

# 三菱電機

MITSUBISHI-DENKI

昭和二十二年十一月

11月

第21卷 第6號

## 目次

MH型高速度繼電器の動作特性.....	津 崎 一 榮 (1)
ケルビン・バランスに依る電氣計器の一較正法.....	大 野 寛 孝 (6)
歪ガラスの光弾性試験への一應用.....	菅 野 正 雄 (12)
210 KV 110,000 KVA 三相變壓器 内部電位振動(續).....	安 藤 安 二 (18)
大容量鐵製イグナイトロン整流器.....	長 井 五 郎 (21)
單相整流回路の解析.....	加 藤 又 彦 (21)
	北 垣 成 一 (26)

### 新製品紹介

三菱ダイナミックスピーカー.....	表紙二
三菱ソルダーリングペースト.....	(25)
防爆型押釦開閉器.....	表紙三

NOVEMBER 1947

三菱電機株式会社

# MH型高速度繼電器の動作特性(水銀整流器格子消弧用)

水銀整流器を短絡又は逆弧等の過大電流から保護する爲には、高速度繼電器によつて事故發生と同時に速に尖頭波變壓器を遮斷して制御格子に負電壓を與えねばならない。今回これに用いる高速度繼電器を試作し、過負荷の全域に亘つて其の動作特性を測定せる結果試作繼電器が略々満足すべき特性を有する事が明らかになつた。尙實驗によつて得られた主なる結論は次の如くである。(1)動作時間は電流波形の如何に拘らず動作電流値の10倍近く迄は電流が増大するに従い減少し、それ以上に電流が増大すれば逆に増加する。(2)電流の増加率  $\frac{di}{dt}$  が大なる程高速が得られ、最高4 m.s の高速を以て動作する。(3)死時間は動作電流値附近に於ては42m.sを要し、動作値の3倍以上では1.3m.sに減少する。(3)繼電器はV特性を有するので使用に際しては繼電器タップの選定を誤らない様にせねばならない。

研 究 所 津 崎 一 榮

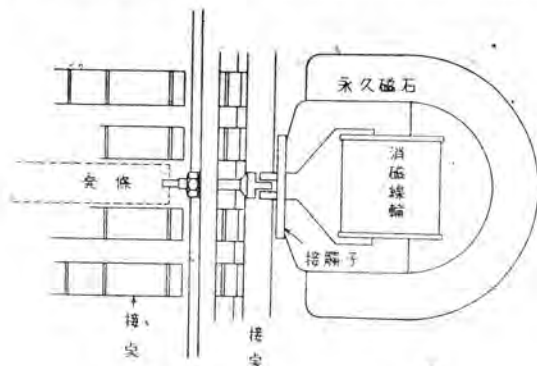
## I 緒 言

水銀整流器の短絡又は逆弧時に際しては、負電壓を迅速に格子に與えねば保護の目的は達せられない。此の負電壓を與える高速度繼電器には直流高速度遮斷器の原理を應用せる繼電器が適當であることが實驗上明らかになつた。そこで此型の繼電器を試作し過負荷の全域に亘りて繼電器電流波形が動作時間、可動體走行速度等と與える影響並びに可動死時間等の動作特性を測定し、本器に水銀整流器保護の重責を果し得るか否かを明らかにしたのである。大體所期の結果が得られ實用に供し得る事が明らかになつたので此處に測定結果を御報告し御参考に供し度いと思う。

## II 實驗裝置

### 1. 供試繼電器

供試繼電器は第1圖の如く、永久磁石(MK)と之に吸引



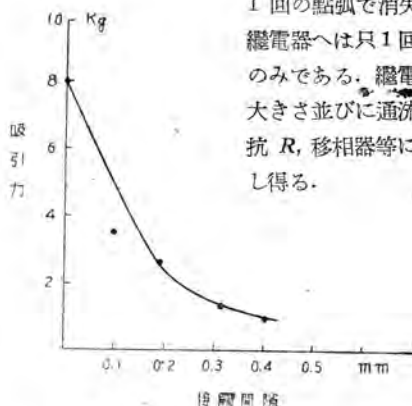
第1圖 動作主要部

せられる接觸子並びに接觸子引外發條とを具えている。永久磁石の接觸子吸引力は永久磁石の強さ磁氣分路中の空隙長さ及び接觸子の大きさ等に依り變化するが、本器に於ける吸引力をスプリングメーターに依つて實測せる値は第2圖の如くである。繼電器動作後之を元の状態に復歸線輪並びに復歸機構は動作中反抗力とならない様に考慮されている。第3圖は本器を用いて水銀整流器を保護する場合の接續圖である。

### 2. 測定裝置

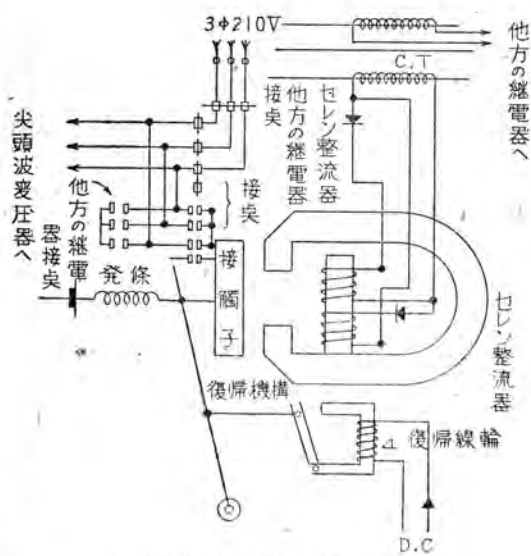
#### (イ) 動作時間測定回路

第4圖は動作時間の測定回路である。開閉器  $S_1$  を常時右側に倒し置き蓄電器  $C_1$  を  $E_1$  なる電壓まで充電する。次に  $S_1$  を右側に倒せば點弧制御放電管(TX-920)は第5圖の如く  $\phi$  なる位相に於て通電し、イグナイトロンを點弧せしめ繼電器に  $i$  なる電流を通じる。蓄電器の電荷は



1回の點弧で消失するから繼電器へは只1回通電するのみである。繼電器電流の大きさ並びに通流期間は抵抗  $R$ 、移相器等により制御し得る。

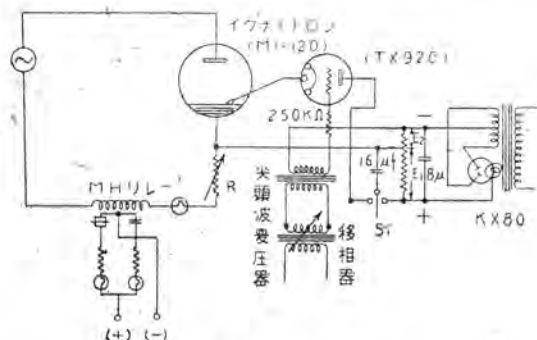
第2圖 接觸子吸引力



第3圖 接 續 圖

#### (ロ) 死時間測定回路

継電器が動作し得る最短動作電流の時間を求め之を死時間とした。第4圖の動作時間測定回路に於て移相器を調整すれば任意の動作電流通流時間が得られるので死時間は本回路によつても測定し得られる。然し本回路では低域過負荷に於ける死時間の測定が困難であるから第6圖の如き回路を併用した。即ち第6圖に於て開閉器  $S_1$  を投入すれば継電器に電流が通ずると同時に直流電圧  $E_0$  は抵抗  $R_3$  を通して蓄電器  $C$  を充電する。斯くて蓄電器  $C$  の電圧が硝子水銀整流器の格子偏奇電圧  $E$  以上に



第4圖 動作時間測定回路

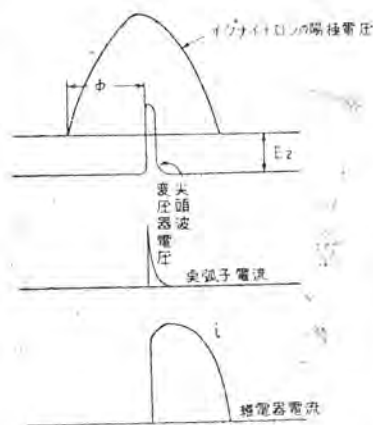
なれば整流器は通電し継電器を短絡する。従つて継電器への通流時間は開閉器  $S_1$  投入後整流器の格子が開放されるまでの時間であり、之の時間は抵抗  $R_3$  を變化すれば任意に調整し得られる。即ち死時間を求めんとすれば或電流に於て継電器が動作し得る限度まで抵抗  $R_3$  を減少せしめ、此際に於ける継電器電流のオッシロを撮影すれば求められる。

### III 實驗結果

#### 1. 動作時間

##### (イ) 交流電圧の最大値附近に於て短絡が生じたる場合

第4圖の測定回路に於て移相器を調整し、イグナイトロンをその陽極電圧最大値附近に於て點弧せしめ継電器電流の大きさは抵抗  $R$  に依つて變化せしめたる場合に於ける動作時間と電流最大値又は電流最大値を動作電流にて除したる値との關係は第7圖の如くである。但し直流にて測定せる動作電流は 8.5 A で以下の測定に於ても全部此タイプを使用せるものである。



第5圖 動作圖

即ち動作電流値の 10 倍近くまでは電流が増大するに従い動作時間は減少し最小 4.1m.s の高速が得られたが、夫以上に電流が増大すると逆に動作時間は増加し始め動作値の 35 倍の電流では著しく長くなり 8.5m.s を要している。又バックコンタクトが開離してフォアコンタクトが閉合されるまでの時間は矢張電流が著しく大きくなると増加し低域過負荷時の 2.5 倍以上になる。バックコンタクトとフォアコンタクトの間隙は 2mm に調整してあり、又此の間隙を走行する場合動作電流値の 10 倍

までは 1.1m.s を要しているから可動體の走行速度は大體 2m/sec. である事が解る。

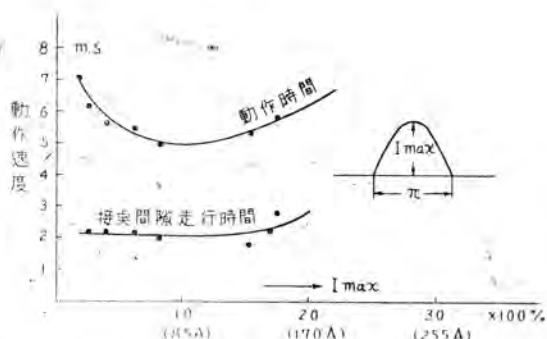
##### (ロ) 交流電圧の零値附近に於て短絡が生じたる場合

継電器電流の或値までの電流は磁石の發條に對する反力を除去するものである。従つて之の電流波形が動作時間に影響を及ぼすであらう事は想像される。そこで第4圖のイグナイトロンをその陽極電圧零値附近に於て點弧せしめ、前項の場合よりも  $\frac{di}{dt}$  を小さくして動作時間を測定したのが第8圖である。前項の場合に比較すれば動

作電流値の2倍位の過負荷電流に於ては、動作時間は變らないが、夫以上の電流では0.5~1m.s位長くなつてゐる。又接點間隙走行時間を求めれば之が一層明瞭である。即ち繼電器に $\frac{\pi}{2}$ 通流せしめたる前項の場合に比し、走行時間は各電流共0.8m.s位長くなつてゐる、従つて繼電器電流の $\frac{di}{dt}$ が小さくなれば可動體の運動速度は小さくなり動作時間が長くなる事が明らかである。

## (ハ) 短絡電流が尖頭波なる場合

短絡が正弦波の裾附近に於て生じ、幅の小さい短絡電流が繼電器に流れたる場合の動作時間も明らかにせねばならない。そこで第4圖の回路を用い、移相器を調整してイ

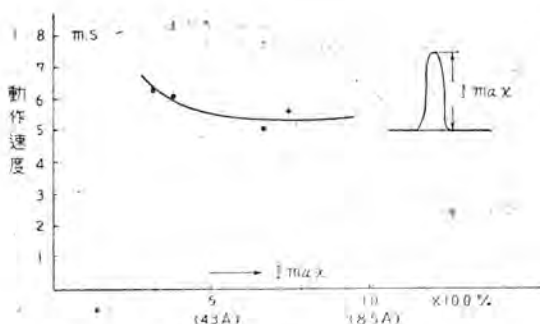


第8圖 交流電壓の零値附近に於て短絡が発生せる場合の動作時間

繼電器接觸子が永久磁石から解離し得るに必要な最小限度の通流時間、即ち死時間は小さい値でなければならない。死時間を支配する要素を深く解明し之を解決する事は同時に動作時間を短絡し得る事になるが此處では之等の問題には觸れず測定結果のみ述べる。

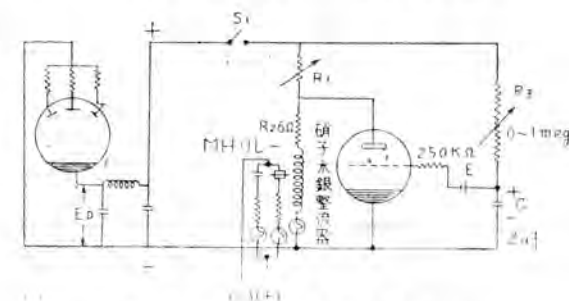
## (イ) 直流に依る死時間の測定

第6圖の死時間測定回路を用い、繼電器が動作し得る限度まで抵抗 $R_3$ を減じたる場合に於ける繼電器電流のオッシロから、動作電流(8.5a)に達してより硝子水銀整流



第9圖 短絡電流が尖頭波なる場合の動作時間

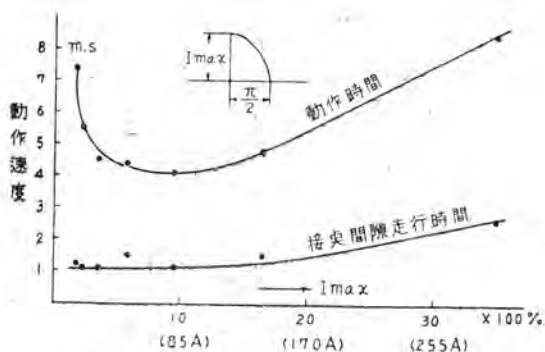
器(第6圖)が繼電器端子を短絡するまでの時間を測定したのが第10圖(點線)である。即動作電流値附近の電流では死時間は4.2m.sにも達するが250%過負荷に於ては2.1m.sに短絡する。本測定法に於ては硝子水銀整流器で繼電器端子を短絡するも、整流器の電弧電壓を繼電器回路の抵抗で除したる値の電流が繼電器を流れる。之の電流は動作電流値以下でなければならない爲に相當大きな抵抗 $R_2$ が挿入されている。之の抵抗 $R_2$ が存在する爲高域過負荷に於ける死時間を求めんとすれば直流電源電壓( $E_n$ )が大きくなり困難である。そこで高域過負荷に於



第6圖 死時間測定回路

グナイトロンの點弧を其の陽極電壓に對して遅らせ繼電器接觸子が磁石から解離し得る最小限度の時間繼電器に電流を通じ、接觸子解離時の磁石反抗力が永久磁石の強さ其儘である最悪の場合に就て測定したのが第9圖である。イグナイトロンを其の陽極電壓の中央に於て點弧せしめたる第1項の場合に比し同一電流最大値に於ける動作時間は約1m.s位長くなつてゐる。即ち短絡電流が尖頭波になれば動作時間が長くなる事が明らかである。

## 2. 死時間



第7圖 交流電壓の最大値附近に於て短絡が発生せる場合の動作時間

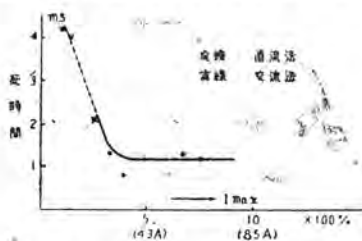
ける死時間の測定は次の方法に依る事にした。

## (ロ) 交流に依る死時間の測定

前述短絡電流が尖頭波なる場合の動作時間の測定に於て撮影せるオシロから死時間は求められる。即ち各圖は繼電器が動作し得る最小限の時間、電流を通じたのであるから各圖の繼電器電流の動作値附近の幅を測定すれば之が求める死時間である。斯くして求めたる死時間は第10圖(實線)から夫々電流最大値が27A, 32A, 57A, 64Aの場合に夫々1.3m.s, 0.8m.s, 1.3m.s, 1.2m.sを要し此の範圍の電流では死時間は變化しない。即ち死時間は動作電流値附近の負荷に於ては著しく長く4.3m.sも要するが動作値の3倍位の過負荷に於ては1.3m.sであり、夫以上の過負荷では動作値の倍位迄は變化しない。

## IV 實驗結果に對する考察

第11圖は短絡電流波形と動作時間の關係を明らかにする爲に第7圖~10圖を再び同一曲線圖の上に再記せるものである。同圖から動作時間は短絡電流波形の如何に係らず動作電流の10倍附近に於て最小となり、それより電流が増加或は減少するに従い長くなる。従つて繼電器に依つて水銀整流器の保護をなさんとする場合は、其の機器



第10圖 死時間

に生ずる短絡電流を電源のリアクタンス、並列機器からの逆流等を考慮して豫め求め之の最大値が繼電器動作電流の10倍近くになる様繼電器タップを選定せねばならない。ともかく動作時間が斯くの如きV曲線を書く事は本繼電器の缺點であり、之は接觸子が働く磁石の反抗力が繼電器電流に依つて變化する事に基因する。そこで繼電器接觸子が永久磁石から解離する状態を實驗結果から推察しかゝるV特性が是正し得られぬかを考察する。第12圖は供試繼電器動作部分の略圖である。消磁線輪に電流 $I_m$ が通じていない場合は永久磁石の磁束 $\phi_1$ に依り接觸子は次式の吸引力 $P_A$ を以て吸引せられている。

$$P_A = 8B^2 F \times 10^{-8} \text{ kg} \quad \dots\dots\dots (1)$$

但  $F$  = 接觸子と磁石の接觸面積

$$B = \text{磁束密度} = \frac{\phi_1}{F}$$

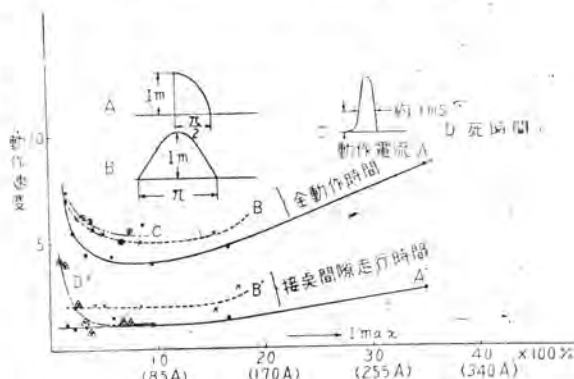
今消磁線輪に電流 $I_m$ が矢印の如き方向に通ずれば磁束 $\phi_2$ が生ずる。この磁束 $\phi_2$ は $\phi_1$ と逆向きであるから接觸子の吸引力を減少せしめる。電流 $I_m$ が次第に大きくなり磁束 $\phi_2$ が増加すれば遂に發條の抗張力 $K$ と吸引力 $P_A$ が相等しくなり接觸子は解離し初める。即ち此の場合に於ける吸引力を $P_{A1}$ とすれば次式の如き大きさに減少する。

$$K = P_{A1} = 8 \left( \frac{\phi_1 - \phi_2}{F} \right)^2 F \times 10^{-8} \text{ kg} \quad \dots\dots\dots (2)$$

此時消磁線輪に加えられたるアンペアターンは $8.5a \times 11 = 93.5 \text{ AT}$ である。さて接觸子が動き始めれば吸引力 $P_{A1}$ は發條の抗張力と殆んど等しい反抗力を以て接觸子の運動を妨げるから、動作電流値附近の動作時間は著しく長くなるが此の様な場合可動體に與えられる加速度 $\frac{d^2x}{dt^2}$ は(3)式に依つて表わされる。

$$\frac{d^2x}{dt^2} = \left( \frac{K - k_1}{m} \right) - \frac{3.1}{x^2} (aH_1 - \beta imn)^2 \quad \dots\dots\dots (3)$$

但  $x$  = 磁石から接觸子が離反せる距離



第11圖 短絡電流波形と動作時間 繼電器 タップ 10A(動作電流8.5A捲數11回)

$K$  = 發條の強さ

$k_1$  = 摩擦に基く反抗力

$m$  = 可動體の質量

$a$  = 磁石の磁氣抵抗によつて定まる定數

$\beta$  = 磁氣分路の磁氣抵抗によつて定まる定數

$H_1$  = 磁石の強さ

$aH_1$  = 磁石による磁束

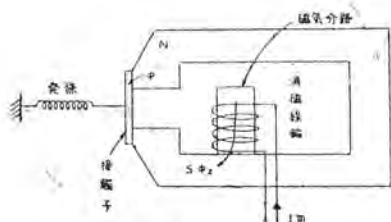
$im$  = 線輪電流

$n$  = 消磁線輪の捲數

$\beta imn$  = 消磁線輪による磁束

右邊第1項は發條に依る加速度であり、第2項は磁石の反抗力である。(3)式から可動體の加速度 $\frac{d^2x}{dt^2}$ を大なら





第12圖 繼電器動作部分

しめるには、右邊第2項を小さくしなければよいのであるが、100% 負荷の如き場合に於ては電流  $i_m$  が小なる爲  $\beta i_{mn}$  は小さく第2項の磁石反抗力は大きくなる。従つて斯くの如き場合に於ては可動體の加速度は小さく動作時間は長くなる。電流  $I_m$  が之以上に大きくなるに従い(3)式の右邊第2項は次第に減少し遂には消磁線輪による磁束  $\beta i_{mn}$  と磁石に依る磁束  $aH_1$  が相等しくなり、磁石反抗力は全く消失し可動體は  $\left(\frac{K-k_1}{m}\right)$  なる加速度を得て走行するから高速が得られるのである。従つて繼電器電流の  $\frac{di}{dt}$  が大きい。第7圖の場合は、他の場合に比し動作中永久磁石の反抗力を直ちに減少又は消失せしめる結果動作時間は早くなるのである。供試繼電器が  $aH_1 = \beta i_{mn}$  となり得るに要する線輪のアンペアターン  $i_{mn}$  は第7圖から 935 AT である事は明らかである。次に消磁線輪の電流が尙大きくなれば  $aH_1 < \beta i_{mn}$  となり接觸子を通る磁束は反轉し之に依る反抗力が働く様になる。即ちこの反抗力は今迄とは逆に電流が増加するに従い増大し、加速度を小さくし動作時間は次第に長くなる。以上の如く繼電器電流が増加せるに拘らず、加速度が小さく動作時間が長くなる過程に於ては消磁線輪による磁束  $\beta i_{mn}$  は磁石に依る磁束  $aH_1$  よりも大きくなり、爲に接觸子を通る磁石が反轉し之が次第に大きくなるのであらうと推察し得る。そこで之の反轉せる磁束を電流には無關係に小なる値になし得られれば V 特性は改善される筈であるが之に就ては後日稿を改めて御報告する。

## V 結 言

供試繼電器は以上の如く短絡發生時繼電器に加えられるアンペアターンの選定を誤らなければ、繼電器は4乃至5m.s.の高速を以て水銀整流器保護の重責を果し得ることが明らかになった。

## 1 動作時間

(イ) 電流が正弦波なる場合に於ける動作時間は動作電流附近に於ては7.2m.s.であるが、電流が増大するに従い減少し動作電流の10倍附近に於ては最小値となり5m.s.

の高速を以て動作する。電流が之以上に増大すれば逆に動作時間は長くなり動作電流の18倍附近に於ては5.7m.s.を要する。

(ロ) 正弦波の電壓最大値附近に於て短絡が發生し繼電器の死時間以内に短絡電流が回路に依つて定まる最大値に達するが如き  $\frac{di}{dt}$  の大なる電流が繼電器に流れたる場合の動作時間は次の如くである。即ち其電流最大値が動作電流に近い場合は7.5m.s.を要し、電流が増大するに従い減少し8~10倍附近に於て4m.s.の高速を以て動作する。之以上に電流が増大すれば動作時間は逆に長くなり35倍に於ては8.5m.s.を要す。

(ハ) 動作電流値附近に於ける電流の幅が1m.s.である様な衝擊波電流を通じたる場合の動作時間は、正弦波の場合よりも約0.3m.s.位長くなる。

(ニ) 動作時間は前述(イ)(ロ)の如く電流波形の如何に拘らず動作電流値の10倍近く迄は電流が増大するに従い減少し、夫以上に電流が増大すれば逆に増加する。

(ホ) 又電流の増加率  $\frac{di}{dt}$  が大なる程高速が得られるが、之等は接觸子に働く磁石反抗力の變化に基因するものであり之の反抗力を考察すれば諒解し得る。

## 2. 死 時 間

繼電器の死時間は動作電流値附近の電流に於ては著しく長く4.2m.s.であるが、電流が増大すれば急に短くなり動作値の3倍では1.3m.s.になる。之以上の電流では8倍位迄は變化しない。

## 3. V 特 性

(イ) 繼電器はV特性を有するので使用に際しては、繼電器タップの選定を誤らない様にせねばならない。

(ロ) このV特性は逆轉磁束を増加せしめない様にすれば是正し得られるであらう。

終りに種々御指對を賜つた神戸製作所技術部尾畑喜行技師、當所電氣課濱田賢技師、並びに終始實驗に協力されたる中村茂氏に深甚の謝意を表する。

# ケルビン・バランスに依る電気計器の一較正法

絶對電流測定法としてケルビン・バランスが用いられることはよく知られる所であるが、此のバランスの中センチアンペア・バランスにて特別精密級電気計器の較正を行い優れた結果が得られたので之を一括報告し度いと思う。即ち此方法は原理が極めて簡単な爲めに動作が確實であつて、而も比較測定法に於ける如き標準器の必要がない。併し特別な制動装置を持たないので使用に熟練せぬと實驗に相當手間取る。之等の得失から綜合判斷してみるに、我々生産工場に於ける電気計器類の較正には有用なものと云えよう。以下その實例に就いて述べると共にバランス自身の構造、動作原理及特質なども併記して置いた。

名古屋製作所 大 野 寛 孝

## 1. 緒 言

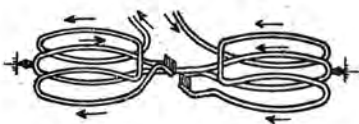
グラスゴー大學教授であつたケルビン卿の創案になる數種のバランスはレーリー卿の創つたバランスと共に電流の絶對測定法として極めて重要なものと言える。扱て、電流がどうして絶對測定法にて測定出来るかをみてみたい即ち圓電流の理より電流の C.G.S. 電磁單位法に基づくダイメンジョンは

$$\left[ L^{\frac{1}{2}} M^{\frac{1}{2}} T^{-1} \mu^{-\frac{1}{2}} \right]$$

にて表わされ(但し $\mu$ は物質の導磁率にして、以下便宜上1と見做す)又、力のダイメンジョンは

$$\left[ L M T^{-2} \right]$$

にて表わされる。此兩者を比較觀察すると電流は力の平



第1圖 ケルビン・アンペア・バランスの原理

方根に等しいことを知る。それ故電流の測定に當つて電流と電流との間に働く力を利用し得る。之が絶對測定法の一つであつて此の問題に關するジュールやケルビン等の研究によつてアンペア・バランス(電流衡)が生れた。次に此のバランスの生成過程を一瞥してみると、ジュール及ケルビン等の研究(1883年)が爲される前にエルステッドの磁針と電流に就いて、又アンペアの二つの平行導體に電流が流れて居る場合の吸引及反發現象(1820年)及ウェーバーによるダイナモメーターへの發展(1843年)等の偉業のあつたことを顧みねばなるまい。

凡そ製品の質向上にはその材料の良否、生産技術の優劣と相俟つて製品の特性を測る計器類の良質及正確さに依存せねばならない。其の上昨今の様に新製計器の入手困難な時代にあつては尙更自らの手で較正修理に努めねばならない實情にある。派手な仕事ではないが缺かすことの出来ぬ務めであらう。此實驗に於てはケルビンのセンチアンペア・バランス(測定範圍は0.01Aより1Aまで)に、附屬の抵抗器(2,000 $\Omega$ まで増大し得る)及溫度計を用いることにより電壓計(10Vから500Vまで測定可能)として働かせ電位差の測定に用いた。

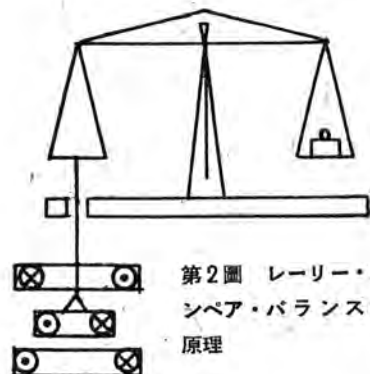
## 2. アンペア・バランス

### A. 電流の絶對測定法

之には次の方法がある。

- ケルビンのアンペア・バランス(第1圖)
- レーリーのアンペア・バランス(第2圖)

ケルビンのアンペア・バランスに就いては第1圖に見られる様に天秤の兩側に線輪を裝置したもので、左右が對稱的であるから線輪内に發生する電流の熱作用の影響が



第2圖 レーリー・アンペア・バランスの原理

少いか、その反面左右兩側の線輪間の電磁的相互干渉の影響は免れ難い。

レーリーのアンペア・バランスは第2圖の様に一方のみ線輪を装置し他方の分銅と釣合を保たせて電流を測る方法であつて、線輪内の電磁的干渉に對しては優れて居るが加熱作用の影響があるから線輪を冷却して温度上昇を少くする必要がある。

前者は N. P. L. (英) に於て、後者は N. B. S. (米) 及我國の逓信省電氣試験所が夫々採用して居る。

此外電壓測定用として靜電的なケルビンのボルト・バランスと云うのがあるが詳細は省略する。

## I. ケルビン・アンペア・バランスの構造及動作

### (1) 電流力計型計器

此構造は電流力計型であるが理解を容易ならしめる爲めに此型の概略から述べた方がよいと思う。

第3圖に於てコイル I は固定、コイル II は可動、S はスプリングを示す。初め二つのコイルは鉛直にして而も互に直角の位置に置いたとする。此時コイル II の指針  $p$  と S の指針  $p'$  とは一致させて置く、次に電流  $i$  をコイルに流すとコイル I によつて  $i$  に比例する磁場が出來、此爲めコイル II は  $i^2$  に比例する回轉力を受けてコイル I に平行にならうとする。依つて S を振り其の彈性力を上記の回轉力と釣り合わせ、コイル II が元の位置に止る様にする。此時の角  $\theta$  から  $i^2$  従つて電流  $i$  が求まることになる。此場合の回轉力は次式で與えられる。

$$\tau = i^2 \frac{\partial M}{\partial \theta} \dots \dots \dots (1)$$

但し  $M$  は固定線輪 I と可動線輪 II との間の相互インダクタンスを表わすものとする。

次に回轉力  $I$  と電流との關係を詳かにすると二つのコイル間の回轉力は夫等を流れる電流の積に比例する。即ち

$$\tau = k_1 i_1 i_2 \dots \dots \dots (2)$$

茲に  $i_1 i_2$  は夫々 I 及 II を流れる電流であつて第3圖にては兩線輪は直列になつて居る故(大電流の場合は並列)

$$i_1 = i_2 = i \dots \dots \dots (3)$$

(2) (3) 式より

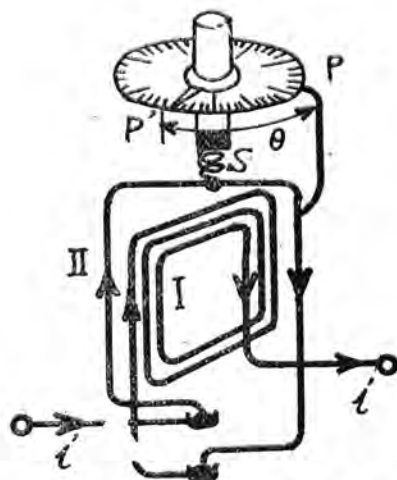
$$\tau = k_1 i^2 \dots \dots \dots (4)$$

