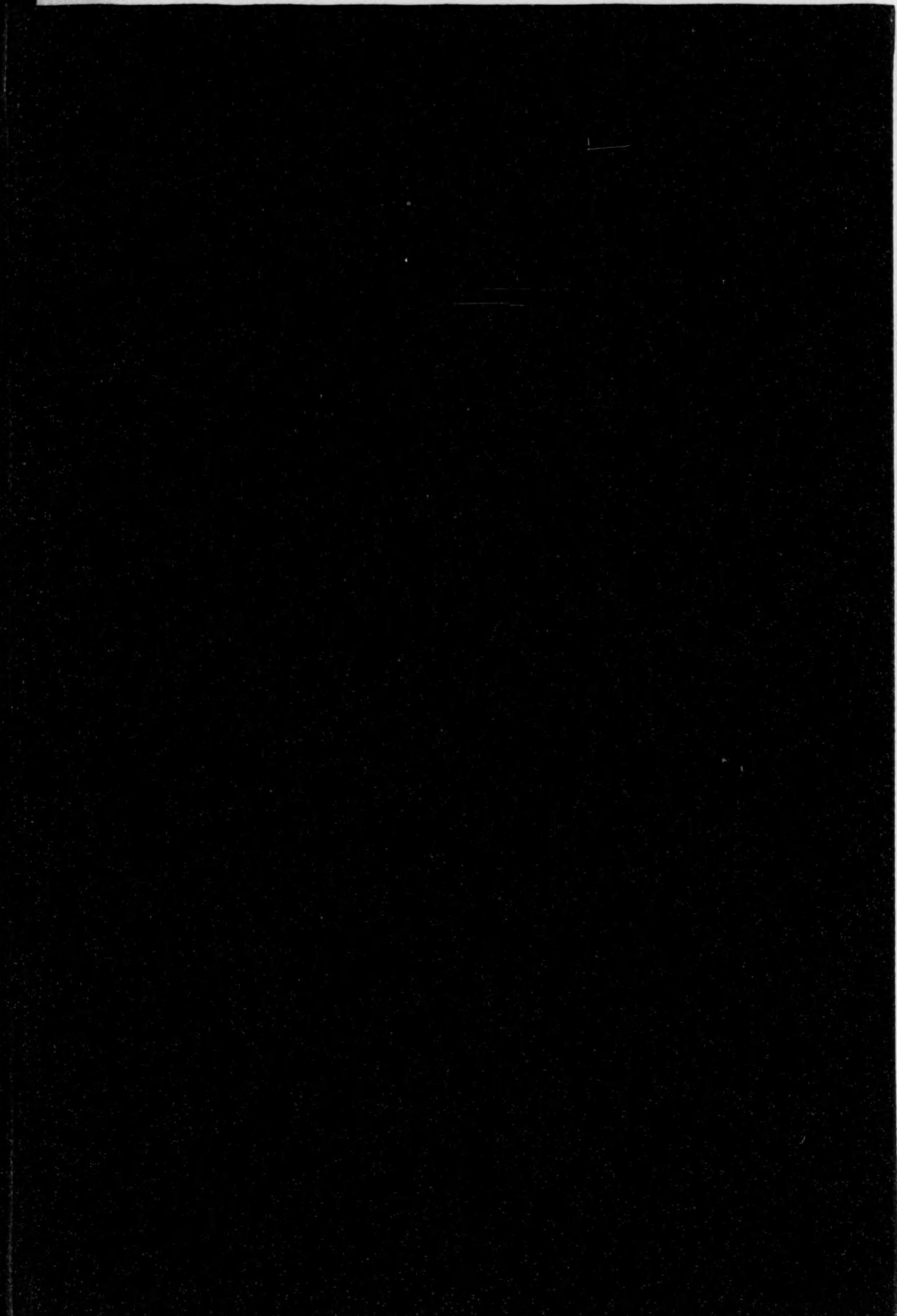
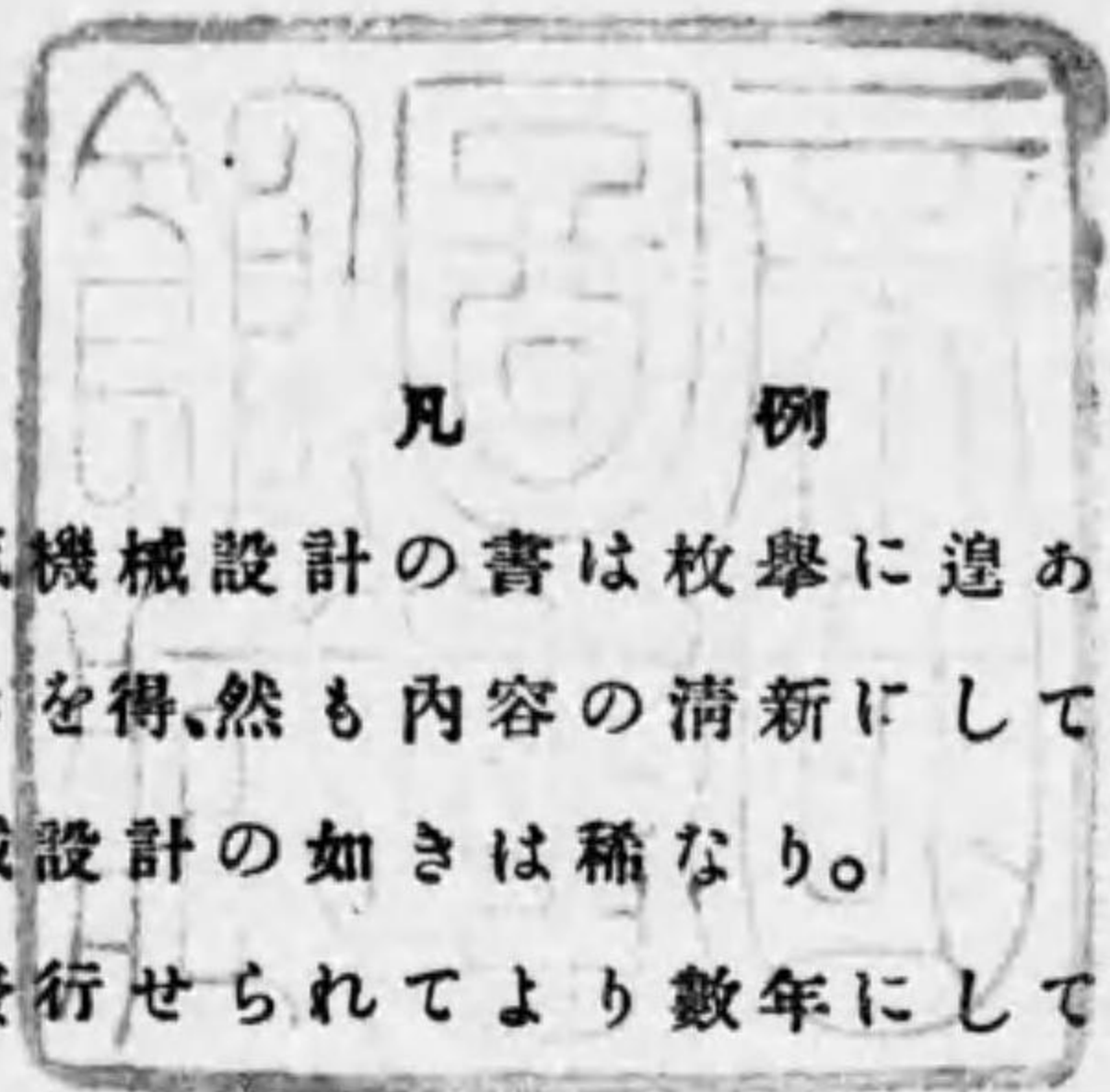


始



547-14

127A-41



凡 例

1 電氣機械設計の書は枚舉に違あらずと雖も繁簡其宜しきを得、然も内容の清新にして確實なる虞氏著電氣機械設計の如きは稀なり。

此書の發行せられてより數年にして多數の良書を排して廣く英米工業教育界に重用せらるゝに至りしも蓋故ありと云ふべし。

余輩の之を講譯するの微意亦この良書を廣く好學の士に薦めんとするに外ならず。

2 術語は専ら原語其儘を用ゆることとし、之に譯語を添へたり。譯語は主として電氣學會術語集による事とせるも、譯語の未だ一定せざるものは譯字を添へざるもの、又適當の譯語を選び添へたるものもあり。

3 現今の我國に於て電氣機械仕様書は英文にて記さるゝ場合多く、又機械の設計に際しても術語其他は一般に英語を採用するが如し、本書を譯するに方り譯者は殊更に仕様書個條書又は挿入圖畫題名の如きは之を譯す事を避け、原書其儘を用ひたり、これ英語に詳しき人には、却つて通讀に便なるべく又英語に熟せざる人には、之により幾分原語に親しむの機會を供せんとの微意に外ならず。

大 正 講 譯 者 識

14. 11. 3

内 交

# グレイ氏 電氣機械設計

## 目 次

### 第 一 章 磁 器 誘 導

磁力線.....	( 1 )
磁氣的誘導.....	( 2 )
起磁力.....	( 5 )

### 第 二 章 發 電 子 捲 線

定 義.....	(10)
グラム式リング捲線.....	(10)
ドラム捲線.....	(14)
電壓公式.....	(16)
多極機.....	(17)
均壓接續.....	(19)
短ピッチ捲.....	(22)
マルチプル捲.....	(24)
直列捲線法.....	(24)
重り捲及波捲.....	(28)
現場説明書.....	(29)
Duplex multiple 捲.....	(30)
I スロット内數個のコイル片を有する捲線.....	(30)
スロットの數並に奇數捲線法.....	(32)

### 第 三 章 機 械 の 構 成

發 電 子.....	( 35 )
極及繼鐵.....	( 38 )
整 流 子.....	( 40 )
軸 受 け.....	( 41 )
可動レイル.....	( 42 )
大型直流機.....	( 42 )

### 第 四 章 絶 緣

絶縁材料の所要諸性質 ..... ( 46 )  
 一般使用材料 ..... ( 47 )  
 絶縁材料の厚み ..... ( 51 )  
 熱及振動の作用 ..... ( 51 )  
 接地及短絡 ..... ( 52 )  
 スロット絶縁並に破壊試験 ..... ( 53 )  
 エンド・コネクションの絶縁 ..... ( 54 )  
 表面漏洩電流 ..... ( 54 )  
 同一スロット内に於ける数個のコイル片 ..... ( 56 )  
 発電子絶縁の實例 ..... ( 57 )  
 スロット絶縁の全體の厚さ並に見かけの強さ ..... ( 62 )  
 磁界捲線の絶縁 ..... ( 64 )

第 五 章 磁氣回路

磁氣回路 ..... ( 67 )  
 漏洩係數 ..... ( 68 )  
 磁氣面積 ..... ( 68 )  
 カーマー氏係數 ..... ( 69 )  
 磁束密度 ..... ( 72 )  
 無荷磁氣飽和曲線の計算 ..... ( 75 )  
 漏洩係數の計算 ..... ( 82 )

第 六 章 發電子反作用

發電子反作用 ..... ( 88 )  
 全負荷に於ける air gap の flux の分布 ..... ( 91 )  
 刷子が移動せる場合の反作用 ..... ( 94 )  
 全負荷飽和曲線 ..... ( 96 )  
 Field と armature の m. m. f. の強さの比較 ..... ( 99 )

第 七 章 磁氣回路の設計

磁界捲線の發熱 ..... (101)  
 磁界捲線の銅線の太さ ..... (106)  
 磁界捲線の長さ  $L_f$  ..... (107)  
 磁界捲線の重量並に深さ ..... (109)

與へられたる發電子に對する field system の設計の順序 ..... (110)

第 八 章 整流作用

抵抗整流法 ..... (119)  
 コイルの自己誘導の作用 ..... (121)  
 刷子の電流密度 ..... (124)  
 反抗電壓 ..... (124)  
 刷子接觸抵抗 ..... (126)  
 刷子の壓力 ..... (128)  
 刷子接觸面に於けるエネルギー ..... (129)  
 フルビッチ多岐捲線の場合の Reactive Voltage の計算 ..... (130)  
 廣き slot と廣き brush の影響 ..... (133)  
 短ビッチ捲線 ..... (137)  
 直列捲又は二路捲線に於ける機械の反抗電壓の計算法 ..... (138)

第 九 章 整流作用(續き)

The Sparking Voltage ..... (142)  
 一極に對する slot の最小限 ..... (146)  
 刷子の廣さ ..... (147)  
 反抗電壓の極限 ..... (150)  
 回轉子負荷の制限 ..... (153)  
 中間極直流機 ..... (153)  
 中間極の寸法 ..... (154)  
 火花續き ..... (158)

第 十 章 能率並に損失

セネレーターの能率 ..... (162)  
 軸受の摩擦 ..... (163)  
 刷子の摩擦 ..... (165)  
 風壓損失 ..... (166)  
 鐵損失 ..... (167)  
 附加鐵心損失 ..... (169)  
 鐵心損失の計算 ..... (172)  
 アーマチュアの銅損失 ..... (174)  
 分岐田磁捲線の銅損失 ..... (175)

直列差捲線の損失.....	(175)
刷子接觸抵抗.....	(175)
<b>第十一章 發熱</b>	
溫度上昇の原因.....	(177)
最高安全溫度.....	(177)
電氣機械の鐵心に於ける溫度傾度.....	(177)
磁束密度の極限值.....	(185)
捲線の兩端連續部の發達.....	(187)
銅線に於ける溫度傾度.....	(190)
整流子の發熱.....	(194)
發熱係数の適用.....	(195)
<b>第十二章 電機子設計順序</b>	
出力方程式.....	(198)
$D_a$ と $L_c$ の關係.....	(202)
磁氣的荷重及電氣的荷重.....	(203)
Armature 設計公式一束.....	(207)
梗概設計.....	(210)
Armature and Commutator Design Sheet.....	(221)
<b>第十三章 電動機的设计及格定</b>	
設計の順序.....	(226)
Armature and Commutator Design Sheet.....	(230)
種々なる電壓並に回轉數に對する電動機の格定.....	(233)
Calculation of Efficiency.....	(242)
密閉電動機としての格定.....	(244)
與へられたる電機子に對して出し得べき各種の格定.....	(249)
<b>第十四章 設計上の制限</b>	
反抗電壓と平均電壓との關係.....	(255)
高き電壓に基因する制限.....	(257)
大電流よりの制限.....	(259)
整流作用の上より最良の捲線法.....	(261)

補助磁極なき直流機に於て速度に基因する制限.....	(263)
補助極無き直流機に於ける出力の制限.....	(266)
補助極付直流機に於ける出力制限.....	(266)
タービン發電機に於ける出力の制限.....	(268)
<b>第十五章 補助極付直流機的设计</b>	
梗概設計の實例.....	(273)
Armature and Commutator Design Sheet.....	(276)
補助極付直流機の界磁設計.....	(280)
<b>第十六章 仕様書</b>	
仕様書作製の際注意すべき事項.....	(294)
能率に於ける電壓の影響.....	(296)
Efficiency に於ける Speed の影響.....	(298)
<b>第十七章 交流機捲線</b>	
單相式基本捲線圖.....	(300)
周波數公式.....	(301)
電氣的度數.....	(301)
二相及び三相式基本捲線圖.....	(302)
スター及びデルタ結線.....	(302)
スター及びデルタ捲線に於ける電壓電流及び電力關係.....	(306)
一個の溝に數個の導線を有する捲線.....	(308)
鎖狀及び複層捲線の比較.....	(311)
波狀捲線.....	(314)
每極每相に數個の溝を要する捲線.....	(315)
每相數個の回路を有する捲線.....	(315)
捲線圖の例.....	(317)
<b>第十八章 誘導起電力</b>	
$\frac{1}{\omega} \frac{d\phi}{dt}$ 、フアクター及び導線の起電力.....	(321)
波 形.....	(322)
高周波に因る故障.....	(323)
ボール、フェースの形狀.....	(324)
每極每相數個の溝を使用する事.....	(324)

ショートピッチ巻線の使用.....(326)  
 スター及デルタ結線の高周波に及ぼす影響.....(328)  
 発電機によりて生ずる高周波.....(334)  
 端子電圧に於ける漏れの影響.....(334)  
 交流機の格定.....(336)  
 格定に及ぼす相数の影響.....(336)  
 一般電圧公式.....(337)

第十九章 交流機の構造

固定子.....(341)  
 磁極と田環.....(343)

第二十章 絶 縁

定 義.....(347)  
 直列にある絶縁物.....(349)  
 絶縁に対する空気膜の影響.....(351)  
 絶縁の設計.....(352)  
 絶縁の厚み.....(352)  
 ポテンシャルグレイデント.....(352)  
 電氣的歪を興ふる時間.....(355)  
 溝絶縁の設計.....(358)  
 同一溝内の導線間の絶縁.....(358)  
 交流機及び誘導電動機絶縁の例.....(360)

第二十一章 交流機発電機反作用、多相機械

発電機磁界.....(367)  
 発電機反作用.....(367)  
 交流機のベクトル圖.....(370)  
 運電流の力率零なる場合に於ける全負荷飽和曲線.....(474)  
 シンクロナス、リアクタンス.....(374)  
 零力率に於ける一極の逆磁化アンペアターンス.....(378)  
 エンドコンネクションのリアクタンス.....(383)  
 スロット、リアクタンス.....(383)  
 ツース、チップリアクタンス.....(386)  
 最後のリアクタンス公式.....(390)

発電機反作用と発電機リアクタンスの力率による變化.....(395)  
 任意の力率に於ける全負荷飽和曲線.....(397)  
 調 整.....(398)  
 極飽和が調整に及ぼす影響.....(399)  
 磁界及び発電機の起磁力の關係.....(400)

单相交流機

单相交流機に於ける発電機反作用.....(403)  
 力率零の場合に一極の逆磁化アンペアターンス.....(406)  
 漏れリアクタンス.....(407)  
 单相式及三相式交流機の調整.....(417)

第二十二章 廻轉磁方式の調整

田磁動磁.....(413)  
 廻轉田磁方式設計の順序.....(415)  
 飽和曲線の計算.....(418)

第二十三章 損失、能率及び熱

軸受摩擦損失.....(429)  
 刷子摩擦.....(429)  
 風 損 失.....(429)  
 鐵心損失.....(430)  
 勵磁損失.....(430)  
 發電機銅損失.....(430)  
 能 率.....(435)  
 發 熱.....(436)  
 高電壓機械に於ける内部温度.....(438)

第二十四章 設計方法

出力等式.....(441)  
 D<sub>r</sub> 及 L<sub>r</sub> の關係.....(445)  
 磁極数が「磁極ピッチ」の比に及ぼす影響.....(445)  
 設計法.....(447)  
 界磁設計.....(455)  
 一定の直徑に對して機械の長さを變化する事.....(455)

送つた電壓に對する接線.....(458)  
 二重編巻線の界磁線輪を有する機械の例.....(462)  
 25サイクル交流發電機的设计.....(464)

第二十五章 高速度交流發電機

過速度に組立てた交流發電機.....(468)  
 渦輪交流發電機.....(470)  
 渦輪交流機の廻轉子の構造.....(472)  
 渦輪廻轉子に於ける應力.....(473)  
 軸の直径.....(476)  
 渦輪廻轉子の發熱.....(478)  
 渦輪固定子の發熱.....(480)  
 短絡.....(483)  
 瞬時短絡に於て生ずる電流の見込値.....(487)  
 固定子端接續の支持片.....(491)  
 空隙密度.....(492)  
 零力率に於て每極の減磁アンペアターン.....(493)  
 界磁及發電子に於ける每極のアンペアターンの關係.....(494)  
 渦輪機設計法.....(495)  
 低電壓に依る設計上の制限.....(502)  
 單相渦輪發電機.....(502)

第二十六章 交流發電機の特種の問題

汽機原動交流發電機の節動輪設計.....(505)  
 相等しく勵磁した二臺の等しい機械.....(507)  
 數多の大きな機械を並列に接續された一臺の小さい機械.....(510)  
 制速器の使用.....(519)  
 力率補正に對する同期電動機.....(519)  
 同期電動機的设计.....(521)  
 自己起動の同期電動機.....(522)

第二十七章 仕様

交流機仕様書上の注意.....(531)  
 電壓の能率に及ぼす影響.....(533)  
 速度の能率に及ぼす影響.....(534)

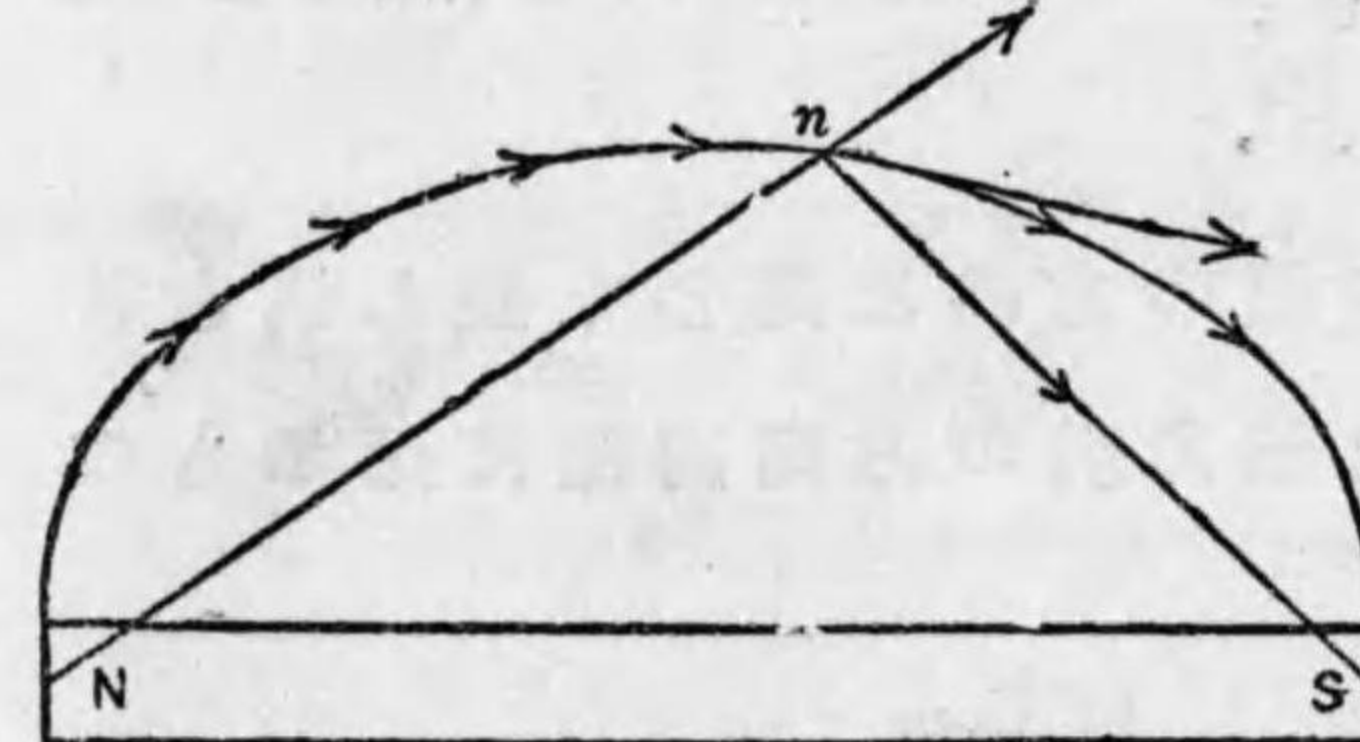
グレイ氏 電氣機械設計

第一章

Magnetic induction (磁氣誘導)

1 lines of Force (磁力線) magnetic field (磁場) は lines of force (力線)にて現はさる、これは連続せる線にして其方向は如何なる位置に於ても常に其位置に置かれたる磁針の north pole (北極)に働く方向と一致するものなり故に第一圖 direction of lines of force (力線)の方向)に示せる如く一磁石より出づる力線は north pole より出で south pole (南極)に戻るなり。

第一圖



2 Direction of an

Electric current (電流の方向) 第二圖の P 及 Q は電流の通じ居る二本の conductor (導線)を示す、P は

current の紙面より下方に行くを示し Q は current が紙面より上に向つて昇り來るを示す

若し current の方向が矢印を以て示されたとせば P なる conductor に於ては矢尻の形ちが見え Q なる con-

第二圖



ductorに於ては矢先の一點が見える譯なり、由て前者を⊗を以て示し後者を⊙を以て示すなり。

3 Magnetic field surrounding a conductor which is carrying current. (電流の通ぜる導線の周囲の磁場) 第三圖の P なる conductor は current は下方に流れつゝありとせよ、此線の周囲には矢にて示せる如き magnetic field を生ずる事は實驗によりて示さる、この lines of force の方向は下記の法則に従ふものとす。

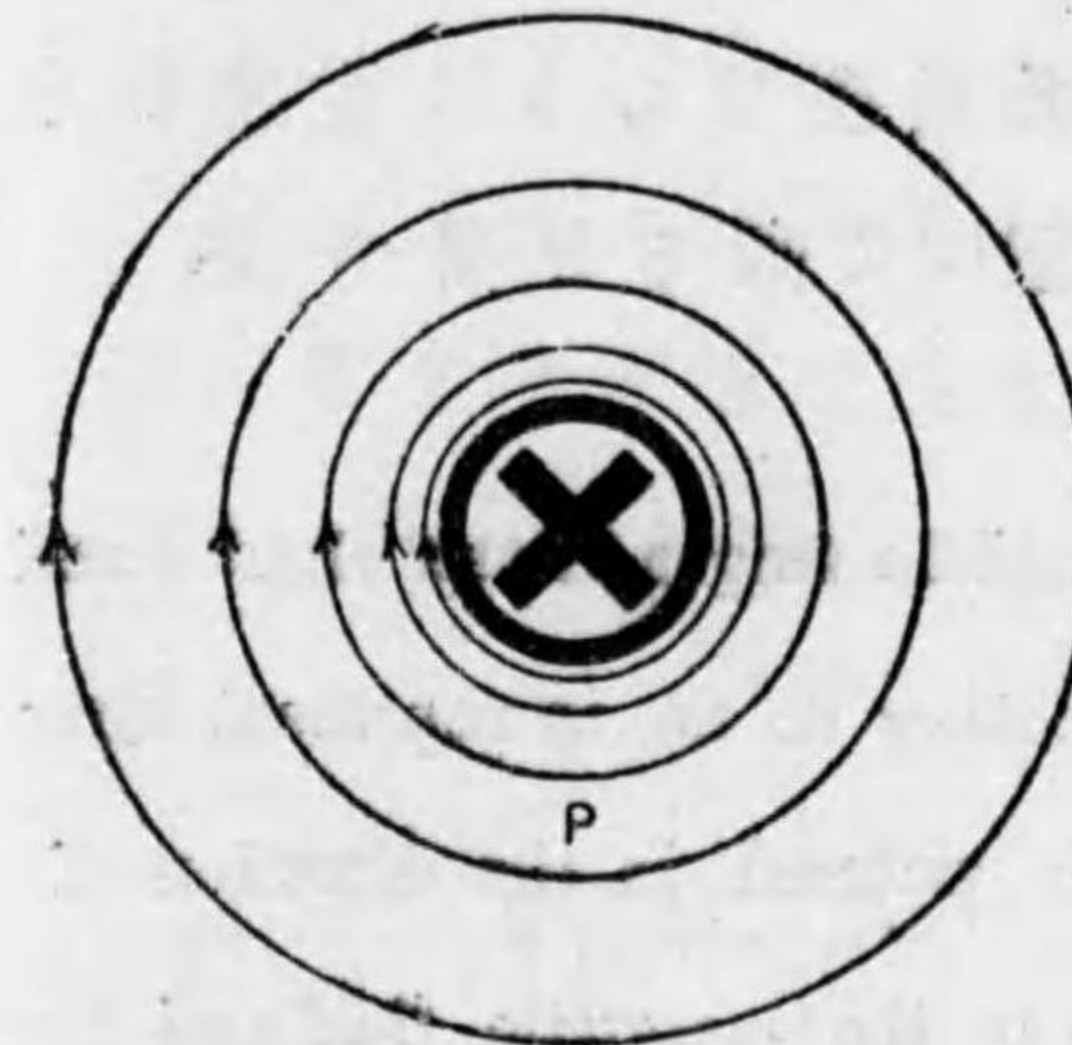
“If a corkscrew be screwed into the conductor in the direction of the current then the head of the corkscrew will travel in the direction of the lines of force”.

若しコルク抜きを電流の方向と同じく差し込むときはコルク抜きの頭は磁力線の方向同様に廻るものとす。

4 Magneto induction (磁氣的誘導) Faraday の實驗は下記の事實を發見せり、一個の coil を取り巻くところの magnetic flux の數が變ずるときには e. m. f. が coil に發生せらる、而して其 e. m. f. の強さは line of force の變化の割合に比例す。

e. m. f. の單位は一秒一本の力線が變化するとき一捲

第三圖



の coil に發生せらるゝ e. m. f. にて現はさる、これが所謂 c. g. s. 單位と稱し、實際上の單位 volt の 10<sup>8</sup> 分の一なりとす。

5 direction of the Generated E. M. F. (發生電壓の方向)

第四圖の N 及 S は一個の magnet の north pole 及 south pole を表はし φ は此兩極の間を通ずる lines of force の全數とす A は一捲の coil を示す。

今 A なる coil が (1) なる位置にありとせよ、然るときは此の coil は φ なる lines of force を圍繞する、然るにこれが 1 秒の後 (2) なる位置に移れりとせよ、然るときは既に一本の lines of force をも圍繞せず、然るときは此の coil に發生せられたる average e. m. f. (平均電壓)

は  $\frac{\phi}{t} 10^{-8}$  volts に等し。これは平均數を示したもものなるも其移動の瞬間に發生せらるゝ電壓は

$$\text{instantaneous e. m. f.} = \frac{d\phi}{dt} 10^{-8} \text{ volt}$$

(瞬間電壓)

$\frac{d\phi}{dt}$  なる値は第四圖の xy なる conductor が lines of force を切る割合なり、故に lines of force を切りつゝある cou



ductor に発生せらるゝ電圧は一秒間に切らるゝ lines of force  $\times 10^{-8}$  に等し而して此発生せらるゝ電圧の方向は下記のフレミングの法則にて知るを得べし。

Fleming's Rule:—

“If the thumb, forefinger and middle finger of the right hand are all set perpendicular to one another so as to represent three co-ordinates in space, the thumb pointed in the direction of motion of the conductor relative to the magnetic field, and the forefinger in the direction of the lines of force, then the middle finger will point in the direction in which the generated *e. m. f.* tends to send the current of electricity.” 右の手の親指、人指指、中指を相互に直角に置き空間の三線の坐標を形成せしめたりとせよ、若し親指をして磁場に関し conductor の運動の方向を示し人指指をして lines of force の方向を示したるものとせよ、然るときは中指は conductor に発生せらるる *e. m. f.* の方向を示すべし。

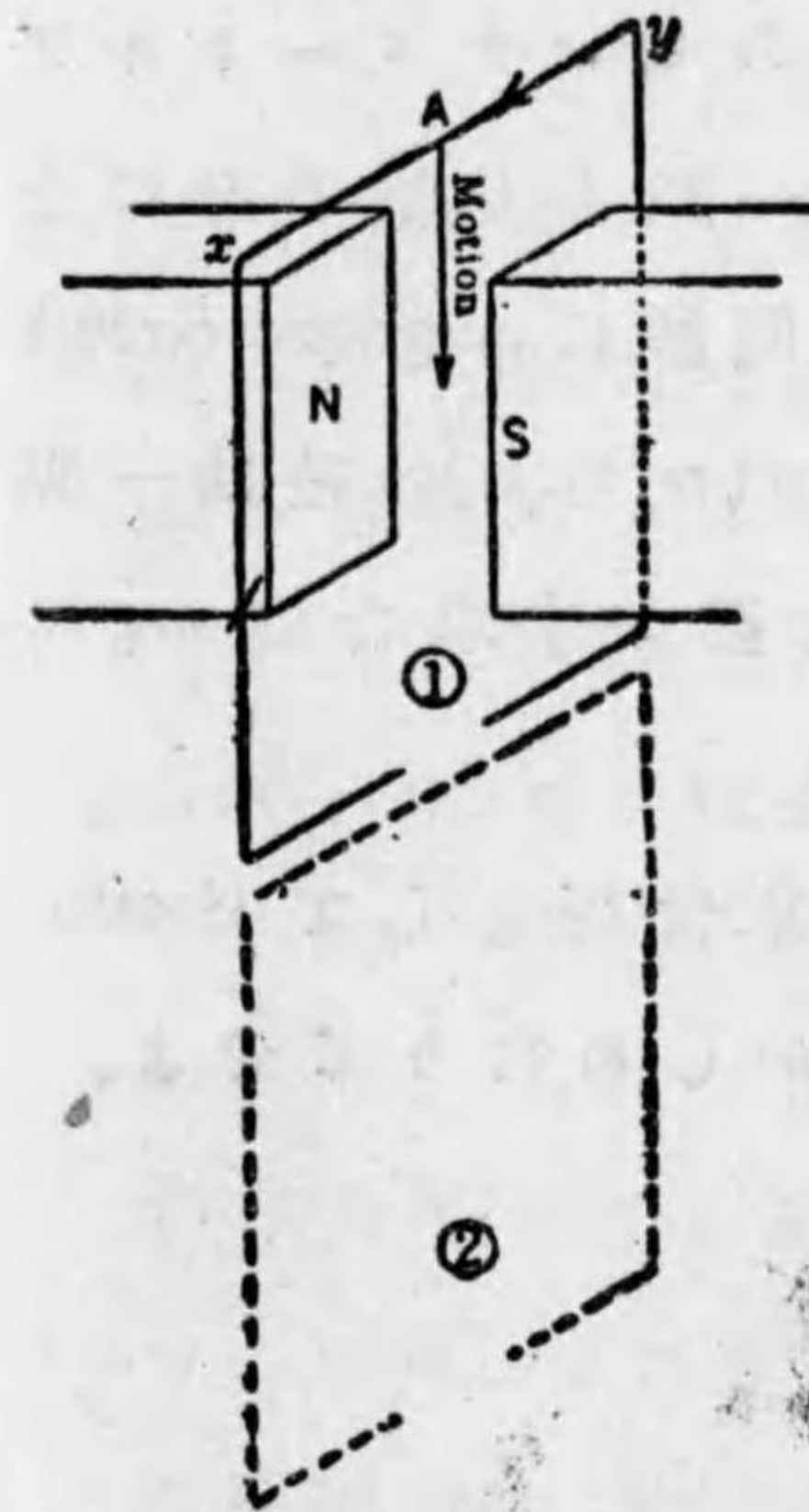
かく *e. m. f.* の方向は Fleming のこの有名なる三指法則にて見出さる、而して之によりて生ずる current は常に coil に圍繞せらるゝ flux を減少せしめず却つて之を保有せしめんとする方向に生ずるものにてこれは Lenz's law レンツの法則として一般に知らる。

Lenz's Law:—

“The generated *e. m. f.* always tends to send a current in such a direction as to oppose the change of flux which produces it.”

発生電圧は常に其電圧を発生せる flux の變化を妨げんとする電流を生ずるものとす。

第四圖



故に電圧の方程式の完全なる形式は下記の通りとす

$$\begin{aligned} \text{e.m.f. at any instant} \\ = \frac{d\phi}{dt} 10^{-8} \text{ volts} \end{aligned}$$

#### 6 Magnetomotive force (起磁力)

第五圖に於て  $I$  なる current が鐵心に捲かれたる  $T$  回の coil  $C$  を流るゝものとす、而して magnetic flux  $\phi$  が magnetic circuit (磁路) に生じたりとせよ、此 flux は ampere turn  $TI$  なる數に關係するものにして electric circuit

Ohm's Law に相當するものなり。即ち

$$\phi = \frac{m. m. f.}{R} \text{ 又は}$$

$$m. m. f. = \phi R$$

*m. m. f.* は magnetomotive force (起磁力) にて  $TI$  に相當す

$\phi$  は lines of force

R は magnetic circuit reluctance を著はす。

*m. m. f.* の最も便利なる単位は ampere turn (アムペア回数) なるも今 magnetic circuit を水力の回路及 electric circuit と比較するため他の単位にて説明せんぞす。

水力の回路に於ける二点の間のセンチメートルで著はされた potential の差は水の一点より他の點にまで動く ergs に於ける仕事である、同様に magnetic circuit に於ける二点間の magnetic potential (*m. m. f.*) の差は一点より他の點迄 unit pole (單位極) を動かす場合の erg に於ける仕事なり。

$4\pi$  だけの lines of force を有する單位極をして electro magnet A より B 迄  $t$  秒の間に動かしてみたりとせよ、然るときは

$$e. m. f. E = -T \frac{4\pi}{t} \text{ c. g. s. unit}$$

の電圧が A と B との間に發生すべし。

此電圧 E に對し常に I なる current を保たしむるためには一秒間に EI erg だけの仕事をしなければならぬ、故に A と B との間の *m. m. f.* は

$$= EI t \text{ erg}$$

$$= \frac{4\pi T}{t} It \text{ erg}$$

$$= 4\pi TI \text{ erg (I が c. g. s. 單位なるとき)}$$

$$= \frac{4\pi}{10} TI \text{ erg (I が ampere なるとき)}$$

此故に *m. m. f.* の單位は TI なる ampere turn に非ずして  $\frac{4\pi}{10}$  ampere turn なり。

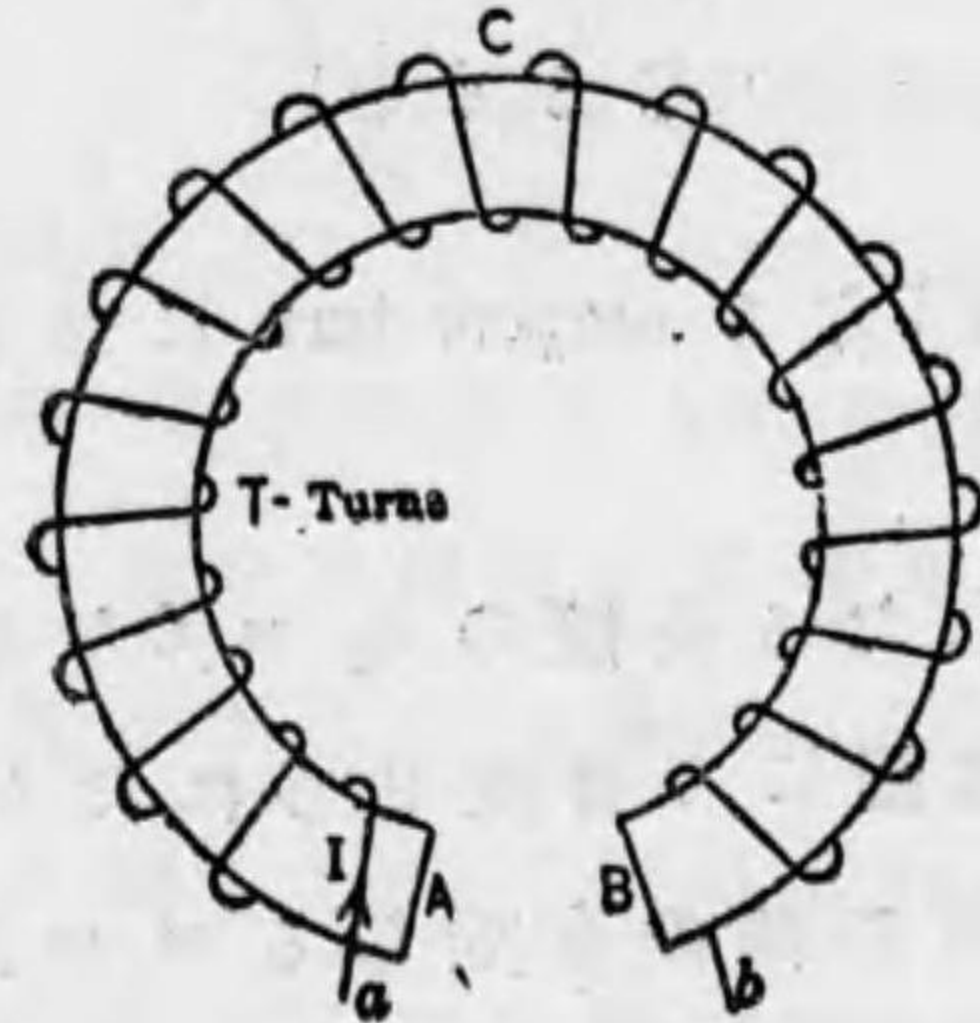
この *m. m. f.* は發生せられたる全體の *m. m. f.* なることを知り置くを要す。第五圖にて發生せられたる *m. m. f.* は  $\frac{4\pi}{10} TI$  なり。然し A, B の間の有効なる *m. m. f.* は發生起磁力より magnetic circuit の鐵の部分に flux を送るために必要なる *m. m. f.* を差引けるものなり。

例へば極く極端の場合を考ふるに第六圖は closed magnetic circuit (閉磁路) を示し鐵心が環形になり居るものとせよ、然るときは A と B との間に生せる *m. m. f.* は  $\frac{4\pi}{10} TI$  なり而も A と B とは全く同一点にしてそこに少しも *m. m. f.* の差なし即ちこの  $\frac{4\pi}{10} TI$  なる起磁力は全部鐵環自身に於ける flux を生ずるため消費し盡されしものなり。

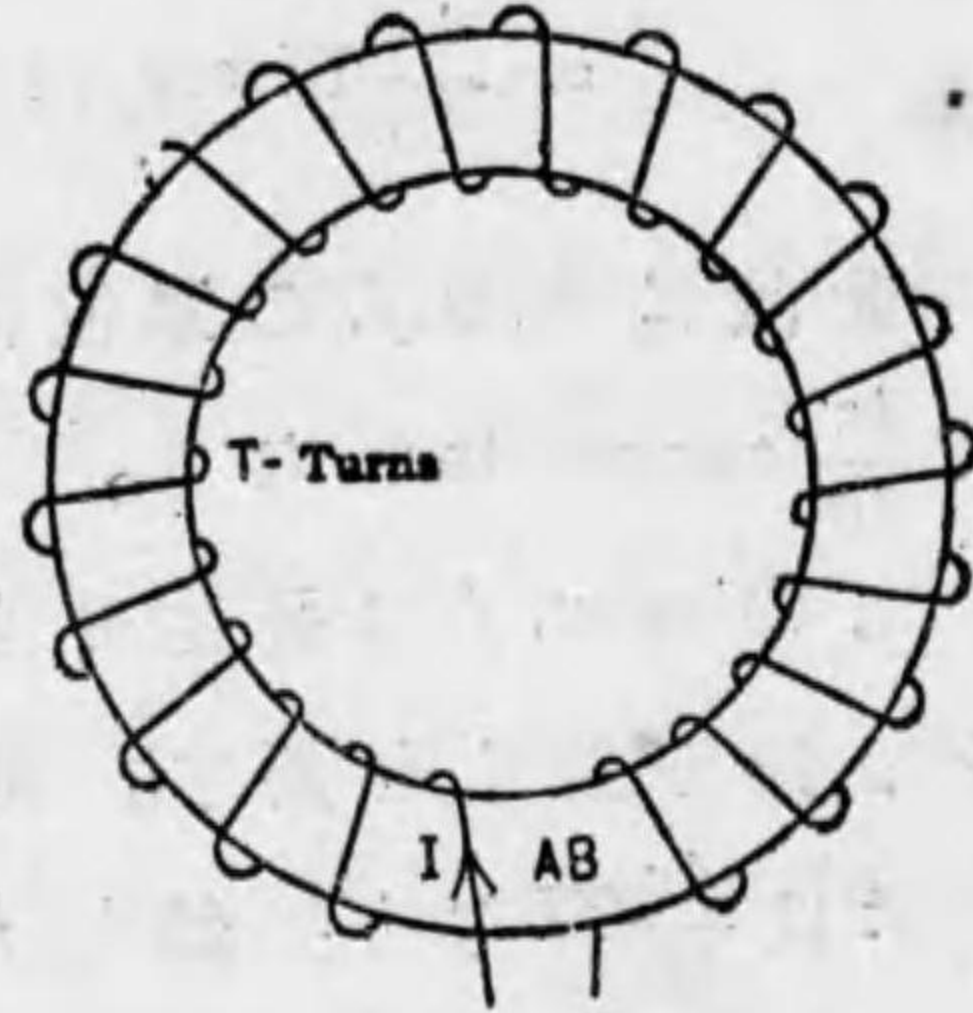
かゝる鐵環の方法により電気機械に使用せらるゝ磁氣的性質は検査せらる、即ち環の切斷面を S とし其平均の長さを  $l$  とし或與へられたる *m. m. f.* に對し flux を測定す。

$$m. m. f. = \phi R$$

第五圖



第六圖



故に  $\frac{4\pi}{10} TI = \phi \frac{kl}{S} = Bkl$

Bは flux density 即ち平方センチメートルに對する flux の數

kは specific reluctance (空氣が 1) 比磁抵抗 かくして kが見出さるゝなり

鐵を挿入せず空氣のみの場合の磁路にては

$$B = \frac{4\pi}{10} \frac{TI}{l}$$

時に換算せば

$$B \text{ the flux density per square inch} = 3.2 \frac{TI}{l_{\text{in inch}}}$$

鐵の如き材料にては specific reluctance kは 1よりは遙かに小にして此數は flux density により常に相違する

ものとす。實際の設計にては、kなる値は用ひず之は後章にて示す如く Bなる flux density と之を生せしむるに要す unit length, ampere turn  $\frac{TI}{l}$  とを圖示して其曲線を便宜上設計に使用す。

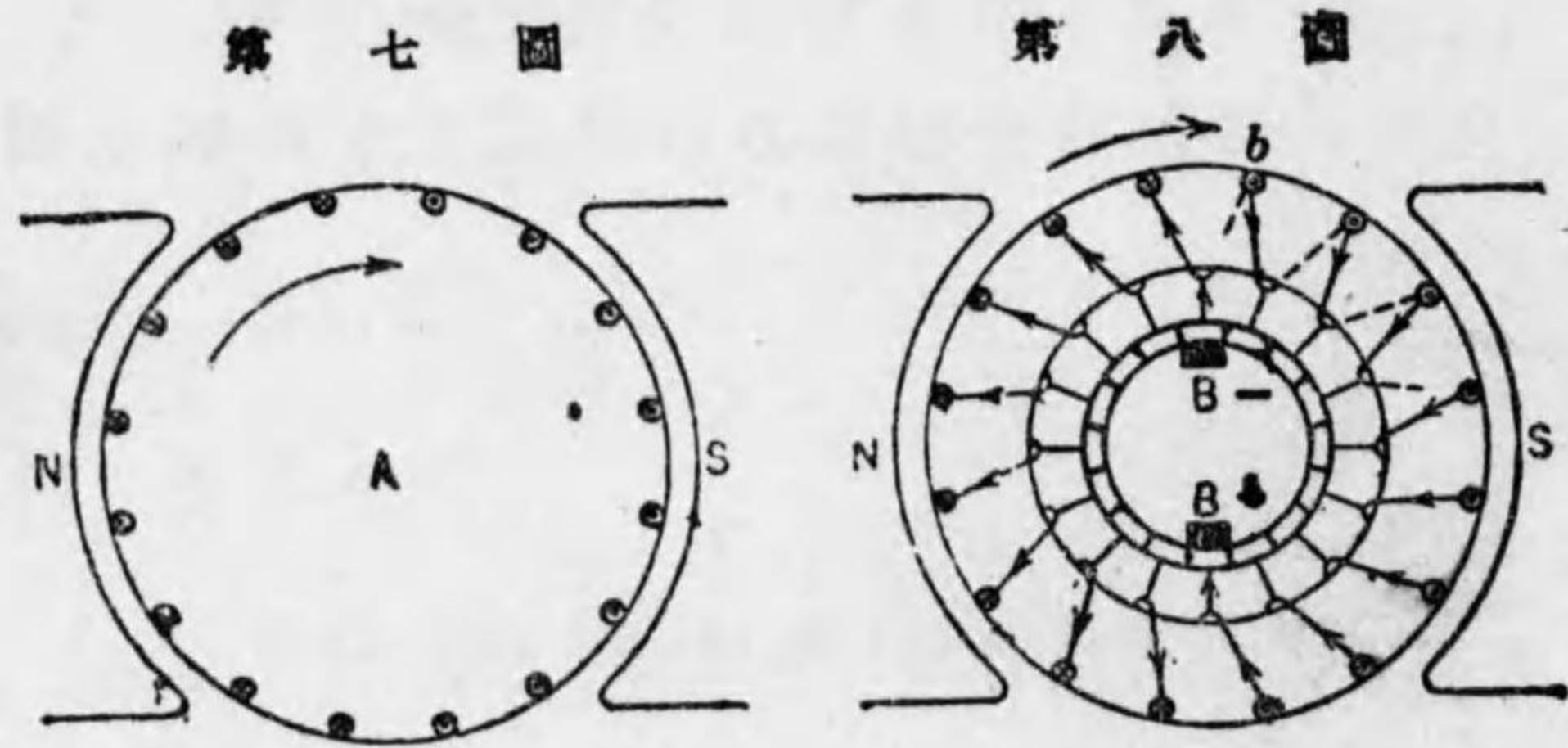
## 第二章

### Armature Winding (發電子捲線)

7 Definition of Armature Winding (發電子捲線法の定義) 第七圖に於て發電機の A なる armature (發電子) が NS なる magnetic field (磁界) の中にて矢の方向に回轉せるを示す。

armature の conductor (導體) に發生せらるる  $e. m. f.$  (起電力) の方向は three finger rule (三指法則) にて見出し得べく 圖中  $\oplus$  及  $\ominus$  の普通の方法にて示せるが如し。

Armature winding の重なる目的は armature conductor を適宜に結びつけ、外線に接續せらるる二點の間に所用の合成電壓を得るにあり、導體と之が結合部合して一の捲線を形成す。

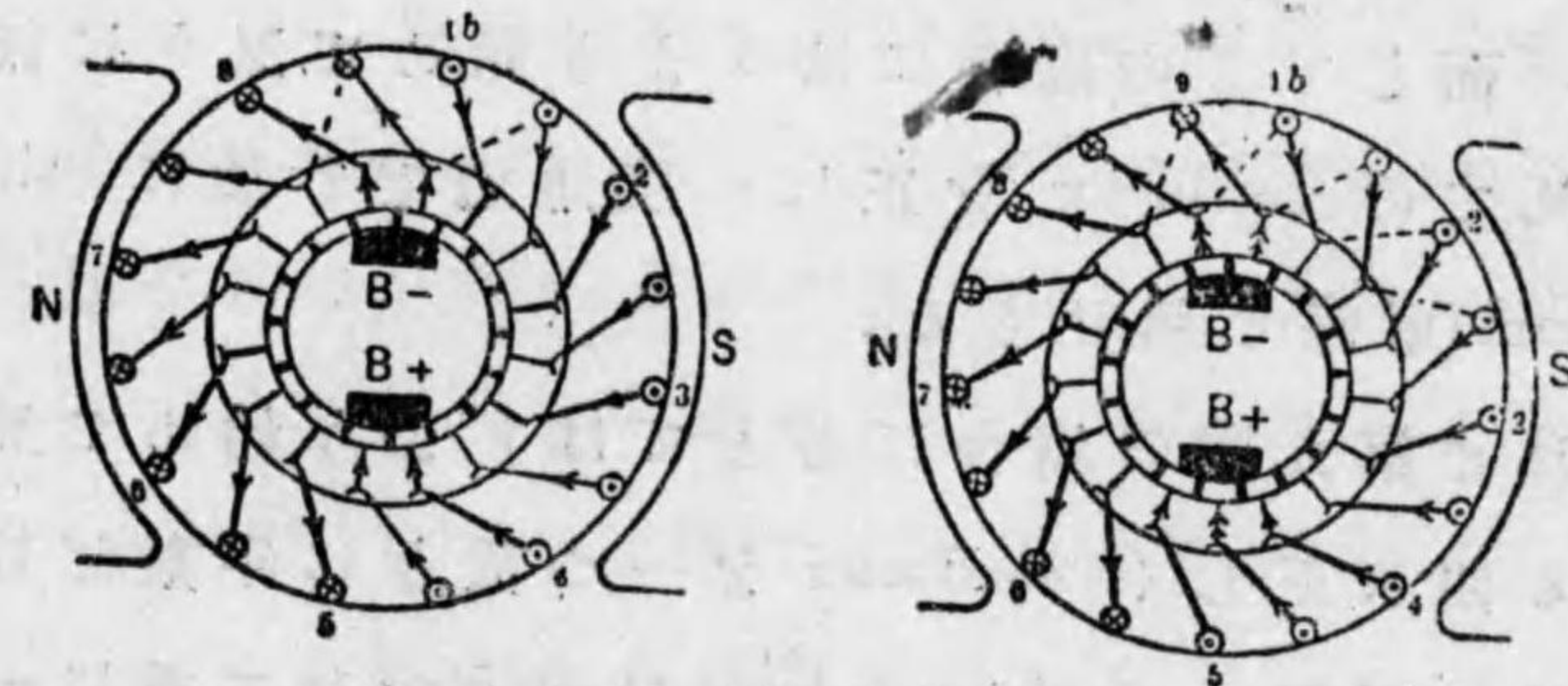


8 Gramme Ring Winding (グラム式リング捲線) 第

八圖は Two-pole simplex Gramme winding (二極單式グラム捲線) を示す者にして發電機の初代に用ひられしもの一つなり。此捲線法は現在實際には用ひられて居らぬも、其捲線法の極めて單純にして、且他の式よりも捲線に關する方式術語を説明するに非常に便利なる故茲に記述する事とす。

第八圖に示せる二極捲線法は Gramme winding の最も簡單なる場合を示せるものにて十極及一極刷子の間に唯二個の電路あるのみなり。之を simplex winding (單

第九圖 第十圖



式捲線) と稱す。第九圖及第十圖は他種の Gramme winding を示せるものにて第九圖にて示せるは Doubly re-entrant duplex winding (二重再歸複式捲線) にして第十圖は singly re-entrant duplex winding (一重再歸複式捲線) を示

譯者註 現在にてもグラム式リング捲線法は全く用ひられざるに非ず種には特種のものに用ひられ居る。

す。此二圖を仔細に點檢せば何れも十及一極の間に四通の電路あることを見出すなるべし、即ち第八圖の simplex winding の場合の二倍の電路あるを知るべし。故に是等の winding は duplex winding (複式捲線) と呼ばる。されどこの二種の winding の間に見逃すべからざる根本的の相違あり、之を區別するためには re-entrancy (再歸) なる術語より説明し始むるの要あり。

9 Re-entrancy (再歸) 今第八圖に於て armature の任意の conductor  $b$  より始めて armature の winding をたどれば遂に復た出發點  $b$  に戻るべし、これ即ち re-entrant (再歸) なり。而してこの場合には  $b$  より始めて又  $b$  に歸るまで凡ての conductor を正に一度通過する故に singly re-entrant (單歸) と稱せらる。

されど第九圖の場合にありては  $b$  より始めて又  $b$  に歸る間に正しく conductor を一つ置きに半數だけ通過す、故に事實は singly re-entrant の winding を二重に一つの armature に捲きたる如き形式にて、即ち singly re-entrant が重なり居るものにて之を doubly re-entrant duplex winding (二重再歸複式捲線) と稱す。

之に對し第十圖にて示せる捲線は或 conductor  $b$  より始めて armature winding をたどるに armature の周圍を二度回りにて armature の conductor 全部を正しく一回ま

わりて又元の  $b$  に再歸す。即ち duplex winding (複式捲線) ではあるが singly re-entrant (一重再歸) なり、故に之を singly re-entrant duplex winding (一重再歸複式捲線) と稱す。

以上 duplex winding の場合を説明せるも之と全く同一の理由にて三重のものも四重のものもあるべき等なり即ち multiplex multiply re-entrant (多重式多重再歸捲線) multiplex singly re-entrant (多重式一重再歸捲線) 及び種々なる是等變形があるべき理なり、されども是等は近代の機械には殆ど用ひられず、複式捲線にても大電流低電壓の機械を除きては實際餘り用ひられず、是等の場合には brush (刷子) に入り込む多大の電流は二重の捲線へ分れて流れ込む譯なり、即ち simplex winding の場合の半分の電流が各 winding に入り込む事となる。

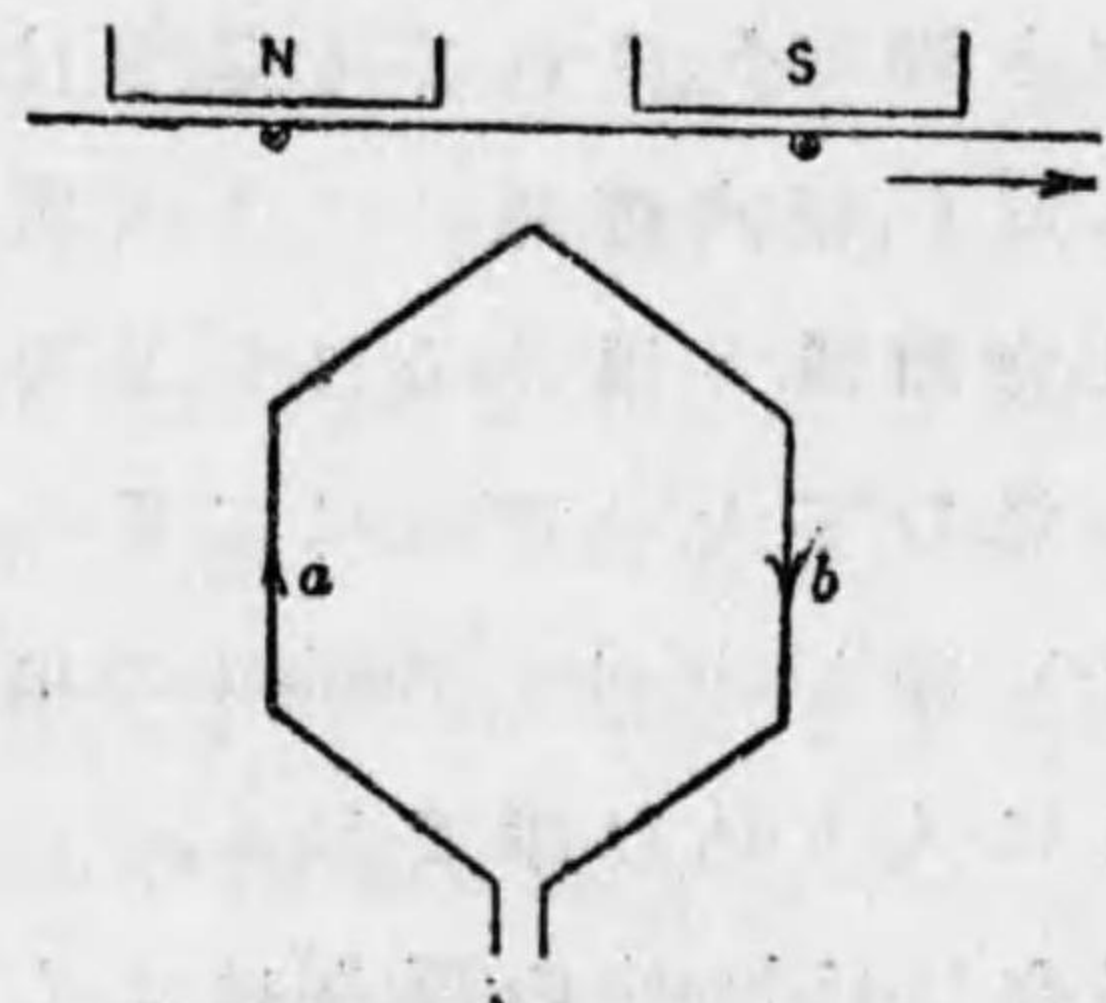
故に duplex winding の場合には brush の厚みはよく双方の winding に current を分つため二枚の segment (片) を蓋ふに十分なる厚さを有せざる可からず。

