

磁気変調方式記録計の諸特性

Characteristics of Electronic Recorders by Magnetic Modulation Method

阿部善右衛門* 島田稔**
 Zen'emom Abe Minoru Shimada
 河井陽一*** 安原皓一郎***
 Yōichi Kawai Kōichirō Yasuhara

内 容 梗 概

現在日立電子管式計器の主力をなす標準形磁気変調方式記録計について、各部の特性解析を行い長寿命安定化に成功した MM₇ 形増幅器を中心に、その概要を記した。すなわち磁気変調器の理論的解析、伝達関数を求め、段間変調回路につき解析し、さらに各部の波形、位相特性(周波数、温度の影響)、入出力特性を述べた。電位差計直流定電流装置としてはツェナーダイオードを採用した回路の設計基準ならびに総合特性につきふれた。最後に記録計全体の特性を検討し、十分安定に動作していることを確かめ、結言として磁気変調方式記録計の特長をまとめて述べてある。

1. 緒 言

わが国において電子管式計器が工業計器として実用し始められてからすでに10年になる。この間国産の電子管式計器はめざましい進歩発展を遂げているが、工業計器としての必要条件、特に長寿命安定化という点からはなお問題が残されている。すなわち電子管式計器の高信頼化のための重要事項として下記諸点があげられる。

- (1) 直交変換器の無接点安定化
- (2) 電位差計直流定電流装置の安定長寿命化
- (3) 測定用スライド抵抗の無しゅう動化など

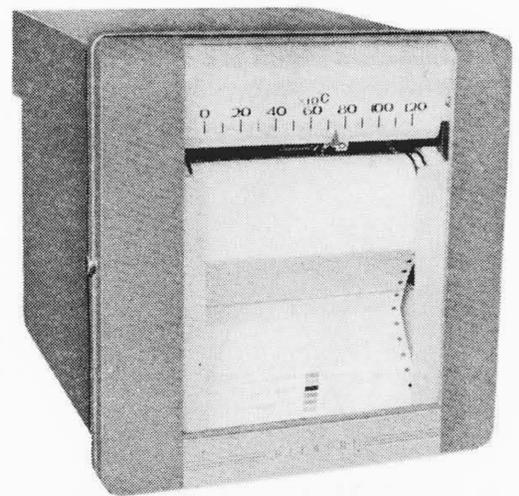
日立電子管式記録計はこれらの対策を中心として長年にわたり研究が続けられ改良されてきたが^{(1)~(4)}、最近までの成果として日立製作所独特の磁気変調方式、ならびにソリッドステート化した定電流装置などを確立でき、上記の大半を解決して、理想的電子管式計器への第一歩を踏み出し得た。以下この一系統に属する VKP₃₁ 形電子管式記録計を中心に磁気変調方式記録計の諸特性について詳述し、各位のご参考に供したい。

2. 磁気変調方式増幅器の特性

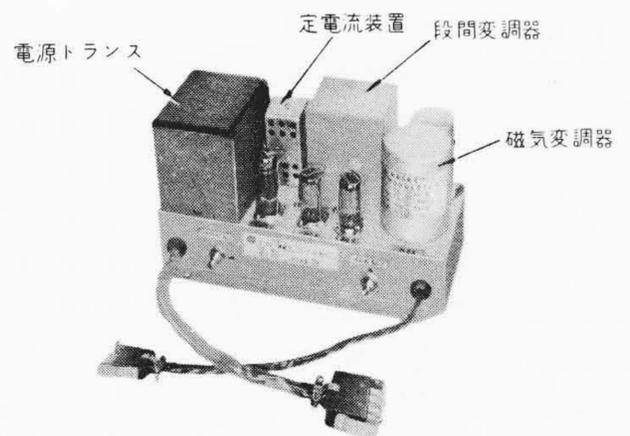
直流電圧を測定する電子管式計器では電位差計回路における直流不平衡電圧を交流に変換してから増幅し、平衡モートルを前記不平衡電圧を打消すように駆動するものである。直交変換器として従来使用されているのはいわゆるチョッパと称する機械的な断続運動によって直交変換を行うもので、おのずから接点の寿命には限度があり、接触率の変化は記録計の特性に直接影響を及ぼす欠点がある。これに代るものとして無接点方式の磁気変調器を使用したものが具体化されつつあるが、これは直交変換器として寿命が半永久的であること、 $10^{-12} \sim 10^{-16} \text{W}$ の微弱信号の変換可能なこと、低インピーダンス信号源の変換に適することなどの特長を有し、その安定性は高く評価されている。

この磁気変調方式の一種に南極探険で地球磁界の測定用記録計として活躍した日立製作所独特の振幅差変調方式^{(5)~(7)}があり、これをさらに簡易安定化した磁気変調方式のサーボ増幅器 (MM₇形増幅器と称す) を完成した。これが主題の日立電子管式計器の標準形たる VKP₃₁ 形記録計である。第2図にその外観を示す。

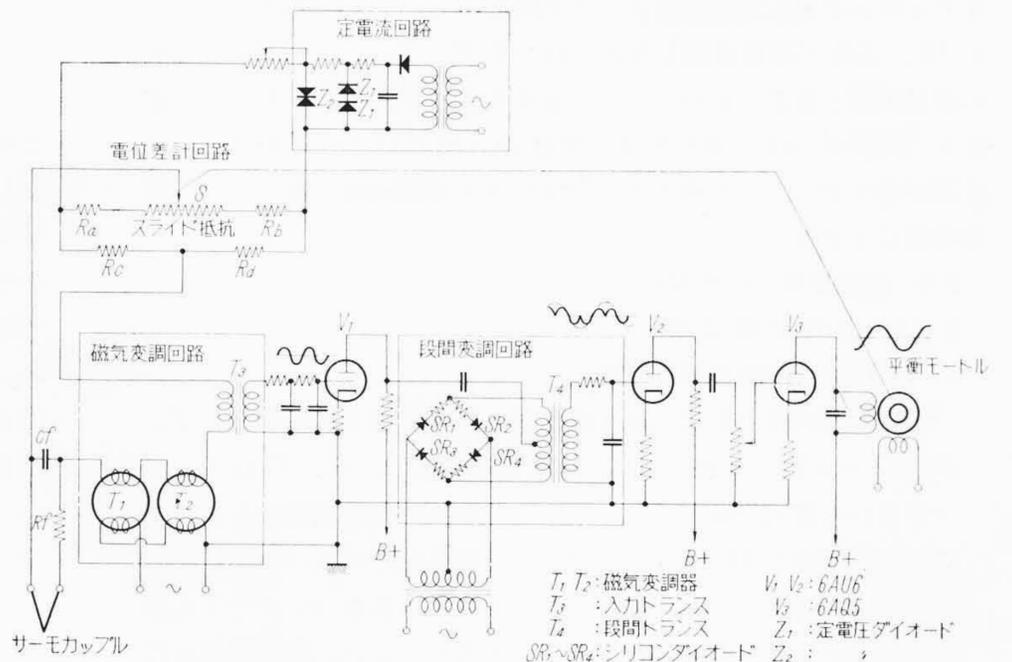
* 日立製作所中央研究所 工博
 ** 日立製作所本社
 ***日立製作所那珂工場