而して回轉力はスプリングの振れによつて釣合を保ち、且つスプリングは振れ力が振れの角  $\theta$  に比例する様に捲いてあるから

$$\tau = k_2 \theta \dots \dots \dots (5)$$

(4) (5) 式より

$$k_1 i^2 = k_2 \theta \dots \dots \dots (6)$$



第3圖 電流力計型計器の原理

之を變形して

$$i = \sqrt{\frac{k_2}{k_1} \cdot \theta} = k \sqrt{\theta} \dots \dots \dots (7)$$

但し  $k_1 k_2$  は何れも或係數を表わす。特に  $k$  を計器の較正係數と稱する。

斯くて線輪を流れる電流は「力の平方根と計器の較正係數との積」にて表わされる事を知る。

尙以上は直流の場合であるが交流の場合に於ては (4) の表わし方に従つて

$$\tau = k_1 \frac{1}{T} \int_0^T i^2 dt = k_1 I_{eff}^2 \dots \dots \dots (8)$$

茲に  $T$  は週期、 $I_{eff}$  は電流の實効値を示すものとする。

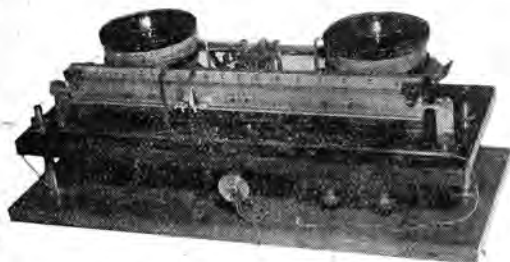
次に此電流力計型計器の特質を摘記すれば

- 精密且鋭敏。
- 交流用の計器も直流にて較正出来る。依つて交直の比較測定器として最適。
- 交流波形及周波數の影響を受けることが少い。但し波數にも或限度がある。
- 自己加熱の影響は比較的大きいが適當な直列抵抗の接續にて或程度減少し得。
- 一般には構造複雑、又外部磁界の影響を受け易い。

### (2) バランスの構造及動作

外觀は第4圖の寫眞に見られる様なものであつて、その接續圖は第5圖に示した。第5圖に於て  $F_1, F_2$  及  $F_1', F_2'$  は何れも固定線輪、 $M, M'$  は水平軸  $XX'$  に固着されその周りに回轉し得る線輪である。尙  $XX'$  軸には尺度  $SS'$  が取付けられその上を重錘  $W$  が滑動する。  $W'$  は





第4圖 ケルビン・アンペア・バランス外觀

$W$  の釣合重錘。今之等の直列に結ばれて居る線輪に電流を矢の方向に流すと圖示の如き巻き方の時は  $F_1$  と  $M$ ,  $F_2'$  と  $M'$  は引き合ひ  $F_2$  と  $M$ ,  $F_1'$  と  $M'$  とは斥け合ひ、故に  $MM'$  は左方に傾下する。此時重錘  $W$  を摺動して  $MM'$  即ち  $SS'$  を水平位置に持ち來す。茲に於て  $W$  により線輪に働く所謂偶力が測られる。一方此偶力は電流の自乗に比例するから所要の電流を見出し得る。今之を數式的に扱つてみると (第6圖参照)

$l$ : 横桿の全長

$d$ : 重錘  $W$  を尺度の零點より移動させた距離

$ci^2$ :  $MM'$  なる可動線輪に働く力

茲に  $c$  は常數、 $i$  は通過電流とする。

然る時、支持點  $X$  の周りのモーメントを考えると次式が得られる。即ち

$$ci^2 \frac{l}{2} + W \left( \frac{l}{2} - d \right) = -ci^2 \frac{l}{2} + W \frac{l}{2} \dots\dots (9)$$

之を整頓すれば

$$ci^2 l = Wd$$

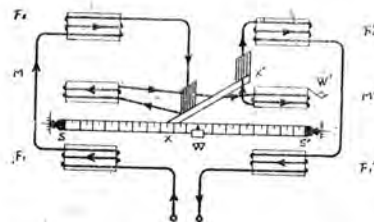
即ち  $i = \sqrt{\frac{Wd}{cl}} \dots\dots\dots (10)$

而して  $\sqrt{cl}$  は常數であるから之を  $\sqrt{\frac{1}{cl}} = k$  とすれば

$$i = k \sqrt{Wd} \dots\dots\dots (11)$$

$$\propto \sqrt{W} \sqrt{d}$$

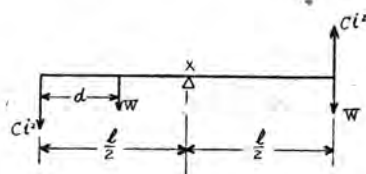
即ち電流  $i$  は  $W$  及  $d$  の平方根に比例するを知る。  $d$  の測定にわ第4圖の寫眞に見られる如く横桿 (第5圖に於ける尺度  $SS'$  に相當する) の側面に左端を起點として耗の等間隔目盛が刻んであり、 $W$  の位置を読み得る様になつて居る。此横桿による可動尺度の外に之に沿うて  $k\sqrt{d}$  (實際には  $k=2$  になる様に作られてある) に相當する目



第5圖 ケルビン・アンペア・バランスの接續圖

盛を與えた所謂視察目盛を附し(此尺度は固定してある)之により直接電流の値を読み得る。例えば耗目盛にて16なる點に對しては  $k\sqrt{d} = 2\sqrt{16} = 8$  なる數値が視察目盛に盛つてあり、直ちに電流の強さを測り得るも耗目盛を附した尺度  $SS'$  に依る如き確度は保し難い。

重錘  $W$  は普通4箇あつて其の各の比は  $1:4:16:64$  となつて居る。依つて實際の測定に當つては  $i \propto \sqrt{W}$  なる關係より  $\{2\sqrt{\text{尺度上の數値}}\}$  に  $\sqrt{1}=1, \sqrt{4}=2, \sqrt{16}=4, \sqrt{64}=8$  なる數値を夫々乗じたものが眞の電流を表わすことになる。又比1に該當する重錘は可動尺度



第6圖 アンペア・バランスの横杆

(第5圖に於ける  $SS'$ ) 上を移動し得る摺動子の形を成し他の箇の重錘をその上にのせて測れる構造になつて居る故之等の重錘の重量は摺動子重錘に對して夫々3倍、15倍、63倍のものであれば前記の比を満足することになる。固定線輪と可動線輪との間に働く力によつて電流の絶對測定に行われ得ることに就いては一般の電流計の項にて觸れたが之を電流衡の場合につき再び述べてみると、例えば第5圖に於て  $F_1, F_2, M$  なる直列に結ばれた線輪に  $i$  なる電流が流れたとする。

此時  $M_m$  = 固定線輪と可動線輪との間の相互誘對

$x$  = 線輪の軸方向の長さ

とすれば、線輪内に發生する力  $F$  は次式にて與えられる。

$$F = i^2 \frac{dM_m}{dx} \text{ ダイン}$$

但し  $i, M_m$  及  $x$  は C. G. S. 電磁單位とする。

而して  $M_m$  は各線輪の巻數、關係位置に依つて算出され、 $F$  なる電磁的力は重錘によつて測定される故電流  $i$  の絶

對測定が行い得ることが分る。

此外に同一軸上にあり且つ平行面内にある二つの圓形線輪に夫々1絶対アンペアを流した場合、それ等の間に生ずる電磁力( $F$ )を二つの圓形線輪の半徑比( $a$ )の函數即ち  $F=f(a)$ を以て表わされる橢圓積分を含んだ數式等もあるが今の場合餘り有用と思われぬので省略する。

ウ. バランスの特質及使用方法

此計器は極めて精密な測定を行い得、且つ直流にて較正して交流用に供せられ従つて、交流直流の比較に用いられ得る利點がある。地球磁界の影響<sup>(4)</sup>に就いては二つの可動線輪に流れる電流方向を反對にしてあることにより除去されて居る。即ち地球磁界の水平分力が可動線輪を横杆の周りに振らんとする力は兩線輪にて互に反對となつて打消されるに依る。

本器は制動裝置を持つて居らぬから讀みを得るのに時間と熟練とを要し、且つ變動する電流は測定困難であり又直讀式でない缺點がある。其の他は電流計の項にて述べた事柄が此處でも其のまゝ當て嵌まる。尙ウエスチン・グハウス會社製の電壓計及ミリアンペア計にこのバランスの原理を應用したものがある。これは線輪は總て垂直に置かれ制御裝置として螺旋彈條が用いられて居るのが異なる。

次に使用法であるが、之には一つの計算例を擧げて數値上の取扱ひを示すことにする。この參考としてバランスの測定範圍、使用抵抗及重錘の關係を記したい。(第1表及第2表参照のこと) 尙、抵抗には計器自身の抵抗約50Ωをも含む。

(例) ケルビン・センチアンペア・バランスで電壓計の較正を行つたところ電壓計の讀みは300V、バランスの讀みは可動尺度にて624を得たとする。尙バランスに

直列に挿入せる抵抗は1,200Ω、使用せる重錘は1とする。然る時電壓計の百分率更正及誤差は何程になるか。(解)

既述せる(11)式即ち  $i = k\sqrt{W}\sqrt{d}$  なる關係式に於  $k=2$  (∵ ケルビン・バランスは此の様な係數を持つ様に作つてある。)

$d=624$

$\sqrt{W}=6$  (∵ 第2表より)

依つて眞の電流の値たるバランスに流れる電流  $i$  は  $i = k\sqrt{W}\sqrt{d} = 2 \times 6 \sqrt{624} = 299.76$  (V)

實際には之等の計算を全く行わずに済む様に便利な換算表を作りそれを利用した。

而して百分率更正  $a$  は、 $T$  を眞値、 $M$  を測定値とすると

$$a = \frac{T - M}{M} \times 100 \% \\ = \frac{299.76 - 300}{300} \times 100 \\ = -0.08\%$$

計器の誤差  $= M - T = 300 - 299.76 = 0.24$  (V)

3. 較正試験法

ア. 電壓計の較正試験法

電壓計、電流計に關する較正試験法には種々な方法<sup>(4)</sup>があるが此處にはケルビン・バランスを利用せるものにつきその概略を述べる。結線の要領は第7圖に、之が實際の裝置は第8圖の寫眞に示した。第7圖の符號は、

- Ⓢ: 被較正電壓計
- I<sub>s</sub>: ケルビン・アンペア・バランス
- r: 同上用直列抵抗器
- R: 電壓調整器

次に試験に當つての注意事項を二三擧げてみると、試験は標準溫度並に使用狀態に於て行わべきものである。又定格電流及定格電壓の下に15分間放置した後、着手すべきで較正は目盛の上位より下位に及ぼし、更に下位より上位に及ぼし、兩者の測

第1表 バランスの測定範圍、抵抗及重錘間の關係

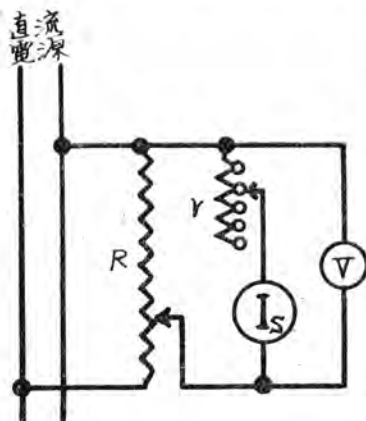
使用重錘	回路挿入抵抗 (Ω)	ボルト/固定尺度の目盛	測定最大電壓 (V)
摺動重錘のみ	400	1.0	50
〃	800	2.0	100
〃	1,200	3.0	150
〃	2,000	5.0	250

使用重錘	回路挿入抵抗 (Ω)	ボルト/固定尺度目盛	測定最大電壓 (V)
(摺動重錘)+(重錘1)	400	1.0×2= 2	50×2=100
〃	800	2.0×2= 4	50×4=200
〃	1,200	3.0×2= 6	50×6=300
〃	2,000	5.0×2=10	50×10=500

第2表 重錘1を用うる場合のバランスの測定範圍、抵抗及重錘間の關係

定値の平均を採用する。之は本来なれば各試験點に於て一定温度に達した後読みをとるべきであるが、此様にしては測定に極めて長時間を要するので此不便を避ける爲めに外ならぬ。多種測定範圍を有する計器はその最大指示範圍より始め順次下位の指示範圍に及ぼす。

外部磁界（但し地球磁界は除く）に対しては、之が存在せざる場所にて行い且つ接線對線等に依る漏洩磁界が計器に影響を與えぬ様にその配置に留意する。尙計器が電流力計型にあつて直流により較正する場合は電流の方向を轉換して同一の測定を回行い、夫等の讀みの平均値を採る。此様な注意を以て前記の如き裝置により較正試験



第7圖 電壓計較正試験結線圖

を行い、得られた數値を基として較正表及百分率更正曲線を作成する。

茲に百分率更正（或は單に更正率とも云う）とは之を  $a$  にて表わせば

$$a = \frac{T - M}{M} \times 100 \quad \%$$

但し  $T$  は眞値、 $M$  は測定値とす。

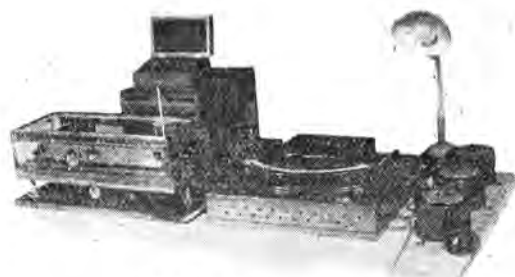
又百分率誤差を  $e$  とすれば

$$e = \frac{M - T}{T} \times 100 \quad \%$$

にて夫々與えられる。

誤差（計器の誤差とは指示値より眞値を差引きたるものを云う。）の許容範圍について、日本電氣工藝委員會にて制定された規程<sup>(6)</sup>の中、特別精密級の電流計、電壓計の項を摘録すれば第3表の通りである。

尙表中、部分目盛と言うは計器の動作原理並に構造上當然零位目盛を有せしめ得られるに拘らず便宜上零位を表わす劃線を省きたる目盛を云う。但し力率計の如く機械的制御トルクを有せぬ計器に対しては之を部分目盛とは言わぬ。又第一或は第二有効測定範圍とは計器の精度に依り分けられるもので、その範圍は目盛の様式に依り第4表の如く規定されて居る。而して第一及第二有効測定範圍の最小目盛に相當する目盛劃線を有せぬ計器にあつては、その値を超過する最近の目盛劃線を以て之に充てる。



第8圖 電壓計較正試験裝置

#### イ. ケルビン・バランスの較正

バランス自身の較正は標準抵抗、カドミウム電池、銀電量計等の標準器を用いて行われるものであつて、極めて周到な測定法に依らねばならぬ。之に關しては本稿の範圍外になるので此程度に止めて置く。

#### 4. 較正試験結果

特別精密級直流電壓計（可動線輪型）及電流力計型交流電壓計の較正試験を行つた。その中前者の結果を第5表に示す。

此表に見られる様に誤差は何れも第一有効測定範圍内にあるを知る。尙表中の符號の説明をすれば下の通り。

No. : 被較正電壓計番號

目 盛 の 様 式	許 容 誤 差	
	第一有効測定範圍	第二有効測定範圍
イ. 平等目盛並に之に準ずる目盛	指示値の $\pm 0.4 \%$	定格値の $\pm 0.13 \%$
ロ. 零の附近に於て著しく縮小せる目盛	指示値の $\pm 0.4 \%$	定格値の $\pm 0.2 \%$
ハ. 對數目盛及び之に準ずる目盛並に部分目盛	指示値の $\pm 0.4 \%$	

第3表 特別精密級電流計電壓計の許容誤差表

目 盛 の 様 式	有 効 測 定 範 圍	
	第一有効測定範圍	第二有効測定範圍
イ、平等目盛又は之に準ずる目盛	定格値 ~ 定格値の 30%	定格値の30%~定格値の10%
ロ、零の附近に於て著しく縮小せる目盛	定格値 ~ 定格値の 50%	定格値の50%~定格値の25%
ハ、對数目盛及び之に準ずる目盛並に部分目盛	目 盛 の 全 部	—

第4表 計器の有効測定範圍

No.	M(V)	10	20	30	40	50	60	70	80	90	100	110	120	130	140	150
	$\varepsilon_a(V)$		$\pm 0.18$	$\pm 0.18$	$\pm 0.18$	$\pm 0.20$	$\pm 0.24$	$\pm 0.28$	$\pm 0.32$	$\pm 0.36$	$\pm 0.40$	$\pm 0.44$	$\pm 0.48$	$\pm 0.52$	$\pm 0.56$	$\pm 0.60$
1	$T_1(V)$	10.00	20.00	30.00	40.02	49.98	60.00	69.96	80.04	90.00	100.05	109.98	120.00	129.93	139.95	149.88
	$\varepsilon_1(V)$	0.00	0.00	0.00	-0.02	0.02	0.00	0.04	-0.04	0.00	-0.05	0.02	0.00	0.07	0.05	0.12
	$a_1(\%)$	0.00	0.00	0.00	0.05	-0.04	0.00	-0.06	0.05	0.00	0.05	-0.02	0.00	-0.05	-0.04	-0.08
2	$T_2(V)$	10.00	20.00	30.00	40.02	49.98	60.00	70.23	80.04	90.00	100.05	109.98	120.00	130.08	139.80	149.64
	$\varepsilon_2(V)$	0.00	0.00	0.00	-0.02	0.02	0.00	-0.23	-0.04	0.00	-0.05	0.02	0.00	-0.08	0.20	0.34
	$a_2(\%)$	0.00	0.00	0.00	0.05	-0.04	0.00	0.33	0.05	0.00	0.05	-0.02	0.00	0.06	0.14	-0.24
3	$T_3(V)$	10.00	20.00	30.00	40.02	49.98	60.00	70.23	80.04	90.21	100.05	109.98	120.15	130.08	140.19	150.24
	$\varepsilon_3(V)$	0.00	0.00	0.00	-0.02	0.02	0.00	-0.23	-0.04	-0.21	-0.05	0.02	-0.15	-0.08	-0.19	-0.24
	$a_3(\%)$	0.00	0.00	0.00	0.05	-0.04	0.00	0.33	0.05	0.23	0.05	-0.02	0.13	0.06	1.14	0.16

第5表 特別精密級直流電壓計較正試験成績表

M: 測定値 (V)

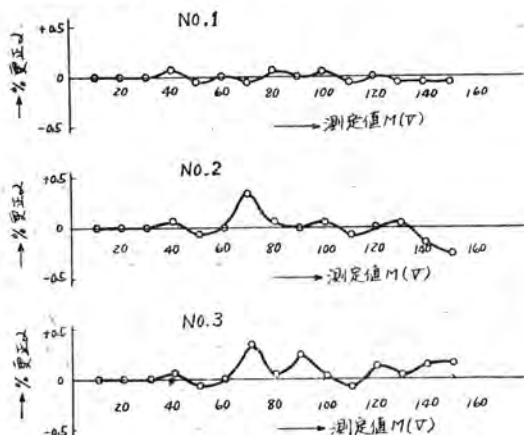
$\varepsilon_a$ : JEC による許容誤差(V) 第3表参照

$T_n$ : 眞値 (V)

$\varepsilon_n$ : 誤差 (V)

$a_n$ : 百分率更正 (%)

更正曲線は之を第9圖に示した。



第9圖 特別精密級電壓計更正曲線

## 5. 結 言

以上にてケルビン・アンペア・バランスに依る特別精密級

ケルビン・バランスに依る電氣計器の一般正法・大 野

直流電壓計の較正試験に關する概要は窺えたと思う。

そして我々は次の如き結論を得た、即ち電流の絶對測定法として就中電氣計器の較正法として本法による時は、簡便、確實にその目的を達せられる。併し此計器には特別な制動裝置なく重力にのみ依つて居る爲め一回の測定に長時間を要し且つ相當な熟練を必要とする。

尙、試験された特別精密級の計器は副標準器として一般現場用の計器の較正に用いられる。又、ケルビン・バランスの中には今迄述べた電流衡の外に電力用、電流電壓電力混用等のものもあることを附記して置く。

此の稿を結ぶに當り參考とした内外文献の著者に對し深厚なる謝意を表する。

## 文 献

- (1) 米田麟吉、石橋勇一: 電流の絶對測定 | 電氣試験所彙報 | 1, 294~300 (昭13-3)
- (2) Drysdale and Jolley: Electrical Measuring Instruments I, 441~412 (1924)
- (3) Andrew Gray: Absolute Measurements in Electricity and Magnetism, 451
- (4) Karapetoff: Experimental Electrical Engineering I, 64~85
- (5)(6) 日本電氣工藝委員會: JEC-47 (1936) 指示電氣計器 701~704項及 801項



# 歪ガラスの光弾性試験への一應用

或る種の光弾性試験には水晶楔が必要とされているが、現在の所それをつくるにも、又入手するにも相當の困難がある。併しそれに代るべきものとして熱歪みを加えた細長いガラス板又は棒及び金屬線を封入した燒鈍ガラス丸棒が役にたつことを知つたので、それらについての實驗並にその結果を報告したのである、

研 究 所 菅 野 正 雄

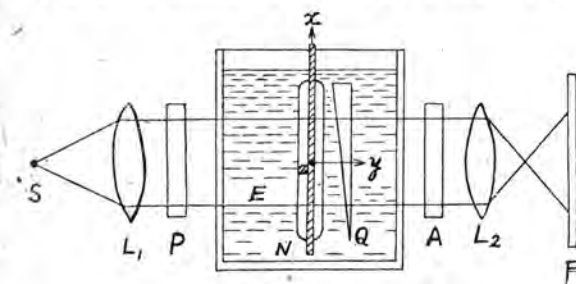
## 1. 緒 言

眞空管のステムガラスを選ぶ際、それに封入さるべき金屬線との膨脹係数の差から生ずる歪をなるべく小さくすることが望ましいのであるが、それを検出するのに光弾性試験が有効な方法であることについてはすでに述べた所である。(1) その場合その検出装置に必要な水晶楔には入手又は製作上の困難があるので、もしその代りとなるものがあれば好都合であらう、それに對し機械的歪の加えられたガラス楔又は板などがまず考えられ、實際にも試みてみたが荷重方法の困難の爲に成功しなかつた。併し熱的歪方法によつて極めて簡単にその目的を達することが出来たのでここに報告し参考に供する、

## II. 水晶楔

現在、所要の目的に用いている水晶楔の効用については文献(1)に簡単に述べてあるが、説明の順序として再びここに述べておくこととする、

第1圖に於いて單色光源 $S$ より出た光をレンズ $L_1$ で平行



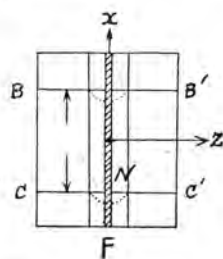
第 1 圖

とし、これをその偏光面が互に直角になつてゐる二つの偏光板 $P$ 及び $A$ を通せば視野 $F$ は暗黒であるが、 $P$ と $A$ との間に光軸に平行に切つた水晶楔 $Q$ を挿入すれば、 $P$ を出た直線偏光は $Q$ 内で常光線と異常光線との二つに分れて、これを通過する間に兩者に相對的位相差を生ずる結果、 $Q$ を出る時の合成偏光は一般に楕圓偏光となり、

従つて視野は幾分明るくなる。併しその厚さが二つの偏光の位相差が丁度光源の波長 $\lambda$ の整数倍に當るような $Q$ の部分では、合成偏光は入射した直線偏光と同じ方向をもつ直線偏光となるので、これらの部分に相當する視野は依然として暗い、

今、光の進行方向を $y$ 方向とし、それに直交して $xz$ 方向を定め、 $P$ の偏光面を $x$ 軸に對して $45^\circ$ にとり、且つ $Q$ の光軸を $x$ 軸に平行にしておけば、この暗く残つた部分は $x$ 軸に平行な直線の縞 $BB'$ 、 $CC'$ 等となる。尚、 $E$ はその屈折率が後にこれに挿入される試料ガラス丸棒 $N$ のそれに近い液体であつて、それがなければガラス丸棒がレンズとして作用するのを防いでゐる、

さて内力をもつ試料 $N$ を第1圖に示す如くその軸が $x$ 軸に平行するように挿入すれば、その内力に應じてさきに述べた直線の縞 $BB'$ 、 $CC'$ 等は試料内ではたとへば圖の點線のように偏位する。この偏位を實測して試料内の内力分布を知ることが出来ることは文献(1)に於いて述べた通りである、



要するに水晶楔の効果は、楔内で分れた二つの直線偏光にその厚さに應じて適當な位相差を與え、視野に黒い直線の縞をつくることにあるのである、

## III. 熱歪みを加えた細長いガラス板

上に述べた水晶楔の代りとしてまず一定方向に荷重された歪みガラス楔が考えられ實際にも試みてみたが荷重方法の困難の爲に成功しなかつた、併し次に述べるような熱歪みガラス板を用いることによつて極めて容易にその目的を達することが出来た適當な幅と厚さをもつ充分長い均質なガラス板を、その軟化点 $T_0$ より少し高い温度 $T_0$ 迄一様に加熱して後こ



れを急冷すれば、板の周辺部は内部より速やかに冷却収縮する結果、附録の(A.2)式によつて板には

$$\phi(y, z) = \delta \left\{ T(t_2, y, z) - T(t_1, y, z) \right\}, \quad \begin{cases} -\infty < x < \infty \\ -b \leq y \leq b \\ -c \leq z \leq c \end{cases} \quad (1)$$

だけの歪を生じ、その爲に板の内部には内力が分布するにいたる。但し $\delta$ は板の膨脹係数、 $T(t, y, z)$ は時刻 $t$ に於ける板の温度分布を示し、 $t_1$ 及び $t_2$ は夫々板の周辺部及び中心部が軟化温度 $T_s$ となる時刻即ち

$$T(t_2, b, c) = T(t_1, 0, 0) = T_s$$

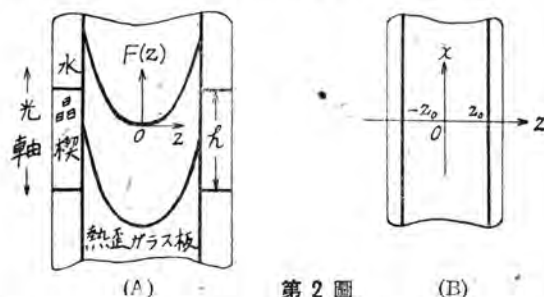
の関係にある $t$ の値である。従つてこの板を第1圖に於ける試料Nの位置にその長さの方向を水晶楔の軸に平行にして挿入し、板の面( $xz$ 面)に垂直に直線偏光を入射せれば板の内部で得られる位相差 $\phi_1(z)$ は

$$\phi_1(z) = \beta_1 \int_{-h}^h \left\{ X_x(y, z) + Z_z(y, z) \right\} dy, \quad (-c \leq z \leq c) \quad (2)$$

となり、視野には第2圖(A)に示す如き曲線

$$F(z) - F(z_0) = \frac{h}{\lambda} \phi_1(z), \quad (-c \leq z \leq c) \quad (3)$$

があらわれる。但し、 $\beta_1$ はガラス板の光弾性常数であり、 $X_x(y, z)$ 及び $Z_z(y, z)$ は夫々 $x$ 方向及び $z$ 方向の主内力である。ここで水晶楔を取除けば第2圖(B)に示す



第2圖

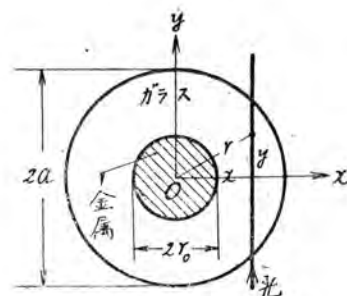
如く、 $\phi_1(\pm z_0) = 0$ を満足する二本の直線 $z = \pm z_0$ が得られる。この直線縞はさきに述べた水晶楔によつて得られる縞とは少し趣を異にはするが、内力判定の基準となることは次に述べることからわかる。

#### IV. 熱歪ガラス板を水晶楔の代りに用いた時の光弾性試験

第2圖(B)の如き状態におかれてある熱歪ガラス板の直前又は直後に試料ガラス丸棒をその軸を $z$ 方向に平行にして挿入すれば、試料による縞の偏位は次のようにして求められる。

まず試料ガラス丸棒によつて生ずる位相差は第3圖を参

照して



第3圖

$$\begin{aligned} \phi(x) &= \frac{m}{\beta} \int_{-\sqrt{a^2-x^2}}^{\sqrt{a^2-x^2}} Z_z(r) dy \\ &= \frac{2\beta}{m} \int_x^a \frac{Z_z(r) r dr}{\sqrt{r^2-x^2}}, \quad (r_0 \leq |x| \leq a) \quad (4) \end{aligned}$$

である。但し $\beta$ 及び $Z_z(r)$ はこのガラスの光弾性常数及び $z$ 方向の主内力であり、 $m$ は視野の倍率であつて長さはすべて視野の圖形上で測られるものとする。而して求める圖形は

$$\phi_1(z) - \phi(x) = n\lambda,$$

従つて

$$F(z) - F(z_0) = \frac{2h\beta}{m\lambda} \int_x^a \frac{Z_z(r) r dr}{\sqrt{r^2-x^2}} + n\lambda, \quad \begin{cases} r_0 \leq |x| \leq a, \\ -c \leq z \leq c, \\ n = 0, \pm 1, \pm 2, \end{cases} \quad (5)$$

から

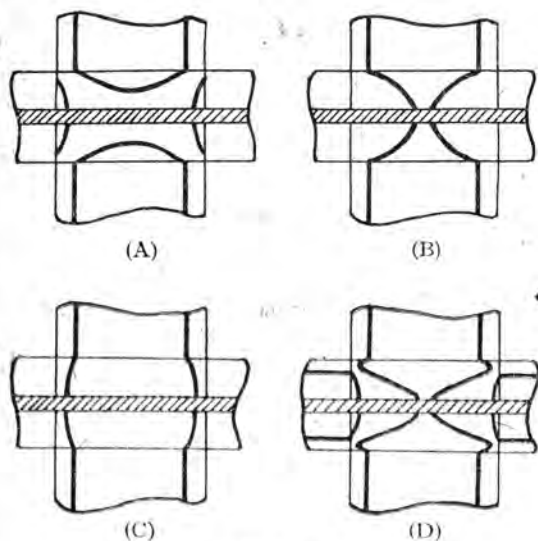
$$z = f_n(x), \quad (n) \quad (6)$$

の如くに導かれる。この内 $z = f_0(x)$ はさきに述べた $z = \pm z_0$ なる二直線の偏位したものに當り、現在の目的に最も必要なものである。

逆にたとえば光弾性寫眞などにより $z = f_n(x)$ なる圖形がわかれば $F(z)$ は $z$ の函数として第2圖(A)から既知であるから、(5)を積分方程式として解くことにより

$$\begin{aligned} Z_z(r) &= -\frac{m\lambda}{\pi h\beta} \int_r^a \frac{1}{\sqrt{x^2-r^2}} \frac{dF}{dx} dx \\ &= -\frac{m\lambda}{\pi h\beta} \int_r^a \frac{1}{\sqrt{x^2-r^2}} \frac{dF(z)}{dz} \frac{df_n(x)}{dx} dx, \quad \begin{cases} r_0 \leq r \leq a, \\ -c \leq z \leq c, \\ n = 0, \pm 1, \pm 2, \end{cases} \quad (7) \end{aligned}$$

