

周波数領域 20Hz～20kHz における 単板試料磁気試験装置

山田 一* 中村 浩** 加藤 寛***

(昭和51年10月30日受理)

A Single Sheet Tester for the 20Hz-to-20kHz Frequency Range

Hajime YAMADA, Hiroshi NAKAMURA and Hiroshi KATO

The 25cm-Epstein testing method is widely used in the measurement of iron loss and magnetizing characteristics of the electrical iron sheet which contains a silicon steel sheet. However, as the needs for the automatic instrumentation and non-annealing use of the oriented silicon steel sheet are increasing rapidly, there is strong dissatisfaction that the 25cm-Epstein device is limited in its application.

Recently, the appearance of the single sheet tester (SST) has made it possible to respond to the above needs. The performance of the SST is very actively being investigated, especially in Japan.

In this paper, the constitution and principle of operation of the SST for high frequency, the power transducer using an IC multi-plier, and some examples of iron loss measurement, are described. The SST developed by the authors will be able to measure not only the iron loss of commercial frequencies but also that of 20 kHz order. The SST will present an effective means to analyse the correlation between magnetic materials and electrical machines.

1 ま え が き

けい素鋼板を含む電気鉄板の鉄損および磁化特性の測定には、25cm エプスタイン試験法が広く採用されており、世界的に電気鉄板の商取引上での標準測定法となっている¹⁾。しかし、この種の計測の自動化への要求が強くなり、かつ方向性けい素鋼板の未焼鈍使用が増してくるにしたがって、従来の25cm エプスタイン試験法では不満が生じて来た。す

* 電気工学教室 助教授

** 電気工学教室 技官

*** 大学院修士課程

なわち、エプスタイン法では、試料作製に手間と時間がかかるばかりでなく、操作の自動化が困難であることなどである²⁾。

これらの問題を解するために、最近単板試料磁気試験装置 または 単板試験器 (Single Sheet Tester 以下 SST と略す) とよばれる試験器が登場してきた。SST の開発で、わが国は先導的な役割を果たしているばかりでなく、電気学会・磁気材料常置専門委員会では目下活発な回送試験が行われている。筆者らの一人は、同上委員会に参画しており、現在 SST が主として商用周波数による試験を対象としている点を勘案して、これに対して比較的広い周波数帯域でも利用できる SST を開発した。

本論文では、高周波 SST の構成と動作原理、IC 乗算器を利用した高周波電力トランスジェーサおよび鉄損測定例について述べている。

この SST の開発によって、商用周波数だけでなく周波数 20kHz までの鉄損測定が可能となり、今後は磁気材料と電気機器の両特性間の相関性の解明に一つの手がかりを与えることになるろう。

List of symbols ;

- A : cross section of a single sheet [m^2]
- A_B : cross section of B -coil [m^2]
- A_H : cross section of H -coil [m^2]
- a : radius of calibration coil [m]
- B : flux density [T]
- B_m : flux density, peak value [T]
- D : density of a sheet ($7.8 \times 10^3 \text{kg/m}^3 = 7.8 \text{g/cm}^3$)
- E_w : output voltage of dc voltmeter corresponding to the iron loss [V]
- f : frequency [Hz]
- H : strength of magnetic field [A/m]
- H_m : strength of magnetic field, peak value [A/m]
- h : length of thin solenoid [m]
- I : current of solenoid, rms [A]
- K_B : amplification factor for B -coil
- K_{BI} : coefficient of integrator for B -coil
- K_H : amplification factor for H -coil
- K_{HI} : coefficient of integrator for H -coil
- l : length of a sheet [m]
- m : mass of a sheet [kg]
- N : total number of windings [turns]
- N_E : number of windings of the exciting coil [turns]
- N_B : number of windings of B -coil [turns]
- N_H : number of windings of H -coil [turns]
- P : effective power [W]

- t : time [seconds]
 V_B : induced voltage in B -coil, rms [V]
 V_H : induced voltage in H -coil, rms [V]
 v_B : induced voltage in B -coil, instantaneous value [V]
 v_H : induced voltage in H -coil, instantaneous value [V]
 W : iron loss per unit mass [W/kg]

- $\alpha = A_B/A$
 $\mu = \mu_s \mu_o$: permeability of a sheet [H/m]
 μ_o : permeability in vacuum [H/m]