10 Objections to the gramme Winding (グラム捲線の障害) 此捲線法は環形の core (鐵心) を通じて捲くものなるを以て工作面倒にて小形の機械にては coil を環の内部に一々通すため armature の直徑を必要以上に大きくするを要し、又大形の機械にては太き導體を捲きつけあるを以て、故障の場合之を取り除くに困難なり。

且此捲線にては core の環の内部にある導體は全く電壓を誘導せざるを以て、次項述ぶるところの他種捲線法に比し甚しき不利の點あり。

Ring winding にては全捲線の上部の一部のみ有効に用ひられ兩端及び下部は lines of force を切らず、且又此捲線はそれ自身が Iron core を圍繞して居る故に coil

第十一圖



の Self induction の係數大なり、由て兎角 spark (火花)する傾向ありとす。

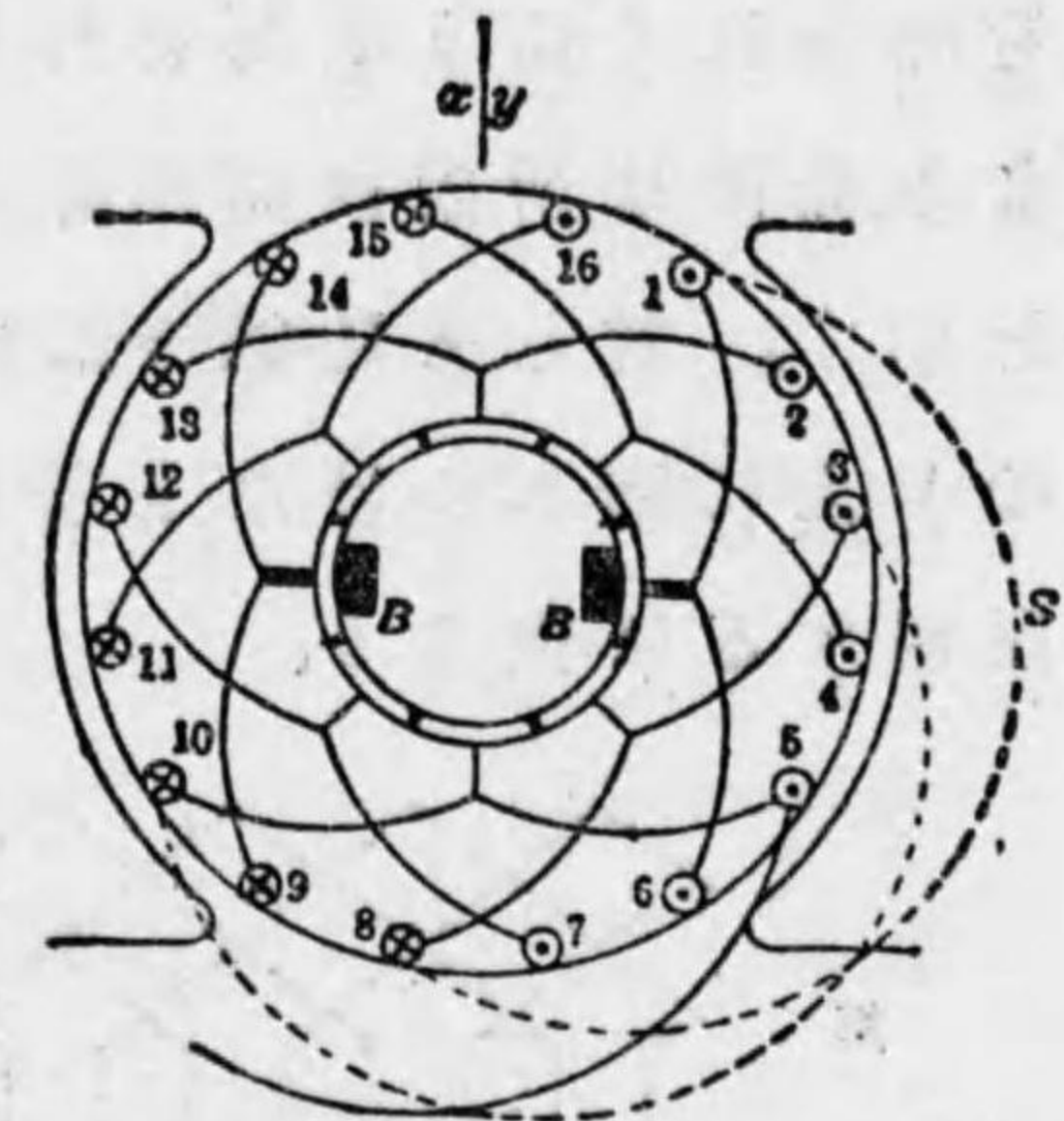
II drum winding(ドラム捲線) 此の捲線法は Gramme winding の缺點を補ふの爲に考案せられたるものにて今之を第

十一圖に就て説明せん。一個の coil の一側(a)が N 極の下にあるとき其他側(b)は正に S 極の下にある如く捲かる、然るときは coil の兩側共有効に働き e. m. f. を發生し、然もこれが互に相加はる者なり。斯く一個の coil は少くとも二本以上の conductor より成立するを以て conductor の數は drum armature の場合には常に偶數なりとす。

第十二圖は 16 個の conductor を有する二極の simplex

re-entrant ドラム捲線を示す者なり。

第十二圖



互に相反せる位置にある conductor を結びつけて一個の coil を形成せしむる必要あるを以て、(1)なる conductor は之と正反對の位置にある(9)なる conductor に結び夫れより(2)に歸

る者なるが如くに思はるゝも、讀者自身にて少しく研究すれば singly re-entrant の winding にては偶數の conductor が常に奇數の conductor に戻り來らざる可からざるを發見すべし。

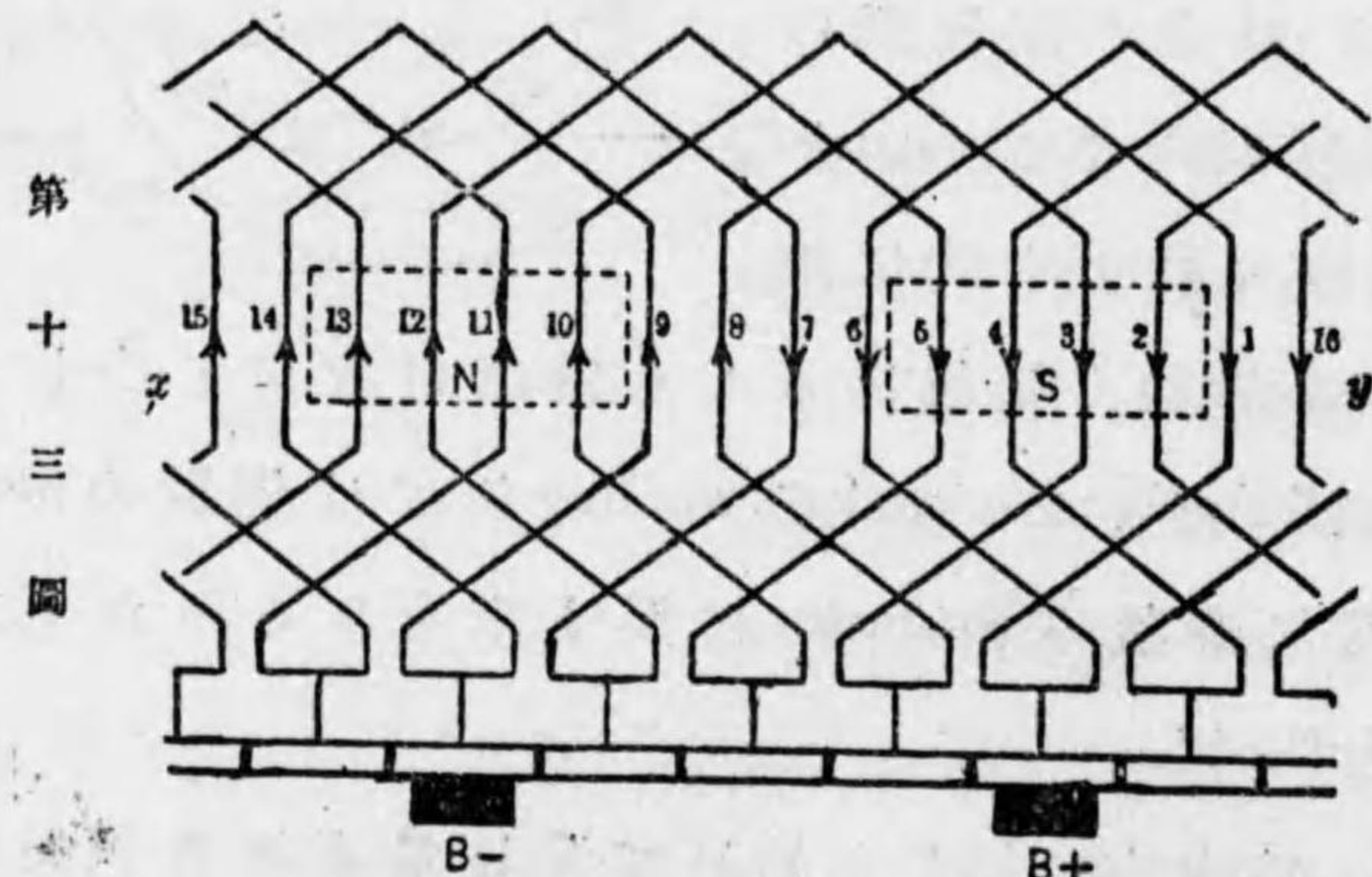
即ち conductor (1)より始めて(9)に最も近き偶數の conductor (8)に入り之が(3)に戻り更に(10)に入るなり、かくして全體の winding は下記の表によりて表はさる

1-8\_3-10\_5-12\_7-14\_9-16\_11-2\_13-4\_15-6\_1

これが明に winding が再歸することを示す、而して各 conductor は正に一度而して唯一度のみ入り込むなり。此 winding の commutator (整流子)に結ばるゝ工合は第十二圖にて明なり。

第十三圖は二極單式一重再歸式ドラム捲線展開圖

と同一の捲線を他の方法にて表はせり、即ち第十二圖を  $xy$  線にて切り表面を外側に出して展開したるものなり、此圖は所謂展開捲線圖にして明白に捲線の有様を示す。若しも此第十二圖を切り抜きて太鼓形のものゝ上に捲きつけたりとせば更に明瞭に其捲線法を説明するに便なり。



第十二圖及第十三圖を點檢すれば Simplex Gramme winding の場合と同様十 brush と一 brush との間に正に二通りの電路あることを知るべし。

12. E. M. F. Equation (電壓公式)

- 若し  $\phi_a$  を pole (極) 毎の flux とし
- $p$  を pole の數とし
- $p_1$  を armature の電路の數とし
- $z$  を armature 表面の total conductor の數とし

$r.p.m$  を 一分間の回轉數とすれば

一本の conductor は一回轉毎に

$\phi_a p$  line の flux を切る。

即ち一秒間に  $p_a p \frac{r.p.m}{60}$  lines を切る。

十及一 brush 間の conductor の數は  $\frac{z}{p_1}$  なる故 terminal 間の e.m.f は次の如し。

$$\frac{z}{p_1} \phi_a p \frac{r.p.m}{60} 10^{-8} \dots \dots \dots (2)$$

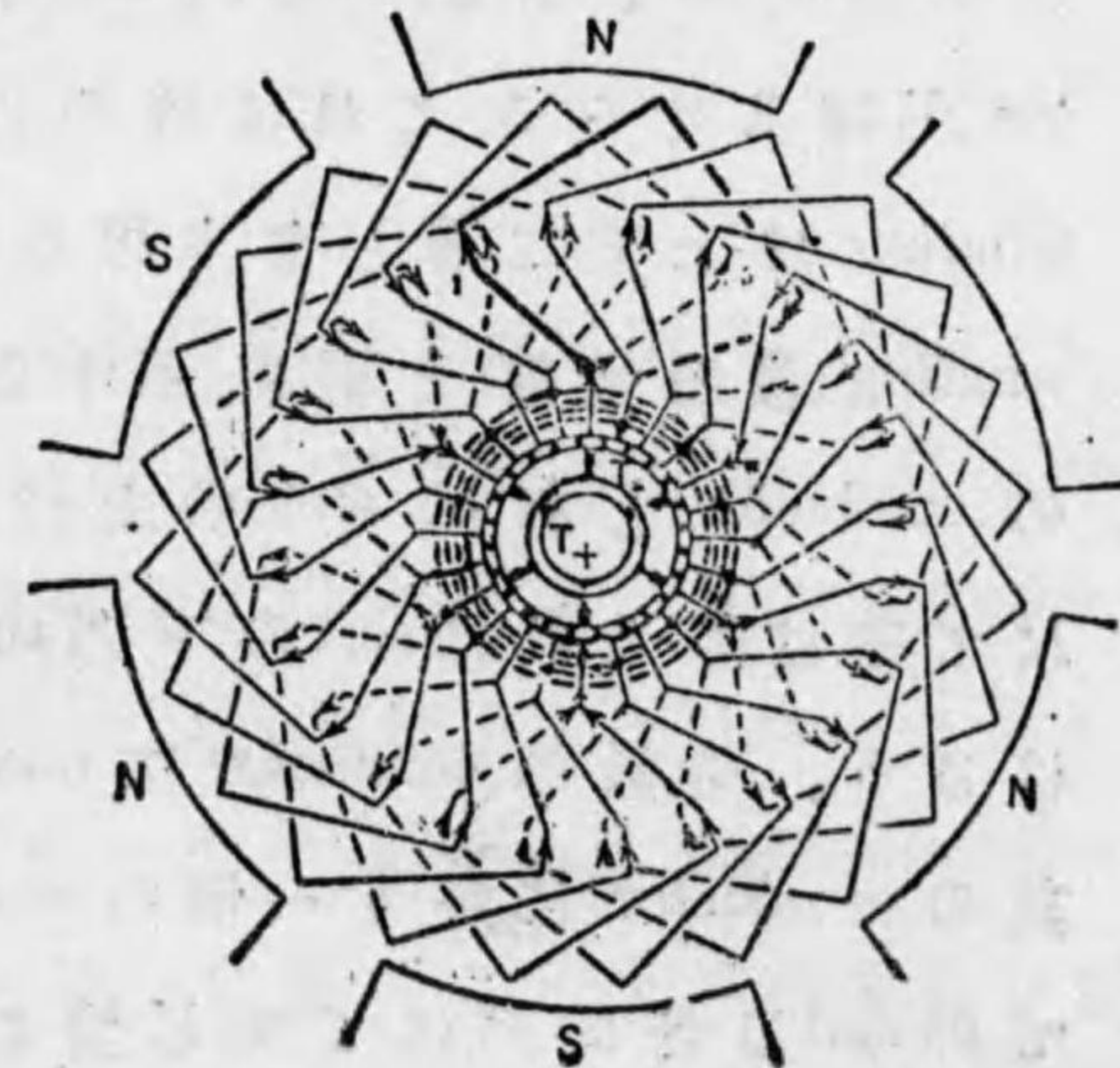
極數  $p$  と電路の數  $p_1$  とは設計の如何によつて定まるものなり。

13. Multipolar Machines. (多極機械)

發電機の捲線を多數の電路に分けんとするに最も簡便なる法は多極の發電機を造るにあり。

第十四圖は six pole drum winding (六極ドラム捲線) を示し十及一 brush の間

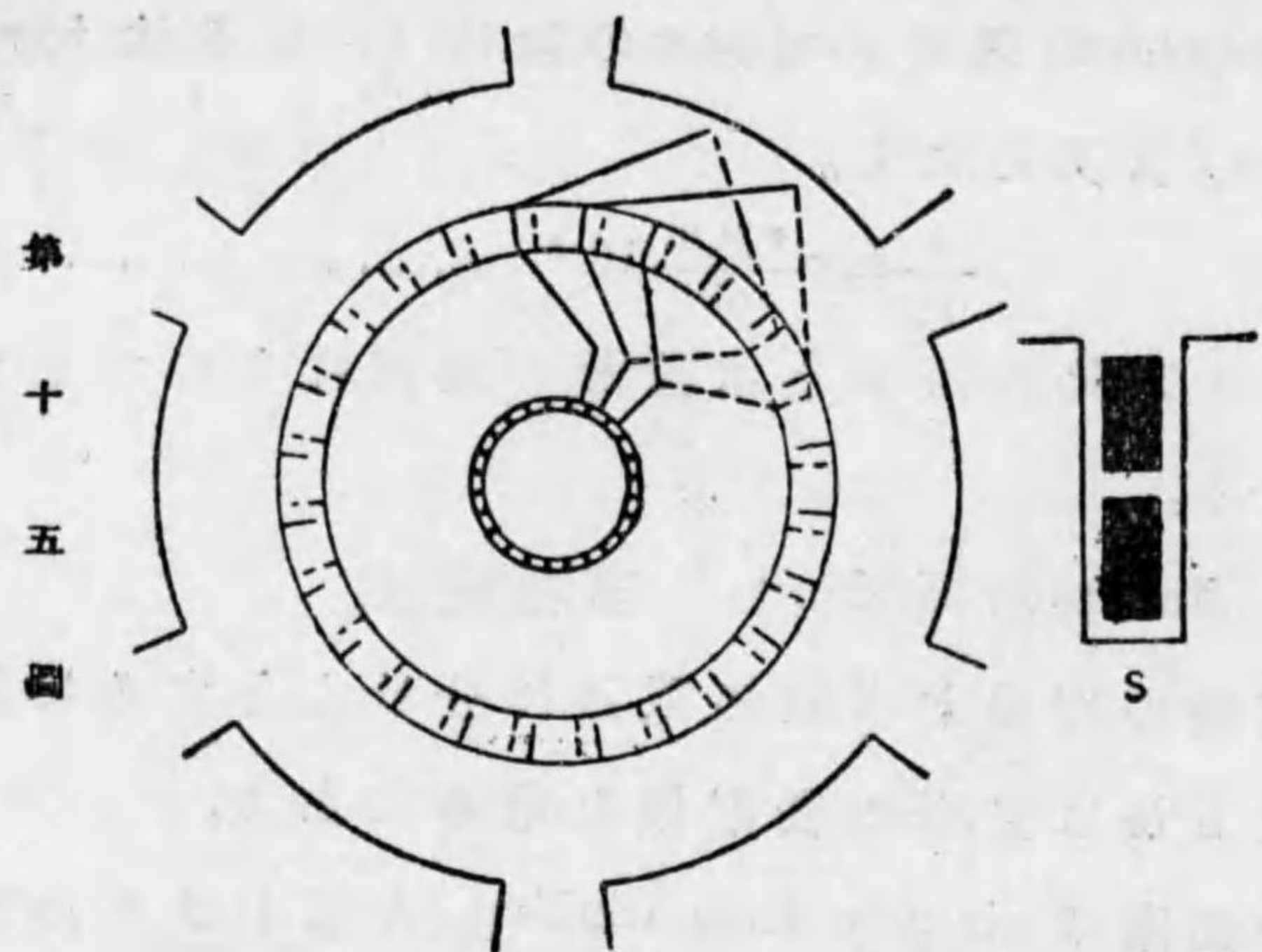
第十四圖



に正に六個の電路を有す。三個づゝの十及一 brush は夫々  $T_+$  及  $T_-$  なる接續體により結ばれ外線に導かる、此圖面は前に示せる展開圖の變形にして捲線を一ヶ所にて

切斷展開するの不便を省き至極點檢に便利なりとす、併し此圖は稍込み入り居るを以て更に詳しく説明すべし。

第十五圖は第十四圖と同一機械の發電子捲線、磁極

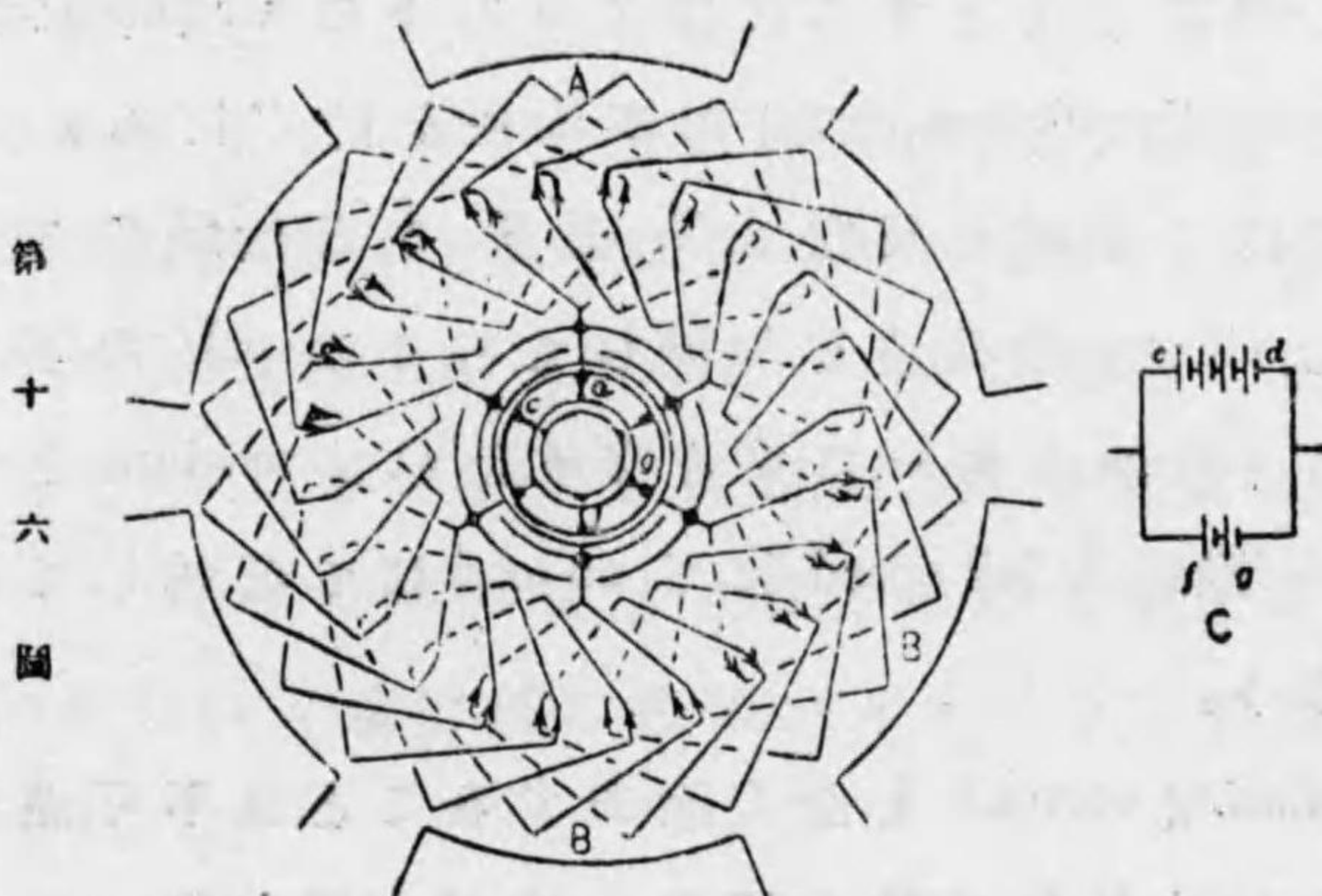


及び整流子を示し、一個の slot(溝)の中に二個の conductor が挿入せらる、これは圖の (s) にて示せるが如し。winding は上下二層となり居る故に之れを double layer winding(複層捲線)と稱す、第十四圖には 24 の slot と 48 の conductor とあり、slot の上部にある conductor が奇數にて著はさるれば slot の下部の conductor は偶數にて著はさる。奇數の conductor は one pole pitch を距てたる偶數の conductor に戻り一個の coil を形成すかくして凡ての coil は皆同形にて同じ型より送り得是等 conductor

の一部は第十五圖にて示さる。太き線は上方の conductor を示し點線は下部の conductor を示す。

14. Equalizer Connection. (均壓接續)

第十四圖の捲線に於ては十及一 terminal の間に併列せる六個の電路あり、此六個の電路は各一樣の voltage を induce(誘導)すべき筈なり、然らざれば circulating current(交叉電流)が armature winding の中に流るゝに至る



第十六圖は bearing(軸受)の磨滅其他の原因より armature が中心より下部に沈下したる場合を示し、随つて A なる pole の下の flux density は B なる pole の下の flux density に較べて少なく故に A の部分にて induce せらるゝ電壓は B 部に較べて小なり、由て c 及び d brush 間の voltage は f 及 g 等の voltage に較べて大なり、然るに c と



$f$ とは共に連結せられ又同様に  $d$ と $g$ とも共に連結せらるゝを以て circulating current は  $c$ より $f$ に流れ、winding を通じて  $g$ に、然る後に  $d$ に流れ、最後に winding を通じて  $c$ に戻る事は線圖にて第十六圖の(c)に示したるが如し。斯く circulating current が brush を通じて流れ或 brush には設計せられたる以上の電流が流れ spark を發するに至る。而して此 circulating current を大ならしめざらんとするには pole の下の air gap に於ける flux の distribution (分布) の不均一を防ぐにあり、これは注意深く機械を組立て、T. 及 T. なる接續體を取りはづし、air gap の長さを加減して各々の pole の下より生ずる voltage を均一にするなり、これは machine を十分に excite (勵磁) し、full speed にて no load にて運轉して調査するなり。

circulating current を全く除去することは不可能なるも次の如くにして其の障害を減ずる事を得。

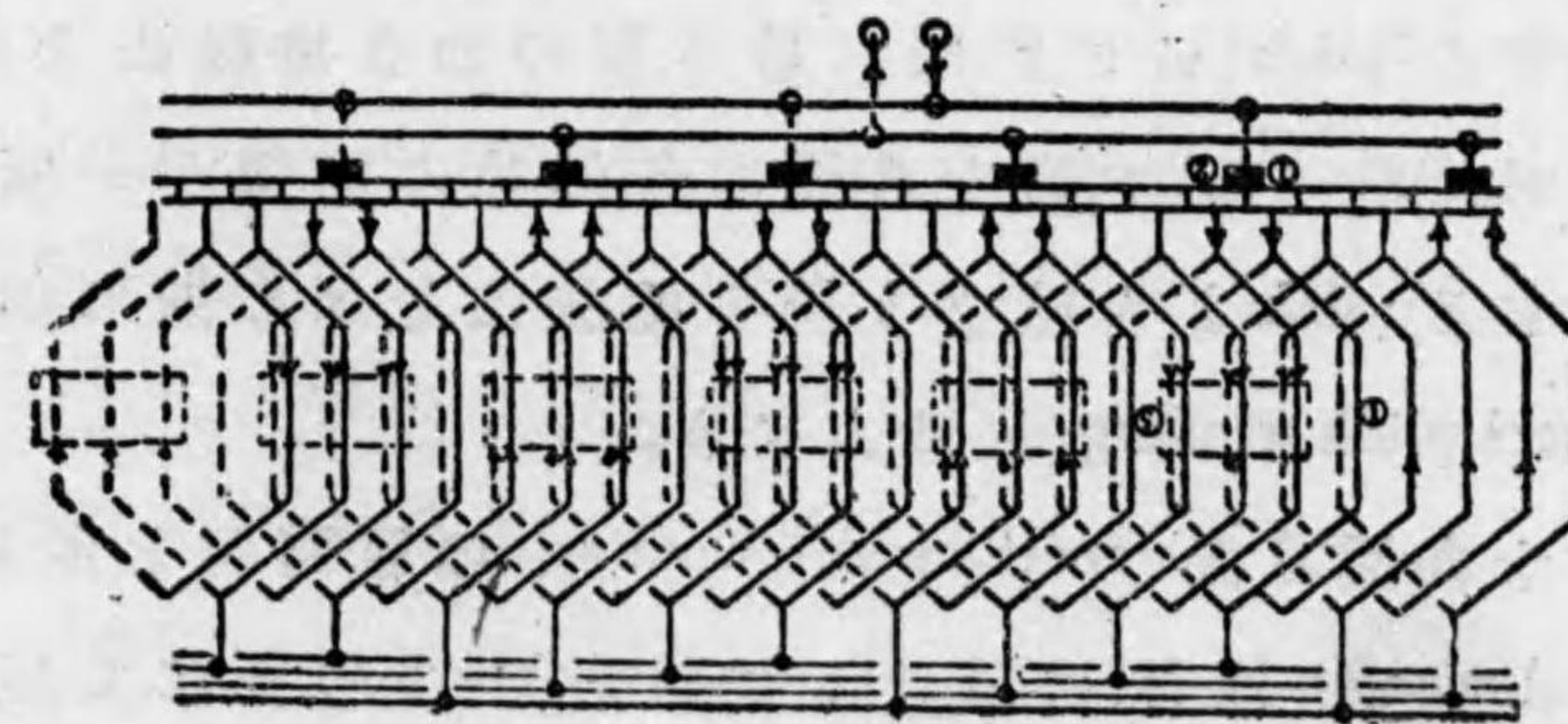
即ち第十六圖に於て  $c$  點と  $f$  點の間、並に  $d$  と  $g$  との間を armature 内にて抵抗少き銅線にて接續するなり、かくせば circulating current は抵抗高き brush を經過せず、armature の winding 内にて circulating current を生ずるなり、斯の如くなるものは全然 circulating current を除去するものには非ず唯 brush を通じて流るゝ電流を防

ぐのみなり。

第十六圖の位置の armature が少し回轉して他の位置に在る時は他の conductor を equalizer にて結ぶを要すること明かなり。armature の種々異なる位置にて equalizer を適當に働かしむるためには各瞬間に同一電壓を有す可き點を全部結びつけざる可からず。前の第十四圖は equalizer を取付けたる全體の winding を示せり。

されば凡ての coil を全部 equalizer にて接續するを要せず、如何となれば第十四圖に於けるが如く假令直接 equalizer に接續せざる coil に brush が接觸し居るとするも brush よりも更に抵抗の少き通路あればなり、即ち coil 一個と equalizer とより成る通路なり、普通 equalizer 接續を行ひ得る總數の約 30「パーセント」を接續するものなり。

第十七圖



第十七圖は第十四圖の展開圖にて其相違は equalizer connection を前側に置かずして machine の後側に取り付けたる物にして此方法は修理の場合に便利なり。若し之を commutator 側に取り付けたりとせば修理を要する場合發電子接續と整流子とを切り離さざれば手入出来ざるなり。

かく armature が equalizer connection にて結ばれあるときは各 brush には全電流が平等に分ち得らるゝ者なり。如何となれば一方の側に於ては brush は terminal connection により一様に結ばれ、他の側に equalizer connection により是亦一様に結ばれ居るを以て、各 brush の電壓降下 (voltage drop) は全く同一なる可く、又 brush は同一物質にて製作しあるを以て其の電流容度 (current density) も同一になる可し。

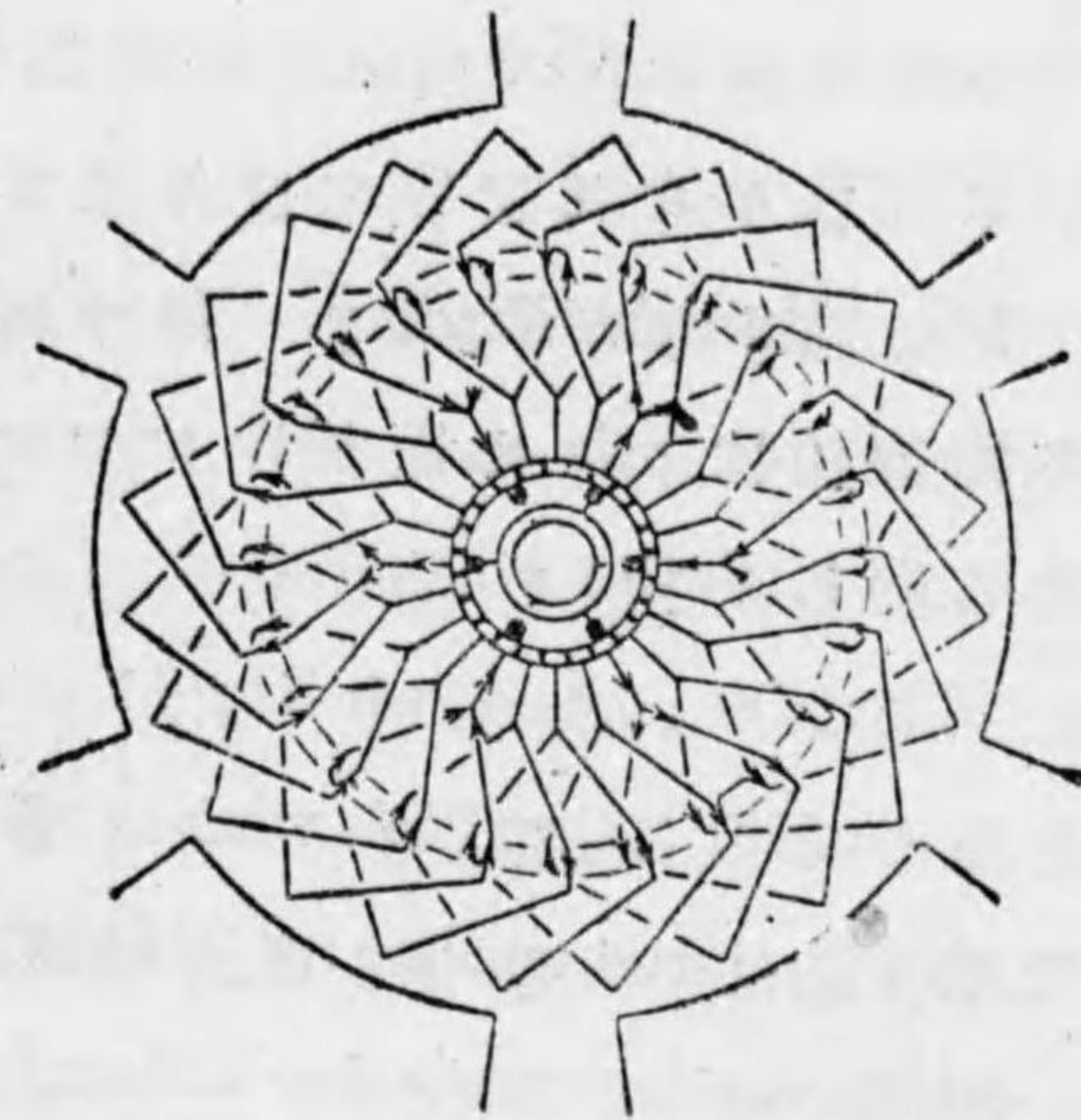
15. Short Pitch Winding. (短ピッチ捲)

第十四圖にありては各捲線の兩側は正しく一極に相當する pitch (ピッチ) 離れ居る、斯の如き捲線法を full pitch winding と稱す、第十八圖は各捲線の兩側が一極に相當する pitch より縮まり居る捲線法を示し斯の如きを short pitch winding と云ふなり。

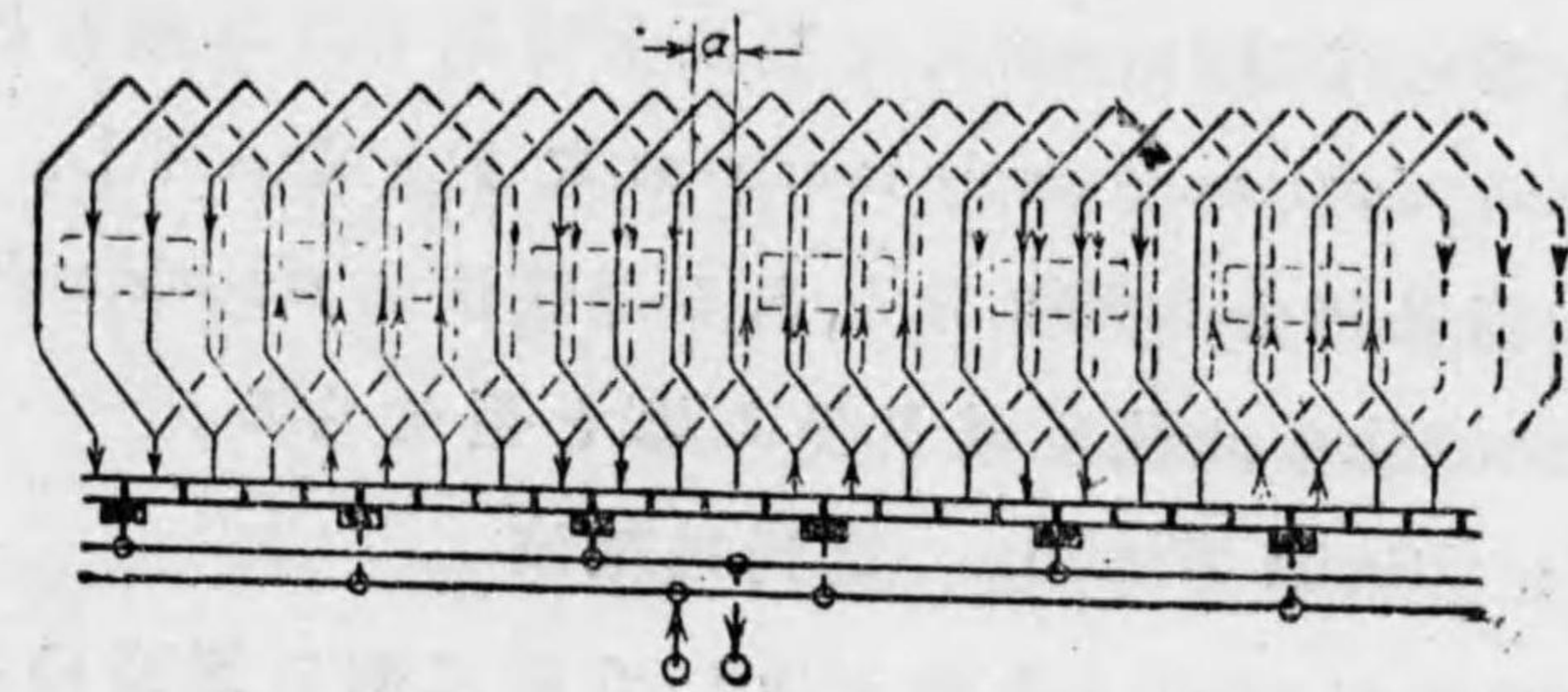
第十九圖は此 short circuit winding の展開圖を示し neutral zone (中性帯) に於ける捲線が brush の下にて短絡

せられたる位置の場合を示す、此捲線法にありては neutral zone が  $\alpha$  なる角度だけ減少せらるゝ、不利益あれども brush により短絡せらるゝ捲線の conductor が同一の slot 内にあらざる利益あり。これは後章の

第十八圖



第十九圖



commutation の篇に論ずる如く、mutual induction を減じ整流作用を改善するの效あり。slot 一個以上 pitch を短くすれば益中性帯を減ずるのみにして mutual induction は別に減ずる事なきを以て更に利益なし。

普通一磁極に對し十二個以上の slot あるを以て一

個の slot だけつめたる short pitch winding が発生すべき voltage 及び armature reaction (電機子反作用) を及ぼす影響は極僅少なを以て度外視するも差支なし。

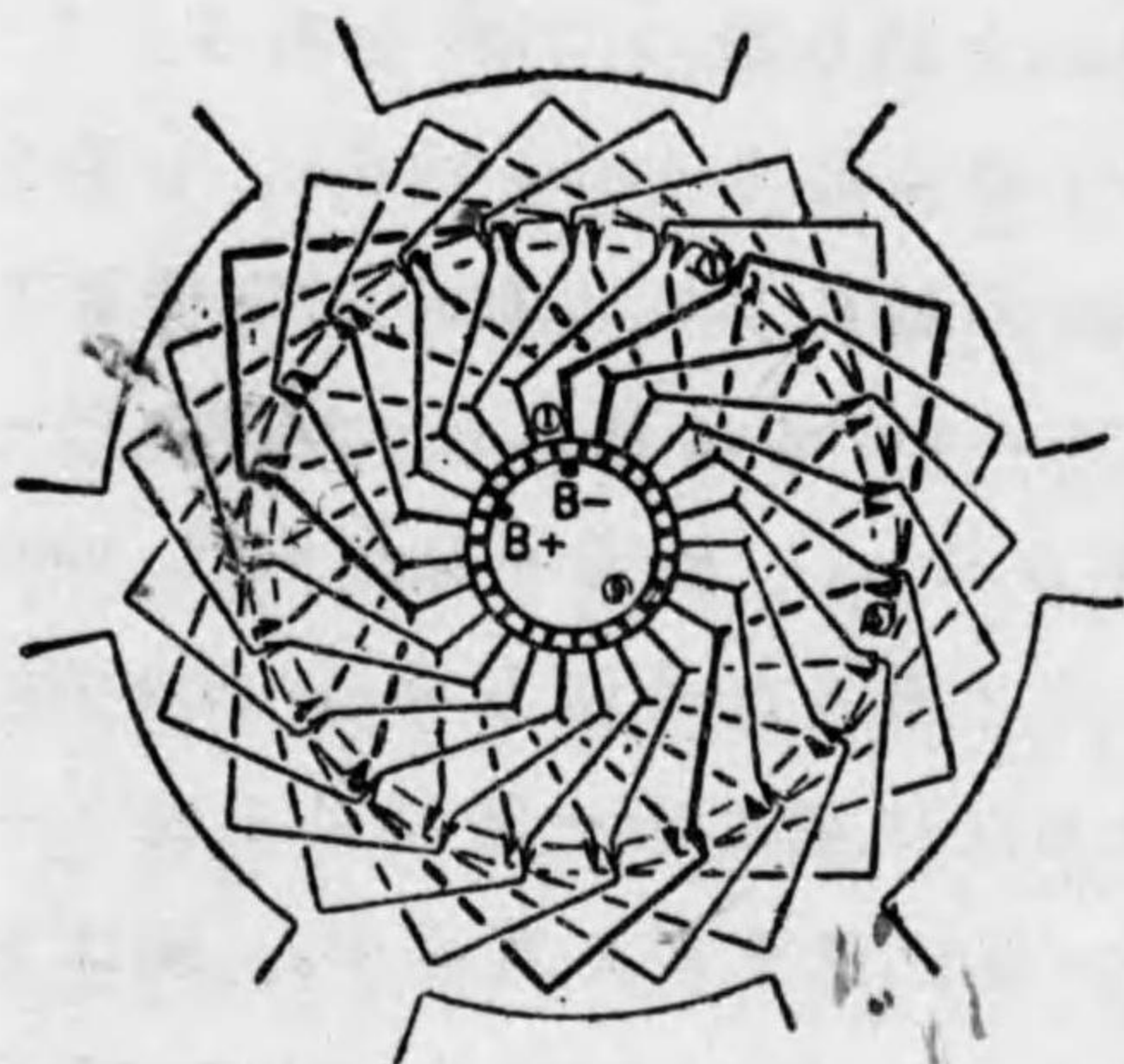
16. Multiple Winding. 第十四圖及第十八圖に示せる捲線法は pole の數だけ armature の circuit の數が分れ居る、若し duplex winding (複式捲線) が用ひらるれば更に之が倍加す。かく winding が pole の數だけ circuit の數をもつときは multiple winding (多岐捲線) と呼ばれ次に記載する series winding (直列捲線) と區別す。

普通 winding は simplex and singly re-entrant (單式一重再歸) ならざること稀なり、故に此二語は普通省略せらるゝを常とすされば別に捲線法を指定せざる場合には何れも simplex and singly re-entrant なりと考ふ可し。第十四圖及第十八圖に示しある捲線法は six-pole multiple drum winding (六極多岐ドラム捲) と稱せらる。

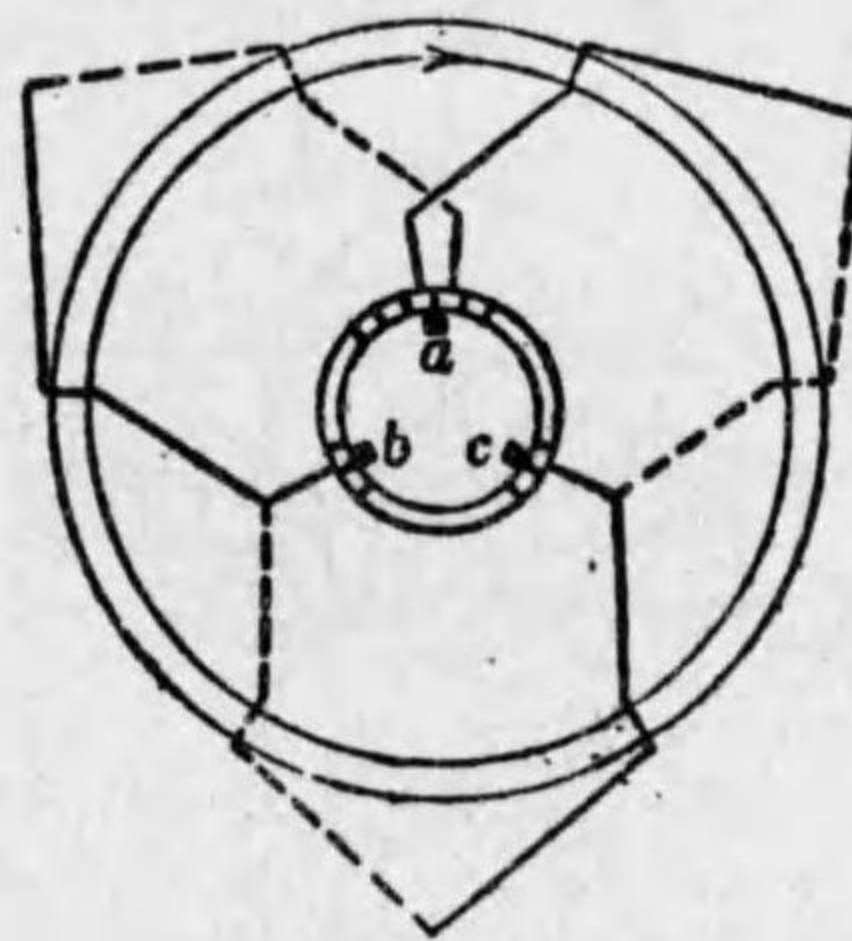
17. Series Winding. (直列捲線法)

Armature winding 全體を通して唯二個の電路のみに多極の機械を捲くことを得る。かゝる winding を series winding と稱し、第二十圖 (six pole series progression drum winding) は六極の machine につきこの種の winding を示す。而して第二十一圖 (small part of the above winding) は上記 winding の一部にして、上記の winding の模様を一

第二十圖



第二十一圖



層明瞭に示すため殊更に其一部を示したるものなり。

今第二十圖に於て、一 brush より始めて導體を辿り行くときは armature に單に二個の電路しか無きことを發見するならん。而して brush は唯一の二個あれば足る。此圖に示されたる瞬間に於ては十 brush は二個の commutator segment を短絡し居れり。かくして此 brush の F にて三個の coil が

短絡せられ居る理なり。圖中 a, b, 及び c は凡て same potential にあり。故に一 brush を是等各點に置くも差支なき理なり。かくせば、一ヶ所に置く brush を三ヶ所に分置する事を得るにより commutator の長さを三分一とする事を得。故に series winding の場合にて多

くの場合は brush が単に二個所のみならず multipole winding と同様 pole の數と同じ數の brush を有す。

第二十一圖にて知り得る如く、series winding の場合には commutator segment の數は pole の數の丁度倍數なる可らず。かくせば series winding は單に armature を一廻りして close して終るべし。かく一廻りにて close せず全體の armature coil を通るため、即ち singly re-entrant winding であるべきためには、第二十一圖に見る通り一個の commutator segment だけ進まざる可らず。或は又第二十二圖にて見る如く、一個の commutator segment だけ遅れざる可らず。

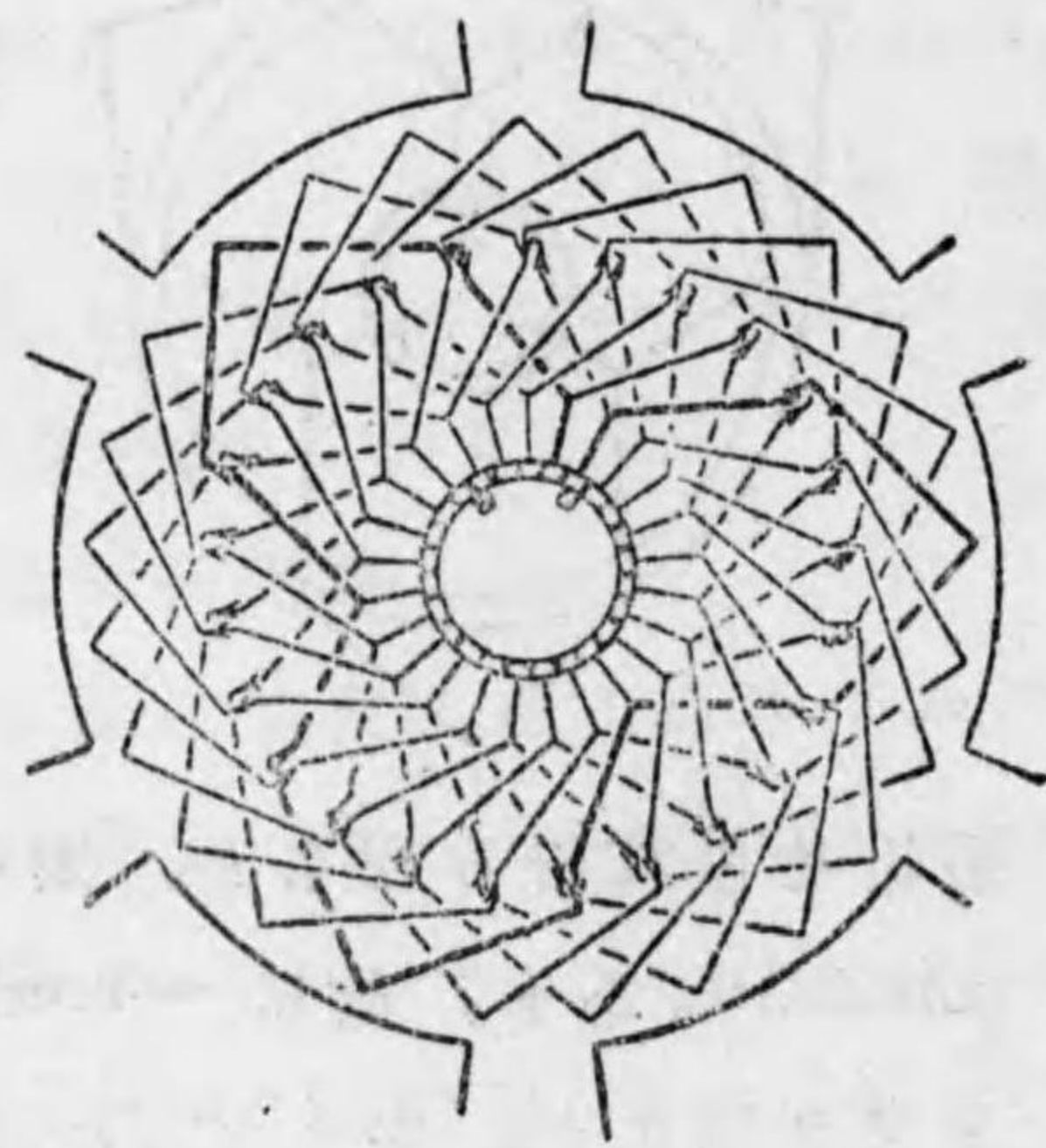
何れにせよ、斯くして coil 全體を廻り得る理なり。即ち十一の兩 brush 間には單に二個の電路を生ずる事となる。

以上の結果を得るためには winding の法式は下の如くなり。

$$S = k \frac{p}{2} \pm 1$$

S, number of commutator segment.

第二十二圖



$k$  a whole number. (或完全數)

$p$  number of poles.