として $Z_z(r)$ が求められる。これが求めれば試料内の他の方向の主内力 $R_r(r)$ 及び $\theta_\theta(r)$ は文献(1)に於いて説明した関係式によつて導かれるから、結局 $F(z)$ を一度定めておけば熱歪ガラス板を水晶楔の代りとして試料の歪解析が可能となるわけである。



第 4 圖

第4圖に二、三の實例のスケッチを示した。同圖に於いて(A)、(B)及び(C)は焼鈍試料に関するものであるが、(A)、(B)では $Z_x(a) < 0$  (但し  $1Z_x(a)I_A > 1Z_x(a)I_B$ )、(C)では $Z_x(a) > 0$ となつており、(D)は未焼鈍試料に関するものである。これらの圖形は同一試料に對しても熱歪ガラス板の厚さ、幅及び急冷の方法が違えば多少異なつてくるわけで、たとえば一つの板では(A)のような圖形が得られ、他の板では(B)のような圖形が得られる如きである。即ち板の種類によつて零位相差線の偏位感度が多少異なる。

#### V. 焼鈍された試料に對する $z=f_n(x)$

實際の試験には焼鈍された試料を用いることが多いのでその場合に對する内力  $Z_x(r)$  と圖形  $z=f_n(x)$  との間の關係を調べておくこととする。

まず概略の様子を知る爲に第2圖(A)の  $F(z)$  を

$$F(z) = \frac{F(z_0)}{z_0^2} z^2, \quad (-c \leq z \leq c) \quad (8)$$

の如き拋物線と假定してみると、焼鈍された試料については  $Z_x(r)$  が一定ということがわかつているから、(5)式は

$$F(z_0) \left( \frac{z^2}{z_0^2} - 1 \right) = \frac{h\beta}{m\lambda} Z_x(a) \sqrt{a^2 - x^2} + nh, \quad \begin{matrix} r_0 \leq 1 \leq a, \\ -c \leq z \leq c, \\ n=0, \pm 1, \pm 2, \dots \end{matrix} \quad (9)$$

となる。従つて

$$z = f_n(x) = \pm z_0 \sqrt{1 + \frac{nh}{F(z_0)} + \frac{h\beta Z_x(a)}{m\lambda F(z_0)} \sqrt{a^2 - x^2}} \quad (10)$$

である。これを圖示すると  $Z_x(a) \leq 0$  (張力) で  $n=0, 1$  の場合は第5圖(A)の如くに、 $Z_x(a) \leq 0$  (壓力) で  $n=0, -$  の場合は第5圖(B)の如くなる。(何れも矢印の方向にその絶対値を増加する。)

さて定まつた一つの熱歪ガラス板と試料との組合せに對し、第5圖中の一つの曲線( $n=0$ の場合のみを考える)が得られたとすれば、試料の  $Z_x(a)$  は(9)式から

$$Z_x(a) = \frac{m\lambda F(z_0)}{h\beta \sqrt{a^2 - x^2}} \left( \frac{z^2}{z_0^2} - 1 \right), \quad \begin{matrix} r_0 \leq 1 \leq a, \\ -c \leq z \leq c \end{matrix} \quad (11)$$

として求められる。

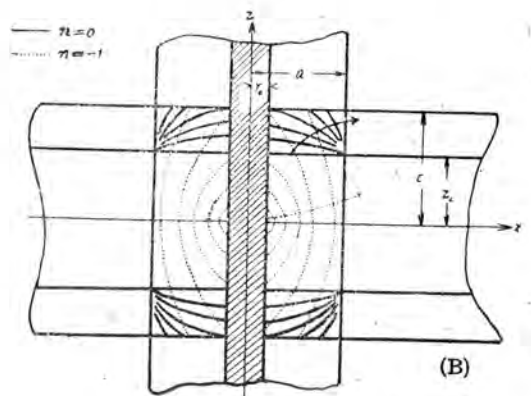
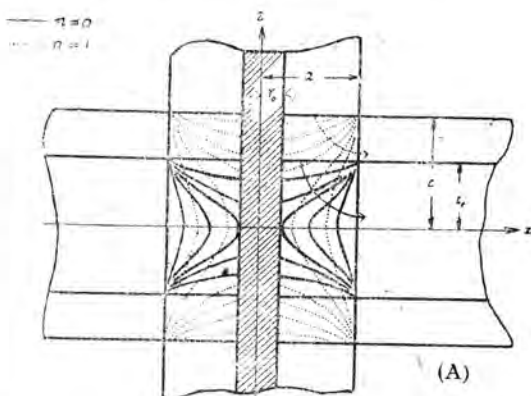
以上は  $F(z)$  を拋物線と假定して論じたが、その假定が不充分な場合には直接

$$F(x) - F(z_0) = \frac{h\beta}{m\lambda} Z_x(a) \sqrt{a^2 - x^2}, \quad \begin{matrix} r_0 \leq 1 \leq a, \\ -c \leq z \leq c \end{matrix} \quad (12)$$

と試料について實際に得られる圖形  $z=f_0(x)$  とから

$$Z_x(a) = \frac{m\lambda}{h\beta} \frac{F(f_0(x)) - F(z_0)}{\sqrt{a^2 - x^2}}, \quad (r_0 \leq 1 \leq a) \quad (13)$$

として圖式計算を行えばよい。



第 5 圖

## VI. その他の水晶楔代用品

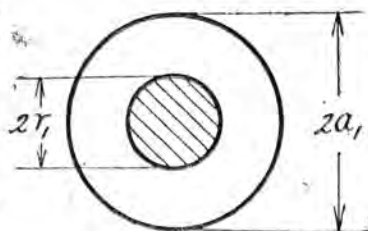
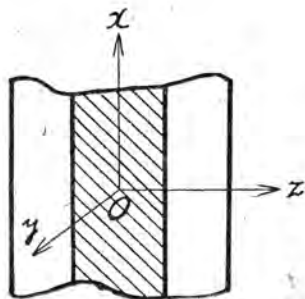
(6) 式を  $x$  について解いて

$$x = y_n(z) \dots \dots \dots (14)$$

とし、これを(5)式に代入する時は、もし  $Z_s(r)$  が既知ならば逆に  $F(z)$  従つて歪ガラス内での位相差がわかることとなる。このことから次のようなものも亦水晶楔の代りとして用いられる。

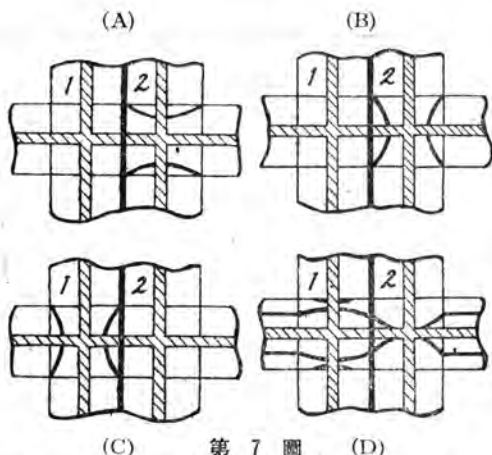
- (1) 金属線を封入した焼鈍ガラス丸棒
- (2) 加工温度から急冷されたガラス丸棒

——一般には  $x_2$  面に関して対称な形をもち  $x$  軸方向に充分長い棒體。次にその各々について簡単に調べてみることにする。

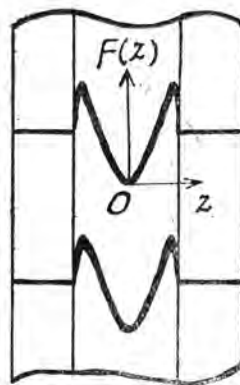


第 6 圖

### VI. 1. 金属線を封入した焼鈍ガラス丸棒



第 7 圖



第 8 圖

第 6 圖に於いて  $y$  方向から入射した直線偏光がガラス丸棒内で得る位相差  $\phi_1(z)$  は

$$\phi_1(z) = \frac{\beta}{m} X_s(a_1) \sqrt{a_1^2 - z^2}, \quad (r_1 \leq |z| \leq a_1) \dots \dots \dots (15)$$

である。これが(4)式の  $\phi(x)$  に等しいとした時の  $z = f(x)$  が零位相差を示す縞の偏位をあらわす曲線となるわけであつてそれは

$$X_s(a_1) \sqrt{a_1^2 - z^2} = 2 \int_{x_1}^x \frac{Z_s(r) r dr}{\sqrt{r^2 - x^2}}, \quad \left( \begin{matrix} r_0 \leq |x| \leq a_1 \\ r_1 \leq |z| \leq a_1 \end{matrix} \right) \dots \dots \dots (16)$$

から定まる。従つて  $Z_s(r)$  は視野にあらわれた図形  $z = f(x)$  を知るにより

$$Z_s(r) = \frac{m \lambda X_s(a_1)}{\pi g \beta} \int_x^a \frac{1}{\sqrt{x^2 - r^2} \sqrt{a^2 - z^2}} dz dx,$$

歪ガラスの光弾性試験への一応用・菅野

$$(r_0 \leq |r| \leq a) \dots \dots \dots (17)$$

から求められる。

もし試料が焼鈍されてあれば  $Z_s(r)$  は一定であるから、

(16)式は

$$X_s(a_1) \sqrt{a_1^2 - z^2} = Z_s(a) \sqrt{a^2 - x^2}, \quad \left( \begin{matrix} r_0 \leq |x| \leq a_1 \\ r_1 \leq |z| \leq a_1 \end{matrix} \right), \dots \dots \dots (18)$$

即ち

$$\frac{a^2}{(Z_s(a))^2} - \frac{x^2}{(X_s(a_1))^2} = \frac{a_1^2}{(Z_s(a))^2} - \frac{z^2}{(X_s(a_1))^2}, \quad (..) \dots \dots (19)$$

の如き双曲線の一部となる。但し(18)式から  $X_s(a_1)$  と  $Z_s(a)$  とは同符号でなければならないから、一般には  $X_s(a_1)$  が正のものと負のものと一本、その軸を  $zx$  面内で平行に並べて使用すればよいわけである。

第 7 圖にはその實例のスケッチを示した。同圖に於いてガラス丸棒 1 は  $X_s(a_1)$  が正のもの、2 は負のものであり、又(A), (B), (C), (D) は夫々第 4 圖のそれらと對應する。

### VI. 2. 加工温度から急冷されたガラス丸棒

この場合は熱歪ガラス板の場合と全く同様であつて、ただ曲線  $F(z)$  の形が第 8 圖の如くに得られるので、試料ガラス丸棒  $N$  と組合せた時の圖形も亦それに應じて變化してくることが異なるだけである。而してこの場合の  $F(z)$  は近似的に

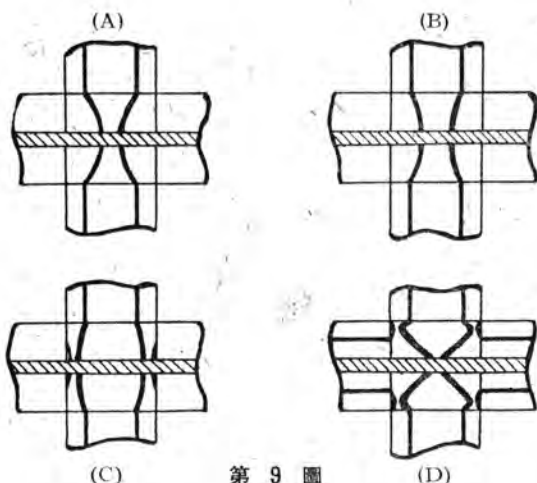
$$F(z) = a_1 \{ \sqrt{a_1^2 - z^2} - a_1 \} - a_2 z^2, \quad (-a_1 \leq z \leq a_1) \dots \dots \dots (20)$$

の形にあらわせる。但し  $a_1$  及び  $a_2$  は常數である。

第 9 圖にはその實例のスケッチを示した。(A), (B), (C), (D) は第 7 圖の場合と同様、夫々第 4 圖のそれらと對應する。

## VII. 偏位感度の増加

試料の  $Z_s(a)$  が壓力である場合には、第 4 圖(C)に於いてみられるように、黒線の偏位は  $z = z_0$  (又は  $-z_0$ ) と  $z = c$  (又は  $-c$ ) との間の狭い部分に限られていてその偏位感度は小さい。ガラス板の種類及び冷却の方法を適當に



第 9 圖

すればこれはある程度改善されるであろうが、次に説明する如き方法によれば極めて簡単にその目的が達せられる。それは同様の方法でつくられた二枚の熱歪ガラス板を、それらの面を平行にして十字形に直交させたものを水晶楔の代りとして用いることである。この場合(8)式の近似を用いるならば、これと試料との組合わせによつて得られる位相差は $(\lambda/h)$ を単位として

$$G(z, x) = F_1(z_0) \left( \frac{z^2}{z_0^2} - 1 \right) - F_2(x_0) \left( \frac{x^2}{x_0^2} - 1 \right) + F(x),$$

$$\left( \begin{array}{l} -c_1 \leq z \leq c_1, \\ r_0 \leq x \leq a \end{array} \right) \dots\dots\dots (21)$$

である。但し、 $F(x)$  は試料によつて得られる位相差であつて、 $2a$  はその太さである。この式から

$$z^2 = \frac{z_0^2}{F_1(z_0)} \left\{ G(z, x) + F_2(x_0) \left( \frac{x^2}{x_0^2} - 1 \right) - F(x) + F_1(z_0) \right\},$$

$$(n) \dots\dots\dots (22)$$

従つてこの場合の黒線の偏位感度、即ち  $G(z, x) = 0$  なる曲線の  $F(x)$  の變化に對するの變化の大きさは

$$\left| \frac{\partial z}{\partial F(x)} \right| = \frac{z_0^2}{2F_1(z_0)} = \frac{z_0}{2\sqrt{F_1(z_0)}} \frac{1}{\sqrt{F_1(z_0) - F(x) + F_2(x_0)}}$$

$$\left( \frac{x^2}{x_0^2} - 1 \right), (n) \dots\dots\dots (23)$$

となる。而して熱歪み板一枚の場合の感度は上式に於いて  $F_2(x_0) = 0$  とおくことによつて

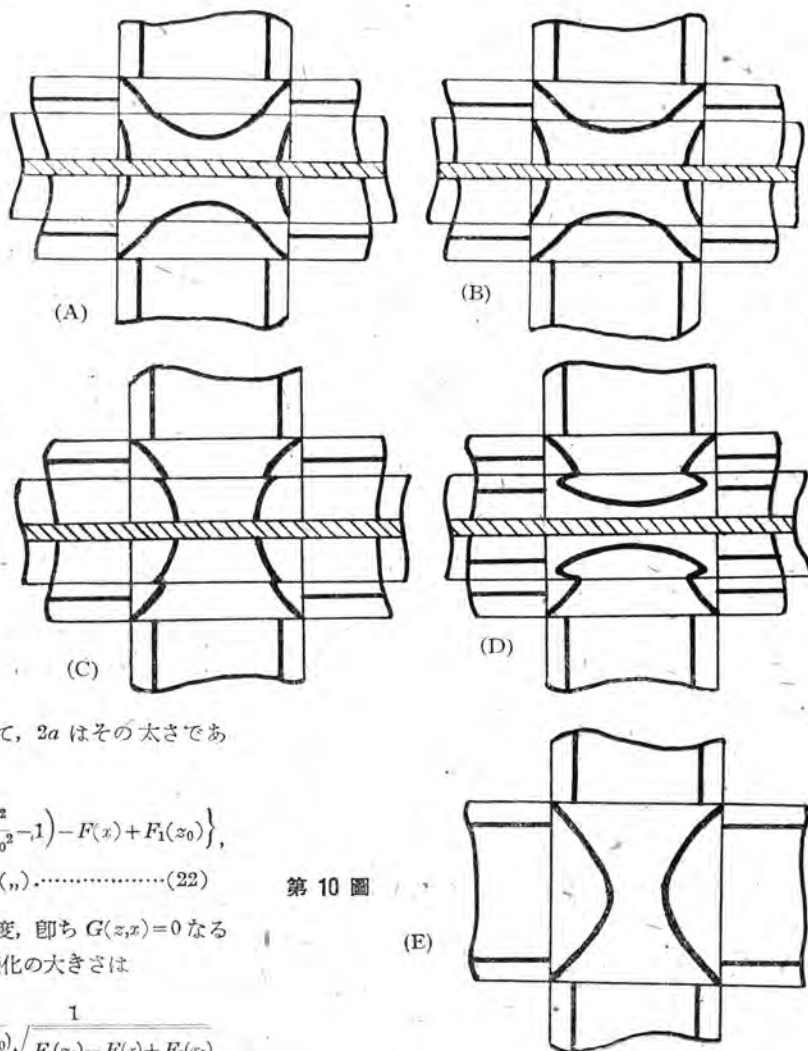
$$\left| \frac{\partial z}{\partial F(x)} \right|_0 = \frac{z_0}{2\sqrt{F_1(z_0)}} \frac{1}{\sqrt{F_1(z_0) - F(x)}}, (n) \dots\dots\dots (24)$$

であるから

$$\left| \frac{\partial z}{\partial F(x)} \right| > \left| \frac{\partial z}{\partial F(x)} \right|_0, (x < x_0) \dots\dots\dots (25)$$

となるが、 $a < x_0$  としておきさえすれば明らかに直交法によつて偏位感度は増加することがわかる。

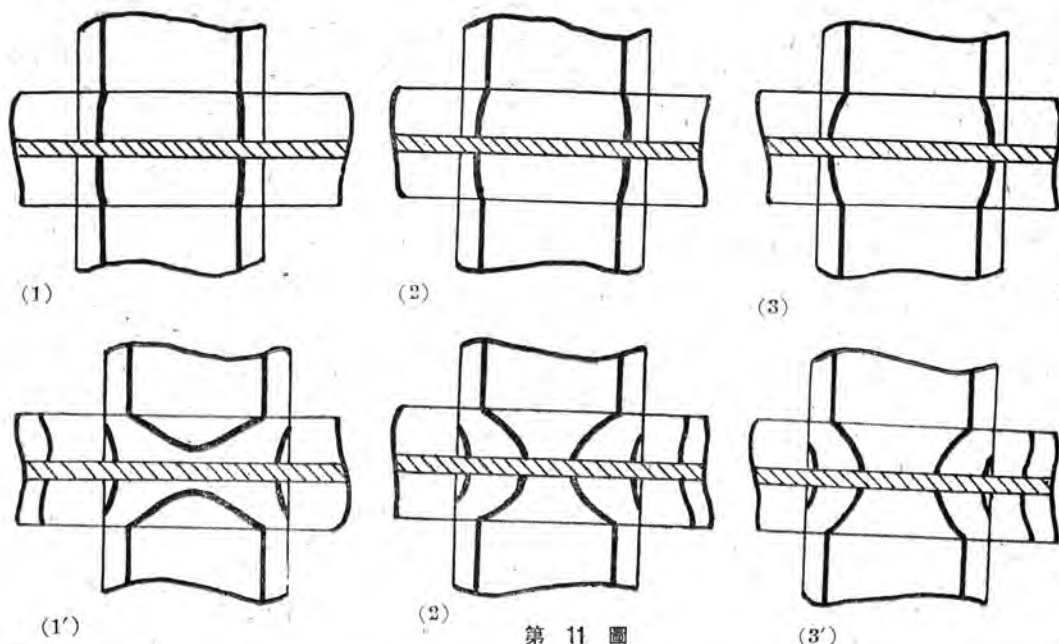
第10圖にその實例のスケッチを示した。(E)は試料のな



第 10 圖

(E)





第 11 圖

い場合であり、(A), (B), (C), (D)は夫々第4圖のそれらと對應するものであつて、(C)の場合にその効果の著しいことがわかる。

さてこの偏位感度の増加は  $F_2(x_0) \left( \frac{x^2}{x_0^2} - 1 \right)$ , ( $x < x_0$ ) が負であることによつて得られたわけであるが、必ずしも歪み板でなくとも、それによつて得られる位相差が負になるものであれば他の種類の歪ガラスでもよく、又それらの組合わせでもよいわけである。たとえばVI. 1に述べたような金屬線を封入した焼鈍ガラス丸棒の内、 $Z_e(a)$  が負であるものの例を第11圖に示した。(1), (2), (3) は熱歪み板一枚と試料との組合わせから得られた圖形で(1'), (2'), (3') は夫々これらに更に第4圖(A)に於いて示した  $Z_e(a) < 0$  のガラス丸棒を試料に重疊させることにより得られた圖形で、明らかに偏位感度は増加していることがわかる。

## VII. 結 言

以上の説明によつて熱歪みを加えたガラス板又は棒及び金屬線を封入した焼鈍ガラス丸棒、或はそれらの組合わせ等が水晶楔の代用としそ充分役に立つことが明らかとなつたわけで、材料の入手及び製作の容易なこと、附屬設備の必要のないことなどに於いて機械的歪みを加えたガラス楔又は板などを用いるよりも遙かに便利である。

摘筆に當り、常々御鞭撻を賜わる大野課長及び立原課長に深謝する次第である。

## 附 録

### 急冷によるガラス内の歪み

簡單の爲に、ガラスはその軟化温度  $T_s$  より高い所では弾性をもたず、それより低い所では一定の弾性をもっているものと假定する。今、時刻  $t=0$  に於いて  $T_0 > T_s$  なる一様な温度  $T_0$  にあるこのようなガラスをたとえば一定温度 (便宜上  $0^\circ$  とする) の大氣中に放置したとすれば、ガラスはその表面から熱を放散して次第に冷却し、時刻  $t$  に於いては  $T(t, x, y, z)$  となる。この  $T(t, x, y, z)$  が丁度軟化温度  $T_s$  となり、次に時刻  $t + \Delta t$  には  $(x - \Delta x, y - \Delta y, z - \Delta z)$  の點が  $T_s$  となるものとすれば、その間の時間  $\Delta t$  の間に點  $(x, y, z)$  に於ける収縮は

$$\delta(T_{t+\Delta t})T_{t+\Delta t} - \delta(T_t)T_t, \quad (T_t = T(t, x, y, z))$$

又は

$$\frac{\partial \{ \delta(T_t) T_t \}}{\partial t} dt \dots \dots \dots (A.1)$$

となる。ここに  $\delta(T_t)$  は温度  $T_t$  に於けるガラスの膨脹係数である。

さてガラスの表面の何れかの部分の温度が  $T_s$  となる時刻を  $t_1$ , ガラスの内部で最後に  $T_s$  となる時刻を  $t_2$  とすれば、この冷却により最後にガラスに残留する全収縮は

$$\int_{t_1}^{t_2} \frac{\partial \{ \delta(T_t) T_t \}}{\partial t} dt = \delta(T_2)T_2 - \delta(T_1)T_1 \dots \dots (A.2)$$

となる。但し、 $T_n = T(t_n, x, y, z)$ , ( $n=1, 2$ ) である。

もしガラスの形が簡單で(A.2)のような歪分布をもつ時の内力分布が計算出来る場合であれば、このガラス内の常光線と異常光線との位相差を求めることが出来る。

## 文 献

- (1) 菅野: 三菱電機, 17, 207(昭16),  
應用物理, 10, 15(昭16).



# 210 KV 110,000 KVA 三相變壓器内部電位振動(續)

研 究 所 安 藤 安 二

## IV 單捲接續に於ける電位振動測定

本測定に於ては單相及び三相の場合共に高壓捲線及び中壓捲線(中性點側)側を用いて單捲接續にした場合、及び高壓捲線及び中壓捲線二組(線端側及び中性點側の兩者)を用いて單捲接續にした場合に於て、各所の保護避雷器の動作を假想し、且つ套管に相當する容量或は線路のサージ・インピーダンスに相當する抵抗を接續して實際の場合に應ずる如くして試験を實施した。亦之等の試験は中性點電位の異常電壓發生の豫想出来る最も苛酷な場合になり、單捲變壓器に於ける逆轉現象が衝擊波侵入時にも起るか否かの好試料になるものと思ふ次第である。

### 1. 測定要領

#### 1.1. 單相の場合

此の測定結果は第11圖に示し、測定オシログラムは第13圖に示す。

1.1.a. 高壓捲線及び中壓捲線(中性點側)のみを用いた單捲接續。

此の場合は中壓捲線(線端側)は開放、低壓捲線は短絡である。亦中性點側はペテルゼン線輪にて接地されるのであるから開放とした。亦此の中性點の電位の變化を目的としたのであるから以下の試験は全部中性點開放即ち他端開放にて實施した。

第11圖(A)は高壓側より衝擊波印加の場合であり A(ii)は中壓側の避雷器動作、A(iii)は中性點の避雷器動作、A(iv)及び(v)中壓側に套管に相當する容量或は線路に相當する抵抗を接續した場合である。

(B)は中壓側より衝擊波を印加した場合であり、B(ii)及び(iii)は高壓側及び中性點の避雷器が動作した場合、(iv)及び(v)高壓側に套管に相當する容量或は線路に相當する抵抗を接續した場合である。

なおA(iv)(v)及びB(iv)(v)にも避雷器が動作した場合をも附加した。

1.1.b. %インピーダンスを減少する爲に中壓捲線を分割した場合を試験する目的をもつて、高壓捲線、中壓捲線中性點側、線端側を共に用いた單捲線變壓器に結線して測定した。

(イ)第11圖(C)(D)に示す結線にて測定した。實際に單捲變壓器を作る場合には此の場合の如く中性點は低壓捲線に最も近い所より絶縁を低下して取出すのであるから(C)(D)の接續を用いたのであるが、此の場合は中壓捲線(中性點側)は巻き方向が逆になり、測定結果に解析を要するのである。低壓線輪は短絡である。

(C)は高壓側より衝擊波を印加して、(D)は中壓側より衝擊波を印加して測定した。避雷器動作の假想及び容量接續、抵抗接續の要領はa.と同一である。

(ロ) 第11圖(E)(F)に示す結線にて測定した。中性點④が高壓捲線に近い爲に直接大きな誘導が入る事になり、中性點の電位上昇が甚しくなる解であるが、線輪の巻き方向は合つて居る事になる。低壓捲線は短絡である。(E)は高壓側より衝擊波を印加して、(F)は中壓側より衝擊波を印加して測定した。避雷器動作の假想及び容量接續、抵抗接續の要領はa.と同一である。

#### 1.2. 三相の場合

測定結線は第12圖に示し、測定オシログラムは第14圖に示す。

a. 高壓捲線及び中壓捲線(中性點側)のみを用いた單捲接續。

第12圖(A)(B)(C)は單相の 1.1.a. の場合と同一要領である。(A)は一端より衝擊波印加、(B)は二相一括印加、(C)は三相一括印加の場合であり、(A)(B)は避雷器動作を假想して各點にて截斷し(C)は蓄電器或は抵抗を接續した。

b %インピーダンスを低下する爲に中壓捲線を分割したものを第12圖(D)~(I)に示す。

(D)~(F)は單相の 1.1.b (イ) に相當し、

(G)~(I)は單相の 1.1.b (ロ) に相當する。

猶お第13圖及び第14圖には III, 2 に述べた要領で計算した波高値(%) 及び周期( $\mu$ s)を附加した。

### 2. 測定結果に對する考察

#### 2.1 單相の場合

2.1.a. 第11圖(A)(B)の場合に就いて、

A (i) に於ては②に周期約 30  $\mu$ s の振動を生ずるが大した事なく、開放點③もあり大きな反射を生じて居ら

ぬ、截断波の場合は問題にならない。

A(ii)の②にて截断した場合は①に明瞭なる反射を生じ、①～②間の線輪を流れる電流の電磁誘導により③に約35%の大きさの振動を生じ、且之は印加衝撃波の波尾が長ければ、更に大となる事は勿論であるが問題にする程度でない。亦截断の時間を遅らせるに振幅が小になる。

A(iii)の③にす截断の場合は問題にならない。

A(iv)の②に蓄電器を接続した場合は第13圖 A(iv)に示す如く I(イ) 及び(イ), II(イ), III(イ), IV(イ) 及び V(イ)に於て③の波形に於て約20  $\mu$ s の所に負の振動を生じて居るのは①～②を流れる電流の電磁誘導である。之は  $C=0.05 \mu F$  の時に最も大きく、且つ②にて截断した I(ハ) 及び II(ロ) の場合の③に近づいて来る、亦 I(イ) に示す如く相當に波尾の長いものを加えても176% 程度の振動であり之は②に蓄電器を接続した爲に初期電位分布の不整による振動であり逆轉現象とは異なるものである。依つて此の場合も心配の要はない事が解る。③に於ける截断は波尾の波形が少し低くなる程度で問題にならない故に記録してない。亦  $C=0.04 \mu F$  以上に大きくなると②點にて截断出来なかつた。

A(v)の②に450 $\Omega$ の抵抗を接続した場合は蓄電器の場合に比べて最初の誘導が大きい事は當然である。亦450 $\Omega$ 程度の抵抗は變壓器の波動抵抗に比して小さい事は圖よりも明かであり、此の場合も50%程度の電磁誘導を生ずるに過ぎない。

B(i)では①が③より大きな、且つ明瞭な振動を生ずるが大したものではなく、截断波印加の場合は問題にならない。

B(ii)の①にて截断の場合は②に明瞭な反射を生じ、③點は反射と②～①線輪の電磁誘導が關係が逆になる故に大きな振動はないが、③の波形で25  $\mu$ s 附近に山が出來て居るのは電磁誘導に依ると思う。

B(iii)の③にて截断した場合は大體 B(ii)と同様の傾向であるが②～③線輪の巻数の多い事及び兩方の波動抵抗の相異に依ると思われるが B(ii)の場合より振動が小さい。

B(iv)の①に蓄電器を接続した場合は①に於ける反射と②～①線輪の電磁誘導が③に及ぼす影響が逆である爲にCの大小及び①に於ての截断等の影響は顯著に表われて居らぬ。③にて截断した場合も同様であるが、Cにて接地されて居るので更に影響が少ない。截断波印加の場合も大した振動を生じて居らぬ。

B(v)の①に抵抗を接続した場合も B(iv)にて述べた事と同様であり問題はない。截断波印加、③にて截断の

場合も同様である。①にて截断は出来なかつた。

## 2.1. b (イ) 第11圖(C)及び(D)の場合に就いて

C(i)に於て③～④線輪による電磁誘導の影響は A(i)と對比すれば解る。③～④線輪の巻き方向の關係はE(i)と比較すると解る。兎に角問題になる振動を生じて居らず、截断波印加の場合も同様である。

C(ii)の②にて截断した場合は③に負の振動を生ずるが、④にはあまり振動がないのは反射波と①～②線輪よりの電磁誘導が打消す爲と思う。截断の時間が遅れると振動が小さくなって居る。

C(iii)の④にて截断した場合は②③に約29%の振動を生じて居る。之は反射波と③～④線輪による電磁誘導が助け合つて大きくなつて居る。

C(iv)の②に蓄電器を接続した場合は、Iは  $C=0.0012 \mu F$  の場合で前回の C(i) 場合に近い。II及びIIIの③に電磁誘導に依る振動を生じて居るが問題にならぬ。③～④線輪の巻き方向が逆である爲に④には大きな振動が表われて來ない。截断波印加の場合は問題にならぬ。

C(v)の②に抵抗を接続した場合も C(iv)と同様である。D(i)は大體 C(i)と同様の事が言えるのであるが、振動の工合が異つて居るのも當然である。④の波高値が79%である事より見るとあまり問題にならぬ。截断波印加の場合は問題ない。

