



三菱電機

第 20 卷

昭和 19 年 1 月

第 1 號

内 容 目 次〔電波特輯號〕

三極真空管發振器と非直線特性	薄井 廉介	(1)
二極管による高調波ヘテロダイン檢波	神田貞之助	(11)
周波數變調通信方式	壺田準三	(11)
	杉多重雄	(19)
空中線定數の測定	中塚正三郎	(32)
内鐵型變壓器の渦流損に関する研究(II)	木村久男	(37)
直流機の刷子接觸抵抗と無火花帶	吉田武男	(55)

三菱電機株式會社

電機界夜話 (3)

タービン 発電機の搖籃時代

明治末期より國産化に移され現在生産の原動力となつて活躍を續けてゐるタービン発電機の發展の礎となつた先輩達の業跡の一端を顧ることとする。

〇直流の頭で交流機を組立てる

明治 37 年に蒸汽タービン発電機の特許權を英國より譲り受けた當時には、未だ日本の電氣と云へば直流のみであつた。新進の學士様も少しだけ交流に就いて嚐つて來たと云ふ程度で大學卒業證書を貰つても、交流に就いては鬚斗を付けて返して來ると云ふ方が多い位であつた。

斯様な状態であつたから最初製作に移つた時には、外國より來た圖面を見て、圖面に表はれた處を判斷して作つたものであつた。工作仕様等は勿論無かつたのである。

〇バインド線を巻き損じて渦流なるものを知る

最初のタービン発電機のバインド線を巻いた時には、設計通りに回轉子表面に巻いたのであつたが、電壓を高くすれば、直ちに焼けて了ふ。何回巻き直しても焼けるので困り果て、購入してあつた舶來品をよく見たらバインド線が行儀よく隙間を等しくしてゐる事が發見せられた。國産品はどうかと云ふとバインド線を密着して巻いてあつた。此の發見は當時大手柄であつたが、扱巻き直すと云ふ事になると一向上手に正しく一本の間隔を保たせてバインド線を巻く事が困難であつた。やつと遊び線一本使へば良い事が判つたので、今度は斯くすることにより、何の變化もなく靜かに廻り續けてゐた。

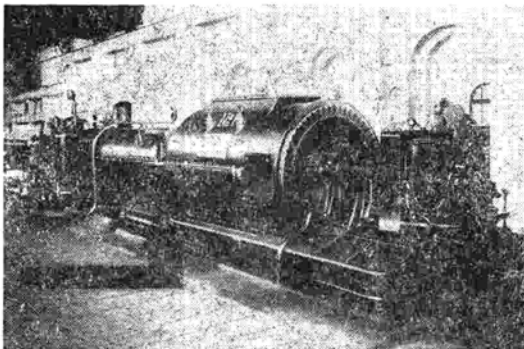
此處に於て何故焼けたかゝ問題となり、老經驗家達が頭を寄せて考へたが判らない。大學出たての新進技術が確かに學校で習つた事がある様な氣がする渦流と云ふものは、それであるのだ

なとやつと覺つたと云ふ次第であつた。

〇處女作 500 kW タービン 発電機

日本の處女作タービン発電機に就いては、其の製作台帳に次の如く書いてある。

One set-500kW. 25% for 2 hours 50%
momentally direct coupled with steam turbine, 3500 V, 2400 RPM 40 cycle 2 pole 3 phase, Revolving field, Name and Address of Purchaser : Builders own Power House, Amount of Royalty ¥ 25.0-0



寫眞は處女作 500 kW-タービン発電機

とある。本機は昭和 6.7 年頃迄、三菱〇〇造船所の中央發電所にあつたが、周波数が違ふ爲に取除かれて、行方不明となつた。

本機の手回轉子軸は打出凸極で、固定子は單一放射通風閉溝で、集中巻線輪を持つてゐる典型的な歐洲型であつた。而かもその勵磁機はエチソンダイナモ型であつたのである。

〇處女作の固定子線輪の絶縁

固定子線輪の絶縁にはラズパンを筒形に巻いて 3mm 位の厚さにしたものを鐵心溝に挿入して可撓線巻電線を通して手巻したものであつた。電線は綿巻の白い儘の物を用ひ端部はリノテープと綿テープを巻いて表面に黒色仕上ツニス を刷毛塗したものであつた。リノテープと云へば、その當時斜目のものが輸入せられて珍らしがつたものである。

〇1,500kW から 10,000kW 容量に一飛び

1 號機 500kW より 1500kW 位迄の容量のものを鐵山關係等に納入せられてゐたが、大正 6 年になり、我が國タービン発電機界に彗星の如く 10,000kW が登場した。しかも 1500kW より幾多の段階を抜きにして製作することになつたのである。製作擔當者に余程の英雄的決斷があつたと云はうか、或は向ふ見ずと云はうか、實に思ひ切つた工事であつた。

本機の手回轉子は單一鐵鋼で、其の直徑 39" 鐵心部の長さ 82" で、當時の鐵鋼技術としては非常に困難なるものであつた。固定子は相變らず閉溝集中巻圓周方向通風であり當時の大容量機の面影を偲ぶに足る。併し圖面に到つては僅かに 20 枚程度である。圖面に現はされてゐない部分は、工作擔當者が自分の經驗に物を云はせて作り上げたものである。今日では 3000kW 級ですら數拾枚の圖面があるのに 10,000 kW に對してたつた 20 枚とは驚く他ない。

〇設計法—自分の計算を人に見せるに氣がひけた

大正初期に於けるタービン発電機の設計は如何なる如きものであつたか、それは既に述べた如く、全てが實に幼稚であつたので、整然たる計算方式も無く、唯アーノルド其の他の教科書を手掛とし、不充分な外國の資料を參考として設計した。此の様な状態であつたから、設計者自身は自分のノートに自己流の計算をすると云ふ様子で、他の人がそのノートを見る時は誠に氣のひける思ひがしたのである。従つて個人の腕前によつて大いに成績を左右したものであつた。

上述の如き設計上、工作上の苦しい努力の結晶は、やがて起つて來た、新製準備時代、標準確立躍進時代の礎となり、技術確立に大なる功績をなしたのである。(N)

三極真空管發振器と非直線特性

工學博士 薄井 廉介

内 容 梗 概

非直線特性を離れては真空管の動作特性は論じ難い。本文は反結合三極管發振器に重點を置き、非直線特性の處理法、振幅確立過渡現象、發振起動並に停止特性、出力、入力及び能率等を假定された非直線型に關して詳細に論じて居る。

1. 緒 言

多極真空管は周知の如く小入力の電壓或は電力を擴大する作用があり、増幅或は自勵發振を行はせ得るものであるが、この動作範圍は無限でなく夫々使用電壓及び真空管に對して制限が存在する。この制限はある振幅で急激に現れるものでなく徐々に現れ増幅器に於ては所謂非直線歪として或程度迄は實用上支障ない事になつて居る。

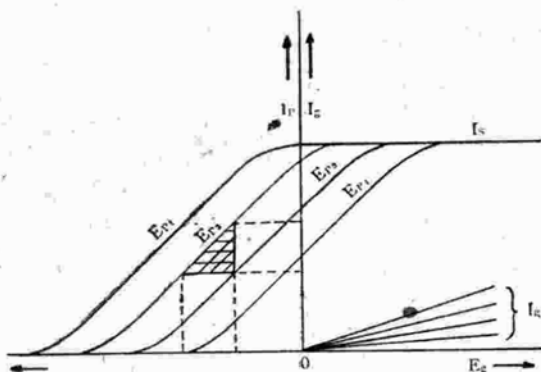
亦自勵發振器として振幅が無限に擴大する事なくある處で制限され定振幅の永續振動の得られるのもこの非直線特性の然らしむる處であつて、其他檢波器、變調器等いずれもこの特性の利用に外ならぬものである。

其他二つの發振器間の同期化現象、同波數の遞倍遞降作用等いずれもこの非直線特性を離れては論及し得ないものである。かくこの非直線特性は多極真空管を介して通信方面に重要問題を提供して居るのみならず、強電流方面でも鐵共振と多大の關係あり當社林技師の研究⁽²⁾として學會の好題目たる事も尤の事である。

電氣振動に對する非直線理論として Van der pol G⁽¹⁾ が數回に亘り論述して居る。本文は三極真空管に限り反結合發振器に重點を置いてその非直線特性を論ずる事にした。發振器過渡現象、振幅平衡條件、出力、能率等を論ずるための目安として好資料となるものと愚考するものである。

2. 三極真空管の靜特性と反結合動特性

三極真空管の靜特性としてはよく第1圖の如きものが與へられる、格子電壓 E_g 對陽極電流 I_p 或は格子電流 I_g



第1圖 三極真空管靜特性

が陽極電壓 E_p をパラメータとして表はされて居る。これ等の曲線から

$$\left. \begin{aligned} \text{増 幅 率 } \mu \\ \text{内 部 抵 抗 } r_p \\ \text{或は相互コンダクタンス } g_m = \mu / r_p \end{aligned} \right\} \dots\dots (1)$$

亦場合によれば飽和電流 I_s も明にされるものである。

併しこの靜特性では發振器として働く場合の反結合特性は不明である。同じ靜特性でも E_p , E_g 座標面上の I_p , I_g の等高曲線があれば發振器としての動特性を夫々の反結合度

$$m = e_g / e_p = \frac{\text{格子振動振幅}}{\text{陽極振動振幅}} \dots\dots (2)$$

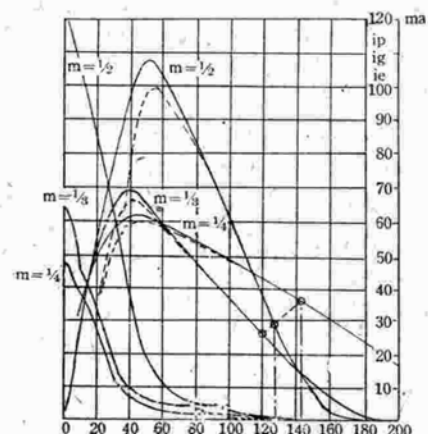
の m に對して動作線を引く事によつて得られる。なほよい方法は上の反結合度 m を假定して直接靜的に等價動特性を測定するにある。

この直接測定法により等價動特性を得るには、動作點 (E_{p0} , E_{g0}) を中心にこれらに重疊して e_p と同時に $e_g = -m e_p$ の變化を行ひ i_p , i_g を同時に測定する。 $m = 1/2$; $1/3$; $1/4$ 等の簡単な整数比の場合は單に電池端子の接續を變へる事によつて e_p , e_g が得られて便利である。この場合注意すべきは動特性としては i_p そのまゝでなく

$$i_c = i_p - m i_g \dots\dots (3)$$

を用ひ格子損失項を補正して置く必要がある、この點森田博士の實驗⁽³⁾に對する金澤、高岸兩氏の討論あり⁽⁴⁾亦 Möller 氏⁽⁵⁾の補正もあるがいずれも不完全であつた。

上の重疊測定法によつて得た VX-12A 管 $m = 1/2$; $1/3$; $1/4$ とせる場合の i_p , i_g の等價動特性 (實曲線) 及び等價



第2圖 等價反結合特性

出力電流 i_e (點曲線) を第2圖に示す。他の三極管に対しても大同小異の關係が得られる筈である。

これら等價動特性曲線 i_e 上の各特殊點を E_p, E_g 座標面上に記入して見ると第3圖の如くになり夫々原點を通り各特有の傾度を持つ直線上に配布される。即ち

- | | | |
|---------------------|----|---------------------------|
| 遮斷點 “a” | ●印 | $-\mu$ 傾度の直線上 |
| 最大電流 I_m 點 “b” | ○印 | 約2傾度 (幾分小) 直線上 |
| $\frac{1}{2} I_m$ 點 | ×印 | 約1傾度 (幾分小) 直線上 |
| 零電流點 | ●印 | $[i_p]$ に対しては E_g 軸に一致す |

E_p, E_g 座標面上の I_p 等高線に対する關係は第4圖に示してある、第3圖で遮斷點が $-\mu$ 傾度の線上に来る事は當然であるが最大電流 I_m のb點が略2傾度の直線上に乗る事は興味あり、自動發振器のみでなく増幅器、變調器等に対しても重要である。振幅、出力、能率等はこの最大電流線を基準として近似的に論じ得る。

$\frac{1}{2} I_m$ 線 ($E_p = E_g$) を高岸氏⁽⁶⁾ は Optimum Division Line と命名して、簡単な特性曲線と關聯して發振器の諸動作等高線を作圖し、Prince 氏⁽⁷⁾ はこれに近い0.8傾度の線を同じく最良動作電壓 e_p, e_g の端軌跡として出力計算基礎を置いて居る。かく他の研究者はこの $\frac{1}{2} I_m$ 線を重要視して居るが、筆者は後述の實驗式を用ふる關係上 $E_p = 2E_g$ の最大電流線に重點を置き $1/N = F(X)$ 特性と共に三極真空管諸動作機構解析の基準として居る。

3. 反結合三極管發振器の微分方程式と等價負性抵抗

第5圖の如き單一回路發振器に於ては周知の如く

$$\left. \begin{aligned} e_p &= -ri - L \frac{di}{dt} \\ i &= i_p + C \frac{de_p}{dt} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (4)$$

の關係がある。之を組合せて

$$LC \frac{d^2 e_p}{dt^2} + rc \frac{de_p}{dt} + L \frac{di_p}{dt} + e_p + ri_p = 0 \dots\dots (5)$$

上の陽極電流の i_p は第2圖に示す如く e_p, e_g の函數であつて反結合度を $m = e_g/e_p$ とせる場合の簡單式は

$$i_p = \frac{1}{r_p} (e_p - \mu e_g) = -\frac{e_p}{r_p} (m\mu - 1) \dots\dots (6)$$

でよく表はされるものである。

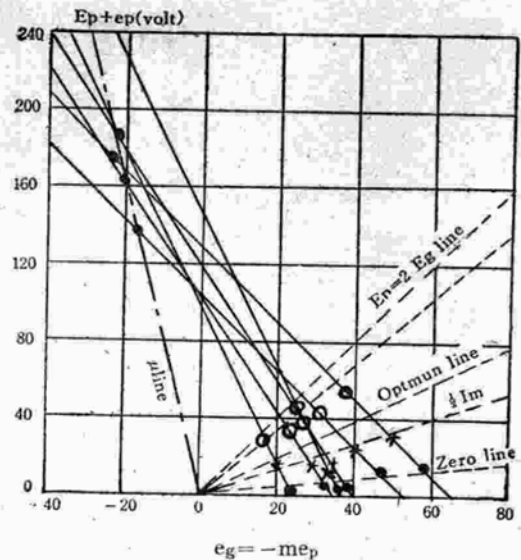
然るに r_p, μ 特に r_p は e_p, e_g 各點に於いて一定でなく所謂非直線特性として考究さるべきものであつて

$$\frac{di_p}{dt} = \frac{\partial i_p}{\partial e_p} \frac{de_p}{dt} = \frac{1}{\rho} \frac{de_p}{dt} \dots\dots\dots (7)$$

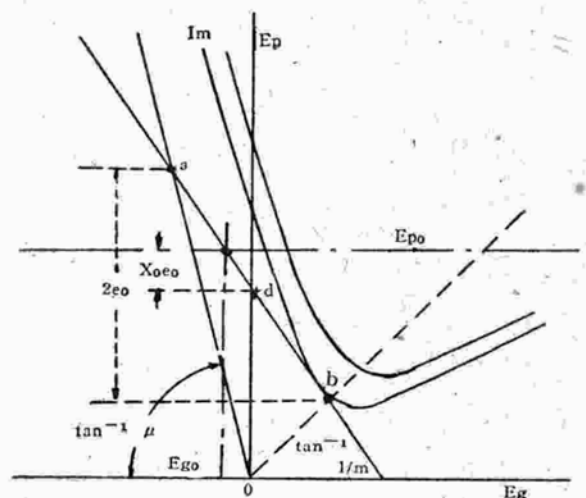
と置く場合、 ρ 非直線負性抵抗は

$$\frac{1}{\rho} = \frac{\partial i_p}{\partial e_p} = -\frac{1}{r_p} (m\mu - 1) \dots\dots\dots (8)$$

を表す事となり、 r_p 及び μ によつて點毎に變化するものである。即ち第2圖曲線上各點の傾度を示して居る。 r_p, μ の變化を箇々に論ぜず $1/\rho$ として総合的に



第3圖 E_p-E_g 平面上の特殊點の配布



第4圖 i_p 等高線と動作線

基本型に還元して論ずるのが筆者の方法であつて、三極管の非直線特性は一にこの $1/\rho$ に關聯せるものに外ならない。次の節で詳述致したい。

(7) を (5) に代入すると

$$LC \frac{d^2 e_p}{dt^2} + \left[rc + \frac{L}{\rho} \right] \frac{de_p}{dt} + e_p \left[1 + r \left(\frac{i_p}{e_p} \right) \right] = 0 \dots\dots\dots (9)$$

綜合處理の都合上、この微分方程式を次の如くに變形する。先ず時間の單位を變じて

$$\tau = \omega_0 t = t / \sqrt{CL} \dots\dots\dots (10)$$

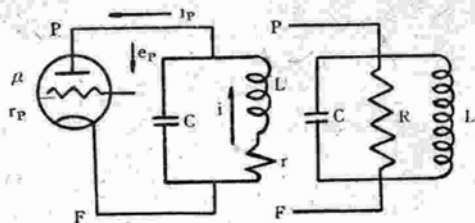
而して $x = e_p/e_0$ (11)

と置く。この e_0 は後述の如く負性抵抗範圍の $1/2$ に當る電壓である。(第4圖參照) 上の τ と x とを用ふると

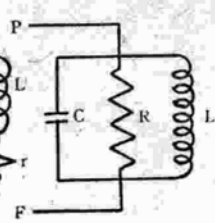
$$\left. \begin{aligned} \frac{de_p}{dt} &= \frac{1}{\sqrt{CL}} \frac{dx}{d\tau} e_0 = \frac{1}{\sqrt{CL}} \dot{x} e_0 \\ \frac{d^2 e_p}{dt^2} &= \frac{1}{CL} \frac{d^2 x}{d\tau^2} e_0 = \frac{1}{CL} \ddot{x} e_0 \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (12)$$

となり (9) 式は

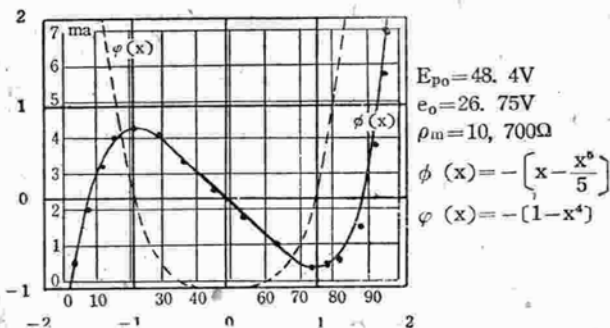
$$\ddot{x} + r \sqrt{\frac{C}{L}} \left[1 + \frac{L}{C} \frac{1}{r\rho} \right] \dot{x} + x \left[1 + r \left(\frac{i_p}{e_p} \right) \right] = 0 \dots\dots\dots (13)$$



第5圖



第6圖



第7圖 ダイナトロン特性 (x U201 A)

自勵發振器たるためには第2項が少くとも小振幅で負となる事を要するものであつて、(8)の $1/\rho$ を

$$1/\rho = \frac{1}{r_{p0}} (m\mu_0 - 1) \varphi(x) = \frac{1}{\rho_0} \varphi(x) \quad (14)$$

の如くに置いて見る。 r_{p0} , μ_0 は普通に考へられる靜特性で與へられる Optimum の値であつて、負性及び非直線特性は全部 $\varphi(x)$ で代表せしむる事にする。然るときは (13) 式は

$$\ddot{x} + r \sqrt{\frac{C}{L}} \left[1 + \frac{L}{C} \frac{1}{r, r_{p0}} (m\mu_0 - 1) \varphi(x) \right] \dot{x} + x \left[1 + \Psi(x) \right] = 0$$

或は

$$\ddot{x} + \frac{1}{r_{p0}} \sqrt{\frac{L}{C}} (m\mu_0 - 1) \left[\varphi(x) + \frac{C}{L} \frac{r, r_{p0}}{m\mu_0 - 1} \right] \dot{x} + x \left[1 + \Psi(x) \right] = 0 \quad (16)$$

$$\text{内 } \Psi(x) = r(i_p/e_p) \quad (17)$$

を表す、

更に第6圖の並列負荷抵抗 R に対しては

$$\frac{C}{L} r = 1/R \quad (18)$$

の関係あり、 $\Psi(x)$ を省いて $[r(i_p/e_p) \ll 1]$

$$\ddot{x} + \frac{1}{r_{p0}} \sqrt{\frac{L}{C}} (m\mu_0 - 1) \left[\varphi(x) + \frac{r_{p0}}{R} \frac{1}{m\mu_0 - 1} \right] \dot{x} + x = 0 \quad (19)$$

の如く、(16)、(19) 共に全部無名数の關係となり

$$\ddot{x} + \varepsilon \left[\varphi(x) + 1/N_s \right] \dot{x} + x = 0 \quad (20)$$

の如き簡単な基本微分方程式が得られる。 $\Psi(x)$ 項は重要ならざる故、常に等價並列負荷の R に対して考へればよい。

$$\varepsilon = \frac{1}{r_{p0}} \sqrt{\frac{L}{C}} (m\mu - 1) \quad (21)$$

$$N_s = \frac{R}{r_p} (m\mu - 1) = \frac{L}{C} \frac{(m\mu - 1)}{r_p r_p} \quad (22)$$

上式では r_{p0} , μ_0 の脚字の0を省略して居る。

上の ε を書きなほすと

$$\varepsilon = \frac{1}{r_p} \sqrt{\frac{L}{C}} (m\mu - 1) = \frac{\omega_0 L}{r_p} (m\mu - 1) \quad (23)$$

で負性抵抗の Optimum Value (最低 r_p 最大 μ) に對する回路の Q の逆数を表して居る。亦 N_s は同じく負性抵抗 (或はコンダクタンス) の Optimum Value に對する負荷の割合を表して居る。よつてこの N_s を

$$N_s = \text{自勵度 或は發振硬度} \quad (24)$$

と呼びたい。 N_s の大なるほど振幅は大きく發振は安定である。但し負荷は必ずしも大とならず、適當の N_s に於いて最大となる。

4. 反結合三極管の代表的非直線特性

第2圖で見る如く反結合三極管の動作出力電流特性は大體一定の型にはまつて居る。遮斷點以上の特性は異なるがこれ以下は全くダイナトロン特性と相似である。ダイナトロン特性の一例を第7圖に示してあるが、

$$\phi_n(x) = - \left[x - \frac{1}{2n+1} x^{2n+1} \right] \quad (25)$$

の如き實驗式がよく適合する。圖では $n=2$ が恰度合つて居るが $n=1$ とせるものが解析が最も簡単でしかも定性的に充分な亦場合によつて定量的にもある程度満足すべき結果が得られる。

第2圖で比較して見ると特性の峻険度は $n=2 \sim 3$ 以上になり反結合度 m の小なるほど n は大きくなる傾がある。 n を2,3の如く大きく取つて解析すべきであるが遮斷點の影響を入れ更に動作點が中心より甚だしく偏倚する一般動作狀態の計算に對しては n を大きく取ると極めて困難になる。かゝる假定された實驗式の特性に對してあまり精密に計算するのも馬鹿げた事であるから最も簡単な $n=1$ を基本にして計算を進め必要に應じて得た結果を亦實驗式とするのが最も實用的であると思はれる。

(14) 式の $\varphi(x)$ は上の $\phi(x)$ の微係數として與へられる。即ち

$$\varphi(x) = \frac{d}{dx} \phi(x) = -[1 - x^{2n}] \quad (26)$$

よつて、 $1/\rho_0 = (m\mu_0 - 1)/r_{p0}$ は特性中心の最大傾度として與へられるものである。三極管の反結合特性は遮斷點 ($x=1$) 以下は上式により、其以上は

$$\varphi(x) = 0 \quad (27)$$

として解析できるものであるが、振幅、出力、能率を問題にせぬ單に振幅確立過渡現象を論ずる場合には、平均特性として (26) の $\varphi(x)$ を全般的に用ひても何等支障のないものである。

5. 非直線定數に對する等價増大係數の計算

(20) の基本微分方程式で

$$f(x) = 1/N_s + \varphi(x) \quad (28)$$

とし、

$$\ddot{x} + \varepsilon f(x) \dot{x} + x = 0 \quad (29)$$

を得るが、一般にこの型の微分方程式に關聯して自動發振器の諸機構が解析される。この綜合處理法は筆者獨特のものである。

等價増大係數（或は減衰係數）の如きも同式の $\varepsilon f(x)$ につき平均出力或は勢力不減法則の考を用ひて次式で計算できる。

$$\delta = -\frac{\varepsilon}{2\pi} \int_0^{2\pi} f(x \sin \theta) \cos^2 \theta d\theta \quad (30)$$

但し $x = X \sin \omega t$ 、而して $\omega t = \theta$ と置いてある。

$f(x)$ に (28) を入れると

$$\delta = -\frac{\varepsilon}{2} \left[1/N_s + \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} \varphi(X \sin \theta) \cos^2 \theta d\theta \right] \quad (31)$$

後の積分項は更に

$$\begin{aligned} & -\frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} \varphi(X \sin \theta) \cos^2 \theta d\theta \\ & = -\frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} [1 - X^{2n} \sin^{2n} \theta] \cos^2 \theta d\theta \\ & = -\left[1 - \frac{1}{K_n} X^{2n} \right] = -1/N \quad (32) \end{aligned}$$

の如く $-1/N$ と置いて $1/N_s$ に對應せしむる事を得、即ち

$$\delta = -\frac{\varepsilon}{2} \left[1/N_s - 1/N \right] = \frac{\varepsilon}{2} \left[1/N - 1/N_s \right] \quad (33)$$

(32) 式の $1/K_n$ は

$$\begin{aligned} 1/K_n &= \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} \sin^{2n} \theta \cos^2 \theta d\theta \\ &= \frac{1, 3, 5, \dots, (2n-1)}{4, 6, \dots, 2(n+1)} \quad (34) \end{aligned}$$

上の $1/N$ は振幅 X の函數であつて一般に

$$1/N = F(X) \quad (35)$$

と書く事ができる、この $F(X)$ 關係は必ずしも上の $\varphi(x)$ 函數のみとは限らずに、實驗によつても得られる關係である。即ち負荷抵抗 R を變化し正に發振が起動せんとする場合の抵抗 R_0 とし之を基準に各振幅 X に平衡する R との比を取れば $[R_0 = r_{p0}/m\mu_0 - 1]$

$$1/N = R_0/R = F(X) \quad (36)$$

の如く容易に得られるものである。

(32) 式に従へば $F(X)$ は $2n$ 次の拋物線となつて居る。(第8圖) $X=0$ で $1/N=1$ 即ち $N=1$ で最小、 R を大即ち N を大きくするとそれに従つて振幅 X も増大するのである。この如く豫め $1/N = F(X)$ を實驗、或は計算で求めて置くと實際働いて居る負荷抵抗 R に對する N_s よりして増大係數が (33) 式に従つて求まる譯である。

偏倚電壓により働作點の異なる場合更に遮斷現象のある三極管發振器に於いては勿論 (32) 或は第8圖の如き簡單な關係とはならない。之の $1/N = F(X)$ の一般特性に關しては後述する。

6. 非直線定數に對する振幅確立過渡現象の計算

(29) の基礎微分方程式

$$\ddot{x} + \varepsilon f(x) \dot{x} + x = 0$$

の發振器としての解法は (30) の増大係數に關して

$$x = X_i e^{\delta \omega_0 t} \sin \omega_0 t \quad (37)$$

で近似的に與へられるものである、振幅のみに關しては

$$X = X_i e^{\delta \omega_0 t} \quad (38)$$

となる。これは常數の直線、非直線に關せず δ 可變の場合にも適用できる。可變の δ に對しても時間に關係のない定數として上式を微分する

$$\frac{dX}{dt} = \delta \omega_0 X_i e^{\delta \omega_0 t} = \delta \omega_0 X \quad (38)$$

非直線特性に前述の $\varphi(x) = -[1 - x^{2n}]$ を假定すると δ は (31), (32) よりして

$$\delta = \frac{\varepsilon}{2} \left[(1 - 1/N_s) - \frac{1}{K_n} X^{2n} \right] \quad (39)$$

となるから、之を (38) に代入して解くと

$$X = \frac{X_s}{\left[1 + \frac{X_s^{2n} - X_i^{2n}}{X_i^{2n}} e^{-n\varepsilon(1-1/N_s)\omega_0 t} \right]^{\frac{1}{2n}}} \quad (40)$$

を得る。内 X_i, X_s は夫々頭初及び最終振幅であつて

$$\left. \begin{aligned} t=0 \text{ に對して } X &= X_i \text{ 頭初振幅} \\ t=\infty \text{ に對して } X &= X_s = [(1 - 1/N_s) K_n]^{\frac{1}{2n}} \\ &= \text{最終永續振幅} \end{aligned} \right\} \quad (41)$$

$X_i \geq X_s$ に従つて上下いづれから X_s に漸近する小振幅の間は上式は

$$X = X_i e^{\frac{\varepsilon}{2}(1-1/N_s)\omega_0 t} \quad (42)$$

となり $\varphi(x) = -1$ とした直線常數解法に一致する。

これに對する條件としては

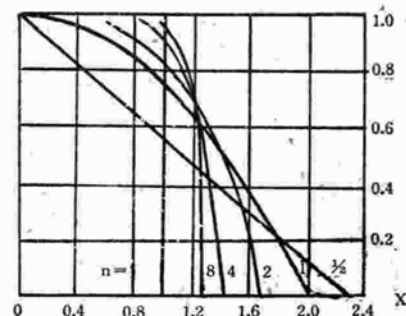
$$1 \gg \left[\frac{X_i}{X_s} e^{\frac{\varepsilon}{2}(1-1/N_s)\omega_0 t} \right]^{2n} = \left(\frac{X}{X_s} \right)^{2n} \quad (43)$$

であつて n が充分に大きく例へば $n=\infty$ とせば

$$1 = \frac{X_i}{X_s} e^{\frac{\varepsilon}{2}(1-1/N_s)\omega_0 t} \quad (44)$$

を境として、之に達する迄は式 (42) により、之を過ぎると (43) の條件は突如として逆轉し (40) 式の分母は時間 t の如何に關せず常に 1 で X の増大は急停止を行ひ最終永續振幅 X_s となり變化する事がない。

(40) 式に於いて X_i, X_s を夫々 X_0 で除し y, y_i とした



第8圖 $1/N = F(X)$

$$y = \frac{X}{X_s} = \frac{1}{\left[1 + \frac{1-y_i^{2n}}{y_i^{2n}} e^{-n\epsilon(1-1/N_s)\omega_0 t} \right]^{\frac{1}{2n}}} \quad (45)$$

内 $y_i = X_i/X_s$

の曲線を第9圖に示す、横軸には $\epsilon(1-1/N_s)\omega_0 t$ を取り $n=1/2, 1, 2$ 及び ∞ の4曲線を表す。小振幅の内は いづれも (42) 式の直線解法に一致し最終振幅の $y_s=1$ に漸近して居る。この最終値への移行は n の小なるほど緩であるが、その差違はあまり大きくはない。 $n=\infty$ に對するこの移行は急激である事は前述の通りで、從來一般に行はれて來た直線解法に最終平衡振幅を假定する方法に結果に於いて一致して居る。即ち從來の解法は暗々に最大峻度の非直線特性を假定したもの以外ならぬ。

振幅確立時間は (38) 式より

$$T = \int dt = \frac{1}{\omega_0} \int_{X_i}^{X_f} \frac{dX}{\delta X} = \frac{2\pi}{\omega_0} F_\delta \quad (46)$$

F_δ は確立時間を振動のサイクル数で表したものである。

δ 一定の場合は

$$T = \frac{1}{\omega_0 \delta} \int_{X_i}^{X_f} \frac{dX}{X} = \frac{1}{\omega_0 \delta} \ln \frac{X_f}{X_i} \quad (47)$$

$$F_\delta = \frac{\omega_0}{2\pi} T = \frac{1}{2\pi} \frac{1}{\delta} \ln \frac{X_f}{X_i} \text{ サイクル} \quad (48)$$

$\delta = \epsilon/2$; $X_f/X_i = 19$ とせば

$$F_\delta = \frac{1}{\pi} \frac{1}{\epsilon} \ln \frac{X_f}{X_i} = \frac{1}{\pi} \frac{1}{\epsilon} 2.3 \times 1.2788 = 0.936/\epsilon \text{ サイクル} \quad (49)$$

ϵ は (23) 式に示す如く回路の Q の逆数に相當するものなる故、振幅確立サイクルは大略 Q サイクルで表はされると云ふのが、定常数同調回路の常識となつて居る。但し頭初振幅の20倍、或は1/20になる迄のサイクルを取つて居る。之は増大或は減衰の如何に關しないのである。

δ が常數でなく (39) の如く振幅の函數の場合は

$$F_\delta = \beta_n \frac{1}{\epsilon} \frac{1}{1-1/N_s} \text{ サイクル} \quad (50)$$

となり。内

$$\beta_n = \frac{2.3}{\pi} \left[\log_{10} \frac{y_f}{y_i} + \frac{1}{2n} \log_{10} \frac{1-y_i^{2n}}{1-y_f^{2n}} \right] \quad (51)$$

の如くに計算され得る。 $n \rightarrow \infty$ とせば勿論

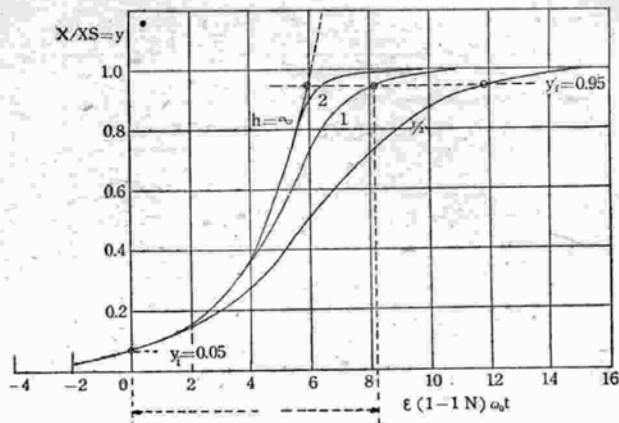
$$\beta_\infty = \frac{2.3}{\pi} \log_{10} \frac{y_f}{y_i} \quad (52)$$

となり (49) 式の係數に一致する。

(51) 式で $y_i=0$ から $y_f=1$ 迄取る事は無限大となり意味をなさないから、實用上亦觀測上便利な限界として $y_i = X_i/X_s = 0.05$ 及び $y_f = X_f/X_s = 0.95$ (53) を適當とする。即ち $y_f/y_i = 19$ となる。この限界で $n = 1/2, 1, 2, 4, \infty$ として β_n を計算すると次表の如くなる。なほ $N_s = \infty$ に對する振幅 X_s も参考に入れてある。

第1表

峻険度 n	$1/2$	1	2	4	∞
β_n	1.872	1.300	1.066	0.973	0.936
$X_s = K_n^{1/2n}$	$\frac{1}{2}n = 2.360$	2.000	$8^{1/2} = 1.680$	1.440	1.000



第9圖 $y_n = \frac{1}{\left[1 + \frac{1-y_i^{2n}}{y_i^{2n}} e^{-n\epsilon(1-1/N_s)\omega_0 t} \right]^{\frac{1}{2n}}}$
の振幅確立曲線

上の表で明な如く特性峻険度 n の廣い範圍の變化に對して β_n の變化は極めて少く $\beta_{1/2} = 2\beta_\infty$ となり $n = 1/2 \sim \infty$ 間で $1/2$ に下降するに過ぎない事は面白い。

かく確立サイクル或は時間は特性によつて餘り影響されないから、平均特性として $n=1$ の $\varphi(x) = -(1-x^2)$ を取り $\beta_1 = 1.3$ として

$$\left. \begin{aligned} F_\delta &= \frac{1.3}{\epsilon} \frac{1}{1-1/N_s} \text{ サイクル} \\ \text{或は } T_\delta &= \frac{2\pi}{\omega_0} F_\delta = \frac{F_\delta}{f_0} = \frac{1.3}{\epsilon f_0} \frac{1}{1-1/N_s} \text{ sec} \end{aligned} \right\} \quad (54)$$

を用ひても大なる誤差なく、遮断現象及び偏倚電壓による動作點の移動其他 $\varphi_n(x)$ に外れる特性に對しても大略適應できる事を知る。若し必要ならば直接増大係數を用ひ

$$F_\delta = \frac{1}{\pi \epsilon} \int_{X_i}^{X_f} \frac{1}{1/N - 1/N_s} \frac{dX}{X} \text{ サイクル} \quad (55)$$

$1/N = F(X)$ 關係を知りて圖式其他適當の方法で計算を行へばよろしい。

7. 遮断特性及び偏倚電壓を考慮に入れた反結合非直線特性 $1/N = F(X)$

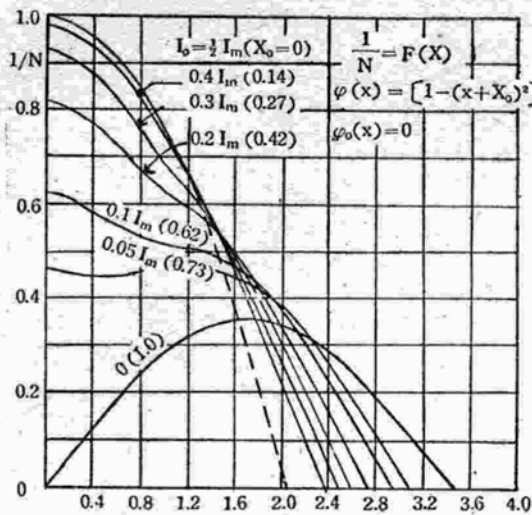
前節で述べた如く振幅確立現象に對しては $\varphi(x)$ 特性の如何は大した問題でなく平均特性で計算できるものである。併し出力、能率を高偏倚電壓に對して論ずるには更に詳細に特性を考究する必要がある。

遮断現象あり更に動作點が中心より外れる場合の反結合特性は第8圖とは大分趣を異にする。この場合動作點即ち偏倚電壓の影響を X_0 で表し (第4圖参照)

$$\left. \begin{aligned} \varphi(x, X_0) &= -[1 - (x + X_0)^{2n}] \\ \varphi(x, X_0) &= 0, (x + X_0) \geq 1 \text{ 對して} \end{aligned} \right\} \quad (56)$$

の特性を用ふるとよい。之によると $1/N = F(X)$ 特性の計算は少々厄介であるが、適當の方法で作製できる。最も簡単な $n=1$ に對して $X_0=1$ 迄の $1/N = F(X)$ 關係を第10圖に示す。

X_0 小なる間は略拋物線に近いが次第に肩が引込んで來るのが特色である。而して $X_0=0.73$ に對しては右の最大と $1/N$ 軸上の起動點とが一致し $1/N$ 曲線はほとんど水平になつて居る。即ちこの邊が B 級として働



第10圖 $1/N = F(X)$ $\varphi(x, X_0) = -(1 - (x + X_0)^2)$
及び遮断現象入り

くものであつて、之以上が AB 級、之以下 $X_0 = 1$ 迄が BC 級として働く部分である。

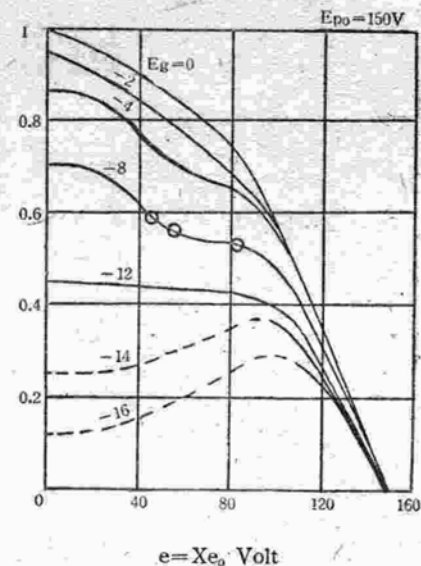
上の第 10 圖に相當する實驗結果として第 11 圖を得て居る。 $\varphi(x) = -(1 - x^2)$ には必ずしも一致しないから前圖とは少しく趣を異にするが大体の傾向は一致して居る。即ち偏倚電壓により肩が引込み AB 級から B 級更に BC 級に移行する模様は全く同様である。只特性の峻険度 n が高い事及び $1/N = 0$ に相當する最大振幅は偏倚電壓の如何に關せず一致し、恰度陽極正電壓になつて居る事は留意の要がある。

BC 級で働く範圍には點線で表した部分あり $1/N$ 軸上の起動點の外實測できない。負荷を下げて (R を大とする) 起動させると後述の如くある振幅迄は極めて徐々に上昇し途中から急激に増大して最終永續振幅の X_s に入るものであるが、逆に負荷を重くしても起動點で停止する事なく曲線の実線部に沿ふて振幅が下降し $1/N$ の最高點迄到る。この點より少しでも負荷を増すと振幅が徐々に下降せず急激に減衰する。即ち發振停止は跳躍的に行はねば履歴現象を伴ふものである。

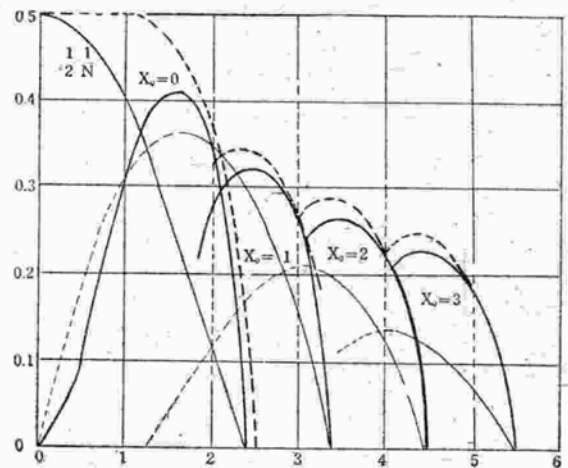
更に第 12 圖に $X_0 > 1$ に對する即ち純 C 級範圍迄の $1/N = F(X)$ 特性を示す。同じく $n = 1$ に對する關係である。同時に出力 (太曲線) 並に入力曲線 (點太曲線) を記入してあるが之等兩曲線は $X = X_0 + 2$ 附近で略相接する事に留意の必要がある。之等出力、入力曲線に關しては後述する。