2 S S T

2・1 SSTの測定回路

SST の測定回路は Fig. 1 のように示すことができる。単板試料に対する磁束密度 B 、磁界の強さ H および鉄損 W は以下のように求められる。

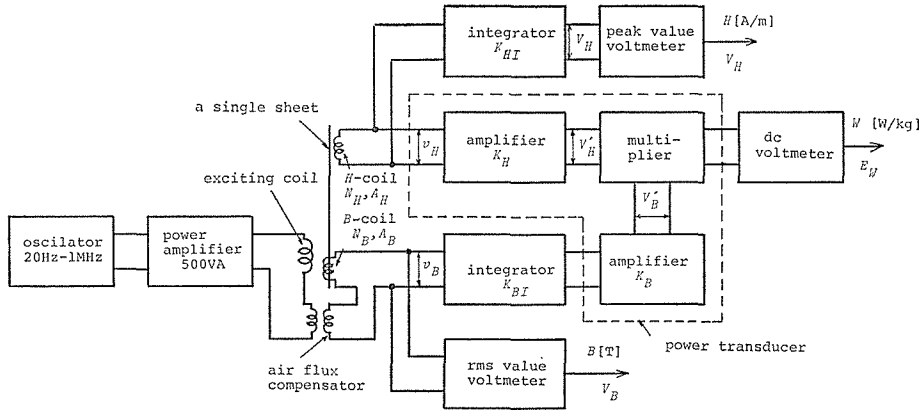


Fig. 1 The measuring circuit of a single sheet tester.

2・1・1 磁束密度 Fig. 1 において B コイルは、励磁コイル中の磁束分布がほぼ均一な部分に配置されている。 B コイルの誘起電圧 v_B は、次式で与えられる。

$$v_B = -N_B A \frac{dB}{dt} \quad (1)$$

SST では、磁束正弦波条件をほぼ満足しているので、磁束密度 B_m は次式となる。

$$B_m = \frac{V_B}{\sqrt{2} \pi f N_B A} \quad [\text{T}] \quad (2)$$

2・1・2 磁界の強さ SST では、試料近傍の均一磁界中に置かれた H コイルによって、

試料に作用している磁界を検出している。\$H\$コイルの誘起電圧 \$v_H\$ は、奇数調波が含まれた非正弦波であり、磁界の強さを \$H\$ として次式で与えられる。

$$v_H = -\mu_0 N_H A_H \frac{dH}{dt} \quad (3)$$

さらに、電圧 \$v_H\$ を積分し、積分器の出力電圧を \$V_H\$[rms]とすると、

$$\begin{aligned} \sqrt{2} V_H &= \int v_H dt \\ &= \mu_0 K_{HI} N_H A_H H_m \end{aligned} \quad (4)$$

上式から、磁界の強さ \$H_m\$ (波高値) は次式のようになる。

$$H_m = \frac{\sqrt{2} V_H}{\mu_0 K_{HI} N_H A_H} \quad [\text{A/m}] \quad (5)$$

2・1・3 鉄損 一般に、鉄損は Fig. 2 に示すようにヒステリシス損とうず電流損の総和で表わされる。ヒステリシス損は、通常周波数 0.1[Hz]以下で描かれた際の損失であり、周波数には依存しないものとされている³⁾。これに反して、うず電流損は周波数の増加に伴って増大し、高周波領域では鉄損の大半はうず電流損で占められることになる。

そこで、単位質量当りの鉄損を \$W\$ [W/kg]、試料の密度を \$D\$ とすると、鉄損 \$W\$ は次式で表わされる。

$$W = \frac{f}{D} \oint H dB \quad [\text{W/kg}] \quad (6)$$

\$B\$コイルの電圧を積分するときは、

$$\oint H dB = - \oint B dH = - \oint B \frac{dH}{dt} dt \quad (7)$$

の関係があるから、式 (6) は次式となる。

$$W = - \frac{f}{D} \oint B \frac{dH}{dt} dt \quad (8)$$

さて、\$B\$コイルの電圧 \$v_B\$ は、すでに式 (1) で与えられているが、\$v_B\$ を積分・増幅したあとの電圧を \$V_B'\$ とすると、

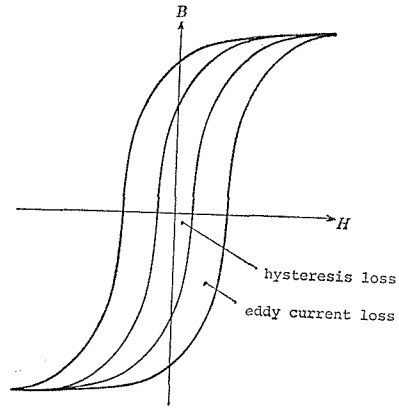


Fig.2 The presentation of the iron loss.

