

磁気飽和型直流変成器

金 井 好 延*

Krämer Type D.C. Transformer

By Yoshinobu Kanai

Kokubu Branch Works of Hitachi Works, Hitachi, Ltd.

Abstract

The method of measuring voltage and amperage by means of conventional shunts and dividers has come to be considered inadequate to be applied to the highly complicated controlling system owing to the recent tendency of increasing demands for D.C. source.

The defects of the same method were clearly removed by the appearance of the Krämer type D.C. transformer with the features of small watt consumption, freedom from danger, and wider margin of secondary burden.

But the core material of the transformer should be strictly examined to obtain high magnetic characteristics in order to minimize the ratio error for practical services.

In this paper, the writer gives the principle of the D.C. transformer with some descriptions on the magnetic materials tested by an oscilloscope, and the performance characteristics of several D.C. transformers using silicon steel cores.

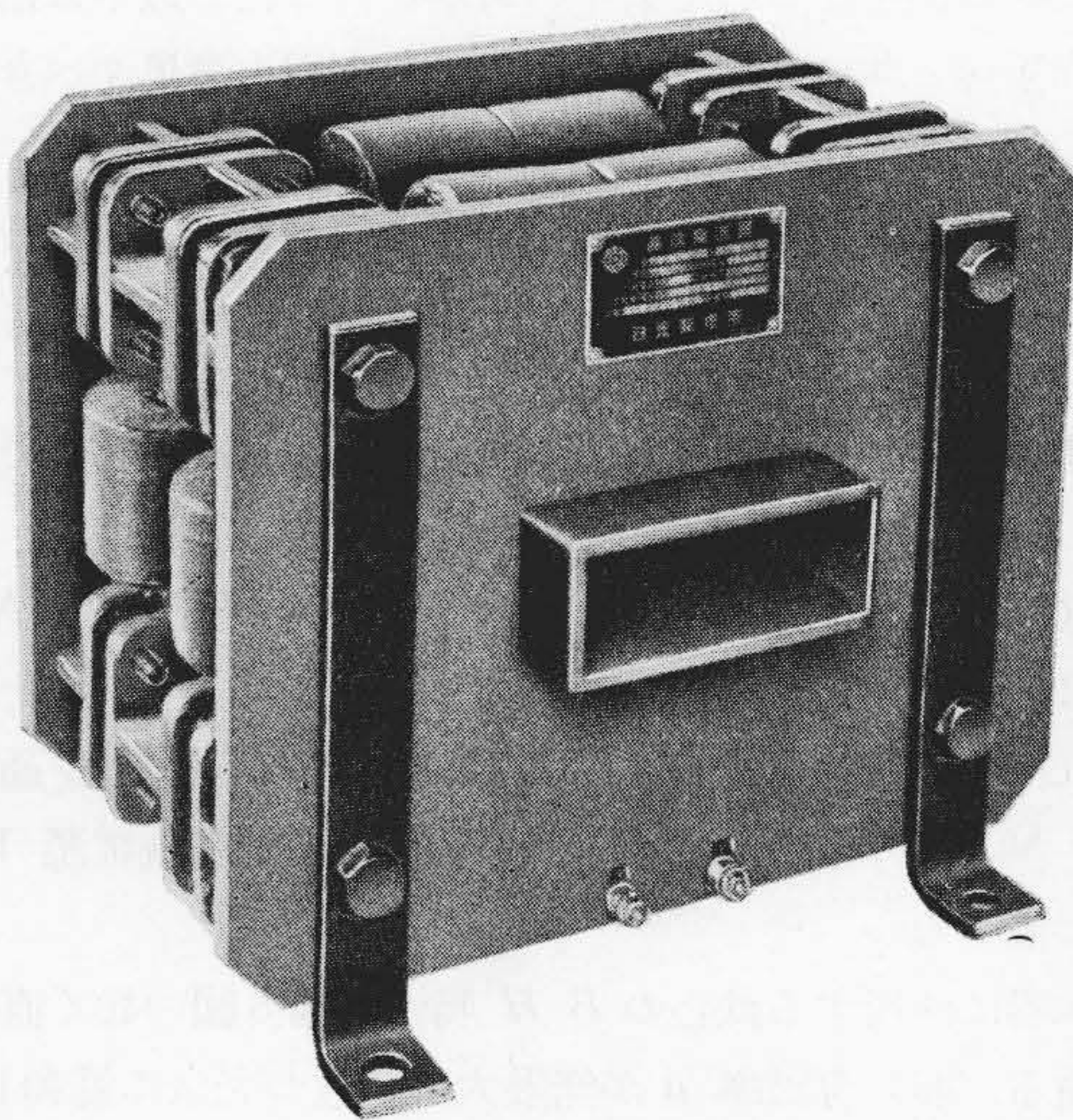
〔I〕 緒 言

近時、電気化学工業及び電鉄方面に於ける直流の利用が増加し、規模が大きくなると共に制御方法も次第に高級化するにつれ、直流の高圧や大電流を最も簡単、且つ安全確実に測定することが切実な問題となつた。従来は、直流の電圧または電流の測定には、専ら、倍率器又は分流器端子の電圧降下を利用していたが、この方法では下記の如き欠点があつた。

1. 接触抵抗並びに温度の影響に依て誤差を生じる。
2. 高圧の場合には計器に直接回路電圧が加圧されるため測定に危険が伴つた。
3. 直流消費電力の関係上、計測用の負担が精々で、継電器その他の制御が出来ない。

最近、これ等の要望に応じて磁気飽和型、所謂クレマー型直流変成器が登場し、広く一般に利用されるようになった。本型式のものは、高導磁率、完全飽和の磁性材を使用した鉄心に、被測定直流と補助交流をそれぞれ通ずる2種の巻線を行い、この両者の起磁力を重畳した時に、直流値に比例して流れる交流電流値を読むもので、従来の欠点を一掃した劃期的なものである。然しそ

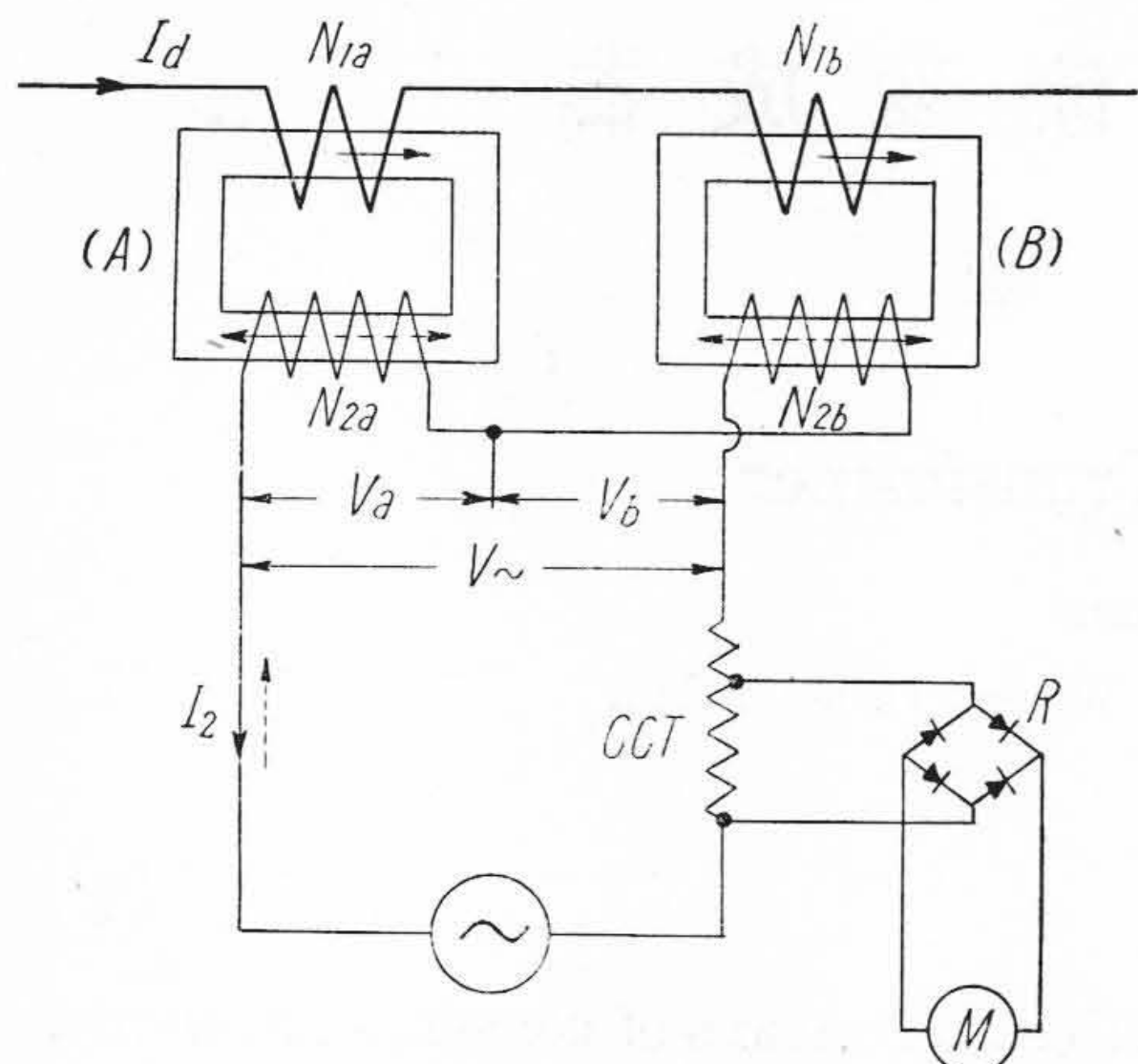
の反面、本器の主要素をなす鉄心材の磁気特性を十分吟味して、適切な設計を行わないと、比誤差並びに補助交流電源の変動による誤差影響値が増大し、要望に添い得ない憾みがある。



第1図 D.C. 5,000 A/A.C. 1 A 直流変流器

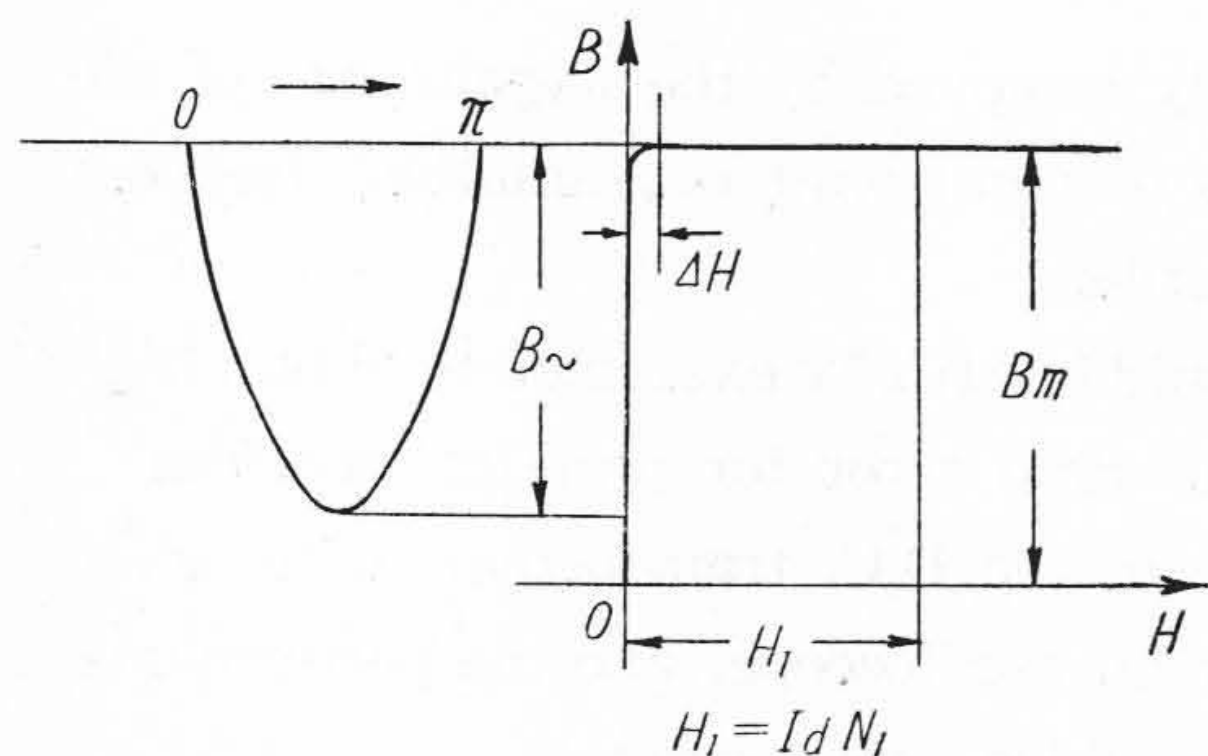
Fig. 1. D.C. 5,000 A/A.C. 1 A D.C. Current Transformer