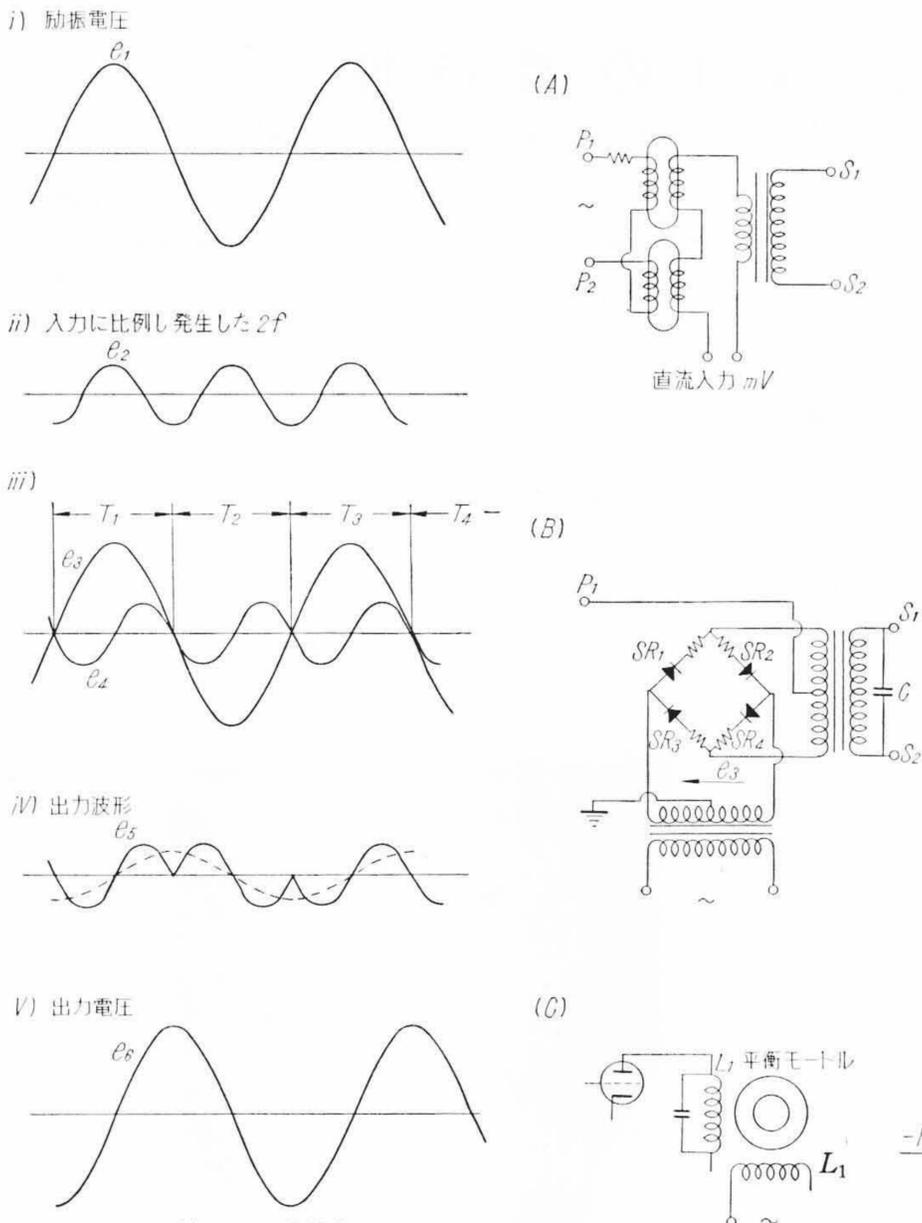
第1図 VKP₃₁形電子管式熱電温度記録計



第2図 MM₇形磁気変調方式サーボ増幅器



第3図 磁気変調方式電子管式計器の動作原理図



第 4 図 MM₇ 形増幅器動作説明用波形図

2.1 動作原理

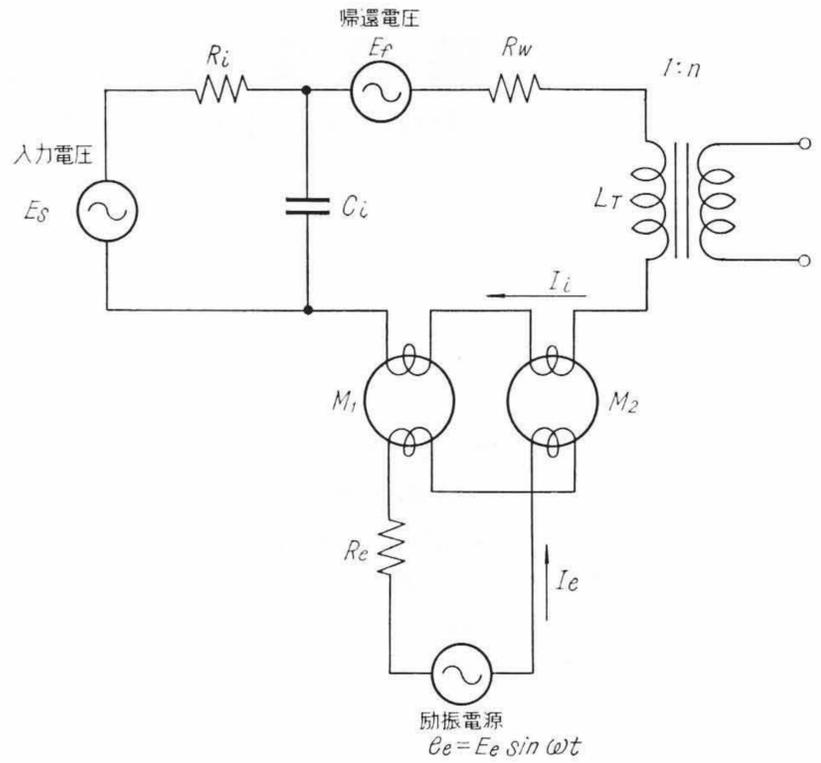
MM₇ 形増幅器の動作原理図を第 3 図に示す。増幅器の主要部分は磁気変調回路、段間変調回路である。この概略の動作を第 4 図の動作波形説明図によって説明する。(A)は磁気変調回路で、2 個の変調器素子および入力トランスからなる。 $P_1 \sim P_2$ には(i)に示す電源周波数(以下 f と呼ぶ)の励振電圧が加えられ、出力巻線は差動接続して入力トランスに結合される。電位差計回路の不平衡により直流電流が流れると、出力 $S_1 \sim S_2$ にはこの直流電流に比例した電源周波数の 2 倍(以下 $2f$ と呼ぶ)の電圧が発生する。この $2f$ 電圧を(ii)で表わす。この $2f$ 電圧は増幅されて(B)の段間変調回路に加えられる。この段間変調回路はリング変調回路の応用回路で、スイッチング電圧(周波数 f)の半同期 T_1, T_3, \dots ではダイオード SR_1, SR_2 が導通状態となり、同じく T_2, T_4, \dots では SR_3, SR_4 が導通状態となる。したがっていまスイッチング電圧と入力 $2f$ 電圧との関係を(iii)で表わせば、出力 $S_1 \sim S_2$ には(iv)に示すごとき波形が発生する。この電圧中 f 成分のみを同調回路で取り出し、電力増幅して平衡モートルを駆動する。

