

晶体管示波器 实用电路设计专辑

《示波器电路专辑》编辑组

晶体管示波器实用电路设计专辑

〈示波器电路专辑〉编译组

序 言

为了赶超世界先进水平，及时了解国外示波器制造技术发展动态与适应我国示波器研制、设计、生产和应用技术的需要。遵照伟大领袖毛主席“洋为中用”的教导，我们编译出版了“晶体管示波器实用电路设计专辑”，供读者参考。

本专辑主要根据国外有关示波器技术文献编译而成。其内容对七十年代国外晶体管示波器典型产品的实用电路设计与应用，以及示波器集成电路化实用电路技术与7000系列示波器输入电路设计选择作了较为通俗和系统介绍，可供从事示波器研制工作的广大工人，科学技术人员以及高等院校科研之用。

本专辑在编辑出版过程中，承蒙上海科技大学、吉林工业大学、成都电讯工程学院与有关示波器专业工厂的工程技术人员热忱协助，特别是得到四机一所领导的关怀和马天方同志大力支持，加速了出版工作进程，在此谨致以真诚谢意。

由于水平低，时间仓促，请读者对我们这种新尝试中的缺点和错误批评指正，以便把今后的示波器专题资料出版工作作得好一些。

编 者

一九七五年一月

目 录

序 言

1. 485型350MHz便携式二踪示波器 (1)
2. 350 MHz 便携式示波器 (3)
3. 用三种工艺在单晶片上制造宽带放大器 (7)
4. 采用线性大规模 (LSI) 集成电路的超小型示波器 (11)
5. 新的宽带放大器技术 (13)
6. 示波器线性集成电路化 (24)
7. 示波器实用集成电路 (27)
8. 示波器四踪显示集成电路 (IC) 转换器 (32)
9. 7904型示波器介绍 (33)
10. 7904型示波器水平放大器电路 (35)
11. 7704型示波器水平放大器电路 (36)
12. 7704型示波器增辉放大器电路 (38)
13. 7704型示波器高频高压发生器电路 (39)
14. 7A11型放大器输入电路 (39)
15. 7A12型双踪放大器输入电路 (43)
16. 7A13型放大器输入电路 (43)
17. 7A14型电流探头放大器 (48)
18. 7A16型放大器输入电路 (51)
19. 7A19型放大器输入电路 (52)
20. 7A22型差动放大器输入电路 (51)
21. 150 MHz 示波器水平放大器设计 (59)

485 型 350 MHz 便携式二踪示波器

485 为现代示波器产品中最轻重量，宽频 350 MHz—1nS/DIV 扫速便携式二踪示波器。它除了具有便携式测量仪器能力显著优点之外，还有许多其他新特点。这些特点包括：“可选择的输入阻抗”，“可调节的触发释抑时间”，“外触发显示”，“交替延迟扫描”，“扫描线分离控制”，“垂直标尺系数指示”，“自动聚焦”与“B 扫描亮度控制”以及面板布局合理减少测量时间，单功能按键开关与自动垂直标尺系数指示增加操作者的方便。

485 垂直系统提供全带宽灵敏度之可选择输入阻抗 (50Ω 350MHz 与 1MΩ 250MHz)。它不但比近代适用的任何示波器具有较高的增益—带宽，还有可选择的输入阻抗，提供用相同示波器和不采用有源探头测量高一低阻抗能力。当输入信号超过 5mV (R、M、S)，自动地切断内探测电路，保护 50Ω 内输入阻抗。

垂直标尺系数自动读出装置为分布在每只输入衰减器按钮开关周围的三只发光二极管所组成，读出装置迅速闪光表明操作者使用所推荐的 ×10 或 ×

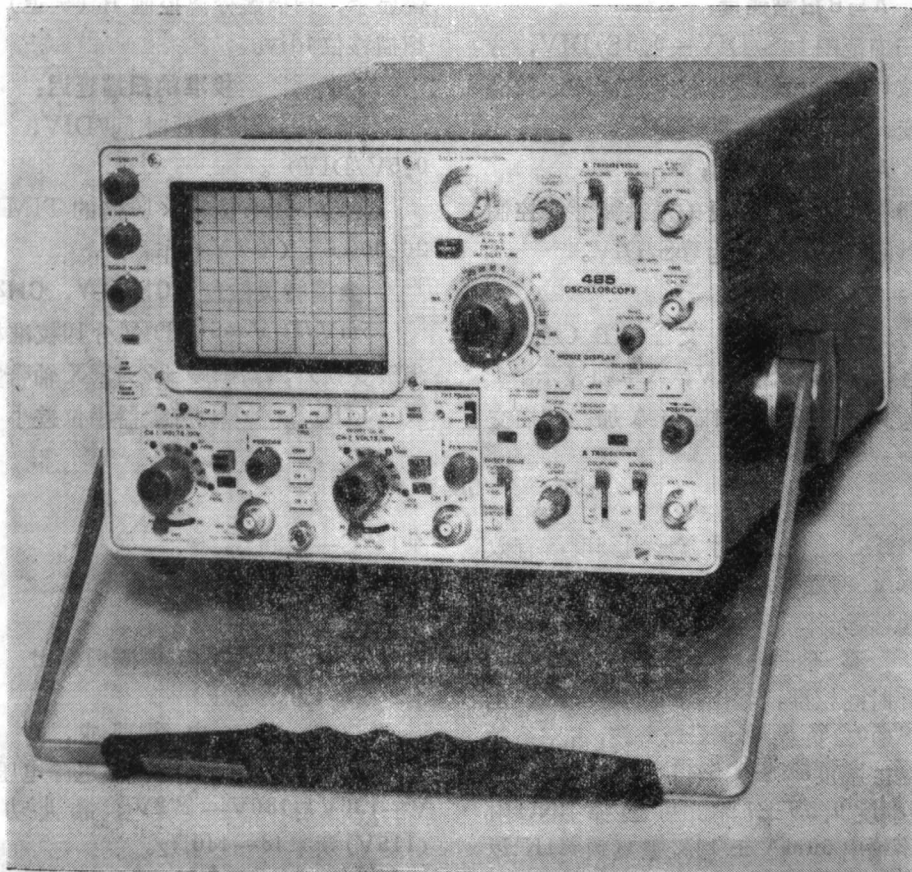
100 探头时，荧光屏显示出准确的“VOLTS/DIV 数值。每当进行测量时就无需记忆衰减系数或进行转换。

为补偿较高的带宽，485 具有 1nS/DIV 扫描速度。一种新颖的交替扫描方式扩大便携式示波器的扫描延迟概念，这种特点容许扫描延迟交替地显示被加亮的主扫描，而且这种工作方式使操作者同时观察到被加亮与延迟显示部分并始终知道正在由延迟扫描测量的脉冲群所在精确位置。

在不切断外触发信号源或重新调节控制器的条件下，容易观察到外触发信号。前面板按钮开关自动地转换馈至垂直放大器作为触发 A 扫描的外触发信号。为此，使快速测量所感兴趣的信号与外触发信号源之间的时间进行比较。

全带宽触发 (无“HF”同步) 与可调“触发释抑时间”提供稳定地显示重复而波形复杂的信号。

自动聚焦电路保证在每次亮度变化时无需重新调节的必要。在拍摄单次过程，聚焦始终不变，电子束限流电路保护示波管磷光体不因高亮度而烧损。



垂直偏转系统 (CH1与CH2相同)

可选择的输入阻抗:

50Ω与1MΩ输入阻抗适用于单BNC连接器,借助于按键开关选择之。50Ω±0.5%;驻波电压比小于1.25:1(在5mV/DIV与10mV/DIV);20mV/DIV—5V/DIV,(350MHz)小于1.15:1;1MΩ±1%并联电容小于20pF。

全偏转灵敏度带宽与上升时间

50Ω端接源,+15°C—+35°C

50Ω	DC—350MHz	1nS
1MΩ	DC—250MHz	1.4nS

偏转灵敏度:

5mV/DIV—5V/DIV分10校准档级(按1.2.5步级变换),精确度±2%,无校准时,档级间连续可变,最低灵敏度为12.5V/DIV(重校增益)。

显示方式:

正常与反相(CH1与CH2);交替;断续(约

1MHz重复频率);相加;X—Y显示(CH1—Y与CH2—X)

自动标尺系数:

按钮开关外壳边缘上的三只读出发光二极管,自动地指示出×10与×100编码探头头部的偏转灵敏度。

50Ω保护:

内探测电路提供自动切断超过50V大幅度信号的自动保护功能。

输入耦合方式:

AC:DC:GND(零参考电平)

延迟线:

可观察显示波形的前沿。

内触发源:

“正常”(显示信号),CH1或CH2。

水平偏转系统

A与B扫描速度:

已校准的扫描范围1nS/DIV—0.5S/DIV,分27校准档级(按1.2.5步级变换),未校准的A扫描档级间连续可变,最低扫速1.25S/DIV。

A触发释抑时间:

可凋控制器稳定显示出重复的复杂波形。控制范围为全扫描时间的最快时间为1nS/DIV。

B ENDS A,

水平显示方式—A,加亮,交替与B(延迟扫描),A扫速为1,2与5nS/DIV,A单独显示。

交替显示方式—B延迟扫描与A加亮扫描交

替显示,扫描线分离控制B(延迟)扫描相对于A扫描移位4div。

校准的扫描延迟:

调节0—10倍延迟时间/DIV,(10nS/DIV—0.5V/DIV)。

晃动—调节位置×10倍的TIME/DIV时小于20,000:1(X—Y工作。)

全偏转灵敏度(CH1—Y,CH2—X):

5mV/DIV—5V/DIV分10校准档级(按1.2.5步级变换),精确度±2%,X轴带宽DC—4MHz(—3dB),4MHz放大器相位差小于3°。

示波管

TEKTRONIX示波管为4寸方形内刻度,有效观察面积8×10cm,垂直与水平中心刻度间隔为0.2cm。通常供应P31磷光体的示波管。加速电位21KV。

其他特性

频率与上升时间校准:输出阻抗为450Ω,上升时间小于1nS(50Ω负载);1KHz方波,占空系数49.8%—50.2%;幅度5V±0.5%;负载为1MΩ与50Ω±0.5%,幅度0.5V±1%。可选择BNC附件。电流回路输出50mA±1%,重复频率1KHz与1MHz±0.25%。技术条件规定工作环境温度

+15°C—+35°C。

A扫描输出:

10V(正锯齿波)

A与B闸门输出

4V(方波电压)

电源要求:

滑动开关选择额定工作电源电压。电源电压90V—136V与180V—272V,最大功率损耗60W(115V)频率48—440Hz。

350 MHz 便携式示波器

在过去的五年中，实验室型示波器电路技术有了迅速发展。其主要原因在于：不断地采用了最新的半导体技术。回顾历史，半导体器件在测量仪器技术领域中的应用颇为迟缓，主要是受到一系列因素限制，诸如温度的敏感性、缺乏半导体器件使用经验等，特别是随着频率提高，对示波器宽带放大器电路技术的要求更加严格，促使设计人员感到敏在电路技术中大量地采用半导体器件不是轻而易举

之事。由于近七年来半导体和集成电路技术日新月异的发展，为设计工程技术人员呈现了一条崭新的途径，不但是早已克服了上述困难，而且又解决了分立式元件所不能解决的问题。

读者在本文所介绍的带宽350MHz，灵敏度5mV/div新型便携式示波器中，清楚地了解到这一事实。

1. 扩展带宽的措施

众所周知，单片模拟集成电路的带宽要比分立元件放大器的带宽窄得多。因此，第一批示波器半导体化垂直放大器均采用分立晶体管，这并不是奇怪的。即使在目前，“最快的”放大器还是把分立片状晶体管焊接到有厚薄膜元件的衬底上而制成的。这种方法成本很高，因而不适合大批生产。所以，不得不去彻底改进集成电路的单片结构。图1示出了一种可能的解决方法。T1和T2表示发射极耦合电路中的一般放大级，T3—T8形成一个电流放大器，其放大系数和极性可通过T7(引线12)和T8(引线11)连续调节基极上的直流电位，其输出端的关系式则保持不变。

因此，这种集成电路结构是比较通用的，并具有共射—共基放大器的所有优点。为了确保很高的带宽，采取了下列措施：

a. 当集电极——发射极电压只有2.4V时，单片晶体管的特征频率(f_T)为3GHz。为了降低损耗功率(减少自热)及节省功率，有意识地把电压选得较低。这样，在直流电压电位不得不降低以前，可以将几个放大器级联在一起。之所以能达到这样高的特征频率，是因为采用了非常窄的发射极引线(宽度约为 $2.5\mu\text{m}$)。为了减小基极带状电阻和集电极——基极电容而不降低电流放大系数 β ，需要进行二次基极扩散；

b. 由于采用了一种电阻系数很小的特殊扩散方法，因此不仅大大减小了集电极电阻，而且还形成了一个“埋层”的直接接触点；

c. 单独的隔离区减小了单片晶体管之间的电容耦合。没有这种单独的隔离区，晶体管的间距就必须加大，这会使晶体管之间的热耦合变坏。但是，为了尽可能降低热效应，热耦合又是测试放大器的良好脉冲特性所必需具备的。分立晶体管放大器基本上都是通过选择合适的工作点来进行温度补偿的，而这种可能性对集成电路来说大多是不存在的。因此想尽量减小热时间常数，然后能够通过差分放大器发射极之间的简单阻容网络来加以补偿。

d. 一定要避免低阻发射极电路中的电感。因为在T1、T2和T3—T6发射极中每个终端阻抗都会使电路高频时的放大系数迅速下降。这里，单片放大器要比分立放大器具有明显的优点。但是，另一方面却不得不将确定基本放大系数的电阻 R_E 直接扩散到集成电路中。然后，扩散电阻的温度系数很大($\approx 0.16\%/^{\circ}\text{C}$)，而且，误差绝对值通常达20%。这就是说，如果每级只偏离额定值10%，那末，六级放大器的放大系数误差就会达到+77%。因此，就要求把镍铬电阻直接蒸发到集成电路上。这种电阻的典型温度系数只有 $0.005\%/^{\circ}\text{C}$ ，而其绝对误差可低于5%。

e. 一个 1.8pF (C_E)金属—氧化物—半导体电容器直接引入集成电路，以便能补偿传递函数的主极点(见“计算方法”一节)。在通常的金属氧化物半导体电容器中，有一块极板是通过衬底形成的，而这一种金属氧化物半导体电容器则是将电容器分成二段相等电容，以便使衬底不致在交流时激励。

f. 如图2所示，由于每级放大器级之间采用了特殊的电感耦合，因此，大大扩展了带宽。如果能正确地设计 C_B 、 C_1 、 L_2 以及 L_1 和 L_2 之间的耦合，则可使放大器的输入电阻在所有频率上都是实数，并等于 R_G 。 R_G 是发生器电阻，因而通常也是上述放大级的负载电阻。这样，就有可能将特性阻抗 $Z_0 = R_G$ 的导线直接引到电路板上，从而能减小各个放大级连接点的反射。对于高质量的宽带放大器来说，较小反射的重要性还未能充分强调，因为没有这些措施，就难以忠实地重现窄脉冲。

在上例中， L_1 和 L_2 大部分都是直接由集成电路的引线电感形成的(见图1)。 C_B 只有 0.69pF ，同时直接印制到电路板上。此外，由于放大级的输入端采用了这种具有所谓“T型线圈”的电路，因此，可以扩展带宽约2.5倍。这比用一般的补偿措施所能达到的带宽高得多。采用上述各项

措施后,在电流放大系数约为2.5时,图1放大级的带宽可超过1GHz。采用截止频率为1.5GHz的示波管和六级放大器,而最小的偏转灵敏度则为5mV/div示波器的带宽为350MHz,在带宽时,输入电阻是一实数,其值为50Ω。在50Ω输入端的反射是非常小的,因此,在带宽为350MHz,偏转灵敏度为5mV时,驻波比为1:1.25。当偏转灵敏度高于5mV/div时,驻波比能降低到1:1.15。

Tektronix 公司 485 型示波器总共采用了17块如图1所示的集成电路:8块装在“A”和“B”垂直前置放大器中,9块用于“A”和“B”触发放大器和触发发生器,其中3块则装在垂直主放大器中。图3还示出了这种示波器的简化输入级。利用按钮可选择两种输入阻抗:带宽为250MHz ($R_G = 50\Omega$)时,输入阻抗为1MΩ/20pF;带宽为350MHz时,则为50Ω,两者的最小偏转灵敏度均为5mV/div。高阻输入主要是用来测量大幅度电压,以及降低直

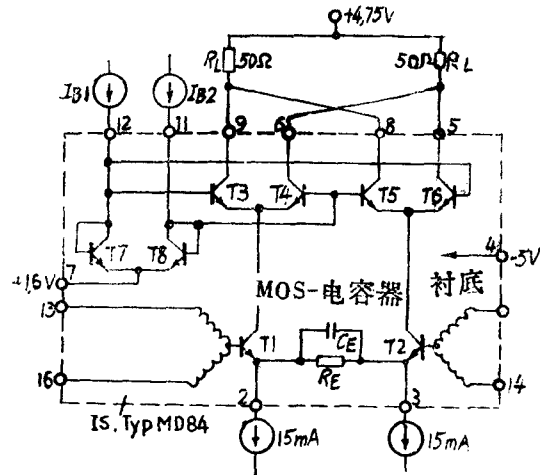


图1 放大系数和极性可连续调节宽带通用集成电路

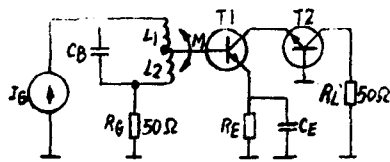


图2 在输入端为电感耦合的共射—共基电路的等效电路

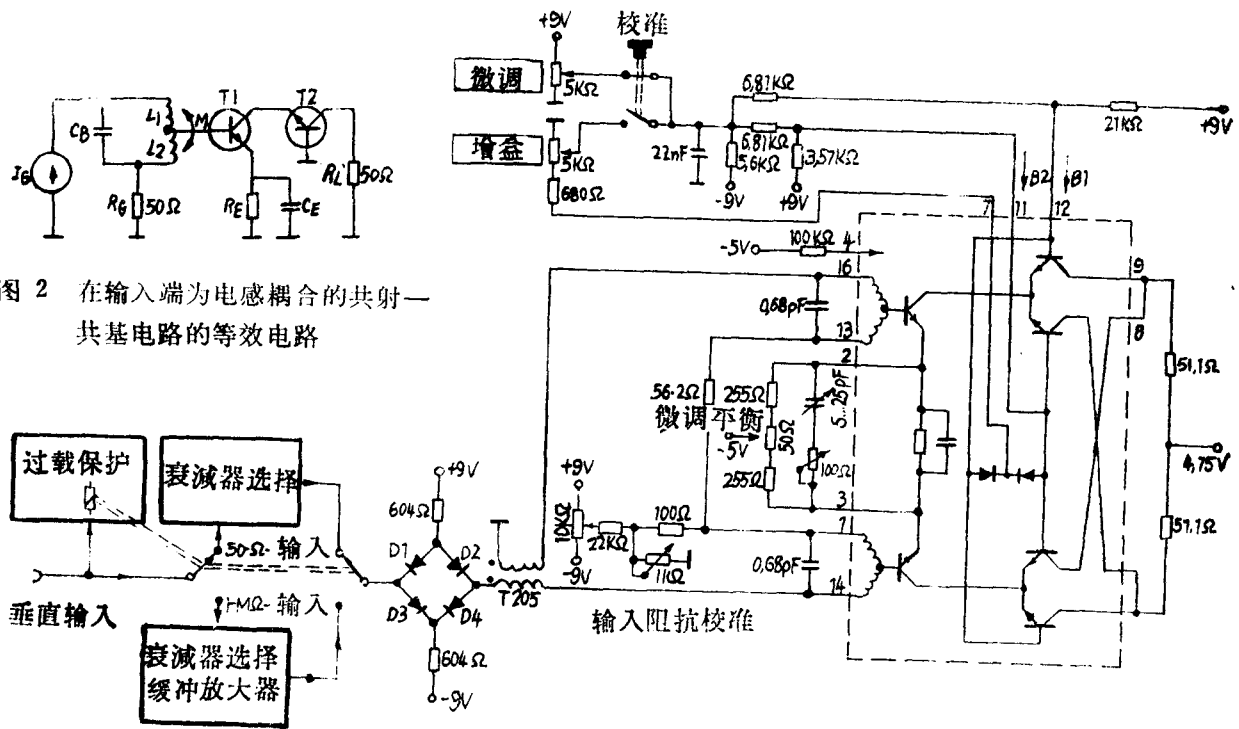


图3 垂直输入放大器的简化电路

流负载。众所周知,随着频率增大,输入阻抗会迅速下降。这样,在 $f = 100\text{MHz}$ 时,输入阻抗实数部分的典型值为80Ω,而其虚数部分的典型值则为100Ω。这些数值对所有高阻输入的示波器都适用。但在频率很高而反射很小时,输入50Ω电阻的优点是非常明显的,因为其值是一实数而且和频率无关。利用一个接在输入端的10:1衰减器,输入电阻可提

高到500Ω,这对所有快速ECL—和肖脱基TTL—逻辑电路来说,还是一个完全可接受的负载电阻。

50Ω输入用一个特殊的集成电路来防止过载。当输入端超过5V(有效值)或者能量超过0.1Ws时,此集成电路开始工作,并直接使继电器启动。在这个集成电路内有一个非线性放大器,可用于变换有效值和处理 $\geq 1\text{V}$ 的正负信号。此外,它还包括一个

用于转换刻度照明“1MΩ及/50Ω”指示的逻辑电路。这个集成电路包括的单片晶体管不小于72只，扩散电阻约为100个，这些统计清楚地表明，

如果用分立元件制作这种放大器的话，则必然要大大提高成本，占用更多的空间。

2. 垂直输出放大器

为了使电子束在整个荧光屏上偏转，需要一个相当高的电压。单片晶体管是特意获得高截止频率而设计的。因此，集电极—发射极电压 U_{ce0} 不到10V。这样，就要求基极电路中的晶体管 T15 和 T16(图4)采用分立晶体管。在输出级中的集成电路因而是一种混合集成电路，其中晶体管 T11~T14 是单片集成电路的组成部分。这种电路是相当重要的，因为它不仅使特征频率有效地增加一倍，就

是在相同的特征频率下使电流放大系数也增加一倍。此外，用这种方法还不会对每个晶体管的电流密度提出过高的要求，以确保获得很高的带宽。偏转系统是这样设计的，以致特性阻抗可保持为 $Z_0 = 346 \Omega \pm 1\%$ ，由于电压放大系数是很高的，因此一定要采用 T15 和 T16(共射—共基)，以消除密勒效应。混合集成电路采用 TO—8 型外壳，其耗散功率为 5W。所产生热量大部分通过金属引线引向机壳。

3. 性能的继续提高

485 型示波器有一系列新的进展。这些进展可归纳为：

a. 最快的扫描速度为 1ns/div。这不是用通常的“扩展”方法而直接达到的，因此，可获得很高的扫描精度；

b. 外加的触发信号可通过一个旋钮直接在荧光屏上显示出来，因此可进行垂直信号相对时间的测量；

c. 电子束随着辉度的调节而自动聚焦。这就便于同时观察时间间隔有很大差别的被延迟的和延迟信号。同时，这种装置也大大有助于拍摄单次过程。自动聚焦是卓有成效的，以至使调节旋钮也被放到仪器的背面。

d. 最大的阴极电流在各档扫描都被限制在一个安全值内，因而能保证不致烧毁磷光体。

e. 装有一个可变的“释抑”控制旋钮，因而在观察甚高频复合信号时，触发电路只将一个指定的触发信号加在时基发生器上；

f. 两个垂直输入端可用一个按钮转换成 x-y 工作方式。在带宽为 5MHz 时，最大相位误差 $< 3^\circ$ 。

g. 可接上衰减系数为 12 dB/倍频程的二端网络滤波器，以使仪器的带宽降到 20MHz。

h. 在采用 P11 磷光体、C13 照相机和 1000QASA 胶片时，示波管的记录速度是 6div/ns。即使在扫描高达 1ns/div 时，也可以直接观察到单次过程。

i. 电源部分没有电源变压器，而采用了一个 20kHz 振动变流器。这种振动变流器不仅具有很高的效率，而且大大降低了仪器的重量(重 9.5Kg)，缩小了外形尺寸(只有 520 × 310 × 165mm)。

4. 计算方法

4.1 发射极电路的传递函数

图 5 是高频晶体管的发射极电路简化等效电路。

由于 $I_c = \beta \cdot I_B$ ， $\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha}$ ， $\alpha = \frac{\alpha_0}{1 + S \cdot T_T}$ 和

$T_T = \frac{1}{2\pi \cdot f_T}$ ，因此，当 $\alpha_0 \rightarrow 1$ 时，集电极电流

发生器为 $I_c = \frac{I_B}{S \cdot T_T}$ (1)

如果引入发生器电阻 R_G 和图 1 发射极电路中的并联网路 R_E 、 C_E 则可得图 6 所示的等效电路。

输入阻抗为：

$$Z_{IN} = \frac{U_{IN}}{I_B} = \frac{R_E (1 + S \cdot T_T)}{S \cdot T_T (1 + S \cdot R_E C_E)} \quad (2)$$

令 $R_E \cdot C_E = T_T$ (3)

则极点 $(1 + S \cdot R_E \cdot C_E)$ 可用式 (2) 中的零点 $(1 + S \cdot T_T)$ 简约，故式 (2) 能简化成

$$Z_{IN} = \frac{R_E}{S \cdot T_T} = \frac{1}{S \cdot C_{IN}} \quad (4)$$

式中， $C_{IN} = \frac{T_T}{R_E} = C_E$ (5)

由于 $r_b \neq 0$ ， $R_L \neq 0$ 和 $C_{cb} \neq 0$ ，并考虑到 R_G ，

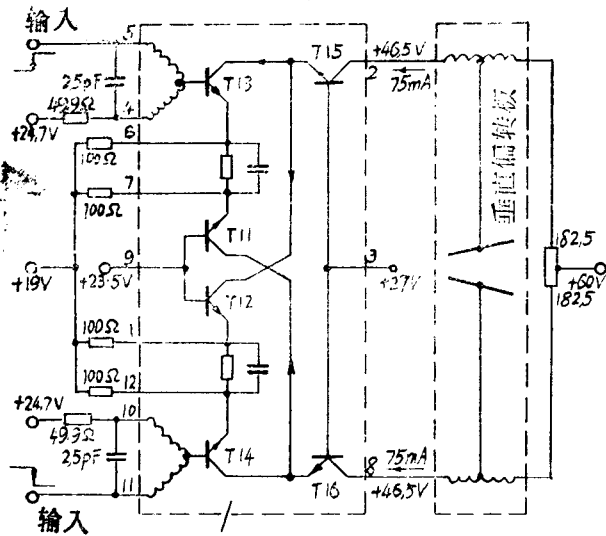


图4 输出垂直放大器的简化电路

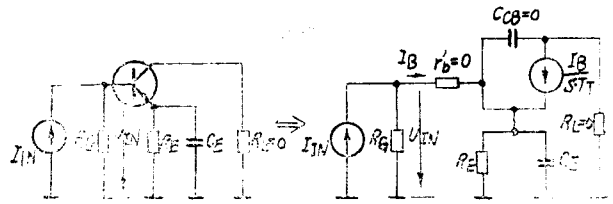


图6 具有零位补偿图5的等效电路

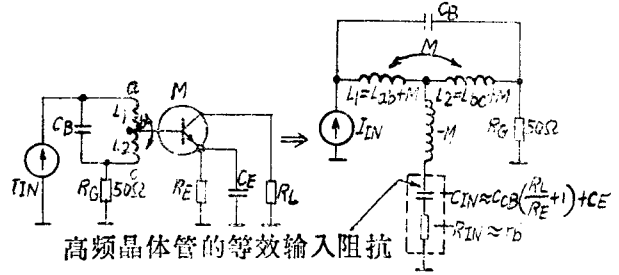


图7 在晶体管输入端接有T型线圈的图2输入等效电路

因此，根据图6可得到下列传递函数：

$$\frac{I_A}{I_{IN}} \approx \frac{V_i}{\underbrace{1 + s(R_G + r_b')}_{(R_G + R_{IN})} \underbrace{(C_{cb} [\frac{R_L V_i}{R_G} + 1] + \frac{T_T V_i}{R_G})}_{C_{in}}} \quad (6)$$

式中 $V_i = \frac{R_G}{R_E} (7)$

V_i 是电流放大系数，此时假设 $R_E \gg \frac{k \cdot T}{q \cdot I_c}$

一般能满足宽带放大器的计算要求。因此，放大器可达到的带宽为：

$$f(-3dB) \approx \frac{1}{2\pi(R_{IN} + R_G)C_{in}} \quad (8)$$

把式(6)分母进行微分可求得最佳的发生器电阻：

$$R_G(\text{最佳}) \approx \sqrt{\frac{\gamma_b' V_i (C_{cb} \cdot R_L + T_T)}{C_{cb}}} \quad (9)$$

4.2 “T型线圈”

图2晶体管输入端的电感耦合可改画成图7的等效电路。

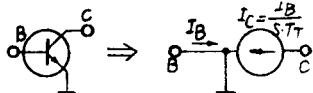


图5 高频晶体管的发射极电路中简化等效电路

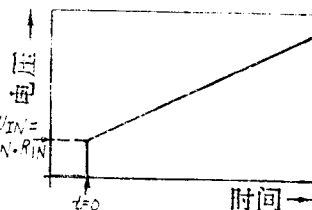


图8 由脉冲电流激励的晶体管输入端合成电压曲线

$$\frac{U_{CIN}}{I_{IN}} = \frac{R_G}{1 + s \left(\frac{R_G + R_{IN}}{2} \right)}$$

$$C_{IN} + s^2 \cdot K \cdot \frac{(R_G - R_{IN})^2}{4R_L^2} \cdot C_{IN}^2 \quad (10)$$

其中 $K \geq 0$ 是衰减系数

L_1 和 L_2 之间的耦合系数为：

$$k = \frac{1 - K}{1 + K} \quad (11)$$

此外

$$L_1 = \frac{R_G \cdot C_{IN}}{2} (R_G - R_{IN}) \quad (12)$$

$$L_2 = \frac{R_G \cdot C_{IN}}{2} (R_G + R_{IN}) \quad (13)$$

$$M = \frac{R_G^2 \cdot C_{IN}}{4} + R_L \left(C_B - \frac{C_{IN}}{4} \right) \quad (14)$$

$$C_B = \frac{K}{4} C_{IN} \left[\frac{R_G + R_{IN}}{2} \right]^2 \quad (15)$$

当 $K=1/3$ 时, 可得到最佳线性的相位特性以及上冲仅为 0.4% 的脉冲特性。在这种情况下, 可达到的最高带宽要比式 (8) 提高 2.74 倍

通过一个良好的模式, 用计算机可以相当准确地求得晶体管的 C_{IN} 和 R_{IN} , 其中输入具有阶跃电流激励。所产生的电压曲线如图 8 所示。 R_{IN} 可以直接通过起始的阶跃电压 $\Delta U/\Delta I$ 求得。从图 8 曲线的斜

率中可得到:

$$C_{IN} = \frac{\Delta I}{\Delta U} \cdot \Delta t \quad (16)$$

用时域反射计可直接测得此曲线, 而不用计算机来求解一个良好的晶体管模式。

用三种工艺在单晶片上 制造宽带放大器

双极型晶体管、金属—氧化物—半导体电容器与薄膜电阻的组合, 消除因发射极引线电感产生的弊病, 甚至利用封装引线电感作为级间高频补偿。

最新的双极型、薄膜与金属—氧化物—半导体工艺互为弥补, 仅在 4mil^2 的单晶片上制造出增益与极性可控制的数个 GHz 频宽的直流耦合放大器。

这种电路是安装在新的低散逸封装内, 并使用引线寄生电感, 光刻电路电容器提供成本低廉, 宽频带与高输入阻抗的放大器。标准增益 9dB, 则增益—带宽乘积为 2.8GHz 。

迄今为止, 线性双极型半导体集成元件要比那些始终用于高速放大器一类的分立式电子计算机的半导体集成元件迟缓得多。所以为大量生产高集成度多级的放大器仪器方面, 成本异常高昂。而快速放大器仍然采用分立式器件。

显然, 高集成度途径的宽带多级放大器很经济, 而且也是最引人入胜的, 但它有一系列技术性缺点:

- 如果在单晶片上制造二级或多级放大器, 若提高三倍的增益—带宽乘积而采用级间电感补偿方法是无法实现的。

- 难以调节过渡特性并且也不可能。

- 电路封装不受功耗限制

- 因制造快速晶体管需要有严格的公差要求, 所以电路的生产效率低。

假如难以寻求某种取代单级集成电路的途径, 则封装的引进—引出线电感限制带宽的提高, 除非采用级间补偿措施。由于发射极电路是低阻抗通路, 甚至与发射极增益调正电阻相串联电感与补偿电容器也会严重的限制电路的带宽, 所以电阻与电容均

能在单晶片上制造集成电路, 这种限制, 随同小型电阻与电容的成本一样被消减。本文介绍即是采用这种途径的例证。实践已证明具有高性能与经济性。

图 1 所示的电路结构为利用“Gilbert”倍增器串级放大器的简化电路图。在正常工作时: 引线 12 点 (已知控制基极) 接至电流源 I_{b1} , I_{b2} 为零, 输入信号由 1—13 引线馈入, 输出由 5—9 引线取得。在这种情况下, 晶体管 Q_4, Q_5 与二极管 D_2 截止。实质上, 这种电路是标准的共发—共基极放大器, Q_3 与 Q_6 相当于共基极晶体管。

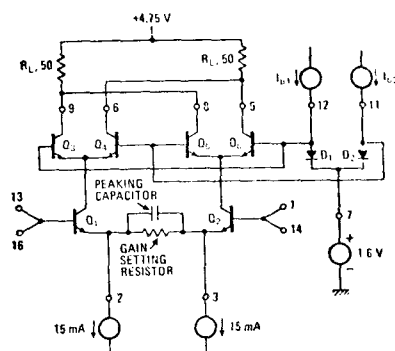


图 1 宽带 IC_1^2 的基本电路系 Gilbert 倍增器电路的串级放大器。由于在单晶片上制造增益调节电阻与补偿电容器, 故减少发射极引线电感为最低限度, 并且大大地提高频带。

假设 I_{b1} 截止, I_{b2} 导通, 信号电流相应地从 Q_1 与 Q_2 流入, Q_4 — Q_5 电路仍为共发—共基极电路, 但信号极性相反。同样, 如果 $I_{b1} = I_{b2}$, 信号电流抵消, 输出端同相电平衡定不变。为此, I_{b1} 与 I_{b2} 之间关系决定增益的连续性与线性。即:

