

# ホール発電器を使用した遮断器アーク電力の測定

## Measurement of Arc-power in Circuit Breakers Using Hall-generator

吉岡 芳夫\* 高砂 常義\*  
Yoshio Yoshioka Tsuneyoshi Takasuna

### 内 容 梗 概

遮断器で電流を遮断したときに発生するアークの電力は高い周波数成分をもつアーク電圧と、変化の少ないアーク電流の瞬時の積によって表わされる。ここでは、ホール効果を利用してこの積を求める新しい方法を開発し、それによって実際の遮断器のアーク電力の測定ができたことについて述べた。すなわちアーク電圧は抵抗分圧によってホール発電器の制御電流に、アーク電流はシャントなどで電圧の形に変えられてのち制御磁場発生用増幅器によってほとんど位相遅れのない制御磁場に、それぞれ変換される。したがって出力のホール電圧はアーク電力に比例している。この方法によれば供試遮断器から遠く離れた測定室で、小電流から大電流に至る広範囲のアークの電力を測定できる。

### 1. 緒 言

遮断器のアーク電力は、その遮断性能に関係していると考えられるので、これを測定することは遮断現象の解明に役だつものである。

一般に、遮断器で発生するアーク電力は、アーク電圧とアーク電流を掛合わせたものであるが、アーク電圧が非常に高い周波数成分を含んだ複雑な波形を示すので、普通の電力（電圧と電流がともに正弦波である）測定のように簡単にアーク電力を測定することができない。

従来、このアーク電力の測定は、電磁オシログラフの電力用振動子を使って行われてきたが、振動子の機械的な振動を利用するので、周波数特性が不十分であったし（約500 c/s以下）、アーク電力を積分して得られるアークエネルギーの測定が不可能という欠点があった。これに対して、真空管の2乗特性を利用してアーク電圧とアーク電流を掛け合わせたり<sup>(1)</sup>、磁界中でのビスマスの抵抗変化を利用したりして<sup>(2)(3)</sup>、アーク電力を電気量の形で求めようとする試みがなされたが、一般的に使用されるには至らなかった。

ここでは半導体のホール効果を利用してアーク電圧とアーク電流の積を電圧の形で取り出す方法およびその測定結果を述べる。この方法によれば、シャント、抵抗分圧器、磁束発生用増幅器、および小さな電磁石を準備することによって、広範囲のアーク電力を比較的容易に測定することができる。しかも、アーク電力が電圧の形で得られるので積分器を用いれば、アークエネルギーの測定もできる。

### 2. ホール発電器とその特性

#### 2.1 ホール発電器

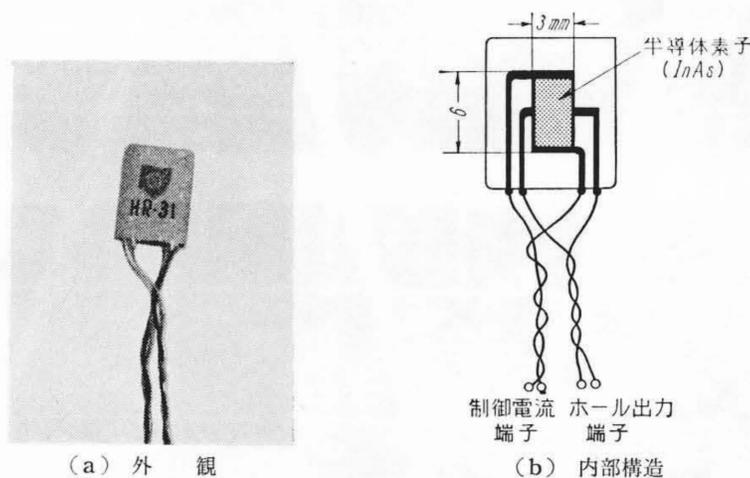
ホール発電器はホール効果の大きい半導体素子で作られたもので、磁界測定や掛算器など種々の応用に利用されている。このホール発電器は、米国の Ohio Semiconductor 社、ドイツの Siemens 社などで作られ、わが国にも多数輸入されているが、ここでは米国製でホールトロン HR-31 と呼ばれるものを使用したものでそれについて述べる。

第1図は、ホールトロン HR-31 の外観と内部構造を示すもので、半導体は  $InAs$  (大きさ  $6\text{mm} \times 3\text{mm}$ ) の単結晶が使用されている。このホールトロン HR-31 の制御電流端子から制御電流  $I_c$  を流し、垂直に制御磁場  $B$  をかけると、ホール端子に、次式で表わされるホール電圧  $V_H$  を生ずる。

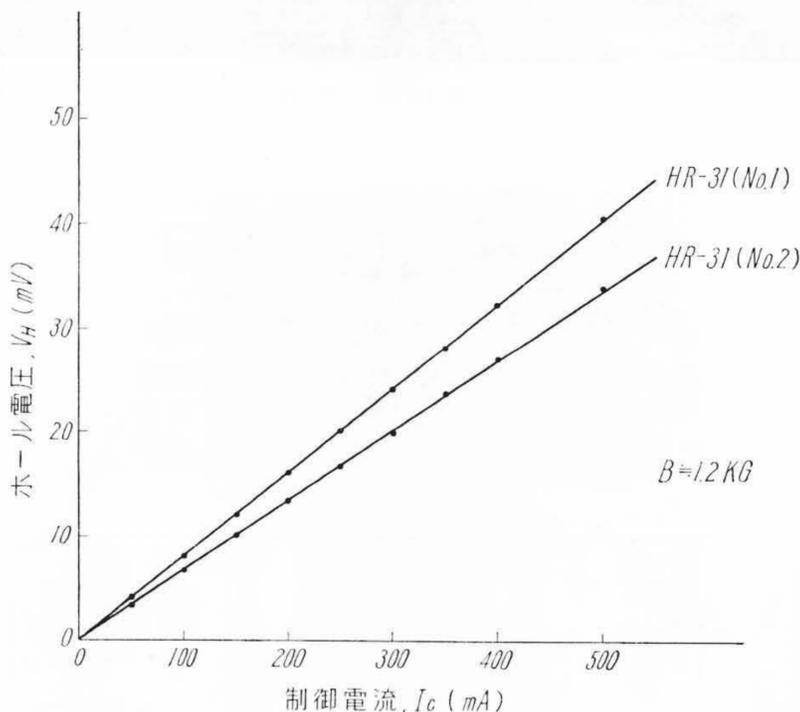
$$V_H = k \cdot B \cdot I_c \dots\dots\dots (1)$$