2.2 構成回路の特性解析

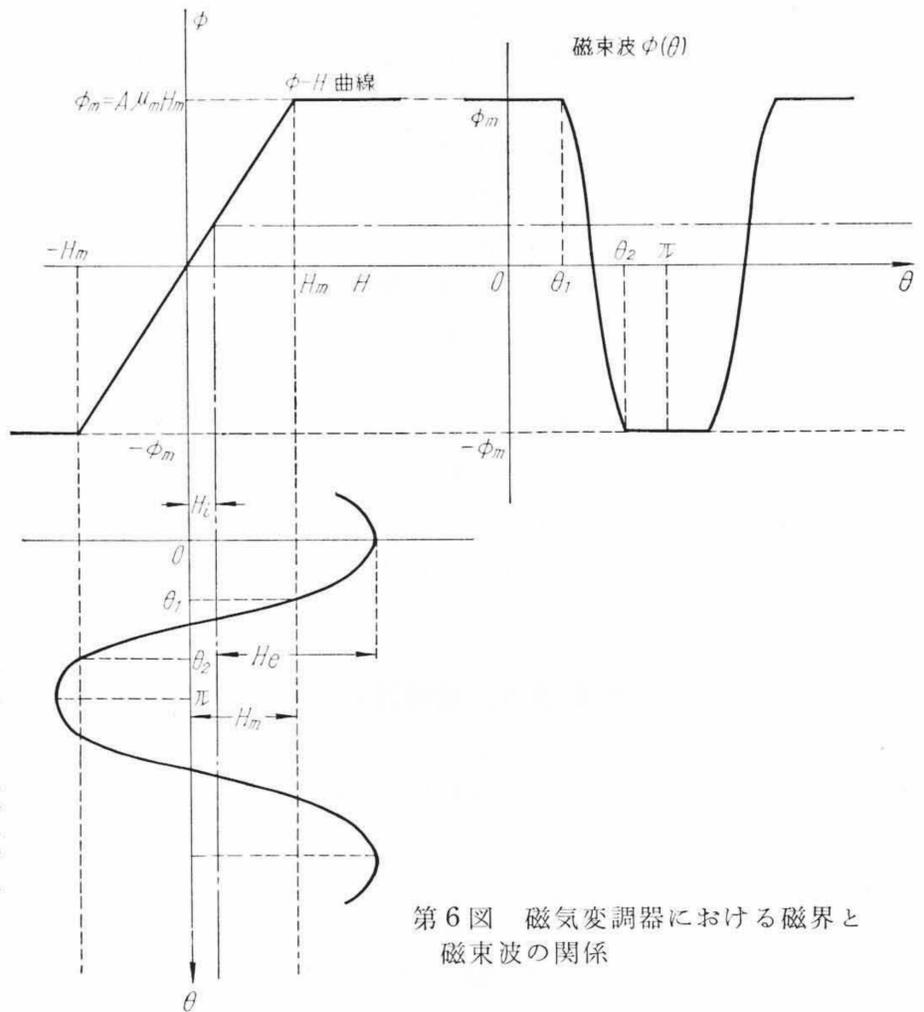
2.2.1 磁気変調回路⁽⁸⁾⁽⁹⁾

(1) 磁気変調器の等価回路

磁気変調回路の原理回路を第 5 図に示す。第 5 図において E_s , E_f はそれぞれ入力信号電圧、帰還信号電圧で、 R_i, C_i はフィルタを兼ねた進相回路、 R_w は電位差計回路の内部抵抗である。2 個の変調器素子 M_1, M_2 は差動的に励振されており、励振電源には M_1, M_2 のインピーダンスよりも十分高い抵抗 R_e がそう入されているから、この回路は定電流源と考えてよい。変調器の入力巻線には、 E_s による電流と E_f による電流との差の電流が流れる。

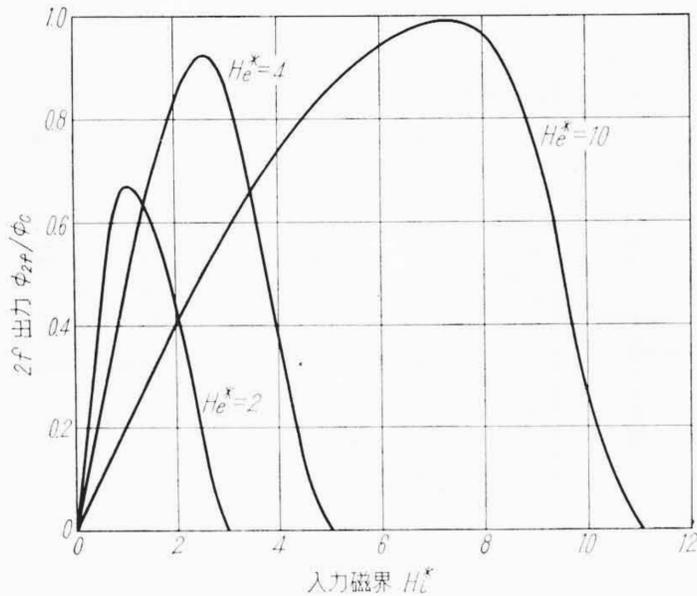


第 5 図 磁気変調回路



第 6 図 磁気変調器における磁界と磁束波の関係

この電流を I_i とする。いま M_1, M_2 の鉄心の B-H 特性を折線近似し、かつ I_i が比較的大きい場合の変調器の動作を考察する。B-H 曲線を折線で近似し、定電流源から励振されているとするから、励振磁場と出力磁束波との関係を 1 個の変調器素子について考えると第 6 図を得る。第 6 図において、 H_i, H_e は入力電流 I_i , 励振電流 I_e を鉄心中の磁場の強さに換算したもので、 H_m は鉄心に飽和を与える磁場の強さ、 ϕ_m は最大飽和磁束である。第 6 図で求められた磁束波によって出力電圧を生ずるのであるが、ここで対象とするのは $2f$ 出力電圧であるから磁束波 $\phi(\theta)$ ($\theta = \omega_e t$, ω_e は励振角周波数) のうちの $2f$ 成分 ϕ_{2f} を考えればよい。 ϕ_{2f} は $\phi(\theta)$ をフーリエ級数に展開して求められるが、 $\phi(\theta)$ は H_i の大きさによって形が変わるから、 H_i の大きさによって領域を分けて計算すると(1)式を得る。



第7図 磁気変調器入出力特性

$$\phi_{2f} = \begin{cases} \phi_c \cdot \frac{H_e^*}{3} \left[\left\{ 1 - \left(\frac{1-H_i^*}{H_e^*} \right)^2 \right\}^{3/2} - \left\{ 1 - \left(\frac{1+H_i^*}{H_e^*} \right)^2 \right\}^{3/2} \right] & 0 \leq H_i^* \leq H_e^* - 1 \\ \phi_c \cdot \frac{H_e^*}{3} \left\{ 1 - \left(\frac{1-H_i^*}{H_e^*} \right)^2 \right\}^{3/2} & H_e^* - 1 \leq H_i^* \leq H_e^* + 1 \\ 0 & H_e^* + 1 \leq H_i^* \end{cases} \quad (1)$$

ここに、 H_e^* 、 H_i^* は H_e 、 H_i を H_m により規準化したもので(2)、(3)式で表わされる。

$$H_e^* = \frac{H_e}{H_m} \quad (2)$$

$$H_i^* = \frac{H_i}{H_m} \quad (3)$$

また ϕ_c は磁束の次元をもつ定数で、(4)式で表わされる。

$$\phi_c = \frac{-2 A \mu_m H_m}{\pi} \quad (4)$$

ここに A は鉄心の断面積である。

(1)式から H_e^* をパラメータとして出力特性を求めると、第7図を得る。このように磁気変調器の入出力特性は突起状*であり、大入力に対しては出力はかえって減少しついに零になる。

以上の解析では変調器1個について考えたが、実際には第5図に示したように2個差動的に接続し奇数次高調波成分を打消しているが、偶数次高調波たとえば $2f$ 出力電圧は1個の場合の2倍になる。第7図において H_i^* が小さい範囲では入出力特性は直線に近い。(1)式におよて $H_i^{*2} \ll 1 \ll H_e^{*2}$ として近似計算すると(5)式が得られる。

$$\phi_{2f} \doteq \frac{2 \phi_c}{H_e^*} H_i^* \quad (5)$$

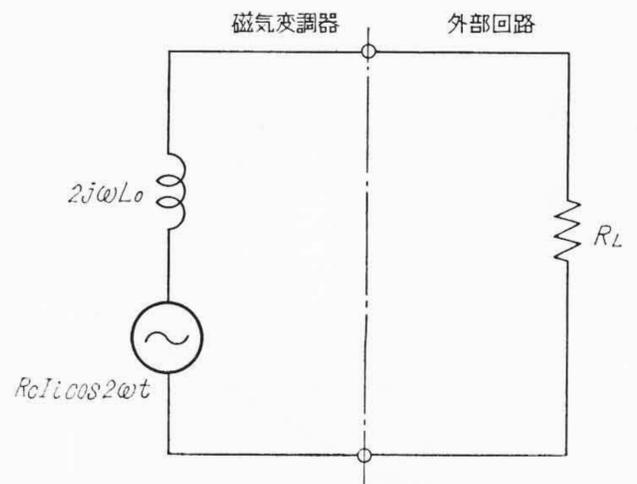
したがって入力電流 I_i と $2f$ 出力電圧の関係もこの範囲では直線となる。(5)式に実際の諸量を代入し、かつ $2f$ 出力電圧は ϕ_{2f} の微分で得られることから、 $2f$ 出力電圧 e_{2f} を求めると(6)式のようになる。

$$e_{2f} = \frac{8}{\pi} \cdot \omega_e \cdot \frac{A \mu_m N_i}{l} \cdot \frac{H_m}{H_e} \cdot I_i \quad (6)$$

ここで、 N_i は入力巻線の巻数、 l は鉄心の磁路長である。 $A \mu_m N_i / l$ は変調器の入力巻線のインダクタンスの最大値であるから、これを L_m とおくと

$$\left. \begin{aligned} e_{2f} &= \frac{8}{\pi} \cdot \omega_e L_m \cdot \frac{H_m}{H_e} \cdot I_i = R_c I_i \\ L_m &= \frac{A \mu_m N_i}{l} \\ R_c &= \frac{8}{\pi} \cdot \omega_e L_m \cdot \frac{H_m}{H_e} \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