8. 偏倚電壓より見たる發振起動並に停止特性

第 10, 11 圖は負荷と振幅との關係 $1/N = F(X)$ を動作點 X_0 をパラメーターとして書いたものであるが、同様動作點或は偏倚電壓對振幅の關係を負荷 $1/N$ をパラメーターとしても畫ける。之は實驗的にも容易に得られる關係であつて格子による振幅變調特性を見るに好都合である。但しこの自動發振器の直接變調法は周波數の安定度も悪く變調特性も感心したものではない。



第11圖 $1/N = F(X_0)$ 各偏倚電壓に對する關係



$$\text{振幅 } X = (E) \frac{1 + X_0}{E_p - E_0}$$

第12圖 三極管の動作特性

$$\phi(x) = \frac{2}{3} - (X \sin \theta + X_0) + \frac{1}{3} (X \sin \theta + X_0)^2$$

$$\text{--- } 1/N$$

$$\text{--- } w_a = W_a / (E_p - E_0) I_m$$

$$\text{--- } w_p = W_p / E_p I_m$$

負荷 $1/N$ の變化と同様に偏倚電壓の變化に對しても發振停止に履歴現象を現すものであつて電波兵機に重要な衝擊波變調發振器を論ずる資料として意味がある。この場合振幅 X を實振動電壓に亦動作點の X_0 を等價的に格子偏倚電壓に還元する必要がある。

第 11 圖によると $1/N = 0$ 即ち無負荷 $R = \infty$ に於ける最大電壓 X_m は陽極直流電壓 E_{p0} に略一致して居る事を知る。よつてこの陽極電壓の E_{p0} を單位に取り

$$x = X/X_m; e_p = x E_{p0} \quad (57)$$

を以つて振動振幅を表す事ができる。更にこの X_m と動作點 X_0 との關係は第 12 圖から

$$X_m = X_0 + 2.3 \quad (58)$$

の如き實驗式が得られる。これよりして偏倚電壓は

$$X_0 = X_m - 2.3$$

$$y = \frac{X_m - 2.3}{X_m} = \frac{X_0}{X_0 + 2.3} = \mu E_{g0}/E_{p0} \quad \dots (59)$$

$$\text{或は } \mu E_{g0} = \frac{X_0}{X_0 + 2.3} E_{p0}$$

正確に云ふと E_p 軸と特性中心とは一致せぬが、實用上、上の略式で充分である。

動作点を $\varphi(x)$ 中に入れ (28) の $f(x)$ を表すと

$$f(x, X_0) = 1/N - [1 - (x + X_0)^2] \quad \dots (60)$$

起動點に於いては $x=0$ なる故に

$$f(0, X_0) = 1/N - [1 - X_0^2] = 0$$

$$X_0^2 = 1 - 1/N \quad X_0 = \sqrt{1 - 1/N} \quad \dots (61)$$

これは各動作電圧で正に發振起動せんとする場合の負荷の関係である。この X_0 を (59) に入れて起動偏倚電圧の関係を表すと

$$y_i = \frac{\sqrt{1 - 1/N}}{\sqrt{1 - 1/N} + 2.3} \quad \dots (62)$$

他方 B 級以下の發振停止を示す最大 $1/N$ を X_0 について求めると第 10, 12 圖よりして第 2 表を得る。

第 2 表

X_0	X_{in}	$(1/N)_{in}$	$X_0/X_{in} = y_s$
0	2.3	1	0
0.73	3.03	0.47	0.240
1	3.3	0.37	0.303
2	4.3	0.21	0.465
3	5.3	0.13	0.566
6.90	9.20	0.00	0.750

上の y_i は正確なる計算式であるが y_s は實驗式で

$$y_s = \frac{1}{\beta^2} [1 - 1/N]^2 \quad \text{内 } 1/\beta^2 = 0.75 \quad \dots (63)$$

の如き関係が得られる。低 $1/N$ では點線の如く y 軸に漸近するものと思はれるが、實用上は上式で充分かと思ふ。 y_i, y_s を第 13 圖に示す

$$y_s > y_i \quad \dots (64)$$

の部分では y_i で起動し、 y_s 迄上昇して停止する履歴現象のある部分である。

$$y_s < y_i \quad \dots (65)$$

では起動停止共に y_i で行はれ、 y_s の部分はなく y_i のみで決定する。 $1/N = 0.415$ を境としてそれ以下は BC で履歴現象を示す部分である。

9. 出力、入力及び能率

第 12 圖には $1/N = F(X)$ 特性の外、出力、入力曲線が入つて居るがそれらの計算法は次の如くにして行ふ。

先ず出力について云ふと

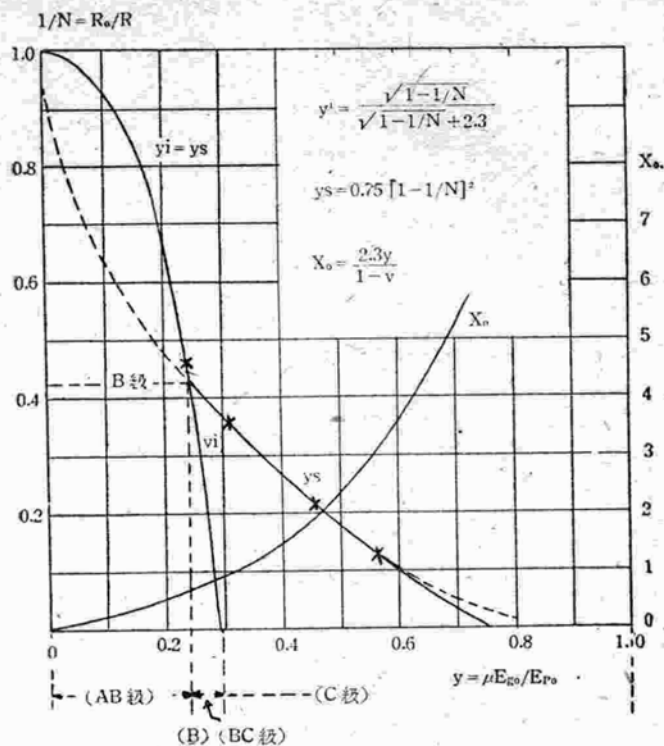
$$W_a = \frac{1}{2} \frac{e^2}{\mu_0} \frac{1}{N} X^2 \quad \dots (66)$$

であるが、第 14 圖に示す如く

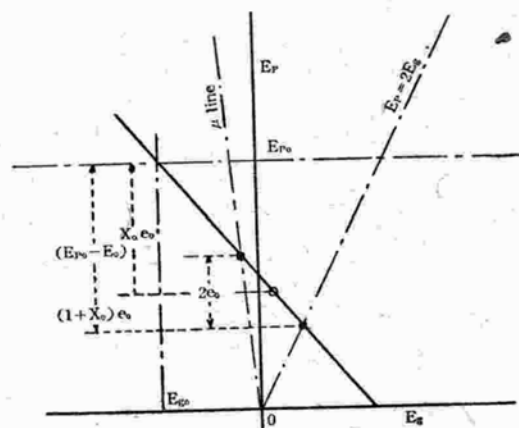
$$e_0 = \frac{E_{p0} - E_0}{1 + X_0} \quad \dots (67)$$

内 E_0 は

$$E_p = 2 E_0 \quad \dots (68)$$



第 13 圖 偏倚電圧に對する發振起動並に停止特性



第 14 圖

の最大出力線と E_{p0}, E_{g0} を通る $-1/m$ 傾度の動作線との交點を示して居る。

$$\text{亦 } \frac{e_0}{\rho_0} = \frac{3}{4} I_m \quad \dots (69)$$

が $\phi_1(x) = -\left[x - \frac{1}{3} x^3\right]$ に關聯して計算できる。

よつて

$$W_a = \frac{3}{8} \frac{1}{N} X^2 \frac{1}{1 + X_0} \cdot I_m (E_{p0} - E_0) = w_a I_m (E_{p0} - E_0) \quad \dots (70)$$

$$\text{内 } w_a = \frac{3}{8} \frac{1}{N} X^2 \frac{1}{1 + X_0} = W_a / I_m (E_{p0} - E_0) \quad (71)$$

として出力曲線が畫かれて居る。

次に入力曲線であるが、 w_p を書き

$$W_p = w_p I_m E_{p0} \quad w_p = W_p / I_m E_{p0} \quad \dots (72)$$

出力、入力の比は能率となるから

$$\eta = \frac{W_a}{W_p} = \frac{w_a}{w_p} \frac{E_{p0} - E_0}{E_{p0}} \quad \dots (73)$$

W_a, W_p の 2 曲線は $X=X_0+2$ 附近で相接して居るからこの附近が最大能率 η_m を與へ

$$\eta_m = \frac{E_{p0} - E_0}{E_{p0}} \quad (74)$$

の如くに簡単に最大能率が與へられる事は甚だ面白い事である。

實際問題としては非直線特性が必ずしも $\varphi_1(x) = -(1-x^2)$ となるものでなく亦入力曲線に対する I_m は實際の入力電流であるのに反し、出力曲線の I_m は格子損失を補正した出力電流である等の関係から、 w_a, w_p 曲線は第 12 圖の如くにはならず能率も少しく上の値から離れて来るものであるが、大略の関係として目安を與へるのには充分である。

一つの實驗の結果によると、 w_a, w_p の最大、亦能率の最大値も略同一振幅で起り (74) 式に與へるものと大差のないものを得て居る。よつて最大電流線 $E_p = 2E_0$ 直線が最大能率を決定すると見ると發振器設計に非常に都合となる。

なほ I_m の値であるが (69) (67) (14) 式より

$$I_m = \frac{4}{3} \frac{e_0}{\rho_0} = \frac{4}{3} \frac{m\mu-1}{r_p} \frac{E_{p0}-E_0}{1+X_0} \quad (75)$$

更に X_0 は (59) 式より

$$1+X_0 = \frac{E_{p0}+1.3\mu E_{g0}}{E_{p0}-\mu E_{g0}} \quad (76)$$

を代入すると

$$I_m = \frac{4}{3} \frac{m\mu-1}{r_p} \frac{(E_{p0}-E_0)(E_{p0}-\mu E_{g0})}{E_{p0}+1.3\mu E_{g0}} \quad (77)$$

E_{p0}, E_{g0}, E_0, m は既知であるから r_p, μ の動作値を適當に假定せば I_m も得られる事が判る。

かくの如く相當の處迄計算が行はれ第 12 圖に關聯して出力、入力等が計算され得るのは面白い。但しある程度の假定と實驗式を用ひて居る關係上絶對的に信用されてもこまる。單に目安を與へるものと考へて戴ければ結構である。

10. 振幅確立現象の諸様式と實驗結果

非直線型微分方程式は一般的には正確解法がない。併しある場合には圖式解法が用ひ得られ、(29) 式の自動發振器の如きも簡単に解ける。この圖式解法は點毎に解くものなる故、全般的の綜合特性を簡単に把握するのは不便であるが、頭初條件の導入には極めて便利である。

(29) の原式 (4) を第 15 圖に關聯して

$$e = -r_i - L \frac{di}{dt}, i = \phi(e) + C \frac{de}{dt} \quad (78)$$

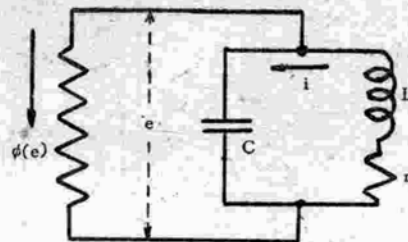
内 $\phi(e)$ は e の連續單價函數であれば如何なる形でもよい。

$$x = e, y = i \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (79)$$

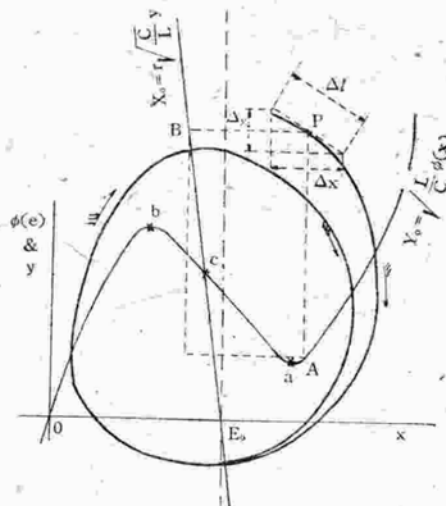
と置き前式を變形して

$$x = -r \sqrt{\frac{C}{L}} y - \sqrt{CL} \frac{dy}{dt} \quad (80)$$

$$y = \sqrt{\frac{L}{C}} \phi(x) + \sqrt{CL} \frac{dx}{dt} \quad (81)$$



第 15 圖



第 16 圖 發振器の圖式解法積分曲線

とし更に dx, dy を分離して表すと

$$dx = \left[y - \sqrt{\frac{L}{C}} \phi(x) \right] \frac{dt}{\sqrt{CL}} \quad (82)$$

$$dy = - \left[x + r \sqrt{\frac{C}{L}} y \right] \frac{dt}{\sqrt{CL}} \quad (83)$$

上の dx, dy を組合せると

$$\frac{dy}{dx} = - \frac{x + r \sqrt{\frac{C}{L}} y}{y - \sqrt{\frac{L}{C}} \phi(x)} \quad (84)$$

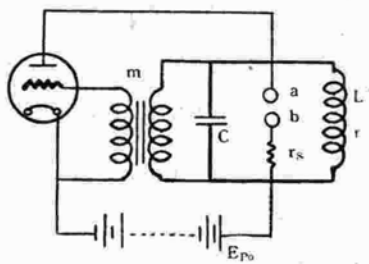
となる。よつて任意の點 x, y より出發して上の傾度で座標面上に積分曲線を連續せしむる事ができる。

かくして $\phi(x)$ 特性に對する二次の微分方程式の正確解法が得られるのであるが、自動發振器に於いてはこの積分曲線は圓に近い閉曲線に必ず收斂して定常永續解法を與へる (第 16 圖)、この螺旋曲線から時間の函數としての x, y の電壓、電流波形も表す事ができる。この圖式解法は濾波器を形成する簡単な結合回路にも延長できる。〔文献 (8) に詳述してある〕

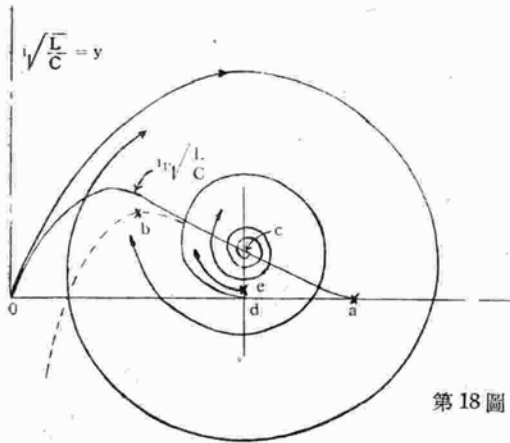
第 17 圖の結線で、 ab を開いて發振器を起動せしめる場合短絡抵抗の r_s が頭初振幅に相當影響するものである。之は第 18 圖の圖解で示す如く r_s は L 中の直列抵抗 r との間で短絡時の陽極電流を分配して居る。

〔 $r \sqrt{\frac{C}{L}}$ は小であるから $x_0 = r \sqrt{\frac{C}{L}} y$ 直線は x 軸に一致させてある〕。即ち cd で動作點の直流電流を表すと ($cd \sqrt{C/L}$ が電流、 cd は電壓になる)。

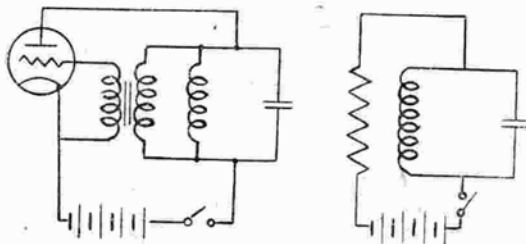
$$\frac{r}{r_s} = \frac{cd}{ed} \quad \text{或は} \quad ce = \frac{r}{r_s + r} cd \quad (85)$$



第17圖



第18圖



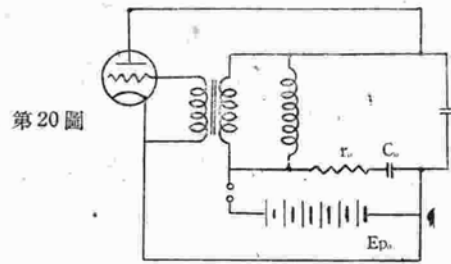
第19圖

ab 接觸が開く瞬間に cd の電流あるべき處、ed の電流あるのみであるから、定常値より ce だけ不足で、之が直ちに起動瞬間の條件を與へ頭初振幅の X_i を決定する。

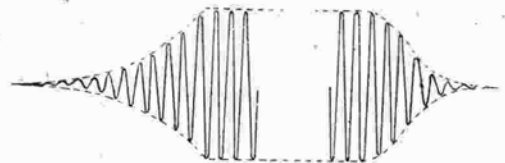
ラウン 管で反復起動現象を観るに r_s が適當なる場合接觸部が完全なる限り、各 サイクル は増大しながらも美事に一致し相當の露出時間の數 サイクル に對しても綺麗な寫眞が取れる程度である。然るに r_s を大きくして行くと起動の包絡線が盛に左右にふらつく様になる。即ち r_s を大とすると ce の頭初電壓が真空管内部雜音程度以下となる爲である。

ab 接觸片の開路による起動では前述の cd 以上の頭初振幅が得られない。これを大とするためには特別の回路操作を要する。第 19 圖に示す如く陽極電源 E_{p0} の閉路による起動は最初の衝撃大きく従つて X_i も大きく確立作用が速く完成する如くに考へるのが普通であるが同圖右の等價回路に示す如く瞬間的にタンク容量に高電壓のかゝる筈がないから、この場合の頭初電壓も第 18 圖で $r_s=0$ とした cd と大差のないものになつてしまふ。

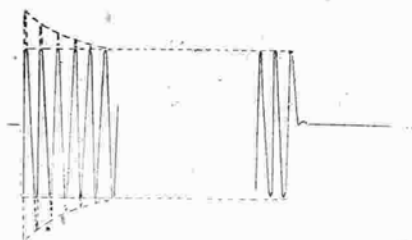
然らば如何にせば X_i を大きくして確立作用を速くする事ができるかと云ふに、これは第 20 圖の如き結線で電源電壓 E_{p0} を L と直列に入れて閉路すればよい。然る時の積分曲線の起點は第 18 圖の原點にあり X_i を



第20圖

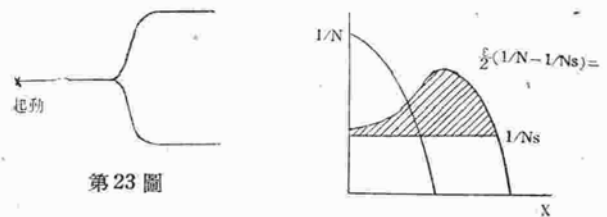


普通の確立及び減衰特性



高速電鍵現象

第21圖



第23圖

第22圖

X_i と等しくも或はより大きくする事もできる。尙この場合 c_0 , r_0 の如き分路を電源 E_{p0} と並列に用ゐると E_{p0} 開路の際の減衰を特に大として瞬間に振動を消滅させて、確立及び減衰期間の全然ない高速度電信に理想的の電鍵操作もできる。(第 21 圖)

第 7 節に述べた BC 級で動き發振停止に履歴現象の存在する範圍では、確立現象が初期に長時間を要し跳躍的に最終永續振幅に完成する現象がある。之も上の圖式解法に關聯して説明すると便利である。第 18 圖の動作點 c が遮斷點 a に近づくとき cd が減少すると共に負性コンダクタンスを減じ X_i 増大率共に小となり、ab が開いても振幅は認められる程度迄容易に成長しない。然し一度振幅がある値に達すると増大率が急激に増加し飛躍的に最終永續振幅 X_s に到達するものである。

この現象の大略を第 22 圖に示す。この場合の増大率の變化は第 23 圖の $1/N = F(X)$ 曲線を参照せば明である。 $1/N$ の最高點から減衰する場合も飛躍的に行はれる事は同様である。

斯くの如く反結合發振器の發振過渡現象の解析が容易に行はれ實驗もよく一致するものである。但し反結合が不完全で e_p , e_g が正しく 180° の位相差を有せざる場合

はそれに應じて確立時間が延長するものであるから、反結合様式にも注意の必要がある。

11. 結 言

反結合三極管發振器の非直線特性はある程度解析的に論じ得るものであつて

$$\phi(x) = -\left[x - \frac{1}{3}x^3\right]$$

$$\varphi(x) = \frac{d}{dt}\phi(x) = -[1-x^2]$$

が振幅確立現象の平均特性を與へる。確立サイクルは

$$F_b = \frac{1.3}{\varepsilon} \frac{1}{1-1/N_s} \text{ サイクル}$$

$$\varepsilon = \frac{1}{r_p} \sqrt{\frac{L}{C}} (m\mu - 1) = \frac{1}{R_o} \sqrt{\frac{L}{C}}; N_s = \frac{R_s}{R_o}$$

ε は等価負性抵抗がタンク回路に對する Q の逆數、 N_s は負荷の割合で自動度或は發振硬度と呼ばはれる筆者創意の定數である。偏倚電壓により發振起動停止に履歴現象のある場合も大略上の F_b が適合する。但し陽極、補極振動電壓の位相差が恰度 180° になつて居らぬとある程度伸びる事もある。

上の發振起動停止に履歴現象のあるのは動作點の移動と遮斷現象の然らしむる處であつて、之もある程度の解析ができる。電波兵器としての衝擊變調發振に關して重要な資料を與へる。増幅器としても問題となる。AB級、B級、BC級、C級等の區別が明にされる。

非直線特性は結局、自動度の逆數 $1/N$ と振幅 X との関係 $1/N = F(X)$

を解析的或は實驗的に定むるにあり、反結合三極管にては上の関係は略、型がきまつて居る。主として偏倚電壓によつて左右される。

各偏倚電壓に對する $1/N = F(X)$ 關係を知れば、出力の計算が可能で、入力も同様に計算できる。之等兩者

の間で能率も定まるものであるが、この最大能率は

$$\eta_m = \frac{E_{p0} - E_o}{E_{p0}}$$

で定まる事も面白い。 E_o は $-m$ 傾度の動作直線が $E_p = 2E_g$ の最大電流 I_m 線との交點で示されて居る。

其他細部の解析にもこの非直線特性を利用したら面白いと思ふ。本文は數年前筆者が、東北帝大通信研究所にて、拔山、渡邊、松平三教授御指導の下に行つた研究⁽⁹⁾の一部分を更に敷衍したものである。同三先生に深謝すると共に諸賢の御鞭達により更に細部の研究を進めたい。

文 献

1. Balth, van der pol:
The Non-Linear Theory of Electric Oscillations
I.R.E., Vol. 22, No. 9., Sept (1934)
Oscillation Sinusoidal et de Relaxation
L'Onde Elect. Juin et Jullet (1930)
2. 林 千博:
3. 森田 清: 電學誌 49 P 42 & 1024 (昭 4)
4. 金澤; 高岸: 討論 電學誌 49 P 516 & 517 (昭 4)
5. H. G. Möller: Die Electoren röhren Friedr. Viemag & Sohn Akt-Ges.
6. 高 岸: Oscillation Power Out-put of a Triode System and Principle of Ito Optimum Design. Part 1, 2 & 3.
電試研 No. 257 264 & 266 (昭 4).
7. D. C. Prince & F. B. Vodes, G. E. Rev., 30 320 & 501 (1927) 31 97, 147, 388 & 546 (1928)
8. 拙 著: The Non-Linear Theory of Electric Oscillators Report of Radio Research in Japan. Vol. V, No. 2, (1935)
9. 拙 著: 三極真空管發振器に於ける振幅確立過渡現象 (東北帝大提出論文昭和 15 年)

二極管による高調波 ヘテロダイン 検波

神 - 田 貞 之 助

内 容 梗 概

第6圖の如く二極管、局部發振電壓（周波數 $2\pi l$ ）、信號電壓（ $2\pi s$ ）、中間周波（ $2\pi r_0$ ）に對するインピーダンス z_0 及び直流電壓 E_g が直列にある回路で $\omega_0 = m/l \sim s$ (m は正整数) を取出す場合の解析を行い、中間周波に等價回路を得、之より變換利得を求めた。猶ほ局部發振器の含む高調波の影響をも計算した。數値計算及び實驗は、955 を二極管として使用し陽極電流遮断點を動作點とした場合に就き行ひ、計算と實驗がよく一致する事を確めた。

1. 緒 言

局部發振器の高調波と入來波の間で唸音或は中間周波を取出したい場合は屢々起る。例へば現在製作してゐる MF-101A 型及び MF-102A 型超短波周波計の如き、或は超短波、極超短波スーパーヘテロダイン受信機の如き場合等が之である。極超短波では適當な混合管が無かつた爲、特殊二極管を用ふる事がアメリカで行はれ⁽¹⁾、續いて日本に於ても試みられた⁽²⁾。然るに今迄此の種回路の解析が行はれてゐなかつた爲、最適高調波次數、變換利得其他不明瞭の點が多かつたので筆者は次の事項を目標として本回路の解析を行つた。(1) 局部發振器の角周波數が l の時、 l の高調波 ($2l, 3l, \dots ml$) と到來波唸音との強度は高調波次數とどんな關係になるか。(2) この唸音電壓は到來波の電壓とどんな關係にあるか。(3) 其の際の局部發振器自身の含む高調波の影響。(4) 又その際中間周波同調回路のインピーダンスはどんな影響を與へるか等。955 を二極管とした場合に就て解析及び數値計算を行つた結果、上の各事項は極めて明かとなり、實驗結果ともよく一致し、今迄複雑にみえた現象を略々説明する事を得た。

2. 解析の基本方法

局部發振電壓 $E_l \sin lt$ と信號電壓 $E_s \sin st$ の合成電壓 e は

$$E_l \gg E_s, l \approx s \quad \dots (1)$$

の時は、周知の如く次の様な周波數變調を含んだ振幅變調の形となる。

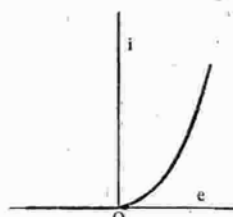
$$\begin{aligned} e &= E_l \sin lt + E_s \sin st \\ &= E_l \sqrt{1+2K^2} \left[1 + \frac{2K}{1+K^2} \cos(l-s)t \right] \sin \left[\frac{l+s}{2}t + \tan^{-1} \left(\frac{1-K}{1+K} \tan \frac{l-s}{2}t \right) \right] \end{aligned}$$

$$\text{但し } K = \frac{E_s}{E_l}$$

之を第1圖の如き特性

$$\left. \begin{aligned} i &= f(e) & e > 0 \\ &= 0 & e < 0 \end{aligned} \right\} \dots (2)$$

に入れた場合に生ずる中間周波電流は容易に求める事が



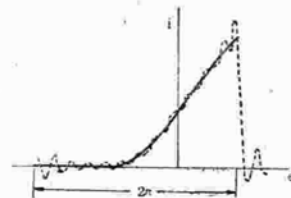
第1圖

出来る。然し之は(1)の條件の下に於てであるから、今問題の高調波ヘテロダインの場合には適用出来ない。

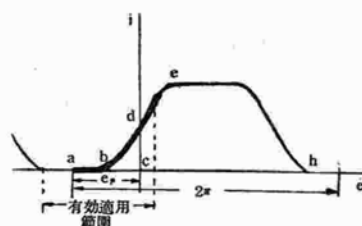
特性曲線を(2)式の如く、 e を二つの範圍に分けて別々の函數で表はしたのでは今の問題は解けないので、 e の全範圍を一つの函數で表示し得るものを求めねばならぬ。

一般に任意の曲線は直交函數系により、級數の和として如何程にも精密な近似度で表はす事が出来、二極管特性を Legendre の多項式で展開した人もある⁽³⁾。又 Strutt 氏は直交函數系ではなく、 $i = \sum_n A_n e^{an}$ の形で表はしてゐるので⁽⁴⁾、筆者も之を試みたが $i=0$ に於る特性はこの函數では表はし得ず、又この展開式で $n=2$ 位で表はし得るものならば、係数は容易に定める事が出来るが、 $n=3$ 以上の場合には係数を定める一般的法則が無く、何れにしても今の問題には適用出来ない。然るに Barrow 氏の行つた如く⁽⁵⁾、特性を適當な形に變換してフーリエ級數で展開すると、僅かな項で比較的近似の曲線を得る事が出来る。次に Barrow 氏の方法を簡単に紹介する。(記號は後の計算に便利な如く、Barrow 氏のものと變へてある。)

第1圖の特性曲線をフーリエ級數に展開する場合、一週期 2π を第2圖の如きものとすると、非常に收斂の悪い級數となり24項迄とつても猶ほ第2圖點線の如き曲線しか表はし得ない。之に反し第3圖の如き略々梯形に近い形となる様に、特性曲線には無い様な不要の部分 $e'h$



第2圖



第3圖

部を加へると、フーリエ級数は数項とつたのみで非常に近似の曲線となる。(第5圖参照) この圖形は縦軸を適當に移動すると縦軸に就て左右對稱となり、フーリエ級数は餘弦の項のみとなり

$$i = a_0 + \sum_{(n)} a_n \cos \left(n \frac{e + e_1}{e_0} \pi \right)$$

にて表はし得る。ここに e_0 は、角度が π になる様な電圧である。今電壓を

$$e = E_g + E_l \sin lt + E_s \sin st \quad \text{とすれば、}$$

電流 i は

$$i = a_0 + \sum_{(n)} a_n \cos (u_n + v_n \sin lt + w_n \sin st)$$

となる。ここに

$$u_n = n \frac{E_g + e_1}{e_0} \pi, \quad v_n = n \frac{E_l}{e_0} \pi, \quad w_n = n \frac{E_s}{e_0} \pi$$

之より

$$\begin{aligned} i = a_0 + \sum_{(n)} a_n \left\{ \cos u_n \left[J_0(v_n) + 2 \sum_{\nu=1}^{\infty} J_{2\nu}(v_n) \cos 2\nu lt \right] \right. \\ \left. \left[J_0(w_n) + 2 \sum_{\nu=1}^{\infty} J_{2\nu}(w_n) \cos 2\nu st \right] \right. \\ \left. - \cos u_n \left[2 \sum_{\nu=1}^{\infty} J_{2\nu}(v_n) \sin(2\nu-1) lt \right] \right. \\ \left. \left[2 \sum_{\nu=1}^{\infty} J_{2\nu-1}(w_n) \sin(2\nu-1) st \right] \right. \\ \left. - \sin u_n \left[2 \sum_{\nu=1}^{\infty} J_{2\nu-1}(v_n) \sin(2\nu-1) lt \right] \right. \\ \left. \left[J_0(w_n) + 2 \sum_{\nu=1}^{\infty} J_{2\nu}(w_n) \cos 2\nu st \right] \right. \\ \left. - \sin u_n \left[J_0(v_n) + 2 \sum_{\nu=1}^{\infty} J_{2\nu}(v_n) \cos 2\nu lt \right] \right. \\ \left. \left[2 \sum_{\nu=1}^{\infty} J_{2\nu}(w_n) \sin(2\nu-1) st \right] \right\} \end{aligned} \quad (3)$$

Barrow 氏は變調の問題を取扱つてゐるので上の式から側帯波の電流を計算してゐる。又數値計算としては、 $E_s = 0$ 即ち只一つの交流が入つた場合の l の高調波電流を計算してゐるのみである。

3. 折線特性に對する應用

特性をフーリエ級数で展開した場合、項を多くとる程近似度が上る事は勿論であるが、それでは計算に面倒であるから實在の曲線を12縦線方式⁽⁶⁾で係数を求めるものとし第6項迄取る事とする。その際の實際の曲線との喰ひ違ひは、後に述べる955の例の如く(第11圖参照)多少目立つてゐる。整流された直流電流を求める際の誤差は、曲線の形からでも大體判斷されるが、今問題にしてゐる高調波にどの程度の誤差を及ぼすかは圖からでは判斷され難い。その目安として所謂折線特性、即ち

$$i = \frac{e}{R} \quad e > 0$$

$$= 0, \quad e < 0$$

のものに、純正弦波が入つた場合の高調波電流を、半波整流として嚴密に計算されてゐるものと、第4圖の如き梯形波で特性曲線を表はした展開式から計算したものと比較してみた。

第4圖は $i = 0$ の範圍と $i = \frac{e}{R}$ の範圍が共に $\frac{\pi}{2}$ である様な梯形で、有効な適用範圍は圖の太線の部分である。

この梯形波を0點を原點としたフーリエ級数で表はすと⁽⁷⁾

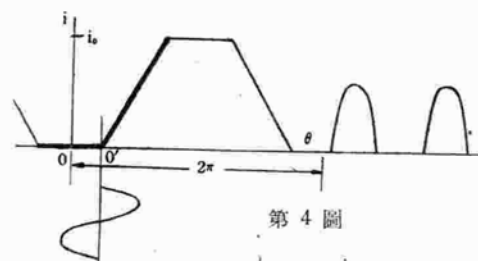
$$i = \frac{i_0}{2} + \left(\frac{4}{\pi} \right)^2 \frac{i_0}{2} \left\{ -\cos \theta + \frac{\cos 3\theta}{3^2} + \frac{\cos 5\theta}{5^2} - \dots \right\}$$

となる。第6項迄とる意味で $\cos 5\theta$ 迄とり、 θ 對 i の關係を求めると第5圖の様になり、 $i = \frac{e}{R}$ の部分は極めてよく一致するが、 $i = 0$ の部分は多少起伏がある。

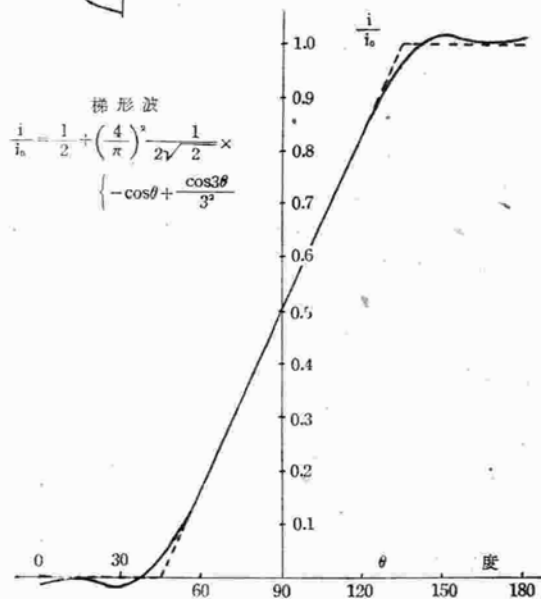
次に第4圖の0'點を中心として正弦波 $E_l \sin lt$ がは入つた時の整流電流の高調波を計算する。(3)式に於て

$$u = \frac{\pi}{4}, \quad v = \frac{E_l}{e_0} \pi, \quad w = 0 \quad \text{とすると}$$

$$\begin{aligned} i = a_0 + \sum_n a_n \left\{ \cos u_n \left[J_0(v_n) + 2 \sum_{\nu} J_{2\nu}(v_n) \cos 2\nu lt \right] \right. \\ \left. - \sin u_n \left[2 \sum_{\nu} J_{2\nu-1}(v_n) \sin(2\nu-1) lt \right] \right\} \end{aligned} \quad (4)$$



第4圖



第5圖

之より

$$\text{直流項} \quad I_0 = a_0 + \sum_{(n)} a_n \cos u_n \cdot J_0(v_n)$$

$$\text{奇数高調波} \quad \dot{I}_m = -2 \sum_{(n)} a_n \sin u_n \cdot J_m(v_n) \sin mlt$$

$$\text{偶数高調波} \quad \dot{I}_m = 2 \sum_{(n)} a_n \cos u_n \cdot J_m(v_n) \cos mlt$$

今 $v=1$ なる如き電圧の場合に就き数値計算を行ふと

$$i = i_0 \left[0.204 + 0.360 \sin lt - 0.138 \cos 2lt \right. \\ \left. - 0.00016 \sin 3lt - 0.0266 \cos 4lt \right. \\ \left. + 0.00478 \sin 5lt - 0.00529 \cos 6lt \dots \right]$$

一方折線特性に正弦波が入つた場合の出力電流は厳密に計算されてゐて⁽⁷⁾

$$i = i_0 \frac{2}{\pi} \left[\frac{1}{\pi} + \frac{1}{2} \sin \theta - \frac{2}{\pi} \left(\frac{\cos 2\theta}{3} + \frac{\cos 4\theta}{15} + \frac{\cos 6\theta}{35} + \dots \right) \right] \quad (4)$$

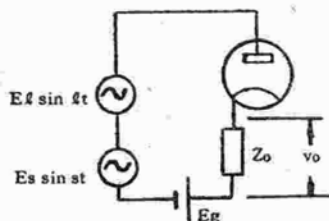
之を(4)式から計算したものと比較すると第1表の如くなる。第4項迄は可成りよく一致してゐる。之によつてみると、真空管特性を第4圖の如き梯形の一部分としてフーリエ級数に展開し、その第6項迄とれば第5圖の如き近似曲線を得、それより計算した高調波は、第4項迄は實際と可成りよく一致し、又第6項迄はオーダーとしては一致する事を知る。

4. 高調波 ヘテロダイン 検波の變換利得

第6圖の如く、二極管に直列に結ばれたインピーダンスは中間周波 w_0 に於てのみ純抵抗のインピーダンス Z_0 を有し、他の周波数に對しては0であるとし、之と更に直列に局部發振電壓 $E_l \sin lt$ と信號電壓 $E_s \sin st$ がある場合、この回路に流れる中間周波 $w_0 = ml - s$ (m は整数) の電流及び Z_0 の兩端の電壓 v_0 を求める。

中間周波の電流を $\dot{I}_0 = i_0 \sin(w_0 t + \phi)$ と假定すると二極管にかゝる電壓は

$$e = E_0 + E_l \sin lt + E_s \sin st - i_0 Z_0 \sin(w_0 t + \phi)$$



第6圖

之より

$$i = a_0 + \sum_{(n)} a_n \cos \left[u_n + v_n \sin lt + w_n \sin st - x_n \sin(w_0 t + \phi) \right] \quad (6)$$

但し

$$u_n = n \frac{E_0 + e_l}{e_0} \pi, \quad v_n = n \frac{E_l}{e_0} \pi$$

$$w_n = n \frac{E_s}{e_0} \pi, \quad x_n = n \frac{i_0 Z_0}{e_0} \pi$$

之を展開するのに

$$\cos \theta = \frac{1}{2} (\varepsilon^{j\theta} + \varepsilon^{-j\theta})$$

$$e^{jz \sin \alpha} = J_0(z) + 2j \sum_{\nu=1}^{\infty} J_{2\nu-1}(z) \sin(2\nu-1)\alpha \\ + 2 \sum_{\nu=1}^{\infty} J_{2\nu}(z) \cos 2\nu\alpha$$

なる公式を用ひて

$$i = a_0 + \frac{1}{2} \sum_{(n)} a_n \left\{ \varepsilon^{j u_n} \left[J_0(v_n) + 2j \sum J_{2\nu-1}(v_n) \sin(2\nu-1)lt + 2 \sum J_{2\nu}(v_n) \cos 2\nu lt \right] \right. \\ \times \left[J_0(w_n) + 2j \sum J_{2\nu-1}(w_n) \sin(2\nu-1)st + 2 \sum J_{2\nu}(w_n) \cos 2\nu st \right] \\ \times \left[J_0(-x_n) + 2j \sum J_{2\nu-1}(-x_n) \sin(2\nu-1)(w_0 t + \phi) + 2 \sum J_{2\nu}(-x_n) \cos 2\nu(w_0 t + \phi) \right] \\ + \varepsilon^{-j u_n} \left[J_0(-v_n) + 2j \sum J_{2\nu-1}(-v_n) \sin(2\nu-1)lt + 2 \sum J_{2\nu}(-v_n) \cos 2\nu lt \right] \\ \times \left[J_0(-w_n) + 2j \sum J_{2\nu-1}(-w_n) \sin(2\nu-1)st + 2 \sum J_{2\nu}(-w_n) \cos 2\nu st \right] \\ \times \left[J_0(x_n) + 2j \sum J_{2\nu-1}(x_n) \sin(2\nu-1)(w_0 t + \phi) + 2 \sum J_{2\nu}(x_n) \cos 2\nu(w_0 t + \phi) \right] \left. \right\}$$

之を展開すると色々の周波数のものが得られるが、現在我々の欲しいのは $w_0 = ml - s$ の周波数のものであるから之を拾ひ出すと、 $\{ \}$ 内は次の如くなる。

高調波の係数

高調波次数 計算の基礎	直 流	基本波	第二高調波	第三高調波	第四高調波	第五高調波	第六高調波
(4) 式より	0.204	0.360	-0.138	-0.00016	-0.0266	0.00478	-0.00529
(5) 式より	0.203	0.318	-0.135	0	-0.0270	0	-0.0116

第1表

(i) $m = \text{奇数の時}$

$$e^{j\omega_n t} \left[2j J_m(v_n) \sin mlt \cdot 2j J_1(w_n) \sin st \cdot J_0(-x_n) \right. \\ \left. + J_0(v_n) J_0(w_n) \cdot 2j J_1(-x_n) \sin(\omega_0 t + \phi) \right] \\ + e^{-j\omega_n t} \left[2j J_m(-v_n) \sin mlt \cdot 2j J_1(-w_n) \right. \\ \left. \sin st \cdot J_0(x_n) + J_0(-v_n) \cdot J_0(-w_n) \cdot \right. \\ \left. 2j J_1(x_n) \sin(\omega_0 t + \phi) \right]$$

$$\text{更に } \sin mlt \cdot \sin st = \frac{1}{2} \left[\cos(ml-s)t \right. \\ \left. - \cos(ml+s)t \right]$$