* 日立製作所日立国分分工場



第2図 動作原理説明図

Fig. 2. Diagram of Acting Principle



第3図 理想鉄心の特性

Fig. 3. Characteristic of Ideal Iron Core

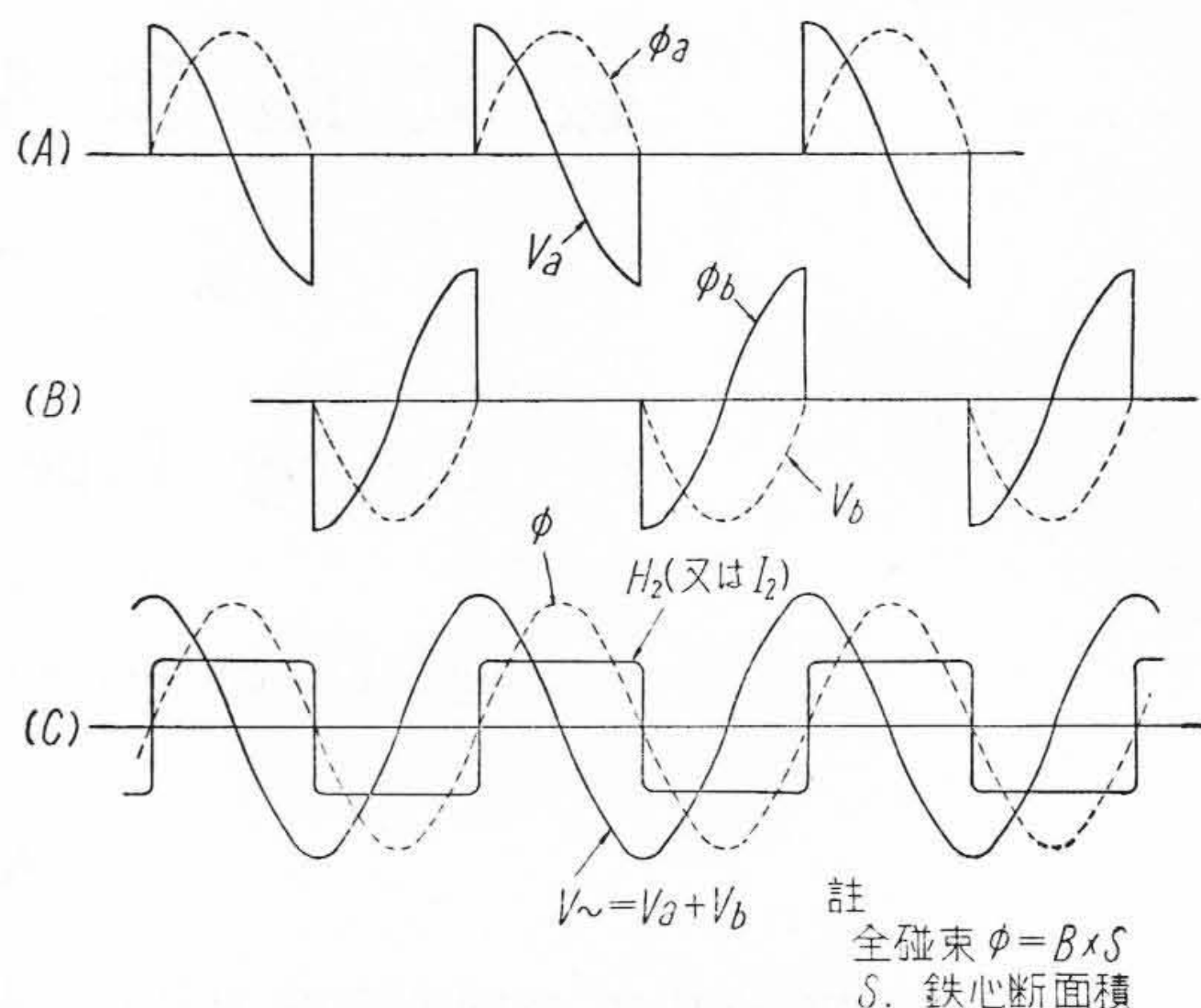
筆者は、本器が今後、益々広く採用されんとする時、上記の問題を解明するため、磁性材料数種の特性を調べ、その適否について若干の考察を行つた。以下本器の動作原理と共にこれを紹介し、且つ実用上満足すべき製品約百台を既に国鉄、私鉄その他へ納入した中から、代表的なものゝ試験結果を報告し大方の参考に供する。

〔II〕動作原理

第2図は磁気飽和型直流変成器の動作原理説明図である。

図の如く (A), (B) 2 箇の鉄心に直流巻線(一次、 N_{1a} 又は N_{1b}) と、交流巻線(二次、 N_{2a} 又は N_{2b}) をそれぞれ巻付け、 N_{1a} と N_{1b} に直列に被測定直流 I_d を通ずる。 N_{2a} と N_{2b} は逆極性とし、両端を補助交流電源 $V_{\sim}$ に接続する。

本器に使用する鉄心の B - H 特性を第3図の如く直角に曲る。即ち導磁率 μ が無限大で、且つ完全に飽和し、而かも鉄損の全くない理想的なものと仮定すると、(A), (B) 両鉄心共磁化力 H の僅小値 ΔH で磁束 B は直ちに飽和値 B_m に達し、爾後 H を増大しても B の変化は



第4図 磁気及び電気現象説明図

Fig. 4. Explaining Plan of Magnetic and Electric Phenomenon

なく、二次巻線の磁化力 $H_2 = I_2 N_2$ が直流磁化力 $H_1 = I_d N_1$ を打消した場合のみ変化する。

今 $I_d N_1$ によつて H_1 まで磁化されているとし、二次に正弦波交流電圧 $V_{\sim}$ を加えると、これと平衡するための反起電力 $-V_{\sim}$ が N_{2a} 及び N_{2b} 内に生ずる。それは $-V_{\sim}$ 誘起に必要な $B_{\sim}$ なる最大値を有する交番磁束が (A), (B) 両鉄心内で変化することを意味する。この磁束の交番現象即ち H の打消作用は、 N_{2a} と N_{2b} の接続関係から $V_{\sim}$ の半波毎に (A), (B) 両鉄心内で交互に繰返される。その関係は第4図 (A), (B) に示す通りで、両線輪内の誘起電圧 V_a , V_b は各々倍周波数の尖頭波形を示すが、両端子間では両者が加算されて (C) の如く $V_{\sim}$ に平衡する。

$B_{\sim}$ は $H_1 - H_2 = 0$ の時に変化するから、交流磁化力 H_2 は (C) の如くなり、 N_{2a} 及び N_{2b} にはこれに相当する矩形波電流 I_2 が流れる。且つ $H_1 = H_2$ $I_d N_1 = I_2 N_2$ の関係から

$$I_2 = I_d \times \frac{N_1}{N_2} \dots \dots \dots (1)$$

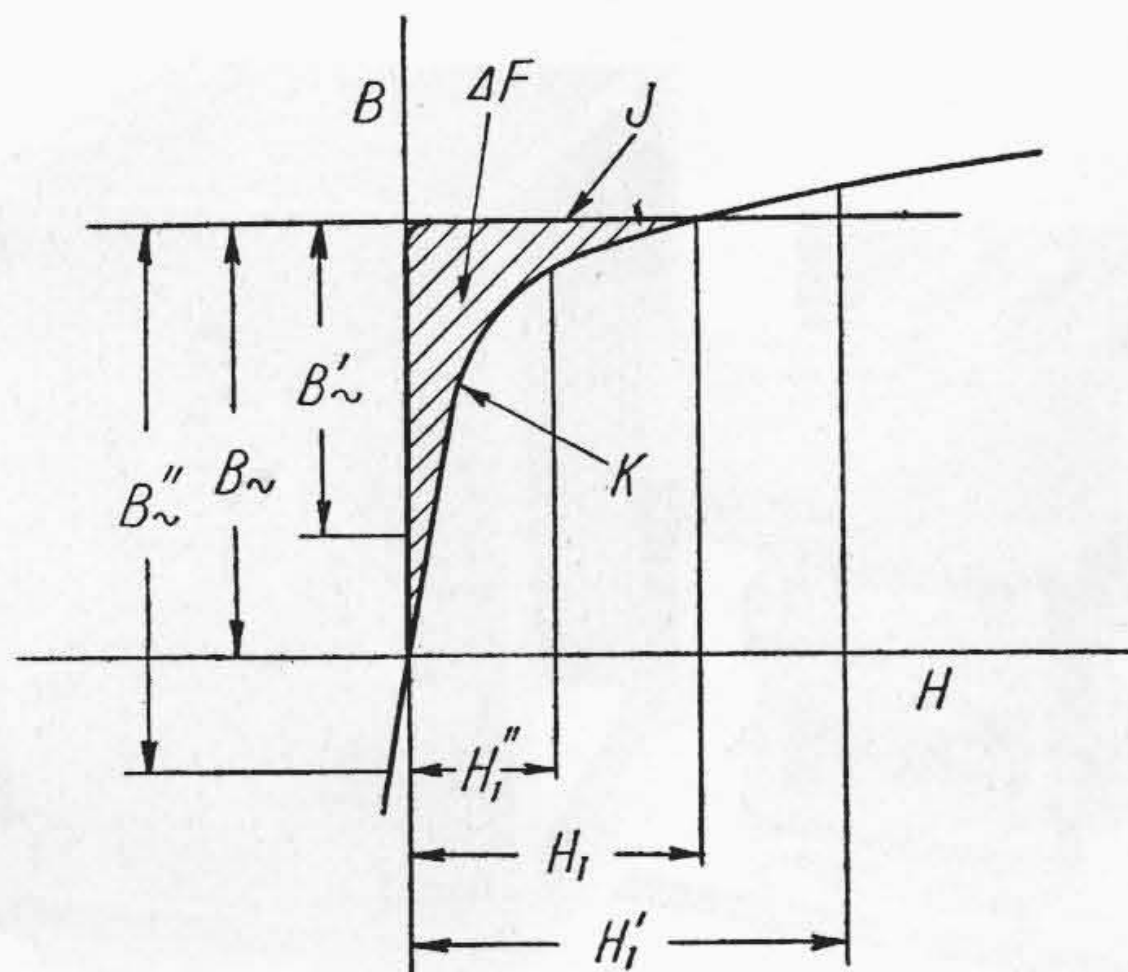
が成立ち、交流電流 I_2 は一次、二次線輪の巻数に完全に逆比例し、補助交流電源の電圧、周波数、波形及び二次負担の大小等には一切無関係である。

I_2 は矩形波交流のまゝでも、又第2図の如く整流器 R を介して整流すれば完全に変流された直流として、それぞれの用途に利用出来る。

〔III〕特性の考察

上記は磁性材の特性が理想的な場合であるが、実際には

1. 導磁率 μ は無限大ではない。
2. 飽和も不完全である。



第5図 比誤差の原因説明図

Fig. 5. Explaining Plan of Ratio Error

3. 鉄損の影響。

等、変成器の内的理由からと

4. 被測定直流 I_a の大小。

5. 二次負担量。

の使用条件によつて比誤差 α (%) を生ずる。又

6. 補助交流電圧 $V_{\sim}$ が変化した場合。7. 補助交流周波数 f が変化した場合。

8. 補助交流電源の波形が歪んだ場合。

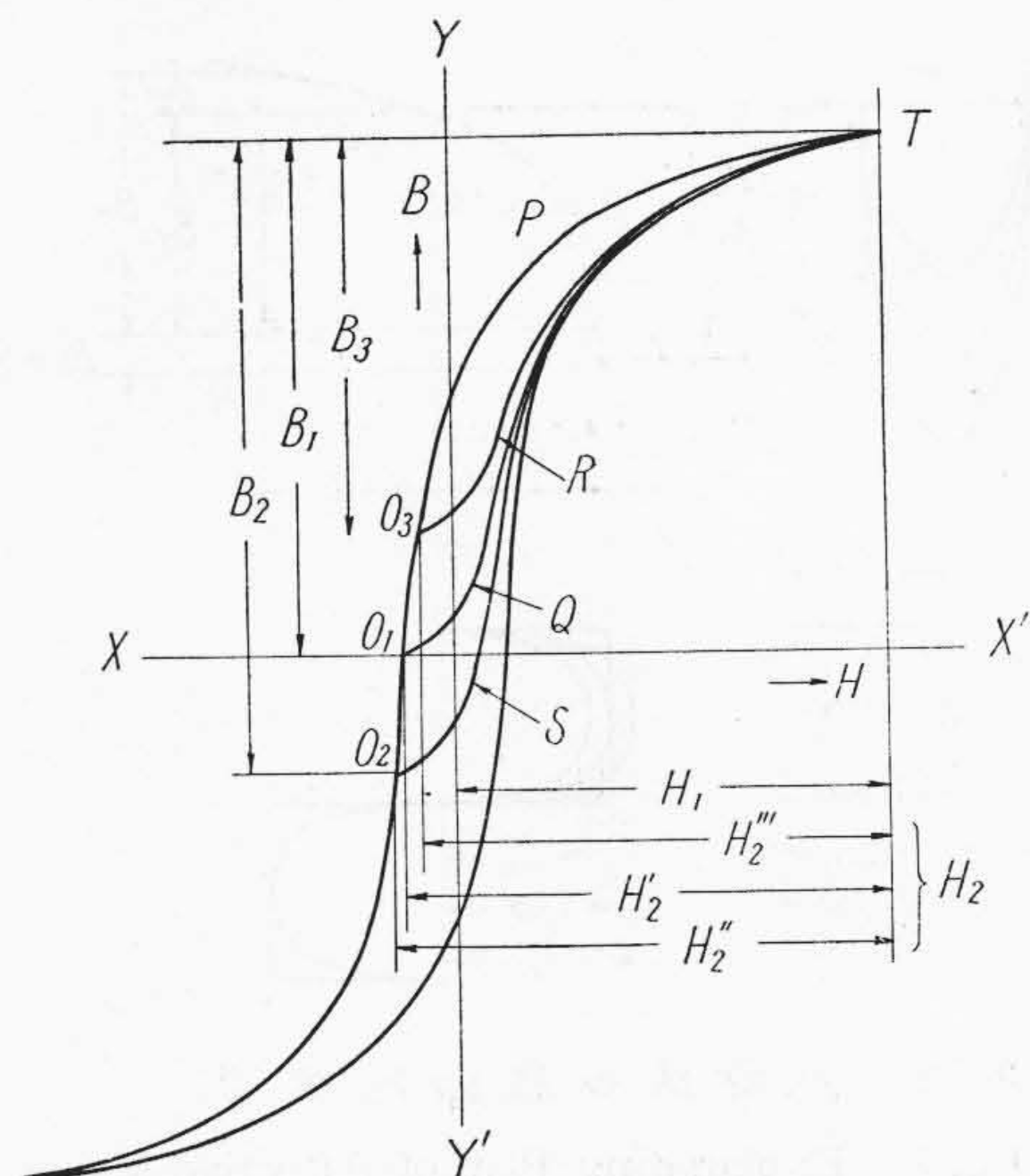
等、外的諸条件によつても誤差を生ずる。これは直流変成器特有のもので α との差を、各箇に影響値 β (%) と呼ぶ。