* このような特性は過大入力の際に問題になる。



第8図 磁気変調器の等価回路

R_c は入力直流電流と $2f$ 出力電圧のせん頭値との比を表わす重要な量で、われわれはこれを変換抵抗と名付けている。(6)式で求めた e_{2f} は変調器の開放起電力であるが、その内部インピーダンス Z_i は(8)、(9)式で与えられる。

$$Z_i = \frac{4}{\pi} \cdot j \omega_e L_m \sin^{-1} \frac{H_m}{H_e} = 2 j \omega_e L_o \quad (8)$$

$$L_o = \frac{2}{\pi} \cdot L_m \sin^{-1} \frac{H_m}{H_e} \quad (9)$$

(8)式と(9)式を用いて、変調器の等価回路は第8図のように書くことができる。

(2) 磁気変調回路の伝達関数

磁気変調回路の伝達関数を求めるには印加電圧(第5図において E_s および E_f) と変調器入力電流の間の位相回転を考慮すればよい。磁気変調器の励振磁界が十分大きく入力磁界が小さい範囲では、磁気変調器の入力インピーダンスは入力電流に無関係に(9)式に示した L_o によるものと考えられる。したがって、第5図において変調器を単に L_o なるインダクタンスとみなして伝達関数を求めればよい。いま第5図で E_s による磁気変調器電流を I_{is} 、 E_f による変調器電流を I_{if} とすると、 I_{is} 、 I_{if} は(10)、(11)式で与えられる。

$$I_{is}(S) = \frac{1}{R_i + R_w} \cdot \frac{1}{T_o^2 S^2 + 2 T_o \zeta S + 1} E_i(S) \quad (10)$$

$$I_{if}(S) = \frac{1}{R_i + R_w} \cdot \frac{1 + C_i R_i S}{T_o^2 S^2 + 2 T_o \zeta S + 1} E_f(S) \quad (11)$$

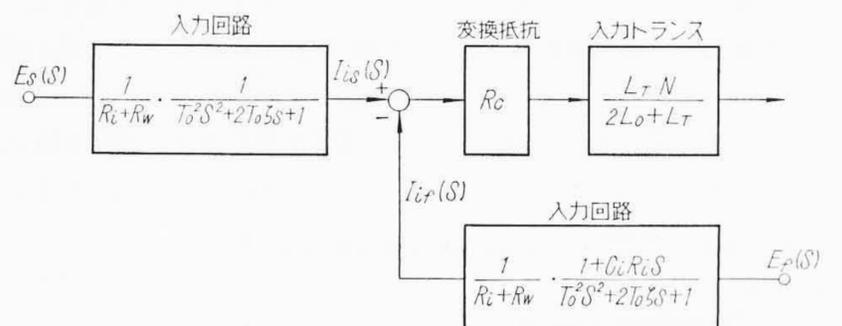
$$\left. \begin{aligned} \frac{1}{T_o} &= \omega_o = \sqrt{\frac{1 + \frac{R_w}{R_i}}{(L_o + L_T) C_i}} \\ \zeta &= \frac{1}{2 T_o} \cdot \frac{(L_o + L_T) + R_i R_w C_i}{R_i + R_w} \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

ただし、 L_T は入力トランスの1次インダクタンスである。

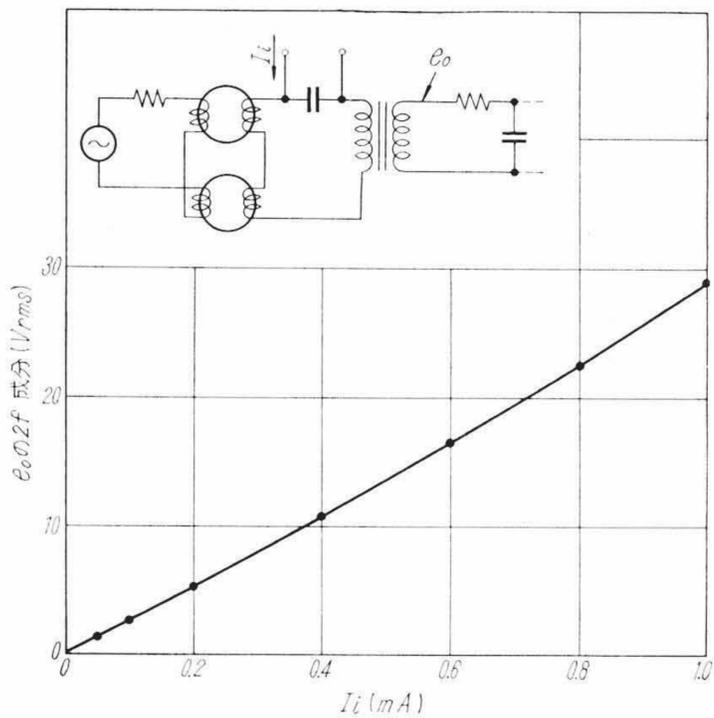
以上によって、第5図のブロック線図として第9図が得られる。

(3) 磁気変調回路の特性実測例

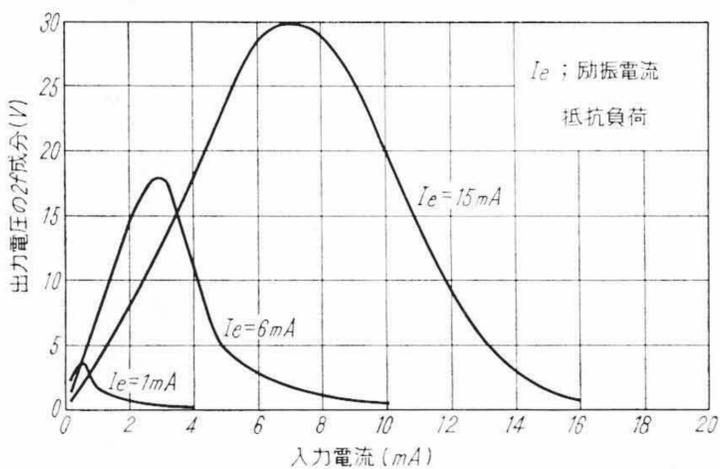
MM₇形増幅器に使用している磁気変調回路について、入出力



第9図 磁気変調器回路のブロック線図



第 10 図 磁気変調器の入出力特性実測例 (1)



第 11 図 磁気変調器の入出力特性実測例 (2)

特性を実測した結果を第 10, 11 図に示す。第 10 図は入力電流の小さい範囲で入出力特性が直線的であることを示し、第 11 図は大入力の場合に入出力特性が突起状になることを示している。

2.2.2 前段増幅回路

磁気変調器の出力電圧は、RC フィルタで高調波を除去した後、前段増幅器で増幅されて段間変調回路に加えられる。RC フィルタにおける $2f$ 成分の減衰は約 12 dB である。増幅器の増幅度については、段間変調回路に含めて次章で検討する。

