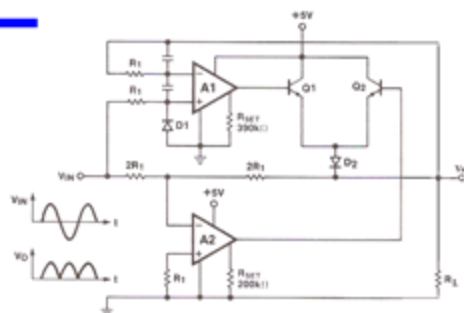


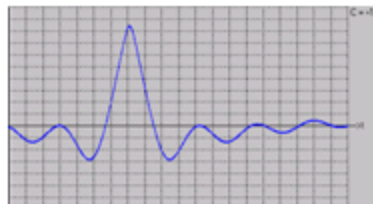
Cesare Del Turco

# Manuale per la progettazione dei circuiti elettronici analogici di bassa frequenza

- componenti di base
- diodi di segnale e d'alimentazione
- circuiti a transistori
- circuiti integrati analogici
- filtri di banda passivi
- catene di ritardo
- circuiti elettronici di correlazione
- alimentatori
- strumenti elettronici e tecniche di misura
- appendici per l'estensione dei concetti
- appendici per l'elaborazione dei progetti con il P.C.



oltre 350 formule di calcolo applicate  
244 figure di testo e diagrammi



## **Indice :**

### **Cap. 1 I componenti di base (12)**

- 1.1 Quali sono i componenti di base (12)
- 1.2 I resistori (12)
  - 1.2.1 I potenziometri (14)
- 1.3 I condensatori (15)
- 1.4 Gli induttori (19)
- 1.5 I piccoli trasformatori (24)
  - 1.5.1 Il trasformatore bilanciato (25)
  - 1.5.2 Il trasformatore rifasato (28)
  - 1.5.3 I trasformatori per segnali in bassa frequenza (29)
  - 1.5.4 I piccoli autotrasformatori (30)
- 1.6 I circuiti risonanti (31)
  - 1.6.1 Le caratteristiche di selettività dei circuiti risonanti serie (35)
  - 1.6.2 Le caratteristiche di selettività dei circuiti risonanti parallelo (38)
  - 1.6.3 Le formule di trasformazione parallelo – serie (41)
  - 1.6.4 La resistenza dinamica dei circuiti risonanti (45)

### **Cap. 2 Diodi di segnale e d'alimentazione (46)**

- 2.1 Generalità (46)
- 2.2 Diodi per correnti alternate deboli in bassa ed alta frequenza (48)
  - 2.2.1 La resistenza dinamica nei diodi di segnale (51)
- 2.3 Diodi per correnti alternate forti in bassa frequenza (52)
  - 2.3.1 La dissipazione nei diodi per correnti alternate forti (54)
- 2.4 I diodi nella modulazione dei segnali (55)
- 2.5 Diodi Zener (58)
- 2.6 Diodi emettitori di luce (LED) (61)

### **Cap. 3 I circuiti a transistori (62)**

- 3.1 Breve descrizione del componente (62)
  - 3.1.1 I contenitori dei transistori (65)
- 3.2 Il semplice circuito di commutazione (66)
  - 3.2.1 Osservazione generale (70)
  - 3.2.2 Un circuito di commutazione veloce di potenza (71)
- 3.3 Il circuito di commutazione con carico induttivo (75)
- 3.4 Il circuito invertitore di segno (76)
- 3.5 Il circuito traslatore di livello (79)
- 3.6 Il circuito ripetitore (81)
- 3.7 Il circuito invertitore di fase (86)
- 3.8 Il circuito amplificatore (90)
  - 3.8.1 Osservazioni sul circuito di paragrafo 3.8 (94)
- 3.9 Un circuito ad elevato guadagno di amplificazione (95)
- 3.10 Modi d'accoppiamento tra stadi (97)
- 3.11 Amplificatore ad accoppiamento diretto misto (100)
- 3.12 Amplificatore di potenza (106)
- 3.13 Problemi connessi con la dissipazione dei transistori (120)
  - 3.13.1 Dimensionamento dei radiatori autocostruiti (122)
- 3.14 Circuito oscillatore LC (124)
  - 3.14.1 Circuito oscillatore LC ad onde quadre (129)
  - 3.14.2 Circuito oscillatore LC modulato ad impulsi (132)
- 3.15 Circuito oscillatore RC (133)
- 3.16 Amplificatore operazionale a transistori (138)
  - 3.16.1 Applicazione dell'amplificatore operazionale a transistori (143)
- 3.17 Circuito stabilizzatore di tensione (147)
- 3.18 I transistori Power MOSFETs (151)
  - 3.18.1 Le caratteristiche dei transistori Power MOSFETs (153)
  - 3.18.2 Esempio d'impiego dei Power MOSFETs (155)
  - 3.18.3 Trasformazione dell'amplificatore a Power MOSFETs (162)

## **Cap. 4 I circuiti integrati analogici (166)**

- 4.1 Generalità (166)
- 4.2 Sul calcolo del guadagno di un microamplificatore (170)
  - 4.2.1 Come verificare le tolleranze sul guadagno di un circuito con microamplificatore (175)
- 4.3 La resistenza d'ingresso dei microamplificatori (176)
- 4.4 La resistenza d'uscita dei microamplificatori (179)
- 4.5 La dinamica d'uscita dei microamplificatori (181)
- 4.6 I modi di ingresso nei microamplificatori (182)
- 4.7 Il fuori zero dei microamplificatori (184)
- 4.8 L'amplificatore in corrente alternata realizzato con microcircuiti (186)
  - 4.8.1 L'amplificatore in corrente alternata in configurazione invertente (189)
  - 4.8.2 L'amplificatore operazionale in corrente alternata (191)
- 4.9 L'amplificatore in corrente continua realizzato con microcircuiti (193)
- 4.10 Il rumore dei microamplificatori (195)
- 4.11 Come scegliere un microamplificatore (198)
- 4.12 Il circuito rivelatore (201)
- 4.13 Il circuito comparatore (206)
- 4.14 Filtri attivi (212)
  - 4.14.1 Filtri attivi passa basso (212)
  - 4.14.2 Filtri attivi passa alto (215)
  - 4.14.3 Filtri attivi passa banda (219)
- 4.15 Generatore di rumore (224)
- 4.16 Circuito d'interfaccia tra analogico e digitale (228)
- 4.17 Circuiti analogici comandati da sistemi digitali (231)
  - 4.17.1 Amplificatore a guadagno controllato da comandi digitali (231)
  - 4.17.2 Selettore di canale controllato da comandi digitali (235)
  - 4.17.3 Serializzatore controllato da comandi digitali (237)
- 4.18 L'amplificatore con guadagno dipendente dalla frequenza (240)
  - 4.18.1 L'amplificatore a guadagno crescente con la frequenza (240)
  - 4.18.2 L'amplificatore a guadagno decrescente con la frequenza (244)
- 4.19 Il generatore di funzioni (248)
- 4.20 Il modulatore bilanciato (255)
  - 4.20.1 Il modulatore bilanciato per DSB (256)
  - 4.20.2 Il modulatore bilanciato per SSB (261)

## **Cap. 5 Filtri di banda passivi (267)**

- 5.1 Il filtro passa basso (267)
  - 5.1.1 Il filtro passa basso a più cellule (274)
- 5.2 Il filtro passa alto (277)
  - 5.2.1 Il filtro passa alto a più cellule (283)
- 5.3 Filtri passa banda passivi (286)
  - 5.3.1 Il filtro di banda a due cellule (292)
- 5.4 Tecniche di calcolo per i componenti dei filtri passivi (295)
  - 5.4.1 Passa basso con condensatori standard di precisione (295)
  - 5.4.2 Passa banda con condensatori standard di precisione (297)
  - 5.4.3 Realizzazione di passa banda utilizzando residui di lavorazione (300)
- 5.5 Accoppiamento dei filtri alla circuitazione elettronica (302)
- 5.6 Filtri di banda passivi modificati (307)
  - 5.6.1 Filtro passa basso passivo modificato (307)
  - 5.6.2 Filtro passa banda passivo modificato (310)
- 5.7 Filtri passa basso modificati come adattatori d'impedenza (312)
  - 5.7.1 Generalità (312)
  - 5.7.2 Descrizione e calcolo della cellula di adattamento d'impedenza (313)

## **Cap. 6 Le catene di ritardo (318)**

- 6.1 Le catene di ritardo a K costante (318)
  - 6.1.1 Caratteristica di sfasamento delle cellule di ritardo a k costante (321)
  - 6.1.2 Caratteristica di ritardo delle cellule a k costante (323)
  - 6.1.3 Caratteristica di attenuazione delle cellule di ritardo a k costante (325)
  - 6.1.4 Comportamento delle cellule a k costante come sfasatori in bande di frequenza (326)
  - 6.1.5 Progetto di cellula a k costante con componenti disponibili (329)
  - 6.1.6 Le onde stazionarie nelle catene di ritardo a k costante (330)
- 6.2 Le cellule di ritardo ad m derivato (331)
  - 6.2.1 Caratteristica di ritardo delle cellule ad m derivato (336)
  - 6.2.3 Progetto di una catena ad m derivato con parte dei componenti disponibili (338)
  - 6.2.4 Controlli su di una catena di ritardo ad m derivato (340)
  - 6.2.5 Modi di pilotaggio per una catena ad m derivato (343)

## **Cap. 7 Circuiti elettronici per la misura della correlazione tra segnali (345)**

- 7.1 La circuitazione elettronica di un correlatore (348)
  - 7.1.1 Circuiti comparatori d'ingresso (348)
  - 7.1.2 L'operatore di or esclusivo (350)
  - 7.1.3 L'integratore e traslatore di livello (353)
- 7.2 Operazioni di controllo e taratura del circuito di correlazione (355)
- 7.3 L'impiego del correlatore per la misura dello sfasamento tra due segnali (357)
- 7.4 L'impiego del correlatore per la misura dei disturbi che inquinano i segnali (359)
- 7.5 L'impiego del correlatore per la ricerca dei segnali coperti dai disturbi (367)
- 7.6 Monitoraggio tra segnali (376)
  - 7.6.1 L'anticorrelatore (377)
- 7.7 Cenni sulla correlazione con il personal computer (380)

## **Cap.8 Alimentatori (381)**

- 8.1 Struttura di un alimentatore (381)
- 8.2 Esempio di calcolo del filtro capacitivo (383)
- 8.3 Esempio di calcolo del rettificatore (386)
- 8.4 Esempio di calcolo del trasformatore (388)
- 8.5 Esempio di progetto di alimentatore monofase completo (396)
- 8.6 Esempio di progetto di alimentatore tri-monofase (409)

## **Cap.9 Strumenti elettronici e tecniche di misura (420)**

- 9.1 Le attrezzature di laboratorio (420)
- 9.2 Misure di tensione e di corrente (422)
- 9.3 Misure sui componenti passivi e attivi (428)
- 9.4 Misure sui circuiti accordati (429)
- 9.5 Misure di frequenza (433)
- 9.6 Misure di fase (436)
  - 9.6.1 Il problema dell'ambiguità nella misura di fase con l'oscilloscopio (440)
- 9.7 Le misure sui circuiti analogici (441)
  - 9.7.1 Misure delle correnti continue di alimentazione (441)
  - 9.7.2 Misure delle tensioni di polarizzazione (442)
  - 9.7.3 Misure della temperatura dei componenti (443)
  - 9.7.4 Misure del guadagno (443)
  - 9.7.5 Misure della risposta in frequenza (448)
  - 9.7.6 Misure della dinamica e della linearità (450)
  - 9.7.7 Misure della distorsione (453)
  - 9.7.8 Misure del rumore proprio (454)

## **Appendice (457)**

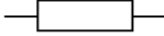
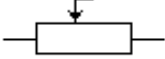



- A0 Misure di guadagno in termini logaritmici (462)
- A1 La controreazione negli amplificatori (462)

- A1.1 Premessa (462)**
- A1.2 La teoria sulla controreazione (462)**
  - A1.2.1 Progetto dei blocchi funzionali (465)**
    - A1.2.1.1 Il blocco funzionale frazionatore (465)**
    - A1.2.1.2 Il blocco funzionale sommatore (466)**
  - A1.3 Effetti del circuito di controreazione (468)**
- A2 Dettagli sull'oscillatore a sfasamento (469)**
- A3. Formule di calcolo per i filtri attivi (474)**
- A4 Il circuito d'integrazione nel rivelatore(477)**
- A5 Il computer impiegato per l'invio di comandi digitali (483)**
- A6 Algoritmi di calcolo per le curve di risposta degli equalizzatori (488)**
- A7 Teoria sul generatore di funzioni (489)**
- A8 Calcolo dei componenti del generatore di funzioni con il P.C. (496)**
- A9 Calcolo di un filtro passa banda e curva di risposta con il P.C. (500)**
- A10 Formule di calcolo per i parametri delle cellule di ritardo a k costante (513)**
- A11 Formule di calcolo del ritardo in funzione della frequenza per cellule ad m derivato (514)**
- A12 Programma di calcolo per catene di ritardo ad m derivato (515)**
- A13 Algoritmi di calcolo per i metodi di correlazione (521)**
- A14 Teoria della modulazione DSB-SSB (523)**
  - A14.1 Sviluppi matematici per il circuito di modulazione DSB (523)**
  - A14.2 Sviluppi matematici per il circuito di modulazione SSB (525)**
- A15 Calcolo della risposta di una cellula a pi greco (adattatore d'impedenza) (529)**

## Cap. 1 I componenti di base

### 1.1 Quali sono i componenti di base

I componenti di base per l'elettronica analogica sono costituiti da tre categorie:

- Resistori e potenziometri (simboli grafici =   )
- Condensatori (simboli grafici =   )
- Induttori (simbolo grafico =  )

Con l'accoppiamento di questi componenti si realizzano tutte le reti circuitali che consentono la realizzazione dei più svariati sistemi di elaborazione dei segnali e dei comandi.

I resistori ed i condensatori sono disponibili sul mercato in un'ampia gamma di valori mentre gli induttori, salvo particolari tipi, non sono disponibili sul mercato e devono essere dimensionati e costruiti dal progettista che ne abbia previsto l'impiego.

Le leggi per il dimensionamento dei componenti sono le leggi dell'elettrotecnica generale che noi riporteremo in forma sintetica per quanto basta all'impiego nel campo della progettazione della circuitazione elettronica.

Nel presente paragrafo e nei successivi nella scrittura delle formule relative ai componenti saranno impiegati, con i seguenti significati, i simboli:

- \* (per indicare un prodotto)
- / (per indicare una divisione)
- ≈ (per indicare un'eguaglianza approssimata)
- // (per indicare il parallelo di due componenti)
- √ (per indicare la radice quadrata)

#### 1.1 I resistori

I resistori o resistenze sono costituite da supporti contenenti, o impasti di carbone, o coperture di materiali speciali disposti a spirale, o avvolgimenti di fili di cromo; impasti, coperture e fili idonei al passaggio della corrente elettrica.

Le resistenze sono sottoposte alla legge di Ohm che enuncia:

*Un conduttore ai cui estremi è applicata una differenza di potenziale  $V$  è percorso da una corrente  $I$  proporzionale a detta tensione ed inversamente proporzionale alla sua resistenza.*

Legge che tradotta in espressione matematica rende la semplice formula:

$$I = V / R$$

Nella quale  $I$ , espressa in Amper, è la corrente che scorre nella resistenza,  $V$ , espressa in volt, è la tensione applicata alla resistenza, ed  $R$ , espressa in ohm, è il valore della resistenza stessa.

Formula valida, sia per tensioni continue, sia per tensioni alternate; estensibile per quest'ultime anche ai componenti reattivi.

L'unità di resistenza R, in ohm, è definita come il valore della resistenza di un conduttore applicata al quale una tensione di 1 Volt produce lo scorrimento di una corrente di 1 Amper.

Le resistenze sono caratterizzate dalla potenza elettrica Pd che sono in grado di dissipare nell'ambiente; questo valore si calcola indifferentemente con ciascuna delle formule sotto riportate:

$$P_d = V^2 / R$$

$$P_d = I^2 * R$$

Se una resistenza R = 100 ohm è sottoposta a una tensione continua di 10 V dovrà essere dimensionata per poter dissipare una potenza di:

$$P_d = (10V)^2 / 100 \text{ ohm} = 1 \text{ W}$$

Se in una resistenza R = 330 ohm viene fatta scorrere una corrente di 0,1 A dovrà essere dimensionata per poter dissipare una potenza di:

$$P_d = (0.1A)^2 * 330 \text{ ohm} = 3.3 \text{ W}$$

Le resistenze possono essere collegate tra loro, o in serie o in parallelo, nel caso di collegamento in serie di due resistenze R1 ed R2 la resistenza totale è:

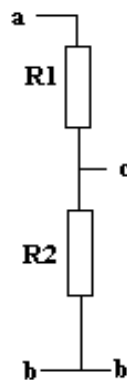
$$R_s = R_1 + R_2$$

Nel caso di collegamento in parallelo di R1 ed R2 la resistenza totale Rp è:

$$R_p = (R_1 * R_2) / (R_1 + R_2)$$

Il collegamento in serie delle resistenze consente la realizzazione di partitori di tensione quale quello indicato in figura 1.1

figura 1.1



il circuito, data una tensione Vab tra i terminali (a) e (b) consente di stabilire quale frazione di essa Vcb si debba avere tra i terminali (c) e (b).

Un semplice esempio è dato per il calcolo delle resistenze e delle dissipazioni di R1 ed R2:

$$\text{si abbia } V_{ab} = 24 \text{ V e si voglia } V_{cb} = 3.75 \text{ V}$$

si debba utilizzare per  $V_{ab}$  una corrente  $I = 0.5 \text{ A}$

dovrà essere  $I = V_{ab} / (R_1 + R_2)$

da cui  $R_1 + R_2 = V_{ab} / I = 24 \text{ V} / 0.5 \text{ A} = 48 \text{ ohm}$

per determinare  $R_1$  ed  $R_2$  si deve risolvere il sistema

dal quale si ha 
$$\begin{cases} (R_1 + R_2) / 24\text{V} = R_2 / 3.75\text{V} \\ (R_1 + R_2) = 48 \text{ ohm} \end{cases}$$

$$R_1 = 40.5 \text{ ohm}$$

$$R_2 = 7.5 \text{ ohm}$$

Le dissipazioni sulle resistenze sono:

$$\text{su } R_1 \quad P_{d1} = (V_{ac})^2 / R_1 = (24 \text{ V} - 3.75 \text{ V})^2 / 40.5 \text{ ohm} = 10.12 \text{ W}$$

$$\text{su } R_2 \quad P_{d2} = (V_{bc})^2 / R_2 = (3.75 \text{ V})^2 / 7.5 \text{ ohm} = 1.87 \text{ W}$$

Il mercato offre un'ampia gamma di valori di resistenze che vanno da 0.1 ohm a 10 e più milioni di ohm; nell'ambito delle produzioni si individuano: Gruppi di prodotti standard e gruppi di prodotti speciali; nei primi sono disponibili resistori di media precisione con tolleranze del 10% o 5% sui valori nominali, nei secondi sono disponibili resistenze ad elevata precisione con tolleranze dell'1% e caratteristiche elettriche particolari, come ad esempio resistenze a basse tensioni di rumore. Per entrambi i gruppi c'è la possibilità di una scelta della potenza elettrica che si deve dissipare sulla resistenza; da 1/4 W a decine di watt.

La tensione massima applicabile ad una resistenza non deve soltanto soddisfare la capacità di dissipazione della stessa ma deve, contemporaneamente, essere adatta alle dimensioni del componente; non si possono, ad esempio, applicare 3000 V con una corrente di solo 10  $\mu\text{A}$ , ai capi di una resistenza da 1/4W che, anche se in grado di dissipare la modesta potenza applicata pari a  $P_d = 3000 * 10 * 10^{-6} = 3/100 \text{ W}$ , non è fisicamente dimensionata per reggere tra i terminali una tensione così elevata.

I multipli dell'unità di misura della resistenza ( Ohm ) impiegati normalmente sono:

$$\text{Kohm} = 10^3$$

$$\text{Mohm} = 10^6$$

### 1.1.1 I potenziometri

I potenziometri sono una particolare categoria di resistori che, tramite un piccolo dispositivo meccanico rotante, consentono la variazione della loro resistenza in modo da adattarla al meglio alle necessità del momento.

I potenziometri con asse rotante a manopola permettono la sistemazione su pannello per regolazioni manuali, quali ad esempio le regolazioni del volume audio di un amplificatore.

I potenziometri con asse rotante a vite sono progettati per montaggio diretto sui supporti dei circuiti elettronici al fine di consentire regolazioni di messa a punto mediante rotazione dell'asse con cacciavite.



## 1.2 I condensatori

I condensatori sono caratterizzati dalla capacità, espressa in microFarad ( $\mu\text{F}$ ), dalle perdite resistive, espresse in ohm, e dalla tensione di lavoro polarizzata (condensatori elettrolitici) o non polarizzata, espressa in Volt.

L'impiego dei condensatori nel progetto della circuitazione elettronica gioca un ruolo fondamentale in special modo nell'elettronica analogica.

I valori delle capacità impiegate nella progettazione dei circuiti analogici vanno dai milionesimi di microFarad (pF) alle migliaia di microFarad; una vasta gamma di valori standard, con tolleranze del 10% o più, sono disponibili sul mercato; per applicazioni particolari è possibile avere, su ordinazione espressa, condensatori, del valore determinato a calcolo, con precisioni dello 0.625% o dell'1.25%.

Per i condensatori è applicabile la legge di Ohm nell'ambito dei soli circuiti in corrente alternata; per quest'ultima essi presentano una dimensione analoga alla resistenza, detta **reattanza** ed espressa in ohm. Per i circuiti in corrente continua il condensatore ne impedisce il passaggio, salvo per un piccolo intervallo di tempo all'accensione del circuito.

La reattanza di un condensatore, indicata con  $X_c$ , è espressa dalla formula:

$$X_c = 1 / ( 2 * \pi * f * C )$$

dove con  $f$  è indicata la frequenza della tensione applicata al condensatore e con  $C$  la capacità stessa del condensatore espressa in Farad ( $1 \mu\text{F} = 10^{-6}$  Farad).

Proponiamo di seguito un semplice esempio di calcolo della reattanza di un condensatore:

Si debba calcolare la reattanza di un condensatore da  $0.1 \mu\text{F} = ( 0.1 * 10^{-6} )$  Farad, alla frequenza di 3000 Hz; si ha

$$X_c = 1 / ( 2 * 3.14 * 3000 * 0.1 * 10^{-6} ) \approx 530 \text{ ohm}$$

Due condensatori,  $C_1$  e  $C_2$ , si possono collegare tra loro in parallelo od in serie applicando le espressioni:

per la serie la capacità risultante  $C_s$  è data da

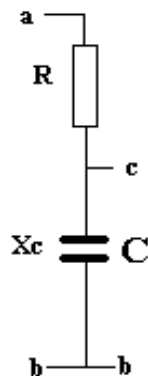
$$C_s = ( C_1 * C_2 ) / ( C_1 + C_2 )$$

per il parallelo la capacità risultante  $C_p$  è data da

$$C_p = C_1 + C_2$$

Il collegamento in serie di una resistenza  $R$  ed un condensatore  $C$  consente la realizzazione di partitori di tensione particolari quale quello indicato in figura 1.2

figura 1.2



Nel partitore sono riportate sia la resistenza R sia la reattanza del condensatore C. Se applichiamo ai capi (a) e (b) del circuito una tensione alternata, questa non vedrà tra (a) e (b) una resistenza come nel caso di figura 1.1, ma qualche cosa di simile, detta **impedenza**, che è indicata con il simbolo Z.

Il calcolo dell'impedenza del circuito è dato dalla formula:

$$Z = \sqrt{(R^2 + Xc^2)}$$

Un esempio numerico è dato per il calcolo della Z del circuito e della tensione Vcb:

Sia  $V_{ab} = 10 \text{ Veff}$ . la tensione alternata, alla frequenza di 30000 Hz, applicata ai punti (a) e (b) del circuito, sia il valore di  $R = 1000 \text{ ohm}$ , sia  $C = 10000 \text{ pF} = 0.01 * 10^{-6} \text{ Farad}$ , il valore della capacità si ha:

Calcolo della reattanza di C

$$Xc = 1 / (2 * 3.14 * 30000 \text{ Hz} * 0.01 * 10^{-6}) \approx 530 \text{ ohm}$$

calcolo di Z

$$Z = \sqrt{[(1000 \text{ ohm})^2 + (530 \text{ ohm})^2]} \approx 1130 \text{ ohm}$$

È interessante ora calcolare la tensione ( $V_{bc}$ ) presente ai capi del condensatore, tra il punto (b) ed il punto (c); la corrente alternata che circola nel circuito sarà:

$$I_{ca} = V_{ab} / Z = 10 \text{ Veff.} / 1130 \text{ ohm} \approx 8.8 \text{ mA}$$

quindi la tensione ai capi di C

$$V_{bc} = I_{ca} * Xc = 8.8 \text{ mA} * 530 \text{ ohm} \approx 4.6 \text{ Veff.}$$

Il calcolo ora eseguito non mette in evidenza una caratteristica fondamentale dei condensatori per la quale la corrente alternata che circola in essi è sfasata di  $90^\circ$  rispetto alla tensione applicata.

Manca pertanto alla definizione quantitativa di  $V_{bc}$  il dato relativo allo sfasamento che questa ha rispetto alla tensione  $V_{ab}$  applicata al partitore.

Detto sfasamento si calcola con la formula:

$$\phi = \text{Arctang} (R / X_c)$$

da cui:

$$\phi = \text{Arctang} ( 1000 \text{ ohm} / 530 \text{ ohm}) \approx 62^\circ$$

con il risultato della quale possiamo infine indicare il valore completo di  $V_{bc}$  secondo le convenzioni dei simboli:

$$V_{cb} = 4.6 \text{ V} \angle 62^\circ$$

È utile osservare che:

- 1) se  $X_c$  avesse lo stesso valore di  $R$  lo sfasamento sarebbe di  $45^\circ$  e la tensione ai capi di  $R$  avrebbe la stessa ampiezza della tensione ai capi di  $C$ .
- 2) se  $X_c$  fosse molto più grande di  $R$  ( valori di  $C \ll 0.01 \mu\text{F}$ ) lo sfasamento sarebbe molto piccolo e la tensione ai capi di  $R$  sarebbe molto vicina a  $V_{ab}$
- 3) se  $X_c$  fosse molto più piccolo di  $R$  (valori di  $C \gg 0.01 \mu\text{F}$ ) lo sfasamento sarebbe prossimo ai  $90^\circ$  e la tensione ai capi di  $C$  sarebbe molto vicina a zero

Dalla terza osservazione deriva la pratica consolidata per la quale, quando la funzione di un condensatore in serie ad una resistenza  $R$  ha il solo scopo di accoppiare la prima ad un circuito dal quale non si deve fare scorrere corrente continua ma soltanto corrente alternata, si dimensiona la  $C$  affinché la  $X_c$  risulti  $X_c \ll R$  nell'ordine di  $X_c = R/100$ ; in questo modo la presenza del condensatore non è praticamente avvertita dal circuito in corrente alternata.

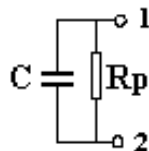
Un'altra variabile importante che definisce le caratteristiche di un condensatore è il **coefficiente di merito**, “ $Q$ ”, calcolabile con la formula:

$$Q = R_p / X_c$$

dove con  $R_p$  è indicata la resistenza parallela convenzionale dipendente dalle perdite del condensatore.

Nella figura 1.3 è mostrato il circuito equivalente di un condensatore; la funzione complessiva del componente, la reattanza  $X_c$  ed il coefficiente di merito  $Q$ , sono riscontrabili tra i punti 1 e 2, il condensatore ideale privo di perdite è indicato con  $C$ ; in parallelo ad esso è posta la resistenza convenzionale  $R_p$  che rappresenta tutte le perdite presenti nel componente.

figura 1.3



Nel paragrafo 1.6 e nel prosieguo del testo vedremo quale importante ruolo gioca il  $Q$  nei calcoli relativi ai circuiti risonanti.

L'impiego della breve teoria sopra riportata consente l'uso dei condensatori per la progettazione di: circuiti accordati, filtri di banda, catene di ritardo, sfasatori, accoppiatori, filtri d'alimentazione, ecc. Per alcune di queste applicazioni è necessario che le perdite resistive, intrinseche dei condensatori,

siano contenute; in tali casi si devono valutare attentamente le caratteristiche dei componenti fornite dal costruttore per scegliere i più adatti ed inserire a calcolo, oltre che il valore della capacità, anche il valore della resistenza di perdita.

Nel dimensionamento dei circuiti i condensatori devono avere tensioni di lavoro adatte al tipo d'impiego, la produzione di questi componenti è alquanto varia; è prudente comunque, quando è possibile, scegliere componenti con tensioni di lavoro del 50% o più delle tensioni presenti nei punti d'applicazione.




I sottomultipli dell'unità di misura della capacità ( Farad ) impiegati normalmente sono:

$$\text{pF} = 10^{-12}$$

$$\text{nF} = 10^{-9}$$

$$\mu\text{F} = 10^{-6}$$

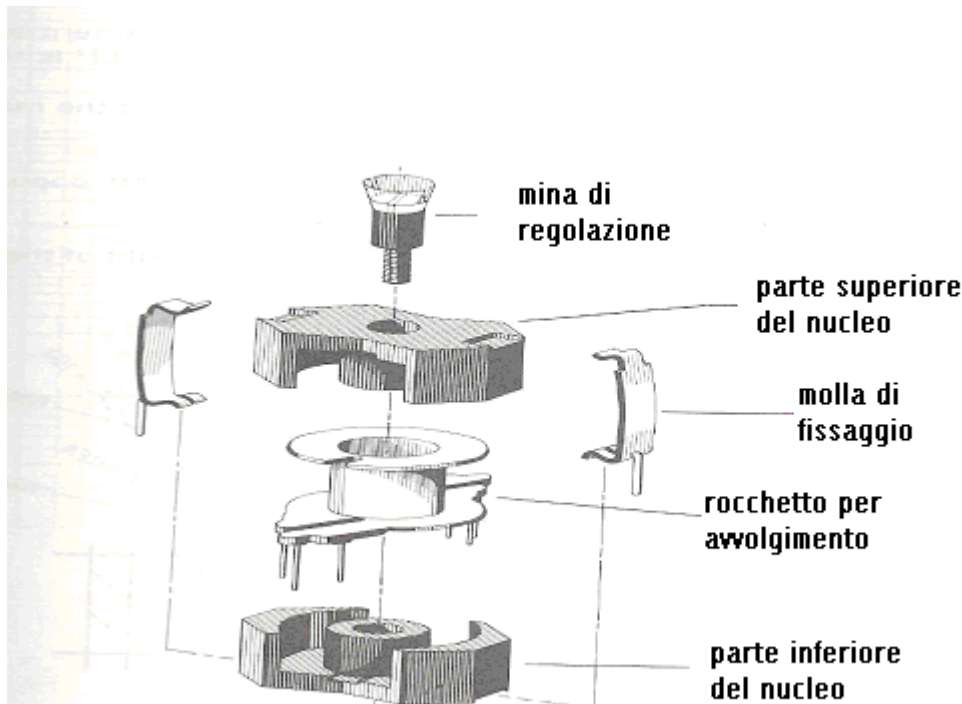
Nella tabella seguente sono riportate “ indicativamente” le caratteristiche più salienti dei condensatori reperibili sul mercato:

Gamma delle capacità	Perdite nei componenti	Tipo d'impiego	Senso di collegamento alla tensione continua	Tensione di lavoro	Simbolo grafico
Da 1 pF a 4.7 $\mu\text{F}$	Molto basse e mediobasse	Circuiti accordati ed elettronici	Indifferente	Da 63 V a 300 V	
Da 1 pF a 0.2 $\mu\text{F}$	Alte	Circuiti elettronici ed alimentatori	Indifferente	Da 100 V a 2000 V	
Da 1 $\mu\text{F}$ a 0.68 F	Alte	Circuiti elettronici ed alimentatori	Obbligato	Da + 2 V a + 600 V	

## 1.4 Gli induttori

Questa categoria di componenti, a livello di oggetto finito, non è disponibile sul mercato e deve necessariamente essere progettata e costruita in proprio utilizzando parti da assemblare quali ad esempio quelle riportate in figura 1.4.

figura 1.4



Nella figura 1.4 è mostrato, aperto, un nucleo del tipo RM7 ed i particolari necessari al suo assemblaggio, il rocchetto sul quale avvolgere la bobina che creerà l'induttanza, la mina di regolazione con la quale si procederà alla taratura del componente finito, le molle di chiusura e fissaggio delle due parti del nucleo.

La costruzione dell'induttore prevede il calcolo preliminare dell'induttanza e successivamente il calcolo delle variabili che caratterizzano le parti d'assemblare.

Iniziamo con il calcolo dell'induttanza:

Il progetto di un induttore si basa su alcune semplici formule che ne definiscono la **reattanza**, per la quale è applicabile la legge di Ohm nell'ambito dei soli circuiti in corrente alternata, ed il **coefficiente di merito** con il quale valutare la bontà dell'induttanza stessa.

La reattanza di una induttanza, indicata con  $X_L$ , è espressa dalla formula:

$$X_L = ( 2 * \pi * f * L )$$

dove con  $f$  è indicata la frequenza della tensione applicata all'induttanza e con  $L$  il valore dell'induttanza stessa espresso in Henry (H).

Avendo come obiettivo la costruzione del singolo componente, dobbiamo determinare il valore di L dal quale poi calcolare ed assemblare il componente finito; quindi dalla formula precedente dobbiamo scrivere:

$$L = X_L / ( 2 * \pi * f )$$

Un esempio di calcolo dell' induttanza L è proposto di seguito:

Sia la frequenza di lavoro  $f = 38000$  Hz

e la reattanza richiesta  $X_L = 1169$  ohm

si ha  $L = 1169 \text{ ohm} / ( 6.28 * 38000 \text{ Hz} ) \approx 0.0049 \text{ H}$

l'induttanza può essere espressa anche in millesimi di Henry ( mH ) quindi:  $L = 4.9$  mH.

Con il dato dell'induttanza che abbiamo calcolato procediamo ora al dimensionamento fisico del componente mediante l'impiego di un manuale d'uso del costruttore dei nuclei. Supponiamo di voler utilizzare un nucleo in ferrite tipo RM7 (LA4247) che indica, come numero di spire per mH, il coefficiente  $\alpha = 75.38$ .

Il numero delle spire di filo di rame smaltato da avvolgere sul rocchetto è dato da:

$$N = \alpha * \sqrt{ ( L )}$$

dove

$\alpha$  è il coefficiente sopra menzionato espresso in numero di spire per mH

L è l'induttanza espressa in mH

$$N = 75.38 * \sqrt{ ( 4.9 ) } = 167 \text{ spire}$$

Il diametro del filo è determinabile dai grafici del costruttore che indica, per circa 167 spire, un diametro di 0.3 mm.

Un'altra variabile importante che definisce le caratteristiche di un'induttanza è il **coefficiente di merito** indicato con la lettera " Q ", e calcolabile con la formula:

$$Q = R_p / X_L$$

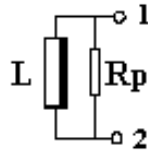
dove con  $R_p$  è indicata la resistenza parallela convenzionale dipendente, sia dalle perdite nel nucleo, sia dalle perdite dell'avvolgimento.

Nel paragrafo 1.6 e nel prosieguo del testo vedremo quale importante ruolo gioca i Q nei calcoli relativi ai circuiti risonanti.

Nella figura 1.5 è mostrato il circuito equivalente di una induttanza; la funzione complessiva del componente, la reattanza  $X_L$  ed il coefficiente di merito Q sono riscontrabili tra i punti 1 e 2,

l'induttanza ideale priva di perdite è indicata con L, in parallelo ad essa è posta la resistenza convenzionale Rp che rappresenta tutte le perdite presenti nel componente.

figura 1.5



Altre variabili devono essere considerate per l'utilizzo dell'induttore ora dimensionato; l'induzione massima ammissibile "B" e la corrente continua applicabile Idc.

Eccedere sul valore dell'induzione "B" significa portare il nucleo a lavorare in saturazione.

Eccedere sul valore di Idc significa alterare il valore dell'induttanza calcolata.

Entrambi i valori sono indicati dal costruttore:

per il nucleo preso in esame è indicato:

$$B_{max} = 3000 \text{ Gauss}$$

per il valore di Idc è riportata una curva dalla quale si determina la percentuale di variazione di L in funzione della corrente continua fatta circolare nell'induttanza.

Un esempio chiarirà quanto detto:

- Controllo dell'induzione

L'induzione, espressa in Gauss, si controlla mediante l'applicazione della formula:

$$B = (V_{ca} * 10^8) / (S * 4.44 * f * N)$$

dove

Vca è la tensione efficace applicata

f è la frequenza della tensione Va

N è il numero di spire dell'induttanza

S è la superficie, in cm<sup>2</sup>, del nucleo attraversata dal flusso magnetico

(questo valore o è fornito dal costruttore o è facile rilevarlo dalle dimensioni del nucleo)

Si supponga di voler applicare all'induttanza, ora progettata, una tensione Vca di 50 Veff alla

frequenza già menzionata f = 38000 Hz, essendo N = 167 e S = 0.4 cm<sup>2</sup>, si ha

$$B = (50 * 10^8) / (0.4 * 4.44 * 38000 * 167) = 443 \text{ Gauss}$$

risultando B << Bmax l'induttanza lavora correttamente lontano dalla saturazione

- Controllo della corrente continua applicata

L'influenza del passaggio di corrente continua nell'induttanza si controlla mediante la formula:

$$k = I_{dc} * \sqrt{L}$$

dove

k è una variabile da impostare come ascissa di un diagramma fornito dal costruttore

Idc è la corrente circolante nell'induttanza espressa in mA

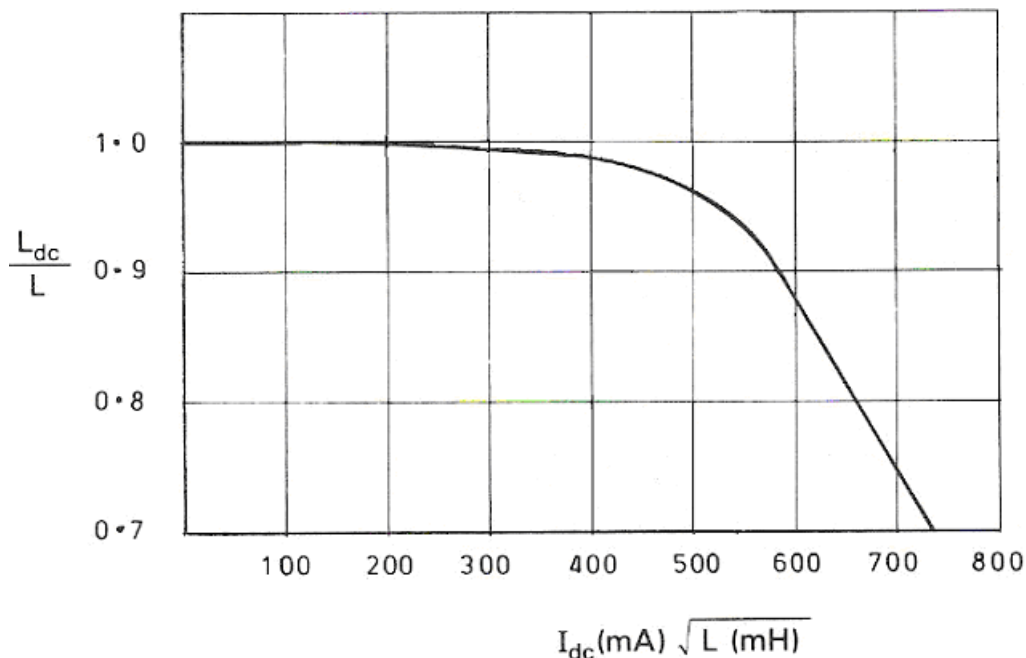
L è il valore dell'induttanza espresso in mH

Si supponga ora che nell'induttanza si debba fare scorrere, oltre che la corrente alternata, anche una corrente continua  $I_{dc} = 100 \text{ mA}$  e che, per il passaggio di questa, si accetti una variazione di L dell'ordine del 2%; il valore di k sarà :

$$k = 100 * \sqrt{4.9} \approx 221$$

Se con questo valore andiamo a consultare il diagramma di figura 1.6 otteniamo, in corrispondenza dell'ascissa  $k = 221$ , un'ordinata di 0.99 che indica una variazione di circa l'1% dell'induttanza L rispetto alla stessa non percorsa da corrente continua. Essendo questa variazione inferiore a quella tollerata possiamo accettarla.

figura 1.6



Per chiudere questo paragrafo è necessario ricordare che sul mercato sono numerose le case costruttrici dei nuclei in ferrite e altrettanto numerosi sono i tipi di nuclei che ciascun costruttore mette a disposizione del progettista.

Questi componenti sono disponibili in due forme con diverse sezioni ciascuna:

-Nuclei a forma di pseudo rombo

dai più piccoli, che presentano un ingombro esterno di base di circa 12 x 12 mm (nuclei tipo RM5), ai più grandi che hanno un ingombro di base di circa 35 x 35 mm (nuclei tipo RM14).

-Nuclei a forma circolare

dai più piccoli, che presentano un diametro di circa 7 mm, ai più grandi che hanno un diametro di circa 36 mm.



I nuclei vengono costruiti, sia con traferro, con mine di regolazione per la messa a punto del valore dell'induttanza, sia senza traferro.

I nuclei senza traferro hanno, a parità di dimensione con gli altri, dei valori di  $\alpha$  inferiori.

Nella vasta produzione di questi componenti il progettista può scegliere tra la notevole gamma delle seguenti caratteristiche quelle più adatte al proprio scopo:

- dimensioni esterne
- con mina di regolazione
- senza mina di regolazione
- valore di  $\alpha$
- valore di B
- valore del Q realizzabile

ed innumerevoli altre illustrate nei cataloghi specializzati forniti dalle case costruttrici.

### 1.5 I piccoli trasformatori

Con la dizione “piccoli trasformatori” si comprende una vasta categoria di componenti progettati per l’impiego nella circuitazione analogica, sia per la trasformazione dei segnali, sia per il trattamento di modeste potenze elettriche.

Sulla scorta di quanto esposto nel paragrafo 1.4 è facile impostare la procedura di calcolo per il dimensionamento di piccoli trasformatori.

Un “piccolo trasformatore” può nascere semplicemente mediante l’impiego dell’induttore già calcolato in precedenza. Vediamo come:

Supponiamo di voler applicare ad un circuito una tensione di 1 V eff a 38000 Hz partendo da un generatore che fornisce una tensione di 40 V eff.

Assumendo l’impedenza del generatore  $Z_g = 10 \text{ ohm}$  e l’impedenza dell’utilizzatore  $Z_u = 20 \text{ ohm}$  possiamo pensare di utilizzare l’induttore già progettato nel paragrafo 1.4 secondo il seguente ragionamento:

- Per modificare l’induttore a foggia di trasformatore si dovrà avvolgere sopra le  $N = 167$  spire (definite come primario) un secondario con un numero  $n_s$  di spire che soddisfi la relazione:

$$N / n_s = V_p / V_s$$

ovvero

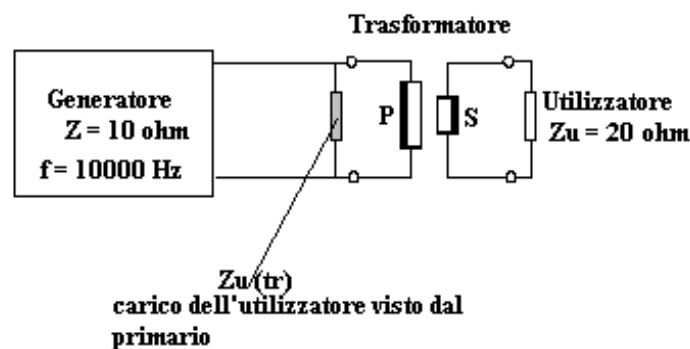
$$N / n_s = 40 \text{ V eff.} / 1 \text{ V eff.} = 40$$

da cui

$$n_s = N / 40 = 167 / 40 \approx 4 \text{ spire}$$

- Naturalmente si deve verificare che il primario non carichi il generatore, né con la propria impedenza, né con l’impedenza trasferita dal carico; questo controllo si esegue semplicemente con l’ausilio della figura 1.7 nella quale è mostrato tutto il circuito da impiegare.

figura 1.7



Il primario P, presentando al generatore una reattanza  $X_L = 1169 \text{ ohm}$ , rappresenta un carico reattivo trascurabile essendo  $X_L =$  oltre 100 volte l’impedenza del generatore.

Il secondario S trasferisce al primario il carico dell’utilizzatore secondo l’espressione:

$$Z_u(\text{tr}) = (N / n_s)^2 * Z_u$$

che a numeri diventa

$$Z_u(\text{tr}) = (167 / 4)^2 * 20 \text{ ohm} = 34861 \text{ ohm}$$

valore del tutto indifferente per il generatore.

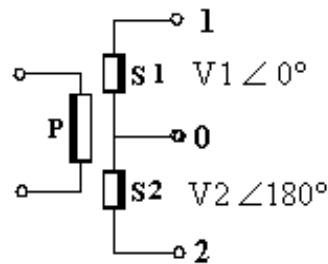
### 1.5.1 Il trasformatore bilanciato

I circuiti analogici necessitano a volte di un trasformatore che abbia la possibilità di trasferire un livello di tensione ad due livelli più bassi o più alti con fase opposta l'uno all'altro; questo trasformatore prende il nome di "trasformatore bilanciato" perché le due tensioni che deve fornire devono essere uguali d'ampiezza.

Il procedimento di progetto è simile a quello illustrato nel paragrafo 1.5 ma la realizzazione richiede alcune attenzioni di carattere costruttivo che andremo ad esaminare.

Vediamo intanto come deve essere impostato il calcolo del nuovo trasformatore sulla base del suo schema elettrico riportato in figura 1.8

figura 1.8



La figura mostra il trasformatore corredato di due secondari S1 ed S2 collegati in serie, la tensione in uscita da S1, tra i punti 0 ed 1, presa come riferimento nel nostro ragionamento, è  $V1 \angle 0^\circ$ , mentre la tensione in uscita da S2, tra i punti 0 e 2, è in opposizione di fase rispetto a  $V1$ , è cioè  $V2 \angle 180^\circ$ .

Questo risultato si ottiene collegando la fine dell'avvolgimento di S1 con l'inizio dell'avvolgimento di S2.

Affinché i due secondari risultino identici è necessario avvolgerli contemporaneamente utilizzando una coppia di fili smaltati; per assicurare inoltre il miglior accoppiamento dei due secondari con il primario è necessario avvolgere il trasformatore in tre fasi:

- 1) Si inizia avvolgendo le prime  $N/2$  spire del primario
- 2) Si procede ad avvolgere sopra alle prime  $N/2$  la coppia dei fili che formano i due secondari
- 3) Si conclude avvolgendo le restanti  $N/2$  spire del primario

Vista la tecnica costruttiva vediamo come progettare un trasformatore bilanciato idoneo a fornire due tensioni in opposizione di fase di 2 V eff. a 7500 Hz su di un carico  $R_c$  di 100 ohm, se pilotato da un generatore di segnali che fornisce una tensione di 35 V eff. su  $Z_g = 60$  ohm.

Dividiamo il lavoro in sezioni:

- 1) Calcolo della reattanza del primario per non caricare il generatore con un buon margine di sicurezza possiamo scrivere

$$X_L = 100 * Z_g = 100 * 60 \text{ ohm} = 6000 \text{ ohm}$$

e quindi

$$L = X_L / (2 * \pi * f) = 6000 \text{ ohm} / (6.28 * 7500 \text{ Hz}) \approx 127.4 \text{ mH}$$

- 2) Calcolo del rapporto spire primario/secondario

$$N_p / n_s = V_p / V_s = 35 \text{ Veff} / 2 \text{ Veff} = 17.5$$

3) Calcolo del carico di un secondario trasferito sul primario

$$R_{\text{trasf}} = (N / n_s)^2 * R_c = (17.5)^2 * 100 \text{ ohm} = 30625$$

Data la presenza di due secondari la resistenza di carico trasferita sarà

$$R_{\text{tras. complessiva}} = R_{\text{trasf}} / 2 = 30625 \text{ ohm} / 2 = 15312 \text{ ohm}$$

il valore complessivo trasferito di  $R_c$  non è rilevante essendo molto maggiore di  $Z_g$

4) Scelta del nucleo e calcolo del numero delle spire degli avvolgimenti

Orientandoci sul nucleo LA4247 con traferro e mina di regolazione, già preso ad esempio in precedenza, avremo

$$N = \alpha * \sqrt{L} = 75.38 * \sqrt{124.7 \text{ mH}} = 841 \text{ spire}$$

essendo il valore di  $N$  sensibilmente elevato, porterebbe inevitabilmente a sezioni del filo troppo piccole, quindi, difficilmente compatibili con la tecnica costruttiva suggerita per gli avvolgimenti; si rende necessaria pertanto una seconda scelta del nucleo, ad esempio con un valore di  $\alpha$  inferiore a 75.38. Questa esigenza è soddisfatta scegliendo, a parità di dimensioni con il precedente, il nucleo FX2238 che ne è un analogo, senza traferro e senza mina di regolazione, con un valore di  $\alpha = 19.5$ ; ripetendo il calcolo per  $N$  si ha:

$$N = \alpha * \sqrt{L} = 19.5 * \sqrt{124.7 \text{ mH}} = 218 \text{ spire}$$

Questo nuovo valore di  $N$  ci garantisce una ragionevole facilità costruttiva del trasformatore, facilità che dobbiamo pagare non potendo più aggiustare l'induttanza del trasformatore con la mina di regolazione; in questo caso specifico la cosa risulta indifferente dato che il trasformatore non viene utilizzato per "accordare" alcun circuito (su questa problematica torneremo nell'ambito della progettazione dei circuiti risonanti).

5) Calcolo degli avvolgimenti secondari

Il numero  $n_s$  di spire per ciascuno degli avvolgimenti secondari è dato da :

$$N / n_s = V_p / V_s$$

ovvero

$$N / n_s = 35 \text{ V eff.} / 2 \text{ V eff.} = 17.5$$

da cui

$$n_s = N / 17.5 = 218 / 17.5 \approx 12 \text{ spire}$$

6) Calcolo dell'induzione

L'induzione è calcolabile con la formula

$$B = (V_{ca} * 10^8) / (S * 4.44 * f * N)$$

Essendo, per il nucleo FX2238,  $S = 0.3 \text{ cm}^2$   $B_{\text{max}} = 3000 \text{ Gauss}$  si ha

$$B = ( 35 V_{\text{eff}} * 10^8 ) / ( 0.3 \text{ cm}^2 * 4.44 * 7500 \text{ Hz} * 218 \text{ spire} ) = 1607 \text{ Gauss}$$

Il valore di B soddisfa alla condizione  $B < B_{\text{max}}$

7) Calcolo della sezione dei fili degli avvolgimenti

Dai dati riportati dal costruttore si evince:

$$\text{per } 218(P) + 12(S1) + 12(S2) \text{ spire} = 242 \text{ spire}$$

$$\text{diametro del filo} = 0.2 \text{ mm per tutti gli avvolgimenti}$$

Sul diametro del filo è necessaria una precisazione:

Generalmente nel progetto di un trasformatore di potenza si destina la metà dello spazio disponibile per gli avvolgimenti al primario e l'altra metà ai secondari. In questo esercizio abbiamo assunto lo stesso diametro del filo per tutti gli avvolgimenti per due ragioni, la prima è relativa alla irrilevante potenza in gioco richiesta sugli avvolgimenti secondari

$$P = 2 * V_s^2 / R_c = 2 * ( 2 V_{\text{eff}} )^2 / 100 = 0.08 \text{ W}$$

La seconda ragione è legata alle caratteristiche costruttive imposte che non avrebbero consentito la distribuzione dello spazio, in uguale misura, per primario e secondari, date le piccole dimensioni del rocchetto d'avvolgimento.

### 1.5.2 Il trasformatore rifasato

In alcune applicazioni dei trasformatori di segnale è necessario procedere al “rifasamento” del trasformatore per consentirne il collegamento con il generatore; con il rifasamento si cancella la reattanza induttiva per una data frequenza, ed il trasformatore appare al carico, a causa delle inevitabili perdite del trasformatore stesso, come se fosse una resistenza pura.

Vediamo con il seguente esempio di progetto come si presenta questo caso:

Si debba progettare un trasformatore idoneo ad essere collegato ad un generatore che presenti una impedenza  $Z_g = 2500 \text{ ohm}$  e sia obbligata la reattanza dell'avvolgimento primario al valore  $X_L = 3000 \text{ ohm}$  alla frequenza di 500 Hz.

È chiaro che se collegassimo questo tipo di trasformatore al generatore, quest'ultimo si troverebbe in condizioni di funzionamento anomalo essendo il carico reattivo quasi uguale dell'impedenza del generatore. Il problema si risolve con il rifasamento della reattanza del primario del trasformatore mediante l'inserzione, in parallelo a detto primario, di un condensatore  $C_r$  opportunamente calcolato.

Il rifasamento si realizza quando sia posto

$$X_{Cr} = X_L$$

che con i valori in gioco risulta

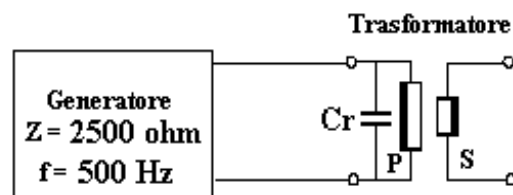
$$X_{Cr} = 3000 \text{ ohm}$$

da cui

$$C_r = 1 / (6.28 * 500 \text{ Hz} * 3000 \text{ ohm}) = 0.1 \mu\text{F}$$

Il nuovo circuito riportato, in figura 1.9, mostra il trasformatore con il condensatore di rifasamento  $C_r$  collegati al generatore.

figura 1.9



Nella figura non è stata disegnata la resistenza di perdita del trasformatore ritenuta, ipoteticamente, di valore irrilevante ai fini del carico del generatore.

Anche per i trasformatori rifasati deve essere controllata l'induzione che deve sempre risultare inferiore alla massima consentita per il tipo di nucleo.

### 1.5.3 I trasformatori per segnali in bassa frequenza

Alcune volte, nell'ambito della progettazione dei circuiti analogici, si devono dimensionare piccoli trasformatori in grado di trasferire dei segnali in bande di bassa frequenza; segnali, ad esempio, il cui spettro è compreso tra 10 e 1000 Hz.

In questo campo di frequenze l'impiego dei nuclei in ferrite, dei quali abbiamo trattato in precedenza, non è possibile a causa dei valori di  $\alpha$  (numero di spire per mH) che, anche per i tipi con dimensioni più grandi, non scendono sotto le 7.5 spire per mH.

Per chiarire le idee vediamo un esempio di calcolo:

Supponiamo di dover dimensionare un trasformatore in grado di essere collegato ad un generatore avente impedenza di 10000 ohm; il trasformatore deve trasferire dei segnali compresi nel campo di frequenze tra 10 Hz e 1000 Hz.

Se vogliamo che il generatore non risenta del carico reattivo del trasformatore dobbiamo procedere come negli esercizi precedenti e, per l'induttanza del primario, scrivere:

$$X_L = 100 * 10000 \text{ ohm} = 1000000 \text{ ohm}$$

ad un valore di  $X_L$  di 1000000 ohm corrisponde, alla frequenza di 10 Hz, l'induttanza:

$$L = X_L / (2 * \pi * f) = 1000000 \text{ ohm} / (6.28 * 10 \text{ Hz}) \approx 15900 \text{ H}$$

Poichè valore di  $L$  calcolato è eccessivo e non realizzabile, si deve tentare il calcolo imponendo che la reattanza del primario sia soltanto 10 volte l'impedenza del generatore, cioè

$$X_L = 10 * 10000 \text{ ohm} = 100000 \text{ ohm}$$

da cui il nuovo valore di  $L$

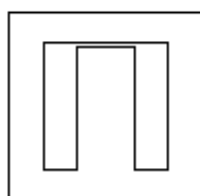
$$L = X_L / (2 * \pi * f) = 100000 \text{ ohm} / (6.28 * 10 \text{ Hz}) \approx 1590 \text{ H}$$

Se pur ancora molto grande il valore di  $L$  ipotizziamo l'impiego di un nucleo in ferrite di massime dimensioni (circa 35 mm) senza traferro; possiamo contare su di un valore di  $\alpha = 7.5$  e calcolare il numero di spire necessarie all'avvolgimento del primario:

$$N = 7.5 * \sqrt{1590000} = 9457 \text{ spire}$$

Un trasformatore così impostato è difficilmente fattibile; per esso non è neppure applicabile la tecnica del rifasamento dato che le frequenze di lavoro si estendono in una ampia gamma. È necessario pertanto intraprendere una diversa strada per ottenere il componente voluto. Si tratta di orientarsi su nuclei di Mumetal M20, che, con ingombri sensibilmente inferiori ai nuclei di ferrite più grandi, consentono la realizzazione delle reattanze richieste con un numero di spire ragionevole. Questo tipo di nuclei è formato da lamelle il cui disegno è riportato in figura 1.10; hanno dimensioni di 20 x 20 mm ed uno spessore di circa 2/10 mm, con esse si possono realizzare dei pacchetti dell'altezza richiesta. Il materiale non si trova facilmente sul mercato ma, in caso di necessità, la ricerca, magari su internet, vale ben la pena di essere condotta.

figura 1.10



**lamierino M20**  
**-disegno non in scala-**

### 1.5.4 I piccoli autotrasformatori

Gli autotrasformatori si possono considerare versioni ridotte dei trasformatori; non hanno infatti primario e secondario ma soltanto un primario che svolge entrambe le funzioni.

Un “piccolo autotrasformatore” può nascere semplicemente mediante l’impiego di un induttore; vediamo come con due esempi:

#### **Primo esempio:**

Supponiamo di voler applicare ad un circuito una tensione di 1 V eff a 38000 Hz partendo da un generatore che fornisce una tensione di 40 V eff. pensando di utilizzare l’induttore già progettato nel paragrafo 1.4 secondo il seguente ragionamento:

per modificare l’induttore a foggia di autotrasformatore “in discesa” si dovrà collegare una presa intermedia su di una parte di  $n_s$  spire sul totale delle  $N_p = 167$  spire (definite come primario), in questo caso si potrà scrivere

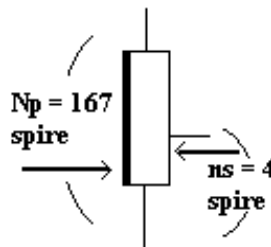
$$N_p / n_s = V_p / V_s$$

ovvero

$$N_p / n_s = 40 \text{ V eff.} / 1 \text{ V eff.} = 40$$

da cui

$$n_s = N_p / 40 = 167 / 40 \approx 4 \text{ spire}$$



#### **Secondo esempio:**

Supponiamo di voler applicare ad un circuito una tensione di 20 V eff a 38000 Hz partendo da un generatore che fornisce una tensione di 15 V eff. pensando di utilizzare l’induttore già progettato nel paragrafo 1.4 secondo il seguente ragionamento:

per modificare l’induttore a foggia di autotrasformatore “in salita” si dovranno aggiungere, oltre le  $N_p = 167$  spire (definite come primario), altre  $n_k$  spire secondo il rapporto:

$$N_p / (N_p + n_k) = V_p / V_s$$

ovvero

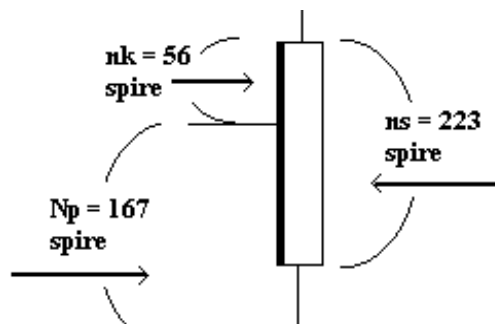
$$n_k = N_p * (V_s - V_p) / V_p$$

da cui

$$n_k = 167 * (20 \text{ V eff.} - 15 \text{ V eff.}) / 15 \text{ V eff.} \approx 56 \text{ spire}$$

per un totale di  $n_s$  spire pari a

$$n_s = N_p + n_k = 167 \text{ spire} + 56 \text{ spire} = 223 \text{ spire}$$



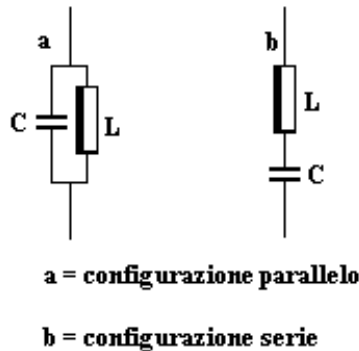
L’autotrasformatore non consente l’isolamento ohmmico tra primario e secondario essendo i due elettricamente connessi; se tale isolamento è richiesto si deve utilizzare, invece, un trasformatore.



## 1.6 I circuiti risonanti

I circuiti risonanti, detti anche circuiti accordati o selettivi, sono strutture fondamentali per la progettazione dell'elettronica analogica; con essi si realizzano oscillatori, filtri di banda, circuiti di reiezione, sistemi di accordo per trasduttori, ecc. La configurazione di un circuito risonante si avvale dei componenti elementari quali l'induttanza ed il condensatore collegati tra loro, o in serie o in parallelo, così come è mostrato in figura 1.11.

figura 1.11



Nella figura sono rappresentate le due configurazioni circuitali nell'ipotesi che entrambi i componenti che le costituiscono siano privi di perdite.

La caratteristica dei circuiti risonanti è data dalla "frequenza di risonanza", frequenza per la quale il circuito risonante parallelo presenta impedenza elevata mentre il circuito risonante serie presenta impedenza bassa.

Alla frequenza di risonanza, e in assenza di perdite, i valori numerici di  $X_c$  e di  $X_L$  coincidono, sia per il circuito parallelo che per il circuito serie, da ciò si ricava la formula generale che consente il calcolo di tale frequenza:

$$F_r = 1 / [ (2 * \pi) * \sqrt{(L * C)} ]$$

dove

la frequenza è espressa in Hertz

la capacità  $C$  è espressa in Farad

l'induttanza  $L$  in Henry

Un rapido calcolo consentirà di comprendere come impiegare la formula:

Supponiamo di dover calcolare la frequenza di risonanza di un circuito formato dal parallelo di un condensatore da  $0.1 \mu\text{F}$  ed un'induttanza da  $30 \text{ mH}$ ; applicando la formula si ha:

$$F_r = 1 / [ (2 * 3.14) * \sqrt{(0.03\text{H} * 0.1 * 10^{-6} \text{F})} ] = 2907.23 \text{ Hz}$$

Sviluppando la formula in  $L$  od  $C$  si ottengono due espressioni utili per calcolare, una volta stabilita la frequenza  $F_r$  voluta, quale valori di  $C$  o di  $L$  utilizzare per realizzare il circuito risonante interessato; le due formule sono le seguenti:

$$L = 1 / [ (2 * \pi * F_r)^2 * C ]$$

$$C = 1 / [ (2 * \pi * F_r)^2 * L ]$$

Le formule ora indicate sono utili per il calcolo di un componente nel caso in cui, impostata la frequenza di risonanza desiderata, si abbia a disposizione l'altro componente; vediamo due esempi:

Si voglia realizzare un circuito risonante alla frequenza di 12000 Hz avendo a disposizione un condensatore da 10000 pF; si applica la prima formula e si ottiene:

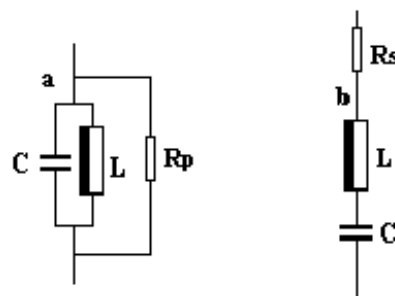
$$L = 1 / [(2 * 3.14 * 12000)^2 * 0.01 * 10^{-6} \text{ F}] = 17.6 \text{ mH}$$

Si voglia realizzare un circuito risonante alla frequenza di 32000 Hz avendo a disposizione un'induttanza da 3 mH; si applica la seconda formula e si ottiene:

$$C = 1 / [(2 * 3.14 * 32000)^2 * 0.003 \text{ H}] = 8253 \text{ pF}$$

È indispensabile a questo punto ricordare che abbiamo iniziato l'esame dei circuiti risonanti partendo da configurazioni circuitali prive di perdite allo scopo di non mettere troppe variabili in gioco; è giunto ora il momento di rivedere i circuiti di figura 1.11 e di completarli con i simboli circuitali relativi alle perdite dei componenti (figura 1.12).

figura 1.12



**a = configurazione parallelo**

**b = configurazione serie**

Nella figura con i simboli Rp ed Rs sono indicate le perdite complessive del condensatore e dell'induttanza, queste resistenze ideali caratterizzano il coefficiente di merito del circuito risonante che, similmente a quello dei singoli componenti, è indicato con il simbolo Q. L'introduzione di questa nuova variabile è alla base di tutte le computazioni relative all'impiego pratico dei circuiti risonanti; è necessario pertanto esplicitarla con l'ausilio di una formula di calcolo.

Il coefficiente di merito per un circuito risonante parallelo si esprime come:

$$Q = R_p / X_L$$

oppure come:

$$Q = R_p / X_c$$

Il coefficiente di merito per un circuito risonante serie si esprime come segue:

$$Q = X_L / R_s$$

oppure:

$$Q = X_c / R_s$$

Vediamo ora di applicare le formule per il calcolo del Q dei due circuiti risonanti di cui si sono calcolati i componenti all'inizio.

Per il primo caso, in cui abbiamo calcolato l'induttanza, i valori che definiscono il circuito risonante sono:

$$L = 17.6 \text{ mH}$$

$$F = 12000 \text{ Hz}$$

$$C = 10000 \text{ pF}$$

supponiamo che tale circuito sia di tipo parallelo con una resistenza di perdita complessiva pari a

$$R_p = 300000 \text{ ohm}$$

calcolando la reattanza  $X_L$  risulta

$$X_L = 6.28 * 12000 \text{ Hz} * 17.6 \text{ mH} = 1326.3 \text{ ohm}$$

ed infine il valore del coefficiente di merito

$$Q = 300000 \text{ ohm} / 1326.3 \text{ ohm} \approx 226$$

Il valore del Q che abbiamo ottenuto è da ritenersi buono per la maggior parte delle applicazioni pratiche; valori superiori sono realizzabili.

Per il secondo caso, in cui abbiamo calcolato la capacità, i valori che definiscono il circuito risonante sono:

$$L = 3 \text{ mH}$$

$$F = 32000 \text{ Hz}$$

$$C = 8253 \text{ pF}$$

Supponiamo che tale circuito sia di tipo serie con una resistenza di perdita complessiva pari a

$$R_s = 55 \text{ ohm}$$

calcolando la reattanza  $X_L$  risulta

$$X_L = 6.28 * 32000 \text{ Hz} * 3 \text{ mH} = 602.8 \text{ ohm}$$

ed infine il valore del coefficiente di merito

$$Q = 602.8 \text{ ohm} / 55 \text{ ohm} \approx 11$$

Il valore del Q che abbiamo ottenuto è da ritenersi poco buono per la maggior parte delle applicazioni pratiche; valori superiori sono realizzabili.

Gli esercizi che abbiamo ora sviluppato erano strutturati ad arte per mostrare come applicare le formule di calcolo ed ottenere, in un caso un Q elevato, e nell'altro un Q basso; nell'impiego pratico il valore del Q dipenderà, o dalle condizioni fisiche dei componenti, o dalle prime e dalle condizioni imposte dal progettista per ottenere risultati particolari. Nei paragrafi successivi esamineremo questa importante problematica.

### 1.6.1 Le caratteristiche di selettività dei circuiti risonanti serie

Una delle particolarità più significative dei circuiti risonanti è costituita dal loro comportamento al variare della frequenza. Facendo ad esempio riferimento al circuito serie questo mostrerà una resistenza molto bassa alla frequenza  $f_r$ , e una reattanza induttiva che andrà ad aumentare per valori della frequenza superiori ad  $f_r$  o capacitiva che andrà ad aumentare per valori della frequenza inferiori ad  $f_r$ .

L'andamento della legge di variazione citata è rappresentato dalla funzione matematica sotto riportata che esprime l'impedenza  $Z$  in funzione della frequenza:

$$Z = \sqrt{\{(R_s)^2 + [(\omega * L) - (1 / \omega * C)]^2\}}$$

dove

$L$  = valore dell'induttanza in Henry

$C$  = valore della capacità in Farad

$R_s$  = valore della resistenza in ohm (resistenza che racchiude le perdite totali su  $L$  e su  $C$ )

$\omega = 2 * \pi * f$  detta pulsazione angolare in cui  $f$  è espresso in Hertz

Per evidenziare l'azione del circuito risonante nell'ambito di un circuito utilizzatore si deve prendere in considerazione la corrente  $I_s$  che scorre in esso al variare della frequenza mediante l'espressione

$$I_s = V / Z$$

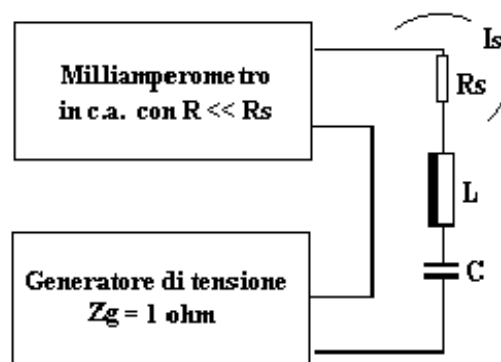
cioè:

$$I_s = V / \sqrt{\{(R_s)^2 + [(\omega * L) - (1 / \omega * C)]^2\}}$$

dove  $V$  è la tensione di un generatore a bassissima impedenza (generatore di tensione)

La curva dell'andamento della  $I_s$  in funzione della frequenza è controllabile sperimentalmente disponendo un circuito di misura come riportato in figura 1.13.

figura 1.13



Lo schema di misura è impostato per controllare come varia  $I_s$ , quindi  $Z$ , in dipendenza della frequenza. Il generatore, a frequenza variabile, ha il compito di fornire la tensione alternata,  $V_g = 0.5 V_{eff}$ , su bassa impedenza ( $Z_g = 1 \text{ ohm}$ ) per eseguire la misura, il milliamperometro ha il compito di misurare la corrente circolante nel circuito oscillante. Un esempio numerico aiuterà a comprendere meglio la procedura di misura; ipotizziamo che il circuito risonante abbia le seguenti caratteristiche:

frequenza di risonanza  $f_r = 5000 \text{ Hz}$

induttanza  $L = 159 \text{ mH}$

capacità  $C = 6360 \text{ pF}$

reattanza induttiva  $X_L = 5000 \text{ ohm}$

reattanza capacitiva  $X_C = 5000 \text{ ohm}$

resistenza di perdita  $R_s = 50 \text{ ohm}$

coefficiente di merito  $Q = 100$

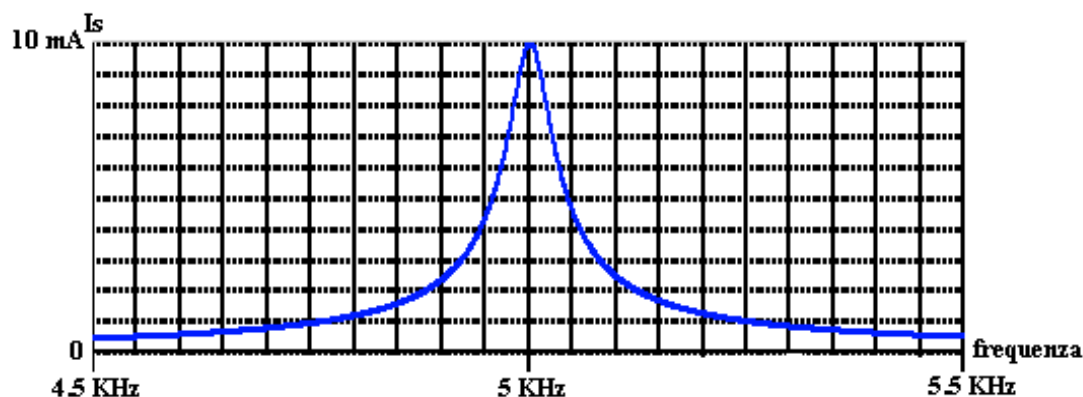
Per  $V_g = 0.5 V_{eff}$ , la corrente  $I_s$  sarà espressa dalla relazione

$$I_s = 0.5 V_{eff} / \sqrt{\{(50 \text{ ohm})^2 + [(6.28 * f * 0.159 \text{ H}) - (1 / 6.28 * f * 6360 * 10^{-12} \text{ F})]^2\}}$$

relazione verificabile mediante il circuito di misura di figura 1.13 al variare della frequenza in un intervallo di valori compreso tra 4500 e 5500 Hz.

La curva teorica dell'andamento di  $I_s$  è riportata come riscontro alla correttezza delle misure nella curva di figura 1.14

Figura 1.14



La figura mostra come per  $f = f_r = 5000 \text{ Hz}$  la corrente  $I_s$  raggiunga il massimo valore pari a

$$I_s = V_g / R_s = 0.5 V_{eff} / 50 \text{ ohm} = 10 \text{ mA}$$

e che per valori di  $f$  superiori od inferiori a 5000 Hz la corrente  $I_s$  decresca rapidamente; quest'andamento, detto selettività del circuito risonante, è tanto più marcato quanto è elevato il  $Q$  del circuito ossia quanto più piccole sono le perdite espresse da  $R_s$ .

Si deve osservare che alla risonanza la corrente  $I_s$  è:

$$I_s = V_g / R_s$$

essendo  $Q = X_c / R_s$

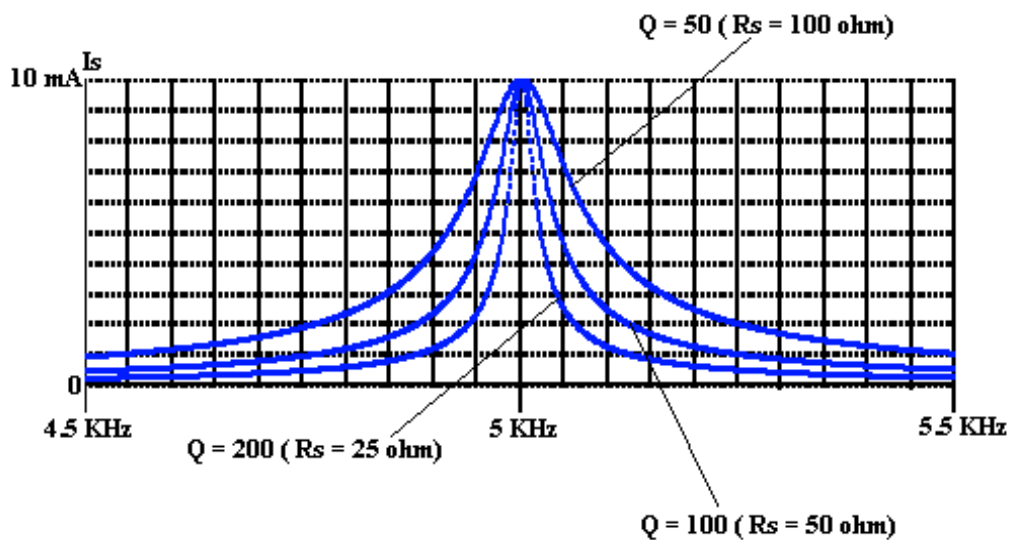
si può scrivere

$$I_s = V_g * Q / X_c$$

e concludere che la corrente  $I_s$ , che scorre nel circuito serie alla frequenza di risonanza, è proporzionale al valore di  $Q$ .

È interessante un confronto tra la figura 1.14, tracciata per  $R_s = 50$  ohm ( $Q = 100$ ) e  $V_g = 0.5$  Veff., con la figura 1.15 nella quale, assieme alla curva di selettività per  $Q = 100$ , sono riportate anche due ipotetiche curve, una per  $Q = 200$  ( $R_s = 25$  ohm) e  $V_g = 0.25$  Veff. e l'altra per  $Q = 50$  ( $R_s = 100$  ohm) e  $V_g = 1$  V eff.; si ha modo di osservare come la curva per  $Q = 200$  è molto più ripida della prima, mentre la curva per  $Q = 50$  è meno ripida della prima.

figura 1.15



### 1.6.2 Le caratteristiche di selettività dei circuiti risonanti parallelo

Il comportamento di un circuito risonante parallelo al variare della frequenza è simile al comportamento del circuito risonante serie.

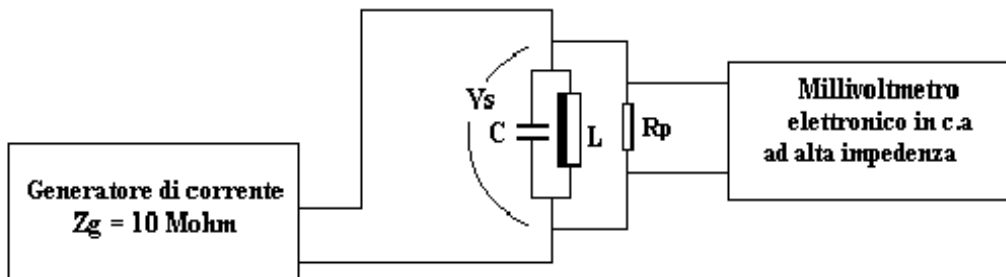
Le formule che definiscono l'impedenza del circuito parallelo sono molto complicate e di difficile impiego, le curve di selettività però, se il coefficiente di merito del circuito parallelo è  $Q > 10$ , sono praticamente coincidenti con quelle del circuito serie.

Così come per il circuito serie è definita con  $I_s$  la corrente che scorre attraverso di esso, così per il circuito parallelo è definita con  $V_s$  la tensione che si forma ai capi di quest'ultimo.

La differenza sostanziale tra i due circuiti è: che in quello serie è la corrente  $I_s$  alla risonanza che varia in funzione della frequenza ed è proporzionale a  $Q$ , mentre in quello parallelo è la tensione  $V_s$  alla risonanza che varia in funzione della frequenza ed è anch'essa proporzionale a  $Q$ .

La curva dell'andamento della  $V_s$  in funzione della frequenza è controllabile sperimentalmente predisponendo un circuito di misura come riportato in figura 1.16.

figura 1.16



Lo schema di misura è impostato per controllare come varia  $V_s$  in dipendenza della frequenza. Il generatore, a frequenza variabile, ha il compito di fornire la corrente alternata,  $I_g = 0.02 \text{ mA}$ , su alta impedenza ( $Z_g = 10 \text{ Mohm}$ ) per eseguire la misura, il millivoltmetro ha il compito di misurare la tensione ai capi nel circuito oscillante. Un esempio numerico aiuterà a comprendere meglio la procedura di misura; ipotizziamo che il circuito risonante abbia le seguenti caratteristiche:

frequenza di risonanza  $f_r = 5000 \text{ Hz}$

induttanza  $L = 159 \text{ mH}$

capacità  $C = 6360 \text{ pF}$

reattanza induttiva  $X_L = 5000 \text{ ohm}$

reattanza capacitiva  $X_C = 5000 \text{ ohm}$

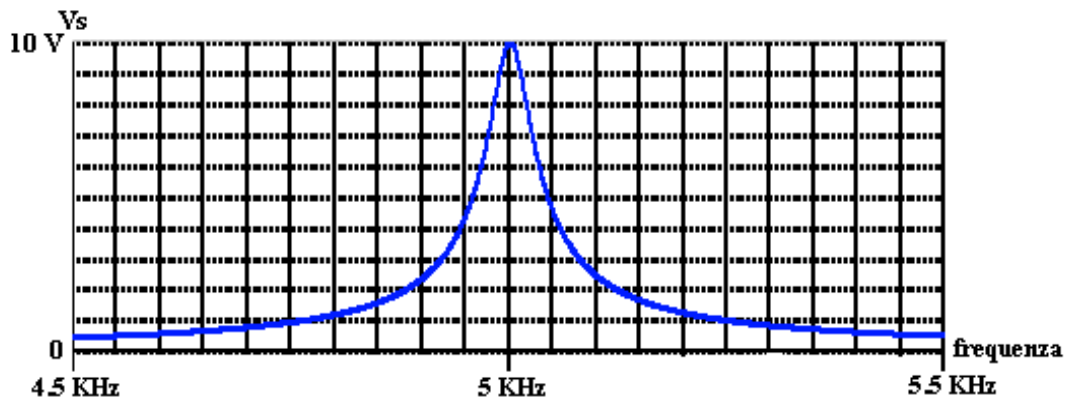
resistenza di perdita  $R_p = 500000 \text{ ohm}$

coefficiente di merito  $Q = 100$

La curva teorica dell'andamento di  $V_s$  è riportata come riscontro alla correttezza delle misure nella curva di figura 1.17 per un intervallo di valori di frequenza compreso tra 4500 e 5500 Hz.



figura 1.17



La figura mostra come per  $f = f_r = 5000 \text{ Hz}$  la tensione  $V_s$  raggiunga il massimo valore pari a

$$V_s = I_g * R_p = 0.02 \text{ mA} * 500000 \text{ ohm} = 10 \text{ V}$$

e che per valori di  $f$  superiori od inferiori a 5000 Hz la tensione  $V_s$  decresca rapidamente; quest'andamento, detto selettività del circuito risonante, è tanto più marcato quanto è elevato il  $Q$  del circuito ossia quanto più piccole sono le perdite espresse da  $R_p$  ( per valori di  $R_p$  grandi si hanno piccole perdite per valori di  $R_p$  piccoli si hanno grandi perdite).

Si deve osservare che alla risonanza la tensione  $V_s$  è:

$$V_s = I_g * R_p$$

essendo  $Q = R_p / X_c$

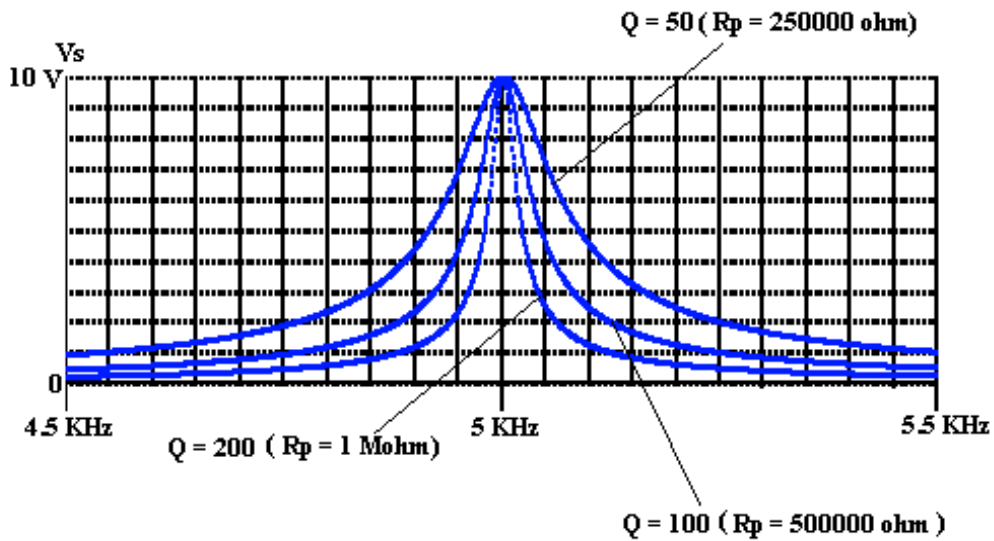
si può scrivere

$$V_s = I_g * Q * X_c$$

e concludere che la tensione  $V_s$ , che si forma ai capi nel circuito parallelo alla frequenza di risonanza, è proporzionale al valore del  $Q$ .

Analogamente a quanto fatto per il circuito risonante serie, è interessante un confronto tra la figura 1.17, tracciata per  $R_p = 500000 \text{ ohm}$  ( $Q = 100$ ) e  $I_g = 0.02 \text{ mAeff.}$ , con la figura 1.18 nella quale, assieme alla curva di selettività per  $Q = 100$ , sono riportate anche due ipotetiche curve, una per  $Q = 200$  ( $R_p = 1 \text{ Mohm}$ ) e  $I_g = 0.01 \text{ mAeff.}$  e l'altra per  $Q = 50$  ( $R_p = 250000 \text{ ohm}$ ) e  $I_g = 0.04 \text{ mAeff.}$ ; si ha modo di osservare come la curva per  $Q = 200$  è molto più ripida della prima, mentre la curva per  $Q = 50$  è meno ripida della prima.

figura 1.18



Nei circuiti risonanti, sia serie che parallelo, è di notevole interesse la valutazione del rapporto

$$\Delta f = f_r / ( 2 * Q )$$

Questo rapporto, espresso in Hz, definisce l'entità dello spostamento di frequenza, in più o in meno, rispetto alla frequenza di risonanza  $f_r$ , per il quale il valore di corrente o di tensione massimo si riduce di circa 0.7 volte; il doppio dello spostamento, pari a "  $2 \Delta f$  ", è detta la larghezza di banda del circuito risonante; questa definizione è valida per valori di  $Q$  maggiori od uguali a 10.

Un esempio di tale valutazione è fattibile osservando la figura 4.18; se esaminiamo la curva di risonanza tracciata per  $Q = 50$  possiamo scrivere:

$$\Delta f = f_r / ( 2 * Q ) = 5000 \text{ Hz} / ( 2 * 50 ) = 50 \text{ Hz}$$

Se controlliamo ora a quale livello di tensione scende la curva presa in esame, sia a sinistra che a destra, per uno scostamento dalla risonanza di 50 Hz, osserviamo che il livello cade da 10 V a 7 V riducendosi di 0.7 volte; ne segue che la larghezza di banda del circuito risonante preso in esame è di:

$$2 \Delta f = 2 * 50 \text{ Hz} = 100 \text{ Hz}$$

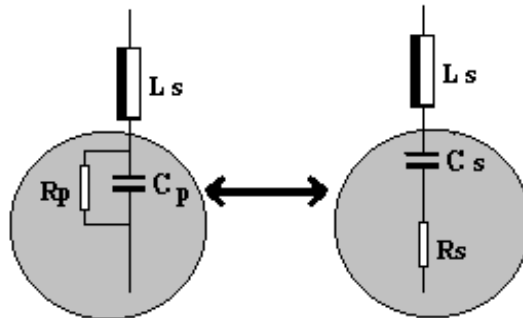
### 1.6.3 Le formule di trasformazione parallelo - serie

Le formule di trasformazione consentono il passaggio da circuiti parallelo a circuiti serie e viceversa.

Il passaggio avviene mediante la trasformazione dei parametri dei circuiti; queste trasformazioni sono d'importanza fondamentale per il dimensionamento di circuiti d'accordo per carichi reattivi con perdite.

Per la comprensione delle formule di trasformazione è d'aiuto la figura 1.19:

figura 1.19



In figura sono mostrati i due circuiti risonanti nelle configurazioni serie. Il circuito di destra presenta la configurazione, già studiata in precedenza, nella quale tutte le perdite sono rappresentate dalla resistenza  $R_s$ , il circuito di sinistra mostra invece il caso in cui dette perdite siano rappresentate dalla resistenza parallelo  $R_p$ ; una doppia freccia è tracciata tra i due circuiti all'interno dei cerchi ombriati, oggetto della trasformazione, a significare che è possibile, semplicemente, passare da una configurazione all'altra trasformando i parametri della prima nei parametri della seconda.

I parametri, oggetto della trasformazione, sono di seguito elencati:

$$X_{cs} \Leftrightarrow X_{cp}$$

$$R_s \Leftrightarrow R_p$$

Per valori del coefficiente di merito  $Q$  maggiore di 10 il legame tra i parametri diventa:

$$X_{cs} = X_{cp}$$

$$R_s = R_p / Q^2$$

Per valori del coefficiente di merito  $Q$  inferiori a 10, sussistono in vece le seguenti relazioni:

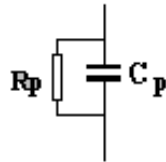
$$R_s = R_p / (Q^2 + 1)$$

$$X_{cs} = X_{cp} / [(1/Q^2) + 1]$$

L'utilità e la semplicità d'impiego di queste formule è mostrata nell'esempio numerico che segue:

Si debba collegare ad un amplificatore di potenza un trasduttore elettroacustico piezoelettrico avente la struttura circuitale indicata in figura 1.20 e le seguenti caratteristiche elettriche:

figura 1.20



Frequenza di lavoro  $f = 52000$  Hz

$R_p = 2000$  ohm

$C_p = 1800$  pF

$X_{cp} = 1700$  ohm

$Q = 1.17$

Un conciso commento sui dati deve essere fatto per chiarezza; in un trasduttore piezoelettrico il valore di  $R_p$ , che in un condensatore normale rappresenta soltanto le perdite, è l'insieme delle perdite e della resistenza mozionale sulla quale riversare la potenza elettrica per l'emissione dell'energia acustica; il collegamento all'amplificatore richiede perciò l'accordo della parte capacitiva  $C_p$  affinché l'amplificatore possa riversare la propria potenza su di un carico puramente resistivo.

Per ottemperare all'esigenza sopra indicata è necessario trasformare il circuito parallelo di figura 1.20 nel circuito serie di figura 1.21 affinché su di esso possa essere calcolata l'induttanza di accordo.

Per la trasformazione sopra indicata dobbiamo applicare le formule relative a circuiti con  $Q < 10$ :

$$R_s = R_p / (Q^2 + 1) = 2000 \text{ ohm} / (1.17^2 + 1) \approx 844 \text{ ohm}$$

$$X_{cs} = X_{cp} / [(1/Q^2) + 1] = 1700 \text{ ohm} / [(1/1.17^2) + 1] \approx 982 \text{ ohm}$$

dal valore di  $X_{cs}$  si calcola la capacità  $C_s$ :

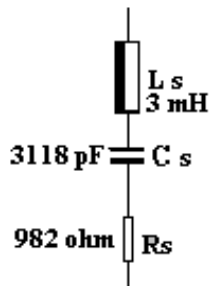
$$C_s = 1 / (6.28 * 52000 \text{ Hz} * 982 \text{ ohm}) \approx 3118 \text{ pF}$$

ed infine il valore dell'induttanza del circuito risonante serie :

$$L = 982 \text{ ohm} / 6.28 * 52000 \text{ Hz} \approx 3 \text{ mH}$$

Con tutti i valori calcolati si risolve il nostro problema con il circuito risonante serie riportato in figura 1.21.

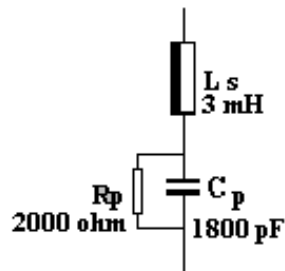
figura 1.21



Se, per esercizio, applicassimo al circuito di figura 1.21 le formule per la trasformazione da serie a parallelo ritroveremo i dati  $C_p$ ;  $R_p$  di partenza.

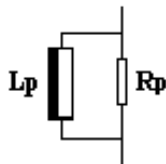
Il circuito di figura 1.21 mostra come si rappresenta graficamente il circuito accordato serie con tutti i parametri che abbiamo ottenuto dalla trasformazione parallelo-serie; dato però che l'induttanza  $L_s$  accorda di fatto il trasduttore, questa potrà figurare anche in serie alla configurazione originale dello stesso come riportato in figura 1.22

figura 1.22



Concludiamo questo paragrafo accennando al fatto che la trasformazione parallelo serie e viceversa può essere applicata anche nei casi in cui le perdite siano concentrate sull'induttanza in una configurazione parallelo così come si vede in figura 1.23.

figura 1.23



per la quale valgono le seguenti espressioni:

$$X_Ls \Leftrightarrow X_Lp$$

$$R_s \Leftrightarrow R_p$$

Per valori del coefficiente di merito  $Q$  maggiore di 10 il legame tra i parametri diventa:

$$\mathbf{X_{Ls} = X_{Lp}}$$

$$\mathbf{R_s = R_p / Q^2}$$

Per valori del coefficiente di merito  $Q$  inferiori a 10, sussistono invece le seguenti relazioni:

$$\mathbf{R_s = R_p / (Q^2 + 1)}$$

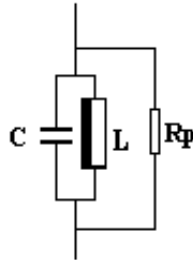
$$\mathbf{X_{Ls} = X_{Lp} / [(Q^2 + 1) / Q^2]}$$

#### 1.6.4 La resistenza dinamica dei circuiti risonanti

Nel circuito risonante parallelo la resistenza  $R_p$ , che rappresenta le perdite complessive del circuito, gioca un ruolo importante nel dimensionamento dei circuiti elettronici che la impiegano.

Un circuito risonante parallelo, visto dall'elettronica, può essere schematizzato come in figura 1.24.

figura 1.24



nel quale, come è noto, la resistenza  $R_p$  è data dall'espressione:

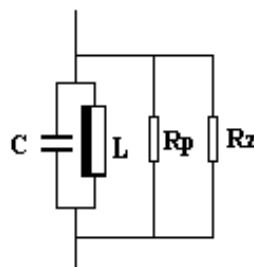
$$R_p = Q * X_L$$

Con il valore di  $R_p$  si deve dimensionare l'elettronica analogica che utilizza il circuito risonante parallelo dato che la corrente che scorre attraverso di esso, alla frequenza di risonanza, determina l'ampiezza della tensione ai capi del circuito stesso.

Ora, sia perché i valori di  $R_p$  sono difficilmente calcolabili con precisione, sia perché a volte sono richiesti valori della resistenza inferiori di  $R_p$ , è d'uso porre in parallelo ad  $R_p$  una resistenza  $R_z$ , resistenza zavorra, il cui valore, unitamente a quello di  $R_p$ , determina la resistenza complessiva detta resistenza dinamica ( $R_d$ ).

Con la presenza di  $R_z$  la configurazione circuitale di figura 1.24 assume l'aspetto tracciato in figura 1.25.

figura 1.25



Per ottenere il valore  $R_z$  necessario affinché  $R_d$  assuma il valore occorrente all'impiego del circuito risonante si utilizza l'espressione:

$$R_z = ( R_p * R_d ) / ( R_p - R_d )$$

Un semplice esempio è utile per puntualizzare il ragionamento:

Sia dato un circuito risonante parallelo in cui  $R_p$  sia 79500 ohm, si voglia una resistenza dinamica  $R_d = 9500$  ohm, applicando la formula si avrà:

$$R_z = ( 79500 \text{ ohm} * 9500 \text{ ohm} ) / ( 79500 \text{ ohm} - 9500 \text{ ohm} ) \approx 10790 \text{ ohm}$$

Essendo la resistenza  $R_z$  molto inferiore ad  $R_p$  si comprende come la resistenza dinamica del circuito risonante sia prevalentemente condizionata da  $R_z$  e quindi più certo il valore di  $R_d$ .

## Cap. 2 Diodi di segnale e d'alimentazione

### 2.1 Generalità

Il diodi, il cui simbolo grafico riportato in figura 2.1, sono caratterizzati da due connessioni elettriche di una giunzione a semiconduttore:

figura 2.1



A = anodo

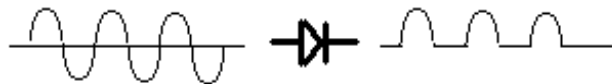
C = catodo

La caratteristica dei diodi è di presentare, per tensioni positive, bassa resistenza di conduzione nel senso anodo – catodo e resistenza molto alta nel senso catodo – anodo; ovvero di presentare, per tensioni negative, resistenza molto alta di conduzione nel senso anodo – catodo e bassa resistenza nel senso catodo – anodo.

I diodi possono avere giunzioni al germanio o giunzioni al silicio: le prime consentono il passaggio di corrente soltanto se la tensione supera il livello di circa 0.4 Volt, le seconde consentono il passaggio di corrente soltanto se la tensione a loro applicata è superiore a circa 0.7 Volt.

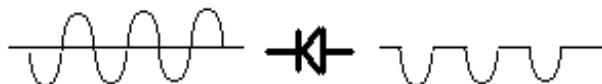
Per le ragioni di cui sopra quando un diodo è collegato in un circuito a corrente alternata con l'anodo verso la sorgente esso consente il passaggio di corrente solo nei periodi positivi e non consente, praticamente, il passaggio della corrente nei semiperiodi negativi; la figura 2.2 mostra il funzionamento del diodo.

figura 2.2



Viceversa quando un diodo è collegato in un circuito a corrente alternata; con il catodo verso la sorgente, esso consente il passaggio di corrente soltanto nei periodi negativi e non consente, praticamente, il passaggio della corrente nei semiperiodi positivi; la figura 2.3 ne mostra il funzionamento.

figura 2.3



I diodi si possono dividono in due categorie:

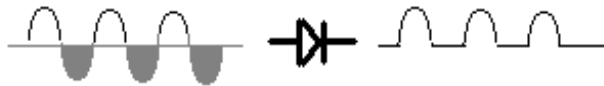
- diodi per correnti alternate deboli in bassa ed alta frequenza
- diodi per correnti alternate forti a bassa frequenza



I diodi sono inoltre caratterizzati dalla massima tensione inversa, dalla corrente massima di conduzione, dalla potenza dissipabile e da molti altri parametri.

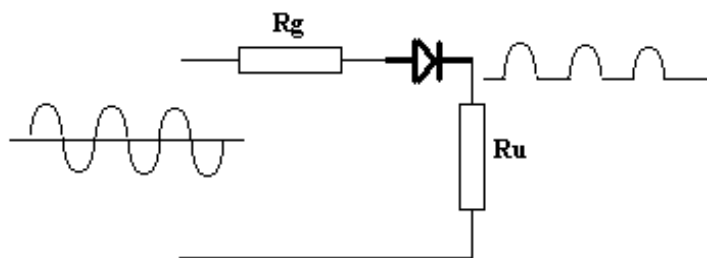
La tensione inversa in un diodo è indicativa del massimo valore di picco accettabile, nella fase di non conduzione, mostrato nella figura 2.4 con le zone grigie, picco di tensione che non deve mai superare i dati specifici, pena la distruzione del semiconduttore.

figura 2.4



La corrente massima di conduzione, che scorre nel diodo, deve essere limitata dal circuito connesso al diodo stesso così come è indicato in figura 2.5

figura 2.5



detta corrente può essere limitata, sia dalla resistenza  $R_g$  del generatore, sia dalla resistenza  $R_u$  dell'utilizzatore o da entrambe.

Tra le funzioni esplicabili da un diodo le più comuni sono:

- rivelazione dei segnali di bassa ed alta frequenza
- raddrizzamento delle tensioni alternate di bassa ed alta potenza
- assorbimento e smorzamento dei transitori di tensione
- svolgimento di funzioni logiche elementari
- generazione di scalini di tensione
- limitazione di tensioni
- commutazione

I diodi sono caratterizzati da molteplici parametri tra i quali evidenziamo:

**If** = Corrente massima di lavoro

**Vr** = Picco di tensione inversa

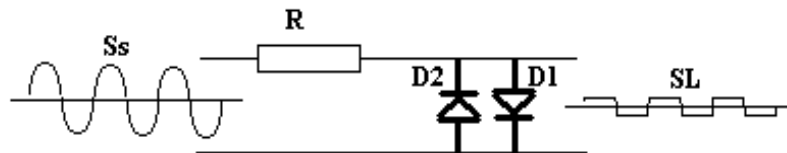
**Fo** = Frequenza di lavoro

## 2.2 Diodi per correnti alternate deboli in bassa ed alta frequenza

I diodi per correnti alternate deboli in bassa ed alta frequenza, detti anche diodi di segnale, sono impiegati in numerose applicazioni nei circuiti analogici.

Vediamone, in figura 2.6, una caratteristica applicazione che evidenzia molto bene il comportamento di questo semiconduttore in un circuito di limitazione d'ampiezza:

figura 2.6



Il circuito di figura 2.6, detto limitatore, ha lo scopo di condizionare un segnale sinusoidale,  $S_s$ , d'ingresso, di ampiezza variabile, in un segnale d'uscita,  $S_L$ , a profilo quasi rettangolare, ad ampiezza costante, che riproduce il segnale d'ingresso soltanto nella durata dei suoi semiperiodi. L'ampiezza del segnale d'uscita è dell'ordine di  $\pm 0.7$  V picco.

Il funzionamento del limitatore è il seguente: La tensione sinusoidale  $S_s$ , attraverso la resistenza  $R$ , porta in conduzione nei semiperiodi positivi il diodo a valle mentre, nei semiperiodi negativi porta in conduzione il diodo a monte.

I diodi una volta entrati in conduzione fissano la tensione ai loro capi a  $+0.7$  V per  $D_1$  e a  $-0.7$  V per  $D_2$ ; ad incrementi dell'ampiezza di  $S_s$  non corrispondono significativi aumenti dell'ampiezza di  $S_L$  ma soltanto incrementi di corrente attraverso  $D_1$  e  $D_2$ .

Supponiamo ora di voler realizzare un circuito di limitazione d'ampiezza per una tensione di segnale con le seguenti caratteristiche:

Dati del generatore di segnali: generatore di corrente alternata a 10000 Hz  
tensione variabile da 20 V<sub>eff</sub> (minimo) a 100 V<sub>eff</sub>. (massimo)  
resistenza del generatore  $R_g = 100$  ohm

Dati del circuito: resistenza di limitazione di corrente  $R = 2200$  ohm

Dai dati del generatore e del circuito si evince:

- La funzione di limitatore deve essere affidata ad una coppia di diodi in grado di lavorare alla frequenza di 10000 Hz.
- I diodi devono essere in grado di sopportare una corrente di picco massima pari a:  
 $I_p = 100 \text{ V eff} * 1.41 / R = 100 \text{ V eff.} * 1.41 / 2200 \text{ ohm} = 64 \text{ mA picco}$
- I diodi non necessitano del controllo del dato di "tensione inversa" perché quando conduce  $D_1$  questo, limitando la tensione a  $+0.7$  V, protegge dall'inversa  $D_2$ , viceversa quando conduce  $D_2$  questo, limitando la tensione a  $-0.7$  V, protegge dall'inversa  $D_1$

Sulla base dello schema elettrico e dei dati sopra computati procediamo alla ricerca del tipo di diodi necessari al nostro scopo:

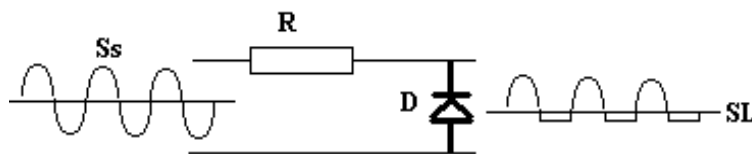
***I diodi D1 e D2 possono essere scelti del tipo 1N536 che ha le seguenti caratteristiche***

- **$I_f = 750 \text{ mA}$**   
Osservazione: Il picco di corrente è, come voluto, superiore al picco di 64 mA richiesto dal circuito.
- **$V_r = 50 \text{ V}$**   
Osservazione: Essendo i diodi protetti l'un l'altro dalla tensione inversa il valore di  $V_r$  è indifferente.
- **$F_o = 100 \text{ KHz}$**   
Osservazione: La frequenza di lavoro è nettamente superiore a quella richiesta dal nostro esempio.

Un ulteriore esempio è utile per orientare alla scelta dei parametri dei diodi:

In figura 2.7 è mostrato un secondo circuito di limitazione parziale che ha il compito di limitare ad ampiezza costante soltanto i picchi negativi del segnale.

figura 2.7



Il circuito di figura 2.7 ha lo scopo di condizionare un segnale sinusoidale,  $S_s$ , d'ingresso, di ampiezza variabile, in un segnale d'uscita,  $SL$ , nel quale vengono limitati ad ampiezza costante soltanto i semiperiodi negativi del segnale. L'ampiezza del segnale d'uscita è uguale ad  $S_s$  nei semiperiodi positivi e dell'ordine di  $-0.7 \text{ V}$  picco nei semiperiodi negativi.

Il funzionamento del limitatore è il seguente: la tensione sinusoidale  $S_s$ , attraverso la resistenza  $R$ , porta in conduzione nei semiperiodi negativi il diodo  $D$ , mentre nei semiperiodi positivi si trova inalterata all'uscita della resistenza  $R$ .

Il diodo una volta entrato in conduzione fissa la tensione ai suoi capi a  $-0.7 \text{ V}$ ; ad incrementi dell'ampiezza di  $S_s$  non corrispondono significativi aumenti di questo livello, mentre l'ampiezza dei semiperiodi positivi di  $S_s$  varia come varia  $S_s$  stesso.

Supponiamo ora di voler realizzare un circuito di limitazione parziale per una tensione di segnale con le seguenti caratteristiche:

Dati del generatore di segnali: generatore di corrente alternata a 10000 Hz  
tensione variabile da 20 V<sub>eff</sub> minimo a 100 V<sub>eff</sub> massimo  
resistenza del generatore  $R_g = 100 \text{ ohm}$

Dati del circuito: resistenza di limitazione di corrente  $R = 2200 \text{ ohm}$

Dai dati del generatore e del circuito si evince:

- La funzione di limitatore deve essere affidata ad un diodo in grado di lavorare alla frequenza di 10000 Hz.
- Il diodo deve essere in grado di sopportare una corrente di picco massima pari a:  
 $I_p = 100 \text{ V eff} * 1.41 / R = 100 \text{ Veff.} * 1.41 / 2200 \text{ ohm} = 64 \text{ mA picco}$
- Il diodo nei semiperiodi di non conduzione è sottoposto ad una tensione positiva pari al picco di  $S_s$  pertanto deve poter sostenere una tensione inversa pari a  $100 \text{ Veff} * 1.41$ , ovvero 141 V picco.

Sulla base dello schema elettrico e dei dati sopra computati procediamo alla ricerca del tipo di diodo necessario al nostro scopo:

*Il diodo D può essere scelto del tipo **1N538** che ha le seguenti caratteristiche:*

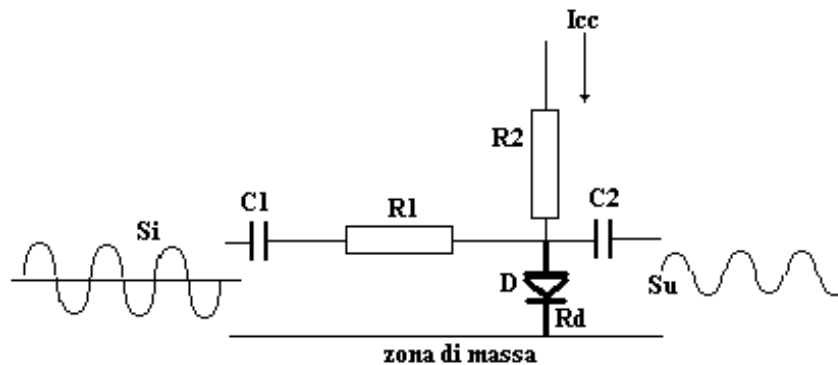
- **$I_f = 750 \text{ mA}$**   
Osservazione: il picco di corrente è, come voluto, superiore al picco di 64 mA richiesto dal circuito
- **$V_r = 200 \text{ V}$**   
Osservazione: La  $V_r = 200 \text{ V}$  è, come voluto, superiore al picco inverso di 141 V che si manifesta nel circuito
- **$F_o = 100 \text{ KHz}$**   
Osservazione: La frequenza di lavoro è nettamente superiore a quella richiesta dal nostro esempio

### 2.2.1 La resistenza dinamica nei diodi di segnale

Un diodo sottoposto al passaggio di una corrente continua  $I_{cc}$  presenta, per i segnali in corrente alternata  $I_{ca}$ , una resistenza  $R_d$  (resistenza dinamica), che è variabile con l'intensità di  $I_{cc}$ ,  $R_d$  decresce con il crescere di  $I_{cc}$ ; questa particolare caratteristica dei diodi consente la realizzazione di circuiti di attenuazione di segnale mediante la variazione di una corrente continua.

Un circuito attenuatore è mostrato in figura 2.8:

figura 2.8



Come mostrato in figura 2.8 il segnale alternato  $S_i$ , che deve essere attenuato, è applicato tramite  $C_1$  ed  $R_1$  ai capi del diodo  $D$ , il quale, sottoposto alla corrente continua  $I_{cc}$  che viene fatta scorrere attraverso  $R_2$ , presenta alla corrente del segnale la propria resistenza dinamica  $R_d$ . L'ampiezza del segnale  $S_u$ , tra  $C_2$  e massa, dipende dal valore di  $I_{cc}$ ; l'ampiezza di  $S_u$  tenderà a ridursi quanto più la corrente  $I_{cc}$  tenderà ad aumentare.

Se la reattanza di  $C_1$  è trascurabile rispetto ad  $R_1$  ed

$$R_1 \gg R_d$$

$$R_2 \gg R_1$$

l'ampiezza di  $S_u$  è data dall'espressione:

$$S_u = S_i * R_d / R_1$$

Per ridurre al massimo la distorsione del segnale d'uscita  $S_u$  è necessario che la corrente di picco dovuta al segnale  $S_i$  d'ingresso sia almeno 1/10 della corrente  $I_{cc}$ .

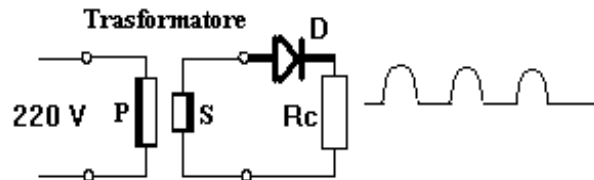
Generalmente le curve che mostrano come varia la resistenza dinamica di un diodo in funzione della  $I_{cc}$  devono essere ricavate sperimentalmente mediante un circuito analogo a quello di figura 2.8; i rilievi sperimentali devono essere condotti nel rispetto delle caratteristiche del diodo che indicano sia la corrente continua massima applicabile  $I_f$  sia la frequenza di lavoro  $F_o$ .

### 2.3 Diodi per correnti alternate forti in bassa frequenza

Generalmente i diodi per correnti alternate forti in bassa frequenza sono impiegati per la realizzazione di circuiti di raddrizzamento per i sistemi di alimentazione in corrente continua.

Un semplice esempio di raddrizzatore a diodo è mostrato in figura 2.9

figura 2.9



Il circuito è costituito da un trasformatore con il primario P collegato alla tensione alternata di rete di 220V; il secondario S fornisce una tensione alternata di circa 9 V che, tramite il diodo D, è applicata alla resistenza utilizzatrice  $R_c = 5 \text{ ohm}$ .

Il diodo conduce ad ogni semiperiodo positivo della tensione fornita dal secondario S per cui ai capi di  $R_c$  è presente una tensione pulsante positiva di circa 12 V picco, che potrebbe essere utilizzata ad esempio per la ricarica di una batteria di accumulatori al piombo.

In questo caso le caratteristiche del diodo devono soddisfare le seguenti esigenze:

$$I_f > 9 \text{ V} * 1.41 / 5 \text{ ohm} = 2.4 \text{ A}$$

$$V_r > 9 \text{ V} * 1.41 = 12 \text{ V}$$

$F_o$  : non significativa

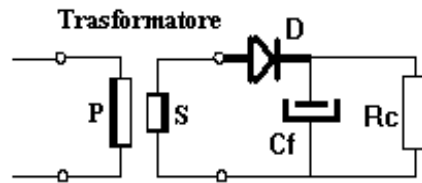
**Il diodo D può essere scelto del tipo *1N5401* che ha le seguenti caratteristiche:**

- **$I_f = 3 \text{ A}$**   
Osservazione: il picco di corrente è, come voluto, superiore al picco di 2.4 A richiesto dal circuito
- **$V_r = 100 \text{ V}$**   
Osservazione: La  $V_r = 100 \text{ V}$  è , come voluto, superiore al picco inverso di 12 V che si manifesta nel circuito.

Il circuito raddrizzatore illustrato in precedenza non può essere impiegato per ottenere tensioni positive adatte ad alimentare la circuitazione elettronica, a causa dell'andamento pulsante della tensione positiva d'uscita; per ottenere una tensione continua è necessario che il circuito raddrizzatore sia dotato di condensatore di "filtro", così come riportato in figura 2.10.

La figura 2.10 differisce dalla figura 2.9 soltanto per la presenza del condensatore di filtro  $C_f$  che ha la funzione di caricarsi durante i semiperiodi positivi di conduzione del diodo D, per rendere poi parte dell'energia accumulata durante i semiperiodi di non conduzione del diodo;  $C_f$  esegue una sorta di media degli impulsi di tensione in uscita dal diodo.

figura 2.10



Il dimensionamento di questo circuito sarà trattato nel capitolo 8 dedicato al progetto degli alimentatori, in questo paragrafo è sufficiente accennare come nella scelta delle caratteristiche del diodo siano coinvolti, sia il valore della resistenza di carico  $R_c$ , sia il valore della capacità  $C_f$ . Se ad esempio fosse richiesta complessivamente una corrente massima di 4.5 A ed una tensione inversa massima di 400 V alla frequenza di 50 Hz, essendo  $F_o$  non significativa, si potrebbe scrivere:

***Il diodo D può essere scelto del tipo MR756 che ha le seguenti caratteristiche:***

- **$I_f = 6$  A**  
Osservazione: il picco di corrente è, come voluto, superiore al picco di 4.5 A richiesto dal circuito
- **$V_r = 600$  V**  
Osservazione: la  $V_r = 600$  V è, come voluto, superiore al picco inverso di 400 V che si manifesta nel circuito.

### 2.3.1 La dissipazione nei diodi per correnti alternate forti

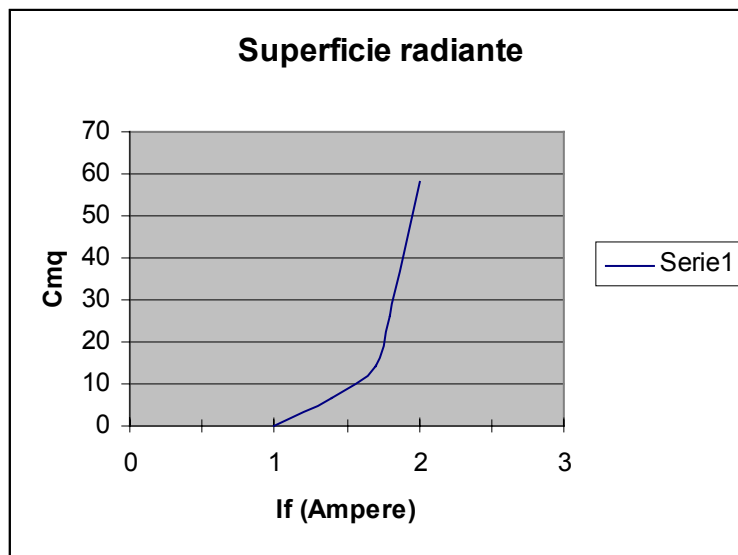
Nelle applicazioni dei diodi per forti correnti è necessario valutare la dissipazione dovuta al passaggio della corrente attraverso la giunzione, giunzione che come è noto richiede un valore di tensione dell'ordine di 0.7 V o più.

Per questo tipo di valutazioni i costruttori dei semiconduttori espongono alcune serie di dati, o curve, dalle quali è possibile stabilire quale valore di  $I_f$  si può fare scorrere nel diodo affinché questo possa dissipare il calore che si sviluppa nella giunzione. Il calore può essere dissipato dall'involucro del diodo o, se necessario, con l'ausilio di una superficie radiante da connettere meccanicamente all'involucro del diodo stesso.

Un esempio di questi dati è riportato nel grafico di figura 2.11 per il diodo 1N7763 nell'ipotesi di impiego in aria libera alla temperatura ambiente di 50° C.

Il grafico ha in ascisse i valori di  $I_f$ , espressi in Ampere, che possono scorrere nel diodo, ed in ordinate i valori della superficie radiante, espresse in cmq, necessarie al raffreddamento.

figura 2.11



Un esame del grafico in alcuni punti è significativo:

Per  $I_f = 1\text{ A}$  la superficie ausiliaria richiesta per dissipare il calore è nulla ( il diodo è in grado di dissipare il calore della giunzione mediante il proprio involucro).

Per  $I_f = 1.5\text{ A}$  la superficie ausiliaria richiesta per dissipare il calore è di circa 9 cmq.

Per  $I_f = 2\text{ A}$  la superficie ausiliaria richiesta per dissipare il calore è di circa 58 cmq.



## 2.4 I diodi nella modulazione dei segnali

I diodi possono svolgere una funzione particolare, tra le altre già menzionate: quella di modulazione dei segnali a basso livello (modulazione non lineare).

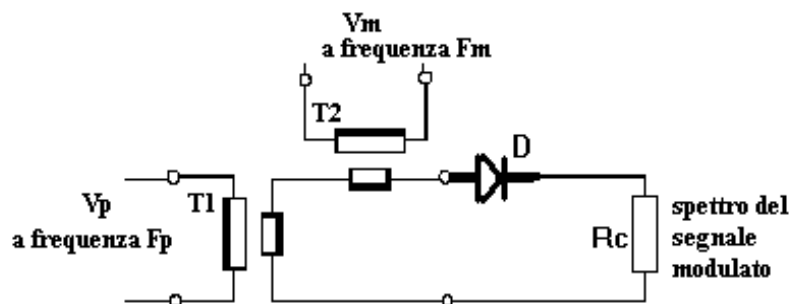
Il processo di modulazione è una tecnica con la quale si modifica l'ampiezza di un segnale a frequenza elevata (detto portante) con un altro segnale a frequenza inferiore (detto modulante).

Di modulazione si tratta, ad esempio, nelle trasmissioni radio A.M. (Ampiezza Modulata) nelle quali la "portante" (segnale a frequenza generalmente superiore ai 500 KHz) serve da supporto per la "modulante" (segnale a bassa frequenza in voce o musica), affinché quest'ultima possa attraversare l'etere.

Non ci occuperemo in questa sede della modulazione radio, che fa parte di una branca tutta particolare dell'elettronica, ma della modulazione di piccoli segnali necessaria in alcune applicazioni di elettronica analogica.

Il più semplice circuito di modulazione a diodo è mostrato in figura 2.12:

figura 2.12



Il modulatore è formato: dal trasformatore T1, al quale è applicata la tensione portante  $V_p$  a frequenza  $F_p$ , dal trasformatore T2, al quale è applicata la tensione modulante  $V_m$  a frequenza  $F_m$ , e dal diodo D collegato alla resistenza di carico  $R_c$ . Il funzionamento del circuito si basa sulla caratteristica di non linearità del diodo nel tratto iniziale di conduzione che, ricevendo la somma delle due tensioni  $V_p$  e  $V_m$ , la distorce dando luogo ad un insieme di segnali (lo "spettro di modulazione") le cui frequenze sono di seguito indicate:

- il segnale di frequenza  $F_d$  pari alla differenza tra le frequenze  $F_p$  e  $F_m$
- il segnale  $F_s$  di frequenza pari alla somma tra le frequenze  $F_p$  e  $F_m$
- quota del segnale  $F_p$
- quota del segnale  $F_m$
- il segnale  $F_{2m}$  di frequenza pari al doppio di  $F_m$
- il segnale  $F_{2p}$  di frequenza pari al doppio di  $F_p$

I due segnali  $F_d$  e  $F_s$  sono dette righe laterali.

Se la modulante  $F_m$  è costituita da una banda di frequenze, invece che da una sola frequenza, alle righe laterali si sostituiscono due insiemi di frequenze dette bande laterali.

Vediamo due esempi di come si caratterizzano numericamente gli spettri di modulazione:

### **1\* esempio-Dati di base:**

Si calcoli lo spettro di modulazione nel caso che la tensione portante  $V_p$  abbia la frequenza  $F_p = 150000$  Hz e la tensione modulante  $V_m$  abbia la frequenza  $F_m = 7000$  Hz; se ne traccino i grafici.

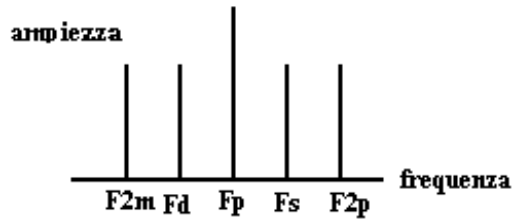
### **Computazioni dello spettro di modulazione e grafici:**

Sulla resistenza di carico  $R_c$  avremo le seguenti combinazioni di modulazione elencate iniziando da quella avente frequenza inferiore:

$$\begin{aligned}
 F_{2m} &= 2 * F_m = 14000 \text{ Hz} \\
 F_d &= F_p - F_m = 143000 \text{ Hz} \\
 F_p &= 150000 \text{ Hz} \\
 F_s &= F_p + F_m = 157000 \text{ Hz} \\
 F_{2p} &= 2 * F_p = 300000 \text{ Hz}
 \end{aligned}$$

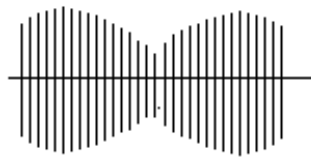
In figura 2.13 si traccia lo spettro di modulazione mediante un grafico a righe in cui in ascisse vengono posizionate le frequenze e in ordinate le ampiezze dei singoli segnali, entrambe non in scala:

figura 2.13



Se filtriamo lo spettro di modulazione in modo da bloccare il passaggio di tutte le frequenze sotto e sopra le righe laterali otteniamo la portante modulata che si presenta, se vista su di un oscilloscopio, come indicato in figura 2.14.

figura 2.14



Nella figura 2.14 i tratti fitti rappresentano la tensione della portante, alla frequenza di 150000 Hz, la cui ampiezza varia in dipendenza dell'ampiezza del segnale modulante  $V_m$ ; lo spettro di questo segnale è composto soltanto da:

$$\begin{aligned}
 F_d &= F_p - F_m = 143000 \text{ Hz} \\
 F_p &= 150000 \text{ Hz} \\
 F_s &= F_p + F_m = 157000 \text{ Hz}
 \end{aligned}$$

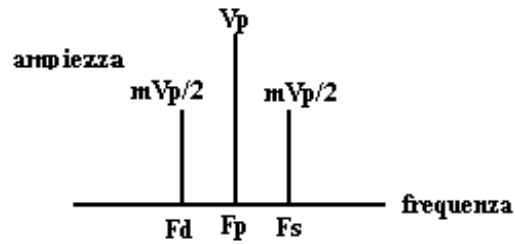
**Osservazioni:**

Nell' esempio illustrato non abbiamo messo in evidenza i rapporti esistenti tra le ampiezze dei segnali che compongono lo spettro di modulazione, detti rapporti dipendono da un particolare coefficiente "m" detto grado di modulazione espresso dal rapporto tra l'ampiezza di picco della tensione modulante  $(V_m)_{picco}$  e l'ampiezza della tensione portante  $(V_p)_{picco}$ :

$$m = (V_m)_{picco} / (V_p)_{picco}$$

Una volta stabilito il grado di modulazione le ampiezze delle varie parti dello spettro risultano determinate così come indicato in figura 2.15:

figura 2.15



**2\* esempio-Dati di base:**

Si calcoli lo spettro di modulazione nel caso che la tensione portante  $V_p$  abbia la frequenza  $F_p = 100000$  Hz e la tensione modulante  $V_m$  sia composta da una banda di segnali compresa tra

$F_{m1} = 5000$  Hz e  $F_{m2} = 8000$  Hz.

Si filtri lo spettro di modulazione in modo da bloccare il passaggio di tutte le frequenze sotto e sopra le bande laterali e se ne tracci il diagramma.

**Computazioni dello spettro di modulazione e grafico:**

In questo caso, collegato un filtro ai capi della resistenza di carico  $R_c$ , avremo, in uscita dello stesso, le seguenti le combinazioni di modulazione elencate iniziando da quella avente frequenza inferiore:

Se indichiamo:

-con  $F_{da}$  e  $F_{db}$  rispettivamente l'estremo inferiore e l'estremo superiore della banda laterale bassa

-con  $F_{sa}$  e  $F_{sb}$  rispettivamente l'estremo inferiore e l'estremo superiore della banda laterale alta

abbiamo:

$$F_{da} = F_p - F_{m1} = 95000 \text{ Hz}$$

$$F_{db} = F_p - F_{m2} = 92000 \text{ Hz}$$

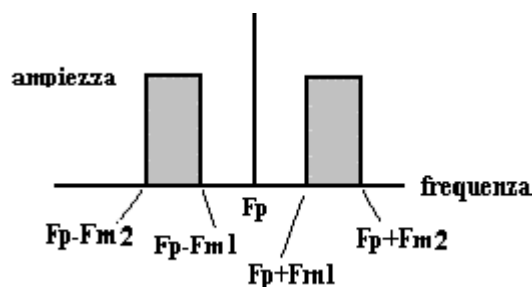
$$F_p = 100000 \text{ Hz}$$

$$F_{sa} = F_p + F_{m1} = 105000 \text{ Hz}$$

$$F_{sb} = F_p + F_{m2} = 108000 \text{ Hz}$$

In figura 2.16 è tracciato lo spettro del nuovo segnale modulato nel quale le bande laterali sono evidenziate in grigio ( il grafico non è in scala):

figura 2.16

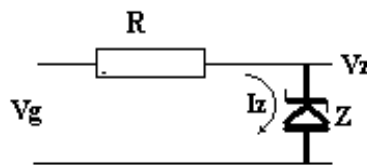


## 2.5 Diodi Zener

I diodi Zener sono un particolare tipo di semiconduttori che, sfruttando la conduzione inversa della giunzione, consentono di ottenere valori di tensione  $V_z$  costanti una volta raggiunta la corrente  $I_z$  di funzionamento.

Questa caratteristica è utilizzata per la stabilizzazione delle tensioni continue così come mostrato in figura 2.17; in essa si nota come per il diodo Z venga adottato un simbolo diverso da quello impiegato per i diodi rettificatori.

figura 2.17



Il circuito consente di ricavare una tensione costante  $V_z$  partendo da una tensione  $V_g$  non stabilizzata purché sia sempre verificata la condizione:

$$V_g > V_z$$

Il funzionamento del circuito di stabilizzazione è semplice:

La tensione continua  $V_g$  del generatore, tramite la resistenza  $R$ , fa scorrere nel diodo una corrente che, se raggiunto il valore  $I_z$ , porta ai capi di  $Z$  una tensione costante  $V_z$  detta “tensione di Zener”; una volta raggiunto il valore di corrente  $I_z$ , ulteriori aumenti della tensione di  $V_g$  portano ad incrementi della corrente nel diodo, ma la tensione  $V_z$  resta ad ampiezza costante.

L’incremento della corrente di  $I_z$ , a seguito della variabilità di  $V_g$ , è tollerabile fino a quando è valida la relazione:

$$(I_z + \text{incremento}) * V_z < P_d$$

dove  $P_d$  è la potenza massima dissipabile dal diodo Zener .

I diodi Zener disponibili sul mercato offrono le seguenti caratteristiche:

La  $V_z$  è selezionabile in un ventaglio di valori compreso tra  $V_z = 2V$  e  $V_z = 75 V$ .

La  $I_z$  è selezionabile tra valori compresi tra  $1 \text{ mA}$  e  $100 \text{ mA}$ .

La  $P_d$  è selezionabile da frazioni di watt a decine di watt.

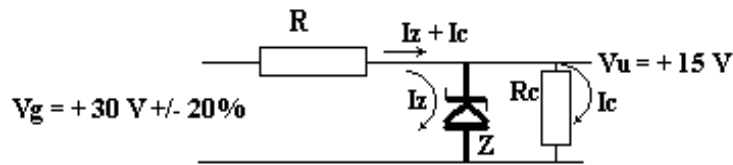
Un esempio d’applicazione di un diodo Zener è utile per prendere confidenza con il metodo di calcolo del circuito:

Supponiamo di voler realizzare un circuito di stabilizzazione per ottenere, su di un carico  $R_c = 15000 \text{ ohm}$ , una tensione costante  $V_u = + 15 V$  disponendo di:

- Un generatore di corrente continua non stabilizzata che fornisce una tensione  $V_g = +30 V$  +/- 20 %
- Un diodo Zener tipo BZV55C15

collegati così come è mostrato in figura 2.18.

figura 2.18



Da un esame dei dati iniziali risulta:

- La tensione  $V_g$  è variabile tra  $V_{g \min} = +24 \text{ V}$  a  $V_{g \max} = +36 \text{ V}$
- Il carico  $R_c$  richiede una tensione  $V_u = +15 \text{ V}$
- Dallo stabilizzatore è richiesta una corrente

$$I_c = V_u / R_c = 15 \text{ V} / 15000 \text{ ohm} = 1 \text{ mA}$$

- Le caratteristiche del diodo BZV55C15 sono:  
 $V_z = 15 \text{ V}$

$$I_z = 5 \text{ mA}$$

$$P_d = 0.5 \text{ W}$$

Sulla base dello schema elettrico di figura 2.18 e dei dati sopra riportati procediamo al dimensionamento del circuito:

**Calcolo della resistenza di limitazione di corrente R:**

La tensione non stabilizzata  $V_g$  di  $+30 \text{ V} \pm 20\%$  è applicata a monte del circuito e tende a far scorrere nel diodo Z una corrente  $I_z$  e nel carico una corrente  $I_c$  pari a:

$$I_z + I_c = (V_g - V_z) / R$$

Il valore di  $I_z = 5 \text{ mA}$  deve essere raggiunto per la tensione minima di  $V_g$

$$V_{g \min} = +30 \text{ V} - 20\%(+30 \text{ V}) = +24 \text{ V}$$

scriveremo pertanto

$$5 \text{ mA} + 1 \text{ mA} = (+24 \text{ V} - 15 \text{ V}) / R$$

da cui

$$R = 1500 \text{ ohm}$$

La resistenza dovrà dissipare la potenza:

$$P_r = [V_{g \max} - V_z]^2 / R = (36 - 15)^2 / 1500 \text{ ohm} = 0.29 \text{ W}$$

**Verifica della dissipazione nel diodo Zener:**

Le condizioni di massima dissipazione nel diodo Zener si avranno per il valore massimo di  $V_g$  ed in assenza del carico  $R_c$ , queste si calcolano come segue:

Essendo

$$V_{g\max} = +30 \text{ V} + 20\%(+30 \text{ V}) = +36 \text{ V}$$

la corrente  $I_z$  salirà da 5 mA, per  $V_{g\min} = +24 \text{ V}$  ed in presenza di carico, a

$$I_z + \text{incremento} = (+36\text{V}-15\text{V}) / 1500 \text{ ohm} = 14 \text{ mA}$$

e di conseguenza la potenza massima da dissipare diventerà:

$$P_{\max} = (I_z + \text{incremento}) * V_z = 14 \text{ mA} * 15 \text{ V} = 0.21 \text{ W}$$

Compatibile con i dati costruttivi dello Zener che indicano una  $P_d = 0.5 \text{ W}$ .

Data la caratteristica del diodo Zener la tensione ai suoi capi si manterrà “costante” a + 15 V sia quando la tensione di  $V_g$  sarà di +24 V sia quando detta tensione sarà di +36 V.

## 2.6 Diodi emettitori di luce (LED)

Particolari tipi di diodi hanno la proprietà di emettere luce quando attraversati da corrente elettrica, questi componenti sono detti LED ( Light Emitter Diode); questi semiconduttori hanno una bassa inerzia nelle fasi d'accensione e spegnimento che ne differenzia il comportamento rispetto alle lampade ad incandescenza.

I LED sono impiegati come indicatori luminosi in molteplici circuiti elettronici come avvisatori di cambiamento di stato; sono prodotti in un'ampia gamma di caratteristiche quali:

### Colorazioni:

(singole) -rosso –giallo –verde –blu

(combinata) -verde/rosso – ambra – tricolore.

### Dimensioni:

(tipi a sezione circolare) da 1.8 mm a 7.5 mm

(tipi a sezione rettangolare ) da 5x5 a 7x2.5 mm e più

(tipi multipli) da 8 a 20 mm

### Montaggio:

da pannello- a saldare in verticale- da saldare superficiale

### Caratteristiche ottiche:

luminosità normale - superluminosità

(fascio d'emissione della luce) direttivo- ad angolo ampio- luce diffusa

(angoli d'emissione della luce) da 35° a 60° ed oltre

Nell'impiego dei LED si devono considerare le loro caratteristiche elettriche che, come i diodi di rettificazione, sono definite principalmente dalla corrente e dalla tensione di lavoro, rispettivamente  $I_f$  e  $V_f$ ; la produzione offre una ampia gamma di valori di  $I_f$ , da 2 a 40 mA, in base alla intensità della luce generata ( generalmente si va da 5 a 25 mA per il colore rosso, da 10 a 40 mA per i colori verde e giallo). I valori di  $V_f$  variano, secondo i tipi, da 1.8 volt a circa 6 volt.

I LED, di solito sono costruiti per il funzionamento in corrente continua, soltanto alcuni tipi, con doppia giunzione, sono costruiti per correnti alternate; in entrambi i casi il loro impiego deve prevedere un controllo della corrente  $I_f$  per non distruggere il diodo. Il dimensionamento di un circuito con LED è cosa estremamente semplice; vediamo un esempio:

### Dati di base:

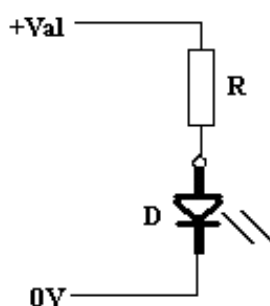
Si debba utilizzare un LED per una segnalazione di colore blu con un angolo d'emissione luminosa non superiore a 20°, sia disponibile una tensione continua d'alimentazione  $V_{al} = + 15 V$ .

### Scelta del componente e dimensionamento del circuito:

Un LED con le caratteristiche richieste è, tra gli innumerevoli disponibili, il tipo HP-blu-15° che ha il colore voluto e l'angolo d'emissione inferiore ai 20° richiesti; altri dati forniti per il dimensionamento del circuito sono:  $I_f = 20 mA$ ,  $V_f = 3.6 V$ .

Per il montaggio del diodo è sufficiente un solo resistore per la limitazione della corrente  $I_f$  secondo il circuito di figura 2.19 nel quale il diodo LED è tracciato con il caratteristico simbolo  $\nabla$ :

figura 2.19



Il valore di R si calcola con l'espressione

$$R = (V_{al} - V_f) / I_f$$

avremo quindi:

$$R = (15 V - 3.6 V) / 20 mA = 570 \text{ ohm (arrotondabile a } 680 \text{ ohm)}$$

La resistenza dovrà dissipare una potenza di  $(15V-3.6V)^2 / 680 \text{ ohm} = 0.19 \text{ w}$

## Capitolo 3 –I circuiti a transistori

Prima di iniziare questo argomento dobbiamo osservare che, essendo il testo un manuale di lavoro su di una materia molto vasta, gli argomenti non possono essere sviluppati più di tanto; per eventuali approfondimenti nello studio dei transistori si suggerisce la lettura dei DATABOOKS delle case costruttrici italiane e straniere.

### 3.1 Breve descrizione del componente

Il transistor bipolare, che viene integrato in migliaia di esemplari all'interno dei microcircuiti utilizzati nei computer, è sovente impiegato, come singolo elemento, per l'espletamento di fondamentali funzioni, sia nell'ambito della costruzione delle schede per calcolatori, sia per lo sviluppo dei progetti di elettronica analogica e digitale.

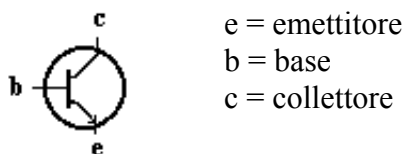
Nel presente capitolo tratteremo del dimensionamento dei circuiti annessi al transistor senza addentrarci nella filosofia del funzionamento intrinseco che utilizza la teoria dei circuiti equivalenti ed i parametri ibridi. Affronteremo i calcoli per la determinazione della circuitazione collegata ai transistori con semplici formule approssimate che conducono a buoni riscontri tra variabili calcolate e variabili misurate sperimentalmente; tutto ciò partendo dal presupposto che se gli stessi calcoli venissero svolti in modo canonico porterebbero comunque a risultati approssimati, date le tolleranze sui numerosi parametri ibridi coinvolti nella computazione.

I transistor sono divisi in due classi caratteristiche in dipendenza del tipo di costruzione delle giunzioni a semiconduttore:

- a) giunzioni NPN che caratterizzano il transistor all'impiego con tensioni continue positive tra collettore ed emettitore e tra base ed emettitore.
- b) giunzioni PNP che caratterizzano il transistor all'impiego con tensioni continue negative tra collettore ed emettitore e tra base ed emettitore.

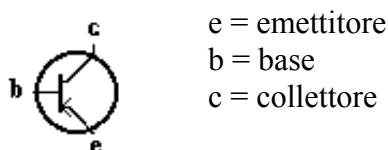
Il transistor il cui simbolo grafico è sotto riportato per un transistor NPN è caratterizzato da tre connessioni elettriche i cui nomi sono:

figura 3.1



Il transistor il cui simbolo grafico è sotto riportato per un transistor PNP è caratterizzato da tre connessioni elettriche i cui nomi sono:

figura 3.2





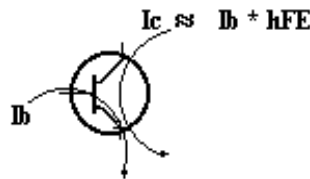
I transistori sono fondamentalmente i più semplici amplificatori elettronici di corrente che la tecnologia abbia messo a disposizione dei progettisti. Amplificatori di corrente che facilmente sono trasformabili in amplificatori di tensione.

La legge di amplificazione di corrente di un transistor è illustrata in figura 3.3; in figura si osserva come la corrente di collettore  $I_c$ , circolante nella giunzione collettore-emettitore, sia circa  $h_{FE}$  volte la corrente di base  $I_b$  circolante nella giunzione base-emettitore:

$$I_c \approx I_b * h_{FE}$$

dove  $h_{FE}$  è il guadagno in corrente continua del transistor.

figura 3.3



Questi componenti sono utilizzabili come:

- 1) commutatori
  - 2) invertitori di segno
  - 3) traslatori di livello
  - 4) ripetitori
  - 5) invertitori di fase
  - 6) amplificatori
  - 7) alimentatori
  - 8) limitatori di corrente
  - 9) oscillatori
- ecc...

Generalmente il collegamento alla base porta al transistor la corrente necessaria, sia per il comando del circuito, sia per l'eventuale amplificazione della corrente iniettata nella base stessa.

Il collegamento con il collettore consente di prelevare, sia l'eventuale comando proveniente dalla base, sia la corrente di base amplificata.

Il collegamento all'emettitore consente di chiudere, sia l'anello di pilotaggio sulla base, mediante la giunzione base-emettitore, sia l'anello di prelievo della corrente di collettore mediante la giunzione collettore-emettitore.

I transistori possono lavorare in due modi diversi in dipendenza del tipo di applicazioni a cui sono destinati:

- a) In modo lineare, per amplificatori, accoppiatori, ecc.
- b) In saturazione, per dispositivi logici o di commutazione.

Si ha il funzionamento lineare quando la corrente di collettore è proporzionale alla corrente di base; si ha il funzionamento in saturazione quando, grazie alla circuitazione esterna al transistor, la corrente di collettore non incrementa più con l'incrementare della corrente di base.

L'utilizzo del transistor per la progettazione necessita la conoscenza di una serie di caratteristiche costruttive quali tra le più significative:

- 1) tensione massima di lavoro applicabile tra collettore e base (simbolo  $V_{cbo}$ )  
-la  $V_{cbo}$  non deve mai essere superata pena la distruzione del transistor-

- 2) tensione massima di lavoro applicabile tra collettore ed emettitore (simbolo **V<sub>ceo</sub>**)  
-la V<sub>ceo</sub> non deve mai essere superata pena la distruzione del transistor-
- 3) tensione massima di lavoro applicabile tra emettitore e base (simbolo **V<sub>ebo</sub>**)  
-la V<sub>ebo</sub> non deve mai essere superata pena la distruzione del transistor-
- 4) corrente di lavoro collettore emettitore (simbolo **I<sub>c</sub>**)  
-la I<sub>c</sub> deve essere commisurata onde evitare di eccedere la massima potenza dissipabile del transistor
- 5) corrente di lavoro dell'emettitore (simbolo **I<sub>e</sub>**)
- 6) tensione di saturazione tra collettore ed emettitore (simbolo **V<sub>ce (sat)</sub>**)  
- la V<sub>ce(sat)</sub> è la minima tensione necessaria tra collettore ed emettitore per consentire il passaggio della corrente I<sub>c</sub> attraverso il transistor-
- 7) potenza massima dissipabile a temperatura ambiente (simbolo **P**)  
- il valore di P non deve mai essere superato pena la distruzione del transistor
- 8) guadagno di corrente in c.c. (rapporto: corrente collettore/corrente di base) (simbolo **h<sub>FE</sub>**)
- 9) guadagno di corrente in c.a. (rapporto: corrente collettore/corrente di base) (simbolo **h<sub>fe</sub>**)
- 10) conduttanza della giunzione collettore-emettitore (simbolo **h<sub>oe</sub>**)
- 11) tensione base-emettitore (simbolo **V<sub>be</sub>**)
- 12) resistenza di emettitore R<sub>e</sub>
- 13) resistenza di collettore R<sub>c</sub>
- 14) resistenza di base R<sub>b</sub>

Le caratteristiche dei transistori presentano una sensibile dispersione dei loro valori a seguito delle problematiche costruttive; i fornitori indicano, per ciascun tipo di transistor, i valori massimi, i valori minimi o i valori tipici di produzione che il progettista elettronico deve opportunamente interpretare e valutare.

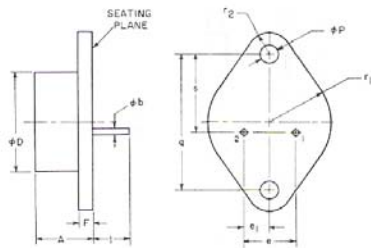
Altre caratteristiche importanti, espresse da grafici particolari, saranno prese in esame al momento del loro utilizzo in fase di progettazione.

Nel prosieguo del testo e, quando possibile, nelle fasi di dimensionamento dei diversi componenti necessari ai circuiti a transistori, adotteremo un criterio di arrotondamento sui valori calcolati dei componenti, al fine di consentirne la reperibilità nell'ambito delle serie di normale produzione. Soltanto in casi particolari si dovranno cercare in serie speciali o assemblare valori di componenti per ottenere le precisioni richieste dal progetto.

### 3.1.1 I contenitori dei transistori

I transistori sono costruiti in diverse tipologie di contenitori sulla base delle potenze che possono essere dissipate dall'involucro; una serie di formati con sigle e dimensioni sono riportati:

DIMENSIONAL OUTLINE FOR JEDEC TO-3



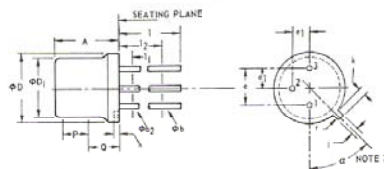
SYMBOL	INCHES		MILLIMETERS		NOTES
	MIN.	MAX.	MIN.	MAX.	
A	.250	.453	6.35	11.43	
$\phi b$	.038	.343	.97	8.69	2
$\phi D$		.875		22.23	
e	.420	.445	10.67	11.18	
$e_1$	.205	.225	5.21	5.72	
F		.335		8.43	
l	.312		7.92		2
$\phi P$	.151	.161	3.84	4.09	
q	1.177	1.317	29.50	33.40	
r1		.525		13.34	
r2		.350		8.89	
w	.655	.675	16.64	17.15	1

NOTES:

1. These dimensions should be measured at points 0.050 in. (1.27 MM) to 0.055 in. (1.40 MM) below seating plane. When gage is not used, measurement will be made at seating plane.
2. Two leads.

92CS-16222

DIMENSIONAL OUTLINE FOR JEDEC TO-5



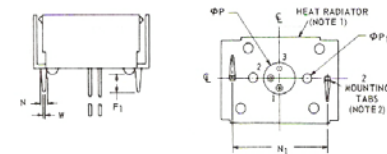
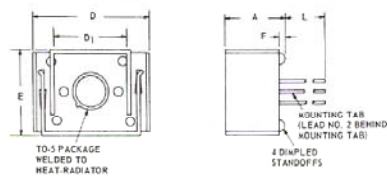
SYMBOL	INCHES		MILLIMETERS		NOTES
	MIN.	MAX.	MIN.	MAX.	
A	.740	.750	18.80	19.05	
$\phi b$	.016	.021	.406	.533	2
$\phi b_2$	.016	.019	.406	.483	2
$\phi D$	.335	.370	8.51	9.40	
$\phi D_1$	.365	.335	7.75	8.51	
e	.200 T.P.		5.08 T.P.		4,5
$e_1$	.160 T.P.		2.54 T.P.		5
h	.009	.125	.229	3.18	5
i	.028	.034	.711	.864	5
k	.020	.045	.737	1.14	2
l	1.500		38.10		2
l1		.050		1.27	2
l2	.250		6.35		2
P	.100		2.54		1
q					6
r		.037		.937	
a	.450 T.P.			11.43 T.P.	5,7

NOTES:

1. This zone is controlled for automatic handling. The variation in actual diameter within the zone shall not exceed 0.010 in. (0.254 MM).
2. (Three leads)  $\phi b_2$  applies between l1 and l2.  $\phi b$  applies between l2 and 1.5 in. (38.10 MM) from seating plane. Diameter is uncontrolled in l1 and beyond 1.5 in. (38.10 MM) from seating plane.
3. Measured from maximum diameter of the actual device.
4. Leads having maximum diameter 0.019 in. (0.483 MM) measured in gaging plane 0.054 in. (1.37 MM)  $\pm$  0.001 in. (0.25 MM) - 0.000 in. (0.000 MM) below the seating plane of the device shall be within 0.007 in. (0.178 MM) of their true positions relative to the maximum-width tab.
5. The device may be measured by direct methods or by the gage and gaging procedure described on gage drawing GS-1.
6. Details of outline in this zone optional.
7. Tab centerline.

92SS-1821

DIMENSIONAL OUTLINE FOR JEDEC TO-5 WITH HEAT RADIATOR



SYMBOL	INCHES		MILLIMETERS		NOTES
	MIN.	MAX.	MIN.	MAX.	
A		.430		10.92	
D	1.255	1.230	31.63	31.27	
D1	.745	.755	18.923	19.177	
E	.875	.905	22.22	22.99	
F	.040	.055	1.02	1.40	
F1	.370	.225	9.38	5.72	
L	1.410		35.81		
$\phi P$	.295	.305	7.493	7.747	
$\phi P_1$	.393	.395	9.962	10.013	
N	.048	.062	1.21	1.57	
N1	.995	1.002	25.269	25.450	3
W	.045	.052	1.143	1.320	

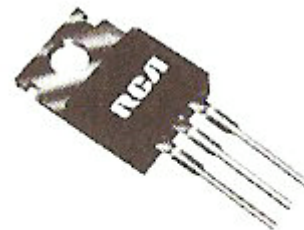
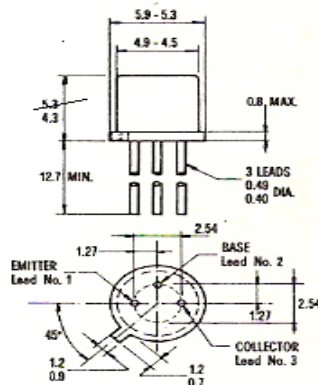
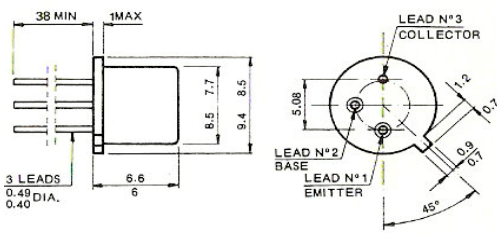
NOTES:

1. 0.035 C.R.S., finish-electroless nickel plate
2. Recommended hole size for printed-circuit board is 0.070 dia.
3. Measured at bottom of heat-radiator

92SS-25482

PHYSICAL DIMENSIONS in accordance with JEDEC TO-18 outline

PHYSICAL DIMENSIONS Similar to JEDEC TO-5 outline



TO-220 AB

Note: all dimensions in mm.

### 3.2 Il semplice circuito di commutazione

Una delle più semplici applicazioni del transistor in saturazione si configura con la realizzazione di un circuito di commutazione in grado di accendere una lampada ad incandescenza a comando di una piccola tensione fornibile da un dispositivo esterno.

Dati della lampada: alimentazione in corrente continua

tensione di lavoro = + 28V

corrente di lavoro = 0.1 A

resistenza a caldo = 280 ohm

Dati del generatore di comando: generatore di corrente continua

tensione del generatore + 5 V

resistenza del generatore < 100 ohm

Dai dati della lampada e del generatore di comando si evince:

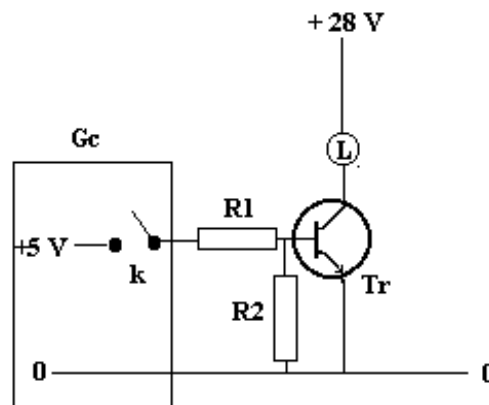
- La funzione di commutatore deve essere affidata ad un transistor NPN in grado di lavorare in saturazione con tensioni positive.
- Il transistor deve avere una tensione di lavoro  $V_{ce0} \gg 28V$ .
- Il transistor deve poter sostenere una corrente di lavoro  $> 0.1 A$
- Il transistor deve avere una tensione di saturazione  $< 2 V$  (pari al 7% di 28V) per  $I_c = 100 mA$
- Il transistor deve poter comandare l'accensione della lampada con una corrente di base "I<sub>b</sub>" di molto inferiore a  $5V/100 = 50 mA$

Il circuito commutatore è costruito secondo lo schema elettrico di figura 3.4:

Dalla figura si osservano i componenti circuitali e si definiscono le loro funzioni:

- Tr transistor commutatore
- L lampada utilizzatore
- R1 resistenza per comando base di Tr
- R2 resistenza per chiusura base in assenza di comando
- Gc generatore di comando
- k commutatore facente parte del generatore di comando

figura 3.4



Il funzionamento del circuito è elementare: quando k è aperto, la base di Tr non riceve corrente dall'esterno e di conseguenza anche la corrente di collettore è interdetta e la lampada L risulta spenta; quando k viene chiuso, la corrente del generatore Gc, attraverso R1, scorre nella giunzione base-emettitore e provoca il passaggio di corrente nella lampada L, attraverso la giunzione collettore-emettitore, con l'accensione di L.

In questo tipo di funzionamento la corrente di collettore è limitata dalla resistenza a caldo di L, data per 280 ohm, e dalla tensione di saturazione di Tr; infatti, data alla base la corrente necessaria per far scorrere la corrente di collettore necessaria all'accensione di L, si forma tra collettore ed emettitore una tensione minima di funzionamento di Tr ( tensione di saturazione), raggiunta la quale, ulteriori incrementi della corrente di base non portano ad incrementi significativi della corrente di collettore.

Sulla base dello schema elettrico procediamo al dimensionamento dei componenti:

*Il transistor Tr può essere scelto del tipo 2N1711 che ha le seguenti caratteristiche (si veda figura 3.6)*

- $V_{ce0} = 50 \text{ V}$   
Osservazione:  $V_{ce0}$  è, come voluto, superiore alla tensione di 28 V richiesta dalla lampada L
- $V_{ce(sat)} = 1.5 \text{ V max}$  per  $I_{cmax} = 150 \text{ mA}$   
Osservazione: Essendo  $V_{ce(sat)}$  al massimo uguale a 1.5V sottrae alla lampada soltanto il 5% della tensione di alimentazione
- $P = 0.8 \text{ W}$  potenza dissipabile a temperatura ambiente di 25°C  
Osservazione: Essendo P superiore al prodotto

$$V_{ce(sat)} * I_c = 1.5 * 0.1 = 0.15 \text{ W}$$

il transistor lavora in condizioni termiche ottimali.

- $h_{FE} = 100$  guadagno di corrente minimo  
Osservazione: Essendo  
 $h_{FE} = I_c / I_b$  per  $I_c = 100 \text{ mA}$  sarà

$$I_b = 100\text{mA}/100 = 1 \text{ mA},$$

valore almeno da raddoppiare, per sicurezza, per portare il transistor in saturazione ( $I_b = 2 \text{ mA}$ )

- $V_{be} = 0.7 \text{ V}$  tensione di funzionamento della base del transistor  
Osservazione: del valore della  $V_{be}$  si deve tenere conto in sede di dimensionamento di  $R_1$

**Il resistore  $R_1$ , che limita la corrente di base, deve essere dimensionato come segue:**

Al generatore  $G_c$ , che fornisce una tensione di  $5 \text{ V}$ , è richiesta una corrente di  $2 \text{ mA}$  pertanto sarà

$$R_1 = (5 - V_{be}) / 2\text{mA} = 2150 \text{ ohm (arrotondato a } 2200 \text{ ohm)}$$

Il valore assegnato ad  $R_1$  rappresenta un carico trascurabile per la resistenza di  $G_c = 100 \text{ ohm}$ .

**Il resistore  $R_2$ , che in assenza del comando tiene la base a livello di tensione zero, deve essere dimensionato come segue:**

Essendo  $I_b = 2 \text{ mA}$ , accettando una riduzione di  $I_b$  di circa il 2%, potrà essere

$$R_2 = V_{be} / (I_b * 2 / 100) = 17500 \text{ ohm (arrotondato a } 18000 \text{ ohm)}$$

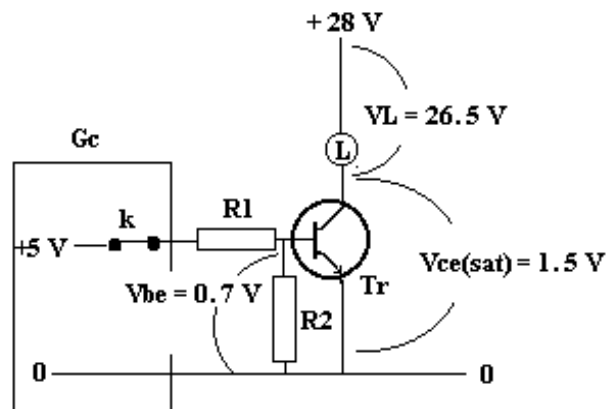
**Da un rapido calcolo sulla dissipazione delle resistenze del circuito risulta sempre:**

$$P < 0.25 \text{ w}$$

Una serie di misure può essere fatta sul circuito di 3.4 con  $k$  chiuso; i dati indicativi\* di tensione, misurabili con un voltmetro in c.c. a  $100\text{K ohm/volt}$ , sono riportati in figura 3.5.

figura 3.5

\*I valori riportati in figura 3.5 sono dichiarati "indicativi" dato che la dispersione dei parametri del transistor,  $h_{FE}$ ;  $V_{be}$ ;  $V_{ce(sat)}$ ,



non consente il calcolo esatto delle tensioni in gioco; ciò non incide però sul funzionamento del sistema in quanto il valore di  $R_1$  è stato calcolato per il doppio della corrente necessaria alla base e per il minimo valore di  $h_{FE}$  dato dal costruttore.

Quanto detto non deve sconcertare il lettore dato che i valori rilevati in via sperimentale, anche se diversi da quelli di figura 3.5 nell'ordine del  $\pm 10\%$ , sono comunque rappresentativi del corretto funzionamento del circuito.

L'incertezza tra i dati calcolati e dati misurati in via sperimentale si manifesta prevalentemente per circuiti in cui i transistori non sono dotati di anelli di controreazione\*\*;

quest'ultimi è possibile, come avremo modo di vedere, ottenere rilievi sperimentali più coerenti con i dati progettuali.

\*\* Un anello di controreazione è un circuito ausiliario che retrocede, in serie alla tensione d'ingresso, una frazione della tensione d'uscita per ottenere dall'amplificatore alcune caratteristiche particolari. Per la teoria connessa a questa problematica si veda appendice A1.

In figura 3.6 sono riportate le caratteristiche elettriche del transistor 2N1711 fornite dal costruttore

**NPN** diffused silicon  
planar transistors

**2N1711**

## Switches and universal amplifiers

The 2N1613 and 2N1711 are NPN double-diffused silicon Planar transistors designed for use in high performance amplifier, oscillator and switching circuits. The 2N1711 is also used to advantage in amplifiers where low noise is an important factor. These transistors provide useful current gain from the microampere region up to 500mA and have the many desirable advantages of the Planar structure and diffusion techniques.

### ELECTRICAL CHARACTERISTICS ( $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Symbol	Characteristic and test conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit	
$h_{FE}$	DC Current Gain *					
$h_{fe}$	High Frequency Current Gain *					
NF	Noise Figure *					
$V_{BEsat}$	Base Saturation Voltage (5) $I_C = 150\text{mA}$ $I_B = 15\text{mA}$	0.95	1.3		V	
$V_{CEsat}$	Collector Saturation Voltage (5) $I_C = 150\text{mA}$ $I_B = 15\text{mA}$					
$C_{ob}$	Output Capacitance $I_E = 0$ $V_{CB} = 10\text{V}$	2N 1613	0.6	1.5		pF
		2N 1711	0.5	1.5		pF
$C_{TE}$	Emitter Transition Capacitance $I_C = 0$ $V_{EB} = 0.5\text{V}$		50	80		pF
$I_{CBO}$	Collector Cutoff Current $I_E = 0$ $V_{CB} = 60\text{V}$ $T_A = 150^\circ\text{C}$	0.3	10		m $\mu\text{A}$	
$I_{EBO}$	Emitter Cutoff Current $I_C = 0$ $V_{EB} = 60\text{V}$ $T_A = 150^\circ\text{C}$	0.4	10		$\mu\text{A}$	
$BVCBO$	Collector to Base Breakdown Voltage $I_C = 0.1\text{mA}$ $I_E = 0$	75			V	
$V_{CE(sat)}$	Collector to Emitter Sustaining Voltage (4 and 5) $I_C = 100\text{mA}$ (pulsed) $R_{\theta E} < 10^\circ\text{C}/^\circ\text{W}$	50			V	
$BVEBO$	Emitter to Base Breakdown Voltage $I_C = 0$ $I_E = 0.1\text{mA}$	7			V	
$I_{EBO}$	Emitter Current $I_C = 0$ $V_{EB} = 5\text{V}$	2N 1613	0.05	10		m $\mu\text{A}$
		2N 1711	0.05	5		m $\mu\text{A}$

\* For these parameters, see table on next page.

#### NOTES:

- 1) These ratings are limiting values above which the serviceability of any individual semiconductor device may be impaired.
- 2) These are steady state limits. The factory should be consulted on applications involving pulsed or low duty cycle operations.
- 3) These ratings give a maximum junction temperature of  $200^\circ\text{C}$  and junction-to-case thermal resistance of  $58.3^\circ\text{C}/^\circ\text{W}$  (derating factor of  $17.2\text{ mW}/^\circ\text{C}$ ). Junction-to-ambient thermal resistance of  $219^\circ\text{C}/^\circ\text{W}$  (derating factor of  $4.56\text{ mW}/^\circ\text{C}$ ).
- 4) Rating refers to a high current point where collector-to-emitter voltage is lowest.
- 5) Pulse Conditions: length: 300  $\mu\text{s}$ ; duty cycle:  $\leq 2\%$ .
- 6)  $f = 1000\text{ cps}$ ;  $R_{\theta C} = 510^\circ\text{C}/^\circ\text{W}$ ; 1 cycle bandwidth.

### ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (1) ( $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

#### Voltages

Collector to Base	$V_{CBO}$	75 V
Collector to Emitter ( $R_{\theta E} \leq 10^\circ\text{C}/^\circ\text{W}$ ) (4)	$V_{CER}$	50 V
Emitter to Base	$V_{EBO}$	7 V

#### Temperatures

Storage Temperature	$T_{STG}$	$-65^\circ\text{C}$ to $+300^\circ\text{C}$
Operating Junction Temperature	$T_J$	$200^\circ\text{C}$ Max

#### Power (2 and 3)

Dissipation at $25^\circ\text{C}$ Case Temperature	$P_D$	3 W
Dissipation at $100^\circ\text{C}$ Case Temperature	$P_D$	1.7 W
Dissipation at $25^\circ\text{C}$ Ambient Temperature	$P_D$	0.8 W

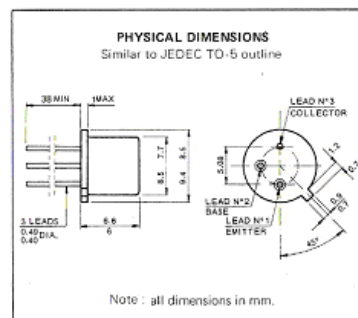


figura 3.6

### 3.2.1 Osservazione generale

Nell'esercizio precedente abbiamo scelto il transistor 2N1711 dato che le sue caratteristiche si adattavano al circuito da realizzare; altri tipi di transistori possono sostituire il 2N1711 nello schema di figura 3.4 purché questi componenti abbiano caratteristiche uguali o migliori. Facciamo un esempio: potrà sostituire il 2N1711 nello schema citato un transistor che abbia

- **V<sub>ceo</sub>** minima: uguale o superiore a 50 V
- **V<sub>ce(sat)</sub>** massima: uguale od inferiore a 1.5 V per  $I_{cmax} = 150$  mA
- **P** minima: uguale o superiore a 0.8 W
- **h<sub>FE</sub>** minimo: uguale o maggiore di 100

Questa osservazione è da ritenersi valida per tutte le applicazioni con transistori, sia che le caratteristiche selezionate siano soltanto quelle sopra menzionate, sia che le caratteristiche siano più numerose di quelle ora selezionate, come ad esempio se oltre a  $V_{ceo}$ ;  $V_{ce(sat)}$ ;  $P$ ;  $h_{FE}$  debbano essere considerate anche  $h_{fe}$ (guadagno di corrente in c.a);  $NF$ (figura di rumore);  $C_{ob}$ (capacità d'uscita) ed altre ancora.

Nel caso in cui sia necessario realizzare un circuito di commutazione alimentato con tensione negativa di  $-28$  V, invece che con tensione positiva di  $+28$  V, sarà sufficiente impiegare un transistor PNP invece di NPN purché questo nuovo elemento abbia caratteristiche simili al precedente ad esempio:

- **V<sub>ceo</sub>** minima: uguale o superiore a - 50 V
- **V<sub>ce(sat)</sub>** massima: uguale od inferiore a -1.5 V per  $I_{cmax} = 150$  mA
- **P** minima: uguale o superiore a 0.8 W
- **h<sub>FE</sub>** minimo: uguale o maggiore di 100

Nell'applicazione dei transistori nei circuiti di commutazione sovente è necessario prendere in considerazione, sia la velocità di risposta della commutazione che la potenza del carico da commutare. Per soddisfare queste esigenze di progetto viene esaminato un caso particolare nel paragrafo 3.2.2.



### 3.2.2 Un circuito di commutazione veloce di potenza

Una delle applicazioni per commutazione veloce di potenza si configura con la realizzazione di un circuito in grado di trasferire un impulso di tensione ad un carico resistivo a comando di un impulso di tensione fornibile da un dispositivo esterno.

Dati del carico esterno: alimentazione in corrente continua

tensione di lavoro = + 80V

corrente di lavoro = 2 A

resistenza di carico = 40 ohm

potenza richiesta = 160 W

risposta all'impulso esterno inferiore a 2  $\mu$ Sec.

Dati del generatore di comando Gi : generatore di impulsi

tensione del generatore + 10 V

resistenza del generatore < 10 ohm

durata impulso: in base alle necessità

Dai dati del carico e del generatore di comando si evince:

- La funzione di commutatore deve essere affidata ad un transistor NPN di potenza in grado di lavorare in saturazione con tensioni positive.
- Il transistor deve avere una tensione di lavoro  $V_{ce0} > 80V$  ed una risposta  $t_{on} < 2 \mu Sec$
- Il transistor deve poter sostenere una corrente di lavoro  $> 2 A$
- Il transistor deve avere una tensione di saturazione  $< 2 V$  (pari al 2% di 80V) per  $I_c = 2A$
- Il transistor deve poter comandare il trasferimento dell'impulso sul carico con una corrente di base " $I_b$ " inferiore a  $10V/10ohm = 1 A$

Il circuito commutatore è costruito secondo lo schema elettrico di figura 3.4/a:

Dalla figura si osservano i componenti circuitali e si definiscono le loro funzioni:

- Tr transistor commutatore
- RL resistenza di carico
- R1 resistenza per comando base di Tr
- R2 resistenza per chiusura base in assenza di comando

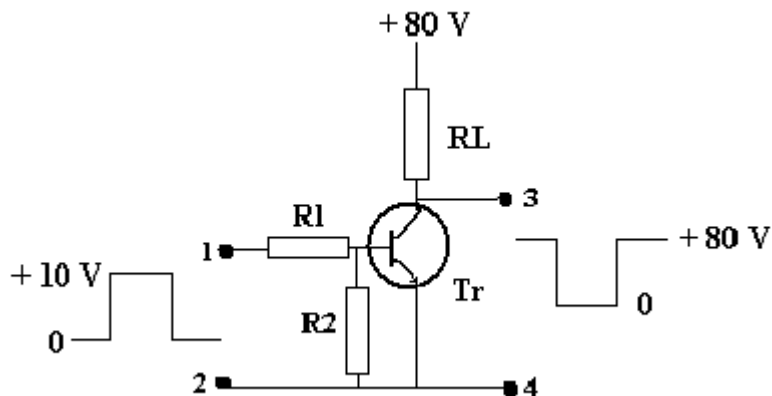


figura 3.4/a

Il funzionamento del circuito è semplice: quando l'impulso è assente, la base di Tr non riceve corrente dall'esterno e di conseguenza anche la corrente di collettore è interdetta e la resistenza di carico RL non riceve potenza; quando l'impulso è presente, attraverso R1, scorre corrente nella giunzione base-emettitore e provoca il passaggio di corrente nel carico RL attraverso la giunzione collettore-emettitore.

In questo tipo di funzionamento la corrente di collettore è limitata dalla resistenza di carico RL e dalla tensione di saturazione di Tr; infatti, data alla base l'impulso di corrente necessario per far scorrere la corrente di collettore, si forma tra collettore ed emettitore una tensione minima di funzionamento di Tr, detta tensione di saturazione, raggiunta la quale ulteriori incrementi della corrente di base non portano ad incrementi significativi della corrente di collettore.

L'impulso su RL si genera dopo pochi microsecondi dall'applicazione del comando sulla base.

Sulla base dello schema elettrico procediamo al dimensionamento dei componenti:

***Il transistor Tr, di potenza, può essere scelto del tipo BDY90 che ha le seguenti caratteristiche (si veda figura 3.6/a):***

- **V<sub>ceo</sub> = 100 V**  
Osservazione: V<sub>ceo</sub> è, come voluto, superiore alla tensione di 80 V richiesta dal carico RL
- **V<sub>ce(sat)</sub> = 0.5 V max per I<sub>c</sub> = 5A e I<sub>b</sub> = 0.5 A**  
Osservazione: Essendo V<sub>ce(sat)</sub> al massimo uguale a 0.5V sottrae al carico meno dell' 1% della tensione di alimentazione
- **P = 3 W** potenza dissipabile in continuità a temperatura ambiente di 25°C  
Osservazione: Essendo P superiore al prodotto

$$V_{ce(sat)} * I_c = 0.5 * 2 = 1 \text{ W}$$

il transistor può lavorare in condizioni termiche ottimali, senza necessità di superfici radianti ausiliarie, per qualsiasi durata dell'impulso.

- **h<sub>FE</sub> = 30** guadagno di corrente minimo  
Osservazione: Essendo  
$$h_{FE} = I_c / I_b \text{ per } I_c = 2A \text{ sarà}$$
$$I_b = 2A / 30 = 66 \text{ mA,}$$
  
valore almeno da raddoppiare, per sicurezza, per portare il transistor in saturazione ( I<sub>b</sub> = 130 mA)
- **t<sub>on</sub> = 0.35 μ Sec. Max**  
Osservazione: il valore di t<sub>on</sub> è nettamente inferiore al valore richiesto del tempo di risposta richiesto pari a 2 μ Sec.
- **V<sub>be</sub> = 0.7 V** tensione di funzionamento della base del transistor  
Osservazione: del valore della V<sub>be</sub> si deve tenere conto in sede di dimensionamento di R1

***Il resistore R1, che limita la corrente di base, deve essere dimensionato come segue:***

Al generatore, che fornisce un impulso di tensione di 10 V, è richiesta una corrente di 130 mA pertanto sarà

$$R1 = ( 10 - V_{be} ) / 130 \text{ mA} = 71.5 \text{ ohm (arrotondato a 68 ohm)}$$

Il valore assegnato ad R1 rappresenta un carico trascurabile per la resistenza di  $G_i = 10 \text{ ohm}$ .

***Il resistore R2, che in assenza del comando tiene la base a livello di tensione zero, deve essere dimensionato come segue:***

Essendo  $I_b = 130 \text{ mA}$  accettando una riduzione di  $I_b$  di circa il 2 %, potrà essere

$$R2 = V_{be} / (I_b * 2 / 100) = 270 \text{ ohm}$$

***Da un rapido calcolo sulla dissipazione delle resistenze del circuito risulta:***

Potenza impulsiva dissipata su RL

$$P_{RL} = 80 \text{ V} * 2 \text{ A} = 160 \text{ W}$$

Potenza impulsiva dissipata su R1

$$P_{R1} = 10 \text{ V} * 0.13 \text{ A} = 1.3 \text{ W}$$

Potenza impulsiva dissipata su R2

$$P_{R2} = ( 0.7 \text{ V} )^2 / 270 \text{ ohm} < 1/4 \text{ W}$$

figura 3.6/a

**BDY 90**

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
$I_{CBO}$	Collector Cut-off Current ( $I_E = 0$ )	$V_{CE} = V_{CBO}$			1	mA
$I_{CEV}$	Collector Cut-off Current ( $V_{BE} = -1.5V$ )	$V_{CE} = V_{CEV}$ $T_{case} = 150\text{ }^\circ\text{C}$ $V_{CE} = V_{CEV}$			1 3	mA mA
$I_{EBO}$	Emitter Cut-off Current ( $I_C = 0$ )	$V_{EB} = 6\text{ V}$			1	mA
$V_{CE0(sus)}^*$	Collector-Emitter Sustaining Voltage ( $I_B = 0$ )	$I_C = 100\text{ mA}$	100			V
$V_{CE(sat)}^*$	Collector-emitter Saturation Voltage	$I_C = 5\text{ A}$ $I_B = 0.5\text{ A}$ $I_C = 10\text{ A}$ $I_B = 1\text{ A}$			0.5 1.5	V V
$V_{BE(sat)}^*$	Base-emitter Saturation Voltage	$I_C = 5\text{ A}$ $I_B = 0.5\text{ A}$ $I_C = 10\text{ A}$ $I_B = 1\text{ A}$			1.2 1.5	V V
$h_{FE}^*$	DC Current Gain	$I_C = 1\text{ A}$ $V_{CE} = 2\text{ V}$ $I_C = 5\text{ A}$ $V_{CE} = 5\text{ V}$ $I_C = 10\text{ A}$ $V_{CE} = 5\text{ V}$	30 30 20		120	
$f_t$	Transition-Frequency	$I_C = 0.5\text{ A}$ $V_{CE} = 5\text{ V}$ $f = 5\text{ MHz}$		70		MHz
$t_{on}$	Turn-on Time	$I_C = 5\text{ A}$ $I_{B1} = 0.5\text{ A}$ $V_{CC} = 30\text{ V}$			0.35	$\mu\text{s}$
$t_s$	Storage Time	$I_C = 5\text{ A}$ $I_{B1} = -I_{B2} = 0.5\text{ A}$ $V_{CC} = 30\text{ V}$			1.3	$\mu\text{s}$
$t_f$	Fall Time				0.2	$\mu\text{s}$

\* Pulsed: Pulse duration = 300  $\mu\text{s}$ , duty cycle 1.5 %

### 3.3 Il circuito di commutazione con carico induttivo

La progettazione di un circuito di commutazione con carico induttivo, ad esempio la bobina d'eccitazione di un relè, è del tutto simile a quella esaminata al paragrafo 3.2.

Consideriamo il circuito di figura 3.4 ed immaginiamo al posto della lampada L il relè RL con le stesse caratteristiche elettriche:

Dati del relè:            alimentazione in corrente continua  
                         tensione di eccitazione = + 28V  
                         corrente di eccitazione = 0.1 A  
                         resistenza della bobina = 280 ohm

e lo stesso generatore Gc

Dati del generatore di comando: generatore di corrente continua  
   tensione del generatore + 5 V  
   resistenza del generatore < 100 ohm

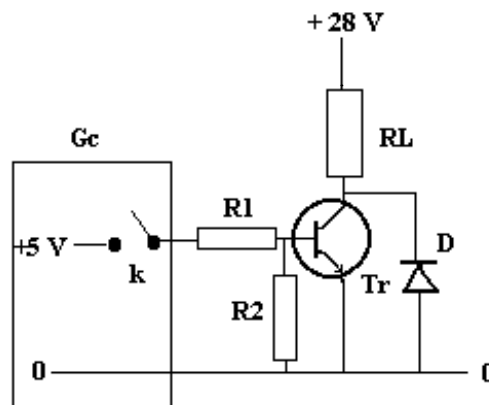
Visto che i dati dell'utilizzatore e del generatore sono identici a quelli riportati nel paragrafo 3.2 anche la scelta del transistor e il dimensionamento di R1 ed R2 sono gli stessi; quindi:

transistore tipo 2N1711  
R1 = 2200 ohm  
R2 = 18000 ohm

A questo punto è necessario fare attenzione alle caratteristiche del transistor perché sul collettore di questo nuovo circuito è presente un elemento induttivo che all'atto della diseccitazione provoca una extratensione negativa tra collettore ed emettitore che non può essere sostenuta dal transistor; quest'ultimo deve essere protetto mediante un diodo veloce posto a polarità rovesciata tra collettore ed emettitore, il diodo si porta in conduzione in presenza di extratensioni negative superiori a 0.7 V ed impedisce che queste distruggano il transistor. Un diodo tipo 1N4001 è adatto allo scopo.

Il nuovo circuito è riportato in figura 3.7

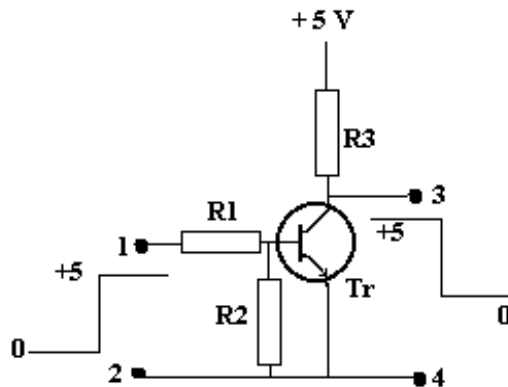
figura 3.7



### 3.4 Il circuito invertitore di segno

Un circuito invertitore di segno è un dispositivo elettronico in grado di trasformare, ad esempio, un comando logico (da livello 0 a livello +5V) in un comando logico (da livello +5V a livello 0). Questo dispositivo è caratterizzato da una struttura circuitale simile a quella di figura 3.4 nella quale al posto della lampada L viene inserito il resistore R3 così come mostrato in figura 3.8.

figura 3.8



Il comportamento del circuito è il seguente:

- quando il livello all'ingresso (punti 1 e 2) è zero Tr non conduce ed il livello in uscita (punti 3 e 4) è +5V
- quando il livello all'ingresso (punti 1 e 2) è +5V Tr conduce ed il livello in uscita (punti 3 e 4) è zero\*

\* il livello detto zero ai punti 3 e 4 non è tale dato che dipende dalla  $V_{ce(sat)}$  come andremo a calcolare.

Sulla base dello schema elettrico e delle tensioni in gioco procediamo al dimensionamento dei componenti:

**Il transistor  $Tr$  può essere scelto del tipo  $BFY56A$  che ha le seguenti caratteristiche:**

- $V_{ceo} = 55 \text{ V}$   
Osservazione:  $V_{ceo}$  è nettamente superiore alla tensione di 5 V che alimenta il circuito
- $V_{ce(sat)} = 0.05 \text{ V}$  tipici per  $I_{cmax} = 10 \text{ mA}$   
Osservazione: Essendo  $V_{ce(sat)}$  tipico a 0.05V si potrà contare su di un livello "zero" d'uscita molto basso
- $P = 0.8 \text{ W}$  potenza dissipabile a temperatura ambiente di 25°C  
Osservazione: Essendo  $P$  superiore al prodotto

$$V_{ce(sat)} * I_c = 0.05 * 0.01 = 0.0005 \text{ W}$$

il transistor lavora in condizioni termiche ottimali.

- $h_{FE} = 50$  guadagno di corrente minimo

Osservazione:  
essendo

$$hFE = I_c / I_b \text{ per } I_c = 10 \text{ mA sar\`a}$$

$$I_b = 10 \text{ mA} / 50 = 0.2 \text{ mA}$$

valore almeno da raddoppiare, per sicurezza, per portare il transistor in saturazione  
(  $I_b = 0.4 \text{ mA}$  )

- $V_{be} = 0.7 \text{ V}$  tensione di funzionamento della base del transistor  
Osservazione: del valore della  $V_{be}$  si deve tenere conto in sede di dimensionamento di  $R_1$

***Il resistore  $R_1$ , che limita la corrente di base, deve essere dimensionato come segue:***

Al generatore  $G_c$ , che fornisce una tensione di  $5 \text{ V}$ , \`e richiesta una corrente di  $0.4 \text{ mA}$ ; pertanto sar\`a

$$R_1 = ( 5 - V_{be} ) / 0.4 \text{ mA} = 10750 \text{ ohm (arrotondato a } 10000 \text{ ohm)}$$

***Il resistore  $R_2$ , che in assenza del comando tiene la base a livello di tensione zero, deve essere dimensionato come segue:***

Essendo  $I_b = 0.4 \text{ mA}$ , accettando una riduzione di  $I_b$  di circa il  $2 \%$ , potr\`a essere

$$R_2 = V_{be} / ( I_b * 2 / 100 ) = 87500 \text{ ohm (arrotondato a } 82000 \text{ ohm)}$$

***Il resistore  $R_3$ , che limita la corrente di collettore a  $10 \text{ mA}$ , deve essere dimensionato come segue:***

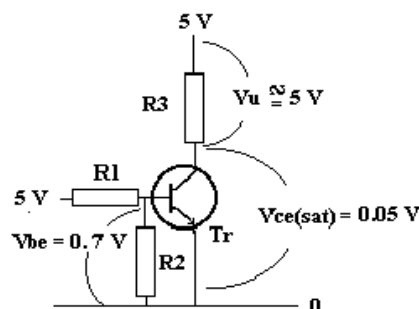
$$R_3 = 5 \text{ V} / 0.01 = 500 \text{ ohm (arrotondato a } 470 \text{ ohm)}$$

***Da un rapido calcolo sulla dissipazione delle resistenze del circuito risulta sempre:***

$$P < 0.25 \text{ w}$$

Una serie di misure pu\`o essere fatta sul circuito di figura 3.8 con livello di  $+5 \text{ V}$  applicato all'ingresso; i dati indicativi di tensione, misurabili con un voltmetro in c.c. a  $100 \text{ K ohm/volt}$ , sono riportati in figura 3.9.

figura 3.9



I valori delle tensioni riportati nella figura sono quelli ottenuti a calcolo; i rilievi strumentali evidenzieranno valori sensibilmente diversi a causa, sia delle approssimazioni fatte in sede di dimensionamento dei componenti, sia delle tolleranze sui parametri di  $Tr$  che sono indicate dal costruttore o come tipiche, massime, o minime. Si pu\`o pertanto scrivere:

$$\text{valori misurati } \approx \pm 10 \% \text{ (valori calcolati)}$$

figura 3.10

**NPN** diffused silicon  
planar transistor

**BFY 56A**

## Amplifier and switch

The BFY 56A is an NPN silicon planar epitaxial transistor designed primarily for amplifier and switching applications over a wide range of voltage and current. This device features a useful beta range from 100  $\mu$ A to 500 mA and low saturation voltage permitting switching operation at 1 ampere. High collector-to-emitter voltage allows operation to 55 volts.

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS**  
( $T_A = 25^\circ\text{C}$  unless otherwise noted)

Symbol	Characteristic and test conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
$\beta_{DC}$	DC Current Gain (5)				
	$I_C = 100 \mu\text{A}$ $V_{CE} = 1\text{V}$	20	50		
	$I_C = 5 \text{ mA}$ $V_{CE} = 1\text{V}$	10	85	130	
	$I_C = 150 \text{ mA}$ $V_{CE} = 1\text{V}$	40	80	130	
$\beta_{FE}$	Base Saturation Voltage (5)				
	$I_C = 10 \text{ mA}$ $I_B = 1 \text{ mA}$	0.48	0.8		V
	$I_C = 150 \text{ mA}$ $I_B = 15 \text{ mA}$	0.85	1		V
	$I_C = 5 \text{ A}$ $I_B = 0.1 \text{ A}$	1.3	1.6		V
$V_{CE(sat)}$	Collector Saturation Voltage (5)				
	$I_C = 10 \text{ mA}$ $I_B = 1 \text{ mA}$	0.05			V
	$I_C = 150 \text{ mA}$ $I_B = 15 \text{ mA}$	0.13	0.25		V
	$I_C = 5 \text{ A}$ $I_B = 0.1 \text{ A}$	0.65	1		V
$I_{CES}$	Collector Reverse Current				$\mu\text{A}$
	$V_{CE} = 50\text{V}$ $V_{BE} = 0$	0.2	30		$\mu\text{A}$
$I_{CBO}$	Emitter Reverse Current				$\mu\text{A}$
	$V_{CE} = 50\text{V}$ $V_{BE} = 0$ (150°C)	0.2	30		$\mu\text{A}$
$V_{CE(su)}$	Collector to Emitter Breakdown Voltage				V
	$I_C = 100 \mu\text{A}$ $V_{BE} = 0$	85			V
$V_{EB(su)}$	Emitter to Base Breakdown Voltage				V
	$I_C = 100 \mu\text{A}$ $I_B = 0$	7			V
$V_{CE(su)}$	Collector to Emitter Sustaining Voltage (4 and 5)				V
	$I_C = 50 \text{ mA}$ $I_B = 0$	35			V
$\beta_{fs}$	Small Signal Current Gain		80		
$f_{\alpha}$	Input Resistance		2		$\text{k}\Omega$
$f_{\alpha}$	Output Conductance		8		amho
$f_{\alpha}$	Voltage Feedback Ratio		2.1		$\times 10^4$
$f_{\alpha}$	Input Resistance		27		$\Omega$
$f_{\alpha}$	Output Conductance		0.12		amho
$f_{\alpha}$	Voltage Feedback Ratio		0.5		$\times 10^4$
$f_{\alpha}$	High-Freq. Current Gain		4.5		
$f_{\alpha}$	Emitter Transition Capacitance		50	80	$\mu\text{F}$
$f_{\alpha}$	Base-Collector Capacitance		14	25	$\mu\text{F}$
$f_{\alpha}$	Turn-On Time (6)		150	270	ns
$f_{\alpha}$	Turn-Off Time (6)		350	800	ns

**ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS** (1)  
( $T_A = 25^\circ\text{C}$  unless otherwise noted)

**Voltages**

Collector to Emitter (4)	$V_{CE0}$	55 V
Collector to Emitter	$V_{CES}$	85 V
Emitter to Base	$V_{EBO}$	7 V

**Temperatures**

Storage Temperature	$T_{STG}$	$-55^\circ\text{C}$ to $200^\circ\text{C}$
Operating Junction Temperature	$T_J$	$200^\circ\text{C}$
Lead Temperature (Soldering, 10 sec. time limit)	$T_L$	$260^\circ\text{C}$

**Power (2 - 3)**

Disipation at $25^\circ\text{C}$ Case Temperature	$P_D$	5 W
Disipation at $25^\circ\text{C}$ Ambient Temperature	$P_D$	0.8 W

**PHYSICAL DIMENSIONS**  
In accordance with JEDEC TO-30 outline

NOTES: All dimensions in mm.  
Collector internally connected to case.  
Leads are gold-plated copper.

**NOTES:**

- These ratings are limiting values above which the availability of any individual semiconductor device may be impaired.
- These are steady state limits. The factory should be consulted on applications involving pulsed or low duty cycle operations.
- These ratings give a maximum junction temperature of  $200^\circ\text{C}$  and junction-to-case thermal resistance of  $35^\circ\text{C/W}$  (dissipating factor of  $28.6 \text{ mW/}^\circ\text{C}$ ), junction-to-ambient thermal resistance of  $215^\circ\text{C/W}$  (dissipating factor of  $4.57 \text{ mW/}^\circ\text{C}$ ).
- These ratings refer to a high-current case; when collector-to-emitter voltage is lower. For more information, see 965-A-1.
- Measured under pulse conditions; pulse length = 100  $\mu\text{s}$ ; duty cycle = 1%.
- See switching circuit for exact values of  $I_C$ ,  $I_B$  and  $I_{B1}$ .



### 3.5 Il circuito traslatore di livello

Il circuito traslatore di livello è utile nei casi in cui, ad esempio, si debba accoppiare una logica a 5V con una logica a 15V.

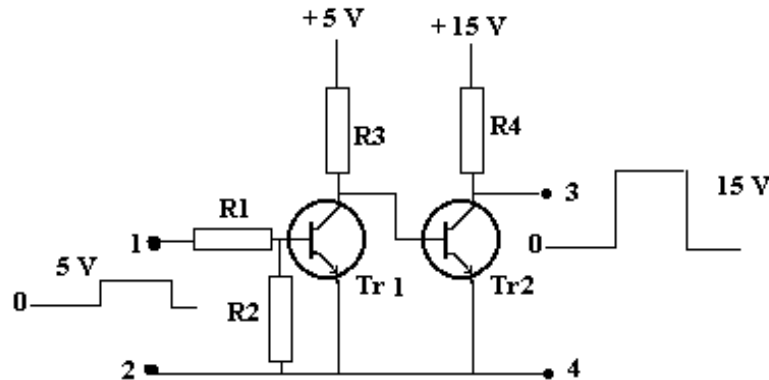
La realizzazione di questo dispositivo richiede l'impiego di due transistori ciascuno collegato come invertitore di segno, così come è mostrato in figura 3.11.

Il comportamento del circuito è il seguente:

- quando il livello all'ingresso (punti 1 e 2) è zero Tr1 non conduce ed il livello sul collettore è +5V, di conseguenza la base di Tr2 riceve corrente da R3 che porta in saturazione Tr2 stesso e l'uscita del circuito, punti 3 e 4, è a zero.
- quando il livello all'ingresso (punti 1 e 2) è + 5V Tr1 conduce ed il livello sul collettore è 0 V, di conseguenza la base di Tr2 non ricevendo corrente da R3 porta Tr2 stesso a non condurre e di conseguenza il livello d'uscita, ai punti 3 e 4, a + 15V.

figura 3.11

Sulla base dello schema elettrico e delle tensioni in gioco procediamo al dimensionamento dei componenti:



***I transistori Tr1 e Tr2 possono essere del tipo BFY56A avendo le seguenti caratteristiche:***

- **V<sub>ceo</sub> = 55 V**  
Osservazione: V<sub>ceo</sub> è nettamente superiore alla tensione di 15 V che alimenta Tr2
- **V<sub>ce(sat)</sub> = 0.05 V** tipici per I<sub>cmax</sub> = 10 mA  
Osservazione: Essendo V<sub>ce(sat)</sub> tipico a 0.05V si potrà contare su di un livello “zero” d'uscita molto basso, sia per la saturazione di Tr1, sia per la saturazione di Tr2
- **P = 0.8 W** potenza dissipabile a temperatura ambiente di 25°C  
Osservazione: Essendo P superiore al prodotto

$$V_{ce(sat)} * I_c = 0.05 * 0.01 = 0.0005 \text{ W}$$

i transistori lavorano in condizioni termiche ottimali.

- **h<sub>FE</sub> = 50** guadagno di corrente minimo  
Osservazione per Tr1: Essendo

$$h_{FE} = I_c / I_b \text{ per } I_c = 10 \text{ mA sar\`a}$$

$$I_b = 10\text{mA}/50 = 0.2 \text{ mA}$$

valore almeno da raddoppiare per portare il transistor in saturazione ( $I_b = 0.4 \text{ mA}$ )

Osservazione per Tr2: Essendo

$$h_{FE} = I_c/I_b \text{ per } I_c = 10 \text{ mA} \text{ dovrà essere}$$

$$I_b = 10\text{mA}/50 = 0.2 \text{ mA}$$

valore che, come vedremo, sarà nettamente superato.

- **V<sub>be</sub> = 0.7 V** tensione di funzionamento della base del transistor  
Osservazione: del valore della V<sub>be</sub> si deve tenere conto in sede di dimensionamento di R1

***Il resistore R1, che limita la corrente di base di Tr1, deve essere dimensionato come segue:***

Al generatore G<sub>c</sub>, che fornisce una tensione di 5 V, è richiesta una corrente di 0.4 mA; pertanto sarà

$$R1 = (5 - V_{be}) / 0.4\text{mA} = 10750 \text{ ohm (arrotondato a } 10000 \text{ ohm)}$$

***Il resistore R2, che in assenza del comando tiene la base a livello di tensione zero, deve essere dimensionato come segue:***

Essendo  $I_b = 0.4 \text{ mA}$ , accettando una riduzione di  $I_b$  di circa il 2 %, potrà essere

$$R2 = V_{be} / (I_b * 2 / 100) = 87500 \text{ ohm (arrotondato a } 82000 \text{ ohm)}$$

***Il resistore R3, che limita la corrente di collettore di Tr1 a 10 mA, deve essere dimensionato come segue:***

$$R3 = 5\text{V}/0.01 = 500 \text{ ohm (arrotondata a } 470 \text{ ohm)}$$

***Il resistore R3, avendo inoltre il compito di portare in saturazione il transistor Tr2, richiede la verifica della corrente di base di Tr2:***

$$I_b(\text{Tr2}) = (5\text{V} - V_{be})/R3 = (5 - 0.7) / 500 = 8.6 \text{ mA}$$

Il valore di  $I_b$  risulta più che sufficiente per la saturazione di Tr2 .

***Il resistore R4, che limita la corrente di collettore di Tr2 a 10 mA, deve essere dimensionato come segue:***

$$R4 = 15\text{V}/0.01 = 1500 \text{ ohm}$$

***Da un rapido calcolo sulla dissipazione delle resistenze del circuito risulta sempre:***

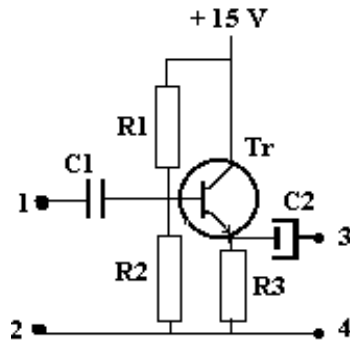
$$P < 0.25 \text{ w}$$

### 3.6 Il circuito ripetitore

Il circuito ripetitore a transistor è un dispositivo analogico in grado di trasferire su bassa impedenza un segnale generato su alta impedenza.

Lo schema del circuito è riportato in figura 3.12 e successivamente commentato.

figura 3.12



Questo circuito, a differenza di tutti i circuiti illustrati in precedenza, non ha il transistor Tr in saturazione ma in regime di linearità in virtù del:

- partitore resistivo R1- R2, che polarizza la base di Tr ad un livello di tensione continua che subordina la corrente di collettore di Tr
- resistore R3, che limita la corrente di emettitore di Tr

Questa configurazione porta ad alcune particolarità utili al nostro scopo:

- il resistore R3 conferisce una resistenza d'ingresso di Tr dell'ordine di

$$R_i \approx h_{fe} * R_3$$

dove  $h_{fe}$  è il guadagno di Tr in corrente alternata

- la corrente in R3 conferisce una resistenza  $R_e$  all'emettitore pari a :

$$R_e \approx 27 / I_e$$

(dove il valore 27 è un coefficiente d'approssimazione e  $I_e$  la corrente di emettitore espressa in mA)

- se R3 è molto maggiore di  $R_e$  la resistenza d'uscita  $R_u$  è data da:

$$R_u = R_e \approx 27 / I_e$$

L'ingresso del circuito è corredato dal condensatore C1 allo scopo di evitare che il generatore dei segnali, da applicare ai punti (1 e 2), possa alterare il livello della tensione continua dovuto al partitore R1-R2.

L'uscita del circuito è corredata dal condensatore C2 allo scopo, sia di evitare che un eventuale corto circuito ai punti (3 e 4) possa distruggere Tr, sia di ottenere all'uscita un segnale a valor medio zero.

Il funzionamento del circuito è il seguente: ad ogni incremento della tensione del segnale applicato alla base si ha un corrispondente incremento di Ib e di conseguenza di Ic che provoca a sua volta un incremento di tensione ai capi di R3; il segnale d'ingresso viene "ripetuto" all'uscita.

Sulla base dello schema elettrico e delle tensioni in gioco procediamo al dimensionamento dei componenti nell'ipotesi che il segnale d'ingresso abbia una frequenza dell'ordine di 1000 Hz:

***Il transistor Tr può essere scelto del tipo BFR17 che ha le seguenti caratteristiche:***

- **Vceo** = 60 V  
Osservazione: Vceo è nettamente superiore alla tensione di 15 V che alimenta il circuito
- **Vce(sat)** = 0.35 V max
- **P** = 0.36 W potenza dissipabile a temperatura ambiente di 25°C  
Osservazione: In condizioni statiche essendo P superiore al prodotto

$$V_{ce} * I_c = 7.5 \text{ V} * 1 \text{ mA} = 0.0075 \text{ W}$$

il transistor lavora in condizioni ottimali.