此法式にて一の記號の用ひられたるときは第二十圖に見る如き progressive winding (前進捲線) となり、此場合 commutator segment の數は 23 であり、第二十二圖の如く十の符號の用ひられたるときは retrogressive winding (後退捲線) となり、此場合 segment の數は 25 なり。

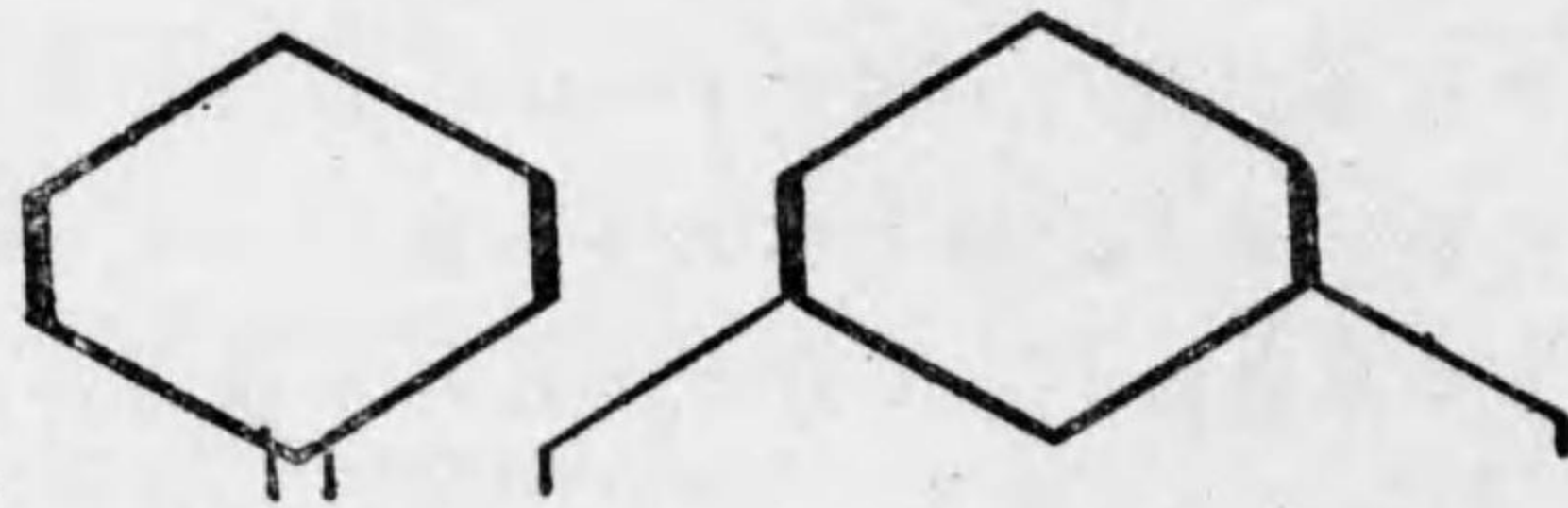
第 14 節の multiple winding の場合の machine の total current の分岐方につきての議論の或る部分は series winding の場合にも一考を要するものなり。各極の brush の中其或る個所は 第二十一圖に見る如く短絡せる coil を通じて連結せらる。然るに他の brush は terminal connection を通して接結され居れり。

commutator segment の數  $S$  は  $\frac{p}{2}$  の倍數ならざるを原理とす。然るに同極の brush は互に pole pitch の二倍だけ距れ居るが故に、一種の selective commutation (不均一整流) の現象を呈す。即ち第二十一圖に於て、brush  $a$  は三個の coil を短絡しつゝあり、 $b$  は今や他の別の三個の coil を短絡せんとしつゝあり、 $c$  は既に短絡を終り更に他の三個の coil を短絡せんとしつゝあり。かく同極の brush を通ずる current は分配必ずしも一樣ならずして常に變化する性質を帯ぶ。

series winding は前節の multiple winding に述べたる equalizer (均圧線輪) を要せずと云ふ大なる利點あり。其理如何となれば第二十一圖にて明なる如く、winding が coil それ自身によつて equalize せらるゝ故に、そこに brush を通じて circulating current が流れ、又換言すれば各 pole の piece の下にて air gap に不同あるも、各捲線が相互に何れも其中を通ずる故に、全體に於て circuit に電壓の不同無くなるなり。

云此利點あるためと、並 brush が二個所にて足るといふ便宜あるため、railway motor (電車電働機) には専ら此 series winding を採用す即ち四極の railway motor にて二ヶ所の brush を 90 度離して commutator の上部に取付け置き、其下方には別に brush を要せざるを以て、取扱並に検査は頗る容易なり。

第二十三圖



### 19. Lap and Wave Windings. (重巻及波巻)

第十四圖及第二十圖の二種の捲線を外見より區別して前者を lap winding と稱し、後者を wave winding と呼

ぶ。此等圖面に於ては各 coil は凡て one turn (一回) なりしも、これは必ずしもかくあるを要せず、否な多くの場合に於ては數捲より成るものなり。即ち第二十三圖の coils with several turns に見るが如し。由て或は lap winding と云ひ又は wave winding と云ふも、coil の形狀よりの區別に非ずして捲方よりの區別なり。故に lap 又は wave winding と云ふよりも multiple 或は series winding と云ふ方一般に通ずる名稱なり。

### 19. Shop Instruction. (現場説明書)

以上示したる如き winding diagram (捲線圖) は直に工場の現場へ送ることは考究を要す。是等込み入れる圖面と説明書を捲線工場に與へて機械を接続せしむることは宜しからず。現場説明書は至つて簡單ならざる可らず。

第十七圖に示したる winding に對する現場説明書は下の如きものにて可なるべし。

“put the coil in slots 1 and 5 and the commutator connections in segments 1 and 2.” (捲線を第一及第五スロットに伏せ第一及第二の整流子片に接続せよ)

茲に commutator の第一 segment と「第一スロット」との關係は coil の形狀により定まるものなり。かくして、職工は他の coil をこれと同様に伏せ行けば自ら所要の

目的を達するものにして、蜘蛛巣の如き復離せる圖面を職工に示し、以て彼等の單純なる頭腦を迷はする必用は毫も無きなり。

第二十圖の場合の shop instruction は下の如きものにて可なるべし。

“Put the coil in slots 1 and 5 the commutator connections in segments 1 and 9” (捲線を第一及第五スロットに伏せ、之を第一及第九の整流子片に接続せよ)。

茲に第一の segment と第一の slot との関係は winding の性質上より定まる。

20. Duplex Multiple Windings

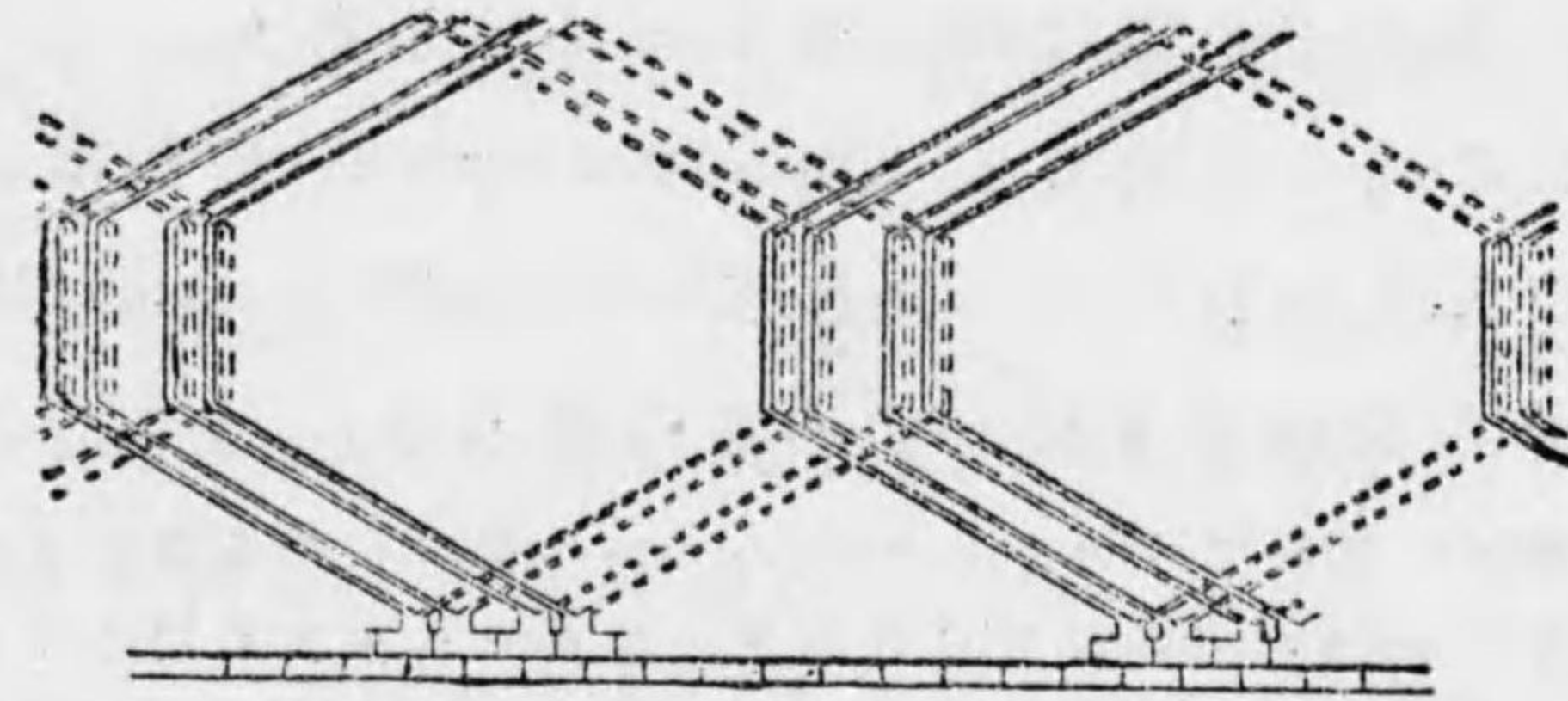
Multipolar winding の場合、吾人は multiple にても series winding にても、如上 simplex winding の場合のみを論じ來れり。しかも singly re-entrant の場合のみなりしなり。されど若し必用あれば前節の ring armature に於て説明せる如く duplex winding にすることは容易なり。しかしこれは前記各節に與へたる注意事項により容易に遂行し得べきを以て、茲に更に論ずる必用なし。

21. Winding with Several Coil Sides in One Slot (1スロット内數個のコイル片を有する捲線)

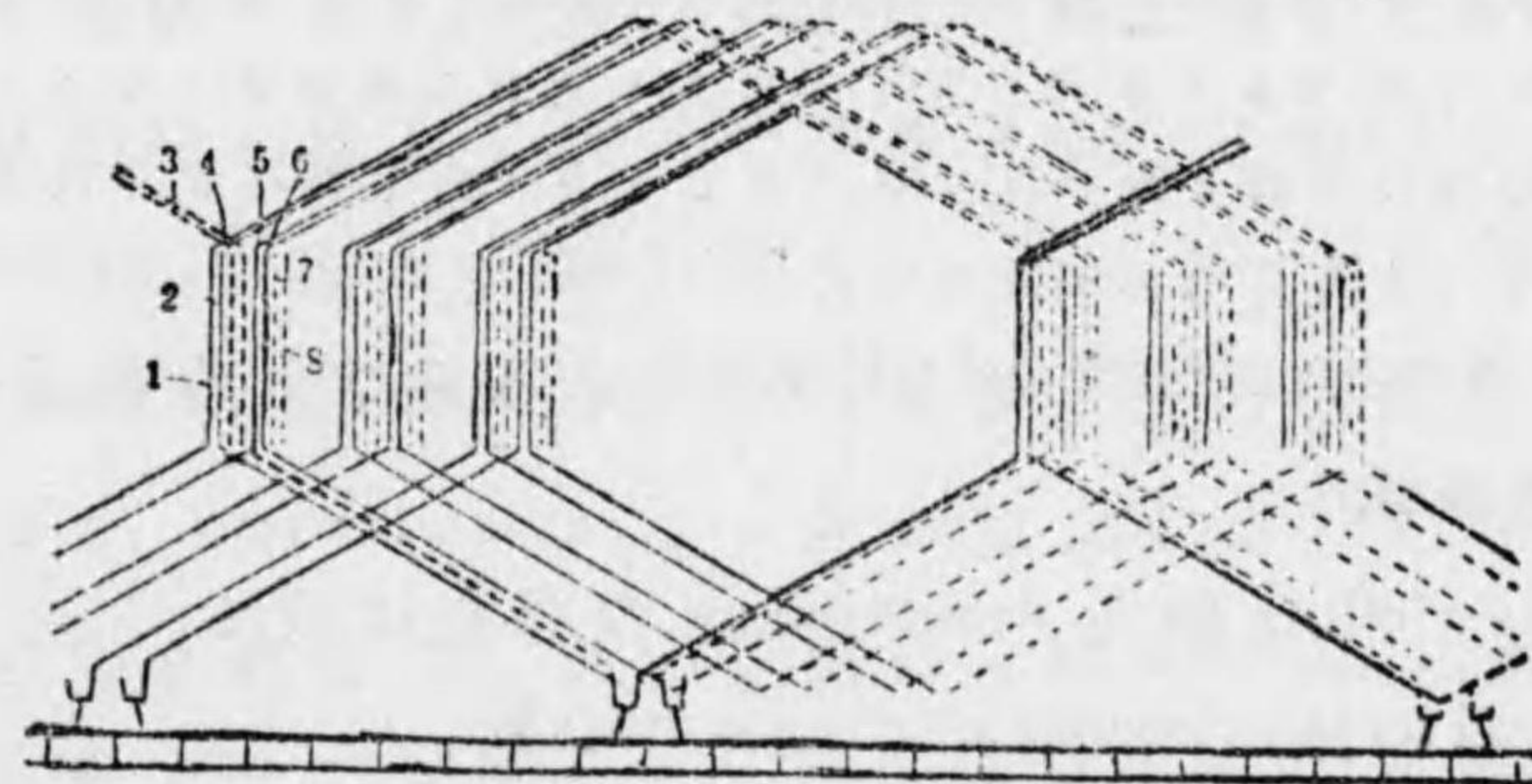
一般に slot の數より coil の數の多き場合あり。第二十四圖の multiple winding with four coil sides per slot and two

turns per coil は此種の winding を示したるものにて、一

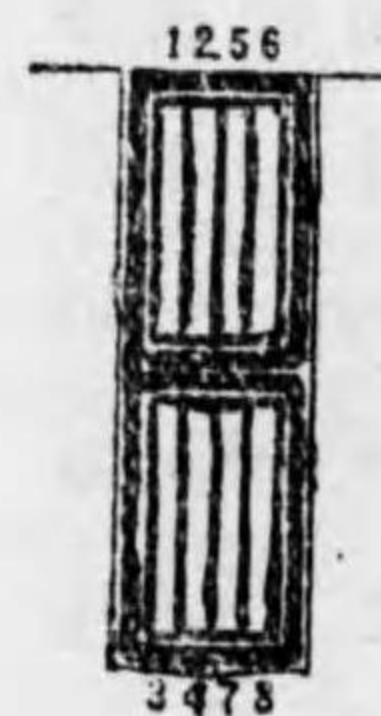
第二十四圖



第二十五圖



第二十六圖



個の slot に四本の coil side (コイル片) を含み、一個の coil は二回より或るを以て一個のスロットに二個の coil を有し居れり。又第二十五圖は 2 回捲の series winding を示し、其一個の slot には二個の coil を挿入され居るを以て、前者同様四個の coil side が一つの slot 中に入り居る

なり。第二十六圖は一の slot の切断面にして、一つの slot に八ヶの conductor あり、この conductor は夫々第二十五圖と第二十六圖に同じ數字にて示しあり。

何れの場合に於ても commutator segment の數は slot の數の異ほ倍數なり。而して coil の數と commutator segment の數は必ず同一ならざる可らず。

譯者註 此説明に於て multiple winding の場合は差支なきも、第二十五圖の series winding にては此説明の圖面には多少の誤あるが如し。即ち第二十六圖に示さるる如く銅帶捲きの winding に於て、第二と第五の coil side は同じく slot の上部に入り居り commutator 側にて coil を出づるとき其方向を異にするを以て衝突することとなる。特種の方法を講じ以て其一方を下方に曲ぐれば處分出來ざるとなきもそれは普通困難なり。

## 22 Number of Slots and Odd Winding (スロットの數並に奇數捲線法)

Series winding 即ち wave winding の場合に於て

$$\begin{aligned} (\text{coil の數}) &= (\text{commutator segment の數}) \\ &= K \frac{p}{2} \pm 1 \end{aligned}$$

なること前に述べしが如し、故に coil の數は奇數なるを要す、即ち slot の數も奇數なるべきものなり。されど、奇數の slot を用ひたる場合常に差支なく series winding が出來るとも限られず。例へば 4 poles, 110 volts の machine にて 49 slot, 49 coil を採用したりとせば winding の公式は

$$\text{number of coils} = 49 = 24 \frac{p}{2} + 1$$

となり満足の結果を得べし。

今之を 220 volts に捲き coil の數を slot の倍數とせりとせば

$$\text{number of coil} = 98 = 49 \frac{p}{2} \pm 0$$

となり wave winding を得る能はず。かゝる場合には、一個の coil を捨て、97 だけ用ひ

$$97 = 49 \frac{p}{2} - 1$$

として捲線を施し、一個の coil は外觀上保存し置くもこれは絶縁し置きて使用せざるなり。この coil を普通 dead coil (無駄コイル) と稱す。

armature の diameter の大なるときは、後の第 28 節に示せる如く、armature core は一枚の板より成らず扇形の segment より成立す。斯かる場合には armature の slot の數に奇數を選ぶ事困難なり。これは segment の數が奇數であり、更に segment 毎の slot の數も奇數なる場合に成立す。併し後章 commutation の部に於て論ずる如く、series winding は大型の machine にては餘り用ひられず。

multiple 即ち lap winding の場合には、equalizer の用ひらるゝ場合には、slot の數は pole の一對の數の倍數ならざる可らず。これは第十六圖により知ることを得。即ち六極の場合に於ては equalizer は正に armature

周の三ヶ所にて、2倍の pole pitch だけ離して接続せざる可らず。

併し小型の 4 pole machine にては、equalizer なくとも sparking なしに運轉し得る場合多きを以て、如上 equalizer に関する slot の数の定め方は必ずしも必要ならず。唯是非必要の條件は conductor の数は偶数なるを要する事なり。而して、同じ armature punching (抜板) を series winding にも lap winding にも用ゆるを以て slot の数は奇数となし置くが可なるべし。

同じ punching を series winding にも lap winding にも用ひ得れば、標準的部分の貯藏の種類減じ製作容易なり。されど大型の machine にては equalizer を用ゆべきなり。此場合には machine の output 増し pole の数増すを以て、宜しく equalizer を用ひて commutation を完全にし、sparking を未然に防ぐべきなり。

### 第三章

#### Construction of Machines (機械の構成)

電氣機械の構成は實際上機械工学の一部分なるも、併かも電氣學上の現象に關し少からざる知識を要す。第二十七圖の small D. C. motor は小型の直流機の一般の構造を示す型にして、普通 100 馬力 (600 回轉にて) 位迄は此種の型にて造らる。

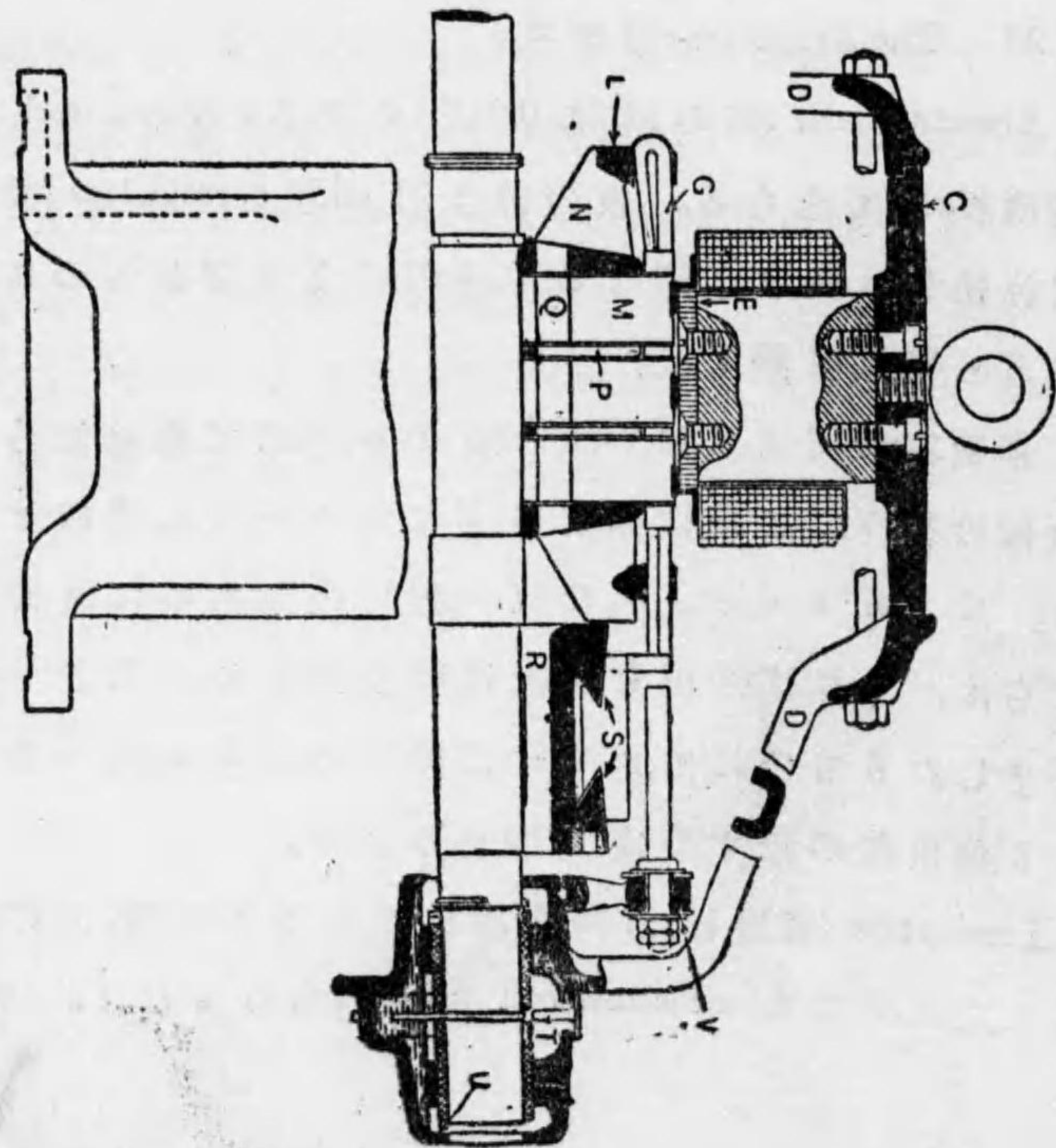
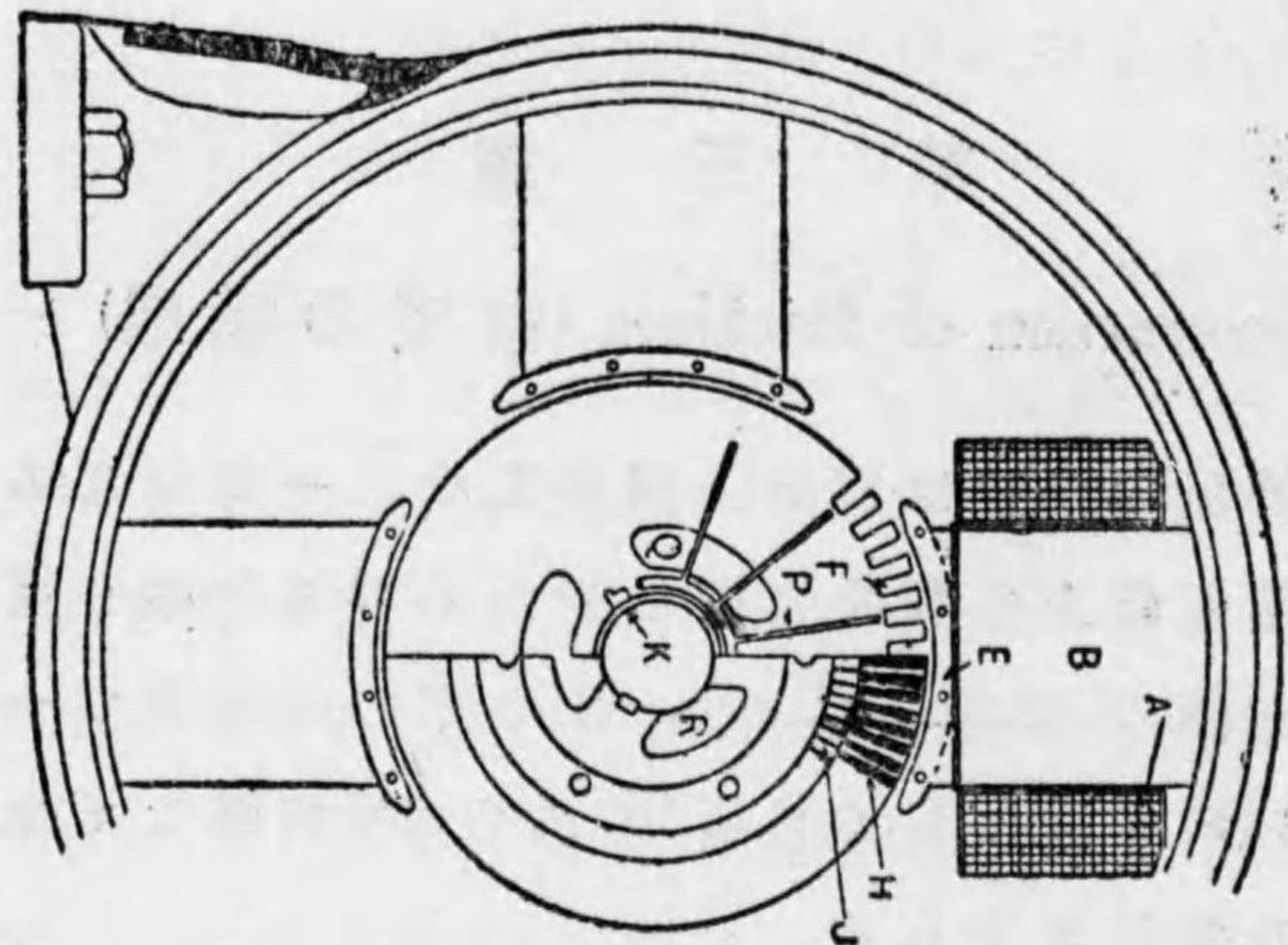
#### 23. The Armature (發電子)

Armature core (圖の M) は 0.014" の厚さの sheet steel (軟鋼薄板) にて造らる。板の薄き程 eddy current loss (渦巻電流損失) は少なき理なるも、0.014" より薄きものは薄過ぎて構作困難なり。

薄鐵板の間は互に varnish (ヴァニス) にて絶縁せられ機械の軸の上に直に積まれ、K なる「キ」にて保持せらる。K なる「キウ」には一方に凸部あるに氣付くならん。これは鐵板を裏表に誤り積むことなきやう注意したるものにて、かくせば鐵板の「メクレ」は一様となり、鐵板積の際十分よく締まるなり。

Lamination (成層板) は其全周に F なる slot (溝) が打抜かれ、之に G なる armature coil が納めらるゝなり。slot





機内通風片の構造

の此形は一般に用ひられ居る open slot 型なり。稀に用ひらるゝ型は closed slot 型にして、此場合は slot の上部は閉ぢ居るを以て、conductor は slot の一端より挿入せしめざる可からず。

open slot は coil を、全然 tape 捲きを爲し、絶縁したる上にて挿入し得る便宜あり。又機械に故障の生じたる場合に一部 coil を取り出すに至極便利なり。

armature core は真鍮製通風片(P)によりて三つの部分に分けられ居る。この通風片の目的は機内に風を十分に循環させ、機械内の温度の上昇を防ぐためなり。これは大抵鐵心の積厚三吋位に一個づゝ置くものにて、其の通風片の廣さは約八分の三吋位なり。之より狭き通風片は餘り有効ならず風道は忽ち塵埃にて埋められ終るなり。之に反し、また廣過ぎる通風片も其廣さの割合に通風作用を増さず、徒に貴重なる場所を無駄に使用するに過ぎず、先づ八分の三吋位のところが程よいところなり。此通風片は直接に軸の上に乗居り、鐵心の lamination の間に挿入され、二つの cast iron (鑄鐵) 製の end head (押へ板) N によりて確かりと締付けられ居るなり。この end head は L なる coil support (捲線受け) を有し、この間を連結せる鑄物の一部は扁平なる扇風片形をなし、機械内に空気を送るための扇風

作用をなし居るなり。

armature coil は鋼線よりなる bind wire (バインド線) にて遠心力に對し確かりと締付けられ居る。圖中五ヶ所に其切斷面を見るべし。

#### 24. Poles and Yoke (極及轡鐵)

第二十七圖に於て pole B は armature に flux を送る作用をなすものにて、exciting coil A によりて勵磁せられ、必用なる flux を armature に送る。此 pole B は此圖にありては其形狀は圓筒形をなし居れり。これ exciting coil の平均の長さを最も短くし銅線の經濟を計るためなり。

此 pole は軟鋼より造られ、螺子により yoke に取り付けらる。又この pole には E なる pole face 取付けらる。これは 0.025" の薄鐵板より出來て居り、pole の表面に起るべき eddy current を防ぎ居るなり。

此 pole face は必用なる厚さだけに積み重ねられ、四本の rivet (釘) にて締めらる。此圖に於ては、pole face の兩端が pole より突出し軸の方向に、coil を支えて居るのを見るならん。

此機械の pole face の軸に沿ひたる長さは armature core の長さより  $\frac{3}{8}$  吋短かし。これは機械の回轉部が軸の方向に自在に動き、軸受の表面の片減りするを防

ぐためなり。然らざれば軸受に溝形の減りを生ずる恐あり。armature が自由に前後に動き得たるため、armature の多少の動きのため、air gap の磁氣抵抗が變化せざること必用なり。之がためには armature core は pole face より幾分長きか或は短きこと必用なり。此値は 50 H.P. (900 r.p.m. にて) の電動機にて約  $\frac{3}{8}$  吋にして之より大なる機械にては約  $\frac{1}{2}$  吋は必用なり。

pole は螺子により C なる yoke に取付けらる。而して yoke には又 D なる bearing housing (軸受) が取付けられ居り、これが yoke に嵌め込まれ全體の機構を頑丈にしあるを以て、yoke は magnetic flux を通すに必用なるだけの切斷面を有すれば十分なり。

譯者註 普通小型の motor にて yoke の切斷面は magnetic flux を通す上より相當の厚さを要するものにて、肉厚は夫自身にて機械の強さを保つために十分なり。茲に原著者は軸受の助により機構を強めるやう記せるもこは一般の場合に非ず。

yoke と bearing housing とは一本の貫通せる bolt にて互に締付けらる。而して housing は yoke に對し自由に 90 度又は 180 度轉廻し得るを要す、これは motor を壁なり天井なりへ取付けるために必用なるものなり。かく bearing housing の 90 度又は 180 度廻り得ることは、機械が oil ring (油環) にて給油せらるゝ場合、oil well (油壺) を常に下部に保つために必用なり。

## 25. Commutator (整流子)

此 commutator は J なる segment (片) より成立し、此 segment は hard drawn copper (硬引銅) より作られ、これが mica (マイカ) によりて相互に絶縁せらる。この mica の厚さは commutator の直徑と segment の長さの如何により 0.02 吋より 0.06 吋迄にして、其性質は軟かきものを選ぶを要す。これ copper と其の磨滅方一樣なる事が最も望ましが故なり。amber mica なるものゝ推奨せらるゝも其質の軟き故なり。

此 Copper segment と mica とは互に組合されたる後 S なる二個の cast iron の V-clamp (V 形締付環) により締付けらるゝなり。而して其間には絶縁のため  $\frac{1}{16}$  吋の厚さの mica が挿入せられ居れり。

Commutator shell (整流子胴) 即ち clamp と其支持部には R なる空氣通路が設けられて居り、これは機械を冷却せしむるに必需なり。

Commutator segment は H なる neck 又は riser と稱せらるゝ部分によりて armature coil に接続せらる。近代の凡ての機械にてはこの H なる neck の相互の間には相當の間隙を造り空氣の流通を十分ならしむ。之れは armature の扇風作用により起れる通風をこの neck の部分より commutator の表面に呼び出し commutator 表

面の冷却を計らんが爲なり。これは commutator の溫度上昇を制限するに甚だ有效なり。

26. Bearing (軸受け) 標準的なる bearing の構造は圖面にて詳細明かなる通りにして、特に説明するに及ばざるべし。唯茲に二三の面白き點を掲げ見ん。軸受油壺の蓋に T なる出張りあり、これは oil ring が飛び出して bearing bushing (軸受筒) の上に乗り、肝腎の役目を怠るを防ぐための一案なり。shaft の周圍に設けられたる溝型の oil slinger (油よけ) は油が軸に傳はり bearing の外へ出づるを防ぐためなり。bearing の軸に接する部分は特種の bearing metal にて作られ、これが軸にゆるやかに箱まり居り oil ring により自動的に給油せらるゝものにして、之れが甚しく磨滅せる場合には bearing metal だけ注ぎかへ容易に修理する事を得るやうになり居るなり。油の水平面も圖面に明瞭に示されて居れり。かく油が bearing の機構の下半部に接觸し居るを以て、暖まりたる油は容易に熱を外部に放散する事を得。油が古くなるか又は汚れたる場合には容易に下方の plug (栓) を抜きて油を代ゆる事を得。圖中の U の部に、一寸圖面にては分り難いけれども、小さな overflow なる穴ありて、入れ過ぎたる油は茲より流出し、油が機械内部に流れ機械の絶縁を損ぜざるやう

に注意しあり。

brush (刷子) は stud に取付けられ、この stud は rocker arm に取付けらる。V は此兩者間の絶縁物なり。而してこの rocker arm は又 bearing の一部に筒形に取付けられ、所要の位置に締付けられ居るなり。

27. Slide Rails (可動レイル) 機械が belt (調帯) にて運轉さるゝ場合には、yoke の脚部は圖に示せる如く溝付となし置き、rail の上を滑べらする必用あり。即ちこれによりて belt の張り方を加減するものなり。

譯者註 如上著者は著者の悉知せる小型直流機を捕らへ來りて詳細に其構造を説明す。讀者之により小型直流機の構造の概念を養ふを得べし。されどこれは單に一例に就て説明したるなるが故に讀者は何れの小型直流機も凡て斯の如しと理解せざるを注意すべし。

### 28. Large Machine (大型直流機)

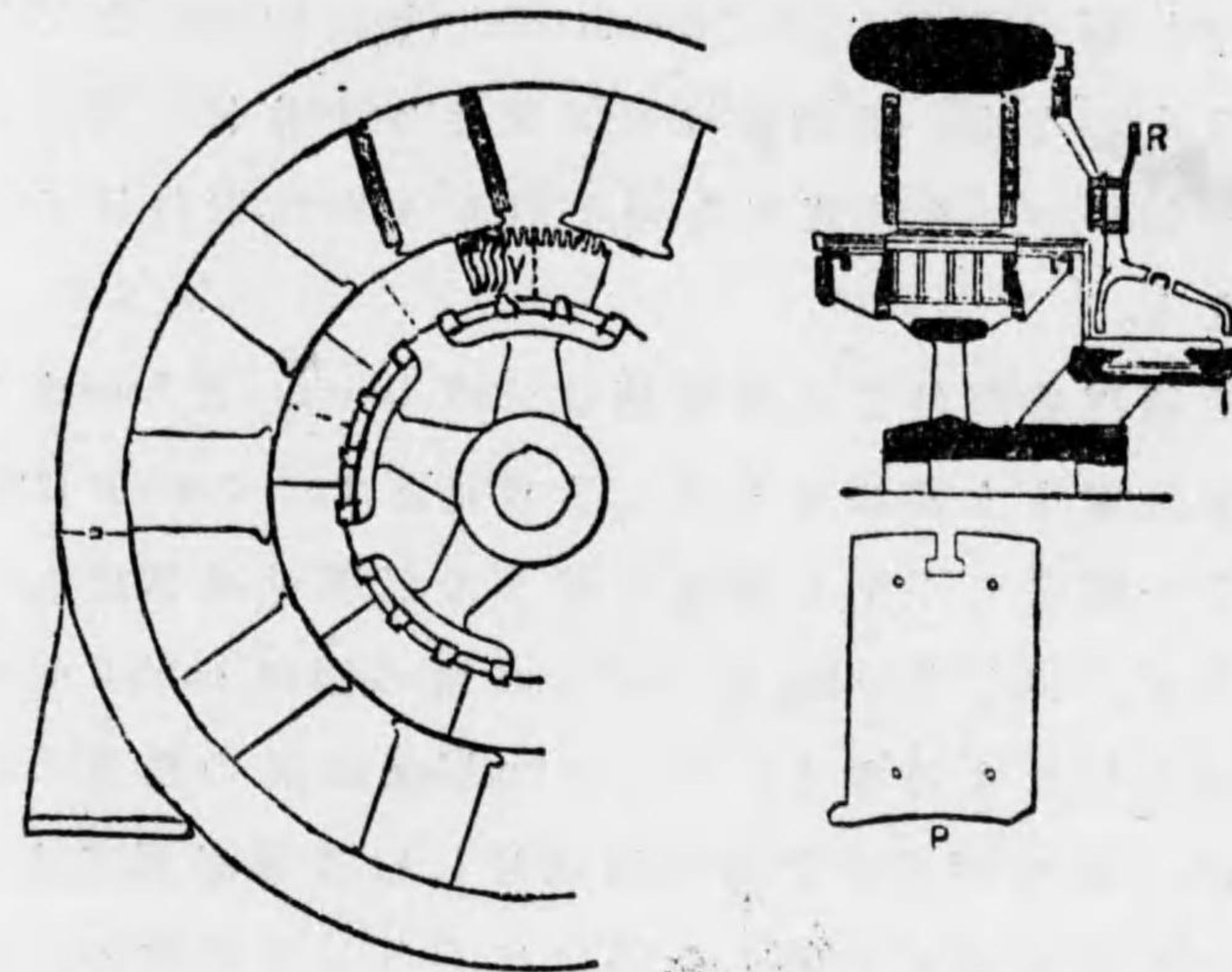
大型の機械にありては構造は稍前者と趣を異にす。

第二十八圖は large direct current engine unit (大型直流機直結型) として一般に採用せらるゝ型の構造を示したるものなり。

armature diameter の 30 吋以上なるときは、armature core は既に一枚の板より造る事不可能なり。即ち所謂 segment より成立するものにして、扇形の segment を集めて環形となし、この segment には dovetail なる突起部

ありて、之が armature spider に嵌まり込み、segment は環状に一組この spider の上に積まれ、其次の層は継ぎ目を半分づらせて圖中の點線の如く積むなり。かくして之等全部を押へ板にて十分に締め付くるものなり。

第二十八圖



この機械の vent duct は薄鐵片製にて、V にて示せる如し。而してこの vent duct は armature の鐵板に打抜かれたる突起部により確と取付けられあり。この vent duct は armature core の内方のみならず其兩端にも取付けらる。これ通風の目的のためのみならず、tooth を倒れぬ様支持する爲めなり。

此機の pole の切斷面は前者とは異なり矩形にして薄鐵板より打抜かれて組立てられあり。其詳細は P に示すが如し。此薄鐵板は 0.025 吋厚みにして、一枚置きに態ざと反對に積み重ね、pole tip (極片端) に一枚置きに端片を除きたる構造を有し、かくして pole tip は saturate (磁氣飽和) し、以て commutation (整流作用) を良好にするものなり。此鐵板は rivet により十分強く締められ、一個の pole を形成せしめ、これを yoke に取付けるものなり。

此種汽機直結型の發電機は shaft, bearing, 及 base は汽機製造家より供給せらるゝを普通とす。bearing は第二十七圖にて小型の機械に就きて説明せる構造と同様なり。但し bushing は cast iron 製の胴に babbid metal を注入したるものなり。bearing bushing は其の長さ 8 吋毎に一個の oil ring を供へ給油せしむる事必用なり。

shaft は機械製造家より供給せらるゝものなるが故に、commutator は armature spider に取付けらるゝ構造とすること必用なり。この一方法は第二十八圖に示すが如し。

譯者註 此 commutator 取付法の利益は之に止まらず commutator を細き shaft の部分で無くして直徑大にして面積の廣き armature spider に取付けらるゝため構造頑丈となり commutation の障害を除去するの益あり。

brush rigging. (刷子受け) は又或方法を以て bearing 以外の機械の一部に取付けざる可らず。普通これは yoke に取付けらる。其方法は圖に示せるが如し。同極の brush は R なる copper ring によつて相互に連結せられ terminal に達するなり。

大型の D. C. generator の yoke は普通二つに割れ居れり、是れ若し armature coil に故障の生じたる場合には、直ちに上半分を吊り上げて容易に armature を修理し得るが爲なり。

## 第 四 章

### Insulation (絶縁)

#### 29. Properties desired in Insulating Materials. (絶縁材料の所要諸性質)

電気機械に使用すべき良質の絶縁物としては絶縁耐力の高くして且つ固有絶縁抵抗の大なるを要し、尚ほ強靱にして可撓性を有し、熱振動其他運轉上の諸條件に耐うるものたらざる可らず。

普通に使用される材料はシート (sheet) の形にて使用され、其の絶縁耐力は 0.01 吋の厚さのもの一枚を二枚の圓形平板よりなる電極間に置き破壊放電の生ずるまで漸次電圧を上昇せしめて測定す。合理的の比較をなす爲めには各 sheet は同一の電極間に於て同一の壓力の下に於て測定されざる可らず。極板として直径 2 吋を有し其の周邊に 0.2 吋半徑の丸みを附し、sheet を壓する壓力を一平方吋につき 1.5 ポンドの割とせるものは満足なる結果を與ふ。絶縁耐力の比較は厚さ 1 mil の材料が破壊放電を起すことなしに一分時間内耐へ得る交番電圧の最高値を以て示すを常とす。

30 Material in General Use (一般使用材料) winding に用ひらるゝ絶縁材料は實際上、下の種類に限らる。

micanite (マイカナイト)

mica (マイカ)

varnished cloth (絶縁布)

paper (紙)

cotton (木綿)

various gums and varnishes (種々なるゴム並にヴァニス)

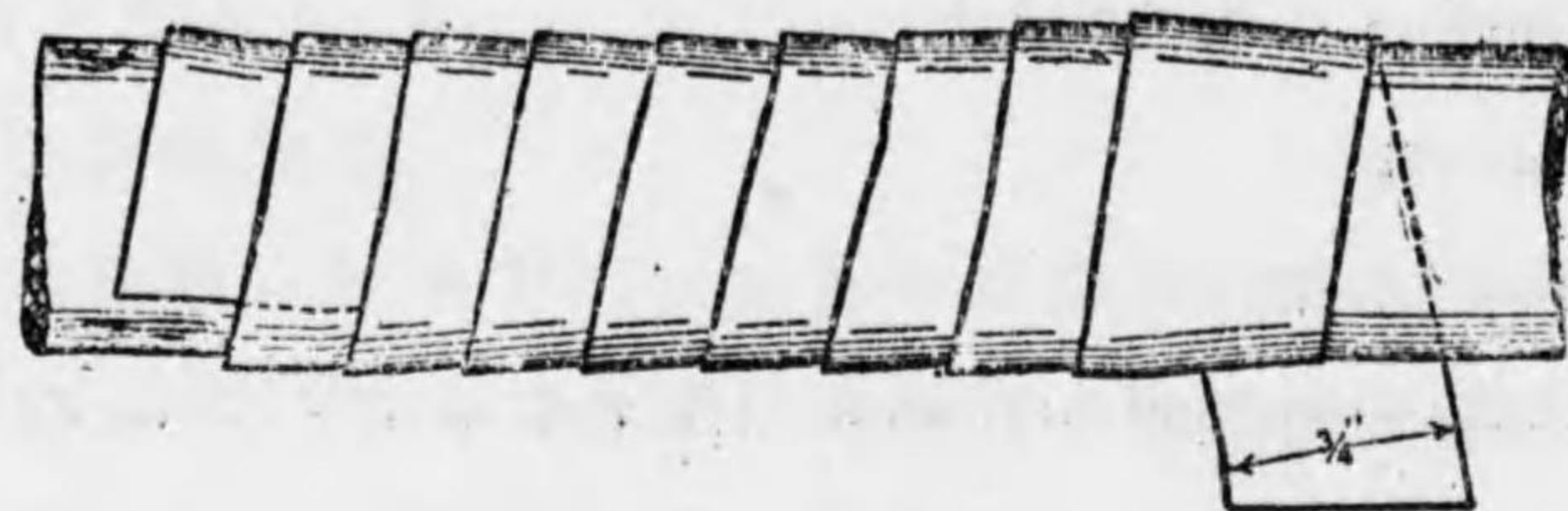
Cotton Tape (綿テープ) 普通 3/4 吋の幅にて .006 吋の厚みを有し第二十九圖に示さるゝ如く捲かれ、之を half-lap taping (二分の一重ね捲) と稱す。この一層は乾燥せるときにはよく 250 volt に耐ゆ。之を適當なる compound (絶縁塗料) の中に漬け、間隙を全部絶縁塗料にて埋づむるときは此 half-lap taping を以てよく 1000 volt にも耐ゆるなり。

Cotton Covering (綿捲) 細き銅線は綿捲きして絶縁せらる。即ち木綿纖維の若干を捲きつくるなり。armature 及び field winding に用ひらるゝ此種銅線は普通綿の二層により絶縁せられ、之を double cotton covered wire (d. o. c. 二重綿捲線) と稱す。

single cotton-covered (s. c. c.) wire (一重綿捲線) は時として

は field winding に用ひらる。又極く細き線には綿捲の代りに絹捲きを用ひらる。これ綿よりも更に薄く絶縁し得る故なり

第二十九圖



Half-lap taping

綿捲の厚さは銅線の太さにより相違し大略下表の如きものなり。

Dia. of wire	Thickness of d. c. c.
.020" ~ .036"	.005"
.040 ~ .057	.0055
.064 ~ .46"	.0060

.007" 許りの d. c. c. の厚さはよく 150 volt の絶縁力を有し相當の塗料を impregnate (壓入) せしむればよく 600 volt に耐ゆ。

Micanite (マイカナイト) micanite は commutator 又は coil の絶縁に用ひられ mica (マイカ) の薄片を可撓性の varnish にて貼り合せて作る。出来上れる micanite は加

熱の上相當の壓力にて壓搾す。かくして餘分の varnish を排出せしめ、之を 0.01 吋又は 0.02 吋等の標準の厚さに一樣に削るものとす。

micanite は甚だ信頼し得べき絶縁物にして、よく出来上れるものは性質極めて一樣なり。此材料は安全に鋭き角度に曲げて絶縁することを得、これ mica の薄片が互に滑べるが故にして、十分に此性質を帯びしむるためには varnish は十分に可撓性に富むものなるを要す。micanite は其性質潰れ易きを以て取扱には十分念を入れるを要し、且之を以て coil 類を絶縁せる場合には其上を更に綿テープ其他の丈夫なる材料にて捲き保護するを要す。

micanite の耐電力は 10 ミルの見本にて試験して 1 ミルに對し 800 volt に耐ゆ。且 150°C の溫度にても耐電力著しく減少せず。されど 100°C 以上の溫度に永く使用するときは micanite 内の varnish が可撓性を失ふに至る。

micanite は概して濕氣を吸収せず、されど machine oil (機械油) に接するときは其絶縁力を弱む。

Varnished Cloth (絶縁布) varnish にて處理せられたる cloth (布) は種々なる商品名にて市場に販賣せらる。例へば empire cloth なるものは linseed oil にて處理せられたる金巾なりとす。

この材料も質極めて一様にして10ミルの見本にて試験するに1ミルに對しよく750 voltsに耐ゆ。且よく破れずして鋭き角度に曲げて絶縁するを得。varnished clothを取扱ふには細心の注意を要す、表面の油層の部分を傷つけるときは著しく局部の絶縁力を害するものなり。

Various Papers (種々なる紙類) 之等も種々なる商品名の下に市場に出で居れり。例へば fish paper とか rope paper とか、horn fiber とか、又は leatheroid とか稱する如きもの亦盛に使用せらる。是等材料は乾燥の状に於ては10ミルの見本にて1ミルに對し約250 voltsに耐へ、其質丈夫にして十分乾燥せしむるも鋭き角度に曲ぐることを得。されど濕氣を含むときは絶縁力を著しく減ずるも、其代り可撓性には富み來る。空氣中に懸し置くもよく濕氣を吸収する性あり。故に是等紙質材料を使用する場合は、其儘にて鋭き角度等の部分を被覆絶縁し、然る後十分に乾燥し、濕氣を再び吸収せざる前に絶縁塗料を注入するものなり。

Impregnating Compound (注入用塗料) impregnating compound は普通 asphaltum (アスファルト) 又は paraffin (パラフィン) を重なる原料とし、之を稀薄ならしむる爲他の材料を加へたるものなり。この種の塗料は銅、鐵又は絶

縁材料に對し化學作用を起すものなる可らず。又使用の際は流動性にして木綿等の絶縁材料を損せざる温度(約120°C)にて使用の出來得るを要し、而も100°Cの温度にて固結し又は熔融せざるを要す。又作業中流動状より固形状に固まる際縮小せざるを要す。然らざれば coil 等を損ふ憂あるものなり。

Elastic Finishing Varnish (彈性仕上用ヴァニス) 之は普通空氣乾燥性ヴァニスにして絶縁せる coil の表面に塗布使用するなり。本品は耐水耐油性なるを要し、又同時に酸及びアルカリ性に耐ゆるを要す、且乾燥速にして乾燥後は可成り堅き表面を構成するを要す。

31. Thickness of Insulating Material (絶縁材料の厚み) 一般に0.02吋以上の厚さの絶縁材料を使用せざるを可とす。何となれば絶縁材料中に不良の部分あれば多くは其全體の厚みに通じ居るものなり、然るに薄きものを何枚も重ねて使用するときは絶縁不良の個所偶然一致することは稀なればなり。加之ならず厚き材料は薄きものの如く可撓性ならず、この故に厚き材料一枚を使用するよりも薄きものを必要の厚みだけに積み重ねて使用するを可なりとす。

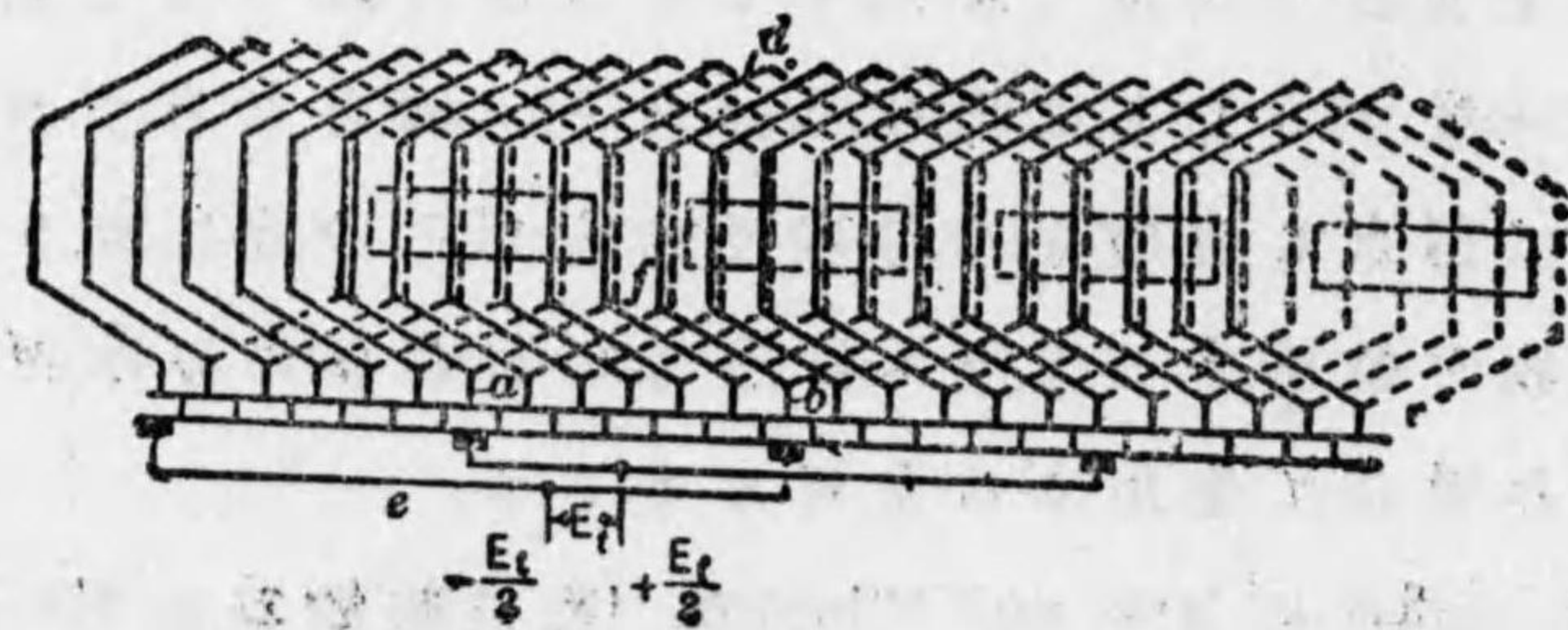
32. Effect of Heat and Vibration (熱及振動の作用) 昔の絶縁材料(30節に掲げられたる種類)は85°C以上の



温度に使用すべからず、如何となれば此位の温度にては耐電力を著しく減ぜざるも、長き間には材料乾燥し過ぎて脆くなり、機械器具の振動に耐へざるに至るを以てなり。絶縁材料の最後の試験は實地使用状況に照し電圧並に温度上昇の廣き範圍濕氣振動其他の實地状態等に耐ゆるや否やを検するにあり。

33. Grounds and Short-Circuits (接地及短絡) 若し armature winding の一部が core に接觸するときは core の電圧は winding の接せる部分の電圧と同様となる。故に若し frame (yoke, bearing housing, and base) が大地より絶縁せられてあるときは、危険なる電位差が frame と大地との間に生ずるに至る。故に安全を期するためには機械の frame は接地し置くべきなり。然るときは coil の一部の絶縁損じて core に接することありとも frame は危険なる電位に上昇せざるなり。

第三十圖



Winding with grounds

。若し armature winding が二ヶ所短絡せりとせんか多大の電流がこの間を通じて流る、然るときは遮断器の働かぬ前に機械は焼損し使用し得ざるに至る。例へば第三十圖に於て a なる點に於て winding が ground せりとせば b と大地との電位差は  $\frac{1}{2}E_1$  より  $E_1$  迄變化す。されども他に d なる點又は e なる點に於て ground せるところなき限りは短絡電流は通せず。

機械が電動機として使用せらるゝ場合は短絡電流を生ずるに至ると共に遮断器働作す、されど多くの場合機械は多少の損害を受く。然るに發電機の場合には機械内部にて短絡して多大の電流通ずるとも自働遮断器は普通の場合働かざるを以て機械は多大の損害を受くるを常とす。

34. Slot Insulation and Puncture test (スロット絶縁並に破壊試験) 前節に述べたる如く、或る場合 conductor が core に ground すれば conductor と core との間の絶縁は機械の terminal voltage 同様の電位差を受く、實際使用中に於てはこれ以上の電位差を受くる事もあるなり。

これ等に對し core と conductor との間の絶縁を確實に保つため、且又取扱中の破損を防ぐため、凡ての新製機械は製造所より積み出す前必ず puncture test を施行す。

これは高圧を一分間 core と conductor の間に與ふるなり。若し此試験の間に絶縁が破れざるときは機械は良品と認めらるゝなり。puncture voltage の値は次の表によるを普通とす。これは A. I. E. E. (American Institute of Electrical Engineers) にて定めたるものなり。

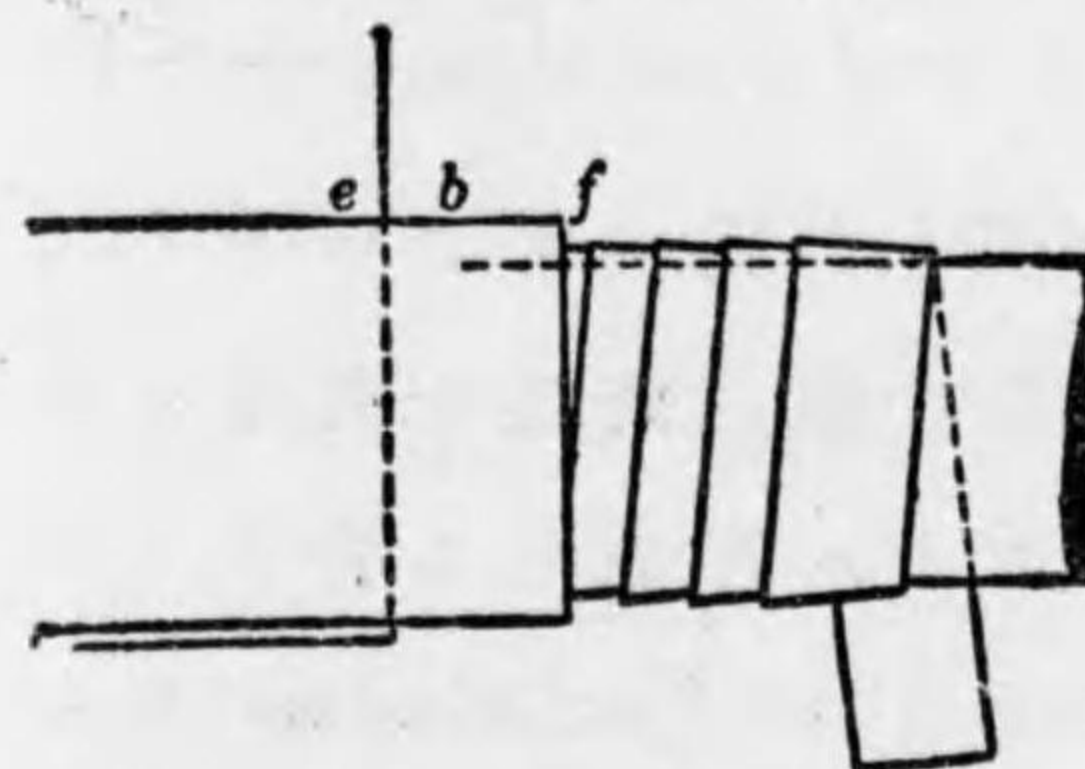
Rated terminal voltage of circuit	Rated out-put	Testing voltage
Not exceeding 400 volts.....	Under 10 kw.....	1000 volts
Not exceeding 400 volts .....	10 kw. and over..	1500 volts
400 and over, but less than 800 volts	Under 10 kw.....	1500 volts
400 and over, but less than 800 volts..	10kw. and over ....	2000 volts
800 and over, but less than 1200 volts...	Any.....	3500 volts
1200 and over, but less than 2500 volts	Any.....	5000 volts
2500 and over, .....	Any .....	Double normal rated voltage

35. Insulation of End Connections (エンドコンネクションの絶縁) 第三十圖を検すれば相互に交叉する二個の end connection の間の電圧は、 $f$  なる點にて示さるゝ如く terminal voltage  $E_t$  に殆んど近し。故に end connection は terminal voltage に對し安全に絶縁すべきものなり。

36. Surface Leakage (表面漏洩電流) 若し end connection の絶縁が僅に terminal voltage に耐ゆるだけに絶縁しありとせば、此絶縁は puncture test の間に surface leakage (表面漏洩) と呼ばるゝ現象によつて破壊せらる。第三

十一圖は motor winding の絶縁の一部を示し、winding が core を距たる部分を圖示せり。slot の insulation は唯に puncture test に充分なるのみならず、 $ef$  なる長さだけ slot の外に延長せらる。今高壓を slot と winding の間

第三十圖



Insulation where coil leaves slot

に與へたりとせば、なる點に於ける空氣は ionize (イオン化) せらる。然るときは  $e$  と  $f$  との間の空氣は破れて conductor の一部と化す。然るときは  $e$  と  $f$  との間の電位差は著

しく減じ end connection の部分にかゝる電位差は著しく増加するなり。この障害を防ぐために  $ef$  なる部分は相當の長さを保たしむるなり。されど、この部分が延びれば延びる程機械の幅は長くなると云ふ不利あるを以て  $ef$  の長さは surface leakage を充分避け得らるゝ程度に止むべきものとす。

end connection の絶縁も puncture voltage に耐へ得るだけ充分安全に製作するも而も安全率は常に core portion の方遙かに大なるを普通とす。此  $ef$  なる部分の長さの適當の値は大略下表の通りとす。

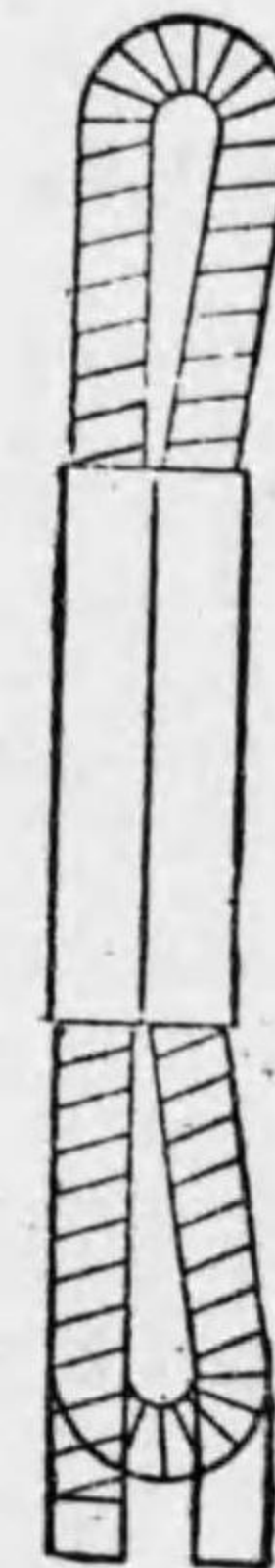
Rated terminal voltage of circuit	Length
Not exceeding 800 volts.....	0.75 inch
800 volts and over, but less than 2500 volts.....	1.25 inch
2500 volts and over, but less than 5000 volts.....	2.0 inch
5000 volts and over, but less than 7500 volts.....	3.0 inch
7500 volts and over, but less than 11000 volts.....	4.5 inch

37. Several Coil Sides in One Slot (同ースロット内に於ける數個のコイル片) 前第21節の第二十五圖に於て、同ースロット内に四個のコイル片、而して各コイル片は二個の回数より成る機械の winding diagram を掲げたり。第二十六圖はこの機械のスロットの切斷面を示せり、これと全く同一のものを更に詳細に示せるものは第三十四圖なりとす。

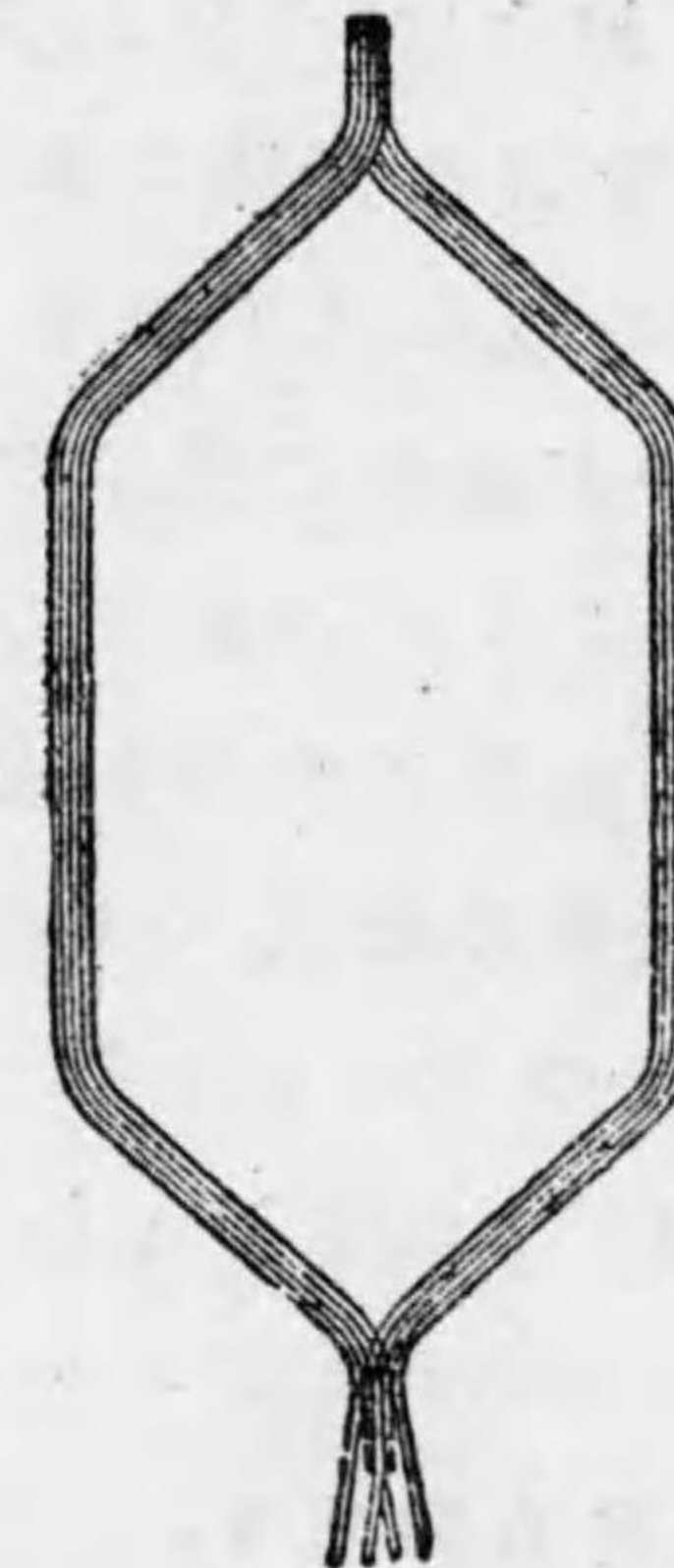
二個の相隣れる commutator segment 間の voltage (即ち terminal voltage を +- 間の commutator segment の數にて除せるもの) は 20 volts を越すこと稀にして、普通は 5 volts 近邊なり。故に相隣れる coil 間の絶縁は十分頑丈にする必要はなく各 conductor に一層づゝのテープ捲き位にて充分にして、この coil を纏めたる上 slot に入るゝ際十分に絶縁すべきなり。數個の coil side を纏めて其上を絶縁して出來上れるものは次の第三十二圖に示せる如きもの也。而して第三十三圖

は同一物の絶縁せざる前を示す。各 coil が d. c. c. (double cotton covered) の數回より成るときは各 coil の間には第三十五圖 a にて示せる如く、紙一枚を入れるゝを適當とす。之れ coil を slot に納むるときに互に衝突して絶縁を破る恐あるを以てなり。同じ coil の各回数間の絶縁は其間の電位差極めて小なるを以て cotton covering だけにて充分なるものなり。

第三十二圖



第三十三圖



38. Example of Armature Insulation (發電子絶縁の實例) coil を絶縁する方法並に各作業の實情は或る實例

を詳細に記載して之によつて判断するを良策とす。  
今項を追つて實例を示さん。

## Example 1

## 240 volts, D. C. generator の捲線の絶縁

winding: double layer (複層) multiple winding

turns per coil: 2

conductors per slot: 4 coil sides or 8 conductors

conductor は strip copper (銅帯) にして edgewise

捲き (ユバ捲き) なりとす

slot 切断面及絶縁は第三十四圖に示さる。而して  
絶縁作業の順序は下の通りなりとす。

(a) 銅帯が適當の長さに切られ相當の形に曲げられたる後 6 ミルの厚さの綿テープにて half lap (二分の一重ね) 捲きに全長を絶縁す。これが同一 slot 内の conductor 相互間の絶縁なり。

(b) 2 個の coil を一纏めとし其上を 5 ミル綿テープにて half lap 捲きとし之を全長に施すべし。然るとき end connection 及びスロットの部もこれだけの絶縁は爲され居る譯なり。