D(ii)の①にて截断した場場合は④の波高値が62.5%となり、D(i)より減じて居るのは①～②線輪を流れる電磁誘導が逆に動く爲と思う。

D(iii)の④にて截断した場合は③②に明瞭な反射を生じ、①の約40 $\mu$ sの所にある負の振動は時間の關係より見ると③～④線輪の誘導によると思う。

D(iv)の①に蓄電器を接続した場合は、③及び④に電磁誘導の影響が表われて居るが大した振動ではない。截断波印加及び④にて截断した場合も問題にならぬ。

D(v)の①に抵抗を接続した場合は D(iv)と同様である。要するに此の場合あまり問題になる振動を生じて居らぬのであるが、③～④線輪の巻き方向が逆になつて居る故に、實際の場合は靜電的誘導が強く表われて來るのは勿論であるが次の2.1. b (ロ) の場合に近いと思ふ。

## 2.1. b (ロ) 第11圖(E)(F)の場合に就いて

E(i)は C(i)と對比すると解るが、振動の關係が異なる。之は③～④線輪の巻き方向による電磁誘導の影響である。問題になる振動を生じて居らぬ。截断波の場合も同様である。

E(ii) の②にて截斷した場合は、④には反射波と、①～②線輪の電磁誘導が相助けて大きな負の振動を生ずる事になる。然し各波高値を見ると①よりの直接の誘導の爲に④が③より波高が大になつて居る故に④の位置が①より離れて居つたら振動はもう少し小さくてすむと考えられる。

E(iii) の④にて截斷した場合は大した振動はない。

E(iv) の②に蓄電器を接続した場合は、③及び④に電磁誘導に依る負の振動を生じて居るが50%程度であるから問題になくともよいと思う。亦④に於ての振動は充分に避雷器にて保護出来る程度のものであり、且つ④にて截斷した場合に大した振動を生じて居らない故に心配ないと思う。截斷波印加の場合は問題ない。

E(v) の②に抵抗接続の場合はE(iv)と同様である。

F(i)の場合は④に89.2%の振動を生ずるが、他端開放の場合である故に問題になくともよい。F(ii)の①にて截斷した場合はD(ii)と殆ど同様であるが波高値が④で92%になり高くなる、之は②～①を流れる電流による影響であるが、大して問題にする必要はないと思う。

F(iii)の④にて截斷する場合は、②③に反射を生じ、①には③～④線輪の電磁誘導が表われて居る。其處で①～②及び①～③間の電圧は非常に高いものがかかる故に(製作する時は③と①が近くなる)此の場合は問題と思う。然し実際には①には套管の容量及び線路が接続されるのであるから、之よりは遙かに低くなる事は勿論である。

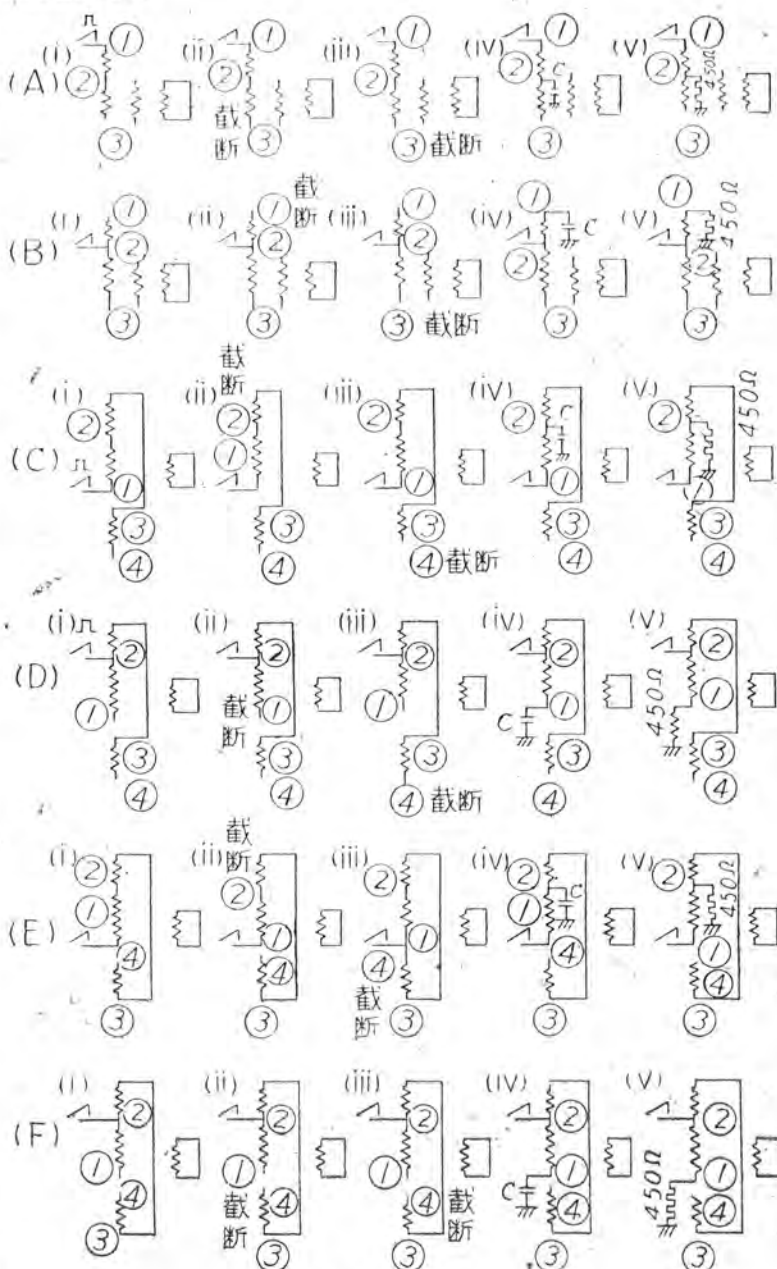
F(iv)の①に蓄電器を接続した場合は、①～②線輪がE.の場合と逆に働く事になるのも當然であり、問題になる振動を生じ

(33頁下段へ續く)

## 2.2. 三相の場合

此の場合は三個の變壓器は互に誘導を生じないのであるから單相の場合と全然同様であり、他相には進行波として傳播するのみであるから別に説明は加えない。

## V. 結 言



第 11 圖

# 大容量鐵製イグナイトロン整流器

今般電鐵用2000KW, 1500V級鐵製イグナイトロンを開発'製作したのでこの構造及特性を在來の多陽極鐵製水銀整流器と比較記述し, 併せて鐵製イグナイトロンの回路に關する概要を説明した。

伊丹製作所  
長 井 五 郎  
加 藤 又 彦

## 1. 緒 言

イグナイトロンは1933年アメリカのスレヴィアン氏に依つて特殊水銀溜放電管として發明せられたるものである。此れは1個の陽極と1個の水銀溜陰極とを備え更に陰極に浸漬せられたるイグナイター(點弧子)を有する單極水銀整流器である。此のイグナイターと稱する貧導電性材料で作つた點弧子に衝擊電流を通ずるとイグナイターと水銀との接觸部分に於ける電壓傾度が高い爲に接觸點に於いて火花を生じ, これが陰極點となつて陽極點との間に電流を通じるに至るのである。

従つてイグナイトロンは水銀整流器の如く勵弧極に依つて常時電弧を持続せしめることなくイグナイターと陰極との間に適切な時期に電流を流して始めて通電することになるのである。電壓の調整はこれに依つて行われるものである。

最初硝子製の小容量ものが製作され, 硝子製水銀整流器と競争する立場に置かれていたのであるが, イグナイト

ロンは先進の硝子製水銀整流器に於ては見られない獨特なる特性を有する爲に特殊なる方面にのみ使用されて來たのである。即ちマグネタイザーとか, 熔接機等に使用されていたものである。しかし此等熔接機等の發達は中容量のイグナイトロンを要求することになり, 水冷式ポンプ付鐵製のものが製作された。更に特殊な金屬で器槽を作つた密封式, 水冷のポンプなし鐵製イグナイトロンが出来る様になつた。此の密封式, 水冷のポンプなしイグナイトロンをシールドオフイグナイトロンと稱してアメリカに於て可成り大容量のものが製作され, 目下最大容量のものとしては1.000KW, 600V級(6極)のものがある。

又アメリカに於てはポンプ付鐵製イグナイトロンも大容量のものへと其の用途を擴張し, 電鐵用を初めとして化學用の數千アムペアーのものに至る迄に發達し, 現在に於ては多陽極水銀整流器と競争の立場に置かれ, 兩者間に於て優劣を競つている状態である。既にアメリカではこれが保存上よりする兩者の比較検討が行われて, イグナイトロンの優位性が實證されている。以上の事實に鑑みて鐵道電化の一端を擔う可く今般電社に於て2000KW 1500V級電鐵用イグナイトロンを製作した次第である。

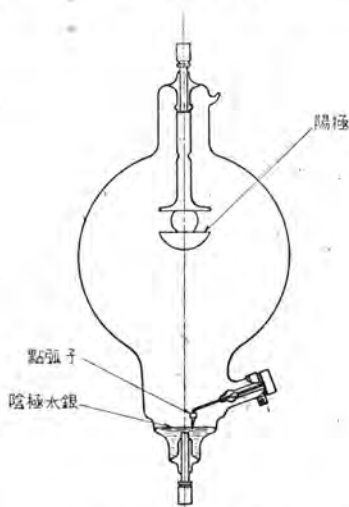
## II. イグナイトロン整流器の構造

### 1. 硝子製イグナイトロン

本器は管球を硝子製作したものであつて第1圖に示す様な構造と外觀を有している。一管球内に一個の陽極と陰極水銀とイグナイターとを有し密封式の構造をなしている爲, 小型輕量となすことが出来且空氣冷却方式を採用して小容量のものに適している。本器は管球が硝子である爲に破損し易い點は注意を要するが, 小型輕量にして安價な爲に各方面に利用されている實狀である。

### 2. 鐵製イグナイトロン

鐵製イグナイトロンも原理的には硝子製イグナイトロン



第1圖 MI-175(陽極電流75A)硝子イグナイトロン



と同一であるが、これは密封式のものとポンプ式のものと二種類がある。いづれも構造は頭丈であつて破損の虞れが渺ない。又水冷却式であつて大容量のものに使用されている。前者の密封式のものにあつては大容量と申しても現在米國でも 1000KW, 670V 級のものが最大である。それ以上ポンプ式のイグナイトロンが使用されている。又鐵製イグナイトロンを用途別に分ければ整流器用と熔接機用との二種類がある。前者の整流器用のものでは逆弧の發生は即ち回路の短絡を意味する爲、耐逆弧性の大きいことが必要である。又電弧通路中の物體は電弧に依つて高温になるので特殊な材料のものであることが必要であると共に消イオン時間を短縮し得る性能を有する構造なことが大切である。これに反して熔接機用のもものでは恰も交流電源の開閉器の如き動作をする爲、整流器は熔接を終えた直後の逆電壓にのみ耐え得れば良いことになる。又たとえ逆弧が起つたとしても回路の完全短絡にはならず、且又次のサイクルには逆耐電壓が恢復することが多いものである。しかし點弧は極めて確實に行われなくてはならない。従つて上記の如くこれが用途に依つては内部構造が若干變更されなくてはならないものである。

陽極、格子、パッフル、勵弧極、等は整流器の場合と大約同じであるが、イグナイター、陰極、及冷却方式は單陽極型なる故に獨特の構造を有するものである。

### III. 鐵製イグナイトロン整流器設備

#### 1. 本體關係

今般製作した鐵製イグナイトロンは電鐵用のものとして設計され 2,000KW, 1,500V 級のものである。

6相にして6本の陽極を有す、即ち6臺の獨立タンクより構成されている。その他6臺のタンクに對して1個のの水銀ポンプ油回轉ポンプとを備えており、其れが1セットを形成している。従つて6臺のタンクを1單位として一つの車臺に乗せて移動式構造にしてある。

冷却裝置、排氣裝置も共に6臺のタンクを4單位として取扱つている。従つて冷却裝置は各タンク毎に水量整弁を有すると同時に6タンク同時に調整開閉可能な主調整弁を備えている。

排氣裝置も亦同様である。

第2圖は 2,000KW, 1,500V 鐵製イグナイトロンの内部構造を示す。寫眞第一、第二は外觀を寫したるものである。寫眞は3相のものを示したのであるが、容量の程度その他の諸條件に依つては12タンクを1セットとする 것도可能である。この場合にあつては冷却裝置排氣裝置

も此れに應じて適當に設計變更され得るものであることは勿論である。

#### 2. 回 路

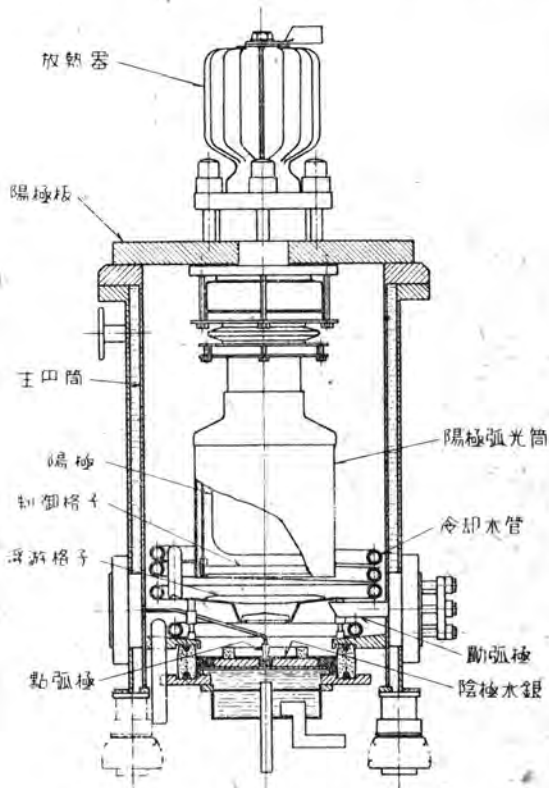
イグナイトロンの點弧回路は多陽極水銀整流器の回路に比して一段と信頼度の高いものでなくてはならないとは明白である、即ちイグナイターに依つて各サイクル毎に陰極點を成立せしめているのである。それが確實に實施されなければ失弧ということになるのである。従つて起動回路の良否はイグナイトロンの機能の良否を決定する鍵であると申しても過言ではない。

今回製作した 2,000KW, 1,500V 級鐵製イグナイトロンの代表的回路、及此れが波形を示せば第3圖の如くである。

起動回路は弧光放電を確立し、且それを保持するもので次の三つの事項を満足せねばならない。即ち

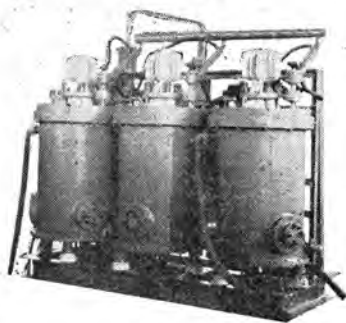
- (ア) 陰極水銀面上に陰極點を生ぜしめること。
- (イ) 陰極點を維持すること。
- (ウ) 陽極部迄電離作用が進展して行くこと。

上記の三つの條項中(ア)は點弧子に依つて各サイクル毎

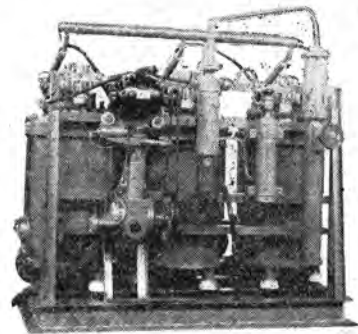


第2圖 2,000KW 1,500V 鐵製イグナイトロン





写真第 1



写真第 2

に行われるもので此の點弧作用はイグナイトロンの生命であり、基本的成立条件となつてゐる。そして其れが基本をなすものは點弧子そのものの性質である。此れが構造とか、素性とか、製作上の處理如何に依つては點弧子の本體の抵抗値も點弧特性も夫々異なつて來るものである。従つて點弧子には一定の制限条件と必要条件とが存在することになる。即ち

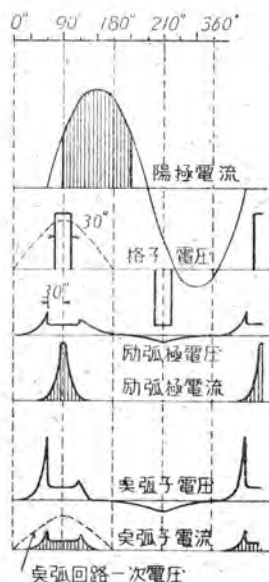
- (1) 點弧子の許容最大實効値電流……………15A迄、
- (2) 點弧子の許容最大平均電流……………3.0A、
- (3) 點弧子の許容最大瞬時逆電壓……………5. V

(イ)項については勵弧極を以てこれが作用を行わしめてゐる。しかしこれは同時に點弧子に依る消費電力を軽減せしめ、且點弧回路の容量を小さくする役にもなつてゐる。その上陽極部空間の電離化作用に附加的働きを演じてゐるものである。従つて(ウ)項も勵弧極に依つて行われているのである。

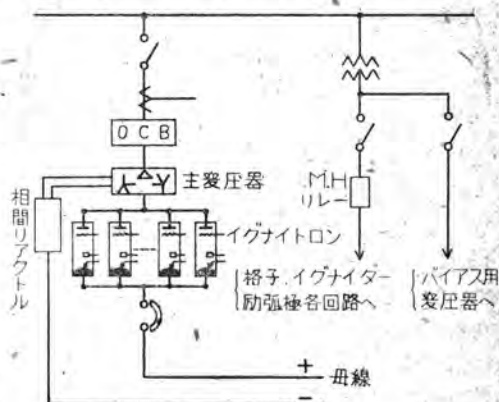
更に勵弧極の作用として特資すべきことは勵弧電流を流すことに依つて點弧子を短絡せしめる結果になる爲、點弧子の壽命をこれが爲に長くすることが可能である。

#### IV. 鐵製イグナイトロンと鐵製水銀整流器との比較

大容量の鐵製イグナイトロンと同一容量の均來の鐵製多陽極型水銀整流器とを比較對照すると、鐵製イグナイトロンは單陽極型であること(第2圖參照のこと)。及點弧子に依つて各サイクル毎に電弧を確立せしめる様な點弧極構造を有



していることの二點が大なる相異點である、單陽極型であるということは多陽極水銀整流器と異つて隣接陽極と放電現象的に觀て獨立的な存在であることを意味し、且タンクの冷却面積は1陽極に依つて發生する熱量を吸収するに必要な冷却面積を持つもので充分である。更に通電休止期間の存在することに依り小型で高さの低いタンクで自然よいことになるのである。従つてタンク高さの低いことはタンク吊上用起重機が小容量にて済むことになり、その爲に變電所の建屋の高さが低くてすむことになる。又豫備器を設置する點より比較するとイグナイトロンに於ては單陽極型のタンクを2個乃至3個設置すれば充分である。即ち不良の陽極1本を豫備タンクと交換すればよいのである。これに反して多陽極型のものでは1陽極が不良であつても、6本又は12本の陽極を有する1臺の豫備整流器を必要とする。其水放豫備器を加算した床面積を比較すればイグナイトロンは床面積が大變



第 3 圖 イグナイトロン整流器制御回路位相關係 説明圖

少ないものになる。従つて變電所の所要面積は緒少され建屋の低いことと兩々相俱つて建設費は縮減される結果となるものである。

更に單陽極型である特長は器槽内部容積が6臺加算した場合でも同一容量の多陽極水銀整流器より少ないことになり、その爲に排氣速度が大きく且又排氣裝置容量の軽減が可能である。此の排氣速度が大きいということは結局、化成所要日数の短縮となりて、イグナイトロンの一大利點である。

小型に製作され得ることは冷却裝置及その他の裝置の簡略化が出来ることになる一方、冷却效果等を有効適切にきかすことが出来る結果となつて極めて有利である。

次に使用材料であるが、2,000 KW, 1,500V 級の多陽極水銀整流器の所要資材量と比較すると第一表の比較表の如くなる。

この比較表は多陽極水銀整流器の所要資材量を100%としてイグナイトロンのを%にて表わしたものである。これで見ると大體水銀整流器の所要資材量の60乃至70%位にて製作され得ることになる。其の内でも普通鋼材が重量に於て大部分を占めている。従つて普通鋼材のパーセントで概要が推知出来る。資材中水銀所要量は若干イグナイトロンの場合が増加しているがこれも普通鋼材の數噸という重量に比して水銀は120kgという程度のものである故さして問題にならない。

次に價格であるが大體使用資材量に比例すると看做することが出来る、故多陽極のものより廉價なることは明かである。

其の他比較表内に於て注意すべき事項は點弧子の壽命である。此の壽命が短いということはイグナイトロンの大きい缺點であるが、しかしこの點弧子こそイグナイトロンの特長である。點弧子の壽命が2乃至3ヶ年であるということは2乃至3ヶ年たてば開蓋しなければならないことを意味している。開蓋すれば其の度に化成をしないでならないのであるが、前述した様にイグナイトロンに於ては豫備タンクを2乃至3個設備してあるので直に取替え得る。取替え作業は小型輕量の爲簡單である。そして取替えられたタンクは直に開蓋し、點弧子を交換して豫備電源を以て化成をする。此の反成作業は單陽極なる爲に容積が極めて少ない故短日時の間に完了出來、多陽極の場合とは問題にならない程簡略で済む。斯く考慮すれば點弧子の問題も別に基本的な缺點でもない様である。

イグナイトロンに於ける放電の制御は點弧子に依つて實施しているのであるが多陽極水銀整流器と同様に格子に依つても制御し得ることは勿論である。しかし此の場合

比較項目		整流器 12極	イグナイト ロン 單槽6臺	イグナイト ロン 整流器 (%)	摘 要
重 量	製品重量	8000kg	5000kg	62.5	排氣裝置を含む
	素材重量			53.	
	1臺當り 重			8.3	
床 面 積	豫備なし			91.	本體のみの床 面積 整流器豫備1 臺イグナイト ロン豫備2臺 (タンク數)
	豫備有			61.5	
高 さ	製品高さ	2.8米	1.6米	57.2	
	吊上高さ	3.5米	2.18米	62.3	
資 材 使 用 量	普通鋼材			47.5	使用材料の主 なるものは普 通鋼材であり 水銀等は重量 から比較すれ ば普通鋼材と は問題になら ない程に少量 である。多量 生産に適す。
	鋁			32.7	
	アルミニ ウム			50.	
	銅			34.	
	碍子			66.	
	水銀			133.	
	グラフア イト			68	
	ゴム一式			10.	
	其の他			43.	
				72.	
性能	電弧電壓 能率	25V 98.4%	18V 98.7%		補助回路を含
冷 却 裝 置	循環水重 量				
	真空ポン プ冷却水	10立/分	5立/分	53.	
	流水繼電 器	2ヶ	2ヶ		
排 氣 裝 置	本體槽内 空氣重			17.5	槽内空氣量は 小なる排氣裝 置の簡易化及 化成の點にて 有利
	水銀ポン プ	2ヶ	1ヶ	50.	
	廻轉油 ポンプ	1ヶ	1ヶ		
	排氣管 真空計	簡單 1ヶ	やゝ複雑 1ヶ		
點 同 回 路	弧極及 回路	最初1回 のみ點弧 回路簡單	各タンク 各サイクル 毎に點 弧を行う		
化 成	溫水化成	2~3日	1日		イグナイトロ ンにては事故 器を除き化成 續行可能
	直流化成	7日	3日		
	交流化成	14日	7日		
	高壓化成	1日	1日		
	合計	25日	12日	約48.	
	真空漏洩 事故	發見困難 化成續行 不可能	容 易 可 能		
	化成中の 點弧子の 劣化	な し	機會多し		
豫 備 器	化成電壓	V V 60~80	V V 40~50	65.	
	豫備器容 量	2000KW	タンク 2臺		
	豫備器待 機狀態	常時並列 に運轉	他低壓電 源にて時 々化成す		

保護装置		やゝ複雑		
壽命	槽	30年	30年	
	コック	5年	5年	グリースの塗替所要年月
	冷却蛇管	なし	15年	
	點弧子	なし	2~3年	

第一表 電鐵用鐵製水銀整流器と鐵製イグナイトロン(單槽6臺)との比較表  
容量…重負荷公稱定格 2000KW 1500V 1333A

格子の機能の目的は陽極近傍の弧光現象を調整して陽極の點弧を制御することにある。故に格子は消イオン作用を助長する働きを演じ、陽極の休止期間中は格子を以て陽極を遮蔽することになる。此れはイグナイトロンの動作に於いて極めて重要なことであつて、イグナイトロンの容量を左右するものである。又故障電流の確實なる阻止作用は單陽極なることと、陰極點を毎サイクル成立せしめること、及格子の消イオンの作用の迅速完全なることに依つて多陽極型水銀整流器より容易に實施せしめ得るものである。

イグナイトロンに於ては陽極、陰極間の距離が水銀整流器に比較して極めて短かいことが一つの特長である。これが爲に電弧電壓降下は一般に低く、此の値は負荷電流と共に若干の變化はあるが大體 10V乃至 20V位である。かかる特長ある構造のものが過負荷耐量を充分に有し、且安定なる運轉を行わせ、逆弧その他の故障の機會

を少しでも輕減せしめる爲には適當な冷却に依る溫度調整が必要である。従つて適當な溫度を保持して運轉する爲の冷却裝置は最も肝心すべき事柄である。

## V. 結 言

上記の如く多弧極水銀整流器とイグナイトロンとを比較検討すれば幾多優位なる點が數え挙げられるのである。しかしこれも用途、如何に依つてはイグナイトロンにては不適切なるものもあつて一概に利點ばかりとは斷言し難いが、大局的に觀て有利なる諸點が多いことは確かである。即ち使用資材量は少なく、建物の建造費は節約出来る。豫備器の點では經費が少からず縮減可能である。又化成所要日数が少い。此等の諸點は確かに有利である。現在のアメリカに於けるイグナイトロン發達の狀況より推察するも近き將來日本に於てもイグナイトロンが多陽極水銀整流器にとつてかわることは最早時間の問題で夢想ではないと思われる。しかし大容量の鐵製イグナイトロンは我國に於ては眞に最初のものである故猶前途に幾多の難關のあることが豫想されるのであるが、これも使用される方々の理解ある御協力と御研究とに依つて解決され得ることであり、従つてイグナイトロンの優秀性も着々と發揮せしめられることが期待される次第である。終りに臨み當イグナイトロンの計畫、設計及製作完成するにあたり種々御盡力下さつた伊丹製作所工作部長、岩本又藏氏、技術部長、大中臣輔氏、研究所電氣課、濱田賢技師、津崎一榮技師、竹内宏一技師、その他關係各位に對し深甚なる感謝の意を表する次第である。

## 新製品紹介

# 三菱ソルダーリングペースト

絶対に接着部分を腐蝕せずに電氣材料  
の接着材として最適である。

## 特 徴

- ☆ 無酸性で絶対に接着部分を腐蝕しない。
  - ☆ 電氣絶縁體で、特に電氣材料の接着材として好適である。
- 罐入 50g入 200g入 16kg入



# 單 相 整 流 回 路 の 解 析

無線機或は實驗室用電源に使用する單相整流回路（塞流線輸入型全波整流回路，蓄電器入力型全波及半波整流回路，倍電壓整流回路）に就いて解析し，設計に必要な諸公式並圖表を與え，尙各種回路の得失に就いて述べたものである。

蓄電器入力型回路に於いて，入力蓄電器に加わる電壓波形を三角波と假定する事により，計算を簡単にし特に電流實効値，脈動電壓等の算出を容易にしてある。

研 究 所 北 垣 成 一

## 1. 緒 言

無線機或は實驗室用電源整流回路は塞流線輸入型及蓄電器入力型に大別出来る事は更めて述べる迄もない。

之等の回路の計算或は設計法に就いては既に二三の文献があり，特に Terman の著者<sup>(1)</sup>に詳しく述べられているが實用に尙不便の點があつた。蓄電器入力型回路の計算はかなり複雑であるが，筆者は入力蓄電器に加わる電壓の波形を豫め三角波と假定する事により，計算を簡単にし設計に必要な諸關係を導き出すことが出来たので，塞流線輸入型回路と併せて茲に報告し御批判を仰ぐものである。尙塞流線輸入型及蓄電器入力型全波整流と半波整流の得失に就いて述べた。

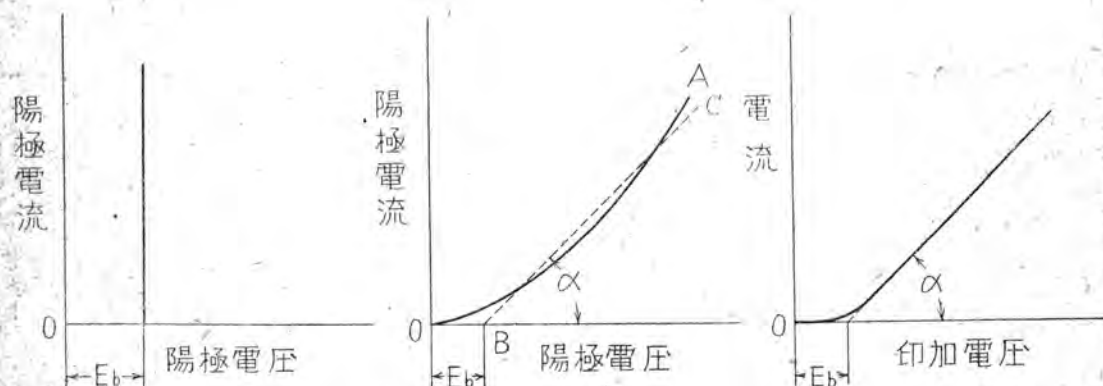
## 2. 整流器の特性曲線

整流回路の解析を行う前に，先づ整流器の特性に對する假定に就いて述べる必要がある。普通使用される整流器としては，水銀蒸氣整流管，高真空整流管及金屬整流器等がありそれらの特性は夫々第1圖(a)に示す直線或は(b)，(c)に示す曲線によつて表される。(a)の如く直線的特性の場合は問題がないが，(b)，(c)の如く曲線の場合には計算の簡単のため之を圖に示す如き屈曲線によつて近似せしむる要がある。第1圖(b)に於いてOBを今假に整流器の固有電壓降下と名付け之を $E_b$ にて表し又 $\cot \alpha$ を整流器の内部抵抗と呼ぶ事とする。OAの如き曲線にて表される特性が與えられた時， $E_b$ 及 $\alpha$ の値を理論的に見出すことは困難であり，實驗から歸納的に求める方が便利である。

合には計算の簡単のため之を圖に示す如き屈曲線によつて近似せしむる要がある。第1圖(b)に於いてOBを今假に整流器の固有電壓降下と名付け之を $E_b$ にて表し又 $\cot \alpha$ を整流器の内部抵抗と呼ぶ事とする。OAの如き曲線にて表される特性が與えられた時， $E_b$ 及 $\alpha$ の値を理論的に見出すことは困難であり，實驗から歸納的に求める方が便利である。

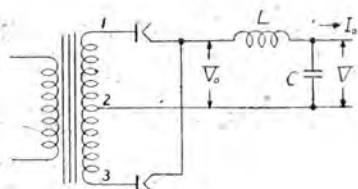
## 3. 塞流線輸入型單相全波整流回路

第2圖は塞流線輸入型單相全波整流回路を示す。塞流線輪のインダクタンスが充分大なる時は，2個の整流管は半周期宛交互に動作する故に，第2圖の回路より第3圖の等價回路が得られる。但し圖に於いてPは塞流線輪の抵抗と變壓器の端子1-2或は2-3間の二次線輪の抵抗 $R_{1-2}$ 或は2-3より見た一次線輪の抵抗及整流器の内部抵抗の和を表し，Lは塞流線輪のインダクタンス， $E_b$ は整流器の固有電壓降下， $R_L$ は負荷抵抗を表す。又電壓Eは全波整流波形を有し，端子1-2或は2-3間の無負荷電壓實効値をE，電源角周波數を $\omega$ とすれば，次式によつて表される。