でこの後者は不要であるから棄てると

$$e^{j\omega_n t} \left[j J_m(v_n) \cdot 2j J_1(w_n) J_0(x_n) \cos \omega_0 t \right. \\ \left. + J_0(v_n) J_0(w_n) 2j(-1) J_1(x_n) \sin(\omega_0 t + \phi) \right] \\ + e^{-j\omega_n t} \left[j J_m(v_n) 2j J_1(w_n) \cdot J_0(x_n) \cos \omega_0 t \right. \\ \left. + J_0(v_n) J_0(w_n) 2j J_1(x_n) \sin(\omega_0 t + \phi) \right] \\ = -2 J_m(v_n) J_1(w_n) J_0(x_n) (e^{j\omega_n t} + e^{-j\omega_n t}) \cos \omega_0 t \\ - 2j J_0(v_n) J_0(w_n) J_1(x_n) (e^{j\omega_n t} - e^{-j\omega_n t}) \\ \sin(\omega_0 t + \phi)$$

即ち

$$i_0 \sin(\omega_0 t + \phi) = \cos \omega_0 t \cdot \sum_{(n)} (-1) 2a_n \cos u_n \cdot \\ J_m(v_n) J_1(w_n) J_0(x_n) \\ + \sin(\omega_0 t + \phi) \sum_{(n)} 2a_n \sin u_n J_0(v_n) J_0(w_n) J_1(x_n)$$

最初中間周波の電流を $i_0 \sin(\omega_0 t + \phi)$ とし、 ϕ なる位相角を入れて考へたが、上式からみるとこの ϕ は

$$\phi = \pm(2\nu-1)\frac{\pi}{2}, \quad \nu=1, 2, 3, \dots$$

である事が分る。この $\pm(2\nu-1)$ は絶対値には影響がないから、今 $\phi = \frac{\pi}{2}$ とすると、 $\sin(\omega_0 t + \phi) = \cos \omega_0 t$ となり、従つて

$$i_0 = \sum_{(n)} (-1) 2a_n \cos u_n \cdot J_m(v_n) J_1(w_n) J_0(x_n) \\ + \sum_{(n)} 2a_n \cdot \sin u_n \cdot J_0(v_n) \cdot J_0(w_n) J_1(x_n)$$

信號電圧が充分小さく、従つて中間周波電圧も小さければ

$$w_1, x_1 \ll 1$$

又 n の最大値は展開式を何項迄とるかで定まるが、普通に考へられる展開式では高々 12 であり、この場合

$$w_n = n \times w_1, \quad x_n = n \times x_1 \ll 1 \quad \text{となし得れば} \\ J_0(w_n) = J_0(x_n) = 1$$

$$J_1(w_n) = \frac{1}{2} n w, \quad J_1(x_n) = \frac{1}{2} n x$$

従つて

$$i_0 = \frac{E_s}{e_0} \pi \sum_{(n)} (-1) n a_n \cos u_n \cdot J_m(v_n) + \frac{i_0 Z_0}{e_0} \pi \\ \sum_{(n)} n a_n \sin u_n J_0(v_n) \\ = \frac{E_s}{e_0} \frac{1}{\pi} \sum_{(n)} (-1) n a_n \cos u_n \cdot J_m(v_n) \\ i_0 = \frac{1 + Z_0 \cdot \frac{\pi}{e_0} \sum_{(n)} (-1) n a_n \sin u_n \cdot J_0(v_n)}{\dots \dots \dots (7)}$$

$$= \frac{E_s \cdot S_m}{1 + Z_0 \cdot Y(v)} \dots \dots \dots (8)$$

但し

$$S_m = \frac{1}{e_0} \pi \sum_{(n)} (-1) n a_n \cos u_n \cdot J_m(v_n) \\ Y(v) = \frac{1}{e_0} \pi \sum_{(n)} (-1) n a_n \sin u_n \cdot J_0(v_n) \dots \dots \dots (9)$$

(ii) $m = \text{偶数の時}$ 計算は上の場合と全く同様で $\phi = \pm \nu \pi$ でなければならぬ事が分り

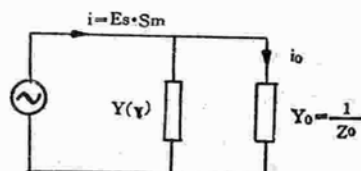
$$i_0 = \frac{E_s \frac{\pi}{e_0} \sum_{(n)} n a_n \sin u_n \cdot J_m(v_n)}{1 + Z_0 \cdot \frac{\pi}{e_0} \sum_{(n)} (-1) n a_n \sin u_n \cdot J_0(v_n)} \dots \dots \dots (10)$$

$$= \frac{E_s \cdot S_m}{1 + Z_0 \cdot Y(v)} \dots \dots \dots (11)$$

但し

$$S_m = \frac{\pi}{e_0} \sum_{(n)} n a_n \sin u_n \cdot J_m(v_n) \\ Y(v) = \frac{\pi}{e_0} \sum_{(n)} (-1) n a_n \sin u_n J_0(v_n) \dots \dots \dots (12)$$

(8) 及 (11) 式よりみると、 m の奇偶に拘らず第7圖の如き等価回路を考へる事が出来る。即ち Z_0 の逆数のアドミッタンス Y_0 と並列に $Y(v)$ なるアドミッタンスが結ばれ、之に $E_s \cdot S_m$ なる定電流源が結ばれてゐる等価回路である。定電流源の強さは高調波次数によつて變化し、奇數高調波に對しては (9) 式で、又偶數高調波に對しては (12) 式で與へられる。一方並列アドミッタンスの値は真空管特性 (a_n)、バイアス電壓 (u_n)、及び局部發振電壓 (v_n) によつて定まり、高調波次数には無關係である事は注目に値する。

最後に m 番目の高調波に對する變換利得を求める。中間周波の出力電壓は

第7圖

$$v_o = i_o Z_o = \frac{E_s S_m}{1 + Z_o \cdot Y(v)} \quad Z_o = E_s \frac{S_m}{Y_o + Y(v)}$$

であるから、従つて變換利得は

$$G_m = \frac{v_o}{E_s} = \frac{S_m}{Y_o + Y(v)} \quad \dots\dots\dots (13)$$

特別の場合として

(i) Z_o が小さい場合

$$\left. \begin{aligned} i_o &= E_s \cdot S_m \\ v_o &= E_s \cdot S_m \cdot Z_o \end{aligned} \right\} \quad \dots\dots\dots (14)$$

最初から Z_o を省略して考へると、即ち (6) 式で $Z_o = 0$ として計算した時に得られる電流は、 Z_o を考へた場合の定電流源の強さを表はす事を知る。この関係は次の項で述べる局部發振電壓の高調波の影響を考へる場合は利用される。

(ii) Z_o が充分大なる場合は

$$\left. \begin{aligned} i_o &= \frac{E_s S_m}{Z_o Y(v)} \\ v_o &= \frac{E_s S_m}{Y(v)} \end{aligned} \right\} \quad \dots\dots\dots (15)$$

5. 局部發振電壓の含む高調波の影響

前項では局部發振電壓は純正弦波 $E_i \sin lt$ であるとし、之 m の番目の高調波 ml と信號波と $E_s \sin st$ の間で作る中間周波を考へたが、高調波を利用するからには、局部發振器の含む高調波は當然相當大きい影響を與へるものと考へられるからその程度を考へる事とする。

局部發振器が m 番目の高調波のみを含んでゐるとすると

$$\text{局部發振電壓} = E_i \sin lt + E_h \sin(mlt + \varphi)$$

こゝに φ は m 番目の高調波が基本波に對して有する位相角で、後に述べる如く重要な意味を持つてゐる。

次に、こゝでは Z_o なるインピーダンスは省略して考へるが、斯くして得られる中間周波電流は、前項の最後で述べた如く、第7圖の等價回路に於る定電流源の強さを表はすものである。而して、 E_h なる高調波電壓が E_i に比して充分小さければ、等價回路に於る $Y(v)$ なるアドミッタンスは大して變化しないものとして考へてよいから、 Z_o を省略して考察を進めても大した誤差は生じない。

合成電壓 e は

$$e = E_g + E_i \sin lt + E_s \sin st + E_h \sin(mlt + \varphi)$$

$$i = a_o + \sum_{(n)} a_n \cos \left[u_n + v_n \sin lt + w_n \sin st + y_n \sin(mlt + \varphi) \right] \quad \dots\dots\dots (16)$$

但し

$$u_n = n \frac{E_g + e_1}{e_o} \pi, \quad v_n = n \frac{E_i}{e_o} \pi$$

$$w_n = n \frac{E_s}{e_o} \pi, \quad y_n = n \frac{E_h}{e_o} \pi$$

(16) 式を (6) 式を展開したのと同様な方法で展開し、周波数が ω_o になる様な項だけを拾ひ出すと

(i) $m = \text{奇數の時}$

$$\dot{I}_o = -2 \sum_{(n)} a_n \cos u_n \cdot J_1(w_n) \left\{ J_m(v_n) J_o(y_n) \right.$$

$$\left. \cos \omega_o t + J_o(v_n) J_1(y_n) \cos(\omega_o t + \varphi) \right\}$$

$w_n \ll 1$ としてもよく、その上 y_n も $y_n \ll 1$ ならば

$$\begin{aligned} \dot{I}_o &= \cos \omega_o t \cdot \frac{E_s}{e_o} \pi \sum_{(n)} (-1)^n a_n \cos u_n \cdot J_m(v_n) \\ &+ \cos(\omega_o t + \varphi) \cdot \frac{E_s}{e_o} \pi \sum_{(n)} (-1)^n a_n \cos u_n \cdot J_o(v_n) J_1(y_n) \end{aligned}$$

第一項は (7) 式よりも分る如く、高調波のない場合の定電流源の強さを表はすから、高調波の影響は第二項によつて示されるとしてよい。今

$$S_h = \frac{\pi}{e_o} \sum_{(n)} (-1)^n a_n \cos u_n \cdot J_o(v_n) J_1(y_n) \quad \dots\dots\dots (17)$$

と置けば

$$\dot{I}_o = \cos \omega_o t \cdot E_s \cdot S_m + \cos(\omega_o t + \varphi) E_s S_h \quad \dots\dots\dots (18)$$

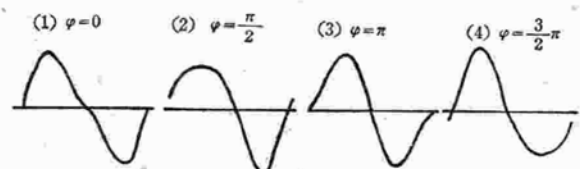
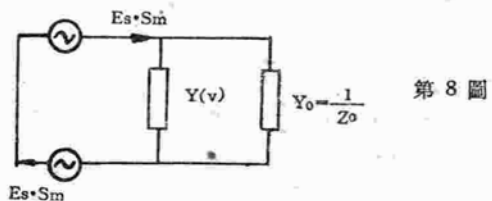
(ii) $m = \text{偶數の時}$

前同様 $w_n, y_n \ll 1$ なる條件の下に

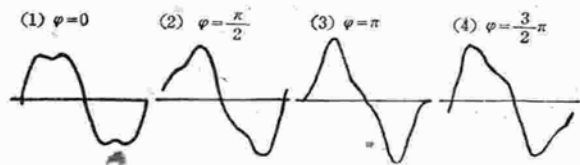
$$\begin{aligned} \dot{I}_o &= \sin \omega_o t \cdot \frac{E_s}{e_o} \pi \sum_{(n)} n a_n \sin u_n J_m(v_n) \\ &+ \cos(\omega_o t + \varphi) \frac{E_s}{e_o} \pi \sum_{(n)} (-1)^n n a_n \cos u_n J_o(v_n) J_1(y_n) \\ &= \sin \omega_o t \cdot E_s \cdot S_m + \cos(\omega_o t + \varphi) E_s S_h \quad \dots\dots\dots (19) \end{aligned}$$

即ち、 m の奇偶に拘らず中間周波電流 $\dot{I}_o$ の絶対値は S_m, S_h の相対的な大さとその符號及び φ の値如何に關係し、 $|S_m| + |S_h|$ となる時と、 $|S_m| - |S_h|$ となる場合とがある。この事は極めて注意すべき事と考へられる。

先にも少し觸れた様に、(18), (19) 式で與へられる電流 $\dot{I}_o$ は、等價回路の定電流源の強さを表はし、並列ア



第9圖



第10圖

アドミッタンスは第7圖の等価回路の場合と変化なしと考へられるから(近似的に)、この場合の等価回路は第8圖の如くなる。

第9圖及び第10圖は夫々第2、第3高調波を20%含むものに就て、位相角 $\varphi=0, \frac{\pi}{2}, \pi, \frac{3}{2}\pi$ の波形を描いたものであるが、之よりみて奇数高調波のものでは $\varphi=0$ と π とが、又偶数高調波のものでは $\varphi=\frac{\pi}{2}$ と $\frac{3}{2}\pi$ のものが正負の関係を與へる事が諒解され、問題は單なる高調波含有量ではなくて波形である事が明らかとなる。

6. 数 値 計 算 削

以上の計算の結果は何れも波状函数の級数の和として表はされてゐる爲に、式の上から直ちに定性的及び定量的の結果を豫想する事が困難であるので、折線特性の場合と UV-955 を二極管とせる場合に就き数値計算を行ひ、後者はこの結果を實驗と比較した。

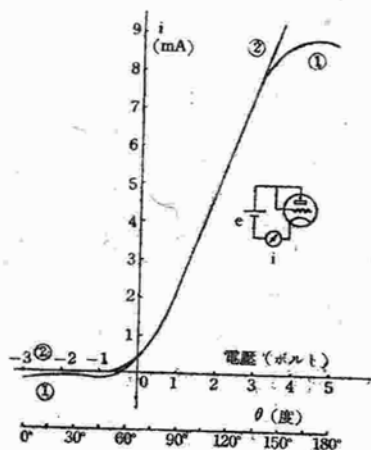
1. 折 線 特 性

折線特性を梯形にしてフーリエ展開したものを $\cos 5\theta$ の項迄取り、電流遮断點に動作點を置いた場合の變換コンダクタンス S_m を計算すると次の如くなる。

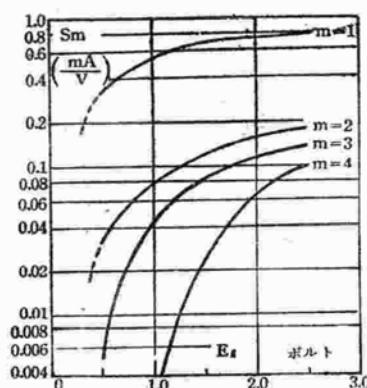
基 本 波 (S_1)	第二高調波 (S_2)	第三高調波 (S_3)	第四高調波 (S_4)	第五高調波 (S_5)
$\frac{\pi}{e_0} \times 0.198$	$\frac{\pi}{e_0} \times 0.0152$	$\frac{\pi}{e_0} \times 0.079$	$\frac{\pi}{e_0} \times 0.014$	$\frac{\pi}{e_0} \times 0.027$

今 S_m/S_1 なる比をとり、之と $E_s=0$ 即ち局部發振電壓のみがは入つた場合の高調波(基本波を1として)と比較すると、次の如き興味ある結果を得る。

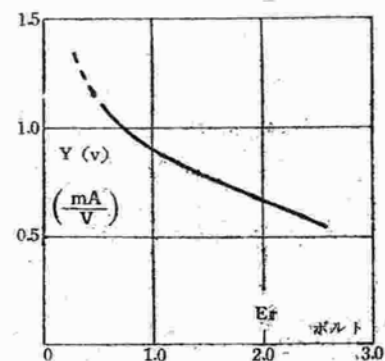
	1st	2nd	3rd	4th	5th
變換コンダクタンス比 $\left(\frac{S_m}{S_1}\right)$	100	7.7	40	7.1	14
局部發振電壓のみの時の電流比 $\left(\frac{I_m}{I_1}\right)$	100	43	0	8.5	0



第11圖



第12圖



第13圖

即ち高調波含有量と高調波變換コンダクタンスとは略々逆の關係にあり、この事は物理的に興味のある事と思ふ。 S_2 が0である事は森本氏⁽³⁾によつて指摘されてゐる所であるが、上の計算では級数を第5項迄しか取つてゐないで、7.7% といふ結果になつたものと思はれる。

2. UV-955 二極管

955の陽極と補極を結んだ二極管の靜特性は第11圖②の如くであるが、之を適當に細工して12縦線方式でフーリエ展開の係数を求めると

$$i_{(mA)} = 3.47 - 4.93 \cos \theta + 1.083 \cos 2\theta + 0.425 \cos 3\theta - 0.183 \cos 4\theta + 0.033 \cos 5\theta - 0.096 \cos 6\theta$$

となり、之の表はす曲線は第11圖①の如くで、有効な適用範囲は $-5.5V \sim +3.0V$ である。動作點を略々遮断點 $-0.5V$ に置いた場合に就き計算すると次の如くなる。(計算には Jahnke-Emde の表及び Watson: Theory of Bessel Functions の表を用いた)

(i) 高調波變換コンダクタンス S_m , 等価並列アドミッタンス $Y(v)$, 高調波變換利得 G_m の計算

局部發振電壓は次の三つに就き計算した。

$$v=1.0 \quad \text{即ち } E_1=2.55V \text{ (實効電壓 } 1.80V)$$

$$v=0.5 \quad E_1=1.28V \text{ (" } 0.90V)$$

$$v=0.2 \quad E_1=0.51V \text{ (" } 0.36V)$$

計算の結果は次の如くである。

變換コンダクタンス S_m の値(單位は mA/Volts)

E_1	0.51V	1.28V	2.55V
m			
1	0.334	0.644	0.785
2	0.0334	0.107	0.192
3	0.0053	0.0707	0.145
4	0.00056	0.0126	0.0985

並列アドミッタンス $Y(v)$ の値(單位は mA/Volts)

E_1	0.51V	1.28V	2.55V
$Y(v)$	1.123	0.815	0.550

以上の値から次の結論を得る。

- (1) 基本波の變換コンダクタンスは、局部發振電壓の小さい値で直ちに飽和するが、高調波次数が高くなる程この飽和は遅くなる。
- (2) 従つて、高調波次数の高いものに就き、大なる且つ安定なる變換コンダクタンスを得るには、基本波の場合に比し大なる局部發振電壓を必要とする。
- (3) 並列アドミッタンスは、局部發振電壓が少しく大になれば殆んど一定値になる。

以上の計算値を用ひ、各高調波次数のものに就き中間周波に對するインピーダンス Z_0 と變換利得 G_m の関係をとると、第14圖(1)、(2)、(3)、(4)の如くなる。之から、 Z_0 は約 $3k\Omega$ 以上なれば G_m が略々一定になる事を知る。實驗では $Z_0=1.4k\Omega$ を用ひたので、この四つの圖形から $Z_0=1.4k\Omega$ に相當する S_m を用ひて、計算と實驗とを比較した。

(ii) 局部發振器の含む高調波の影響 (S_h)

(17) 式で示される S_h の値を計算するのであるが、斯様に S_m と S_h を分けて考へ得る爲には $J_0(y)=1$ である事が必要で、高調波含有率が大で且つ局部發振電壓の大きい場合には、この簡単な式では計算出来ないから、數値計算の際には注意を要する。

$v=1.0$ なる如き局部發振電壓にて高調波含有率が10%であれば、

$$J_0(y_n) = J_0(0.6) = 0.912 \approx 1.0$$

であるから、(15) によつて計算してもよい。 $v=1.0$, 0.5, 0.2 の各々に就き、高調波含有率と S_h の關係を求めると第15圖の如くなる。

(i) にて計算した S_m とこの S_h とが等しい様な高調波含有量、即ち高調波の基本波に對する位相如何によつては、變換利得が2倍になつたり0になつたりする程度の高調波含有量を計算すると、下の如くなる。(* 印10% は以上なる事を示す)

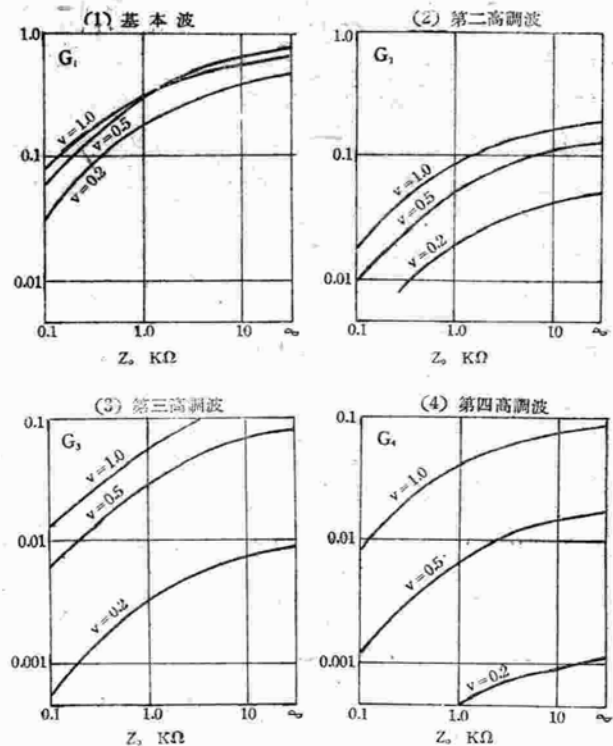
m	E_1	0.51V	1.28V	2.55V
2	6.5%	*	*	*
3	1.7%	*	*	*
4	0.15%	4.1%	*	*

この事から次の結論を得る。同じ高調波含有率を持つ局部發振器に於ても、その影響は局部發振電壓が小さい程、又、高調波次数が高くなる程大となる。發振器の含む高調波の含有量及び位相は元來不安定なものであるから、この影響を少くして安定な動作をさせるには、局部發振電壓は充分大でなければならぬ。

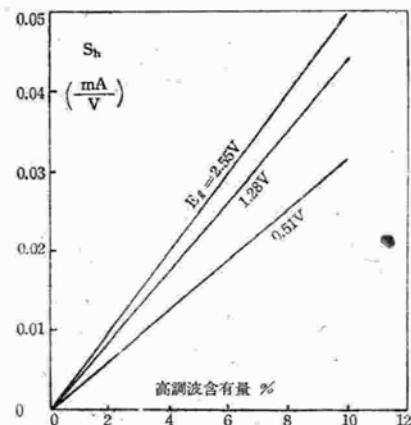
7. 實 驗

實驗は測定の容易且つ確實なる如く、低周波範圍で行つた。即ち

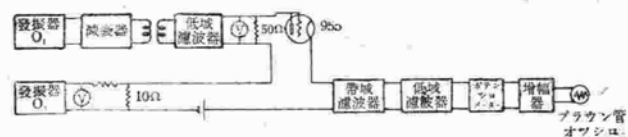
局部發振器 周波數 (f) 2000 サイクル
電 壓 0~2.0V (實効値)



第14圖



第15圖



第16圖

信號發振器 周波數 (s) 2200~10,200 サイクル
電 壓 0.05V

中間周波 周波數 (ω_0) 200 サイクル

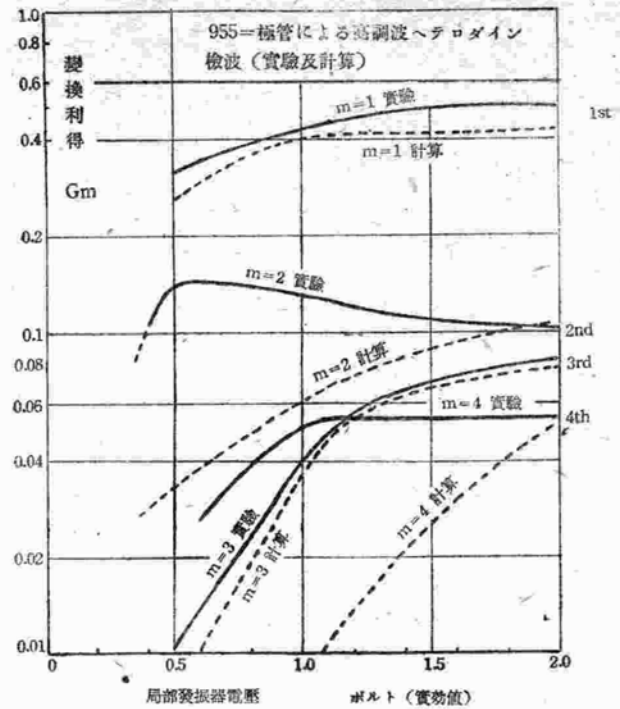
實驗回路は第16圖の如くである。中間周波電壓の測定には、ブラウン管の振幅が常に10mm. となる如くポテンシヨメーターを調節し、之の読みで行つた。

第17圖實線はこの實驗より得た變換利得 G_m を示し、點線は計算の結果を示してゐるが、何れもオーダーとしては一致してゐる。然し第二及び第四高調波で、 E_1 の小さい場合の結果が著しく違つてゐる。この原因は未だ不明である。

8. 結 論

二極管特性をフーリエ級数で表はした爲、變換コンダクタンス及び變換利得は波状函数 $J_n(x)$ の級数の和として得られるので、式の上のみで一般的な性質を結論する事は出来ない。955 二極管に対する数値計算及び實驗は特別の一つの場合であるが、之によつても大体の傾向を知るに充分である。之から得られた結論は次の如くである。

- (1) この解析法で得られる結果は、オーダーとしては實驗と一致する。
- (2) 中間周波に対する等價回路は、第7圖及び第8圖の如き簡単な回路になる。
- (3) 定電流源の強さは高調波次数に關係するが、並列アドミタンスは高調波次数に無關係である。
- (4) 變換利得 G_m は基本波に対しては僅かな局部發振電壓で飽和するが、電調波次数が高くなる程飽和が遅くなる。従つて、高調波次数の高いもので安定且つ大なる變換利得を得るには、基本波の場合に比し充分大なる局部發振電壓を要する。
- (5) 局部發振器の含む高調波の影響は、その含有量及び基本波に対する位相角に關係し、位相角如何により、變換利得を大にする場合と小にする場合とがある。



第17圖

- (6) 高調波の影響は、高調波次数の高い程、且つ局部發振電壓の小さい程著るしいから、この點からも局部發振電壓は大なる事を要する。

文 献

- (1) 40cm. Waves for aviation Electronics Nov. (1939)
- (2) 内田、國府、玉木：800M.C. 極超短波周波數變換回路
- (3) 森 本：析線特性による變調の一考察電通誌 昭15年4月
- (4) M.J.O. Strutt: Gleichrichtung HFTEA. 42 (1933)
- (4) M.J.O. Strutt: On Conversion Detectors I.R.E. Ang. (1934)
- (5) Barrow: Contribution to the theory of nonlinear Circuits with large applied Field I.R.E. Ang. (1934)
- (6) 米田、安達：實用數字便覽 第6章 參照
- (7) 電氣工學 ポケットブック P.102 參照

周波數變調通信方式

豊 田 準 三
杉 多 重 雄

内 容 梗 概

周波數變調方法に關する一般的概念を述べ、之の方式を電氣通信に用ふる場合に必要なる送信機及び受信機の構成上の諸事項を略説し、周波數變調波に附隨せる特異な諸問題及び雑音特性理論にも言及し、最後に實地電界實驗の諸例も併せて記述してある。

目 次

- (I) 緒 言
- (II) 周波數變調波に關する概念
- (III) 周波數變調法 (送信機)
 - (1) 周波數變調法
 - (a) 發振器定數變化法
 - (b) 側帶波移相方法
 - (c) 特殊陰極線管式周波數變調發生法
 - (2) 送信搬送周波數安定法
 - (a) 平衡リアクタンス管法
 - (b) 水晶發振器及び AFC に依る安定法
 - (c) 機械的方法
- (IV) 周波數變調波に特異なる諸問題
 - (1) 周波數變位の動的測定
 - (a) 搬送波零法
 - (b) 最大側帶波に依る方法
 - (c) 直列共振回路を用ふる方法
 - (d) 周波數變位監視裝置
- (V) 周波數變調受信機
 - (1) 高周波及び中間周波回路
 - (2) 振幅制限回路
 - (3) 周波數辨別回路
 - (4) 受信機實例
- (VI) 周波數變調方式の雑音特性理論
- (VII) 周波數變調方式に關する電界實驗
- (VIII) 結 言

I 緒 言

高周波變調法の一つとして周波數變調を用ふると言ふ考へは決して新しいものではない。1922 年 Carson が一般的に變調問題を論じ此の時既に周波數變調方式を理論的に取上げてゐるが、爾來此の方式を秘密通信に利用せんとする向きが多かつた様である。然しながら理論的にも實驗的にも側帶波が多數發生する爲不可能なる事が明らかとなつて以來一時顧みられなかつたのであるが 1936 年 Armstrong 氏が周波數變調方式により雑音混入度の輕少なる通信の可能性を論じて以來此の方面の研究が再び盛大となつた。以後 5, 6 年間は之の問題に關する論文が盛んに發表され中でも米國に於ける此の分野の發達は目覺ましかつた。我が國にても相當古くから取扱

はれて居り現在では周波數變調に關しては殆んど發達し盡した觀がある。

II 周波數變調波に關する概念

今高周波の角速度 ω_0 をその上下に $\pm\Delta\omega$ の範圍に變化せしめるとし、その變化の仕方を $\cos Pt$ に従はしめるものとする、瞬時角周波數 ω_t は

$$\omega_t = \omega_0 + \Delta\omega \cos Pt \text{ と書かれる。}$$

そして此の高周波の單弦振動は

$$\begin{aligned} \sin \left\{ \int \omega_t dt \right\} &= \sin \left\{ \omega_0 t + \Delta\omega \int \cos Pt dt \right\} \\ &= \sin \left\{ \omega_0 t + \frac{\Delta\omega}{P} \sin Pt \right\} \dots\dots (1) \end{aligned}$$

として表示される。而して周波數變調波に於ては ω_0 を搬送角周波數とし、 P を信號角周波數として次の如き一般表示式が得られる。

$$S = C \sin (\omega_0 t + m_f \sin Pt) \dots\dots (2)$$

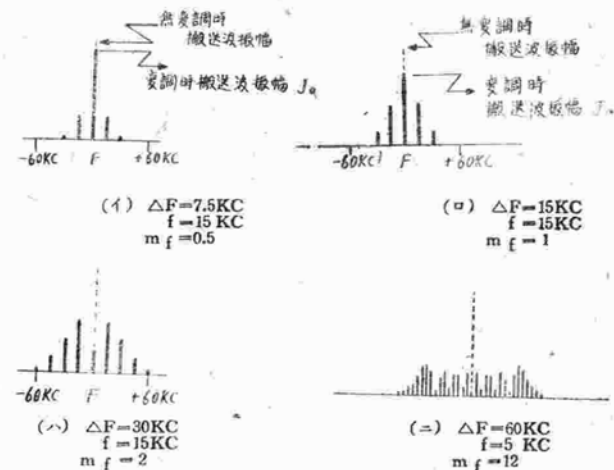
C 定常振幅

茲に $m_f = \frac{\Delta\omega}{P}$ (變調指數), $\Delta\omega = 2\pi \Delta F$,

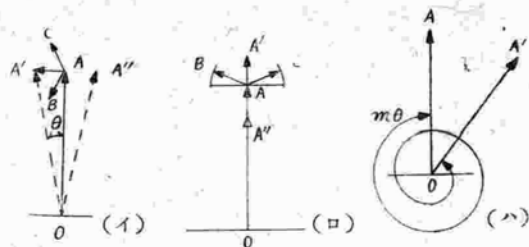
$$\omega_t = \omega_0 + \Delta\omega \cos Pt \text{ (瞬時角速度) } P = 2\pi f,$$

之の式を Bessel 函數 J を用ひて展開すると、次の如き側帶波分布表示式が得られる。

$$\begin{aligned} S &= C \sin (\omega_0 t + m_f \sin Pt) \\ &= C [J_0(m_f) \sin \omega_0 t + J_1(m_f) \{ \sin (\omega_0 + P)t \\ &\quad - \sin (\omega_0 - P)t \} + J_2(m_f) \{ \sin (\omega_0 + 2P)t \\ &\quad + \sin (\omega_0 - 2P)t \} + J_3(m_f) \{ \dots \} + \dots\dots] (3) \end{aligned}$$



第 1 圖 周波數變調側帶波分布



第2圖 周波数變調波ベクトル圖

$$\dots\dots\dots(3)$$

此の式を見ると周波数變調波は ω_0 を中心にその上下に P なる間隔で無数の側帯波が存在する事が認められるが、實際的には $J_n(m_f)$ なる係数は n が增大するに従つて小となり、大体に於て n を m_f+1 の程度迄を考慮に取れば充分でそれより n の大なる項は無視出来るのである。それ故に側帯域は大約 $2(m_f+1)P=2\Delta\omega+2P$ となり、 m_f が $1/2$ 以下なれば $2P$ と考へて差支へない。側帯波分布の例は第1圖に示した。

以上は周波数變調波の數式的表現であるが、是をベクトル的に説明すると第2圖の如くなる。同圖(イ)に示した振幅變調波では兩側帯波の合成は搬送波ベクトルと同一方向を示してゐるに對し、同圖(ロ)に示した周波数變調波では側帯波の合成は搬送波ベクトルと直角の方向を示しその爲變調の有様は搬送波ベクトルの頂點の前後移動即ちベクトルの廻轉の遲速にて示されるのである。同圖(ハ)は(ロ)を數段周波数逡倍を行つた結果を示したもので周波数逡倍をする事に依り周波数變位を大にし得る事を示したものである。

註1: 同圖は夫々基本周波数或は逡倍周波数に對してストロボスピックに静止せしめて書いた圖と考へればよい。

註2: 周波数變調と位相變調とは何等本質的な差位のあるものではなく上記に示した如き周波数變調波もある意味に於ては位相變調の一種と稱してもよい性質のものである。之の事は位相變調波數式を書いて見れば上記の式と本質的には變らぬものである事が直ちに分る。

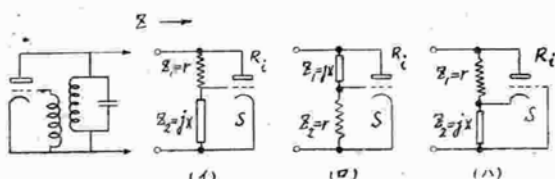
III 周波数變調法(送信機)

周波数變調法としては、發振器定數變化法、側帯波移相法、特殊陰極線管法の三者が擧げられる。何れも夫々の特徴があるから時と場合により一長一短である。又搬送波の安定に關しては振幅變調の場合に比し特別なる考慮を要する。

(1) 周波数變調法 上記三方法を逐次説明する。

(a) 發振器定數變化法

之の方法の内でも最も良く用ひられるのはリアクタンス管法である。之の方法は、三極真空管の各電極に交番電



第3圖 リアクタンス管入力インピーダンス

壓を適當なる位相差を保たしめて印加する場合に、該三極管はリアクタンス成分を有する事を利用したものなるに依りかゝる名を有する。例へば第3圖(イ)(ロ)(ハ)の如き場合には次の如くなる。

$$(イ) \quad Z = \frac{Ri[r(r+Ri)+X^2(1+SRi)]}{(r+Ri)^2+X^2(1+SRi)^2} + j \frac{XR^2i(1-Sr)}{(r+Ri)^2+X^2(1+SRi)^2}$$

$$(ロ) \quad Z = Ri \frac{r[Ri+(1+SRi)]+X^2}{[Ri+r(1+SRi)]^2+X^2} + j \frac{XR^2i(1+Sr)}{[Ri+r(1+SRi)]^2+X^2}$$

$$(ハ) \quad Z = \frac{rRi}{r+Ri} + jX \left[1+S \frac{rRi}{r+Ri} \right] \dots(4)$$

此の事を利用して自己發振器の同調回路に該リアクタンス管を接続し、其の相互コンダクタンス S を變調電壓により變化せしめる事により周波数變調を行はしめるのが此の方式の原理である。リアクタンス管としては高インピーダンス五極管が主として用ひられ此の場合 Ri は ∞ と考へられるから之の様な假定の下に(イ)圖中 jX の代りに $\frac{1}{j\omega C}$ を用ひたとし且つ $R \gg \frac{1}{j\omega C}$ とすれば

$$Z = \frac{j\omega Cr+1}{S}$$

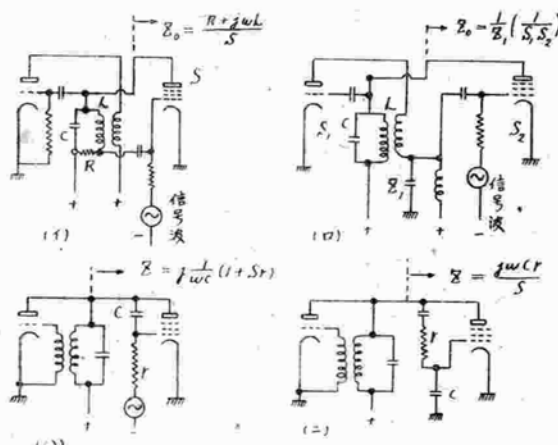
なる近似表示が得られ此の場合 $\frac{1}{S} \approx 0$ なる条件を與へれば該リアクタンス管は $Le = \frac{Cr}{S}$ なる等價的インダクタンスを呈する事となる。

第1表に Z_i, Z_o の種々な組合せに對する制御管(リアクタンス管)の動作リアクタンスを示してある。

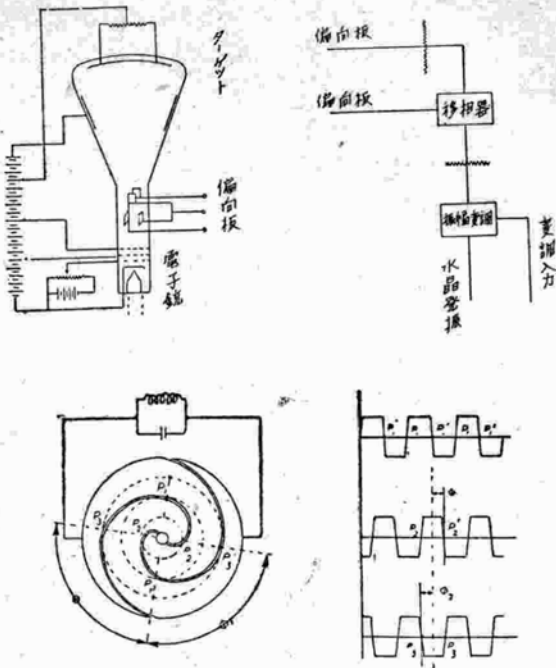
尙ほ第4圖には此の種制御管の色々な結線法を示し中には相當變形したものも有るが原理的には同一である

第1表

Z_i	Z_o	三極管
抵抗	容量性	誘導性
抗抵抗	誘導性	容量性
容量性	抵抗	容量性
誘導性	抵抗	誘導性



第4圖 リアクタンス管結線圖例



第8図 特殊陰極線管式周波数変調器

として現れるのであるが、至については後に論ずる。以上 Armstrong 法を説明したが是と同一原理で第7圖の如く搬送波を二つの互に 2ψ なる位相差を有する二成分に分け各々を逆相的に変調して後にその合成を採る方法がある。同圖(ロ)に於て説明してある如く Armstrong 法と本質的には同一である事は明らかである。(此れは分割移相法とも言ふべきものである)

(c) 特殊陰極線管式周波数変調発生器

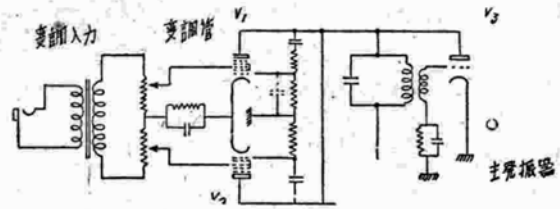
此の方法は陰極管の螢光面の位置に第8圖の如き螺旋状に組合せた二つのターゼットを設け、一つの水晶発振器より導いた二つの同一振幅 90° 位相差の振幅変調波を各々直交せる偏向板に印加する事により該ターゼット上に電子ビームを圓形に結像せしめ、振幅変調の大小に應じて第8圖(イ)中線を以て示せる如く變化するを利用して位相変調波を作らしめる方法である。Armstrong 氏法では基本周波数 $\pi/6$ 程度の位相変調が最大であつたに對し之の方法では 75% 振幅変調波を用ひて之の装置によりて $\pm \frac{3}{4}\pi$ 程度の位相変調が出来たと稱してゐる。基本周波数は $1.7MC$ ターゼットには雲母の板に白金を被せ、これに割線を入れて二つの電極としたものである。音聲により周波数変調を行ふ際には位相変調を周波数変調波にすべき濾波器を變調回路に挿入すべき事は前記の通りである。

此の方法は装置が複雑で餘り發表を見て居ない様子である。

上記は主として通信の目的に用ひられる諸變調法であるが、特殊目的には蓄電器を廻轉せしめて行ふ方法も廣く用ひられてゐる。

(2) 送信搬送周波数の安定法

之の方式は元來周波数が變調に伴ひ絶えず變動してゐるのであるから中心周波数の安定には特別の考慮を必要とする。原發振器が自動發振を用ひた如き送信機では中



第9図 平衡リアクタンス管安定法

心周波数を安定させなければならない。温度上昇による周波数變動は普通の振幅變調送信機の場合と同様であるから論外として電源電壓に對する中心周波数の安定を行ふ二三の方法を以下に記述する。