- **hfe** = 530 guadagno di corrente tipico per Ic = 1 mA alla frequenza di 1000 Hz  
Osservazione: Con questo valore di hfe la resistenza d'ingresso di Tr sarà pari a

$$R_i \approx 530 * R_3$$

- **hoe** = conduttanza d'uscita su collettore  
Osservazione: il reciproco di hoe rappresenta la resistenza Rc d'uscita del collettore quando l'emettitore del transistor è a massa
- **Vbe** = 0.7 V tensione di funzionamento della base del transistor  
Osservazione: del valore della Vbe si deve tenere conto in sede di dimensionamento di R3

***Il partitore R1-R2, che determina il punto di lavoro di Tr in zona lineare, deve essere dimensionato come segue:***

Per avere la massima dinamica del segnale in uscita è necessario che la tensione continua su R3 sia circa la metà della tensione di alimentazione

$$V(R_3) = 15 \text{ V} / 2 = 7.5 \text{ V}$$

pertanto sulla base di Tr si dovrà avere una tensione pari a

$$V(\text{base}) = 7.5 + V_{be} = 8.2 \text{ V}$$

ottenibile con un partitore resistivo che soddisfi la relazione

$$(R_1 + R_2) / 15 \text{ V} = R_2 / 8.2 \text{ V}$$

posto  $R_2 = 220000 \text{ ohm}$  si ha

$$R_1 = 182439 \text{ (arrotondata in } 180000 \text{ ohm)}$$

***Il resistore R3, che limita la corrente di emettitore a riposo ad 1 mA, deve essere dimensionato come segue:***

$$R_3 = 7.5 \text{ V} / 0.001 = 75000 \text{ ohm (arrotondata a } 6800 \text{ ohm)}$$

La corrente di emettitore, che a riposo è stata fissata ad 1 mA, varierà da un massimo di circa  $15 \text{ V} / 6800 = 2.2 \text{ mA}$ , per i picchi positivi del segnale, a frazioni di mA per i picchi negativi del segnale.

***Una valutazione complessiva della resistenza d'ingresso del circuito deve essere fatta come segue:***

Il valore di  $R_i$  è dato dal parallelo dei valori di  $R_1$ ;  $R_2$ ;  $h_{fe} * R_3$

$$R_i \approx 1 / \{ (1/R_1) + (1/R_2) + [1 / (h_{fe} * R_3)] \}$$

circa 100000 ohm

***Una valutazione della resistenza d'uscita del circuito deve essere fatta come segue:***

Il valore di  $R_u$  è dato dal rapporto

$$R_u \approx 27 / I_e = 27 / 1 \text{ mA} = 27 \text{ ohm.}$$

***Una valutazione dei valori di C1 e C2 deve essere fatta come segue:***

per evitare che le reattanze di  $C_1$  e  $C_2$ , rispettivamente  $X_{c1}$  e  $X_{c2}$ , provochino tagli in ampiezza dei segnali, sia all'ingresso che all'uscita, è ragionevole assumere questi valori dell'ordine di 1/100 delle resistenze alle quali sono collegati quindi:

$$X_{c1} \approx R_i / 100 \text{ da cui}$$

$$C_1 = 1 / 6.28 * f * (R_i / 100) = 1 / 6.28 * 1000 * (1000) = 0.15 \mu\text{F}$$

$$X_{c2} \approx R_u / 100 \text{ da cui}$$

$$C_2 = 1 / 6.28 * f * (R_u / 100) = 1 / 6.28 * 1000 * (0.27) = 600 \mu\text{F}$$

***Una valutazione della tensione massima del segnale applicabile deve essere fatta come segue:***

Essendo l'emettitore di Tr polarizzato a 7.5 V, l'escursione del segnale attorno a questo valore non deve portare mai il transistor in saturazione; pertanto, essendo

$$V_{be(sat)} = 0.35 \text{ V}$$

l'escursione della tensione di emettitore verso il livello più elevato dovrà essere di

$$\text{escursione} = 7.5 \text{ V} - 0.35 = 7.15 \text{ V arrotondato per prudenza a } 6.5 \text{ V.}$$

Di altrettanto potrà scendere la tensione d'emettitore in corrispondenza dei valori minimi; cioè da

$$\text{tensione minima d'emettitore} = 7.5 \text{ V a } 7.5\text{V} - 6.5\text{V} = 1\text{V.}$$

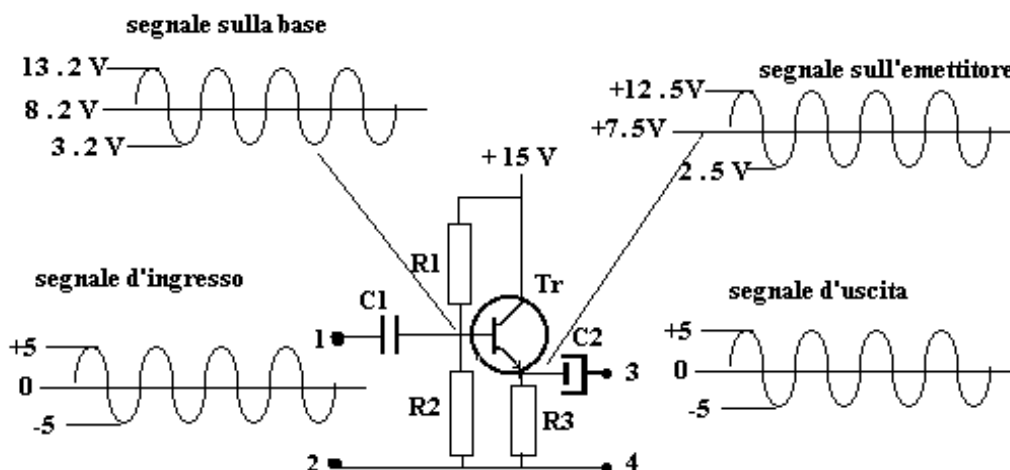
Complessivamente un'escursione totale di +/- 6.5 V pari ad una tensione di circa 4.6 V eff.

**Da un rapido calcolo sulla dissipazione delle resistenze del circuito risulta sempre:**

$$P < 0.25 \text{ w}$$

Una serie di misure può essere fatta sul circuito di figura 3.12 con una tensione sinusoidale di ampiezza 3.56 V eff. a 1000 Hz applicata all'ingresso; i dati indicativi dei livelli dei segnali sono misurabili con un oscilloscopio disposto in c.c. così come riportato in figura 3.13.

figura 3.13



I valori delle tensioni riportati nella figura sono quelli ottenuti a calcolo; i rilievi strumentali evidenzieranno valori sensibilmente diversi a causa, sia delle approssimazioni fatte in sede di dimensionamento dei componenti, sia delle tolleranze sui parametri di Tr che sono indicate dal costruttore o come tipiche, massime, o minime.

Si può pertanto scrivere:

valori misurati  $\approx \pm 10\%$  (valori calcolati)

**NPN** diffused silicon  
planar transistor

**BFR 17**

Low-level, low-noise,  
very high gain ampl.

The BFR 17 is an NPN silicon planar transistor designed for use in high performance low level, low noise amplifier applications.

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS**  
( $T_A = 25^\circ\text{C}$  unless otherwise noted)

Symbol	Characteristic and test conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
$h_{FE}$	DC Current Gain (5)				
	$I_C = 10 \mu\text{A}$ $V_{CE} = 5\text{V}$	130	220		
	$I_C = 100 \mu\text{A}$ $V_{CE} = 5\text{V}$	220	300		
	$I_C = 1 \text{ mA}$ $V_{CE} = 5\text{V}$	450	530		
$V_{BE(on)}$	Base - Emitter On Voltage				V
	$I_C = 1 \text{ mA}$ $V_{CE} = 5\text{V}$	0.64			
$V_{CE(sat)}$	Collector Saturation Voltage (5)				V
	$I_C = 100 \text{ mA}$ $V_{CE} = 5\text{V}$	0.58	0.70		
$I_{CES}$	Collector Reverse Current				$\mu\text{A}$
	$V_{CE} = 50\text{V}$ $V_{BE} = 0$	0.1	20		
$I_{CES(50^\circ\text{C})}$	Collector Reverse Current				$\mu\text{A}$
	$V_{CE} = 50\text{V}$ $V_{BE} = 0$	0.1	20		
$I_{EBO}$	Emitter Reverse Current				$\mu\text{A}$
$I_{VCE(s)}$	Collector to Emitter Sustaining Voltage (4 and 5)				V
	$I_C = 10 \mu\text{A}$ $V_{BE} = 0$	60			
$I_{VBE(s)}$	Emitter to Base Breakdown Voltage				V
$I_{VCEO}$	Collector to Emitter Sustaining Voltage (4 and 5)				V
	$I_C = 10 \mu\text{A}$ $V_{BE} = 0$	60			
$h_{fe}$	Small Signal Current Gain (f=1 MHz)				
	$I_C = 1 \text{ mA}$ $V_{CE} = 5\text{V}$	530			
$r_{be}$	Input Resistance (f=1 MHz)				$\text{K}\Omega$
$h_{oe}$	Output Conductance (f=1 MHz)				$\mu\text{mho}$
	$I_C = 1 \text{ mA}$ $V_{CE} = 5\text{V}$	20			
$h_{FE}$	Voltage Feedback Ratio (f=1 MHz)				$\times 10^{-1}$
	$I_C = 1 \text{ mA}$ $V_{CE} = 5\text{V}$	4.5			
$h_{fe}$	High Freq. Current Gain (f=20 MHz)				
	$I_C = 1 \text{ mA}$ $V_{CE} = 5\text{V}$	3.5	5		
$C_{TE}$	Emitter Transition Capacitance				$\text{pF}$
$C_{180}$	Base - Collector Capacitance				$\text{pF}$
	$I_C = 0$ $V_{BE} = 0$	3.5	6		
NF	Wide Band Noise Figure (6)				$\text{dB}$
	$I_C = 10 \mu\text{A}$ $V_{CE} = 5\text{V}$	1.5	4		
NF	Narrow Band Noise Figure (7)				$\text{dB}$
	$I_C = 10 \mu\text{A}$ $V_{CE} = 5\text{V}$	1	3		
NF	Narrow Band Noise Figure (f=10 MHz)				$\text{dB}$
	$I_C = 10 \mu\text{A}$ $V_{CE} = 5\text{V}$	1	3		

**NOTES:**

- These ratings are limiting values above which the serviceability of any individual semiconductor device may be impaired.
- These are steady state limits. The factory should be consulted on applications involving pulsed or low duty cycle operations.
- These ratings give a maximum junction temperature of  $200^\circ\text{C}$  and junction-to-case thermal resistance of  $140^\circ\text{C/W}$  (dissipating factor of  $6.9 \text{ mW}/^\circ\text{C}$ ); junction-to-air ambient thermal resistance of  $400^\circ\text{C/W}$  (dissipating factor of  $2.5 \text{ mW}/^\circ\text{C}$ ).
- These ratings refer to a high-current point where collector-to-emitter voltage is lowest. For more information refer to SCS-AR 5.
- Measured under pulse conditions; pulse length = 300  $\mu\text{s}$ ; duty cycle = 1%.
- $R_S = 10 \text{ }\Omega$ ; Power Bandwidth of 15.7 MHz with 3 dB points at 10 Hz and 10 MHz.
- $f = 1 \text{ MHz}$ ;  $R_S = 10 \text{ k}\Omega$ ; Power Bandwidth of 200 Hz.

**ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (1)**  
( $T_A = 25^\circ\text{C}$  unless otherwise noted)

Voltages and Currents	
Collector to Emitter (4)	$V_{CEO} = 60 \text{ V}$
Collector to Emitter	$V_{CES} = 60 \text{ V}$
Emitter to Base	$V_{EBO} = 8 \text{ V}$
DC Collector Current	$I_C = 50 \text{ mA}$

**Temperatures**

Storage Temperature	$T_{STG}$	$-55^\circ\text{C}$ to $200^\circ\text{C}$
Junction Temperature	$T_J$	$200^\circ\text{C}$
Lead Temperature (Soldering 10 sec.)	$T_L$	$260^\circ\text{C}$

**Power (2 - 3)**

Dissipation at $25^\circ\text{C}$		
Case Temperature	$P_D$	1.2 W
Dissipation at $25^\circ\text{C}$		
Ambient Temperature	$P_D$	0.36 W

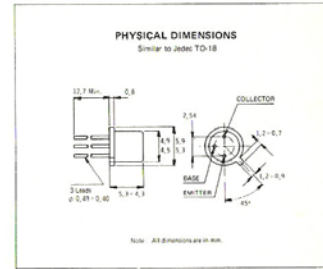


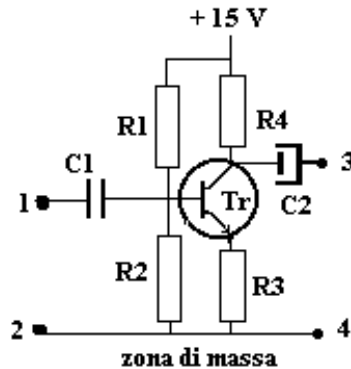
figura 3.14

### 3.7 Il circuito invertitore di fase

Il circuito invertitore di fase è un dispositivo analogico in grado di invertire di  $180^\circ$  un segnale applicato al suo ingresso.

Lo schema del circuito è riportato in figura 3.15 e successivamente commentato.

figura 3.15



Questo circuito è simile a quello illustrato nel paragrafo 3.6 salvo la presenza del resistore R4 sul collettore di Tr; le funzioni svolte dalle resistenze sono:

- partitore resistivo R1- R2 che polarizza la base di Tr ad un livello di tensione continua che subordina la corrente di collettore di Tr
- resistore R3 limita la corrente di emettitore di Tr
- resistore R4 trasforma la corrente di collettore nella tensione d'uscita
- i resistori R3 ed R4 devono avere lo stesso valore se si vuole che la tensione d'uscita (punti 3 e 4) abbia la stessa ampiezza della tensione applicata all'ingresso (punti 1 e 2)

L'ingresso del circuito è corredato dal condensatore C1 allo scopo di evitare che il generatore dei segnali, da applicare ai punti (1 e 2), possa alterare il livello della tensione continua dovuto al partitore R1-R2.

L'uscita del circuito è corredata dal condensatore C2 allo scopo di prelevare il segnale invertito a valor medio zero.

Il funzionamento del circuito è il seguente: ad ogni incremento della tensione del segnale applicato alla base si ha un corrispondente incremento di  $I_b$  e di conseguenza di  $I_c$  che provoca a sua volta un decremento di tensione tra R4 e massa; viceversa, quando il segnale applicato alla base decrementa, si ha un corrispondente decremento di  $I_b$  e di conseguenza di  $I_c$  che provoca un incremento di tensione tra R4 e massa, così che il segnale d'ingresso viene reso "invertito" all'uscita.

Sulla base dello schema elettrico e delle tensioni in gioco, procediamo al dimensionamento dei componenti nell'ipotesi che il segnale d'ingresso abbia una frequenza dell'ordine di 1000 Hz:

***Il transistor Tr può essere del tipo BFR17 che ha le seguenti caratteristiche:***

- $V_{ceo} = 60 \text{ V}$

Osservazione:  $V_{ceo}$  è nettamente superiore alla tensione di 15 V che alimenta il circuito



- **P** = 0.36 W potenza dissipabile a temperatura ambiente di 25°C  
Osservazione: In condizioni statiche essendo P superiore al prodotto  $V_{ce} * I_c = 7.5 \text{ V} * 1 \text{ mA} = 0.0075 \text{ W}$  il transistorore lavora in condizioni ottimali.
- **hfe** = 530 guadagno di corrente tipico per  $I_c = 1 \text{ mA}$  alla frequenza di 1000 Hz  
Osservazione: Con questo valore di hfe la resistenza d'ingresso di Tr sarà pari a  $530 * R_3$
- **hoe** = 20  $\mu$  mho conduttanza d'uscita su collettore
- **Vce(sat)** = 0.35 V  
Osservazione: Della Vce(sat) si deve tenere conto nel calcolo della dinamica
- **Vbe** = 0.7 V tensione di funzionamento della base del transistorore  
Osservazione: del valore della Vbe si deve tenere conto in sede di dimensionamento di R3

***Il partitore R1-R2 , che determina il punto di lavoro di Tr in zona lineare, deve essere dimensionato come segue:***

Per avere la massima dinamica del segnale in uscita è necessario che la tensione continua su R3 sia circa 1/4 della tensione di alimentazione

$$V(R_3) = [15 \text{ V} - V_{ce(sat)}] / 4 = (15 - 0,35) / 4 = 3.6 \text{ V}$$

pertanto sulla base di Tr si dovrà avere una tensione pari a

$$\text{tensione sulla base} = 3.6 + V_{be} = 4.3 \text{ V}$$

ottenibile con un partitore resistivo che soddisfi la relazione

$$(R_1 + R_2) / 15 \text{ V} = R_2 / 4.3 \text{ V}$$

posto  $R_2 = 100000 \text{ ohm}$  si ha

$$R_1 = 248000 \text{ (arrotondata in } 220000 \text{ ohm)}$$

***Il resistore R3, che limita la corrente di emettitore a riposo ad 1 mA, deve essere dimensionato come segue:***

$$R_3 = 3.6 \text{ V} / 0.001 = 3600 \text{ ohm}$$

***Il resistore R4 deve essere uguale ad R3:***

$$R_4 = 3600 \text{ ohm}$$

***Una valutazione complessiva della resistenza d'ingresso del circuito deve essere fatta come segue:***

Il valore di Ri è dato dal parallelo dei valori di R1; R2; hfe\*R3

$$R_i \approx 1 / \{ (1/R_1) + (1/R_2) + [1 / (hfe * R_3)] \}$$

Ri = circa 68000 ohm.

***Una valutazione della resistenza d'uscita del circuito deve essere fatta come segue:***

Il valore di  $R_u$  è dato dal parallelo della resistenza di collettore  $R_c$  e della resistenza di carico  $R_4$ ; il valore di  $R_c$ , per transistor con emettitore a massa, è dato da:

$$R_c \approx 1 / h_{oe} = 1 / 20 \mu \text{ mho} = 50000 \text{ ohm}$$

dove  $h_{oe}$  è la conduttanza d'uscita su collettore per emettitore a massa

Essendo  $R_4 = 3600 \text{ ohm}$ , si avrebbe:

$$R_u = 1 / (1/R_c + 1/R_4) = 1 / (1/50000 + 1/3600) \approx 3360$$

Poichè però l'emettitore di  $T_r$  non è a massa, ma polarizzato con  $R_3$ , il valore di  $R_c$  è di gran lunga superiore a 50000 ohm per cui si può considerare il valore di  $R_u$  pari al valore della sola resistenza di carico  $R_4$

$$R_u = 3600 \text{ ohm}$$

***Una valutazione dei valori di  $C_1$  e  $C_2$  deve essere fatta ponendo come segue:***

per evitare che le reattanze di  $C_1$  e  $C_2$ , rispettivamente  $X_{c1}$  e  $X_{c2}$ , provochino tagli in ampiezza dei segnali, sia all'ingresso che all'uscita, è ragionevole assumere questi valori dell'ordine di 1/100 delle resistenze alle quali sono collegati quindi:

$$X_{c1} \approx R_i / 100 \text{ da cui}$$

$$C_1 = 1 / 6.28 * f * (R_i / 100) = 1 / 6.28 * 1000 * (680) = 0.22 \mu\text{F}$$

$$X_{c2} \approx R_u / 100 \text{ da cui}$$

$$C_2 = 1 / 6.28 * f * (R_u / 100) = 1 / 6.28 * 1000 * (36) = 4.7 \mu\text{F}$$

***Una valutazione della tensione massima del segnale applicabile deve essere fatta come segue:***

Essendo la tensione di riposo ai capi di  $R_3$  ed  $R_4$  pari a 3.6 V, la dinamica di escursione del segnale attorno a questo valore non può che essere altrettanto, dell'ordine di

$$\text{variazione massima del segnale} = 2 * 3.6 \text{ V} = 7.2 \text{ V}_{pp}$$

arrotondata prudenzialmente in 7 V<sub>pp</sub> pari a 2.5 V<sub>eff</sub>.

Il guadagno di tensione del circuito, essendo espresso dal rapporto

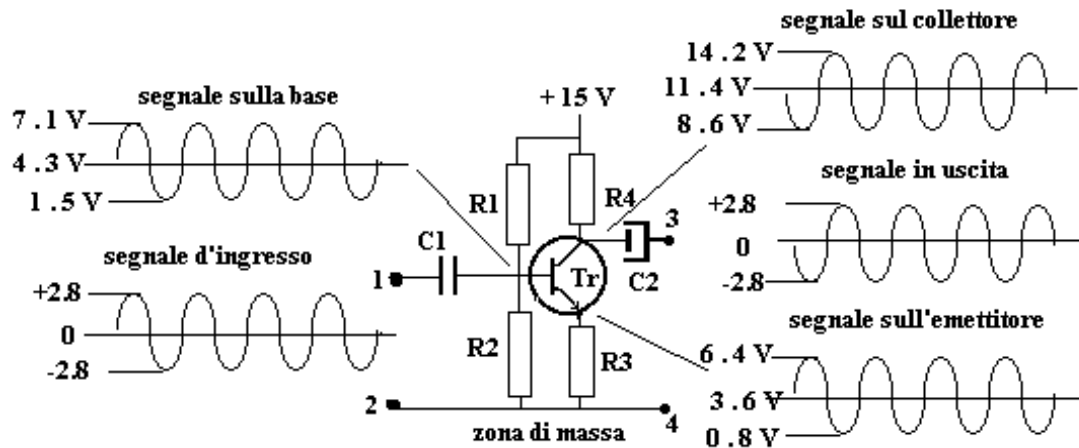
$$G \approx R_4 / (R_3 + R_e)$$

è sensibilmente inferiore ad uno.

***Da un rapido calcolo sulla dissipazione delle resistenze del circuito risulta sempre:  $P < 0.25 \text{ w}$***

Una serie di misure può essere fatta sul circuito di figura 3.15 con una tensione sinusoidale di ampiezza 2 V eff. a 1000 Hz applicata all'ingresso; i dati indicativi dei livelli dei segnali sono misurabili con un oscilloscopio disposto in c.c. così come riportato in figura 3.16.

figura 3.16



I valori delle tensioni riportati nella figura sono quelli ottenuti a calcolo; i rilievi strumentali evidenzieranno valori sensibilmente diversi a causa, sia delle approssimazioni fatte in sede di dimensionamento dei componenti, sia delle tolleranze sui parametri di Tr che sono indicate dal costruttore o come tipiche, massime, o minime.

Si può pertanto scrivere:

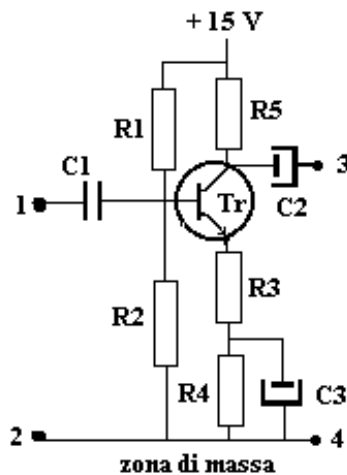
$$\text{valori misurati} \approx \pm 10 \% (\text{valori calcolati})$$

### 3.8 Il circuito amplificatore

Il circuito amplificatore è un dispositivo analogico in grado di amplificare il livello di tensione di un segnale applicato al suo ingresso; nell'esempio il guadagno di tensione è fissato in  $G = 10$  volte (20 dB) alla frequenza di 5000 Hz (per la definizione della terminologia del guadagno espresso in dB si veda appendice 0).

Lo schema del circuito è riportato in figura 3.17 e successivamente commentato.

figura 3.17



Questo circuito è simile a quello illustrato nel paragrafo 3.7 salvo la presenza del gruppo R4 – C3 in serie alla resistenza d'emettitore R3; le funzioni svolte dalle resistenze sono:

- partitore resistivo R1- R2 che polarizza la base di Tr ad un livello di tensione continua che subordina la corrente di collettore di Tr
- resistori R3 ed R4 limitano la corrente di emettitore di Tr
- resistore R5 trasforma la corrente di collettore nella tensione d'uscita
- resistore R3 stabilisce con R5 il guadagno di tensione del circuito

L'ingresso del circuito è corredato dal condensatore C1 allo scopo di evitare che il generatore dei segnali, da applicare ai punti (1 e 2), possa alterare il livello della tensione continua dovuto al partitore R1-R2.

L'uscita del circuito è corredata dal condensatore C2 allo scopo di prelevare il segnale amplificato a valor medio zero.

Il condensatore C3 in parallelo ad R4 fa sì che tale resistenza non sia influente al fine della determinazione del guadagno del circuito, ma concorra soltanto a limitare, assieme ad R3, la corrente di riposo dell'emettitore.

Il funzionamento del circuito è il seguente: ad ogni incremento della tensione del segnale applicato alla base, si ha un corrispondente incremento di  $I_b$  e di conseguenza di  $I_c$  che provoca a sua volta un decremento di tensione tra R5 e massa; viceversa, quando il segnale applicato alla base decrementa, si ha un corrispondente decremento di  $I_b$  e di conseguenza di  $I_c$  che provoca un incremento di tensione tra R5 e massa, così che il segnale d'ingresso viene reso "invertito" all'uscita.

Questa modalità di funzionamento dell'amplificatore è detta di "classe A".

Il guadagno di amplificazione del circuito è pari al rapporto

$$G \approx R5 / (R3 + Re)$$

Sulla base dello schema elettrico e delle tensioni in gioco procediamo al dimensionamento dei componenti:

***Il transistor Tr può ancora essere il tipo BFR17.***

***Il partitore R1-R2 , che determina il punto di lavoro di Tr in zona lineare, deve essere dimensionato come segue:***

Per avere la massima dinamica del segnale in uscita è necessario che la tensione continua sulla serie R3 + R4 sia circa 1/4 della tensione di alimentazione

$$V(R3+R4) = [15 \text{ V} - V_{ce(sat)}] / 4 = (15 - 0,35) / 4 = 3.6 \text{ V}$$

pertanto sulla base di Tr si dovrà avere una tensione pari a

$$\text{tensione sulla base} = 3.6 + V_{be} = 4.3 \text{ V}$$

ottenibile con un partitore resistivo che soddisfi la relazione

$$(R1+R2)/15\text{V} = R2/4.3\text{V}$$

posto R2 = 100000 ohm si ha

$$R1 = 248000 \text{ (arrotondata in } 220000 \text{ ohm)}$$

***I resistori R3 e R4, che limitano la corrente di emettitore a riposo ad 1 mA, devono essere dimensionati come segue:***

$$R3 + R4 = 3.6\text{V}/0.001 = 3600 \text{ ohm}$$

***Il resistore R5, che con R3 determina il guadagno di amplificazione ( nel calcolo del guadagno si ritiene trascurabile Re essendo piccola rispetto ai valori delle resistenze in gioco  $Re = 27 / 1 \text{ mA} = 27 \text{ ohm}$ ), per ottenere la massima escursione del segnale d'uscita deve essere:***

$$R5 = R3 + R4 = 3600 \text{ ohm}$$

***Per avere il guadagno di amplificazione voluto di 20 dB (pari a 10 volte) il resistore R3 deve essere:***

$$R3 = R5 / 10 = 3600 / 10 = 360 \text{ ohm}$$

ne consegue che il valore di R4 debba essere:

$$R4 = 3600 - 360 = 3240 \text{ (arrotondata a } 3300 \text{ ohm)}$$

***Una valutazione complessiva della resistenza d'ingresso del circuito deve essere fatta come segue:***

Il valore di  $R_i$  è dato dal parallelo dei valori di  $R_1$ ;  $R_2$ ;  $h_{fe} * R_3$

$$R_i \approx 1 / \{ (1/R_1) + (1/R_2) + [1/ (h_{fe} * R_3)] \}$$

da cui  $R_i \approx 50000 \text{ ohm}$

***Una valutazione della resistenza d'uscita del circuito deve essere fatta con ragionamento analogo a quello fatto nel paragrafo precedente, pertanto:***

Il valore di  $R_u$  è dato dal valore di  $R_4 = 3600 \text{ ohm}$ .

***Una valutazione dei valori di  $C_1$  e  $C_2$  deve essere fatta come segue:***

Per evitare che le reattanze di  $C_1$  e  $C_2$ , rispettivamente  $X_{c1}$  e  $X_{c2}$ , provochino tagli in ampiezza dei segnali, sia all'ingresso che all'uscita, è ragionevole assumere questi valori dell'ordine di 1/100 delle resistenze alle quali sono collegati; quindi:

$$X_{c1} \approx R_i / 100 \text{ da cui}$$

$$C_1 = 1/6.28 * f * (R_i/100) = 1/6.28 * 5000 * (500) = 0.068 \mu\text{F}$$

$$X_{c2} \approx R_u / 100 \text{ da cui}$$

$$C_2 = 1/6.28 * f * (R_u/100) = 1/6.28 * 5000 * (36) = 1 \mu\text{F}$$

***Una valutazione del valore di  $C_3$  deve essere fatta come segue:***

Se si vuole che  $R_4$  non incida sul guadagno di tensione dell'amplificatore, affidato esclusivamente ad  $R_3$ , la reattanza  $X_{c3}$ , alla frequenza di lavoro (5000 Hz), deve essere almeno 1/100 del valore di  $R_3$ ; pertanto si ha:

$$C_3 = 1/6.28 * f * (R_3/100) = 1/6.28 * 5000 * (3.6) = 10 \mu\text{F}$$

***Una valutazione della tensione massima del segnale sul collettore deve essere fatta come segue:***

Essendo la tensione di riposo ai capi di  $R_5$  pari a 3.6 V la tensione sul collettore è di +11.4 V e la dinamica di escursione del segnale attorno a questo valore non può che essere dell'ordine di

$$\text{escursione massima di tensione sul collettore} = 2 * 3.6 \text{ V} = 7.2 \text{ V}_{pp}$$

arrotondata prudenzialmente in 7 V<sub>pp</sub> pari a 2.5 V<sub>eff</sub>.

***Il livello del massimo segnale d'ingresso all'amplificatore deve essere:***

$$\text{Tensione massima d'ingresso} = 2.5 \text{ V}_{eff}/10 = 0.25 \text{ V}_{eff}$$

essendo la tensione massima d'uscita 2.5 V<sub>eff</sub>. ed il guadagno dell'amplificatore uguale a 10

***Da un rapido calcolo sulla dissipazione delle resistenze del circuito risulta sempre:***

$$P < 0.25 \text{ w}$$

Una serie di misure può essere fatta sul circuito di figura 3.17 con una tensione sinusoidale di ampiezza 0.2 V eff. a 5000 Hz applicata all'ingresso; i dati indicativi dei livelli dei segnali sono misurabili con un oscilloscopio disposto in c.c. così come riportato in figura 3.18.

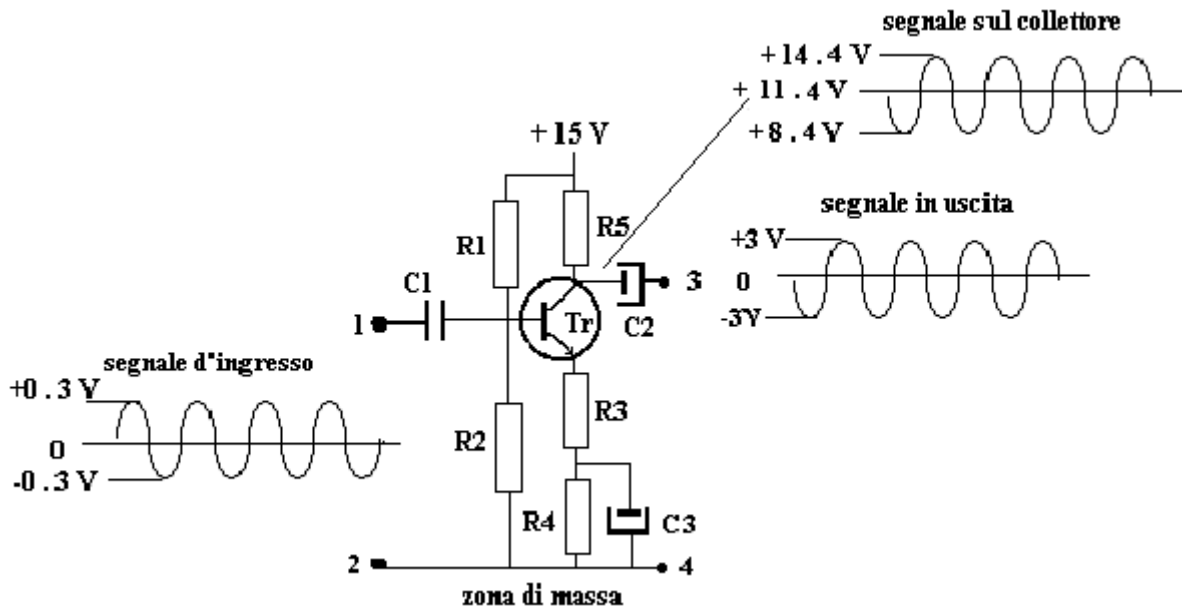


figura 3.18

I valori delle tensioni riportati nella figura sono quelli ottenuti a calcolo; i rilievi strumentali evidenzieranno valori sensibilmente diversi a causa, sia delle approssimazioni fatte in sede di dimensionamento dei componenti, sia delle tolleranze sui parametri di Tr che sono indicate dal costruttore come tipiche, massime, o minime.

Si può pertanto scrivere:

$$\text{valori misurati} \approx \pm 10 \% (\text{valori calcolati})$$

### 3.8.1 Osservazioni sul circuito di paragrafo 3.8

Nel calcolo del guadagno dell'amplificatore di figura 3.17 abbiamo utilizzato la formula

$$G \approx R5 / ( R3 + Re )$$

un'analisi veloce della quale farebbe pensare che incrementando a piacere  $R5$ , si possa ottenere qualsiasi valore di guadagno, così come si possa incrementare il guadagno riducendo a valore zero la resistenza  $R3$ .

L'aumento di  $R5$  in effetti incrementa il guadagno ma non indefinitamente perché nella formula è stato ommesso, per semplicità, il termine relativo alla resistenza  $Rc$  di collettore che viene a trovarsi in parallelo ad  $R5$ ; l'omissione è stata giustificata dal fatto che  $R5$  è di fatto molto più piccola di  $Rc$ . La riduzione di  $R3$  porta in realtà ad un incremento di guadagno ma affida quest'ultimo al valore di  $Re$  che non è quantizzabile con precisione e dipende, tra l'altro, anche dalla temperatura di lavoro. Da quanto detto possiamo pertanto affermare:

- Per ottenere valori di amplificazione controllati dal calcolo devono essere:  
 $R5 \ll Rc = 1/hoe$
- $R3 \gg Re$

Il controllo dell'amplificazione, mediante componenti esterni al transistor, si concretizza di fatto mediante l'inserzione della resistenza  $R3$  che realizza, anche se non esplicitamente evidenziato, un semplice anello di controreazione introducendo in serie alla tensione d'ingresso una piccola parte della tensione d'uscita.

Si possono realizzare stadi a transistori ad elevata amplificazione assumendo, sia valori di  $R5$  molto grandi, sia valori di  $R3$  nulli; in questi casi, peraltro sconsigliabili, il valore del guadagno potrà variare, sia da transistor a transistor dello stesso tipo, sia con le variazioni della temperatura ambiente, e non sarà mai calcolabile a priori con le tolleranze del +/- 10% alle quali abbiamo fatto cenno nel paragrafo precedente.



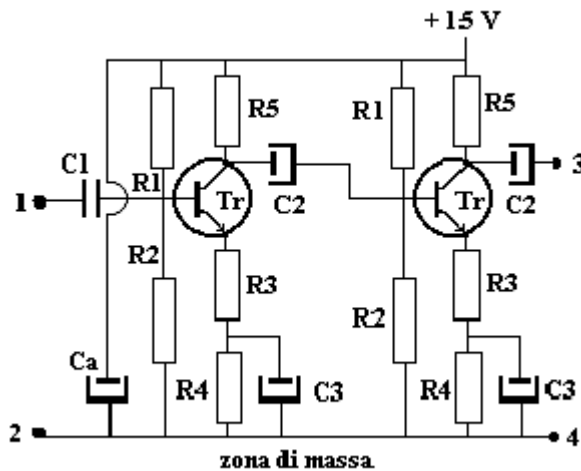
### 3.9 Un circuito ad elevato guadagno di amplificazione

Forti delle osservazioni riportate nel paragrafo 3.8.1 impostiamo un circuito ad elevato guadagno di amplificazione 40 dB (100 volte) cercando di ottenere un dispositivo il cui guadagno sia completamente affidato a reti resistive e quindi il più possibile indipendente dai parametri dei transistori impiegati.

Un amplificatore di questo tipo può essere realizzato disponendo in cascata due circuiti, del tipo riportato in figura 3.17, secondo lo schema di figura 3.19.

Soluzioni più snelle ed eleganti saranno prese in considerazione nei paragrafi successivi.

figura 3.19



I due circuiti d'amplificazione sono identici, l'uscita del primo stadio è collegata all'ingresso del secondo mediante il primo condensatore C2.

Dato che il guadagno di ciascuno dei due stadi è di 20 dB (10 volte) il segnale all'ingresso (punti 1 e 2) sarà moltiplicato per 10 volte nel primo stadio ed altre 10 volte nel secondo per un totale di

$$G = 10 * 10 = 100 \text{ volte pari a } 40 \text{ dB}$$

Alcune considerazioni devono essere fatte:

#### **Controllo della resistenza d'ingresso del secondo stadio:**

La  $R_i$  del secondo stadio deve essere  $R_i \gg R_5$  del primo stadio per non caricare  $R_5$  stessa; la  $R_i$  è data da:

$$R_i \approx 1 / \{ (1/R_1) + (1/R_2) + [1/ (h_{fe} * R_3)] \} = 50000 \text{ ohm}$$

essendo

$$R_5 = 3600 \text{ ohm} \text{ è verificata la disuguaglianza } R_i \gg R_5$$

#### **Controllo del massimo segnale applicabile all'ingresso dell'amplificatore (punti 1 e 2):**

Se il massimo segnale d'uscita dell'ultimo stadio è 2.5 V<sub>eff.</sub> (valore calcolato nell'esercizio di paragrafo 3.8) il massimo segnale all'ingresso del nuovo amplificatore dovrà essere:

$$V_{ing. \text{ max}} = 2.5 \text{ V}_{eff.} / G = 2.5/100 = 25 \text{ mV}_{eff.}$$

#### **Controllo del consumo:**

Quando gli amplificatori di tensione utilizzano più stadi è opportuno eseguire un semplice computo del consumo previsto:

- consumo dei due partitori di base

$$I = 2 * [15V / (R1 + R2)] = 2 * 15 / 320000 = 0.1 \text{ mA}$$

- consumo dei due transistori in assenza di segnale (dai calcoli del paragrafo 3.8)

$$I = 2 * I_c = 2 * 1 \text{ mA} = 2 \text{ mA}$$

per un consumo totale di circa 2 mA.

***Osservazioni sui componenti:***

I componenti già calcolati nel paragrafo 3.8 per la frequenza di 5000 Hz sono;

R1 = 220000 ohm

R2 = 100000 ohm

R3 = 360 ohm

R4 = 3300 ohm

R5 = 3600 ohm

C1 = 0.047  $\mu$ F

C2 = 1  $\mu$ F

Ca = 15 micr.Farad : Quest'ultimo componente si rende prudenzialmente necessario per evitare accoppiamenti spuri tra il primo ed il secondo stadio attraverso i cavi d'alimentazione del + 15V.

***Osservazioni sul circuito di misura:***

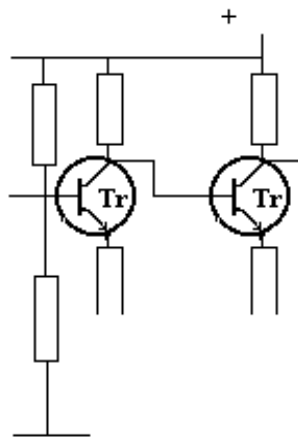
- Il circuito di misura presenterà livelli di tensioni continue analoghe a quelle misurabili nel circuito di figura 3.17 .
- Con una tensione d'ingresso di 20 mVeff. a 5000 Hz l'uscita ai punti (3 e 4) sarà di 2 V eff. e, contrariamente al circuito ad un solo stadio, sarà in fase con la tensione d'ingresso.
- Il guadagno dell'amplificatore risulterà di circa 100 volte; per questa ragione il circuito dovrà essere costruito con cura evitando percorsi lunghi nei collegamenti e curando che la "zona di massa" venga collegata ad un involucro metallico che potrà fungere da contenitore provvisorio del circuito sperimentale.
- Un controllo generale del consumo è consigliabile perché eventuali notevoli differenze tra il valore calcolato ed il valore misurato possono essere indicative di instabilità dell'amplificatore ( tendenza indesiderata all'oscillazione)
- Con guadagni dell'ordine di 40 dB l'uscita dell'amplificatore evidenzia un poco di rumore dovuto in prevalenza all'agitazione termica dei componenti del primo stadio; trascuriamo il calcolo e il rilievo di questo rumore riservandoci un'analisi accurata del fenomeno in occasione del progetto di amplificatori più perfezionati.

### 3.10 Modi d'accoppiamento tra stadi

Nel progetto dei circuiti d'amplificazione a transistori vengono impiegati modi diversi d'accoppiamento tra i diversi stadi; la scelta del tipo d'accoppiamento può orientarsi tra le seguenti soluzioni in considerazione di particolari esigenze tecniche:

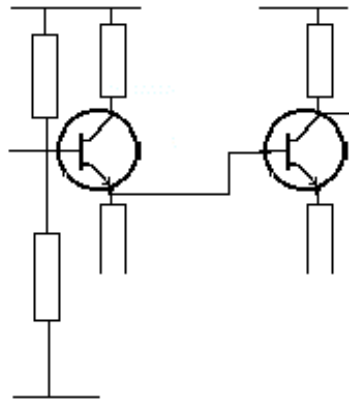
- 1) Accoppiamento indiretto, quale ad esempio quello utilizzato nell'esercizio del paragrafo 3.9, nel quale uno stadio di amplificazione viene accoppiato al successivo mediante una capacità; questa soluzione presenta le seguenti caratteristiche:
  - il circuito può amplificare soltanto tensioni alternate
  - esistono uno o più anelli di controreazione in corrente alternata
  - non necessita di anelli di controreazione in corrente continua
  - il circuito non richiede particolari attenzioni riguardo delle tensioni continue di polarizzazione dei vari stadi
  - metodologia di progettazione estremamente semplice
- 2) Accoppiamento diretto collettore base, così come indicato in figura 3.20; questa soluzione presenta le seguenti caratteristiche:
  - il circuito risulta semplificato dato che il numero dei componenti è inferiore rispetto all'accoppiamento indiretto
  - il circuito può amplificare sia tensioni alternate che tensioni continue
  - esistono uno o più anelli di controreazione sia in corrente continua che in corrente alternata
  - metodologia di progettazione sensibilmente articolata

figura 3.20



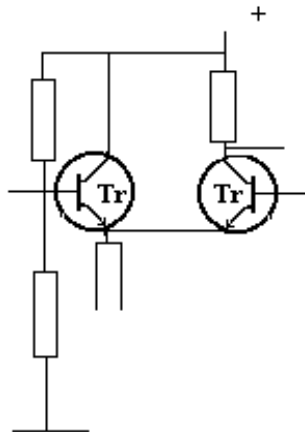
- 3) Accoppiamento diretto emettitore base, così come indicato in figura 3.21; questa soluzione presenta le seguenti caratteristiche:
  - il circuito risulta semplificato dato che il numero dei componenti è inferiore rispetto all'accoppiamento indiretto
  - il circuito può amplificare sia tensioni alternate che tensioni continue

figura 3.21



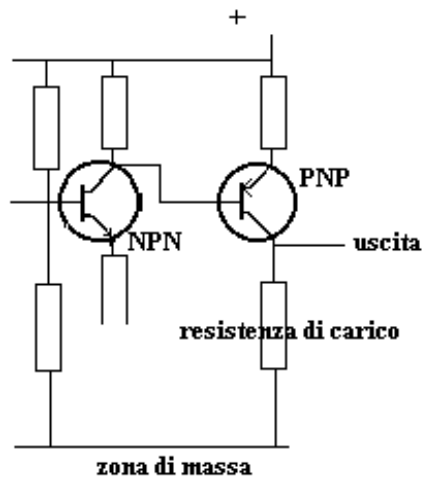
- 4) Accoppiamento diretto emettitore-emettitore così come indicato in figura 3.22; questa soluzione presenta le seguenti caratteristiche:
- il circuito risulta semplificato dato che il numero dei componenti è inferiore rispetto all'accoppiamento indiretto
  - il circuito può amplificare sia tensioni alternate che tensioni continue
  - esistono uno o più anelli di controreazione sia in corrente continua che in corrente alternata
  - metodologia di progettazione sensibilmente articolata
  - funzionamento a coppie di transistori in configurazione differenziale

figura 3.22



- 5) Accoppiamento diretto transistore NPN con transistore PNP così come riportato in figura 3.23; questa configurazione presenta le seguenti caratteristiche:
- il circuito risulta semplificato dato che il numero dei componenti è inferiore rispetto all'accoppiamento indiretto
  - il circuito può amplificare sia tensioni alternate che tensioni continue
  - esistono uno o più anelli di controreazione sia in corrente continua che in corrente alternata
  - metodologia di progettazione sensibilmente articolata
  - possibilità di avere la resistenza di carico riferita alla zona di massa

figura 3.23

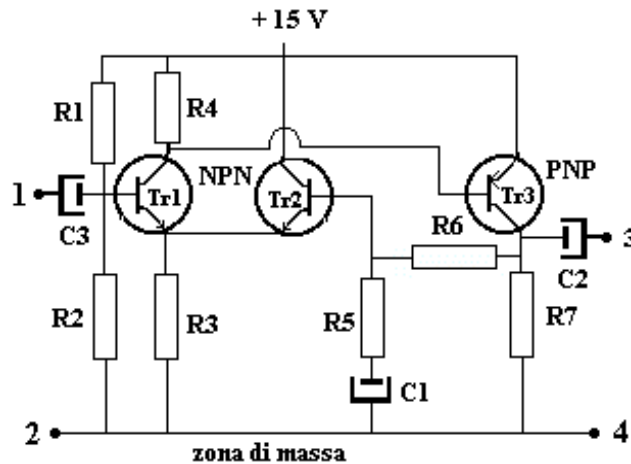


- 6) Accoppiamento diretto misto nel quale sono utilizzate, contemporaneamente, le configurazioni di cui ai punti 3.2; 3.3; 3.4; 3.5 con le conseguenti caratteristiche.

### 3.11 Amplificatore ad accoppiamento diretto misto

Una interessante ed elegante soluzione di progetto di un amplificatore ad accoppiamento diretto misto vede l'impiego di una coppia di transistori NPN ad accoppiamento emettitore-emettitore (stadio differenziale) ed un transistor PNP con accoppiamento base-collettore con uno dei transistori della coppia differenziale. Il circuito in oggetto è mostrato in figura 3.24.

figura 3.24



Il circuito di figura 3.23 è dotato di due anelli di controreazione, uno in corrente continua ed uno in corrente alternata:

\* L'anello in corrente continua ha il solo compito di mantenere la tensione del collettore di Tr3 a livello costante pari alla tensione di base di Tr1; ciò si ottiene mediante il circuito formato da R6 e dall'accoppiamento differenziale degli emettitori di Tr1 e Tr2.

\* L'anello in corrente alternata ha il compito di fissare il guadagno dell'amplificatore; ciò si ottiene mediante il partitore R6-R5-C1 con il quale si retrocede all'ingresso, tramite l'accoppiatore differenziale, una frazione della tensione del segnale presente sul collettore di Tr3.

Il funzionamento dell'amplificatore è il seguente: Il segnale alternato applicato all'ingresso (punti 1 e 2) viene amplificato da Tr1 e applicato direttamente alla base di Tr3; il transistor Tr3, essendo del tipo PNP, è collegato con il collettore verso massa e con l'emettitore al +15V, ha in R7 la resistenza di carico che consente al segnale amplificato di essere presente in uscita ai punti 3 e 4. Questa modalità di funzionamento dell'amplificatore è detta di "classe A".

Una frazione della tensione d'uscita tramite Tr2, facente parte dell'anello di controreazione, stabilisce il guadagno del sistema secondo l'espressione:

$$G = R6 / (R5 + Xc1)$$

Esaminato di massima il modo di funzionamento dell'amplificatore vediamo come dimensionarne i componenti per ottenere, ad esempio, un guadagno di 250 volte (48 dB) alla frequenza di 10000 Hz.

*I transistori Tr1 e Tr2 possono essere del tipo BFR17; il transistor Tr3, del tipo PNP, può essere del tipo BFY64, per quest'ultimo le caratteristiche principali sono :*

- $V_{ce0} = -40 \text{ V}$
- $V_{ce(sat)} = -1.1 \text{ V}$  max per  $I_c = 50 \text{ mA}$
- $P = 0.7 \text{ W}$  potenza dissipabile a temperatura ambiente di  $25^\circ\text{C}$
- $h_{FE} = 200$  guadagno di corrente massimo per  $I_c = 1 \text{ mA}$  (valido anche per frequenze basse)
- $h_{oe} = 110 \mu\text{ mho}$  tipici conduttanza d'uscita su collettore
- $V_{be} = 0.7 \text{ V}$  tensione di funzionamento della base del transistor

***Il partitore R1-R2, che tramite il circuito di controreazione determina il punto di lavoro di Tr3, deve essere dimensionato come segue:***

Per avere la massima dinamica del segnale in uscita è necessario che la tensione continua di riposo sul collettore di Tr3, ovvero ai capi di R7, sia:

$$V(R7) = [15 \text{ V} - V_{ce(sat)}] / 2 = (15 - 1.1) / 2 = 6.9 \text{ V}$$

ottenibile con un partitore resistivo che soddisfi la relazione

$$(R1 + R2) / 15 \text{ V} = R2 / 6.9$$

posto  $R2 = 100000 \text{ ohm}$  si ha

$$R1 = 117000 \text{ (arrotondata in } 120000 \text{ ohm)}$$

***Il resistore R7, che limita la corrente di riposo di Tr3, può essere determinato affinché tale corrente sia di circa 1 mA :***

$$R7 = 6.9 / 1 \text{ mA} = 6900 \text{ ohm (arrotondata a } 6800 \text{ ohm)}$$

***Il resistore R3, che limita la corrente di riposo di Tr1 e Tr2, può essere determinato affinché la corrente di ciascuno sia di circa 0.5 mA :***

$$R3 = (6.9 \text{ V} - V_{be}) / (2 * 0.5 \text{ mA}) = 6200 \text{ ohm (arrotondata a } 6800 \text{ ohm)}$$

***Il resistore R4, che può considerarsi la resistenza di chiusura base-emettitore di T3, è sufficiente che sia:***

$$R4 \gg h_{fe} * R_e = 200 * 27 / 1 \text{ mA} = 5400 \text{ ohm}$$

$$\text{quindi } R4 = 22000 \text{ ohm}$$

***Il componenti R6; R5 e C1, che determinano il guadagno di amplificazione, devono essere dimensionati come segue:***

Essendo  $G = R6 / (R5 + X_{c1})$

se si assume C1 sufficientemente grande affinché sia  $R5 \gg Xc1$ , si può scrivere:

$$G = R6 / R5$$

avendo imposto a progetto  $G = 250$  volte e ponendo  $R6 = 100000$  ohm, si ha:

$$R5 = R6 / G = 100000 / 250 = 400 \text{ ohm}$$

pertanto ponendo  $Xc1 = (1/100) R5 = 4$  ohm e  $f = 1000$  Hz, dovrà essere:

$$C1 = (1/6.28 * f * 4) = 3.9 \mu\text{F} \text{ (arrotondato a } 4.7 \mu\text{F)}$$

***Una valutazione complessiva della resistenza Ric d'ingresso del circuito deve essere fatta come segue secondo l'espressione:***

$$Ric \approx Ao * Ri * R5 / R6$$

dove

Ri è la resistenza d'ingresso dell'amplificatore in assenza di controeazione

Ao è il guadagno massimo ottenibile dal circuito in assenza di rete di controeazione ( il guadagno libero )

Il valore di Ri è dato, per hfe ed Re di Tr1 e Tr2, da

$$Ri \approx hfe * 2 * Re = 530 * 2 * 27/0.5 \text{ mA} = 57240 \text{ ohm}$$

Il valore di Ao approssimato si ottiene, dopo un'analisi dello schema, dalla seguente espressione:

$$Ao \approx R7 * hfe / ( 2 * 27 / Ie)$$

dove

hfe è il guadagno di corrente di Tr3

Ie,in mA, è la corrente di emettitore di Tr1

quindi si ha:

$$Ao \approx 6800 * 200 / (27 / 0.5) = 25185$$

ed infine il calcolo di Ric

$$Ric \approx 25185 * 57240 * ( 400 / 100000) = 5.7 \text{ M ohm}$$

Essendo Ric calcolata molto maggiore del parallelo di R1 ed R2 la resistenza d'ingresso dell'amplificatore ( punti 1 e 2 ) sarà

$$R1//R2 = 50000 \text{ ohm}$$



**Una valutazione della resistenza d'uscita del circuito deve essere fatta come segue:**

Il valore di  $R_u$  è dato da

$$R_u \approx (R_7/A_o) * (R_6/R_5)$$

$$R_u \approx ( 6800 / 25185 ) * ( 100000 / 400 ) = 67 \text{ ohm}$$

**Calcolo del livello massimo del segnale d'ingresso all'amplificatore:**

Il calcolo della tensione massima d'ingresso si esegue partendo dal livello massimo del segnale compatibile con la polarizzazione del collettore di Tr3 fissata in 6.9 V, con questa tensione l'escursione picco picco del segnale potrà essere

$$\text{escursione totale} = 6.9 \text{ V} * 2 \approx 14 \text{ Vpp pari a } \approx 5 \text{ Veff.}$$

da cui la tensione massima d'ingresso

$$V_{\text{ing.max}} = 5 \text{ Veff.} / G = 5 / 250 = 20 \text{ mV eff.}$$

**Calcolo del consumo a riposo:**

$$\text{Partitore d'ingresso } I \approx 15 \text{ V} / ( R_1 + R_2 ) = 0.068 \text{ mA}$$

$$\text{Coppia Tr1 e Tr2 } I \approx 1 \text{ mA}$$

$$\text{Tr3 } I \approx 1 \text{ mA}$$

$$\text{Consumo totale } I \approx 2.3 \text{ mA}$$

**Da un rapido calcolo sulla dissipazione delle resistenze del circuito risulta sempre:**

$$P < 0.25 \text{ w}$$

**Raccogliendo tutti i dati calcolati abbiamo:**

Amplificatore di tensione in bassa frequenza ( $f = 10000 \text{ Hz}$ ); tensione massima d'uscita 5Veff

Tensione d'alimentazione  $V_{cc} = + 15 \text{ V}$

Consumo di corrente a riposo  $I_{cc} \approx 2.3 \text{ mA}$

Guadagno di tensione  $G = 250 (\approx 48 \text{ dB})$

Resistenza d'ingresso  $R_{\text{ing}} = 50000 \text{ ohm}$

Resistenza d'uscita  $R_u \approx 70 \text{ ohm}$

Guadagno libero  $\approx 25000$

Transistori: Tr1 e Tr2 tipo BFR17; Tr3 tipo BFY64

Componenti vari:

$$R_1 = 100000 \text{ ohm } 1/4\text{w}$$

$$R_2 = 120000 \text{ ohm } 1/4\text{w}$$

$$R_3 = 6800 \text{ ohm } 1/4\text{w}$$

$$R_4 = 22000 \text{ ohm } 1/4\text{w}$$

$$R_5 = 400 \text{ ohm } 1/4\text{w}$$

$$R_6 = 100000 \text{ ohm } 1/4\text{w}$$

$$R_7 = 6800 \text{ ohm } 1/4\text{w}$$

$$C_1 = 4.7 \mu\text{F } 30 \text{ V}$$

$$C_2 = 3.3 \mu\text{F}$$

$$C_3 = 0.047 \mu\text{F}$$

Per completare il progetto dobbiamo fare alcune osservazioni:

- 1) L'amplificatore che abbiamo dimensionato è un circuito definito " Amplificatore di tensione", non è quindi in grado di fornire potenza in uscita anche se la sua resistenza d'uscita  $R_u$  è molto bassa; la potenza del segnale disponibile all'uscita è infatti :

$$P_u \approx (5 \text{ V eff.})^2 / 6800 \text{ ohm} = 3.6 \text{ mW}$$

- 2) Visto il valore approssimato di  $A_o$  pari a circa 25000 volte ( $\approx 88 \text{ dB}$ ) si può aumentare, se necessario, il guadagno stabilito a  $G = 250$  ( $\approx 48 \text{ dB}$ ) fino a 1000 (60 dB) o più, purché sia sempre verificata la condizione :

$$G < A_o - 20 \text{ dB} = 68 \text{ dB}$$

- 3) Essendo il valore di  $C_1$  dimensionato per  $f = 10000 \text{ Hz}$  l'amplificatore potrà lavorare, con lo stesso guadagno, a frequenze più elevate per le quali è ovviamente  $X_{c1} < X_{c1}$  a 10000

Hz. Il limite superiore delle frequenze amplificabili è condizionato dalle caratteristiche costruttive dei transistori impiegati; il BFR17, ad esempio, ha un guadagno di corrente di 530 volte alla frequenza di 1000 Hz e di sole 5 volte (cinque) alla frequenza di 20 Mhz. Per poter lavorare a frequenze nettamente inferiori a 10000 Hz dovrà essere dimensionato il valore di  $C_1$  affinché risulti sempre:

$$X_{c1} < R_5/100$$

- 4) Nel progetto dell'amplificatore non si è valutato il rumore elettronico d'uscita che in alcuni casi può essere ritenuto un parametro fondamentale; se il problema del rumore si pone è conveniente impostare il progetto dell'amplificatore con l'impiego di transistori speciali da porre nel circuito d'ingresso.
- 5) Il progetto non ha previsto indagini relative alla distorsione del segnale d'uscita; questa problematica afferisce soltanto a particolari casi d'impiego, ad esempio nei sistemi audio ad alta fedeltà, che nulla hanno a che fare con l'amplificatore oggetto del nostro lavoro.
- 6) Nel progetto abbiamo trattato  $R_{in}$ ;  $R_i$ ;  $R_u$  come resistenze pure dato che la frequenza di lavoro,  $f = 10000 \text{ Hz}$ , è una frequenza bassa rispetto ai parametri capacitivi dei transistori; qualora la frequenza di lavoro dovesse assumere valori elevati,  $f > 100 \text{ KHz}$ , si dovranno considerare  $R_{in}$ ;  $R_i$ ;  $R_u$  come impedenze.
- 7) Sul circuito di misura:
  - Il circuito di misura consentirà rilievi delle tensioni continue, in assenza di segnale, a giustificazione delle tensioni di polarizzazione calcolate in sede di progetto.
  - Con una tensione d'ingresso di 10 mVeff. a 10000 Hz l'uscita ai punti (3 e 4) sarà di 2.5 V eff. **nessun'altra misura di livello potrà ritenersi significativa all'interno del circuito.**
  - Il guadagno dell'amplificatore risulterà di circa 250 volte; per questa ragione il circuito dovrà essere costruito con cura evitando percorsi lunghi nei collegamenti e curando che la "zona di massa" venga collegata ad un involucro metallico che potrà fungere da contenitore provvisorio del circuito sperimentale.

- Un controllo generale del consumo è consigliabile perché eventuali notevoli differenze tra il valore calcolato ed il valore misurato possono essere indicative di instabilità dell'amplificatore ( tendenza indesiderata all'oscillazione)

figura 3.25

**NPN** diffused silicon  
planar transistor

**BFY 56A**

## Amplifier and switch

The BFY 56A is an NPN silicon planar epitaxial transistor designed primarily for amplifier and switching applications over a wide range of voltage and current. This device features a useful beta range from 100  $\mu$ A to 500 mA and low saturation voltage permitting switching operation at 1 ampere. High collector-to-emitter voltage allows operation to 55 volts.

### ELECTRICAL CHARACTERISTICS ( $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Symbol	Characteristic and test conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
hFE	DC Current Gain (5)				
	$I_C = 100 \mu\text{A}$ $V_{CE} = 1\text{V}$	20	50		
	$I_C = 5 \text{ mA}$ $V_{CE} = 1\text{V}$	50	85	120	
	$I_C = 150 \text{ mA}$ $V_{CE} = 1\text{V}$	40	80	120	
VBEsat	Base Saturation Voltage (5)				
	$I_C = 10 \text{ mA}$ $I_B = 1 \text{ mA}$	0.68	0.8		V
VCEsat	Collector Saturation Voltage (5)				
	$I_C = 10 \text{ mA}$ $I_B = 15 \text{ mA}$	0.85	1		V
ICES	Collector Reverse Current				
	$V_{CE} = 50\text{V}$ $V_{EB} = 0$ (150°C)	0.2	20		$\mu\text{A}$
IEBO	Emitter Reverse Current				
	$V_{EB} = 5\text{V}$ $I_C = 0$	0.1	20		$\mu\text{A}$
BVCEs	Collector to Emitter Breakdown Voltage	85			V
	$I_C = 100 \mu\text{A}$ $V_{EB} = 0$				
BVEB0	Emitter to Base Breakdown Voltage	7			V
	$I_E = 100 \mu\text{A}$ $I_C = 0$				
LVCEO	Collector to Emitter Sustaining Voltage (4 and 5)	7			V
	$I_C = 30 \text{ mA}$ $I_B = 0$				
hfe	Small Signal Current Gain	55			
	$I_C = 1 \text{ mA}$ $V_{CE} = 5\text{V}$ $f = 1 \text{ kHz}$		80		
hie	Input Resistance		2		$\text{k}\Omega$
	$I_C = 1 \text{ mA}$ $V_{CE} = 5\text{V}$ $f = 1 \text{ kHz}$				
hoe	Output Conductance		8		$\mu\text{mho}$
	$I_C = 1 \text{ mA}$ $V_{CE} = 5\text{V}$ $f = 1 \text{ kHz}$				
hre	Voltage Feedback Ratio		2.1		$\times 10^{-4}$
	$I_C = 1 \text{ mA}$ $V_{CE} = 5\text{V}$ $f = 1 \text{ kHz}$				
hfb	Input Resistance		27		$\Omega$
	$I_C = 1 \text{ mA}$ $V_{CB} = 5\text{V}$ $f = 1 \text{ kHz}$				
hob	Output Conductance		0.12		$\mu\text{mho}$
	$I_C = 1 \text{ mA}$ $V_{CB} = 5\text{V}$ $f = 1 \text{ kHz}$				
hfb	Voltage Feedback Ratio		0.5		$\times 10^{-4}$
	$I_C = 1 \text{ mA}$ $V_{CB} = 5\text{V}$ $f = 1 \text{ kHz}$				
hfe	High Freq. Current Gain	3	4.5		
	$I_C = 50 \text{ mA}$ $V_{CE} = 10\text{V}$ $f = 20 \text{ MHz}$				
CTE	Emitter Transition Capacitance		50	80	pF
	$I_C = 0$ $V_{EB} = 0.5\text{V}$				
Cobo	Base - Collector Capacitance		14	25	pF
	$I_E = 0$ $V_{CB} = 10\text{V}$				
ton	Turn On Time (6)		150	225	ns
	$I_C = 150 \text{ mA}$ $I_{B1} = 7.5 \text{ mA}$				
toff	Turn Off Time (6)		350	800	ns
	$I_C = 150 \text{ mA}$ $I_{B1} = 7.5 \text{ mA}$ $I_{B2} = 7.5 \text{ mA}$				

#### NOTES:

- 1) These ratings are limiting values above which the serviceability of any individual semiconductor device may be impaired.
- 2) These are steady state limits. The factory should be consulted on applications involving pulsed or low duty cycle operations.
- 3) These ratings give a maximum junction temperature of 200°C and junction-to-case thermal resistance of 35°C/W (derating factor of 28.6 mW/°C); junction-to-ambient thermal resistance of 219°C/W (derating factor of 4.57 mW/°C).
- 4) These ratings refer to a high-current point where collector-to-emitter voltage is lowest. For more information send for SO3-AR 5.
- 5) Measured under pulse conditions: pulse length = 300  $\mu\text{sec}$ ; duty cycle = 1%.
- 6) See switching circuit for exact values of  $I_C$ ,  $I_{B1}$  and  $I_{B2}$ .

### ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (1) ( $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

#### Voltages

Collector to Emitter (4)	$V_{CEO}$	55 V
Collector to Emitter	$V_{CES}$	85 V
Emitter to Base	$V_{EBO}$	7 V

#### Temperatures

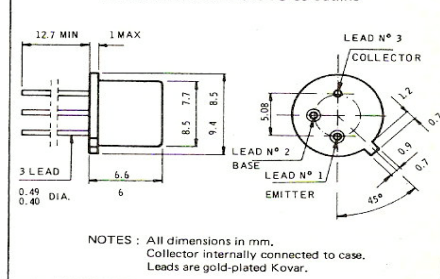
Storage Temperature	$T_{STG}$	-55°C to 200°C
Operating Junction Temperature	$T_J$	200°C
Lead Temperature (Soldering, 10 sec. time limit).	$T_L$	260°C

#### Power (2 - 3)

Dissipation at 25°C Case Temperature	$P_D$	5 W
Dissipation at 25°C Ambient Temperature	$P_D$	0.8 W

### PHYSICAL DIMENSIONS

In accordance with Jeduc TO-39 outline



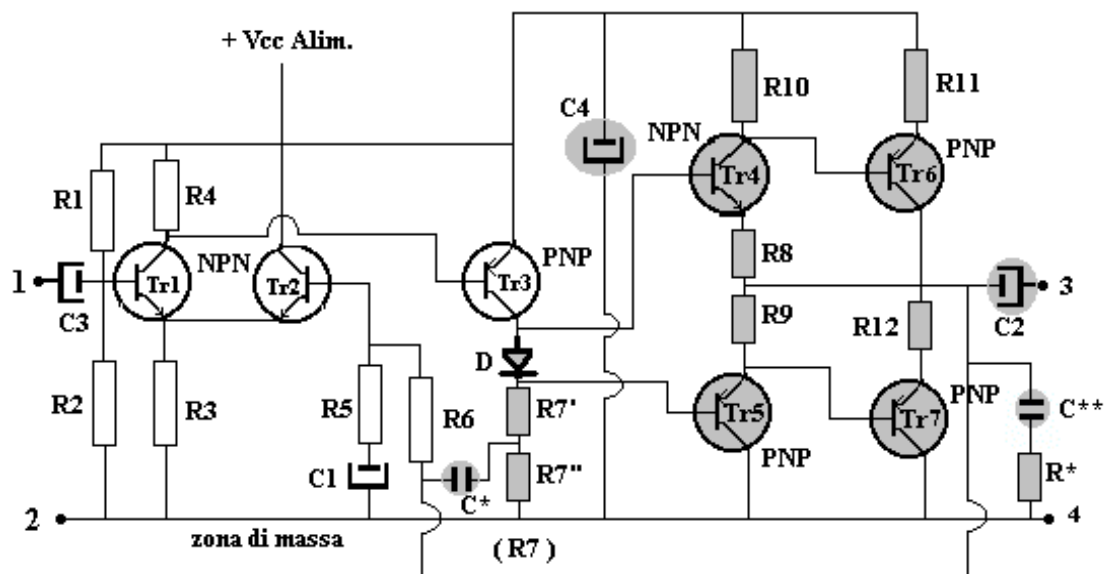
NOTES: All dimensions in mm.  
Collector internally connected to case.  
Leads are gold-plated Kovar.

### 3.12 Amplificatore di potenza

Un amplificatore di potenza è realizzabile mediante un'estensione del circuito di figura 3.24 con l'ausilio una circuitazione accessoria comprensiva di due transistori finali adatti a fornire al carico l'energia voluta.

Lo schema elettrico di questo circuito è riportato in figura 3.26 e qui di seguito commentato:

figura 3.26



**Lo schema è diviso in due sezioni, la bianca e l'ombreggiata:**

La sezione bianca riporta lo schema dell'amplificatore oggetto dell'esempio di paragrafo 3.11, con le seguenti piccole modifiche

- il carico di Tr3 che nell'originale è costituito da (R7) in questa versione è formato da R7'; R7'' e dal diodo D, per consentirne l'accoppiamento con la sezione di potenza
- la resistenza di controreazione R6 non preleva più il segnale dal collettore di Tr3 ma dalla nuova uscita dell'amplificatore.

La sezione ombreggiata riporta il nuovo circuito costituito dai due transistori pilota, Tr4 e Tr5, e dalla coppia dei transistori finali Tr6 e Tr7.

**L'insieme dell'amplificatore è dotato di due anelli di controreazione così individuabili:**

- il primo anello di controreazione, che interessa tutto l'amplificatore, è costituito da R6 che retrocede la tensione continua presente all'uscita dello stadio finale al fine di fissarla al livello imposto dal partitore d'ingresso R1, R2. Essendo  $R1 = R2$  l'uscita dello stadio finale viene fissata ad un valore pari a  $V_{cc} \text{ Alim.}/2$  a tutto vantaggio della dinamica del segnale d'uscita che in questo modo può fare un'escursione molto ampia.
- il secondo anello di controreazione, che interessa tutto l'amplificatore, è costituito da R6 e dalla serie di R5 e C1; con questo anello, similmente al circuito di figura 3.24 si stabilisce il guadagno di tensione dell'amplificatore.

### **Il funzionamento del circuito è il seguente:**

Il segnale d'ingresso (punti 1 e 2) viene amplificato dalla "sezione bianca" (si veda descrizione del paragrafo 3.11) e viene reso da questa ai due capi del diodo D con una differenza di potenziale continua di circa 0.7 Vcc.

Il collettore di Tr3 applica direttamente il suo segnale alla base di Tr4 che, tramite la resistenza di carico R10, lo rende sul collettore di Tr4 in opposizione di fase; il collettore di Tr4 pilota la base del transistor finale Tr6.

Il collettore di Tr3, attraverso il diodo D, applica il suo segnale alla base di Tr5 che lo rende in fase sul proprio emettitore; l'emettitore di Tr5 pilota in fase la base del transistor finale Tr7.

Questo particolare tipo di pilotaggio fa sì che quando la Ic di segnale in Tr6 cresce, la Ic di segnale in Tr7 è quasi nulla, quando la Ic di segnale in Tr7 cresce, la Ic di segnale in Tr6 è quasi nulla; il transistor Tr6 fornisce al carico i semiperiodi positivi del segnale, mentre Tr7 fornisce i semiperiodi negativi. I transistor finali contribuiscono pertanto in eguale misura a fornire la potenza d'uscita.

Questa modalità di funzionamento dello stadio finale è detta di "classe B" ed è caratterizzata dal fatto che in assenza di segnale il consumo dell'amplificatore di potenza è molto piccolo; ciò è un vantaggio ma è penalizzato dal fatto che, nei punti di passaggio tra i semiperiodi positivi ed i semiperiodi negativi del segnale d'uscita, si crea un sorta di discontinuità che genera distorsione.

Per minimizzare questo fenomeno il circuito finale è dotato di una rete particolare detta "bootstrap", componenti R7', R7'', C\*, che ha il compito di compensare in parte detta distorsione rendendo più lineare l'amplificatore.

### **Dimensionamento dei componenti:**

Supponiamo di voler disporre di un amplificatore in grado di fornire una potenza, PL, di segnale di 5 W su carico resistivo di 20 ohm con un guadagno di 200 volte (46 dB) alla frequenza di 10000 Hz. Tensione d'alimentazione di 30Vcc

***Per la sezione bianca valgono i dati già calcolati nel paragrafo 3.11 anche per V Alim. = 30 Vcc:***

Transistori: Tr1 e Tr2 tipo BFR17; Tr3 tipo BFY64

R1 = R2 = 100000 ohm 1/4w

R3 = 6800 ohm 1/4w

R4 = 22000 ohm 1/4w

R5 = da calcolare in base al nuovo guadagno

R6 = da calcolare in base al nuovo guadagno

R7 = 6800 ohm 1/4w

C1 = da calcolare in base al nuovo guadagno

C3 = 0.047 µF

***Per i transistori finali della sezione ombreggiata si dovrà operare come segue:***

Si scelgono Tr6 e Tr7 in base alla tensione d'alimentazione e della corrente richiesta.

- Calcolo della corrente di collettore massima, I<sub>pmax</sub>, richiesta in base al carico: essendo

$$PL = 5 \text{ W} \quad \text{su} \quad RL = 20 \text{ ohm}$$

si ha

$$V_u = \sqrt{(P * RL)} = 10 \text{ Veff}$$

$$I_{pmax} = (10 \text{ Veff}/20 \text{ ohm}) * 1.41 \approx 0.7 \text{ A picco}$$

Sulla scorta del valore della corrente di picco massima, I<sub>pmax</sub> = 0.7 A picco, e della tensione continua di alimentazione, V Alim = 30 V cc, ci si può orientare, sia per Tr6 che

per Tr7, sul transistor PNP tipo 2N6107 che presenta le seguenti caratteristiche (si veda figura 3.26/a):

- **V<sub>ceo</sub>** = - 80 V

Osservazione: V<sub>ceo</sub> è nettamente superiore alla tensione che alimenta il circuito

- **I<sub>c</sub>** = -7 A

Osservazione: I<sub>c</sub> è nettamente superiore alla corrente di picco richiesta

- **P** = 1.8 W potenza dissipabile a temperatura ambiente di 25°C

Osservazione: Nel nostro caso, tanto Tr6 che Tr7 non lavorano in saturazione; pertanto la potenza massima dissipata su ciascun transistor in presenza di segnale si deve calcolare secondo l'espressione seguente:

(l'espressione tiene conto della dissipazione media dovuta al fatto che ciascun transistor lavora per il 50% del tempo)

$$P_{c \max} = (I_{\text{picco}} * V_{\text{lim.}} / 6.28) - (I_{\text{picco}}^2 * R_L / 4)$$

$$P_{c \max} = (0.7 \text{ A} * 30 \text{ V} / 6.28) - (0.7^2 * 20 / 4) = 0.89 \text{ W}$$

essendo P<sub>c max</sub> inferiore a P = 1.8 W i transistori sono in grado di dissipare in aria libera tutto il calore generato durante il funzionamento sotto segnale.

- **h<sub>fe</sub>** = 20 guadagno di corrente minimo per I<sub>c</sub> = 0.5 A alla frequenza di 50000 Hz

Osservazione: Con questo valore di h<sub>fe</sub> la corrente di picco d'ingresso sulla base di Tr6 e Tr7

sarà pari a:

$$I_{p \text{ base}} = I_{p \max} / 20 = 0.7 \text{ A} / 20 = 35 \text{ mA picco}$$

- **V<sub>ce(sat)</sub>** = - 1 V

Osservazione: Della V<sub>ce(sat)</sub> si deve tenere conto nel calcolo della dinamica: essendo la tensione efficace sul carico

$$V = \sqrt{P * R_L} = \sqrt{5 \text{ W} * 20 \text{ ohm}} = 10 \text{ V}_{\text{eff}}$$

la V<sub>picco</sub> sarà 14 V quindi compatibile con l'espressione:

$$V_{\text{picco}} = V_{\text{lim.}} / 2 - V_{\text{ce(sat)}}$$

- **V<sub>be</sub>** = -0.7 V tensione di funzionamento della base del transistor

**Per i transistori pilota della sezione ombreggiata si dovrà operare come segue:**

Si scelgono Tr4 e Tr5 in base alla tensione d'alimentazione e della corrente di picco richiesta:

Per Tr4 si può scegliere il transistor NPN tipo 2N1711 che, come si legge in figura 3.6, ha le caratteristiche volute, sia per fornire a Ib a Tr6, sia per sostenere la tensione d'alimentazione .

Per Tr5 si può scegliere il transistor PNP tipo BFY64 che, come si legge in figura 3.25, ha le caratteristiche volute, sia per fornire a Ib a Tr7, sia per sostenere la tensione d'alimentazione .

**Per le resistenze R10 ed R12 si osservi:**

La funzione delle resistenze R10 ed R12 nel circuito di potenza aiuta a stabilizzare termicamente i transistori finali Tr6 e Tr7 e riduce le differenze costruttive esistenti tra loro; dato però che valori troppo elevati delle resistenze sottraggono potenza sul carico, il dimensionamento di queste deve essere fatto a seguito di un ragionevole compromesso.

Se accettiamo di sottrarre al carico soltanto il 5% della potenza pari ad una perdita di:

$$\text{Perdita} = 5 \text{ W} * 5 / 100 = 0.25 \text{ W}$$

possiamo dimensionare R11 ed R12 come segue:

essendo  $I_{\text{max}} = (10 V_{\text{eff.}} / 20 \text{ ohm}) = 0.5 \text{ A eff.}$  si ha

$$R_{11} = R_{12} = 0.25 \text{ W} / I_{\text{max}} = 0.25 / 0.5 = 0.5 \text{ ohm ( da arrotondare a } 0.47 \text{ ohm)}$$

Le due resistenze dovranno poter dissipare una potenza pari a  $0.25 \text{ W} / 2 = 0.125 \text{ W}$  .

**Per le resistenze R8 ed R9 si osservi:**

Le resistenze R8 ed R9 hanno prevalentemente il compito di elevare la resistenza d'ingresso di Tr4 e Tr5 affinché questi, con le loro correnti di base, non carichino eccessivamente Tr3.

Potendo contare per Tr4 e Tr5 su di un hfe = 100 e desiderando un carico di circa 10000 ohm avremo:

$$R_8 = R_9 = 10000 \text{ ohm} / h_{fe} = 100 \text{ ohm}$$

La potenza di dissipazione delle resistenze può essere di 1/4W.

**Per la resistenza R10 si osservi:**

R10 costituisce la resistenza di base di Tr6 così come è la resistenza R9 per Tr7; è naturale pertanto che le due resistenze siano uguali :

$$R_{10} = R_9 = 100 \text{ ohm}$$

**Per i componenti R5; R6 si calcola:**

Le resistenze R5 ed R6 governano il guadagno globale dell'amplificatore; R6 in corrente continua, R5 con R6 in corrente alternata, facendo rientrare tutti i transistori del circuito nell'anello di controreazione.

Essendo il guadagno di tensione dell'amplificatore posto pari a 200 volte (46 dB) il valore di R6 dovrà essere:

$$G = R_6 / (R_5 + X_{c1})$$

Per  $X_{c1} \ll R_5$  come andremo a dimensionare potrà essere :

$$R5 = R6 / G = R6 / 200$$

Per evitare che R6 rappresenti un carico inutile per lo stadio finale la si dimensiona nell'ordine di 1000 volte RL cioè

$$R6 = 1000 * RL = 1000 * 20 = 20000 \text{ ohm (arrotondata a 22000 ohm)}$$

ne segue il valore di R5

$$R5 = R6 / 200 = 22000 / 200 = 110 \text{ ohm}$$

Entrambe le resistenze possono avere una potenza di dissipazione di 1/4W.

**Per C1 si calcola:**

Affinché la reattanza di C1 sia molto inferiore di R5 si deve avere

$$Xc1 = R5 / 100 = 110 \text{ ohm} / 100 = 1.1 \text{ ohm}$$

da cui, per  $f = 10000 \text{ Hz}$

$$Xc1 = 1 / (6.28 * 10000 * C1) = 1.1 \text{ ohm}$$

che risulta in C1 dà  $C1 \approx 15 \mu\text{F}$

Sarà necessario un condensatore elettrolitico con una tensione di lavoro di 30V.

**Per i componenti R7'; R7'' e C\* si osservi:**

Le resistenze R7' ed R7'' ed il condensatore C\* contribuiscono alla linearità dello stadio finale mediante il principio del "bootstrap"; il calcolo di questi componenti è estremamente complesso e porta, comunque, a risultati da verificare ed aggiustare sull'amplificatore in laboratorio. Per questa ragione è conveniente assumere per R7' ed R7'' due valori la cui somma possa rappresentare un corretto carico per Tr3, ad esempio circa 8000 ohm, e il cui rapporto, dedotto da esperienze analoghe, sia  $R7'' / R7' = 3$ ; ne segue che  $R7' = 6800 \text{ ohm}$  e  $R7'' = 2200 \text{ ohm}$ .

Per il valore di C\* non resta che provarne alcuni valori in laboratorio controllando, con l'oscilloscopio, come migliora la distorsione del segnale d'uscita.

Entrambe le resistenze possono avere una potenza di dissipazione di 1/4W.

**Per C2 si calcola:**

Affinché C2 non crei caduta di tensione di segnale apprezzabile a danno di RL, è opportuno che la reattanza di C2 sia molto inferiore di RL; ciò si ottiene assumendo:

$$Xc2 = RL / 100 = 20 \text{ ohm} / 100 = 0.2 \text{ ohm}$$

da cui, per  $f = 10000 \text{ Hz}$

$$Xc2 = 1 / (6.28 * 10000 * C2) = 0.2 \text{ ohm}$$

che risulta in C2 dà  $C2 \approx 80 \mu\text{F}$  (arrotondato a 100  $\mu\text{F}$ )

Sarà necessario un condensatore elettrolitico con una tensione di lavoro di 50V.



**Componenti  $R^*$  e  $C^{**}$ :**

Questi componenti sono necessari per la stabilità del circuito quando ad esso dovesse mancare il carico; per  $R^*$  e  $C^{**}$  si suggeriscono indicativamente  $R^* = 100 \text{ ohm}$  e  $C^{**} = 0.1 \mu\text{F}$ , valori da aggiustare in sede di messa a punto del circuito.

Dall'esame condotto compiliamo la lista dei componenti lo stadio finale:

Tr4 = 2N1711

TR5 = BFY64

TR5 = TR6 = 2N6107

R5 = 110 ohm

R6 = 22000 ohm

R7' = 6800 ohm

R7'' = 2200 ohm

R8 = 100 ohm

R9 = 100 ohm

R10 = 100 ohm

R11 = 0.47 ohm

R12 = 0.47 ohm

$C^*$  = da definire in via sperimentale

$C^{**} = 0.1 \mu\text{F}$

$R^* = 100 \text{ ohm}$

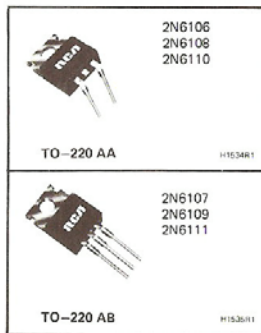
C1 = 15  $\mu\text{F}$  30 V

C2 = 100  $\mu\text{F}$  100V

Tutte le resistenze da 1/4W

figura 3.26/a

2N6106 2N6107  
 2N6108 2N6109  
 2N6110 2N6111



### Silicon P-N-P VERSAWATT Transistors

General-Purpose Types for Medium-Power Switching and Amplifier Applications

**Features**

- Low saturation voltage—  
 $V_{CE(sat)} = 1\text{ V max. at } I_C = 2\text{ A (2N6106 \& 2N6107)}$   
 $= 1\text{ V max. at } I_C = 2.5\text{ A (2N6108 \& 2N6109)}$   
 $= 1\text{ V max. at } I_C = 3\text{ A (2N6110 \& 2N6111)}$
- Thermal-cycling ratings
- VERSAWATT package (molded green silicone plastic)
- Maximum safe-area-of-operation curves specified for dc operation
- Complements of types in 2N5496 family

RCA – 2N6106, 2N6107, 2N6108, 2N6109, 2N6110, and 2N6111<sup>■</sup> are epitaxial-base silicon p-n-p transistors. They are intended for a wide variety of medium-power switching and amplifier applications, such as series and shunt regulators and driver and output stages of high-fidelity amplifiers.

2N6107, 2N6109, and 2N6111 are electrically identical to the 2N6106, 2N6108, and 2N6110, respectively, but they have straight leads for mounting on printed-circuit boards. These new plastic power transistors differ in voltage ratings and in the currents at which the parameters are controlled.

Types 2N6106, 2N6108, and 2N6110 have formed emitter and base leads for insertion into TO-66 sockets. Types

<sup>■</sup> Formerly RCA Dev. Nos. TA8210, TA7741, TA8211, TA7742, TA8212, and TA7743, respectively.

**MAXIMUM RATINGS, Absolute-Maximum Values:**

		2N6110	2N6108	2N6106
		2N6111	2N6109	2N6107
*COLLECTOR-TO-BASE VOLTAGE . . . . .	$V_{CBO}$	-40	-60	-80 V
COLLECTOR-TO-EMITTER SUSTAINING VOLTAGE:				
With external base-to-emitter resistance ( $R_{BE}$ ) = 100 $\Omega$ . . . . .	$V_{CER(sus)}$	-40	-60	-80 V
* With base open . . . . .	$V_{CEO(sus)}$	-30	-50	-70 V
*EMITTER-TO-BASE VOLTAGE . . . . .	$V_{EBO}$	- 5	- 5	- 5 V
*COLLECTOR CURRENT (Continuous) . . . . .	$I_C$	- 7	- 7	- 7 A
*BASE CURRENT (Continuous) . . . . .	$I_B$	- 3	- 3	- 3 A
TRANSISTOR DISSIPATION:				
* At case temperatures up to 25 $^{\circ}\text{C}$ . . . . .	$P_T$	40	40	40 W
At ambient temperatures up to 25 $^{\circ}\text{C}$ . . . . .		1.8	1.8	1.8 W
* At case temperatures above 25 $^{\circ}\text{C}$ . . . . .		Derate linearly at 0.32W/ $^{\circ}\text{C}$ , or see Fig.2.		
At ambient temperatures above 25 $^{\circ}\text{C}$ . . . . .		Derate linearly at 0.0144 W/ $^{\circ}\text{C}$		
TEMPERATURE RANGE:				
* Storage & Operating (Junction) . . . . .		← -65 to 150 → $^{\circ}\text{C}$		
*LEAD TEMPERATURE (During Soldering):				
At distance $\geq$ 1/8 in. (3.17 mm) from case for 10 s max. . . . .		← 235 → $^{\circ}\text{C}$		

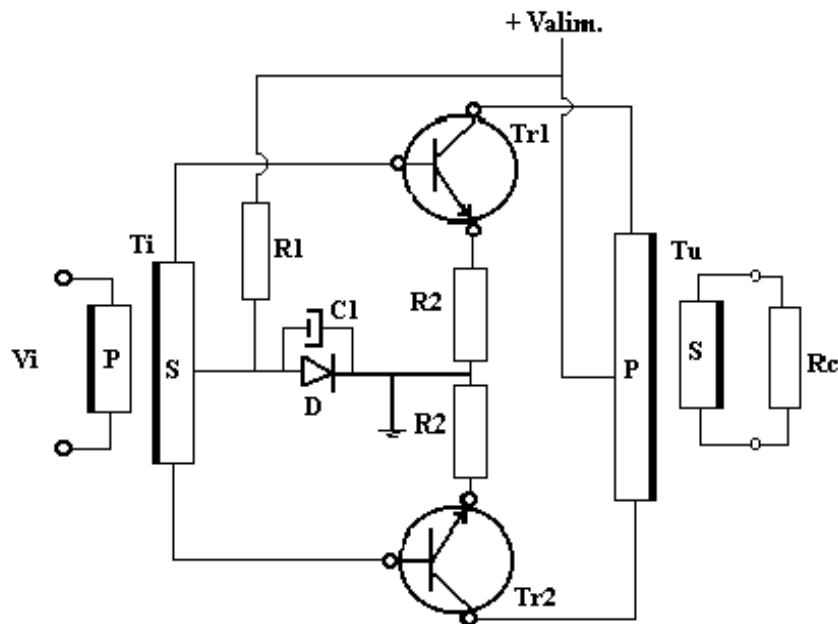
<sup>\*</sup>In accordance with JEDEC registration data format (JS-6 RFD-2).

### 3.12.1 Amplificatore di potenza controfase a trasformatori

Un amplificatore di potenza controfase è facilmente realizzabile mediante una coppia di transistori e due trasformatori; questo tipo di circuito, detto anche configurazione in Push-Pull, lavora con i transistori in classe B, condizione per la quale nella fase di conduzione del primo corrisponde il bloccaggio del secondo e, viceversa alla conduzione del secondo corrisponde il bloccaggio del primo; ciascun transistore opera per la metà del periodo dell'onda da amplificare.

Lo schema elettrico di questo circuito è riportato in figura 3.27 e qui di seguito commentato:

figura 3.27



Il segnale d'ingresso  $V_i$  è applicato all'amplificatore mediante il primario del trasformatore bilanciato  $T_i$ ; i due rami del secondario di  $T_i$  pilotano in opposizione di fase le basi di  $Tr_1$  e  $Tr_2$ .

I collettori dei due transistori sono collegati in Push-Pull al primario del trasformatore bilanciato d'uscita  $T_u$  che li alimenta in corrente continua. Nel primario si compongono le due semionde si da ricostruire l'onda intera del segnale amplificato. Il secondario di  $T_u$  trasferisce il segnale d'uscita al carico  $R_c$ .

Il guadagno di tensione di ciascun transistore, sempre che sia verificata la condizione  $R_e \ll R_2$ , è dato dal rapporto

$$G = R_{tr} / R_2$$

dove  $R_{tr}$  è la resistenza che il secondario di  $T_u$ , a causa del carico  $R_c$ , deve trasferire ai rami del primario.

Le basi di  $Tr_1$  e  $Tr_2$  sono portate di poco sotto la conduzione dalla  $V_{be}$  del diodo  $D$  nel quale è fatta scorrere la corrente di polarizzazione determinata da  $R_1$ .

In un primo semiperiodo del segnale d'ingresso, tramite  $T_i$ , viene attivato il ramo di amplificazione formato da  $Tr_1$  e da mezzo avvolgimento di  $T_u$  con il conseguente trasferimento del primo mezzo periodo di potenza sul carico  $R_c$ .

In un secondo semiperiodo del segnale d'ingresso, tramite  $T_i$ , viene attivato il ramo di amplificazione formato da  $Tr_2$  e da mezzo avvolgimento di  $T_u$  con il conseguente trasferimento del secondo mezzo periodo di potenza sul carico  $R_c$ .

Vediamo ora un esempio di progetto dell'amplificatore utilizzando semplici e sintetiche formule di calcolo per la soluzione della seguente impostazione di richiesta dati:

Tensione di alimentazione  $V_{lim.} = + 50 \text{ V}$

Potenza richiesta sul carico  $P = 4 \text{ W}$

Resistenza di carico  $R_c = 10 \text{ ohm}$

Frequenza di lavoro  $F = 1000 \text{ Hz}$

Guadagno elettronico  $G = 50 \text{ volte}$

### **Calcolo della resistenza trasferita $R_{tr}$ :**

Il calcolo della resistenza  $R_{tr}$  che deve essere trasferita dal carico è dato dall'espressione:

$$R_{tr} = (1 / P_t) * \{ (V_{lim.} - V_{ce(sat)}) / [1.41 * (1 + 1/G)] \}^2$$

Dove

$P_t$  è la potenza totale richiesta (potenza sul carico + perdita in  $T_u$ )

$V_{lim.}$  (tensione continua d'alimentazione del circuito)

$V_{ce(sat)}$  (tensione di saturazione della coppia  $Tr_1, Tr_2$ )

$G$  (guadagno elettronico di tensione)

Assumendo ragionevolmente per  $Tr_1$  e  $Tr_2$  una  $V_{ce(sat)} = 3 \text{ V}$ , ed una perdita del 20% di potenza nel trasformatore d'uscita la potenza totale che deve essere fornita è:

$$P_t = P + \text{Perdita} = 4 \text{ W} * 0.8 = 4.8 \text{ W} \text{ dalla quale si avrà :}$$

$$R_{tr} = (1 / 4.8 \text{ W}) * \{ (50 \text{ V} - 3 \text{ V}) / [1.41 * (1 + 1/50)] \}^2 = 222.5 \text{ ohm}$$

### **Calcolo di $R_2$ .**

La resistenza  $R_2$ , sempre che sia verificabile che  $R_e \ll R_2$ , è data dall'espressione.

$$R_2 = R_{tr} / G = 222.5 / 50 = 4.45 \text{ ohm (da arrotondare a } 4.7 \text{ ohm)}$$

### **Calcolo della massima corrente di picco di collettore e della dissipazione di $R_2$ :**

La massima corrente di picco di ciascun transistor, nel rispettivo ciclo di conduzione, è data da:

$$I_{cp} = 1.41 * \sqrt{(P_t / R_{tr})}$$

Da cui

$$I_{cp} = 1.41 * \sqrt{(4.8 \text{ W} / 222.5 \text{ ohm})} = 0.2 \text{ A}$$

Con il calcolo di  $I_{cp}$  può essere computata la potenza dissipata in  $R_2$ :

$$Pr_2 = (I_{cp} / 1.41)^2 * R_2 = (0.2 \text{ A} / 1.41)^2 * 4.7 \text{ ohm} \approx 0.1 \text{ W}$$

che conducendo corrente per il 50% del tempo si riduce a  $Pr_2 / 2 = 0.1 \text{ W} / 2 = 0.05 \text{ W}$ .

**Verifica della condizione  $R_e \ll R_2$ :**

Essendo la corrente di picco

$$I_{cp} = 0.2 \text{ A}$$

la corrente efficace sarà

$$I_{eff.} = I_{cp} / 1.41 = 0.2 / 1.41 = 141.8 \text{ mA}$$

e il valore di della resistenza di emettitore

$$R_e = 27 / I_{eff.} = 27 / 141.8 = 0.19 \text{ ohm}$$

$R_e$  risulta nettamente inferiore al valore di  $R_2 = 4.7 \text{ ohm}$

**Calcolo delle dinamiche delle tensioni:**

La variazione massima,  $D_{vc}$ , della tensione sui collettori dei transistori sarà:

$$D_{vc} = I_{cp} * R_{tr}$$

$$D_v = 0.2 \text{ A} * 222.5 \text{ ohm} = 44.5 \text{ V}$$

ovvero una tensione di picco ai capi dei rami del primario di 44.5 V pari ad una tensione efficace

$$V_u = 31.5 \text{ V}_{eff}$$

La variazione massima,  $D_{ve}$ , della tensione sugli emettitori dei transistori sarà:

$$D_{ve} = I_{cp} * R_2$$

$$D_{ve} = 0.2 \text{ A} * 4.7 \text{ ohm} = 0.94 \text{ V}$$

Ne segue che nei semiperiodi di conduzione il collettore passa da +50 V a

$$+ 50 \text{ V} - D_{vc} = +50 - 44.5 = + 5.5 \text{ V}$$

mentre l'emettitore passa da 0 V a  $D_{ve} = + 0.94 \text{ V}$

lasciando ai transistori un ampio valore di  $V_{ce} = 5.5 \text{ V} - 0.94 \text{ V} = 4.56 \text{ V}$

**Calcolo del trasformatore  $T_u$ :**

Il calcolo di  $T_u$  prevede inizialmente di stabilire il rapporto spire tra un ramo del primario ed il secondario secondo l'espressione:

$$N_p / N_s = \sqrt{R_{tr} / R_c}$$

da cui 
$$N_p / N_s = \sqrt{(222.5 \text{ ohm} / 10 \text{ ohm})} \approx 4.7$$

Il rapporto tra  $N_p$  ed  $N_s$  indica un trasformatore in “discesa”, trasformatore che ha il primario con un numero di spire superiore al secondario; è quindi dal primario che muovono le considerazioni di progetto:

Il primario deve avere una reattanza molto più alta della resistenza trasferita  $R_{tr}$  tale da rappresentarne un carico dell'ordine del solo 2 %, reattanza calcolabile secondo l'espressione.

$$X_L = R_{tr} * R_o / \sqrt{R_o^2 - R_{tr}^2}$$

dove  $R_o = R_{tr} - 2 \% R_{tr} = 0.98 R_{tr}$

dalla quale, essendo  $R_{tr} = 222.5 \text{ ohm}$ , si calcola

$$X_L = .98 * 222.5 \text{ ohm} * 222.5 \text{ ohm} / \sqrt{[222.5 \text{ ohm}^2 - (0.98 * 222.5 \text{ ohm})^2]} = 1096 \text{ ohm}$$

realizzabile con un'induttanza di:

$$L = 1096 \text{ ohm} / (6.28 * 1000 \text{ Hz}) = 174 \text{ mH}$$

Utilizzando un nucleo in ferrite tipo LA 2330 avente  $\alpha = 26.9$  si ha

$$N_s = \alpha * \sqrt{L}$$

$$N_p = 26.9 * \sqrt{174 \text{ mH}} = 355 \text{ Spire}$$

per ciascuno dei due rami del primario

Il secondario avrà pertanto

$$N_s = N_p / 4.7 = 355 / 4.7 = 75.5 \text{ spire}$$

assemblate nel rocchetto del nucleo secondo la seguente disposizione costruttiva bilanciata :

avvolgimento del primo ramo del primario = 355 spire

avvolgimento del secondario = 75.5 spire

avvolgimento del secondo ramo del primario = 355 spire

Come ultimo passo del progetto del trasformatore Tu si deve procedere alla verifica dell'induzione  $B$  che, per il nostro tipo di nucleo, deve essere  $B < 3000 \text{ Gauss}$ .

$$B = ( V_u * 10^8 ) / ( S * 4.44 * f * N )$$

essendo per il nucleo LA 2330  $S = 0.999 \text{ cm}^2$  si ha:

$$B = ( 31.5 \text{ V} * 10^8 ) / ( 0.999 \text{ cm}^2 * 4.44 * 1000 \text{ Hz} * 355 \text{ spire} ) = 1998 \text{ Gauss}$$

valore che soddisfa l'assunto.

### **Calcolo del circuito d'ingresso:**

Il circuito d'ingresso è composto dal trasformatore  $T_i$  e dal polarizzatore formato dal resistore  $R_1$  e dal diodo  $D$  in parallelo al condensatore  $C_1$ ; vediamo quale criteri di calcolo devono essere adottati per dimensionare questi componenti:

Avendo posto un valore di  $G = 50$  e calcolata l'ampiezza di  $V_u = 31.5 \text{ V}_{\text{eff}}$  si può stabilire l'ampiezza di picco della tensione d'ingresso

$$V_{ip} = 1.41 * ( V_u / G ) = 1.41 * ( 31.5 \text{ V}_{\text{eff}} / 50 ) = 0.88$$

Assumendo che i transistori necessitino di una  $V_{be \text{ max}} = 1.2 \text{ V}$  per condurre il picco massimo di corrente calcolato in precedenza in  $I_c = 0.2 \text{ A}$  e che il diodo  $D$  ( tipo 1N2002 ) possa polarizzare i transistori ad una tensione  $V_d = 0.6 \text{ V}$  il picco massimo della tensione da applicare all'ingresso dei transistori è dato da:

$$V_{ip \text{ max}} = V_{ip} + ( V_{be \text{ max}} - V_d )$$

$$V_{ip \text{ max}} = 0.88 + ( 1.2 \text{ V} - 0.6 \text{ V} ) = 1.48 \text{ V}_p$$

Assumiamo ora che i transistori abbiano un valore di  $h_{fe \text{ minimo}} = 50$ , in tal caso la resistenza d'ingresso di ciascun transistorore sarà data da

$$R_i = h_{fe} * R_2 = 50 * 4.7 \text{ ohm} = 235 \text{ ohm}$$

è la potenza del segnale d'ingresso dovrà essere:

$$P_i = ( V_{ip \text{ max}} / 1.41 )^2 / R_i$$

$$P_i = ( 1.48 \text{ V}_p / 1.41 )^2 / 235 \text{ ohm} = 0.0047 \text{ W}$$

Questa potenza può essere fornita ai transistori da un trasformatore bilanciato  $T_i$  calcolato secondo le caratteristiche del generatore dei segnali; se supponiamo, a titolo indicativo, che il generatore fornisca una tensione  $V_g = 2 \text{ V}_{\text{eff}}$  su di un'impedenza  $R_g = 60 \text{ ohm}$  possiamo impostare il calcolo del trasformatore  $T_i$ :

Il calcolo di  $T_i$  prevede inizialmente di stabilire il rapporto spire tra il primario ed un ramo del secondario secondo l'espressione:

$$N_p / N_s = V_g / ( V_{ip \text{ max}} / 1.41 )$$

da cui

$$N_p / N_s = 2 \text{ V}_{\text{eff}} / ( 1.48 \text{ V}_p / 1.41 ) \approx 1.9$$

Il rapporto tra  $N_p$  ed  $N_s$  indica un trasformatore in "discesa", trasformatore che ha il primario con un numero di spire superiore al secondario; è quindi dal primario che muovono le considerazioni di progetto:

Il primario deve avere una reattanza molto più alta della resistenza Rg del generatore tale da rappresentarne un carico dell'ordine del solo 5 %, reattanza calcolabile secondo l'espressione.

$$X_L = R_g * R_o / \sqrt{(R_o^2 - R_g^2)}$$

dove  $R_o = R_g - 5 \% R_g = 0.95 R_g$

dalla quale, essendo  $R_g = 60 \text{ ohm}$ , si calcola

$$X_L = .95 * 60 \text{ ohm} * 60 \text{ ohm} / \sqrt{[60 \text{ ohm}^2 - (0.95 * 60 \text{ ohm})^2]} = 182 \text{ ohm}$$

realizzabile con un'induttanza di:

$$L = 182 \text{ ohm} / (6.28 * 1000 \text{ Hz}) = \approx 29 \text{ mH}$$

Utilizzando un nucleo in ferrite tipo LA 2532 avente  $\alpha = 42$  si ha

$$N_s = \alpha * \sqrt{L}$$

$$N_p = 42 * \sqrt{29 \text{ mH}} = 226 \text{ Spire}$$

Il secondario avrà pertanto

$$N_s = N_p / 4.7 = 355 / 1.9 = 187 \text{ spire}$$

per ciascun ramo

assemblate nel rocchetto del nucleo secondo la seguente disposizione costruttiva bilanciata :

avvolgimento del primo ramo del secondario = 187 spire

avvolgimento del primario = 226 spire

avvolgimento del secondo ramo del secondario = 187 spire

Come ultimo passo del progetto del trasformatore Ti si deve procedere alla verifica dell'induzione B che, per il nostro tipo di nucleo, deve essere  $B < 3000 \text{ Gauss}$ .

$$B = (V_g * 10^8) / (S * 4.44 * f * N)$$

essendo per il nucleo LA 2532  $S = 0.447 \text{ cmq}$  si ha:

$$B = (2 V * 10^8) / (0.447 \text{ cmq} * 4.44 * 1000 \text{ Hz} * 226 \text{ spire}) = 446 \text{ Gauss}$$

valore che soddisfa l'assunto.

Non resta ora che determinare il valore di R1 per ultimare l'analisi del circuito d'ingresso dell'amplificatore:



R1 deve essere dimensionata affinché nel diodo D scorra una corrente di poco superiore ai picchi della corrente di base dei transistori; essendo quest'ultima

$$I_b = V_{ip} / R_i = 1.48 / 235 \text{ ohm} = 6.3 \text{ mA}$$

la corrente nel diodo può essere fissata a  $I_d = 10 \text{ mA}$  con l'assunzione di un valore di R1 pari a:

$$R_1 = (V_{lim.} - 0.6 \text{ V}) / I_d = (50 \text{ V} - 0.6 \text{ V}) / 10 \text{ mA} = 4940 \text{ ohm} \text{ (da arrotondare a } 4700 \text{ ohm)}$$

R1 deve essere in grado di dissipare una potenza di:

$$P_{r1} = (V_{lim.} - 0.6 \text{ V})^2 / R_1 = (50 \text{ V} - 0.6 \text{ V})^2 / 4700 \text{ ohm} = 0.5 \text{ W}$$

Il condensatore C1 deve avere una reattanza pari ad

$$X_{c1} = R_i / 100 = 235 \text{ ohm} / 100 = 2.35 \text{ ohm}$$

da cui  $C_1 = 1 / (2 * \pi * f * X_{c1}) = 1 / (6.28 * 1000 * 2.35 \text{ ohm}) \approx 68 \mu\text{F}$

### ***Calcolo della dissipazione dei transistori Tr1 e Tr2:***

La potenza dissipata su ciascun transistor, che lavora per il 50 % del tempo, è calcolabile con l'espressione:

$$P_c = (I_{picco} * V_{lim.} / 3.14) - (I_{picco}^2 * R_{tr} / 4)$$

$$P_c = (0.2 \text{ A} * 50 \text{ V} / 3.14) - (0.2^2 * 222.5 \text{ ohm} / 4) = 0.95 \text{ W}$$

### ***Scelta dei transistori Tr1, Tr2:***

Per la scelta dei transistori si consiglia, ad ulteriore titolo d'esercizio, di consultare un adatto catalogo per trovare un tipo di transistor che si adatti alle caratteristiche emerse dal progetto che qui riassumiamo:

$$f = 1000 \text{ Hz}$$

$$V_{lim.} = +50 \text{ V}$$

$$V_u = 31.5 \text{ V}_{eff.} \text{ (pari a } 44.5 \text{ V}_p)$$

$$I_p \text{ di lavoro} = 0.2 \text{ A}$$

$$V_{ce(sat) max} = 3 \text{ V}$$

$$h_{fe min} = 50$$

$$P_d = 0.95 \text{ W}$$

$$V_{be max} \text{ (per } I_c = 0.2 \text{ A)} = 1.2 \text{ V}$$

Nella scelta del transistor si ricordi che:

- In un circuito controfase la tensione sul collettore di un transistor può arrivare al doppio della tensione d'alimentazione.
- Se la potenza da dissipare è superiore a quella consentita dal transistor si deve impiegare un dissipatore utilizzando il metodo di calcolo indicato nel seguente paragrafo 3.13.

### 3.13 Problemi connessi con la dissipazione dei transistori

Nei paragrafo 3.12 abbiamo esaminato la situazione relativa alla potenza dissipata nei transistori finali ed abbiamo riscontrato che tale potenza, dell'ordine di 1 W, è ampiamente dissipabile in aria libera date le caratteristiche termiche dei transistori impiegati.

Molte volte possono verificarsi casi opposti nei quali la dissipazione di potenza richiesta al transistor ecceda la capacità di dissipazione del transistor in aria libera.

In questi casi i transistori devono essere dotati di superfici radianti ausiliarie meccanicamente ed efficacemente fissate ad essi.

In questo paragrafo ci poniamo l'obiettivo del calcolo delle caratteristiche termiche dei dissipatori in funzione della potenza che un transistor deve dissipare.

Supponiamo di avere il transistor di potenza 2N3055 in condizioni di dover dissipare 25 W; essendo la sua capacità di dissipazione in aria libera di soli 3 W, necessita di una superficie ausiliaria di raffreddamento della quale è necessario calcolare la resistenza di radiazione.

Il calcolo della resistenza di radiazione della superficie ausiliaria "dissipatore" è fattibile mediante la formula seguente che, per sicurezza, valuta la potenza da dissipare il 10% in più di quella data:

$$R_{\theta rad} = [ ( T_j - T_a ) / ( P * 1.1 ) ] - ( R_{\theta is} + R_{\theta jc} )$$

Dove:

$R_{\theta rad}$  = resistenza termica del radiatore

$T_j$  = temperatura massima della giunzione del transistor

$T_a$  = temperatura dell'ambiente di lavoro

$P$  = potenza da dissipare

$R_{\theta is}$  = resistenza termica dell'isolante tra transistor e radiatore

$R_{\theta jc}$  = resistenza termica giunzione case ( involucro del transistor)

Dai dati del 2N355 riportati in figura 3.29 possiamo rilevare:

$$T_j = 200^{\circ} \text{ c}$$

$$R_{\theta jc} = 1.5^{\circ} \text{ c /W}$$

Altri dati sono da impostare quali:

$T_a = 45^{\circ} \text{ c}$  (s'ipotizza che il transistor debba lavorare in un ambiente surriscaldato a  $45^{\circ}$ )

$P = 25 \text{ W}$  ( potenza da dissipare - dato di partenza per il nostro problema-)

$R_{\theta is} = 0.5^{\circ} \text{ c/ W}$  (per rondella isolante di mica con grasso – dato praticamente comune a tutte le applicazioni)

applicando i dati alla formula abbiamo:

$$R_{\theta rad} = [ ( 200^{\circ} \text{ c} - 45^{\circ} \text{ c} ) / ( 25 \text{ w} * 1.1 ) ] - ( 0.5^{\circ} \text{ c/w} + 1.5^{\circ} \text{ c/w} ) = 3.63^{\circ} \text{ c/w}$$

Il risultato conduce alle caratteristiche termiche del dissipatore richiesto che deve avere una resistenza termica pari od inferiore a  $3.63^{\circ}\text{C}/\text{W}$ ; radiatori con queste caratteristiche sono disponibili sul mercato, in figura 3.28 è mostrato il profilo di un tipo individuato che ha le seguenti caratteristiche:

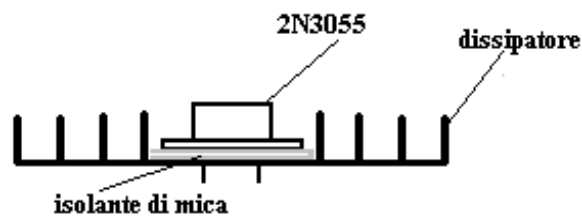
$$R_{\theta\text{rad}} = 3.5^{\circ}\text{C}/\text{W}$$

Lunghezza = 87.5 mm

Larghezza = 108 mm

Altezza = 14 mm

figura 3.28



La figura mostra, non in scala, il profilo del dissipatore con il transistor e l'isolante di mica interposto tra i due componenti.

### 3.13.1 Dimensionamento dei radiatori autoconstruiti

Se il progetto di uno stadio di potenza richiede l'impiego di un radiatore con una resistenza termica non molto bassa si può autoconstruirlo utilizzando piccole superfici di alluminio possibilmente anodizzate nere; per questa operazione è sufficiente impiegare la seguente formula approssimata:

$$S = 650 / R\theta_{rad}$$

dove

S = superficie della lastrina d'alluminio

R $\theta_{rad}$  = resistenza termica voluta

Un esempio chiarirà l'impiego della formula :

Si debba costruire un radiatore per un transistor 2N3055 che deve dissipare una potenza di 5 W in un ambiente a 30° c:

Applicando la formula ed i dati riportati nel paragrafo 3.13

$$R\theta_{rad} = [ ( T_j - T_a ) / ( P * 1.1 ) ] - ( R\theta_{is} + R\theta_{jc} )$$

$$T_j = 200^\circ \text{ c}$$

$$R\theta_{jc} = 1.5^\circ \text{ c/W}$$

$$R\theta_{is} = 0.5^\circ \text{ c/W}$$

Essendo nel nostro esempio

$$T_a = 30^\circ \text{ c}$$

$$P = 5 \text{ W}$$

si ha

$$R\theta_{rad} = [ ( 200 - 30 ) / ( 5 * 1.1 ) ] - ( 0.5 + 1.5 ) = 28.9^\circ \text{ c/W}$$

Impiegando ora la formula approssimata si ha infine la superficie del radiatore voluto:

$$S = 650 / R\theta_{rad} = 650 / 28.9^\circ \text{ c/W} = 22.5 \text{ cm}^2$$

Da ricordare che il transistor deve essere montato rigidamente sul radiatore, mediante viti, con l'interposizione di un sottile isolante di mica con grasso.



figura 3.29

**2N3055**

**THERMAL DATA**

$R_{thj-case}$	Thermal Resistance Junction-case	Max	1.5	°C/W
----------------	----------------------------------	-----	-----	------

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS** ( $T_{case} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$  unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
$I_{CEV}$	Collector Cut-off Current ( $V_{BE} = -1.5\text{V}$ )	$V_{CE} = 100\text{ V}$			1	mA
		$V_{CE} = 100\text{ V}$ $T_j = 125\text{ }^{\circ}\text{C}$			5	mA
$I_{CEO}$	Collector Cut-off Current ( $I_B = 0$ )	$V_{CE} = 30\text{ V}$			0.7	mA
$I_{EBO}$	Emitter Cut-off Current ( $I_C = 0$ )	$V_{EB} = 7\text{ V}$			5	mA
$V_{CEO(sus)*}$	Collector-Emitter Sustaining Voltage	$I_C = 200\text{ mA}$	700			V
$V_{CER(sus)*}$	Collector-Emitter Sustaining Voltage	$I_C = 200\text{ mA}$ $R_{BE} = 100\ \Omega$	70			V
$V_{CE(sat)*}$	Collector-Emitter Saturation Voltage	$I_C = 4\text{ A}$ $I_B = 400\text{ mA}$			1	V
		$I_C = 10\text{ A}$ $I_B = 3.3\text{ A}$			3	V
$V_{BE*}$	Base-Emitter Voltage	$I_C = 4\text{ A}$ $V_{CE} = 4\text{ A}$			1.5	V
$h_{FE*}$	DC Current Gain	$I_C = 4\text{ A}$ $V_{CE} = 4\text{ A}$	20		70	
		$I_C = 10\text{ A}$ $V_{CE} = 4\text{ A}$	5			
$f_r$	Transition frequency	$I_C = 1\text{ A}$ $V_{CE} = 4\text{ A}$	2.5			MHz
$I_{s/b*}$	Second Breakdown Collector Current	$V_{CE} = 40\text{ V}$	2.87			A

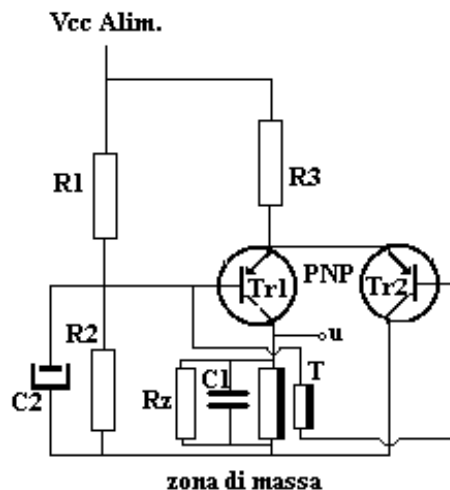
\* Pulsed: Pulse duration = 300  $\mu\text{s}$ , duty cycle 1.5 %  
For PNP types voltage and current values are negative.

### 3.14 Circuito oscillatore LC

Un circuito oscillatore è una struttura elettronica autonoma in grado di generare un segnale sinusoidale a frequenza prestabilita; molte configurazioni sono state studiate allo scopo, tra queste la semplice e stabile composizione circuitale mostrata in figura 3.30 consente il progetto rapido del circuito con la certezza della congruenza tra dati di progetto e risultati sperimentali.

Il circuito di figura 3.30 impiega due transistori PNP e, in base alle caratteristiche di questi, può essere dimensionato in un ampio campo di frequenze, da poche decine di Hertz ad alcune centinaia di KHz.

figura 3.30



Il funzionamento dell'oscillatore è il seguente:

All'accensione la conduzione di Tr1 provoca un transitorio di corrente che eccita il circuito risonante formato dal C1 e dall'induttanza del primario di T, il secondario di T pilota in fase opportuna la base di Tr2 il quale, tramite l'accoppiamento con l'emettitore di TR1, incrementa la corrente iniziale in Tr1 rafforzando l'oscillazione del circuito risonante. Quando l'oscillazione s'inverte di segno Tr2 non conduce in attesa che l'oscillazione cambi nuovamente segno; al nuovo cambiamento il ciclo si ripete con il mantenimento del fenomeno d'oscillazione.

Il dimensionamento del circuito è illustrato con il seguente esempio:

Sia da costruire un oscillatore sinusoidale alla frequenza di 10000 Hz in grado di fornire una tensione di ampiezza  $4.3 V_{eff}$  su di un carico  $R_c = 100 \text{ Kohm}$  (circa 0.2 mW) da prelevare tra l'uscita "u" e la zona di massa; si disponga di una tensione d'alimentazione  $V_{alim.} = 12 \text{ V cc}$ .

Si procede ora per punti:

#### **Selezione dei transistori:**

Una coppia di BFY64 si adatta perfettamente allo scopo, sia per la tensione d'alimentazione disponibile, sia per la bassa potenza richiesta che per la frequenza di lavoro.

#### **Determinazione della corrente di lavoro:**

Non essendo richiesta potenza, la corrente di picco dei transistori può essere fissata ad 1 mA (valori inferiori di corrente implicherebbero impedenze del circuito elevate con le conseguenti difficoltà di misura nel circuito assemblato)



**Calcolo del partitore R1, R2, C2:**

Essendo richiesta una tensione di 4.3 V<sub>eff</sub>, pari a 6 V<sub>p</sub>, il collettore di Tr1 dovrà fare un'escursione di tale ampiezza senza portare la giunzione collettore-emettitore in saturazione, per cui, con un valore di V<sub>ce(sat)</sub> = 3.6 V, si avrà un notevole margine di sicurezza:

$$V_{emettitore} = 6 V_p + V_{ce(sat)} = 6 V_p + 3.6 V = 9.6 V$$

ottenibile con una tensione di base di

$$V_{base} = V_e - V_{be} = 9.6 - 0.6 = 9 V$$

mediante il partitore con R1 = 15000 ohm ed R2 = 47000 ohm

Per il dimensionamento di C2 si deve considerare che il suo compito consiste nel tenere a massa, per il segnale, la base di Tr1 affinché questo possa essere comandato sull'emettitore da Tr2; un condensatore da 15 μF è adatto allo scopo avendo una reattanza di soli

$$X_{c2} = 1 / (6.28 * 10000 \text{ Hz} * 15 \mu\text{F}) \approx 1.06 \text{ ohm}$$

**Calcolo della resistenza R3:**

Il valore di R3 condiziona la corrente in Tr1 e Tr2 alternativamente; avendo fissato come corrente di lavoro I<sub>c</sub> = 1 mA e avendo stabilito la tensione d'emettitore il valore di R3 si avrà:

$$R3 = (V_{lim.} - V_{emettitore}) / I_c = (12 V - 9.6 V) / 1 \text{ mA} = 2400 \text{ ohm}$$

(arrotondata a 2200 ohm)

**Calcolo della resistenza dinamica del circuito risonante:**

Essendo la corrente I<sub>c</sub> a carattere impulsivo ( non sinusoidale) la resistenza dinamica voluta si dovrà calcolare secondo la formula:

$$R_{dv} = V_p * (\pi / 2) / I_c$$

da cui  $R_{dv} = 6 V_p * 1.57 / 1 \text{ mA} = 9420 \text{ ohm}$

**Calcolo dei componenti reattivi:**

Supponendo di poter disporre, per C1, di un condensatore di precisione da 20000 pF +/-0.625 % la sua reattanza a 10000 Hz sarà:

$$X_{c1} = 1 / (2 \pi f * C1) = 1 / (6.28 * 10000 \text{ Hz} * 20000 \text{ pF}) = 796 \text{ ohm}$$

per conseguenza l'induttanza del primario di T, che deve essere accordata con C1, risulta

$$L = X_{c1} / (2\pi * f) = 796 \text{ ohm} / (6.28 * 10000 \text{ Hz}) = 12.65 \text{ mH}$$

Assumendo ora, ragionevolmente, che il coefficiente di merito del circuito risonante sia

Q = 100 ( questo valore è facilmente ottenibile con bobine avvolte su nuclei di ferrite e condensatori di qualità)

la resistenza dinamica del circuito risonante risulta :

$$R_d = Q * X_{c1} = 100 * 795 \text{ ohm} = 79500 \text{ ohm}$$

Impiegando un nucleo di ferrite tipo LA 4245 ( $\alpha = 48.36$ ) si dovranno avvolgere per il primario di T

$$N_p = \alpha * \sqrt{L_{mH}} = 48.36 * \sqrt{12.65} = 172 \text{ spire}$$

e per il secondario un numero di spire che soddisfi l'esigenza di un comando energico sulla base di Tr2 ( un impulso superiore alla  $V_{be}$  ); fissando l'ampiezza dell'impulso nel doppio della  $V_{be}$  si ha

$$V_{impulso} = 2 * V_{be} \approx 1.2 V_p$$

essendo la  $V_p$  sul primario di 6V il rapporto tra primario e secondario dovrà essere

$$r = 6 / 1.2 = 5$$

perciò il numero delle spire del secondario sarà

$$N_s = N_p / 5 \approx 34$$

#### ***Calcolo della resistenza zavorra $R_z$ :***

Il calcolo di  $R_z$  deve soddisfare la relazione

$$R_z = 1 / [ ( 1/R_{dv} ) - ( 1/ R_d ) - ( 1/ R_c ) ]$$

in cui  $R_{dv}$  è la resistenza dinamica voluta,  $R_d$  è la resistenza dinamica del circuito risonante,

$R_c$  è la resistenza di carico sulla quale applicare la tensione dell'oscillatore; si ha perciò

$$R_z = 1 / [ ( 1/9420 \text{ ohm} ) - ( 1/ 79500 \text{ ohm} ) - ( 1/ 100000 \text{ ohm} ) ] = 11964 \text{ ohm}$$

(arrotondato a 12000 ohm)

#### ***Sgusce infine l'elenco dei valori dei componenti calcolati:***

tutte resistenze da  $\frac{1}{4}$  w

$$R_1 = 15000 \text{ ohm}$$

$$R_2 = 47000 \text{ ohm}$$

$$R_3 = 2200 \text{ ohm}$$

$$R_z = 12000 \text{ ohm}$$

$$R_c = 100000 \text{ ohm} \text{ ( nota bene: Questa è la resistenza di carico dell'utilizzatore)}$$

$$C_1 = 20000 \text{ pF}$$

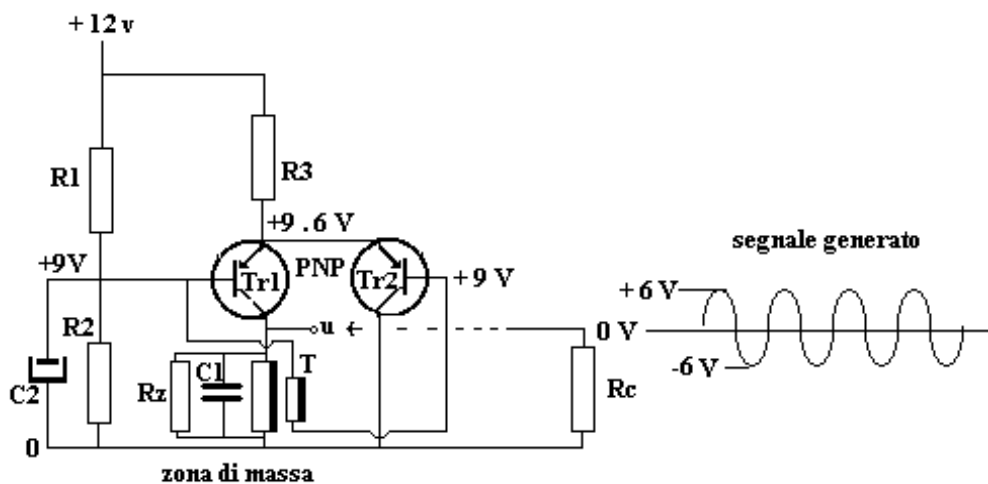
$C2 = 15 \mu\text{F}$

T = trasformatore in Fx tipo LA4245 ,  $N_p = 172$  Sp,  $N_s = 34$  Sp.

Tr1, Tr2 = BFY64

È utile ora un esame delle tensioni e delle forme d'onda che si potranno misurare una volta assemblato il circuito dell'oscillatore in laboratorio: queste sono riportate e commentate mediante l'aiuto della figura 3.31.

figura 3.31



Tutte le tensioni continue sono rilevabili mediante un voltmetro da 100 Kohm/volt, il segnale è misurabile mediante un oscilloscopio disposto in c.c.

I valori delle tensioni continue e di segnale saranno rispondenti ai valori calcolati con tolleranze del +/- 10%; è utile osservare come il segnale, presente ai capi della resistenza di carico  $R_c$ , si sviluppi, nei semiperiodi positivi da 0 a +6 V, mentre nei semiperiodi negativi si sviluppi tra 0 e -6 V, ciò grazie al comportamento del circuito risonante che cede energia, nei semiperiodi negativi nei quali Tr1 non conduce, dopo averla accumulata nei semiperiodi positivi nelle fasi di conduzione di Tr1.

La stabilità in frequenza del circuito, alle variazioni termiche dell'ambiente, è assicurata dalle caratteristiche dei componenti il circuito oscillante che hanno coefficienti di temperatura di segno opposto.

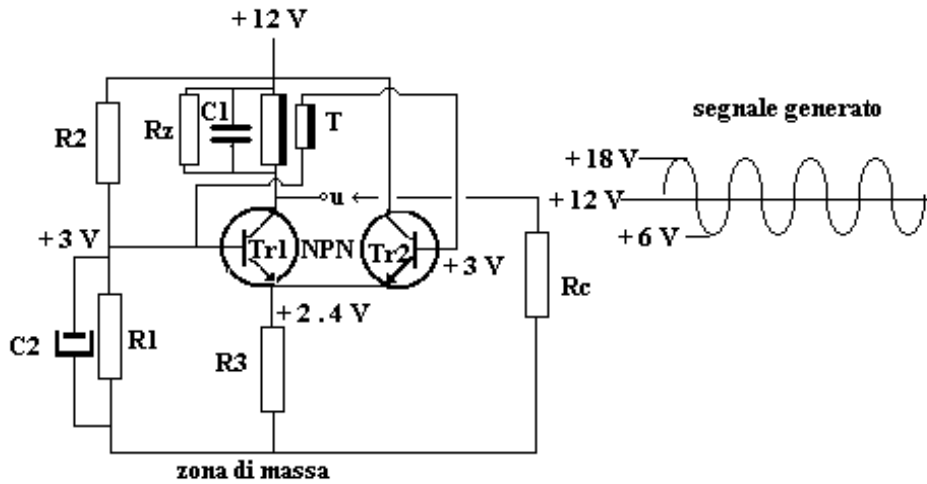
Il circuito oscillante ora illustrato si presta ad una versione con transistori del tipo NPN così come è riportato in figura 3.32; anche per questa configurazione vale la procedura di calcolo precedentemente utilizzata.

In questo caso i transistori BFY64 possono essere sostituiti con il tipo 2N1711 che hanno caratteristiche simili ma con giunzioni NPN.

In questo caso la tensione sinusoidale generata dall'oscillatore non si svilupperà attorno al livello di massa come nel circuito precedente ma attorno alla tensione di alimentazione così come indicato in figura 3.32; questa condizione implicherà alcune attenzioni nel prelievamento del segnale da parte del carico che, se necessario, dovrà essere disaccoppiato dalla tensione continua mediante adatto condensatore.



figura 3.32



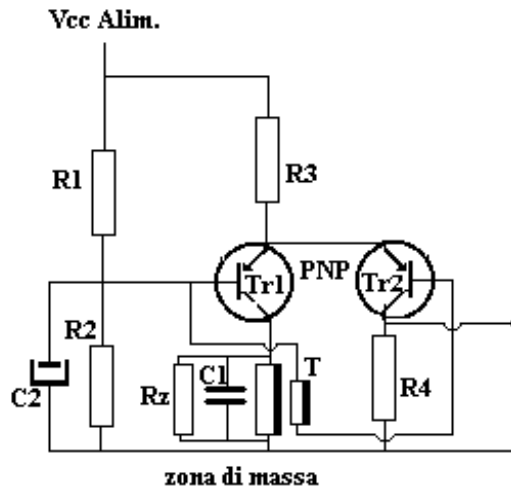
Anche in questo circuito i valori delle tensioni continue e di segnale saranno rispondenti ai valori calcolati con tolleranze del  $\pm 10\%$ ; il segnale, presente ai capi della resistenza di carico  $R_c$ , si svilupperà, nei semiperiodi positivi da  $+12\text{ V}$  a  $+18\text{ V}$ , mentre nei semiperiodi negativi si svilupperà tra  $+12\text{ V}$  a  $+6\text{ V}$ : ciò grazie al comportamento del circuito risonante che cede energia nei semiperiodi crescenti, nei quali  $Tr1$  non conduce, dopo averla accumulata nei semiperiodi decrescenti nelle fasi di conduzione di  $Tr1$ .

Un'ultima osservazione: come si è visto la presenza del circuito risonante genera tensioni superiori alla tensione d'alimentazione, ciò si vede bene nella figura 3.32 dove il picco del segnale supera questa tensione di ben 6 volt, mentre nel circuito di figura 3.31 scende di  $-6\text{ V}$  sotto il livello di massa; questi comportamenti devono incidere sulla scelta delle caratteristiche dei transistori che, se pur alimentati con tensioni adatte ad essi, possono essere sottoposti a tensioni ben superiori dovute all'azione del circuito risonante. Nei nostri casi le tensioni di lavoro dei transistori impiegati sono di gran lunga superiori alle tensioni che si manifestano all'interno del circuito oscillante; infatti il BAY64 ha una  $V_{ceo} = -40\text{ V}$  ed il 2N1711 una  $V_{ceo} = +50\text{ V}$ .

### 3.14.1 Circuito oscillatore LC ad onde quadre

Con una semplice modifica del circuito oscillante di cui al paragrafo 3.12 è possibile ottenere un circuito oscillante ad onde quadre ad elevata stabilità; è sufficiente infatti disporre sul collettore di Tr2 una resistenza di carico R4 dalla quale prelevare il segnale voluto. Il nuovo circuito generatore è mostrato in figura 3.33.

figura 3.33



Il funzionamento dell'oscillatore è il seguente:

All'accensione la conduzione di Tr1 provoca un transitorio di corrente che eccita il circuito risonante formato dal C1 e dall'induttanza del primario di T, il secondario di T pilota in fase opportuna la base di Tr2 il quale, tramite l'accoppiamento con l'emettitore di TR1, incrementa la corrente iniziale in Tr1 rafforzando l'oscillazione del circuito risonante. Quando l'oscillazione s'inverte di segno, Tr2 non conduce in attesa che l'oscillazione cambi nuovamente segno; al nuovo cambiamento il ciclo si ripete con il mantenimento del fenomeno d'oscillazione; gli impulsi di corrente che scorrono in Tr2, che alternativamente si porta in conduzione saturando o si blocca, sono trasformati in impulsi di tensione rettangolare ai capi di R4.

Il dimensionamento del nuovo circuito è di poco diverso dal precedente e deve essere ripetuto con il seguente esempio:

Sia da costruire un oscillatore ad onde rettangolari alla frequenza di 10000 Hz in grado di fornire una tensione di ampiezza 9 Vpp da prelevare ai capi di R4; si disponga di una tensione d'alimentazione  $V_{alim.} = 12 \text{ V cc}$ .

Si procede ora per punti:

#### **Selezione dei transistori:**

Come per lo schema di figura 3.30

#### **Determinazione della corrente di lavoro:**

Come per lo schema di figura 3.30

#### **Calcolo del partitore R1, R2, C2:**

Visti i calcoli sviluppati nel paragrafo precedente si può far lavorare il circuito con la stessa tensione di di 4.3 Veff ai capi del circuito risonante con le analoghe computazioni per i componenti interessati.

**Calcolo della resistenza R3:**

Come per lo schema di figura 3.30

**Calcolo della resistenza dinamica del circuito risonante:**

Come per lo schema di figura 3.30

**Calcolo dei componenti reattivi:**

Come per lo schema di figura 3.30

**Calcolo della resistenza zavorra Rz:**

Il calcolo di Rz deve soddisfare la relazione

$$R_z = 1 / [ ( 1/R_{dv} ) - ( 1/ R_d ) ]$$

in cui R<sub>dv</sub> è la resistenza dinamica voluta, R<sub>d</sub> è la resistenza dinamica del circuito risonante,

si ha perciò

$$R_z = 1 / [ ( 1/9420 \text{ ohm} ) - ( 1/ 79500 \text{ ohm} ) ] = 10600 \text{ ohm}$$

(arrotondato a 10000 ohm)

**Calcolo della resistenza R4:**

La resistenza R4 costituisce il carico per il transistor Tr2 che è portato a lavorare in saturazione con una corrente di 1 mA; essendo richiesti ai capi di R4 9 V<sub>pp</sub> il valore di questa resistenza sarà.

$$R_4 = 9V_{pp} / 1 \text{ mA} = 9000 \text{ ohm (arrotondata a 10000 ohm)}$$

**Infine l'elenco dei valori dei componenti calcolati:**

tutte resistenze da ¼ w

R1 = 15000 ohm

R2 = 47000 ohm

R3 = 2200 ohm

R4 = 10000 ohm

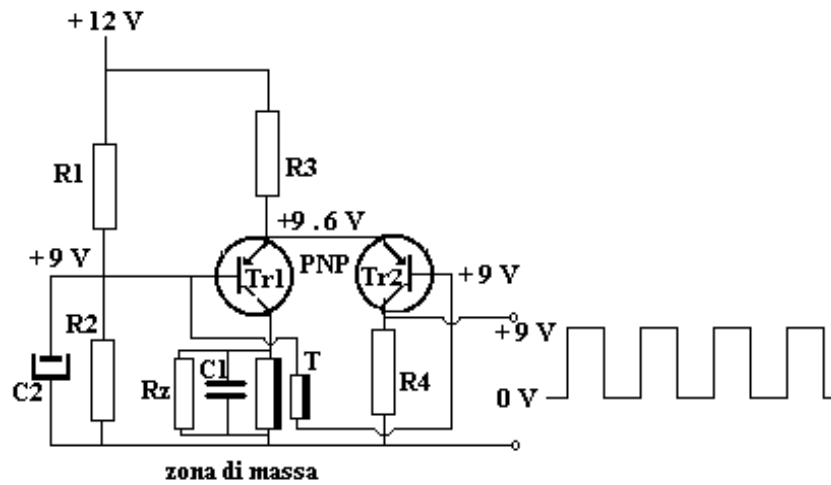
Rz = 12000 ohm

C1 = 20000 pF

C2 = 15 µF

Anche in questo caso è utile un esame delle tensioni e delle forme d'onda che si potranno misurare una volta assemblato il circuito dell'oscillatore in laboratorio: queste sono riportate e commentate mediante l'aiuto della figura 3.33/a.

figura 3.33/a



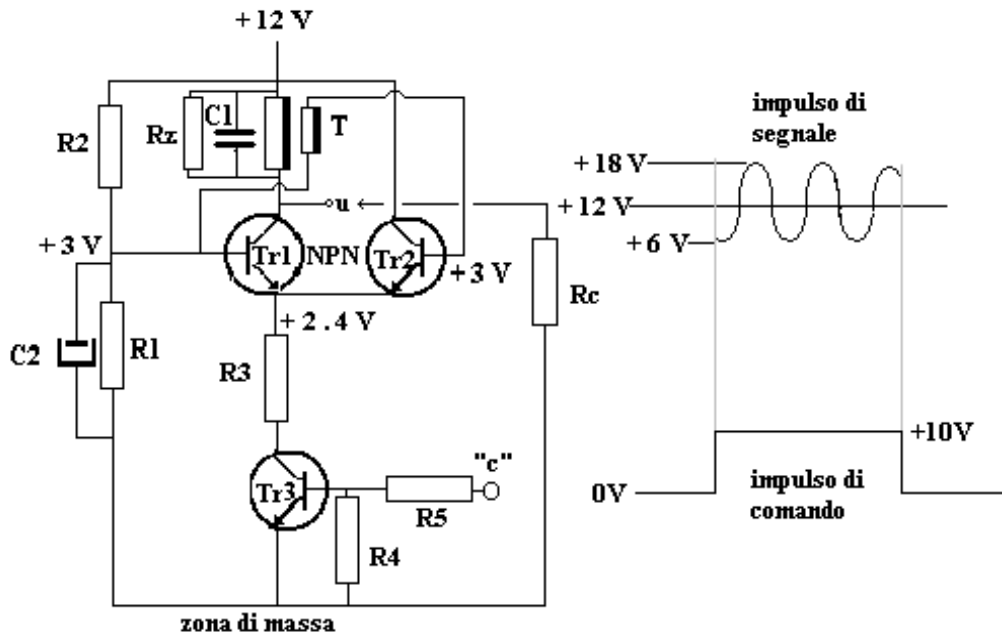
Tutte le tensioni continue sono rilevabili mediante un voltmetro da 100 Kohm/volt, il segnale è misurabile mediante un oscilloscopio disposto in c.c.  
I valori delle tensioni continue e di segnale saranno rispondenti ai valori calcolati con tolleranze del +/- 10%.



### 3.14.2 Circuito oscillatore LC modulato ad impulsi

Si può realizzare facilmente un oscillatore LC modulato ad impulsi, aggiungendo un transistor di comando al circuito di figura 3.32. Il nuovo schema dell'oscillatore è mostrato nella seguente figura 3.32/a:

figura 3.32/a



Lo schema mostra che nel circuito di figura 3.32/a è stato aggiunto il transistor Tr3 che ha il compito di attivare l'oscillatore su azione "dell'impulso di comando". Detto impulso è applicato al punto "c" e da questo, tramite R5, a Tr3.

In condizione d'attesa l'oscillatore non funziona, avendo gli emettitori di Tr1 e Tr2 che non conducono corrente a causa dell'interdizione di Tr3.

Quando l'impulso rettangolare di comando è applicato a Tr3, questo satura e porta in conduzione Tr1 e Tr2 che danno inizio alla generazione dell'impulso sinusoidale d'uscita; il fenomeno persiste per la durata dell'impulso di comando, alla fine di questo l'oscillatore torna a riposo.

Il dimensionamento dell'oscillatore ad impulsi è identico al progetto del circuito di figura 3.32, ad eccezione del circuito di comando che esaminiamo di seguito:

#### **Dimensionamento del circuito di comando:**

Il transistor Tr3, che rappresenta il circuito di comando, è chiamato a saturare, con bassa  $V_{ce(sat)}$ , quando ad esso è applicato l'impulso rettangolare; se fissiamo per la resistenza di base (R5) un valore di 10000 ohm e per la resistenza di chiusura a massa (R4) un valore di 100Kohm, con un impulso di +10V, potremo contare su di una corrente di base di circa 1 mA.

Un transistor in grado di saturare con bassa  $V_{ce(sat)}$ , per una corrente di base di 1 mA, è, tra i tanti semiconduttori disponibili, il tipo 2N1711.

Questo transistor si adatta anche alle tensioni e alle correnti da commutare.

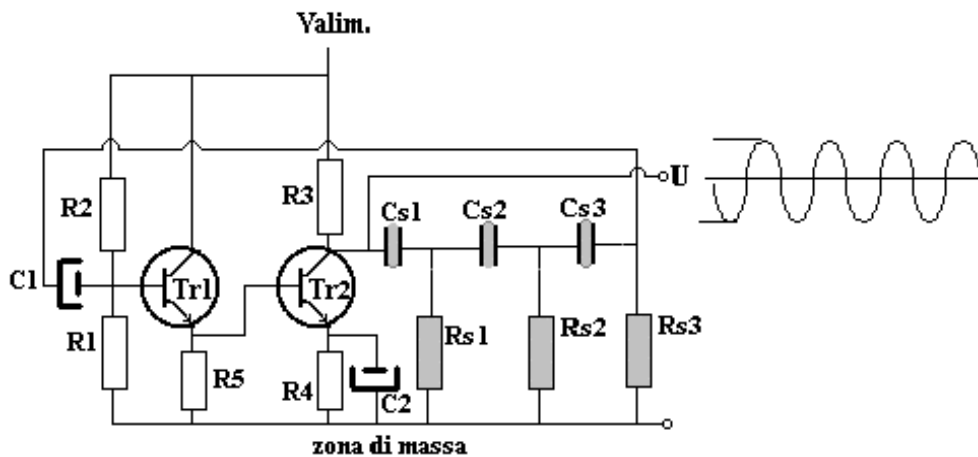
#### **Osservazioni:**

Con il comando ad impulsi dell'oscillatore i fronti di salita e discesa dell'onda sinusoidale d'uscita risentono del coefficiente di merito del circuito LC; per valori bassi del Q i fronti saranno ripidi e l'impulso d'uscita sarà simile a quello indicato in figura 3.32/a; per valori elevati del Q avremo salite lente e impulsi d'uscita poco squadrati.

### 3.15 Circuito oscillatore RC

Per la realizzazione di oscillatori a bassa frequenza si adatta bene il semplice circuito amplificatore mostrato in figura 34, il dispositivo è costituito da uno stadio ripetitore (Tr1), che consente d'avere una elevata impedenza d'ingresso, da un secondo stadio di amplificazione (Tr2) e da una rete di reazione evidenziata in grigio; questo circuito è detto oscillatore a sfasamento e prende il nome dalla rete RC che costituisce il ramo di reazione con il quale viene retrocesso all'ingresso dell'amplificatore stesso parte del segnale d'uscita.

figura 3.34



Se si verificano le condizioni d'innesco ed al contorno, delle quali tratteremo in seguito, il circuito amplificatore entra in oscillazione grazie alla rete formata da Cs1,Rs1; Cs2,Rs2; Cs3,Rs3.

All'accensione si verifica in Tr1 e Tr2 l'amplificazione del solo rumore proprio d'ingresso; al rumore amplificato sul collettore di Tr2, già naturalmente in opposizione di fase ( 180° ) con quello di base di Tr1, viene aggiunto lo sfasamento di 180° della rete; la somma di questi due sfasamenti, 180° + 180° = 360° fa sì che la tensione di rumore riportata sulla base sia in fase con parte del rumore d'ingresso incrementandolo, grazie all'incremento della tensione di base si crea un progressivo e ripetitivo fenomeno reattivo che porta il circuito amplificatore ad oscillare in permanenza alla frequenza fo data dalla relazione:

$$f_o = 1 / ( 2 * \pi * R * C * \sqrt{7.6} )$$

dove  $R = R_{s1} = R_{s2} = R_{s3}$

$C = C_{s1} = C_{s2} = C_{s3}$

La formula è valida alla condizione che siano:

$$R \approx 2.5 * R_3$$

dove R3 è la resistenza di carico di Tr2

Dovranno pertanto essere uguali tra loro, sia Rs1 con Rs2 e con Rs3, sia Cs1 con Cs2 e Cs3.

Altri componenti devono essere presi in considerazione quali il partitore ( R1, R2) di polarizzazione di base di Tr1 ed il gruppo d'emettitore (R4,C2); con queste parti si stabilirà la corrente di lavoro di Tr2.

Abbiamo accennato all'inizio che il circuito è in grado d'entrare regolarmente in oscillazione se si verificano le condizioni d'innescio ed al contempo, vediamo quali sono queste condizioni senza entrare nei dettagli teorici che li giustificano:

- I transistori Tr1 e Tr2 devono avere un valore di  $h_{fe} \min > 100$ , condizione peraltro scontata con i semiconduttori di produzione attuale.
- R3 deve essere circa 1/10 del reciproco della conduttanza d'uscita di Tr1
- Il rapporto  $R / R3$  deve essere circa 2.5
- I componenti della rete di sfasamento devono essere calcolati, in base alla frequenza voluta, secondo la formula e le condizioni sopra indicate.
- Il parallelo di R1 con R2 deve essere almeno 6 volte la resistenza R
- La reattanza di C2, alla frequenza  $f_0$ , deve essere circa ad 1/10 della resistenza re d'emettitore
- La reattanza di C1, alla frequenza  $f_0$ , deve essere circa ad 1/100 della resistenza R

Un'idea su come si generino onde sinusoidali con la rete di reazione si può avere seguendo questo ragionamento: se, per ipotesi, il circuito di reazione sfasasse  $180^\circ$  dalla frequenza  $f_0$  all'infinito ciò porterebbe in saturazione l'amplificatore con la presenza in (u) di un'onda rettangolare, alla frequenza  $f_0$ , composta, secondo Fourier, da infinite componenti aventi rispettivamente le frequenze:

$f_0$  = frequenza fondamentale (coincide con la frequenza stessa dell'onda quadra)

$f_3$  = frequenza di terza armonica (ha una frequenza tripla della fondamentale)

$f_5$  = frequenza di quinta armonica (ha una frequenza quintupla della fondamentale)

$f_7$  = frequenza di settima armonica (ha una frequenza sette volte quella della fondamentale)

$f_9, f_{11}$ , ecc.

Dato però che la rete di reazione sfasa di  $180^\circ$  soltanto alla frequenza  $f_0$  e per tutte le altre componenti lo sfasamento non è di  $180^\circ$ , quest'ultime non potranno contribuire al fenomeno di reazione in atto nell'amplificatore con la conseguenza che, di fatto, non potrà manifestarsi in uscita (u) l'onda rettangolare, ma soltanto la frequenza fondamentale  $f_0$ , proprio per la mancanza di tutte le altre componenti frequenziali di terza, quinta, settima armonica ecc.

La rete di sfasamento non agisce come un filtro, attenuando le frequenze superiori ad  $f_0$ , ma si comporta soltanto da variatore di fase in funzione della frequenza.

Sulla base di questo principio è possibile, e lo vedremo in seguito, calcolare l'ampiezza del segnale d'uscita dall'oscillatore.

Un esempio di calcolo di un oscillatore a sfasamento è indispensabile per consentire l'acquisizione

della pratica nel dimensionamento di questo circuito; nell'esempio utilizzeremo alcune formule senza averne dato dimostrazione, per questa rimandiamo all'appendice A3:

Si voglia realizzare un oscillatore alla frequenza di 400 Hz in grado di fornire un'ampiezza  $V_{up}$  di segnale di 5.6 V picco; la procedura di progetto, che prevede nell'ordine l'esame dei punti che identificano le condizioni d'innescio ed al contorno è la seguente:

### **Scelta dei transistori $Tr1$ e $Tr2$ :**

Dovendo essere per  $Tr1$  e  $Tr2$   $h_{fe} \min > 100$  e prevedendo una tensione di lavoro in grado di generare un'ampiezza di segnale di soli 11.2 Vpp è immediato individuare  $Tr1$  e  $Tr2$  nel tipo 2N1711 in cui :  $V_{ce} = 50V$  ;  $V_{ce(sat)} = 0.6 V$ ;  $h_{oe} = 23 * 10^{-6}$

### **Calcolo della tensione d'alimentazione:**

La tensione d'alimentazione necessaria al circuito si calcola secondo l'espressione:

$$V_{lim} = ( 3 * V_{up} + V_{ce(sat)}) * ( h_{oe} * R_3 + 1 )$$

$$V_{lim} = ( 3 * 5.6 V_p + 0.6V ) * ( 23 * 10^{-6} * 4700 \text{ ohm} + 1 ) = 19.2 V_{cc}$$

### **Calcolo del valore di $R_3$ , $R_4$ , della corrente di lavoro e delle tensioni ai capi di $Tr2$ :**

Per avere  $R_3$  uguale a circa 1/10 della conduttanza d'uscita di  $Tr1$  deve essere

$$R_3 < (1/10 * h_{oe})$$

essendo  $h_{oe}$  del 2N1711 = 23  $\mu\text{mho}$  si ha

$$R_3 < ( 1/10 * 23 \mu\text{ho} ) = 4347 \text{ ohm (arrotondabili a 4700 ohm)}$$

Per il calcolo di  $R_4$  si deve impiegare la formula:

$$R_4 = R_3 * V_{up} / ( V_{lim} - 2 * V_{up} - V_{ce(sat)} )$$

che prevede ai capi di  $R_4$  una tensione continua pari al valore di picco  $V_{up}$ ;  $V(R_4) = 5.6 V_{cc}$

$$R_4 = 4700 \text{ ohm} * 5.6 V / ( 19.2 V - 2 * 5.6 V - 0.6 V ) = 3556 \text{ ohm (arrotondabili a 3600 ohm)}$$

La corrente di lavoro di  $Tr2$  sarà pertanto:

$$I_{c2} = V_{up} / R_4 = 5.6 V / 3600 \text{ ohm} = 1.55 \text{ mA}$$

La tensione di riposo del collettore di  $Tr2$  sarà quindi

$$V_c(Tr2) = V_{lim} - R_3 * I_{c2} = 19.2 V - 4700 * 1.55 \text{ mA} = 11.9 V$$

### **Calcolo della polarizzazione di $Tr2$ :**

Il calcolo della polarizzazione di  $Tr2$  si articola iniziando con l'applicazione della formula che consente di valutare la tensione necessaria sulla base di  $Tr1$  affinché il circuito possa fornire la tensione d'uscita  $V_{up}$  voluta.

$$V_{cc}(\text{base}Tr1) = V_{up} + 1.4 V$$

$$V_{cc}(\text{baseTr1}) = ( 5.6 + 1.4 \text{ V} ) = 7 \text{ V}$$

Per ottenere 7 V ai capi di R1 il partitore formato da R1 ed R2 dovrà soddisfare l'eguaglianza:

$$(R1+R2)/19.2\text{V} = R1 / 7\text{V}$$

posto R2 = 220000 ohm si ha

$$R1 = 126436 \text{ (arrotondata in } 127000 \text{ ohm)}$$

**Calcolo dei componenti della rete di sfasamento:**

La rete di sfasamento deve essere impostata partendo dalla frequenza fo = 400 Hz voluta per l'oscillatore risolvendo l'espressione

$$f_o = 1 / ( 2 * \pi * R * C * \sqrt{7.6} )$$

ad esempio per il calcolo del valore di C, fissato quello di R, si ha

$$C = 1 / ( 6.28 * f_o * R * \sqrt{7.6} )$$

Ricordando il rapporto tra R ed R3 deve essere R / R3 ≈ 2.5 il valore di R sarà R = 11750 ohm ed il valore di

$$C = 1 / ( 6.28 * 400 \text{ Hz} * 11750 \text{ ohm} * 2.75 ) = 0.012 \mu\text{F}$$

**Verifiche e calcoli vari:**

-Si deve verificare che il parallelo di R1 con R2 risulti almeno 6 volte R

essendo R = 11750 ohm

dovrà pertanto essere

$$R1//R2 > 6 * 11750 \text{ ohm} = 70500 \text{ ohm}$$

essendo R1// R2 = 80518 ohm la condizione è verificata

-Si calcola il valore di C1 ponendo XC1 = R/100 = 11750 ohm / 100 = 117 ohm da cui

$$C1 = 1 / ( 6.28 * 400 \text{ Hz} * 117 \text{ ohm} ) = 3.4 \mu\text{F} \text{ (da arrotondare a } 4.7 \mu\text{F)}$$

-Si calcola il valore di C2 ponendo XC2 = re/10

essendo

$$r_e = 27 / I_{c2} = 27 / 1.55 \text{ mA} = 17.4 \text{ ohm}$$

$$XC2 = 17.4 \text{ ohm} / 10 = 1.74 \text{ ohm}$$

da cui

$$C1 = 1 / ( 6.28 * 400 \text{ Hz} * 1.74 \text{ ohm} ) = 228 \mu\text{F} \text{ (da arrotondare a } 220 \mu\text{F)}$$

-Si calcola il valore di R5 tale da consentire una corrente di Tr1 di circa 0.5 mA

$$R5 = (V_{up} + 0.7 \text{ V}) / I_{c1} = 5.6 \text{ V}_p + 0.7 / 0.5 \text{ mA} = 12600 \text{ (arrotondabile a } 15000 \text{ ohm)}$$

**Elenco dei componenti:**

Tutte le resistenze da ¼ W con precisione al 5%

Tr1, Tr2 = 2N1711

R1 = 127000 ohm

R2 = 220000 ohm

R3 = 4700 ohm

R4 = 3600 ohm

R5 = 15000 ohm

Rs1 = Rs2 = Rs3 = 11750 ohm

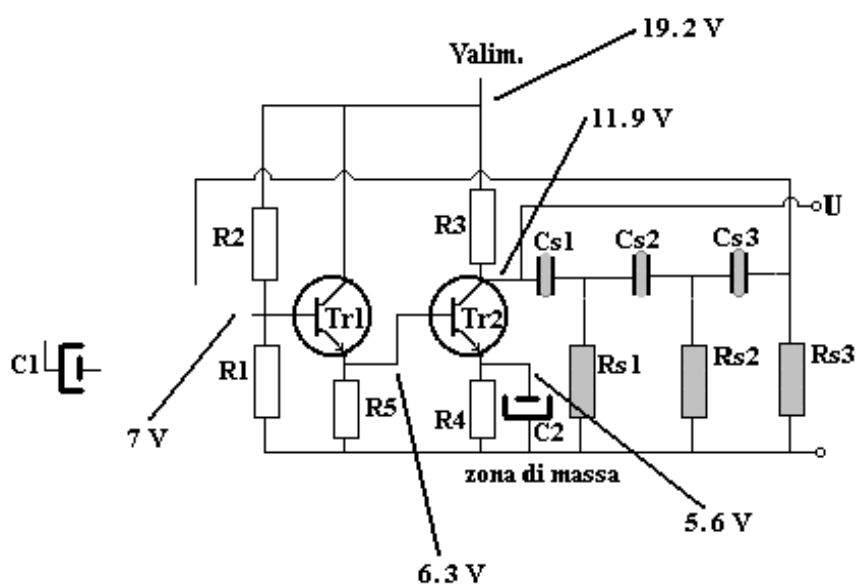
Cs1=Cs2=Cs3 = 0.012 µF

C1 = 4.7 µF

C2 = 220 µF

Per il controllo del circuito in laboratorio è anzitutto necessario procedere alla misura delle tensioni continue di polarizzazione in assenza di oscillazioni; ciò si ottiene scollegando, provvisoriamente, il condensatore C1 e verificando dette tensioni secondo lo schema quotato di figura 34/a.

figura 34/a



Le tensioni indicate devono essere misurate con un voltmetro elettronico, il riscontro tra valori misurati e valori indicati dovrà essere entro una tolleranza del 5%.

Eseguite le misure delle tensioni di polarizzazione si potrà ripristinare il condensatore C1 e controllare, con un oscilloscopio, la tensione e la frequenza d'uscita al terminale (u); il valore della tensione dovrà essere di 11.2 Vpp su di un valor medio di 11.9 V pari alla tensione di polarizzazione del collettore di Tr2.

Il valore della frequenza generata sarà tanto più prossimo al valore voluto di 400 Hz quanto più saranno precisi i componenti fisici della rete di sfasamento rispetto ai valori calcolati.

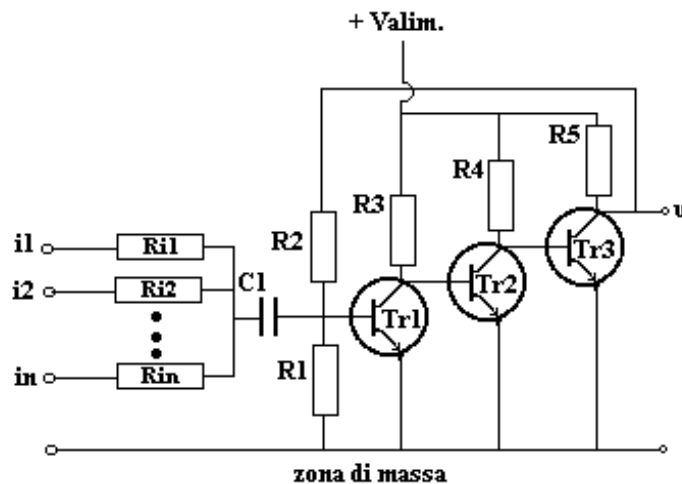
### 3.16 Amplificatore operazionale a transistori

L'amplificatore operazionale ha questo nome perché consente di eseguire alcune operazioni di carattere matematico su due o più segnali elettrici.

Le operazioni svolte da questo circuito possono essere di somma o differenza e, con particolari accorgimenti circuitali, di differenziazione od integrazione.

Lo schema elettrico dell'amplificatore è riportato in figura 3.35;

figura 3.35



Il circuito è formato da tre transistori collegati in cascata, collettore Tr1- base Tr2, collettore Tr2- base Tr3. Ciascun transistore è dotato di resistenza di carico rispettivamente R3 per Tr1, R4 per Tr2, R5 per Tr3, tutti i transistori hanno l'emettitore a massa.

Essendo in numero dispari i transistori d'amplificazione il segnale d'uscita è in fase opposta al segnale d'ingresso.

Il circuito è dotato di un anello di controreazione in corrente continua formato dal partitore R2-R1 e di un insieme di anelli di controreazione in corrente alternata formati dalle reti Ri1, Ri2,..., Rin con R2 e C1.

L'anello di controreazione in corrente continua ha il compito di fissare la tensione a riposo del punto di lavoro di Tr3, ovvero dell'uscita "u" dell'operazionale; svolge inoltre la retrocessione del segnale d'uscita all'ingresso creando in tale punto ( la base di Tr1 ) un nodo a bassissima impedenza.

Il nodo d'ingresso è la confluenza di tutte le resistenze d'ingresso da Ri1 ad Rin, ai capi delle quali, indicati con i1,i2,...,in, sono applicabili i segnali d'ingresso che devono essere trattati nel processo matematico voluto.

Per ciascun ingresso, i1, i2,..., in, la rete di controreazione in corrente alternata stabilisce un valore del guadagno pari a:

$$Gca1 = R2 / Ri1$$

$$Gca2 = R2 / Ri2$$

--

--

$$Gcan = R2 / Rin$$

formule valide per  $Xc \ll Ri1$ ;  $Xc \ll Ri2$ ;...,  $Xc \ll Rin$

Se vengono applicati due segnali S1, S2, agli ingressi i1 ed i2, l'amplificatore operazionale ne eseguirà la somma algebrica "Ss" secondo l'espressione:

$$Ss = S1 * Gca1 + S2 * Gca2$$

Con gli elementi acquisiti vediamo ora un esempio pratico di dimensionamento del circuito per la seguente applicazione:

Si debba realizzare un circuito sommatore tra due segnali a 15800 Hz, in fase tra loro, aventi rispettivamente le ampiezze: S1 = 1.3 Veff. S2 = 0.3 Veff e si voglia un segnale somma "Ss" avente un'ampiezza massima di 10 Vpp e tale che sia la composizione in parti uguali dei due segnali d'ingresso.

Prima di iniziare i calcoli per determinare i componenti circuitali è necessario osservare:

- Tutti i conteggi che saranno fatti per stabilire il punto di lavoro in corrente continua saranno subordinati dall'assunzione del valore della Vbe di Tr1 che è ipotizzabile intorno a + 0.6 V
- Il valore reale della Vbe sarà sensibilmente diverso da quello messo a calcolo a causa delle caratteristiche di Tr1, della temperatura e dall'assestamento dell'anello di controreazione in corrente continua.
- Ne consegue che i valori calcolati saranno soltanto a carattere indicativo; le misure in laboratorio potranno dare i valori reali assunti dal circuito.

Si procede ora per punti:

- **Calcolo della tensione d'alimentazione:**

Avendo posto per Ss un valore massimo di 10 Vpp la tensione d'alimentazione dovrà essere

$$Valim. = Ss + Vce(sat)$$

assumendo prudenzialmente una  $Vce(sat) = 2 \text{ V}$  si avrà

$$Valim. = 10 \text{ V} + 2 \text{ V} = 12 \text{ V}$$

- **Selezione dei transistori:**

Dalla tensione d'alimentazione calcolata ( + 12 V ), dalla Vce(sat) assunta ( + 2 V ), dalla frequenza di lavoro ( 15800 Hz) e dalla mancanza della richiesta di potenza d'uscita si possono scegliere per i tre transistori il tipo 2N1711.

- **Determinazione del punto di lavoro di Tr3 e calcolo di R1, R2:**

Una delle caratteristiche dell'anello di controreazione in corrente continua permette di polarizzare il punto di lavoro di Tr3, ovvero dell'uscita "u" dell'operazionale, ad un valore di tensione da stabilire in base alle necessità d'impiego; dato che la tensione di alimentazione è stata fissata in Valim. = +12 V e che si è imposto per Ss il valore di 10 Vpp sarà opportuno che la tensione di riposo all'uscita "u" sia di +7V affinché l'escursione del segnale possa variare da  $7\text{V} + 5 \text{ Vp} = 12 \text{ a } 7 \text{ V} - 5 \text{ Vp} = 2\text{V}$ ; giocando ora sul valore della Vbe di Tr1, pari a circa 0.6 V, sarà sufficiente stabilire il guadagno di tensione in corrente continua al valore

$$Gcc = Vu / Vbe$$

$$Gcc = 7 \text{ V} / 0.6 \text{ V} = 11.66$$



e quindi impostare il partitore R2, R1 secondo l'equazione :

$$(R2 + R1) / R1 = Gcc$$

che risolta per un valore ragionevole di R2 ( R2 = 100 K ohm ), tale da non rappresentare un carico inutile per Tr3, fornisce il valore di R1:

$$( 100 \text{ K ohm} + R1 ) / R1 = 11.66$$

$$R1 = 100 \text{ K ohm} / 10.66 = 9380 \text{ ohm}$$

(da arrotondare a 10000 ohm)

***Determinazione delle resistenze di carico R3, R4, R5:***

La resistenza R5 costituisce il carico di Tr3 e ne condiziona la corrente; non essendo richiesta potenza d'uscita si può fare lavorare Tr3 con una corrente di solo un 1 mA ed ottenere, in base alla tensione di riposo fissata in 7 V, il valore di R5

$$R5 = ( V_{lim.} - 7 \text{ V} ) / 1 \text{ mA} = 5000 \text{ ohm} \text{ ( da arrotondare a } 4700 \text{ ohm)}$$

La resistenza R4 deve fornire la corrente di base per Tr3 e la corrente di collettore per Tr2; per la prima, essendo stata fissata per Tr3 una corrente di lavoro di 1 mA, assumendo hFE = 100 la corrente di base richiesta è

$$I_b (\text{Tr3}) = 1 \text{ mA} / 100 = 10 \mu\text{A}$$

Se concediamo al collettore di Tr2 una corrente di 10 volte la corrente di Ib(Tr3) la corrente totale in R4 risulta Ir4 = 110 μA e il suo valore è dato da

$$R4 = ( V_{lim.} - V_{be} ) / I_{r4} = ( 12 - 0.6 ) / 110 \mu\text{A} = 103636 \text{ ohm}$$

(da arrotondare a 100000 ohm)

La resistenza R3 deve fornire la corrente di base per Tr2 e la corrente di collettore per Tr1; per la prima, essendo stata fissata per Tr2 una corrente di lavoro di 100 μA, assumendo hFE = 100 la corrente di base richiesta è

$$I_b (\text{Tr2}) = 100 \mu\text{A} / 100 = 1 \mu\text{A}$$

Se concediamo al collettore di Tr1 una corrente di 100 volte la corrente di Ib(Tr2) la corrente totale in R3 risulta Ir3 = 101 μA e il suo valore è dato da

$$R3 = ( V_{lim.} - V_{be} ) / I_{r3} = ( 12 - 0.6 ) / 101 \mu\text{A} = 112870 \text{ ohm}$$

(da arrotondare a 100000 ohm)

• ***Calcolo di Ri1, Ri2, C1:***

Il calcolo di Ri1 ed Ri2 è legato alle condizioni iniziali volute che impongono:

$$S1 = 1.3 \text{ Veff.}$$

$$S2 = 0.3 \text{ Veff.}$$

$S_s = 10 V_{pp} = 3.56 V_{eff}$  e tale che sia la composizione in parti uguali dei due segnali d'ingresso.

Si dovrà pertanto scrivere:

$$S_s = S_1 * G_{ca1} + S_2 * G_{ca2}$$

e in essa sostituire i valori dati

$$3.56 V_{eff} = 1.3 V_{eff} * G_{ca1} + 0.3 V_{eff} * G_{ca2}$$

somma che, nel rispetto della caratteristica voluta per  $S_s$ , dovrà avere i due addendi uguali:

$$1.3 V_{eff} * G_{ca1} = 0.3 V_{eff} * G_{ca2}$$

la soluzione contemporanea delle due equazioni sopra riportate risolve il nostro problema e si ha:

$$G_{ca1} = S_s / (2 * S_1)$$

$$G_{ca2} = S_s / (2 * S_2)$$

$$G_{ca1} = 3.56 / (2 * 1.3) = 1.369$$

$$G_{ca2} = 3.56 / (2 * 0.3) = 5.933$$

Applicando ora le formule

$$G_{ca1} = R_2 / R_{i1}$$

$$G_{ca2} = R_2 / R_{i2}$$

Si risolvono in  $R_{i1}$  e  $R_{i2}$  per il valore di  $R_2$  calcolato in precedenza ( $R_2 = 100 \text{ K ohm}$ )

$$R_{i1} = R_2 / G_{ca1} = 100 \text{ K ohm} / 1.369 \approx 73 \text{ K ohm}$$

$$R_{i2} = R_2 / G_{ca2} = 100 \text{ K ohm} / 5.933 \approx 17 \text{ K ohm}$$

Dati i valori di  $R_{i1}$  e  $R_{i2}$  è semplice dimensionare  $C_1$  affinché sia  $X_{c1} \ll R_{i2}$

$$X_{c1} = R_{i2} / 100 = 17000 \text{ ohm} / 100 = 170 \text{ ohm}$$

e quindi

$$C_1 = 1 / (2 * \pi * f * X_{c1}) = 1 / (6.28 * 15800 \text{ Hz} * 170 \text{ ohm}) = 0.593 \mu\text{F}$$

(da arrotondare a  $0.47 \mu\text{F}$ )

***Riassumendo i valori calcolati:***

Tutte resistenze da  $\frac{1}{4} \text{ w}$

$R1 = 10 \text{ K ohm}$

$R2 = 100 \text{ K ohm}$

$R3 = 100 \text{ K ohm}$

$R4 = 100 \text{ K ohm}$

$R5 = 6800 \text{ ohm}$

$Ri1 = 73 \text{ K ohm}$

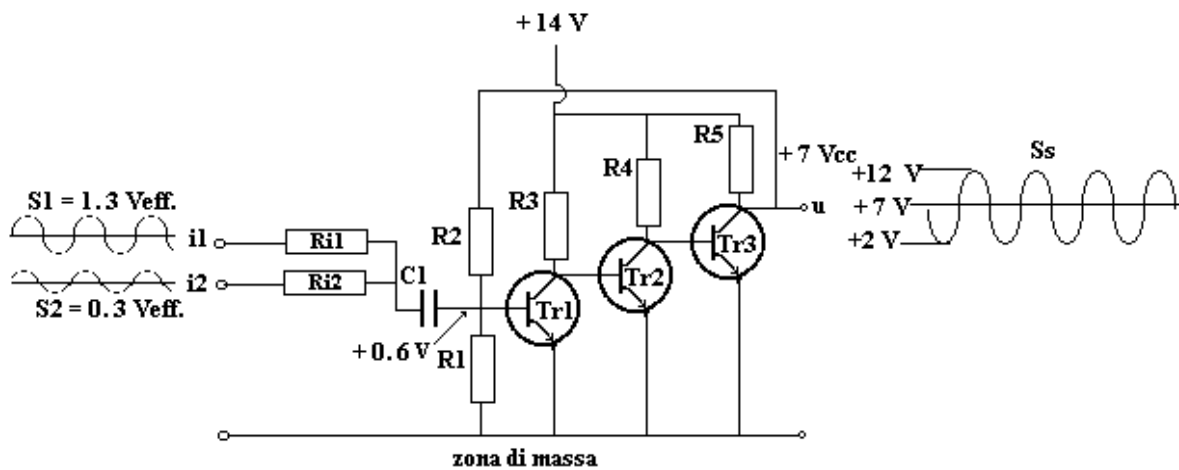
$Ri2 = 17 \text{ K ohm}$

$C1 = 0.47 \mu\text{F}$

$Tr1, Tr2, Tr3 = 2N1711$

Il nostro lavoro si conclude con un esame delle tensioni e delle forme d'onda che si potranno misurare una volta assemblato il circuito operativo in laboratorio: esse sono riportate e commentate mediante l'aiuto della figura 3.36.

figura 3.36



Tutte le tensioni continue, da misurarsi in assenza di segnali, sono rilevabili mediante un voltmetro da 100 Kohm/volt, i segnali sono misurabili mediante un oscilloscopio disposto in c.c. I valori delle tensioni continue saranno rispondenti ai valori calcolati con tolleranze di circa il +/- 20%; i valori dei segnali saranno rispondenti ai valori calcolati con tolleranze di +/- 10%. Non sono indicate, perché non significative, le tensioni di segnale all'interno degli anelli di controreazione.

### 3.16.1 Applicazione dell'amplificatore operazionale a transistori

Un secondo esempio d'applicazione dell'amplificatore operazionale descritto al paragrafo 3.14 può essere d'interesse:

Si debba realizzare un circuito sommatore tra due segnali a 600 Hz, in fase tra loro, aventi rispettivamente le ampiezze:  $S_1 = 2.5 \text{ Veff}$ .  $S_2 = 0.5 \text{ Veff}$ , si voglia, all'uscita dell'operazionale il segnale "Ss" somma dei due.

Si procede ora per punti:

- **Calcolo della tensione d'alimentazione:**

Avendo posto per Ss la somma di S1 ed S2 pari a

$$S_s = S_1 + S_2 = 2.5 \text{ Veff.} + 0.5 \text{ Veff.} = 3 \text{ Veff.} = 8.4 \text{ Vpp}$$

la tensione d'alimentazione dovrà essere

$$V_{\text{alim.}} = S_s + V_{\text{ce(sat)}}$$

assumendo prudenzialmente una  $V_{\text{ce(sat)}} = 2\text{V}$  si avrà

$$V_{\text{alim.}} = 8.4 \text{ V} + 2 \text{ V} = 11 \text{ V} \\ \text{(da portare praticamente a } 12 \text{ V)}$$

- **Selezione dei transistori:**

Dalla tensione d'alimentazione calcolata ( + 12 V ), dalla  $V_{\text{ce(sat)}}$  assunta ( + 2 V ), dalla frequenza di lavoro ( 600 Hz) e dalla mancanza di richiesta della potenza d'uscita si possono scegliere per i tre transistori il tipo 2N1711.

- **Determinazione del punto di lavoro di Tr3 e calcolo di R1, R2:**

Dato che la tensione di alimentazione è stata fissata in  $V_{\text{alim.}} = +12 \text{ V}$  e che si è imposto per Ss il valore di 8.4 Vpp, sarà opportuno che la tensione di riposo all'uscita "u" sia di +6V, affinché l'escursione del segnale possa variare da  $6 \text{ V} + 4.2 \text{ Vp} = 10.2$  a  $6 \text{ V} - 4.2 \text{ Vp} = 1.8 \text{ V}$ ; giocando ora sul valore della  $V_{\text{be}}$  di Tr1, pari a circa 0.6 V, sarà sufficiente stabilire il guadagno di tensione in corrente continua al valore

$$G_{\text{cc}} = V_u / V_{\text{be}}$$

$$G_{\text{cc}} = 6 \text{ V} / 0.6 \text{ V} = 10$$

e quindi impostare il partitore R2, R1 secondo l'equazione :

$$(R_2 + R_1) / R_1 = G_{\text{cc}}$$

che risolta per un valore ragionevole di R2 (  $R_2 = 100 \text{ K ohm}$  ), tale da non rappresentare un carico inutile per Tr3, fornisce il valore di R1:

$$(100 \text{ K ohm} + R_1) / R_1 = 10$$

$$R_1 = 100 \text{ K ohm} / 9 = 11111 \text{ ohm} \\ \text{(da arrotondare a } 10000 \text{ ohm)}$$

**Determinazione delle resistenze di carico R3, R4, R5:**

La resistenza R5 costituisce il carico di Tr3 e ne condiziona la corrente; non essendo richiesta potenza d'uscita si può fare lavorare Tr3 con una corrente di solo un 1 mA ed ottenere, in base alla tensione di riposo fissata in 6 V, il valore di R5

$$R5 = (V_{lim.} - 6 V) / 1 mA = 6000 \text{ ohm ( da arrotondare a 5600 ohm)}$$

La resistenza R4 deve fornire la corrente di base per Tr3 e la corrente di collettore per Tr2; per la prima, essendo stata fissata per Tr3 una corrente di lavoro di 1 mA, assumendo hFE = 100 la corrente di base richiesta è

$$I_b (Tr3) = 1 mA / 100 = 10 \mu A$$

Se concediamo al collettore di Tr2 una corrente di 10 volte la corrente di Ib(Tr3), la corrente totale in R4 risulta Ir4 = 110 μA e il suo valore è dato da

$$R4 = (V_{lim.} - V_{be}) / I_{r4} = (12 - 0.6) / 110 \mu A = 103636 \text{ ohm} \\ \text{(da arrotondare a 100000 ohm)}$$

La resistenza R3 deve fornire la corrente di base per Tr2 e la corrente di collettore per Tr1; per la prima, essendo stata fissata per Tr2 una corrente di lavoro di 100 μA, assumendo hFE = 100 la corrente di base richiesta è

$$I_b (Tr2) = 100 \mu A / 100 = 1 \mu A$$

Se concediamo al collettore di Tr1 una corrente di 100 volte la corrente di Ib(Tr2), la corrente totale in R3 risulta Ir3 = 101 μA e il suo valore è dato da

$$R3 = (V_{lim.} - V_{be}) / I_{r3} = (12 - 0.6) / 101 \mu A = 112870 \text{ ohm} \\ \text{(da arrotondare a 100000ohm)}$$

• **Calcolo di Ri1, Ri2, C1:**

Il calcolo di Ri1 ed Ri2 è legato alle condizioni iniziali volute che impongono:

$$S1 = 2.5 V_{eff.}$$

$$S2 = 0.5 V_{eff.}$$

$$Ss = 3 V_{eff}$$

Dovendo eseguire la somma dei segnali secondo l'espressione  $Ss = S1 + S2$  si ha:

$$Gca1 = 1$$

$$Gca2 = 1$$

Applicando ora le formule

$$Gca1 = R2 / Ri1$$

$$Gca2 = R2 / Ri2$$

Si risolvono in Ri1 e Ri2 per il valore di R2 calcolato in precedenza ( R2 = 100 K ohm)

$$Ri1 = R2 / Gca1 = 100 \text{ K ohm} / 1 = 100 \text{ K ohm}$$

$$Ri2 = R2 / Gca2 = 100 \text{ K ohm} / 1 = 100 \text{ K ohm}$$

Dati i valori di Ri1 e Ri2 è semplice dimensionare C1 affinché sia  $Xc1 \ll Ri2$

$$Xc1 = Ri2 / 100 = 100000 \text{ ohm} / 100 = 1000 \text{ ohm}$$

e quindi

$$C1 = 1 / (2 * \pi * f * Xc1) = 1 / ( 6.28 * 600 \text{ Hz} * 1000 \text{ ohm}) = 0.265 \mu\text{F}$$

(da arrotondare a 0.33  $\mu\text{F}$ )

***Riassumendo i valori calcolati:***

Tutte resistenze da  $\frac{1}{4}$  w

$$R1 = 10 \text{ K ohm}$$

$$R2 = 100 \text{ K ohm}$$

$$R3 = 100 \text{ K ohm}$$

$$R4 = 100 \text{ K ohm}$$

$$R5 = 6800 \text{ ohm}$$

$$Ri1 = 100 \text{ K ohm}$$

$$Ri2 = 100 \text{ K ohm}$$

$$C1 = 0.33 \mu\text{F}$$

$$Tr1, Tr2, Tr3 = 2N1711$$

Il nostro lavoro si conclude con un esame delle tensioni e delle forme d'onda che si potranno misurare una volta assemblato il circuito operativo in laboratorio: esse sono riportate e commentate mediante l'aiuto della figura 3.37.

Tutte le tensioni continue, da misurarsi in assenza di segnali, sono rilevabili mediante un voltmetro da 100 Kohm/volt, i segnali sono misurabili mediante un oscilloscopio disposto in c.c. I valori delle tensioni continue saranno rispondenti ai valori calcolati con tolleranze di circa il +/- 20%; i valori dei segnali saranno rispondenti ai valori calcolati con tolleranze di +/- 10 %.

Non sono indicate, perché non significative, le tensioni di segnale all'interno degli anelli di controreazione.



### 3.17 Circuito stabilizzatore di tensione

Un semplice stabilizzatore di tensione di media potenza è realizzabile con un transistor  $Tr$  ed un diodo Zener  $Z$  così come riportato nello schema di figura 3.38.

La tensione non stabilizzata  $+V_g$  è applicata sia alla resistenza  $R$ , sia al collettore del transistor  $Tr$ ; la resistenza  $R$  porta in conduzione il diodo  $Z$  fino al raggiungimento della tensione di Zener  $V_z$ , questa tensione risulta applicata alla base di  $Tr$  che la trasferisce, tramite l'emettitore, alla resistenza di carico  $R_c$  a livello pari a:

$$V_u = V_z - V_{be}$$

La tensione  $V_u$  è quindi stabilizzata dal diodo  $Z$  salvo le variazioni della  $V_{be}$  di  $Tr$ .

La corrente  $I_u$  disponibile sul carico  $R_c$ , che fluisce dalla giunzione collettore-emettitore di  $Tr$ , è dell'ordine di:

$$I_u = hFE * I_b$$

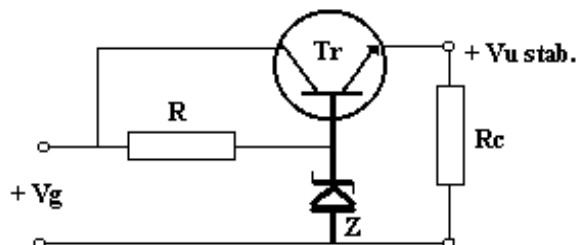
dove

$hFE$  è il guadagno in corrente continua di  $Tr$

$I_b$  è la corrente di base di  $Tr$

tutto ciò nel rispetto della dissipazione ammessa dai due componenti elettronici  $Z$  e  $Tr$ .

figura 3.38



Sviluppiamo un esempio di calcolo dello stabilizzatore in base ai seguenti dati:

Il generatore  $V_g$  eroga una tensione non stabilizzata di  $+20\text{ V}$  con variazioni del  $\pm 20\%$ ; la corrente disponibile è di  $10\text{ A}$ .

Il carico richiede una tensione stabilizzata  $V_u$  di  $+7.5\text{ V}$  su di un carico  $R_c = 4\text{ ohm}$

#### **Calcolo delle variazioni di $V_g$ :**

La tensione minima di  $V_g$  è

$$V_{gmin} = +20\text{V} - 4\text{V} = +16\text{ V}$$

La tensione massima di  $V_g$  è

$$V_{gmax} = +20\text{V} + 4\text{V} = +24\text{ V}$$



**Calcolo della corrente richiesta dal carico :**

La corrente  $I_u$  richiesta dal carico è

$$I_u = V_u / R_c = +7.5 \text{ V} / 4 \text{ ohm} = 1.87 \text{ A}$$

**Scelta del diodo Zener :**

Essendo

$$V_u = V_z - V_{be}$$

il diodo Zener deve fornire una tensione di

$$V_z = V_u + V_{be} = +7.5 \text{ V} + 0.7 \text{ V} = + 8.2 \text{ V}$$

Un diodo con questa caratteristica è individuabile nel tipo 1SMB5923B che ha i seguenti parametri:

$$V_z = + 8.2 \text{ V}$$

$$I_z = 45.7 \text{ mA}$$

$$P_d = 3 \text{ W}$$

**Scelta del transistor  $Tr$ :**

Un transistor in grado di erogare una corrente  $I_c$  di

$$I_c = I_u = 1.87 \text{ A}$$

con una  $V_{ce(sat)}$  minima di

$$V_{ce(sat)} = V_{gmin} - V_u = +16 \text{ V} - 7.5 \text{ V} = +8.5 \text{ V}$$

ed una  $V_{ce}$  massima di

$$V_{ce} = V_{gmax} - V_u = + 24 \text{ V} - 7.5 \text{ V} = + 16.5 \text{ V}$$

è individuabile nel tipo 2N 3055

che presenta una  $h_{FE}$  minima uguale a

$$h_{FE} = 20$$

Questo transistor fornisce la corrente  $I_c$  richiesta con una corrente di base  $I_b$  massima pari a:

$$I_b = I_c / h_{FE} = 1.87 \text{ A} / 20 = 93.5 \text{ mA}$$

**Calcolo della resistenza  $R$**

La resistenza  $R$  deve fornire, sia la corrente di base  $I_b$  per  $Tr$ , sia la corrente  $I_z$  necessaria allo Zener; la somma  $I_s$  delle correnti è

$$I_s = I_b + I_z = 93.5 \text{ mA} + 45.7 \text{ mA} = 139.2 \text{ mA}$$

questa corrente deve essere erogata anche quando la tensione  $V_g$  è al minimo quindi:

$$R = V_{gmin} / I_s = + 16 \text{ V} / 139.2 \text{ mA} \approx 115 \text{ ohm (arrotondata a 100 ohm)}$$

La resistenza deve essere in grado di dissipare la seguente potenza

$$P_r = (V_{gmax} - V_z)^2 / R = (+24 \text{ V} - 8.2 \text{ V})^2 / 100 \text{ ohm} = 2.5 \text{ W}$$

### **Calcolo della dissipazione di $T_r$ :**

Il transistor 2N3055 deve essere in grado di dissipare la seguente potenza

$$P_{tr} = (V_{gmax} - V_u) * I_c = (+ 24 \text{ V} - 7.5 \text{ V}) * 1.87 \text{ A} = 30.8 \text{ W}$$

Dato che la dissipazione in aria libera del 2N3055 è di soli 3 W è richiesto un adatto dissipatore che soddisfi la nota relazione :

$$R_{\theta rad} = [ ( T_j - T_a ) / ( P * 1.1 ) ] - ( R_{\theta is} + R_{\theta jc} )$$

Dove:

$R_{\theta rad}$  = resistenza termica del radiatore

$T_j$  = temperatura massima della giunzione del transistor

$T_a$  = temperatura dell'ambiente di lavoro

$P$  = potenza da dissipare

$R_{\theta is}$  = resistenza termica dell'isolante tra transistor e radiatore

$R_{\theta jc}$  = resistenza termica giunzione case ( involucro del transistor)

Dai dati del 2N3055 riportati in figura 3.29 possiamo rilevare:

$$T_j = 200^\circ \text{ c}$$

$$R_{\theta jc} = 1.5^\circ \text{ c/W}$$

Altri dati sono da impostare quali:

$T_a = 25^\circ \text{ c}$  (si ipotizza che il transistor debba lavorare in un ambiente a  $25^\circ$ )

$P = 30.8 \text{ W}$  ( potenza da dissipare)

$R_{\theta is} = 0.5^\circ \text{ c/W}$  (per rondella isolante di mica con grasso – dato praticamente comune a tutte le applicazioni)

applicando i dati alla formula abbiamo:

$$R_{\theta rad} = [ ( 200^\circ \text{ c} - 25^\circ \text{ c} ) / ( 32 \text{ W} * 1.1 ) ] - ( 0.5^\circ \text{ c/W} + 1.5^\circ \text{ c/W} ) = 2.97^\circ \text{ c/w}$$

Il risultato conduce alle caratteristiche termiche del dissipatore richiesto che deve avere una resistenza termica pari o inferiore a  $2.97^\circ \text{ c/W}$

Un radiatore con  $R_{\theta rad} = 2.97^{\circ}\text{C}/\text{W}$  può essere rimpiazzato con vantaggio da un radiatore commerciale da  $2.5^{\circ}\text{C}/\text{W}$  che ha le seguenti dimensioni d'ingombro

$$\text{Lunghezza} = 75 \text{ mm}$$

$$\text{Larghezza} = 104.8 \text{ mm}$$

$$\text{Altezza} = 25.9 \text{ mm}$$

***Verifica della dissipazione del diodo Zener:***

La massima dissipazione del diodo si avrà in assenza di carico quando tutta la corrente che scorre in R verrà assorbita da Z, così che:

$$I_{z \text{ max}} = (V_{g \text{ max}} - V_u) / R = (+ 24 \text{ V} - 8.2 \text{ V}) / 100 \text{ ohm} = 0.158 \text{ A}$$

Da cui si ricava la potenza massima dissipata

$$P_{\text{max}} = I_{z \text{ max}} * V_z = 0.158 \text{ A} * 8.2 \text{ V} = 1.29 \text{ W}$$

Essendo

$$P_d = 3 \text{ W}$$

è verificata la condizione

$$P_{\text{max}} < P_d$$

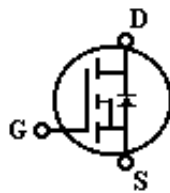
### 3.18 I transistori Power MOSFETs

Prima di iniziare questo paragrafo dobbiamo osservare come la teoria su questi dispositivi richieda ben altro che le poche righe dedicate in questo testo; si suggerisce pertanto, nel caso di approfondimenti nello studio dei Power Mosfet, la lettura degli esaurienti HEXFET DATABOOKS della INTERNATIONAL RECTIFIER.

I transistori Power MOSFETs sono una particolare categoria di semiconduttori che, prevalentemente nel campo delle applicazioni dei circuiti elettronici ad impulsi, offrono delle prestazioni nettamente superiori ai transistori dei quali abbiamo trattato nei paragrafi precedenti.

Dal punto di vista della struttura elettrica il Mosfet ha una configurazione a tre poli simile a quella di un transistor così come mostrato in figura 3.39 per giunzioni N-Channel.

figura 3.39



Dal punto di vista delle funzioni dei tre collegamenti elettrici il Mosfet presenta le seguenti analogie con i simboli dei transistori:

Transistore	Mosfet
Emettitore "e"	Source "S"
Base "b"	Gate "G"
Collettore "c"	Drain "D"

Come per i transistori sono disponibili due tipi di giunzioni, la NPN e la PNP, anche per i semiconduttori Mosfet ne sono disponibili due tipi, la citata N-Channel e la P-Channel ( la prima indicata per configurazioni alimentate da tensioni positive, la seconda indicata per alimentazione con tensioni negative).

Esistono invece differenze fondamentali quali:

- Il Mosfet non è un amplificatore di corrente come il transistor bipolare e pertanto non è caratterizzato dal parametro  $h_{FE}$ ; il piedino "G", analogo della base del transistor, non richiede "praticamente" alcuna corrente di pilotaggio ma soltanto tensione di comando, questa peculiarità fa sì che il Mosfet abbia una elevatissima impedenza d'ingresso quindi sia facilmente pilotabile con potenze irrilevanti.
- Il Mosfet presenta una resistenza di conduzione  $R_{DS(on)}$  che incide come detrattrice di potenza dal carico
- Il Mosfet è in grado di commutare elevate correnti in tempi estremamente brevi

L'impiego dei Mosfet è utilizzabile, tra altre, nelle seguenti tipologie circuitali:

- Alimentatori switching
- Amplificazione di segnali in classe A
- Amplificazione dei segnali in classe D
- Controllo della velocità dei motori
- Amplificazione di potenza ad onde quadre
- Sistemi d'illuminazione con lampade fluorescenti
- Trasmissione a modulazione d'ampiezza

### 3.18.1 Le caratteristiche dei transistori Power MOSFETs

Il collegamento al “Gate” (G) porta al Mosfet la tensione necessaria, sia per il comando del circuito, sia per l’eventuale amplificazione della tensione stessa.

Il collegamento con il Drain” (D) consente di prelevare, sia l’eventuale comando proveniente dal gate, sia la tensione di gate amplificata.

Il collegamento al “Source” (S) consente di chiudere, sia l’anello di pilotaggio sul gate, mediante la giunzione gate-source, sia l’anello di prelievo della corrente di collettore mediante la giunzione drain-source.

I Mosfet possono lavorare in due modi diversi in dipendenza del tipo di applicazioni a cui sono destinati:

- c) In modo lineare per amplificatori
- d) In saturazione , per dispositivi logici o di commutazione.

Si ha il funzionamento lineare quando la corrente di drain è proporzionale alla tensione di gate; si ha il funzionamento in saturazione quando, grazie alla circuitazione esterna al Mosfet, la corrente di drain non incrementa più con l’incrementare della tensione di gate.

L’utilizzo del Mosfet per la progettazione necessita la conoscenza di una serie di caratteristiche costruttive quali tra le più significative:

- 1) tensione massima di lavoro applicabile tra drain e source (simbolo  $V_{DS}$ )  
-la  $V_{DS}$  non deve mai essere superata pena la distruzione del semiconduttore
- 2) corrente di lavoro continua del drain (simbolo  $I_D$ ) in Ampere  
la  $I_D$  deve essere commisurata onde evitare di eccedere la massima potenza dissipabile dal Mosfet
- 3) corrente di lavoro impulsiva del drain (simbolo  $I_{DM}$ ) in Ampere
- 4) resistenza drain-source in fase di conduzione ( simbolo  $R_{DS(on)}$  ) in ohm
- 5) potenza massima dissipabile a temperatura ambiente (simbolo  $P_D$ ) in Watt  
il valore di  $P_D$  non deve mai essere superato pena la distruzione del semiconduttore
- 6) tensione massima di funzionamento tra gate e source ( simbolo  $V_{GS}$  )
- 7) tensione minima di funzionamento tra gate e surce ( simbolo  $V_{gs}$  )
- 8) transconduttanza di lavoro ( simbolo  $g_{fs}$  ) in Mhos

Altre caratteristiche importanti, espresse da grafici particolari , saranno prese in esame al momento del loro utilizzo in fase di progettazione.

A titolo d’esempio una serie di parametri del Mosfet tipo IRF 330 è sotto riportata:

Contenitore in TO3

$$V_{DS} = + 400 \text{ V}$$

$$V_{GS \text{ max}} = +/- 20 \text{ V}$$

$$V_{gs} = + 4 \text{ V}$$

$$I_D = 4 \text{ A}$$

$$I_{DM} = 8 \text{ A}$$

$$R_{DS}(\text{on}) = 1 \text{ ohm}$$

$$P_D = 75 \text{ W (contenitore a } 25^\circ \text{ c)}$$

$$Gfs = 3.5 \text{ Mhos}$$

Tra questi dati si evidenzia che:

La massima corrente di drain a regime impulsivo è il doppio della corrente a regime continuo; infatti  $I_{DM} = 8 \text{ A}$  mentre  $I_D = 4 \text{ A}$ .

La massima tensione di gate può essere, sia positiva (+20 V), sia negativa (-20V)

La minima tensione di lavoro del gate deve essere  $V_{gs} \approx 4 \text{ V}$  per avere una  $I_d \approx 4 \text{ A}$

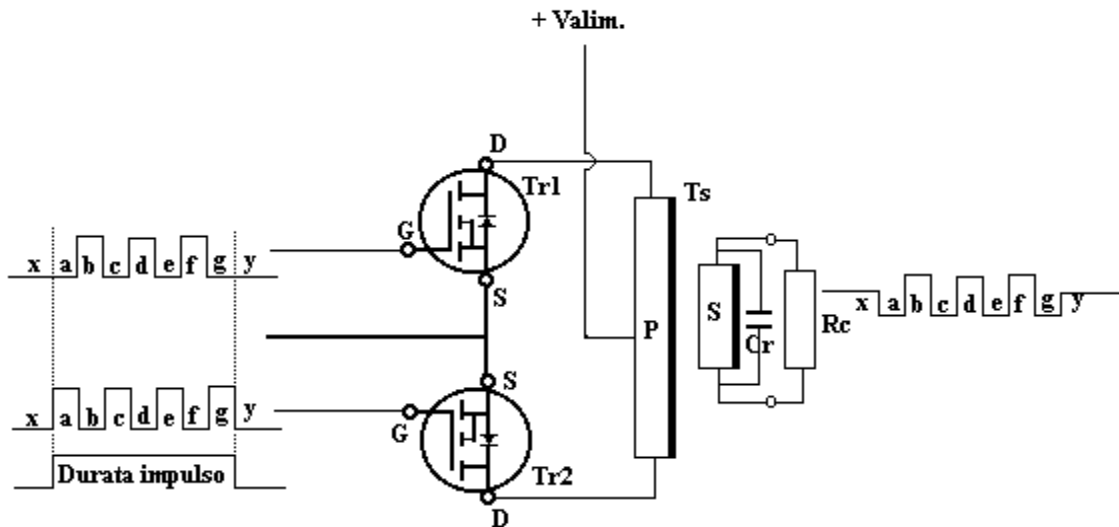
La resistenza di conduzione presentata tra drain e source è di soli  $R_{DS}(\text{on}) = 1 \text{ ohm}$ .

### 3.18.2 Esempio d'impiego di Power MOSFETs

Il progetto, sviluppato nell'esempio, utilizza una coppia di Mosfet per la realizzazione di un amplificatore d'impulsi rettangolari in grado di fornire una notevole potenza elettrica su carico resistivo.

Il circuito elettrico di base, oggetto dello studio, è molto semplice ed è illustrato nella figura 3.40; esso è costituito da un amplificatore di potenza che lavora ad onde quadrate, vedremo in seguito come sarà possibile trasformarlo per la generazione di onde sinusoidali.

figura 3.40



Il circuito viene illustrato con l'ausilio di esempi numerici di calcolo che costituiscono la struttura stessa del progetto, questi portano alla definizione completa dello studio necessaria alla realizzazione sperimentale dell'amplificatore.

In figura si vedono i due Mosfet, Tr1 e Tr2, con i drain (D) collegati in controfase al trasformatore Ts, dal quale, mediante la presa centrale del primario, ricevono la tensione d'alimentazione.

I Mosfet Tr1 e Tr2 hanno i source (S) in comune, collegati a massa, ed i gate (G) che ricevono i segnali di pilotaggio secondo gli impulsi indicativi riportati in figura nel lato sinistro.

L'impulso d'uscita dall'amplificatore è riportato, sul lato destro, nella forma d'onda tracciata a fianco della resistenza di carico.

Il progetto prevede:

Alimentazione in tensione continua:  $V_{lim.} = + 30 \text{ V}$

Potenza impulsiva generata:  $P = 160 \text{ W}$

Resistenza di carico:  $R_c = 830 \text{ ohm}$

Durata dell'impulso rettangolare:  $T_i = 1.5 \text{ mSec.}$

Tempo di ripetizione degli impulsi:  $T_r = 10 \text{ mSec.}$

Frequenza all'interno dell'impulso:  $F = 52000 \text{ Hz}$

Temperatura dell'ambiente di lavoro  $T_a = 55^\circ \text{ c}$

#### **Scelta della coppia di Mosfet:**

Per il presente progetto si sceglie un tipo di Mosfet le cui caratteristiche, pur risultando sovrabbondanti rispetto alle necessità attuali, possono però essere utili per eventuali ampliamenti del progetto stesso.