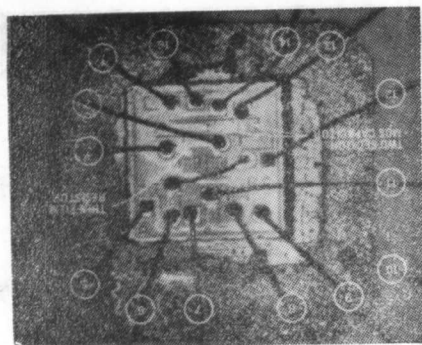


图 2 三点标

双极放大器晶片，包括 MOS 电容器与稳定薄膜镍铬电阻。证明：输入信号环行通过封装与电路，1—13 引线馈入，相应地由 14—16 引线输出。

$$G = G_{max} \left[1 - \frac{2I_{b2}}{I_{b1} + I_{b2}} \right]$$

这种共发—共基极电路固有的宽频带，由于在输入晶体管 (Q_1 — Q_2) 集电极的信号电压摆幅很小，并且集电极电路每一阻抗在高频降至输入阻抗，所以增大了晶体管集电极—基极电容两端电压摆幅。因此， Q_1 — Q_2 集电极电路没有引线电感是集成电路途径的固有优点。图1表明 Gilbert 倍增器为增益与极性控制无关的共发—共基极放大器。

加速晶体管

晶体管的偏置电流略小于 f_T 峰值，为节省电力，集电极电压为 2.4V。然而在此工作点的 f_T 是 3GHz。为了得到低的基区电阻与高 f_T 值，发射极宽度做到小于 0.1mil。采用扩散方法保持低的基区电阻，而且丝毫不牺牲 β 或 C_{cb} 。

由于集电极同器件的上端的接点与衬底基极区之间有大的串联电阻，所以集成半导体器件比其分立式计算机元件迟缓。为了降低电阻，进行低阻扩散（集电极深度）而接至集电极埋层。

减少器件之间电容，在每一集极区周围建立隔离墙相互隔离，不同部分的晶体管不应分离得太远，可能会导致温差的产生，此时引起不十分显著的附加直流漂移。温度对信号的影响为：馈入输入信号，改变了 Q_1 的功率消耗，通常功率消耗的变化量不同于 Q_2 的功率变化，这就使 Q_1 与 Q_2 之间产生温度误差。此误差正比输入信号电压（非方波电压），温差改变了 Q_1 — Q_2 二者的 V_{BE} ，提高新的等效输入信号，这种影响是线性的，增大了直流增益为 1

—5%，超过 1MHz 时，增益有显著的改变。

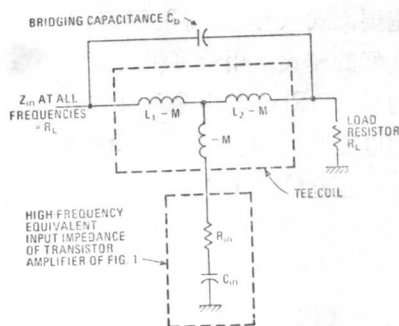


图 3 补偿—T 型线卷级间补偿电路改善普通频带 2.74 倍，当驱动 R—C 负载时，选择桥式电容，在所有频率使 $Z_{in} = R_L$ 。

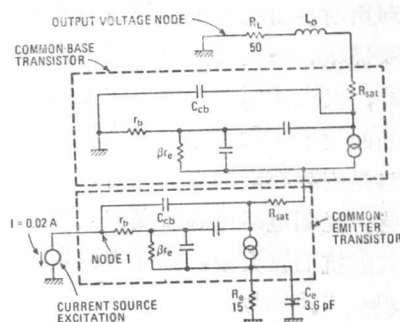


图 4 计算机方式—串级电路方式是使用 ECAP 分析 IC 放大器。L_c 补偿输出引线电感。在过渡特性（见图6）上产生上冲。

实际上，采用普遍称为“热平衡”分差对偏置方法，此点用方程式定义：

$$2I_s R_L = V_s + V_{BE} - (I_s R_E) / 2$$

不考虑温度对输入信号的影响，本方程式是在有信号输入时，使 Q_1 与 Q_2 之间的功率耗损等于零时推导而来。式中： V_s 是集电极电源电压， I_s 为发射极电源， R_E 为发射极增益调节电阻， R_L 为集电极负载电阻。

大多数示波器的放大器均采用这种偏置方法，但一般 IC 电路是不能满足方程式的要求，取而代之，它们依赖于严格的热耦合，以保持这种影响程度小于 1%/每级。复合时间常数小于 10ms 它是容易控制数字，但是 5 与 10 补偿网路仍需要保持稳定的热不平衡影响。

不接地MOS电容器

MOS 高频补偿电容器不像许多集成电容器那样两侧都不接地。在两种情况，上极板是大面积金属层，金属层的下面是氧化层作为电解质，下极板是基极。通常供给负电压，30PF 电容器一般用这种方法制造的。

图 1 电路表明，要每一极板都接至发射极，使用二只单独电容器，从每一发射极接至基极是一种不妥善的解决方案，在高频时发射极的同相抑制比降低，则同相输入信号通过基极耦合到控制基极，实质上增大了同相增益。在这种情况下很容易超过分差增益，在多级放大器中可能产生振荡。

偶而，具有相当低的电阻埋层扩散可作为基板隔离的电容器的下极板。如前，上极板与电介质均是金属与氧化层，这种材料降低基板激励。

如所预料，埋层对基板比金属有相当大的寄生电容。所以发射极所接触的那一金属层对基板也有比较大的电容，由于不平衡缘故，基板用分差以及同相信号激励，解决的方法将电容器分制成二个相等并联电容器，每个发射极均接至电容器的上极板与下极板，防止了单纯基板激励，单晶片与焊接区如图 2 所示。

为改善级间电感补偿，希望只将发射极增益一调节电阻集成化。可是，实际上增益取决于增益调节电阻对负载电阻 R_L 的比值，二个电阻应有相同的电阻温度系数，由于 R_L 采用金属膜电阻，温度系数为 $+1600/10^{-9}/C^{\circ}$ 的扩散电阻不适宜作为增益调节电阻。

而且，重要性在于误差要小—特别是多级放大器采用相同的单晶片，每五级串级放大器中增益误差为 1%，产生 61% 总增益误差。

卓有成效的解决方法是在单晶片上直接沉积薄膜电阻，认为在其他金属系统，诸如，铬化硅与钼使用镍铬更好，由于通常使用光刻方法，这些其他金属与氧化硅或铅是不相矛盾的。此外，电阻温度系数小于 $100\text{ppm}/C^{\circ}$ ，也可以用薄膜电阻 ($10\Omega/\text{平方}$) 制造出所需要的 30Ω 发射极电阻。

宽的通频带与平滑的频率响应，特别取决于级间补偿系统的性能。最好的这种系统之一就是 T 型线圈电路，实际上这种 T 型线圈为一对互感线圈，将 T 型线圈接至 RC 负载与电源之间，就像多级放大器的一级输出，带宽改善系数为 2.74，上冲

仅 0.4%，T 型线圈补偿放大器的 3dB 带宽按 $\Delta f = 2.74/2\pi(R_L + R_{in}) \cdot C_{in}$ 求得，假设电路被调节到具有最大平坦包络延迟响应。

附加桥式电容器 C_b ，该电路被变换成桥式 T 型线圈，因此得到另外极其有利的特性，如果 $C_b = (C_{in}/12) \cdot (R_L + R_{in}/R_L)^2$ ，然而在所有频率，驱动点阻抗 Z_{in} 实际上等于 R_L 。

实际，驱动点阻抗是常数，这样有可能采用光刻电路板转输线作为级间耦合，不需要任何倒相终端—即驱动级不需要集电极负载。理论上，2 倍阻抗的级间传输级应有 2 倍端接，在每一端使用简单的电感补偿，增益与带宽不会有任何损失。所以 T 型线圈是防止级间信号反射的有效措施。

在补充 T 型线圈补偿方法之前，首先应知道被补偿的级间输入阻抗，但是，本文所介绍的方法——计算机分析法基于精选晶体管方法——既迅速又直观地表现出来，这种分析方法是 IBM'S 众所周知电子电路分析程序 (ECAP)，借助图 4 的电路方式。Re 数值按所需要增益由直流分析得来， C_e 由 $C_e = 1/2pF_t R_e$ 求出。

用电子计算机进行时畴反射的数字分析：20mA 阶跃输入驱动可编程器。根据 (图 5) 第一交点求得电压。

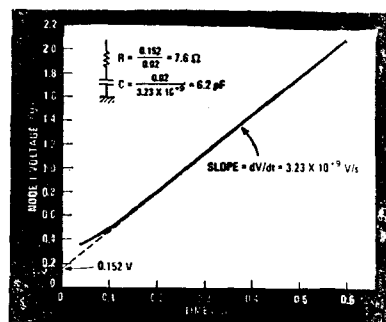


图 5 计算机分析方法：按图 4 为 20mA 输入阶跃电流相应于第一交点计算电压，有趣的一点，输入阻抗好象串联的 R—C 电路。

很明显输入时间 $t = 0$ 时，起始点电压为 0.152V ，看起来电阻数值 $R = 0.152\text{V}/20\text{mA} = 7.6\Omega$ ，斜率常数 $dV/dt = 3.23 \times 10^9\text{V/S}$ ； $t > 0$ 时，相当于串联电容 $C = 20\text{mA}/3.23 \times 10^9\text{V/S} = 6.2\text{pF}$ ，因此输入阻抗象一个简单的串联 RC 电路。忽视 Miller 效

应的简单理论, R_{sat} 表明 C_{cb} 是与分量 r_b 串联再与 C_e 相并联。

实际, Miller效应影响 r_b 与 C_{cb} , 使电阻分量减少至 r_b 以下, 增大电容分量, 数值可大于 $C_{cb} + C_e$ 。在感兴趣时间之内 (放大器上升时间), 一个单端串联组合的电阻—电容, 达到所需要的电路输入阻抗。

然后适当的设计接至电流源与放大器输入电路之间。T—型线圈另外的电子计算机 TDR (时畴反射) 分析, 此时计算传输响应, 同样作为检验之用。由于输出端封装引线电感 (图 4 中 L_1) 引起传输响应, 感兴趣的一点是上升时间仅占所考虑的 T—型线圈予先规定值的百分之几, 这就意味着, 限制带宽的因素只是输入阻抗, 同时级间补偿也是很重要的。

为有效利用封装引线电感, 输入信号为“环行通过”封装, 每一推挽输入信号由圆锥形引线送入, 并从同一侧的内部引线送出, 以 50Ω 负载电阻 R_L 端接。然而 L_1 的数值是 T—型线圈输入电感, 恰好包括在 IC 封装 (图 7) 的圆锥形引线之内, 如果调节引线位置, 会使电感稍微减小, 一般小于所需要的 L_2 , 在引线与负载电阻之间通过狭窄的光刻—电路板获得附加电感。

采用三层光刻—电路板电容器得到桥式电容, 在图 7 光刻电路板照片中可以看出, 大面积的电容器的上极板紧接着就是圆锥形引线。所需要的 0.68pF 电容器恰好由 0.01 平方英寸面积的电路板上得到。

冷 封 装

为了适应 IC 化的需要选择一种新的廉价的环氧树脂封装设计, 因为导线既短, 长度又近似相等。耗散功率超过那种 400mW 额定功率的 16 引线双列封装。实际 IC 的标准功率小于 150mW 。因此进行冷却, 为拆卸方便, 电路板可插入电路中。

※ “Gibert” (吉伯) 倍增器

Gibert 倍增器如图 8 所示。本文简要说明众所周知的半导体结的线性化电流通过另一个结的对数电压—电流—特性曲线。可认为被电压驱动晶体管 Q_3 — Q_4 它是由 Q_1 — Q_2 电流驱动来实现。

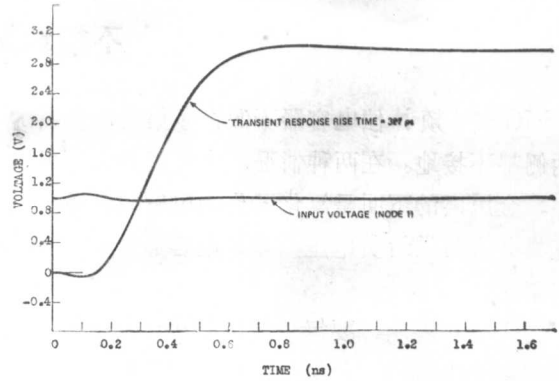


图 6 双重检验: 相对输入跃阶电流时, 电子计算机分析放大器的响应特性曲线。但此时, 电流源与放大器之间接有 T—型线圈, 除描绘输入电压第 1 交点外, 放大器的输出也被描绘出来。

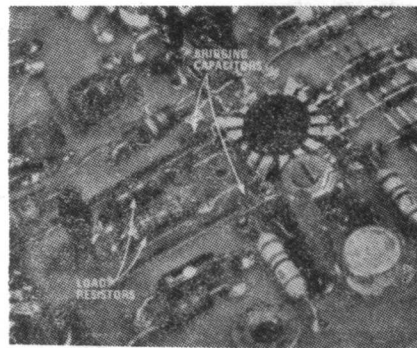
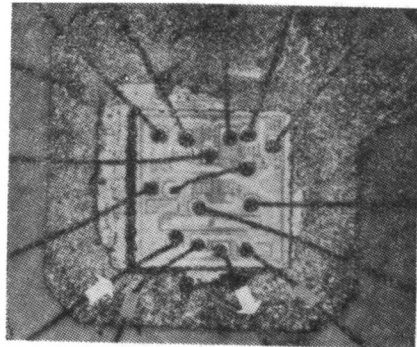


图 7 单晶片的照片: 如单晶片照片中的箭头表明, 输入信号环行通过 IC 封装实现 T—型线圈, 负载电阻与 IC 之间的小金属环增加输出引线所需要的引线电感, 桥式电容的上极板如所见, 在 IC 封装的圆锥形输入引线, 是大面积金属化表面。

图 8 所示, 结合文本, 所有级的总增益被二个偏置电流所控制(图中 I_{b1} 与 I_{b2})。例如, 当两个电流相等时, $Q1$ 与 $Q2$ 信号输出为零, 增益亦为零。

如果构成一个推挽信号源的电流加到控制基极

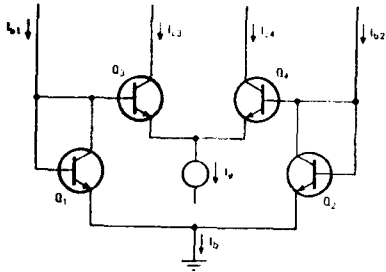


图 8 Gilbert倍增器简化电路图

新的集成电路技术初次商业应用是 Tektronix 485 型 350 MHz 便携式示波器, 共采

(图中 11—12 引线), 而送至 $Q1-Q2$ 之间的电压是第二信号源, 引线 5—9 之间的输出电压即是二信号的电压之积。此电路就是现代产品中大多数倍增器电路的基础。

第一次实际应用

用 17 块 IC 化电路——用 3 块为垂直—水平—触发放大器, 用 3 块主垂直放大器; 用 6 块为 A 与 B 触发放大器。其中一个为外触发显示。IC 化的高增益—宽带乘积为 5mv 灵敏度, 350MHz 带宽有较大的响应特性, 借助前面板按钮使示波器输入阻抗可从 $1M\Omega$ 转换到 50Ω 。

重量为 2½ 磅(附件除外), 这种轻重量的优越性在于新型 IC 化来实现。它保证示波器的耗散功率小于 60W, 因此低耗散功率仅仅需要体积小, 重量轻的电源部分, 这就意味着无需用高结构强度的庞大外壳。

採用綫性大規模 (LSI) 集成电路的超小型示波器

“Tektronix”公司的 211 型示波器系单通道实验室性能 500KHz 电池供电的超小型示波器。

这种示波器最适用于野外维修与宇宙空间的其他应用。所以它赋有许多其他成本低廉的 500KHz 示波器无可比拟之优点。

在科学领域中, 211 体现极其广泛的应用范围: 诸如在工业自动控制, 活动的电子设备, 无线电通讯联络, 电话与军事通讯, 端局设备, 逻辑探测, 核物理控制设备, 电力拖动与自动控制系统, 航空电子学, 船舶电子学, 频率变换设备的维修及其他。

如上所述的应用中, 需要一种“流动”的示波器。所以这种小巧紧凑携带方便的关键在于轻重量低功率消耗, 因此 211 示波器采用了大规模集成电路。绝大多数电路为 Tektronix 公司自制的三个单片集成电路。其中二个集成电路具有 70% 有源元件——类似线性大规模集电电路。

这些集成电路为扫描电路, 触发电路与水平放大器电路, 由 NPN—PNP 晶体管所组成, 而这种集成电路是采用 Tektronix 的场效应晶体管/双极型的特种工艺制造而成。另外一个集成电路为垂直—

水平输出放大器, 它提供 4mA 垂直驱动电流与驱动示波管的需要的水平驱动电流; 第三个集成电路为四只运算放大器, 其中二只相当于电流源, 而另外二只为垂直放大器。

设计这种集成电路的最大问题应考虑, 把 104 只晶体管安排在 $65 \times 65 \text{mil}$ 的基板上的所有元件排列布局问题, 信号通路的连接问题等。例如: 早些时期设计的这种集成电路, 在扫描电路中曾出现触发干扰, 因此 90% 的硅表面都已利用, 甚至器件也放置在焊接区之间。

电源设计视为减少示波器体积的关键问题, 而示波器的灵敏度又与示波管辉度有关, 在标准型式的示波器中电源为二次稳压: 一次是在电源的输入端, 另一次是在高压电路的输出端, 但是 211 为节省空间, 减少体积仅采用输入端稳压形式。为了控制辉度与灵敏度的变化, 在反馈回路中采用“增益单元”电路。

Tektronix 所研究的这种增益单元是基于增益依赖输入电流的电路。当向上旋转辉度程制器, 电压下降灵敏度提高, 通过增益单元的高压反馈

进行补偿之,在垂直与水平电路中均采用这种措施。

触发控制被简化成一只旋转式控制器,在正个扫描范围内提供明亮的扫描线。在某些应用需要—可调节触发电平,顺时针旋转控制器,在触发输入信号波形的正倾斜部分触发,进一步顺时针旋转控制器,在触发输入信号的负倾斜部分触发。

211与一只倾斜支架组成一个正体,它保证示波器在桌子上应用时有方便的视角。完正的探头与电源线绕在外壳的深槽中,平时看不见。在进行野外工作,操作者知道探头与电源线的所在位置。

当示波器用于维修工作时,随时都要携带,这就意味着,对它本身容易检修,无需购买备品之必要,故应保证拆卸迅速并容易观察内部元件。

在地面上应用电池供电,提高211的耐压强度700V,又当在地面上应用交流供电时,耐压为250(RMS),211型示波器符合IEC标准规定的II级仪器技术要求。

垂直偏转

偏转灵敏度— $1\text{mV}/\text{DIV}$ — $50\text{V}/\text{DIV}$ 分15校准档(按1.2.5步级变换)。精确度 $\pm 5\%$;末校准档级间—连续可变,最低 $150\text{V}/\text{DIV}$ 。

带宽—DC—500KHz(大于)灵敏度 $10\text{mV}/\text{DIV}$ — $50\text{V}/\text{DIV}$,当灵敏度 $1\text{mV}/\text{DIV}$ 时最低频率为100KHz。AC耦合低频端—3dB点为1.6Hz。

输入阻抗— $1\text{M}\Omega$ 并联电容 130pF , (探头永久的连接信号所呈现的输入电容)。

绝缘电压500V(RMS)或700V(DC+AC P-P)

这是用内部电池工作的条件,又当AC工作时,电源电压+浮动电压不超过250V(RMS),或 $1.4\times$ 电源电压+(DC+ACp)不超过350V。

最大输入电压(探头—共公端)—600V(DC+ACp),600ACP-P(小于5MHz) $50\text{V}/\text{DIV}$ — $0.1\text{V}/\text{DIV}$,600V(DC+ACp)AC不超过 2KHz $5\text{mV}/\text{DIV}$ — $1\text{mV}/\text{DIV}$ 。

水平偏转

扫描速度 $5\mu\text{s}/\text{DIV}$ — $200\text{ms}/\text{DIV}$,分15校准档(1.2.5步级,精确度85%超过中心线8格)。

可变扩展—每一扫描速扩展5倍,连续可变倍率,最大扫描扩展为 $1\mu\text{s}/\text{DIV}$ 。

外水平输入—1与 $10\text{V}/\text{DIV}$ 10%之内,DC—75KHz约 $5\text{M}\Omega$ 并联电容 30PF ,最大输入电压 200V (DC+ACp), 200Vp-p (AC)。

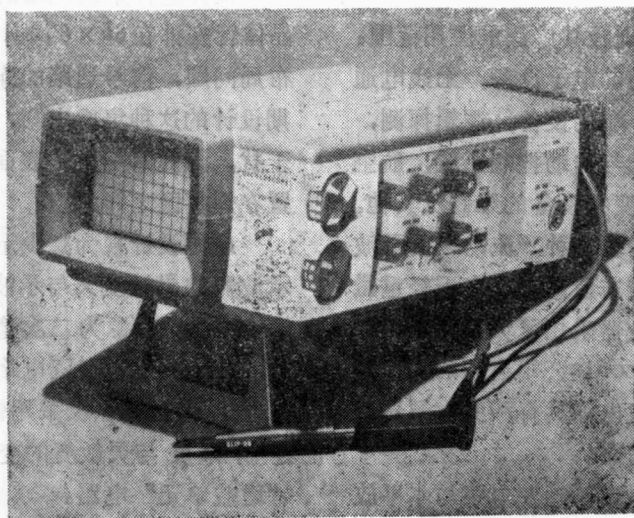
触 发

方式—内,2HZ—500KHz,大于0.2格的触发信号,
外DC—500KHz大于1—2V/外触发信号。

示 波 管

CRT— $6\times 10\text{DIV}$ 显示面积,每一格为 0.21Cm ,使用低电压CRT,通常供应P31磷光体,加速电压1KV

标度尺—内刻度,边缘照明。



211型500KHz大模规模集成电路示波器外形图

新的宽带放大器技术

摘要——最近，用单片平面工艺已成功的制造上升时间小于1nS的精密直流耦合放大器。设计特点是以两个电流比率准确地决定每级增益并基于应

用广泛的简单技术。实际上，级的增益—带宽乘积与晶体管相同，而且具有非常好的线性传输特性并与温度影响无关。

一 引言

在现代电子学中，频率超过100MHz低失真与增益稳定的宽带放大器越来越显得重要。极其盛行的电路结构是发射极负反馈放大器电路。这种电路，存在大家所熟悉的问题，即发射极阻抗与温度—电流有关，因而引起失真和增益的不稳定。此外在这种电路中产生过大的相移，所以如此宽的频带很少采用两级以上的负反馈技术。

为更详细的探讨这种放大器特性，在整个电路中表现以信号频率变化的电压，因此，寄生电容是限制带宽的因素之一。此问题在单片电路中（结隔离）尤为严重。在采用分立式元件电路中，电感元件通常用于改善带宽，但在单片电路没有满意的组合电感方法。另外的途径是把这些寄生电容作成集中参数延迟线的一部分（分布式放大器），但是也不太适用于微型电路，然而颇有趣地是下述某些放大器与每级工作在有限带宽的分布式放大器极其相似，并且每级对总的输出能力都有所

贡献。

在集电极负载电路中，建议加接补偿二极管以减少发射极二极管所产生的非线性。甚至完全消除此点的非线性阻抗，这是一种有效的技术，但是也有很多限制。这种技术仍然基于级的电压增益。

本文主要研究提供直接耦合的级联电路结构（“增益单元”），实际上设有对温度不灵敏的亚毫微秒数量级电流增益，电压摆动在过载的上下极限之间具有恒定斜率，从理论上讲，具有完善的传输特性。电压与电流转换仅仅在输入与输出端。

除如上综述目的之外，主要发展其他的有益特性，例如，复盖毫微秒速度内精确地电气控制每级增益，这种特性用在新的四芯倍增器。同时分析表明一定结构的级增益与 β 无关，即使增益接近 β 值时也如此，这一点在已往的知识领域中不曾有过另外的结构。

二 技术原理

图1表示两个很普通的电路，把它们组合起来就构成一种非常新式的电路结构。第一（a）“差分对”——目前被广泛应用为倍增器，第二（b）“电流源”——实际上在线性集成电路中经常遇到。

这两种结构组合在一起就成为另一如图3所示新的电路形式。此电路有其许多优点，为此，将在本文中予以叙述。

首先，我们详细地讨论图1（a）电路，它被作为倍增器。基极—集电极的互导正比于发射极尾端电流 I_E ，然而此比例关系并非那么准确，因为互导是非线性并与温度有关。

本文通常用结型二极管表达式：

$$I = I_s \exp \frac{pV}{mKT} \text{ 或 } V = \frac{mKT}{q} \log \frac{I}{I_s} \quad (1)$$

式中：
 $I = \text{正向电流} \gg I_s$

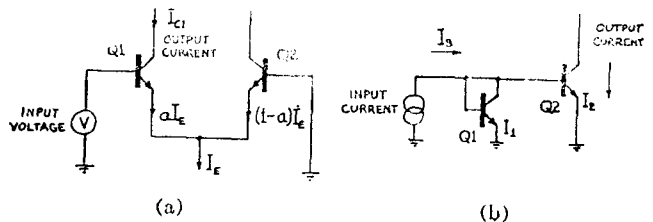


图1 二个公共电路 (a) “差分放大器”
(b) 电流源

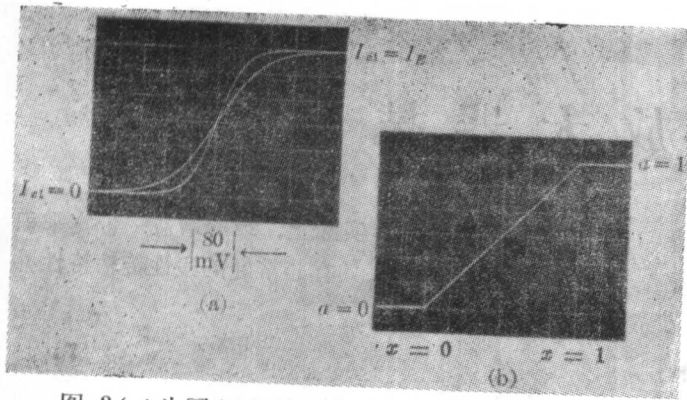


图 2(a)为图 1(a)所示放大器的传输特性比较;(b)为图 3 所示的新电路,对于 -50°C 与 $+125^{\circ}\text{C}$ 每种情况特性曲线的比较,实际上在(b)中,它们是相重合的

I_s = 反向饱和电流
 V = 结电压
 m = 近似 1 的常数
 T = 绝对温度

$$\frac{mKT}{q} \text{ 值在 } 300^{\circ}\text{K} \text{ 时为 } 26\text{mV}, \text{ 公式 (1)}$$

适用于图 1(a), 并求解变量 a :

$$a = \frac{\exp \frac{qV}{mKT}}{\lambda + \exp \frac{qV}{mKT}} \quad (2)$$

与 I_E 无关, 式中:

$$\lambda = \frac{I_{s2}}{I_{s1}} = \frac{Q2 \text{ 发射极面积}}{Q1 \text{ 发射极面积}} \quad (3)$$

I_{s1} 与 I_{s2} 为发射极二极管 $Q1$ 和 $Q2$ 的反向饱和电流。面积之比通常表示为等效偏置电压。

$$V_0 = \frac{mKT}{q} \log \lambda \text{ 或 } \lambda = \log \frac{qV_0}{mKT} \quad (4)$$

这样, 根据 V_0 可求得:

$$I_{e1} \approx a I_E = \frac{I_E}{1 + \exp \frac{q}{mKT} (V_0 - V)} \quad (5)$$

三 电路改进的原理

现在我们来研究如图 3 所示可作为差分放大器的电路。其基极驱动电压是由一对如图 1 (b) 所示的二极管结来驱动, 而该二极管结为电流驱动, 所以, 在这种情况下, 驱动电流 (输入信号) 的公式如下:

$$I_{B1} = x I_B \quad I_{B2} = (1-x) I_B$$

式中 $0 < x < 1$ 被称之为基极电流 I_B 的调制指数。

暂时忽略结面积差的影响。可求得有限的 B 与欧姆电阻 r 以及 $Q1-Q4$ 回路总的发射极电压。

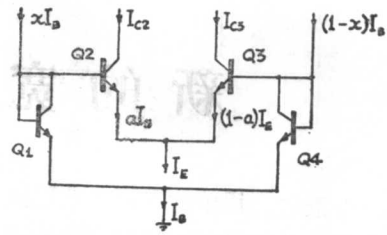


图 3 为一种新的电路形式。本文说明在所有 I_s 和各种温度情况下, 因数 a 和 x 是相同

图 2 表示两个不同温度的特性曲线。显然, 互导是非线性的并与温度有关。说明一点, 发射极面积失配时, 仅仅使传输特性曲线变化 V_0 量, 不改变形状。再次出现面积失配情况是与电路的改善有关, 影响也不同。

图 1 (b) 的电路也可作为放大器。输入信号是电流 I_B , 参考图有如下表达式:

$$\frac{mKT}{q} \log \frac{I_1}{I_{s1}} = \frac{mKT}{q} \log \frac{I_2}{I_1} \quad (6)$$

$$\text{或 } I_2 = \frac{I_{s2}}{I_{s1}} \cdot I_1 = \lambda I_1 \quad (7)$$

这是一个线性的并对温度不敏感的关系式。级的增益按 $Q2$ 对 $Q1$ 的发射面积比求得。发射极面积失配能引起误差, 但不影响其线性。已经成功地试验与直接级联级相似的放大器, 如上述的电路有相同的高速特性——很小的电压摆幅, 因此 f_T 是确定频宽的主要因素。然而, 缺少差分电路结构的优点和稳定的增益。

$$\log \frac{(1-x) I_B}{I_s} + \frac{mKT}{q} \log \frac{(1-a) I_E}{I_s} = 0 \quad (9)$$

$$\text{简化成 } a = x \quad (10)$$

这样, 输出电流的简单关系式:

$$\left. \begin{aligned} I_{c2} &= x I_E \\ I_{c3} &= (1-x) I_E \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

直流放大级增益为:

$$G = \frac{I_{c2}}{I_{B1}} = \frac{I_E}{I_B} \quad (12)$$

此电路的典型传输特性曲线如图2b所示。

注：对温度不敏感和尖锐的过载点，使得整个动态范围为有效的工作区。现在我们将讨论因面积失配，欧姆电阻和 β 的影响而失掉原特性的理论。

A 面积失配

等式(9)是假设所有的二极管都具有相同的面积，因此有相同的 I_s 。然而，实际上并非如此。将变量定义为：

$$r = \frac{I_{s2}I_{s4}}{I_{s1}I_{s3}} \quad (13)$$

将变量 r 代入式(9)，求解：

$$a = \frac{Xr}{1+X(r-1)} \quad (14)$$

除非 $r=1$ ，相对于 x 不再是线性关系，一对内外侧晶体管的发射面积是互为相等。

因为我们关心如何达到低失真的传输函数，既使与理想的情况略有出入应予以考证。根据(14)式：

$$\frac{da}{dx} = \frac{r}{[1+(r-1)x]^2} \quad (15)$$

在动态范围内的 $X=0, X=1$ 两点的斜率增量，分别为 r 与 $1/r$ 。首先取近似值，然后取 $r=1$ 与不同值，在动态范围内传输特性曲线斜率为直线变化。例如：当 $r=1.1$ 300°K 时，相应 $Q1-Q4$ 回路总的偏置电压为 2.7mV ， $X=0$ ，增益小于10%，而在 $X=1$ ，增益大于10% $r=2$ 所产生的失真(例如：四个发射极之一具有两倍于其他发射极之面积)如图4(a)所示。确认面积之比就是偏置电压的同意义语。此照片也表明供给回路 18mV 的误差电压($26\text{mV} \times \log 2$)能够恢复线性度。

由于不可避免的失配，似乎在这种放大器中出现严重的失真，但是测量得到惊人的结果。斜率变化量的典型数值小于2%，已经测量二个相等信号 500KHz 峰值复合幅度为动态范围的80%，互调制乘积为 -60dB 。应该指出：盛行的相同增益与带宽的分差放大器对全标尺信号摆动存在更大的失真。

B 欧姆电阻

除了如(1)所叙述的二极管电压之外，由于基极和发射极扩散欧姆电阻，金属化通路和接触分界面将有电压降。这些电阻与电流有关，因许多影响并在一定程度上取决于器件几何形状。

可认为所有这些电阻份量为发射极电路等效欧姆发射极电阻，同时，我们假设，把电阻换算成发射极面积(假设许多“带”状的几何

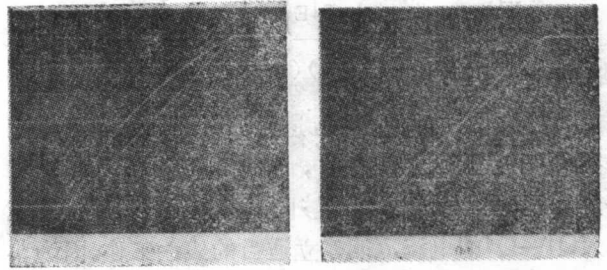


图4 因(a)面积失配($r=2$)所引起的失真；被正确的电压所恢复线性度，(b)欧姆电阻

形状)。这些电阻插入图3和图9的电路中，适当整理即：

$$\frac{mKT}{q} \log \left\{ \frac{X(1-a)}{(1-X)a} \right\} = R_E \{ A I_B (1-2X) - I_E (1-2a) \} \quad (16)$$

式中： R_E = 每一内部晶体管的发射极等效欧姆电阻

A = 内部—外部一对发射极面积之比。

当恒等式右端为零， $X=a$ ，这时 $A=G_0 - I_E/I_n$ ，即面积比等于驱动电流的比，假如 $A \neq G_0$ ，则失真就会增大。等式(16)对于 a 一般没有明确的解。但失真度大小的适当评价可用小信号分析容易得到。

在静止点($X=0.5$)传输特性曲线的平均斜率为：

$$\left. \frac{da}{dX} \right|_{0.5} = \frac{\frac{mKT}{q} + A R_E I_B}{\frac{mKT}{q} + R_E I_E} \quad (17)$$

同样：令 $X=0, X=1$ 在(16)式分别得到 $a=0, a=1$ ，因此，当 $A > G_0$ 。(面积比率太大)时，平均正常斜率仍然是1，因而中心比两端将有较高的斜率，反之亦然。图4(b)表示 $I_B = 6\text{mA}, I_E = 6\text{mA} \pm 3\text{mA}$ ，采用相同发射极面积的四只小几何形状的晶体管

C β 效应

对于单片晶体管，邻近晶体管之间的电流增益匹配是很适当的，能满足理论上的要求。进一步假设 β 不是 I_E 的函数，在感兴趣电流范围内，当已知 β 值，则 $Q1$ 与 $Q4$ 的发射极电流关系式：

$$I'_{\beta 1} = X I_{\beta} - (1-\bar{\alpha}) a I_E$$

$$I'_{\beta 2} = (1-x) I_{\beta} - 1(-\bar{\alpha})(1-a) I_E \quad (18)$$

式中： $\bar{\alpha}$ = 大信号共—基极直流电流增益。

将这些数值代入(9)式并化简对数项，得出如前相同的商。

$$\frac{\{xI_B - (1-\alpha)aI_E\}(1-a)I_E}{\{(1-x)I_B - (1-\alpha)(1-a)I_E\}aI_E} = 1 \quad (19)$$