ここに、 $k$  : 比例常数

\* 日立製作所日立研究所



第1図 ホールトロン HR-31 の外観と内部構造

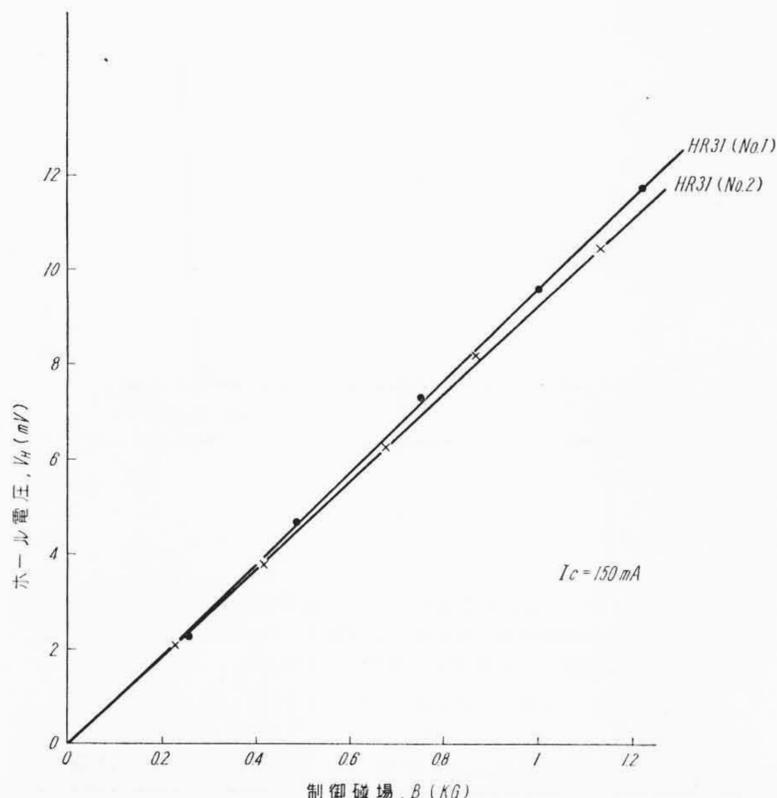


第2(a)図 ホールトロン HR-31 の  $V_H-I_c$  特性

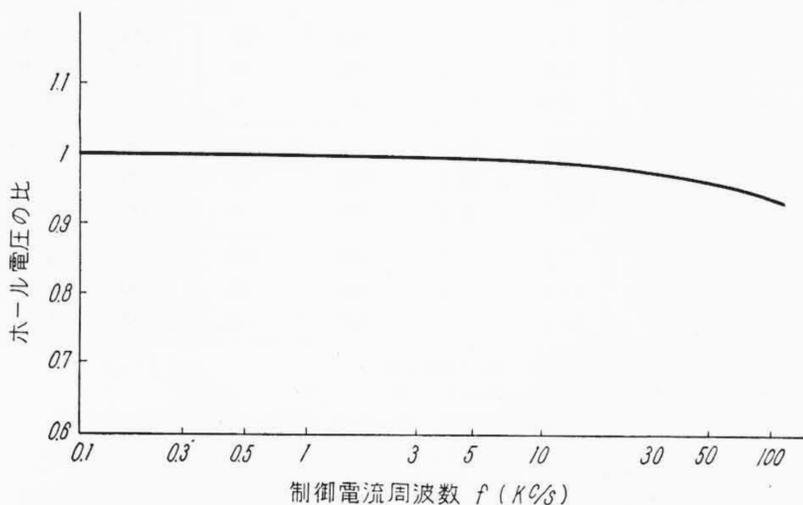
#### 2.2 ホール発電器の特性と問題点の検討

第2図は、ホールトロン HR-31 について、 $B$ ,  $I_c$  と  $V_H$  の関係を調べたもので(1)式がよく成立していることがわかる。第3図は、周波数の高い  $I_c$  を流したときのホール電圧  $V_H$  を調べたもので、50 kc/s までほとんど平坦な特性を示している。第4図は、ホールトロン内部抵抗の磁気抵抗効果（半導体素子を磁界中に入れると固有抵抗が大きくなる効果をいう）を測定したもので、 $B=2\text{KG}$  では、 $B$  のないときに比べて約7%ほど抵抗増加がみとめられる。またホールトロン温度特性は  $1^\circ\text{C}$  当り約0.1% の変化で適用上問題はない。

上記特性のうち適用上問題となるのは、磁気抵抗効果であるが、



第2(b)図 ホールトロンHR-31の $V_H$ - $B$ 特性



第3図 ホールトロンHR-31の $V_H$ - $I_c$ の周波数特性

これは直列に、大きな抵抗を入れることによって簡単に解決される。

ホールトロン構造からくる問題点は、ホール出力端子のつくるサーチコイルおよび出力端子の「ずれ」である。前者は交流制御磁場を用いるとき、誘起電圧を生じ、後者は、 $B=0$ において $I_c$ を流すとき、 $I_c$ に比例した電圧を生ずる。これらに対する対策は、前者は逆のサーチコイルを導入することによって、後者はあとに述べるように、直流磁場を加えることによって補正することができる。

### 3. 測定方法の検討

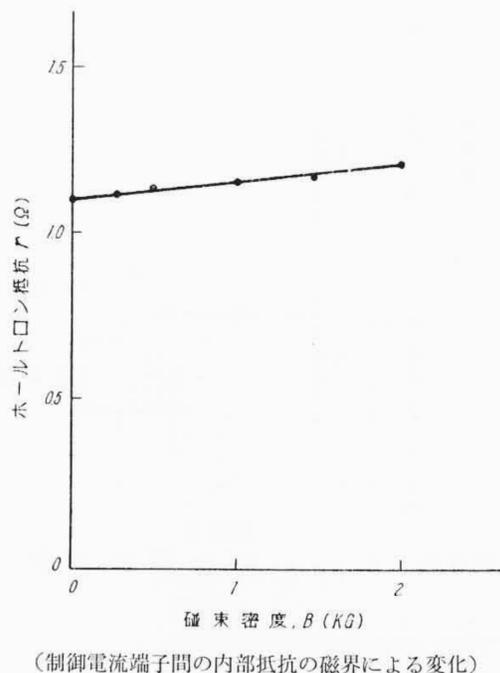
#### 3.1 測定原理と制御量の選択

第2.2節で検討したように、ホール発電器HR-31は、二つの制御量 $B$ と $I_c$ の積に比例したホール出力電圧が得られるので、アーク電圧 $V_a$ と、アーク電流 $I_a$ をこれらの制御量に変換することによって、アーク電力に比例したホール電圧をうることができる。

ここで問題は二つの制御量への変換しかたの選択である。遮断器のアークについて検討すると、アーク電圧は、高周波成分を含む複雑な波形を示すが、アーク電流は交流遮断器の場合は正弦波に近い波形を示し、直流遮断器の場合もその時間的变化は小さい。したがってアーク電圧を制御電流に、アーク電流を制御磁場に変換するほうが容易である。

#### 3.2 2, 3の測定方法

さて、アーク電力の測定は、二つの制御量のつくり方によって、



第4図 ホールトロンHR-31の磁気抵抗効果

いくつかの方法が考えられる。

まず、アーク電圧を制御電流に変換する方法は比較的容易で、アーク電圧を抵抗を通して分圧し、ホール発電器にアーク電圧に比例した制御電流を流すようにすればよい。

次に、アーク電流を制御磁場に変換する方法としては、(1)アーク電流を直接利用して、制御磁場を発生させる方法<sup>(4)~(8)</sup>、(2)アーク電流をCT(電流変成器)で変流しその電流で制御磁場をつくる方法<sup>(2)</sup>、(3)アーク電流を一度電圧の形にして、そののち、再び電流にして制御磁場を発生させる方法<sup>(9)</sup>などが考えられる。

(1)の方法は、鉄心やホール発電器を遮断器の近くにおく必要があり、大電流によるホール電圧への誘導障害が大きいと考えられること、大電流の場合には、相当大きな鉄心が必要であること、強磁性体が鉄心の近くにあたり、ほかの電流が近くを流れても出力に影響しないために、ホール発電器を2個使用しなければならないことなどの理由で、大電流のアーク電力測定には不相当と考えられる。

(2)の方法は、CTを使うので、2次側を測定室までもってくるができるけれども、電磁石コイルに接続するときインダクタンスによる位相の遅れ、および直流分の再現性に問題があると考えられる。