Il tipo scelto è contraddistinto dalla sigla IRF152 e presenta le seguenti caratteristiche:



Contenitore = TO3

$V_{DS\ max} = 100\ V$

$V_{DS\ (sat)} = 1.5\ V$  ( per  $I_D = 6\ A$  ) ( valore estrapolato dai grafici del foglio dati )

$I_{D\ max} = 30\ A$

$V_{GS\ max} = +/-\ 20\ V$

$V_{GS} = +7\ V$

$R_{DS(on)} = 0.14\ \text{ohm}$  ( valore estrapolato dai grafici del foglio dati per una temperatura della giunzione di  $150\ ^\circ\ c$  )

$T_j = 150\ ^\circ\ c$  (temperatura massima della giunzione)

$R_{jc} = 0.83\ ^\circ\ c/W$  ( resistenza termica giunzione contenitore)

$R_{ja} = 30\ ^\circ\ c/W$  (resistenza termica contenitore aria libera)

### ***Esame dei segnali di pilotaggio e del segnale d'uscita:***

Entrambi i segnali di pilotaggio hanno una durata definita come "Durata dell'impulso"  $T_i = 1.5\ \text{mSec}$ , nell'ambito di questo tempo, vengono definiti gli stati dei due segnali di comando indicando con la dizione  $V_{GS} = \text{alto}$  il valore di  $V_{GS}$  per il quale si ha la conduzione del Mosfet con la massima corrente di lavoro  $I_D$  (la forma d'onda del disegno mostra, ovviamente, soltanto una parte delle onde rettangolari contenute nell'impulso):

- tempo x = tempo che precede l'impulso ( $Tr1$  e  $Tr2$  non conducono avendo  $V_{GS} = 0$ )
- tempo a = tempo di conduzione di  $Tr2$  e di blocco  $Tr1$  ( $Tr2$  ha livello  $V_{GS} = \text{alto}$ ;  $Tr1$  ha livello  $V_{GS} = 0$ )
- tempo b = tempo di conduzione di  $Tr1$  e di blocco  $Tr2$  ( $Tr1$  ha livello  $V_{GS} = \text{alto}$ ;  $Tr2$  ha livello  $V_{GS} = 0$ )
- tempo c = tempo di conduzione di  $Tr2$  e di blocco  $Tr1$  ( $Tr2$  ha livello  $V_{GS} = \text{alto}$ ;  $Tr1$  ha livello  $V_{GS} = 0$ )
- tempo d = tempo di conduzione di  $Tr1$  e di blocco  $Tr2$  ( $Tr1$  ha livello  $V_{GS} = \text{alto}$ ;  $Tr2$  ha livello  $V_{GS} = 0$ )
- tempo e = tempo di conduzione di  $Tr2$  e di blocco  $Tr1$  ( $Tr2$  ha livello  $V_{GS} = \text{alto}$ ;  $Tr1$  ha livello  $V_{GS} = 0$ )
- tempo f = tempo di conduzione di  $Tr1$  e di blocco  $Tr2$  ( $Tr1$  ha livello  $V_{GS} = \text{alto}$ ;  $Tr2$  ha livello  $V_{GS} = 0$ )
- tempo g = tempo di conduzione di  $Tr2$  e di blocco  $Tr1$  ( $Tr2$  ha livello  $V_{GS} = \text{alto}$ ;  $Tr1$  ha livello  $V_{GS} = 0$ )
- tempo y = tempo che segue l'impulso ( $Tr1$  e  $Tr2$  non sono in conduzione avendo  $V_{GS} = 0$ )

L'alternarsi dei semiperiodi a; b; c; d; e; f; g, aventi uguale tempo di permanenza, è caratterizzato dalla frequenza del contenuto dell'impulso; essendo  $F = 52000\ \text{Hz}$  ciascun intervallo di permanenza  $T_p$  si svilupperà in un tempo

$$T_p = (1 / F) / 2$$

$$T_p = (1 / 52000\ \text{Hz}) / 2 = 9.615\ \mu\text{Sec.}$$

Il segnale d'uscita, presente sul carico  $R_c$ , ripete temporalmente la sequenza dei semiperiodi di conduzione sia di  $Tr2$  che di  $Tr1$  che si alternano, in positivi e negativi, rispetto al livello zero della zona iniziale (x) e finale (y).

**Considerazioni sul valore di VGS:**

Le caratteristiche del Mosfet indicano che un valore di VGS dell'ordine di + 7 V è sempre in grado di portare in piena conduzione questo tipo di semiconduttori; ne segue che ampiezze comprese tra 7 V e 15 V di picco sono utilizzabili a piacere per i segnali di pilotaggio.

**Considerazioni sulla tensione VDS max:**

A seguito della conduzione alternata di Tr1 e Tr2 ai capi del primario di Ts si sviluppano picchi di tensione d'ampiezza pari al doppio della tensione d'alimentazione Valim.

Assumendo:

$$V_{lim} = + 30 \text{ V}$$

ciascun Mosfet è sottoposto, nella fase di non conduzione, ad una tensione

$$V_{DSmax} = 2 * 30V = + 60 \text{ V}$$

questo è un elemento che ha condizionato la scelta del Mosfet IRF152 che ha  $V_{DS} = 100 \text{ V}$ .

**Calcolo della tensione di picco massima sui drain:**

La tensione di picco sui drain è

$$V_{Dpicco} = V_{lim} - V_{Ds(sat)}$$

Ovvero

$$V_{Dpicco} = 30 \text{ V} - 1.5 \text{ V} = 28.5 \text{ V}$$

**Calcolo del rapporto spire di TS:**

La tensione rettangolare presente sul primario "P" di Ts viene trasferita alla resistenza di carico Rc tramite il secondario "S" in base al rapporto tra le spire Np/Ns; questo sarà dato dall'espressione:

$$N_p/N_s = V_{Dpicco} / V_{sp}$$

Dove

Vsp è l'ampiezza di picco della tensione sul carico

Volendo sul carico una tensione di picco

$$V_{sp} = \sqrt{(160 \text{ W} * 830 \text{ ohm})} = 364 \text{ V}$$

il rapporto Nsp/Ns sarà:

$$N_p/N_s = ( 28.5 \text{ V} ) / 364 = 0.07829$$

**Calcolo della resistenza di carico trasferita:**

La resistenza di carico Rctr trasferita dal trasformatore Ts ai drain di Tr1 e Tr2 è data da:

$$R_{ctr} = R_c * ( N_p / N_s )^2$$

Avendo fissato per il carico il valore Rc = 830 ohm il valore di Rctr è :

$$R_{ctr} = 830 \text{ ohm} * (0.07829)^2 = 5.08 \text{ ohm}$$

**Calcolo della corrente ID di picco:**

La corrente ID di picco circolante in Tr1 e Tr2, nei loro rispettivi tempi di conduzione, è data dall'espressione:

$$ID \text{ picco} = ( V_D \text{ picco} ) / R_{ctr}$$

dalla quale si ha:

$$ID \text{ picco} = ( 28.5 ) / 5.08 \text{ ohm} = 5.6 \text{ A}$$

**Calcolo della dissipazione di Tr1, Tr2 e della superficie radiante:**

Il progetto prevede l'emissione cadenzata di un impulso della durata di 1.5 mSec. ogni 10 mSec. All'interno di ciascun impulso da 1.5 mSec. la dissipazione dei Mosfet avviene soltanto nei tempi di conduzione, la somma dei quali è di circa

$$1.5 \text{ mSec.} / 2 = 0.75 \text{ mSec}$$

il transistor viene pertanto assoggettato ad un "duty cycle" (ciclo attivo) del

$$D_c = 0.75 \text{ mSec.} / 10 \text{ mSec.} = 0.075 \text{ ( 7.5 \% )}$$

la potenza dissipata viene pertanto calcolata con l'espressione :

$$P = ID_{picco} * V_{DS} \text{ (sat)} * D_c$$

$$P = 5.6 \text{ A} * 1.5 \text{ V} * 0.075 = 0.63 \text{ W}$$

e la resistenza termica del dissipatore con la nota formula:

$$R_{\theta rad} = [ ( T_j - T_a ) / ( P * 1.1 ) ] - ( R_{\theta is} + R_{\theta jc} )$$

da cui

$$R_{\theta rad} = [ ( 150^\circ \text{ c} - 55^\circ \text{ c} ) / ( 0.63 * 1.1 ) ] - ( 0.5^\circ \text{ c/W} + 0.8^\circ \text{ c/W} ) = 136^\circ \text{ c/W}$$

Il risultato del calcolo porta ad una resistenza termica del radiatore nettamente superiore a quella del transistore in aria libera che è 30°c/w perciò il radiatore è superfluo.

### **Calcolo del trasformatore d'uscita:**

Il rapporto tra  $N_p$  ed  $N_s$  già calcolato

$$N_p/N_s = 0.07829$$

indica un trasformatore in “salita”, trasformatore che ha il secondario con un numero di spire superiore al primario; è quindi dal secondario che muovono le considerazioni di progetto: Il secondario deve avere od una reattanza molto più alta della resistenza di carico  $R_c$  oppure deve essere “rifasato”; quest'ultima soluzione è quella che adottiamo in questo progetto dato che il circuito è progettato per operare ad una singola frequenza.

Il primo passo da compiere per il dimensionamento di  $T_s$  consiste nel valutare quale valore reattivo dovrebbe avere il secondario per abbassare del solo il 5% il valore del carico; tale valore si computa secondo l'espressione:

$$X_L = R_c * R_o / \sqrt{(R_c^2 - R_o^2)}$$

dove  $R_o = R_c - 5\% R_c = 0.95 R_c$

dalla quale, essendo  $R_c = 830 \text{ ohm}$ , si calcola

$$X_L = 0.95 * 830 \text{ ohm} * 830 \text{ ohm} / \sqrt{[830 \text{ ohm}^2 - (0.95 * 830 \text{ ohm})^2]} = 2525 \text{ ohm}$$

realizzabile con un'induttanza di:

$$L = 2525 \text{ ohm} / (6.28 * 52000 \text{ Hz}) = 7.73 \text{ mH}$$

La reattanza del secondario può essere rifasata da una capacità  $C_r$  uguale a

$$C_r = 1 / (2 \pi f X_c)$$

dove  $X_c = X_L$

$$C_r = 1 / (6.28 * 52000 \text{ Hz} * 2525 \text{ ohm}) = 1212 \text{ pF} \text{ (da arrotondare a } 1200 \text{ pF)}$$

Il condensatore di rifasamento annulla la componente reattiva del secondario, alla frequenza di lavoro di 52000 Hz, che di conseguenza non incide più sul valore di  $R_c$ .

Si deve osservare che il condensatore ora calcolato è sottoposto ad una tensione di 364Vp e pertanto deve essere scelto per una tensione di almeno 500 V di lavoro.

Utilizzando un nucleo in ferrite tipo LA 2432 avente  $\alpha = 36.9$  si ha

$$N_s = \alpha * \sqrt{L}$$

$$N_s = 36.9 * \sqrt{7.73 \text{ mH}} = 102.5 \text{ Spire}$$

e ciascuno dei due rami del primario nel rapporto

$$N_p = N_s * 0.07829$$

per un totale di spire

$$N_p = 102.5 \text{ Spire} * 0.07829 = 8 \text{ spire}$$

assemblate nel rocchetto del nucleo secondo la seguente disposizione costruttiva bilanciata :

avvolgimento del primo ramo del primario = 8 spire

avvolgimento del secondario = 102.5 spire

avvolgimento del secondo ramo del primario = 8 spire

Come ultimo passo del progetto del trasformatore Ts si deve procedere alla verifica dell'induzione B che, per il nostro tipo di nucleo, deve essere  $B < 3000$  Gauss.

$$B = ( V_{ca} * 10^8 ) / ( S * 4.44 * f * N )$$

essendo per il nucleo LA 2432  $S = 0.72$  cmq si ha:

$$B = ( 364 \text{ V} * 10^8 ) / ( 0.72 \text{ cmq} * 4.44 * 52000 \text{ Hz} * 102.5 \text{ spire} ) = 2136 \text{ Gauss}$$

valore che soddisfa l'assunto.

#### ***Osservazione sulle perdite del circuito:***

Le perdite si hanno nel trasformatore d'uscita Ts e possono essere valutate come segue:

Assumendo, ragionevolmente, che le perdite siano dovute prevalentemente al nucleo e non all'avvolgimento, dalle caratteristiche costruttive del nucleo in ferrite, che lavora con valori d'induzione  $B \approx 1500$  Gauss, si hanno perdite dell'ordine:

$$\text{Perdite} = 1 \text{ W/cm}^3$$

essendo il volume del nucleo di

$$\text{vol.} = 2.27 \text{ cm}^3$$

la perdita di potenza nel trasformatore Ts sarà:

$$\text{Perdita} = 2.27 \text{ cm}^3 * 1 \text{ W/cm}^3 = 2.27 \text{ W}$$

Pertanto la potenza sul carico Rc verrà ridotta dal valore calcolato di 160 W a

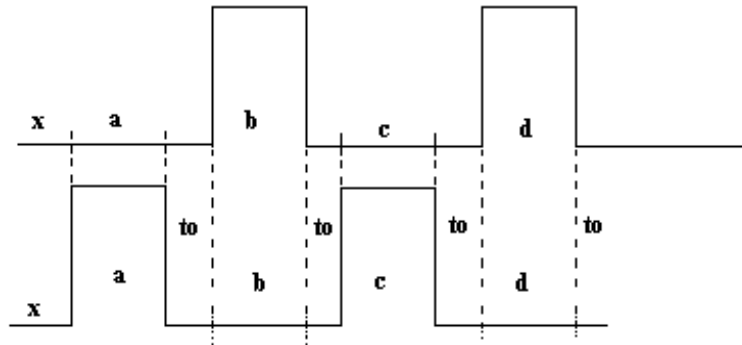
$$\text{Potenza resa} = 160 \text{ W} - 2.27 \text{ W} \approx 158 \text{ W}$$

#### ***Considerazioni per la sicurezza:***

Il progetto potrà ritenersi concluso soltanto dopo una importante considerazione in merito alla sicurezza sul funzionamento dei transistori; date le particolari caratteristiche di risposta di questi dispositivi si deve evitare che essi possano entrare in conduzione contemporaneamente nei momenti di passaggio tra la conduzione dell'uno e la conduzione dell'altro; ciò si ottiene mediante l'inserzione nel profilo dell'impulso di opportuni tempi di guardia to.

L'inserzione dei tempi di guardia si ottiene sagomando opportunamente gli impulsi di pilotaggio così come mostrato in figura 3.41; questo profilo è una modificazione della forma d'onda iniziale tracciata in figura 3.40.

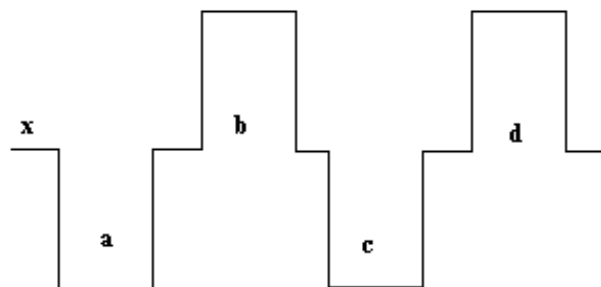
figura 3.41



La figura mostra soltanto la parte iniziale dell'impulso che si sviluppa in tutta la sua durata secondo il profilo tracciato in figura 3.40; in esso si vede che l'impulso "a" che porta in conduzione Tr2 è separato, del tempo  $t_o$ , dall'impulso "b" che porta in conduzione Tr1, il quale a sua volta è separato del tempo  $t_o$ , dall'impulso "c" che porta nuovamente in conduzione Tr2 e così via per i restanti semiperiodi contenuti nell'impulso. La scala dei tempi del disegno è volutamente alterata per mostrare i tempi di guardia  $t_o$  che peraltro, essendo molto piccoli, se venissero tracciati in proporzione ad i tempi di conduzione dei transistori non sarebbero visibili essendo la loro durata dell'ordine di soli  $0.5 \mu\text{Sec}$ . Con questo profilo degli impulsi si ha la certezza che in nessun caso, durante la transizione di conduzione dall'uno all'altro dei transistori, si possa verificare la concomitanza di conduzione.

Con un impulso di comando modificato con i tempi di guardia anche il profilo del segnale d'uscita, sul carico  $R_c$ , assume la forma particolare mostrata in figura 3.42; anche in questa figura si mostra soltanto una parte dell'impulso con la scala dei tempi volutamente alterata per evidenziare la presenza dei tempi di guardia.

figura 3.42

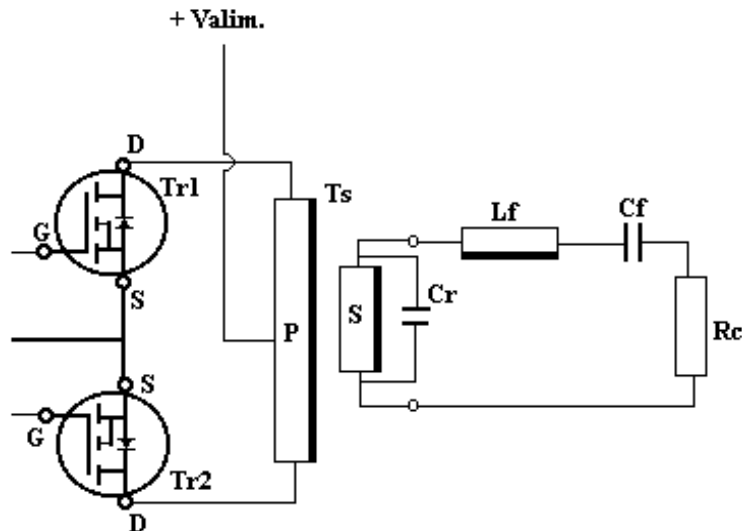


Nel nostro caso in cui il tempo del semiperiodo è di circa  $9 \mu\text{Sec}$  il tempo di guardia ne riduce la durata di circa un decimo con una conseguente riduzione di potenza.

### 3.18.3 Trasformazione dell'amplificatore a Mosfet

La trasformazione dell'amplificatore illustrato nel paragrafo 3.18.2 è indirizzata all'ottenimento di impulsi d'uscita ad andamento sinusoidale; detta trasformazione implica sostanzialmente soltanto un'aggiunta di una struttura di filtro tra il secondario di Ts ed il carico così come mostrato in figura 3.43

figura 3.43



Il filtro, formato dall'induttanza  $L_f$  e dal condensatore  $C_f$ , è interposto fra il secondario di  $T_s$  ed il carico  $R_c$ . Per questo esercizio assumiamo come dati generali tutti i valori impiegati nel progetto precedente che qui riassumiamo:

Alimentazione in tensione continua:  $Valim. = + 30 \text{ V}$

Potenza impulsiva generata:  $P = 160 \text{ W}$

Resistenza di carico:  $R_c = 830 \text{ ohm}$

Durata dell'impulso rettangolare:  $T_i = 1.5 \text{ mSec.}$

Tempo di ripetizione degli impulsi:  $T_r = 15 \text{ mSec.}$

Frequenza all'interno dell'impulso:  $F = 52000 \text{ Hz}$

Temperatura dell'ambiente di lavoro  $T_a = 55^\circ \text{ c}$

Tensione di picco al secondario di  $T_s$   $V_p = 364 \text{ V}$

#### **Calcolo dei componenti reattivi del filtro:**

Se vogliamo filtrare l'impulso rettangolare per ottenere un analogo impulso di forma sinusoidale dobbiamo fissare un ragionevole valore del coefficiente di merito "Q" del circuito risonante formato dai componenti:

$L_f$ ;  $C_f$ ;  $R_c$  collegati in serie

Per questo tipo d'applicazione un  $Q = 2.5$  è da ritenersi soddisfacente per cui essendo:

$$Q = X_L / R_c$$

possiamo scrivere

$$X_L = Q * R_c = 2.5 * 830 \text{ ohm} = 2075 \text{ ohm}$$

reattanza alla quale corrisponde l'induttanza:

$$L_f = 2075 \text{ ohm} / (6.28 * 52000 \text{ Hz}) = 6.35 \text{ mH}$$

alla risonanza deve essere  $X_{cf} = X_{Lf}$

$$C_f = 1 / (2 \pi f X_{cf})$$

$$C_f = 1 / (6.28 * 52000 \text{ Hz} * 2075 \text{ ohm}) = 1475 \text{ pF} \text{ (da arrotondare a } 1500 \text{ pF)}$$

**Calcolo dell'induzione di  $L_f$  e della tensione di lavoro di  $C_f$ :**

A questo punto è necessario osservare che, a causa del coefficiente di merito del circuito di filtro, ai capi di  $L_f$  e  $C_f$  è presente una tensione che è  $Q$  volte la tensione fornita dal secondario di  $T_s$  e di ciò si deve tenere conto, sia per il calcolo dell'induzione di  $L_f$ , sia per la tensione di lavoro di  $C_f$ .

In presenza di un circuito di filtro è necessario anzitutto valutare l'ampiezza della componente sinusoidale a 52000 Hz che si ottiene dall'impulso rettangolare iniziale; si ha pertanto:

$$V_{\text{eff. sinusoidale}} = 4 * V_p \text{ rettangolare} / (1.41 * \pi)$$

$$V_{\text{eff. sinusoidale}} = 4 * 364 \text{ Vp} / 4.42 = 330 \text{ Veff.}$$

da cui la tensione ai capi dei componenti reattivi:

$$V_{\text{eff. reattiva}} = Q * V_{\text{eff.}} = 2.5 * 330 \text{ Veff} = 825 \text{ Veff}$$

Per il calcolo dell'induzione in  $L_f$  si devono determinare il numero delle spire con le quali realizzare l'induttanza  $L_f = 6.35 \text{ mH}$ ; scelto un nucleo in ferrite tipo LA1173 avente  $\alpha = 54.6$  ed una sezione di  $2.23 \text{ cm}^2$  si ha:

$$N = \alpha * \sqrt{L_f} = 54.6 * \sqrt{6.35} = 137.5 \text{ spire}$$

ed il valore dell'induzione  $B$

$$B = (825 \text{ V} * 10^8) / (2.23 \text{ cm}^2 * 4.44 * 52000 \text{ Hz} * 137.5 \text{ spire}) = 1165 \text{ Gauss}$$

essendo  $B < 3000$  la verifica è positiva.

Per il condensatore è opportuno sceglierlo per una tensione di lavoro di almeno 1500 V.

**Calcolo della potenza non trasferita al carico per effetto dell'azione filtrante di  $L_f$  e  $C_f$ :**

Per il calcolo della potenza non trasferita al carico, per effetto dell'azione del filtro, è necessario fare una semplificazione onde evitare il ricorso a procedimenti matematici molto complicati; si deve



pertanto supporre che il segnale rettangolare all'uscita del secondario di Ts sia continuo e non impulsivo. Questa semplificazione porta inevitabilmente a degli errori, ma il risultato che si ottiene è comunque sufficientemente indicativo del fenomeno in esame.

Il circuito accordato serie, che opera azione di filtraggio per la trasformazione dell'onda quadrata "continua" in uscita dal secondario di Ts, attenua notevolmente le componenti armoniche del segnale impulsivo rettangolare che sono piazzate rispettivamente alle frequenze ed ampiezze seguenti:

Contenuto dello spettro di un'onda rettangolare "continua" alla frequenza fondamentale di 52000 Hz.

Sono evidenziate soltanto le righe dello spettro ritenute, per la loro ampiezza rispetto alla fondamentale, portatrici significative di energia:

Componente di 3<sup>a</sup> armonica = 52000 Hz \* 3 = 156000 Hz  
ampiezza relativa alla fondamentale  $a_3 = 1/3$

Componente di 5<sup>a</sup> armonica = 52000 Hz \* 5 = 260000 Hz  
ampiezza relativa alla fondamentale  $a_5 = 1/5$

Componente di 7<sup>a</sup> armonica = 52000 Hz \* 7 = 364000 Hz  
ampiezza relativa alla fondamentale  $a_7 = 1/7$

Componente di 9<sup>a</sup> armonica = 52000 Hz \* 9 = 468000 Hz  
ampiezza relativa alla fondamentale  $a_9 = 1/9$

La potenza di queste quattro armoniche rispetto alla potenza fornita dall'onda rettangolare, valutata di potenza unitaria, è data da:

$$P(\text{armoniche}) = (1/3)^2 + (1/5)^2 + (1/7)^2 + (1/9)^2 \approx 0.2$$

il che significa che il filtraggio di un'onda rettangolare continua riduce la potenza passante del 20%; in termini numerici, essendo la potenza disponibile in assenza del filtro pari a 160 W, la potenza sinusoidale sul carico Rc risulterebbe:

$$P(\text{su Rc}) = 160 \text{ W} - 20\% (160\text{W}) = 128 \text{ W}$$

Questo risultato non è molto diverso da quello che si sarebbe ottenuto considerando lo spettro di frequenza dell'impulso rettangolare reale.

#### ***Osservazione sulle perdite del circuito:***

Il calcolo della riduzione della potenza d'uscita per effetto del filtraggio non è da ritenersi una perdita dato che questa energia non passante non sviluppa alcuna azione termica.

Perdite reali invece, che si trasformano in calore, si avranno nel trasformatore d'uscita Ts ed in Lf; queste perdite possono essere valutate sulla base delle seguenti considerazioni:

Si può ragionevolmente assumere che le perdite siano dovute prevalentemente al nucleo e non all'avvolgimento.

Dalle caratteristiche costruttive dei nuclei in ferrite che lavorano con valori d'induzione  $B \approx 1500$  Gauss si hanno perdite dell'ordine:

Per il trasformatore Ts

$$\text{Perdite} = 1\text{W}/\text{cm}^3$$

essendo il volume del nucleo di

$$\text{vol.} = 2.27 \text{ cm}^3$$

la perdita di potenza nel trasformatore Ts sarà:

$$\text{Perdita} = 2.27 \text{ cm}^3 * 1 \text{ W/cm}^3 = 2.27 \text{ W}$$

Per l'induttanza Lf

$$\text{Perdite} = 0.2 \text{ W/cm}^3$$

essendo il volume del nucleo di

$$\text{vol.} = 11.7 \text{ cm}^3$$

la perdita di potenza nel trasformatore Ts sarà:

$$\text{Perdita} = 11.7 \text{ cm}^3 * 0.3 \text{ W/cm}^3 = 3.5 \text{ W}$$

per un totale di perdite nei nuclei di Ts ed Lf di

$$\text{Perdite totali} = 2.27 \text{ W} + 3.5 \text{ W} \approx 6 \text{ W}$$

La conseguenza di quest'ultimo calcolo è che la potenza resa su Rc risulta ridotta di altri 6 W passando da 128 W a

$$\text{Potenza resa su Rc} = 128 \text{ W} - 6 \text{ W} = 122 \text{ W}$$



I circuiti integrati studiati per essere impiegati in strutture d'amplificazione sono caratterizzati da una serie di parametri che qui di seguito andiamo ad elencare ed a commentare; per far ciò utilizzeremo un vecchio pilastro della specie, il tipo LM741 che, nel piccolo contenitore, integra 20 transistori e 12 resistori collegati tra loro secondo uno schema elettrico particolare:

**Valori massimi di alcuni parametri:**

Tensione d'alimentazione = +22V, -22V (da collegare ai terminali +Va e -Va)

Potenza dissipabile = 500 mW (valore che subordina il carico da collegare all'uscita)

Tensione differenziale d'ingresso = +/- 30 V (livello segnali applicati contemporaneamente ai due ingressi)

Tensione applicabile a ciascun ingresso = +/- 15 V (livello massimo del picco del segnale)

Durata al corto circuito del terminale d'uscita = continua (è una caratteristica di sicurezza)

Temperatura di lavoro = da -55°C a 125°C

**Valori tipici di alcuni parametri:**

Resistenza d'ingresso minima = 0.3 Mohm (riferita al +i a guadagno libero in assenza di controreazione)

Guadagno di tensione = 50000 volte -pari a 94 dB- (guadagno libero in assenza di controreazione)

Dinamica del segnale in uscita = +/- 14 V (massimo segnale prelevabile all'uscita su di un carico di 10Kohm)

Corrente di alimentazione = 1.7 mA (corrente richiesta per il funzionamento, sia sul +Va che sul -Va)

Reiezione delle eventuali componenti ondulatorie nella rete d'alimentazione = 96 dB

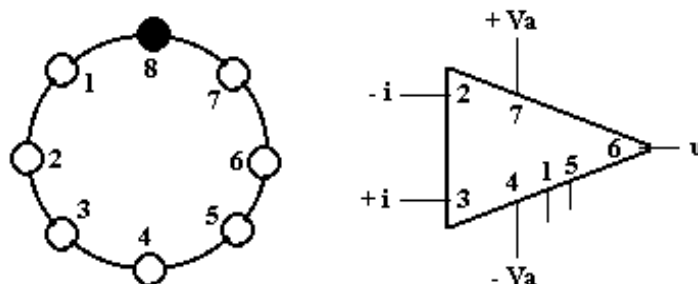
Banda di lavoro = dalla corrente continua a 1.5 MHz (dato a guadagno libero)

Tensione di fuori zero d'ingresso = 6 mV (se non compensata si comporta come un segnale d'ingresso)

Il circuito integrato LM741, del quale abbiamo esposto le caratteristiche salienti, è dotato di due terminali ausiliari per la compensazione della tensione continua di fuori zero (di questa particolarità sarà trattato in seguito in alcuni esempi di progetti).

A titolo indicativo riportiamo in figura 4.3 la disposizione dei piedini nel contenitore di LM741 e la numerazione nel simbolo grafico; la vista dei piedini è dal lato saldature, il piedino nero ha un dentino di riconoscimento, i piedini 1 e 5 sono destinati al circuito di compensazione.

figura 4.3



Il piedino + i (numero 3) è un ingresso, detto non invertente; i segnali applicati in esso si trovano in fase con i segnali d'uscita al piedino u ( numero 6).

Il piedino - i (numero 2) è un ingresso, detto invertente; i segnali applicati in esso si trovano in opposizione di fase con i segnali d'uscita al piedino u ( numero 6).

I piedini +Va (numero 7), -Va (numero 4 ) sono rispettivamente i terminali d'alimentazione positiva e negativa.

I piedini (numero 1), (numero 5 ) sono impiegati, non necessariamente in tutte le applicazioni, per la compensazione del punto di lavoro d'uscita.

I circuiti integrati studiati come amplificatori, detti anche microamplificatori, sono disponibili sul mercato in una vasta gamma di tipi, ciascuno caratterizzato da parametri distintivi che ne specializzano l'impiego in base alle esigenze del progettista.

Dato che non è possibile la costruzione di un microamplificatore "universale", tale che possa racchiudere tutte le migliori e possibili caratteristiche funzionali, la scelta del produttore per l'ottimizzazione di una serie di parametri ne penalizzerà altri. Un esempio fra tutti; un circuito integrato a bassissimo consumo, necessario ad esempio per apparecchiature mobili, non consentirà di ottenere amplificatori per frequenze elevate. Per queste ed altre ragioni le tipologie dei microamplificatori sono, di massima, divise come segue:

- A basso consumo (per apparecchiature portatili ad elevata autonomia)
- A bassa frequenza ( per frequenze inferiori a 2 MHz)
- Ad alta frequenza ( per frequenze superiori a 2 MHz)
- A larga banda di lavoro ( per applicazioni varie )
- Ad alta velocità di risposta ( per il trattamento d'impulsi )
- A basso rumore elettronico ( per circuiti d'amplificazione speciali )
- Per corrente continua ( per circuiti in cui sia richiesta una bassissima deriva di tensione c.c.)
- Per apparecchiature elettromedicali ( con elevatissimi isolamenti tra ingressi ed uscite)
- Di precisione ( per circuiti operazionali )
- Ad elevata impedenza d'ingresso ( per applicazioni varie )
- Per apparecchiature di precisione ( con parametri garantiti entro tolleranze molto strette)
- Per impieghi in circuiti audio ( per medie potenze )
- Per impieghi in circuiti video ( per buone velocità a costi contenuti)
- Per impiego come comparatori ( di media ed elevata precisione di comparazione )
- Per impiego come campionatori di segnali ( applicazioni speciali)
- In contenitori che alloggiavano un singolo microamplificatore ( singoli)
- In contenitori che alloggiavano due microamplificatori ( duali )
- In contenitori che alloggiavano quattro microamplificatori ( quadrupli )
- In contenitori circolari
- In contenitori con due file di piedini in linea
- In contenitori con terminali a filo a saldatura ordinaria
- In contenitori con terminali per montaggio superficiale

Per avere un'idea sul numero dei modelli di circuiti integrati prodotti da una delle case costruttrici più importanti si evidenzia che il Databook di illustrazione ne elenca oltre 300 tipi.

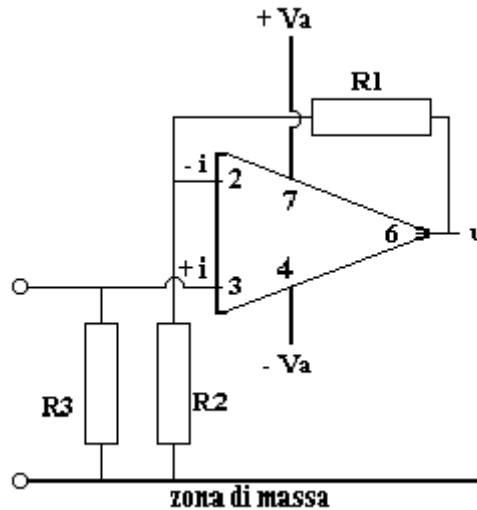
I circuiti integrati analogici, generalmente, necessitano di una circuitazione ausiliaria che consente il loro impiego nelle più diverse applicazioni; nel prosieguo del capitolo studieremo e dimensioneremo, caso per caso, tale circuitazione per ottenere dei dispositivi elettronici finiti.

I circuiti integrati, salvo qualche rara eccezione, sono alimentati con tensioni contenute entro qualche decina di volt, contrariamente ai transistori che hanno invece tensioni di lavoro che superano le centinaia di volt.

## 4.2 Sul calcolo del guadagno di un microamplificatore

Uno schema elettrico che mostra il più semplice impiego di un circuito integrato è tracciato in figura 4.4, in essa è riportato un microamplificatore generico collegato come amplificatore di segnali.

figura 4.4



Prima di procedere alla descrizione dello schema dobbiamo precisare:

Le tensioni di alimentazione  $+V_a$  e  $-V_a$  devono essere applicate rispetto alla zona di massa.

Il microamplificatore ha un guadagno libero tipico molto elevato, sia per le tensioni continue che per i segnali alternati.

Il guadagno libero dell'integrato, se il circuito non è dotato di idonei componenti esterni, a causa delle inevitabili tensioni continue intrinseche d'ingresso, anche se molto piccole, provoca la saturazione dell'uscita rendendo inutilizzabile il microamplificatore.

Ciò premesso andiamo ad illustrare i componenti ausiliari necessari per il funzionamento dell'integrato:

La resistenza  $R_1$ , che ha il duplice scopo di:

Creare un ramo di controreazione tra l'uscita ( $u$ ) e l'ingresso invertente ( $-i$ ) in modo da non lasciare l'integrato a guadagno libero ed evitare la saturazione dello stesso.

Assegnare, mediante il ramo stesso di controreazione e la resistenza  $R_2$ , il guadagno del circuito così come necessario.

La resistenza  $R_3$ , che ha il compito di chiudere a massa l'ingresso non invertente, ( $+i$ ), per consentire, sia la corretta alimentazione dell'integrato, sia di non lasciare aperto l'ingresso stesso.

Con la resistenza  $R_1$  di controreazione l'ingresso ( $-i$ ) diventa un punto a bassissima impedenza che, come avremo modo di vedere in seguito, sarà fondamentale per moltissime applicazioni. Il valore di  $R_3$  in parallelo alla resistenza di ( $+i$ ) dell'integrato determina la resistenza d'ingresso di tutto il circuito.

La rete completa di controreazione, formata da  $R_1$  ed  $R_2$ , stabilisce il guadagno di amplificazione del circuito secondo l'espressione:

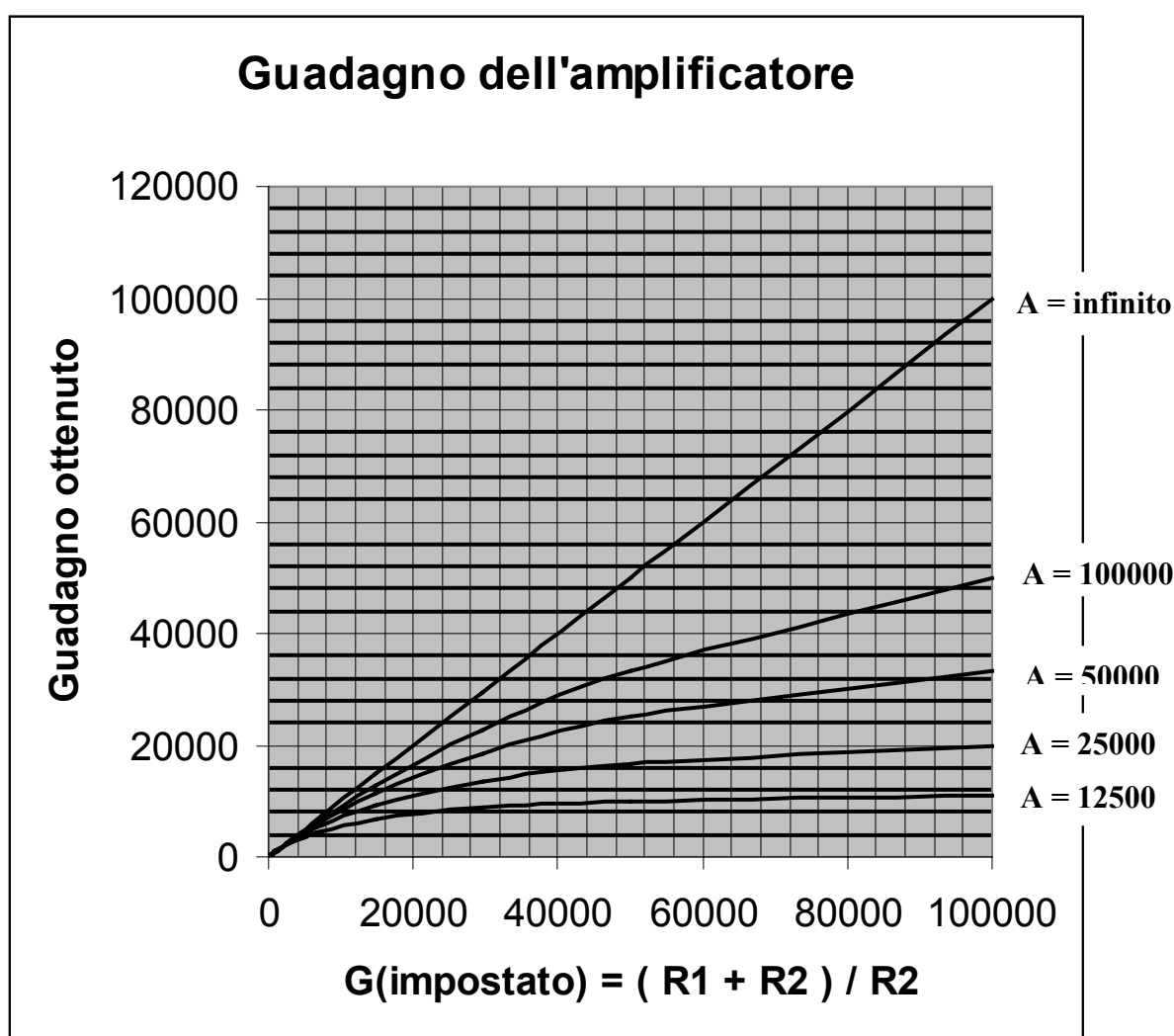
$$G = 1 / \{ [ 1 / A ] + 1 / [ (R1 + R2) / R2 ] \}$$

dove A è il valore del guadagno libero dell'integrato

Come si evince dall'espressione sopra riportata il guadagno dell'amplificatore non dipende soltanto da R1 ed R2 ma anche dal guadagno libero A, ciò impone al progettista alcune attenzioni nel dimensionamento della rete di controreazione che dovrà essere valutata, sia in base al guadagno voluto, sia in funzione di A.

Il grafico di figura 4.5 mostra come varia G in dipendenza, sia del rapporto  $(R1 + R2) / R2$ , sia del valore del parametro A; dall'osservazione del grafico possiamo trarre le seguenti indicazioni:

figura 4.5



Nell'ipotesi ideale che l'integrato abbia un guadagno A infinitamente grande, il tracciato più alto mostra che tanto sarebbe il guadagno impostato mediante il dimensionamento di R1 ed R2 e altrettanto sarebbe il guadagno ottenuto dall'amplificatore.

Nell'ipotesi reale che l'integrato abbia un guadagno A = 100000 volte, il secondo tracciato dall'alto mostra che un guadagno G = 40000 volte, impostato mediante il dimensionamento di R1 ed R2, porta ad un guadagno effettivo dell'amplificatore di circa 28000 volte.

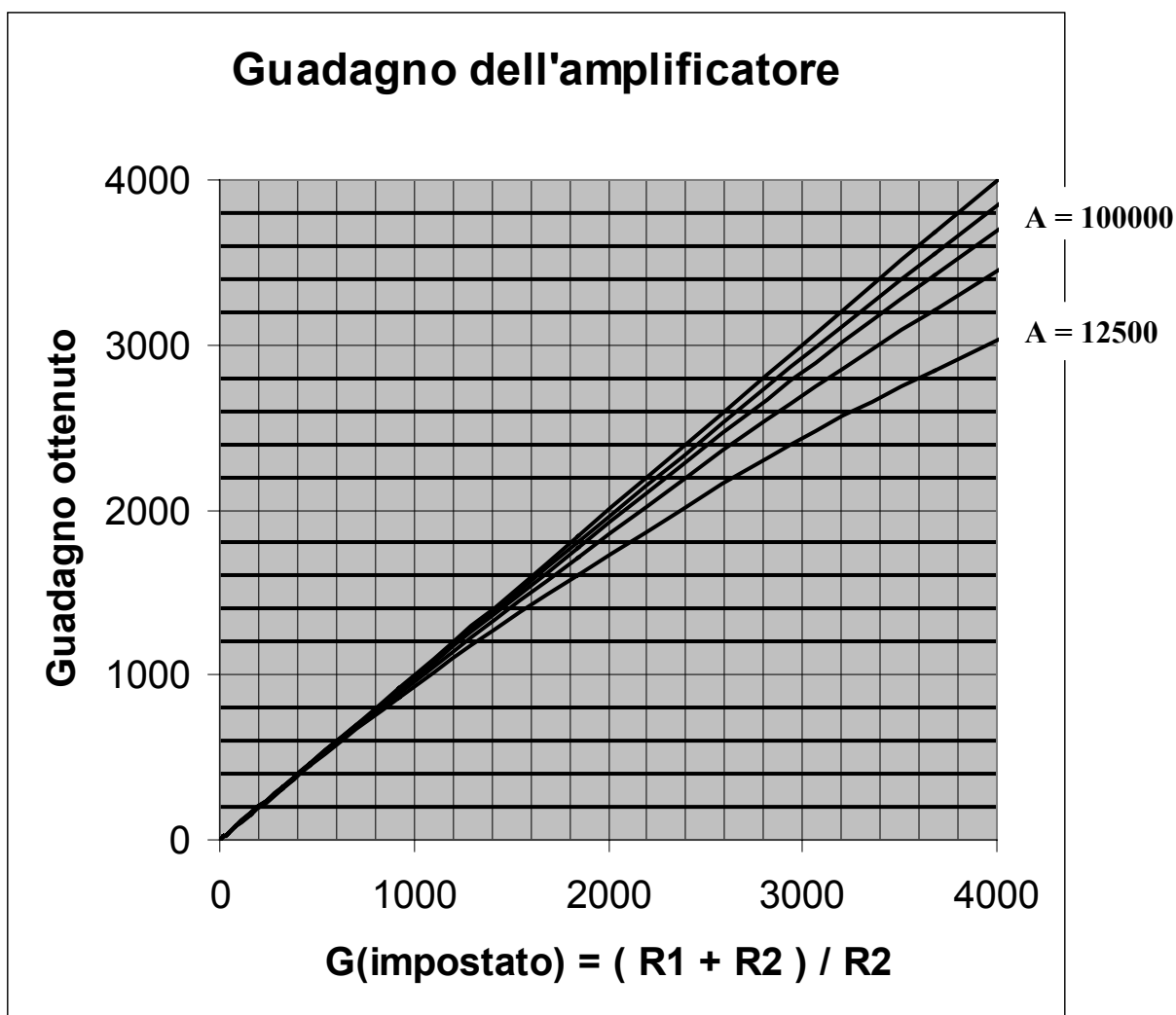


Nell'ipotesi reale che l'integrato abbia un guadagno  $A = 50000$  volte, il terzo tracciato dall'alto mostra che un guadagno  $G = 40000$  volte, impostato mediante il dimensionamento di  $R1$  ed  $R2$ , porta ad un guadagno effettivo dell'amplificatore di circa 23000 volte.

Dall'esame dei dati ricavati dalle curve di figura 4.5 emerge chiaramente come il guadagno dell'amplificatore, ottenuto con la rete di controreazione  $R1$ ,  $R2$ , sia fortemente subordinato al valore del guadagno libero  $A$ , e che, essendo  $A$  un parametro molto variabile, così come mostrano le caratteristiche dei circuiti integrati, non sia possibile, su questa strada, precalcolare con precisione il guadagno di un amplificatore.

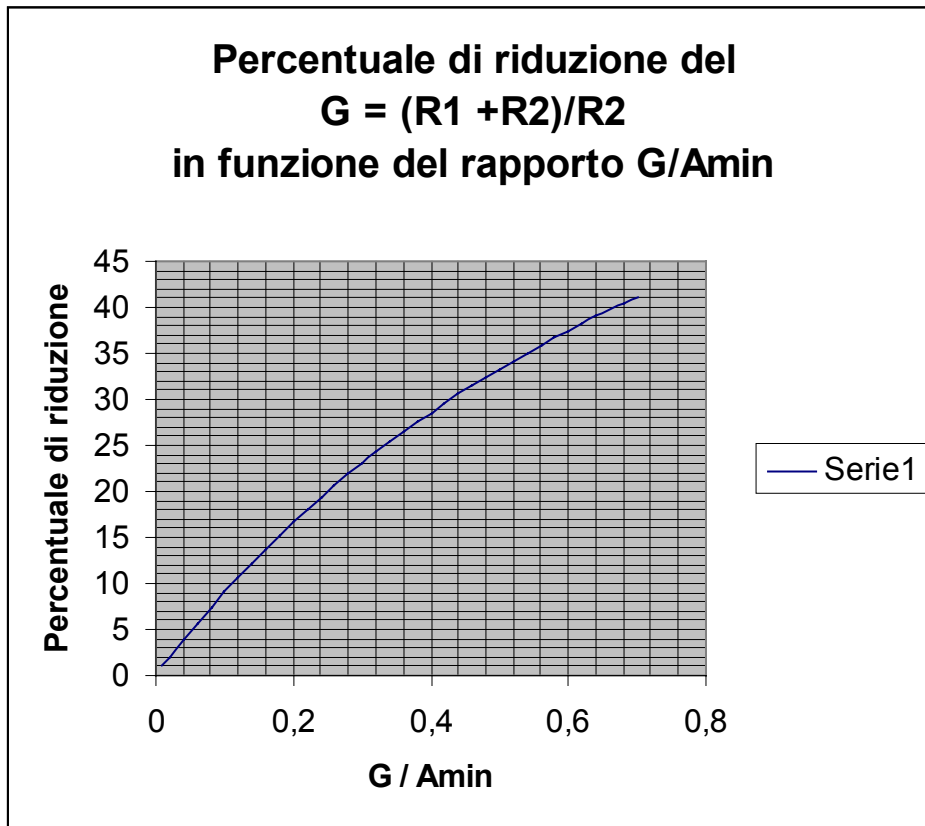
Un esame attento dei grafici di figura 4.5 mostra che nella zona dove  $G$  varia da 0 a 4000 le curve sono più vicine tra loro e di conseguenza l'effetto della variazione di  $A$  è meno sentito; espandendo le curve di figura 4.5 in questa zona si ottiene l'insieme di curve riportate in figura 4.6.

figura 4.6



Questi nuovi grafici mostrano che per valori di  $G < 1000$  l'influenza del valore di  $A$  è molto contenuta, infatti, ad esempio, per  $G$  impostato = 400 il guadagno ottenuto è quasi coincidente con quello impostato per qualsiasi valore dovesse assumere  $A$  nel campo compreso tra 12500 e 100000. Da quanto abbiamo visto la determinazione precisa del guadagno dell'amplificatore non è cosa facile; un metodo pratico di calcolo è attuabile mediante l'impiego del grafico di figura 4.7.

figura 4.7



Il grafico consente di calcolare l'errore percentuale di riduzione che subisce il valore precalcolato di  $G = (R1 + R2)/R2$  a causa dell'entità del guadagno libero  $A$  minimo.

Dato che in qualsiasi circuito integrato il valore di  $A$  minimo è garantito dal costruttore, il calcolo porta a stabilire la percentuale d'errore massima, dopo di che, tanto più sarà elevato il valore di  $A$  tanto minore sarà la percentuale di riduzione rispetto a quella accettata.

Un esempio aiuterà a comprendere questa insolita ma comoda procedura:

Si voglia definire il guadagno di un amplificatore controeazionato affinché il valore di  $G$  sia pari a 100 volte (40 dB) e si accetti un errore su tale valore del -10%.

***Definizione delle tolleranze sul guadagno:***

Essendo

$$G = 100 \text{ volte (40 dB)}$$

un errore su tale valore del -10%

porterà ad una variazione da

un minimo di 90 volte (39 dB) al massimo di 100 volte (40 dB).

***Impostazione del primo dato sul diagramma di figura 4.7:***

Sulle ordinate si individua la percentuale di decremento voluta = 10 %

***Determinazione del rapporto G/A min:***

Partendo dall'ordinata 10% s'incontra la curva nel punto p, tracciando la perpendicolare sull'asse delle ascisse si trova il valore

$$G / A \text{ min} = 0.11$$

***Calcolo del valore A min necessario:***

Essendo  $G / A \text{ min} = 0.11$

sarà  $A = G / 0.11 = 100 / 0.11 = 909$  volte

***Ricerca del circuito integrato:***

Con il valore di A minimo calcolato:  $A \text{ min} = 909$  volte (circa 60 dB) possiamo cercare sui cataloghi dei circuiti integrati quel tipo che soddisfa alle nostre esigenze. Naturalmente la ricerca deve essere fatta tenendo presente la frequenza alla quale si vuol fare lavorare il microcircuito.

***Calcolo del partitore R1, R2:***

Il calcolo del partitore di controreazione deve essere svolto secondo l'espressione:

$$G = (R1 + R2) / R2$$

nella quale ponendo  $R1 = 100000$  ohm, valore accettabile come carico d'uscita di un microamplificatore, si ha:

$$R2 = R1 / (G - 1) = 100000 \text{ ohm} / (100 - 1) = 1010 \text{ ohm (da arrotondare a } 1000 \text{ ohm)}$$

#### **4.2.1 Come verificare le tolleranze sul guadagno di un circuito con microamplificatore**

Un problema inverso rispetto a quello risolto nel paragrafo 4.2 si riscontra quando, dato un circuito amplificatore, si debba sostituire il circuito integrato esistente con un tipo diverso; in questo caso è ovviamente già stabilito il guadagno dovuto alla rete di controreazione e ci si pone il quesito di quale sarà il massimo decremento percentuale di detto guadagno una volta sostituito l'integrato che, senza dubbio, avrà un valore di  $A_{min}$  diverso dall'integrato originale.

Vediamo con un esempio come risolvere il problema.

Sia dato un amplificatore con le seguenti caratteristiche:

Frequenza di lavoro 1.7 MHz

Guadagno in base alla rete di controreazione  $G = (R1 + R2) / R2 = 450$

In esso si debba sostituire l'integrato guasto con un tipo disponibile, diverso dall'originale, avente:

$A_{min} = 1300$  alla frequenza di 2 MHz

Calcolare il valore minimo del guadagno con il nuovo integrato

##### ***Determinazione del rapporto $G/A_{min}$ :***

Il rapporto tra il guadagno  $G$ , esistente, ed  $A_{min}$  del nuovo integrato è

$$G / A_{min} = 450 / 1300 = 0.346$$

##### ***Ricerca della percentuale d'errore:***

Con riferimento al grafico di figura 4.7 si cerca sulle ascisse il valore di  $G/A_{min} = 0.346$ , alzando la perpendicolare da questo punto s'incontra un punto della curva al quale corrisponde un'ordinata pari al 25 %; questa è la massima percentuale di decremento del guadagno.

##### ***Calcolo del massimo decremento del guadagno:***

Con la percentuale ricavata al punto precedente valutiamo il massimo decremento del guadagno:

$$\text{Decremento max di } G = (25/100) * G = 0.25 * 450 = 112.5$$

##### ***Calcolo della massima variazione del guadagno:***

Il guadagno potrà variare dal minimo valore di:

$$G_{min} = 450 - 112.5 = 337.5$$

al massimo di

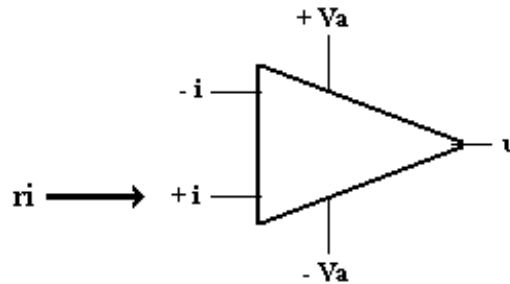
$$G_{max} = 450$$

### 4.3 La resistenza d'ingresso dei microamplificatori

La resistenza  $R_i$  d'ingresso di un microamplificatore sul terminale (+i) è subordinata al guadagno libero  $A$  ed alla rete di controreazione  $e$ , ovviamente, dalla resistenza  $r_i$  dell'ingresso (+i) e dalla resistenza di chiusura dell'ingresso (+i) verso massa.

I valori minimi di  $r_i$ , forniti dal costruttore, si riferiscono al circuito integrato privo di rete di controreazione, con il minimo valore del guadagno libero  $A$ , così come mostrato in figura 4.8.

figura 4.8



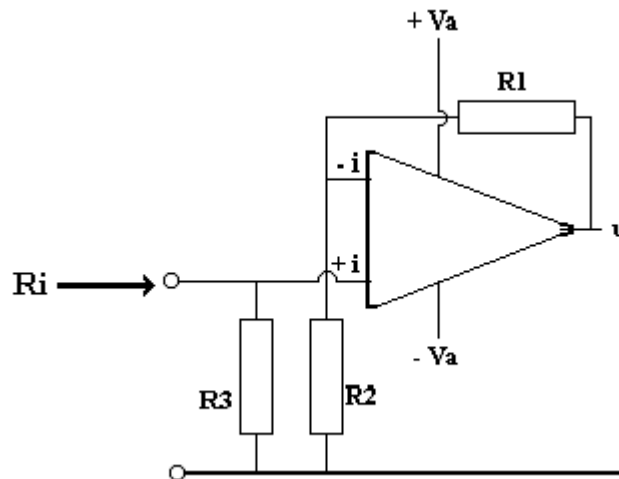
L'espressione che consente il calcolo della resistenza d'ingresso  $R_i$  in presenza dell'anello di controreazione, con la momentanea esclusione dal calcolo di  $R_3$ , è data da:

$$R_i = (A / G) * r_i$$

dove  $G = [(R_1 + R_2) / R_2]$

questa espressione fa riferimento al circuito integrato riportato in figura 4.9

figura 4.9



Dalla formula si comprende come il valore della resistenza d'ingresso  $R_i$  dipenda in proporzione diretta dai valori di  $r_i$  ed  $A$  ed in proporzione inversa da  $G$ . Ciò significa che: Tanto è maggiore il tasso di controreazione (valori di  $G$  piccoli), cioè la quantità di tensione retrocessa dall'uscita verso l'ingresso  $-i$ , tanto è maggiore il valore di  $R_i$ .

Tanto è minore il tasso di controreazione (valori di G elevati), cioè la quantità di tensione retrocessa dall'uscita verso l'ingresso  $-i$ , tanto è minore il valore di  $R_i$ .

Due esempi sono necessari per chiarire le idee:

### **Primo esempio**

Sia da calcolare la resistenza d'ingresso  $R_i$  di un microamplificatore, collegato secondo il circuito di figura 4.9, utilizzando i seguenti dati:

Parametri forniti dal costruttore

$A_{min.} = 5000$

$r_i \text{ minima} = 15000 \text{ ohm}$

Parametri impostati per il progetto

$R_1 = 100000 \text{ ohm}$

$R_2 = 1000 \text{ ohm}$

$R_3 = 10 \text{ Mohm}$

### **Calcolo del guadagno G:**

$$G = [(R_1 + R_2) / R_2] = (100000 \text{ ohm} + 1000 \text{ ohm}) / 1000 \text{ ohm} = 101 \text{ (40 dB)}$$

### **Calcolo di $R_i$ :**

Nel calcolo di  $R_i$  si trascura, momentaneamente, la presenza di  $R_3$  e quindi:

$$R_i = (A / G) * r_i = (5000 / 101) * 15000 \text{ ohm} = 0.742 \text{ Mohm}$$

### **Calcolo di $R_i$ con la presenza di $R_3$ :**

La resistenza  $R_i$  effettiva deve tener conto di  $R_3$  che si trova tra  $+i$  e massa quindi:

$$R_i \text{ effettiva} = (R_i * R_3) / (R_i + R_3) = (0.742 \text{ M} * 10 \text{ M}) / (0.742 \text{ M} + 10 \text{ M}) = 0.69 \text{ Mohm}$$

### **Secondo esempio**

Sia da calcolare la resistenza d'ingresso  $R_i$  di un microamplificatore, collegato secondo il circuito di figura 4.9, utilizzando i seguenti dati:

Parametri forniti dal costruttore

$A_{min.} = 5000$

$r_i \text{ minima} = 15000 \text{ ohm}$

Parametri impostati per il progetto

$R_1 = 47000 \text{ ohm}$

$R_2 = 1000 \text{ ohm}$

$R_3 = 10 \text{ Mohm}$

### **Calcolo del guadagno G:**

$$G = [(R_1 + R_2) / R_2] = (47000 \text{ ohm} + 1000 \text{ ohm}) / 1000 \text{ ohm} = 48 \text{ (33.6 dB)}$$

**Calcolo di Ri:**

Nel calcolo di Ri si trascura, momentaneamente, la presenza di R3 e quindi:

$$R_i = (A / G) * r_i = (5000 / 48) * 15000 \text{ ohm} = 1.56 \text{ Mohm}$$

**Calcolo di Ri con la presenza di R3:**

La resistenza Ri effettiva deve tener conto di R3 che si trova tra +i e massa quindi:

$$R_i \text{ effettiva} = (R_i * R_3) / (R_i + R_3) = (1.56 \text{ M} * 10 \text{ M}) / (1.56 \text{ M} + 10 \text{ M}) = 1.3 \text{ Mohm}$$

Un confronto tra i valori di Ri calcolati nei due esempi conforta l'assunto:

Per  $G = 101$  ( 40 dB ) la Ri effettiva assume il valore  $R_i = 0.69 \text{ Mohm}$

Per  $G = 48$  ( 33.6 dB ) la Ri effettiva assume il valore  $R_i = 1.3 \text{ Mohm}$

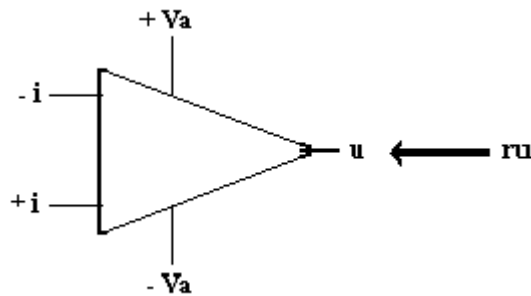
Quindi Ri s'incrementa con l'aumentare del tasso di controreazione, ovvero si riduce con l'aumentare di G.

#### 4.4 La resistenza d'uscita dei microamplificatori

La resistenza  $R_u$  d'uscita di un microamplificatore sul terminale (u) è subordinata al guadagno libero  $A$  e dalla rete di controreazione  $e$ , ovviamente, dalla resistenza  $r_u$  dell'uscita (u).

I valori minimi di  $r_u$ , forniti dal costruttore, si riferiscono al circuito integrato privo di rete di controreazione, con il minimo valore del guadagno libero  $A$ , così come mostrato in figura 4.10.

figura 4.10



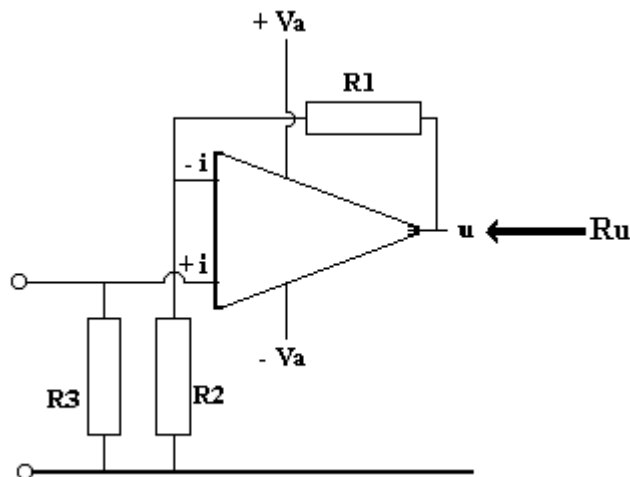
L'espressione che consente il calcolo della resistenza d'uscita  $R_u$  in presenza dell'anello di controreazione è data da:

$$R_u = (G / A) * r_u$$

dove  $G = [(R1 + R2) / R2]$

questa espressione fa riferimento al circuito integrato riportato in figura 4.11

figura 4.11



Dalla formula si comprende come il valore della resistenza d'uscita  $R_u$  dipenda in proporzione inversa dal valore di  $A$  ed in proporzione diretta da  $r_u$  e da  $G$ . Ciò significa che:

Tanto è maggiore il tasso di controreazione (valori di  $G$  piccoli), cioè la quantità di tensione retrocessa dall'uscita verso l'ingresso  $-i$ , tanto è minore il valore di  $R_u$

Tanto è minore il tasso di controreazione (valori di  $G$  elevati), cioè la quantità di tensione retrocessa dall'uscita verso l'ingresso  $-i$ , tanto è maggiore il valore di  $R_u$

Due esempi sono necessari per chiarire le idee:



**Primo esempio**

Sia da calcolare la resistenza d'uscita  $R_u$  di un microamplificatore, collegato secondo il circuito di figura 4.11, utilizzando i seguenti dati:

Parametri forniti dal costruttore

$$A_{min.} = 5000$$

$$r_u \text{ minima} = 150 \text{ ohm}$$

Parametri impostati per il progetto

$$R_1 = 100000 \text{ ohm}$$

$$R_2 = 1000 \text{ ohm}$$

**Calcolo del guadagno  $G$ :**

$$G = [(R_1 + R_2) / R_2] = (100000 \text{ ohm} + 1000 \text{ ohm}) / 1000 \text{ ohm} = 101 \text{ ( 40 dB)}$$

**Calcolo di  $R_u$ :**

$$R_u = (G / A) * r_u = (101 / 5000) * 150 \text{ ohm} = 3.03 \text{ ohm}$$

**Secondo esempio**

Sia da calcolare la resistenza d'uscita  $R_u$  di un microamplificatore, collegato secondo il circuito di figura 4.11, utilizzando i seguenti dati:

Parametri forniti dal costruttore

$$A_{min.} = 5000$$

$$r_u \text{ minima} = 150 \text{ ohm}$$

Parametri impostati per il progetto

$$R_1 = 47000 \text{ ohm}$$

$$R_2 = 1000 \text{ ohm}$$

**Calcolo del guadagno  $G$ :**

$$G = [(R_1 + R_2) / R_2] = (47000 \text{ ohm} + 1000 \text{ ohm}) / 1000 \text{ ohm} = 48 \text{ ( 33.6 dB)}$$

**Calcolo di  $R_u$ :**

$$R_u = (G / A) * r_u = (48 / 5000) * 150 \text{ ohm} = 0.14 \text{ ohm}$$

Un confronto tra i valori di  $R_i$  calcolati nei due esempi conforta l'assunto:

Per  $G = 101 \text{ ( 40 dB )}$  la  $R_u$  assume il valore  $R_u = 3.03 \text{ ohm}$

Per  $G = 48 \text{ ( 33.6 dB )}$  la  $R_u$  assume il valore  $R_u = 0.14 \text{ ohm}$

Quindi  $R_u$  s'incrementa con il diminuire del tasso di controreazione, ovvero si riduce con il diminuire di  $G$ .

#### 4.5 La dinamica d'uscita dei microamplificatori

La dinamica d'uscita dei microamplificatori è legata, così come per i transistori, alla tensione d'alimentazione; la differenza fondamentale tra i primi ed i secondi è dovuta al fatto che i circuiti integrati in assenza di segnale hanno, generalmente, l'uscita polarizzata a livello zero e possono variare, in presenza di segnale, sia dal livello zero "verso" il  $+V_a$ , sia dal livello zero "verso" il  $-V_a$ , ciò senza alcun calcolo per stabilire il punto ottimale di lavoro che consenta di sfruttare al massimo le tensioni d'alimentazione. Questa caratteristica semplifica notevolmente il calcolo della dinamica, che si limita ad interpretare i dati e le tolleranze imposte dal costruttore del microcircuito. Vediamo subito un esempio per l'interpretazione dei dati caratteristici esposti nel catalogo: Si prenda in esame l'integrato LM308; per questo dispositivo il costruttore indica:

Le massime tensioni d'alimentazione

$$+V_a = +18 \text{ V}$$

$$-V_a = -18 \text{ V}$$

La minima e la tipica dinamica di funzionamento

$$V_{\text{picco}} (\text{min}) = \pm 13 \text{ V}$$

$$V_{\text{picco}} (\text{tip}) = \pm 14 \text{ V}$$

ottenibili con tensioni d'alimentazione di

$$+V_a = +15 \text{ V}$$

$$-V_a = -15 \text{ V}$$

su di un carico  $R_c = 10000 \text{ ohm}$

alla frequenza massima  $f = 10000 \text{ Hz}$

L'interpretazione dei dati è la seguente:

##### ***Sulla tensione massima d'alimentazione applicabile:***

Sarebbe opportuno non lavorare mai con i valori limite di  $\pm 18 \text{ V}$  tenendo un margine di 1 volt su ciascuna tensione, lavorare cioè con  $\pm 17 \text{ V}$ .

##### ***Sulla dinamica dei segnali d'uscita:***

Con una tensione d'alimentazione di  $\pm 15 \text{ V}$  qualsiasi integrato di questo tipo è in grado di erogare certamente un segnale di  $\pm 13 \text{ V}$  picco su  $R_c = 10000 \text{ ohm}$ , non è certo, invece, che tutti gli integrati siano in grado di erogare  $\pm 14 \text{ V}$  picco; per questa ragione è opportuno contare su di una dinamica di  $\pm 13 \text{ V}$  picco con 2V di margine rispetto alla tensione d'alimentazione.

Si può derogare dal margine di 2V soltanto provando alcuni integrati in laboratorio per scegliere tra loro quelli adatti a funzionare con un margine inferiore a 2V ( questa procedura è generalmente sconsigliabile).

##### ***Sulle altre variabili che subordinano la dinamica:***

I dati relativi alla dinamica indicati dal costruttore sono dipendenti, sia dalla frequenza dei segnali applicati, sia dall'entità del carico  $R_c$ ; infatti la dinamica della quale abbiamo trattato si può ottenere per  $f = 10000 \text{ Hz}$  ed un carico  $R_c = 10000 \text{ ohm}$ ; se la frequenza di lavoro supera i 10000 Hz e/o la resistenza di carico è inferiore a 10000 ohm la dinamica si riduce notevolmente. L'andamento della dinamica in funzione delle variabili citate è riportata in grafici, di facile interpretazione, disponibili nei fogli dati relativi all'integrato in esame. I dati ora riportati riguardano lo LM308, per caratteristiche diverse si dovrà cercare sui cataloghi il tipo più adatto.

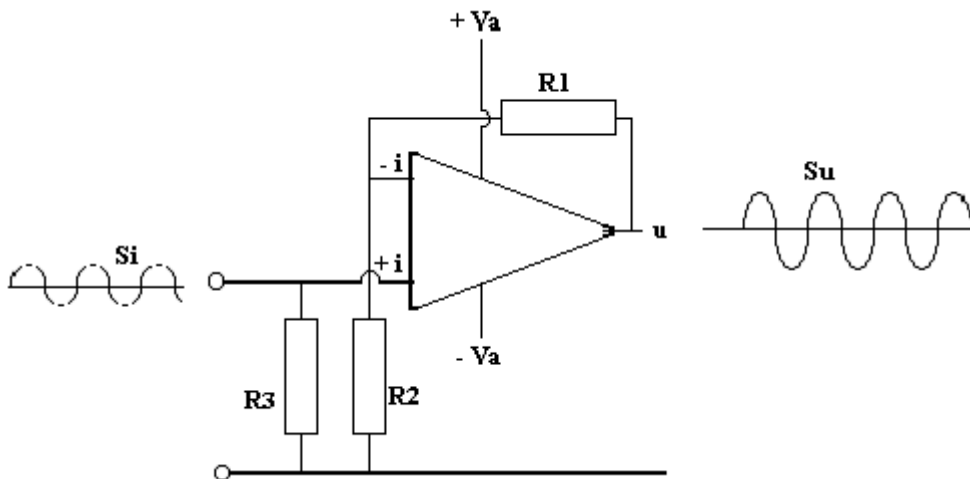
#### 4.6 I modi di ingresso nei microamplificatori

I microamplificatori possono essere impiegati in due modi d'ingresso, l'uno che utilizza l'ingresso +i, l'altro che utilizza l'ingresso -i; per i segnali applicati all'ingresso +i si adotta una configurazione circuitale del tipo di quella visibile in figura 4.12; in questo caso i segnali  $S_i$  applicati vengono trasferiti in fase all'uscita (u) secondo l'amplificazione calcolabile con la nota espressione:

$$G = 1 / \{ [ 1 / A ] + 1 / [ (R1 + R2) / R2 ] \}$$

In questo caso la resistenza d'ingresso è calcolabile secondo quanto esposto nel paragrafo 4.3.

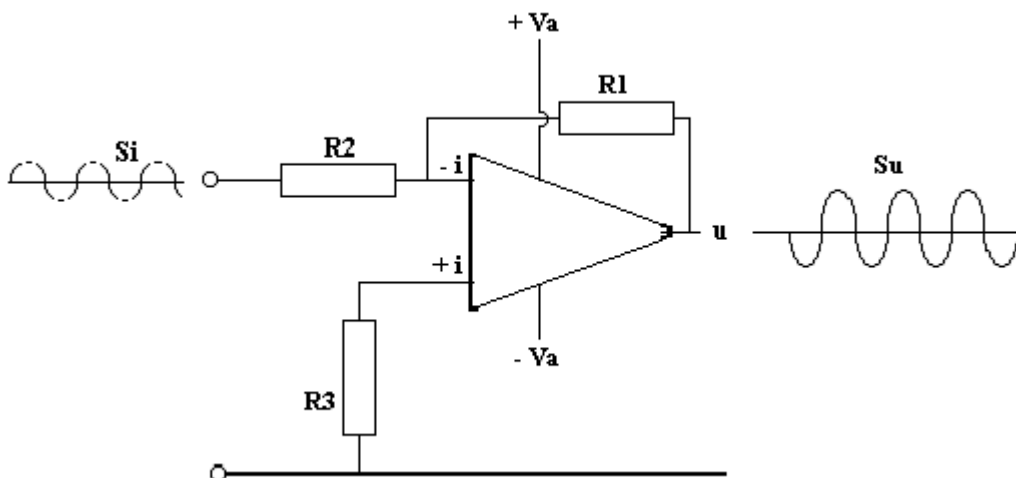
figura 4.12



Per la configurazione con ingresso su -i, mostrata in figura 4.13, i segnali sono applicati tra R2 e massa e vengono trasferiti all'uscita in opposizione di fase secondo l'amplificazione calcolabile con la nuova espressione:

$$G = 1 / [ (1 / A) + 1 / (R1 / R2) ]$$

figura 4.13



La nuova espressione del guadagno è valida sempre che sia  $R2 \gg Rg$ , dove con  $Rg$  s'identifica la resistenza del generatore di segnali.

In questo circuito il valore della resistenza d'ingresso coincide praticamente con il valore stesso di  $R_2$  in virtù del fatto, già menzionato in precedenza, che la rete di controreazione porta il terminale -i del microamplificatore ad un valore di resistenza molto basso.

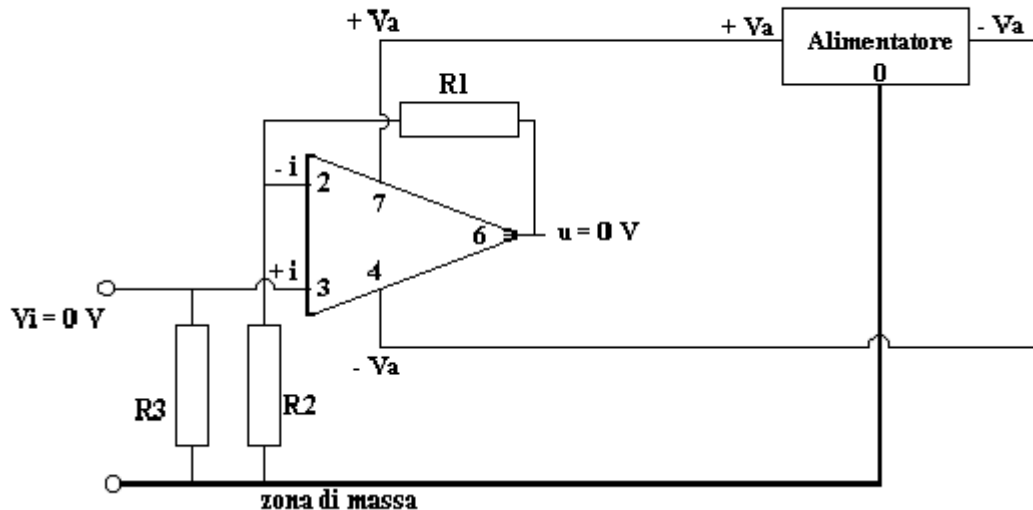
Nelle due configurazioni riportate nelle figure 4.12 e 4.13 i segnali applicati agli ingressi possono essere sia in corrente continua che in corrente alternata dato che nelle reti di controreazione non è presente alcun condensatore di separazione.

Il circuiti possono essere trasformati per amplificare segnali alternati aggiungendo in serie ad  $R_2$  un condensatore d'isolamento così come sarà illustrato nel paragrafo 4.9.

#### 4.7 Il fuori zero dei microamplificatori

Se un circuito potesse essere realizzato con un microamplificatore ideale, l'uscita (  $u$  ) di quest'ultimo, in assenza di segnali d'ingresso, sarebbe polarizzata a livello di tensione zero così come è mostrato in figura 4.14.

figura 4.14



Nella figura è disegnato il microamplificatore ideale con la circuitazione ausiliaria ed il blocco di alimentazione che fornisce all'integrato le tensioni  $+V_a$  e  $-V_a$  rispetto a massa; in questo caso per tensione d'ingresso  $V_i = 0V$ , misurata tra il terminale (+ i) e la massa, la tensione d'uscita misurata tra il terminale (u) e la massa risulterebbe  $V_u = 0V$ .

In pratica però questa condizione non si verifica a causa della inevitabile tensione di “fuori zero” d'ingresso dovuta alla tecnologia costruttiva dell'integrato; la tensione è presente all'interno del microamplificatore e si comporta come un piccolo segnale in corrente continua che viene amplificato e modifica la condizione dell'uscita (u) che in tal caso non è più  $V_u = 0$ .

Un esempio numerico aiuta a comprendere il fenomeno; supponiamo che il circuito in figura 4.14 sia realizzato con il microamplificatore LM741 ( citato nel paragrafo 4.1 ) e che la rete di controreazione attribuisca al circuito un guadagno di 100 volte (40 dB). Essendo la tensione di fuori zero d'ingresso dichiarata dal costruttore di 6 mV, questa verrà amplificata di 100 volte portando la tensione d'uscita al livello di:

$$V_u = G * V_i = 100 * 6 \text{ mV} = 600 \text{ mV}$$

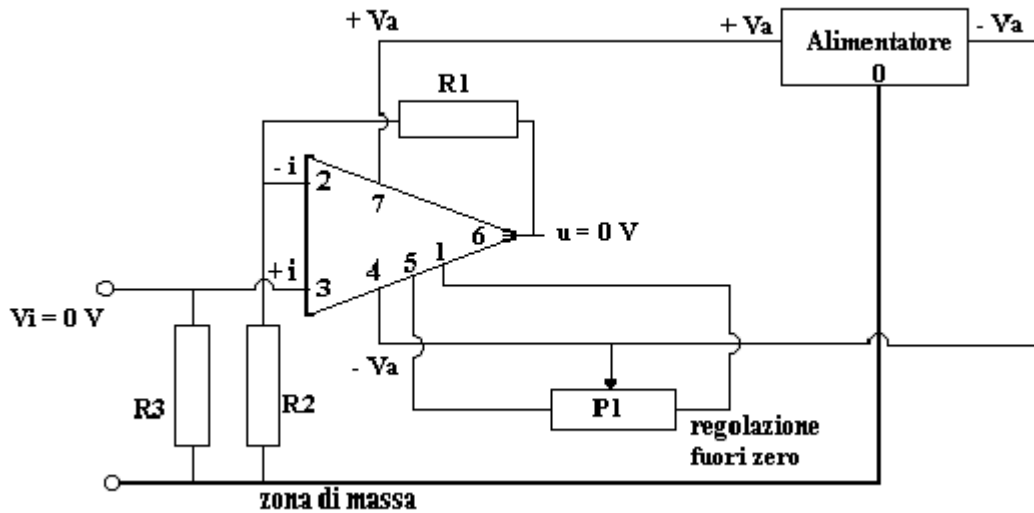
pur non avendo di fatto alcun segnale continuo esterno applicato all'ingresso del circuito.

Questa anomalia, in particolare per l'integrato LM741, è compensabile soltanto in piccola parte con il circuito di compensazione del fuori zero previsto per tale microamplificatore; quest'ultimo infatti è dotato di due terminali ai quali collegare opportunamente un resistore variabile con il quale, in sede di messa a punto del circuito in laboratorio, si può ridurre la tensione di fuori zero d'uscita.

Il circuito reale di amplificazione con la compensazione del fuori zero è riportato in figura 4.15; in essa si osserva il circuito di compensazione realizzato mediante il potenziometro P1 collegato ai terminali 1 e 5 dell'integrato e con il cursore alla tensione d'alimentazione  $-V_a$ .

Il problema della tensione di fuori zero d'ingresso riguarda, prevalentemente, gli amplificatori in corrente continua per i quali tale tensione rappresenta una seria questione; per questo tipo di amplificatori sono disponibili sul mercato circuiti integrati con tensioni di fuori zero d'ingresso dell'ordine di 20  $\mu V$ , alcuni dotati di terminali di compensazione altri non compensabili.

figura 4.15



L'impiego del potenziometro di compensazione, per gli integrati per il quale ne è previsto l'uso, è indubbiamente utile se nell'insieme dell'apparato nel quale è inserito l'amplificatore compensato di figura 4.15 ne sono utilizzati un numero limitato; se invece il numero degli amplificatori richiesti dall'apparecchiatura fosse rilevante, la regolazione del fuori zero su ciascuno di essi sarebbe improponibile. In tal caso, necessariamente, dovrebbero essere utilizzati integrati a bassa tensione di fuori zero, tanto più che, essendo l'entità dei fenomeni di fuori zero dipendenti dalla temperatura, variabile peraltro da zona a zona dell'apparecchiatura, sarebbe un continuo rincorrere gli aggiustaggi dei vari amplificatori.

Un esempio di circuito integrato a bassa tensione di fuori zero, da impiegare nello schema elettrico di figura 4.14, è costituito dall'integrato OP07, la cui tensione di fuori zero d'ingresso è di soli  $60 \mu\text{V}$  massimi; con questo componente la tensione di fuori zero d'uscita sarebbe di soli

$$V_u = G * V_i = 100 * 60 \mu\text{V} = 6 \text{ mV}$$

valore nei più dei casi irrilevante.

La tensione di fuori zero d'ingresso non è la sola componente che provoca il fuori zero all'uscita; gli integrati hanno anche la "corrente di fuori zero" e la corrente di polarizzazione d'ingresso, che fluiscono dall'interno verso l'esterno attraversando la resistenza R3 (si veda figura 4.14) provocando in essa una tensione spuria d'ingresso tra il terminale + i e massa; anche questa tensione deve essere valutata e, se necessario, compensata.

La compensazione eseguibile dall'esterno mediante P1 (figura 4.15) compensa l'effetto, sia della tensione, sia della corrente di fuori zero; quest'ultima peraltro è contenibile riducendo, per quanto è possibile, il valore di R3.

Si deve osservare che la riduzione del valore di R3 è utile per ridurre il fuori zero d'uscita dovuto alla corrente ma non è utile ai fini della riduzione della tensione interna di fuori zero d'ingresso.

Il problema generale del quale abbiamo trattato in questo paragrafo viene in parte ridimensionato nel caso del progetto di amplificatori in sola corrente alternata per i quali le sorgenti di fuori zero, pur essendo sempre presenti, non costituiscono più alcuna difficoltà; di questo aspetto ci occuperemo nel paragrafo successivo.

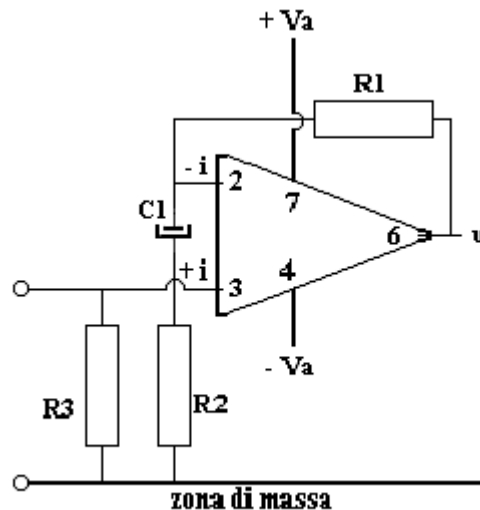
#### 4.8 L'amplificatore in corrente alternata realizzato con microcircuiti

Nel paragrafo 4.2 abbiamo preso in esame il circuito di un microamplificatore del quale abbiamo evidenziato un guadagno libero elevato, sia per le tensioni continue che per i segnali alternati; questa caratteristica non sempre si adatta a qualsiasi valore di guadagno determinato dalla rete di controreazione. In un circuito di amplificazione ( si veda figura 4.14 ) la tensione di fuori zero d'ingresso di un microamplificatore, se non compensata, si comporta come un segnale e come tale compare all'uscita amplificata, questa tensione, se l'amplificatore è destinato a lavorare con segnali in corrente continua, non è tollerabile e deve essere eliminata o mediante compensazione o mediante la scelta di microcircuiti a bassa tensione di fuori zero.

Se invece l'amplificatore è destinato a lavorare soltanto con segnali alternati si possono creare due circuiti di controreazione separati, uno per stabilizzare l'amplificazione in corrente continua a basso guadagno, l'altro per assegnare al circuito il voluto guadagno in corrente alternata.

Questa soluzione si realizza semplicemente aggiungendo in serie alla resistenza R2 dello schema di figura 4.12 un adatto condensatore di separazione tra corrente continua e corrente alternata ( figura 4.16): questa configurazione è detta "non invertente" essendo il segnale d'uscita in fase con il segnale d'ingresso ( si veda paragrafo 4.6).

figura 4.16



Nel nuovo circuito osserviamo che il resistore R1, grazie al blocco di C1, retrocede all'ingresso tutta la tensione continua d'uscita creando un anello di controreazione in c.c. a guadagno:

$$G_{cc} = 1 / \{ [ 1 / A ] + 1 \}$$

che, anche per qualsiasi valore di Amin. dei microamplificatori in commercio, può essere scritta

$$G_{cc} = 1$$

per cui all'uscita si troverà soltanto la tensione di fuori zero d'ingresso non amplificata.

Per la corrente alternata, che è soggetta all'anello di controreazione composto dal partitore R1 e R2 + Xc1, la formula per il calcolo del guadagno sarà invece:

$$G_{ca} = 1 / \{ [ 1 / A ] + 1 / [ (R1 + R2) / R2 ] \}$$

per il caso in cui si abbia  $X_{c1} \ll R_2$ .

Un esempio numerico è utile per comprendere meglio quanto esposto:

Sia da dimensionare un amplificatore in corrente alternata avente le seguenti caratteristiche:

Frequenza di lavoro = 500 Hz

Guadagno in c.a. compreso tra  $G_{max} = 316$  volte (50 dB) e  $G_{min} = 287$  volte (49 dB)

Fuori zero massimo d'uscita < 10 mV

Sulla base dello schema elettrico di figura 4.16 procediamo come segue:

**Esame delle tolleranze sul guadagno:**

Essendo

$$G_{min} = 286 \text{ volte}, \quad G_{max} = 316 \text{ volte}$$

la differenza percentuale è  $1 - (286 / 316) = 0.094$  pari a circa il 10%

**Determinazione del rapporto  $G/A_{min}$ :**

Dal grafico di figura 4.7, ad una percentuale del 10% corrisponde un rapporto

$$G / A_{min} = 0.35$$

**Calcolo di  $A_{min}$  del circuito integrato:**

Per ottenere un guadagno non inferiore a  $G_{min} = 286$  il valore di  $A_{min}$  dovrà essere

$$A_{min} = G / 0.35 = 316 / 0.35 = 902$$

**Calcolo della rete di controreazione in c.a.:**

Assumendo per  $R_1$  il valore di 47000 ohm, tale da non rappresentare un carico per l'uscita del microamplificatore, il valore di  $R_2$  si calcola come segue:

$$R_2 = R_1 / (G - 1) = 47000 \text{ ohm} / (316 - 1) = 149 \text{ ohm (da arrotondare a 150 ohm)}$$

Il condensatore  $C_1$  dovrà avere una reattanza  $X_{c1} \ll R_2$ , ad esempio  $X_{c1} = R_2 / 100$  da cui

$$X_{c1} = 1.5 \text{ ohm}$$

e di conseguenza una capacità del valore di

$$C_1 = 1 / 2 * \pi * f * X_{c1} = 1 / 6.28 * 500 \text{ Hz} * 1.5 \text{ ohm} = 212 \mu\text{F (da arrotondare a 220 } \mu\text{F)}$$

**Osservazione sulla rete di controreazione in c.c.:**

La rete di controreazione in corrente continua, rappresentata da  $R_1$ , ha, come illustrato all'inizio del paragrafo, un guadagno unitario; pertanto la tensione di fuori zero in uscita sarà dell'ordine di quella d'ingresso che, con  $R_3$  non eccessivamente elevata, potrà essere contenuta entro i 10 mV richiesti selezionando un adatto circuito integrato.



***Osservazione sulla rete di controreazione in c.a:***

Nel caso in cui si voglia, per ragioni particolari di cui ci occuperemo, porre  $X_{c1}$  dell'ordine di grandezza di  $R_2$  la formula per il calcolo del guadagno in corrente alternata sarà :

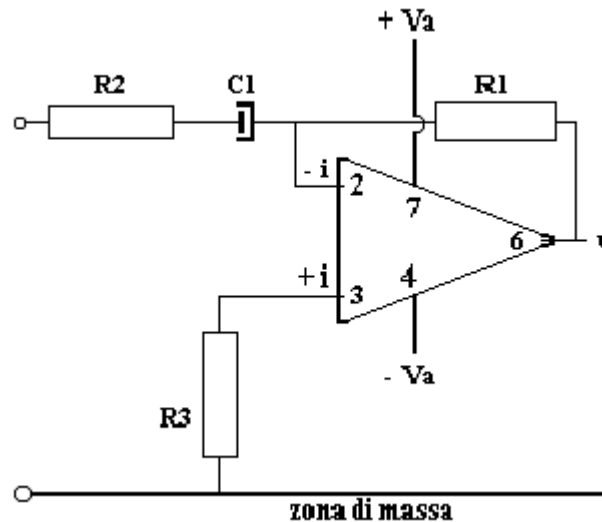
$$\mathbf{G_{ca}} = \mathbf{1 / \{ [ 1 / A ] + 1 / [ (R_1 + Z) / Z ] \}}$$

dove  $Z = \sqrt{ ( R_2^2 + X_{c1}^2 ) }$

#### 4.8.1 L'amplificatore in corrente alternata in configurazione invertente

Un secondo circuito d'amplificazione in corrente alternata può essere realizzato con un circuito integrato utilizzando, come già indicato nel paragrafo 4.6, l'ingresso invertente  $-i$ ; questo circuito è mostrato in figura 4.17

figura 4.17



Questa soluzione si realizza aggiungendo in serie alla resistenza R2 dello schema di figura 4.13 un adatto condensatore di separazione tra corrente continua e corrente alternata; la configurazione è detta "invertente" essendo il segnale d'uscita in opposizione di fase con il segnale d'ingresso.

Per quanto attiene al comportamento dei fuori zero d'ingresso al circuito di figura 4.17 si applicano gli identici ragionamenti fatti per il circuito di figura 4.16.

Per la corrente alternata, che è soggetta all'anello di controreazione composto R1 ed  $R2 + X_{C1}$ , la formula per il calcolo del guadagno è invece:

$$G_{ca} = 1 / [ (1 / A) + 1 / (R1 / R2) ]$$

per il caso in cui si abbia  $X_{C1} \ll R2$ .

Un esempio numerico è utile per comprendere meglio quanto esposto:

Sia da dimensionare un amplificatore in corrente alternata avente le seguenti caratteristiche:

Frequenza di lavoro = 15000 Hz

Guadagno in c.a. compreso tra  $G_{max} = 1000$  volte (60 dB) e  $G_{min} = 800$  volte (58 dB)

Fuori zero massimo d'uscita < 22 mV

Sulla base dello schema elettrico di figura 4.17 procediamo come segue:

**Esame delle tolleranze sul guadagno:**

Essendo

$$G_{\min} = 800 \text{ volte}, \quad G_{\max} = 1000 \text{ volte}$$

la differenza percentuale è  $1 - (800 / 1000) = 0.2$  pari al 20 %

**Determinazione del rapporto G/A min:**

Dal grafico\* di figura 4.7, ad una percentuale del 20 % corrisponde un rapporto

$$G / A_{\min} = 0.24$$

\*Il grafico è stato studiato per un anello di controreazione in circuito non invertente, se ne accettano pertanto, nel nostro caso, i piccoli errori.

**Calcolo di Amin del circuito integrato:**

Per ottenere un guadagno non inferiore a  $G_{\min} = 800$  il valore di  $A_{\min}$  dovrà essere

$$A_{\min} = G / 0.24 = 800 / 0.24 = 3333$$

**Calcolo della rete di controreazione in c.a.:**

Assumendo per  $R_1$  il valore di 220000 ohm, tale da non rappresentare un carico per l'uscita del microamplificatore, il valore di  $R_2$  si calcola come segue:

$$R_2 = R_1 / (G) = 220000 \text{ ohm} / (3333) = 66 \text{ ohm (da arrotondare a 68 ohm)}$$

Il condensatore  $C_1$  dovrà avere una reattanza  $X_{c1} \ll R_2$ , ad esempio  $X_{c1} = R_2 / 100$  da cui

$$X_{c1} = 0.68 \text{ ohm}$$

e di conseguenza una capacità del valore di

$$C_1 = 1 / 2 * \pi * f * X_{c1} = 1 / 6.28 * 15000 \text{ Hz} * 0.68 \text{ ohm} = 15.6 \mu\text{F (da arrotondare a 22 } \mu\text{F)}$$

**Osservazione sulla rete di controreazione in c.c.:**

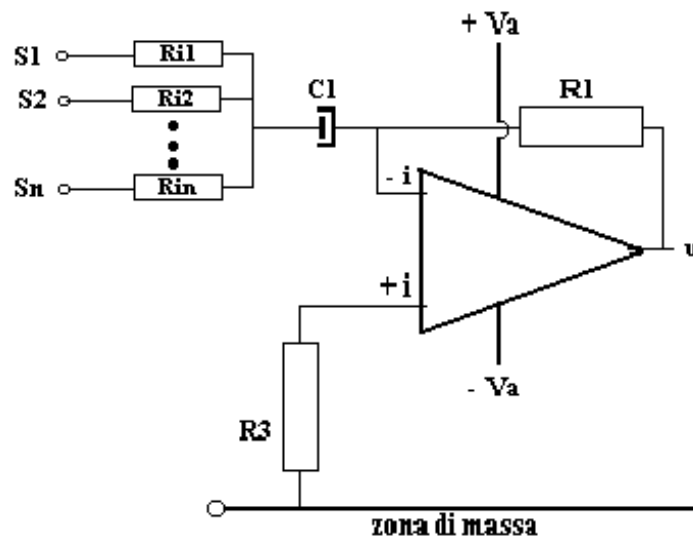
La rete di controreazione in corrente continua, rappresentata da  $R_1$ , ha un guadagno unitario; pertanto la tensione di fuori zero in uscita sarà dell'ordine di quella d'ingresso che, con  $R_3$  non eccessivamente elevata, potrà essere contenuta entro i 22 mV richiesti selezionando un adatto circuito integrato.

#### 4.8.2 L'amplificatore operazionale in corrente alternata

Per completare l'esame dell'amplificatore esposto nel paragrafo 4.8.1 è necessario evidenziare l'analogia di questo circuito con l'operazionale a transistori sviluppato nel paragrafo 3.16; entrambi i circuiti impiegano un ingresso invertente che inietta la corrente di segnale nel punto di retrocessione del segnale di controreazione, il punto, definito come "punto di somma", caratterizza questi circuiti come "amplificatori operazionali", configurazioni idonee ad eseguire fondamentali operazioni matematiche.

È pertanto naturale riportare in figura 4.18 l'amplificatore di figura 4.17, trasformato in operazionale, con l'aggiunta degli "n" ingressi necessari, ad esempio, alla somma algebrica di "n" segnali.

figura 4.18



L'espressione che governa la tensione d'uscita dell'operazionale è data da:

$$V_u = S_1 * R_1 / R_{i1} + S_2 * R_1 / R_{i2} + \dots + S_n * R_1 / R_{in}$$

espressione valida se il guadagno libero  $A_{min}$  è almeno 50 volte il guadagno complessivo  $G_c$ , computato come se le n resistenze d'ingresso fossero un'unica resistenza avente il valore del parallelo di tutte, cioè

$$A > 100 * G_c$$

$$A > 100 * R_1 / \{ 1 / [ (1/R_{i1}) + (1/R_{i2}) + \dots + (1/R_{in}) ] \}$$

Il consueto esempio a chiarire l'assunto:

Siano da sommare algebricamente 4 segnali alternati alla frequenza di 20000 Hz; S1, S2, S3, S4, ciascuno di ampiezza massima di 0.01 Vp, per ottenere in uscita dell'operazionale la somma così come scritta:

$$V_u = 120 * (S_1 + S_2 + S_3 + S_4)$$

**Calcolo del livello della tensione d'uscita:**

Essendo i 4 segnali di ampiezza massima pari ad  $0.01 V_p$  il segnale somma d'uscita sarà al massimo:

$$V_u \max = 4 * 120 * 0.01 V_p = 4.8 V_p$$

Un operazionale con una dinamica di  $\pm 10 V$  sarà adatto all'impiego.

**Calcolo delle resistenze  $R_1$  ed  $R_{i1}, R_{i2}, R_{i3}, R_{i4}$ :**

Il valore di  $R_1$  dovrà essere tale da non costituire un carico per l'amplificatore operazionale che generalmente lavora con  $R_c$  dell'ordine di 10000 ohm; scegliendo  $R_1$  di 100000 ohm il problema è risolto.

Il valore di ciascuna delle 4 resistenze d'ingresso, volendo che la somma sia eseguita secondo l'espressione

$$V_u = 120 * (S_1 + S_2 + S_3 + S_4)$$

che impone un guadagno di 120 volte per ogni segnale, dovrà essere secondo l'espressione

$$V_u = S_1 * R_1 / R_{i1} + S_2 * R_1 / R_{i2} + \dots + S_n * R_1 / R_{in}$$

da cui si ha

$$R_{i1} = R_{i2} = R_{i3} = R_{i4} = R_1 / 120 = 833 \text{ ohm}$$

**Calcolo del valore minimo di  $A$ :**

Il guadagno minimo di  $A$  deve essere superiore a 50 volte il guadagno complessivo  $G_c$ :

$$G_c = R_1 / R_p$$

dove  $R_p$ , parallelo delle 4 resistenze d'ingresso del valore di 833 ohm ciascuna, è:

$$R_p = 833 \text{ ohm} / 4 = 208 \text{ ohm}$$

per cui

$$G_c = R_1 / R_p = 100000 \text{ ohm} / 208 \text{ ohm} = 480 \text{ volte}$$

ne segue che il valore minimo di  $A$  debba essere

$$A_{\min} = 50 * 480 = 24000 \text{ volte (88 dB)}$$

Risultando il valore  $A_{\min} = 24000$  volte sarà necessario cercare a catalogo un integrato che abbia tale valore alla frequenza di lavoro di 20000 Hz.

**Calcolo di  $C_1$ :**

Il valore di  $C_1$  si calcola imponendo  $X_{c1} = R_p / 100 = 208 \text{ ohm} / 100 = 2.08 \text{ ohm}$  da cui

$$C_1 = 1 / 2 * \pi * f * X_{c1} = 1 / 6.28 * 20000 \text{ Hz} * 2.08 \text{ ohm} = 3.8 \mu\text{F} \text{ (da arrotondare a } 4.7 \mu\text{F)}$$

**Osservazione per  $R_3$ :**

Per ottenere la migliore stabilità alle variazioni dei fuori zero è utile porre  $R3 = R1 = 100000 \text{ ohm}$ .

#### 4.9 L'amplificatore in corrente continua realizzato con microcircuiti

L'amplificatore in corrente continua ha il compito di elevare il livello di piccole tensioni continue per poterle utilizzare in molte applicazioni; si tenga presente che si annoverano tra le tensioni continue anche particolari segnali che proprio continui non sono, quali ad esempio i segnali provenienti da rivelatori di onde sismiche o da sensori elettromedicali che variano molto lentamente nel tempo e non sono adatti ad essere amplificati da circuiti in corrente alternata.

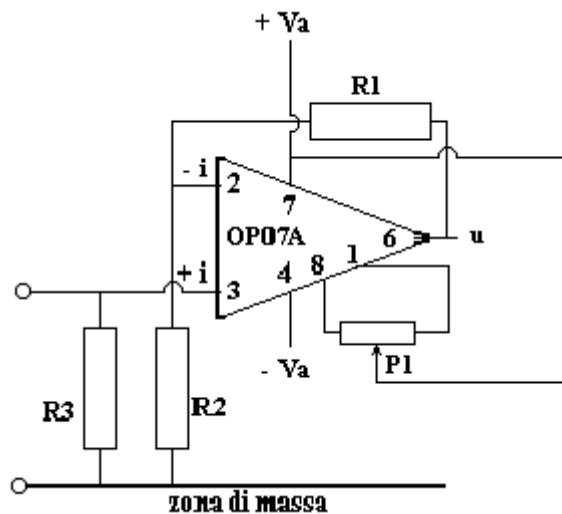
D'altro canto un amplificatore in corrente continua può, naturalmente, elevare il livello di segnali alternati a frequenze compatibili con il tipo di circuito integrato scelto per la realizzazione dell'amplificatore stesso.

Il problema più difficile da risolvere per la realizzazione di amplificatori in corrente continua è il contenimento del fuori zero d'uscita che, con la sua presenza, tende a mascherare i segnali che hanno ampiezze comparabili.

Anche se in alcune severe applicazioni i circuiti integrati vengono posti in appositi contenitori controllati in temperatura, per minimizzare le variazioni delle tensioni di fuori zero, in questo studio ci occuperemo di problematiche molto più semplici quali, ad esempio, l'amplificazione di segnali in corrente continua che variano in ampiezza in un campo compreso tra 1 e 100 mV.

Uno tra gli innumerevoli microcircuiti in grado di amplificare segnali continui in questa gamma di valori è l'integrato OP 07A che, oltre ad avere basso valore di tensione di fuori zero d'ingresso è dotato di circuito di compensazione così come mostrato in figura 4.19.

figura 4.19



Un esempio di calcolo per l'impiego del circuito indicato, per il dimensionamento dei componenti e per esaminare le limitazioni imposte all'integrato può essere il seguente:

##### **Dati di progetto richiesti:**

- Segnale minimo d'ingresso  $S_i = 1 \text{ mVcc}$
- Segnale massimo d'ingresso  $S_i = 100 \text{ mVcc}$
- Guadagno richiesto  $G = 100 \text{ volte (40 dB) - 10\%}$
- Dinamica richiesta  $= \pm 10 \text{ V}$
- Resistenza di carico  $= 5000 \text{ ohm}$
- Tensione massima di fuori zero d'uscita  $= 5 \text{ mV}$
- Temperatura ambiente  $T_a = 25^\circ$

### **Dimensionamento della rete di controreazione:**

Per R1 si assume un valore tale da non costituire un carico rilevante per l'integrato R1 = 100000 ohm. Per R2 volendo un guadagno di 100 volte sarà:

$$R2 = R1 / 100 = 100000 \text{ ohm} / 100 = 1000 \text{ ohm}$$

### **Verifica del valore di Amin:**

Il dati di progetto impongono un decremento massimo del guadagno pari al 10%, il grafico di figura 4.7 per questa tolleranza indica un rapporto G/Amin = 0.012 dal quale si calcola Amin:

$$Amin. = Gmin / 0.012 = 90 / 0.012 = 7500$$

Valore ampiamente compreso nei dati caratteristici dell'OP07A che indicano per A un valore minimo di circa 200000.

### **Calcolo della resistenza R3:**

Per ridurre al massimo le variazioni delle tensioni di fuori zero d'ingresso è opportuno che il valore di R3 sia uguale al parallelo tra R1 ed R2 perciò:

$$R3 = (R1 * R2) / (R1 + R2) = (100000 * 1000) / (100000 + 1000) = 990 \text{ ohm} \text{ ( da arrotondare a } 1000 \text{ ohm )}$$

### **Calcolo del fuori zero d'ingresso dovuto alla corrente che fluisce da +i:**

Le caratteristiche dell' OP07A indicano in 6 nA massimi la corrente che fluisce dall'ingresso +i per fuori zero e 6 nA per polarizzazione, entrambe circolanti in R3, queste correnti provocano una tensione di fuori zero su R3 pari a :

$$V(f.zero R3) = R3 * (6 \text{ nA} + 6 \text{ nA}) = 1000 \text{ ohm} * 12 \text{ nA} = 1000 \text{ ohm} * 12 * 10^{-9} = 12 \text{ } \mu\text{V}$$

### **Calcolo della tensione di fuori zero d'uscita:**

Il limite imposto dal progetto prevede un fuori zero massimo d'uscita di 5 mV ad una temperatura ambiente di 25°C. Il foglio delle caratteristiche dell' OP07A indica in 60 μV massimi il fuori zero d'ingresso, valore che, con il fuori zero V(f.zero R3), nell'ipotesi di non impiegare il circuito di compensazione formato da P1, verrebbe a trovarsi all'uscita moltiplicato per il guadagno dello stadio:

$$Vu \text{ (fuori zero) } = Vi \text{ (fuori zero) } + V(f.zero R3) * G = 72 \text{ } \mu\text{V} * 100 = 7.2 \text{ mV}$$

questo livello di fuori zero non sarebbe compatibile con il dato di progetto di 5 mV.

Le caratteristiche dell'OP07A indicano la possibilità di correzione del fuori zero d'uscita di ± 4 mV, mediante un potenziometro P1 del valore di 20000 ohm , collegato tra i terminali 1 ed 8, pertanto il valore dei 6 mV di fuori zero può essere variato da:

$$7.2 \text{ mV} - 4 \text{ mV} = 3.2 \text{ mV} \quad \text{a} \quad 7.2 \text{ mV} + 4 \text{ mV} = 11.2 \text{ mV}$$

con il raggiungimento e il superamento dell'obiettivo richiesto dal progetto.

### **Controllo della dinamica:**

Il progetto prevede una dinamica di ± 10V su di un carico di 5000 ohm; le caratteristiche dell'integrato garantiscono una dinamica di ± 12 V su di un carico di 2000 ohm per tensione d'alimentazione di ± 15 V, queste prestazioni soddisfano il dato richiesto dal progetto.



#### 4.10 Il rumore dei microamplificatori

In tutti i circuiti di amplificazione visti in precedenza, sia in corrente continua, sia in corrente alternata, è presente in uscita una quota di una tensione particolare che viene a sommarsi al segnale perturbandolo. Detta tensione, a volte percepibile sul segnale a volta non percepibile, in dipendenza della propria intensità, è detta “tensione di rumore”.

La tensione di rumore è generata all’ingresso dei microamplificatori a seguito dell’agitazione degli elettroni, dovuta alla temperatura, che si sviluppa, sia nelle resistenze d’ingresso poste all’esterno del microcircuito, che nelle giunzioni dei transistori che costituiscono l’integrato stesso.

La tensione di rumore è formata da un insieme contemporaneo di frequenze che si sommano tra loro in modo casuale dando luogo ad una notevole variabilità d’ampiezza e forma che si manifesta nel tempo. La misura della tensione di rumore viene fatta in volt efficaci con riferimento alla banda di frequenza nella quale si intende eseguire la citata misura. Un esempio di tipo comparativo tra misure sui segnali sinusoidali e su tensioni di rumore è utile per comprendere meglio questa asserzione:

Con la dizione  $S = 3.5 V_{eff}$  s’indica la tensione, in volt efficaci, di un segnale sinusoidale unifrequenziale dotato di una ampiezza di picco pari a  $V_{picco} = 3.5 V_{eff} * 1.41 = 4.93 V_p$ .

Con la dizione  $N = 3.5 V_{eff} / \sqrt{100 \text{ Hz}}$  s’indica la tensione, in volt efficaci, di un rumore presente all’uscita di un filtro di banda la cui larghezza è di 100 Hz; questa tensione potrà raggiungere, casualmente, in alcuni istanti un’ ampiezza di picco pari a  $V_{picco} \approx 2.5 * 3.5 V_{eff} = 8.75 V_p$ .

Normalmente, nei cataloghi dei microcircuiti, l’indicazione del rumore prodotto all’ingresso da questi dispositivi è riportato con le dizioni:

$$\mu V / \sqrt{\text{Hz}}$$

microvolt efficaci misurati idealmente all’uscita di un filtro di banda della larghezza di 1 Hz  
od in

$$nV / \sqrt{\text{Hz}}$$

nanovolt efficaci misurati idealmente all’uscita di un filtro di banda della larghezza di 1 Hz.

Entrambe le indicazioni vengono dette di “intensità spettrale di rumore”.

Con l’aiuto dei valori della tensione di rumore all’ingresso degli amplificatori è possibile calcolare il rumore d’uscita per valutare se questo è tollerabile o meno per l’ottenimento dei nostri obiettivi di progetto; un ennesimo esempio chiarirà come utilizzare questi nuovi parametri dei microamplificatori:

Sia da dimensionare un microamplificatore in corrente alternata con le seguenti caratteristiche:

- guadagno di 100 volte (40 dB) in un campo di frequenza compreso tra 4000 Hz e 5000 Hz
- minimo segnale d’ingresso di  $10 \mu V_{eff}$
- massimo segnale d’ingresso di  $1 mV_{eff}$
- resistenza minima d’ingresso 100000 ohm
- rapporto tra segnale e rumore d’uscita in banda non inferiore a 6.3 ( 16 dB).

#### ***Prima scelta del circuito d’amplificazione e dell’integrato:***

La scelta del circuito può essere orientata sullo schema di figura 4.16 già esaminato nel paragrafo 4.8 nel quale si pensi di impiegare, come primo approccio, l’integrato LM741.

**Valutazione del rumore massimo accettato all'uscita:**

Se il segnale minimo d'ingresso è di 10  $\mu\text{Veff}$ . ed il guadagno richiesto è di 100 volte, all'uscita avremo

$$V_{su} = 10 \mu\text{Veff} \cdot 100 = 1 \text{ mVeff}.$$

Dovendo essere il rumore  $V_{nu}$  d'uscita inferiore ad 10/6.3 del minimo segnale, dovrà essere

$$V_{nu} = V_{su} / 6.3 = 1\text{mVeff} / 6.3 = 159 \mu\text{Veff}.$$

Dato che la tensione di rumore s'intende distribuita in tutta la banda di lavoro compresa tra 4000 Hz e 5000 Hz, pari ad una larghezza di banda

$$\Delta = 5000 \text{ Hz} - 4000 \text{ Hz} = 1000 \text{ Hz}$$

la tensione  $V_{nu}$  dovrà essere indicata come

$$V_{nu} = 159 \mu\text{Veff} / \sqrt{1000 \text{ Hz}}$$

**Valutazione del rumore massimo accettato all'ingresso:**

Il calcolo del rumore massimo totale  $V_{Ni}$  accettato all'ingresso è dato dal rumore d'uscita diviso per il guadagno del circuito

$$V_{Ni} = V_{nu} / 100 = (159 \mu\text{Veff} / \sqrt{1000 \text{ Hz}}) / 100 = 1.59 \mu\text{Veff} / \sqrt{1000 \text{ Hz}}$$

Per poter controllare se l'ingresso del circuito ha le caratteristiche di rumore voluto il valore di  $V_{Ni}$ , espresso in banda 1000 Hz, deve essere espresso in banda 1 Hz ( in intensità spettrale ); ciò si ottiene dividendo  $V_{ni}$  per la radice quadrata della banda, quindi

$$V_{Ni}(\text{spettrale}) = (1.59 \mu\text{Veff}) / \sqrt{1000 \text{ Hz}} = 50 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$$

**Controllo del rumore d'ingresso dell'integrato selezionato:**

Tra i valori caratteristici del LM741 troviamo il valore medio della tensione di rumore all'ingresso, per frequenze comprese nella banda 4000 Hz – 5000 Hz, essere:

$$V_{ni} = 60 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$$

Questo livello di rumore è nettamente superiore del valore calcolato al punto precedente e pertanto indica che l'integrato selezionato non è adatto all'impiego voluto e che un altro tipo d'integrato deve essere scelto da catalogo.

È opportuno evidenziare che qualora il valore di  $V_{ni}$  (spettrale) fosse stato entro i limiti indicati la verifica avrebbe dovuto coinvolgere non soltanto  $V_{ni}$  ma anche le tensioni di rumore d'ingresso dovute sia all'agitazione termica delle resistenze esterne, sia alla corrente di rumore dell'integrato che in dette resistenze fluisce.

**Seconda scelta del circuito integrato:**

Visto che l'integrato LM741 non è adatto allo scopo previsto, procediamo ad una nuova selezione orientandoci sull'integrato tipo LF156.

Tra valori caratteristici del LF156 troviamo il valore medio della tensione di rumore spettrale all'ingresso, per frequenze comprese nella banda 4000 Hz – 5000 Hz, è:

$$V_{ni} = 14 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$$

**Valutazione del rumore globale all'ingresso del circuito:**

Come già accennato in precedenza la valutazione del rumore d'ingresso dell'amplificatore coinvolge sia il rumore espresso da  $V_{ni}$ , sia il rumore dovuto alla corrente d'ingresso  $I_{ni}$  che fluisce nelle resistenze esterne all'integrato sia il rumore delle resistenze stesse.

L'espressione generale per il calcolo del rumore spettrale  $V_{Ni}$  d'ingresso di un amplificatore è data da:

$$V_{Ni} = \sqrt{[V_{ni}^2 + (I_{ni} * R_g)^2 + 1.5 * 10^{-20} * R_g]}$$

dove

$R_g = (R_1 * R_2 / R_1 + R_2) + R_3$  espresso in ohm

$I_{ni}$  = rumore spettrale dell'integrato espresso in Ampere

$V_{ni}$  = rumore spettrale dell'integrato espresso in Volt

Il valore di  $R_g$  si calcola sulla base dell'impostazione dei valori del circuito di figura 4.16 che, per avere un guadagno di 100 volte ed una resistenza d'ingresso di 100000 ohm, deve comprendere i seguenti valori delle resistenze esterne:

$R_3 = 100000 \text{ ohm}$

$R_1 = 100000 \text{ ohm}$

$R_2 = 1000 \text{ ohm}$

Dalle quali si ha

$$R_g = (100000 \text{ ohm} * 1000 \text{ ohm} / 100000 \text{ ohm} + 1000 \text{ ohm}) + 100000 \text{ ohm} = 100990 \text{ ohm}$$

L'integrato LF156, con ingresso di tipo JFET, ha una corrente di rumore d'ingresso molto piccola, dell'ordine di

$$I_{ni} = 0.01 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}} = 0.01 * 10^{-12} \text{ A}/\sqrt{\text{Hz}}$$

Il valore di  $V_{ni}$  è già stato rilevato in precedenza e risulta

$$V_{ni} = 14 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}} = 14 * 10^{-9} \text{ V}/\sqrt{\text{Hz}}$$

Con questi valori si applica la formula data e si ottiene:

$$\begin{aligned} V_{Ni} &= \sqrt{[(14 * 10^{-9} \text{ V}/\sqrt{\text{Hz}})^2 + (0.01 * 10^{-12} \text{ A}/\sqrt{\text{Hz}} * 100990)^2 + 1.5 * 10^{-20} * 100990]} = \\ &= 40 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}} \end{aligned}$$

quest'ultimo calcolo indica che il rumore complessivo d'ingresso, di 40 nV/√Hz, è inferiore al rumore massimo richiesto dal progetto ed indicato in 50 nV/√Hz e che, quindi l'integrato LF156 è adatto alle necessità del progetto stesso.

#### 4.11 Come scegliere un microamplificatore

La scelta di un microamplificatore è subordinata al tipo del progetto da sviluppare, una numerosa serie di questi dispositivi è ora elencata, a titolo indicativo, per mostrarne le caratteristiche salienti:

Circuiti integrati microamplificatori a/o/per:

- Due circuiti per contenitore
- Quattro circuiti per contenitore
- Alta precisione
- Alto guadagno
- Alta corrente d'uscita
- Alta tensione di lavoro
- Bassa potenza d'alimentazione
- Basso rumore proprio
- Alta velocità di transizione di stato
- Caratteristiche programmabili
- Alte frequenze
- Ad alta impedenza d'uscita
- Ad alta impedenza d'ingresso
- Circuiti di audiodiffusione
- Circuiti a transconduttanza
- Larga banda
- Basso valore del fuori zero
- Ultra veloci
- Ripetitori
- Comparatori
- Buffer
- Circuiti operazionali
- Compensabili
- Alta velocità di assestamento

La scelta del circuito integrato adatto al proprio progetto deve essere frutto di una paziente ricerca tra i numerosi dispositivi a catalogo e di alcuni compromessi (quando possibile):

- Se ad esempio si richiede un microamplificatore a bassa potenza d'alimentazione sarà facile da individuare a catalogo ma questo dispositivo non consentirà certamente di lavorare né ad alta velocità né ad alta frequenza; in questo caso se il nostro progetto può rinunciare a prestazioni ad alta frequenza il problema è risolto, altrimenti si deve cercare a catalogo, tra gli amplificatori ad alta frequenza, quello che a parità di prestazioni offre il minor consumo.
- Se per ragioni di spazio si richiede un circuito integrato quadruplo sarà immediato trovarlo a catalogo ma certamente questo non consentirà nessuna sorta di compensazione del fuori zero.
- Se si richiede un microamplificatore ad alta velocità sarà difficile che questo dispositivo possa avere un basso rumore proprio.
- Se il progetto prevede un microamplificatore ad alta impedenza d'ingresso sarà possibile trovarlo a catalogo ma con una risposta in frequenza molto contenuta.

- Se è richiesto un microamplificatore ad elevata dinamica d'uscita, questa non sarà generalmente compatibile con una estesa gamma di frequenze.

Innumerevoli casi di necessità progettuali si scontrano con le caratteristiche dei circuiti integrati che, se consentono la soluzione di una parte del problema, non sono in grado di soddisfare tutti i requisiti richiesti; con un esempio concreto mostreremo come scegliere un circuito integrato e quali compromessi dovremo accettare per completare il nostro progetto:

***Dati del progetto:***

Siano da costruire 10 amplificatori su di un'unica scheda elettronica di dimensioni stabilite, ciascun amplificatore deve avere un guadagno di 100000 volte (100 dB) alla frequenza di 10 KHz e deve avere un rumore d'ingresso  $V_{ni} < 6 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ .

***Osservazioni in merito allo spazio disponibile:***

Le dimensioni della scheda consentono l'impiego di soli 10 circuiti integrati del tipo "Dual In Line" corredati ciascuno da soli 12 componenti esterni, ne segue che ciascun contenitore deve alloggiare due o più microamplificatori per ottenere il guadagno voluto.

***Scelta del circuito integrato:***

Per quanto abbiamo visto al paragrafo 4.2 la costruzione di un amplificatore con un guadagno da 100000 volte (100 dB) non è facilmente fattibile se vogliamo che detto guadagno dipenda quasi esclusivamente dalla rete di controreazione dei resistori esterni. Ciò premesso si può orientare la scelta su di un microamplificatore quadruplo in modo da costruire 4 amplificatori in cascata, secondo lo schema di figura 4.17, ciascuno avente un guadagno di 17.8 (25 dB). Per gli amplificatori in cascata il guadagno complessivo è dato dal prodotto dei guadagni:

$$G = 17.8 * 17.8 * 17.8 * 17.8 \approx 100000$$

Un integrato quadruplo che può soddisfare le nostre necessità e che ha un rumore d'ingresso  $V_{ni} < 6 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$  è il tipo LM837.

A questo punto il progetto potrebbe sembrare concluso ma il numero dei componenti necessari per assemblare 4 amplificatori ( figura 4.17) è di 4 unità per microamplificatore per un totale di 16 elementi tra resistenze e condensatori mentre l'esame della scheda elettronica ne prevede un massimo di 12 per ciascun contenitore Dual In Line.

Prima di procedere in questo esercizio, all'apparenza strano, si deve tenere presente che la progettazione di apparecchiature elettroniche è subordinata a molteplici fattori uno dei quali, importantissimo, è costituito dall'ingombro disponibile che a volte non può essere assolutamente superato.

Dobbiamo pertanto pensare di utilizzare l'integrato quadruplo LM837 per sole tre sezioni lasciando la quarta inutilizzata con gli ingressi opportunamente collegati; soltanto in questo modo ciascun integrato avrà un corredo circuitale di

$$4 \text{ componenti} * 3 \text{ microamplificatori} = 12 \text{ componenti}$$

e saranno fatti salvi i limiti d'ingombro disponibili.

Fatta questa scelta devono essere reimpostati i guadagni dei tre singoli stadi come segue: ciascuno deve avere un guadagno di 46.4 (33.3 dB) per un guadagno complessivo di:

$$G = 46.4 * 46.4 * 46.4 \approx 100000$$

***Osservazioni di carattere generale:***

L'impiego dell'integrato LM837 con il vincolo dell'ingombro ha portato ad un "compromesso" che ci ha costretto ad utilizzare parzialmente il componente selezionato; se fossero disponibili circuiti integrati contenenti ciascuno 3 microamplificatori a basso rumore il consumo della scheda elettronica completa potrebbe essere sensibilmente inferiore a quello ora definito.

Il "compromesso" impone inderogabilmente il collegamento del microamplificatore non utilizzato come segue:

- l'ingresso non invertente (+ i ) deve essere collegato direttamente alla zona di massa
- l'ingresso invertente (- i ) deve essere collegato direttamente al terminale d'uscita

Molti altri esempi possono mostrare quali difficoltà e quant'ingegno sia necessario per ottemperare le esigenze progettuali con la reperibilità dei circuiti integrati più adatti; soltanto il lavoro e l'esperienza possono aiutare il progettista a trovare le soluzioni migliori, non dimenticando però che, pur con le difficoltà accennate, i circuiti integrati rappresentano un elemento fondamentale per la realizzazione dei circuiti elettronici analogici.

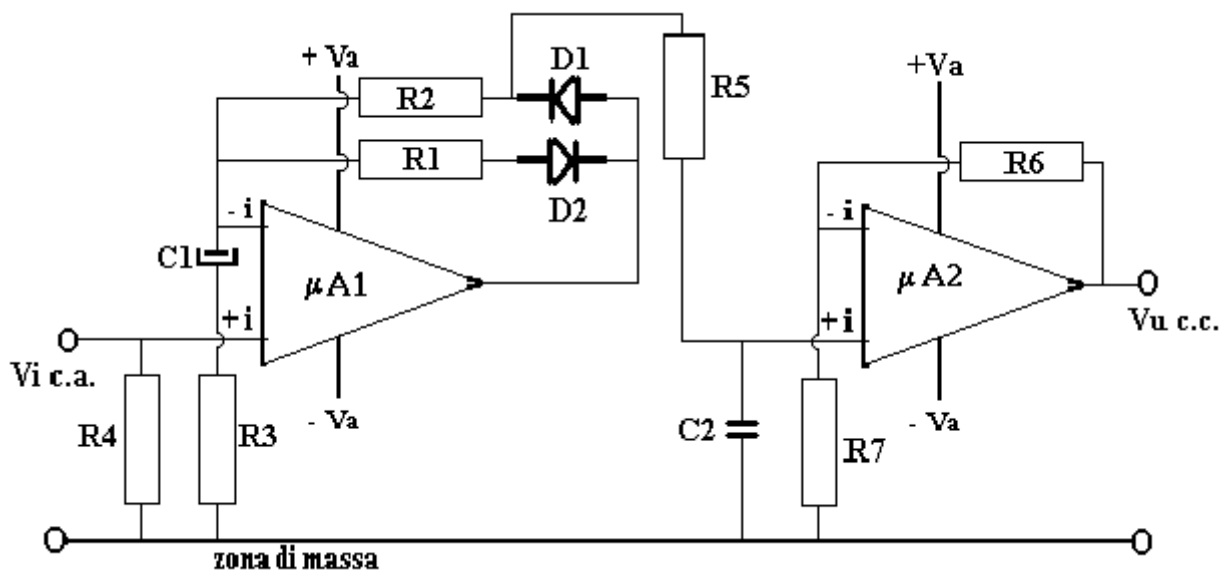
L'unione di circuiti integrati con transistori esterni può facilitare l'impiego dei primi in una più vasta gamma d'applicazioni.

#### 4.12 Il circuito rivelatore

La funzione svolta da un circuito rivelatore è simile al processo di raddrizzamento svolto da un diodo così come illustrato nel paragrafo 2.3; la differenza sostanziale tra un raddrizzatore ed un rivelatore risiede nel fatto che il primo inizia la sua funzione per tensioni superiori a 700 mV circa, mentre il secondo consente di “raddrizzare” tensioni dell’ampiezza di poche decine di millivolt, inoltre la risposta d’uscita del rivelatore, alle variazioni della tensione d’ingresso, è lineare mentre, a differenza di quanto accade per il raddrizzatore.

Un circuito classico di rivelazione, realizzato con microamplificatori, è riportato in figura 4.20.

figura 4.20



Il funzionamento del circuito è il seguente: Il segnale alternato  $V_i$  c.a. applicato all’ingresso non invertente di  $\mu A1$  viene amplificato e retrocesso in controeazione attraverso la rete  $D1, R2; C1; R3$  nei semiperiodi positivi e tramite la rete  $D2, R1; C1; R3$  nei periodi negativi. La circolazione della corrente di segnale attraverso la prima rete di controeazione genera tra  $D1$  e  $R2$  una tensione pulsante positiva; detta tensione tramite la cellula  $R5, C2$  viene integrata ( si veda appendice A4 ) generando ai capi di  $C2$  una tensione continua proporzionale all’ampiezza del segnale  $V_i$  c.a. Questa tensione è applicata all’integrato  $\mu A2$ , ad alta impedenza d’ingresso, per essere amplificata e trasferita all’uscita al livello voluto.

La sensibilità del circuito a rivelare segnali molto piccoli è dovuta al fatto che  $\mu A1$ , prima che i diodi  $D1$  e  $D2$  entrino in conduzione, si presenta al segnale a guadagno libero e pertanto esercita sul segnale stesso un’amplificazione elevata, tale che, anche segnali a livello basso riescono a portare i diodi in conduzione dando luogo all’azione di rivelazione.

L’ottima caratteristica di linearità del rivelatore è dovuta all’azione naturale del circuito di controeazione.

Le caratteristiche di risposta in frequenza di  $\mu A1$  e dei diodi  $D1, D2$  devono essere commisurate con la frequenza massima del segnale d’ingresso  $V_i$  c.a.

L’integrato  $\mu A2$  deve essere adatto come amplificatore in corrente continua ed avere una elevata resistenza d’ingresso per non caricare la cellula d’integrazione  $R5, C2$ .

La formula generale del rivelatore, valida per **segnali d’ingresso sinusoidali**, è data dall’espressione:

$$V_{u \text{ c.c.}} = V_{i \text{ eff.}} * 1.41 * G1 * G2 / \pi$$

dove

$V_{u \text{ c.c.}}$  = tensione continua all'uscita del rivelatore

$V_{i \text{ eff.}}$  = tensione efficace del segnale sinusoidale d'ingresso

$G1$  = guadagno di  $\mu A1 = (R2 + R3) / R3$

$G2$  = guadagno di  $\mu A2 = (R6 + R7) / R7$

La formula generale del rivelatore, valida per **segnali d'ingresso in banda o di rumore**, è data dall'espressione:

$$V_{u \text{ c.c.}} = V_{i \text{ eff.}} * G1 * G2 / \sqrt{2 * \pi}$$

dove

$V_{u \text{ c.c.}}$  = tensione continua all'uscita del rivelatore

$V_{i \text{ eff.}}$  = tensione efficace del rumore d'ingresso in banda

$G1$  = guadagno di  $\mu A1 = (R2 + R3) / R3$

$G2$  = guadagno di  $\mu A2 = (R6 + R7) / R7$

Procediamo ora, a scopo didattico, allo sviluppo di un progetto di dimensionamento del rivelatore nel caso in cui sia chiamato ad offrire le seguenti prestazioni:

***Il circuito deve essere in grado di:***

Rivelare un segnale sinusoidale minimo di 10 mV eff. alla frequenza di 10000 Hz

Accettare in linearità un segnale massimo di 700 mV eff. alla frequenza di 10000 Hz

Avere un guadagno  $G_{riv}$  di 12.8 volte +/- 10%

Avere una costante d'integrazione di 0.22 Sec.

Essere alimentato con tensioni continue di +/- 18 V

***Calcolo dei guadagni parziali:***

Per guadagni parziali s'intendono i valori da attribuire sia a  $G1$  che a  $G2$  in base al valore del guadagno totale voluto  $G_{riv} = 12.8$ ; la procedura di calcolo è la seguente:

-In base al segnale minimo  $V_i = 10 \text{ mV eff}$  si calcola, in dipendenza di  $G_{riv}$ , il valore di  $V_{u \text{ c.c.}}$ :

$$V_{u \text{ c.c.}} = V_i * G_{riv} = 10 \text{ mV eff} * 12.8 = 128 \text{ mV c.c.} = 0.128 \text{ V c.c.}$$

-Si ipotizza, in via preliminare, che i due guadagni parziali possano essere uguali  $G1 = G2 = G$  e si risolve la formula del rivelatore  $V_{u \text{ c.c.}} = V_{i \text{ eff.}} * 1.41 * G1 * G2 / \pi$  in termini di  $G$  come segue:

$$G = \sqrt{(2.22 V_{u \text{ c.c.}} / V_{i \text{ eff.}})}$$

-Si imposta numericamente la formula di  $G$  con  $V_{u \text{ c.c.}}$  e  $V_{i \text{ eff.}}$  espresse in volt e si ottiene:

$$G = \sqrt{(2.24 * 0.128 \text{ V c.c.} / 0.01 \text{ V eff})} = 5.3$$



-Si valuta l'entità di G secondo il seguente criterio:

Affinché il primo stadio possa lavorare nelle migliori condizioni di linearità ( si tenga presente che l'azione di rivelazione è a suo carico) è opportuno che  $\mu A1$  sia dotato di un buon tasso di controreazione, ovvero che il valore di  $G1$  sia inferiore o al massimo uguale a 10 volte (20 dB).

Visto che nell'ipotesi che  $G1$  sia uguale a  $G2$  è risultato che entrambi possono avere un guadagno di 5.3 volte si può ritenere questo valore sia accettabile anche per  $\mu A1$ .

-Si deve osservare:

Il valore calcolato per G, assunto uguale per  $G1$  e  $G2$ , porta ad un guadagno totale "apparente" di:

$$G \text{ (apparente)} = G1 * G2 = 5.3 * 5.3 = 28.09$$

che è in contrasto con il  $Griv = 12.8$  richiesto dal progetto, ciò dipende dal fatto che il guadagno dei due stadi deve compensare sia la "perdita" della cellula d'integrazione  $R5, C2$ , valutabile nel rapporto  $1/\pi$ , sia il "guadagno" dovuto al rapporto tra  $V_i p/V_{ieff} = 1.41$  che compare nella formula generale del rivelatore; prova di quanto detto si ha facendo il prodotto tra questi due valori e i valori di  $G1$  e  $G2$ :

$$G1 * G2 * (1/\pi) * 1.41 = 5.3 * 5.3 * (1/3.14) * 1.41 = 12.6 \approx Griv$$

che corrisponde con discreta precisione al valore di  $Griv$  voluto.

#### ***Calcolo del valore della rete di controreazione di $\mu A1$ e scelta dell'integrato e dei diodi:***

La rete di controreazione deve soddisfare l'uguaglianza

$$G1 = (R2 + R3) / R3 = 5.3$$

che non considera la presenza della  $Rd$  del diodo  $D1$  in serie a  $R2$ ; affinché, in effetti, la resistenza dinamica  $Rd$  e le sue inevitabili variazioni ( dovute alla corrente di lavoro, alla temperatura, alle tolleranze di produzione) non siano sensibili ai fini della determinazione del guadagno dovrà porsi  $R2 \gg Rd$ .

Valutando per  $D1$ , sulla base di dati generici sui diodi di segnale, un valore ragionevole di  $Rd$  di circa 150 ohm potremmo porre

$$R2 = 100 * Rd = 100 * 150 = 15000 \text{ ohm}$$

da cui segue il calcolo di  $R3$

$$R3 = R2 / ( G1 - 1 ) = 15000 \text{ ohm} / ( 5.3 - 1 ) = 3488 \text{ ohm} \text{ ( da arrotondare a } 3300 \text{ ohm )}$$

Il calcolo di  $C1$  si effettua, come sempre, imponendo la sua reattanza pari a circa

$$Xc1 = R3/100 = 33 \text{ ohm}$$

quindi:

$$C1 = 1 / ( 2 * \pi * f * Xc1 ) = 1 / ( 2 * 3.14 * 10000 \text{ Hz} * 33 \text{ ohm} ) = 0.48 \mu\text{F} \\ \text{(arrotondabile a } 0.47 \mu\text{F)}$$

La scelta di  $\mu A1$  può orientarsi su di un microamplificatore che presenti, alla frequenza di 10000 Hz, un guadagno libero di circa 100 volte  $G1$  (si veda appendice 1):

$$G \text{ libero} = 100 * G1 = 100 * 5.3 = 530 \text{ ( 55 dB)}$$

ed una tensione d'alimentazione di +/- 18 V.

Un circuito integrato con queste caratteristiche si può individuare nel tipo LH0003; questo microamplificatore, che consente di disporre di un guadagno libero di oltre 1000 volte a 10000 Hz, necessita di due condensatori di compensazione da collegarsi:

$Co1 = 90 \text{ pF}$  tra il terminale 1 ed il terminale 10

$Co2 = 90 \text{ pF}$  tra il terminale 5 e massa

I diodi di segnale  $D1$  e  $D2$ , presenti nella rete di controreazione, devono essere adatti a lavorare alla frequenza di 10000 Hz e devono presentare una resistenza dinamica media di circa 150 ohm, diodi con queste caratteristiche s'individuano nel tipo BAY71.

#### ***Calcolo della cellula d'integrazione:***

La cellula  $R5, C2$  deve essere calcolata per un tempo d'integrazione di 0.22 Sec. L'obiettivo si ottiene definendo inizialmente il valore di  $R5$  in modo che non rappresenti, da un lato, un carico sensibile per la rete di controreazione e dall'altro che non richieda un valore di  $C2$  troppo elevato; le due esigenze sono soddisfatte ponendo  $R5 = 0.22 \text{ Mohm}$ , con questo valore infatti le dimensioni di  $C2$  sono ragionevoli.

Dovendo essere la costante di tempo

$$T = R5 * C2 = 0.22 \text{ Sec.}$$

dove  $R$  è espresso in Mohm e  $C$  in  $\mu F$  si ha

$$C2 = 0.22 \text{ Sec.} / 0.22 \text{ Mohm} = 1 \mu F$$

#### ***Calcolo del valore della rete di controreazione di $\mu A2$ e scelta dell'integrato:***

Il circuito costruito con  $\mu A2$  è delegato ad amplificare tensioni continue e pertanto ha una rete di controreazione priva di condensatore di blocco, questi amplificatori richiedono un poco d'attenzione per l'instabilità dei fuori zero d'uscita dovuta a variazioni termiche od altro; per ottenere la migliore stabilità è buona norma che la resistenza collegata all'ingresso non invertente sia uguale al parallelo delle due resistenze della rete di controreazione.

La rete di controreazione deve soddisfare l'uguaglianza

$$G2 = (R6 + R7) / R7 = 5.3$$

Essendo la resistenza d'ingresso di  $\mu A2$  costituita dalla resistenza  $R5$  della cellula d'integrazione è opportuno che il parallelo di  $R6$  ed  $R7$  abbia tale valore. Le due semplici formule che seguono consentono il calcolo di  $R6$  ed  $R7$  in funzione di  $G2$  ed  $R5$ :

$$R6 = G2 * R5$$

$$R7 = R5 / [ 1 - ( 1 / G2 ) ]$$

Applicando le formule si calcola la rete di controreazione di  $\mu A2$ :

$$R6 = G2 * R5 = 5.3 * 0.22 \text{ Mohm} = 1.16 \text{ Mohm (arrotondabile ad 1 Mohm)}$$

$$R7 = R5 / [ 1 - ( 1 / G2 ) ] = 0.22 \text{ Mohm} / [ 1 - ( 1 / 5.3 ) ] = 0.27 \text{ Mohm}$$

La scelta di  $\mu A2$  può orientarsi su di un microamplificatore in corrente continua che presenti:

- un guadagno libero di circa 100 volte  $G2$  (si veda appendice 1):

$$G \text{ libero} = 100 * G2 = 100 * 5.3 = 530 (55 \text{ dB})$$

- una resistenza d'ingresso molto superiore ad  $R5$  per non caricare la cellula d'integrazione

- una tensione massima d'uscita superiore al valore massimo di:

$$V_{uc.c.} = G_{riv} * V_{ic.a. \text{ max}} = 12.8 * 0.7 V_{eff} = 8.9 V_{cc}$$

- un fuori zero d'uscita pari almeno ad 1/10 del segnale  $V_{uc.c.}$  minimo :

$$V_{fuorizero} = V_{uc.c. \text{ min}} / 10 = 0.128 V_{c.c.} / 10 = 12.8 \text{ mV}_{cc}$$

- una tensione d'alimentazione di +/- 18 V.

Un circuito integrato con queste caratteristiche si può individuare nel tipo LM108; questo microamplificatore consente di disporre di un guadagno libero in corrente continua di oltre 100000 volte, di una resistenza d'ingresso di circa 30 Mohm, di una tensione massima di 13 Vcc, di un fuori zero d'uscita di circa 10 mV per  $G2 = 5.3$ , di una tensione d'alimentazione di +/- 20 Vc.c. Il circuito necessita di un condensatore di compensazione da 4700 pF da collegarsi tra il terminale 1 ed il terminale 8.

Per il dimensionamento del rivelatore in caso di segnali d'ingresso in banda di rumore il procedimento di calcolo è simile a quello sopra riportato salvo l'applicazione della formula generale che è, come mostrato in precedenza:

$$V_{uc.c.} = V_{i \text{ eff.}} * G1 * G2 / \sqrt{2 * \pi}$$

dalla quale, ipotizzando in via preliminare che i due guadagni parziali possano essere uguali si ricava:

$$G = \sqrt{(2.5 V_{uc.c.} / V_{i \text{ eff.}})}$$

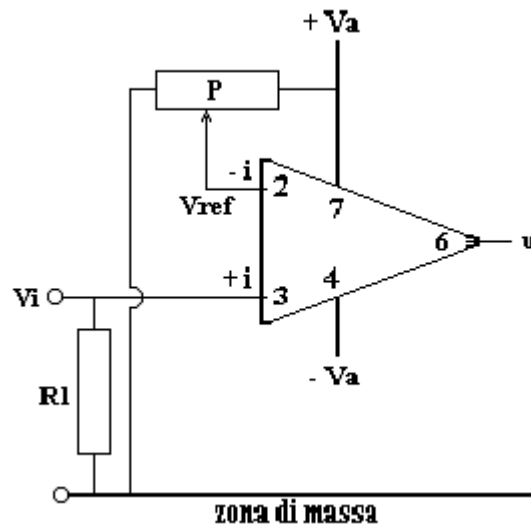
Nell'impiego delle due formule sopra esposte si deve ricordare che il valore del segnale di rumore d'ingresso, espresso con  $V_{ieff.}$ , s'intende misurato in tutta la banda di frequenze nella quale viene applicato al rivelatore.



### 4.13 Il circuito comparatore

Il circuito comparatore è utile in tutti quei casi in cui si debba eseguire un controllo d'ampiezza di tensioni continue; il dispositivo si realizza, generalmente, con un microamplificatore a guadagno libero collegato come mostrato in figura 4.21.

figura 4.21



Il circuito di figura è molto semplice ed il suo funzionamento è elementare; il microamplificatore è collegato, senza circuito di controreazione, come amplificatore in corrente continua, ed è, come s'è detto innanzi, a guadagno libero; l'ingresso invertente è polarizzato, tramite il cursore del potenziometro P, con una tensione continua positiva  $+V_{ref}$ , la tensione di polarizzazione viene amplificata dall'integrato e, dato l'elevato guadagno, porta il circuito in saturazione al massimo valore di tensione raggiungibile dall'uscita U. Il livello di saturazione raggiunto da U è di segno opposto di  $+V_{ref}$  dato che questa è applicata all'ingresso invertente; U sarà pertanto prossima, come livello, alla tensione negativa d'alimentazione  $-V_a$ .

Questa è la condizione di riposo del comparatore, condizione che viene cambiata quando una tensione continua positiva  $+V_i$ , applicata all'ingresso non invertente, supera il livello della tensione di riferimento  $+V_{ref}$ ; se si verifica questa situazione l'amplificatore cambia stato di saturazione da livello di tensione negativo a livello di tensione positivo con U prossimo alla tensione d'alimentazione  $+V_a$ .

Dal funzionamento illustrato deriva il nome di circuito "comparatore"; esso infatti consente il verificarsi di un evento, il cambiamento di stato del livello d'uscita, in corrispondenza della comparazione tra due livelli di tensione  $+V_i$  e  $+V_{ref}$ .

Per la verità il cambiamento di stato del circuito non si ha per la comparazione teorica

$$+V_i = +V_{ref}$$

ma per un valore di  $V_i$  di poco superiore a  $+V_{ref}$  secondo l'espressione

$$+V_i + \Delta = +V_{ref}$$

Si comprende come, minore potrà essere l'errore commesso  $\Delta$ , migliore sarà la precisione di comparazione del circuito.

Il comparatore di figura 4.21 può lavorare anche in modo opposto qualora, per necessità, si debba controllare il possibile decadimento di una tensione  $+V_i$  sempre presente all'ingresso del circuito rispetto ad un livello prefissato di riferimento  $+V_{ref}$ . In questo caso, a riposo, dovrà essere

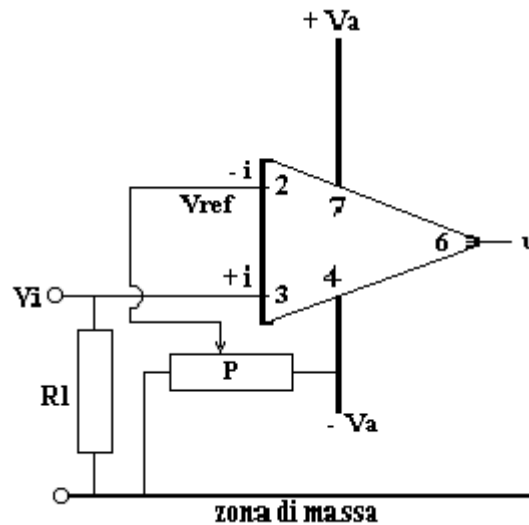
$$+ V_i > + V_{ref}$$

e l'uscita U sarà a livello positivo, qualora, a causa di decremento di  $V_i$  si verificasse la condizione

$$+ V_i < + V_{ref}$$

Per la comparazione di tensioni negative,  $-V_i$ , il circuito deve avere la tensione di riferimento di segno negativo così come risulta dallo schema di figura 4.22.

figura 4.22



In questa nuova configurazione circuitale l'ingresso invertente è polarizzato, tramite il cursore del potenziometro P, con una tensione continua negativa  $-V_{ref}$  che porta il circuito in saturazione al massimo valore di tensione positiva raggiungibile dall'uscita U. Questa è la condizione di riposo del comparatore, condizione che viene cambiata quando una tensione continua negativa  $-V_i$ , applicata all'ingresso non invertente, supera il livello della tensione di riferimento  $-V_{ref}$ ; se si verifica questa situazione l'amplificatore cambia stato di saturazione da livello di tensione positivo a livello di tensione negativo.

Per evitare confusione con le definizioni algebriche sui numeri relativi quest'ultima descrizione necessita di un chiarimento di carattere numerico:

Se ad esempio:

$$-V_{ref} = -10 \text{ V}$$

s'intenderà  $-V_i$  inferiore a  $-V_{ref}$  quando:

$$-V_i = -9 \text{ V}$$

s'intenderà  $-V_i$  superiore a  $-V_{ref}$  quando:

$$-V_i = -11$$

Impostiamo ora i calcoli per il progetto di un circuito comparatore:

**Dati di base:**

Sia da realizzare un comparatore in grado di controllare quando lo stato di variabilità di una tensione continua  $V_i$  di + 1.5 volt supera il +/- 10 %, il controllo deve essere fatto con un errore

massimo del +/- 1.5 % sui limiti di variabilità attesi. L'indicazione del fuori controllo deve essere fornita dall'accensione di una lampada di segnalazione da 28 V 0.1 A.

**Determinazione dei limiti di controllo:**

I limiti di controllo richiesti nel +/- 10 % su di 1.5 volt sono:

limite superiore  $L_s = +1.5 \text{ V} + 1.5 \text{ V} * (10/100) = +1.65 \text{ V}$

limite inferiore  $L_i = +1.5 \text{ V} - 1.5 \text{ V} * (10/100) = +1.35 \text{ V}$

**Determinazione dell'errore sui limiti di controllo:**

L'errore massimo sui limiti di controllo deve essere del +/- 1.5 %

L'errore sul limite superiore deve essere:

$\Delta 1 = 1.65 \text{ V} * 1.5 / 100 = +/-24.75 \text{ mV}$

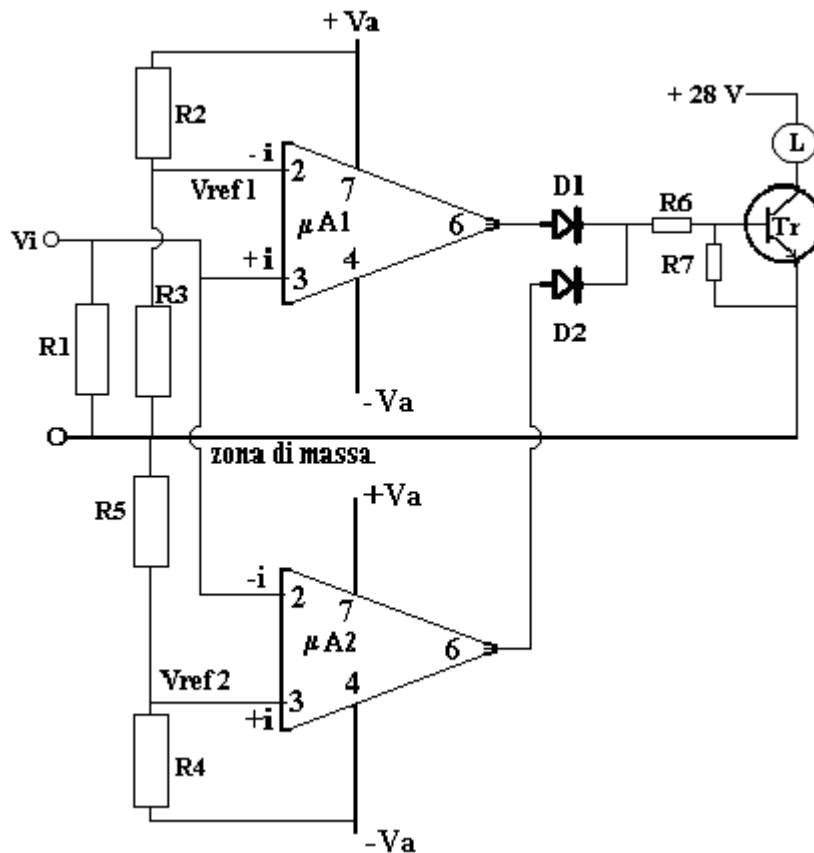
L'errore sul limite inferiore deve essere:

$\Delta 2 = 1.35 \text{ V} * 1.5 / 100 = +/-20.25 \text{ mV}$

**Caratteristiche generali del circuito di comparazione:**

I dati di base richiedono di eseguire una comparazione doppia, sia su  $V_i$  crescente che su  $V_i$  decrescente, ciò impone l'impiego di due integrati opportunamente collegati tra loro come mostrato nella figura 4.23

figura 4.23



In essa sono riportati i due microamplificatori,  $\mu A1$  e  $\mu A2$ , il primo avente la  $V_{ref} 1$  collegata all'ingresso invertente, determinata dal partitore  $R2, R3$  per il controllo di  $V_i$  nel superamento di  $L_s$ , il secondo con  $V_{ref} 2$  collegata all'ingresso non invertente, determinata dal partitore  $R4, R5$  per il controllo del decadimento di  $V_i$  sotto  $L_i$ .

La tensione  $V_i$  sotto controllo è applicata, ai capi di  $R_1$ , sia all'ingresso non invertente di  $\mu A1$  che all'ingresso invertente di  $\mu A2$ .

Le uscite di  $\mu A1$  e  $\mu A2$  costrette, in condizioni normali dalle rispettive  $V_{ref}$ , al livello di circa  $-V_a$ , sono collegate, tramite  $D1$  e  $D2$  ed  $R_6$ , alla base del transistor  $Tr$  chiusa a massa da  $R_7$ . Il transistor  $Tr$  ha sul collettore la lampada  $L$  per l'indicazione del fuori controllo ( si veda paragrafo 3.2 ). Il transistor, del tipo NPN, in condizioni normali non conduce; quando uno dei due integrati cambia stato, a seguito della fuoriuscita di  $V_i$  dai limiti di controllo, la sua tensione d'uscita diventata positiva e, tramite  $D1$  o  $D2$ , porta in conduzione  $Tr$  che provoca l'accensione della lampada di segnalazione  $L$ .

Le tensioni d'alimentazione  $\pm V_a$ , essendo utilizzate anche per le  $V_{ref}$ , devono essere stabilizzate entro il  $\pm 1\%$ .

### **Caratteristiche dei circuiti integrati:**

I circuiti integrati devono essere selezionati tra i tipi adatti a lavorare in corrente continua con tensioni e correnti di fuori zero d'ingresso che portino ad errori inferiori al  $\Delta$  minimo di  $\pm 20.25$  mV calcolato in precedenza.

Selezionato il microamplificatore LF355 come probabile integrato adatto al progetto, avendo una tensione di fuori zero  $V_{fz}$  di soli 13 mV massimi, nettamente inferiore a  $\Delta$ , dobbiamo controllare se anche le altre caratteristiche consentono di rientrare nei limiti imposti da  $\Delta$ .

L'integrato, avendo le seguenti caratteristiche:

- $I_{fz}$  = corrente di fuori zero d'ingresso = 2 nA massimo
- $I_{po}$  = corrente di polarizzazione d'ingresso = 8 nA massimo

se collegato a resistori d'ingresso di valori non superiori a 10000 ohm può avere:

- tensione di fuori zero dovuta ad  $I_{fz} = 2$  nA \* 10000 ohm = 20  $\mu$ V

- tensione di fuori zero dovuta ad  $I_{po} = 8$  nA \* 10000 ohm = 80  $\mu$ V

- valori di fuori zero che, anche se sommati a  $V_{fz} = 13$  mV, consentono al fuori zero globale di restare nettamente sotto al valore di  $\pm 20.25$  mV imposto dal progetto.

Si conclude quindi che l'integrato LF355 è idoneo per essere utilizzato nel nostro lavoro, anche senza il circuito esterno di compensazione del fuori zero.

### **Calcolo dei partitori per le tensioni di referenza:**

Per il calcolo dei partitori è necessario definire le tensioni d'alimentazione  $+V_a$  e  $-V_a$  che, in base alle caratteristiche d'alimentazione dell'integrato LF355, possono essere scelte a  $\pm 15$  V. Le tensioni d'alimentazione positiva e negativa devono essere stabilizzate entro il  $\pm 1\%$ .

I valori delle tensioni di referenza devono essere

$$V_{ref1} = L_s = +1.65 \text{ V}$$

da realizzarsi mediante il partitore  $R_2, R_3$  scrivendo:

$$15 \text{ V} / (R_2 + R_3) = V_{ref1} : R_3$$

ponendo ora, per la minimizzazione dei fuori zero,  $R_3 = 1000$  ohm  $R_2$  sarà:

$$R_2 = R_3 * (15 \text{ V} - V_{ref1}) / V_{ref1} = 1000 \text{ ohm} (15 \text{ V} - 1.65 \text{ V}) / 1.65 \text{ V} = 8090 \text{ ohm}$$

$$V_{ref2} = L_i = +1.35 \text{ V}$$

da realizzarsi mediante il partitore  $R_4, R_5$  scrivendo

$$15 \text{ V} / (R_4 + R_5) = V_{ref2} : R_5$$



ponendo ora, per la minimizzazione dei fuori zero,  $R_5 = 1000 \text{ ohm}$   $R_4$  sarà:

$$R_4 = R_5 * (15V - V_{ref2}) / V_{ref2} = 1000 \text{ ohm} (15V - 1.35V) / 1.35V = 10111 \text{ ohm}$$

Le resistenze dei partitori devono avere una precisione dell'ordine dell'1 %.

**Computi vari:**

-Il transistor  $Tr$  può essere scelto nel tipo 2N1711( si veda paragrafo 3.2 ).

-La resistenza  $R_1$ , non essendo richiesti particolari valori per la resistenza d'ingresso del circuito, può essere posta, per la minimizzazione dei fuori zero, al valore  $R_1 = 10000 \text{ ohm}$ .

-La resistenza  $R_6$  deve essere calcolata in base alla tensione di comando dovuta allo stato alto dell'uscita di uno degli integrati, valutabile per  $V_a = 15 \text{ V}$ , sulla scorta dei dati di catalogo,  $V_u = 13V$  e sulla scorta delle caratteristiche del 2N1711:

La corrente di base di  $Tr$ , con il carico della lampada  $L$ , sarà

$$I_b = 100 \text{ mA} / h_{FE} = 100 \text{ mA} / 100 = 1 \text{ mA}$$

valutando la somma delle due tensioni di giunzione del diodo e del transistor a  $1.4 \text{ V}$  si ha

$$R_6 = (V_u - 1.4 \text{ V}) / I_b = (13V - 1.4V) / 1 \text{ mA} = 11600 \text{ ohm} \text{ (arrotondabile a } 10000 \text{ ohm)}$$

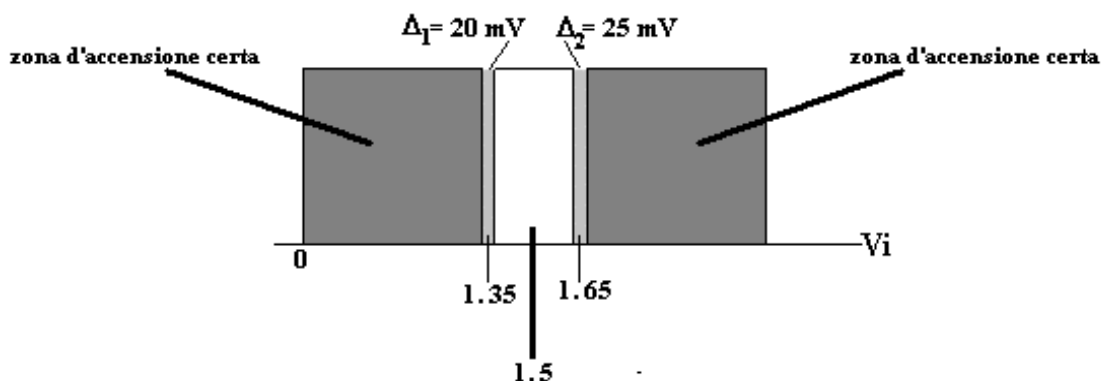
-La resistenza  $R_7$  ha il solo compito di non lasciare aperto il circuito di base di  $Tr$  quando quest'ultimo non è in conduzione, una resistenza da  $100 \text{ Kohm}$  è adatta.

-I diodi  $D_1$  e  $D_2$ , date le modeste tensioni di lavoro, possono essere selezionati nel tipo 1N2001

**Esame della risposta del comparatore alle variazioni di  $V_i$ :**

E' interessante mettere in grafico la risposta del comparatore alle variazioni di  $V_i$ ; la figura 4.24 mostra l'andamento dell'accensione della lampada di segnalazione in funzione dell'ampiezza di  $V_i$ . Il grafico non è in scala proporzionata all'ampiezza delle tensioni in gioco per consentire di evidenziare gli intervalli di  $\Delta$  delle tolleranze.

figura 4.24



La zona bianca, compresa tra  $(1.35 \text{ V} + \Delta_1/2)$  e  $(1.65 - \Delta_2/2)$  è l'intervallo entro il quale è accettata la variazione di  $V_i$  senza segnalazione di fuori controllo.

La zona grigio chiaro, compresa tra  $(1.35 \text{ V} - \Delta_1/2)$  e  $(1.35 \text{ V} + \Delta_1/2)$  è l'intervallo d'incertezza accettato nel quale si può avere segnalazione di fuori controllo o nessuna segnalazione.

La zona grigio chiaro, compresa tra  $(1.65 \text{ V} - \Delta_1/2)$  e  $(1.65 \text{ V} + \Delta_1/2)$  è l'intervallo d'incertezza accettato nel quale si può avere segnalazione di fuori controllo o nessuna segnalazione.

La zona grigio scuro sotto i  $(1.35 \text{ V} - \Delta_1/2)$  è zona certa di segnalazione di fuori controllo.

La zona grigio scuro sopra i  $(1.65 \text{ V} + \Delta_1/2)$  è zona certa di segnalazione di fuori controllo.

***Osservazioni di carattere generale:***

Nel progetto non si è accennato ai tempi di reazione del comparatore perché ciò non era richiesto dal sistema dovendo accendere una lampada che notoriamente ha un'inerzia elevata; possono però presentarsi casi in cui si renda necessaria una elevata velocità di transizione del comparatore da uno stato all'altro, in tali circostanze i circuiti integrati devono essere selezionati in base alla velocità di transizione richiesta.

Se non si possono disporre tensioni d'alimentazione  $\pm V_a$  stabilizzate entro le tolleranze richieste, si possono formare le tensioni di riferimento  $V_{ref}$  mediante un circuito ausiliario con diodo zener.

#### 4.14 Filtri attivi

I microamplificatori consentono la realizzazione di circuiti di filtraggio passa basso, passa alto, passa banda detti attivi.

Con questi circuiti si possono sostituire, a volte, gli analoghi filtri detti passivi che utilizzano soltanto componenti, quali condensatori ed induttanze, che non richiedono tensioni d'alimentazione. La teoria per il progetto di un filtro attivo è molto complicata ma la difficoltà può essere facilmente superata utilizzando configurazioni circuitali standard che, con l'ausilio di formule codificate, consentono il dimensionamento rapido del filtro desiderato.

I filtri passa basso sono strutture circuitali che consentono il passaggio di segnali elettrici dalla tensione continua a frequenze stabilite.

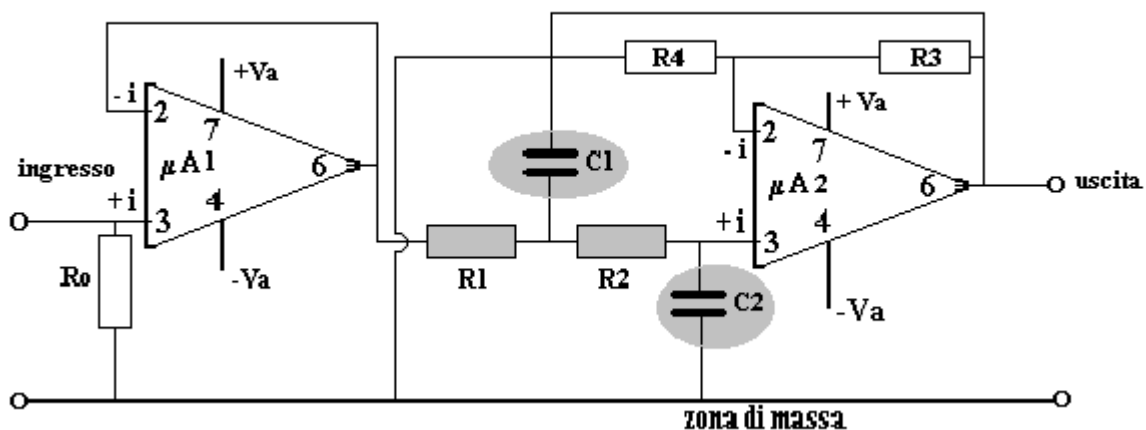
I filtri passa alto sono strutture circuitali che consentono il passaggio di segnali elettrici da una frequenza stabilita a tutte le frequenze superiori.

I filtri passa banda sono strutture circuitali che consentono il passaggio di segnali elettrici tra due frequenze stabilite.

##### 4.14.1 Filtri attivi passa basso

Uno dei filtri attivi passa basso, tra i più semplici, è riportato in figura 4.25.

figura 4.25



Lo schema è formato da due sezioni funzionali:

La prima, costituita dall'integrato  $\mu A1$ , ha il solo compito di offrire alla seconda sezione la bassa impedenza richiesta per il corretto funzionamento del filtro attivo.

La seconda, costruita attorno a  $\mu A2$ , costituisce, da sola, il filtro attivo; i componenti del circuito hanno le seguenti funzioni:

-i componenti marcati in grigio,  $R1, R2, C1, C2$ , formano la rete di sintesi che conferisce al filtro il valore caratteristico della "frequenza di taglio" e della "pendenza nella zona oltre  $f_0$ ".

-i componenti  $R3, R4$ , formano la rete di controreazione di  $\mu A2$  che consente alla "curva di risposta del filtro" di avere il profilo voluto.

Prima di proseguire nella descrizione del filtro, vediamo di chiarire parte della terminologia citata: Per "curva di risposta" di un filtro s'intende il profilo del grafico che mostra come varia l'attenuazione in dipendenza del variare della frequenza.

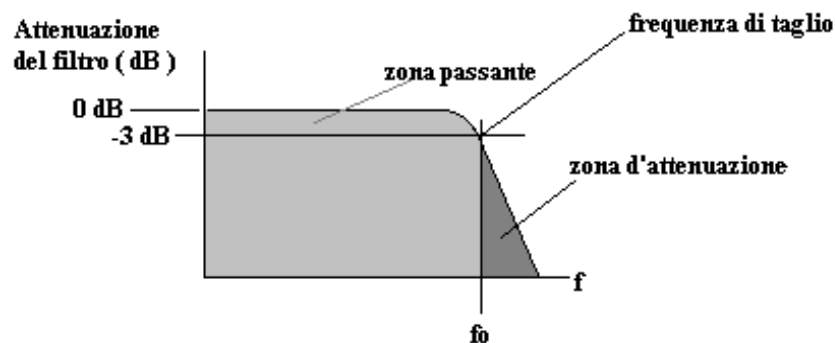
Per "frequenza di taglio" di un filtro passa basso s'intende il valore della frequenza,  $f_0$ , per la quale l'attenuazione, da nulla che era nella zona nella quale il segnale è destinato a transitare (zona

passante), inizia a mostrare il primo cenno d'attenuazione con una perdita di - 3 dB rispetto alla zona passante.

Per "pendenza nella zona oltre fo" s'intende l'entità d'attenuazione, espressa in deciBel, per ogni ottava di variazione (raddoppiamento della frequenza).

La curva indicativa di figura 4.26 mostra tanto la curva di risposta di un filtro passa basso quanto il posizionamento della frequenza di taglio fo.

figura 4.26



Mostrata la curva di risposta del filtro passa basso, vediamo come calcolarne i componenti tenendo sempre come base di lavoro lo schema di figura 4.25.

Lo schema indicato consente la realizzazione di filtri passa basso che, nella zona d'attenuazione, hanno sempre pendenza costante di 12 dB/ottava ( si veda appendice Ao).

Filtri con pendenze superiori possono essere progettati ma la loro complicazione non ne consente una facile realizzazione né in termini di progetto né di costruzione; circuiti del tipo accennato richiedono forze ed attrezzature disponibili soltanto in laboratori attrezzati.

La frequenza di taglio fo del nostro filtro attivo si calcola con la semplice formula:

$$f_o = 1 / 2 * \pi * R * C$$

dove

R = R1 = R2 espresse in ohm

C = C1 = C2 espresse in Farad

La formula impone quindi che i valori di R1 ed R2 siano uguali, così come uguali devono essere C1 e C2. Le tolleranze dei componenti devono essere entro 1% dei valori risultanti dai calcoli.

Nel calcolo dei componenti R e C si suggerisce di scegliere un adatto valore di R per poi calcolare C secondo l'espressione:

$$C = 1 / 2 * \pi * R * f_o$$

con la quale si calcola il valore della capacità C = C1 = C2 in dipendenza del valore di fo.

Il circuito di amplificazione di  $\mu A2$  deve essere in corrente continua dato che il filtro in oggetto, del tipo passa basso, ha il compito di trasferire nella banda passante tutti i segnali compresi tra frequenza zero ( segnale in corrente continua) e frequenza fo.

Il guadagno  $G_{cc}$  di  $\mu A2$  deve essere sempre impostato, inderogabilmente, al valore prestabilito di:

$$G_{cc} = 1.586$$

Per ottimizzare la stabilità in corrente continua di  $\mu A2$  i valori delle due resistenze  $R3$  ed  $R4$ , che formano l'anello di controreazione, devono essere calcolate secondo le formule:

$$R3 = G_{cc} * 2 * R$$

$$R4 = 2 * R / [ 1 - ( 1 / G_{cc} ) ]$$

Ora, sulla scorta degli elementi acquisiti, vediamo come progettare un filtro passa basso attivo mediante lo sviluppo del seguente esercizio:

***Dati di base:***

Sia da progettare un filtro passa basso attivo avente una banda passante compresa tra frequenza zero e 3000 Hz con una pendenza d'attenuazione fuori banda superiore a 10 dB/ottava ed una resistenza d'ingresso superiore a 10000 ohm..

***Scelta dei circuiti integrati:***

La scelta dei circuiti integrati è legata al valore di  $f_0$ ; se  $f_0$  è molto alta sarà necessario scegliere microamplificatori per alta frequenza, nel nostro caso invece con  $f_0 = 3000$  Hz, qualsiasi integrato con basso fuori zero d'ingresso potrà essere selezionato.

***Calcolo della rete di sintesi:***

Dato che studi ed esperienze suggeriscono di tenere, per quanto possibile, i valori di  $R1, R2$  uguali a 2000 ohm, il filtro passa basso viene progettato partendo dalla frequenza di taglio voluta,  $f_0 = 3000$  Hz ed un valore di  $R = 2000$  ohm +/- 1%, con questi dati si calcola il valore di  $C$ :

$$C = 1 / 2 * \pi * 2000 \text{ ohm} * 3000 \text{ Hz} = 26539 \text{ pF}$$

Saranno quindi  $C1 = C2 = C = 26539 \text{ pF} +/- 1\%$

***Calcolo della rete di controreazione di  $\mu A2$ :***

Il calcolo dei valori della rete di controreazione di  $\mu A2$  si eseguono con le formule indicate in precedenza con  $G_{cc} = 1.586$

$$R3 = 1.586 * 2 * 2000 \text{ ohm} = 6344 \text{ ohm} +/- 5\%$$

$$R4 = 2 * 2000 \text{ ohm} / [ 1 - ( 1 / 1.586 ) ] = 10825 \text{ ohm} +/- 5\%$$

***Calcolo di  $R_o$ :***

Essendo richiesta una resistenza d'ingresso del filtro maggiore di 10000 ohm il valore di  $R_o$  può essere scelto di poco superiore a 10000 ohm onde minimizzare le tensioni di fuori zero di  $\mu A1$ , quindi  $R_o = 22000$  ohm.

***Tracciamento della curva di risposta di riferimento:***

Per consentire il controllo del funzionamento del filtro si deve impiegare un tracciato campione sopra il quale sovrapporre i valori delle attenuazioni ricavati in sede di prova sul circuito sperimentale. Dato che tutti i profili delle curve di risposta di filtri attivi passa basso, costruiti secondo lo schema di figura 4.25, sono simili, basterà averne uno per cambiare di volta in volta il

valore di  $f_0$  e degli altri valori della scala delle frequenze per adattarlo al progetto in prova. La curva di risposta campione del nostro filtro è tracciata in figura 4.27; in essa si osserva che nella zona passante il guadagno del filtro è di 1.586 volte ( 4 dB), questo valore è dovuto al guadagno imposto in  $\mu A2$ . In corrispondenza della frequenza di taglio  $f_0 = 3000$  Hz il filtro mostra che il guadagno è sceso, ed inizia l'azione d'attenuazione, da 1,586 volte ( 4 dB ) a 1.11 volte ( 1 dB ) , oltre la frequenza di taglio il filtro attenua di circa 4 volte ( 12 dB) per ogni raddoppiamento della frequenza. Per la funzione matematica di calcolo dell'andamento della risposta si veda l'appendice A3.

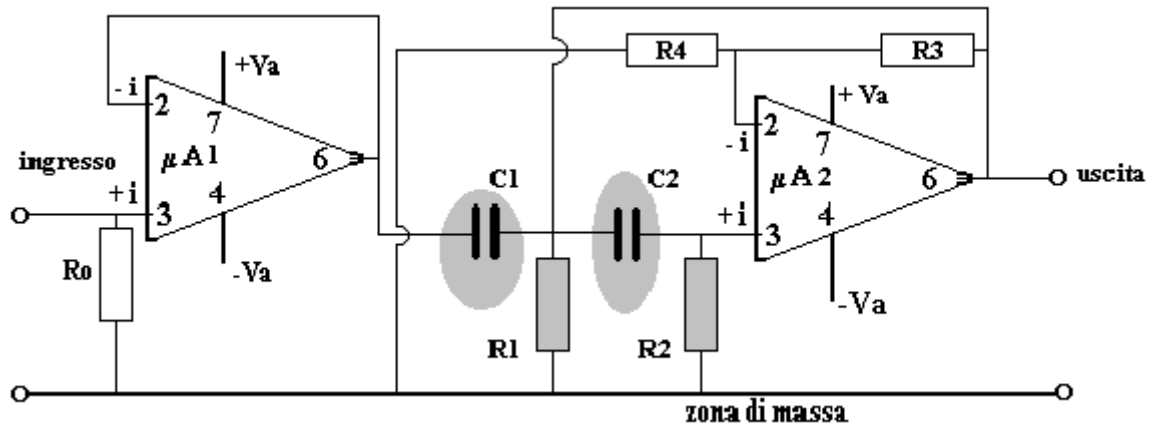
figura 4.27



#### 4.14.2 Filtri attivi passa alto

Uno dei filtri attivi passa alto, tra i più semplici, ha la struttura elettronica simile a quello di figura 4.25. ma sono invertite le posizioni di R1 con C1 e di R2 con C2 come mostrato in figura 4.28.

figura 4.28



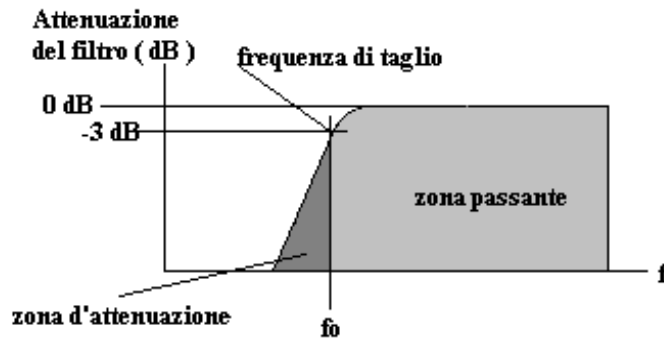
Lo schema è formato dalle due sezioni funzionali già descritte nel paragrafo 4.14.1.

Una definizione per la frequenza di taglio  $f_0$  di un filtro passa alto deve essere data; per  $f_0$  s'intende il valore della frequenza per la quale l'attenuazione, da nulla che era per valori di  $f > f_0$  (zona passante), inizia a mostrare il primo cenno d'attenuazione con una perdita di  $-3$  dB rispetto alla zona passante.

Per "pendenza nella zona sotto  $f_0$ " s'intende l'entità d'attenuazione, espressa in deciBel, per ogni ottava di variazione (dimezzamento della frequenza).

La curva indicativa di figura 4.29 mostra tanto la curva di risposta di un filtro passa alto quanto il posizionamento della frequenza di taglio  $f_0$ .

figura 4.29



Mostrata la curva di risposta del filtro passa alto vediamo come calcolarne i componenti tenendo sempre come base di lavoro lo schema di figura 4.28.

Lo schema indicato consente la realizzazione di filtri passa alto che, nella zona d'attenuazione, hanno sempre pendenza costante di 12 dB/ottava.

La frequenza di taglio  $f_0$  del passa alto si calcola con una formula identica a quella del passa basso:

$$f_0 = 1 / 2 * \pi * R * C$$

dove

$R = R1 = R2$  espresse in ohm

$C = C1 = C2$  espresse in Farad

La formula impone quindi che i valori di R1 ed R2 siano uguali, così come uguali devono essere C1 e C2. Le tolleranze dei componenti devono essere entro 1% dei valori risultanti dai calcoli.

Nel calcolo dei componenti R e C si suggerisce di scegliere un adatto valore di R per poi calcolare C secondo l'espressione:

$$C = 1 / 2 * \pi * R * f_0$$

con la quale si calcola il valore della capacità  $C = C1 = C2$  in dipendenza del valore di  $f_0$ .

Il circuito di amplificazione di  $\mu A2$  può essere in corrente continua anche se il filtro passa alto non lo richiede.

Il guadagno  $G_{cc}$  di  $\mu A2$  deve essere sempre impostato, inderogabilmente, al valore prestabilito di:

$$G_{cc} = 1.586$$

Per ottimizzare la stabilità in corrente continua di  $\mu A2$  i valori delle due resistenze R3 ed R4, che formano l'anello di controreazione, devono essere calcolate secondo le formule:

$$R3 = G_{cc} * 2 * R$$

$$R4 = 2 * R / [ 1 - ( 1 / G_{cc} ) ]$$

Sulla scorta degli elementi acquisiti, vediamo come progettare un filtro passa alto attivo mediante lo sviluppo del seguente esercizio:

#### ***Dati di base:***

Sia da progettare un filtro passa alto attivo avente una banda passante che inizia dalla frequenza di 10000 Hz con una pendenza d'attenuazione fuori banda superiore a 9 dB/ottava ed una resistenza d'ingresso superiore a 10000 ohm.

#### ***Scelta dei circuiti integrati:***

La scelta dei circuiti integrati è legata al valore della frequenza più elevata che si pensa debba transitare nel passa alto; se tale frequenza è molto elevata, sarà necessario scegliere microamplificatori per alta frequenza.

#### ***Calcolo della rete di sintesi:***

Dato che studi ed esperienze suggeriscono di tenere, per quanto possibile, i valori di R1,R2 uguali a 2000 ohm, il filtro passa alto viene progettato partendo dalla frequenza di taglio voluta,  $f_0 = 10000$  Hz ed un valore di  $R = 2000$  ohm +/- 1%, con questi dati si calcola il valore di C:

$$C = 1 / 2 * \pi * 2000 \text{ ohm} * 10000 \text{ Hz} = 7961 \text{ pF}$$

Saranno quindi  $C1 = C2 = C = 7961$  pF +/- 1%

#### ***Calcolo della rete di controreazione di $\mu A2$ :***

Il calcolo dei valori della rete di controreazione di  $\mu A2$  si eseguono con le formule indicate in precedenza con  $G_{cc} = 1.586$

$$R3 = 1.586 * 2 * 2000 \text{ ohm} = 6344 \text{ ohm} +/- 5\%$$



$$R4 = 2 * 2000 \text{ ohm} / [ 1 - ( 1 / 1.586 ) ] = 10825 \text{ ohm} \pm 5\%$$

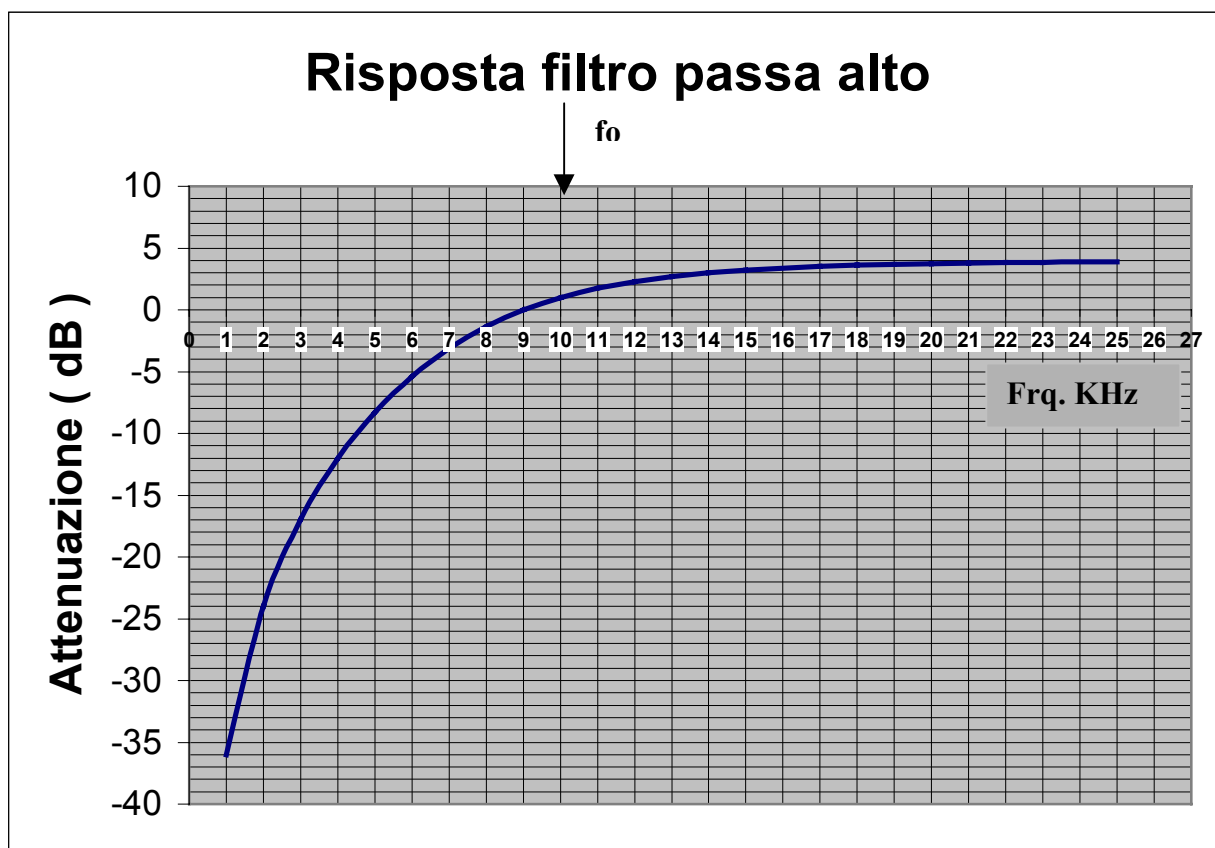
**Calcolo di Ro:**

Essendo richiesta una resistenza d'ingresso del filtro maggiore di 10000 ohm il valore di Ro può essere scelto di poco superiore a 10000 ohm onde minimizzare le tensioni di fuori zero di  $\mu A1$ , quindi  $R_o = 22000 \text{ ohm}$ .

**Tracciamento della curva di risposta di riferimento:**

Per consentire il controllo del funzionamento del filtro si deve impiegare un tracciato campione sopra il quale sovrapporre i valori delle attenuazioni ricavati in sede di prova sul circuito sperimentale. Dato che tutti i profili delle curve di risposta di filtri attivi passa alto, costruiti secondo lo schema di figura 4.28, sono simili, basterà averne uno per cambiare di volta in volta il valore di  $f_o$  e degli altri valori della scala delle frequenze per adattarlo al progetto in prova. La curva di risposta campione del nostro filtro è tracciata in figura 4.30; in essa si osserva che nella zona passante il guadagno del filtro è di 1.586 volte ( 4 dB), valore dovuto al guadagno imposto in  $\mu A2$ . In corrispondenza della frequenza di taglio  $f_o = 10000 \text{ Hz}$  il filtro mostra che il guadagno è sceso, ed inizia l'azione d'attenuazione, da 1,586 volte ( 4 dB ) a 1.11 volte ( 1 dB ) ; sotto la frequenza di taglio il filtro attenua di circa 4 volte ( 12 dB) per ogni dimezzamento della frequenza. Per la funzione matematica di calcolo dell'andamento della risposta si veda l'appendice A3.

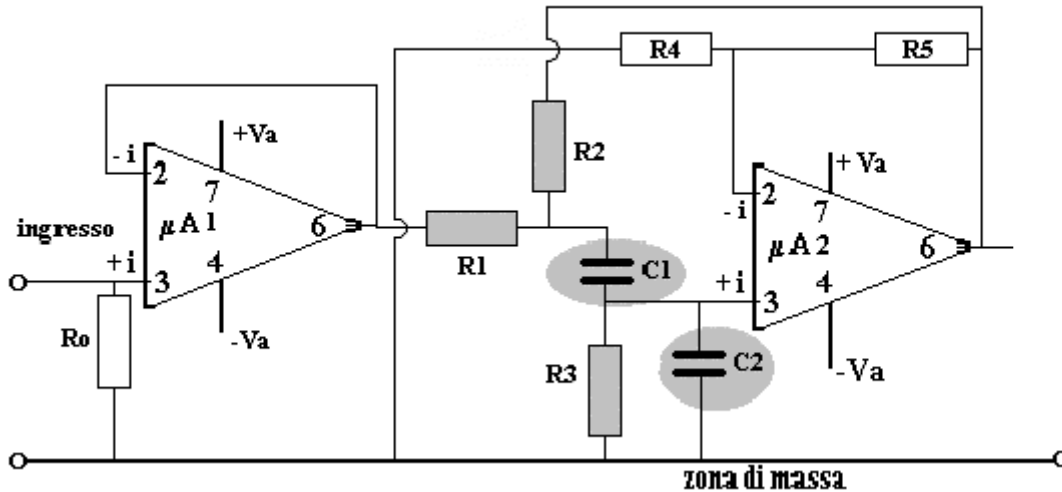
figura 4.30



### 4.14.3 Filtri attivi passa banda

Lo schema di un filtro attivo passa banda, realizzato con elettronica simile alla precedente, è riportato in figura 4.31.

figura 4.31



Lo schema è formato da due sezioni funzionali:

La prima, costituita dall'integrato  $\mu A1$ , ha il solo compito di offrire alla seconda sezione la bassa impedenza richiesta per il corretto funzionamento del filtro attivo.

La seconda, costruita attorno a  $\mu A2$ , costituisce, da sola, il filtro attivo; i componenti del circuito hanno le seguenti funzioni:

-i componenti marcati in grigio,  $R1, R2, R3, C1, C2$ , formano la rete di sintesi che conferisce al filtro il valore caratteristico della "frequenza di centro banda" e della "larghezza di banda".

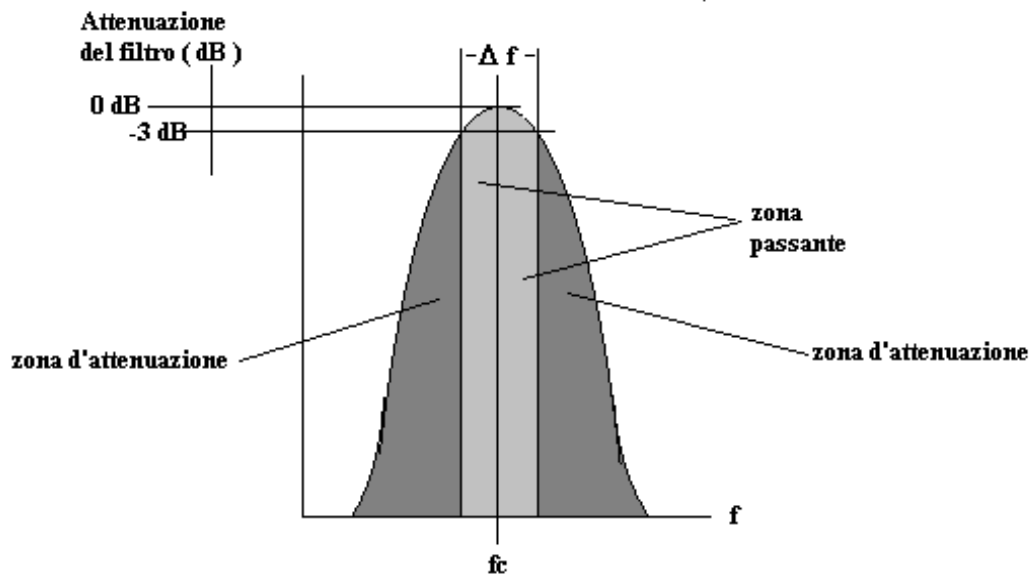
-i componenti  $R4, R5$  formano la rete di controreazione di  $\mu A2$  che consente alla "curva di risposta del filtro" di avere il profilo voluto.

Prima di proseguire nella descrizione del filtro vediamo di chiarire parte della terminologia citata: Per "frequenza di centro banda" di un filtro passa banda s'intende la frequenza per la quale il filtro viene progettato.

Per "larghezza di banda" di un filtro passa banda s'intende il valore dell'intervallo di frequenza,  $\Delta f$ , oltre il quale l'attenuazione, da modesta che era nella zona nella quale il segnale è destinato a transitare (zona passante), inizia a mostrare il primo cenno d'attenuazione con una perdita di  $-3$  dB rispetto alla zona passante.

La curva indicativa di figura 4.32 mostra la "curva di risposta di un filtro passa banda" ed il posizionamento della frequenza centrale  $f_0$  e dell'intervallo  $\Delta f$ .

figura 4.32



Mostrata la curva di risposta del filtro vediamo come calcolarne i componenti tenendo sempre come base di lavoro lo schema di figura 4.31:

La frequenza  $f_c$  di centro banda del filtro e la larghezza di banda  $\Delta f$  si calcolano con la formule:

$$f_c = 1 / [(2 * \pi * R * C * \sqrt{(1 + R / R1)}]$$

$$\Delta f = 2 / (2 * \pi * C * R1)$$

dove

$R1$  espressa in ohm

$R = R2 = R3$  espresse in ohm

$C = C1 = C2$  espresse in Farad

Le formule impongono che i valori di  $R2$  ed  $R3$  siano uguali tra loro, così come uguali devono essere  $C1$  e  $C2$ . Le tolleranze dei componenti devono essere entro 1% dei valori risultanti dai calcoli.

Per il calcolo dei valori dei componenti  $R1$ ,  $R2$ ,  $R3$ ,  $C1$ ,  $C2$  è conveniente trasformare le formule sopra indicate per ottenere:

$$C = 1 / (\pi * \Delta f * R1)$$

$$R = (1 / 2 * \pi * f_c * C)$$

Le formule sono valide se, dopo aver scelto  $R1$ , risulta che il rapporto  $R1/R > 6$ .

La prima formula consente il calcolo di  $C = C1 = C2$  in dipendenza del valore di  $\Delta f$  e  $R1$ .

La seconda formula consente il calcolo di  $R = R2 = R3$  in dipendenza di  $C$  e di  $f_c$ .

Il circuito di amplificazione di  $\mu A2$  può essere in corrente continua anche se il filtro passa banda non lo richiede.

Il guadagno  $G_{cc}$  di  $\mu A2$  deve essere sempre impostato, inderogabilmente, al valore prestabilito di:

$$G_{cc} = 3$$

Per ottimizzare la stabilità in corrente continua di  $\mu A2$  i valori delle due resistenze  $R3$  ed  $R4$ , che formano l'anello di controreazione, devono essere calcolate secondo le formule:

$$R5 = G_{cc} * 2 * R3$$

$$R4 = 2 * R3 / [ 1 - ( 1 / G_{cc} ) ]$$

Ora, sulla scorta degli elementi acquisiti, vediamo come progettare un filtro passa banda attivo mediante lo sviluppo del seguente esercizio:

***Dati di base:***

Sia da progettare un filtro passa banda attivo avente una frequenza di centro banda  $f_c = 10000$  Hz ed una larghezza di banda  $\Delta f = 500$  Hz.

La resistenza d'ingresso deve essere superiore a 10000 ohm..

***Scelta dei circuiti integrati:***

La scelta dei circuiti integrati è legata al valore di  $f_c$ ; se  $f_c$  è molto alta, sarà necessario scegliere microamplificatori per alta frequenza, nel nostro caso invece con  $f_c = 10000$  Hz, qualsiasi integrato con basso fuori zero d'ingresso potrà essere selezionato.

***Calcolo della rete di sintesi:***

Iniziamo il calcolo con la determinazione del valore di  $C = C1 = C2$  in funzione del  $\Delta f$  voluto,  $\Delta f = 500$  Hz, secondo la formula

$$C = 1 / ( \pi * \Delta f * R1 )$$

per far ciò dobbiamo scegliere un valore per  $R1$  che non rappresenti, da un lato, un carico eccessivo per  $\mu A1$  e dall'altro un valore troppo elevato tale da rendere il valore di  $C$  troppo piccolo; un ragionevole compromesso è di porre  $R1 = 100000$  ohm quindi:

$$C = 1 / ( 3.14 * 500 \text{ Hz} * 100000 \text{ ohm} ) = 6369 \text{ pF}$$

Saranno quindi  $C1 = C2 = C = 6369 \text{ pF} \pm 1\%$

Proseguiamo ora con il calcolo di  $R$  in funzione del valore di  $f_c = 10000$  Hz e di  $C$  sopra determinato con la formula:

$$R = ( 1 / 2 * \pi * f_c * C )$$

$$R = 1 / ( 6.28 * 10000 \text{ Hz} * 6369 * 10^{-12} \text{ F} ) = 2500 \text{ ohm}$$

Saranno quindi  $R2 = R3 = R = 2500 \text{ ohm} \pm 1\%$

**Verifica del rapporto R1/R:**

La verifica del rapporto R1/R è indispensabile per l'accettazione dei valori dei componenti calcolati; deve essere

$$R1 / R > 6$$

Dai nostri calcoli risulta :

$$R1 = 100000 \text{ ohm}$$

$$R = 2500 \text{ ohm}$$

Quindi

$$R1 / R = 100000 \text{ ohm} / 2500 \text{ ohm} = 40$$

soddisfa l'assunto.

**Calcolo della rete di controreazione di  $\mu A2$ :**

Il calcolo dei valori della rete di controreazione di  $\mu A2$  si eseguono con le formule indicate in precedenza con  $G_{cc} = 3$

$$R5 = 3 * 2 * 2500 \text{ ohm} = 15000 \text{ ohm}$$

$$R4 = 2 * 2500 \text{ ohm} / [ 1 - ( 1 / 3 ) ] = 7500 \text{ ohm}$$

**Calcolo di Ro:**

Essendo richiesta una resistenza d'ingresso del filtro maggiore di 10000 ohm il valore di Ro può essere scelto di poco superiore a 10000 ohm onde minimizzare le tensioni di fuori zero di  $\mu A1$ , quindi Ro = 22000 ohm.

**Tracciamento della curva di risposta di riferimento:**

Per consentire il controllo del funzionamento del filtro si deve impiegare un tracciato campione sopra il quale sovrapporre i valori delle attenuazioni ricavati in sede di prova sul circuito sperimentale. Dato che tutti i profili delle curve di risposta di filtri attivi passa banda, costruiti secondo lo schema di figura 4.31, sono simili, basterà averne uno per cambiare di volta in volta il valore di  $f_c$  e  $\Delta F$  e degli altri valori della scala delle frequenze per adattarlo al progetto in prova.

Con l'aiuto della funzione citata la curva di risposta del nostro filtro è tracciata in figura 4.33; in essa si osserva che il massimo è in corrispondenza della frequenza  $f_c = 10000 \text{ Hz}$ , la zona passante è compresa tra 9750 Hz e 10250 Hz, così come si confà ad un  $\Delta f = 500 \text{ Hz}$ , l'attenuazione alle frequenze di 9750 Hz e 10250 Hz è di 3 dB.

È interessante indicare come varia l'attenuazione del filtro di banda nei campi di variabilità della frequenza non riportati nel grafico di figura 4.33:

Nell'intervallo da 10000 Hz a 16000 Hz l'ampiezza scende fino a raggiungere un'attenuazione di circa 26 dB, per frequenze superiori a 16000 Hz la curva d'attenuazione è molto meno inclinata e si avvicina ad una pendenza di soli 6 dB/ottava.

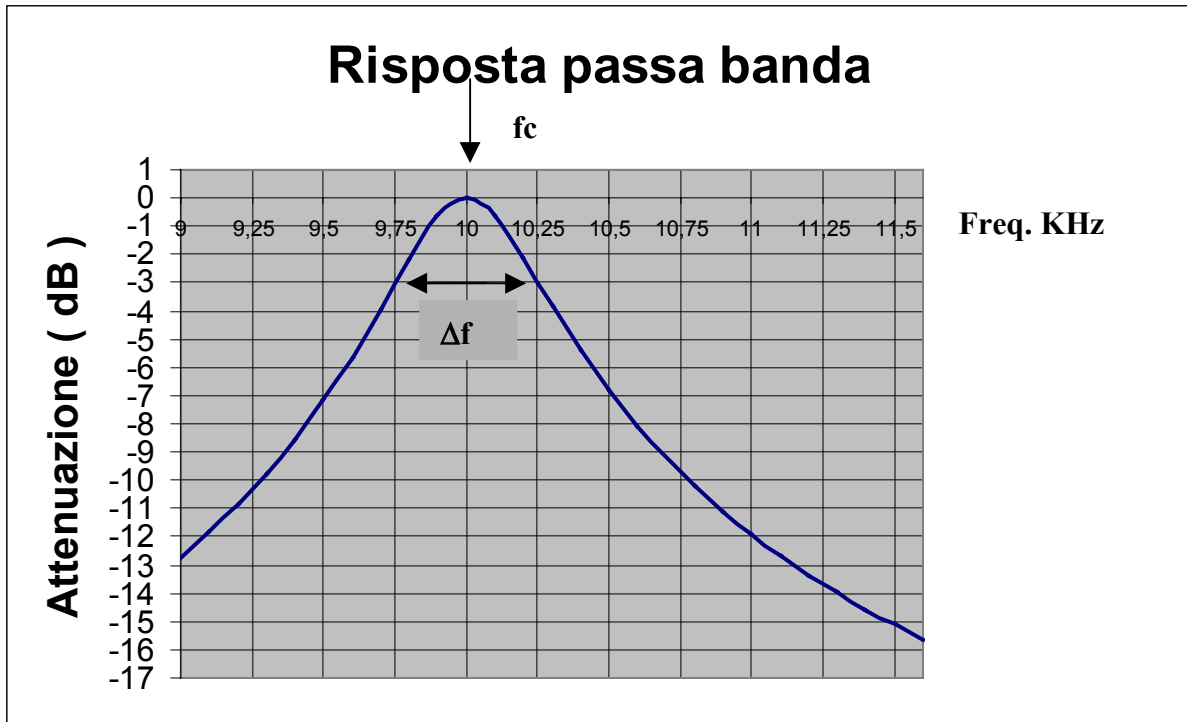
Nell'intervallo da 10000 Hz a 6000 Hz l'ampiezza scende fino a raggiungere un'attenuazione di circa 26 dB, per frequenze inferiori a 6000 Hz la curva d'attenuazione è molto meno inclinata e si avvicina ad una pendenza di soli 6 dB/ottava.

La curva non mostra il guadagno che il circuito 4.30 presenta alla frequenza di centro banda, come invece lo mostravano le curve di risposta dei filtri passa basso e passa alto illustrate nei paragrafi precedenti, ma soltanto l'attenuazione rispetto al guadagno unitario indicato al livello di 0 dB.

Il guadagno complessivo a centro banda è legato ai valori dei componenti ed è di circa 3.5 dB.

Per la funzione matematica di calcolo dell'andamento della risposta si veda l'appendice A3.

figura 4.33



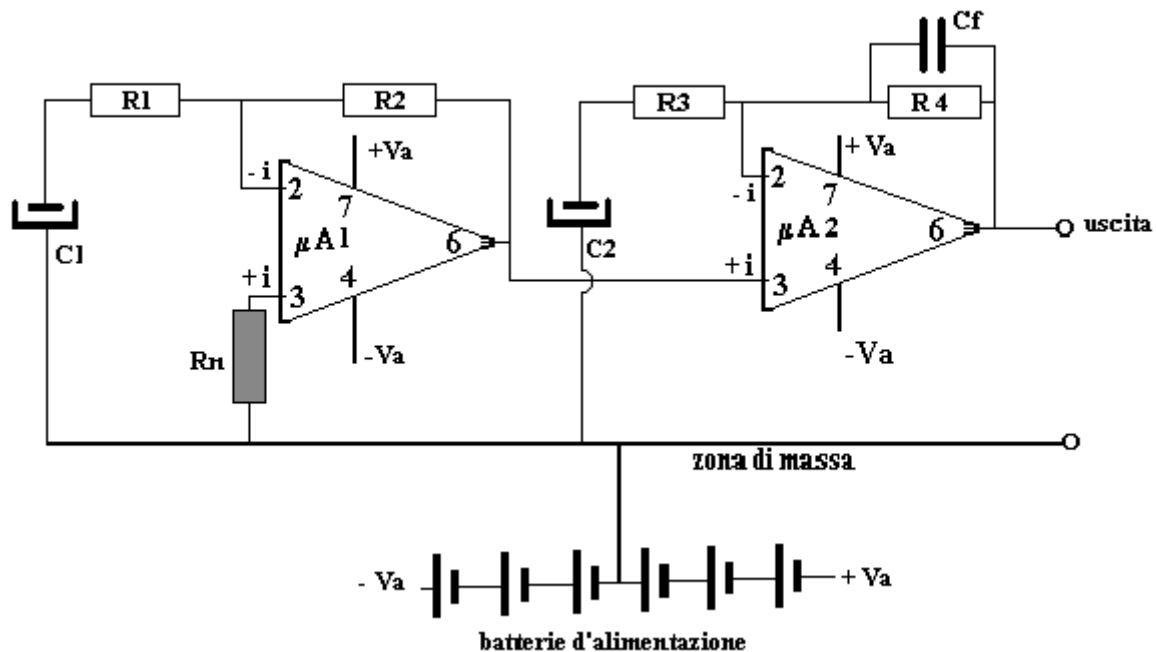
#### 4.15 Generatore di rumore

Per generatore di rumore s'intende un circuito elettronico in grado di fornire all'uscita una tensione di rumore, di livello noto, da utilizzarsi in molte attività sperimentali di laboratorio.

Un generatore di questo tipo si basa semplicemente su di una resistenza che, a causa dell'agitazione degli elettroni dovuta alla temperatura, genera ai suoi capi, in modo naturale, una piccola tensione di rumore; detta tensione è poi amplificata opportunamente da due microamplificatori disposti in cascata.