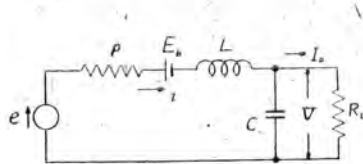


第 1 圖

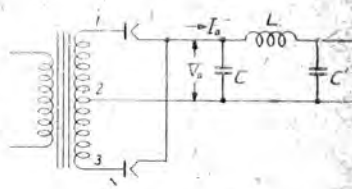




第 2 圖



第 3 圖



第 4 圖

$$e = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} E \left[ 1 - \frac{2}{3} \cos 2\omega t - \frac{2}{15} \cos 4\omega t \dots \right] \dots (1)$$

$$= I_0 \left( 1 + \frac{R_L + \rho + E_b/I_0}{3\omega L} \right) \dots (7)$$

さて塞流線輪のインダクタンス  $L$  及蓄電器の容量  $C$  が充分大なるものと仮定し、塞流線輪を流れる電流  $I$  の直流分を  $I_0$ 、第2、第4、高調波の振幅を夫々  $I_2$ 、 $I_4$ 、等と置けば、第3圖より直に

$$I_0 = \frac{1}{R_L + \rho} \left( \frac{2\sqrt{2}}{\pi} E - E_b \right) = \frac{V}{R_L} \dots (2)$$

整流器にかかる最大逆電圧  $E_b$  は

$$E_b \cong 2\sqrt{2} E \dots (8)$$

である。

塞流線輪を流れる電流の實効値を  $I$  とすれば

$$I \sim \sqrt{I_0^2 + I_2^2} = I_0 \sqrt{1 + \left( \frac{R_L + \rho + E_b/I_0}{3\omega L} \right)^2} \dots (9)$$

變壓器の二次線輪を流れる電流の實効値を  $I_s$  とすれば、半周期宛交互に電流の流れる事を考慮して

$$I_s = \frac{I}{\sqrt{2}} = \frac{I_0}{\sqrt{2}} \sqrt{1 + \left( \frac{R_L + \rho + E_b/I_0}{3\omega L} \right)^2} \dots (10)$$

依て

$$V = \frac{R_L}{R_L + \rho} \left( \frac{2\sqrt{2}}{\pi} E - E_b \right) \dots (3)$$

$$I_2 = \frac{1}{\sqrt{(2\omega L)^2 + \rho^2}} \frac{4\sqrt{2}}{3\pi} E \dots (4)$$

$$I_4 = \frac{1}{\sqrt{(4\omega L)^2 + \rho^2}} \frac{4\sqrt{2}}{15\pi} E \dots (5)$$

$\rho \ll (2\omega L)^2$ 、なる時は

$$I_2 \sim \frac{1}{3\omega L} \frac{2\sqrt{2}}{\pi} E = \frac{R_L + \rho + E_b/I_0}{3\omega L} I_0 \dots (4')$$

$$I_4 \sim \frac{1}{30\omega L} \frac{2\sqrt{2}}{\pi} E = \frac{R_L + \rho + E_b/I_0}{30\omega L} I_0 \dots (5')$$

となる。

第4高調波  $I_4$  以下は  $I_0$  及  $I_2$  に比し甚だ小なる故之を無視すれば、整流器を流れる電流  $I$  の最小値  $I_{min}$  は

$$I_{min} \cong I_0 - I_2$$

さて初めに假定せる如く整流器が半周期宛交互に動作し電流  $I$  が連続して流れるためには

$$I_{min} > 0$$

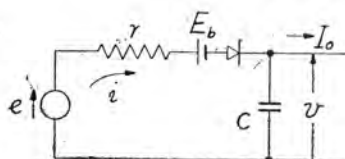
でなければならない。依て (4') より次の条件を得る。

$$L > \frac{R_L + \rho + E_b/I_0}{3\omega} \dots (6)$$

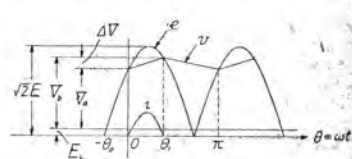
次に整流器を流れる電流の最大値を  $I_m$  とすれば

$$I_m \cong I_0 + I_2$$

單 相 整 流 回 路 の 解 析 ・ 北 垣



第 5 圖



第 6 圖

次に  $C$  が大きくそのリアクタンスが負荷抵抗  $R_L$  に比し充分小ならば、 $C$  の両端に表れる脈動電圧の實効値  $V_r'$  は

$$V_r' \cong \frac{I_2}{2\omega C} = \frac{\sqrt{2}}{3\pi} \frac{E}{\omega^2 LC} \dots (11)$$

#### 4. 蓄電器入力型單相全波整流回路

第4圖は蓄電器入力型單相全波整流回路を示す。圖に於いて塞流線輪  $L$  を流れる電流の脈動は普通極めて小さく、之を無視すれば、整流回路の解析に當り入力蓄電器  $C$  の左右を切離して考える事が出来る故第5圖の等價回路を得る。但し圖の電壓  $e$  は所謂全波整流波形を有するものと考えねばならぬ。又抵抗  $r$  は變壓器の端子1-2 或は 2-3 間の二次線輪の抵抗と 1-2 或は 2-3 より見た一次線輪の抵抗及整流器の内部抵抗の和を表し、 $E_b$  は整流器の固有電壓降下を表す。

第6圖は1周期間の電壓及電流の關係を示す。即ち電流

$i$  は半周期の中で  $\theta=0$  より  $\theta=\theta_1$  迄の期間だけ流れ、他の期間は休止する。計算を簡単にするため、電圧  $v$  に關し次の如き假定を設ける。即ち  $v$  は半周期の中  $\theta=0$  より  $\theta=\theta_1$  迄の期間は時間と共に直線的に上昇し、他の期間に於いては直線的に下降するものとする。 $v$  の平均値を  $V_0$  とすれば第6圖より次の各式を得る。

$$e = \sqrt{2} E \sin (\theta + \theta_0) \quad \theta = \omega t \dots\dots\dots (12)$$

$$V_a = \sqrt{2} E \sin \theta_0 - E_b \dots\dots\dots (13)$$

$$V_b = \sqrt{2} E \sin (\theta_0 + \theta_1) - E_b \dots\dots\dots (14)$$

$$\begin{aligned} V_0 &= \frac{V_a + V_b}{2} \\ &= \frac{\sqrt{2} E}{2} [\sin (\theta_0 + \theta_1) + \sin \theta_0] - E_b \\ &= \sqrt{2} E \sin \left( \theta_0 + \frac{\theta_1}{2} \right) \cos \frac{\theta_1}{2} - E_b \dots\dots\dots (15) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \Delta V &= V_b - V_a \\ &= \sqrt{2} E [\sin (\theta_0 + \theta_1) - \sin \theta_0] \\ &= 2 \sqrt{2} E \cos \left( \theta_0 + \frac{\theta_1}{2} \right) \sin \frac{\theta_1}{2} \dots\dots\dots (16) \end{aligned}$$

$\theta=0$  より  $\theta=\theta_1$  迄、即ち電流  $i$  の流通期間には次の關係が成立する。

$$v = V_a + \frac{\theta}{\theta_1} \Delta V \dots\dots\dots (17)$$

$$e - (v + E_b) = ri \dots\dots\dots (18)$$

$$I_0 = \frac{1}{\pi} \int_0^{\theta_1} i \, d\theta \dots\dots\dots (19)$$

以上の各式より次の結果を得る。

$$\begin{aligned} i &= \frac{\sqrt{2} E}{r} \left\{ \sin (\theta + \theta_0) - \sin \theta_0 - \frac{\theta}{\theta_1} \right. \\ &\quad \left. [\sin (\theta_0 + \theta_1) - \sin \theta_0] \right\} \dots\dots\dots (20) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} I_0 &= \frac{2\sqrt{2} E}{\pi r} \sin \left( \theta_0 + \frac{\theta_1}{2} \right) \\ &\quad \left[ \sin \frac{\theta_1}{2} - \frac{\theta_1}{2} \cos \frac{\theta_1}{2} \right] \dots\dots\dots (21) \end{aligned}$$

今負荷抵抗と塞流線輪の直流抵抗の和を  $R$  とし

$$R' = \frac{V_0 + E_b}{I_0} = R + \frac{E_b}{I_0} \dots\dots\dots (22)$$

と置けば、(15)、(21) の兩式より

$$\frac{R'}{r} = \frac{\pi}{2 \left( \tan \frac{\theta_1}{2} - \frac{\theta_1}{2} \right)} \dots\dots\dots (23)$$

となる。

次に  $\theta=\theta_1$  より  $\theta=\pi$  迄、即ち電流  $i$  の休止期間に於いては

$$v = V_b - \frac{\theta - \theta_1}{\pi - \theta_1} \Delta V \dots\dots\dots (24)$$

$$C \frac{dv}{dt} = -I_0 \dots\dots\dots (25)$$

之より次式を得る。

$$I_0 = \frac{2\sqrt{2} E}{r(\pi - \theta_1)} k \cos \left( \theta_0 + \frac{\theta_1}{2} \right) \sin \frac{\theta_1}{2} \dots\dots\dots (26)$$

但し

$$k = \omega C r \dots\dots\dots (27)$$

(21)、(26) の兩式より

$$\tan \left( \theta_0 + \frac{\theta_1}{2} \right) = \frac{\pi k}{\pi - \theta_1} \frac{\tan \frac{\theta_1}{2}}{\tan \frac{\theta_1}{2} - \frac{\theta_1}{2}} \dots\dots\dots (28)$$

之より

$$\begin{aligned} \tan \theta_0 &= \frac{\pi k - \left( \pi - \theta_1 \right) \left( \tan \frac{\theta_1}{2} - \frac{\theta_1}{2} \right)}{\pi k \tan^2 \frac{\theta_1}{2} + \left( \pi - \theta_1 \right) \left( \tan \frac{\theta_1}{2} - \frac{\theta_1}{2} \right)} \tan \frac{\theta_1}{2} \\ &\dots\dots\dots (29) \end{aligned}$$

となる。

次に電流  $i$  の最大値を求めよう。今  $\theta=\theta_m$  に於いて  $i$  がその最大値  $I_m$  を取るものとすれば、(20) 式を  $\theta$  に就いて微分し之を零と置いて

$$\cos (\theta_m + \theta_0) = \frac{1}{\theta_1} [\sin (\theta_0 + \theta_1) - \sin \theta_0] \dots\dots\dots (30)$$

$$\begin{aligned} I_m &= \frac{\sqrt{2} E}{r} \left[ \sin (\theta_m + \theta_0) - \sin \theta_0 \right. \\ &\quad \left. - \theta_m \cos (\theta_m + \theta_0) \right] \dots\dots\dots (31) \end{aligned}$$

を得る。

然るに第6圖より想像される如く、 $\theta_m \simeq \theta_1/2$  となる故、之を上式に代入すれば

$$I_m = \frac{\sqrt{2} E}{r} \sin \left( \theta_0 + \frac{\theta_1}{2} \right) \left( 1 - \cos \frac{\theta_1}{2} \right) \dots\dots\dots (32)$$

依て (21) 式より

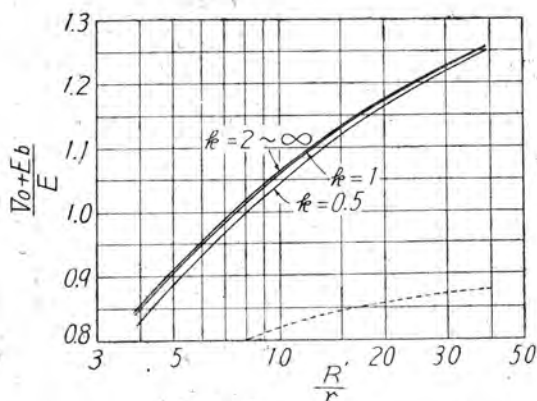
$$\frac{I_m}{I_0} = \frac{\pi}{2 \left( \tan \frac{\theta_1}{2} - \frac{\theta_1}{2} \right)} : \frac{1 - \cos \frac{\theta_1}{2}}{\cos \frac{\theta_1}{2}} \dots\dots\dots (33)$$

次に變壓器二次線輪を流れる電流實効値を  $I_s$  とすれば第4圖の 1-2 R 2-3 には交互に電流が流れる故

$$I_s = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\theta_1} i^2 \, d\theta}$$

之を計算すると

$$\begin{aligned} I_b &= \frac{E}{\sqrt{\pi} r} \sqrt{\left\{ \left[ \frac{4}{\theta_1} + \frac{\theta_1}{3} - 2 \left( \frac{2}{\theta_1} - \frac{\theta_1}{3} \right) \right. \right.} \\ &\quad \left. \cos \theta_1 - 3 \sin \theta_1 \right] \sin^2 \left( \theta_0 + \frac{\theta_1}{2} \right) - \left[ \frac{4}{\theta_1} - \frac{2\theta_1}{3} \right. \right. \\ &\quad \left. \left. - \left( \frac{4}{\theta_1} - \frac{\theta_1}{6} \right) \cos \theta_1 - \frac{3}{2} \sin \theta_1 \right] \right\}} \dots\dots\dots (34) \end{aligned}$$



第 7 圖

となる。然るに上式に於いて  $\cos \theta_1$  及  $\sin \theta_1$  を級数に展開し、更に  $\sin(\theta_0 + \theta_1/2)$  は普通 1 に近い値を有する事を考慮すれば根號内第 2 項は第 1 項に比して極めて小なる事が解る故、之を無視すれば近似的に次式で成立する。

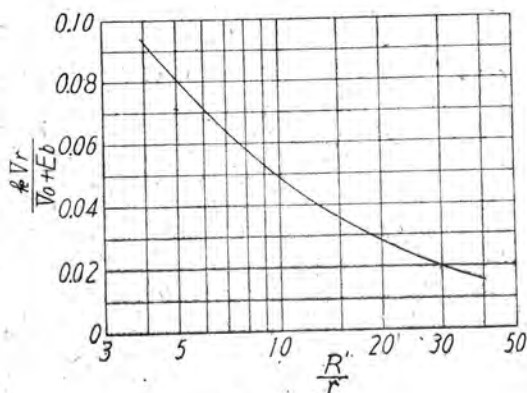
$$I_s = \frac{E}{\sqrt{\pi} r} \sin\left(\theta_0 + \frac{\theta_1}{2}\right) \sqrt{\frac{4}{\theta_1} + \frac{\theta_1}{3} - 2\left(\frac{2}{\theta_1} - \frac{\theta_1}{3}\right) \cos \theta_1 - 3 \sin \theta_1} \quad (35)$$

従つて (21) 式より

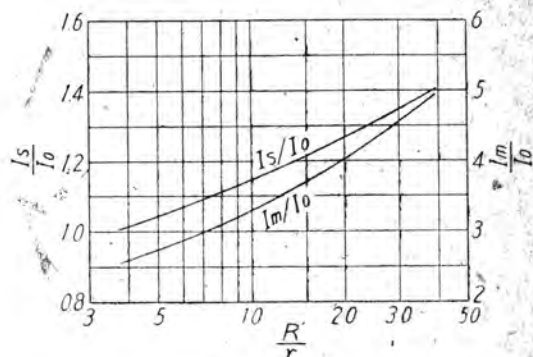
$$\frac{I_s}{I_0} = \sqrt{\frac{\pi}{8}} \cdot \frac{\sqrt{\frac{4}{\theta_1} + \frac{\theta_1}{3} - 2\left(\frac{2}{\theta_1} - \frac{\theta_1}{3}\right) \cos \theta_1 - 3 \sin \theta_1}}{\sin \frac{\theta_1}{2} - \frac{\theta_1}{2} \cos \frac{\theta_1}{2}} \quad (36)$$

となる。

次に蓄電器  $C$  に加わる脈動電圧を計算しよう。脈動周波数は電源周波数の 2 倍なる故、電圧  $V$  を Fourier の級数に展開し、その第 2 高調波の實効値を  $V_r$  とすれば



第 9 圖



第 8 圖

$$V_r = \frac{\sin \theta_1}{\sqrt{2} \theta_1 (\pi - \theta_1)} \Delta V$$

となる。然るに (15), (16) 兩式より

$$\Delta V = \frac{2 \tan \frac{\theta_1}{2}}{\tan\left(\theta_0 + \frac{\theta_1}{2}\right)} (V_0 + E_b)$$

之に (18) 式を代入すれば

$$\Delta V = \frac{2(\pi - \theta_1)}{\pi k} \left( \tan \frac{\theta_1}{2} - \frac{\theta_1}{2} \right) (V_0 + E_b)$$

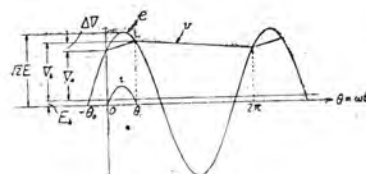
依て

$$V_r = \frac{1}{k} \cdot \frac{\sqrt{2} \sin \theta_1}{\pi \theta_1} \left( \tan \frac{\theta_1}{2} - \frac{\theta_1}{2} \right) (V_0 + E_b) \quad (37)$$

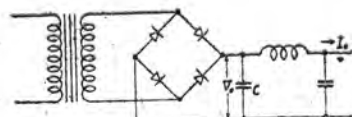
を得る。(23) 式より分る如く  $\theta_1$  は  $R'/r$  の函数なる故上式によつて、負荷条件同一なる時脈動電圧は入力蓄電器の容量に逆比例する事が解る。

インダクタンス  $L$  及容量  $C'$  なる単段濾波回路を通過した後の脈動電圧を  $V_r'$  とすれば

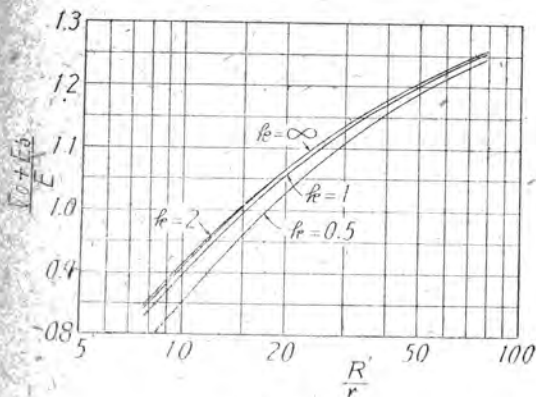
$$V_r' = \frac{V_r}{4 \omega^2 LC'} \quad (38)$$



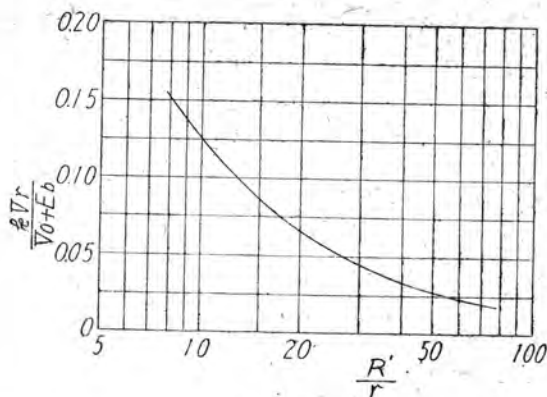
第 10 圖



第 11 圖



第 1 2 圖



第 1 4 圖

となる。(ω<sup>2</sup>LC' ≫ 1 と假定する。)

以上の計算によつて全波整流回路の諸關係が明かとなつた。これらの各式より θ<sub>0</sub> 及 θ<sub>1</sub> を消去して、k を媒介變數として、R'/r と (V<sub>0</sub> + E<sub>b</sub>)/E、I<sub>m</sub>/I<sub>0</sub>、I<sub>S</sub>/I<sub>0</sub> 及 kV<sub>r</sub>/(V<sub>0</sub> + E<sub>b</sub>) との關係を曲線に畫けば第 7 圖乃至第 9 圖となる。

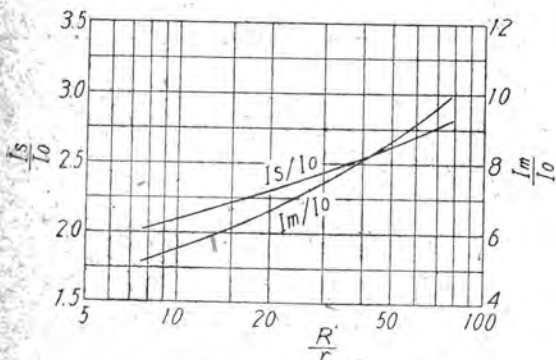
第 8 圖の I<sub>S</sub>/I<sub>0</sub> の曲線に於いて縦軸目盛を √2 倍すれば、之等の曲線は第 10 圖の如き橋絡接續にもそのまま適用する事が出来る。

## 5. 半波整流回路

半波整流回路に於いては電壓電流間の關係は第 11 圖の如くなる。而して全波整流の場合と同様の計算によつて次の結果を得る。

$$R' = \frac{V_0 + E_b}{I_0} = R + \frac{E_b}{I_0} \quad (39)$$

$$\frac{R'}{r} = \frac{\pi}{\tan \frac{\theta_1}{2} - \frac{\theta_1}{2}} \quad (40)$$



第 1 3 圖

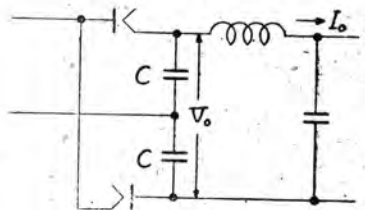
$$\tan \theta_0 = \frac{2\pi k - (2\pi - \theta_1) \left( \tan \frac{\theta_1}{2} - \frac{\theta_1}{2} \right)}{2\pi k \tan^2 \frac{\theta_1}{2} + (2\pi - \theta_1) \left( \tan \frac{\theta_1}{2} - \frac{\theta_1}{2} \right)} \tan \frac{\theta_1}{2} \quad (41)$$

$$V_0 = \sqrt{2} E \sin \left( \theta_0 + \frac{\theta_1}{2} \right) \cos \frac{\theta_1}{2} - E_b \quad (42)$$

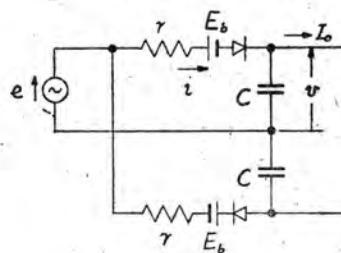
$$I_0 = \frac{\sqrt{2} E}{\pi r} \sin \left( \theta_0 + \frac{\theta_1}{2} \right) \left[ \sin \frac{\theta_1}{2} - \frac{\theta_1}{2} \cos \frac{\theta_1}{2} \right] \quad (43)$$

$$I_m \sim \frac{\sqrt{2} E}{r} \sin \left( \theta_0 + \frac{\theta_1}{2} \right) \left( 1 - \cos \frac{\theta_1}{2} \right) \quad (44)$$

$$I_S \sim \frac{E}{\sqrt{\pi} r} \sin \left( \theta_0 + \frac{\theta_1}{2} \right) \sqrt{\frac{4}{\theta_1} + \frac{\theta_1}{3} - 2 \left( \frac{2}{\theta_1} - \frac{\theta_1}{3} \right) \cos \theta_1 - 3 \sin \theta_1} \quad (45)$$

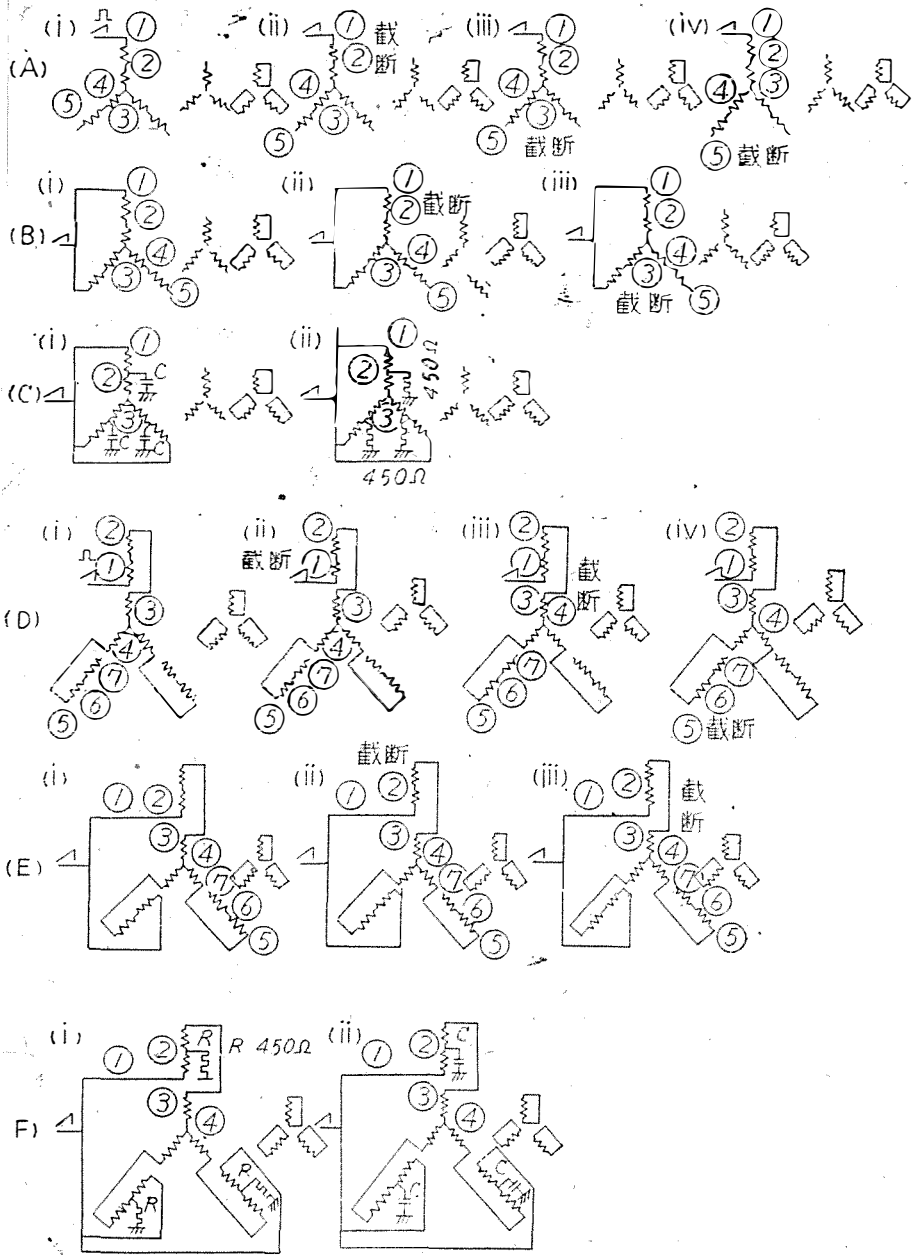


第 1 5 圖

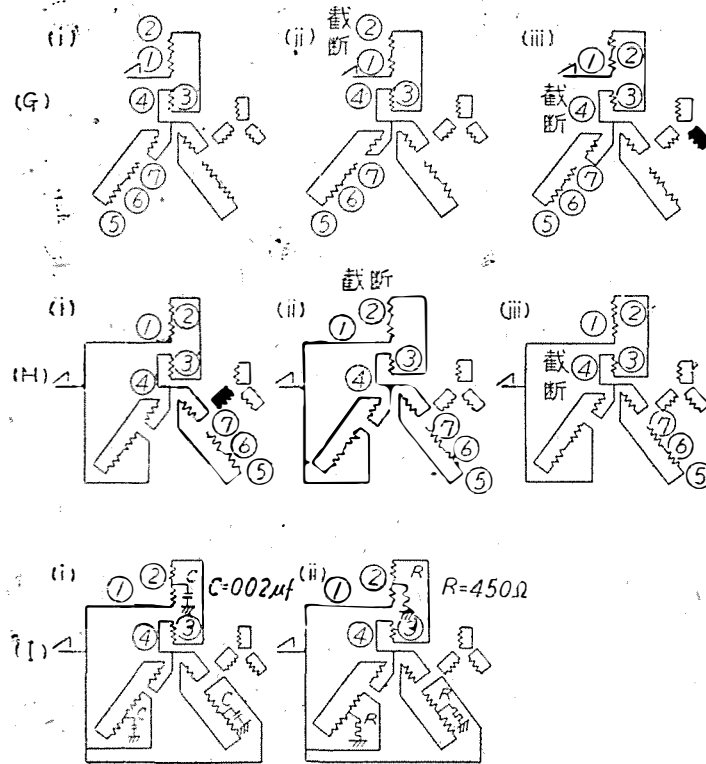


第 1 6 圖

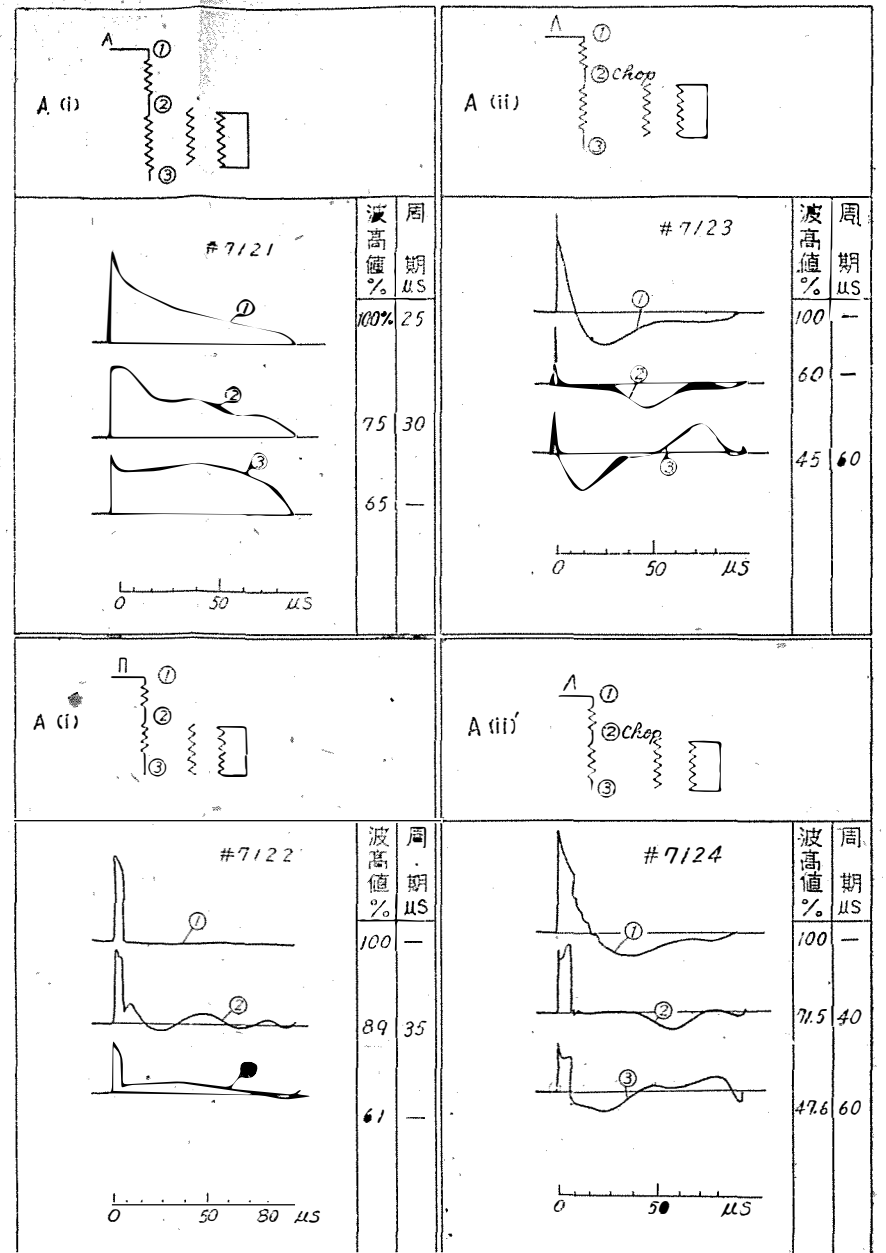




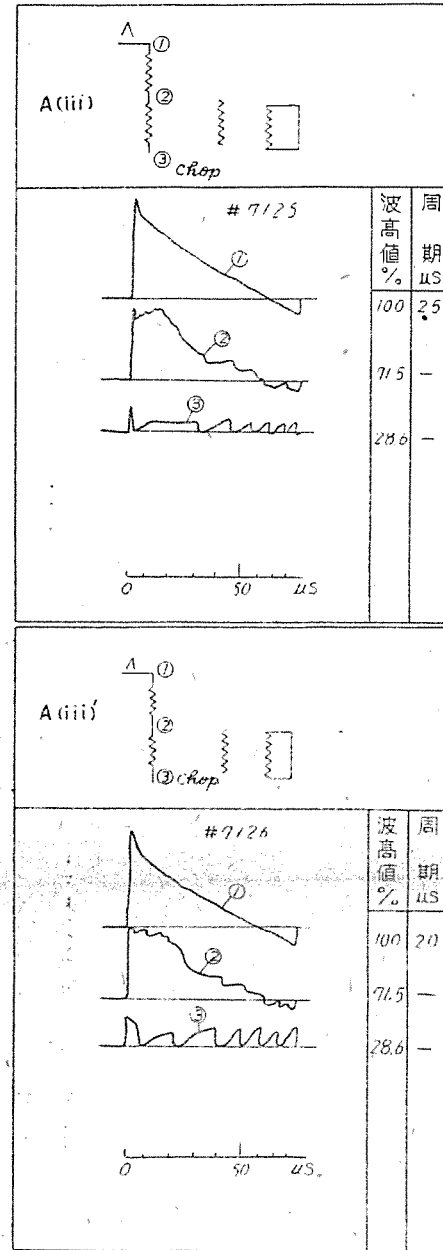
第 12 圖 (イ)