しかるに(3)の方法は、一見複雑で実現できないように考えられるが、第4.2節で述べるように十分実現性があり、測定室で制御磁場がつかれること(したがって誘導の心配が少ない)、直流分の再生にも問題ないこと、さらに、電磁石も非常に小さなものでよく、増幅度の調整によって、非常に広範囲のアーク電流に対するアーク電力の測定ができることなど、多くの利点を持っていることが明らかになった。

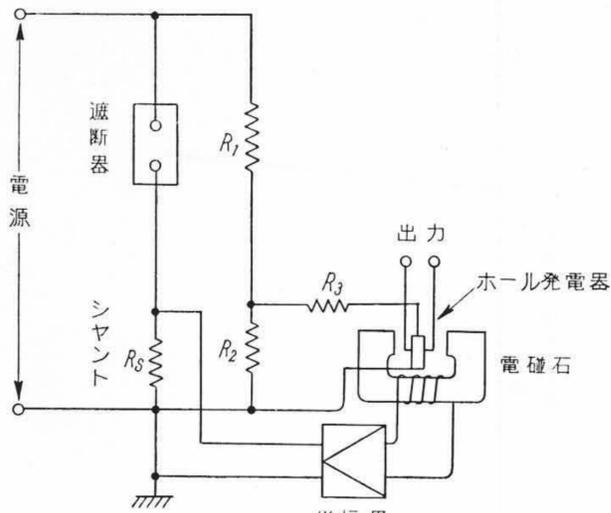
したがって測定方法としては、第5図に示すように、(3)の方法を採用した。次章では各部分の設計に対する詳しい検討を述べる。

### 4. 測定装置の試作設計

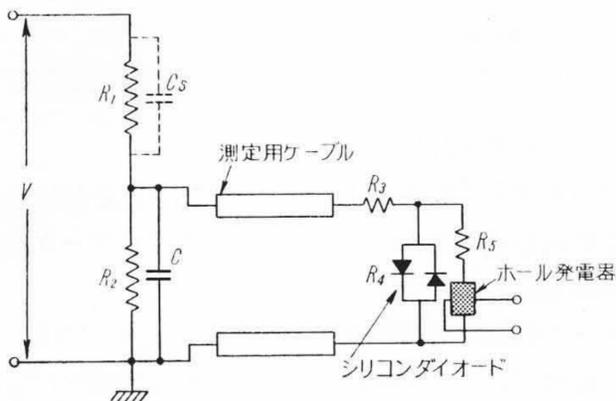
#### 4.1 アーク電圧・制御電流変換

アーク電圧は非常に多くの周波数成分をもった電圧であって、この電圧波形は忠実にホール発電器の制御電流に変換されなければならない。また遮断器が電流を遮断したあとに極間にかかる回復電圧はアーク電圧に比べてかなり大きく、ホール発電器に流す最大電流をこの回復電圧できめると、アーク電圧に相当する制御電流は小さくなり、測定器としての感度がおちてくることが多い。したがって適当なりミッタ装置をおく必要がある。

この二つの条件を満足させるような方法としては第6図に示すよ



第5図 アーク電力測定回路



第6図 アーク電圧・制御電流変換回路

うな回路が考えられる。この図で、アーク電圧 $V$ は、抵抗 $R_1, R_3$ を経てホール発電器に制御電流 $I_C$ を流す。 $R_4$ はリミッタ作用をさせるシリコンダイオードの抵抗、 $R_2$ はケーブルの端子を開いたとき、高電圧がかからないように、 $V$ を $R_1$ と $R_2$ で分圧する分圧用抵抗である。 $C$ は $R_1$ に並列にはいる浮遊容量 $C_S$ に対する補正の役割を果たしている。

さて第7図に示すように、シリコンダイオードにかかる電圧を $V_D$ 、流れる電流を $I_D$ 、リミッタ作用を始める電圧を $V_{DC}$ とし、シリコンダイオードの動抵抗 $\left(\frac{dV_D}{dI_D}\right)$ で定義する $R_4$ を理想的に次式で表わすことにする。

Iの領域

$$|V_D| \leq |V_{DC}|: R_4 = \infty \dots \dots \dots (2)$$

IIの領域

$$|V_D| > |V_{DC}|: R_4 = R_D \dots \dots \dots (3)$$

このときホール発電器に流れる制御電流 $I_C$ およびダイオード電流 $I_D$ は

Iの領域で

$$I_C = \frac{V}{R_1 \left\{ 1 + \left( \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) (R_3 + R_5) \right\}} \dots \dots \dots (4)$$

$$I_D = 0 \dots \dots \dots (5)$$

IIの領域で

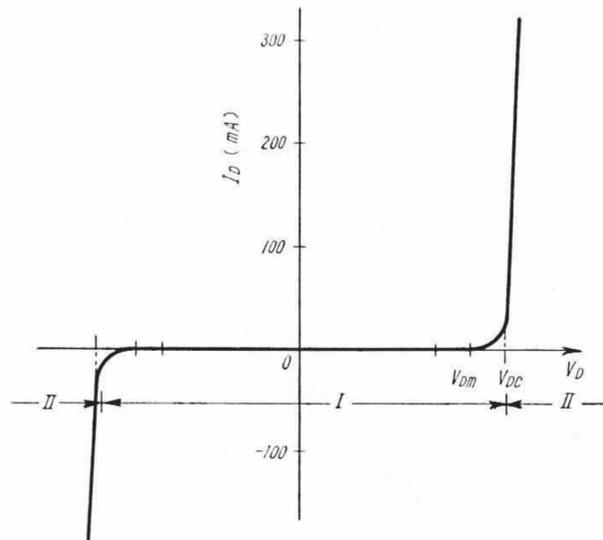
$$I_C = \frac{V_{DC}}{R_1 \left\{ 1 + \left( \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) (R_3 + R_5) \right\}} + \frac{R_D}{R_D + R_5} \times \frac{V - V_{ac}}{R_1 \left\{ 1 + \left( \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) \left( R_3 + \frac{R_D R_5}{R_D + R_5} \right) \right\}} \dots \dots (6)$$

$$I_D = \frac{R_5}{R_D + R_5} \times \frac{(V - V_{ac})}{R_1 \left\{ 1 + \left( \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) \left( R_3 + \frac{R_D R_5}{R_D + R_5} \right) \right\}} \dots \dots (7)$$

ここに、 $V$ : 極間電圧

$V_{ac}$ : リミッタ作用の始める極間電圧

で与えられる。



Iの領域(ダイオードにかかる電圧 $|V_D|$ が、臨界値 $|V_{DC}|$ より小の部分)ではダイオードの動抵抗を $\infty$ 、IIの領域( $|V_D|$ が $|V_{DC}|$ より大の部分)では、ダイオードの動抵抗を一定値 $R_D$ と理想化して考える

第7図 シリコン・ダイオードHR-24の特性

第1表 試験電圧に対する $R_1$ と制御電流の計算例

試験電圧 $V$ (kV) (RMS)	回復電圧 波高値 $V_R$ (kV)	アーク 電圧 $V_a$ (kV)	$R_1$ (k $\Omega$ )	最大制御 電流 $I_{Cm}$ (mA)	最大ダイオ ード電流 $I_{Dm}$ (mA)	制御電流 $I_C$ (mA)	無ひずみ 最大電圧 $V_m$ (kV)
3	4.24	1.5	3.5	593	590	414	1.45
		3.0	7.5	502	46	387	3.10
		4.24	10.6	387	0	387	4.40
9	12.7	4.5	11.0	585	541	395	4.60
		9.0	22.0	503	57	395	9.10
		12.7	31.8	387	0	387	13.20
15	21.2	7.5	18.0	588	560	402	7.45
		15.0	37.0	503	52	390	15.30
		21.2	53.0	387	0	387	22.0