(c) 100°C の温度の真空タンクの中に入れ湿氣全部を去り、更に之を 120°C の温度の impregnating compound (壓入絶縁塗料) のタンクの中に浸すべし。而して塗

料が十分に coil に浸入せる時を測り取り出すべし。

(d) 10 ミルの empire close にて此上を slot に入る部分だけ  $d$  にて示すが如く包む、これは slot の部分より  $1\frac{1}{2}$  吋だけ長くす、かくせば slot の両端へ各  $\frac{3}{4}$  吋だけづゝ延びるなり。

(e) 10 ミルの紙を一重にて coil, slot の部分だけ圖中  $d$  にて示す如く包む。この紙は前と同様  $1\frac{1}{2}$  吋長くす。此紙使用の目的は絶縁のために非ずして coil を slot に挿入するとき他の絶縁材料の機械的の破損を受くるを防ぐためなり。

(f) coil を 100°C に熱し、coil の熱き間に slot の部分を壓迫して形狀を整へるなり。熱は絶縁塗料を軟らかくして壓搾力により餘分の塗料は搾出され coil は slot に挿入するに至極便利なる一定の形狀をなす。

(g) coil の両端 slot の部分以外の部分を彈性仕上ヴァニスに浸す。

以上は銅帯捲きの普通の絶縁法を示せるも、更に銅線捲きの實例を示さん。

## Example 2

## 10 H. P. 500 volts の D. C. Motor の絶縁

winding: double layer

turns per coil: 5

coils per slot: 3

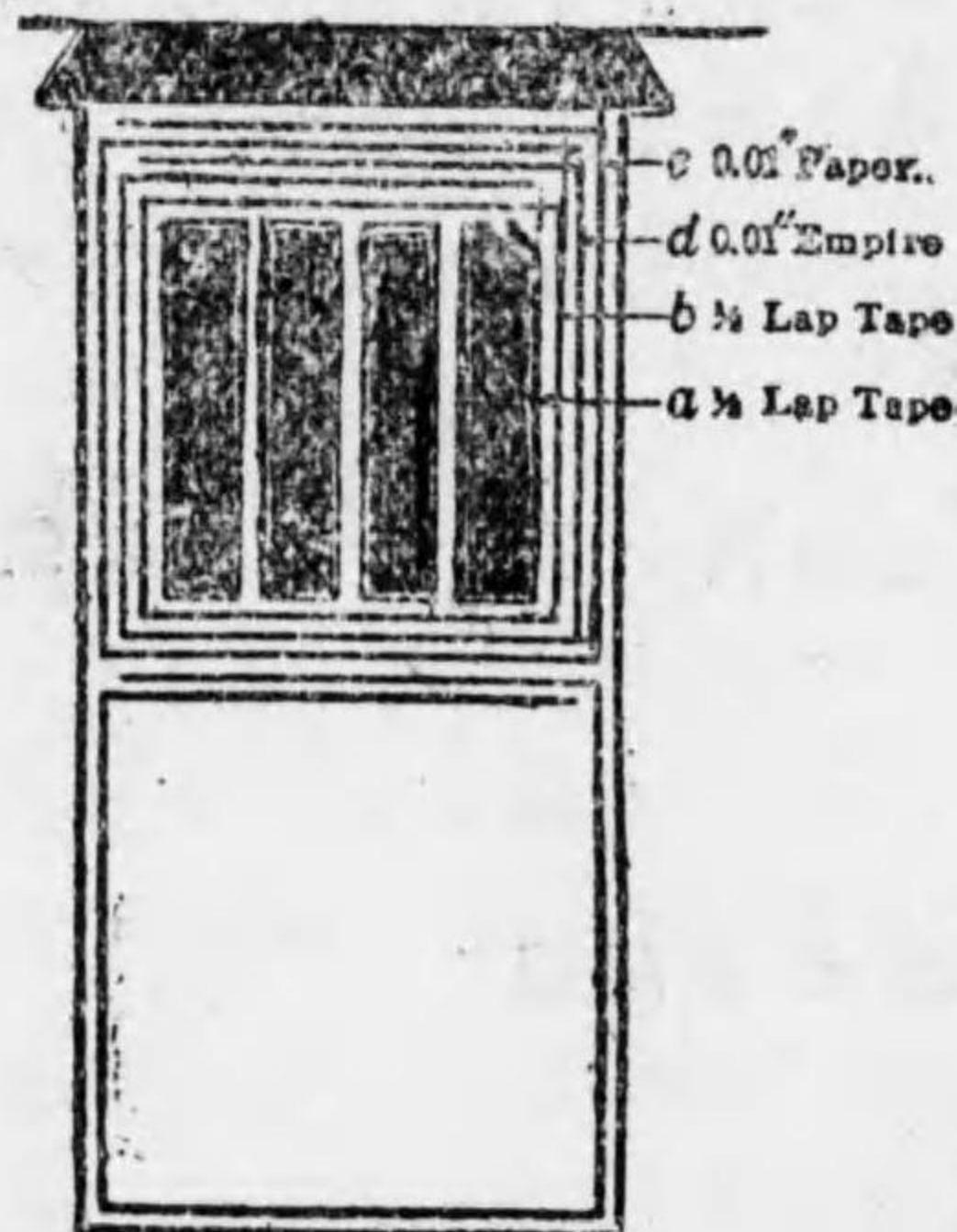
conductors per slot: 30

conductors double cotton covered

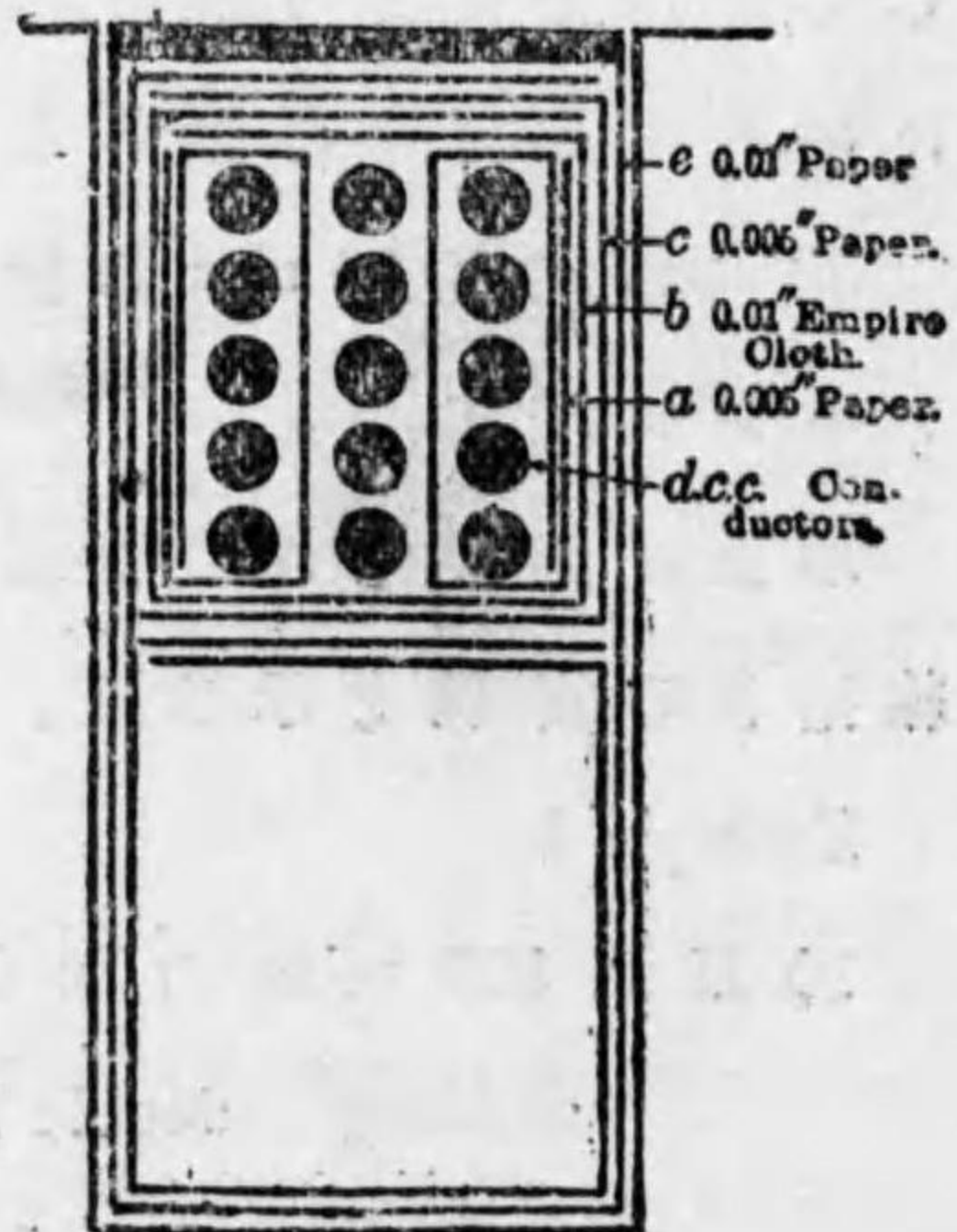
(a) 5 ミルの紙にて一回だけ第三十五圖 a に示さるゝ如く三個の coil の兩側 2 個の coil だけ包む、これは core の部分より 1/2 吋だけ延し置く。かくして coil 毎の絶縁も助け、尙ほ core と coil との間の絶縁の一部ともなるなり。

(b) 三個の coil の周圍に 10 ミルの empire cloth にて圖中 b にて示す如く core の部分だけ包む、これも core の部分より 1/2 吋延し置く。

第三十四圖



第三十五圖



Armature Slot insulation.

(c) 5 ミルの紙にて core の部分だけ一回包む。これも core より 1/2 吋延し置く。この巻き方は coil の上部にて重ねる事圖の c にて示す通りなり。

(d) 三個の coil を一纏めとしその兩端を 6 ミルの綿テープにて half lap 巻きとし coil の slot の部分より 1/2 吋前にて止め coil を封するなり。

(e) 10 ミルの紙を機械の slot に挿入し、此中に今出来上れる coil を入れ、其上に 1/16 吋の厚さの fiber を入れて其上に band (締め帯) をかけるなり。

(f) 捲絲済の armature を vacuum tank (真空タンク) の中に入れ 100°C の温度に保ち armature 内の濕氣を全部追ひ出し、更に之を impregnating compound の tank の中に入れて一平方吋 60 lbs の壓力にて數時間保たしめ絶縁塗料をして coil 中に十分に浸み込ませしむ。

(g) armature が未だ熱き間に之を相當の方法を以て高速度にて廻轉せしめ餘分の絶縁塗料を去らしむ。然らざれば他日機械が烈しき過負荷にて働く際絶縁塗料の流れ出す憂あり。

(h) 弾性仕上ヴァニスを coil の兩端(即ち slot の部分以外) に塗る、但し隅々までよく塗る様注意するを要す。

39. Total Thickness and Apparent Strength of Slot Insulation (スロットの絶縁の全体の厚さ並に見かけの強さ) 第三十四圖に示したる Example 1 の場合は下の通りなり。

	Width, inches	Depth, inches	Volts
Tape on conductor.....			1,000
Tape on group of coils.....	0.024	0.024	1,000
Empire cloth.....	0.02	0.03	7,500
Paper.....	0.02	0.03	2,500
Total	0.064	0.084	12,000

上記の表に於て width (幅) の項には coil と slot の間の種々なる絶縁の層を記載せり。conductor 毎の絶縁はこゝに記入せず。これ一個の slot 内の conductor の数によりて常に變化すべき数なればなり。

上表に見る如く slot 内にて幅、064 吋の絶縁の場所を要し、深さにて、.084 吋を要す。而して計算上はこれだけにて 12,000 volts の電壓に耐ゆる譯なり。

但し茲に slot の深さに要する絶縁は coil 一層につき要する寸法にて普通の double layer winding にてはこの二倍を要する譯なり。而して茲にも conductor 毎の絶縁は含まれ居らず、これ coil の回数により常に異なる数なればなり。計算上 12,000 volts なるも實際 puncture

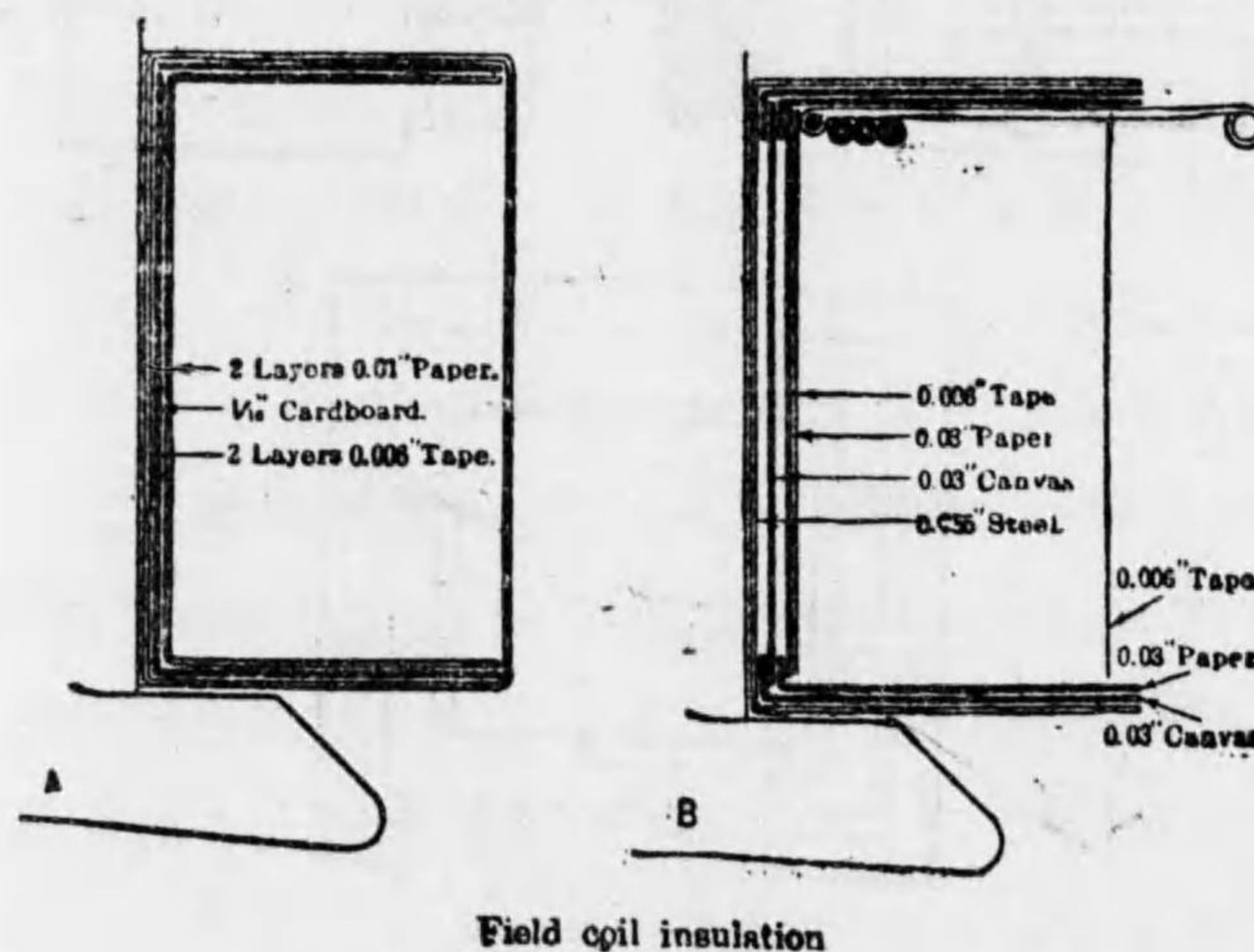
test は 1,500 volts にて施行す、由て安全率は 8 なりとす。

第三十五圖に示された Example 2 の場合に於ては

	Width, inches	Depth, inches	Volts
D. C. C. on wire.....			600
Paper on coils.....	0.03	0.01	1,250
Empire cloth.....	0.02	0.03	7,500
Paper.....	0.01	0.015	1,250
Paper.....	0.02	0.005	2,500
Total	0.08	0.06	18,100

これは銅帯捲きに就き前項と同様に示せるものにて、之に関する注意事項は前者と異なるなし。絶縁

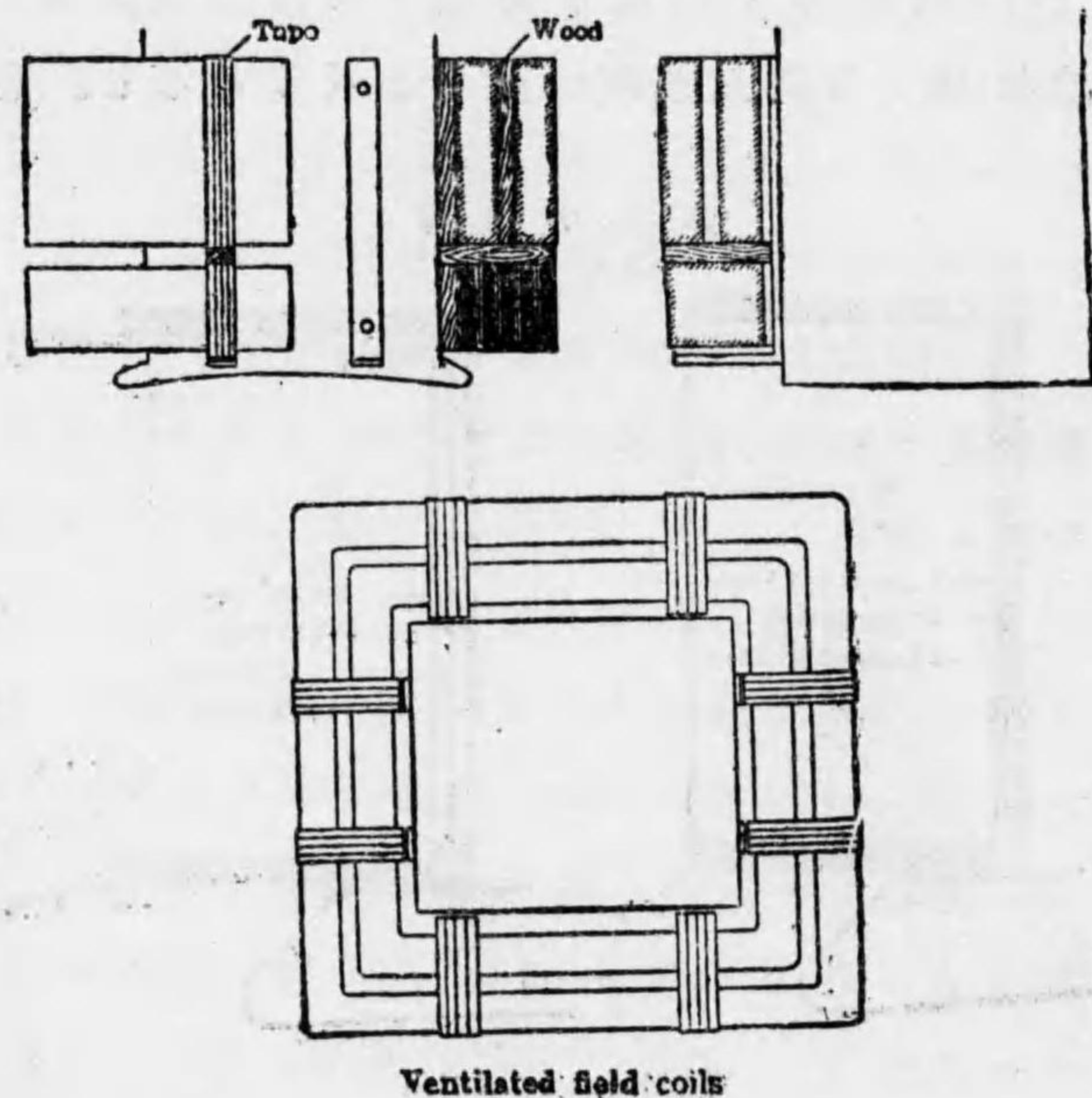
第三十六圖



物は計算上 13,100 volts の絶縁力を有すべき筈にて之を 2000 volts にて試験するが故に約 6.5 の安全率を有す。

40. Field Coil Insulation (界磁捲線の絶縁) 二個の field coil insulation の實例は第三十六圖に示すが如し。Aなる圖は cardboard spool (厚紙製框) に納めたる field coil の絶縁法を示し、B 圖は metal spool (金屬製框) に納めたる field coil の絶縁法を示す。

第三十七圖



兩者共圖示の通りの絶縁を施して conductor を捲き、tape には締め付たるを後之を vacuum tank にて bake (乾燥) し compound を impregnate するなり。この compound は絶縁物としては空気よりも良好に、且空氣に比し熱のよき良導體なりとす。故に compound を注入するを云ふことは一舉兩得の策なりとす。

第三十七圖は 20 吋よりも大なる直径の armature に相當する machine に用ひらるゝ field coil の構造を示せり。shunt coil と series coil は別々に作られ、tape にて締め付けられあり。shunt coil は d. c. c. wire にて造られ層毎に並べられ、之を全部一つに捲かずに約 1 吋位の厚さに捲き更に  $\frac{1}{2}$  吋位間隙を置く如く捲き型を加減して他の一部の shunt coil を捲き、之を二個重ね合せたる上其間に  $\frac{1}{2}$  吋許りの木製間隙片を置き之を相當の tape にて締め付くるなり。之は前の第三十六圖に示されたる在來の方法に比し遙に進歩せる方法にして、空氣の流通至つて宜しく、随つて field coil の current density を高く取り得るを以て、field に要する copper の節約せらるゝこと著しく且つ絶縁材料も僅小にて足る。出來上れる coil は  $120^{\circ}\text{C}$  許りの温度で compound の中に真空乾燥注入法を行ひ、乾燥せば充分

の強さに固まるを以て殊に框を用ひずして其儘使用し得るものとす。

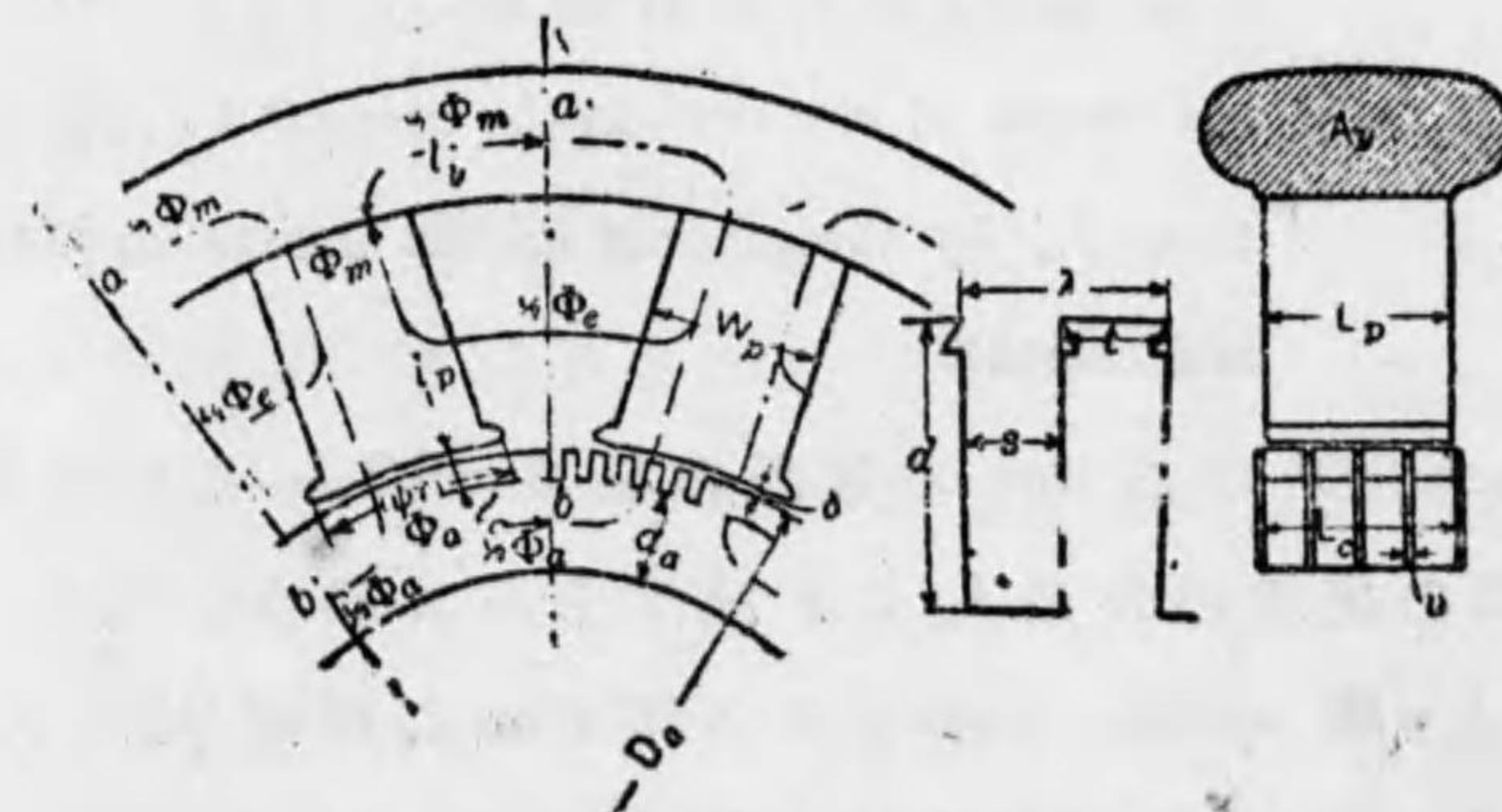
series coil の各 turn 間の絶縁は 6 ミルの綿テープ half lap 巻きにて可なり。series coil は普通電流大なるを以て銅線を用ひずして銅帯を用ゆ。而して絶縁は普通 impregnation の方法によらず單に適當なるヴァニスの中に浸漬して使用する。

### 第五章

### The Magnetic Circuit (磁氣回路)

41. The Magnetic Path (磁氣通路) 第三十八圖は multipolar D-C generator の二極に相當する部分を表はす。各極に  $T_f$  turns (回數) の field coil ありて之に  $I_f$  だけの exciting current (勵磁電流) が流る。之の excitation (勵磁) により magnetic flux を生じ、これが圖中點線の平均通路にて示されたる如き magnetic path を形成す。この magnetic flux は二つの部分より成る。 $\phi_a$  なる部分は air gap を通じて armature に入り込むところの有用なる flux にして、他の  $\phi_l$  なる部分は air gap を通ぜず圖面にて示さるゝが如く極より極に逃げ行く flux にて之を leakage flux (漏洩磁束) と稱す。

第三十八圖



The paths of the main and of the leakage fluxes.



42. The Leakage factor (漏洩係数) yoke を通りて pole に入り込む flux は

$\phi_m = \phi_0 + \phi_l$  ならざるべからず此  $\frac{\phi_m}{\phi_0}$  なる比を leakage factor と稱し 1 よりも常に大にして機械に付て一定せる係数なり

43. The Magnetic Area (磁気面積) Magnetic Area を理解するために之に用ひらる符號は下の如くにして之を第三十八圖に照し調査するときは自ら理解するを得べし。

$L_a$  = the axial length of the armature core.

axial length はシャフトに沿ふたる長さ。

$m$  = the number of vent ducts in the center of the core.

vent ducts は通風片。

$L_g$  = the gross length of the iron in the core =  $L_a - mv$ .

gross length は見かけの長さ。

$L_n$  = the net length of the iron in the core =  $0.9 L_g$ ; it is less than  $L_g$  by the amount of the insulation between laminations.

(coreに於ける iron の實際の長さ =  $0.9 L_g$ 。これは鐵板間の絶縁のため  $L_g$  より減ぜらるゝなり)。

$d_s$  = the depth of the slot (slot の下の鐵心の深さ)。

$W_p$  = the pole-waist (pole の幅)

$A_{ag}$  = the actual gap area per pole =  $\frac{A_g}{C}$  where  $C$  is a constant greater than 1, called the Carter coefficient. This constant takes into account the effect of the slots in reducing the air-gap area.

實際の gap area =  $\frac{A_g}{C}$  而して  $C$  は 1 よりも大なる定數にて Carter 氏係數として知らる。この係數は slot のために air gap の面積が減少せらるゝ割合を定むるものとす。

$A_t$  = the tooth area per pole =  $\psi \frac{N}{P} t L_n$ ; only those teeth which are under the poles are effective. (之は pole の下の tooth の面積

=  $\psi \frac{N}{P} t L_n$  にして pole の下の teeth のみが有效なる譯なり)。

$A_p$  = the pole area =  $W_p L_p$  when the pole is solid; when built up of laminations the pole area =  $(W_p L_p \times \text{const})$ , where the const is a stacking factor and = 0.95 approximately

pole が一塊なるときは

(pole area) =  $W_p L_p$  にして

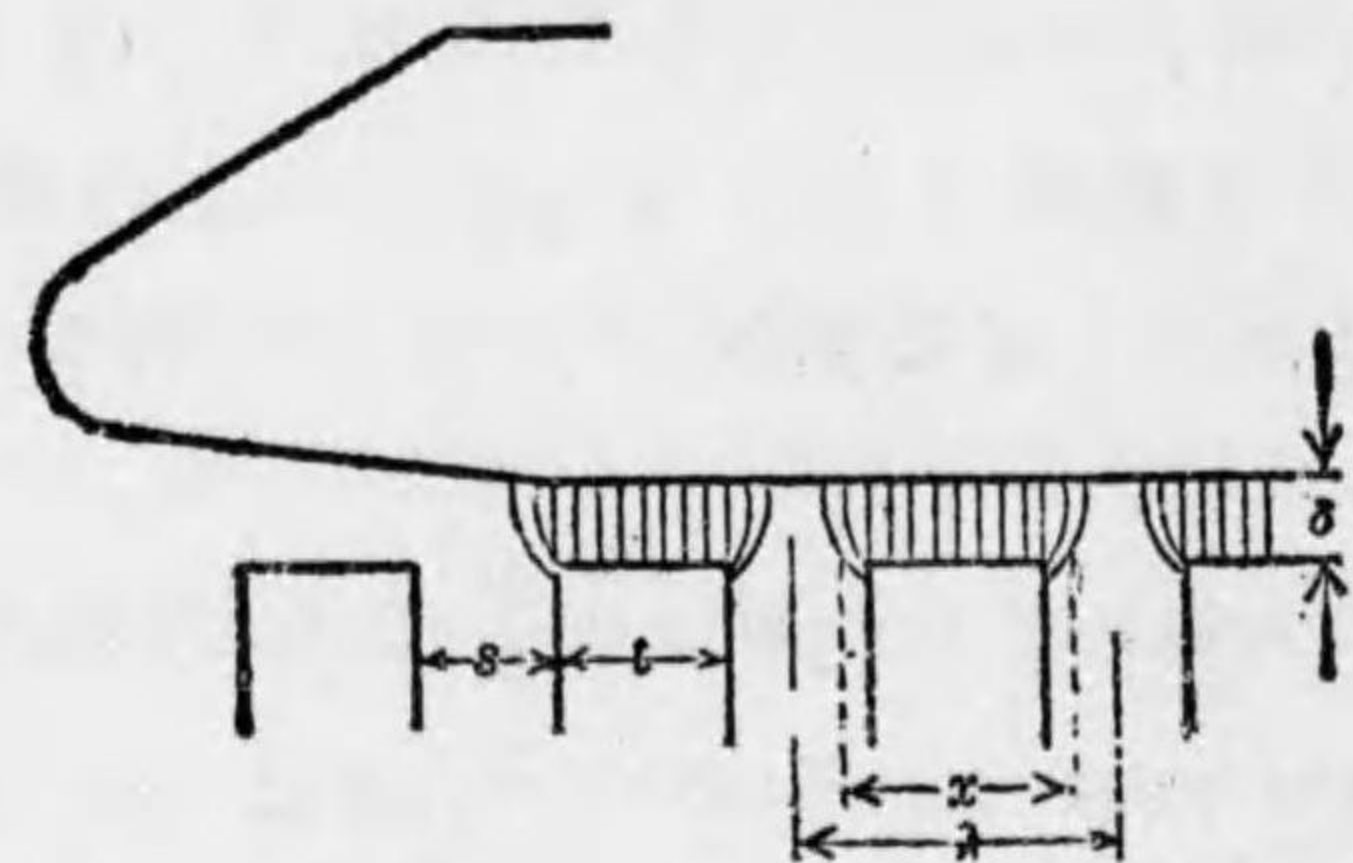
pole が鐵板より成るときは

(pole area) =  $W_p L_p \times (\text{定數})$ 。而してこの定數は普通大約 0.95 なりとす。

44. The Carter Coefficient (1) 第三十九圖は air gap を通過する magnetic flux の通路を示す。

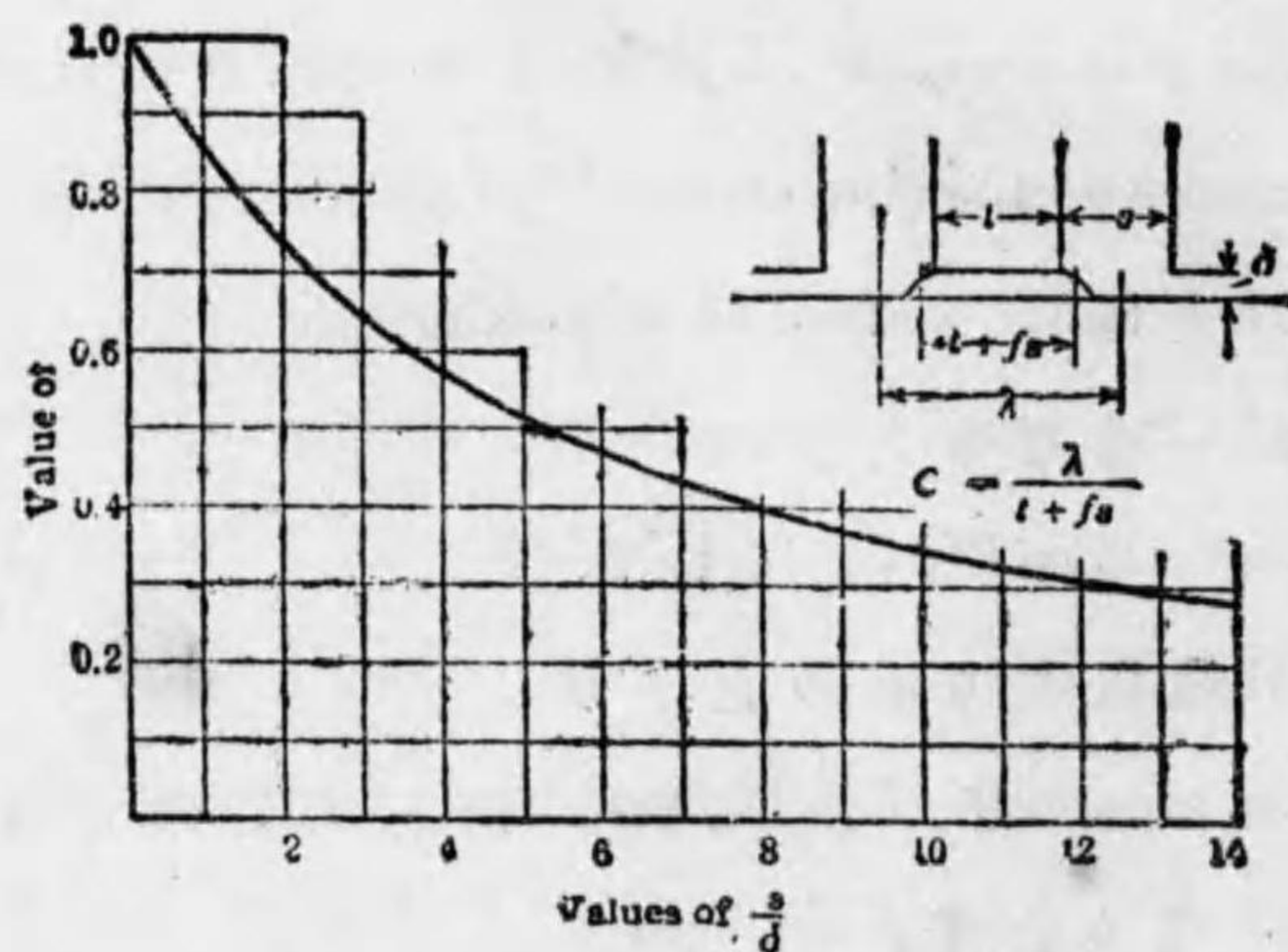
若し slot や vent duct がなきならば air gap の面積は  $\psi \tau L_0$  なるべき筈なり。之を apparent gap area と稱す。

第三十九圖



Distribution of flux in the air-gap.

第四十圖



The Carter fringing constant.

(1) Electrical World and Engineer. Nov, 30, 1901.

然れども slot や vent duct のあるため實際の gap area は (actual gap area) =  $(\frac{x}{l} \psi \tau L_0)$  となる茲に  $\frac{l}{x}$  は第四十圖にて示さる、通り Carter coefficient なりとす。

此式にて x は

$$x = l + fs$$

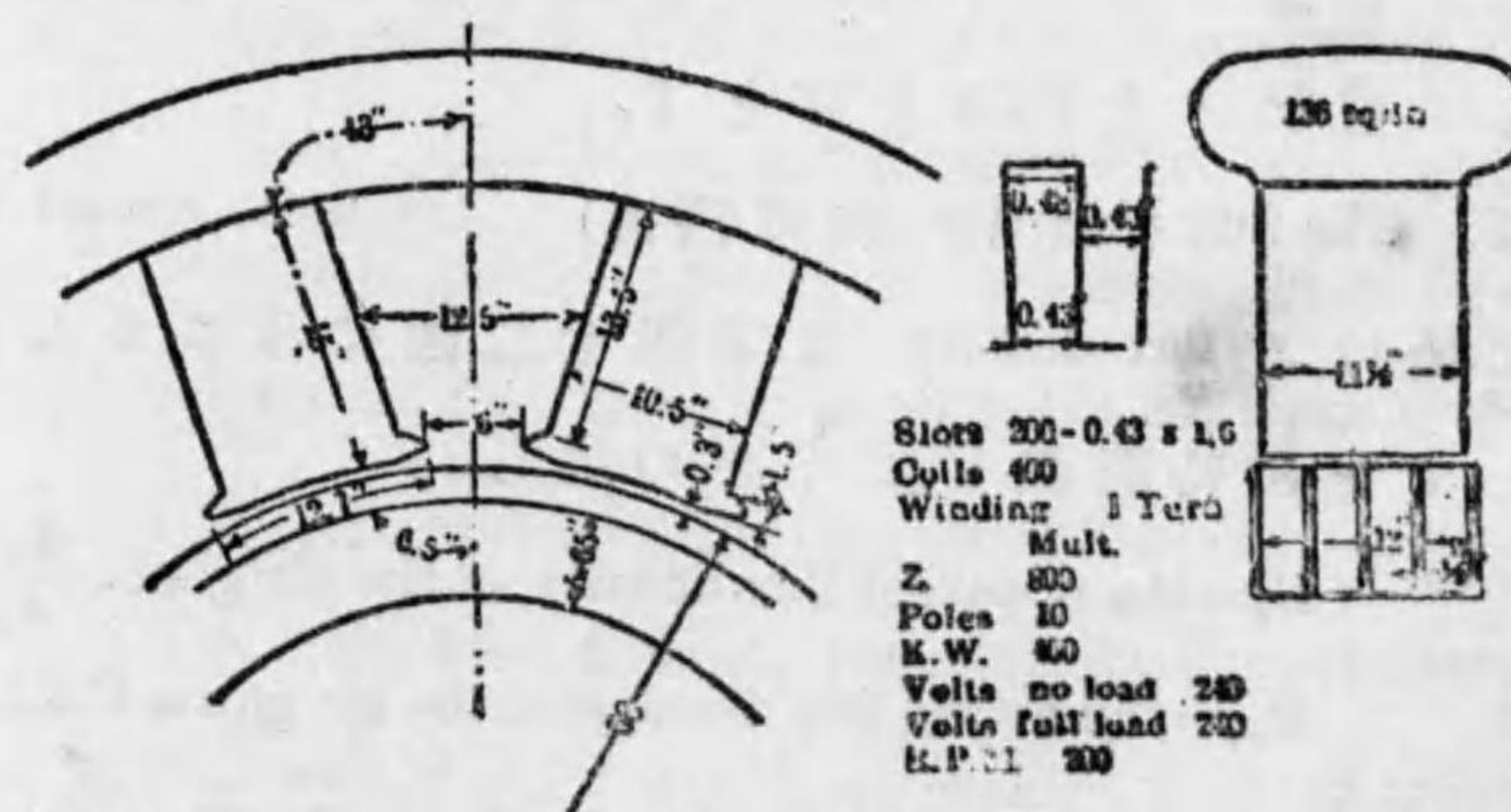
にて表はされ、f なる數字は slot の幅 s と air gap の長さ l に関する係數にて第四十一圖にて示さる、通り  $\frac{s}{d}$  なる比により表はさる。然るときは 0 なる

Carter 氏 coefficient は

$$\text{Carter coefficient} = \frac{\lambda}{x} = \frac{l + s}{l + fs}$$
 なる式より算出するものとす。

Carter coefficient を應用するため次の第四十一圖につき説明せん。

第四十一圖



Magnetic circuit.

$$s=0.43 \text{ in.}$$

$$t=0.48 \text{ in.}$$

$$\delta=0.3 \text{ in.}$$

$$\frac{s}{\delta}=1.44$$

$$f=0.78 \text{ (第四十圖より)}$$

$$C=\frac{0.48+0.43}{0.48+0.78 \times 0.43}=1.12$$

これ以外 pole tip (極の端) より擴がる flux あり。air gap の area を増す傾向あるも同時に pole tip は他の理由により少しく air gap を  $\delta$  なる値より擴ぐるを以て結局 gap の面積は増さぬることとして計算して大なる差なしとす。

この Carter coefficient は vent duct に對ししも slot と同様算出すべきなれども、これは計算するも普通 1 より甚しく相違せる數を得ざるを以て普通この計算を省略して直に 1 と見るを常とす。

45. The flux densities (磁束密度) magnetic circuit の各部に於ける flux density は第四十二圖に示さるゝ如くにして更に特記載せば下記の如し。

$$B_g = \text{the apparent flux density in the air gap} = \frac{\phi_a}{A_g}$$

$$B_{ag} = \text{the actual flux density in the air gap} = CB_g$$

$$B_t = \text{the apparent flux density in the teeth} = \frac{\phi_a}{A_t}$$

$$B_a = \text{the flux density in the armature} = \frac{\phi_a}{2A_a}$$

$$B_p = \text{the flux density in the pole} = \frac{\phi_m}{A_p}$$

$$B_y = \text{the flux density in the yoke} = \frac{\phi_m}{2A_y}$$

teeth に於ける flux density は normal voltage に對し 150,000 lines per square inch になる。かゝる高き density に於ては鐵部の permeability は air のそれと大差なきに至る。即ち鐵部の permeability 著しく降下して來るを以て flux の一部が容易に teeth 又は vent duct 又は鐵板間の air の部分を通過し得らるゝに至る。

今假りに teeth に傾斜なく flux が teeth と他の air space との間に其の磁氣抵抗に反比例して入り込むものとせば下の如くなり。

$$B_{at} = \text{the actual flux density in the teeth.}$$

$$B_o = \text{the flux density in the air path consisting of the slots, vent ducts, and air spaces between slots, vent lamination. (之は slot, vent ducts, 鐵板間の air space より成立する air path, flux density なり).}$$

$$B_t = \text{the apparent flux density in the teeth, then}$$

$$\phi_a = \text{the total flux per pole entering the armature}$$

$$= B_t A_t = B_o A_o + B_t A_t, \text{ where } A_o \text{ is the area of the air path per pole; therefore}$$

$$B_t = B_{at} + B_s \left( \frac{A_s}{A_t} \right)$$

$$B_{at} + B_s \left( \frac{\lambda L_c - l L_n}{l L_n} \right)$$

slot の深さを 1 吋と假定せば slot の両端の間に要せらるゝ air に対する ampere turn は下の通りなり。

$$B_s = 3.2 \text{ (ampere turns)} \quad (8 \text{ ページの公式参照})$$

$B_{at}$  = 與へられたる ampere turn に相當する flux density の値(これは次の第四十三圖の表より求め得べし)

$B_n$  ampere turn の與へられたる量に相當する ampere flux density  $B_t$  は上記の表より見出し得べし。

$B_t$  と  $B_{at}$  との関係は第四十二圖に示さる。之等は  $\frac{\lambda}{l}$  なる比の各種の値に對し、並に第四十二圖の magnetization curve に對して表示せらる。但し  $L_n = 0.8L_c$  なる假定を設けたり。

今實例を以て上記計算法を示さん、tooth の幅を slot の幅と同様にとりたりとせば

$$\frac{\lambda}{l} = 2 \text{ となり } \frac{L_n}{L_c} = 0.8 \text{ となる}$$

而して實際の tooth の flux density を 160,000 lines per sq. inch とせば鐵の 1 inch を通じて此 flux を通すためには第四十二圖の magnetization curve にて明なる如く 2250 amp. turns を要す。

これだけの amp. turns あれば鐵以外の他の air の

path を通り得る flux の density は第 8 頁の式より下の如く算出するを得べし。

$$3.2 \times 2250 = 7200$$

即ち air を通ずる flux は 7200 lines per sq. inch なり。由て實際の teeth の density は

$$B_{at} = 160,000 + 7200 \left( \frac{\lambda - 0.8l}{0.8l} \right)$$

茲に  $\lambda = 2l = 170,800$  lines per sq. inch.

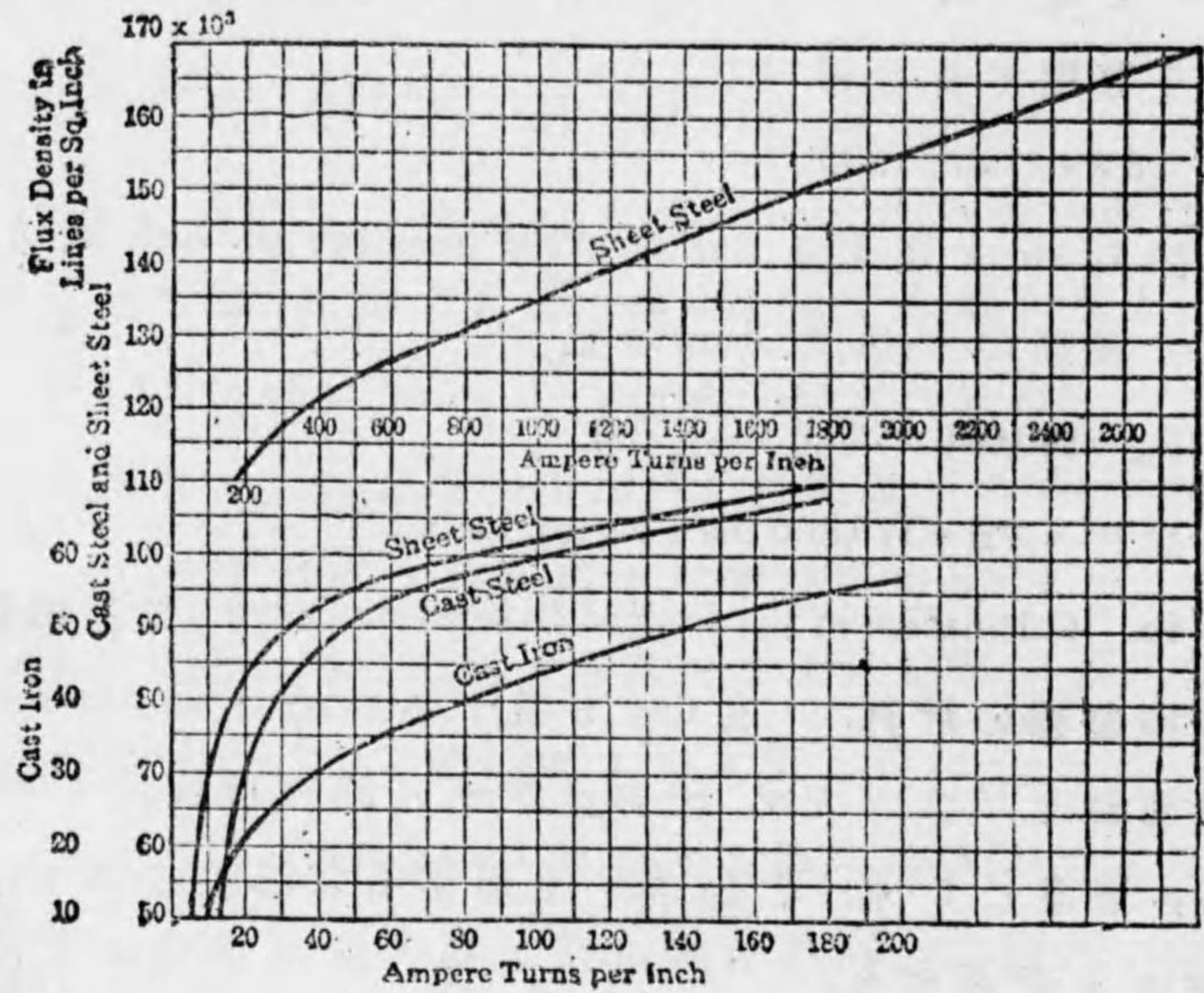
46. Calculation of the No-load Saturation Curve (無荷磁氣飽和曲線の計算) 或 flux を通ずるための amp turn の計算法を示さんため、前の第三十八圖の機械にて、air gap を通じて  $\phi_m$  なる flux を通ずるに必要な amp. turns を計算せん。

a 及 b なる二點間の m. m. f. は  $T_r I_r$  なること前に記載せしが如し。由て

$T_r I_r + AT_y + AT_n + AT_c + AT_t + AT_s$  なる式成立す。茲に  $AT_y$  は  $\frac{1}{2}\phi_m$  なる flux を  $l_y$  なる yoke の長さだけに通ぜしむるに要する amp. turns なり。yoke の flux density  $B_y$  求めらるれば之に要する 1 吋毎の amp. turns は第四十二圖より見出すことを得。

而してこの値に yoke の長さ  $l_y$  を乗ずれば直に  $AT_y$  と算出するを得べし。

第四十二圖



Magnetization curves.

$AT_p$  は  $\phi_m$  なる flux を pole の全長  $l_p$  を通ずるに必要なる amp. turns にして之を前者同様算出するを得。

$AT_g$  は air gap を通して  $\phi_a$  なる flux を送るに要する amp. turns にして、之を算出するには先づ  $C$  なる Carter 氏 coefficient を見出すを要す。然るときは實際の air gap の flux density は

$$B_{ag} = CB_g$$

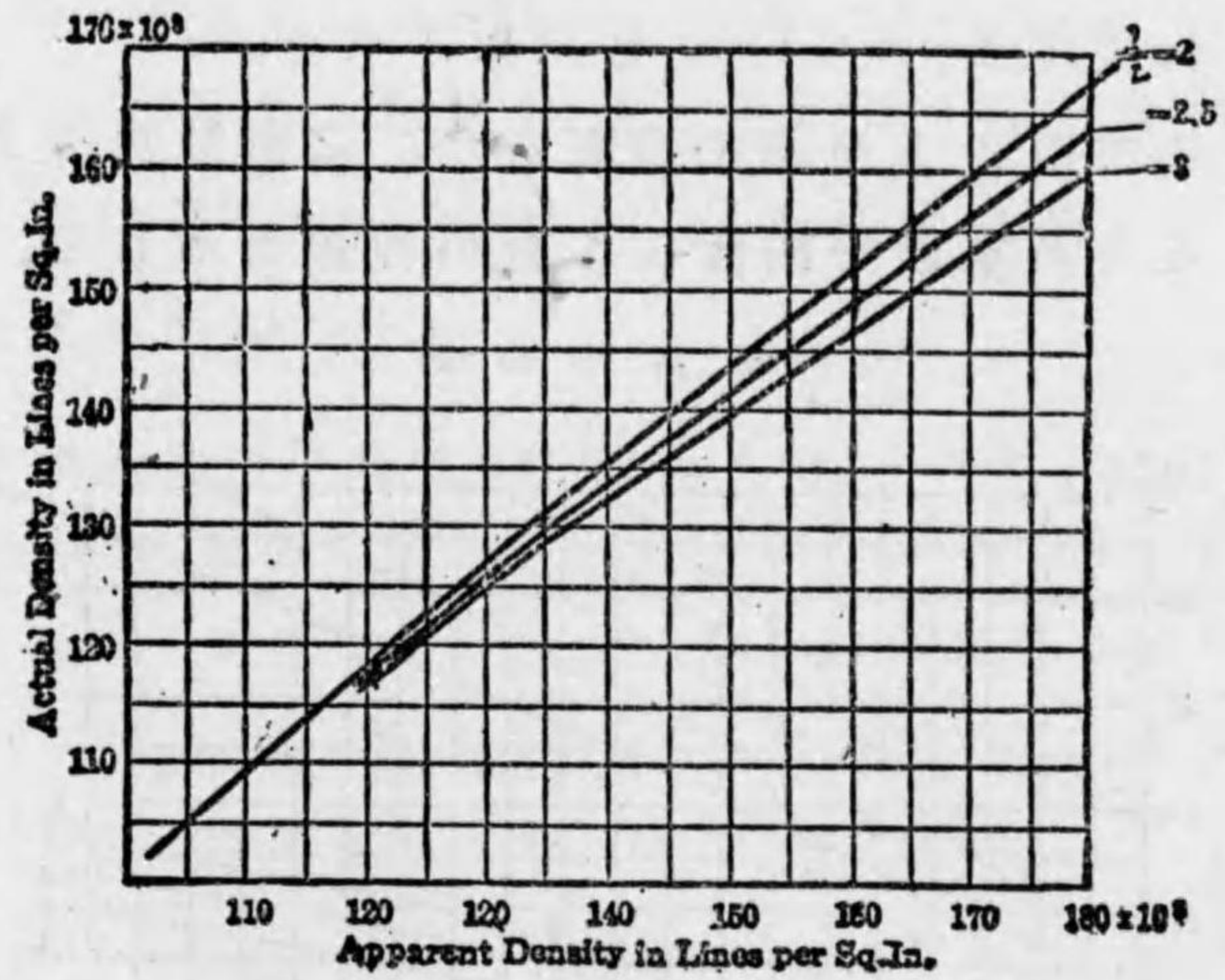
$$B_{ag} \text{ lines per square inch} = 3.2 \frac{AT_g}{\delta} \dots (3)$$

茲に  $\delta$  は時にて測れる air gap の長さなり。

上記の式より  $B_{ag}$  が知らるれば  $AT_g$  を算出することを得。

$AT_t$  は tooth の長さ  $l$  を通じて  $\phi_a$  なる flux を送るに必要なる amp. turns なり。  $B_t$  なる apparent tooth

第四十三圖



Densities in the armature teeth.

density は直に見出さる。而して實際の flux density  $B_{at}$  は第四十三圖の曲線を見出すを得。この實際の flux density を通ずるに要する 1 吋毎の amp. turns は前の第四十二圖より見出すを得。之に  $l$  なる長さを乗すれば  $AT_t$  なる値は算出せらる。

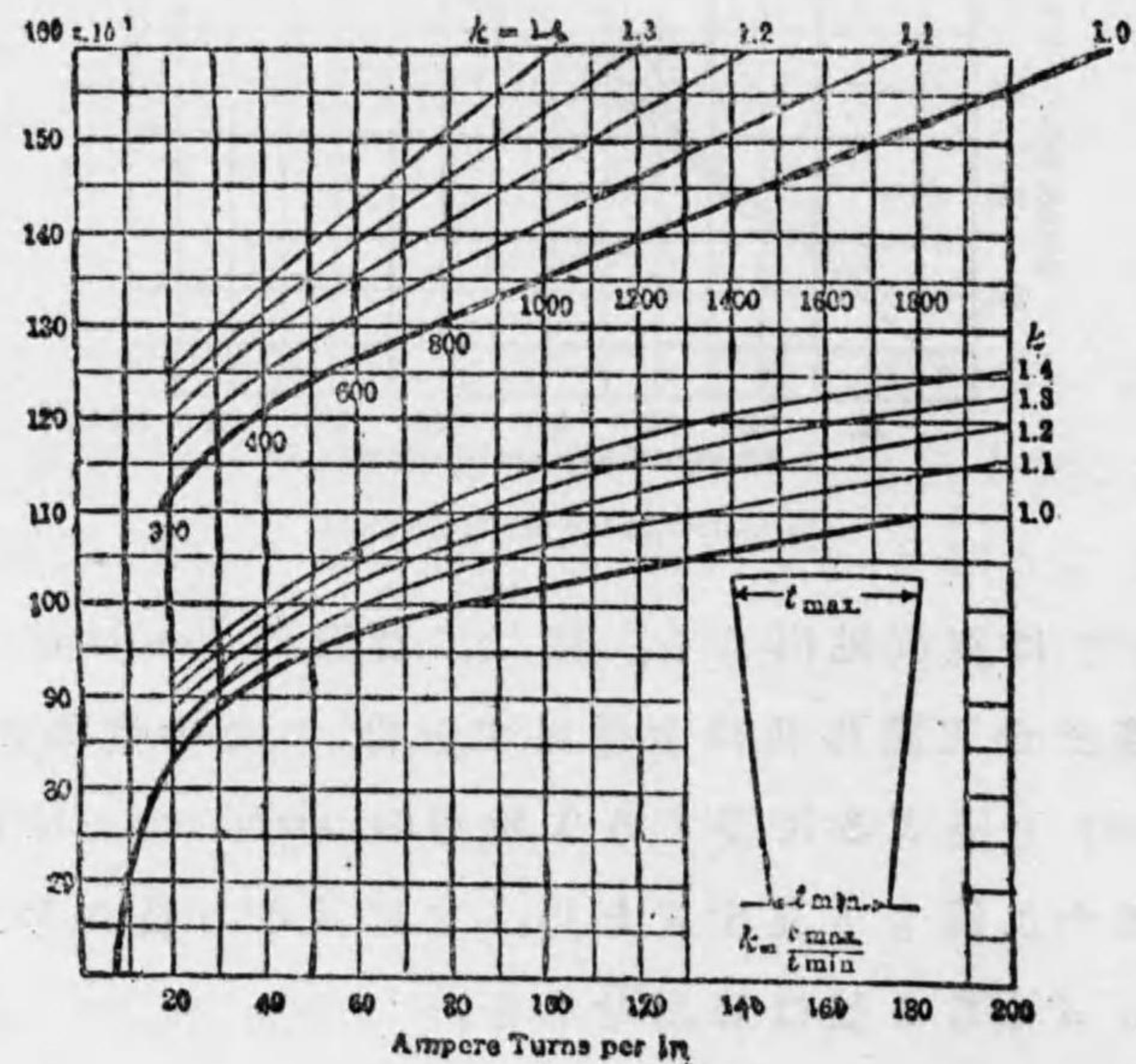
然れども teeth が第四十四圖に示されたる如く傾

斜し居るときは、flux density は teeth 全體を通じて一様ならず。問題は充分複雑し来るなり。

この場合には tooth の全長を幾つかの極く小なる部分に区分し、各部の flux density を求め、之に要する amp turns を見出し、之を全長に互りて加算して tooth の全長  $d$  に要する amp. turns を見出すなり。

この方法たるや稍や煩雜なり。之が計算法を簡略にするため第四十四圖に多數の曲線表示さる。tooth

第四十四圖



magnetization curves for sheet steel.