(a) 平衡リアクタンス管法

此の方法は Crosby 氏の發案に成るもので結線は第9圖に示した如きものである。圖を見れば明らかなる如く容量性リアクタンス管と誘導性リアクタンス管とを自己發振器に對して並列に結線し變調入力はプッシュプル結線にする事により二つのリアクタンス管による周波数變調を相加的とし、陽極電壓變動より生ずる相互コンダクタンスの變化による周波變動は互に相殺し合つて零となさしめんとする方法である。之の際の兩リアクタンス管の平衡條件は

$$C_1 \text{ のリアクタンス: } R_0 = R_1; C_0 \text{ K のリアクタンス}$$

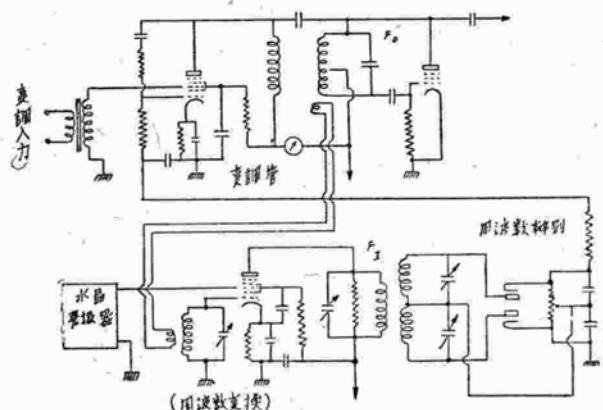
であるが實際問題として之の平衡條件を實現して中心周波数を充分に安定させるのは相當に困難の様である。

(b) 水晶發振器及び AFC による安定法

之の方法も Crosby 氏の發案に成るもので第10圖に其の結線を示した。電源電壓の變動により周波数安定を缺く恐れのある自己發振器(周波数 F_0)の出力の一部と、別に水晶發振器を設けて、之の兩者の出力周波を Hetrodyn せしめて中間周波 F_1 を作る。 F_0 が $\pm \Delta F$ の範圍に變動すれば F_1 も $\pm \Delta F$ なる範圍に變動する譯であり之の中間周波の出力側に AFC 回路を設けて之の $\pm \Delta F$ なる變動を電壓の變動に變化せしめ之の出力電壓が原リアクタンス管に相殺的に働く様にしたものである。之の方法に依り上手に調節すれば水晶發振と殆んど同程度の安定度が得られると言はれて居る。

(c) 機械的方法

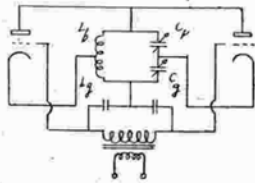
周波数被變調波を何段かの周波数分割回路を通してその周波数を適當に遞降すれば、被變調波に於てはその搬送分が小さくても遞降した場合に於ては搬送波は其の側帯波に比して十分大きくする事が出来るから、この遞降



第10図 水晶及び AFC による安定法

事は明白である。此の種周波数變調法に於ては搬送波に對して 0.5%~1% 程度の變調が可能である。

薄井氏は反結合發振器に於ける周波数變動の一原因として陽極格子各電壓の位相差の變化が考へられ之は主として格子損失の爲である事を論じ、之等の影響はハートレー回路とコルピツ回路では反對である事に着目されトラー、コルピツ回路の複合結線に依る所謂直接周波数變調なるものを發表されて居る。大体の回路は第5圖に示す如くである。



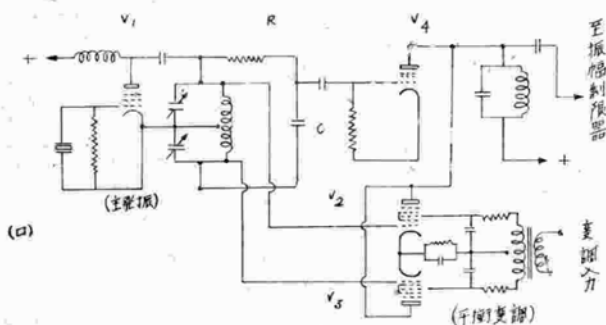
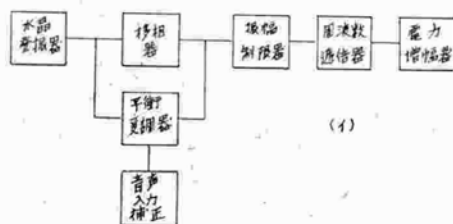
第5圖 直接周波数變調回路

一般に定数變化法に於ては比較的簡単に周波数變調を大きく行ふ事の可能な利點があるが、自動發振器を使用する關係上中心周波数の安定度が悪いから後述する如き安定法を特別に講じなければならない悩みがある。之を可及的に軽減する目的にて田中氏はトランゼロン發振器の周波数變調を發表されてゐる。

(b) 側帶波移相方式 (Armstrong 氏法)

此の方法は搬送波を一旦振幅變調を行つた後、之を周波数變調に變換させる方法で、主發振器として水晶發振器を用ひ、安定なる搬送波が得られる點が有利である。第9圖は此の方法の原理圖で、水晶發振にて得られたる電氣振動を二部に分け、一部は平衡變調して其の出力は側帶波のみとし、他の一部は移相器を通じて位相を 90° 變化せしめて、是を平衡變調器出力と合し、茲に多少の振幅變調を伴つた位相變調波が得られる。之の内振幅變化部分は次段以下の振幅制限器により除去され、茲に純位相變調波が得られる。

位相變調波と周波数變調波とは互に微積分的關係にあ



第6圖 アームストロング法

り、本質的に何等差異のない事は前述の如くで位相變調送信機入力音聲部に、周波数に逆比例する如き周波器を挿入すれば、周波数變調の得られる事は後述の如くである。斯くして得られたる周波数變調度は極めて小なる値で、目的とする程度の周波数偏位にする爲には、周波数遅倍器を數段必要とする。以上を數式的に説明すれば

$$\text{水晶發振器出力 } E_0 = A \cos \omega_0 t$$

$$\text{變調音聲電壓 } E_m = A' \sin pt$$

とすれば平衡變調器出力は振幅係数を適等に用ひて

$$K \sin pt \cos \omega_0 t$$

原發振器出力電壓を 90° 位相變化せしめたる電壓、即ち

$$E_0' = A \sin \omega_0 t$$

と E_0' との合成値は

$$V = \sin \omega_0 t + K_0 \sin pt \cos \omega_0 t \dots \dots \dots (5)$$

$$= \sqrt{1 + K_0^2 \sin^2 pt} \cdot \sin [\omega_0 t + \tan^{-1}(K_0 \sin pt)]$$

即ち振幅變調、位相變調の双方を含む電壓波形となる。

之の内振幅變調の部分は振幅制限器を通すればなくなり又周波数遅倍は m 倍行つたと考へると終段に得られるものは

$$V = E_0 \sin \{m\omega_0 t + m \tan^{-1}(K_0 \sin pt)\}$$

$$= E_0 \sin \{m\omega_0 t + mK_0 \sin pt - mK_0^3/3 \cdot \sin^3 pt$$

$$+ mK_0^5/5 \cdot \sin^5 pt - \frac{mK_0^7}{7} \sin^7 pt + \dots\} \quad (6)$$

茲に於て $K_0 < 1$ とすれば、{ } 内第 3 項以下は第 2 項に比して無視しうべく

$$V = E_0 \sin \{m\omega_0 t + mK_0 \sin pt\}$$

として可であり、是は純正弦的位相變調波を示す(2)式と同型である。擬て瞬時周波数とは、位相角の時間に関する微係数であるからして

$$\text{瞬時周波数} = \frac{d}{dt} \phi(t) = m\omega_0 + mK_0 p \cos pt$$

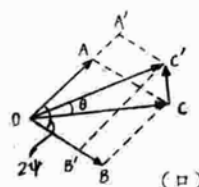
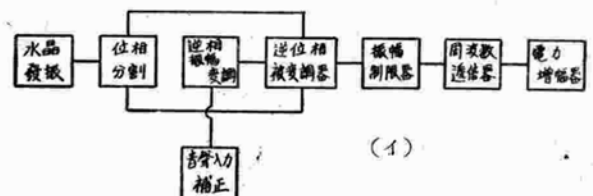
$$= \omega + \Delta\omega \cos pt$$

$$\text{茲に } \omega = m\omega_0 \quad \Delta\omega = mK_0 p \quad f = \frac{\Delta\omega}{2\pi}$$

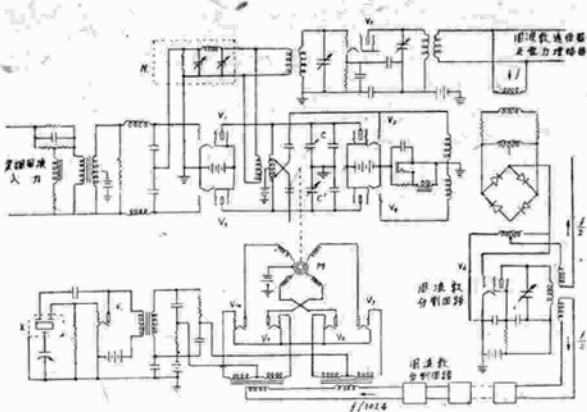
之は(2)式と同型であり即ち搬送周波数 ω を中心として $\pm\Delta\omega$ の幅で正弦的に周波数變化を生ずるものである。

例へば $\omega_0 = 465 \text{ kc}$ $\omega = 44.6 \text{ MC}$ $K_0 = \frac{\pi}{6} = 0.523$
 $m = 96$ $p = 2\pi \times 10^3$ とすると約 $\pm 40 \text{ kc}$ の周波数變調波となる。

尙ほ(6)式の第 3 項以下の無視出来ない場合は、歪



第7圖 分割移相變調法



第11図 機械的周波数安定法

搬送波と水晶発振器の出力との位相を利用し、特殊の電動機を動作せしめ此の電動機に連結した共振回路の蓄電器の回転子を廻し、絶えずその共振周波数を所定値保持する方法である。此の方法は相當確實で安定である。結線は第11圖に示す。

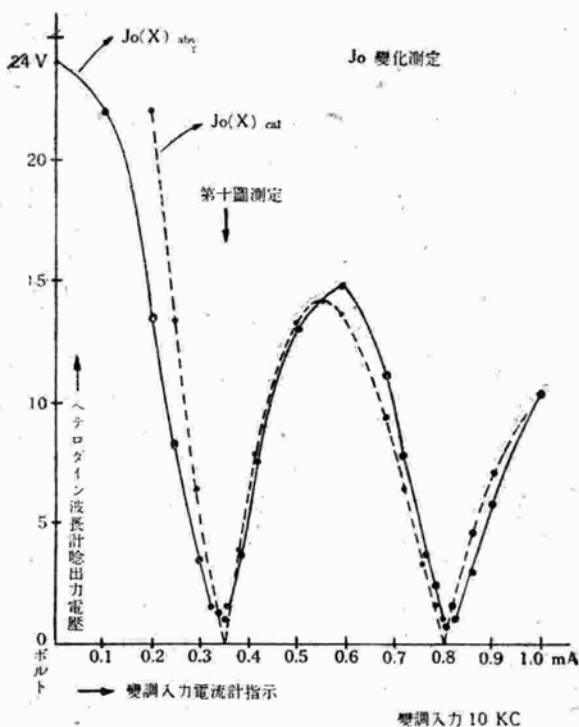
IV 周波数変調波に特異なる諸問題

(1) 周波数変位の動的測定に就いて

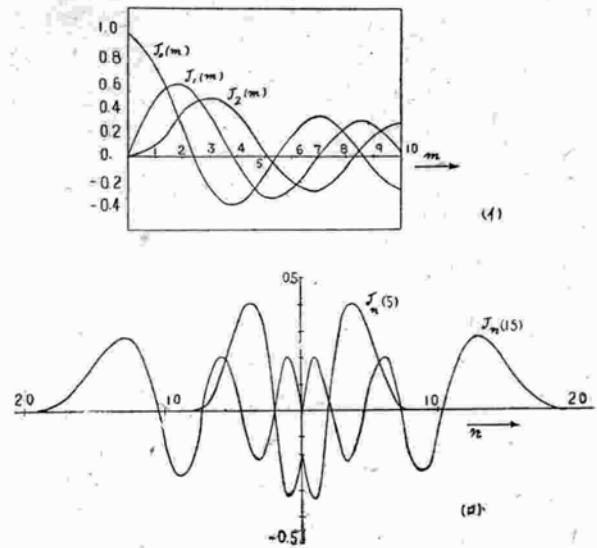
水晶発振器を使用せざるリアクタンス管の如き静的測定の可能な送信機にあつては静的結果をそのまま動的周波数変位と見做して差支へないけれども側帯波移相法に於ては此の様な方法では測定出来ない。之の場合は次の如く特殊な測定法が行なはれる。

(a) 搬送波零法

此の方法は単一正弦波が供給された時、周波数変調波の搬送波の振幅特性に基礎を置くものである。前述又は第12圖にも示した如く搬送波並びに各側帯波の振幅はBessel函数に従つて變化し搬送波の振幅は $J_0(mf)$ に

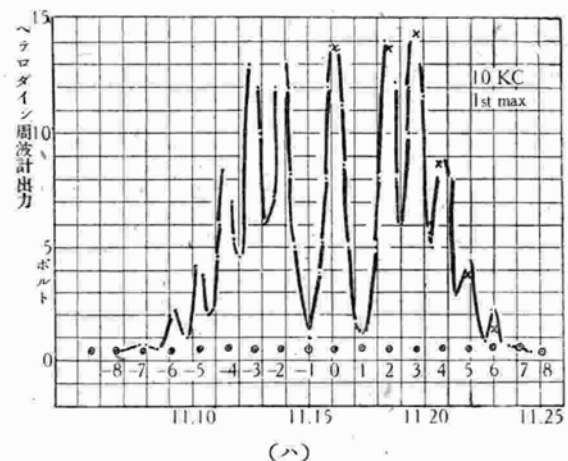
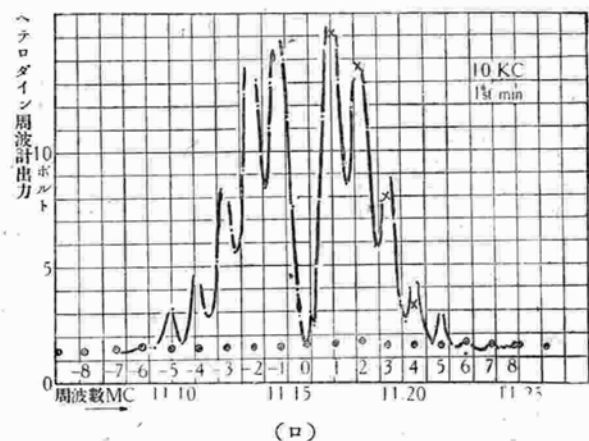


(イ)



第12図 ベッセル函数曲線

比例して變化する。即ち變調音を一定とすれば變調入力電圧を増加するにつれて搬送波そのものの大きさが大になつたり小になつたり或る特定の値 ($mf=2.405, 5.520, 8.654, 11.792$) 等では零にすらなるのである。之の點は振幅變調の搬送波は如何に變調を深くしても恒に1.00なる一定値を取るに比すれば非常に特徴的である。第13圖は此の實驗測定結果を示したもので其の横軸は入力變調變壓器の一次側回路に挿入したる電流計の指示であり縦軸は24倍の周波数遅倍を行つた後の出力の搬送波のみに、ビート(約1000周)を取つたヘテロダイン周波計の唸



第13図 搬送波零法による測定。

出力電圧である。圖中點線を以て示したものは $J_0(mf)$ の理論値であり實線の示す實測値と可成一致を示してゐる。即ち變調周波數 10 kc にて入力約 0.35 mA にて $J_0(mf)=0$ なる如き値を指示して居り、理論的には $J_0(mf)=0$ なる K の値は 2.405 であるから、之の場合 24.05 kc の周波數變位を生じて居る事を示すのである。第 13 (ロ) 圖及び第 13 (ハ) 圖は上記實驗に於て、入力 0.35 mA 及 0.58 mA に於ける、 $J_0(mf)=1st \text{ min}$ 及び $J_0(mf)=1st \text{ max}$ に相當した變調度に於ける、側帶波分布の實測値であり、同じく ヘテロダイン 周波計の唸出力により測定した結果である。圖中 $\times$ 印は各側帶波の振幅指數 $J_n(mf)$ の理論値で、圖に見る如く實測値と満足すべき一致を示してゐる。

之の方法は測帶波間の間隔が相當に廣く採れる如き最低 (5 kc 以上) による變調でないとい測定が困難である。低音に對して高音の場合の値より計算により知る他は致方ない。

(b) 最大側帶波による方法

周波數變調に於て各側帶波の振幅は $J_n(mf)$ に比例する事は (3) 式に於て示したがこの $J_n(mf)$ は $mf=1.44$ 以上になると理論的に n に對して極大値を持つやうになる。それ故最大振幅を有する側帶波の周波數位置を測定してこれより最大周波數偏移を求める事が出来る。今 mf を一定として n に對する $J_n(mf)$ の曲線を書けば第 12 (ロ) 圖の如くなる。この時 $J_n(mf)$ が極大値をとる n の値を n_m とすれば

$$n_m = mf - 0.81^3 \sqrt{mf} \quad \dots\dots\dots (7)$$

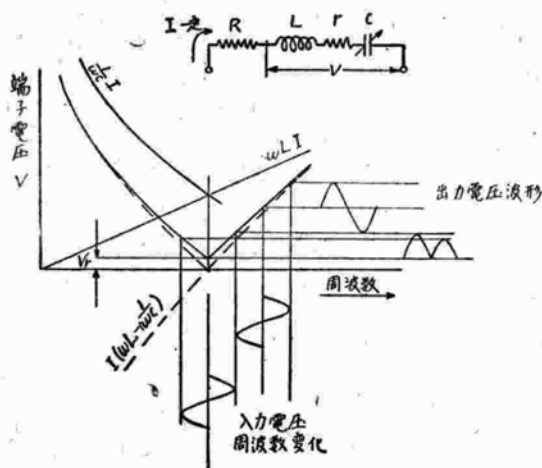
で與へられる。從つて極大振幅を有する側帶周波數間の幅 b_m は變調周波數が既知であるから (2) (7) 式より

$$b_m = 2fn_m = 2\Delta F - 1.62f^3 \sqrt{\frac{\Delta F}{f}}$$

となり ΔF は $\Delta F = \frac{b_m}{2} + C$ 茲に $C = 0.81f^3 \sqrt{\frac{\Delta F}{f}}$ として b_m を測定し、 C だけ補正をすれば良い。この測定に際して最も都合が悪い時は極大値が二つの側帶周波數の中央にある場合であるから、精度を高める爲には變調周波數 f を少とする必要がある。

(c) 直列共振回路を用ひる方法

第 14 圖に示す如く L, C, r よりなる直列共振回路を

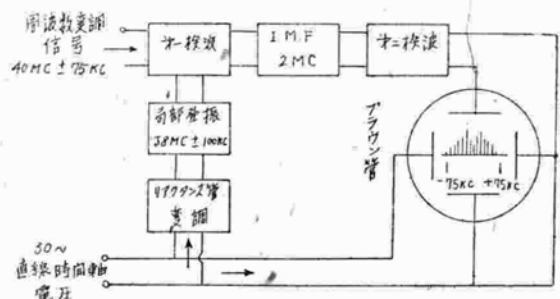


第 14 圖 直列共振回路による方法

その共振周波數 (F_r) の附近で動作させる場合、周波數端子電壓の關係は略直線となる。從つて周波數變化は振幅變化に變換されその出力は同圖記入の如くなるからこの出力を光頭値整流型電壓計で測定するか或ひは Braum 管にて觀測する事により最大周波數變位を知る事が可能である。之の方法では入力電流 I_0 を絶へず一定に保つ爲 R を調節せねばならぬ不便があり又高調波に對する誤差も大であるから精確なものとは言へない。

(d) 周波數偏位監視裝置

R. J. Pieracci は搬送波零方法が低音變調の際測定不可能なるを救ふ爲、側帶波分布を Braum 管に指示せしめ Braum 管上の豫め選ばれてゐる周波數範圍指示線内に収める如く監視する裝置を發表した第 15 圖にその系統圖を示す。この方法では非常に低い變調音の場合でも使用出来る筈であるが中間周波特性が非常に帯域幅のごとくなる事を要し相當に困難な様であるが、同氏は數種の寫眞を示してその監視目的の達せられる事を示してゐる。



第 15 圖

(2) 周波數變調に於ける信號同時變調の特異性

振幅變調の場合には 2 つ以上の周波數にて變調した場合の側帶波分布は各々單獨に變調した場合の組合せであるが周波數變調の場合は複雑である。二周波同時變調に對する式は

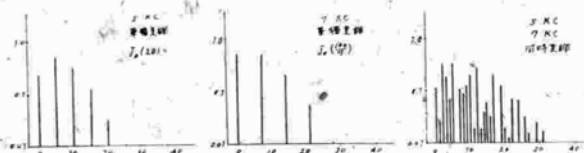
$$\begin{aligned} S &= C \sin \left\{ \int \omega dt \right\} = C \sin \left\{ \int (\omega_0 + \Delta\omega, \sin pt + \Delta\omega_2 \sin qt) dt \right\} \\ &= C \sin (\omega_0 t - \frac{\Delta\omega_1}{p} \cos pt - \frac{\Delta\omega_2}{q} \cos qt) \\ &= C \sin (\omega_0 t - P \cos pt - Q \cos qt) \quad \dots\dots\dots (8) \\ &= C [J_0(P) J_0(Q) \sin \omega t - J_1(P) J_0(Q) \cos (\omega \pm P)t \\ &\quad - J_2(P) J_0(Q) \sin (\omega \pm 2P)t + J_3(P) J_0(Q) \cos (\omega \pm 3P)t \\ &\quad + J_4(P) J_0(Q) \sin (\omega \pm 4P)t - \dots\dots\dots] \\ &\quad - J_1(P) J_1(Q) [\sin (\omega + p \pm q)t + \sin (\omega - p \pm q)t] \\ &\quad + J_1(P) J_2(Q) [\sin (\omega + p \pm 2q)t + \sin (\omega - p \pm 2q)t] \\ &\quad + J_1(P) J_3(Q) [\sin (\omega + p \pm 3q)t + \sin (\omega - p \pm 3q)t] - \dots\dots\dots \\ &\quad + J_2(P) J_1(Q) [\sin (\omega + 2p \pm q)t + \sin (\omega - 2p \pm q)t] \\ &\quad + J_2(P) J_2(Q) [\sin (\omega + 2p \pm 2q)t + \sin (\omega - 2p \pm 2q)t] \\ &\quad - J_2(P) J_3(Q) [\sin (\omega + 2p \pm 3q)t + \sin (\omega - 2p \pm 3q)t] - \dots\dots\dots \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& + J_3(P)J_1(Q)[\sin(\omega+3p+q)t + \sin(\omega-3p+q)t] \\
& - J_3(P)J_2(Q)[\sin(\omega+3p+2q)t + \sin(\omega-3p+2q)t] \\
& - J_3(P)J_3(Q)[\sin(\omega+3p+3q)t + \sin(\omega-3p+3q)t] \\
& + J_3(P)J_4(Q)[\sin(\omega+3p+4q)t + \sin(\omega-3p+4q)t] \\
& + \dots \\
& - J_4(P)J_1(Q)[\sin(\omega+4p+q)t + \sin(\omega-4p+q)t] \\
& - J_4(P)J_2(Q)[\sin(\omega+4p+2q)t + \sin(\omega-4p+2q)t] \\
& + J_4(P)J_3(Q)[\sin(\omega+4p+3q)t + \sin(\omega-4p+3q)t] \\
& - \dots \\
& - J_5(P)J_1(Q)[\sin(\omega+5p+q)t + \sin(\omega-5p+q)t] \\
& + J_5(P)J_2(Q)[\sin(\omega+5p+2q)t + \sin(\omega-5p+2q)t] \\
& + \dots
\end{aligned}$$

の如く著しく複雑となる。之を整理すると次の数群に分れる。

- (イ) 搬送波は $J_0(P), J_0(Q)$ の振幅
- (ロ) 周波数位置は $\omega \pm np$ で $J_n(P) J_0(Q)$ なる振幅を有する側帯波群
- (ハ) 周波数位置は $\omega \pm np$ で $J_n(P) J_n(Q)$ なる振幅を有する側帯波群
- (ニ) 周波数位置は $\omega + np \pm n'q$ で $J_n(P) J_{n'}(Q)$ なる振幅を有する側帯波群
- (ホ) 周波数位置は $\omega - np \pm n'q$ で $J_n(P) J_{n'}(Q)$ なる振幅を有する側帯波群

此の様に発生した側帯波は振幅変調の場合の如く各々單獨変調の場合の組合せとはならず、発生側帯波数及び其の振幅分布は全然新しい構成を成すものであり、其の一例として第 16 圖に二信号変調の側帯波スペクトルを示した。



第 16 圖

(3) 側帯波移相方式に於ける歪の問題

(6) 式で示される位相変調波を周波数に對して直線的特性を有する辨別器に印加して復調すれば

$$\frac{d}{dt} \Psi = m\omega_0 + mK_0 p \cos pt (1 - K_0^2 \sin^2 pt + K_0^4 \sin^4 pt + K_0^4 \sin^4 pt \dots)$$

低周波出力部のみを取つて各高調波成分に分類して示せば

$$\begin{aligned}
& = \left\{ m p \left(K_0 - \frac{K_0^3}{4} + \frac{K_0^5}{8} - \frac{5}{64} K_0^7 \dots \right) \right\} \cos 3pt \\
& + \left\{ m p \left(\frac{K_0^3}{4} - \frac{3}{16} K_0^5 + \frac{9}{64} K_0^7 \dots \right) \right\} \cos 5pt \\
& + \left\{ m p \left(\dots \right) \right\} \cos 7pt \\
& = A_1 \cos pt + A_3 \cos^3 pt + A_5 \cos^5 pt + \dots
\end{aligned}$$

となる。此の式に於て K_0 が比較的大になると 3 次高調波歪、5 次高調波歪が大きくなる。 $K_0 = \frac{\pi}{6} = 0.577$ とした場合を計算すると

$$A_1/mP = 0.538 \quad A_3/mP = 0.039 \quad A_5/A_1 = 7.2\%$$

即ち低周波部の歪が全然無くとも此の方式で基本周波に於て $\frac{\pi}{6}$ の位相変調を行へば受信出力に 72% の第三次高調波が伴ふのである。

變調音が單一周波数の場合は上記の位相變調に對する計算でよいが音聲周波の如き多數の成分より成立する變調に對しては位相變調一周波數變調の變換を行ふべき變調入力補正を考慮すべきで、之の種の周波數變調送信機では變調音に一つの最低基準變調周波數を設け（音樂放送では 30~ 音聲傳達では 300~）て大体に於て $K_0 = \frac{\pi}{6}$ 程度の變調を行ひ、夫れ以上の周波數に對しては周波數に逆比例する如き變調を行はしめる事により側帯波の發生を所定の $\Delta\omega$ 範圍内に收めて (1) 式の如き型の式で代表される周波數變調となすのが通例である。此の場合例へば基準最低周波數を 300~ にした場合を考へると 600~ に對しては $K_0 = \frac{\pi}{12}$ であり、之に對して $A_3/A_1 = 2\%$ となり 300~ の 7.2% に對して著しく小となる譯で、1000~ 以上にもなれば 0.1% 以下の歪となり問題とならぬ程度である。

V 周波數變調受信機

一般に廣帯域周波數變調方式に於ては占有周波數帯が廣い爲、普通實用されてゐるのは超短波帯である。從つて周波數變調受信機も、其の多くは超短波受信機の内に含まれるものであるが、超短波受信機の構造に關しては省略する事として、周波數變調特有の二三の事項に就いて、現在此の方面の大勢に就いて記述する。



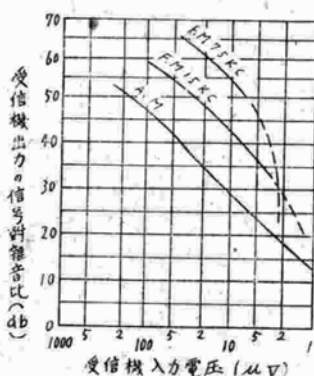
第 17 圖 受信機系統圖

従来の振幅變調受信機に比較して、周波數變調受信機の主として異なる處は、後者に振幅制限回路及び周波數辨別回路が存在する事である。此を超ヘテロダイン受信機に就いて、構造の一例を示すと、第 17 圖の如くである。即ち空中線入力電圧は高周波増幅、周波數變換、及び中間周波増幅されて振幅制限回路に入る。一般に送信機で純粹な周波數變調のみ受けてゐる電波でも、此處に達する間には、雑音或は他の信號等により振幅變調が伴つて来る。此の振幅の變化を除去するのが振幅制限回路で、此處で純粹に周波數變調された波が、次の周波數辨別回路に入る。此の回路では周波數の變化が一度振幅の變化に轉換され、檢波管により檢波されて低周波となる。若し送信機側で變調周波數の高音部分を強めた所謂 Pre-emphasis が行はれてゐる時には、受信機に於ては此に對應した De-emphasis 回路を周波數辨別回路の次に入れてゐる。猶中間周波回路の通過帶幅も振幅變調にはして廣いのが普通である。斯の様に、周波數變調受信機は振幅變調に比して、構造がやゝ複雑の感はあるが、信號對雜音比の大なる點、並びに真空管の非直線性による歪を受けないので高忠實度が得られる點、其の他に於て優れた特質が多々ある。

(1) 高周波及び中間周波回路

周波数変調受信機に於ては、後で述べる様に振幅制限回路を完全に動作させる爲に、増幅器は高利得を要求される。超短波をうまく増幅する爲には、同調回路に注意すると共に、使用真空管をよく吟味する必要がある。米波程度では同調回路として、分布定数の値は勢ひ小さくなるので、共振インピーダンスは低下し勝ちとなる。従つて増幅真空管は相互コンダクタンス g_m の大きい事が望まれる。一方真空管の入力コンダクタンス G_0 が周波数の自乗に比例して大となるので、真空管の良好度と云はれる、 $g_m/G_0\lambda^2$ の値の大きいものが、一段當りの増幅度を大ならしめるものとなる。超短波増幅器の性能の大部分は真空管により決まる様なものであるから、今後も益々此の種真空管は發達すべきものと思はれる。

以上の事は振幅変調の受信機に於ても全く同様の事が云べるのであるが、通過帯域幅の大小は、周波数変調に於ては、相手の送信機の最大周波数変位により決められるべきものである。其の最大周波数変位は何により決まるかと云ふに、此は要するに通信の目的用途或は受信機の設置場所其の他を考へ合せて決定せられる。今までに發表された理論或は實驗結果によると、受信機出力に於ける雑音は周波数変位の大なる程少くなつて良好である。即ち出力端の信號對雑音比は振幅変調に比して、變調指數 m (周波数変位と變調周波数の比) に比例して改善せられる。此が廣帯域周波数變調の賞用される所以であり、一大特質である。處が此は受信機入力端の信號對雑音比の比較的大きい時の話で、雑音が割合に大きくて所謂改善限界と云はれる値より大きい様な場合には、却つて周波数變位を小さくして、通過帯域幅を狭くした方がよい。第18圖に此等の關係を示して置く。従つて放送用等の如く、電界強度が強く出來て忠實度を望む處では、周波数變位従つて帯域幅を大きくした方がよい。現在では送信機の周波数變位は $\pm 75\text{kc}$ 程度が標準の様である。従つて受信機の帯域幅は其よりやや廣く $\pm 100\text{kc}$ 程度が多い。然し移動用或は軍用等の如く、可成りの遠距離通信に使用したり、或は内燃機等の近くで雑音の非



第18圖 周波数變位と信號對雑音比の關係

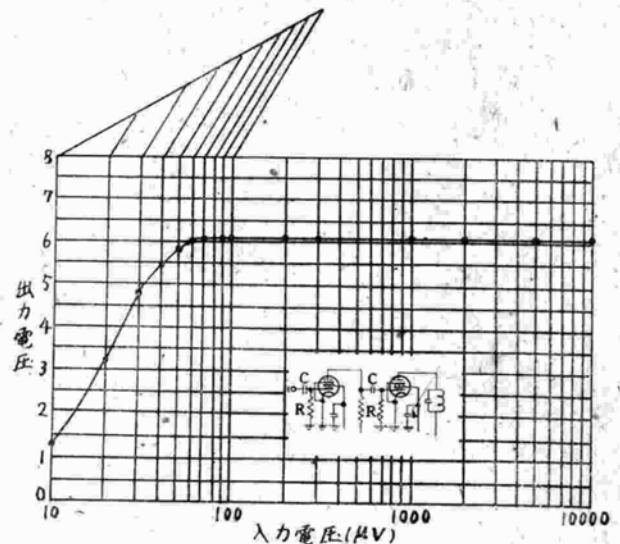
此の様な狭帯域の周波数變調に於ても、振幅變調よりは幾分良好である事が實驗により示されてゐる。

(2) 振幅制限回路

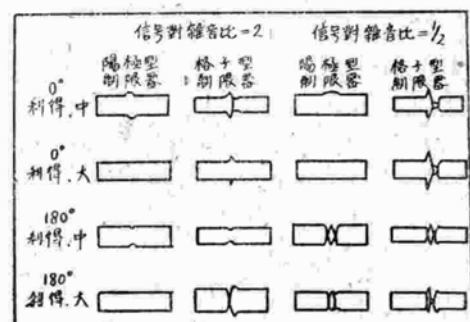
振幅制限回路の役目は入力電圧の如何に關せず一定の出力電壓を與へる事である。然し現在實現出来る回路の

性能は或る値以上の入力レベルに對しては大略一定出力を與へるが、此以下の値では入力により出力が變化する。此の一定出力を與へる最小入力電壓が出来るだけ小さくなる様に種々の回路が考案されてゐるが、未だ研究の餘地は澤山ある。周波数變調受信機の實用電界強度は、此の振幅制限回路の最少所要電壓と、前段増幅回路の利得により決定してしまふものである。此の邊は振幅變調とやゝ趣きが異つてゐる。

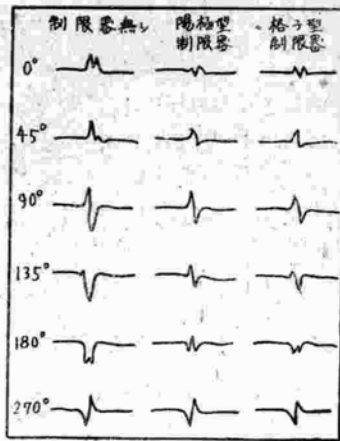
一般に用ひられてゐる振幅制限回路は、其の動作状態より格子型回路、陽極型回路、並びに A.V.C. 型回路其他に分類される。何れも一長一短があつて、各種の型を組合せて用ふれば良好な結果を得られる。格子型回路と云ふのは陽極電流遮断特性の鋭い真空管に、格子抵抗及び蓄電器を用ひて、大なる入力がかつた瞬間に、自動的に負偏位電壓を生じて、動作點を負の方向に移動し、陽極出力を一定に保たんとしたものである。陽極型回路と云ふのは五極真空管等の陽極電流の飽和特性を利用したもので、陽極並びに遮蔽格子電壓を適當に調整して、小なる入力電壓で早く飽和に達する様工夫してゐる。第19圖は兩者を組合せた回路、並びに測定による靜特性の一例を示してゐる。此處で入力電壓の値は 100 db 程度の前置増幅器への入力の値を示してゐる。振幅制限管としては UZ-6C6 (或は 6J7 等) 二個を縦續し、夫々格子抵抗 R 及び蓄電器 C を用ふると共に、陽極或は遮蔽格子電壓を 40~50V 程度に低くしてゐる。格子型と陽極型の振幅制限効果を オシログラフ により觀測した結



第19圖 振幅制限器特性



第20圖 各種振幅制限回路の效果



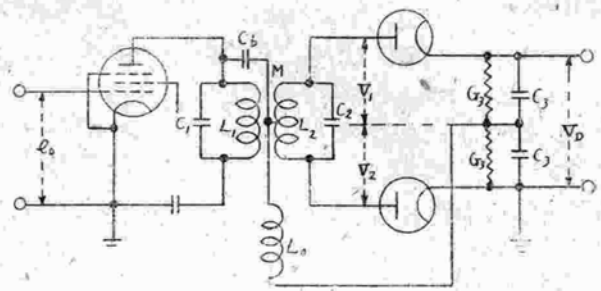
第21圖 各種振幅制限回路による雑音減少効果

果が報告されてゐるが、第20圖、第21圖に一例を示す。第20圖は信號搬送波に衝撃性雑音が付いた時、各種制限器の出力状況を、入力の信號對雑音比が2及び $1/2$ の場合に就いて示してゐる。(左側の數字は搬送波と衝撃波との間の位相角を示してゐる。)第21圖に於ては衝撃性雑音の低周波出力が減少される様子を示してゐる。第20圖によると陽極型制限器では、前置増幅器の利得が大きい場合には、出力は殆んど一定に保たれる様子が分かる。之に反して格子型制限器では、衝撃波に比して格子抵抗 R 及び蓄電器 C の時定数 $\tau=CR$ が小さくないと、之を抑壓するに必要な負偏位電圧が速かに発生せず、衝撃波が無くなつた頃に確立して、却つて信號波を抑壓する事がある。従つて時定数の吟味が必要で一般には $1\sim 5\mu$ 秒程度が用ひられ、二段以上の振幅制限回路を縦続する時には數種類の時定数を用ふ。又格子型回路では格子入力電圧が大になると、過度の格子電流が流れて却つて陽極出力は減少する。之を防ぐ爲には二段以上の回路を用ふるか、或はA.V.C.回路を併用して大きい變化を抑壓する。一般受信機によく用ひられてゐるA.V.C.も時定数の比較的大きい振幅制限回路と考へられる。

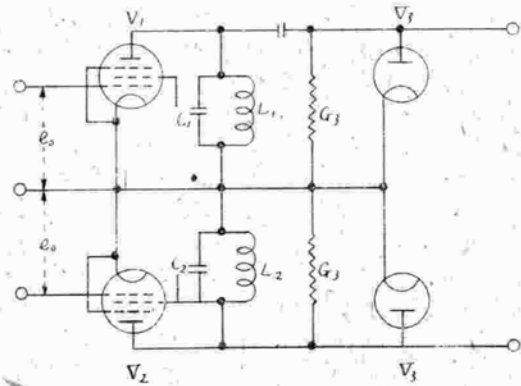
(3) 周波数差別回路

周波数変調波を復調するには、周波数に直線的に比例した出力特性を有する回路網が必要で、之が所謂周波数差別回路と云はれるものである。斯の様な性質を有する回路は種々あつて、例へばインダクタンス L の兩端の電圧は ωL であるから、之は最も簡単な周波数差別回路である。又 L と C の並列共振回路も、特性曲線の傾斜點を用ふれば、周波数に應じて變化する出力が得られる。然し特性の直線性、尖鋭度其他の點より、現在最も多く用ひられてゐるものは、第22圖或は第23圖の様な回路である。

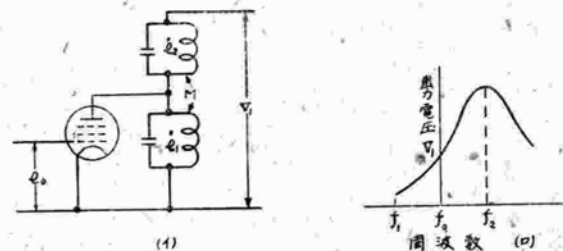
第22圖の回路の動作原理を略述する。今同じ周波数に同調した二つの回路を誘導的に結合して、其の一方にのみ入力電圧を加へると、二つの回路の兩端に發生する電圧の間には、或る位相差 θ を生ずる。此の θ は入力周波数によつて變化し、同調周波数の場合には 90° となる。従つて兩回路の電圧のベクトル和、或は差を取



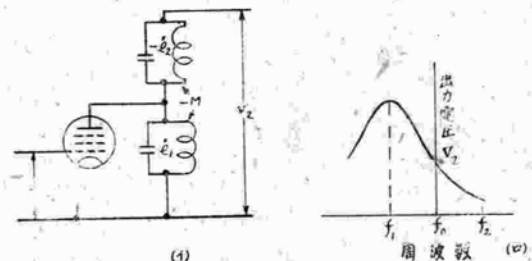
第22圖 周波数差別回路



第23圖 周波数差別回路



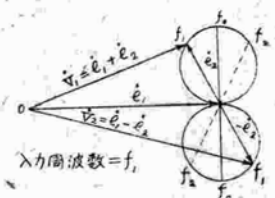
第24圖 周波数差別回路説明圖



第25圖 周波数差別回路説明圖

ると、其の絶対値の大きさは周波数によつて變化する。即ち第24圖(イ)の如く周波数 f_0 に同調した一次二次回路を誘導結合し、入力電圧を一次回路の兩端に加へて出力を一次二次直列にした所より取出せば、同圖(ロ)の様に最大出力が f_0 よりやや離れた所に生ずる。又第25圖の様に二次の極性を反對にすれば、前と逆になる。

之等の關係は第26圖のベクトル圖より容易に想像出来る。二次電圧 e_2 は一次電圧 e_1 のベクトルの先端に於て、周波数の變化に應じて圓形を畫く事は直ちに分る所である。従つて第22圖の様に、二次回路の中性點に一



第26圖 ベクトル的説明圖

次回路を接続して、兩端より夫々電圧を取り出せば V_1 及び V_2 が得られる。之等を各々二極管により整流した後、其の差を取り出せば周波數に直線的に比例した特性即ち第 27 圖の様なものが得られる。

第 23 圖の回路は上と下の二つの同調回路の共振周波數 f_1, f_2 が中心周波數 f_0 より少しづれる様に調整して置く。斯の様にすると丁度第 25 圖及び第 26 圖の特性曲線と同様の関係になるから、夫々整流した後、電圧の差を取り出せば、第 27 圖と同様の特性が得られる。

第 27 圖の特性曲線の中心周波數 f_0 附近の傾斜が、周波數 辨別回路の動作の尖鋭度 S_0 を與へるものであり、山と山との間のほぼ直線部分が動作範圍となる。之等尖鋭度、動作範圍等を求めるには、例へば第 22 圖に於ては格子に入力電壓 e_0 が加つた時に、一次及び二次に生ずる電壓 $\dot{e}_1$ 及び $\dot{e}_2$ を求めると、各整流管に加はる電圧は夫々 $\dot{e}_1 + \frac{1}{2} \dot{e}_2$ 及び $\dot{e}_1 - \frac{1}{2} \dot{e}_2$ である。檢波管が直線特性を有する時には、其の檢波出力 V_D は

$$V_D = V_1 - V_2 = \left| \dot{e}_1 + \frac{1}{2} \dot{e}_2 \right| - \left| \dot{e}_1 - \frac{1}{2} \dot{e}_2 \right|$$