Uno schema di generatore di rumore è proposto in figura 4.34.

figura 4.34



Il circuito mostra, a tratto ombreggiato, la resistenza  $R_n$  delegata a fornire la tensione di rumore che, dopo amplificazione, viene resa disponibile all'uscita del generatore.

La tensione di  $R_n$  è applicata all'ingresso non invertente di  $\mu A1$  per subire un primo innalzamento di livello;  $\mu A1$  deve avere una tensione di rumore proprio nettamente inferiore a quella generata da  $R_n$  affinché quest'ultima si possa considerare, ai fini del calcolo dei livelli, l'unico generatore di rumore.

L'uscita di  $\mu A1$  viene amplificata da  $\mu A2$  per il raggiungimento di livelli di tensione di rumore significativi; il condensatore  $C_f$  disposto nel circuito di controreazione di  $\mu A2$  e  $C2$  ha il compito di limitare la banda del rumore generato, se ciò è richiesto.

Il generatore di rumore deve essere alimentato, in  $+V_a$  e  $-V_a$ , con batterie a secco onde evitare che collegamenti con alimentatori in c.c. connessi alla rete 220 V c.a. possano mescolare alla tensione di rumore prodotta da  $R_n$ , componenti spurie a 50 Hz ed altro.

L'ampiezza della tensione di rumore generata da  $R_n$ , espressa in Volt/ $\sqrt{\text{Hz}}$ , è definita dalla formula:

$$V_{rn} \approx \sqrt{(1.5 * 10^{-20} * R_n)}$$

Vediamo come dimensionare un generatore di rumore secondo lo schema di figura 4.34:

***Dati di base:***

Sia da costruire un generatore di rumore in grado di fornire una tensione di circa 0.1 V<sub>eff</sub> nella banda di frequenze compresa tra 10 e 1000 Hz a -3 dB, con pendenza oltre il taglio di 6 dB/ottava.

***Dimensionamento di R<sub>n</sub> e valutazione del rumore generato:***

Nella scelta del valore di R<sub>n</sub> si deve osservare:

Maggiore è il valore di R<sub>n</sub> più elevata è la tensione generata dalla resistenza.

Maggiore è il valore di R<sub>n</sub> più elevata risulta l'impedenza d'ingresso di μA1 con il rischio d'interferenze elettriche dall'esterno.

Valori compresi tra 1 Mohm e 4.7 Mohm si sono dimostrati praticamente buoni compromessi tra i due problemi; un valore di R<sub>n</sub> = 3.3 Mohm è pertanto una ottima scelta.

Si deve calcolare V<sub>rn</sub> secondo la formula

$$V_{rn} \approx \sqrt{(1.5 * 10^{-20} * R_n)}$$

valida se R<sub>n</sub> è del tipo ad impasto di carbone.

$$V_{rn} \approx \sqrt{(1.5 * 10^{-20} * 3.3 * 10^6)} = 0.22 \mu V/\sqrt{Hz}$$

Il valore spettrale del rumore deve essere trasformato nella banda richiesta di 990 Hz abbiamo quindi:

$$V_{rn} = 0.22 \mu V/\sqrt{Hz} * \sqrt{990} = 7 \mu V_{eff}$$

***Calcolo del guadagno elettronico:***

Il guadagno elettronico richiesto ai due microamplificatori è di:

$$G_e = V_{nu} / V_{rn}$$

Dove V<sub>nu</sub> è la tensione di rumore richiesta in uscita nella banda 990 Hz e V<sub>rn</sub> è la tensione generata da R<sub>n</sub> nella stessa banda, si ha perciò:

$$G_e = 0.1 V_{eff} / 7 \mu V_{eff} = 14285 \text{ volte (83 dB)}$$

Questo guadagno può essere diviso in due quote, q<sub>p</sub>, uguali tra μA1 e μA2 come segue:

$$q_p = \sqrt{G_e}$$

$$q_p = \sqrt{14285} = 119 \text{ volte (41.5 dB)}$$

***Calcolo delle reti di controeazione:***

Avendo stabilito che i due microamplificatori abbiano lo stesso guadagno, si avrà:

$$R_1 = R_3$$

$$R_2 = R_4$$

e quindi dovrà risultare  $R_1 + R_2 / R_1 = q_p = 119 \text{ volte}$



Fissando  $R_2 = 100000$  ohm, per non caricare i circuiti integrati, si ha:

$$R_1 = R_2 / (q_p - 1) = 100000 \text{ ohm} / (119 - 1) = 847 \text{ ohm} \text{ (arrotondabile a } 820 \text{ ohm)}$$

Il valore di  $C_1$ , per non creare tagli in frequenza su  $\mu A_1$ , deve essere circa  $X_{c1} = R_1/100$ , perciò  $X_{c1} = 8.2$  ohm alla frequenza inferiore della banda (10 Hz), quindi:

$$C_1 = 1 / 6.28 * 10 \text{ Hz} * 8.2 \text{ ohm} = 1941 \text{ } \mu\text{F} \text{ (arrotondabile a } 2200 \text{ } \mu\text{F)}$$

Vediamo i tagli di frequenza che devono operare su  $\mu A_2$ :

Un taglio deve essere fatto; -3dB a 10 Hz dimensionando  $C_2$

Un taglio deve essere fatto; -3dB a 1000 Hz dimensionando  $C_f$

La reattanza di  $C_2$  a 10 Hz dovrà essere

$$X_{c2} = R_3 = 820 \text{ ohm}$$

quindi

$$C_2 = 1 / 6.28 * 10 \text{ Hz} * 820 \text{ ohm} = 19.4 \text{ } \mu\text{F} \text{ (arrotondabile a } 22 \text{ } \mu\text{F)}$$

La reattanza di  $C_f$  deve essere calcolata con la formula

$$X_{cf} = 0.707 * q_p * R_4 / \sqrt{[ R_4^2 - ( 0.707 * q_p )^2 ]}$$

$$X_{cf} = 0.707 * 119 * 100000 \text{ ohm} / \sqrt{[ 100000^2 - ( 0.707 * 119 )^2 ]} = 84.14 \text{ ohm}$$

Dalla quale il valore di  $C_f$

$$C_f = 1 / 6.28 * 1000 \text{ Hz} * 84.14 \text{ ohm} = 1.89 \text{ } \mu\text{F} \text{ (arrotondabile a } 2.2 \text{ } \mu\text{F)}$$

### ***Scelta dei microamplificatori:***

Per  $\mu a_1$  ci si deve orientare su di un circuito integrato con un rumore proprio nettamente inferiore al rumore generato da  $R_n$

$$V_{rn} = 0.22 \text{ } \mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$$

Il microamplificatore OPA27 ha un rumore proprio massimo  $V_o$  inferiore a  $6 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$  ovvero uguale a  $0.006 \text{ } \mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$  che soddisfa la condizione imposta.

Per  $\mu a_2$  si deve comparare il rumore proprio con il rumore  $V_{rn}$  amplificato da  $\mu a_1$ .

Essendo  $q_p = 119$  volte si ha:

$$\text{rumore in uscita da } \mu a_1 = V_{rn} * q_p = 0.22 \text{ } \mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}} * 119 \text{ volte} = 26 \text{ } \mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$$

Il microamplificatore LF156 ha un rumore proprio massimo  $V_o$  dell'ordine di  $20 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$  ovvero uguale a  $0.02 \text{ } \mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$  che soddisfa la condizione imposta.

***Elenco dei componenti:***

Resistenze al 5%,  $\frac{1}{4}$  W

$\mu$ A1 = OPA27

$\mu$ A2 = LF156

Rn = 3.3 Mohm ( ad impasto)

R1 = R3 = 820 ohm

R4 = R5 = 100000 ohm

C1 = 2200  $\mu$ F

C2 = 22  $\mu$ F

Cf = 1700 pF

Batterie d'alimentazione +14V ; -14 V

***Suggerimenti per la costruzione:***

Il generatore di rumore deve essere realizzato con cura in una piastrina isolante da inserire in un piccolo contenitore metallico collegato alla massa del circuito.

Le batterie, da +/-14 V, devono essere poste all'interno del contenitore e devono essere collegate al circuito con cavetti corti, su ciascuna batteria deve essere poi collegato un condensatore da 1000  $\mu$ F.

La prima sezione del circuito, formata da  $\mu$ A1, Rn, R1,R2,C1, deve essere schermata dalla seconda sezione con una lastrina metallica ortogonale alla piastrina dell'elettronica.

L'uscita del generatore deve essere collegata ad un connettore BNC fissato al contenitore.

L'unico elemento che deve fuoriuscire dal contenitore deve essere l'interruttore doppio d'accensione.

#### 4.16 Circuito d'interfaccia tra analogico e digitale

Dopo l'elaborazione di segnali analogici capita sovente di dover trasferire detti segnali nell'ambito della circuitazione digitale a scopi più diversi; le modalità di trasferimento tra analogico e digitale sono di due tipi:

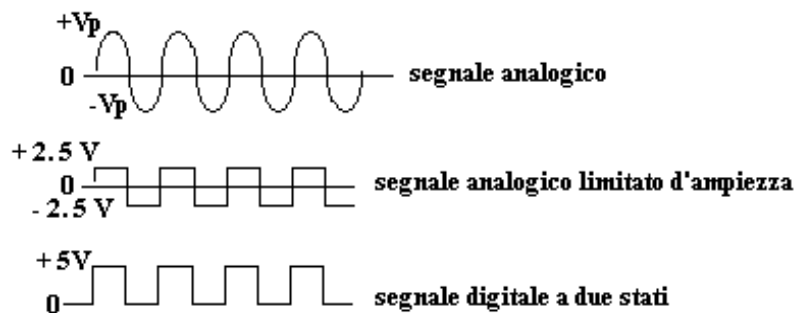
Trasferimento dei segnali analogici mediante conversione A/D (analogica/digitale) che consente di trasformare i primi in numeri binari adatti ad essere trattati, ad esempio, da un computer.

Trasferimento dei segnali analogici mediante conversione di stato che consente di trasformare i segnali analogici in segnali digitali che rappresentano soltanto la polarità dei primi (anche questo tipo di conversione può essere richiesto, ad esempio, per introdurre dati particolari in un computer).

Dei due tipi di trasferimento dei segnali analogici in digitale ci occuperemo soltanto del secondo dato che il primo riguarda quasi esclusivamente le tecniche digitali che non fanno parte del presente manuale.

Prendiamo in esame il caso in cui sia da convertire, in due stati, un segnale analogico al fine di inserirlo in un circuito digitale che, come tale, lo richieda a livelli compresi tra 0V e +5V. Per comprendere di quale operazione fisica si tratti e quali siano le forme d'onda che intervengono in questo tipo di operazione analizziamo la figura 4.35.

figura 4.35



Nella figura 4.35 è tracciato, in alto, un segnale analogico a caratteristica sinusoidale che si sviluppa tra il massimo di tensione di picco positiva,  $+V_p$ , ed il massimo di tensione di picco negativa  $-V_p$ ; sotto il segnale sinusoidale è tracciato ciò che resta di esso dopo il “taglio” in ampiezza, sia dei picchi positivi, sia dei picchi negativi.

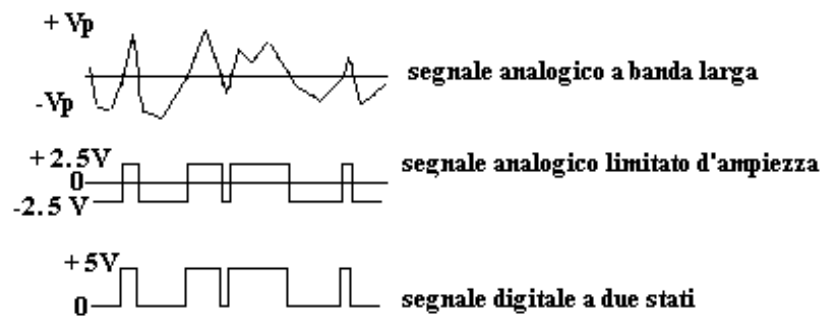
Questo nuovo segnale, detto “segnale analogico limitato d'ampiezza”, se da un lato perde le informazioni legate al profilo dell'ampiezza del segnale originale ne mantiene però una caratteristica fondamentale costituita dai tempi di passaggio del segnale stesso attraverso lo zero.

I circuiti logici non accettano, però, il “segnale analogico limitato d'ampiezza” dato che esso si sviluppa tra livelli positivi e negativi, detto segnale deve ulteriormente essere modificato affinché le sue caratteristiche elettriche siano adatte alla circuitazione digitale.

Con una opportuna traslazione di livello, verso le tensioni positive, il segnale limitato assume la caratteristica del “segnale digitale a due stati” che, sviluppandosi tra livello zero e livello +5V, è adatto ad essere trasferito alla circuitazione digitale; anche questo segnale porta l'informazione dei tempi di passaggio per lo zero del segnale originale.

Se il segnale analogico è costituito da una banda di frequenze il processo di trattamento ed i concetti esposti in precedenza sono identici, un'indicazione grafica di questo caso è illustrata in figura 4.36.

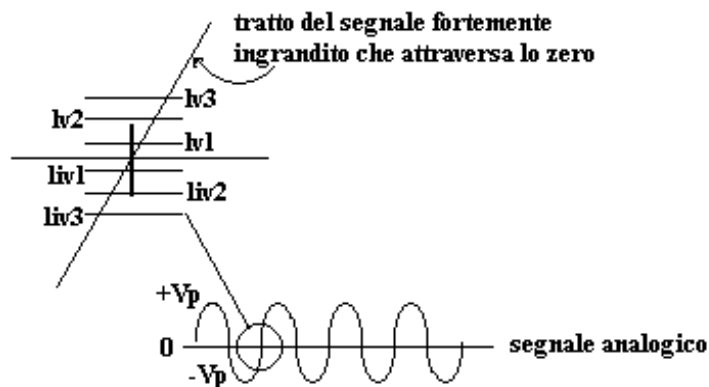
figura 4.36



In questo nuovo esempio grafico è mostrato il segnale analogico che, essendo a larga banda, è caratterizzato da un'onda irregolare fluttuante, casualmente nel tempo, sia in ampiezza che in polarità; la limitazione d'ampiezza di questo segnale genera un'onda rettangolare che, riportando fedelmente gli intervalli di passaggio per lo zero dell'onda originale, presenta, per questa ragione, semiperiodi di durata diversa tra loro, infine il segnale digitale a due stati ottenuto per traslazione d'ampiezza dal segnale limitato.

In questo particolare trattamento dei segnali analogici è di fondamentale importanza trasferire con precisione alla circuitazione digitale la durata dei tempi tra i diversi passaggi per lo zero del segnale analogico originale; questa caratteristica si può ottenere soltanto se il circuito, che trasforma il segnale originale nel segnale limitato d'ampiezza, è sufficientemente sensibile alle piccole tensioni che si verificano attorno ai passaggi dello zero ed è sufficientemente veloce nel rispondere a tali eventi, così come è mostrato nella figura 4.37.

figura 4.37



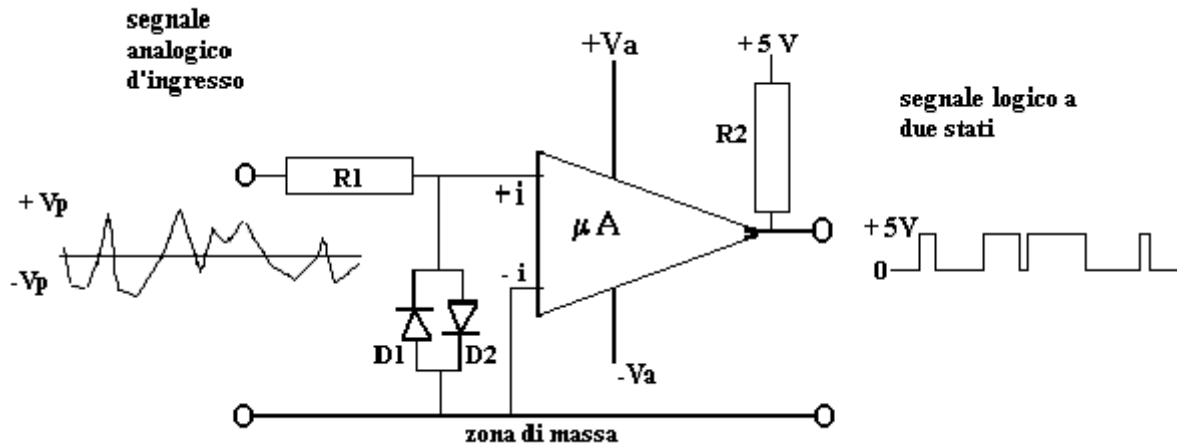
Nella figura 4.37 è mostrato, in basso, un segnale analogico, ed in alto, un ingrandimento ideale che consente di vedere come può avvenire la discriminazione del livello da parte di un adatto circuito.

Il segmento inclinato, tracciato nell'ingrandimento, è la porzione di segnale che attraversa lo zero, il segmento verticale a tratto spesso ne rappresenta la posizione di passaggio, le righe parallele, indicate con i simboli liv1, liv2, liv3, rappresentano, a titolo dimostrativo, i diversi livelli di sensibilità raggiungibili.

Se per trasferire il tempo di passaggio per lo zero si utilizza un comparatore (si veda paragrafo 4.13) con un errore  $\Delta = liv3$ , l'errore sarà sensibile; se il comparatore consentirà un errore  $\Delta = liv2$ , l'errore nel trasferimento del tempo sarà inferiore del precedente, in ultimo con un  $\Delta = liv1$ , potremo avere la migliore condizione di rilevamento tra le tre indicate.

Per questo tipo di comparazione sono disponibili in commercio particolari microamplificatori ad elevata velocità di transizione e bassi errori; l'impiego di uno di questi circuiti integrati è mostrato in figura 4.38.

figura 4.38



In figura 4.38 è riportato lo schema elettrico d'impiego di un comparatore tipo LM139A che, come si può osservare, è estremamente semplice; l'integrato riceve, tramite R1, il segnale analogico da trasformare in due stati sull'ingresso non invertente, questo ingresso è protetto con i diodi D1 e D2 qualora il segnale analogico superi i livelli massimi ammessi dall'integrato. L'ingresso non invertente è collegato a massa; in questo caso la massa rappresenta il livello di riferimento  $V_{ref} = 0$  poiché la comparazione avviene per livelli di tensione prossimi allo zero.

Il terminale d'uscita dell'integrato è connesso, all'interno dello stesso, a un transistor a collettore aperto che consente di avere in uscita il livello logico voluto grazie alla resistenza R2 collegata alla tensione di alimentazione del circuito digitale servito (nella figura il livello logico fornito è di 5 V). Le tensioni d'alimentazione  $+V_a$  e  $-V_a$  possono essere scelte in una ampia gamma di valori compresi tra +2V a +36 V.

I valori del fuori zero di LM139A, dichiarati dal costruttore, sono di  $\pm 2$  mV e il ritardo nella risposta è inferiore a 1.5  $\mu$ Sec.

Tra i molti pregi di questo integrato s'aggiunge il fatto che all'interno di un unico contenitore sono disponibili quattro sezioni funzionali uguali che consentono, se necessario, un notevole risparmio di spazio nella realizzazione di circuiti di comparazione multipli.

Le caratteristiche generali rendono questo circuito idoneo per molte applicazioni; data la sua naturale semplicità nessun esempio di calcolo è necessario per il suo impiego.

Una particolarità interessante del circuito di figura 4.38 deriva invece dal fatto che la tensione d'alimentazione  $-V_a$  può essere eliminata collegando il terminale negativo a massa, con un modesto decadimento della precisione di comparazione; questa soluzione può essere d'aiuto nei casi in cui sia dispendioso disporre di doppie tensioni d'alimentazione, come ad esempio negli apparati portatili con circuiti alimentati a batterie.

#### 4.17 Circuiti analogici comandati da sistemi digitali

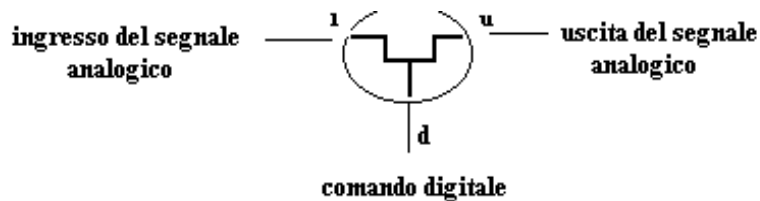
Il problema del comando di circuiti analogici da parte di sistemi digitali si pone frequentemente, sia quando i due coesistono nello stesso apparato, sia quando i primi debbano essere collegati con l'esterno come nel caso di connessione ad un personal computer.

Nei successivi sotto paragrafi prenderemo in esame tre fra gli innumerevoli casi che si possono presentare.

##### 4.17.1 Amplificatore a guadagno controllato da comandi digitali.

Il circuito di un amplificatore il cui guadagno è controllato da comandi digitali è descritto di seguito, in questo insieme viene impiegato, per la prima volta nell'ambito del presente lavoro, un integrato che è in grado di ricevere, contemporaneamente, sia segnali analogici che digitali; il componente in oggetto è il tipo CD4016 del quale, una sezione su quattro, è mostrata in figura 4.39.

figura 4.39

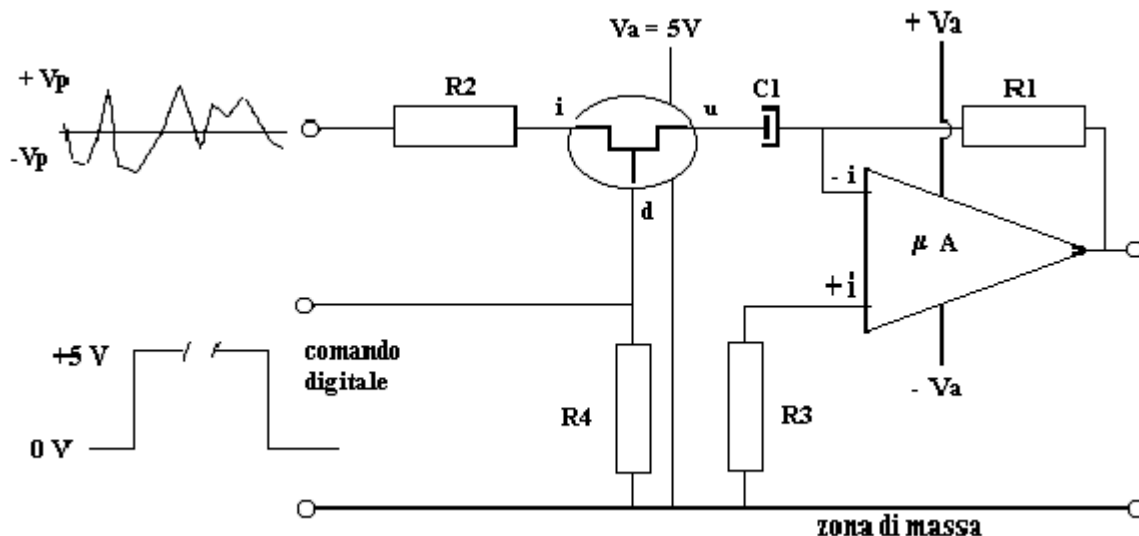


L'integrato in oggetto si comporta, ai fini del segnale analogico applicato, come un interruttore che si chiude o si apre a seguito di un adatto comando digitale.

Il segnale analogico applicato al terminale (i) viene trasferito all'uscita (u) quando il comando digitale applicato al terminale (d) assume uno stato logico alto (ad esempio +5V); se il comando digitale assume un comando logico basso (0V) l'integrato non consente il passaggio del segnale. In fase di trasferimento del segnale l'integrato offre una resistenza molto bassa, dell'ordine di 500 ohm, in fase di non trasferimento il segnale viene bloccato da una resistenza dell'ordine di alcuni mega ohm. Il nuovo integrato funziona con unica tensione d'alimentazione compresa tra 3 e 18 Vcc. Il CD4016, se impiegato in assenza di altri circuiti ausiliari, così come in figura 4.39, può essere utilizzato soltanto per il transito di segnali analogici positivi e non è perciò adatto al passaggio di segnali alternati che oscillano tra valori positivi e negativi.

Se invece il CD4016 viene collegato opportunamente ad un microamplificatore, così come è mostrato in figura 4.40, esso è utilizzabile per qualsiasi tipo di segnale analogico.

figura 4.40



Il circuito mostra il CD4016 inserito nel punto di controeazione del microamplificatore; come è noto tale punto è ad impedenza molto bassa, così che le tensioni in esso circolanti sono molto piccole, e quindi irrilevanti dal punto di vista della polarità, per il nuovo integrato.

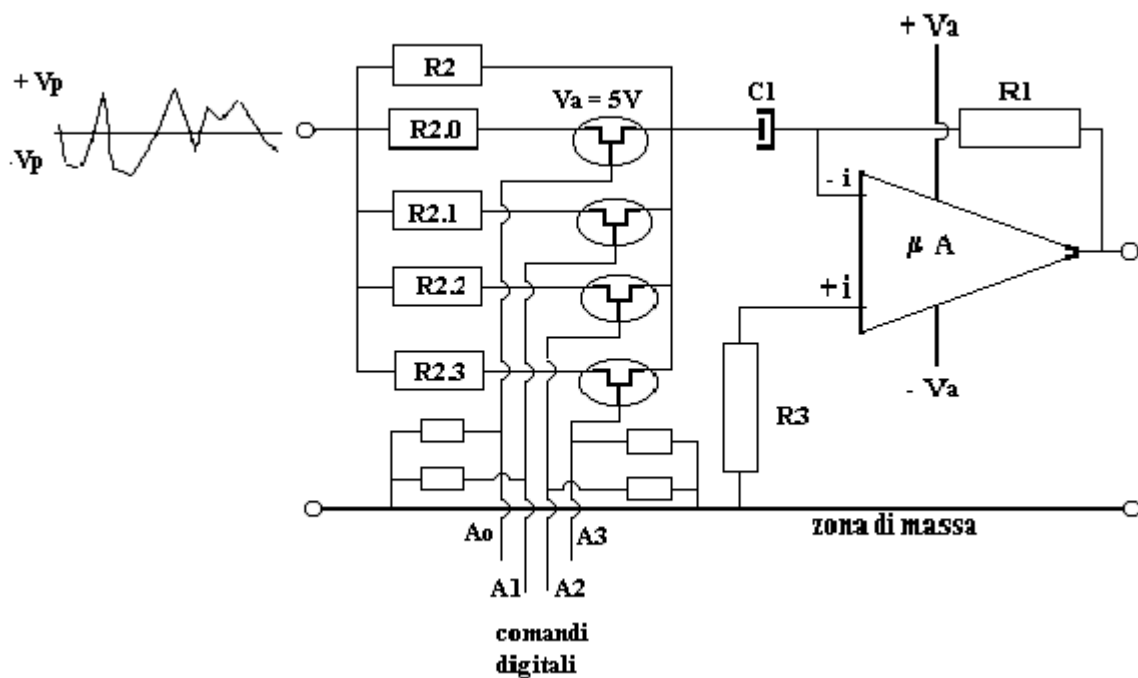
Nello schema è tracciato il segnale analogico d'ingresso, che si estende da  $+V_p$  a  $-V_p$ , e il comando digitale, che si estende da 0V a + 5V, dalla cui durata dipende la durata del passaggio del segnale attraverso l'interruttore elettronico. Il CD4016 è alimentato con una tensione  $V_a = + 5V$ .

Per avere un miglior funzionamento del circuito è necessario che  $R_2$  sia almeno 10 volte la resistenza di conduzione dell'interruttore, in tal caso il guadagno dell'amplificatore è dato dal rapporto

$$G = R_1 / R_2$$

Dallo schema di base, che mostra l'inserimento del nuovo integrato, deriva lo schema finale del circuito che costituisce l'amplificatore a guadagno controllato da comandi digitali;( figura 4.41).

figura 4.41



Il circuito è formato da un microamplificatore  $\mu A$  la cui rete di controeazione è realizzata con quattro interruttori elettronici ( integrati in un unico contenitore), da cinque resistenze  $R_2$ ;  $R_{2.0}$ ;  $R_{2.1}$ ;  $R_{2.2}$ ;  $R_{2.3}$  e dal condensatore d'isolamento  $C_1$ .

Il segnale da amplificare è applicato contemporaneamente alle quattro resistenze e da queste, attraverso gli interruttori che verranno chiusi dal comando digitale , all'ingresso invertente di  $\mu A$ .

Il guadagno sarà subordinato dal numero delle resistenze che gli interruttori elettronici collegheranno in parallelo tra loro.

Il comando digitale è formato da quattro linee  $A_0$ ;  $A_1$ ;  $A_2$ ;  $A_3$  che potranno essere ciascuna o a livello 0 o a livello + 5V in dipendenza del guadagno da attribuire al circuito.

Se supponiamo inizialmente che le cinque resistenze d'ingresso siano uguali tra loro:

$R_2 = R_{2.0} = R_{2.1} = R_{2.2} = R_{2.3} = R$  il guadagno dell'amplificatore, definibile in base allo stato logico delle linee, è illustrato dalla tabella seguente:

Linea	A0	A1	A2	A3	Guadagno dell'amplificatore	Incremento di guadagno
stato	0V	0V	0V	0V	$G = R1 / R$	no incremento
stato	+5V	0V	0V	0V	$G = 2 * R1 / R$	+ 6 dB ( 2 volte)
\stato	+5V	+5V	0V	0V	$G = 3 * R1 / R$	+3.5 dB (1.5 volte)
stato	+5V	+5V	+5V	0V	$G = 4 * R1 / R$	+2.5 dB (1.3 volte)
stato	+5V	+5V	+5V	+5V	$G = 5 * R1 / R$	+1.9 dB (1.2 volte)

Il comando digitale potrà pervenire al circuito d'amplificazione o da dispositivi facenti parte della stessa struttura elettronica, o da altre strutture esterne tra le quali anche personal computer ( si veda appendice A5).

Visto e commentato lo schema dell'amplificatore, vediamo di sviluppare un esercizio numerico in grado di rendere tangibile quanto detto:

#### ***Dati dell'esercizio:***

Sia da dimensionare un amplificatore a guadagno variabile a passi uguali di 6 dB , su comando di 4 linee digitali, partendo da un guadagno iniziale fisso di 20 dB (10 volte) per raggiungere un guadagno massimo di 44 dB (158 volte) alla frequenza di 350 Hz.

Il circuito dovrà presentare una resistenza d'ingresso non inferiore a 100000 ohm ed accettare un segnale massimo d'ampiezza  $V_i = 0.5 V_{eff}$ .

#### ***Impostazione della tabella dei guadagni:***

In base ai dati richiesti s'impone la tabella dei guadagni iniziando con la prima riga, in corrispondenza allo stato 0V di tutte le quattro linee, con il valore inferiore richiesto pari a +20 dB ( 10 volte):

Linea	A0	A1	A2	A3	Guadagno dell'amplificatore	Incremento di guadagno
stato	0V	0V	0V	0V	G = 20 dB ( 10 volte)	no incremento
stato	+5V	0V	0V	0V	G = 2 6 dB (20 volte)	+ 6 dB ( 2 volte)
stato	+5V	+5V	0V	0V	G = 3 2 dB (40 volte)	+ 6 dB (2 volte)
stato	+5V	+5V	+5V	0V	G = 38 dB (79 volte)	+ 6 dB (2 volte)
stato	+5V	+5V	+5V	+5V	G = 44 dB (158 volte)	+ 6 dB (2 volte)

#### ***Calcolo delle resistenze di controreazione:***

Le formule generali per il calcolo delle resistenze R2; R2.0; R2.1; R2.2; R2.3, con coefficiente d'incremento k e guadagno di base G sono:

$$R2 = R1 / G$$

$$R2.0 = R1 / G * (k-1)$$

$$R2.1 = R1 / G * k * (k-1)$$

$$R2.2 = R1 / G * k^2 * (k-1)$$

$$R2.3 = R1 / G * k^3 * (k-1)$$

Le formule di il calcolo delle resistenze per gli incrementi di guadagno richiesti, di 6 dB per passo, ovvero  $k = 2$ , e guadagno base  $G = 10$  (20 dB) sono:

$$R2 = R1/10$$



$$\begin{aligned} \mathbf{R2.0} &= \mathbf{R1/10} \\ \mathbf{R2.1} &= \mathbf{R1/20} \\ \mathbf{R2.2} &= \mathbf{R1/40} \\ \mathbf{R2.3} &= \mathbf{R1/80} \end{aligned}$$

Il calcolo deve essere svolto avendo cura d'iniziare impostando il valore di R2.3 affinché questa resistenza, che è la più piccola del gruppo, sia circa almeno 10 volte la resistenza di conduzione dell'interruttore elettronico, circa 4700 ohm; avremo perciò:

$$\begin{aligned} R2.3 &= 4700 \text{ ohm} \\ R1 &= 80 * R2.3 = 80 * 4700 \text{ ohm} = 376000 \text{ ohm} \\ R2 &= R1 / 10 = 376000 \text{ ohm} / 10 = 37600 \text{ ohm} \\ R2.0 &= R1 / 10 = 376000 \text{ ohm} / 10 = 37600 \text{ ohm} \\ R2.1 &= R1 / 20 = 376000 \text{ ohm} / 20 = 18800 \text{ ohm} \\ R2.2 &= R1 / 40 = 376000 \text{ ohm} / 40 = 9400 \text{ ohm} \end{aligned}$$

Il valore di C1 deve essere dimensionato affinché la sua reattanza sia almeno 1/100 del valore di tutto il gruppo delle resistenze collegate in parallelo quando il guadagno dell'amplificatore è impostato per il valore più elevato.

Il parallelo delle cinque resistenze è:

$$\mathbf{Rp = 1 / [( 1/R2) + ( 1/ R2.0) + ( 1/ R2.1) + ( 1/ R2.2) + ( 1/ R2.3)]}$$

svolgendo il calcolo si ha  $R_p = 2350 \text{ ohm}$  e quindi

$$C1 = 1 / (6.28 * 350 \text{ Hz} * 23.5 \text{ ohm}) = 19.36 \text{ }\mu\text{F} \text{ (arrotondabile a } 22 \text{ }\mu\text{F)}$$

#### ***Valutazione della resistenza d'ingresso del circuito:***

La resistenza d'ingresso del circuito è variabile in dipendenza del valore di guadagno che le linee digitali impostano; questo valore andrà da 36700 ohm al massimo, con solo R2 inserita, per scendere fino a  $R_p = 2350 \text{ ohm}$  con tutte le resistenze inserite.

Questo comportamento impone, per un corretto funzionamento del circuito, che la resistenza del generatore, che eroga la tensione da amplificare, debba avere un valore di almeno 1/100 di  $R_p$  (circa 20 ohm) . Il problema si risolve anteponendo al circuito di figura 4.41 un microamplificatore a guadagno unitario che con la sua bassa resistenza d'uscita realizza la condizione richiesta.

L'integrato aggiunto dovrà avere le seguenti caratteristiche:

Una resistenza d'ingresso che soddisfi i dati di progetto, cioè  $R_i = 100000 \text{ ohm}$  .

Una dinamica d'uscita in grado di fornire il segnale massimo applicato al suo ingresso, pari ad 0.5V eff, sul carico massimo di  $R_p = 2350 \text{ ohm}$

#### ***Scelta dei microcircuiti:***

Il circuito integrato principale, dovendo avere un guadagno controllato massimo di circa 44 dB deve avere un guadagno libero di almeno 80 dB a 350 Hz: un integrato con queste caratteristiche è individuabile nel tipo LM 308 ( necessita del condensatore di compensazione da 3 pF).

Il circuito integrato d'ingresso può essere dello stesso tipo ma con un condensatore di compensazione di 100 pF .

#### ***Osservazione di cura per il CD4016:***

Questo circuito integrato essendo costruito con la tecnologia CMOS, presenta perciò elevate resistenze ai terminali ed è suscettibile alle cariche elettrostatiche; si richiede cura nella manipolazione evitando, per quanto possibile, lo strofinio dei terminali, pena la distruzione del

dispositivo stesso. Le resistenze di protezione dei punti di comando del CD4016, che nello schema di figura 4.41 sono collegate a massa, possono avere un valore di 100000 ohm. L'integrato deve essere alimentato collegando il piedino 7 alla massa ed il piedino 14 a +5V.

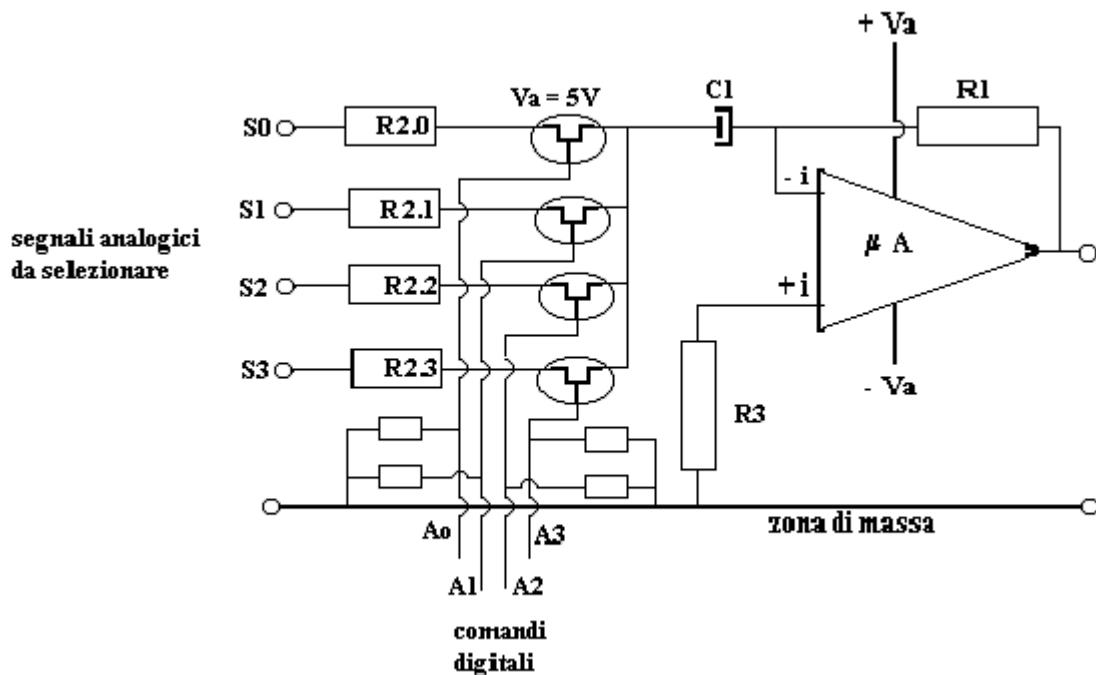
**Note sulle linee digitali:**

Le linee digitali di governo del guadagno, che sono state indicate con i simboli A0; A1; A2; A3, devono intervenire, assumendo lo stato alto di +5V, nella sequenza A0; A1; A2; A3 quando il guadagno deve crescere di 6 dB per passo, e, devono lasciare il comando, assumendo lo stato di 0V, nella sequenza inversa alla precedente A3; A2; A1; A0 quando il guadagno deve decrescere di 6 dB per passo. Se in entrambi i casi le sequenze non vengono rispettate, non si avranno più incrementi o decrementi di 6 dB per passo ma altri valori fuori dalle caratteristiche del progetto.

**4.17.2 Selettore di canale controllato da comandi digitali.**

Un circuito di selezione tra canali portanti segnali analogici controllato da comandi digitali è mostrato nello schema di figura 4.42.

figura 4.42



La struttura del circuito è simile a quella di figura 4.41, con la differenza che la funzione dei quattro interruttori elettronici è qui studiata affinché alla chiusura di ciascuno corrisponda il passaggio di un solo segnale selezionato secondo la seguente tabella di commutazione:

Linea	A0	A1	A2	A3	Segnale abilitato al transito
stato	+5V	0V	0V	0V	S0
stato	0V	+5V	0V	0V	S1
stato	0V	0V	+5V	0V	S2
stato	0V	0V	0V	+5V	S3

Le resistenze R2.0; R2.1; R2.2; R2.3 devono avere un valore di almeno 10 volte la resistenza di conduzione dell'interruttore elettronico. Il guadagno del circuito, su ciascun canale abilitato, è dato dai rapporti  $G_0 = R_1 / R_{2.0}$  ;  $G_1 = R_1 / R_{2.1}$ ;  $G_2 = R_1 / R_{2.2}$ ;  $G_3 = R_1 / R_{2.3}$

Il condensatore C1 è utile qualora, richiesti guadagni in corrente alternata elevati, si voglia contenere il fuori zero d'uscita. Nel caso invece in cui i segnali d'ingresso siano in corrente continua il condensatore C1 non deve essere inserito e si deve collegare direttamente l'uscita comune degli interruttori all'ingresso invertente di  $\mu A$ .

Con le informazioni sopra acquisite vediamo di sviluppare un semplice esercizio numerico:

**Dati dell'esercizio:**

Sia da dimensionare un selettore di canale, su comando di 4 linee digitali, in grado di selezionare un segnale dei quattro con le seguenti caratteristiche:

S0 = 1 Veff a 1500 Hz, guadagno richiesto 0 dB

S1 = 0.5 Veff a 32000 Hz, guadagno richiesto +6dB

S2 = 3 Veff a 10000 Hz, guadagno richiesto -4 dB

S3 = 0.3 Veff a 700 Hz, guadagno richiesto 20 dB

Per tutti e quattro i canali è imposta una resistenza d'ingresso superiore a 10000 ohm.

**Impostazione della tabella dei guadagni:**

In base ai dati richiesti s'imposta la tabella dei guadagni iniziando con la prima riga, in corrispondenza allo stato +5V della prima linea:

Linea	A0	A1	A2	A3	Segnale abilitato al transito	Guadagno richiesto
stato	+5V	0V	0V	0V	S0	$G_0 = 0 \text{ dB}$ ( 1 volta)
stato	0V	+5V	0V	0V	S1	$G_1 = + 6 \text{ dB}$ (2 volte)
stato	0V	0V	+5V	0V	S2	$G_2 = -4 \text{ dB}$ (0.63 volte)
stato	0V	0V	0V	+5V	S3	$G_3 = + 20 \text{ dB}$ (10 volte)

**Calcolo delle resistenze di controreazione e di C1:**

Il calcolo delle resistenze di controreazione per i quattro canali deve iniziare da quella che, richiedendo un maggior guadagno di canale, dovrà avere un valore inferiore delle quattro.

Essendo S3 il segnale che richiede il maggior guadagno, sarà R2.3 che dovrà essere dimensionata per prima tenendo conto di:

Resistenza minima d'ingresso richiesta dal progetto  $R_i > 10000 \text{ ohm}$ .

Resistenza minima rispetto alla resistenza di conduzione dell'interruttore  $R_{\text{min}} > 5000 \text{ ohm}$

Si ottemperano entrambe le esigenze ponendo  $R_{2.3} = 15000 \text{ ohm}$  e quindi:

$$R_1 = G_3 * R_{2.3} = 10 * 15000 \text{ ohm} = 150000 \text{ ohm}$$

$$R_{2.2} = R_1 / G_2 = 150000 \text{ ohm} / 0.63 = 238095 \text{ ohm}$$

$$R_{2.1} = R_1 / G_1 = 150000 \text{ ohm} / 2 = 75000 \text{ ohm}$$

$$R_{2.0} = R_1 / G_0 = 150000 \text{ ohm} / 1 = 150000 \text{ ohm}$$

Poiché il valore di C1 dovrà essere adattato alla resistenza d'ingresso più bassa con la più bassa frequenza in transito; porremo:  $X_{C1} = R_{2.3} / 100 = 15000 \text{ ohm} / 100 = 150 \text{ ohm}$  da cui

$$C1 = 1 / 6.28 * 700 \text{ Hz} * 150 \text{ ohm} = 1.51 \text{ } \mu\text{F} \text{ (arrotondabile a } 1.5 \text{ } \mu\text{F)}$$

**Valutazione della resistenza d'ingresso del circuito:**

La resistenza d'ingresso del circuito varia, da canale a canale, da un minimo di 15000 ohm ad un massimo di 238095 ohm rispettando i dati imposti dal progetto che la definiscono maggiore di 10000 ohm. Naturalmente affinché le condizioni dei vari guadagni siano rispettate è necessario che i generatori, collegati a ciascun canale, abbiano una resistenza interna di circa 1/20 delle rispettive resistenze d'ingresso.

**Scelta del microcircuito:**

Il circuito integrato, dovendo avere un guadagno controllato massimo di 20dB, deve avere un guadagno libero di almeno 50 dB a 700 Hz; un integrato con queste caratteristiche è individuabile nel tipo LM 741.

**Osservazione di cura per il CD4016:**

Poiché questo circuito integrato è costruito con la tecnologia CMOS, esso presenta elevate resistenze ai terminali ed è suscettibile alle cariche elettrostatiche; si richiede cura nella manipolazione evitando, per quanto possibile, lo strofinio dei terminali, pena la distruzione del dispositivo stesso. Le resistenze di protezione dei punti di comando del CD4016, che nello schema di figura 4.42 sono collegate a massa, possono avere un valore di 100000 ohm.

L'integrato deve essere alimentato collegando il piedino 7 alla massa ed il piedino 14 a +5V.

**Note sulle linee digitali:**

Le linee digitali di governo della selezione, che sono state indicate con i simboli A0; A1; A2; A3, possono intervenire, assumendo lo stato alto di +5V, in qualsiasi posizione della sequenza A0; A1; A2; A3 purché, naturalmente, non vengano mai abilitati contemporaneamente due canali.

Nel circuito ora studiato il numero dei canali è di quattro unità, la struttura di figura 4.42 ne può accettare molti di più disponendo di un maggior numero di linee di selezione.

**4.17.3 Serializzatore controllato da comandi digitali.**

Un circuito serializzatore ha il compito di prelevare, in continuità, campioni temporali di alcuni segnali per formarne una "stringa" nella quale i campioni stessi sono collocati l'uno dopo l'altro nel tempo; un esempio di una di queste stringhe è mostrato in figura 4.43.

Nella figura si vedono, ad iniziare dall'alto, quattro segnali analogici S0; S1; S2; S3 ciascuno dei quali, in un tempo prefissato, to, viene "campionato" (ne viene prelevata una piccola porzione contenuta, rispettivamente, in rettangolini con le sigle C0; C1; C2; C3); dopo l'operazione di campionamento i quattro campioni vengono affiancati nel tempo creando un unico segnale "stringa" che contiene le informazioni temporali, della durata to, dei quattro segnali originali.

Questo risultato si ottiene con un circuito identico a quello di figura 4.42 nel quale i quattro segnali sono applicati ai corrispondenti ingressi e la stringa è disponibile all'uscita di  $\mu\text{A}$ ; la "stringa" si sviluppa per la serie dei tempi di cambiamento degli stati logici delle linee di comando digitali, ciascuno della durata to, che si inseguono, ad alta velocità, secondo la sequenza:

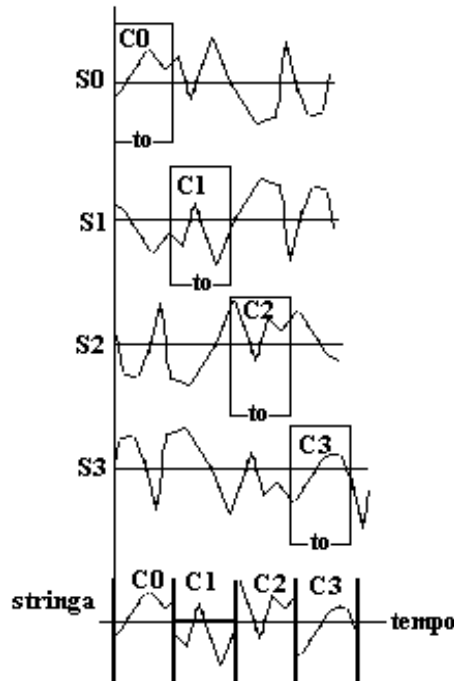
Linea	A0	A1	A2	A3	Tempo di durata dello stato +5V
stato	+5V	0V	0V	0V	To
stato	0V	+5V	0V	0V	To
stato	0V	0V	+5V	0V	To

stato	0V	0V	0V	+5V	To
-------	----	----	----	-----	----

Se ad esempio la durata del tempo di ciascuno stato logico a +5V è di 1 mSec, la lunghezza della stringa è di

$$T = t_o * 4 = 1 \text{ mSec}, * 4 = 4 \text{ mSec}.$$

figura 4.43



Questa operazione, che deve essere eseguita in continuità, vede gli stati logici delle linee di comando presentare nel tempo una ripetizione delle sequenze, indicate in tabella, ad un ritmo della durata:

$$T_c = 4 * t_o \text{ ovvero ad una frequenza di ripetizione di}$$

$$F_c = 1 / T_c = (1 / 4 * t_o) \text{ Hz}$$

Se ad esempio la durata di un campione è di 0.3 mSec. la frequenza di ripetizione risulta di:

$$F_c = 1 / (0.3 \text{ mSec.} * 4) = 833 \text{ Hz}$$

questo valore di frequenza è indicato come “frequenza di campionatura”; ciò a indicare che i segnali S0; S1; S2; S3 vengono campionati alla frequenza  $F_c = 833 \text{ Hz}$ .

A titolo informativo è utile sapere che, nei processi di campionatura, il valore di  $F_c$  deve essere superiore al doppio della frequenza massima della banda che caratterizza i segnali analogici applicati all’ingresso del serializzatore.

Nell’esempio che abbiamo trattato, legato al circuito di figura 4.42, abbiamo ragionato su quattro interruttori e quattro linee logiche; circuiti simili possono essere realizzati, se necessario, con ben più numerosi canali di segnale e di controllo, se si devono campionare, contemporaneamente, un numero di segnali superiori a quattro. Una situazione completamente opposta si può verificare, in

vece, quando sia necessario campionare un solo segnale analogico: in questo caso sarà sufficiente infatti un solo interruttore elettronico ed una sola linea digitale di controllo per realizzare il nuovo circuito.

Essendo il circuito del serializzatore del tutto identico a quello del selettore di canale, non eseguiremo alcun esercizio sull'elettronica del primo, ma ci limiteremo a prendere confidenza con i numeri che interessano i criteri della campionatura:

***Dati del problema:***

Si vogliono campionare, mediante il serializzatore, tre segnali analogici definiti rispettivamente nelle bande:

S1 in banda 100 – 160 Hz

S2 in banda 1000 – 1400 Hz

S3 in banda 500 – 1000 Hz

Si stabilisca il valore del tempo  $t_o$  da assegnare allo stato alto, +5V, di ciascuna delle tre linee digitali di comando.

***Esame del segnale con la frequenza superiore della banda più elevata:***

Dovendo campionare i tre segnali con lo stesso circuito di serializzazione questo deve essere commisurato alla frequenza più elevata  $F_s$  da trattare; da i dati del problema tale frequenza risulta far parte della banda del segnale S2, banda che si estende da 1000 a 1400 Hz, quindi  $F_s = 1400$  Hz.

***Calcolo della frequenza di campionatura:***

Per quanto si è accennato in precedenza, la frequenza di campionatura  $F_c$  deve essere superiore al doppio della frequenza massima  $F_s$  da trattare per cui:

$$F_c > 2 * F_s$$

essendo

$$2 * F_s = 2 * 1400 \text{ Hz} = 2800 \text{ Hz}$$

si può porre

$$F_c = 3000 \text{ Hz}$$

***Calcolo del tempo  $t_o$ :***

Avendo posto  $F_c = 3000$  Hz il tempo di campionatura, intervallo tra un campione di S ed il successivo sarà:

$$T_c = 1 / F_c = 1 / 3000 \text{ Hz} = 333 \mu\text{Sec}.$$

Essendo necessario campionare tre canali, il tempo da dedicare all'apertura di ciascun canale è dato dal tempo di ripetizione  $T_c$  diviso per il numero dei canali, quindi:

$$t_o = T_c / 3 = 333 \mu\text{Sec} / 3 = 110 \mu\text{Sec}$$

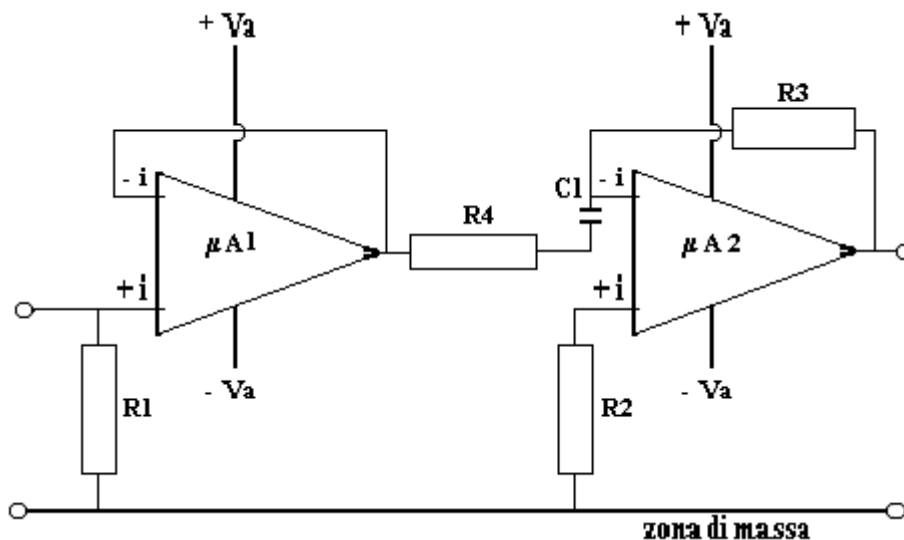
#### 4.18 L'amplificatore con guadagno dipendente dalla frequenza

E' utile, a volte, la realizzazione di amplificatori il cui guadagno dipenda dalla frequenza, sia che detto guadagno debba crescere con l'aumentare della frequenza, sia che debba diminuire. La soluzione a questo problema, facilmente ottenibile nei due casi prospettati, è illustrata nei due sottoparagrafi seguenti.

##### 4.18.1 L'amplificatore a guadagno crescente con la frequenza

Una semplice versione di questo amplificatore, detto anche equalizzatore a pendenza positiva, è mostrato nello schema di figura 4.44:

figura 4.44



Il circuito è formato da due sezioni, la prima formata dall'integrato  $\mu A1$  che ha la funzione di ripetitore del segnale d'ingresso verso la seconda sezione, costituita da  $\mu A2$ , affinché questa possa lavorare con bassa impedenza del generatore d'ingresso necessaria al suo funzionamento. La rete di controreazione di  $\mu A2$  è formata dalle resistenze  $R3$  ed  $R4$  e dal condensatore  $C1$ , dalla combinazione di  $R3$  e  $C1$  si ottiene il guadagno dell'amplificatore crescente con il crescere della frequenza, guadagno che può crescere fino al limite massimo determinato da  $R4$ , oltre al quale il guadagno non cresce più significativamente.

La funzione di  $R4$ , è duplice; evita che l'amplificatore possa, a parità di livelli, saturare per segnali a frequenze elevate e rende il circuito più stabile.

La legge di variazione del guadagno, nel campo di frequenze nel quale  $C1$  non è ancora influenzato sensibilmente da  $R4$  è di un raddoppiamento del guadagno per ogni raddoppiamento della frequenza (variazione con pendenza di + 6 dB / ottava).

Il guadagno dell'amplificatore è dato dall'espressione:

$$G = R3 / \sqrt{\{ [ 1 / (2 * \pi * f * C1) ]^2 + R4^2 \}}$$

Per il dimensionamento dei diversi componenti è necessario impostare un esercizio in tal senso:

##### **Dati di base:**

Sia da dimensionare un amplificatore con un guadagno crescente con la frequenza secondo una pendenza di +6 dB/ottava nel campo di frequenze compreso tra 100 e 4000 Hz. Si voglia un valore di guadagno pari a +42 dB (126 volte) alla frequenza di 2000 Hz ed una resistenza d'ingresso superiore a 35000 ohm.

**Calcolo della rete di controeazione:**

Il calcolo della rete di controeazione deve iniziare con la scelta del valore di  $R_3$  che, secondo le considerazioni già fatte per gli esercizi precedenti può essere fissata in 100000 ohm.

Per il calcolo di  $C_1$ , alla frequenza di 2000 Hz, si deve impiegare la formula semplificata del guadagno nella quale non compare  $R_4$ , cioè:

$$G = R_3 * (2 * \pi * f * C_1)$$

dalla quale, per il valore di  $G = 126$ , voluto alla frequenza di 2000 Hz, si ricava il valore di  $C_1$

$$C_1 = G / (2 * \pi * f * R_3) = 126 / (6.28 * 2000 \text{ Hz} * 100000 \text{ ohm}) = 0.1 \mu\text{F}$$

Ora se vogliamo che la banda di lavoro dell'amplificatore sia entro i termini dei dati di base, il valore di  $R_4$  deve essere trascurabile rispetto alla reattanza di  $X_{c1}$  calcolata alla frequenza più elevata della banda.

$$X_{c1} = 1 / (6.28 * 4000 \text{ Hz} * 0.1 \mu\text{F}) = 398 \text{ ohm}$$

Sviluppi teorici sul funzionamento del circuito suggeriscono, in tutti i casi, che, assumendo il valore di  $R_4$  pari ad  $\frac{1}{4}$  del valore che  $X_{c1}$  ha alla massima frequenza della banda, si ottiene un errore sul guadagno del tutto accettabile, quindi:

$$R_4 = X_{c1} / 4 = 398 \text{ ohm} / 4 = 99.5 \text{ ohm}$$

Alla frequenza  $f_0$  per la quale  $X_{c1}$  è uguale a 99.5 ohm avremo una calo del guadagno di circa 3 dB (0.7 volte); il valore di  $f_0$  è dato da:

$$f_0 = 1 / (6.28 * 99.5 \text{ ohm} * 0.1 \mu\text{F}) = 16003 \text{ Hz}$$

Ci si può ora chiedere quale errore provochi la presenza di  $R_4$  sul guadagno voluto alla frequenza di 4000 Hz, limite superiore della banda; il guadagno in questione è il doppio del guadagno a 2000 Hz cioè  $2 * 126 = 252$  volte. La risposta al quesito, che è anche una verifica dell'andamento dei calcoli, si ha applicando la formula completa per il calcolo del guadagno:

$$G = R_3 / \sqrt{\{ [1 / (2 * \pi * f * C_1)]^2 + R_4^2 \}} = \\ = 100000 \text{ ohm} / \sqrt{\{ [1 / (6.28 * 4000 \text{ Hz} * 0.1 \mu\text{F})]^2 + 99.5^2 \text{ ohm} \}} = 243.7 \text{ volte}$$

contro un guadagno voluto di 252 volte; l'errore commesso, del solo 3%, è da ritenersi praticamente irrilevante.

**Determinazione di  $R_1$  ed  $R_2$ :**

Per minimizzare il fuori zero di  $\mu A_2$  è opportuno che  $R_2$  sia uguale ad  $R_3$  quindi  $R_2 = 100000 \text{ ohm}$ .

Il valore di  $R_1$  deve soddisfare le indicazioni di base perciò  $R_1 = 47000 \text{ ohm}$ .

**Scelta dei circuiti integrati:**

Il guadagno massimo richiesto da  $\mu A_2$ , relativo alla frequenza di 4000 Hz, è di 48 dB; non essendo richiesti particolari precisioni sul valore di questo guadagno, l'integrato può avere un guadagno



libero di circa 70 dB; un integrato con queste caratteristiche è individuabile nel tipo LM 308 ( necessita del condensatore di compensazione da 3 pF).

Il circuito integrato  $\mu A1$  può essere dello stesso tipo ma con un condensatore di compensazione di 100 pF.

**Elenco dei componenti:**

$\mu A1$  ;  $\mu A2$  = LM308

Resistenze da ¼ w

R1 = 47000 ohm

R2 = R3 = 100000 ohm

R4 = 99.5 ohm ( arrotondabile a 100 ohm)

C1 = 0.1  $\mu F$

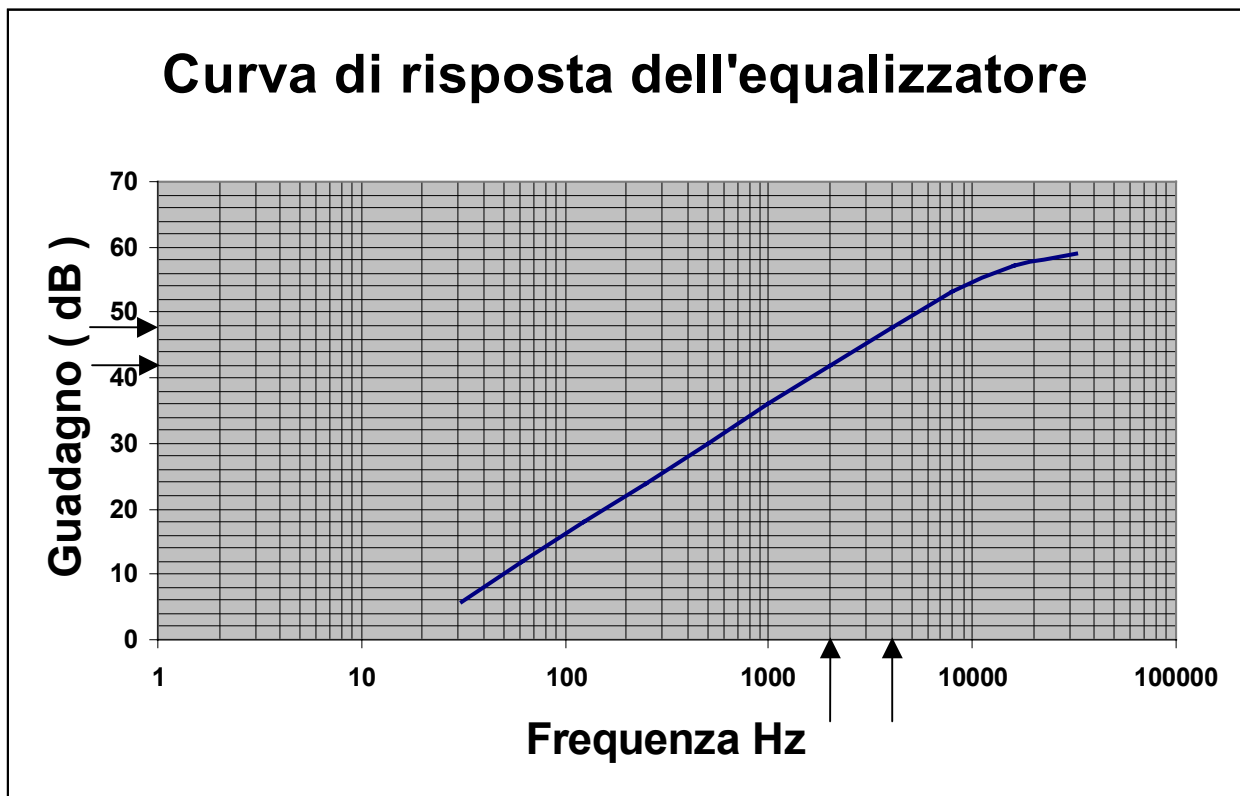
**Tracciamento della curva di risposta:**

Per il controllo sperimentale del circuito equalizzatore è utile il calcolo ed il tracciamento grafico della curva di risposta in funzione della frequenza; la curva in questione è il risultato della formula quotata con i valori dei componenti calcolati in precedenza:

$$G = 100000 \text{ ohm} / \sqrt{\{ [ 1 / (6.28 * f * 0.1 \mu F) ]^2 + 99.5^2 \text{ohm} \}}$$

il calcolo della variazione di G in funzione di f è riportato in figura 4.45.

figura 4.45



La curva è tracciata con ascisse in scala logaritmica per poter contenere l'ampia gamma di frequenze che interessano il progetto: da 100 Hz a 4000 Hz. Le ordinate sono divise con intervalli da 2 dB ciascuno.

Le due frecce verticali riportate sulle ascisse evidenziano rispettivamente:

La freccia a sinistra la frequenza 2000 Hz alla quale corrisponde il guadagno voluto di 42 dB indicato dalla freccia orizzontale superiore.

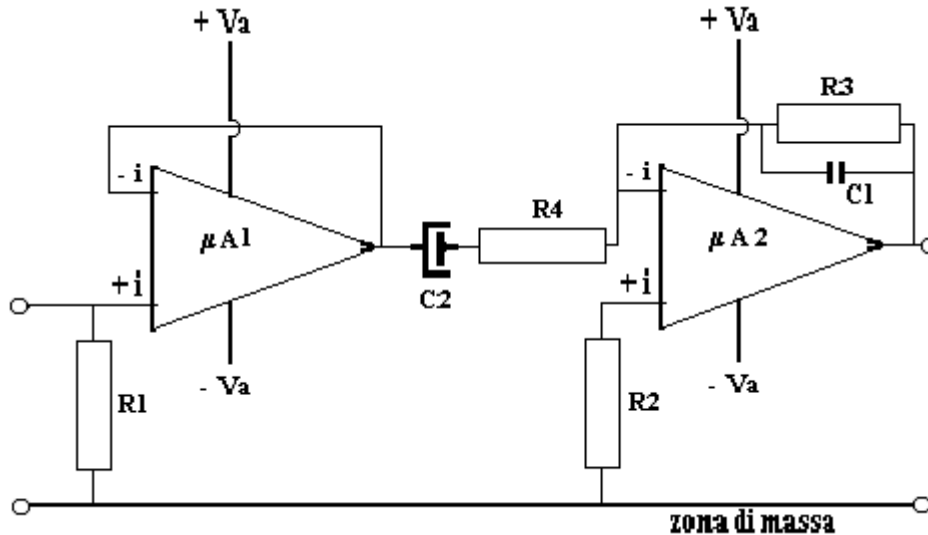
La freccia a destra la frequenza 4000 Hz alla quale corrisponde un guadagno di 47.7 dB (invece di 48 dB voluto) indicato dalla freccia orizzontale inferiore.

Per la ripetizione di questo tipo di curve si veda l'appendice A6.

#### 4.18.2 L'amplificatore a guadagno decrescente con l'aumento della frequenza

Questo amplificatore, detto anche equalizzatore a pendenza negativa viene proposto nello schema di figura 4.46 e di seguito descritto.

figura 4.46



Il circuito è formato da due sezioni, la prima formata dall'integrato  $\mu A1$  che ha la funzione di ripetitore del segnale d'ingresso verso la seconda sezione, costituita da  $\mu A2$ , affinché questa possa lavorare con bassa impedenza del generatore d'ingresso, necessaria al suo funzionamento. La rete di controreazione di  $\mu A2$  è formata dalle resistenze  $R3$  ed  $R4$  e dal condensatore  $C1$ ; dalla combinazione di  $R4$  e  $C1$  si ottiene il guadagno dell'amplificatore crescente con il decrescere della la frequenza, guadagno che può crescere fino al limite massimo determinato da  $R3$ , oltre il quale il guadagno non cresce più significativamente.

La funzione di  $R3$  è duplice; evita che l'amplificatore possa, a parità di livelli, saturare per segnali a frequenze basse e consente la chiusura dell'anello di contro reazione in corrente continua di  $\mu A2$ . La legge di variazione del guadagno, nel campo di frequenze nel quale  $C1$  non è ancora influenzato sensibilmente da  $R3$ , è di un raddoppiamento del guadagno per ogni dimezzamento della frequenza (variazione con pendenza di  $-6$  dB / ottava).

Il guadagno dell'amplificatore è dato dall'espressione:

$$G = \{R3 * [1 / (2 * \pi * f * C1)]\} / R4 * \sqrt{\{ [1 / (2 * \pi * f * C1)]^2 + R3^2 \}}$$

una forma semplificata di questa, che non tiene conto della presenza di  $R3$ , è data da :

$$G = [1 / (2 * \pi * f * C1)] / R4$$

Vediamo come dimensionare i diversi componenti mediante un esercizio numerico:

##### **Dati di base:**

Sia da dimensionare un amplificatore con un guadagno crescente con la riduzione della frequenza, secondo una pendenza di  $-6$  dB/ottava nel campo di frequenze compreso tra 400 e 10000 Hz. Si voglia un valore di guadagno pari a  $+20$  dB (10 volte) alla frequenza di 800 Hz ed una resistenza d'ingresso superiore a 90000 ohm.

### **Calcolo della rete di controreazione:**

Il lavoro deve iniziare con il calcolo di C1 alla frequenza di 800 Hz per la quale si vuole un guadagno dell'amplificatore di 20 dB (10 volte); inizialmente si deve impiegare la formula semplificata del guadagno dalla quale si ricava il valore di C1, cioè:

$$C1 = 1 / (2 * \pi * f * R4 * G)$$

Nella formula dobbiamo inserire, sia il valore di G = 10, voluto alla frequenza di 800 Hz, sia il valore di R4 di cui non disponiamo; questo valore si deve impostare con un compromesso tra le seguenti due esigenze:

- Dalla formula del guadagno si evince che valori molto grandi di R4 portano a valori piccoli di C1 che potrebbero rendere difficile la realizzazione dell'amplificatore (le capacità disperse di alcune parti del circuito potrebbero rendere impossibile l'impiego, ad esempio, di un condensatore da 22 pF con il quale non si avrebbe più la risposta in frequenza voluta dall'amplificatore).
- Valori troppo piccoli di R4 potrebbero rappresentare un carico eccessivo per  $\mu A1$ .

Ponendo R4 = 10000 ohm è senz'altro salva la seconda esigenza, mentre il soddisfacimento della prima si verifica applicando la formula per il calcolo di C1:

$$C1 = 1 / (6.28 * 800 \text{ Hz} * 10000 \text{ ohm} * 10) = 1990 \text{ pF}$$

il valore di C1, calcolato per R = 10000 ohm, è, come si vede, sufficientemente grande per soddisfare anche la prima esigenza.

Ora se vogliamo che la banda di lavoro dell'amplificatore sia entro i termini dei dati di base, il valore di R3 deve essere trascurabile rispetto alla reattanza di Xc1 calcolata alla frequenza più bassa della banda (400 Hz).

$$Xc1 = 1 / (6.28 * 400 \text{ Hz} * 1990 \text{ pF}) = 200000 \text{ ohm}$$

Sviluppi teorici sul funzionamento del circuito suggeriscono, in tutti i casi, che, assumendo il valore di R3 pari a 4 volte il valore che Xc1 ha alla minima frequenza della banda, si ottiene un errore sul guadagno del tutto accettabile, quindi:

$$R3 = 4 * Xc1 = 4 * 200000 \text{ ohm} = 800000 \text{ ohm}$$

Alla frequenza fo per la quale Xc1 è uguale a 800000 ohm avremo una calo del guadagno di circa 3 dB (0.7 volte); il valore di fo è dato da:

$$fo = 1 / (6.28 * 800000 \text{ ohm} * 1990 \text{ pF}) = 100 \text{ Hz}$$

Ci si può ora chiedere quale errore provochi la presenza di R3 sul guadagno voluto alla frequenza di 400 Hz, limite inferiore della banda; il guadagno in questione è il doppio del guadagno a 800 Hz cioè  $2 * 10 = 20$  volte. La risposta al quesito, che è anche una verifica dell'andamento dei calcoli, si ha applicando la formula completa per il calcolo del guadagno:

$$G = \{ R3 * [ 1 / (2 * \pi * f * C1) ] \} / R4 * \sqrt{ [ 1 / (2 * \pi * f * C1) ]^2 + R3^2 } =$$

$$= \{ 800000 \text{ ohm} * [ 1 / (6.28 * 400 * 1990 \text{ pF}) ] \} / 10000 \text{ ohm} * \sqrt{ [ 1 / (6.28 * 400 * 1990 \text{ pF}) ]^2 + 800000^2 \text{ ohm} } = 19.4$$

contro un guadagno voluto di 20 volte; l'errore commesso, del solo 3%, è da ritenersi praticamente irrilevante.

### ***Determinazione di R1 ed R2 e C2:***

Per minimizzare il fuori zero di  $\mu A2$  è opportuno che  $R2$  sia uguale ad  $R3$  quindi  $R2 = 800000$  ohm (arrotondabili a 820000 ohm).

Il valore di  $R1$  deve soddisfare le indicazioni di base perciò  $R1 = 100000$  ohm.

Il condensatore  $C2$ , la cui funzione è d'isolare l'anello di controreazione per le tensioni continue, deve avere una reattanza trascurabile rispetto ad  $R4$  alla frequenza di 400 Hz, limite inferiore della banda; ponendo pertanto:

$$X_{c2} = R4 / 1000 = 10 \text{ ohm}$$

si ha:

$$C2 = 1 / (6.28 * 400 \text{ Hz} * 10 \text{ ohm}) = 159 \text{ }\mu\text{F} \text{ (arrotondabile a } 220 \text{ }\mu\text{F)}$$

### ***Scelta dei circuiti integrati:***

Il guadagno massimo richiesto da  $\mu A2$ , relativo alla frequenza di 400 Hz, è di 26 dB; un guadagno libero di circa 60 dB è più che sufficiente per garantire questa prestazione, un integrato con queste caratteristiche è individuabile nel tipo LM 308 (necessita del condensatore di compensazione da 3 pF). Il circuito integrato  $\mu A1$  può essere dello stesso tipo ma con un condensatore di compensazione di 100 pF.

### ***Elenco dei componenti:***

$\mu A1$  ;  $\mu A2 =$  LM308

Resistenze da  $\frac{1}{4}$  w

$R1 = 100000$  ohm

$R2 = R3 = 820000$  ohm

$R4 = 10000$  ohm

$C1 = 1990$  pF (arrotondabile a 2000 pF)

$C2 = 220$   $\mu$ F

### ***Tracciamento della curva di risposta:***

Per il controllo sperimentale del circuito equalizzatore è utile il calcolo ed il tracciamento grafico della curva di risposta in funzione della frequenza; la curva in questione è il risultato della formula quotata con i valori dei componenti calcolati in precedenza:

$$G = \{800000 \text{ ohm} * [1 / (6.28 * f * 1990 \text{ pF})]\} / 10000 \text{ ohm} * \sqrt{[1 / (6.28 * f * 1990 \text{ pF})^2] + 800000^2 \text{ ohm}}$$

il calcolo della variazione di  $G$  in funzione di  $f$  è riportato in figura 4.47.

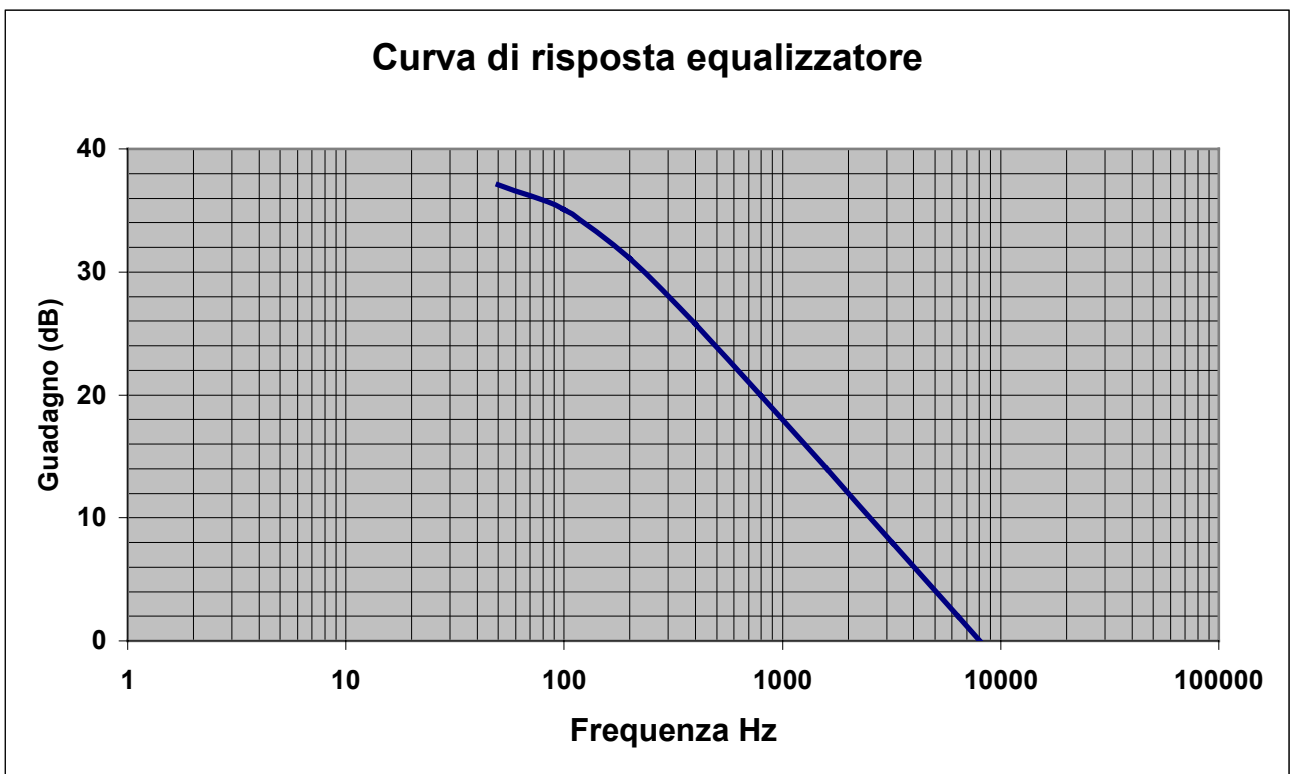
La curva è tracciata con ascisse in scala logaritmica per poter contenere l'ampia gamma di frequenze che interessano il progetto: da 400 Hz a 10000 Hz. Le ordinate sono divise con intervalli da 2 dB ciascuno.

Le due frecce verticali riportate sulle ascisse evidenziano:

La freccia a destra la frequenza 800 Hz alla quale corrisponde il guadagno voluto di 20 dB indicato dalla freccia orizzontale inferiore.

La freccia a sinistra la frequenza 400 Hz alla quale corrisponde un guadagno di 25.7 dB (invece di 26 dB voluto) indicato dalla freccia orizzontale inferiore.  
Per la ripetizione di questo tipo di curve si veda l'appendice A6.

figura 4.47



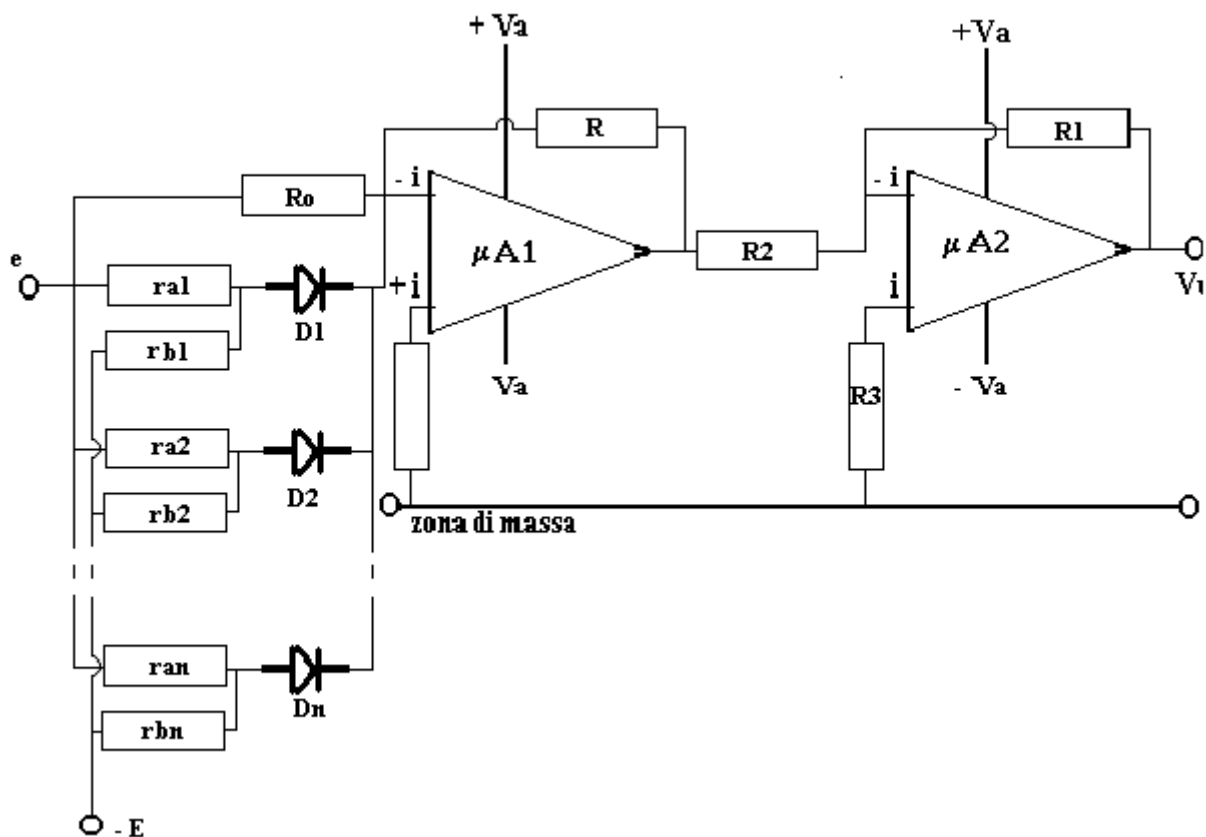
#### 4.19 Il generatore di funzioni

Il circuito elettronico che ci accingiamo a descrivere è utile in alcune applicazioni, per l'elaborazione dei segnali analogici in corrente continua, qualora si debba creare un particolare profilo di tensione in dipendenza di altra, variabile in ampiezza.

Lo schema del generatore di funzioni è un pò complicato e, nonostante non servano particolari conoscenze di carattere matematico, i calcoli per determinarne i vari componenti sono lunghi e laboriosi. È richiesta molta attenzione per non incorrere in banali errori aritmetici ma il circuito così ottenuto offre ottime prestazioni.

Lo schema elettrico del generatore è illustrato in figura 4.48 e di seguito descritto.

figura 4.48



Lo schema è diviso in due sezioni, il generatore di funzioni, costruito attorno a  $\mu A1$  e l'invertitore finale costruito attorno a  $\mu A2$ . Il generatore di funzioni espleta il proprio ruolo grazie alle reti costituite rispettivamente dai gruppi di componenti:

- Gruppo (0) formato da  $R_0$
- Gruppo (1) formato da  $r_{a1}$ ;  $r_{b1}$ ;  $D1$
- Gruppo (2) formato da  $r_{a2}$ ;  $r_{b2}$ ;  $D2$
- Altri gruppi, secondo le necessità, simili al gruppo 2
- Gruppo (n), ultimo gruppo, formato da  $r_{an}$ ;  $r_{bn}$ ;  $Dn$

Il numero dei gruppi può essere scelto in base alle necessità del progetto, ciascun gruppo è diverso dagli altri per il valore delle resistenze.

Il funzionamento del circuito è il seguente:

La tensione continua all'uscita di  $\mu A1$  varia in dipendenza della tensione continua d'ingresso ( $e$ ) e della tensione di riferimento  $-E$ ; per i primi valori di ( $e$ ), crescente, il primo gruppo che conduce è

Ro dato che gli altri gruppi sono vincolati, sia alla tensione di riferimento, sia alla tensione di soglia dei diodi che se non superata non consente il passaggio di corrente verso  $\mu A1$ .

Nel primo crescere di  $(e)$ , pertanto, la tensione all'uscita di  $\mu A1$  diminuisce in proporzione al rapporto  $R/R_o$  ( $\mu A1$  è in configurazione invertente); quando  $(e)$  raggiunge il valore per il quale il Gruppo (2) inizia a condurre ( la conduzione dipende dai valori assegnati a  $ra1;rb1; E$ ), la tensione in uscita a  $\mu A1$  decresce ulteriormente con una pendenza superiore alla precedente.

Quando  $(e)$ , nel suo incrementarsi, raggiunge il valore per il quale il Gruppo (3) inizia a condurre ( la conduzione dipende dai valori assegnati a  $ra2;rb2; E$ ) la tensione in uscita a  $\mu A1$  decresce ulteriormente con una pendenza superiore alla precedente.

I successivi incrementi di  $(e)$  portano in conduzione, l'uno dopo l'altro, tutti i restanti gruppi con la conseguenza che la tensione all'uscita di  $\mu A1$  seguita a decrescere e a variare pendenza.

Dato che la tensione d'uscita di  $\mu A1$  è rovesciata di polarità mediante  $\mu A2$ , all'uscita di quest'ultimo si avrà una tensione crescente con il crescere di  $(e)$  e con pendenza variabile in dipendenza delle caratteristiche dei gruppi  $Go - Gn$ .

La pendenza nella variazione della tensione d'uscita di  $\mu A1$  ne descrive il profilo quindi la legge che governa il generatore di funzioni.

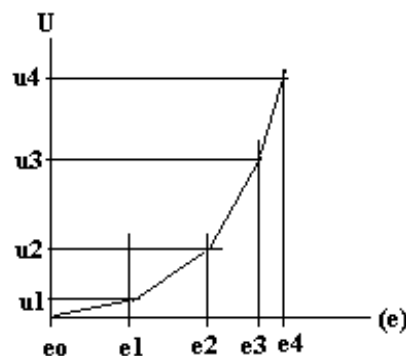
Il circuito può servire, ad esempio, per generare un numero discreto di livelli di tensione continua che variano secondo il quadrato di  $(e)$  cioè:  $V_u = (e)^2$ .

La teoria generale che spiega matematicamente questo processo è complicata, il lettore interessato all'argomento può esaminarla in appendice A7, a noi ora basta esporre le diverse formule di calcolo per il computo dei valori dei componenti i diversi gruppi.

Prima di elencare le formule è necessario precisare quanto segue:

Le formule per il calcolo dei componenti hanno bisogno di un supporto grafico per comprendere meglio quali sono i riferimenti ai simboli impiegati; tale supporto è mostrato in figura 4.49

figura 4.49



Il grafico di figura 4.49 mostra, in ascisse, il variare della tensione d'ingresso  $(e)$ , ed, in ordinate, la tensione all'uscita del generatore di funzioni.

Il primo tratto di variazione di  $(e)$  è compreso tra 0 ed  $e1$ , in corrispondenza l'uscita varia da 0 ad  $u1$ ; il secondo tratto di variazione di  $(e)$  è compreso tra  $e1$  ed  $e2$ , in corrispondenza l'uscita varia da  $u1$  ad  $u2$ , e così via.

Il valore di  $e0$  corrisponde al punto d'intervento del Gruppo 0.

Il valore di  $e1$  corrisponde al punto d'intervento del Gruppo 1.

Il valore di  $e2$  corrisponde al punto d'intervento del Gruppo 2.

Il valore di  $e3$  corrisponde al punto d'intervento del Gruppo 3 e così via.

Con il crescere di  $(e)$  si ha in successione l'intervento dei diversi gruppi; l'intervento d'un gruppo non esclude i precedenti che continuano a fornire corrente al circuito.



Si comprende come la risposta del circuito possa generare con precisione soltanto gli n punti d'impostazione definiti dagli n gruppi di componenti, per tutti gli altri valori di u, compresi tra due successivi valori di (e), la generazione della funzione è affidata ad una interpolazione di tipo lineare; è chiaro quindi che tanto maggiori saranno il numero di gruppi tanto migliore sarà la precisione della funzione generata.

L'elenco delle formule per un generatore di funzioni caratterizzato da 10 gruppi è il seguente:

**Gruppo 0**

$$R_0 = e_1 * R / u_1$$

**Gruppo 1**

$$i_1 = (u_2 / R) - (e_2 / R_0)$$

$$r_{a1} = (e_2 - e_1) / i_1$$

$$r_{b1} = r_{a1} * |E| / e_1$$

**Gruppo 2**

$$i_2 = (u_3 / R) - (e_3 / R_0) - ((e_3 / r_{a1}) + (E / r_{b1}))$$

$$r_{a2} = (e_3 - e_2) / i_2$$

$$r_{b2} = r_{a2} * |E| / e_2$$

**Gruppo 3**

$$i_3 = (u_4 / R) - (e_4 / R_0) - ((e_4 / r_{a1}) + (E / r_{b1})) - ((e_4 / r_{a2}) + (E / r_{b2}))$$

$$r_{a3} = (e_4 - e_3) / i_3$$

$$r_{b3} = r_{a3} * |E| / e_3$$

**Gruppo 4**

$$i_4 = (u_5 / R) - (e_5 / R_0) - ((e_5 / r_{a1}) + (E / r_{b1})) - ((e_5 / r_{a2}) + (E / r_{b2})) - ((e_5 / r_{a3}) + (E / r_{b3}))$$

$$r_{a4} = (e_5 - e_4) / i_4$$

$$r_{b4} = r_{a4} * |E| / e_4$$

**Gruppo 5**

$$i_5 = (u_6 / R) - (e_6 / R_0) - ((e_6 / r_{a1}) + (E / r_{b1})) - ((e_6 / r_{a2}) + (E / r_{b2})) - ((e_6 / r_{a3}) + (E / r_{b3})) -$$

$$-((e_6 / r_{a4}) + (E / r_{b4}))$$

$$r_{a5} = (e_6 - e_5) / i_5$$

$$r_{b5} = r_{a5} * |E| / e_5$$

**Gruppo 6**

$$i_6 = (u_7 / R) - (e_7 / R_0) - ((e_7 / r_{a1}) + (E / r_{b1})) - ((e_7 / r_{a2}) + (E / r_{b2})) - ((e_7 / r_{a3}) + (E / r_{b3})) -$$

$$-((e_7 / r_{a4}) + (E / r_{b4})) - ((e_7 / r_{a5}) + (E / r_{b5}))$$

$$r_{a6} = (e_7 - e_6) / i_6$$

$$r_{b6} = r_{a6} * |E| / e_6$$

**Gruppo 7**

$$i_7 = (u_8 / R) - (e_8 / R_0) - ((e_8 / r_{a1}) + (E / r_{b1})) - ((e_8 / r_{a2}) + (E / r_{b2})) - ((e_8 / r_{a3}) + (E / r_{b3})) -$$

$$-((e_8 / r_{a4}) + (E / r_{b4})) - ((e_8 / r_{a5}) + (E / r_{b5})) - ((e_8 / r_{a6}) + (E / r_{b6}))$$

$$r_{a7} = (e_8 - e_7) / i_7$$

$$r_{b7} = r_{a7} * |E| / e_7$$

### Gruppo 8

$$\begin{aligned}i8 &= (u9 / R) - (e9 / Ro) - ((e9 / ra1) + (E / rb1)) - ((e9 / ra2) + (E / rb2)) - ((e9 / ra3) + (E / rb3)) - \\ &- ((e9 / ra4) + (E / rb4)) - ((e9 / ra5) + (E / rb5)) - ((e9 / ra6) + (E / rb6)) - ((e9 / ra7) + (E / rb7)) \\ ra8 &= (e9 - e8) / i8 \\ rb8 &= ra8 * |E| / e8\end{aligned}$$

### Gruppo 9

$$\begin{aligned}i9 &= (u10 / R) - (e10 / Ro) - ((e10 / ra1) + (E / rb1)) - ((e10 / ra2) + (E / rb2)) - ((e10 / ra3) + \\ &+ (E / rb3)) - ((e10 / ra4) + (E / rb4)) - ((e10 / ra5) + (E / rb5)) - ((e10 / ra6) + \\ &+ (E / rb6)) - ((e10 / ra7) + (E / rb7)) - ((e10 / ra8) + (E / rb8)) \\ ra9 &= (e9 - e8) / i9 \\ rb9 &= ra9 * |E| / e9\end{aligned}$$

Da un rapido esame delle formule ci si rende conto che queste non richiedono particolari conoscenze matematiche per il loro sviluppo, ma soltanto molta pazienza e determinazione; l'unico simbolo che richiede una piccola nota è scritto con  $|E|$ , esso indica che il valore di E, che nel circuito è d'obbligo come tensione negativa, deve essere utilizzato nella formula senza il segno meno. Chi volesse cimentarsi nel calcolo automatico con il personal computer può consultare l'appendice A8.

Con gli elementi acquisiti vediamo come dimensionare un circuito per la generazione di una funzione parabolica (si tratta semplicemente della legge che governa il quadrato dei numeri):

$$y = k * x^2$$

### ***Dati del progetto:***

Si debba progettare un generatore di funzioni in grado di produrre, sotto forma di una tensione continua, la funzione

$$U = 0.05 * e^2$$

in dipendenza della tensione continua d'ingresso (e).

La tensione (e) deve poter variare in un intervallo INT.e compreso tra 0 Vcc e 20 Vcc.

La tensione d'uscita U deve poter variare in un intervallo INT.u compreso tra 0Vcc è 20 Vcc.

La tensione di riferimento deve essere E = -16 V.

La variazione della tensione d'ingresso deve potersi sviluppare in un tempo minimo di 1 Sec.

### ***Calcolo della tabella delle variabili:***

La prima operazione da svolgere è relativa al calcolo della tabella delle variabili sulla base dei dati di progetto e del numero dei gruppi disponibili. Essendo richiesta una variabilità di (e) compresa tra 0V e 20 V e disponendo di un generatore di funzione con 10 gruppi di componenti, dobbiamo calcolare i rispettivi punti d'intervento dei gruppi stessi dividendo l'asse delle (e) in 10 intervalli da  $\Delta e$  volt :

$$\Delta e = (20V_{cc} - 0V_{cc}) / 10 = 2V_{cc}$$

ora applicando la formula della legge di progetto

$$U = 0.05 * e^2$$

si può compilare la tabella :

Valore della tensione (e) in Vcc	Valore della tensione u in Vcc
e0 = 0	u0 = 0
e1 = 2	u1 = 0.2
e2 = 4	u2 = 0.8
e3 = 6	u3 = 1.8
e4 = 8	u4 = 3.2
e5 = 10	u5 = 5
e6 = 12	u6 = 7.2
e7 = 14	u7 = 9.8
e8 = 16	u8 = 12.8
e9 = 18	u9 = 16.2
e10 = 20	u10 = 20

Nella tabella compaiono le coppie e0, u0; e1, u1; e2, u2 ecc. che devono essere impiegate per il calcolo dei componenti utilizzando le formule date in precedenza.

### **Calcolo dei componenti dei 10 gruppi:**

Per il calcolo dei componenti dei diversi gruppi si deve fissare il valore della resistenza R di controreazione di  $\mu A1$ ; un valore di R = 10000 ohm è adatto a questo tipo di circuito. Essendo fissato per E il valore di -16 V si procede come segue:

Gruppo 0 (calcolo di Ro)

$$R_o = e_1 * R / u_1 = 2V_{cc} * 10000 \text{ ohm} / 0.2 V_{cc} = 100000 \text{ ohm}$$

Gruppo 1 (calcolo di ra1 e rb1)

Si calcola inizialmente il valore di i1:

$$i_1 = (u_2 / R) - (e_2 / R_o) = (0.8V_{cc} / 10000 \text{ ohm}) - (4V_{cc} / 100000 \text{ ohm}) = 40 \mu A$$

quindi

$$r_{a1} = (e_2 - e_1) / i_1 = (4V_{cc} - 2 V_{cc}) / 40 \mu A = 50000 \text{ ohm}$$

$$r_{b1} = r_{a1} * |E| / e_1 = 50000 \text{ ohm} * |-16V_{cc}| / 2 V_{cc} = 400000 \text{ ohm}$$

Procedendo in modo analogo, con le formule di calcolo già illustrate, si calcolano i valori degli altri componenti e si ottengono i valori:

$$r_{a2} = 50000 \text{ ohm}$$

$$r_{b2} = 200000 \text{ ohm}$$

ra3 = 50000 ohm	rb3 = 133333 ohm
ra4 = 50000 ohm	rb4 = 100000 ohm
ra5 = 50000 ohm	rb5 = 80000 ohm
ra6 = 50000 ohm	rb6 = 66666 ohm
ra7 = 50000 ohm	rb7 = 57142 ohm
ra8 = 50000 ohm	rb8 = 50000 ohm
ra9 = 50000 ohm	rb9 = 44444 Ohm

Tutte le resistenze devono essere selezionate con una precisione dell' 1%.

### ***Calcolo dei componenti di $\mu A2$ :***

L'integrato in oggetto ha il solo compito di invertire il segnale in corrente continua proveniente dall'uscita di  $\mu A1$ , non deve pertanto amplificare né rappresentare un carico per quest'ultimo; sarà sufficiente porre  $R1 = R2 = 100000$  ohm e di conseguenza, per la stabilità in c.c, fissare  $R3 = 47000$  ohm.

### ***Selezione dei circuiti integrati:***

Dato che il progetto prevede che la variazione della tensione d'ingresso debba potersi sviluppare in un tempo minimo di 1 Sec. i circuiti integrati devono lavorare, praticamente, con tensioni continue; qualsiasi microamplificatore in corrente continua, con la compensazione del fuori zero, può essere adatto allo scopo.

### ***Selezione dei diodi:***

La funzione dei diodi  $D1; D2; \dots; D9$  è fondamentale per il funzionamento del circuito, purtroppo la tensione di soglia di questi componenti è un elemento che introduce errori nel sistema, errori che devono essere, per quanto possibile, ridotti utilizzando diodi con tensioni di soglia basse, come ad esempio i diodi con giunzioni al germanio, o quant'altro di meglio si possa trovare sul mercato.

### ***Diagramma dell'andamento della funzione generata:***

Il diagramma dell'andamento della funzione generata è utile per l'analisi complessiva dei calcoli; vi sono due possibilità:

- Si costruisce un diagramma per punti con i dati contenuti in tabella e dopo si verifica se il circuito sperimentale, per le tensioni d'ingresso indicate, fornisce le corrispondenti tensioni d'uscita; in questo modo si possono controllare soltanto 10 punti di lavoro ed il controllo viene fatto dopo la costruzione del circuito con il rischio di dover cominciare tutto da capo se non ci sono le corrispondenze.
- Si calcola completamente la funzione risultante del generatore con un procedimento molto complicato e se ne traccia il risultato grafico per tutti i possibili valori contenuti nell'intervallo di variazione di (e); questa procedura, riportata in appendice A8, consente, prima ancora di aver costruito il generatore, la verifica di tutti i calcoli fatti in modo tale che, se il grafico che si ottiene è corrispondente all'andamento voluto della funzione, si può passare alla fase realizzativa del circuito sicuri di non aver commesso errori.

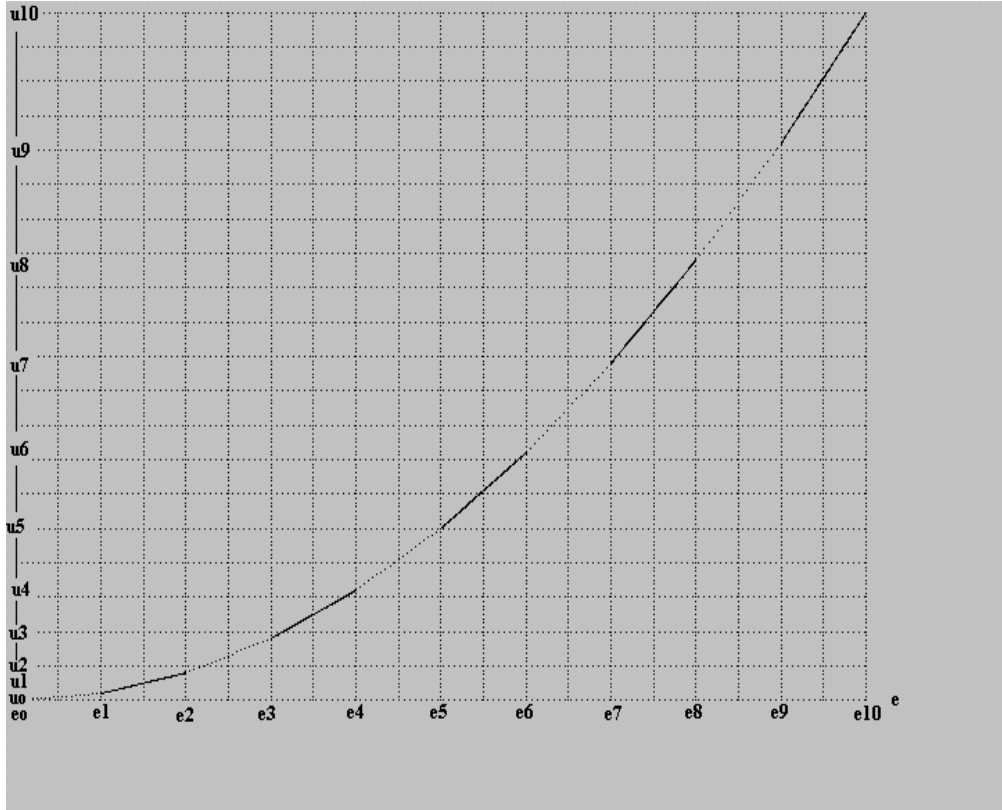
Il risultato della seconda possibilità è riportato, a scopo didattico, in figura 4.50, in essa si vedono in ascisse gli undici valori di (e) con i quali si sono calcolati i componenti, e in corrispondenza a questi, riportati sulle ordinate i valori di u.

La curva è stata tracciata, volutamente, con due diverse intensità della traccia per meglio evidenziare gli intervalli d'intervento dei diversi gruppi di componenti.

Come si vede 10 punti sono già sufficienti per dare alla curva, ovvero alla risposta del generatore di funzioni, un andamento molto raccordato nel quale con difficoltà si vedono i punti di cambiamento di pendenza.

Una prova è stata condotta, su di un P.C, per vedere la corrispondenza della curva di figura 4.50 con la curva matematica data:  $U = 0.05 * e^2$  , il risultato è ottimo, le due curve praticamente coincidono.

figura 4.50

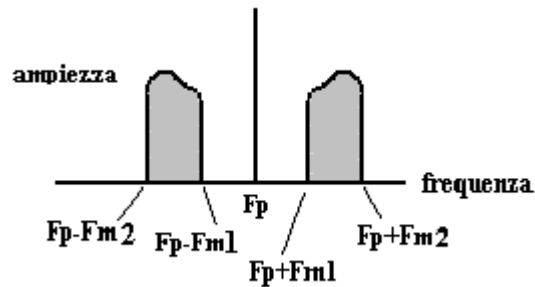


#### 4.20 Il modulatore bilanciato

Grande importanza nella progettazione dei circuiti elettronici riveste il modulatore bilanciato; questo dispositivo trova diverse applicazioni sia nelle tecniche di comunicazione radio sia nel campo dei segnali in bassa frequenza come, ad esempio, nella telefonia subacquea utilizzata tra mezzi navali. Nel presente capitolo ci occuperemo dell'utilizzo del modulatore bilanciato nel campo delle basse frequenze per la generazione di segnali modulati privi della frequenza portante.

La modulazione lineare dei segnali, ottenuta agendo su di una frequenza portante  $F_p$ , mediante un segnale vocale definito in una banda di frequenze compresa tra  $F_{m1}$  e  $F_{m2}$ , è caratterizzata da uno spettro di frequenze quale quello riportato in figura 4.51

figura 4.51



La figura mostra la presenza della riga di frequenza centrale  $F_p$  (segnale della portante), ai lati della quale sono presenti due insiemi di frequenze (bande laterali) che si estendono, a sinistra, da  $F_p - F_{m2}$  a  $F_p - F_{m1}$ , e a destra da  $F_p + F_{m1}$  a  $F_p + F_{m2}$  (questo insieme di frequenze, dopo rivelazione, riproduce il segnale modulante).

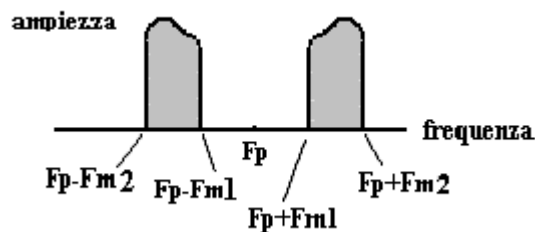
La portante è stata modulata da un segnale vocale e ciascuna banda laterale porta l'informazione del contenuto vocale del segnale modulante; ne segue che la portante  $F_p$  non ha in sé alcuna informazione del segnale vocale e pertanto potrebbe essere eliminata.

Il modulatore bilanciato ha appunto lo scopo di produrre uno spettro di modulazione nel quale è assente la portante e sono presenti soltanto le due bande laterali (l'insieme delle sole due bande laterali non restituisce, dopo rivelazione, il segnale modulante; questa possibilità è data dopo opportuna elaborazione dell'insieme frequenziale).

Tre forme di modulazione con portante soppressa possono essere realizzate con il modulatore bilanciato:

- **modulazione DSB** (Double Side Band) a doppia banda laterale (figura 4.52)

figura 4.52



- **modulazione SSB** (Single Side Band) a banda laterale singola comprendente:

- modulazione LSB (Low Side Band) a sola banda laterale inferiore (figura 4.53)

- modulazione USB (Upper Side Band) a sola banda laterale superiore (figura 4.54)

figura 4.53

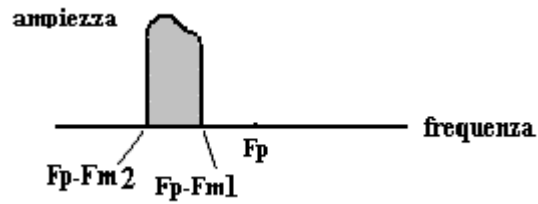
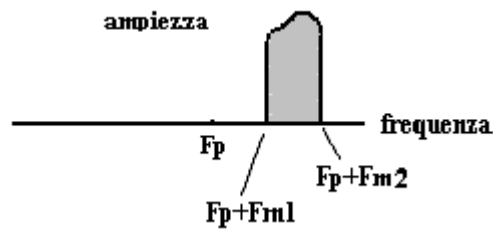


figura 4.54



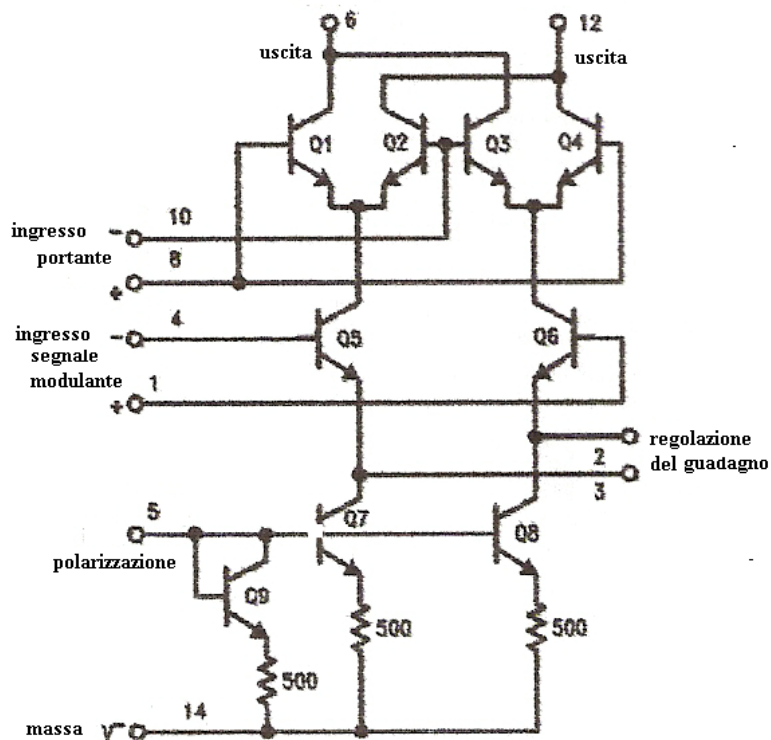
#### 4.20.1 Il modulatore bilanciato per DSB

La modulazione a doppia banda laterale con portante soppressa si ottiene con l'impiego di un particolare circuito integrato, il tipo LM 1496, la cui disposizione meccanica è riportata in figura 4.55 e le caratteristiche circuitali in figura 4.56.

figura 4.55



figura 4.56



L'integrato LM1496 esegue il prodotto algebrico tra il segnale modulante ( applicato ad uno dei due terminali 4 od 1) e la portante (applicata ad uno dei due terminali 8 o 10), ciò grazie ad un particolare circuito bilanciato dal quale il dispositivo trae il nome "modulatore bilanciato". Il risultato del processo matematico (si veda appendice A14) genera un segnale DSB all'uscita dei pin 6 o 12; questo segnale è inquinato, a causa della tecnologia dello LM1496, sia da un segnale spurio della modulazione, sia da un residuo molto basso di portante; per depurare il segnale DSB dallo spurio della modulazione è necessario prelevare il segnale tramite un filtro Rf-Cf., per ridurre al minimo il residuo di portante è necessario un aggiustamento potenziometrico così come mostrato in seguito.

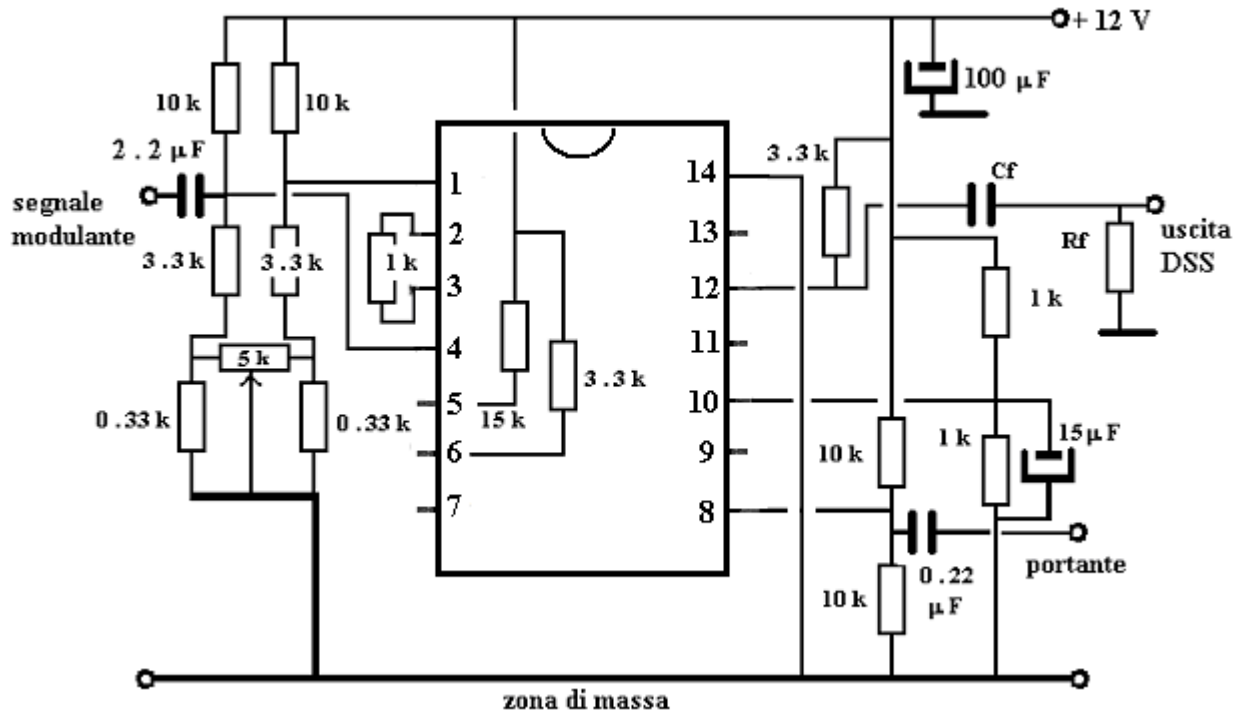
Un circuito elettronico di un modulatore DSB, suggerito per applicazioni in bassa frequenza, e che utilizza l'integrato LM 1496, è riportato in figura 4.57 e di seguito commentato:

- Il circuito è alimentato con +12 Vcc e ha la massa al pin 14; ha un condensatore di fuga da 100  $\mu$ F.
- Il guadagno dell'integrato è fissato con una resistenza da 1 k collegata tra i pin 2 e 3.
- L'integrato è polarizzato sul +12 V mediante una resistenza da 15 k collegata al pin 5.
- Il terminale d'uscita non utilizzato, pin 6, è collegato al +12 Vcc con una resistenza da 3.3 k.
- Il terminale d'uscita attivo, pin 12, è collegato al +12 Vcc con una resistenza da 3.3 k.
- I terminali d'ingresso, pin 4 e pin 1, sono collegati a due partitori resistivi (10 k + 3.3 k + 0.33 k) bilanciati mediante un trimmer potenziometrico da 5 k.
- Il segnale modulante è applicato, tramite una capacità da 2.2  $\mu$ F, al pin 4.
- La portante è applicata, tramite una capacità da 0.22  $\mu$ F, al pin 8



-Il segnale DSS, in uscita da pin 10, è filtrato dalla cellula Cf.-Rf.

figura 4.57



I dati di lavoro dell'integrato, consigliati dal costruttore, sono:

- livello della portante = 60 mV eff. sinusoidali
- livello del segnale modulante = 5 Vpp massimo

Dato che il dimensionamento dei componenti è già definito nello schema di figura 4.57, salvo la cellula Cf-Rf, non resta che impostare un esercizio per valutare la cellula e le forme d'onda del segnale modulante, della portante e del segnale DSS d'uscita:

**Dati di base:**

Sia da definire il livello e la forma d'onda d'uscita del modulatore DSS una volta che siano applicati ad esso i seguenti segnali:

- segnale modulante, Sm, applicato al pin 4: tensione sinusoidale di 1.5 Vpp alla frequenza 1000 Hz
- portante, Fp, applicata al pin 8: tensione sinusoidale di 60 mVeff alla frequenza 120000 Hz

**Calcolo delle due frequenze del segnale DSB**

La frequenza facente parte della banda inferiore sarà:

$$f_i = F_p - S_m = 120000 \text{ Hz} - 1000 \text{ Hz} = 119000 \text{ Hz}$$

La frequenza facente parte della banda superiore sarà:

$$f_s = F_p + S_m = 120000 \text{ Hz} + 1000 \text{ Hz} = 121000 \text{ Hz}$$

### ***Dimensionamento della cellula Rf-Cf:***

La cellula Cf-Rf ha il compito di depurare il segnale DSB dalla spuria di modulazione del segnale  $S_m$  a 1000 Hz; la reattanza di Cf, alla frequenza di 1000 Hz, deve essere grande rispetto alla resistenza da 3.3 k che fa capo al pin 12 d'uscita, è ragionevole assumere una reattanza di 100 volte di tale resistenza:  $X_{Cf} = 330000$  ohm, quindi:

$$C_f = 1 / (6.28 * 1000 \text{ Hz} * 330000 \text{ ohm}) = 482 \text{ pF}$$

La reattanza di Cf, la cui capacità è arrotondabile a 470 pF, presenterà una reattanza bassa alle frequenze  $f_i$  e  $f_s$ , ovvero, per  $f_i$  sarà:

$$X_{Cf} = 1 / (6.28 * 119000 * 470 \text{ pF}) = 2847 \text{ ohm}$$

Assumendo ora per Rf il valore di 2847 ohm la cellula attenuerà circa -3 dB alla frequenza di 119000 Hz e di circa 41 dB alla frequenza del segnale di modulazione a 1000 Hz; la spuria di quest'ultimo viene pertanto attenuata, rispetto al livello del segnale SSB di (41dB - 3dB) = 38 db, comparando come un disturbo di ampiezza pari a SSB / 80.

### ***Note sul residuo di portante***

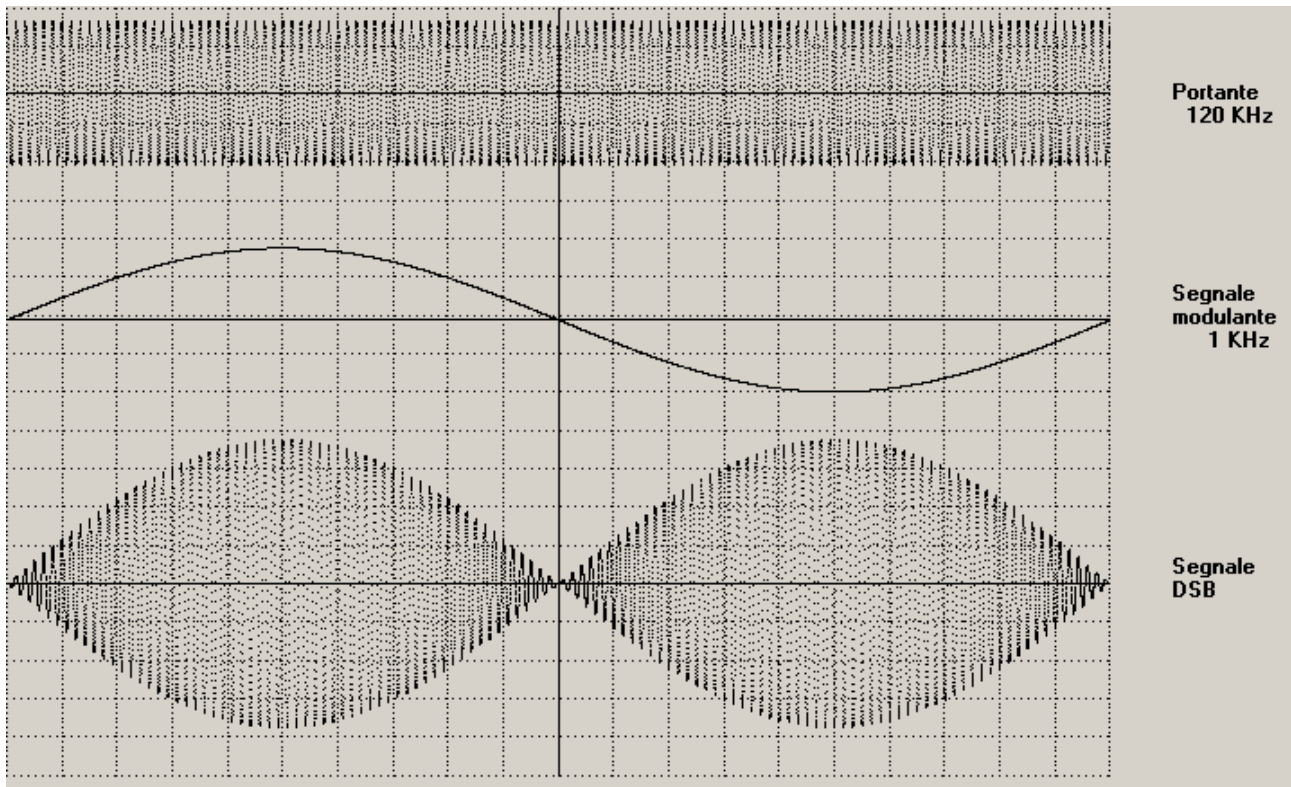
Il residuo di portante potrà essere ridotto di oltre 50 dB, rispetto al livello della DSS, agendo in modo opportuno, secondo quanto di seguito indicato nelle specifiche di taratura.

### ***Calcolo delle forme d'onda del segnale DSB***

È di notevole importanza, per il controllo del circuito modulatore, tracciare le forme d'onda del segnale modulante, della portante e quelle attese in uscita dalla cellula Cf-Rf, forme d'onda che potranno essere verificate, al momento del collaudo del dispositivo, mediante oscilloscopio.

Dette forme d'onda, mostrate, per il nostro esercizio, nel grafico di figura 4.58, sono il risultato di un piccolo programma di calcolo e presentazione riportato in appendice A14.

figura 4.58

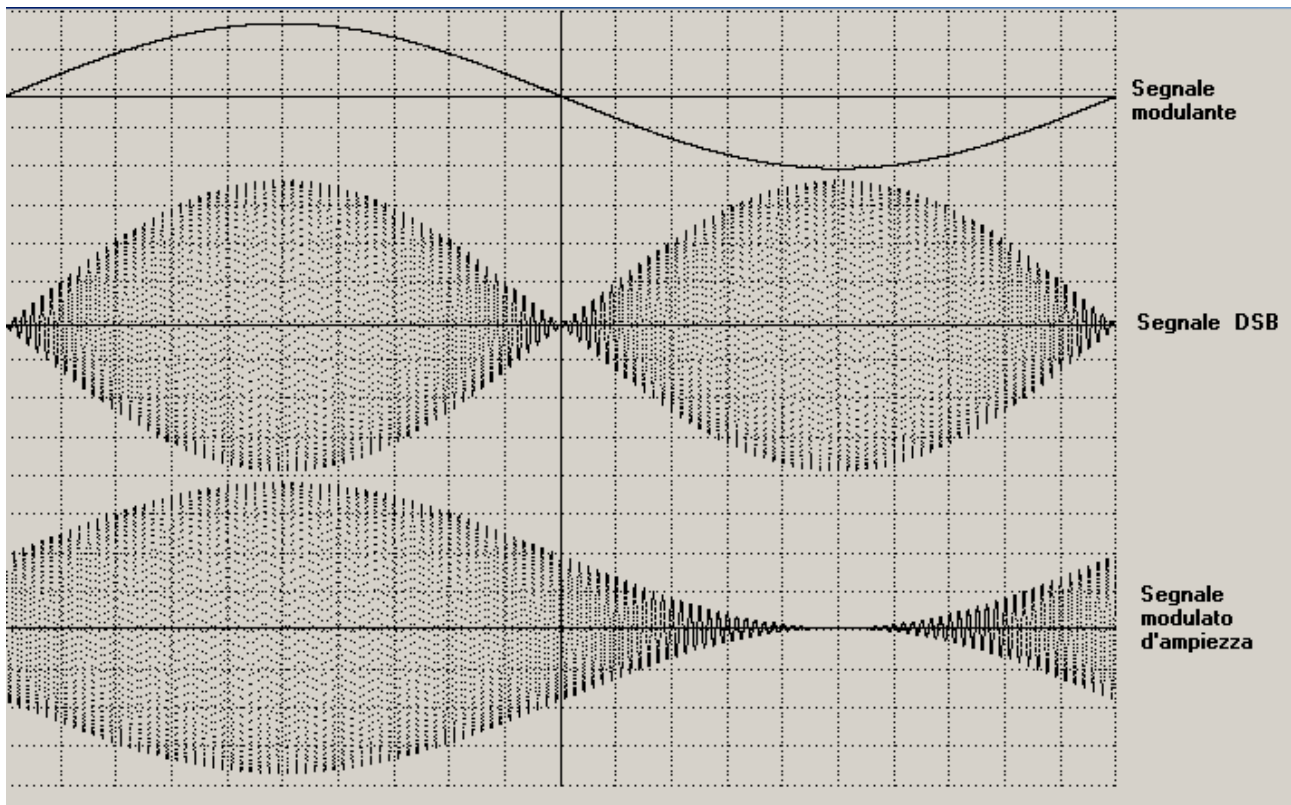


Nella parte alta del grafico è tracciato l'andamento sinusoidale della portante, sotto figura il grafico del segnale sinusoidale della modulante il cui periodo è 120 volte quello della portante, nella parte inferiore è tracciato l'andamento teorico del segnale DSB.

L'andamento del segnale DSB, mostrato in figura 4.58, è simile per qualsiasi valore della portante e del segnale di modulazione; può pertanto servire da riscontro per qualsiasi progetto dello stesso tipo. È di notevole interesse osservare come nel grafico del segnale DSB questo si azzeri in corrispondenza dello zero del segnale modulante; ciò significa che, in assenza di tale segnale, l'uscita DSB non è presente.

L'andamento del segnale DSB è confacente con il proprio spettro in frequenza già visto in figura 4.52; ad evitare che il profilo del segnale DSB possa essere erroneamente valutato come quello appartenente ad un segnale modulato in ampiezza, il cui spettro è riportato in figura 4.51, viene mostrata, in figura 4.59/a la differenza esistente tra i due profili originati dalla stessa portante e dallo stesso segnale modulante.

figura 4.59/a



Le differenze tra i due profili delle forme d'onda sono evidenti, in particolare si osservi che quando il segnale DSB si azzerava, sullo zero della modulante, il segnale modulato d'ampiezza presenta invece il livello della portante.

### ***Sui livelli dei segnali***

Con il livello della portante a 60 mV eff e con un'ampiezza del segnale modulante di 1.5 Vpp si ottiene un segnale DSB che nel picco massimo è di circa 0.5 Vpp.

L'ampiezza del segnale DSB è indipendente dall'ampiezza della portante ed è invece proporzionale all'ampiezza del segnale modulante.

### ***Specificazioni di taratura***

Le modalità di taratura del modulatore DSB riguardano soltanto l'operazione di riduzione del residuo di portante; questa procedura richiede l'applicazione al modulatore della sola portante: in assenza del segnale modulante, si collega l'oscilloscopio all'uscita della cellula Cf-Rf e, osservando l'ampiezza del residuo a 120000 Hz, si ruota il potenziometro da 5 k ohm, facente parte dei due partitori collegati ai pin 1 e 4, per ridurre al massimo il residuo di portante.

### ***Osservazioni***

Se il progetto del modulatore DSB richiede una maggiore attenuazione della spuria del segnale di modulazione, la cellula Cf-Rf può essere sostituita da un adatto filtro passa banda da progettare secondo quanto indicato nel successivo capitolo 5.

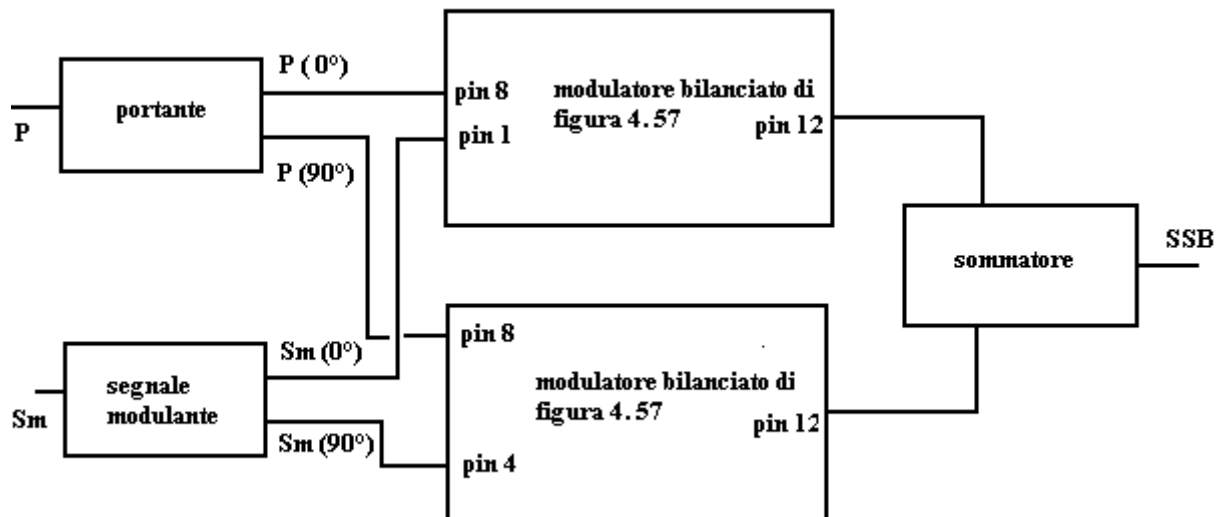
Per ottenere una efficace riduzione, sia della spuria del segnale modulante, sia del residuo di portante, il circuito del modulatore deve essere costruito con cura evitando collegamenti lunghi e accoppiamenti tra percorsi di segnale e di portante.

## **4.20.2 Il modulatore bilanciato per SSB**

Per realizzare un modulatore di segnale SSB, comprendente la possibilità di generare tanto i segnali LSB quanto quelli USB, si impiega ancora l'integrato LM 1496 montato in due configurazioni uguali a quella mostrata in figura 4.57.

In questo tipo d'applicazione i due circuiti menzionati necessitano di due reti di sfasamento a 90° così come è illustrato nello schema a blocchi del nuovo modulatore riportato in figura 4.60.

figura 4.60



In questo nuovo circuito la distribuzione dei segnali ai modulatori è la seguente:

- la portante è applicata, con fase 0° al modulatore superiore (pin 8)
  - la portante è applicata con fase 90° al modulatore inferiore (pin 8).
  - la modulante è applicata, con fase 0° al modulatore superiore (pin 1)
  - la modulante è applicata con fase 90° al modulatore inferiore (pin 4)
  - i due segnali all'uscita dei due modulatori (pin 12) vengono sommati tra loro ottenendo all'uscita del sommatore il segnale SSB; con questa configurazione il segnale SSB è del tipo USB.
- Se entrambi i due segnali modulanti, l'uno con fase 0° l'altro con fase 90°, sono collegati ai pin 1 dei due modulatori il segnale SSB è del tipo USB; si passa cioè dalla banda laterale unica superiore alla banda laterale unica inferiore commutando semplicemente un conduttore dal pin 4 del modulatore inferiore al pin 1 dello stesso.

Il funzionamento del nuovo circuito si può spiegare sommariamente come segue lasciando in appendice A14 gli sviluppi matematici alla base del processo:

ciascun modulatore, ricevendo la portante e la modulante, produce alla propria uscita, pin 12, un segnale DSB; il segnale DSB del modulatore superiore può essere indicato in termini elementari come:

$$\mathbf{DSB_{(superiore)} = USB + LSB}$$

cioè un segnale che contiene la somma delle bande laterali superiore ed inferiore.

Il segnale DSB del modulatore inferiore può essere indicato, invece, come:

$$\mathbf{DSB_{(inferiore)} = USB - LSB}$$

cioè un segnale che contiene, a seguito della creazione della DSB inferiore con portante e segnale modulante sfasati di 90°, rispetto al modulatore superiore, la differenza tra la banda laterale superiore e quella inferiore.

Sommando, quindi, la DSB superiore con la DSB inferiore si ha la cancellazione dei termini LSB con il raddoppio dei termini USB come di seguito riportato, ottenendo infine il segnale USB:

$$\mathbf{DSB_{(superiore)} + DSB_{(inferiore)} = (USB + LSB) + (USB - LSB) = 2USB}$$

Se entrambi i pin 1 dei due modulatori ricevono i segnali modulanti, rispettivamente a fase 0° e 90°, le espressioni sopra riportate assumono segni algebrici diversi:

$$\mathbf{DSB_{(superiore)} = USB + LSB}$$

$$\mathbf{DSB_{(inferiore)} = LSB - USB}$$

e la loro somma porta alla esplicitazione della banda laterale inferiore:

$$\mathbf{DSB_{(superiore)} + DSB_{(inferiore)} = (USB + LSB) + (LSB - USB) = 2LSB}$$

A questo punto non resta che esaminare le caratteristiche degli sfasatori e del sommatore; per quest'ultimo si può vedere quanto già scritto nel paragrafo 4.8.2, mentre per gli sfasatori alcune considerazioni vanno fatte:

-sfasatore per la portante.

Lo sfasatore per la portante deve lavorare soltanto per la frequenza fissa,  $F_p$ , stabilita per tale funzione, quindi sarà sufficiente calcolare due reti RC, l'una che sfasa +45°, l'altra che sfasa -45° per ottenere lo sfasamento di 90° voluto tra le due cellule.

-sfasatore per la modulante.

Generalmente il segnale modulante è definito in bande vocali di alcune migliaia di Hz per cui non è possibile realizzare uno sfasamento costante di 90° per tutte le frequenze della banda, con semplici cellule RC; si deve invece ricorrere a circuiti speciali dei quali tratteremo di seguito, con un esempio.

Impostiamo ora un esercizio per valutare le reti di sfasamento, le forme d'onda del segnale modulante, della portante, dei segnali DSB dei due modulatori, e del segnale USB d'uscita del circuito di figura 4.60:

#### ***Dati di base:***

Siano da calcolare le cellule Cf-Rf, le reti di sfasamento e i segnali d'uscita del modulatore USB di figura 4.60 una volta che si debbano applicare ad esso i seguenti segnali:

-segnale modulante,  $S_m$ , applicato ai pin 1 e 4 dei due modulatori: tensione di 1.5 Vpp in banda da  $F_{m1} = 200$  Hz a  $F_{m2} = 2000$  Hz, con sfasamento costante di 90° nella banda.

-portante,  $F_p$ , applicata ai pin 8 dei due modulatori: tensione sinusoidale di 60 mVeff alla frequenza 120000 Hz con fase 0° e 90°

#### ***Calcolo della banda del segnale USB***

La banda di frequenze USB sarà compresa tra

$$F_p + F_{m1} = 120000 \text{ Hz} + 200 \text{ Hz} = 120200 \text{ Hz}$$

e

$$F_p + F_{m2} = 120000 \text{ Hz} + 2000 \text{ Hz} = 122000 \text{ Hz}$$

#### ***Dimensionamento delle cellule Rf-Cf:***

Le cellule Cf-Rf hanno il compito di depurare i segnali USB dalle spurie di modulazione del segnale modulante; la reattanza di Cf, alla frequenza inferiore della banda modulante, deve essere

grande rispetto alle resistenze da 3.3 k che fa capo ai pin 12 d'uscita dei due modulatori; è ragionevole assumere una reattanza di 100 volte di tale resistenza:  $X_{Cf} = 330000 \text{ ohm}$ , quindi:

$$C_f = 1 / (6.28 * 200 \text{ Hz} * 330000 \text{ ohm}) = 2412 \text{ pF}$$

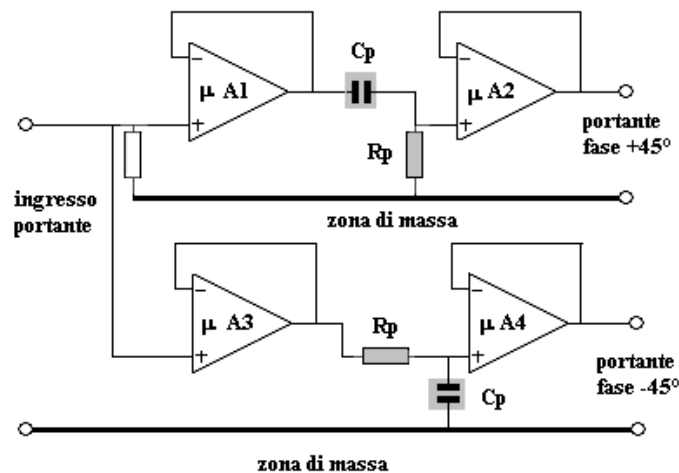
La reattanza di  $C_f$ , la cui capacità è arrotondabile a 2700 pF, presenterà una reattanza bassa alla frequenza inferiore del segnale USB, ovvero sarà:

$$X_{Cf} = 1 / (6.28 * 120200 * 470 \text{ pF}) = 490 \text{ ohm}$$

### ***Dimensionamento della rete di sfasamento per la portante***

La rete di sfasamento per la portante dovrà lavorare alla frequenza di 120000 Hz realizzando, per il circuito di modulazione USB, due segnali sfasati tra loro di  $90^\circ$ ; questo si ottiene semplicemente calcolando una cellula  $R_p$ - $C_p$  (passa basso) tale da sfasare  $-45^\circ$  alla frequenza della portante ed assumendo la stessa cellula invertita,  $C_p$ - $R_p$  (passa alto), per sfasare  $+45^\circ$ .

Le cellule potranno essere collegate, mediante un operazionale quadruplo, ad esempio il tipo MC33079, alimentato tra +12V e -12V, come illustrato in figura 4.61 (evidenziate in color grigio). figura 4.61



Le cellule devono essere dimensionate con valori di  $R_p$  sufficientemente alti per non caricare gli operazionali; un valore di  $R_p = 2.2 \text{ Kohm}$  è adatto.

Fissato il valore di  $R_p$  il valore di  $C_p$  si ricava come segue :

Dovendo sfasare di  $45^\circ$  la cellula dovrà avere:

$$X_{Cp} = R_p$$

quindi

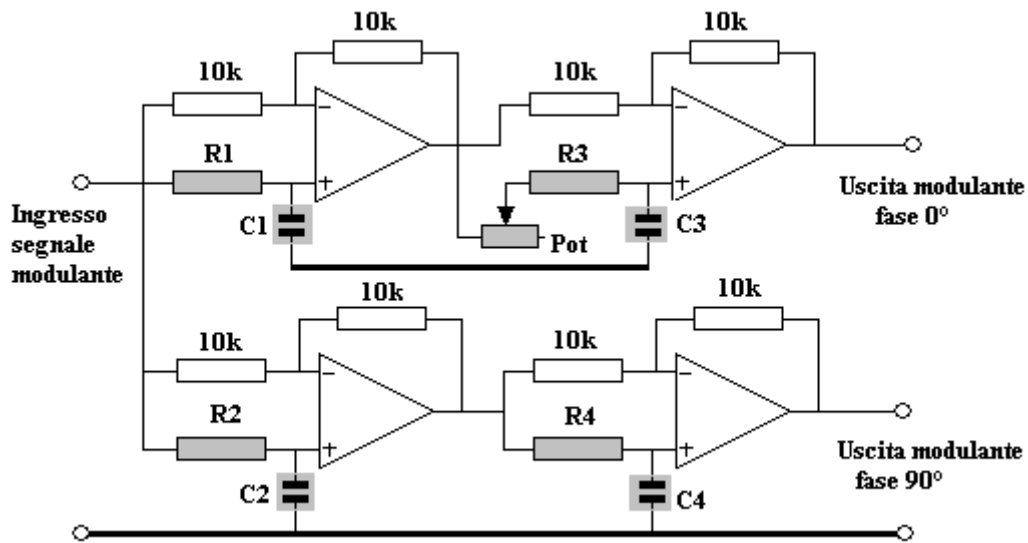
$$C_p = 1 / (6.28 * 120000 \text{ Hz} * 2200 \text{ ohm}) = 603 \text{ pF} \text{ ( da arrotondare a } 600 \text{ pF)}$$

### ***Dimensionamento della rete di sfasamento per la modulante***

La rete di sfasamento per la modulante dovrà sfasare  $90^\circ$  in tutta banda di frequenze compresa tra  $F_{m1} = 200 \text{ Hz}$  e  $F_{m2} = 2000 \text{ Hz}$ ; questa necessità impone l'impiego di un particolare circuito di sfasamento notevolmente complicato da calcolare. Molta letteratura è disponibile su questo argomento per chi volesse approfondirlo, qui ci limitiamo a riportare un circuito quotato che ha dato buoni risultati sperimentali.

La rete di sfasamento, evidenziata in grigio, e gli operazionali ad essa collegati sono mostrati in figura 4.62.

figura 4.62



Il circuito integrato è un quadruplo tipo MC33079 alimentato tra +12V e - 12V, le resistenze nei rami di controreazione sono tutte uguali da 10 k ohm al 5%, le resistenze ed i condensatori della rete di sfasamento sono:

R1 = 2200 ohm 1%	C1 = 12600 pF 1%
R2 = 9000 ohm 1%	C2 = 12600 pF 1%
R3 = 22000 ohm 5%	C3 = 11900 pF 1%
R4 = 124000 ohm 1%	C4 = 11900 pF 1%
Pot = 30000 ohm	

### ***Taratura dello sfasatore***

La taratura del circuito si esegue mediante un generatore di segnali sinusoidali, collegato all'ingresso, ed un oscilloscopio con gli assi X ed Y collegato alle due uscite.

Impostando l'oscillatore su alcune frequenze della banda di lavoro si deve regolare il potenziometro, pot, fino ad ottenere un cerchio sullo schermo dell'oscilloscopio; l'operazione deve essere ripetuta diverse volte onde minimizzare l'errore di fase.

Si tenga presente che, non essendo possibile avere un cerchio perfetto per tutte le frequenze, si dovrà mediare in modo che gli errori vengano distribuiti in tutta la banda; non deve infatti essere ottenuto un cerchio perfetto ad una certa frequenza penalizzando fortemente tutte le altre.

La precisione di fase che il circuito consente è sufficiente per la maggior parte degli impieghi quando il segnale modulante è un segnale vocale nel parlato.

### ***Note sui residui di portante***

I residui di portante dei due modulatori potranno essere ridotti di oltre 50 dB, rispetto al livello della USB, agendo in modo opportuno, secondo quanto di seguito indicato nelle specificazioni di taratura dell'esercizio precedente.

### ***Calcolo delle forme d'onda del segnale USB***

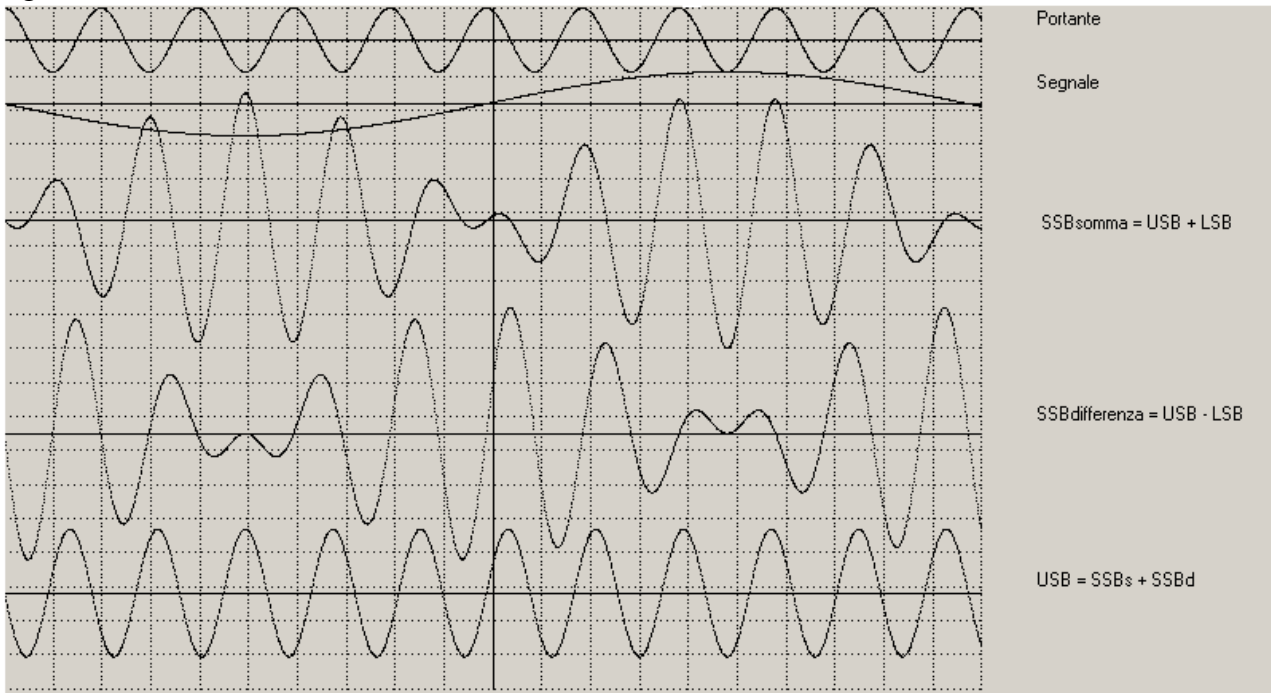
È di notevole importanza, per il controllo del circuito modulatore, tracciare le forme d'onda del segnale modulante, della portante e quelle attese, sia in uscita dai pin 12 dei due modulatori, sia in uscita dal sommatore, forme d'onda che potranno essere verificate, al momento del collaudo del dispositivo, mediante oscilloscopio.



Dette forme d'onda, mostrate nel grafico di figura 4.63, e sono il risultato di un piccolo programma di calcolo e presentazione riportato in appendice A14.

Nella figura sono tracciate le curve per valori molto inferiori alla  $F_p = 120000$  Hz di lavoro allo scopo di consentire la visualizzazione, all'interno degli involuipi DSB, dell'onda portante con le relazioni di fase che consentono di ottenere, dopo la somma, il segnale USB.

figura 4.63



In alto è tracciata una portante avente una frequenza di circa 11000 Hz; sotto, il segnale modulante, scelto nella banda, alla sola frequenza di 1000 Hz.

Seguono l'involuppo della  $DSB_{(superiore)}$  ;  $DSB_{(superiore)} = USB + LSB$  e l'involuppo della  $DSB_{(inferiore)}$  ;  $DSB_{(inferiore)} = USB - LSB$ , infine nella traccia più bassa è tracciato l'andamento del segnale in uscita dal sommatore, cioè  $USB = 2 SSB$ .

I profili degli involuipi e tutte le forme d'onda sono simili per qualsiasi frequenza della portante e singola della modulante; non sono mostrate le curve con il segnale della modulante in banda 200 Hz – 2000 Hz perché prive di significato applicativo e di controllo.

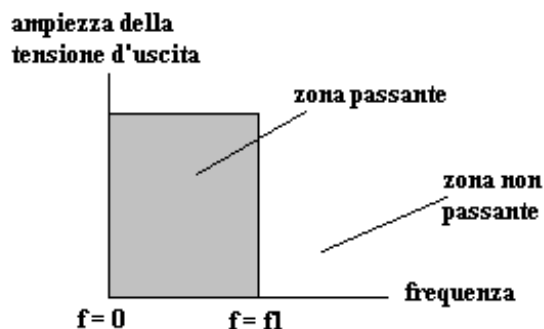
## Cap. 5 Filtri di banda passivi

In questo capitolo tratteremo dei filtri di banda passivi, strutture che giocano un ruolo molto importante nell'ambito della progettazione dei circuiti analogici; le funzioni esplicate da questi dispositivi vengono svolte mediante l'impiego di componenti che non richiedono alimentazione alcuna, da qui il nome di strutture passive.

### 5.1 Filtri passa basso passivi

Un filtro passa basso **ideale** è un circuito che ha il compito di consentire il passaggio di tensioni elettriche la cui frequenza può essere compresa tra  $f = 0$  Hz a  $f = f_l$  Hz, oltre la frequenza  $f_l$  tutte le tensioni vengono bloccate e all'uscita del filtro non si ha alcun segnale. L'andamento grafico di questo comportamento è riportato in figura 5.1.

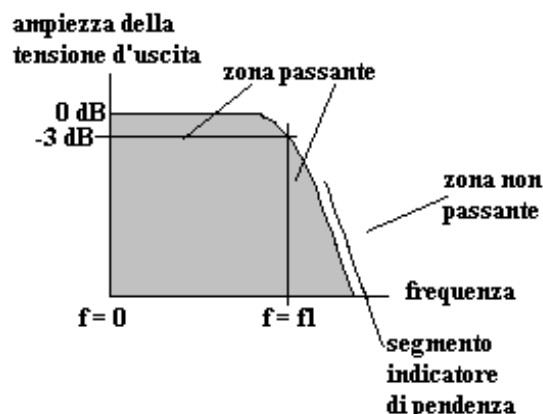
figura 5.1



In figura sono evidenziate le due zone caratteristiche del filtro, la zona passante, entro la quale i segnali d'ingresso possono transitare purché abbiano frequenze inferiori ad  $f_l$ , e la zona non passante, nella quale nessun segnale avente frequenza superiore a  $f_l$  può transitare.

Il comportamento di un filtro passa basso **reale** ha però un comportamento molto diverso nell'intervallo di frequenze che precede e che segue il valore di  $f_l$ ; il percorso tra zona passante e zona non passante non avviene bruscamente, come in figura 5.1, ma gradualmente, secondo una curva caratteristica la cui pendenza è tanto più elevata quanto maggiore è la complessità del circuito passa basso; si ha perciò una curva di risposta reale del tipo di quella indicata in figura 5.2.

figura 5.2

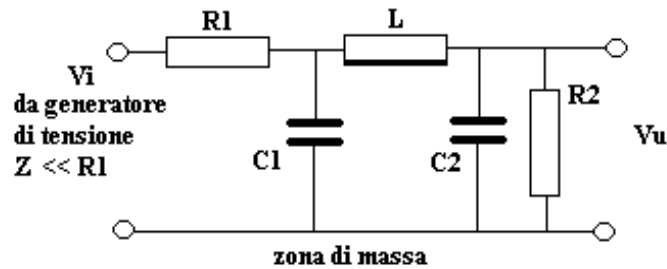


In figura 5.2 si vede come la risposta del filtro passa basso consenta di attenuare le frequenze superiori a  $f_l$  secondo una certa curva caratterizzata dal punto di ascissa  $f_l$  ed ordinata  $-3$  dB e dalla pendenza della curva stessa espressa in dB/ottava; il valore di  $f_l$  è detto frequenza di taglio. Si comprende che più è elevata la pendenza tanto più il filtro reale tende a diventare un filtro ideale.

La pendenza è di  $-6$  dB per ogni componente reattivo presente nel filtro; tre componenti reattivi, quali, ad esempio, due condensatori ed un'induttanza provocano una pendenza di  $-18$  db/ottava.

Lo schema elettrico di un filtro passa basso, nella configurazione circuitale più semplice, detta “cellula”, è mostrato in figura 5.3.

figura 5.3



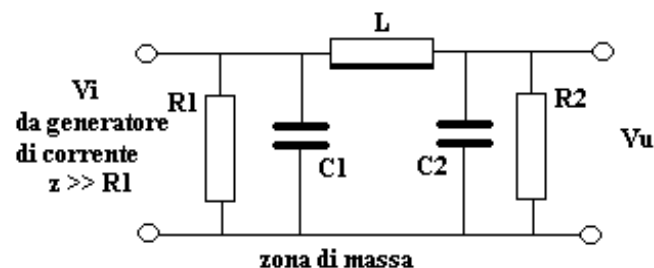
Nella figura si vedono i componenti che costituiscono la struttura filtrante, due resistenze R1 ed R2, uguali tra loro, due condensatori C1 e C2, anch’essi uguali tra loro ed un’induttanza L.

La tensione del segnale d’ingresso, Vi, è applicata in serie alla resistenza R1; il segnale d’uscita Vu è presente ai capi di R2.

Questa configurazione della cellula necessita di un segnale d’ingresso il cui generatore abbia un’impedenza molto più bassa del valore di R1, si dice in questo caso che il generatore deve essere un “generatore di tensione”, ciò comporta una perdita di 6 dB (2 volte), perdita d’inserzione, per la partizione della tensione Vi da parte di R1 ed R2.

Un circuito filtrante con le stesse caratteristiche di risposta di quello mostrato in figura 5.3 è realizzabile per il filtraggio di segnali prodotti da “generatori di corrente”, generatori che hanno un’impedenza molto più elevata di R1; lo schema di questo filtro è mostrato in figura 5.4.

figura 5.4



In questo circuito la tensione d’ingresso è applicata in parallelo ad R1 ed il segnale d’uscita Vu, come nel circuito precedente, è presente ai capi di R2; in questo caso la tensione Vi non subisce nessuna perdita d’inserzione.

Il progetto di entrambi i filtri passa basso sopra illustrati è fattibile, con semplici formule di calcolo, mediante il dimensionamento dei componenti in dipendenza del valore voluto della frequenza di taglio f1; le formule in oggetto sono le seguenti:

$$C = 1 / ( 2 * \pi * f1 * R )$$

$$L = R / ( \pi * f1 )$$

dove

C è espresso in Farad

L è espresso in Henry

Per le soluzioni circuitali alle quali si applicano le formule indicate si hanno le seguenti caratteristiche:

**Filtro passa basso con segnale  $V_i$  da generatore di tensione**

Perdita d'inserzione nella zona passante Att. = -6 dB

Attenuazione alla frequenza di taglio rispetto al livello della zona passante Att. = - 3 dB

Attenuazione totale alla frequenza di taglio Att. = -3dB – 6 dB = -9 dB

Pendenza della curva d'attenuazione ben oltre il valore di  $f_1$ ; Att. = -18 dB/ottava (pari alla riduzione dell'ampiezza del segnale di 8 volte ad ogni raddoppiamento della frequenza)

**Filtro passa basso con segnale  $V_i$  da generatore di corrente**

Perdita d'inserzione nella zona passante Att. = 0 dB

Attenuazione alla frequenza di taglio rispetto al livello della zona passante Att. = - 3 dB

Attenuazione totale alla frequenza di taglio Att. = -3dB – 0dB = -3 dB

Pendenza della curva d'attenuazione ben oltre il valore di  $f_1$ ; Att.= -18 dB/ottava (pari alla riduzione dell'ampiezza del segnale di 8 volte ad ogni raddoppiamento della frequenza)

La differenza tra la prima configurazione circuitale e la seconda, a prima vista, farebbe propendere per l'adozione incondizionata della seconda, ma la scelta dipende esclusivamente dalle caratteristiche dei circuiti elettronici che devono impiegare i filtri passa basso che, in alcuni casi richiedono la prima ed in altri la seconda.

L'impiego delle formule di calcolo è subordinato, sia alla frequenza di taglio voluta, sia dal valore di R che deve essere commisurato ai circuiti elettronici che forniscono la tensione d'ingresso  $V_i$  o che usufruiscono della tensione d'uscita  $V_u$ .

La semplicità delle formule consente un facile dimensionamento dei componenti ma pone serie difficoltà nel calcolo della risposta teorica del filtro che non può essere affrontata in termini elementari; dal punto applicativo la difficoltà di calcolo delle curve di risposta è superabile mediante curve "normalizzate" già tracciate e di facile impiego.

Ora, come di consuetudine, cerchiamo d'impostare e di sviluppare un piccolo progetto di un filtro di banda:

***Dati di progetto:***

Sia da realizzare un filtro passa basso in grado di essere accoppiato ad un generatore di tensione avente una  $Z_u = 50$  ohm, si voglia una frequenza di taglio  $f_1 = 6700$  Hz ed una pendenza di -18 dB/ottava.

***Dimensionamento della resistenza d'ingresso:***

Il dati di progetto prevedono una configurazione circuitale come quella di figura 5.3 per cui: Il valore di  $R_1$  deve essere commisurato al valore di  $Z_u = 50$  ohm quindi dovrà essere:

$$R_1 \gg Z_u$$

ovvero

$$R_1 \gg 50 \text{ ohm}$$

per ottenere questa condizione è opportuno, se possibile\*, che  $R_1$  sia almeno 100 volte il valore di  $Z_u$  quindi

$$R_1 = 5000 \text{ ohm.}$$

Dato che  $R_1 = R_2$  si ha

$$R_2 = 5000 \text{ ohm}$$

\*La possibilità che R1 possa essere del valore calcolato dipende dai valori di L e di C che ne conseguono; se i valori saranno realizzabili il dato di R1 sarà accettabile altrimenti dovrà essere rivisto.

**Calcolo di L e C:**

Dati  $f_1 = 6700$  Hz e  $R = 5000$  ohm

il calcolo di L si effettua con la formula:

$$L = R / (\pi * f_1) = 5000 \text{ ohm} / (3.14 * 6700 \text{ Hz}) = 237.7 \text{ mH}$$

il calcolo di C si effettua con la formula:

$$C = 1 / (2 * \pi * f_1 * R) = 1 / (6.28 * 6700 \text{ Hz} * 5000 \text{ ohm}) = 4753 \text{ pF}$$

Quindi  $C_1 = C_2 = C = 4753$  pF ( con precisione dell'1.25 %)

Entrambi i componenti calcolati sono di valore accettabile, quindi il valore di  $R = 5000$  ohm è adatto al progetto; se ad esempio fossero risultati od  $L = 237$  H o  $C = 47$  pF la cosa non sarebbe stata possibile per i seguenti motivi:

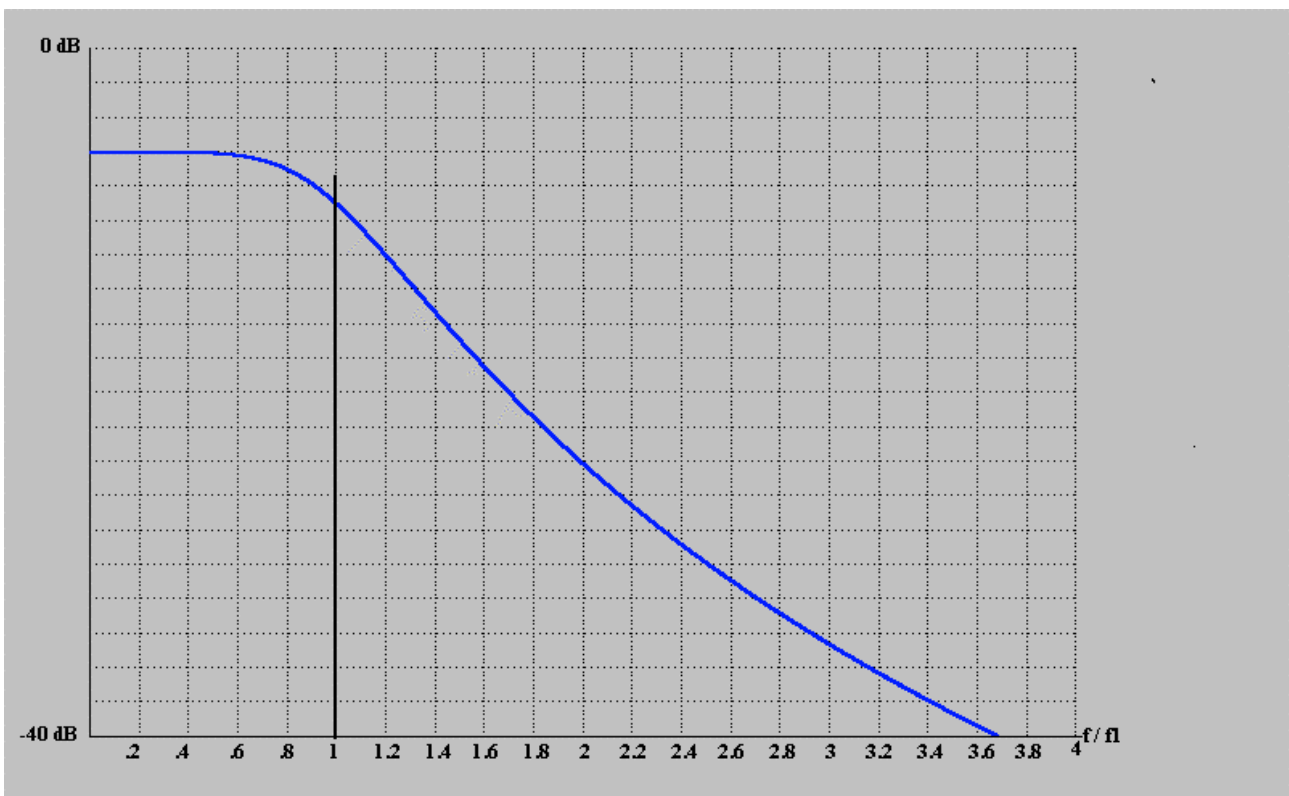
Un'induttanza da 237 H non sarebbe stata realizzabile per le notevoli dimensioni richieste. Un condensatore da 47 pF sarebbe stato troppo piccolo ed il filtro avrebbe subito senz'altro l'influenza dei valori delle diverse capacità parassite distribuite, paragonabili al valore di C.

**Tracciamento della curva di risposta:**

Poter disporre dell'andamento grafico della curva di risposta del filtro è utile per il controllo della normale funzionalità del circuito una volta costruito.

Dato che il calcolo diretto in base ai valori calcolati di R; C; L non è fattibile semplicemente, utilizziamo la curva di risposta universale, tracciata in figura 5.5, che si adatta a tutti i filtri passa basso che hanno la struttura di figura 5.3.

figura 5.5



La curva di risposta universale ha in ascisse il rapporto  $f/f_1$ , ed in ordinate l'attenuazione del filtro ad intervalli di 2 dB per divisione.

Per utilizzare la curva di figura 5.5 dobbiamo determinare il rapporto  $f / f_1$  per ciascuna frequenza per la quale desideriamo stabilire l'attenuazione prodotta dal filtro; se vogliamo ad esempio conoscere l'attenuazione del nostro filtro alla frequenza  $f = 12000$  Hz dobbiamo:

1) calcolare il rapporto:

$$f / f_1 = 12000 \text{ Hz} / 6700 \text{ Hz} \approx 1.8$$

2) tracciare una perpendicolare dall'ascissa d'ampiezza 1.8 e trovare il punto d'incontro con la curva

3) tracciare una perpendicolare dal punto d'incontro all'asse delle ordinate sul quale si leggerà il valore d'attenuazione di circa 21.5 dB.

Come si vede il procedimento è semplice e consente di utilizzare la curva per controllare il corretto funzionamento del filtro una volta costruito.

A questo proposito si deve osservare che tra i valori d'attenuazione teorici, rilevati con l'ausilio della curva di figura 5.5, e valori misurati in laboratorio si potranno trovare differenze dell'ordine di circa 1dB a causa, sia dell'incertezza delle misure, sia per le perdite naturali che si hanno nell'induttanza.

### ***Osservazioni generali:***

Il progetto della cellula passa basso si conclude con alcune osservazioni che ne chiariscono meglio il funzionamento.

Del filtro di cui abbiamo trattato s'è detto che nella zona d'attenuazione la pendenza è di  $-18$  dB / ottava, questa caratteristica è controllabile soltanto per valori di frequenza lontani dalla frequenza di taglio  $f_1$ . Un'idea quantitativa di questo comportamento si ha immediatamente dall'esame della curva di risposta di figura 5.5; se consideriamo l'attenuazione al punto d'ascissa 1 con il punto d'ascissa 2, corrispondenti rispettivamente a due frequenze l'una il doppio dell'altra, si vede che nel primo punto l'attenuazione è di  $-9$  dB e nel secondo punto di  $-24$  dB con un salto di 15 dB contro i 18 che sono la caratteristica teorica della cellula. Se ora esaminiamo altri due punti della curva più lontani da  $f_1$ , il punto di ascissa 1.8 e il punto di ascissa 3.6, riscontriamo per il primo un'attenuazione di  $-22$  dB e per il secondo un'attenuazione di circa  $-39.7$  dB con un salto di 17.7 dB che si avvicina sensibilmente al valore teorico della pendenza di  $-18$  dB/ottava dichiarata per questo tipo di cellula.

Sempre esaminando la curva di figura 5.5 vediamo come sia presente un'attenuazione di  $-6$  dB anche nella zona passante, l'attenuazione in oggetto, della quale abbiamo già accennato in precedenza, è dovuta alla partizione tra le due resistenze  $R_1$  ed  $R_2$  che terminano la cellula, questo fatto, una volta noto, è irrilevante perché la quota fissa d'attenuazione d'inserzione di  $-6$  dB si ripercuote su tutte le frequenze, sia nella zona passante sia nella zona d'attenuazione, con la conseguenza che il rapporto tra ampiezza delle tensioni nelle due zone è indipendente dall'attenuazione d'inserzione, ma dipende soltanto dalla pendenza naturale d'attenuazione del filtro.

Nelle prove del funzionamento del filtro non è facile controllare le zone d'attenuazione elevate che superino attenuazioni di  $-40$  dB; misure di questo genere richiedono molta cura e voltmetri selettivi che consentano la misura soltanto attorno alla frequenza per la quale si vuole controllare l'attenuazione, senza queste attenzioni si rischia di misurare tensioni interferenti che non provengono dal filtro sotto esame traendo conclusioni errate sul funzionamento della cellula.



Un secondo esempio è ora necessario per vedere l'impiego della cellula di figura 5.4

***Dati di progetto:***

Sia da realizzare un filtro passa basso in grado di essere accoppiato ad un generatore di corrente avente una  $Z_u = 100000$  ohm, si voglia una frequenza di taglio  $f_1 = 12500$  Hz ed una pendenza di  $-18$  dB/ottava.

***Dimensionamento della resistenza d'ingresso:***

Il dati di progetto prevedono una configurazione circuitale come quella di figura 5.4 per cui:

Il valore di  $R_1$  deve essere commisurato al valore di  $Z_u = 100000$  ohm quindi dovrà essere:

$$R_1 \ll Z_u$$

ovvero

$$R_1 \ll 100000 \text{ ohm}$$

per ottenere questa condizione è opportuno, se possibile\*, che  $R_1$  sia almeno  $1/100$  il valore di  $Z_u$  quindi

$$R_1 = 1000 \text{ ohm.}$$

Dato che  $R_1 = R_2$  si ha

$$R_2 = 1000 \text{ ohm}$$

\*La possibilità che  $R_1$  possa essere del valore calcolato dipende dai valori di  $L$  e di  $C$  che ne conseguono; se i valori saranno realizzabili il dato di  $R_1$  sarà accettabile, altrimenti dovrà essere rivisto.

***Calcolo di L e C:***

Dati  $f_1 = 12500$  Hz e  $R = 1000$  ohm

il calcolo di  $L$  si effettua con la formula:

$$L = R / (\pi * f_1) = 1000 \text{ ohm} / (3.14 * 12500 \text{ Hz}) = 25.47 \text{ mH}$$

il calcolo di  $C$  si effettua con la formula:

$$C = 1 / (2 * \pi * f_1 * R) = 1 / (6.28 * 12500 \text{ Hz} * 1000 \text{ ohm}) = 12738 \text{ pF}$$

Quindi  $C_1 = C_2 = C = 12738$  pF ( con precisione dell'1.25 %)

***Tracciamento della curva di risposta:***

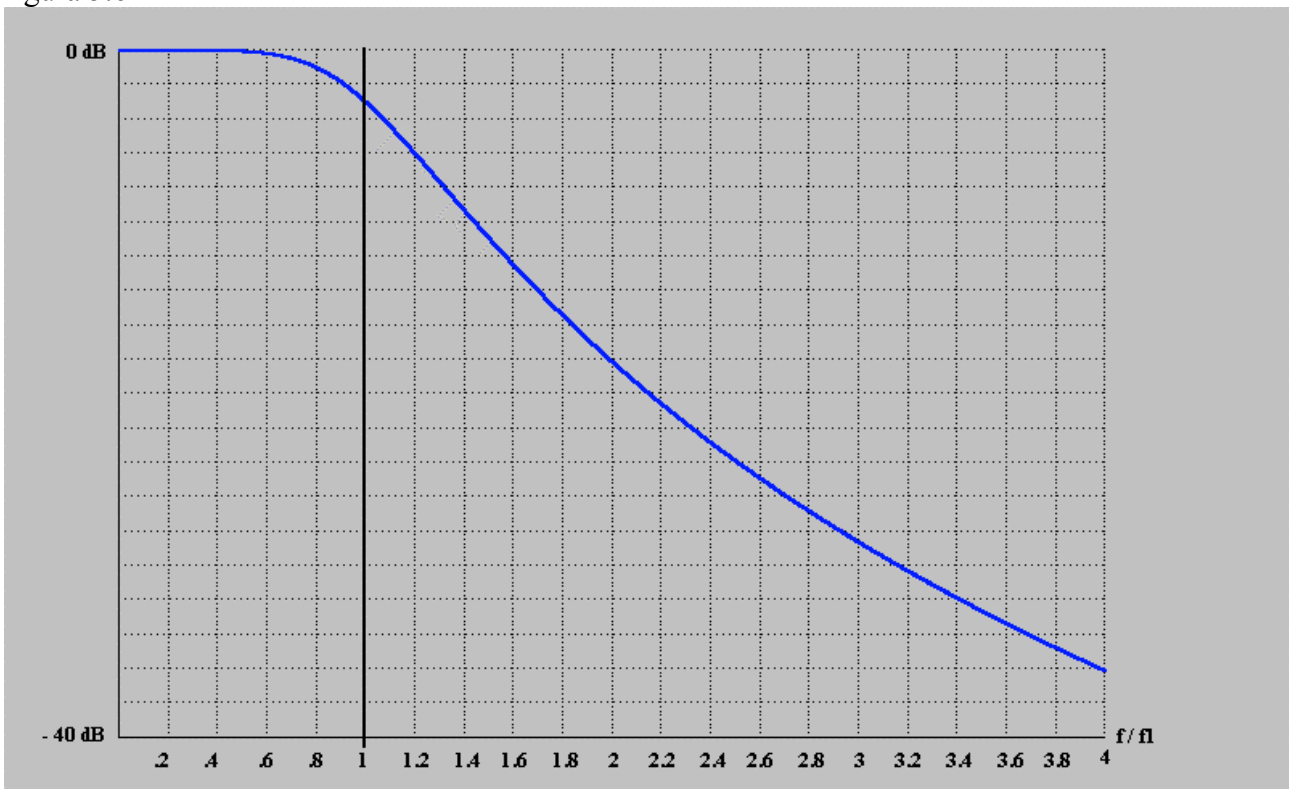
La curva di risposta di questo filtro ha l'identico profilo di quella tracciata in figura 5.5 ma non presenta l'attenuazione d'inserzione di  $-6$  dB essendo pilotato di corrente invece che di tensione; la risposta del nuovo passa basso è riportata in figura 5.6.

Il filtro presenta attenuazione  $0$  dB nella zona passante e  $-3$ dB in corrispondenza alla frequenza di taglio  $f_1 = 12500$  Hz, così come si evince dal punto d'ascissa 1, calcolato dal rapporto tra  $f = 12500$  Hz ed  $f_1 = 12500$  Hz:

$$f/f_1 = 12500 \text{ Hz} / 12500 \text{ Hz} = 1$$

Si ricorda, come già detto in precedenza, che in questo tipo di filtro, pur non essendo presente l'attenuazione d'inserzione, non si ha un miglioramento nel rapporto tra ampiezza delle tensioni nella zona passante e le tensioni nella zona d'attenuazione.

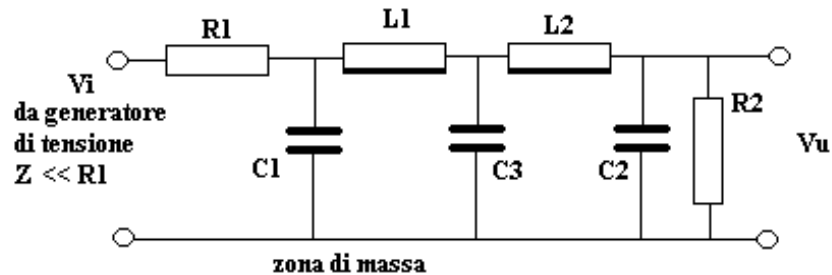
figura 5.6



### 5.1.1 Il filtro passa basso a più cellule

Per ottenere filtri passa basso con attenuazioni fuori banda aventi pendenze superiori a quelle ottenibili con filtri ad una cellula, si possono realizzare strutture con più cellule uguali tra loro. Un esempio di questa nuova configurazione a due cellule, derivata dalla struttura di figura 5.3, è riportata in figura 5.7.

figura 5.7



Il nuovo filtro è composto dalle due resistenze di terminazione R1 ed R2 di valore uguale, le induttanze L1 ed L2 uguali tra loro, i condensatori C1 e C2 anch'essi di valore uguale tra loro ed infine il condensatore C3 di valore doppio rispetto a C1.

Le formule di calcolo dei componenti sono le stesse illustrate nel paragrafo 5.1 che qui riassumiamo data la presenza di C3

$$C1 = C2 = 1 / ( 2 * \pi * f1 * R )$$

$$C3 = 2 * C1$$

$$L = R / ( \pi * f1 )$$

Si deve osservare che in questa configurazione compaiono soltanto 5 componenti reattivi dato che, a seguito dell'unione tra due cellule, il condensatore C3 ne sostituisce due; il circuito è pertanto da considerarsi, al fine dei calcoli, come se avesse 6 componenti reattivi.

La nuova struttura consente un'attenuazione fuori banda con una pendenza di -36 dB per ottava, con un taglio di -6 dB, rispetto alla banda passante, in corrispondenza della frequenza di taglio f1.

Sintetizzando:

Perdita d'inserzione nella zona passante Att. = -6 dB

Attenuazione alla frequenza di taglio rispetto al livello della zona passante Att. = - 6 dB

Attenuazione totale alla frequenza di taglio Att. = -6dB - 6 dB = -12 dB

Pendenza della curva d'attenuazione ben oltre il valore di f1; Att. = -36 dB/ottava (pari alla riduzione dell'ampiezza del segnale di 63 volte ad ogni raddoppiamento della frequenza)

Anche per questa configurazione risulta utile lo sviluppo di un esercizio:

#### **Dati di progetto:**

Sia da realizzare un filtro passa basso in grado di essere accoppiato ad un generatore di tensione avente una  $Z_u = 10$  ohm, si voglia una frequenza di taglio  $f1 = 5000$  Hz ed una pendenza di -36 dB/ottava.

#### **Dimensionamento della resistenza d'ingresso:**

Il dati di progetto prevedono una configurazione circuitale come quella di figura 5.7 per cui:

Il valore di R1 deve essere commisurato al valore di  $Z_u = 10$  ohm, quindi dovrà essere:

$R1 \gg Z_u$

ovvero

$$R1 \gg 10 \text{ ohm}$$

per ottenere questa condizione è opportuno, se possibile\*, che R1 sia almeno 100 volte il valore di Zu quindi

$$R1 = 1000 \text{ ohm.}$$

Dato che R1 = R2 si ha

$$R2 = 1000 \text{ ohm}$$

\*La possibilità che R1 possa essere del valore calcolato dipende dai valori di L e di C che ne conseguono; se i valori saranno realizzabili il dato di R1 sarà accettabile altrimenti dovrà essere rivisto.

**Calcolo di L1; L2; C1; C2; C3:**

Dati f1 = 5000 Hz e R1=R2 = 1000 ohm

il calcolo di L1 = L2 si effettua con la formula:

$$L1 = L2 = R / (\pi * f1) = 1000 \text{ ohm} / (3.14 * 5000 \text{ Hz}) = 63.7 \text{ mH}$$

il calcolo di C1 e C2 si effettua con la formula:

$$C1 = C2 = 1 / (2 * \pi * f1 * R) = 1 / (6.28 * 5000 \text{ Hz} * 1000 \text{ ohm}) = 31847 \text{ pF}$$

( con precisione dell'1.25 %)

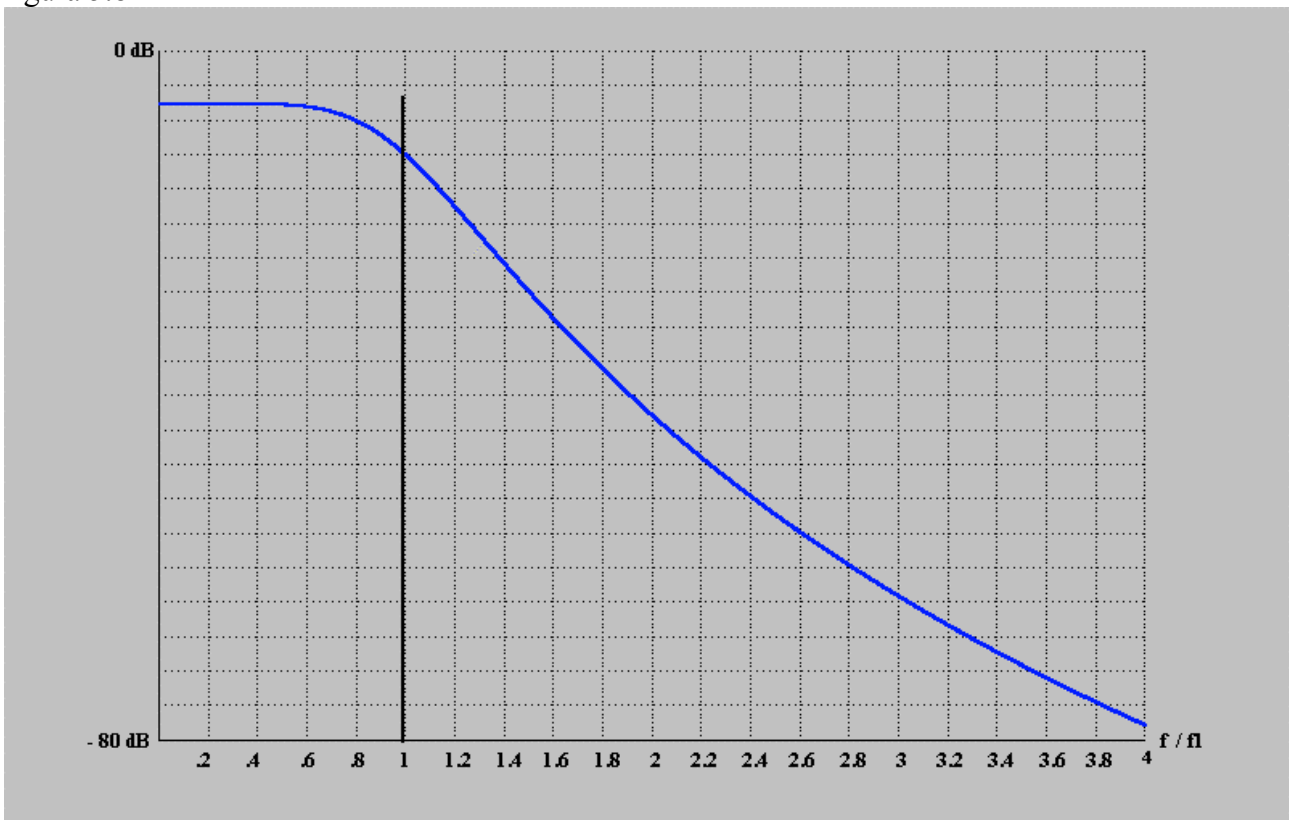
Il valore di C3 sarà pertanto

$$C3 = 2 * C1 = 2 * 31847 \text{ pF} = 63694 \text{ pF ( con precisione dell'1.25 %)}$$

**Tracciamento della curva di risposta:**

La curva di risposta universale di questo filtro ha un profilo diverso di quella tracciata in figura 5.5 ed è riportata in figura 5.8

figura 5.8



La curva di risposta ha in ascisse il rapporto  $f/f_1$ , ed in ordinate l'attenuazione del filtro ad intervalli di 4 dB per divisione per un totale di 80 dB.

Per utilizzare la curva di figura 5.7 dobbiamo determinare il rapporto  $f / f_1$  per ciascuna frequenza per la quale desideriamo stabilire l'attenuazione prodotta dal filtro; se vogliamo ad esempio conoscere l'attenuazione del nostro filtro alla frequenza  $f = 15000$  Hz dobbiamo:

1) calcolare il rapporto:

$$f / f_1 = 15000 \text{ Hz} / 5000 \text{ Hz} = 3$$

2) tracciare una perpendicolare dall'ascissa d'ampiezza 3 e trovare il punto d'incontro con la curva

3) tracciare una perpendicolare dal punto d'incontro all'asse delle ordinate sul quale si leggerà il valore d'attenuazione di circa 64 dB.

A questo proposito si deve osservare che tra i valori d'attenuazione teorici, rilevati con l'ausilio della curva di figura 5.7, e valori misurati in laboratorio si potranno trovare differenze dell'ordine di circa 2dB a causa, sia dell'incertezza delle misure, sia per le perdite naturali che si hanno nelle due induttanze.

### ***Osservazioni generali:***

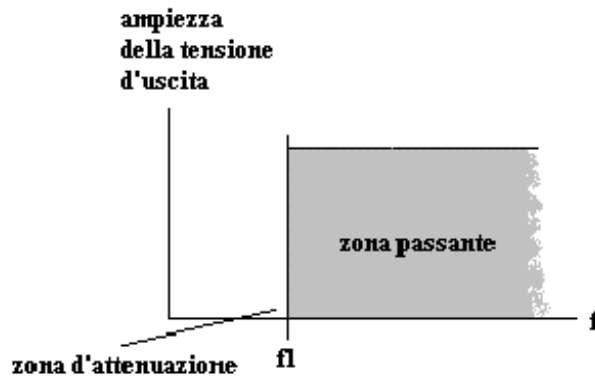
Il progetto della doppia cellula passa basso si conclude con alcune osservazioni che ne chiariscono meglio il funzionamento:

Del filtro di cui abbiamo trattato s'è detto che nella zona d'attenuazione la pendenza è di  $-36$  dB / ottava, questa caratteristica è controllabile soltanto per valori di frequenza lontani dalla frequenza di taglio  $f_1$ . Un'idea quantitativa di questo comportamento si ha immediatamente dall'esame della curva di risposta di figura 5.7; se consideriamo l'attenuazione al punto d'ascissa 1 con il punto d'ascissa 2, corrispondenti rispettivamente a due frequenze l'una il doppio dell'altra, si vede che nel primo punto l'attenuazione è di  $-12$  dB e nel secondo punto di  $-42.4$  dB con un salto di 30.4 dB contro i 36 che sono la caratteristica teorica della doppia cellula. Se ora esaminiamo altri due punti della curva più lontani da  $f_1$ , il punto di ascissa 1.8 e il punto di ascissa 3.6, riscontriamo per il primo un'attenuazione di  $-36.8$  dB e per il secondo un'attenuazione di circa  $-72$  dB con un salto di 35.2 dB che si avvicina sensibilmente al valore teorico della pendenza di  $-36$  dB/ottava dichiarata per questo tipo di configurazione.

## 5.2 Filtri passa alto passivi

Un filtro passa alto **ideale** è un circuito che ha il compito di consentire il passaggio di tensioni elettriche la cui frequenza può essere compresa tra  $f_l$  e valori superiori ad  $f_l$ ; sotto la frequenza  $f_l$  tutte le tensioni vengono bloccate e all'uscita del filtro non si ha alcun segnale, l'andamento grafico di questo comportamento è riportato in figura 5.9.

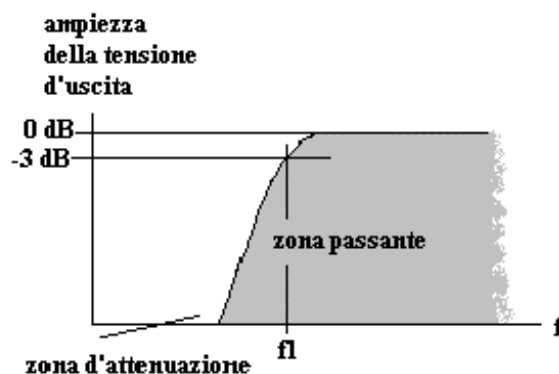
figura 5.9



In figura sono evidenziate le due zone caratteristiche del filtro, la zona passante, entro la quale i segnali d'ingresso possono transitare purché abbiano frequenze superiori ad  $f_l$ , e la zona non passante, nella quale nessun segnale avente frequenza inferiore ad  $f_l$  può transitare.

Il comportamento di un filtro passa alto **reale** ha però un comportamento molto diverso nell'intervallo di frequenze che precede e che segue il valore di  $f_l$ ; il percorso tra zona passante e zona non passante non avviene bruscamente, come in figura 5.9, ma gradualmente, secondo una curva caratteristica la cui pendenza è tanto più elevata quanto maggiore è la complessità del circuito passa alto, si ha perciò una curva di risposta reale del tipo di quella indicata in figura 5.10.

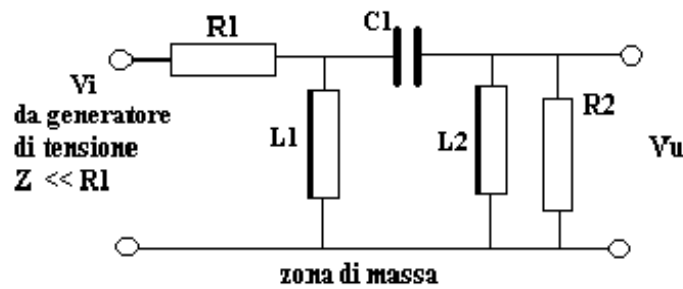
figura 5.10



In figura 5.10 si vede come la risposta del filtro passa alto consenta di attenuare le frequenze inferiori ad  $f_l$  secondo una certa curva caratterizzata dal punto di ascissa  $f_l$  ed ordinata  $-3 \text{ dB}$  e dalla pendenza della curva stessa espressa in  $\text{dB/ottava}$ ; il valore di  $f_l$  è detto frequenza di taglio.

Lo schema elettrico di un filtro passa alto, nella configurazione circuitale più semplice, detta “cellula”, è mostrato in figura 5.11.

figura 5.11

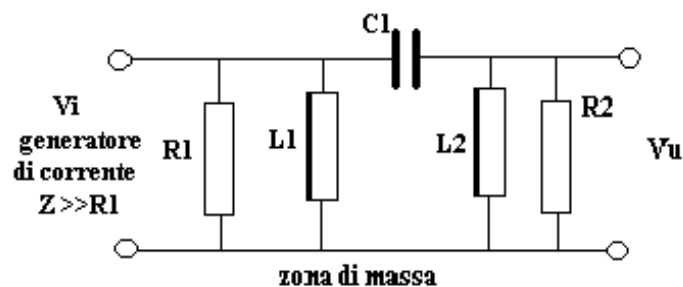


Nella figura si vedono i componenti che costituiscono la struttura filtrante, due resistenze R1 ed R2, uguali tra loro, due induttanze L1 ed L2, anch'esse uguali tra loro ed una capacità C1. La tensione del segnale d'ingresso, Vi, è applicata in serie alla resistenza R1; il segnale d'uscita Vu è presente ai capi di R2.

Questa configurazione della cellula necessita di un segnale d'ingresso il cui generatore abbia un'impedenza molto più bassa del valore di R1. Si dice in questo caso che il generatore deve essere un “generatore di tensione”, ciò comporta una perdita di 6 dB (2 volte), perdita d'inserzione, per la partizione della tensione Vi da parte di R1 ed R2.

Un circuito filtrante con le stesse caratteristiche di risposta di quello mostrato in figura 5.11 è realizzabile per il filtraggio di segnali prodotti da “generatori di corrente”, generatori che hanno un'impedenza molto più elevata di R1, lo schema di questo filtro è mostrato in figura 5.12.

figura 5.12



In questo circuito la tensione d'ingresso è applicata in parallelo ad R1 ed il segnale d'uscita Vu, come nel circuito precedente, è presente ai capi di R2; in questo caso la tensione Vi non subisce nessuna perdita d'inserzione.

Il progetto di entrambi i filtri passa alto sopra illustrati è fattibile, con semplici formule di calcolo, mediante il dimensionamento dei componenti in dipendenza del valore voluto della frequenza di taglio f1; le formule in oggetto sono le seguenti:

$$C = 1 / ( 4 * \pi * f1 * R )$$

$$L = R / ( 2 * \pi * f1 )$$

dove

C è espresso in Farad

L è espresso in Henry

Per le soluzioni circuitali alle quali si applicano le formule indicate si hanno le seguenti caratteristiche:

**Filtro passa alto con segnale Vi da generatore di tensione**

Perdita d'inserzione nella zona passante Att. = -6 dB

Attenuazione alla frequenza di taglio rispetto al livello della zona passante Att. = - 3 dB

Attenuazione totale alla frequenza di taglio Att. = -3dB – 6 dB = -9 dB

Pendenza della curva d'attenuazione ben sotto il valore di  $f_1$ ; Att. = -18 dB/ottava (pari alla riduzione dell'ampiezza del segnale di 8 volte ad ogni dimezzamento della frequenza)

**Filtro passa alto con segnale Vi da generatore di corrente**

Perdita d'inserzione nella zona passante Att. = 0 dB

Attenuazione alla frequenza di taglio rispetto al livello della zona passante Att. = - 3 dB

Attenuazione totale alla frequenza di taglio Att. = -3dB – 0dB = -3 dB

Pendenza della curva d'attenuazione ben sotto il valore di  $f_1$ ; Att.= -18 dB/ottava (pari alla riduzione dell'ampiezza del segnale di 8 volte ad ogni dimezzamento della frequenza)

**Sviluppiamo ora il consueto esercizio sull'argomento:**

***Dati di progetto:***

Sia da realizzare un filtro passa alto in grado di essere accoppiato ad un generatore di tensione avente una  $Z_u = 20 \text{ ohm}$ , si voglia una frequenza di taglio  $f_1 = 10000 \text{ Hz}$  ed una pendenza di -18 dB/ottava.

***Dimensionamento della resistenza d'ingresso:***

Il dati di progetto prevedono una configurazione circuitale come quella di figura 5.11 per cui: Il valore di  $R_1$  deve essere commisurato al valore di  $Z_u = 20 \text{ ohm}$  quindi dovrà essere:

$$R_1 \gg Z_u$$

ovvero

$$R_1 \gg 20 \text{ ohm}$$

per ottenere questa condizione è opportuno, se possibile\* che  $R_1$  sia almeno 100 volte il valore di  $Z_u$  quindi

$$R_1 = 2000 \text{ ohm.}$$

Dato che  $R_1 = R_2$  si ha

$$R_2 = 2000 \text{ ohm}$$

\*La possibilità che  $R_1$  possa essere del valore calcolato dipende dai valori di  $L$  e di  $C$  che ne conseguono; se i valori saranno realizzabili il dato di  $R_1$  sarà accettabile altrimenti dovrà essere rivisto.

***Calcolo di L e C:***

Dati  $f_1 = 1000 \text{ Hz}$  e  $R = 2000 \text{ ohm}$

il calcolo di  $L$  si effettua con la formula:

$$L = R / (2 * \pi * f_1) = 2000 \text{ ohm} / (3.14 * 10000 \text{ Hz}) = 63.7 \text{ mH}$$



Quindi  $L1 = L2 = 63.7 \text{ mH}$

il calcolo di  $C1$  si effettua con la formula:

$$C1 = 1 / ( 4 * \pi * f1 * R ) = 1 / ( 4 * 6.28 * 10000 \text{ Hz} * 2000 \text{ ohm} ) = 1990 \text{ pF}$$

( con precisione dell'1.25 % )

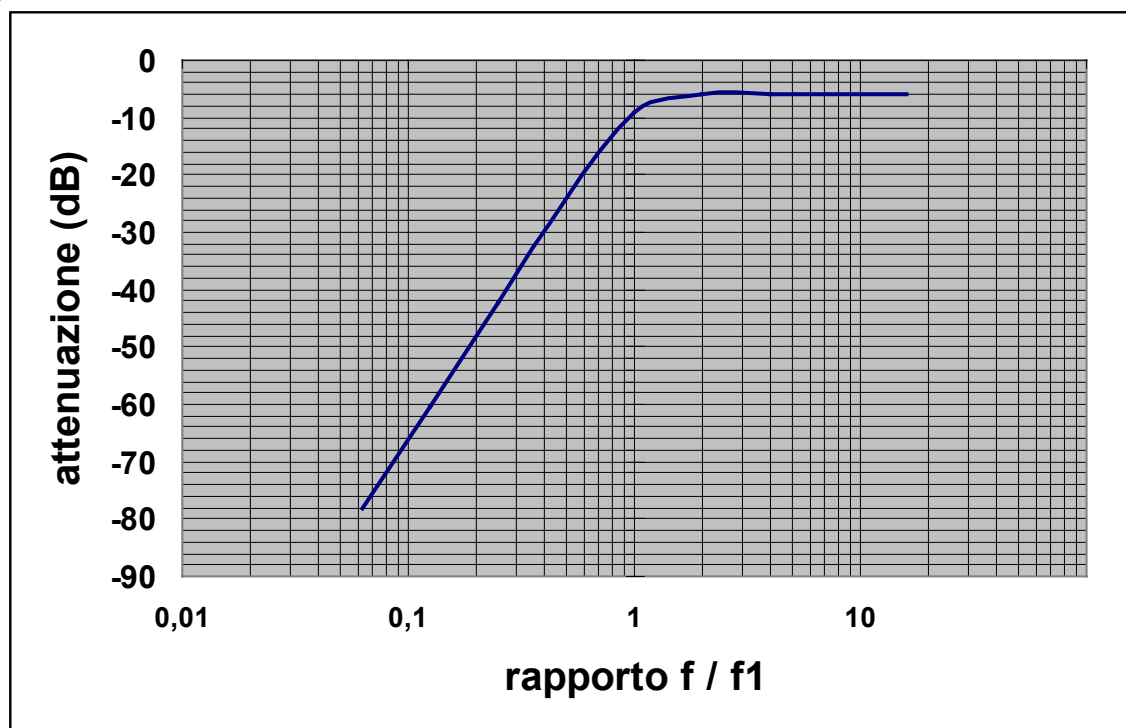
Entrambi i componenti calcolati sono di valore accettabile, quindi il valore di  $R = 2000 \text{ ohm}$  è adatto al progetto.

### **Tracciamento della curva di risposta:**

Poter disporre dell'andamento grafico della curva di risposta del filtro è utile per il controllo della normale funzionalità del circuito una volta costruito.

Utilizziamo una curva di risposta universale adatta alla cellula di figura 5.11; questa curva è tracciata nella figura 5.13.

figura 5.13



La curva di risposta universale ha, in ascisse logaritmiche, il rapporto  $f/f1$ , ed in ordinate l'attenuazione del filtro ad intervalli di 2 dB per divisione.

Per utilizzare la curva di figura 5.13 dobbiamo determinare il rapporto  $f / f1$  per ciascuna frequenza per la quale desideriamo stabilire l'attenuazione prodotta dal filtro; se vogliamo ad esempio conoscere l'attenuazione del nostro filtro alla frequenza  $f = 4000 \text{ Hz}$  dobbiamo:

1) calcolare il rapporto:

$$f / f1 = 4000 \text{ Hz} / 10000 \text{ Hz} = 0.4$$

2) tracciare una perpendicolare dall'ascissa d'ampiezza 0.4 e trovare il punto d'incontro con la curva

3) tracciare una perpendicolare dal punto d'incontro all'asse delle ordinate sul quale si leggerà il valore d'attenuazione di circa 30 dB.

### **Osservazioni generali:**

Il progetto della cellula passa alto si conclude con alcune osservazioni che ne chiariscono meglio il funzionamento:

Del filtro di cui abbiamo trattato s'è detto che nella zona d'attenuazione la pendenza è di  $-18$  dB / ottava, questa caratteristica è controllabile soltanto per valori di frequenza lontani dalla frequenza di taglio  $f_1$ . Un'idea quantitativa di questo comportamento si ha immediatamente dall'esame della curva di risposta di figura 5.13; se consideriamo l'attenuazione al punto d'ascissa 1 con il punto d'ascissa 0.5, corrispondenti a due frequenze l'una la metà dell'altra, si vede che nel primo punto l'attenuazione è di  $-9$  dB e nel secondo punto di  $-24$  dB con un salto di 15 dB contro i 18 che sono la caratteristica teorica della cellula. Se ora esaminiamo altri due punti della curva più lontani da  $f_1$ , il punto di ascissa 0.2 e il punto di ascissa 0.1, corrispondenti anch'essi a due frequenze l'una la metà dell'altra, riscontriamo per il primo un'attenuazione di  $-48$  dB e per il secondo un'attenuazione di  $-66$  dB con un salto di 18 dB che coincide al valore teorico della pendenza di  $-18$  dB/ottava dichiarata per questo tipo di cellula.

### **Sviluppiamo ora un esercizio per l'impiego della configurazione passa alto di figura 5.12:**

#### **Dati di progetto:**

Sia da realizzare un filtro passa alto in grado di essere accoppiato ad un generatore di corrente avente una  $Z_u = 150000$  ohm, si voglia una frequenza di taglio  $f_1 = 2000$  Hz ed una pendenza di  $-18$  dB/ottava.

#### **Dimensionamento della resistenza d'ingresso:**

Il dati di progetto prevedono una configurazione circuitale come quella di figura 5.12 per cui:

Il valore di  $R_1$  deve essere commisurato al valore di  $Z_u = 150000$  ohm quindi dovrà essere:

$$R_1 \ll Z_u$$

ovvero

$$R_1 \ll 150000 \text{ ohm}$$

per ottenere questa condizione è opportuno, se possibile\*, che  $R_1$  sia almeno  $1/100$  il valore di  $Z_u$  quindi

$$R_1 = 1500 \text{ ohm.}$$

Dato che  $R_1 = R_2$  si ha

$$R_2 = 1500 \text{ ohm}$$

\*La possibilità che  $R_1$  possa essere del valore calcolato dipende dai valori di  $L$  e di  $C$  che ne conseguono; se i valori saranno realizzabili, il dato di  $R_1$  sarà accettabile, altrimenti dovrà essere rivisto.