α, β の誤差数値は本器の生命ともいふべき重要なもので、最も大きな影響を与えるのは鉄心の B-H 特性で、理想形に近い程良結果が得られる。従つて第5図に於て理想曲線 J と実際の B-H 曲線 K とに囲まれた斜線部分 ΔF が $H_1 \times B_{\sim}$ の面積に比して極力小さいことが要求される。 H_1 が H_1' 或は H_1'' と変化した場合も、又 $V_{\sim}$ が変化し磁束 $B_{\sim}$ が B_1 或は B_2 となつた場合も同様である。 ΔF は μ の低下と不完全飽和により拡大される。

補助交流の作用は、一次と二次の関係を反対に考えれば、一般交流変圧器と似ているが、只本器では B の変化が直流励磁の中で行われ、従つて励磁電流及び鉄損がそれに相当する値をとる点異なる。鉄損は飽和を利用しているにもかかわらず変化する磁束数が半減するので交流変圧器の場合より影響が小さく、又線輪のインピーダンス及び二次負担は電圧降下となつて、二次給与電圧 $V_{\sim}$ を低下させたと同じ影響を与えるので、小さい程特性が良くなる。

〔IV〕 誤差の原因

比誤差及び影響値は各種の原因が累積して表われる。特に鉄心の磁気現象を審かにすることは重要である。



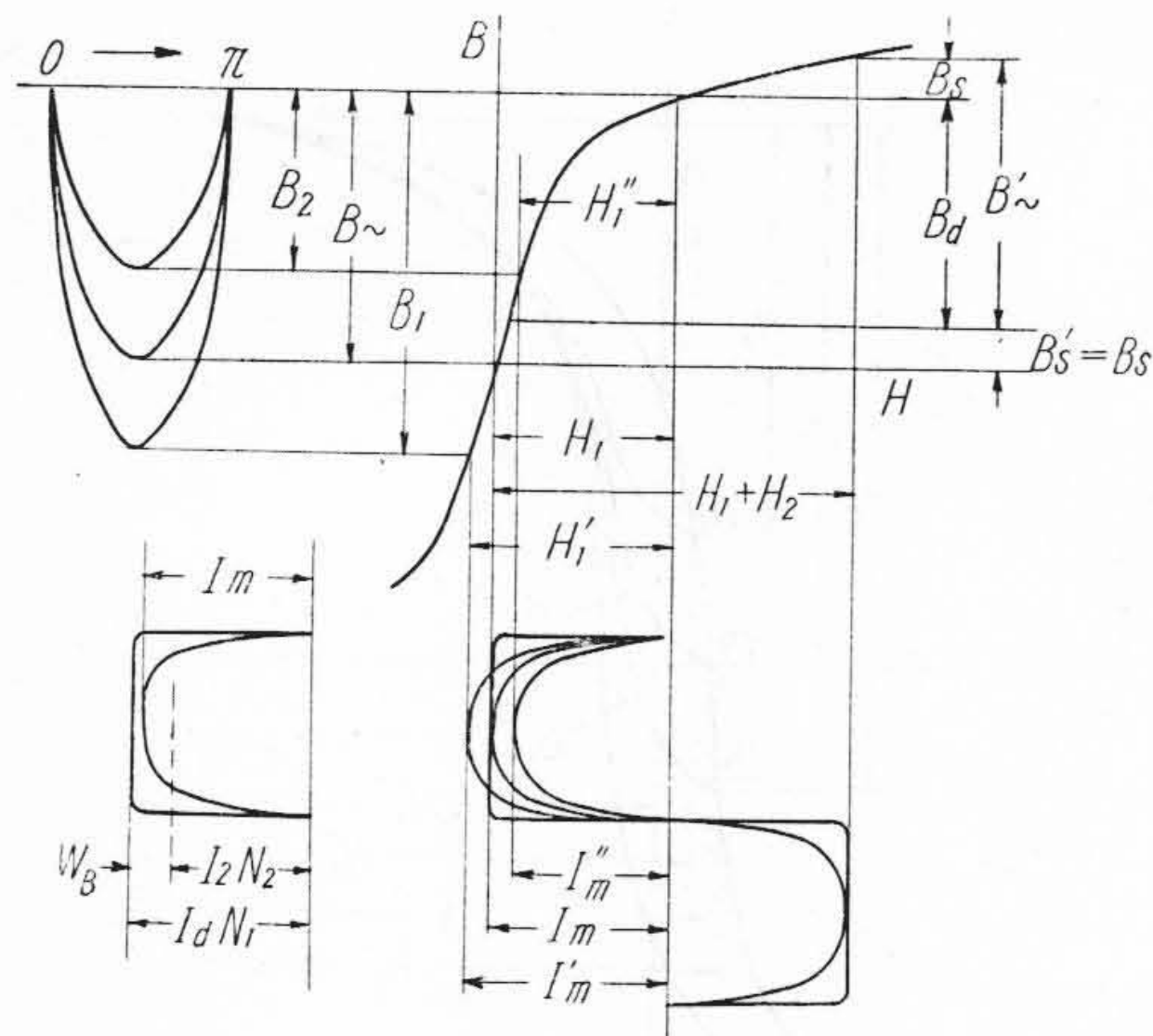
第6図 鉄心内磁束変化の説明図

Fig. 6. Explaining Plan of Flux Variation in Iron Core

一般の交流変圧器では、一次電圧に応じて鉄心を正負等量に磁化反転せしめるが、直流変成器では直交両起磁起力を重畳するため、殆ど正又は負の一方向に磁束が増減するのみである。最良の特性を得るために磁束反転の様相を考察して、比誤差の原因を追及することは興味ある問題である。

普通の磁性体は、概ね第6図の如きヒステリシス環線を描く。交流変圧器では無負荷の場合、励磁電流は鉄心磁化の程度に応じた尖頭波形を示すが、負荷電流が流れ始めるとこれに吸収されてしまい、一般の場合励磁電流が負荷電流の波形を乱すことはない。直流変成器では励磁電流そのものを対象としているので、磁束反転の現象がこの曲線上のどの部分で行われるかにより、又電源波形が如何に歪んでいるかによつて、当然 I_2 の波形が変つてくる。 $V_{\sim}$ の高低、 I_a の大小は勿論のこと、同一条件下でもヒステリシスのため磁化の上昇線 (QR 又は S) と下降線 (P) は軌を一にしないから、厳密に言えば I_2 波形の前後半は対称形をなさない。波形の変貌によつて生ずる比誤差は、他の原因によるものよりも可成り大きな値を示すことが想像される。

今、第6図に於て、 H_1 まで直流励磁されているとし、二次巻線に正弦波電圧 $V_{\sim}$ を与えた場合、反起電力 $-V_{\sim}$ を誘起するための磁束 $B_{\sim}$ の位置を考えて見る。設計が適当なれば $B_{\sim} = B_1$ となり、当然 X 軸上の O_1 点から反転し $O_1-Q-T-P-O_1$ の軌跡を描く。 $V_{\sim}$ が高ければ $O_2-S-T-P-O_2$, 低ければ $O_3-R-T-P-O_3$ となることは図より明かである。このような場合、交流励磁 H_2 も H_2' , H_2'' 又は H_2''' となり、僅かながら直



第7図 影響値の原因説明図

Fig. 7. Explaining Plan of Affective Value

流励磁 H_1 と差を生じる。同様に I_a 即ち H_1 が増大又は減少した場合及び周波数が変化した場合も容易に理解出来る。また磁性体が完全飽和でないため、一方の鉄心で H_2 が H_1 を打消している瞬間、他方には H_1+H_2 の起磁力が働き、第7図に示す B_s 分だけ反転の脚が上り、始めの半波では B_a , 次の半波では B_s 合せて $B_{\sim}$ ($=B_{\sim}$) の磁束変化をなす。従つて N_{2a} 又は N_{2b} の端子には $V_{\sim}$ の全電圧ではなく、 $B_a:B_s$ の比が半周波毎に交互にかゝると共に、 I_2 の誤差が予想される。

補助交流の波形歪による影響は、本器を設置する発電所は比較的正しい正弦波電源を所持しているのが通例で、実用上さして不都合を感じない。

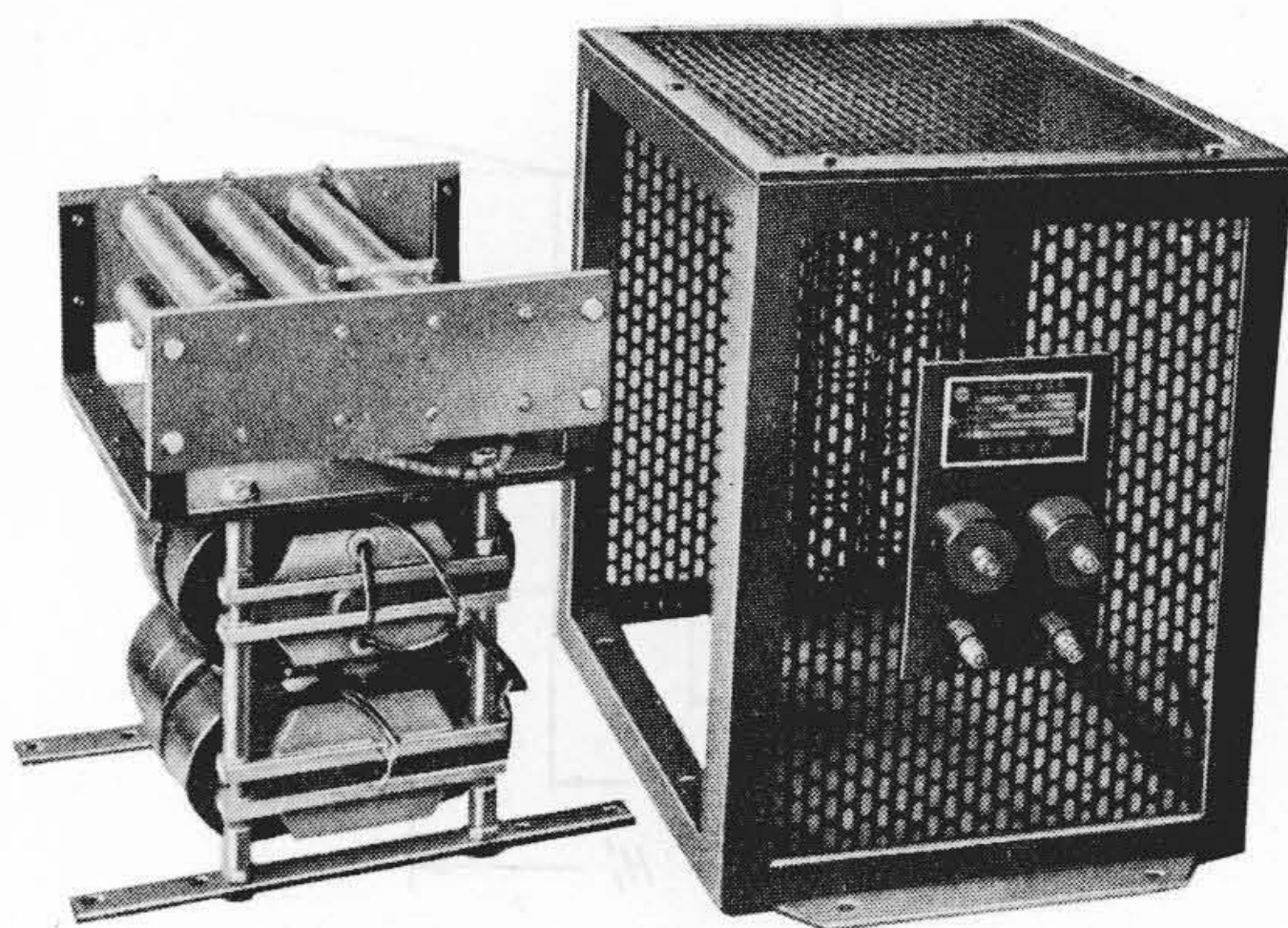
構造が本器の性能に影響するのは当然である。鉄心は磁気抵抗や漏洩を小さくするため円形で、継目のないものが考えられるが、材料消費や工作の面から余り得策でなく、矩形状の鉄板を最少の継目で組合せるのが一般である。継目は鉄心の μ 値を低下させるので、重ね合せや締付は特に入念にしてある。線輪は影響値を最小にするよう特別な考慮が払われている。

〔V〕 比 誤 差 の 補 正

I_2 が完全な矩形波を示す場合は、その実効値は波高値 I_m に等しくなり $I_a N_1 = I_2 N_2$ の関係が成立つ。然し、直流変成器用の磁性材料として理想的でない次善のもの、例えば、普通の珪素鋼板を使用しても、第7図に示く如く I_2 の波形が矩形から崩れて、交流アムペア回数 $I_2 N_2$ は、常に直流アムペア回数 $I_a N_1$ より小さくなる。その程度は一に鉄心材の B-H 特性によつて定まる。一般に

$$I_2(\text{実効値}) = I_m(\text{最大波高値}) \times \frac{1}{\text{波高率 } Kf} \quad (2)$$

で示されるが、更に I_a や $V_{\sim}$ の大小でも I_m が変動する

第8図 D.C. 2,000 V/A.C. 0.25 A
直 流 変 圧 器Fig. 8. D.C. 2,000 V/A.C. 0.25 A D.C.
Potential Transformer