の top は bottom (底部) どの實際の flux density にして求めらるれば直に 1 時に要する amp. turns は知らるゝなり。

譯者曰、本問題に關しては電氣學會誌大正六年三月號原田工學士の「電機子の齒の勵磁アンペアターンの就てなる論文を見れば益するところ多かるべし。

armature core の  $l$  なる長さを通じて  $\frac{1}{2}\phi_a$  なる flux を送るに必用なる amp turns  $AT$  は第四十二圖より容易に算出するを得べし。

註 第四十一圖は 10 pole, 400 K. W., 240 volt, 200 r. p. m. の d. c. generator の線圖を示す、今之が no load saturation curve を研究し見ん。一個の實例につき詳細に研究實地計算し見るときは D.C. にても將又 A.C. にても他の machine に對し容易に saturation curve を算出するを得べし。

$$E = Z\phi_a \frac{r.p.m.}{60} \frac{po'es}{path} 10^{-8} \text{ volts}$$

故に

$$\phi_a = \frac{240 \times 60 \times 10^8 \times 10^3}{800 \times 200 \times 10}$$

$$= 9 \times 10^6 \text{ at 240 volts, no-load.}$$

磁路面積

- $r$  = the pole pitch =  $\frac{\pi \times 58}{10} = 18.2 \text{ in.}$
- $\psi$  = the per cent. enclosure = 0.7
- $L_o$  = the gross iron = 10.5 in.
- $L_n$  = the net iron = 9.45 in.

$\lambda$ = the slot pitch	= 0.91 in. at top of slot.
	= 0.86 in. at bottom of slot.
$t$ = the tooth width	= 0.48 in. top
	= 0.43 in. at bottom
$A_g$ = the apparent gap area	= $0.7 \times 18.2 \times 12 = 153$ sq. in.
$C$ = the Carter coefficient	= 1.12 (第44節 ↓)
$A_t$ = the minimum tooth per pole	= $0.7 \times \frac{200}{10} \times 0.43 \times 9.45 = 57$ sq. in.
$A_c$ = the core area	= $5.65 \times 9.45 = 53.5$ sq. in.
$A_p$ = the pole area	= $0.95 \times 10.5 \times 11.5 = 114$ sq. in.
$A_y$ = the yoke area	= 136 sq. in.

## 毎極の磁束

$\phi_u$ = the useful flux per pole	= $9 \times 10^6$
$l_f$ = the leakage factor	= 1.16. (86頁を見よ)
$\phi_m$ = the total flux per pole	= $1.05 \times 10^6$

## 磁束密度

$B_g$ = the apparent gap density	= 59,000 lines per sq. in.
$B_t$ = the apparent tooth density	= 158,000 lines per sq. in.
$B_{at}$ = the actual tooth density	= 150,000 lines per sq. in. (第43圖より)
$B_c$ = the core density	= 84,000 lines per sq. in.
$B_p$ = the pole density	= 93,000 lines per sq. in.
$B_y$ = the yoke density	= 39,000 lines per sq. in.

## The excitation :

$AT_g$ = the gap ampere-turns	= $\frac{1.12 \times 59,000 \times 0.3}{3.2} = 6200$
$AT_t$ = the tooth ampere-turns	= $1300 \times 1.6 = 2080$

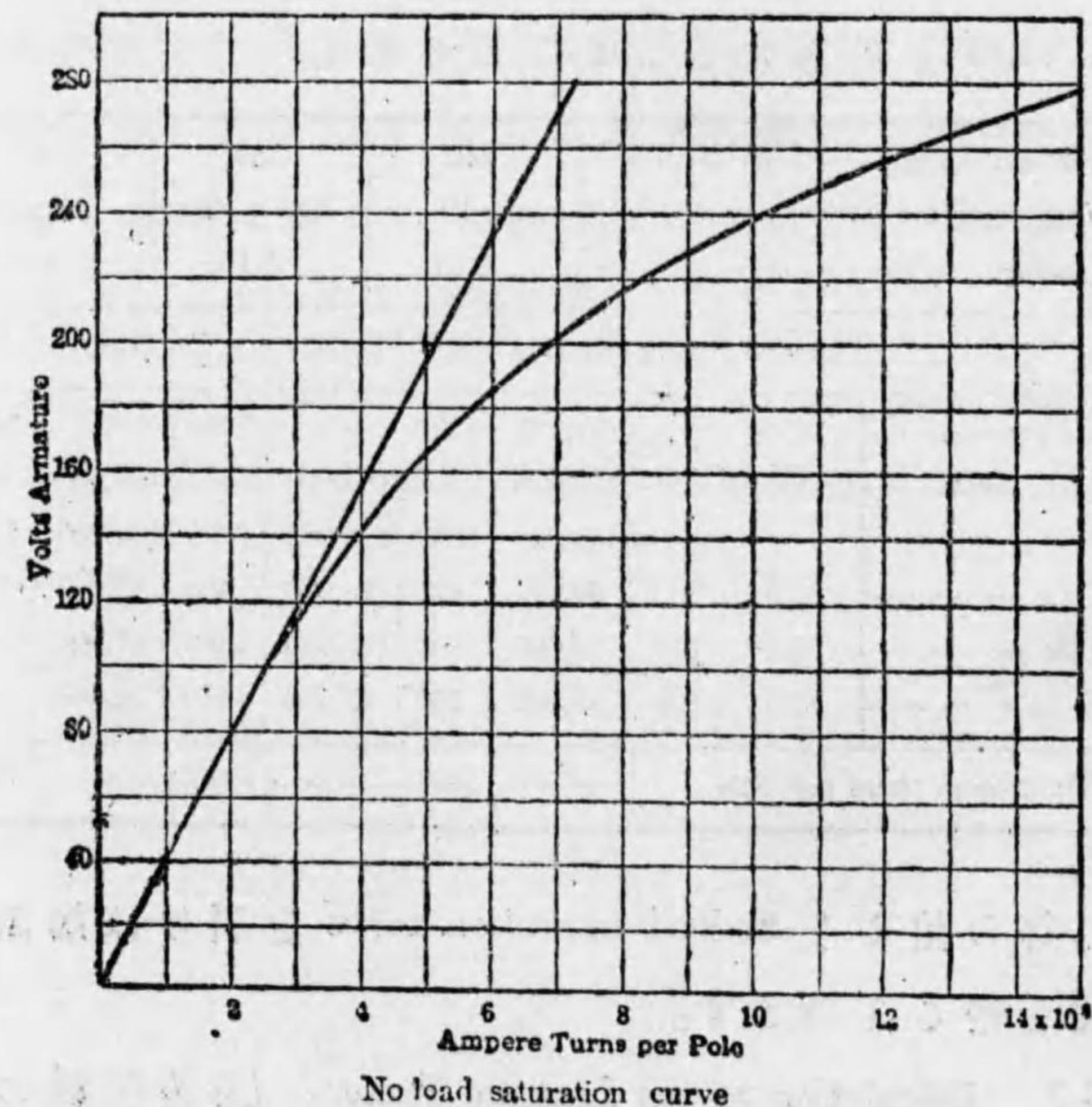
tooth の taper を 1.12 とし flux density を 150,000 とし 第四十四圖を使用す。

$AT_c$ = the core ampere turns	= $20 \times 6.5 = 130$
$AT_p$ = the pole ampere turns	= $40 \times 15 = 600$
$AT_y$ = the yoke ampere turns	= $75 \times 13 = 980$

Total ampere turns :

Total amp turns for 240 volts at no-load	= 9990
--	--------

第四十五圖



上記の計算に於ては二個の重要な事項省略せらる。由て算出せられたる amp. turns は實際のものより少しく過小なり。この事項の一つは yoke と pole との接続部に要する amp. turns を省略することなり。

又他の一事項はこの接続部に近き yoke の一部は density 甚だ高くなり居るを以て随つて yoke の中央部等に比し遙に amp. turns を要すること大なりとす、これ多少の誤差の生ずる所以なり。

今茲に此發電機の他の voltage に對して必用なる amp. turns を計算すること下表の如し

No load voltage.....	240	280	210
Flux per pole.....	$9 \times 10^6$	$10.5 \times 10^6$	$7.9 \times 10^6$
Leakage factor.....	1.16	1.16	1.16

	Length	Area	Density	A T	Density	A T	Density	A T
air gap.....	0.30	$\frac{153}{1.12}$	59,000	6200	.....	7200	.....	5400
Min. tooth.....	1.60	57	158,000	.....	184,000	.....	138,000	.....
			150,000	2080	170,000	2400	134,000	1200
Core.....	6.5	53.5	84,000	130	98,000	450	73,000	78
Pole.....	15.0	114	98,000	600	108,000	2400	81,000	270
Yoke.....	13.0	136	39,000	980	45,000	1460	34,000	680
Total amp. turns per pole	.....	.....	.....	3990	.....	14950	.....	7628

これ等の値より no-load saturation curve を引けば第四十五圖を得るものとす。

47 Calculation of the Leakage Factor (漏洩係数の計算) 第四十六圖は極數多き機械の一部を表はす。全體の leakage flux は下記の通りなり。

每極の全漏洩磁束は

$$= \phi_c = \phi_{c1} + \phi_{c2} + \phi_{c3} + \phi_{c4}$$

此式に於て

$\phi_{c1}$  = 圖中通路 1 に於ける leakage flux 即ち pole shoe (極片)の内面の間の flux

$\phi_{c2}$  = pole shoe の兩端の間即ち圖中通路 2 に於ける leakage flux

$\phi_{c3}$  = pole の内面間、即ち通路 3 に於ける leakage flux

$\phi_{c4}$  = pole の兩端間、即ち通路 4 に於ける leakage flux

通路 1 及 2 に對する *m. m. f.*

$$= 2(AT_p + AT_r + AT_c)$$

$$= 2(AT_{p+r})$$

これ  $AT_c$  は甚だ小なる數にて省略しても大差なき故なり。

故に

通路 1 を通ずる flux

$$= 3.2 \times 2(AT_{p+r}) \frac{L_p h_p}{l_1}$$

$$= 6.4(AT_{p+r}) \frac{L_p h_p}{l_1}$$

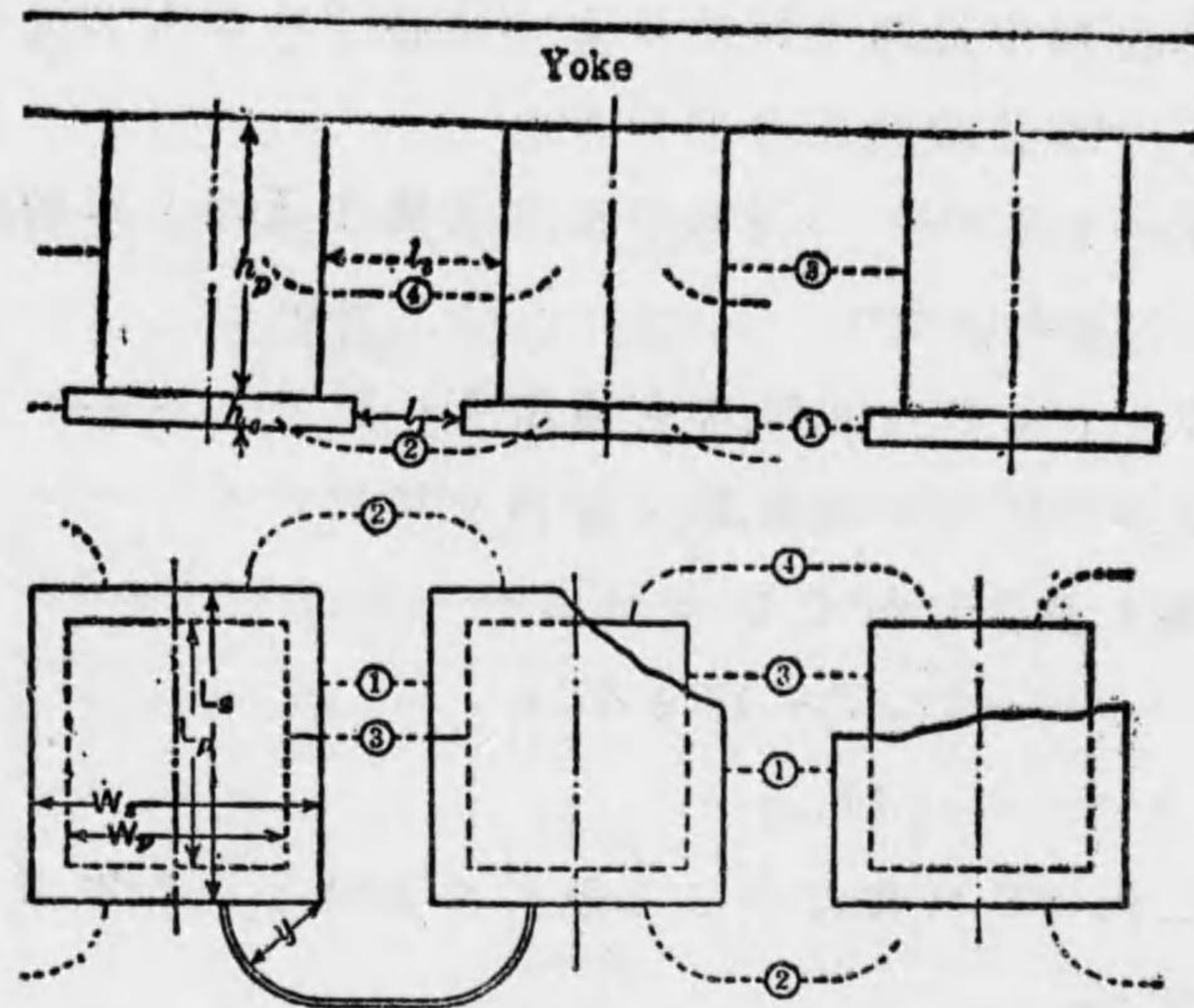
而して二つの通路を合すれば

$$\phi_1 = 13(AT_{p+r}) \frac{L_p h_p}{l_1}$$

通路 2 を通ずる flux は下の如し。



第四十六圖



2なる一通路を通する磁束

$$\begin{aligned}
 &= 3.2 \times 2 (AT_{g+i}) \int_0^{W_2} \frac{h_2 dy}{l_1 + \pi y} \\
 &= 6.4 \times (AT_{g+i}) \frac{h_2}{\pi} \log_e \left( \frac{l_1 + \frac{\pi W_2}{2}}{l_1} \right) \\
 &= 4.7 (AT_{g+i}) h_2 \log_{10} \left( 1 + \frac{\pi W_2}{2 l_1} \right)
 \end{aligned}$$

and  $\phi_2 = 19 (AT_{g+i}) h_2 \log_{10} \left( 1 + \frac{\pi W_2}{2 l_1} \right)$

これ一極に對し2なる通路四個ある故なり。

通路3及4に對する  $m.m.f$  は pole の底部にありて 0 より shoe に於て  $2(AT_{g+i})$ 迄變化す、由て平均値は  $4T_{g+i}$  amp. turns なり。

故に  $\phi_{c3} = 6.5 (AT_{g+i}) \frac{L_p h_p}{l_3}$

$$\phi_4 = 9.5 (AT_{g+i}) h_p \log_{10} \left( 1 + \frac{\pi W_p}{2 l_3} \right)$$

Magnetic circuit の凡ての data (數字) が與へられ、flux  $\phi_a$  一方の gap 及 tooth に通すべき amp. turns  $AT_{g+i}$  が知らるれば

$$\phi_c = \phi_{c1} + \phi_{c2} + \phi_{c3} + \phi_{c4} \text{ なる式より}$$

leakage flux 總和を知るを得。leakage flux は

$$\text{The leakage flux} = \frac{\phi_a + \phi_c}{\phi_a} \text{ なる式より}$$

直に計算することを得。

今第四十一圖に示されたる機械の leakage factor を實地計算し見んさす。

- $h_2 = 1.5$  inch                       $L_2 = 11.5$  inch
- $l_1 = 6$  inch                               $W_2 = 12.7$  inch
- $h_p = 13.5$  inch                       $L_p = 11.5$  inch
- $l_3 = 12.5$  inch                       $W_p = 10.5$  inch

故に  $\phi_{c1} = 13 (AT_{g+i}) \left( \frac{1.5 \times 11.5}{6} \right) = 37 (AT_{g+i})$

$$\phi_{c2} = 19(AT_{g+t}) \times 1.5 \log_{10} \left( 1 + \frac{\pi \times 12.7}{2 \times 6} \right) = 18(AT_{g+t})$$

$$\phi_{c3} = 6.5(AT_{g+t}) \left( \frac{13.5 \times 11.5}{12.5} \right) = 80(AT_{g+t})$$

$$\phi_{c4} = 9.5(AT_{g+t}) 13.5 \log_{10} \left( 1 + \frac{\pi \times 10.5}{2 \times 12.5} \right) = 46(AT_{g+t})$$

故に  $\phi_c =$  毎極の全 leakage flux  $= 181(AT_{g+t})$

第46節の終りの表より  $AT_{g+t}$  を算出するに

$$= 6200 + 2080$$

$$= 8280 \text{ amp-turns}$$

故に  $\phi_m = 181 \times 8280 = 1,500,000$

及び  $\phi_g =$  (毎極の gap を通る flux)

$$= 9.0 \times 10^6 \text{ (前の表より)}$$

故に leakage factor  $= \frac{\phi_m + \phi_g}{\phi_m} = \frac{9,000,000 + 1,500,000}{9,000,000} = 1.16$

大體の設計に對しては下表の leakage factor の値は  
實際と大差なき數なり。

armature の直徑 10 吋以下の

4 pole machine にて 1.25

armature の直徑 10 吋乃至 30 吋の

多極 machine にて 1.20

armature の直徑 30 吋乃至 60 吋の

多極 machine にて 1.18

armature の直徑 60 吋以上の

多極 machine にて 1.15

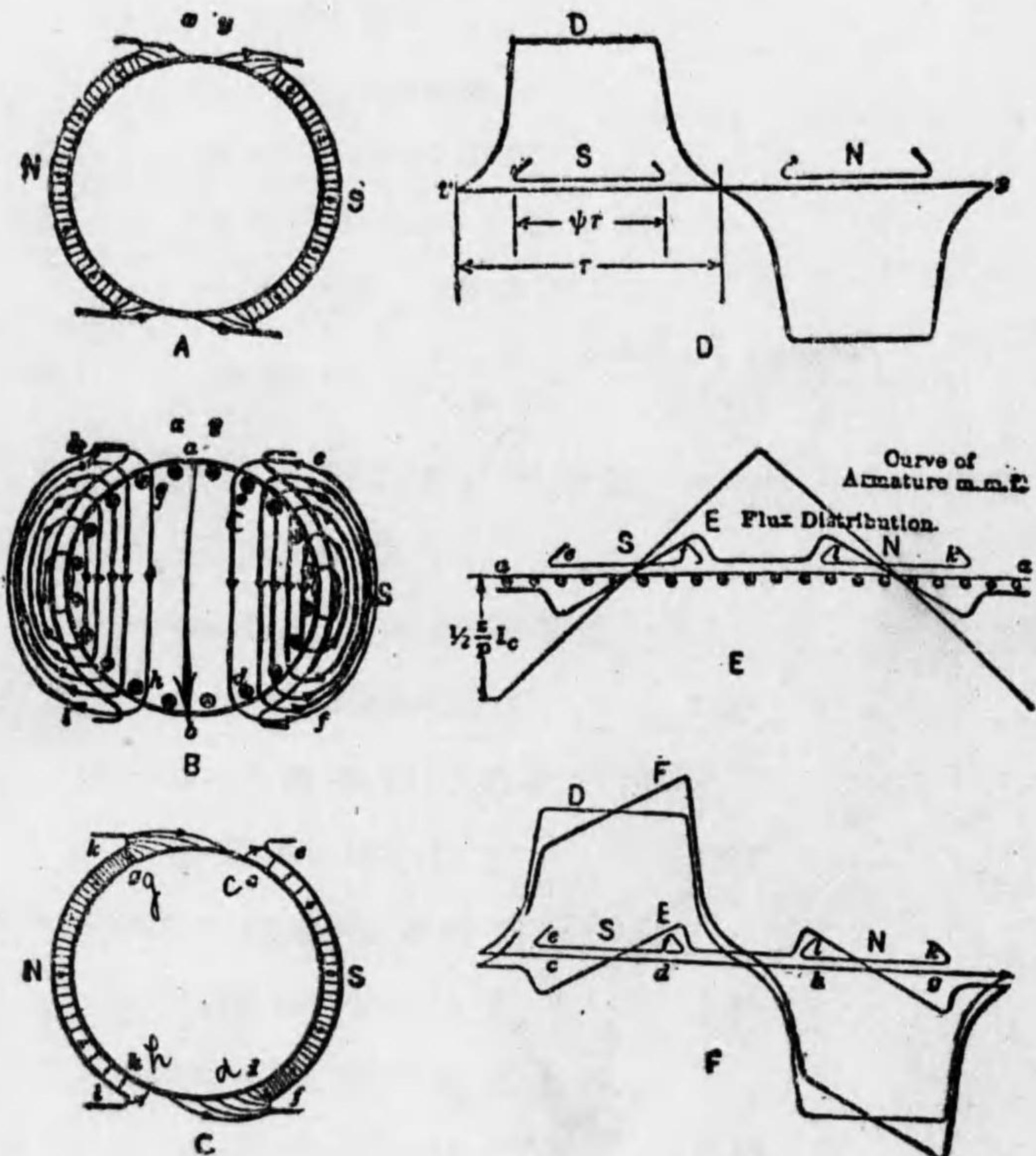
是等の値は第二十八圖に示せる如き型の機械に就  
て適用せらるゝ値なりとす。

### 第六章

### Armature Reaction (發電子反作用)

48 Armature Reaction (發電子反作用) 第四十七圖は machine の flux distribution (磁力線の分布)の模様を示

第四十七圖



せるものにて、圖中 A は二極の machine に於て main exciting coil (主要勵磁捲線)によつて勵磁されて生せる air gap に於ける magnetic field を示せるものなり。

圖中 B は、main field は勵磁せずして brush を中性點に置き、armature current のみにて生せる magnetic field の模様を示す。圖中 ab 間の m. m. f は pole 一對に對する cross-magnetizing ampere-turns (交叉磁化アムペーターン)と稱せられ、armature conductor の數 Z にして、conductor に流るゝ current  $I_c$  なるときは、cross-magnetizing ampere-turns は  $\frac{1}{2}(ZI_c)$  なり。而して pole tip の間に相當する部分即ち圖中 c 及 d 又は g 及 h の間の ampere turns は  $\frac{1}{2}\phi ZI_c$  なり( $\phi$  は polar arc を示す)。

此  $\frac{1}{2}\phi ZI_c$  なる ampere turns の半分が圖中 c と e の間の air gap を横切るために用ひられ、他の半分が f と d との間を横切るために用ひらる。實際 ef 及 cd なる鐵部に要する ampere-turns は甚だ些小にして省略し得べきものとす。

第四十七圖中の F は machine の實際運轉の場合の magnetic field を示せるものにして即ち main m. m. f と armature m. m. f の双方が同時に働ける場合を表はせるものとす。由てこの場合は pole tip の flux density は一方は armature ampere turns のため助けられて強くな

り、他の pole tip は之と反對に armature ampere turns に妨げられて弱くなる。即ち圖中 *d* 及 *g* なる pole tip は強められ、*c* 及 *h* なる pole tip は弱めらる。

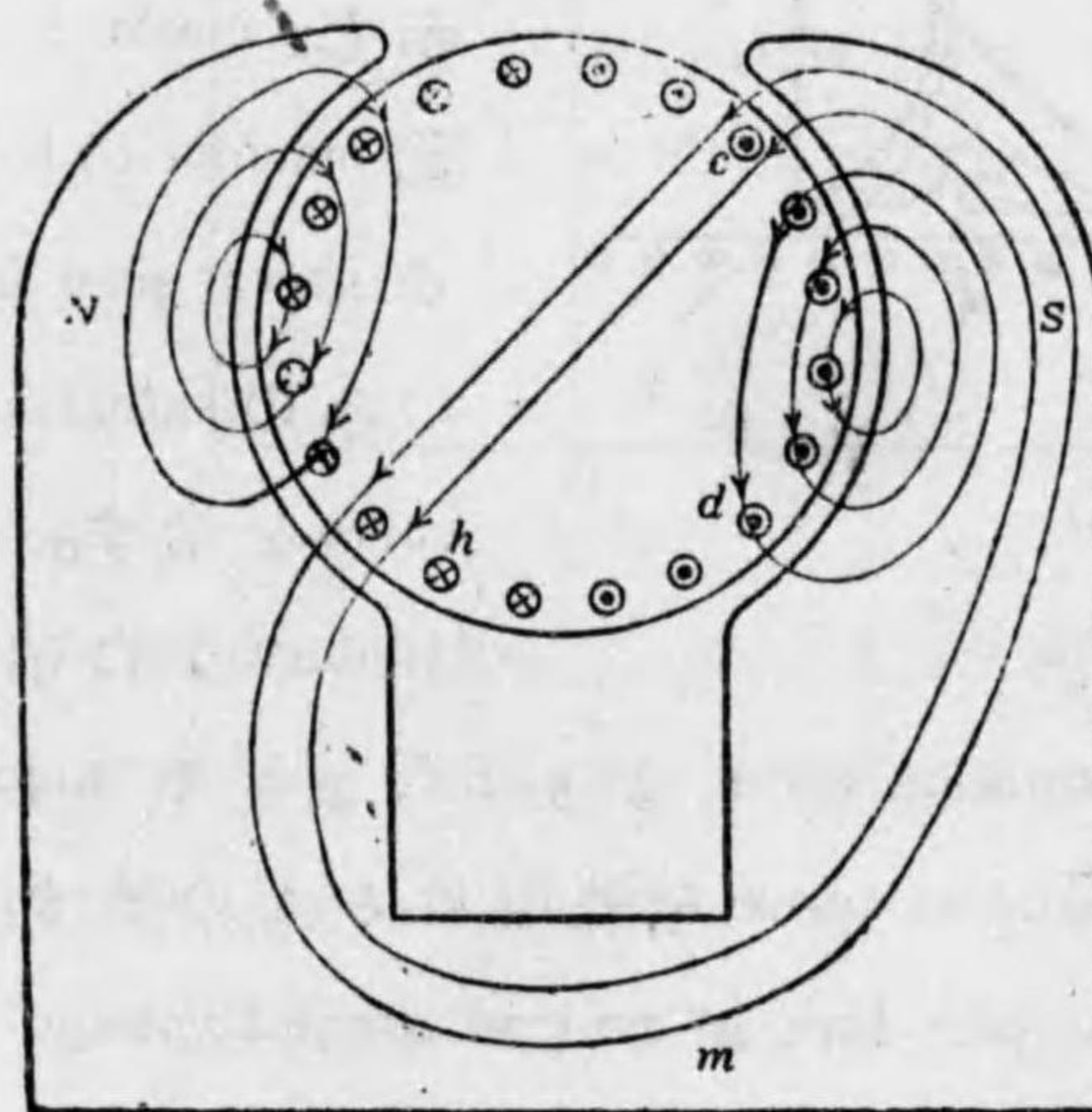
今是等 flux distribution の状態を更に明瞭に説明せんには、同じく第四十七圖に於て *D*, *E* 及び *F* は *AB* 及び *C* に於ける状態を更に明白に示せるものにて、*AB* 及 *C* の armature を *xy* の部分にて切り之を平面に展開せるものにて、各部分の flux density は垂直に示さる。圖中 *D* は main *m. m. f* のみ働ける flux distribution を示し *E* は armature *m. m. f* にのみよる flux distribution を示す。

*F* は main *m. m. f* と armature *m. m. f* の双方が同時に存在する場合の flux distribution を示し、*D* 及 *E* の curve を重ね合せて得らるゝものゝす。然れどこれは *df* の部又は *gk* の部分の magnetic path が saturate して居らぬ場合に就てのみ *D* 及 *E* の curve を重ね合せて *F* なる curve が得らるゝものにて然し實際の場合には armature の teeth は normal voltage にて 150,000 lines per sq. inch 位にて遙に saturation 以上にあり。由て armature *m. m. f* のため *d* 部並に *g* 部にて更に高く excite せらるゝも flux は何程も増さず。之に反して *c* 部及 *h* 部にては armature *m. m. f* のため逆に excite せられ main *m. m. f* の力は著しく強めらるゝを以てこの部の flux は減少す。

斯くして結局 cross magnetization のため pole の total flux は幾分減少するを免れず。

armature reaction の作用を第四十七圖の *B* の如く説明するを通過するも、この圖にては一つの pole の一方の pole tip に flux 増し他の pole tip が flux 減少する如く示さる。されど實際の場合に第四十八圖に示さるゝ如き状態をさるものゝす。armature reaction の lines

第四十八圖

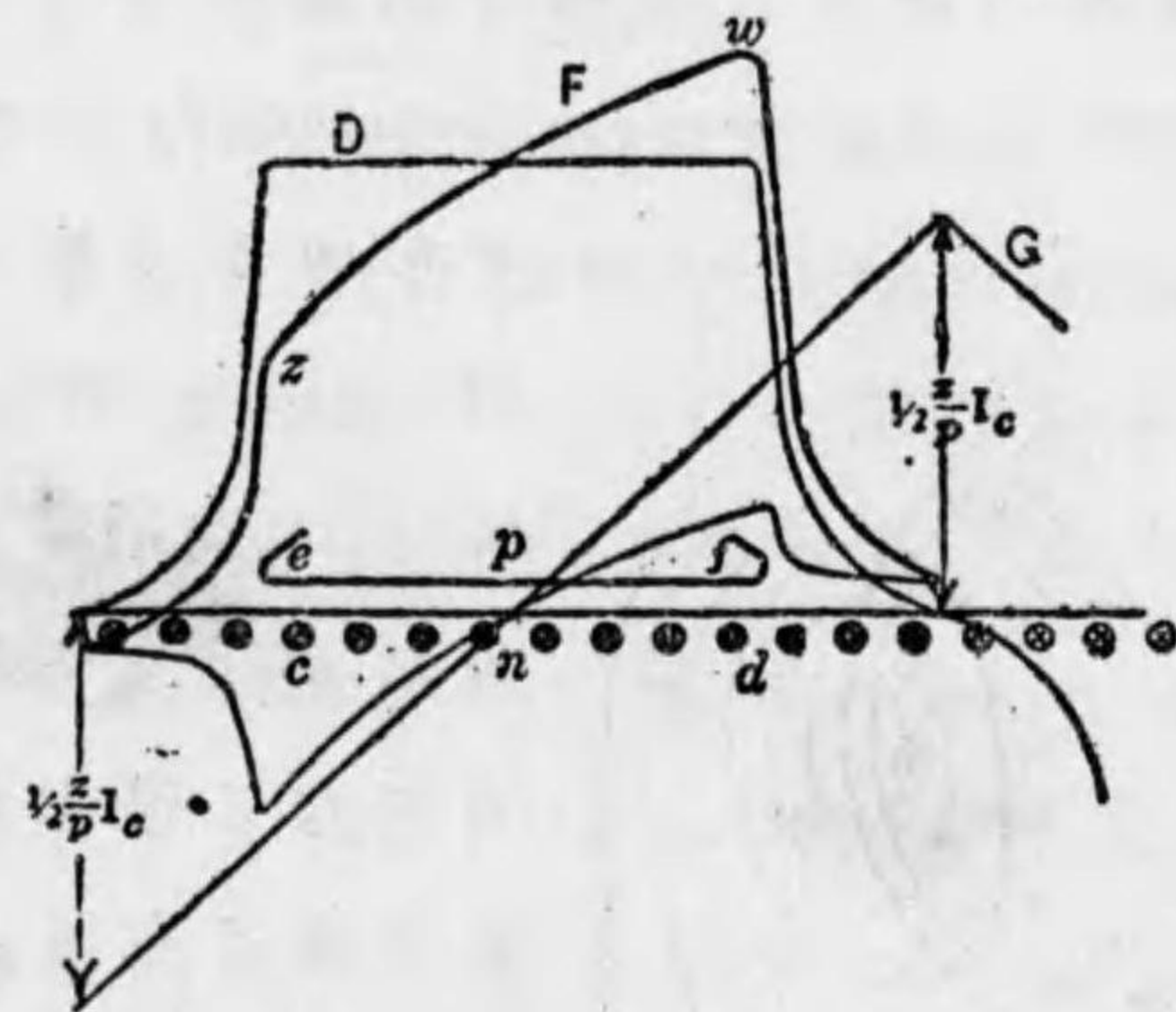


of force が *d* 點に於て high reluctance に遭遇する故に *hmc* なる稍安樂なる道を通ることとなる。而して此 lines of force は main field に逆に働くを以て demagnetizing の作用をなす。

49 Distribution of Flux in the Air Gap at Full Load (全負荷に於ける air gap の flux の分布) 第四十九圖は pole の數 *P* だけの multipolar machine の一部の展開圖を示す。而して *D* なる curve は main *m. m. f* のみにて生

せる air gap の flux distribution を示し、 $df$  及び  $ce$  の部分を横ぎるために要する armature の  $m.m.f$  は  $\frac{1}{2} \phi \frac{Z}{p} I_c$  ampere-turns にして curve  $G$  はこの armature  $m.m.f$  の distribution を示す。

第四十九圖

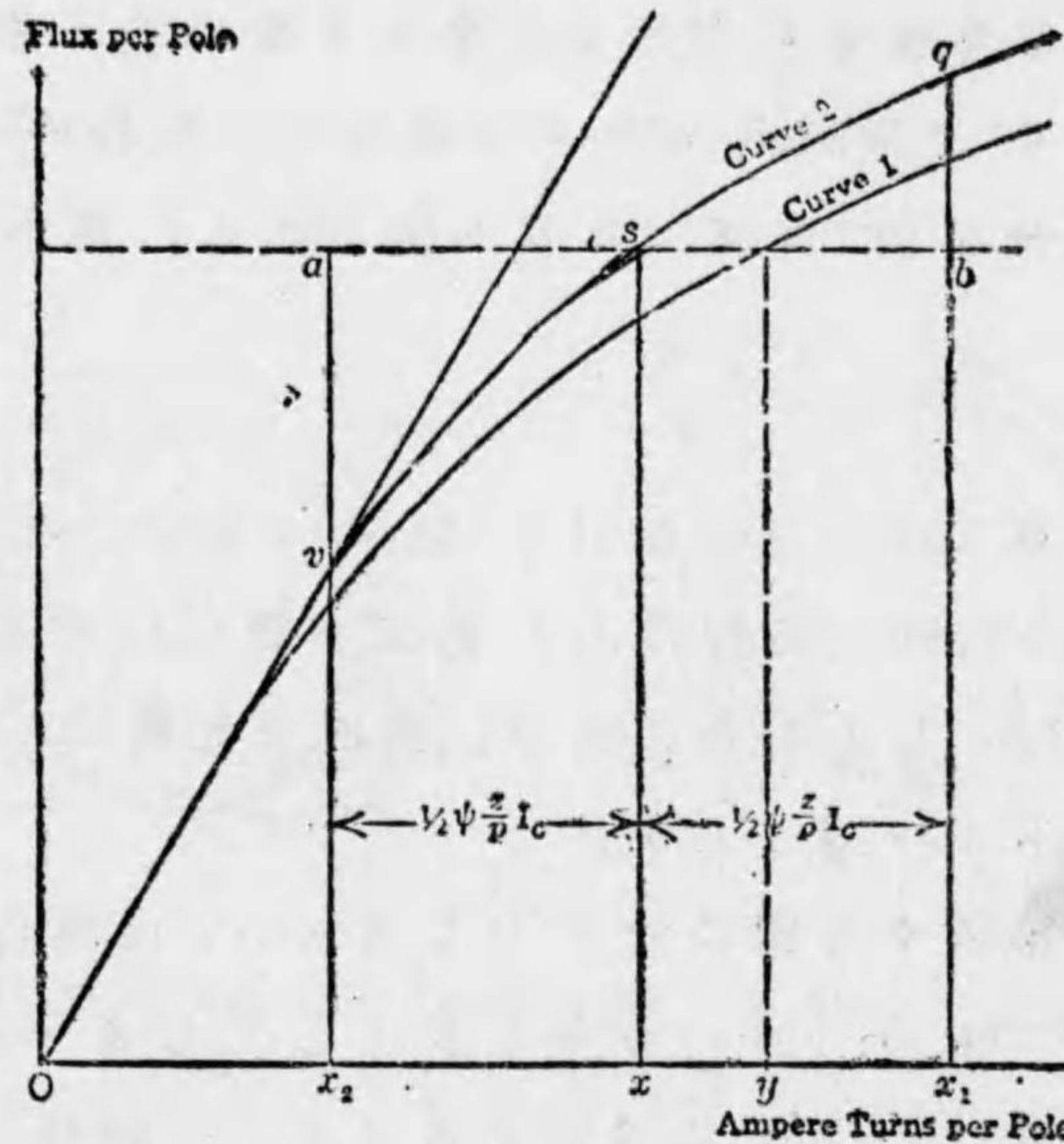


普通の no-load saturation curve より field pole や magnet frame 等に要する ampere turns を差引けるものとす。即ち圖中  $oy$  なる ampere turn が no-load normal voltage の場合 flux を全體の magnetic circuit に通すに必需なる ampere turns とせば、 $ox$  が同様の flux を one air gap と one tooth と one pole face を通すに必要なる ampere-turns なり。

第四十九圖にて  $np$  なる pole の中央部を横切る am

第五十圖の curve 1 はこの machine の no load saturation curve を示し、curve 2 は此 machine の tooth と gap と pole face のみの saturation curve を示す。即ち curve 1 に示せ

第五十圖



pere turns は full load に於ても no load と同様なり。其故に  $n$  部に於ける flux density は load の變化に對し更に變化なし。

$df$  の部分の  $m.m.f$  は full load に於ては既に  $ox$  と同様に非ずして(第五十圖)  $ox_1$  なる値をとる。茲に

$$x x_1 = \frac{1}{2} \phi \frac{Z}{p} I_c = (\text{armature による } df \text{ を横切る } m.m.f)$$

故に全負荷に於て air gap の  $d$  點に於ける flux density は第五十圖に於ける  $qx_1 : sx$  なる比に従ひ無負荷の

場合より増し居るものとす。これは第四十九圖にては  $dw$  なる値をさるなり。第五十圖に於て全負荷に於ける  $ce$  を横切る  $m.m.f$  は無負荷の場合の  $ox$  なる値と同一ならずして  $ox_2$  なる値をさる。圖中  $xx_2$  は

$$xx_2 = \frac{1}{2} \phi \frac{Z}{p} I_c$$

なるを以て全負荷に於ける  $e$  點の air gap に於ける flux density は無荷の場合に比し、第五十圖にて示さるゝ如く、 $vx_2 : sx$  なる割合に減少し、第四十九圖に  $cx$  に於て圖示せらるゝ通りとす。

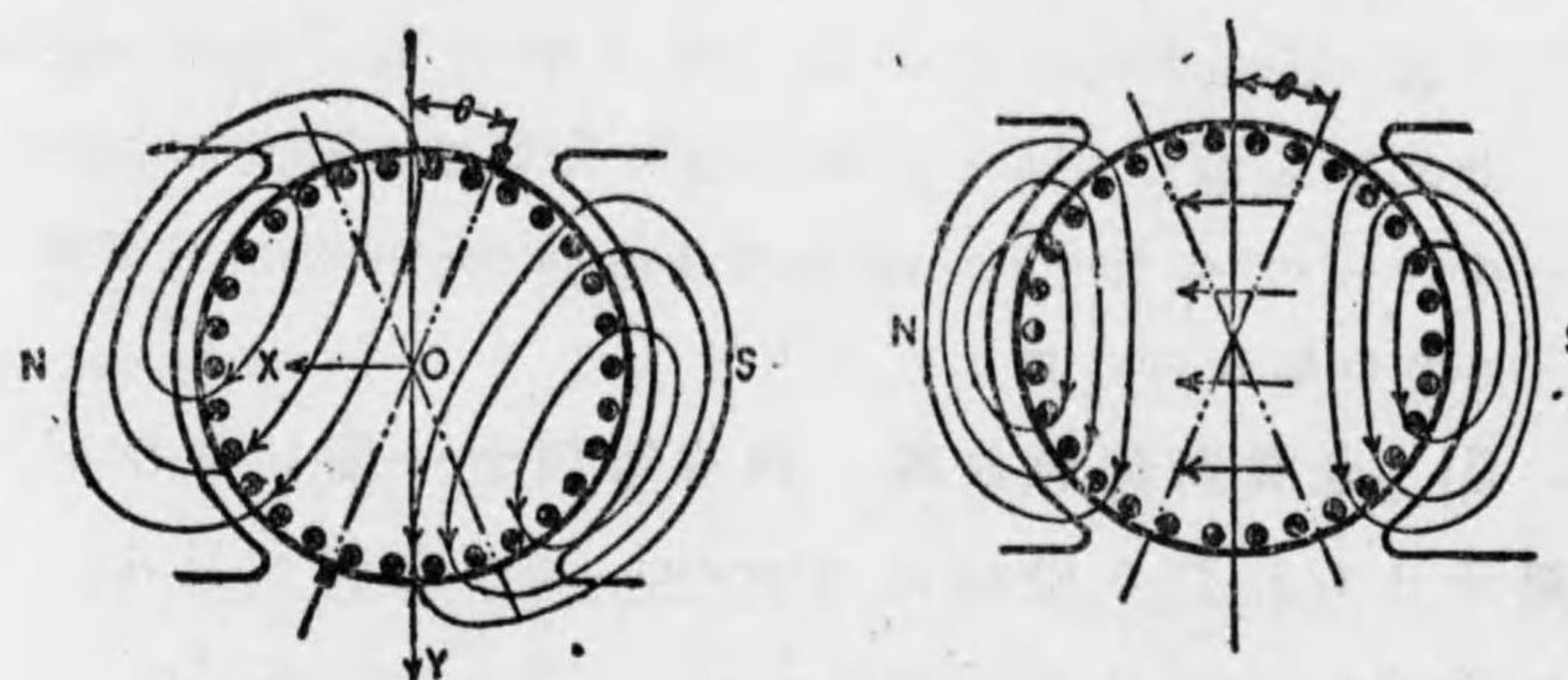
斯く第四十九圖に於て  $D$  なる curve は無負荷に於ける air gap の flux の分布を表はし  $F$  なる curve は全負荷に於ける flux の分布を表はす。一極毎の total flux は全荷の場合は無荷の場合に比し  $F$  なる curve により圍まれたる面積が  $D$  なる curve によれる面積より小なるだけ同一の割合にて減少し、これは實際上第五十圖にて  $x_2 v q x_1$  なる面積と  $x_2 a b x_1$  なる面積の比と同様なりとす。

50 刷子 (Brushes) が移動せる場合の反作用 第五十一圖は整流作用を良好にするため brush を  $\theta$  なる角度だけ中性點より移動せしめたる場合 armature current により生せる magnetic flux を示したるものとす。

armature field は最早 main field の flux と直角に非ず圖の如く傾くものとす。今之を明瞭に考究するためにはこの flux を二つの component (要素) に分つべきなり。

第五十一圖

第五十二圖



其一つは圖中  $OY$  なる方向に働くものにて之を cross-magnetizing component と名け、其作用は main field を直角にすらすために働き、 $OX$  なる方向に働く component は demagnetizing component と稱せられ、main field に逆ひて働くものとす。第五十二圖は armature coil をこの二つに分ち、この二つの component の生ずる理を説明せるものにて

極一對の demagnetizing ampere turns  
 $= I_c \frac{Z}{p} \times \frac{2\theta}{180}$

故に 極一個毎の demagnetizing ampere turns  
 $= \frac{1}{2} \frac{Z}{p} \times I_c \times \frac{2\theta}{180}$

而して  $\theta$  なる angle は概算の場合は 18 electrical deg-  
100 と見るを以て  $\frac{2\theta}{180}$  は

$$\frac{2\theta}{180} = \frac{2 \times 18}{180} = 0.2 \text{ となるなり。}$$

註 electrical degree とは pole 一對を  $360^\circ$  と見て他の angle を  
計算するを云ふ由て二極の場合は普通の angle の degree と  
electrical degree と一致し、四極の場合は electrical degree は普通の  
angle の場合の二倍となるなり

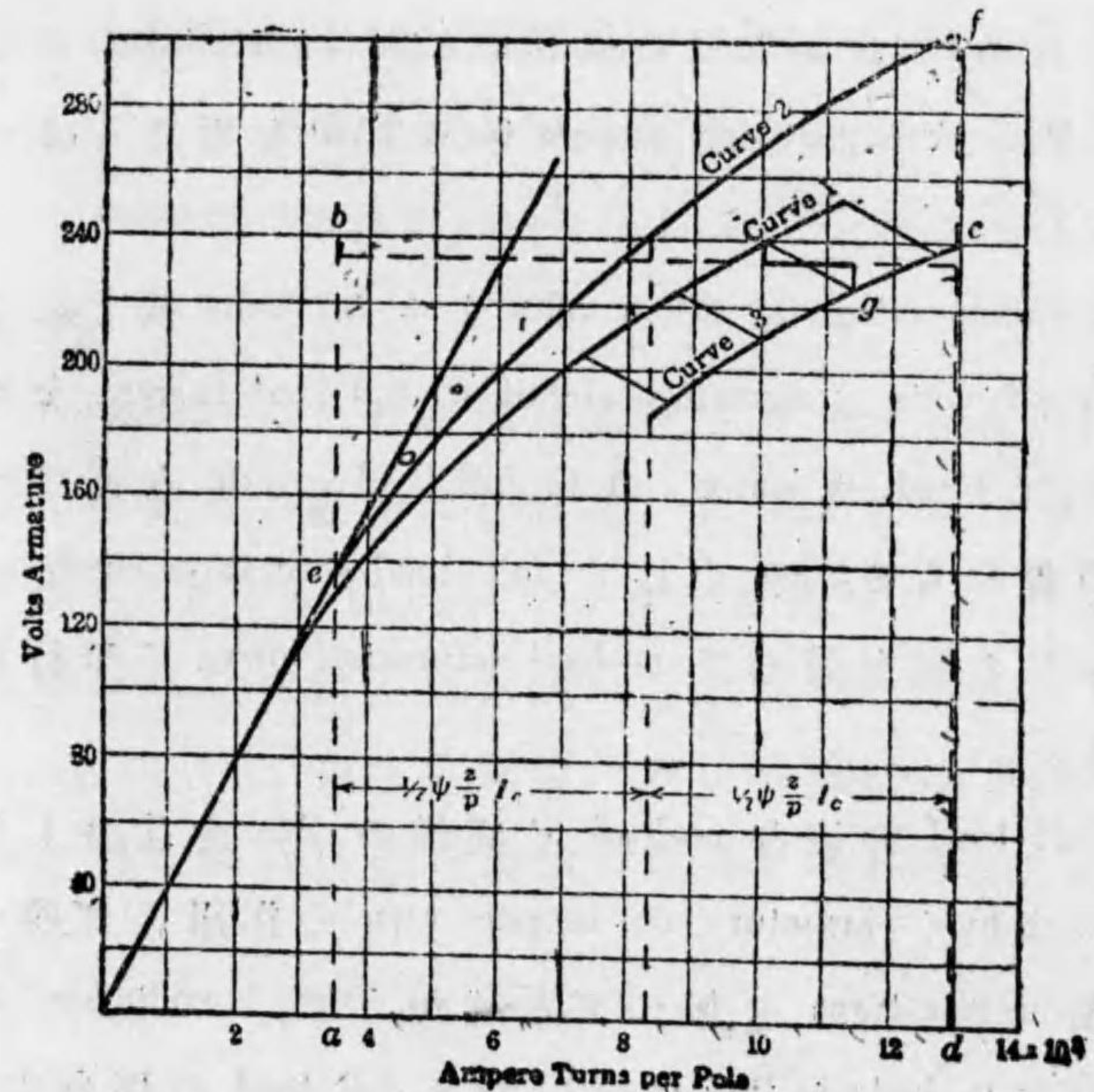
51 全負荷飽和曲線 前章第四十一圖に寸法記入  
圖示せられたる機械の saturation curve を調べ見ん。こ  
の機械の data は下の如し。

格定: 400 kw., 240 volt, 1670 amp, 200 r.p.m.

極 數	10
コイル	400
winding	one turn multiple
全導體數	800
一電線の電流	167
% pole enclosure	0.7
armature, brush, series coil の全負荷に於ける電壓降下	8.7
刷子の進みの角 $\theta$	18 度
毎極の armature amp-turn	$= \frac{800 \times 167}{2 \times 10} = 6700$
毎極の減磁 amp-turn	$= \frac{1}{2} \left( \frac{800}{10} \times 0.7 \times 167 \right) = 4700$

第五十三圖の curve 1 は此機械の no-load saturation  
curve にして第四十五圖と同様とす。第五十三圖の  
curve 2 は tooth 及 air gap に對する saturation curve にして  
第 46 節に於ける表より圖示せらる。全體の magnetic  
circuit を通じて no-load flux を送るために 9990 ampere  
turns を要し、其内 8280 ampere-turns は air gap と teeth だけ  
に費さる。此場合此 flux により發生せらるる voltage  
は 240 とす。

第 五 十 三 圖



full load に於ける一方の pole tip に於ける

$$m.m.f = 8280 + 4700 = 12980 \text{ ampere turns}$$

而して他の tip に於ける  $m.m.f.$

$$= 8280 - 4700 = 3580 \text{ ampere turns}$$

air gap に於ける flux は第五十三圖の  $\frac{aefd \text{ なる面積}}{abcd \text{ なる面積}}$  の割合に減少す。此減少のため発生せらるゝ voltage は 240 より 235.5 に減少す。

かく 235.5 volts に迄減少せる voltage を 240 volts に上げるためには no-load excitation 9990 ampere-turns に更に pole 毎の demagnetizing ampere turns 1340 を増さるべからず。

terminal voltage は 235.5 volts より 8.7 volts 低し。これこの 8.7 volts は armature circuit に full load current を通すため、又 brush や series coil に full load current を通すために消費せらる。かくして full load saturation curve は圖中りなる點を通じて no-load saturation curve に平行に引かる。

Full load の場合 no-load と同様の flux を生せしむる爲にはかく armature の ampere turn の作用に打勝つため或 ampere-turns を加へざるべからず。excitation の増加のため leakage flux は増し、尙々 full load の場合の am-

pere-turns を増さるべからず。かくせば又 leakage flux の幾分の増加を來す、されど是等は一々正確に計算するは困難なり。

52 Field と armature の  $m.m.f$  の強さの比較 第四十九圖を詳細點檢するとき armature current が増し來り armature の cross ampere turns  $\frac{1}{2} \phi \frac{Z}{p} I_a$  が main field の gap 及 tooth に要する ampere-turns と同一價となるときは一方の pole tip に於ける flux は全く零となる。其結果 brush を前方に移動せしめて commutation に必用なる flux を求むるなり。如何となれば commutation に必用なる field を得るためには gap 及 tooth に於ける main field の ampere-turns は  $\frac{1}{2} \phi \frac{Z}{p} I_a$  より常に大ならざるべからず。

commutation のため必用なる強さの field を保有するためには從來の經驗によれば full load に於ける上記の價は 1.7 より小ならざることを必用とす。

此値の高き程他の狀況同一なれば commutation は良好なり。されど同時に此値の高き程餘計の field coil の銅を要し機械は自ら高價となるを免れず。

$$\frac{1}{2} \phi \frac{Z}{p} I_a \text{ なる數は}$$

$$\phi \times \text{armature ampere turns per pole}$$



と同一なり。由て

$$\frac{\text{ampere turns of main field for gap and tooth}}{\text{armature ampere turns per pole at full load}} = 1.7 \times \phi = 1.2 \dots \dots \dots (6)$$

此式は廣く dynamo design に用ひらる。此式を算出するため main field の series coil の  $m. m. f$  は armature の demagnetizing effect に打勝つに十分なるものと假定せり。されど shunt motor の場合には series coil なし。

故に main field は常に一定なり。

$$\begin{aligned} &\text{ampere turns of main field for the gap and tooth} \\ &= 1.2(\text{armature ampere turns per pole}) + (\text{the demag-} \\ &\quad \text{netizing ampere turns}) \end{aligned}$$

なる關係成立するを要す。

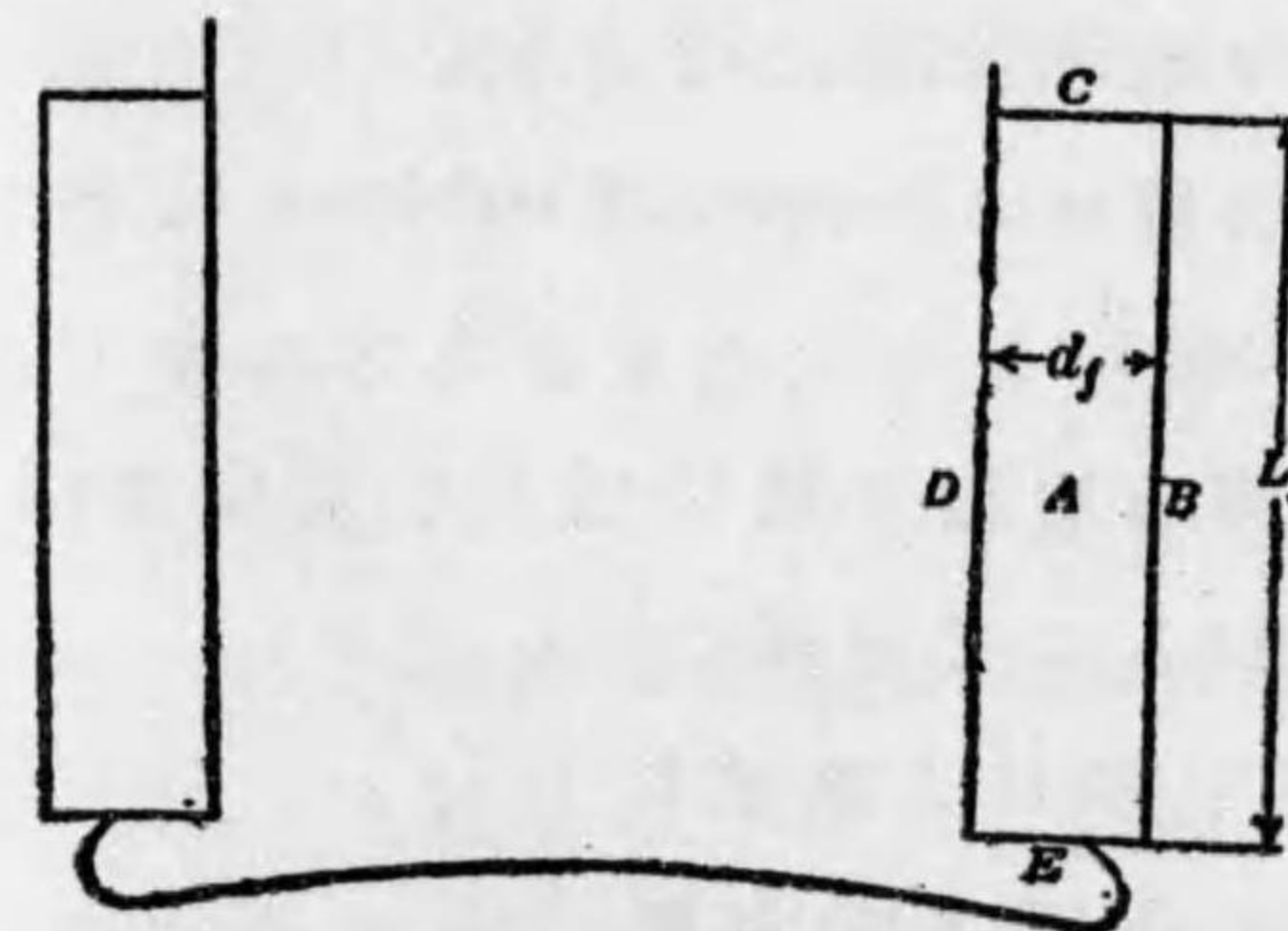
譯者註 motor にありては commutation を助ける爲に brush は回轉方向と反對の方向に移動し置くものとす。然るにときは armature の action は demagnetizing action に非ずして magnetizing action となる故に commutation のために armature ampere turns per pole に更に demagnetizing ampere turns を加へるの理解し難しとす。

## 第七章 Design of The Magnetic Circuit 磁氣回路の設計

此章に於ては機械の格定並に armature が決定せられ、之に續き pole, yoke 並に field coil を決定せんとするにあり。

53 磁界捲線の發熱 第五十四圖は磁界捲線を取付けたる pole を示す。勵磁電流  $I_f$  は此 coil を通じて流れ漸々に coil の温度を高む。この温度は coil の發生する熱が coil の周邊より發散する熱量より大なる間は高まり行くものにして、既に温度相當に高まり coil 周邊より發散する熱量が coil より發生する熱量と

第五十四圖



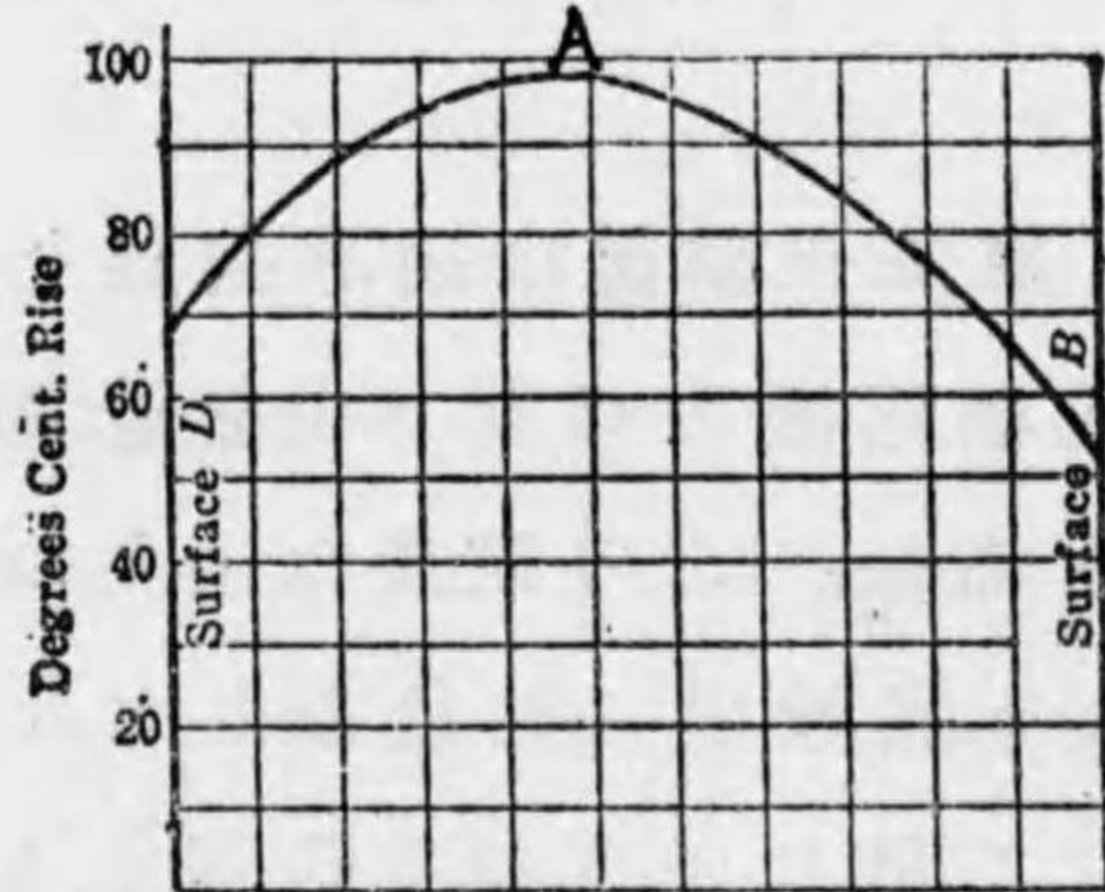
同一となるに至り温度上昇は止まり一定の最高温度を示す。

coil の温度の最も高き部分は疑もなく圖中 A 部なり。而して

熱量は此中央部より B, C, D 及 E なる四周の放熱面

に導かる。夫故に此中央の A 部と coil の放熱面との間には或る temperature gradient (熱位差)があるべき筈なり。第五十五圖は此 temperature gradient を示したるものにて第五十四圖の D, A, 及 B を通ずる coil の断面に於ける温度の相違を示す。

第五十五圖



coil の最高温度が coil に通じ得る current の量を制限するものにして、之を超過するときはは coil は熱のため損害を受く。然れどもこの最高温度