#### **Calcolo di $L$ e $C$ :**

Dati  $f_1 = 2000$  Hz e  $R = 1500$  ohm

il calcolo di  $L_1$  ed  $L_2$  si effettua con la formula:

$$L_1 = L_2 = R / (2 * \pi * f_1) = 1500 \text{ ohm} / (2 * 3.14 * 2000 \text{ Hz}) = 119.4 \text{ mH}$$

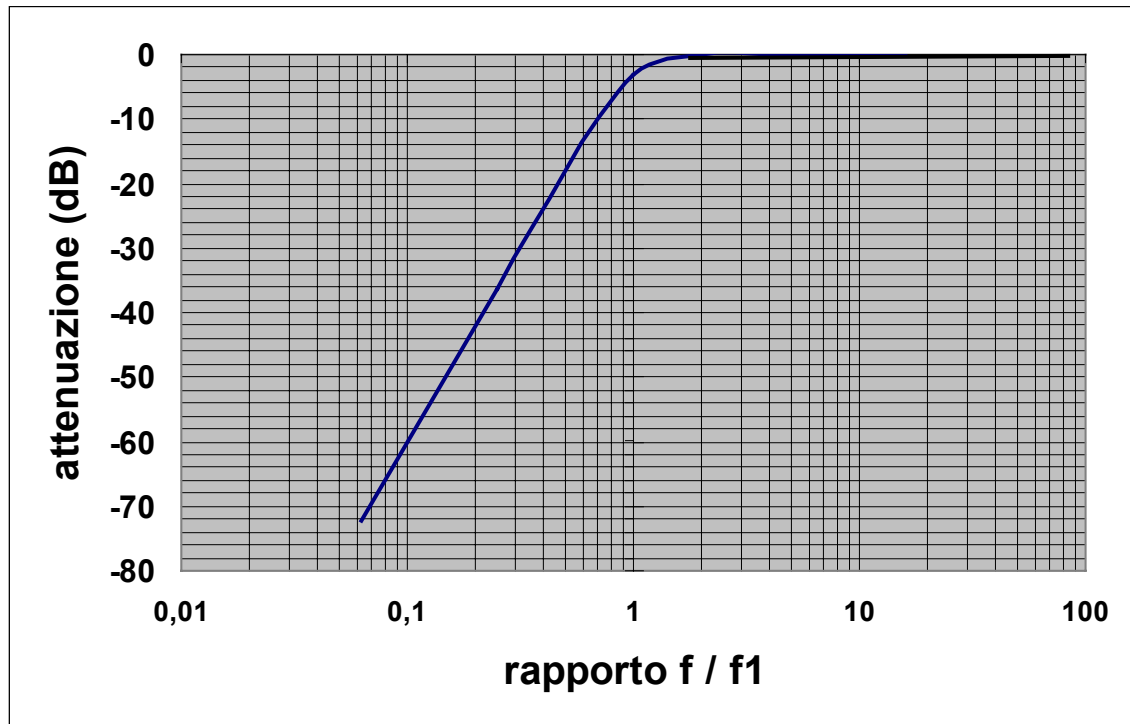
il calcolo di C1 si effettua con la formula:

$$C1 = 1 / ( 4 * \pi * f1 * R ) = 1 / ( 4 * 3.14 * 2000 \text{ Hz} * 1500 \text{ ohm} ) = 26539 \text{ pF}$$

**Tracciamento della curva di risposta:**

La curva di risposta di questo filtro ha l'identico profilo di quella tracciata in figura 5.13 ma non presenta l'attenuazione d'inserzione di  $-6$  dB essendo pilotato di corrente invece che di tensione; la risposta del nuovo passa alto è riportata in figura 5.14.

figura 5.14



La curva di risposta universale ha, in ascisse logaritmiche, il rapporto  $f/f1$ , ed in ordinate l'attenuazione del filtro ad intervalli di 2 dB per divisione.

Il filtro presenta attenuazione 0 dB nella zona passante e  $-3$ dB in corrispondenza alla frequenza di taglio  $f1 = 2000$  Hz, così come si evince dal punto d'ascissa 1, calcolato dal rapporto tra  $f = 2000$  Hz ed  $f1 = 2000$  Hz:

$$f/f1 = 2000 \text{ Hz} / 2000 \text{ Hz} = 1$$

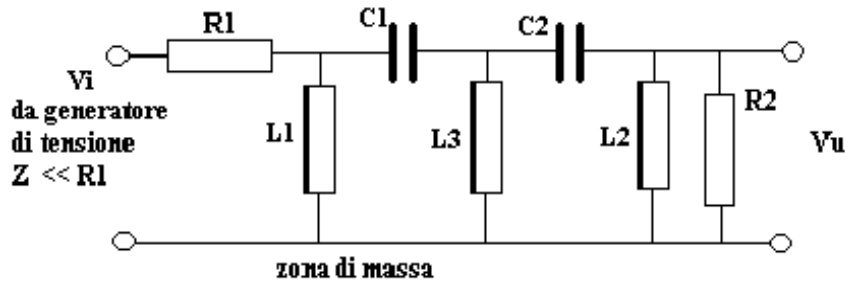
La pendenza è controllabile tra  $f/f1 = 0.2$  e  $f/f1 = 0.1$ ; in questo intervallo, sensibilmente inferiore alla frequenza di taglio, è di  $-18$  dB/ottava.

Si ricorda, come già detto in precedenza, che in questo tipo di filtro, pur non essendo presente l'attenuazione d'inserzione, non si ha un miglioramento nel rapporto tra ampiezza delle tensioni nella zona passante e le tensioni nella zona d'attenuazione.

### 5.2.1 Il filtro passa alto a più cellule

Per ottenere filtri passa alto con attenuazioni fuori banda aventi pendenze superiori a quelle ottenibili con filtri ad una cellula, si possono realizzare strutture con più cellule uguali tra loro. Un esempio di questa nuova configurazione a due cellule, derivata dalla struttura di figura 5.11, è riportata in figura 5.15.

figura 5.15



Il nuovo filtro è composto dalle due resistenze di terminazione R1 ed R2 di valore uguale, le induttanze L1 ed L2 uguali tra loro, i condensatori C1 e C2 anch'essi di valore uguale tra loro ed infine dall'induttanza L3 di valore dimezzato rispetto ad L1.

Le formule di calcolo dei componenti sono le stesse illustrate nel paragrafo 5.2, che qui riassumiamo, data la presenza di L3

$$C1 = C2 = 1 / ( 4 * \pi * f1 * R )$$

$$L1 = L2 = R / ( 2 * \pi * f1 )$$

$$L3 = L2 / 2$$

Si deve osservare che in questa configurazione compaiono soltanto 5 componenti reattivi dato che, a seguito dell'unione tra due cellule, la reattanza L3 ne sostituisce due; il circuito è pertanto da considerarsi, al fine dei calcoli, come se avesse 6 componenti reattivi.

La nuova struttura consente un'attenuazione fuori banda con una pendenza di -36 dB per ottava, con un taglio di -6 dB, rispetto alla banda passante, in corrispondenza della frequenza di taglio f1.

Sintetizzando:

Perdita d'inserzione nella zona passante Att. = -6 dB

Attenuazione alla frequenza di taglio rispetto al livello della zona passante Att. = - 6 dB

Attenuazione totale alla frequenza di taglio Att. = -6dB - 6 dB = -12 dB

Pendenza della curva d'attenuazione ben sotto il valore di f1; Att. = -36 dB/ottava (pari alla riduzione dell'ampiezza del segnale di 63 volte ad ogni dimezzamento della frequenza)

Anche per questa configurazione risulta utile lo sviluppo di un esercizio:

#### **Dati di progetto:**

Sia da realizzare un filtro passa alto in grado di essere accoppiato ad un generatore di tensione avente una  $Z_u = 10 \text{ ohm}$ , si voglia una frequenza di taglio  $f1 = 1000 \text{ Hz}$  ed una pendenza di -36 dB/ottava.

#### **Dimensionamento della resistenza d'ingresso:**

Il dati di progetto prevedono una configurazione circuitale come quella di figura 5.15, per cui: Il valore di R1 deve essere commisurato al valore di  $Z_u = 10 \text{ ohm}$ , quindi dovrà essere:

$$R1 \gg Z_u$$

ovvero

$$R1 \gg 10 \text{ ohm}$$

per ottenere questa condizione è opportuno, se possibile\*, che R1 sia almeno 100 volte il valore di  $Z_u$ , quindi

$$R1 = 1000 \text{ ohm.}$$

Dato che  $R1 = R2$ , si ha

$$R2 = 1000 \text{ ohm}$$

\*La possibilità che R1 possa essere del valore calcolato dipende dai valori di L e di C che ne conseguono; se i valori saranno realizzabili il dato di R1, sarà accettabile, altrimenti, dovrà essere rivisto.

### **Calcolo di L1; L2; L3 C1; C2;:**

Dati  $f_1 = 1000 \text{ Hz}$  e  $R1=R2 = 1000 \text{ ohm}$

il calcolo di  $L1 = L2$  si effettua con la formula:

$$L1=L2=R/(2 * \pi * f_1) = 1000 \text{ ohm} / (2 * 3.14 * 1000 \text{ Hz}) = 159.2 \text{ mH}$$

$$L3 = L1 / 2 = 159.2 \text{ mH} / 2 = 79.6 \text{ mH}$$

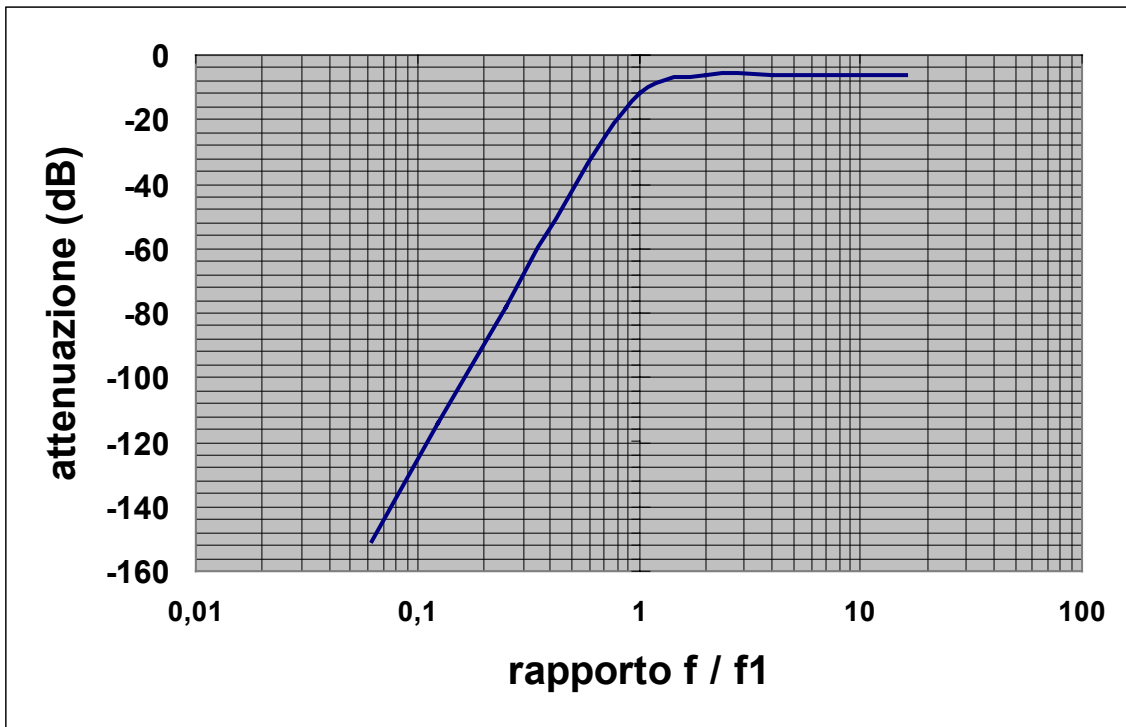
il calcolo di C1 e C2 si effettua con la formula:

$$C1 = C2 = 1 / (4 * \pi * f_1 * R) = 1 / (12.56 * 1000 \text{ Hz} * 1000 \text{ ohm}) = 79617 \text{ pF}$$

( con precisione dell'1.25 %)

### **Tracciamento della curva di risposta:**

La curva di risposta universale di questo filtro ha un profilo diverso di quella tracciata in figura 5.14 ed è riportata in figura 5.16  
figura 5.16



La curva di risposta ha in ascisse il rapporto  $f/f_1$ , ed in ordinate l'attenuazione del filtro ad intervalli di 4 dB per divisione per un totale di 160 dB.

Per utilizzare la curva di figura 5.16 dobbiamo determinare il rapporto  $f / f_1$  per ciascuna frequenza per la quale desideriamo stabilire l'attenuazione prodotta dal filtro; se vogliamo ad esempio conoscere l'attenuazione del nostro filtro alla frequenza  $f = 100$  Hz dobbiamo:

1) calcolare il rapporto:

$$f / f_1 = 100 \text{ Hz} / 1000 \text{ Hz} = 0.1$$

2) tracciare una perpendicolare dall'ascissa d'ampiezza 0.1 e trovare il punto d'incontro con la curva

3) tracciare una perpendicolare dal punto d'incontro all'asse delle ordinate sul quale si leggerà il valore d'attenuazione di circa 125 dB.

### **Osservazioni generali:**

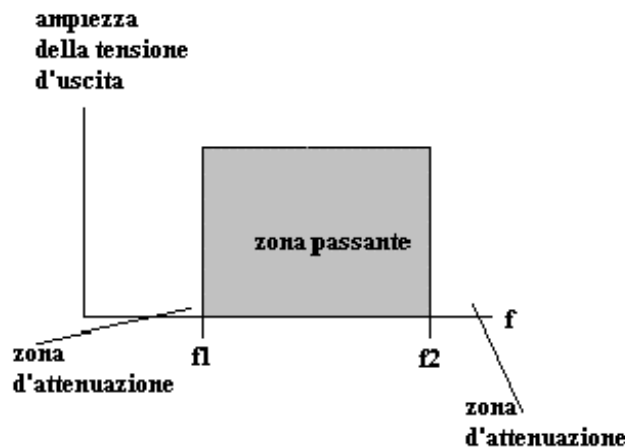
Il progetto della doppia cellula passa alto si conclude con alcune osservazioni che ne chiariscono meglio il funzionamento:

Del filtro di cui abbiamo trattato s'è detto che nella zona d'attenuazione la pendenza è di  $-36$  dB / ottava; questa caratteristica è controllabile soltanto per valori di frequenza lontani dalla frequenza di taglio  $f_1$ . Un'idea quantitativa di questo comportamento si ha immediatamente dall'esame della curva di risposta di figura 5.16; se consideriamo l'attenuazione al punto d'ascissa 1 con il punto d'ascissa 0.5, corrispondenti rispettivamente a due frequenze l'una il doppio dell'altra, si vede che nel primo punto l'attenuazione è di  $-12$  dB e nel secondo punto di  $-40$  dB con un salto di 28 dB contro i 36 che sono la caratteristica teorica della doppia cellula. Se ora esaminiamo altri due punti della curva più lontani da  $f_1$ , il punto di ascissa 0.2 e il punto di ascissa 0.1, riscontriamo per il primo un'attenuazione di  $-88$  dB e per il secondo un'attenuazione di circa  $-125$  dB con un salto di 37 dB che si avvicina sensibilmente al valore teorico della pendenza di  $-36$  dB/ottava dichiarata per questo tipo di configurazione.

### 5.3 Filtri passa banda passivi

Un filtro passa banda **ideale** è un circuito che ha il compito di consentire il passaggio di tensioni elettriche la cui frequenza può essere compresa tra  $f_1$  ed  $f_2$ ; al di fuori di questo intervallo tutte le tensioni vengono bloccate e all'uscita del filtro non si ha alcun segnale. L'andamento grafico di questo comportamento è riportato in figura 5.17.

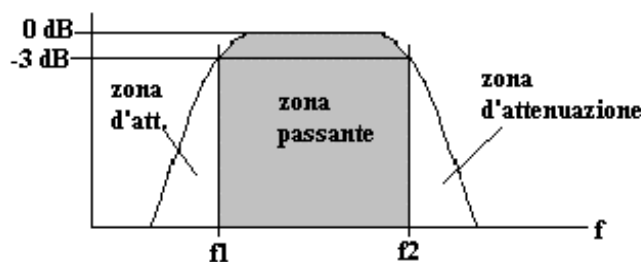
figura 5.17



In figura sono evidenziate le due zone caratteristiche del filtro, la zona passante, entro la quale i segnali d'ingresso possono transitare purché abbiano frequenze comprese tra  $f_1$  ed  $f_2$ , e la zona non passante, nella quale nessun segnale avente frequenza inferiore ad  $f_1$  o superiore ad  $f_2$  può transitare.

Il comportamento di un filtro passa banda **reale** ha però un comportamento molto diverso nell'intervallo di frequenze che precede  $f_1$  e che segue  $f_2$ ; il percorso tra zona passante e zona non passante non avviene bruscamente, come in figura 5.17, ma gradualmente, secondo una curva caratteristica la cui pendenza è tanto più elevata quanto maggiore è la complessità del circuito passa banda. Si ha perciò una curva di risposta reale del tipo di quella indicata in figura 5.18.

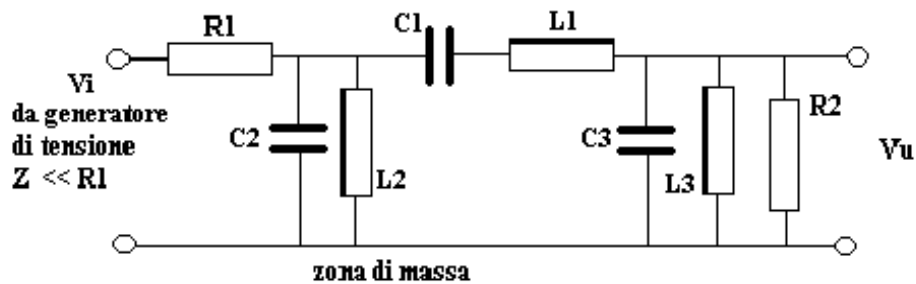
figura 5.18



In figura 5.18 si vede come la risposta del filtro passa banda consenta di attenuare le frequenze inferiori ad  $f_1$  e superiori ad  $f_2$  secondo certe curve caratterizzate dai punti di ascissa  $f_1$  ed  $f_2$  ed ordinate  $-3$  dB. Le pendenze della curva sono espresse in dB/ottava; i valori di  $f_1$  e di  $f_2$  sono detti frequenze di taglio.

Lo schema elettrico di un filtro passa banda, nella configurazione circuitale più semplice, detta "cellula", è mostrato in figura 5.19.

figura 5.19



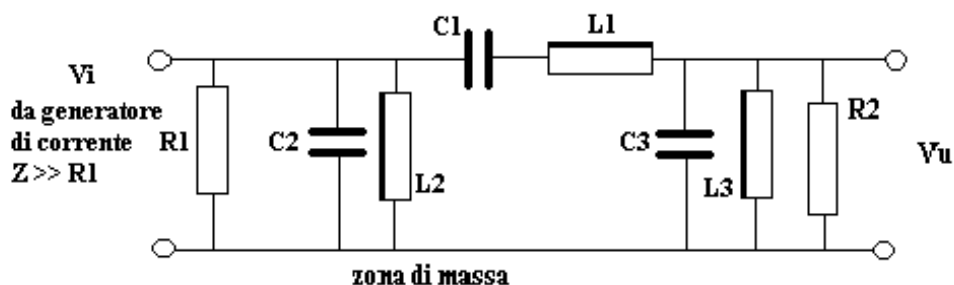
Nella figura si vedono i componenti che costituiscono la struttura filtrante, due resistenze R1 ed R2 uguali tra loro, due condensatori C2 e C3 , anch’essi uguali tra loro, le induttanze L2 ed L3 uguali tra loro ed infine il condensatore C1 e l’induttanza L1.

La tensione del segnale d’ingresso, Vi, è applicata in serie alla resistenza R1; il segnale d’uscita Vu è presente ai capi di R2.

Questa configurazione della cellula necessita di un segnale d’ingresso il cui generatore abbia un’impedenza molto più bassa del valore di R1 ( si dice in questo caso che il generatore deve essere un “generatore di tensione” ) ; ciò comporta una perdita di 6 dB (2 volte), perdita d’inserzione, per la partizione della tensione Vi da parte di R1 ed R2.

Un circuito filtrante con le stesse caratteristiche di risposta di quello mostrato in figura 5.19 è realizzabile per il filtraggio di segnali prodotti da “generatori di corrente” , i quali hanno un’impedenza molto più elevata di R1. Lo schema di questo filtro è mostrato in figura 5.20.

figura 5.20



Il progetto di entrambi i filtri passa banda sopra illustrati è fattibile, con particolari formule di calcolo, mediante il dimensionamento dei componenti in dipendenza del valore voluto delle due frequenze di taglio f1 ed f2; le formule in oggetto sono le seguenti:

$$L1 = R / [ \pi * (f2 - f1) ]$$

$$L2 = L3 = R * (f2 - f1) / (2 * \pi * f1 * f2)$$

$$C1 = (f2 - f1) / (4 * \pi * f1 * f2 * R)$$

$$C2 = C3 = 1 / [ 2 * \pi * (f2 - f1) * R ]$$

dove

C è espresso in Farad

L è espresso in Henry



Il calcolo di un filtro di banda richiede un poco d'esperienza per evitare di trovarsi, dopo la procedura di computazione con le formule indicate, con valori di componenti praticamente non accettabili, o perché troppo grandi o perché troppo piccoli. Vedremo più avanti come affrontare queste difficoltà. Un metodo per la computazione veloce su P.C. di filtri di banda è riportato in appendice A9.

Per le soluzioni circuitali, alle quali si applicano le formule indicate, si hanno le seguenti caratteristiche:

#### **Filtro passa banda con segnale Vi da generatore di tensione**

Perdita d'inserzione nella zona passante Att. = -6 dB

Attenuazione alle due frequenze di taglio rispetto al livello della zona passante Att. = - 3 dB

Attenuazione totale alle frequenze di taglio Att. = -3dB – 6 dB = -9 dB

Pendenza della curva d'attenuazione ben sotto il valore di  $f_1$  e ben sopra il valore di  $f_2$ ; Att. = -18 dB/ottava (pari alla riduzione dell'ampiezza del segnale di 8 volte ad ogni raddoppiamento della frequenza)

#### **Filtro passa banda con segnale Vi da generatore di corrente**

Perdita d'inserzione nella zona passante Att. = 0 dB

Attenuazione alle frequenze di taglio rispetto al livello della zona passante Att. = - 3 dB

Attenuazione totale alle frequenze di taglio Att. = -3dB – 0dB = -3 dB

Pendenza della curva d'attenuazione ben sotto il valore di  $f_1$  e ben sopra il valore di  $f_2$ ; Att.= -18 dB/ottava (pari alla riduzione dell'ampiezza del segnale di 8 volte ad ogni raddoppiamento della frequenza)

Vediamo lo sviluppo di un esercizio classico:

#### ***Dati di progetto:***

Sia da realizzare un filtro passa banda in grado di essere accoppiato ad un generatore di tensione avente una  $Z_u = 20$  ohm, si vogliano le frequenze di taglio poste rispettivamente per  $f_1 = 5000$  Hz  $f_2 = 10000$  Hz ed una pendenza di -18 dB/ottava.

#### ***Dimensionamento della resistenza d'ingresso:***

Il dati di progetto prevedono una configurazione circuitale come quella di figura 5.19, per cui: Il valore di  $R_1$  deve essere commisurato al valore di  $Z_u = 10$  ohm ; quindi dovrà essere:  $R_1 \gg Z_u$

ovvero  $R_1 \gg 10$  ohm

per ottenere questa condizione è opportuno, se possibile\*, che  $R_1$  sia almeno 100 volte il valore di  $Z_u$ , quindi

$$R_1 = 2000 \text{ ohm.}$$

Dato che  $R_1 = R_2$ , si ha

$$R_2 = 2000 \text{ ohm}$$

\*La possibilità che  $R_1$  possa essere del valore calcolato dipende dai valori di  $L$  e di  $C$  che ne conseguono; se i valori saranno realizzabili, il dato di  $R_1$  sarà accettabile, altrimenti, dovrà essere rivisto.

#### ***Calcolo di $L_1$ ; $L_2$ ; $L_3$ ; $C_1$ ; $C_2$ ; $C_3$ :***

Dati  $f_1 = 5000$  Hz ;  $f_2 = 10000$  Hz ed  $R_1=R_2 = 2000$  ohm

il calcolo di  $L_1$  si effettua con la formula:

$L1 = R / [ \pi * (f2 - f1) ] = 2000 \text{ ohm} / [ 3.14 * ( 10000 \text{ Hz} - 5000 \text{ Hz}) ] = 127.38 \text{ mH}$   
 il calcolo di  $L2 = L3$  si effettua con la formula:

$$L2 = L3 = R * ( f2 - f1 ) / ( 2 * \pi * f1 * f2 ) = 2000 \text{ ohm} * ( 10000 \text{ Hz} - 5000 \text{ Hz} ) / ( 6.28 * 5000 \text{ Hz} * 10000 \text{ Hz} ) = 31.8 \text{ mH}$$

il calcolo di  $C1$  si effettua con la formula:

$$C1 = ( f2 - f1 ) / ( 4 * \pi * f1 * f2 * R ) = ( 10000 \text{ Hz} - 5000 \text{ Hz} ) / ( 12.56 * 5000 \text{ Hz} * 10000 \text{ Hz} * 2000 \text{ ohm} ) = 3980 \text{ pF}$$

( con precisione dell'1.25 % )

il calcolo di  $C2 = C3$  si effettua con la formula:

$$C2 = C3 = 1 / [ 2 * \pi * ( f2 - f1 ) * R ] = 1 / [ 6.28 * ( 10000 \text{ Hz} - 5000 \text{ Hz} ) * 2000 \text{ ohm} ] = 15923 \text{ pF}$$

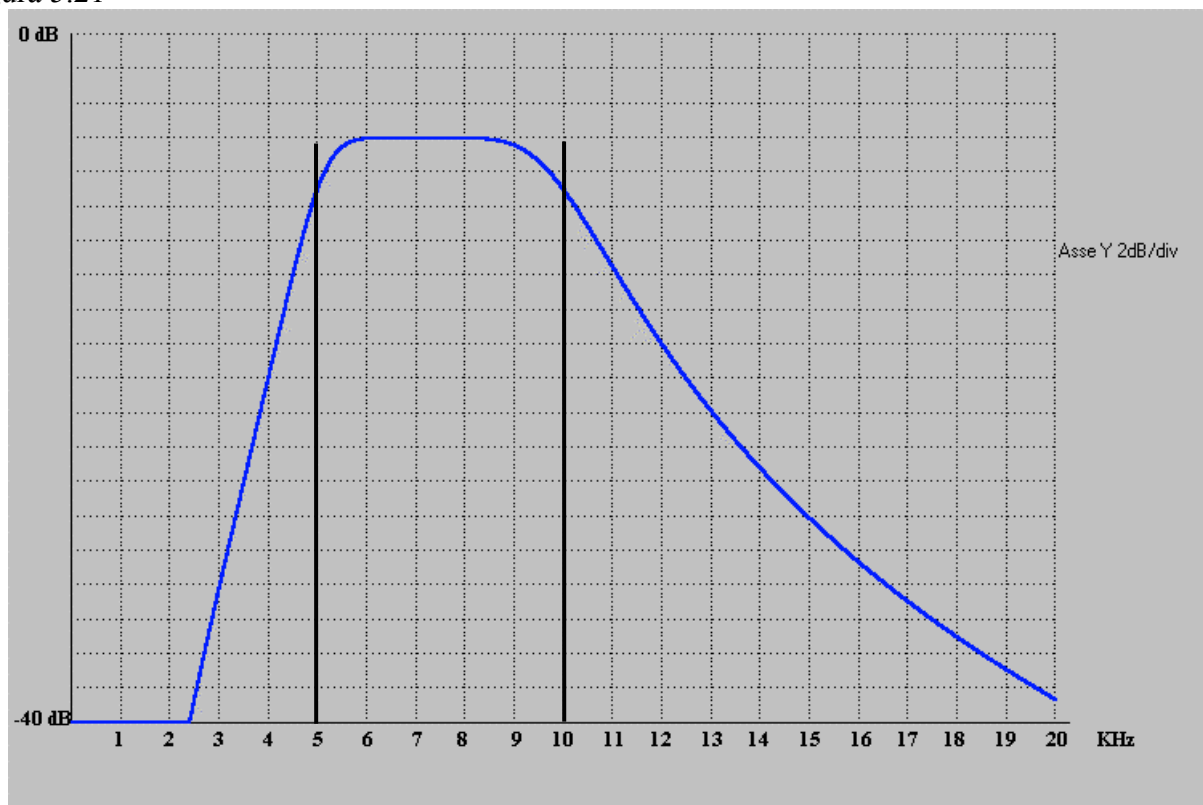
( con precisione dell'1.25 % )

**Tracciamento della curva di risposta:**

Nel caso dei filtri passa banda non è possibile utilizzare una curva di risposta universale, ma si deve ricorrere al tracciamento specifico della risposta del filtro progettato.

La curva di risposta di questo filtro è riportata in figura 5.21

figura 5.21



La curva di risposta ha in ascisse la frequenza espressa in KHz ed in ordinate l'attenuazione del filtro ad intervalli di 2 dB per divisione, per un totale di 40 dB.

La lettura della curva mostra particolari caratteristiche:

- Per le frequenze di taglio,  $f_1 = 5000$  Hz e  $f_2 = 10000$ , Hz l'attenuazione è di  $-9$  dB.
- Dalla frequenza di taglio  $f_2 = 10000$  Hz al suo doppio,  $f = 20000$  Hz, si evidenzia un salto d'attenuazione di ben  $31$  dB che apparentemente contrasta con la pendenza dichiarata di  $-18$  dB/ottava. Questo comportamento è dovuto al coefficiente di merito delle induttanze che nei pressi della frequenza di taglio incrementa la pendenza d'attenuazione ( per trovare la pendenza di  $-18$  dB/ottava si dovrebbe tracciare la risposta per frequenze oltre i  $20-40$  KHz ).
- Dalla frequenza di taglio  $f_1 = 5000$  Hz alla sua metà,  $f = 2500$  Hz, si evidenzia un salto attenuazione di circa  $31$  dB; anche in questo caso il comportamento è dovuto al coefficiente di merito delle induttanze che, nei pressi della frequenza di taglio, incrementa la pendenza d'attenuazione ( per trovare la pendenza di  $-18$  dB/ottava si dovrebbe tracciare la risposta per frequenze sotto i  $1000$  o  $2000$  Hz ).

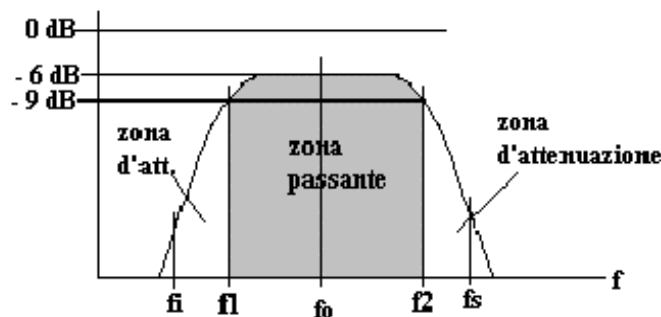
**Osservazioni in merito alla curva di risposta:**

Per quanto visto in merito alla curva di risposta risulta evidente che il suo tracciamento non è fattibile senza l'impiego di un idoneo programma di calcolo, già menzionato in precedenza e contenuto in appendice A10; se non si ha la possibilità di impiegare detto programma si consiglia ciò che molti anni fa veniva fatto in questi casi, per il controllo dei filtri di banda in laboratorio, in assenza dei grafici delle curve di risposta:

- Si annotano i dati:
  - Frequenze di taglio,  $f_1$  ed  $f_2$ , della banda passante voluta.
  - Frequenza di centro banda  $f_0 = (f_1 + f_2) / 2$ .
  - Estremo superiore,  $f_s$ , della zona d'attenuazione d'interesse nella quale ci si aspetta una pendenza minima di  $-18$  dB/ottava.
  - Estremo inferiore,  $f_i$ , della zona d'attenuazione d'interesse nella quale ci si aspetta una pendenza minima di  $-18$  dB/ottava.

La figura 5.22 mostra la collocazione dei dati nel contesto grafico relativo alla curva di risposta voluta.

figura 5.22



- Si dimensiona il filtro di banda con molta attenzione onde evitare errori banali di calcolo, si controllano i calcoli almeno due volte.
- Si costruisce il prototipo e lo si prova in laboratorio; si controlla che l'attenuazione alla frequenza  $f_0$ , di centro banda, sia dell'ordine di  $-6$  dB (tolleranza circa  $-1$  dB);

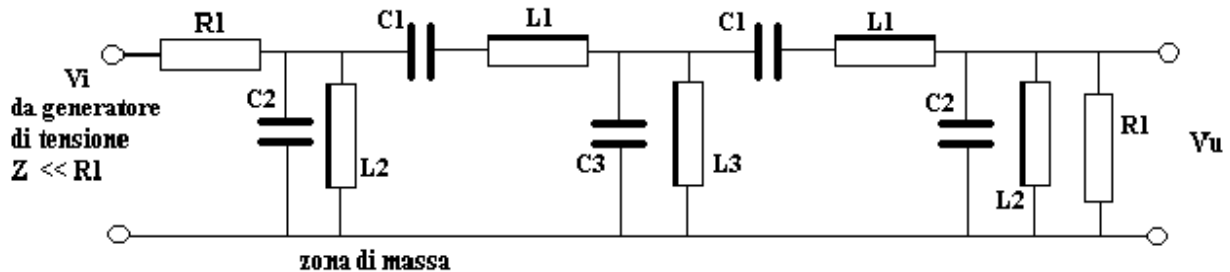
l'attenuazione in fo è dovuta per 6 dB alla perdita d'inserzione e per il restante alle perdite nelle induttanze.

- Si controlla che l'attenuazione alle frequenze di taglio  $f_1$  ed  $f_2$  sia dell'ordine di  $-9$  dB (tolleranza circa  $-1$  dB).
- Si controlla fuori dalla banda passante, tra  $f_2$  ed  $f_s$ , se le pendenze d'attenuazione sono entro i limiti voluti (al meno  $-18$  dB ad ogni raddoppiamento della frequenza).
- Si controlla fuori dalla banda passante, tra  $f_1$  ed  $f_i$ , se le pendenze d'attenuazione sono entro i limiti voluti (al meno  $-18$  dB ad ogni dimezzamento della frequenza).
- Se i dati rilevati corrispondono alle esigenze d'impostazione, il controllo del filtro può ritenersi concluso.

### 5.3.1 Il filtro di banda a due cellule

Per ottenere filtri passa banda con pendenze superiori a quelle ottenibili con filtri ad una cellula si possono realizzare strutture con due cellule uguali tra loro. Un esempio di questa nuova configurazione, derivata dalla struttura di figura 5.20, è riportata in figura 5.23.

figura 5.23



Per semplificare l'illustrazione del nuovo filtro sono indicati con le stesse sigle i componenti uguali tra loro quali:

Le due resistenze di terminazione R, le due induttanze L1, i due condensatori C1, i due condensatori C2 e le due induttanze L2

Fanno gruppo a parte il condensatore C3 e l'induttanza L3.

Le formule di calcolo dei componenti sono le stesse illustrate nel paragrafo 5.3 che qui riassumiamo data la presenza di L3 e di C3.

$$L1 = R / [ \pi * (f2 - f1) ]$$

$$L2 = R * (f2 - f1) / (2 * \pi * f1 * f2)$$

$$C1 = (f2 - f1) / (4 * \pi * f1 * f2 * R)$$

$$C2 = 1 / [ 2 * \pi * (f2 - f1) * R ]$$

$$C3 = 2 * C2$$

$$L3 = L2 / 2$$

Si deve osservare che in questa configurazione compaiono soltanto 10 componenti reattivi dato che, a seguito dell'unione tra due cellule, la reattanza L3 ed il condensatore C3 ne sostituiscono, due la prima e due il secondo; il circuito è pertanto è da considerarsi, al fine dei calcoli, come se avesse 12 componenti reattivi.

La nuova struttura consente un'attenuazione fuori banda con una pendenza di -36 dB per ottava, con un taglio di -6 dB, rispetto alla banda passante, in corrispondenza delle frequenze di taglio f1 ed f2. Sintetizzando:

Perdita d'inserzione nella zona passante Att. = -6 dB

Attenuazione alla frequenza di taglio rispetto al livello della zona passante Att. = -6 dB

Attenuazione totale alla frequenza di taglio Att. = -6dB - 6 dB = -12 dB

Pendenza della curva d'attenuazione ben sopra il valore di f2; Att. = -36 dB/ottava (pari alla riduzione dell'ampiezza del segnale di 63 volte ad ogni dimezzamento della frequenza)

Pendenza della curva d'attenuazione ben sotto il valore di f1; Att. = -36 dB/ottava (pari alla riduzione dell'ampiezza del segnale di 63 volte ad ogni dimezzamento della frequenza)

Vediamo ora un'applicazione pratica di calcolo di un filtro di banda a due cellule:

**Dati di progetto:**

Sia da realizzare un filtro passa banda in grado di essere accoppiato ad un generatore di tensione avente una  $Z_u = 36 \text{ ohm}$ , si vogliono le frequenze di taglio poste rispettivamente per  $f_1 = 1000 \text{ Hz}$   $f_2 = 2000 \text{ Hz}$  ed una pendenza di  $-36 \text{ dB/ottava}$ .

**Dimensionamento della resistenza d'ingresso:**

Il dati di progetto prevedono una configurazione circuitale come quella di figura 5.23 per cui: Il valore di  $R_1$  deve essere commisurato al valore di  $Z_u = 36 \text{ ohm}$ , quindi dovrà essere:  $R_1 \gg Z_u$

ovvero

$$R_1 \gg 36 \text{ ohm}$$

per ottenere questa condizione è opportuno, se possibile\*, che  $R_1$  sia almeno 100 volte il valore di  $Z_u$ , quindi

$$R_1 = 3600 \text{ ohm.}$$

\*La possibilità che  $R_1$  possa essere del valore calcolato dipende dai valori di  $L$  e di  $C$  che ne conseguono; se i valori saranno realizzabili, il dato di  $R_1$  sarà accettabile, altrimenti, dovrà essere rivisto.

**Calcolo di  $L_1$ ;  $L_2$ ;  $L_3$ ;  $C_1$ ;  $C_2$ ;  $C_3$ :**

Dati  $f_1 = 1000 \text{ Hz}$ ;  $f_2 = 2000 \text{ Hz}$  ed  $R_1 = 3600 \text{ ohm}$

il calcolo di  $L_1$  si effettua con la formula:

$$L_1 = R / [ \pi * (f_2 - f_1) ] = 3600 \text{ ohm} / [ 3.14 * (2000 \text{ Hz} - 1000 \text{ Hz}) ] = 1.14 \text{ H}$$

il calcolo di  $L_2$  si effettua con la formula:

$$L_2 = R * (f_2 - f_1) / (2 * \pi * f_1 * f_2) = 3600 \text{ ohm} * (2000 \text{ Hz} - 1000 \text{ Hz}) / (6.28 * 1000 \text{ Hz} * 2000 \text{ Hz}) = 0.286 \text{ H}$$

il calcolo di  $C_1$  si effettua con la formula:

$$C_1 = (f_2 - f_1) / (4 * \pi * f_1 * f_2 * R) = (2000 \text{ Hz} - 1000 \text{ Hz}) / (12.56 * 1000 \text{ Hz} * 2000 \text{ Hz} * 3600 \text{ ohm}) = 11058 \text{ pF} \\ (\text{ con precisione dell'1.25 \%})$$

il calcolo di  $C_2$  si effettua con la formula:

$$C_2 = 1 / [ 2 * \pi * (f_2 - f_1) * R ] = 1 / [ 6.28 * (2000 \text{ Hz} - 1000 \text{ Hz}) * 3600 \text{ ohm} ] = 44232 \text{ pF} \\ (\text{ con precisione dell'1.25 \%})$$

ed infine:

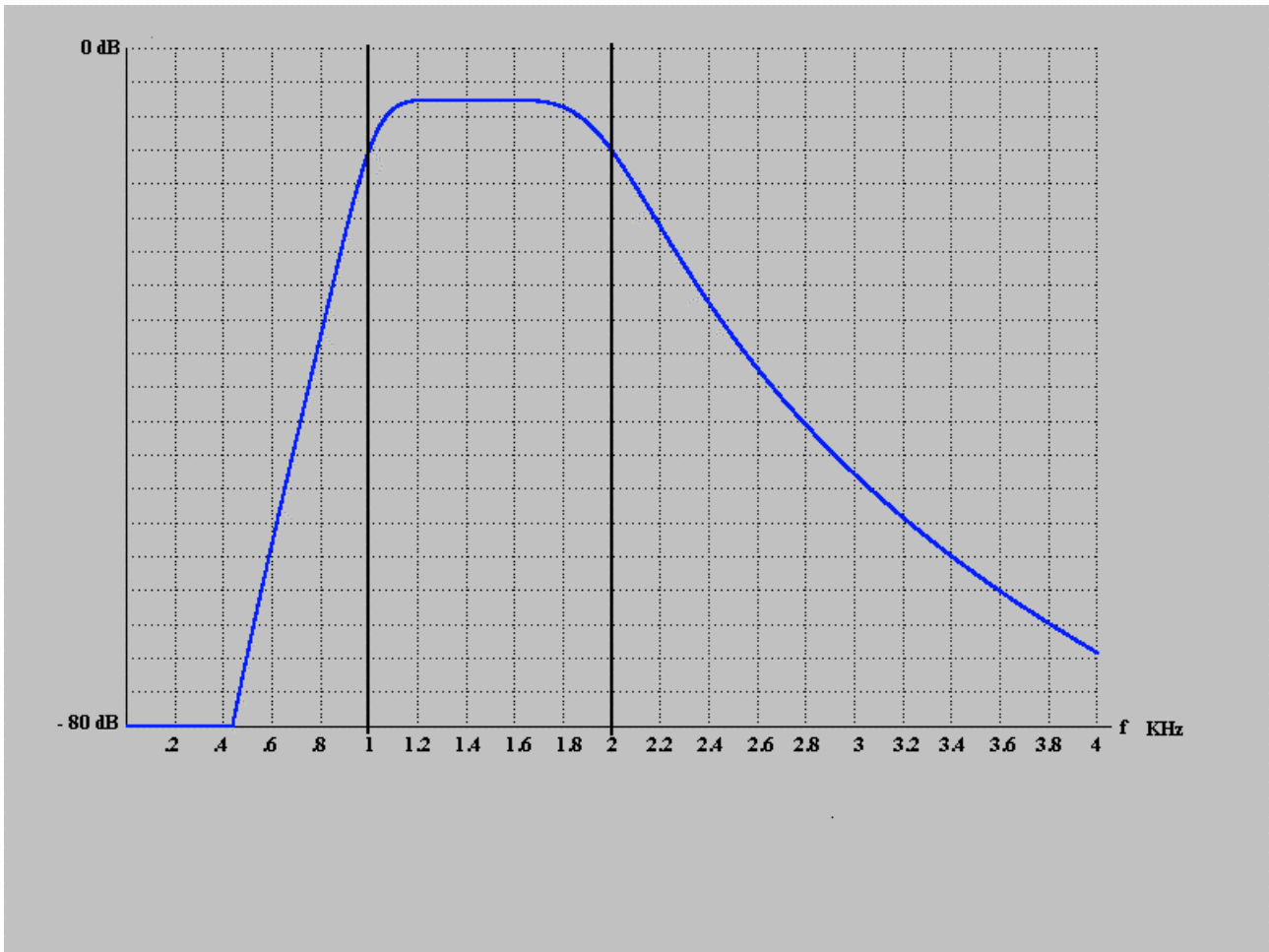
$$C_3 = 2 * C_2 = 44232 \text{ pF} * 2 = 88464 \text{ pF} (\text{ con precisione dell'1.25 \%})$$

$$L_3 = L_2 / 2 = 0.286 \text{ H} / 2 = 0.143 \text{ H}$$

**Tracciamento della curva di risposta:**

La curva di risposta di questo filtro è riportata in figura 5.24

figura 5.24



La curva di risposta ha in ascisse la frequenza espressa in KHz ed in ordinate l'attenuazione del filtro ad intervalli di 4 dB per divisione, per un totale di 80 dB.

La lettura della curva mostra le nuove caratteristiche:

- Per le frequenze di taglio,  $f_1 = 1000$  Hz e  $f_2 = 2000$ , Hz l'attenuazione è di  $-12$  dB.
- Dalla frequenza di taglio  $f_2 = 2000$  Hz al suo doppio,  $f = 4000$  Hz, si evidenzia un salto d'attenuazione di ben 60 dB.
- Dalla frequenza di taglio  $f_1 = 1000$  Hz alla sua metà,  $f = 500$  Hz, si evidenzia un salto attenuazione di circa 58 dB.

#### 5.4 Tecniche di calcolo per i componenti dei filtri passivi

Negli esercizi svolti nei precedenti paragrafi abbiamo sempre impostato i progetti partendo dalle caratteristiche d'impedenza imposte dal generatore, fosse questo di tensione come di corrente. Questa procedura di calcolo, se pur corretta, a volte non può essere seguita per motivi banali, ma contingenti e cogenti, quali la difficoltà a reperire in tempi brevi le capacità che il progetto richiede. Infatti il progetto dei filtri passivi è subordinato essenzialmente alla possibilità di reperire i condensatori del valore desiderato. Per gli altri componenti la situazione è invece meno critica: le resistenze ad esempio, date le loro piccole dimensioni, si possono facilmente combinare in serie od in parallelo, od in entrambi i modi, per ottenere i valori voluti.

le induttanze, essendo componenti costruiti in “casa”, sono facili da adattare alle proprie necessità. L'approvvigionamento di condensatori di valori personalizzati di capacità, con precisioni all'1.25% o meglio allo 0.625% è possibile mediante ordine apposito a ditte specializzate; questa operazione richiede tempo e sensibili quantitativi d'ordine.

Sono d'altra parte disponibili in commercio diretto, quindi approvvigionabili entro 24 ore, condensatori di precisione all'1 %, entro gamme di valori standard, che possono risolvere le problematiche del progetto, purché il progetto stesso si adatti a ciò che il mercato offre. Vedremo nei paragrafi seguenti come procedere per l'utilizzo di questi componenti.

Affrontare un progetto secondo questa diversa ottica significa ovviamente dover risolvere, alcune volte, anche il problema d'accoppiamento tra il filtro e l'impedenza del generatore.

##### 5.4.1 Passa basso con condensatori standard di precisione.

Il progetto di un filtro passa basso che impieghi condensatori standard di precisione deve essere inizialmente condotto come se tutto fosse dipendente dalle caratteristiche del generatore, per poi aggiustare le cose in modo da poter impiegare i componenti disponibili.

Supponiamo che sia stato progettato un passa basso con i seguenti dati:

##### ***Dati originali del progetto:***

Filtro pilotato con generatore di tensione.

$f_1 = 10000 \text{ Hz}$ .

$R_1 = R_2 = 4500 \text{ ohm}$

$C_1 = C_2 = 3539 \text{ pF}$

$L_1 = 0.143 \text{ H}$

##### ***Ricerca del componente più adatto:***

Si voglia realizzare il filtro con un condensatore Csd standard di precisione; si deve scegliere per Csd il valore più vicino a  $C_1 = 3539 \text{ pF}$ , nei cataloghi commerciali troveremo, ad esempio, il valore di  $3300 \text{ pF}$ , quindi  $C_{ds} = 3300 \text{ pF}$ .

##### ***Nuovo dimensionamento del filtro:***

Sulla base del valore di  $C_{ds}$  calcoliamo il nuovo valore di  $R_1$  e di  $L_1$  secondo le formule:

$$R_1 = R_2 = 1 / ( 2 * \pi * f_1 * C )$$

$$L = R_1 / ( \pi * f_1 )$$

$$R_1 = R_2 = 1 / ( 2 * \pi * f_1 * C ) = 1 / ( 6.28 * 10000 * 3300 \text{ pF} ) = 4825 \text{ ohm}$$

$$L = R_1 / ( \pi * f_1 ) = 4825 \text{ ohm} / ( 3.14 * 10000 ) = 0.153 \text{ H}$$



***Comparazione tra dati originali e nuovi dati del filtro:***

Procediamo ad un sintetico commento tra dati originali di progetto e nuovi dati di realizzazione:

Il valore di  $C1 = C2$  passa da 3539 pF a 3300 pF:

La variazione di capacità è modesta ed accettabile.

Il valore di  $L1$  passa da 0.143 H a 0.153 H:

La variazione di induttanza è modesta ed accettabile.

Il valore di  $R1 = R2$  passa da 4500 ohm a 4825 ohm:

L'incremento del valore delle resistenze di terminazione sono in favore del tipo di pilotaggio di tensione del filtro.

#### 5.4.2 Passa banda con condensatori standard di precisione.

La soluzione del progetto di un passa banda con condensatori standard di precisione è più complicato che nei casi dei filtri passa basso o passa alto dato che per il passa banda si devono adattare due valori di capacità invece che uno come negli altri casi.

Vediamo come procedere nell'ipotesi di utilizzare condensatori standard nel progetto già sviluppato nel paragrafo 5.3; da quest'ultimo riportiamo i dati:

##### ***Dati originali del progetto e premessa:***

Filtro pilotato con generatore di tensione.

$f_1 = 5000$  Hz.

$f_2 = 10000$  Hz

$R_1 = R_2 = 2000$  ohm

$C_1 = 3980$  pF

$C_2 = C_3 = 15923$  pF

$L_1 = 127.38$  m H

$L_2 = 31.8$  mH

Premessa: Per il tipo di computazioni seguenti avremo la necessità, per la prima volta nel capitolo 5, di calcolare il numero di spire delle induttanze del filtro in base alle indicazioni del paragrafo 1.4.

##### ***Ricerca del componente più adatto alla sostituzione di C2 e C3:***

La ricerca per la sostituzione dei condensatori con componenti standard più adatti **deve iniziare necessariamente** per  $C_2 = C_3$ .

Iniziamo a vedere quale condensatore Csd standard di precisione possa sostituire  $C_1 = C_2$ ; si deve scegliere per Csd il valore più vicino a  $C_1 = 15923$  pF, nei cataloghi commerciali troveremo, ad esempio, il valore di 15000 pF, quindi  $C_{ds} = 15000$  pF.

##### ***Nuovo dimensionamento di R1, R2, L2, L3:***

Sulla base del valore di  $C_{ds}$  calcoliamo il nuovo valore di  $R_1 = R_2$  secondo la formula:

$$R_1 = R_2 = 1 / [ 2 * \pi * (f_2 - f_1) * C_2 ]$$

$$R_1 = 1 / [ 2 * \pi * (f_2 - f_1) * C_2 ] = 1 / [ 6.28 * (10000 \text{ Hz} - 5000 \text{ Hz}) * 15000 \text{ pF} ] = 2123 \text{ ohm}$$

ed  $L_2 = L_3$  secondo la formula:

$$L_2 = L_3 = R_1 * (f_2 - f_1) / (2 * \pi * f_1 * f_2)$$

$$L_2 = L_3 = 2123 \text{ ohm} * (10000 \text{ Hz} - 5000 \text{ Hz}) / (6.28 * 5000 \text{ Hz} * 10000 \text{ Hz}) = 33.80 \text{ mH}$$

##### ***Nuovo dimensionamento di L1 e C1 :***

Se ora esaminiamo le formule per il calcolo di  $L_1$  e  $C_1$  sotto riportate

$$L_1 = R_1 / [ \pi * (f_2 - f_1) ]$$

$$C_1 = (f_2 - f_1) / (4 * \pi * f_1 * f_2 * R_1)$$

ci rendiamo conto che entrambe sono dipendenti dal nuovo valore di  $R_1$  e che pertanto, se calcoliamo i valori di  $L_1$  e  $C_1$ , ci troviamo di fronte a valori diversi dagli originali che, per quanto riguarda  $L_1$  non rappresentano alcuna difficoltà dovendola ricalcolare, ma riportano, salvo casi

assolutamente eccezionali, a valori di C1 che non sono reperibili tra le disponibilità standard.

Siamo quindi di fronte ad un problema nuovo che dobbiamo risolvere nel seguente modo:

Si tratta di calcolare il valore di una resistenza particolare, Ro, con la formula sotto riportata

$$R_o = (f_2 - f_1) / (4 * \pi * f_1 * f_2 * C_1)$$

dopo aver scelto, non stupisca, per C1 lo stesso valore standard scelto per C2 = 15000 pF

quindi:

$$R_o = (10000 \text{ Hz} - 5000 \text{ Hz}) / (12.56 * 5000 \text{ Hz} * 10000 \text{ Hz} * 15000 \text{ pF}) = 530.7 \text{ ohm}$$

Con questo valore di Ro si computa L1 con la formula:

$$L_1 = R_o / [\pi * (f_2 - f_1)]$$

$$L_1 = 530.7 \text{ ohm} / [3.14 * (10000 \text{ Hz} - 5000 \text{ Hz})] = 33.8 \text{ mH}$$

Induttanza che realizzata su di un nucleo in ferrite con  $\alpha = 42$  richiede N spire:

$$N = \alpha * \sqrt{L} = 42 * \sqrt{33.8 \text{ mH}} = 244 \text{ spire}$$

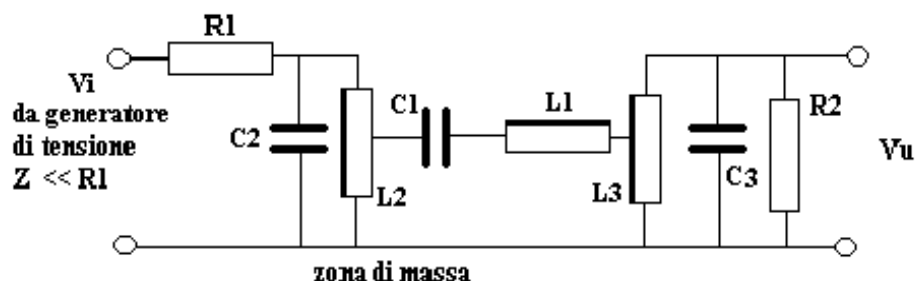
Nella struttura di un filtro passa banda normale i due componenti L1 e C1 sono collegati in serie tra loro e connessi tra L2//C2 e L3//C3 ( si veda figura 5.20 ), in questo modo il circuito formato da L1 e C1 deve presentare una resistenza caratteristica pari a R1 = R2.

Al nuovo circuito, formato ora con L1 = 33.8 mH e C1 = 15000 pF, abbiamo imposto invece una resistenza caratteristica di 530.7 ohm, tale circuito non può essere collegato dove il precedente e, per essere inserito nella cellula passa banda, deve essere “adattato” opportunamente.

L’adattamento consiste in un particolare collegamento alle induttanze L2 ed L3 che, per svolgere questa funzione, devono essere costruite come autotrasformatori (si veda paragrafo 1.5.4).

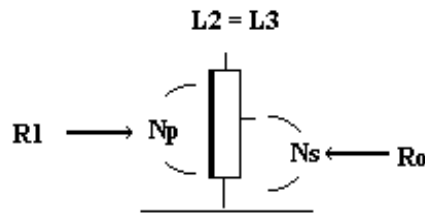
Per proseguire questa fase di calcolo è ora necessario fare riferimento al nuovo schema della cellula passa banda, così come illustrato in figura 5.25.

figura 5.25



Nello schema si vede che il circuito formato dalla serie tra C1 ed L1 è collegato in punti intermedi degli avvolgimenti di L2 e L3, in questo modo la resistenza caratteristica dei gruppi L2,C2 e L3,C3 è presentata nei nuovi punti di collegamento a valori nettamente inferiori sulla base del rapporto tra Np ed Ns così come mostrato in figura 5.26

figura 5.26



Infatti ai capi della totalità delle spire,  $N_p$ , si trova la resistenza  $R_1$ , mentre nelle porzioni di  $L_2 = L_3$ , formate dalle  $N_s$  spire, si trova la resistenza  $R_o$ . Il valore del rapporto tra  $N_p$  e  $N_s$  è dato dall'espressione:

$$N_p / N_s = \sqrt{(R_1 / R_o)}$$

quindi

$$N_p / N_s = \sqrt{(2123 \text{ ohm} / 530.7 \text{ ohm})} = 2$$

A questo punto è necessario calcolare il numero di spire  $N_p$  di  $L_2 = L_3$ , sulla base dell'induttanza richiesta  $L_2 = L_3 = 33.75 \text{ mH}$  nell'ipotesi di impiegare un nucleo in ferrite con  $\alpha = 42$ :

$$N_p = \alpha * \sqrt{L} = 42 * \sqrt{33.75} = 244 \text{ spire}$$

Essendo  $N_p/N_s = 2$  abbiamo infine

$$N_s = N_p / 2 = 244 \text{ spire} / 2 = 122 \text{ spire}$$

**Comparazione tra dati originali e nuovi dati del filtro:**

Procediamo ad un sintetico commento tra dati originali di progetto e nuovi dati di realizzazione:

I valori di  $C_2 = C_3$  passano da 15923 pF, a 15000 pF:

La variazione di capacità è modesta ed accettabile.

Il valori di  $L_2$  ed  $L_3$  passano da 31.8 mH a 33.75 mH:

La variazione di induttanza è accettabile, ma devono essere costruite con la presa al centro dell'avvolgimento.

Il valore di  $L_1$  passa da 127.38 mH a 33.8 mH

Il valore di  $C_1$  passa da 3980 pF a 15000 pF

Il valore di  $R_1 = R_2$  passano da 2000 ohm a 2123ohm

L'incremento del valore delle resistenze di terminazione sono in favore del tipo di pilotaggio di tensione del filtro.

**Osservazioni alla procedura:**

La procedura di calcolo testé sviluppata non serve soltanto a consentire la reperibilità di componenti standard sul mercato, ma è oltremodo utile per realizzare i filtri di banda quando il circuito serie, costituito da  $L_1$  e  $C_1$ , viene a presentare, dopo il calcolo iniziale, valori non adatti ad una realizzazione fisica della cellula, o perché troppo piccoli o perché troppo grandi. Oppure per

consentire la costruzione di un filtro, in tempi brevi, utilizzando condensatori in giacenza di magazzino.

### 5.4.3 Realizzazione di passa banda utilizzando residui di lavorazione

Si debbano costruire un certo numero di filtri di banda utilizzando una partita di condensatori di precisione rimasta come residuo di una lavorazione precedente.

Vediamo di impostare il progetto:

#### ***Dati di base:***

Configurazione del filtro **simile** a quella riportata in figura 5.25.

Generatore di tensione con impedenza trascurabile.

$f_1 = 3000$  Hz.

$f_2 = 15000$  Hz

C disponibili 8200 pF +/- 1.25 % per C1, C2; C3

#### ***Calcolo di R1, L2 = L3:***

Il valore di R1 si calcola come segue:

$$R_1 = 1 / [ 2 * \pi * (f_2 - f_1) * C_2 ] = 1 / [ 6.28 * (15000 \text{ Hz} - 3000 \text{ Hz}) * 8200 \text{ pF} ] = 1618 \text{ ohm}$$

Con il valore di R1 si calcola ora  $L_2 = L_3$ :

$$L_2 = L_3 = 1618 \text{ ohm} * (15000 \text{ Hz} - 3000 \text{ Hz}) / (6.28 * 3000 \text{ Hz} * 15000 \text{ Hz}) = 68.7 \text{ mH}$$

Si calcolano ora il numero di spire per  $L_2 = L_3$  ipotizzando l'impiego di un nucleo in ferrite avente un valore di  $\alpha = 42$ :

$$N_p = \alpha * \sqrt{L_2} = 42 * \sqrt{68.7 \text{ mH}} = 348 \text{ spire}$$

#### ***Calcolo della resistenza caratteristica Ro del circuito serie C1, L1:***

Si tratta di calcolare il valore della resistenza Ro, caratteristica della serie di C1 = 8200 pF con L1, mediante la formula sotto riportata:

$$R_o = (f_2 - f_1) / (4 * \pi * f_1 * f_2 * C_1) = (15000 \text{ Hz} - 3000 \text{ Hz}) / (12.56 * 3000 \text{ Hz} * 15000 \text{ Hz} * 8200 \text{ pF}) = 2589.9 \text{ ohm}$$

quindi procedere al calcolo di L1 con il valore di Ro:

$$L_1 = 2589.9 \text{ ohm} / [ 3.14 * (15000 \text{ Hz} - 3000 \text{ Hz}) ] = 68.7 \text{ mH}$$

Si calcolano ora il numero di spire per L1 ipotizzando l'impiego di un nucleo in ferrite avente un valore di  $\alpha = 42$ :

$$N_p = \alpha * \sqrt{L_1} = 42 * \sqrt{68.7 \text{ mH}} = 348 \text{ spire}$$

#### ***Accoppiamento del circuito serie C1, L1 al resto della cellula:***

Il nuovo circuito serie, formato ora con  $L_1 = 68.7$  mH e  $C_1 = 8200$  pF, ha una resistenza caratteristica di 2589.9 ohm; tale circuito non può essere collegato al resto del filtro, per essere inserito nella cellula passa banda, ma deve essere "adattato" opportunamente. Per far ciò si deve anzitutto calcolare il rapporto tra R1 ed Ro:

$$R1 / Ro = 1618 \text{ ohm} / 2589.9 \text{ ohm} = 0.62$$

dal quale calcolare il rapporto tra  $N_p$  di  $L2 = L3$  e la porzione  $N_s$  di queste mediante la relazione:

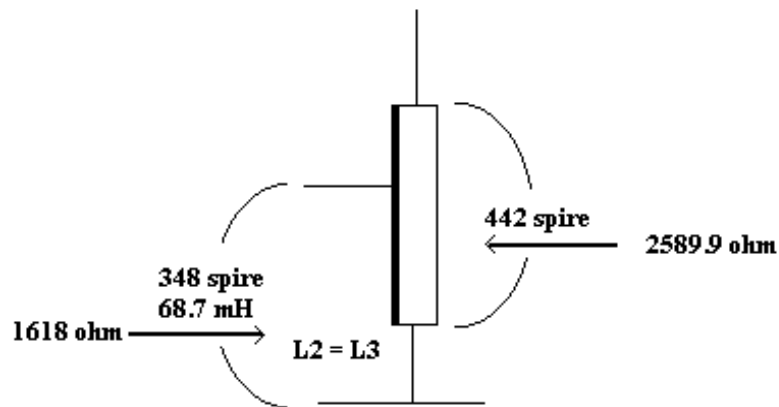
$$N_p / N_s = \sqrt{(R1 / Ro)} = \sqrt{0.62} = 0.787$$

quindi

$$N_s = N_p / 0.787 = 348 \text{ spire} / 0.787 = 442 \text{ spire}$$

Il risultato ottenuto indica che per accoppiare  $L1$  e  $C1$  al resto della cellula, le induttanze  $L2 = L3$  devono avere un numero di spire superiori a quanto necessario per avere l'induttanza calcolata di 68,7 mH ; ciò significa che  $L2 = L3$  devono comportarsi come un autotrasformatore in salita, così come è illustrato nella figura 5.27.

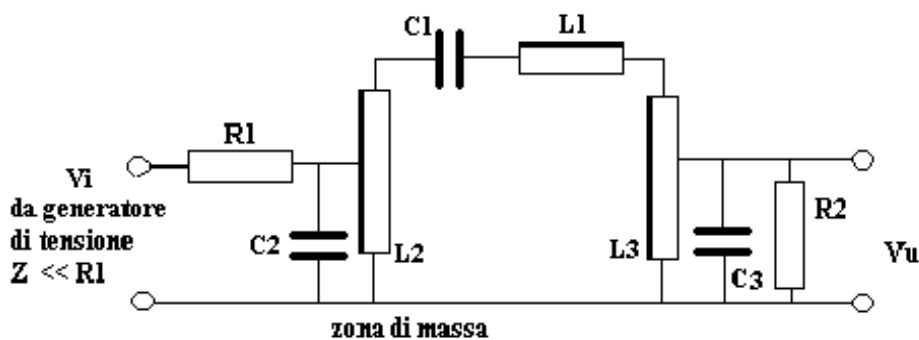
figura 5.27



**Presentazione della nuova cellula passa banda:**

Con gli elementi acquisiti non resta che presentare la nuova cellula passa banda strutturata così come riportato in figura 5.28:

figura 5.28



L'elenco dettagliato dei componenti la cellula è qui indicato:

$$R1 = R2 = 1618 \text{ ohm}$$

$$C1 = C2 = C3 = 8200 \text{ pF} \pm 1.25 \%$$

Induttanze su nuclei in ferrite con  $\alpha = 42$

$L2 = L3 = 68.7 \text{ mH}$ ; sulle 348 spire ( totale spire = 442 )

$L1 = 68.7 \text{ mH}$ ; 348 spire

La curva di risposta di questo passa banda è identica a quella ottenibile con la configurazione di base tipo quella illustrata in figura 5.19.

### 5.5 Accoppiamento dei filtri alla circuitazione elettronica

Nella progettazione di filtri, passa basso, passa alto e passa banda, abbiamo quasi sempre iniziato considerando le caratteristiche del generatore secondo le quali si sono calcolati i valori delle resistenze di terminazione dei filtri stessi e, da queste, tutti gli altri componenti. Molte volte il progetto di un filtro prevede anche il dimensionamento del generatore ad esso collegato in modo da realizzare un circuito autonomo comprensivo dell'elettronica d'accoppiamento con la circuitazione esterna; in questi casi il filtro nasce prima, in base alle caratteristiche volute, ed il generatore viene adattato ad esso.

I circuiti elettronici che si prestano all'accoppiamento con i filtri sono di due tipi, così come sono le configurazioni delle cellule:

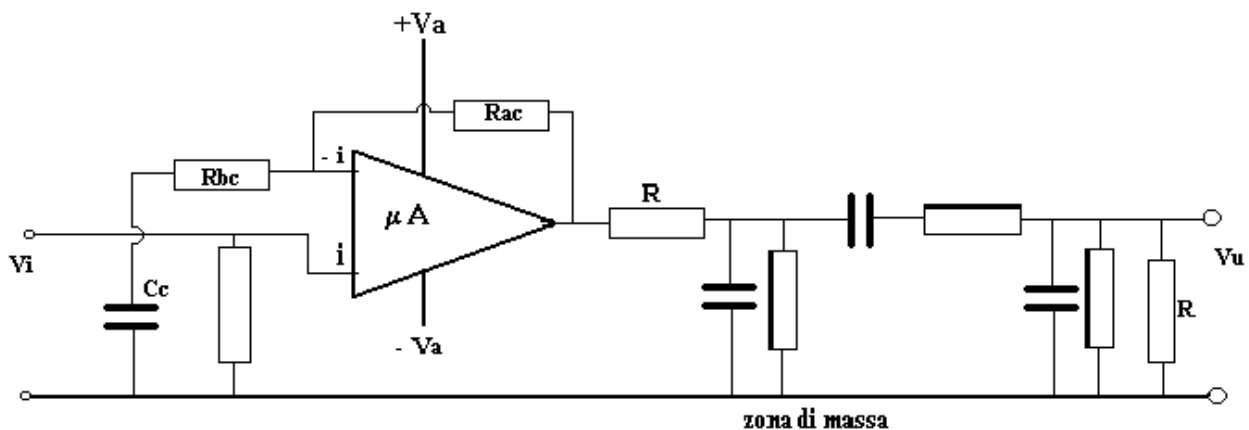
Primo tipo-Circuiti con bassa impedenza d'uscita per il pilotaggio di tensione.

Secondo tipo-Circuiti con alta impedenza d'uscita per il pilotaggio di corrente.

Vengono qui di seguito mostrati i due tipi d'accoppiamento prendendo come esempio di filtro un passa banda; questi i circuiti sono però adatti a pilotare qualsiasi tipo di cellule quali le passa basso o le passa alto.

Lo schema d'accoppiamento del primo tipo è mostrato in figura 5.29:

figura 5.29



In questo circuito il filtro è pilotato di tensione da un microamplificatore; questo accoppiamento è valido purché l'integrato sia in grado di fornire il doppio della massima tensione richiesta in uscita dal filtro su di un carico,  $R_c$ , pari a:

$$R_c = 2 * R$$

dove  $R$  è il valore delle resistenze di terminazione del filtro.

Deve essere inoltre la resistenza d'uscita,  $r_u$ , del microamplificatore dell'ordine di  $R/100$ .

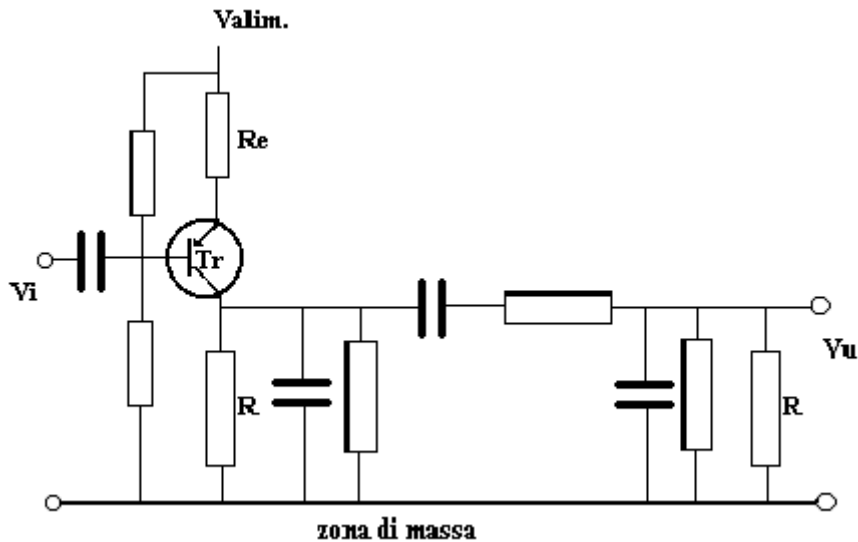
Lo schema d'accoppiamento del secondo tipo è mostrato in figura 5.30:

In questo circuito il filtro è pilotato di corrente da un transistor; questo accoppiamento è valido purché il transistor sia in grado di fornire la massima potenza richiesta in uscita su di un carico  $R_c$  pari a

$$R_c = R / 2$$

dove R è il valore delle resistenze di terminazione del filtro.  
 Deve essere inoltre la resistenza d'uscita,  $r_u$ , del transistor dell'ordine di  $100 * R$ .

figura 5.30



Alcuni esempi sono necessari per vedere come dimensionare gli accoppiatori dei filtri; iniziamo con il primo tipo:

**Primo esempio:**

**Dati di base:**

Si debba progettare un accoppiatore per un filtro di banda affinché quest'ultimo sia pilotato a bassa impedenza; le caratteristiche del filtro sono:

Passa banda ad una cellula.

Tensione massima richiesta in centro banda  $V_u = 2 V_{eff}$ .

Frequenza di taglio inferiore  $f_1 = 8000$  Hz.

Frequenza di taglio superiore  $f_2 = 10000$  Hz.

Resistenze di terminazione  $R_1 = R_2 = 1600$  ohm.

**Selezione del circuito elettronico di pilotaggio:**

Essendo richiesto il pilotaggio del filtro a bassa impedenza deve essere scelto il circuito d'accoppiamento di figura 5.29.

**Valutazione della resistenza di carico  $R_c$ :**

Si deve valutare la resistenza di carico  $R_c$  che il filtro di banda presenta al microamplificatore: essendo  $R_1 = R_2 = 1600$  ohm, sarà

$$R_c = 2 * 1600 \text{ ohm} = 3200 \text{ ohm}$$

**Valutazione della tensione massima  $V_g$  che il circuito di pilotaggio deve fornire:**

Essendo richiesta una tensione  $V_u$  massima di  $2 V_{eff}$  all'uscita del filtro, considerando i 6 dB (2 volte) di perdita d'inserzione  $P_{ins}$ , ed ipotizzando perdite interne  $P_{int}$ . del filtro di 1 dB (1.12 volte), abbiamo:

$$V_g = V_u * P_{ins} * P_{int} = 2 V_{eff} * 2 * 1.12 = 4.48 V_{eff}.$$



**Considerazioni in merito alla risposta dell'accoppiatore :**

Il circuito integrato ed i componenti che costituiscono la rete di controreazione dell'accoppiatore  $R_{ac}$ ,  $R_{ab}$ ,  $C_c$  devono consentire una risposta piatta nel campo di frequenze compreso tra  $f_1 = 8000$  Hz e  $f_2 = 10000$  Hz; deve essere opportunamente dimensionato  $C_c$  per la frequenza inferiore della banda.

**Scelta del circuito integrato:**

Il microamplificatore deve avere le seguenti caratteristiche:  
Resistenza d'uscita  $r_u$  pari a circa

$$r_u = R_1 / 100 = 1600 \text{ ohm} / 100 = 16 \text{ ohm}$$

Possibilità di fornire su di un carico di 3200 ohm una tensione  $V_{gp}$  di picco pari a:

$$V_{gp} = 1.41 * V_g = 1.41 * 4.48 V_{eff}, = 6.3 V_p$$

Possibilità di fornire una corrente di picco  $I_p$  pari a:

$$I_p = V_{gp} / R_c = 6.3 V_p / 3200 \text{ ohm} = 1.9 \text{ mA}$$

Un circuito integrato che presenta le caratteristiche sopra esposte è il tipo LF157 che ha:

Massimo valore di  $r_u = 10$  ohm a 100 KHz

Minima tensione di segnale  $V_{gp} = 12$  V con  $I_p = 5$  mA

**Secondo esempio:**

**Dati di base:**

Si debba progettare un accoppiatore per un filtro passa basso affinché quest'ultimo sia pilotato a bassa impedenza; le caratteristiche del filtro sono:

Passa basso ad una cellula.

Tensione massima richiesta in banda  $V_u = 3 V_{eff}$ .

Tensione minima richiesta in banda  $V_{umin.} = 100$  mV

Frequenza di taglio  $f_1 = 1000$  Hz.

Resistenze di terminazione  $R_1 = R_2 = 5600$  ohm.

**Selezione del circuito elettronico di pilotaggio:**

Essendo richiesto il pilotaggio del filtro a bassa impedenza, deve essere scelto il circuito d'accoppiamento di figura 5.29.

**Valutazione della resistenza di carico  $R_c$ :**

Si deve valutare la resistenza di carico  $R_c$  che il filtro di banda presenta al microamplificatore: essendo  $R_1 = R_2 = 5600$  ohm, sarà

$$R_c = 2 * 5600 \text{ ohm} = 11200 \text{ ohm}$$

**Valutazione della tensione massima  $V_g$  che il circuito di pilotaggio deve fornire:**

Essendo richiesta una tensione  $V_u$  massima di 3  $V_{eff}$  all'uscita del filtro, considerando i 6 dB (2 volte) di perdita d'inserzione  $P_{ins}$  ed ipotizzando perdite interne  $P_{int.}$  del filtro di 1 dB (1.12 volte), abbiamo:

$$V_g = V_u * P_{ins} * P_{int} = 3 V_{eff} * 2 * 1.12 = 6.72 V_{eff}.$$

***Valutazione della tensione minima  $V_{gmin}$  che il circuito di pilotaggio deve fornire:***

La  $V_{gmin}$  deve essere valutata dato che il filtro è un passa basso e l'accoppiatore non deve avere tensioni spurie di fuori zero tali da inquinare eventuali segnali a frequenza molto bassa.

Essendo richiesta una tensione  $V_u$  minima di 100 mV<sub>eff</sub> all'uscita del filtro, considerando i 6 dB (2 volte) di perdita d'inserzione  $P_{ins}$  ed ipotizzando perdite interne  $P_{int}$  del filtro di 1 dB (1.12 volte), abbiamo:

$$V_{gmin} = V_{umin} * P_{ins} * P_{int} = 100 \text{ mV}_{eff} * 2 * 1.12 = 0.22 V_{eff}.$$

***Considerazioni in merito alla risposta dell'accoppiatore :***

Il circuito integrato ed i componenti che costituiscono la rete di controreazione dell'accoppiatore  $R_{ac}$ ,  $R_{ab}$ ,  $C_c$  devono consentire una risposta piatta nel campo di frequenze compreso tra  $f = 0$  e  $f = f_1 = 1000$  Hz; deve essere pertanto eliminato il condensatore  $C_c$ , affinché il microamplificatore possa rispondere a segnali variabili dalla tensione continua a 1000 Hz.

***Scelta del circuito integrato:***

Il microamplificatore deve avere le seguenti caratteristiche:

Fuori zero massimo d'uscita  $V_z \text{ max}$  pari a circa  $1.41 * V_{gmin} / 10$

$$V_{fz} = 1.41 * 0.22 V_{eff} / 10 = 31 \text{ mV}$$

Resistenza d'uscita  $r_u$  pari a circa

$$r_u = R_1 / 100 = 5600 \text{ ohm} / 100 = 56 \text{ ohm}$$

Possibilità di fornire su di un carico di 11200 ohm una tensione  $V_{gp}$  di picco pari a:

$$V_{gp} = 1.41 * V_g = 1.41 * 6.72 V_{eff} = 9.4 V_p$$

Possibilità di fornire una corrente di picco  $I_p$  pari a:

$$I_p = V_{gp} / R_c = 9.4 V_p / 11200 \text{ ohm} = 0.8 \text{ mA}$$

Un circuito integrato che presenta le caratteristiche sopra esposte è il tipo LM108 che ha:

Massimo valore di  $r_u = 50$  ohm a 100 KHz

Minima tensione di segnale  $V_{gp} = 14$  V con  $I_p = 2$  mA

Fuori zero massimo d'uscita  $V_z = 30$  mV per  $G_{cc} = 20$  dB (10 volte)

**Terzo esempio:**

***Dati di base:***

Si debba progettare un accoppiatore per un filtro passa alto affinché quest'ultimo sia pilotato di corrente; le caratteristiche del filtro sono:

Passa alto ad una cellula.

Tensione massima richiesta in banda  $V_u = 2 V_{eff}$ .

Frequenza di taglio  $f_1 = 2000$  Hz.

Frequenza massima passante  $f_{max} = 200$  KHz

Resistenze di terminazione  $R_1 = R_2 = 1000$  ohm.

***Selezione del circuito elettronico di pilotaggio:***

Essendo richiesto il pilotaggio del filtro di corrente deve essere scelto il circuito d'accoppiamento di figura 5.30.

***Valutazione della resistenza di carico Rc:***

Si deve valutare la resistenza di carico Rc che il filtro di banda presenta al transistore: essendo  $R1 = R2 = 1000 \text{ ohm}$ , sarà

$$Rc = 1000 \text{ ohm} / 2 = 500 \text{ ohm}$$

***Valutazione della tensione massima Vg che il circuito di pilotaggio deve fornire:***

Essendo richiesta una tensione Vu massima di 2 Veff all'uscita del filtro, ipotizzando perdite interne Pint. del filtro di 1 dB (1.12 volte), abbiamo:

$$Vg = Vu * Pint. = 2 Veff * 1.12 = 2.24 Veff.$$

***Considerazioni in merito al guadagno ed alla risposta dell'accoppiatore :***

Il transistore ed il circuito ad esso collegato deve essere in grado di consentire una risposta piatta nel campo di frequenze da  $f1 = 2000 \text{ Hz}$  ad oltre i 200 KHz.

Il guadagno Gca dello stadio sarà calcolabile in base al rapporto:

$$Gca = Rc / Re = 500 \text{ ohm} / Re$$

***Caratteristiche del transistore:***

Il transistore deve poter assicurare le seguenti caratteristiche:

Conduttanza d'uscita hoe pari almeno a:

$$hoe = 1 / [100 * ( R/2 )] = 1 / [100 * ( 1000 \text{ ohm}/2 ) ] = 20 \mu \text{ mho}$$

Risposta in frequenza oltre i 200 KHz.

Corrente massima di picco di segnale, Ip, pari a:

$$Ip = Vgp / Rc = 1.41 * Vg / Rc = 1.41 * 2.24 / 500 \text{ ohm} = 6.3 \text{ mA}$$

## 5.6 Filtri di banda passivi modificati

Con un procedimento elementare è possibile modificare i filtri passivi per ottenere da questi migliori pendenze d'attenuazione nel primo tratto della banda non passante a spese di un'ondulazione spuria, quantificabile, nella zona passante.

Questa modifica non comporta variazioni in assoluto della pendenza del filtro che, lontano dalla frequenza di taglio, riprende la pendenza che gli è propria, pendenza che è legata al numero dei componenti reattivi che costituiscono il filtro stesso; resta comunque una valida alternativa al filtro convenzionale qualora sia richiesta un'attenuazione a pendenza maggiore subito dopo la frequenza di taglio.

L'operazione necessaria per questa modifica consiste, una volta progettato il filtro secondo il tipo desiderato, di costruirlo con le resistenze di terminazione a valore doppio di quello imposto a calcolo.

Vediamo nei sottoparagrafi successivi come eseguire dette modifiche e in che modo valutarne pregi ed inconvenienti.

### 5.6.1 Filtro passa basso passivo modificato

Con gli indirizzi di progettazione acquisiti nel paragrafo 5.1 procediamo al dimensionamento di un filtro passa basso ad una cellula, destinato ad essere modificato per ottenere, **nel primo tratto della banda non passante**, pendenza superiore a -18 dB/ottava. Le caratteristiche del nuovo filtro saranno ottenute dalla modifica che eseguiremo nel contesto dell'esercizio seguente:

#### *Dati di base:*

Sia da realizzare un filtro passa basso modificato in grado di essere accoppiato ad un generatore di tensione avente una  $Z_u = 25 \text{ ohm}$ , si voglia una frequenza di taglio  $f_1 = 10000 \text{ Hz}$  ed una pendenza **nel primo tratto della banda non passante**, superiore a -18 dB/ottava

#### *Dimensionamento della resistenza d'ingresso:*

Il dati di progetto prevedono una configurazione circuitale come quella di figura 5.3 per cui: Il valore di  $R_1$  deve essere commisurato al valore di  $Z_u = 25 \text{ ohm}$  e quindi dovrà essere:

$$R_1 \gg Z_u$$

ovvero

$$R_1 \gg 25 \text{ ohm}$$

per ottenere questa condizione è opportuno, se possibile\*, che  $R_1$  sia almeno 100 volte il valore di  $Z_u$ , quindi

$$R_1 = 2500 \text{ ohm}$$

Dato che  $R_1 = R_2$ , si ha

$$R_2 = 2500 \text{ ohm}$$

\*La possibilità che  $R_1$  possa essere del valore calcolato dipende dai valori di  $L$  e di  $C$  che ne conseguono; se i valori saranno realizzabili, il dato di  $R_1$  sarà accettabile, altrimenti, dovrà essere rivisto.

#### *Calcolo di L e C:*

Dati  $f_1 = 10000 \text{ Hz}$  e  $R = 2500 \text{ ohm}$

il calcolo di  $L$  si effettua con la formula:

$$L = R / (\pi * f_1) = 2500 \text{ ohm} / (3.14 * 10000 \text{ Hz}) = 79.6 \text{ mH}$$

il calcolo di C si effettua con la formula:

$$C = 1 / (2 * \pi * f_l * R) = 1 / (6.28 * 10000 \text{ Hz} * 2500 \text{ ohm}) = 6369 \text{ pF}$$

Quindi  $C_1 = C_2 = C = 6369 \text{ pF}$

Entrambi i componenti calcolati sono di valore accettabile, quindi il valore di  $R = 2500 \text{ ohm}$  è adatto al progetto.

***Definizione dei componenti per la costruzione del filtro passa basso modificato:***

I componenti calcolati sono:

$$L = 79.6 \text{ mH}$$

$$C_1 = C_2 = 6369 \text{ pF} \text{ ( con precisione dell'1.25 \% )}$$

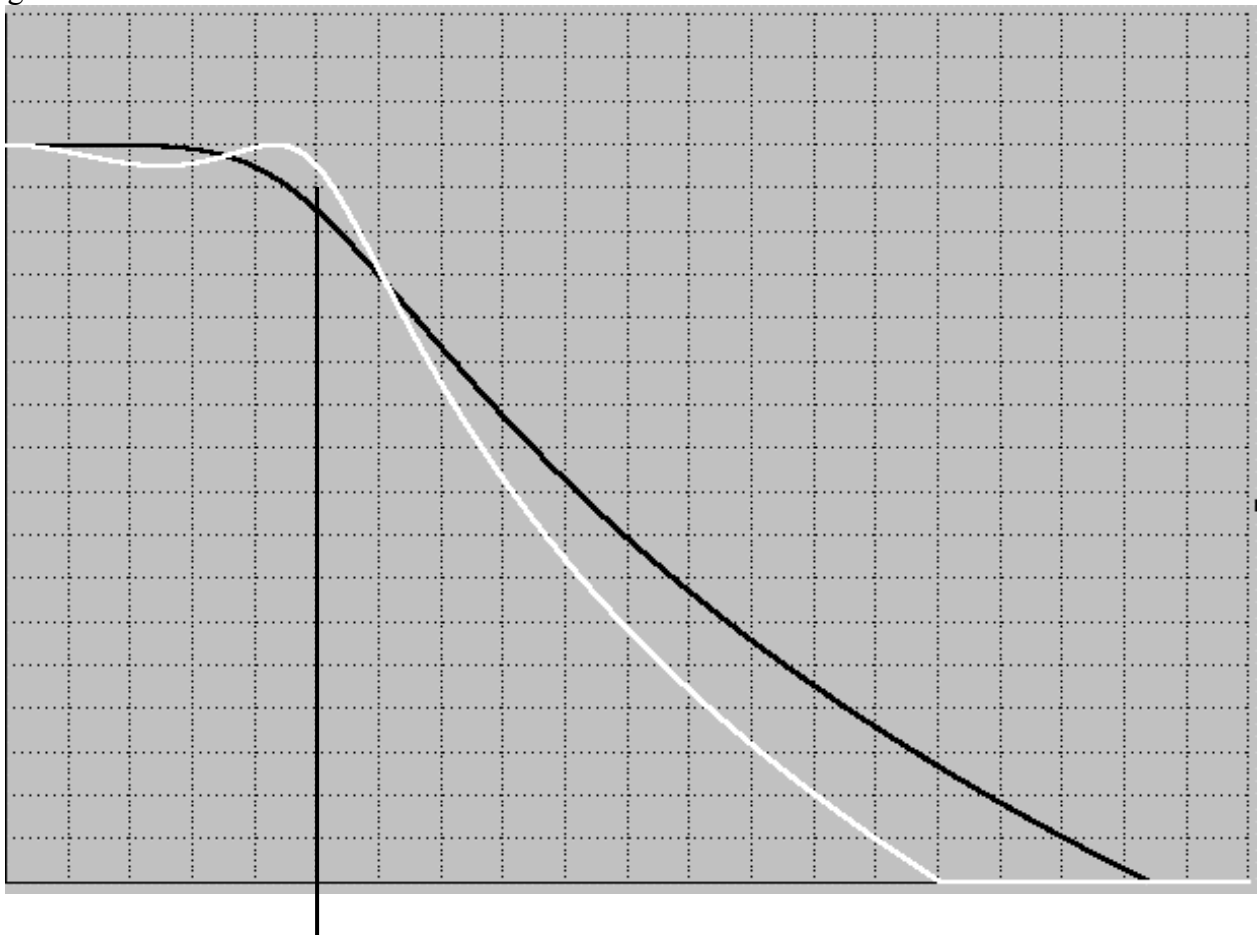
La resistenza di terminazione, con la quale sono stati calcolati i componenti sopra indicati, è stata scelta come  $R = 2500 \text{ ohm}$ , per la costruzione del filtro modificato questo componente deve assumere un valore  $R_m$  pari al doppio di  $R$ , cioè

$$R_m = 2 * R = 2 * 2500 = 5000 \text{ ohm.}$$

***Tracciamento e confronto delle curve di risposta:***

E' molto interessante esaminare la differenza tra la risposta del filtro classico e la risposta del nuovo filtro modificato, il confronto tra le due, mostrato in figura 5.31, evidenzia vantaggi e svantaggi tra le due soluzioni.

figura 5.31



Il diagramma ha in ascisse la frequenza divisa in 20 intervalli da 2000 Hz ciascuno ed in ordinate l'attenuazione divisa anch'essa in 20 intervalli, ciascuno dei quali vale 2 dB.

La curva di risposta del filtro passa basso normale è tracciata in nero, presenta la caratteristica attenuazione di  $-9$  dB alla frequenza di taglio messa a calcolo ( $F1 = 10000$  Hz): questo punto è evidenziato dal segmento verticale nero alzato dall'asse delle ascisse.

La curva di risposta del filtro passa basso modificato è tracciata in bianco; alla frequenza di taglio  $F1$  presenta un'attenuazione di  $-7$  dB, nella banda passante e evidenzia un'ondulazione dell'attenuazione contenuta entro 1 dB, a 12000 Hz ha un'attenuazione uguale al filtro normale, oltre tale frequenza la pendenza della curva scende molto più rapidamente del filtro normale, così come previsto.

Se il progetto generale del circuito elettronico nel quale il filtro deve essere inserito richiede, **nel primo tratto della banda non passante**, pendenza superiore al normale, e accetta le ondulazioni in banda, la modifica ha ragione di essere.

Se invece le ondulazioni in banda non sono accettabili, non resta che la scelta di un filtro normale a due cellule.

### 5.6.2 Filtro passa banda passivo modificato

Con gli indirizzi di progettazione acquisiti nel paragrafo 5.3 procediamo al dimensionamento di un filtro passa banda ad una cellula destinato ad essere modificato per ottenere, **nei primi tratti della banda non passante**, pendenze superiori a -18 dB/ottava. Le caratteristiche del nuovo filtro saranno ottenute dalla modifica che eseguiremo nel contesto dell'esercizio seguente:

#### *Dati di progetto:*

Si assumano come dati di progetto e dei componenti gli stessi impiegati per lo svolgimento dell'esercizio di paragrafo 5.3:

$Z_u = 20 \text{ ohm}$ ,  $f_1 = 5000 \text{ Hz}$ ,  $F_2 = 10000 \text{ Hz}$

Si preveda una modifica del filtro per ottenere una pendenza superiore a -18 dB/ottava **nei primi tratti della banda non passante**.

#### *Riepilogo dei valori dei componenti:*

$L_1 = 127.38 \text{ mH}$

$L_2 = L_3 = 31.8 \text{ mH}$

$C_1 = 3980 \text{ pF}$

$C_2 = C_3 = 15923 \text{ pF}$

$R = 2000 \text{ ohm}$

La resistenza di terminazione, con la quale sono stati calcolati i componenti sopra indicati, è stata scelta come  $R = 2000 \text{ ohm}$ ; per la costruzione del filtro modificato questo componente deve assumere un valore  $R_m$  pari al doppio di  $R$ , cioè

$$R_m = 2 * R = 2 * 2000 = 4000 \text{ ohm.}$$

#### *Tracciamento e confronto delle curve di risposta:*

Similmente all'esercizio di paragrafo 5.6.1 esaminiamo la differenza tra la risposta del filtro classico e la risposta del nuovo filtro modificato; il confronto, mostrato in figura 5.32, evidenzia vantaggi e svantaggi relativi alle due soluzioni.

Il diagramma ha in ascisse la frequenza divisa in 20 intervalli da 1000 Hz ciascuno ed in ordinate l'attenuazione divisa anch'essa in 20 intervalli, ciascuno dei quali vale 2 dB.

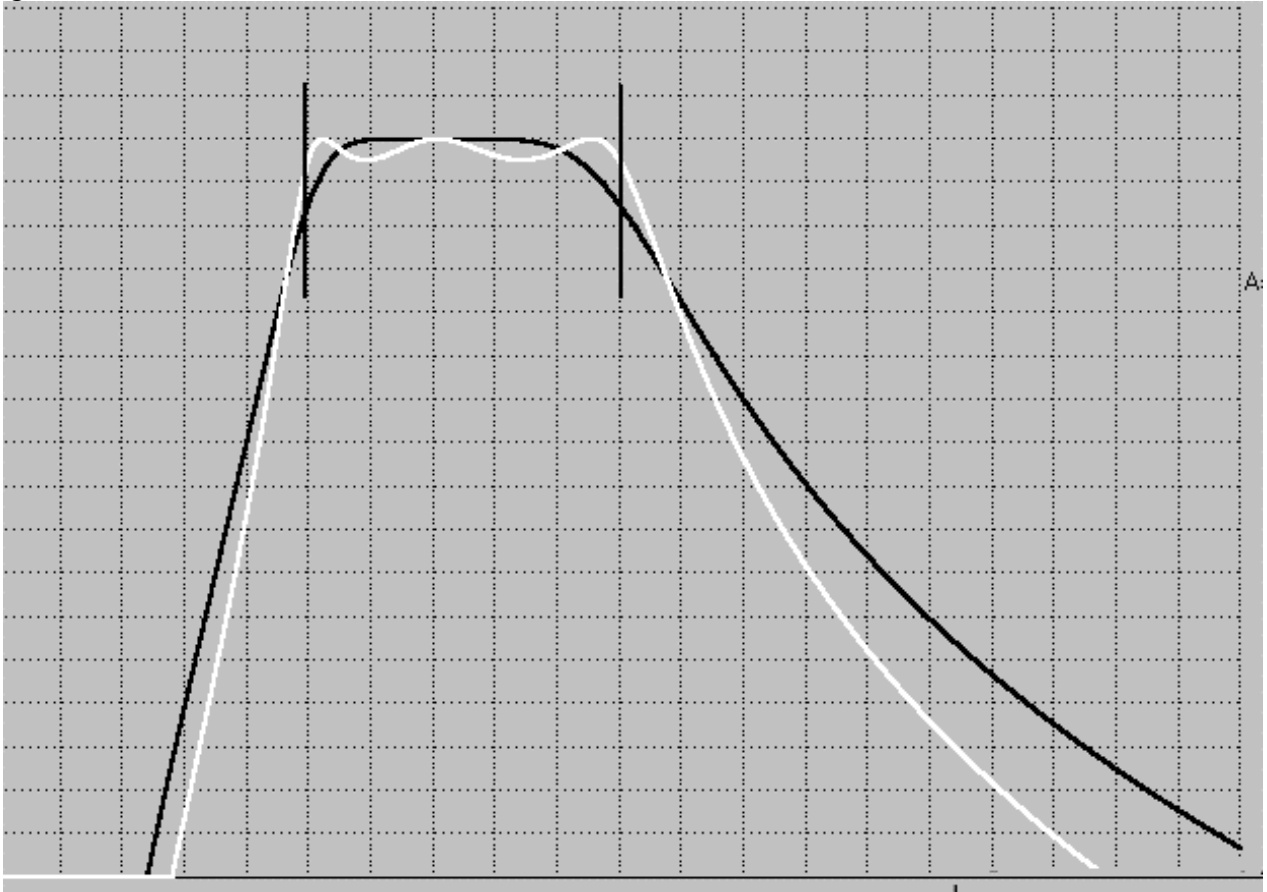
La curva di risposta del filtro passa banda normale è tracciata in nero, presenta la caratteristica attenuazione di -9 dB alle frequenze di taglio messe a calcolo ( $F_1 = 5000 \text{ Hz}$ ,  $F_2 = 10000 \text{ Hz}$ ): questi punti sono evidenziati dai segmenti verticali neri alzati dall'asse delle ascisse.

La curva di risposta del filtro passa banda modificato è tracciata in bianco: alle frequenze di taglio  $F_1$  e  $F_2$  presenta un'attenuazione di -7 dB, nella banda passante evidenzia un'ondulazione dell'attenuazione contenuta entro 1 dB, a 4800 Hz ed a 11000 Hz ha un'attenuazione uguale al filtro normale, sotto e sopra a tali frequenze la pendenza della curva scende più rapidamente del filtro normale, così come previsto.

Se il progetto generale del circuito elettronico, nel quale il filtro deve essere inserito, richiede, **nei primi tratti della banda non passante**, pendenze superiori al normale e accetta le ondulazioni in banda, la modifica ha ragione di essere.

Se invece le ondulazioni in banda non sono accettabili, non resta che la scelta di un filtro passa banda normale a due cellule.

figura 5.32





## 5.7 Filtri passa basso modificati come adattatori d'impedenza

### 5.7.1 Generalità

Con una cellula di filtro passa basso è possibile realizzare un circuito adattatore d'impedenza in grado di operare ad una frequenza singola o, con alcune approssimazioni, anche per segnali definiti in bande strette di frequenze.

La necessità dell'adattamento d'impedenza tra un generatore ed un utilizzatore sorge, ad esempio, nel circuito di figura 5.33, nel quale la forza elettromotrice "e", di un segnale, che scaturisce dal generatore avente impedenza  $R_g$ , deve essere convogliata nell'utilizzatore avente impedenza  $R_c$ . L'adattamento tra  $R_g$  ed  $R_c$  ha come obiettivo il trasferimento della massima potenza tra il generatore e l'utilizzatore stesso.

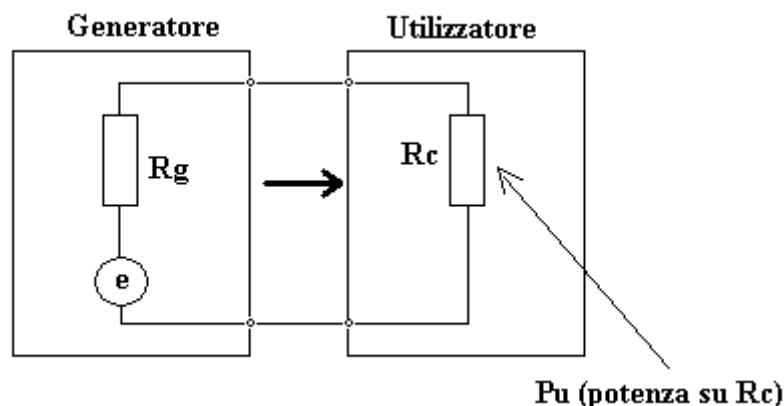
La formula che consente il calcolo della potenza trasferita su  $R_c$  è, come si ricorda:

$$P_c = (e^2 / R_g) * K / (K + 1)^2$$

dove  $K = R_g / R_c$

La formula mostra come la potenza sul carico ( $R_c$ ) dipenda, oltre che da "e" e da  $R_g$ , anche dal rapporto  $K = R_g / R_c$

figura 5.33



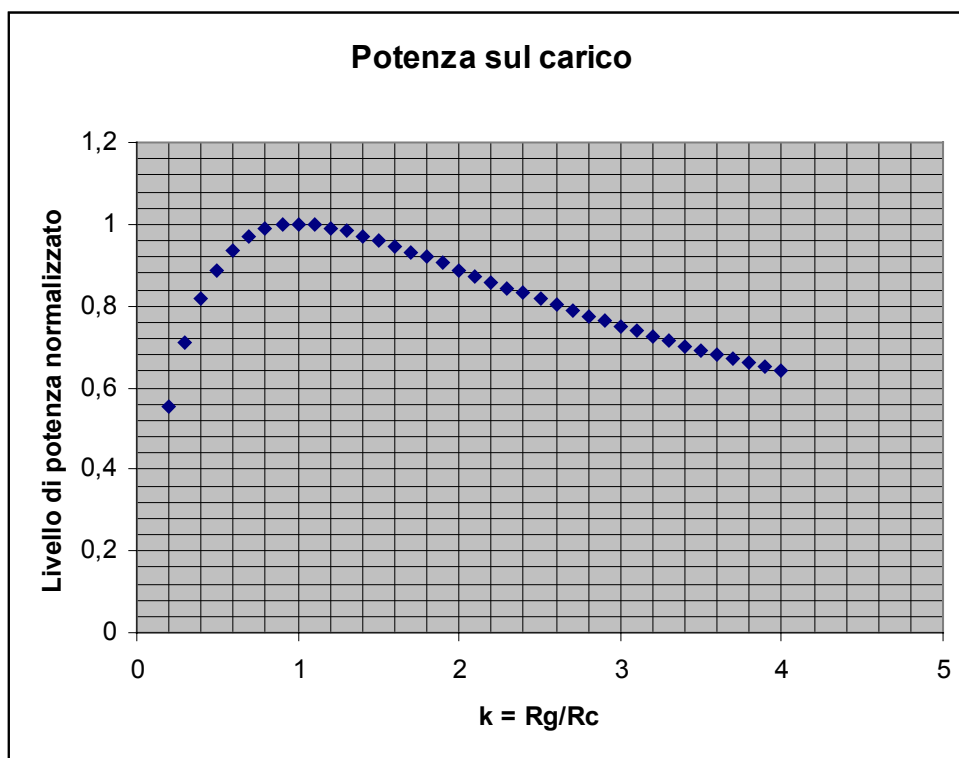
La dipendenza della potenza  $P_c$  da  $K$  è mostrata nel grafico di figura 5.34 che ha in ascisse la variabile  $K = R_g / R_c$  e sulle ordinate la potenza  $P_c$ .

La curva ha il solo scopo di mostrare come varia la potenza  $P_c$  in dipendenza del rapporto tra  $R_g$  e  $R_c$  e non consente la determinazione del livello di potenza reale in funzione di "e" essendo "normalizzata"; ha cioè il massimo a livello unitario ed è indipendente da "e".

Il grafico mostra che il massimo della potenza su  $R_c$  si ha quando  $K = 1$ , cioè quando  $R_c = R_g$ , cosa peraltro universalmente nota; dalla curva si osserva che la potenza su  $R_c$  decresce sensibilmente sia per  $R_c > R_g$  che per  $R_c < R_g$ , il che suggerisce di adattare sempre l'impedenza di carico  $R_c$  all'impedenza del generatore.

Nella tecnica corrente non sempre è possibile attribuire ad  $R_c$  lo stesso valore di  $R_g$  per ottenere la massima potenza sul carico, di qui la necessità di utilizzare appositi circuiti di adattamento d'impedenza quali, ad esempio, quelli scaturiti dalle cellule di filtro passa basso oggetto di questo paragrafo.

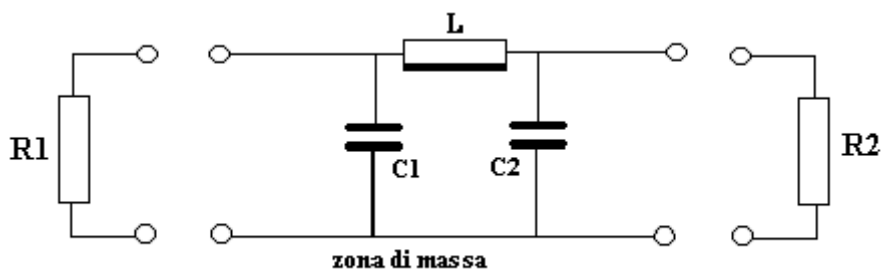
figura 5.34



### 5.7.2 Descrizione e calcolo della cella di adattamento d'impedenza

La struttura a "pi greco" dell'adattatore d'impedenza è mostrata in figura 5.35.

figura 5.35



Nella figura, con il simbolo  $R_1$ , si individua il valore dell'impedenza di un generatore, alla frequenza  $f$ , che deve essere collegato ad un utilizzatore, con impedenza inferiore, indicato con  $R_2$ . Il compito della struttura, composta dai componenti  $C_1$ ,  $L$ ,  $C_2$ , è quello di consentire che la massima potenza generata da  $R_1$  venga trasferita, salvo le perdite sui componenti la cellula, su  $R_2$ . Il progetto della cellula sopra illustrata è fattibile mediante il dimensionamento dei componenti in dipendenza dei valori di  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $f$ ,  $Q$ , mediante la serie di formule sotto riportata:

$$C1 = 1 / ( 2 * \pi * f * Xc1 )$$

$$C2 = 1 / ( 2 * \pi * f * Xc2 )$$

$$L = XL / ( 2 * \pi * f )$$

dove i valori di Xc1, Xc2, XL , per R1 > R2, sono dati dalle espressioni:

$$Xc1 = R1 / Q$$

$$Xc2 = R2 * \sqrt{ \{ (R1/R2) / [ Q^2 + 1 - ( R1/R2) ] \} }$$

$$XL = [ Q * R1 + ( R1 * R2 ) / Xc2 ] / ( Q^2 + 1 )$$

con

R1 ed R2 (rispettivamente impedenze del generatore e dell'utilizzatore) sono espresse in ohm

C1 e C2 (capacità della cellula) sono espresse in Farad

L (induttanza della cellula) è espresso in Henry

f (frequenza del segnale del generatore) è espressa in Hertz

Q ( coefficiente di merito della cellula dipendente da R1 ed R2) è un numero puro

Per il circuito adattatore d'impedenza al quale si applicano le formule indicate si deve osservare :

### **Struttura a pi greco**

Le formule consentono un agevole dimensionamento dei componenti dell'adattatore d'impedenza ma pongono serie difficoltà nel calcolo della risposta teorica del circuito che non può essere affrontato in termini elementari; dal punto di vista applicativo il tracciamento della risposta non è indispensabile ai fini dell'utilizzo del circuito, è utile invece qualora si debbano sviluppare analisi approfondite sul comportamento della cellula a pi greco.

Il progetto di una cellula a pi greco è, naturalmente, subordinato ai valori di R1 e R2 che devono essere adattati per il miglior trasferimento di potenza alla frequenza di lavoro f; la scelta del valore del coefficiente di merito Q, dal quale dipendono sia la selettività della cellula che i valori dei componenti la stessa, deve essere fatta dal progettista in base alle esigenze contingenti del particolare problema tecnico da risolvere.

Ora, come nei paragrafi precedenti, cerchiamo d'impostare e di sviluppare un piccolo progetto di un adattatore d'impedenza:

### ***Dati di progetto:***

Sia da realizzare un adattatore d'impedenza in grado di accoppiare un generatore avente un'impedenza R1 di 4000 ohm ed una tensione a vuoto, "Vg", di 100 Veff, alla frequenza f di 3000 Hz ad un utilizzatore avente un'impedenza R2 di 50 ohm e si voglia che il complesso R1, R2, C1, C2, L abbia un coefficiente di merito Q di 25.

### ***Calcolo delle reattanze dei componenti la cellula:***

Per la reattanza di C1 si ha:

$$X_{c1} = R1 / Q$$

$$X_{c1} = 4000 \text{ ohm} / 25 = 160 \text{ ohm}$$

Per la reattanza di C2 si ha :

$$X_{c2} = R2 * \sqrt{ \{ (R1/R2) / [ Q^2 + 1 - ( R1/R2) ] \} }$$

$$X_{c2} = 50 \text{ ohm} * \sqrt{ \{ (4000 \text{ ohm} / 50 \text{ ohm}) / [ 25^2 + 1 - ( 4000 \text{ ohm} / 50 \text{ ohm}) ] \} } = 19.13 \text{ ohm}$$

Per la reattanza XL si ha:

$$X_L = [Q * R1 + ( R1 * R2) / X_{c2}] / ( Q^2 + 1 )$$

$$X_L = [25 * 4000 \text{ ohm} + ( 4000 \text{ ohm} * 50 \text{ ohm}) / 19.14] / ( 25^2 + 1 ) = 176.43 \text{ ohm}$$

***Dimensionamento dei componenti la cellula:***

$$C1 = 1 / ( 2 * \pi * f * X_{c1} )$$

$$C1 = 1 / ( 2 * 3.14 * 3000 \text{ Hz} * 160 \text{ ohm} ) = 0.3317 \mu\text{F} \text{ (arrotondabile a } 0.33 \mu\text{F)}$$

$$C2 = 1 / ( 2 * \pi * f * X_{c2} )$$

$$C2 = 1 / ( 2 * 3.14 * 3000 \text{ Hz} * 19.14 \text{ ohm} ) = 2.77 \mu\text{F} \text{ (arrotondabile a } 2.7 \mu\text{F)}$$

$$L = X_L / ( 2 * \pi * f )$$

$$L = 176.4 \text{ ohm} / ( 2 * 3.14 * 3000 \text{ Hz} ) = 9.36 \text{ mH}$$

***Considerazioni sui livelli di tensione:***

Se l'adattatore d'impedenza funziona correttamente ed è privo di perdite, il generatore R1, avente un'impedenza di = 4000 ohm, vedrà, attraverso la cellula a pi greco, un carico di 4000 ohm e la potenza Pc sul carico sarà calcolabile con la formula, già esposta in precedenza, che riportiamo:

$$P_c = ( e^2 / R_g ) * K / ( K + 1 )^2$$

nella quale

$$e = V_g = 100 \text{ V}_{\text{eff}}$$

$$R_g = R1 = 4000 \text{ ohm}$$

$$K = 1$$

quindi

$$P_c = (100 \text{ Veff}^2 / 4000 \text{ ohm}) * 1 / (1 + 1)^2 = 0.625 \text{ W}$$

Dal valore di  $P_c$  ora calcolato possiamo valutare il livello di tensione,  $V_c$ , ai capi del carico essendo:

$$P_c = V_c^2 / R_2$$

abbiamo:

$$V_c = \sqrt{P_c * R_2}$$

La tensione  $V_c$  ai capi dell'utilizzatore sarà pertanto :

$$V_c = \sqrt{0.625 \text{ W} * 50 \text{ ohm}} = 5.59 \text{ Veff}$$

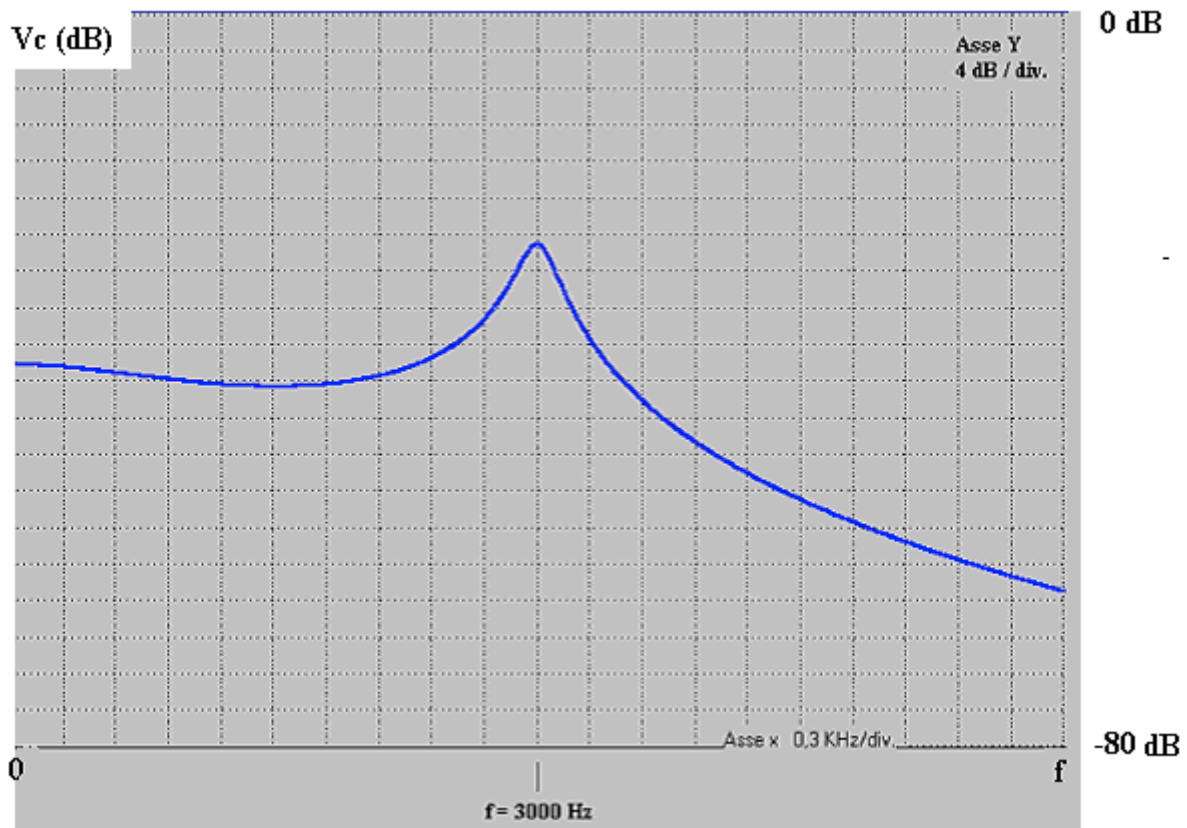
pari a circa - 25 dB rispetto al livello  $e = 100 \text{ Veff}$  del generatore in assenza di carico.

***Sulla risposta del circuito:***

A titolo illustrativo mostriamo ora la risposta in frequenza del circuito adattatore d'impedenza calcolabile, qualora la necessità d'indagine lo richieda, con il programma di elaborazione e grafica riportato in appendice A15.

Nella figura 5.36 è riportata, in assi cartesiani, la curva di risposta dell'adattatore calcolato in precedenza: in ordinate il livello di tensione  $V_c$  ai capi del carico, espresso in dB sotto il livello di  $V_g = 100 \text{ Veff}$ ; sulle ascisse la frequenza in Hz.

figura 5.36



Dall'esame del grafico possiamo dedurre alcune interessanti informazioni relative al comportamento della cellula a pi greco con il variare della frequenza del generatore, queste, in ordine d'importanza, sono:

-alla frequenza  $f = 3000$  Hz la curva presenta il massimo livello di  $V_c$  pari a circa  $-25$  dB rispetto al valore di tensione  $V_g = 100$  Veff, cioè:

$$V_c = 100 \text{ Veff} * [10^{(-25 \text{ dB} / 20)}] = 5.6 \text{ Veff}$$

pari al livello di tensione  $V_c$  calcolato in precedenza.

-il livello di  $V_c$  decresce sia per  $f < 3000$  Hz che per  $f > 3000$  Hz con il conseguente decremento di potenza sul carico, le pendenze di decremento di  $V_c$  sono determinate dal valore del  $Q$  della cellula a pi greco.

-la larghezza di banda del circuito a pi greco è valutabile dall'ampiezza dell'intervallo di frequenza per il quale il livello del segnale scende di 3 dB rispetto al massimo; cioè da  $-25$  dB a  $-28$  dB; dal grafico si valuta un  $2\Delta f$  di circa 150 Hz.

-il livello di  $V_c$  per  $f = 0$ , condizione che si verificherebbe qualora la tensione del generatore fosse una corrente continua, è pari a  $-38.2$  dB rispetto ai 100 Vcc di  $V_g$ , cioè:

$$V_c = 100 \text{ Vcc} * [10^{(-38.2 \text{ dB} / 20)}] = 1.23 \text{ Vcc}$$

Questo valore, nell'ipotesi che  $R_1$  ed  $R_2$  siano resistenze pure, si può verificare semplicemente anche mediante il rapporto tra  $R_1$  e  $R_2$  così come sotto indicato, dato che, per la corrente continua, la cellula a pi greco è trasparente; essendo  $R_1 = 4000$  ohm,  $R_2 = 50$  ohm,  $V_g = 100$  Vcc si ha:

$$V_g : (R_1 + R_2) = V_c : R_2$$

ovvero:

$$V_c = V_g * R_2 / (R_1 + R_2) = 100 \text{ Vcc} * 50 \text{ ohm} / (4000 \text{ ohm} + 50 \text{ ohm}) = 1.23 \text{ Vcc}$$

-la scelta del valore del coefficiente di merito, imposta dai dati di base in  $Q = 25$ , determina il profilo della curva di risposta; per avere una risposta più stretta si devono adottare valori del  $Q > 25$ , per avere una risposta più larga si devono adottare valori del  $Q < 25$ .

## Cap. 6 Le catene di ritardo

Le catene di ritardo, strutture passive molto simili ai filtri passa basso, hanno il compito di provocare dei ritardi calibrati sui segnali elettrici che le percorrono; ritardi che possono essere, sia di pochi microsecondi come di alcuni millisecondi, e il cui impiego è fondamentale in alcune branche della circuitazione analogica.

Le catene di ritardo si dividono in due configurazioni in base al tipo dei segnali da ritardare: la configurazione detta a K costante, impiegata per ritardare segnali unifrequenziali o a banda stretta, e la configurazione ad m derivato, utilizzata per ritardare, sia segnali unifrequenziali, sia a larga banda. Di entrambe le configurazioni ci occuperemo nei paragrafi seguenti.

### 6.1 Le catene di ritardo a K costante

Le catene di ritardo a k costante sono costituite da cellule elementari ciascuna in grado di ritardare un segnale analogico di una quantità temporale ( r ) espressa in microsecondi; una molteplicità di ( n ) cellule ne realizza una “catena” che è idonea a ritardare per un totale di tempo pari a:

$$R = ( r ) * ( n )$$

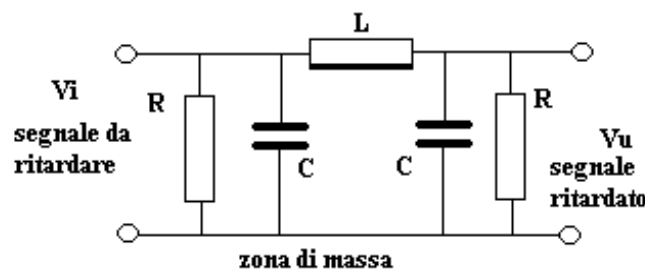
Se ad esempio una cellula ritarda di  $r = 23 \mu\text{Sec.}$  con 12 cellule, collegate a catena ( in serie l'una all'altra), si otterrà un ritardo totale di:

$$R = ( 23 \mu\text{Sec.} ) * 12 = 276 \mu\text{Sec.}$$

In una catena di ritardo si possono disporre, se necessario, prese intermedie per prelevare il segnale a passi di ritardo multipli tra loro.

La cellula elementare di ritardo a k costante ha una struttura identica ad un filtro passa basso pilotato di corrente, così come mostra la figura 6.1.

figura 6.1



Le formule elementari approssimate che consentono il calcolo dei componenti della cellula, qualora il ritardo voluto ( r ) sia molto piccolo e la frequenza F del segnale molto bassa, sono:

$$L = r * R$$

$$C = r / ( 2 * R )$$

Dato che nel lavoro comune si devono, però, progettare cellule per qualsiasi valore di ( r ) e qualsiasi valore di F , l'utilizzo delle due formule menzionate provocherebbe errori non accettabili sul valore di ( r ) voluto. Sono state pertanto sviluppate formule più complicate nelle quali al posto di ( r ) viene sostituita una prima variabile di calcolo indicata con ( ro ) ed al posto di R viene sostituita una seconda variabile di calcolo indicata con Zo.

Le formule precise per il calcolo degli elementi che costituiscono la cellula, che utilizzano le variabili di calcolo ( $r_o$ ) e  $Z_o$ , sono di seguito esposte:

$$L = r_o * Z_o$$

$$C = r_o / ( 2 * Z_o )$$

dove  $r_o$ ;  $Z_o$ , dette variabili di calcolo, si computano con le formule:

$$r_o = 1 / ( \pi * F_c )$$

$$Z_o = R * \sqrt{ [ 1 - (F/F_c)^2 ] }$$

nelle quali la sottovariabile  $F_c$  si calcola con la formula:

$$F_c = F / \text{Sen} ( \pi * r * F )$$

Una spiegazione sulle formule è necessaria per poterle impiegare senza commettere errori:

#### **Simboli che identificano i dati fisici della cellula:**

Con il simbolo  $L$  si intende il valore dell'induttanza, espressa in Henry, facente parte della cellula.  
Con il simbolo  $C$  si intende il valore di ciascuna delle due capacità, espresso in Farad, facenti parte della cellula.

Con il simbolo  $R$  si intende il valore di ciascuna delle due resistenze di terminazione, espresso in ohm, facenti parte della cellula.

Con il simbolo ( $r$ ) si intende il ritardo, espresso in Secondi, da realizzare con la cellula.  
Con il simbolo  $F$  si intende la frequenza, espressa in Hertz, del segnale che deve essere ritardato.

#### **Simboli che identificano le variabili di calcolo della cellula:**

Con il simbolo  $Z_o$  si intende il valore dell'impedenza teorica di terminazione, espresso in ohm, da mettere a calcolo al posto di  $R$ .

Con il simbolo ( $r_o$ ) si intende il ritardo, espresso in secondi, da mettere a calcolo al posto di ( $r$ )

Con il simbolo  $F_c$  si intende la frequenza critica della cellula espressa in Hertz.

Dopo questa suddivisione si comprende che il calcolo dei componenti fisici deve essere preceduto dal computo delle variabili di calcolo secondo le formule indicate.

Non v'è dubbio che mai fu così necessario, come in questo tipo di applicazione, un esempio di calcolo per entrare nella pratica di manipolazione delle formule; vediamo pertanto un esempio concreto di progetto di una cellula di ritardo a  $k$  costante:

#### ***Dati di base:***

Sia da progettare una catena di ritardo da 3 cellule in grado di ritardare di 20  $\mu\text{Sec}$  per cellula un segnale alla frequenza di 9500 Hz. La catena deve avere 4 prese intermedie per il prelievo del segnale rispettivamente a ritardo: ( $r$ ) = 0  $\mu\text{Sec}$ .; ( $r$ ) = 20  $\mu\text{Sec}$ .; ( $r$ ) = 40  $\mu\text{Sec}$ .; ( $r$ ) = 60  $\mu\text{Sec}$ .  
Si voglia una resistenza di terminazione di 1000 ohm.

#### ***Computazione delle variabili di calcolo:***

La computazione delle variabili di calcolo deve iniziare dalla sottovariabile  $F_c$  riportata nell'ultima formula dell'elenco che riportiamo:



$$F_c = F / \text{Sen}(\pi * r * F)$$

La formula si risolve rapidamente con l'impiego di un piccolo calcolatore tascabile in cui sia stato impostato il calcolo del Seno in radianti:

$$F_c = F / \text{Sen}(\pi * r * F) = 9500 \text{ Hz} / \text{Sen}(3.1416 * 20 * 10^{-6} \text{ Sec.} * 9500 \text{ Hz}) = 16901 \text{ Hz}$$

Si procede ora alla computazione delle variabili di calcolo  $r_0$  e  $Z_0$  secondo le formule:

$$r_0 = 1 / (\pi * F_c) = 1 / (3.1416 * 16901 \text{ Hz}) = 18.83 \mu\text{Sec.}$$

$$Z_0 = R * \sqrt{[1 - (F/F_c)^2]} = 1000 \text{ ohm} * \sqrt{[1 - (9500 \text{ Hz} / 16901 \text{ Hz})^2]} = 827 \text{ ohm}$$

#### **Calcolo dei componenti la singola cellula:**

Il penultimo passo del progetto vede ora il calcolo dei componenti fisici che consentono la costruzione della singola cellula:

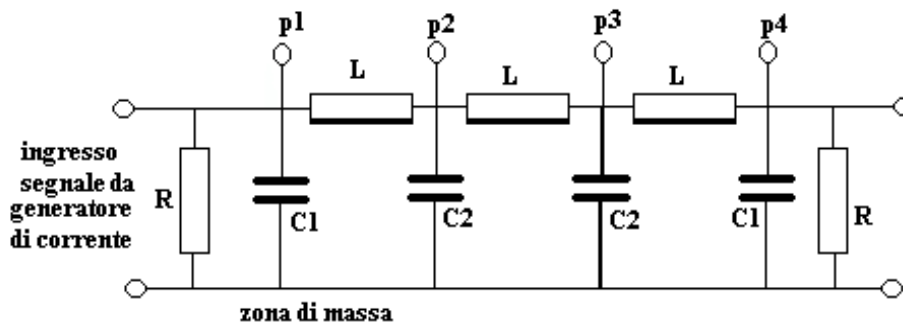
$$L = r_0 * Z_0 = 18.83 * 10^{-6} \text{ Sec.} * 827 \text{ ohm} = 15.57 \text{ mH}$$

$$C = r_0 / (2 * Z_0) = 18.83 * 10^{-6} \text{ Sec.} / (2 * 827 \text{ ohm}) = 11384 \text{ pF}$$

#### **Composizione della catena di ritardo:**

La catena di ritardo, sulla scorta dei dati di base, deve avere tre cellule da  $20 \mu\text{Sec}$ ; ciascuna composta dai componenti calcolati al passo precedente e 4 prese per il prelievo del segnale in 4 punti diversi della catena, rispettivamente a ritardo:  $(r) = 0 \mu\text{Sec.}$ ;  $(r) = 20 \mu\text{Sec.}$ ;  $(r) = 40 \mu\text{Sec.}$ ;  $(r) = 60 \mu\text{Sec.}$  secondo lo schema elettrico di figura 6.2.

figura 6.2



Lo schema vede tre cellule collegate tra loro; nei punti d'unione tra due il valore della capacità assume, ovviamente, il doppio del valore che ha nella cellula singola. La catena è dotata di 4 prese per il prelievo, rispettivamente, del segnale per 4 ritardi diversi:

$$p1 = 0 \mu\text{Sec.}; p2 = 20 \mu\text{Sec.}; p3 = 40 \mu\text{Sec.}; p4 = 60 \mu\text{Sec.}$$

La catena sarà pertanto composta da:

2 resistenze di terminazione  $R = 1000 \text{ ohm}$

2 condensatori  $C1 = 11384 \text{ pF}$  (precisione  $\pm 1.25 \%$ )

2 condensatori  $C2 = 2 * C1 = 22768 \text{ pF}$  (precisione  $\pm 1.25 \%$ )

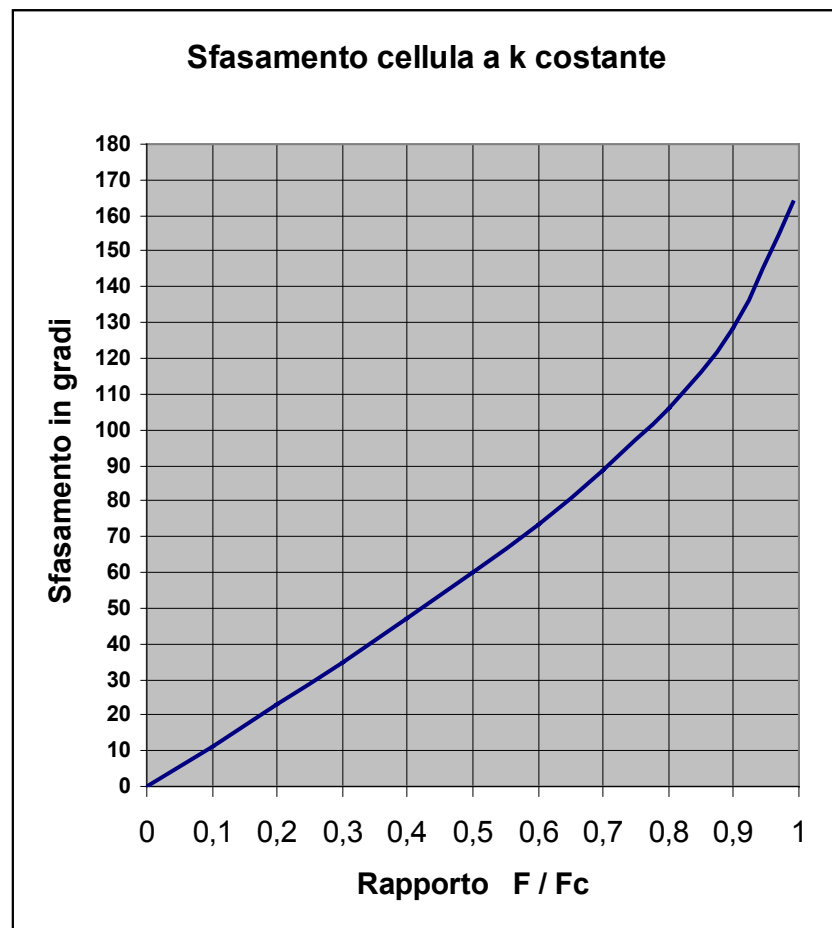
3 induttanze  $L = 15.57 \text{ mH}$

### 6.1.1 Caratteristica di sfasamento delle cellule di ritardo a k costante

Le cellule a k costante presentano caratteristiche di sfasamento particolari che è utile conoscere per poter utilizzare al meglio questi circuiti.

La cellula esercitando un ritardo (r) sul segnale unifrequenziale applicato ne provoca un conseguente sfasamento secondo la curva universale, valida per qualsiasi tipo di cellula di ritardo a k costante, riportata in figura 6.3 ( la funzione matematica ed il programma di calcolo, se necessari, sono riportati in appendice A10) .

figura 6.3



La curva mostra come lo sfasamento della cellula sia proporzionale alla frequenza del segnale soltanto per il primo intervallo del rapporto F/Fc compreso tra 0 e 0.1; per rapporti F/Fc superiori a 0.1 lo sfasamento cresce con andamento non più lineare.

Per renderci conto di come si comporta lo sfasamento di una cellula a k costante prendiamo nuovamente in esame i dati riportati nell'esercizio del paragrafo 6.1:

$$F = 9500 \text{ Hz}$$

$$F_c = 16901 \text{ Hz}$$

$$(r) = 20 \mu\text{Sec}$$

calcoliamo ora il rapporto  $F/F_c = 9500 \text{ Hz} / 16901 \text{ Hz} = 0.56$  e verifichiamo nella curva quale sfasamento compete a questo rapporto: risulta  $\varphi \approx 64^\circ$

Se ripetiamo l'indagine per una frequenza più elevata, ad esempio 15000 Hz, abbiamo:

$$F/F_c = 15000 \text{ Hz} / 16901 \text{ Hz} = 0.88$$

a quale corrisponde uno sfasamento  $\varphi \approx 128^\circ$

Se avessimo ignorato la curva avremmo potuto calcolare lo sfasamento alla frequenza  $F = 9500$  Hz con la formula:

$$\varphi = (r) * F * 360^\circ$$

$$\varphi = 20 \mu\text{Sec.} * 9500 \text{ Hz} * 360^\circ = 68.4^\circ$$

ottenendo lo stesso risultato che abbiamo ricavato impiegando il diagramma di figura 6.3.

Se però ripetiamo il calcolo per la frequenza di 15000 Hz otteniamo:

$$\varphi = 20 \mu\text{Sec.} * 15000 \text{ Hz} * 360^\circ = 108^\circ$$

commettendo un errore molto grande rispetto allo sfasamento reale,  $\varphi = 128^\circ$ , ricavato dalla curva. Quanto abbiamo visto suggerisce un esercizio di calcolo per vedere come utilizzare una cellula a k costante come sfasatore:

***Dati di base:***

Si voglia realizzare una cellula a k costante per sfasare di  $\varphi = 22,5^\circ$  un segnale alla frequenza di 4000 Hz. Si assegnino alla cellula due resistenze di terminazione R da 2000 ohm.

***Calcolo delle variabili:***

S'inizia calcolando Fc con la formula:

$$F_c = F / [ \text{sen}(\varphi / 2) ]$$

$$F_c = 4000 \text{ Hz} / [ \text{sen} ( 22.5^\circ / 2 ) ] = 20503 \text{ Hz}$$

Si calcola il valore di ro secondo la formula:

$$r_o = 1 / ( \pi * F_c ) = 1 / ( 3.1416 * 20503 \text{ Hz} ) = 15.52 \mu\text{Sec.}$$

Si calcola il valore di Zo secondo l'espressione:

$$Z_o = R * \sqrt{ [ 1 - (F/F_c)^2 ] } = 2000 \text{ ohm} * \sqrt{ [ 1 - ( 4000 \text{ Hz} / 20503 )^2 ] } = 1961 \text{ ohm}$$

***Calcolo dei componenti:***

$$L = r_o * Z_o = 15.52 * 10^{-6} \text{ Sec.} * 1961 \text{ ohm} = 30.43 \text{ mH}$$

$$C = r_o / ( 2 * Z_o ) = 15.52 * 10^{-6} \text{ Sec.} / ( 2 * 1961 \text{ ohm} ) = 3957 \text{ pF}$$

La cellula di sfasamento sarà pertanto composta da:

2 resistenze di terminazione  $R = 2000$  ohm

2 condensatori da 3957 pF (precisione +/-1.25 %)

1 induttanza da 30.43 mH

### 6.1.2 Caratteristica di ritardo delle cellule a k costante

Una cellula a k costante ideale dovrebbe avere il ritardo ( $r$ ) indipendente dalla frequenza applicata. Le cellule a k costante, purtroppo, presentano caratteristiche di ritardo dipendenti dalla frequenza in transito; caratteristiche che, pertanto, devono essere conosciute per consentire il corretto dimensionamento delle cellule nelle diverse applicazioni tecniche. Le caratteristiche menzionate sono subordinate al valore della frequenza critica  $F_c$  della quale abbiamo già accennato, nel paragrafo 6.1, a proposito delle variabili di calcolo.

Ad ogni coppia di valori  $L$  e  $C$ , che identificano una cellula di ritardo, corrisponde una particolare frequenza  $F_c$ : tanto è più alto il valore di  $F_c$ , rispetto alla frequenza  $F$  applicata alla cellula, tanto minore è la variazione del ritardo ( $r$ ) in dipendenza di  $F$ ; viceversa, tanto è più basso il valore di  $F_c$  rispetto alla frequenza in transito, tanto è maggiore la variazione anomala del ritardo ( $r$ ).

Per poter mostrare l'andamento di questa caratteristica è utile sviluppare un esercizio:

#### ***Dati di base:***

Sia da progettare una cellula di ritardo a k costante in grado di ritardare di 15.97  $\mu$ Sec di un segnale alla frequenza alla 3000 Hz.

Si voglia una resistenza di terminazione di 1000 ohm.

Si esamini il ritardo della cellula in funzione della frequenza applicata.

#### ***Computazione delle variabili di calcolo:***

La computazione delle variabili di calcolo deve iniziare dalla sottovariabile  $F_c$ :

$$F_c = F / \text{Sen}(\pi * r * F) = 3000 \text{ Hz} / \text{Sen}(3.1416 * 15.97 * 10^{-6} \text{ Sec.} * 3000 \text{ Hz}) = 20000 \text{ Hz}$$

Si procede ora alla computazione delle variabili di calcolo  $r_o$  e  $Z_o$  secondo le formule:

$$r_o = 1 / (\pi * F_c) = 1 / (3.1416 * 20000 \text{ Hz}) = 15.91 \mu\text{Sec.}$$

$$Z_o = R * \sqrt{[1 - (F/F_c)^2]} = 1000 \text{ ohm} * \sqrt{[1 - (3000 \text{ Hz} / 20000 \text{ Hz})^2]} = 988.68 \text{ ohm}$$

#### ***Calcolo dei componenti la cellula:***

Si esegue ora il calcolo dei componenti fisici che consentono la costruzione della cellula:

$$L = r_o * Z_o = 15.91 * 10^{-6} \text{ Sec.} * 988.68 \text{ ohm} = 15.72 \text{ mH}$$

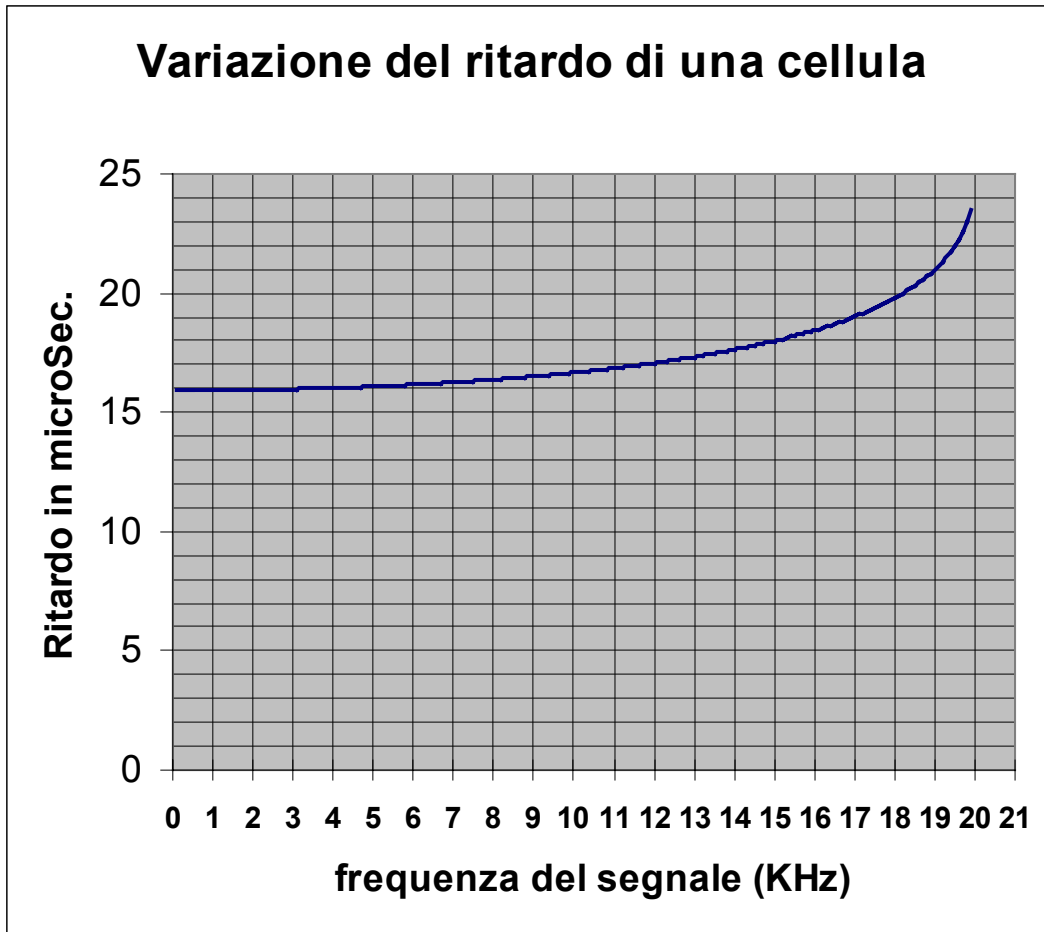
$$C = r_o / (2 * Z_o) = 15.91 * 10^{-6} \text{ Sec.} / (2 * 988.68 \text{ ohm}) = 8046 \text{ pF}$$

#### ***Esame del ritardo della cellula:***

Così come richiesto dai dati di base, si deve procedere all'esame della cellula in funzione della frequenza applicata; questo tipo d'indagine non può essere condotto su di una curva universale come quella relativa alla variazione di fase della cellula, riportata in figura 6.3, ma su di una curva particolare, creata appositamente per la cellula ora progettata, impostata sul valore della frequenza critica,  $F_c = 20000 \text{ Hz}$ , calcolata nel passo precedente.

La curva in oggetto, mostrata in figura 6.4, viene di seguito commentata.

figura 6.4



Nel diagramma di figura 6.4 si vede che all'ascissa  $F = 3$  KHz il ritardo della cellula è di circa  $16 \mu\text{Sec}$  contro i  $15.97 \mu\text{Sec}$  calcolati nel progetto con un errore riscontrato praticamente nullo. Dalla curva si osserva che il ritardo resta praticamente costante fino alla frequenza  $F = 5000$  Hz, oltre tale frequenza il ritardo cresce e raggiunge i  $17 \mu\text{Sec}$ . a  $12000$  Hz con un errore percentuale  $\epsilon$ , rispetto al ritardo voluto, pari al  $6.4\%$ . L'errore raggiunge poi il  $31.4\%$  per  $F = 19000$  Hz. I dati ricavati dalla curva mostrano come il ritardo ( $r$ ) della cellula vari con la frequenza applicata entro valori che non sempre possono essere accettati; si tratta pertanto di valutarne l'entità in dipendenza delle necessità d'impiego della cellula nell'ambito del progetto generale del sistema

entro il quale il nuovo circuito deve essere utilizzato.

L'operazione di controllo della variazione di ( $r$ ), con il variare della frequenza, richiede, per ciascun progetto di cellula, un diagramma appositamente tracciato; questa operazione presenta qualche difficoltà di carattere matematico e pertanto non può essere riportata in questa sede; per chi ha necessità di questi sviluppi si rimanda all'appendice A11 nella quale sono riportate, sia le formule di calcolo per il tracciamento della curva per punti, sia le stesse in versione da implementare direttamente in Excel per il calcolo ed il tracciamento automatico della curva.

### 6.1.3 Caratteristica di attenuazione delle cellule di ritardo a k costante

Il segnale applicato ad una cellula a k costante, mediante un generatore di corrente, percorre la cellula e si trova alla sua uscita, ritardato di un tempo ( $\tau$ ), con un'ampiezza un poco inferiore a quella che aveva all'ingresso, a causa dell'attenuazione che le perdite sull'induttanza provocano sul segnale. Le perdite su di una singola cellula sono generalmente di modesta entità, ma si fanno sensibili su di una catena di ritardo composta da molte cellule; in questo caso le perdite si mostrano in modo progressivo, aumentano cioè mano a mano che dall'ingresso della catena si preleva il segnale verso la fine della stessa. Queste perdite sono quantizzabili mediante una semplice formula che le esprime in dipendenza del coefficiente di merito complessivo Q dei componenti reattivi che formano la cellula:

$$A_{tsc.} = 2.88 / Q$$

dove il valore dell'attenuazione  $A_{tsc.}$  (attenuazione singola cellula) è espresso in deciBel.

Con i componenti oggi in commercio le perdite sui condensatori, in particolare sui condensatori di precisione, sono irrilevanti rispetto alle perdite che si possono riscontrare sulle induttanze, a causa, sia della resistenza ohmmica dell'avvolgimento, sia del nucleo in ferrite; ne segue che il valore del Q indicato nella formula deve essere considerato soltanto per l'induttanza che è utilizzata nella cellula.

Un'idea sul valore dell'attenuazione che si verifica su di una cellula si può avere ipotizzando per l'induttanza un  $Q = 100$ , cosa più che ragionevole per induttanze che lavorano a frequenze non molto elevate; in tal caso si ha:

$$A_{tsc.} = 2.88 / 100 = 0.0288 \text{ dB}$$

valore d'attenuazione di per sé irrilevante.

Se però si pensa ad una catena di ritardo composta ad esempio da 50 cellule, cosa normale in molte applicazioni, si trova un'attenuazione,  $A_{tc}$ , massima, in fondo alla catena di:

$$A_{tc} = 50 * A_{tsc} = 50 * 0.0288 \text{ dB} = 1.44 \text{ dB}$$

attenuazione che non è molto elevata ma della quale, in base al tipo d'applicazione, si deve tenere conto.

È interessante paragonare l'attenuazione di una singola cellula, da utilizzare come semplice sfasatore (si veda l'esercizio del paragrafo 6.1.1), con l'attenuazione provocata da uno sfasatore RC; nell'esercizio citato si otteneva uno sfasamento di  $22.5^\circ$  per una frequenza di 4000 Hz da una cellula a k costante che, alla luce di quanto indicato dal dato sopra calcolato, presenta un'attenuazione di soli 0.0288 dB.

Un circuito sfasatore RC (si veda paragrafo 1.3), invece, dimensionato per ottenere uno sfasamento di  $22.5^\circ$  alla frequenza di 4000 Hz, provoca un'attenuazione del segnale pari a 0.668 dB, che, come si vede, è di gran lunga superiore a quella provocata dalla cellula. La differenza tra i due circuiti si accentua, ovviamente, con l'aumentare dello sfasamento richiesto; sappiamo infatti che una cellula RC per sfasare  $45^\circ$  a qualsiasi frequenza perde ben 3 dB, mentre una cellula a k costante ne perde soltanto 0.0288; la differenza è ancor più rilevante per valori di sfasamento superiori a  $45^\circ$ .

#### 6.1.4 Comportamento delle cellule a k costante come sfasatori in bande di frequenza strette

Riveste un notevole interesse il comportamento delle cellule a k costante da impiegare per la costruzione di unità di sfasamento per bande di frequenza strette; per comprendere quali problemi pone la loro progettazione, seguiamo i due esercizi seguenti:

##### Primo esercizio:

###### *Dati di base:*

Si renda necessario l'impiego di **una** cellula di ritardo per sfasare un segnale che può variare di frequenza, ad esempio tra  $F_1 = 7000$  Hz e  $F_2 = 9000$  Hz.

Si voglia uno sfasamento  $\varphi_{F_1} = 90^\circ$  alla frequenza di 7000 Hz, ed, in proporzione, uno sfasamento di  $\varphi_{F_2} = 115.7^\circ$  alla frequenza di 9000 Hz, accettando, per l'inevitabile variazione di (r) con la frequenza, un errore di fase del + 5 % su quest'ultimo valore ( $\varepsilon = 5\% * 115.7^\circ = 5.78^\circ$ ). Si vogliano le resistenze di terminazione pari ad  $R = 2000$  ohm.

###### *Verifica di possibilità:*

La possibilità di ottenere i dati voluti può essere verificata immediatamente con il calcolo di  $F_c$  di una cellula di ritardo in grado di generare uno sfasamento di  $\varphi_{F_1} = 90^\circ$  a 7000 Hz, per andare poi a controllare quale sfasamento essa provoca a 9000 Hz.

Si deve calcolare il valore di  $F_c$ , così come già fatto nel paragrafo 6.1.1, assumendo ad esempio  $R = 2000$  ohm:

Si calcola  $F_c$  con la formula:

$$F_c = F / [ \text{sen}(\varphi / 2) ]$$

$$F_c = 7000 \text{ Hz} / [ \text{sen} ( 90^\circ / 2 ) ] = 9899 \text{ Hz}$$

Si calcola il rapporto  $F_1 / F_c$

$$F_1 / F_c = 7000 \text{ Hz} / 9899 \text{ Hz} = 0.7$$

Impiegando il diagramma di figura 6.3 si verifica lo sfasamento della cellula per l'ascissa  $F/F_c = 0.7$  e si riscontra in ordinata il valore di  $\varphi_{F_1} = 90^\circ$ , così come ci aspettavamo.

Si calcola il nuovo rapporto  $F_2/F_c$  per  $F_2 = 9000$  Hz:

$$F_2 / F_c = 9000 \text{ Hz} / 9899 \text{ Hz} = 0.9$$

e utilizzando ancora la figura citata si legge, per l'ascissa di valore 0.9, il corrispondente sfasamento  $\varphi = 129^\circ$ . Il valore dello sfasamento ora ricavato è superiore al valore massimo accettato di

$$\varphi_{F_2} = 115.7^\circ + \varepsilon = 115.7^\circ + 5.78 = 121.48^\circ$$

ed il progetto quindi non è possibile.

Questo inconveniente assume dimensioni meno rilevanti se, per ottenere lo sfasamento voluto, si impiegano due cellule di ritardo invece di una; vediamo nel secondo esercizio questa nuova impostazione dello sfasatore:

## Secondo esercizio

### *Dati di base:*

Si accetti l'impiego di **due** cellule di ritardo per sfasare un segnale che può variare di frequenza tra  $F_1 = 7000 \text{ Hz}$  e  $F_2 = 9000 \text{ Hz}$ .

Risposta complessiva delle due cellule:

Si voglia uno sfasamento complessivo di due cellule pari a  $\varphi_{F_1} = 90^\circ$  alla frequenza di 7000 Hz, ed, in proporzione, uno sfasamento di  $\varphi_{F_2} = 115.7^\circ$  alla frequenza di 9000 Hz, accettando un errore di fase del + 5 % su quest'ultimo valore ( $\varepsilon = 5 \% * 115.7^\circ = 5.78^\circ$ ).

Risposta di una delle due cellule:

Si voglia uno sfasamento per cellula di  $\varphi_{F_1} = 45^\circ$  alla frequenza di 7000 Hz, ed, in proporzione, uno sfasamento per cellula di  $\varphi_{F_2} = 57.85^\circ$  alla frequenza di 9000 Hz, accettando, per l'inevitabile variazione di ( $r$ ) con la frequenza, un errore di fase del + 5 % su quest'ultimo valore ( $\varepsilon = 5 \% * 57.85^\circ = 2.89^\circ$ ).

Si vogliano le resistenze di terminazione pari ad  $R = 2000 \text{ ohm}$ .

### *Verifica di possibilità:*

La possibilità di ottenere i dati voluti può essere verificata immediatamente con il calcolo di  $F_c$  di una di due cellule di ritardo in grado di generare uno sfasamento di  $\varphi_{F_1} = 45^\circ$  a 7000 Hz, per andare poi a controllare quale sfasamento essa provoca a 9000 Hz.

Si deve calcolare il valore di  $F_c$ , così come già fatto nell'esercizio precedente, assumendo  $R = 2000 \text{ ohm}$ :

Si calcola  $F_c$  con la formula:

$$F_c = F / [ \text{sen}(\varphi / 2) ]$$

$$F_c = 7000 \text{ Hz} / [ \text{sen} ( 45^\circ / 2 ) ] = 18291.8 \text{ Hz}$$

Si calcola il rapporto  $F_1 / F_c$

$$F_1 / F_c = 7000 \text{ Hz} / 18291.8 \text{ Hz} = 0.38$$

Impiegando il diagramma di figura 6.3, si verifica lo sfasamento della cellula per l'ascissa  $F/F_c = 0.38$  e si riscontra in ordinata il valore di  $\varphi_{F_1} = 45^\circ$  così come ci aspettavamo.

Si calcola il nuovo rapporto  $F_2/F_c$  per  $F_2 = 9000 \text{ Hz}$ :

$$F_2 / F_c = 9000 \text{ Hz} / 18291.8 \text{ Hz} = 0.49$$

e utilizzando ancora la figura citata si legge , per l'ascissa di valore 0.49, il corrispondente sfasamento  $\varphi = 59^\circ$ . Il valore dello sfasamento ora ricavato è contenuto entro al valore massimo accettato di

$$\varphi_{F_2} = 57.85^\circ + \varepsilon = 57.85^\circ + 2.89^\circ = 60.7^\circ$$



e risolve finalmente il nostro esercizio.

I dati in nostro possesso possono essere così riassunti:

Sfasamento reale di una cellula:

$$\varphi_{F1} = 45^\circ$$

$$\varphi_{F2} = 59^\circ$$

Sfasamento reale di due cellule:

$$\varphi_{F1} = 45^\circ * 2 = 90^\circ$$

$$\varphi_{F2} = 59^\circ * 2 = 118^\circ \text{ (contro il valore massimo accettato di } 121.48^\circ)$$

### **Computazione delle variabili di calcolo:**

Si calcola il valore di  $r_o$  secondo la formula:

$$r_o = 1 / (\pi * F_c) = 1 / (3.1416 * 18291.8 \text{ Hz}) = 17.4 \mu\text{Sec.}$$

Si calcola il valore di  $Z_o$  secondo l'espressione:

$$Z_o = R * \sqrt{[1 - (F1/F_c)^2]} = 2000 \text{ ohm} * \sqrt{[1 - (7000 \text{ Hz} / 18291.8)^2]} = 1847.74 \text{ ohm}$$

### **Calcolo dei componenti le due cellule:**

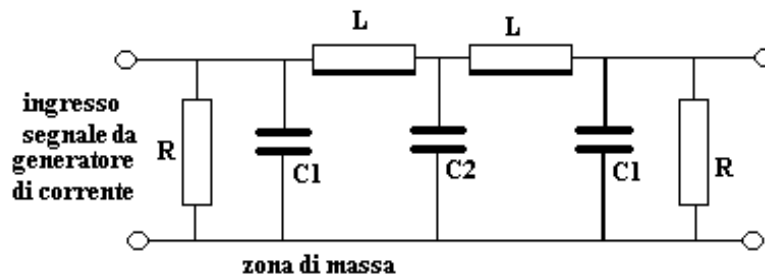
$$L = r_o * Z_o = 17.4 * 10^{-6} \text{ Sec.} * 2164.7 \text{ ohm} = 37.66 \text{ mH}$$

$$C1 = r_o / (2 * Z_o) = 17.4 * 10^{-6} \text{ Sec.} / (2 * 1847.74 \text{ ohm}) = 4708 \text{ pF}$$

### **Struttura delle due cellule di sfasamento:**

La struttura delle due cellule di sfasamento è mostrata in figura 6.5; in essa il condensatore  $C_2$ , comune alle due cellule, ha un valore doppio rispetto a  $C_1$ .

figura 6.5



L'insieme delle due cellule di sfasamento sarà pertanto composta da:

2 resistenze di terminazione  $R = 2000 \text{ ohm}$

2 condensatori  $C1 = 4708 \text{ pF}$  (precisione  $\pm 1.25 \%$ )

1 condensatore  $C2 = 2 * 4708 \text{ pF} = 9416 \text{ pF}$  (precisione  $\pm 1.25 \%$ )

2 induttanze  $L = 37.66 \text{ mH}$

### 6.1.5 Progetto di cellula a k costante con componenti disponibili

Il progetto di una cellula di ritardo a k costante può essere impostato partendo da componenti già disponibili “in casa” senza la necessità di acquisirli all'esterno. Generalmente l'approccio a questa soluzione è utile quando si abbiano a disposizione, e si vogliano impiegare, componenti quali i condensatori di precisione che sono sempre di non facile approvvigionamento. Vediamo con un esempio come procedere in tal caso:

#### **Dati di base:**

Sia da progettare una cellula di ritardo in grado di ritardare di 10  $\mu$ Sec un segnale alla frequenza di 12000 Hz.

Si vogliono utilizzare due condensatori di precisione da 10000 pF.

#### **Computazione delle variabili di calcolo:**

La computazione delle variabili di calcolo deve iniziare, anche in questo caso particolare, dalla sottovariabile  $F_c$ :

$$F_c = F / \text{Sen}(\pi * r * F)$$

$$F_c = F / \text{Sen}(\pi * r * F) = 12000 \text{ Hz} / \text{Sen}(3.1416 * 10 * 10^{-6} \text{ Sec.} * 12000 \text{ Hz}) = 32597.5 \text{ Hz}$$

Si calcola il valore di  $r_0$ :

$$r_0 = 1 / (\pi * F_c) = 1 / (3.1416 * 32587.5 \text{ Hz}) = 9.76 \mu\text{Sec.}$$

Poi si procede alla computazione della variabile di calcolo  $Z_0$  per l'impiego dei condensatori disponibili  $C = 10000$  pF, secondo la formula:

$$Z_0 = r_0 / (2 * C)$$

$$Z_0 = r_0 / C = 9.76 * 10^{-6} \text{ Sec.} / (2 * 10000 \text{ pF}) = 488 \text{ ohm}$$

#### **Calcolo dei componenti la singola cellula:**

Si deve procedere ora al calcolo delle resistenze di terminazione  $R$  secondo la nuova espressione:

$$R = Z_0 / \sqrt{1 - (F/F_c)^2}$$

$$R = 488 \text{ ohm} / \sqrt{1 - (12000 \text{ Hz} / 32597.5 \text{ Hz})^2} = 524.8 \text{ ohm}$$

e quindi al calcolo dell'induttanza :

$$L = r_0 * Z_0 = 488 \text{ ohm} * 9.76 * 10^{-6} \text{ Sec.} = 4.76 \text{ mH}$$

La cellula sarà formata da:

2 Resistenze  $R = 524.8$  ohm (arrotondabili a 530 ohm)

2 condensatori  $C = 10000$  pF (1.25 %)

1 induttanza  $L = 4.76$  mH

### 6.1.6 Le onde stazionarie nelle catene di ritardo a k costante

Quando un insieme di cellule a k costante è collegato in serie per costituire una catena di ritardo, si può presentare un singolare fenomeno detto “delle onde stazionarie”. Si tratta di un “rimbalzo” del segnale applicato alla catena che, una volta raggiunta la fine della stessa, viene riflesso verso l’ingresso provocando onde elettriche della stessa frequenza del segnale applicato, ma con fase diversa; quest’onda anomala si somma o si sottrae al segnale normale, provocandone delle alterazioni d’ampiezza al punto che, nelle diverse prese della catena, l’ampiezza del segnale in transito non è più costante ma varia da presa a presa.

Questo fenomeno può essere dovuto, quando si presenti, a diverse cause:

- 1) Ad errori banali nei valori di R collegati alla catena di ritardo.
- 2) Ad errori di calcolo o di costruzione dei componenti della catena .
- 3) Alla differenza costruttiva tra cellula e cellula dovuta alle tolleranze sui valori dei componenti.
- 4) Alla non perfetta coincidenza tra il valore delle resistenze di terminazione R e l’impedenza caratteristica,  $Z_0$  della catena di ritardo.
- 5) Alle notevoli escursioni della frequenza del segnale, oltre il valore inserito nella formula:

$$Z_0 = R * \sqrt{[ 1 - (F/F_c)^2 ]}$$

che possono infatti alterare il valore fisico di  $Z_0$  quando ormai la resistenza di terminazione R è stata fissata.

Qualora durante il controllo di una catena di ritardo si riscontrino sensibili alterazioni d’ampiezza del segnale tra una presa e l’altra, sono anzitutto suggerite, la verifica della correttezza dei valori delle resistenze di terminazione collegate al circuito e il controllo dei calcoli dei componenti, e dei componenti le singole cellule.

Una volta escluse le cause sopra menzionate è necessario applicare alla catena il valore della frequenza, F, per la quale sono stati impostate le computazioni di progetto; a detta frequenza l’ampiezza delle onde stazionarie deve ridursi notevolmente; una piccola quota di onde stazionarie potrà sempre rimanere, in particolare per catene di ritardo con molte cellule, a causa di quanto indicato al punto 3); differenze d’ampiezza del segnale in transito contenute entro i +/- 0.5 dB sono comunque tollerabili.

Naturalmente più la frequenza in transito assumerà valori superiori alla frequenza di calcolo della cellula elementare, tanto più si avrà un incremento delle onde stazionarie per quanto indicato al punto 4. Si deve a questo proposito ricordare che le cellule a k costante sono progettate per lavorare in un campo di frequenze molto contenuto attorno alla frequenza di progetto e che il loro impiego per frequenze fuori dal previsto può creare funzionamenti non corretti.

Una tecnica per ridurre la generazione di onde stazionarie, dovute alle variazioni di frequenza, consiste nel dotare le catene di apposite cellule di terminazione opportunamente dimensionate; questa procedura non è consigliabile per cellule a k costante ma, come vedremo in seguito, è applicata invece nel progetto delle catene di ritardo ad m derivato.

## 6.2 Le cellule di ritardo ad m derivato

Le cellule di ritardo ad m derivato sono così chiamate perché “derivate” dalle cellule a k costante mediante complessi procedimenti matematici. Queste nuove strutture sono costituite da cellule elementari in grado di ritardare, di un tempo (r), un segnale analogico distribuito in ampie gamme di frequenze. La costanza di (r) in funzione della frequenza è una prerogativa, eccezionalmente favorevole, delle cellule ad m derivato rispetto alle cellule a k costante.

Una molteplicità di (n) cellule ad m derivato ne realizza una “catena” che è idonea a ritardare per un totale di tempo pari a:

$$R = (r) * (n)$$

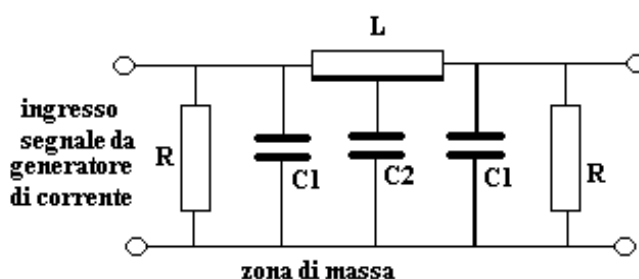
Se ad esempio una cellula ritarda di  $r = 10 \mu\text{Sec.}$  con 8 cellule, collegate a catena ( in serie l’una all’altra), si otterrà un ritardo totale di:

$$R = ( 10 \mu\text{Sec.}) * 8 = 80 \mu\text{Sec.}$$

In una catena di ritardo con cellule ad m derivato si possono disporre, se necessario, prese intermedie per prelevare il segnale a passi di ritardo multipli tra loro.

La cellula elementare di ritardo a m derivato ha una struttura caratteristica che richiede una particolare induttanza di cui andremo a parlare. Lo schema elettrico di questa cellula è mostrato in figura 6.6.

figura 6.6



La struttura della cellula, alimentata da un generatore di corrente, mostra la presenza di un’induttanza L dotata di presa di collegamento intermedia; tra questa presa e la zona di massa è collegato il condensatore C2, gli altri due condensatori, C1, uguali tra loro, sono collegati tra gli estremi di L e massa.

È opportuno fin d’ora spendere due parole per descrivere l’induttanza L che corre la cellula:

l’induttanza, normalmente con il nucleo in ferrite, è formata da un avvolgimento che presenta un valore in mH ricavato dal calcolo ordinario che caratterizza la cellula; dal valore in mH scaturiscono il numero delle spire totali e delle spire per la presa intermedia. Un semplice esempio per chiudere l’argomento:

### **Dati di base:**

Sia da costruire un’induttanza da 9.87 mH con presa intermedia:

### **Calcolo del numero delle spire:**

Se supponiamo d’impiegare un nucleo in ferrite con  $\alpha = 42$  possiamo calcolare il numero n delle spire e scrivere:

$$n = \alpha * \sqrt{L} = 42 * \sqrt{9.87 \text{ mH}} \approx 132 \text{ spire}$$

**Costruzione dell'induttanza:**

Si avvolgono nel rocchetto 66 spire, si fuoriesce con un terminale, si prosegue l'avvolgimento fino al completamento delle 132 spire.

Ciò detto procediamo nell'esposizione delle formule di calcolo dei componenti la cellula con riferimento alla struttura di figura 6.6:

$$L = r * R$$

$$C1 = Co / (2 * m^2)$$

$$C2 = Co (m^2 - 1) / m^2$$

dove

$$Co = r / R$$

Ed altre variabili fondamentali sono:

$$\varphi c \approx 358.55 * (r) * F$$

dove F è la frequenza più elevata della banda dei segnali applicati alla cellula di ritardo.

$$Fc = m / (\pi * r)$$

Un chiarimento sulle formule esposte è necessario:

**Simboli che identificano i dati fisici della cellula:**

Con il simbolo L si intende il valore dell'induttanza totale, dotata di presa centrale, espressa in Henry.

Con il simbolo C1 si intende il valore di ciascuna delle due capacità laterali, espresso in Farad.

Con il simbolo C2 si intende il valore della capacità collegata alla presa centrale di L, espresso in Farad.

Con il simbolo R si intende il valore di ciascuna delle due resistenze di terminazione, espresso in ohm.

Con il simbolo (r) si intende il ritardo, espresso in Secondi, da realizzare con la cellula.

**Simboli che identificano le variabili di calcolo della cellula:**

Con il simbolo  $\varphi c$  si intende lo sfasamento della cellula espresso in gradi ( questo è la variabile che deve essere calcolata prima d'ogni altra per verificare, prima d'iniziare il progetto, la possibilità di realizzare la cellula)

Con il simbolo Co si intende il valore della capacità di calcolo, espresso in Farad, da utilizzare per il dimensionamento di C1 e C2.

Con il simbolo m si intende il coefficiente di calcolo derivato, di valore fisso  $m = 1.275$ , che ricorre nella computazione di C1 e C2.

Con il simbolo Fc si intende la frequenza critica della cellula espressa in Hertz.

Vediamo come applicare le formule indicate per un progetto preliminare di una catena di ritardo ad m derivato:

**Dati di base:**

Sia da progettare una catena di ritardo da 2 cellule in grado di ritardare di 15  $\mu$ Sec per cellula una banda di segnali compresa tra 100 e 5000 Hz. La catena deve avere 3 prese intermedie per il prelievo del segnale rispettivamente a ritardo: (r) = 0  $\mu$ Sec.; (r) = 15  $\mu$ Sec.; (r) = 30  $\mu$ Sec.

Si voglia una resistenza di terminazione di 1000 ohm.

**Computazione delle variabili di calcolo:**

Si inizia con la validazione dei dati di progetto mediante il computo della variabile  $\varphi_c$ ; questo valore di sfasamento deve essere sempre inferiore a  $45^\circ$ , affinché il progetto della cellula possa garantire la dovuta costanza del ritardo in funzione della frequenza:

Dai dati di progetto abbiamo:

$$\varphi_c \approx 358.55 * (r) * F \quad \varphi_c = 358.55 * 15 * 10^{-6} \text{ Sec.} * 5000 \text{ Hz} = 26.89^\circ$$

risultando  $\varphi_c \ll 45^\circ$ , possiamo ritenere fattibile la catena di ritardo.

Calcolo della frequenza di taglio:

$$F_c = m / (\pi * r) = 1.275 / (3.1416 * 15 * 10^{-6} \text{ Sec.}) = 27056 \text{ Hz}$$

Si calcola ora la variabile  $C_o$ :

$$C_o = r / R = 15 * 10^{-6} \text{ Sec.} / 1000 \text{ ohm} = 15000 \text{ pF}$$

**Computazione dei componenti la cellula:**

$$L = r * R = 15 * 10^{-6} \text{ Sec.} * 1000 \text{ ohm} = 15 \text{ mH ( con presa intermedia)}$$

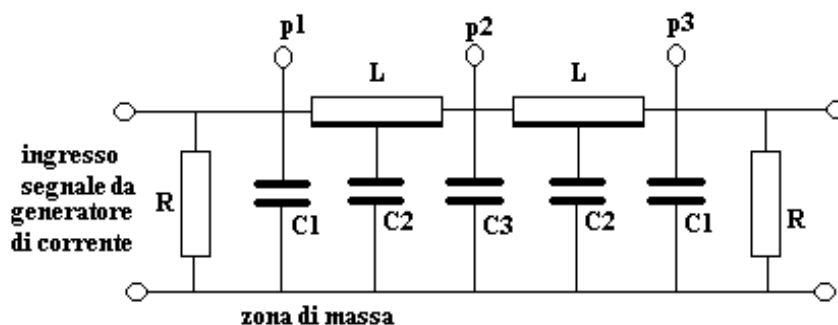
$$C1 = C_o / (2 * m^2) = 15000 \text{ pF} / (2 * 1.275^2) = 4613.6 \text{ pF}$$

$$C2 = C_o (m^2 - 1) / m^2 = 15000 \text{ pF} * (1.275^2 - 1) / 1.275^2 = 5772.7 \text{ pF}$$

**Formazione della catena di ritardo:**

La catena di ritardo è formata da due cellule uguali secondo lo schema di figura 6.7; sono disposte tre prese di ritardo rispettivamente ai punti  $p1 = 0 \mu\text{Sec.}$ ;  $p2 = 15 \mu\text{Sec.}$ ;  $p3 = 30 \mu\text{Sec.}$ . Il condensatore  $C3$ , nel punto d'unione delle due cellule, vale la somma di due  $C1$ .

figura 6.7



I componenti della catena sono:

Due resistenze di terminazione:  $R = 1000 \text{ ohm}$

Due induttanze con presa al centro:  $L = 15 \text{ mH}$

Due condensatori terminali:  $C1 = 4613.6 \text{ pF}$  (arrotondabile a  $4613 \text{ pF} \pm 1.25\%$ )

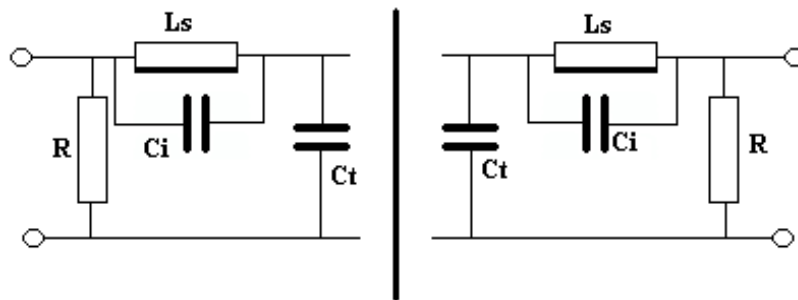
Due condensatori per la presa centrale di  $L$ :  $C2 = 5772.7 \text{ pF}$  (arrotondabile a  $5773 \text{ pF} \pm 1.25\%$ )

Un condensatore nel punto di connessione tra le cellule:  $C3 = 2 * C1 = 9227.2 \text{ pF}$  (arrotondabile a  $9227 \text{ pF} \pm 1.25\%$ )

Il progetto della catena, indicato come progetto preliminare, è stato sviluppato per prendere confidenza con il metodo di calcolo delle cellule ad m derivato; nel piano di lavoro, infatti, non è stata considerata la problematica relativa alle semicelle di terminazione, ( paragrafo 6.16), che sono indispensabili, per la minimizzazione delle onde stazionarie, in una catena che deve operare in un'ampia gamma di frequenze.

Le semicelle terminali di una catena di ritardo ad m derivato sono riportate in figura 6.8; esse sono uguali tra loro e sono formate da un'induttanza Ls e da due condensatori: Ci e Ct.

figura 6.8



Le semicelle terminali delimitano la catena di ritardo, indicata in figura come una barra verticale, e supportano all'esterno le due resistenze di chiusura R.

I componenti delle semicelle terminali si calcolano con le seguenti formule:

$$L_s = 0.2509 * R * (r)$$

$$C_i = 0.3617 * (r) / R$$

$$C_t = 0.2509 * (r) / R$$

Le formule mostrano chiaramente che questo tipo di computazione si può eseguire in modo diretto senza il ricorso a variabili di calcolo.

L'induttanza Ls è un componente normale senza alcuna presa intermedia.

Il condensatore Ci lavora in parallelo a Ls.

I condensatori Ct, una volta collegate le cellule terminali alla catena, si trovano ciascuno in parallelo al condensatore Ci della cellula di figura 6.7; sarà opportuno pertanto, per non mettere due componenti, rimpiazzarli con un unico condensatore, Cp, dal valore C1 + Ct.

Se riproponiamo ora il progetto preliminare da completare con le semicelle terminali, non resta che calcolare quest'ultime secondo le impostazioni di base che ripetiamo negli elementi essenziali:

***Dati di base:***

Sia da progettare una catena di ritardo da 2 cellule in grado di ritardare di 15 µSec per cellula una banda di segnali compresa tra 100 e 5000 Hz.

Si voglia una resistenza di terminazione di 1000 ohm.

***Calcolo delle semicelle terminali:***

Calcolo di Ls:

$$L_s = 0.2509 * R * (r) = 0.2509 * 1000 \text{ ohm} * 15 * 10^{-6} \text{ Sec.} = 3.76 \text{ mH}$$

Calcolo di  $C_i$ :

$$C_i = 0.3617 * (r) / R = 0.3617 * 15 * 10^{-6} \text{ Sec.} / 1000 \text{ ohm} = 5425.5 \text{ pF}$$

Calcolo di  $C_t$ :

$$C_t = 0.2509 * (r) / R = 0.2509 * 15 * 10^{-6} \text{ Sec.} / 1000 \text{ ohm} = 3763.5 \text{ pF}$$

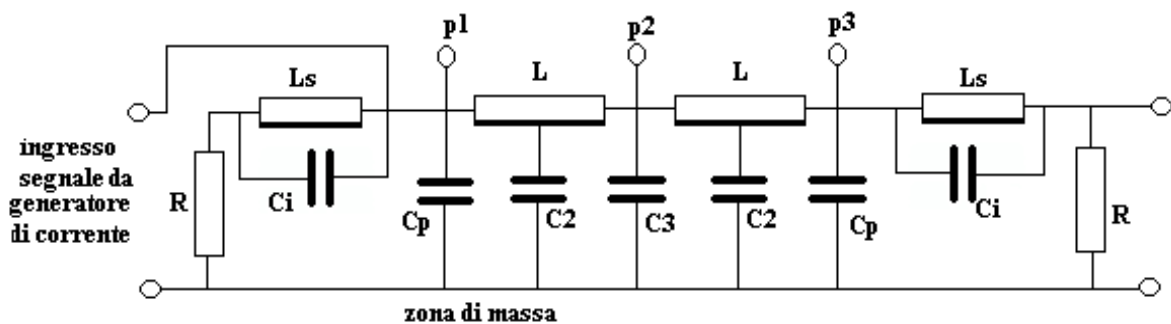
Calcolo del parallelo tra  $C_1$  e  $C_t$ :

$$C_p = C_1 + C_t = 4613.6 \text{ pF} + 3763.5 \text{ pF} = 8377.1 \text{ pF}$$

### ***Schema completo della catena di ritardo:***

Mettendo insieme lo schema di figura 6.7 e lo schema di figura 6.8 abbiamo finalmente la configurazione completa della catena di ritardo, così come riportato in figura 6.9.

figura 6.9



Nella configurazione finale si deve osservare che l'iniezione del segnale non avviene più sulla R di chiusura di sinistra, come nello schema di figura 6.7, ma dopo la semicellula di terminazione, ciò per evitare che il ritardo prodotto da quest'ultima alteri i riferimenti di tempo rispetto ai punti  $p_1 = 0$ ;  $p_2 = 15 \mu\text{Sec}$ ;  $p_3 = 30 \mu\text{Sec}$ .

I componenti della catena sono:

Due resistenze di terminazione:  $R = 1000 \text{ ohm}$

Due induttanze con presa al centro:  $L = 15 \text{ mH}$

Due induttanze ordinarie per semicellule di terminazione:  $L_s = 3.76 \text{ mH}$

Due condensatori per la presa centrale di L:  $C_2 = 5772.7 \text{ pF}$  (arrotondabile a  $5773 \text{ pF} \pm 1.25\%$ )

Un condensatore nel punto di connessione tra le cellule:  $C_3 = 2 * C_1 = 9227.2 \text{ pF}$  (arrotondabile a  $9227 \text{ pF} \pm 1.25\%$ )

Due condensatori nel punto di connessione delle semicellule terminali  $C_p = 8377.1 \text{ pF}$  (arrotondabile a  $58377 \text{ pF} \pm 1.25\%$ )

Due condensatori per le semicellule terminali  $C_i = 5425.5$  (arrotondabile a  $5425 \text{ pF} \pm 1.25\%$ )

### ***Sulle perdite della catena di ritardo:***

Le perdite della catena di ritardo ad m derivato si calcolano in modo analogo a quelle delle cellule a k costante già indicate nel paragrafo 6.1.3; nel caso del nostro progetto di figura 6.9, ipotizzando un  $Q = 100$  per le due induttanze comprese tra l'ingresso in  $p_1$  e l'uscita in  $p_3$ , avremo:  $A_{tc} = n * A_{tsc} = 2 * 2.88 / Q = 2 * 2.88 / 100 = 0.057 \text{ dB}$ , valore assolutamente irrilevante.



### 6.2.1 Caratteristica di ritardo delle cellule ad m derivato

Una cellula ad m derivato ha un ritardo ( $r$ ) sufficientemente indipendente dalla frequenza applicata. Soltanto per frequenze prossime alla frequenza critica  $F_c$  si manifestano sensibili variazioni di ( $r$ ) in funzione della frequenza.

È interessante esaminare il comportamento di ( $r$ ), in dipendenza delle variazioni della frequenza applicata alla cellula, per tutti quei casi in cui si tenti di utilizzare la cellula stessa per il più ampio campo di frequenze possibile.

Per poter mostrare l'andamento di questa caratteristica e confrontarla con la simile delle cellule a k costante, riproponiamo l'esercizio del paragrafo 6.1.2 per le cellule ad m derivato:

#### **Dati di base:**

Sia da progettare una cellula ad m derivato in grado di ritardare di 15.97  $\mu$ Sec di un segnale alla frequenza alla 3000 Hz.

Si voglia una resistenza di terminazione di 1000 ohm.

Si esamini il ritardo della cellula in funzione della frequenza applicata.

#### **Computazione delle variabili di calcolo:**

Si inizia con la validazione dei dati di progetto mediante il computo della variabile  $\varphi_c$ ; questo valore di sfasamento deve essere sempre inferiore a  $45^\circ$ , affinché il progetto della cellula possa garantire la dovuta costanza del ritardo in funzione della frequenza:

Dai dati di progetto abbiamo:

$$\varphi_c \approx 358.55 * (r) * F \quad \varphi_c = 358.55 * 15.97 * 10^{-6} \text{ Sec.} * 3000 \text{ Hz} = 17.17^\circ$$

risultando  $\varphi_c \ll 45^\circ$  possiamo ritenere fattibile la catena di ritardo.

Calcolo della frequenza di taglio:

$$F_c = m / (\pi * r) = 1.275 / (3.1416 * 15.97 * 10^{-6} \text{ Sec.}) = 25412.9 \text{ Hz}$$

Si calcola ora la variabile  $C_o$ :

$$C_o = r / R = 15.97 * 10^{-6} \text{ Sec.} / 1000 \text{ ohm} = 15970 \text{ pF}$$

#### **Computazione dei componenti la cellula:**

$L = r * R = 15.97 * 10^{-6} \text{ Sec.} * 1000 \text{ ohm} = 15.97 \text{ mH}$  ( con presa intermedia)

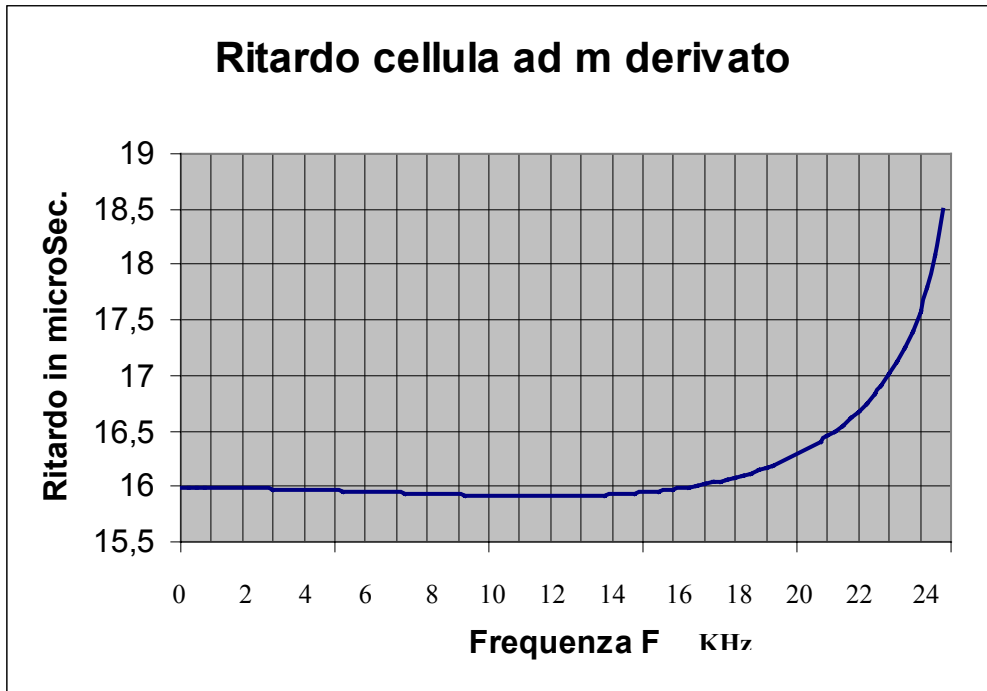
$$C_1 = C_o / (2 * m^2) = 15970 \text{ pF} / (2 * 1.275^2) = 4911.9 \text{ pF}$$

$$C_2 = C_o (m^2 - 1) / m^2 = 15970 \text{ pF} * (1.275^2 - 1) / 1.275^2 = 6146 \text{ pF}$$

#### **Esame del ritardo della cellula:**

Così come richiesto dalle premesse dell'esercizio si procede all'esame del ritardo della cellula in funzione della frequenza applicata; i risultati dell'esame saranno paragonati a quelli della cellula a k costante avente lo stesso ritardo di 15.97  $\mu$ Sec. L'esame consiste nel tracciamento di una curva caratteristica che mostra come varia il ritardo ( $r$ ) della cellula progettata al variare della frequenza. La curva in oggetto, mostrata in figura 6.10, viene di seguito commentata:

figura 6.10



Nel diagramma di figura 6.10 si vede che all'ascissa  $F = 3$  KHz il ritardo della cellula è di circa  $16 \mu\text{Sec}$  contro i  $15.97 \mu\text{Sec}$  calcolati nel progetto; errore riscontrato praticamente nullo. Dalla curva si osserva che il ritardo resta praticamente costante fino alla frequenza  $F = 5000$  Hz, oltre tale frequenza il ritardo decresce a  $15.9 \mu\text{Sec}$ . a  $12000$  Hz con un errore percentuale  $\epsilon$ , rispetto al ritardo voluto, pari al  $0.44 \%$ . L'errore raggiunge poi lo  $0.9 \%$  per  $F = 19000$  Hz. Come si vede le variazioni del ritardo sono molto contenute; una comparazione tra gli errori percentuali tra la cellula a  $k$  costante e quella ad  $m$  derivato è riportata nella tabella seguente:

	Errore % F=3000 Hz	Errore % F=5000Hz	Errore % F=12000 Hz	Errore % F= 19000 Hz
Cellula a K costante	0	0	6.4	34.0
Cellula ad m derivato	0	0	0.44	0.9

La tabella mostra, inequivocabilmente, come la cellula ad  $m$  derivato abbia una costanza del ritardo di gran lunga superiore alla cellula a  $k$  costante; su queste differenze si dovrà ragionare quando si dovrà scegliere, in base alle necessità generali di progetto, tra la semplicità delle cellule a  $k$  costante e la costruzione più impegnativa delle cellule ad  $m$  derivato.

Per le formule necessarie al calcolo e al tracciamento delle curve specifiche dei ritardi delle cellule ad  $m$  derivato si veda l'appendice A11.

Alla luce di questi risultati si, possono riprendere i ragionamenti in merito alla "validazione dei dati di base", per le cellule ad  $m$  derivato, che suggeriscono di soddisfare la relazione:

$$\varphi_c \approx 358.55 * (r) * F < 45^\circ$$

per ottenere la costanza di  $(r)$  al variare della frequenza. In linea di massima questo vincolo consente di avere ottime condizioni di stabilità di  $(r)$ , ma in alcuni casi, visto l'andamento della curva di ritardo, e se le variazioni di  $(r)$  in essa evidenziate sono comunque soddisfacenti al fine del progetto in atto, la condizione sopra indicata può essere trascurata.

### 6.2.3 Progetto di una catena ad m derivato con parte dei componenti disponibili

Dato il numero rilevante di componenti che formano una catena di ritardo ad m derivato, per agevolare l'approvvigionamento del restante materiale non disponibile, a volte è utile l'impiego di eventuali residui di lavorazioni precedenti. L'utilizzo di materiali in giacenza riguarda ovviamente i condensatori che figurano in numero maggiore in una catena quali quelli indicati con la sigla C3 di figura 6.7. Vediamo con un esempio come affrontare questo tipo di lavoro:

#### **Dati di base:**

Sia da progettare una catena di ritardo da 22 cellule in grado di ritardare di 12.5  $\mu$ Sec per cellula una banda di segnali compresa tra 100 e 2000 Hz.

Si disponga di una serie di condensatori di precisione da 10000 pF da utilizzare in posizione C3.

#### **Validazione dei dati di base:**

Per la costanza del ritardo in funzione della frequenza deve essere:

$$\varphi_c \approx 358.55 * (r) * F < 45^\circ$$

$$\varphi_c \approx 358.55 * 12.5 * 10^{-6} \text{ Sec.} * 2000 \text{ Hz} = 8.9^\circ \quad \text{che soddisfa la condizione.}$$

#### **Calcolo di Co in dipendenza di C3:**

Si calcola il valore di Co in base al valore del C3 = 10000 pF disponibile:

Si ricordi che il valore di C3 = 2 \* C1 e che essendo:

$$C1 = Co / (2 * m^2)$$

si ha

$$C3 = 2 * C1 = 2 * Co / (2 * m^2)$$

da cui

$$Co = m^2 * C3$$

$$Co = m^2 * C3 = 1.275^2 * 10000 \text{ pF} = 16256.2 \text{ pF}$$

#### **Calcolo dei componenti fisici:**

Calcolo delle resistenze di terminazione con la nuova formula:

$$R = r / Co$$

$$R = r / Co = 12.5 * 10^{-6} \text{ Sec} / 16256.2 \text{ pF} = 768.9 \text{ ohm}$$

Calcolo dell'induttanza L con presa centrale:

$$L = r * R = 12.5 * 10^{-6} \text{ Sec} * 768.9 \text{ ohm} = 9.6 \text{ mH}$$

Calcolo di C2

$$C2 = Co * (m^2 - 1) / m^2 = 16256.2 \text{ pF} * (1.275^2 - 1) / 1.275^2 = 6256 \text{ pF}$$

### ***Calcolo delle semicellule terminali:***

Calcolo di  $L_s$ :

$$L_s = 0.251 * R * (r) = 0.251 * 768.9 \text{ ohm} * 12.5 * 10^{-6} \text{ Sec.} = 2.4 \text{ mH}$$

Calcolo di  $C_i$ :

$$C_i = 0.3617 * (r) / R = 0.3617 * 12.5 * 10^{-6} \text{ Sec.} / 768.9 \text{ ohm} = 5880 \text{ pF}$$

Calcolo di  $C_t$ :

$$C_t = 0.2509 * (r) / R = 0.2509 * 12.5 * 10^{-6} \text{ Sec.} / 768.9 \text{ ohm} = 4078.8 \text{ pF}$$

Calcolo del parallelo tra  $C_1$  e  $C_t$ :

$$\text{dove } C_1 = C_3 / 2 = 10000 \text{ pF} / 2 = 5000 \text{ pF:}$$

$$C_p = C_1 + C_t = 5000 \text{ pF} + 4078.8 \text{ pF} = 9078.8 \text{ pF}$$

### ***Calcolo dell'attenuazione:***

Si calcola l'attenuazione massima sul segnale che percorre tutte le 22 cellule:

Se  $Q = 100$  si ha:

$$A_{tc} = 22 * 0.0288 = 0.63 \text{ dB}$$

### ***Elenco dei componenti:***

N2 resistenze di terminazione:  $R = 768.9 \text{ ohm}$  (arrotondabili in  $770 \text{ ohm}$ )

N22 induttanze con presa centrale:  $L = 9.6 \text{ mH}$

N2 induttanze ordinarie:  $L_s = 2.4 \text{ mH}$

N2 condensatori:  $C_i = 5880 \text{ pF}$  +/- 1.25 %

N2 condensatori:  $C_p = 9078.8 \text{ pF}$  (arrotondabili a  $9080 \text{ pF}$  +/- 1.25 %)

N 21 condensatori  $C_3 = 10000 \text{ pF}$  +/- 1.25 %

N 22 Condensatori  $C_2 = 6256 \text{ pF}$  +/- 1.25 %

### ***Osservazioni:***

Una catena di queste dimensioni richiede accurati controlli sia per la verifica dei calcoli che dei componenti montati. Le procedure di test sono un poco laboriose e ad esse dedichiamo completamente il paragrafo seguente.

Per consentire un più rapido e sicuro utilizzo delle formule è riportato in appendice A12 un programma di calcolo per P.C. che agevola le computazioni di una catena di ritardo ad m derivato; il programma si svolge partendo dal componente disponibile C3.

#### 6.2.4 Controlli su di una catena di ritardo ad m derivato

Le catene di ritardo ad m derivato, una volta progettate, richiedono il montaggio, a livello prototipico, sul quale eseguire alcuni controlli per verificarne la correttezza di funzionamento. In un secondo tempo le catene devono essere montate in via definitiva e quindi controllate una seconda volta. I controlli hanno bisogno di alcune attrezzature di laboratorio quali voltmetro elettronico, oscillatore, frequenzimetro, oscilloscopio o fasometro, con i quali effettuare la serie di misure elencate nelle due procedure seguenti:

##### Procedura da eseguire su prototipo

##### *Controlli da eseguire sul prototipo:*

Eeguire il controllo di funzionalità generale sul prototipo della catena di ritardo a 22 cellule progettata nel paragrafo 6.2.3:

##### *Verifica preliminare delle onde stazionarie:*

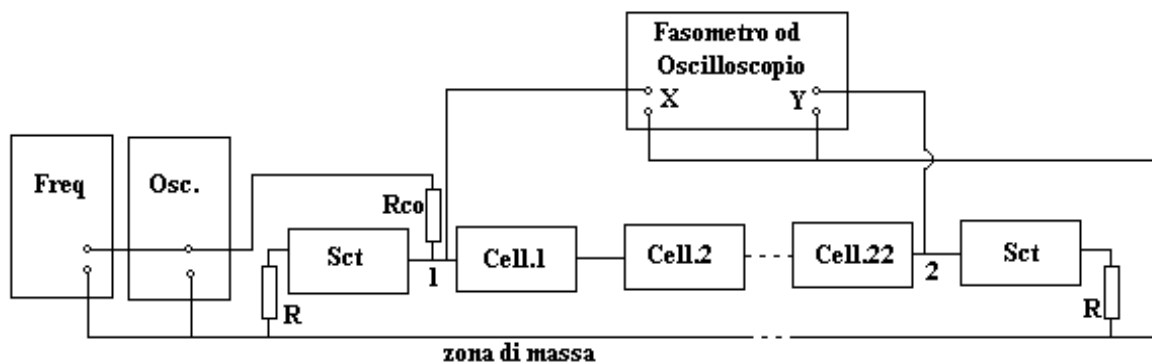
Prima di qualsiasi tipo di misura è indispensabile un controllo delle onde stazionarie secondo quanto indicato al paragrafo 6.1.6; tale procedura indicata per le catene a k costante è applicabile anche per le catene ad m derivato.

##### *Verifica della “copertura”*

Con questa dizione si intende controllare se per l'insieme delle cellule costruite esiste una frequenza particolare  $F_{co}$ , detta di copertura, per la quale lo sfasamento complessivo è di  $180^\circ$ , la frequenza  $F_{co}$  deve essere la più bassa possibile con la quale è possibile raggiungere lo sfasamento menzionato.

La procedura si esegue sulla base dello schema a blocchi di figura 6.11 ipotizzando di provare la catena di ritardo a 22 cellule progettata nel paragrafo 6.2.3.

figura 6.11



Nello schema si vede la catena e il collegamento di questa agli strumenti.

La catena è simboleggiata dai due blocchi estremi, Sct, che rappresentano le semicelle di chiusura comprensive di tutti i componenti, dai blocchi intermedi Cell.1; Cell.2; ...; Cell.22, che rappresentano le 22 cellule di ritardo anch'esse comprensive di tutti i componenti; sono evidenziate inoltre le due resistenze di chiusura R.

L'oscillatore è collegato al circuito tramite una resistenza  $R_{co} \gg R$  che consente di inviare il segnale alla catena come se l'oscillatore fosse un generatore di corrente.

Il frequenzimetro è collegato all'oscillatore per la misura diretta della frequenza emessa. Il fasometro, o l'oscilloscopio disposto nei due assi X e Y, è connesso con l'ingresso della catena (punto 1) e con l'uscita della stessa (punto 2).

La misura della copertura con il fasometro è immediata con la lettura della fase a  $180^\circ$ . La misura con l'oscilloscopio si basa sull'interpretazione delle figure di Lissajous.

Prima di illustrare la procedura di misura, vediamo di calcolare la frequenza di copertura  $F_{co}$  sulla base dei dati ottenuti dal progetto di paragrafo 6.2.3; in cui lo sfasamento di una cellula alla frequenza di 2000 Hz è risultato

$$\varphi_c \approx 358.55 * 12.5 * 10^{-6} \text{ Sec.} * 2000 \text{ Hz} = 8.9^\circ$$

Ora, per ottenere il valore della frequenza di copertura si deve stabilire quale sfasamento per cellula deve essere realizzato affinché 22 cellule sfasino complessivamente di  $180^\circ$ :

$$\varphi_c'' = 180^\circ / 22 \text{ cellule} = 8.18^\circ$$

essendo  $\varphi_c'' < \varphi_c$  si comprende che la frequenza di copertura sia inferiore a 2000 Hz; questa può essere calcolata con la formula:

$$F_{co} = \varphi_c'' / (358.55 * r \text{ Sec.})$$

Essendo  $r = 12.5 \mu\text{Sec}$ , si ha :

$$F_{co} = \varphi_c'' / (358.55 * r \text{ Sec.}) = 8.18^\circ / (358.55 * 12.5 * 10^{-6} \text{ Sec.}) = 1852.12 \text{ Hz}$$

Una volta valutata  $F_{co}$ , si esegue la procedura di misura: s'inizia a variare la frequenza dell'oscillatore da valori di poco inferiori a  $F_{co}$  a valori di poco superiori, e nel frattempo si controlla sul fasometro o sull'oscilloscopio l'andamento della fase, variando la frequenza fino a quando il valore di fase sarà di  $180^\circ$  sul fasometro o l'ellisse si sarà trasformato in un segmento sull'oscilloscopio (segmento con inclinazione come indicato [ \ ] ); in corrispondenza di uno di questi eventi si leggerà sul frequenzimetro la frequenza applicata alla catena. Il valore letto dovrà essere contenuto entro il +/- 5% di  $F_{co}$ .

Se la misura non fornisce il valore voluto di  $F_{co}$ , si devono controllare accuratamente tutti i componenti della catena di ritardo per scoprire eventuali errori di costruzione che non siano stati evidenziati durante il controllo delle onde stazionarie.

### **Procedura da eseguire su assemblaggio definitivo**

#### ***Controlli da eseguire su assemblaggio definitivo :***

Eseguire il controllo di funzionalità generale su assemblaggio definitivo su circuito stampato ripetendo tutti i controlli già eseguiti sul prototipo.

Nel caso si riscontri qualche anomalia, si proceda alla verifica della risonanza.

#### ***Verifica della "risonanza":***

Questo tipo di verifica è adatto in particolar modo quando la catena di ritardo, controllata con cura ai passi indicati al punto precedente, mostra qualche anomalia. In questi casi non è agevole, per non dire addirittura pregiudizievole per l'integrità del circuito stampato, togliere dei componenti per cercare quale di questi non risponde più, per qualsivoglia causa, alle caratteristiche originali; si tenga presente inoltre che nella catena della quale ci stiamo occupando si trovano ben 73 componenti e non è pensabile un intervento di rimozione su ciascuno di questi alla ricerca dell'anomalia.

Vi è però un sistema semplice per individuare quale, delle cellule di una catena di ritardo, non risponde più alle caratteristiche di progetto; così che, una volta individuata la cellula, si possono togliere soltanto i componenti che la costituiscono per procedere all'individuazione di quello difettoso; il sistema consiste nella misura di una particolare frequenza di risonanza che, una volta calcolata, deve risultare dalla misura sul circuito assemblato.

La misura della risonanza viene eseguita sulla base del circuito di figura 6.12 nel quale è mostrata, per semplicità, soltanto una parte di una catena sotto indagine; il circuito di misura prevede l'impiego di un oscillatore e di un voltmetro elettronico.