- 注. (1) 保護用抵抗  $R_2=100$  ( $\Omega$ )  
 (2) 測定線抵抗  $R_3=2$  ( $\Omega$ )  
 (3) ホール発電器側抵抗  $R_5=1.5$  ( $\Omega$ )  
 (4) ダイオード抵抗  $R_4$ , Iの領域で $\infty$ , IIの領域で $0.25$  ( $\Omega$ )  
 (5) 制御電流,  $I_C$ は、アーク電圧 $V_a$ のときの値  
 (6) 無ひずみ最大電圧,  $V_m$ は、第7図の $V_{DC}$ に相当する極間電圧を表わし、この電圧までは全くリミッタ作用は起らない  
 (7) 最大制御電流,  $I_{Cm}$ は回復電圧が極間にかかったとき、ホールトロンに流れる最大電流  
 (8) 最大ダイオード電流,  $I_{Dm}$ は回復電圧が極間にかかったとき、シリコンダイオードに流れる最大電流

$I_C$  および  $I_D$  は最大定格以下におさめなければならないので、次の条件を満足すべきである。

$$I_C < 600 \text{ mA} \quad 1 \text{ 秒}$$

$$I_D < 5 \text{ A} \quad 1 \text{ 秒}$$

第1表は実際のシリコンダイオードHR-24の特性から種々の試験電圧、アーク電圧に対する $R_1$ の選び方およびそのときの制御電流、ダイオード電流などを計算した例を示したものである。

また、コンデンサ $C$ は $R_1 C_S$ が $(R_3 + R_5) C$ と等しいように選ぶのがよい(ただし $R_2 \gg R_3 + R_5$ )。

## 4.2 アーク電流・制御磁場変換

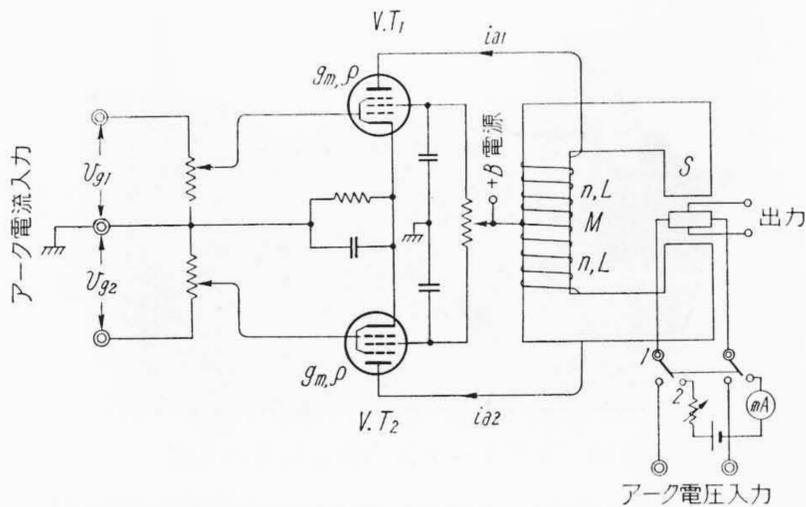
### 4.2.1 理論的検討

第3章で述べたように、アーク電流はシャントで電圧の形に変えられた後磁場に変換される。

第8図はこの変換方法を示したもので、磁場は電子管の負荷に直結された電磁石によって発生させられ、かつ入力零時のプレート電流による直流磁場はプッシュプルにして打消すようにされている。

さてこの回路において、入力電圧に対して、プレート電流の変化(したがって発生する磁場)がほとんど位相の遅れをもたないことを証明しよう。

2個のコイルの巻数をともに $n$ 、抵抗分を $r_c$ 、自己インダクタンスを $L$ 、相互インダクタンスを $M$ とすると、プレート電流の変



第8図 アーク電流・制御磁場変換回路

化分  $i_{a1}$ ,  $i_{a2}$  はそれぞれ、

$$i_{a1} = g_m \cdot v_{g1} + \frac{v_{a1}}{\rho} \quad (8)$$

$$v_{a1} = -i_{a1} r_c - L \frac{di_{a1}}{dt} + M \frac{di_{a2}}{dt} \quad (9)$$

$$i_{a2} = g_m \cdot v_{g2} + \frac{v_{a2}}{\rho} \quad (8)'$$

$$v_{a2} = -i_{a2} r_c - L \frac{di_{a2}}{dt} + M \frac{di_{a1}}{dt} \quad (9)'$$

ここに、 $g_m$ : 相互コンダクタンス

$\rho$ : 動的内部抵抗

$v_{g1}$ ,  $v_{g2}$ : 各電子管の入力電圧

$v_{a1}$ ,  $v_{a2}$ : 各電子管のプレート電圧の変化分

で表わされる。2個の電子管の特性がほとんど等しく、 $v_{g1} = -v_{g2}$  であれば、 $i_{a1} = -i_{a2}$  になりつつゆえ、サフィックスを除くと、

$$\frac{di_a}{dt} + \frac{1}{L+M}(\rho+r_c)i_a = \frac{\rho \cdot g_m}{L+M} v_g \quad (10)$$

が成立する。

(10)式の一般解は

$$i_a = e^{-\frac{\rho+r_c}{L+M}t} \left\{ \text{const} + \int \frac{\rho \cdot g_m}{L+M} \cdot e^{\frac{\rho+r_c}{L+M}t} \cdot v_g \cdot dt \right\} \dots (11)$$

で、一例として、

$$\left. \begin{aligned} t < 0, & v_g = 0 \\ t \geq 0, & v_g = v_0 \sin(\omega t) \end{aligned} \right\} \dots (12)$$

の場合、

$$i_a = \frac{g_m \cdot v_0}{\left(1 + \frac{r_c}{\rho}\right) \sqrt{1 + \frac{L+M}{\rho+r_c} \omega^2}} \left\{ \sin(\omega t - \delta) + \sin \delta e^{-\frac{\rho+r_c}{L+M}t} \right\} \quad (13)$$

$$\tan \delta = \frac{(L+M)\omega}{\rho+r_c} \quad (14)$$

が得られる。すなわち、位相の遅れは  $\rho+r_c$  が大きく、 $(L+M)\omega$  の小さいほど小さい。

一方第8図に示す電磁石の場合、発生する磁場  $B$  は次式で与えられる。

$$B \doteq \frac{2\mu_0}{l_g} (ni_a) \frac{1}{\left(1 + \frac{l_i}{l_g} \cdot \frac{\mu_0}{\mu}\right)} \quad (15)$$

$$\doteq \frac{2\mu_0}{l_g} (ni_a) \quad (15)'$$

ここに、 $l_i$ : 鉄心の磁路の長さ

$l_g$ : 空けきの長さ

第2表 各種電子管の特性

電子管名	最大信号プレート電流 $i_a$	内部抵抗 $\rho$	$i_a^2 \rho$ (**)	$\tan \delta$ (*)	$\delta$
6AR5	35mA	65kΩ	80W	0.0250	1°26'
6AQ5	47	50	110	0.0182	1°3'
6AG7	30	130	117	0.0172	59'
6BK5	37	100	137	0.0146	50'
6CL6	31	150	144	0.0139	48'
6CA7	100	15	150	0.0133	46'
Transistor					
2N301	1,000	0.224	224	0.0090	31'