から。比誤差を保証全域に亘り最小に保つために、これ等を総合した補正を行わねばならない。即ち I_m の較正率を λ とすると

$$I_2 = I_m \times \frac{\lambda}{Kf} \quad (3)$$

上式に見合う電流補償の方法としては第2図の如く、 I_2 回路に補償変流器 CCT を置くか、又は二次捲線の捲戻し W_B を行うのが普通である。

補助交流電圧、周波数並びに波形変動による誤差影響値については、抜本的には磁性材の特性をより以上改善するしか適切な対策がない。

〔VI〕 直 流 変 圧 器 (PT) の 特 異 点

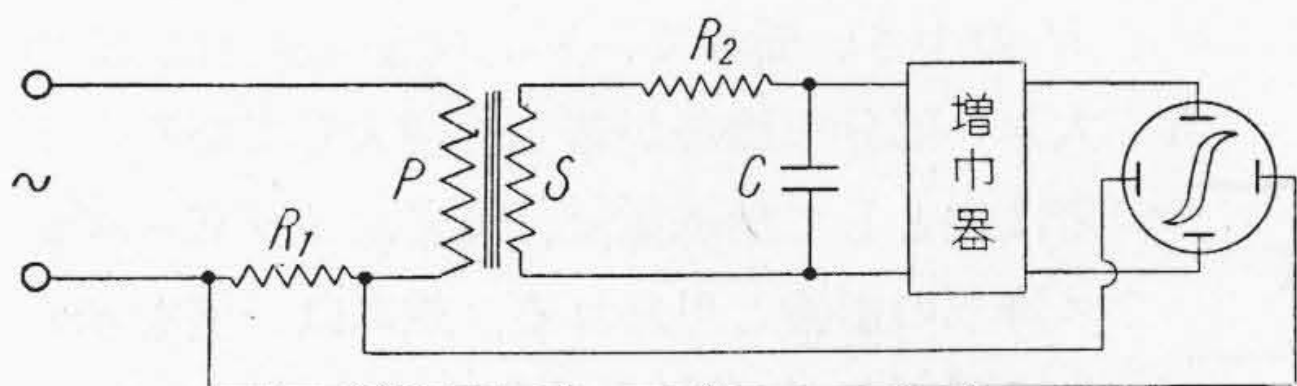
この型の PT は、一般交流変圧器の如く一次電圧を直ちに二次電圧に変成することは出来ない。直流電圧 E_a を直列抵抗 R によつて一旦 I_a に転換した後、CT と同様な原理によつて二次交流電流 I_2 に変流する。即ち I_a の小さい場合の CT として理解される。そのため、普通 CT では $N_1=1$ であるに反し、PT は所要の直流磁化力 H_1 を得るために、一次捲線を多数回捲く必要がある。PT の諸元は次の関係にある。

今 $E_a/I_a=k$ とすると $I_2=I_a \times N_2/N_1$ より

$$\frac{E_a}{I_2} = \frac{N_1}{N_2} \times k \quad (4)$$

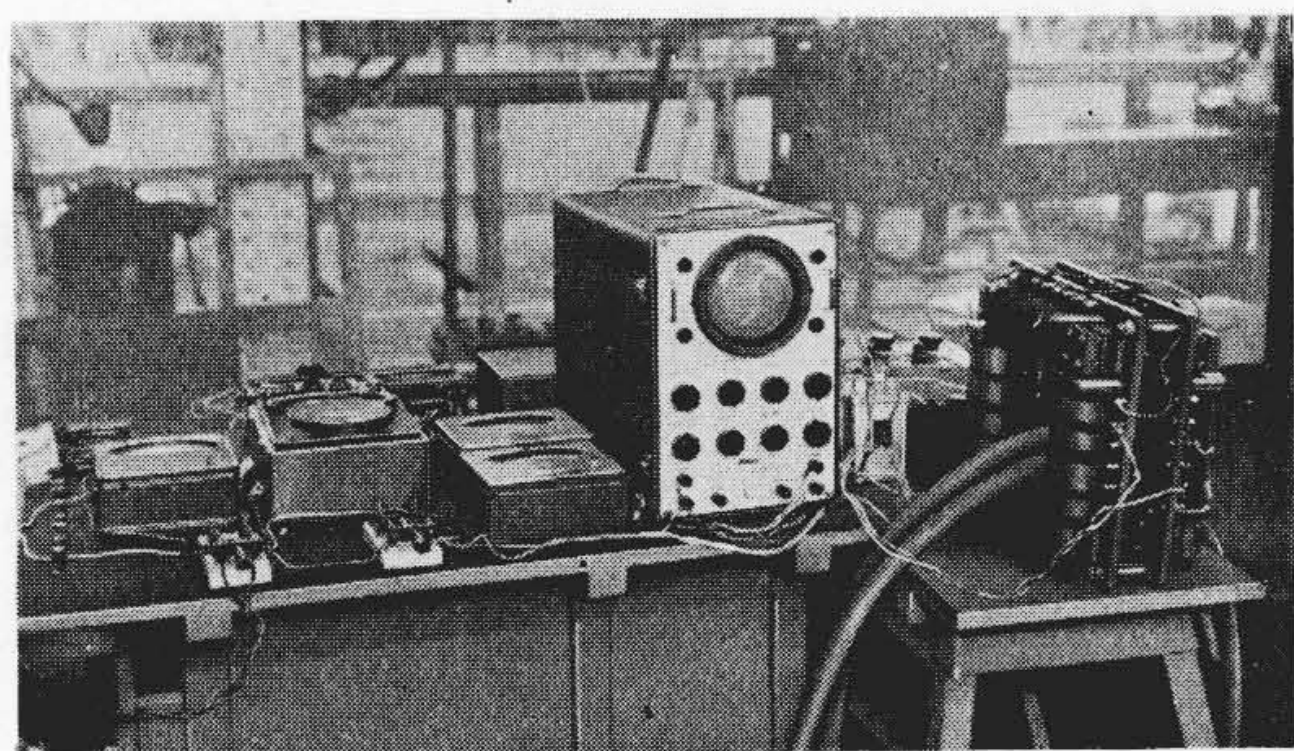
求めるのは変成比 E_a/I_2 であるから (4) 式の関係が満足される限り、 I_a 従つて $N_1 \cdot N_2$ は任意の値に選べることを意味する。然し、実際には下記の理由から I_a 値は自ら制限を受け、しかもこの適否が PT 特性に大きな影響をもつものである。

即ち、CT では直流側の電力損失は問題にならないが、PT では I_a が大きい程、この回路の電力損失 $I_a^2 R$ が



第9図 B-H 特性直視装置原理説明図

Fig. 9. Diagram of Oscilloscope for B-H Characteristic



第10図 磁性材料特性実験装置

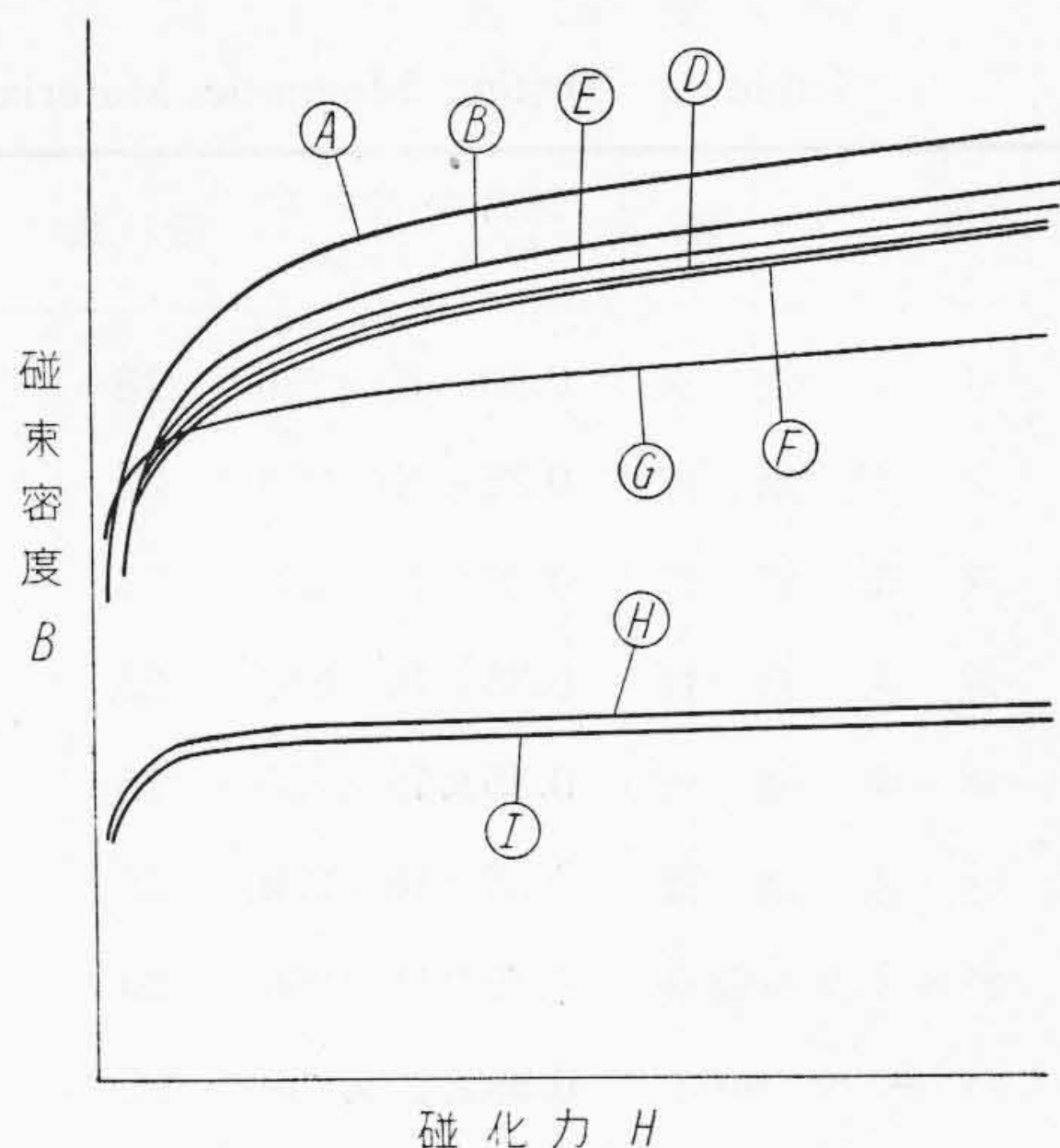
Fig. 10. Testing Apparatus for Characteristic of Magnetic Materials

増大し運転費が嵩み好ましくない。また反対に I_a が小さ過ぎると、 N_1 が必然的に大きくなり、一般交流変圧の関係から、一次側に誘起電圧 $V_1 = V \times N_1/N_2$ を発生する。この V_1 は CT の場合には、 $N_1/N_2 = I_2/I_a$ が微小値をとるため悪影響をもたらさないが、PT の場合には可成りの高圧になり時には線輪の絶縁を脅かすことさえある。更に厄介なことは、一次側偶数次、二次側奇数次の高調波誘起電圧が基本波に重畳して比誤差を増大することである。この高調波電圧による環流電流は CT では I_a の大、 V_1 の微小と相俟つて殆ど問題にならないが、PT の場合は反対に I_a 小、 V_1 大のため可成りの影響をもつので、最小の消費電力で実用上十分な比誤差が得られるように設計してある。

PT では一次回路が温度の影響で抵抗値を変化し、 I_a が正確に E_a に比例しなくなるので、直列抵抗 R は抵抗温度係数の極めて小さい抵抗材を使用し温度影響値を微小にしてある。

〔VII〕 磁気特性の検討

磁気特性の検討は、主として NS 導磁率計と、特製の試験装置と、120 mmφ ブラウン管オシログラフに依つた。試験装置は試料単独でも、また直流変成器としても実験出来る構造とした。ブラウン管では B-H 特性及び電圧、電流の波形を調べた。B-H 曲線映像の原理⁽³⁾は第9図に示す如く、試料を交流で励磁し、その回路に挿入した無誘導抵抗 R_1 の電圧降下をとり、ブラウン管の横軸に入れた。縦軸にはサーチコイル S の回路に抵抗



第11図 各試料の B-H 特性

Fig. 11. B-H Characteristic of Test Materials

R_2 とコンデンサー C を直列にして、 C の端子電圧即ち S の誘起電圧の積分値をとつた。第10図はこの装置の写真である。実験は第1表(次頁参照)に示す9種類の試料について行つた。始めからの計画で、NS 導磁率計による定量測定と、直視装置による定性調査の対比で、有益な資料が得られた。直視装置では鉄心の占積割合、継目の構造及び締付の影響等を包含した有りのまゝを、しかもダイナミックな形で視覚出来た。

試料 C, E は D と略同一特性を示し、又 H, I は B_m が他とかけ離れて低く、この装置では直流変成器として同一条件での比較が出来なかつた。

第11図は NS 導磁率計で求めた B-H 特性、第12図はヒステリシスの直視写真で、同一符号は同試料、末尾数字は試験別を示す。曲線が一部交叉しているのは増巾器の影響と思われる、 R_2 及び C を調整しても修正出来なかつた。又第13図は直流励磁 H_1 と交流励磁 H_2 を重畳した場合である。

第14図は、各試料をそれぞれ直流変成器とした場合の比誤差の比較である。図中 x を誤差保証範囲とすれば y は比誤差の中である。0% 線との開きは捲戻しによつて補正出来るので、 x が広く y が狭い程即ち曲線が水平な程良い。試料 G は B_m の低い割合に他と同じ V で試験したため、 H の大きい方に良特性部分が延びている。

第15図は上記の場合の I_2 波形、第16図は二次電圧 V 及び V_a の波形を示す。第17図は試料 B について V を変えた場合の I_a-I_2 関係で、Z 線は変成比 I_a/I_2 により、決定されるものである。各場合共この線に近接し且つ傾度が等しいことが望まれる。 V の高い場合は