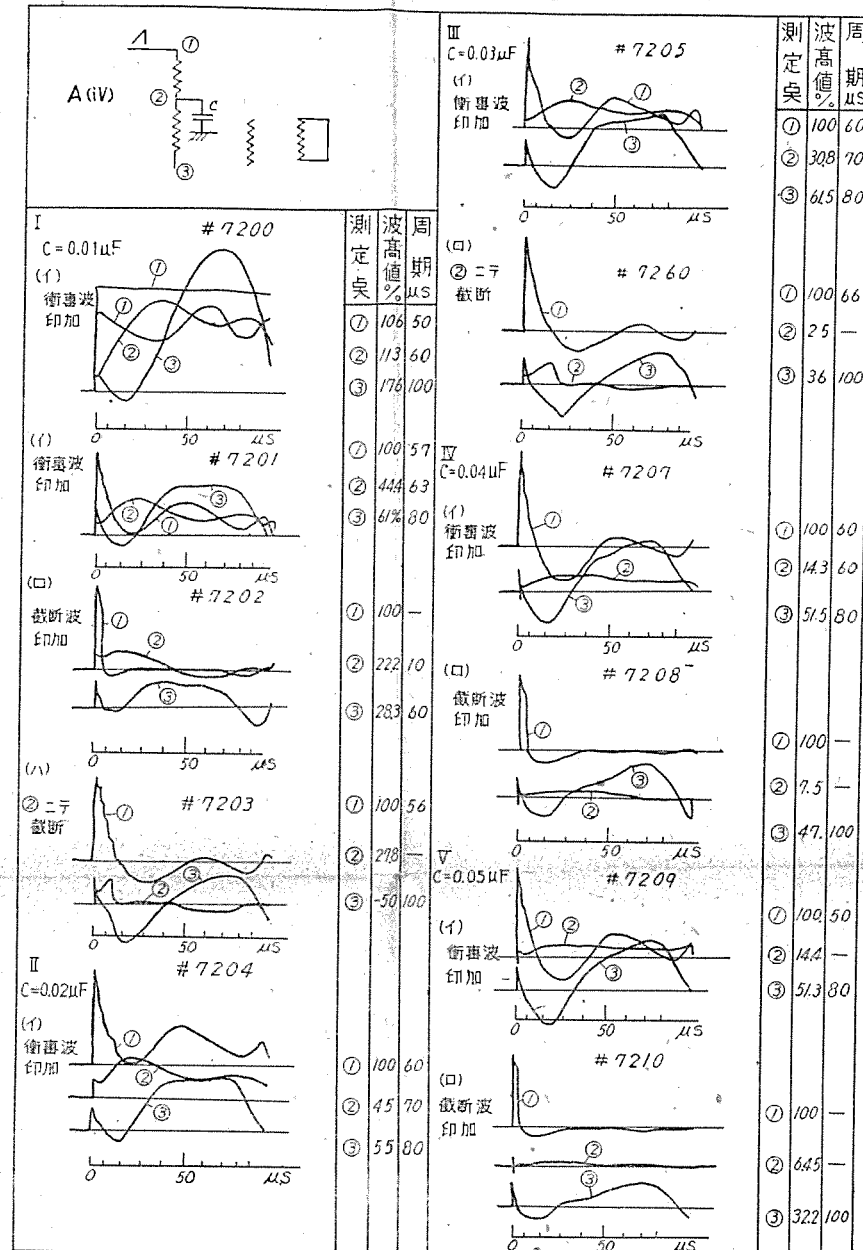
第 12 圖 (ロ)



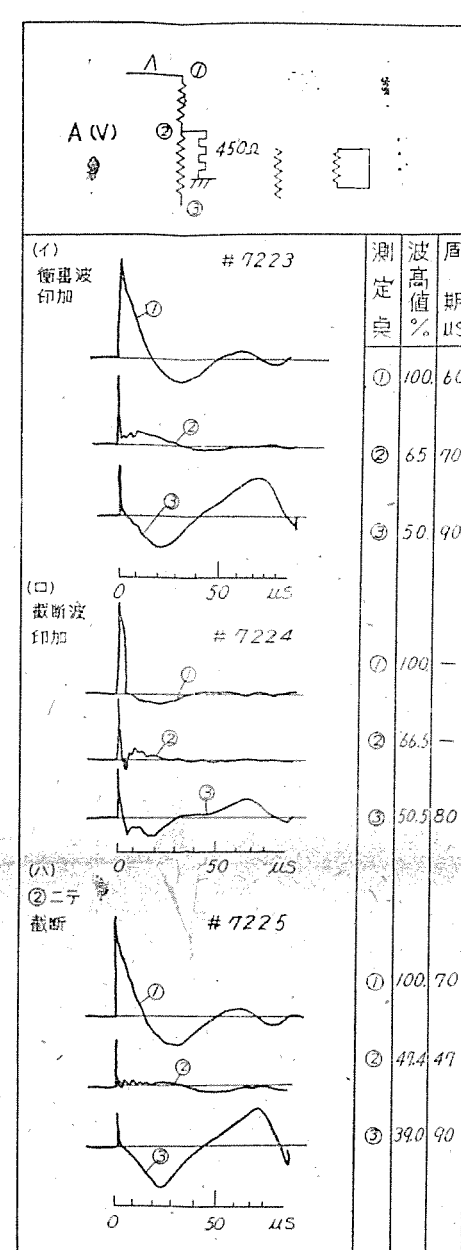
第 13 圖 (イ)



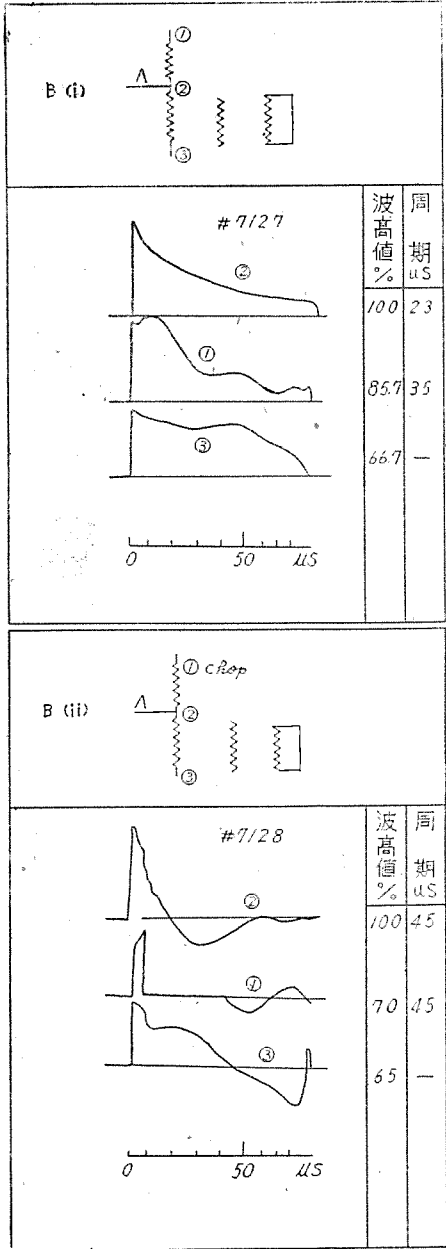
第 13 圖 (口)



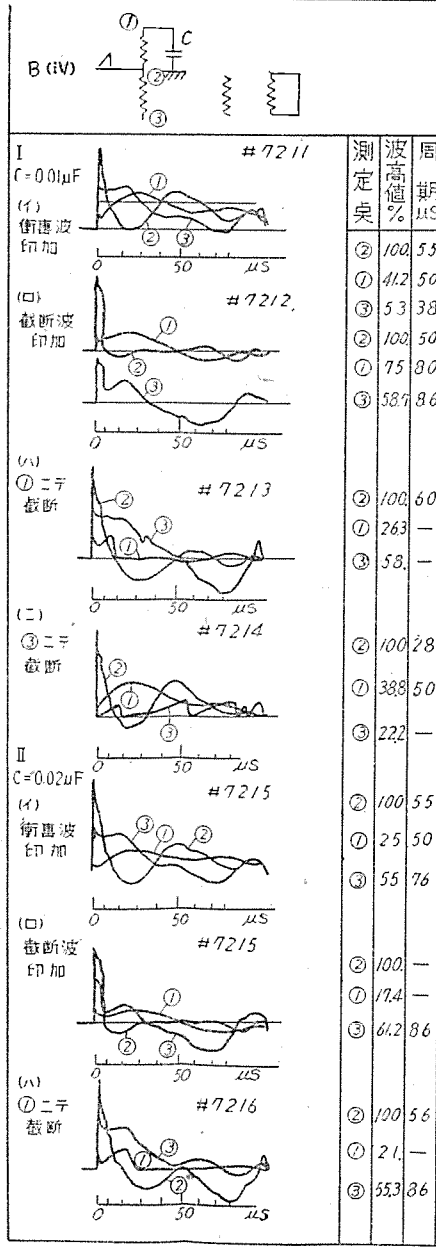
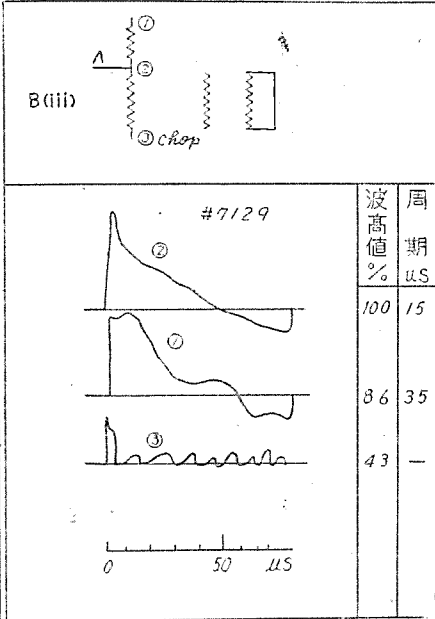
第 13 圖 (ハ)



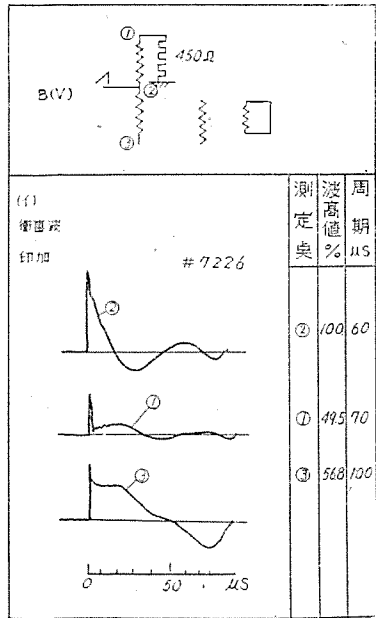
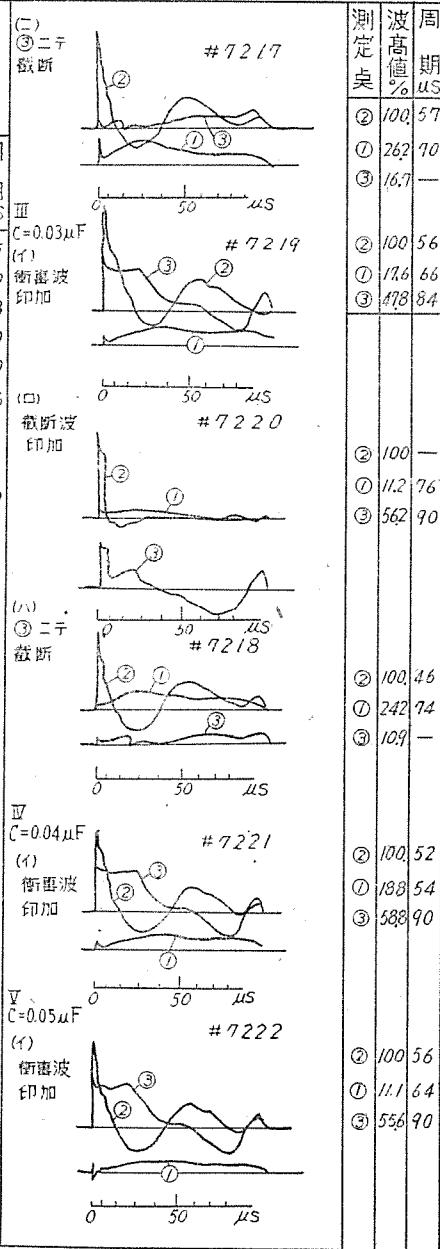
第 13 圖 (ニ)



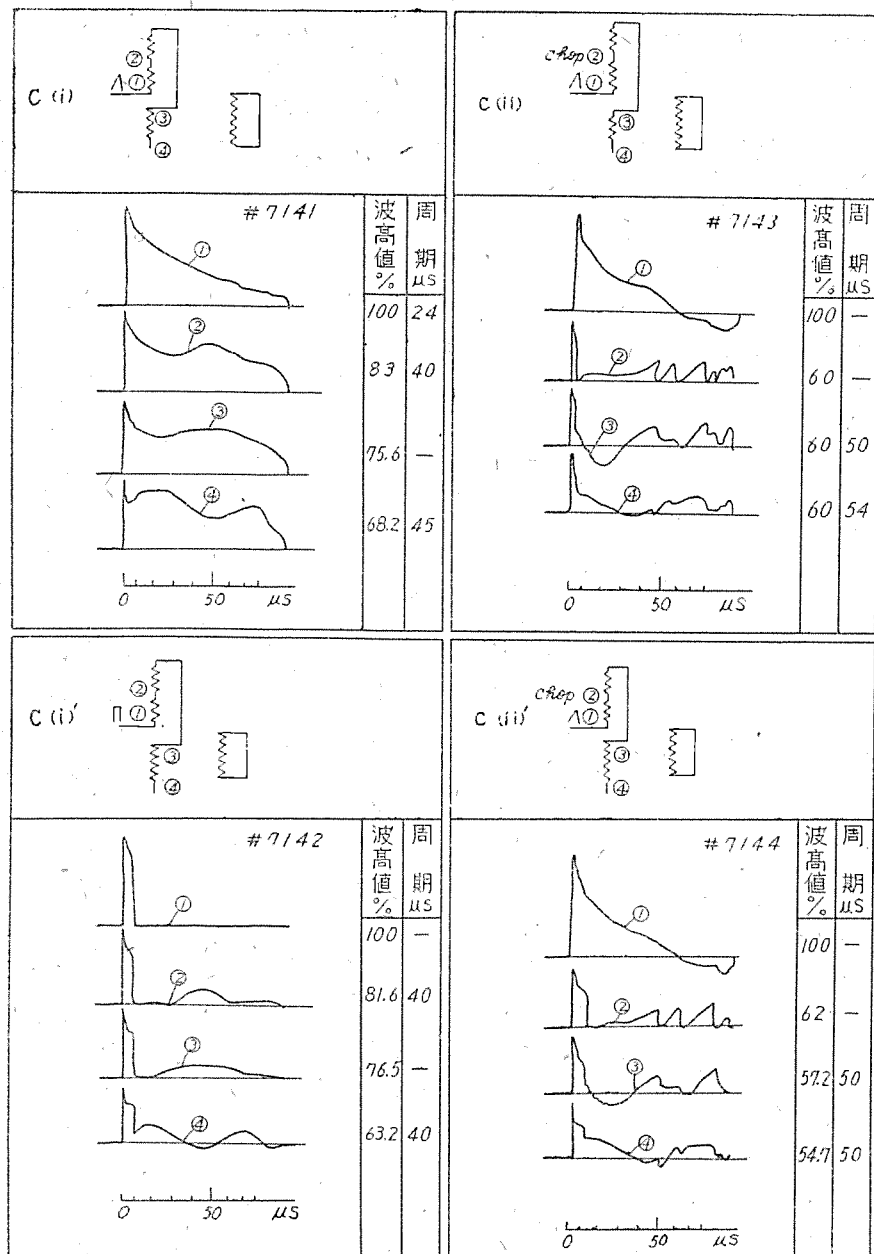
第 13 圖 (ホ)



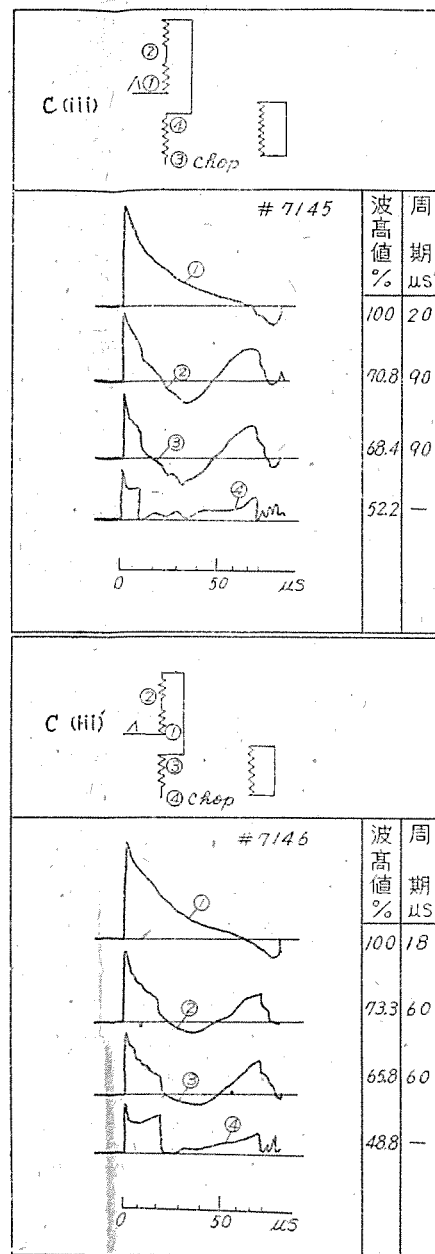
第 13 圖 (ヘ)



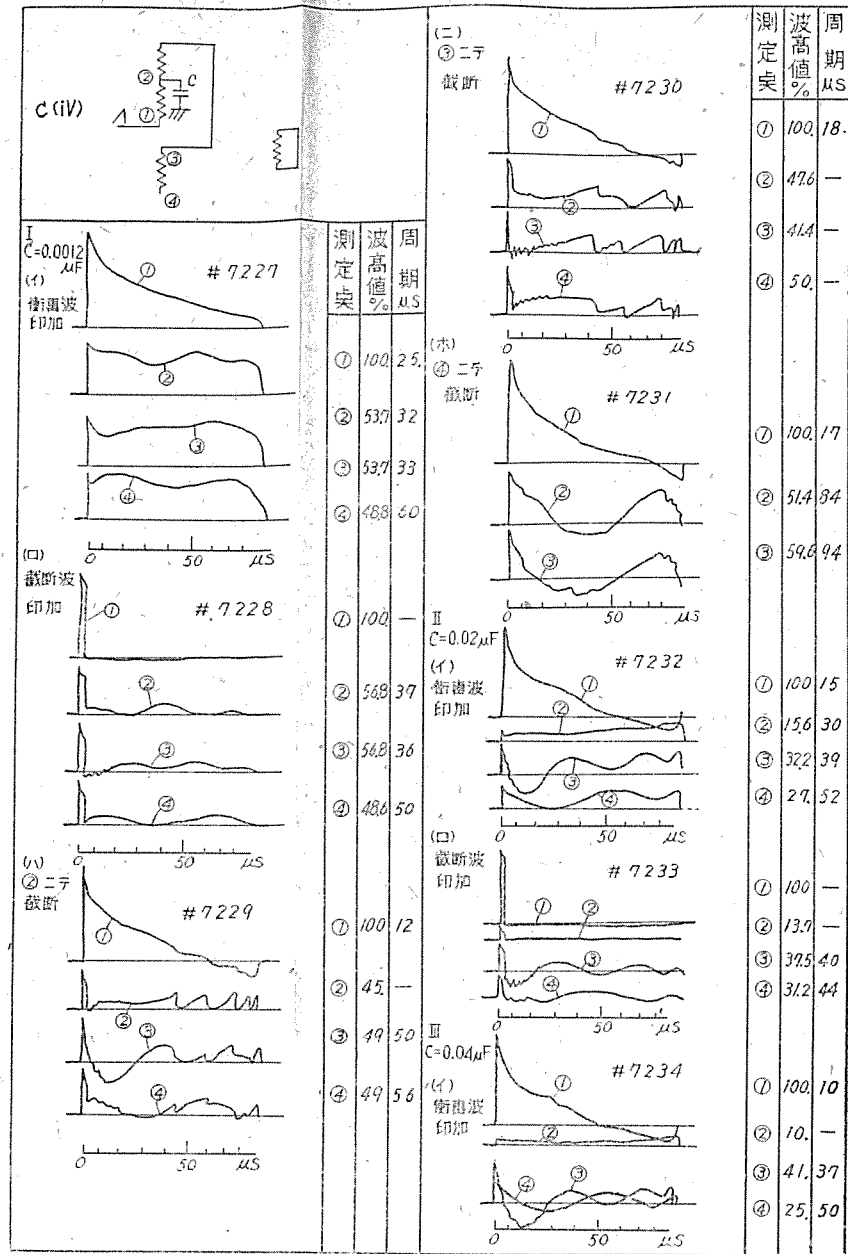
第 13 圖 (ト)



第13圖 (チ)

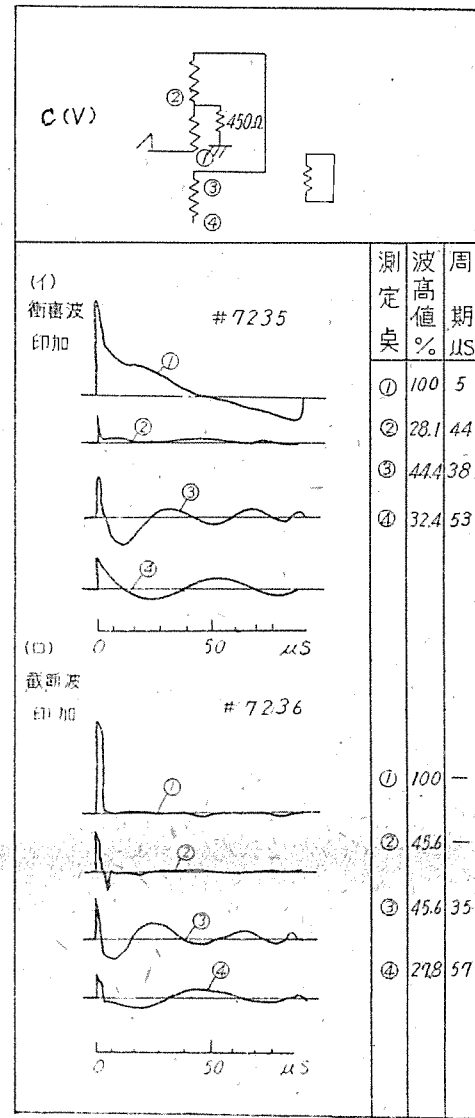


第13圖 (リ)

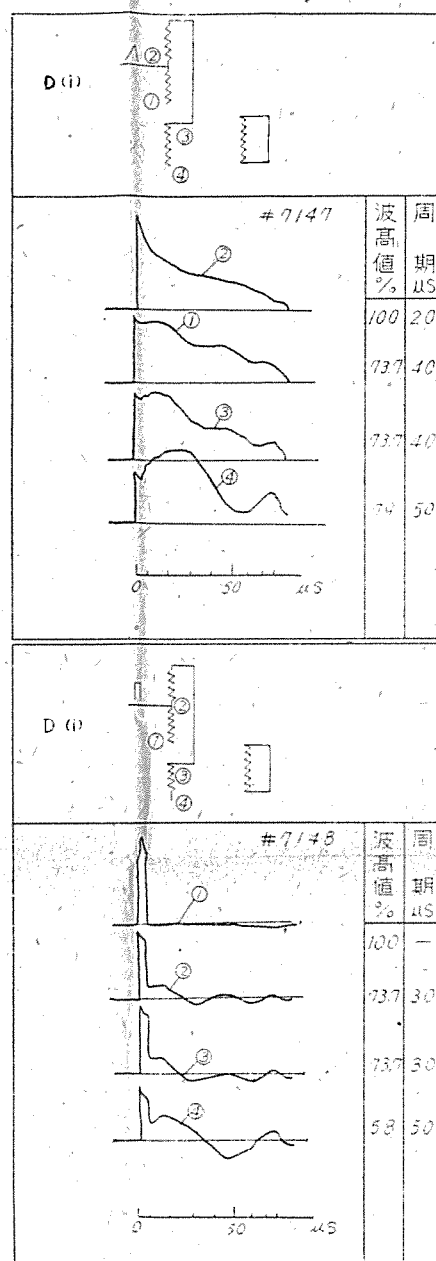


第13圖 (ヌ)

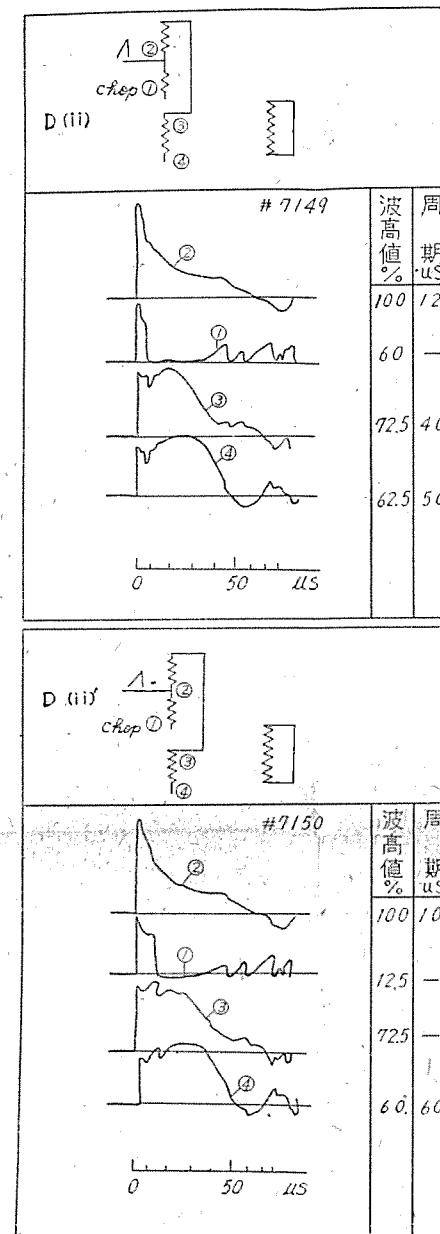




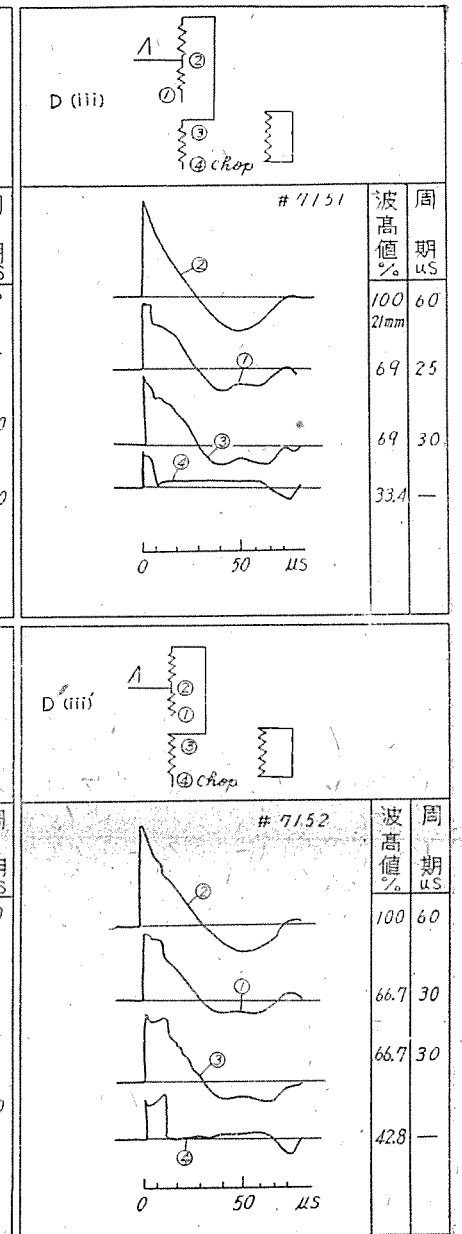
第13圖 (ル)