を測定することは一寸困難なり。されど coil 表面の温度は寒暖計にて計られ、平均の温度上昇は coil の抵抗の増加を測定して算出することを得。

これは或温度  $t$  に於ける copper の resistance は

$$R_t = R_0(1 + 0.004 t)$$

なる式より知るを得るを以て逆に抵抗を測定せば其場合の平均温度を知ることを得。

茲に  $R_0$  は  $0^\circ\text{C}$  に於ける抵抗にて

$t$  は centigrade (攝氏) の温度

$R_t$  は  $t^\circ\text{C}$  に於ける抵抗を示す

譯者註 0.004 は大畧の計算に用ひらるゝものにて詳細の計算には 0.00427 (A.I.E.E. の規則による) を用ひべし。

maximum temperature rise と mean temperature rise の比は普通 1.2 を越すこと稀なるも mean temperature rise と external temperature rise (表面の温度上昇) との間には其比 1.4 より 3.0 に至る温度の差あり。此三倍に至る温度の差は古き設計の機械にて coil の表面が tape や rope にて掩はれて居る厚き coil に往々見出さる。coil が第四章の第三十六圖の如く絶縁せる框の上に捲かれ、其捲厚は約 2 吋とし coil は或種の compound (塗料) を以て impregnate し其表面は何等の絶縁の被覆を施さる場合には mean temperature rise と surface temperature の比は約 1.5 とす。これ compound を以て coil の線の間を埋める事は却つて熱の傳導力を佳良にす。これ compound は空氣に比し熱の傳導力更に大なればなり。

若しもこの coil を cotton tape にて  $\frac{1}{2}$  重ね捲二回の絶縁を施すときは温度上昇の比は 1.7 に昇るべく表面を機械的堅固にするため厚さ  $\frac{1}{16}$  吋の厚紙一板を挿入するときは此温度上昇の比は遙に高く約 2.0 に昇るべし。上記の比は極めて大略を示せるに止まり、これ等の數字は armature の fanning action (扇風作用) coil に用ひられし compound の種類、電線の絶縁物の厚さ、

yoke 並に pole の radiating power(放熱力)の如何(この radiating power の如何に coil 内面の radiating power が関係す)等の種々なる状況に従ひ著しく變化するものとす。

Field coil の heating constant(熱係數)は radiating surface の定め方により各種の方法に定めらる。A, B, C 及 D なる凡ての表面より放熱するものなるを以て、是等凡ての表面を放熱面として計算すること至當なるべきも、各面共放熱力同一ならず。一々是等に就て異なる係數を入れて計算することも繁雜なるため便宜上 radiating surface として external surface B をとるを普通とす。

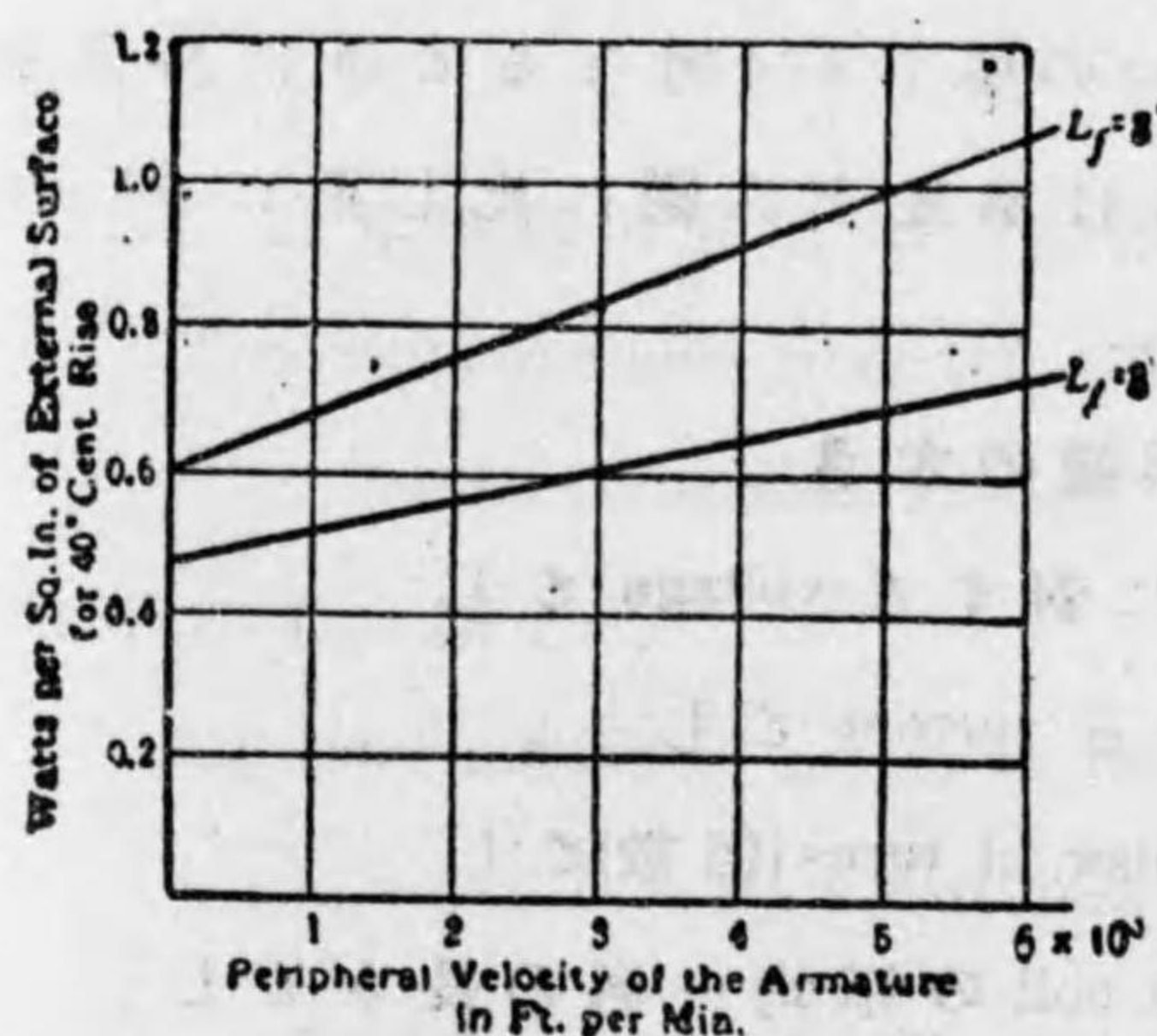
coil を compound にて impregnate し其表面には何等の絶縁を施さるる場合には coil の external surface にて 40°C の温度上昇が許さるゝときは其表面一平方時につき 0.5 乃至 1.0 watt の energy loss を發散せしむる如く設計するを要す。然るときは coil の external surface にて、40°C の上昇にて mean temperature rise は 60°C にて maximum temperature rise は約 70°C とす。この平方時に對する watt loss に 0.5 より 1.0 なる甚しき相違ある如く見ゆるも之は coil の長さ、armature の peripheral velocity (周速度)、等の變化により著しく相違するものなり。

Armature の扇風作用の磁界捲線の温度上昇に及ば

す影響は第五十六圖より直に判斷することを得。

此圖によりて見る如く armature の peripheral velocity が増せば増す程一平方時より放熱せらるべき watt は増すなり。

第五十六圖



又 coil の長さもこの數に關係を有す。この數は coil の外表面の放熱力と他の C, D, E なる表面の放熱力との比を一定と假定して定め得べきも

のなるも、實際短き coil にては C, E なる上下の表面が比較的著しく外表面の放熱力を助く。且又長き coil に於ては其唯一部分のみ armature の扇風作用を受くも短き coil にては殆ど其全部が armature 扇風作用の好影響を受く。これは第五十六圖に示されたる如く coil の length 3" のものを 8" のものに比較して一平方時につき放熱せしめ得べき積量著しく多量なりとす。

coil の放熱面積は coil の間に ventilating opening (通風

間隔片)を置くことより著しく増すことを得。これは第四章の第三十七圖に示されたる通りなり。これは coil の放熱面積を二倍にせる譯なるも ventilating opening に面する内方の表面は外側程有効ならず。

この型の coil にて coil の各の section の厚さが 1 吋にて、ventilating opening の厚さが 1/2 吋なるときは外方面平方吋に對する watt は第五十六圖に比し正に 50 per cent 増し得べしとす。

54 磁界捲線の銅線の太さ

$E_f$  を各の field に對する voltage とし

$I_f$  を coil に通ずる current とし

$T_f$  を coil の number of turns (回数) とし

$MT$  を吋にての coil の平均一回の長さとし

$M$  を circular mil にての wire の切斷面とせば

$$\text{coil の 抵抗} = \frac{E_f}{I_f} = \frac{MT \times T_f}{M}$$

如何となれば 1 吋の長さの銅線 circular mil は毎に抵抗凡そ 1 ohm ならばなり。

譯者註 circular mil. とは直徑千分の 吋の銅線の面積を示す云ひなるを以て直徑十分一吋の銅線は

$$\left(\frac{1}{10} + \frac{1}{1000}\right)^2 = 100^2 = 0,000 \text{ circular mil}$$

と稱す。

而して

$$M = \frac{I_f T_f \times MT}{E_f} \dots\dots\dots(7)$$

かく或る machine を設計するに方り ampere-turns ( $I_f T_f$ ) と coil 毎の volts 定まれば容易に wire の section  $M$  を算出するを得べし。

55 磁界捲線の長さ  $L_f$  前節第五十四圖に於て

The watts radiated from the coil

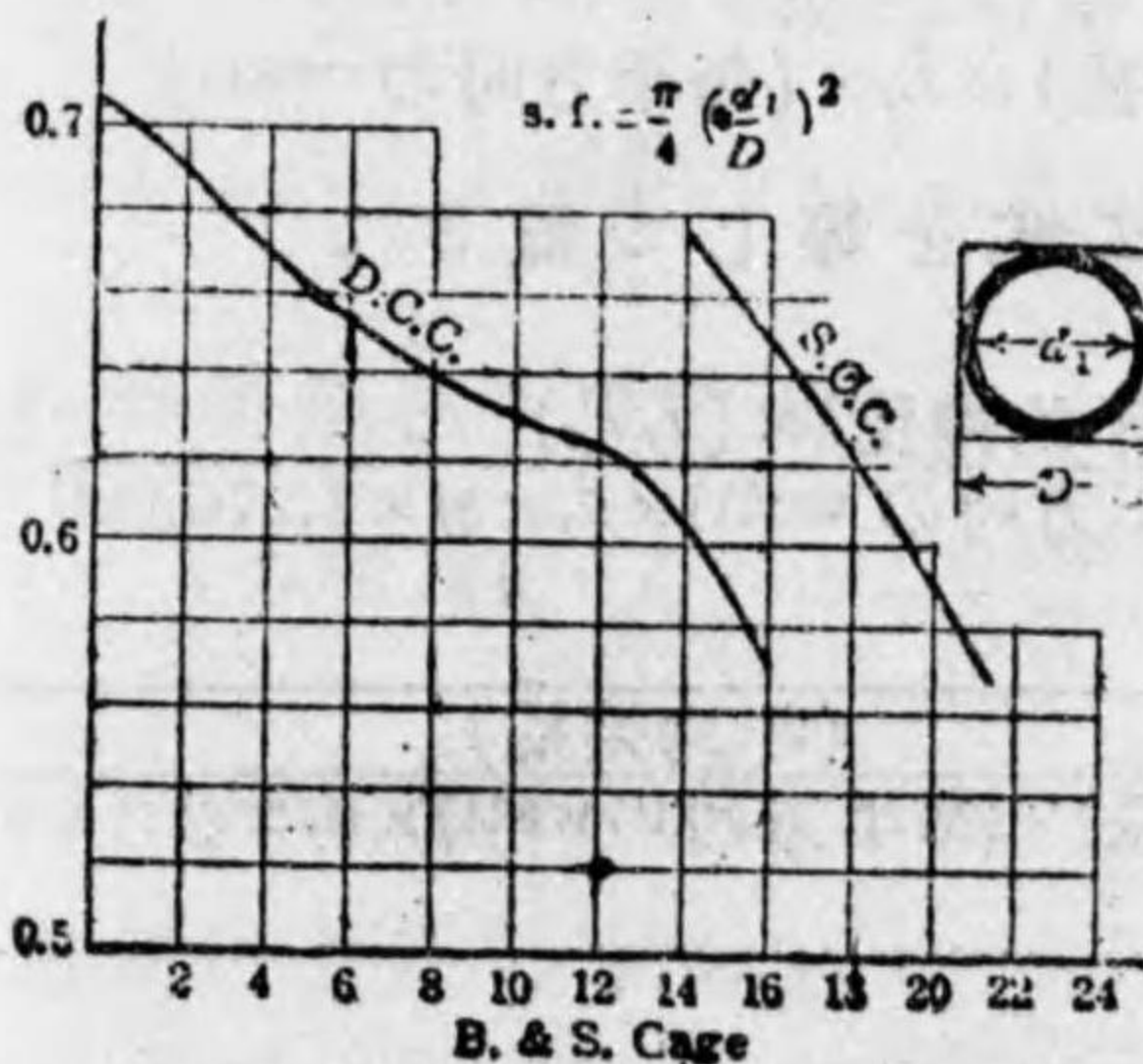
= external surface  $\times$  watts per square inch.

なりとす。而して

the total section of copper in the coil

=  $d_f \times L_f \times sf$  square inch なり

第五十七圖



茲に  $sf$  とは wire の space factor にして wire の切斷面を實際 coil に於てとられて居る切斷面にて除せしものにして上記の第五十七圖にて知ることを得。即ち B&S gage にて no. 14 の銅線の  $sf$  は S.C.C. にて 0.675 なるも D.C.C. にては遙に低く約

$sf$  は S.C.C. にて 0.675 なるも D.C.C. にては遙に低く約

0.61 なりとする。

The section of the wire in the coil

$$\begin{aligned} &= \frac{d_f L_f \times sf}{T_f} \text{square inches} \\ &= \frac{d_f \times L_f \times sf \times 1,270,000}{T_f} \text{circular mils} \\ &= M \end{aligned}$$

毎コイルの損失電力 =  $\frac{MT \times T_f}{M} \times I_f^2$  にして、此の  $M$  に前記  $M$  を代入すれば

$$= \frac{MT \times T_f^2 \times I_f^2}{d_f \times L_f \times sf \times 1,270,000}$$

此の損失は又

$$\begin{aligned} &= (\text{コイルの外表面}) \times (\text{毎平方時の watt}) \\ &= (\text{コイルの外周長}) \times L_f \times (\text{毎平方時の watt}) \end{aligned}$$

なる関係ある故に此の二式を等しと置きて

$$L_f^2 = \frac{(\text{平均捲長}) \times (I_f T_f)^2}{(\text{外周長}) \times (\text{毎平方時の watt}) \times d_f \times sf \times 1,270,000}$$

$$\text{故に } L_f = \frac{I_f T_f}{1000} \sqrt{\frac{(\text{平均捲長})}{(\text{外周長}) \times (\text{毎平方時の watt}) \times d_f \times sf \times 1.27}} \quad (8)$$

上記の式にて  $L_f$  なる coil の長さを知る見當をつくるため下記の平均値を假定に挿入し見ん。

$$sf = (\text{space factor}) = 0.6$$

$$d_f = (\text{coil の 深 さ}) = 2.0 \text{ inch}$$

$$\text{毎平方時の watt} = 0.6$$

$$\text{外周長} = 1.2 \times (\text{平均捲長})$$

$$\text{故に coil space の radial length} = \frac{I_f T_f}{1000} \text{ (約)}$$

即ち coil の長さ  $L_f$  は field ampere-turns 1000 毎に約 1 吋なりとの譯なり。

### 56 界磁捲線の重量並に深さ

The Weight of the field coil

$$= 0.32 \times MT \times L_f \times d_f \times sf \text{ pounds}$$

但し、0.32 は銅一立方時の重量

$$\begin{aligned} \text{又 } L_f &= \frac{I_f T_f}{1000} \sqrt{\frac{(\text{平均一捲の長さ})}{(\text{外周の長さ}) \times (\text{毎平方時の watt}) \times d_f \times sf \times 1.27}} \\ &= I_f T_f \times \frac{\text{定數}}{\sqrt{d_f}} \text{ (一の機械に対する概算式)} \end{aligned}$$

故に磁界捲線の重さは

$$= 0.32 MT \times I_f T_f \times \frac{\text{constant}}{\sqrt{d_f}} \times d_f \times sf$$

$$= \text{constant} \times \sqrt{d_f} \text{ (一の機械に對し)}$$

此式の意味は下の如く  $d_f$  が大になれば  $L_f$  が短くなる従つて radiating surface が減す。其故に coil 毎に許し得べき watt loss の値が少くなる。第 54 節に

記されたる如く field coil の電線の太さは ampere-turns と volts よりのみ定めらるゝものなるを以て、許し得べき損失減せば従つて current  $I_f$  の値小になる。故に no. of turns  $T_f$  が増加し高價なる field coil となる。

此設計によれば coil は薄ければ薄き程機械を安價に設計する所以なる如く見ゆ。されども  $d_f$  小になるときは field copper は減するも coil の長さ  $L_f$  増すため pole とか yoke とか云ふものゝ價格増すに至る。故に field system にて最も安價の machine を得るためには此邊を考へて數種の計算を試むべきなり。實際上  $d_f$  の平均値は約 2 吋とす。

### 57 與へられたる發電子に對する field system の設計の順序

(1) 次の如くして air gap clearance を見出すこと。  
一極の gap 及び teeth に要する ampere-turn  $AT_{g,t}$  は

$$= 1.2(\text{每極の armature } AT) \quad (\text{發電機の場合})$$

$$= 1.2(\text{每極の armature } AT) + (\text{每極の減磁 } AT)$$

(分巻モーターの場合・第 52 節を見よ)

armature に對する data より teeth に對する每極の armature  $AT_t$  は算出するを得可し。

gap の  $AT$  なる  $AT_g$  は第 46 節の (3) 式より  $\frac{B_p \times C \times \delta}{3.2}$  たり、之れより  $\delta$  を算出す。

### (2) 磁氣飽和曲線を引く事

磁氣飽和曲線を引く前に magnetic circuit の大體の寸法を豫知すること必用なり。これは次の如く推定せらる。no load excitation  $= 1.25(AT_{g,t})$  と假定し

$$L_f = \frac{\text{no load amp turns}}{1000} \quad (\text{第 5 節を見よ})$$

coil length は series coil のため 30 per cent 餘分に見る。pole, の flux density は 95,000 lines per square mil と見、leakage factor ( $l.f.$ ) は第 47 節の終に掲げたる表によることとせば

$$\text{pole area} = \frac{\phi_a \times l.f.}{95,000} \quad \text{なりとす}$$

但し  $\phi_a$  は每極より armature に入る磁束數なり。yoke 面積は flux density を cast iron なら 40,000 lines per square inch, cast steel なら 75,000 lines per square inch と見て pole 同様に定むるを得べし。

かくして magnetic circuit の大體の寸法を定め、圖示したる各部の詳細の magnetic circuit の長さを定め saturation curve を決定するなり。かくして前の豫定寸法を訂正して實際に都合よきものを得るなり。

### (3) shunt field coil の設計

次の式より field coil 電線の寸法  $M$  を見出せ

$$M = \frac{I_r T_r \times MT}{E_f} \quad (\text{第54節を見よ})$$

$$E_f \text{ は volt per coil にして} = \frac{\text{端子電圧}}{\text{極の数}} \times k$$

なり、但し

$k=0.8$  for compound generators, 即ち terminal voltage の 20 per cent. を field rheostat (界磁調整器) にて落す譯なり。これ所要の場合 shunt field excitation を 20 per-cent 増さしめ得べきためとす。又  $k=1.0$  for shunt motors.

shunt generators の時には此  $k$  なる値は夫々所要の條件に合するを要す。即ち no-load より始め所要の over-load に對し voltage を十分に出し得るための factor をとり置くものとす。

$L_f$  は下の式より算出せらる

$$L_f = \frac{I_r T_r}{1000} \sqrt{\frac{\text{(平均一捲の長さ)}}{\text{(外周の長さ)} \times (\text{watts per sq. inch}) \times d_f \times sf \times 1.27}}$$

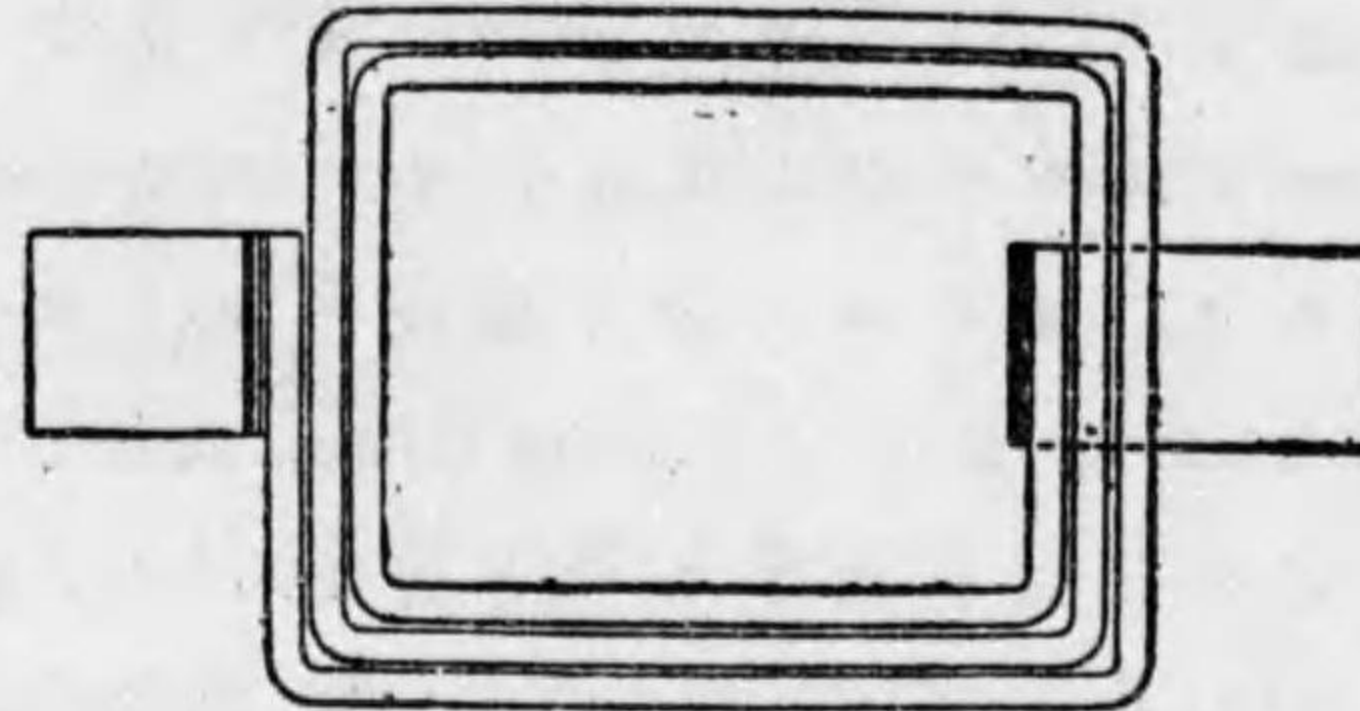
(第55節を見よ)

$T_r$  は  $L_f \times d_f$  なる coil の space を満す  $M$  なる section の wire の回數とす。

#### (4) 直列磁界捲線の設計。

Full load に於ける series excitation は saturation curve より

第五十八圖



り求むることを得。即ち full load saturation curve より所要電壓に對する ampere-turns を知り、又 no load saturation curve より所要電壓の ampere turns を知り、之を差引けば series coil の ampere turns を得べし。

直列捲線の捲數は

$$\frac{\text{series excitation}}{\text{full-load current}}$$

にして此値は新設計に於ては普通 20 per-cent 増し置くものとす。これ full load saturation curve を始めより確知せる事は困難なればなり。

coil が第五十八圖の如く造らるゝ時は coil は常に半分の turns を有す。此圖の場合は  $2\frac{1}{2}$  turns なり。

series coil の電流密度は shunt coil に比し 20 per-cent 餘計にさる。これ普通 series coil は armature に接近して捲く故扇風作用により冷却の程度 shunt coil よりも良き故なり。

譯者註 此説明にて series coil は常に armature に近き方に置く様記さるゝもこれは maker により必ずしも一定せず。armature と反對に置く場合あり。又は shunt coil の中に捲く場合あり。或は外に置く場合あり。其設計方法により current density は異なるべく、一概に shunt field より 20 per-cent, 高くすべしと云ひ得ざるべきも series coil は普通 conductor の section 大に従つて細線を絶縁せらるゝ shunt coil に比し heat の carrying action 大に従つて current density を高め得るものなり。

## Example

10-pole, 400KW, 240 volts at no load, 240 volts at full load, 1670 amperes, 200 r.p.m.

此 machine の armature は前章の第四十一圖に示されたる通りとし、field circuit は未だ示されざるものと仮定せよ。

(1) air gap clearance を算定せよ。

$$\text{每極の armature ampere-turn} = \frac{800 \times 167}{2 \times 10} = 6700$$

$$\text{每極の (gap+teesh) の ampere-turn} = 1.2 \times 6700 = 8100$$

teesh に対する每極の ampere-turn は次の如し

$$\phi_a = \frac{240 \times 60 \times 10^6}{800 \times 200} = 9 \times 10^6$$

$$\text{每極の最小 tooth area } (a) = 0.43 \times \frac{200}{10} \times 0.7 \times 9.45$$

$$= 57 \text{ sq. inch.}$$

$$\text{同最大 area} = \frac{9 \times 10^6}{57} = 158,000 \text{ lines per sq. inch (外見上)}$$

$$= 150,000 \text{ " " " (實際上、第四十三圖より)}$$

$$\text{tooth taper} = k = 1.12$$

teeth に対する每極の ampere turn は  $= 1300 \times 1.6$  (第四十四圖より)

$$= 2080$$

每極に対する gap の ampere-turn  $= 8100 - 2080 = 6020$

$$\text{外見上の gap density} = \frac{9 \times 10^6}{18.2 \times 0.7 \times 12} = 59,000 \text{ lines per sq. inch.}$$

$$C \times \delta = \frac{3.2 \times 6020}{59,000} = 0.328$$

故に  $C = 1.12$  (第四十圖より)

$$\delta = 0.29 \text{ (gap clearance を 0.3 inch とす)}$$

(2) 飽和曲線を引け。

no load excitation  $= 1.25 \times 8100 = 10,000$  amp.turns (約)

$$L_1 = \frac{10,100}{1000} = 10 \text{ in. (約)}$$

series coil に 30% の餘裕を與へて coil space = 13 inch.

$$\text{極の面積は、pole area} = \frac{9 \times 10^6 \times 1.18}{95,000} = 112 \text{ sq. inch (約)}$$

$$\text{yoke area} = \frac{9 \times 10^6 \times 1.18}{2 \times 24,000} = 132 \text{ sq. inch (約)}$$

上記の値より magnetic circuit の寸法を一定し、これより no load 及び full load に於ける飽和曲線を計算すべし。第五十三圖の曲線は正さに本例に適合するものなり。

(3) shunt coil を計算せよ。

no load excitation = 9990 amp-turns

$$\text{每コイルの } E_f = \frac{240 \times 0.8}{10} = 19$$

平均一捲の長さ  $MT = 53 \text{ inch}$

コイルの外周長 = 61 inch

$$\text{shunt coil 電線の太さ} = \frac{9990 \times 53}{19} = 28,000 \text{ circular mil.}$$

No 5 と No 6 の間の特別の線 BS No 5 を用ゆることとせん。其 section は 29,500 c.m. にして其 diameter は d.c.c. 0.19 吋なり。か



ある半端の wire を得る能はざるさきは No5, の wire と No6, の wire を適宜混交して用ひ其全抵抗が 28,000 circular mils の wire と同様になれば可なり。

$$d_f = 2 \text{ inch とすれば } L_f = 10.5 \text{ inch}$$

$$s_f = 0.65$$

$$\text{毎平方吋の watt} = 0.60$$

$$2 \text{ 吋深さに於ける電線の層数} = \frac{2}{0.19} = 10$$

$$10.5 \text{ inch 長に於ける一層内の捲数} = \frac{10.5}{0.19} = 55$$

$$\text{coil 一個の捲数} = 10 \times 55 = 550$$

$$\text{shunt coil の電流} = \frac{9990}{550} = 18.2 \text{ amp.}$$

$$\text{field coil 電線の電流密度} = \frac{29,500}{18.2} = 1600 \text{ c.m. per ampere.}$$

(4) series coil を設計せよ。

常規電圧に於て full load に要する excitation = 12,800 amp-turn

常規電圧に於ける shunt excitation = 9990 amp-turn

故に full load に於ける series amp-turn = 2810

$$\text{series turn} = 2.5$$

$$\text{series 電流} = \frac{2810}{2.5} = 1120$$

series coil の shunt を通ずる電流 = 1670 - 1120 = 550 amp.

$$\text{series coil の電流密度} = \frac{1600}{1.2} = 1330 \text{ c.m. per ampere.}$$

$$\text{series coil 電線の太さ} = 1330 \times 1120 = 1,500,000 \text{ c.m.}$$

$$= 1.2 \text{ sq. inch.}$$

$$\text{本電線 2.5 捲分の抵抗} = \frac{53 \times 2.5}{1,500,000} = 8.8 \times 10^{-5} \text{ ohm.}$$

$$\text{series coil 一個内の電圧降下} = 8.8 \times 10^{-5} \times 1120 = 0.1 \text{ volt.}$$

$$\text{" " 内の損失} = 0.1 \times 1120 = 112 \text{ watt}$$

$$\text{外表面 1 平方呎に許さるべき損失} = 0.6 \times 1.2 = 0.72$$

$$\text{必要なる放熱面積} = \frac{112}{0.72} = 155 \text{ sq. inch.}$$

$$\text{coil の外周の長さ} = 61 \text{ inch (約)}$$

$$\text{series coil の長さ } L_f = \frac{155}{61} = 2.5 \text{ inch}$$

$$\text{series coil の厚み} = \frac{\text{断面積}}{L} = \frac{1.2}{2.5} = 0.5 \text{ inch}$$

電線の切口  $0.125'' \times 2.5''$  はのもの四本を並列に使用する。これコイルを適當の形に曲げ加工するに便ならしむる爲なり。

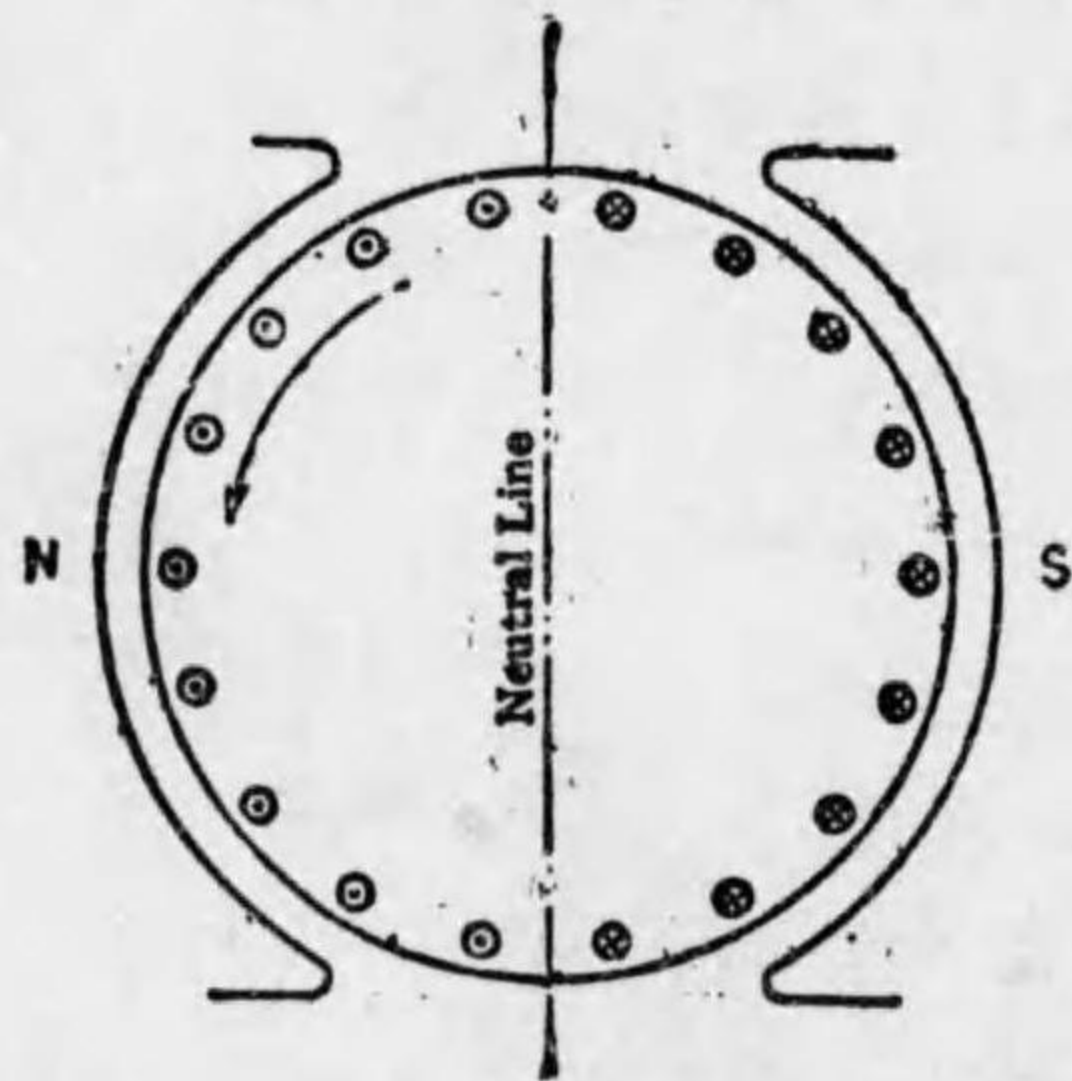
## 第八章

## Commutation 整流作用

直流機の armature conductor に於ける電流の方向は第五十九圖に示す如し。

armature は絶えず回轉する故、conductors は圖の中心線の一方より他方に移る。此際 current は  $I_c$  なる値より  $-I_c$  に逆流す  $I_c$  なる値は一本の conductor を通過する電流とす。

第五十九圖



を示す。

詳細に此圖を點檢するとき  $M$  なる coil に流るゝ current が、圖中  $A$  より  $E$  迄 armature が回轉する間、brush は commutator segment 1 及 5 より夫々 2 及 6 に移り  $M$

第六十一圖は pull pitch double-layer multiple winding (全ピッチ復層多岐捲線) を示し、二個の conductor が一個の slot 内に入り居る場合を示す。今  $M$  なる coil が commutation を受けてゐるものとす。第六十圖は之に相當せる ring winding

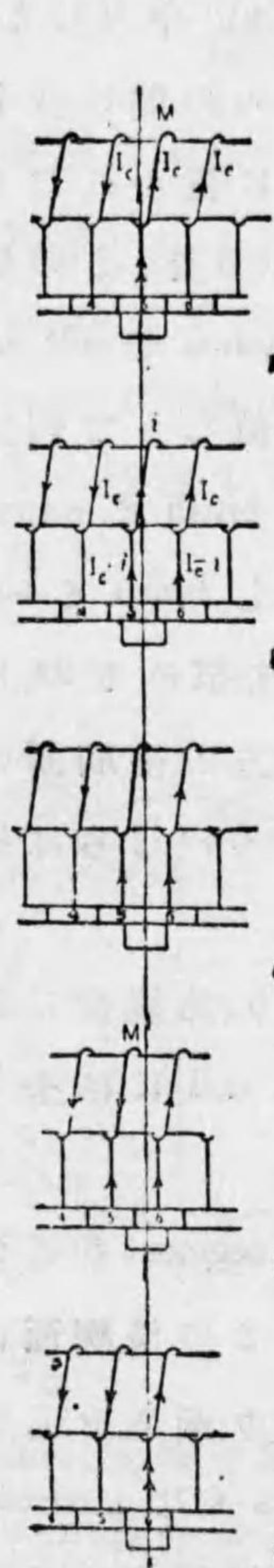
なる coil の current は轉換するを知るべし。

58 Resistance Commutation (抵抗整流法) 今  $M$  なる coil は  $N, S$  なる pole の中間にあり commutation の間に少しも main field の magnetic flux を切らぬ位置に置かれたりとし、第六十一圖  $B$  に於て、brush と segment 5 及 6 との抵抗を夫々  $r_1$  及  $r_2$  とし、 $M$  なる coil の resistance や self inductance は殆ど見逃してよき程の小なる値なりと假定せん。  $B$  圖に示されたる位置に於ては brush と segment 5 との間との接觸面は大なり。之に反し brush と segment 6 との間との接觸面は小なり brush 迄來れる  $2I_c$  なる current は今や coil に移るに方り、其双方の接觸面の大小に比例して分かる。而して一方は  $I_c + i$  ならば他方は  $I_c - i$  ならざるべからず。

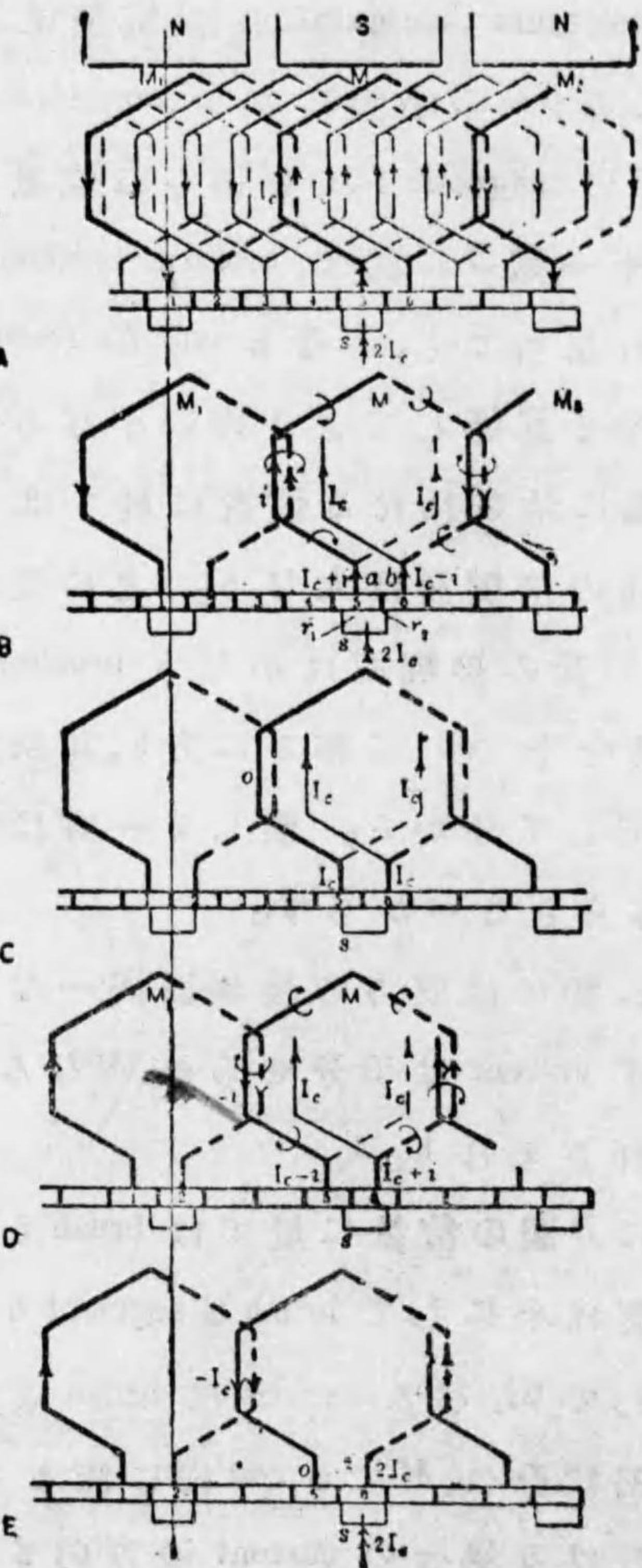
$C$  圖に於ては双方の接觸面同一なり、此場合に至りて始めて current は平分せられ、 $M$  なる coil には全く電流は流れざるなり。

然るに  $D$  圖の位置に於ては brush と segment 5 との間との接觸面は小にして brush と segment 6 との間との接觸面は大なり而して  $2I_c$  なる current は brush より圖示せらるゝ如く二路に分れ、 $M$  なる coil 内に流るゝ  $i$  なる current は  $A$  圖に於ける場合の current の方向と相反するに至れり。

第六十圖



第六十一圖



brushとsegment 5との接觸面が減すれば減するだけ  $M$ なる coil を通ずる current の値は増し、 $E$ 圖に相當せる位置に来れる瞬間に此 current は全く  $-I_c$ と同一となる。

brush の此作用により  $M$ なる coil に流る  $\rightarrow$  current は armature が brush の一端より他の端迄動く間に轉換す。即ち commutate せらる  $\rightarrow$  なり。時々 current の變化する割合は第六十二圖 curve 1 に示されたる通りにして、straight line law (直線法)に従ふものとす。

59 Effect of the self-induction of the Coil (コイルの自己誘導の作用)

commutation を受くる coil の resistance は普通甚だ小にして省略し得るとするも self inductance の作用は十分に考慮するを要す。

coil  $M$  に於ける  $i$  なる current は是等 coil の周圍を圍繞するところの magnetic lines of force を起す。coil  $M$  に於けるところの current reverse するときは lines of force も reverse す。第六十一圖  $B$  及  $D$  圖に示せるが如し。この flux の變化が coil  $M$  に或る  $e.m.f.$  を起す、之を普通 self induction の  $e.m.f$  と稱す。

されど下記の事實も十分に注意せざるべからず、即ち coil  $M$  の圍繞しつゝある flux は一部は  $M$  なる coil

自身の current の生ずる flux なるも、又別に一方の隣接せる coil  $M_1$  及他方の coil  $M_2$  に通せる current の生ずる flux をも圍繞するこの事實なり。この隣接せる coil に通する current によりて生ずる flux の作用を mutual induction と稱す、由てこの commutate せらるべき coil に生ずる e.m.f は self induction と mutual induction との双方の合成作用と見ざるべからず。

self induction 及 mutual induction によりて起る e.m.f は常に之が原因をなせる current の變化に逆ひて生ず、故に commutation の正半途に於て  $M$  なる coil に通する current は零となるべき筈なるに却つて零とならずして、第六十二圖にて示す通り、curve 2, 3 及 4 に於て  $cd$  なる値を保持するなり、是等の curve は  $\frac{RT_c}{L+M}$  なる比の各種の値に對し current の變化の模様を示すものとす。

茲に

$R$  はオームに於ける total brush contact の抵抗にして

$T_c$  は秒に於ける commutation の時間

$L$  は  $M$  なる一個の coil の self induction の coefficient を單位 henries にて示し

$M$  は  $M$  なる coil と  $M_1$  及  $M_2$  なる coil との間の mutual induction を henry にて示せるものとす。

上記曲線の書かれたる理由は下記の方程式によるものとす：—

第六十一圖の  $B$  圖に於ける  $a$  及  $b$  の間の potential difference は下記の通りとす。

the difference of potential

$$=(I_c+i)r_1-(I_c-i)r_2$$

而してこの數量が發生せる e.m.f  $-(L+M)\frac{di}{dt}$  と同一ならざるべからず、換言すれば

$$(I_c+i)r_1-(I_c-i)r_2+(L+M)\frac{di}{dt}=0$$

若しも  $R$  及  $T_c$  が知れ、 $t$  が commutation を開始したるときよりの時間なら

$$r_1=R\left(\frac{T_c}{T_c-t}\right)$$

$$\text{而して } r_2=h\left(\frac{T_c}{t}\right)$$

$$\text{故に } (I_c+i)R\left(\frac{T_c}{T_c-t}\right)+(L+M)\frac{di}{dt}-(I_c-i)h\left(\frac{T_c}{t}\right)=0$$

$$\text{而して } \frac{di}{dt}=-\left(\frac{RT_c}{L+M}\right)\left(\frac{I_c+i}{T_c-t}-\frac{I_c-i}{t}\right)$$

此式より算出して  $\frac{RT_c}{L+M}$  の各種の値に對し第六十二圖は書かれしなり。

註 此方程式を解くには

Reid 氏の Direct Current Commutation

(Trans. of A.I.E.E. vol. 24, 1905) なる論文を見るべし。

60 Current Density of The Brush (刷子の電流密度)

第六十二圖に書かれたる  $i$  なる current の値により brush より segment 5 に通ずる電流  $I_c$  は知られ brush の一端  $S$  に於ける current density を知ることが出来る。此數量は第六十三圖に於て時間に對して圖示せり。而して詳細に是等圖面を點檢するときは  $\frac{RT_c}{L+M}$  なる値が 1 より小なるときは  $S$  なる brush の一端に於ける current density は無限大となる。而して energy がこの brush の一端に集中する故 spark を起すに至る。故に sparkless commutation (無火花整流) の極限は  $\frac{RT_c}{L+M}$  が 1 より大なるにあり。而して完全なる commutation は commutation を受けつゝある間に brush の下の current density が全く一様にして一定なる様にするにあり。

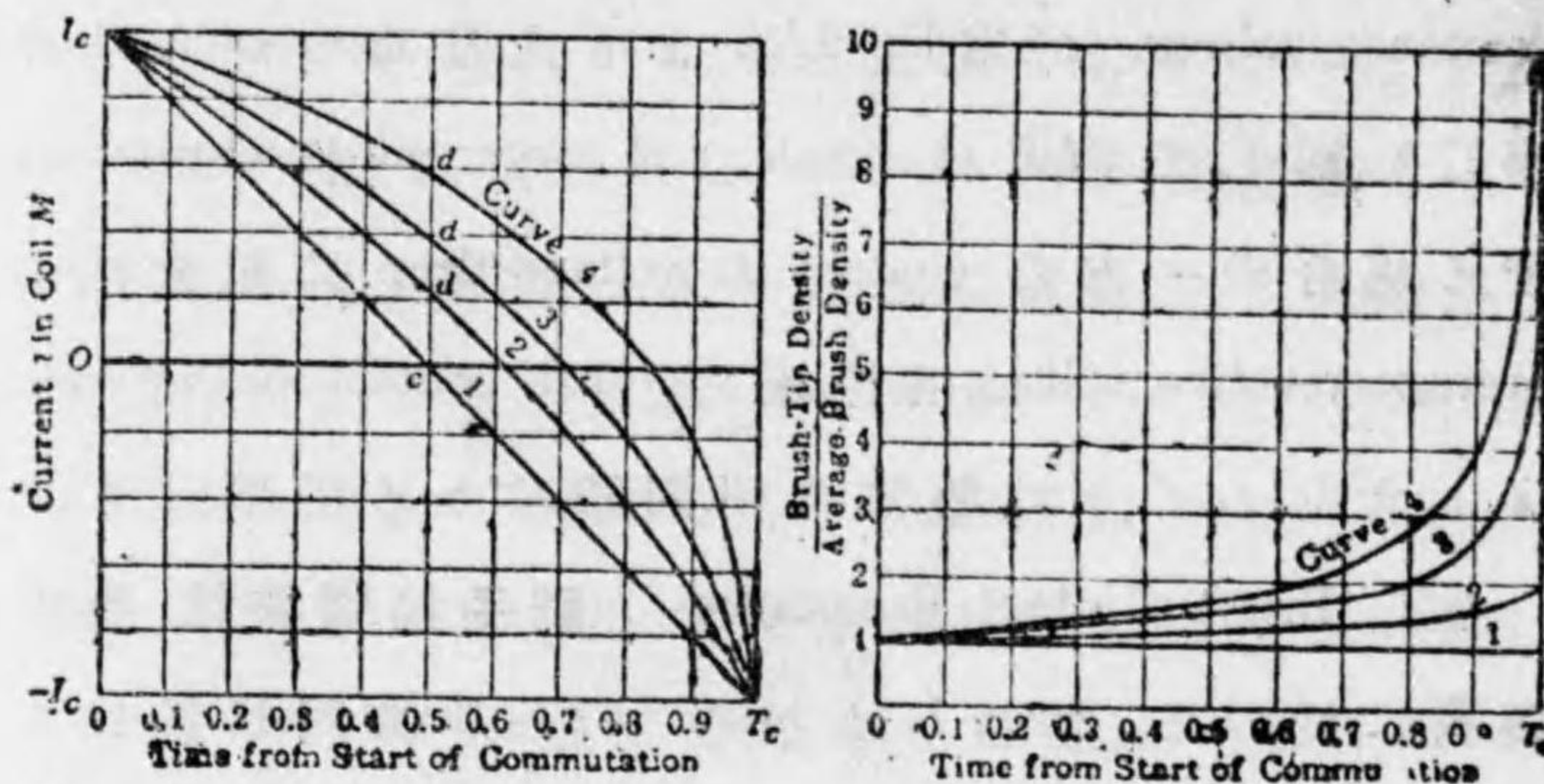
61 The Reactance Voltage (反抗電壓) sparkless commutation に對する上記の極限 (criterion) は下の如く少しく形式を代へて實際上の設計に使用せらる。

$\frac{RT_c}{L+M}$  が 1 より大ならざるべからざる理より

$$R \text{ が } \frac{L+M}{T_c} \text{ より大なるを要し、随つて}$$

第六十二圖

第六十三圖



$$1 \dots \dots \frac{RT_c}{L+M} = \text{infinity (無限大)}$$

$$2 \dots \dots \frac{RT_c}{L+M} = 2.0$$

$$3 \dots \dots \frac{RT_c}{L+M} = 1.0$$

$$4 \dots \dots \frac{RT_c}{L+M} = 0.5$$

short circuit coil に於ける電流値に brush の一端に於ける電流密度

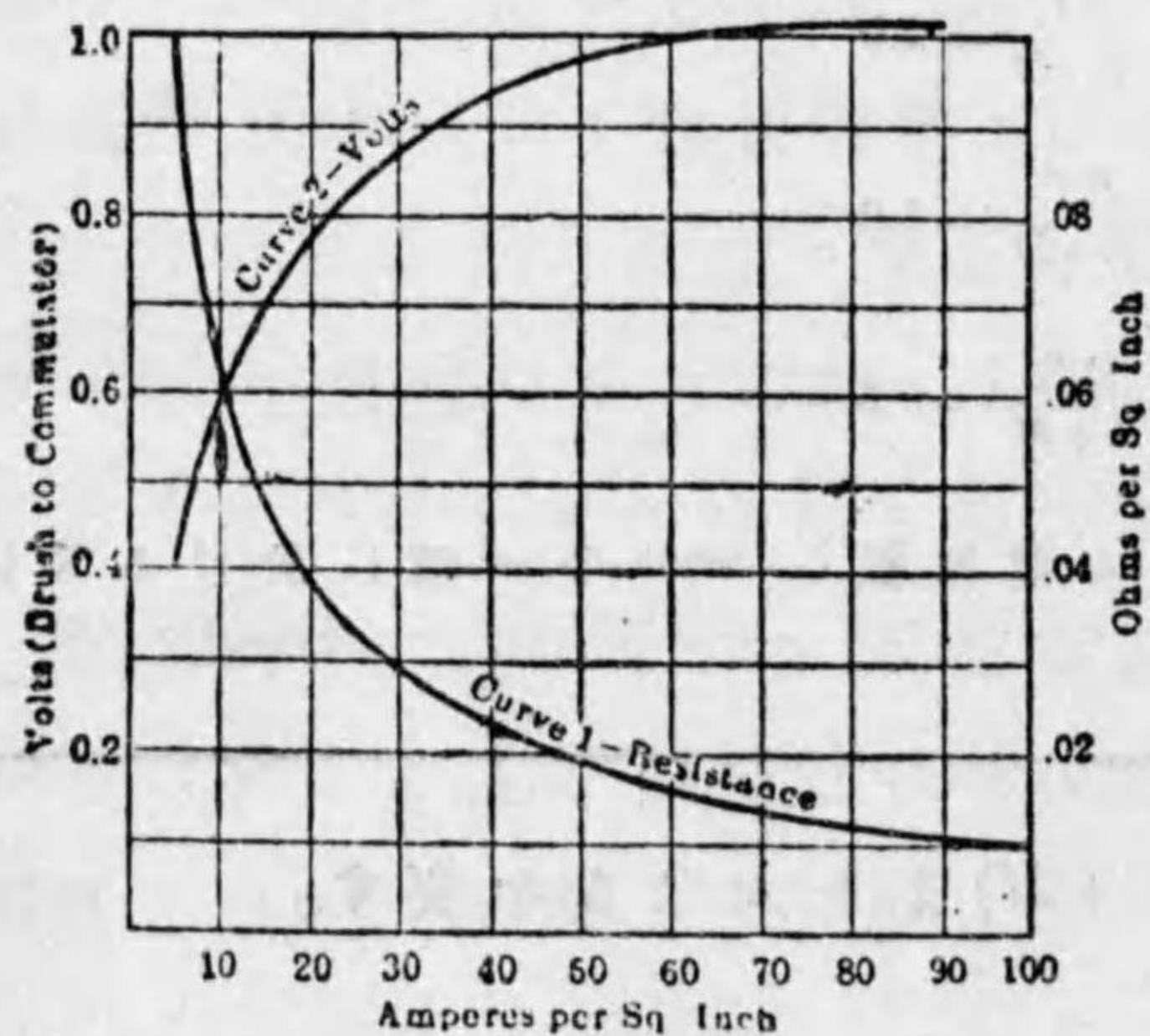
$$2I_c R \text{ が } \frac{2I_c}{T_c}(L+M) \text{ より大なるを要す。}$$

此  $\frac{2I_c}{T_c}(L+M)$  なる數量は average reactance voltage (平均反抗電壓) と呼ばれ、 $i$  なる current が +1 より -1 迄直線法に従つて變化するものと假定しての self

inductance と mutual inductance の和なりとす。此 average reactance voltage が常に  $2I_cR$  より大なるべからずとの事なり、而して  $2I_cR$  は brush より segment に current の通ずる場合の一方の contact の voltage drop に相當す、由て average reactive volt は其機械の brush contact の drop voltage より大なるときは整流作用困難なりとの事なり。

62 Brush Contact Resistance (刷子接觸抵抗) 第六十四圖に於ける curve 1 は brush の一平方時に於ける resistance を示せるものにして、此 resistance は contact surface の current density に關係すること大なれば之が値を

第六十四圖



current density に對して示せるなり。current density が増せば増す程 resistance は減少し、一平方吋 35 amperes 以上に於ては resistance は殆ど ampere に反比例して減少す。由て接觸面の contact volt は殆ど一定の値をとるに至る、これは第六十四圖の curve 2 にて示す通りである。

即ち 35 ampere 以上の current density に於ては drop voltage は current の大小に殆ど關係なしとの事なり。

かゝる curve は回轉せる collector ring (聚電環)の上に brush をあて、實際電流を通じて試験して、其結果を表示して得らるゝので、此 contact resistance は current density により著しく變ずるものなれば、或 current density に對し其値の一定する迄充分の時間を経べきを要す。ring より brush に通ずる場合の抵抗は一般に brush より ring に通ずる場合の抵抗より大なり。而して其相違の割合は各 brush の特性により夫々異なるなり。

前の第59節に説かれたる説の如きは current density に對し contact resistance の相違する事實を閉却したるものなるも斯く contact resistance は current density に従ひ變化するものなるを以て、如上の結果は實際上正確に其儘適用し得るものに非ず。然れども current density に對する contact resistance の變化なるものは温度の影響によるもの多しとす、即ち current density 高まり、接觸面熱せられ contact resistance 下降せらるゝものなるを以て、由て整流作用上 current density の一時の激變は直に斯の如く甚しき contact resistance の相違を來すものに非ず。

例へば或 brush が 10 amperes per square inch の current

density でありしとせん、其場合の resistance は第六十四圖より 0.06 ohms なることを知る。然るに current density が急に 40 amperes per square inch に増加せしとせん、然るときに其 resistance は第六十四圖の示す如く急に 0.023 に減少せず、其 ampere の増加の瞬間には多分 10 amperes の場合と同じく 0.06 ohm の resistance なるべし。これが時間を経るに従ひ漸々減少して第六十四圖に示さるゝ通り 0.023 に至るなり。而してかくなる迄には多分二十分間程を経過すべし。これ dynamo や motor が瞬間なら spark なしに著しき overload に耐へ得る所以にして、これが時間が長く續くときは、brush 其他が著しく發熱し、contact resistance も變じ、spark を發生するに至る。

全體 sparking なるものは cumulative (催進的)のものなり。brush contact の一端にて spark せば著しく resistance を減じ更に commutation を悪くし spark をするに至る。

63 Brush Pressure (刷子の壓力) brush の contact resistance は brush の pressure と關係を有す。pressure の大なる程 contact resistance 減少す。又 brush の contact resistance は commutator の peripheral speed (周速度) と關係を有す。peripheral speed 増すときは contact resistance も亦増すを

常とす。されども或機械に對する commutation の作用を研究する場合には、peripheral speed も大體知れ、且 brush pressure も大凡一定の量に保たしむ。全體に於て brush の pressure は一平方吋の接觸面につき 1.5 封度を適量とし、之より輕減することは稀なり。如何となれば餘り pressure 弱きときは brush の chatter する(踊る)憂あればなり。

又 brush の pressure は普通 2. lbs per square inch を越すこと少し、これ brush pressure 餘りに強きときは brush が固ければ commutator の表面を摺り減すこと大にして若し又 brush が軟かければ brush 自身の磨滅大にして commutator の表面を著しく汚す恐あればなり。されども電車用電動機の場合にありては。この pressure は著しく高くとる。これ電動機自身の振動烈しく従つて brush の踊る心配あり。この場合には 5. lbs per square inch 迄とることあり。

#### 64 Energy at the Brush Contact (刷子接觸面に於けるエネルギー)

sparkless commutation の軌範極限は brush の一端に集中する energy の量なり。brush の一端に於ける energy は其 current density に比例するものにして、此 current density が無限大にならざるを要す。

brush contact に費さるゝ energy の平均値は大略下表の通りとす。

Kind of brush	Current density	Volts across one contact
Very soft carbon	50-70 amps. per. sq. in	0.6 - 0.4
soft carbon	40-65    "    "	0.7 - 0.55
Fairly hard carbon	30-45    "    "	1.1 - 0.9
Very hard carbon	25-40    "    "	1.5 - 1.2