(注) \* 位相の遅れ,  $\delta$ ,  $\tan \delta$  は  $S=4 \text{ cm}^2$ ,  $l_g=2 \text{ mm}$  の電磁石を使って、 $B=1 \text{ kG}$  (波高値)  $f=100 \text{ c/s}$  の制御磁場を発生させるときの位相の遅れを表わす  
\*\*  $\tan \delta$  は  $i^2(\rho+r_c)$  によるが、一般には  $\rho \gg r_c$  である

コイルの自己インダクタンスは、鉄心の断面積を  $S$  とすると次のようになる。

$$L \doteq n^2 \frac{\mu_0 S}{l_g} \quad (16)$$

(14) (15)' 式と (16) 式から、

$$\left. \begin{aligned} \tan \delta &= \omega \cdot (ni_a)^2 \cdot \frac{(1+k)\mu_0}{l_g} \cdot \frac{S}{i_a^2 \rho \left(1 + \frac{r_c}{\rho}\right)} \\ &= \omega \cdot B^2 \cdot \frac{l_g (1+k)}{4\mu_0} \cdot \frac{S}{i_a^2 (\rho+r_c)} \end{aligned} \right\} \dots (17)$$

ここに、 $k = \frac{M}{L} \leq 1$

が得られる。

(17)式は、ある磁場  $B$  を発生させるとき、位相の遅れを小さくするには、 $S$  を小さく、 $i_a^2(\rho+r_c)$  を大きくすればよいことを示す。第2表は種々の電子管およびトランジスタについて最大の  $i_a^2 \rho$  を調べたもので、同時に  $B=1 \text{ kG}$ , 空けき長 =  $2 \text{ mm}$ ,  $S=4 \text{ cm}^2$ ,  $f=100 \text{ c/s}$  における位相の遅れを計算して示したものである。この表によれば、位相の遅れは十分小さいことが理解できるであろう。

#### 4.2.2 増幅器の設計

さて、磁場発生用の増幅器は、 $i_a^2 \rho$  の大きい電子管を用いるほど良いが、第8図は6AG7-GTを使って組んだ回路の例である。入力位相反転した信号を直接入れる必要があるが、シャントを2個使って中点を接地することによって簡単に実現できる。また、この入力信号は、適当な減衰器あるいは可変抵抗器で調整できる。一方、スクリーングリッドの電圧を変化させることによって、各電子管のプレート電流の直流分を変化し、したがって空けきの直流磁場を調整することができる。これは第2章で述べた端子の「ずれ」を補正することにほかならない。電子管の動作点を最良の点に選ぶのはもちろんであるが、プレート電圧を100V以下にすると、内部抵抗  $\rho$  が小さくなるので注意しなければならない。

#### 4.2.3 電磁石の設計

(17)式で明らかのように、電磁石の断面積は小さいほど良いが、下限はホール発電器の大きさによって決まる。ホールトロンHR-31を用いる場合は、約  $1 \text{ cm}^2$  が限度であろう。

次に、発生する磁束  $B$  は(15)' 式で近似的に与えられる。上記6AG7では  $i_a \doteq 30 \text{ mA}$  なので  $1 \text{ kG}$  の磁場を発生させるには、 $l_g=2 \text{ mm}$  のとき  $n \doteq 2,700$  回の巻数が必要である。

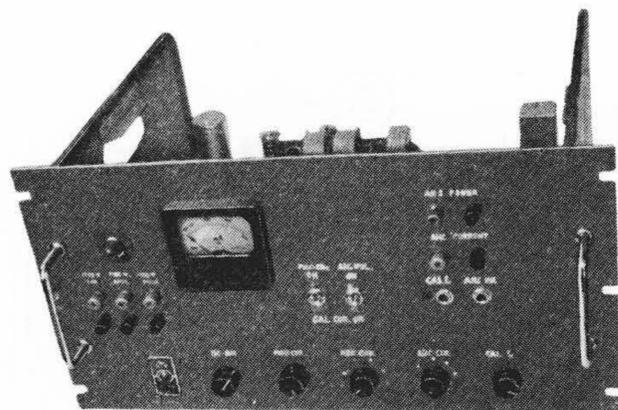
電磁石の設計でもう一つ重要なことは、励磁電流と発生する磁場の強さの直線性および残留磁気の問題で次にこの点について検討する。

まず、発生する磁場と励磁電流の間の比例関係を決定するのは、(15)式における  $\left\{1 + \frac{l_i}{l_g} \cdot \frac{\mu_0}{\mu}\right\}$  の項で、直線性からのずれは  $\mu$  が

第 3 表 電磁石の概要

	電磁石 M-1	電磁石 M-2
材 質	冷間圧延方向性ケイ素鋼板	同 左
形 状	 コの字形	 巻鉄心形
断 面 積 $S$ (cm <sup>2</sup> )	4	1
$l_g$ (mm)	約 2	約 2
$l_i$ (中心) (mm)	260	130
コイル巻数	約 3,000×2	約 1,500×4
最大発生磁束密度 $B$ (kG)	1.1	1.1
インダクタンス $(L+M)$ (H)	4.8	1.2

(注) 最大発生磁束密度  $B$  は、6AG7 プレート最大電流を 30mA とした場合の値



第 9 図 試作アーク電力測定装置の外観

励磁電流によって変化することによって起る。したがって磁気材料を選んで  $\mu$  の変化の小さいもの、 $\mu \gg \mu_0$  のものを利用することが大切である。一方電磁石の形状に関しては、 $l_i/l_g$  をあまり大きくしないことが必要である。発生磁束  $B$  を大きくするために、 $l_g$  を小さくしすぎると、この値が大きくなり比例関係がわるくなるので注意を要する。

次にヒステリシスによって励磁電流を切ったとき空げきに残る残留磁束は、

$$B_g = \frac{l_i}{l_g} \cdot \mu_0 \cdot H_d \dots \dots \dots (18)$$

で与えられる。ここに  $H_d$  は、磁性材料に残っている単位長当りの起磁力である。

また、一般に、

$$0 \leq H_d \leq H_c \dots \dots \dots (19)$$

ここに、 $H_c$ ：磁性材料の保磁力

がなりたつから、

$$B_g \leq \frac{l_i}{l_g} \cdot \mu_0 \cdot H_c \dots \dots \dots (20)$$

となり、 $B_g$  を小さくするためには  $l_i/l_g$  をなるべく小にすること、 $H_c$  の小さい材料を選ぶことが必要になることがわかるであろう。

第 3 表は、試作した電磁石の概要をまとめたものである。

4.3 記録系および更正方法

前節までに、各部分の設計方法を述べたが、これらをまとめればアーク電力に比例したホール電圧をうることができる。この出力電圧は増幅して観測用ブラウン管もしくは、電磁オシログラフの振動子を直接振らせて記録することができる。第 5, 6 章の実験では、出力をシンクロスコープで記録した。

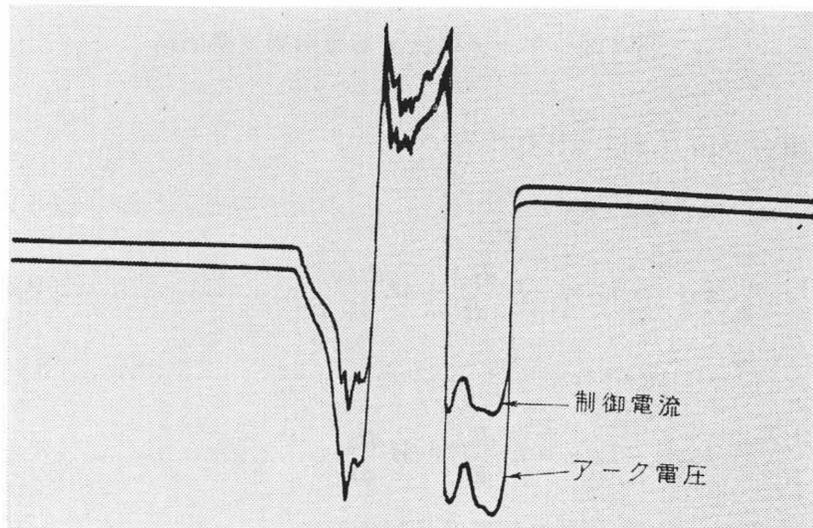
一方出力の更正は、制御電流入力、および制御磁場発生用増幅器の入力に標準の電流と電圧を加えることによって行うことができる。試作測定器は特に制御電流入力を切り替えて、標準制御電流を電流計を通して流せるように設計された。