V_D は周波數によつて變化する量であるが、中心周波數 f_0 に於ては零となる筈である。又山の出来る位置は次式を満足する周波數により與へられる。

$$\frac{dV_D}{df} = 0$$

又曲線の傾度は dV_D/df により與へられるが、計算の結果によると、 V_D は f に関して可成り複雑な函數で、一般的には結果が複雑になるのみであるが、最も必要な中心周波數 f_0 に於ける尖鋭度 S_0 を求めると

$$S_0 = 4\pi L_1 Q_1^2 g_m e_0 \frac{\sqrt{mn^2\eta}}{(1+\eta^2)\sqrt{1+\frac{1}{4}mn\eta^2}} \quad (9)$$

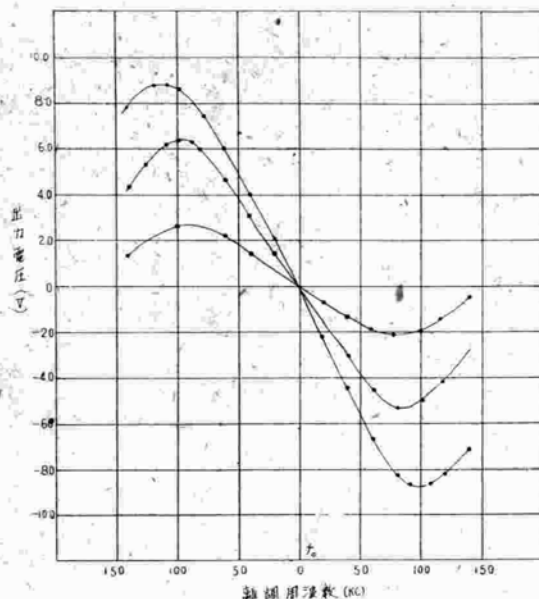
但し Q_1 = 一次回路の f_0 に於ける Q

n = 二次と一次の Q の比 $= Q_2/Q_1$

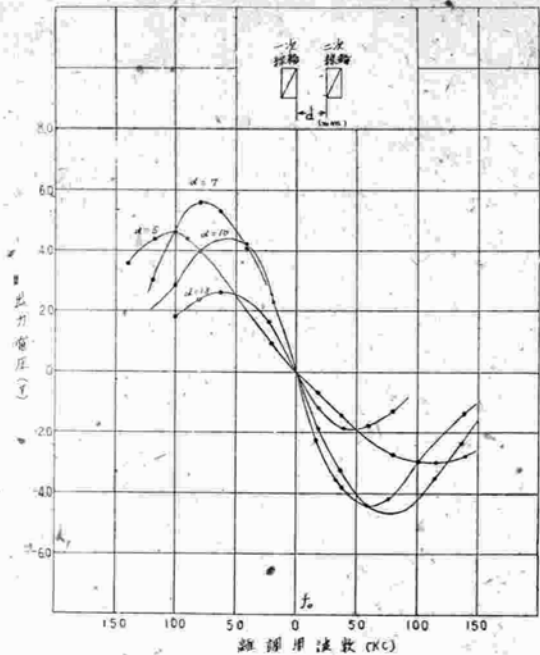
m = 二次と一次の L の比 $= L_2/L_1$

η = 實際の結合度と臨界結合度の比

従つて S_0 は L_1, g_m, Q_1^2, e_0 に比例し、 m, n 及び η



第 27 圖 入力と周波數辨別特性の關係



第 29 圖に其の一回路を示してゐる。高周波一段中間周波二段で、共に高利得真空管 1852 を用ひてゐる。周波數變換管に 6K8、振幅制限管に 1852、檢波管に 6H6 を用ひてゐる。本機の諸定數は次の様である。

受信波長 7 米内外

中間周波數 1.7 MC

通過帶域幅 $\pm 100\text{ kc}$

通過帯域は送信機の周波数變位 $\pm 75 \text{ kc}$ に應ずる様に
してゐる。感度は振幅變調の受信機と同様に表現出來ない
ので、普通は振幅制限器を完全に飽和せしむるに要する
最低入力電壓で云ひ表してゐる。本機では振幅制限管格
子に必要な最低電壓は 6 V で、空中線より振幅制限管
格子までの綜合利得は 1.1×10^6 倍である。従つて最低
所要空中線入力 $5 \sim 6 \mu \text{ V}$ である。猶利得の分布狀況
は下の様である。

空中線回路 5 倍

高周波回路 12 倍

變換回路 4 倍

中間周波回路 70 倍 (一段當り)

猶イメージ信號比は 18:1 である。局部發振器は陽極電壓の脈動、 LC の變動、或は真空管の振動等により、周波數變調を受けない様に注意してゐる。又中間周波回路は必要な帯域幅を持ち、過渡現象による電流の早く消滅する様に、並列抵抗を入れてゐる。振幅制限回路としては、格子抵抗及び蓄電器を用ひ、陽極及び遮蔽格子電壓を低くすると共に、一部 $A.V.C$ 回路を用ひてゐる。周波數辨別回路の L は $140\mu H$ で、結合はやゝ密である。猶此の回路の調整に當つては、一次回路の蓄電器は主として特性の對稱性に、二次の蓄電器は中心周波數に影響する。兩振れのメーターを二極管の負荷抵抗の兩端に入れて正しく同調を取ればよい。次に綜合忠實度の測定結果は 30~15000 サイクルの間で、 2 db 以内であり、單一周波數の歪は 2% 以内である。

VI 周波數變調方式の雑音特性

前節第 18 圖に示した如き周波數變調方式の雜音特性は、Crosby 等により解析されてゐるが、信號對雜音比が振幅變調に比して改善せられる模様を考へてみる。今受信機入力に

$$E = A \sin \{ \omega t + m \cos pt \}$$

但し ω = 搬送角周波數

$$m = \Delta\omega / P = \text{變調指數}$$

$\Delta\omega$ = 角周波數變位

p = 變調周波數

なる周波數變調が存在する時に

$$E' = B \sin \{ \omega' t + \phi \}$$

なる妨害雑音波が加つて、其等の合成されたものが e であるとする。

$$\begin{aligned} e &= E + E' \\ &= A \sin \{ \omega t + m \cos pt \} + B \{ \sin \omega' t + \phi \} \\ &= \sqrt{A^2 + B^2 + 2AB \cos \{ (\omega - \omega') t + m \cos pt - \phi \}} \\ &\quad \cdot \sin \{ \omega t + m \cos pt - \Phi \} \dots \dots \dots (10) \end{aligned}$$

但し

$$\Phi = t_{an}^{-1} \frac{B \sin \{(\omega - \omega')t + m \cos pt - \phi\}}{A + B \cos \{(\omega - \omega')t + m \cos pt - \phi\}}$$

此の合成波は振幅、位相共に變化するが、振幅の變化は振幅制限器により出力には影響せず、受信機出力は周波數變化のみに比例すると考へて、上記合成波の瞬時周波數 F を求めると

$$F = \frac{1}{2\pi} \frac{d}{dt} \left\{ \omega t + m \cos pt - \Phi \right\}$$

$$= f - \frac{mp}{2\pi} \sin pt - \frac{1}{2\pi} \frac{d\Phi}{dt}$$

$$\frac{d\Phi}{dt} = \frac{\left(\frac{B}{A}\right)^2 + \left(\frac{B}{A}\right) \cos \left\{ (\omega - \omega' t) + m \cos pt - \phi \right\}}{1 + \left(\frac{B}{A}\right)^2 + 2 \left(\frac{B}{A}\right) \cos \left\{ (\omega - \omega' t) + m \cos pt - \phi \right\}} \cdot \left\{ (\omega - \omega') - m p \sin pt - \frac{d\phi}{dt} \right\} \dots\dots\dots (11)$$

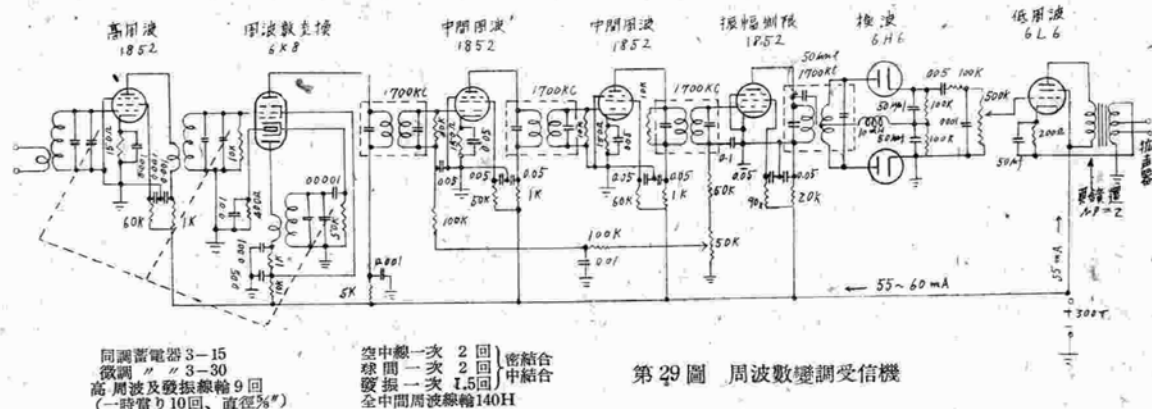
今 $\frac{B}{A} \ll 1$, $\frac{d\phi}{dt} = 0$ なる場合に就いて考へるに、上式
中の $\cos$ の項は最大で 1 を越える事が無いから

$$\begin{aligned} \frac{d\Phi}{dt} &= \frac{\left(\frac{B}{A}\right)^2 + \left(\frac{B}{A}\right)}{1 + \left(\frac{B}{A}\right)^2 + 2\left(\frac{B}{A}\right)} \left\{ (\omega - \omega') - m p \sin p t \right\} \\ &= \left(\frac{B}{A}\right) \left\{ (\omega - \omega') - m p \sin p t \right\} \dots\dots\dots (12) \end{aligned}$$

従つて瞬時周波数は

$$F = f + \Delta f \sin pt - \frac{B}{A} \left\{ (f - f') - \Delta f \sin pt \right\} \cdot \cos \left\{ (\omega - \omega') t + m \cos pt - \phi \right\} \dots\dots\dots (13)$$

即ち單一妨害雜音による周波數變位は



第 29 圖 周波數變調受信機

$$\frac{B}{A} \left\{ (f-f') - \Delta f \sin pt \right\}$$

$$\cos \left\{ (\omega-\omega') t + m \cos pt - \phi \right\} \dots\dots\dots (14)$$

に比例する。變調されてゐない時即ち $m=0$ の時には、妨害電壓による周波数の最大變位は $\frac{B}{A}(f-f')$ に比例する。受信機の低周波増幅部の最高遮断周波数を p' とすると、妨害による周波数の最大變位は

$$\frac{B}{A}(f-f') = \frac{B}{A} \cdot p' \dots\dots\dots (15)$$

に比例する。一方信号出力は周波数辨別器の特性により Δf に比例するから、信号對雑音比は $\frac{A}{B} \frac{\Delta f}{p'}$ となり、

振幅變調方式に比して $\frac{\Delta f}{p'}$ 倍改善せられる。即ち $A \gg B$ なる時には雑音は m の大なる程或は周波数變位 Δf の大なる程改善せられる事が分る。此の關係が前節の第18圖である。

次に妨害雑音の周波数が f より $(f+p')$ まで、一様に分布してゐると考へて、連續性雑音の如き場合で、自乗平均値を取つて計算すると、信号對雑音比は $\sqrt{3} \frac{A}{B} \frac{\Delta f}{p'}$ となり、衝擊性雑音の如き場合で尖頭値を取つて計算すると、 $2 \frac{A}{B} \frac{\Delta f}{p'}$ となる。

次に $A=B$ の様な時には妨害による周波数の最大變位は著しく増大される爲に、信号對雑音比は改善されない。此の場合には第2圖の點線で示した如くなる。

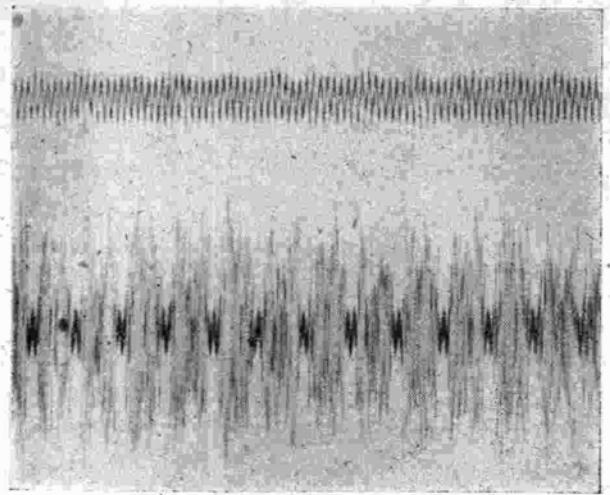
猶周波数變調に於て雑音の改善される模様を實驗的に求めた一例を第30圖の寫眞に示す。同圖は兩變調方式の受信機に同時に外部雑音を加へて撮つた寫眞で、周波数變調方式に於ては信號電壓以外に殆んど雑音波形は認められない。然るに振幅變調方式に於ては大部分が雑音で信號電壓は僅かに認められるにすぎない。斯くの如く周波数變調方式に於ては或る條件の下に於ては信號對雑音比は著しく改善せられるものである。

Ⅶ 周波数變調に關する電界實驗例

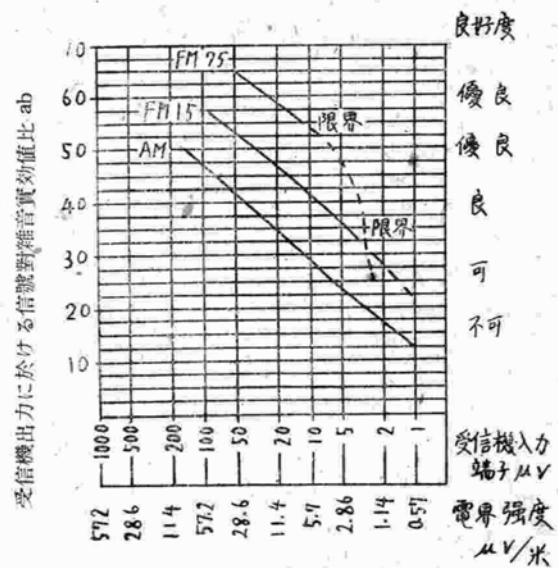
外來の高周波雑音が無く、受信機の内部雑音で制限が與へられてゐる場合の信號對雑音比の實驗測定例を第31圖に示した、之は NBC に於て行つたもので受信機は $\frac{1}{10} W \sim 1000 W$ の範圍に電力が連續的に變化させる如くし ΔF は $1 \pm 5 kc$, $\pm 30 kc$, $\pm 75 kc$ の三段に可變なる如くしたもので受信機も之に應じて帯域幅を三種類設けて他の諸特性は同等なるものを用ひてゐる。

第32圖は同實驗に於て自動車點火雑音以外の市街地の弱い雑音があつた場合の實驗結果である。

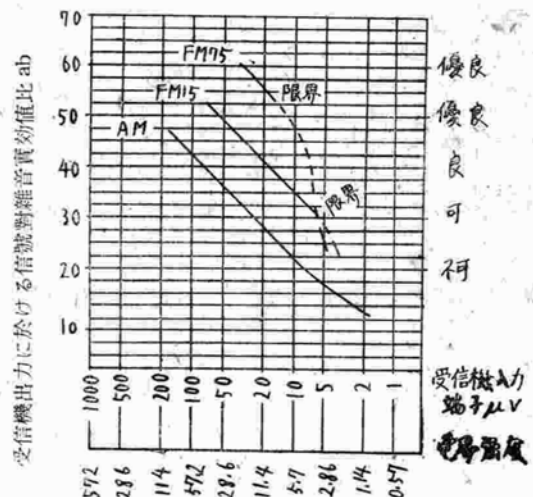
第33圖は低周波通過帯域 $8 kc$ の場合の點火雑音尖頭値の測定結果を示す。圖は電界強度を不變として雑音入力電壓と信號對雑音比の關係を示す。雑音と比較した信號は 400 サイクル 100% 變調音を用ひてをり雑音源には自動車用點火裝置を組立て使用してゐる。雑音の強度を



第30圖 周波数變調(上)と振幅變調(下)の音雜の比較



第31圖 受信機内部雑音のみの場合の聴取限度



第32圖 内部雑音及び弱い雑音のある場合の聴取限度

變化する場合は雑音の特性を變へないために電池の電力は變へていない。

GE に於ても同様な電界實驗を行つて雑音に關しては NBC と同様な結果を報告してゐる。同所に於ける同一帯域の混信實驗測定例を第34圖に示す。50W 出力の S 局と 150W 出力の A 局との間に實驗自動車を移動

せしめて測定した結果である。圖中に於て説明に見られる如く双方の Service area が AM に比べて非常に大きくその境界も判然とし混信して聴取不能の領域は約 2 哩の間程度である然して此の 2 哩の間でも双方 Signal が同時に聞こへる事は AM に比べて非常に少なく S 局が聞へたり A 局が聞へたりするのが頻繁に交代する爲に聴取不能となる場合が多く之など AM に見られない特性であつた。然して實驗によるに同一周波数でありながら 2 倍程度の電界の差があれば強い方が 100 % に弱い方を壓倒し完全なる聴取が可能と報告している。NBC の同一帯域混信實驗では AM に於ては必要な振幅は妨害局に對して 100 倍即ち 40 db 大なる事を要す。然るに $\Delta F = 75 \text{ kc}$ の FM に對しては 10 db 即ち 3 倍、 $\Delta F = 30 \text{ kc}$ の FM に對しては 17.5 db 即ち 8 倍、 $\Delta F = 15 \text{ kc}$ の FM に對しては 24 db 即ち 10.5 倍大いなるを要する。依て FM 局は AM 局の場合よりも地理的に接近させる事が出来、従つて同一チャンネル内に更に多數の局の配置が出来る、と結論してゐる。

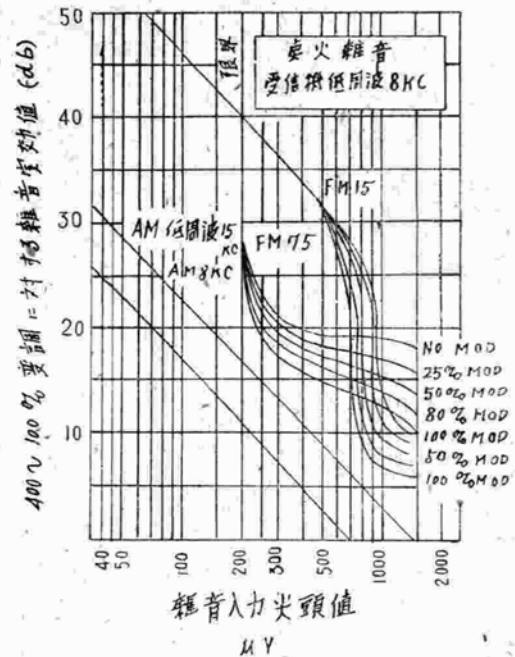
隣接帯域混信實驗は NBC の實驗で三種の受信機で比較してゐる、42.8 MC の局と 42.6 MC の局との混信を實驗したものであるが搬送レベル比 17 乃至 20 db となれば何れの受信機でも堪へられない程度の妨害となり之の結果より帯域を隣接する局は地理的に同一區域には置けない事が解かる。當所に於ても試作周波数変調送受信機について實地試驗を行つたが上記諸例と同程度の雑音に對する優秀性が確認された。本實驗は 40 MC の FM, AM 二種類の比較を行ひ連絡用短波送信機を机を並べて設置して實驗を行つたが後者に對しては猛烈なるクリックの妨害を認めたに對し前者に於ては殆んど妨害を認めなかつた。之等は FM の一特長を出すものであり相當周波数を異にせる送信機の直下にて止むを得ず受信しなければならぬ様な場合 FM は非常に好条件である事が結論出来る。

Ⅷ 結 言

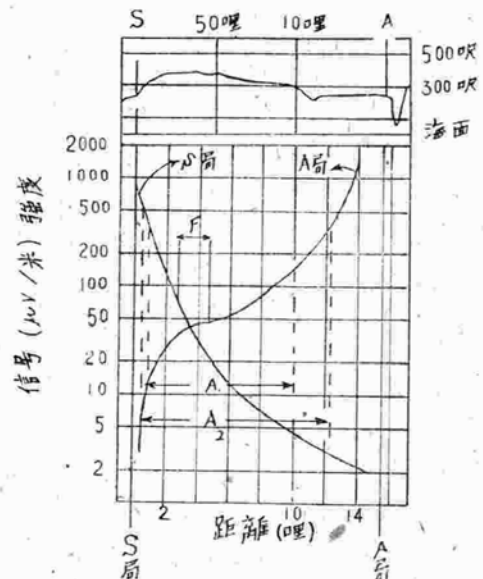
以上周波数変調に關し一般的に概述したが最後に之を電氣通信に利用するとして如何なる得失があるかを考へて見たい。最も應用範圍によつて色々な事情があるから一概には論ぜられないが具体的に次の事が言へる様である。

〔長 所〕

- (1) 或る條件の下に非常に低雑音通信が可能である事
- (2) 同一搬送周波を用いた場合の混信領域小となる事
- (3) 送信機運轉電力（終段電力、變調電力共に小）且つ心線電源の脈動の影響も小）能率が良好なる事



第33圖 雑音入力尖頭値 μV



第34圖 電界試驗於 (G.E.)

F: FM の混信領域 A1: AM に於いて-30db の混信の生ずる領域
A2: AM に於いて-40db の混信の生ずる領域

〔短 所〕

- (1) 送信機受信機組立の際調整が振幅變調に比し複雑である
- (2) 使用周波数帯域が大体超短波域に限られて帯域幅を比較的廣く要求される

周波数變調は各國に於て研究されたものであるが米國では最も著しい發達を遂げ放送事業、警察無線、航空無線、寫真傳送に對する應用等著しく廣範圍に互つて實用化を見るに至つて居り茲數年間は無線界の中心話題であつた。我が國に於ても古くから論議されて居る話題であるが今後各方面に於て色々な實用化のある事を期待してゐる。

電器のみであつて、抵抗分其他の調節箇所を要しない事が特徴の一つで、蓄電器の容量較正は比較的正確容易に出来る故本測定器が短波帯域迄使用可能になるのである。

本回路の使用法原理を極めて簡単であるが順序として略述する。電源の高周波電圧周波数を f とし

$$2\pi f = \omega \dots\dots\dots (1)$$

とすると、未知端子 PQ 間を短絡した時の平衡条件（以下是を初平衡と呼ぶ）は此の場合の C_B, C_C の値に脚字 1 を附して表すと

$$\left. \begin{aligned} R_C &= R_A \frac{C_{B1}}{C_D} \\ \frac{1}{C_{C1}} &= \frac{R_A}{R_B} \frac{1}{C_D} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (2)$$

次に PQ 端子間に未知インピーダンス $r + jx$ を挿入した時の平衡条件は、此の場合の C_B, C_C の値に脚字 2 を附して表すと

$$\left. \begin{aligned} r + R_C &= R_A \frac{C_{B2}}{C_D} \\ x - \frac{1}{\omega C_{C2}} &= -\frac{R_A}{R_B} \frac{1}{\omega C_D} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (3)$$

となる、此の (2) 式及 (3) 式より

$$\left. \begin{aligned} r &= R_A \frac{C_{B2} - C_{B1}}{C_D} \\ x &= \frac{1}{\omega} \left(\frac{1}{C_{C2}} - \frac{1}{C_{C1}} \right) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (4)$$

として未知インピーダンスが抵抗分とリアクタンス分と同時に見出される。而して此の二回の平衡条件を互に差引いて結果を求める方式が後述の如く電橋の誤差を極度に減少せしむるもので、此の方法による事が本電橋を相當高い周波数迄使用可能にする所以である。

而して (4) 式にても明かなる如く抵抗分の如きは初平衡の C_{B1} は一定なる故 C_{B2} にのみ関係し且周波数に無関係なる故直讀式にする事も出来る。尙リアクタンス分についても是を等價容量で示すならば抵抗分と同様 C_{C2} にのみ関係し同様直讀式に出来る譯である。但し此の場合リアクタンスが容量性の場合には問題はないが誘導性の場合には負の容量として現れる。リアクタンスの計算には何れにしても同一手数であるが、等價インダクタンスを求めんとすれば一應リアクタンス値を計算してから換算する必要がある。即ち被測定インピーダンスが抵抗と蓄電器の直列回路であれば (4) 式より

$$\left. \begin{aligned} r &= R_A \frac{C_{B2} - C_{B1}}{C_D} \\ C &= \frac{C_{C1} C_{C2}}{C_{C2} - C_{C1}} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (4)'$$

として C_{B2}, C_{C2} の値より直讀出来るが、被測定インピーダンスが抵抗と線輪との直列回路であれば

$$\left. \begin{aligned} r &= R_A \frac{C_{B2} - C_{B1}}{C_D} \\ L &= \frac{1}{\omega^2} \left(\frac{1}{C_{C2}} - \frac{1}{C_{C1}} \right) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (4)''$$

としてインダクタンスを求めんとせば ω の入った計算が必要とし (4)'' に入れて計算すると C の値が負となつて出て来る譯である。

3 測定器としての回路構成

(イ) 遮蔽の意義及方法

實際第2圖に原理を示す如き回路を測定器として使用する場合、先づ第一に測定器全体を外界から遮蔽する必要あり、且つ電橋各部間の浮游容量及各部分の對地浮游容量を電橋の平衡条件に對して無害ならしむるために第3圖に示す如き遮蔽を施す必要がある。此等の遮蔽は各浮游容量が蓄電器と並列に若くは電橋の對角線の間に入る様にしてその害を防止してある。その詳細なる説明は圖を見れば容易に解る故省略する。

(ロ) 標準抵抗体

抵抗分の測定に直接關係ある標準抵抗 R_A は、此の邊には蓄電器が並列に入つて居らぬ故残留リアクタンスを極度に減少せしむる必要あり、又周波数による抵抗値變化が問題にならぬ程度に僅少であり、且つ電橋の感度の上から相當程度（數十オーム）の抵抗値を必要とする關係上是を得るのにコンスタンタン の極めて細い線を直線狀に張つて使用して居る。

(ハ) 檢波機構

本試作電橋の一特徴は檢波装置を小型に組んで是を内部遮蔽筐の中に全部納め込んだ點である。第一次試作としては鑛石檢波器と直流檢流計を使用して極めて小型にして第3圖の如く遮蔽筐内に納め大略支障なき程度の感度を得實際の空中線測定にも使用したのであるが、周知の如く鑛石檢波器は二乗檢波特性を有するを以て、入力の大なる間即ち不平衡の甚しい間は相當鋭發に働くのであるが、電橋が平衡に近づくとき檢波器入力が、小さくなつて檢波能率が悪くなつて眞に正確な平衡點を見出すのに少しく骨が折れる嫌ひがある。

そこで小型真空管二箇を用ひて鑛石檢波器の數十倍の檢波能率の回路を得たので是を小型に組み電源の乾電池と共に遮蔽筐内に収め、前回の鑛石檢波と同様の機構にて第二次試作中で電橋の精度は一段と向上するものと期待して居る。

倍になつて現れる。

又 (13) 式及 (15) 式より

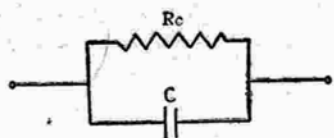
$$x = \frac{1}{\omega} \left(\frac{1}{C_{C2}} - \frac{1}{C_{C1}} \right) + \frac{R_A R_D \omega (C_{B2} - C_{B1})}{1 + \omega^2 C_D^2 R_D^2} \dots\dots\dots (17)$$

(16) 式を用ひて變形すると

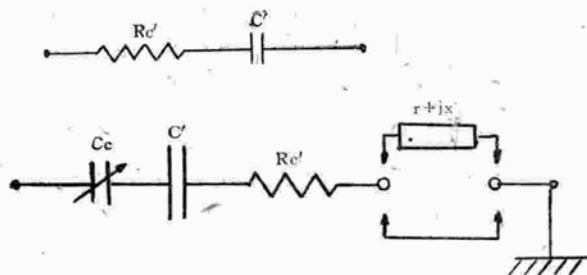
$$x = \frac{1}{\omega} \left(\frac{1}{C_{C2}} - \frac{1}{C_{C1}} \right) + \frac{r}{\omega C_D R_D} \dots\dots\dots (18)$$

即ち R_D が無限大でない場合には此の R_D のためにリアクタンス分測定値は $\frac{r}{\omega C_D R_D}$ だけ眞値より小さく出る。

併し是等の誤差も残留コンダクタンスは極めて小さく、即ち R_A は大きな値を有する故問題になる程の誤差は生じない。



第6圖



第7圖

(ハ) R_c に並列に入る残留容量による誤差

一般に第6圖上の如き並列回路は或任意周波数に於て同圖下の如き直列回路に等置換出来る故、今本電橋の cd 邊が第7圖の如くなつたとすると、此の邊の C_c に直列に C' が入つた形になり、結局 C_c が次の如く變化した事になる

$$C_c \rightarrow \frac{1}{\frac{1}{C_c} + \frac{1}{C'}}$$

而して R_c も R_c' に變化する譯であるが、此の R_c は直接測定値計算式には入つて来ぬ故關係なく、 C_c の變化も抵抗分測定値には勿論關係ない。従つて抵抗分測定値には何等誤差を生じない。

次にリアクタンス分測定値は

$$x = \frac{1}{\omega} \left[\left(\frac{1}{C_{c2}} - \frac{1}{C'} \right) - \left(\frac{1}{C_{c1}} + \frac{1}{C'} \right) \right]$$

として計算され

$$x = \frac{1}{\omega} \left(\frac{1}{C_{c2}} - \frac{1}{C_{c1}} \right)$$

となり是亦何等誤差を生じない。即ち R_c に並列に入る残留容量は抵抗分にもリアクタンス分にも何等測定誤差を生じない。

尙上記の考察よりして cd 邊には残留インダクタンスがあつても何等誤差を生ぜざる事も容易に解る。

(ニ) C_c に並列に入る残留コンダクタンス g による誤差

第5圖と同様に容量と抵抗との並列回路は直列回路に置換出来る故 C_c と $R = \frac{1}{g}$ との並列回路を或周波数

$f = \frac{\omega}{2\pi}$ の下に置換した直列回路定数を C_c', R' とすると

$$R' = \frac{R}{1 + R^2 \omega^2 C_c^2}$$

$$C_c' = C_c + \frac{1}{R^2 \omega^2 C_c}$$

従つて被測定インピーダンスの抵抗分の眞値は

$$T = R_A \left[\frac{C_{B2} - C_{B1}}{C_D} \right] + \frac{R}{1 + R^2 \omega^2 C_{c1}^2} - \frac{R}{1 + R^2 \omega^2 C_{c2}^2}$$

即ち測定値は眞値より

$$\begin{aligned} & \frac{R}{1 + R^2 \omega^2 C_{c2}^2} - \frac{R}{1 + R^2 \omega^2 C_{c1}^2} \\ &= \frac{1}{R} \frac{1}{\omega^2} \left(\frac{1}{C_{c2}} + \frac{1}{C_{c1}} \right) \left(\frac{1}{C_{c2}} - \frac{1}{C_{c1}} \right) \\ &= \frac{1}{R} \frac{1}{\omega} \left(\frac{1}{C_{c2}} + \frac{1}{C_{c1}} \right) x \end{aligned}$$

是丈け大きくなる。被測定インピーダンスがリアクタンス分が無く純抵抗であれば誤差はないがリアクタンス分を有すると上記誤差がある譯であるが R が非常に大きい故普通の場合は左程問題となる程の誤差はないものと考える。

一方リアクタンス分は(4)式の如く $\frac{1}{\omega} \left(\frac{1}{C_{c2}} - \frac{1}{C_{c1}} \right)$ と計算するが實際の眞値は

$$\begin{aligned} x &= \frac{1}{\omega} \left(\frac{1}{C_{c2}'} - \frac{1}{C_{c1}'} \right) \\ &= \frac{1}{\omega} \left[\frac{R^2 \omega^2 C_{c2}}{1 + R^2 \omega^2 C_{c2}^2} - \frac{R^2 \omega^2 C_{c1}}{1 + R^2 \omega^2 C_{c1}^2} \right] \end{aligned}$$

従つて誤差は

$$\begin{aligned} & \frac{1}{\omega} \left(\frac{1}{C_{c2}} - \frac{1}{C_{c1}} \right) \\ & - \frac{1}{\omega} \left[\frac{R^2 \omega^2 C_{c2}}{1 + R^2 \omega^2 C_{c2}^2} - \frac{R^2 \omega^2 C_{c1}}{1 + R^2 \omega^2 C_{c1}^2} \right] \\ &= \frac{1}{\omega} \left[\frac{1}{C_{c2}(1 + R^2 \omega^2 C_{c2}^2)} - \frac{1}{C_{c1}(1 + R^2 \omega^2 C_{c1}^2)} \right] \\ &= \frac{1}{\omega} \left[\frac{1}{C_{c2}^3} - \frac{1}{C_{c1}^3} \right] \frac{1}{R^2 \omega^2} \\ &= x \frac{1}{R^2 \omega^2} \left(\frac{1}{C_{c1}^2} + \frac{1}{C_{c1} C_{c2}} + \frac{1}{C_{c2}^2} \right) \end{aligned}$$

即ち測定値が眞値よりは是丈大きく出る。是もリアクタンス分が零の場合には全く誤差はなく、然らざる場合にも普通の場合には R が非常に大きい故大なる誤差は生じない。

只抵抗分が小さくてリアクタンス分の大きいインピーダンスを測定する場合には、抵抗分に對する百分率誤差が問題になる程度に達する虞れがある。是を除去するためには此の蓄電器 C_c には特に小損失のものを使用する必要がある。

(ホ) C_c より R_c に至る導線の對地容量による誤差
 初平衡用抵抗体 R_c は外函の内部へ入れると他の各部

4 本電橋の誤差原因と其の検討

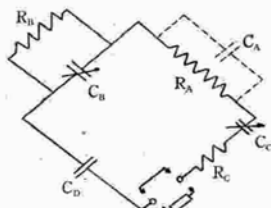
第2圖若しくは第3圖に於ける如く圖の上では純抵抗及容量性純リアクタンスを以て構成されて居る本電橋も是を實際に作るに當つては、残留リアクタンスの完全に無い抵抗体とか、全く無損失の純容量なるものは存在しない。従つてかゝる残留リアクタンス、残留コンダクタンスにより測定誤差を生ずる事あるべきは容易に想像出来る事柄であり、此の誤差は或程度迄は本質的なものであつて如何ともなし難いものである。

茲に於てそれ等の残留リアクタンス、残留コンダクタンス等が如何なる誤差を如何なる程度に生ずるものかを検討して置く事は是非とも必要な事柄であると考へる。

扱一般に抵抗体の性質は複雑なものであつて簡単な處理は困難であるが、實用上純抵抗と是に並列の小さな容量として表す事が出来る。又蓄電器の損失項としては漏洩抵抗、誘電体損等があるが、空氣可變蓄電器に於ては是等は容量變化に無關係な或高抵抗が該蓄電器に並列に入つて居るものと見做し得る。

(イ) R_A に並列に入る残留容量 C_A による誤差

R_A は標準抵抗であつて前述の如くその製作についても特に注意を拂ひ、極めて細いコンスタンタン線を直線状に張つたもので、此の並列容量は極めて僅かであると考へられるが、是を C_A として電橋に如何なる誤差を與へるかを計算して見る。



第 4 圖

先づ C_A を考へた場合の初平衡條件は

$$R_C = \frac{R_A}{C_D R_B} \left[\frac{R_B C_{B1} - R_A C_A}{1 + R_A^2 \omega^2 C_A^2} \right] \dots\dots\dots (5)$$

$$-j \frac{1}{\omega C_{C1}} = -j \frac{R_A}{\omega C_D R_B} \left[\frac{R_A R_B \omega^2 C_A C_{B1} + 1}{1 + R_A^2 \omega^2 C_A^2} \right] \dots\dots\dots (6)$$

次に未知端子 PQ 間にインピーダンス $r + jx$ を挿入した時の平衡條件を矢張り C_A を考へに入れて計算すると、

$$R_C + r = \frac{R_A}{C_D R_B} \left[\frac{R_B C_{B2} - R_A C_A}{1 + R_A^2 \omega^2 C_A^2} \right] \dots\dots\dots (7)$$

$$-j \left(\frac{1}{\omega C_{C2}} - x \right) = -j \frac{R_A}{\omega C_D R_B} \left[\frac{R_A R_B \omega^2 C_A C_{B2} + 1}{1 + R_A^2 \omega^2 C_A^2} \right] \dots\dots\dots (8)$$

(5) 式及 (7) 式より

$$r = R_A \frac{C_{B2} - C_{B1}}{C_D} \left[\frac{1}{1 + R_A^2 \omega^2 C_A^2} \right] \dots\dots\dots (9)$$

然るに實際測定に當つては (4) 式に示す如く

$$R_A \frac{C_{B2} - C_{B1}}{C_D}$$

を以て r とする故 (9) 式に (判明する如く誤差を生ずる。即ち C_A があるために抵抗分測定値は眞値の $(1 + R_A^2 \omega^2 C_A^2)$ 倍に現れる。

又 (6) 式及 (8) 式より

$$x = \frac{1}{\omega} \left(\frac{1}{C_{C2}} - \frac{1}{C_{C1}} \right) - \frac{R_A}{\omega C_D R_B} \left[\frac{R_A R_B \omega^2 C_A (C_{B2} - C_{B1})}{1 + R_A^2 \omega^2 C_A^2} \right] \dots\dots\dots (10)$$

(9) 式を用ひて變形すると

$$x = \frac{1}{\omega} \left(\frac{1}{C_{C2}} - \frac{1}{C_{C1}} \right) - R_A \omega C_A r \dots\dots\dots (11)$$

即ち C_A がある爲にリアクタンス分測定値は眞値より $R_A \omega C_A r$ だけ大きく出る。

併し是等の誤差は C_A の値が上述の如く極めて小さく

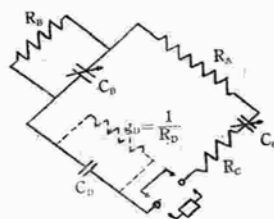
作つてある故上記誤差は殆んど問題にならぬ。今 $R_A = 50 \Omega$ $C_A = 0.3 \mu f$ として周波数 $15 m.c.$ で抵抗分の誤差は 10^{-5} の程度でリアクタンス分の誤差は $r \times 10^{-3}$ の程度にて實際には全く問題にする必要はない。

(ロ) C_D に並列に入る残留コンダクタンスに g_D による誤差

此の容量 C_D は電橋の構造上後述の如く固定蓄電器を挿入してあるのではなく内部遮蔽管と外箱との間の容量を C_D として使用してあるので、此の残留コンダクタンス g_D は極めて小さいものとは考へられるが、是が如何なる誤差を電橋の測定結果に與へるかを計算して見る。

$$R_D = \frac{1}{g_D}$$

とする。



第 5 圖

先づ初平衡の條件は

$$R_C = R_A \frac{R_D}{R_B} \times \frac{1 + \omega^2 C_D C_{B1} R_D R_B}{1 + \omega^2 C_D^2 R_D^2} \dots\dots\dots (12)$$

$$-j \frac{1}{\omega C_{C1}} = -j R_A \frac{R_D}{R_B} \times \frac{\omega C_D R_D - \omega C_{B1} R_B}{1 + \omega^2 C_D^2 R_D^2} \dots\dots\dots (13)$$

次に未知端子間 PQ にインピーダンス $r + jx$ を挿入した時の平衡より

$$R_C + r = R_A \frac{R_D}{R_B} \times \frac{1 + \omega^2 C_D C_{B2} R_D R_B}{1 + \omega^2 C_D^2 R_D^2} \dots\dots\dots (14)$$

$$-j \left(\frac{1}{\omega C_{C2}} - x \right) = -j R_A \frac{R_D}{R_B} \times \frac{\omega C_D R_D - \omega C_{B2} R_B}{1 + \omega^2 C_D^2 R_D^2} \dots\dots\dots (15)$$

となる。(12) 式及 (14) 式より

$$r = R_A \frac{C_{B2} - C_{B1}}{C_D} \times \frac{\omega^2 C_D^2 R_D^2}{1 + \omega^2 C_D^2 R_D^2} \dots\dots\dots (16)$$

従つて抵抗分測定値は R_D が無限大でない場合は眞値の

$$1 + \frac{1}{\omega^2 C_D^2 R_D^2}$$

との間に好しからぬ浮游容量を生ずる故外函の外部に出す必要がある。處が外部に出すと勢ひ C_C より R_C に至る導線が外函(大地)との間に持つ容量が増大する。

此の容量を k とすると、(4) 式によつて計算される抵抗分測定値は眞値 r ではなくして

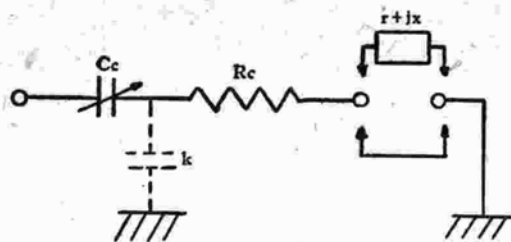
$$r + 2\omega k x (R_C + r)$$

となり、 r の小にして x の大きなインピーダンスを測定した時にその相對誤差が問題になる。此の時の誤差は略

$$2R_C x \omega k$$

となり、純容量を測定した場合に負抵抗を持つ様な結果が出る。

次にリアクタンス分に現れる誤差は



第 8 圖

$$\omega k (x^2 + R_0^2)$$

となり、測定値が真値より是丈け大きくなる。

(此の項の計算は式の羅列になる故省略する)