再次化简,使 $a=x$,这是惊奇的结果,因为它实现了 β 无论如何的小,射极电流增益为 G_0 ,当然,必须供给 $Q2$ 与 $Q3$ 足够的基极电流 I_B 。过量的流入 $Q1-Q4$ 的电流,能建立适当的线性工作。因为典型的 β 值为 100,发射极—集电极增益下降 1%,此级数加以补偿是容易做到的,上述讨论其意义在于级的增益可有很高精度,近似于 β 值。它将不可能评价任何标准电路形式(包括图 1(b)),实际增益以下式表示:

$$G'_0 = \frac{\beta}{\beta + (1+G_0)} \cdot G_0 \quad (20)$$

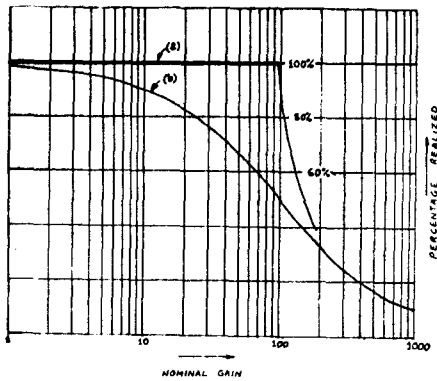


图 5 由 β 引起的增益误差。曲线 (a) 示出用新电路达到的精确增益(直到 β); (b) 所示的增益误差在 $\beta = 100$ 时计算出

式中 G_0 为额定电流增益(例如:在发射极反馈电路中,基极与发射极阻抗之比或图 1(b) 电路的 λ 比值)。

图 3 所示放大器 $Q2-Q3$ 的 β 值等于 95,增益为 I_E/I_B 之比,对于线性度毫不影响。结果如图 5 所示。

D. 集电极饱和电阻

输入晶体管连接成二极管,这样工作 $V_{CE} = V_{BE} \approx 0.8V$,所以内部的集电极偏置被降低至 $V_{BE} - I_C R_{sat}$,当此电压近似为零时,则晶体管将不是性能良好的二极管,因为 V_{BE} 随温度而降低,但 R_{sat} 在增大,最大有效电流随温度显著下降,包含大电流工作的电路,必须使用相当大几何形状之器件,同时还应具有集电极埋层。

E. 热效应

至今,分析是基于所有晶体管工作在相同的温度条件下。实际并非如此,例如:假定内部一对可能比外部一对工作在较高的温度,而且它们是单独封装的,具有不可忽视的消耗功率,用适合的温度代入方程式 (9),则变量 a 为:

$$a = \frac{x^n}{(1-x)^n + x^n} \quad (21)$$

$$\text{式中 } n = \frac{Q1 \text{ 与 } Q4 \text{ 温度 } ^\circ K}{Q2 \text{ 与 } Q3 \text{ 温度 } ^\circ K} \quad (22)$$

非线性的另外潜在原因是这样揭晓的。当温度超过 $60^\circ K$,令 $n=1.2$ 并引起相当大的失真,如图 4 (b) 所示体电阻影响的程度和形式相似。

接近热耦合的单晶片中没有发现这个问题,但在临界状态运用,瞬时热失真可能是一个问题,跟随一个跃阶变化的输入电流,每个器件的消耗在象限内改变,有时电路需要热平衡。在此过程时输出信号将遭受瞬态失真,其数值,波形与持续时间取决于电路—散热器,晶体管—晶体管的热阻抗,当然也取决于消耗功率。

测量结果表明,对于上述电路的这些效应程度是小于跃阶幅度的 1%。下面将要介绍的“增益单元”,其失真要小于这个数值。

F. 直流稳定性

方程式 (14) 表明发射极面积失配将会在输出的静止点 ($x=0.5$) 引起漂移。但是这种漂移与温度无关,调节驱动电流进行平衡之,输出可能为零。在整个温度范围内仍然如此,并与盛行的分差放大器特性大大不同,补偿是由其余的 $85 \text{ Log } 1 \mu V / ^\circ K$ 的漂移电压校正。

G. 非平衡驱动电流

采用互补驱动电流,是工作在这种线性大信号电路的关键。然而,衡流补偿一个(或二个)输入端将不损害线性,但是将会使增益变化,直流不平衡。

两个输入端之间的幅度之比是较重要的——例如, I_{B1} 自 0 变化到 $1mA$,随着 I_{B2} 自 $1.5mA$ 变化到零,正如 (14) 所表明,这与面积失配具有相同意义的,此时 λ 表示输入比率。如果知道比率大小,调节某一晶体管的发射极面积可恢复其线性。

输入端对地馈入 $(1-x)I_B$,并供给 $Q1-Q4$ 发射极均衡电流 I_B ,能够完全消除所需要互补电流对,加接在输入端的二极管,在过载条件下 ($x > 1$ 或 $x < 0$) 控制输入电压。此输入点是接近地端的有效电流汇集结点。因为:

$$V_{in} = 26L0g \frac{x}{1-x} \text{ mV在} 300^\circ\text{K} \quad (23)$$

所以 $V_{in} < 36\text{mV}$ 在 $0.2 < x < 0.8$

这种电路不再具有极好的 β 值,对于原始电路形式,表现小的补偿条件 ($a \neq 0.5$, 在 $X = 0.5$)。然而,对于典型的 β ,增益与不平衡误差可忽略不计。

四 方 案 选 择

所讨论的基本电路的许多方案已被设计出来。由于篇幅所限,本文仅介绍几种方案,对其原理予以一般叙述。

A 倒相输入二极管

如图6所示,输入二极管Q1—Q4能够倒相并是驱动电流变换器(代替电流源)。如忽略 β 效应,面积失配与体电阻,列出下式:

$$xI_B a I_E = (1-a)I_E (1-x)I_B \quad (24)$$

$$\text{或 } a = 1 - x \quad (25)$$

这种电路具有与原电路形式相反的极性,其优点即输入电流在Q1—Q4的集电极重现,此特点被应用在下面即将讨论的“增益单元”电路中。

这种结构因 β 小而使原始形式消除,因为增加Q2与Q3的基极输入电流,结合实际来看,输入即是接受一小部份驱动晶体管的基极电流,大部分导通电流为发射极电流,与 β 值有显著的关系。

考虑到这些电流,所求得输出调制指数 a 简化成:

$$a = \theta (1-x) + G_o / \beta \quad (26)$$

式中

$$\theta = \frac{\beta}{\beta + (1 + 2G_o)} \quad (27)$$

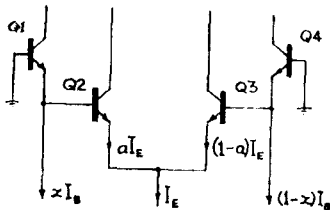


图6 倒相电路形式。除输出端相位 ($a = 1 - x$) 变化之外,性能相似。

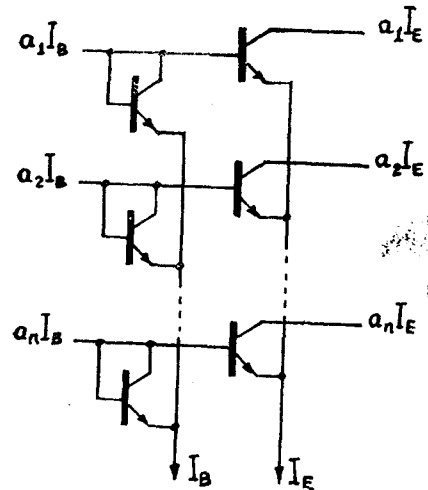


图7 为图3的多路输入电路方案,此电路有助于模拟信号绝对值的标准化的。

无损与线性度,但是实际的级增益(集电极电路)简化为:

$$G_o' = \theta G_o \quad (28)$$

降低输出摆幅。

例如: $G_o = 2, \beta = 50, G_o'$ 为1.8低于额定增益的100%,并且 a 的极限值为0.96与0.04。

“倒相”电路在性能方面与上述有关面积失配,欧姆电阻,温度影响的电路结构相同,它也可用单端信号驱动。或者被图3所表明的后段相似电路来驱动。此时,Q1—Q4的集电极—基极均联接起来,形成等于 I_B 的正电流源,Q4的发射极与Q3的基极接地,然而输入信号送至Q1的发射极,应在 $0 - I_B$ 范围内。箝位二极管将补偿晶体管输入电压,箝位在此范围之内。

B 多路输入结构

无需限制输入—输出的电流互补对,如图7表示有 n 个输出可有 n 个输出之积的电路。当输入为已知某一比率,但具有很宽范围的绝对值是有效的。力求使已知幅度的信号标准化。可连

接侧面晶体管为驱动器与电平位移器。这个电路也具有关于上述电路抗扰性，并能变换为图6的形式。

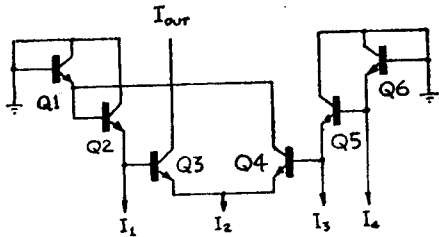


图 8 积—商电路，根据相应的输入能产生不同的功能。

C 积—商电路结构

图 8 为一种很有趣的电路，它能产生输出等于毫微秒的若干输入信号的积或商。这种电路的明显特点使 Q4 的输出反馈到 Q1 的发射极，忽略第二级的影响，即：

$$(I_2 - I_{out})I_1 \cdot I_{out} = (I_2 - I_{out})I_3 I_4 \quad (29)$$

$$\text{或} \quad I_{out} = \frac{I_3 I_4}{I_1}$$

虽然在表达式中没有说明 I_{out} ，可假设发射极电流 I_2 大小决定最大的输出值。

这个电路可以扩展到接受任一奇数输入而产生幂指数 X^2 、 X^3 、 $X^4 y z$ 等等，当然，由于许多失配误差限制着电路的复杂性。把外侧二极管 Q_1 与 Q_6 的发射极同中间晶体管 Q_3 与 Q_4 相串联：

$$I_{out} = I_4 \sqrt{\frac{I_3}{I_1}} \quad (30)$$

完成这种作用的电路为数很多。

五 增益单元

本文将叙述所涉及到也许是最有用的电路。当然，它与串级放大器是有联系的，如图 9 所示并与图 6 的“倒相电路”相似。除在 Q_1 的集电极重现输入电流之外， Q_4 是与 Q_2 — Q_3 的输出同相加，增益为：

$$G_o'' = 1 + G_o = \frac{(I_B + I_E)}{I_B} \quad (31)$$

这个公式对于各种推理是引人注目的。首先，内部级工作在增益小于 1，然而还能达到有效增益大于 1。所以我们期望较快地求得该电路的增益，其次，此单元电路最适宜串级电路，因为单级的输出可直接驱动下一级。这就导致更多的优点，注入到每一发射结的电流和增大输出总的摆幅。最后，每一级的偏置电路仅供给基极电流与信号无关。所以，可采用低电压二极管和条电阻：每级只需要 0.5—1V。

A 增益的精确表示

公式(31)忽略了 β 的影响，如前述的其他参数；欧姆电阻，面积失配，在整个动态范围内不影响总增益，只产生失真。因此 β 所确定的精确度限制是最有意义的

级联放大器，除第一级之外，所有级的输入端都是前级的集电极电流。因此，用输入偏置电 I_B ，调制指数 x ，与发射极电源电流 I_E ，可以计算输入到下一级的 I'_B 与 x' ，级的增益 G_o''' 与输出摆幅、

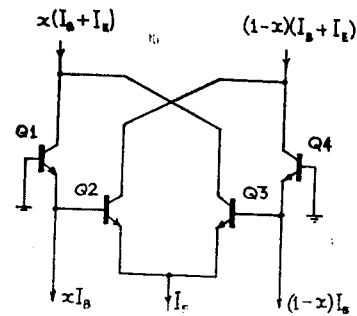


图 9 “增益单元”

I_c 的有效值。

$$\begin{aligned} \text{即:} \quad I_B' &= \alpha I_B + I_E \\ \Delta I_c &= \alpha (I_B + \theta I_E) \\ G_o''' &= \alpha (1 + \theta G_o) \quad (32) \end{aligned}$$

$$x' = \frac{1}{2} + \frac{G_o'''}{\alpha + G_o} \left(x - \frac{1}{2} \right)$$

图10表明上述表达式的实际意义。它说明了(a)晶体管 $\beta = 40$ ，(b)晶体管 $\beta = 200$ 的增益单元的增益量变化。为了测量这些， $I_B = 200\mu A$ ， I_E 自 0—1mA 变化，1 KHz 的输入信号调制度为 80%，最实际的有效电流必须考虑体电阻的影响，最好换算成发射极面积。

B 热失真

在许多严格的运用条件,如示波器垂直放大器,如前所述,瞬态热失真是十分有害的,假设内一外对晶体管总的功率消耗相同,则增益单元就会产生热失真,因为内部一对的工作电压比外部的高, (V_{BE} 所以 I_E 应小于 I_B 。为了消除热失真,应采用增益小于2。

无失真时简化成:

$$I_E = \frac{V_{CE}}{V_{CB} + V_{EB}} \cdot I_B \quad (33)$$

式中 V_{CB} 为供给每一级的偏置电压。是 Q_1-Q_4 的集电极—基极结所承受的电压。典型数值 $V_{CB} = 1.6$, $V_{BE} = 0.8V$, 应采用级增益为1.67倍。

实际证明,难以产生失真既使在高电压条件下。图11表明运用在很高电流条件时,单集成电路增益单元的阶跃响应,垂直标度尺扩展到1%div

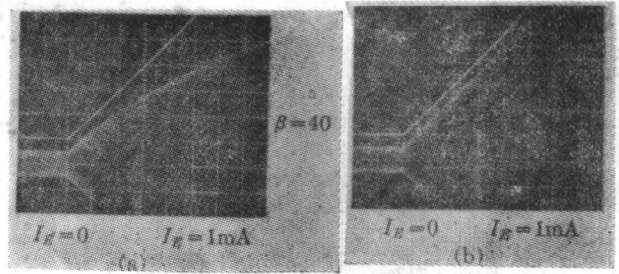


图10 (a) I_E 扫描 (b) 在有限的增益表现出 β 效应。

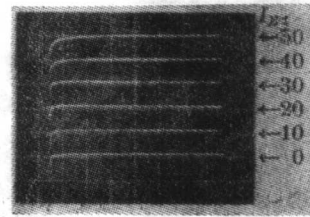


图11 “增益单元”的热失真,垂直标度尺扩展到1%/div, $I_B = 20mA$

六. 瞬态特性曲线

精确的大信号工作的晶体管是不存在的,因此也就不可能测定这种形式电路精确跃阶响应,已经做过各种小信号分析。因此,对这些说明并不奇怪,响应时间用器件的 f_T 表示。而且假如几何形状被换算成电流, r_b 的效应可以消除。相当大的级增益 (大于2或3), 需要于图3电路的级响应特性近似得到 f_T/G_0 。单极性网路的尝试。

增益单元的特性曲线是比较复杂的,可能近似极点 $t/2$ 处并位于极点侧面。对于 $G_0 = 1 (G_0'' = 2)$

极点是重合与抵消,其余部分为增益—带宽乘积等于 f_T 的单极响应, $G_0 < 1$, 零点朝原点移动,此时第二极点向外移动,产生上冲。当 $G_0 > 1$ 出现相反情况,开始特性曲线很快上升,然逐渐缓慢不变。对于 $G_0 \gg 1$ 时,接近于 f_T/G_0 处,第二极点起主导作用,采用标准工艺 (200 Ω /平方基极扩散) 与 Snallower 450 Ω /平方工艺,对图3和图9的集成电路结构进行过测量,器件特性摘要如下表

参数	200 Ω 工艺	400 Ω 工艺	测试条件
f_t	600 MHz	1200MHz	$V_{CE} = 2V$ $I_c = 10mA$
C_{cs}	2 pF	2 pF	$V_{cS} = 10V$
C_{cB}	0.7 pF	0.7 pF	$V_{cB} = 0V$
β	40	200	$V_{CE} = 2V$ $I_c = 5mA$
r_b	15 Ω	27 Ω	$I_{FB} = 10mA$ $I_c = 0$

响应时间的测量是在总上升时间小于 75 pS 的测试系统中,由 X—Y 记录器记录波形,它提供一个为比较若干核对响应特性图片有较好的特性,其结果证实了对小信号分析的预示,图12表明图3电路使用 (a) 600MHz 器件与 (b) 1200 MHz 器件,曲线的形状十分近似于正比于增益单位时间常数。图13

表明 (a) 600MHz 件器与 (b) 1200MHz 器件比较复杂的“增益单元”响应特性。应说明:测试中和电容器与在临界状态下的平衡—不平衡变换器,以消除响应特性曲线上予冲与其他失真,这些元件显著的影响低频增益响应时间,从目前集成电路放大器性能改善证实了这个结论。

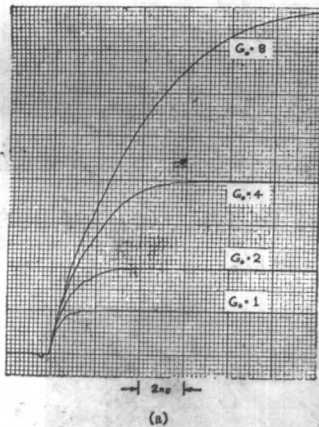


图 12 (a) 图3电路的被测瞬态响应

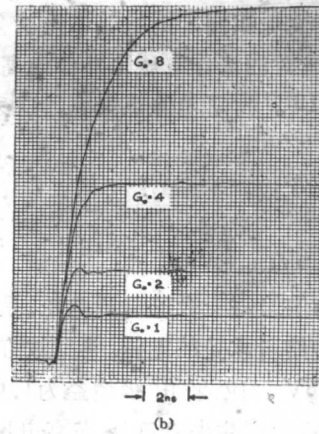


图 12 (b)

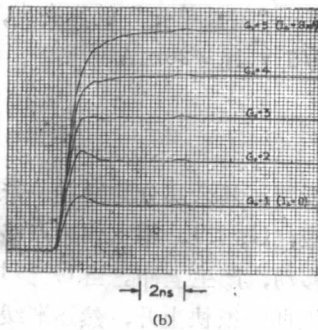


图 13 (a) “gain cell” 的被测瞬态响应

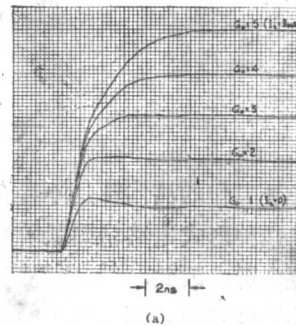


图 13 (b)

七. 级联放大器

在直流放大器设计工作中的重复性问题就是无“电平漂移”级联级，因每一级所需要的电源电压逐级增加，为了克服这个问题，应用下列技术措施：

1. 在两个电源电路间加接P—N—P与N—P—N互补对
2. 加接齐纳二极管或电阻“电平漂移”补偿电路。
3. 供给每一级较低的偏置电压。

单片集成电路设计第三种方法是最有价值的，但仅适用于输出电压摆幅小的情况下，因此对所讨论的线路是卓有成效的。几种级联电路型式适合这种途径，在某种情况各级可能是不明显级联元电平偏移电路。

在级联放大器所感兴趣的另外因素，即增益稳定，漂移，过载恢复，噪声电平和瞬态响应，将对诸如

参数的典型结果给予以适当地叙述。

A 级联放大器的宽带

如前所述，采用二极管、晶体管的每级放大器被视为以 f_T/G_0 单极点。 G_0 为各级的低频电流增益，对于N级级联放大器的总宽带F为：

$$F = \frac{f_t}{G_0} \left(\frac{N}{\sqrt{2}-1} \right)^{1/2} \quad (34)$$

同样，如总的电流增益G由N级平均分配，则

$$\frac{F}{f_t} = \frac{\left(\frac{N}{\sqrt{2}-1} \right)^{1/2}}{\sqrt{N} G} \quad (35)$$

图14表明“带宽压缩”作用并说明了三个意义：

第一，要求最大带宽的最佳的级数；第二最低增益可于求得带宽但在高增益则模糊不清，最后多级数的带宽对总增益是相当不灵敏的。

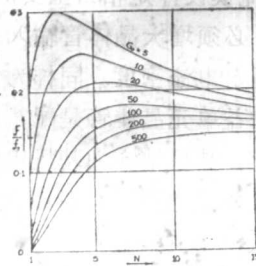


Fig. 14. Curves showing number of stages required to maximize bandwidth.

图 14 表示需要最大带宽的级数曲线

在分立元件设计，通常为了经济需要采用小于最佳级数，集成化宽带放大器消除了这种限制的可能性。

B 实际级联放大器

我们将讨论的第一种结构的级联放大器如图 3 所示的电路。前一级的集电极接至下一级的基极如图 15 所示。

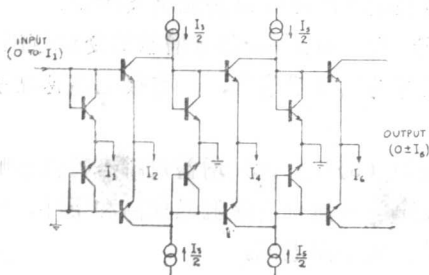


图 15 级联放大器

放大器的晶体管运用于 $V_{CB} = 0$ ，恰好把晶体管接成二极管，电流应供给每一交界面，这些电流与发射极电流一起确定增益，N 级的总增益为

$$G = \frac{I_2}{I_1} \cdot \frac{I_4}{I_3 - I_2} \cdot \frac{I_{n+2}}{I_{n+1} - I_n} \quad (36)$$

因此，增益在很大范围内变化（约 $0 \sim \beta_N$ ），但 (36) 式分母中的差数项对增益有很大影响，现已发明了克服这种缺点的方法。采用发射极电流源二极管就能消除（图中未表示）三极管在极限动态范围内饱和。

这种结构的放大器已做过有限的探讨，四级高增益（约 $\times 1000$ ）放大器设计的某些结果如图 16 所示。它表明线性度与过载恢复是在 3ns 的上升时间（图 16a），瞬态响应与噪声电平（图 16b），第二个照片为 600MHz 与 1200MHz 晶体管响应特性的比较。

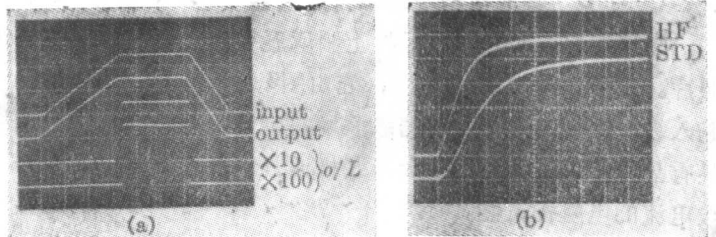


图 16 与图 15 放大器相似的性能。(a) $2.5\mu A$ 输入电流（上部线）以 $\times 1000$ 倍精确地重现出来。当过载 10 或 100 倍时（下部线）迅速恢复，波形的顶部在线性范围之内，时基标准 $1\mu S/div$ ；波形 (b) 表示 $\times 1000$ 瞬态响应， $1\mu A$ 阶跃输入电流，上端采用 600 MHz（上端）与 1200 MHz（下端）晶体管，时基标准 $20nS/div$ 。

C 级联增益单元

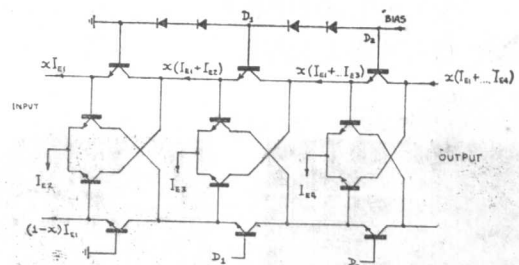


图 17 级联增益单元

三个串联的级联增益单元如图 17 所示，电源供给电流（发射极交点），它既可调节增益又可调节输出变化范围。低压偏置回路有一对二极管调节每一级的工作电压，放大器的平衡特性，基极有很小的信号电流，不退耦的公共电源可供给多级放大器的所有基极电流。对于明显的 β 值总增益为：

$$G1 = \frac{I_{E1} + I_{E2} + I_{E3} + I_{E4}}{I_{E1}} \quad (37)$$

利用这种级联方法，由于信号与基极电流以相同的速率增加，在正确的静态偏置条件下就有助于电路自动而稳定地增加信号幅度。这与一般放大器不同，应供给每级所需要的范围。当 $X < 0$ 或 $X > 1$ 在总的传输特性上相同点所有级过载是必然的结果。此外，在过载时，由于上述调制下降，对饱和和晶体管每一级输入信号不会很快变为零，同时恢复特性很好。

D 集成电路增益单元放大器

图18在 $50 \times 60 \text{mil}$ 单晶片上制成五级放大器的照片。采用 1200MH 晶体管，它由图3所示的形式输入级电路所组成，跟随器级联增益单元，每级都具有晶体管电流源与用于调节基极偏置电压和发射极电流的电阻校正器。

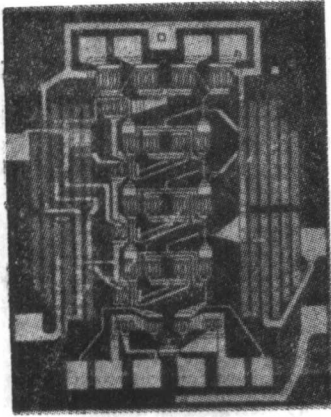


图 18 集成电路“增益单元”放大器的显微照片。发射极电流由中心的左端的供给晶体管，信号通路从下到上端。

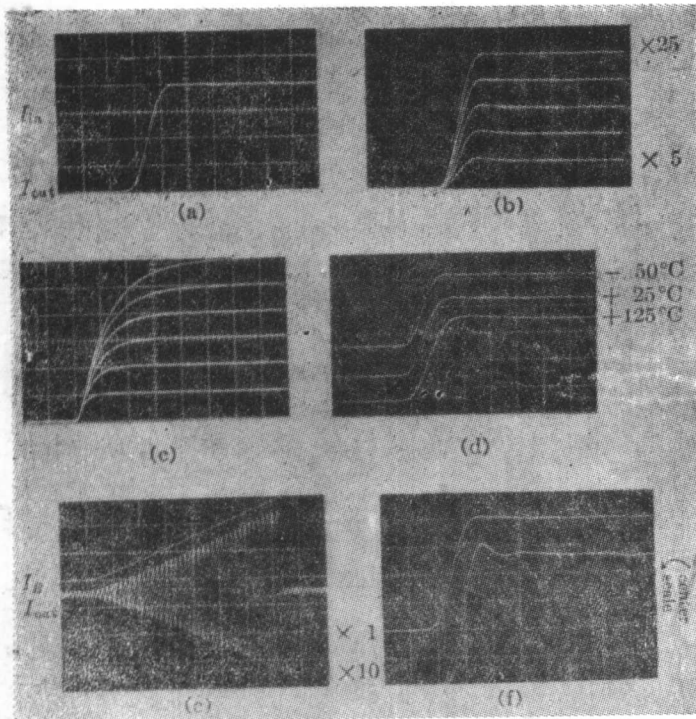


图 19 集成电路放大器的性能，(a) 输入/输出显示在 $\times 20 \text{ 1nS/div}$ ，(b) 增益为 $\times 5$ 到 25 1nS/div 的过渡特性的变化。(c) 增益 $\times 50 - \times 300 \text{ 5nS/div}$ (d) 增益 $\times 25$ 、温度 $-50^\circ\text{C} - 25^\circ\text{C}$ 与 25°C 瞬态特性 (e) 增益变化的线性度 (f) 自 $\times 10$ 倍过载恢复。

为了达到最佳性，掩模设计是相当重要的。例如使每级的 f_t 为最大值，必须增大晶体管输入—输出的尺寸，这样保持着恒定电流密度。同样为了降低集电极—基极电容，增益单元晶体管是配对的，两个公共集电极之间隔离，其目地亦为基极电流提供跨接区。由于电路是低阻抗电路，特别注意使金属化电阻平衡，实际上获得小的失真。

在这个电路里，内部与外部的晶体管具有相同面积。为了使失真最小，体电阻必须作为两级增益，总增益乘积为 16 (输入级为增益单元) 然而，容许此数值有很大的变化，而不引起明显的失真。

集成电路放大器简要性能如下，图19波形表明测量系统的上升时间为 0.4 nS ，对上升时间作某些校正正是必要的。

50Ω 推挽式脉冲发生器供给放大器输入信号，经 $1 \text{ K}\Omega$ 电阻驱动 $Q1 - Q4$ ，保证电流激励条件，在两尾端通过 50Ω 终接线，其输出接至取样示波器，在这种条件下，无功率增益，而电流增益小于 40 ，然而输入与输出端匹配 50Ω 是完全实用的。

适当选择电流比率，获得增益的变化范围 $0 - \times 1000$ ，只有超出极限范围，才有接受高速性能的可能。

图19 (b) 与 (c) 增益对瞬态特性影响的某种设想。应注意消除阻尼振荡和予冲，尤其是有关接地平面电流。

为平衡输入驱动信号所需要的双股线变压器，改善放在一层晶片上所有级的性能是很有意思的。这种性能的改善在早期出版刊物已有说明。这些波形就是单独封装增益放大器产生的，在各级之间需要串接阻尼电阻，使振铃降低到响应特性之下。

要检查温度对瞬态特性的影响，除了低温时上升时间减小之外，由于 f_t 增大，同样要检验增益。响应特性对扫描电流精确度 (图19 (e)) 与过载恢复 (图 19 (f))，后者输出表明动

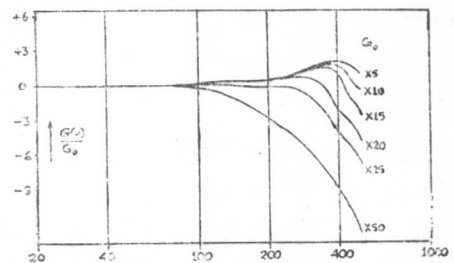


图 20 集成电路放大器 CW 响应特性

态范围80%的与增大×10信输入响应特性。

图20表明电流增益×5—×50的CW响应特性。对于增益×25，信号等于50%动态范围，其他详细性能为：

- 输出电流摆幅：±60mA两只25Ω负载，
- 输出电压摆幅：3V_{P-P}，

失真 真 320 mV(64mA 5V)

增益稳定性：±0.35dB

另 移 漂：<20.4% - 35°C + 125°C

这些结果是非常有用的。在器件工艺方面的改进无疑将会制造快速增益单元放大器

全集成电路化放大器的简要性能见下表：

电流增益	校正电阻上升时间 (nS)	上冲 (%)	带宽 (MHz-3dB)	增益-带宽乘积 (GHz)
5	0.58	12	>500	—
10	0.68	8	>500	—
15	0.69	3	500	7.5
20	0.81	—	420	8.4
25	0.92	—	370	9.2
50	2.0	—	170	8.5
100	4.0	—	92	9.2
200	8.5	—	45	9.0
300	12.0	—	31	9.3

八 . 摘 要

本文叙述了线性晶体管放大器的设计新工艺，特别适合于单晶片平面制造线性放大器设计。它论证了仅仅由晶体管制成直流耦合宽带放大器在精确的电流增益方式工作，一种商用集成电路给出可控功率增益0—20dB、DC—500MHz带宽，设计是无附加元件的级联放大器，实际上，确立概念可扩展至精密高阻抗输入级，功率放大器，四芯倍增器等等，上述课题将于有关论文中涉及。

附 录：

普通原理

这些电路的关键方程式为(9)式给出。令对数项偶数的代数和等于零，共系数 mKT/q ，不太重要。

对数的自变量合并为单一的乘积—商次，最后两端取逆对数项，其余项等于一，例如：

$$\frac{I_{D1}I_{D2}I_{S3}I_{S4}}{I_{S1}I_{S2}I_{D3}I_{D4}} = 1 \quad (38)$$

可求得回路中二极管饱和电流比：

$$r = \frac{\prod I_s (+)}{\prod I_s (-)} \quad (39)$$

式中正号表示所有二极管按同相连接，而负号则表示所有二极管反向连接。因为 I_s 正比面积，所以，按回路中二极管发射极面积计算 r 比值。同样 I_s 随温度以相同方式而变化，但是，在这一点分析中降低了温度的影响，这就阐明观察到这些放大器彻底消除温度影响化简主要方程式：

$$nI (+) = rnI (-) \quad (40)$$

最后说明，在包括偶数项的理想指数二极管电压的闭合回路中（不需要二端器件），所有电流为二极管电流乘积，其电压极性相对于回路结点为正。当电压极性相对于结点为负时，正比于二极管电流，前者两极管对后者的饱和电流乘积之比的极性是常数。

示波器线性集成电路(IC)化

迄今由于电子计算机, 电子应用设备的研制, 维修, 又提出了高可靠性、小型化、轻重量的发展方向。

现代晶体管化示波器电路结构中示波管, 转换开关和有源元件占据了部分空间, 而一半以上的空间为线性电路所占有。为了尽可能地小型化和减轻重量, 就必须研究示波器的结构, 改进示波管, 研制示波器用的集成电路。在采用了部分集成电路, 减少电路接点, 提高可靠性, 从生产和维修方面来看亦是很经济的。

示波器的典型电路方框图如图 1 所示。垂直放大器有二种工作方式。借助电子转换开关电路对

CH1—CH2前置放大器的输入信号进行“ALT”与“CHOP”显示。

水平部分是由二部分组成, 即用于驱动所加入的各种波形的同步信号, 并产生一定触发信号的触发正形电路以及与信号同步的锯齿波发生器电路。延迟扫描与辉度调制的B扫描是在A扫描锯齿波上的任乙点为起始点的延迟触发拾取电路输出信号来进行。将A、B扫描锯齿波发生器输出的闸门信号送至Z轴放大器(增辉信号), 既能进行“A INTEN BY B”辉度调制, 又能进行“B DEL/D BY A”的延迟扫描。

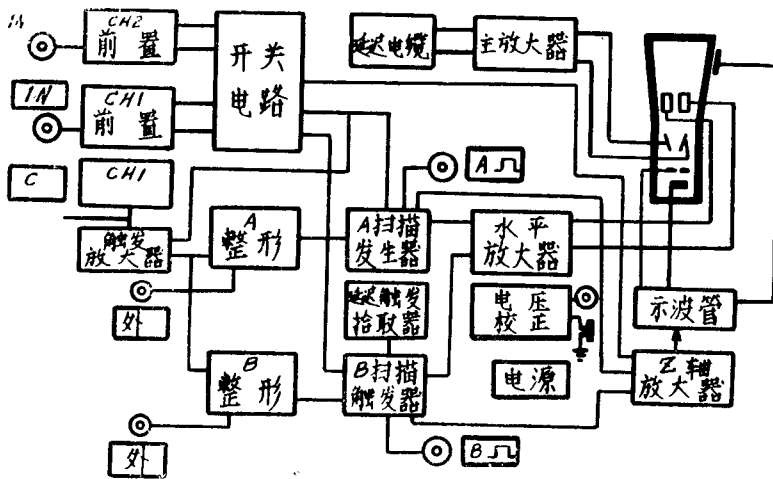


图 1 典型方框图

1 触发正形电路 (图 2)