5. 試作測定装置とその諸特性

第 9 図は試作したアーク電力測定装置の外観を示す写真である。以下、この装置の諸特性について述べる。

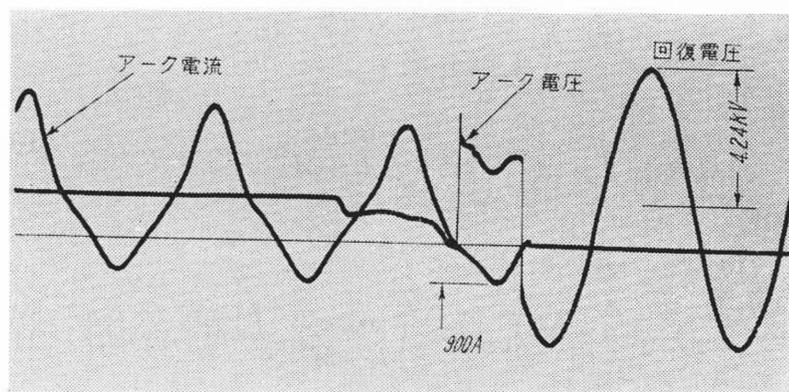
5.1 アーク電圧・制御電流変換部の特性

アーク電圧・制御電流変換部の特性を調べるために、第 6 図に示す回路において  $R_1$  を  $10\Omega$ 、 $R_2$  を  $100\Omega$ 、 $R_3$  をほぼ  $0\Omega$ 、 $R_4$  を  $\infty$ 、高周波ケーブルを約 15m、 $R_5$  を  $1\Omega$  とした基礎実験を行ったが、(4)式は誤差 1% 以下の精度で成立し、周波数特性は 0 ~ 50 kc/s までほとんど平坦であった。実際にアーク電圧を制御電流に変換した例は第 10 図に示されている。(a) は気中遮断器で電流を遮断したときの例で、分圧されたアーク電圧と、約 1 kG の直流磁場をか



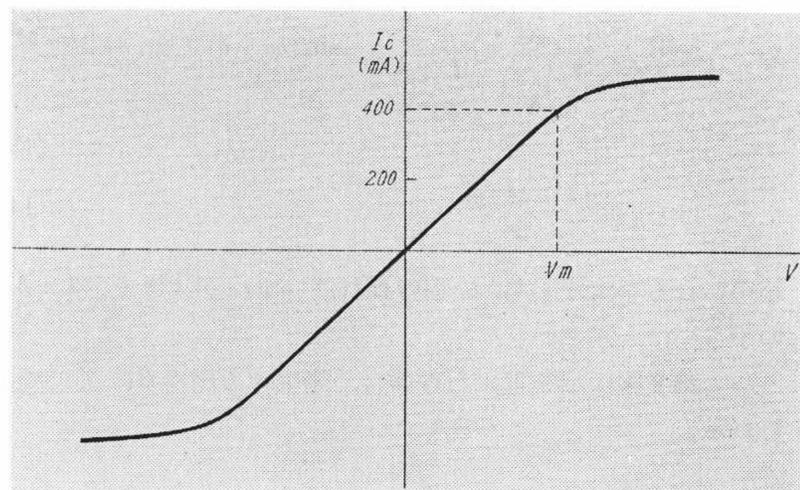
(a) 気中遮断器の場合  
回路定数は、 $R_1=500\Omega$ 、 $R_2=50\Omega$ 、 $R_3=0$ 、 $R_4=\infty$ 、 $R_5=1.2\Omega$   
制御電流波形は、 $B=1\text{ kG}$  のときの出力ホール電圧波形  
アーク電圧波形は、 $R_2$  両端の電圧波形

第 10 (a) 図 アーク電圧・制御電流変換



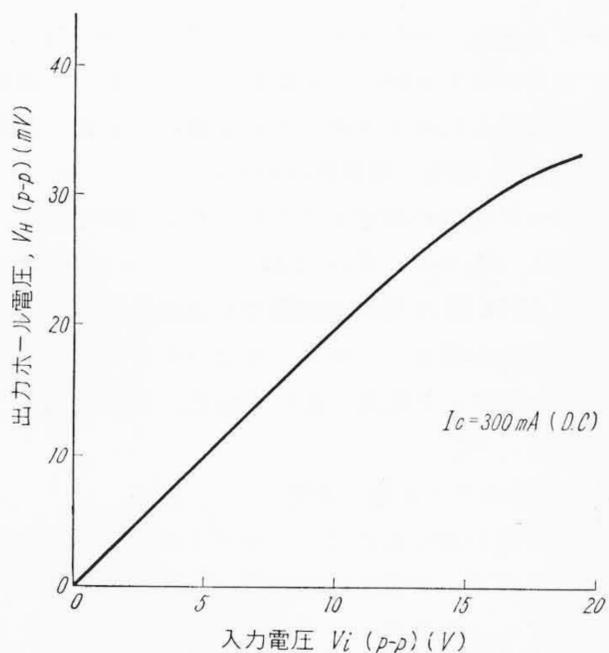
(b) 磁気遮断器の場合  
回路定数は  $R_1=7\text{ k}\Omega$ 、 $R_2=100\Omega$ 、 $R_3=1.68\Omega$ 、 $R_4=\infty$ 、 $R_5=0.7\Omega$   
アーク電圧波形は、直流磁場をかけたときの出力ホール電圧波形で、流れた制御電流を示す

第 10 (b) 図 アーク電圧・制御電流変換



第 11 図 リミッタ作用を受けた制御電流

けたときの出力ホール電圧とを同時に記録したもので、アーク電圧が忠実に制御電流に変換されていることがわかる。(b) は磁気遮断器の遮断試験のときの例で、アーク電圧とアーク電圧から変換した制御電流による出力ホール電圧とを同時に記録したものである。な



入力電圧に対する出力ホール電圧,  $I_c=300\text{mA(DC)}$ の場合  
第12図 制御磁場発生用増幅器の特性(その1)

お、それぞれの場合の測定回路定数は第10図に示すとおりで、(4)式はよく成立していることが確かめられた。

次に第11図はリミッタ作用を調べたもので、極間電圧 $V$ が $V_m$ に至るまでは $V$ に比例して $I_c$ が流れているが、それ以上の $V$ で明らかに $I_c$ のリミッタ作用が起っているのが認められる。 $I_c$ の限界値は約400mAである。

5.2 アーク電流・制御磁場変換部の特性

5.2.1 入力特性

アーク電流・制御磁場変換部の特性は主として、制御磁場発生用増幅器の特性にほかならない。第12図はこの増幅器の入力電圧に対する発生した制御磁場の関係をプロットしたもので、入力電圧が約15V(p-p)まできれいな比例関係が存在し、入力がさらに大きくなると、真空管の飽和のために出力が飽和してくることがわかる。