La frequenza di risonanza, risultante dalla misura, deve essere preliminarmente calcolata con la formula:

$$F_{ris} = (1/2 * \pi) * \sqrt{\{ 1 / [(L/2) * C_x] \}}$$

dove

$$C_x = [(C_3) / 2] + C_2$$

Se impieghiamo la formula per il calcolo di  $F_{ris}$  della nostra catena che ha:

$L = 9.6 \text{ mH}$

$C_2 = 6256 \text{ pF}$

$C_3 = 10000 \text{ pF}$

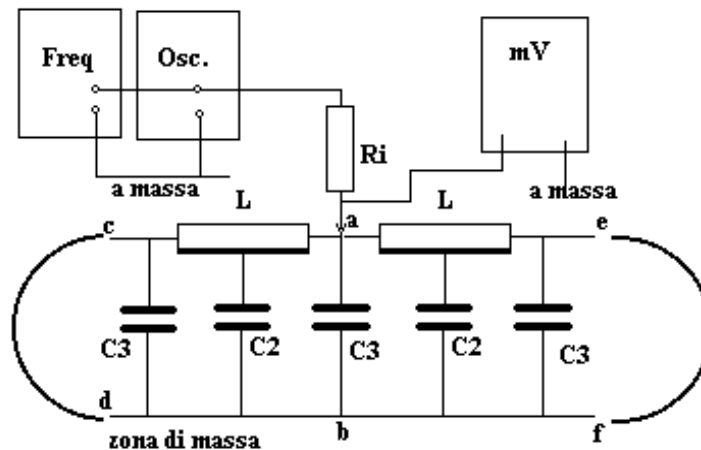
abbiamo:

$$C_x = [(C_3) / 2] + C_2 = 10000 \text{ pf} / 2 + 6256 \text{ pF} = 11256 \text{ pF}$$

$$F_{ris} = (1/2 * \pi) * \sqrt{\{ 1 / [(L/2) * C_x] \}} = (1/6.28) * \sqrt{\{ 1 / [(9.6 * 10^{-3} / 2) * 11256 * 10^{-12}] \}} = 21663 \text{ Hz}$$

L'operazione si esegue su due cellule contigue a partire dalla prima dall'inizio della catena (cioè la prima e la seconda) effettuando i seguenti collegamenti mediante pinzette adatte:

figura 6.12



Collegare (c) con (d) mediante ponticello.

Collegare (e) con (f) mediante ponticello.

Collegare tra (a) e massa la tensione dell'oscillatore iniettandola tramite  $R_i$ , dovendo essere ( $R_i \gg R$ ) si pone  $R_i = 100000 \text{ ohm}$ .

Terminati i collegamenti, si attivano gli strumenti di misura e, variando la frequenza dell'oscillatore, si individua per quale frequenza si ottiene la massima tensione in (a), si cerca cioè la frequenza di risonanza del circuito compreso tra i due ponticelli.

Si deve trovare un valore della frequenza di risonanza  $F_{ris} = 21663 \text{ Hz} \pm 4\%$ .

Le cellule si controllano a gruppi di due fino a trovare, se c'è, il gruppo la cui frequenza di risonanza non coincide con quella calcolata; a questo punto l'anomalia può essere soltanto nella seconda cellula del gruppo, dato che la prima cellula faceva parte del gruppo precedente che aveva la frequenza di risonanza corretta. Dissaldando i componenti della cellula incriminata si eseguono i controlli del caso.

### 6.2.5 Modi di pilotaggio per una catena ad m derivato

Le catene di ritardo ad m derivato sono state illustrate considerando sempre i segnali applicati come prodotti da generatori di corrente, vale a dire forniti quindi da generatori dotati di elevata impedenza d'uscita.

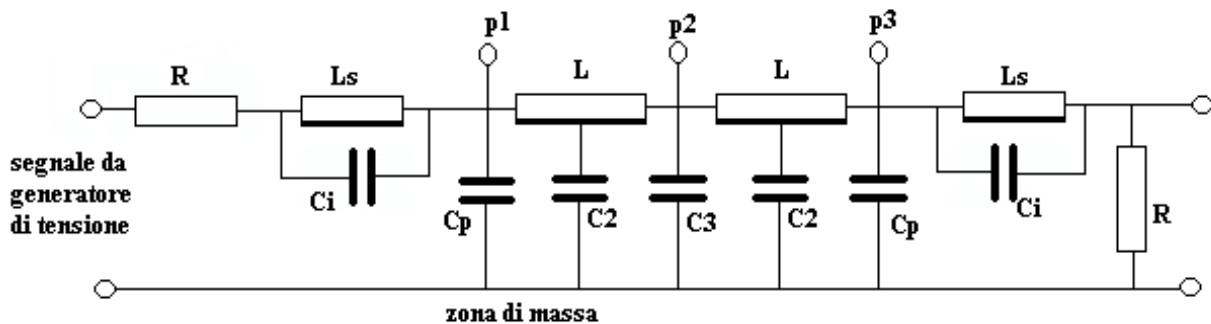
Con questa modalità di pilotaggio il segnale si trova, nel punto d'iniezione, ad un tempo  $t = 0$  rispetto ai tempi  $t = (r)$ ,  $t = 2 * (r)$ , e così via, individuati rispettivamente all'uscita della prima cellula di ritardo, della seconda, e delle successive.

Una catena di ritardo pilotata di corrente mantiene, pertanto, all'uscita delle diverse cellule, una relazione precisa rispetto al tempo d'applicazione del segnale.

Questa caratteristica è fondamentale per molte applicazioni ma non indispensabile per altre; in alcuni casi non ha alcuna importanza che esista un riferimento temporale preciso rispetto al segnale applicato, è sufficiente disporre di un segnale ritardato di un valore  $0, (r), 2 * (r), 3 * (r), \dots, n * (r)$ , senza alcun riferimento di tempo con l'origine del segnale.

Quando ricorrono i casi sopra accennati, la catena di ritardo può essere pilotata di tensione, secondo una schema elettrico un poco diverso da quelli ai quali siamo stati abituati; lo schema in oggetto è mostrato in figura 6.13.

figura 6.13



Affinché il pilotaggio si possa ritenere di tensione, per assicurare un corretto funzionamento della catena di ritardo, è indispensabile che l'impedenza,  $Z_g$ , del generatore sia:

$$Z_g \approx R / 100$$

In questo circuito la tensione applicata percorre la catena di ritardo ad un livello metà (-6dB) rispetto al livello fornito dal generatore.

Non essendo noto il ritardo prodotto dalla semicellula d'ingresso, il riferimento a ritardo  $t = 0$  viene assunto al punto p1; il ritardo  $t = (r)$  al punto p2 e così via, senza aver alcun riferimento quantizzato con il tempo zero del segnale.

In questa nuova configurazione della catena valgono tutte le osservazioni le computazioni le misure ed i controlli adottati per le catene pilotate di corrente.

Per chiudere questo argomento, è utile un confronto tra i due circuiti elettronici necessari per il pilotaggio di corrente o di tensione delle catene di ritardo; questi circuiti sono mostrati rispettivamente nelle figure 6.14 e 6.15.

In figura 6.14 è tracciato lo schema elettrico di un generatore di corrente in grado di pilotare una catena di ritardo.

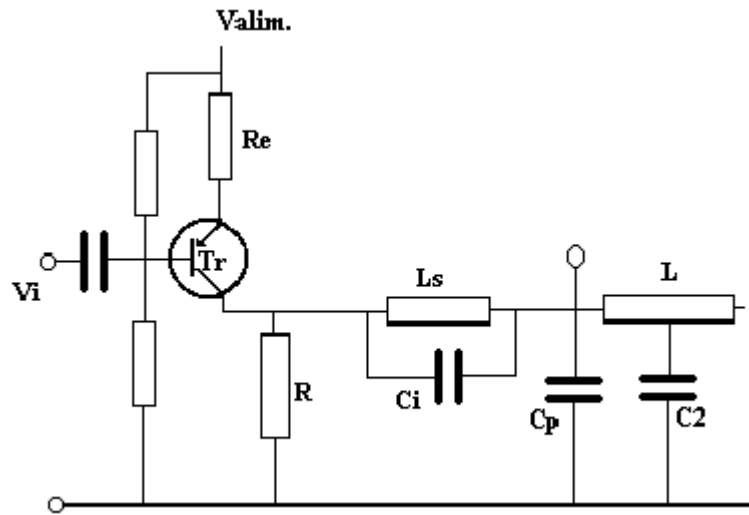
Nello schema, per semplificare il disegno, è tracciata soltanto la parte iniziale della catena di ritardo. Il circuito è realizzato con un transistor complementare che deve avere un valore di  $h_{oe}$  tale che sia:

$$h_{oe} \approx 1 / ( 100 * R )$$



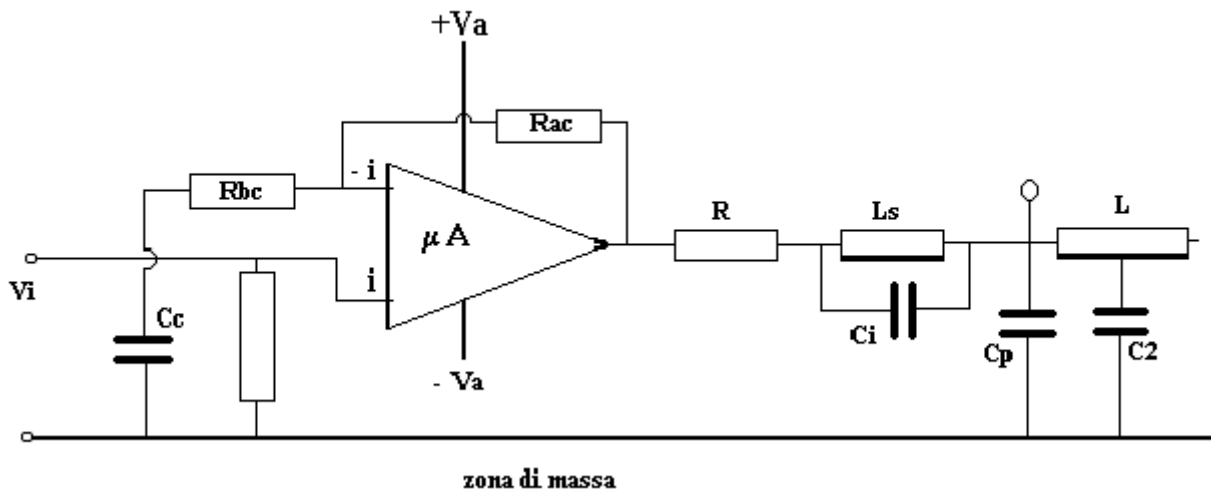
Per il dimensionamento del generatore di corrente si può vedere quanto scritto nel paragrafo 5.5.

figura 6.14



In figura 6.15 è tracciato invece lo schema elettrico di un generatore di tensione in grado di pilotare una catena di ritardo. Nello schema, per semplificare il disegno, è tracciata soltanto la parte iniziale della catena di ritardo. Il circuito è realizzato con un circuito integrato per il dimensionamento del quale si può vedere quanto scritto nel paragrafo 5.5.

figura 6.15



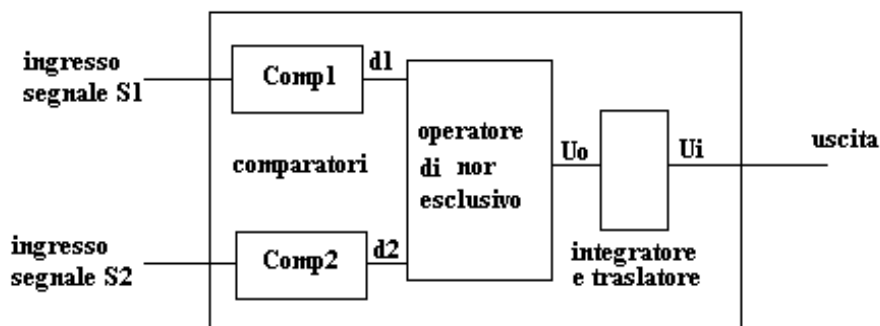
## Cap. 7 Circuiti elettronici per la misura della correlazione tra segnali

La misura della correlazione tra i segnali è un metodo teoricamente molto complesso ma estremamente semplice da realizzarsi con i circuiti elettronici.

Per poter costruire ed impiegare un circuito per la correlazione non è necessario conoscerne la teoria, è sufficiente comprendere le poche regole che guidano il progetto e la manualità per le sue messe a punto e per il suo utilizzo; le prestazioni che questo circuito può fornire sono tali da stupire il tecnico per come, con circuitazione così modesta, sia possibile ottenere risultati tanto importanti. Sotto il nome di “correlazione” sono compresi un notevole numero di processi per l’indagine sulla natura ed il comportamento dei segnali analogici, quali ad esempio: la ricerca di disturbi parassiti comuni presenti all’uscita di due o più amplificatori, l’individuazione di piccoli segnali coperti dai disturbi, il controllo dell’estraneità di radici comuni tra due segnali, la misura della relazione di fase tra due segnali monocromatici e, ancora, diverse problematiche riguardanti i segnali elettrici. Due segnali elettrici apparentemente indifferenti l’uno all’altro possono avere in comune quantità di energia legate da particolari relazioni di polarità nel tempo. Analizzandoli con le tecniche di correlazione si possono evidenziare eventuali legami esistenti e misurarne la quantità rispetto a l’ampiezza complessiva dei segnali.

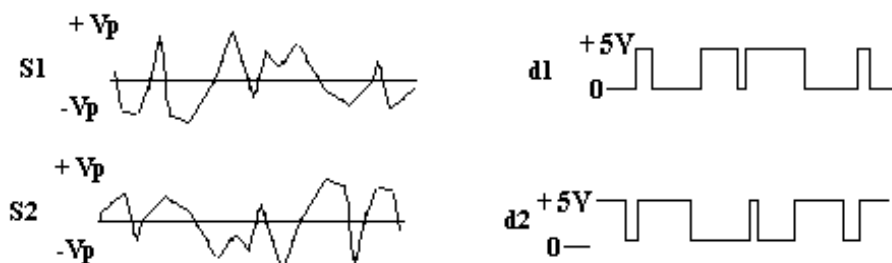
Con la dizione di “correlatore” si identifica un dispositivo elettronico caratterizzato da due ingressi, ai quali applicare i segnali da misurare, ed una uscita che, in base alle proprie caratteristiche d’ampiezza nel tempo, indica quale interdipendenza esiste tra i due segnali applicati all’ingresso. Lo schema a blocchi di un correlatore è mostrato in figura 7.1

figura 7.1



I segnali analogici d’ingresso al correlatore, S1 ed S2, sono applicati ciascuno ad un comparatore di livello affinché possano essere trasformati a due stati per l’operazione successiva; detta di nor esclusivo; questa prima trasformazione è mostrata in figura 7.2

figura 7.2



Il segnale analogico S1, del tipo a larga banda, riportato in figura 7.2 in alto a sinistra, è applicato al comparatore Comp1 che lo trasforma in segnale a due stati come mostrato dall’onda rettangolare indicata con d1.

Il segnale analogico S2, del tipo a larga banda, riportato in figura 7.2 in basso a sinistra, è applicato al comparatore Comp2 che lo trasforma in segnale a due stati come mostrato dall'onda rettangolare indicata con d2 ( per questo tipo di trattamento dei segnali si veda paragrafo 4.16 ). La seconda operazione è affidata al blocco di figura 7.1, indicato come "operatore di nor esclusivo". Il compito dell'operatore di nor esclusivo è di rivelare le coincidenze tra le polarità dei segnali S1 ed S2 che si manifestano nel tempo, ora positive ora negative, come evidenziate chiaramente dagli stati dei due segnali a due stati d1 e d2. Quando i segni dei segnali analogici S1 ed S2 sono positivi, (+Vp) il livello degli stati d1 e d2 è di + 5V, quando i segni dei segnali analogici S1 ed S2 sono negativi (-Vp), il livello degli stati d1 e d2 è di 0V.

L'operatore di nor esclusivo rende alla sua uscita Uo un livello istantaneo positivo quando i segnali analogici S1 ed S2 hanno istantaneamente la stessa polarità sia positiva che negativa, rende un livello istantaneo zero quando i segnali analogici S1 ed S2 hanno istantaneamente polarità opposte ( condizione che vede S1 positivo quando S2 è negativo e viceversa).

Si riporta di seguito la tabella che illustra la caratteristica funzionale dell'operatore nor esclusivo in dipendenza delle polarità istantanee dei segnali d'ingresso:

Polarità di S1	Polarità di S2	Livello di Uo
+	+	+
-	-	+
+	-	0
-	+	0

Dato che le polarità dei segnali variano continuamente nel tempo, anche il livello di Uo varia nel tempo e non è misurabile con facilità. Per mediare i valori di Uo ed immagazzinarli, sommandoli nel tempo affinché possano essere misurati, interviene la terza ed ultima operazione indicata nel blocco di figura 7.1 come "integratore"; per questo circuito, già ampiamente trattato nell'appendice A 4, dobbiamo aggiungere che, oltre al compito di integratore, svolge anche quello di traslatore di livello, in modo da trasformare i livelli "Alti" di Uo in tensioni "Positive" ed i livelli "Bassi" di Uo in tensioni "Negative".

All'uscita del circuito integratore è disponibile infine il risultato del processo di correlazione che ora andiamo a commentare:

Se S1 ed S2 hanno all'istante la stessa polarità, positiva o negativa, l'uscita Uo sarà alta, ma all'uscita Ui dell'integratore potrà permanere alta (Positiva) soltanto se le condizioni istantanee di uguale polarità saranno mantenute nel tempo. Se le condizioni istantanee di tale polarità sono mantenute nel tempo, significa che due segnali sono in stretta relazione tra loro, cioè sono tra loro "Correlati" ovvero sono "Coerenti".

Se S1 ed S2 hanno all'istante polarità opposte, l'uscita Uo sarà bassa, ma all'uscita Ui dell'integratore potrà permanere bassa (Negativa) solo se le condizioni istantanee di opposta polarità saranno mantenute nel tempo. Se le condizioni istantanee di tale polarità sono mantenute nel tempo, significa che due segnali sono in stretta relazione opposta tra loro, vale a dire che i segnali sono tra loro "Inversocorrelati".

Se S1 ed S2 hanno in alcuni istanti successivi la stessa polarità, positiva o negativa, ed in altri istanti polarità opposta, l'uscita Uo sarà in alcuni istanti alta ed in alcuni istanti bassa, ma all'uscita Ui dell'integratore si otterrà una media che tenderà verso i livelli alti ( Positivi); se la percentuale del tempo in cui le polarità di S1 ed S2 coincidono è più elevata di quanto non sia elevata la

percentuale del tempo in cui le polarità non coincidono, si dice che i segnali sono tra loro “Parzialmente correlati”.

Se S1 ed S2 hanno in alcuni istanti successivi la stessa polarità, positiva o negativa, ed in altri istanti polarità opposta, l’uscita Uo sarà in alcuni istanti alta ed in alcuni istanti bassa, ma all’uscita Ui dell’integratore si otterrà una media che tenderà verso i livelli bassi (Negativi); se la percentuale del tempo in cui le polarità di S1 ed S2 non coincidono è più elevata di quanto non sia elevata la percentuale del tempo in cui le polarità coincidono, si dice che i segnali sono tra loro “Parzialmente inversocorrelati”.

Se S1 ed S2 hanno per la metà del tempo, in istanti successivi, la stessa polarità, positiva o negativa, e per l’altra metà del tempo, in istanti successivi, polarità opposta, l’uscita Uo sarà per la metà del tempo alta e per l’altra metà del tempo bassa; di conseguenza all’uscita Ui dell’integratore si otterrà una media che tenderà verso i livelli di tensione zero. In questo caso si dice che i segnali sono tra loro “Scorrelati” ovvero sono “Incoerenti”.

Da quanto esposto si comprende come la tensione all’uscita dell’integratore possa variare in un’ampia gamma di livelli, compresi tra il livello più basso ( Negativo) e quello più alto (Positivo), in funzione del grado di interdipendenza tra S1 ed S2: questa è la caratteristica fondamentale di un circuito di correlazione.

Possiamo ora riassumere, nei termini nuovi relativi alle misure di correlazione tra segnali, le definizioni che ricorreranno, nel prosieguo di questo capitolo, indifferentemente per segnali unifrequenziali e per segnali definiti in bande di frequenza:

- Quando due segnali S1 ed S2 sono tra loro “Correlati” il circuito correlatore rende in uscita la massima tensione positiva continua per il quale è stato progettato.
- Quando due segnali S1 ed S2 sono tra loro “Inversocorrelati” il circuito correlatore rende in uscita la massima tensione negativa continua per il quale è stato progettato.
- Quando due segnali S1 ed S2 sono tra loro “Parzialmente correlati” il circuito correlatore rende in uscita una tensione positiva continua di livello intermedio che dipende dal grado di correlazione tra i due segnali.
- Quando due segnali S1 ed S2 sono tra loro “Parzialmente inversocorrelati” il circuito correlatore rende in uscita una tensione negativa continua di livello intermedio che dipende dal grado di inversocorrelazione tra i due segnali.
- Quando due segnali S1 ed S2 sono tra loro “Scorrelati” il circuito correlatore rende in uscita una tensione continua di livello zero.

In tutti i casi sopra esposti, alla tensione continua in uscita dall’integratore, è sovrapposta una piccola quota di tensione di rumore detta “Varianza”; l’ampiezza della varianza sarà tanto più piccola quanto più elevata sarà la costante di tempo dell’integratore.

L’ampiezza della tensione continua in uscita dall’integratore varia, sia per le diverse condizioni di correlazione tra i segnali, quali quelle indicate nell’elenco sopra impostato, sia per la presenza di eventuali disturbi che possono interferire sui segnali S1 ed S2; quest’ultima caratteristica sarà sfruttata ad arte, come avremo modo di vedere, per la misura precisa della quantità dei disturbi che inquinano i segnali.

## 7.1 La circuitazione elettronica di un correlatore

Dopo la descrizione di massima sul funzionamento di un correlatore vediamo, di seguito, come progettare la circuitazione. Il lavoro dovrà tendere alla realizzazione di una struttura elettronica che rispetti lo schema a blocchi di figura 7.1 mediante l'impostazione dei dispositivi che lo compongono:

- Comparatori d'ingresso
- Operatore della funzione nor esclusivo
- Integratore traslatore

### 7.1.1 Circuiti comparatori d'ingresso

I due blocchi relativi ai comparatori devono essere dimensionati in base alle presunte caratteristiche dei segnali S1 ed S2 da applicare all'ingresso e sul tipo dei segnali, d1 e d2, da fornire in uscita; gettiamo le basi del progetto secondo la solita procedura:

#### *Dati di base:*

Siano da progettare due comparatori in grado di lavorare con:

-livelli minimi di segnale dell'ordine  $S1 = 10 \text{ mVeff}$ .  $S2 = 10 \text{ mVeff}$ .

-livelli massimi di segnale dell'ordine  $S1 = 1 \text{ Veff}$ .  $S2 = 1 \text{ Veff}$ .

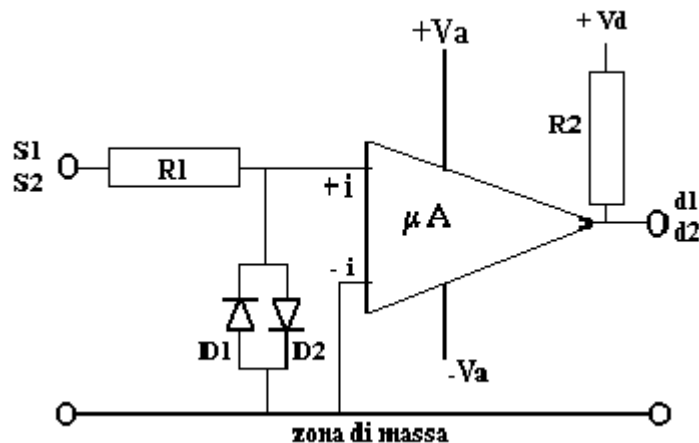
in bande di frequenze comprese tra 1000 Hz e 5000 Hz.

Idonei a fornire in uscita tensioni rettangolari, d1 e d2, comprese tra 0V e + 5V su di un carico di 5000 ohm.

#### *Scelta e dimensionamento del circuito di comparazione:*

In base a quanto già studiato nel paragrafo 4.16 adottiamo lo schema base di figura 4.38 per adattarlo alle nostre esigenze così come riportato in figura 7.3

figura 7.3



In figura è riportato lo schema elettrico d'impiego del comparatore LM139A; l'integrato riceve, tramite R1, il segnale analogico da trasformare in due stati sull'ingresso non invertente; la sensibilità dell'integrato prescelto, in grado di cambiare stato per tensioni minime dell'ordine di 3-4 mV, ben si adatta ai livelli minimi dei segnali dichiarati in 10 mV eff (14 mVp); la presenza dei diodi D1 e D2 assicura un corretto funzionamento del comparatore anche ai livelli massimi denunciati a livello di 1 Veff (1.4 Vp).

Essendo la velocità di commutazione di stato di questi integrati dell'ordine di 2  $\mu\text{Sec}$ , si possono trattare con questi circuiti segnali aventi frequenze di oltre 100 KHz; ciò assicura l'impiego dello stesso nel campo delle frequenze di lavoro indicate nei dati di base tra 1000 e 5000 Hz.

Il terminale d'uscita dell'integrato è connesso, all'interno dello stesso, con un transistor a collettore aperto che consente di avere in uscita il livello logico voluto grazie alla resistenza R2 collegata alla tensione di alimentazione Vd.

Per fornire in uscita tensioni rettangolari, d1 e d2, comprese tra 0V e + 5V su di un carico di 5000 ohm dovremo assegnare a Vd il livello di +10V ed ad R2 un valore di 4700 ohm.

Non essendo specificato nulla a riguardo della resistenza d'ingresso R1 del comparatore, si può assegnare ad essa un valore di 10 Kohm.

***Osservazioni:***

Se il progetto prevedesse l'elaborazione di segnali a frequenze molto alte, si dovrebbero selezionare comparatori con caratteristiche adatte o, se del caso, sarebbe necessario progettare circuiti dedicati alla limitazione dei segnali in alta frequenza.

### 7.1.2 L'operatore di nor esclusivo

Il blocco relativo all'operatore di nor esclusivo, mostrato in figura 7.1, deve essere dimensionato in base alla tabella caratteristica della funzione richiesta e deve poter funzionare con i segnali forniti dai due circuiti comparatori. Vediamo come impostarne il progetto:

#### **Dati di base:**

Sia da progettare un circuito a transistori per realizzare la funzione di nor esclusivo secondo la seguente tabella caratteristica:

Polarità d1	Polarità d2	Livello di Uo
+5V	+5V	+10V
0V	0V	+10V
+5V	0V	0 V
0V	+5 V	0V

dove con d1 e d2 s'intendono i segnali a due stati generati dai circuiti comparatori, e con Uo il livello e gli stati d'uscita del circuito.

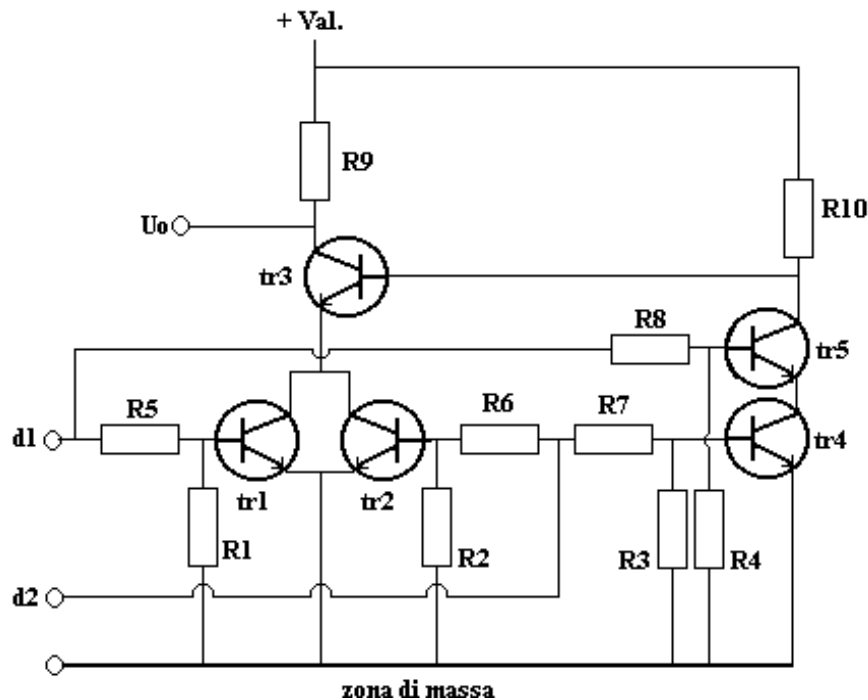
Per accoppiare il nuovo circuito con i comparatori sono richieste resistenze d'ingresso di 5000 ohm.

La resistenza d'uscita deve essere inferiore a 5000 ohm.

#### **Scelta del circuito e dimensionamento dei componenti:**

Per la realizzazione dell'operatore di nor esclusivo è stato impostato un circuito elettronico a transistori di struttura semplice, altre configurazioni possono essere ideate purché rispettino i dati di base. Il circuito in oggetto è formato con cinque transistori del tipo NPN così come mostrato in figura 7.4.

figura 7.4



Tutti i transistori del circuito di figura 7.4 lavorano a due stati; o sono in saturazione o sono interdetti; vediamo il loro comportamento secondo la tabella fornita dai dati di base. I segnali a due stati, d1 e d2, generati dai comparatori, sono applicati ai corrispondenti punti del circuito di figura 7.4 e ne condizionano lo stato dell'uscita Uo come segue:

- d1 = +5V e d2 = +5V  
Tr1 e Tr2 sono in saturazione  
Tr4 e Tr5 sono in saturazione  
Tr3 ha la base a massa per la saturazione di Tr4 e Tr5 ed è interdetto: Quindi Uo = + 10V
- d1 = 0V e d2 = 0V  
Tr1 e Tr2 sono interdetti  
Tr4 e Tr5 sono interdetti  
Tr3 ha l'emettitore aperto per l'interdizione di Tr4 e Tr5 ed è interdetto: Quindi Uo = + 10V
- d1 = +5V e d2 = 0V  
Tr1 è in saturazione e Tr2 è interdetto  
Tr4 e Tr5 sono interdetti  
Tr3 ha la base positiva per l'interdizione di Tr4 e può saturare per la saturazione di Tr1  
Quindi Uo = 0V
- d1 = 0V e d2 = +5V  
Tr1 è interdetto e Tr2 è in saturazione  
Tr4 e Tr5 sono interdetti  
Tr3 ha la base positiva per l'interdizione di Tr5 e può saturare per la saturazione di Tr2  
Quindi Uo = 0V

Analizziamo ora la problematica relativa al dimensionamento dei componenti.

Vista la tensione d'alimentazione di soli +10V ed il campo di frequenze impiegate, i transistori possono essere del tipo 2N1711.

Tutti i transistori, secondo i tempi d'intervento, sono portati in saturazione con le resistenze di carico R9 ed R10, dove R9, che rappresenta la resistenza d'uscita, è richiesta, dai dati di base, non superiore a 5000 ohm; assumiamo pertanto R9 = 3300 ohm e, per semplicità, anche R10 = 3300 ohm. Valutiamo la corrente massima nei rami in conduzione ( Tr1 e Tr3 ), ( Tr2 e Tr3), (Tr4 e Tr5). Assumendo Vce(sat) = 0.3 V, abbiamo:

$$I_c = [V_{al.} - 2 * V_{ce(sat)}] / R_9 = [10V - 2 * 0.3 V] / 3300 \text{ ohm} = 2.8 \text{ mA}$$

Assumendo ora il valore di hfe minimo per i transistori 2N1711, possiamo calcolarne le correnti di base:

$$I_b = I_c / h_{fe} = 2.8 \text{ mA} / 100 = 28.4 \mu\text{A}$$

La tensione di pilotaggio delle basi andrà da un minimo di 0.7 V, per i transistori con l'emettitore a massa, a 0.7 + Vce(sat), per il transistor Tr5.

Le resistenze di pilotaggio dovranno garantire quanto ora calcolato.

Poiché le resistenze di pilotaggio delle basi di Tr1, Tr5, devono essere pilotate contemporaneamente da un comparatore, la resistenza complessiva deve essere di 5000 ohm, così come previsto dalle caratteristiche dei comparatori stessi.



Per le resistenze di pilotaggio delle basi di Tr2, Tr4, che devono essere pilotate anch'esse da un unico comparatore, la resistenza complessiva deve essere di 5000 ohm.

Queste condizioni impongono pertanto per  $R5 = R6 = R7 = R8$  valori di 10 Kohm; si tratta ora di vedere se dette resistenze assicurano le correnti di base richieste dalla saturazione dei transistori

Dato che le tensioni dei comparatori raggiungono il livello  $d1 = d2 = +5V$ , possiamo scrivere per il transistor più critico (Tr5):

$$I_b = [+5V - V_{be} - V_{ce(sat)}] / R_8 = [+5V - 0.7 - 0.3] / 10000 \text{ ohm} = 400 \mu\text{A}$$

Per le correnti di base di tutti gli altri transistori con l'emettitore a massa abbiamo:

$$I_b = [+5V - V_{be}] / R_5 = [+5V - 0.7] / 10000 \text{ ohm} = 430 \mu\text{A}$$

valore di  $I_b$  molto maggiore dei 28.4  $\mu\text{A}$  richiesti per la saturazione.

Non resta ora che controllare la corrente di base per la saturazione di Tr3:

$$I_b = [+10V - V_{be} - V_{ce(sat)}] / R_{10} = [+10V - 0.7 - 0.3] / 3300 \text{ ohm} = 2.7 \text{ mA}$$

che risulta più che abbondante.

Per quanto riguarda le resistenze di chiusura delle basi di Tr1, Tr2, Tr4, Tr5, è sufficiente che esse non sottraggano troppa corrente alle basi; accettando una detrazione del solo 10% circa, si possono fissare i seguenti valori:

$$R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = 100 \text{ Kohm}$$

Essendo il circuito alimentato con tensione continua di +10 V, i valori dei resistori possono essere da ¼ w.

### ***Controlli generali del circuito:***

Il controllo della funzionalità statica del circuito è fattibile semplicemente mediante l'impiego di due deviatori con i quali smistare agli ingressi d1 e d2 due tensioni continue positive, in modo da verificare il comportamento del circuito secondo la tabella sopra riportata.

Il controllo della funzionalità dinamica è operazione più impegnativa in quanto implica il montaggio di tutto il circuito di correlazione che, dopo le opportune messe a punto, può essere testato secondo particolari procedure che saranno di seguito indicate.

### ***Osservazioni:***

Per garantire stabilità dei livelli della tensione d'uscita  $U_o$ , il circuito deve essere alimentato con tensione stabilizzata di +10V +/- 0.2V.

Per lavorare a frequenze più elevate di 100 Khz è necessario selezionare transistori adatti e prevedere montaggi circuitali accurati con collegamenti corti su supporto in circuito stampato.

Per informazione si rende noto quanto segue: il circuito di figura 7.4 ha un analogo nel circuito integrato digitale CD4030 (or esclusivo) che ha una tabella con  $U_o$  di segno opposto rispetto a quella sopra indicata; l'impiego di questo circuito integrato non viene qui proposto perché si ritiene che per la progettazione dei circuiti elettronici analogici, sia molto più proficua la comprensione, lo sviluppo ed il controllo della struttura di figura 7.4.

### 7.1.3 L'integratore e il traslatore d'uscita

Il blocco contenente l'integratore ed il traslatore d'uscita ( figura 7.1) deve essere dimensionato in base alle caratteristiche imposte dai dati di base. Vediamo quali:

#### ***Dati di base:***

Il circuito integratore deve avere una costante di tempo di 1 Sec.

La resistenza d'ingresso deve risultare almeno 30 volte la resistenza d'uscita dell'operatore di nor esclusivo.

Il circuito deve essere dotato di traslatore di livello in grado di traslare la tensione ai capi dell'integratore, che naturalmente si estende da livello zero a livelli positivi, in modo possa variare, in uscita dal correlatore, tra livelli negativi e livelli positivi.

Il circuito deve altresì consentire il trasferimento della tensione d'uscita del correlatore su bassa impedenza a scopo di misura.

#### ***Impostazione del circuito integratore:***

Il circuito integratore ha il compito di elaborare le tensioni d'uscita  $U_o$ , dell'operatore di nor, in modo da mediane i valori ed immagazzinarli, sommandoli nel tempo affinché possano essere misurati. Per questa funzione è stato impostato il circuito di figura 7.5:

Nello schema la cellula d'integrazione è formata dai componenti  $R_i$  e  $C_i$ ; la tensione  $U_i$ , ai capi di  $C_i$ , potrà variare da un "minimo" di 0V ( quando i segnali S1 ed S2 sono inversocorrelati) a un massimo di +10V ( quando i segnali S1 ed S2 sono correlati).

Per una costante di tempo di 1 Sec. e per avere  $R_i = 30$  volte la resistenza d'uscita del circuito nor esclusivo, così come richiesto dai dati di base, il valore di  $R_i$  può essere fissato in 100 Kohm e il valore di  $C_i$  in 10  $\mu$ F ( si ricordi che la costante di tempo è espressa in secondi per  $C_i$  in  $\mu$ farad e  $R_i$  in Mohm).

#### ***Impostazione del circuito traslatore:***

Il traslatore d'uscita, formato dall'integrato  $\mu A1$  dello schema di figura 7.5, svolge le seguenti funzioni:

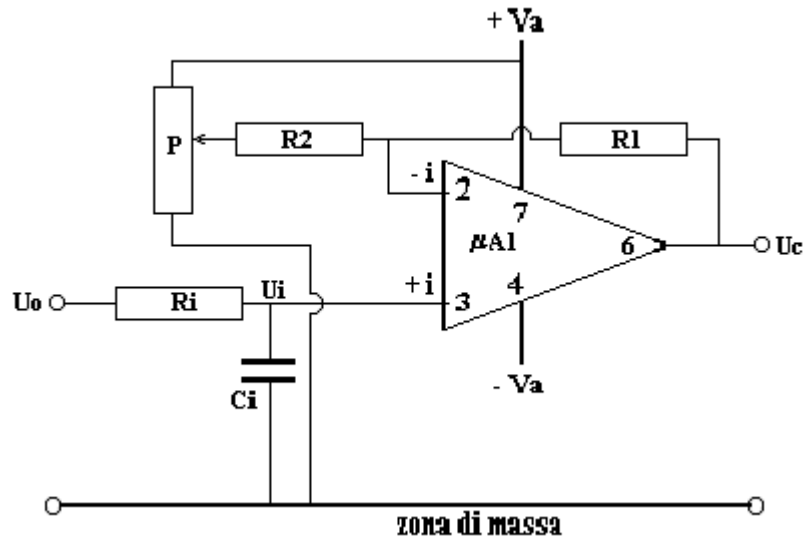
Amplifica di 1.2 volte il livello di  $U_i$

Trasla il livello di  $U_i$  amplificato affinché per  $U_i = +10V$  si abbiano in uscita  $U_c = +6V$

Trasla il livello di  $U_i$  affinché per  $U_i = 0V$  si abbiano in uscita  $U_c = -6V$

Consente l'accoppiamento della cellula d'integrazione con i circuiti di misura esterni al correlatore.

figura 7.5



Lo schema di figura 7.5 mostra l'integrato con la rete di controreazione in corrente continua formata da R1 ed R2, il potenziometro P serve per eseguire la traslazione di livello, un integrato LM308 si adatta egregiamente allo scopo.

Essendo il guadagno

$$G_{cc} = (R1 + R2) / R2 = 1.2$$

e dovendo essere per la stabilita  $R1 // R2 = Ri = 100 \text{ Kohm}$ ,

si ha  $R1 = 120 \text{ Kohm}$  (arrotondabile a 150 Kohm)

$R2 = 600 \text{ Kohm}$  (arrotondabile a 680 Kohm)

Il circuito deve essere alimentato con tensioni stabilizzate di  $V_a = \pm 12 \text{ V}$ ; il potenziometro di regolazione della traslazione deve avere un valore di 10 Kohm.

Il circuito così disegnato non può funzionare, avendo l'ingresso non invertente scollegato da massa; per il corretto funzionamento deve essere effettuato il collegamento di Ri con l'uscita dell'operatore di nor.

**Osservazioni:**

La regolazione del traslatore, mediante la rotazione del potenziometro P, deve avvenire una volta uniti i tre blocchi circuitali che costituiscono il correlatore.

La taratura precisa deve essere fatta contestualmente al controllo della funzionalità dinamica del circuito di correlazione con l'ausilio di particolari generatori di segnali.

## 7.2 Operazioni di controllo e taratura del circuito di correlazione

Il circuito di correlazione deve essere opportunamente tarato e controllato se lo si vuole impiegare come strumento di misura; la messa a punto consiste nell'applicazione al correlatore di segnali S1 e S2 completamente indipendenti tra loro.

I segnali dei quali abbiamo accennato possono essere originati da due circuiti generatori di rumore del tipo di quello progettato nel paragrafo 4.15 che, ricordiamo, ha le seguenti caratteristiche: Tensione di rumore in uscita circa:  $0.1 V_{eff}$

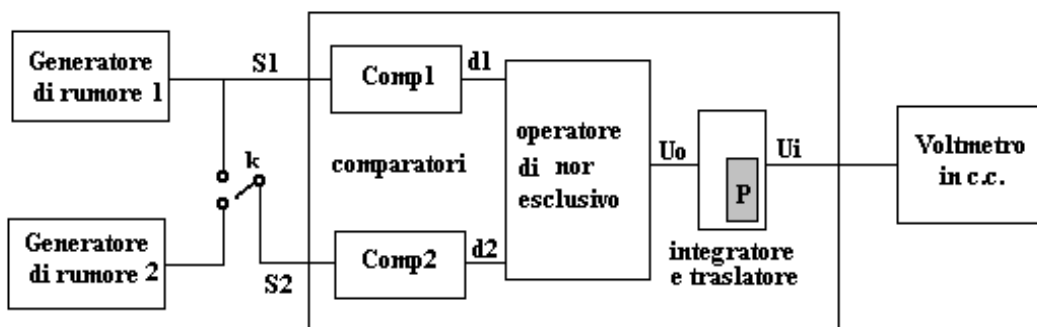
Banda del rumore generato: 10 Hz - 1000 Hz a -3 dB

Pendenza dello spettro di rumore: 6 dB/ottava.

Con generatori di questo tipo si possono ottenere due segnali, S1 ed S2, totalmente incoerenti così come è richiesto per la procedura che andremo ad esporre.

Lo schema a blocchi per il controllo e la regolazione del circuito di correlazione è mostrato in figura 7.6.

figura 7.6



La figura riporta lo schema a blocchi del correlatore, già tracciato in figura 7.1, al quale sono collegati i due generatori di rumore, dei quali abbiamo parlato, ed un commutatore k di servizio. L'uscita del correlatore è applicata ad un voltmetro elettronico in corrente continua.

Nel blocco integratore e traslatore è stato inoltre evidenziato il potenziometro di regolazione P.

Descriviamo di seguito la procedura di taratura con riferimento allo schema a blocchi:

### **Predisposizioni circuitali:**

1<sup>a</sup>) Collegare il circuito ai generatori utilizzando cavetti schermati, predisporre sotto tutta la circuitazione una piastra di metallo, ricoperta di materiale isolante, connessa con un cavetto alla massa del circuito di correlazione. Non alimentare i due generatori di rumore con la stessa batteria.

2<sup>a</sup>) Per la seconda predisposizione ricordiamo quanto scritto in precedenza:

**Alla tensione continua in uscita dall'integratore, è sovrapposta una piccola quota di tensione di rumore detta "Varianza"; l'ampiezza della varianza sarà tanto più piccola quanto più elevata sarà la costante di tempo dell'integratore.**

E' opportuno ridurre la varianza in modo da poter eseguire le misure della tensione d'uscita del correlatore con meno incertezze; per far ciò è sufficiente sostituire il condensatore Ci da 10  $\mu F$  con uno da 100  $\mu F$ . Questa sostituzione altera ovviamente la costante di tempo di progetto ma è indispensabile in questa fase, soltanto dopo le operazioni di taratura dovrà essere ripristinato il valore originale di Ci.

3<sup>a</sup>) La terza predisposizione prevede il posizionamento del commutatore k nella posizione in cui è disegnato nello schema a blocchi.

### ***Taratura per S1 ed S2 incoerenti:***

La prima operazione consiste in una taratura e prevede l'applicazione dei segnali al correlatore, tali che S1 ed S2 siano incoerenti tra loro, ovvero "Scorrelati".

Quando due segnali S1 ed S2 sono tra loro "Scorrelati", il circuito correlatore deve rendere in uscita una tensione continua di livello zero.

Questa condizione deve essere evidenziata dalla tensione misurata dal voltmetro collegato in uscita; è naturale che all'accensione di tutto il sistema detta tensione non sia nulla, si deve agire sul potenziometro P affinché, ruotandolo, si ottenga in uscita il livello di 0V voluto.

### ***Controllo per S1 ed S2 coerenti:***

La seconda operazione consiste in un controllo e prevede l'applicazione dei segnali al correlatore, tali che S1 ed S2 siano coerenti tra loro, ovvero "Correlati".

Questa condizione dei segnali si ottiene spostando il commutatore k affinché entrambi i segnali, S1 ed S2, siano prelevati dallo stesso generatore di rumore numero 1.

È opportuno che in questa fase il generatore di rumore numero 2 venga spento.

Quando due segnali S1 ed S2 sono tra loro "Correlati", il circuito correlatore deve rendere in uscita una tensione continua positiva di livello pari a circa + 6V definita come VcorMax.

Questa condizione deve essere evidenziata dalla tensione misurata dal voltmetro collegato in uscita; detta tensione non sarà esattamente di + 6V ma di un valore prossimo ad essa entro +/- 10%; si dovrà rilevare tale valore di VcorMax e prenderne nota come caratteristica del correlatore.

Non sono accettabili differenze superiori a quelle indicate, se ciò accade, è necessario:

Ricontrollare il circuito operatore di nor esclusivo così come indicato nel paragrafo 7.1.2.

Controllare che il collegamento al generatore numero 1 non sia influenzato da sorgenti esterne di segnali quale può essere ad esempio " la presenza di un saldatore a fianco del circuito".

Non ritoccare il potenziometro P nel tentativo di riportare la tensione entro i limiti indicati; se sussistono dubbi su eventuali errori di taratura di P, ripetere le tali operazioni dall'inizio con S1 ed S2 scorrelati.

### ***Osservazioni:***

Si devono osservare due caratteristiche del circuito di correlazione che emergono durante le fasi di controllo e taratura:

Quando il correlatore è collegato ai due generatori di rumore, per avere S1 ed S2 tra loro scorrelati, la varianza, anche con il valore di C1 incrementato, provoca sensibili variazioni della tensione d'uscita attorno al valore 0V; questa situazione costringe la regolazione di P mediando a vista tra i valori di tensione che superano lo zero e valori di tensione che sono inferiori a zero. Vedremo in seguito come è possibile valutare il valore efficace della varianza.

Quando il correlatore è collegato ad un solo generatore di rumore, per avere S1 ed S2 tra loro correlati, l'effetto della varianza è praticamente irrilevante e non esiste difficoltà alcuna nel misurare la tensione continua in uscita dal correlatore.

### 7.3 L'impiego del correlatore per la misura dello sfasamento tra due segnali

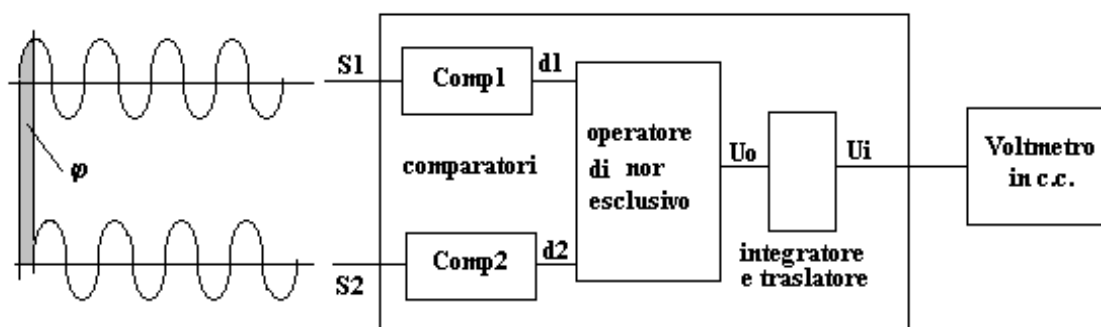
L'impiego più semplice ed immediato del circuito di correlazione consiste nell'utilizzo dello stesso per la misura della differenza di fase tra due segnali elettrici unifrequenziali, sinusoidali o rettangolari.

La misura è fattibile soltanto per sfasamenti compresi tra  $0^\circ$  e  $180^\circ$ ; per sfasamenti superiori a  $180^\circ$  si crea ambiguità, per cui si può confondere, ad esempio, uno sfasamento di  $189^\circ$  con uno sfasamento di  $180^\circ - 9^\circ = 171^\circ$ .

Questa misura presuppone, ovviamente, che il correlatore sia stato tarato e controllato e che sia noto, con buona precisione, il valore di  $V_{corMax}$ .

La misura di fase tra due segnali unifrequenziali si basa sul circuito mostrato in figura 7.7:

figura 7.7



Nello schema si vedono due segnali sinusoidali, S1 ed S2, applicati all'ingresso del circuito di correlazione; tra i segnali è evidenziato, con una zona grigia, lo sfasamento  $\varphi$  esistente tra S1 ed S2. All'uscita del correlatore è collegato un voltmetro elettronico in corrente continua con il quale si misura il livello della tensione d'uscita,  $V_{u\varphi}$ , dal quale, mediante una apposita formula, si può calcolare il valore dello sfasamento  $\varphi$  espresso in gradi sessagesimali con frazioni di grado decimali.

La formula necessaria per il calcolo dello sfasamento  $\varphi$  è espressa come segue:

$$\varphi = 90^\circ * [1 - (V_{u\varphi} / V_{corMax})]$$

dove

$V_{u\varphi}$  è il livello di tensione continua misurata in volt con il voltmetro collegato all'uscita del correlatore.

$V_{corMax}$  è la tensione massima, espressa in volt, ricavata dal correlatore durante la fase di controllo e messa a punto.

Per comprendere meglio il comportamento del circuito di misura è utile vedere come varia  $V_{u\varphi}$  in dipendenza dello sfasamento  $\varphi$ ; nella tabella seguente riportiamo una serie di 18 valori di  $\varphi$  ed i corrispondenti valori di  $V_{u\varphi}$ , calcolati nell'ipotesi che il valore di riferimento del correlatore valga  $V_{corMax} = +6V$ . Il calcolo della tabella è effettuato con la formula:

$$V_{u\varphi} = V_{corMax} * (1 - \varphi / 90^\circ)$$

La tabella è calcolata per incrementi di  $\varphi$  pari a  $10^\circ$  in un intervallo compreso tra  $0^\circ$  e  $180^\circ$ :

Dai dati di tabella si comprende qual è l'andamento della legge che governa il funzionamento del correlatore quando ad esso sono applicati due segnali unifrequenziali: quando i segnali sono in fase, per  $\varphi = 0^\circ$ , la tensione d'uscita è la massima positiva corrispondente al valore di taratura  $V_{corMax} = +6V$ ; mano a mano che lo sfasamento cresce la tensione decresce linearmente per arrivare al valore  $0V$  per  $\varphi = 90^\circ$ . Superato lo sfasamento di  $90^\circ$ , la tensione d'uscita del correlatore assume valori negativi e prosegue con incrementi, sempre negativi, per giungere al massimo livello negativo di  $-6V$  quando lo sfasamento diventa pari a  $180^\circ$ .

Oltre i  $180^\circ$ , campo di variabilità non riportato in tabella, la tensione  $V_{u\varphi}$ , assume ancora valori negativi decrescenti compresi nello stesso intervallo precedente; è in questo settore che non è possibile eseguire la misura della fase in quanto non si possono discriminare sfasamenti inferiori di  $180^\circ$  da sfasamenti superiori a  $180^\circ$ .

Nonostante ciò il circuito è molto utile, sia come attrezzatura di laboratorio, perché, con poca spesa, consente misure di fase abbastanza precise tra  $0^\circ$  e  $180^\circ$ , sia perché, con questa tecnica, è possibile costruire un circuito per il monitoraggio permanente della relazione di fase tra due segnali; infatti, collegando un circuito correlatore ad un comparatore di livello, si può ottenere indicazione d'allarme quando la relazione di fase esce da limiti prefissati.

Sfasamento tra S1 ed S2 $\varphi$	Tensione in uscita dal correlatore $V_{u\varphi}$
$0^\circ$	+ 6 V
$10^\circ$	+ 5.33 V
$20^\circ$	+ 4.66 V
$30^\circ$	+ 4 V
$40^\circ$	+ 3.33 V
$50^\circ$	+ 2.66 V
$60^\circ$	+ 2 V
$70^\circ$	+ 1.33 V
$80^\circ$	+ 0.66 V
$90^\circ$	0 V
$100^\circ$	- 0.66 V
$110^\circ$	- 1.33 V
$120^\circ$	- 2 V
$130^\circ$	- 2.66 V
$140^\circ$	- 3.33 V
$150^\circ$	- 4 V
$160^\circ$	- 4.66 V
$170^\circ$	- 5.33 V
$180^\circ$	- 6 V

Un esempio d'impiego del correlatore per la determinazione dello sfasamento tra due segnali è ora illustrato:

**Procedura di misura:**

Collegare i segnali da controllare al correlatore secondo lo schema di misura di figura 7.7 predisponendo la misura per tre valori di fase determinati da tre condizioni diverse di sfasamento.

Prendere nota della caratteristica di taratura del correlatore che dà:  $V_{corMax} = +6V$

**Rilievo dei dati:**

Le tre condizioni tra i segnali indicano i seguenti valori di tensione all'uscita del correlatore:

1<sup>a</sup> condizione:  $V_{u\varphi} = +4.5V$

2<sup>a</sup> condizione:  $V_{u\varphi} = +1.5V$

3<sup>a</sup> condizione:  $V_{u\varphi} = -2.5V$

**Calcolo degli sfasamenti:**

Il calcolo degli sfasamenti si esegue secondo la formula mostrata in precedenza:

$$\varphi = 90^\circ * [1 - (V_{u\varphi} / V_{corMax.})]$$

1<sup>a</sup> condizione:  $V_{u\varphi} = +4.5V$  da cui  $\varphi = 90^\circ * [1 - (+4.5V / +6V)] = 22.5^\circ$

2<sup>a</sup> condizione:  $V_{u\varphi} = +1.5V$  da cui  $\varphi = 90^\circ * [1 - (+1.5V / +6V)] = 67.5^\circ$

3<sup>a</sup> condizione:  $V_{u\varphi} = -2.5V$  da cui  $\varphi = 90^\circ * [1 - (-2.5V / +6V)] = 127.5^\circ$

#### **7.4 L'impiego del correlatore per la misura dei disturbi che inquinano i segnali**

Un'importante applicazione del circuito di correlazione si ha con la misura quantitativa, sia del rapporto tra i segnali ed i disturbi, sia dell'ampiezza dei disturbi stessi.

Questa applicazione è indirizzata all'analisi di due segnali, coerenti tra loro ( ovvero correlati ), che siano inquinati ciascuno da disturbi incoerenti tra loro ( ovvero scorrelati ). Cerchiamo di chiarire il concetto che può non essere di comprensione immediata.

Supponiamo che un generatore abbia inviato un segnale,  $S$ , in due circuiti elettrici diversi,  $c_1$  e  $c_2$ , e che tali circuiti lo presentino alle loro uscite  $u_1$  ed  $u_2$ ; per distinguere tra loro i segnali alle nuove uscite indicheremo con  $S1$  il segnale che esce da  $u_1$  e  $S2$  il segnale che esce da  $u_2$ . Ora facciamo due ipotesi:

##### **Prima ipotesi**

- I due circuiti non alterano la coerenza dei segnali che li percorrono e quindi alle loro uscite i segnali, indicati come  $S1$  ed  $S2$ , sono coerenti tra loro ( ovvero correlati ).

In questa ipotesi, se colleghiamo i due segnali ad un circuito di correlazione, otteniamo in uscita il massimo livello di tensione continua, già indicato in precedenza, con la scritta  $V_{corMax}$ .

##### **Seconda ipotesi**

- I due circuiti non alterano la coerenza dei segnali che li percorrono e quindi alle loro uscite i segnali, indicati come  $S1$  ed  $S2$ , sono coerenti tra loro ( ovvero correlati ).

-Il circuito  $c_1$  provoca un inquinamento dei segnali per cause ignote sommando ad  $S1$  un disturbo  $n_1$ .

-Il circuito  $c_2$  provoca un inquinamento dei segnali per cause ignote sommando ad  $S2$  un disturbo  $n_2$ .

-I due disturbi  $n_1$  ed  $n_2$  non sono coerenti tra loro ( ovvero sono scorrelati )

In questa seconda ipotesi si comprende come la situazione sia diversa dalla precedente e come la presenza dei disturbi  $n_1$  ed  $n_2$  possa influire in qualche modo. Infatti, se colleghiamo i due segnali inquinati al circuito correlatore, la tensione continua alla sua uscita non avrà più il valore di  $V_{corMax}$  ma un valore inferiore, tanto più piccolo quanto saranno elevati i livelli del disturbo che inquinano i segnali.

Grazie alla teoria sulla correlazione, è stata studiata una particolare legge matematica che consente di stabilire quale è il rapporto tra i segnali ed i disturbi che li inquinano; detta legge è per semplicità riportata in grafici che mostreremo nel contesto degli esercizi seguenti.

Per comprendere al meglio l'argomento trattato, è necessario sviluppare due esercizi che possano rendere tangibile quanto sopra esposto.

##### **Primo esercizio**

Iniziamo con il caso in cui i disturbi siano piccoli rispetto ai segnali:

##### **Tema:**

Si voglia rilevare:

-Il rapporto in deciBel tra i rumori elettronici prodotti da due amplificatori,  $A_1$  ed  $A_2$ , identici tra loro, ed un segnale appositamente iniettato in essi.

-Il valore efficace di detti rumori da ricavarsi via calcolo dal rapporto in deciBel rilevato in precedenza.

Al fine di eseguire la misura il segnale in uscita dagli amplificatori dovrà avere un'ampiezza di 100 mV<sub>eff</sub>. alla frequenza di 2000 Hz.



***Inquadramento del caso proposto:***

Il caso proposto, simile alla seconda delle ipotesi esposte in precedenza, può essere così inquadrato: Se applichiamo un segnale sinusoidale prodotto da un unico generatore ad entrambi gli amplificatori possiamo scrivere:

- I due amplificatori non alterano la coerenza dei segnali che li percorrono e quindi alle loro uscite i segnali, indicati come S1 ed S2, sono coerenti tra loro ( ovvero correlati).

-L'amplificatore  $A_1$  provoca un inquinamento del segnale S1 a causa del rumore proprio, sommando ad S1 il disturbo  $n_1$ .

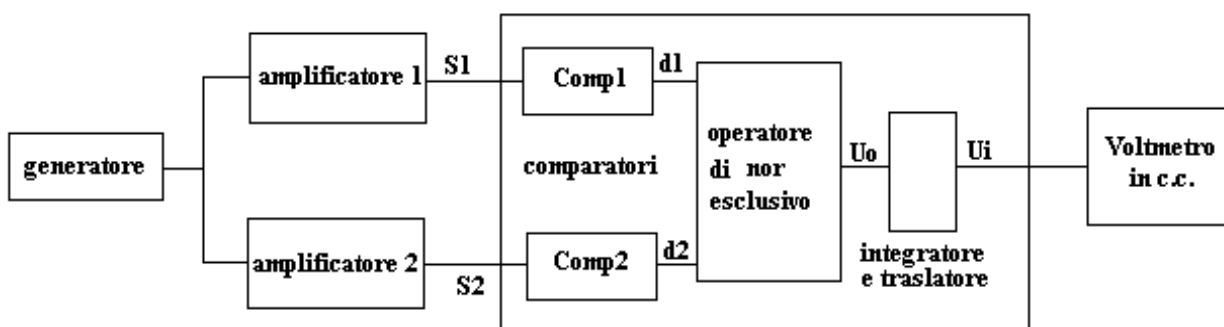
-L'amplificatore  $A_2$  provoca un inquinamento del segnale S2 a causa del rumore proprio, sommando ad S2 il disturbo  $n_2$ .

-I due disturbi  $n_1$  ed  $n_2$  essendo generati in due circuiti diversi non sono coerenti tra loro ( ovvero sono scorrelati)

***Preparazione del circuito di misura:***

Il circuito di misura prevede il correlatore collegato ai due amplificatori a loro volta collegati al generatore di segnale, così come indicato in figura 7.8

figura 7.8



Il generatore deve inviare ai due amplificatori un segnale sinusoidale a 2000 Hz di ampiezza tale da poter contare all'uscita degli stessi tensioni di 100 mV eff.

Deve essere annotato con precisione il valore caratteristico del correlatore:  $V_{coMax} = + 6 V$ .

Gli amplificatori devono essere sistemati in zone opportunamente schermate da sorgenti elettromagnetiche, quali trasformatori o strumentazione elettronica.

I collegamenti tra generatore e amplificatori e tra amplificatori e correlatore devono essere effettuati con cavetti schermati.

### **Misura dei livelli:**

Accesi gli strumenti ed il circuito di correlazione si misurino:

- 1) La tensione del segnale all'uscita degli amplificatori, in base ai dati del tema, deve essere circa 100 mV eff a 2000 Hz.
- 2) Per la misura del livello  $V_{cor}$  d'uscita si supponga, a titolo d'esempio, di aver rilevato una tensione continua  $V_{cor} = + 5.82 V_{cc}$

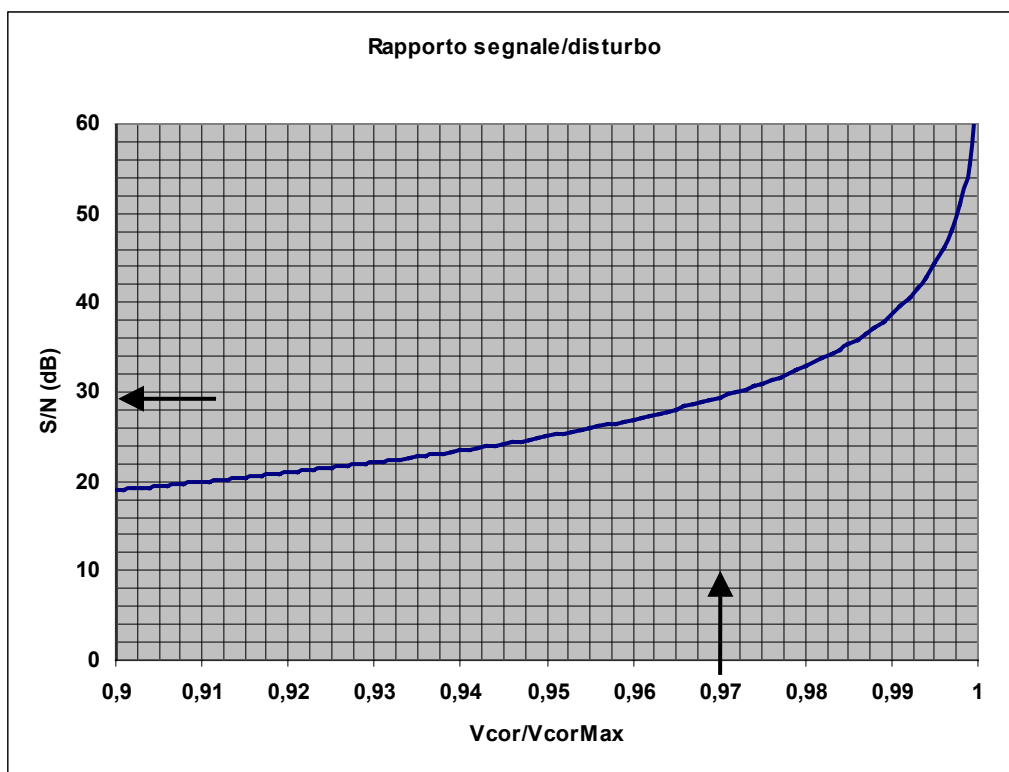
### **Determinazione del rapporto segnali/disturbi:**

La determinazione del rapporto segnali/disturbi viene effettuata utilizzando la curva universale tracciata in figura 7.9. In primo luogo vediamo come è costruito il grafico.

La curva ha in ascisse il rapporto  $V_{cor} / V_{corMax}$  che si ricava dal quoziente tra la tensione continua  $V_{cor}$ , misurata all'uscita del correlatore, ed il livello della tensione di taratura del correlatore stesso indicata come  $V_{corMax}$ .

In ordinate è riportato il valore del rapporto segnale/disturbo, espresso in deciBel, che corrisponde, secondo il profilo della curva, ai valori indicati in ascissa.

figura 7.9



Per prima cosa calcoliamo il rapporto tra  $V_{cor}$  e  $V_{corMax}$ :

$$V_{cor}/V_{corMax} = 5.82 V_{cc} / 6 V = 0.97$$

Se ora individuiamo in ascissa (si veda freccia verticale) il valore  $V_{cor}/V_{corMax} = 0.97$ , troviamo un punto sulla curva che indica sulle ordinate (si veda freccia orizzontale) il valore del rapporto segnale/disturbo di circa + 29 dB.

Ad un rapporto segnale/disturbo di + 29 dB corrisponde un rapporto lineare, tra la tensione del segnale e la tensione del rumore, pari a 28.1 volte.

Con questa operazione abbiamo determinato il rapporto tra il segnale ed il disturbo esaurendo la prima parte del tema.

### **Calcolo dell'ampiezza dei disturbi:**

Ci proponiamo ora di risolvere la seconda parte del tema, quantificando il livello del rumore grazie al fatto che è nota l'ampiezza del segnale:

Essendo

$$S1 / n_1 = S2 / n_2 = 28.1 \text{ volte}$$

e

$$S1 = 100 \text{ mV eff}$$

possiamo scrivere

$$n_1 = n_2 = (S1 / 28.1) = 100 \text{ mV} / 28.1 = 3.55 \text{ mV eff}$$

Con quest'ultimo dato abbiamo chiuso il tema proposto con la misura indiretta del rumore elettronico degli amplificatori.

### **Osservazioni:**

Questo tipo di misura presenta talune difficoltà e alcune osservazioni possono essere utili per ottenere risultati migliori.

- 1) Se i disturbi  $n_1$  ed  $n_2$  sono molto piccoli rispetto alle tensioni dei segnali  $S1$  ed  $S2$ , il livello di  $V_{cor}$  è prossimo al valore di  $V_{corMax}$  e si potrà leggere con precisione soltanto impiegando un voltmetro in corrente continua del tipo digitale. Infatti la differenza tra  $V_{cor}$  e  $V_{corMax}$  potrà essere di poche decine di millivolt.
- 2) La condizione di misura di cui al punto 1) potrà migliorare riducendo l'ampiezza dei segnali  $S1$  ed  $S2$ , affinché la misura di  $V_{cor}$  possa essere fatta a livelli sensibilmente inferiori a  $V_{corMax}$ .
- 3) Nel calcolo del valore del disturbo, eseguito dopo la determinazione del rapporto segnale/disturbo, abbiamo volutamente trascurato il fatto che quando si vanno a misurare i 100 mV eff del segnale, all'uscita degli amplificatori, si misura in effetti la somma del segnale più il disturbo. Ciò provoca un certo errore che può essere accettato come facente parte dei vari errori di misura. La misura del disturbo sarà pertanto tanto più affetta da errore quanto più sarà piccolo il segnale.

Un piccolo commento numerico è utile per vedere realmente come pesano questi errori: Supponiamo che il segnale all'uscita dell'amplificatore debba essere 100 mVeff. e che il rumore abbia un'ampiezza di 4 mVeff. La somma dei due, da calcolarsi come somma tra potenze, sarà:

$$V \text{ (totale)} = \sqrt{(S1^2 + n_1^2)} = \sqrt{(100^2 + 4^2)} = 100.07$$

Con questo calcolo si vede che un rumore di 4 mV eff non altera sensibilmente la misura del livello del segnale che, senza rumore, sarebbe 100 mV eff e che, con il rumore, è di 100.07 mVeff.

Supponiamo ora che il segnale all'uscita dell'amplificatore debba essere 100 mVeff. e che il rumore abbia un'ampiezza di 20 mVeff. La somma dei due, da calcolarsi come somma tra potenze, sarà:

$$V_{\text{(totale)}} = \sqrt{(S_1^2 + n_1^2)} = \sqrt{(100^2 + 20^2)} = 101.98$$

Con questo calcolo si vede che un rumore di 20 mV eff altera la misura del livello del

segnale che, senza rumore, sarebbe 100 mV eff e che, con il rumore, è di 101.98 mVeff., con una differenza di misura di circa il 2%.

Da questa esposizione si può comprendere che, una volta calcolato il valore del rumore, è facile stabilire, a posteriori, se nella misura di S1 ed S2 s'è commesso errore oppure no: nel caso specifico dell'esercizio di cui al tema svolto abbiamo:

$$V_{\text{(totale)}} = \sqrt{(S_1^2 + n_1^2)} = \sqrt{(100^2 + 3.55^2)} = 100.062$$

valore che mostra come, nell'aver assunto nella misura di S1 il valore di 100 mV eff., non si è commesso errore apprezzabile.

## Secondo esercizio

Proseguiamo la dimostrazione sulla misura dei disturbi che inquinano i segnali con un esempio in cui i primi siano più grandi rispetto ai secondi:

In questo caso non si potrà certo trattare, come nell'esercizio precedente, dei rumori degli amplificatori che, già per impostazione progettuale, devono avere livelli nettamente inferiori ai segnali da amplificare.

L'esercizio ora da sviluppare prende in esame una particolare situazione tra segnali elettrici che si riscontra sovente in molte applicazioni tecniche.

Supponiamo che un generatore abbia inviato un segnale, S, attraverso due percorsi diversi  $p_1$ ,  $p_2$ , (si possono ipotizzare percorsi di onde radio, onde radar, onde acustiche in aria, onde acustiche in mare, o altri percorsi) al termine dei percorsi il segnale viene captato da due ricevitori diversi e si presenta alla loro uscita con due segnali che indichiamo con S1 ed S2.

-Se i due percorsi non alterano la coerenza dei segnali S1 ed S2, questi, all'uscita dei due ricevitori, sono coerenti tra loro (ovvero correlati).

-Se durante il percorso  $p_1$  agenti esterni provocano un inquinamento del segnale si sommerà ad S1 un disturbo  $n_1$ .

-Se durante il percorso  $p_2$  agenti esterni provocano un inquinamento del segnale si sommerà ad S2 un disturbo  $n_2$ .

-I due disturbi  $n_1$  ed  $n_2$  essendo generati in due zone diverse dei percorsi non sono coerenti tra loro (ovvero sono scorrelati)

In questa situazione si comprende come la presenza dei disturbi  $n_1$  ed  $n_2$  possa cambiare notevolmente la coerenza iniziale di S1 con S2; infatti se colleghiamo i due segnali inquinati al circuito correlatore, la tensione continua, alla sua uscita, sarà dipendente dal rapporto tra l'ampiezza dei segnali e l'ampiezza dei disturbi.

Andiamo a proporre ed a sviluppare il tema:

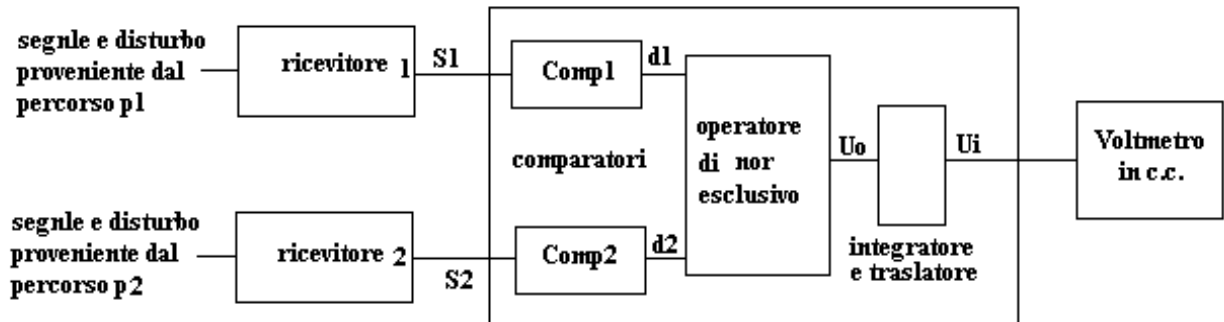
### **Tema:**

Due segnali a larga banda, emessi da un'unica sorgente, dopo percorsi diversi, vengono captati da due ricevitori e si presentano alle loro uscite come S1 ed S2. Temendo un forte inquinamento durante il percorso, causato dai disturbi  $n_1$  ed  $n_2$  nel mezzo di trasmissione, si vuole stabilirne l'entità mediante il rilievo del rapporto tra S ed n da effettuarsi all'accensione e dopo 10 minuti dall'accensione.

### Preparazione del circuito di misura:

Il circuito di misura prevede il correlatore collegato ai due ricevitori come in figura 7.10:

figura 7.10



Deve essere annotato con precisione il valore caratteristico del correlatore:  $V_{corMax} = +6\text{ V}$ .

I ricevitori devono essere sistemati in zone opportunamente schermate da sorgenti elettromagnetiche, quali trasformatori o strumentazione elettronica.

I collegamenti tra ricevitori e correlatore devono essere effettuati con cavetti schermati.

### Misura del livello di $V_{cor}$ :

Accesi i ricevitori ed il circuito di correlazione, si misuri con attenzione il valore della tensione continua d'uscita  $V_{cor}$  al tempo d'inizio:

Si supponga, a titolo d'esempio, di aver rilevato una tensione continua  $V_{cor} = +0.75 V_{cc}$

Si calcola il rapporto tra  $V_{cor}$  e  $V_{corMax}$ :

$$V_{cor} / V_{corMax} = +0.75 V_{cc} / 6\text{ V} = 0.125$$

Dopo 10 minuti dall'inizio si ripeta la misura così come stabilito dal tema.

Si supponga, sempre a titolo d'esempio, di aver rilevato ora una tensione continua  $V_{cor} = +0.06 V_{cc}$

Si calcola il rapporto tra  $V_{cor}$  e  $V_{corMax}$ :

$$V_{cor} / V_{corMax} = +0.06 V_{cc} / 6\text{ V} = 0.01$$

### Determinazione del rapporto S/N:

Per la determinazione del rapporto S/N, obiettivo del nostro esercizio, si utilizza una curva universale tracciata con lo stesso algoritmo utilizzato per la curva di figura 7.9, ma computato per un intervallo più ampio della variabile  $V_{cor} / V_{corMax}$ ; tale variabile si estende infatti da 0.0001 ad 1, dato che la presenza del disturbo, in questi casi, non è quantizzabile a priori e può condizionare  $V_{cor}$  fino ai minimi livelli percettibili.

La nuova curva, mostrata in figura 7.11, ha in ascisse logaritmiche il rapporto  $V_{cor} / V_{corMax}$  che si ricava dal quoziente tra la tensione continua  $V_{cor}$ , misurata all'uscita del correlatore, ed il livello della tensione di taratura del correlatore stesso indicata come  $V_{corMax}$ ; la scala si estende tra 0.0001 ed 1.

In ordinate è riportato il valore del rapporto segnale/disturbo che si estende in un intervallo molto esteso; da - 40 dB a + 80 dB, ovvero in termini lineari da  $S/N = 1/100$  per i - 40 dB ad  $S/N = 10000$  volte per i + 80 db

Con i due valori del rapporto  $V_{cor} / V_{corMax}$ , determinati nel passo precedente, vediamo di ricavare i corrispondenti rapporti  $S/N$  in atto all'inizio dei rilievi e dopo 10 minuti mediante il diagramma di figura 7.11:

Per il primo valore di

$$V_{cor} / V_{corMax} = 0.125$$

individuamo in ascissa (si veda freccia verticale a destra) il valore  $V_{cor} / V_{corMax} = 0.125$ , quindi troviamo un punto sulla curva che indica sulle ordinate (si veda freccia orizzontale in alto) il valore del rapporto segnale/disturbo di circa - 7.5 dB, pari ad un rapporto decimale di  $S/N = 1/ 2.37$ ; in questo caso il livello del rumore è 2.37 volte il livello del segnale.

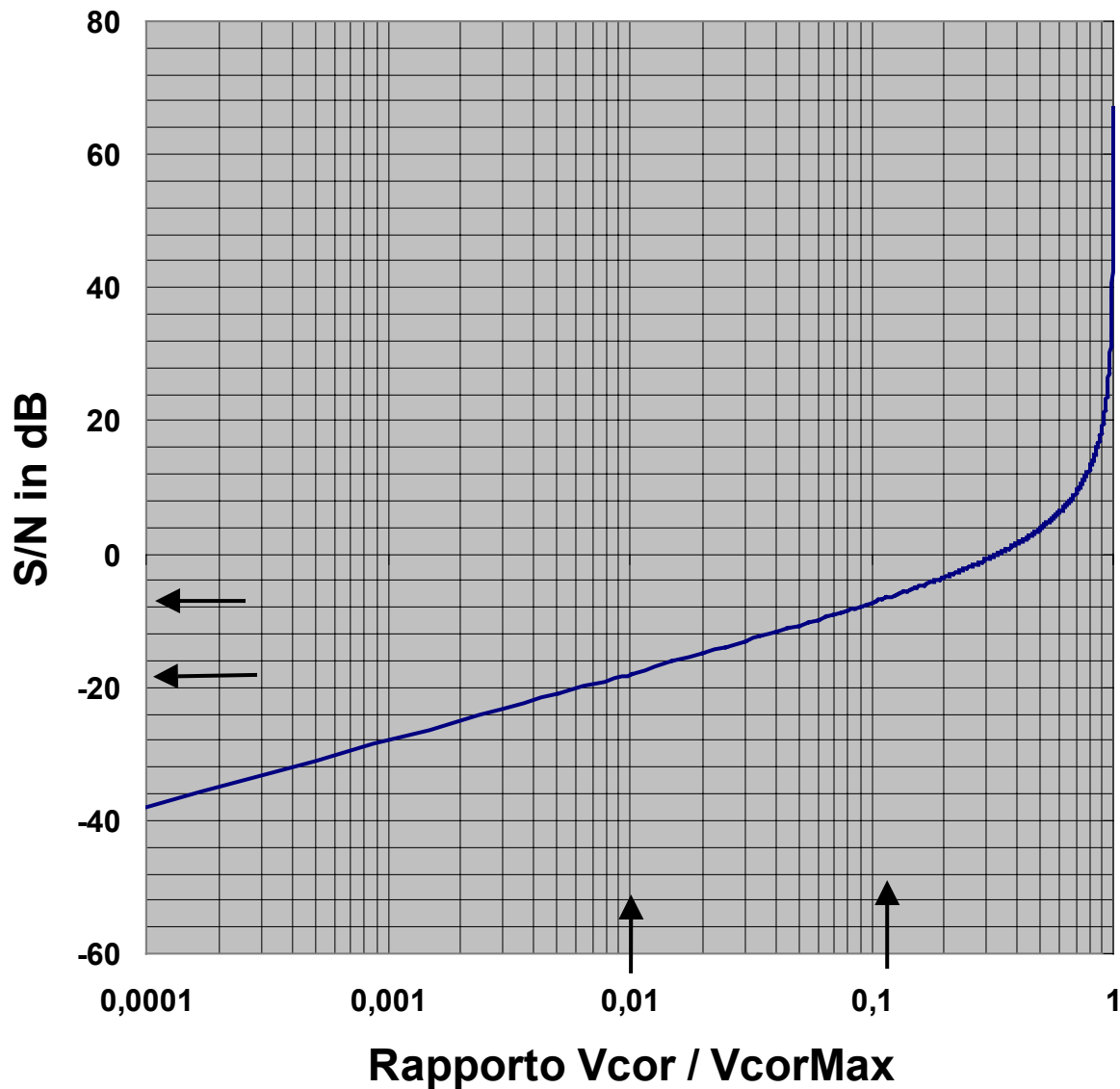
Per il secondo valore di

$$V_{cor} / V_{corMax} = 0.01$$

individuamo in ascissa (si veda freccia verticale a sinistra) il valore  $V_{cor} / V_{corMax} = 0.01$  quindi troviamo un punto sulla curva che indica sulle ordinate (si veda freccia orizzontale in basso), il valore del rapporto segnale/disturbo di circa - 18 dB, pari ad un rapporto decimale di  $S/N = 1/ 7.94$ ; in questo caso il livello del rumore è 7.94 volte il livello del segnale.

figura 7.11

## Rapporto segnale / disturbo



### Osservazioni:

I due valori di S/N ricavati nell'esercizio possono rappresentare due momenti di variabilità del disturbo nell'ambito dei due percorsi dei segnali; il rapporto S/N può infatti variare nel tempo in dipendenza di fattori non determinabili a priori.

I risultati che abbiamo ottenuto mediante i circuiti di correlazione, realizzabili nella realtà, sono d'importanza primaria: non esiste tecnicamente strumento tanto versatile e semplice da consentire l'esecuzione di misure così significative nell'indagine sul comportamento dei segnali.

In questo tipo d'applicazione si può misurare tanto il rapporto tra il segnale ed il disturbo, quanto valutare singolarmente le ampiezze delle due variabili con un procedimento particolare di cui andiamo a parlare nel punto seguente.

### *Valutazione dei livelli del segnale e del disturbo:*

Per questo tipo di valutazione sono richieste due misure del livello globale del segnale più il disturbo all'uscita di un ricevitore, da eseguire immediatamente prima e subito dopo aver misurato il valore della tensione continua all'uscita del circuito di correlazione.

Supponiamo dunque di misurare il livello della tensione totale all'uscita di un ricevitore (segnale più disturbo) dopo 10 minuti dall'accensione e di ottenere i seguenti rilievi:

Vt1 = Tensione totale all'uscita di un ricevitore prima della misura della correlazione

Vt2 = Tensione totale all'uscita di un ricevitore dopo la misura della correlazione

Vt1 = 250 mV eff

Vt2 = 237 mV eff

Si deve ora calcolare la tensione media tra le due secondo l'espressione:

$$V_{tm} = (V_{t1} + V_{t2}) / 2 = (250 \text{ mV eff.} + 237 \text{ mV eff.}) / 2 = 243.5 \text{ mV eff.}$$

Essendo Vtm il risultato tra la somma tra la potenza del segnale e la potenza del disturbo, possiamo scrivere:

$$V_{tm} = \sqrt{(S1^2 + n1^2)}$$

Dato che il rapporto S1/n1 è determinabile con la curva di figura 7.11, possiamo ancora scrivere:

$$S1 / n1 = k$$

dove k è il valore di S/N, espresso in termini decimali, ricavato dalla curva di figura 7.11.

Dalle due uguaglianze si ottengono le espressioni finali che consentono il calcolo di S1 ed n1:

$$n1 = V_{tm} / \sqrt{(k^2 + 1)}$$

$$S1 = (k * V_{tm}) / \sqrt{(k^2 + 1)}$$

Essendo per il nostro esercizio:

$$V_{tm} = 243.5 \text{ mV eff.}$$

$$k = S/N = 1 / 7.94 = 0.126$$

si applicano le formule e si ottiene:

$$n1 = V_{tm} / \sqrt{(k^2 + 1)} = 243.5 \text{ mV eff.} / \sqrt{(0.126^2 + 1)} = 241.58 \text{ mV}$$

$$S1 = (k * V_{tm}) / \sqrt{(k^2 + 1)} = 0.126 * 243.5 \text{ mV eff.} / \sqrt{(0.126^2 + 1)} = 30.44 \text{ mV eff.}$$

Questi risultati dimostrano ancora una volta le potenzialità della metodologia di misura ottenibili con l'impiego del circuito di correlazione.

## 7.5 L'impiego del correlatore per la ricerca dei segnali coperti dai disturbi

Il problema inerente la ricerca dei segnali coperti dai disturbi è risolvibile mediante i circuiti di correlazione, visti in precedenza, con l'aggiunta di alcuni componenti e funzioni particolari.



Dobbiamo preliminarmente rivedere alcune premesse al secondo esercizio illustrato nel paragrafo 7.3, che riportiamo di seguito:

*Supponiamo che un generatore abbia inviato un segnale,  $S$ , attraverso due percorsi diversi  $p_1$ ,  $p_2$ , (si possono ipotizzare percorsi di onde radio, onde radar, onde acustiche in aria, o onde acustiche in mare, o altri percorsi) al termine dei percorsi il segnale viene captato da due ricevitori diversi e si presenta alla loro uscita con due segnali che indichiamo con  $S1$  ed  $S2$ .*

*1) -Se i due percorsi non alterano la coerenza dei segnali  $S1$  ed  $S2$ , questi, all'uscita dei due ricevitori, sono coerenti tra loro (ovvero correlati).*

*2) -Se durante il percorso  $p_1$  agenti esterni provocano un inquinamento del segnale si sommerà ad  $S1$  un disturbo  $n_1$ .*

*3) -Se durante il percorso  $p_2$  agenti esterni provocano un inquinamento del segnale si sommerà ad  $S2$  un disturbo  $n_2$ .*

*4) -I due disturbi  $n_1$  ed  $n_2$ , essendo generati in due zone diverse dei percorsi, non sono coerenti tra loro (ovvero sono scorrelati)*

Al punto 1) delle premesse s'ipotizza che i due percorsi di transito dei segnali non ne alterino la coerenza, ma questa affermazione può non essere valida: nel caso dell'esercizio citato è stata ritenuta valida ai fini dello svolgimento dell'esercizio stesso, che non avrebbe potuto essere sviluppato, se  $S1$  ed  $S2$  non fossero stati coerenti. infatti se i segnali fossero stati scorrelati avrebbero avuto le stesse caratteristiche dei disturbi e, sommandosi a quest'ultimi, avrebbero dato luogo, all'uscita dei ricevitori, a due tensioni tra loro non correlate che non avrebbero prodotto, all'uscita del correlatore, alcuna tensione continua  $V_{cor}$  (così come, nelle fasi di taratura, un circuito correlatore non reagisce alle tensioni scorrelate di rumore prodotte dai due generatori di controllo; si veda sul tema il paragrafo 7.2).

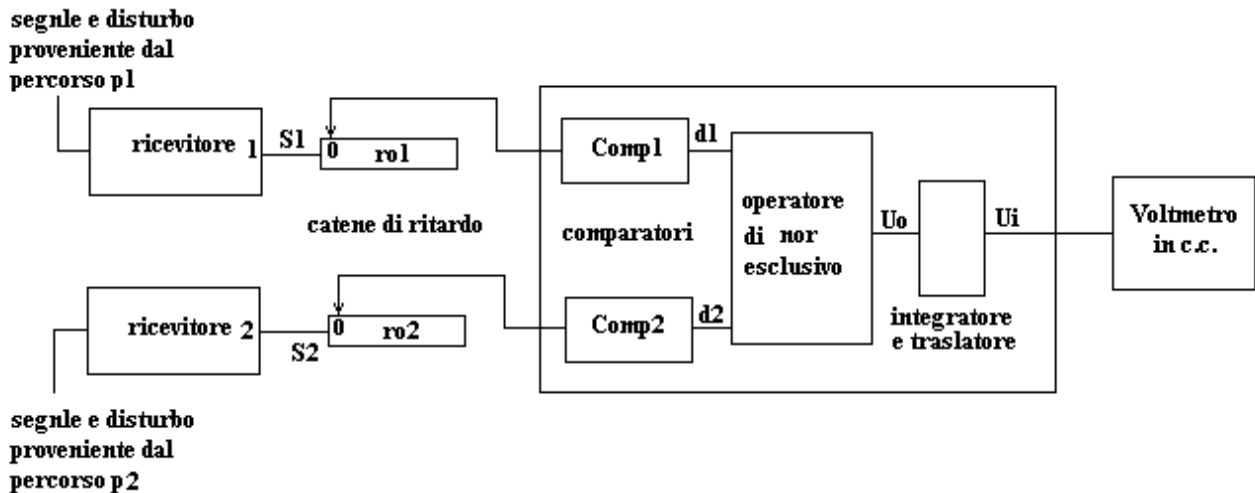
A questo punto ci si chiede quale fenomeno, durante il transito del segnale attraverso i percorsi  $p_1$  e  $p_2$ , può rendere scorrelati due segnali,  $S1$  ed  $S2$ , che all'origine erano correlati; può accadere, ad esempio, che la lunghezza del percorso  $p_1$  risulti molto più grande dalla lunghezza del percorso  $p_2$ : in questo caso le polarità positive e negative dei segnali  $S1$  ed  $S2$ , che nei pressi dell'origine erano sempre coincidenti nello stesso tempo, vengono a trovarsi, a causa del maggior tempo di percorrenza di  $S1$  rispetto ad  $S2$ , non più coincidenti nello stesso tempo e quindi scorrelate. Questa situazione si verifica in realtà per la maggior parte dei casi, è così che più raro trovare la condizione di coerenza ipotizzata per l'esercizio citato.

Ecco quindi che nasce il problema di come scoprire la presenza di due segnali,  $S1$  ed  $S2$ , generati in coerenza, e giunti ai ricevitori, coperti dal rumore che li sovrasta, come energia non coerente. La questione si risolve ricorrendo a nuove caratteristiche matematiche dei circuiti di correlazione dette "funzioni di correlazione"; queste funzioni consentono di tracciare l'andamento della tensione continua  $V_{cor}$ , prodotta all'uscita del correlatore, in dipendenza del ritardo introdotto artificialmente tra i segnali  $S1$  ed  $S2$  all'uscita dei ricevitori. Quando il ritardo artificiale si approssima al ritardo,  $r_p$ , dovuto alla differenza di percorso tra  $S1$  ed  $S2$ , la tensione  $V_{cor}$ , da nulla che era, inizia ad incrementarsi per raggiungere un massimo in corrispondenza dell'eguaglianza tra il valore artificiale del ritardo ed il valore di  $r_p$ . Se il ritardo artificiale viene fatto ulteriormente crescere l'ampiezza di  $V_{cor}$  decresce fino a valori prossimi allo zero per valori del ritardo artificiale molto più grandi di  $r_p$ .

Quanto detto richiede di tornare un attimo alla circuitazione elettronica per vedere come i ritardi artificiali possono prendere forma nel contesto del circuito di figura 7.10; così come mostrato nel nuovo schema a blocchi di figura 7.12.

Nel disegno di figura 7.12 compaiono, tra i ricevitori ed il correlatore, due blocchi indicati con le lettere  $ro_1$  ed  $ro_2$ , questi circuiti sono delle catene di ritardo, simili a quelle studiate nel capitolo 6, ed hanno il compito di compensare i ritardi naturali,  $r_p$ , di  $S1$  o di  $S2$  per cercare di ottenere il massimo di  $V_{cor}$  all'uscita del correlatore qualora  $S1$  ed  $S2$  non siano correlati al loro arrivo.

figura 7.12



Con l'aiuto di figura 7.12 cerchiamo di vedere quale azioni dovrebbero essere fatte qualora il circuito illustrato rappresenti fisicamente un posto di misura per la ricerca dei segnali S1 ed S2 emessi da una sorgente lontana.

1° caso- S1 ed S2 sono coerenti tra loro ed il voltmetro elettronico all'uscita del correlatore indica con evidenza un valore elevato di  $V_{cor}$ .

Le due catene di ritardo ro1 ed ro2 hanno il cursore, rappresentato dalla freccia verticale, posizionato per ritardo 0.

In questa situazione, introducendo ritardo su S1 od S2, variando la posizione del cursore di ro1 o ro2 si ottiene sempre un decremento di  $V_{cor}$  in quanto, essendo S1 ed S2 tra loro correlati, non c'è nessuna differenza di tempo da compensare.

2° caso- S1 ed S2 sono incoerenti tra loro ed il voltmetro elettronico all'uscita del correlatore indica un livello di tensione praticamente nullo.

Le due catene di ritardo ro1 ed ro2 hanno il cursore, rappresentato dalla freccia verticale, posizionato per ritardo 0.

Dal valore nullo di  $V_{cor}$  si deduce che, se S1 ed S2 sono presenti, possono essere trovati variando il ritardo artificiale; se per esempio S1 ha effettuato il percorso maggiore, si deve iniziare a ritardare S2 affinché all'ingresso del correlatore possano trovarsi entrambi i segnali ritardati della stessa quantità di tempo,  $r_p$  per S1, a causa del percorso,  $r_o2$  per S2, a causa del ritardo artificiale introdotto da ro2. Durante la variazione del ritardo di ro2, si vedrà la tensione  $V_{cor}$  aumentare d'ampiezza fino ad un valore oltre il quale, con ulteriori incrementi di ritardo, la  $V_{cor}$  inizierà a decrescere.

La coerenza tra S1 ed S2 si riterrà raggiunta, e con essa trovato il segnale, in corrispondenza del massimo di  $V_{cor}$ .

3° caso- S1 ed S2 sono incoerenti tra loro ed il voltmetro elettronico all'uscita del correlatore indica un livello di tensione praticamente nullo.

Le due catene di ritardo ro1 ed ro2 hanno il cursore, rappresentato dalla freccia verticale, posizionato per ritardo 0.

Dal valore nullo di  $V_{cor}$  si deduce che, se S1 ed S2 sono presenti, possono essere trovati variando il ritardo artificiale; se per esempio S2 ha effettuato il percorso maggiore, si deve iniziare a ritardare S1 affinché all'ingresso del correlatore possano trovarsi entrambi i segnali ritardati della stessa quantità di tempo,  $r_p$  per S2, a causa del percorso,  $r_o1$  per S1, a causa del ritardo artificiale introdotto da ro1. Durante la variazione del ritardo di ro1 si vedrà la tensione  $V_{cor}$  aumentare d'ampiezza fino ad un valore oltre il quale, con ulteriori incrementi di ritardo, la  $V_{cor}$  inizierà a decrescere.

La coerenza tra S1 ed S2 si riterrà raggiunta, e con essa trovato il segnale, in corrispondenza del massimo di  $V_{cor}$ .

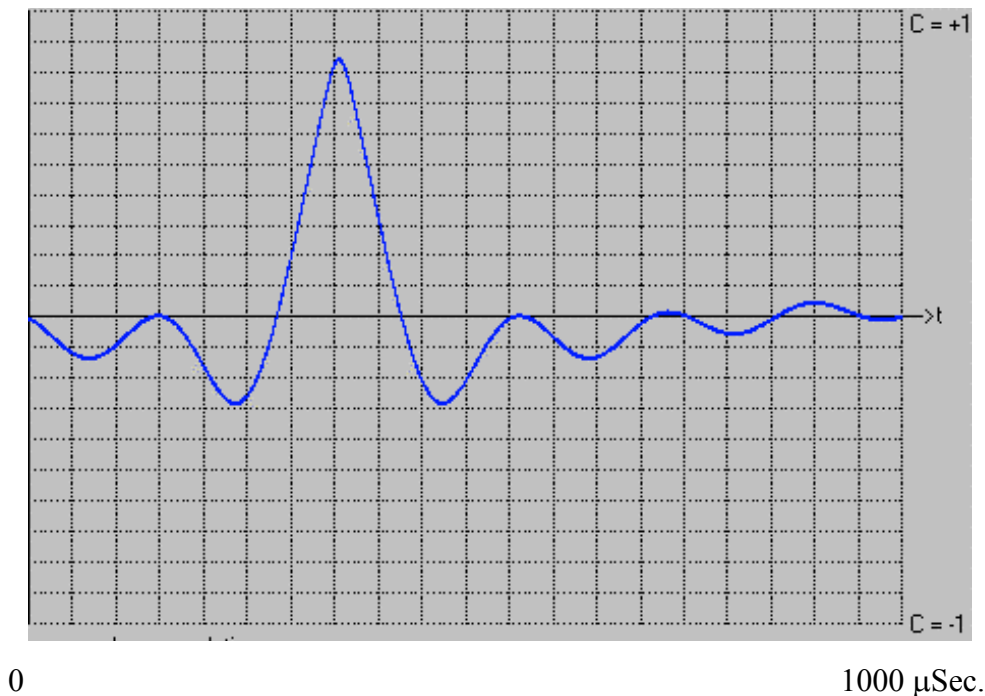
Tutto quanto detto verte, sia sui ritardi introdotti dalle catene - ritardi che andremo a quantizzare nell'ambito di alcuni esercizi che verranno proposti in seguito - sia sulla legge di variazione della tensione  $V_{cor}$  all'uscita del correlatore; su detta legge cercheremo di dare chiarimenti evitando il percorso strettamente teorico che ci porterebbe lontano dall'impostazione tecnica di questo manuale. La legge di variazione di  $V_{cor}$ , in dipendenza del ritardo introdotto artificialmente, è detta "funzione di correlazione". Questa funzione è rappresentabile in un diagramma cartesiano nel quale in ascisse è riportato il valore del tempo del ritardo artificiale ed in ordinate l'ampiezza della  $V_{cor}$ .

L'andamento delle funzioni di correlazione dipende da quattro fattori:

- Dalla banda di frequenza nella quale sono piazzati i segnali S1 ed S2.
- Dal rapporto tra l'ampiezza dei segnali e l'ampiezza dei disturbi ( il rapporto S/N già visto in precedenza).
- Dal tempo di ritardo dovuto alla differenza di percorso tra S1 ed S2.
- Dal tempo di ritardo artificiale introdotto all'ingresso del circuito di correlazione.

Una curva caratteristica della funzione di correlazione è mostrata in figura 7.13 e di seguito commentata:

figura 7.13



La curva di figura 7.13 mostra come varia l'ampiezza della tensione d'uscita,  $V_{cor}$ , di un correlatore in ordinate ad ampiezza normalizzata; ciò significa che nelle ordinate non figura il termine  $V_{corMax}$  specifico di un particolare correlatore, ma, in corrispondenza del massimo, il valore 1 al quale rapportare, e vedremo come, i dati di un determinato correlatore. Si fa presente che il profilo della curva, nella zona di massimo, diventa una cuspide per rapporti S/N molto elevati. Il grafico è stato tracciato per i seguenti fattori:

- Banda di frequenza nella quale sono piazzati i segnali S1 ed S2: da 1000 Hz a 6000 Hz
- Rapporto tra l'ampiezza dei segnali e l'ampiezza dei disturbi:  $S/N = + 15$  dB ( pari ad un rapporto decimale di 5.6 volte, il segnale ha un'ampiezza di 5.6 volte quella del rumore).
- Il tempo di ritardo dovuto alla differenza di percorso tra S1 ed S2: 355  $\mu$ Sec.
- Il tempo di ritardo artificiale introdotto all'ingresso del circuito di correlazione varia da 0 a 1000  $\mu$ Sec.

La curva, che rappresenta l'andamento della  $V_{cor}$ , è stata calcolata per un numero di punti del ritardo artificiale, tali da consentirne una uniforme tracciabilità nel disegno. Questi punti sono in numero estremamente elevato rispetto ai punti di ritardo artificiale che praticamente possono essere realizzati. Il grafico evidenzia, oltre al picco massimo, delle ondulazioni molto evidenti caratteristiche di questa particolare funzione.

Vediamo ora come collegare il grafico dato con la sequenza di uno dei casi citati in precedenza: Siano i due segnali definiti in banda 1000-6000 Hz, con un rapporto  $S/N = +15$  dB, si possa variare il ritardo della catena  $ro2$  da 0 a 1000  $\mu$ Sec, sia il ritardo di percorso di S1 di 355  $\mu$ Sec. Il correlatore sia caratterizzato da  $V_{corMax} = + 6V$ .

All'accensione del sistema S1 ed S2 sono incoerenti tra loro ed il voltmetro elettronico all'uscita del correlatore indica un livello di tensione praticamente nullo (**siamo nel punto di ascissa 0 del grafico**)

Le due catene di ritardo  $ro1$  ed  $ro2$  hanno il cursore (rappresentato dalla freccia verticale), posizionato per ritardo 0

I segnali possono essere trovati variando il ritardo artificiale; dato che S1 ha un ritardo di 355 $\mu$ Sec, avendo effettuato il percorso maggiore, si deve iniziare a ritardare S2 affinché all'ingresso del correlatore possano trovarsi entrambi i segnali ritardati della stessa quantità di tempo,  $rp = 355 \mu$ Sec per S1, a causa del percorso, ed  $ro2 = 355 \mu$ Sec. per S2, a causa del ritardo artificiale introdotto da  $ro2$ .

-Durante la variazione del ritardo di  $ro2$  si vede la tensione  $V_{cor}$  ondulare attorno a piccoli valori negativi (**siamo nel tratto di ondulazione della curva che precede la zona in cui la  $V_{cor}$  aumenta decisamente**).

-Dopo questo intervallo, incrementando ancora il ritardo artificiale, la  $V_{cor}$  aumenta d'ampiezza fino al suo valore massimo di + 5.1  $V_{cc}$ , valore dovuto al rapporto  $S/N = + 15$  dB; in corrispondenza di un ritardo artificiale di 355  $\mu$ Sec, ci aspettiamo pertanto che l'ampiezza della curva normalizzata sia:

$$V_{cor} / V_{corMax} = 5.1 V_{cc} / 6 V_{cc} = 0.85$$

**(siamo infatti al culmine della curva e la sua ampiezza normalizzata indica un valore di circa 0.85).**

-Con ulteriori incrementi di ritardo, la  $V_{cor}$  inizia a decrescere (**siamo nel tratto discendente della curva a destra del massimo**).

-Altri incrementi di ritardo portano la  $V_{cor}$  ad ondulare su valori di tensione negativi (**siamo nell'ultimo tratto della curva verso il ritardo artificiale massimo di 1000  $\mu$ Sec**).

La procedura che abbiamo seguito si appoggia alla curva teorica dell'andamento di  $V_{cor}$ , ma su di essa potrà ritrovare soltanto i punti fisici corrispondenti al numero delle prese della catena di ritardo e non una sequenza quasi illimitata dei punti di ritardo calcolati.

Un secondo esempio di funzione di correlazione, che evidenzia la potenza di queste particolari procedure d'analisi dei segnali, è proposto nel caso in cui il segnale da ricercare sia di ben  $-18$  dB

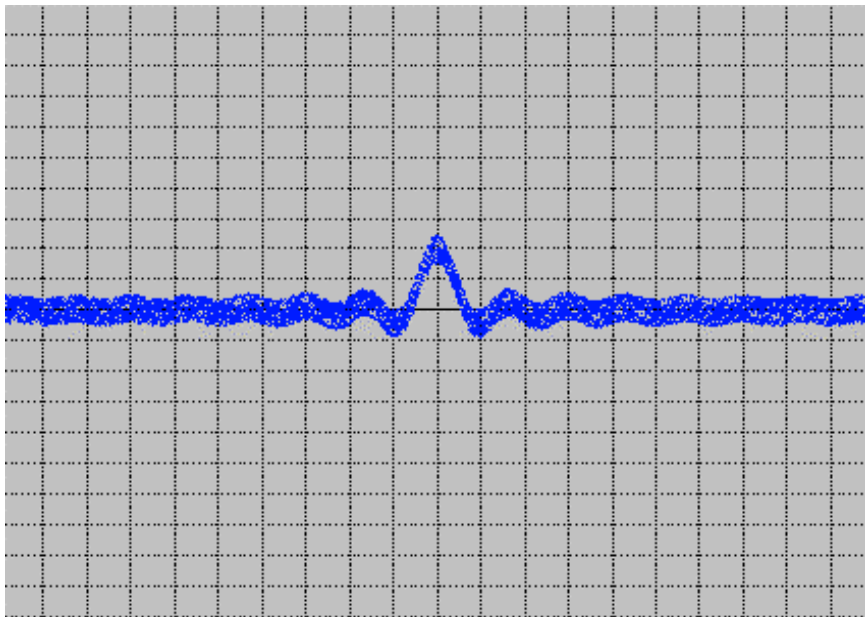
sotto il disturbo, cioè circa 1/8 dell'ampiezza del disturbo. Un segnale così sovrastato dal disturbo è praticamente impensabile da discriminare con le tecniche tradizionali di rivelazione disponibili in laboratorio.

Il grafico di figura 7.14 mostra l'andamento della funzione di correlazione ottenuta con i seguenti parametri:

- Banda di frequenza nella quale sono piazzati i segnali S1 ed S2: da 100 Hz a 15000 Hz
- Rapporto tra l'ampiezza dei segnali e l'ampiezza dei disturbi:  $S/N = -18$  dB ( pari ad un rapporto di 0.125, il segnale ha un'ampiezza di 1/8 del rumore).
- Il tempo di ritardo dovuto alla differenza di percorso tra S1 ed S2: 500  $\mu$ Sec.
- Il tempo di ritardo artificiale introdotto all'ingresso del circuito di correlazione varia da 0 a 1000  $\mu$ Sec.
- Il correlatore ha un valore caratteristico di  $V_{corMax} = + 6V$
- La costante di tempo integrazione è di 10 Secondi.

In questo caso, dove la ricerca del segnale deve essere condotta per un rapporto S/N molto piccolo, è necessario prevedere un elevato valore della costante di tempo d'integrazione del correlatore al fine di ridurre la varianza entro valori ragionevoli che ci permettano di trovare il segnale.

figura 7.14



Questa curva non è normalizzata come la precedente per consentire la visione di un valore di  $V_{cor}$  molto piccolo: per questa ragione l'ordinata ha un valore di 300 mVcc pari ad 1/20 di  $V_{corMax}$ . Il massimo di  $V_{cor}$ , di ampiezza di 60mVcc circa, è piazzato per il ritardo artificiale di 500  $\mu$ Sec. Il massimo individua la presenza di un segnale di ampiezza 1/8 rispetto al disturbo. Lo spessore della traccia mostra di quanto possono ondulare, in ciascun punto di ritardo, i valori della  $V_{cor}$  a seguito dell'effetto della varianza. Quest'ultima, se pur attenuata da un valore elevato della costante di tempo, riesce ancora a perturbare la tensione d'uscita del correlatore.

Le relazioni matematiche con le quali calcolare le funzioni di correlazione, per coloro che vogliono cimentarsi in questo tipo di computazioni, sono riportate in appendice A 13. Il ricorso a questi calcoli, per approcci non strettamente professionali ai metodi di correlazione, non è indispensabile,

dato che si possono ottenere risultati soddisfacenti anche con mezzi semplici, come mostrato nel seguente esercizio:

**Tema:**

Si vogliono trovare, mediante un circuito di correlazione, due segnali inquinati dal disturbo definiti dalle seguenti caratteristiche:

S1 ed S2 definiti in una banda compresa tra  $F1 = 2000$  e  $F2 = 8000$  Hz

Rapporto S/N = + 6 dB ( rapporto decimale = 2)

Ritardo di percorso di S1:  $r_p = 100 \mu\text{Sec}$ .

Si assuma per il correlatore una caratteristica  $V_{\text{corMax}} = + 6V$  ed una costante di tempo  $c_t = 1 \text{ Sec}$ .

Si calcoli e si misuri l'entità della varianza.

Si determinino i punti significativi della funzione di correlazione.

Si doti il correlatore di un campo di ritardo artificiale da 0 a  $200 \mu\text{Sec}$  a passi di  $10 \mu\text{Sec}$ .

**Determinazione dei punti significativi della funzione di correlazione:**

Per non ricorrere all'impiego di formule complicate è possibile avere un'indicazione della funzione di correlazione mediante la determinazione dei suoi punti significativi; ciò si ottiene sulla base dei seguenti ragionamenti:

-Si valuta l'ampiezza che la  $V_{\text{cor}}$  deve avere in corrispondenza del massimo della funzione; ciò si ottiene dal valore dato di  $V_{\text{corMax}} = + 6V$  e dal rapporto S/N = + 6 dB impiegando la curva di figura 7.11 nel seguente modo: nelle ordinate s'individua il valore di S/N = + 6 dB, da questo si incontra la curva in un punto che, abbassato sulle ascisse, indica in circa 0.58 il rapporto tra  $V_{\text{cor}}/V_{\text{corMax}}$ . Quindi si può scrivere:

$$V_{\text{cor}}/V_{\text{corMax}} = 0.58$$

da cui

$$V_{\text{cor}} = 0.58 * V_{\text{corMax}} = 0.58 * 6 V_{\text{cc}} = 3.5 V_{\text{cc}}$$

Il massimo di  $V_{\text{cor}}$  si ottiene per il ritardo di percorso indicato nel tema :  $r_p = 100 \mu\text{Sec}$ .

-Si calcola il valore del ritardo  $r_{x1}$  per il quale la funzione di correlazione, dal valore zero inizia a crescere per raggiungere il massimo, che si troverà al corrispondente valore di ritardo artificiale coincidente con il ritardo di percorso  $r_p$ .

Il valore di  $r_{x1}$  si calcola applicando la formula:

$$r_{x1} = r_p - \{1 / [2 * (F1 + F2)]\}$$

Essendo  $F1 = 2000$  Hz,  $F2 = 8000$  Hz e  $r_p = 100 \mu\text{Sec}$  si ha:

$$r_{x1} = 100 \mu\text{Sec} - \{1 / [2 * (2000 \text{ Hz} + 8000 \text{ Hz})]\} = 50 \mu\text{Sec}$$

-Si calcola il valore del ritardo  $r_{x2}$  per il quale la funzione di correlazione, dal valore massimo, decrescendo, si riduce a zero.

Il valore di  $r_{x2}$  si calcola applicando la formula:

$$r_{x1} = r_p + \{1 / [2 * (F1 + F2)]\}$$

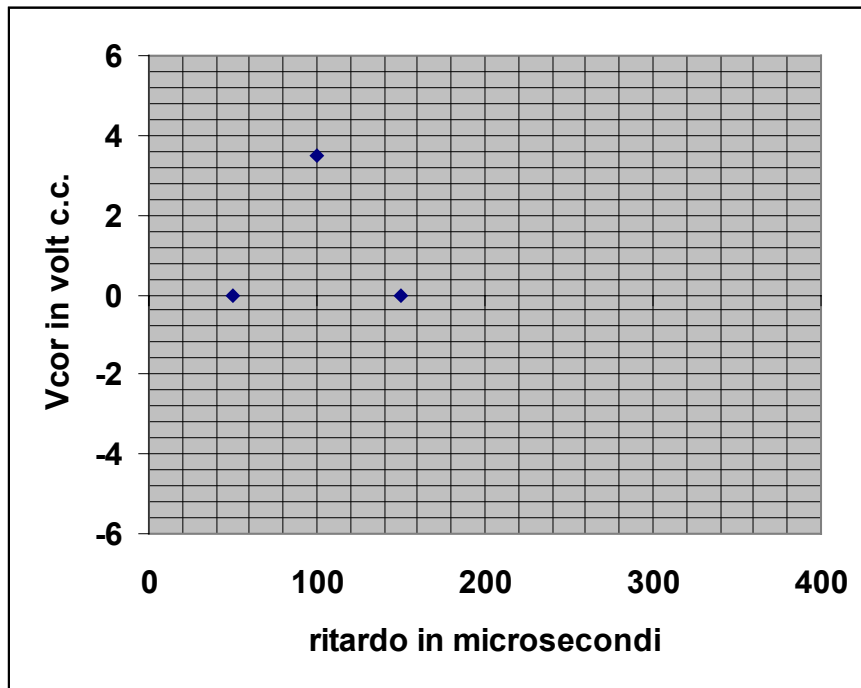
Essendo  $F1 = 2000 \text{ Hz}$ ,  $F2 = 8000 \text{ Hz}$  e  $r_p = 100 \text{ }\mu\text{Sec}$  si ha:

$$r_{x2} = 100 \text{ }\mu\text{Sec} + \left\{ 1 / \left[ 2 * ( 2000 \text{ Hz} + 8000 \text{ Hz} ) \right] \right\} = 150 \text{ }\mu\text{Sec}$$

Con i dati calcolati tracciamo i punti significativi attraverso i quali individuare il passaggio della funzione di correlazione; se questi valori vengono tracciati su carta millimetrata possiamo ottenere i limiti entro i quali si può pensare disegnata la parte più significativa della funzione di correlazione che interessa.

La figura 7.15 mostra questo semplice diagramma:

figura 7.15



#### **Calcolo della varianza:**

La varianza è un indicatore, sia del corretto funzionamento del correlatore, sia della situazione generale di misura: valori di varianza elevati, emergenti dal calcolo, ci dicono che la misura del massimo di correlazione sarà difficoltosa per l'eccessiva ondulazione di  $V_{cor}$ , valori di varianza bassi ci danno speranza sui risultati delle misure.

La formula per il calcolo della varianza è la seguente:

$$V_n = 2 * V_{corMax} / \left\{ 3.14 * \sqrt{[ 3.4 * ct * ( F2 - F1)]} \right\}$$

dove

$V_{corMax}$  è espresso in volt c.c.

$F1$  ed  $F2$  sono espresse in Hertz

$ct$ , costante di tempo dell'integratore, è espressa in secondi

Sostituendo in essa i valori in nostro possesso abbiamo:

$$V_n = 2 * 6 \text{ V} / \left\{ 3.14 * \sqrt{[ 3.4 * 1 \text{ Sec} * ( 8000 - 2000)]} \right\} = 26.7 \text{ mV}$$

Questo valore, comparato con la  $V_{cor} = 3.5 V_{cc}$  che abbiamo calcolato al passo precedente, indica che l'ondulazione su  $V_{cor}$  non sarà elevata essendo  $V_n$  circa l'1% di  $V_{cor}$ .

### ***Impostazione delle catene di ritardo:***

Le catene di ritardo richieste da tema prevedono un valore complessivo di ritardo di 200  $\mu\text{Sec}$ . suddiviso in cellule da 10  $\mu\text{Sec}$  ciascuna.

La catena deve essere dimensionata utilizzando le procedure di progetto illustrate nel capitolo 6; secondo le seguenti indicazioni:

-la catena di ritardo, dovendo ritardare un segnale compreso in una ampia gamma di frequenze, deve essere formata con cellule del tipo ad m derivato.

-la catena deve essere costituita da 20 cellule da 10mSec, ciascuna dotata di terminale di prelievo.

-il tipo di pilotaggio della catena deve essere di corrente al fine di non introdurre, oltre al ritardo delle singole cellule, anche il ritardo della semicellula terminale.

### ***Schema di misura:***

Lo schema di misura vede una configurazione simile a quella di figura 7.12 ma con una sola catena di ritardo disposta all'uscita del ricevitore 2.

### ***Procedura di misura:***

All'accensione S1 ed S2 sono incoerenti tra loro ed il voltmetro elettronico all'uscita del correlatore indica un livello di tensione piccolo.

La catena di ritardo ha il cursore posizionato per ritardo 0.

Si inizia a ritardare S2 affinché all'ingresso del correlatore possano trovarsi entrambi i segnali ritardati della stessa quantità di tempo.

Durante la variazione del ritardo, ottenuta a passi di 10  $\mu\text{Sec}$ , si riporteranno, sul diagramma di figura 7.15, i valori della  $V_{cor}$  misurati nei diversi punti.

Proseguendo ad incrementare il ritardo si vedrà la tensione  $V_{cor}$  aumentare d'ampiezza fino ad un valore oltre il quale, con ulteriori incrementi di ritardo, la  $V_{cor}$  inizierà a decrescere; questo massimo si otterrà per un ritardo artificiale di 100  $\mu\text{Sec}$ , così come già individuato nel diagramma. Con quest'ultimo passo la coerenza tra S1 ed S2 si riterrà raggiunta e con essa individuato il segnale, in corrispondenza del massimo di  $V_{cor}$ .

Proseguendo ancora con l'incremento di ritardo, si vedrà decrescere la  $V_{cor}$  fino a raggiungere lo zero indicato sul diagramma; oltre a tale punto si rileveranno variazioni contenute di  $V_{cor}$ . Si otterrà infine una punteggiata, entro i limiti dei tre punti significativi, che mostrerà di massima come varia la funzione di correlazione.

### ***Misura della varianza:***

Il tema si esaurisce con la misura della varianza  $V_n$ , ovvero dell'ondulazione che rende instabile il valore massimo della tensione d'uscita del correlatore.

La misura della varianza è fattibile con un voltmetro elettronico in corrente alternata posto in parallelo al voltmetro in corrente continua per la misura della  $V_{cor}$ ; la misura è tanto più difficoltosa quanto è elevata la costante di tempo  $c_t$  dato che  $V_n$  diminuisce d'ampiezza e di frequenza con il crescere della costante di tempo.

Una volta misurata la varianza se ne controlla il valore comparandolo con quello teorico ricavato in precedenza.

### ***Osservazioni:***

Nel secondo punto di questo esercizio abbiamo sviluppato i calcoli per la determinazione teorica dell'ampiezza della varianza utilizzando la formula che riportiamo:



$$V_n = 2 * V_{corMax} / [ 3.14 * \sqrt{ ( 3.4 * ct * ( F2 - F1) ) }$$

Nell'espressione di calcolo di  $V_n$  si vede che la costante di tempo  $ct$  è collocata a denominatore dell'espressione stessa, ciò porta immediatamente a pensare che la varianza potrà essere tanto più piccola quanto maggiore sarà la costante di tempo  $ct$ . Questo ragionamento, da un punto di vista numerico, è assolutamente corretto; è vero infatti che ad ogni quadruplicare di  $ct$  si ha un dimezzamento dell'ampiezza della varianza.

Ci si può quindi chiedere perché non abbattere la varianza, che tanti problemi può dare nella misura della  $V_{cor}$ , aumentando a piacere il valore di  $ct$ . La risposta a questo quesito si può dare in termini discorsivi:

Supponiamo di aver allestito un sistema di correlazione, completo di ricevitori, catene e quant'altro, per il controllo della permanenza della correlazione tra due segnali  $S_1$  e  $S_2$ ; utilizzeremo il voltmetro, collegato all'uscita del correlatore, per esaminare il comportamento della  $V_{cor}$  e assumere, rapidamente, alcune decisioni qualora tale valore dovesse decrescere.

Il valore di  $V_{cor}$  sotto controllo è stato ottenuto inserendo opportunamente, mediante la catena, un ritardo artificiale pari al ritardo di percorso  $rp$ .

Se per qualche motivo il ritardo  $rp$  cambierà valore noi vedremo immediatamente un decremento della  $V_{cor}$  che ci indurrà alle decisioni programmate.

La rapidità della risposta tra la variazione del ritardo di percorso  $rp$  e la variazione della tensione d'uscita  $V_{cor}$  del correlatore, è legata strettamente al valore della costante di tempo  $ct$  del circuito integratore; infatti se la costante di tempo  $ct$  è commisurata alla velocità della variazione di  $rp$ , avremo in tempo l'informazione del cambiamento di questa variabile.

Se invece la costante di tempo non è stata dimensionata correttamente, ovvero è più grande del necessario, ad un cambiamento rapido di  $rp$  non corrisponde un' altrettanto rapida variazione di  $V_{cor}$  con la conseguenza che le decisioni del caso vengono prese in ritardo.

Questo fenomeno è dovuto al comportamento del condensatore del circuito d'integrazione che, una volta caricato, impiega del tempo per scaricarsi ed assumere valori inferiori ( si veda appendice A4). L'inerzia determinata dalla costante di tempo  $ct$ , che si manifesta sia durante la fase di carica che nella fase di scarica del condensatore, condiziona completamente le prestazioni di un circuito di correlazione. Al valore di  $ct$  si dovrà prestare attenzione anche quando, agendo sul ritardo artificiale, si cercherà di seguire le variazioni di  $V_{cor}$ : ad ogni passo di ritardo introdotto variando la presa sulla catena, si dovrà dar tempo al condensatore del circuito integratore di assestarsi al valore massimo congruente con la coerenza tra i segnali, ciò con tanta più attenzione se i valori di  $V_{cor}$  devono essere annotati per poi riportarli in diagramma per tracciare l'andamento complessivo della funzione di correlazione.

Da quanto detto si è compreso che il valore di  $ct$  non possa essere considerato soltanto come variabile atta a ridurre l'ampiezza della varianza, ma quale elemento da dimensionare secondo un ragionevole compromesso tra le due opposte esigenze: rendere veloce la risposta del correlatore e nel contempo portare la varianza entro limiti accettabili.

A puro titolo informativo si evidenzia che la formula per il calcolo di  $V_n$  dipende, oltre che da  $ct$ , anche dalla larghezza della banda in cui sono definiti i segnali da correlare, ciò significa che si può agire anche su  $F_1$  e  $F_2$  nell'intento di ridurre la varianza. Seguendo questa strada la velocità di risposta del correlatore non viene influenzata, la problematica connessa alla nuova procedura è però molto complessa.

## 7.6 Monitoraggio tra segnali

Nel trattamento dei segnali, a volte, è utile poterne monitorare le relazioni di interdipendenza per agire conseguentemente alle loro variazioni. Un caso può essere, ad esempio, la condizione di massima correlazione tra due segnali, S1- S2, che deve mantenersi tale durante una certa fase di un determinato processo: è pertanto interessante poter conoscere quando detta correlazione viene a mancare per prendere adeguate misure.

Su questa linea di pensiero si può perciò immaginare il monitoraggio tra due segnali estensibile alle diverse condizioni di interdipendenza:

- 1) si può monitorare, come già detto, la persistenza di coerenza nel tempo, tra due segnali S1 ed S2, condizione per la quale i segnali devono presentare la massima correlazione.
- 2) si può monitorare la persistenza di incoerenza nel tempo, tra due segnali S1 ed S2, condizione per la quale i segnali devono presentare correlazione nulla (devono essere scorrelati).
- 3) si può monitorare la persistenza di un livello di media correlazione nel tempo, tra due segnali S1 ed S2, dipendente da un ben definito rapporto tra i segnali ed il disturbo.

-Per la soluzione del primo caso possiamo pensare:

I due segnali applicati ad un circuito di correlazione, nel quale il ritardo artificiale è stato regolato uguale  $d_{rp}$  per il massimo di  $V_{cor} = V_{corMax}$ .

La tensione d'uscita del correlatore ( $V_{cor}$ ) applicata ad un comparatore di livello predisposto a cambiare stato, allorquando la  $V_{cor}$  decrementa, ad esempio, oltre il 20%.

Quando, per subentrata variazione della lunghezza del percorso del segnale, varia il ritardo  $r_p$  si ha una caduta di  $V_{cor}$  superiore al 20%, si ha una conseguente segnalazione dal comparatore.

Oppure, per subentrata variazione del rapporto segnale/disturbo, si ha una caduta di  $V_{cor}$  superiore al 20%, si ha una conseguente segnalazione dal comparatore.

-Per la soluzione del secondo caso possiamo pensare:

I due segnali applicati ad un circuito di correlazione nel quale il ritardo artificiale è zero. I due segnali da monitorare sono scorrelati e rendono l'uscita del correlatore a  $V_{cor} = 0$  (salvo le ondulazioni della varianza)

La tensione d'uscita del correlatore ( $V_{cor}$ ) applicata ad un comparatore di livello predisposto a cambiare stato allorquando la  $V_{cor}$  incrementa, ad esempio, oltre  $0.5 V_{cc}$  (il comparatore non può essere predisposto sotto il livello dei picchi della varianza, altrimenti darebbe un continuo di segnalazioni false).

Quando, per cause da accertare, la  $V_{cor}$  assume valori superiori a  $0,5 V_{cc}$ , il comparatore cambia stato e dà segnalazione del fatto.

-Per la soluzione del terzo caso possiamo pensare:

I due segnali applicati ad un circuito di correlazione, nel quale il ritardo artificiale è stato regolato uguale  $d_{rp}$  per il massimo di  $V_{cor}$ , inferiore a  $V_{corMax}$  per la presenza, accettata, di disturbi ad un certo livello.

La lunghezza di percorso dei due segnali è assolutamente costante per cui si avrà sempre  $r_p = k$ .

La tensione d'uscita del correlatore ( $V_{cor}$ ) applicata ad un comparatore di livello predisposto a cambiare stato, allorquando la  $V_{cor}$  decrementa, ad esempio, oltre il 10%.

Quando, per subentrata variazione del rapporto segnale/disturbo, si ha una caduta di  $V_{cor}$  superiore al 10%, si ha una conseguente segnalazione dal comparatore.

Tutte le soluzioni circuitali alle quali abbiamo accennato si basano sull'impiego di circuiti di correlazione aventi le caratteristiche già illustrate in precedenza, da cui emerge come varia la  $V_{cor}$  in dipendenza delle variabili che la condizionano. Nella maggioranza dei casi la zona del massimo di correlazione è rappresentata da una curva tondeggiante sul massimo (profilo della funzione di correlazione), che non consente facilmente di apprezzare piccole variazioni d'ampiezza, ovvero piccole variazioni sulla coerenza tra i segnali che, alcune volte, sarebbero interessanti da rilevare. Per venire incontro a questa esigenza è stato studiato un particolare correlatore (l'anticorrelatore) del quale tratteremo nel prossimo paragrafo.

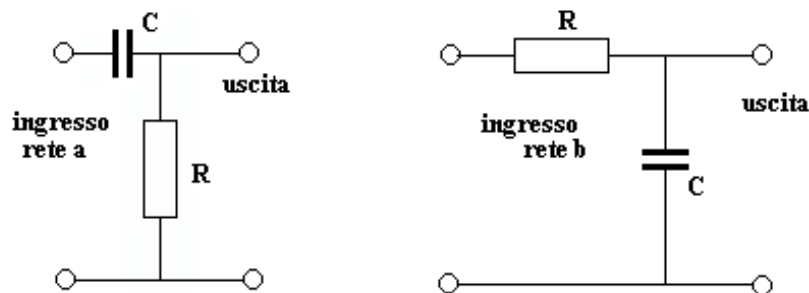
### 7.6.1 L'anticorrelatore

Questo circuito ha il nome di anticorrelatore proprio perché fornisce una tensione  $V_{cor} = 0$  nei casi in cui un correlatore normale fornisce  $V_{cor} = V_{corMax}$ . Questa caratteristica non è dovuta ad una sottrazione di livello di tipo algebrico ma ad una vera e propria legge matematica che consente di ottenere uno zero in corrispondenza della coerenza tra i segnali d'ingresso. L'anticorrelatore non è utile per il monitoraggio delle variazioni di  $V_{cor}$  dovute a variazioni del rapporto S/N, ma presenta caratteristiche eccezionali per la discriminazione di piccole variazioni di coerenza dovute ad alterazioni del valore del ritardo ( $r_p$ ) di percorso. Il circuito aggiunge ulteriori importanti informazioni relative alla variazione di coerenza tra i segnali, indicando se queste avvengono per incrementi o decrementi di  $r_p$ .

Il tracciamento della funzione di anticorrelazione non è fondamentale per l'impiego del dispositivo nelle applicazioni pratiche; se per eventuali esigenze intellettuali questo è richiesto, si rimanda il lettore alla lettura dell'appendice A13.

L'anticorrelatore si ottiene, molto semplicemente, aggiungendo all'ingresso del correlatore illustrato in figura 7.12, due particolari reti di sfasamento che, assieme, hanno il compito di sfasare di  $90^\circ$  tutte le frequenze della banda in cui sono definiti i segnali ( figura 7.16).

figura 7.16



Le reti sono dimensionate in modo che, pur sfasando le tensioni applicate in modo diverso in dipendenza della loro frequenza, la differenza di fase, tra l'uscita della rete "a" e l'uscita della rete "b" resta costante a  $90^\circ$  indipendentemente dalla frequenza applicata.

Naturalmente, come tutti i circuiti R C, l'ampiezza delle tensioni varia con il variare della frequenza; nella rete "a" l'ampiezza aumenta con l'aumentare della frequenza ( il circuito ha le caratteristiche di un passa alto), nella rete "b" l'ampiezza diminuisce con l'aumentare della frequenza ( ha le caratteristiche di un passa basso).

Questo comportamento è accettabile dal circuito di correlazione di figura 7.12 perché, grazie ai comparatori d'ingresso, le variazioni d'ampiezza non eccessive vengono "assorbite" dalla elevata sensibilità di transizione di detti comparatori.

Il calcolo dei componenti le due reti, uguali tra loro, si sviluppa secondo la formula:

$$R = 1 / ( 6.28 * F_m * C )$$

dove  $F_m$  è la media delle frequenze estreme che definiscono la banda dei segnali applicati

$$F_m = ( F_1 + F_2 ) / 2$$

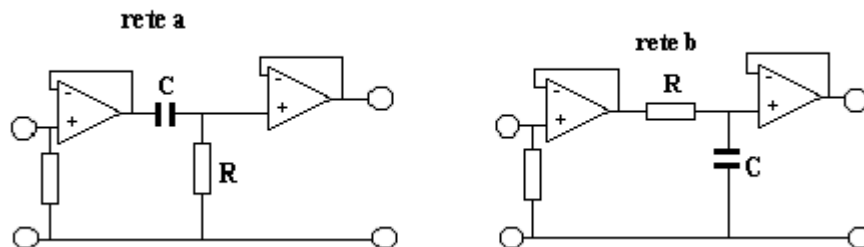
La formula può essere risolta, invece, calcolando C una volta scelto il valore di R secondo l'espressione:

$$C = 1 / ( 6.28 * F_m * R )$$

In entrambe le formule la resistenza è espressa in ohm e la capacità in Farad.

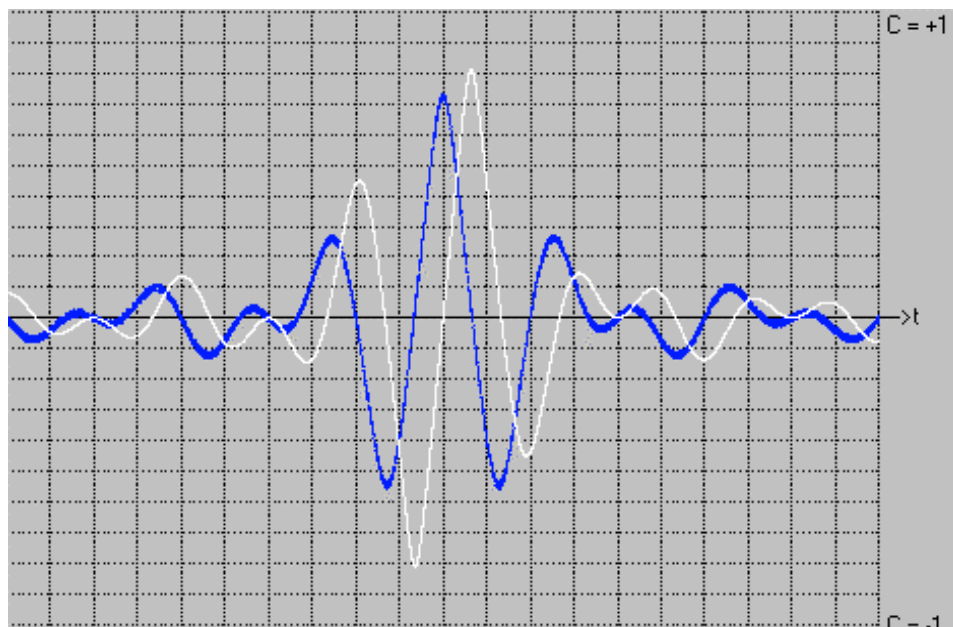
Le reti di sfasamento non solo richiedono componenti precisi, ma, affinché questi ultimi non risentano dei circuiti nei quali le reti devono essere inserite, è altrettanto necessario che esse siano opportunamente disaccoppiate mediante appositi circuiti elettronici associati. Questi circuiti possono essere dei semplici microamplificatori a guadagno unitario collegati alle reti, come indicato in figura 7.17.

figura 7.17



L'inserimento delle reti di sfasamento, con l'elettronica ad esse associata, nel circuito di correlazione di figura 7.12, deve essere così effettuato:  
 la rete a) deve essere posta tra l'uscita del ricevitore 1 e l'ingresso della catena di ritardo  $\tau_{o1}$ .  
 la rete b) deve essere inserita tra l'uscita del ricevitore 2 e l'ingresso della catena di ritardo  $\tau_{o2}$ .  
 L'introduzione delle due reti nel circuito di figura 7.12 porta il circuito originale di correlazione a comportarsi in modo completamente diverso dall'originale (passaggio dal correlatore all'anticorrelatore), manifestando una curva di risposta, al variare del ritardo artificiale, denominata "funzione di anticorrelazione" che mostriamo, per paragone, assieme ad una funzione di correlazione ordinaria. in figura 7.18

figura 7.18



Il diagramma ha, in ascisse, il ritardo artificiale esteso tra 0 e 1000  $\mu\text{Sec}$  e in ordinate normalizzate l'ampiezza della  $V_{cor}$ .

Il calcolo delle due curve è stato fatto per le seguenti caratteristiche dei segnali e del percorso:

banda di frequenza dei due segnali  $F1 = 5000 \text{ Hz}$ ,  $F2 = 10000 \text{ Hz}$ .  
rapporto S/N = 10 db ( 3.3 volte).  
ritardo di percorso  $r_p = 500 \mu\text{Sec}$ .

La curva tracciata in bianco è la funzione di anticorrelazione, la curva tracciata in nero è la funzione di correlazione; dal confronto tra le due si nota che dove la seconda ha il massimo di  $V_{cor}$  ( per un ritardo artificiale di  $500 \mu\text{Sec}$ ) la prima presenta uno zero, mentre negli intervalli di ritardo inferiori e superiori ai  $500 \mu\text{Sec}$ . le due curve presentano notevoli ondulazioni caratteristiche della banda dei segnali. Guardando la figura 7.17 si comprende come sia più precisa la determinazione dello zero di  $V_{cor}$  sulla funzione di anticorrelazione che la determinazione del massimo della funzione di correlazione. Si vede inoltre che se  $r_p$  varia, la funzione di anticorrelazione indica, assumendo valori positivi, che  $r_p$  è aumentato o, assumendo valori negativi che  $r_p$  è diminuito.

Dopo aver discusso su questo argomento possiamo chiuderlo con un esercizio riguardante il dimensionamento delle due reti di sfasamento:

***Tema:***

Si debba progettare un circuito anticorrelatore per eseguire dei controlli su segnali a larga banda aventi le seguenti caratteristiche:

$F1 = 10000 \text{ Hz}$

$F2 = 15000 \text{ Hz}$

Il circuito deve utilizzare l'intera struttura indicata nello schema di figura 7.12 affinché la manualità

d'impiego e le procedure di misura siano quelle già utilizzate nel paragrafo 7.4.

Se ne definisca il comportamento per il monitoraggio dei segnali.

***Dimensionamento delle reti di sfasamento:***

Per il dimensionamento delle reti di sfasamento si utilizza una delle due formule indicate per questo calcolo; se supponiamo di fissare un valore di  $R = 4700 \text{ ohm}$  possiamo ricavare il valore di  $C$  dopo aver calcolato la frequenza media della banda:

$$F_m = (F1 + F2) / 2 = ( 10000 \text{ Hz} + 15000 \text{ Hz} ) / 2 = 12500 \text{ Hz}$$

$$C = 1 / ( 6.28 * F_m * R ) = 1 / ( 6.28 * 12500 \text{ Hz} * 4700 \text{ ohm} ) = 2710.3 \text{ pF}$$

Tanto la  $R$  quanto la  $C$  devono essere precisi entro 1%.

Le due reti di sfasamento devono essere accoppiate al correlatore originale tramite due paia di circuiti integrati, così come indicato in figura 7.17.

***Monitoraggio dei segnali con l'anticorrelatore.***

-Per il monitoraggio dei segnali con l'anticorrelatore possiamo pensare:

I due segnali sono applicati al circuito di anticorrelazione, nel quale il ritardo artificiale è stato regolato uguale ad  $r_p$  per avere il valore di  $V_{cor} = 0$ .

La tensione d'uscita del correlatore (  $V_{cor}$  ) è applicata ad un doppio comparatore di livello predisposto a cambiare stato allorché la  $V_{cor}$  diventa positiva (+100 mV) o negativa ( -100 mV), indicando quale cambiamento è avvenuto.

Quando, per subentrata variazione della lunghezza del percorso del segnale, varia il ritardo  $r_p$  si ha un incremento di  $V_{cor} > +100 \text{ mV}$  e il comparatore indica che la variazione di  $r_p$  è stata in aumento.

Quando, per subentrata variazione della lunghezza del percorso del segnale, varia il ritardo  $r_p$ , si ha un decremento di  $V_{cor} < -100 \text{ mV}$  e il comparatore indica che la variazione di  $r_p$  è stata in diminuzione.

### **7.7 Cenni sulla correlazione con il personal computer**

E' possibile eseguire alcune forme di correlazione tra segnali, mediante l'utilizzo di una circuitazione elettronica ridotta, con l'impiego di un personal computer; in particolare questo nuovo approccio alla misura della correlazione può essere adoperato per risolvere il problema inerente la ricerca dei segnali coperti dai disturbi già affrontato, mediante soluzioni integralmente circuitali, nel paragrafo 7.5.

Così, come nel citato paragrafo, la ricerca del segnale avveniva per passi, variando la posizione della presa sulla catena di ritardo, il segnale nel computer viene cercato mediante una serie di "punti" a ciascuno dei quali è assegnato un ritardo definito. Si usa infatti dire, ad esempio, "correlazione a 256 punti" quando per la correlazione sul P.C. si utilizzano 256 unità di ritardo interne alla macchina. È fondamentale osservare che per realizzare, con il circuito di figura 7.12, una correlazione con 256 passi di ritardo la costruzione delle catene diventa un problema di carattere tecnologico, non facilmente risolvibile; con il computer invece si possono facilmente realizzare migliaia di punti di ritardo consentendo la ricerca dei segnali in vasti intervalli di tempo o con estrema accuratezza.

## Capitolo 8 Alimentatori

Nel presente capitolo si prendono in esame le modalità di progettazione degli alimentatori e con essi i trasformatori d'alimentazione di media potenza i circuiti di rettificazione e i filtri d'uscita ad essi associati. Gli alimentatori, oggetto di questo capitolo, sono progettati esclusivamente per essere collegati a reti di energia elettrica a 50, 60 o 400 Hz.

Alcuni di questi dispositivi, con caratteristiche standard, si trovano in commercio e possono soddisfare le prime esigenze nella fase di sperimentazione dei circuiti elettronici analogici, destinati alla costruzione di un'apparecchiatura.

Nella fase successiva di realizzazione di detta apparecchiatura, il più delle volte i prodotti commerciali risultano, elettricamente sovradimensionati o sottodimensionati, o, meccanicamente, troppo ingombranti, non consentendo un impiego corretto nel contesto dell'apparecchiatura finale. Nasce da qui la necessità di progettare a misura l'alimentatore più adatto all'impiego del momento, affinché questo possa dare le migliori garanzie di funzionalità e adattabilità.

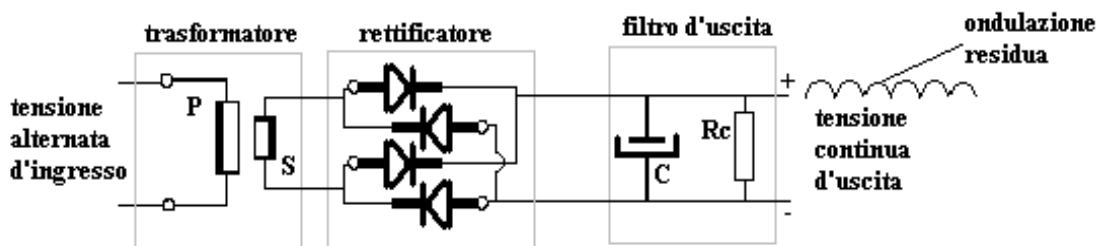
### 8.1 Struttura di un alimentatore monofase

Un alimentatore monofase ha una struttura composta da tre blocchi quali:

- trasformatore
- gruppo rettificatore
- filtro d'uscita

così come riportato in figura 8.1

figura 8.1



Le funzioni svolte da ciascun blocco sono:

-il trasformatore trasferisce al circuito rettificatore la tensione alternata, richiesta affinché sul carico  $R_c$  sia disponibile la tensione continua prevista.

-il rettificatore a ponte provvede al passaggio dei semiperiodi positivi e negativi (rettificazione ad onda intera) della tensione alternata, indirizzandoli rispettivamente ai terminali “+” e “-” dell'uscita dell'alimentatore.

-il filtro capacitivo d'uscita ha il compito di mediare i semiperiodi di tensione provenienti dal rettificatore per ottenere la tensione continua sul carico: il filtro è composto dal condensatore  $C$  e dalla resistenza  $R_c$ , che rappresenta, simbolicamente, tutto il carico collegato all'alimentatore.

Un alimentatore può essere formato, sia come indicato nello schema (fornisce una sola tensione d'uscita), sia da un unico trasformatore a più secondari, ai capi dei quali sono collegati altrettanti blocchi di rettificazione e filtraggio (fornisce molteplici tensioni d'uscita).

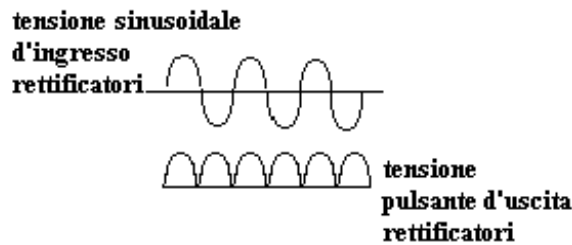
Ciascuna delle funzioni dell'alimentatore deve essere progettata, secondo particolari criteri, mediante l'impiego di un certo numero di variabili che andiamo di seguito ad elencare partendo dall'ultimo blocco:

#### Filtro d'uscita

Il filtro d'uscita riceve dal rettificatore la tensione “pulsante” a doppia semionda, il cui andamento è mostrato in figura 8.2; nella figura è tracciata, in basso, la tensione pulsante, e, in alto, la tensione sinusoidale all'ingresso al rettificatore. La frequenza degli impulsi positivi provenienti dal

rettificatore è il doppio della frequenza della tensione applicata al primario del trasformatore dato che, ad ogni periodo della tensione alternata, si hanno in uscita dal rettificatore a ponte due impulsi di mezza sinusoide.

figura 8.2



Il compito del filtro è di mediare tra gli impulsi che si susseguono nel tempo, in modo da colmare i minimi di tensione con i massimi ottenendo una tensione continua affetta da una ondulazione più piccola possibile.

I componenti del filtro d'uscita, in tutte le procedure di progetto che seguiremo, dovranno sempre soddisfare la seguente disuguaglianza:

$$2 * \pi * f * C * R_c \geq 100$$

nella quale

f = frequenza ( in Hz) della tensione alternata applicata al primario

C = capacità in Farad del condensatore di filtro

R<sub>c</sub> = resistenza di carico dell'alimentatore espressa in ohm

La verifica della disuguaglianza farà sì che l'ondulazione residua d'uscita (V<sub>ond</sub>), avente una frequenza pari al doppio della frequenza di rete ( 2 \* f ), evidenziata in modo abnorme in figura 8.1, sarà sempre dell'ordine del 1 % della tensione continua d'uscita.

### **Rettificatore**

I quattro diodi del rettificatore dovranno essere dimensionati in modo da avere:

$$I_p < I_f \quad e \quad V_p < V_r$$

dove

I<sub>p</sub> = corrente di picco della tensione alternata applicata

I<sub>f</sub> = Corrente massima di lavoro del diodo

V<sub>p</sub> = Tensione alternata di picco applicata

V<sub>r</sub> = Tensione massima di picco di inversa del diodo

Dovrà inoltre essere presa in considerazione la tensione di conduzione V<sub>g</sub>, ai capi della giunzione, in funzione della corrente I<sub>p</sub>, in modo da valutare le cadute di tensione ai capi dei diodi.

### **Trasformatore**

Le variabili che entrano in gioco per il progetto del trasformatore sono molteplici, vediamole di seguito secondo l'ordine d'impiego richiesto dai calcoli:

V<sub>pe</sub> = tensione applicata al primario ( in volt efficaci)

W<sub>cc</sub> = potenza in corrente continua richiesta dal carico ( in Watt )



$W_p$  = potenza dovuta alle perdite nel trasformatore ( in Watt )  
 $W_t$  = potenza totale richiesta dal trasformatore alla rete d'alimentazione ( in Watt )  
 $B$  = induzione magnetica scelta per il nucleo di ferro ( in Gauss)  
 $S_f$  = sezione del nucleo di ferro ( in cmq)  
 $P_f$  = perdite nel ferro ( in Watt)  
 $K_r$  = coefficiente di riempimento del rocchetto d'avvolgimento del filo (numero puro)  
 $N_p$  = numero delle spire del primario  
 $D_p$  = diametro del conduttore utilizzato nel primario ( in mm)  
 $S_l$  = sezione lorda del rocchetto  
 $S_n$  = sezione netta del rocchetto  
 $S_{ap}$  = sezione netta dell'avvolgimento del primario (in cmq)  
 $S_{me}$  = lunghezza della spira media del primario  
 $R_{fp}$  = resistenza del filo su primario ( in ohm/metro)  
 $R_{fs}$  = resistenza del filo su secondario( in ohm/metro)  
 $R_s$  = resistenza equivalente del primario (in ohm)  
 $R_c$  = resistenza complessiva del carico applicato al trasformatore ( in ohm)  
 $E_{dc}$  = tensione continua ai capi del carico ( in volt )  
 $V_{dd}$  = caduta di tensione ai capi di due diodi  
 $V_{rp}$  = tensione di picco all'ingresso del rettificatore  
 $V_e$  = tensione efficace fornita dal secondario  
 $E_p$  = tensione di picco della tensione all'uscita del rettificatore ( in volt)  
 $X_{gr} = ( W_{cc} * R_s ) / ( 2 * V_{pe}^2 )$  variabile per l'impiego del diagramma di calcolo di  $R_s/R_c$  e  $E_{dc}/E_{picco}$   
 $N_{s1}; N_{s2}; .. N_{sn}$  = numero delle spire dei secondari  
 $D_{s1}; D_{s2}; ... D_{sn}$  = diametro dei conduttori utilizzati nei secondari ( in mm)  
 $\Delta t$  = incremento di temperatura del trasformatore ( in gradi centigradi)

## 8.2 Esempio di calcolo del filtro capacitivo

Iniziamo l'esame dei blocchi funzionali dell'alimentatore con un esempio di calcolo del filtro capacitivo. Dato che si deve stabilire quale valore assegnare a C, una volta fissato il valore di  $R_c$ , è più comodo scrivere la disuguaglianza riportata nel paragrafo precedente in una forma diversa:

$$C \geq 100 / ( 2 * \pi * f * R_c )$$

Con questa nuova disuguaglianza eseguiamo l'esercizio:

### ***Dati di base:***

Sia da dimensionare il valore di C, per un filtro capacitivo, da collegare all'uscita di un raddrizzatore a doppia semionda che deve fornire sul carico una tensione di 24 Vcc con una corrente di 0.2 Ac.c. Il primario del trasformatore è alimentato alla frequenza di 60 Hz. La temperatura ambiente potrà raggiungere il valore massimo di 40°.

### ***Dimensionamento di C:***

Per l'applicazione della nuova disuguaglianza dobbiamo anzitutto calcolare il valore di quella che sarà la resistenza di carico  $R_c$ , sulla base della tensione e della corrente richieste:

$$R_c = 24 V_{cc} / 0.2 A = 120 \text{ ohm}$$

Quindi 
$$C \geq 100 / ( 2 * 3.14 * 60 \text{ Hz} * 120 \text{ ohm} ) = 2211 \mu\text{Farad}$$

Un valore standard di C > di 2211  $\mu\text{Farad}$  è individuabile in 2400  $\mu\text{Farad}$ .

### **Caratteristiche del condensatore:**

I condensatori di filtro, date le loro grandi capacità, devono essere necessariamente del tipo elettrolitico. Per questo tipo di condensatori sono accettate tolleranze del +50% ; - 10% sui valori di della capacità date a catalogo.

Si deve porre attenzione nella scelta della tensione di lavoro VL in corrente continua, che deve essere almeno il 20% superiore alla tensione applicata. Nel nostro caso avremo

$$V_L = 24V_{cc} * 1.2 \approx 30 \text{ V}$$

Il condensatore deve poter sopportare la corrente alternata Ico dovuta alla presenza dell'ondulazione d'uscita Vond: tale corrente si calcola mediante l'espressione:

$$I_{co} = V_{ond} * 4 * \pi * f * C * 1.1$$

essendo

$$V_{ond} = 1 \% \text{ di } V_{cc} = 24 V_{cc} * 1 / 100 = 0.24V_{ca}$$

$$f = 60 \text{ Hz}$$

si ha

$$I_{co} = 0.24V_{ca} * 4 * 3.14 * 60 \text{ Hz} * 2400 \mu\text{F} * 1.1 = 0.47 \text{ A}$$

Riassunto delle caratteristiche del condensatore:

Capacità C = 2400  $\mu\text{F}$  +50%; - 10 %

Tensione di lavoro VL = 30Vc.c.

Corrente di ondulazione Ico >> 0.47 A c.a.

Temperatura di lavoro T > 40 °

### **Osservazioni:**

-Dall'esempio si vede come il valore di C, per altri alimentatori, dovrà essere tanto più grande quanto sarà maggiore la potenza erogata al carico.

-Se un alimentatore è progettato per fornire più di una tensione continua, per ciascun blocco di filtro deve essere computato il proprio condensatore sulla scorta dei dati della potenza richiesta.

-Se un alimentatore è progettato per fornire in uscita tensioni continue superiori a 45 V, è necessario adottare alcuni criteri di sicurezza per evitare che, accidentalmente, tali tensioni possano venire a contatto con le persone provocando serie conseguenze.

Si deve tener presente che la tensione continua provoca, a contatto, la formazione di archi voltaici molto pericolosi.

Dato che un alimentatore può essere scollegato dall'utilizzatore, è facile che il condensatore di filtro resti carico anche quando l'alimentatore è stato spento. Questa condizione è oltremodo rischiosa perché a volte, certi che l'alimentatore è stato smorzato, si mettono le mani all'interno con le conseguenze sopra esposte.

Per evitare tali rischi è necessario collegare, in permanenza, un resistore di scarica ( Rsc) in parallelo al condensatore in modo tale che, una volta spento l'alimentatore, in pochi secondi il condensatore si scarichi sulla resistenza di sicurezza passando, in pochi secondi, dal valore di tensione Vcc al valore di sicurezza Vsic. Vediamo come calcolare il valore Rsc nel caso in cui si abbia, ad esempio, un condensatore da 4700  $\mu\text{F}$  caricato con una tensione di 60 Vc.c.:

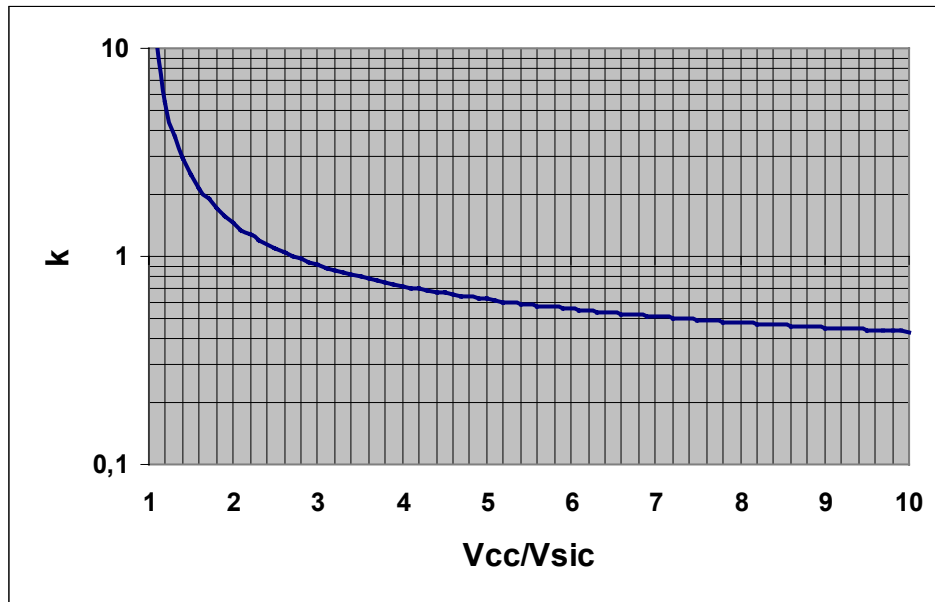
Se vogliamo che il condensatore si scarichi a livelli di tensione non pericolosi entro 5 Sec. , passando da  $V_{cc} = 60V$  a  $V_{sic} = 30 V$ , dobbiamo porre una resistenza che soddisfi alla relazione:

$$R_{sc} = 10^6 * k * t / C$$

dove  $R_{sc}$  è espressa in ohm , t in secondi e C in microFarad

k si ricava dal diagramma di figura 8.3 secondo la seguente procedura:

figura 8.3



si calcola rapporto  $V_{cc}/V_{sic} = 60 V_{cc} / 30 V_{cc} = 2$  , per tale ascissa si determina, in base alla curva, l'ordinata corrispondente:  $k \approx 1.5$ .

Ora non resta che applicare la formula per il calcolo di  $R_{sc}$  per  $t = 5$  Sec e  $C = 4700 \mu F$  e  $k = 1.5$ :

$$R_{sc} = 10^6 k * t / C = 10^6 * 1.5 * 5 \text{ Sec.} / 4700 \mu F = 1595 \text{ ohm (arrotondabile a } 1500 \text{ ohm)}$$

Detta resistenza dovrà poter dissipare una potenza di:

$$W_{rsc} = (60 V_{cc})^2 / R_{sc} = 3600 / 1500 \text{ ohm} = 2.4 \text{ W (da arrotondare per sicurezza a } 5 \text{ W)}$$

Naturalmente se il valore di  $W_{rsc}$  sarà sensibile rispetto alla potenza fornita dall'alimentatore, quest'ultimo dovrà essere sovradimensionato per sopperire a questo ulteriore consumo.

### 8.3 Esempio di calcolo del rettificatore

Proseguiamo l'esame dei blocchi funzionali dell'alimentatore con un esempio di calcolo del rettificatore di potenza.

In questo tipo di alimentatore si preferisce impiegare il rettificatore a ponte per consentire la costruzione del trasformatore con secondari privi della presa intermedia ; ciò implica l'utilizzo di quattro diodi di potenza collegati secondo lo schema di figura 8.1.

Si tenga presente che in commercio si trovano numerosi componenti che racchiudono in un unico contenitore il ponte di diodi già formato, che può sostituire vantaggiosamente i quattro diodi singoli. Un esercizio per la selezione dei diodi mostrerà tutte le problematiche relative a questo componente:

#### ***Dati di base:***

Si debba costruire un ponte di rettificazione a diodi per un alimentatore il cui carico richiede 50 Vcc e 0.5A; il ponte deve lavorare ad una temperatura ambiente di 50°.

Si valuti la caduta di tensione sui diodi per tenerne di conto nella fase di progetto del trasformatore.

#### ***Valutazione della corrente di picco massima:***

Supponiamo che, a seguito di valutazioni sulle caratteristiche del trasformatore e del carico ( questa procedura sarà vista nel contesto del calcolo del trasformatore), la corrente di picco massima che scorre nei diodi risulti 1.2 volte la corrente richiesta dal carico, cioè:

$$I_p = 1.2 * 0.5A = 0.6 A$$

I diodi che andremo a selezionare dovranno avere una corrente  $I_f$  superiore ad  $I_p$ .

#### ***Valutazione della tensione inversa massima:***

Supponiamo che la tensione di picco massima applicata ai diodi sia superiore del 20% della tensione richiesta dal carico, cioè:

$$V_p = 1.2 * 50V_{cc} = 60 V_p$$

I diodi che andremo a selezionare dovranno avere una tensione inversa superiore a 60V.

#### ***Selezione del tipo dei diodi:***

Sulla base della corrente  $I_p$  e della tensione  $V_p$  si può scegliere il tipo di diodo necessario per la formazione del rettificatore a ponte:

sulla base della corrente  $I_p = 0.6A$  e della tensione  $V_p = 60 V$ , si sceglie a catalogo il diodo 1N4002, in contenitore plastico e terminali a saldare, presenta le seguenti caratteristiche:

$$\begin{aligned} I_f &= 1 A > I_p \\ V_r &= 100 V > V_p \end{aligned}$$

#### ***Calcolo della caduta di tensione ai capi dei diodi:***

La valutazione della caduta di tensione è richiesta dai dati di base per il successivo calcolo del trasformatore.

Il diodo presenta una  $V_f$  tipica di 0.9 V a 0.6 A, ne consegue che nel progetto del trasformatore dovrà tenersi conto di una caduta di tensione di

$$2 * 0.9 V = 1.8 V$$

( perdita dovuta a due diodi, dei quattro, durante il loro semiperiodo di conduzione).

**Considerazioni relative alla temperatura:**

La dissipazione  $W_d$  di un diodo durante le fasi di conduzione si può assimilare, per semplicità e per sicurezza, pari al prodotto della  $V_f$  per la corrente di picco  $I_p$ , valutata per la metà del tempo, dato che i diodi conducono a turno per i relativi semiperiodi, nel nostro caso quindi possiamo scrivere:

$$W_d = V_f * I_f / 2$$

dalla quale  $W_d = 0.9 \text{ V} * 0.6 \text{ A} / 2 = 0.27 \text{ W}$

La massima potenza elettrica che un diodo con terminali a filo può dissipare è data dalla relazione:

$$P = (T_j - T_a) / (\theta_{jLa} + \theta_{jLk} + \theta_{jHS})$$

dove

$\theta_{jLa}$  = resistenza termica tra anodo e terminale in °C/w

$\theta_{jLk}$  = resistenza termica tra catodo e terminale in °C/w

$\theta_{jHS}$  = resistenza termica terminali e punti di fissaggio –saldature- in °C/w

$T_j$  = temperatura massima della giunzione in °C

Il catalogo del diodo selezionato indica le seguenti caratteristiche termiche per il diodo 1N4002:

$\theta_{jLa} = 100^\circ \text{ C/w}$

$\theta_{jLk} = 100^\circ \text{ C/w}$

$\theta_{jHS} = 35^\circ \text{ C/w}$  per terminali della lunghezza di circa 12 mm saldati su C.S.

$T_j = 175^\circ$

Con i dati del costruttore e con l'indicazione della temperatura ambiente ( $T_a$ ), fornita nei dati di base, possiamo verificare, con la formula sopra riportata, se il diodo è in grado di dissipare la potenza  $W_d$  calcolata:

$$P = (T_j - T_a) / (\theta_{jLa} + \theta_{jLk} + \theta_{jHS}) = (175^\circ - 50^\circ) / (100^\circ\text{C/w} + 100^\circ\text{C/w} + 50^\circ\text{C/w}) = 0.5 \text{ W}$$

essendo  $P > W_d$  il componente è adatto a dissipare la potenza  $W_d$ .

**Osservazioni:**

Nelle valutazioni sulle caratteristiche di un diodo rettificatore di potenza è di notevole importanza l'esame della dissipazione che, se non attentamente stimata, può provocare la distruzione del componente. Nell'esempio svolto i calcoli hanno mostrato un notevole margine tra la potenza da dissipare  $W_d = 0.22 \text{ W}$  e la capacità di dissipazione del diodo che risulta di  $0.5 \text{ W}$ ; se il calcolo avesse invece portato ad una condizione opposta, ovvero  $P < W_d$ , avremmo dovuto cercare un diodo, forse ancora in contenitore plastico, dalle caratteristiche termiche adatte a sostenere la potenza da dissipare.

Qualora, per ragioni legate alla potenza da smaltire sul diodo, la scelta del semiconduttore dovesse orientarsi sui tipi a contenitore metallico e fissaggio con dado, il calcolo della dissipazione dovrebbe essere sviluppato con le formule già riportate per la dissipazione dei transistori nel paragrafo 3.13.

#### 8.4 Esempio di calcolo del trasformatore

Terminiamo l'esame dei blocchi funzionali dell'alimentatore con un esempio di calcolo del trasformatore di potenza.

Il progetto di questo blocco è il più elaborato dei tre e richiede l'impiego di tabelle, curve e dati caratteristici dei nuclei di ferro che costituiscono la base sulla quale viene dimensionato il trasformatore.

Questi trasformatori saranno sempre collegati a reti di energia elettrica a 50, 60 o 400 Hz e, pertanto, saranno costruiti con nuclei di ferro al silicio; è utile ricordare che i "piccoli trasformatori", invece, dato l'ampio campo di frequenze applicato, sono costruiti con nuclei in ferrite (si veda paragrafo 1.5).

La scelta del nucleo, che segue immediatamente l'esame della potenza richiesta dal carico o dai carichi, non sempre deve essere fatta in base a detta potenza; in alcuni casi, infatti, si può scegliere il nucleo di dimensioni maggiori del necessario per le seguenti ed altre ragioni:

- Si vuole ridurre l'ingombro degli avvolgimenti dei conduttori di rame per ridurre la resistenza ohmica.
- Si desidera ridurre i flussi magnetici dispersi dal nucleo contenendone l'induzione.
- Sono necessari particolari valori d'isolamento tra gli avvolgimenti che richiedono più spazio del normale nel rocchetto dell'avvolgimento.
- Si devono costruire particolari accoppiamenti tra primario e secondari che richiedono il sezionamento del rocchetto d'avvolgimento in un gruppo di sub rocchetti.
- Si devono realizzare schermature elettrostatiche ingombranti tra primario e secondari.
- Si è decisa una standardizzazione delle dimensioni dei nuclei per poter fare acquisti più facili adattandosi alle disponibilità del mercato.

Al di là delle ragioni esposte, c'è sempre un motivo fondamentale che vincola la scelta del nucleo:

l'impossibilità di trovarne sul mercato esattamente corrispondenti alla potenza da trasformare; la scelta, quindi, sarà frutto di ragionevoli compromessi.

Ciò premesso, iniziamo questo esempio cominciando dall'impostazione dei dati caratteristici di base:

##### ***Dati di base:***

Sia da progettare un trasformatore con il primario da collegare alla tensione alternata  $V_{pe} = 220 V_{eff}$ , 50 Hz. Sia richiesta sul carico una tensione  $V_c$  di 26Vcc ed una corrente  $I_c$  di 1.9 A.

Al fine di ridurre il campo magnetico disperso, ad evitare interferenze con circuiti vicini all'alimentatore, si tenga il valore dell'induzione  $B = 15000$  Gauss.

##### ***Calcolo delle potenze:***

**Potenza richiesta da carico:**

$$W_{cc} = V_c * I_c$$

Essendo  $V_c = 26 V_{cc}$ ,  $I_c = 1.9 A$  si ha:

$$W_{cc} = 26 V_{cc} * 1.9 A = 49.4 w$$

**Potenza richiesta dal primario:**

Nel progetto di trasformatori di media potenza si assume, generalmente, un rendimento  $\epsilon = 80 \%$ ; ciò significa che il primario richiederà dalla rete più potenza ( $W_t$ ) di quanto non ne venga fornita al carico. Si deve quindi scrivere:

$$W_t = 1.2 * W_{cc}$$

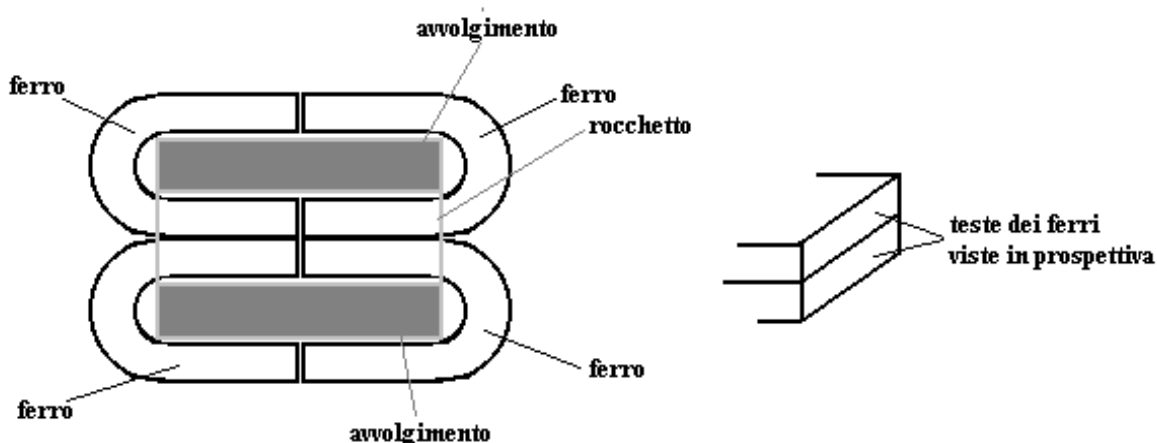
Essendo  $W_{cc} = 49.4 W$  abbiamo:

$$W_t = 1.2 * 49.4W \approx 59 w$$

### Scelta del nucleo di ferro e dell'induzione:

La scelta del nucleo del trasformatore può essere fatta su doppie coppie di ferri al silicio con grani orientati, aventi forme ad U da utilizzare come indicato in figura 8.4.

figura 8.4



La parte sinistra della figura mostra, in sezione longitudinale, la doppia coppia di ferri ad U affacciati l'un l'altro, il rocchetto sul quale avvolgere il primario e il secondario (in tinta grigio chiaro), gli avvolgimenti in filo di rame (in tinta grigio scuro).

La parte destra della figura mostra, in prospettiva, le teste dei ferri la cui superficie è indicata come sezione ( $S_f$ ) del nucleo espressa in cmq.

La scelta delle dimensioni del nucleo deve essere fatta in funzione della potenza elettrica totale richiesta ( $W_t$ ) dall'elenco dei ferri disponibili; supponiamo che l'elenco sia quello sotto riportato, per ferri che possono lavorare con un'induzione massima di  $B = 17000$  Gauss:

Sigla costruttore del tipo di nucleo	Potenza massima W	Sezione cmq	Perdite nel ferro W
T13	41	2.42	0.66
T19	60	3.54	0.98
T25	75	4.66	1.28
T32	95	5.96	1.64

Nell'elenco non troviamo un nucleo con una potenza uguale a quella calcolata di  $W_t = 59$  W, ma uno prossimo a tale valore ( il tipo T19 ) che ha una sezione di 3.54 cmq; la scelta potrebbe cadere su questo ma, data la richiesta dei dati di base di tenere l'induzione  $B = 15000$  Gauss, si sceglie il tipo T25 che, avendo una sezione  $S_f$  superiore al precedente, consente di adottare valori d'induzione inferiori rispetto all'impiego del tipo T19; infatti è possibile tenere più bassa l'induzione, non aumentando il numero delle spire (quindi non incrementando le resistenze di perdita negli avvolgimenti), aumentando in proporzione la sezione del nucleo.

Per un nucleo di queste dimensioni il fornitore indica la sezione (  $S_l$  ) lorda del rocchetto sul quale avvolgere primari e secondari :  $S_l = 828 \text{ mmq}$

Possiamo quindi concludere con l'indicazione dei dati acquisiti:

-Nucleo tipo T25

-Sezione  $S_f = 4.66 \text{ cmq}$

-Induzione  $B = 15000 \text{ Gauss}$

-Sezione lorda del rocchetto  $S_l = 828 \text{ mmq}$

### **Calcolo delle caratteristiche dell'avvolgimento primario:**

#### **Numero spire primario:**

Il calcolo del numero delle spire (  $N_p$  ) del primario si esegue con la formula sotto riportata:

$$N_p = V_{pe} * 10^8 / ( 4.44 * B * f * S_f )$$

dove

$V_{pe}$  in  $V_{eff}$

$B$  in Gauss

$f$  in Hertz

$S_f$  in  $\text{cmq}$

Essendo  $V_{pe} = 220 \text{ V}_{eff}$ ,  $B = 15000 \text{ Gauss}$ ,  $f = 50 \text{ Hz}$ ,  $S_f = 4.66 \text{ cmq}$  abbiamo::

$$N_p = 220 \text{ V}_{eff} * 10^8 / ( 4.44 * 15000 * 50 \text{ Hz} * 4.66 \text{ cmq} ) \approx 1418 \text{ spire}$$

#### **Sezione netta del rocchetto:**

Per tener conto del fatto che il filo degli avvolgimenti occupa più spazio sul rocchetto di quello corrispondente alla propria sezione, che tra gli strati degli avvolgimenti deve essere interposta, per sicurezza, della carta isolante, che gli avvolgimenti non possono occupare tutta la superficie d'avvolgimento, l'esperienza suggerisce di ridurre a calcolo la sezione lorda, indicata dal costruttore, secondo adatto coefficiente di riempimento.

Assumendo come coefficiente di riempimento (  $k_r = 0.35$  ), valore consolidato per trasformatori di piccole dimensioni, si calcola la sezione netta (  $S_n$  ) disponibile sul rocchetto:

$$S_n = K_r * S_l$$

Essendo  $K_r = 0.35$ ,  $S_l = 828 \text{ cmq}$ , abbiamo:

$$S_n = 0.35 * 828 \text{ mmq} = 289 \text{ mmq}$$

#### **Sezione netta dedicata al primario:**

E' buona norma assegnare la sezione netta disponibile per metà al primario e per l'altra metà ai secondari, abbiamo perciò che la sezione netta del primario sarà :

$$S_{ap} = S_n / 2$$

Essendo  $S_{ap} = 289 \text{ mmq}$  abbiamo:

$$S_{ap} = 289 \text{ mmq} / 2 \approx 145 \text{ mmq}$$



**Diametro del filo per l'avvolgimento del primario:**

Il diametro del filo per l'avvolgimento del primario si calcola con la formula:

$$D_p = 2 * \sqrt{[ S_{ap} / ( N_p * \pi ) ]}$$

Essendo  $S_{ap} = 145 \text{ mmq}$ ,  $N_p = 1418$  spire abbiamo:

$$D_p = 2 * \sqrt{[ 145 \text{ mmq} / ( 1418 * 3.14 ) ]} = 0.36 \text{ mm} \text{ (da arrotondare a } 0.35 \text{ mm)}$$

**Lunghezza della spira media:**

Il calcolo della lunghezza della spira media è necessario per le successive computazione delle resistenze degli avvolgimenti:

Dalle dimensione del rocchetto date dal costruttore, facendo la media tra il perimetro della parte inferiore e della parte superiore si ha :

$$S_{me} \approx 15 \text{ cm} = 0.15 \text{ m}$$

**Calcolo dei parametri di progetto per l'avvolgimento secondario :**

I parametri di progetto per l'avvolgimento secondario prevedono nell'ordine il calcolo di:

**Resistenza equivalente degli avvolgimenti:**

La resistenza equivalente (  $R_s$  ) degli avvolgimenti si calcola come se il trasformatore avesse, invece di un primario e i secondari, due avvolgimenti uguali al primario; detta resistenza si computa con la formula:

$$R_s = 2 * S_{me} * N_p * R_{fp}$$

dove  $R_{fp}$  è la resistenza del filo del primario espressa in ohm / metro

$R_{fp}$  si ricava, o dalle tabelle del costruttore del filo, o da una misura eseguita su di uno spezzone di conduttore di alcuni metri; nel nostro caso, per filo del diametro di 3.5 decimi di millimetro, si ha  $R_{fp} = 0.19 \text{ ohm/metro}$ ; con questo dato si calcola infine  $R_s$ .

Essendo  $S_{me} = 0.15 \text{ m}$ ,  $N_s = 1418$  spire,  $R_{fp} = 0.19 \text{ ohm/metro}$ , abbiamo:

$$R_s = 2 * S_{me} * N_p * R_f = 2 * 0.15 \text{ m} * 1418 \text{ spire} * 0.19 \text{ ohm/m} \approx 80 \text{ ohm}$$

**Determinazione del rapporto  $E_{dc}/E_p$ :**

Per il calcolo degli avvolgimenti secondari è necessario conoscere, in base al valore di  $R_s$ , quale rapporto ( $E_{dc}/E_p$ ) si riesce ad ottenere tra la tensione continua, che si vuole ottenere sul carico, dopo il rettificatore, e il picco della tensione alternata disponibile sui secondari.

Per semplificare la determinazione di detto rapporto, invece di formule complicate, è utile l'impiego di un diagramma universale con il quale, in funzione di una variabile (  $X_{gr}$  ), facile da calcolare, si ottengono i valori cercati.

La variabile  $X_{gr}$ , da utilizzare per la determinazione del rapporto  $E_{dc}/E_p$ , è calcolabile con la formula:

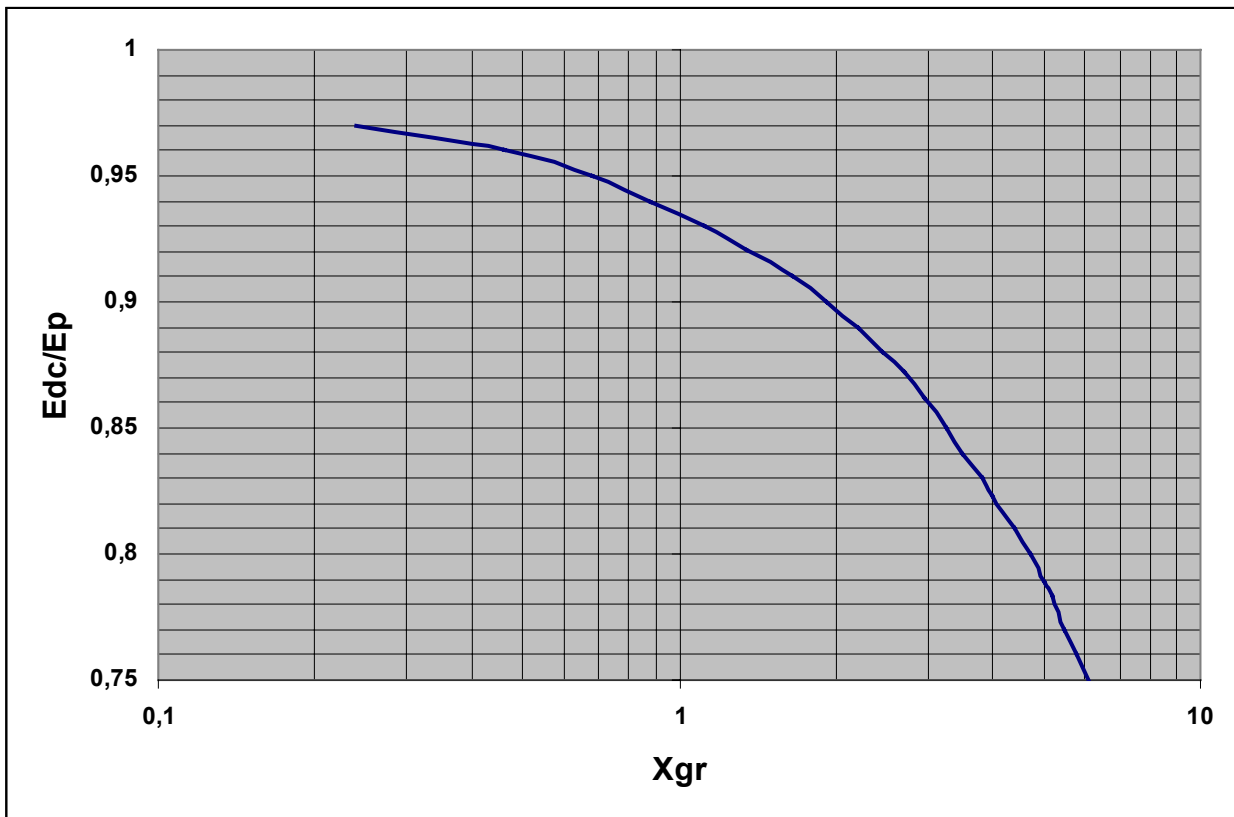
$$X_{gr} = 100 * ( W_{cc} * R_s ) / ( 2 * V_{pe}^2 )$$

Essendo  $W_{cc} = 49.4 \text{ W}$ ,  $R_s = 80 \text{ ohm}$ ,  $V_{pe} = 220 \text{ V}_{eff}$ , abbiamo:

$$X_{gr} = 100 * ( 49.4 \text{ W} * 80 \text{ ohm} ) / ( 2 * 220 \text{ V}_{eff}^2 ) = 4.08$$

Il diagramma al quale abbiamo fatto cenno per la determinazione del rapporto  $E_{dc}/E_p$  è riportato in figura 8.5; ponendo in ascisse il valore di  $X_{gr} = 4.08$  ed alzando la perpendicolare ad intercettare la curva, si ottiene, sulle ordinate, il valore cercato del rapporto  $E_{dc}/E_p = 0.816$ .

figura 8.5



**Osservazioni sul diagramma di figura 8.5:**

Al passo precedente abbiamo impiegato il diagramma di figura 8.5 per la determinazione del rapporto  $E_{dc}/E_p$ ; questa procedura, intimamente legata alle caratteristiche degli alimentatori che impiegano il filtro capacitivo, è applicabile sempre che il valore di  $R_s$  non sia troppo elevato e che di conseguenza il valore di  $X_{gr}$  sia  $X_{gr} < 6$ , ovvero che  $E_{dc}/E_p$  sia  $E_{dc}/E_p > 0.75$ . Qualora queste condizioni non siano verificabili, si può, se indispensabile, estrapolare i dati dal diagramma; meglio ancora sarebbe però cambiare alcuni parametri di progetto, come ad esempio aumentare la sezione del ferro o ridurre la potenza da fornire per riportare  $X_{gr}$  a valori inferiori a 6.

**Calcolo delle caratteristiche del secondario:**

Per il calcolo delle caratteristiche del secondario s’inizia valutando la tensione di picco ( $V_{rp}$ ) che deve essere applicata al rettificatore, detta tensione sarà la somma della tensione continua voluta sul carico più la tensione ( $V_{dd}$ ) che cade ai capi di due diodi, cioè:

$$V_{rp} = V_c + V_{dd}$$

**Calcolo di  $V_{rp}$ :**

Se ipotizziamo che un diodo, sottoposto alla corrente richiesta dal carico, abbia una  $V_r = 0.8 V$ , i due diodi che conducono nei diversi semiperiodi hanno una caduta di tensione  $V_{dd}$  pari a

$$V_{dd} = 2 * V_r$$

$$V_{dd} = 2 * 0.8 = 1.6 \text{ V}$$

Essendo  $V_c = 26 \text{ Vcc}$  la  $V_{rp}$  sarà:

$$V_{rp} = V_c + V_{dd} = 26 \text{ Vcc} + 1.6 \text{ V} = 27.6 \text{ V}$$

**Calcolo della tensione alternata del secondario:**

La tensione efficace ( $V_{es}$ ) che deve essere fornita dal secondario è calcolabile con la formula :

$$V_{es} = 0.707 * V_{rp} / ( E_{dc} / E_p )$$

Essendo  $V_{rp} = 27.6 \text{ Vp}$ ,  $E_{dc}/E_p = 0.816$ , abbiamo:

$$V_{es} = 0.707 * V_{rp} / ( E_{dc} / E_p ) = 0.707 * 27.6 / ( 0.816 ) = 23.9 \text{ Veff}$$

**Calcolo del numero di spire del secondario:**

Il numero delle spire del secondario si determina con la formula:

$$N_s = ( N_p * V_{es} ) / V_{pe}$$

Essendo  $N_p = 1418$  spire,  $V_{es} = 23.9 \text{ Veff}$ ;  $V_{pe} = 220 \text{ Veff}$ , abbiamo:

$$N_s = ( 1418 \text{ spire} * 23.9 \text{ Veff} ) / 220 \text{ Veff} = 154 \text{ spire}$$

**Calcolo della sezione del filo:**

Il diametro  $D_s$  del filo, da attribuire al secondario, è dato dall'espressione:

$$D_s = D_p * \sqrt{ [( W_{cc} / W_t ) * ( V_p / V_{es} ) ]}$$

Essendo  $D_p = 0.35$ ,  $W_{cc} = 49.4 \text{ W}$ ,  $W_t = 59 \text{ W}$ ,  $V_p = 220 \text{ Veff}$ ,  $V_{es} = 23.9 \text{ Veff}$ , si ha:

$$D_s = 0.35 * \sqrt{ [( 49.4 \text{ W} / 59 \text{ W} ) * ( 220 \text{ Veff} / 23.9 \text{ Veff} ) ]} = 0.97 \text{ mm ( da arrotondare a 1 mm)}$$

**Controllo della temperatura di lavoro del trasformatore:**

Dopo il progetto del trasformatore è necessario procedere al controllo della sopraelevazione di temperatura dovuta alle diverse perdite di potenza nel ferro e negli avvolgimenti.

La temperatura di lavoro del trasformatore si calcola come somma tra la temperatura ambiente ( generalmente si assumono  $25^\circ$ ) e la sopraelevazione termica dovuta alle perdite nel ferro e nel rame. È buona norma che la sopraelevazione di temperatura del trasformatore non ecceda i  $50^\circ\text{C}$ .

Il calcolo della sopraelevazione termica inizia dalla valutazione delle perdite:

**Perdite di potenza nel ferro:**

Le perdite nel ferro fornite dal costruttore per il nucleo T25 sono riportate nella tabella utilizzata per la scelta del ferro e risultano  $P_f = 1.28 \text{ W}$ .

**Perdite di potenza negli avvolgimenti:**

Le perdite sull'avvolgimento primario sono date dall'espressione:

$$P_{pr} = ( R_s / 2 ) * ( W_t / V_{pe} )^2$$

Essendo  $R_s = 80 \text{ ohm}$ ,  $W_t = 59 \text{ W}$ ,  $V_{pe} = 220 \text{ Veff}$ , si ha:

$$P_{pr} = ( 80 \text{ ohm} / 2 ) * ( 59 \text{ W} / 220 \text{ V}_{eff} )^2 = 2.87 \text{ W}$$

Le perdite sull'avvolgimento secondario sono date dall'espressione:

$$P_{se} = S_{me} * N_s * R_{fs} * I_c^2$$

dove  $R_{fs}$  è la resistenza del filo del secondario espressa in ohm / metro.

$R_{fs}$  si ricava, o dalle tabelle del costruttore del filo, o da una misura eseguita su di uno spezzone di conduttore di alcuni metri; nel nostro caso, per filo del diametro di 1 millimetro, si ha  $R_{fs} = 0.0229$  ohm/metro.

Essendo  $S_{me} = 0.15$  m/spira,  $N_s = 154$  spire,  $R_{fs} = 0.0229$  ohm/metro,  $I_c = 1.9$  A si ha:

$$P_{se} = 0.15 \text{ m/spira} * 154 \text{ spire} * 0.0229 \text{ ohm/metro} * 1.9 \text{ A}^2 = 1.9 \text{ W}$$

La potenza dissipata totale è la somma delle tre sopra calcolate:

$$P_{dt} = P_f + P_{pr} + P_{se}$$

$$P_{dt} = 1.28 \text{ W} + 2.8 \text{ W} + 1.9 \text{ W} = 5.98 \text{ W}$$

Per la determinazione della sovra elevazione di temperatura del trasformatore è ora necessario utilizzare il diagramma di figura 8.3 dopo aver calcolato il rapporto  $j_k$ :

$$j_k = P_{dt} / ( 2.9 * S_f )$$

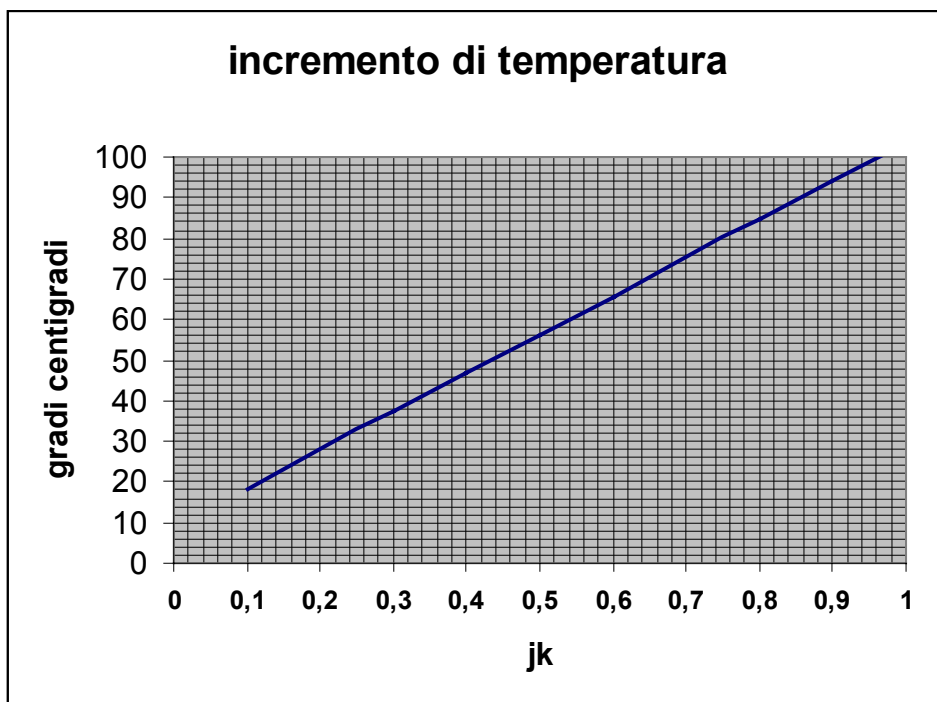
essendo  $S_f = 4.66$  cmq, si ha :

$$j_k = 5.98 \text{ W} / ( 2.9 * 4.66 ) = 0.44$$

Con il valore di  $j_k = 0.44$  posto in ascissa del diagramma di figura 8.6 si ha infine, in ordinata , il valore cercato di  $\Delta t = 50^\circ\text{C}$ ; da questo, sommando la temperatura ambiente  $T_a = 25^\circ\text{C}$  si ha la temperatura complessiva alla quale verrà a trovarsi il trasformatore:

$$T_c = 50^\circ\text{C} + 25^\circ\text{C} = 75^\circ\text{C}$$

figura 8.6



Il valore della temperatura che abbiamo calcolato, pur accettabile, è sensibilmente elevato e si riferisce al trasformatore senza alcun radiatore; essendo il trasformatore fissato ad un supporto metallico la temperatura complessiva sarà senz'altro inferiore, grazie all'effetto radiante dell'appoggio.

Il calcolo della sopraelevazione ( $\Delta t$ ) della temperatura che abbiamo svolto è stato eseguito dopo il progetto del trasformatore; se il valore del  $\Delta t$  fosse risultato molto superiore ai  $50^{\circ}\text{C}$  avremmo dovuto ripetere i calcoli utilizzando un nucleo di ferro a sezione superiore a quella scelta all'inizio. Questa procedura non è molto pratica ma è più sicura di altre che calcolano il  $\Delta t$  inizialmente facendo delle previsioni a volte imprecise.

### 8.5 Esempio di progetto di un alimentatore monofase completo

Ciò che giustifica il progetto e la costruzione di un alimentatore è il soddisfacimento, con un unico manufatto, di tutte le esigenze d'alimentazione richieste dalla circuitazione elettronica che può richiedere una molteplicità e diversità delle tensioni di lavoro per i vari circuiti.

In quest'ottica sviluppiamo un progetto di alimentatore in grado di fornire 6 tensioni continue tramite sei distinti avvolgimenti secondari. Queste e tutti i parametri che li caratterizzano sono contraddistinti da un numero ordinale (n); l'indicazione  $V_{cn}$ , ad esempio, indica una generica tensione continua d'uscita,  $V_{c3}$  indica la tensione continua d'uscita dovuta all'avvolgimento  $n=3$ ,  $I_{c5}$  indica la corrente continua fornita al carico dal circuito connesso con l'avvolgimento  $n=5$ ,  $W_{cc2}$  indica la potenza continua fornita dall'avvolgimento  $n=2$ , ecc.

Il progetto è sviluppato secondo le seguenti specificazioni:

#### **Specificazioni di progetto:**

Sia da progettare un alimentatore avente le seguenti caratteristiche:

Trasformatore con primario e 6 secondari.

Rettificatori a ponte.

Filtri ad ingresso capacitivo.

Tensione di rete al primario  $V_p = 115 \text{ V}_{\text{eff}}$

Frequenza di rete  $f = 60 \text{ Hz}$

$B = 15000 \text{ Gauss}$

Dati delle tensioni e delle correnti fornite ai carichi:

$V_{c1} = 37 \text{ V}_{\text{cc}} \quad I_{c1} = 0.16 \text{ A}$

$V_{c2} = 23 \text{ V}_{\text{cc}} \quad I_{c2} = 0.15 \text{ A}$

$V_{c3} = 23 \text{ V}_{\text{cc}} \quad I_{c3} = 0.15 \text{ A}$

$V_{c4} = 45 \text{ V}_{\text{cc}} \quad I_{c4} = 0.15 \text{ A}$

$V_{c5} = 45 \text{ V}_{\text{cc}} \quad I_{c5} = 0.1 \text{ A}$

$V_{c6} = 26 \text{ V}_{\text{cc}} \quad I_{c6} = 0.06 \text{ A}$

Sovra elevazione di temperatura  $\Delta T < 40^\circ\text{C}$

#### **Calcolo delle potenze:**

**Potenza richiesta dai carichi:**

La potenza richiesta dai 6 carichi si calcola con l'espressione:

$$W_{ccn} = V_{cn} * I_{cn}$$

dove con il pedice  $n = 1; 2; 3; 4; 5; 6$  s'individua il numero ordinale del secondario

$$W_{cc1} = V_{c1} * I_{c1} = 37 \text{ V}_{\text{cc}} * 0.16 \text{ A} \approx 6 \text{ W}$$

$$W_{cc2} = V_{c2} * I_{c2} = 23 \text{ V}_{\text{cc}} * 0.15 \text{ A} \approx 3.5 \text{ W}$$

$$W_{cc3} = V_{c3} * I_{c3} = 23 \text{ V}_{\text{cc}} * 0.15 \text{ A} \approx 3.5 \text{ W}$$

$$W_{cc4} = V_{c4} * I_{c4} = 45 \text{ V}_{\text{cc}} * 0.15 \text{ A} \approx 6.8 \text{ W}$$

$$W_{cc5} = V_{c5} * I_{c5} = 45 \text{ V}_{\text{cc}} * 0.10 \text{ A} \approx 4.5 \text{ W}$$

$$W_{cc6} = V_{c6} * I_{c6} = 26 \text{ V}_{\text{cc}} * 0.06 \text{ A} \approx 1.6 \text{ W}$$

$$\text{Potenza totale sui carichi} \quad W_{cct} = 25.9 \text{ W}$$

**Potenza richiesta dal primario:**

Assumendo un rendimento  $\varepsilon = 80 \%$ , si avrà:

$$W_t = 1.2 * W_{cct} = 1.2 * 25.9 \approx 31 \text{ w}$$

### **Scelta del nucleo di ferro:**

La scelta del nucleo del trasformatore viene fatta su doppie coppie di ferri al silicio con grani orientati, aventi forme ad U da utilizzare come già mostrato in figura 8.2.

La scelta delle dimensioni del nucleo deve essere fatta in funzione della potenza elettrica totale richiesta (  $W_t$  ) dall'elenco dei ferri disponibili; supponiamo che l'elenco sia quello sotto riportato, per ferri che possono lavorare con un'induzione massima di  $B = 17000$  Gauss:

Sigla costruttore del tipo di nucleo	Potenza massima W	Sezione cmq	Perdite nel ferro W
T13	41	2.42	0.66
T19	60	3.54	0.98
T25	75	4.66	1.28
T32	95	5.96	1.64

Al fine di mantenere la sovra elevazione di temperatura sotto il valore indicato nelle specifiche, scegliamo un nucleo con una potenza doppia rispetto alla  $W_t$  calcolata: il tipo T19 che ha una sezione di 3.54 cmq consente una dissipazione massima di 60 W.

Per un nucleo di queste dimensioni il fornitore indica la sezione (  $S_l$  ) lorda del rocchetto sul quale avvolgere primari e secondari :  $S_l = 643$  mmq

Possiamo quindi concludere con l'indicazione dei dati acquisiti:

-Nucleo tipo T19

-Sezione  $S_f = 3.54$  cmq

-Induzione  $B = 15000$  Gauss

-Sezione lorda del rocchetto  $S_l = 643$ mmq

### **Calcolo delle caratteristiche dell'avvolgimento primario:**

#### **Numero spire primario:**

Il calcolo del numero delle spire (  $N_p$  ) del primario si esegue con la formula:

$$N_p = V_{pe} * 10^8 / ( 4.44 * B * f * S_f )$$

Essendo  $V_{pe} = 115$   $V_{eff}$ ,  $B = 15000$  Gauss,  $f = 60$  Hz,  $S_f = 3.54$  cmq, abbiamo:

$$N_p = 115 V_{eff} * 10^8 / ( 4.44 * 15000 * 60 \text{ Hz} * 3.54 \text{ cmq} ) \approx 813 \text{ spire}$$

#### **Sezione netta del rocchetto:**

Assumendo come coefficiente di riempimento (  $k_r = 0.35$  ), valore consolidato per trasformatore di piccole dimensioni, si calcola la sezione netta (  $S_n$  ) disponibile sul rocchetto:

Essendo  $K_r = 0.35$ ,  $S_l = 643$  mmq, abbiamo:

$$S_n = 0.35 * 643 \text{ mmq} = 225 \text{ mmq}$$

#### **Sezione netta dedicata al primario:**

E' buona norma assegnare la sezione netta disponibile per metà al primario e per l'altra metà ai secondari; la sezione netta del primario sarà :

$$S_{ap} = S_n / 2$$

Essendo  $S_{ap} = 225 \text{ mmq}$ , abbiamo:

$$S_{ap} = 225 \text{ mmq} / 2 \approx 112 \text{ mmq}$$

**Diametro del filo per l'avvolgimento del primario:**

Il diametro del filo per l'avvolgimento del primario si calcola con la formula:

$$D_p = 2 * \sqrt{[ S_{ap} / ( N_p * \pi )]}$$

Essendo  $S_{ap} = 125 \text{ mmq}$ ,  $N_p = 813$  spire abbiamo:

$$D_p = 2 * \sqrt{[ 125 \text{ mmq} / ( 813 * 3.14 )]} = 0.44 \text{ mm} \text{ (da arrotondare a } 0.45 \text{ mm)}$$

**Lunghezza della spira media:**

Dalle dimensioni del rocchetto date dal costruttore, facendo la media tra il perimetro della parte inferiore e della parte superiore, si ha :

$$S_{me} \approx 15 \text{ cm} = 0.15 \text{ m}$$

**Calcolo dei parametri per la scelta dei rettificatori e il dimensionamento degli avvolgimenti secondari:**

I parametri per la scelta dei rettificatori e per il calcolo degli avvolgimenti secondari prevedono nell'ordine il calcolo di:

**Resistenza equivalente degli avvolgimenti:**

La resistenza equivalente ( $R_s$ ) degli avvolgimenti si calcola come se il trasformatore avesse, invece di un primario e i secondari, due avvolgimenti uguali al primario; detta resistenza si computa con la formula:

$$R_s = 2 * S_{me} * N_p * R_{fp}$$

dove  $R_{fp}$  è la resistenza del filo del primario espressa in ohm / metro

$R_{fp}$  si ricava, o dalle tabelle del costruttore del filo, o da una misura eseguita su di uno spezzone di conduttore di alcuni metri; nel nostro caso, per filo del diametro di 4.5 decimi di millimetro, si ha  $R_{fp} = 0.115 \text{ ohm/metro}$ ; con questo dato si calcola infine  $R_s$ .