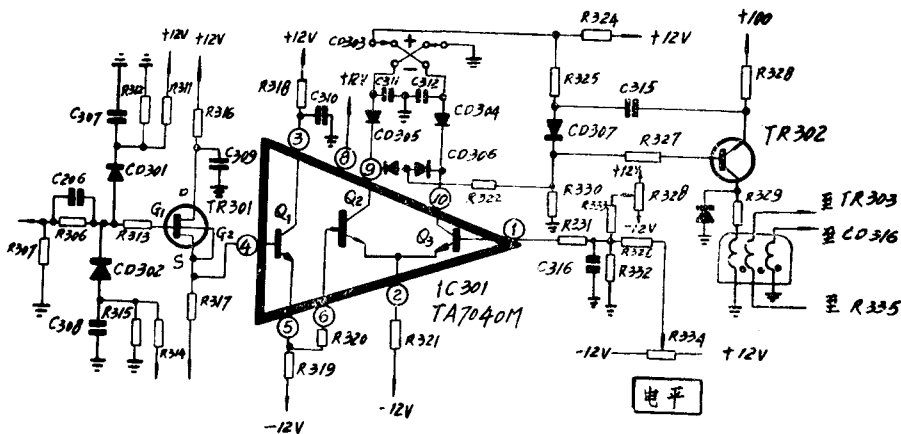


图 2 触发正形电路

如图1所示。A (B) 触发电路将“内”、“外”输入触发信号幅度 $50\text{mV}_{\text{P-P}}$, $150\text{mV}_{\text{P-P}}$ (DC - 50MHz , $50-100\text{MHz}$) 以上的信号整形为触发信号。

输入场效应晶体管(3SK22)为源输出器, 具有高输入阻抗低输出阻抗驱动源。其输出电路采用集成电路(TA7040M)的发射极输出器电路(3、4、

5端) 以降低输出阻抗 驱动下一级, 此外它构成扫描电路和触发信号的隔离级与差动放大器相接(1、2、10、6、2、9)。在已选择的触发斜率开关S303 (+、-) 的同时, 驱动隧道二极管 CD307(1T1161), 晶体管 TR302 (2N4122) 的基极输入矩形波, 集电极输出宽度为 $0.05\mu\text{s}$ 的正形脉冲并送至图1 A—B 的锯齿波发生器电路。

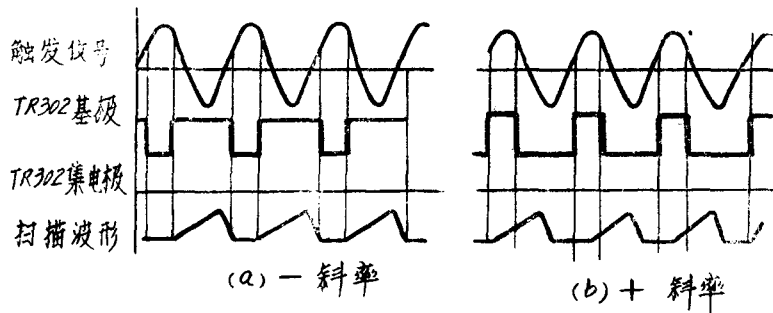


图3 “+” — “-” 斜率工作

2 延迟脉冲拾取电路 (图4)

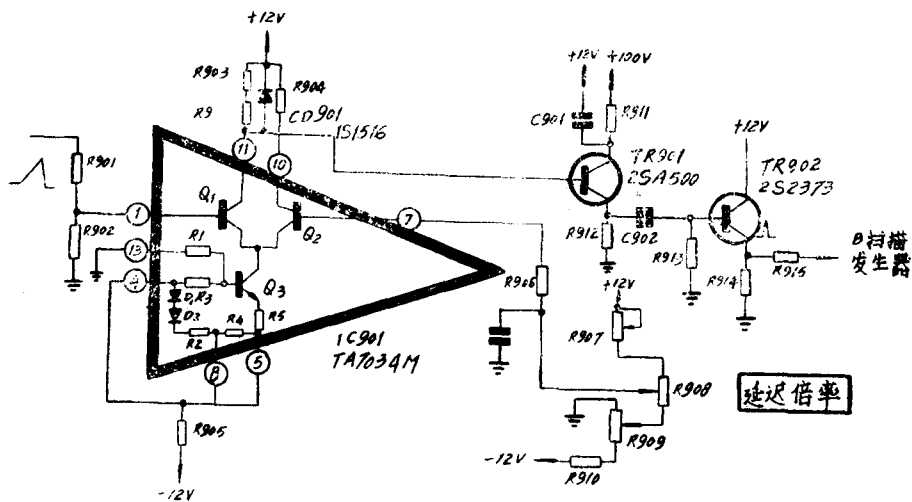


图4 延迟脉冲拾取电路

延迟脉冲拾取电路是用于将A扫描锯齿波中连续地分离出驱动B扫描触发脉冲的电路。脉冲宽度 $0.02\mu\text{s}$, 幅度 $2\text{V}_{\text{P-P}}$, 如图4所示TA7034M 微型组件中D1, D2为温度补偿元件, 衡流源管Q3为差动放大器Q1—Q2的发射极电阻, 在①端(Q1基极)经输入分压器馈入A扫描锯齿波电压, 在⑦端(Q2基极)供给基准电压调节的10匝精密螺旋电位器, 即“延迟倍率”。通常Q1为导电状态, 使隧道二极管 CD 903 (1T1122) 为高电位, 当“延迟倍率”所确定的Q2的⑦端的电压为负, Q1截止, Q2导电。在Q2的⑩端(Q1集电极)输出矩形波被晶体管TR 901 (2SA500) 微分, 在TR902 (2SC373) 的发射极

输出器输出正尖脉冲并送至B锯齿波发生器电路。各点波形如图5所示。

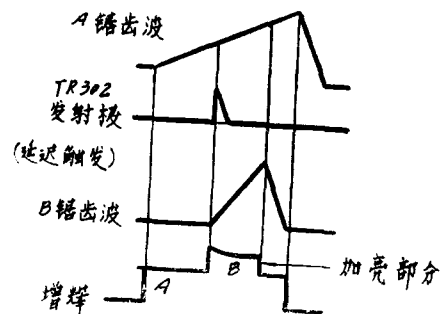


图5 延迟触发工作

3 校准器 (图 6)

输入衰减器用于衰减输入信号, 作为校准时间轴的校准信号。在集成电路组件 TA7047M 的 q 端送入 2KHZ 的压电音叉振荡器的振荡电压, 经 5、3、4 端与晶体管 TR601 (2SC70) 进行脉冲分频, 输出

1KHz $\pm 0.05\%$ 的方波电压, 经 TR602 (2SC70) 的发射极输出器获得 100V 方波校准电压。校准电压范围 0.02—100V 分 12 档级。其方波校准电流 $5\text{mA} \pm 2\%$, 供校准电流探头。

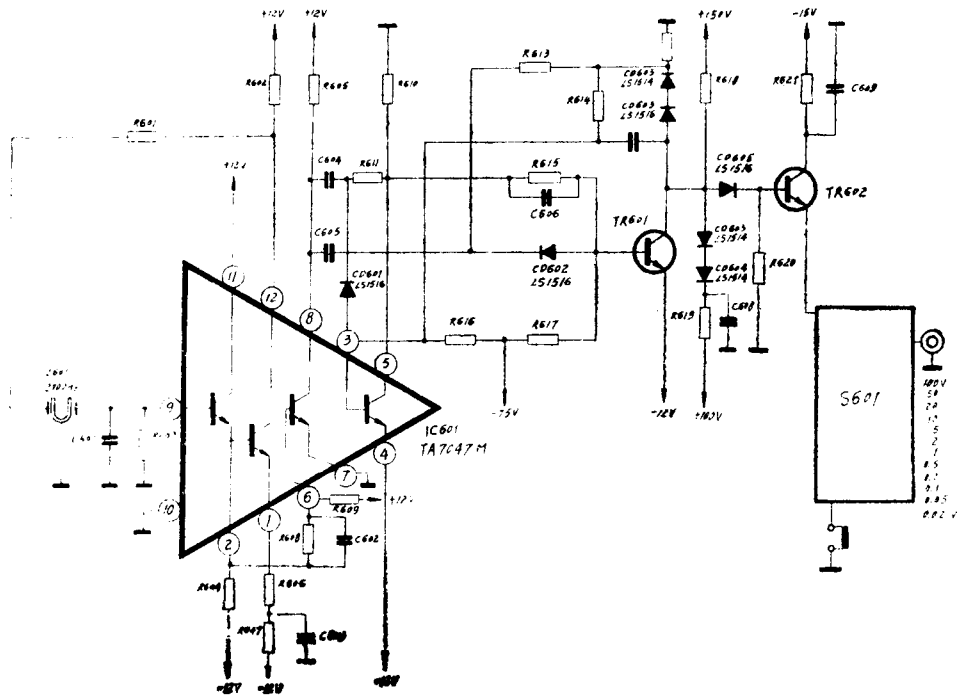


图 6 校准信号发生器

通常希望示波器具有高灵敏度, 宽频带, 高可靠性, 小形化轻量特点。目前半导体器件, 示波管的性能提高情况来看, 缩小外形尺寸乃取决于面板设计和示波管长度的尺寸限制。为提高可

靠性, 要采用集成电路, 因为示波器中的线性电路很多, 故目前正付诸使用的产品较少。尽管如此, 应引用已研制出的 IC 化电路, 以减少接点, 生产出简便的产品。

示波器实用集成电路

在飞跃发展的电子工业领域中，起主要作用之一的是有源元件。从电子管过渡到晶体管，集成电路以至于大规模集成电路，变化是突飞猛进的。随着有源元件的进展，仪器的性能、可靠性、小形化等方面都有显著的进展。

为世界所期望的集成电路已于1960年问世。在电子计算以及工业装置，试测仪器电子设备等，已从晶体管进展到集成电路化。但其中，测试仪器，特别关于同步示波器的集成化，却跟不上时代发展，可以说发展是相当缓慢的。

同步示波器集成电路化的历史比较短，4—5年之前，在电源稳压电路中部分采用集成电路，并在市场上出售，但只是试验阶段，还不能称之为集成电路化的同步示波器，1969年在美国正式发表了集成化测量仪器，而日本于1970年由岩崎通讯机发表了频率DC—50MHz集成度达50%的便携式同步示波器SS—4500A，接着又陆续发表了集成化在10—40%左右的同步示波器，从而在世界上，同步示波器的集成电路化时代终于来到了。在最近的新闻中，报导了美国发表的电路大部分应用大规模集成电路，频带DC—500KHz的同步示波器。

不言而喻，电子计算机和民生机械已经集成电路化并广泛地引进大规模集成电路，然而同步示波器的集成电路也很缓慢，理由有很多，大致有以下几种：

1.因同步示波器中所构成的电路比较特殊，所以几乎不能使用其他领域所研制的集成电路来代替这种特殊电路。

2.使用户对同步示波器的要求越加越高，为了满足电路的这些要求，必须进行的研究，然而在长时间的电路内使用还不够稳定。

3.如果把示波器同其他种电子仪器相比较，它属于一种多品种产量少的产品，目前对采用集成电路的研制有高昂的成本。

由于存在种种原因，妨碍了示波器集成电路化的发展，所以同步示波器电路集成化的研制是可能的。以前，分立元件的高价和集成电路的低价，使各装置中的电路大幅度地适用化，使得集成电路使用

量日益增加，以及同步示波器的制造厂学习了集成电路的各种技术等，导致使大幅度采用集成电路的同步示波器诞生是理所当然的了。

同步示波器集成电路化的优点：

a、提高装配密度，重量轻，体积小。

b、同分立式元件相比较，有如下几点优越性，减少接点，提高机械强度，减少元件误用率等，如果考虑减少接点，试企把分立式元件置换成集成电路的内部电路，这样平均为40个焊点与14根引线的集成电路的焊点相比约增加了3倍，每一焊点的故障率与各种分立元件本身的故障率相比是非常低的，然而，每一台装置的焊点数却大量的。目前，根据同步示波器的工作数据在实际的平均失效故障时间内，对点焊不良所占的比例到达无可忽视的程度，同步示波器的集成电路的集成度越高，装置的集成化程度就越高。从而更加可以提高装置的可靠性。当然，这种情况下，提高集成电路的高可靠性。SS—4500所采用的集成电路，而每一个集成电路视为单只晶体管所占据的地位，

c.减低元件生产费用，降低了装置的成本。混合集成电路构成的SS—4500A，尽管是中规模的生产，线性电路的集成化可以作为充分减少成本的手段。

d.缩短装置工时，调试和维修时间并能迅速发现不良的地方。

e.降低元件的成本和保管费用，间接降低生产费用。

超小型化

除上述优点之外，下面特别详细地叙过上面谈及小型，重量轻和提高性能的技术问题。如考虑集成电路化示波器的小型轻重量意义，对于高性能示波器SS—4500采用的示波管，为满足目前所需要的性能，例如：亮度，偏转灵敏度，线性度，图象失真等，示波管必须有一定的长度。SS—4500A的萤光屏有效观察面积为 $6 \times 10 \text{div}$ ，加速电压为15Kv，Y灵敏度3V/div，X灵敏度为11V/div，示波器长度46Cm，几乎为全装置的总长，同时，多用示波器具有多种机能，因此前面板上控制开关的数量，在某种程度上是多的，另外从使用方便

性来看, 过分小型化意义不大。采取这样条件的装置外形尺寸自然是固定的。从同步示波器的元件数量, 目前状况是在上述条件规定的最小体积内, 只能充分的采用分立式元件, 而未达到使用集成电路获得小型化的地步。但是, 各种电路的集成电路化与面板上布局简单, 宽余、装置的轻量化直接相关。今后在研制更短示波管的新式显示方法以及功能多样化而补加许多电路时, 用小型化的集成电路来实现。

其次, 随着集成电路化, 在性能有如下提高: 幅度, 频率, 脉冲响应特性等等。在集成电路内部所装配半导体极其紧密, 特别是单片式集成路, 可以使容量和特性相合, 对温度平衡是非常优越的, 此种特性常常应用在微分放大器中, 在同步示波器中也应用这种特性, 如在垂直放大器和各种电路中, 如同时考虑印刷板上连接电路的引线, 如作成集成电路则非常接近, 并减少导线电感, 杂散电容及其电容得到平衡, 由此在大量生产的情况下, 也可期待稳定特性。在混合集成电路中, 用于内部半导体器件也较容易使用超高频, 所以在宽带放大器和快速脉冲电路中可以发挥威力。

下面介绍适用于示波器电路的各种集成电路(特别是线性集成电路), 参考如前所述的SS—4500A说明。

在线性集成化电路中, SS—4500A均采用混合式集成电路, 如前综述。集成电路化的关键在于成本核算, 根据成本得出结论而采用混合式集成电路。即原始价格便宜, 当集成电路少和批量生产时, 可以考虑采用。设计更改较为容易, 这就意味着具有更加容易提高集成电路性能的可能性。同时性能优异的组件(特别是半导体集成电路), 容易安装, 设备费便宜等等优点,

线性集成电路应用实例:

SS—4500A示波器电路的集成电路化程度: 垂直放大器, 触发放大器, 触发发生器, 扫描发生器, 增辉放大器, 高压发生器, 低压电源, 校正信号发生器等电路。

下面介绍代表性的集成电路:

(1) 图1和图2为单纯二极管阵列的集成电路, 在集成电路中作为提高性能为目前所采用。

图1为一级垂直放大器电路。在集电极电路接有集成化二极管极性转换电路。通常, 大部分的同步示波器又有在双踪放大器的通道中设计极性转换

电路, 省略另一通道的极性转换电路。SS—4500A也采用了这种方式, 双踪放大器的方波瞬态特性波形与双通道相同, 必须调节一边方波, 使瞬态特性波形与双通道调节相同, 这在宽带放大器中是困难的。如果在印刷电路板上装配分立式元件组成其电路, 所以就增加了这些元件之间和接地之间的杂散电容, 同时, 由于这些杂散电容的不平恒, 使双踪放大器的负荷条件产生差别, 使平衡调节困难, 此种极性在正或负时, 原始瞬间特性波形都应相等, 由于上述因素, 此种波形产生失真。为了解决这个缺点而实现集成化电路, 同集成电路中的二极管接点非常小, 亦可以充分考虑几何学装配问题的设计, 所以能使杂散电容和这种平衡成为最佳状态, 同时大大有助于性能的提高。

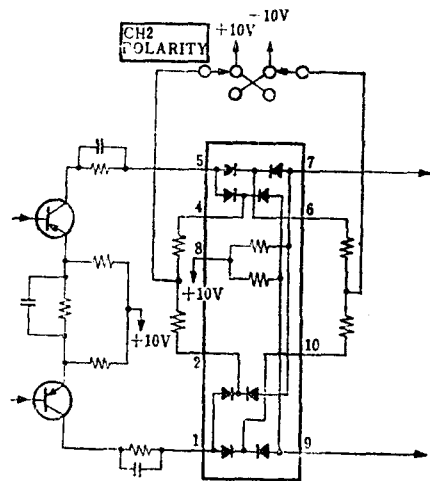


图 1

图2为双踪放大器的转换电路。由于集成电路化以后与图1相同, 可以使两通道之间的负载电容相同, 这样使瞬态特性波形不致失真。又如这些集成电路能适用于其他带宽更高的放大器, 变换电路设计应充分考虑这些必要的条件, 使集成电路能在各种示波器的转换电路中达到共同使用的目的。

(2) 图3—4为放大器集成电路化的例子。图3为触发信号的触发放大器集成电路化的一部分电路。差分放大器由各级所构成, 设计时必须考虑温度变化时对平衡的影响, 因而温度漂移很小, 这就意味着激励触发整形电路的触发信号选择稳定触发电平, 由于外界条件, 可以期待今后出现更加稳定的同步。同时, 由于二极管排列中的杂散电容较小, 所以频带扩大到高频小信号电平进行同步也成为可

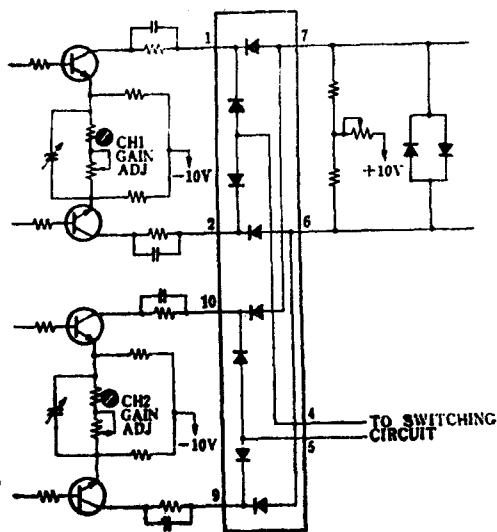


图 2

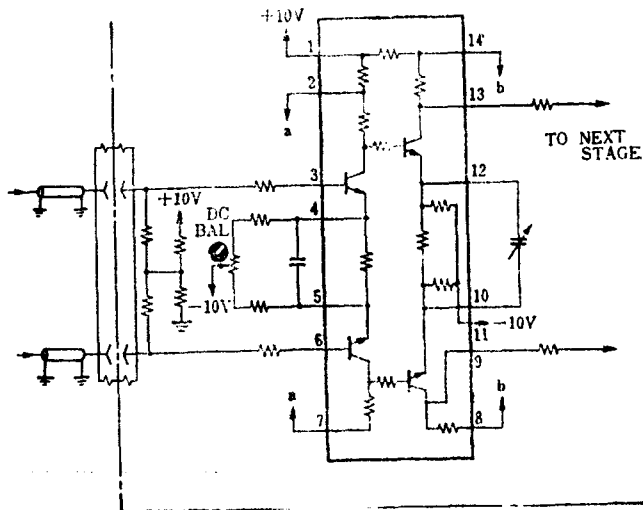


图 3

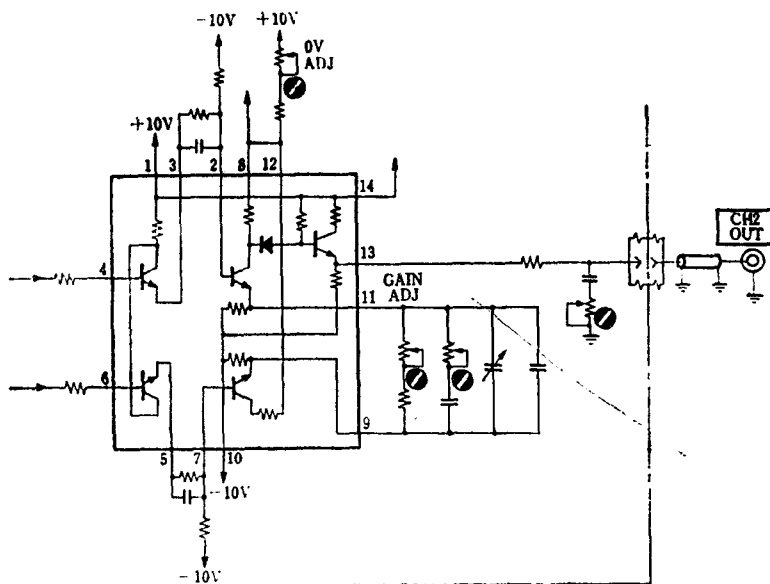


图 4

能。如需要在更高频率提高同步电平，只能制造一种变换具体单片设计的集成电路。

图4集成电路放大器。本电路两个垂直放大器串联（双踪），构成单踪高灵敏度（1mv/Div）输入放大器。这是对多级放大器而言，因为设计与图3一样的集成电路，所以改善了温度漂移，电源接通后稳定时间，以及频带宽度等。为了获得良好的瞬态特性，必须改进垂直放大器发射极间电路波形的校正。

图5表示垂直轴辉度位置氖管（寻迹）激励

电路的集成电路实例。在SS—4500A由分立元件构成，在小型印刷板上配置这些电路元件，性能上需要有较宽的余量。另一方面，氖管的激励电路几乎不要考虑高频率。实现了集成电路化后，尽量减少印刷板的比率，这样便有助于主放电路的正体配置。一般同步示波器用的垂直放大器采用差分形式，并可组成多级级联型式。充分的集成电路化必须注意下列情况：

A. 为保持各级之间的性能，每级放大量不大，也可能象上述组成多级型式。

B. 只用NPN晶体管组成放大器，直流电压电平逐级提高，因而增加了装置的直流损耗，所以PNP必须与NPN混合使用。

C. 必须进行方波特性的校正，由于内部晶体管电流小，所以增益一带宽乘积较小。

D. 内部晶体管的放大量，频宽以及暂态特性依然小。

E. 必须进行直流漂移补偿。

F. 驱动示波管偏转板的末级需要高功率，

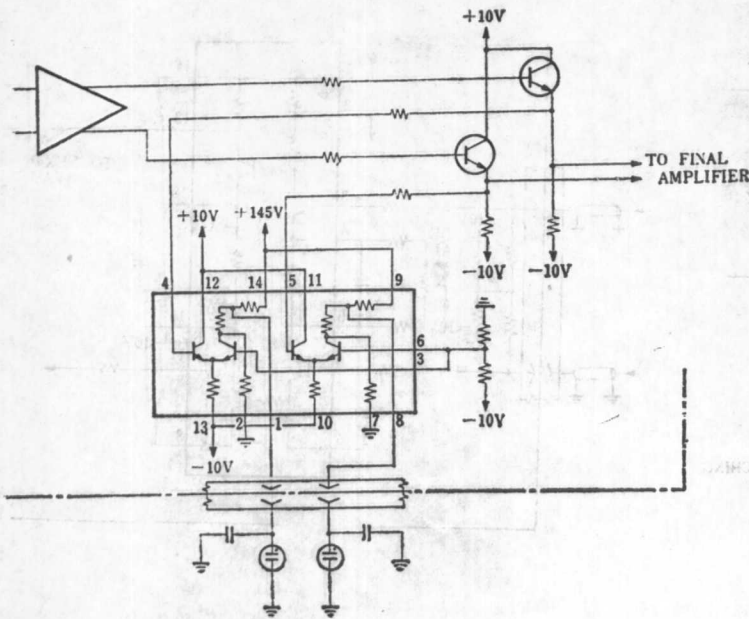


图 5

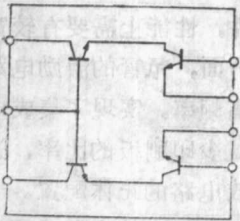
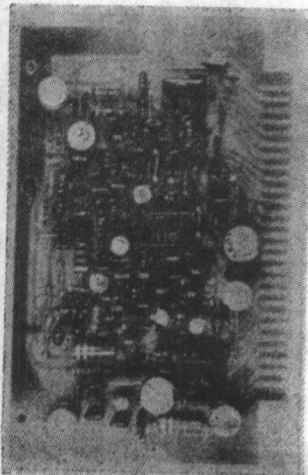


图 6



高电压 (满足3.4.5)

G. 因为在超宽带放大器中用的集成电路, 内部用的晶体管价格较高, 如果集成度过高, 在故障维修时损失费用大, 总的来说, 还是存在上述集成度的优点。

另外, 在超宽放大器中, 如前所述具有减少晶体管, 元件等导线电感和导散电容的优点, 集成电路化是非常有效的手段。图6表示国外超宽带放大器用的集成电路的一部分。

(3) 图7为比较电路的集成电路化实例:

由于实现了集成电路化, 它非但能产生激励延迟扫描的脉冲, 也减少了延迟失真, 同时由于温度的变化, 大幅度地减少了延迟时间的漂移。

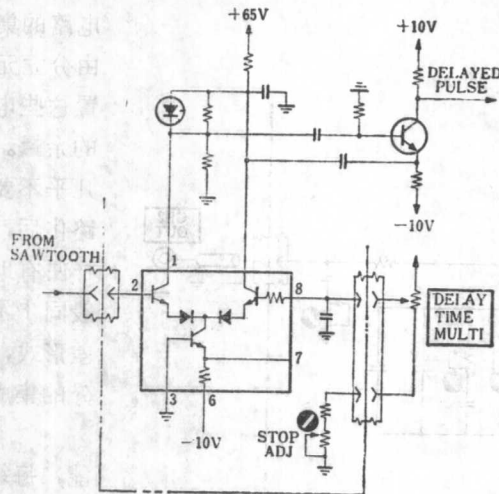


图 7

(4) 图8为锯齿波发生器实用电路。通过扫描起始电压, 使温度漂移减少, 印刷板小型化等, 这种集成电路设计使扫描电路和延迟扫描电路两者均可使用。

(5) 图9为低压电源控制电路的集成电路化应用实例:

在图9中, +10V和-10V要相符, 这种集成电路也制成和其他机通用。

(6) 图10为校正电压发

器生电路采用集成电路的实例。

音义晶体产生1KHz方波电压, 可适用于垂直轴和时间轴的灵敏度以及扫描时间的校正。通过集成电路化, 将这些电路制造在印刷电路板上, 可适用于各种同步示波器中。

照片为适用以上介绍了线性集成电路而的印刷板之一。

今后方向:

要叙述同步示波器未来的方向是困难的, 然而可以推定它将朝着重量轻、小型化, 无导线, 提高操作性能, 超宽带化, 自动化及与系列化相结合等方向前进。

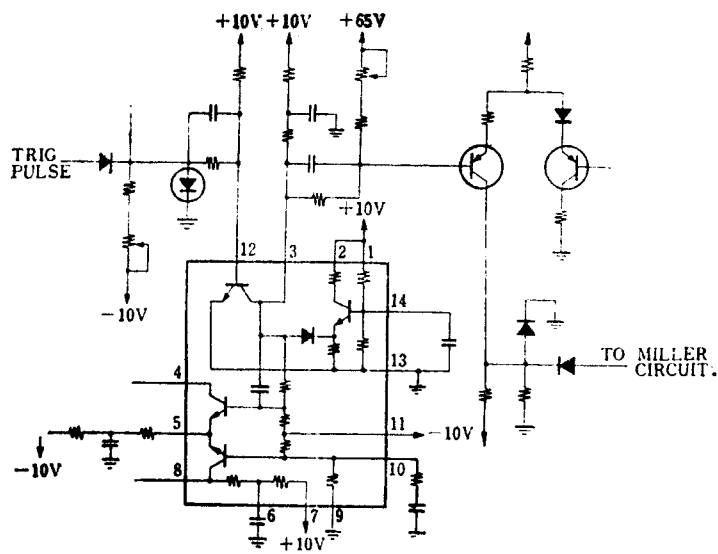


图 8

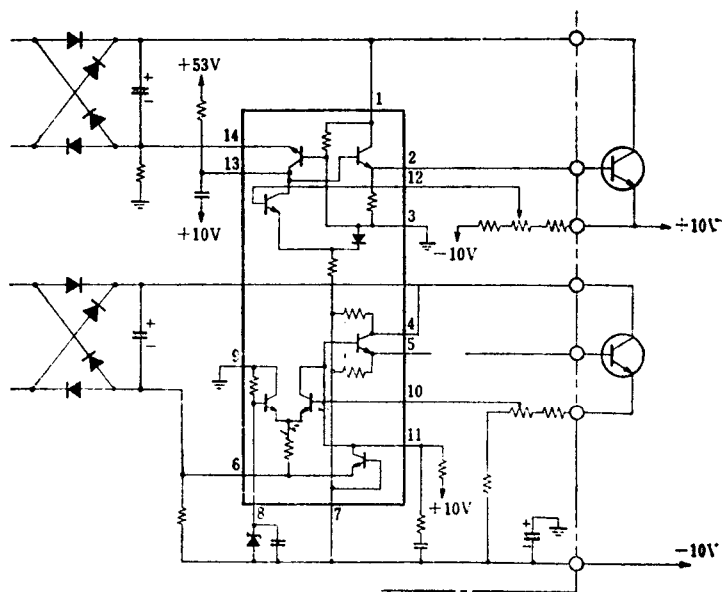


图 9

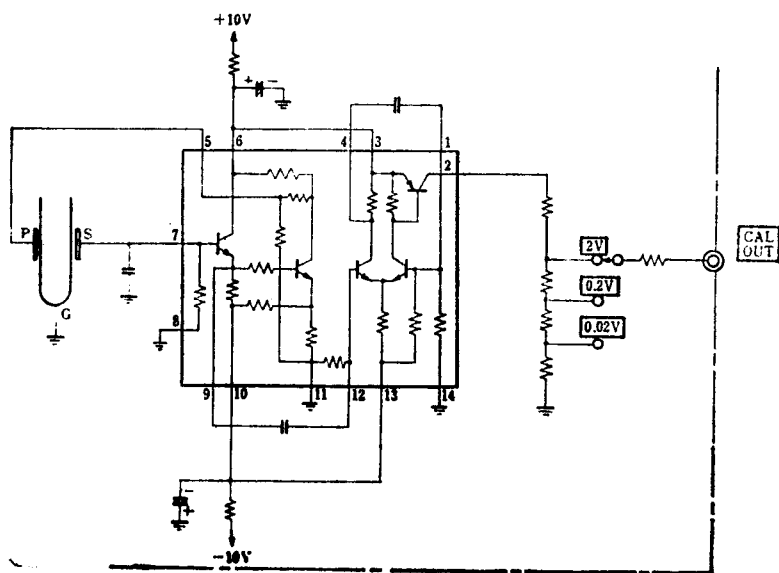


图 10

如果以电路技术的角度来看这些发展,今后的电路技术必将部份或全部的实现集成电路化。可以认为充分吸收前述那样集成电路化优点的同步示波器,在今后无疑将成为主流之一。

使用集成电路将不拘泥于混合的,单片式的集成电路,而是利用它们的长处,采用作为混合集成电路。

在同步示波器中,如何有效地应用市场上出售的数字集成电路这也将成为研究的课题,

把集成电路理论用于转换开关上而获得面板操作性能的提高也是其中一例。

鉴于在一般广泛使用的同步示波器,便携型示波器的场合,机种之间的电路及其他方面的统一化正越来越前进,集成电路的适用化电路也正进一步被研制。集成电路技术的发展越来越快,因此,集成电路化的高性能、高稳定度的同步示波器也将会实现的!