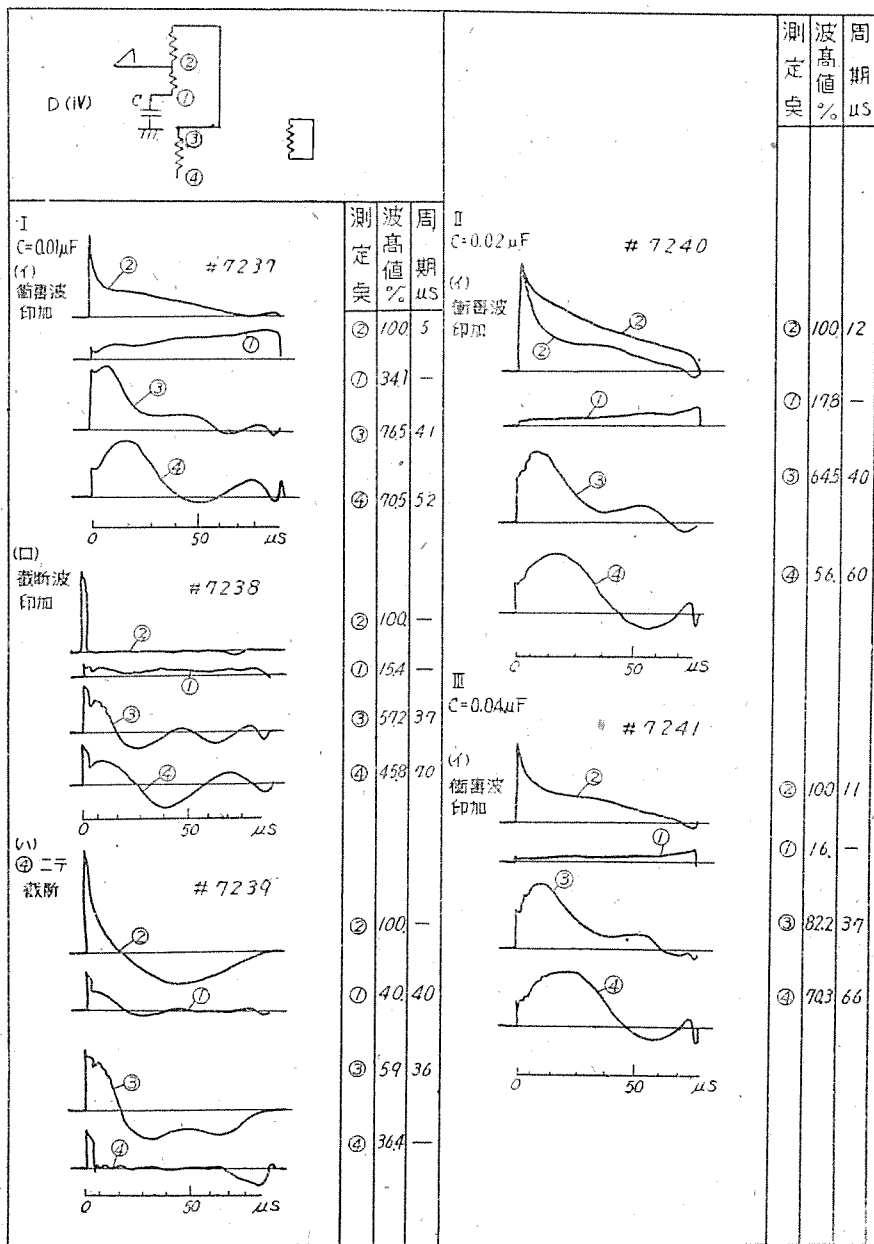


第13圖 (ヲ)

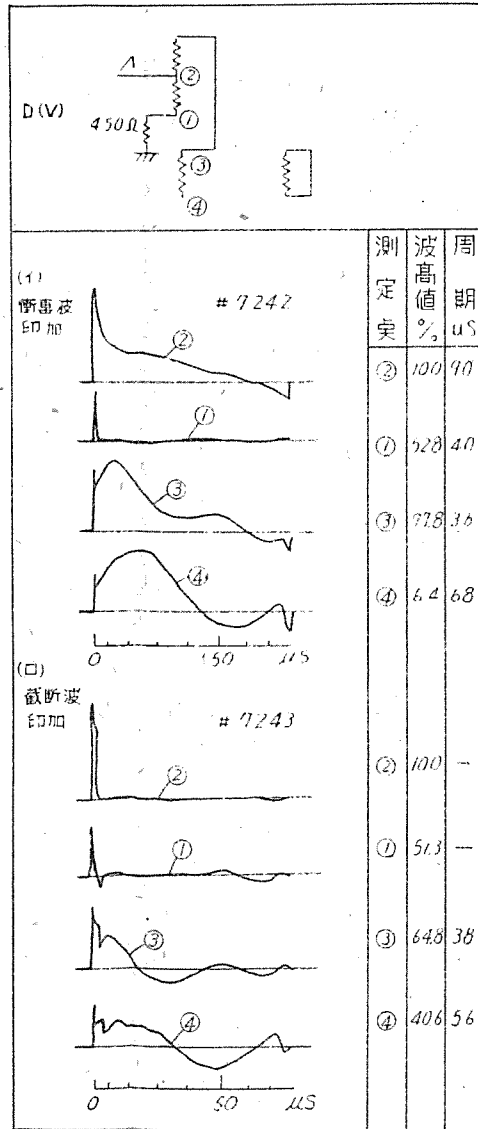


第13圖 (ワ)

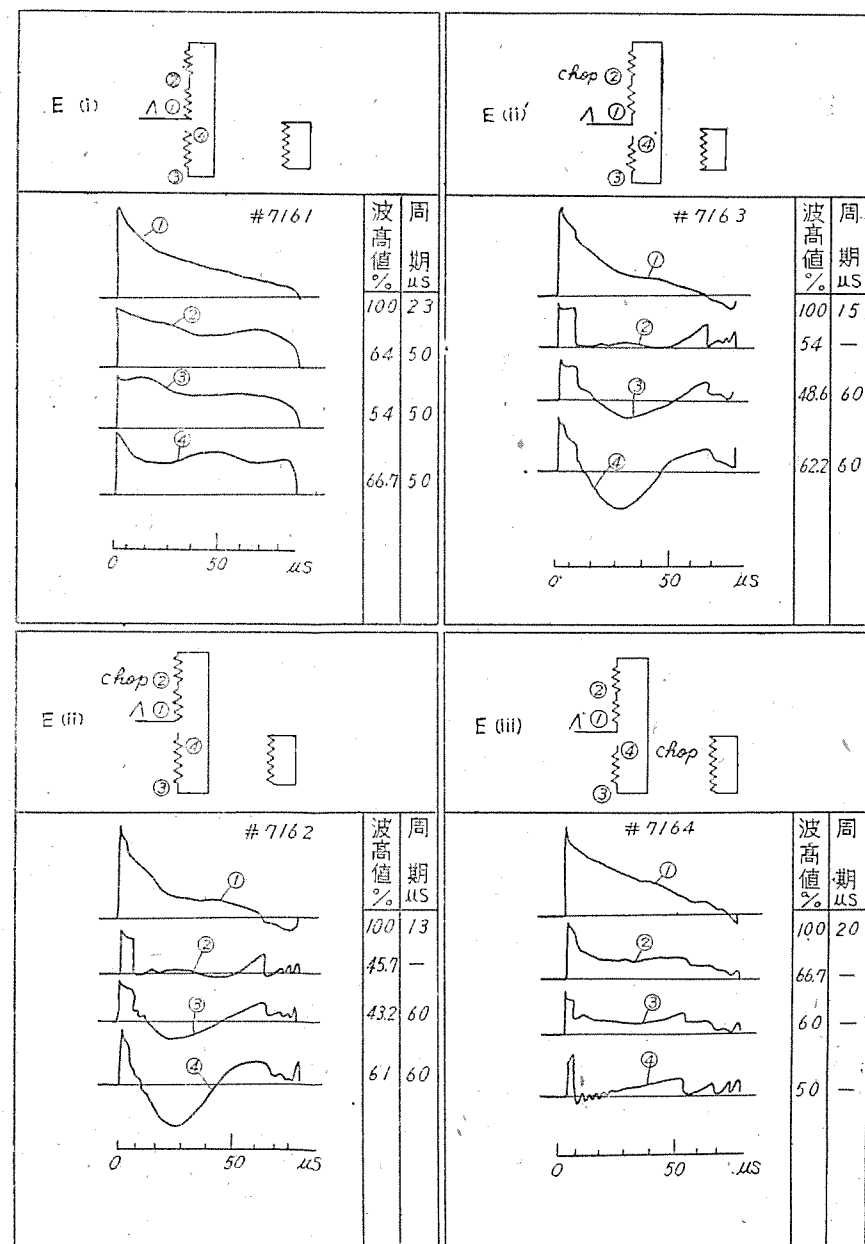




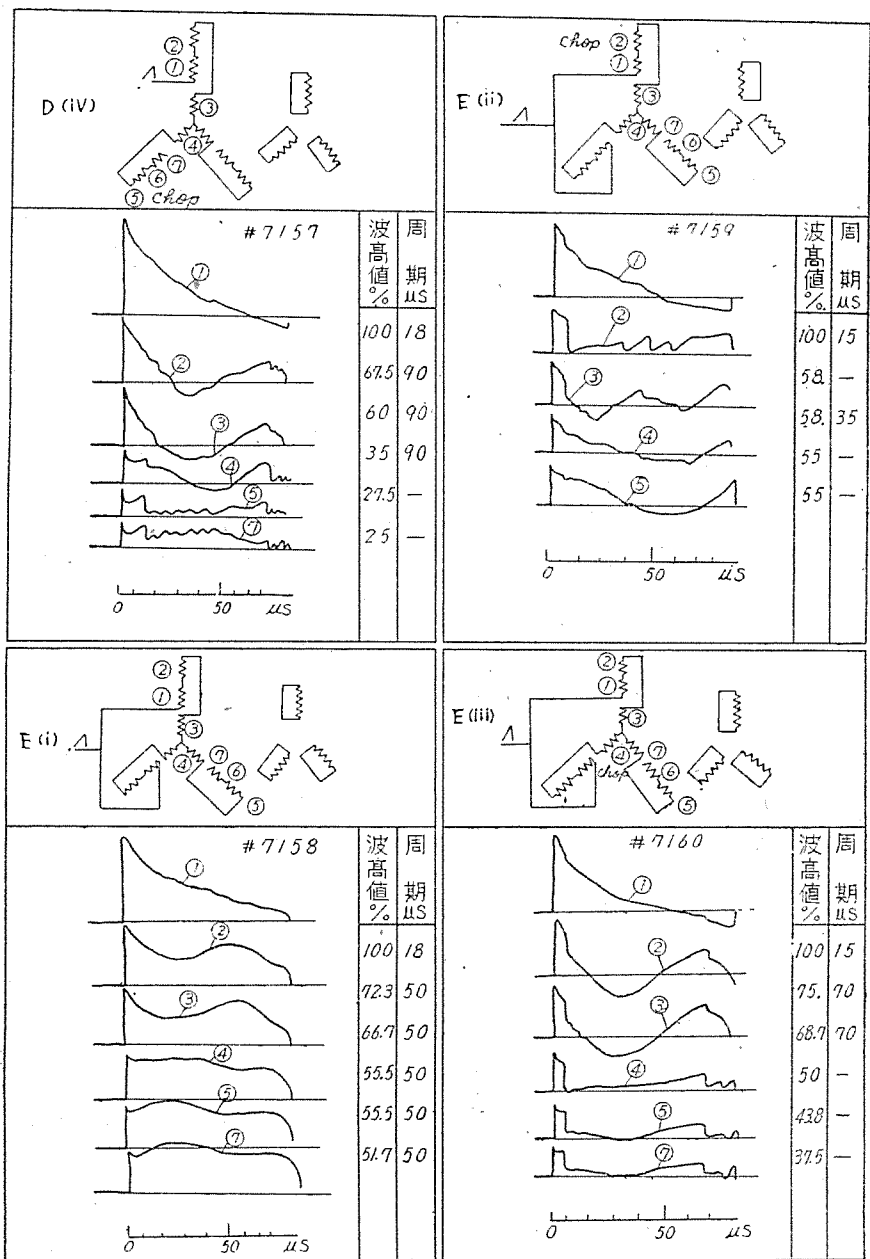
第 13 圖 (カ)



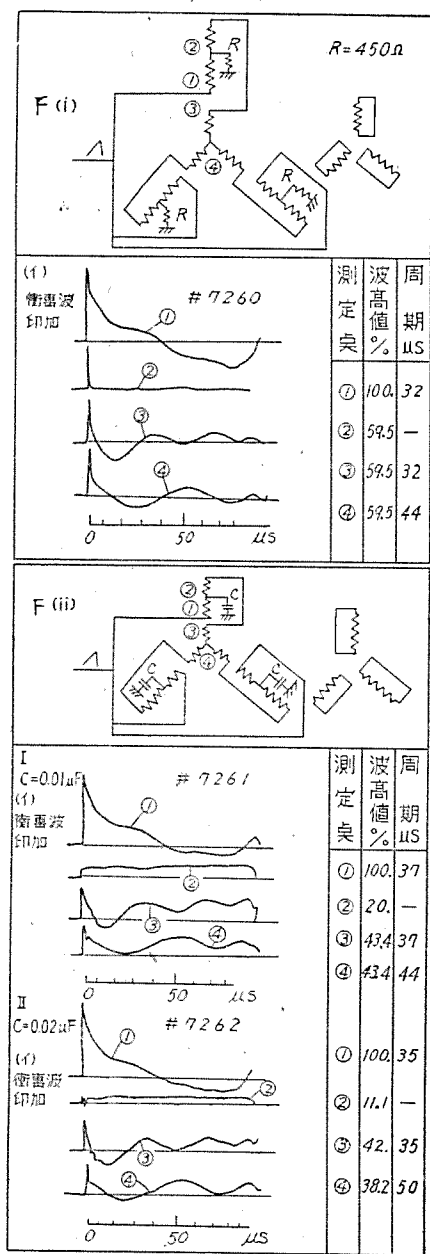
第 13 圖 (コ)



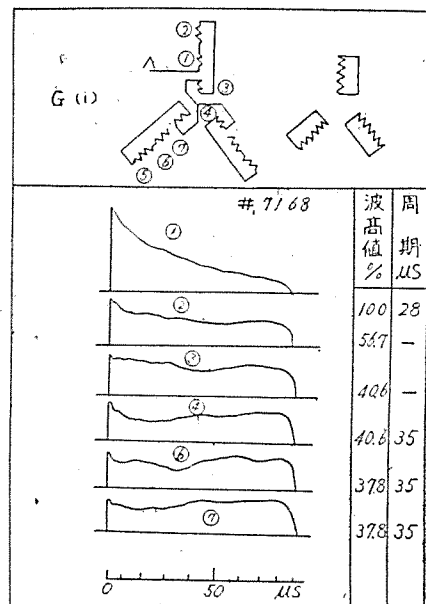
第 13 圖 (ク)



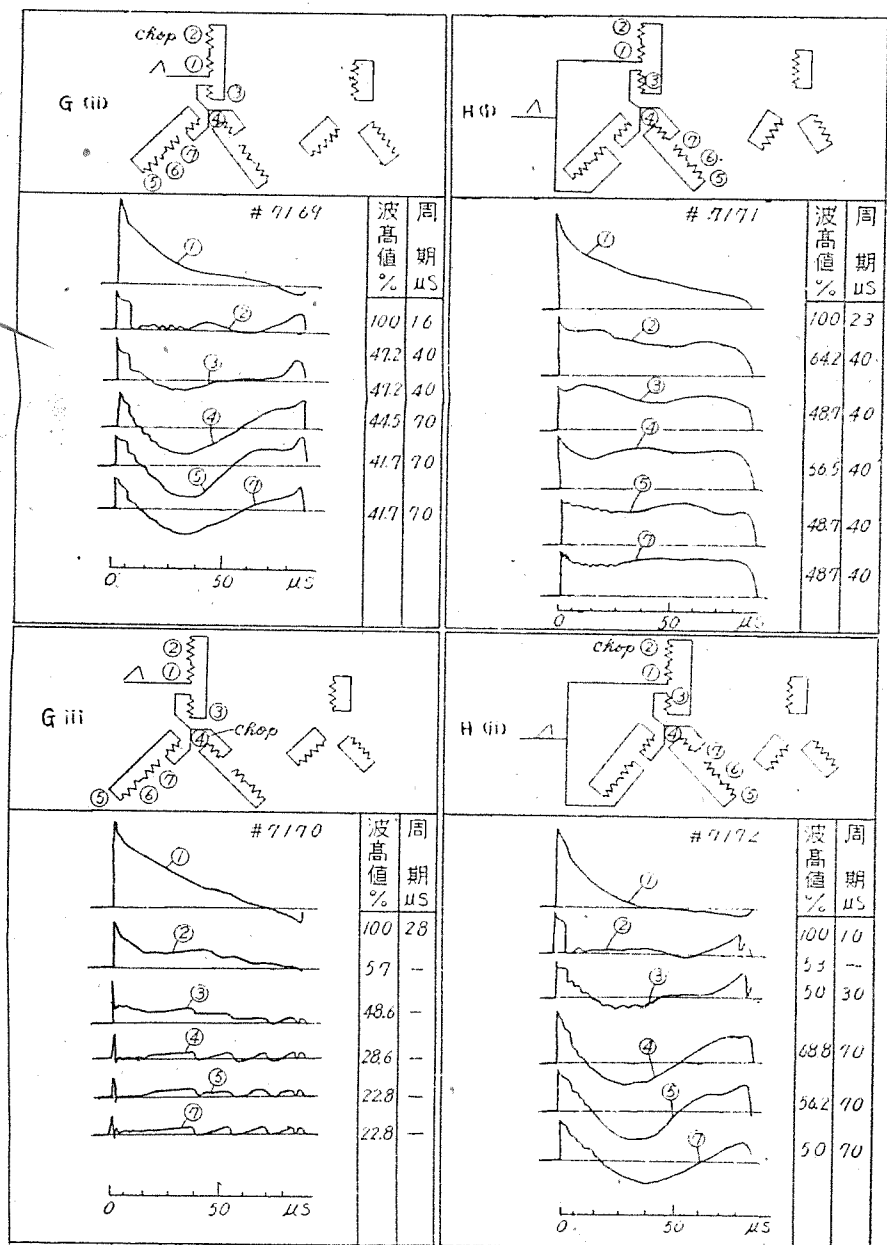
第14圖 (ハ)



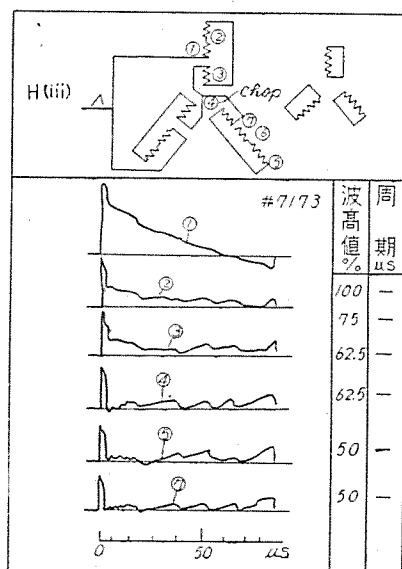
第14圖 (ト)



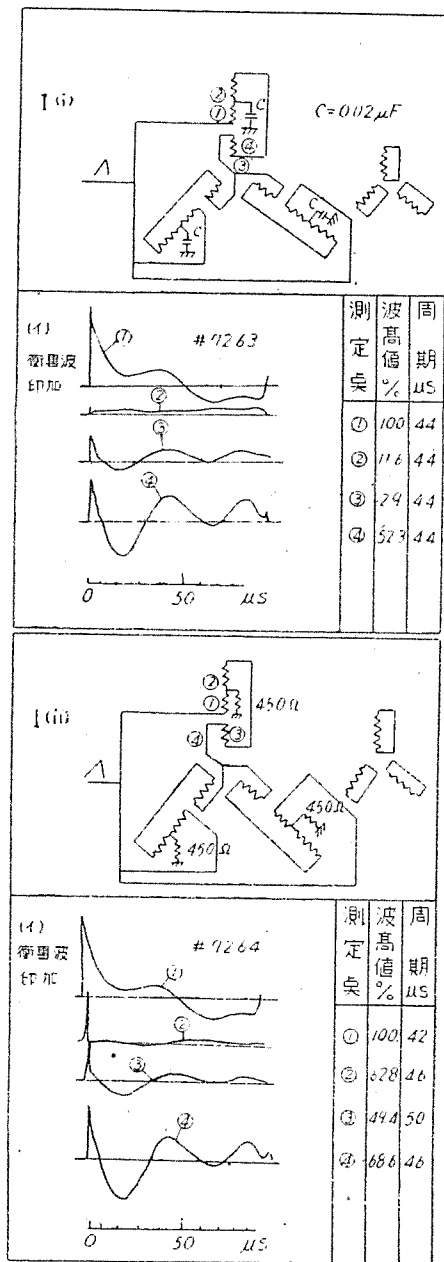
第14圖 (チ)



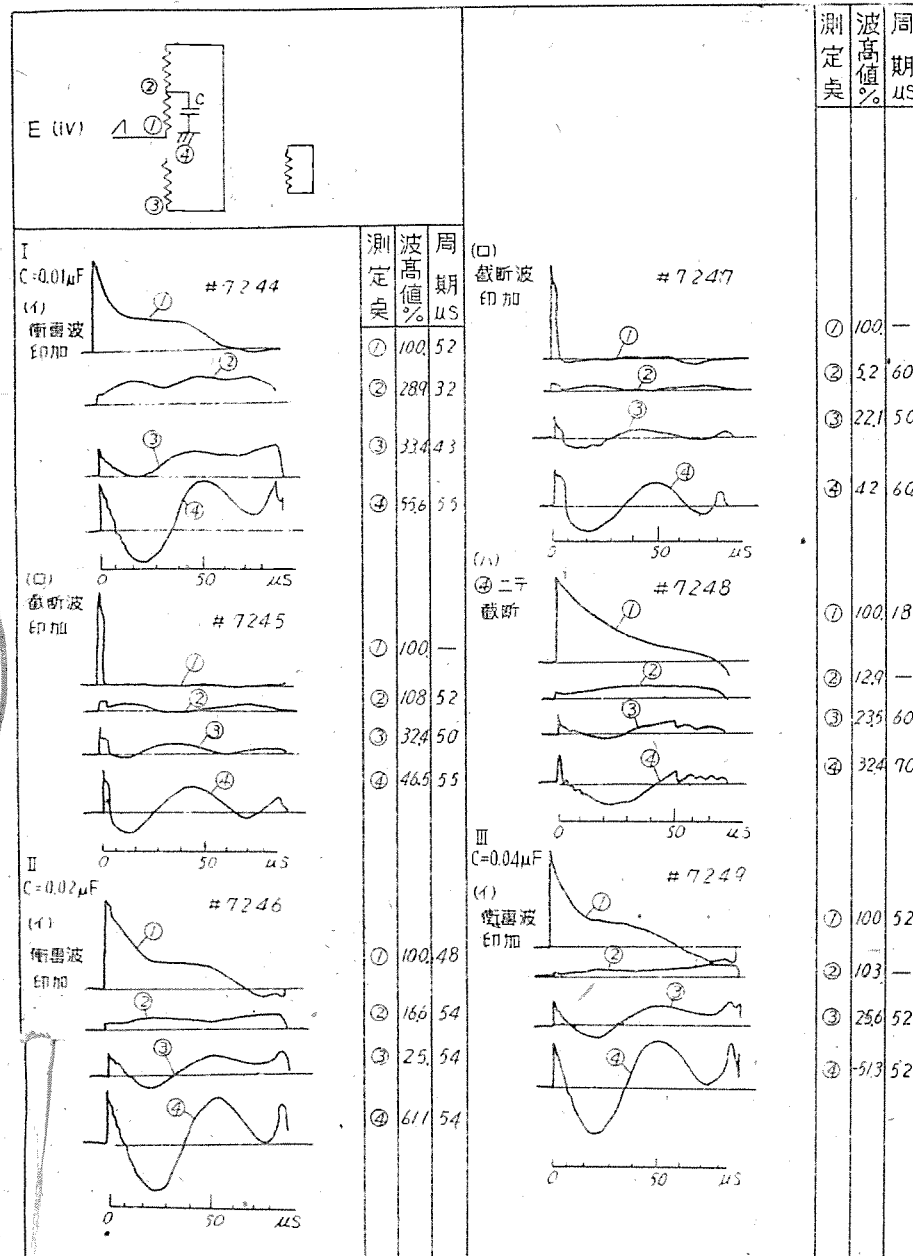
第14圖 (リ)



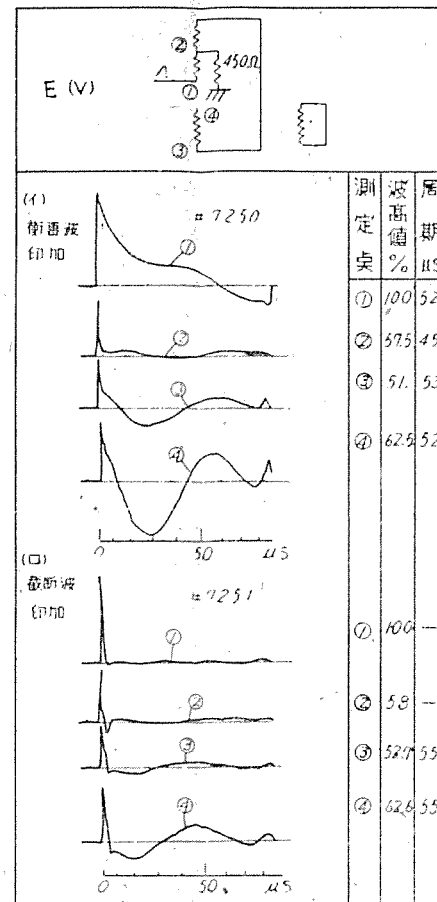
第14圖 (ヌ)



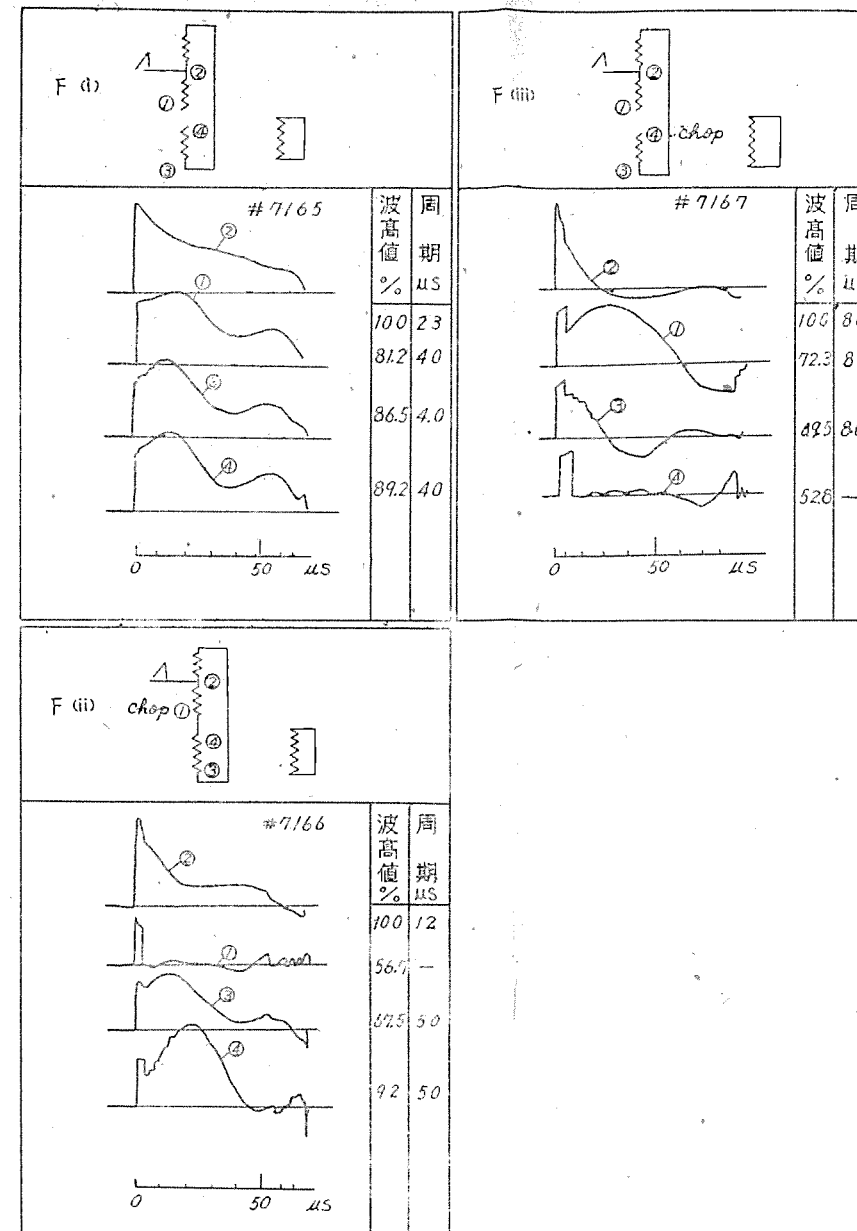
第14圖 (ル)



第13圖 (レ)

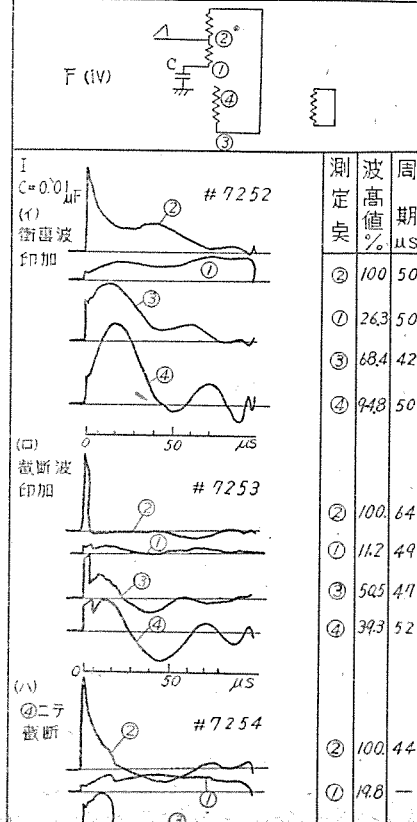
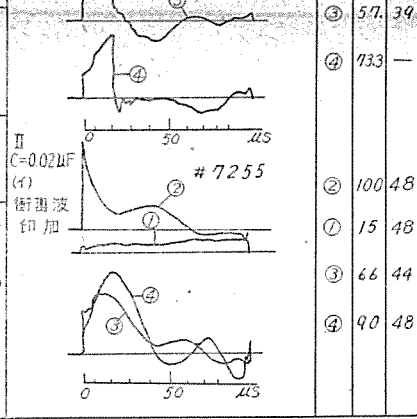
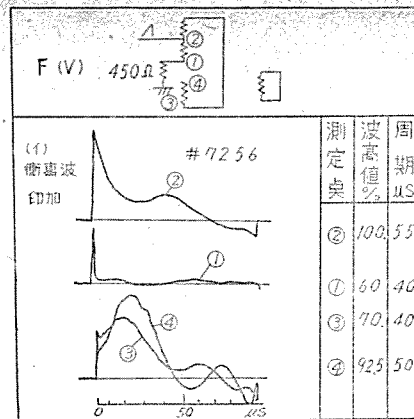


第13圖 (ソ)