是等の誤差は問題になる程度に達するおそれ多分にあり、特に抵抗分測定値に於て重大なる百分率誤差を惹起する事があり、此の浮游容量の除去のために特殊な構造を用ひて殆んど満足すべき状態に達した。

(ハ) 其 の 他

其の他 R_B の並列残留容量及 C_B の並列残留コンダクタンスは何等誤差を生ぜざる事は容易に解る

5 初平衡の周波数に対する補正

初平衡の條件は(2)式にて與へられる如く、基本的には何れも周波数に無關係な條件である故、初平衡に於ける C_B , C_0 の値 C_{B1} , C_{01} は周波数には無關係に一定であるべきであるが、是は電橋を構成する各定数が夫々純抵抗、純リアクタンスの場合に左様なるのであつて、實際には各定数が夫々残留リアクタンス及残留コンダクタンスを有する故、周波数を相當範圍變化すると、 C_{B1} , C_{01} の値は多少變化を來す。是は測定に當つて(4)式を用ひて計算するに於ては何等支障はないのであるが、此の電橋を使用に便にするために直讀式にするか若くは一本の較正曲線を用ひて、蓄電器のダイヤル目盛を読む事により直ちにその測定値を知るを得しむるためには、初平衡に於ける C_B , C_0 の値を周波数に對して一定に保つと非常に便利である。

此の目的のために第9圖の如く C_B には並列に、 C_0 には直列に補正蓄電器 $C_{B'}$, $C_{0'}$ を夫々挿入する。而して是によつて測定用主蓄電器の初平衡値を各周波数に於て一定ならしむる様補正するものである。

是等 $C_{B'}$, $C_{0'}$ が本電橋の基本式(4)に何等影響を與へぬ事は容易に易る事故餘りくどい説明は省略する。

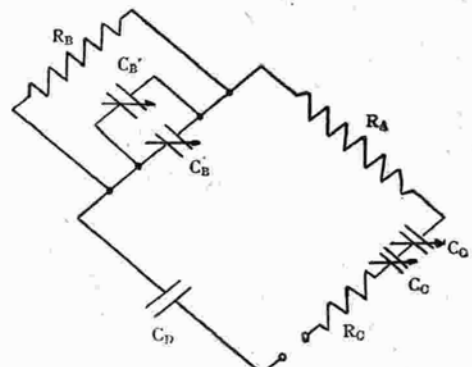
6 試作電橋回路及用法

以上の諸事項を考慮に入れて試作せる電橋の全回路は第10圖の如きものであつて、 R_B を二つに分けて R_{B1} , R_{B2} と切替へる様にしたのは、リアクタンス分の測定範圍

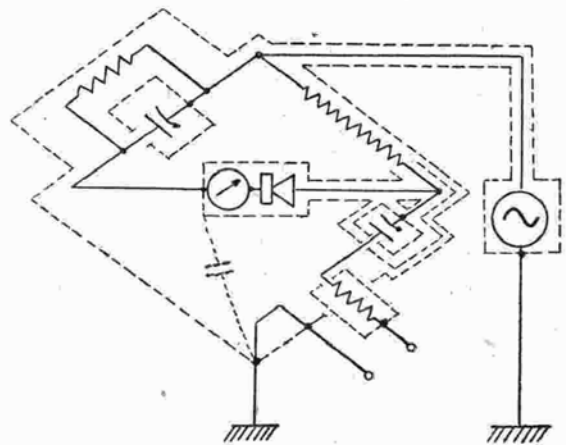
を擴大するためであつて此の説明は簡單でもあり文献(5)にも説明してある通りである故省略する。

使用法としては、上記測定範圍切替スイッチの各々の場合につき全周波數域に亘り初平衡條件を豫め求めて置く、即ち各々の状態に於ける $C_{B'}$, $C_{0'}$ の値を求めて置く。

而して未知インピーダンスを被測端子へ挿入して測定周



第 9 圖



第 10 圖

波數並に其の時使用中の測定範圍に對應する値に $C_{B'}$, $C_{0'}$ を保ち次に主蓄電器 C_B を C_0 調整して平衡を取りその時の C_B 及 C_0 のダイヤルの読みより夫々抵抗分及びリアクタンス分が直接求め得るのである。

結 言

以上空中線定數測定法の概要について述べ、主としてその目的に試作した高周波インピーダンス電橋につき詳述したのであるが、本文の初めに挙げた諸測定法は此の電橋による測定に比して手數の上からも精度の上からも遠く及ばないものである。

只本測定器を用ひても空中線抵抗分の内、オーム抵抗と輻射抵抗とを分離測定する事は困難であつて此の點未だ研究の餘地もある。

[54頁に續く。]

内鐵型變壓器の渦流損に関する研究 (II)

木 村 久 男

第 3 章 實 例

第 3.1 節 實例に記入されて居る符號

次節以下に於いて示される實例に於ける符號は次の様な意味である。

a = 導体の厚さ (漏洩磁束に直角方向)

a_1 = 高壓側、 a_2 = 低壓側

b = 導体の幅 (漏洩磁束に平行方向)

b_1 = 高壓側、 b_2 = 低壓側

IT = 電流 × 巻回数

m = 導体重量、 m_1 = 高壓側、 m_2 = 低壓側

α = 漏洩磁路の有効長 = $\frac{H+L}{2} + \frac{A+C+\beta}{3}$

n = 異常渦流損係數

$e = \frac{(\text{全負荷損} - I^2 R)}{\text{全負荷損}} \times 100\%$ (渦流損の全負荷損に對する百分率)

P_e = 全渦流損、

P_{e1} = 高壓巻線渦流損、 P_{e2} = 低壓巻線渦流損。

それから異常渦流損の問題を取扱ふ上に、巻線の構造が、渦流損減少に關する設計上の難易に大きな影響があることがわかつたので、實例には符號によつて構造上の區別をつけた。その意味は次の如くである。

第 1 の文字 M — 異常渦流損消滅装置を取付けたもの

O — 同上の装置のないもの (舊い設計)

第 2 の文字 P — 高壓巻線が圓板型の時

Q — 同上なるも、巻線の配列が特殊なる場合

C — 高壓巻線が圓筒型の時

第 3 の文字 低壓巻線の構造、意味は高壓側と同様

例へば、 $M-P/P$ は異常渦流損消滅装置付で高壓も低壓も、圓板型巻線の時であり、 $O-P/C$ は舊設計で、高壓は圓板巻線、低壓は圓筒巻線の時である。 Q と云ふのは圓板巻線であるが、タップの都合で、上部から入つた導体が、丁度巻線の中央部で急に最下端に結ばれるもので、巻回数から云へばタップは端になるが、構造上は巻線柱の中央になる様にしたものである。渦流損から見た構造上の特性は、 P と同様と見做すことが出来る。

第 3.2 節 巻線平衡状態及びタップが出た時、共に

(乙) なるもの、〔例-2 乃至 例-15〕

〔例-2〕〔 $O-P/C$ 〕

定格 3 ϕ , 60 $\sim$, 3000kVA, 23-22-21-20-19-11.5-11-10.5-10-9.5kV $\Delta/3450\Delta$ (L-331731)

(イ) 測定タップ、23kV/3450

$a_1 = 2.0$, $b_1 = 9.0$, $m_1 = 645$, $IT = 38,300$, $\alpha = 982$

$a_2 = 4.5$, $b_2 = 10.5$, $m_2 = 395$

先づ (甲) と考へて (1.14) 式を用ひて計算すれば

$$P_e(\text{甲}) = \frac{6.64}{10^5} \times \left(\frac{38300}{982}\right)^2 \times \left[2.0^2 \times 645 + 4.5^2 \times 395\right] \\ = 1060 \text{ (試験値 2010)}$$

即ち試験値は $P_e(\text{甲})$ の 190% を示した。従つて之は (乙) の状態と見做さねばならない。

$$\therefore P_e(\text{乙}) = 2010 \text{ (} e = 9.65\% \text{)}$$

(2.5) 式を用ひて、異常渦流損係數 n を求むれば次の如くなる。

$$\frac{P_e \times \alpha^2 \times 10^5}{6.64 \times (IT)^2} = \frac{2010 \times 982^2 \times 10^5}{6.64 \times (38300)^2} = 19,900 \\ b_1(b_1 - a_1) \times m_1 = 9.0(9.0 - 2.0) \times 645 = 40,600 \\ b_2(b_2 - a_2) \times m_2 = (10.5 - 4.5)^2 \times 395 = 24,900 \\ 65,500(+ \\ (b_1 - a_1)^2 \times m_1 = (9.0 - 2.0)^2 \times 645 = 31,600 \\ (b_2 - a_2)^2 \times m_2 = (10.5 - 4.5)^2 \times 395 = 14,200(+ \\ 45,800 \times 19,900 \\ = 910 \times 10^6$$

$$a_1 b_2 = 2.0 \times 10.5 = 21$$

$$a_2 b_1 = 4.5 \times 9.0 = 40.5(-$$

$$m_1 m_2 \times (a_1 b_2 - a_2 b_1)^2 = (-19.5)^2 \times 645 \times 395 \\ = 97 \times 10^6 \\ 813 \times 10^6(-$$

$$\therefore n = \frac{65,500 - \sqrt{813 \times 10^6}}{45,800} = \frac{36.8}{45.8} = 0.803$$

(ロ) 測定タップ 19kV/3450 の場合は、巻線は不平衡状態であるから、當然 (乙) であると考へられる。

$$\therefore P_e(\text{乙}) = 2320 \text{ (試験値、} e = 9.10\% \text{)}, n = 0.747$$

と云ふ結果が得られた。

尚、この變壓器の中身構造を第 3.1 圖に示す。寫真に見られる如く、巻線の漏洩磁路の開放端に厚い木材を當て、巻線を支へて居る爲、磁束が側方に曲つて (乙) の状態になつたものと考へられるわけである。

〔例-3〕〔 $O-P/C$ 〕

定格 3 ϕ , 50 $\sim$, 2750kVA,

44-42-40-38-36kV $\Delta/3300\Delta$ (L-331654)

(イ) 測定タップ 44kV/3300

$a_1 = 0.9$, $b_1 = 9.0$, $m_1 = 703$, $IT = 41,500$, $\alpha = 1003$

$a_2 = 2.5$, $b_2 = 9.0$, $m_2 = 430$

$$P_e(\text{甲}) = \frac{4.61}{10^5} \times \left(\frac{41500}{1003}\right)^2 \times \left[0.9^2 \times 703 + 2.5^2 \times 430\right] \\ = 252 \text{ (試験値 1620)}$$

$$\therefore P_e(\text{乙}) = 1620 \text{ (} e = 6.9\% \text{)}, n = 0.64$$

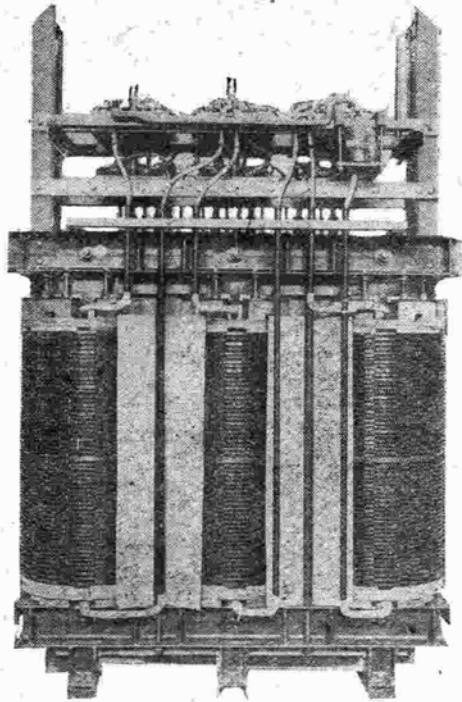
(ロ) 測定タップ 42kV/3300, $P_e(\text{乙}) = 1380$

(試験値、 $e = 5.78\%$), $n = 0.68$

(ハ) " 40kV/3300, $P_e(\text{乙}) = 1730$

(試験値、 $e = 6.95\%$), $n = 0.62$

(ニ) " 38kV/3300, $P_e(\text{乙}) = 2110$



第3.1圖

(試験値、 $e=8.14\%$), $n=0.56$ (市) " 36 kV/3300, $P_e(\text{乙})=2600$ (試験値、 $e=9.88\%$), $n=0.47$

この変圧器の中身写真を第3.2圖に示す。〔例-2〕と同様、異常渦流損消滅装置を取付けて居ないことがわかる。

〔例-4〕〔M-P/C〕

定格 3 ϕ , 60 $\sim$, 6000 kVA,66-63-60-57-54 kV Y/3450 Δ (L-331780)

(イ) 測定 タップ 66 kV/3450

 $a_1=2.2$, $b_1=10.0$, $m_1=1120$, $IT=50500$, $\alpha=1161$ $a_2=2.8$, $b_2=9.0$, $m_2=684$

$$P_e(\text{甲}) = \frac{6.64}{10^5} \times \left(\frac{50500}{1161} \right)^2 \times \left[\overline{2.2}^2 \times 1120 + \overline{2.8}^2 \times 684 \right]$$

$$= 1380 \text{ (試験値 3590)}$$

 $\therefore P_e(\text{乙})=3590$ ($e=10.7\%$), $n=0.785$

(ロ) 測定 タップ 63 kV/3450

 $P_e(\text{乙})=3480$ (試験値、 $e=10.2\%$), $n=0.795$ (ハ) 測定 タップ 60 kV/3450, $P_e(\text{乙})=3870$ (試験値、 $e=10.9\%$), $n=0.765$ (ニ) " 57 kV/3450, $P_e(\text{乙})=4060$ (試験値、 $e=11\%$), $n=0.751$ (ホ) " 54 kV/3450, $P_e(\text{乙})=5550$ (例定格、 $e=14.1\%$), $n=0.65$

〔例-5〕〔M-P/C〕

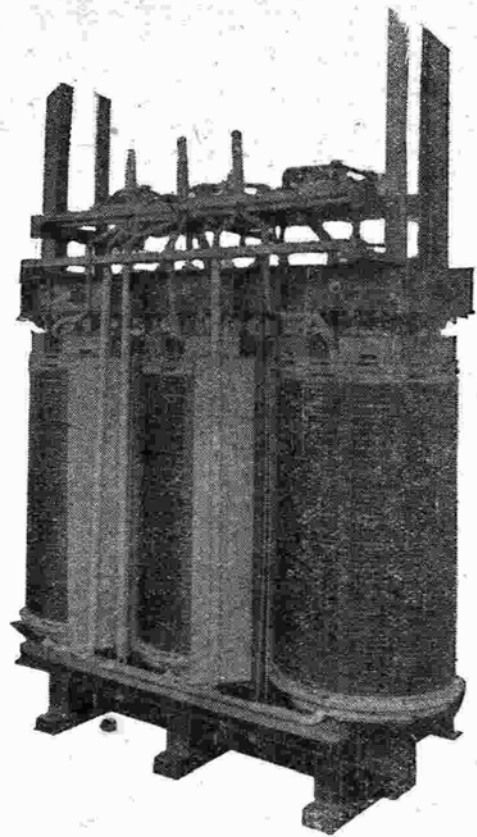
定格 3 ϕ , 60 $\sim$, 2600 kVA, 81-79-77 kV Y/3150 Δ (L-331608)

(イ) 測定 タップ 81 kV/3150

 $a_1=0.8$, $b_1=8.0$, $m_1=554$, $IT=34000$, $\alpha=1080$ $a_2=3.2$, $b_2=8.0$, $m_2=400$

$$P_e(\text{甲}) = \frac{6.64}{10^5} \times \left(\frac{34000}{1080} \right)^2 \times \left[\overline{0.8}^2 \times 554 + \overline{3.2}^2 \times 400 \right]$$

$$= 296 \text{ (試験値 785)}$$



第3.2圖

 $\therefore P_e(\text{乙})=785$, ($e=4\%$), $n=0.742$ (ロ) 測定 タップ 79 kV/3150, $P_e(\text{乙})=770$ (試験値、 $e=4.57\%$), $n=0.747$ (ハ) " 77 kV/3150, $P_e(\text{乙})=770$ (試験値、 $e=4.5\%$), $n=0.77$

〔例-6〕〔O-C/C〕

定格 3 ϕ , 60 $\sim$, 400 kVA,3450-3300-3150 Δ /460-230 Δ (L-331664)

(イ) 測定 タップ 3450/460

 $a_1=2.5$, $b_1=3.2$, $m_1=135$, $IT=11,600$, $\alpha=369$ $a_2=3.6$, $b_2=7.2$, $m_2=99.6$

$$P_e(\text{甲}) = \frac{6.64}{10^5} \times \left(\frac{11600}{369} \right)^2 \times \left[\overline{2.5}^2 \times 135 + \overline{3.6}^2 \times 99.6 \right]$$

$$= 140 \text{ (試験値 214)}$$

 $\therefore P_e(\text{乙})=214$, ($e=4.9\%$), $n=0.684$ (ロ) 測定 タップ 3300/460, $P_e(\text{乙})=254$ (試験値、 $e=5.7\%$), $n=0.532$ (ハ) " 3150/460, $P_e(\text{乙})=214$ (試験値、 $e=4.74\%$), $n=0.684$

〔例-7〕〔O-P/C〕

定格 1 ϕ , 50 $\sim$, 2500 kVA, 33-31.5-30-28.5 kV Δ /3300 Δ (L-331484)

(イ) 測定 タップ 33 kV/3300

 $a_1=1.8$, $b_1=8.0$, $m_1=548$, $IT=48,850$, $\alpha=940$ $a_2=3.2$, $b_2=10.0$, $m_2=374$

$$P_e(\text{甲}) = \frac{46.1}{10^5} \times \left(\frac{48850}{940} \right)^2 \times \left[\overline{1.8}^2 \times 548 + \overline{3.2}^2 \times 374 \right]$$

$$= 700 \text{ (試験値 2195)}$$

∴ $P_e(\text{乙})=2195$, ($e=11.6\%$), $n=0.70$

(ロ) 測定 タップ 31.5 kV/3300, $P_e(\text{乙})=2000$

(試験値、 $e=10.5\%$), $n=0.73$

(ハ) " 30 kV/3300, $P_e(\text{乙})=1860$

(試験値、 $e=9.6\%$), $n=0.754$

(ニ) " 28.5 kV/3300, $P_e(\text{乙})=2280$

(試験値、 $e=11.2\%$), $n=0.686$

〔例-8〕〔O-P/C〕

定格 1φ, 50~, 2500 kVA,

6.6-6.3-6.0-5.7-5.4 kV Δ/3450 Δ (L-331410)

(イ) 測定 タップ 6.6 kV/3450

$a_1=2.2$, $b_1=10.0$, $m_1=689$, $IT=49250$, $\alpha=920$

$a_2=2.8$, $b_2=8.0$, $m_2=426$

$$P_e(\text{甲}) = \frac{4.61}{10^5} \times \left(\frac{49250}{920} \right)^2 \times \left[\overline{2.2}^2 \times 689 + \overline{2.8}^2 \times 426 \right] \\ = 880 \text{ (試験値 2220)}$$

∴ $P_e(\text{乙})=2220$, ($e=12.9\%$), $n=0.79$

(ロ) 測定 タップ 5.4 kV/3450, $P_e(\text{乙})=2130$

(試験値、 $e=11\%$), $n=0.804$

〔例-9〕〔M-P/C〕

定格 1φ, 50~, 1500 kVA, 63-60-57-54-31.5-30-

28.5-27 kV Δ/11 kV Δ (L-A-310476)

(イ) 測定 タップ 63 kV/11 kV

$a_1=0.9$, $b_1=10.0$, $m_1=359$, $IT=61$, $600/2=30,800$,

$a_2=3.2$, $b_2=7.6$, $m_2=230$, $\alpha=797$

$$P_e(\text{甲}) = \frac{4.61}{10^5} \times \left(\frac{30800}{797} \right)^2 \times \left[\overline{0.9}^2 \times 359 + \overline{3.2}^2 \times 230 \right] \\ = 182 \text{ (試験値 510)}$$

∴ $P_e(\text{乙})=510$, ($e=4.47\%$), $n=0.77$

(ロ) 測定 タップ 60 kV/11 kV, $P_e(\text{乙})=770$

(試験値、 $e=6.4\%$), $n=0.652$

(ハ) " 57 kV/11 kV, $P_e(\text{乙})=760$

(試験値、 $e=6.2\%$), $n=0.658$

(ニ) " 54 kV/11 kV, $P_e(\text{乙})=740$,

(試験値、 $e=5.85\%$), $n=0.664$

〔例-10〕〔M-P/C〕

定格 1φ, 50~, 1250 kVA,

22-21-20-19 kV Δ/3300 Δ (L-331617)

(イ) 測定 タップ 22 kV/3300

$a_1=2.2$, $b_1=10.0$, $m_1=329$, $IT=62500/2=31,250$,

$a_2=2.5$, $b_2=6.4$, $m_2=212$, $\alpha=748$

$$P_e(\text{甲}) = \frac{4.61}{10^5} \times \left(\frac{31250}{748} \right)^2 \times \left[\overline{2.2}^2 \times 329 + \overline{2.5}^2 \times 212 \right] \\ = 241 \text{ (試験値 695)}$$

∴ $P_e(\text{乙})=695$, ($e=6.5\%$), $n=0.751$

(ロ) 測定 タップ 21 kV/3300, $P_e(\text{乙})=603$

(試験値、 $e=5.57\%$), $n=0.776$

(ハ) " 20 kV/3300, $P_e(\text{乙})=637$

(試験値、 $e=5.73\%$), $n=0.758$

(ニ) " 19 kV/3300, $P_e(\text{乙})=688$

(試験値、 $e=5.98\%$), $n=0.735$

〔例-11〕〔M-P/C〕

定格 1φ, 50~, 1250 kVA,

23-22-21-20 kV Δ/3300 Δ (L-331584)

(イ) 測定 タップ 22 kV/3300

$a_1=2.2$, $b_1=10.0$, $m_1=344$, $IT=62600/2=31,300$,

$a_2=2.5$, $b_2=6.4$, $m_2=212$, $\alpha=748$

$$P_e(\text{甲}) = \frac{4.61}{10^5} \times \left(\frac{31300}{748} \right)^2 \times \left[\overline{2.2}^2 \times 344 + \overline{2.5}^2 \times 212 \right] \\ = 230 \text{ (試験値 640)}$$

∴ $P_e(\text{乙})=640$, ($e=5.98\%$), $n=0.756$

(ロ) 測定 タップ 21 kV/3300, $P_e(\text{乙})=640$

(試験値、 $e=5.83\%$), $n=0.756$

(ハ) " 20 kV/3300, $P_e(\text{乙})=660$

(試験値、 $e=5.85\%$), $n=0.747$

〔例-12〕〔M-P/C〕

定格 1φ, 50~, 1000 kVA,

22-21-20-19 kV Δ/3450 Δ (L-380873)

(イ) 測定 タップ 22 kV/3450

$a_1=1.6$, $b_1=10.0$, $m_1=254$, $IT=28,300$, $\alpha=605$

$a_2=3.2$, $b_2=8.0$, $m_2=200$

$$P_e(\text{甲}) = \frac{4.61}{10^5} \times \left(\frac{28300}{605} \right)^2 \times \left[\overline{1.6}^2 \times 254 + \overline{3.2}^2 \times 200 \right] \\ = 271 \text{ (試験値 685)}$$

∴ $P_e(\text{乙})=685$, ($e=7.15\%$), $n=0.78$

(ロ) 測定 タップ 21 kV/3450, $P_e(\text{乙})=900$

(試験値、 $e=9.0\%$), $n=0.694$

(ハ) " 20 kV/3450, $P_e(\text{乙})=860$

(試験値、 $e=8.4\%$), $n=0.707$

(ニ) " 19 kV/3450, $P_e(\text{乙})=830$

(試験値、 $e=7.9\%$), $n=0.72$

〔例-13〕〔O-P/C〕

定格 1φ, 60~, 1000 kVA,

22-20.5-19 kV Δ/3450 Δ (L-331596)

(イ) 測定 タップ 22 kV/3450

$a_1=2.2$, $b_1=9.0$, $m_1=296$, $IT=54,000/2=27,000$,

$a_2=2.8$, $b_2=9.0$, $m_2=171$, $\alpha=635$

$$P_e(\text{甲}) = \frac{6.64}{10^5} \times \left(\frac{27000}{635} \right)^2 \times \left[\overline{2.2}^2 \times 296 + \overline{2.8}^2 \times 171 \right] \\ = 334 \text{ (試験値 810)}$$

∴ $P_e(\text{乙})=810$, ($e=9.86\%$), $n=0.792$

(ロ) 測定 タップ 20.5 kV/3450, $P_e(\text{乙})=707$

(試験値、 $e=8.44\%$), $n=0.829$

(ハ) " 19 kV/3450, $P_e(\text{乙})=924$

(試験値、 $e=10.45\%$), $n=0.75$

〔例-14〕〔O-P/C〕

定格 1φ, 60~, 1000 kVA, 22-21-20-19-11-10.5-

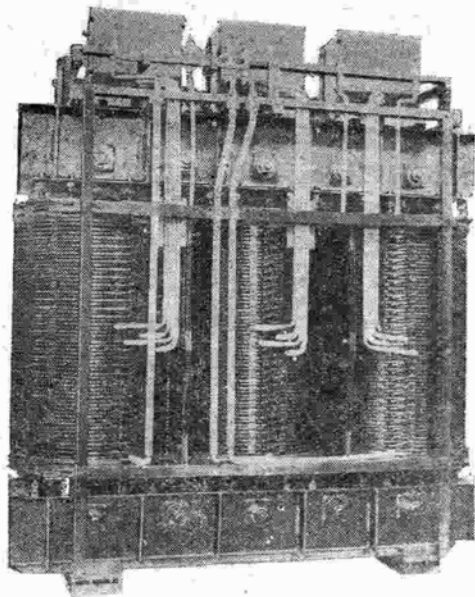
10-9.5 kV Δ/3300 Δ (L-331673)

(イ) 測定 タップ 22 kV/3300

$a_1=2.0$, $b_1=9.0$, $m_1=201$, $IT=41100/2=20,550$,

$\alpha=711$, $a_2=2.5$, $b_2=10.0$, $m_2=136$

$$P_e(\text{甲}) = \frac{6.64}{10^5} \times \left(\frac{20550}{711} \right)^2 \times \left[\overline{2.0}^2 \times 201 + \overline{2.5}^2 \times 136 \right] \\ = 92 \text{ (試験値 281)}$$



第3.3圖

∴ $P_e(\text{乙})=281$, ($e=4.31\%$), $n=0.774$

(o) 測定 タップ 21 kV/3300, $P_e(\text{乙})=306$

(試験値、 $e=4.58\%$), $n=0.75$

(ハ) " 20 kV/3300, $P_e(\text{乙})=515$

(試験値、 $e=7.3\%$), $n=0.585$

(二) " 19 kV/3300, $P_e(\text{乙})=526$

(試験値、 $e=7.22\%$), $n=0.574$

〔例—15〕〔M-Q/P〕

定格 1φ, 50~, 750 kVA,

22-21-20-19 kV Δ/3450 Δ (L-A-312334)

(イ) 測定 タップ 22 kV/3450

$a_1=1.2$, $b_1=10.0$, $m_1=195$, $IT=46,000/2=23,000$,

$a_2=1.8$, $b_2=10.0$, $m_2=146$, $\alpha=560$

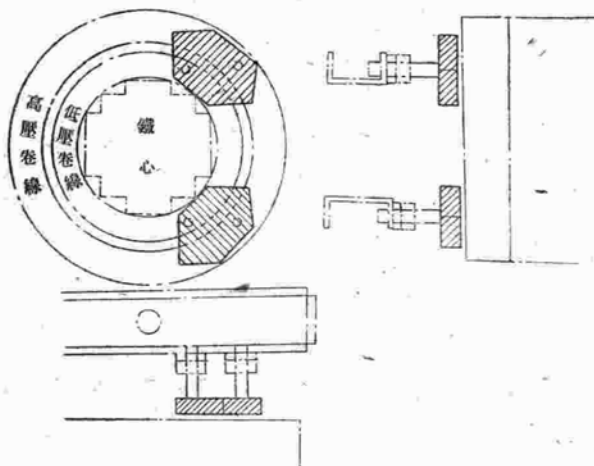
$$P_e(\text{甲}) = \frac{4.61}{10^5} \times \left(\frac{23000}{560} \right)^2 \times \left[1.2^2 \times 195 + 1.8^2 \times 146 \right] \\ = 58.9 \text{ (試験値 298)}$$

∴ $P_e(\text{乙})=298$, ($e=4.02\%$), $n=0.783$

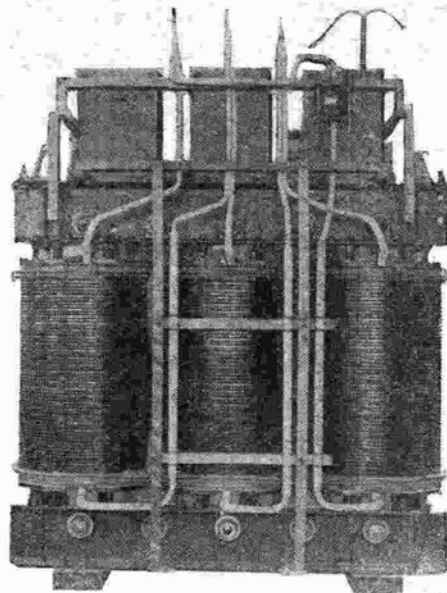
(o) 測定 タップ 21 kV/3450, $P_e(\text{乙})=307$

(試験値、 $e=4.06\%$), $n=0.778$

(ハ) " 20 kV/3450, $P_e(\text{乙})=410$



第3.4圖 コイル押へを兼ねた異常過流損消滅装置



第3.5圖

(試験値、 $e=5.18\%$), $n=0.715$

(二) " 19 kV/3450, $P_e(\text{乙})=428$

(試験値、 $e=5.25\%$), $n=0.703$

第3.3節 巻線が平衡状態にて(甲)なるもの

〔例—16 乃至 例—28〕

〔例—16〕〔M-P/P〕

定格 3φ, 50~, 12,000 kVA, 69-66-63 kV Y/
10,500 Δ/3450 Δ (L-380810)

(イ) 測定 タップ 69 kV/10,500 (三次開放)

$a_1=3.2$, $b_1=12.0$, $m_1=1884$, $IT=76400$, $\alpha=1277$

$a_2=1.8$, $b_2=11.5$, $m_2=1263$

$$P_e(\text{甲}) = \frac{4.61}{10^5} \times \left(\frac{76400}{1277} \right)^2 \times \left[3.2^2 \times 1884 + 1.8^2 \times 1263 \right] \\ = 3890 \text{ (試験値 5920)}$$

∴ $P_e(\text{甲})=5920$, ($e=8.71\%$), $n=0.926$

(o) 測定 タップ 66 kV/10500 (三次開放)

$P_e(\text{甲})=6180$ (試験値、 $e=8.84\%$), $n=0.918$

(ハ) 測定 タップ 63 kV/10500 (三次開放)

$P_e(\text{甲})=6500$ (試験値、 $e=9.04\%$), $n=0.909$

尙、この変圧器の中身構造を第3.3圖に示す。この寫眞から異常渦流損消滅装置の取付け方は明らかに見ることが出来る。之は コイル 押へを兼ねて居るものであつて實際の形状圖面を示せば、第3.4圖の如くである。

〔例—17〕〔M-P/C〕

定格 3φ, 50~, 6250 kVA,

69-66-63-60 kV Y/3300 Δ (L-A-307614)

(イ) 測定 タップ 69 kV/3300

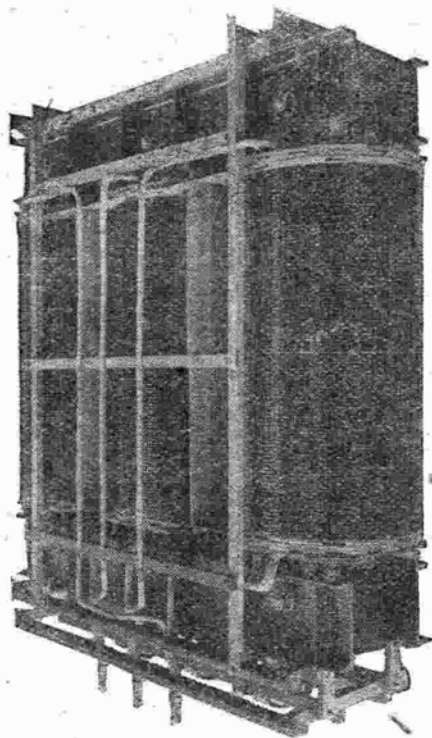
$a_1=1.9$, $b_1=10.5$, $m_1=1195$, $IT=56900$, $\alpha=1069$

$a_2=2.5$, $b_2=7.2$, $m_2=777$

$$P_e(\text{甲}) = \frac{4.61}{10^5} \times \left(\frac{56900}{1069} \right)^2 \times \left[1.9^2 \times 1195 + 2.5^2 \times 777 \right] \\ = 1200 \text{ (試験値 1070)}$$

∴ $P_e(\text{甲})=1070$, ($e=2.9\%$), $n=1.02$

(o) 測定 タップ 66 kV/3300, $P_e(\text{甲})=1970$



第 3.6 圖

- (ハ) (試験値、 $e=5.2\%$), $n=0.94$
 63 kV/3300, $P_e(\text{甲})=2340$
 (試験値、 $e=6\%$), $n=0.906$
 (ニ) 60 kV/3300, $P_e(\text{乙})=4100$
 (試験値、 $e=9.77\%$), $n=0.78$

尚、この変圧器の中身構造を第 3.5 圖に示す。

【例—18】〔M-P/C〕

定格 3 ϕ , 50 $\sim$, 15625 kVA,

23-22-21-20 kV Δ /11 kV Δ (L-A-304330)

(イ) 測定 タップ 23 kV/11 kV

$a_1=2.0$, $b_1=10.0$, $m_1=2070$, $IT=91,300$, $\alpha=1138$

$a_2=3.2$, $b_2=6.4$, $m_2=1620$

$$P_e(\text{甲}) = \frac{4.61}{10^5} \times \left(\frac{91300}{1138} \right)^2 \times \left[2.0^2 \times 2070 + 3.2^2 \times 1620 \right]$$

$$= 7400 \text{ (試験値 4180)}$$

$\therefore P_e(\text{甲})=4180$, ($e=5.41\%$), $n=1.13$

(ロ) 測定 タップ 20 kV/11 kV, $P_e(\text{甲})=9910$

(試験値、 $e=11\%$), $n=0.926$

【例—19】〔M-P/P〕

定格 3 ϕ , 50 $\sim$, 15000 kVA,

44-42-40-38-36 kV Δ /11 kV Δ (L-331647)

(イ) 測定 タップ 44 kV/11 kV

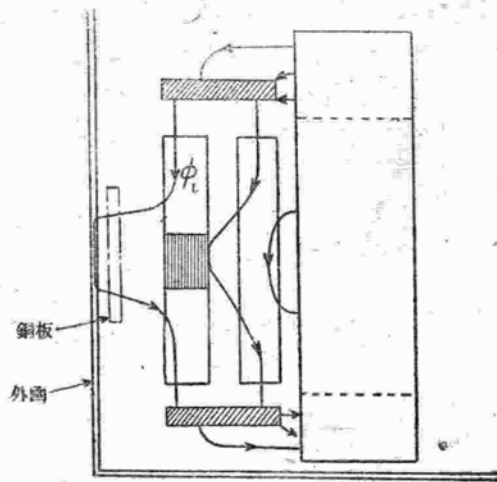
$a_1=3.2$, $b_1=9.0$, $m_1=3190$, $IT=95,800$, $\alpha=1662$

$a_2=2.8$, $b_2=10.0$, $m_2=1770$

$$P_e(\text{甲}) = \frac{4.61}{10^5} \times \left(\frac{95800}{1662} \right)^2 \times \left[3.2^2 \times 3190 + 2.8^2 \times 1770 \right]$$

$$= 7050 \text{ (試験値 8750 及び 10,900)}$$

この変圧器は製作時期を異にして 2 回製作された爲、試験結果が異つて居る。然し共に (甲) の状態と考へられる。渦流損の多い時が タップ 1 ケ所、少い時は後で製作された分で タップ 2 ケ所となつて居る。



第 3.7 圖

$\therefore P_e(\text{甲})=8750$ の時 ($e=11.8\%$), $n=0.943$

$P_e(\text{甲})=10900$ " ($e=14.7\%$), $n=0.88$

尚この変圧器の中身構造を第 3.6 圖に示す。

(タップ 1 ケ所分である)

(ロ) 測定 タップ 42 kV/11 kV, $P_e(\text{甲})=10850$

(試験値、 $e=14.4\%$), $n=0.88$

(ハ) " 40 kV/11 kV, $P_e(\text{甲})=13900$

(試験値、 $e=17.4\%$), $n=0.80$

(ニ) " 38 kV/11 kV, $P_e(\text{乙})=20700$

(試験値、 $e=23.3\%$), $n=0.64$

(ホ) " 36 kV/11 kV, $P_e(\text{乙})=31300$

(試験値、 $e=31\%$), $n=0.46$

この結果からもわかる如く、タップ 44 kV, 42 kV では全く同じ渦流損を示したが、40 kV に至り、漸次増加し始め、38 kV, 36 kV に至つて激増した。

之は タップ を 1 ケ所から抜いた爲、局部的に甚だしく不平衡になり、鐵板製の外函にまで漏洩磁束が及んだ結果である。その概念を圖示すれば 第 3.7 圖の如くである。36 kV タップ に於いては特に外函の局部的温度上昇が激しかつた。

そこで第 3.7 圖に鎖線で示す如く、銅板で漏洩磁束の遮蔽を行ひ、外函の局部的過熱を避けた。但し此の場合全銅損は銅板の有無に關係がなかつた。之は タップ の抜けた爲に「巻線銅体を貫通する磁束の斜めの傾きが、不平衡の爲に増大したこと」により、従つて換言すれば、異常渦流損係数が小さくなつた爲に生ずる渦流損の増大が (外函に發生する損失より遙かに大きく) 此の場合の損失増加の大部分を占めると推測せられるわけである。

斯様な場合に於いても、渦流損の温度較正を行ふ時には、銅の温度係数を用ひて居るが、之は (甲) の場合のみ正確であつて、外函に損失を發生する様な場合には、温度較正に銅の係数を用ふることは明らかに不合理である。然し之等を考慮した (乙) の状態に對する較正式は、條件が複雑を極め、導き出し得ないので、習慣に従つて銅の温度較正式を利用するわけである。

斯の如く、(甲) の状態に於いては、渦流損の温度係

数も、理論的にも正確であることが明らかにされたわけであつて、設計上の便は少くないわけである。

〔例—20〕〔M-P/P〕

定格 3φ, 60~, 8250 kVA, 115-112.5-110-107.5-105 kV Y/11 kV Δ (L-331686)

(イ) 測定 タップ 115 kV/11 kV

$a_1=1.6, b_1=10.0, m_1=1600, IT=73500, \alpha=1534$

$a_2=2.5, b_2=11.0, m_2=918$

$$P_e(\text{甲}) = \frac{6.64}{10^5} \times \left(\frac{73500}{1534} \right)^2 \times \left[\frac{1.6^2}{10^3} \times 1600 + \frac{2.5^2}{10^3} \times 918 \right] \\ = 1500 \text{ (試験値 930)}$$

$\therefore P_e(\text{甲}) \equiv 930, (e=1.9\%), n=1.05$

(ロ) 測定 タップ 112.5 kV/11 kV, $P_e(\text{甲}) \equiv 1270$

(試験値、 $e=2.55\%$), $n=1.02$

(ハ) " 110 kV/11 kV, $P_e(\text{甲}) \equiv 760$

(試験値、 $e=1.52\%$), $n=1.07$

(ニ) " 107.5 kV/11 kV, $P_e(\text{甲}) \equiv 340$

(試験値、 $e=0.68\%$), $n=1.13$

(ホ) " 105 kV/11 kV, $P_e(\text{甲}) \equiv 506$

(試験値、 $e=0.99\%$), $n=1.10$

〔例—21〕〔M-P/P〕

定格 3φ, 50~, 7813 kVA, 23-22-21-20 kV Δ/11 kV Δ (L-331583)

(イ) 測定 タップ 23 kV/11 kV

$a_1=2.5, b_1=9.0, m_1=1340, IT=59,200, \alpha=1145$

$a_2=3.2, b_2=9.0, m_2=980$

$$P_e(\text{甲}) = \frac{4.61}{10^5} \times \left(\frac{59200}{1145} \right)^2 \times \left[\frac{2.5^2}{10^3} \times 1340 + \frac{3.2^2}{10^3} \times 980 \right] \\ = 2280 \text{ (試験値 2515)}$$

$\therefore P_e(\text{甲}) \equiv 2515, (e=5.45\%), n=0.975$

(ロ) 測定 タップ 22 kV/11 kV, $P_e(\text{甲}) \equiv 2800$

(試験値、 $e=6.6\%$), $n=0.946$

(ハ) " 21 kV/11 kV, $P_e(\text{甲}) \equiv 2360$

(試験値、 $e=5.5\%$), $n=0.988$

(ニ) " 20 kV/11 kV, $P_e(\text{乙}) \equiv 3930$

(試験値、 $e=8.54\%$), $n=0.85$

〔例—22〕〔M-P/P〕

定格 3φ, 60~, 5500 kVA, 81-79-77 kV Y/10.5 kV Δ (L-331603)

(イ) 測定 タップ 81 kV/10.5 kV

$a_1=1.6, b_1=9.0, m_1=950, IT=46,000, \alpha=1060$

$a_2=3.6, b_2=9.0, m_2=677$

$$P_e(\text{甲}) = \frac{6.64}{10^5} \times \left(\frac{46000}{1060} \right)^2 \times \left[\frac{1.6^2}{10^3} \times 950 + \frac{3.6^2}{10^3} \times 677 \right] \\ = 1350 \text{ (試験値 1018)}$$