2.2.3 段間変調回路

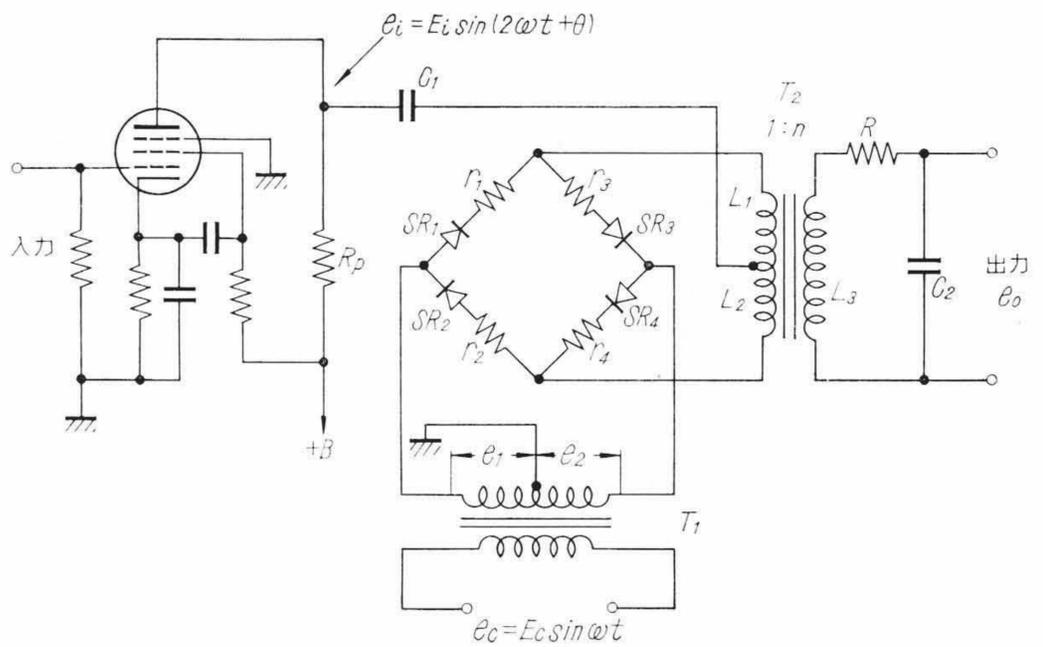
(1) 変調波形

磁気変調回路の $2f$ 出力電圧は、増幅後段間変調回路に加えられる f 電圧に変換される。第 12 図に段間変調回路を示す。図に示すとおり、この回路はリング変調回路を応用したものである。スイッチング電圧 e_c によってダイオード SR_1, SR_2 および SR_3, SR_4 は、 e_c の半サイクルごとに交互に導通または遮断となる。したがって入力信号 e_i は e_c の半サイクルごとにその極性を変えて出力に現われる。いま入力電圧 e_i と変成器 T_2 の 1 次巻線を流れる電流との間に位相回転がないとすれば、スイッチング電圧 e_c 、入力電圧 e_i 、出力電圧 e_o の間には第 13 図に示すような関係が得られる。2 次側には f の同調回路が付してあるから、出力としては $2f$ 入力電圧 e_i に比例した f 成分電圧が得られる。第 13 図に示した出力電圧の f 成分を e_{of} とすると、 e_{of} は(13)式となる。

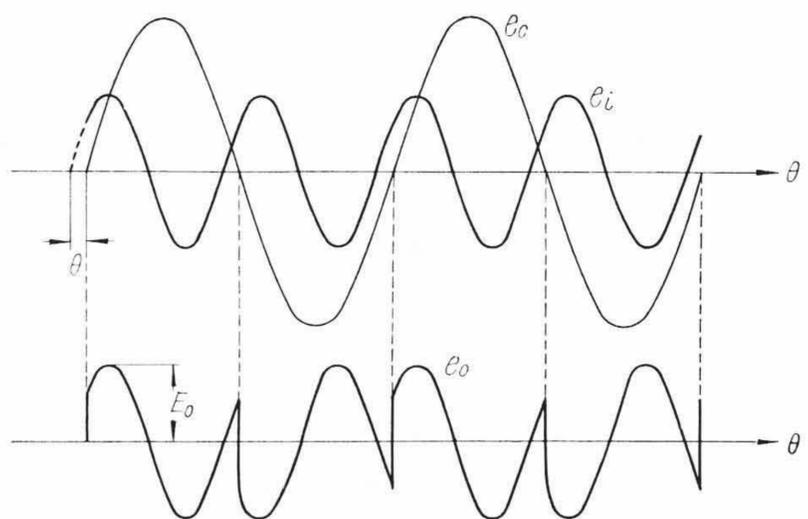
$$e_{of} = \frac{4 E_o}{3 \pi} \sqrt{1 + 3 \cos^2 \theta} \sin(\omega t - \varphi) \quad \dots\dots\dots (13)$$

$$\varphi = \tan^{-1}(2 \cot \theta)$$

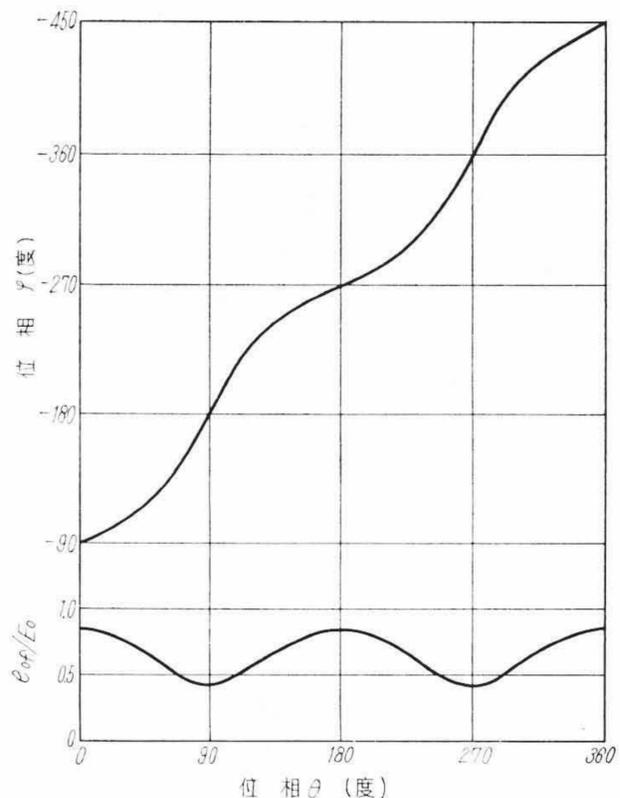
(13) 式の絶対値と位相を θ の関数として図示すると第 14 図の



第 12 図 段間変調回路



第 13 図 段間変調出力波形

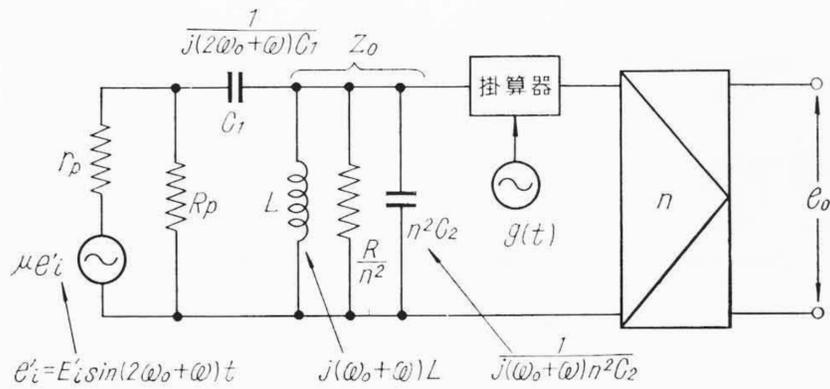


第 14 図 段間変調出力波の振幅、位相特性

ようになる。第 14 図からみられるように、 θ が $0, 180, 360$ 度のときに利得は最大となり、 θ の変化による位相変化も少ない。MM7 形増幅器ではこの点を基準にしている。

(2) 等価回路と伝達関数

第 12 図において、真空管の内部抵抗および増幅率を r_p, μ とし、また各ダイオードが理想的整流特性をもつとしてその順方向



第15図 段間変調回路の等価回路

抵抗を r_p , R_p に対して無視し、さらに次の仮定をおく。

$$\left. \begin{aligned} L_1 = L_2 = L, & \quad L_o = n^2 L \\ r_1' = 0, & \quad r_2' = 0 \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (14)$$

ここに r_1' , r_2' は変成器 T_2 の1次側直流抵抗である。いま第12図において(15)式で表わされる入力電圧 e_i' を印加したとする。

$$e_i' = E_i' \sin(2\omega_o + \omega)t \dots\dots\dots (15)$$

このときの等価回路は第15図となる。ただし図において $g(t)$ は(16)式で表わされる交番矩形波である。

$$g(t) = \frac{4}{\pi} \cdot \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\sin(2n+1)\omega t}{2n} \dots\dots\dots (16)$$

第15図において、 Z_o は変成器 T_2 の2次側のインピーダンスを1次側に換算したもので、 Z_o については $(\omega_o + \omega)$ の角周波数に対するインピーダンスを考え、 C_1 については $(2\omega_o + \omega)$ の角周波数に対するインピーダンスを考える。いま Z_o は ω_o に共振しているとして段間変調回路の伝達関数を求めると(17), (18)式を得る。

$$\frac{e_o(S)}{e_i(S)} = \frac{8\sqrt{2}}{3\pi} \cdot \frac{R_a R_o C_1 \mu n \omega_o}{r_p \sqrt{1 + \left(2C_1 \frac{R_a R_o}{R_b} \omega_o\right)^2}} \cdot \frac{1 + ST_1}{1 + ST_2} \dots\dots\dots (17)$$

$$\left. \begin{aligned} T_1 &= \frac{8 R_a^2 C_1^2 Q_o \omega_o}{(2 C_1 R_a \omega_o)^2 + (R_b/R_o)^2} \\ T_2 &= \frac{L}{R_o} \frac{(2 Q_o^2 + 5 R_a C_1 Q_o \omega_o)}{(2 C_1 R_a \omega_o)^2 + (R_b/R_o)^2} \\ R_a &= \frac{R_p r_p}{R_p + r_p}, & R_b &= \frac{R_o R_a}{R_o + R_a}, \\ R_o &= \frac{R}{n^2}, & Q_o &= \frac{\omega_o L}{R_b} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (18)$$