示波器四踪显示转换器

仅仅借助于二个集成电路与少数无源元件,可将普通的单通道或双通道示波器很经济地变换成为4通道显示,从而扩大示波器的应用范围。这种电路的关键元件为四通道可编程序放大器——Nayyis型11A—2405具有四只相同输入级的运算放大器。其中任意放大器与输出级都经2只二进位地址输入控制。

对示波器的变换电路而言,每一级放大器电路是增益为1倒相式电路。高阻(2MΩ)反馈电阻对每一通道提供高的输入阻抗。四只放大器的输入端接一只由500KΩ电位器在±15V电源形成可变电压源,这种电路使每一道是单独中心控制,大的反馈电阻所形成漂移电压是没有问题,由于中心控制提供适当放大器的调节范围。

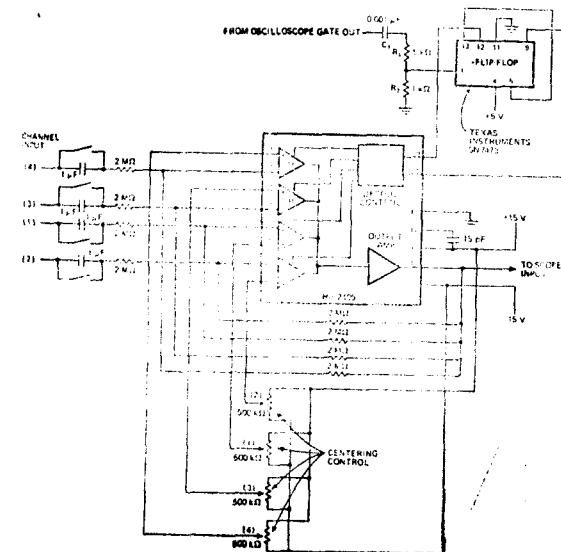
示波器的闸门输出是由双J—K型触发器取得,

供给集成电路放大器二进位通道选择信号,这个闸门信号被示波器扫描同步,所以没有定时的困难。在每次扫描完成之后,负闸门信号选择下一次另一通道,而回扫时间允许通道有适当选择时间的可能。

输入端至触发器的无源网路,电路C₁与电阻R₁与R₂自tektronixM545型示波器的“GATE OUT”端输出的30V电压取得的5V的触发脉冲,其他示波器有不同要求的无源网路。

电路的主要技术性能:增益1,宽带DC—5MHz,转换速度15V/nS,最大输入电压±10V,输入阻抗2MΩ,串音特性80dB。

电路的电压范围,带宽,与输入阻抗可附加一运算放大器,隔离每一级的输入端,提高输入阻抗,这些隔离级的每一级增益单独可变,进一步改善电路适用性。



示波器的变换器

单片四芯运算放大器提供廉价的方法,增大标准示波器的显示能力,二进制输入驱动IC运算放大器。示波器的闸门输出控制双触发器通道选择信号,各通道均具有中心控制零漂移电压,每次扫描结束,负闸门信号选择下一次通道电路工作50MHz。

7904 示 波 器 介 紹

迄今,只限于实验室里观测高速现象,目前已扩展到我們常用的一些电子设备中。近几年,在高速逻辑电路、等离子体、激光及高能物理等领域中,高灵敏度宽带实时示波器显得日益重要。在观测单次信号或重复频率较低的高速现象时,都必须使用宽带实时示波器。

例如,欲以5%的精度观测上升时间为1nS的脉冲,则需要带宽大于1GHz的宽带示波器。但是具有这种放大器的示波器很难制造,因此,通常采用行波示波器观测上述信号,信号不经放大器而直接加到高频示波管上。然而,这种示波器的有效工作面积较小,垂直偏转灵敏度也差,并且无法获得与带宽相应的高速扫描。

本文扼要介绍美国最近研制成功的7904型带宽DC—500MHz实时示波器,最高灵敏度10mv/Cm,最快扫速500pS/Cm。

表1所示宽带示波器的典型示波管主要性能。由两块偏转板组成的静电偏转示波管高频性能恶化是由于偏转系统内电子渡越时间,偏转板间电容和偏转电极引线电感的影响所造成的。另外为了改善脉冲特性,衰减电阻阻值又受到偏转板间电容及其电感影响的限制,因此,实际可用的频率远低于因电子渡越时间效应形成高频特性恶化而降低的频率。假如只要减小电子渡越时间效应,则提高加速电压,采用短偏转板即可。但是这将导致偏转灵敏度明显下降,有效偏转面积显著减小,以致不能使用。

表1.超高频观测用示波管的特性

带宽	型号	公司名称	示波管性能						最高灵敏度 最快扫速	直接 接入
			Y轴 灵敏度	X轴 灵敏度	Y轴 偏转阻抗	加速 电压	有效 工作面	示波管 长度		
100 MHz	585型	Tektronix	5v/cm	19v/cm	2 × 453Ω	10 kv	4 × 10 cm	53cm	100 mv/cm 10 ns/cm	
150 MHz	454型	"	4.5v/div	11.5 v/div	2 × 350Ω	14 kv	6 × 10div (1div = 0.8cm)	40cm	20mv/div 5ns/div	
250 MHz	183 A型	HP	3v/cm	6v/cm	2 × 165Ω	20 kv	6 × 10cm		10 mv/cm 1 ns/cm	600 MHz 6v/cm
350 MHz	485型	Tektronix	3v/div	7.5 v/div	2 × 182.5 Ω	21 kv	8 × 10div (1div = 0.8cm)	39cm	5 mv/div 1ns/div	
500 MHz	7904型	"	3v/cm	7.5 v/cm	2 × 187.5 Ω	24 kv	8 × 10 cm	41cm	10mv/cm 0.5ns/cm	1GHz 4 v/cm

注:带※号者为多级分割偏转示波管,其他为行波示波管。

为此,研制了一种行波偏转式高频示波管。在这种行波电场产生的偏转场中,如电子和被测信号同速行进,则特定的电子对应于相同的电压而偏转,所以,即使在通过较长的偏转电场时,电子渡越时间所产生的影响也可忽略不计,从而改善了高频特性。

图1所示行波示波管工作原理。信号通过偏转系统的速度,基本上取决于偏转电极电位和阴极

电位的电位差,因此频率特性是固定的。当电子束速度为(1) $V_e > V_s$, (2) $V_e = V_s$, (3) $V_e < V_s$, (4) $V_e \ll V_s$ 时,其幅频特性如图1—B所示。

用1GHz示波管(519型示波器)观测到的结果如图1—C所示。

加速电压为3KV时的特性曲线图1—A(4)和B(4)。应用上述工作原理的多级分割偏转式高频示波管已用于表1所示的585型、454型示波

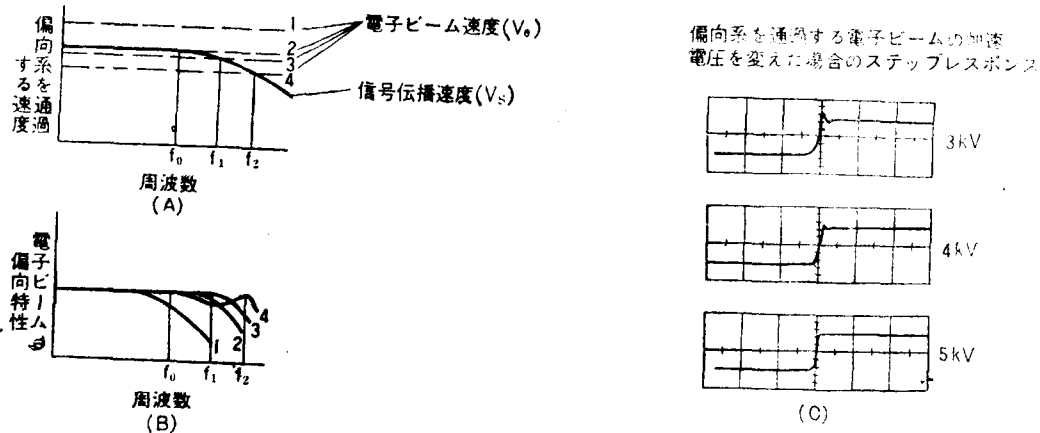


图 1 (A) (B) (C) 行波示波管工作原理

器中。这种示波管将Y轴的偏转板分成若干级，并以分别与其相对应的偏转板间电容与其依次相接的电感线圈组成延迟电路（低通滤波电路）。这种延迟电路，以其特性阻抗相等的阻抗（输出放大器负载电阻）终接，使延迟信号电压的传输速度接近电子渡越时间，并在这一行波电场中使电子束偏转，以防止由于两者的时差而导致灵敏度降低。

这种类型示波管的频率极限取决于延迟偏转系统的截止频率。要提高截止频率，需缩短延迟时间，同时，提高电子束速度以减少偏转系统中的渡越时间，但这样将导致灵敏度降低，故在实际使用中，这种示波管只能用于150MHz示波器中。

在用分级偏转系统的示波管中，各偏转板在管壳外部均有引出端，因此，必须外加延迟网路电感线圈。根据实际测得，偏转阻抗低于200Ω（不平衡）获得低阻抗的截止频率所需的偏转阻抗，有效频率上限取决于由电极结构所决定的串联谐振频率。

宽带示波器，以前一直都采用行波示波管（519就是一例）。但其灵敏度低，有效工作面小，而且电子束光点尺寸小，需采用照相放大等方法提高灵敏度。近几年各公司的甚高频示波器也都是采用行波示波管。Tektronix公司在研制500MHz示波器时，即着手试制新型超高频示波管，并已试制成功采用螺旋形电极结构的高灵敏度行波示波管，带宽为1GHz。其简要性解如表1所示。这种示波管由于行波电极的缘故，灵敏度有所下降，因此，在垂直偏转系统与加速电场间加进一个半球形栅网电极进行偏转放大，灵敏度提高了一倍。这个栅网电极的形状采用计算机辅助设计技术，直接利用数字控制机床进行程序控制加工，这样，即缩短了示波管研制周期，又降低了成本。

宽带示波管的记录速度，在加速电压24kV时为10Cm/nS（采用P₁₁荧光粉、C51R—f/1.2 1:0.5—照相机、胶卷速度ASA10000），采用雾化技术时，可达20Cm/nS。如果需要更快的记录速度，可采用高辉度示波管，但其有效工作面减少一半，为4×5Cm，然而记录速度可提高到30Cm/nS（相当于光速）。在观测500MHz以上的信号时，可将信号直接加到示波管上（需使用专用的7A21N型插件），此时带宽为20KHz~1GHz，灵敏度为4V/Cm。

输入信号可以是差分输入，也可以是单端输入。单端输入时，通过平衡—不平衡变压器将信号变换为差分信号以驱动示波管。在直接接入时，与519型示波器（带宽1GHz）相比，其灵敏度提高一倍半，最快扫描速度提高三倍，示波管有效工作面增大五倍左右。但是由于没有延迟线和触发选送电路，所以需要75nS的预触发信号。

7904的垂直放大器，全部采用集成电路，在宽带放大器中第一次采用了Tektronix公司自制的宽带线性集成电路。

放大器电路组成如图2所示。采用四个集成电路，级间耦合线路采用与负载阻抗相匹配的微带线（50—93Ω），脉冲特性的波形失真小于5%。

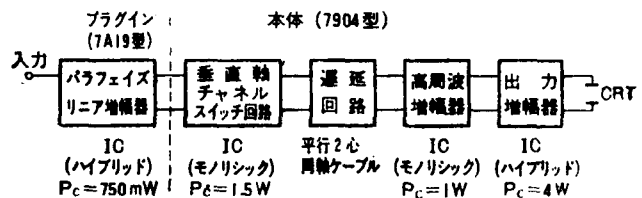


图 2 7904型示波器垂直放大器方框图

垂直放大器所用的每个集成电路差不多都是上升时间为500pS左右的高速集成电路。用于转换工作方式(交替、断续、相加、A、B)的集成电路(通道转换电路)是由25个晶体管组成的单片集成电路,其通道隔离性能良好,在500MHz时为100:1。输出级的集成电路,从功率角度着眼采用了4W的混合集成电路。用于高频放大器的集成电路由FT倍增放大器组成,采用推挽耦合,两个晶体管的集电极并联,从而使所用晶体管的FT等效的增加一倍(见图3)。

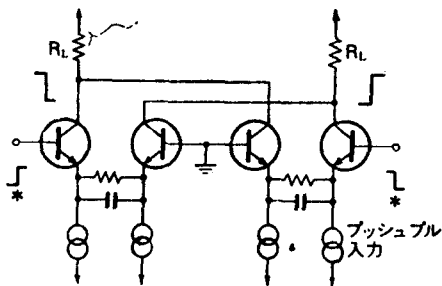


图3 FT倍增器电路

由于通常使用的信号延迟电缆——平衡螺旋形延迟电缆的相位特性很差,脉冲特性会产生予冲现象,因此, Tektronix公司研制了一种性能良好的

新型延迟电缆,用于500MHz放大器中。

这种电缆是平行双芯同轴电缆,绝缘层中充填聚乙烯,外导体采用特性优于编织线的铜箔,可挠性好。其平衡阻抗为100Ω,延迟时间与高频同轴电缆的延迟时间大致相等。而且传输特性极佳,可获得良好的脉冲响应,成本也低。7B92型时基插件具有同500MHz带宽相应的时基分辨率,最快扫描速度为500pS/Cm,触发频率600MHz,可进行交替扫描,为了达到500pS/Cm的最快扫描速度,在水平扫描部分的直流放大器中,接有一个可对示波管电容负载进行快速充放电的通路。

示波管所需的高压电源,一般采用高压反馈变压器进行升压,但7904型是利用振荡频率为23KHz低压电源(变换器)升压。采用这种方法能很好地控制低压电源精度(0.5%),所以比历来的高压电路结构简单,而且效率高。

示波管的加速电压为七倍压整流的+21KV,当负载因辉度控制而改变时,可通过-3KV的阴极电位控制高压电源。

7904型宽频带示波器,属于Tektronix公司的综合测试系统,它除了具有通常示波器的功能外,还可以选用不同的插件(24种),在示波管上用数字和符号显示频率、温度、电阻、电压电流等参数。

7904型示波器高速扫描水平放大器

随着示波器垂直偏转系统频带的提高,当然要求水平偏转系统相应地朝着高速化发展。

本文介绍Tektronix公司的7904型示波器水平放大器。由于7904型示波器采用灵敏度为7V/cm的示波管,所以当要求最快扫描速度为500pS/Cm时,则示波管需要上升时间为5nS,推挽输出幅度大于70V扫描电压驱动示波管的水平偏转板。如图1所示,平衡分差放大器Q864、Q869的发射极电路中电阻用于调整扫描放大器的低频增益,CR873、CR874、C863、CR870限制大幅度输入信号而构成限幅器,Q900、Q938、Q950、Q944与Q895、Q908、Q914、Q920分别对放大的正向或负向的输入信号构成高频响应电路。

Q938、Q900频率范围为1—200MHz的高频放大通路。令Q938的集电极负载电容 C_L (水平偏转板电容+输出电容+引线电容),则高频放大器通路的

增益按 $2 \times (C897 + C898) C_L$ 求得。另外Q950、Q944的低频放大通路增益(率范围DC—30MHz)按R948/R955(=10)来决定。全带宽可调增益×10倍。同样,另一端的高频放大通路为Q895、Q908,低频放大通路为Q920、Q914。各自增益以相同方法计算之。

R949、C949与R906、C906是对容性负载起加速作用的时间常数电路,同时,Q914、Q938的输出由R918、R943进行负反馈,以低阻抗输出驱动示波管水平偏转板。C925、C955用于改善高速扫描的线性,最快扫描速度为500pS/cm

(※ 原文误印Q938——译者注)

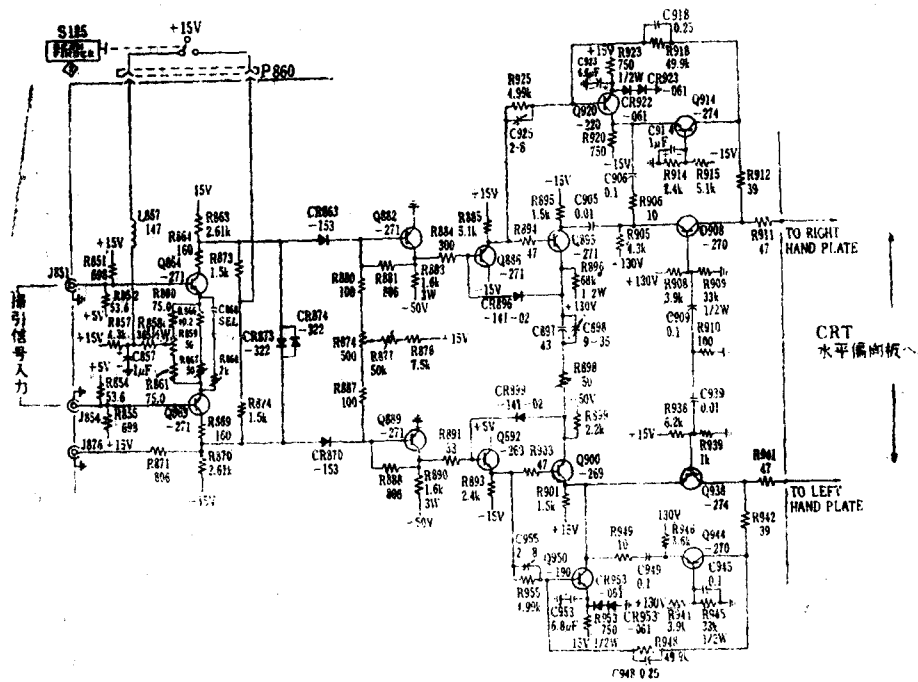


图 1 7904型示波器水平放大器电路图

7704 型示波器水平放大器

为了使密勒积分电路中产生良好线性的高速锯齿波，在示波管屏幕上显示误差不大于3%的精度，必须用带宽为锯齿波周期倒数的5倍的扫描放大器。设示波管的水平灵敏度约10V/CM，则最低需要用110V以上的输出摆幅驱动示波管的水平偏转板。

本文介绍Tektronix7704型示波器的扫描输出放大器。如图1示，在分差放大器Q526、Q536的射极间采用热敏电阻R534，补偿随温度上升而引起的扫描放大器增益的降低。

CR544、CR528、CR538、CR554组成限幅器，限制由于扫描扩展(X10)及外部扫描输入的过大幅度。Q544的输入由是正向锯齿波，故采用响应快

的NPN晶体管，而对于负向锯齿波则为Q554采用PNP晶体管。Q562供给射极偏置。Q526的输出低频信号部分通过Q549，而高频信号部分则因Q544旁路被送入输出级Q582、Q584。

由于降低输出级的直流平均电平，在Q548将产生直流电平漂移。Q582通过C580作为动态负载，以减轻Q584的电阻负载。

R581的功率是1W。Q584的输出又通过R569、Q564及R563进行负反馈，成为低输出阻抗驱动示波管的水平偏转板，C569、C568及R568。是改善高速扫描速度的线性。采用扫描扩展(X10)时，最高扫描时间为2ns/div。

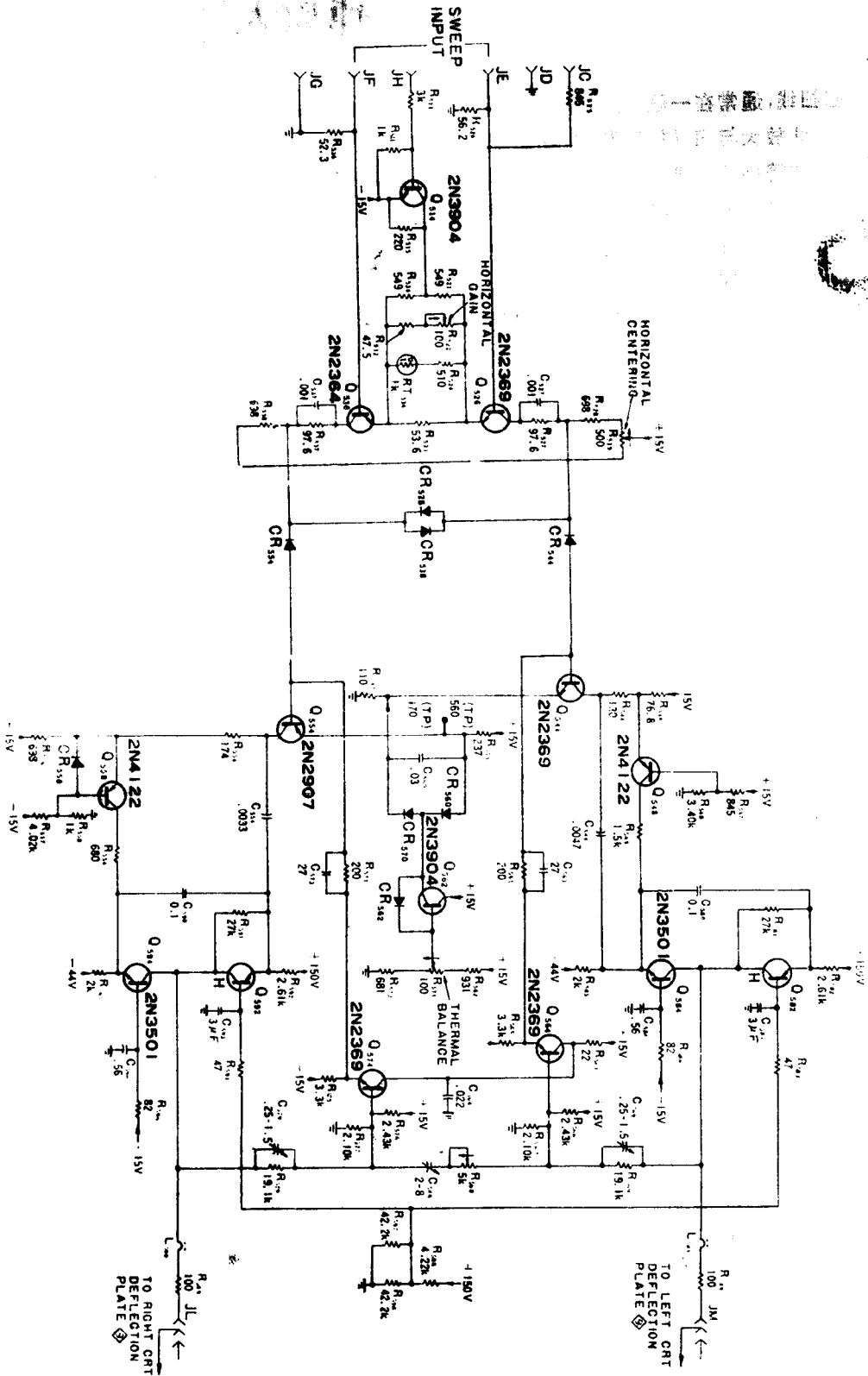


图 1 7704型示波器水平放大器电路图

7704 型示波器增輝放大器

为了消隐回扫线,通常在一般示波器电路中采用辉度调制方式,即放大与扫描相同步的增辉信号,并将其加至示波管的控制栅极上。因此,作为增辉放大器的性能,其输出电压必须接近示波管的截止电压,同时放大器应具有快的上升和下降时间,以保证最快扫描速度辉度不变。

本文介绍美国Tektronix公司7704型示波器的增辉放大器。如图1所示,输入信号加至Q704的发射极,在放大器的输出端则由输出级Q734通过电阻R732进行负反馈。Q718工作原理如下:在其集电极电路有阻尼网路,以使其工作状态近似射极跟随器,Q718通过R719调整为最佳的瞬态响应。

输出级Q732、Q734为集电极耦合的附加放大

器,它以较少的功耗谋求缩短放大器的上升与下降时间,也就是说,Q732与Q734分别负担输出的上升部分和下降部分及低频部分。补偿增辉放大作为良好的大幅度(约100V)脉冲放大器,CR738为保护电路,它吸收高压电路(示波管的栅极电压约-3KV)而来的浪涌电压。

另外,接入电源时,Q708、Q706将使增辉放大的一直延迟到其他电路稳定工作时,才开始工作,以保护示波管磷光体。

就是说,接入电源后,一直到C711充电结束为止,Q703处于导通状态,Q706处于截止状态,这样将减少Q704的电流,降低Q734的输出电平,使示波管电子束电流延迟4秒钟。

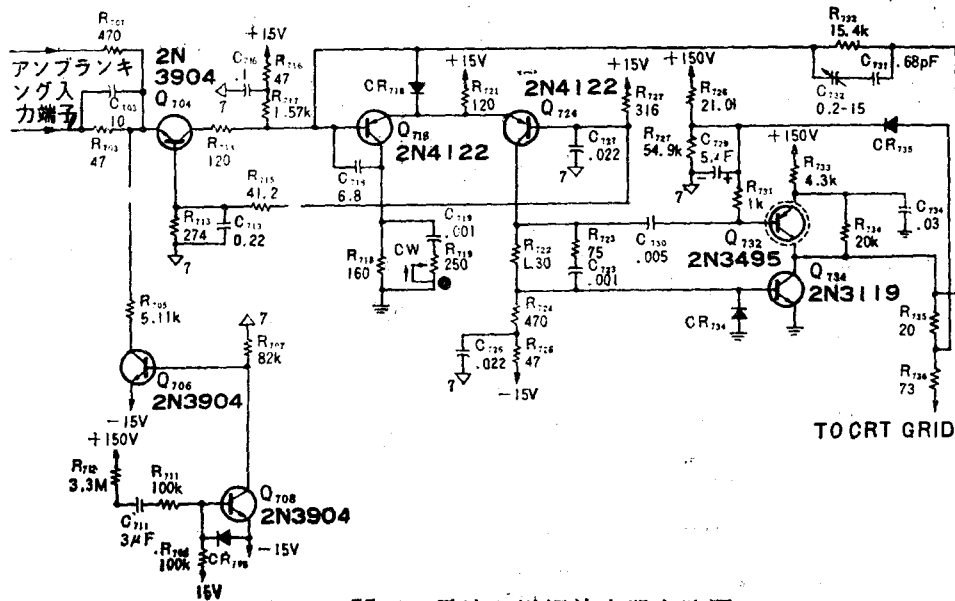


图1 7704型示波器增辉放大器电路图

7704 型示波器高压发生器电路

示波器朝着宽带化发展，必须用高速扫描速度观察明亮清晰的图象，为此近代示波器越来越提高加速电压。

本文介绍美国 Tektronix 型示波器高压发生器电路，它产生 24KV 加速电压。如图 1 所示，在接通电源后，C711 停止以 50V 电压充电，4 秒钟后 Q712 导通。当接通电源瞬间，Q758 驱动晶体管振荡器 Q764、Q766 的基极。导通的两个晶体管必须具有相同特性，无论哪一个先导通，则振荡变压器的集电极绕组产生高压，在其基极绕组内也感应出电压使 C759 充以负电位。振荡晶体管工作在 C 级，饱和后在基极绕组中感应出反相基极电流，晶体管截止，另一个就导通。

振荡频率约 40KHz（正弦波），经高压变压器 T764 升压，在次级绕组⑩端的交流高压输出，经 5 倍压正流获得 21KV 高压作为示波管后加速电压。另外⑪端的交流高压输出，经半波正流获得 -2.96KV（R743 调节）与示波器阴极电压相迭加。

因为高压回路的负载变化，引起辉度调制的电子束电流也发生变化，所以普通示波器的示波管阴极电路中设有误差检测负反馈回路以保证高压稳定。自 CR781 的阳极通过 R740C 把纹波电压反馈到 Q752 的基极，Q752、Q756 检测误差信号并放大之，Q758 控制振荡晶体管的基极偏流。

7A11 型低电容 FET 探头放大器输入电路

7A11 型放大器适用于 Tektronix 7000 系列示波器之频宽 DC—150MHz 的插入式放大器。其特点为低电容 FET 探头放大器。本文介绍输入放大器，电路结构如图 1 所示：

Q124B 的基极接至探头“地”，为倒相放大器提供一个参考点。无信号输入时，Q124A 基极也是零电位，这就使 Q124A 与 Q124B 的发射极处于相等电位，通过 R148 与 R149 的工作电流由 R127 与 R147 之间平均分配并通过晶体管 Q124A—Q124B。

Q124A 的主要负载由 R126 与并联电阻 R175 所组成。自 R124 上端视，输入阻抗约 40Ω，如果，输入放大器的衰减器一部或全部都接至电路中，它们

与 R175 串联组合，用这种方法保证了自 R124 上端视有确定的 40Ω 阻抗，因此改变衰减器并不影响与倒相放大器 Q124A 与 Q124B 组合参数。

电路的增益约等于负载电阻 Q124A 与 Q124B 负载电阻的和除以两个发射极的单独阻抗，为此 $40\Omega + 40\Omega$ 除以两个发射极之间的有效阻抗 ($R712 + R147/R137 + R138 = 1$)，电感 L126 与 L146/2 可检出一半增益，如前所述，此增益仍然为 1，并与接入电路的衰减器无关，因此衰减器与 R175 与 R176 的组合降低了适用输出放大器的有效信号为 1/2，1/5 或在 L126—L146 两端信号的 1/10。如继电器被激励提供直流通路，信号被已闭合的继电器 K411 与 K413

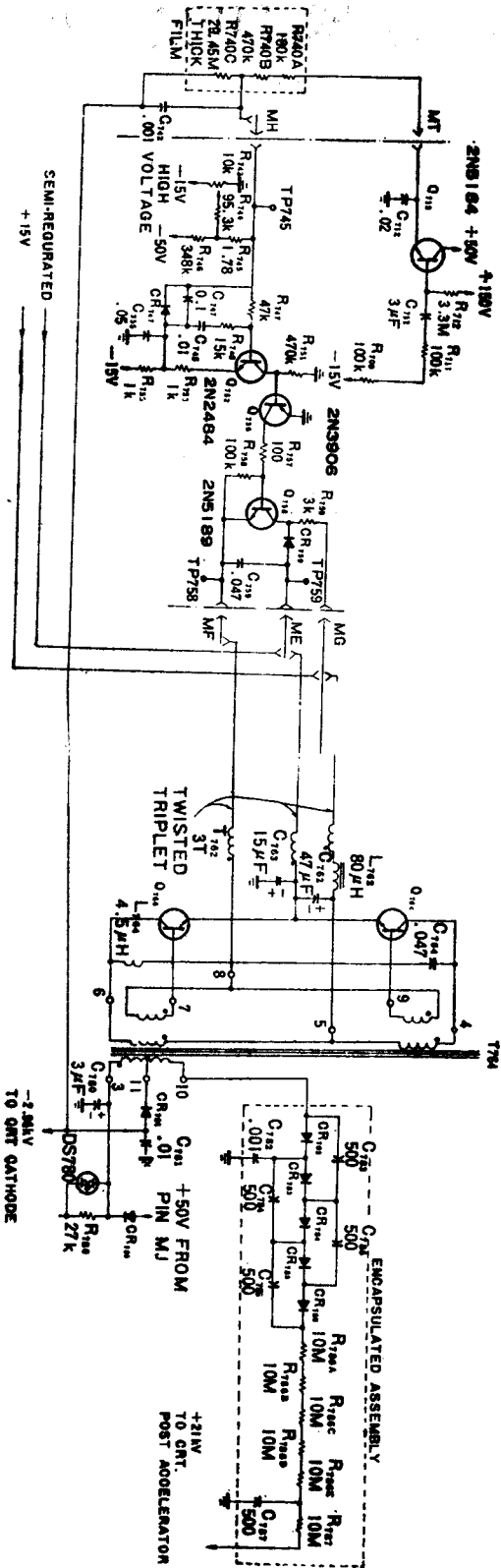


图 1 7704型示波器高压发生器电路图

降低1/4,这三对继电器打开,降低信号为1/10。

增益与频率补偿网路是在Q124A与Q124B发射极之间进行。R124与R144提供补偿,电容器C124与C144使高频信号旁路,正常时,VR124是不导电,它限制R124两端降压约3V,保证在大幅度信号下有良好的电路响应。

在“FULL”带宽方式,继电器K401与K403启动。当自前面板选择20MHz宽带,L152、L155、C153与C154使带宽降低。极性继电器K431接点打开,在+正端工作,由前面板选择“倒相”工作。K431闭合,使输入放大器的一半与输出放大器的一半交差连接。

“微调”电路由Q193、Q184、Q194、U194与附属元件所组成。在增益校正工作时,Q198是不导电,在增益微调工作,它相当于电阻作用,其数值取决于“微调”控制器的位置,由于Q198与R126—R146与R175—R176并联,其阻抗的降低也就减少了Q124A—Q124B的负载阻抗,因此减少了级增益。

Q198控制如下:当“微调”控制器处于“校正”位置(S180A打开),Q184—R184电路需要6.7V(2mA)电流,在R182—R183连接点产生—7.23V电压,因为S180A打开,电阻R180不流过电流,此同相电压出现在R180活动臂与U194非倒相输入端,R192—R193分压器供给U194倒相输入端约—7.20V电压,非倒相输入端要比倒相输入端为负,U194输出低于—12V,分压器R195—R196分压器约—16V供给Q194与198的栅极电压使其截止。

当需要“微调”控制器,按钮处于向外位置—S180A闭合,“微调”活动臂选择比R182—183连接点为正的电压供给U194的非倒相输入端,U194的输入变成正,在Q194与Q198的栅极出现被放大的变化量。当输出相当正时,Q194导电,相当于电阻并联在R191与R192两端,当Q194阻抗变得足够低时,R192—R193连接点的电压提高到与R180活动臂电压相同数值,U194输出电压被稳定在规定的数值上。

电路设计保证有相等电流流过R191与R192,在其连接的公共点趋向—7.1V,相应Q194源与漏极连接点有上一下等幅摆动—7.1V电压。它与Q198组合构成推挽工作方式。

由于Q194栅极电压也是加到Q198栅极,Q198阻抗为Q194阻抗的2倍,在Q124A—Q124B两端组成并联推挽负载,无论是源—漏或漏—源电流流过Q198,取决于推挽信号的极性。

“步级衰减平衡”电路能将小电压送至Q124A的基极,这样影响正在导电的那只晶体管。如适当的调节,相等电流将流过Q124A与Q124B,因此,在没有信号时,如“极性”控制器被转换在“+向上”与“倒相”之间,扫描线将不产生位移。“步级衰减平衡中心”调节容许电路起始调节,以使平衡条件是在调节前面板“步级衰减平衡”时,在平衡范围内。

0与+或—1V的补偿电压接至Q124A的基极。前面板选择“补偿”,一般补偿电流注入在这一点,即限制足够的数量以消除DC或AC信号分量,所需要显示部分返回到标尺中心。

第一级放大器的两边均分流过电阻R213的电流,此电流的大部分由R237得到,无信号情况下,电流经R226与R236之间平均分配,上端半边电流通过负载电阻R226,基极接地晶体管Q224,热时间常数电路C204—R204,并流过R204与R202,流过此电路上半边的电流将通过相对应元件。有输入信号时,大小相等方向相反变化信号电流出现在Q204A与Q204B,在R226与R236合成的电压变化加到第二级放大器。C203与C234作为第一级放大器频率补偿元件,C211与R211为探头频率补偿。

在平衡情况,约+2V电压出现在Q224与Q234发射极,“位移”控制器是在电气中心时,在其活动臂也有约+2V电压。电阻R206与R216无电流流过。在完全补偿时,活动臂基准电压—11V或+15V,R206既相加又可相减,约0.65mA电流供给放大器上端的电路,这时在R216相加或相减,这就增大或减少上半边R226两端或第一级放大器下半边R236产生的位移信号。“位移中心调节”(它与R226与R236并联)作用与“位移”调节相似,它是内部调正“位移”控制的中心范围。

第二级放大器实际上与第一级放大器相同,明显的区别采用PNP晶体管。

输出级由工作在25Ω负载普通放大器组成。对于Q264,25Ω负载由R226与示波器50Ω负载来提供,除Q264负载之外,这二只阻抗提供50Ω传输线二端的端接负载,它将输出级的垂直信号传输至示波器中垂直放大器电路,C261为级的频率补偿,R264,C264,R274,与C274为热补偿元件,VR264,与VR274保持良好的电路响应特性,限制在大幅度信号情况下R564与R274两端产生的电压。