$\therefore P_e(\text{甲}) \equiv 1018, (e=3.34\%), n=1.07$

(ロ) 測定 タップ 79 kV/10.5 kV, $P_e(\text{甲}) \equiv 1083$

(試験値、 $e=3.49\%$), $n=1.06$

(ハ) " 77 kV/10.5 kV, $P_e(\text{甲}) \equiv 1395$

(試験値、 $e=4.43\%$), $n=1.0$

〔例—23〕〔M-P/C〕

定格 3φ, 60~, 4000 kVA, 31.5-30-28.5 kV Δ/3450-3300-3150-3000 Δ (L-331658)

測定 タップ 30 kV/3450

$a_1=1.6, b_1=9.0, m_1=684, IT=45700, \alpha=773$

$a_2=3.6, b_2=9.0, m_2=513$

$$P_e(\text{甲}) = \frac{6.64}{10^5} \times \left(\frac{45700}{773} \right)^2 \times \left[\frac{1.6^2}{10^3} \times 684 + \frac{3.6^2}{10^3} \times 513 \right] \\ = 1960 \text{ (試験値 2345)}$$

$\therefore P_e(\text{甲}) \equiv 2345, (e=7.95\%), n=0.96$

〔例—24〕〔M-P/C〕

定格 3φ, 60~, 3000 kVA, 22-21-20-11-10.5-10 kV Y/3300 Δ (L-331624)

(イ) 測定 タップ 22 kV/3300

$a_1=2.8, b_1=11.0, m_1=612, IT=37,800, \alpha=899$

$a_2=2.5, b_2=10.0, m_2=405$

$$P_e(\text{甲}) = \frac{6.64}{10^5} \times \left(\frac{37800}{899} \right)^2 \times \left[\frac{2.8^2}{10^3} \times 612 + \frac{2.5^2}{10^3} \times 405 \right] \\ = 865 \text{ (試験値 1600)}$$

$\therefore P_e(\text{甲}) \equiv 1600, (e=7.63\%), n=0.882$

(ロ) 測定 タップ 21 kV/3300, $P_e(\text{甲}) \equiv 1470$

(試験値、 $e=6.89\%$), $n=0.901$

(ハ) " 20 kV/3300, $P_e(\text{甲}) \equiv 1555$

(試験値、 $e=7.09\%$), $n=0.888$

〔例—25〕〔M-P/C〕

定格 3φ, 50~, 1500 kVA, 11-10.5-10 kV Δ/3300 Δ (L-331425)

(イ) 測定 タップ 11 kV/3300

$a_1=2.2, b_1=9.0, m_1=516, IT=31400, \alpha=734$

$a_2=2.8, b_2=10.0, m_2=326$

$$P_e(\text{甲}) = \frac{4.61}{10^5} \times \left(\frac{31400}{734} \right)^2 \times \left[\frac{2.2^2}{10^3} \times 516 + \frac{2.8^2}{10^3} \times 326 \right] \\ = 424 \text{ (試験値 427)}$$

$\therefore P_e(\text{甲}) \equiv 427, (e=3.24\%), n=1.0$

(ロ) 測定 タップ 10.5 kV/3300, $P_e(\text{乙}) \equiv 810$

(試験値、 $e=5.96\%$), $n=0.865$

(ハ) " 10 kV/3300, $P_e(\text{甲}) \equiv 427$

(試験値、 $e=3.04\%$), $n=1.0$

〔例—26〕〔M-P/C〕

定格 1φ, 60~, 2000 kVA,

20-10 kV/3450-3300-3150 Δ (L-331601)

(イ) 測定 タップ 20 kV/3150

この変圧器のタップは高圧側につけてあるから、3150の時の巻線平衡状態にあるわけである。

$a_1=2.5, b_1=9.0, m_1=612, IT=93200/2=46,600,$

$a_2=3.6, b_2=9.0, m_2=415, \alpha=1000$

$$P_e(\text{甲}) = \frac{6.64}{10^5} \times \left(\frac{46600}{1000} \right)^2 \times \left[\frac{2.5^2}{10^3} \times 612 + \frac{3.6^2}{10^3} \times 415 \right] \\ = 1330 \text{ (試験値 1253)}$$

$\therefore P_e(\text{甲}) \equiv 1253, (e=8.43\%), n=1.01$

(ロ) 測定 タップ 20 kV/3300, $P_e(\text{甲}) \equiv 990$

(試験値、 $e=7.24\%$), $n=1.05$

- (ハ) " 20 kV/3450, $P_e(\text{甲})=1098$
(試験値、 $e=8.42\%$), $n=1.0$

〔例-27〕〔M-P/C〕

定格 1φ, 60~, 1500 kVA, 11.5-11-10.5 kV Δ/2300-2200-2100-2000 Δ (L-331632)

(イ) 測定タップ 11.5 kV/2300

$a_1=2.5$, $b_1=9.0$, $m_1=274$, $IT=62,400/2=31200$,

$a_2=4.5$, $b_2=6.8$, $m_2=239$, $\alpha=718$

$$P_e(\text{甲}) = \frac{6.64}{10^5} \times \left(\frac{31200}{718} \right)^2 \times \left[\frac{2.5^2}{2} \times 274 + \frac{4.5^2}{2} \times 239 \right] \\ = 821 \text{ (試験値 940)}$$

∴ $P_e(\text{甲})=940$, ($e=8.76\%$), $n=0.935$

(ロ) 測定 タップ 11 kV/2300, $P_e(\text{甲})=1013$

(試験値、 $e=9.11\%$), $n=0.90$

(ハ) 測定 タップ 10.5 kV/2300, $P_e(\text{乙})=1250$

(試験値、 $e=10.73\%$), $n=0.797$

〔例-28〕〔M-P/C〕

定格 1φ, 60~, 1500 kVA,

22-21-20 kV Δ/3500 Δ (L-331604)

(イ) 測定 タップ 22 kV/3500

$a_1=3.2$, $b_1=9.0$, $m_1=406$, $IT=77200/2=38,600$,

$a_2=2.8$, $b_2=6.4$, $m_2=239$, $\alpha=835$

$$P_e(\text{甲}) = \frac{6.64}{10^5} \times \left(\frac{38600}{835} \right)^2 \times \left[\frac{3.2^2}{2} \times 406 + \frac{2.8^2}{2} \times 239 \right] \\ = 853 \text{ (試験値 1120)}$$

∴ $P_e(\text{甲})=1120$, ($e=9.3\%$), $n=0.91$

(ロ) 測定 タップ 21 kV/3500, $P_e(\text{甲})=990$

(試験値、 $e=8.1\%$), $n=0.952$

(ハ) " 20 kV/3500, $P_e(\text{甲})=940$

(試験値、 $e=7.54\%$), $n=0.969$

第3.4節 銅損の測定誤差を考慮した場合の異常渦流損係数の実測値

渦流損は直接測定することは出来ない爲に、銅損及び抵抗損を夫々測定し、その差として求められるのが普通である。之等の測定に於ける僅少な誤差が、渦流損には大きな誤差として現はれて来るわけである。そこでこの誤差につき、若干検討を加へてみよう。

抵抗測定は0.1%程度の誤差であるが、巻線温度による誤差は抵抗測定に1%程度の誤差を考へねばならない。

変流器の誤差は±1.5乃至1.0%, 120分乃至60分と規程せられて居る。

計器用変圧器の誤差は±1.0%, 40分と規程されて居る。

ワットメーターは負荷の力率が低い爲に0.5%程度の誤差は豫期せねばならない。

之等の誤差が最悪の場合には全部が重疊するわけであるが、熟練せる試験員による工場試験は、C.T., P.T. 及びワットメーターの最も誤差の少ない範囲を常用して居るので、斯の如く全部の誤差が重疊する場合は絶無と云つても過言ではない。

そこで多数の場合の平均の誤差として、銅損測定には

±1.5%の誤差があると假定しやう。之は長い経験から見て、最も無理のない数字であらうと思はれる。

誤差が±1.5%あるものとすれば、前に計算した異常渦流損係数 n もこの範囲に変化するわけである。銅損測定に±1.5%誤差がある時の n の値を夫々計算し、 n の値の占むべき範囲を示したものが、第3.8圖〔(乙)の場合〕及び第3.9圖〔(甲)の場合〕である。

この圖でわかる如く、 $n=1$ の附近、即ち(甲)の場合には、渦流損の銅損に対する割合が小さい爲、±1.5%の誤差により、 n の値が大きく變化して居る。之に對し(乙)の場合は、一般に銅損中の相當の部分を渦流損が占める故、誤差による n の値の變動は少い。このことは(甲)の場合には、 n の値に多少誤差があつても、銅損全体に於ける誤差は少いことになるのである。

第3.5節 渦流損に関する設計上推奨すべき計算式

〔例-2〕乃至〔例-28〕よりわかることは±1.5%の測定誤差を考慮すれば殆んどすべての例が、大体二等分せられ、(甲)と(乙)の状態に區別し得ると思はれるのである。

之等の例に於いて得られた異常渦流損係数は(乙)の時は、 $n=0.75$, (甲)の時は $n=0.95$ と云ふ平均値が得られたわけである。

逆に之等の係数を(2.2)式に代入すれば、渦流損に関する實驗式が得られるわけである。

(乙)の時は

$$\frac{P_e}{kg} = \frac{0.185}{10^7} \left[\frac{fIT}{l} \times \left\{ 0.75a + 0.25b \right\} \right]^2 \dots (3.1)$$

(甲)の時は

$$\frac{P_e}{kg} = \frac{0.185}{10^7} \left[\frac{fIT}{l} \times \left\{ 0.95a + 0.05b \right\} \right]^2 \dots (3.2)$$

を得る。

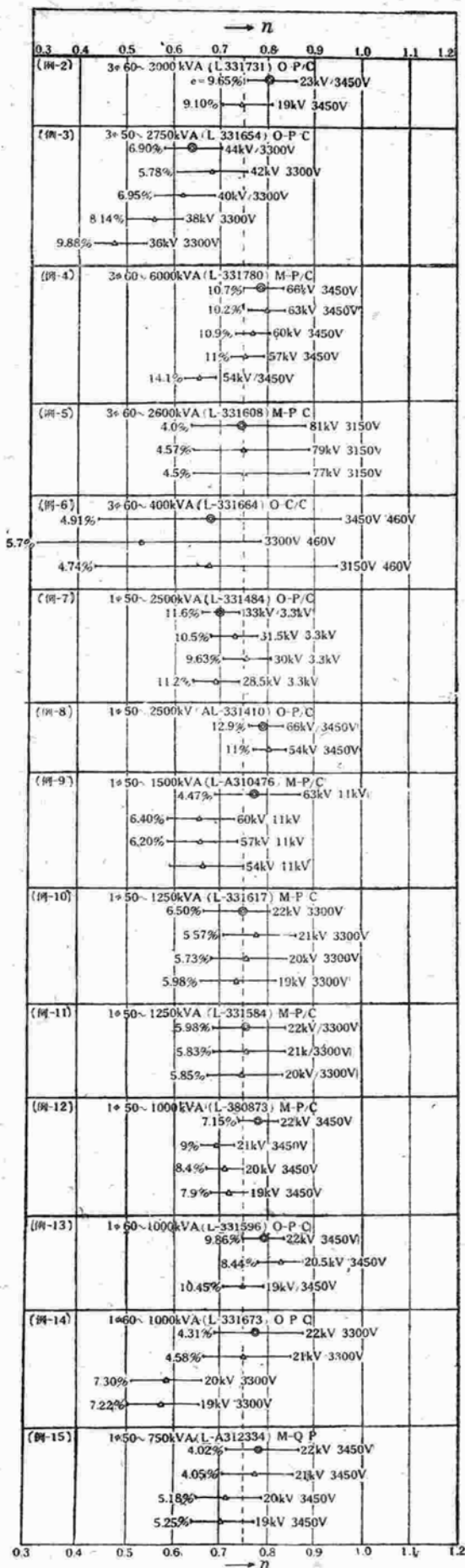
(甲)の状態にする爲には色々の要素が入つて来る爲設計時には一般に(3.1)式を用ふれば、能率や温度上昇に對して安全側にあるわけである。確實に(甲)の状態にすることが出来る場合のみに(3.2)式が利用出来ることになる。

第3.6節 タップの範囲の問題

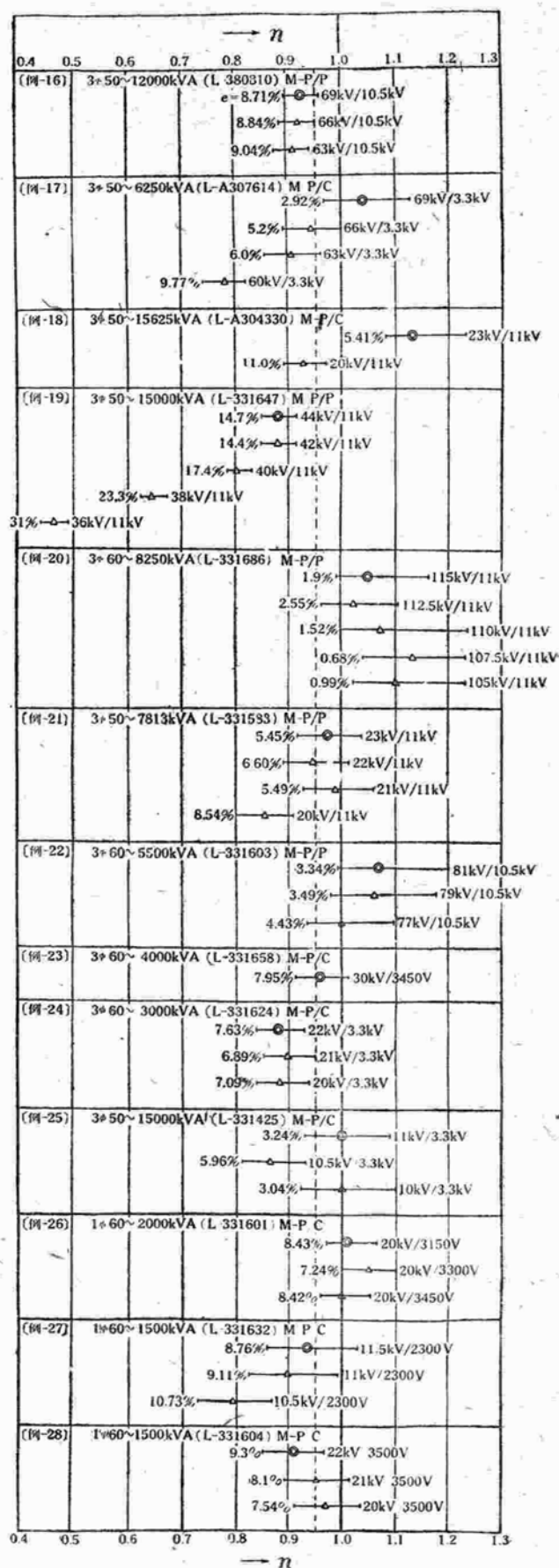
第3.9圖を見ると、異常渦流損消滅装置により、タップの出ない平衡状態では(甲)の状態にありながら、タップの爲に、(乙)となつてしまつた例が少くないのである。之は(甲)の状態に留る範囲が極めて狭いことを示して居るものであつて、設計上困難なる點であるが、一般的に次のことが云へると思はれる。

タップが5%抜けた時には、多くの場合影響はなく、タップが10%抜けた時は(甲)が(乙)になるものと、(甲)に留るものゝ例は約50%づゝであり、タップが15%以上抜けた時は、殆んど確實に(乙)の状態になつて居る。

そこで設計上は、出来れば、一ヶ所からは5%タップのみで止め、10%以上タップを抜く必要ある時は位置を換へる様にすればよいわけである。此の點については第5章及び第6章にやゝ詳細に説明が行はれて居る。



第 3.8 圖 異常渦流損係數實測值 (乙)



第 3.9 圖 異常渦流損實測值 (甲)

第 3.7 節 (甲) の状態にある變壓器の外函その他

の漂游負荷損

〔例—16〕の 3 ϕ , 50 $\sim$, 12,000 kVA 内鐵型變壓器について、漂游負荷損に関する二三の特別の實驗が試みられたので報告しよう。

先づ外函の漂游負荷損である。この變壓器の銅損を外函に入れる前と後で測定せられたのであるが、外函の影響は認められず、銅損は全く同じ値が得られたのである。之は (甲) の状態を考へれば當然であつて、漏洩磁束はすべて鐵心に入ることを考へれば、容易に了解せられ得る現象である。即ち外函に於ける漂游負荷損は (甲) の状態の變壓器では零と考へられることは、異常渦流損消滅装置の一つの特長である。

次に實驗したことは異常渦流損消滅装置に於ける損失である。この變壓器は 69 kV/10.5 kV タップ に於いて $P_e=5920$, $n=0.926$ であつたことは前述の如く (甲) としては渦流損がやゝ大き過ぎる様に思はれた。そこで之は異常渦流損消滅装置に用ひた材料が厚さ 19 耗の軟鋼であつた爲ではないかと思ひ、その漏洩磁束の集中する側に、厚さ 30 耗の電氣鐵板層を挿入してみたが、この爲の損失の減少は測定出来なかつたのである。

之については、異常渦流損消滅装置に集る磁束密度を考へても、この變壓器では平均約 900 ガウスであり、局部的にも 10,000 ガウス を越える場合はないから、電氣鐵板の場合ならば當然であるが、軟鋼の場合にしても負荷損の數字を左右するものでないことは容易に解釋出来るし、又この軟鋼が漏洩磁束の爲に過熱する虞のないことも容易にわかると思はれる。

第 3.8 節 巻線構造と渦流損の関係

前述の種々の 實例を 巻線構造に 關して分析してみよう。高壓側巻線は大部分の例に於いて圓板型であるが、低壓側巻線は圓板型のものと圓筒型のものに二大別される様である。之等の平衡状態のみの場合を考へて表示すれば第 3.1 表の如くである。

第 3.1 表にわかる如く、 $M-P/P$ の (乙) の場合、及び $O-P/P$, $O-P/C$ の (甲) の場合は皆無であつたわけである。(甲) の場合は常に異常渦流損消滅装置が取付けられてあつた。(乙) の場合に $O-P/C$ の例があるのは當然であるが、 $M-P/C$ の例も相當高率で含まれて居るのである。之は P/C の場合には異常渦流損消滅装置を取付けても、尙 (乙) の場合が現はれることを示す結果であつて、 P/C の場合には渦流損を軽減する爲には設計上十分なる注意を要することがわかるのである。此の場合の設計上の困難については、圓筒巻線は一般に大電流であるから、一卷きの傾きが大きく、従つて一次、二次の巻線の高さが揃ひ難いことが最大の原因であらうと思はれる。

第 3.1 表

例	(乙)	(甲)
1	O-P/C	
2	O-P/C	
3	O-P/C	
4		O-P/C
5		O-P/C
6	O-P/C	
7	O-P/C	
8	O-P/C	
9		M-P/C
10		M-P/C
11		M-P/C
12		M-P/C
13	M-P/C	
14	M-P/C	
15		M-Q/P
16		M-P/P
17		M-P/C
18		M-P/C
19		M-P/P
20		M-P/P
21		M-P/P
22		M-P/P
23		M-P/C
24		M-P/C
25		M-P/C
26		M-P/C
27		M-P/C
28		M-P/C

尙、この表は最近數年間の代表例をとつたものであるから、筆者の製作所に於ける全製作數の比例を示して居るものではない。舊い時代の製品を考慮すれば、(乙) の状態が (甲) の状態に比し、更に多いのであるが、本文に於いては (甲) の状態を主眼として説明して居るので、例に挙げた數に於いても、割合に強調されて居ることを付記しておく。

第 3.9 節 渦流損に對する負荷の影響

從來の變壓器は、おほむね (乙) であつたから、外函及び導体の b 寸法による漂游負荷損が存在した。之等の要素は共に負荷電流により、急速にその値が増大する性質があるものと考へられる。即ち外函は負荷電流による起磁力により、之を通ずる漏洩磁束度が變化するから、負荷が全負荷又は過負荷になると漂游負荷損は激増する筈である。又、異常渦流損係數 n も、起磁力及び外函の存在の影響を當然うける爲、結局、負荷電流により異常渦流損は激増することが容易に考へられるわけである。このことは 10,000 kVA 以上の内鐵型變壓器には從來普通に見られたことであつた。

然るに異常渦流損消滅装置を取付けて、(甲) の状態にある變壓器では、殆んど渦流損に對する負荷の影響がないことは容易に豫想せられるわけであるが、次に實測結果につき説明しよう。

定格は〔例—19〕と同様の 15000 kVA 變壓器

測定 タップ は 44 kV/11 kV (甲)、測定結果は第 3.2 表に示される。

第3.2表

負荷(%)	一次電流	渦流損(75°C)	渦流損の等価抵抗
106	121 A	10,400 ヴット	0.71 オーム
100	114	8,750 //	0.70 //
91	104	6,600 //	0.61 //
73	86.5	4,780 //	0.64 //
61	69.2	3,180 //	0.66 //
45.4	52	1,670 //	0.62 //

定格電流は 114 A (高圧側) であったが 50% 程度の負荷から測定して、渦流損を電流の二乗で除した等価抵抗が示されて居るが、渦流損に対しては $\pm 10\%$ 以下、即ち負荷損に対しては $\pm 1.0\%$ 程度の誤差を許せば、全く一致して居ると考へられるのである。この例では、負荷に對し、若干増加の傾向にあるのは、軟鋼で作られた異常渦流損消滅装置に生ずる損失が増して居るものとも考へられるわけであるが、之も測定誤差範囲内の事である。他の (甲) の例では誤差の爲に、負荷が増大するにつれ、渦流損の等価抵抗が漸減するもの (然しその程度は $\pm 1\%$ 位) が相當にあるのであるから、此の點は全く測定の誤差と云ひ得やう。

即ち「(甲) のものはその渦流損の等価抵抗は、負荷に關らず一定である。」と云ふことが出来ると思ふ。この點從來の (乙) の状態のものに比し、設計上に特に便宜が多い様である。

第3.10節 AEG 製内鐵型變壓器の異常渦流損

〔例-29〕〔O-P/P〕

AEG 製、3 $\frac{1}{2}$, 60 $\sim$, 40,000 kVA, 146-122 kV Y/69-56.43-34.5-28.23 kV Y/11 kV Δ

この變壓器は前に AEG より台灣電力に納入せられたものであつて、構造詳細につき電氣學會雜誌にも發表せられた。⁽¹⁰⁾ この變壓器に於ける渦流損問題につき検討を加へてみたいと思ふ。

筆者は、この變壓器に關するより詳細なる試験報告を拜見する機会があつたのであるが、工場 (AEG) に於ける銅損は 163 kW であり、現場にて組立完了後の試験成績は 197 kW と云ふことになつて居る。斯の如きことは筆者の経験には全くないことであつて、非常に興味深く感ずる次第である。

この 40,000 kVA 變壓器の外形寸法、試験報告等から推定すると、巻線の構造は次の様であらうと想像せられる。

$$a_1 = 3.8, b_1 = 14.0, m_1 = 2750, IT = 103,000, \alpha = 1300$$

$$a_2 = 3.2, b_2 = 15.0, m_2 = 2150$$

抵抗損は三次開放として、146.8 kW であるから、工場試験の時の渦流損は 16.2 kW、現場試験の時は 50.2 kW である。この數字が夫々 (甲) と (乙) の状態と考へれば、數値的によく合致するのである。

$$\text{工場試験の場合は } P_e(\text{甲}) = 16,200 (e = 9.94\%), \\ n = 1.07$$

$$\text{現場試験の場合は } P_e(\text{乙}) = 50,200 (e = 26.5\%)$$

$$n = 0.87$$

そこで何故に斯の如き差が生じたかを考慮すると、筆者の考へ方を應用すれば、AEG に於ける工場試験の際は巻線が平衡状態に保たれ、コイル押への金具が無意識的に、異常渦流損を消滅せしめる作用があつたが、之を解体して現場にて組立てた爲に、巻線相互配置に不平衡を惹起したのであらうと考へるわけである。

この資料に對し、一般には、從來は AEG の工場試験の誤差が大き過ぎるものと考へられて居たのであるが、筆者は測定の誤差ではなく、「構造上の不平衡」と解して居るのである。

何れにしても、現實に台灣に於いて運轉して居るこの變壓器の渦流損は 26.5% も發生して居ることは面白い事實と云はねばならない。

唯、筆者としては、二つの異つた試験結果が夫々筆者の考へて居る (甲) と (乙) の範圍におさまると云ふ事實は、實例として極めて興味あるものと考へて居る次第である。

〔例-3〕〔O-P/P〕

AEG 製、3 $\frac{1}{2}$, 50 $\sim$, 14500 kVA,

161-154-147 kV Y/ 10.5 kV Δ ⁽¹¹⁾

之は東信電氣に納入せられたものであるが、火災事故により、日立製作所に於いて解体修理せられたものである。

AEG より提出せられた試験報告より渦流損を計算すれば、次の如くなる。

$$\begin{cases} 161 \text{ kV タップ} & 640 \\ 154 \text{ kV } & 1,730 \\ 147 \text{ kV } & 1,730 \end{cases}$$

日立製作所にて修理後の渦流損は

$$\begin{cases} 161 \text{ kV タップ} & 16,800 \\ 154 \text{ kV } & 16,400 \\ 147 \text{ kV } & 12,600 \end{cases}$$

となつて居る。

この點につき前例と同様、筆者の異常渦流損の考へ方を應用してみやう。AEG の試験結果はすべて (甲) の範圍である。

$$(イ) \quad 161 \text{ kV タップ (AEG), } P_e(\text{甲}) = 640 \\ (e = 0.57\%), n = 1.226$$

$$(ロ) \quad 154 \text{ kV タップ (AEG), } P_e(\text{甲}) = 1730 \\ (e = 1.48\%), n = 1.12$$

$$(ハ) \quad 147 \text{ kV タップ (AEG), } P_e(\text{甲}) = 1730 \\ (e = 1.43\%), n = 1.12$$

之を見ると n の値は過大の様には思はれるが、〔例-20〕が之と類似の傾向にある様である。

日立製作所の試験結果はすべて、(乙) の範圍である。

$$(ニ) \quad 161 \text{ kV タップ } P_e(\text{乙}) = 16,800 (e = 12.9\%), \\ n = 0.542$$

$$(ホ) \quad 154 \text{ kV タップ } P_e(\text{乙}) = 16,400 (e = 12.3\%), \\ n = 0.553$$

$$(ヘ) \quad 147 \text{ kV タップ } P_e(\text{乙}) = 12,600 (e = 10.0\%), \\ n = 0.656$$

之等の結果を見ると、構造が筆者等の標準設計と全く異なる為と考へられるが、 n の値が(甲)、(乙)共に極端であつて、(3.1)式及び(3.2)式を用ひて計算しても銅損が5%以上誤差を有する様な結果となつたが、然しこの例も又、筆者の考へ方に對して二つの實例を提供してくれたわけである。

第3.11節 異常渦流損消滅装置の効果

簡單なる構造ではあるが、異常渦流損消滅装置の効果を列挙すれば次の如くなる。

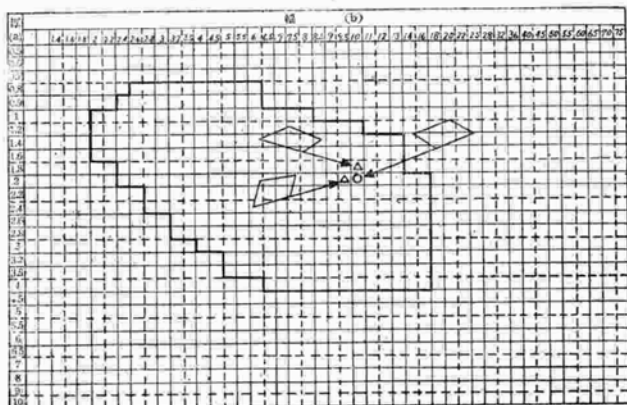
(イ) 多數の實例によつてわかる如く、銅損中に含まれる漂游負荷損が激減し、且設計値と實測値の誤差も極めて少くなる。

(ロ) 外函に發生する漂游負荷損が實用上皆無となる。

(ハ) 巻線の相互配置が、電磁的にほぼ完全な平衡状態にあることの證左であることを知ることが出来る。

(ニ) 従つて、短絡時に生ずる膨大なる機械的振動に對しても、内鐵型の長所であるところの徑方向のみの力が作用することとなり、變壓器として機械的に強いことの證左であることを知る。通常内鐵型變壓器に於いては、磁氣中心が一次巻線と二次巻線では12.5耗すれて居ると假定して、上下に作用する力を計算するわけであるが、異常渦流損のない内鐵型變壓器では、實用上磁氣中心が一致して居るわけであるから、この點は無視しても差支へない程度である。

(ホ) 渦流損が少い為と、機械的にも強い特性を持つて居る為、此の異常渦流損の皆無な内鐵型變壓器の設計に當つては少くとも一段細い導体を使用することが出来ることになる。第3.10圖は日本標準規格にて定められた平角軟銅線の表であるが、例へばこの數値のうち(乙)に相當する設計構造に於いて 2.0×10.0 と云ふ導体を使用するとすれば、(甲)の状態に改めることにより、 1.8×10.0 又は 2.0×9.5 と云ふ様な一段細い銅線を用ひても、之等の變壓器の能率及び機械的強度には何等差支へはないと考へられるのである。之はこの異常渦流損消滅装置が、銅材節約に少なからざる効果を有することを具体的に示したものである。損失の減少は銅材のみならず、放熱器、油等の資材節約にも亦有効であることは云ふまでもない。



第3.10圖

(ヘ) インピーダンスの値も(甲)に比し、(乙)の値は幾分大となるが圖面の上からも豫想せられるが、(即ち α が幾分小となるのである)、實驗的にも、之が證明せられた。(甲)の場合は(1.6)式を用ひて、大体正確なインピーダンスの値が得られるが、(乙)の場合は10乃至20%大きく出るので、之に對しては適當なる校正式を用ひねばならない。

(ト) コイル押へ金を兼ねることが出来ることも構造上大きな特長である。

第4章 導体配置の不平衡による異常渦流損發生條件

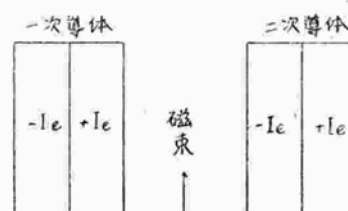
第4.1節 假定

舊い設計の(乙)の状態にある内鐵型變壓器では、第2.3節に於いて述べた如く、種々の巻線の電磁的不平衡の原因が挙げられるが、十分に注意されて設計し、異常渦流損消滅装置を取付けた場合には、(乙)の状態の渦流損が測定せられた場合は比較的少い。

異常渦流損消滅装置により、上下端の漏洩磁束の徑方向分力は皆無になる筈である。

そこで(甲)と(乙)の状態の差について最も考へ易いのは、高壓巻線と低壓巻線が組立の際にずれた様な場合である。前の實例に示した如く、(乙)の状態のものは、殆んど異常渦流損消滅装置を取付ける以前の設計のものである。構造が不適當な為、異常渦流損消滅装置を取付けたにも拘らず、乙の状態になつた場合の例は少いが然し、皆無ではなかつたのである。之は工作の爲か、設計の不備か、現在のところ明確にすることは出来ないが、工作の裕度を設計中に見込むことが出来なかつた意味で、設計に改良の余地があるかと考へられる。然し、不平衡を考へる場合に、最も考へ易いのは、他の不平衡状態をも包含して解釋し得ると云ふ意味で本章に於ては、組立工作の際に、高壓低壓巻線に磁氣中心をずらした場合を考へて見ることとする。

一次二次の導体が理想的(甲)状態で、導体寸法も巻回数も同一の時には、夫々相對應する一次二次の二ケの導体が考へられる。この導体内の渦流を夫々第4.1圖の如く $+I_e$ 、 $-I_e$ とすれば一次 $+I_e$ と二次の $-I_e$ はその重心距離が最小なる如く分布せられて居る。この場合極めて僅かの磁束の傾きがあつた場合にも尚、之等の重心は最小距離になる様な渦流分布になることが容易に考へられる。磁束の傾きが大きくなれば、嚴密には成立しないであらうが、傾きの小さい時は、誤差を無視すれ



第4.1圖

ば、このことは云ひ得ると思ふ。この分布を本章に於いては渦流分布と稱することとすれば、一般的に巻線内の渦流分布は、第 4.2 圖又は第 4.3 圖のようになる。第 4.2 圖は (乙) 状態を示し、第 4.3 圖は (甲) 状態を示して居る。

第 4.2 節 矩形導体内の渦流分布

第 4.2 圖に於いて、 P_2 は渦流の重心を示し、その坐標を (x_2, y_2) とする。他巻線導体は坐標上 (A, B) の位置にあり、その渦流重心を Q_2 とすれば、渦流は P_2, Q_2 間の距離 R_2 を最小にする様な状態に分布せられる。

第 4.2 圖に示す如く、圖面上の C, F 點の坐標は簡単に求められる。 $\triangle CDF$ の重心を N とし、その坐標を (x_n, y_n) とする。又 $\triangle DEF$ の重心を M とし、その坐標を (x_m, y_m) とする。

梯形 $CDEF$ の重心は MN を結ぶ直線上にあつて、夫々の三角形の面積に逆比例する點が $P_2(x_2, y_2)$ である。

そこで先づ M 點の坐標を求めやう。

$$x_m = \frac{1}{3} a \quad \dots\dots\dots(4.1)$$

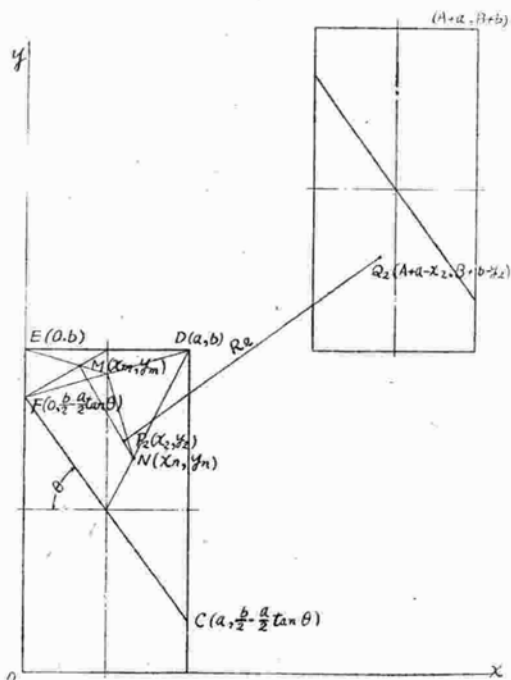
$$\begin{aligned} y_m &= b - \frac{1}{3} \left(\frac{b}{2} - \frac{a}{2} \tan \theta \right) \\ &= \frac{1}{6} a \tan \theta + \frac{5}{6} b \quad \dots\dots\dots(4.2) \end{aligned}$$

次に N 點の坐標を求めると x_n, y_n は矩形の中心と D 點を結ぶ直線上 D より $\frac{2}{3}$ の位置にあるから

$$x_n = \frac{2}{3} a \quad \dots\dots\dots(4.3)$$

$$y_n = \frac{2}{3} b \quad \dots\dots\dots(4.4)$$

である。



第 4.2 圖 巻線導体の渦流分布 (乙)

次に $\triangle DEF$ の面積を ΔM とすれば

$$\Delta M = \frac{1}{2} a \left(\frac{b}{2} - \frac{a}{2} \tan \theta \right) \quad \dots\dots\dots(4.5)$$

同様に

$$\Delta N = \frac{1}{2} a \left(\frac{b}{2} + \frac{a}{2} \tan \theta \right) \quad \dots\dots\dots(4.6)$$

$$\Delta M + \Delta N = \frac{1}{2} ab \quad \dots\dots\dots(4.7)$$

従つて之等の式から、 x_2, y_2 を求めることが出来る。

$$x_2 = x_m + (x_n - x_m) \cdot \left(\frac{\Delta N}{\frac{1}{2} ab} \right) \quad \dots\dots\dots(4.8)$$

$$y_2 = y_n + (y_m - y_n) \cdot \left(\frac{\Delta M}{\frac{1}{2} ab} \right) \quad \dots\dots\dots(4.9)$$

x_m, y_m, x_n, y_n の値を代入すれば、次の關係を得る。

$$x_2 = \frac{3ab + a^2 \tan \theta}{6b} \quad \dots\dots\dots(4.10)$$

$$y_2 = \frac{9b^2 - a^2 \tan^2 \theta}{12b} \quad \dots\dots\dots(4.11)$$

又、第 4.3 圖の P_1, Q_1 を夫々一次巻線、二次巻線の渦流重心とし、 R_1 をその距離とする。この場合の $P_1(x_1, y_1)$ の坐標は $P_2(x_2, y_2)$ の場合の x_2, y_2, θ, a, b を夫々 y_1, x_1, φ, b, a に置き換へれば、簡単に得られる。故に

$$x_1 = \frac{9a^2 - b^2 \tan^2 \varphi}{12a} \quad \dots\dots\dots(4.12)$$

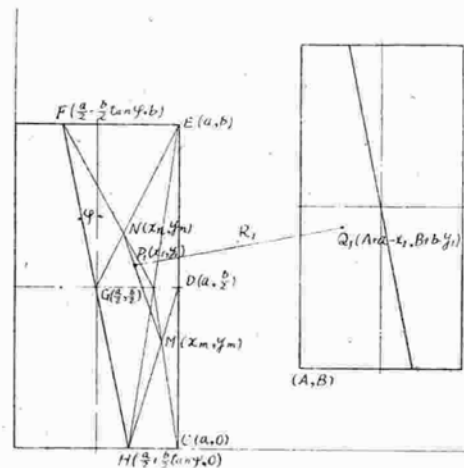
$$y_1 = \frac{3ab + b^2 \tan \varphi}{6a} \quad \dots\dots\dots(4.13)$$

さて、之等の渦流重心間の距離は (乙) の時が R_2 (甲) の時が R_1 であるから、之等の數字は夫々第 4.2 圖及び第 4.3 圖の P_1, Q_1, P_2, Q_2 の座標から簡単に得られる。

$$R_1^2 = (A + a - 2x_1)^2 + (B + b - 2y_1)^2 \quad \dots\dots\dots(4.14)$$

$$R_2^2 = (A + a - 2x_2)^2 + (B + b - 2y_2)^2 \quad \dots\dots\dots(4.15)$$

この R_1 及び R_2 が最小となるべき條件は $dR_1/d\varphi = 0, dR_2/d\theta = 0$ であるが、數式が複雑となるのと、境界條件の導入が困難なので、數値計算によつて、大体の傾向を見ることとする。



第 4.3 圖 巻線導体の渦流分布 (甲)

内鐵型變壓器の構造として、 a, b 及び A は比較的固定した（工作に左右されない）數字であるが、 B のみは工作の影響を受くると考へられるわけである。即ち B を色々の數値に變化せしめて、 B の偏位がどの程度の時、渦流損は（甲）から（乙）に移るか云ふことを繰返し檢算によつて求めやうと試みたわけである。

第4.3節 數 値 計 算

さて、導体に具体的寸法を入れて、 B の値が何程の時

第 4.1 表

θ	$\tan \theta$	$\frac{\tan \theta}{15}$	$x_2 = 1 + \frac{\tan \theta}{15}$
0	0	0	1.0
10	0.1763	0.01175	1.01175
20	0.3640	0.02427	1.02427
30	0.5774	0.03849	1.03849
45	1	0.06666	1.06666
60	1.7321	0.11547	1.11547
70	2.7475	0.18316	1.18316
75	3.7321	0.24880	1.24880
77	4.3315	0.28878	1.28878
78	4.7046	0.31364	1.31364
78° 42'	5	0.33333	1.33333

第 4.2 表

θ	$\tan^2 \theta$	$\frac{\tan^2 \theta}{30}$	y_2	$2y_2$
0	0	0	7.50000	15.00000
10	0.0311	0.00104	7.49896	14.99792
20	0.1325	0.00442	7.49558	14.99116
30	0.3333	0.01111	7.48889	14.97778
45	1	0.03333	7.46666	14.93333
60	3	0.10000	7.40000	14.80000
70	7.5488	0.25163	7.24837	14.49674
75	13.9286	0.46429	7.03571	14.07142
77	18.7619	0.62540	6.87460	13.74920
78	22.1333	0.73778	6.76222	13.52444
78° 42'	25	0.83333	6.66666	13.33333

第 4.3 表

θ	$2x_2$	$42 - 2x_2$	$(42 - 2x_2)^2$
0	2	40	1600
10	2.02350	39.976	1598.08
20	2.04854	39.951	1596.08
30	2.07698	39.923	1593.85
45	2.13333	39.866	1589.38
60	2.23094	39.769	1581.57
70	2.36632	39.634	1570.85
75	2.49760	39.502	1560.41
77	2.57756	39.422	1554.09
78	2.62728	39.373	1550.23
78° 42'	2.66666	39.333	1547.08

に（甲）と（乙）の移行が行はれるかと云ふことを知る爲には、數値計算が最も簡単な方法であると思はれる。實際行つた方法は次の如くである。

先づ (4.8) (4.9) 式に a, b, A の値を代入し、種々の B 及び θ 又は φ の値に對應した R の値を求めた。即ち B に一定値を假に與へ、之に對して R と θ 又は φ の曲線を畫き、この曲線上で R が極小となる點の θ 又は φ を求めて、この B の場合の渦流安定條件とした。次に B の値を少し變へて θ 又は φ の値を再び求め、之を繰返した。此の場合（甲）の計算式に於いて R の極小點が存在しない様な値の時は渦流安定條件はないものと考へられるので、この B の値では既に（乙）の状態であることが考へられるのである。（乙）の場合も亦同様である。

數値計算結果を示せば、次の如くである。

(イ) $a=2.0, b=10.0, A=40$ にして（乙）の場合之等の數値を (4.10) (4.11) 式に代入して

$$\left. \begin{aligned} x_2 &= \frac{60 + 4 \tan \theta}{60} = 1 + \frac{\tan \theta}{15} \\ y_2 &= \frac{900 - 4 \tan^2 \theta}{120} = 7.5 - \frac{\tan^2 \theta}{30} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (4.16)$$