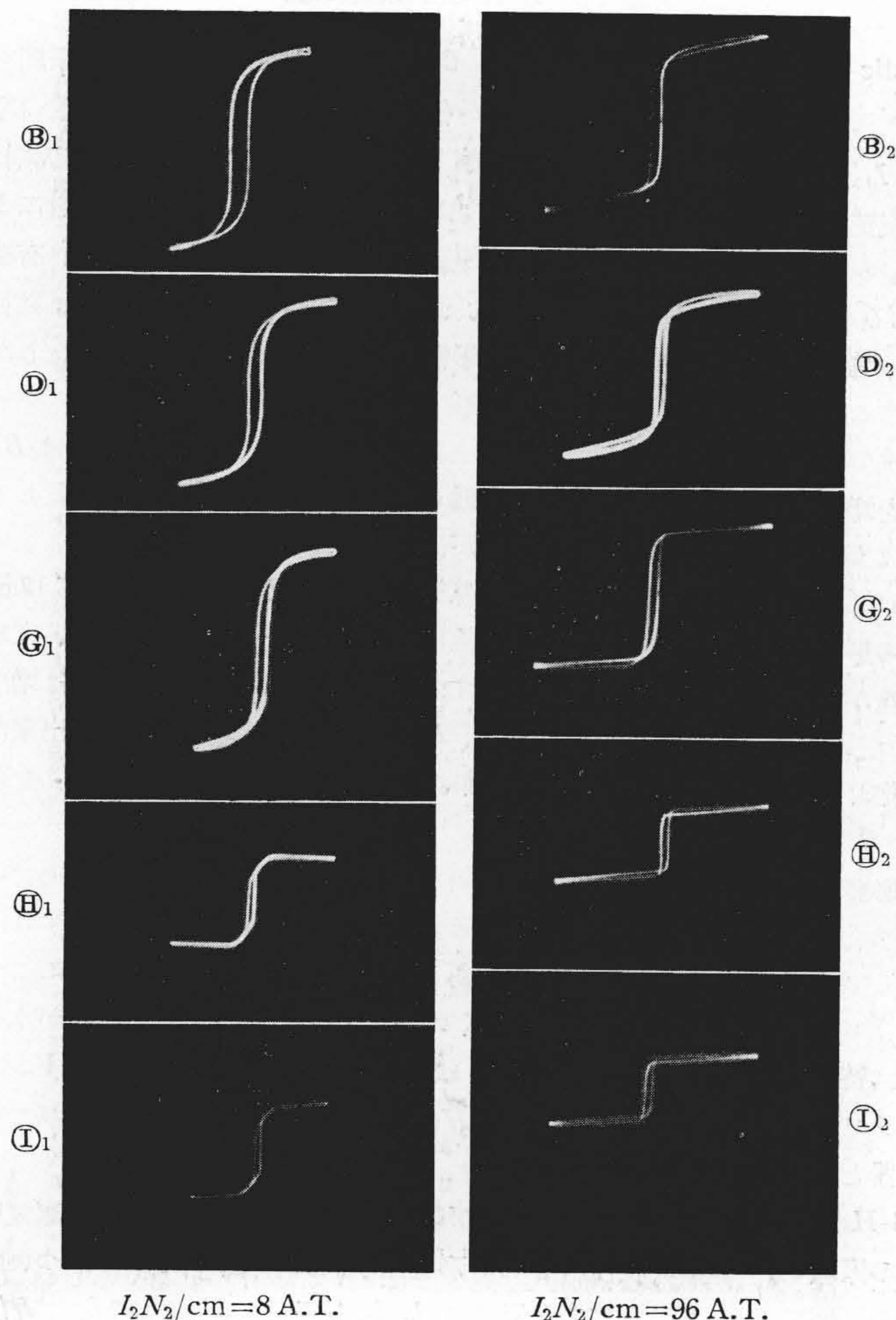
第 1 表 磁性材料試料表
Table 1. Testing Magnetic Materials

符号	試料	試片の大きさ 厚×巾×長	積枚数	摘 要
A	硅素鋼板	0.50×10×250	18	ワニス焼付
B	硅素鋼板	0.35×10×250	25	
C	硅素鋼板	0.35×10×250	25	
D	硅素鋼板	0.35×10×250	25	
E	硅素鋼板	0.35×10×250	25	
F	硅素鋼板	0.35×10×250	25	
G	鉄ニッケル合金	0.45×10×250	20	熱 処 理
H	パーマロイ	0.35×10×250	25	熱 処 理
I	ミューメタル	0.45×10×250	20	熱 処 理

H の小さい部分で、 V_m の低い場合は H の大きい部分で誤差が著しく増大している。前者は主として励磁電流、後者はインピーダンス降下の影響と思われる。茲には一例を示したに過ぎぬが、各試料共大体同一傾向である。

諸特性は〔III〕の考察通りで $B-H$ が理想形に近い程良くなることは勿論であるが、珪素鋼板でも撰拵の仕方によつて相当の開きがあることを知つた。

鉄心材として高位ニッケル含有合金が望ましいが、時局柄入手困難、且つ特殊の熱処理を要する等工作が複雑で一般的でない。普遍的な見地からは珪素鋼板製に若くはない。珪素鋼板は安価で入手、工作共容易、且つ B_m が高いため鉄心の断面積、従つて線輪のインピーダンスが小さく出来る利点がある。

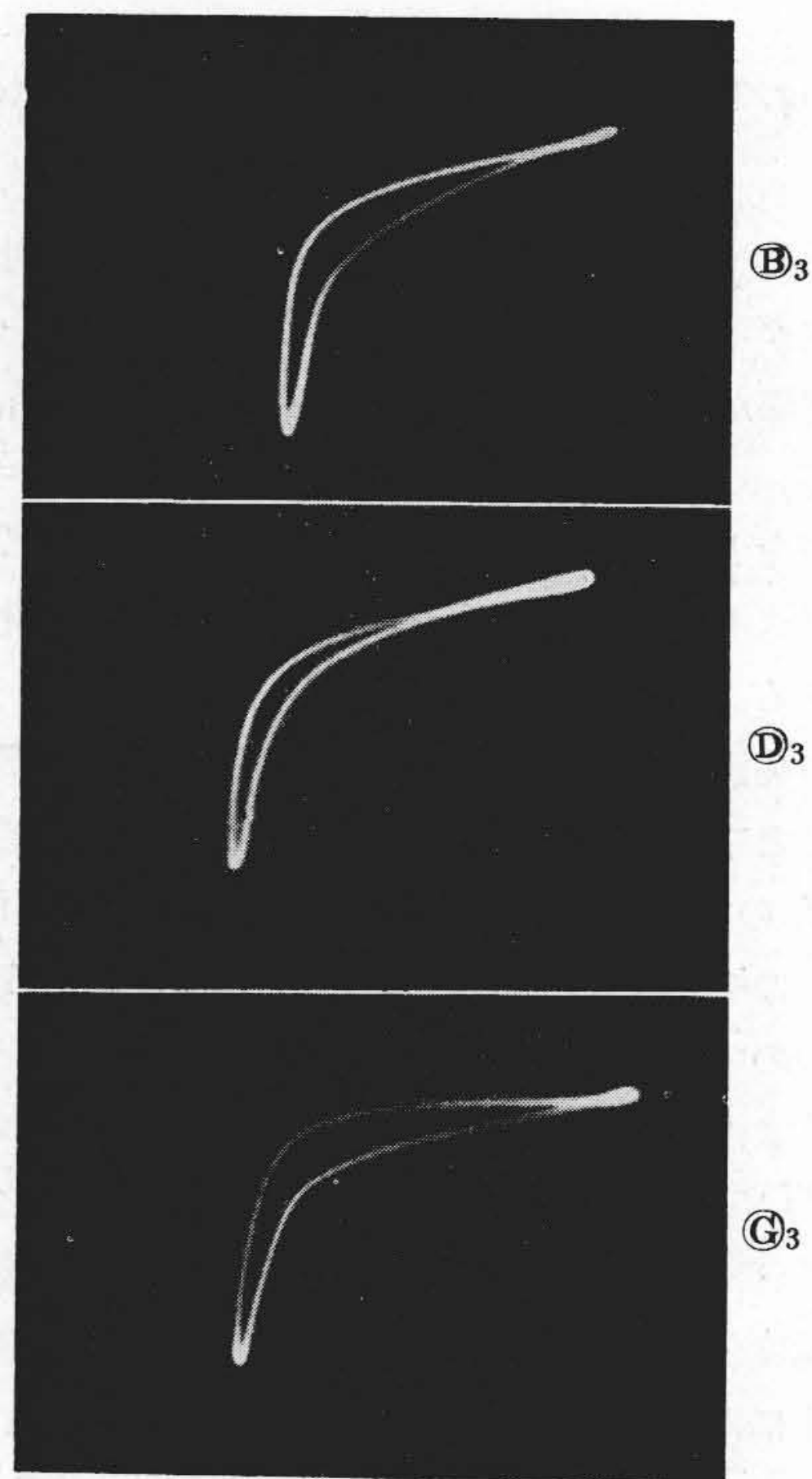


$I_2N_2/\text{cm}=8 \text{ A.T.}$

$I_2N_2/\text{cm}=96 \text{ A.T.}$

第 12 図 各試料のヒステリシス

Fig. 12. Hysteresis Loop of Test Materials



$I_dN_1/\text{cm}=40.0 \text{ A.T.}$

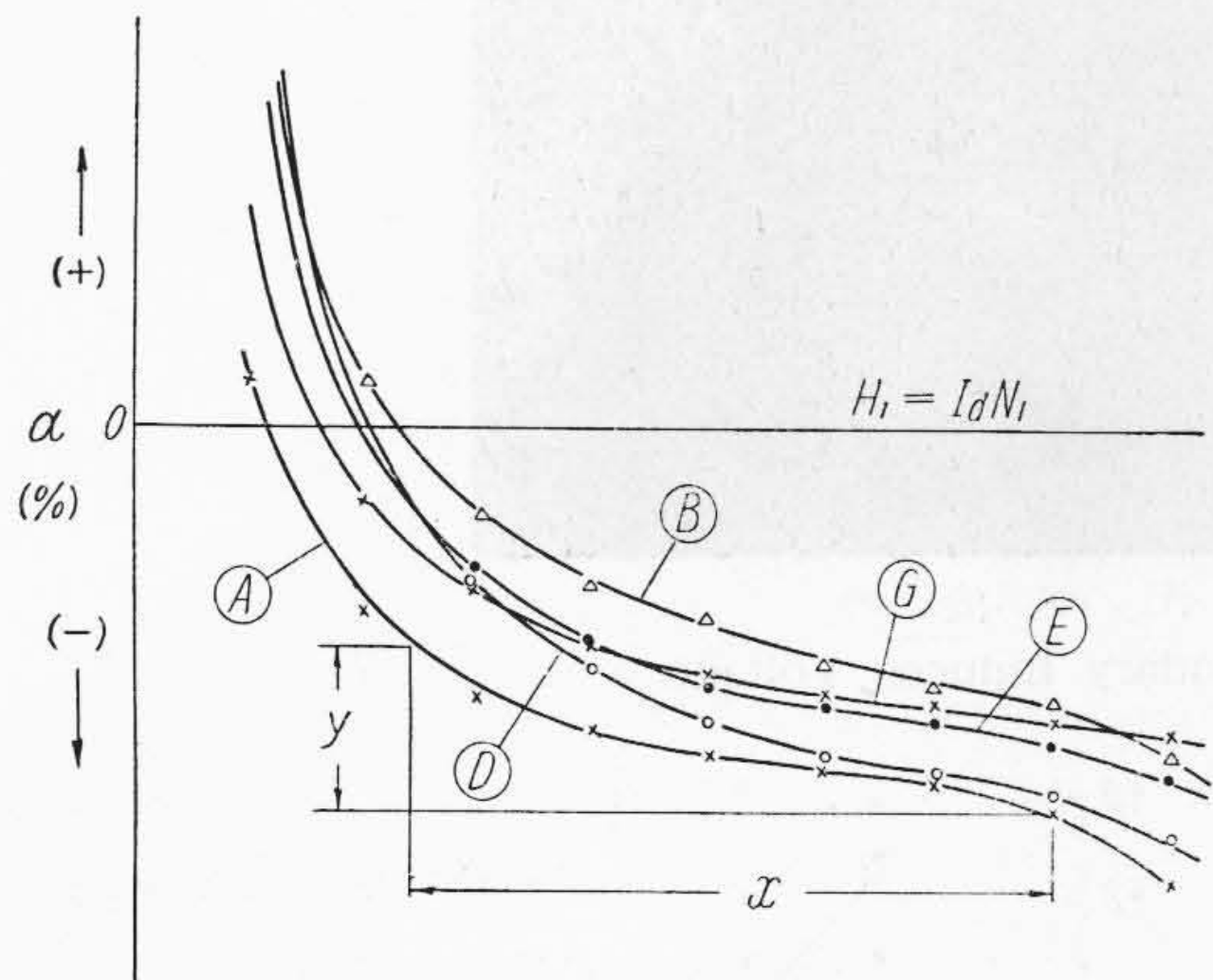
$I_2N_2/\text{cm}=32.8 \text{ A.T.} \dots \text{B}$

33.1 A.T. $\dots \text{D}$

34.6 A.T. $\dots \text{G}$

第 13 図 直流磁化を重畳した場合のヒステリシス

Fig. 13. Hysteresis Loop in Case of Superposed D.C. and A.C. M.M.F.