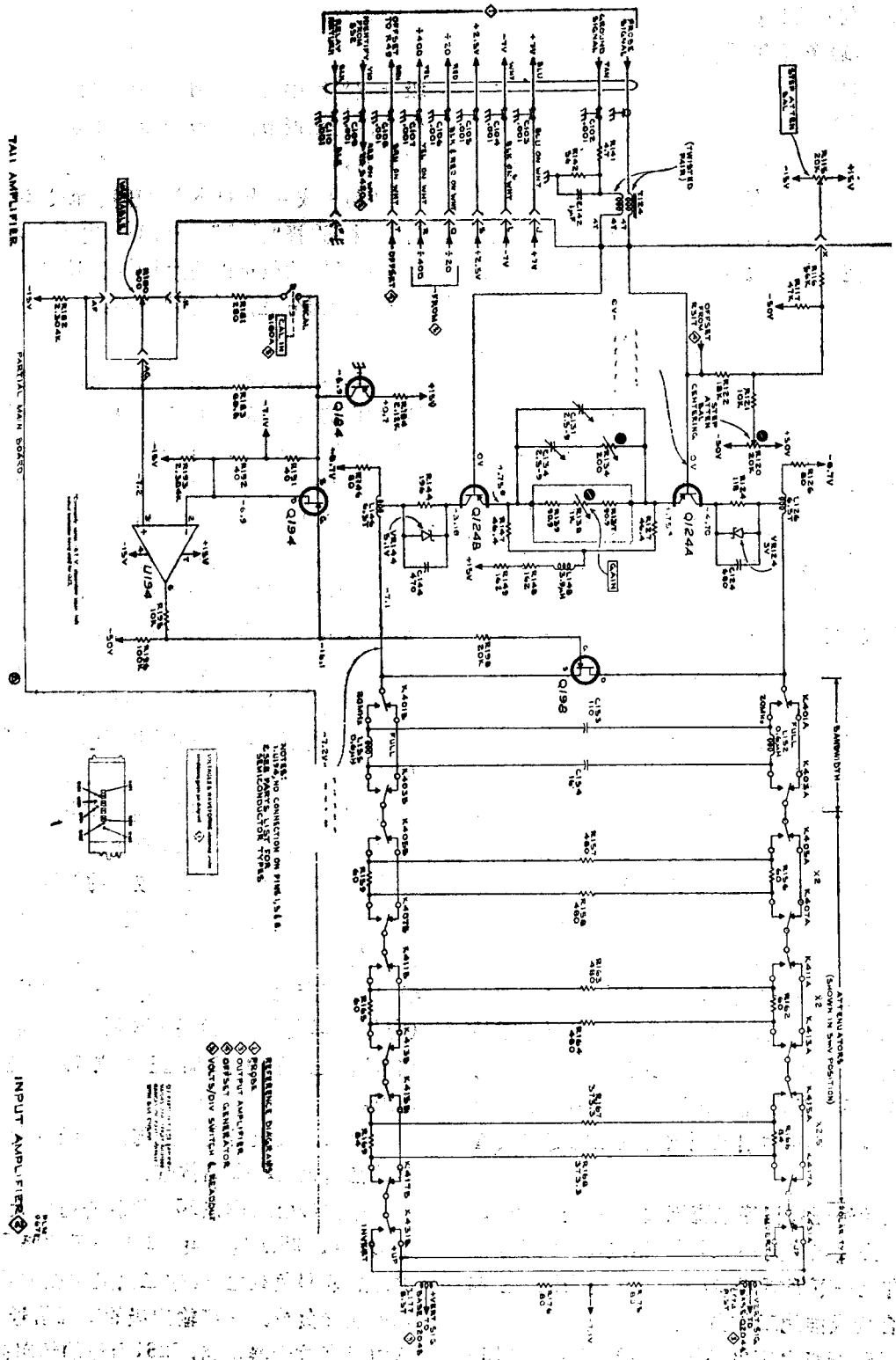


图 1 7A11型放大器输入电路图

“鉴别”信号通过R269接至R264—R266接点，当按压位于探头或前面板“鉴别”按钮时，约0.5mA电源流入到此点，在二只并联的50Ω负载电阻产生12.5mV信号，使扫描线位移约1div，能够辨别在示波管上可能存在的其他扫描线。

触发放大器也是普通推挽放大器电路，C296与

R296作为瞬态特性补偿，L282与R282为光刻电路传输线的终端负载，将显示电路输出的信号传输至触发信号电路。调节触发平衡输出电压，当无信号条件下，而扫描线已经位移到示波管中心。

7A 12 型二踪放大器输入电路

7A12型放大器为使用 Tektronix 7000 系列示波器而设计的垂直插件。它是双通道，宽带放大器，其上限频率取决于所配用之示波器主机。

本文介绍7A12型二踪放大器输入放大器与补偿发生器电路，如图1所示：输入放大器与补偿发生器构成单端输入，用于驱动推挽或分差放大器（集成电路U225），输出电路包括一个信号电路，补偿电路，自举电路。直流方式人工平衡整个放大器的直流电流，“直流补偿”方式以相同的工作方法平衡掉输入信号的直流分量。故补偿范围为+1000分格——-1000分格。

衰减器输出信号耦合到高输入阻抗的栅极，增益为1的放大器Q25A—Q27A为稳定Q29、R21所提供电流稳定对，随同衰减器一样，供给衡定的1MΩ输入阻抗，C23与R28用于频率补偿，双二极管限幅器CR23—CR24保护输入电路过载，限制Q25A栅极电压±15V。

补偿发生器Q25B与Q27B系被衡流源Q35所稳定的增益为1的放大器。在“直流”与“补偿”耦合方式，由可变电阻R56取得，±5V补偿电压加到Q25B的栅极，发射极跟随器Q27B供给补偿电压作为平衡U225的差动输入。CR23与CR34限制U225的差动输入为±0.6V，为此保护集成电路。

除平衡输出之外，发生器供给集成电路U225自举电压，此电压保持推挽放大器的静态工作参数（见图—1），Q32是衡流发生器，在R33两端提供固定电位，因此达到在平衡条件时，保持信号输出与自举输出之间电平恒定不变，

浮动电源Q30的基极电位供给Q27B发射极，经衡流发生器Q32与电阻R32与R33保持恒定，因此，Q25A与Q25B的源——漏极间电压处于恒定电位。由于采用双FET（场效应晶体管Q25与双晶体管Q27），因此增大了温度稳定性。

7A13 型差分比较器输入电路

7A13型垂直插件系直流耦合分差比较器，它具有良好的共相抑制比，并适用于中电平、中增益特性。7A13型为应用在 Tektronix 7000 系列示波器而设计的分差输入前置放大器或除了作为比较器之外的普通前置放大器。

分差输入方式：共相信号的动态运用范围为无衰减输入信号±10V。共相抑制比大于20000:1，DC—100KH²，容许测量迭加在10V共相信号上幅度小于1mV的分差信号。当分差放大器的输入电路具有较高的同相抑制比（CMRR）和半导体化时，则同时要求对过大的输入信号采取保护。而且

使实际上外加同相输入电压，最好不使半导体的工作状态发生显著的改变，以免使同相抑制比恶化。另作为分差比较器，7A13具有10000div的有效补偿范围。本文介绍7A13型分差比较器放大器输入路电如图1所示。

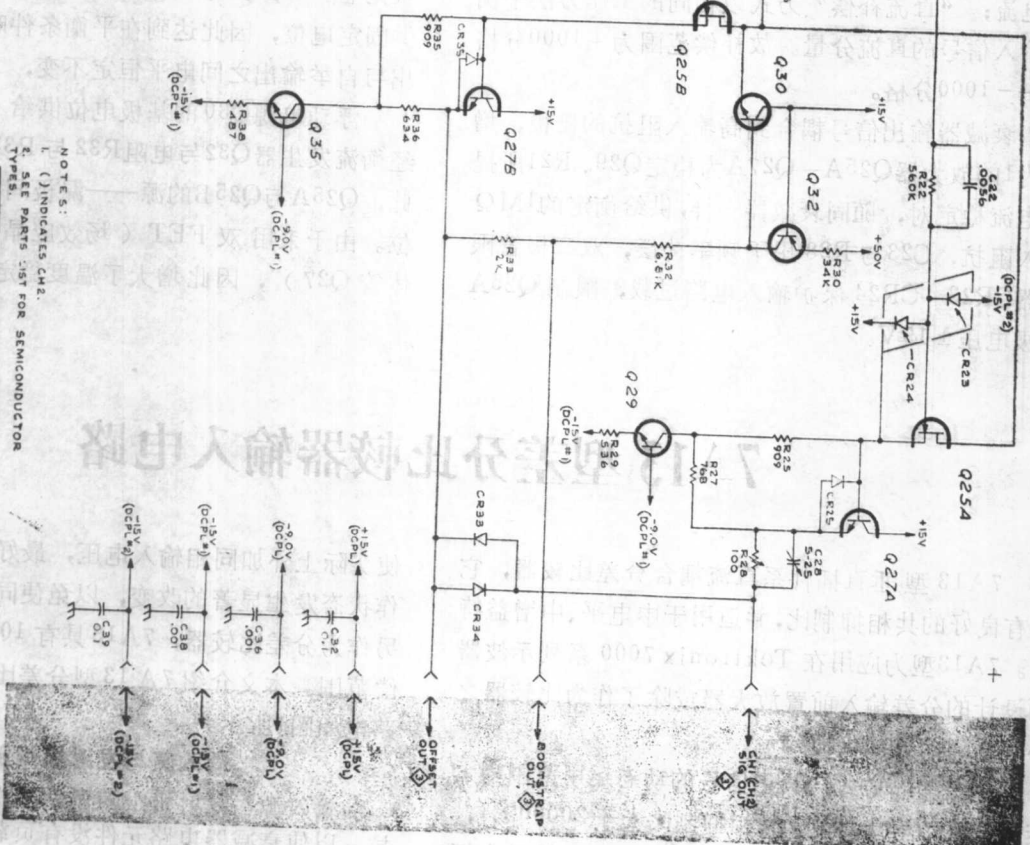
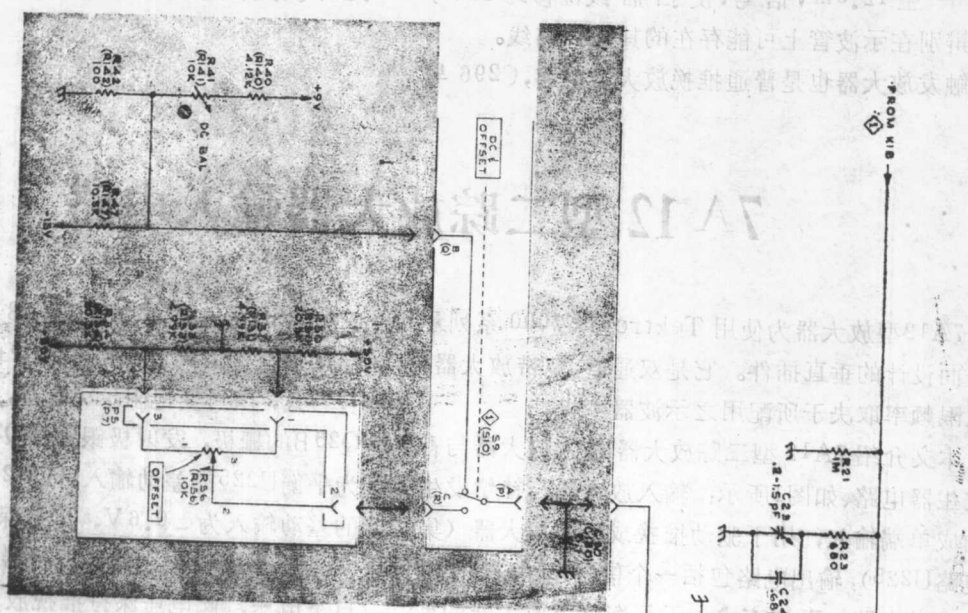
输入源与发射极跟随器

输入源与发射极跟随器两级提供很高的输入阻抗，以使衰减器电路元件没有负载。这一级包括源跟随器Q120，发射极跟随器Q130A，下接Q140—Q145衡流源，自举发射极器跟随Q115—Q118，衡流源Q105与Q110—CR110—CR112—CR101—CR102—CR134过激励保护。过激励保护电路的作用为防

7A12

REFERENCE DIAGRAMS
OF AMPLIFIERS

↑ INDICATES DIRECTION
OF CURRENT FLOW



NOTES:
1. () INDICATES CHG.
2. SEE PARTS LIST FOR SEMICONDUCTOR TYPES.

INPUT AMPLIFIER
OFFSET GENERATOR

图 1 7A12型放大器输入电路与补偿发生器电路

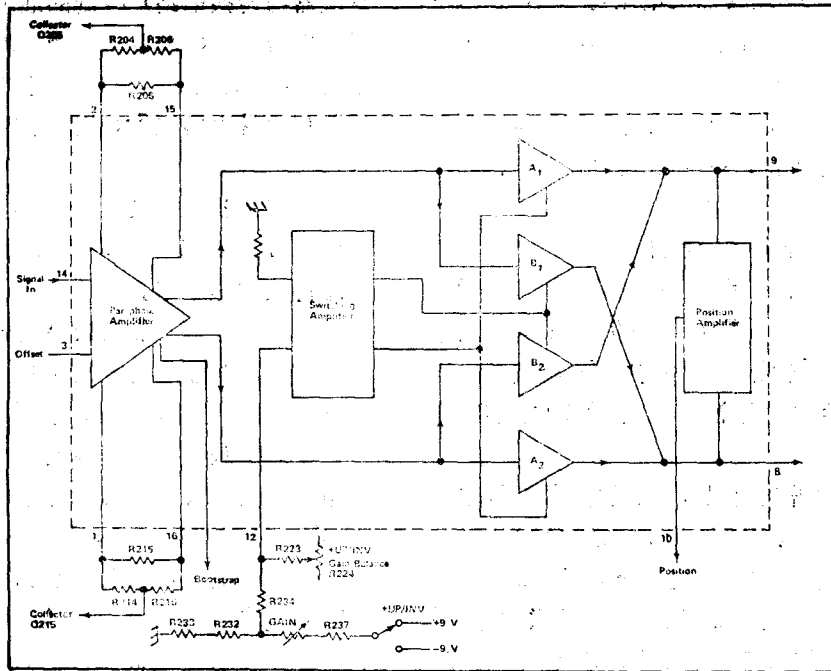


图 2 U225放大器方框图

止本级电路元件烧损。差分与共相钳位信号保护放大器并消除过激励。

本级的简化电路图如图一所示。通过 Q120 与 Q130 的信号，第一信号通路用粗实线表示，第二信号通路自 Q130 A 的发射极经发射极跟随器 Q118 与 Q115，这一部分电路被称为“自举”电路。使得 Q120 与 Q130 A 的漏—栅极跟随输入，维持 Q120 与 Q130 A 两端接近静态电位。Q118、Q120 与 Q130 A 的电阻末端经 CR134 衡流源全都接至电流源 Q145，连接成自举电路，导致最小的晶体管参数变化，尤其是在高频。

保护电路的工作取决于过载信号的极性，因此，Q110 是饱和的，正向偏置的 CR110 接 +25V 至输入级，对 Q115 偏置而言，Q105 相当于衡流源运用，CR112 导电，电流通过正向偏置 CR134 与衡流源 Q145 返回电源，47V 齐纳二极管 VR103 处于非导电状态，两端直流电压 40V，CR101 是反偏置也是不导电，

在输入端供给正向电流激励，Q120 栅—漏结将是正向偏置，Q130 A，Q118 与 Q115 饱和。因输入信号是上升，在 CR110 与 CR112 阳极的电压达到足以使二极管反相偏置的电平，实质上，就是使输入级与 + 电源隔离，可使输入级随输入信号浮动，在 Q145 两端电压是线性变化电压。

若负信号加到输入端，当 R124、R126、R134 与 CR134 的连接点的电压近似等于或比 Q145

集电极电压更负时，CR134 为反偏置，这样就使输入级与电源回路隔离。如果信号比 -15V 更负，CR101 与 CR102 为正向偏置，这样 VR103 阳极端固定与输入相同的电位。如果输入等于或比 -21V 更负，齐纳二极管开始导电，Q110 与 Q105 的基极固定在超过输入 48V 的电平上。由于输入逐渐变负，Q110 从饱和变成截止，这就使输入级与 +25V 电源隔离，Q105 的集电极因自举作用已变负，此时 VR103 导电，Q105 的发射极与基极也变负，这就阻止 Q105 集电极—发射极电压不致达到击穿数值，R109 吸收输入电压。

分差信号与共相信号相位

隔离电路由 CR150 与 Q152 组成。Q152 的基极经分差钳位二极管 CR152、CR252、CR155 与 CR159 为另一输入端的参考点。共相信号钳位电路包括 VR155、VR157、CR154、CR156、CR157 与 CR158。

静态时，CR150 为正向偏置，Q152 饱和，Q152 的基极由电流源供给基极电压，因此发射极电压可跟随集电极电压，分差钳位二极管只要是 Q152 与 Q252 的基极之间电压超过 12V 将随时导电，当导电出现，Q152 的基极将被钳位。如果信号变正，Q152 不再是饱和，这样使放大器的静态信号隔离，如果信号变负，CR150 为反偏置，放大器静态信号再次隔离。

VR155与CR156 连接点的电压与 VR157—CR158的连接点的电压各自都恒定在 +12 或 -12 V。当Q152或Q252 的基极电压过大,使钳位二极管有相当大的正向偏置,阳基极将被钳位在上述电压。当基极被分差信号钳位, Q152或Q252 工作相同,切断放大器的静态输出信号。

分差比较器

差分比较器包括 Q160A—B、Q170、Q270、Q255、Q258与Q258, Q165。Q160A—B实际上形成比较器,它的衡流源由 Q255与Q258 组成并供给25mA电流,自举作用由Q165完成, Q170与Q270为级联放大器。

分差比较器的增益近似1,二极管 VR166作为直流电平恢复二极管, R167 为温度补偿电位器。

用R177改变输出信号电流,“VARIABLE”(VOLTS/DIV) 控制器降低(7A13)总增益为2.5/1的比率, R173与R175 为本级平衡粗—细调节。

1X、2X、与5X增益转换放大器

1×、2×与5×增益转换放大器由Q185A—B与Q195A—B及其附属元件所组成。

增益转换借助于“VOLTS/DIV”开关 S50 (见

衰减器与转换电路)控制的继电器K47与K48完成。当继电器在1×位置,这一级的增益为最大;又当继电器在2×位置+2,信号电流的50% (1×) 通过R193,相似继电器在5×位置,信号电流的80%通过R193。

因衰减器被转换, R288与R287 为本级平衡粗—细调节, R187—C187调节瞬态特性, R196 调节瞬态特性的热平衡。

负反馈限幅器

负反馈限幅器包括 Q180、Q182、Q280、及其附属元件。此电路防止所有级负反馈回路过激励。

Q180、Q182、Q280与Q282 静态截止,仅仅在触发放大器输出过激励时才起作用,以减少供给Q185A—B的驱动信号。

Q180—Q182 在正过激励时工作,此时, Q280—Q282为负向过激励工作, Q180集电极输出信号相对于Q280集电极输出极性为基准,触发放大器的推挽输出送至 Q180(Q280)的基极—发射极结,过激励约0.6V将使Q180(Q280)导通,而正向偏置的Q182(Q282) 导电。导电的Q182与R185相联 (Q282—R285) 分别送至Q185A—B输入差分信号。

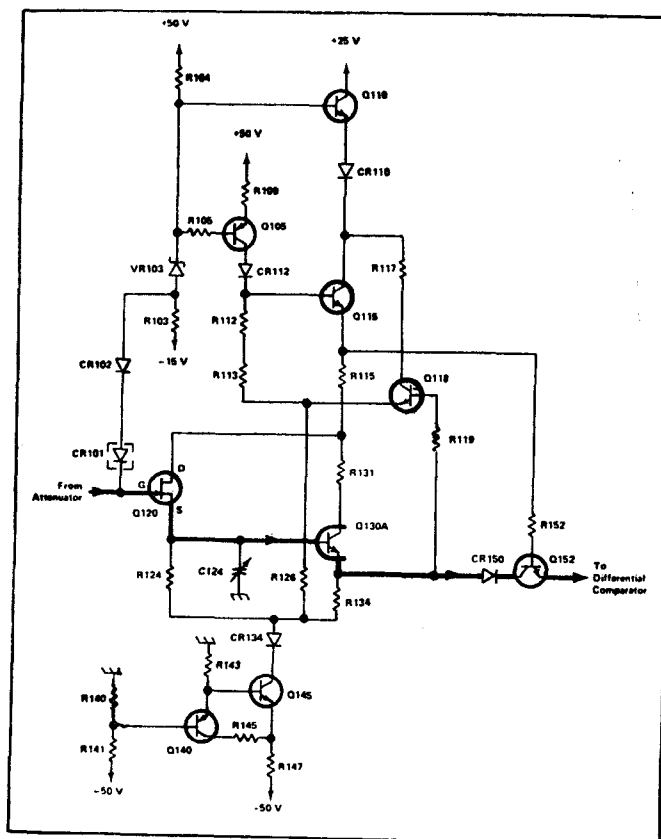


图 1 输入源与发射极跟随器简化电路

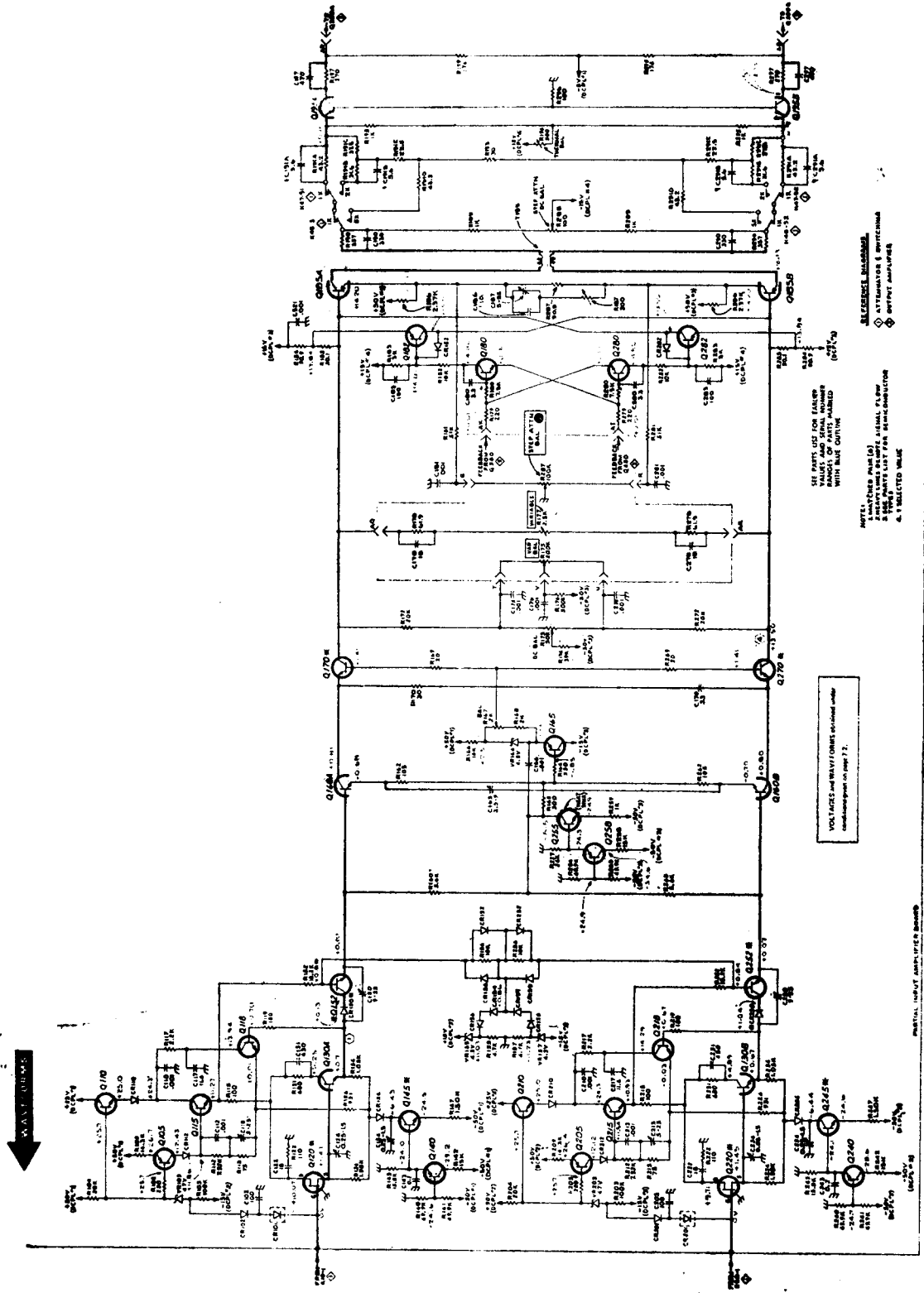


图 2 7A13型放大器输入电路图

7A14型电流探头放大器的输入电路

7A14型电流放大器为使用 Tektronix P6021与 P6022 电流探头或降低 P6019 与 P6020 型电流探头性能而设计的垂直插件。它是 Tektronix 7000 系列示波器垂直系统插件之一,提供已校准偏转因数 $1\text{mA}/\text{DIV} - 1\text{A}/\text{DIV}$, 内部增益与补偿电路均为自动地转换到相应于正在使用的电流探头的性能。

本文介绍 7A14 型电流探头放大器输入电路,如图1所示。当“CURRENT/DIV”开关位于 1mA 、 2mA 、 5mA 位置,输入信号通过 C101 与一端接网路送至基极接地晶体管 Q106 的发射极。在高频时,端接网路 R100—C100—R101—L101—R102—R103—Q106 的阻抗为 62.5Ω ,这就与探头电缆 62.5Ω 的阻抗相匹配;在低频时为改善低频响应,输入阻抗降低到 10Ω 。当输入一正信号时就降低了 Q106 的导电状态,交流信号通路为 C102 与低频补偿网路, Q140 的基极信号与输入信号同相。

当“CURRENT/DIV”开关在 $1\text{mA} - 1\text{A}$ 位置,输入信号送至 Q206 的基极,输入端的正信号增大了 Q206 的导电状态,交流信号通路为 C220 与低频补偿网路, Q240 的基极信号与输入反相。

R110 用于第一级级联的直流平衡, R111 调节本级的静态电流并调节 TP115 与 TP215 的电位为 $+4.5\text{V}$ —对地电位。

如前所述,下列输入衰减器对输入信号无衰减送至 Q106 发射极,其集电极灵敏度约为“输入”端的 $100\text{mV}/100\text{mA}$ 。在 10mA 位置无衰减,但信号加到 Q206, 它的增益为 Q106 的 $1/5$, 其集电极灵敏度约为输入端的 $20\text{mV}/1\text{mA}$, R202, 与 R203—C202—C203, 提供增益并以 R 调节二个输入晶体管之间的 $1/5$ 比率。

当拿掉 Q106 与 Q206 时,齐纳二极管 VR107 与 VR208 防止共发射极电路达到 -50V , 这就保护了 C101、C207 与 C203。二只齐纳二极管对电路呈现容性,由 R107 与 R207, CR120 与 CR220 隔离输入信号,防止 $+50\text{V}$ 电压对 C120, C220 与低频补偿电路中元件产生危险,当输入晶体管拿掉的话。C110 与 C118 对电源电压提供附加纹波滤波。

低频补偿

由于电流探头是一交流耦合装置,低频信号跟

随探头变压器电磁场的衰减而指数衰减,低频补偿电路具有把一只可变电容器接至 R114—R116 连接点的效果(或 R214 与 R216),这取决所使用的哪一端放大器,电路阻抗 (X_c) 在低频增大,提升低频信号,所呈现的容抗数值,借助“低频补偿”加以调节,从而调节了电路增益。

“CURRENT/DIV”开关位于 1mA 、 2mA 、或 5mA 位置, K50 接通如电路图2所示。也就是说 Q106 输出信号经 K50A 送至 Q222 的基极,它提供高输入阻抗,再送至 Q225 的基极,在 Q225 的集电极的倒相信号通过二个发射极跟随器 Q231 与 Q233, 以提供低频输出抗阻。“CURRENT/DIV”开关在其余位置时, Q206 输出信号经 K50B 送至 Q222 的基极。根据 P6032 与 P6022 的探头补偿要求不同,所以,在使用 P6021 探头时,电容 C237 通过 K235A 与 C238 相并联,低频补偿放大器的输出经 K50 接至同一侧放大器作为输入信号。

第一级联

Q140 与 Q240 为推挽放大器,当一个基极被输入信号驱动,相对应的基极使信号接地,经 R141 使信号分压。在 Q140 与 Q240 的集电极输出推挽信号。“CURRENT/DIV”开关在所有位置, Q140 的集电输出与“输入端”的信号反相。Q230 的集电极的输出与“输入端”同相, R143 与 C143 和 C141 为本级的补偿电容。

第一级级联, Q140—Q240—Q149—Q249, 包括增益转换继电器 K51A, K52A, K53A, 与 K54A, 这些继电器与输入衰减器和放大器两个输入端之间有5个不同的系数就构成了“CURRENT/DIV”开关10个偏转系数。R245 为 $+5$ 增益转换的校准调节器, C145—C245 为高频补偿。如图2所示为三种增益转换继电器的电路。本级的增益,随同四只增益转换继电器和 K155A 的连接如图1所示。每一侧约 1.6 或 3.2 倍推挽。当探头 P6021 探头接至输入端, K155A 打开,增益增大 $2.5 - 8$ 倍推挽,用 R155 调节增益比率 $2.5 - 1$, R152 是第二级级联的直流平衡调节器。表1表示用于“CURRENT/DIV”开关每一位置的输入衰减器与第一级级联的放大器灵敏度。第三行表示在“输入端”供给每 1mA 电流, Q106 或 Q

206集电极的电压, 第四与第五行表示Q149—Q249的集电极电压, VP-P输入端供给1mA电流, 第六行

给出自探头一次电路(被测电路)—Q149—Q249的集电极, 放大器与探头的总灵敏度。

表 1

CURRENT/DIV 位 置	输 入 衰 减 器	自输入—Q106 ¹ 或 Q206 ² 的集电 极 灵 敏 度	自输入—Q149 —Q 249 P6022增益电路	集电极的灵敏度 P6021增益电路	自探头一次电路— Q149—Q249的 灵 敏 度
1mA	+1	100mV/mA ₁	320mV/mA	800mV/mA	6.4mV/mA
2mA	+1	100mV/mA ₁	160mV/mA	400mV/mA	3.2mV/mA
5mA	+1	100mV/mA	64mV/mA	160mV/mA	1.28mV/mA
10mA	+1	20mV/mA ₂	32mV/mA	80mV/mA	0.64mV/mA
20mA	+2	10mV/mA ₂	16mV/mA	40mV/mA	0.32mV/mA
50mA	+2	10mV/mA ₂	6.4mV/mA	16mV/mA	128μV/mA
• 1 AMP	+4	5mV/mA ₂	3.2mV/mA	8mV/mA	64μV/mA
• 2 AMP	+8	2.5mV/mA ₂	1.6mV/mA	4mV/mA	32μV/mA
• 5 AMP	+20	1mV/mA ₂	0.64mV/mA	1.6mV/mA	12.8μV/mA
1 AMP	+40	0.5mV/mA ₂	0.32mV/mA	0.8mV/mA	6.4μV/mA

第二级联级

第二级级联Q157—Q257—Q168—Q268, 包括补偿电路与VAR控制器。C259与C170为探头P6021与P6022提供高频补偿, 仅仅在P6021接至输入端时C160—R160—C161—R161被K160A继电器一转换接入电路, C162—R162与C262—R262为温度补偿。如电路图所示VAR控制器转换位置, 本级的增益用R260, R171, R271调节约2倍; 当VAR控制器在接通位置, K62A闭合, 降低本级增益为2.5倍, 取决于VAR控制器的位置, 控制器逆时针旋于到底, 电阻R165为零, 有最大电流通过R164与R264, 在这种情况下, 级的增益为最小或约0.8倍, Q168与Q268集电极的直流电平用分压器VR173—R173与负载电阻R171—R271—R172确定。

第二级联级的输出通过C176—C178与C276—C278交流耦合至下一级, 当按压“极性”开关同相时, K280被激励, K180不激励, 信号送至如电路图所示的Q307与Q407的基极; 又当按压“反相”按钮K180被激励, K280不激励, 相反的信号加到Q307与Q407, 这个倒相输出信号, 经共相变压器T180衰减高频共相信号。

第三级联级

第三级联级, Q307—Q323与Q407—Q423提供增益约2.4倍, 用增益控制器(R318)可调节±25%,

发射极电阻R310与负载电阻R335—R435, 增益可调网路R317—R318—R417确定本级的增益, “增益”控制器R318逆时针旋到底为零。此时有最大电流流过R317与R417, 在这种情况下, 级最小增益约1.8。

Q323与Q423基极的直流电平被电阻R326与R327调至10.8V, 发射极Q307与Q407的电流源通过R313, 通过R312与R412每边的电流约15mA, C309与R309和C310为本级高频补偿网路, C415—R415—C315—R315为温度补偿, 直流共相调节器R414, 可调节A11与B11的输出直流电平为零, 在无信号输入时, 在Q323发射极电路中的电阻R321接地, 当按压“寻迹”按钮, 这使Q323的集电极电流有小量增加, 引起光迹向上偏转0.25div。

按压“FULL”按钮, 第三级联级的输出经K330直接送至输出放大器, 在“20MHz”位置, 带宽限制电路C331—L331—L330—L430—C333, 用K330转换, 此低通滤波器限制放大器的上限频率约20MHz, 共相变压器(T344)衰减高频共相信号。