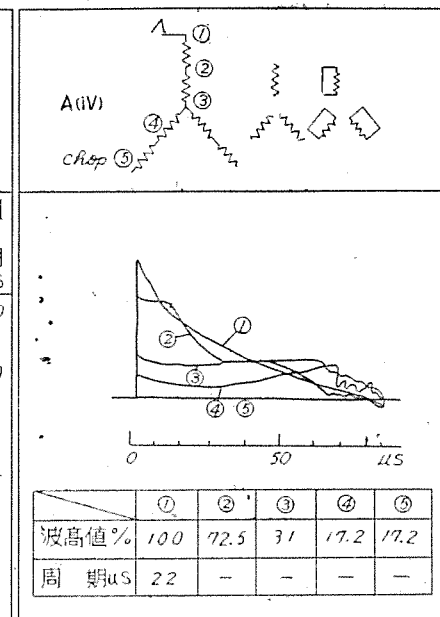
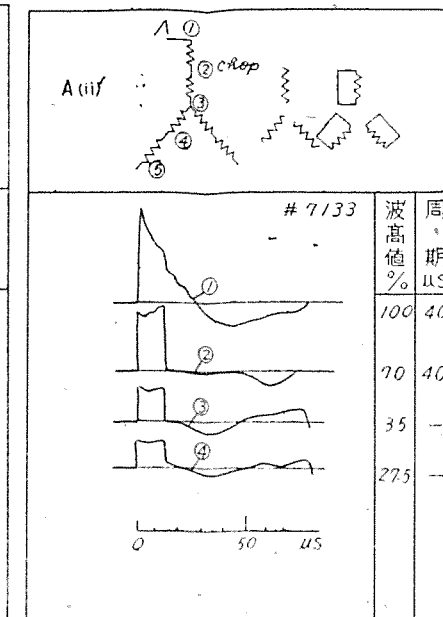
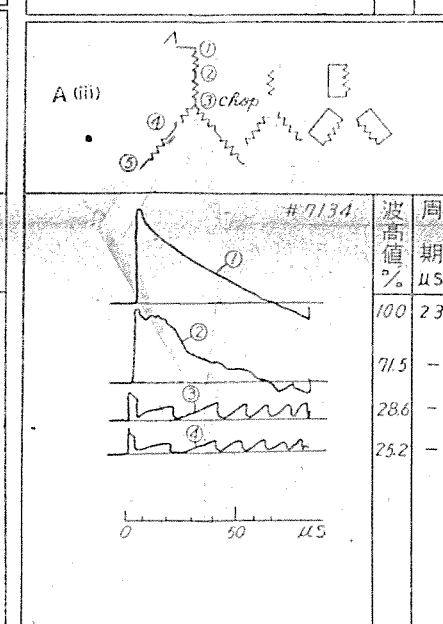
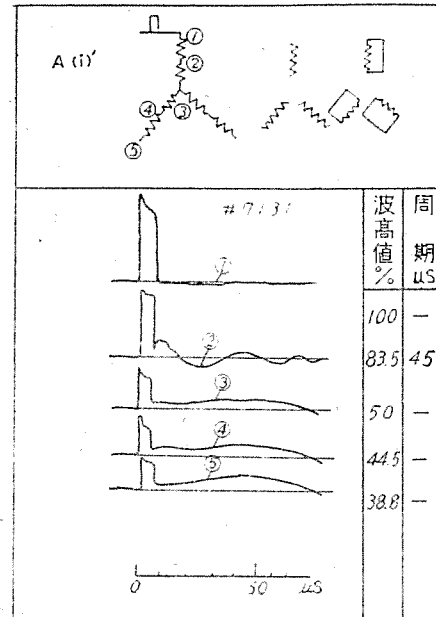
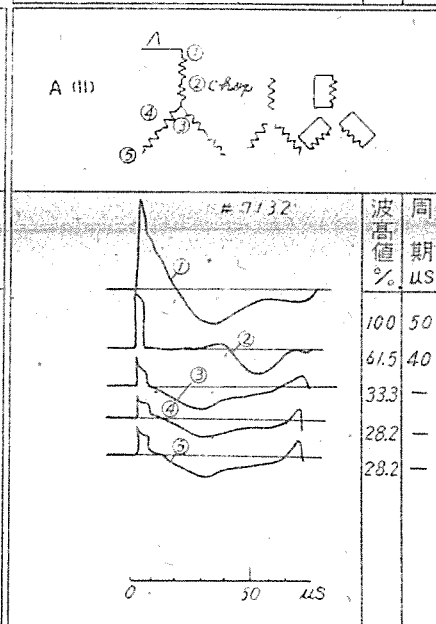
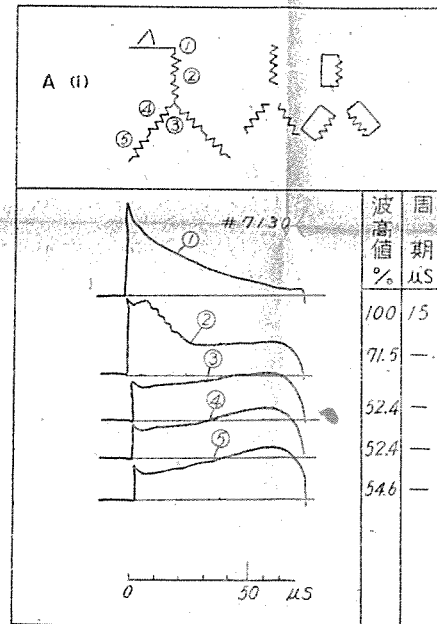


第13圖 (ツ)



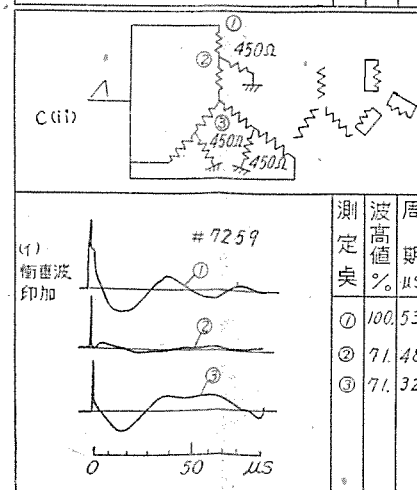
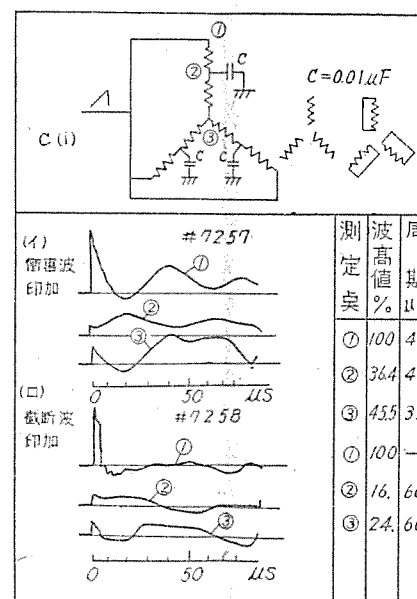
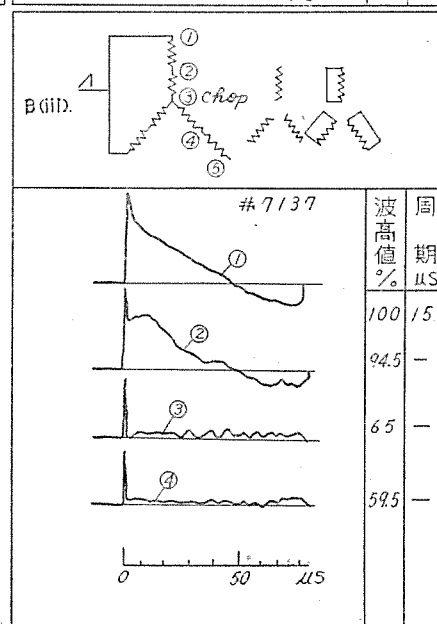
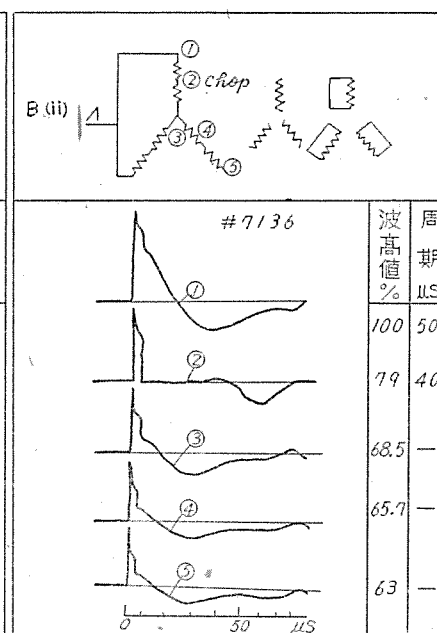
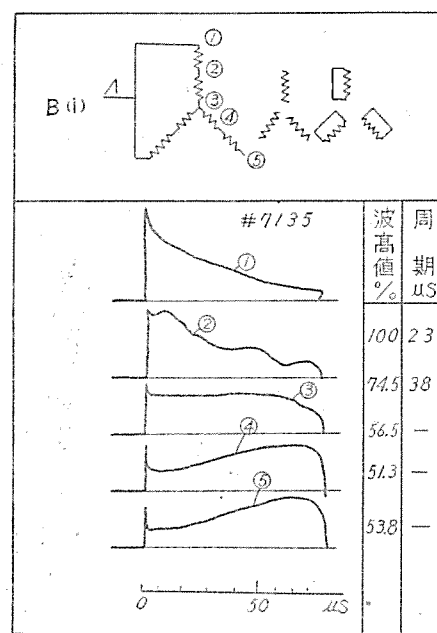


第13圖 (ネ)

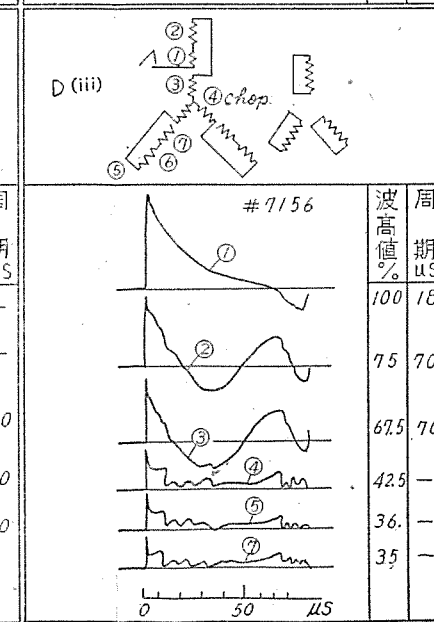
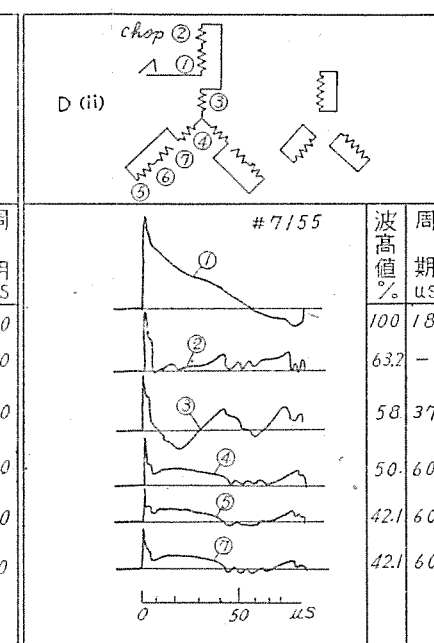
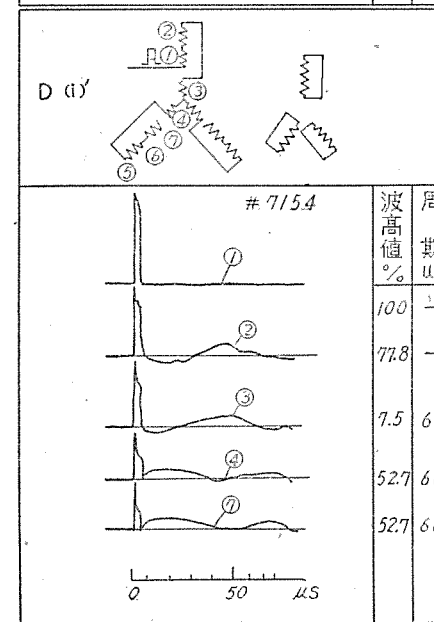
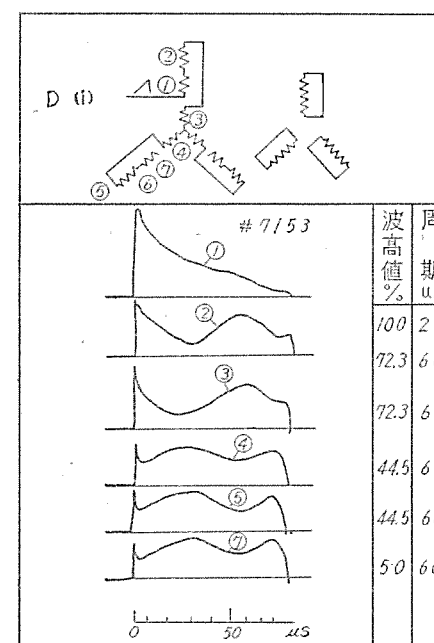


第14圖 (イ)

第14圖 (ロ)



第 14 圖 (二)



第 14 圖 (ホ)

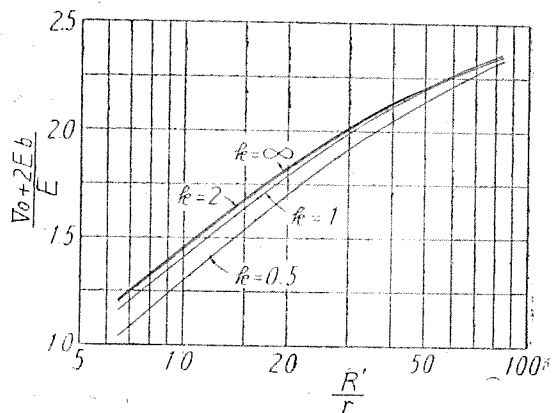
第 14 圖 (ハ)

$$V_r = \frac{1}{k} \cdot \frac{\sqrt{2} \sin \frac{\theta_1}{2}}{\pi \frac{\theta_1}{2}} \left( \tan \frac{\theta_1}{2} - \frac{\theta_1}{2} \right) (V_0 + E_b) \dots \dots \dots (46)$$

以上の各式より  $R'/r$  と  $(V_0 + E_b)/E$ ,  $I_m/I_0$ ,  $I_s/I_0$  及  $kV_r/(V_0 + E_b)$  との関係を畫けば第12圖乃至第14圖を得る。

## 6. 倍電壓整流回路

第15圖は倍電壓整流回路を示し、第16圖はその等價回路を示す。1 周期間の電壓電流の關係は第11圖と同様となる。而して前と同様の計算により次の結果を得る。

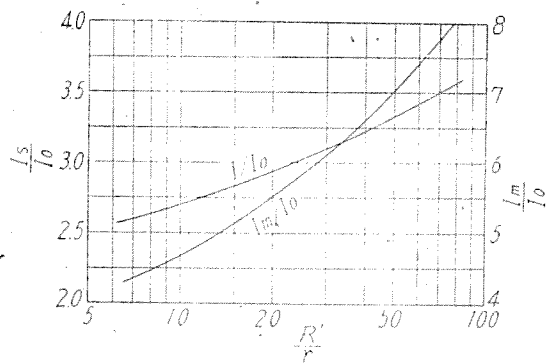


第 17 圖

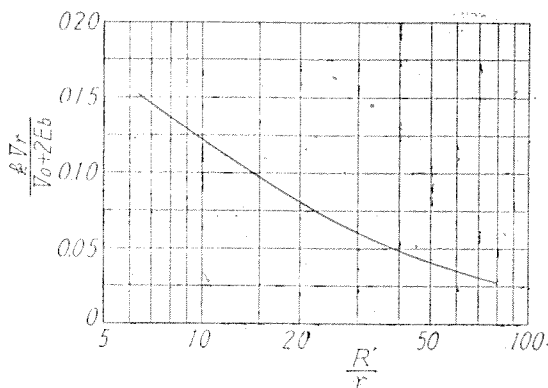
$$R = \frac{V_0 + 2E_b}{I_0} = R + \frac{2E_b}{I_0} \dots \dots \dots (47)$$

$$\frac{R'}{r} = \frac{2\pi}{\tan \frac{\theta_1}{2} - \frac{\theta_1}{2}} \dots \dots \dots (48)$$

$$\tan \theta_0 = \frac{2\pi k - (2\pi - \theta_1) \left( \tan \frac{\theta_1}{2} - \frac{\theta_1}{2} \right)}{2\pi k \tan^2 \frac{\theta_1}{2} + (2\pi - \theta_1) \left( \tan \frac{\theta_1}{2} - \frac{\theta_1}{2} \right)} \tan \frac{\theta_1}{2} \dots \dots \dots (49)$$



第 18 圖



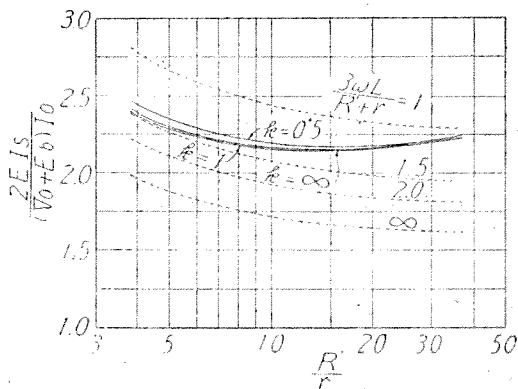
第 19 圖

$$V_0 = 2\sqrt{2} E \sin \left( \theta_0 + \frac{\theta_1}{2} \right) \cos \frac{\theta_1}{2} - 2E_b \dots \dots \dots (50)$$

$$I_0 = \frac{\sqrt{2} E}{\pi r} \sin \left( \theta_0 + \frac{\theta_1}{2} \right) \left[ \sin \frac{\theta_1}{2} - \frac{\theta_1}{2} \cos \frac{\theta_1}{2} \right] \dots \dots \dots (51)$$

$$I_m \simeq \frac{\sqrt{2} E}{r} \sin \left( \theta_0 + \frac{\theta_1}{2} \right) \left( 1 - \cos \frac{\theta_1}{2} \right) \dots \dots \dots (52)$$

$$I_s \simeq \frac{\sqrt{2} E}{\sqrt{\pi} r} \sin \left( \theta_0 + \frac{\theta_1}{2} \right) : \sqrt{4 + \frac{\theta_1}{3}} - 2 \left( \frac{2}{\theta_1} - \frac{\theta_1}{3} \right) \cos \theta_1 - 3 \sin \theta_1 \dots (53)$$



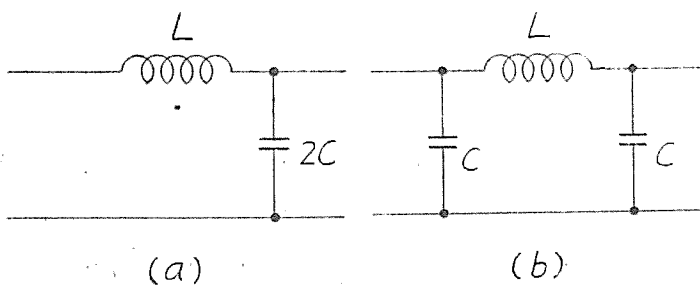
第 20 圖

$$V_r = \frac{1}{k} \cdot \frac{\sqrt{2} \sin \theta_1}{\pi \theta_1} \left( \tan \frac{\theta_1}{2} - \frac{\theta_1}{2} \right) (V_0 + 2E_b)$$

以上の各式より  $R'/r$  と  $(V_0 + 2E_b)/E$ ,  $I_m/I_0$ ,  $I_s/I_0$  及  $kV_r/(V_0 + 2E_b)$  との関係を畫けば第17圖乃至第19圖を得る。

## 7. 塞流線入力型と蓄電器入力型との比較

第3節及第4節に於いて得た結果より、塞流線入力型及蓄電器入力型全波整流回路の得失を比較する。便宜上前者をL型、後者をC型と稱する事とする。



第 21 圖

### (a) 電壓變動率

第2圖の塞流線輸入型整流回路に於いて

$$R' = \text{負荷抵抗} + \text{塞流線輪の抵抗} + E_b/I_0$$

$$r = \text{變壓器内部抵抗} + \text{整流器の内部抵抗}$$

と置き且

$$V_0 = \text{濾波器入力端子に於ける直流電壓}$$

とすれば

$$\frac{V_0 + E_b}{E} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \frac{R'}{R' + r} \quad \dots\dots\dots (55)$$

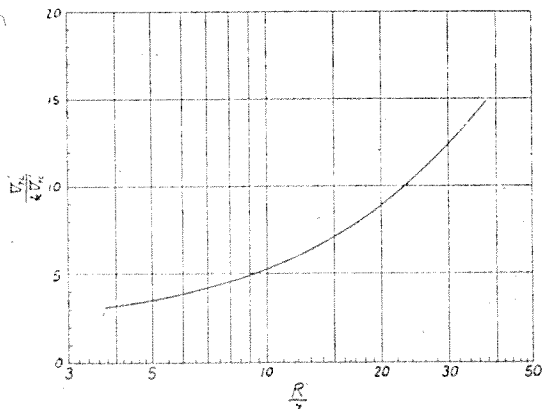
となる。第7圖に於いて破線にて示した曲線は、上式より  $R'/r$  と  $(V_0 + E_b)/E$  との關係を表すもので、之とC型に對する實線の曲線とを比較すれば、L型回路の電壓變動率はC型回路より良好なる事が明かである。

### (b) 直流電壓 / 交流電壓の比

第7圖の破線及實線の曲線より明かな様に、同一の變壓器二次電壓に對して、L型の方がC型より直流出力電壓が小さい。

### (c) 變壓器二次電流 / 直流電流

L型の場合、(6)式の條件が満足される場合には(10)式より



第 22 圖

$$\frac{I_s}{I_0} < 1$$

C型の場合は  $I_s/I_0$  は第8圖の曲線によつて表される。従つてL型の方が同一負荷電流に對して變壓器二次電流は小さい。

### (d) 變壓器二次皮相電力

L型の場合

$$\frac{2EI_s}{(V_0 + E_b)I_0} = \frac{\pi}{2} \left(1 + \frac{r}{R'}\right) \sqrt{1 + \left(\frac{R' + r}{3\omega L}\right)^2} \quad \dots\dots\dots (56)$$

之より  $3\omega L/(R' + r)$  を媒介變數として  $R'/r$  と  $2EI_s/(V_0 + E_b)I_0$  の關係を畫くと第20圖の破線で示す曲線が得られる。之に對しC型の場合は第7圖及第8圖より第20圖の實線の曲線が得られる。之等の曲線より明かな様に塞流線輪のインダクタンスの大きい時はL型の方がC型より變壓器二次皮相電力は小さくなるが、塞流線輪のインダクタンスが小さい時はL型の方が却つて大きくなる事は注目に値する。

### (e) 整流器に流れる電流尖頭値

L型の場合、(6)式の條件が満足されれば(7)式より

$$\frac{I_m}{I_0} < 2$$

C型の場合は  $I_m/I_0$  は第8圖の曲線によつて表される。従つてC型の方が尖頭電流が大となる事が明かである。

### (f) 脈動電壓

L型及C型の濾波回路を夫々第21圖(a)及(b)とし變壓器及塞流線輪の抵抗を同一とする時、出力端子に於ける脈動電壓は

$$\text{L型 } V_{rL}' = \frac{1}{12\sqrt{2}} \omega^2 LC \left(1 + \frac{r}{R'}\right) (V_0 + E_b)$$

$$\text{C型 } V_{rC}' = \frac{1}{4\omega^2 LC} \frac{kV_r}{V_0 + E_b} \frac{V_0 + E_b}{k}$$

依て

$$\frac{V_{rL}'}{V_{rC}'} = \frac{k}{3\sqrt{2}} \cdot \frac{1 + r/R'}{\left(\frac{kV_r}{V_0 + E_b}\right)} \quad \dots\dots\dots (57)$$

$V_{rL}'/kV_rC'$  を曲線に畫くと第22圖の如くなる。kの値は普通1前後となるから、本圖によりC型の方がL型より脈動電壓は可なり小さくなる事が解る。

以上を綜合すれば、L型は送信機電源の如く電壓變動率の小さな事が必要な場合に適し、水銀蒸氣入整流管の様な内部抵抗の小さな整流器を使用すれば一層効果的である。C型は受信機電源の様な脈動率の小さな事が必要な場合に適する。



## 全波整流と半波整流の得失

第4節及第5節に述べた蓄電器入力型の全波整流及半波整流に対する結果より、各回路の得失を比較する。先づ全波整流の主な利點は

- (1) 電源變壓器鐵心に直流磁化を生じない。
- (2) 同一の直流出力に對し、變壓器二次波相電力は略同一となるが、一次波相電力は半波整流の約  $1/\sqrt{2}$  となる。
- (3) 半波整流の場合は變壓器及整流器の内部抵抗が全波整流の場合の約  $1/2$  となる事を考慮すれば、第9圖及第14圖より解る様に、全波整流に於いて入力蓄電器の兩端に於ける脈動電壓は半波整流のその  $1/2$  乃至  $1/3$  程度となる。而して全波整流の脈動周波數半は波整流の2倍となるから、LC濾波器1段を使用する毎に出力端子に於いては更にその  $1/4$  となる。尤もラジオ受信機のように音響出力を問題とする場合には、増幅器及高聲並に耳の感度の周波數特性を考えれば、必ずしも全波整流が優ると云えない。

一方半波整流の利點は

- (1) 同一の直流電壓に對して二次電壓は全波整流の場合

の約  $1/2$  となる。従つて耐壓及絶縁の點に於いて變壓器の製作が容易となる。

- (2) 整流管は半波整流管1本の使用にて足る。

(3) 變壓器二次線輪の銅線徑が大となり捲數は全波整流の約  $1/2$  となるため、小容量變壓器に於いては銅線の價格が少く、且製作の手間も省ける。

之を要するに小容量或は高電壓の場合は半波整流が適しその他の場合は全波整流が適する。

## 9. 結 言

以上述べた所によつて塞流線輪入力型及蓄電器入力型整流回路の關係が明かとなり、設計に必要な充分の資料が與えられたものと信ずる。尙數値を示すつもりであつたが紙數の都合上省略する。諸賢の御參考となれば幸甚である。

擧筆にあたり本文發表の機會を與えられた若山所長及薄井無線研究課長並に繁雜な數値計算に協力された大木谷又三郎技手に深謝の意を表する次第である。

## 引 用 文 献

- (1) F. E. Terman, "Radio Engineerind" 2nd, ed.

(20頁よりの續き)

以上は記録的な 110,000KVA サージブルーフ變壓器に關して多數の測定結果を集録したのであるが、サージ・ブルーフ特徴がよく發揮され内部振動がよく加壓されて居り、サージに關して安全である事が解ると思う。亦單捲接續試験に於ても、衝擊波に對する逆轉現象等を心配する必要なく、サージ・ブルーフ變壓器を用うれば超高壓に迄も單捲變壓器を用い得る事が可能である事も立證出來ると確信する次第である。

なお本測定は全部空心の場合の測定であるが、之を以て完成品の場合をも推定出来る事勿論である。

最後に終始指導を仰いだ木村電氣課長、及び測定に多大の援助を惜まれなかつた製作所堀氏、村上氏に篤く御禮申上げる次第である。

ない。なほ截斷波印加の場合も同様である。亦 F (iii) にて問題と思われた④にて截斷した場合も①の電位が殆ど變動しない故に問題はない。F(v)の①に抵抗を接續した場合も F(iv)と同様である。

# 三 菱 電 機

昭和 22 年  
第 21 卷

# 總 目 次

第 1 號	尾島 : 斷熱材料の熱傳導率に就いて……………	頁 1
	長沼 : RADIO HEATING に就いて……………	8
	菅野 : Heaviside 演算子法に對する新しい考察とその電氣回路解析に於ける應用(XI)……	11
	石黒 : 電氣絶緣塗料用溶劑に就いて……………	16
	小椋 : 三菱石英水銀燈……………	19
	黒田 : C型ラジオ受信機……………	20
第 2 號	安藤 : 過渡現象直視裝置に依る線路の波動抵抗の測定……………	23
	濱田 : クレーマ接續水銀整流器の特性……………	34
	馬場 : 超短波通信機……………	44
第 3 號	五十嵐 : V型碍子型遮斷器……………	49
	木村 : コロナ式油試驗器……………	53
	上野 : 熱起電力による鍍金の厚み測定について……………	65
	菅野 : Heaviside 演算子法に對する新しい考察とその電氣回路解析に於ける應用 (XII) ……	69
第 4 號	木村 : 220 KV 幹線用變壓器に關する考察……………	71
	蔭山 : クライドノグラフ……………	80
	龜井 : KR280 型市街電車用制御器に就いて……………	91
	松尾 : 坑内用油入開閉器附變壓器……………	95
	若杉 : 47-D 型ラジオ受信機……………	97
	糟谷 : ……	
第 5 號	片山 : 交流電動機より見たる周波數統一問題……………	99
	佐藤 : 三菱型電氣バス……………	103
	安藤 : 210 KV 110,000 AVA 三相變壓器内部電位振動……………	108
	安松 : 減速電動機の改良……………	118
	菅野 : Heaviside 演算子法に對する新しい考察とそて電氣回路解析に於ける應用 (XIII) ……	121
第 6 號	津崎 : MH型高速度繼電器の動作特性……………	125
	大野 : ケルビン, バランスに依る電氣計器の一較正法……………	130
	菅野 : 歪ガラスの光弾性試験への一應用……………	136
	安藤 : 210 KV 110,000 KVA 三相變壓器内部電位振動……………	142
	長井 : 大容量鐵製イグナイトロン整流器……………	145
	加藤 : ……	
	北垣 : 單相整流回路の解析……………	150

## 防爆型押釦開閉器

PX-ISA 型 PX-ISB 型

定 格 250 V 5 A

重 量 0.85 kg

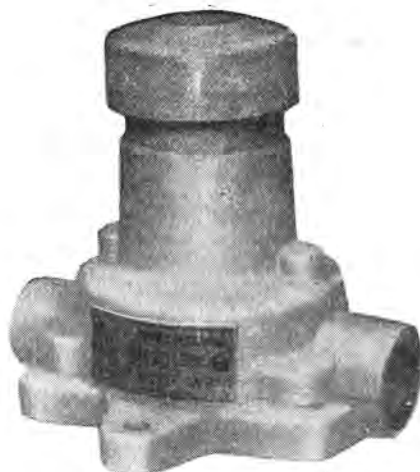
用 途 コース巻信線用

エンドレス自動運轉用

★本器のケース、カバーは頂尖な鑄鐵製で白エナメル仕上で體裁良く、接觸部分は耐壓防爆構造、端子部は安全増防爆構造、導線引出部はベルマウス方式を採用している。尙本器取付中は外部より勝手に分解出来ぬ様になつてゐる。

### 特 徴

- ★小型で輕量
- ★配線は容易
- ★故障の絶無
- ★取扱い簡便
- ★完全な接觸



### 「三菱電機」第21卷 第5號 9月號掲載内容

交流電動機より見たる周波数統一問題……………片山  
三菱型電気バス……………佐藤  
210 KV 110,000 KVA 三相變壓器……………安藤  
内部電位振動……………安藤  
減速電動機の改良……………安藤  
Heaviside 演算子法に對する新しい考察と……………野  
その電気回路解析に於ける應用(XIII)

### 新製品紹

三菱大容量鋁製イグナイトロン整流器  
O 型自動秤  
三菱ベルトワックス  
パッドロック

### 「三菱電機」第22卷 第1號 1月號内容豫定

三菱携帯用 SS-8B 型電気鋸……………小堀  
毛細管による冷媒制御方式……………服部  
50馬力アンモニヤ冷凍機……………中村  
電車用主電動機の故障……………長坂  
サージ・インピーダンスの簡易測定法……………安藤  
電解蓄電器による单相誘導電動機の起動特性……………尾島

## 「三菱電機」

11 月 號

第 21 卷 第 6 號

昭和 22 年 11 月 15 日 印刷

昭和 22 年 11 月 20 日 發行 (隔月 1 回 20 日 發行)

【禁 無 斷 轉 載】

定 價 1 部 金 4 圓 (送料 ¥ 1.20 錢)

編輯兼發行人

小林 稻 城

印刷者

佐藤 保 太 郎

印刷所

文 祥 堂 印 刷 株 式 會 社

發行所

三菱電機株式會社内

「三菱電機」編輯部

電話丸の内 (23) 3 3 4 4 (6)  
日本出版協會々員會號 B213013