2.2.4 出力増幅回路

磁気変調器よりの $2f$ 電圧は段間変調回路で f 電圧に変換され、さらに出力増幅回路で電圧および電力増幅されて平衡モータの制御巻線に印加される。この回路は第3図に示すように一般的な回路であり、増幅回路部のブロックとしては、ほぼ利得定数のみ考えればよく、電圧利得は最大約46 dBである。平衡モータの伝達関数は、一般に(19)式で与えられる。

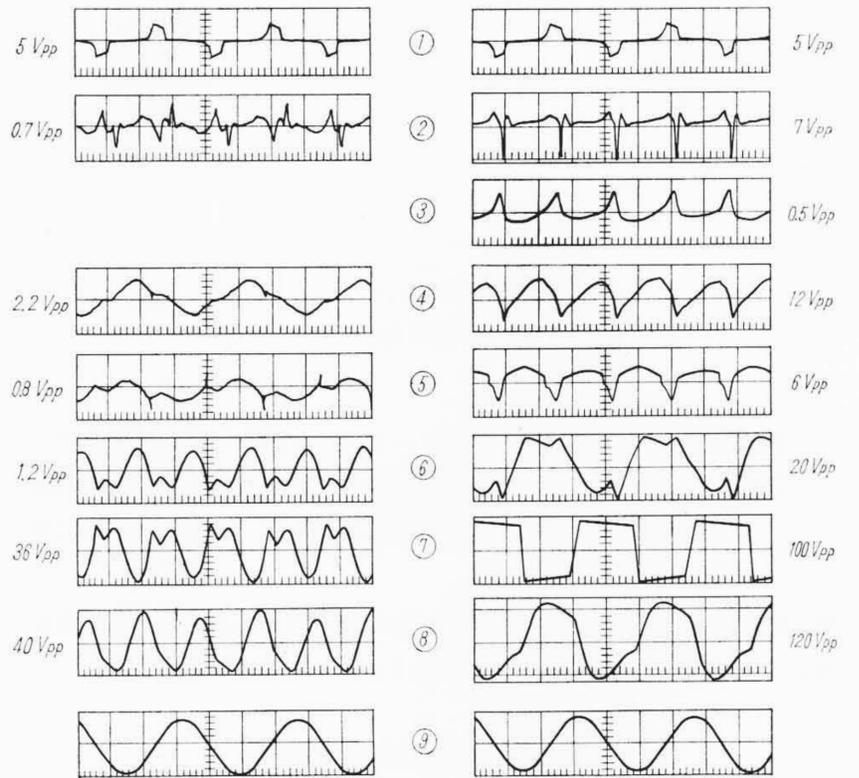
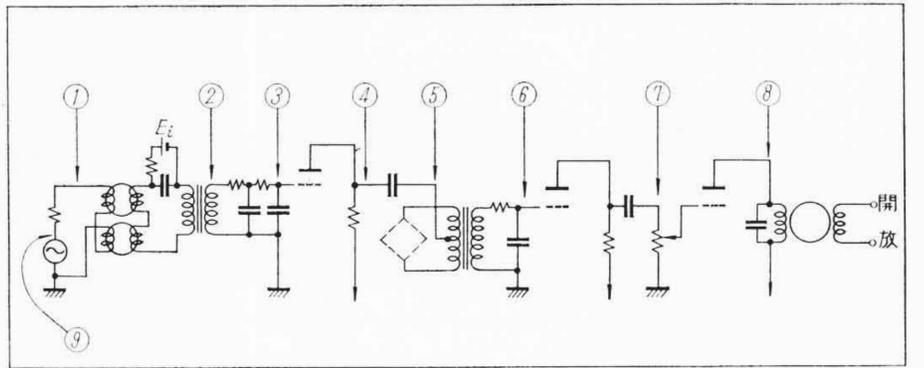
$$G(S) = \frac{K_m}{1 + S T_m} \dots\dots\dots (19)$$

ここに K_m は平衡モータの回転角速度 (rps/V), T_m はモータの機械的定数に関するものである。現用の平衡モータは出力1 W, T_m は約20 ms, ギヤ比1/60のものである。