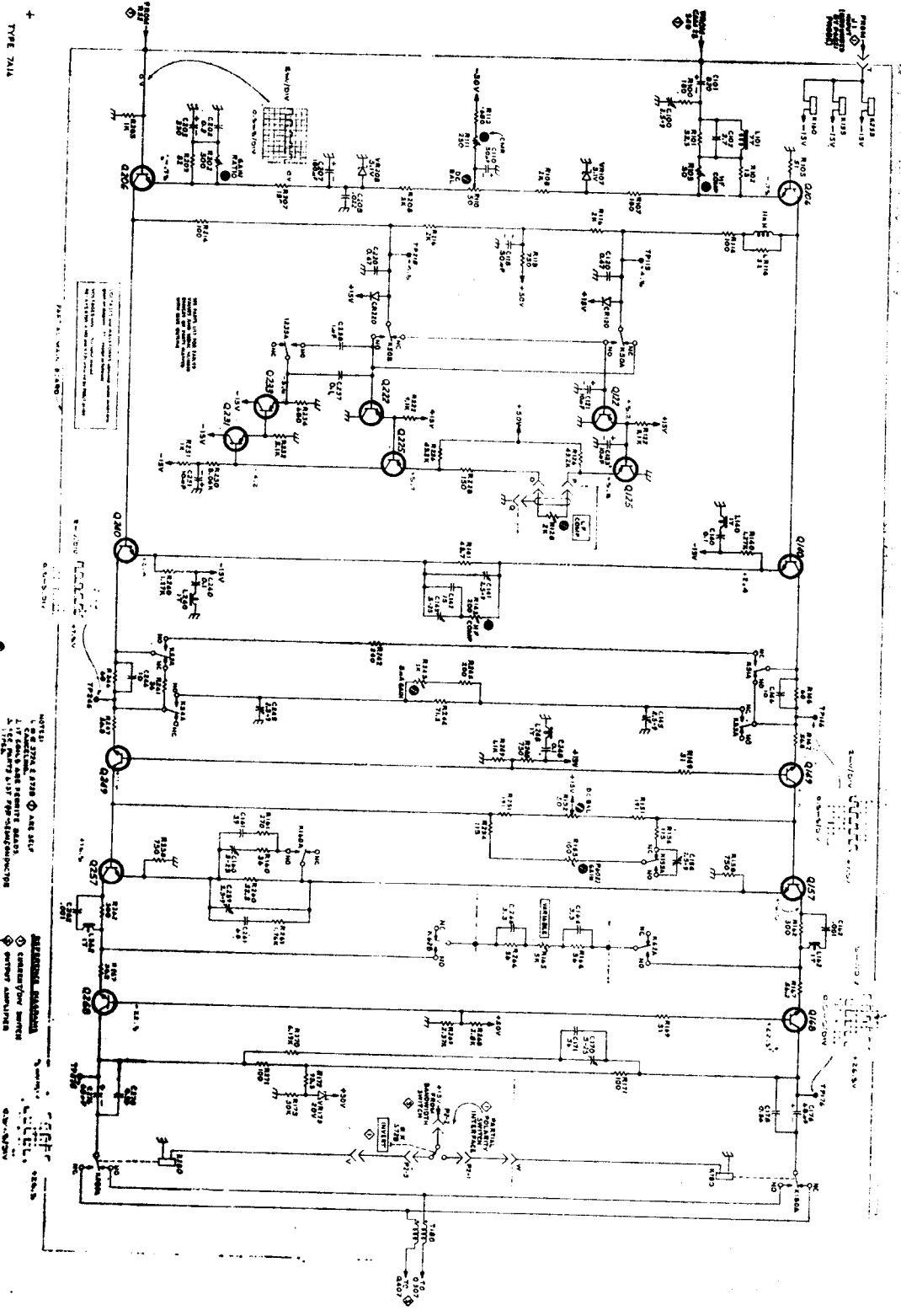


图 1 7A14 型放大器输入电路图

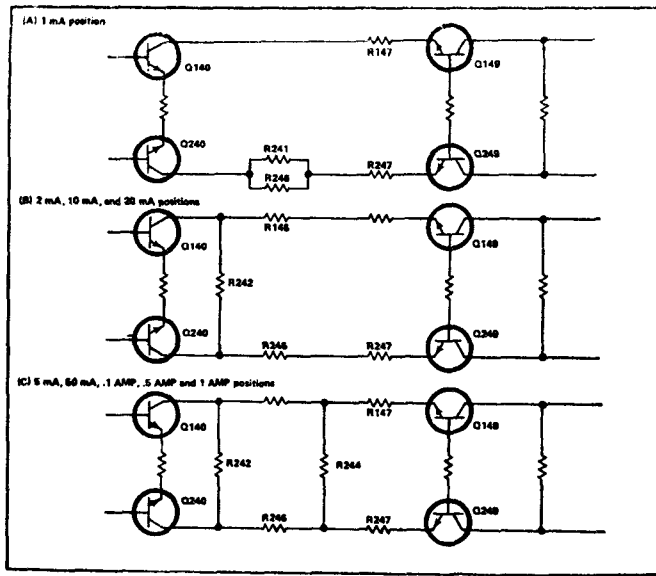


图 2 CURRENT/DIV开关相对应位置增益转换继电器的三种电路

7A16型放大器输入电路

示波器垂直电路除档级变换衰减器之外，还具有连续可变信号幅度的微调增益装置。但是，在一般示波器电路，当调节微调增益时，避免波形失真是困难的。示波器的频带越高，这个问题就越显著，因此，使用上要加以注意。历来调整灵敏度方法采用改变发射极反馈电阻或衰减器方法，因此仍不能避免上述缺陷。

本文介绍美国Tektronix公司7A16型放大器如图1所示，阻抗变换同以往那样采用场效应晶体管源极跟随器，对过大的负输入信号，CR29与VR30则将Q20A的栅极钳位于-12V。后用2级射极跟随器变换为低输出阻抗以驱动下一级倒相放大器。

但是在这种射极跟随器的集电极电路中，按最佳灵敏度和最小的上升时间来调节衰减电阻。同时，改变R34，使Q60A的基极电位和Q90B的基极电位相一致以取得平衡。Q70、Q60A-B及Q90系共发一基倒相电路，用级间微调增益(R86)调节Q60A、B的分流电流进行增益调节。

用这种方法微调增益进行而引起

的波形失真，几乎是不成问题。此外与7704型示波器组合使用时，7A16型放大器带宽为150MHZ。

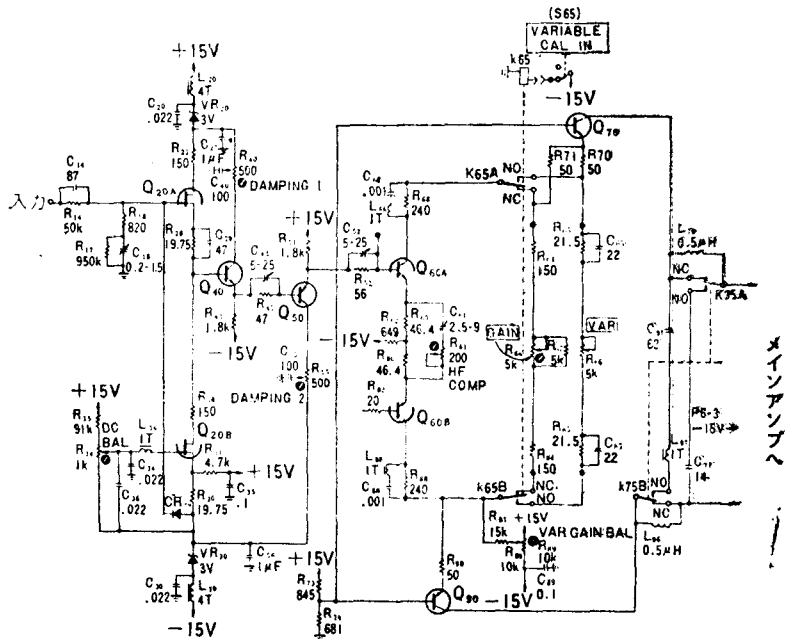


图 1 7A16型放大器输入电路

7A19型宽带放大器输入电路

本文介绍美国Tektroni公司7A19型宽带放大器，其特点是采用IC化(集成电路)稳定的宽带倒相放大器及内同步触发一选送电路。如图1所示，U40、U106为混合集成电路宽带线性倒相放大器电路分别用于信号输出和触发输出，在并联的两个集成

电路的后一个集成电路U100的基极与R119端接输入阻抗为50Ω。

集成电路H101的信号输入基极端，通过两个引出线将因引线焊接等因素所造成的剩余电感作为高频补偿线圈的一半进行高频补偿。改变接入集成

电路内晶体管发射极间的场效应晶体管之偏置电压 (R73), 从而改变 13.6Ω 并联电阻阻值, 即可调节倒相放大器的增益, 其可调节范围为 -20% 。这种集成电路的总功率为 75mW , 上升时间小于 500Ps 。

本电路电压增益为 6dB , 当输入电压过大时, CR 124、CR125 起保护输入电路的作用。在信号输入端的前端接入速熔保险丝, 以防止这两个二极管击穿。

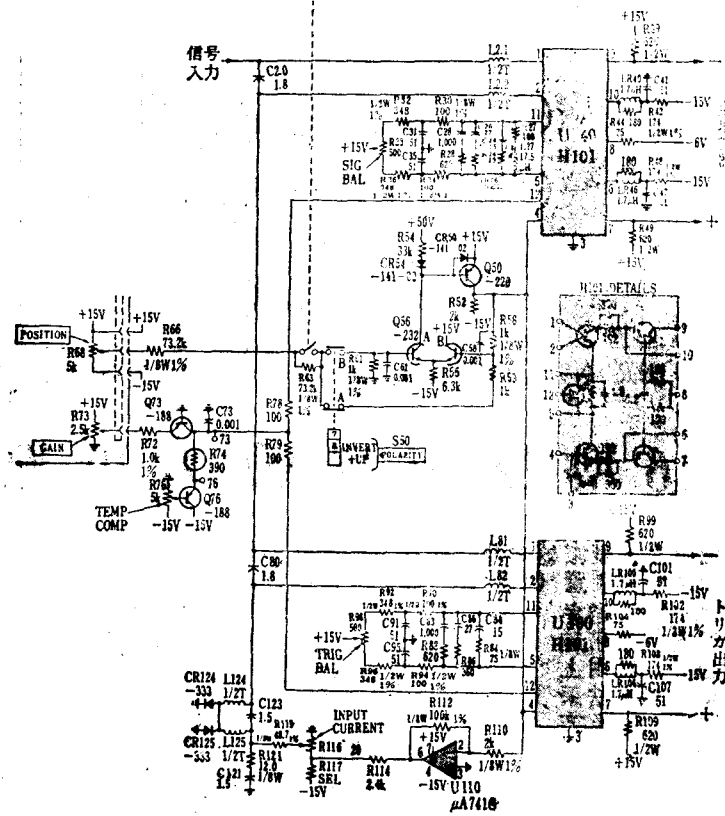


图 1 7A19型放大器电路图

7A22 型差分放大器输入电路

7A22 型垂直插件系直接耦合差分放大器, 具有显著的共相抑制特性与高增益低电平应用。

7A22 型的直流补偿能力可显示迭加大直流分量上的微小的低频信号, 偏转系数 $10\mu\text{V}-10\text{V}/\text{diV}$ 。它适用于 Tektronix 7000 系列示波器而设计的垂直插件。本文介绍 7A22 型差分放大器输入电路如图 1 所示。

7A22 型输入放大器电路是两只相同的差分电路与反馈放大器, 推挽输出电路所组成。对每一反馈放大器电源电压 (输出例外) 从共相输入信号的自举电源获得, 这就改善了放大器的 CMRR, 在输入电路中提供过激励保护, 如果大的过激励偶然地加至输入端时, 防止半导体器件损坏。

这种型式的任乙放大器的反馈都是在输入元件上取得, 也就象在高频呈现负阻元件。如果输入信号源阻抗为很高“Q”值的电感, 放大器能产生振荡, C115、R116、R117 与 C215、R217 补偿负的输入阻抗。

X15 前置放大器: “+ INPUT”、“- IUPUT”、+ 与 - 输入的反馈放大器, 除电路编号之外均相同。工作于如前述分差耦合方式。反馈放大器在实际电路中 (见电路图 1), + 反馈放大器由比较器 Q133A, 误差放大器 Q144A, Q153, 反馈元件 R151, R153 与负载电阻 R159 所组成。R151 为放大器的增益调节电阻, 放大器的增益能近似的用 $R159/R151$ (R_o/R_i) 的比值来确定。

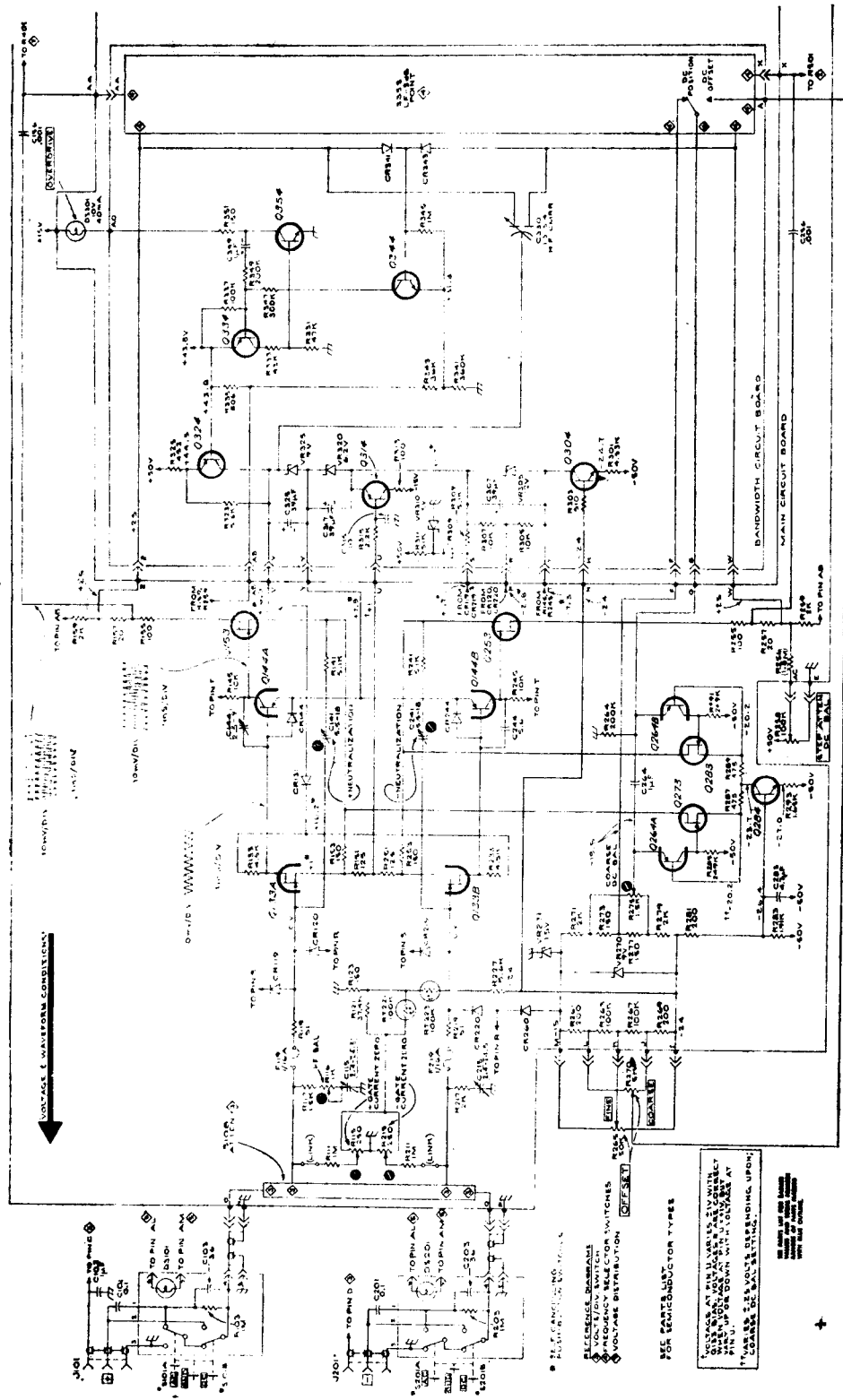


图 1 7A22型×15前置放大器输入电路图

二极管CR131为Q144A—B的基—射极结的温度补偿。这就保持输入级电流调正电阻R133、R233两端总电压与温度无关，二极管CR144接至Q144A的基—射极之间，保护晶体管反相基—射极穿孔，C144与C244使电路在高频时稳定。

直流平衡

Q153、Q253输出端的直流电平用“STEP ATTEN DC BAL”电阻R258平衡之。它控制通过R257、R259电流的变化，因此改变直流平衡，它用于调节 $\times 15$ 前置放大器的输出端电位差（Z与W点）为零，输入耦合开关在“GND”位置，“LOW FREQ”“—3dB POINT”开关调至DC位置。

高频共相信号 $\times 15$ 前置放大器的导线杂散电容可能引起不希望电流注入到只高频输出线，调节C330中和这些电流，因此可获得在正个扩展频率范围的有效CMRR。

$\times 15$ 前置放大器浮动电源电压，自齐纳二极管的并联稳压器回路获得。VR305、VR320与VR³25串联，二只电流源Q304与Q324电流。C307、C317与C325滤掉齐纳噪声。C315增大高频自举稳定度。

在输入放大器出现的任何共相变化，输出端除外，经Q314耦和到电源电压：Q314是增益很近似于¹发射极跟随器，Q304与Q324高的集电极阻抗呈现了的最小的负载，这样达到良好的自举效率。

共相抑制

$\times 15$ 前置放大器的主要功能之一是抑制任意输入信号的共相分量并将差值放大。同时供给两个输入端共相电压，放大器的输出理想是零。实际上假如是零的话，在放大器（图—1）的两端相应的所有元件应是精确的匹配，实际上任何失配将引起差分输出，甚至有妥善的匹配仍然有共相输出电流，导致不希望的共相信号加到放大器的下一级（共相增益）。

浮动电源消除这些困难并改善CMMR，输入迭加在接至R151与R251（图2）连结点的自举放大器，也可以把它视为输入电源，放大变化量等于 V_{cm} 的电压。也就是：跟随 V_{cm} 无论在放大器之中何处出现电压电平不改变 V_{cm} 的结果，Q153与Q253漏—栅电压除外，因此失配的重要性是Q153、Q253的放大系数，在第三级放大器有相当大的差分信号电平点，仅仅使CMMR产生小小的变化。

在高频时，不显著杂散电容使 $\times 15$ 前置放大器各个对地点将会有明显电流注入到放大器，生产共

相信号（见图2）。接在浮动电源一点到二个输出线的微分电容器C330用于调节注入，可调节输出电流，它也可调节等于网路的输出电流，由于高频共相信号，在扩展的频率范围内获得有效的CMRR。

交差中和

采用公共自举电源的结果，在两输入端导致一个不希望的电容耦合，考虑+1V电压加到“+INPUT”端，此时使“—INPUT”保持在零伏（图—4）。

结果是（a）4mA的输出电流，如图（b）所示，所有电源电压与若干其他电压有+0.5V的变化，由于工作于自举电源系统的R151、R251的分压作用。特别是Q133B的漏极也提高+0.5V，通过Q133B的栅—漏栅电容电流 I_{1b} 注入到“—INPUT”。假如在“—INPUT”端对他之间有任乙阻抗，其两端产生电压降并加至“—INPUT”与“+INPUT”相减，产生误差信号（图—7）。

注：输出电流通过R253使其输出端（Q253源极）变为—0.6V，电容器C241，自这一点接至“—INPUT”可调节自输入线流出的电流 I_{1b} ，并中和 C_{ag} 效应，使“—INPUT”电流降至零。R141与C141对“+INPUT”完成相似功能。

输入过载级激励保护

由于输入FET/s Q133A—B是半导体器件，相当大的过激励电压直接加至它们可能损坏，某种输入保护是必要的，在7A22型所使用保护系统的重要元件如图5所示。

7A22型结合2种不同的过激励（a）单端过激励，具有一输入端接地，（b）共相激励，具有近似相等的输入电压。

（a）设“—INPUT”接地。在“+INPUT”稳定的增大电压，图5B表示工作程序：如果+信号源可能供给1/16amp电流，F119将开路，如在“+INPUT”不出现这样大的电流，它处于+16.5V，过激励电流接地。

现假设“+INPUT”接地并稳定的增大“—INPUT”的—1V，工作程序如图5C所示。

（b）对于共相过激励钳位程序实质上是相似，除 $\times 15$ 放大器不过载之外，直到输入端达到约—13V，没有电流 i_2 流过。保险丝的开路电流通路如图8A所示。

差分过级励作用是+与—单端程序的合组，“—INPUT”供给12（当差分电压达到3V，输入端接—只有有效电阻5K Ω ），直到—或两输入端达到+16.5V或—1.65时，保险丝不开路。

直流补偿

直流补偿系统的目的在于补偿差分测量。即，补偿输入信号的小的直流分量，使放大器仅仅放大变化分量，此时保持差分能力。这意味着：当输入端供给直流电压，某些方法应平衡掉输出电流，图6表示出这种方法。

图6A表明输入为零的标准电流，图—6B表明“+INPUT”端供给0.25V直流输入的电流，这会引引起 i_0 (1mA) 流过电阻R151、R251，因而，如1mA的电流是由补偿发生器供给，则回路没有输出电流，Q133A与Q133B源电流与输出标准电流1mA。在零信号值，各自为2mA与5mA。

补偿发生器

补偿发生器产生可调平衡补偿电流适用于 $\times 15$ 前置放大器。由于补偿系统的宽范围(200,000div在 $10\mu\text{V}/\text{DIV}$)采用稳定的元件，在补偿发生器中使用漂移与噪音为最低限度的电路技术。应用10圈粗调与1圈细调的补偿控制器，在低偏转系数时获得需要的响应特性。

补偿发生器的电路功能结构如图7所示。参考电压发生器的“OFF SET”控制器R270中心抽头可调节基准齐纳二极管VR270两端部分电压(V16)、自R271、R279(约50%参考电压)组成的分压器得到固定电压(V1a)，因此可调节的差值电压范围为 $\pm 4\text{V}$ 。

此可调的差值电压加到平衡反馈放大器的输入端，它与如前所述的差动电路概念上相似的。放大器“A”的反馈作用增大“+INPUT”电压(也就是输出电压)，V2a跟随“+INPUT”V1a，相同的方法，V2b跟随放大器“B”的V1b，因此差分输入(V1b-V1a)在电阻R287、R289两端重现，合成电流 $\frac{V2b-V2a}{R287+R289}$ 就是流过FET输出放大器(Q273、Q283的“offset”)的补偿电流。其漏极输出加至 $\times 15$ 前置放大器。

当不使用补偿，借助“OFF SET ON/OFF”开关(LF-3dB POINT开关一部分)V1b转换到固定分压器(R273、R277)，V1a相对V1b，借助“粗调直流平衡”控制器在很小范围内调节，其目地调节 $\times 15$ 放大器任乙起始的直流不平衡，在零输入时使其输出为零。

在实际电路中，基准电压发生器由附加的“FINEOFF SET”控制器(CR265)组成。利用两只电压分压器，改变10圈“粗调”电位器的有效

范围，一端接至“粗调”电位器，电容器滤掉基准电压的齐纳噪声。

Q264A，Q273-Q264B、Q283各自组成反馈放大器，基准输入信号送至双晶体管Q264的发射极，反馈加到基极，电流源Q284供给放大器的工作电流。

输入过激励指示器

当“LF-3dB POINT”选择器位于除DC之外某一位置，荧光屏上没有 $\times 15$ 前置放大器的直流电平指示，它可能被驱动到非线性区域或DC份量过载，产生错误显示。输入过载指示器保护这种情况发生，并利用等待发亮指示出 $\times 15$ 前置放大器近似其动态限制范围。

指示器由阈值检测器(CR341、CR343、Q344)与一单稳态指示灯驱动器(Q334、Q354)所组成。在静止状态，无过激励，CR341、CR343、Q344、Q344与Q354全都截止，R341与R343形成分压器，确定阈值检测器Q344的发射极电压约+32V。

假设 $\times 15$ 前置放大器输出线超过+33.4V；CR341(或CR343)与Q344集电极电流经R347流入Q344，Q334集电极电流经R333注入Q354，在Q354的集电极产生负相阶梯电压使指示灯发光、流过R349的电流使Q334更加导电，如果过激励立即消逝，Q344就截止，因此，通过C349、R349的电流保持Q334、Q354与指示灯导电，直到C349被充电到新的电压，(约1秒)流过R337的电流大于R349中的电流，R387使Q344截止一秒钟，既使Q344接受另一个过激励信号。像重复性的过激励(约10KHz)，单稳态自由多谐发生器与指示灯以2秒的速度闪光(10KHz以上高速交流使杂散电容有效的充电)，假如直流过载的话，电路就工作。因此，若直流过载使Q344导电，因为通过R347的电流使Q334继续导电，既使C349放电结束，Q334也不会截止。因此指示灯仍发光一直到过载消逝为止。

LF-3DB POINT选择器

此开关选择放大器的低频-3dB点，在0.1Hz-10KHz有十进步级，选择作用是借助转换电阻与放大器的每一对的引线耦合电容器，图—8表示选择器的一半及其功能元件。

对于100Hz-10KHz位置，使用C156，电阻R353 CR353 B与R353A，在下述的组合转换到输出端。

-3dB频率	100Hz	1KHz	10KHz
输出电阻	R353C	R353与R353B	R353C与R353A

无论R353A或R353B均不在C156的输出端,跨接在输入端,保持高频负载阻抗 V_{in} 始终是常数。

C353A被转换跨接在C156,对较低的3个范围

(0.1Hz, 1Hz与10Hz)直接耦合时C156短路。当C156用于补偿其与杂散电容所形成的电容分压器使增益损失,电阻R157使增益增量略有增大。

在0.1Hz—10Hz位置,转换到10Hz位置的瞬间C353A可以迅速的预充电。

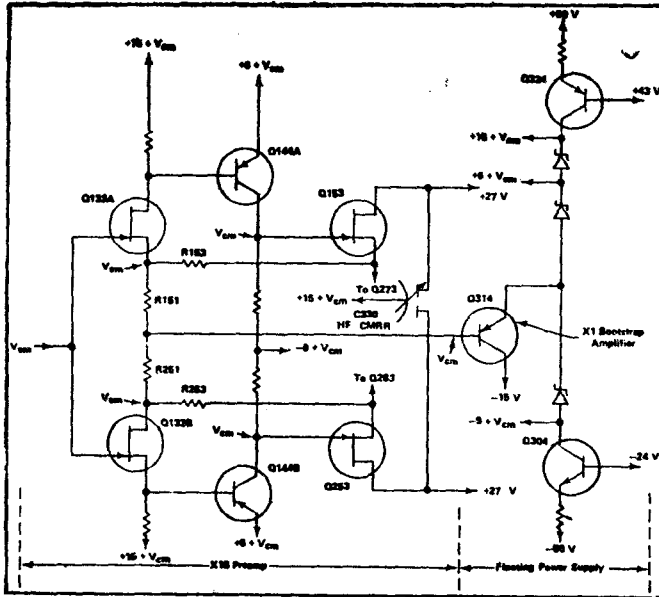


图 2 采用浮动电源控制的共相抑制比电路图

Circuit Description—Type 7A22

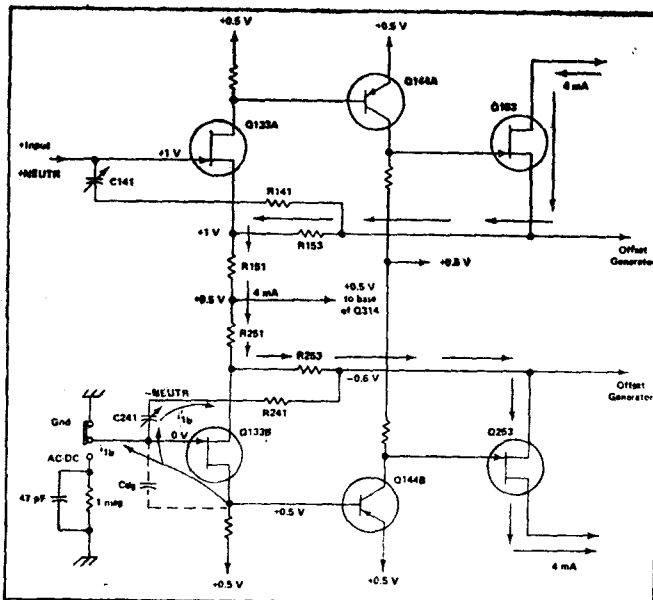


图 3 输入交差中和电路图

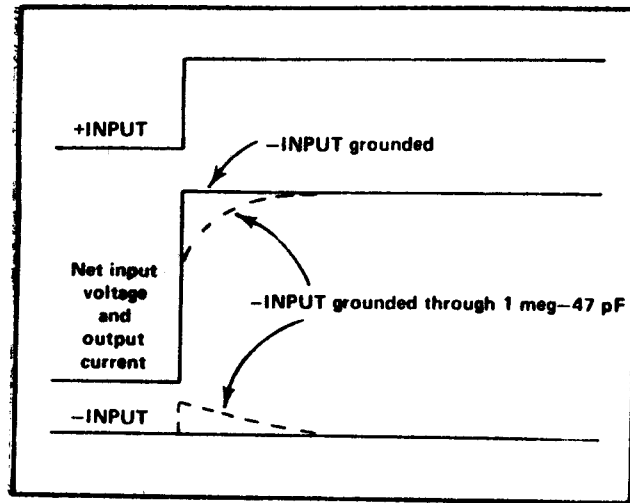


图 4 在“-INPUT”端对地高阻抗影响波形图

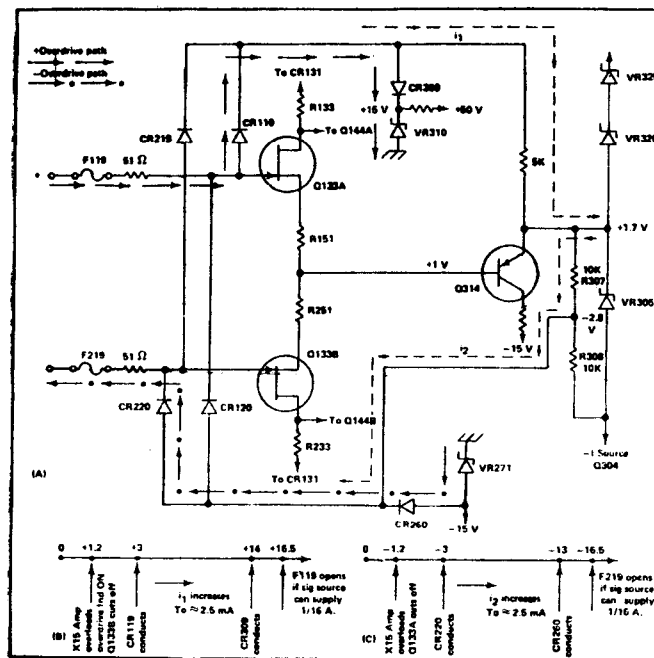


图 5 (A) 表示过载保护系统的电流通路
(B、C) 表示有过大的过激励的工作程序

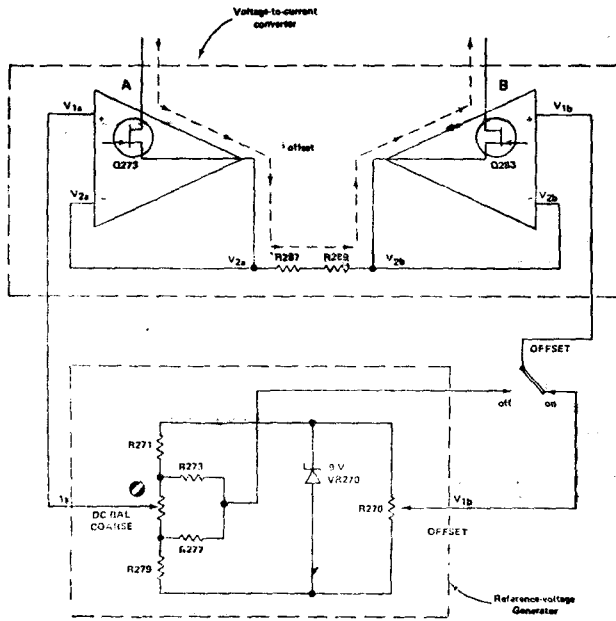


图 6 补偿系统表示 (A) 零补偿的情况
(B) 0.25 直流补偿

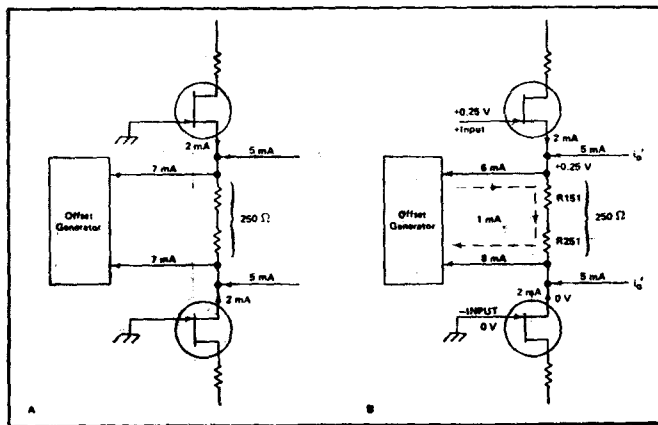


图 7 补偿发生器的基本电路

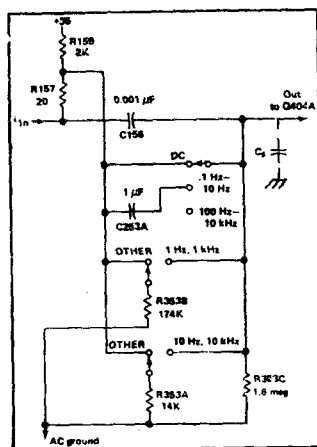


图 8 “+ INPUT”放大器的LF—“3dB POINT”选择器的部分电路图

150 MHz 示波器水平放大器设计

本文介绍用于驱动D13—45GH/01型示波管水平放大器，可提供[13CM]的线性偏转；为了较详细地研究快速瞬变过程，可将扫描线的某一部分扩展×10倍，扫描速度高达5ns/cm。各级电路的结构

为对称的差分对 (long-tailed pairs)。但为了满足负极性信号激励偏转特殊需要，在输出端加接射极跟随器。

1. 引言

本文介绍频宽为150MHz的示波器水平偏转放大器的设计。

如前所述，这种放大器主要驱动D13—45GH/01型示波管。示波管萤光屏直径为13cm，观察面积 $6 \times 10\text{cm}$ ($1\text{cm} = \text{div}$)，偏转灵敏度为18v/cm；因此，全偏转扫描电压应为 $13 \times 18 = 234\text{V}$ ，同时为避免在10cm刻度不产生失真，要求扫描电压在 $10 \times 18 = 180\text{V}$ 的范围内具有良好的线性。不过，如果在开始时就按大于234V的扫描电压设计，还是比较易于满足线性要求，这是因为非线性失真主要发生在扫描电压波形的底部和顶部，但可以用削波的方法将它消除。

水平偏转放大器对于频宽的要求不象垂直偏转放大器那样严格。这样，在垂直偏转放大器中不宜采用的某些措施却可用于水平放大器，使其波形(锯齿波的上升部分)能满足线性和幅度的要求。对于锯齿波重要的是上升时间或扫描速率，它决定水平扫描速度。在我们所讨论的放大器中，通常的扫描

速度选为50ns/cm。但为了更仔细地显示某一快速波形的细节部分，也可将扫描扩展10倍(5ns/cm)。为了让使用者能够在波形中选择观察他最需要的那一部分，扫描扩展应能在锯齿波的整个扫描范围内进行位移。图1所示是用扩展时基显示的上升时间为3.5ns电压波形。

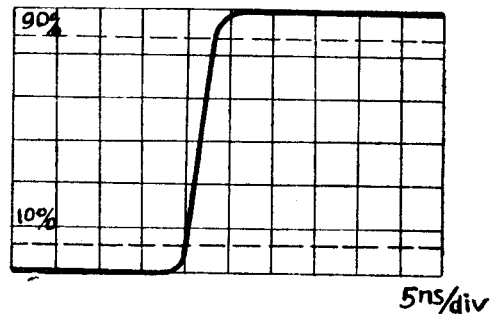


图1 用扩展时显示电压波形的时间为3.5ns波形图

2. 放大器的一般结构

图2是水平偏转放大器的方框图。它是由两级前置放大器、一级激励级与输出级所组成。

图3是前置放大器的基本电路。前接两个射极跟随器的倒相放大器，其中一个射极跟随器提供锯齿波电压输入，另一个在扩展时调节相对显示位置。倒相放大器扩展扫描采用了并联低值电阻的方法，通过一个开关将此电阻并联在两个晶体管的共射极之间的电阻上。

激励器和输出级的基本电路见图4。两个激励晶体管连接成射极跟随器，对输出级呈现低阻抗。如同前置放大器一样，激励级亦使用BSX20晶体管。输出级采用三只150BFY晶体管。电压反馈从

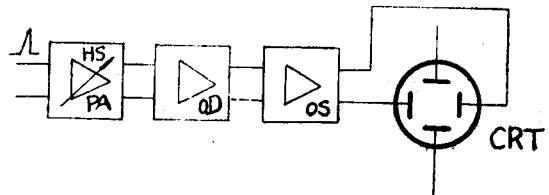


图2 水平放大器方框图

输出级加到激励晶体管上。虽然激励级至偏转板的连接是对称的，但是它对前置放大器却不是对称的。所以有这种不同的状态，主要是因为输出晶体管必须是一只输出正向扫描电压，而另一只则