Essendo  $S_{me} = 0.15 \text{ m}$ ,  $N_s = 813$  spire,  $R_{fp} = 0.132 \text{ ohm/metro}$ , abbiamo:

$$R_s = 2 * S_{me} * N_p * R_f = 2 * 0.15 \text{ m} * 813 \text{ spire} * 0.132 \text{ ohm/m} \approx 32.2 \text{ ohm}$$

**Determinazione dei rapporti  $E_{dc}/E_p$  e  $R_s/R_c$ :**

Diversamente dal progetto del trasformatore svolto nel paragrafo 8.4 ( il trasformatore aveva un solo secondario), per il presente, che ha molti secondari, è necessario determinare, oltre che il rapporto  $E_{dc}/E_p$ , anche il rapporto  $R_s/R_c$  ; quest'ultimo si ottiene con l'ausilio della curva di figura 8.7. Anche in questo caso è necessario calcolare la variabile  $X_{gr}$  con la formula:

$$X_{gr} = 100 * ( W_{cct} * R_s ) / ( 2 * V_{pe}^2 )$$

Essendo  $W_{cct} = 25.9 \text{ W}$ ,  $R_s = 32.2 \text{ ohm}$ ,  $V_{pe} = 115 \text{ V}_{eff}$ , abbiamo:

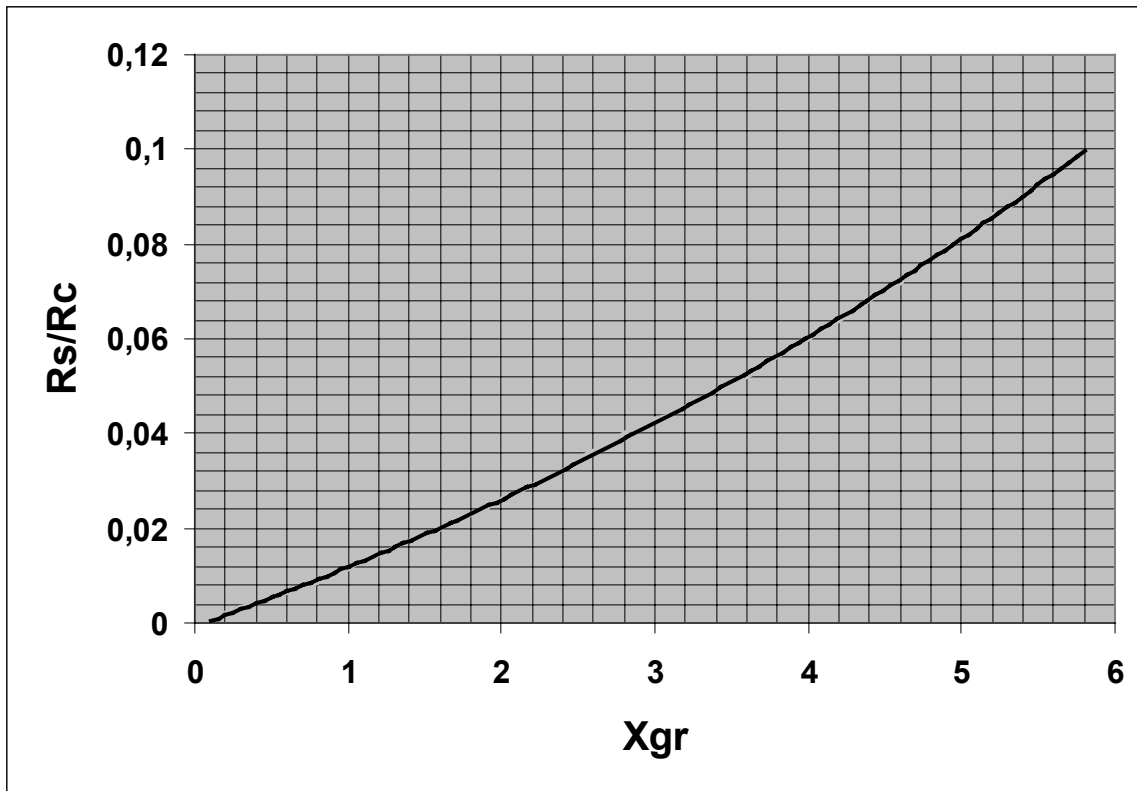
$$X_{gr} = 100 * ( 25.9 \text{ W} * 32.2 \text{ ohm} ) / ( 2 * 115^2 ) = 3.15$$



Per  $X_{gr} = 3.15$  dalla curva di figura 8.5 otteniamo  $E_{dc}/E_p = 0.85$

Per  $X_{gr} = 3.15$  dalla curva di figura 8.7 otteniamo  $R_s/R_c = 0.044$

figura 8.7



### ***Determinazione delle caratteristiche e scelta dei rettificatori:***

Le caratteristiche dei rettificatori dei ponti devono essere determinate secondo la seguente procedura:

#### **Calcolo della corrente di picco massima:**

1) Si elencano le correnti continue ( $I_c$ ) che scorrono nei diodi per i diversi carichi.

$$I_{c1} = 0.16 \text{ A}$$

$$I_{c2} = 0.15 \text{ A}$$

$$I_{c3} = 0.15 \text{ A}$$

$$I_{c4} = 0.15 \text{ A}$$

$$I_{c5} = 0.10 \text{ A}$$

$$I_{c6} = 0.060 \text{ A}$$

2) Si calcolano le correnti medie ( $I_{cm}$ ) dividendo per due le correnti continue dato che i diodi lavorano in un ponte e ciascun ramo conduce per la metà del tempo.

$$I_{cm1} = 0.08 \text{ A}$$

$$I_{cm2} = 0.075 \text{ A}$$

$$I_{cm3} = 0.075 \text{ A}$$

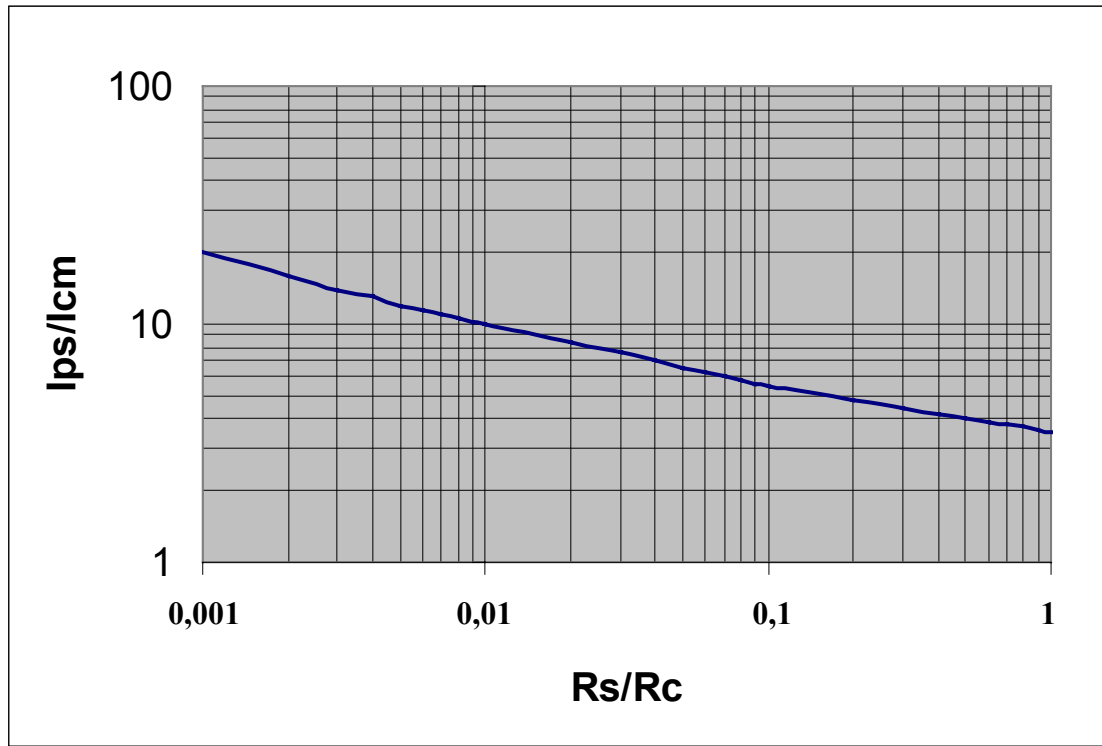
$$I_{cm4} = 0.075 \text{ A}$$

$$I_{cm5} = 0.05 \text{ A}$$

$$I_{cm6} = 0.030 \text{ A}$$

3) In base al valore del rapporto  $R_s/R_c = 0.044$ , ricavato al passo precedente, e mediante la curva di figura 8.8, si ottiene il rapporto  $(I_{ps}/I_{cm}) = 6.8$  tra la corrente di picco e la corrente media  $I_{cm}$ .

figura 8.8



4) Con il valore di  $(I_{ps}/I_{pm})$  si calcolano i valori di picco sui diodi secondo l'elenco:

$$I_{p1} = I_{cm1} * (I_{ps}/I_{pm}) = 0.08 \text{ A} * 6.8 = 0.54 \text{ A}$$

$$I_{p2} = I_{cm2} * (I_{ps}/I_{pm}) = 0.075 \text{ A} * 6.8 = 0.51 \text{ A}$$

$$I_{p3} = I_{cm3} * (I_{ps}/I_{pm}) = 0.075 \text{ A} * 6.8 = 0.51 \text{ A}$$

$$I_{p4} = I_{cm4} * (I_{ps}/I_{pm}) = 0.075 \text{ A} * 6.8 = 0.51 \text{ A}$$

$$I_{p5} = I_{cm5} * (I_{ps}/I_{pm}) = 0.05 \text{ A} * 6.8 = 0.34 \text{ A}$$

$$I_{p6} = I_{cm6} * (I_{ps}/I_{pm}) = 0.030 \text{ A} * 6.8 = 0.20 \text{ A}$$

I diodi che andremo a selezionare dovranno avere una corrente  $I_f$  superiore ad  $I_{pn}$ .

#### Valutazione della tensione inversa massima:

Per calcolare quale tensione alternata inversa sarà applicata ai rettificatori, non considerando al momento la caduta di tensione sui diodi, è necessario prendere in considerazione le tensioni continue applicate ai carichi. Le tensioni alternate di picco  $V_{ca}(\text{picco})_n$  che i secondari dovranno fornire per ottenere le tensioni continue volute sono date da:

$$V_{ca}(\text{picco})_n = V_{cn} / (E_{dc} / E_p)$$

quindi:

$$V_{ca}(\text{picco})_1 = V_{c1} / (E_{dc} / E_p) = 37V_{cc} / 0.915 = 40.4$$

$$V_{ca}(\text{picco})_2 = V_{c2} / (E_{dc} / E_p) = 23V_{cc} / 0.915 = 25.1$$

$$V_{ca}(\text{picco})_3 = V_{c3} / (E_{dc} / E_p) = 23V_{cc} / 0.915 = 25.1$$

$$V_{ca(picco)4} = V_{c4} / ( E_{dc} / E_p ) = 45V_{cc} / 0.915 = 49.1$$

$$V_{ca(picco)5} = V_{c5} / ( E_{dc} / E_p ) = 45V_{cc} / 0.915 = 49.1$$

$$V_{ca(picco)6} = V_{c6} / ( E_{dc} / E_p ) = 26V_{cc} / 0.915 = 28.4$$

I diodi che andremo a selezionare dovranno avere una tensione inversa superiore a  $V_{ca}(\text{picco})_n$ .

**Selezione del tipo di diodi:**

I diodi da impiegare possiamo sceglierli, tra i tanti disponibili a catalogo, nel tipo 1N4002 che presenta le seguenti caratteristiche:

$$I_f = 1 \text{ A} > I_{p1}; I_{p3}; I_{p4}; I_{p5}; I_{p6}$$

$$V_r = 100 \text{ V} > V_{ca(picco)1-6}$$

**Calcolo della caduta di tensione ai capi dei diodi:**

La valutazione della caduta di tensione su due diodi ( $V_{ddn}$ ), necessaria per il successivo calcolo dei secondari del trasformatore, deve essere fatta utilizzando le curve caratteristiche ( $I_p, V_f$ ) date a catalogo; per i diodi selezionati queste risultano:

Per il tipo 1N4002

$$I_{p1} = 0.54 \text{ A}; V_{f1} = 0.7; V_{dd1} = 2 * V_{f1} = 1.4 \text{ V}$$

$$I_{p2} = 0.51 \text{ A}; V_{f2} = 0.7; V_{dd2} = 2 * V_{f2} = 1.4 \text{ V}$$

$$I_{p3} = 0.51 \text{ A}; V_{f3} = 0.7; V_{dd3} = 2 * V_{f3} = 1.4 \text{ V}$$

$$I_{p4} = 0.51 \text{ A}; V_{f4} = 0.7; V_{dd4} = 2 * V_{f4} = 1.4 \text{ V}$$

$$I_{p5} = 0.34 \text{ A}; V_{f5} = 0.6; V_{dd5} = 2 * V_{f5} = 1.2 \text{ V}$$

$$I_{p6} = 0.20 \text{ A}; V_{f5} = 0.6; V_{dd5} = 2 * V_{f5} = 1.2 \text{ V}$$

**Calcolo delle caratteristiche di secondari:**

Per il calcolo delle caratteristiche dei secondari s'inizia valutando le tensioni di picco ( $V_{rpn}$ ) che devono essere applicate ai rettificatori; dette tensioni saranno la somma della tensioni continua voluta sul carico più la tensione ( $V_{ddn}$ ) che cade ai capi di due diodi, cioè:

$$V_{rpn} = V_{cn} + V_{ddn}$$

**Calcolo di  $V_{rpn}$ :**

Le cadute di tensione nei diodi dei rettificatori determinate al passo precedente e sono:

$$V_{dd1} = 1.4 \text{ V}$$

$$V_{dd2} = 1.4 \text{ V}$$

$$V_{dd3} = 1.4 \text{ V}$$

$$V_{dd4} = 1.4 \text{ V}$$

$$V_{dd5} = 1.2 \text{ V}$$

$$V_{dd6} = 1.2 \text{ V}$$

Da queste, in base alla formula sopra indicata, abbiamo

$$V_{rp1} = V_{c1} + V_{dd1} = 37 V_{cc} + 1.4 = 38.4 V_p$$

$$V_{rp2} = V_{c2} + V_{dd2} = 23 V_{cc} + 1.4 = 24.4 V_p$$

$$V_{rp3} = V_{c3} + V_{dd3} = 23 V_{cc} + 1.4 = 24.4 V_p$$

$$V_{rp4} = V_{c4} + V_{dd4} = 45 V_{cc} + 1.4 = 46.4 V_p$$

$$V_{rp5} = V_{c5} + V_{dd5} = 45 V_{cc} + 1.2 = 46.2 V_p$$

$$V_{rp6} = V_{c6} + V_{dd6} = 26 V_{cc} + 1.2 = 27.2 V_p$$

**Calcolo della tensioni alternate dei secondari:**

Le tensioni efficaci ( $V_{esn}$ ) che devono essere fornite dai sei secondari sono calcolabili con la formula :

$$V_{esn} = 0.707 * V_{rpn} / ( E_{dc} / E_p )$$

quindi:

$$V_{es1} = 0.707 * V_{rp1} / ( E_{dc} / E_p ) = 0.707 * 38.4 V_p / 0.915 = 29.6 V_{eff}$$

$$V_{es2} = 0.707 * V_{rp2} / ( E_{dc} / E_p ) = 0.707 * 24.4 V_p / 0.915 = 18.8 V_{eff}$$

$$V_{es3} = 0.707 * V_{rp3} / ( E_{dc} / E_p ) = 0.707 * 24.4 V_p / 0.915 = 18.8 V_{eff}$$

$$V_{es4} = 0.707 * V_{rp4} / ( E_{dc} / E_p ) = 0.707 * 46.4 V_p / 0.915 = 35.8 V_{eff}$$

$$V_{es5} = 0.707 * V_{rp5} / ( E_{dc} / E_p ) = 0.707 * 46.2 V_p / 0.915 = 35.6 V_{eff}$$

$$V_{es6} = 0.707 * V_{rp6} / ( E_{dc} / E_p ) = 0.707 * 27.2 V_p / 0.915 = 21 V_{eff}$$

#### Calcolo del numero di spire dei secondari:

Il numero delle spire dei secondari si determina con la formula:

$$N_{sn} = ( N_p * V_{esn} ) / V_{pe}$$

Essendo  $N_p = 813$  spire;  $V_{pe} = 115 V_{eff}$  abbiamo:

$$N_{s1} = ( N_p * V_{es1} ) / V_{pe} = ( 813 \text{ spire} * 29.6 V_{eff} ) / 115 V_{eff} \approx 209 \text{ spire}$$

$$N_{s2} = ( N_p * V_{es2} ) / V_{pe} = ( 813 \text{ spire} * 18.8 V_{eff} ) / 115 V_{eff} \approx 133 \text{ spire}$$

$$N_{s3} = ( N_p * V_{es3} ) / V_{pe} = ( 813 \text{ spire} * 18.8 V_{eff} ) / 115 V_{eff} \approx 133 \text{ spire}$$

$$N_{s4} = ( N_p * V_{es4} ) / V_{pe} = ( 813 \text{ spire} * 35.8 V_{eff} ) / 115 V_{eff} \approx 253 \text{ spire}$$

$$N_{s5} = ( N_p * V_{es5} ) / V_{pe} = ( 813 \text{ spire} * 35.6 V_{eff} ) / 115 V_{eff} \approx 252 \text{ spire}$$

$$N_{s6} = ( N_p * V_{es6} ) / V_{pe} = ( 813 \text{ spire} * 21 V_{eff} ) / 115 V_{eff} \approx 149 \text{ spire}$$

#### Calcolo delle sezioni dei fili:

I diametri  $D_{sn}$  dei fili, da attribuire ai secondari, è dato dall'espressione:

$$D_{sn} = D_p * \sqrt{ [ ( W_{ccn} / W_t ) * ( V_{pe} / V_{esn} ) ]}$$

Essendo  $D_p = 0.42$  mm;  $V_{pe} = 115 V_{eff}$ ;  $W_t = 25.9$  W si ha:

$$D_{s1} = D_p * \sqrt{ [ ( W_{cc1} / W_t ) * ( V_{pe} / V_{es1} ) ]} = 0.42 * \sqrt{ [ ( 6 W / 25.9W ) * ( 115 V_{eff} / 29.6 V_{eff} ) ]} \approx 0.38 \text{ mm}$$

$$D_{s2} = D_p * \sqrt{ [ ( W_{cc2} / W_t ) * ( V_{pe} / V_{es2} ) ]} = 0.42 * \sqrt{ [ ( 3.5 W / 25.9W ) * ( 115 V_{eff} / 18.8 V_{eff} ) ]} \approx 0.38 \text{ mm}$$

$$D_{s3} = D_p * \sqrt{ [ ( W_{cc3} / W_t ) * ( V_{pe} / V_{es3} ) ]} = 0.42 * \sqrt{ [ ( 3.5 W / 25.9W ) * ( 115 V_{eff} / 18.8 V_{eff} ) ]} \approx 0.38 \text{ mm}$$

$$D_{s4} = D_p * \sqrt{ [ ( W_{cc4} / W_t ) * ( V_{pe} / V_{es4} ) ]} = 0.42 * \sqrt{ [ ( 6.8 W / 25.9W ) * ( 115 V_{eff} / 35.8 V_{eff} ) ]} \approx 0.38 \text{ mm}$$

$$D_{s5} = D_p * \sqrt{ [ ( W_{cc5} / W_t ) * ( V_{pe} / V_{es5} ) ]} = 0.42 * \sqrt{ [ ( 4.5 W / 25.9W ) * ( 115 V_{eff} / 35.6 V_{eff} ) ]} \approx 0.30 \text{ mm}$$

$$D_{s6} = D_p * \sqrt{ [ ( W_{cc6} / W_t ) * ( V_{pe} / V_{es6} ) ]} = 0.42 * \sqrt{ [ ( 0.16 W / 25.9W ) * ( 115 V_{eff} / 21 V_{eff} ) ]} \approx 0.1 \text{ mm}$$

Sulla base dei diametri del filo il costruttore indica  $R_{sf}$ /metro:

Filo da 0.38 mm;  $R_{sf}$ /metro = 0.16 ohm

Filo da 0.30 mm;  $R_{sf}$ /metro = 0.26 ohm

Filo da 0.1 mm;  $R_{sf}$ / metro = 2.43 ohm

#### Calcolo dei filtri ad ingresso capacitivo:

L'espressione con la quale calcolare le caratteristiche dei condensatori dei filtri ad ingresso capacitivo è data da:

$$C_n \geq 100 / ( 2 * \pi * f * R_{cn} )$$

dove  $R_{cn}$  è il valore delle sei resistenze di carico.

#### Determinazione dei valori delle capacità:

Si determina il valore delle sei capacità di filtro sulla base dell'elenco delle resistenze di carico:

Essendo:

$$\begin{aligned}V_{c1} &= 37 \text{ Vcc} & I_{c1} &= 0.16 \text{ A} & \text{Si ha } R_{c1} &= V_{c1}/I_{c1} = 37\text{Vcc} / 0.16 \text{ A} = 231.2 \text{ ohm} \\V_{c2} &= 23 \text{ Vcc} & I_{c2} &= 0.15 \text{ A} & R_{c2} &= V_{c2}/I_{c2} = 23\text{Vcc} / 0.15 \text{ A} = 153.3 \text{ ohm} \\V_{c3} &= 23 \text{ Vcc} & I_{c3} &= 0.15 \text{ A} & R_{c3} &= V_{c3}/I_{c3} = 23\text{Vcc} / 0.15 \text{ A} = 153.3 \text{ ohm} \\V_{c4} &= 45 \text{ Vcc} & I_{c4} &= 0.15 \text{ A} & R_{c4} &= V_{c4}/I_{c4} = 45\text{Vcc} / 0.15 \text{ A} = 300 \text{ ohm} \\V_{c5} &= 45 \text{ Vcc} & I_{c5} &= 0.1 \text{ A} & R_{c5} &= V_{c5}/I_{c5} = 45\text{Vcc} / 0.10 \text{ A} = 450 \text{ ohm} \\V_{c6} &= 26 \text{ Vcc} & I_{c6} &= 0.06 \text{ A} & R_{c6} &= V_{c6}/I_{c6} = 26\text{Vcc} / 0.6 \text{ A} = 43.3 \text{ ohm}\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}C1 &\geq 100 / (2 * \pi * f * R_{c1}) = 100 / (2 * 3.14 * 60 \text{ Hz} * 231.2 \text{ ohm}) = 1147 \mu\text{F} \\C2 &\geq 100 / (2 * \pi * f * R_{c2}) = 100 / (2 * 3.14 * 60 \text{ Hz} * 153.3 \text{ ohm}) = 1730 \mu\text{F} \\C3 &\geq 100 / (2 * \pi * f * R_{c3}) = 100 / (2 * 3.14 * 60 \text{ Hz} * 153.3 \text{ ohm}) = 1730 \mu\text{F} \\C4 &\geq 100 / (2 * \pi * f * R_{c4}) = 100 / (2 * 3.14 * 60 \text{ Hz} * 300 \text{ ohm}) = 884 \mu\text{F} \\C5 &\geq 100 / (2 * \pi * f * R_{c5}) = 100 / (2 * 3.14 * 60 \text{ Hz} * 450 \text{ ohm}) = 586 \mu\text{F} \\C6 &\geq 100 / (2 * \pi * f * R_{c6}) = 100 / (2 * 3.14 * 60 \text{ Hz} * 43.3 \text{ ohm}) = 612 \mu\text{F}\end{aligned}$$

Per la scelta dei valori di capacità è opportuno standardizzarle, per quanto possibile, a pochi valori per semplificarne l'approvvigionamento; si ha perciò:

Capacità uguali da 2200  $\mu\text{F}$  con tensioni di lavoro:

$$V_{l1} = 1.2 * V_{c1} = 37\text{Vcc} * 1.2 = 44.5 \text{ V} \text{ ( si sceglie } V_l = 60 \text{ V)}$$

$$V_{l2} = 1.2 * V_{c2} = 23\text{Vcc} * 1.2 = 27.6 \text{ V} \text{ ( sceglie } V_l = 40 \text{ V)}$$

$$V_{l3} = 1.2 * V_{c3} = 23\text{Vcc} * 1.2 = 27.6 \text{ V} \text{ ( sceglie } V_l = 40 \text{ V)}$$

Capacità uguali da 1000  $\mu\text{F}$  con tensioni di lavoro:

$$V_{l4} = 1.2 * V_{c4} = 45\text{Vcc} * 1.2 = 54 \text{ V} \text{ ( sceglie } V_l = 60 \text{ V)}$$

$$V_{l5} = 1.2 * V_{c5} = 45\text{Vcc} * 1.2 = 54 \text{ V} \text{ ( sceglie } V_l = 60 \text{ V)}$$

$$V_{l6} = 1.2 * V_{c6} = 26\text{Vcc} * 1.2 = 31.2 \text{ V} \text{ ( sceglie } V_l = 40 \text{ V)}$$

#### Calcolo delle correnti d'ondulazione:

I condensatori devono poter sopportare la corrente alternata  $I_{con}$  dovute alla presenza dell'ondulazione d'uscita  $V_{ondn}$ : tale corrente si calcola mediante l'espressione:

$$I_{con} = V_{ondn} * 4 * \pi * f * C_n * 1.1$$

dove  $V_{ondn}$ , per i filtri ad ingresso capacitivo, è:

$$V_{ondn} = 0.01 * V_{cn}$$

si ha quindi:

$$I_{co1} = 0.01 * V_{c1} * 4 * \pi * f * C1 * 1.1 = 0.011 * 37 \text{ Vcc} * 12.56 * 60 \text{ Hz} * 2200 \mu\text{F} = 0.67 \text{ A}$$

$$I_{co2} = 0.01 * V_{c2} * 4 * \pi * f * C2 * 1.1 = 0.011 * 23 \text{ Vcc} * 12.56 * 60 \text{ Hz} * 2200 \mu\text{F} = 0.41 \text{ A}$$

$$I_{co3} = 0.01 * V_{c3} * 4 * \pi * f * C3 * 1.1 = 0.011 * 23 \text{ Vcc} * 12.56 * 60 \text{ Hz} * 2200 \mu\text{F} = 0.41 \text{ A}$$

$$I_{co4} = 0.01 * V_{c4} * 4 * \pi * f * C4 * 1.1 = 0.011 * 45 \text{ Vcc} * 12.56 * 60 \text{ Hz} * 2200 \mu\text{F} = 0.82 \text{ A}$$

$$I_{co5} = 0.01 * V_{c5} * 4 * \pi * f * C5 * 1.1 = 0.011 * 45 \text{ Vcc} * 12.56 * 60 \text{ Hz} * 2200 \mu\text{F} = 0.82 \text{ A}$$

$$I_{co6} = 0.01 * V_{c6} * 4 * \pi * f * C6 * 1.1 = 0.011 * 26 \text{ Vcc} * 12.56 * 60 \text{ Hz} * 2200 \mu\text{F} = 0.47 \text{ A}$$

Dato che i condensatori elettrolitici di filtro, tipo professionale, possono lavorare normalmente con correnti d'ondulazione superiori a 2.5 A , questi saranno tutti adatti per sostenere le correnti d'ondulazione sopra calcolate.

**Verifica della temperatura di lavoro del trasformatore:**

La temperatura di lavoro del trasformatore si calcola come somma tra la temperatura ambiente (generalmente si assumono 25°) e la sopraelevazione termica dovuta alle perdite nel ferro e nel rame.

Il calcolo inizia dalla valutazione delle perdite:

**Perdite di potenza nel ferro:**

Le perdite nel ferro fornite dal costruttore per il nucleo T19 sono riportate nella tabella utilizzata per la scelta del ferro e risultano  $P_f = 0.96W$ .

**Perdite di potenza negli avvolgimenti:**

Le perdite sull'avvolgimento primario sono date dall'espressione:

$$P_{pr} = (R_s / 2) * (W_t / V_{pe})^2$$

Essendo  $R_s = 32.2 \text{ ohm}$ ,  $W_t = 31 \text{ W}$ ,  $V_{pe} = 115 \text{ V eff}$  si ha:

$$P_{pr} = (32.2 \text{ ohm} / 2) * (31 \text{ W} / 115 \text{ V}_{eff})^2 = 1.16 \text{ W}$$

Le perdite sugli avvolgimenti secondari sono date dall'espressione:

$$P_{sen} = S_{me} * N_{sn} * R_{fsn} * I_{cn}^2$$

dove  $R_{fsn}$  è la resistenza del filo del secondario di numero ordinale (n) espressa in ohm / metro.

**Secondario 1**

Filo da 0.38 mm;  $R_{sf}/\text{metro} = 0.16 \text{ ohm}$

Essendo  $S_{me} = 0.15 \text{ m/spira}$ ,  $N_{s1} = 209 \text{ spire}$ ,  $R_{fs1} = 0.16 \text{ ohm/metro}$ ,  $I_{c1} = 0.16 \text{ A}$  si ha:

$$P_{se1} = 0.15 \text{ m/spira} * 209 \text{ spire} * 0.16 \text{ ohm/metro} * 0.16A^2 = 0.13W$$

**Secondari 2 e 3**

Filo da 0.38 mm;  $R_{sf}/\text{metro} = 0.16 \text{ ohm}$

Essendo  $S_{me} = 0.15 \text{ m/spira}$ ,  $N_{s2;3} = 133 \text{ spire}$ ,  $R_{fs2;3} = 0.16 \text{ ohm/metro}$ ,  $I_{c2;3} = 0.15 \text{ A}$ , si ha:

$$P_{se2;3} = 0.15 \text{ m/spira} * 154 \text{ spire} * 0.16 \text{ ohm/metro} * 0.15A^2 = 0.08 \text{ W}$$

**Secondario 4**

Filo da 0.38 mm;  $R_{sf}/\text{metro} = 0.16 \text{ ohm}$

Essendo  $S_{me} = 0.15 \text{ m/spira}$ ,  $N_{s4} = 253 \text{ spire}$ ,  $R_{fs4} = 0.16 \text{ ohm/metro}$ ,  $I_{c4} = 0.15A$ , si ha:

$$P_{se4} = 0.15 \text{ m/spira} * 253 \text{ spire} * 0.16 \text{ ohm/metro} * 0.15A^2 = 0.13W$$

**Secondario 5**

Filo da 0.3 mm;  $R_{sf}/\text{metro} = 0.26 \text{ ohm}$

Essendo  $S_{m5} = 0.15$  m/spira,  $N_{s5} = 252$  spire,  $R_{fs5} = 0.26$  ohm/metro,  $I_{c5} = 0.1$ A, si ha:

$$P_{se5} = 0.15 \text{ m/spira} * 252 \text{ spire} * 0.26 \text{ ohm/metro} * 0.1^2 = 0.09 \text{ W}$$

Secondario 6

Filo da 0.1 mm;  $R_{sf}/\text{metro} = 2.43$  ohm

Essendo  $S_{m6} = 0.15$  m/spira,  $N_{s6} = 149$  spire,  $R_{fs6} = 2.43$  ohm/metro,  $I_{c6} = 0.06$  A, si ha:

$$P_{se6} = 0.15 \text{ m/spira} * 149 \text{ spire} * 2.43 \text{ ohm/metro} * 0.06^2 = 0.19 \text{ W}$$

La potenza dissipata totale è la somma delle sette sopra calcolate:

$$P_{dt} = P_f + P_{pr} + P_{se1} + P_{se2} + P_{se3} + P_{se4} + P_{se5} + P_{se6}$$

$$P_{dt} = 0.96 \text{ W} + 1.16 \text{ W} + 0.13 \text{ W} + 0.08 \text{ W} + 0.08 \text{ W} + 0.13 \text{ W} + 0.09 \text{ W} + 0.19 \text{ W} = 2.8 \text{ W}$$

Per la determinazione della sovra elevazione di temperatura del trasformatore è ora necessario utilizzare il diagramma di figura 8.3 dopo aver calcolato il rapporto  $j_k$ :

$$j_k = P_{dt} / (2.9 * S_f)$$

essendo  $S_f = 3.54$  cmq, si ha :

$$j_k = 2.8 \text{ W} / (2.9 * 3.54) = 0.27$$

Con il valore di  $j_k = 0.27$  posto in ascissa del diagramma di figura 8.6, si ha infine, in ordinata, il valore cercato di  $\Delta t = 34^\circ\text{C}$ ; da questo, sommando la temperatura ambiente  $T_a = 25^\circ\text{C}$ , si ha la temperatura complessiva alla quale verrà a trovarsi il trasformatore:

$$T_c = 34^\circ\text{C} + 25^\circ\text{C} = 59^\circ\text{C}$$

### ***Suggerimenti per la costruzione del trasformatore :***

La costruzione del trasformatore deve essere fatta seguendo, in successione, le sotto indicate norme pratiche:

- 1) Gli avvolgimenti in filo di rame smaltato non devono mai essere fatti alla “rinfusa”; questa pratica non può essere adottata per costruzioni professionali perchè si corre il rischio che spire di filo ad elevato potenziale s’insinuino tra spire a potenziale inferiore mettendo in pericolo gli isolamenti di copertura dei conduttori.
- 2) Gli avvolgimenti devono essere piazzati sul rocchetto, a spire contigue, strato dopo strato, si da riempire, ordinatamente, tutto lo spazio disponibile; tra uno strato e il successivo deve essere interposta una striscia di carta isolante sottile adatta all’uso, che ha il duplice scopo di isolare gli strati l’uno dall’altro e creare una superficie piana sulla quale avvolgere lo strato successivo.

- 3) L'avvolgimento primario, generalmente, deve essere avvolto per primo; finito tale avvolgimento, deve essere posta una striscia sottile di materiale isolante per creare una netta separazione tra primario e secondari.
- 4) Quando è richiesto, non è il caso del nostro progetto, tra primario e secondario deve essere inserito un avvolgimento ad un solo strato con la funzione di schermo elettrostatico.
- 5) Gli estremi degli avvolgimenti devono fuoriuscire dal rocchetto coperti con adatte calze isolanti leggere, fatte di seta o materiali sintetici.
- 6) Gli estremi degli avvolgimenti, che escono dal pacco, devono essere il più lunghi possibile onde agevolare le operazioni di collegamento del trasformatore una volta inserito nel proprio contenitore.
- 7) L'assemblaggio del trasformatore, rocchetto e coppie dei nuclei di ferro, deve essere completato da idonee fascette per serrare energicamente i ferri ad U tra di loro, in modo che le teste dei ferri stessi combacino perfettamente; questa operazione porta alla realizzazione del "pacco di trasformazione".
- 8) Il pacco completato deve essere controllato sotto tensione per vedere se il funzionamento è corretto mediante verifica delle tensioni secondarie. La cosa migliore da fare sarebbe un'anticipazione del collaudo dell'alimentatore relativamente alle sole tensioni continue da eseguire con carichi simulati.  
Questo controllo è fondamentale e non deve essere tralasciato, eventuali errori scoperti in questa fase possono, alcune volte, essere rimediati; una volta passati alle fasi successive eventuali malfunzionamenti costringono al rifacimento del trasformatore con la perdita di tutto il materiale e il lavoro fatto.
- 9) Quando è richiesto, non è il caso del nostro progetto, **all'esterno** del trasformatore, deve essere avvolta una striscia di rame larga quanto è largo il trasformatore, disposta nello stesso senso degli avvolgimenti, per creare una sorta di spira di larga sezione con la funzione di schermo elettromagnetico, detta spira deve essere poi saldata, lembo con lembo, al fine di creare un corto circuito della tensione dovuta all'energia magnetica dispersa.
- 10) Il pacco deve essere impregnato a caldo, con resina isolante liquida, per garantire l'isolamento degli avvolgimenti dagli agenti atmosferici esterni.
- 11) Il pacco completo, ottenuto dopo l'assemblaggio ed il controllo, deve essere sistemato in adatto contenitore di metallo di giusta misura, entro il quale versare una speciale resina liquida che, una volta solidificatasi, servirà da veicolo di trasmissione del calore del trasformatore verso l'eterno; dal contenitore dovranno fuoriuscire, mediante adatti passanti isolanti, i terminali degli avvolgimenti: il primario dovrà uscire da un lato ed i secondari dalla parte opposta.

***Collaudo dell'alimentatore:***

L'alimentatore, a montaggio ultimato, deve essere collaudato eseguendo i seguenti controlli:  
Controllo delle tensioni continue con carichi simulati.  
Controllo dell'ondulazione residua sui carichi.



Controllo dell'incremento di temperatura.  
 Controllo del rendimento.  
 Vediamoli nell'ordine:

**Controllo delle tensioni continue con carichi simulati.**

Si devono collegare all'alimentatore 6 resistenze di carico per poter misurare ai loro capi le tensioni impostate a progetto; i dati rilevati dovranno essere contenuti entro una tolleranza del +/- 5% rispetto ai valori calcolati.

Valori di tensione, di resistenze e potere di dissipazione dei carichi sono riportati nella tabella seguente:

Tensione Secondario	Volt c.c. calcolati	Resistenza di carico in ohm	Potere di dissipazione del carico simulato *	Tolleranze sulle tensioni misurate in Vcc
Vc1	37	230	10W	38.85 - 35.23
Vc2	23	150	5W	21.90 - 24.15
Vc3	23	150	5W	21.90 - 24.15
Vc4	45	300	10W	42.85 - 47.25
Vc5	45	450	10W	42.85 - 47.25
Vc6	26	430	5W	24.76 - 27.3

**\* Il potere di dissipazione del carico simulato deve essere superiore alla potenza fornita dall'alimentatore per non avere eccessive sopraelevazioni termiche sui carichi ad evitare ustioni per contatti accidentali con il corpo.**

Le tensioni devono essere misurate con un voltmetro di precisione controllando, contemporaneamente, che la tensione alternata applicata al primario sia di 115 Veff.

**Controllo dell'ondulazione residua sui carichi:**

Le tensioni di ondulazione sui carichi devono essere misurate con i carichi collegati come al punto precedente, i valori dovranno essere inferiori a quelli riportati nella tabella sottostante:

Tensione Secondario	Ondulazione mVpp
Vc1	400
Vc2	240
Vc3	240
Vc4	500
Vc5	500
Vc6	300

Le misure delle tensioni di ondulazione devono essere misurate con un oscilloscopio disposto con l'ingresso in corrente alternata.

**Controllo dell'incremento di temperatura:**

Il controllo della temperatura del trasformatore deve essere eseguito mediante due misure di resistenza (Rp1 e Rp2) da eseguire sull'avvolgimento primario.

La prima misura si deve eseguire, con alimentatore scollegato dalla rete di alimentazione, quando l'alimentatore è a temperatura ambiente da almeno 12 ore; si annota il valore di Rp1.

Si accende l'alimentatore con tutti i carichi collegati e lo si tiene in funzionamento continuo per 4 ore, al termine del tempo stabilito si scollega dalla rete e si misura nuovamente la resistenza (Rp2) del primario; con i due valori della resistenza si calcola la sopraelevazione di temperatura con la formula:

$$\Delta t = (Rp2 - Rp1) / (Rp1 * 3.9 * 10^{-3})$$

Se ad esempio le due misure di resistenza hanno portato ai seguenti rilievi: Rp1 = 12.5 ohm e Rp2 = 14 ohm, si ha:

$$\Delta t = (Rp2 - Rp1) / (Rp1 * 3.9 * 10^{-3}) = (14 \text{ ohm} - 12.5 \text{ ohm}) / (12.5 \text{ ohm} * 3.9 * 10^{-3}) = 30.7^\circ\text{C}$$

**Controllo del rendimento:**

Il controllo del rendimento richiede la disponibilità di un wattmetro, con il quale, una volta collegati tutti i carichi all'alimentatore, si misura la potenza Wtm assorbita dal primario, che dovrebbe risultare vicina al valore di Wt calcolato in fase di progetto. Il rendimento si calcola con l'espressione:

$$\varepsilon = Wcct / Wtm$$

Se ad esempio la misura della potenza assorbita dal primario ha portato ad un valore di Wtm = 29.8 W, essendo Wcct = 25.9 W, si ha:

$$\varepsilon = Wcct / Wtm = 25.9 \text{ W} / 29.8 \text{ W} = 0.86$$

pari all' 86% .

## 8.6 Esempio di progetto di alimentatore tri-monofase

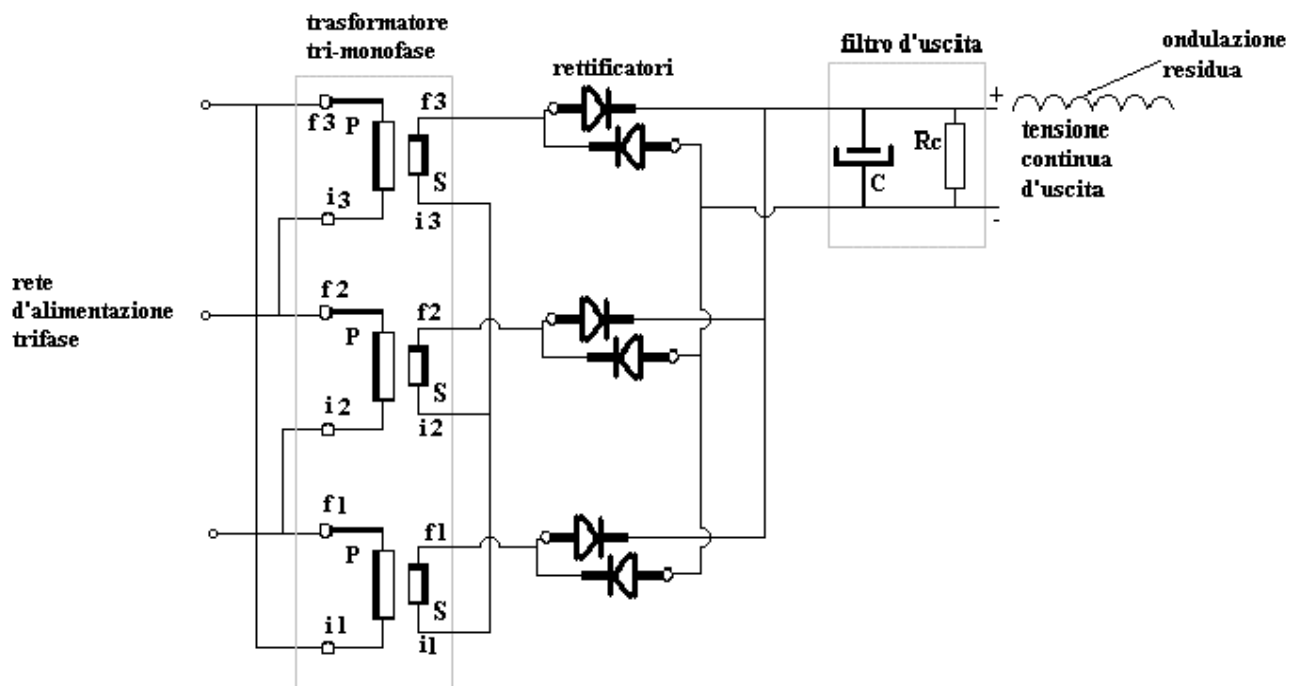
Prima d'iniziare il progetto dell'alimentatore tri-monofase è necessario dare qualche semplice spiegazione sulla sua struttura in modo, poi, da poter richiamare, in fase di calcolo, i diversi componenti che lo costituiscono.

La tecnica costruttiva degli alimentatori tri-monofase consente la realizzazione, al bisogno, di gruppi d'alimentazione in grado di essere collegati a reti primarie trifasi.

La possibilità di realizzare alimentatori di questo tipo, non utilizzando trasformatori trifasi, peraltro non facilmente costruibili se non da specialisti, consente al progettista di sistemi elettronici di avere un ulteriore grado di libertà in più per sviluppare le sue apparecchiature.

Lo schema elettrico di questo tipo di alimentatore è molto diverso da quello monofase mostrato in figura 8.1; vediamone un esempio in figura 8.9.

figura 8.9



Nello schema, a sinistra, è rappresentato il trasformatore tri-monofase composto da tre trasformatori, questi sono del tutto identici a quelli che abbiamo progettato nel paragrafo precedente. I primari dei trasformatori sono collegati a “triangolo” unendo tra loro gli inizi (i) e le fini (f) degli avvolgimenti secondo la sequenza:  $i1 - f3$  ;  $f1 - i2$  ;  $f2 - i3$ .

I secondari dei trasformatori sono collegati a “stella” unendo tra loro gli inizi (i) degli avvolgimenti:  $i1 - i2 - i3$ .

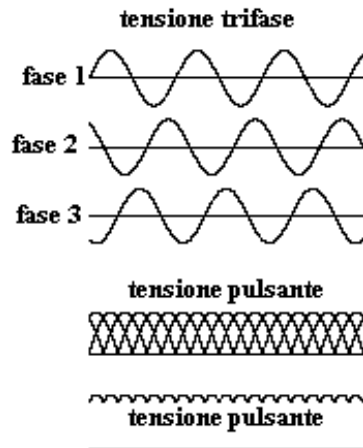
I rettificatori sono disposti, a coppie, all'uscita di ciascuno dei rami a stella dei secondari, tutti i catodi sono collegati assieme e forniscono la tensione pulsante alla cellula di filtro; tutti gli anodi sono collegati tra loro e chiudono il ritorno della cellula.

In questo tipo di alimentatore non è necessario che la cellula soddisfi la disuguaglianza  $\omega RC > 100$ , come invece era indispensabile negli alimentatori monofase con filtro ad ingresso capacitivo.

Il compito della cellula di filtro non è quello di mediare tra i minimi ed i massimi della tensione pulsante d'uscita del rettificatore, come avviene negli alimentatori monofase, ma di attenuare l'ondulazione residua. Infatti, mentre nei primi gli impulsi della tensione pulsante, essendo adiacenti l'uno all'altro, variano da 0 alla tensione di picco, nell'alimentatore tri-monofase, illustrato in figura 8.9, gli impulsi si sovrappongono e la tensione risultante varia tra il livello

minimo ( 0.86 del picco) a quello massimo del picco ( si veda figura 8.10) con un'ondulazione fissa del 15% di  $V_c$ .

figura 8.10



In alto di figura 8.10 sono tracciate le tensioni presenti ai tre secondari, sfasate l'un l'altra di  $120^\circ$ ; di seguito è disegnata la tensione pulsante ottenuta all'uscita dalle tre coppie di diodi rettificatori nella quale sono rese visibili, a scopo dimostrativo, le sovrapposizioni dei diversi impulsi. Infine la forma d'onda reale in uscita dai diodi, senza la grafica dimostrativa della sovrapposizione, mostra l'ondulazione sovrapposta alla tensione continua generata dalla rettificazione esafase.

In questo tipo di circuito la frequenza dell'ondulazione d'uscita è il sestuplo della frequenza della rete trifase d'alimentazione; ciò rappresenta un vantaggio ai fini della riduzione dell'ondulazione stessa, che, a parità di valori di  $C$  e  $R_c$ , viene maggiormente attenuata.

Date le particolari caratteristiche dell'alimentatore tri-monofase, il progetto dello stesso non richiede più il ricorso alle curve per la determinazione di  $E_p/E_{dc}$ ,  $R_s/R_c$ ,  $I_{ps}/I_{cm}$ , ma si articola in modo più semplice come vedremo in seguito.

L'alimentatore, riportato in figura 8.9, è disegnato, per semplicità grafica, con un solo gruppo d'uscita che fornisce tensione continua; in realtà questi alimentatori, così come quelli monofase, possono essere dotati di numerosi gruppi d'uscita aumentando, su ciascuno dei tre trasformatori, il numero dei secondari da collegare a stella; naturalmente ad ogni nuova terna secondaria dovrà far capo un gruppo di sei rettificatori ed un condensatore  $C$  di filtro.

Vista la composizione dell'alimentatore, procediamo al progetto secondo le seguenti specificazioni:

### **Specificazioni di progetto:**

Sia da progettare un alimentatore tri-monofase avente le seguenti caratteristiche:

Trasformatori con primario e 1 secondario.

Rettificatore a sei diodi.

Filtro ad ingresso capacitivo.

Tensione di rete al primario  $V_p = 115 V_{eff}$

Frequenza di rete  $f = 60 \text{ Hz}$

$B = 15000 \text{ Gauss}$

Dati della tensione e della corrente fornita al carico:

$V_c = 40 V_{cc}$   $I_c = 1.6 \text{ A}$

Ondulazione massima  $< 0.02 V_{pp}$

Sovra elevazione di temperatura  $\Delta T < 45^\circ\text{C}$

### **Calcolo delle potenze:**

#### **Potenza richiesta dal carico:**

La potenza richiesta dal carico si calcola con l'espressione:

$$W_{cc} = V_c * I_c$$

$$W_{cc} = V_c * I_c = 40 V_{cc} * 1.6 A \approx 64 W$$

#### **Potenza richiesta da ciascun primario:**

Nei trasformatori per alimentatori tri-monofase la potenza totale istantanea ( $W_t$ ) richiesta è suddivisa su due trasformatori. La potenza  $W_{t3}$  su ciascun trasformatore dovrà pertanto essere calcolata non soltanto in funzione della potenza ( $W_{cc}$ ) richiesta dal carico, ma anche tenendo conto della nuova configurazione circuitale che vede la potenza istantanea divisa soltanto su due trasformatori; assumendo un rendimento  $\varepsilon = 80\%$  la formula per il calcolo di  $W_{t3}$  è la seguente:

$$W_{t3} = 0.6 * W_{cc}$$

quindi si ha:

$$W_{t3} = 0.6 * W_{cc} = 0.6 * 64 \approx 39 W$$

Le procedure di calcolo che seguono si riferiscono sempre ad un solo trasformatore dei tre identici necessari per l'alimentatore tri-monofase.

### **Scelta del nucleo di ferro:**

La scelta del nucleo del trasformatore viene fatta su doppie coppie di ferri al silicio con grani orientati, aventi forme ad U da utilizzare come già mostrato in figura 8.2.

La scelta delle dimensioni dei nuclei deve essere fatta in funzione della potenza elettrica totale richiesta ( $W_{t3}$ ) dall'elenco dei ferri disponibili; supponiamo che l'elenco sia quello sotto riportato, per ferri che possono lavorare con un'induzione massima di  $B = 17000$  Gauss:

Sigla costruttore del tipo di nucleo	Potenza massima W	Sezione Cmq	Perdite nel ferro W
T13	41	2.42	0.66
T19	60	3.54	0.98
T25	75	4.66	1.28
T32	95	5.96	1.64

Al fine di mantenere la sovra elevazione di temperatura sotto il valore indicato nelle specifiche, scegliamo un nucleo con una potenza di poco superiore alla  $W_{t3}$  calcolata: il tipo T19 che ha una sezione di 3.54 cmq consente una dissipazione massima di 60 W.

Per un nucleo di queste dimensioni il fornitore indica la sezione (Sl) lorda del rocchetto sul quale avvolgere primari e secondari : Sl = 643 mmq

Possiamo quindi concludere con l'indicazione dei dati acquisiti:

-Nucleo tipo T19

-Sezione Sf = 3.54 cmq

-Induzione B = 15000 Gauss

-Sezione lorda del rocchetto Sl = 643mmq

**Calcolo delle caratteristiche dell'avvolgimento primario:****Numero spire primario:**

Il calcolo del numero delle spire ( $N_p$ ) del primario si esegue con la formula:

$$N_p = V_{pe} * 10^8 / (4.44 * B * f * S_f)$$

Essendo  $V_{pe} = 115 V_{eff}$ ,  $B = 15000$  Gauss,  $f = 60$  Hz,  $S_f = 3.54$  cmq abbiamo:

$$N_p = 115 V_{eff} * 10^8 / (4.44 * 15000 * 60 \text{ Hz} * 3.54 \text{ cmq}) \approx 813 \text{ spire}$$

**Sezione netta del rocchetto:**

Assumendo come coefficiente di riempimento ( $k_r = 0.35$ ), valore consolidato per trasformatori di piccole dimensioni, si calcola la sezione netta ( $S_n$ ) disponibile sul rocchetto:

Essendo  $K_r = 0.35$ ,  $S_l = 643$  mmq, abbiamo:

$$S_n = 0.35 * 643 \text{ mmq} = 225 \text{ mmq}$$

**Sezione netta dedicata al primario:**

E' buona norma assegnare la sezione netta disponibile per metà al primario e per l'altra metà al secondario; la sezione netta del primario sarà :

$$S_{ap} = S_n / 2$$

Essendo  $S_n = 225$  mmq, abbiamo:

$$S_{ap} = 225 \text{ mmq} / 2 \approx 112 \text{ mmq}$$

**Diametro del filo per l'avvolgimento del primario:**

Il diametro del filo per l'avvolgimento del primario si calcola con la formula:

$$D_p = 2 * \sqrt{[ S_{ap} / ( N_p * \pi ) ]}$$

Essendo  $S_{ap} = 112$  mmq,  $N_p = 813$  spire, abbiamo:

$$D_p = 2 * \sqrt{[ 112 \text{ mmq} / ( 813 * 3.14 ) ]} = 0.41 \text{ mm} \text{ (da arrotondare a } 0.40 \text{ mm)}$$

**Lunghezza della spira media:**

Dalle dimensione del rocchetto date dal costruttore, facendo la media tra il perimetro della parte inferiore e della parte superiore, si ha :

$$S_{me} \approx 15 \text{ cm} = 0.15 \text{ m}$$

**Resistenza dell'avvolgimento primario:**

La resistenza dell'avvolgimento primario ( $R_p$ ) si calcola con la formula:

$$R_p = S_{me} * N_p * R_{fp}$$

dove  $R_{fp}$  è la resistenza del filo del primario espressa in ohm / metro

R<sub>fp</sub> si ricava, o dalle tabelle del costruttore del filo, o da una misura eseguita su di uno spezzone di conduttore di alcuni metri; nel nostro caso, per filo del diametro di 4 decimi di millimetro, si ha R<sub>fp</sub> = 0.145 ohm/metro; con questo dato si calcola infine R<sub>p</sub>.

Essendo S<sub>me</sub> = 0.15 m, N<sub>s</sub> = 813 spire, R<sub>fp</sub> = 0.145 ohm/metro abbiamo:

$$R_p = S_{me} * N_p * R_f = 0.15 \text{ m} * 813 \text{ spire} * 0.145 \text{ ohm/m} \approx 18 \text{ ohm}$$

**Caduta di tensione sul primario:**

La caduta di tensione C<sub>dtp</sub> sul primario, dovuta alla resistenza dell'avvolgimento, è data da:

$$C_{dtp} = R_p * W_{t3}/V_p$$

$$C_{dtp} = R_p * W_{t3}/V_p = 18 \text{ ohm} * 39 \text{ W}/115 \text{ V}_{eff} = 6.1 \text{ V}_{eff}$$

Con un rapporto di perdita (rdp) di tensione pari a:

$$rdp = V_p / (V_p - C_{dtp}) = 115 \text{ V}_{eff} / (115 \text{ V}_{eff} - 6.1 \text{ V}_{eff}) = 1.05$$

### ***Determinazione delle caratteristiche e scelta dei rettificatori:***

Le caratteristiche dei rettificatori i devono essere le seguenti:

**Calcolo della corrente di picco massima:**

Nei rettificatori esafase la corrente di picco (I<sub>p</sub>) coincide con la corrente erogata sul carico; abbiamo quindi:

Corrente nel carico I<sub>c</sub> = 1.6 A

$$I_p = I_{cc} = 1.6 \text{ A}$$

I diodi che andremo a selezionare dovranno avere una corrente I<sub>f</sub> superiore ad I<sub>p</sub>.

**Valutazione della tensione inversa massima:**

Per calcolare quale tensione alternata inversa sarà applicata ai rettificatori, non considerando al momento la caduta di tensione sui diodi, è necessario prendere in considerazione la tensione continua applicata al carico. La tensione alternata di picco V<sub>ca(picco)</sub>, che il secondario dovrà fornire per ottenere la tensione continua voluta, è data da:

$$V_{ca(picco)} = k * V_c$$

dove k = 1.15

quindi:

essendo V<sub>c</sub> = 40 V<sub>cc</sub>

$$V_{ca(picco)} = V_c * k = 40V_{cc} * 1.15 = 46V_p$$

I diodi che andremo a selezionare dovranno avere una tensione inversa superiore a V<sub>ca (picco)</sub>.

**Selezione del tipo di diodi:**

I diodi da impiegare possiamo sceglierli, tra i tanti disponibili a catalogo, nel tipo 40266 che presenta le seguenti caratteristiche:

$$I_f = 2 \text{ A} > I_p$$

$$V_r = 100 \text{ V} > V_{ca(picco)}$$

**Calcolo della caduta di tensione ai capi dei diodi:**

La valutazione della caduta di tensione su di un diodo ( $V_f$ ), necessaria per il successivo calcolo dei secondari del trasformatore, deve essere fatta utilizzando le curve caratteristiche ( $I_p, V_f$ ) date a catalogo; per i diodi selezionati queste risultano:

per il tipo 40266 :  $I_p = 1.6 \text{ A}$  ;  $V_f = 0.85 \text{ V}$  ; da queste il calcolo della caduta di tensione  $V_{dd}$  su due diodi:

$$V_{dd} = 2 * V_f = 1.7 \text{ V}$$

**Calcoli preliminari per la definizione delle caratteristiche del secondario:**

Dallo schema di figura 8.9 si vede che la tensione ai rettificatori è fornita da coppie di secondari disposti in serie; è pertanto necessario conoscere, approssimativamente, la caduta di tensione su questi prima di procedere al calcolo degli elementi precisi di un avvolgimento.

La caduta di tensione sui secondari è determinata dalla loro resistenza ohmica  $R_{sa}$  che andiamo ora a calcolare mediante una serie di passaggi:

**Calcolo di  $V_{sa}$ :**

Si calcola la tensione approssimata ( $V_{sa}$ ) che il secondario deve fornire:

- 1) Si ipotizza un rendimento del trasformatore dell'80%
- 2) Si calcola la tensione approssimata  $V_{sa}$  con la formula:

$$V_{sa} = (V_c + V_{dd}) * 0.56$$

Essendo  $V_c = 40 \text{ Vcc}$  e  $V_{dd} = 1.7 \text{ V}$  si ha:

$$V_{sa} = (V_c + V_{dd}) * 0.56 = (40 \text{ Vcc} + 1.7 \text{ V}) * 0.56 = 23.3 \text{ Veff}$$

**Calcolo del diametro approssimato del filo del secondario:**

Per il calcolo del diametro del filo secondario si applica l'espressione:

$$D_s = D_p * \sqrt{[(0.5 * W_{cc} / W_{t3}) * (V_{pe} / V_{sa})]}$$

Essendo  $W_{cc} = 64 \text{ W}$ ;  $W_{t3} = 39 \text{ W}$ ;  $D_p = 0.4 \text{ mm}$ ;  $V_{pe} = 115 \text{ Veff}$ ;  $V_{sa} = 23.3 \text{ Veff}$ , si ha:

$$\begin{aligned} D_s &= D_p * \sqrt{[(0.5 * W_{cc} / W_{t3}) * (V_{pe} / V_{sa})]} = \\ &= 0.4 \text{ mm} * \sqrt{[(0.5 * 64 \text{ W} / 39 \text{ W}) * (115 \text{ Veff} / 23.3 \text{ Veff})]} = 0.8 \text{ mm} \end{aligned}$$

La resistenza del filo ora calcolato, data dal costruttore, risulta:

$$R_{sf} = 0.036 \text{ ohm/metro}$$

**Calcolo del numero approssimato di spire del secondario:**

Si calcola il numero delle spire/volt ( $N_v$ ) secondo l'espressione:

$$N_{sv} = N_p / V_p$$

$$N_v = N_p / V_p = 813 / 115 \text{ Veff} = 7.06 \text{ spire/volt}$$

Quindi il numero ( $N_{sa}$ ) approssimato di spire del secondario:

$$N_{sa} = N_v * V_{sa}$$



Essendo  $N_v = 7.06$  spire/volt;  $V_{esa} = 23.3$  Veff, si ha:

$$N_{sa} = 7.06 \text{ spire/volt} * 23.3 \text{ Veff} \approx 165 \text{ spire}$$

**Calcolo di Rsa:**

Il calcolo della resistenza approssimata del secondario si calcola infine con l'espressione:

$$R_{sa} = S_{me} * N_{sa} * R_{fs}$$

Essendo  $S_{me} = 0.15$  m;  $N_{sa} = 165$  spire;  $R_{sf} = 0.036$

si ha  $R_{sa} = 0.15 \text{ m} * 165 \text{ spire} * 0.036 = 0.88 \text{ ohm}$

**Calcolo della caduta di tensione di due secondari in serie:**

La caduta di tensione ai capi di due secondari in serie si calcola come segue:

$$C_{dts} = 2 * R_{sa} * I_c$$

$$C_{dts} = 2 * 0.88 \text{ ohm} * 1.6 \text{ A} = 2.8 \text{ Vcc}$$

**Calcoli definitivi dell'avvolgimento secondario:**

Con il valore di  $C_{dts}$  e  $V_{dd}$  calcolati in precedenza procediamo ora ai calcoli per la definizione dell'avvolgimento secondario:

**Calcolo della tensione continua  $V_{ncc}$  necessaria per compensare le perdite  $V_{dd}$  e  $C_{dt}$ :**

$$V_{ncc} = V_c + C_{dts} + V_{dd}$$

$$V_{ncc} = V_c + C_{dts} + V_{dd} = 40 \text{ Vcc} + 2.8 \text{ Vcc} + 1.7 \text{ Vcc} = 44.5 \text{ Vcc}$$

**Calcolo di  $V_{se}$ :**

La tensione effettiva  $V_{se}$  che il secondario deve fornire, tenendo conto della caduta di tensione sul primario, è data dalla formula:

$$V_{se} = V_{ncc} * 0.471 * r_{dp}$$

$$V_{se} = 44.5 \text{ Vcc} * 0.471 * 1.05 = 22 \text{ V eff}$$

**Calcolo del numero di spire del secondario:**

Il numero delle spire del secondario si determina con la formula:

$$N_s = (N_p * V_{se}) / V_{pe}$$

Essendo  $N_p = 813$  spire;  $V_{pe} = 115$  Veff;  $V_{se} = 22$  Veff, abbiamo:

$$N_s = (N_p * V_{se}) / V_{pe} = (813 \text{ spire} * 22 \text{ Veff}) / 115 \text{ Veff} \approx 155 \text{ spire}$$

**Calcolo del diametro finale del filo del secondario:**

Per il calcolo del diametro del filo secondario si applica l'espressione:

$$D_s = D_p * \sqrt{[(0.5 * W_{cc} / W_{t_3}) * (V_{pe} / V_{se})]}$$

Essendo  $W_{cc} = 64 \text{ W}$ ;  $W_{t_3} = 39 \text{ W}$ ;  $D_p = 0.4 \text{ mm}$ ;  $V_{pe} = 115 \text{ Veff}$ ;  $V_{se} = 22 \text{ Veff}$ , si ha:

$$D_s = D_p * \sqrt{[(0.5 * W_{cc} / W_{t_3}) * (V_{pe} / V_{se})]} = \\ = 0.4 \text{ mm} * \sqrt{[(0.5 * 64 \text{ W} / 39 \text{ W}) * (115 \text{ Veff} / 22 \text{ Veff})]} = 0.82 \text{ mm}$$

Data la piccola differenza tra  $V_{esa}$  e  $V_{es}$  il diametro calcolato ora coincide, praticamente, con il diametro approssimato calcolato in precedenza.

### **Calcolo del filtro capacitivo:**

Dato che in questo tipo di alimentatore la funzione del filtro capacitivo è indirizzata soltanto all'attenuazione dell'ondulazione possiamo scrivere la formula di calcolo di C come segue:

$$C \approx 0.4 * 10^6 / (f * R_c * pc)$$

Dove

- C = capacità di filtro in  $\mu\text{F}$
- f = frequenza della rete trifase in Hz
- $R_c$  = resistenza di carico in ohm
- pc = percentuale d'ondulazione voluta

Nel nostro progetto le specifiche indicano come tensione d'ondulazione massima  $V_{ond} = 0.02 V_{pp}$  su  $V_c = 40 V_{cc}$  di tensione sul carico; per soddisfare tale dato dobbiamo anzitutto calcolare la percentuale d'ondulazione rispetto a  $V_c$  con l'espressione:

$$pc = 100 * V_{ond} / V_c$$

quindi  $pc = 100 * 0.02 V_{pp} / 40 V_{cc} = 0.05\%$

e di seguito calcolare C:

$$C = 0.4 * 10^6 / (60 \text{ Hz} * 25 \text{ ohm} * 0.05) = 5333 \mu\text{F} \text{ (da arrotondare a } 5600 \mu\text{F)}$$

### **Calcolo della corrente d'ondulazione:**

Il condensatore deve poter sopportare la corrente alternata  $I_{co}$  dovuta alla presenza dell'ondulazione d'uscita  $V_{ond}$ : tale corrente si calcola mediante l'espressione:

$$I_{co} = V_{ond} * 12 * \pi * f * C * 1.1$$

si ha quindi:

$$I_{co} = V_{ond} * 12 * \pi * f * C * 1.1 = 0.02 * 12 * 3.14 * 60 \text{ Hz} * 5600 \mu\text{F} * 1.1 = 0.27 \text{ A}$$

Dato che i condensatori elettrolitici di filtro, tipo professionale, possono lavorare normalmente con correnti d'ondulazione superiori a  $2.5 \text{ A}$ , questi saranno tutti adatti per sostenere le correnti d'ondulazione sopra calcolata.

**Verifica della temperatura di lavoro del trasformatore:**

Per i dati di specifica la sopraelevazione della temperatura di ciascun trasformatore deve essere inferiore a 55° C, verifichiamola:

Il calcolo inizia dalla valutazione delle perdite:

**Perdite di potenza nel ferro:**

Le perdite nel ferro fornite dal costruttore per il nucleo T19 sono riportate nella tabella utilizzata per la scelta del ferro e risultano  $P_f = 0.98W$ .

**Perdite di potenza negli avvolgimenti:**

La dissipazione su ciascun primario viene calcolata sulla potenza media e non sulla potenza istantanea, le perdite si suddividono pertanto su tre trasformatori; assumendo un rendimento  $\varepsilon = 80\%$  la formula per il calcolo di  $P_{pr}$  è la seguente:

$$P_{pr} = R_p * (0.39 * W_{t3} / V_{pe})^2$$

Essendo  $R_p = 18 \text{ ohm}$ ,  $W_{t3} = 39 \text{ W}$ ,  $V_{pe} = 115 \text{ V eff}$ , si ha:

$$P_{pr} = 18 \text{ ohm} * (0.39 * 39 \text{ W} / 115 \text{ Veff})^2 = 0.31 \text{ W}$$

La perdita sull' avvolgimento secondario è data dall'espressione:

$$P_{se} = S_{me} * N_s * R_{fs} * I_c^2$$

Essendo  $S_{me} = 0.15 \text{ m/spira}$ ,  $N_s = 155 \text{ spire}$ ,  $R_{fs} = 0.036 \text{ ohm/metro}$ ,  $I_c = 1.6 \text{ A}$ , si ha:

$$P_{se} = 0.15 \text{ m/spira} * 155 \text{ spire} * 0.036 \text{ ohm/metro} * 1.6A^2 = 2.1W$$

La potenza dissipata totale è la somma delle tre sopra calcolate:

$$P_{dt} = P_f + P_{pr} + P_{se}$$

$$P_{dt} = 0.98W + 0.31 \text{ W} + 2.1 \text{ W} = 3.39 \text{ W}$$

Per la determinazione della sopra elevazione di temperatura del trasformatore è ora necessario utilizzare il diagramma di figura 8.4 dopo aver calcolato il rapporto  $j_k$ :

$$j_k = P_{dt} / (2.9 * S_f)$$

essendo  $S_f = 3.54 \text{ cmq}$ , si ha :

$$j_k = 3.39 \text{ W} / (2.9 * 3.54) = 0.33$$

Con il valore di  $j_k = 0.33$  posto in ascissa del diagramma di figura 8.4 si ha infine, in ordinata, il valore cercato di  $\Delta t = 40^\circ\text{C}$ .

***Suggerimenti per la costruzione del trasformatore :***

La costruzione del trasformatore deve essere fatta seguendo, in successione, le sotto indicate norme pratiche non dimenticando che ne devono essere costruiti tre uguali:

- 1) Gli avvolgimenti del filo di rame smaltato sul rocchetto non devono mai essere fatti alla "rinfusa".
- 2) Gli avvolgimenti devono essere piazzati sul rocchetto, a spire contigue, strato dopo strato, si da riempire, ordinatamente, tutto lo spazio disponibile; tra uno strato e il successivo deve essere interposta una striscia di carta isolante sottile adatta all'uso, che ha il duplice scopo di isolare gli strati l'uno dall'altro e di creare una superficie piana sulla quale avvolgere lo strato successivo.
- 3) L'avvolgimento primario, generalmente, deve essere avvolto per primo; finito tale avvolgimento deve essere posta una striscia sottile di materiale isolante per creare una netta separazione tra primario e secondari.
- 4) Gli estremi degli avvolgimenti devono fuoriuscire dal rocchetto coperti con adatte calze isolanti leggere di seta o di materiali sintetici.
- 5) Gli estremi degli avvolgimenti, che escono dal pacco, devono essere il più lunghi possibile onde agevolare le operazioni di collegamento sia dei tre trasformatori tra loro, sia una volta inseriti i tre pacchi nel contenitore.
- 6) L'assemblaggio del trasformatore, rocchetto e coppie dei nuclei di ferro, deve essere completato da idonee fascette per serrare energicamente i ferri ad U tra di loro in modo che le teste dei ferri stessi combacino perfettamente; questa operazione porta alla realizzazione del "pacco di trasformazione".
- 7) Il pacco completato deve essere controllato sotto tensione per vedere se il funzionamento è corretto mediante verifica della tensione alternata secondaria secondo i dati di progetto.
- 8) Quando è richiesto, non è il caso del nostro progetto, **all'esterno** del trasformatore, deve essere avvolta una striscia di rame larga quanto è largo il trasformatore, disposta nello stesso senso degli avvolgimenti, per creare una sorta di spira di larga sezione con la funzione di schermo elettromagnetico, detta spira deve essere poi saldata, lembo con lembo, per creare un corto circuito della tensione dovuta all'energia magnetica dispersa.
- 9) Il pacco deve essere impregnato a caldo, con una resina isolante liquida, per garantire l'isolamento degli avvolgimenti dagli agenti atmosferici esterni.
- 10) Il tre pacchi completi, ottenuti dopo l'assemblaggio ed il controllo, devono essere sistemati in un unico contenitore di metallo di giusta misura, ed ivi collegati secondo lo schema elettrico di figura 8.9. Dopo il collegamento tra i tre pacchi si deve versare nel contenitore una speciale resina liquida che, una volta solidificatasi, servirà da veicolo di trasmissione del calore dei tre trasformatori verso l'eterno; dal contenitore dovranno fuoriuscire, mediante

adatti passanti isolanti i terminali degli avvolgimenti: il primario dovrà uscire da un lato ed il secondario dalla parte opposta.

**Collaudo dell'alimentatore:**

L'alimentatore, a montaggio ultimato, deve essere collaudato eseguendo i seguenti controlli:

Controllo della tensione continua con carico simulato.

Controllo dell'ondulazione residua sul carico.

Controllo dell'incremento di temperatura.

Vediamoli nell'ordine:

**Controllo delle tensioni continue con carichi simulati.**

Si deve collegare all'alimentatore la resistenza di carico per poter misurare ai suoi capi la tensione impostata a progetto; i dati rilevati dovranno essere contenuti entro una tolleranza del +/- 5% rispetto ai valori calcolati.

Valori di tensione, di resistenza, potere di dissipazione del carico, sono riportati nella tabella seguente:

Tensione Secondario	Volt c.c. calcolati	Resistenza di carico in ohm	Potere di dissipazione del carico simulato *	Tolleranze sulle tensioni misurate in Vcc
Vc	40	25	50W	38 - 42

**\* Il potere di dissipazione del carico simulato deve essere superiore alla potenza fornita dall'alimentatore per non avere eccessive sopraelevazioni termiche sui carichi ad evitare ustioni per contatti accidentali con il corpo.**

La tensione deve essere misurata con un voltmetro di precisione controllando, contemporaneamente, che la tensione alternata trifase applicata al primario sia di 115 Veff.

**Controllo dell'ondulazione residua sul carico:**

La tensione di ondulazione sul carico deve essere misurata con il carico collegato come al punto precedente, il valore dovrà essere inferiore a  $V_{ond} = 0.02 V_{pp}$ .

La misura della tensione di ondulazione deve essere eseguita con un oscilloscopio disposto con l'ingresso in corrente alternata.

**Controllo dell'incremento di temperatura:**

Il controllo della temperatura del trasformatore deve essere eseguito mediante due misure di resistenza (Rp1 e Rp2) da effettuarsi, a piacere, su due fasi qualsiasi dell'avvolgimento primario.

Si osservi che nei trasformatori tri-monofasi del tipo progettato la resistenza ohmica Rp1, che si misura tra due fasi, è pari a 2/3 della Rp di un singolo primario ( i tre primari sono collegati a triangolo ) quindi il valore di Rp1 a temperatura ambiente sarà:

$$R_{p1} = 2 * R_p / 3$$

cioè

$$R_{p1} = 2 * 18 \text{ ohm} / 3 = 12 \text{ ohm}$$

La prima misura si deve eseguire, con alimentatore scollegato dalla rete trifase di alimentazione, quando l'alimentatore è a temperatura ambiente da almeno 12 ore; si annota il valore di Rp1. Si accende l'alimentatore con tutti i carichi collegati e lo si tiene in funzionamento continuo per 4 ore, al termine del tempo stabilito si scollega dalla rete e si misura nuovamente la resistenza (Rp2) del primario; con i due valori della resistenza si calcola la sopraelevazione di temperatura con la formula:

$$\Delta t = (R_{p2} - R_{p1}) / (R_{p1} * 3.9 * 10^{-3})$$

Se ad esempio le due misure di resistenza hanno portato ai seguenti rilievi: Rp1 = 12 ohm e Rp2 = 13.6 ohm, si ha:

$$\Delta t = (R_{p2} - R_{p1}) / (R_{p1} * 3.9 * 10^{-3}) = (13.6 \text{ ohm} - 12 \text{ ohm}) / (12 \text{ ohm} * 3.9 * 10^{-3}) = 34.1^{\circ}\text{C}$$

## Cap.9 Strumenti elettronici e tecniche di misura

La strumentazione elettronica per le misure nel campo della circuitazione analogica di bassa frequenza può essere scelta in dipendenza dell'attività da svolgere: amatoriale, di studio o professionale. In ogni caso si deve ricordare che l'esecuzione delle misure deve essere fatta con la "testa" più che con gli strumenti; se si pensa a fondo sul da farsi si possono ottenere risultati soddisfacenti anche con attrezzature di misura modeste.

L'impiego degli strumenti di misura deve essere preceduto da un'adeguata preparazione del posto di lavoro, che deve prevedere:

Piano d'appoggio con mensola sopraelevata per l'appoggio strumenti e supporto prese di tensione di rete e massa.

Lastra di alluminio da appoggiare sul piano di lavoro ( dimensioni  $\approx 400 \times 300$  mm ), coperta di materiale isolante, con due cavetti di collegamento, l'uno, per la connessione con la massa del banco, l'altro, per la connessione con il lato freddo del circuito elettronico in prova; circuito che dovrà essere appoggiato su detta lastra per essere adeguatamente schermato (schermatura elettrostatica). Per non vanificare l'impiego dello schermo la circuitazione elettronica in prova deve essere sempre realizzata, connettendo tutti i componenti che la costituiscono, con conduttori il più corti possibili.

Scatola di alluminio senza coperchio, isolata internamente e con cavetto di massa, da utilizzare, quando necessario, per la schermatura superiore dei circuiti in prova; la scatola, sovrapposta al circuito in prova, crea, con la lastra sottostante al circuito, una efficiente gabbia di Faraday. Eliminazione, entro un raggio di una sfera da 1 metro, di qualsiasi trasformatore o apparato elettrico con trasformatori che non faccia parte della strumentazione di misura.

### 9.1 Le attrezzature di laboratorio

Le attrezzature di laboratorio necessarie per la sperimentazione ed il collaudo dei circuiti elettronici analogici possono dividersi in tre categorie:

Strumentazione minima di base.

Attrezzatura di medio livello.

Dotazione completa di alto livello.

La "Strumentazione minima di base" deve essere costituita dai seguenti apparecchi di misura:

- 1- Tester universale a bobina mobile 10000 ohm/volt (strumento elettromeccanico di costo modesto in grado di consentire misure di tensioni e correnti in continua e in alternata a frequenze inferiori a 1000 Hz e misure di resistenza).
- 2- Oscilloscopio a due assi (x,y) con risposta di frequenza dalla corrente continua ad 10 MHz (strumento elettronico di costo medio in grado di consentire misure di: tensioni alternate visualizzandone graficamente l'andamento, tensioni continue, frequenza, fase e tempo)
- 3- Alimentatore multiplo stabilizzato con tensioni d'uscita regolabili massime di  $\pm 30$  V (generatore di tensioni continue stabilizzate variabili su predisposizione manuale, basso costo).
- 4- Cuffia telefonica con  $z = 16$  ohm ( per semplici controlli audio, basso costo)

L' "Attrezzatura di medio livello" deve essere costituita dai seguenti apparecchi di misura:

- 1- Tester universale a bobina mobile 10000 ohm/volt (strumento elettromeccanico di costo modesto in grado di consentire misure di tensioni e correnti in continua e in alternata a frequenze inferiori a 1000 Hz e misure di resistenza)
- 2- Oscilloscopio a due assi (x,y) con risposta di frequenza dalla corrente continua ad 10 MHz.(strumento elettronico di costo medio in grado di consentire misure di: tensioni alternate visualizzandone graficamente l'andamento, tensioni continue, frequenza, fase e tempo)

- 3- N° due Alimentatori multipli stabilizzati con tensioni d'uscita regolabili massime di +/- 30 V (generatori di tensioni continue stabilizzate variabili su predisposizione manuale, basso costo).
- 4- Generatore di onde sinusoidali nel campo di frequenze compreso tra 10Hz e 1 Mhz. ( strumento elettronico di costo medio con regolatore manuale della frequenza e dell'ampiezza dei segnali emessi)
- 5- Voltmetro elettronico per misure in corrente alternata da 10 Hz a 1 Mhz (strumento di precisione a scale di misura predisponibile manualmente, costo elevato).
- 6- Attenuatore di segnali 0-60 dB a scatti di 1 dB ( strumento elettromeccanico di precisione, costo elevato).
- 7- Frequenzimetro per misure fino a 1 MHz. ( strumento elettronico per misure precise di frequenza, costo medio).
- 8- Cuffia telefonica con  $z = 16 \text{ ohm}$  ( per semplici controlli audio, basso costo)

La "Dotazione completa ad alto livello" deve comprendere:

- 1- Tester universale a bobina mobile 10000 ohm/volt (strumento elettromeccanico di costo modesto in grado di consentire misure di tensioni e correnti in continua e in alternata a frequenze inferiori a 1000 Hz e misure di resistenza).
- 2- Tester universale a bobina mobile 100000 ohm/volt (strumento elettromeccanico di medio costo in grado di consentire misure di tensioni e correnti in continua e in alternata a frequenze inferiori a 1000 Hz e misure di resistenza).
- 3- N° due Oscilloscopi a due assi (x,y) con risposta di frequenza dalla corrente continua ad 10 MHz.(strumenti elettronici di costo medio in grado di consentire misure di: tensioni alternate visualizzandone graficamente l'andamento, tensioni continue, frequenza, fase e tempo)
- 4- N° quattro Alimentatori multipli stabilizzati con tensioni d'uscita regolabili massime di +/- 30 V). (generatori di tensioni continue stabilizzate variabili su predisposizione manuale, basso costo).
- 5- N° due Generatori di onde sinusoidali nel campo di frequenze compreso tra 10Hz e 1 Mhz. ( strumenti elettronici di costo medio con regolatore manuale della frequenza e dell'ampiezza dei segnali emessi)
- 6- Generatore modulato in frequenza ed ampiezza. ( strumento elettronico di costo elevato con variatore manuale e automatico della frequenza e ampiezza dei segnali emessi).
- 7- Generatore di rumore ( strumento elettronico di costo elevato con regolatore manuale dell'ampiezza e della banda di frequenza del rumore emesso).
- 8- Voltmetro elettronico per misure in corrente alternata da 10 Hz a 1 Mhz.(strumento di precisione a scale di misura predisponibile manualmente, costo elevato).
- 9- Voltmetro elettronico per misure di correnti continue (strumento di precisione a scale di misura predisponibili manualmente, costo elevato).
- 10- Voltmetro elettronico a vero valore efficace ( strumento di precisione per la misura delle tensioni di segnale a larga banda, costo elevato).



- 11- Voltmetro selettivo (strumento di precisione a scale di misura predisponibili manualmente, dotato di selettore manuale della frequenza e della banda di misura, costo molto elevato).
- 12- Attenuatore di segnali a scatti 0-60 dB a scatti di 1 dB (strumento elettromeccanico di precisione, costo elevato).
- 13- Frequenzimetro per misure fino a 1 MHz. e misuratore di tempi (strumento elettronico a scale e funzioni predisponibile, costo medio).
- 14- Analizzatore di spettro nel campo 10Hz 10 Mhz (strumento elettronico con presentazione video degli spettri di frequenza dei segnali dotato di selettore manuale della banda e della definizione d'analisi, costo molto elevato).
- 15- Distorsionometro (strumento elettronico per la misura globale, in percentuale, della distorsione dei segnali sinusoidali, costo medio).
- 16- Fasometro (strumento elettronico per la misura precisa degli sfasamenti tra segnali elettrici, costo elevato).
- 17- Ponte per la misura delle induttanze e delle capacità (strumento elettrico o elettronico per la misura precisa dei valori dei componenti elettrici, costo elevato).
- 18- Wattmetro c.a. (strumento elettromeccanico per la misura della potenza elettrica assorbita da utenti vari, costo medio)
- 19- Amperometri c.c. e c.a. (strumenti elettromeccanici di precisione per la misura della corrente, costo alto)
- 20- Termometro elettronico a contatto (per il rilievo della temperatura dei componenti di potenza, costo medio)

## 9.2 Misure di tensione e corrente

Le misure di tensione e corrente si possono dividere in due tipi: quelle in corrente continua e quelle in corrente alternata. Esaminiamole separatamente dato che i metodi e gli accorgimenti necessari per i rilievi sono sensibilmente diversi tra loro.

### -Misure di tensioni continue

Le misure di tensioni continue, da eseguire sulla circuitazione analogica, hanno come obiettivo il controllo dei livelli delle stesse per verificare se i partitori resistivi, le polarizzazioni dei componenti attivi e quant'altro sono conformi ai dati di progetto. Queste misure è buona norma che vengano sempre eseguite, inizialmente, con voltmetri a bobina mobile (Tester). Questi strumenti pur non offrendo né la precisione né la sensibilità dei voltmetri elettronici, che peraltro potranno comunque essere impiegati in un secondo tempo se le misure lo richiedono, sono da preferire a quest'ultimi nelle fasi iniziali delle misure. La ragione di questa procedura risiede nel fatto che quando l'indice di un tester indica un valore di tensione, c'è la certezza che detta tensione sia presente, magari con un valore un poco diverso; altrettanta certezza non si potrebbe avere, invece, con un voltmetro elettronico erroneamente collegato (per mancanza d'esperienza) che indicherebbe presenza di tensione anche nel caso in cui questa non fosse presente. Riassumendo quindi: è necessario eseguire inizialmente una serie di misure a carattere orientativo con un tester, e poi ripeterle successivamente con un voltmetro elettronico per ottenere letture più precise.

L'impiego di un tester per misure di tensioni continue nei circuiti analogici, richiede una rapida comparazione (operazione generalmente non necessaria per i voltmetri elettronici) tra le caratteristiche dello

strumento e quelle del punto nel quale dette misure devono essere eseguite; alcuni semplici esempi per utilizzo di questo strumento sono di seguito riportati:

**Primo esempio:**

Un tester che abbia una resistenza di 10000 ohm/volt, se disposto per misure con 10V fondo scala, presenta una resistenza Ri d'ingresso di:

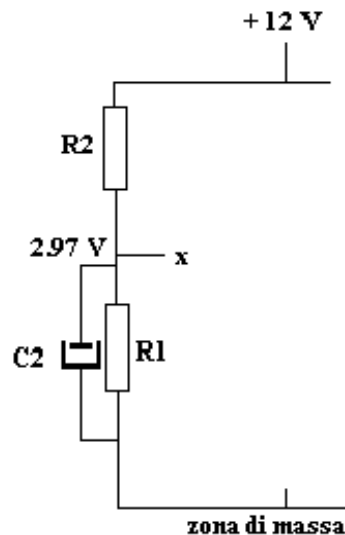
$$R_i = 10 \text{ V} * 10000 \text{ ohm/volt} = 100000 \text{ ohm}$$

Con uno strumento avente queste caratteristiche potremo rilevare livelli di tensione in punti di un circuito che presentino valori di resistenza non superiori ad 1/10 di Ri, in tal caso commetteremo un errore massimo del 10%. La figura 9.1 illustra la condizione di misura:

il circuito rappresenta un partitore resistivo (R1 = 3300 ohm; R2 = 10000 ohm) con il quale, dalla tensione di 12Vcc, si ottiene un livello di 2.97 Vcc; detta tensione si ottiene dalla relazione:

$$12\text{V} * R_1 / (R_1 + R_2) = 12\text{V} * 3300 \text{ ohm} / (3300 \text{ ohm} + 10000 \text{ ohm}) = 2.97 \text{ V}$$

figura 9.1



Se per misurare la tensione generata dal partitore colleghiamo il tester tra il punto x e la zona di massa, il circuito si troverà ad avere in parallelo ad R1 anche la resistenza (Ri = 100000 ohm) dello strumento; ciò provocherà un cambiamento della resistenza verso massa che da R1 diventerà:

$$R_1 // R_i = (3300 \text{ ohm} * 100000 \text{ ohm}) / (3300 \text{ ohm} + 100000 \text{ ohm}) = 3194 \text{ ohm}$$

e di conseguenza una variazione della tensione in x da 2.97 V a:

$$12\text{V} * 3194 \text{ ohm} / (3194 \text{ ohm} + 10000 \text{ ohm}) = 2.9 \text{ V}$$

con un errore di lettura del -2.4%.

In questo caso l'errore di misura commesso è piccolo grazie al fatto che la Ri è ben 30.3 volte il valore di R1.

**Secondo esempio:**

Errore ben superiore al -2.4% si sarebbe commesso se, con lo stesso tester, avessimo eseguito la misura su di un partitore in cui fossero state:  $R_1 = 33000 \text{ ohm}$ ,  $R_2 = 100000 \text{ ohm}$ ; in tal caso il cambiamento della resistenza verso massa sarebbe stato da  $R_1 = 33000 \text{ ohm}$  a:

$$R_1 // R_i = (33000 \text{ ohm} * 100000 \text{ ohm}) / (33000 \text{ ohm} + 100000 \text{ ohm}) = 24812 \text{ ohm}$$

con una conseguente variazione della tensione misurata da 2.97 V a:

$$12V * 24812 \text{ ohm} / (24812 \text{ ohm} + 100000 \text{ ohm}) = 2.38 \text{ V}$$

con un errore inaccettabile di misura del - 24.7%.

Questo risultato dipende ovviamente dalla resistenza del tester che è di sole 3.03 volte il valore di  $R_1$ ; è chiaro quindi che, prima di qualsiasi misura di tensione con uno strumento a bobina mobile, sia necessario valutare quale incidenza può avere la resistenza dello strumento sul circuito sotto controllo. Ciò non significa che certe misure non si possano fare, ma che si debba tener conto, mediante calcolo, dell'errore commesso per valutare l'effettivo livello di tensione nel punto di misura; un terzo esempio chiarirà la situazione:

**Terzo esempio:**

Supponiamo che il partitore di figura 1.9 sia formato da  $R_1 = 680 \text{ ohm}$  e  $R_2 = 8200 \text{ ohm}$ , con tali valori di resistenze la tensione deve essere:

$$12V * 680 \text{ ohm} / (680 \text{ ohm} + 8200 \text{ ohm}) = 0.91 \text{ V}$$

Dobbiamo ora verificare se tale tensione è misurabile con un tester da 10000 ohm/volt disposto su di un fondo scala di 2.5V, in questo caso  $R_i$  sarà :

$$R_i = 2.5V * 10000 \text{ ohm/volt} = 25000 \text{ ohm}$$

e

$$R_i // R_1 = R_p = (680 \text{ ohm} * 25000 \text{ ohm}) / (680 \text{ ohm} + 25000 \text{ ohm}) = 661.9 \text{ ohm}$$

di conseguenza leggeremo una tensione  $V_L$  pari a:

$$V_L = 12V * 661.9 \text{ ohm} / (661.9 \text{ ohm} + 8200 \text{ ohm}) = 0.89 \text{ V}$$

Possiamo ora passare, mediante calcolo, dalla lettura di 0.89 V, alla tensione reale ( $V_r$ ) nel punto x utilizzando l'espressione:

$$V_r = V_L (1 + R_o / R_i)$$

nella quale  $R_o = R_1 * R_2 / (R_1 + R_2)$ .

Essendo  $R_o = R_1 * R_2 / (R_1 + R_2) = 680 \text{ ohm} * 8200 \text{ ohm} / (680 \text{ ohm} + 8200 \text{ ohm}) = 627.92 \text{ ohm}$

si ha:

$$V_r = 0.89 * (1 + 627.92 \text{ ohm} / 25000 \text{ ohm}) = 0.91 \text{ V}$$

Il valore di  $V_r$  ora calcolato rappresenta la tensione realmente presente tra il punto di misura  $x$  e la massa.

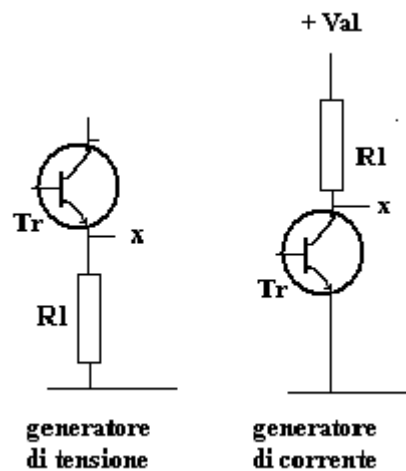
Dagli esempi illustrati emergono chiaramente due principi da seguire per le misure di tensione in corrente continua:

Utilizzare, per quanto possibile, tester con la più elevata resistenza/volt; ad esempio uno strumento da 100000 ohm/volt risulta meno critico che uno da 10000 ohm/volt.

Valutare sempre il rapporto  $R_i / R$  (del punto di misura) per giudicare se la misura dovrà essere corretta a calcolo oppure accettata così come da rilievo.

Situazioni diverse da quelle precedenti si hanno quando le misure di tensione vengono eseguite in circuiti nei quali le resistenze non determinano partizioni di tensione ma sono collegate o ad un generatore di tensione o di corrente; questi due casi sono illustrati in figura 9.2.

figura 9.2



Nel generatore di tensione (circuito a sinistra) la differenza di potenziale tra il punto  $x$  e la massa non è determinata dal valore di  $R_1$  ma dalla polarizzazione di base di  $Tr$ . La misura eseguita con il tester ai capi di  $R_1$ , pur alterando un poco la corrente in  $Tr$ , in dipendenza del valore di  $R_i$  del tester, non altera il valore di tensione in  $x$  e di conseguenza la misura di tensione può considerarsi precisa anche con un tester da 10000 ohm/volt.

Nel generatore di corrente (circuito a destra) la tensione tra il punto  $x$  e la massa è determinata dal valore di  $R_1$  e dalla conduttanza d'uscita  $hoe$  di  $Tr$ . La misura della tensione  $V_L$ , eseguita con il tester nel punto  $x$ , deve essere messa a calcolo per la determinazione del valore ( $V_r$ ) vero secondo l'espressione:

$$V_r = V_L (1 + R_u / R_i)$$

nella quale  $R_u = R_1 / hoe / (R_1 + 1/hoe)$ .

Un ultimo esempio, per concludere l'argomento, è di seguito esposto:

**Quarto esempio:**

In un circuito simile al generatore di corrente di figura 9.2 si debba misurare la tensione continua tra il punto  $x$  e massa, i vari parametri siano:

$R_1 = 47000$  ohm

$hoe = 12$   $\mu$ ho

Tester da 10000 ohm/volt su scala 10V ( $R_i = 10000$  ohm \* 10V = 100000 ohm)

La misura della tensione con il tester indica  $V_L = 6 \text{ Vcc}$

Si può calcolare la tensione reale  $V_r$  applicando la formula indicata sopra:

essendo  $R_u = 47000 \text{ ohm} / 12 \mu\text{mho} / ( 47000 \text{ ohm} + 1/ 12 \mu\text{mho} ) = 30051 \text{ ohm}$

si ha  $V_r = 6 \text{ V} * ( 1 + 30051 \text{ ohm} / 100000 \text{ ohm} ) = 7.8 \text{ Vcc}$

### **-Misure di tensioni alternate**

Le misure di tensioni alternate o segnali, da eseguire sulla circuitazione analogica, hanno come obiettivo il controllo dei livelli delle stesse per verificare se i guadagni o le perdite dei vari circuiti sono conformi ai dati di progetto. Queste misure difficilmente possono essere fatte con un tester, sia per la bassa resistenza d'ingresso di questi strumenti, quando sono predisposti per misure di tensione alternata, sia per la limitata banda di frequenze misurabile. Per eseguire rilievi di tensioni in un ampio campo di frequenze è necessario il voltmetro elettronico che abbina una elevata resistenza d'ingresso ad una banda di lavoro estesa. Con il tester si possono invece eseguire misure di livelli di tensione per il controllo dei trasformatori di alimentazione e altre misure a bassa frequenza.

La misura di tensioni di segnale con un voltmetro elettronico è opportuno che venga sempre accompagnata da un controllo oscilloscopico contemporaneo. In questo modo si evitano errori di lettura sul voltmetro a causa di erronei collegamenti dello stesso al circuito sotto controllo.

Per fare il riscontro con l'oscilloscopio è sufficiente collegare il suo ingresso in parallelo ai terminali di misura del voltmetro; la tensione efficace misurata da quest'ultimo dovrà corrispondere di massima al valore picco-picco della stessa, visualizzata sull'oscilloscopio, diviso per 2.81. Nel procedere alle misure di tensione di segnale si deve prestare molta attenzione che i cavi di collegamento degli strumenti ai circuiti non provochino l'instabilità dei circuiti stessi (tendenza all'innescio di oscillazioni spurie); l'impiego dell'oscilloscopio consente di verificare, tra l'altro, anche la stabilità del circuito in esame. Molte volte di fronte ad un circuito che entra in oscillazione per la presenza degli strumenti di misura, si blocca il fenomeno inserendo, tra i terminali caldi di quest'ultimi e il punto di misura, una piccola resistenza da qualche migliaio di ohm.

Nell'ambito delle misure su tensioni alternate un particolare cenno deve essere fatto nei riguardi dei segnali a larga banda (tra questi anche le tensioni di rumore). Per misurare con precisione il livello di questi segnali dovrebbero essere utilizzati particolari voltmetri elettronici detti "a vero valore efficace": questo tipo di strumenti, indicando il livello della tensione in funzione del calore prodotto dai segnali e non in dipendenza della loro forma, ne esprime pertanto il valore efficace reale. Diverso è il comportamento dei voltmetri elettronici ordinari, in corrente alternata, che indicano il livello nel presupposto che il segnale abbia una forma sinusoidale. Dato però che non sempre è disponibile in laboratorio un voltmetro a vero valore efficace, si consiglia, per misure su segnali a larga banda, l'impiego di un voltmetro elettronico ordinario da utilizzare per livelli compresi nel primo terzo di scala. Ad esempio: se il voltmetro è disposto su fondo scala di  $10 \text{ V}_{\text{eff}}$  e l'indice mostra che la tensione del segnale a larga banda è prossima ai  $9 \text{ V}_{\text{eff}}$  conviene cambiare il fondo scala è portarlo a  $30 \text{ V}_{\text{eff}}$  in modo che l'indice si posizioni intorno ad un terzo del settore di lettura; in questo modo l'indicazione sarà più precisa di quanto non lo sarebbe prima del cambiamento di scala.

### **-Misure di correnti continue**

Le misure di correnti continue nella circuitazione analogica sono indirizzate prevalentemente al controllo della regolarità dei consumi sulle tensioni d'alimentazione; queste operazioni si eseguono facilmente con i comuni tester e non richiedono particolari precisioni. Se in qualche caso sono necessarie precisioni elevate si può utilizzare un milliamperometro digitale.

Si deve tener presente che la sistemazione di un tester per la misura del consumo di un circuito può, a volte, provocarne l'instabilità; ciò si evita disponendo tra il terminale del tester collegato al circuito e massa un condensatore elettrolitico di grande capacità. È comunque opportuno che gli strumenti utilizzati per la misura delle correnti d'alimentazione vengano scollegati, subito dopo i rilievi, per non alterare il regolare funzionamento dei circuiti stessi.

Se nelle misure di corrente continua in un circuito elettronico dovessero evidenziarsi consumi molto superiori ai dati previsti dal progetto, ciò è indice di qualche anomalia quali, instabilità, componenti resistivi di valore errato, semiconduttori guasti, condensatori elettrolitici montati con polarità invertita. In alcuni di questi casi la ricerca del componente che produce un eccessivo consumo è facilmente individuabile dal controllo della temperatura degli stessi, fatto con il dorso delle dita.

#### **-Misure di correnti alternate**

Alle misure dirette di correnti alternate dei segnali sono preferibili rilievi di tensione ai capi di componenti circuitali da trasformare, mediante calcolo, nelle correnti che scorrono in essi. Le misure indirette di corrente presentano il vantaggio di non dover sezionare il circuito per inserirvi lo strumento, operazione tanto più difficoltosa se deve essere condotta su di un circuito definitivi montato su circuito stampato.

Per il controllo di correnti alternate forti, quali quelle in gioco negli alimentatori, è consigliabile l'inserzione, in serie ai conduttori in cui fluisce detta corrente, di un amperometro in c.a. o di un tester opportunamente predisposto per tali rilievi.

### **9.3 Misure sui componenti passivi e attivi**

Una numerosa ed utile serie di misure può essere condotta sui componenti passivi e attivi per il controllo delle loro caratteristiche; questi rilievi si basano essenzialmente sull'uso del tester predisposto per la misura delle resistenze.

#### **-Componenti resistivi**

Per queste operazioni è necessario, il più delle volte, che il componente da controllare si sconnesse dal circuito in cui è saldato. Il valore ohmico di un resistore può non corrispondere al dato nominale per diverse cause tra le quali, le più probabili, sono: un eccessivo stress termico o un difetto costruttivo. La tecnica di misura delle resistenze ohmiche non richiede particolari accorgimenti, salvo per resistori di valore superiore a circa 470000 ohm, per i quali è opportuno non tenere tra le dita i reofori, durante la misura, per non alterarne il valore ponendone in parallelo, inavvertitamente, la resistenza elettrica del corpo.

#### **-Componenti capacitivi**

Il tester consente di misurare, indicativamente, la funzionalità dei condensatori (un condensatore può non funzionare per interruzione del collegamento interno dei reofori) controllandone il processo di carica e di scarica; disponendo lo strumento per la misura delle resistenze di più alto valore e ponendo i suoi terminali ai capi di un condensatore, si vedrà l'indice indicare un breve passaggio di corrente per poi ritornare ad indicare resistenza nulla. Ripetendo l'operazione, dopo aver invertito la polarità dei terminali, si osserverà ancora un picco di corrente ad indicare che il condensatore ha un comportamento regolare. Se durante questo controllo l'indice del tester rimane a segnalare un qualsiasi valore di resistenza il condensatore è da sostituire.

#### **-Componenti induttivi**

Il controllo dei componenti induttivi con il tester è limitato soltanto alla verifica della continuità degli avvolgimenti e per il rilievo, qualora sussistano dubbi sulla correttezza degli avvolgimenti, della resistenza ohmica attesa in base ai dati di progetto. In alcuni casi se necessario, disponendo di un tester adatto (strumento in grado di misurare resistenze dell'ordine di decine di mega ohm), si possono controllare le resistenze d'isolamento, a bassa tensione, tra i vari avvolgimenti.

#### **-Componenti attivi**

Il tester può essere utile per il controllo indicativo della funzionalità di due componenti attivi quali diodi e transistori; grazie infatti alle caratteristiche delle giunzioni, che presentano resistenze elettriche molto diverse in dipendenza della polarità delle tensioni applicate, è possibile un loro rapido controllo.

Se con il tester misuriamo la resistenza di conduzione di un diodo, applicando il terminale positivo dello strumento sull'anodo e l'altro sul catodo, si devono misurare valori dell'ordine di pochi ohm. Rovesciando la polarità dei terminali, in modo che l'anodo abbia tensione negativa ed il catodo tensione positiva, si devono misurare valori dell'ordine di alcune migliaia di ohm; se queste condizioni sono verificate si può ritenere che il funzionamento del diodo sia regolare. Nel caso in cui non si verifichi conduzione o non ci sia differenza tra le due condizioni di polarizzazione del diodo significa che quest'ultimo ha la giunzione distrutta.

Un controllo del tutto simile a quello dei diodi può essere esteso ai transistori; in un transistor NPN, collegando il terminale positivo del tester alla base, si potrà verificare la conduzione base emettitore e base collettore misurando, in entrambi i casi, valori di resistenza di pochi ohm. Invertendo la polarità dello strumento sulla base, si dovranno riscontrare valori dell'ordine di migliaia di ohm per le due giunzioni (questi valori sono indicativi per transistori di piccola potenza, per semiconduttori per potenze elevate i valori sono molto inferiori). Qualora una od entrambe le giunzioni non conducessero o non mostrassero differenza di resistenza per polarità invertite, il transistor sarebbe

da ritenersi distrutto. Per il controllo dei transistori PNP la procedura è analoga alla precedente salvo la polarità da assegnare alla base, per la conduzione delle giunzioni, che deve essere invertita. Un secondo controllo veloce, a complemento dei precedenti, da eseguire su di un transistor NPN può essere realizzato collegando i terminali del tester, disposto come ohmetro, con il positivo sul collettore e il negativo sull'emettitore avendo cura di tenere la base collegata all'emettitore stesso; in queste condizioni il transistor non deve condurre. Scollegando la base dall'emettitore e collegandola al collettore il transistor deve mostrare piena conduzione. Con polarità invertite lo stesso controllo può essere fatto su transistori tipo PNP. È opportuno precisare che nessuna delle procedure sopra elencate può essere applicata ai circuiti integrati che non possono in alcun modo essere controllati così semplicemente.

#### 9.4 Misure sui circuiti accordati

Le misure elettriche sui circuiti accordati di bassa frequenza (circuiti risonanti) richiedono una minima attrezzatura ed una sensibile esperienza per ottenere risultati apprezzabili.

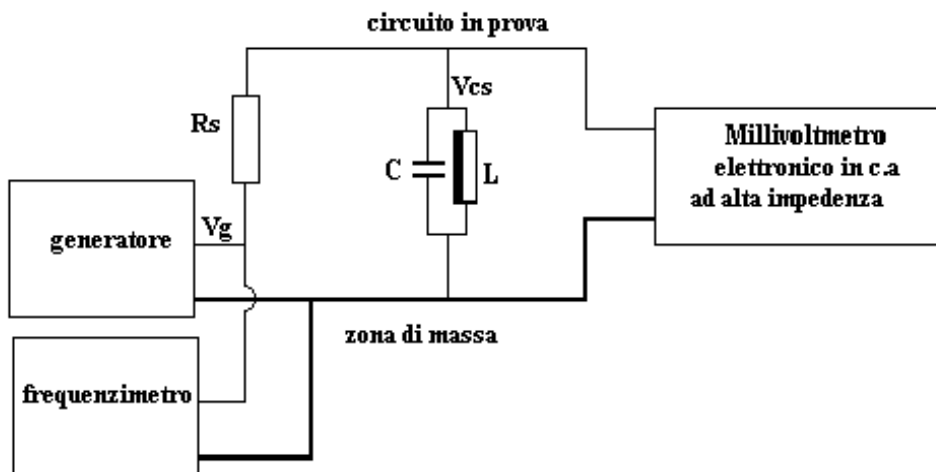
I rilievi da condurre su questi circuiti hanno i seguenti obiettivi:

- taratura dei componenti.
- misura della frequenza di risonanza.
- misura del coefficiente di merito.
- rilievo della curva di risposta.

Le misure possono interessare componenti reattivi L e C di circuiti accordati parallelo o circuiti accordati serie che, per valori del coefficiente di merito  $Q > 10$ , possono essere tarati e controllati disponendoli sempre in parallelo, come viene mostrato di seguito.

Per l'esecuzione delle misure è necessario attrezzare un posto di lavoro con gli strumenti ed i collegamenti riportati in figura 9.3

figura 9.3



La figura mostra l'impiego di tre strumenti quali:

- generatore di segnali sinusoidali.
- frequenzimetro per la misura della frequenza emessa dal generatore.
- millivoltmetro elettronico in corrente alternata ad alta impedenza ( $Z > 10 \text{ Mohm}$ ) (per questo strumento è consigliato un modello ad indice invece che a display digitale, con il primo si riesce più facilmente a seguire le variazioni d'ampiezza nelle fasi di taratura dei circuiti risonanti).

Al centro del disegno è tracciato lo schema del circuito risonante parallelo sul quale devono essere effettuate le misure; il circuito è eccitato dal generatore attraverso la resistenza  $R_s$  le cui caratteristiche saranno di seguito definite.

I diversi collegamenti indicati nello schema devono essere realizzati con conduttori il più corti possibili avendo cura di collegare la zona di massa alla piastra schermante in dotazione al posto di



lavoro. I conduttori che fanno capo al circuito risonante devono essere fissati a quest'ultimo o con pinzette di ottima qualità o, meglio, con saldature a stagno.

Le misure sul circuito risonante devono essere precedute da un'accurata valutazione delle caratteristiche di progetto del circuito e dei parametri che si vogliono rilevare, per poi proseguire ai rilievi previsti, così come mostra l'esempio seguente:

***Procedura di misura di un circuito risonante parallelo:***

La procedura deve iniziare con l'esame dei dati di progetto del circuito risonante; supponiamo che questi siano:

Frequenza di risonanza voluta  $F_0 = 14536$  Hz

Valore dell'induttanza costruita  $L = 0.012$  H

Valore della capacità assegnata  $C = 10000$  pF

Valore stimato del coefficiente di merito  $Q = 100$

Le ragioni che richiedono la taratura del circuito risonante sono così motivate:

La frequenza di risonanza  $F_0$  è il valore per il quale il progetto ha indicato la costruzione di un'induttanza da 0.012 H e l'impiego di un condensatore da 10000 pF. L'induttanza è stata realizzata, avvolgendo il numero calcolato delle spire, per ottenere il valore di 0.012 H, una volta aggiustata correttamente la mina di taratura del nucleo in ferrite entro il  $\pm 7\%$  concesso a tale regolazione ( le regolazioni possono variare dal  $\pm 5\%$  al  $\pm 10\%$  in dipendenza del tipo di nuclei). Il condensatore è stato selezionato con tolleranza del  $\pm 1\%$  del valore nominale di 10000 pF. In presenza delle tolleranze di cui abbiamo accennato si comprende come i due componenti, una volta collegati, richiedano un'accurata taratura per ottenere la frequenza di risonanza voluta, taratura affidata esclusivamente al posizionamento della mina mediante rotazione all'interno del nucleo. La taratura si realizza quando si verifica l'uguaglianza:

$$2 * \pi * F_0 * L = 1 / ( 2 * \pi * F_0 * C )$$

Per eseguire le misure sul circuito risonante si deve dimensionare opportunamente il resistore  $R_s$  affinché questo possa iniettare nel circuito la corrente richiesta senza alterarne sensibilmente la resistenza dinamica (  $R_s$  simula approssimativamente un generatore di corrente). Il valore di  $R_d$  si calcola, nell'ipotesi di  $Q = 100$  indicato a progetto, con l'espressione:

$$R_d = Q * 2 * \pi * F_0 * L$$

quindi:  $R_d = Q * 2 * \pi * F_0 * L = 100 * 2 * 3.14 * 14536 \text{ Hz} * 0.012 \text{ H} = 109543 \text{ ohm}$

accettando una variazione del 10% di  $R_d$  si potrà porre  $R_s = 10 * R_d \approx 1 \text{ Mohm}$ .

Definito il valore di  $R_s$  si procede al calcolo indicativo della tensione sinusoidale ( $V_g$ ) che dovrà essere applicata a  $R_s$  dal generatore.  $V_g$  è legata al valore desiderato di tensione ( $V_{cs}$ ), ai capi del circuito risonante. Affinché si possano eseguire misure a livelli ragionevoli, né troppo piccole ( sarebbero di difficile misurazione), né troppo grandi ( potrebbero portare in saturazione l'induttanza); un livello di tensione massima ( $V_{cs}$ ) di 1  $V_{eff}$  è un valore accettabile.

La tensione fornita dal generatore si può calcolare con la formula:

$$V_g = V_{cs} * ( R_s + R_d ) / R_d$$

che con i dati a nostra disposizione diventa:

$$V_g = 1 V_{eff} * ( 1000000 \text{ ohm} + 109543 \text{ ohm} ) / 109543 \text{ ohm} = 10.1 V_{eff}$$

Con il calcolo di  $V_g$  finisce l'attività preliminare di calcolo ed iniziano le misure secondo il seguente protocollo:

- 1) Si accendono i tre strumenti di misura e si verifica che i loro collegamenti al circuito di misura siano conformi allo schema elettrico di figura 9.3
- 2) Controllando il generatore con il frequenzimetro s'imposta con il primo la frequenza  $F_0 = 14536$  Hz.
- 3) Si regola il generatore per livello di  $V_g = 10$  Veff
- 4) Si procede ad una prima lettura di  $V_{cs}$  con il voltmetro elettronico, il livello misurato potrà essere inferiore ad 1 Veff.
- 5) Si ruota lentamente la mina di regolazione dell'induttanza  $L$  fino ad ottenere il massimo di  $V_{cs}$ , si otterrà  $V_{cs} = 1.2$  Veff .
- 6) Ottenuto il massimo di  $V_{cs}$ , si ruota ulteriormente la mina di regolazione nello stesso senso del passo precedente: si deve ottenere un decremento di  $V_{cs}$ . Poi si ruota in senso inverso la mina per ottenere nuovamente il massimo di  $V_{cs} = 1.2$  Veff (**con questa azione si è proceduto alla taratura dei componenti ed alla misura della frequenza di risonanza**).
- 7) Proseguiamo le operazioni misura sul circuito risonante con la misura del coefficiente di merito  $Q$  da confrontare con il valore di progetto di  $Q = 100$ . Per far ciò incrementiamo la frequenza del generatore fino a quando la tensione  $V_{cs}$  decrementa di 0.7 volte ( -3 dB) rispetto al suo massimo (si passa da  $V_{cs} = 1.2$  Veff. a  $V_{cs} = 0.84$  Veff.); si annota il valore della frequenza  $F_1 = 14616$  Hz. Si riporta il generatore alla frequenza  $F_0 = 14536$  Hz e si controlla il valore di risonanza  $V_{cs} = 1.2$  Veff. Si decrementa il valore frequenza del generatore fino a quando la tensione  $V_{cs}$  decrementa di 0.7 volte ( -3 dB) rispetto al suo massimo (si passa da  $V_{cs} = 1.2$  Veff. a  $V_{cs} = 0.84$  Veff.); si annota il valore della nuova frequenza  $F_2 = 14456$  Hz. Si riporta il generatore alla frequenza  $F_0$ .
- 8) Con i dati delle frequenze rilevate al punto precedente si calcola il valore del coefficiente di merito rilevato sperimentalmente con la formula:

$$Q = F_0 / ( F_1 - F_2 )$$

che con i dati rilevati fornisce:

$$Q = 14536 \text{ Hz} / (14616 \text{ Hz} - 14456 \text{ Hz} ) = 90 .8$$

Il valore misurato del  $Q$ , inferiore di circa il 10% di quello calcolato a progetto si può ritenere congruente con il teorico dato che la misura risente della presenza di  $R_s$  che incide nella riduzione del  $Q$  sperimentale (**con questa operazione si è misurato il coefficiente di merito**).

Si osservi che la differenza tra  $F_1$  ed  $F_2$  è assimilabile alla larghezza di banda del circuito risonante visto come filtro; questa viene espressa con il simbolo  $\Delta f$  secondo l'espressione:

$$\Delta f = F1 - F2$$

che per il nostro circuito vale :

$$\Delta f = 14616 \text{ Hz} - 14456 \text{ Hz} = 160 \text{ Hz}$$

- 9) L'ultimo passo che conclude le misure sul circuito risonante è relativo al tracciamento della sua curva di risposta che si esegue variando la frequenza del generatore nel campo di frequenze e ad intervalli prescelti, e annotando, per ciascuno di questi il livello di  $V_{cs}$  da riportare successivamente su apposito diagramma cartesiano.

A seguito di questo esercizio è opportuno evidenziare una particolare situazione che può verificarsi, durante le misure sui componenti L e C, se, per errore costruttivo, il valore di L non è quello previsto dal progetto del circuito risonante. Ciò può accadere, con più probabilità, quando, non disponendo in laboratorio di un ponte di misura per le induttanze, si affida il controllo dei componenti alla fase di taratura del circuito risonante; in questo caso, eventuali errori sull'induttanza emergono durante le operazioni indicate ai punti 5) e 6) del citato esercizio.

Per comprendere se l'errore d'avvolgimento in L è dovuto per eccesso o per difetto di spire d'avvolgimento si consiglia la seguente procedura che riprende dal punto 6) dell'esercizio precedente:

- 6) Ottenuto il massimo di  $V_{cs}$  si ruota ulteriormente la mina di regolazione nello stesso senso e non si ottiene alcun decremento di  $V_{cs}$ : questo indica che non siamo riusciti ad accordare il circuito.
- 7) Si ruota la mina di regolazione portandola a circa metà corsa, si varia la frequenza del generatore per valori superiori ed inferiori a  $F_0 = 14536 \text{ Hz}$  cercando la frequenza per la quale si ha un massimo netto di  $V_{cs}$ . Se detta operazione porta, ad esempio, ad una frequenza  $F_i = 13212 \text{ Hz}$ , essendo  $F_i < F_0$  significa che l'induttanza ha un valore superiore a quello richiesto. Se invece l'accordo del circuito porta, ad esempio,  $F_s = 15989 \text{ Hz}$ , essendo  $F_s > F_0$  significa che l'induttanza ha un valore inferiore a quello richiesto.
- 8) Nel caso che si abbia  $F_i < F_0$  è facile smontare l'induttore per ridurne le spire nel rapporto  $F_0 / F_i$  come segue:

$$N_r \approx N [ 1 - ( F_i / F_0 ) ]$$

Se l'induttore doveva avere, ad esempio, 145 spire dovremmo ridurre l'avvolgimento attuale di  $N_r$  spire:

$$N_r = 145 * [ 1 - (13212 / 14536) ] \approx 13 \text{ spire}$$

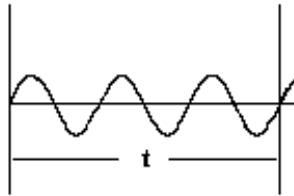
- 9) Nel caso che si abbia  $F_s > F_0$  è necessario costruire un nuovo avvolgimento dell'induttore prestando attenzione nel conteggio delle spire.

## 9.5 Misure di frequenza

Misure di frequenza precise possono essere condotte con semplicità disponendo di idonei strumenti (frequenzimetri) con i quali procedere rapidamente ai rilievi interessati. Questi dispositivi consentono la misura di segnali unifrequenziali; perciò non sono adatti per determinare i contenuti di frequenza di segnali a banda larga; per questo scopo devono essere impiegati gli analizzatori di spettro. Sull'impiego del frequenzimetro l'unico accorgimento da seguire consiste nell'impiego di cavi adatti, per il collegamento sul punto di misura, affinché la loro capacità non alteri la frequenza di risonanza del dispositivo sotto controllo.

Misure di frequenza non precise, ma comunque significative, possono essere fatte utilizzando un oscilloscopio con il quale misurare la durata temporale di un certo numero di periodi della frequenza del segnale il cui andamento compare sullo schermo video. La procedura alla quale abbiamo accennato è illustrata in figura 9.4 e di seguito commentata:

figura 9.4



In figura è mostrato l'oscillogramma di un segnale sinusoidale, visualizzato sullo schermo di un oscilloscopio, al fine di misurarne approssimativamente la frequenza; la linea verticale a sinistra corrisponde al punto di sincronizzazione del segnale effettuato regolando l'asse dei tempi dello strumento, la linea verticale a destra individua la fine dell'intervallo temporale entro il quale ci accingiamo ad eseguire la misura di tempo. In base alla scala dei tempi impostata sull'oscilloscopio e con l'ausilio delle graduazioni sull'asse x dello stesso si misura il tempo "t" intercorrente tra i due riferimenti verticali; il calcolo della frequenza si esegue con l'espressione:

$$F = n / t$$

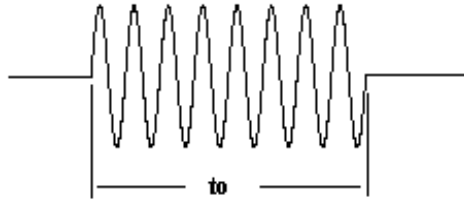
dove n è il numero dei periodi compresi nell'intervallo temporale di misura "t".

Se, ad esempio, il tempo "t" relativo all'oscillogramma di figura 9.4 fosse di 4.6 mSec la frequenza del segnale sarebbe:

$$F = 3 / 4.6 * 10^{-3} \approx 652 \text{ Hz}$$

Sempre utilizzando l'oscilloscopio è possibile eseguire una misura approssimata della larghezza di banda dello spettro di impulsi rettangolari, a contenuto unifrequenziale, simili a quello riportato in figura 9.5:

figura 9.5



In figura 9.5 è mostrato l'oscillogramma di un impulso a contenuto sinusoidale visualizzato sullo schermo di un oscilloscopio; con  $t_0$  è indicata la durata temporale dell'impulso misurata sull'asse x dello strumento.

La larghezza di banda dello spettro dell'impulso, nell'intervallo di frequenze che contiene la maggiore quantità di energia, è valutabile con approssimazione con l'espressione:

$$\Delta f = 1 / t_0$$

La frequenza di centro banda  $F_0$  è invece data dall'espressione

$$F_0 = n / t_0$$

dove  $n$  è il numero dei periodi contenuti nell'impulso.

Vediamo come valutare e tracciare lo spettro di frequenza di un impulso sinusoidale con il seguente esempio:

***Dati di base e tema:***

Dall'esame oscilloscopico di un impulso rettangolare a contenuto sinusoidale si sono rilevati i seguenti dati:

Durata dell'impulso  $t_0 = 10 \text{ mSec}$

Numero di periodi all'interno dell'impulso  $n = 8$

Calcolare la frequenza centrale  $F_0$ , la larghezza approssimata dello spettro dell'impulso, e tracciarne il grafico.

***Sviluppo:***

Calcolo della frequenza centrale  $F_0$ :

$$F_0 = n / t_0 = 8 / 10 * 10^{-3} \text{ Sec} = 800 \text{ Hz}$$

Calcolo della larghezza di banda dello spettro  $\Delta f$ :

$$\Delta f = 1 / t_0 = 1 / 10 * 10^{-3} \text{ Sec} = 100 \text{ Hz}$$

La banda si estenderà per metà sotto la frequenza centrale  $F_0$  e per metà sopra a detta frequenza, cioè da:

$$F_0 - \Delta f/2 = 800 \text{ Hz} - 50 \text{ Hz} = 750 \text{ Hz}$$

a

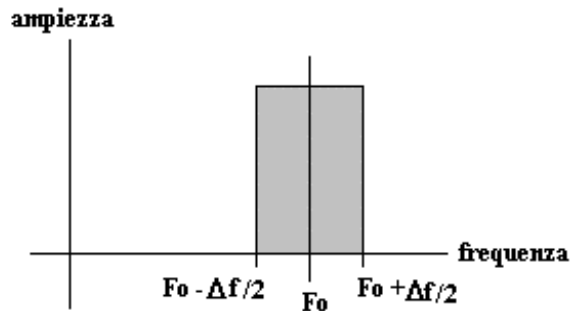
$$F_0 + \Delta f/2 = 800 \text{ Hz} + 50 \text{ Hz} = 850 \text{ Hz}$$

Come tracciare il grafico dello spettro:

Per tracciare il grafico del profilo dello spettro si dovrebbe conoscerne la legge che lo governa, questo tipo d'informazione non è deducibile dal semplice esame oscilloscopico, dovremo perciò tracciare un diagramma orientativo certamente valido nei valori limiti della sua larghezza e della posizione della frequenza centrale.

In figura 9.6 è tracciato lo spettro sulla base dei dati calcolati, in ascisse sono riportate le frequenze ed in ordinate l'andamento delle ampiezze ipotizzato, per semplicità, a profilo rettangolare:

figura 9.6



**Osservazioni:**

Il procedimento per la misura della durata dell'impulso con l'oscilloscopio e i successivi calcoli per determinare approssimativamente lo spettro, pur nella loro semplicità, consentono la soluzione di un problema importante: la definizione delle caratteristiche di un filtro necessario al transito di detto impulso bloccando eventuali segnali o rumori interferenti non desiderati.

Se si deve, ad esempio, discriminare l'impulso, preso ad esempio nell'esercizio precedente, da un rumore perturbante distribuito su di una banda di frequenze estesa tra 100 Hz e 1500 Hz, dobbiamo dimensionare un filtro in grado di far transitare l'impulso bloccando, per quanto possibile, il passaggio del rumore.

Dato che i calcoli hanno portato alla definizione della banda dell'impulso compresa tra:

$$F_0 - \Delta f/2 = 750 \text{ Hz}$$

$$F_0 + \Delta f/2 = 850 \text{ Hz}$$

si dovrà dimensionare un filtro passa banda che abbia le frequenze di taglio,  $f_1$  e  $f_2$ , rispettivamente inferiore e superiore del 10% degli estremi della banda dell'impulso; potrà essere

$$f_1 = ( F_0 - \Delta f/2 ) / 1.1 = 750 \text{ Hz} / 1.1 \approx 680 \text{ Hz}$$

$$f_2 = 1.1 * ( F_0 + \Delta f/2 ) = 1.1 * 850 \text{ Hz} \approx 935 \text{ Hz}$$

A questo punto è necessario fare una precisazione che, pur esulando dalle tecniche di misura di questo capitolo, dato l'esempio fatto, è necessaria affinché non si crei confusione sull'effetto del filtro di banda sul rumore che inquina l'impulso.

La banda in cui è distribuito il rumore è stata indicata tra 100 Hz e 1200 Hz, il filtro, necessario al passaggio dell'impulso, ha una banda compresa tra 680 Hz e 935 Hz; da ciò ne consegue:

-tutte le frequenze del rumore comprese tra 100 e 680 Hz vengono attenuate dal taglio operato dal filtro sotto la frequenza  $f_1$ .

-tutte le frequenze del rumore comprese tra 935 Hz e 1550 Hz vengono attenuate dal taglio operato dal filtro sopra la frequenza  $f_2$ .

Nella banda del filtro però non transita soltanto l'impulso ma anche la parte del rumore non attenuata e distribuita tra 680 Hz e 935 Hz; il guadagno,  $G_f$ , nell'impiego del filtro non è perciò illimitato ma è contenuto nei termini indicati dall'espressione seguente:

$$G_f = \sqrt{ ( B_n / B_f ) }$$

dove  $B_n$  è la banda del rumore e  $B_f$  è la banda del filtro

Nel nostro caso, essendo

$$B_n = 1500 \text{ Hz} - 100 \text{ Hz} = 1400 \text{ Hz}$$

$$B_f = 935 \text{ Hz} - 680 \text{ Hz} = 255 \text{ Hz}$$

il vantaggio  $G_f$  (guadagno di banda) vale:

$$G_f = \sqrt{B_n / B_f} = \sqrt{1400 \text{ Hz} / 255 \text{ Hz}} = 2.34 \text{ ( 7.4 dB)}$$

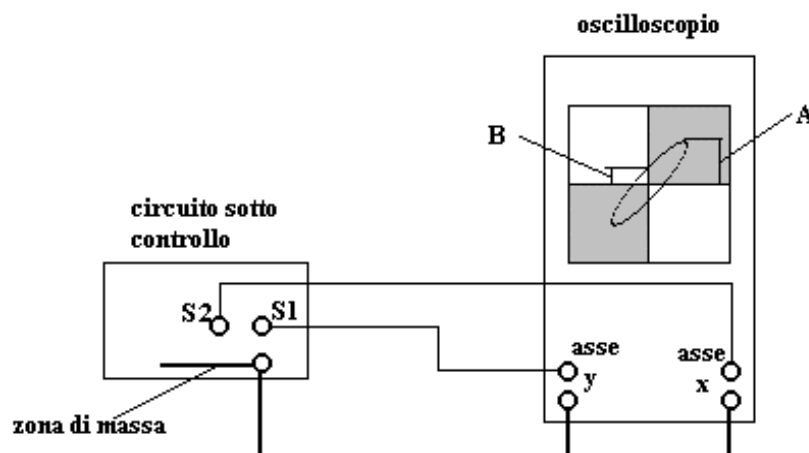
## 9.6 Misure di fase

Le misure di fase, tra segnali aventi la stessa frequenza, possono essere condotte con precisione disponendo di idoneo strumento (fasometro) con il quale procedere rapidamente ai rilievi interessati. In questo caso le misure si eseguono collegando i due ingressi dello strumento ai due punti del circuito nei quali sono presenti i due segnali la cui relazione di fase deve essere controllata. Sull'impiego del fasometro l'unico accorgimento da seguire consiste nell'impiego di cavi adatti, per il collegamento sui punti di misura, affinché le loro capacità non alterino le fasi dei segnali sotto controllo.

Lo strumento citato, però, dato il sensibile costo e l'uso sporadico, non è generalmente disponibile nell'ambito di modeste attrezzature di laboratorio; il tecnico, quindi, deve studiare come misurare gli sfasamenti tra i segnali con i mezzi comuni a sua disposizione.

Misure di fase non molto precise, ma significative, possono essere fatte utilizzando un oscilloscopio dotato degli assi x e y con il quale esaminare alcune figure caratteristiche dette "figure di Lissajous"; questo semplice metodo richiede il collegamento dello strumento al circuito sotto misura secondo lo schema di figura 9.7.

figura 9.7



Nella figura 9.7 si osserva:

- a sinistra il circuito sotto controllo nel quale sono individuati i due terminali ai quali fanno capo i segnali S1 e S2 tra i quali deve essere eseguita la misura di fase.
- a destra l'oscilloscopio nel quale sono evidenziati i due ingressi agli assi x e y.
- il collegamento della zona di massa del circuito con i terminali di massa dello strumento.
- il collegamento del segnale S1 all'ingresso di deflessione verticale (asse y) dell'oscilloscopio.
- il collegamento del segnale S2 all'ingresso di deflessione orizzontale (asse x) dell'oscilloscopio.
- lo schermo dell'oscilloscopio, suddiviso dai caratteristici assi ortogonali, attraversati da una figura ellittica (figura di Lissajous) sulla quale si individuano, il punto d'ampiezza massima, indicato

con la lettera A e il punto d'incontro con l'asse y indicato con la lettera B. Per meglio individuare la posizione delle figure sul video sono stati distinti i quattro quadranti dello schermo ombreggiando il I° e il III° (così possiamo dire che l'asse maggiore dell'ellisse tracciato in figura interseca il I° e il III° quadrante)

La misura che illustreremo è valida soltanto se i guadagni di amplificazione dei due assi dell'oscilloscopio sono identici tra loro: la procedura per il rilievo dello sfasamento tra due segnali è la seguente:

- si regolano i guadagni dei due assi dello strumento affinché la figura che compare sullo schermo

abbia l'ampiezza più grande possibile (maggiori sono le dimensioni del tracciato migliore è la precisione dei rilievi successivi).

- si controllano con cura i guadagni dei due assi, dopo l'aggiustaggio delle dimensioni della figura, per evitare errori accidentali sull'uguaglianza tra i due.

-si procede al rilievo delle variabili A e B aiutandosi con le tacche delle divisioni del reticolo graduato dello schermo; si osserva, inoltre, se l'asse dell'ellisse interseca i quadranti I° e III° o II° e IV° (la variabile A è il valore dell'ordinata del punto più alto dell'ellisse, la variabile B è l'ordinata del punto d'intersezione tra l'ellisse e l'asse y).

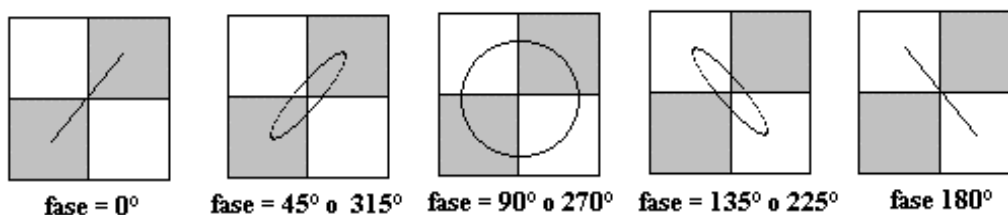
-si calcola il rapporto B/A

-se l'asse maggiore dell'ellisse taglia il I° e il III° quadrante si calcola lo sfasamento con la formula  $\phi = \text{Arc Sen} (B / A)$  o si utilizza il grafico di figura 9.9

-se l'asse maggiore dell'ellisse taglia il II° e il IV° quadrante si calcola lo sfasamento con la formula  $\phi = 180 - \text{Arc Sen} (B / A)$  o si utilizza il grafico di figura 9.10

Prima di mostrare gli esempi di misura di fase è interessante osservare, in figura 9.8, un certo numero di tracciati caratteristici che possono comparire sullo schermo dell'oscilloscopio per alcuni valori particolari di sfasamento:

figura 9.8



La prima immagine a sinistra mostra il tracciato che si visualizza sullo schermo dell'oscilloscopio quando la fase tra due segnali è 0° : in questo caso l'ellisse è schiacciata al punto di comparire come un segmento disposto tra il I° e il III° quadrante, si ha B/A = 0.

La seconda immagine a sinistra mostra il tracciato che si visualizza sullo schermo dell'oscilloscopio quando la fase tra due segnali è 45° oppure 315° : in questo caso l'asse maggiore dell'ellisse è disposto tra il I° e il III° quadrante e si ha B / A = 0.707.

L'immagine centrale mostra il tracciato che si visualizza sullo schermo dell'oscilloscopio quando la fase tra due segnali è 90° oppure 270° : in questo caso l'ellisse si è deformata in un cerchio e si ha B/A = 1.

La penultima immagine mostra il tracciato che si visualizza sullo schermo dell'oscilloscopio quando la fase tra due segnali è 135° oppure 225° : in questo caso l'asse maggiore dell'ellisse è disposto tra il II° e il IV° quadrante e si ha B / A = 0.707.



L'ultima immagine mostra il tracciato che si visualizza sullo schermo dell'oscilloscopio quando la fase tra due segnali è  $180^\circ$  : in questo caso l'ellisse è schiacciata al punto di comparire come un segmento disposto tra il II° e il IV° quadrante, si ha  $B/A = 0$ .

Da questa serie di immagini si comprende come il metodo possa condurre ad ambiguità nella misura dello sfasamento tra due segnali ad eccezione del caso in cui questo sia  $0^\circ$  o  $180^\circ$ . Il problema dell'ambiguità di misura è comune a molti metodi di rilievo della fase tra due segnali; vedremo in seguito ( paragrafo 9.6.1) come tenerne conto.

Vediamo ora come affrontare la misura della fase con due esempi numerici e grafici senza porci il problema dell'ambiguità di misura:

### ***-Primo esempio***

#### ***Dati rilevati sull'oscilloscopio:***

Dopo gli aggiustaggi del caso si è formata sull'oscilloscopio un'ellisse con l'asse maggiore disposto tra il I° e il III° quadrante, la misura della variabile A ha indicato  $A = 6$  divisioni del reticolo, la misura della variabile B ha indicato  $B = 4$  divisioni del reticolo.

#### ***Valutazioni dello sfasamento:***

Essendo l'asse maggiore dell'ellisse disposto tra il I° e il III° quadrante, lo sfasamento tra i due segnali si valuta con l'espressione

$$\phi = \text{Arc Sen} ( B / A ) \text{ ( asse per il I° e III° quadrante)}$$

o utilizzando il grafico di figura 9.9.

A scopo didattico utilizzeremo entrambi i metodi per la determinazione di  $\phi$  in modo che il lettore possa poi scegliere quello che gli è più congeniale:

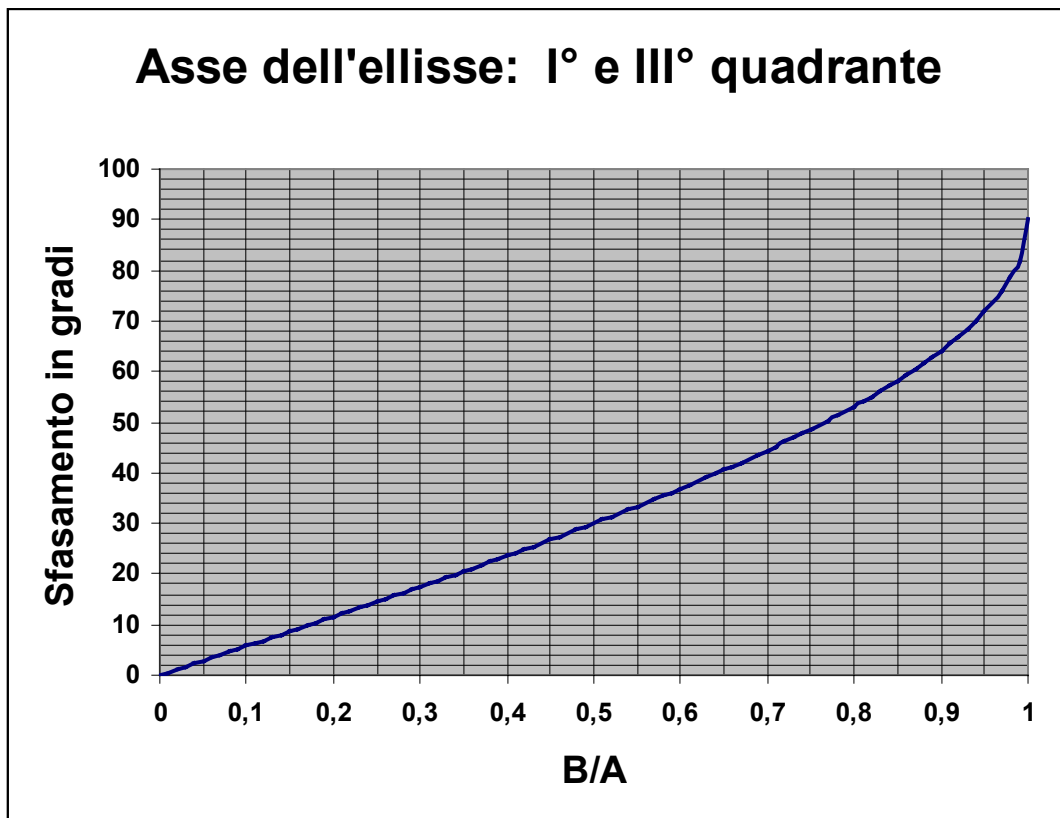
Metodo numerico- il rilievo strumentale ha individuato l'asse maggiore dell'ellisse intersecare il I° e III° quadrante, si utilizza pertanto l'espressione di calcolo  $\phi = \text{Arc Sen} ( B / A )$  che, con i valori rilevati di  $A = 6$  e  $B = 4$ , consente di ottenere:

$$\phi = \text{Arc Sen} ( B / A ) = \text{Arc Sen} ( 4 / 6 ) = 41.8^\circ$$

Metodo grafico- essendo l'asse maggiore dell'ellisse disposto tra il I° e III° quadrante si deve far riferimento alla curva di figura 9.9.

Dopo aver calcolato il rapporto  $B/A = 4/6 = 0.66$  lo si individua sull'asse delle ascisse e da questo, intercettando la curva, l'ordinata corrispondente che indica uno sfasamento  $\phi = 42^\circ$ .

figura 9.9



**-Secondo esempio**

**Dati rilevati sull'oscilloscopio:**

Dopo gli aggiustaggi del caso si è formata sull'oscilloscopio un'ellisse con l'asse maggiore disposto tra il II° e il IV° quadrante, la misura di della variabile A ha indicato A = 5.2 divisioni del reticolo, la misura della varabile B ha indicato B = 2.8 divisioni del reticolo.

**Valutazioni dello sfasamento:**

Essendo l'asse maggiore dell'ellisse disposto tra il II° e il IV° quadrante lo sfasamento tra i due segnali si valuta con l'espressione

$$\phi = 180 - \text{Arc Sen} ( B / A ) \quad (\text{asse per il II° e IV° quadrante})$$

o utilizzando il grafico di figura 9.10.

A scopo didattico utilizzeremo entrambi i metodi per la determinazione di  $\phi$  in modo che il lettore possa poi scegliere quello che gli è più congeniale:

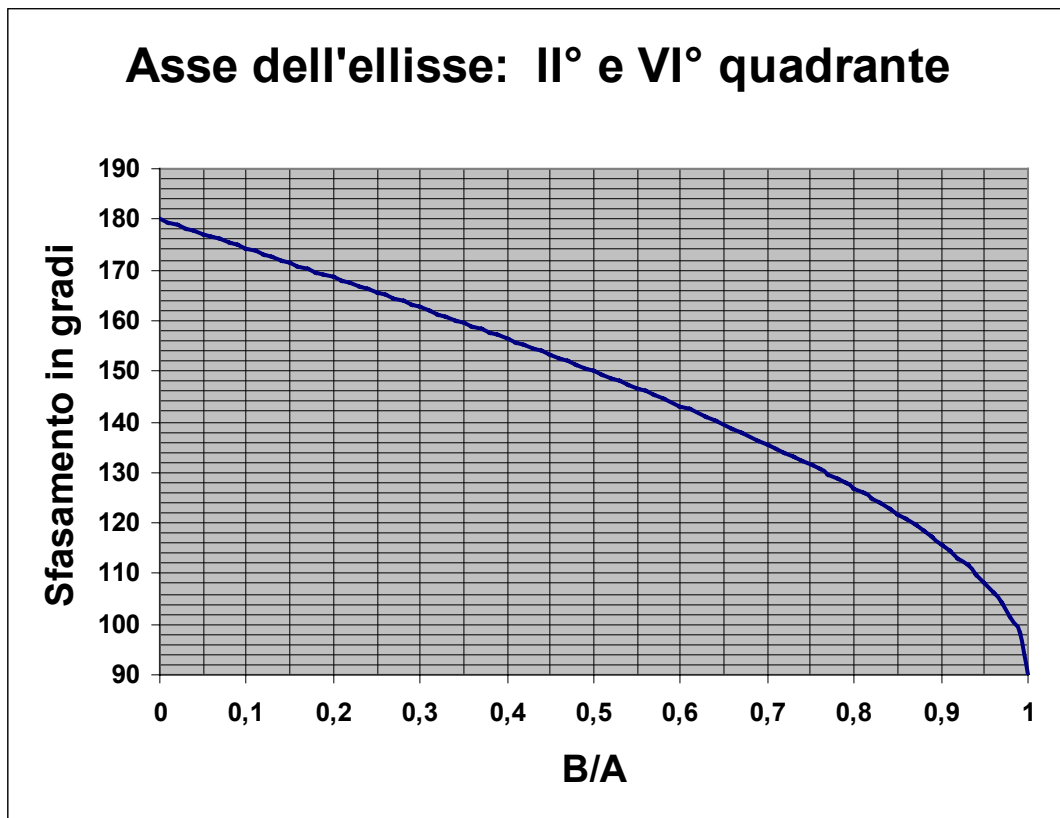
Metodo numerico- il rilievo strumentale ha individuato l'asse maggiore dell'ellisse intersecare il I° e III° quadrante, si utilizza pertanto l'espressione di calcolo  $\phi = 180 - \text{Arc Sen} ( B / A )$ , che con i valori rilevati di A = 5.2 e B = 2.8, consente di ottenere:

$$\phi = 180 - \text{Arc Sen} ( B / A ) = 180 - \text{Arc Sen} ( 2.8 / 5.2 ) = 147.42^\circ$$

Metodo grafico- essendo l'asse maggiore dell'ellisse disposto tra il II° e VI° quadrante si deve far riferimento alla curva di figura 9.10.

Dopo aver calcolato il rapporto  $B/A = 2.8/5.2 = 0.53$  lo si individua sull'asse delle ascisse e da questo, intercettando la curva, l'ordinata corrispondente che indica uno sfasamento  $\phi = 148^\circ$ .

figura 9.10



### 9.6.1 Il problema dell'ambiguità nella misura di fase con l'oscilloscopio

Il problema dell'ambiguità di misura non si pone quando sia conosciuto, a priori, che il campo entro il quale si può trovare lo sfasamento da rilevare è inferiore a  $180^\circ$  (questa condizione si verifica in pratica il più delle volte). L'incertezza nasce invece nei casi in cui l'entità dello sfasamento sia assolutamente sconosciuta come negli esempi condotti nel paragrafo precedente. Nel citato paragrafo abbiamo imparato a interpretare le figure di Lissajous per la misura dello sfasamento tra due segnali aventi la stessa frequenza, abbiamo inoltre sviluppato gli esercizi i cui risultati ci serviranno ora per cercare di risolvere il problema dell'ambiguità di misura.

Gli esercizi menzionati hanno portato ai seguenti risultati:

- ellisse con l'asse maggiore disposto tra i quadranti I° e III: sfasamento calcolato  $\phi = 41.8^\circ$
- ellisse con l'asse maggiore disposto tra i quadranti II° e IV: sfasamento calcolato  $\phi = 147.42^\circ$

Le ellissi che sono servite alla determinazione di questi sfasamenti sono anche rappresentative di sfasamenti  $\phi_1$  e  $\phi_2$  che si ottengono dai primi con la differenza a  $360^\circ$ , in altre parole:

- l'ellisse che ha consentito il calcolo di  $\phi = 41.8$  è anche espressione di uno sfasamento  $\phi_1 = 360^\circ - 41.8^\circ = 318.2^\circ$
- l'ellisse che ha consentito il calcolo di  $\phi = 147.42$  è anche espressione di uno sfasamento  $\phi_2 = 360^\circ - 147.42^\circ = 212.58^\circ$

Ecco quindi che le misure eseguite, non essendo conosciuto a priori se il campo entro il quale poteva trovarsi lo sfasamento da rilevare era inferiore a  $180^\circ$ , sono ambigue, non consentono infatti di stabilire quali sono in realtà gli sfasamenti veri tra i segnali esaminati;  $41.8^\circ$  o  $318.2^\circ$  ?  $147.42^\circ$  o  $212.58^\circ$  ?

La soluzione al problema si ha mediante l'esame del senso di movimento del pennello elettronico dell'oscilloscopio:

-se il pennello elettronico ruota nel senso delle lancette dell'orologio sono validi gli sfasamenti che scaturiscono dalle formule:

$$\phi = \text{Arc Sen} ( B / A ) \quad ( \text{asse per il I}^\circ \text{ e III}^\circ \text{ quadrante} )$$

$$\phi = 180 - \text{Arc Sen} ( B / A ) \quad ( \text{asse per il I}^\circ \text{ e III}^\circ \text{ quadrante} )$$

o dalle curve 9.9 e 9.10.

-se il pennello elettronico ruota in senso contrario alle lancette dell'orologio sono validi gli sfasamenti che scaturiscono dalle formule:

$$\phi = 360 - \text{Arc Sen} ( B / A ) \quad ( \text{asse per il I}^\circ \text{ e III}^\circ \text{ quadrante} )$$

$$\phi = 180 + \text{Arc Sen} ( B / A ) \quad ( \text{asse per il I}^\circ \text{ e III}^\circ \text{ quadrante} )$$

o dalla differenza a 360° dei dati ricavati dalle curve 9.9 e 9.10.

Quanto detto è chiaro ma non facilmente verificabile; se ad esempio facessimo una misura di fase tra due tensioni a frequenza molto, molto, bassa, si riuscirebbe ad individuare il senso di rotazione del pennello elettronico e il problema sarebbe immediatamente risolto. Normalmente, però, i segnali hanno valori di frequenza tali da non consentire la visione del senso di movimento del pennello elettronico e quindi deve essere adottato un sistema per poterlo stabilire.

Tra i diversi metodi escogitati per individuare il senso di rotazione del pennello elettronico ne citiamo uno tra i più semplici: si realizza uno sfasatore variabile da inserire, prima delle operazioni di misura, in serie ad uno dei due segnali, incrementando lo sfasamento lentamente si osserva un'alterazione dell'ellisse che si sposta nel senso di rotazione del pennello elettronico. Una volta individuato il senso di rotazione, si ripristina la misura in assenza dello sfasatore.

### **9.7 Le misure sui circuiti analogici**

I circuiti analogici comprendono una vasta categoria di unità funzionali che, singolarmente o collegate a gruppi, consentono la realizzazione di molteplici apparecchiature elettroniche. Per tale ragione esse richiedono accurate misure di controllo per la verifica delle loro caratteristiche fisiche con i dati originali di progetto.

I circuiti analogici sono definiti da un numeroso elenco di caratteristiche che, individuate in base alla tipologia circuitale, sono necessarie per stabilirne il comportamento nelle più svariate applicazioni.

Diverse infatti devono essere, ad esempio, le caratteristiche di rumore di un amplificatore progettato per ricevere segnali di alcuni microvolt rispetto a quelle di un amplificatore destinato a ricevere segnali di centinaia di millivolt.

Un elenco delle misure sui circuiti analogici, e sulle procedure per eseguirle, viene qui riportato affinché ciascuno possa trovare in esso quella serie di rilievi che più si adattano al tipo di unità progettata:

- correnti continue di alimentazione
- tensioni di polarizzazione
- temperatura dei componenti
- guadagno
- risposta in frequenza
- dinamica e linearità
- distorsione
- correnti continue di alimentazione (in presenza dei segnali massimi)
- rumore proprio
- impedenza d'ingresso
- potenza d'uscita

- stabilità con e senza carico
- diafonia (solo per gruppi di amplificatori)
- coerenza tra i rumori propri (solo per gruppi di amplificatori)
- influenza ai campi magnetici
- influenza ai campi elettrostatici

Le procedure per l'esecuzione delle misure sopra elencate sono di seguito illustrate prendendo a modello, di volta in volta, il circuito analogico che più si presta a mostrarne l'applicabilità.

### 9.7.1 Misure delle correnti continue di alimentazione

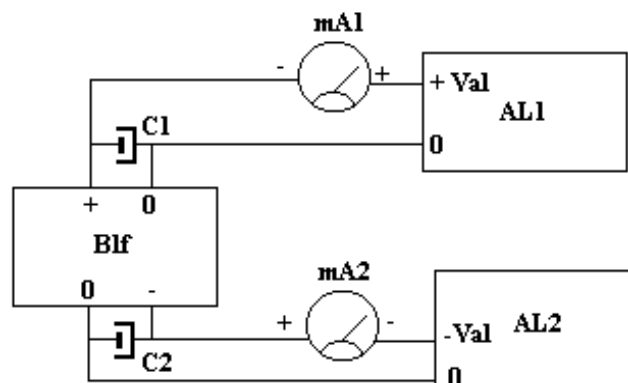
La misura delle correnti continue d'alimentazione è comune a tutti i circuiti elettronici; questa deve essere impostata secondo lo schema di figura 9.11 che mostra un generico blocco funzionale (Blf) al quale sono connesse due tensioni d'alimentazione, l'una positiva e l'altra negativa. In serie ai cavi di collegamento sono disposti due milliamperometri mA1 e mA2 per il rilievo della corrente assorbita dai due alimentatori AL1 e AL2.

Questa misura, peraltro molto semplice, richiede alcune accortezze per evitare che la presenza dei due strumenti possa alterare la normale funzionalità del blocco alimentato:

- i conduttori di collegamento tra gli alimentatori utilizzati devono essere il più corti possibile.
- ciascun alimentatore deve portare la propria tensione con due cavetti separati anche se poi, i lati freddi di ciascuna coppia, sono collegati nello stesso punto di massa del circuito utilizzatore.
- lo strumento mA1 deve essere collegato con il terminale positivo all'alimentatore.
- lo strumento mA2 deve essere collegato con il terminale negativo all'alimentatore.
- gli strumenti devono avere un fondo scala non superiore al doppio della corrente prevista nel consumo del Blf (ciò per consentire letture di correnti sufficientemente precise). (I milliamperometri singoli possono essere sostituiti, se necessario, da due tester disposti per la misura di correnti continue).
- nei punti di connessione dei fili d'alimentazione su Blf devono essere collegati due condensatori elettrolitici, C1 e C2, di tensioni adatte e di capacità superiori a 100  $\mu$ F.

Per non correre il rischio di danneggiare i due strumenti all'accensione (la presenza di C1 e C2 può creare un forte passaggio di corrente iniziale) è opportuno, se possibile, aumentare gradatamente la tensione degli alimentatori fino al raggiungimento delle Val. volute; se ciò non fosse possibile, a seguito delle caratteristiche degli alimentatori, si suggerisce di cortocircuitare i due milliamperometri al momento dell'accensione per liberarli subito dopo per eseguire le misure.

figura 9.11



In dipendenza del tipo del circuito Blf possono essere misurate le correnti per funzionamenti elettrici diversi; nel caso, ad esempio, che Blf sia un oscillatore si dovranno rilevare le correnti nelle condizioni senza carico esterno e con carico collegato.

Nel caso di un amplificatore si dovranno misurare le correnti in assenza di segnale d'ingresso, con segnale d'ingresso senza carico d'uscita, e con carico collegato, analogamente dovrà essere fatto per un circuito rivelatore di segnali.

I valori delle correnti misurate devono essere conformi, entro il +/- 10%, ai dati di progetto del Bf, non si deve mai essere ottimisti di fronte ad un consumo di corrente notevolmente inferiore a quello previsto; questa condizione non costituisce un risparmio di energia, ma nasconde qualche errore che deve essere individuato e successivamente rimosso.

Così di fronte a consumi eccessivi si deve togliere immediatamente tensione al Bf per toccare, con molta attenzione per non ustionarsi, tutti i componenti montati sul circuito per rilevare se qualcuno di essi ha assunto una temperatura eccessiva; questa anomalia capita con frequenza, nei circuiti elettronici, a seguito del collegamento a polarità invertite di condensatori elettrolitici.

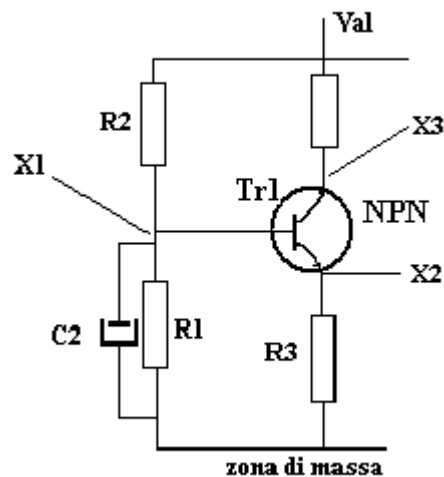
E' buona norma scollegare i milliamperometri una volta eseguite le misure salvo che, per ragioni diverse, non sia necessario monitorare in continuità le correnti assorbite dal Bf.

### 9.7.2 Misure delle tensioni di polarizzazione

La misura delle tensioni di polarizzazione è necessaria per verificare che il circuito elettronico lavori secondo quanto stabilito a progetto, errori su tali tensioni possono provocare innumerevoli anomalie funzionali che è impossibile elencare. Il controllo di dette tensioni deve avvenire, per quanto possibile, in assenza di segnali alternati circolanti nel circuito in esame. Questo tipo di misure, come già accennato all'inizio del capitolo, può essere fatto, in via preliminare con un tester, e, successivamente, una volta verificata la normalità dei livelli rilevati, e qualora la precisione lo richieda, con un voltmetro elettronico.

Per evitare che la resistenza  $R_i$  del tester possa alterare eccessivamente le misure è opportuno svolgerle nei punti a più bassa resistenza, per dedurle, indirettamente, nei punti a resistenza più alta, così come, per esempio, è mostrato in figura 9.12.

figura 9.12



Se nel circuito di figura 9.12 si deve controllare la polarizzazione di base, formata dal partitore R1 e R2, è più conveniente misurare la tensione X2 sull'emettitore e risalire a X1 sommando a X2 la  $V_{be}$  del transistor e quindi scrivere:

$$X1 = X2(\text{misurata}) + V_{be}$$

Diversa è invece la misura della tensione continua sul collettore, punto X3, che non ha altra possibilità che di essere misurata direttamente con un voltmetro ad alta resistenza d'ingresso.

Le misure delle tensioni di polarizzazione difficilmente coincideranno con quelle di progetto per il sommarsi delle seguenti cause:

-differenza tra i valori delle resistenze messe a calcolo e le resistenze con le quali è stato costruito il circuito; quest'ultime infatti presenteranno tolleranze che possono essere dell'  $\pm 1\%$  , del  $\pm 5\%$  o del  $\pm 10\%$  , in base alle scelte fatte dal progettista del circuito.

-differenze tra le tensioni d'alimentazioni previste a progetto e tensioni effettivamente applicate al circuito.

-imprecisione degli strumenti di misura.

-alterazione dei valori resistivi a causa delle  $R_i$  degli strumenti durante le misure.

Tutto ciò non per disarmare chi si deve accingere alle misure su di un circuito, ma per sottolineare che precisioni di lettura che differiscano da quelle di progetto del  $\pm 10\%$  rappresentano già un ottimo risultato.

### 9.7.3 Misure della temperatura dei componenti

Generalmente nei circuiti elettronici che non forniscono potenze elevate la temperatura dei componenti è tale da consentirne al tatto il rilievo indicativo ( si tenga presente che fino a temperature di circa  $50^\circ$  la sensazione percepita non è dolorosa). Se a progetto non sono previste dissipazioni elevate, basta un'ispezione grossolana come sopra indicato per metterci tranquilli sulla normalità del comportamento termico del circuito.

Se invece sono previste in gioco potenze elevate, le temperature conseguenti potranno essere rilevate mediante l'impiego di adatto termometro elettronico a contatto.

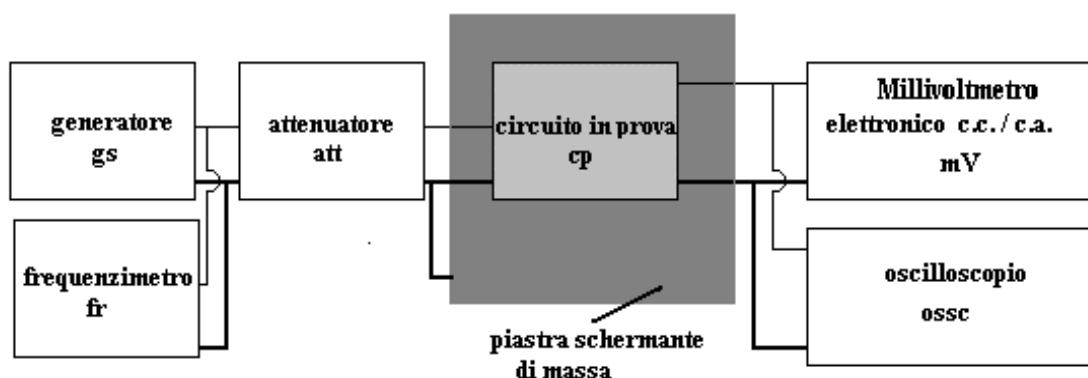
### 9.7.4 Misure del guadagno

Il parametro di guadagno, elemento fondamentale per innumerevoli circuiti elettronici analogici, è fissato in sede di progetto e successivamente verificato durante le prove del circuito in laboratorio. La misura del guadagno può riguardare indifferentemente amplificatori, rivelatori, adattatori d'impedenza, trasformatori e quant'altro possa avere, assieme, un ingresso ed un uscita per segnali. La tecnica per la misura dei guadagni deve essere acquisita, oltre che con queste brevi note, anche con l'esperienza diretta e ripetuta sulla circuitazione reale.

Il problema principale che nasce in questo tipo di misure risiede nell'entità stessa del guadagno che si deve rilevare; vedremo che, guadagni bassi, per i quali possiamo mettere in gioco livelli di tensione d'ingresso sensibilmente elevate, non rappresentano alcuna difficoltà di rilevamento, viceversa, guadagni elevati, che devono necessariamente essere legati a livelli di tensioni d'ingresso molto piccoli, rappresentano un sensibile problema tecnico da affrontare.

Lo schema generale per la misura del guadagno di un circuito elettronico è riportato nella figura 9.13 e di seguito commentato:

figura 9.13



Il circuito di misura vede:

sul lato sinistro

- il generatore di segnali (gs) con il quale viene prodotta la tensione per la misura.
- il frequenzimetro (fr) con il quale controllare la frequenza emessa.
- l'attenuatore di precisione att.

al centro

- il circuito in prova (cp)
- la lastra schermante in dotazione al posto di misura

a destra

- il millivoltmetro di misura (mV) utilizzabile sia per letture in c.a. che in c.c.
- l'oscilloscopio di controllo (ossc)

Tutta la strumentazione indicata, che può far parte una buona attrezzatura di laboratorio, non necessita di alcun commento, ad eccezione dell'attenuatore (att) che, ad evitare erronee convinzioni, richiede alcune precisazioni importanti. Il compito di un attenuatore è di portare all'ingresso del circuito in prova (cp) il livello di tensione necessario affinché la prova stessa possa aver luogo; applicando ad esempio con il generatore (gr) un livello di tensione di 1 V<sub>eff</sub> su (att) si può regolare l'attenuatore per ottenere all'ingresso di (cp) diversi livelli di tensione come a esempio: 100 mV eff, 10 mV eff, 1 mV eff; 100 μV eff. Esaminando tali numeri vediamo che, regolando (att), questo riduce la tensione d'uscita del generatore rispettivamente di 1/10 (20 db), 1/100 (40 db), 1/1000 (60 db), 1/10000 (80) dB; chiunque, per mancanza d'esperienza, potrebbe osservare che queste partizioni di tensione possono essere realizzate semplicemente utilizzando quattro partitori resistivi costruiti, ad esempio, rispettivamente con i valori: 10000ohm-1000ohm, 10000ohm-100ohm, 10000 ohm-10 ohm, 10000ohm-1ohm. Purtroppo questa soluzione può essere valida soltanto per attenuare nel rapporto 1/10, per il rapporto 1/100 può presentare già alcuni problemi, mentre per gli altri rapporti è improponibile.

Quando si costruisce un partitore resistivo di tensione alternata ci troviamo infatti di fronte ad un circuito che fisicamente appare come formato da due soli componenti, mentre elettricamente si comporta come un insieme di capacità e campi elettrostatici, induttanze e campi elettromagnetici, che non sono governati dal valore delle resistenze del partitore, ma dipendono prevalentemente dalla posizione relativa dei componenti e dai loro collegamenti elettrici. In questa situazione complessa si può comprendere come sia impensabile che, a distanza di pochi centimetri l'uno dall'altro, livelli di tensione d'ingresso di alcuni volt non possano influenzare livelli di tensione che si vorrebbero d'ampiezza di decine di microvolt. Tutto ciò sarebbe ancora più critico se, per avere diversi valori d'attenuazione, volessimo impiegare numerosi partitori resistivi collegati ad un gruppo di commutazione. Anche pensando di realizzare piccoli schermi elettrostatici, le condizioni indicate restano difficili; soltanto costruzioni meccaniche particolari, realizzabili a livello industriale, consentono di poter ottenere attenuazioni variabili, elevate e precise: queste costruzioni vanno sotto il nome di attenuatori e sono disponibili in commercio.

Con molta esperienza è possibile autocostruire una singola cellula d'attenuazione per ottenere un unico livello di tensione fisso e calibrato.

Dopo questa premessa vediamo come procedere alla misura del guadagno di un circuito in prova pensando l'impiego di un'attenuatore di mercato; ciò mediante lo sviluppo dei seguenti esercizi:

### **Primo esercizio**

#### ***Dati di base:***

Supponiamo di operare su di un amplificatore in corrente alternata, avente i seguenti dati di progetto:

- frequenza di lavoro: da  $F_1 = 1000$  Hz a  $F_2 = 20000$  Hz
- guadagno:  $G = 156 \pm 5\%$  (43,8 dB $\pm$  0.5 dB)



-tensione massima d'uscita senza carico  $V_{umax} = 10 V_{eff}$ .

**Preparazione alla misura:**

La misura deve essere preparata mediante la definizione del livello d'ingresso all'amplificatore. La valutazione del livello della tensione d'ingresso, per la misura del guadagno, è opportuno che preveda il più elevato livello possibile, affinché la misura stessa venga meno influenzata da fattori esterni, quali interferenze con la strumentazione od altro, o da fattori interni, quale il rumore proprio dell'amplificatore.

Dato che il livello massimo d'uscita dell'amplificatore è di  $10V_{eff}$ , è ragionevole prevedere di lavorare con una tensione d'uscita pari ad  $\frac{1}{2}$  della massima per essere sicuri di eseguire misure in una zona di amplificazione lineare; ne segue

$$V_i = (V_{umax} / 2) / G$$

dalla quale

$$V_i = (10 V_{eff} / 2) / 156 = 32 \text{ mV eff}$$

Gli strumenti devono essere impostati come segue:

-Il generatore deve essere regolato alla frequenza di centro banda:

$$F = (F_1 + F_2) / 2 = (1000 \text{ Hz} + 20000 \text{ Hz}) / 2 = 10500 \text{ Hz}$$

ad un livello di tensione  $V_g = 3.2 V_{eff}$

-L'attenuatore deve essere regolato per un'attenuazione di:

$$att = V_g / V_i = 3.2 V_{eff} / 32 \text{ mV eff} = 100 \text{ volte (40 dB)}$$

-Il millivoltmetro, disposto per misure di tensioni alternate, deve essere inizialmente preparato o per un fondo scala di 100 mVolt per i controlli iniziali, successivamente dovrà essere commutato per un fondo scala di 10 Veff.

-L'oscilloscopio dovrà essere tarato per visualizzare segnali d'ampiezza di circa 30 Vpp.

**Predisposizioni alla misura:**

Nelle misure di guadagno è indispensabile che il circuito in prova ed i collegamenti tra questo e la strumentazione siano eseguiti con estrema cura. Dato che il guadagno in gioco nel nostro esempio non è molto elevato, sarà sufficiente controllare che la piastra schermante, sottostante il circuito (cp), sia stata correttamente collegata alla massa dello stesso e che tutti i collegamenti tra gli strumenti e il (cp) siano stati fatti con cavetti schermati.

**Esecuzione della misura:**

La misura deve iniziare con un controllo preventivo del livello applicato all'ingresso dell'amplificatore con il voltmetro elettronico; detto livello deve risultare di 32 mV eff. ed eventuali differenze da questo valore devono essere recuperate variando il livello del generatore (gr). Dopo il controllo, si collega il millivoltmetro all'uscita dell'amplificatore, avendo cura di collegarvi contemporaneamente anche l'ingresso dell'oscilloscopio. Dopo questa operazione si deve verificare, su quest'ultimo, che la forma d'onda del segnale d'uscita dall'amplificatore sia netta e precisa, senza ondulazioni anomale o deformazioni di qualsiasi natura. Una volta eseguito il controllo oscilloscopio, si procede alla lettura della tensione indicata dal voltmetro; supponiamo di leggere:

$$V_{um} = 4.8 V_{eff}$$

Il guadagno misurato  $G_m$  risulta quindi:

$$G_m = V_{um} / V_i = 4.8 \text{ V}_{eff} / 32 \text{ mV}_{eff} = 150 \text{ volte}$$

L'errore percentuale  $\varepsilon$  tra il valore del guadagno misurato ed il valore di progetto risulta di:

$$\varepsilon = 100 * [1 - (G / G_m) ]$$

ovvero 
$$\varepsilon = 100 * [1 - (156 / 150) ] = -4\%$$

errore compreso nelle tolleranze di progetto.

## **Secondo esercizio**

### ***Dati di base:***

Supponiamo di operare su di un amplificatore in corrente alternata, avente i seguenti dati di progetto:

- frequenza di lavoro: da  $F_1 = 10000 \text{ Hz}$  a  $F_2 = 15000 \text{ Hz}$
- guadagno:  $G = 84500 \pm 10\%$  (  $98.5 \text{ dB} \pm 1 \text{ dB}$  )
- tensione massima d'uscita senza carico  $V_{umax} = 4 \text{ V}_{eff}$ .

### ***Preparazione alla misura:***

Similmente all'esercizio precedente calcoliamo:

$$V_i = (V_{umax} / 2) / G$$

dalla quale

$$V_i = (4 \text{ V}_{eff} / 2) / 84500 = 23.6 \mu\text{V}_{eff}$$

Gli strumenti devono essere impostati come segue:

-Il generatore deve essere regolato alla frequenza di centro banda:

$$F = (F_1 + F_2) / 2 = (10000 \text{ Hz} + 15000 \text{ Hz}) / 2 = 12500 \text{ Hz}$$

ad un livello di tensione  $V_g = 0.23 \text{ V}_{eff}$

-L'attenuatore deve essere regolato per un'attenuazione di:

$$att = V_g / V_i = 0.23 \text{ V}_{eff} / 23.6 \mu\text{V}_{eff} \approx 9745 \text{ volte ( } 80 \text{ dB)}$$

-Il millivoltmetro, disposto per misure di tensioni alternate, deve essere preparato per un fondo scala di  $10 \text{ V}_{eff}$ .

-L'oscilloscopio dovrà essere tarato per visualizzare segnali d'ampiezza di circa  $6 \text{ V}_{pp}$ .

### ***Predisposizioni alla misura:***

Dato che il guadagno in gioco, in questa nuova ipotesi di misura, è molto elevato, sarà indispensabile sovrapporre al (cp) un adatto coperchio metallico, da collegare a massa, che, assieme alla piastra sottostante e a tutti i collegamenti con cavetti schermati, crei una protezione elettrostatica totale del circuito.

### ***Esecuzione della misura:***

La misura, contrariamente alla precedente, non può iniziare con un controllo preventivo del livello applicato all'ingresso dell'amplificatore, perché è molto difficile poter misurare una tensione di

23.6  $\mu\text{V}$  con un voltmetro elettronico. Le alternative potrebbero essere o la disponibilità di un voltmetro selettivo in sostituzione del voltmetro ordinario, o la fiducia di una misura corretta della  $V_g$  e del buon funzionamento dell'attenuatore.

Prima di procedere alla misura della tensione all'uscita dell'amplificatore si deve verificare, su l'oscilloscopio, che la forma d'onda del segnale d'uscita dall'amplificatore sia senza ondulazioni anomale o deformazioni di qualsiasi natura; dato l'elevato guadagno dell'amplificatore si vedrà la traccia del segnale leggermente perturbata dal rumore elettronico proprio che, date le caratteristiche indicate nei dati di base, non è quantizzato e quindi non comparabile con il rumore visualizzato. Una volta eseguito il controllo oscilloscopio, si procede alla lettura della tensione indicata dal voltmetro; supponiamo di leggere:

$$V_{um} = 2.2 V_{eff}$$

Il guadagno misurato  $G_m$  risulta quindi:

$$G_m = V_{um} / V_i = 2.2 V_{eff} / 23.6 \mu\text{V}_{eff} = 93220 \text{ volte}$$

L'errore percentuale  $\varepsilon$  tra il valore del guadagno misurato ed il valore di progetto risulta di:

ovvero 
$$\varepsilon = 100 * [1 - (84500 / 93220) ] = + 9.3 \%$$

errore compreso nelle tolleranze di progetto.

### 9.7.5 Misure della risposta in frequenza

Le misure della risposta in frequenza dei circuiti analogici possono riguardare indifferentemente amplificatori, rivelatori, filtri di banda attivi e passivi, adattatori d'impedenza, trasformatori e quant'altro possa avere, assieme, un ingresso ed un uscita per segnali.

Questo tipo di rilievi non presenta particolari difficoltà se si limita a controllare la risposta del (cp) nella zona passante e nelle zone immediatamente vicine ad essa nelle quali il livello d'uscita del segnale decade da 1/10 ad 1/20 del livello massimo. Per analisi nelle zone d'attenuazione superiori ai valori indicati si incontrano alcuni impedimenti che vedremo come superare.

Per le misure della risposta in frequenza si può impiegare ancora il circuito tracciato in figura 9.13 secondo le procedure che andiamo ad illustrare nel seguente esempio:

#### ***Dati di base:***

Supponiamo di operare su di un amplificatore in corrente alternata, avente i seguenti dati di progetto:

-limiti della frequenza di lavoro a  $-3 \text{ dB}$ : da  $F_1 = 8000 \text{ Hz}$  ( $\pm 500 \text{ Hz}$ ) a  $F_2 = 12000 \text{ Hz}$  ( $\pm 500 \text{ Hz}$ )

-pendenza d'attenuazione fuori banda:  $12 \text{ dB/ottava}$

-guadagno:  $G = 200 \pm 10 \%$  ( $46 \text{ dB} \pm 1 \text{ dB}$ )

-tensione massima d'uscita senza carico  $V_{umax} = 8 V_{eff}$ .

Si controlli la risposta tra  $4000 \text{ Hz}$  e  $24000 \text{ Hz}$ .

#### ***Preparazione alla misura:***

La misura deve essere preparata mediante la definizione del livello d'ingresso all'amplificatore. La valutazione del livello della tensione d'ingresso, per la misura della risposta in frequenza, è opportuno che preveda il più elevato livello possibile, affinché la misura stessa venga meno influenzata da fattori esterni, quali interferenze con la strumentazione od altro, o da fattori interni quale il rumore proprio dell'amplificatore.

Dato che il livello massimo d'uscita dell'amplificatore è di 8V eff, è ragionevole prevedere di lavorare con una tensione d'uscita pari ad 1/2 della massima per essere sicuri di eseguire misure in una zona di amplificazione lineare. Ne segue:

$$V_i = (V_{umax} / 2) / G$$

dalla quale

$$V_i = (8 \text{ Veff} / 2) / 200 = 20 \text{ mV eff}$$

Gli strumenti devono essere impostati come segue:

-Il generatore deve essere regolato, inizialmente, alla frequenza di centro banda:

$$F = (F_1 + F_2) / 2 = (8000 \text{ Hz} + 12000 \text{ Hz}) / 2 = 10000 \text{ Hz}$$

ad un livello di tensione  $V_g = 2 \text{ Veff}$

-L'attenuatore deve essere regolato per un'attenuazione di:

$$\text{att} = V_g / V_i = 2 \text{ Veff} / 20 \text{ mV eff} = 100 \text{ volte ( 40 dB)}$$

-Il millivoltmetro, disposto per misure di tensioni alternate deve essere preparato o per un fondo scala di 3 volt, successivamente dovrà essere commutato per un fondo inferiore.

-L'oscilloscopio dovrà essere tarato per visualizzare segnali d'ampiezza di circa 10 Vpp.

### ***Predisposizioni alla misura:***

Nelle misure di risposta in frequenza è indispensabile che il circuito in prova ed i collegamenti tra questo e la strumentazione siano eseguiti con cura. Dato che il guadagno in giuoco nel nostro esempio non è molto elevato, sarà sufficiente controllare che la piastra schermante, sottostante il circuito (cp), sia stata correttamente collegata alla massa dello stesso e che tutti i collegamenti tra gli strumenti e il (cp) siano stati fatti con cavetti schermati.

### ***Esecuzione della misura:***

La misura deve iniziare collegando il millivoltmetro all'uscita dell'amplificatore avendo cura di collegarvi contemporaneamente anche l'ingresso dell'oscilloscopio. Dopo questa operazione si deve verificare, su quest'ultimo, che la forma d'onda del segnale d'uscita dall'amplificatore sia netta e precisa, senza ondulazioni anomale o deformazioni di qualsiasi natura. Una volta eseguito il controllo oscilloscopio, si procede alla lettura della tensione indicata dal voltmetro; supponiamo di leggere:

$$V_{um} = 4.2 \text{ Veff}$$

Avendo disposto inizialmente il generatore alla frequenza di 10000 Hz inizieremo la compilazione di una tabella di coppie di valori così come sotto indicato che completeremo con tutte le coppie, frequenza-tensione, ottenute variando la frequenza del generatore da 10000 Hz a 24000 Hz e da 10000 Hz a 4000 Hz ad intervalli di 1000 Hz e rilevando le conseguenti tensioni in uscita da (cp):

Frequenza del segnale d'ingresso Hz	Ampiezza del segnale d'uscita in volt eff.
10000	4.2


Tra i tutti i punti rilevati della curva di risposta dovremmo aggiungere le due coppie comprendenti le frequenze di taglio F1 ed F2 per le quali il livello scende da 4.2 V eff a 2.9 V eff ( punti a -3 dB). Con tutte le coppie di valori misurate si deve tracciare, su carta millimetrata, una curva rappresentativa della risposta del (cp) per verificarne la conformità dell'andamento con i dati di base.

**Osservazione:**

Se i dati di base prevedessero un controllo della risposta per valori d'attenuazione di molto superiori ad 1/20, la misura della tensione d'uscita non sarebbe più fattibile con un millivoltmetro ordinario. Questo strumento rileverebbe non soltanto il segnale attenuato dalla risposta del (cp), ma anche il rumore di questo, falsando i valori di lettura. Il problema è superabile soltanto con l'impiego di un voltmetro selettivo invece del millivoltmetro comune; con questo diverso strumento si dovrà, di volta in volta, sintonizzarsi sulla frequenza emessa dal generatore per rilevarla all'uscita di (cp) priva di segnali interferenti grazie alle caratteristiche selettive del nuovo apparecchio.

**9.7.6 Misure della dinamica e della linearità**

Le misure della dinamica e della linearità dei circuiti analogici possono riguardare indifferentemente amplificatori, rivelatori, filtri di banda attivi, adattatori d'impedenza.

La dinamica è la caratteristica con la quale si evidenzia quale variazione è consentita tra il livello minimo ed il livello massimo d'uscita di un qualsiasi dispositivo sopra menzionato.

La linearità indica la proporzionalità tra il segnale d'ingresso e quello d'uscita e la sua misura deve sempre accompagnare il controllo della dinamica.

Per eseguire questo tipo di misure i rilievi di laboratorio devono essere completati da idonei grafici di controllo. Con i grafici si giudica se quanto ricavato dalle misure è conforme ai dati di progetto. Per renderci conto dell'insieme delle operazioni di misura procediamo all'esercizio seguente che prende in esame un circuito rivelatore:

**Dati di base:**

Supponiamo di operare su di un circuito rivelatore (ingresso in tensione alternata e uscita in tensione continua) caratterizzato dai seguenti dati di progetto:

-frequenza di lavoro F1 = 5000 Hz ( +/- 500 Hz)

-guadagno: G = 100 +/- 10 % ( 40 dB +/- 1dB) ( inteso come rapporto tra Vucc / Vi eff)

-tensione massima d'uscita senza carico Vmax = 10 Vcc.

Si controlli la dinamica Vmax >10 Vcc e la linearità , entro 10%, nel campo di tensione d'ingresso compreso tra Vi min.= 10mVeff e Vi. max =100mV eff.

**Preparazione alla misura:**

Per le misure della dinamica e della linearità si può impiegare ancora il circuito tracciato in figura 9.13 secondo quanto di seguito illustrato:

La misura deve essere preparata mediante la definizione delle coppie di tensione  $V_i$  ;  $V_u$ , minima e massima, in conformità dei dati di base.

Per la coppia al massimo livello abbiamo:

$$\begin{aligned}V_{i.\max} &= 100 \text{ mV}_{\text{eff}} \\V_{u\max} &= 10V_{\text{cc}}\end{aligned}$$

Per la coppia al minimo livello abbiamo:

$$\begin{aligned}V_{i.\min} &= 10\text{mV}_{\text{eff}}. \\V_{u.\min} &= V_{i.\min} * G = 10\text{mV}_{\text{eff}} * 100 = 1 \text{ Vcc}\end{aligned}$$

-Il generatore deve essere regolato per una tensione d'uscita di 1 V<sub>eff</sub> a 5000 Hz

-L'attenuatore deve essere regolato, inizialmente, per un'attenuazione di:

$$\text{att} = V_g / V_i = 1 \text{ V}_{\text{eff}} / 10 \text{ mV}_{\text{eff}} = 100 \text{ volte ( 40 dB)}$$

-Il millivoltmetro disposto, inizialmente, per misure di tensioni continue deve essere preparato per un fondo scala di 3 volt, successivamente dovrà essere commutato per un fondo scala superiore.

-L'impiego dell'oscilloscopio non è utile.

#### ***Predisposizioni alla misura:***

Nelle misure di dinamica e linearità è indispensabile che il circuito in prova ed i collegamenti tra questo e la strumentazione siano eseguiti con estrema cura. Dato che il guadagno in giuoco nel nostro esempio non è molto elevato, sarà sufficiente controllare che la piastra schermante, sottostante il circuito (cp), sia stata correttamente collegata alla massa dello stesso e che tutti i collegamenti tra gli strumenti e il (cp) siano stati fatti con cavetti schermati.

#### ***Esecuzione della misura:***

La misura deve iniziare con un controllo preventivo del livello applicato all'ingresso dell'amplificatore con un voltmetro elettronico disposto in c.a. ; detto livello deve risultare di 10 mV eff. Ed eventuali differenze da questo valore devono essere recuperate variando il livello del generatore (gr). Successivamente si procede alla prima lettura della tensione continua indicata dal voltmetro; supponiamo di leggere:

$$V_u = 0.95 V_{\text{cc}}$$

Si trascrivono i valori della prima coppia di tensioni :  $V_{i1} = 10\text{mV}_{\text{eff}}$ ;  $V_{u1} = 0.95 V_{\text{cc}}$

Agendo sull'attenuatore si riduce l'attenuazione del 50% (6 dB) e si legge la nuova tensione d'uscita:

$$V_u = 1.9 V_{\text{cc}}$$

Si trascrivono i valori della seconda coppia di tensioni :  $V_{i2} = 20\text{mV}_{\text{eff}}$ ;  $V_{u1} = 1.85 V_{\text{cc}}$

Agendo sull'attenuatore, si riduce l'attenuazione di un altro 50% (6 dB) e si legge la nuova tensione d'uscita:

$$V_u = 3.8 V_{\text{cc}}$$

Si trascrivono i valori della terza coppia di tensioni :  $V_{i3} = 40\text{mVeff}$ ;  $V_{u3} = 3.8 V_{cc}$

Si procede con un decremento d'attenuazione del 50% e si compone la coppia:

$$V_{i4} = 80\text{mVeff}; V_{u4} = 7.7 V_{cc}$$

Essendo giunti poco distanti da  $V_{umax} = 10 V_{cc}$  si riduce ora l'attenuazione del 10% a passo (1 dB) ottenendo le coppie:

$$V_{i5} = 88 \text{ mVeff}; V_{u5} = 8.3 V_{cc}$$

$$V_{i6} = 96.8 \text{ mVeff}; V_{u6} = 9.1 V_{cc}$$

$$V_{i7} = 106.4 \text{ mVeff}; V_{u7} = 10 V_{cc}$$

$$V_{i8} = 117 \text{ mVeff}; V_{u8} = 11 V_{cc}$$

$$V_{i9} = 128 \text{ mVeff}; V_{u9} = 11.5 V_{cc}$$

$$V_{i10} = 141 \text{ mVeff}; V_{u10} = 11.5 V_{cc}$$

Con la serie delle dieci coppie si costruisce il diagramma di figura 9.14 dal quale giudicare la dinamica e la linearità del rivelatore:

Nella figura si osservano la serie dei dieci punti tracciati in corrispondenza delle dieci coppie, i punti non sono perfettamente allineati perché nell'esercizio abbiamo volutamente introdotto errori di valutazione nelle misure delle tensioni continue d'uscita (ciò accade normalmente durante le misure). Nel grafico abbiamo unito i punti con una spezzata per veder meglio l'andamento del fenomeno.

Valutazione della dinamica:

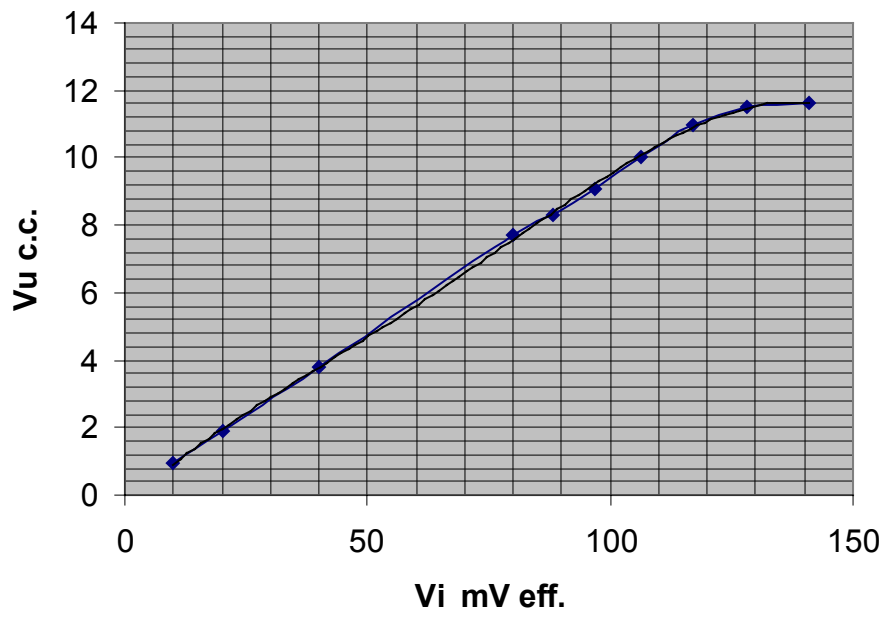
Dall'esame del grafico si osserva che la tensione d'uscita varia regolarmente (dinamica del segnale) tra il minimo di  $1 V_{cc}$  per  $V_i = 10 \text{ mV eff.}$  al massimo di  $10 V_{cc}$  per  $V_i = 100 \text{ mV eff.}$  oltre i  $100 \text{ mV eff}$  d'ingresso la tensione continua d'uscita non cresce più e piega attestandosi a valori di circa  $11.5 V_{cc}$ ; la dinamica rispetta quindi i dati di base.

Valutazione della linearità:

Una linea di tendenza (confronto per la linearità) è stata tracciata a tratto unito per valutare la linearità della curva nell'intervallo compreso tra  $10 \text{ mVeff}$  e  $100 \text{ mV eff}$  d'ingresso; il confronto è positivo dato che i punti si discostano dalla linea meno del 10% indicato dai dati di base.

figura 9.14

## Dinamica e linearità





### 9.7.7 Misure della distorsione

Le misure della distorsione nei circuiti analogici possono riguardare indifferentemente amplificatori e generatori. La distorsione è un fenomeno per il quale una forma d'onda che transita in un amplificatore o che è generata da un oscillatore non presenta più la forma originale.

Questa anomalia può essere causata da diversi fattori; i più comuni, per gli amplificatori, sono da ricercare nelle errate polarizzazioni in corrente continua, nell'eccesso d'ampiezza dei segnali, nel cattivo funzionamento di componenti semiconduttori. Nel caso di distorsione negli oscillatori L.C. si devono cercare, tra le possibili cause, una riduzione anomala del coefficiente di merito del circuito risonante.

Per eseguire questo tipo di misure si possono impiegare adatti strumenti, detti distorsimetri, con i quali si rileva la distorsione globale indicata in percentuale. Rilievi più complessi si possono eseguire con gli analizzatori di spettro che consentono la visione del segnale e di tutte le componenti armoniche che lo deformano.

Non essendo gli strumenti sopra indicati nella dotazione di un piccolo laboratorio vediamo come operare per avere un'indicazione della distorsione utilizzando mezzi ordinari quali l'oscilloscopio ed una cuffia telefonica.

Per renderci conto dell'insieme delle semplici operazioni per la ricerca della distorsione procediamo all'esercizio seguente che prende in esame un circuito amplificatore (si osservi che i controlli della distorsione negli amplificatori è bene eseguirli al massimo livello d'uscita):

#### ***Dati di base:***

Come controllo finale di collaudo determinare, al massimo livello d'uscita, la presenza di distorsione in un amplificatore avente le seguenti caratteristiche:

Guadagno  $G = 100$  volte ( 40 dB)

Risposta in frequenza 100 Hz – 40000 Hz

Resistenza di carico massima  $R_c = 2000$  ohm

Tensione massima d'uscita  $V_u = 5$  Veff.

Tensioni di alimentazione  $V_{al} = +/- 10$  V

#### ***Operazioni di controllo:***

Dopo aver collegato l'amplificatore secondo lo schema di misura di figura 9.13 si disponga alla sua uscita una resistenza di carico  $R_c = 2000$  ohm; si regoli il generatore ad un livello d'uscita  $V_g = 1$  Veff ad una frequenza udibile, ad esempio 400 Hz.

Si porti in saturazione l'amplificatore in modo che presenti, volutamente, la massima distorsione possibile per limitazione d'ampiezza: per ottenere ciò dall'amplificatore predisporre l'attenuatore per una riduzione d'ampiezza Att. pari al rapporto:

$$Att = V_g * G / |V_{al}|$$

$$Att = 1 \text{ Veff} * 100 / 10V_{cc} = 10 \text{ volte ( 20 dB)}$$

Si visualizzi sull'oscilloscopio la forma d'onda, limitata in ampiezza, presente all'uscita dell'amplificatore e si eseguano i seguenti controlli:

-verificare che l'amplificatore saturi simmetricamente sia verso +  $V_{al}$  che verso - $V_{al}$ .

-aumentare l'attenuazione al valore:

$$Att = V_g * G / V_u$$

$$Att = 1 \text{ Veff} * 100 / 5 = 20 \text{ volte ( 26 dB)}$$

controllare visivamente che non ci siano segni di un'iniziale limitazione d'ampiezza sui picchi del segnale ( se l'amplificatore lavora correttamente tali segni non ci devono essere).

Verificare inoltre che nella forma d'onda non compaiano deformazioni del profilo che dovrà essere di tipo sinusoidale.

-in sostituzione della resistenza di carico  $R_c$  collegare, mediante adatto partitore resistivo che non rappresenti un carico superiore a 2000 ohm, una cuffia telefonica all'uscita dell'amplificatore ed ascoltare la nota del segnale, questa dovrà risultare pura.

### ***Osservazioni:***

Un controllo del tipo indicato è sufficiente ad evidenziare, soltanto qualitativamente, il comportamento generale dell'amplificatore nei confronti dei fenomeni distorsivi più evidenti; se le misure non evidenzieranno alcuna anomalia potremo ritenere il circuito privo di distorsioni apprezzabili. Se invece i rilievi indicheranno qualche anomalia si dovrà procedere ad un esame del circuito elettronico per trovare la causa della distorsione.

È chiaro che piccole percentuali di distorsione non possono essere apprezzate dall'indagine illustrata e che se questo fosse l'inderogabile obiettivo della misura sarebbe necessario ricorrere agli strumenti specializzati dei quali si è accennato all'inizio.

### **9.7.8 Misure del rumore proprio**

Le misure del rumore proprio nei circuiti analogici riguardano prevalentemente gli amplificatori; in questi dovrà essere misurata una particolare tensione alternata in uscita con la quale calcolare il livello equivalente di rumore d'ingresso. È infatti il rumore d'ingresso che rappresenta la grandezza, comunemente accettata, che indica il livello del rumore proprio di un amplificatore espresso in  $\mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$ .

Le misure possono essere divise in due tipi:

-rilievo della tensione di rumore in uscita mediante voltmetro selettivo; in questo caso la misura porta al tracciamento, per punti, dello spettro del rumore.

-rilievo della tensione di rumore in uscita, con un millivoltmetro in c.a, da eseguire su tutta la banda di rumore generata dall'amplificatore.

In ogni caso le misure devono essere eseguite sulla base dello schema di figura 9.13 con il quale, inizialmente, eseguire un accurato controllo dei guadagni e della risposta in frequenza, così come indicato nei precedenti paragrafi 9.7.4 e 9.7.5.

Dopo il rilievo del guadagno si deve spegnere il generatore e scollegare l'attenuatore dall'ingresso del preamplificatore. Eseguite queste due operazioni si deve, sempre, sovrapporre al circuito un adatto coperchio metallico, da collegare a massa, che, assieme alla piastra sottostante, crei una protezione elettrostatica totale del circuito stesso.

Nel caso della disponibilità di un voltmetro selettivo si dovrà rilevare il livello di rumore in uscita nella banda caratteristica dell'amplificatore, suddividendola in almeno 10 intervalli di frequenza uguali. Nel caso d'impiego di un millivoltmetro ordinario si eseguirà un'unica misura.

Vediamo ora due esempi per illustrare la tipologia delle misure e dei computi.

### **Esempio 1**

#### ***Dati di base:***

Sia da rilevare, con un voltmetro selettivo, il rumore di un preamplificatore del quale si siano già rilevate le seguenti caratteristiche:

Guadagno costante di 30 volte ( 29.5 dB) tra 1000 Hz e 15000 Hz.

#### ***Predisposizioni:***

Dopo il rilievo del guadagno si deve spegnere il generatore e scollegare l'attenuatore dall'ingresso del preamplificatore. Eseguite queste due operazioni si deve, sempre, sovrapporre al circuito un adatto coperchio metallico, da collegare a massa, che, assieme alla piastra sottostante, crei una protezione elettrostatica totale del circuito stesso.

**Rilievo del rumore:**

Disposto il voltmetro selettivo con una banda di misura della larghezza di 100 Hz si eseguono 10 rilievi di tensione all'uscita dell'amplificatore alle frequenze di: 1000 Hz, 2500 Hz, 4000 Hz, 5500 Hz, 7000 Hz, 8500 Hz, 10000 Hz, 11500 Hz, 13000 Hz, 15000 Hz. Supponiamo che le letture abbiano portato ai valori indicati nella tabella seguente:

Freq. Hz	Vnu in uscita livello in mVeff in banda 100 Hz
1000	3.5
2500	3
4000	2.8
5500	2.5
7000	2
8500	1.5
10000	1.2
11500	1
13000	0.8
15000	0.5

Si deve ora costruire una seconda tabella per riportare, a calcolo, i livelli misurati all'uscita come livelli d'ingresso espressi in  $\mu V/\sqrt{Hz}$  secondo l'espressione:

$$Vni = Vnu / (G * \sqrt{Ba})$$

Dove

Vni = tensione di rumore riportata all'ingresso espressa in  $\mu V/\sqrt{Hz}$  (è detta densità spettrale del rumore d'ingresso).

Vnu = tensione misurata con il voltmetro selettivo impostato con banda d'analisi Ba

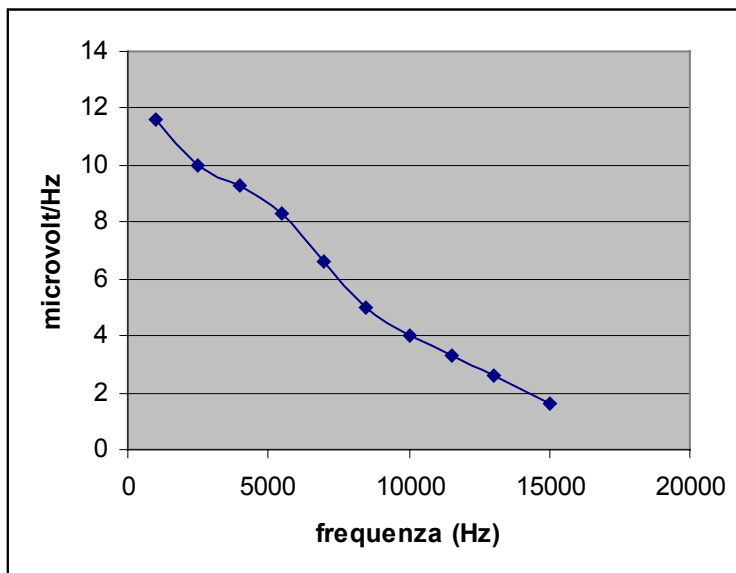
G = guadagno dell'amplificatore alle varie frequenze dalla banda

Freq. Hz	Vnu in uscita livello in mVeff in banda 100 Hz	Vni in $\mu V/\sqrt{Hz}$ . (livello di rumore riportato all'ingresso)
1000	3.5	11.6
2500	3	10
4000	2.8	9.3
5500	2.5	8.3
7000	2	6.6
8500	1.5	5
10000	1.2	4
11500	1	3.3
13000	0.8	2.6

15000	0.5	1.6
-------	-----	-----

Dalla tabella si può tracciare una curva dello spettro del rumore d'ingresso come riportato in figura 9.15:

figura 9.15



### Esempio 2

#### **Dati di base:**

Sia da rilevare con un voltmetro ordinario il rumore di un preamplificatore del quale si siano già rilevate le seguenti caratteristiche:

Guadagno costante di 100 volte ( 40 dB) tra 5000 Hz e 10000 Hz.

#### **Predisposizioni:**

Dopo il rilievo del guadagno si deve spegnere il generatore e scollegare l'attenuatore dall'ingresso del preamplificatore. Eseguite queste due operazioni si deve, sempre, sovrapporre al circuito un adatto coperchio metallico, da collegare a massa, che, assieme alla piastra sottostante, crei una protezione elettrostatica totale del circuito stesso.

#### **Rilievo del rumore:**

Disposto il millivoltmetro all'uscita dell'amplificatore ci si accerta con l'oscilloscopio che le tensioni sotto misura abbiano l'aspetto caratteristico dei segnali di rumore. Si predisporre la scala del millivoltmetro in modo che la tensione da misurare porti l'indice a circa 1/3 del fondo scala, si esegue la misura; supponiamo che il rilievo indichi un livello di 20 mV eff.

Ora si deve calcolare quale rumore spettrale è presente all'ingresso dell'amplificatore con l'espressione:

$$V_{ni} = V_{nuo} / (G * \sqrt{Bp})$$

Dove

$V_{ni}$  = tensione di rumore riportata all'ingresso espressa in  $\mu V/\sqrt{Hz}$  (è detta densità spettrale del rumore d'ingresso).

$V_{nuo}$  = tensione misurata con il millivoltmetro ordinario

$G$  = guadagno dell'amplificatore alle varie frequenze della banda

$Bp$  = banda di risposta del preamplificatore

Applicando la formula si ha infine il risultato cercato

$$V_{ni} = V_{nuo} / (G * \sqrt{Bp}) = 20 \text{ mVeff} / [ 100 * \sqrt{(10000 - 5000)} ] = 2.8 \text{ mV}/\sqrt{Hz}$$



## APPENDICE

### A0 Misure di guadagno in termini logaritmici

In elettronica, nel trattare dei livelli di tensione e dei rapporti tra questi, sia che ci si riferisca a variazioni di livello, sia che si discuta sui guadagni o sulle perdite di circuiti elettrici, le misure o i rapporti vengono, prevalentemente, espressi in termini logaritmici.