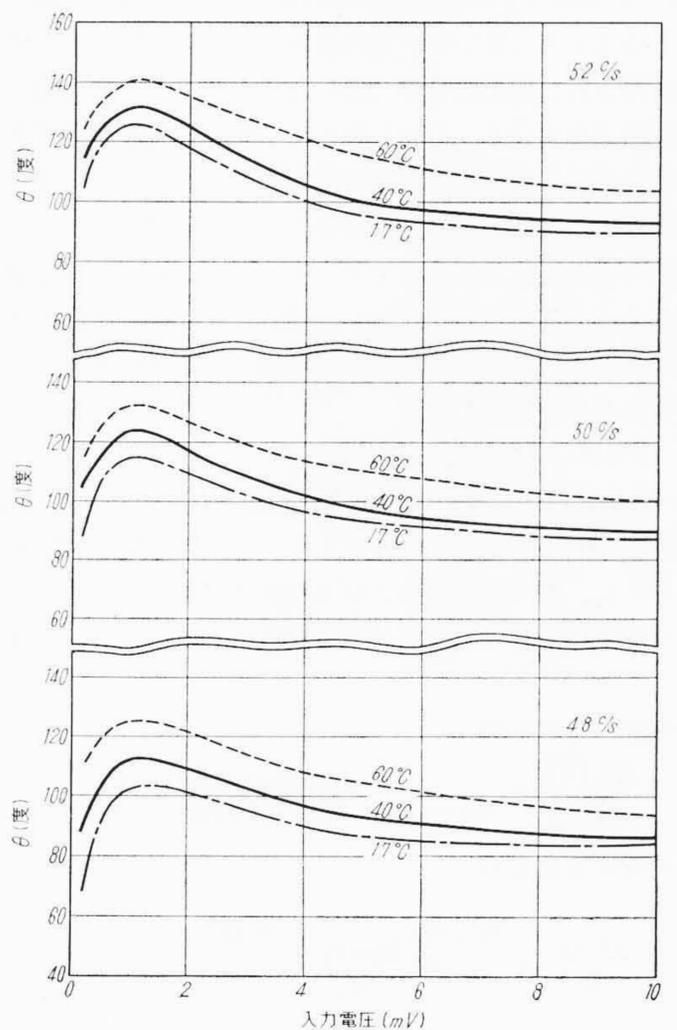
2.3 総合特性

MM7形増幅器において、入力 $E_i=0$ の場合および $E_i=5$ mV の場合の各部の波形を第16図に示す。

第17図に入力電圧、電源周波数、周囲温度などによる総合位相角

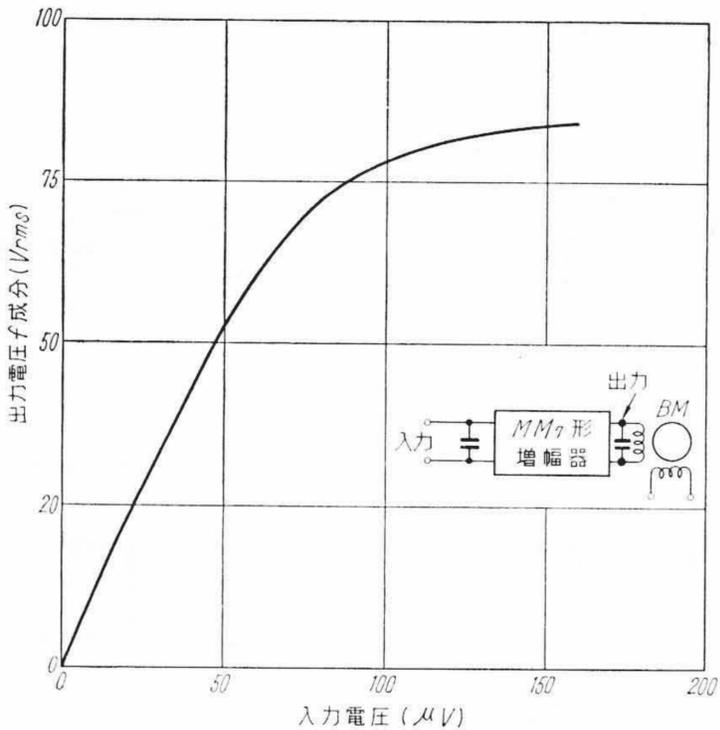


第16図 MM7形増幅器各部の波形

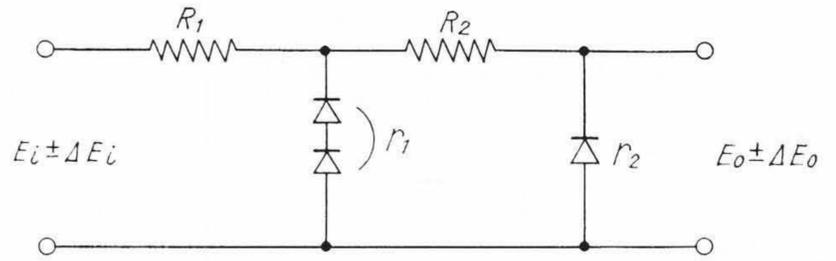


第17図 総合位相特性実測例

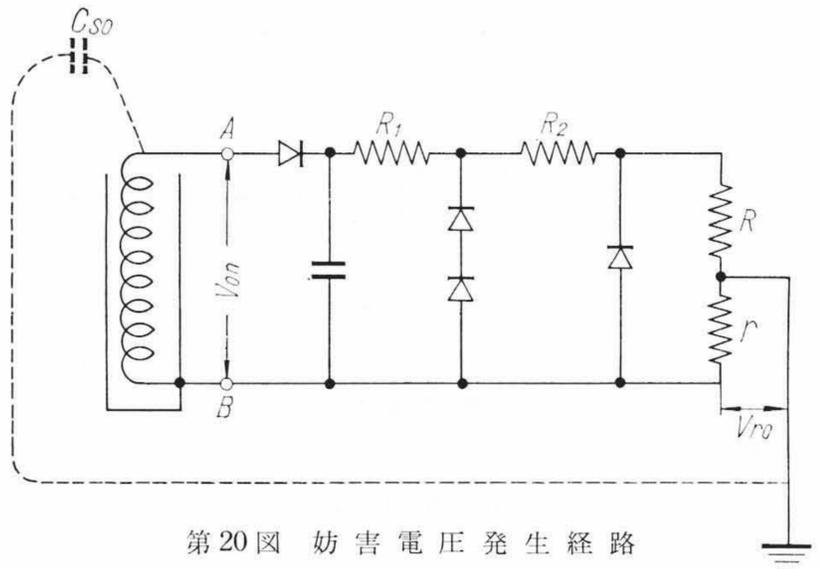
変化の実測例を示す。入力電圧による位相変化の原因は、低レベルにおいては増幅器の内部雑音、大レベルにおいては段間変成器およびモータのインダクタンスの非直線性である。また温度、周波数



第18図 MM₇形増幅器の入出力特性



第19図 カスケード形定電流回路



第20図 妨害電圧発生経路

による位相変化は、段間変成器、モートルの共振回路によるものである。計算値は、周波数影響 $\pm 13^\circ/\pm 2\text{c/s}$ 、温度影響 $\pm 5^\circ/\pm 10\text{deg}$ であり、実測値とよく合っている。第17図のような特性ならば実用上全く問題はない。

第18図に入力電圧と出力電圧の関係の実測例を示す。最大電圧利得約122dB、出力約70Vまではほとんど直線的である。

3. 電位差計直流定電流装置

電位差計方式電子管式計器の精度は測定スライド抵抗とこれを流れる直流電流により決定される。この電位差計電源として乾電池を使用し、一定時間ごとに自動的、または手動で一定電流を流すように較正する方法をとっていた。その後エリミネータ化された連続標準電源が使用され、電圧標準管5651などを規準とする各種の定電圧方式が採用されている。しかしながらこれには電子管の劣化、周囲温度の変動による特性変化などの問題があり、さらに安定で寿命が半永久的な簡単な方式が望まれていた。筆者らはトランジスタ電圧安定回路の研究⁽¹⁰⁾と関連してツェナーダイオードによる簡易形回路をとりあげ、その安定化について検討した結果、2段のカスケード接続による無帰還形定電流装置を完成し、世界で初めて工業用の電子管式計器に実用化した。

3.1 カスケード形定電流回路⁽¹¹⁾

第19図に2段カスケード形定電流回路を示す。いま電源電圧 E_i の変動を $\Delta E_i (V)$ 、2段目ダイオードの端子電圧 E_o の変動を $\Delta E_o (V)$ とし、また初段目および2段目ダイオードの温度による端子電圧の変動をそれぞれ $\Delta E_1(t)$ 、 $\Delta E_o(t)$ とすれば次式が求められる。

電源変動によるもの

$$\frac{\Delta E_o(V)}{E_o} = \frac{r_1}{R_1+r_1} \cdot \frac{r_2}{R_2+r_2} \cdot \frac{E_i}{E_o} \cdot \frac{\Delta E_i}{E_i} \dots\dots\dots (20)$$

温度変化によるもの

$$\frac{\Delta E_o(t)}{E_o} = \frac{\Delta E_1(t) \frac{r_2}{R_2+r_2} + \Delta E_o(t)}{E_o} \dots\dots\dots (21)$$

ここで r_1 は初段目ダイオードの動作抵抗の和 ($r_1 \ll R_1$)、 r_2 は2段目ダイオードの動作抵抗 ($r_2 \ll R_2$) である。(20)式から電源変動に対しては内部抵抗の低いことが要求され、最大電源電圧のときの電力損が定格内であること、価格が安いことなどから初段目のダイオードが選定され、電圧の関係で2個直列に使用した。(21)式から初

段目の温度係数は $\frac{r_2}{R_2+r_2} \cdot \frac{E_1}{E_o}$ (普通1/30程度) だけ2段目では軽減されるので、特に2段目のダイオードの温度特性が問題となる。初段目の温度係数を $+0.06\%/deg$ 程度とすれば、2段目出力端子に換算して $+0.002\%/deg$ 程度となる。したがって2段目ダイオードとしては $-0.002\%/deg$ 程度の負の温度係数をもつものが望ましくダブルアノード形のものを使用している。

3.2 整流電源

電子管式計器の電位差計回路は検出端(熱電対など)が任意の点で接地されることがあるため、いずれの点において接地されても良いように設計しなければならない。定電流装置をエリミネータ化した場合、電源トランスの浮遊容量を通して電位差計回路に妨害電圧が発生する。電位差計回路の等価抵抗を r とすれば、第20図に示す経路で r の両端に妨害電圧 V_{ro} を誘起する。この場合 $r \ll R$ 、巻線のインピーダンスおよび r の抵抗値はインピーダンス $1/2\pi n f C_{so}$ に比べて十分小さいので、 V_{ro} は次式で表わされる。

$$\dot{V}_{ro} = \sum_{n=1}^{\infty} 2\pi n f C_{so} r \dot{V}_{on} \dots\dots\dots (22)$$

ここで n は高調波次数を表わす。いま V_{ro} を小さくするには C_{so} (図でA点と接地間の容量) をできるだけ小さくすれば良く、このため図に示すようにB点に接続された遮へい金属箔を用いた。

以上は自己巻線によるものであるが、電源トランスのほかの巻線による影響もある。 m 次巻線の電圧による場合は(22)式と同様に次式で表わされる。

$$\dot{V}_{rm} = \sum_{n=1}^{\infty} 2\pi n f C_{sm} r (\dot{V}_{mn} + \dot{V}_{on}) \dots\dots\dots (23)$$

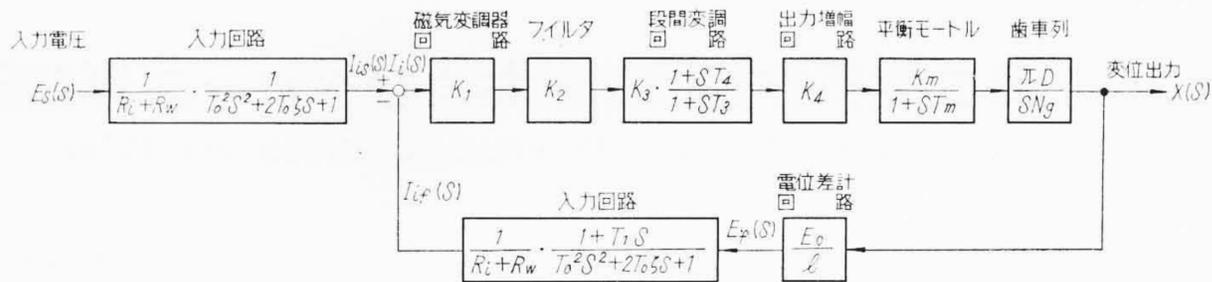
実際の総合妨害電圧は(22)、(23)式で表わされた電圧のベクトル和となり、次式で表わされる。

$$\Sigma \dot{V}_{rm} = \dot{V}_{ro} + \dot{V}_{r1} + \dots\dots\dots + \dot{V}_{rm} \dots\dots\dots (24)$$