を得る。又 (4.15) 式に代入して

$$R_2^2 = (42 - 2x_2)^2 + (B + 10 - 2y_2)^2 \dots\dots\dots (4.17)$$

を得る。 θ の値は 0 から $\tan^{-1} 5 = 78^\circ 42'$ の範圍に變化せしめて、 $x_2, y_2, (42 - 2x_2)^2$ 等の項を計算したものが、第 4.1 表乃至第 4.3 表である。

B の値を種々變へて、 R_2 と θ の關係を算出すれば次の如くなる。

$B=0$ の時は 第 4.4 表、 $B=10$ の時は 第 4.5 表

$B=11$ " 第 4.6 表、 $B=12$ " 第 4.7 表

$B=15$ " 第 4.8 表、 $B=20$ " 第 4.9 表

に夫々の計算結果を示す。

第 4.4 表乃至第 4.9 表に於いて計算せられた θ と R_2 の關係を曲線に圖示すれば、第 4.4 圖の如くである。圖にて明らかなる如く、 $B=11$ と $B=12$ の中間で（乙）の條件は（甲）の條件に變る點がある様である。換言すれば $B=11$ 以下では曲線に極小點が存在しなくなる様である。

(ロ) $a=2.0, b=10.0, A=40$ にして（甲）の場合 (4.12) (4.13) 式に之等の數値を代入すれば次式を得る。

$$\left. \begin{aligned} x_1 &= \frac{36 - 100 \tan^2 \varphi}{24} = 1.5 - \frac{25}{6} \tan^2 \varphi \\ y_1 &= \frac{60 + 100 \tan \varphi}{12} = 5 + \frac{25}{3} \tan \varphi \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (4.18)$$

又 (4.14) 式に代入して

$$R_1^2 = (42 - 2x_1)^2 + (B + 10 - 2y_1)^2 \dots\dots\dots (4.19)$$

を得る。 φ の値を 0 から $\tan^{-1} (2/10) = 11^\circ 18'$ の範圍に變化させて、 $x_1, y_1, (42 - 2x_1)^2$ 等の數値を計算したものが、第 4.10 表乃至第 4.12 表である。

第 4.4 表 (B=0)

θ	$10-2y_2$	$(10-2y_2)^2$	R_2^2
0	-5	25	1625
10	-4.991	24.98	1623.06
20	-4.998	24.91	1620.99
30	-4.978	24.78	1618.63
45	-4.933	24.33	1613.71
60	-4.800	23.04	1604.61
70	-4.497	20.22	1591.07
75	-4.071	16.57	1576.98
77	-3.749	14.06	1568.15
78	-3.524	12.42	1562.65
78° 42'	-3.333	11.11	1558.19

第 4.5 表 (B=10)

θ	$20-2y_2$	$(20-2y_2)^2$	R_2^2
0	5	25	1625
10	5.002	25.02	1623.10
20	5.009	25.09	1621.17
30	5.022	25.22	1619.07
45	5.067	25.67	1615.05
60	5.200	27.04	1608.61
70	5.503	30.28	1601.13
75	5.929	35.15	1595.56
77	6.251	39.08	1593.17
78	6.476	41.94	1592.17
78° 42'	6.666	44.44	1591.52

第 4.6 表 (B=11.0)

θ	$21-2y_2$	$(21-2y_2)^2$	R_2^2
0	6	36	1636
10	6.002	36.02	1634.10
20	6.009	36.11	1632.19
30	6.022	36.26	1630.11
45	6.067	36.81	1626.19
60	6.200	38.44	1620.01
70	6.503	42.29	1613.14
75	6.929	48.01	1608.42
77	7.251	52.58	1606.67
78	7.476	55.89	1606.12
78° 42'	7.666	58.78	1605.86

第 4.7 表 (B=12.0)

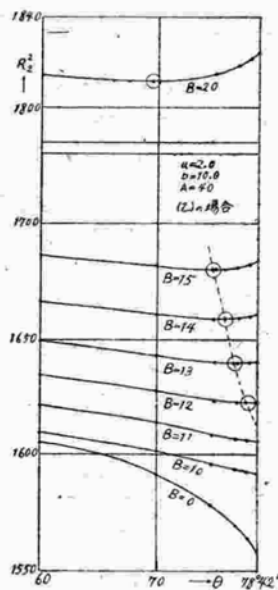
θ	$22-2y_2$	$(22-2y_2)^2$	R_2^2
0	7	49	1649
10	7.002	49.03	1647.11
20	7.009	49.13	1645.21
30	7.022	49.31	1643.16
45	7.067	49.94	1639.32
60	7.200	51.84	1633.41
70	7.503	56.30	1627.15
75	7.929	62.87	1623.28
77	8.251	68.08	1622.17
78	8.476	71.84	1622.07
78° 42'	8.666	75.12	1622.20

第 4.8 表 (B=15.0)

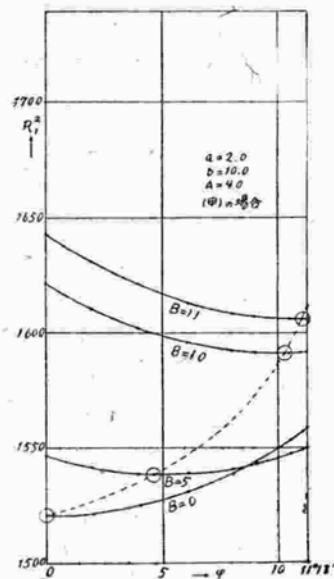
θ	$25-2y_2$	$(25-2y_2)^2$	R_2^2
0	10	100	1700
10	10.002	100.04	1698.12
20	10.009	100.18	1696.26
30	10.022	100.44	1694.29
45	10.067	101.34	1690.72
60	10.200	104.04	1685.61
70	10.503	110.31	1681.16
75	10.929	119.44	1679.85
77	11.251	126.59	1680.68
78	11.476	131.70	1681.93
78° 42'	11.666	136.12	1683.20

第 4.9 表 (B=20.0)

θ	$30-2y_2$	$(30-2y_2)^2$	R_2^2
0	15	225	1825
10	15.002	225.06	1823.14
20	15.009	225.27	1821.35
30	15.022	225.66	1819.51
45	15.067	227.01	1816.39
60	15.200	231.04	1812.61
70	15.503	240.34	1811.19
75	15.929	253.73	1814.14
77	16.251	264.10	1818.19
78	16.476	271.46	1821.69
78° 42'	16.666	277.78	1824.86



第 4.4 圖



第 4.5 圖

第 4.10 表

φ	$\tan \varphi$	$\tan^2 \varphi$	$\frac{25}{6} \tan^2 \varphi$	$x_1 = 1.5 - \frac{25}{6} \tan \varphi$
0	0	0	0	1.5
2	0.0349	0.0012	0.0050	1.4950
4	0.0699	0.0049	0.0204	1.4796
6	0.1051	0.0110	0.0459	1.4541
8	0.1405	0.0197	0.0821	1.4179
9	0.1584	0.0251	0.1046	1.3954
10	0.1763	0.0311	0.1296	1.3704
10° 30'	0.1853	0.0343	0.1429	1.3571
11	0.1944	0.0378	0.1575	1.3425
11° 18'	0.2000	0.0400	0.1666	1.3333

第 4.11 表

φ	$2x_1$	$42-2x_1$	$(42-2x_1)^2$
0	3	39	1521
2	2.9900	39.0100	1521.78
4	2.9592	39.0408	1524.18
6	2.9082	39.0918	1528.17
8	2.8358	39.1642	1533.83
9	2.7908	39.2092	1537.36
10	2.7408	39.2592	1541.28
10° 30'	2.7142	39.2858	1543.37
11	2.6850	39.3150	1545.67
11° 18'	2.6666	39.3333	1547.12

第 4.12 表

φ	$\frac{25}{3} \tan \varphi$	y_1	$2y_1$
0	0	5	10
2	0.2908	5.2908	10.5816
4	0.5825	5.5825	11.1650
6	0.8758	5.8758	11.7516
8	1.1708	6.1708	12.3416
9	1.3200	6.3200	12.6400
10	1.4692	6.4692	12.9384
10° 30'	1.5442	6.5442	13.0884
11	1.6200	6.6200	13.2400
11° 18'	1.6666	6.6666	13.3333

B の値を種々變へて R_1 と φ の關係を出せば次の如くなる。

$B=0$ の時は 第 4.13 表、 $B=5$ の時は 第 4.14 表

$B=10$ " 第 4.15 表、 $B=11$ " 第 4.16 表

に夫々計算結果を示す。

第 4.13 表 ($B=0$)

φ	$10-2y_1$	$(10-2y_1)^2$	R_1^2
0	0	0	1521
2	-0.5816	0.34	1522.12
4	-1.1650	1.36	1525.54
6	-1.7516	3.07	1531.24
8	-2.3416	5.48	1539.31
9	-2.6400	6.97	1544.33
10	-2.9384	8.63	1549.91
10° 30'	-3.0884	9.54	1552.91
11	-3.2400	10.50	1556.17
11° 18'	-3.3333	11.11	1558.23

第 4.14 表 ($B=5$)

φ	$15-2y_1$	$(15-2y_1)^2$	R_1^2
0	5	25	1546
2	4.418	19.52	1541.30
4	3.835	14.71	1538.89
6	3.248	10.55	1538.72
8	2.658	7.06	1540.89
9	2.360	5.57	1542.93
10	2.062	4.25	1545.53
10° 30'	1.912	3.66	1547.03
11	1.760	3.10	1548.77
11° 18'	1.666	2.78	1549.90

第 4.15 表 ($B=10$)

φ	$20-2y_1$	$(20-2y_1)^2$	R_1^2
0	10	100	1621
2	9.418	88.70	1610.48
4	8.835	78.06	1602.24
6	8.248	68.03	1596.20
8	7.658	58.64	1592.47
9	7.360	54.17	1591.53
10	7.062	49.87	1591.15
10° 30'	6.912	47.78	1591.15
11	6.760	45.70	1591.37
11° 18'	6.666	44.44	1591.56

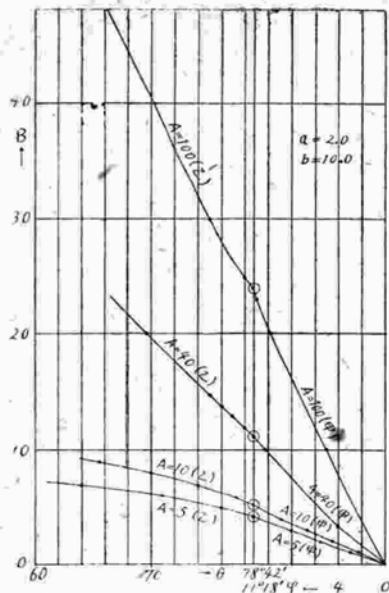
第 4.16 表 ($B=11$)

φ	$21-2y_1$	$(21-2y_1)^2$	R_1^2
0	11	121	1742
2	10.418	108.53	1630.31
4	9.835	96.73	1620.91
6	9.248	85.53	1613.70
8	8.658	74.96	1608.79
9	8.360	69.89	1607.25
10	8.062	65.00	1606.28
10° 30'	7.912	62.60	1605.97
11	7.760	60.22	1605.89
11° 18'	7.666	58.77	1605.89

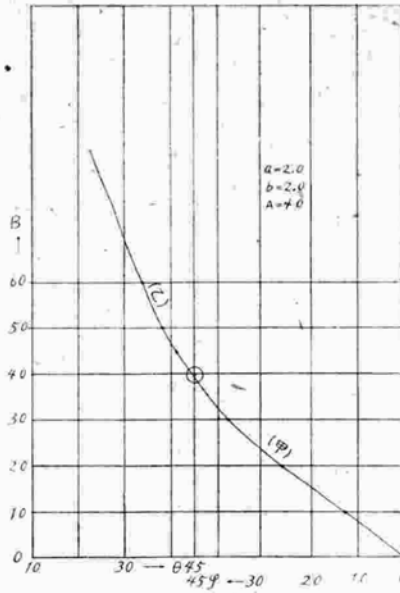
第 4.13 表乃至第 4.16 表に於いて計算せられた φ と R_1 との關係を曲線にて圖示すれば、第 4.5 圖の如くである。圖からわかる如く、 $B=11.0$ より若干大きい場合に (乙) に移ることがわかる。

(ハ) $a=2.0$, $b=10.0$, $A=40$ の場合の B と θ 又は φ の關係

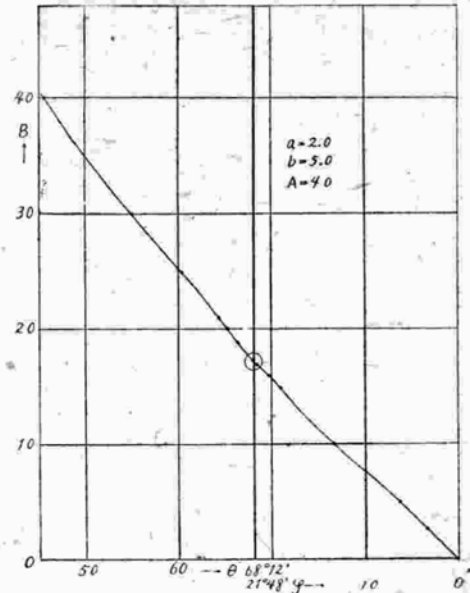
第 4.4 圖及び第 4.5 圖にて得られた R の極小値に相當する B と θ 又は φ の關係が、丁度、 B を變化せし



第 4.6 圖



第 4.7 圖



第 4.8 圖

めた時の渦流安定条件になるわけである。この関係を圖示すれば、第 4.6 圖が得られる。同圖の曲線のうち $A=40$ と記した曲線がそれである。

(二) $a=2.0, b=10.0$ にして A を變へた場合

第 4.6 圖には $A=5, A=10$, 及び $A=100$ の場合の数値計算結果も曲線で示して居る。

(ホ) $a=2.0, b=2.0, A=40$ の場合を第 4.7 圖に示す

(ハ) $a=2.0, b=5.0, A=40$ の場合を第 4.8 圖に示す

(ト) $a=2.0, b=15.0, A=40$ の場合を第 4.9 圖に示す

(チ) $a=2.0, b=20.0, A=40$ の場合を第 4.10 圖に示す

(リ) $a=2.0, b=50.0, A=40$ の場合を第 4.11 圖に示す

第 4.4 節 B-θ 曲線及び B-φ 曲線に関する検討

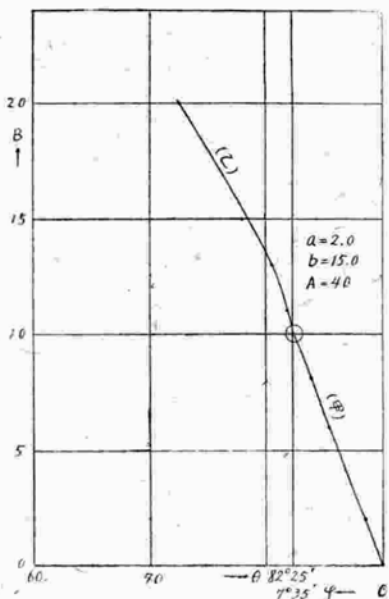
第 4.6 圖乃至第 4.11 圖に得られた諸曲線から、設計に必要な要素を取上げてみよう。設計上、工作上、完全に B の値が零に等しい様な場合は極めて稀であつて、

一般には B の値と云ふものは 3 耗とか 10 耗と云ふ程度の値を有すると考へられる。然し之は豫測することは困難であるから、設計するに當つて、出来れば(甲)の範圍の廣い様に導体の形を撰擇する必要がある。之等の曲線は假定の多い數値計算であるから、計算數値をそのまゝ設計に應用することは困難であるが、少くともその傾向だけは知ることが出来る様に思はれる。

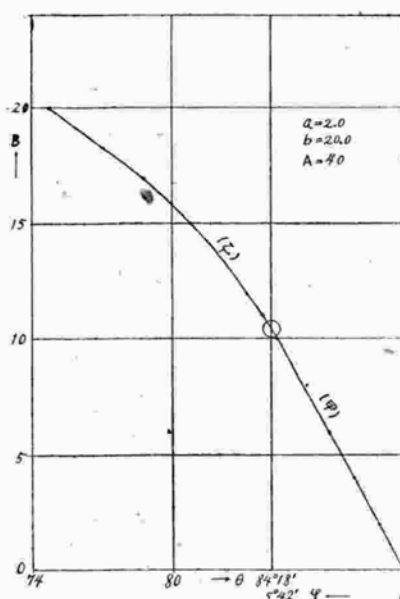
(イ) $a=2.0, b=10.0$ の場合の A と B の関係を第 4.6 圖からとつて、(甲)と(乙)の移行點のみで曲線を畫けば、第 4.12 圖を得る。

之で見ると A の大なる程、即ち電壓の高い場合程、工作上の誤差が目立たないで、廣い範圍まで(甲)に留ることが出来る。之に反して、低電壓では(甲)の範圍が狭い爲に、(乙)になり易いと云ふことが考へられるわけである。

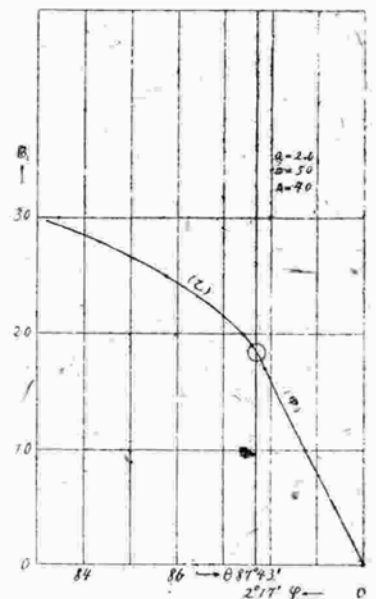
(ロ) $a=2.0, A=40$ として、導体の巾 b と B との関係を第 4.6 圖乃至第 4.11 圖から、その移行點のみで



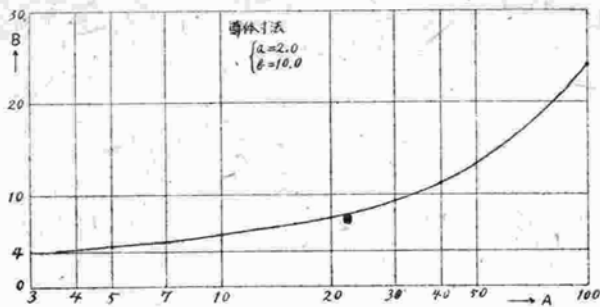
第 4.9 圖



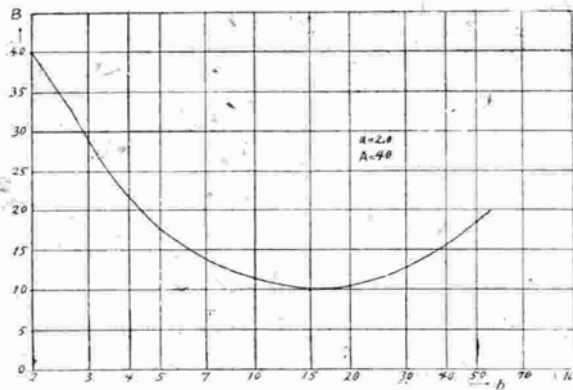
第 4.10 圖



第 4.11 圖



第 4.12 圖



第 4.13 圖

曲線を書けば、第 4.13 圖を得る。

この圖からわかることは、同じ絶縁寸法 A で導体の厚み a も一定ならば、導体の巾 b が或程度大きくなる迄は、(甲)の範囲は、 B の偏位に對して狭くなる。然るに或る b の値を越えると、即ち $a=2.0$, $A=40$ の時は、 $b=15$ を越えると、逆に b の値は大きい程、(甲)範囲が廣くなる傾向を有する。換言すれば $a=2.0$, $A=40$ なる状態では、 $b=15$ 位の時が、巻線として最も(甲)の範囲が狭いことがわかる。この現象は筆者の全く豫期しなかつたものであつて、 a , A の種々の組合せに於いて、夫々の B (最小)に對する b の寸法が決まる筈である。

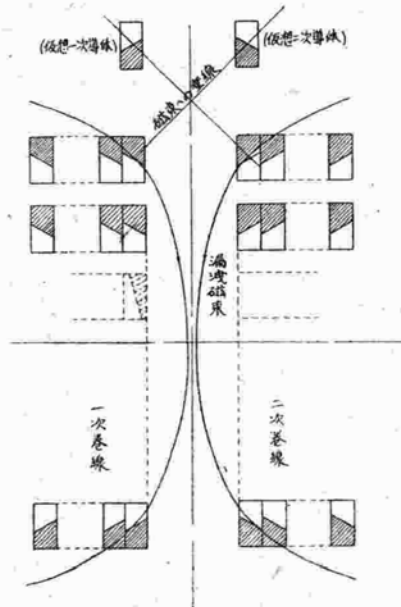
分割された導体の集合体である實際の巻線の A なる寸法は、絶縁寸法そのまゝでは當然不都合であつて、等價的に適當なる値が採用せらるべきではあるが、實際に當つて、(甲)の範囲が最小になる様な導体寸法が他の要求から採用せられて居たとすれば、之は僅かの B の偏位によつても(乙)となつて、異常渦流損が発生するに至るわけである。この點に關しては設計上の具体的實例より逆に、經驗的に推察することが出来るのみであつて、理論的にその數値、即ち設計方針を決定することは條件が複雑に過ぎる爲に不可能である。經驗にしても、今后多數の資料の統計的分析に依らねばならないわけである。

實際の變壓器巻線に於いては、此の計算例の如き、巾 15 耗以上の導体は、溫度上昇や、工作技術の點から、使用困難な場合が多いのであつて、大体の傾向として、巾の廣い導体、又は薄い導体を使用すれば(乙)になり易いことは考へられることと思つて居る。

之等の結果から、絶縁寸法の大きい、即ち電壓の高いものは、低いものに比し、(甲)の範囲が廣く、又、導体個々については、巾 b の小さい、そして厚さ a の大きいもの程(甲)の範囲が廣いと云ふ概念が明瞭に得られたわけである。

第 4.5 節 單位導体の渦流分布と巻線全体としての渦流分布

前節までの説明は B と θ 又は φ の關係につき多くの假定の下に單位導体のみを考へたわけであるが、一般には之を巻線全体として考へなければならぬのは當然である。渦流分布に關する(甲)の場合の概念は簡明であるから、主として(乙)の状態につき説明しよう。



第 4.14 圖

第 4.14 圖は普通の(乙)の状態にある。巻線の上下端に於ける磁束の擴散につき考慮した場合である。左側を一次、右側を二次とすると、左側導体には漏洩磁束は圖の如く傾斜して通過すると考へれば、前の假定にあるこの導体に相當した二次導体と云ふものは、右側の遙か上方に位する導体になるわけである。一次導体の中心を通る磁束に垂線を引いて、之と二次巻線を縦に伸した線と交つた點に、假想的の二次導体は位置するからである。即ち徑方向の偏位 A は構造寸法通りであると考へれば、 B は圖の如く實際の寸法より、等價的の寸法が遙かに大きくなるわけである。異常渦流損消滅装置はこの B の等價的數値を可及的に小さくするわけであるから(甲)の状態が保たれることがわかるのである。二次側の導体に對しても、之と同様の等價的偏位 B の一次導体が假想出来るわけである。

従つて、漏洩磁束が巻線の上下端にて曲る場合には、一次導体も二次導体も渦流は巻線上部の導体は上方へ偏ることになる。

渦流は電流方向反對の渦流重心距離は最小になつた時に安定であるが、電流方向が同方向の場合には、この反對、即ち渦流重心距離最大が安定條件である。

このことを考へれば、此の場合、巻線下部の導体は第4.14圖の如く一次、二次共、渦流は下方へ偏ることになる。

之が最も一般的な(乙)の場合の渦流分布である。

その他タップ等の不平衡な場合も、同様に説明することが出来る。

此處に一つ注意すべきは渦流重心距離が同方向の電流に於ける場合は最大になり、異方向の場合には最小になることである。このことは巻線導体が一本でも(乙)の配置になると、同じ巻線の隣りの導体も之に引づられて、(乙)の分布になる傾向が存在することを意味する。第3章に於ける實測結果が(甲)と(乙)の中間の結果が比較的僅少であつて、殆んど(甲)と(乙)に大別せられたのは外函の損失の有無もあるが渦流のこの性質による影響が少くないものと推察せられるわけである。

云ふまでもなく、巻線が(乙)と云つても、之は導体個々について考へれば、(甲)と(乙)の状態が混在せるものであつて、巻線全体を考へれば $n=0.8$ と云ふのは、(甲)の導体が80%、(乙)の導体が20%であるとも(概念的には)解釋出来るわけである。唯(乙)と考へられる巻線は大体の場合に $n=0.7\sim 0.8$ になると云ふことは、上述の如く、(乙)の状態の導体が、他の導

延に影響して、20~30%程度のまとまつた量がすべて(乙)になるとも解釋出来るわけである。然かして巻線中間部の80%が(甲)になつて居るわけである。 θ, φ は第4.6圖等に表示された(甲)及び(乙)の角度を示すわけであつて、夫々個々の導体に対する磁束の向きに應じた状態となつて居る。従つて、(甲)と(乙)の状態の導体が隣り合ふ様な場合が普通に考へられるわけである。この様子を第4.14圖に點線で示して居る。

タップの爲に(乙)となるものは端導体は(甲)であつても、中間部が(乙)となるわけである。〔例—19 参照〕

巻線が(甲)と云ふのは巻線全部の導体が(甲)と見做したいわけである。(甲)の状態のうちには $n=0.9$ 位の場合もあるわけであるが、之を「巻線の10%が(乙)の状態にある」と云ふより、「導体が磁束に対して幾分斜めになる爲の有効中の増加」と「渦流損の銅損中に占める率が減する爲の測定上の誤差率の増大」に歸せらるべきで、この考へ方の方が、外函の漂游負荷損が無視せられる點などを考へると、現象の解釋には都合がよいと思はれる。

然し、多數の中には(甲)か(乙)か區別し難い例も僅かではあつたが、二三存在して居たわけである。

〔56頁より續く〕

此の種高周波測定器を組立てる場合特に注意すべき點を探索するためにはあらゆる角度よりその回路を検討する必要があるかゝる點より本文に於てもその誤差發生の計算に重點を置いた次第である。

最後に本試作に御指導御鞭撻賜つた堀部長並に直接御教導賜つた薄井課長に厚く御禮申上げる次第である。

文 献

- (1) G. W. Pierce: Electric Oscillations and Electric Waves
- (2) 薄 井: 並行線回路系の超高周波特性
電學論 3 3 p. 52 昭 17-3
- (3) 薄井、中塚: 並行線回路系輻射特性の計算
電學論 3 10 p. 409 昭 17-10

三菱電機 18 10 昭 17-10

- (4) 薄井、中塚: 逆L型空中線輻射抵抗の近似計算式
20 回聯大豫稿 118 昭 17-4
- (5) D. B. Sinclair: A Radio-Frequency Bridge for Impedence Measurement from 400 K.C. to 60 M.C.
I.R.E. 28 p. 497 (1940)
- (6) W. N. Tattle: Bridged-T and Parallel-T Null Circuits for Measurement at Radio Frequencies
I.R.E. 28 p. 23 (1940)
- (7) P. M. Honnell: Bridged-T Measurement of High Resistance at Radio Frequencies
I.R.E. 28 p. 88 (1940)
- (8) D. B. Sinclair: The Twin-T—a New Type of a Null Instrument for Measuring Impedance at Frequencies up to 30 M.C.
I.R.E. 28 p. 310 (1940)

直流機の刷子接觸抵抗と無火花帶

吉 田 武 彦

内 容 梗 概

直流機の刷子出口の電流密度は、主電流の刷子上に於ける平均電流密度、即ち直流に尖頭波電流を重疊したものと考へ、それに對する接觸電壓を測定した。この接觸電壓を用ひて、安部氏の新整流理論⁽¹⁾により、無火花帶の幅が負荷の増加と共に減少する事、及び負荷が増加して或る値以上になると補極調整によつて火花を消滅し得ざる事を説明したものである。

1 緒 言

直流機の無火花帶に関する理論的説明は、安部氏によつてはじめてなされたのであつて⁽¹⁾、同氏は實際の無火花帶の幅が負荷の増加と共に減少する事についても論及されてゐる。而してこの理論によれば無火花帶の幅には刷子接觸抵抗が大きな役割をなしてゐる。筆者は實際の運轉狀態に於ける刷子出口の電流密度及び接觸電壓について考察を試み、これによつて無火花帶の幅と負荷との關係を求めんとした。

2 刷子出口の電流密度とその接觸電壓

(1) 刷子出口の電流密度

刷子と整流子の接觸電壓が、整流理論に大きな役割をなすのであるが、刷子出口に於ける電流密度は、例へば不足補償の場合には第1圖のようになる。不足補償の時でも、過補償の時でも、少くともまさに火花が出んとする場合には、刷子の出口は整流子片毎に相當鋭い尖頭波形の電流密度を有するものと考へられる。従つて刷子出口に於ける火花を論ずる時には、主電流の刷子上に於ける

平均電流密度（直流）に尖頭波電流密度を重疊したものに對する接觸電壓を用ひるのが實際に近いと思はれる。尖頭波形の電流とその接觸電壓については、既に Hellmund⁽²⁾ によつて發表されてゐるが、こゝでは直流に尖頭波電流を重疊した時の接觸電壓について實驗を行つた。

(2) 直流に尖頭波電流を重疊した場合の接觸電壓

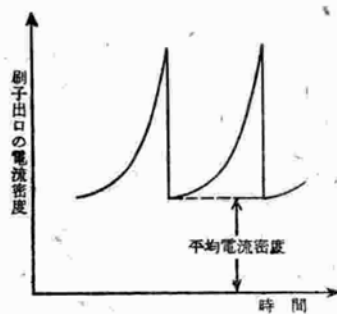
尖頭波形の電流を得るために第2圖の如き装置を用ひた。抵抗 R_1 , R_2 によつて尖頭波電流及直流の大きさを加減した。又整流子は アンダーカット せるものを用ひ、その整流子片全部を短絡した。一方の回轉接觸部としては第3圖の如く回轉軸に軟鐵の圓板を取付け、之を軟鐵製水銀槽の中で回轉せしめた。

刷 子: EG-AS (0.55×0.55)

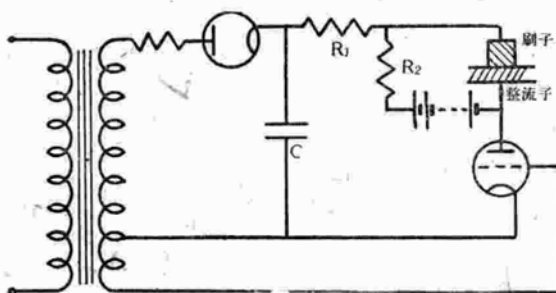
刷子の押壓力: 1000g/cm^2

周 速: 6m/sec

電流及び接觸電壓の測定には電磁 オシロ を用ひた、正刷子に於ける測定結果を第4圖に示す。第4圖に於て曲線 a は直流=0 の場合の尖頭波電流密度と接觸電壓、曲線 b, c, d は夫々直流電流密度 $10, 20, 30 \text{A/cm}^2$ に尖頭波

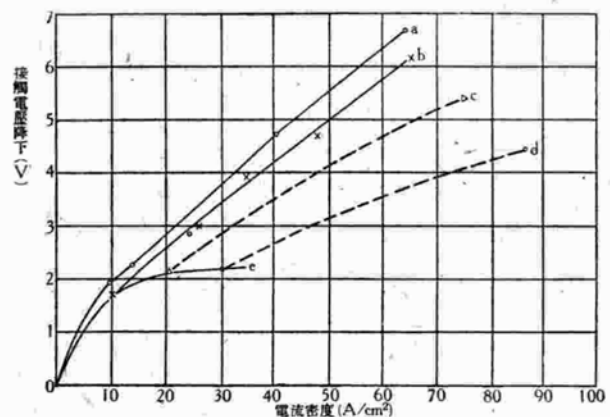
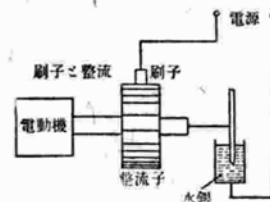


第1圖



第2圖

第3圖



第4圖

電流を重疊した場合の接觸電壓、曲線 d は直流電流密度と接觸電壓である。

(3) 誤差

1. 刷子と整流子以外の接觸抵抗

これは主として水銀の部分であるが、刷子と整流子以外の接觸電壓は、静止の場合に於て次の如くであつた。

直流 $=0$, 刷子面積に換算した場合、

尖頭波電流密度 $=90\text{A}/\text{cm}^2$ で、 0.4V

直流電流密度 $=14\text{A}/\text{cm}^2$

尖頭波電流密度 $=70\text{A}/\text{cm}^2$ で、 0.33V

こゝで知りたいのは、接觸電壓の大きさよりはむしろ直流電流密度を變へた場合の接觸電壓の變化の様子であら、第4圖に於てはこの刷子と整流子以外の接觸電壓は考慮に取つて居ない。

2. 電磁 オシロ による誤差

電磁 オシロ による誤差を小さくするために、第2圖に於て、 R_1 と共に C を加減して時定数 CR_1 を大体一定にし、電磁 オシロ の直列抵抗を加減して振れが大体同じになる様にした。

又瞬間的振れ過ぎによる誤差を小さくするために、豫め直流の振れとそれを入れた瞬間の振れ過ぎとの關係を求めて置いて較正した。

以上の外、室温及び濕度等の變化による誤差があり、接觸電壓の大きさは正確には判らぬが、その傾向はこれによつて知り得ると思ふ。

3 無 火 花 帶

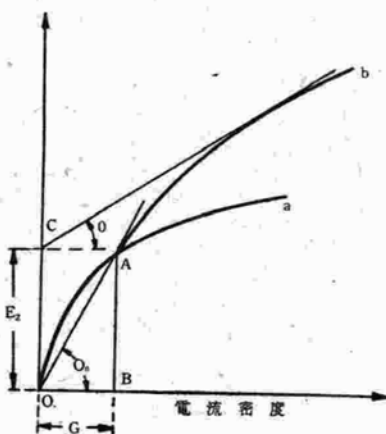
接觸電壓として前述の實驗結果を用ひて、安部氏の新整流理論より無火花帶と負荷の關係を検討して見る。

第5圖は第4圖と同様なもので

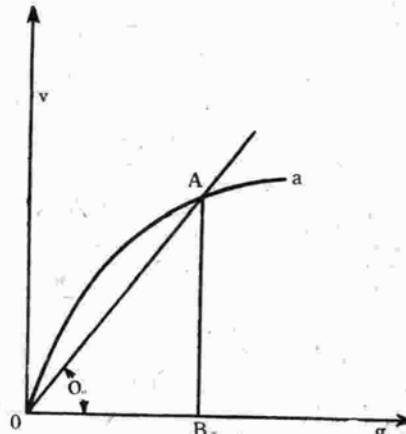
曲線 $0-a$: 直流電流密度と接觸電壓

曲線 $A-b$: 直流電流密度 G ($=0B$) に尖頭波電流を重疊した場合の接觸電壓

なほ熱的見地よりすれば、曲線 $A-b$ 上の A 點に近き點に於ける接觸抵抗は、 A 點に於ける接觸抵抗に大体一致すると考へてよいと思はれる。従つて曲線 $A-b$ は A 點に於て直線 OA に切すると考へても大した誤りではないと思はれる。



第5圖



第7圖

主電流の刷子上に於ける平均電流密度が G なる場合の、刷子出口の火花を論ずる時には、前述の如く、接觸電壓としてこの曲線 $A-b$ を用ひるのが適當と思はれる。

以下安部氏の整流理論に従つて論じて行く。

刷子によつて短絡された巻線の自己誘導係数を L 、刷子の全接觸面積を A 、一つの整流子片に於ける刷子の接觸時間を T とする。但し刷子の厚さは整流子幅と等しいとする、 C より曲線 $A-b$ に $\tan\theta = L \frac{A}{T}$ なる様に切線を引く、この時の OC が平均電流密度 G なる時の限界電壓 E_z になる。又刷子の接觸電壓を v とし

$$v = kg^n \quad (1)$$

にて表はされるとする。

g : 電流密度

k, n : 常數、但し $k < 1, n > 1$

この場合の巻線内の誘起電力 E 、即ち無火花帶は

$$-E_z + kg^n \leq E \leq E_z + kg^n \quad (2)$$

によつて定る。

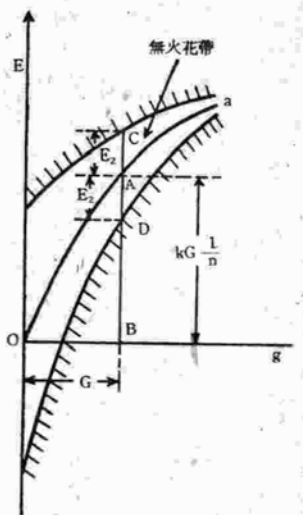
第6圖に於て、曲線 $0-a$ は直流電流密度と接觸電壓との曲線で (1) 式によつて表はされるものとする。 $OB = G$ すれば (2) 式より明かなる如く CD が平均電流密度が G なる時の無火花帶の幅を支へる。平均電流密度即ち負荷が増加するにつれてその適用すべき接觸電壓が第4圖の曲線 a, b, c, d と變化して行くのであれば、負荷と共に E_z 従つて無火花帶の幅が小さくなつて行くのがうなづけるのではないかと思ふ。

又第5圖に於て、 $LAOB = \theta$ となる。 $L \frac{A}{T} = \tan\theta$ なる

時には、曲線 $A-b$ への切線は丁度直線 OA になり、原點 O を通る、この時は、 $E_z = 0$ である、従つて平均電流密度が G なる時は、 $L \frac{A}{T} = \tan\theta$ で無火花帶が消失すると考へられる。換言すれば、 $L \frac{A}{T} = \tan\theta$ の時には、負荷が増大してその刷子上に於ける平均電流密度が G になると無火花帶が消失する。

4 刷子の接觸電壓と無火花帶

刷子としては、その無火花帶の幅が廣く、且つそれが長く伸びる事が望まし



第6圖

い。

無火花帯が長く伸びるために、刷子に望まれる條件は第7圖から求める事が出来る。曲線 $0-a$ は、直流電流密度と接觸電壓との曲線で (1) 式 $v = kg^n$ にて表はされるものとする。これと直線 $0A$ との交點 A をとする但し $\tan \theta_0 = L \frac{A}{T}$ 一定の $L \frac{A}{T}$ に對して無火花帯が長く伸びるためには、 A 點の横座標 OB が大であればよい。 A 點の座標は曲線 $v = kg^n$ と直線、 $v = L \frac{A}{T} g$ との交點として求められる、即ち $OB = \left(\frac{k}{L \frac{A}{T}} \right)^{\frac{1}{n-1}}$ となる。

OB が大なるためには

(1) k は大なる方がよい。

(2) $\frac{k}{L \frac{A}{T}} > 1$ ならば、 n は小さいほどよい。

$\frac{k}{L \frac{A}{T}} < 1$ ならば、 n は大なるほどよい。

5 結 言

安部氏の整流理論は、はじめて無火花帯を理論的に説明し得たのであるが、刷子の接觸電壓として、單に直流に對するものでなく、實際の運轉状態に近いもの、即ち直流に尖頭電流を重疊したる場合の接觸電壓を取つて考へれば、無火花帯の幅が負荷と共に減少し、且つ或る値以上の負荷にてはもはや補極の調整によつて火花を消滅し得ない事が説明出来ると思ふ。

最後に種々御指導御鞭撻を賜り有益な御助言を賜つた堀部長、濱田參事、蛸田參事、及び林技師に深く感謝の意を表する次第である。

文 献

- (1) 安部三郎：新整流理論 電學誌 60, 74, 389 (昭15)
- (2) R. E. Hellmund & L. R. Ludwig: Sparking Under Brushes of Commutator Machines E. E. 54, 315 (1935)

第20巻第1號 内 容 豫 定

セルシッ電動機と其の應用.....	進 藤 貞 和
噪 音 の 研 究.....	内 海 淳 次
ミシッ發達史(4).....	伊 東 璋
内鐵型變壓器の渦流損に關する研究：(Ⅲ)	木 村 久 男

他二編

編 輯 室

昭和拾九年の新春を迎ふるに當り、謹みて聖壽の萬々歳を言祝ぎ壽り、併せて御稜威の下跡々たる戰果を擧げつゝある皇軍將士の武運長久を祈り奉る。

◆ ◆ ◆

本年こそ決戰の年なり、攻めて攻めて攻め抜き、勝つて勝つて勝ち抜くべき年と云ふ。

我等産業戰士たるもの年頭先づ志を新にし、大死一番或は新兵器の發明工夫に、或は生産隘路の打開に各々一踏邁進の目標を設定すべきであらう。

◆ ◆ ◆

毎年一月號は前年の業績回顧號として研究進歩の跡を省み、新製品の紹介を行ふを例とせるも、本年は思ふ處あつて之を取止め、新なる構想の下に第一歩を踏み出すこととした。

思ふに溫故知新亦重大なりと雖も、現下の情勢は唯躍進あるのみ。新研究新技術の公開こそ急務なれ。

◆ ◆ ◆

電波兵器は近代戰の花形として今次大戰に忽然と登場す。此處に電波特輯號を提供するも亦故ある哉編輯者の意途汲んで以て諒とせられよ

◆ ◆ ◆

みたみわれこの大みいくさに勝ちぬかん (Y)

三菱電機株式會社

東京都麹町區丸ノ内二丁目四

編輯兼發行者 中 台 一 男

〔無斷轉載を禁ず〕

發行所 神戸市兵庫區和田町三丁目
「三菱電機」編輯部

東京都神田區横路町二丁目九

配給元 日本出版配給株式會社

大阪市東區北久太郎町一丁目一六

昭和19年3月1日 印刷納本

印刷者 久 保 享 治

昭和19年3月8日 發行

大阪市東區北久太郎町一丁目一六

〔本誌代價〕 ㊦ 定部=付 金貳拾錢

印刷所 株式會社 日本寫真工藝社

日本出版文化協會 會員委託 第132506號