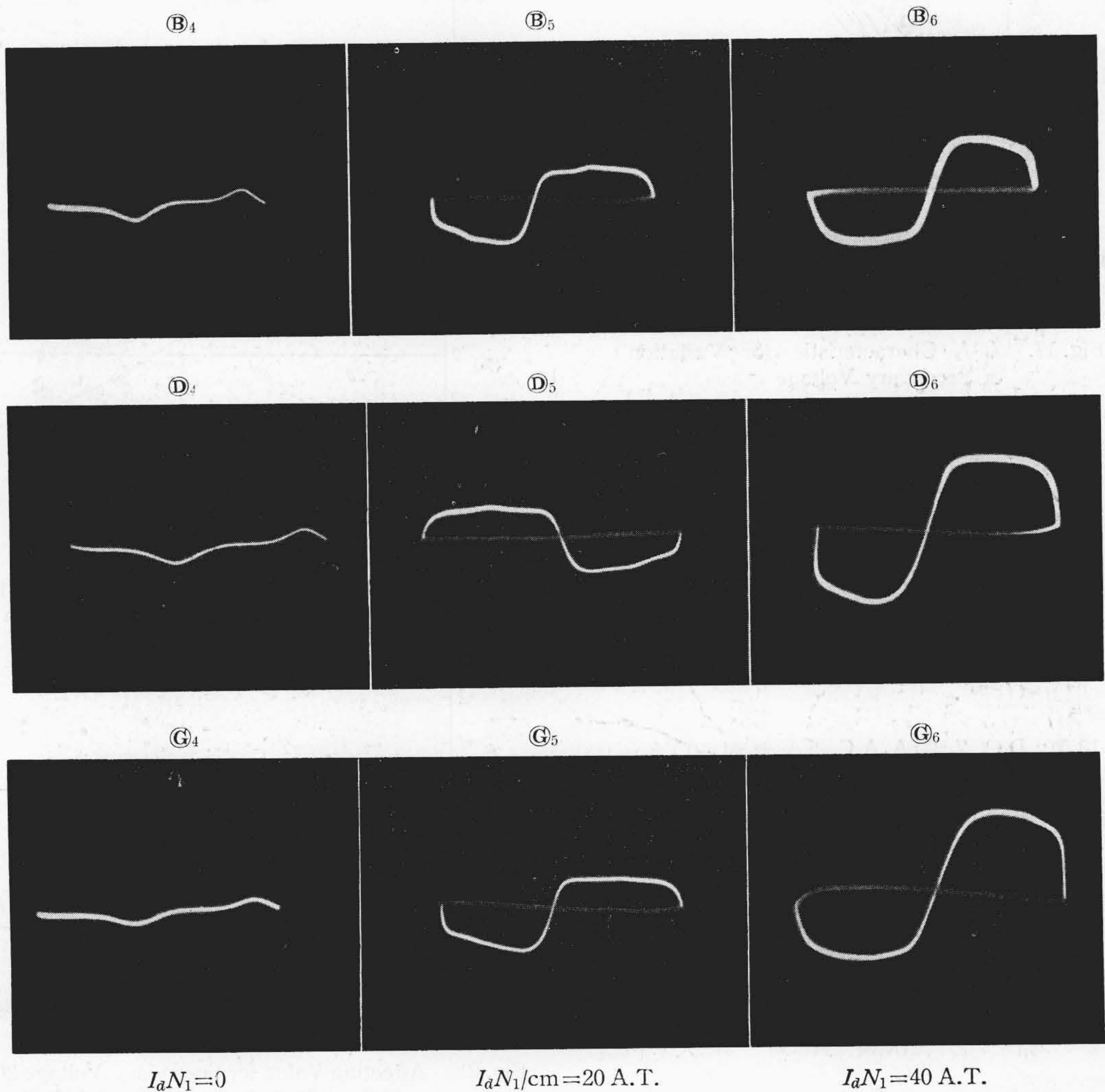


第14図 各試料に対する比誤差比較
Fig. 14. Comparison of Ratio Error for Test Materials

〔VIII〕製品 の 性 能

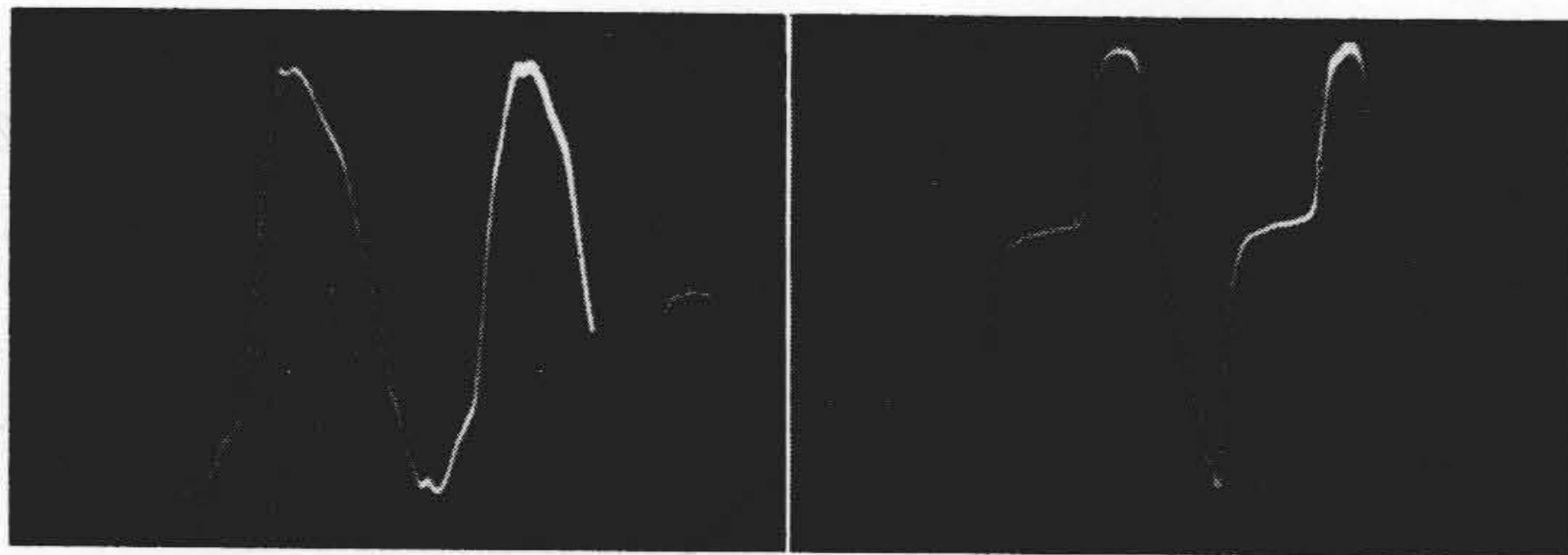
以上各項に亘り、直流変成器の性能を、主として定性的に説明した。飽和磁気を扱うものは計算に載り難い。それは数式で表わし難い B-H 特性、磁気漏洩現象及び特性のパラッキ等のためである。本器の製品化も単なる机上計算によつて成されたのではない。所謂カット、エンド、トライにより成し遂げられた面が多い、下記に日立製作所が過去数年間に製作、納入した硅素銅板製々品中一部の試験結果を報告する。

第18図乃至第20図は比誤差 α (%) で図中の曲線は平均特性を示す。第21図乃至第23図は二次給与電圧が $\pm 10\%$ 変化した場合の電圧影響値 β (%) を示す。 β は計器と組合せた時特に問題となるので、JEC-119 の規



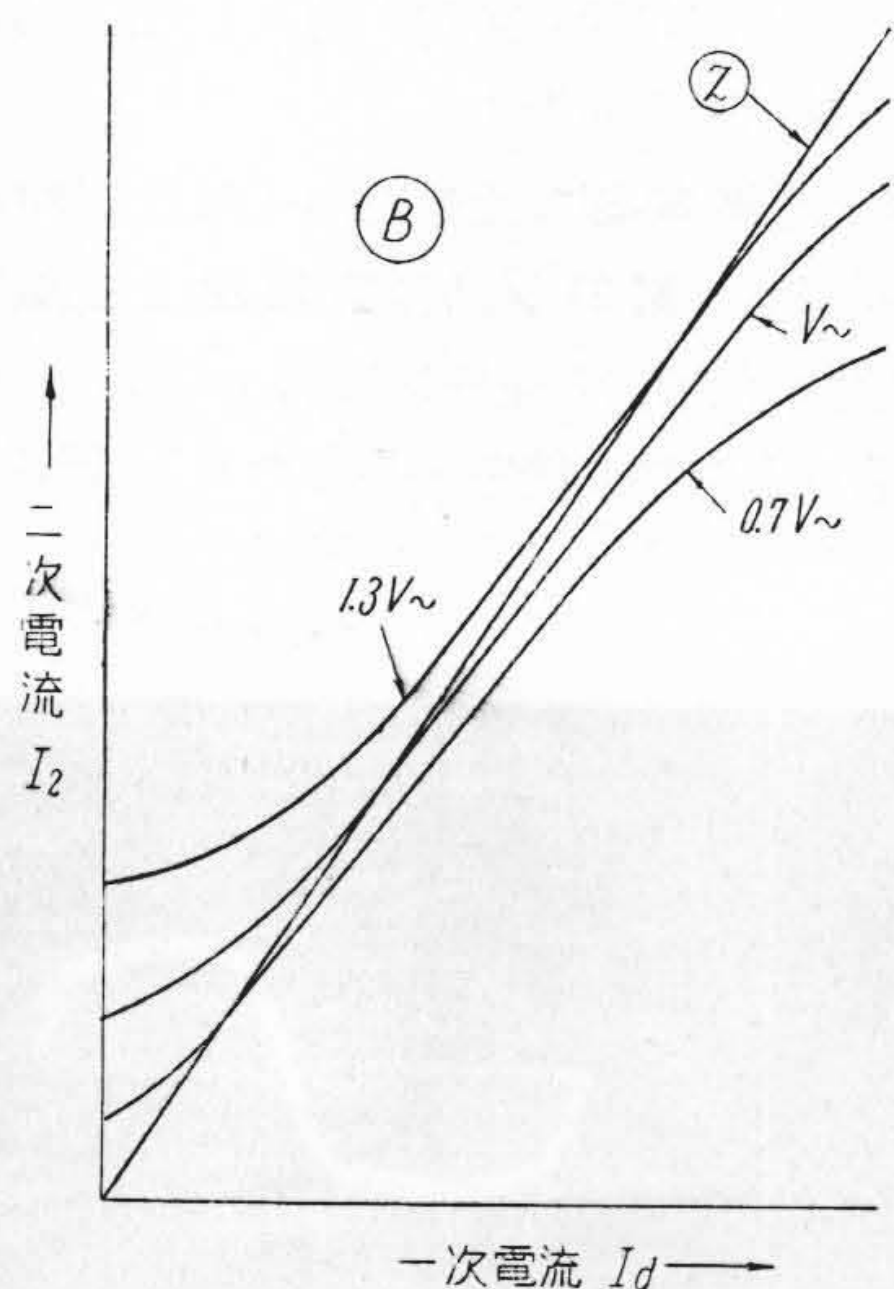
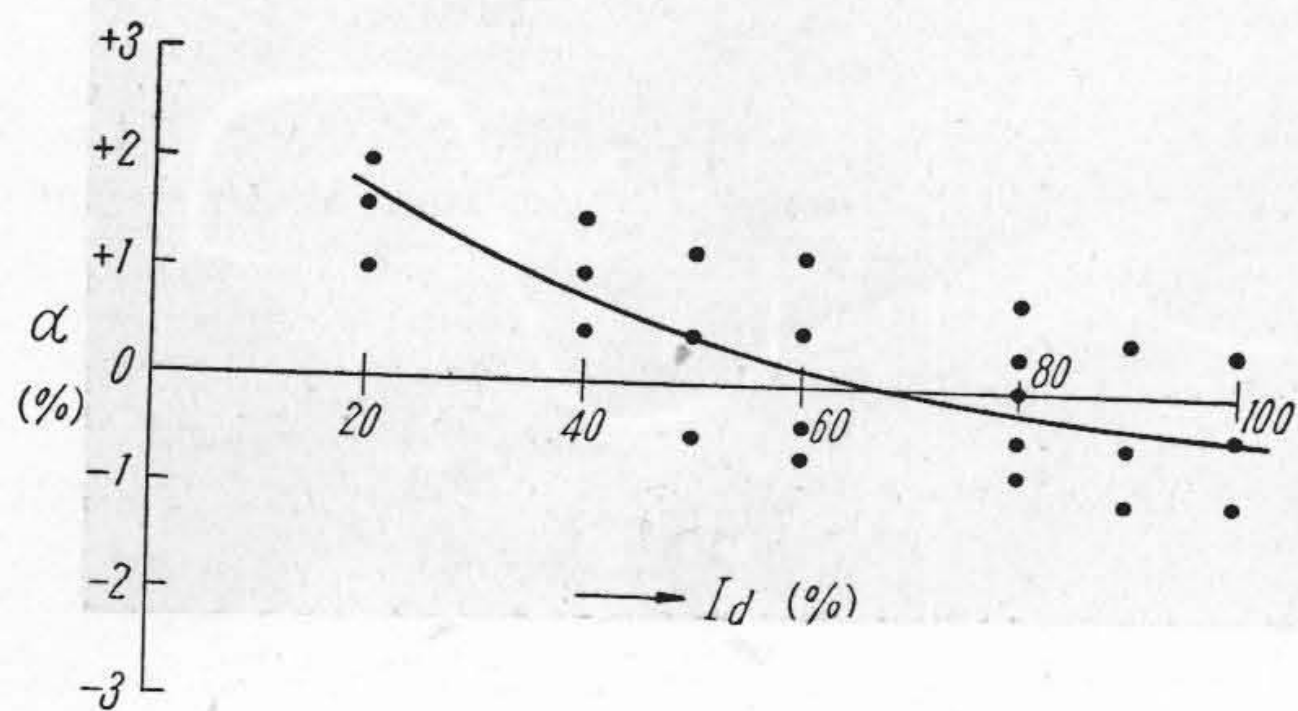
第15図 各試料の I_2 波形

Fig. 15. I_2 Wave Form of Test Materials



第16図 二次誘起電圧の波形

Fig. 16. Wave Form of Secondary Induced Voltage

第17図 二次電圧変化に対する I_d - I_2 特性Fig. 17. I_d - I_2 Characteristic for Variation of Secondary Voltage