Per far ciò si impiega la definizione classica che esprime queste variabili in deciBel secondo l'espressione:

$$Y = 20 * \text{Log } X \quad 1)$$

Dove:

Con il simbolo Log s'intende il calcolo del logaritmo decimale o a base dieci

La variabile X, espressa in numeri positivi, può essere:

- l'entità di una variazione di livello di una tensione
- il guadagno di un amplificatore espresso come rapporto tra tensione d'uscita e tensione d'ingresso
- la perdita in un partitore di tensione espressa come rapporto tra la tensione applicata e la tensione d'uscita
- la perdita o l'enfasi della tensione ai capi di un circuito risonante od un filtro di banda
- od altre innumerevoli variabili

La variabile Y può rappresentare l'entità di una variazione, una perdita, un guadagno od altro espresso in deciBel (dB)

L'impiego della 1) è estremamente utile perché consente di eseguire facilmente i calcoli dei livelli di tensioni, che richiederebbero operazioni di moltiplicazione o divisione, con semplici operazioni, a volte mnemoniche, di somme o sottrazioni, od entrambe, riducendo significativamente il numero delle cifre necessario ad esprimere i risultati finali.

L'utilità della 1) ricorre inoltre, sia nell'esame delle risposte in frequenza dei circuiti in cui le pendenze vengono utilmente espresse in dB/ottava, sia nel tracciamento grafico delle curve caratteristiche di numerosi circuiti elettronici.

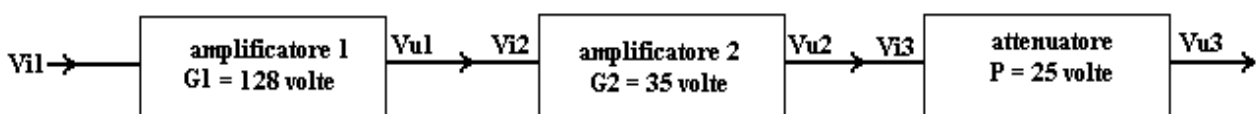
Quattro esempi aiuteranno a comprendere come impiegare l'algoritmo illustrato:

#### Primo esempio:

##### *Dati di base :*

Consideriamo due amplificatori in cascata ed un circuito attenuatore così come indicato in figura a0.1:

figura a01



Il segnale Vi1 è applicato all'amplificatore 1 che ha un guadagno di 128 volte, il segnale d'uscita Vu1 rappresenta il segnale d'ingresso, Vi2, dell'amplificatore 2, che ha un guadagno di 35 volte, il

segnale d'uscita Vu2 rappresenta il segnale d'ingresso, Vi3, dell'attenuatore che ha una perdita P di 25 volte, il segnale all'uscita dell'attenuatore, uscita di tutta la catena, è indicato con Vu3.

**Calcolo del guadagno complessivo in modo ordinario:**

Il calcolo del guadagno complessivo di tutta la catena formata dai tre blocchi è dato dal prodotto dei due guadagni degli amplificatori diviso per la perdita dell'attenuatore:

$$G(\text{totale}) = G1 * G2 / P = 128 \text{ volte} * 35 \text{ volte} / 25 \text{ volte} = 179.2 \text{ volte}$$

**Calcolo del guadagno complessivo in termini logaritmici :**

Lo stesso calcolo può essere fatto, in termini logaritmici, computando prima i guadagni singoli in deciBel:

$$G1(\text{dB}) = 20 * \text{Log } G1 = 20 * \text{Log } 128 = 20 * 2.1072 = 42.144 \text{ dB}$$

$$G2(\text{dB}) = 20 * \text{Log } G2 = 20 * \text{Log } 35 = 20 * 1.544 = 30.881 \text{ dB}$$

$$P(\text{dB}) = 20 * \text{Log } 25 = 20 * \text{Log } P = 20 * 1.3979 = 27.958 \text{ dB}$$

essendo il guadagno totale espresso in termini aritmetici

$$G(\text{totale}) = G1 * G2 / P$$

si trasforma in termini logaritmici sostituendo ai prodotti una somma ed alle divisioni una differenza come segue:

$$G(\text{dB})(\text{totale}) = G1(\text{dB}) + G2(\text{dB}) - P(\text{dB}) = 42.144 \text{ dB} + 30.881 \text{ dB} - 27.958 \text{ dB} = 45.067 \text{ dB}$$

**Operazione inversa, da deciBel a numeri ordinari:**

Se dopo il calcolo in deciBel è necessario conoscere il guadagno complessivo in termini aritmetici si applica la formula:

$$G(\text{totale}) = 10^{[G(\text{dB}) / 20]} \quad 2)$$

formula che applicata al nostro esercizio dà:

$$G(\text{totale}) = 10^{[G(\text{dB}) / 20]} = 10^{[45.067 \text{ dB} / 20]} = 179.2$$

**Osservazioni:**

Le operazioni ora svolte in termini logaritmici possono sconcertare il lettore che, in prima battuta, si chiede quale ragione lo ha indotto ad affrontare calcoli apparentemente pesanti quando l'operazione iniziale, eseguita in termini aritmetici, risultava semplice e veloce; vediamo come dare una prima spiegazione che deponga a vantaggio del calcolo logaritmico:

Sia da ripetere l'esercizio con valori diversi di guadagni e attenuazione secondo i dati sotto riportati:

$$G1 = 34777576 \text{ volte}$$

$$G2 = 5389495 \text{ volte}$$

$$P = 7.315 \text{ volte}$$

per il G(totale) si ha:

$$G(\text{totale}) = 34777576 * 5389495 / 7.315 = 25623181403160$$

Il risultato del calcolo porta ad un numero molto grande difficilmente manipolabile e pronunciabile, vediamo in confronto il metodo logaritmico:

$$G(\text{dB})(\text{totale}) = 20 * \text{Log } 34777576 + 20 * \text{Log } 5389495 - 20 * \text{Log } 7.35 = 268.17 \text{ dB}$$

E' chiaro il vantaggio del secondo metodo di calcolo, rispetto al primo, anche se la precisione, con soli due decimali in dB, non è assoluta; vediamo l'entità dell'errore commesso procedendo in modo inverso impiegando la 2)

$$G(\text{totale}) = 10^{[G(\text{dB}) / 20]} = 10^{[268.17 \text{ dB} / 20]} = 25615333264087$$

L'errore commesso è dato dal rapporto

$$25623181403160 / 25615333264087 = 1.046$$

pari al 4.6 %; un errore di questa entità, nell'ambito della progettazione di circuiti elettronici e della loro verifica sperimentale, nel caso in cui le dimensioni delle variabili in gioco siano pari a quelle dei numeri utilizzati nella seconda parte dell'esercizio, è da ritenersi trascurabile.

Si tenga presente che ad un errore percentuale dell'ordine del 5% corrisponde un errore espresso in deciBel pari a 0.5 dB, valore che difficilmente è apprezzabile in fase di controllo in laboratorio dei circuiti realizzati.

Il calcolo logaritmico, oltre a consentire la manipolazione di valori numerici ragionevoli, è pure veloce se sviluppato con i moderni ed economici calcolatori tascabili; sono lontani ormai i tempi quando il calcolo del deciBel veniva fatto con l'ausilio delle tavole logaritmiche che, se pur tedioso, consentiva di trasformare prodotti in somme e divisioni in differenze cosa non da poco quando tali prodotti e tali divisioni avrebbero dovuto essere sviluppati con i regoli calcolatori.

## **Secondo esempio:**

### ***Dati di base :***

Sia da valutare la ripidità d'attenuazione di un filtro di banda in un intervallo di frequenza compreso tra 15000 e 30000 Hz; se il livello di tensione all'uscita del filtro alla frequenza di 15000 Hz è di 0.35 V ed il livello d'uscita alla frequenza di 30000 Hz è 0.022 V.

### ***Calcolo della pendenza in modo aritmetico:***

La pendenza si esprime come il rapporto tra i due livelli di tensione commisurata all'intervallo di frequenza

$$\text{Rapporto} = 0.35 \text{ V} / 0.022 \text{ V} = 15.909$$

dato che questo rapporto è la conseguenza di una variazione di frequenza all'ingresso del filtro, compresa tra 15000 e 30000 Hz, e che essendo i due termini di frequenza l'uno il doppio dell'altro si può parlare, in termini d'acustica, di un'ottava, quindi scriveremo:

$$\text{Pendenza} = 15.909 / \text{ottava}$$

### ***Calcolo della pendenza in termini logaritmici:***

In questo caso il rapporto deve essere espresso in deciBel mediante la 1), quindi:



$\text{Rapporto(dB)} = 20 * \text{Log} ( 0.35 \text{ V} / 0.022 \text{ V} ) = 20 * \text{Log} 15.909 = 24 \text{ dB}$   
e la pendenza in dB/ottava

$$\text{Pendenza} = 24 \text{ dB/ ottava}$$

### **Terzo esempio:**

#### ***Dati di base:***

Sia da valutare il guadagno di un amplificatore che, con una  $V_i = 0.1 \text{ V}$  d'ingresso, rende una  $V_u$  pari a  $12.45 \text{ V}$ .

Sia da valutare la perdita di un'attenuatore che, con una  $V_i = 7.23 \text{ V}$  d'ingresso, rende una  $V_u = 0.13 \text{ V}$ .

#### ***Calcolo del guadagno dell'amplificatore in deciBel:***

Il guadagno dell'amplificatore in deciBel è dato da:

$$G(\text{dB}) = 20 * \text{Log} ( 12.45 \text{ V} / 0.1 \text{ V} ) = 41.9 \text{ dB}$$

Il valore di  $41.9 \text{ dB}$  che scaturisce dal calcolo è positivo in virtù del fatto che la tensione d'uscita è superiore alla tensione d'ingresso ed il rapporto  $12.45 \text{ V} / 0.1 \text{ V}$  è maggiore di uno come si conviene ad un circuito d'amplificazione.

#### ***Calcolo della perdita dell'attenuatore in deciBel:***

La perdita dell'attenuatore in deciBel è data da:

$$P(\text{dB}) = 20 * \text{Log} ( 0.13 \text{ V} / 7.23 \text{ V} ) = - 34.9 \text{ dB}$$

Il valore di  $- 34.9 \text{ dB}$  che scaturisce dal calcolo è negativo a causa del fatto che la tensione d'uscita è inferiore alla tensione d'ingresso ed il rapporto  $0.13 \text{ V} / 7.23 \text{ V}$  è inferiore ad uno come si conviene ad un circuito attenuatore.

#### ***Osservazioni:***

Le due parti dell'esempio hanno mostrato un nuovo aspetto del calcolo logaritmico; nel caso di valori espressi in deciBel indicati con il segno + si intendono riferiti a condizioni circuitali d'incremento di livelli, valori espressi in deciBel indicati con il segno - si intendono riferiti a condizioni circuitali di decremento di livelli.

Con l'esempio che segue viene rafforzato il concetto:

Se in una catena di circuiti tra loro collegati in cascata i valori di  $G$  espressi in dB sono:

$$G_a = +34 \text{ dB}; G_b = 56 \text{ dB}; G_c = -23 \text{ dB}; G_d = 132 \text{ dB}$$

Il guadagno totale sarà dato dalla loro somma algebrica e quindi

$$G(\text{dB}) (\text{totale}) = +34 \text{ dB} + 56 \text{ dB} - 23 \text{ dB} + 132 \text{ dB} = + 199 \text{ dB}$$

esprimerà un guadagno.

Se in una catena di circuiti tra loro collegati in cascata i valori di  $G$  espressi in dB sono:

$$G_a = +5.6 \text{ dB}; G_b = -152 \text{ dB}; G_c = 36 \text{ dB}; G_d = 32 \text{ dB}$$

Il guadagno totale sarà dato dalla loro somma algebrica e quindi

$$G(\text{dB}) (\text{totale}) = +5.6 \text{ dB} - 152 \text{ dB} + 36 \text{ dB} + 32 \text{ dB} = -78.4 \text{ dB}$$

tale valore, indicato come un guadagno negativo, esprimerà una perdita.

**Quarto esempio:****Dati di base:**

Sia da valutare il guadagno di potenza di un amplificatore, che, con una potenza d'ingresso  $P_i = 1 \text{ W}$  su di un carico  $R_i = 10 \text{ ohm}$ , rende una potenza d'uscita pari a  $P_u = 100 \text{ W}$  su carico  $R_c = 10 \text{ ohm}$ .

**Osservazioni sui dati di base:**

Nel contesto di questa appendice è la prima volta che si accenna al guadagno di un amplificatore espresso in termini di potenze elettriche; opereremo su queste nuove variabili con una formula logaritmica diversa da quella data all'inizio:

$$Y = 10 * \text{Log } X \quad 3)$$

dove  $x$  è il rapporto tra due livelli di potenza.

La 3) è discende dalla 1) secondo lo sviluppo mostrato in seguito.

**Calcolo del guadagno di potenza in deciBel:**

Il guadagno di potenza dell'amplificatore in deciBel è dato da:

$$G = 10 * \text{Log} ( P_u / P_i ) = 10 * \text{Log} ( 100\text{W} / 1 \text{ W} ) = 20 \text{ dB}$$

**Il passaggio dai guadagni di tensione ai guadagni di potenza :**

Si vuole dimostrare come la 1) e la 3) siano legate l'una all'altra mediante lo stesso concetto: I dati di base possono essere indicati con le relazioni:

$$P_i = V_i^2 / 10 \text{ ohm}$$

$$P_u = V_u^2 / 10 \text{ ohm}$$

dove  $V_i$  e  $V_u$  sono rispettivamente le tensioni d'ingresso e d'uscita dell'amplificatore; queste relazioni possono essere scritte anche nel seguente modo:

$$V_i^2 = P_i * 10 \text{ ohm}$$

$$V_u^2 = P_u * 10 \text{ ohm}$$

ovvero

$$V_i = ( P_i * 10 \text{ ohm} )^{1/2}$$

$$V_u = ( P_u * 10 \text{ ohm} )^{1/2}$$

Essendo il guadagno di tensione tra  $V_u$  e  $V_i$ , secondo la 1), dato da :

$$G = 20 * \text{Log} ( V_u / V_i ) \text{ sostituendo si ha.}$$

$$G = 20 * \text{Log} [ ( P_u * 10 \text{ ohm} )^{1/2} / ( P_i * 10 \text{ ohm} )^{1/2} ]$$

Sviluppando si ottiene :

$$G = 20 * \text{Log} ( P_u * 10 \text{ ohm} / P_i * 10 \text{ ohm} )^{1/2}$$

$$G = 20 * \text{Log} ( P_u / P_i )^{1/2}$$

da cui

ed infine

$$G = (1/2) * 20 * \text{Log} ( P_u / P_i ) = 10 * \text{Log} ( P_u / P_i )$$

che mostra come si possa passare, in termini logaritmici, dal guadagno di tensione al guadagno di potenza.

## A1 La controreazione negli amplificatori

### A1.1 Premessa

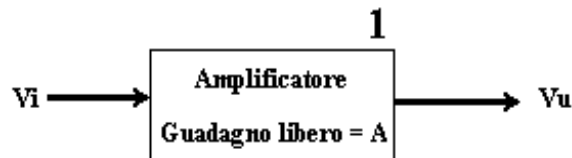
Le caratteristiche di amplificazione naturali, dette a guadagno libero, di transistori o microcircuiti, così come escono dalle fabbriche, sono estremamente diverse da elemento ad elemento a causa dei problemi legati alla produzione degli elementi stessi; non esistono possibilità di realizzare partite di semiconduttori identici tra loro. Questa situazione, se non fosse stata formulata la teoria sulla “controreazione degli amplificatori”, metterebbe in difficoltà il progettista di sistemi elettronici che non riuscirebbe facilmente a realizzare due circuiti di amplificazione uguali tra loro, e qualora vi riuscisse non potrebbe garantire la costanza dei valori nel caso di sopravvenute necessità di sostituzione di alcuni componenti.

I vantaggi della teoria sulla controreazione, che non si limitano al controllo del guadagno degli amplificatori ma consentono di modificare favorevolmente sia le impedenze d'ingresso e d'uscita, sia il rumore ed altro, si pagano in termini di effettiva riduzione della disponibilità del guadagno libero; un circuito amplificatore con guadagno libero di 10000 volte una volta vincolato dal circuito di controreazione potrà guadagnare, ad esempio, soltanto 500 volte.

### A1.2 La teoria sulla controreazione

Per illustrare la teoria sulla controreazione facciamo inizialmente riferimento allo schema a blocchi tracciato in figura a1.1; in essa compare un tracciato rettangolare, contraddistinto con il numero 1, che rappresenta un amplificatore, indifferentemente costruito con transistori o con microcircuiti, in cui il valore del guadagno libero è indicato con la lettera **A**.

figura a1.1



In figura è mostrato sia il segnale d'ingresso  $V_i$  che il segnale d'uscita  $V_u$ :

se l'amplificatore è del tipo invertente la tensione d'uscita  $V_u$  sarà:

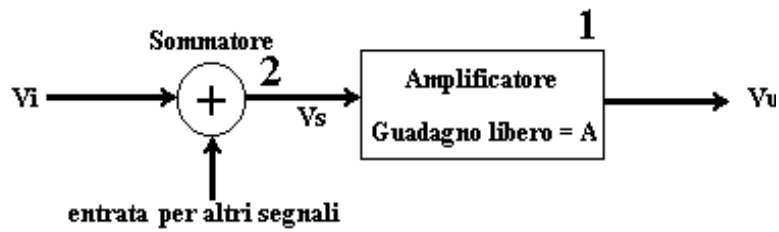
$$V_u \angle 180^\circ = A * V_i \angle 0^\circ$$

se l'amplificatore è del tipo non invertente la tensione d'uscita  $V_u$  sarà:

$$V_u \angle 0^\circ = A * V_i \angle 0^\circ$$

Se immaginiamo di porre tra il segnale d'ingresso e l'amplificatore un circuito sommatore al fine di poter introdurre più segnali nell'amplificatore avremo lo schema a blocchi di figura a1.2 nella quale quest'ultimo compare ancora con il blocco 1 mentre il sommatore compare con un cerchio contraddistinto con il numero 2.

figura a1.2



Se il circuito sommatore è un elemento lineare, se cioè non altera né ampiezza né fase dei segnali entranti, e, dei possibili segnali applicati al sommatore, è presente soltanto  $V_i$  si avrà

$$V_s = V_i$$

e per il nuovo circuito, composto dai blocchi 1 e 2, potremo scrivere:

se l'amplificatore è del tipo invertente la tensione d'uscita  $V_u$  sarà:

$$V_u \angle 180^\circ = A * V_i \angle 0^\circ = A * V_s \angle 0^\circ$$

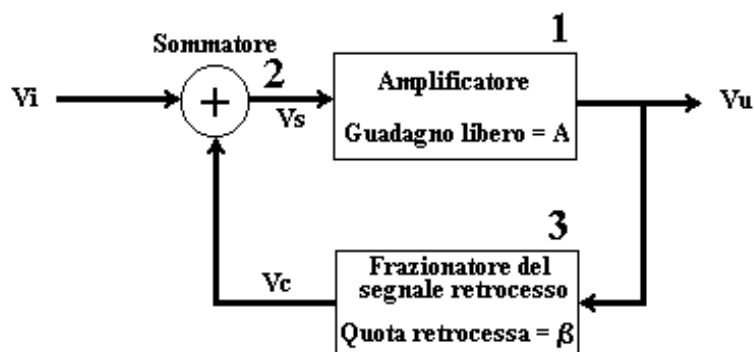
se l'amplificatore è del tipo non invertente la tensione d'uscita  $V_u$  sarà:

$$V_u \angle 0^\circ = A * V_i \angle 0^\circ = A * V_s \angle 0^\circ$$

e quindi dedurre che, l'aver inserito il sommatore, nulla ha cambiato nel funzionamento dell'amplificatore.

Se invece aggiungiamo allo schema di figura a1.2 un nuovo circuito, blocco numero 3, per il trasferimento di parte del segnale d'uscita  $V_u$  nel sommatore, come mostrato nel tracciato di figura a1.3, abbiamo una struttura d'amplificazione che non presenta più le caratteristiche originali dell'amplificatore illustrato in figura a1.1.

figura a1.3



A questo punto il nuovo schema a blocchi può essere così sintetizzato:

**Blocco 1**-amplificatore in cui il valore del guadagno libero è indicato con la lettera **A**.

**Blocco Funzionale 2**-circuitto sommatore al quale è affidato il compito di eseguire la somma tra la tensione di segnale d'ingresso  $V_i$  e la frazione della tensione d'uscita retrocessa dal blocco 3, l'uscita del sommatore rende il segnale  $V_s$ .

**Blocco Funzionale 3**-circuitto elettrico di frazionamento della tensione d'uscita  $V_u$  dell'amplificatore, la quota di frazionamento è indicata con la lettera  $\beta$ .

Le condizioni di base, che si devono verificare nello schema a blocchi per sostenere l'impostazione teorica seguente, sono:

- a) Se il segnale d'uscita  $V_u$  è in opposizione di fase rispetto al segnale d'ingresso  $V_s$  la quota di  $V_u$  retrocessa dal blocco 3 deve essere in fase con il segnale  $V_u$ . In questo caso il blocco 3 ha il solo compito di trasferire al blocco 2 una frazione della tensione d'uscita  $V_u$  con la fase originale.
  
- b) Se il segnale d'uscita  $V_u$  è in fase rispetto al segnale d'ingresso  $V_s$  la quota di  $V_u$  retrocessa dal blocco 3 deve essere in opposizione di fase con il segnale  $V_u$ . In questo caso il blocco 3 ha il compito di trasferire al blocco 2 una frazione della tensione d'uscita  $V_u$  dopo averla invertita di fase.

Con tutte le premesse fatte vediamo ora il comportamento dell'amplificatore alla luce del nuovo schema elettrico che lo coinvolge.

Il guadagno libero  $A$  dell'amplificatore è dato ora dal rapporto.

$$A = V_u / V_s \quad 1)$$

dove  $V_s$  è, a tutti gli effetti, la nuova tensione d'ingresso nell'amplificatore distinto dal blocco 1.

ovvero 
$$V_u = A * V_s \quad 2)$$

La tensione in uscita dal blocco 3 di frazionamento è esprimibile come segue:

$$V_c = \beta * V_u \quad 3)$$

La tensione  $V_s$  all'uscita del sommatore, blocco 1, è costituita dal segnale d'ingresso  $V_i$  e dalla quota della tensione d'uscita  $V_u$  secondo l'espressione:

$$V_s = V_i + (-V_c)$$

dove  $(-V_c)$  indica che  $V_c$  è in opposizione di fase rispetto a  $V_i$ .

quindi 
$$V_s = V_i - V_c \quad 4)$$

Se sostituiamo  $V_c$  della 3) nella 4) otteniamo:

$$V_s = V_i - \beta * V_u \quad 5)$$

Se sostituiamo nella 2) il valore di  $V_s$  della 5) otteniamo:

$$V_u = A * (V_i - \beta * V_u) \quad 6)$$

In queste nuove condizioni, per il segnale d'ingresso  $V_i$ , non è più riscontrabile il guadagno libero  $A$  dell'amplificatore, ma ad esso si sostituisce una variabile di guadagno che indichiamo con la lettera  $G$ ; questa variabile è data dal rapporto:

$$G = V_u / V_i \quad 7)$$

dove  $V_i$  è l'ampiezza del segnale applicato all'ingresso dell'insieme dei tre blocchi di figura a1.3.

Sostituendo nella 7) il valore di  $V_u$  della 6) abbiamo:

$$G = A * (V_i - \beta * V_u) / V_i$$

sviluppando si ottiene

$$G = A - \beta * A * G$$

ovvero

$$G + A * \beta * G = A$$

$$G * (1 + A * \beta) = A$$

ed infine

$$G = A / (1 + A * \beta) \quad 8)$$

La 8) esprime il guadagno dell'amplificatore vincolato alla rete di controreazione,  $G$  è una funzione di due variabili: L'una costituita dal guadagno libero dell'amplificatore, l'altra dalla frazione  $\beta$  della tensione d'uscita retrocessa.

La 8) può essere scritta anche come segue:

$$G = 1 / [(1/A) + \beta] \quad 9)$$

Il limite di  $G$  per  $A$  tendente all'infinito è dato da:

$$\lim_{A \rightarrow \infty} 1 / [(1/A) + \beta] = 1 / \beta \quad 10)$$

La 10) indica che, se il guadagno libero dell'amplificatore è molto alto, il guadagno  $G$  è determinabile con buona precisione dal solo valore del reciproco di  $\beta$ .

### **A1.2.1 Progetto dei blocchi funzionali**

Il progetto dei blocchi funzionali è necessario per comprendere come la teoria esposta in precedenza si possa concretizzare in termini tecnici applicativi.

#### **A1.2.1.1 Il blocco funzionale frazionatore**

Il blocco frazionatore ha il compito di retrocedere al blocco sommatore una frazione del segnale d'uscita  $V_u$ ; questa funzione è realizzabile mediante il partitore  $R_1$ ;  $R_2$  mostrato in figura a1.4. Dall'esame della figura è immediato scrivere la relazione seguente:

$$V_u / (R_1 + R_2) = V_c / R_2$$

dalla quale si ha

$$V_c = V_u * R_2 / (R_1 + R_2)$$

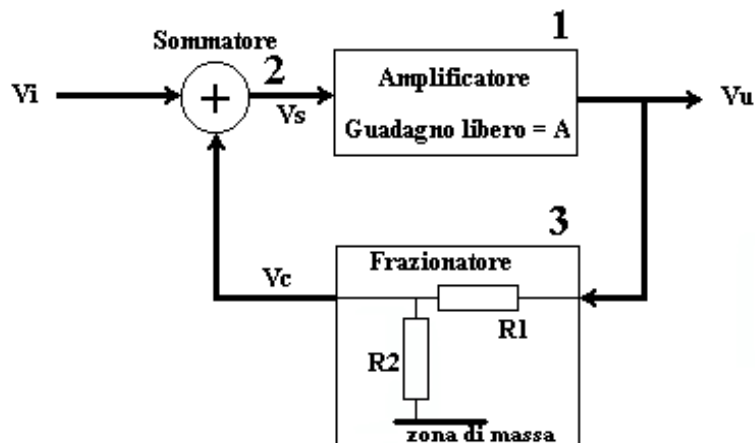
sostituendo  $V_c$  con l'espressione data dalla 3), si ha

$$\beta * V_u = V_u * R_2 / (R_1 + R_2)$$

ed infine la relazione generale che ci consente di realizzare fisicamente il blocco frazionatore

$$\beta = R_2 / (R_1 + R_2) \quad 11)$$

figura a1.4



È opportuno osservare che il blocco frazionatore è sempre realizzato nell'ambito di una stessa circuitazione che comprende sia i due blocchi funzionali che l'amplificatore.

La relazione 11) permette di rendere più tecnica la 9) mediante la sostituzione in questa del parametro  $\beta$  così come sotto riportato:

Combinando la 11) con la 9) si ottiene l'espressione di calcolo pratico di G

$$G = 1 / [(1/A) + R_2 / (R_1 + R_2)] \quad 12)$$

La 12), per A molto grande, assume la forma già frequentemente impiegata nel testo:

$$G = (R_1 + R_2) / R_2 \quad 13)$$

### A1.2.1.2 Il blocco funzionale sommatore

Il blocco sommatore ha il compito di sommare il segnale d'ingresso  $V_i$  con il segnale retrocesso  $V_c$  senza alterarne né l'ampiezza né la fase.

Questa operazione è fattibile, ad esempio, utilizzando una coppia di transistori collegati in configurazione differenziale così come è mostrato in figura a1.5.

Il circuito, formato con due transistori ad accoppiamento sull'emettitore, esegue l'operazione di differenza tra i due segnali applicati alle basi secondo l'espressione,

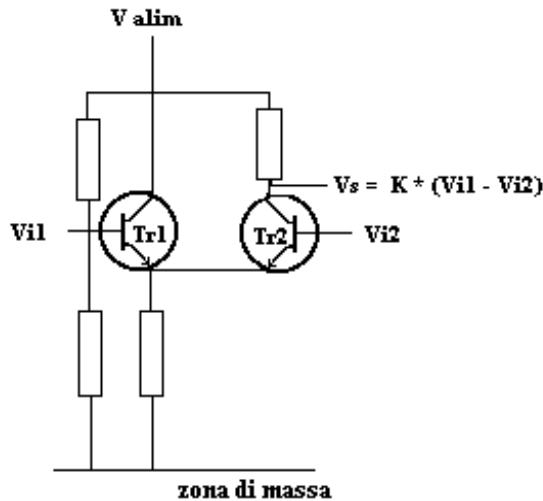
$$V_s = k (V_{i1} - V_{i2})$$



dove  $k$  è un coefficiente che dipende dalle caratteristiche circuitali complessive ( tipo di transistori, valori dei componenti resistivi, ecc. ); dimensionando opportunamente il circuito si può avere  $k = 1$  e quindi

$$V_s = ( V_{i1} - V_{i2} )$$

figura a1.5

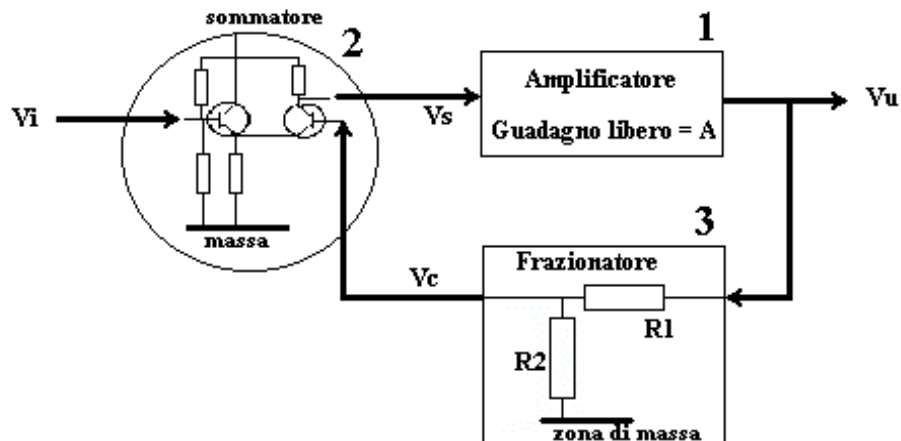


Il circuito di cui stiamo trattando esegue la differenza tra  $V_{i1}$  e  $V_{i2}$  mentre il blocco funzionale che vogliamo realizzare deve eseguire la somma tra i due segnali; il passaggio dalla prima operazione alla seconda è estremamente semplice: è sufficiente che  $V_{i2}$ , ad esempio, venga applicata in opposizione di fase, quindi come  $-V_{i2}$ , e che la tensione differenza  $V_s$  si trasformi in somma secondo l'espressione:

$$V_s = V_{i1} - ( -V_{i2} ) = V_{i1} + V_{i2}$$

Se ad esempio per  $V_{i2}$  s'intende il segnale  $\beta * V_u$  retrocesso dall'amplificatore sarà sufficiente che in quest'ultimo lo si prelevi invertito di fase rispetto a quanto sarebbe stato necessario nel caso di un sommatore ideale. Con la definizione fisica del sommatore possiamo infine tracciare lo schema completo dei blocchi funzionali elettrici così come riportato nella figura a1.6

figura a1.6



**È opportuno osservare che il blocco sommatore è sempre realizzato nell'ambito di una stessa circuitazione che comprende sia i due blocchi funzionali che l'amplificatore.**

Nei circuiti amplificatori a transistori molte volte ( si veda paragrafo 3.11) s'impiega, come stadio d'ingresso, il circuito differenziale proprio per poter realizzare l'anello di controeazione. Nei microamplificatori, invece, è sempre presente nel circuito integrato lo stadio d'ingresso differenziale per consentire, tra l'altro, di realizzare l'anello di controeazione.

### **A1.3 Effetti del circuito di controeazione**

Il circuito di controeazione produce nell'amplificatore alcuni effetti positivi quali:

- In presenza di elevato tasso di controeazione ( $\beta$  grande) il guadagno  $G$  è praticamente indipendente dal guadagno libero
- Riduce la distorsione del segnale
- Riduce il rumore proprio
- Tende ad allargare la risposta in frequenza
- Incrementa l'impedenza d'ingresso
- Riduce l'impedenza d'uscita

Senza entrare in nuove dimostrazioni matematiche elenchiamo di seguito le formule per il calcolo di due parametri importanti di un amplificatore controeazionato:

#### **Impedenza d'ingresso**

$$R_i = A * r_i * \beta$$

dove  $r_i$  = resistenza d'ingresso dell'amplificatore a guadagno libero

#### **Impedenza d'uscita**

$$R_u = r_u / (A * \beta)$$

dove  $r_u$  = resistenza d'uscita dell'amplificatore a guadagno libero

## A2 Dettagli sull'oscillatore a sfasamento

L'oscillatore a sfasamento, trattato nel paragrafo 3.15, merita una particolare attenzione per la complessità del suo funzionamento; in questa appendice cercheremo di chiarire, per quanto possibile, i criteri che portano alle formule applicative riportate nel citato paragrafo, ad eccezione dell'espressione per il calcolo della frequenza che richiederebbe il ricorso alle funzioni di variabile complessa non proponibili nel contesto di un manuale tecnico.

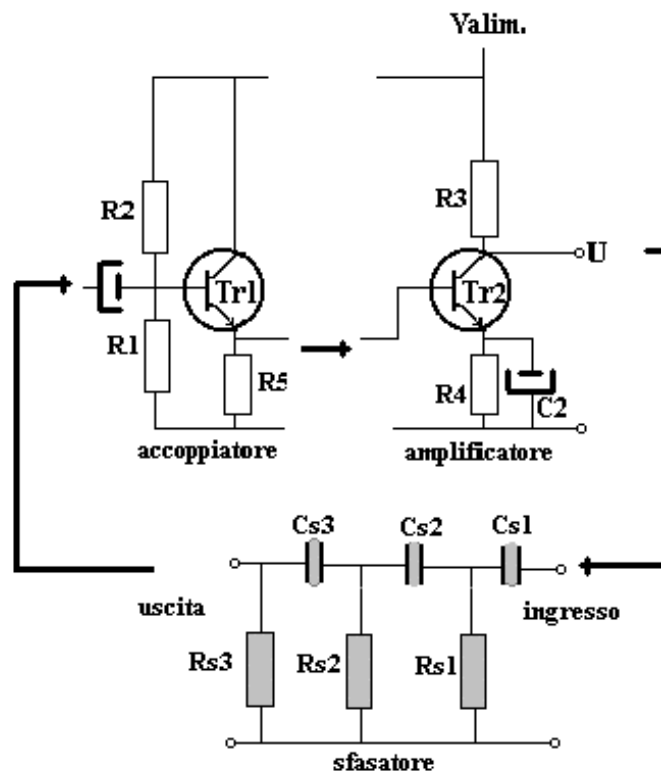
Ci occuperemo pertanto soltanto della problematica connessa al dimensionamento dell'amplificatore in funzione del valore desiderato dell'ampiezza del segnale generato in uscita. L'oscillatore, di cui riproponiamo in figura a2.1 lo schema elettrico, è disegnato in tre sezioni funzionali:

Prima sezione -accoppiatore

Seconda sezione -amplificatore

Terza sezione -rete di sfasamento

figura a2.1



La prima sezione, ad alta impedenza d'ingresso, ha il compito d'accoppiare l'uscita dello sfasatore all'ingresso dell'amplificatore, in questo modo la rete di sfasamento non viene caricata ed il suo dimensionamento diventa più preciso.

La seconda sezione amplifica il segnale proveniente dall'accoppiatore e lo applica all'ingresso della rete di sfasamento.

La terza sezione costituisce l'anello di reazione che consente l'oscillazione stabile del circuito.

Prima di addentrarci nelle problematiche teoriche è opportuno ripetere alcuni periodi che sono stati scritti nel paragrafo 3.15:

All'accensione si verifica in Tr1 e Tr2 l'amplificazione del solo rumore proprio d'ingresso; al rumore amplificato sul collettore di Tr2, già naturalmente in opposizione di fase ( $180^\circ$ ) con quello di base di Tr1, viene aggiunto lo sfasamento di  $180^\circ$  della rete, la somma di questi due sfasamenti,  $180^\circ + 180^\circ = 360^\circ$  fa sì che la tensione di rumore riportata sulla base sia in fase con parte del rumore d'ingresso incrementandolo, grazie all'incremento della tensione di

base si crea un progressivo e ripetitivo fenomeno reattivo che porta il circuito amplificatore ad oscillare in permanenza alla frequenza  $f_0$  data dalla relazione:

$$f_0 = 1 / (2 * \pi * R * C * \sqrt{7.6} )$$

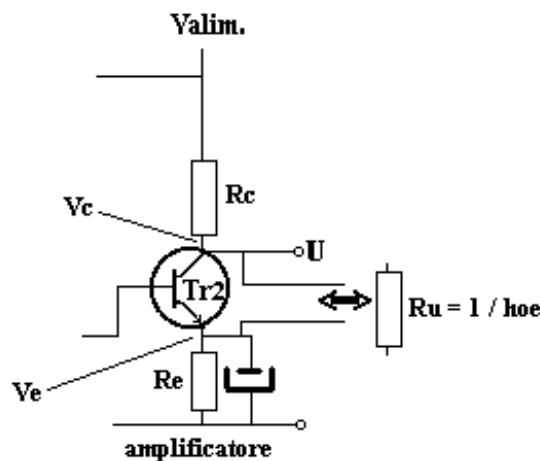
Un'idea su come si generino onde sinusoidali con la rete di reazione si può avere seguendo questo ragionamento: se, per ipotesi, il circuito di reazione sfasasse  $180^\circ$  dalla frequenza  $f_0$  all'infinito ciò porterebbe in saturazione l'amplificatore con la presenza in (u) di un'onda rettangolare alla frequenza  $f_0$  composta, secondo Fourier, da infinite componenti aventi rispettivamente le frequenze:

- $f_0$  = frequenza fondamentale (coincide con la frequenza stessa dell'onda quadra)
- $f_3$  = frequenza di terza armonica ( ha una frequenza tripla della fondamentale)
- $f_5$  = frequenza di quinta armonica ( ha una frequenza quintupla della fondamentale)
- $f_7$  = frequenza di settima armonica ( ha una frequenza sette volte quella della fondamentale)
- $f_9, f_{11}$ , ecc.

Dato però che la rete di reazione sfasa di  $180^\circ$  soltanto alla frequenza  $f_0$  e per tutte le altre componenti lo sfasamento non è di  $180^\circ$  quest'ultime non potranno contribuire al fenomeno di reazione in atto nell'amplificatore con la conseguenza che, di fatto, non potrà manifestarsi in uscita (u) l'onda rettangolare, ma soltanto la frequenza fondamentale  $f_0$ , proprio per la mancanza di tutte le altre componenti frequenziali di terza, quinta, settima armonica ecc. La rete di sfasamento non agisce come un filtro, attenuando le frequenze superiori ad  $f_0$ , ma si comporta soltanto da variatore di fase in funzione della frequenza. Sulla base di questo principio è possibile, e lo vedremo in seguito, calcolare l'ampiezza del segnale d'uscita dall'oscillatore.

Ciò premesso vediamo come si ricava l'espressione per il calcolo della tensione d'alimentazione del circuito in dipendenza dell'ampiezza dell'onda in uscita il cui valore picco picco ha il valore che avrebbe l'onda rettangolare d'ipotetica saturazione dell'amplificatore. L'impostazione del ragionamento parte dallo schema elettrico dell'amplificatore riportato in figura a2.2

figura a2.2



Nella figura è mostrata sulla destra, con il simbolo  $R_u$ , la resistenza interna di  $Tr_2$  che come è noto vale

$$R_u = 1 / h_{oe} \quad 1)$$

dove  $h_{oe}$  è la conduttanza di  $Tr_2$  data a catalogo per il tipo di transistor impiegato. La  $R_u$ , trovandosi in serie a  $R_c$ , non consente mai al collettore di  $Tr_2$  di raggiungere il livello della tensione

d'alimentazione. Se indichiamo con  $V_{max}$  la massima tensione che può essere raggiunta dall'uscita  $U$ , dalla configurazione circuitale possiamo scrivere:

$$V_{lim.} / (R_c + R_u) = V_{max} / R_u$$

da cui si ricava  $V_{lim.}$

$$V_{lim.} = V_{max} * (R_c + R_u) / R_u$$

ovvero

$$V_{lim.} = V_{max.} * [R_c + (1/h_{oe})] / (1/h_{oe}) \quad 2)$$

È ora necessario scrivere una relazione per legare  $V_{max}$  con  $V_{upp}$ , dove  $V_{upp}$  è la tensione picco picco del segnale sinusoidale, presente all'uscita  $U$  dell'amplificatore nel contesto del circuito completo di figura a3.1. Tenendo conto che il valore  $V_{upp}$  coincide con il picco picco che avrebbe l'onda rettangolare d'ipotetica saturazione dell'amplificatore, possiamo scrivere:

$$V_{upp} = V_{max} - V_{ce(sat)} - V_e \quad 3)$$

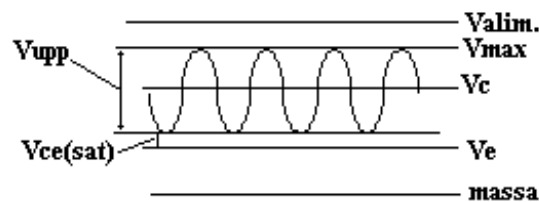
dove

$V_{ce(sat)}$  = tensione di saturazione di  $Tr_2$

$V_e$  = tensione continua di polarizzazione emettitore  $Tr_2$  (ai capi di  $R_e$ )

Per una miglior comprensione della relazione 3) è mostrata la forma d'onda quotata nella figura a2.3.

figura a2.3



Nella figura sono indicati i simboli relativi ai diversi livelli di tensione partendo dal livello zero di massa quindi:

massa = livello di tensione 0

$V_e$  = livello di tensione di polarizzazione d'emettitore

$V_{ce(sat)}$  = tensione minima per il funzionamento del transistor

$V_c$  = tensione di polarizzazione del collettore

$V_{upp}$  = escursione massima del segnale d'uscita

$V_{max}$  = limite massimo della tensione raggiungibile dal collettore

$V_{lim.}$  = tensione d'alimentazione del circuito

Per semplificare gli sviluppi matematici seguenti è utile assegnare al valore  $V_e$ , riportato nella formula 3), come tensione continua  $V_e$  di polarizzazione d'emettitore, un valore pari alla metà della tensione  $V_{upp}$  richiesta  $V_{upp}/2$ , cioè  $V_e = V_{upp}/2$ ; a seguito di questa assunzione possiamo riscrivere la 3) come segue

$$\mathbf{V_{upp} = V_{max} - V_{ce(sat)} - V_{upp}/2} \quad \mathbf{4)}$$

Risolvendo la 4) in  $V_{max}$  otteniamo:

$$V_{max} = V_{upp} + V_{ce(sat)} + V_{upp}/2$$

$$\mathbf{V_{max} = (3/2)V_{upp} + V_{ce(sat)}} \quad \mathbf{5)}$$

Se sostituiamo nella 2) il valore di  $V_{max}$  della 5) otteniamo:

$$V_{lim.} = [(3/2)V_{upp} + V_{ce(sat)}] * [R_c + (1/hoe)] / (1/hoe)$$

che sviluppata dà infine:

$$\mathbf{V_{lim.} = [(3/2)V_{upp} + V_{ce(sat)}] * (R_c * hoe + 1)} \quad \mathbf{6)}$$

la 6) esprime infatti il valore della tensione d'alimentazione del circuito necessaria per ottenere il valore desiderato della tensione d'uscita  $V_{upp}$ .

Dopo aver ricavato la 6) è necessario stabilire un legame tra il valore di  $R_c$  ed il valore di  $R_e$  affinché si possano verificare le condizioni espresse dalla 3); si procede con l'esame di figura a2.2 dalla quale, indicando con  $I_c$  la corrente continua nella giunzione collettore emettitore, si può scrivere il sistema:

$$\left\{ \begin{array}{l} R_c = (V_{lim.} - V_c) / I_c \\ R_e = V_e / I_c \end{array} \right.$$

che risolto in  $R_e$  dà :

$$R_e = R_c V_e / (V_{lim.} - V_c) \quad \mathbf{7)}$$

ora avendo assunto

$$V_e = V_{upp}/2$$

e risultando dalla figura a2.3

$$V_c = V_e + V_{ce(sat)} + V_{upp}/2$$

si ha

$$V_c = V_{upp}/2 + V_{ce(sat)} + V_{upp}/2 = V_{upp} + V_{ce(sat)}$$

che sostituita nella 7) dà

$$R_e = R_c V_e / (V_{lim.} - V_{upp} - V_{ce(sat)})$$

ovvero

$$\mathbf{R_e = R_c V_{upp}/2 / (V_{lim} - V_{upp} - V_{ce(sat)})} \quad \mathbf{8)}$$

Riassumendo l'insieme delle formule per il calcolo dell'oscillatore a sfasamento, comprese quelle già indicate nel paragrafo 3.15, scriviamo:

Per il calcolo della frequenza d'oscillazione:

$$\mathbf{f_o = 1 / (2 * \pi * R * C * \sqrt{7.6} )}$$

dove:

$R = R_{s1} = R_{s2} = R_{s3}$

$C = C_{s1} = C_{s2} = C_{s3}$

Per il calcolo della tensione d'alimentazione in funzione del valore  $V_{upp}$  voluto in uscita

$$\mathbf{V_{lim.} = [ (3/2)V_{upp} + V_{ce(sat)} ] * ( R_c * h_{oe} + 1)}$$

dove

$R_c$  = resistenza di carico di  $Tr_2$

$h_{oe}$  = conduttanza d'uscita di  $Tr_2$

$V_{ce(sat)}$  = tensione di saturazione di  $Tr_2$

$V_{upp}$  = tensione d'uscita voluta

Per il calcolo della resistenza  $R_c$  di collettore che deve rispettare la relazione  $R_c \leq R_u/10$

$$\mathbf{R_c \leq 1 / (10 * h_{oe})}$$

$R_c$  = resistenza di carichi di  $Tr_2$

$h_{oe}$  = conduttanza d'uscita di  $Tr_2$

Per il calcolo della resistenza d'emettitore di  $Tr_2$  in dipendenza del valore assegnato alla resistenza di carico  $R_c$

$$\mathbf{R_e = R_c V_{upp}/2 / (V_{lim.} - V_{upp} - V_{ce(sat)})}$$

$R_e$  = resistenza di emettitore di  $Tr_2$

$R_c$  = resistenza di carichi di  $Tr_2$

$V_{ce(sat)}$  = tensione di saturazione di  $Tr_2$

$V_{upp}$  = tensione d'uscita voluta espressa in volt picco picco

$V_{lim}$  = tensione d'alimentazione del circuito

### A3. Formule di calcolo per i filtri attivi

Per il calcolo dei filtri attivi, passa basso, passa alto e passa banda, riferiti esclusivamente agli schemi elettrici delle figure 4,25 ; 4,30; 4,31 sono disponibili le funzioni matematiche con le quali tracciare le curve di risposta in qualsiasi campo di variabilità della frequenza; vediamole in ordine iniziando con la funzione relativa al filtro passa basso:

#### Passa basso

La funzione normalizzata è la seguente

$$\text{Att} = \frac{1}{\sqrt{[1 + (f / f_0)^4]}} \quad 1)$$

dove:

f = frequenza del segnale all'ingresso del filtro

f<sub>0</sub> = frequenza di taglio voluta

Att = attenuazione del filtro

La normalizzazione della funzione fa sì che:

per f = f<sub>0</sub> il valore di Att è Att = 0.707.

per f = 0 il valore di Att è Att = 1.

Le curve tracciate nel paragrafo 4.14.1 sono su base logaritmica, espresse in deciBel, e tengono conto del guadagno elettronico anch'esso espresso in deciBel ( 4 dB); ne segue che la 1) viene così trasformata in funzione non più normalizzata espressa in deciBel già impostata per essere impiegata in Excel

$$\text{Att(dB)} = 4 + 20 * \text{LOG10}(1/(\text{RADQ}(1+((A1:An)/f_0)^4)))$$

In cui A1:An sono le cellule, in Excel, nelle quali scrivere i punti di frequenza per i quali calcolare la curva.

Questa funzione rende:

per An = f<sub>0</sub> Att(dB) = 1 dB

per An = 0 Att(dB) = 4 dB

#### Passa alto

La funzione normalizzata è la seguente

$$\text{Att} = \frac{1}{\sqrt{[1 + (f_0 / f)^4]}} \quad 2)$$

dove:

f = frequenza del segnale all'ingresso del filtro

f<sub>0</sub> = frequenza di taglio voluta

Att = attenuazione del filtro



La normalizzazione della funzione fa sì che:  
 per  $f = f_0$  il valore di Att è  $Att = 0.707$ .  
 per  $f \gg f_0$  il valore di Att è  $Att = 1$ .

Le curve tracciate nel paragrafo 4.14.2 sono su base logaritmica, espresse in deciBel, e tengono conto del guadagno elettronico anch'esso espresso in deciBel ( 4 dB); ne segue che la 2) viene così trasformata in funzione non più normalizzata espressa in deciBel già impostata per essere impiegata in Excel

$$Att (dB) = 4 + 20 * LOG10(1/(RADQ(1+(f_0/(A1:An))^4)))$$

In cui A1:An sono le cellule, in Excel, nelle quali scrivere i punti di frequenza per i quali calcolare la curva.

Questa funzione rende:  
 per  $An = f_0$   $Att(dB) = 1$  dB  
 per  $An \gg f_0$   $Att(dB) = 4$  dB

### Passa banda

La funzione normalizzata è la seguente

$$Att = \frac{1}{\sqrt{\{ 1 + Q^2 [(f / f_c) - (f_c / f)]^2 \}}} \quad 3)$$

dove:  
 $f$  = frequenza del segnale all'ingresso del filtro

$f_c$  = frequenza di centro banda voluta

$Q = f_c / \Delta f$

$\Delta f$  = larghezza di banda voluta (a - 3 dB)

Att = attenuazione del filtro

La normalizzazione della funzione fa sì che:  
 per  $f = f_c$  il valore di Att è  $Att = 1$ .  
 per  $f = f_c \pm \Delta f/2$  il valore di Att è  $Att = 0.707$ .

Le curve tracciate nel paragrafo 4.14.3 sono su base logaritmica, espresse in deciBel, e non tengono conto del guadagno elettronico; ne segue che la 3) viene così trasformata in funzione logaritmica normalizzata espressa in deciBel già impostata per essere impiegata in Excel

$$Att (dB) = 20 * LOG10(1/(RADQ(1+Q^2*(((A1:An)/f_c)-(f_c/(A1:An)))^2)))$$

In cui A1:An sono le cellule, in Excel, nelle quali scrivere i punti di frequenza per i quali calcolare la curva.

Questa funzione rende:

per  $An = fc$        $Att(dB) = 0 \text{ dB}$   
per  $An = fc \pm \Delta f/2$        $Att(dB) = -3 \text{ dB}$

Tra le formule indicate nel paragrafo 4.14.3, relative al calcolo dei componenti del filtro passa banda, sono riportate le seguenti

$$C = 1 / (\pi * \Delta f * R1)$$

$$R = (1 / 2 * \pi * fc * C)$$

valide soltanto se  $Ri/R > 6$

Una coppia di formule che non ha alcuna limitazione, e può essere impiegata per qualsiasi valore di  $R1$  e di  $R$ , è la seguente:

$$C = 1 / (\pi * \Delta f * R1)$$

$$R = \frac{1 + \sqrt{1 + 16 Q^2}}{8 C \pi fc Q}$$

#### A 4 Il circuito d'integrazione nel rivelatore

La cellula d'integrazione, impiegata nel rivelatore illustrato nel paragrafo 4.12, merita di alcuni chiarimenti in merito al ruolo ed al comportamento che essa ha nel contesto del circuito di figura 4.20.

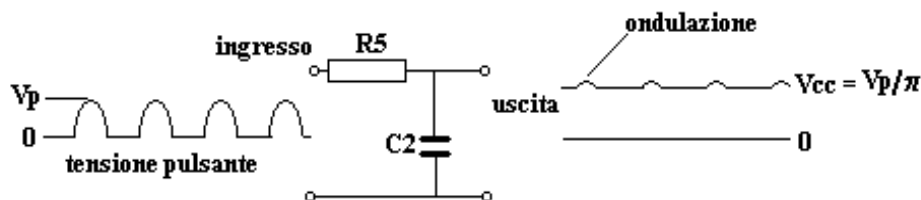
Il processo d'integrazione può essere visto in tre modi diversi in base alle funzioni che concettualmente vengono richieste a questo circuito, vediamole nell'ordine:

##### Prima funzione:

Il circuito d'integrazione è utilizzato per eliminare le componenti armoniche derivanti dall'azione di rettificazione del circuito sui segnali sinusoidali persistenti.

Per illustrare questa funzione ricorriamo al disegno di figura a4.1 nella quale è tracciata la forma d'onda che è presente nel punto d'unione tra D1 , R2 nello schema del rivelatore di figura 4.20.

figura a4.1



La figura a4.1 mostra, a sinistra, la forma d'onda della tensione pulsante, formata da un insieme continuo di semiperiodi sinusoidali, presente nel punto d'unione tra D1 , R2, al centro la cellula d'integrazione formata da R5 e C2, a destra la tensione d'uscita dalla cellula, tensione formata da un livello continuo  $V_{cc} = V_p/\pi$  e da un'ondulazione resa, per poterla apprezzare in questo esempio grafico, enormemente più ampia di come in effetti sia nella realtà.

La ragione del comportamento della cellula è spiegabile secondo la teoria di Fourier che enuncia: Un'onda pulsante di ampiezza  $V_p$  e frequenza  $f$  è formata da una componente continua sommata a infinite componenti armoniche secondo il seguente elenco:

componente continua di ampiezza =  $V_p/\pi$

frequenza fondamentale  $f$  di ampiezza =  $V_p/2$

seconda armonica  $2 * f$  di ampiezza =  $2 * V_p / (3 * \pi)$

quarta armonica  $4 * f$  di ampiezza =  $2 * V_p / (15 * \pi)$

e così proseguendo per frequenze armoniche pari sempre più elevate

L'insieme della componente continua e delle armoniche, applicate tra R5 e massa, attraversano R5 e trovando C2 subiscono due trattamenti diversi:

-La componente continua carica C2 al livello di  $V_p/\pi$  e così rimane fino a quando è presente la tensione pulsante all'ingresso della cellula d'integrazione.

-Le componenti armoniche subiscono invece una riduzione d'ampiezza secondo la partizione esercitata da R5 e dalla reattanza  $X_{c2}$  di C2; vediamo di che entità è l'attenuazione della componente fondamentale avente la frequenza  $f$  considerando tutti i valori relativi all'esercizio di paragrafo 4.12:

$f = 10000 \text{ Hz}$

$R5 = 0.220 \text{ Mohm}$

$C = 1 \mu\text{F}$

Per eseguire i calcoli della tensione di picco ai capi di C2,  $V_{p(su C2)}$ ; facciamo riferimento al paragrafo 1.3 ed alla figura 1.2 e scriviamo la formula:

$$V_{p(su\ C2)} = (V_p/2) * (X_{c2}) / \sqrt{(R5^2 + X_{c2}^2)}$$

Per applicare la formula si calcola  $X_{c2}$

$$X_{c2} = 1 / (2 * \pi * f * C2) = 1 / (2 * 3.14 * 10000\ Hz * 1 * 10^{-6}\ F) = 15.9\ ohm$$

e quindi

$$V_{p(su\ C2)} = (V_p/2) * (15.9\ ohm) / \sqrt{(220000\ ohm^2 + 15.9\ ohm^2)} = V_p * 36 * 10^{-6}$$

Il risultato del calcolo mostra che l'ampiezza della frequenza fondamentale  $f$ , ai capi di  $C2$ , è 36 milionesimi dell'ampiezza dell'onda pulsante d'ingresso; in altre parole se  $V_p$  fosse uguale ad 1 volt la tensione d'ondulazione alla frequenza  $f$  sarebbe di 36 microvolt, valore praticamente irrilevante sopra la tensione continua su  $C2$ .

Per le armoniche superiori l'attenuazione è ancora più elevata perché  $X_{c2}$  decresce con il crescere della frequenza.

Ecco perché delle ondulazioni marcate in figura a4.1 s'è detto:

**tensione formata da un livello continuo  $V_{cc}$  e da un'ondulazione resa, per poterla apprezzare in questo esempio grafico, enormemente più ampia di come in effetti sia nella realtà.**

Con questo esempio s'è mostrato come il circuito integratore sia in grado di filtrare le componenti armoniche che compongono l'onda pulsante, lasciando, a disposizione dell'utilizzatore, una tensione continua proporzionale all'ampiezza del segnale applicato alla cellula  $R5, C2$ .

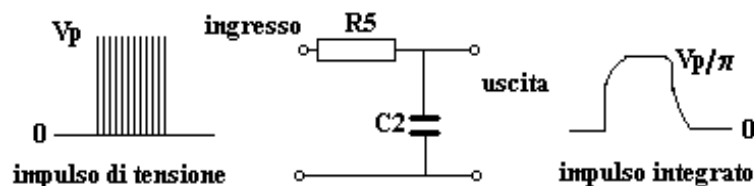
Prima di chiudere questo argomento è da osservare che in nessun passaggio è stata menzionata la dizione "costante di tempo" che ricorre nell'esercizio del paragrafo 4.12; in questi termini si tratterà invece di seguito trattando della terza funzione.

## Seconda funzione

Il circuito d'integrazione è utilizzato per discriminare segnali sinusoidali di tipo impulsivo.

Per illustrare questa funzione ricorriamo al disegno di figura a4.2 nella quale è tracciata la forma d'onda che sarebbe presente nel punto d'unione tra  $D1$ ,  $R2$  nello schema di figura 4.20, qualora la tensione  $V_i$  c.a. d'ingresso al rivelatore avesse breve durata ( impulso ).

figura a4.2



La figura a4.2 mostra, a sinistra, la forma d'onda impulsiva formata da un gruppo di semiperiodi sinusoidali, tracciati nel disegno come segmenti verticali, tensione pulsante presente nel punto d'unione tra  $D1$ ,  $R2$ , al centro la cellula d'integrazione formata da  $R5$  e  $C2$ , a destra la tensione impulsiva presente all'uscita dalla cellula.

Il disegno mostra una situazione che si verifica, in presenza dell'impulso d'ingresso, soltanto se la sua durata è commisurata alla costante di tempo del circuito d'integrazione; se la costante di tempo  $RC$  è molto più grande della durata dell'impulso si ha, in uscita, un impulso d'ampiezza molto piccola, viceversa se la costante di tempo è molto più piccola della durata dell'impulso si ha in uscita un impulso ad ampiezza molto frastagliata.

Quanto detto può essere espresso in termini numerici facendo ancora riferimento alle caratteristiche della cellula d'integrazione  $R5, C2$ , che vede  $R5 = 220000\ ohm$  e  $C2 = 1\ \mu F$ , per la quale è stata valutata la costante di tempo come prodotto di  $R5$  per  $C2$  pari a:

$$T_o = R5 * C2 = 220000 \text{ ohm} * 1 * 10^{-6} \text{ F} = 0.22 \text{ Sec.}$$

La costante di tempo  $T_o$  indica quanto tempo occorre affinché il condensatore  $C2$ , in presenza di un impulso di corrente che scorre in  $R5$ , si possa caricare ad una tensione pari al 63% del valore di picco della tensione che produce detta corrente.

Un esempio per chiarire il concetto:

Supponiamo che l'impulso d'ingresso alla cellula abbia un'ampiezza di 1 V picco e una durata di 1 secondo, in questo caso, dopo 0.22 secondi dall'arrivo dell'impulso il condensatore  $C2$  si sarà caricato ad un livello di tensione pari a:

$$V(\text{su } C2) = (V_p/\pi) * 63/100 = (1 \text{ V}_p / 3.14) * 63 / 100 = 0.2 \text{ V}$$

alla fine della durata dell'impulso il livello di  $V(\text{su } C2)$  avrà raggiunto un'ampiezza più elevata di 0.2 V ma non potrà mai arrivare al valore massimo di  $(V_p/\pi)$  dato che l'andamento della carica di  $C2$  segue l'espressione:

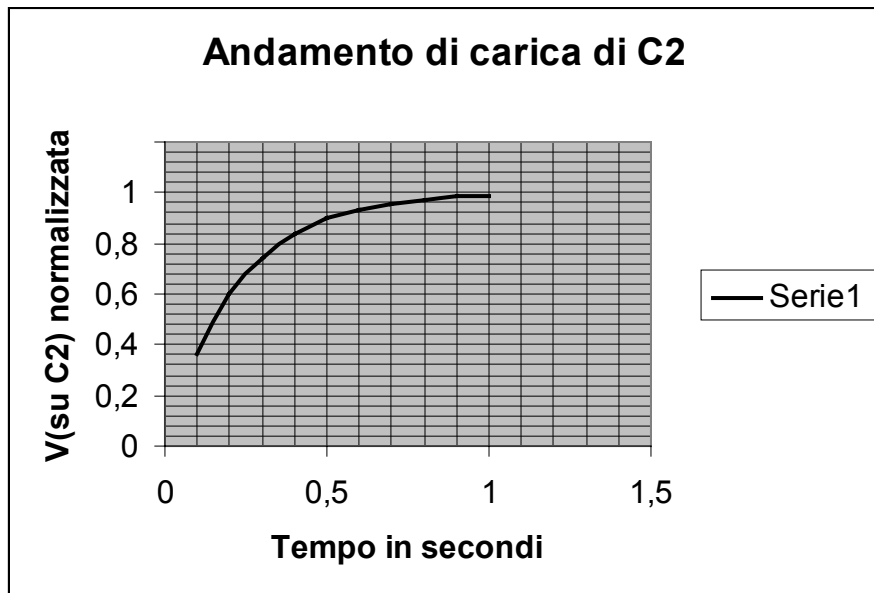
$$V(\text{su } C2) = (V_p/\pi) * (1 - e^{-t / R5 * C2})$$

nella quale  $e = 2.718$

$t$  = tempo dall'applicazione dell'impulso

Dato che il computo dell'espressione è tedioso, riportiamo in figura a4.3 un diagramma dal quale si possono estrapolare facilmente i dati relativi al livello di tensione  $V(\text{su } C2)$  del nostro esercizio.

figura a4.3



Il grafico richiede alcune precisazioni:

Nell'asse delle ascisse è riportato il tempo della durata dell'impulso.

Nell'asse delle ordinate è riportata l'ampiezza della  $V(\text{su } C2)$  con riferimento al massimo uguale all'unità. La curva è stata calcolata per la costante di tempo  $T_o = R5 * C2 = 0.22$  Secondi.

Vediamo come utilizzare questo grafico mediante alcuni passaggi:

- Per determinare il livello di carica di C2 dopo il tempo pari alla costante  $T_0 = 0.22$  Sec., si parte dal valore di ascisse pari a 0.22 e si incontra la curva, l'ordinata corrispondente al punto d'incontro quota il valore 0.63, avendo assunto l'impulso di carica pari a  $(1 V_p / 3.14)$  l'ampiezza di  $V_{(su C2)}$

sarà come già visto

$$V_{(su C2)} = (1 V_p / 3.14) * 0.63 = 0.2 V$$

- Per determinare il livello di carica di C2 dopo un tempo  $t = 0.5$  Sec., si parte dal valore di ascisse pari a 0.5 e si incontra la curva, l'ordinata corrispondente al punto d'incontro quota il valore 0.85, avendo assunto l'impulso di carica pari a  $(1 V_p / 3.14)$  l'ampiezza di  $V_{(su C2)}$

sarà

$$V_{(su C2)} = (1 V_p / 3.14) * 0.85 = 0.27 V$$

- Per determinare il livello di carica di C2 dopo alla fine dell'impulso, dopo un tempo di 1 secondo si parte dal valore di ascisse pari a 1 e si incontra la curva, l'ordinata corrispondente al punto d'incontro quota il valore di circa 0.98, avendo assunto l'impulso di carica pari a  $(1 V_p / 3.14)$  l'ampiezza di  $V_{(su C2)}$

sarà

$$V_{(su C2)} = (1 V_p / 3.14) * 0.98 = 0.31 V$$

Vediamo ora quale comportamento avrebbe la cellula d'integrazione se l'impulso non fosse della durata di 1 secondo ma avesse un tempo di persistenza di soli 0.1 secondi:

Si parte dal valore di ascisse pari a 0.1 e si incontra la curva, l'ordinata corrispondente al punto d'incontro quota il valore di circa 0.36, avendo assunto l'impulso di carica pari a  $(1 V_p / 3.14)$  l'ampiezza di  $V_{(su C2)}$  sarà:

$$V_{(su C2)} = (1 V_p / 3.14) * 0.36 = 0.11 V$$

Come si può vedere il valore di carica di C2, alla fine della durata dell'impulso, è di soli 0.11 V contro gli 0.31 V ottenibili per una durata d'impulso commisurata alla costante di tempo; questo mostra la caratteristica di discriminazione della cellula d'integrazione in base alla durata degli impulsi.

A questo punto si potrebbe pensare d'utilizzare cellule a bassa costante di tempo, in ogni caso, certi che l'ampiezza massima dell'impulso sarebbe facilmente raggiungibile sia per impulsi lunghi che per impulsi corti; questo ragionamento, che dal punto di vista della possibilità di carica di C2 è valido, contrasta però con l'esigenza di ottenere impulsi d'uscita il più possibile esenti da ondulazioni dovute alle componenti armoniche.

Sarebbe infatti deleterio rivelare un impulso della durata di 0.5 Sec., ad esempio, con una costante di tempo di 0.01 secondi, in questo caso si avrebbe un peggioramento dell'ondulazione nel rapporto indicativo di circa  $0.5 / 0.01 = 50$ .

### Terza funzione

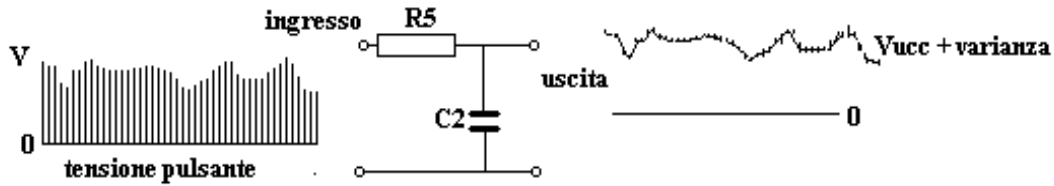
Il circuito d'integrazione è utilizzato per ridurre la varianza dovuta alla rivelazione di segnali di rumore a carattere persistente.

In questo caso si ha di fronte una condizione di funzionamento della cellula simile a quella illustrata in figura a4.2 ma con profili di tensioni aventi caratteristiche diverse a seguito dell'andamento delle tensioni di rumore, il figura a4.4 è mostrata la nuova situazione.

La figura a4.4 mostra, a sinistra, la forma d'onda della tensione pulsante dovuta alla tensione di rumore con i semiperiodi tracciati nel disegno come segmenti verticali, presente nel punto

d'unione tra D1 , R2, al centro la cellula d'integrazione formata da R5 e C2, a destra la tensione d'uscita dalla cellula, tensione formata da un livello continuo Vcc sul quale è sovrapposta una sensibile ondulazione detta "varianza".

figura a4.4



L'ampiezza della componente continua d'uscita è data da:

$$V_{uc.c} = V_{eff B} / \sqrt{2 * \pi}$$

dove  $V_{eff B}$  è la tensione di rumore, presente prima della rivelazione, misurata nella banda B nella quale è collocata.

L'entità della varianza è data dal rapporto tra la banda B di frequenze nella quale è definito il segnale Vic.a. d'ingresso al rivelatore e la banda passante del circuito d'integrazione R5,C2 visto come un filtro passa basso.

Ecco che per il circuito R5,C2 si nomina una nuova caratteristica, la banda passante; questa è definita dalla "frequenza di taglio",  $f_t$ , frequenza oltre la quale il circuito integratore inizia a tagliare tutte le frequenze superiori a  $f_t$  stessa.

La frequenza di taglio della cellula d'integrazione è esprimibile con la semplice formula :

$$f_t = 1 / ( 2 * \pi * R5 * C2 )$$

che con i nostri dati vale

$$f_t = 1 / ( 2 * \pi * R5 * C2 ) = 1 / ( 2 * 3.14 * 220000 \text{ ohm} * 1 * 10^{-6} \text{ F} ) = 0.73 \text{ Hz}$$

la cellula consente quindi il passaggio di tutte le frequenze comprese tra 0 e 0.73 Hz, è definibile pertanto come un filtro passa basso avente una banda  $B_{rc} = 0.73 \text{ Hz}$

Dato che la varianza sovrapposta alla  $V_{uc.c}$  d'uscita è data dall'espressione:

$$V_{uc.a.} = V_{i.c.a.} / \{ 4 * \sqrt{(2 * \pi)} * \sqrt{[(2 * \pi) ( B / B_{rc} )]} \}$$

il coefficiente  $K_r$  di riduzione della varianza, in dipendenza del rapporto tra B e  $B_{rc}$ , è dato da:

$$K_r = \sqrt{( B / B_{rc} )}$$

Se nel nostro caso la banda della tensione di rumore fosse  $B = 1000 \text{ Hz}$

essendo  $B_{rc} = 0.73 \text{ Hz}$

il coefficiente di riduzione sarebbe  $K_r = \sqrt{( 1000 / 0.73 )} = 37$

Se fosse necessario aumentare il coefficiente di riduzione per ottenere un livello di varianza inferiore si potrebbe aumentare la costante di tempo R5,C2, da 0.22 Sec, ad esempio, a 2.2 secondi mediante la decuplicazione del valore di C2 che passerebbe da 1  $\mu$ F a 10  $\mu$ F; in questo caso la frequenza di taglio della cellula passerebbe da 0.73 Hz a:

$$f_t = 1 / ( 2 * \pi * R5 * C2 ) = 1 / ( 2 * 3.14 * 220000 \text{ ohm} * 10 * 10^{-6} \text{ F} ) = 0.073 \text{ Hz}$$

e quindi la banda Brc da 0.73 Hz a 0.073 Hz

con l'incremento di Kr da 37 a

$$K_r = \sqrt{ ( 1000 / 0.073 ) } = 117$$



## A5 Il computer impiegato per l'invio di comandi digitali

In un manuale di elettronica analogica sarebbe fuori luogo sviluppare argomenti dettagliati relativi alla circuitazione digitale, si può presentare però la necessità di risolvere un problema di carattere pratico qualora, chi ha sviluppato un circuito analogico, che deve essere interfacciato con un sistema digitale, debba eseguire su di esso le prove necessarie per validarne l'impiego.

Un modo moderno ed interessante per affrontare queste eventuali situazioni consiste nell'impiego, al bisogno, di un personal computer con il quale sostituire le funzioni che sarebbero richieste alla circuitazione digitale per eseguire le prove delle quali abbiamo accennato; per questo tipo d'attività è, ovviamente, necessario conoscere un poco di tecnica sulla programmazione.

La possibilità d'impiego di un P.C. è vincolata a due fattori caratteristici della macchina quali:

- Il P.C. deve essere dotato di porta parallelo LPT1.
- Sul P.C. deve poter girare il programma applicativo Visual Basic o, se disponibile il vecchio Qbasic.
- Nel caso d'impiego del Visual basic è necessario procurarsi il file win95io.dll da installare con il nuovo programma da studiare.

Ciò premesso iniziamo a vedere quali possibilità fisiche esistono per un collegamento elettrico del P.C. con il mondo esterno; questo collegamento è attuabile, molto semplicemente, utilizzando la porta parallela della macchina.

La porta parallela, posta sul retro del P.C. è realizzata su di un connettore a 25 poli nel quale sono distinte, con i numeri dei pin, le diverse funzioni attribuite ai contatti. Vediamole nella tabella di seguito, dove, con la sigla "Ni" s'intende che la funzione non è impiegata per l'utilizzo ai nostri scopi:

Numero del pin	Funzione	Numero del pin	Funzione
1	Linea b/1	14	Linea b/2
2	Linea a/1	15	Ni
3	Linea a/2	16	Linea b/4
4	Linea a/4	17	Linea b/8
5	Linea a/8	18	Massa
6	Linea a/16	19	Massa
7	Linea a/32	20	Massa
8	Linea a/64	21	Massa
9	Linea a/128	22	Massa
10	Ni	23	Massa
11	Ni	24	Massa
12	Ni	25	Massa

Il significato dei termini riportati in tabella è il seguente:

Il gruppo nominato con "Linea a/x" si riferisce ad una sezione della porta parallela individuata dal numero "888".

Il gruppo dei termini da Linea a/1 a Linea a/128 indicano otto punti di collegamento, o linee principali, che possono assumere, singolarmente o assieme ad altre, il livello +5V se a programma vengono impostati, per l'uscita sul connettore, i numeri 1; 2; 4; 8; 16; 32; 64; 128.

Il gruppo nominato con "Linea b/x" si riferisce ad una sezione della porta parallela individuata dal numero "890".

Il gruppo dei termini Linea b/1, Linea b/2, Linea b/8 indica tre punti di collegamento, o linee secondarie, che possono assumere, singolarmente o assieme ad altre, il livello 0V se a programma vengono impostati, per l'uscita sul connettore, i numeri 1; 2; 8.

Il termine Linea b/8 indica un punto di collegamento, o linea secondaria, che può assumere, singolarmente o assieme ad altre, il livello +5V se a programma viene impostato, per l'uscita sul connettore, il numero 4.

Il termine Linea b/32 indica un punto di collegamento, o linea secondaria, che può assumere, singolarmente o assieme ad altre, il livello +5V se a programma viene impostato, per l'uscita sul connettore, il numero 4.

Le linee principali indicate con Linea a/x possono servire per due modi di funzionamento diversi:

- Per trasferire all'esterno livelli +5V o 0V, nel caso che il programma, personalizzato, che gira nel P.C. preveda che dalla porta parallela debbano uscire delle tensioni di comando, così come già descritto a proposito della sezione di porta dal numero 888.
- Per introdurre nel P.C. dall'esterno livelli di tensione, +5V o 0V, per essere valutate ed elaborate su indicazioni del programma personalizzato implementato nel P.C.

Per consentire l'utilizzo delle linee tipo Linea/x alle funzioni sopra indicate è indispensabile che una linea secondaria "virtuale" della sezione 890 indicata con Linea b/32, che non ha alcun collegamento elettrico con il connettore di LPT1, venga predisposta opportunamente mediante il programma personalizzato come segue:

- Linea b/32 = 0 per l'uscita dati dalla sezione 888
- Linea b/32 = +5V per l'ingresso dati dalla sezione 888

Queste operazioni verranno chiarite meglio in sede di illustrazione delle righe del programma personalizzato.

Per l'illustrazione di un semplice programma personalizzato in grado, ad esempio, di gestire la porta parallela del P.C. affinché questa fornisca le quattro linee digitali necessarie a fornire i comandi al circuito di figura 4.41, descritto nel paragrafo 4.17.1, dobbiamo anzitutto fare riferimento alla tabella dello stato delle linee, così come esposta nel citato paragrafo e qui sotto ripetuta per praticità:

Linea	A0	A1	A2	A3	Guadagno dell'amplificatore	Incremento di guadagno
stato	0V	0V	0V	0V	G = 20 dB ( 10 volte)	no incremento
stato	+5V	0V	0V	0V	G = 2 6 dB (20 volte)	+ 6 dB ( 2 volte)
stato	+5V	+5V	0V	0V	G = 3 2 dB (40 volte)	+ 6 dB (2 volte)
stato	+5V	+5V	+5V	0V	G = 38 dB (79 volte)	+ 6 dB (2 volte)
stato	+5V	+5V	+5V	+5V	G = 44 dB (158 volte)	+ 6 dB (2 volte)

Per impostare il programma dobbiamo modificare la tavola mettendo in evidenza l'equivalente dello stato delle linee espresso in forma binaria e decimale, così come riportato nella seguente tabella:

Linea	A0	A1	A2	A3	Guadagno amplificatore	stato delle 4 Linee in binario				Valore "n" decimale
						A3	A2	A1	A0	
stato	0V	0V	0V	0V	G = 20 dB	0	0	0	0	0
stato	+5V	0V	0V	0V	G = 2 6 dB	0	0	0	1	1
stato	+5V	+5V	0V	0V	G = 3 2 dB	0	0	1	1	3
stato	+5V	+5V	+5V	0V	G = 38 dB	0	1	1	1	7
stato	+5V	+5V	+5V	+5V	G = 44 dB	1	1	1	1	15

I nuovi dati devono essere interpretati come indicato appresso:

Le quattro linee devono essere viste come portatrici di un numero binario a 4 bit, nel quale il livello 0V rappresenta il segno 0 della numerazione binaria ed il +5V ne rappresenta il segno 1.

- Il guadagno di 20 dB si ottiene quando tutte le 4 linee sono a livello di tensione 0V, corrispondenti a 4 bit di segno 0. Il numero decimale corrispondente al binario 0000 è  $n = 0$
- Il guadagno di 26 dB si ottiene quando  $A_0 = +5V$  e le altre 3 linee sono a livello di tensione 0V, corrispondenti ad 1 bit di segno 1 e 3 bit di segno 0. Il numero decimale corrispondente al binario 0001 è  $n = 1$
- Il guadagno di 32 dB si ottiene quando  $A_0 = +5V$ ;  $A_1 = +5V$  e le altre 2 linee sono a livello di tensione 0V, corrispondenti a 2 bit di segno 1 e 2 bit di segno 0. Il numero decimale corrispondente al binario 0011 è  $n = 3$
- Il guadagno di 38 dB si ottiene quando  $A_0 = +5V$ ;  $A_1 = +5V$ ;  $A_2 = +5V$  e  $A_3$  è a livello di tensione 0V, corrispondenti a 3 bit di segno 1 e 1 bit di segno 0. Il numero decimale corrispondente al binario 0111 è  $n = 7$
- Il guadagno di 44 dB si ottiene quando tutti i bit sono a livello di tensione +5V, corrispondenti a 4 bit di segno 1. Il numero decimale corrispondente al binario 1111 è  $n = 15$

Da questo esame emerge che il programma che gira sul computer deve fornire sulle quattro linee, in forma binaria, rispettivamente i numeri decimali:

$n = 0$  per il guadagno di 20 dB

$n = 1$  per il guadagno di 26 dB

$n = 3$  per il guadagno di 32 dB

$n = 7$  per il guadagno di 38 dB

$n = 15$  per il guadagno di 44 dB

Per eseguire queste operazioni il programma deve consentire 5 distinti comandi per i valori dei guadagni voluti; il programma in oggetto, sviluppato in Visual Basic 6, è riportato e commentato nel listato seguente ) i commenti sono in grassetto):

**Rem** *Programma in V.B. 6 per il comando delle linee:*

**Rem** Il programma è formato da 5 routine che gestiscono un Form con 6 oggetti quali:

**Rem** numero 5 Option Button ( per i comandi di guadagno) ed 1 Label per la

**Rem** visualizzazione del valore di guadagno impostato

**Rem** Dichiarazioni per l'impiego della win95IO.DLL

Private Declare Function vbInp Lib "win95IO.DLL" (ByVal Port As Integer) As Integer

Private Declare Sub vbOut Lib "win95IO.DLL" (ByVal Port As Integer, ByVal data As Integer)

**Rem 1 routine di comando linee per  $G = 20$  dB**

Private Sub Option1\_Click() ' inizio prima routine con definizione oggetto

$n = 0$  ' imposta il valore di "n" per  $G = 20$  dB

vbOut (890), 1 ' esce con 1 dalla porta 890 per valicare l'uscita su 888

For tt = 1 To 5: Next tt ' piccolo anello d'attesa prima dell'uscita dati

vbOut (888), n ' comando uscita di "n" da 888

Label1.Caption = " 20 dB" ' scrittura dato guadagno in Label1

```

End Sub                                     'fine della prima routine
Rem 2 routine di comando linee per G = 26 dB
Private Sub Option2_Click()                ' inizio seconda routine con definizione oggetto
n = 1                                       ' imposta il valore di "n" per G = 26 dB
vbOut (890), 1                             ' esce con 1 dalla porta 890 per valicare l'uscita su 888
For tt = 1 To 5: Next tt                   ' piccolo anello d'attesa prima dell'uscita dati
vbOut 888, n                               ' comando uscita di "n" da 888
Label1.Caption = " 26 dB"                  ' scritte dato guadagno in Label1
End Sub                                     ' fine della seconda routine

```

```

Rem 3 routine di comando linee per G = 32 dB
Private Sub Option3_Click()                ' inizio terza routine con definizione oggetto
n = 3                                       ' imposta il valore di "n" per G = 32 dB
vbOut (890), 1                             ' esce con 1 dalla porta 890 per valicare l'uscita su 888
For tt = 1 To 5: Next tt                   ' piccolo anello d'attesa prima dell'uscita dati
vbOut 888, n                               ' comando uscita di "n" da 888
Label1.Caption = " 32 dB",                 ' scritte dato guadagno in Label1
End Sub                                     ' fine della terza routine

```

```

Rem 4 routine di comando linee per G = 38 dB
Private Sub Option4_Click()                ' inizio quarta routine con definizione oggetto
n = 7                                       ' imposta il valore di "n" per G = 38 dB
vbOut (890), 1                             ' esce con 1 dalla porta 890 per valicare l'uscita su 888
For tt = 1 To 5: Next tt                   ' piccolo anello d'attesa prima dell'uscita dati
vbOut 888, n                               ' comando uscita di "n" da 888
Label1.Caption = " 38 dB"                  ' scritte dato guadagno in Label1
End Sub                                     ' fine della quarta routine

```

```

Rem 5 routine di comando linee per G = 44 dB
Private Sub Option5_Click()                ' inizio quinta routine con definizione oggetto
n = 15                                      ' imposta il valore di "n" per G = 44 dB
vbOut (890), 1                             ' esce con 1 dalla porta 890 per valicare l'uscita su 888
For tt = 1 To 5: Next tt                   ' piccolo anello d'attesa prima dell'uscita dati
vbOut 888, n                               ' comando uscita di "n" da 888
Label1.Caption = " 44 dB"                  ' scritte dato guadagno in Label1
End Sub                                     ' fine della prima routine

```

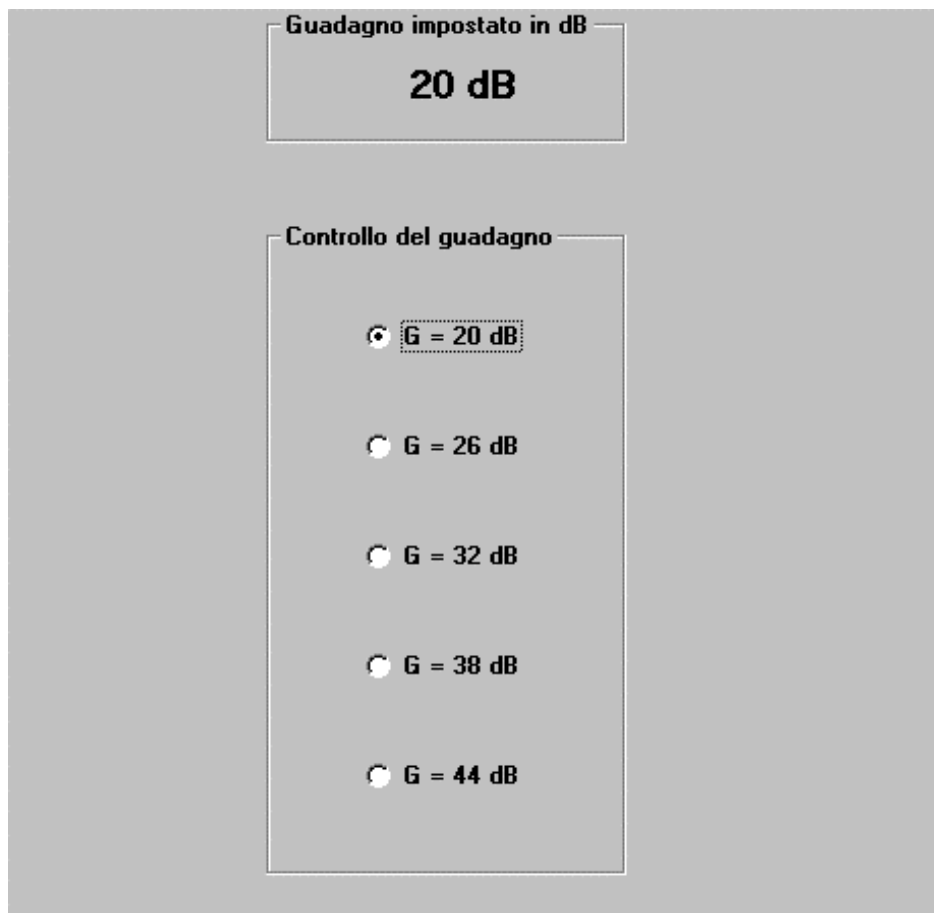
## Rem Fine del programma

Il pannello virtuale di comando, generato dal programma illustrato, è mostrato in figura a5/1; dal pannello si può variare il guadagno a passi di 6dB.

Si può impostare il guadagno cliccando sull'Option Button che seleziona il valore desiderato, per cambiare il guadagno è sufficiente cliccare su di un altro Option Button.

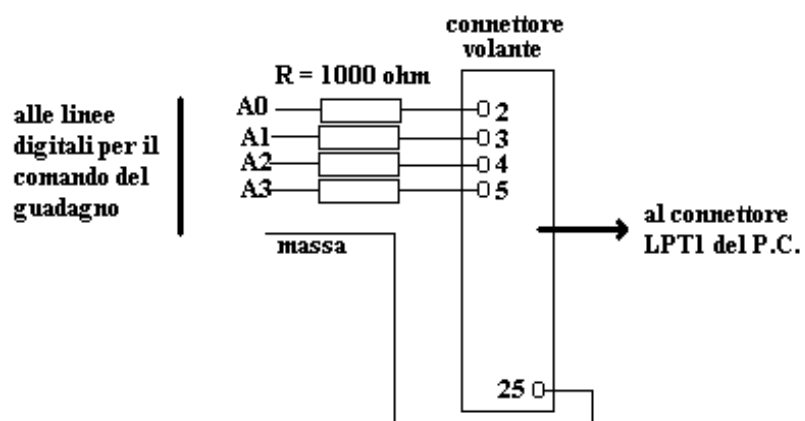
Il programma consente di passare rapidamente da un valore di guadagno all'altro senza possibilità d'errore, cosa invece che può accadere se si esegue manualmente il comando delle linee dell'amplificatore di figura 4.41 senza rispettarne la sequenza; A0; A1; A2; A3 per guadagni crescenti o A3; A2; A1; A0 per guadagni decrescenti.

figura a5/1



Per il collegamento elettrico tra il P.C. ed il circuito di figura 4.41 si suggerisce lo schema di figura a/5.2 nel quale è indicato il connettore volante, da innestare su quello della porta parallelo, sul quale sono montate quattro resistenze da 1000 ohm per proteggere la porta LPT1 da eventuali erronei collegamenti con l'esterno.

figura a/5.2



### **A6 Algoritmi di calcolo per le curve di risposta degli equalizzatori**

Per il calcolo delle curve di risposta degli equalizzatori riferite agli schemi elettrici delle figure 4.44 e 4.46 sono proposte le espressioni di calcolo da implementare in Excel.

Le curve tracciate nei paragrafi 4.18.1 e 4.18.2 sono in deciBel; richiedono pertanto che il calcolo sia eseguito su base logaritmica cioè:

$$G \text{ ( dB )} = 20 * \text{Log} ( G )$$

Per l'amplificatore equalizzatore con pendenza positiva di + 6dB/ottava di figura 4.44 si può utilizzare l'espressione:

$$G = 20 * \text{LOG10}(\text{Res} / \text{RADQ}((1 / (6,28 * (\text{A1:An}) * \text{Cnd}/(10^6)))^2 + \text{Rec}^2))$$

in cui:

A1:An sono le cellule, in Excel, nelle quali scrivere i punti di frequenza per i quali calcolare la curva.

Cnd = valore di C1 espresso in  $\mu\text{F}$

Res = valore di R3 espresso in ohm

Rec = valore di R4 espresso in ohm

Per l'amplificatore equalizzatore con pendenza negativa di - 6dB/ottava di figura 4.46 si può utilizzare l'espressione:

$$G = 20 * \text{LOG10}(\text{Res} * ((10^{12}) / (6,28 * (\text{A1:An}) * \text{Cnd})) / (\text{Rec} * \text{RADQ}(((10^{12}) / ((6,28 * (\text{A1:An}) * \text{C1}))^2 + (\text{Res}^2))))))$$

in cui:

A1:An sono le cellule, in Excel, nelle quali scrivere i punti di frequenza per i quali calcolare la curva.

Cnd = valore di C1 espresso in pF

Res = valore di R3 espresso in ohm

Rec = valore di R4 espresso in ohm

## A7 Teoria sul generatore di funzioni

Viene trattata in questa appendice la teoria sulla quale si basa il funzionamento del generatore di funzioni descritto nel paragrafo 4.18.

Per semplificare l'esposizione delle formule ci limiteremo a prendere in considerazione un generatore di funzioni con soli 4 gruppi di componenti (solo 3 punti di calcolo), lasciando al lettore l'estrapolazione degli sviluppi ad un numero qualsivoglia di componenti.

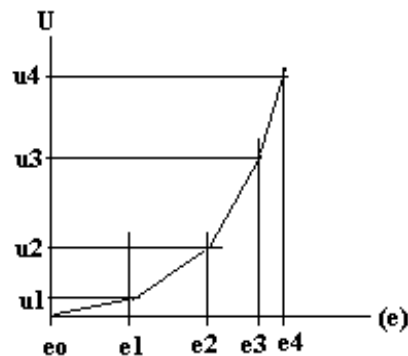
La teoria sul generatore di funzioni s'impone sulla base dei seguenti elementi:

Riferimento allo schema elettrico del circuito di figura 4.48.

Diodi ideali privi di tensione di soglia.

Resistenza di controreazione di  $\mu A1$  indicata con la lettera R.

Riferimento alla figura 4.49 che riportiamo:



La figura mostra in ascisse la tensione variabile d'ingresso (e) ed i punti d'intervento dei vari gruppi resistivi, in presenza di diodi ideali ciascun punto d'intervento inizierà a manifestarsi, facendo scorrere corrente in  $\mu A1$ , quando saranno verificate le condizioni:

Primo gruppo (interviene nel campo  $e_0-e_1$ ):  $e_0/R_0$  per  $e_0 > 0$   
Componenti del gruppo =  $R_0$

Secondo gruppo (interviene nel campo  $e_1-e_2$ ):  $e_1/r_{a1} = E/r_{b1}$   
Componenti del gruppo =  $r_{a1}; r_{b1}$

Terzo gruppo (interviene nel campo  $e_2-e_3$ ):  $e_2/r_{a2} = E/r_{b2}$   
Componenti del gruppo =  $r_{a2}; r_{b2}$

Quarto gruppo (interviene nel campo  $e_3-e_4$ ):  $e_3/r_{a3} = E/r_{b3}$   
Componenti del gruppo =  $r_{a3}; r_{b3}$

Quinto gruppo (interviene nel campo  $e_4-e_5$ ):  $e_4/r_{a4} = E/r_{b4}$   
Componenti del gruppo =  $r_{a4}; r_{b4}$

Prima di iniziare l'esame dei singoli gruppi specifichiamo alcuni tipi di scritte che impiegheremo nel testo:

$I_0$  = indica una generica corrente che il primo gruppo fa scorrere all'ingresso di  $\mu A1$

$I_0(1)$  = indica la corrente all'ingresso di  $\mu A1$  ottenuta dalla tensione ( $e_1$ )

$I_0(n)$  = indica la corrente all'ingresso di  $\mu A1$  ottenuta dalla tensione ( $e_n$ )

$I_1$  = indica una generica corrente che il secondo gruppo fa scorrere all'ingresso di  $\mu A1$

I1(1) = indica la corrente all'ingresso di  $\mu A1$  ottenuta dalla tensione (e1)

I1(n) = indica la corrente all'ingresso di  $\mu A1$  ottenuta dalla tensione (en)

I2 = indica una generica corrente che il terzo gruppo fa scorrere all'ingresso di  $\mu A1$

I2(2) = indica la corrente all'ingresso di  $\mu A1$  ottenuta dalla tensione (e2)

I2(n) = indica la corrente all'ingresso di  $\mu A1$  ottenuta dalla tensione (en)

I3 = indica una generica corrente che il quarto gruppo fa scorrere all'ingresso di  $\mu A1$

I3(3) = indica la corrente all'ingresso di  $\mu A1$  ottenuta dalla tensione (e3)

I3(n) = indica la corrente all'ingresso di  $\mu A1$  ottenuta dalla tensione (en)

I4 = indica una generica corrente che il quarto gruppo fa scorrere all'ingresso di  $\mu A1$

I4(4) = indica la corrente all'ingresso di  $\mu A1$  ottenuta dalla tensione (e4)

I3(n) = indica la corrente all'ingresso di  $\mu A1$  ottenuta dalla tensione (en)

### **Esame del primo gruppo:**

=====

La corrente  $I_o$  dovuta al primo gruppo, che non utilizza alcun diodo, è data da:

$$I_o = e / R_o \quad 1)$$

La corrente  $I_o(1)$  alla fine del primo intervallo dovuta al primo gruppo è data da:

$$I_o(1) = e_1 / R_o$$

e la tensione ( $u_1$ ), in uscita da  $\mu A2$  alla fine del primo intervallo sarà:

$$u_1 = e_1 * (R / R_o)$$

per cui il valore del componente del primo gruppo risulta:

$$R_o = (e_1 / u_1) * R$$

### **Esame del secondo gruppo:**

=====

La corrente  $I_1$  dovuta al secondo gruppo è data da:

$$I_1 = (e / r_{a1}) - (|E| / r_{b1}) \quad 2)$$

La corrente  $I_1(1)$  alla fine del primo intervallo dovuta al secondo gruppo è data da:

$$I_1(1) = (e_1 / r_{a1}) - (|E| / r_{b1}) \quad 3)$$

la corrente totale  $I_{t2}$ , alla fine del secondo intervallo, sarà data dal rapporto tra la tensione  $u_2$  e la resistenza di controreazione  $R$  :

$$I_{t2} = u_2 / R \quad 4)$$



da corrente totale  $I_{t2}$  è inoltre esprimibile dalla somma di  $I_o(2)$  ed  $I_1(2)$  alla fine del secondo intervallo:

$$I_{t2} = I_1(2) + I_o(2)$$

dalla quale si ha:

$$I_1(2) = I_{t2} - I_o(2) \quad 5)$$

Sostituendo nella 5) la 1) e la 4) si ha:

$$I_1(2) = (u_2 / R) - (e_2 / R_o) \quad 6)$$

Combinando la 3) la con la 2) computata per  $e_2$  otteniamo

$$(e_2 / r_{a1}) - (|E| / r_{b1}) = (u_2 / R) - (e_2 / R_o) \quad 7)$$

ora essendo valida, nel punto d'intervento del secondo gruppo, l'espressione

$$e_1 / r_{a1} = E / r_{b1} \quad 8)$$

possiamo combinare ora la 7) e la 8) per ottenere un sistema di due equazioni da risolvere in  $r_{a1}$  ed  $r_{b1}$ :

$$\begin{cases} (e_2 / r_{a1}) - (|E| / r_{b1}) = (u_2 / R) - (e_2 / R_o) \\ e_1 / r_{a1} = E / r_{b1} \end{cases}$$

risolto il sistema in  $r_{a1}$  e  $r_{b1}$  si ottengono i valori dei componenti del secondo gruppo:

$$r_{a1} = (e_2 - e_1) / [(u_2 / R) - (e_2 / R_o)]$$

$$r_{b1} = |E| * r_{a1} / e_1$$

### Esame del terzo gruppo:

La corrente  $I_2$  dovuta al terzo gruppo è data da:

$$I_2 = (e / r_{a2}) - (|E| / r_{b2}) \quad 9)$$

La corrente  $I_2(2)$  alla fine del secondo intervallo dovuta al secondo gruppo è data da:

$$I_2(2) = (e_2 / r_{a1}) - (|E| / r_{b1}) \quad 10)$$

la corrente totale  $I_{t3}$ , alla fine del terzo intervallo, sarà data dal rapporto tra la tensione  $u_3$  e la resistenza di controreazione  $R$  :

$$I_{t3} = u_3 / R \quad 11)$$

da corrente totale  $I_{t3}$  è inoltre esprimibile dalla somma di  $I_o(3)$ ;  $I_1(3)$  ed  $I_2(3)$  e alla fine del terzo intervallo:

$$I_{t3} = I_2(3) + I_1(3) + I_o(3)$$

dalla quale si ha:

$$I_2(3) = I_{t3} - I_1(3) - I_o(3) \quad 12)$$

Sostituendo nella 12) la 1) , la 11) e la 2) si ha:

$$I_2(3) = (u_3 / R) - [(e_3 / ra_1) - (|E| / rb_1)] - (e_3 / Ro) \quad 13)$$

Combinando 10) la con la 9) computata per  $e_3$  otteniamo

$$(e_3 / ra_2) - (|E| / rb_2) = (u_3 / R) - [(e_3 / ra_1) - (|E| / rb_1)] - (e_3 / Ro) \quad 14)$$

ora essendo valida, nel punto d'intervento del secondo gruppo, l'espressione

$$e_2/ra_2 = E/rb_2 \quad 15)$$

possiamo combinare ora la 14) e la 15) per ottenere un sistema di due equazioni da risolvere in  $ra_2$  ed  $rb_2$ :

$$\left\{ \begin{array}{l} (e_3 / ra_2) - (|E| / rb_2) = (u_3 / R) - [(e_3 / ra_1) - (|E| / rb_1)] - (e_3 / Ro) \\ e_2/ra_2 = E/rb_2 \end{array} \right.$$

risolto il sistema in  $ra_2$  e  $rb_2$  si ottengono i valori dei componenti del terzo gruppo:

$$ra_2 = (e_3 - e_2) / \{ (u_3/R) - [(e_3 / ra_1) - (|E| / rb_1)] - (e_3/Ro) \}$$

$$rb_2 = | E | * ra_2 / e_2$$

### **Esame del quarto gruppo:**

La corrente  $I_3$  dovuta al quarto gruppo è data da:

$$I_3 = (e / ra_3) - (|E| / rb_3) \quad 16)$$

La corrente  $I_3(3)$  alla fine del terzo intervallo dovuta al terzo gruppo è data da:

$$I_3(3) = (e_3 / ra_3) - (|E| / rb_3) \quad 17)$$

la corrente totale  $I_{t4}$ , alla fine del quarto intervallo, sarà data dal rapporto tra la tensione  $u_4$  e la resistenza di controreazione  $R$  :

$$I_{t4} = u_4 / R \quad (18)$$

da corrente totale  $I_{t4}$  è inoltre esprimibile dalla somma di  $I_o(4)$ ;  $I_1(4)$ ;  $I_2(4)$  ed  $I_3(4)$  e alla fine del terzo intervallo:

$$I_{t4} = I_3(4) + I_2(4) + I_1(4) + I_o(4)$$

dalla quale si ha:

$$I_3(4) = I_{t4} - I_2(4) - I_1(4) - I_o(4) \quad (19)$$

Sostituendo nella 19) la 1) , la 11) e la 2) si ha:

$$I_3(4) = (u_4 / R) - [(e_4 / r_{a1}) - (|E| / r_{b1})] - [(e_4 / r_{a2}) - (|E| / r_{b2})] - (e_4 / R_o) \quad (20)$$

Combinando 20) la con la 16) computata per  $e_4$  otteniamo

$$(e_4 / r_{a3}) - (|E| / r_{b3}) = (u_4 / R) - [(e_4 / r_{a1}) - (|E| / r_{b1})] - [(e_4 / r_{a2}) - (|E| / r_{b2})] - (e_4 / R_o) \quad (21)$$

ora essendo valida, nel punto d'intervento del terzo gruppo, l'espressione

$$e_3 / r_{a3} = E / r_{b3} \quad (22)$$

possiamo combinare ora la 21) e la 22) per ottenere un sistema di due equazioni da risolvere in  $r_{a3}$  ed  $r_{b3}$ :

$$\begin{cases} (e_4 / r_{a3}) - (|E| / r_{b3}) = (u_4 / R) - [(e_4 / r_{a1}) - (|E| / r_{b1})] - [(e_4 / r_{a2}) - (|E| / r_{b2})] - (e_4 / R_o) \\ e_4 / r_{a3} = E / r_{b3} \end{cases}$$

risolto il sistema in  $r_{a3}$  e  $r_{b3}$  si ottengono i valori dei componenti del quarto gruppo:

$$r_{a3} = (e_4 - e_3) / \{ (u_4 / R) - [(e_4 / r_{a1}) - (|E| / r_{b1})] - [(e_4 / r_{a2}) - (|E| / r_{b2})] - (e_4 / R_o) \}$$

$$r_{b3} = |E| * r_{a3} / e_3$$

### **Esame altri gruppi:**

Per l'esame di gruppi successivi al quarto la procedura d'impostazione teorica è analoga ai casi precedenti; alla corrente  $I_n(n+1)$  di ogni nuovo gruppo si devono sommare le correnti di tutti i gruppi precedenti calcolate per il valore di  $(e_n)$ .

Per utilizzare la teoria sopra trattata, una volta compreso il filo logico del procedimento di calcolo, conviene servirsi del programma illustrato in appendice A8 che agevola la computazione per ben 10 gruppi di componenti che altrimenti, con carta e matita, sarebbero difficili da calcolare.

A completamento di questo studio è interessante mostrare come s'impostano le leggi relative alla risposta del generatore di funzioni al variare della tensione applicata ( $e$ ); per fare ciò è utile suddividere la risposta del generatore in tanti campi quanti sono gli intervalli nei quali è stato scomposto lo spazio di variabilità di ( $e$ ), prendiamo pertanto in esame quelli che sono stati utilizzati per le dimostrazioni del calcolo dei quattro gruppi:

### **Esame della risposta nel primo campo:**

---

La relazione matematica esistente tra la variabile indipendente ( $e$ ) e la variabile ( $u$ ), in uscita dal generatore di funzioni, si ottiene esaminando la legge di variazione della corrente all'ingresso di  $\mu A1$  nell'ambito del primo campo, questa è stata mostrata nella 1) ed è:

$$I_o = e / R_o$$

Al variare di  $I_o$  a seguito della variazione di ( $e$ ) si produce, all'uscita del generatore di funzioni, una tensione ( $u$ ) pari al prodotto di  $I_o$  per il valore di  $R$  cioè:

$$u = R * (e/R_o)$$

questa funzione, valida soltanto nell'intervallo  $e = 0$  ed  $e = e_1$ , rappresenta la risposta del generatore in tale campo.

### **Esame della risposta nel secondo campo:**

---

La risposta del generatore nel secondo campo è data dal prodotto della somma  $I_t$  delle correnti dovute ai due gruppi per il valore di  $R$ ; essendo

$$I_t = I_1 + I_o$$

possiamo scrivere dalla 1) e dalla 2)

$$I_t = (e / r_{a1}) - (|E| / r_{b1}) + (e / R_o)$$

E quindi l'espressione di ( $u$ )

$$u = R * [(e / r_{a1}) - (|E| / r_{b1}) + (e / R_o)]$$

questa funzione, valida soltanto nell'intervallo  $e = e_1$  ed  $e = e_2$ , rappresenta la risposta del generatore in tale campo.

### **Esame della risposta nel terzo campo:**

---

La risposta del generatore nel terzo campo è data dal prodotto della somma  $I_t$  delle correnti dovute ai tre gruppi per il valore di  $R$ ; essendo

$$I_t = I_2 + I_1 + I_o$$

possiamo scrivere dalla 1) e dalla 2) e dalla 9)

$$I_t = (e / r_{a2}) - (|E| / r_{b2}) + (e / r_{a1}) - (|E| / r_{b1}) + (e / R_o)$$

E quindi l'espressione di (u)

$$u = R * [(e / ra2) - (|E| / rb2) + (e / ra1) - (|E| / rb1) + (e / Ro) ]$$

questa funzione, valida soltanto nell'intervallo  $e = e2$  ed  $e = e3$ , rappresenta la risposta del generatore in tale campo.

**Esame della risposta nel quarto campo:**

La risposta del generatore nel quarto campo è data dal prodotto della somma  $I_t$  delle correnti dovute ai quattro gruppi per il valore di R; essendo

$$I_t = I_3 + I_2 + I_1 + I_0$$

possiamo scrivere dalla 1) , dalla 2) , dalla 9) e dalla 16)

$$I_t = (e / ra3) - (|E| / rb3) + (e / ra2) - (|E| / rb2) + (e / ra1) - (|E| / rb1) + (e / Ro)$$

E quindi l'espressione di (u)

$$u = R * [(e / ra3) - (|E| / rb3) + (e / ra2) - (|E| / rb2) + (e / ra1) - (|E| / rb1) + (e / Ro) ]$$

questa funzione, valida soltanto nell'intervallo  $e = e3$  ed  $e = e4$ , rappresenta la risposta del generatore in tale campo.

**Esame della risposta negli altri campi:**

Per l'esame della risposta dei campi successivi al quarto la procedura d'impostazione teorica è analoga ai casi precedenti; il valore di  $I_t$  si ottiene sempre sommando le correnti dovute ai gruppi che insistono nel campo.

### **A8 Calcolo dei componenti del generatore di funzioni con il P.C.**

In questa appendice è illustrato un programma in Visual Basic 6 in grado di calcolare i componenti necessari per la realizzazione di funzioni (si veda quanto illustrato nel paragrafo 4.18). Il programma è limitato al calcolo di soli 10 gruppi di componenti resistivi; l'estensione ad un calcolo con un numero superiore di gruppi è possibile interpretando correttamente quali differenze esistono nella progressione delle routine di computazione.

Il programma è in grado di tracciare la curva di risposta del generatore di funzioni, una volta inserite nella routine di calcolo le 10 coppie di valori (e) ed (u) che caratterizzano la funzione voluta.

I valori delle coppie (e) ed (u) devono essere introdotti nella routine di calcolo laddove sono indicate con:

e1,u1  
e2,u2  
e3,u3  
e4,u4  
e5,u5  
e6,u6  
e7,u7  
e8,u8  
e9,u9  
e10,u10

Il programma in oggetto, brevemente commentato, è riportato di seguito:

I valori calcolati di  $R_o$ ;  $ra_1$ ;  $rb_1$ : ...  $ra_9$ ;  $rb_9$  vengono presentati nel Form in alto a destra. Tutti gli algoritmi utilizzati nel programma sono derivati dall'appendice A7.

#### **'PROGRAMMA DI CALCOLO IN VB6**

```
Private Sub form_paint() ' Traccia il diagramma cartesiano
```

```
For x = 100 To 9300 Step 460
```

```
For y = 100 To 6500 Step 40
```

```
PSet (x, y), vbBlack
```

```
Next y
```

```
Next x
```

```
For y = 100 To 6500 Step 320
```

```
For x = 100 To 9300 Step 60
```

```
PSet (x, y), vbBlack
```

```
Next x
```

```
Next y
```

```
Line (100, 100)-(100, 6500), vbBlack 'asse y1
```

#### **'Impostazione dati di progetto**

```
E = -16
```

```
R = 10000
```

```
'=====
```

#### **'Calcolo $R_o$ e tracciamento curva primo intervallo**

```
e1 =
```

```
u1 =
```

```
 $R_o = e1 * R / u1$ 
```

```
For v = 0 To e1 Step 0.1
```

```
vu = v * R /  $R_o$ 
```

```
PSet (100 + (9200 / 20) * v, 6500 - (3200 / 10) * vu), vbRed
```

Next v

'=====

**‘Calcolo ra1;rb1 e tracciamento curva secondo intervallo**

e2 =

u2 =

For v = e1 To e2 Step 0.01

i1 = (u2 / R) - (e2 / Ro)

ra1 = (e2 - e1) / i1

rb1 = ra1 \* Abs(E) / e1

vu = R \* ((v / ra1) + (E / rb1) + (v / Ro))

PSet (100 + (9200 / 20) \* v, 6500 - (3200 / 10) \* vu), vbRed

Next v

'=====

**‘Calcolo ra2;rb2 e tracciamento curva terzo intervallo**

e3 =

u3 =

For v = e2 To e3 Step 0.01

i2 = (u3 / R) - (e3 / Ro) - ((e3 / ra1) + (E / rb1))

ra2 = (e3 - e2) / i2

rb2 = ra2 \* Abs(E) / e2

vu = R \* ((v / ra1) + (E / rb1) + (v / ra2) + (E / rb2) + (v / Ro))

PSet (100 + (9200 / 20) \* v, 6500 - (3200 / 10) \* vu), vbRed

Next v

'=====

**‘Calcolo ra3;rb3 e tracciamento curva quarto intervallo**

e4 =

u4 =

For v = e3 To e4 Step 0.01

i3 = (u4 / R) - (e4 / Ro) - ((e4 / ra1) + (E / rb1)) - ((e4 / ra2) + (E / rb2))

ra3 = (e4 - e3) / i3

rb3 = ra3 \* Abs(E) / e3

vu = R \* ((v / ra1) + (E / rb1) + (v / ra2) + (E / rb2) + (v / ra3) + (E / rb3) + (v / Ro))

PSet (100 + (9200 / 20) \* v, 6500 - (3200 / 10) \* vu), vbRed

Next v

'=====

**‘Calcolo ra4;rb4 e tracciamento curva quinto intervallo**

e5 =

u5 =

For v = e4 To e5 Step 0.01

i4 = (u5 / R) - (e5 / Ro) - ((e5 / ra1) + (E / rb1)) - ((e5 / ra2) + (E / rb2)) - ((e5 / ra3) + (E / rb3))

ra4 = (e5 - e4) / i4

rb4 = ra4 \* Abs(E) / e4

vu = R \* ((v / ra1) + (E / rb1) + (v / ra2) + (E / rb2) + (v / ra3) + (E / rb3) + (v / ra4) + (E / rb4) + (v /

/ Ro))

PSet (100 + (9200 / 20) \* v, 6500 - (3200 / 10) \* vu), vbRed

Next v



'=====

**'Calcolo ra5;rb5 e tracciamento curva sesto intervallo**

```
e6 =  
u6 =  
For v = e5 To e6 Step 0.01  
i5 = (u6 / R) - (e6 / Ro) - ((e6 / ra1) + (E / rb1)) - ((e6 / ra2) + (E / rb2)) - ((e6 / ra3) + (E / rb3)) -  
- ((e6 / ra4) + (E / rb4))  
ra5 = (e6 - e5) / i5  
rb5 = ra5 * Abs(E) / e5  
vu = R * ((v / ra1) + (E / rb1) + (v / ra2) + (E / rb2) + (v / ra3) + (E / rb3) + (v / ra4) + (E / rb4) + (v /  
/ ra5) + (E / rb5) + (v / Ro))  
PSet (100 + (9200 / 20) * v, 6500 - (3200 / 10) * vu), vbRed  
Next v
```

'=====

**'Calcolo ra6;rb6 e tracciamento curva settimo intervallo**

```
e7 =  
u7 =  
For v = e6 To e7 Step 0.01  
i6 = (u7 / R) - (e7 / Ro) - ((e7 / ra1) + (E / rb1)) - ((e7 / ra2) + (E / rb2)) - ((e7 / ra3) + (E / rb3)) -  
- ((e7 / ra4) + (E / rb4)) - ((e7 / ra5) + (E / rb5))  
ra6 = (e7 - e6) / i6  
rb6 = ra6 * Abs(E) / e6  
vu = R * ((v / ra1) + (E / rb1) + (v / ra2) + (E / rb2) + (v / ra3) + (E / rb3) + (v / ra4) + (E / rb4) + (v /  
/ ra5) + (E / rb5) + (v / ra6) + (E / rb6) + (v / Ro))  
PSet (100 + (9200 / 20) * v, 6500 - (3200 / 10) * vu), vbRed  
Next v
```

'=====

**'Calcolo ra7;rb7 e tracciamento curva ottavo intervallo**

```
e8 =  
u8 =  
For v = e7 To e8 Step 0.01  
i7 = (u8 / R) - (e8 / Ro) - ((e8 / ra1) + (E / rb1)) - ((e8 / ra2) + (E / rb2)) - ((e8 / ra3) + (E / rb3)) -  
- ((e8 / ra4) + (E / rb4)) - ((e8 / ra5) + (E / rb5)) - ((e8 / ra6) + (E / rb6))  
ra7 = (e8 - e7) / i7  
rb7 = ra7 * Abs(E) / e7  
vu = R * ((v / ra1) + (E / rb1) + (v / ra2) + (E / rb2) + (v / ra3) + (E / rb3) + (v / ra4) + (E / rb4) + (v /  
/ ra5) + (E / rb5) + (v / ra6) + (E / rb6) + (v / ra7) + (E / rb7) + (v / Ro))  
PSet (100 + (9200 / 20) * v, 6500 - (3200 / 10) * vu), vbRed  
Next v
```

'=====

**'Calcolo ra8;rb8 e tracciamento curva nono intervallo**

```
e9 =  
u9 =  
For v = e8 To e9 Step 0.01  
i8 = (u9 / R) - (e9 / Ro) - ((e9 / ra1) + (E / rb1)) - ((e9 / ra2) + (E / rb2)) - ((e9 / ra3) + (E / rb3)) -  
- ((e9 / ra4) + (E / rb4)) - ((e9 / ra5) + (E / rb5)) - ((e9 / ra6) + (E / rb6)) - ((e9 / ra7) + (E / rb7))  
ra8 = (e9 - e8) / i8
```

```

rb8 = ra8 * Abs(E) / e8
vu = R * ((v / ra1) + (E / rb1) + (v / ra2) + (E / rb2) + (v / ra3) + (E / rb3) + (v / ra4) + (E / rb4) + (v /
/ ra5) + (E / rb5) + (v / ra6) + (E / rb6) + (v / ra7) + (E / rb7) + (v / ra8) + (E / rb8) + (v / Ro))
PSet (100 + (9200 / 20) * v, 6500 - (3200 / 10) * vu), vbRed
Next v

```

**‘Calcolo ra9;rb9 e tracciamento curva decimo intervallo**

```

e10 =
u10 =
For v = e9 To e10 Step 0.01
i9 = (u10 / R) - (e10 / Ro) - ((e10 / ra1) + (E / rb1)) - ((e10 / ra2) + (E / rb2)) - ((e10 / ra3) + (E /
/rb3)) - ((e10 / ra4) + (E / rb4)) - ((e10 / ra5) + (E / rb5)) - ((e10 / ra6) + (E / rb6)) - ((e10 / ra7) +
+ (E / rb7)) - ((e10 / ra8) + (E / rb8))
ra9 = (e9 - e8) / i9
rb9 = ra9 * Abs(E) / e9
vu = R * ((v / ra1) + (E / rb1) + (v / ra2) + (E / rb2) + (v / ra3) + (E / rb3) + (v / ra4) + (E / rb4) + (v
/ ra5) + (E / rb5) + (v / ra6) + (E / rb6) + (v / ra7) + (E / rb7) + (v / ra8) + (E / rb8) + (v / ra9) + (E /
/rb9) + (v / Ro))
PSet (100 + (9200 / 20) * v, 6500 - (3200 / 10) * vu), vbRed
Next v

```

**‘Presentazione dati calcolati**

```

Print Tab(130); "Ro ="; Ro;
Print Tab(130); "ra1 ="; Int(ra1); " rb1 ="; Int(rb1);
Print Tab(130); "ra2 ="; Int(ra2); " rb2 ="; Int(rb2);
Print Tab(130); "ra3 ="; Int(ra3); " rb3 ="; Int(rb3);
Print Tab(130); "ra4 ="; Int(ra4); " rb4 ="; Int(rb4);
Print Tab(130); "ra5 ="; Int(ra5); " rb5 ="; Int(rb5);
Print Tab(130); "ra6 ="; Int(ra6); " rb6 ="; Int(rb6);
Print Tab(130); "ra7 ="; Int(ra7); " rb7 ="; Int(rb7);
Print Tab(130); "ra8 ="; Int(ra8); " rb8 ="; Int(rb8);
Print Tab(130); "ra9 ="; Int(ra9); " rb9 ="; Int(rb9);
End Sub

```

### **A9 Calcolo di un filtro passa banda e curva di risposta con il P.C.**

La seguente routine, compilata in Visual Basic 6, consente il calcolo ed il tracciamento della curva di risposta di un filtro passa banda ad una cellula.

La routine di calcolo del filtro passa banda è impostata su di un procedimento di computazione basato sui numeri complessi secondo l'elettrotecnica classica.

I dati da immettere sono:

F1 = frequenza inferiore di taglio in Hz

F2 = frequenza superiore di taglio in Hz

Fmin = frequenza inferiore voluta nel diagramma di presentazione della curva di risposta del filtro in Hz

Fmax = frequenza superiore voluta nel diagramma di presentazione della curva di risposta del filtro in Hz

Rterm.ohm = Valore della resistenza di terminazione in ohm

I dati calcolati e presentati di L1 ed L2 = L3 sono espressi in Henry.

I dati calcolati e presentati di C1 e C2 = C3 sono espressi in pF.

Il diagramma è tracciato in coordinate cartesiane lineari; in ascisse, la frequenza nell'intervallo prescelto ( Fmin – Fmax) divisa in 20 parti, ciascuna del valore rapportato all'intervallo impostato, in ordinate, l'attenuazione prodotta dal filtro indicata in 20 intervalli da 2 dB ciascuno per un totale di -40 dB.

L'impiego della routine è semplice, un esempio chiarirà come usarla:

#### ***Dati di base:***

Sia da progettare un filtro di banda pilotato di tensione avente le seguenti caratteristiche funzionali:

f1 = 1000 Hz

f2 = 5000 Hz

R1 = R2 = 850 ohm

Si voglia il tracciamento della curva di risposta compreso tra Fmin = 100 Hz e Fmax = 8000 Hz

#### ***Procedimento d'immissione dati:***

Si deve avviare il programma di calcolo premendo "avvia", quindi s'inizia con l'immissione dati nell'ordine:

Nel Text Box = F1 si inserisce il valore 1000

Nel Text Box = F2 si inserisce il valore 5000

Nel Text Box = Fmin si inserisce il valore 100

Nel Text Box = Fmax si inserisce il valore 8000

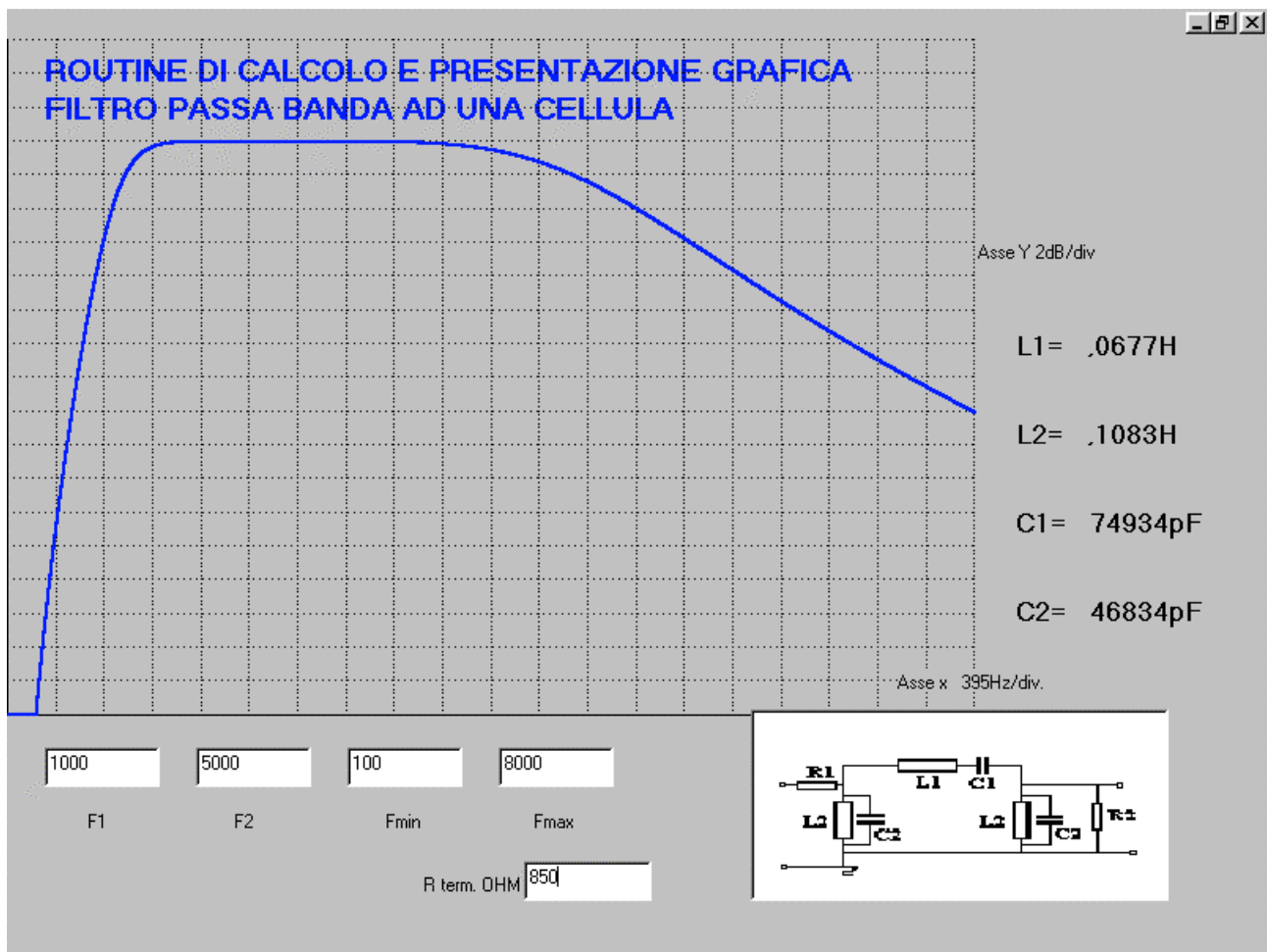
Nel Text Box = Rterm ohm si inserisce il valore 850

#### ***Esecuzione del calcolo presentazione dati e curva di risposta:***

Si clicca nel Form; compariranno immediatamente sulla parte destra dello schermo i dati calcolati di L1; L2 = L3; C1; C2 = C3 e si vedrà formarsi il tracciato della curva di risposta fino al raggiungimento dell'ultimo valore di frequenza impostato in Fmax.

Il risultato complessivo della schermata del P.C. è riportato in figura a9/1:

figura a9/1



### Descrizione della routine di calcolo da implementare nel P.C:

Il programma impiega un Form e 15 oggetti così utilizzati:

Label1 "indicatore del valore calcolato di L1"

Label2 "indicatore del valore calcolato di L2"

Label3 "indicatore del valore calcolato di C1"

Label4 "indicatore del valore calcolato di C2"

Label5 "indicatore del valore divisioni asse delle frequenze"

Label6 "titolo della routine"

Label7 " indicatore del valore asse y- dB/div. -"

Label8 = indicatore delle funzioni per immissione dati"

Label9 = indicatore delle funzioni per immissione dati"

Text Box1 = "immissione frequenza di taglio inferiore F1"

Text Box2 = "immissione frequenza di taglio superiore F1"

Text Box3 = "immissione frequenza minima del grafico di presentazione Fmin."

Text Box4 = "immissione frequenza massima del grafico di presentazione Fmax,"

Text Box5 = "immissione del valore delle resistenze di terminazione Rterm. ohm"

Picture1 = " presentazione schema del passa banda"

Il programma è qui di seguito riportato e brevemente commentato mediante scritte in grassetto:

**Rem Istruzioni per inserimento solo numeri nei Text Box**

```
Private Sub text1_KeyPress(KeyAscii As Integer)
If InStr("-+.0123456789", Chr(KeyAscii)) = 0 Then KeyAscii = 0
End Sub
Private Sub text2_KeyPress(KeyAscii As Integer)
If InStr("-+.0123456789", Chr(KeyAscii)) = 0 Then KeyAscii = 0
End Sub
Private Sub text3_KeyPress(KeyAscii As Integer)
If InStr("-+.0123456789", Chr(KeyAscii)) = 0 Then KeyAscii = 0
End Sub
Private Sub text4_KeyPress(KeyAscii As Integer)
If InStr("-+.0123456789", Chr(KeyAscii)) = 0 Then KeyAscii = 0
End Sub
Private Sub text5_KeyPress(KeyAscii As Integer)
If InStr("-+.0123456789", Chr(KeyAscii)) = 0 Then KeyAscii = 0
End Sub
```

**Rem Inizio routine di calcolo a seguito click sul Form**

```
Private Sub Form_click()
```

**' SEZIONE 1 - impostazione modalità di schermo e richiesta dati**

```
F1 = Val(Text1.Text)
F2 = Val(Text2.Text)
Fm = Val(Text3.Text)
Fi = Val(Text4.Text)
R = Val(Text5.Text)
```

**' SEZIONE 2 - calcolo dei componenti del filtro**

```
L1 = R / (3.14 * (F2 - F1))
```

```
L2 = R * (F2 - F1) / (6.28 * F1 * F2)
```

```
C1 = ((F2 - F1) / (12.56 * F1 * F2 * R))
```

```
C2 = (1 / (6.28 * (F2 - F1) * R))
```

```
C1pf = 1000000000000# * ((F2 - F1) / (12.56 * F1 * F2 * R))
```

```
C2pf = 1000000000000# * (1 / (6.28 * (F2 - F1) * R))
```

```
Dim L1s As String
Dim L2s As String
Dim C1s As String
Dim C2s As String
Dim Fms As String
```

```

L11 = Format(L1, " #####.#####")
L22 = Format(L2, " #####.#####")
C11 = Format(C1pf, " #####")
C22 = Format(C2pf, " #####")
L1s = L11
L2s = L22
C1s = C11
C2s = C22
Fms = (Fm - Fi) / 20

Label1.Caption = "L1=" + L1s + "H"
Label2.Caption = "L2=" + L2s + "H"
Label3.Caption = "C1=" + C1s + "pF"
Label4.Caption = "C2=" + C2s + "pF"
Label5.Caption = "Asse x  " + Fms + "Hz/div."

```

**' SEZIONE 3 – definizione incremento di calcolo**

```
s = 1
```

**' SEZIONE 4 - formazione del sistema di assi cartesiani ad 1 quadrante**

```
For x = 0 To 4600 * 2 Step 230 * 2
```

```
For y = 0 To 3200 * 2 Step 20 * 2
```

```
PSet (x, y), 7
```

```
Next y
```

```
Next x
```

```
For y = 0 To 3200 * 2 Step 160 * 2
```

```
For x = 0 To 4600 * 2 Step 30 * 2
```

```
PSet (x, y), 7
```

```
Next x
```

```
Next y
```

```
Line (0, 3200 * 2)-(4600 * 2, 3200 * 2)
```

```
Line (0, 0)-(0, 3200 * 2)
```

**' SEZIONE 5 - inizio calcolo automatico in funzione della frequenza**

```
For F = (Fi + 1) To Fm Step s
```

**' SEZIONE 6 - definizione dei componenti del filtro come numeri complessi**

**'espressione di  $R = r_x + jr_y$**

$$r_x = R$$

$$r_y = 0$$

**'espressione di  $L1 = l1_x + jl1_y$**

$$l1_x = 0$$

$$l1_y = 6.28 * F * L1$$

**'espressione di  $L2 = l2_x + jl2_y$**

$$l2_x = 0$$

$$l2_y = 6.28 * F * L2$$

**'espressione di  $C1 = c1_x + jc1_y$**

$$c1_x = 0$$

$$c1_y = -1 / (6.28 * F * C1)$$

**'espressione di  $C2 = c2_x + jc2_y$**

$$c2_x = 0$$

$$c2_y = -1 / (6.28 * F * C2)$$

**' SEZIONE 7 - calcolo di A,B,C,D,E,F,G,H,I in termini complessi**

**'computo di  $A = L2 // C2 = a_x + ja_y$**

$$X1 = l2_x$$

$$Y1 = l2_y$$

$$X2 = c2_x$$

$$Y2 = c2_y$$

**GoSub parall 'invia alla subroutine parall per il calcolo di A**

$$a_x = X1$$

$$a_y = Y1$$

**'computo di  $B = L1 + C1 = b_x + jb_y$**

$$X1 = 11x$$

$$Y1 = 11y$$

$$X2 = c1x$$

$$Y2 = c1y$$

GoSub somma **'invia alla subroutine somma per il calcolo di B**

$$bx = X1$$

$$By = Y1$$

**'computo di C = A/R = cx+jcy**

$$X1 = ax$$

$$Y1 = ay$$

$$X2 = rx$$

$$Y2 = ry$$

GoSub parall **'invia alla subroutine parall per il calcolo di C**

$$cx = X1$$

$$cy = Y1$$

**'computo di D = B+C =dx+jdy**

$$X1 = bx$$

$$Y1 = By$$

$$X2 = cx$$

$$Y2 = cy$$

GoSub somma **'invia alla subroutine somma per il calcolo di D**

$$dx = X1$$

$$dy = Y1$$

**'computo di E = A/D = ex+jey**

$$X1 = ax$$

$$Y1 = ay$$



X2 = dx

Y2 = dy

GoSub parall **'invia alla subroutine parall per il calcolo di E**

ex = X1

ey = Y1

**'computo di F = R+E =fx+jfy**

X1 = rx

Y1 = ry

X2 = ex

Y2 = ey

GoSub somma **'invia alla subroutine somma per il calcolo di F**

fx = X1

fy = Y1

**'computo di G = 1/F =gx+jgy**

X1 = 1

Y1 = 0

X2 = fx

Y2 = fy

GoSub div **'invia alla subroutine div per il calcolo di G**

gx = xq

gy = yq

**'computo di H = G\*E =hx+jhy**

X1 = gx

Y1 = gy

X2 = ex

$Y2 = ey$

**GoSub prod 'invia alla subroutine prod per il calcolo di H**

$hx = xm$

$hy = ym$

**'computo di  $I = H \cdot C = ix + jiy$**

$X1 = hx$

$Y1 = hy$

$X2 = cx$

$Y2 = cy$

**GoSub prod 'invia alla subroutine prod per il calcolo di I**

$ix = xm$

$iy = ym$

**' SEZIONE 8 calcolo della risposta del filtro**

**'computo di  $U = I/D = ux + juy$**

$X1 = ix$

$Y1 = iy$

$X2 = dx$

$Y2 = dy$

**GoSub div 'invia alla subroutine div per il calcolo di U**

$ux = xq$

$uy = yq$

**GoTo calcom 'invia alla routine calcom per il calcolo del modulo di U**

**' SEZIONE 9**

**'-----SUBROUTINE DI CALCOLO-----**

somma:

$X1 = X1 + X2$

$$Y1 = Y1 + Y2$$

Return

### 'calcolo vettore prodotto

prod:

$$xm = (X1 * X2 - Y1 * Y2)$$

$$ym = (X1 * Y2 + Y1 * X2)$$

Return

### 'calcolo vettore quoziente

div:

$$xq = (X1 * X2 + Y1 * Y2) / ((X2)^2 + (Y2)^2)$$

$$yq = (X2 * Y1 - X1 * Y2) / ((X2)^2 + (Y2)^2)$$

Return

parall:

$$xp = (X1 * X2 - Y1 * Y2)$$

$$yp = (X1 * Y2 + Y1 * X2)$$

$$xs = X1 + X2$$

$$ys = Y1 + Y2$$

$$X1 = (xp * xs + yp * ys) / ((xs)^2 + (ys)^2)$$

$$Y1 = (xs * yp - xp * ys) / ((xs)^2 + (ys)^2)$$

Return

## ' SEZIONE 10 calcolo del modulo e impostazione della funzione PSET

### 'calcolo del modulo

calcom:

$$M = \text{Sqr}(ux^2 + uy^2) \quad \text{'calcolo del modulo}$$

$$D = 20 * (\text{Log}(M) / \text{Log}(10)) \quad \text{'espressione del modulo in dB}$$

$$\text{If } D < -40 \text{ Then } D = -40$$

Circle ((4600 \* 2 / (Fm - Fi)) \* (F - Fi), -3200 \* 2 / 40 \* D), 8, vbBlue

Next F     ' rimanda all'istruzione For F= .....  
          ' per il calcolo del successivo valore di M

End Sub

La posizione e la definizione delle dimensioni degli oggetti è di seguito riportata:

### Posizione e dimensione degli oggetti:

```
VERSION 6.00
Begin VB.Form Form1
    BackColor      = &H00C0C0C0&
    Caption        = " "
    ClientHeight   = 8595
    ClientLeft     = 60
    ClientTop      = 345
    ClientWidth    = 11880
    LinkTopic      = "Form1"
    ScaleHeight    = 8595
    ScaleWidth     = 11880
    StartUpPosition = 3 'Windows Default
    WindowState    = 2 'Maximized
    Begin VB.PictureBox PictureBox1
        Height      = 1815
        Left        = 7080
        Picture      = "pasbanp.frx":0000
        ScaleHeight = 1755
        ScaleWidth  = 3915
        TabIndex    = 14
        Top         = 6360
        Width       = 3975
    End
    Begin VB.TextBox Text1
        Height      = 375
        Left        = 360
        TabIndex    = 13
        Top         = 6720
        Width       = 1095
    End
    Begin VB.TextBox Text5
        Height      = 375
        Left        = 4920
        TabIndex    = 10
        Top         = 7800
        Width       = 1215
    End
    Begin VB.TextBox Text4
        Height      = 375
        Left        = 3240
        TabIndex    = 8
        Top         = 6720
        Width       = 1095
    End
    Begin VB.TextBox Text3
        Height      = 375
        Left        = 4680
        TabIndex    = 9
    End
End
```

```

        Top           = 6720
        Width         = 1095
    End
    Begin VB.TextBox Text2
        Height         = 375
        Left           = 1800
        TabIndex       = 7
        Top            = 6720
        Width          = 1095
    End
    Begin VB.Label Label9
        AutoSize        = -1 'True
        Caption         = "R term. OHM"
        Height          = 195
        Left            = 3960
        TabIndex        = 12
        Top             = 7920
        Width           = 930
    End
    Begin VB.Label Label8
        Caption         = "          F1          F2
Fmin                Fmax"
        Height          = 255
        Left            = 360
        TabIndex        = 11
        Top             = 7320
        Width           = 5535
    End
    Begin VB.Label Label7
        Caption         = "Asse Y 2dB/div"
        Height          = 255
        Left            = 9240
        TabIndex        = 6
        Top             = 1920
        Width           = 1215
    End
    End
    Begin VB.Label Label6
        Caption         = "ROUTINE DI CALCOLO E PRESENTAZIONE GRAFICA FILTRO
PASSA BANDA"
        BeginProperty Font
            Name         = "MS Sans Serif"
            Size         = 13.5
            Charset      = 0
            Weight       = 700
            Underline    = 0 'False
            Italic       = 0 'False
            Strikethrough = 0 'False
        EndProperty
        ForeColor       = &H00FF0000&
        Height          = 1095
        Left            = 360
        TabIndex        = 5
        Top             = 120
        Width           = 11535
    End
    End
    Begin VB.Label Label5
        AutoSize        = -1 'True
        Height          = 195
        Left            = 7470
        TabIndex        = 4

        Top            = 6480
        Width          = 15

```

```

End
Begin VB.Label Label4
    AutoSize      = -1  'True
    BeginProperty Font
        Name       = "MS Sans Serif"
        Size       = 12
        Charset    = 0
        Weight     = 700
        Underline  = 0  'False
        Italic     = 0  'False
        Strikethrough = 0  'False
    EndProperty
    Height       = 300
    Left        = 9600
    TabIndex    = 3
    Top         = 5280
    Width       = 825
End
Begin VB.Label Label3
    AutoSize      = -1  'True
    BeginProperty Font
        Name       = "MS Sans Serif"
        Size       = 12
        Charset    = 0
        Weight     = 700
        Underline  = 0  'False
        Italic     = 0  'False
        Strikethrough = 0  'False
    EndProperty
    Height       = 300
    Left        = 9600
    TabIndex    = 2
    Top         = 4440
    Width       = 825
End
Begin VB.Label Label2
    AutoSize      = -1  'True
    BeginProperty Font
        Name       = "MS Sans Serif"
        Size       = 12
        Charset    = 0
        Weight     = 700
        Underline  = 0  'False
        Italic     = 0  'False
        Strikethrough = 0  'False
    EndProperty
    Height       = 300
    Left        = 9600
    TabIndex    = 1
    Top         = 3600
    Width       = 825
End
Begin VB.Label Label1
    AutoSize      = -1  'True
    BeginProperty Font
        Name       = "MS Sans Serif"
        Size       = 12
        Charset    = 0
        Weight     = 700
        Underline  = 0  'False
        Italic     = 0  'False
        Strikethrough = 0  'False
    EndProperty

```

```
        Height      = 300
        Left        = 9600
        TabIndex    = 0
        Top         = 2760
        Width       = 825
    End
End
Attribute VB_Name = "Form1"
Attribute VB_GlobalNameSpace = False
Attribute VB_Creatable = False
Attribute VB_PredeclaredId = True
Attribute VB_Exposed = False
```

### **A10 Formule di calcolo per i parametri delle cellule di ritardo a k costante**

In questa appendice sono riportate le funzioni matematiche ed i programmi da implementare in Excel per il calcolo ed il tracciamento delle curve illustrate nelle figure 6.3 e 6.4 del paragrafo 6.

La prima funzione, figura 6.3, riguarda il calcolo dello sfasamento  $\varphi$  di una cellula a k costante in dipendenza della frequenza applicata; la funzione espressa nella variabile indipendente (F/Fc) è riportata di seguito:

$$\varphi = 2 * 57.29 * \text{ArcTan} \{ ( F / Fc ) / \sqrt{ [ 1 - ( F / Fc )^2 ] } \}$$

La stringa di calcolo da implementare in Excel è la seguente:

$$= 2*57,29*ARCTAN((A1:A12)/(RADQ(1-(A1:A12)^2)))$$

dove con (A1:A12) si identifica la variabile (F/Fc).

Il valore di  $\varphi$  calcolato in entrambe le procedure è espresso in gradi sessagesimali con frazioni di grado decimali.

La curva, dato il tipo di variabile indipendente, è normalizzata e quindi si adatta a qualunque cellula di ritardo a k costante.

La seconda funzione, figura 6.4, riguarda il calcolo del ritardo (r) di una cellula a k costante in dipendenza della frequenza applicata; la funzione è espressa nella variabile indipendente (F) e ha il valore di Fc come parametro, così come risulta:

$$(r) = 10^6 * 114.58 * \text{ArcTan} \{ ( F / Fc ) / \sqrt{ [ 1 - ( F / Fc )^2 ] } \} / ( F * 360 )$$

La stringa di calcolo da implementare in Excel è la seguente:

$$=(10^6)*(2*57,29*ARCTAN(((A1:An)/(Fc))/(RADQ(1-((A1:An)/Fc)^2))))/((A1:An) * 360)$$

dove:

con A1:An s'individuano n valori della variabile F.

al posto di Fc il parametro ( frequenza critica )

Il valore di (r) in entrambe le procedure di calcolo è espresso in  $\mu\text{Sec}$ .

La curva deve essere adattata a ciascuna cellula in fase di studio, dato che ogni cellula ha la propria frequenza di critica Fc.



### **A11 Formule di calcolo del ritardo in funzione della frequenza per cellule ad m derivato**

Le funzioni riguardano il calcolo del ritardo (r) di una cellula ad m derivato in dipendenza della frequenza applicata; la funzione è espressa nella variabile indipendente (F) e ha il valore di Fc come parametro, così come risulta:

$$(r) = 10^6 * [2 / (F / Fc)] * \text{ArcTan} \{ (F / Fc) * 1,275 / \sqrt{[1 - (F / Fc)^2]} \} / (6,28 * Fc)$$

La stringa di calcolo da implementare in Excel è la seguente:

$$= (10^6) * (2 / ((A1: An)/Fc))*ARCTAN(((A1:An) / Fc)* 1,275/RADQ(1-((A1:An)/Fc)^2))/(6,28 *Fc)$$

dove:

con A1:An s'individuano n valori della variabile F.

al posto di Fc il parametro ( frequenza critica )

Il valore di (r) in entrambe le procedure di calcolo è espresso in  $\mu\text{Sec}$ .

La curva deve essere adattata a ciascuna cellula in fase di studio, dato che ogni cellula ha la propria frequenza critica Fc.

## **A12 Programma di calcolo per catene di ritardo ad m derivato**

La seguente routine, compilata in Visua Basic 6, consente il calcolo dei componenti di una catena di ritardo ad m derivato.

I dati da immettere sono:

r = tempo di ritardo per cellula in microsecondi

CD = condensatore disponibile in picoFarad

F = frequenza superiore di lavoro in Hz

Sono calcolati e presentati i dati di:

Frequenza critica Fc in Hertz

Sfasamento per cellula  $\varphi$  in gradi

Resistenze di terminazione R in ohm

Induttanze con presa centrale L in Henry

Induttanze ordinarie Ls in Henry

Condensatori Ci in pF

Condensatori Ct in pF

Condensatori Cc in pF

Condensatori CD in pF

L'impiego della routine è semplice, un esempio chiarirà come usarla:

### ***Dati di base:***

Per un controllo incrociato, d'esempio, su quanto è già stato fatto nel paragrafo 6.2.3, riportiamo come dati di base gli stessi valori.

Sia da progettare una catena di ritardo ad m derivato avente le seguenti caratteristiche:

ritardo r = 12.5 microsecondi

Condensatore Cd disponibile = 10000 pF

Frequenza di lavoro = 2000 Hz

### ***Procedimento d'immissione dati:***

Si deve avviare il programma di calcolo premendo "avvia", quindi s'inizia con l'immissione dati nell'ordine:

Nel Text Box = T(microSec) si inserisce il valore 12.5

Nel Text Box = CD(pF) si inserisce il valore 10000

Nel Text Box = FL (Hz) si inserisce il valore 2000

### ***Esecuzione del calcolo presentazione dati:***

Si clicca nel Form; compaiono immediatamente sulla parte sinistra dello schermo i dati calcolati, così come si vede della schermata del P.C. riportata in figura a12/1.

I dati, indicati con i simboli riportati nello schema illustrato, compaiono nello schermo del P.C. in basso a destra. Lo schema mostra una catena di ritardo a sole due cellule, i dati calcolati sono ovviamente estensibili a qualsiasi numero di cellule.

Nella schermata possiamo ritrovare, con i simboli in alcuni casi un poco diversi, gli stessi valori calcolati punto per punto nell'esercizio del paragrafo 6.2.3.

figura a12.1

CATENE DI RITARDO AD m DERIVATO

R (ohm) = 769

LO (Henry)= .0096

LS (Henry)= .0024

CI (pF) = 5881

CD (PF) = 10000

CC (pF) = 6256

CT (pF)= 9080

Sfas.cel a FL (gradi)= 9.

FC (Hz) = 32468

CATENA DI RITARDO AD m DERIVATO

12.5 T(microsec)

10000 CD(pF)

2000 FL (Hz)

**Descrizione della routine di calcolo da implementare nel P.C:**

Il programma impiega un Form e 6 oggetti così utilizzati:

- Label1 "indicatore dei simboli d'immissione dati"
- Label2 "indicatore del titolo"
- Text Box1 = "immissione valore di ritardo T"
- Text Box2 = "immissione valore di CD"
- Text Box3 = "immissione frequenza di lavoro FL"
- Picture1 = "presentazione schema della catena di ritardo"

Il programma è qui di seguito riportato e brevemente commentato mediante scritte in grassetto:

```

Rem Istruzioni per inserimento solo numeri nei Text Box
Private Sub text1_KeyPress(KeyAscii As Integer)
If InStr("-+.0123456789", Chr(KeyAscii)) = 0 Then KeyAscii = 0
End Sub
Private Sub text2_KeyPress(KeyAscii As Integer)
If InStr("-+.0123456789", Chr(KeyAscii)) = 0 Then KeyAscii = 0
End Sub

```

```
Private Sub text3_KeyPress(KeyAscii As Integer)
If InStr("-+.0123456789", Chr(KeyAscii)) = 0 Then KeyAscii = 0
End Sub
```

### **Rem Routine di calcolo**

```
Private Sub Form_Click()
```

```
Cls
```

#### **‘ immisione dati**

```
t = Val(Text1.Text) '8.5 'INPUT " ritardo T (microsec.); T
```

```
CD = Val(Text2.Text) ' 5000 'INPUT " CD in picoFarad"; CD
```

```
FL = Val(Text3.Text) '15000 'INPUT "frequenza di lavoro FL(Hz)"; FL
```

#### **‘fissa una costante**

```
pi = 3.1415927
```

#### **‘calcolo vari**

```
co = 1.62562 * CD
```

```
r = (t * (10 ^ -6)) / (co * 10 ^ -12)
```

```
LO = r * t * (10 ^ -6)
```

```
cc = co * (0.62562 / 1.62562)
```

```
FC = 1.275 / (pi * t * (10 ^ -6))
```

```
LK = r / (pi * FC)
```

```
CK = 10 ^ 12 / (pi * FC * r)
```

```
Ls = 0.64 * LK / 2
```

```
CI = 2 * ((1 - (0.64 ^ 2)) / (4 * 0.64)) * CK
```

```
CP = 0.64 * CK / 2
```

```
Ct = (CD / 2) + CP
```

```
u = ((1.275 * 10 ^ 6 / (pi * FL * t)) ^ 2 - 1)
```

```
If u <= 0 Then End
```

```
FA = 2 * (180 / pi) * Atn(1.275 / Sqr(u))
```

```
Print "R (ohm) ="; Format(r, " #####")
```

```
Print
```

```
Print "LO (Henry) ="; Format(LO, " #####.#####")
```

```
Print
```

```
Print "LS (Henry) ="; Format(Ls, " #####.#####")
```

```
Print
```

```
Print "CI (pF) ="; Format(CI, " #####")
```

```
Print
```

```
Print "CD (PF) ="; CD
```

```

Print
Print "CC (pF) ="; Format(cc, " #####")
Print
Print "CT (pF) ="; Format(Ct, " #####")
Print
Print "Sfas.cel a FL (gradi) ="; Format(FA, " #####.#")
Print
Print "FC (Hz) ="; Format(FC, " #####")
End Sub

```

### Posizione e dimensione degli oggetti:

```

VERSION 6.00
Begin VB.Form Form10
    Caption           = "CATENE DI RITARDO AD m DERIVATO"
    ClientHeight      = 3195
    ClientLeft        = 60
    ClientTop         = 345
    ClientWidth       = 4680
    BeginProperty Font
        Name           = "MS Sans Serif"
        Size           = 12
        Charset        = 0
        Weight         = 700
        Underline      = 0   'False
        Italic         = 0   'False
        Strikethrough  = 0   'False
    EndProperty
    LinkTopic         = "Form10"
    ScaleHeight       = 8595
    ScaleWidth        = 11880
    StartUpPosition  = 3   'Windows Default
    WindowState       = 2   'Maximized
    Begin VB.TextBox Text1
        BeginProperty Font
            Name           = "MS Sans Serif"
            Size           = 9.75
            Charset        = 0
            Weight         = 400
            Underline      = 0   'False
            Italic         = 0   'False
            Strikethrough  = 0   'False
        EndProperty
        Height           = 420
        Left            = 8040
        TabIndex        = 1
        Top             = 1920
        Width           = 735
    End
    Begin VB.TextBox Text2
        BeginProperty Font
            Name           = "MS Sans Serif"
            Size           = 9.75
            Charset        = 0
            Weight         = 400
            Underline      = 0   'False
            Italic         = 0   'False
            Strikethrough  = 0   'False
        EndProperty
        Height           = 420
    End

```

```

Left          = 9360
TabIndex     = 2
Top          = 1920
Width        = 735
End
Begin VB.TextBox Text3
BeginProperty Font
Name          = "MS Sans Serif"
Size         = 9.75
Charset      = 0
Weight       = 400
Underline    = 0 'False
Italic       = 0 'False
Strikethrough = 0 'False
EndProperty
Height       = 420
Left         = 10680
TabIndex    = 3
Top         = 1920
Width       = 735
End
Begin VB.PictureBox Picture1
BeginProperty Font
Name          = "MS Sans Serif"
Size         = 8.25
Charset      = 0
Weight       = 400
Underline    = 0 'False
Italic       = 0 'False
Strikethrough = 0 'False
EndProperty
Height       = 2295
Left         = 960
Picture      = "catrit.frx":0000
ScaleHeight = 2235
ScaleWidth  = 8715
TabIndex    = 0
Top         = 5400
Width       = 8775
End
Begin VB.Label Label2
AutoSize     = -1 'True
Caption      = "CATENA DI RITARDO AD m DERIVATO"
BeginProperty Font
Name          = "MS Sans Serif"
Size         = 13.5
Charset      = 0
Weight       = 700
Underline    = 0 'False
Italic       = 0 'False
Strikethrough = 0 'False
EndProperty
ForeColor   = &H00FF0000&
Height      = 360
Left        = 5640
TabIndex    = 5
Top         = 120
Width       = 5595
End
Begin VB.Label Label1
Caption      = "T(microsec.)          CD (pF)          FL (Hz) "
BeginProperty Font
Name          = "MS Sans Serif"

```

```
        Size           = 9.75
        Charset        = 0
        Weight         = 400
        Underline      = 0   'False
        Italic         = 0   'False
        Strikethrough  = 0   'False
    EndProperty
    Height            = 375
    Left              = 7920
    TabIndex          = 4
    Top               = 2520
    Width             = 3615
End
End
Attribute VB_Name = "Form10"
Attribute VB_GlobalNameSpace = False
Attribute VB_Creatable = False
Attribute VB_PredeclaredId = True
Attribute VB_Exposed = False
```

### A13 Algoritmi di calcolo per i metodi di correlazione

In questa appendice sono riportate le formule per il calcolo delle funzioni di correlazione inerenti esclusivamente ai circuiti elettronici dei dispositivi illustrati nel capitolo 7; gli algoritmi sono esposti nell'ordine con il quale sono stati richiamati nei vari paragrafi di detto capitolo.

Gli algoritmi sono relativi ai metodi di correlazione applicati ai segnali analogici limitati d'ampiezza secondo lo schema di base mostrato in figura 7.1; detti algoritmi non sono pertanto idonei a computazioni per funzioni di correlazione di altro tipo.

#### Funzione di correlazione tra due segnali sinusoidali

La funzione di correlazione normalizzata tra due segnali sinusoidali limitati in ampiezza, che è alla base delle misurazioni di fase trattate nel paragrafo 7.3, è così strutturata:

$$C(r) = (2 / \pi) \text{ ArcSen } [ \text{Cos } (\omega r) ]$$

in cui  $\omega = 2 \pi f$  ; r = ritardo in secondi

La funzione di correlazione tra due segnali sinusoidali limitati in ampiezza, caratteristica di uno specifico correlatore, ovvero la funzione che esprime la variazione della tensione continua d'uscita in dipendenza della variazione del ritardo artificiale r ( circuiti di paragrafo 7.1) è:

$$C(r) = ( \text{Val.} / \pi ) \text{ ArcSen } [ \text{Cos } (\omega r) ]$$

dove Val è la tensione continua d'alimentazione del circuito operatore di non esclusivo. Questa formula è valida se il traslatore di livello, accoppiato al circuito integratore, ha guadagno unitario.

#### La legge che governa il picco di correlazione in funzione di S/N

La funzione matematica che esprime come varia l'ampiezza del massimo di una funzione di correlazione, di uno specifico correlatore, in dipendenza del rapporto tra il segnale ed il disturbo è:

$$C(s/n) = ( \text{Val} / \pi ) \text{ ArcSen } \frac{1}{[ 1 + ( N / S )^2 ]}$$

dove Val è la tensione continua d'alimentazione del circuito operatore di non esclusivo. N è l'ampiezza della tensione di rumore espressa in Volt eff. S è l'ampiezza della tensione di segnale espressa in Volt eff.

#### La legge che lega il rapporto S/N all'ampiezza del livello di correlazione

L'algoritmo che indichiamo è ricavato dalla funzione precedente, è stato utilizzato nel capitolo 7 nel paragrafo 7.4 per stabilire quale rapporto S/N compete ad una certa ampiezza del massimo della funzione di correlazione:

$$(S/N) \text{ dB} = 20 \text{ Log } \frac{1}{\sqrt{\text{Sen } [ ( \pi / \text{Val} ) V_{\text{cor}} ]}}$$



dove  $V_{al}$  è la tensione continua d'alimentazione del circuito operatore di non esclusivo.  
 $V_{cor}$  è il livello massimo della funzione di correlazione della quale si vuole stabilire il rapporto tra l'ampiezza dei segnali ed il disturbo.

### Funzione di correlazione tra due segnali a larga banda

La funzione di correlazione tra due segnali in banda  $F_1$ - $F_2$ , limitati in ampiezza, alla base di quanto trattato nel paragrafo 7.5, è così strutturata:

$$C(s/n) = (V_{al} / \pi) \text{ArcSen} \left\{ \frac{1}{[1 + (N/S)^2]} \frac{\text{Sen}(2\pi Df r)}{(2\pi Df r)} \text{Cos}(2\pi f_0 r) \right\}$$

dove  $V_{al}$  è la tensione continua d'alimentazione del circuito operatore di non esclusivo.

$N$  è l'ampiezza della tensione di rumore espressa in Volt eff.

$S$  è l'ampiezza della tensione di segnale espressa in Volt eff.

$Df = (F_2 - F_1) / 2$

$F_0 = (F_1 + F_2) / 2$

$r$  è il ritardo artificiale

### Funzione di anticorrelazione tra due segnali a larga banda

La funzione di anticorrelazione tra due segnali in banda  $F_1$ - $F_2$ , limitati in ampiezza, alla base di quanto trattato nel paragrafo 7.6, è così strutturata:

$$C(s/n) = (V_{al} / \pi) \text{ArcSen} \left\{ \frac{1}{[1 + (N/S)^2]} \frac{\text{Sen}(2\pi Df r)}{(2\pi Df r)} \text{Sen}(2\pi f_0 r) \right\}$$

dove  $V_{al}$  è la tensione continua d'alimentazione del circuito operatore di non esclusivo

$N$  è l'ampiezza della tensione di rumore espressa in Volt eff.

$S$  è l'ampiezza della tensione di segnale espressa in Volt eff.

$Df = (F_2 - F_1) / 2$

$F_0 = (F_1 + F_2) / 2$

$r$  è il ritardo artificiale

## A14 Teoria dei modulatori DSB-SSB

In questa appendice è trattato lo sviluppo matematico relativo ai circuiti di modulazione DSB e USB dei quali abbiamo discusso nel paragrafo 4.20 e seguenti.

### A14.1 Sviluppi matematici per il circuito di modulazione DSB

La modulazione che genera il segnale DSB, a doppia banda laterale in assenza di portante, è caratterizzata da un dispositivo di moltiplicazione analogica (modulatore bilanciato) che svolge la seguente operazione:

indicate con:

**f<sub>o</sub>** la frequenza del segnale modulante

**$\omega_o = 2 * \pi * f_o$**  la pulsazione del segnale modulante

**Sen ( $\omega_o t$ )** il segnale modulante

**f** la frequenza della portante

**$\omega = 2 * \pi * f$**  la pulsazione della portante

**Sen ( $\omega t$ )** la portante

**DSB** il risultato dell'operazione

Si esegue il prodotto algebrico delle due funzioni:

$$\text{DSB} = \text{Sen}(\omega t) * \text{Sen}(\omega_o t)$$

che sviluppato secondo le formule di Werner dà:

$$\text{DSB} = (1 / 2) \text{Cos}[(\omega - \omega_o) t] - (1 / 2) \text{Cos}[(\omega + \omega_o) t]$$

Una funzione composta, nella prima parte della quale si nota: la banda laterale inferiore di pulsazione ( $\omega - \omega_o$ ), ovvero di frequenza ( $f - f_o$ ), e la seconda parte nella quale si nota: la banda laterale superiore di pulsazione ( $\omega + \omega_o$ ) ovvero di frequenza ( $f + f_o$ ), nel risultato dell'operazione non compare, come detto all'inizio, il segnale della portante.

Oltre allo sviluppo matematico è d'interesse il tracciamento dei grafici che consentono di vedere l'andamento delle funzioni sopra menzionate in dipendenza del tempo; questo obiettivo si raggiunge impiegando il semplice programma in Visual Basic che sotto riportiamo:

### Programma in Visual Basic 6

```
Private Sub Form_click ()
For x = 0 To 4600 * 2 Step 460
For y = 0 To 3200 * 2 Step 40
PSet (x, y), 7
Next y
Next x
For y = 0 To 6400 Step 320
For x = 0 To 4600 * 2 Step 60
PSet (x, y), 7
Next x
Next y
Line (4600, 0)-(4600, 6400)
```

```

fo = ' Hz
f = ' Hz
w = 6.28 * f
wo = 6.28 * fo
tsm = 1 / fo

```

For t = 0 To tsm Step 0.0000001

```

yp = Sin(w * t) 'portante
PSet (46000 * 200 * t * (fo / 1000), 700 - 600 * yp)
PSet (46000 * 200 * t * (fo / 1000), 700 - 600 * 0)

```

```

ys = Sin(wo * t) 'segnale modulante
PSet (46000 * t * 200 * (fo / 1000), 2600 - 600 * ys)
PSet (46000 * t * 200 * (fo / 1000), 2600 - 600 * 0)

```

```

y = 0.5 * Cos((w - wo) * t) - 0.5 * Cos((w + wo) * t) 'Segnale DSB
PSet (46000 * 200 * t * (fo / 1000), 4800 - 1200 * y)
PSet (46000 * 200 * t * (fo / 1000), 4800 - 1200 * 0)
Next
End Sub

```

L'impiego della routine è immediato, un esempio chiarirà come usarla:

#### ***Dati di base:***

Sia da tracciare l'andamento dei tre segnali: portante, modulante, segnale DSB, di un modulatore bilanciato che utilizza i seguenti valori di frequenza:

portante:  $f = 9000$  Hz

modulante:  $f_o = 800$  Hz

#### ***Procedimento d'immissione dati:***

Prima di avviare il programma di calcolo è necessario inserire i valori di base:

-inseriremo il valore  $f_o = 800$  Hz ( frequenza della modulante) nella riga del programma indicata in grassetto con:

**fo = ' Hz :** quindi scriveremo  $f_o = 800$  ' Hz

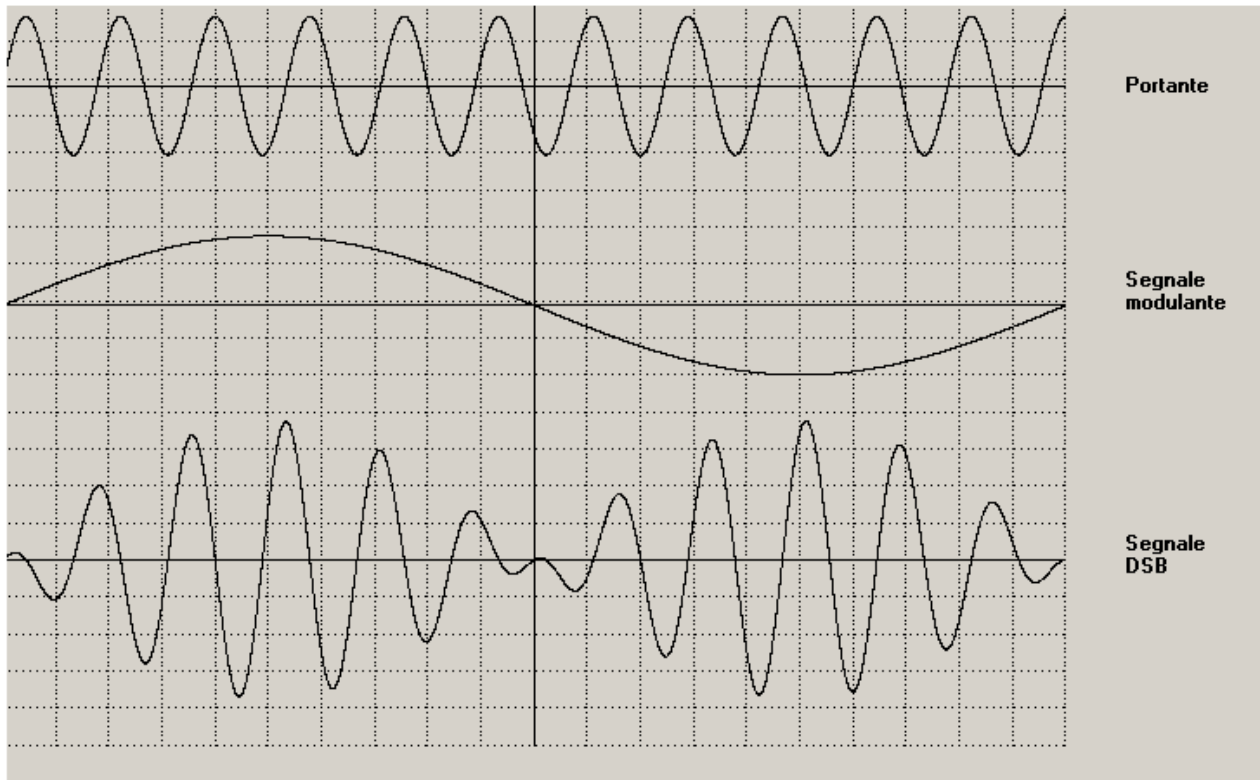
-inseriremo il valore  $f = 9000$  Hz ( frequenza della portante) nella riga del programma indicata in grassetto con:

**f = ' Hz :** quindi scriveremo  $f = 9000$  ' Hz

Si deve osservare che la routine del programma presenta un grafico le cui ascisse sono tutte commisurate al tempo relativo ad un solo periodo della modulante; ad esempio se la modulante ha  $f_o = 1000$  Hz tutte le ascisse saranno dimensionate per un tempo pari a  $1/1000 = 0.001$  Sec; se invece la frequenza della modulante è  $f_o = 1500$  Hz tutte le ascisse saranno dimensionate per un tempo pari a  $1/1500 = 0.000666$  Sec. Ne consegue che, qualsiasi frequenza abbia la modulante, ne verrà tracciato soltanto un periodo, mentre per la portante saranno tracciati tanti periodi quanti ne stanno nel tempo di  $1/f_o$ .

### **Esecuzione del calcolo e presentazione dei grafici:**

Si clicca nel Form; compariranno immediatamente sullo schermo i grafici calcolati: in alto il grafico della portante a 9000 Hz, a metà il grafico della modulante a 800 Hz ed in basso l'involuppo del segnale DSB così come mostrato nella figura a14.1  
figura a14.1



### **A14.2 Sviluppi matematici per il circuito di modulazione SSB**

La modulazione che genera il segnale SSB a banda laterale unica, diversificato in LSB o USB, è caratterizzata da una coppia di dispositivi di moltiplicazione analogica (modulatori bilanciati) che, con l'ausilio di circuiti sfasatori a 90°, ed un sommatore svolgono le seguenti operazioni:

Si indicano con:

**f<sub>o</sub>** la frequenza del segnale modulante

**$\omega = 2 * \pi * f_o$**  la pulsazione del segnale modulante

**Sen ( $\omega t$ )** è il segnale modulante

**Cos ( $\omega t$ )** è il segnale modulante sfasato di 90° (operazione eseguita dal circuito sfasatore del segnale modulante)

**f** la frequenza della portante

**$\omega = 2 * \pi * f$**  la pulsazione della portante

**Sen ( $\omega t$ )** la portante

**Cos ( $\omega t$ )** è la portante sfasata di 90° (operazione eseguita dal circuito sfasatore della portante)

Con queste variabili si costruiscono le relazioni matematiche che governano il comportamento dei due modulatori bilanciati per la realizzazione del segnale SSB (versione USB); per ciascuno dei

quali si devono impostare, inizialmente, le espressioni per il calcolo dei relativi segnali DSB, indicati, per distinguerli, come DSB<sub>1</sub> e DSB<sub>2</sub> vediamole:

Per DSB<sub>1</sub> abbiamo il prodotto tra il segnale a fase 0°, Sen (ω t), e la portante a fase 90°, Cos (ω t):

$$\mathbf{DSB_1 = Sen (\omega t) * Cos (\omega t)}$$

che sviluppato secondo le formule di Werner dà:

$$\mathbf{DSB_1 = (1 / 2) Sen [(\omega - \omega) t] + (1 / 2) Sen [(\omega + \omega) t]}$$

Per DSB<sub>2</sub> abbiamo il prodotto tra il segnale a fase 90°, Cos (ω t), e la portante a fase 0°, Sen (ω t):

$$\mathbf{DSB_2 = Cos (\omega t) * Sen (\omega t)}$$

che sviluppato secondo le formule di Werner dà:

$$\mathbf{DSB_2 = (1 / 2) Sen [(\omega - \omega) t] + (1 / 2) Sen [(\omega + \omega) t]}$$

Eseguiamo ora la somma tra l'espressione di DSB<sub>1</sub> e DSB<sub>2</sub>, per determinare l'espressione dell'onda SSB (versione USB): questa operazione è eseguita dal circuito sommatore al quale confluiscono le due uscite dei segnali DSB ( si veda capitolo 4.20.2), abbiamo:

$$\mathbf{USB = DSB_1 + DSB_2 =}$$

$$\mathbf{=(1/2) Sen [(\omega - \omega) t] + (1/2) Sen [(\omega + \omega) t] + (1/2) Sen [(\omega - \omega) t] + (1/2) Sen [(\omega + \omega) t]}$$

raggruppando gli addendi con gli argomenti in differenza e quelli con gli argomenti in somma si ha

$$\mathbf{= (1/2) Sen [(\omega - \omega) t] + (1/2) Sen [(\omega - \omega) t] + (1/2) Sen [(\omega + \omega) t] + (1/2) Sen [(\omega + \omega) t]}$$

ricordando che Sen (-x) = - Sen (x) si può scrivere:

$$\mathbf{= (1/2) Sen [(\omega - \omega) t] - (1/2) Sen [(\omega - \omega) t] + (1/2) Sen [(\omega + \omega) t] + (1/2) Sen [(\omega + \omega) t]}$$

con tale passaggio si possono elidere i primi due addendi con argomento differenza (ω - ω) ottenendo infine:

$$\mathbf{USB = DSB_1 + DSB_2 = (1/2) Sen [(\omega + \omega) t] + (1/2) Sen [(\omega + \omega) t] = Sen [(\omega + \omega) t]}$$

una funzione semplice nella quale si evidenzia soltanto la banda laterale superiore di pulsazione (ω + ω), ovvero di frequenza ( f + fo ).

Oltre allo sviluppo matematico è d'interesse il tracciamento dei grafici che consentono di vedere l'andamento delle funzioni in gioco in dipendenza del tempo; questo obiettivo si raggiunge impiegando il programma in Visual Basic, molto simile al precedente, che riportiamo:

### Programma in Visual Basic 6

```
Private Sub Form_click ()
For x = 0 To 4600 * 2 Step 460
For y = 0 To 3200 * 2 Step 40
PSet (x, y), 7
Next y
Next x
For y = 0 To 6400 Step 320
For x = 0 To 4600 * 2 Step 60
PSet (x, y), 7
Next x
Next y
Line (4600, 0)-(4600, 6400)
```

```
fo = 'Hz
f = ' Hz
w = 6.28 * f
wo = 6.28 * fo
tsm = 1 / fo
```

```
For t = 0 To tsm Step 0.0000001
```

```
yp = Cos(w * t) 'portante
PSet (46000 * t * 200 * (fo / 1000), 300 - 600 * yp / 2)
PSet (46000 * t * 200 * (fo / 1000), 300 - 600 * 0)
```

```
ys = Sin(wo * t) 'modulante
PSet (46000 * t * 200 * (fo / 1000), 1000 - 600 * ys / 2)
PSet (46000 * t * 200 * (fo / 1000), 1000 - 600 * 0)
```

```
y = Sin(wo * t) * Cos(w * t) 'segnale DSB1
PSet (46000 * t * 200 * (fo / 1000), 2300 - 800 * y)
PSet (46000 * t * 200 * (fo / 1000), 2300 - 800 * 0)
```

```
yi = Cos(wo * t) * Sin(w * t) 'segnale DSB2
PSet (46000 * t * 200 * (fo / 1000), 4300 - 800 * yi)
PSet (46000 * t * 200 * (fo / 1000), 4300 - 1200 * 0)
```

```
ysomma = y + yi 'segnale USB = DSB1 + DSB2
PSet (46000 * t * 200 * (fo / 1000), 6000 - 800 * ysomma / 2)
PSet (46000 * t * 200 * (fo / 1000), 6000 - 800 * 0 / 2)
Next
End Sub
```

L'impiego della routine è uguale al precedente (paragrafo 14.1):

**Dati di base:**

Sia da tracciare l'andamento di 5 segnali: portante, modulante, segnale DSB<sub>1</sub>, segnale DSB<sub>2</sub>, segnale USB, di un doppio modulatore bilanciato che utilizza i seguenti valori di frequenza:

portante:  $f_0 = 2000$  Hz  
modulante:  $f = 40000$  Hz

**Procedimento d'immissione dati:**

Prima di avviare il programma di calcolo è necessario inserire i valori di base:

-inseriremo il valore  $f_0 = 2000$  Hz nella riga del programma indicata in grassetto con:

**$f_0 =$  ' Hz :** quindi scriveremo  $f_0 = 2000$  ' Hz

-inseriremo il valore  $f = 40000$  Hz nella riga del programma indicata in grassetto con:

**$f =$  ' Hz :** quindi scriveremo  $f = 40000$  ' Hz

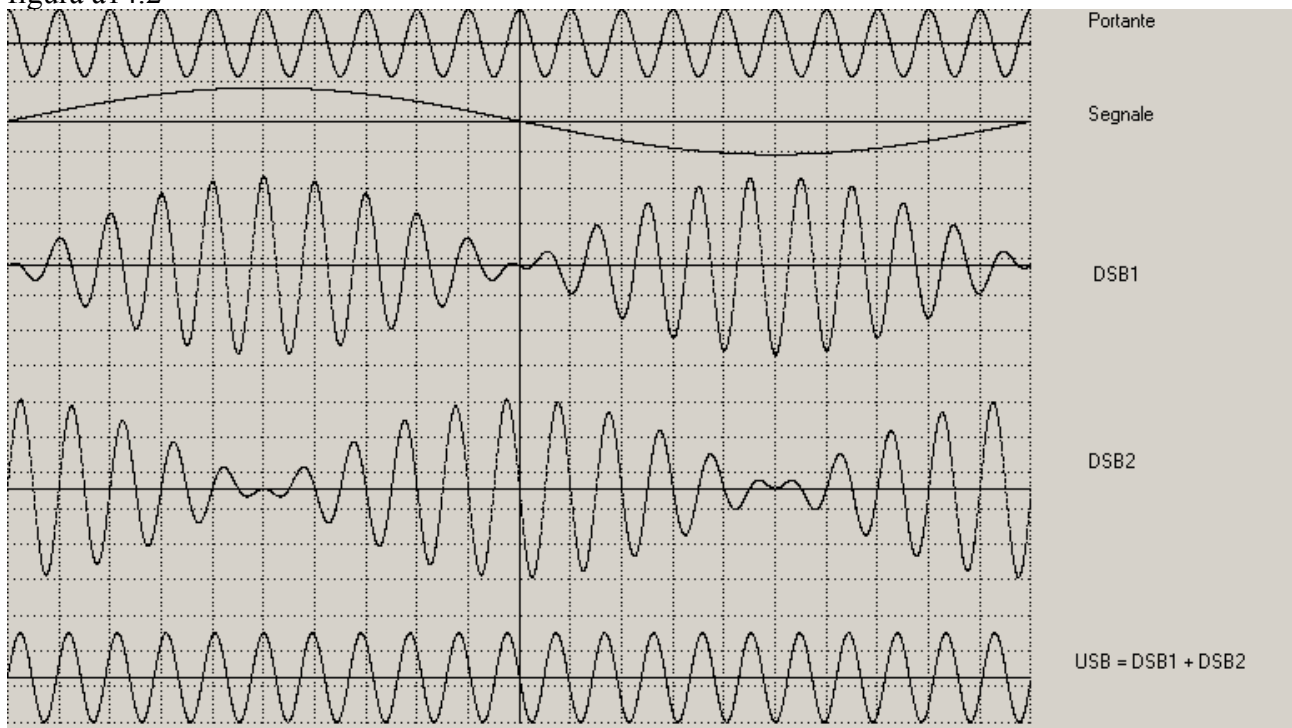
Si deve osservare che la routine del programma presenta un grafico le cui ascisse sono tutte commisurate al tempo relativo ad un solo periodo della modulante; ad esempio se la modulante ha  $f_0 = 1000$  Hz tutte le ascisse saranno dimensionate per un tempo pari a  $1/1000 = 0.001$  Sec; se invece la frequenza della modulante è  $f_0 = 1500$  Hz tutte le ascisse saranno dimensionate per un tempo pari a  $1/1500 = 0.000666$  Sec. Ne consegue che, qualsiasi frequenza abbia la modulante, ne verrà tracciato soltanto un periodo, mentre per la portante saranno tracciati tanti periodi quanti ne stanno nel tempo di  $1/f_0$ .

**Esecuzione del calcolo e presentazione dei grafici:**

Si clicca nel Form; compariranno immediatamente sullo schermo i grafici calcolati nell'ordine, dall'alto in basso, così come mostrato nella figura a14.2:

- portante a 40000 Hz
- modulante a 2000 Hz
- segnale DSB<sub>1</sub>
- .segnale DSB<sub>2</sub>
- segnale USB

figura a14.2



### **A15 Calcolo della risposta di una cellula a pi greco (adattatore d'impedenza)**

La seguente routine, compilata in Visual Basic 6, consente il calcolo dei componenti ed il tracciamento della curva di risposta di una cellula a pi greco progettata come adattatore d'impedenza.

La routine di calcolo della cellula è impostata su di un procedimento di computazione basato sui numeri complessi secondo l'elettrotecnica classica.

I dati da immettere sono:

Q = coefficiente di merito voluto

R1 = Impedenza del generatore in ohm ( $R1 > R2$ )

R2 = Impedenza dell'utilizzatore in ohm ( $R2 < R1$ )

f = frequenza di lavoro in Hz

Il diagramma è tracciato in coordinate cartesiane lineari; in ascisse, la frequenza nell'intervallo centrato sul valore di f, da 0 a f a sinistra e da f a 2f a destra; l'ascissa è divisa in 20 parti, ciascuna del valore rapportato all'intervallo impostato, in ordinate, l'attenuazione prodotta dal filtro indicata in 20 intervalli da 4 dB ciascuno per un totale di - 80 dB.

L'impiego della routine è semplice, un esempio chiarirà come usarla:

#### ***Dati di base:***

Sia da progettare una cellula a pi greco per adattare un carico R2 ad un generatore R1 avente le seguenti caratteristiche:

Q = 40

R1 = 5000 ohm

R2 = 850 ohm

f = 7000 Hz

Il tracciamento della curva di risposta sarà compreso tra 0 e 14000 Hz.

#### ***Procedimento d'immissione dati:***

Si deve avviare il programma di calcolo premendo "avvia", quindi si inizia con l'immissione dati nell'ordine:

Nel Text Box = Q si inserisce il valore 40

Nel Text Box = R1 si inserisce il valore 5000 ohm

Nel Text Box = R2 si inserisce il valore 850 ohm

Nel Text Box = f si inserisce il valore 7000 Hz

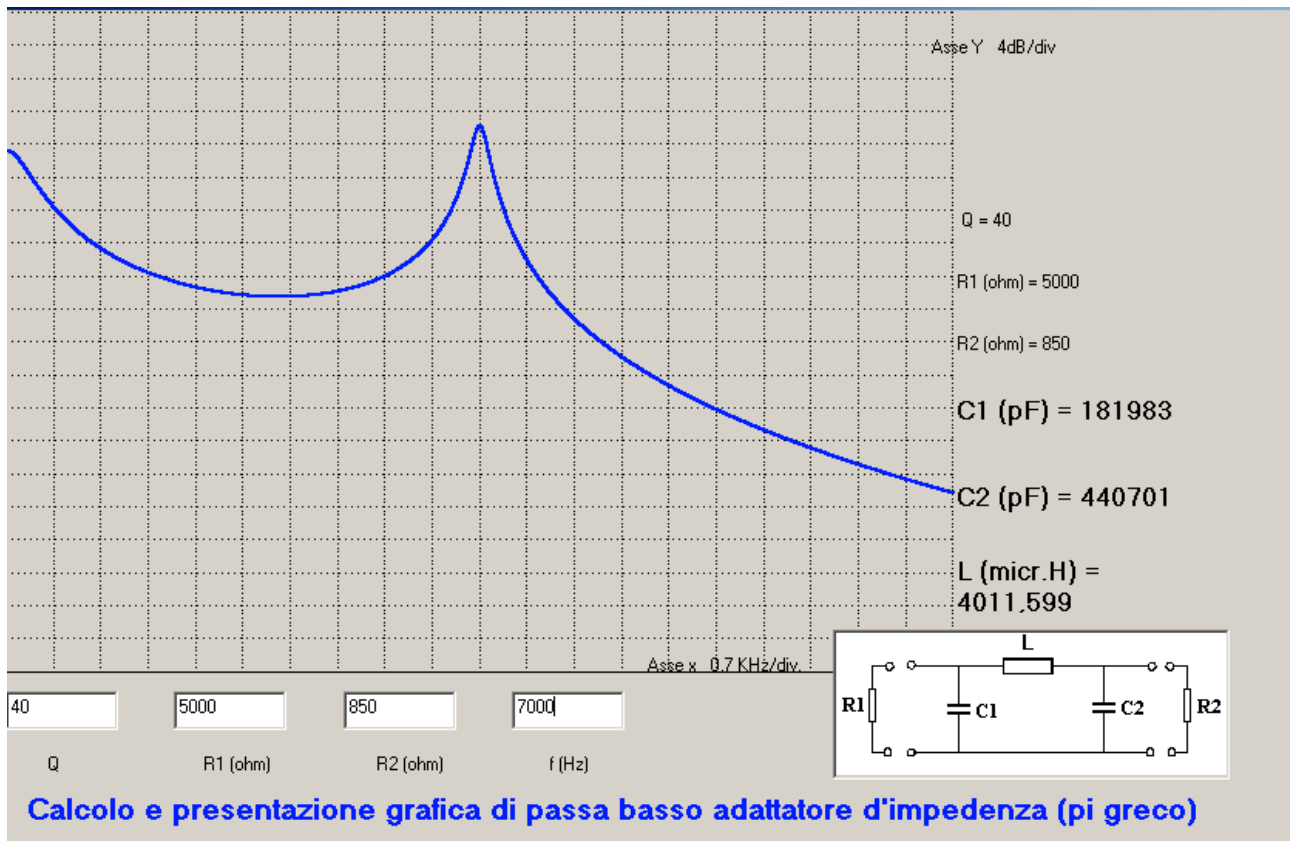
#### ***Esecuzione del calcolo presentazione dati e curva di risposta:***

Si clicca nel Form; compariranno immediatamente sulla parte destra dello schermo i dati calcolati di C1; C2; L e si vedrà formarsi il tracciato della curva di risposta fino al raggiungimento dell'ultimo valore di frequenza.

Il risultato complessivo della schermata del P.C. è riportato in figura a15/1:



figura a15/1



### Descrizione della routine di calcolo da implementare nel P.C:

Il programma impiega un Form e 15 oggetti così utilizzati:

Label1 "indicatore del valore calcolato di C1"

Label2 "indicatore del valore impostato di Q"

Label3 "indicatore del valore calcolato di C2"

Label5 "indicatore del valore divisioni asse delle frequenze"

Label6 "titolo della routine"

Label7 "indicatore del valore asse y- dB/div. -"

Label8 = "indicatore delle funzioni per immissione dati"

Label9 "indicatore del valore calcolato di L"

Label0 "indicatore del valore impostato di R1"

Label1 "indicatore del valore impostato di R2"

Text Box1 = "immissione coefficiente di merito Q"

Text Box2 = "immissione frequenza di lavoro f,"

Text Box3 = "immissione impedenza utilizzatore R2"

Text Box4 = "immissione impedenza generatore R1"

Picture1 = "presentazione schema della cellula a pi greco"

Il programma è qui di seguito riportato e brevemente commentato mediante scritte in grassetto:

**Rem Istruzioni per inserimento solo numeri nei Text Box**

```
Private Sub text1_KeyPress(KeyAscii As Integer)
If InStr("-+.0123456789", Chr(KeyAscii)) = 0 Then KeyAscii = 0
End Sub
Private Sub text2_KeyPress(KeyAscii As Integer)
If InStr("-+.0123456789", Chr(KeyAscii)) = 0 Then KeyAscii = 0
End Sub
Private Sub text3_KeyPress(KeyAscii As Integer)
If InStr("-+.0123456789", Chr(KeyAscii)) = 0 Then KeyAscii = 0
End Sub
Private Sub text4_KeyPress(KeyAscii As Integer)
If InStr("-+.0123456789", Chr(KeyAscii)) = 0 Then KeyAscii = 0
End Sub
```

```
Private Sub Form_Click()
```

**" SEZIONE 1 - CALCOLO DEI VALORI COMPONENTI IL PI GRECO**

```
Dim C1 As Double
```

**'nei calcoli sotto riportati sono stati utilizzati i simboli;**

**'R2 = resistenza di chiusura pi greco**

**'R1 = resistenza visto dall'ingresso del pi greco**

**'C2 = capacità all'uscita del pi greco**

**'C1 = capacità all'ingresso del pi greco**

**'Per R1 > R2**

```
R1 = Val(Text4.Text)
```

```
R2 = Val(Text3.Text)
```

```
q = Val(Text1.Text)
```

```
f = Val(Text2.Text)
```

```
If R1 * R2 * q * f = 0 Then End
```

```
Xc1 = R1 / q 'è la Xc di C1
```

```
Xc2 = R2 * Sqr((R1 / R2) / (q ^ 2 + 1 - (R1 / R2))) 'è la Xc di C2
```

```
C2 = 1 / (6.28 * f * Xc2) 'in FARAD
```

```
C1 = 1 / (6.28 * f * Xc1) 'in FARAD
```

```
XL = (q * R1 + (R1 * R2 / Xc2)) / (q ^ 2 + 1)
```

```
L = XL / (6.28 * f) 'in Henry
```

```
Dim C2x As String
```

```
Dim C1x As String
```

```
Dim Lx As String
```

```
Dim Rox As String
```

```
Dim R1x As String
```

```
Dim Qx As String
```

```
C1x = Int(C2 * 1000000000000#)
```

```
C2x = Int(C1 * 1000000000000#)
```

```
Lx = L * 1000000
```

```
R1x = R1
```

```
Rox = R2
```

```
Qx = q
```

```
Label1.Caption = "C1 (pF) = " + C2x
```

```
Label3.Caption = "C2 (pF) = " + C1x
```

```
Label9.Caption = "L (micr.H) = " + Format(Lx, " ###.###")
Label10.Caption = "R1 (ohm) = " + R1x
Label11.Caption = "R2 (ohm) = " + Rox
Label12.Caption = " Q = " + Qx
```

```
'=====
'SEZIONE 2 - impostazione modalità di schermo e richiesta dati
'CALCOLO DELLA RISPOSTA DEL PI GRECO
```

```
Dim Fms As String
Fm = 2 * f
Fms = Fm / 20000
Label5.Caption = "Asse x " + Fms + " KHz/div."
```

```
'Nota bene=>
'nei calcoli precedenti sono stati utilizzati i simboli;
'R2 = resistenza di chiusura
'R1 = resistenza visto dall'ingresso
'C2 = capacità all'uscita
'C1 =capacità all'ingresso
'Nel calcolo seguente con i numeri complessi i simboli sono diversi:
'R = resistenza di chiusura
'Ro = resistenza visto dall'ingresso
'C = capacità all'uscita
'Co =capacità all'ingresso
'Quindi devono essere poste le seguenti uguaglianze:
R = R2
Ro = R1
C = C2 'in FARAD
Co = C1 'in FARAD
```

```
' SEZIONE 3 - richiesta dati per il tracciamento della curva di risposta
```

```
s = 0.1 'LOCATE 12, 66: INPUT "step="; s
```

```
' SEZIONE 4 - formazione del sistema di assi cartesiani ad 1 quadrante
```

```
'LOCATE 20, 66: Print "y: 2dB/div"
```

```
'LOCATE 2, 59: Print " 0 dB"
```

```
'LOCATE 24, 59: Print "-40dB"
```

```
For x = 0 To 4600 * 2 Step 230 * 2
```

```
For Y = 0 To 3200 * 2 Step 20 * 2
```

```
PSet (x, Y), 7
```

```
Next Y
```

Next x

For Y = 0 To 3200 \* 2 Step 160 \* 2

For x = 0 To 4600 \* 2 Step 30 \* 2

PSet (x, Y), 7

Next x

Next Y

Line (0, 3200 \* 2)-(4600 \* 2, 3200 \* 2)

Line (0, 0)-(0, 3200 \* 2)

**' SEZIONE 5 - inizio calcolo automatico in funzione della frequenza**

$F_m = 2 * f$

For f = 1 To  $F_m$

**' SEZIONE 6 - definizione dei componenti del filtro come numeri complessi**

**'espressione di R e  $R_o = r_x + j r_y$**

$r_x = R$

$r_y = 0$

$r_{x0} = R_o$

$r_{y0} = 0$

**'espressione di  $A_1 = a_x + j a_y$  e  $A_2 = a_{x0} + j a_{y0}$**

$a_x = 0$

$a_y = -1 / (6.28 * f * C)$

$a_{x0} = 0$

$a_{y0} = -1 / (6.28 * f * C_o)$

**'espressione di  $C_1 = c_x + j c_y$**

$c_x = 0$

$c_y = (6.28 * f * L)$

**' SEZIONE 7 - calcolo di K e di B1**

**'espressione di B1 da calcolare  $B_1 = b_x + j b_y$**

**'calcolo di  $B_1 = b_x + j b_y = C_1 + A_1 // R = C_1 + K$**

**'per il computo di  $K = A1/R = kx + jky$  si fissa:**

$X1 = ax$

$Y1 = ay$

$X2 = rx$

$Y2 = ry$

**GoSub parall ' invio alla subroutine parall che  
' esegue il parallelo  $A1/R$  ottenendo  $kx$  e  $ky$**

$kx = X1$

$ky = Y1$

**'per  $C1$  si fissa:**

$X2 = cx$

$Y2 = cy$

**GoSub somma ' invio alla subroutine somma che  
' esegue la somma  $B1 = C1 + K$**

$bx = X1$

$By = Y1$

**'si ottiene cosi il valore di  $B1 = bx + jby$**

**' SEZIONE 8 - calcolo di  $H$  e della risposta del filtro in termini complessi**

**'CALCOLO DI  $U = (K / B1) / [(R / H) + 1]$**

**'1° -si calcola  $H = A2/B1 = hx + jhy$**

$X1 = axo$

$Y1 = ayo$

$X2 = bx$

$Y2 = By$

**GoSub parall ' invio alla subroutine parall che  
' esegue il parallelo tra  $A1$  e  $B1$**

**'si ottiene :**

$$hx = X1$$

$$hy = Y1$$

**'2° - si esegue il calcolo  $F = (Ro/(A2//B1))+1 = (Ro/H)+1 = fx+jfy$   
' ( F è la prima variabile di servizio )**

$$X1 = rxo$$

$$Y1 = ryo$$

$$X2 = hx$$

$$Y2 = hy$$

**GoSub div ' invio alla subroutine div che esegue il rapporto R/H  
' (si esegue direttamente la somma  $1+ R/H$  per ottenere F)**

$$fx = xq + 1$$

$$fy = yq$$

**'3° - si esegue il calcolo  $1/F = G = gx+jgy$   
' ( G è la seconda variabile di servizio )**

$$X1 = 1$$

$$Y1 = 0$$

$$X2 = fx$$

$$Y2 = fy$$

**GoSub div ' invio alla subroutine div che calcola il reciproco di F**

$$gx = xq$$

$$gy = yq$$

**'4° - si esegue il calcolo  $L = lx+jly = K/B1$   
' ( L è la terza variabile di servizio)**

$$X1 = kx$$

$$Y1 = ky$$

$$X2 = bx$$

$$Y2 = By$$

**GoSub div ' invio alla subroutine div che esegue il rapporto K/B1**

$$Lx = xq$$

$$ly = yq$$

**'5° -si esegue il prodotto finale per il calcolo di U ;  $U = G * L = ux+juy$**

$$X1 = gx$$

$$Y1 = gy$$

$$X2 = Lx$$

$$Y2 = ly$$

**GoSub prod ' invio alla subroutine prod che esegue il prodotto tra le due  
' variabili di servizio G ed L**

$$ux = xm$$

$$uy = ym$$

**GoTo calcmod ' ultimato il calcolo di U si passa alla routine  
' di calcolo per il tracciamento della risposta del filtro**

**' SEZIONE 9 - subroutine di calcolo tra numeri complessi che  
' vengono richiamate dai passi di programma precedenti**

**'-----SUBROUTINE DI CALCOLO-----**

somma:

$$X1 = X1 + X2$$

$$Y1 = Y1 + Y2$$

Return

prod:

$$xm = (X1 * X2 - Y1 * Y2)$$

$$ym = (X1 * Y2 + Y1 * X2)$$

Return

div:

$$xq = (X1 * X2 + Y1 * Y2) / ((X2)^2 + (Y2)^2)$$

$$yq = (X2 * Y1 - X1 * Y2) / ((X2)^2 + (Y2)^2)$$

Return

parall:

$$xp = (X1 * X2 - Y1 * Y2)$$

$$yp = (X1 * Y2 + Y1 * X2)$$

$$xs = X1 + X2$$

$$ys = Y1 + Y2$$

$$X1 = (xp * xs + yp * ys) / ((xs)^2 + (ys)^2)$$

$$Y1 = (xs * yp - xp * ys) / ((xs)^2 + (ys)^2)$$

Return

**' SEZIONE 10 - calcolo del modulo di U e impostazione  
'della funzione grafica PSET**

calcmmod:

M = Sqr(ux ^ 2 + uy ^ 2) **'modulo**

If M > 80 Then M = 80

d = 20 \* (Log(M) / Log(10)) **'espressione del modulo in dB**

If d < -40 Then d = -40

Circle ((4600 \* 2 / (Fm - Fi)) \* (f - Fi), -3200 \* 2 / 80 \* d), 8, vbBlue

Next f **' rimanda all'istruzione For f=1 to Fm  
'per il calcolo del successivo valore di M**

End Sub



## Posizione e dimensione degli oggetti:

VERSION 6.00

Begin VB.Form Form8

```
Caption      = "Form8"
ClientHeight = 3195
ClientLeft   = 60
ClientTop    = 345
ClientWidth  = 4680
LinkTopic    = "Form8"
ScaleHeight  = 3195
ScaleWidth   = 4680
StartupPosition = 3 'Windows Default
WindowState  = 2 'Maximized
```

Begin VB.TextBox Text3

```
Height      = 375
Left        = 3280
TabIndex    = 3
Top         = 6600
Width       = 1095
```

End

Begin VB.TextBox Text4

```
Height      = 375
Left        = 1640
TabIndex    = 2
Top         = 6600
Width       = 1095
```

End

Begin VB.TextBox Text1

```
Height      = 375
Left        = 0
TabIndex    = 1
Top         = 6600
Width       = 1095
```

End

Begin VB.TextBox Text2

```
Height      = 375
Left        = 4920
TabIndex    = 4
Top         = 6600
Width       = 1095
```

End

Begin VB.PictureBox Picture1

```
Height      = 1455
Left        = 8040
Picture     = "Pgrlibro.frx":0000
ScaleHeight = 1395
ScaleWidth  = 3795
TabIndex    = 9
Top         = 6000
Width       = 3855
```

End

Begin VB.Label Label8

```
Caption      = "      Q R1 (ohm)      R2 (ohm)      f (Hz)"
Height      = 375
Left        = 0
TabIndex    = 14
Top         = 7200
Width       = 6135
```

```

End
Begin VB.Label Label12
    Height      = 375
    Left        = 9240
    TabIndex    = 13
    Top         = 1920
    Width       = 1935
End
Begin VB.Label Label11
    Height      = 375
    Left        = 9240
    TabIndex    = 12
    Top         = 3120
    Width       = 1455
End
Begin VB.Label Label10
    Height      = 495
    Left        = 9240
    TabIndex    = 11
    Top         = 2520
    Width       = 1815
End
Begin VB.Label Label9
    BeginProperty Font
        Name      = "MS Sans Serif"
        Size      = 12
        Charset   = 0
        Weight    = 700
        Underline = 0 'False
        Italic    = 0 'False
        Strikethrough = 0 'False
    EndProperty
    Height      = 615
    Left        = 9240
    TabIndex    = 10
    Top         = 5280
    Width       = 2535
End
Begin VB.Label Label7
    Caption     = "Asse Y 4dB/div"
    Height      = 255
    Left        = 9000
    TabIndex    = 8
    Top         = 240
    Width       = 1215
End
Begin VB.Label Label6
    Caption     = " Calcolo e presentazione grafica di passa basso
adattatore d'impedenza ( $\pi$  greco) "
    BeginProperty Font
        Name      = "MS Sans Serif"
        Size      = 13.5
        Charset   = 0
        Weight    = 700
        Underline = 0 'False
        Italic    = 0 'False
        Strikethrough = 0 'False
    EndProperty
    ForeColor   = &H00FF0000&
    Height      = 615
    Left        = 120
    TabIndex    = 7
    Top         = 7560

```

```

        Width          = 11535
    End
    Begin VB.Label Label5
        AutoSize        = -1 'True
        Height          = 315
        Left            = 6240
        TabIndex        = 6
        Top             = 6240
        Width           = 15
    End
    Begin VB.Label Label3
        AutoSize        = -1 'True
        BeginProperty Font
            Name         = "MS Sans Serif"

            Size         = 12
            Charset      = 0
            Weight       = 700
            Underline    = 0 'False
            Italic       = 0 'False
            Strikethrough = 0 'False
        EndProperty
        Height          = 300
        Left            = 9240
        TabIndex        = 5
        Top             = 4560
        Width           = 825
    End
    Begin VB.Label Label1
        AutoSize        = -1 'True
        BeginProperty Font
            Name         = "MS Sans Serif"
            Size         = 12
            Charset      = 0
            Weight       = 700
            Underline    = 0 'False
            Italic       = 0 'False
            Strikethrough = 0 'False
        EndProperty
        Height          = 300
        Left            = 9240
        TabIndex        = 0
        Top             = 3720
        Width           = 825
    End
End
Attribute VB_Name = "Form8"
Attribute VB_GlobalNameSpace = False
Attribute VB_Creatable = False
Attribute VB_PredeclaredId = True
Attribute VB_Exposed = False

```