5.2.2 周波数特性

次に周波数特性は、第13図に $S=4\text{cm}^2$ の電磁石M-1を使用した場合の50c/s, 100c/s, 200c/sにおける入力電圧と発生制御磁場の関係を示すように、200c/sまでほとんど位相の遅れがない。 $S=1\text{cm}^2$ の電磁石M-2では、さらに500c/s付近まで位相の遅れがないことが確かめられた。

一方、利得の周波数特性はM-1では300c/s付近まで、M-2では約500c/sまで平坦な特性を示すことが確かめられた。実際にはアーク電流は変化の少ない波形を示すので、この程度の周波数特性で十分である。複雑な波形のアーク電圧の制御電流への変換は周波数特性が非常に良いので、総合するとアーク電力測定としては、電力用振動子などを使用する場合に比べて格段に周波数特性が良いことに注意を要する。

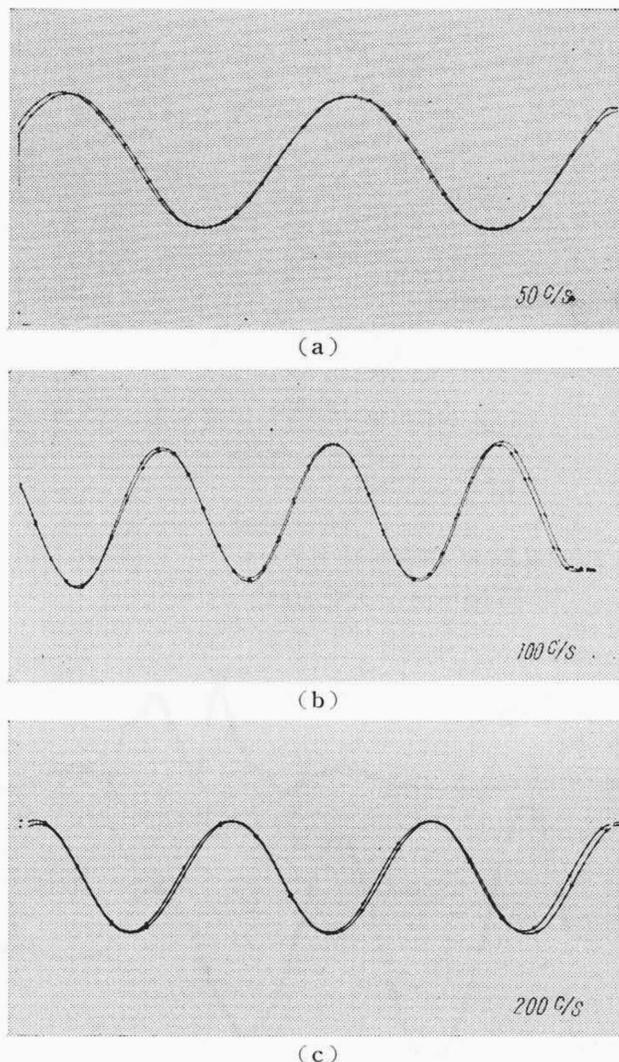
5.2.3 過渡現象に対する応答

定常状態の特性については、前節までに十分な性能をもつことがわかったが、さらに遮断試験におけるように、直流分を含んだアーク電流に対する過渡特性を基礎実験によって調べた。第14図は50c/sの直流分を含んだ入力電圧に対して発生した制御磁場を記録したもので上が制御磁場、下が入力電圧である。これによって過渡現象に対しても十分動作することが確かめられた。

5.3 総合測定誤差

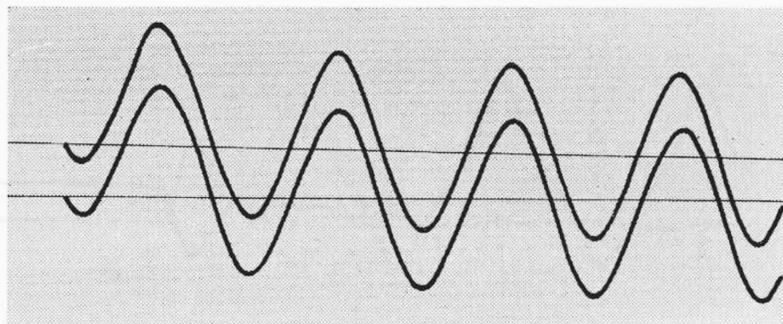
これまでに測定装置の各部について諸特性を検討したが、全体を総合してアーク電力の測定を行う場合の測定誤差について検討しよう。誤差の発生個所は次の3個所に分けて考えることができる。

- (1) アーク電圧・制御電流変換部
- (2) アーク電流・制御磁場変換部



入力電圧と発生磁場の位相比較  
(発生磁場の波形は、 $I_c=300\text{mA}$ におけるホール電圧で、電磁石はM-1使用。わずかに遅れている方がホール電圧である。)

第13図 制御磁場発生用増幅器の特性(その2)



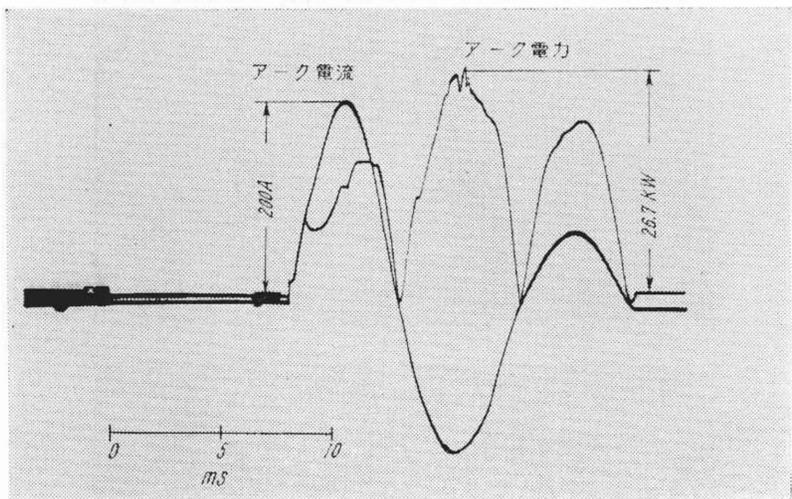
過渡現象に対する動作  
(50c/sに直流分を含んだ入力, 入力に対する制御磁場)  
上: 制御磁場 ( $I_c=300\text{mA(DC)}$ の出力ホール電圧)  
下: 入力電圧

第14図 制御磁場発生用増幅器の特性(その3)

- (i) アーク電流に比例した電圧をつくる部分
- (ii) 磁束発生用増幅器入力から制御磁場を発生する部分
- (3) 制御電流と制御磁場から積をうる部分

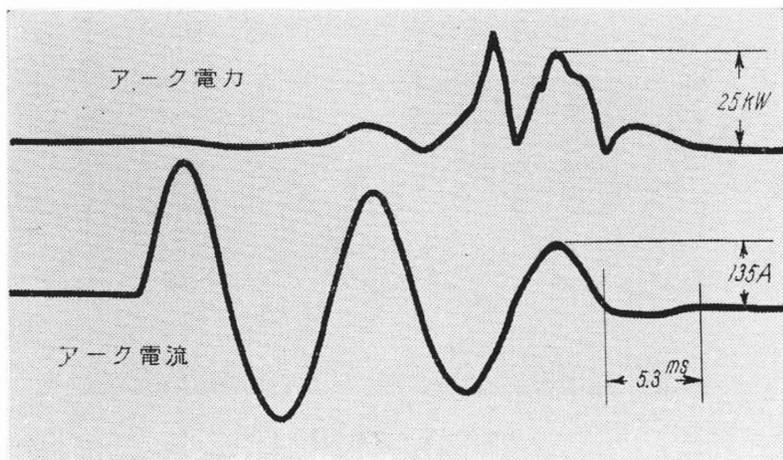
(1)の部分は、低電圧の場合には5.1で述べたように、アーク電圧・制御電流の変換が1%以下の誤差で成立することがわかっているが、実際の遮断試験のように高電圧の場合には、 $R_1$ と並列にはいる浮遊容量やケーブル端子に加わる誘導などによって多少の誤差ははいつてくるであろう。この部分は全体で3%以下の誤差におさめることができよう。