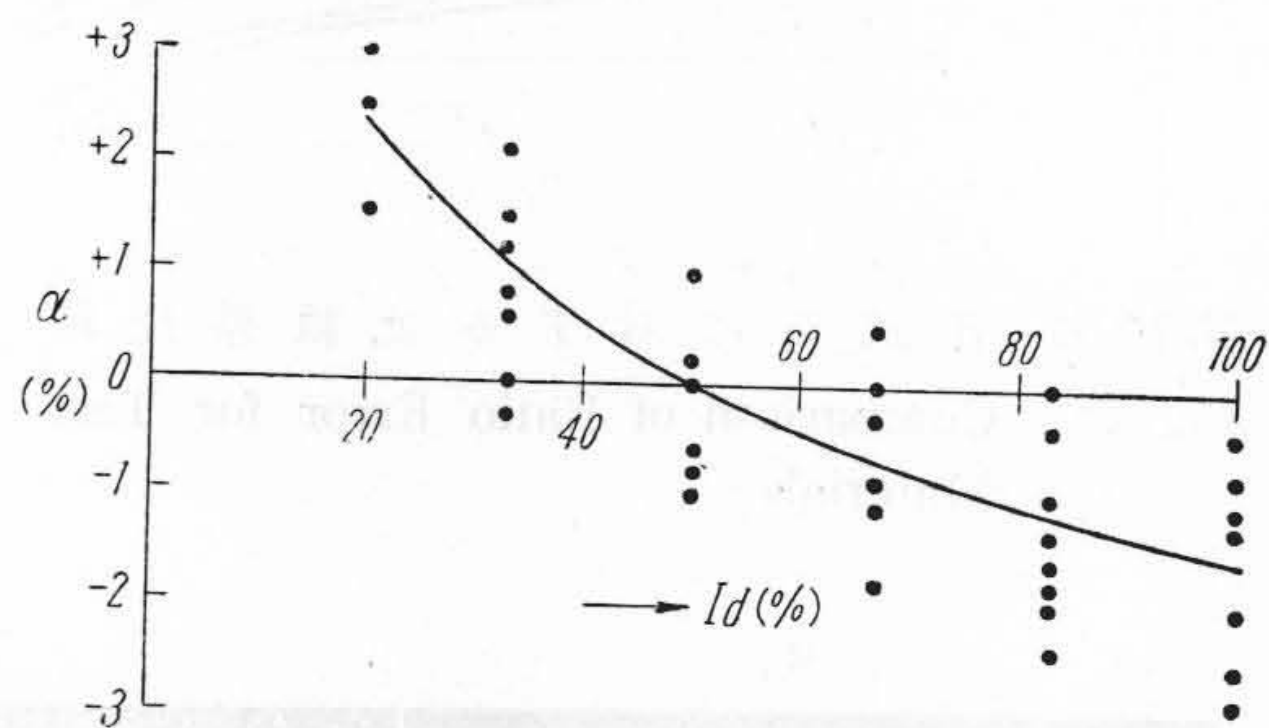
第18図 D.C. 7,500 A/A.C. 5 A 負担 40 VA 直流変流器の比誤差

Fig. 18. Ratio Error of D.C. 7,500 A/A.C. 5 A D.C. Current Transformer at 40 VA Burden

程に準じ、定格値に対する % で表わした。又第 24 図は CT の、第 25 図は PT の O. S. C. 第 26 図は CT 二次の力率の一例である。

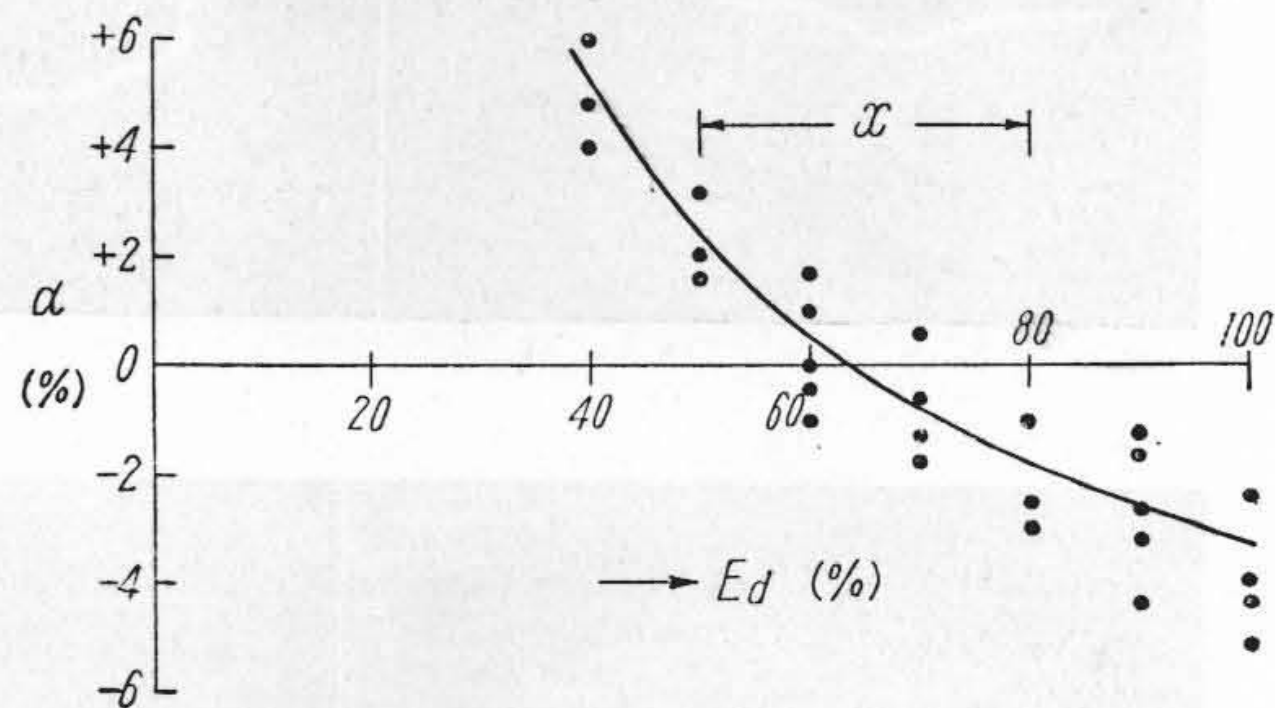
今までの結果から、硅素鋼板製に対しては大体下記のようにいえる。

1. 直流アンペア回数 $I_d N_1$ の大きい方が性能がよい。



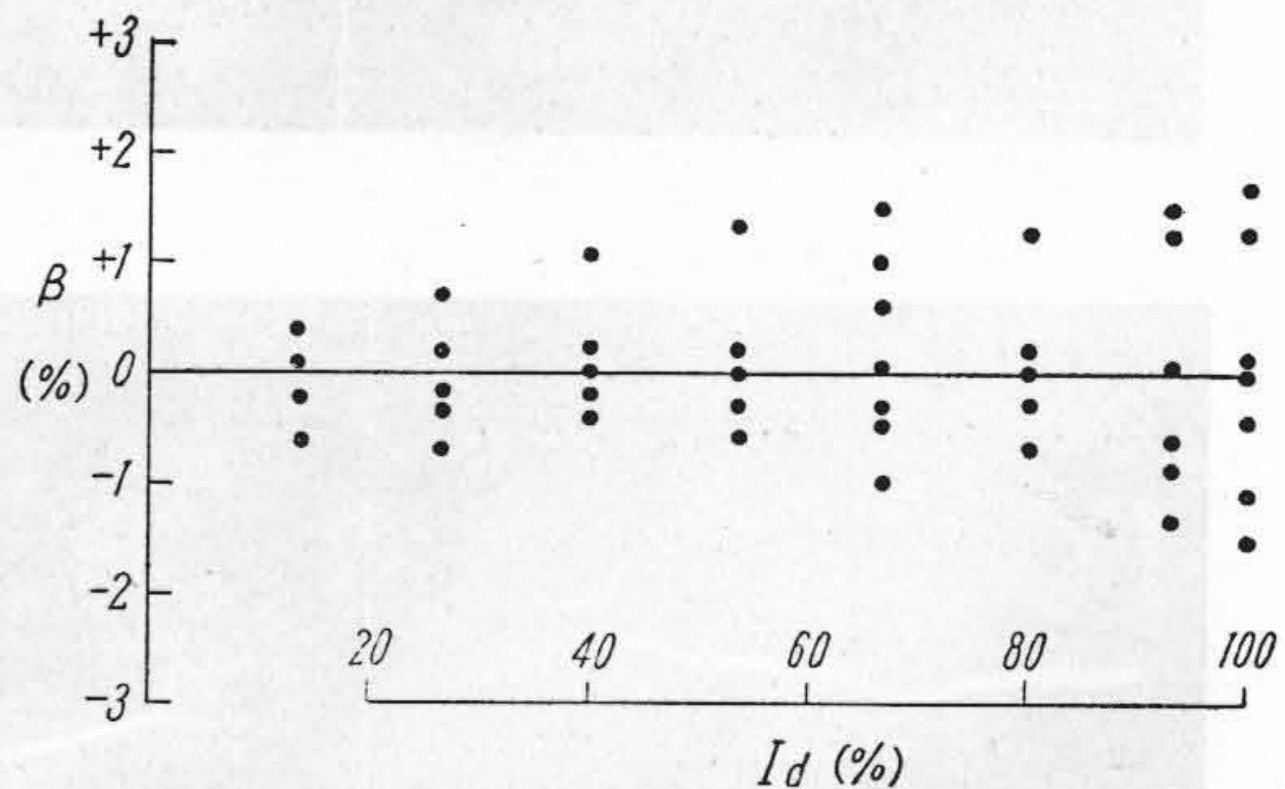
第19図 D.C. 3,000 A/A.C. 1 A 負担 5 VA 直流変流器の比誤差

Fig. 19. Ratio Error of D.C. 3,000 A/A.C. 1 A D.C. Current Transformer at 5 VA Burden



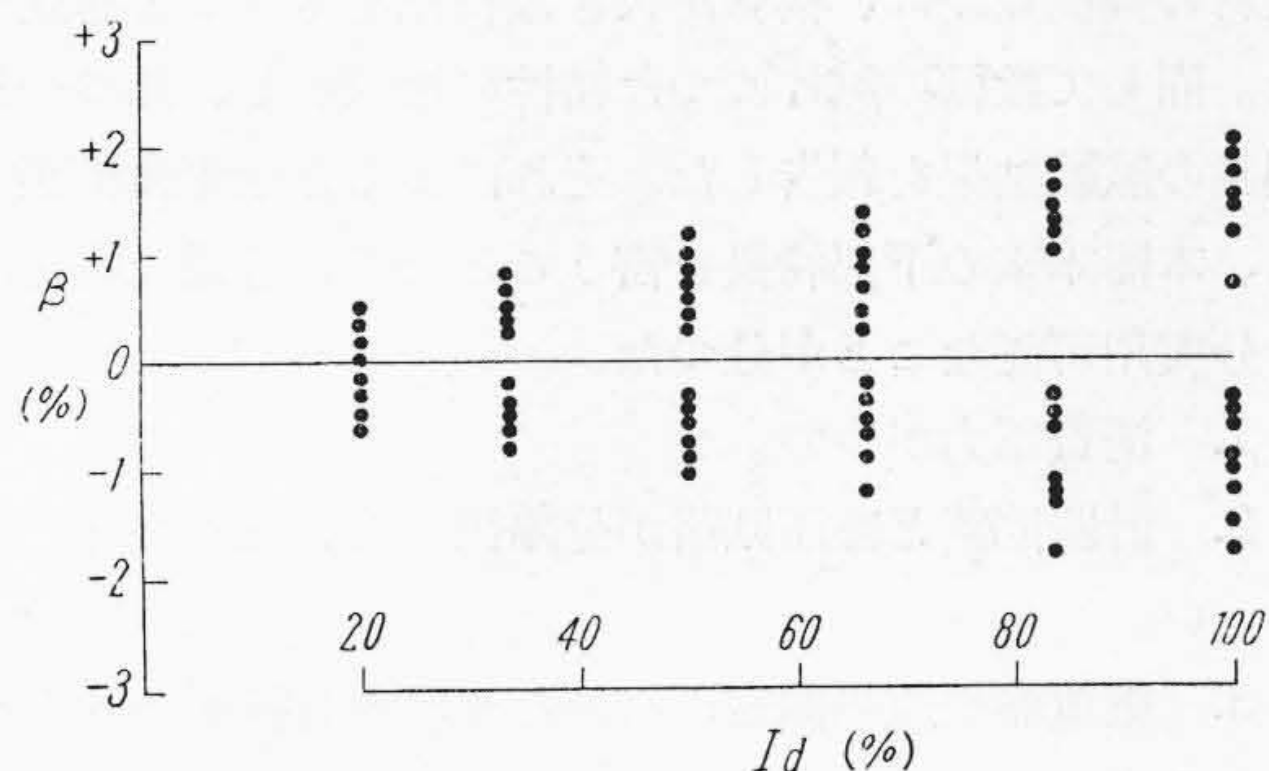
第20図 D.C. 2,000 V/A.C. 0.25 A 負担 5 VA 直流変圧器の比誤差

Fig. 20. Ratio Error of D.C. 2,000 V/A.C. 0.25 A D.C. Potential Transformer at 5 VA Burden



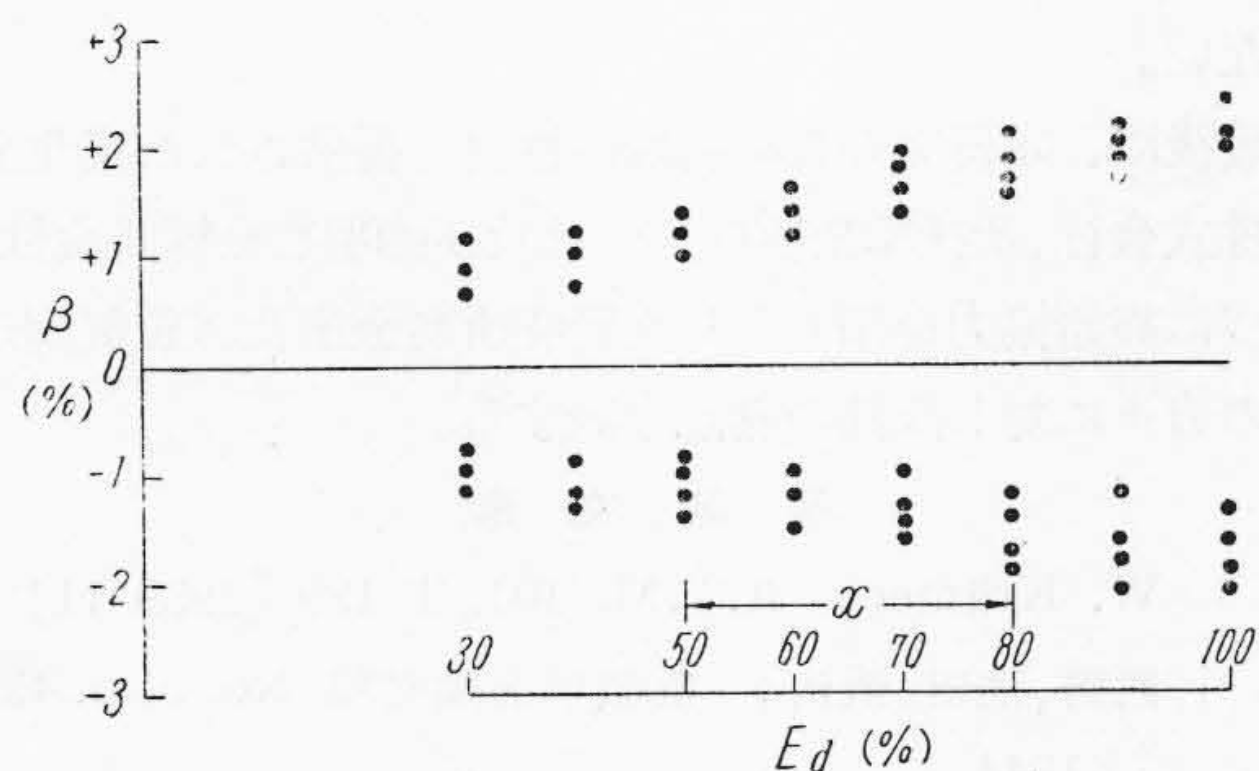
第21図 D.C. 7,500 A/A.C. 5 A 負担 40 VA 直流変流器の二次電圧 200 V ± 10% に対する誤差影響値