実際にMM₇形増幅器に組込まれた状態で、VKP₃₁形記録計の場合の妨害電圧の実測値は50c/sに対して23.4μV、100c/sに対して5.2μVであった。全目盛10mVの記録計の最大許容妨害電圧はそれぞれ1mVおよび0.1mVであり、上記実測 V_{rm} の値はこれらより1けた以上の余裕があり、十分満足できる値である。

第1表 電子管式記録計用定電流装置の特性比較表

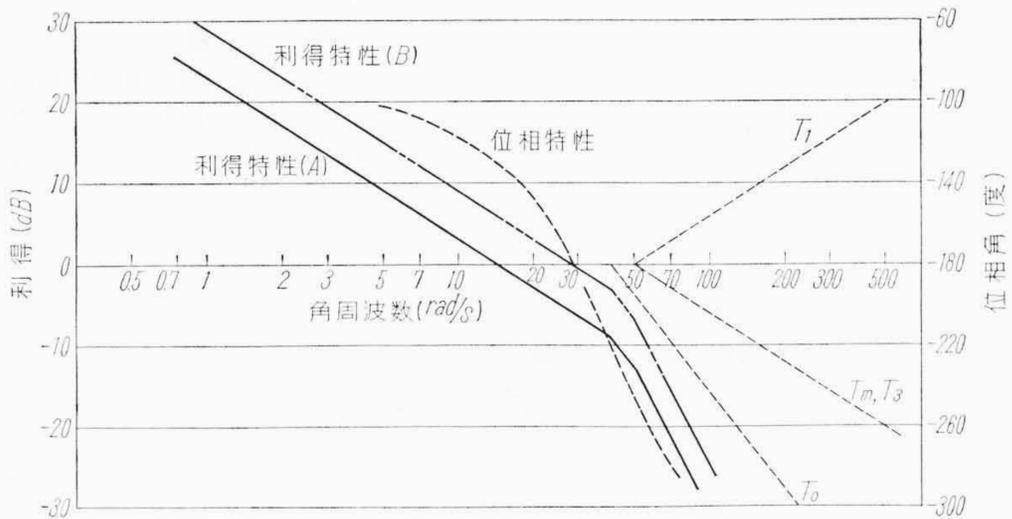
	本定電流装置	電子管式定電流装置
安定化率	500	220
電力損	2.5W	7W
電源変動 85~110V	0.04% (at 25°C)	0.12%
温度変化 0~50°C	0.001%/deg	0.003%/deg



第21図 VKP₃₁形記録計のブロック線図

第2表 VKP₃₁形記録計の各定数

入力回路抵抗	R_i+R_w (150 Ω)
入力回路の時定数	$T_0 = \sqrt{T_1 T_2}$ (24.5 ms)
	$T_1 = C_i R_i$ (20 ms)
	$T_2 = \frac{2L_0+LT}{R_i+R_w}$ (30 ms)
入力回路の減衰定数	$\zeta = \frac{T_1 R_w + 2L_0 + LT}{2T_0(R_i+R_w)}$ (0.7)
入力トランスを含む磁気変調回路の利得	K_1 (14 kΩ)
フィルタの利得	K_2 (-12 dB)
初段増幅器を含む段間変調回路の利得	K_3 (39 dB)
段間変調回路の時定数	T_3 (21 ms)
	T_4 (2 ms)
出力増幅回路の利得	K_4 (46 dB)
平衡モータの回転速度	K_m (0.68 rps/V)
平衡モータの時定数	T_m (20 ms)
プーリ直径	D_1 (0.025 m)
ギヤ比	N_g (1:60)
ポテンシオメータの長さ	l (0.15 m)
全目盛電圧	E_0 (0.01 V)



第22図 VKP₃₁形記録計のボード線図

3.3 総合特性

この定電流装置の特性の一例を従来の電子管式定電流装置の特性と比較して第1表に示す。量産品の仕様については電源変動 100V ±10V にて出力電流 5 mA ±0.005mA, 周囲温度 30°C ±20 deg にて出力電流 5 mA ±0.005mA としており、従来の電子管式定電流装置と比べると2倍以上の安定化率を持ち、寿命に対しても十分に期待できるものを得ることができた。

4. VKP₃₁形記録計の総合特性

以上の考察をもとに VKP₃₁ 形記録計のブロック線図を書くと、第21図のようになる。VKP₃₁ 形記録計は全目盛電圧 10mV, 平衡速度約 3秒を設計基準としている。第2表に示す各定数を用いた本記録計の開回路伝達関数をボード線図に書くと第22図を得る。この系の利得特性(A)において位相余裕約 50度, 利得余裕約 6dB で、系は十分安定に動作していることがわかる。利得最大のB特性ではハンチングを起すことがうかがわれるが、これは従来のチョッパ方式の保守上の慣習を採り入れて、過度の利得調整をなした場合の目安としたためである。安定度に関して問題となる時定数は T_0, T_2, T_3 などであり、入力回路の時定数 T_1 は平衡モータの時定数 T_m を補償するように $T_1 = T_m = 20$ ms に選んでいる。

5. 結 言

以上日立工業計器の主力をなしている磁気変調方式電子管式記録計に関する理論的根拠と実験的検討の結果を示し、その総合的特性を明らかにした。これらから本記録計の特徴となるおもなるものをあげると次のとおりである。

- (1) 日立独特の振幅差変調方式の簡易化に成功し、寿命は半永久的と見なせる磁気変調方式のサーボ増幅器を採用していること。
- (2) 未知の分野の多かった磁気変調回路の理論的解析に成功し、工業計器として重要な安定性、互換性および耐振耐久性のあるサーボ増幅器の量産化を可能にしたこと。

- (3) 電源電圧, 周波数, 周囲温度の変化などに対して十分安定であること。
- (4) 世界に先がけて電位差計電源としてツェナーダイオードのカスケード方式を実用化し、安定性, 寿命ともに十分なものとしたこと。
- (5) さらに本文中では割愛したが、外部誘導 f 分電圧に対してきわめて強い特徴を有していること。

工業計器のソリッドステート化は現在電子応用機器全般の問題として重要な課題となっているが、その中でトランジスタ化とともに磁気変調器の占める役割はきわめて大きい。日立製作所では本稿の電子管式記録計のみでなく、すでに電子式調節計などでもこの形式を実用化しているが⁽¹²⁾、さらに時代の要求にそった理想的な工業計器を目標に、測定スライド抵抗の高信頼化などについても一層の努力を継続している現状である。需要家各位のご批判とご指導をぜひともお願い申上げる次第である。

本研究に際して種々ご指導, ご激励を賜った日立製作所中央研究所只野部長, 木下主任ほか45研の諸氏, 日立研究所北川部長, 那珂工場木内工場長, 牧野部長, 臼井部長ならびに関係各位に深く感謝の意を表す。

参 考 文 献

- (1) 河井: 日立評論 別冊 No 31, 125 (昭28-6)
- (2) 伊藤, 河井: 日立評論 別冊 No. 10, 93 (昭30-8)
- (3) 井沢, 河井, 小沢: 日立評論 別冊 No. 26, 39 (昭33-10)
- (4) 河井, 倉持, 木下, 猪瀬: 日立評論 別冊 No. 34, 66 (昭35-2)
- (5) 特許 公告番号 昭30-2590, 昭30-4291
- (6) 阿部: 昭30電三学連大 837 (昭30)
- (7) 阿部, 桜井: 電学誌 80, 1579 (昭35-11)
- (8) 猪瀬, 木下: 計測 11, 18 (昭36-1)
- (9) 猪瀬, 木下: 計測 11, 82 (昭36-2)
- (10) 永田, 阿部, 木下: 電通誌 43, 173 (昭35-2)
- (11) 木下, 阿部, 加藤: 電気関係聯合大会論文集 105 (昭34-5)
- (12) 木下, 猪瀬, 阿部: 計測 10, 603 (昭35-10)