次に(2)の部分であるが、特に(i)は測定線の誘導妨害が原因になると考えられる。これは配線によって相当異なると考えられるが、十分注意すれば3%以下には押えられる。(ii)の部分は測定装置自身の精度に関係するところで、入出力の直線性からの誤差と位相遅れによる誤差とが考えられる。5.2で明らかのように、直線性からの「ずれ」は最大無ひずみ出力に対して1%以下であり、位相の遅れ $\delta$ による相対誤差は、次のように解析すると約 $\delta$ となる。すなわち、真の出力を $a \sin(\omega t)$ , 実際の出力を $a \sin(\omega t - \delta)$ とすれば、相対誤差 $\epsilon$ は、



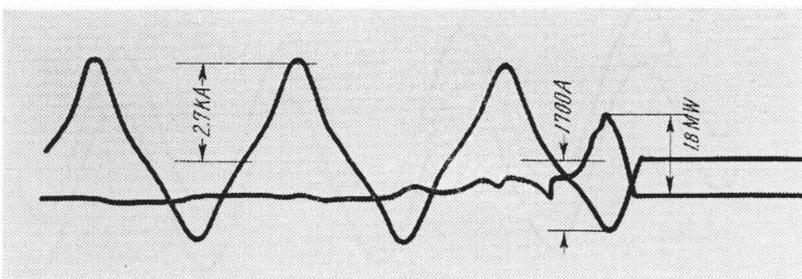
1 A のヒューズでアークを発生させた時のアーク電力波形とアーク電流波形 (電源周波数約 95 c/s)

第 15 図 アーク電力測定例 (その 1)



気中遮断器のアーク電力波形とアーク電流波形 (電源周波数約 95 c/s)  
上: アーク電力 下: 短絡電流 (アーク電流)

第 16 図 アーク電力測定例 (その 2)



磁気遮断器のアーク電力  
上: 短絡電流 (アーク電流) 下: アーク電力

第 17 図 アーク電力測定例 (その 3)

$$\epsilon = \frac{1}{a} \left\{ a \sin \omega t - a \sin (\omega t - \delta) \right\} \doteq \delta \sqrt{1 + \left( \frac{\delta}{2} \right)^2} \sin (\omega t + \beta) \dots\dots\dots (23)$$

ここに、 $\beta \doteq \tan^{-1} (2/\delta)$  となり、最大値はほぼ  $\delta$  に等しくなる。100c/s で  $\delta = 1^\circ$  とすると、これは約 1.7% となるので、(ii) の部分全体として 3% 以下の誤差とみてよいであろう。

次に (3) の積を行わせる部分の誤差であるが、2.2 の特性から、制御電流とホール電圧の比例関係にはほとんど誤差がなく、制御磁場とホール電圧の関係の場合も、試作測定器の場合の  $B \doteq 1\text{kG}$  に対して直線性からの「ずれ」は 1% 以下である。

以上の誤差を加えると全体で誤差約 10% 以下の測定精度が得られると考えられるが、次章で述べるように、実際に遮断器のアーク電力を約 10% 以下の誤差で測定できた。

### 6. アーク電力の測定

#### 6.1 気中遮断器のアーク電力測定

さて試作したアーク電力測定装置によって実際にアーク電力を測定した例を述べる。

第 15 図は、気中遮断器の極間に 1 A のヒューズを張ってこれに電

流を流しアークを発生させたときのアーク電力の測定例で、アーク電流とアーク電力の波形を同時に記録したものである。電源としては、コンデンサに蓄えたエネルギーを  $L$  を通して放電させる振動回路を利用したもので、電流の周波数は約 95c/s であったが、この周波数でも十分にアーク電力の測定ができた。測定回路定数は、 $R_1 = 500\Omega$ ,  $R_2 = 50\Omega$ ,  $R_3 \doteq 0$ ,  $R_4 \doteq 1\Omega$  でシャントは  $0.1\Omega$  のものを使用した。次に第 16 図は気中遮断器で交流短絡電流を切るときに発生するアーク電力を測定した例で、やはり  $LC$  の振動回路を利用したので、95 c/s のアーク電流が流れている。回路定数は第 15 図の場合と同様であった。

#### 6.2 磁気遮断器のアーク電力測定

試作したアーク電力測定装置は、シャントおよび抵抗分圧によってアーク電流およびアーク電圧を制御量にかえているので、大規模なアークにおいても、小規模アークの場合となら変わることはない。

第 17 図は、5,000 kVA の発電機を使って、3 kV, 2,000 A の遮断試験を行った際の磁気遮断器で発生するアーク電力を測定した例である。この図においても、第 16 図の場合とよく似たアーク電力の波形がみられるが、やや異なる点は磁気遮断器の場合は電流が切れる前に十分アークが引き伸ばされるため、遮断する最後の半波に非常に大きなアーク電力が発生していることがはっきりと認められることである。

## 7. 結 言

以上、ホール発電器を使用した遮断器のアーク電力の新しい測定方法について検討し、それに基いた測定装置の設計法、測定装置の試作および実際のアーク電力の測定結果について述べた。その結果次のことが明らかになった。

- (1) 電磁オシログラフによる測定に比べて、周波数特性が格段に良い。
- (2) 入力を調整することにより、小電流から大電流にわたる広範囲のアーク電流に対するアーク電力が比較的容易に測定できる。
- (3) 積分器をつければアークエネルギーの測定ができる。
- (4) ホール発電器の制御磁場を発生させる電磁石は非常に小さいものでよく、アーク電流の値によって電磁石を取り替える必要がない。
- (5) アーク電圧とアーク電流の掛算を測定室で行わせるので、誘導の影響が少ない。
- (6) 簡単に較正ができる。
- (7) 総合誤差 10% 以下で測定ができる。

さらに、4.2 で述べたアーク電流・制御磁場変換方法は、小さな入力電圧に対応して 500 c/s 程度までそれとほとんど同位相の制御磁場を発生できるので、アーク電流のみならず、ほかの方面にも広く応用できよう。

なお、アーク電力測定による遮断器の遮断現象の検討については今後譲る。

### 参 考 文 献

- (1) 森, 等々力: 昭 29 電気 3 連大 399
- (2) 福田, 石丸: 昭 32 電気 4 連大 366
- (3) 福田, 齊藤, 長岡: 昭 31 電気連大 321
- (4) W. Hartel: Siemens Z. 28, 376 (1954)
- (5) F. Kuhrt, K. Maas: ETZ-A 77, 487 (1956)
- (6) K. Maaz, R. Schmid: ETZ-A 78, 734 (1957)
- (7) 成田, 佐々木, 小沢, 川口: 電試彙 24, 81 (1960)
- (8) 成田, 佐々木, 小沢, 川口: 電試彙 24, 185 (1960)
- (9) 吉岡, 高砂: 昭 35 電気東京支大, 181