Fig. 21. Affecting Value for Secondary Voltage 200 V ± 10% of D.C. 7,500 A/A.C. 5 A D.C. Current Transformer at 40 VA Burden



第22図 D.C. 3,000 A/A.C. 1 A 負担 5 VA
直流変流器の二次電圧 $200\text{ V} \pm 10\%$ に対する誤差影響値

Fig. 22. Affecting Value for Secondary Voltage $200\text{ V} \pm 10\%$ of D.C. 3,000 A/A.C. 1 A D.C. Current Transformer at 5 VA Burden



第23図 D.C. 2,000 V/A.C. 0.25 A 負担 5 VA
直流変圧器の二次電圧 $200\text{ V} \pm 10\%$ に対する誤差影響値

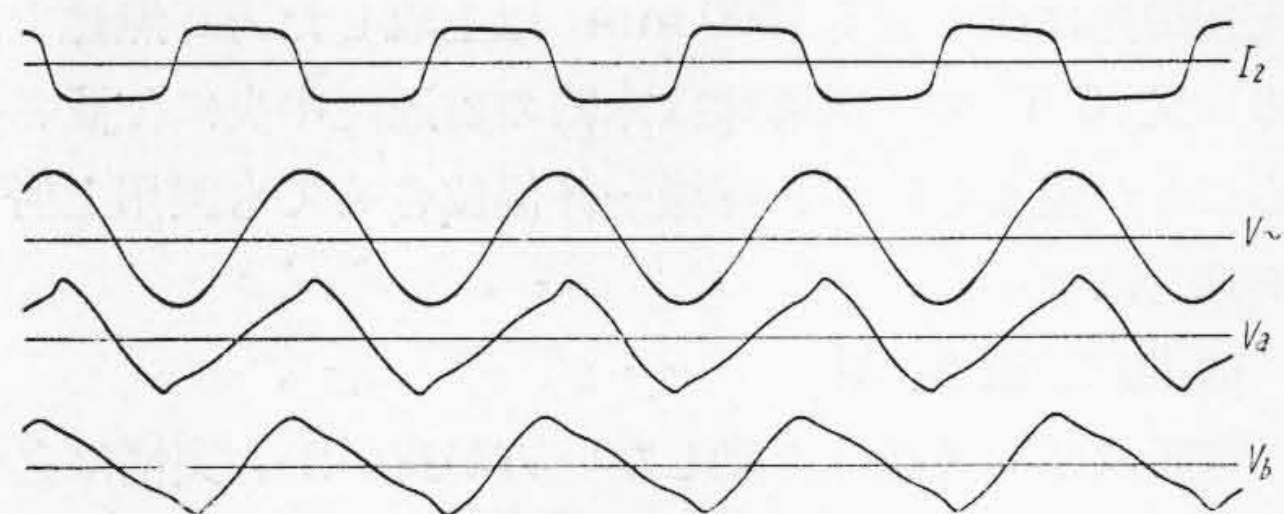
Fig. 23. Affecting Value for Secondary Voltage $200\text{ V} \pm 10\%$ of D.C. 2,000 V/A.C. 0.25 A D.C. Potential Transformer at 5 VA Burden

2. 変成比 N_1/N_2 即ち I_2/I_d が小さい程、影響値が有利になる。
3. 二次給与電圧は、本器の特性と密接な関係があるが、電源設備、その他を考慮して A.C. 200 V 附近が手頃である。
4. 比誤差 α (%) (JEC-118 に準じ、測定点の標準値に対する % で表わす) は下記程度である。

	誤差保証範囲	α (%)
C T	$1.0 \sim 0.2 I_d$	± 3 以内
P T	$0.8 \sim 0.5 E_d$	± 3 以内

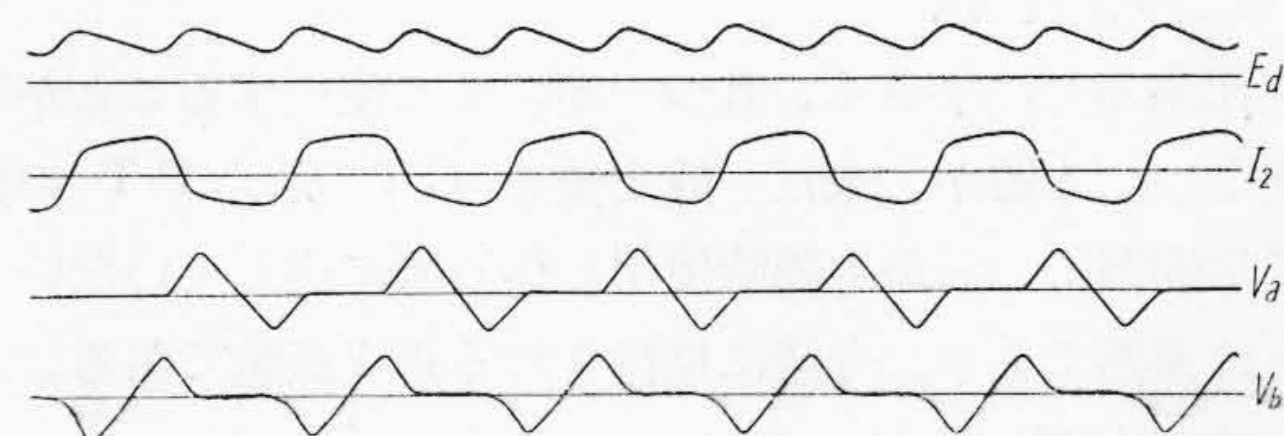
5. 影響値 β (%) (定格値に対する % で表わす) は CT, PT 共下記程度である。

二次電圧 E_0 の変動 $\pm 10\%$ に対して $\pm 2\%$ 以内
周波数 f の変動 $\pm 10\%$ に対して $\pm 2\%$ 以内
高位ニッケル含有合金については、目下研究続行中で、未だ製品化されたものはない。



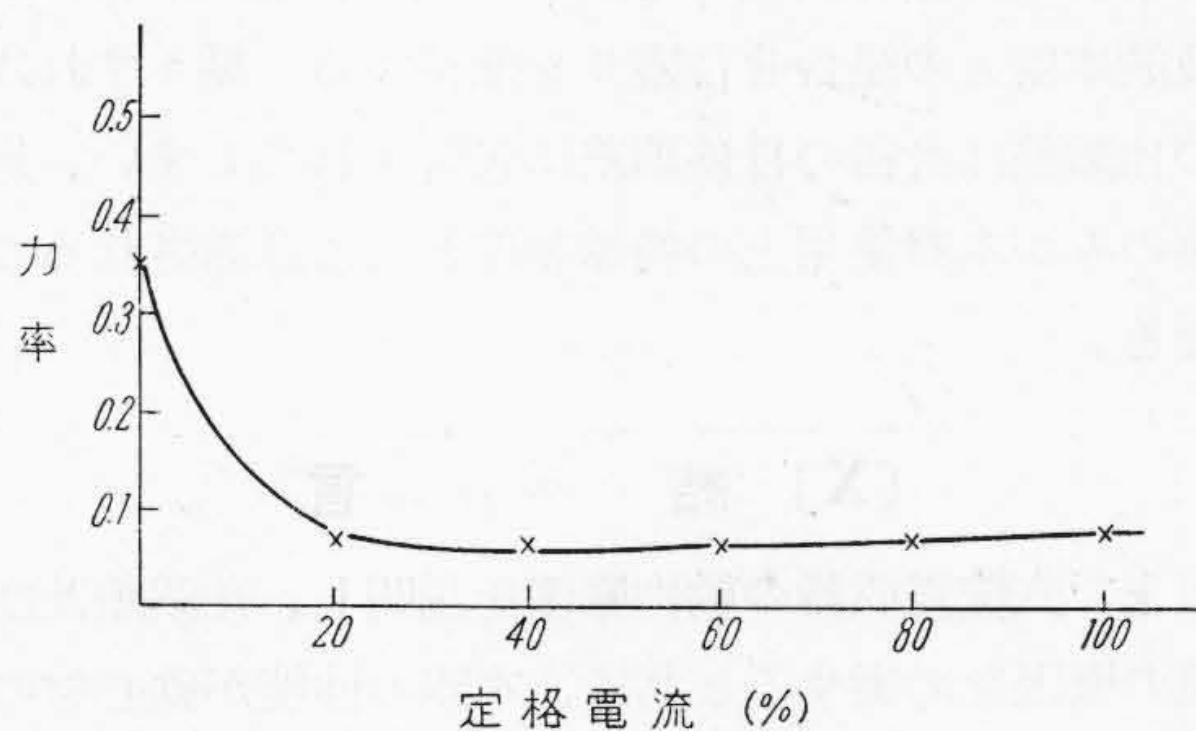
第24図 直流変流器 O.S.C. の一例

Fig. 24. O.S.C. of D.C. Current Transformer



第25図 直流変圧器 O.S.C. の一例

Fig. 25. O.S.C. of D.C. Potential Transformer



第26図 D.C. 5,000 A/A.C. 5 A 負担 8 VA
直流変流器の力率

Fig. 26. Power Factor of D.C. 5,000 A/A.C. 5 A D.C. Current Transformer at 8 VA Burden

〔IX〕 特長と取扱い

本器は完全な静止器であつて、永年使用しても劣化の心配がない。運転費も PT に数百ワット程度の直流消費があるが CT にはなく、補助交流の電力消費は両者共力率 0.1 以下で僅少である。又一次と二次捲線は分離して完全に絶縁されるので、使用上危険がない等の特長を有っている。

然し、本器の使命上比誤差を微小に保持するためには、設計、製作が適切であることは勿論であるが、使用上にも若干の注意が必要である。以下それを述べる。

取 付

磁気飽和を取扱う機器は、周囲に介在する導体又は磁性体の影響を受け易い。当社製品に対する実験結果によれば、これらの物体は器の内部構造で十分な距離が確保されているので、極く接近しても支障はないが、他の直

流強磁界は少くとも 500 mm 以上離れた方が無難である。又 CT の一次導体は本器の貫通窓中央に位置させることが望ましいが、窓椽一杯偏位させても実用上何等不都合はない。

補助交流電源

電圧及び周波数は変動しない方が良いが、実情は必ずしもそうでない。硅素鋼板製での保証限界は電圧、周波数共 $\pm 10\%$ 程度であるから、それ以上変動する場合は定電圧装置が必要である。

二次負担

出来るだけ小さく、且つ一定にして使用することが望ましい。本器が、未だ一般交流の CT 及び PT の如く広範囲に、しかも随時使用し得る域に達していないことは遺憾であり、今後期待される研究課題である。

使用計器

I_2 を矩形波のまゝで計測用に利用する場合には、計器は実効電流値型を使用した方がよい。2~3% の誤差を許容すれば可動鉄片型でも間に合うが、斯様な場合には、可及的本器との組合せ目盛りを推奨する。斯くすれば本器の比誤差は計器の目盛誤差に包含されてしまい、只影響値のみが本器使用上の特殊誤差として意識されることになる。

〔X〕 結 言

以上で直流変成器の動作原理を説明し、比誤差及び影響値の原因を考案すると共に、本器の性能が鉄心材の特性によつて左右されることを解明し、これが改善には磁

性材の撰択並びに、構成が大きな役割をもつことを述べた。而して数種の試片につき特性の検討をし、且つ一部製品の試験結果を報告した。それによると硅素鋼板製でも、本器本来の下部特長を害うことなく、普通一般用に十分実用可能なことが分つた。

1. 消費電力が少い。
2. 計器回路と高圧回路が分離出来て、危険が伴わない。
3. 継電器や遠隔測定に必要なだけの負担がかけられる。
4. 外的諸条件により、狂いを生ずるようなことがない。

比誤差及び影響値を更に小さくした所謂精密級には、鉄心に高位ニッケル含有合金を使用する外ないが、入手、工作等の点から一般的でない。これに代る安価、良質の磁性材については、今後冶金研究者の努力に俟たねばならない。

最後に、本研究のため特殊磁性材を提供された東北金属株式会社、新扶桑金属株式会社及び赤羽冶金株式会社、並びに終始協力を煩した日立研究所冶金室及び磁気測定室の方々に対し深甚の謝意を表する。

参 考 文 献

- (1) W. Krämer: A.T.M. 101, T 139 (1939-11)
- (2) 西野、池田、飯田: 電気学会論文集 No. 5, p. 439 (1944)
- (3) 守田: 科学測器 No. 3, p. 5 (1943)



実用新案 第 387876 号

安 島 忠 義

電動機冷却扇固定装置

この考案は、冷却扇 5 の支持体をネジ部 6 に於て軸 7 にの合せしめ、上記支持体に設けたテーパ孔 9 にはネジ部 14 を以て軸 7 に嵌合するナット 13 の斜面に係合せしめてなるものに於て、上記ネジ部 6 と 14 とのピッチを相異せしめておき冷却扇支持体の緩みを完全に防止したものである。

(田 中)