註 Arnold 氏著 Die Gleichstrom-machine Vol. 1, page 351 による

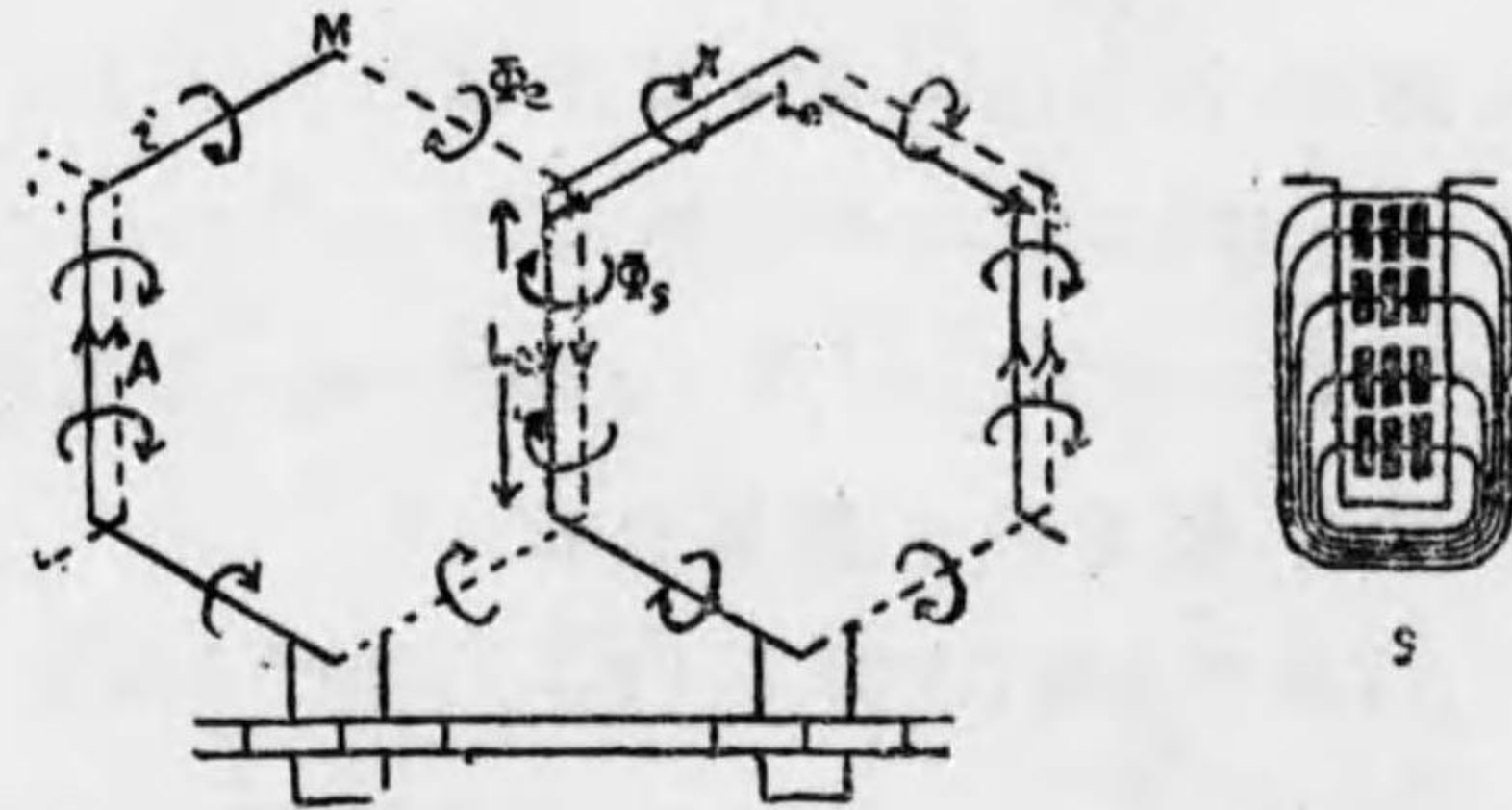
amp. re per square inch と volt drop across one contact との積は平均して 35 watts per square inch. となる。此數量は no load より full load迄全く spark なく且 brush を動かす必用なき machine に就て完全なる commutation を得るための参考として掲げられたるものなり。commutation の良好なる machine にては current density は一様に近く、従つて over load して一層 current density を高めても困難なしに commutate せらる。

65 Calculation of the Reactance Voltage for Machines with Full-pitch Multiple Windings. (フルピッチ多岐捲線の場合の Reactive Voltage の計算)

今  $T$  turns より成立する coil が第六十五圖にて示されたる如く、brush が單に one segment を掩ふ場合を考究せん。winding は double layer type (複層式)にして、12個

の coil 片が一個の slot 内に収まるものにして、一個の slot の切斷面は第六十五圖の  $S$  に示さるゝ如し。此場合に於ては  $T$  は 6 なりとす。即ち coil は 6 turns より成立するものとす。

第六十五圖



今  $\phi_c$  を  $M$  なる coil の slot の部分の 1 吋の長さに對し同時に commutation を受くる conductors の各 ampere conductor に對し圍繞する lines of force とし。

$\phi_c$  を  $M$  なる coil の end connection (兩端接續部) の 1 吋の長さに對し同時に commutation を受くる conductor の各 ampere-conductor に對し圍繞する lines of force なりとせよ。

$A$  なる一個の slot 内には  $2T$  だけの conductors あり而して其各が  $i$  なる current を流して居る、故に  $M$  なる coil の一側に圍繞せらるゝ flux の數は  $\phi_c \times L_c \times 2T \times i$  lines



なり。end connection の一組に就ては第六十五圖の X にて示さるゝ如く  $T$  turns の conductor あり。  $i$  なる current を通じて居る。故に  $L_e$  なる長さの end connection の一組の圍繞する flux は  $\phi_e \times L_e \times T \times i$  lines なり。

$\phi_e$  をこの  $M$  なる coil に於て  $i$  なる current を通ずときの total flux とせば

$$\phi_e = 2Ti(2\phi_c L_c + \phi_e L)$$

にして  $(L+M) = \frac{T \times \phi_e}{i} \times 10^{-8}$  henry なる故にこの式に上記の  $\phi_e$  値を置き換ふれば

$$(L+M) = 2T^2(2\phi_c L_c + \phi_e L_c) \times 10^{-8} \text{ henry}$$

$T_c$  を time of commutation (整流に要する時間) とせば、これは commutator 表面を刷子が其厚さの一端より他の端迄動くに要する時間なるを以て

$$\begin{aligned} & \frac{60}{r.p.m} \times \frac{(\text{brush によりて掩はれたる segment の數})}{(\text{segment の總數})} \\ &= \frac{60}{r.p.m} \times \frac{(\text{brush によりて掩はれたる segment の數})}{S} \end{aligned}$$

brush が一個の segment を掩ふ場合を假定せし故に、此場合は  $T_c = \frac{60}{r.p.m} \times \frac{1}{S}$  となり、average reactance voltage は下の如き値となる。average reactance voltage

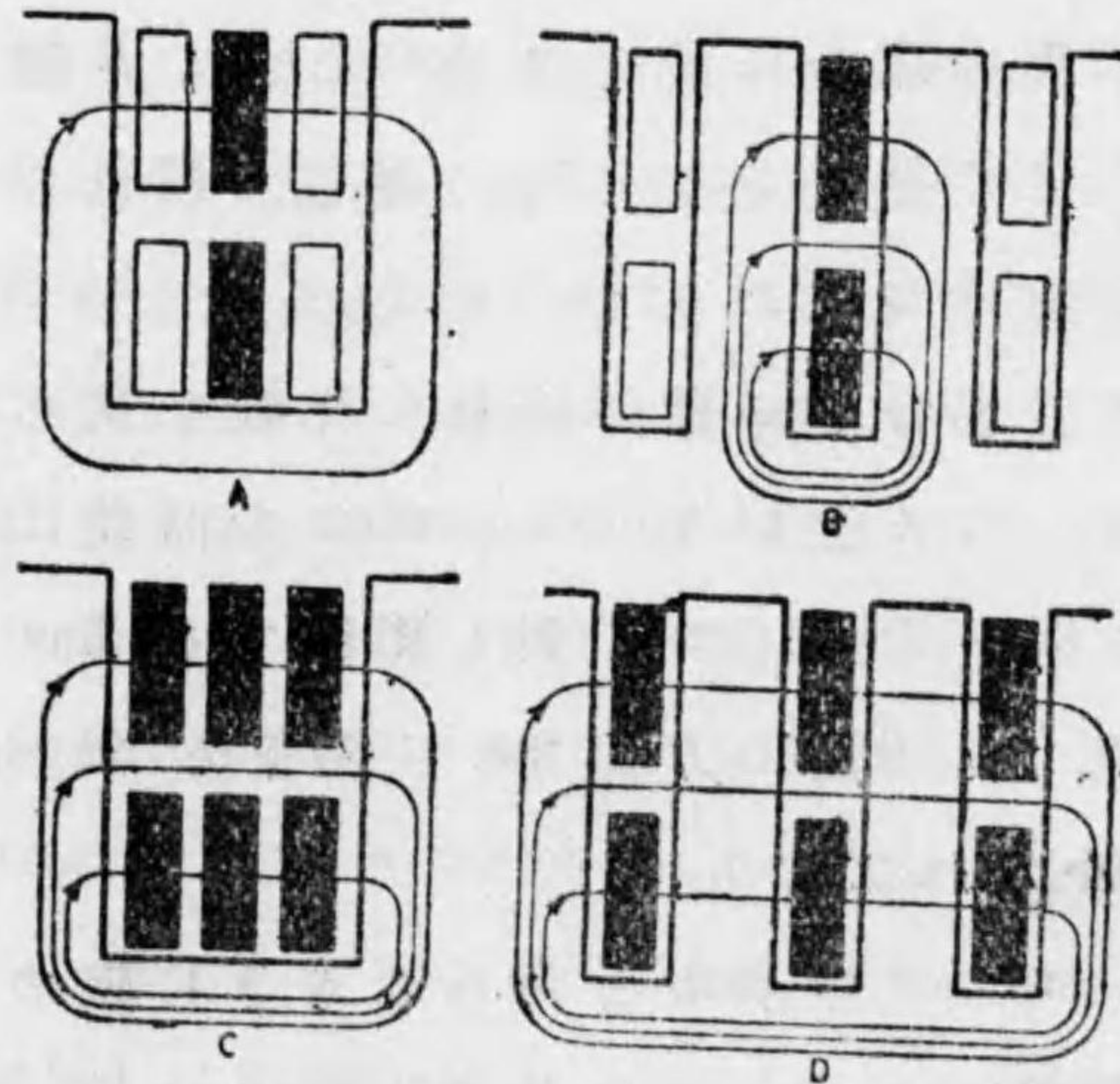
$$= \frac{2I_c}{T_c} (L+M)$$

$$= 2I_c \frac{(2\phi_c L_c + \phi_e L) 2T^2 \times r.p.m \times S \times 10^{-8}}{60}$$

66 The Effect of Wide Slot and Brushes (廣き slot と廣き brush の影響)

end connection の部分より生ずる inductance の影響は餘り大なるものに非ざるが故に、今之を省略して slot の部分にのみつき下記第六十六圖に記されたる種々の場合を考究せんぞす。

第六十六圖



A 圖は廣き slot 内に六個の coil 片が入り居り、brush は狭くして單に 1 個の commutator segment を掩ふに過ぎずと假定し

B圖は狭き slot に單に2個の coil 片入り居り brush は同様に狭く單に1個の commutator segment を掩ふものとし、

C圖は廣き slot に單に6個の coil 片入り居り、の brush の巾も亦廣くして3個の commutator segment を掩ふものとし、

D圖は狭き slot に單に2個の coil 片を入れたるも brush の巾は廣くして3個の commutator segment を掩ふものと假定せよ。

A圖及C圖の場合に於ては slot の幅はB圖及D圖に比し約3倍と見ることを得。而して黒色の coil が整流作用を受けつゝあるものとす。

今B圖の場合をA圖の場合に比較し見んに、brush の幅は同一なるを以て commutation の時間は同一なり。されども同一の ampere に對し圍繞する flux の數は同一ならず、これB圖の方其 flux に對する magnetic reluctance 甚だ小なればなり。

この reluctance の path を考へるときに鐵の部分を省略して考慮せざるときは其 reluctance は  $\frac{\text{slot depth}}{\text{slot width}}$  に比例す故に同じ slot depth にて B の方が slot の width 三分の一なりとせば其 reluctance は3倍となり圍繞せらるゝ flux の數が3倍となる譯なり。

今C圖の場合をA圖の場合に比較するに同時に整流作用を受くる coil、A圖の3倍にして圍繞せらるゝ flux は3倍となるも commutation に要する時間が又3倍となるを以て結局 reactance voltage はC圖の場合はA圖の場合と同様とす。

最後にD圖の場合を考究せんに commutation に要する時間はC圖の場合と同様とす。而して圍繞する flux の數も亦C圖と同様とす。これD圖の場合は slot は狭きもこの狭き slot が3個 series になりて magnetic path を形成する故なり。故にD圖の場合の reactance voltage はC圖の場合又はA圖の場合と全く同様とす。

上記の理由より次の如く結論することを得:-brush が單に一個の commutator segment を掩ふときは slot の巾が狭ければ狭き程 reactance voltage 高くなる (B圖をA圖の場合と比較せよ) 又 brush の幅を廣くして1個の brush が數個の commutator segment を掩はしむるとも同時に commutate せらるゝ conductors の數が一個の slot 内に於ける conductor の數を越さざる限り brush の幅は reactance voltage に影響せず。これ brush の幅増し同時に commutation を受くる coil 増し圍繞せらるゝ flux 増すと同時に commutation の時間も同様に延び結局 reactance voltage は増さず (C圖の場合をA圖の場合に比較せよ)

されども同時に整流作用を受くる coil の数が一個の slot 内に収まる coil の数より増加するときは brush の幅を廣くして同時に整流作用を受くる coil の数が増せば増す程 reactance voltage は減少す(D圖の場合を B圖に比較せよ)。

brush の幅を定むる事は後章七十二節に評論すべきも brush は一般に 1 個以上の commutator segment を掩ふ如く設計せらる此故に第六十六圖の B なる場合の如く狭き slot に一對の coil 片ありて brush は單に 1 個の segment を掩ふ如きは現在實際使用せられず。この故に前記六十五節に掲げられたる法式は凡ての slot の巾凡ての brush の巾に對して適用せられ。

近世一般に用ひらるゝ直流機に於ては  $\frac{\text{slot depth}}{\text{slot width}}$  なる比は通常 3.5 にして interpole なき機械にては此數を越すこと稀なり。此場合に於ては core の 1 吋に對して各 ampere-conductor 毎に 1.3 line の flux を生ずるものを見ることが出来る。

而して end connection の一時に對しては各 ampere conductor 毎に 2 lines の flux を生ずるものと大體に於て實驗の結果推定することを得。

由て今この値を六十五節の法式に入れ換へるとき

註 ①Hobart, Continuous Current Dynamo Design 108 ページを見ること

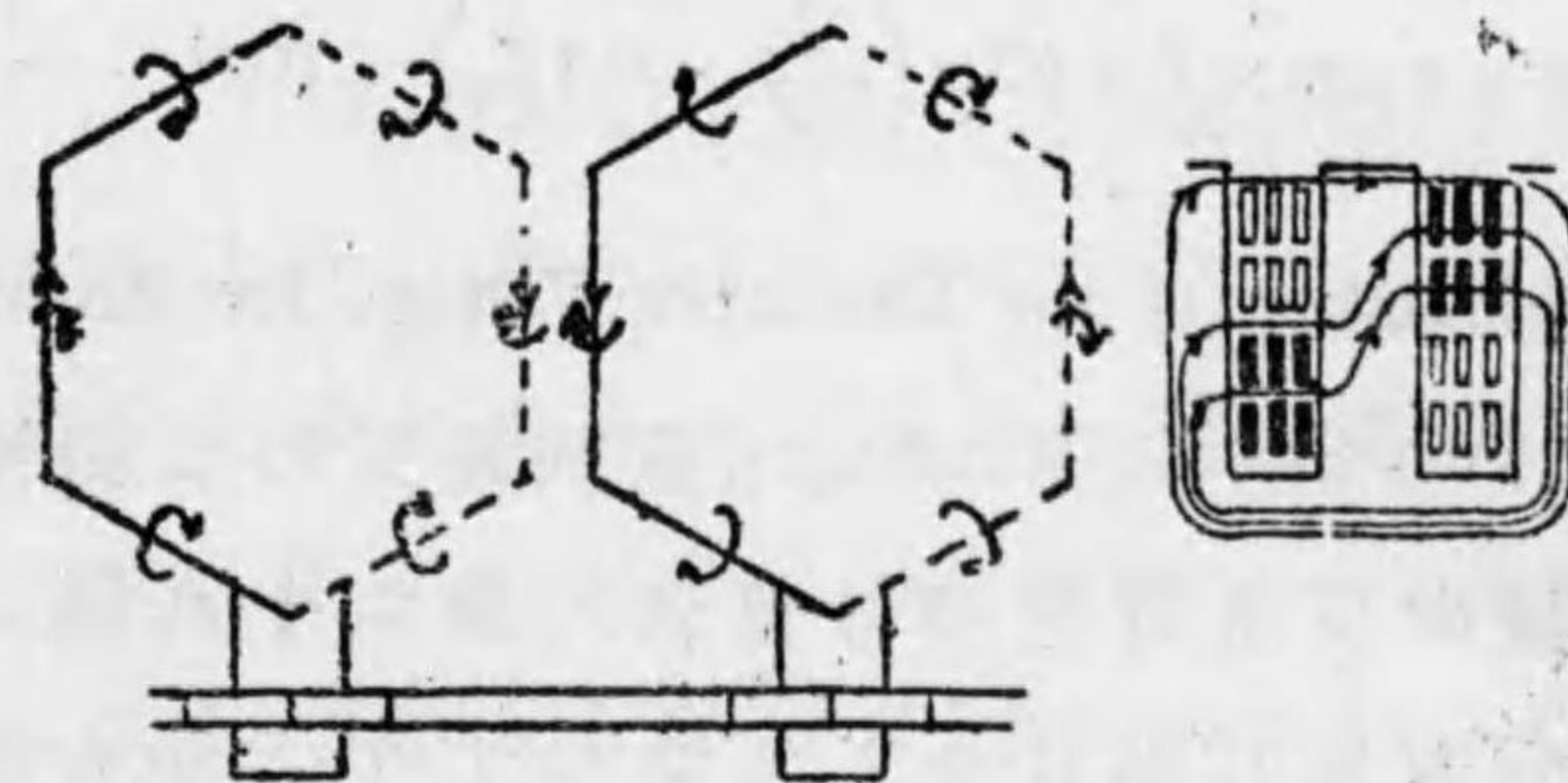
は doublelayer の full pitch の multiple winding にては下の如くなる。

average reactance voltage

$$= \frac{2I_c(2 \times 10 \times L_c + 2 \times L_c) \times 2T^2 \times r.p.m \times S \times 10^{-8}}{60}$$

$$= 1.33 \times S \times r.p.m \times L_c \times T^2 (L_c + 0.1L_c) 10^{-8} \dots \dots \dots (9)$$

第六十七圖



67 Short Pitch Windings (短ピッチ捲線) 前述第十五節に説きし如く short pitch winding が用ひられたるときは或瞬間に brush によりて短絡せられたる双方の coil が同一の slot の中に來らず。これは第六十七圖に示されたるが如し。この六十七圖の第六十五圖と異なるところは六十五圖が full pitch winding なるに比し此圖 short pitch winding なるにあり。此兩者を比較するときは end connection の flux は双方同一なるに slot flux  $\phi$  は減少す或瞬間に於て short circuit せらるゝ

conductor が同一の slot の上部と下部に来らざるだけ armature の winding が short circuit せられてあるときは slot flux は正に半減す。

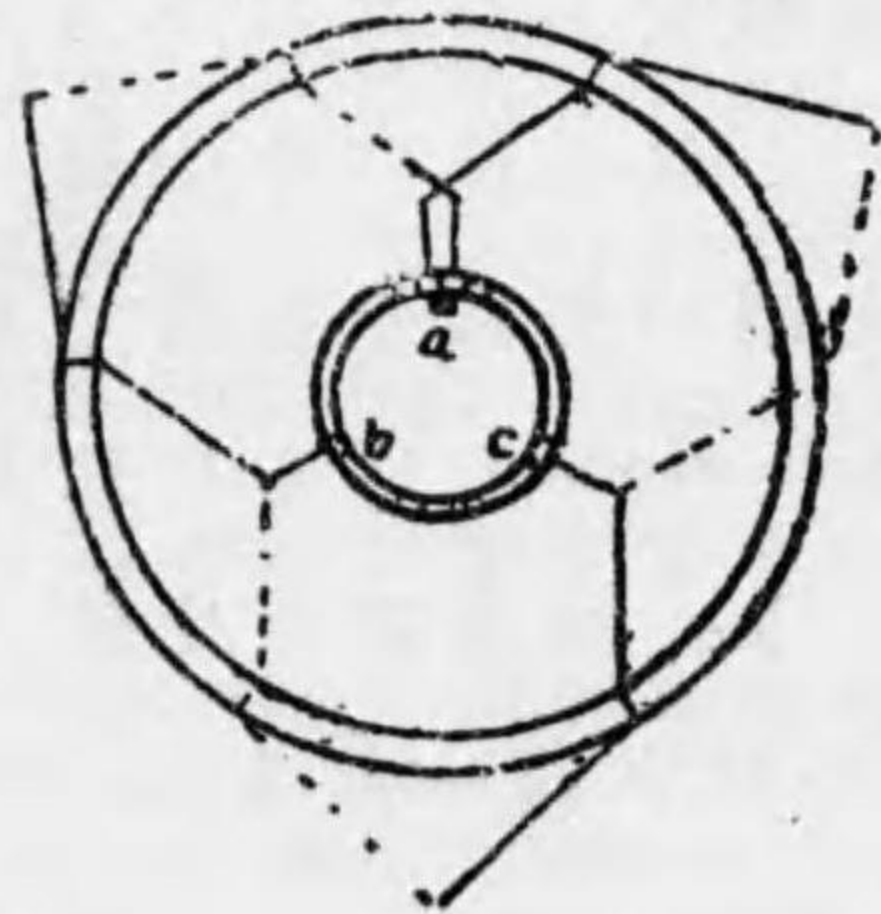
前と同様 double layer multiple winding にて short pitch の場合には average reactance voltage は下の如き値となる。

Average reactance voltage

$$= 1.33 \times S \times r.p.m \times I_c \times T^2 \times \left( \frac{L_c}{2} + 0.1L_c \right) \times 10^{-8} \dots\dots\dots(10)$$

68 Calculation of the Reactance Voltage for Machines with Series or Two Circuit Windings (直列巻又は二路巻線に於ける機械の反抗電圧の計算法) 第六十八圖は前述第二十一圖を再び顯はせしものにして六極の機械にて brush は(-)に一ヶ所(+)に一ヶ所都合二ヶ所しかなく由て各の brush は series に  $\frac{P}{2}$  倍の coil を短絡する譯なり

第六十八圖



茲に P なる文字は pole の數を表はすものとす。由て此場合 reactance average は下の如き値をとる。

Average reactance voltage

$$= 1.33 \times S \times r.p.m \times I_c \times T^2 (L_c + 0.1L_c) 10^{-8} \times \frac{P}{2} \dots\dots\dots(11)$$

されども brush が各極へ凡て取り付けられたるときは、即ち第六十八圖に於て a 部のみならず b 部にも c 部にも取り付けられたるときは a 又は c なる同じ potential の brush にて一個づゝの coil が短絡せらる之と同時に  $\frac{P}{2}$  だけの coil が series に短絡せられても居る此 coil 一ヶ所だけが短絡せらるゝ場合を考ふるときは average reactance voltage は下の如き値をとる。

average reactance voltage

$$= 1.33 \times S \times r.p.m \times I_c \times T^2 (L_c + 0.1L_c) 10^{-8}$$

故に此種の設計の場合の reactance voltage の軌範としては此二者の中間をとるべきなり。尤も此場合には前の第十七章に説きしが如く selectance commutation なる面白からざる現象あるを以て commutation criterion (軌範) としては寧ろ後の式を採用するを安全とす。これは少しく安全過ぎる傾向あり、これを criterion にとるときは普通の場合に較べ約 20% は安全なる機械を得べし

69 Formulae for Reactance Voltage (反抗電圧計算の諸法式)。

前述第六十六章六十七節並に第六十八節に説かれたる結果を綜合すれば下記の如き法式を得べし。

full pitch multiple winding に對する average reactance voltage =  $1.33 \times S \times r.p.m \times I_c \times T^2 (L_c + 0.1L_c) 10^{-8}$  short pitch

multiple winding に對する average reactance voltage

$$= 1.33 \times S \times r.p.m \times I_c \times T^2 \left( \frac{L_c}{2} + 0.1L_c \right) 10^{-8}$$

series winding の場合

$$= 1.33 \times S \times r.p.m \times I_c \times T^2 \left( L_c + 0.1L_c \right) \frac{P}{2} \times 10^{-8}$$

後述第九十九節に説くべきが如く經濟的に適當なる機械 (economical machine) を得るためには

core length  $L_c = (0.9 \sim 0.6) \times \text{pole pitch}$  なる關係なるを要す。

end connection  $L_e$  は pole pitch と正比例し大體  $1.4 \times \text{pole pitch}$  なり。故に  $L_e$  は  $(1.6 \sim 2.4) \times [L_c]$  なり、假りに  $1.6 \sim 2.4$  の平均値を 2 とするとき は end connection の長さ  $L_e$  は core length の長さ  $L_c$  の 2 倍となる。

$$L_e = 2 \times L_c$$

此値を上記の法式に置き換へるときは下の如き略式が得らるゝなり:-

average reactance voltage

$$R.V. = K \times S \times r.p.m \times I_c \times L_c \times T^2 \frac{\text{poles}}{\text{path}} 10^{-8} \dots \dots \dots (12)$$

茲に  $S = \text{commutator segment の數}$

$r.p.m = \text{一分間の machine の回轉數}$

$I_c = \text{各の armature conductor に流るゝ電流}$

$T = \text{一個の coil の回數}$

$L_c = \text{時にての core length}$

$\frac{\text{poles}}{\text{paths}} = \text{multiple winding にては } 1$

series winding にては  $\frac{P}{2}$

$K = \text{series winding 又は full pitch winding にて } 1.6$

short pitch multiple winding にて  $0.93$

## 第九章

## Commutation (Continued) 整流作用(續き)

70 The Sparking Voltage 前章論せしところにては commutation を受けつゝある間に其 coil は main field の flux 又は armature の flux の何れをも切らざることと假定したり。即ち brush は兩極の中間の coil の上に置かれ少しも是等 flux の影響なきものと假定せり。

かゝる状況に於て機械を運轉し負荷の増すに従ひて之に比例して reactance volt 増し遂に sparkless commutation が出來ずして brush の下にて spark を發するに至りしときこの場合の reactance voltage を sparking voltage と名付く。これは前の六十一節に説かれたる如く brush の contact resistance に影響するところ大なる數なり。

されども實際の場合にては、一般に brush は中性點より片方へ移動せしむるものなり。この移動の方向は commutate せらるゝ coil をして main field の flux を切らしめ、而して其 flux の方向は armature coil の self inductance と mutual inductance にて起る flux に丁度反對なる flux を切らせる方向に移動せしむるものとす。斯くして armature coil の reactance を打ち消して稍完全に近

き整流作用を得んとするにあり。かく main pole の flux を切らせて生せしむる *e.m.f* を  $E_s$  と名く。

かゝる場合に於ては main pole を切りて生せる *e.m.f*  $E_s$  にて armature reaction を打消すも負荷益増加の場合には  $E_s$  は一定なるに armature reaction より生ずる *e.m.f* は増し遂に machine は spark するに至る。これこの場合の sparking voltage なり。

負荷の増すときは reactance voltage は増す斯かる故に如何なる load に對しても完全なる commutation を得んがためには main field の flux を切つて生すべき  $E_s$  なる値も常に増加せしめざるべからず。これは load の變化に應じ brush を中性點より pole tip に近く常に動かすに非ざれば成立せず。

今 brush が 50% の over load にて完全に commutate せらるゝものと假定せん。而して brush を此位置に固定せしとせん。されば no load の場合には之に反抗すべき reactance voltage なく  $E_s$  なる main field を切りて起る大なる *e.m.f* は之に反抗すべき armature の reactance voltage なきを以て大なる短絡電流が流れ、この  $E_s$  なる *e.m.f* が sparking voltage より大なるときは當然 spark を起すものとす。

近世の直流機は spark なしに 25% の over load に耐

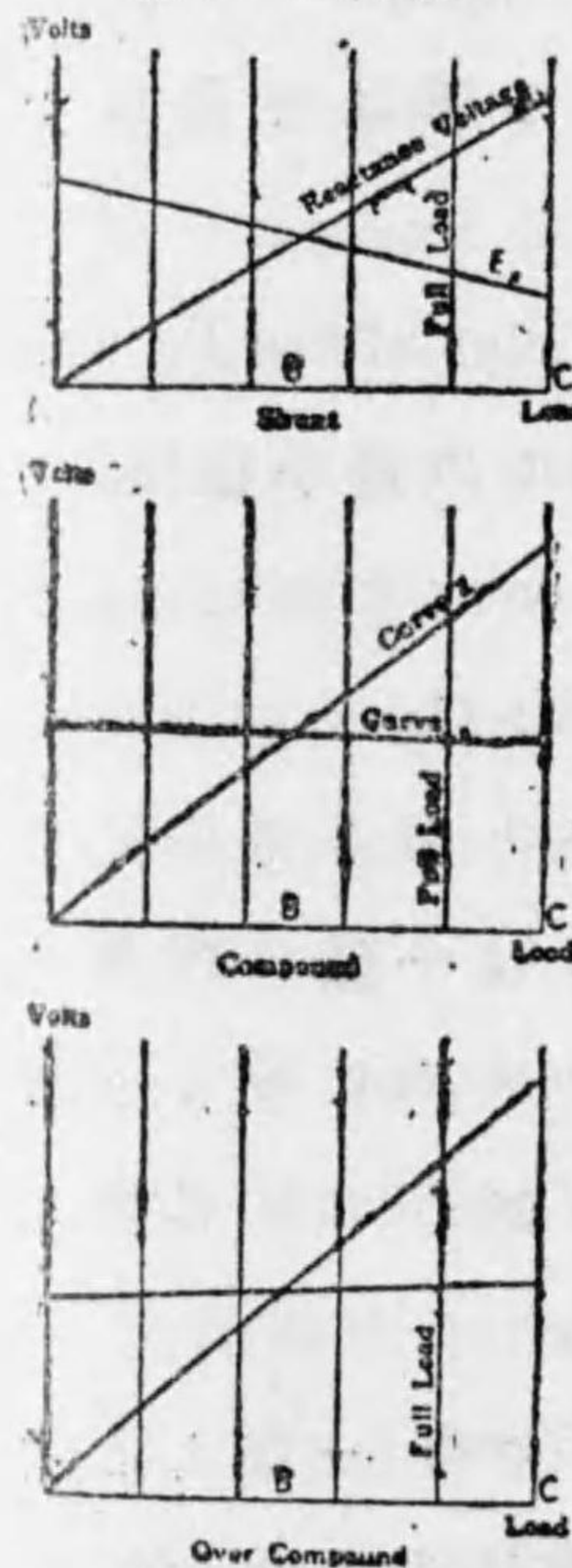
brushの位置も固定せしめ置くを要す。かくあらしむるためには brushの位置は中性點より少しく移動せしめ置くを要す、而して machine に load のかゝりたる場合之によりて生せる reactance voltage を中和せしむるを要す。即ち main field の flux のため no-load にて spark するに近き迄の位置に進め置く。この場合短絡 coil に發生せらるる e.m.f  $E_s$  は sparking voltage より稍低きを要す。而して machine が 25% の over load のかゝつたる場合には armature coil の reactance voltage は main pole のため發生せる e.m.f  $E_a$  より更に高しとす。而して其割合は此二つの e.m.f の差が sparking voltage より稍低きだけとなし置くを要す。

かくせば no load と 25% over load との中間の load の場合には reactive volt は丁度  $E_s$  と同量にして而も反對にして互に打消し完全に commutate せしむるを得、斯く中間の load にて完全なる commutation をなさしめ、其前後 no load と 25% full load にては多少無理をさせるなり。而も其何れも sparking voltage を越すことなくして置き、sparkless commutation を營ましめんとするにあり

上述の如く 25% over load の場合の reactance voltage は sparking voltage の約二倍なり。この場合發生電壓  $E_a$  は如何なる load に耐しても一定と假定したり。

されども實際の場合にありては main pole を切らしめて生ずる flux は load の増すに従つて減するなり。これ前に第四十八節にて説きし如く armature の cross magnetization なる作用によるものとす。この main pole の flux を切りて生ずる  $E_s$  なる voltage の變化が餘りたならざる様にするため armature ampere turn に對し field

第六十九圖



の強さを適當に定めるなり、即ち gap 並に tooth に要する field ampere turns を下記の如く定むるなり。

field ampere turns per pole for

gap and tooth

> 1.2 (armature ampere turns)

+ demagnetizing ampere

turns per pole

(第五十二節による)

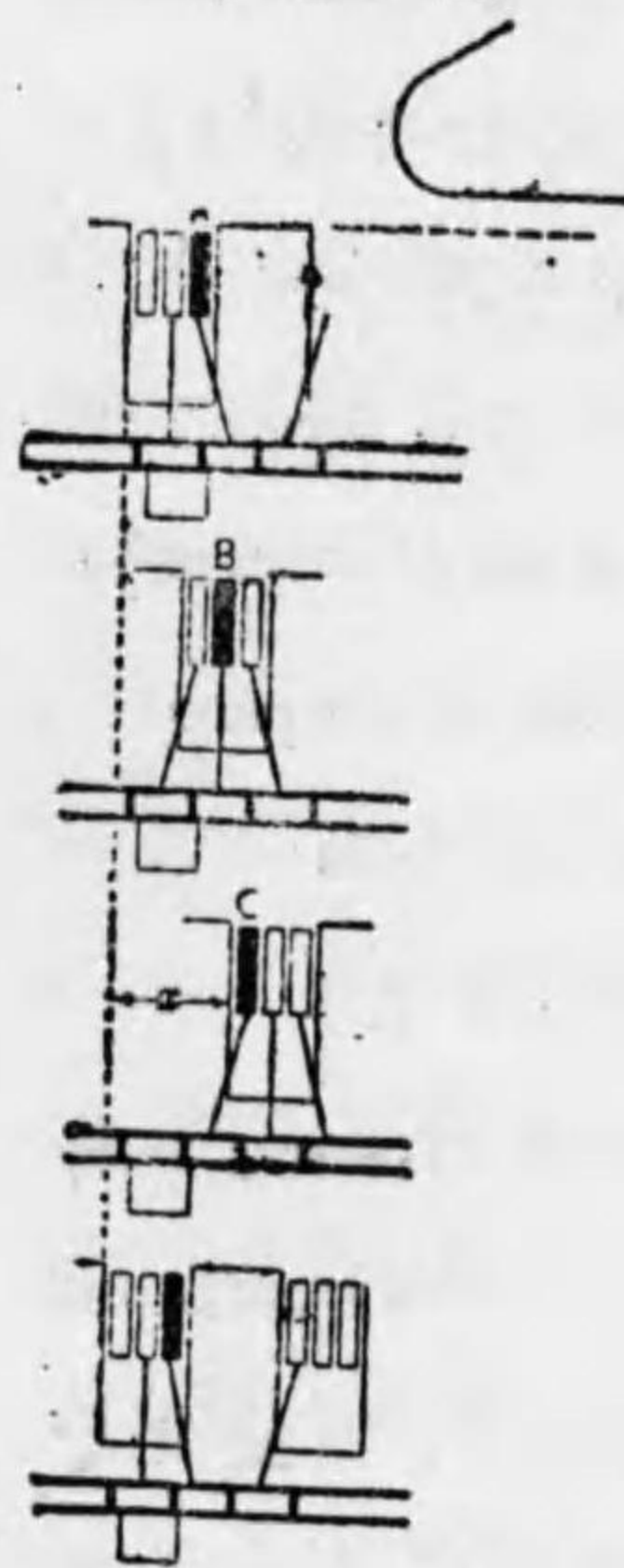
第六十九圖は shunt dynamo, compound dynamo 並に over-compound dynamo の場合の上記  $E_s$  の變化を示し併せて load の變化にともなう reactance voltage の變化を示す curve 1

は  $E_a$  と load との關係を示し curve 2 は reactance voltage と load との關係を示し brush は no load に於ける  $E_s$  が

sparking voltage に近き迄に移動せしめ置く、而して  $B$  なる load に於ては commutation は完全なり。而して  $C$  なる load に於ては reactance voltage は  $E$  よりも甚だ大にして此差が sparking voltage に近きものとす。この三ヶの圖を點檢するときは。

commutation に関しても compound machine が shunt machine よりも可、而して over compound machine は更に compound

第七十圖



machine より可なる所以を知るを得べし。

71 Minimum Number of Slot Per Pole  
(一極に對する slot の最小極限)

第七十圖は commutation の三段の階級を示す machine は、一つの slot に 6 個の coil が入り居るものとす commutator segment は一様に配列せらるゝも coil は slot 内に收まり居る故に segment の如く core に對し一様なる能はず。

$A$  なる coil が brush 一端より離れるときと  $C$  なる coil が一端より離れるときを比較して見んに brush の位置は全く同様であるのに slot の位置には  $x$  なる距離だけの相違あり。故に  $A$  なる

coil に對して main pole より發する flux が適當であれば  $B$  なる coil に對しては少しく強く  $C$  なる coil に對しては遙に強過ぎることを知る事が出来る此故にこの最後の coil は整流應用宜しからず spark を發し黒すみ來り commutator segment 3 枚毎に一枚づゝ黒すむに至るこのなる距離は

slot pitch-width of one commutator segment

に相當する數なり。

かく segment 毎の commutation の不同一を避けるためには pole と pole との間に介在する slot の數を 3.5 より小にとらざることなり。而して pole と pole との間の space は普通 pole pitch の 30% なり。この故に pole 毎の slot の數はこの 30% の中に 3.5 の slot が介在する故に 12 slot per pole となるこれは採用せらるべき最も小なる slot の數である大型の machine にて此數は 14 より降ることは稀なりとす。

72 The Brush Width (刷子の廣さ)

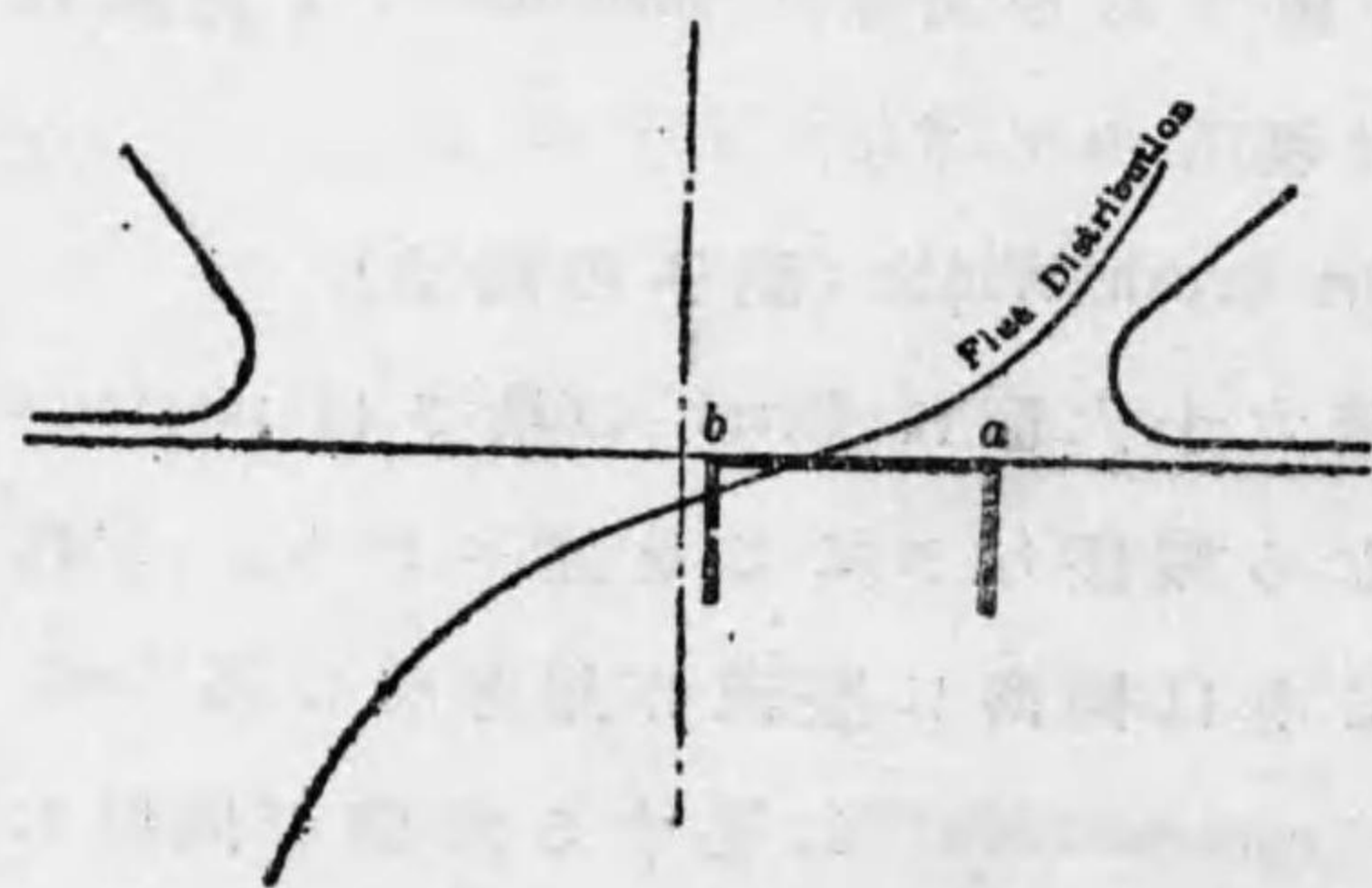
前記第六十六節に Brush の廣さは reactance voltage の値に大なる關係なきことを述べたり。これ brush の廣さ増すときは同時に整流作用を受くる coil の數増すと共に commutation に要する時間が同時に増し結局 reactance voltage は増さず。



第七十一圖は直流機に於て load をかけたるとき pole の間の magnetic field の分配の有様を示す。同時に廣き brush の置かれたる位置を示す。

一極の下より少し離して brush の一端 a を置くためには brush の他端 b は commutation に都合悪しき反對の flux 中にあらざるべからざることとなる。由て各 coil の commutation を始めるときは第七十二圖にて示さるゝ如く各 coil の current は一時却つて増加するを以て commutation に要する時間は圖中 ed に ce なる割合に縮減せらる。此影響を避くるためには brush の廣さは二極の間の space の 28 percent より廣くてはならぬ二極間の space を polar arc の 30 percent とせば brush の廣さは polar arc の  $0,28 \times 0,3$  を越してはならぬ。

第七十一圖



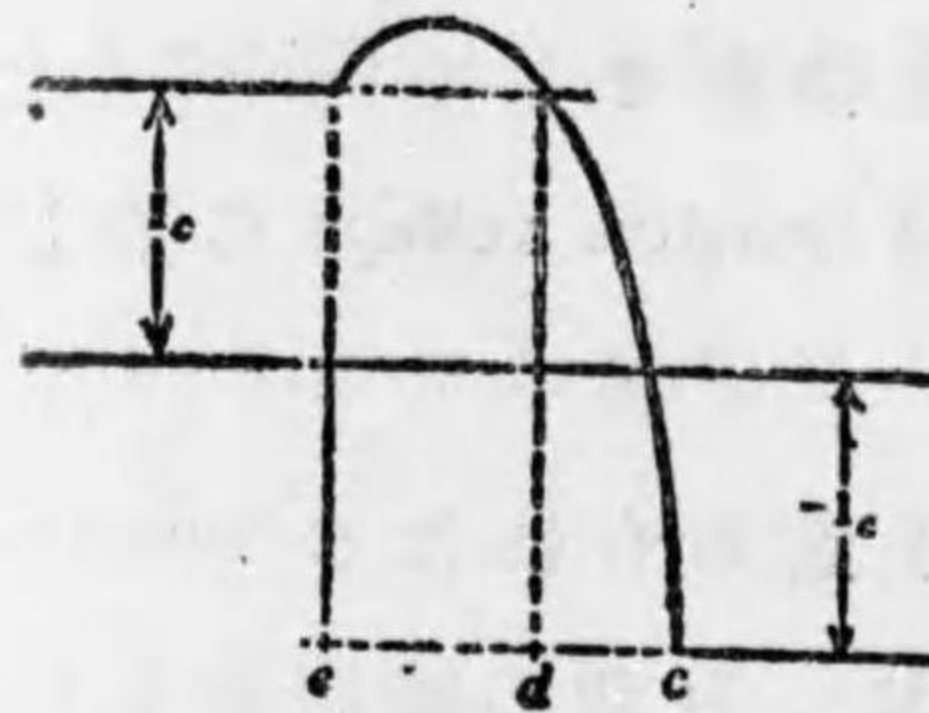
此故に armature の表面にて測りて brush の弧は pole

pitch  $\div 12$  より大であつてはならぬ。之を commutator の表面にて云へば。

$$\frac{\text{pole pitch}}{12} \times \frac{\text{dia. commutator}}{\text{dia. armature}}$$

より大であつてはならぬ。

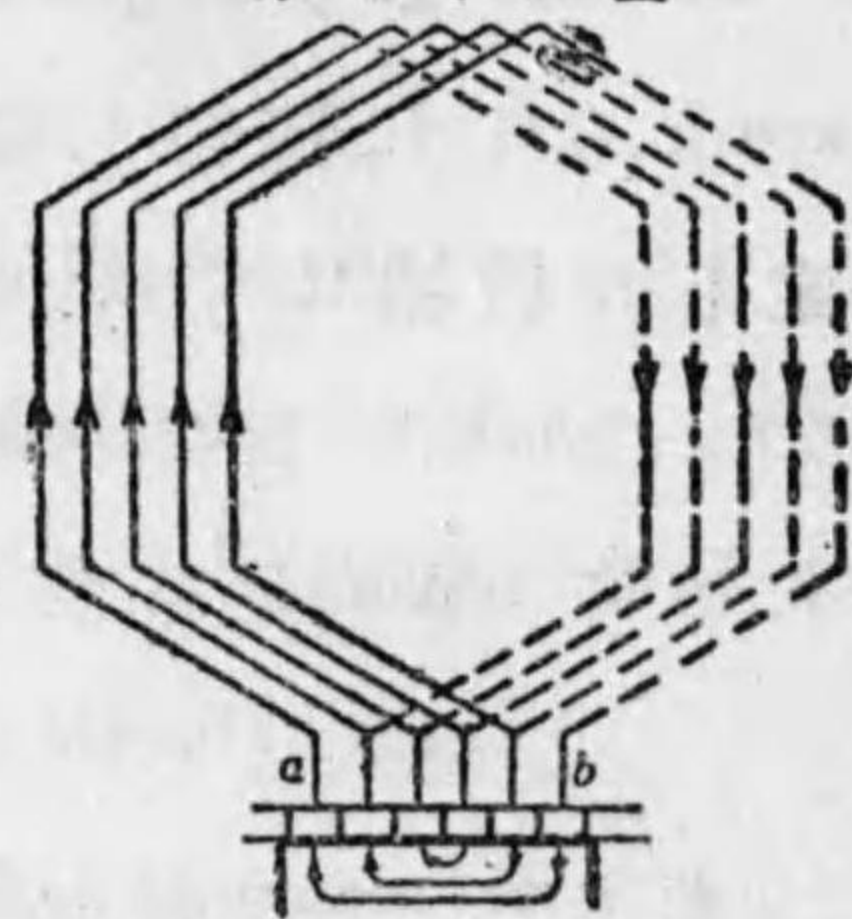
第七十二圖



磁に又 brush の弧の廣さを制限すべき他の理由あり commutation の作用を助くるために brush を中性點より移動せしめるとき或る e.m.f. E<sub>c</sub> は是等 brush によりて短

絡せらるゝ coil に生ず。斯く第七十三圖に示されたる如く brush が 5 個の segment を掩ふときは brush の一端 a より他端迄には直列に 5 個の coil に發生せられたる電壓を短絡する事となる電壓は 5 個直列なるも重なる抵抗は brush の兩端の往復の接觸抵抗だけである故比較的大なる短絡電流が流る此短絡電流の障

第七十三圖



害を防ぐためには brush の廣さは三個の commutator segment を掩はぬ様設計するを要す。

73 Limits of the Reactance Voltage (反抗電壓の極限) 前述第六十一節に於ては。

Brush の下の coil が field か又は armature coil より生ずる flux を全く切らざる如き位置に置かれたるときは reactance voltage は一個の brush contact の voltage drop を越してはならぬ事を述べたり。又第七十節に於ては commutation を助くるために brush を移動せしめ field の flux を切らせたときは今一層大なる reactive voltage の許し得べきことを述べたり。

永き實驗の結果は、かく理論上定められたる reactive volt の値より稍高き値が、差支なく日常の設計の間に用ひらる。實驗の結果よりの reactive volt の値は大略下の通りとす。

no load より 25 per cent の over load 迄實際上有害なる spark なしに運轉し得るためには brush を中性點に固定した機械にては full load での reactance voltage の値は  $0.7 \times (\text{brush 一對の volts drop})$  にして commutation を助くるために brush を移動せしめたる機械にては。

$1.0 \times (\text{brush 一對の volts drop})$  なりとす。

尤も此 reactance voltage の値は下記の條件に叶ふ machine に通用せらるゝものとす。

每極の slot の數 12 以上

brush は pole pitch の  $1/12$  以下を掩ふ場合

brush は 3 個以上の commutator segment を掩はぬ場合

polar arc は pole pitch の 70% 以内

$AT_{\text{per pole}} > 1.2$  (armature AT per pole)

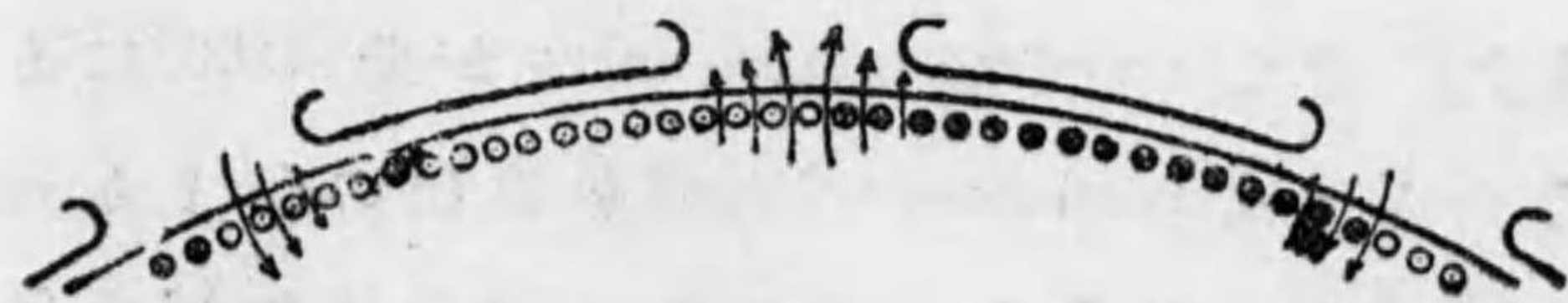
+demagnetizing AT per pole なる場合

上述の條件は深く相互に聯關し又夫々 reactance voltage の極限とも關係す。例へば brush も上記の場合より廣くすることも出来るし main field も上記最後の項に記されたる極限よりも弱くすることも出来るがこの場合には reactance voltage は上記の極限より餘程低く取るを要す。然らざれば commutation の障害を起すものとす。

第六十八節の終に述べたる如く armature が series winding なるときは machine の commutation は方式より計算せられたる値より 20 percent 良好なりとす。

又 short-pitch winding (短ピチ捲) の armature に於ては commutation は方式より計算せられたる reactive volt の値より 30 per cent 悪し。これ第十五節に述べたる如

第七十四圖



く兩極間の空間が slot pitch 一個だけ縮まり居るによる。

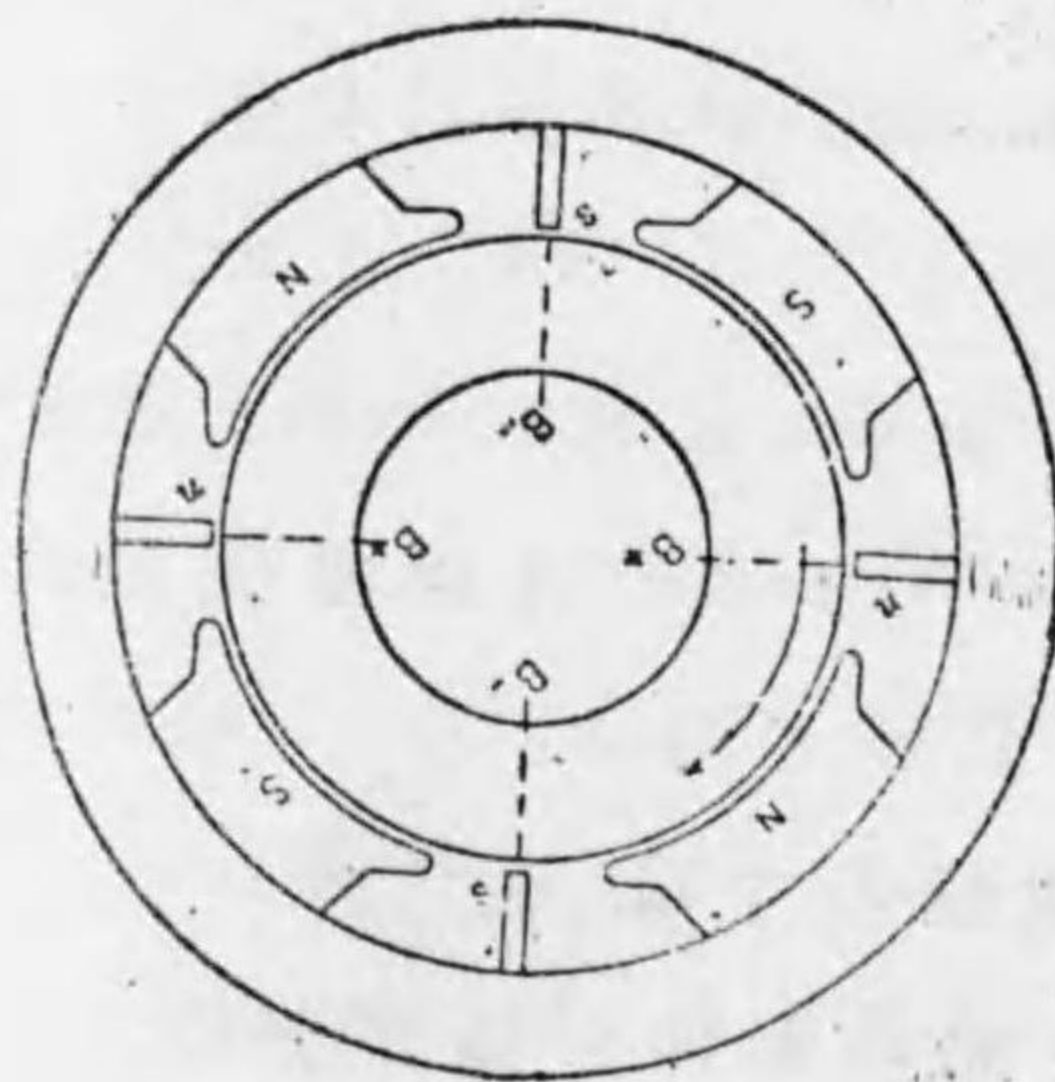
74 Limit of Armature Loading (回轉子負荷の制限) 第七十四圖は多極直流機の一部を示し armature conductor に流る current の方向は  $\otimes$  と  $\odot$  にて示したる通りとす。armature reaction により生ずる lines of force の方向も圖に矢印を以て示せり。armature の ampere turns が増すときは之に伴ひ field の gap 及 teeth に要する ampere-turn を増さざるべからず。然らざれば main field は著しく distortion (轉換) を起し commutation を損ふに至る。

されば armature reaction は如何に大なるも field の ampere turn を増せば差支なき筈なるも armature ampere turns によりて生ずる flux の一部は main field によりて打勝ち能はざる部分あり。即ち armature coil の end connection (兩端接續部) により生ずる flux は位置一定し居り整流作用を受けつある coil によつて切らる。此 field を切るために生ずる *c.m.f* は整流作用を害する方向に働く。此有害なる voltage を防ぐためには armature の ampere turns は大體に於て一極毎に 7500 を越さざるを要す。若し armature ampere turns が此 7500 なる極限を越すときは reactance voltage を前記の値より相當に低下せざるべからず。然らざれば整流作用上故障を

起すに至らん。

75 Interpole machine (中間極直流機) 第七十節に説ける如く完全なる整流作用を得んためには brush を移動せしめて main field の flux を切らせ、而も其 field を切りて生ずる *c.m.f* の方向が armature reaction より生ずる *em.f* と方向反對にして同値なるを要す。

第七十五圖



第七十五圖は線圖を以て interpole generator を示す *n* 及 *s* は auxiliary pole にして之に series winding が施さる。これ load に比例して強くなるべき field を得んためなり generator の場合に interpole なき machine にて spark なき commutation を

得んためには回轉方向と同一方向に brush を中性點より移動せしむるを要す。即ち圖面にて *B+* なる brush は *N* 極の pole tip の下に來り *B-* なる brush は *S* 極の pole tip の下に置くを要す。而して interpole machine に於てはこの代りに補助の *n* 極の下に *B+* なる brush を置き補助 *s* 極の下に *B-* なる brush を置けば可な

h<sub>0</sub>

interpole に捲かるべき ampere turns は armature reaction に逆ひ、よく之を打消し得べきを要す。即ち

$$\frac{1}{2} \frac{Z}{P} I_a \text{ ampere turns (四十八節を見ること)}$$

= 極毎の armature ampere turns

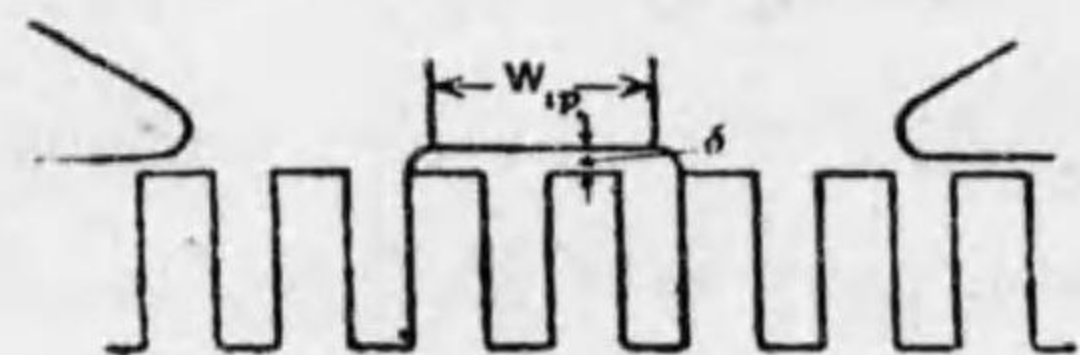
interpole の ampere turns は斯く armature reaction に打勝つに加へて更に brush の下にて short circuit せらるゝ coil に生ずる self induction 及 mutual induction より生ずる e.m.f を打消すを要す。

かく interpole の生せしむべき flux は常に load と比例せしめざるべからざるを以て interpole は相當の overload にても saturate (飽和) しては不可なり。

#### 76 Interpole Dimensions (中間極の寸法)

interpole の弧なる  $W_{ip}$  は下記の要件を満すを要す。即ち conductor に於ける current が commutate せらるゝ間此 conducto. の收められたる slot が interpole の下に在らざるべからず。

第七十六圖



brush にて短絡せらるゝ間、前記第七十圖の  $A$  なる coil の動く距離は armature の表面に相當せ

しめたる brush の弧に等し。即ち

$$\text{brush の弧} \times \frac{\text{armature の徑}}{\text{commutator の徑}} \text{ に相當す}$$

interpole の影響の下にあらねばならぬ廣さは第七十一節に説きたる如く上記の値より  $x$  なる寸法だけ大なり。即ち

slot のピッチより armature の表面に相當せる一個の commutator segment の幅を減

せる寸法だけ大なり。

第七十六圖に示せる如く flux は interpole の兩側より散出す而して其距離は大略 air gap の寸法と等し、即ち實際上の interpole の弧は  $= W_{ip} + 2\delta$  となる。この値が (slot ピッチ) + (brush の弧) - (一個の segment の幅) に均しくあらねばならぬ。

又此 interpole の弧の廣さは出来るだけ interpole の下の gap の magnetic reluctance の不同を避ける如く設計せざるべからず。例へば interpole の弧の廣さを。一個の tooth の幅と同様とするときは interpole の下に tooth の來る場合と slot の來る場合と著しき flux の相違あり interpole の field は pulsating field となる之に反して interpole の弧の廣さが armature の slot の pitch の倍數であるときは armature の移動によつて gap の reluctance