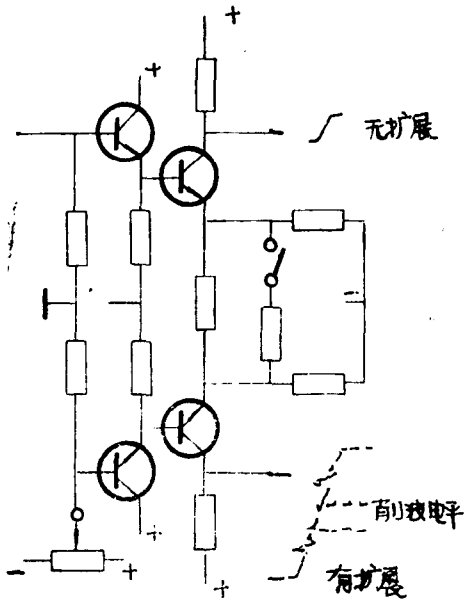


图 3 倒相与前置放大器基本电路图

要输出负向扫描电压。在静态时，即在输入信号之

3. 电 路 结 构

输出级 3.1

3.1.1 线路电容的影响

设偏转灵敏度为 $18\text{V}/\text{Cm}$ 和扫描速度为 $5\text{nS}/\text{Cm}$ ，则在示波管上所要求的扫描电压变化率为 $3.6\text{V}/\text{nS}$ 。即每个偏转板上为 $\Delta v/\Delta T = 1.8\text{V}/\text{nS}$ 。偏转板阻抗为纯电容，所以负载电流为 $I_L = C_{\text{tot}} \cdot \Delta V / \Delta T$ ，则输出端的总电容：

$$C_{\text{tot}} = C_c + C_w + C_{\text{defl}}$$

式中： C_c 为输出晶体管的集电极等效电容； C_w 为布线电容； C_{defl} 为偏转板电容。

对于150BFY晶体管，其集电极电容 C_c 在 $V_{cb} = 20\text{V}$ 时典型数值是 40pF 。我们将看到，输出晶体管的集电极平均电压为 70V 。就是说， C_c 的数值减小到 2.5pF ，最坏情况的数值为 3.3pF 。布线电容 C_w 取为 1pF 。由于偏转板是对称激励的，所以 C_1 两端的电压变化为 C_2 两端的两倍(图5)。这样，在任一输出端的电容 C_{defl} 的等效值为：

$$C_{\text{defl}} = 2C_1 + C_2 = 2 \times 2.7 + 4.5 = 9.9\text{pF}.$$

于是，总电容为：

$$C_{\text{tot}} = C_c + C_w + C_{\text{defl}} = 2.5 + 1 + 9.9 = 13.4\text{pF},$$

一边输出的负载电流即为：

$$I_L = C_{\text{tot}} \cdot \Delta V / \Delta T = 13.4 \times 10^{-12} \times 1.8 \times 10^9 \approx 25\text{mA},$$

前，晶体管 TR_8 接近截止，而 TR_7 接近饱和状态。此时一旦输出端出现最大负载，则与晶体管 TR_7 所要求的工作状态不相适应。为此，采用晶体管 TR_9 ，作为射极跟随器，将 TR_7 隔离而不受 X_1 偏转板电容的影响，这样就能显著降低它的电容负载。静态时，射极跟随器电流相当小，只在正向扫描电压时才增大。晶体管 TR_8 不需要射极跟随器，用一只小的射极电容器就能得到最大输出(见3.1.4节)。

上述的基本电路有一定限制，设扫描波的斜率为 $1.8\text{V}/\text{nS}$ ，这个数值在整个输出电压范围内并不能保持不变，这是因为它并不决定于频宽，而决定有效利用的电流和电容负载，而电流是受限制的，它一方面受到晶体管功耗的限制，另一方面为保持线性，电流也不允许过大。设计考虑的主要问题是满足偏转板所要求的输出电压，所以下面将从输出级开始到前置放大器分别进行详细的讨论。

式中， $1.8\text{V}/\text{nS}$ 为一个偏转板上输出电压变化的

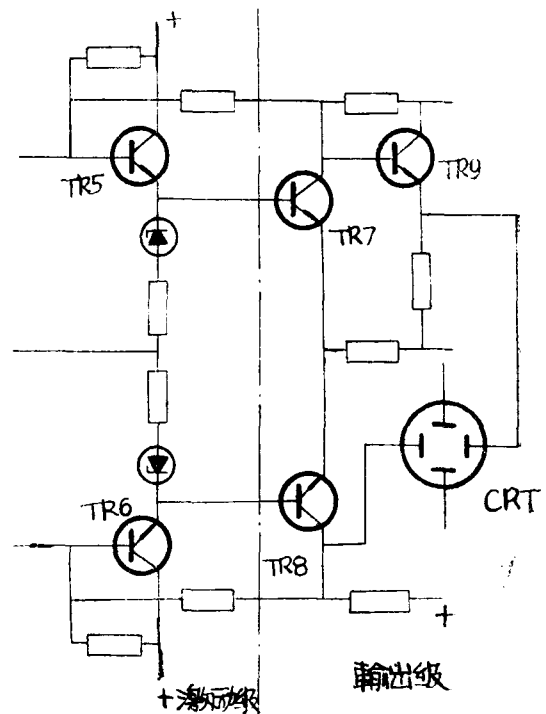


图 4 激励级与输出级基本电路图

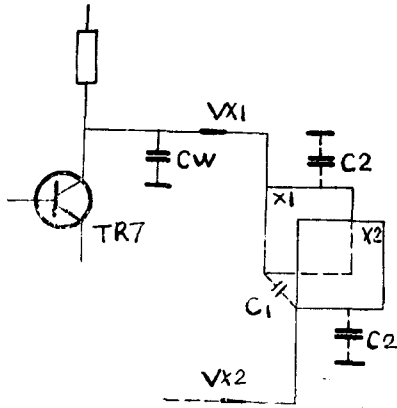


图 5 输出级等效负载电容

斜率。

3.1.2 所要求的电压变化

若将一个快速脉冲加至两个输入端，是有一定的限制条件。处于“接近饱和”状态晶体管 TR₇ 将迅速趋向截止，其输出 V_{max}，而接近截止的晶体管 TR₈ 将导通，其输出从 V_{max} 几乎为零，其电流受到射极电阻 R_E 的限制（图 6a）。分别用 V_{C1} 与 V_{C2} 表示这两个电压如图 6b 所示。

下面用图 7 和图 8 进行更详细的研究。TR₇ 集电

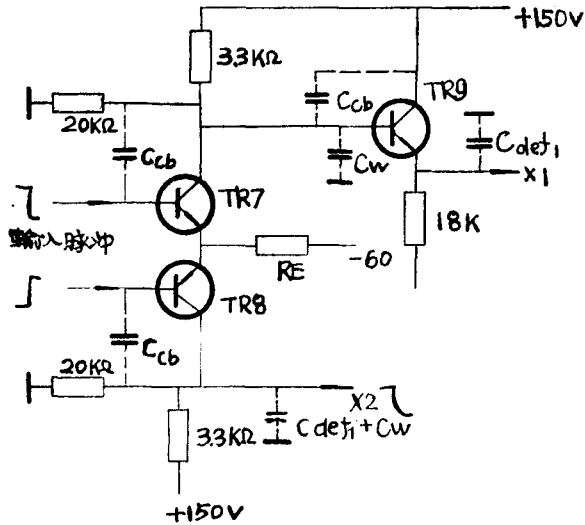


图 6 (a) 输出级电路图

极的输出电压 V_{C1} 和通过负载电容 C_{C1} 的电流 I_{C1}。分别由下列二式表示：

$$V_{C1} = \{ 1 - \exp(-t/\tau) \} V$$

$$I_{C1} = \{ \exp(-t/\tau_1) \} I$$

式中： $\tau_1 = R_{C1} \cdot C_{C1}$ ，代入具体数值：

$$R_{C1} = 3.3 \times 20 / (3.3 + 20) = 2.84 \text{K}\Omega,$$

$$C_{C1} = 2C_c + C_w = 2 \times 2.5 + 1 = 6 \text{pF},$$

则得： $\tau_1 = 2.84 \times 10^3 \times 6 \times 10^{-12} = 17 \text{nS}$ 。

同样的，晶体管 TR₈ 集电极的输出电压 V_{C2} 及其所产生的电流 I_{C2}，分别由下列二式表示：

$$V_{C2} = \{ 1 - \exp(-t/\tau_2) \} V$$

$$I_{C2} = \{ \exp(-t/\tau_2) \} I$$

式中： $\tau_2 = R_{C2} \cdot C_{C2}$ 电阻 $R_{C2} = R_{C1} = 2.84 \text{K}\Omega$ 。

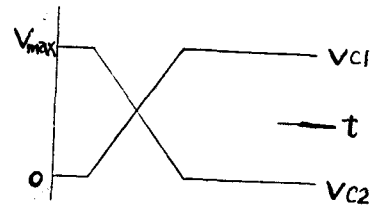
但是，如上所述， $C_{C2} = 13.4 \text{pF}$ ，于是得到：

$$\tau_2 = 2.84 \times 10^3 + 13.4 \times 10^{-12} = 38 \text{nS},$$

由图 9 可知，当电源电压为 150V 时，其峰值电流及电压将分别为：

$$I = 150 / 3.3 = 4.5 \text{mA}$$

$$\bar{V} = 150 \times 20 / (20 + 3.3) = 128 \text{V}$$



(b)

图 6 (b) 表示 TR₇ 的输出电压 V_{C1} 与 TR₈ 输出电压 V_{C2}

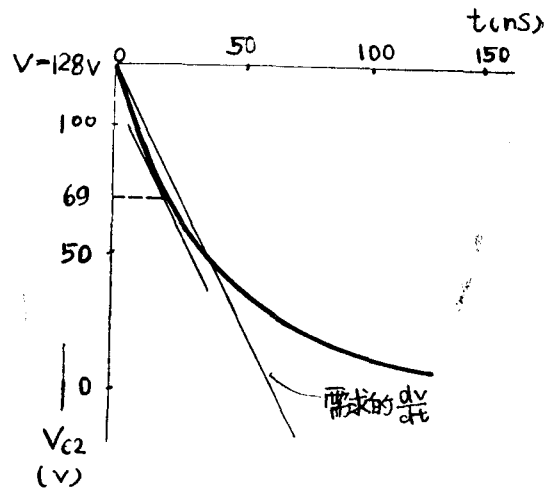


图 7 TR₇ 管的正向扫描电压 V_{C1}

如果对瞬时电压的方程式微分，求得输出电压斜率并代入相应数值，就能算出为保持所需电压的斜率，则所能输出的最大值，对 TR₇ 为 88V，而对 TR₈ 为 128 - 69 = 59V，这就意味着，输出级能产生所需的斜率 1.8v/nS 仅是在线性电压变化为 88 + 59V 的范围而不是 180V。不过下面将要谈到，如果本级采用反馈，并用电容将其射极接地，则性能

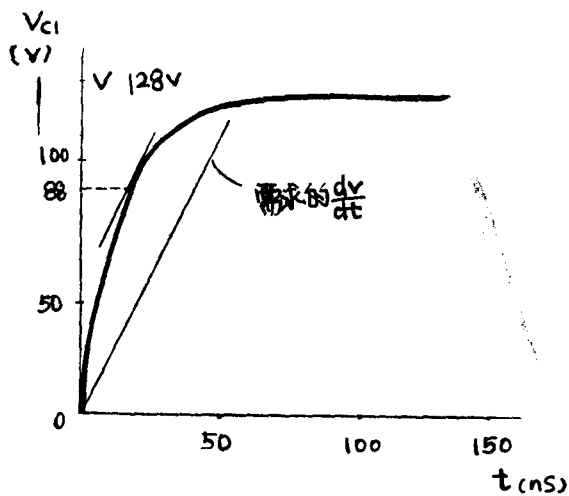


图 8 TR8管的负向扫描电压 V_{C2}

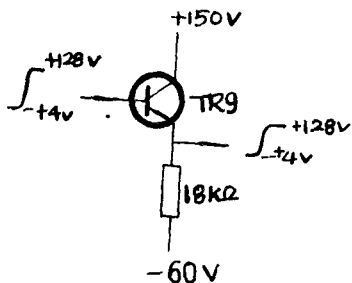


图 9 TR7和TR8输出管集电极简化电路图

将会进一步改善。

3.1.3 反 馈

如图10所示，在驱动级和输出级中采用了相同的反馈。若只在单级内采用电压反馈，就会大大降低输出电流。如果反馈通过两级，则反馈电流 I_2 只是 i_1 的很小一部分，性能会得到同样程度的改善。

从图11可以看出，在静态下， I_3 与 I_1 相比小到可以忽略不计，所以 $I_1 = I_2$ ，输出电压为 $I_1 R_f$ 。

当在输入端加上瞬态波形时，输出电压 V_0 的斜率由放大器的响应决定；此时 I_2 不再等于 I_1 ，而 I_3 显著增加。在图10的电路中， I_3 所增加的电流又被TR5进一步放大，并提供给TR7基极的电流几乎不受限制，显然，要满足这些条件，前一级就必须供给激励电流。

3.1.4 射极电容的应用

在正常的扫描期周内，TR7提供正向扫描电压，其集电极电流由集电极电阻决定。另一方面，TR8提供负向扫描电压，其集电极电流由其射极电阻决定。

如果TR8射极接地，其集电极电流（输出电压

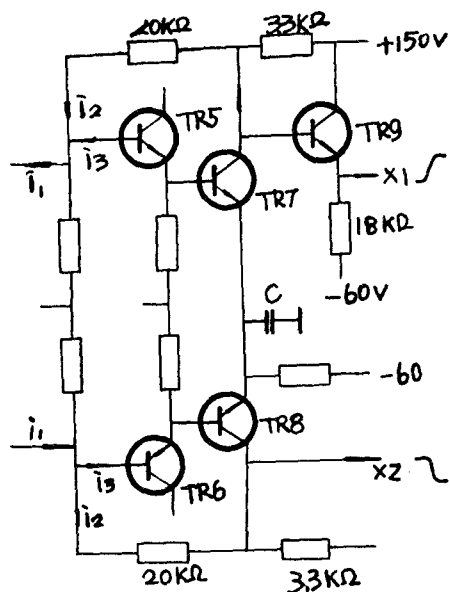


图 10 表示激励级与输出级的反馈方法

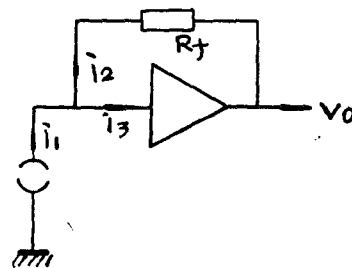


图 11 激励级和输出级负反馈回路简化电路图

的斜率亦然)会大大增加。在其射极与地之间接上一个很小的电容器C(图10)。在高频情况下也会获得同样的效果，即TR8的集电极电流增加，因而在保持所需输出电压的斜率情况下，能得到更高的电压。这样，所得到的输出电压大到足够允许被削波的程度，只要电容器C的数值很小，则差动电路的平衡性除了最高扫描速度以外，是不会受到破坏的。

3.1.5 削 波

在引言中提到了对输出电压进行削波，为此采用了电压反馈。

图12所示放大器削波部分的基本电路。二极管D3和D4在输出晶体管TR7的集-基极电压降到某一特定值以下时开始导通，于是反馈增加，因而稳定输出电压而不发生变化。这样，输出级不再是射极电路阻抗很低的差动放大器。阻抗上升到等于其射极电阻的数值了。

削波使TR7的集-基极电压不致下降到给定值以下，因而不产生接通延迟。由于本级是差动电路，

削波也使TR8不致完全截止。

产生削波电压由稳压二极管D5的然纳电压VD5（在此为27V）来决定：

$$V_{CB7} = -V_{D3} - V_{D4} + V_{BE5} + V_D$$

$$= -0.6 - 0.6 + 0.7 + 27 = 26.5V$$

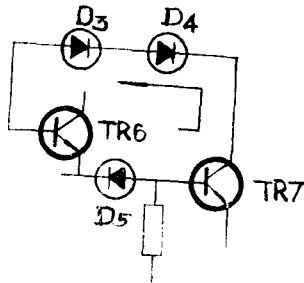


图 12 激励级与输出级采用电压反馈实现削波

式中： V_{CB7} 为TR7的集—基极电压。而 V_{BE5} 为TR5的基—射极电压。 V_{CB7} 与输出晶体管150BFY的高频曲线弯曲点电压相一致，根据该电压额定值，在结温 $120^{\circ}C$ 、集电极电流50mA时，不超过27V。现在的条件是结温 $140^{\circ}C$ ，集电极电流44.5mA，则电压值不超过26.5V仍与高频曲线弯曲点电压值一致。

3.2 前置放大器

图13所示的前置放大器与通常情况一样，是将输入信号加到激励级，本级还装有X扩展与位移调节元件。

要指出。前置级必须为驱动后面的激励级提供电源。对称的射极跟随器提供必要的阻抗变换，本级用 75Ω 的射极电阻进行平衡。再用 75Ω 与 750Ω 并联就能得到10倍X扩展。采用射极跟随器就能同时保证波形和位移都不失真。锯齿波为单端输入，另一端用电位器进行水平位移调节。

3.2.1 上升时间

前置级的上升时间主要是受第二级晶体管的限制，由下式表示：

$$t_r = 2.2 \{ (R'_s / R_E + 1) (1 / \omega t + R_C C_C) + R'_s C_C \}$$

式中： t_r 是从最大值的10%到90%的上升时间。并且 $R'_s = R_S + r_{bb1} = R_i / h_{FE1} + r_{bb1} = 910 / 40 + 50 = 73\Omega$

R_E = 射极电阻（单边）为 375Ω 或 37Ω

$\omega t = 2\pi ft$ ，其中 ft 是TR3和TR4的过渡频率，为 $500Hz$ ，

$$\text{则 } \omega t = 3.14 \times 10^9$$

R_C = 集电极负载电阻，它由 $1K\Omega$ 的集电极与激励级的输入阻抗 $Z_i(210\Omega)$ 并联组成，其值为 175Ω 。

C_C = 集电极电容（ $3.3pF$ ），在没有扩展(X)时（ $R_E = 375\Omega$ ），上升时间为 $2.9nS$ ，用10倍扩展时（ $R_E = 35\Omega$ ），则上升时间为 $7.5nS$ 。如果考虑到输出级的上升时间约为 $19nS$ ，则整个放大器的

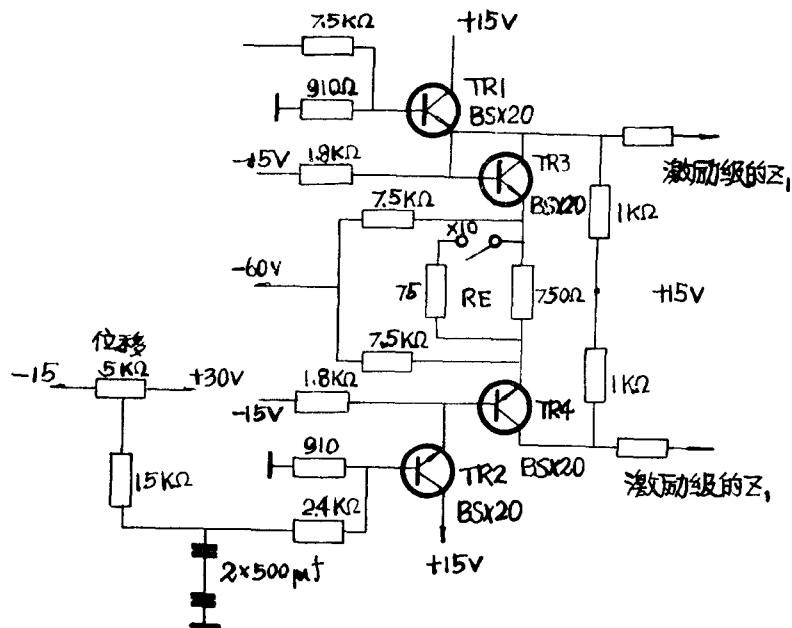


图 13 倒相级与前置放大器电路

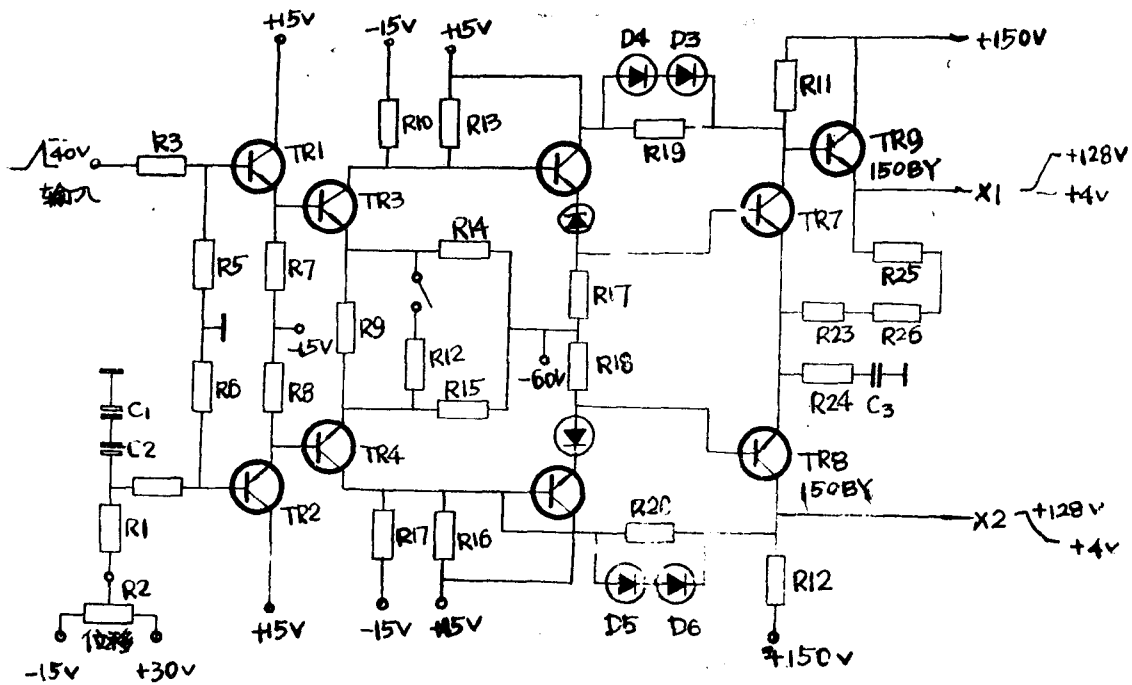


图 14 放大器总电路图

上升时间为：

$$t_r = (7.5^2 + 19^2)^{\frac{1}{2}} \approx 21\text{nS}$$

这与所测得的结果很相近(见4.1.2节)。

3.2.2 增益

本级增益可表示为 $R_C / (R_E + r_{oe})$ ，其中 r_{oe} 约为 3Ω ，因此，没有X扩展时，增益为4.6，这样就

实现十倍的扩展。

3.3 总电路图

放大器总电路如图14所示。其中包括已讨论过的各级电路特征，同时也画出电源电压及各部分的连接情况。可变电阻R26用来对输出级进行细调。

4. 实验结果

本节讨论放大器的性能及晶体管的工作状态。

4.1 性能

4.1.1 输入情况

图15所示的是晶体管 TR1 基极所要求的锯齿波。将3.26V的峰-峰值电压加到 910Ω 电阻的两端，产生峰值输入电流为 3.58mA 。在驱动级的输出—入端所要求的峰值电压，当电流是 6mA 时为 12.5V ，这相当于输入阻抗为 210Ω 。

4.1.2 输出情况

若在每边对地接入 11pF 的负载电容，所得到的总输出电压变化为 $2 \times 124 = 248\text{V}$ ，上升时间为 24nS 。输入小信号进行测量，用10倍X扩展，则总上升时间为 20nS 。图16所示为放大器的频率响应特性。没有扩展时，DC— 19MHz 处于 3dB 范围内，有扩展时， -3dB 点在 17MHz 处。

图17是用取样示波器显示扫描速度为 5nS/cm 锯齿波输入情况。



图 15 TR1需要的输入锯齿波电压

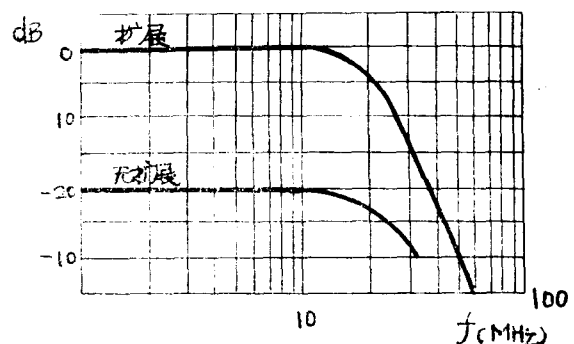


图 16 放大器频响特性

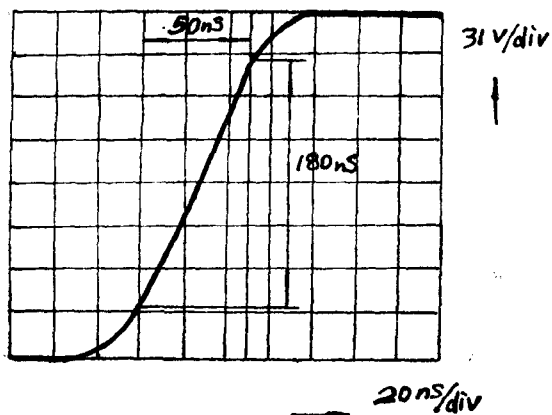


图 17 用取样示波器显示5nS/cm锯齿波形

4.1.3 放大器下降时间

如前所述，放大器快上升时间是以下降时间为代价而取得，后者较不重要。在x扩展时，5nS/cm的扫描速度就要求输入信号的扫描长达500nS，这可从图18中看出。当输入锯齿波恢复期大于500nS，则放大器所需要的下降时间比它小就行了。总时间几乎完全决定于射极跟随器TR9、倒相管TR8各自的下降时间（TR9和TR8是输出级的一部分）。

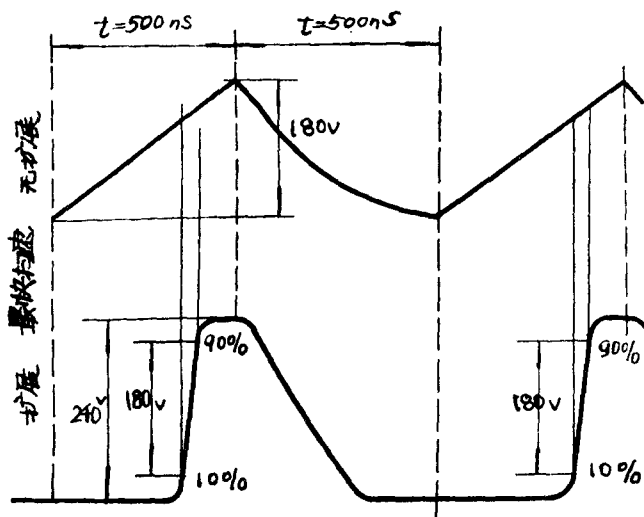


图 18 最快额定扫速与相应的下降时间

如果输入端的下降时间足够快，那么，射极跟随器TR9的下降时间就由其输出的时间常数—RC所决定。根据图19所给的电路数据，可以算出下降时间为184nS。晶体管150BFY的过渡频率是足够高的，所以倒相管TR8的下降时间只由其输出的时间常数—RC决定。利用图20所给的电路元件数值，算得TR8的下降时间为84nS。

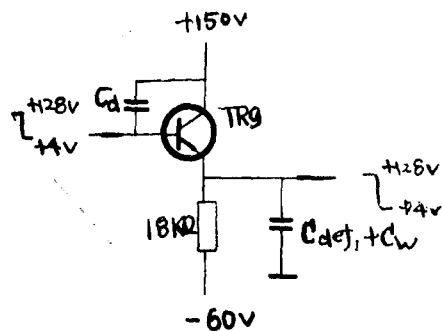


图 19 决定TR9下降时间电路参数

4.2 晶体管的工作状态

BSX20晶体管TR₁~TR₆在其额定值范围内，工作性能都很良好，不会出现问题。然而对于输出晶体管150BFY（TR₇~TR₉）则必须仔细检查其工作状态，以使其参数确实符合额定指标。

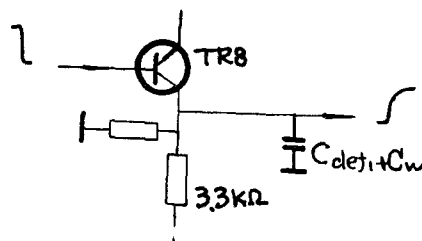


图 20 决定TR8下降时间电路参数

三只输出晶体管在不同的条件下工作，所以下面将分别讨论每一个管子的功耗问题。

4.2.1 射极跟随器的输出晶体管

图21表示这部分的基本电路。图22给出电路负载曲线。电路两端的电压为210V，所以最大电流为11.75mA。注意到当不加信号时，调整位移可以使电压处于22~146V之间的任何一个数值，那么将可能出现最大连续功耗，约为0.65W。扫描速度为最大时，由于偏转板电容呈现的附加负载，瞬时功耗增大，但平均功耗较小。

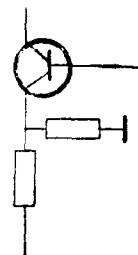


图 21 表示TR9输出状态时简化电路

晶体管的热阻（结到外壳）为 $20^{\circ}\text{C}/\text{W}$ 。考虑到由热散片向空气散热，热阻为 $25^{\circ}\text{C}/\text{W}$ 。则在环境温度为 50°C 时的结温可达 78°C 。它仍远小于最大允许的结温 200°C 。

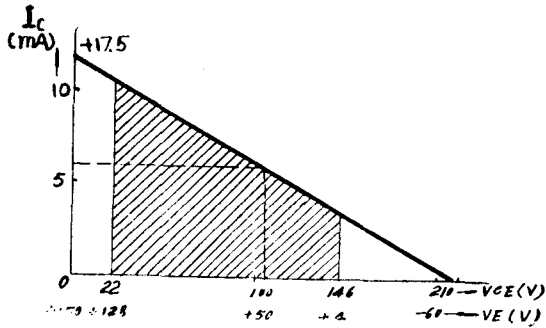


图 22 TR9管的负载线

图23表示输入信号为最快速锯齿波时的集电极电流的波形。在这种情况下，峰值电流为 26mA ，最大电压为 $150 - 4 = 146\text{V}$ 。这些数值仍处于额定值范围以内。

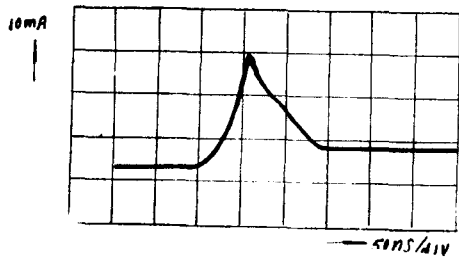


图 23 加 $1.8\text{V}/\text{nS}$ 的锯齿信号时 TR9 的集电极电流波形

4.2.2 正向扫描输出晶体管

基本电路如图25所示，这个射极接在跟随器前

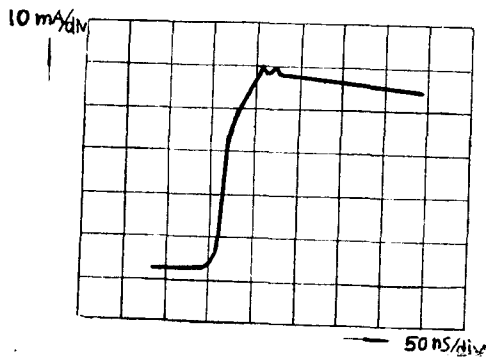


图 24 加 $1.8\text{V}/\text{nS}$ 锯齿信号时：TR8的集电极电流波形图

面晶体管最小的集—射电压为 27V ，所以在标称输出电压变化为 124V 时，集—射电压达到 151V ，最大集电流为 44.3mA ，最小的电流值可忽略不计。

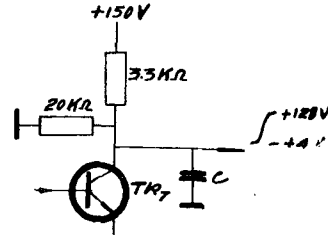


图 25 为说明 TR7 (和 TR8) 的输出状态所画出来的电路

图25表示出电路负载曲线和最大功耗点P，几乎达到 2W 。与前面的情况一样，这部分功耗可能在输入信号期间出现。假设前级射极跟随器有相同的环境温度与散热条件。则最大结温可达 140°C ，这仍是一个安全数值。

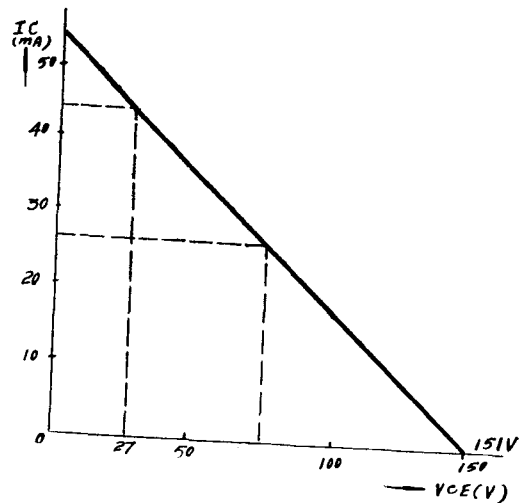


图 26 TR7管的负载线

4.2.3 负向扫描输出晶体管

TR8与正向扫描晶体管 TR7的工作状态相同，不同的只是瞬态的峰值电流比较大。

图26所示为 $5\text{ns}/\text{cm}$ 时锯齿波信号的集电极电流波形。如果输入信号为脉冲波而不是锯齿波，则在 50ns 最大的脉冲宽度内，瞬态峰值电流大 90mA （正向晶体管只达 50mA ），此值仍在 150BFY 的额定值之内。

下期预告

HP 示波器电路专辑

序 言

1. 1701A型便携式示波器 (10mV/diV—5V/diV DC—35MHz)
2. 1707A型便携式示波器 (10mV/diV—5V/diV DC—75MHz)
3. 1710A型便携式示波器 (5mV/diV—5V/diV DC—150MHz)
4. 1807A型双通道垂直插件 (10mV/diV—5V/diV DC—35MHz)
5. 1808A型双通道垂直插件 (5mV/diV—5V/diV DC—75MHz)
6. 1804A型四通道垂直插件 (0.02V/diV—10V/diV DC—50MHz)
7. 1820C型扫描插件 (0.05mS/diV—15/diV)
8. 1841A型延迟扫描插件 (10nS/diV—0.1S/diV)
9. 1810A型取样垂直插件 (2mV/diV—200mV/diV DC—1GHz)