は殆ど變らず、如何となれば一個の tooth interpole の下より離るゝときは次の tooth 入り込めばなり。

一般の規則としては interpole の effective arc は pole pitch の 15 per cent に取る而して大略 slot pitch の倍數に調節して決定するものとす。interpole のために適當なる場所を置くため、且又 interpole の leakage の餘り大ならざるを期するため main pole の polar arc は interpole 付の直流機にては pole pitch の約 65 per cent にとるを普通とす。

interpole の armature の shaft に沿ふたる長さ  $l_p$  は下の如くにして算出せらる、若しも  $B_i$  が interpole gap の average density とせば interpole の下の各 coil に發生せらるゝ voltage は下の通りとす。

$$= \text{一秒間に切らるゝ line の數} \times 10^{-8}$$

$$= 2T \times B_i \times L_i p \times \pi D_a \times \frac{r.p.m.}{60} \times 10^{-8}$$

$T$  は回數

$D_a$  は armature diameter

此電壓が reactance voltage に等しくあるべきなり。

此 reactance voltage は interpole machine にて常に用ひらるゝ full pitch winding にては下の通りとす。

$$= 1.6 \times S \times r.p.m. \times L_c \times L_c \times T^2 \times 10^{-8} \text{ volts per coil 上記の兩}$$

式より方程式を立て更に之を單純にするときは

$$B_i \times L_i = \left( \frac{S \times T \times I_c}{\pi D_a} \right) L_c \times 48$$

$$= \text{ampere conductors per inch} \times L_c \times 24$$

$$\text{而して } L_i = L \left( \frac{\text{ampere conductor per inch}}{B_i} \right) \times 24$$

interpole の下の gap density  $B_i$  は full load の場合普通 1 平方吋 45,000 lines ととる。かくせば 50 percent の over load の場合と雖も interpole が飽和することなし。

armature の ampere conductor per inch は 900 を越すこと稀に、而して interpole の gap density の値を上記の 45,000 line をとるときは interpole の長さ  $L_i$  は次の如くなる。

$$L_i = 0.48 L_c$$

interpole の excitation は之を正確に算出すること困難なり。普通の場合 armature の ampere turns の 50-percent 増しにとる。

$$\text{即ち } = 1.5 \times (\text{armature AT per pole})$$

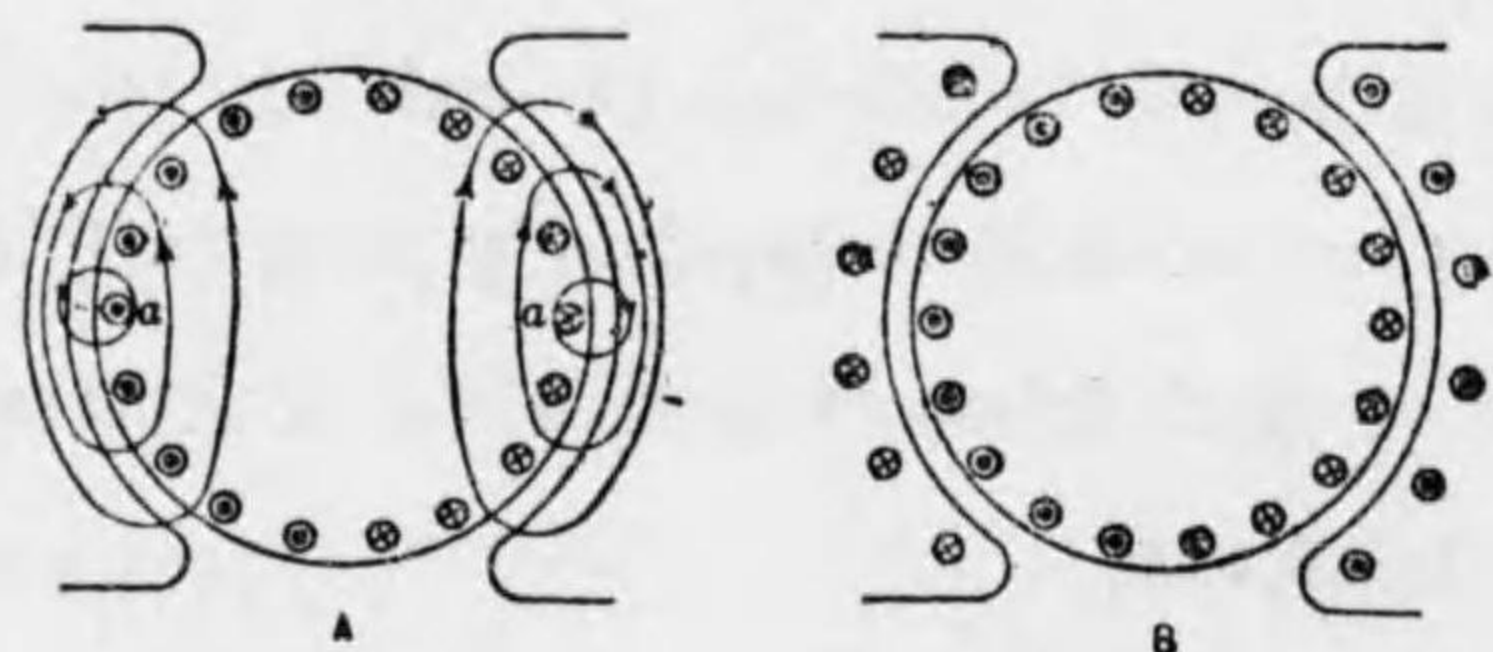
$$= 1.5 \left( \frac{ZI_c}{2p} \right)$$

此値にて interpole の強さは armature の ampere turns に打勝ち且つ armature の inductance により起る電壓を打消すに必用にして且十分なる flux を生ぜしむるに

至る。而して此値は一般に必用より稍大なり機械實地運轉の後其 interpole coil に通する電流の幾分を抵抗を通じて分岐せしめて程よきところに調整するものとす。

77 Flashing over (火花續き) 相隣接せる commutator segment 間の volt が高過ぎるときは commutator の表面十極の brush より一極の brush まで火花を以て續く

第七十七圖



ことあり之を flashing over (火花續き) と稱す commutator 表面の汚れ居るとき殊に此現象は著しとす。

相隣接せる segment 間の voltage は出來得べくば 10 volts を越えざるを可とす。turbogenerator (蒸氣タービン直結發電機) にありては 60 volts を越せるものありしと雖も、されども此種の設計の機械は load の變化に際し flush over を起す恐あり compensated winding (補償巻線) は是非此種の機械に必用なり commutator bar の間

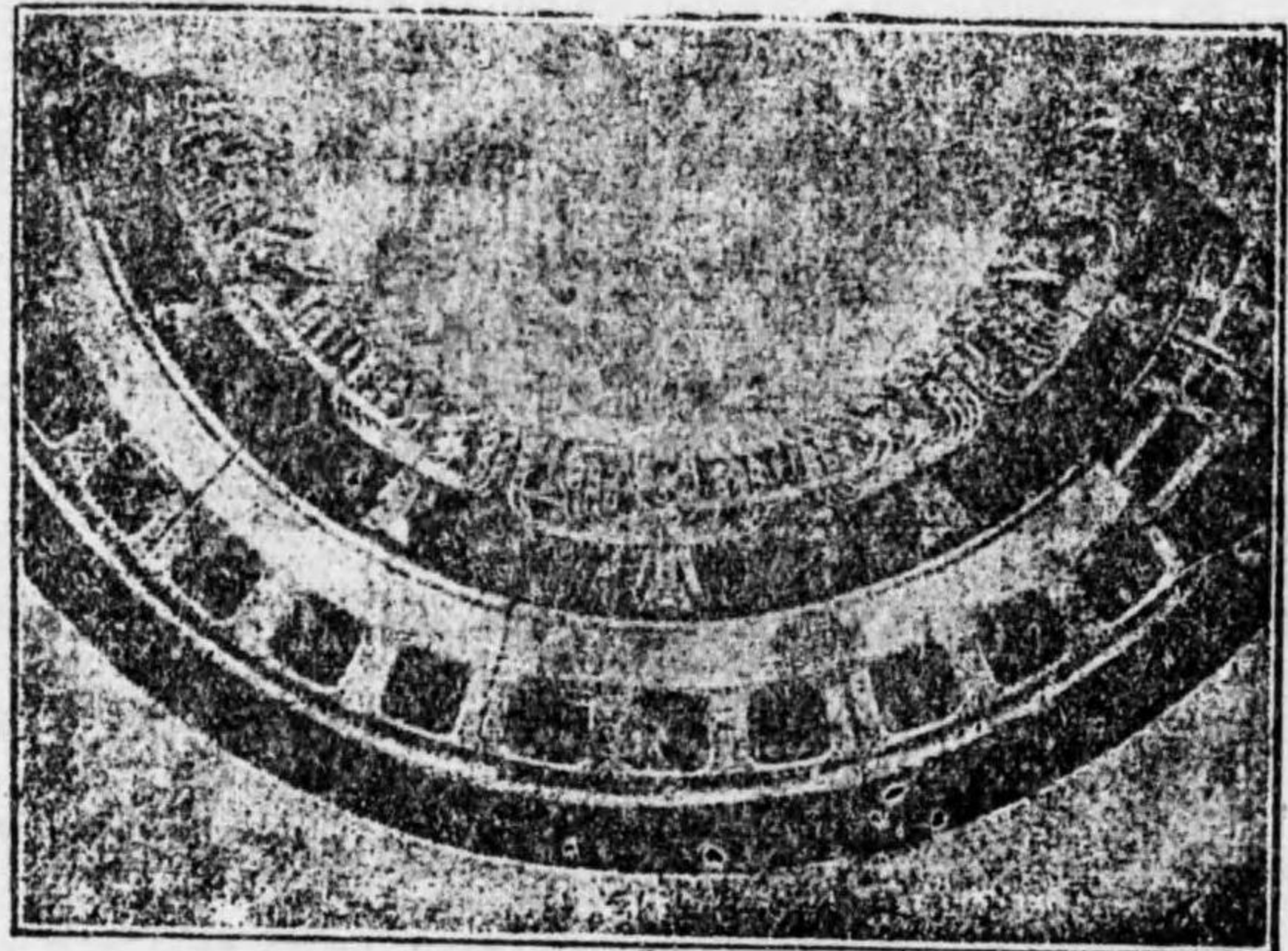
の maximum voltage と average voerage との間には著しき相違あることは明白に注意せざるべからず。前に説明せる第四十九圖は機械に load のかゝりたる場合なる點に於て air gap の flux density が著しく平均値より昇り居るを示せり。此點に於て隣接せる segment の間に最も高き voltage 發生せらる。

Flashing over は除々の over load の場合に割合に安全にして load が急劇に變化するとき起し易きものにして其理由は大體下記の如し。第七十七圖の A なる圖は機械に load をかけたときの armature の cross field を表はす load が急劇に變化せる場合此 cross field も同時に變化し armature coil に或る voltage を發生す。この値は flux の變化の割合に比例するものにして圖中 a なる coil 最も著しとす。此電壓は相隣接せる commutator segment の圖中今迄存在せる voltage を増し又減せしむ。而して此 voltage のため segment 間の電壓の増されしものによりては其量或一定の limit を越すときは flash over を起す。

是故に load が不定にして甚だ變換し易き機械に於ては特殊の考究を要す。例へば製鐵用の reversing rolling mill (可逆回轉式ローリングミル) の如きは roll (ロール) の回轉方向の變換する瞬間に於ては current は

full load より直に回轉反對の方向に三倍位の current を要すること珍らしからず。是等場合に於ては commutator segment 間の average voltage 15 volt を越さざるを要す。若し設計上此制限を越し居るときは flushing over を防ぐがために前述の compensated winding を施すを要す。

第七十八圖



第七十八圖は compensated winding を施せる此種の直流機を示す pole には其表面に armature 同様 slot を設けこれに捲線を施し armature に series に接続せしむ。而して此 pole face の ampere conductor の量は armature surface の ampere conductor の量と同量にし置くものとす。但し其 current の方向は armature と全く反對とし置き armature

reaction の作用を全く打消さしむ前記の七十七圖の B 圖は此原理を示せるものにしてかく compensated winding を施せば前記第四十九圖に示されたる如く load 増すに従ひ flux が一方に寄ることを全然防ぐを得 load が急劇に變化しても armature の cross field の影響なく従つて flush over の心配なし。

## 第 十 章

### Efficiency and Losses

#### (能率並に損失)

78 Generator の efficiency(能率)は下の如し

$$\text{generator efficiency} = \frac{\text{output(出力)}}{\text{input(入力)}} = \frac{\text{output}}{\text{output} + \text{losses(損失)}}$$

motor の efficiency は下の如し。

$$\text{motor efficiency} = \frac{\text{output}}{\text{input}} = \frac{\text{input} - \text{losses}}{\text{input}}$$

而して上記の losses (損失)は下記諸項に分たる。

Mechanical Losses (機械的損失)

即ち Windage (風の抵抗)

Brush friction (刷子の摩擦)

Bearing friction (軸受の摩擦)

Iron Losses (鐵部損失)

Hysteresis loss (ヒステレシス損失)

Eddy current loss (渦電流損失)

Copper losses (銅損失)

Copper loss in armature coils

(回轉子に於ける銅損失)

Copper losses in field coils

(磁田捲線に於ける銅損失)

Commutator contact resistance loss

(整流子の接觸抵抗の損失)

79 Bearing Friction (軸受の摩擦) Ring lubrication (油環注油)の高速度の軸受にありては油の薄層(film)が常に軸と軸受の間に出來居るものなり。由てこの場合に於ては、軸受の摩擦なるものは軸と軸受の摩擦に非ずして、其間に存する油即ち液體の摩擦なりと知るべし。かゝる場合に於ける摩擦面に於ける力は次の式にて表はさる。

$$\text{摩擦力} = K A_0 (V_0)^n$$

茲に  $K$  は油の濃度に関係する係數にて、輕き機械油を用ひ油環注油式の場合には實驗上 0.036 なり

$A_0$  は 軸受の投射面(平方吋に於ける)にて、軸受直徑  $d_0$  × 軸受長  $l_0$  なりとす

$V_0$  は 一分間に於ける時に於ける摩擦速度

$n$  は 實驗上きまる定數にして速度の極く遅きものにては 1 にして極く早きものにては 0 にて一分間 100 呎より 1000 呎の間にては約 0.5 なりとす。

由て普通の速度の軸受にて輕き機械を用ひ油環注油式の軸受にては摩擦力は

$$\text{摩擦力} = 0.036 A_0 (V_0)^n \text{ 封度、而して摩擦損失は下の如}$$



し。

摩擦損失 = 0.036A<sub>v</sub>(V<sub>v</sub>)<sup>1/2</sup> flb (一分毎に) 之を watt に換算せば

摩擦損失 = 0.81d<sub>v</sub>l<sub>v</sub>( $\frac{V_v}{100}$ )<sup>1/2</sup> watts .....(13)

此式に於て注意すべき重要な事項は摩擦損失は軸受にかゝる壓力に何等の關係なしとの事なり。故に負荷の有無にも關せざるものとす。換言すれば軸受の摩擦損失は全負荷の場合も無負荷の場合も殆ど同様なりとの事なり。

然らば軸受に加はる壓力は如何に高くても差支なきやと云ふに、これ然らず壓力が増せば増す程油の薄層が薄くなり。軸受に加はる壓力が或る制限を越して増加せば油の層は絶無となり軸受は焼けるに至る。普通電氣機械にては軸受の壓力即ち軸受一平方時に來る壓力が全負荷のとき80封度を越してはならぬ。かゝる設計にては二倍の過負荷が加はることありとも軸受の焼け損じる憂なし。

上記 No13 の公式にても明なる如く軸受の損失は摩擦速度の増すに従ひ著しく増すものにして或る一定の速度に達するときは軸受は最早普通の自然冷却式 (self cooling) にては運轉出來ざるに至る。自然冷却式にありては軸受の摩擦速度 1000 ft (一分間) を越しては

發熱を除去する特別の方法を講せざる限り困難なり 1000 ft の摩擦速度にては普通の軸受を用ゆる場合には磨受函の周圍絶へず、冷えたる空氣の流通せざる限り無事運轉方甚だ困難とす、例へば全密閉型の電動機の軸受の如きは其軸受箱の半分は全く流通せる冷えたる空氣に曝されざるを以て其摩擦速度は 800 ft (一分) 以上に取りては不可なりとす。

軸受内油の薄層の厚さは又油の溫度と反比例して變化す、故に油の溫度は油壺内の油の溫度にて攝氏 70 度を越してはならぬ。

80 Brush Friction (刷子の摩擦) Commutator に於ける brush の摩擦も直流機に於ては損失の重なる一部分にして殊に電壓低く電流量の大なる機械にて然りとす  
今  $\mu$  を摩擦係數とし

P を一平方時に於ける封度にての brush の壓力とし。

A を平方時に於ける brush の摩擦面積とし

V<sub>r</sub> を一分間の呎にての摩擦速度とせば刷子の磨擦損失は下の式を以て表はさる

刷子摩擦損失 =  $\mu PAV_r$  ft lbs (一分間)

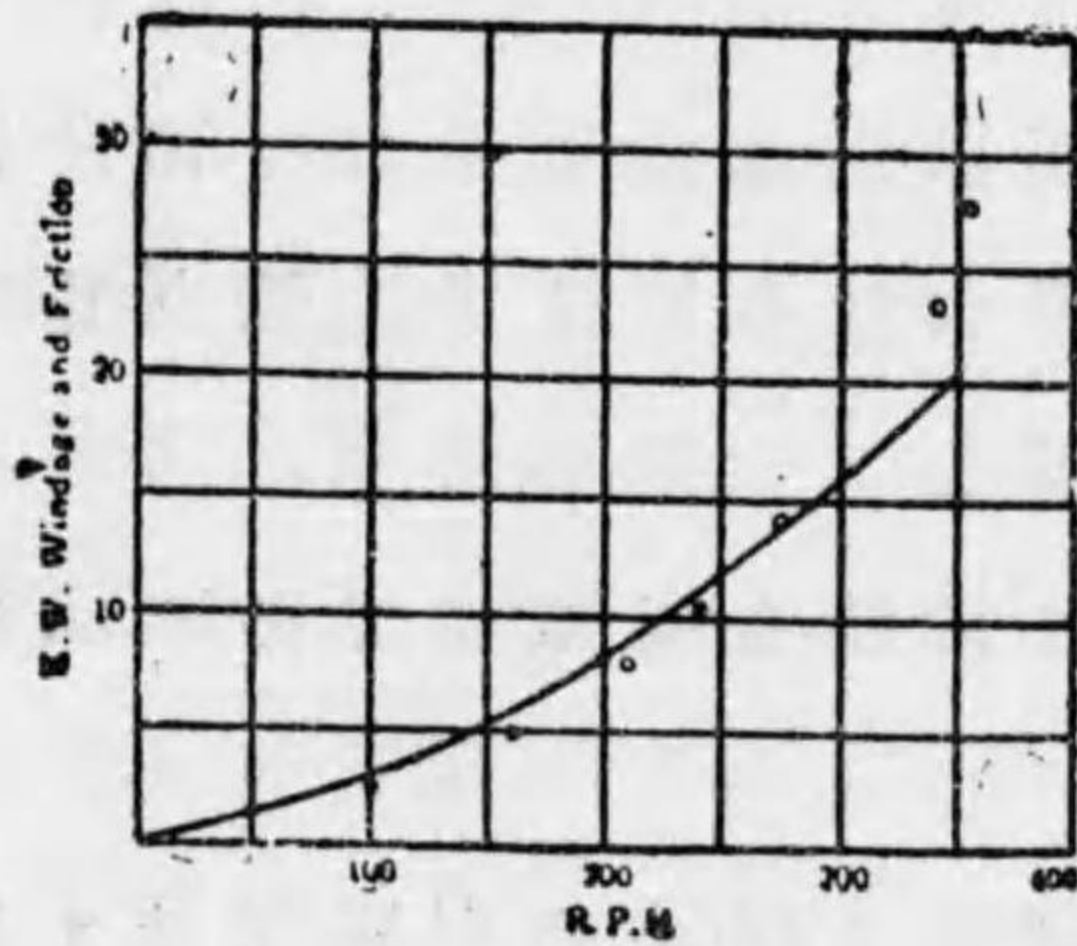
刷子の摩擦係數  $\mu$  は刷子の種類により著しく相違するも今大約 0.28 と見る。又刷子の壓力を 2 lbs (一平

方時につき)と見てこの損失を watt に換算するときは下の如し。

刷子の摩擦損失 = 1.25A  $\frac{V_r}{100}$  watts .....(14)

81 Windage Loss (風壓損失) 電氣機械の回轉するに方り其周圍の空氣の抵抗のために多少の loss を生ずるものなるも之を豫め決定することは甚だ困難なりされど armature の周速度の 6000 ft. per minute 位迄の機械にては此 windage loss は大なるものに非ず之を省略しても大なる差はなき位なり。

第七十九圖



第七十九圖は或る機械の實驗結果を表はし、其機械の直徑は100吋にて軸受は三個を有し其大きさは10吋の直徑にて30吋の長さとする。

圖中各點は實地試驗を示し曲線は軸受の摩

認者註 近頃の直流機に於ては設計者は通風の工に重きを置き殊に機械の構造に注意して其機構をして扇風作用を起さしめ機械の溫度上昇の降下を計らんことを以て此 windage loss は或る場合には原着者の述ぶるが如く少量ならざる場合あり。

擦損失を

軸受損失 = 3 x 0.81 x d<sub>o</sub> x l<sub>o</sub> ( $\frac{V_o}{100}$ )<sup>2</sup> watts なる式にて計算したる値なり。

230 r.p.m にて 6000 ft. p.m に相當しこの邊の speed 迄は此機械に於ては windage loss は省略し得べき數量なることを示す、されども此 6000 ft の制限を越すときは windage loss は著しく増すことを示す、これ windage loss なるものは其性質上周速度の三乗即ち (peripheral velocity)<sup>3</sup> に比例して増すを以てなり。

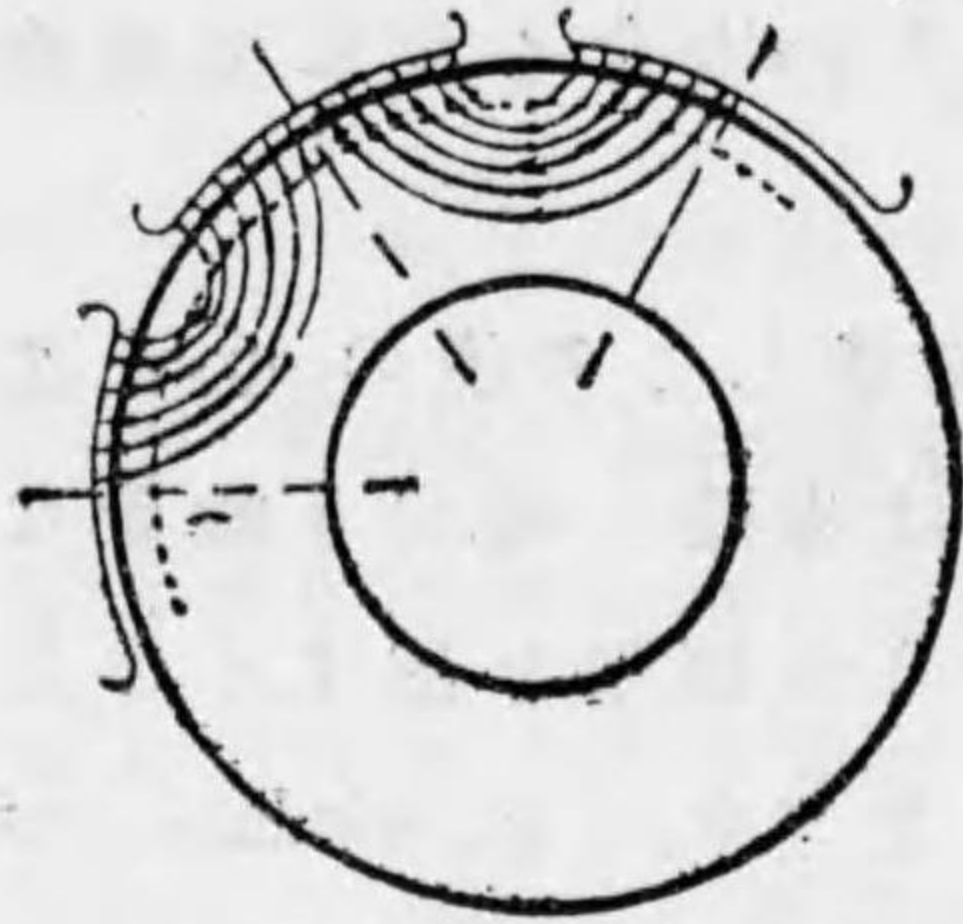
蒸氣タービン直結の電氣機械の外は普通 6000 ft. per minutes にて運轉するもの少し、これこの 6000 ft の極限を越すときは回轉子の機械的構造困難となり、殊に coil を支持して遠心力に逆ひ頑丈に取付けること困難となるが故なり。

82 Iron Losses (鐵損失) 直流機の armature の或部分に於ける flux は armature が二極だけの距離回轉する間に一サイクル變轉す、これは第八十圖によりて明に知り得べし。

即ち armature の或部分を通ずる flux は一回轉毎に  $\frac{p}{2}$  サイクルをなす即ち  $\frac{p}{2} \times \frac{r.p.m}{60}$  サイクル(一秒間)をなす。

Armature の鐵損失は hysteresis loss (ヒステリシロス)

第八十圖



と eddy current loss より成立す而して夫々下の公式にて表はし得べし。

$$\text{hysteresis loss} = KB^{10} / W$$

watts

$$\text{eddy current loss} = K_e B^2 f^2 W$$

watts

- 茲に K は hysteresis constant (ヒステレシス) 定数にして鐵の質によりて變はり  
 $K_e$  は鐵の電気抵抗に反比例して變する定数にて  
 B 一平方吋に於ける鐵の最大の flux density  
 f 周波度数(一秒間)  
 W は封度での鐵の總重  
 t は吋での鐵板の厚さとする。

上式にて明なる如く eddy current loss の抵抗の高き鐵を使用せば之を減ずを得べし、されども現今に於ては電気抵抗の高き鐵は permeability 低きを遺憾とす、且材料の價格も高く、且又今一事見逃すべからざる欠點は抵抗高くなればなる程鐵質脆弱となることなり、かく鐵板にて造られたる機械は運轉の震動に耐へずして齒が折れ飛び出すの危険あり、かく迄脆き抵抗の

高き鐵を選びても全體の鐵心の損失は何程も減じるものに非ず。これこの鐵心の損失の重なる部分が次項に記載せらるゝ如く他の理由によつて種々増して居る事實あればなり。

鐵心の eddy current loss は一枚一枚の鐵板の厚さを薄くすれば著しく減ずることを得、而して實際には 0.014 吋位の鐵板が用ひらる。これより薄き鐵板は薄過ぎて電機製作上取扱に困難なりとす。

83 Additional Iron Losses (附加鐵心損失) 以上記せしが如く armature core には普通の hysteresis loss 及び eddy current loss ある外に種々なる additional iron loss ありされども是等は大抵は計算することも困難なり。この additional loss なるものは概ね下の如し。

(a) Slot に鑢かけるために生ずる loss 鐵板に slot を穿ちたるものを積み重ねるときは幾分の凹凸に免れざるものなり、而して其凸起部は往々にして絶縁を害することあり、由て積み重ねられたる鐵心の slot 内に鑢かけ其凹凸をとるなり、この鑢仕事は鐵板相互を密着せしむ、かくして slot の表面電気抵抗の低き部分を造り eddy current は此部を通じて流るかくして鐵板を一一絶縁して積み重ねたる目的の一部を失ふこととなる。

(b) Pole piece より出でたる flux は全部 armature の鐵心に入るものに非ず其一部は armature 兩端の押へ板(end head) 及スパイダー(spider)を通じて流るゝものなり、このためにこの end plate や spider に loss 生ず、是等は餘り少量ならざるべし、これは是等は普通鑄鐵製にて鐵心の如く成層されざればなり。

(c) Armature core に於ける flux の不均一分布のための損失 armature teeth の下の core の部分の flux density  $B_c$  を計算するに普通 flux が core 全體を一様に通ずるものと假定す(第四十五節を見よ) されどこれは實際の場合に適合せず。實際の flux の分布の状況は第八十圖に示さるゝが如し。

lines of force は磁氣抵抗 reluctance の最も少きところを最も多く通る由て teeth の直下の部分に flux が集まりこの邊の部分が saturate (飽和)すれば漸々と下部の方を通るかく flux が磁氣通路短く reluctance の少なき teeth の直下に密集し漸々奥の方へ行くに従ひ flux の薄くなること core loss の増す一原因となる。これ普通の計算にては teeth の下の core 何處も flux density は一樣のものとして算出せりされども實情は之と相違し core loss は flux density の高きところは之に自乗して増して居る故、普通の計算より大分大きくなる。

此故に core loss を減せんため core の深さを大にしても殆ど有効でなき場合あり、これ core depth を大にしても實際は flux は下方を通せず teeth に近き方を比較的餘計に通るを以て core loss を減せざることあり、故に 80,000 lines per square inch 以下に平均の flux density  $B_c$  を取りても利益なし、此 80,000 位のところは鐵の saturation を始むる部分にて此邊のところなら core 内にて互に一樣にならんとする傾あり。

(d) Pole face losses (極面損失) 前出第三十九圖は直流機 air gap に於ける flux の分布の模様を示す teeth の上の pole face (極面)には flux 密集す armature が回轉するときに pole face (極面)に生せる flux の粗密の度は teeth に沿ふて常に變換す由て pole face に或 e.m.f. を induce す而して或る eddy current が pole face に沿ふて流る、實驗はよく次のことを示す、即ち solid pole の場合 slot の開きが air gap の二倍より廣きときはこの eddy current によれる loss は著しく増すとのことなり、由てこの比例より slot の開き大なれば pole face を成層せざるべからず。

(e) 負荷せる場合の鐵心損失の増加。前出第四十九圖にて明なるが如く機械が負荷せられたる場合には teeth の flux density は一樣なるものに非ず、一方は著しく密になり之に反し他端は著しく粗となる、かく一方

の flux density の著しく高くなる方の core loss の増し方は density の低くなる方の core loss の減り方より大なり由て全體に於て core loss 増す、斯くの如く機械に負荷せる場合に増加す。

84 Calculation of Core Loss (鐵心損失の計算) 上述の如く armature core には種々なる附加損失あるを以て根本的の法式を用ひて全體の core loss を豫想算出する事は殆ど困難とす、由て core loss の計算には同じ方法にて作られたる稍類似の既成機械の試験結果より算出せざるべからず。かゝる實驗の結果より得られたる曲線が第八十一圖に示さる是等曲線は 0.14 吋の厚みの普通の性質の armature 用鐵板に適用せらるべきものにして slot はノチングダイス (notching dies) にて抜かれたるものにて多少の鍍仕上の損失も含めるものとす。

今計算の方法を實例を以て示さん

計算實例 前出第四十一圖に示されたる機械の armature core loss を計算せん

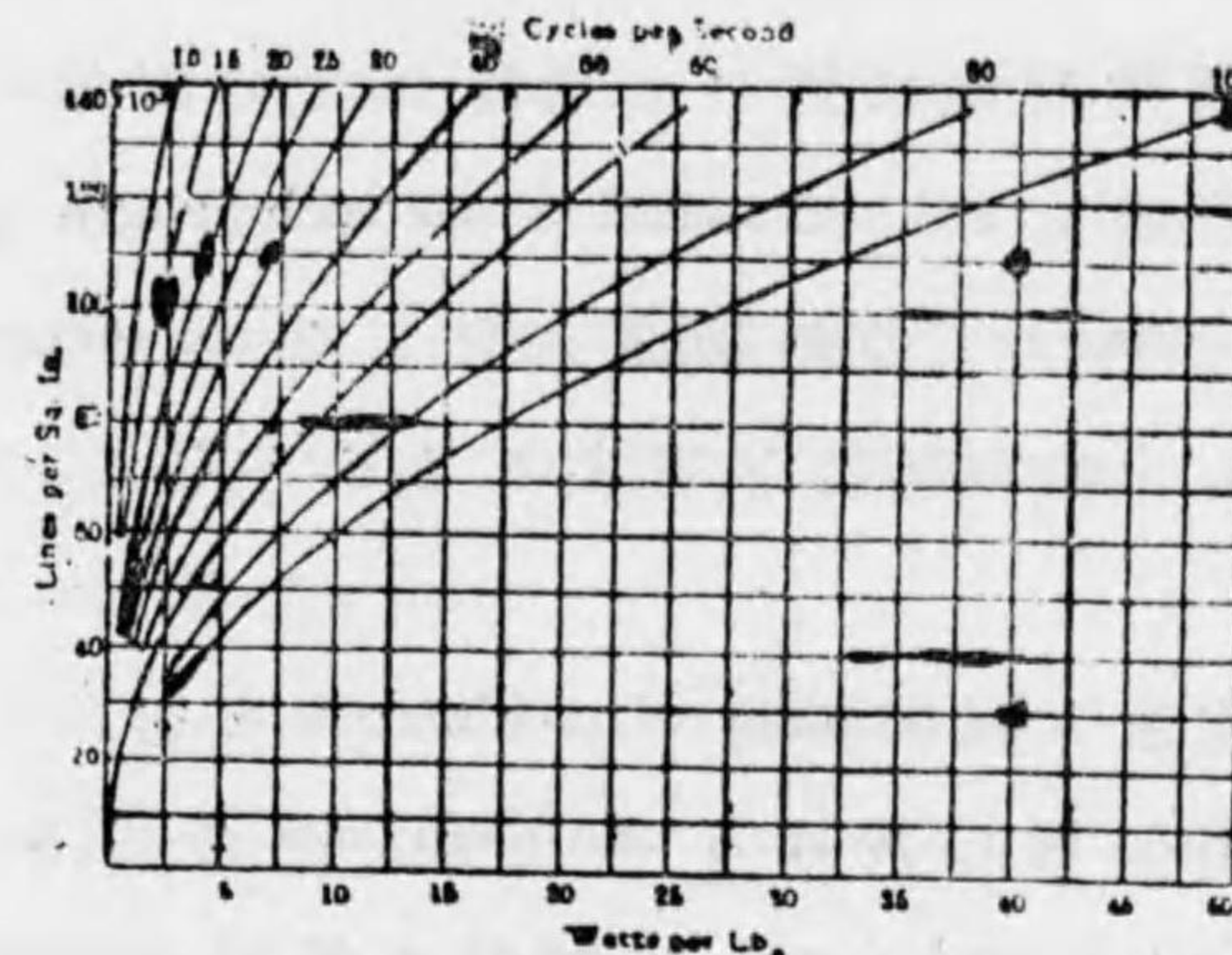
teeth に於ける actual flux density

$$B_{at} = 150,000 \text{ lines per square inch}$$

core に於ける average flux density

$$B_c = 84,000 \text{ lines per square inch}$$

第八十一圖



(上記の値は第四十六節に掲げられたる通りとす armature teeth, の total weight

$$W_t = 385 \text{ lbs}$$

armature core, の total weight

$$W_c = 2300 \text{ lbs}$$

frequency = 16.6 cycles

然るときは teeth に於ける一封度の loss は

6 watts にて(第八十一圖)より

core に於ける一封度毎の loss は 1.8 watts なり

由て total loss は

$$= 385 \times 6 + 2300 \times 1.8 = 6450 \text{ watts}$$

即ち約 6.5 KW の energy が core loss として損失する事なり。

85 Armature Copper Loss (アーマチュアの銅損失)

氣機械の運轉状態に於ける温度にての銅線の抵抗は 1 ohm per circular mil cross-section per inch length なり。

即ち 1 circular mil の切斷面を有する conductor は長さ 1 吋にて 1 ohm の抵抗を有することとなる

由て今

Z を total number of conductors とし

$L_c$  を 吋に於ける one conductor の長さとし

M を circular mil に於ける各の conductor の切斷面とし

$I_c$  を各 conductor に通ずる current とするとき

one conductor に於ける抵抗は

$$= \frac{L_c}{M} \text{ ohm にて}$$

one conductor の loss は

$$= \frac{L_c}{M} \times I_c^2 \text{ watts なり}$$

故に armature の total conductor の loss は

$$= Z \frac{L_c}{M} I_c^2 \dots \dots \dots (15)$$

而して  $L_c$  の値は前出第三十三圖に示されたる coil の形状にては下記の通りなり。

$$L_c = 1.35(\text{pole pitch}) + \text{armature axial length} + 3 \text{ inch}$$

86 Shunt Field Coil Loss (分岐田磁捲線の損失) この

loss は機械の terminal voltage に shunt coil に流るゝ電流を乗せしもの即ち  $E_b \times I_f$  watts にして其重なる部分は field coil にての損失となり其一部は rheostat (調整器) での損失となる調整器での損失は發電機の場合には大約 20 per-cent とす。

87 Series Coil Copper Loss (直列捲線の銅損失)  $I_a$  を

機械の total current とし  $R_s$  を series coil の抵抗とすれば此 loss は  $I_a^2 R_s$  となる若しも series coil に shunt 抵抗の置かれたるときは  $I_a$  なる ampere の一部は此 shunt 抵抗を通じて流れ後の重なる部分が series coil 中を流るゝものにて此場合の計算には  $R_s$  は coil と shunt 抵抗との合成抵抗にて之に  $I_a^2$  を乗して loss と見るなり。

88 Brush Contact Resistance Loss (刷子接觸抵抗) 此

loss に就ては前の第六十二節に既に論せり  $E_b$  を brush の陰陽兩極の接觸抵抗にての電壓降下の和とし  $I_a$  を total current とすれば Brush contact loss は  $I_a E_b$  なり。而

譯者註 複巻發電機又は電動機にありて其複巻の程度を製作前精確に豫定することは困難なる事情あり由て series coil に shunt 抵抗を置き之にて加減す。又或場合には series coil の回数を半端にすること能はず shunt 抵抗にて一部の電流を分流せしむることあり

して  $E_c$  なる brush の contact drop の電流量の如何に関らず略一定なることは第六十四圖に示されたるが如し。

## 第十一章

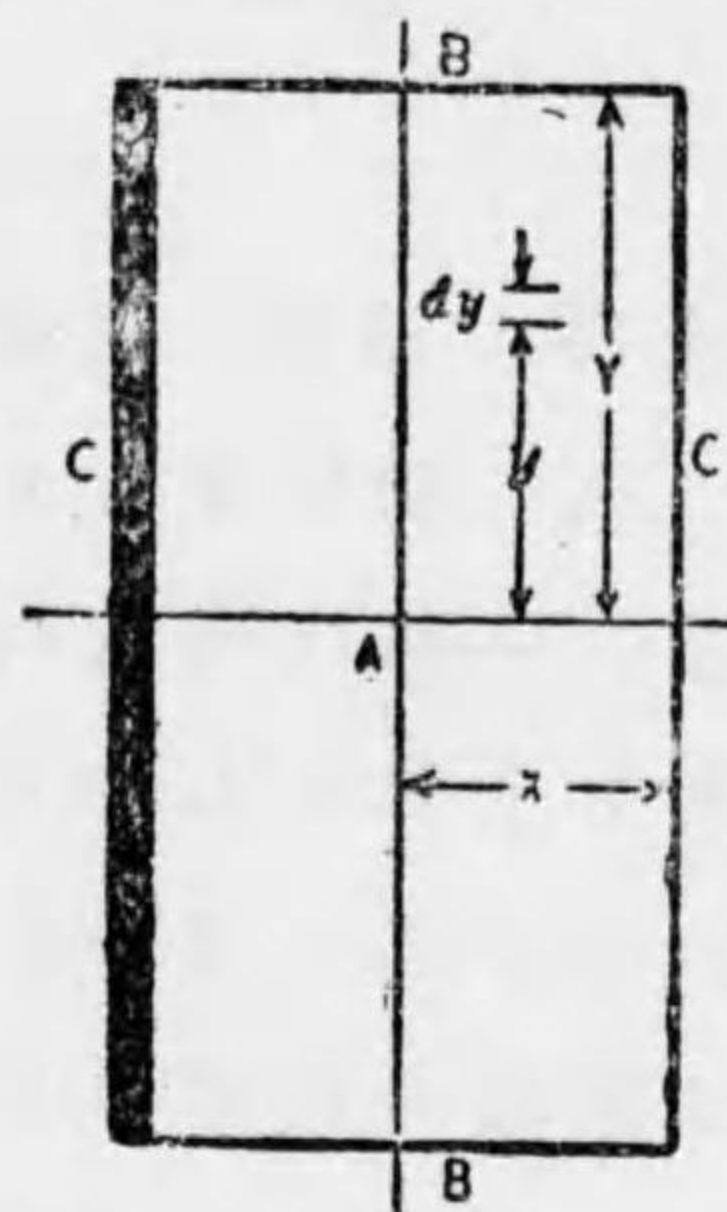
### Heating (發熱)

89 Cause of Temperature Rise (溫度上昇の原因) 電気機械に於て生ずる losses (損失) は凡て熱に變換せらる。其熱の一部は機械より放散せられ他の一部は機械内に残り機械の内部に吸収せられ溫度を上昇せしむる原因をなす。機械が運轉後或る時間の間は其一部の熱は大氣に發散すべきも重なる部分は機械の内部に止り機械の各部分は漸々溫度を高む、而して或る時間を経過せる後機械にて生せる熱が最早機械内部に吸収せられずして全部が外氣に發散せらるゝに至り機械の溫度は一定に達するものにてこの溫度より大氣の溫度を減じたるものを其機械の溫度上昇となす。

90 Maximum Safe Operating Temperature (最高安全溫度) 現在の製作の方法にて機械を長く運轉しても安全なる最高溫度を  $85^{\circ}\text{C}$  となす。是れ普通の機械の絶縁材料には紙や布が用ひられ、これが  $85^{\circ}\text{C}$  以上にて長く使用せらるゝときは脆くなり機械の振動のため粉砕せらるゝに至る。

普通に行はるゝ仕様書にては全荷連續運轉後溫度上昇を  $40^{\circ}\text{C}$  と規定す、これは稍や安全過ぎる傾はある

第八十二圖



がされどこれなら25パーセントの過負荷にても大氣の温度が85°Cを越さざる限り安全なり。

若しも大氣の温度が25°Cを越す地方へ据付ける機械なら温度上昇の制限は今少し下げなくてはならぬ何れにせよ最高温度が25°Cを越すやうなことがあつてはならぬ。

91 Temperature Gradient in the

Core of an Electrical Machine (電氣機械の鐵心に於ける温度傾度) 第八十二圖は積み重ねられたる薄鐵板の成層を表はし薄鐵板は夫々塗料にて塗り絶縁せられ居るものとす。此鐵心には alternating magnetic flux (交番磁束)がかゝり其種々なる flux 並に種々なる frequency に於ける loss は前出第八十一圖に示さるゝ通りなり。第八十二圖の鐵心の切斷面に於て最も熱かるべき部分は其中心Aなること明なり、而して core に發する熱はAを中心として成層に沿ひたるB, Bの兩面並に成層の絶縁を通じてC, Cの兩面に導かれこのB, B並にC, Cの四面より放散せらる。

即ち armature に於て其環狀をなせる core の圓筒の

外周内周、並に兩面より熱度の放散せらるゝものなるも core の中央の熱は armature の外面又は内面には導かれ易きも其兩端へは鐵板一枚毎を隔離せる絶縁塗料を通して傳導せらるゝものなるを以て傳達方容易ならず、今この理を充分に明白にするため、點よりB面及C面に達する熱度の抵抗につき少しく考究せん。

(a) 今凡ての發熱が第八十二圖のYの方向に導かるゝものと假定せん。

中心よりyの距離に於て core の1平方吋を通過する watts は

$$= (\text{watts per cubic inch}) \times y^2 \text{ なり}$$

故に dy なる小距離の間の温度の差は

$$= \frac{(\text{watts per cubic inch}) y dy}{1.5} \text{ 度(攝氏)}$$

となるこれ1 cubic inch に1.5 watts の熱量は鐵に攝氏一度の温度の差を起さしむるを以てなり。今茲に dy なる極小部分につき温度の差を見たるもAと表面Bとの間の温度の差は之を積分して求め得べし。即ちA, B間の温度の差

$$= T_{ab} = \int_0^Y \frac{(\text{watts per cubic inch}) y dy}{1.5}$$

$$= \frac{(\text{watts per cubic inch})}{1.5} \frac{Y^2}{2} \text{ deg C}$$



$$=(\text{watts per cubic inch}) \frac{Y^2}{3} \text{ degC}$$

上式より見て中心部と表面との温度の差は core の高さの二乗に比例して増す事を知る。

(b) 若し又 core の熱量が全部成層を通して X なる方向に傳達せらるゝものと假定せんこの場合も前者と同一に考究され得るも茲に重なる相違は此方向には熱の傳達の甚しく悪しきことなり、即ち前者と相違し薄鐵板が一枚一枚絶縁せられ居り而して電氣の絶縁體は概ね熱の不良導體なるを以て此方向の傳達は著しくあしく實驗の結果を綜合するに約前者に比し五十六倍悪し、由て A と C なる面との間の温度の相違は

$$=T_{ac}=(\text{watts per cubic inch}) \frac{56X^2}{3} \text{ degC}$$

なり、此式の算出は(a)の場合と全く同様にして單に熱抵抗の比 56 が乗せられたるに過ぎず。

是等兩式にて明白なる通り中心部 A と兩端部 C とは温度の差甚だ高きに比し、中心 A と周圍の B とは温度の差甚だ低きを知るべし由て兩面にての放熱よりも周圍にて放熱せしむる方有利なることは直に承認し得べきも今一層明白に之を了解せんため實例を以

て調べ見んとす。

實例：………今 core の flux density を 74,000 とし frequency を 60 cycles とせば cubic inch に於ける loss watt は 2.3 なり。然るときは A と B との間の温度の差は

$$T_{ab}=2.3 \frac{Y^2}{3} \text{ degC.}$$

$$=0.8Y^2 \text{ degC.}$$

A と C との間の温度の差は

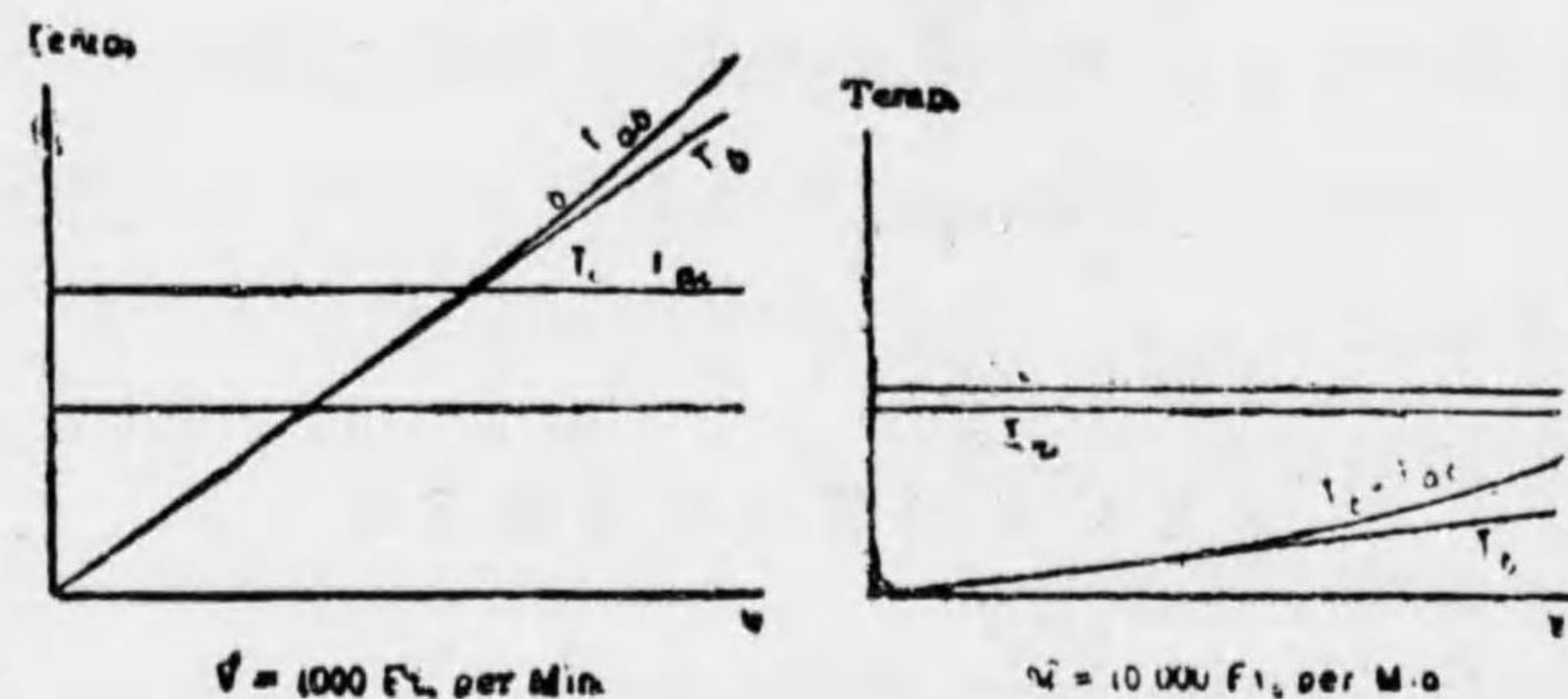
$$T_{ac}=2.3 \frac{56X^2}{3} \text{ degC.}$$

$$=45X^2 \text{ degC.}$$

上記の數字にて知り得る如く成層に沿ひたる方の熱の傳達は著しく善きに比し之に直角なる方向の傳達は甚しく悪しきを見るべし、故に電氣機械の設計に際しては通風を鐵板に沿ひたる面(B面)に送りて其面を冷し鐵心を冷却せしむることは通風を成層の兩面(C面)に導き冷却せしむるより遙に有効なり然るに殆ど凡ての電氣機械は成層の間に air duct (間隔片) を置き茲に熱を導き放散せしめんとする構造にしてこれは armature core の圓周の表面を風を吹かしむるに比すれば効力少きこと前に論せしが如し故にかく air duct を挿入する radial ventilation は armature 圓周の外面又は内面に通風せしむる axial ventilation より効力少しとす

而して是等は詳細に armature 中心部より B 面 C 面並に空氣の熱傳導度を調査して決定すべきなり。

第八十三圖



Temperatur in an iron core

armature の外周又は内周より熱度を傳達するの度は其 peripheral speed (周速度)に關係すること著し周速度の速きものは多量の熱量を早く發散す由て發散せらるべき熱量大なるも左程温度昇らず、之に反し周速度の遅きときは熱の放熱甚だ遅く少量の熱にても停滯し比較的高き温度となる斯く温度上昇は速度と關係し armature の表面 1°C の温度の差を保たしむるための放熱量は

$$= 0.0245(1 + 0.00127V) \text{ watts なり}$$

茲に V は peripheral speed in feet per minute とす

(此式は詳細なる實驗研究より得られたるものにして詳しくことは 1907 年 3 月 7 日の the Electrician London

に掲載せらるゝ Otto 氏の論文を見るべし)

借て前述(a)なる場合即ち周面傳達の場合を考へるに凡ての熱が此 B 面のみより放散するものと假定し B 面に集れる熱は通風により空氣に傳達せらるゝとし其の面の保つ温度を調査せんは B 面と空氣との温度の差  $T_b$  は

$$T_b = \frac{\text{B 面一平方吋に對する watts}}{0.024(1 + 0.00127V)}$$

然るに B 面一平方吋に放散せしむべき熱量は

$$(\text{watts per cubic inch}) \times Y \text{ なり}$$

$$\text{故に } T_b = \frac{(\text{watts per cubic inch}) Y}{0.0245(1 + 0.00127V)}$$

同様に C なる兩面より發熱の全部が放散する場合 (b の場合) を考ふる時は C 面と大氣との温度の  $T_c$  差は

$$T_c = \frac{\text{C 面一平方吋毎の watti}}{0.0245(1 + 0.00127V)}$$

C 面一平方吋毎の watts は熱の全部此面より放散するとの假定の下に

$$(\text{watts per cubic inch}) X \text{ なり}$$

$$\text{由て } T_c = \frac{(\text{watts per cubic inch}) X}{0.0245(1 + 0.00127V)}$$

斯く armature の周圍面及兩端面の温度上昇は其鐵

心の深さ(2Y)並に積厚(2X)に關係す

今このXをX=1.5吋とし、core loss を1 watts per cubic inchとしYを1.5の場合3.0吋並に6.0吋の場合を假定し peripheral speed Vを1000 ft. per minute 及 10,000 ft. per minuteの兩様の場合をとり鐵心の中より兩端との温度の差  $T_{ac}$  中心と圓周との差  $T_{ab}$  圓周並に兩端と大氣との温度の差を計算すれば下表の如し。

X	Y	$T_{ac}$	$T_{ab}$	V=1000		V=10,000	
				$T_b$	$T_c$	$T_b$	$T_c$
1.5	1.5	42	0.75	27	27	4.5	4.5
1.5	3.0	42	3.0	54	27	9.0	4.5
1.5	6.0	42	12.0	108	27	18.0	4.5

第八十三圖は是等計算の結果を圖示したるものにて左方は1000 ft.p.mのspeedの場合を示し右方は10,000 ftの場合を示す1000 ftの場合には armature 周圍の温度  $T_b$  の著しく昇れるに比し10,000 ftの場合には  $T_b$  の著しく低きを見るべし。是等の研究の結果下記の如く決論することを得。

core の深さ Y の著しく増すときは中心 A より B なる armature 周圍面への通路が比較的延び此面と中心との温度の差が中心と兩端との温度の差に近づいて

換言すれば core の兩端よりの放熱もこの場合には比較的有効となり来る由て熱をこの方面に導き處々に air duct を置きて放熱せしむるなりされども core depth の極めて浅きものに於ては armature core の熱の放散は axial ventilation の方法により armature の surface によるを最も可とす。

92 Limiting Values of Flux Density (磁束密度の極限價) 機械の周速度は

$$= \frac{\pi D_a}{12} r.p.m$$

$$= \frac{\pi D_a}{p} \times \frac{p \times r.p.m}{12}$$

$$= 10 \times \tau \times f \text{ ft per minute.}$$

茲に  $D_a$  は時にての armature の經

$p$  は pole の數

$\tau$  は pole pitch

$f$  は frequency

夫故に frequency 一定すれば機械の周速度は pole pitch に比例す。

鐵心の軸に沿ふたる或る與へられたる長さに對し大なる pole pitch のものは一極毎の flux の數も大にしてこの flux を通すため深き core を要す。

機械の周速度小なるものは core も浅く従つて vent duct (通風間隔片)も其効力少し、されど是等浅き core のものにおいて は watt loss も亦割合に少し。

されども周速度の大なるものにおいて は core は深く通風間隔片は此種の機械には甚だ有効なり core が深く watt loss も可成り大なるを以て數多き間隔片を入れ通風をよくする必用あり。

frequency が一定せば周速度の如何に圖らず約一定の flux density をとることが出来る下表に示す flux density は 40°C の温度上昇を許す一般の D.C. machine に用ひらるべく、鐵板は厚さ 0.014 吋のものとし其 core loss と flux density との関係は前出第八十一圖に示されたる通りとす。

周波數 一秒間のサイクル	齒の磁束密度 (平方吋に付)	鐵心の磁束密度 (平方吋に付)
36	150,000	100,000
40	140,000	85,000
60	128,000	75,000

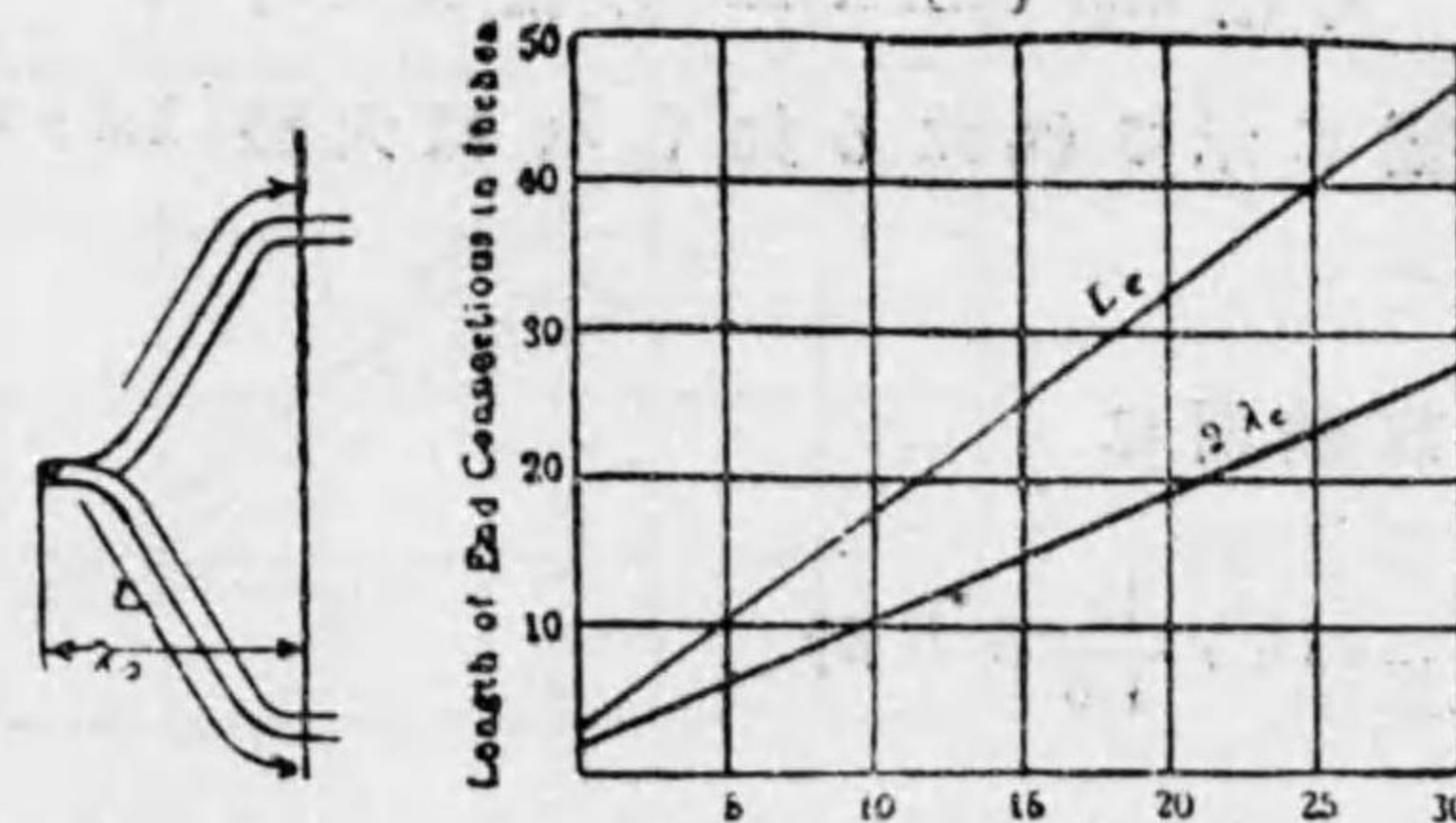
鐵心にて 85,000 以上の flux density はたどへ周波數が 40 以下にても殆ど用ひずこれ 85000 以上の flux density には core が saturate (飽和)して茲を flux を通すために field にて要する ampere turns 大に従つて field coil

に餘分の copper を要し core の深さの僅小の儉約が却つて field coil の copper の餘分の費用を要するに至る。

されども tooth (齒) の density を高むることは更に差支なし、これ teeth density 高ければ之に餘分の ampere turn を要すべきもこの分は air gap の ampere turn を減じ置けば宜しく(第五十二節参照)結局 field coil には餘計の ampere turns を要せず。

93 Heating of the End Connections of the Winding (捲線の兩端連續部の發熱) armature の兩端接續部の發熱の状態は自ら core の部分の發熱と別途に考へざるべからずこれ radiating surface (放熱面積)の工合異り且又放熱の方面異ればなり。

第八十四圖



銅の抵抗は一時の長さにて 1 circular mil にて 1 ohm なるを以て。