$$\begin{aligned}
 V_B' &= K_{BI} K_B \int v_B dt \\
 &= K_{BI} K_B N_B A B
 \end{aligned} \tag{9}$$

となる。

次に、 H コイルの電圧 v_H はすでに式 (3) で与えられているが、 v_H を増幅したあとの電圧 V_H' は

$$V_H' = K_H \mu_0 N_H A_H \frac{dH}{dt} \tag{10}$$

となる。そこで、電圧 V_B' と V_H' を乗算器を用いて掛算し、その出力電圧 E_W を直流電圧計で表示させると、

$$\begin{aligned}
 E_W &= f \oint V_B' \cdot V_H' dt \\
 &= (f K_{BI} K_B N_B A) (K_H \mu_0 N_H A_H) \oint B \frac{dH}{dt} dt
 \end{aligned} \tag{11}$$

となる。したがって、式 (11) と式 (8) とを対比させて、試料の $A = m/D \cdot l$ の関係を考慮し、質量 1 kg 当りの鉄損 W は、次の形で表現させることができる。

$$W = \frac{1}{(K_{BI} K_B N_B) (K_H N_H A_H)} \cdot \frac{l}{\mu_0 m} E_W \quad [\text{W/kg}] \tag{12}$$

2・2 SST の構造

2・2・1 測定枠 SST の構造は Fig. 3 のようになっている。すなわち、単板試料の中央には測定枠が配置されており、試料の両端はヨークによって閉磁路を構成している。本実験では、ヨークは通常のカットコアが使用されており、その寸法は図示の通りである。

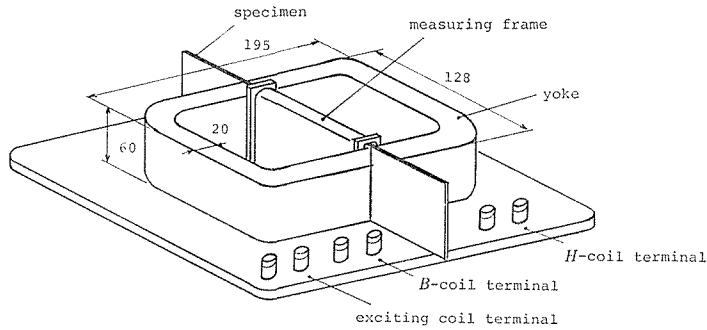


Fig.3 Construction and size of a single sheet tester.

測定枠の構造と寸法は、Fig. 4 のようになっている。つまり、測定枠の中央内部に配置された試料 (60×150×0.35mm) の近傍に H コイルが置かれている。 H コイルは厚さ 3

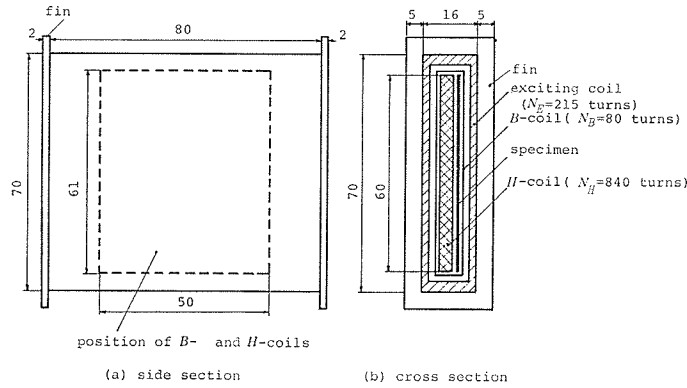


Fig.4 Construction and size of the measuring frame.

[mm] のベーク板に $N_H=840$ [回], $\phi 0.1$ [mm] が長さ 50 [mm] にわたって 4 層巻きとなっている。その外側に B コイルが配置されているが, $N_B=80$ [回], $\phi 0.5$ [mm] が H コイルと同様長さ 50 [mm] にわたって一層巻きとなっている。 B コイルの外側にある励磁コイルは $N_E=215$ [回], $\phi 1$ [mm] が長さ 80 [mm] にわたって 3 層巻きとなっている。

2・2・2 H コイルのエアーターン の決定 H コイルは, 比較的小さい断面をもつ巻き枠に多層巻きの構造となっているために, そのエアーターン $N_H A_H$ の決定には, Fig. 5 に示すように単層ソレノイド (巻回数 $N=361$ [回], 長さ $h=402 \times 10^{-3}$ [m], 直径 $2a=90 \times 10^{-3}$ [m], $h/2a = 4.5$) を用いて行わなければならない。

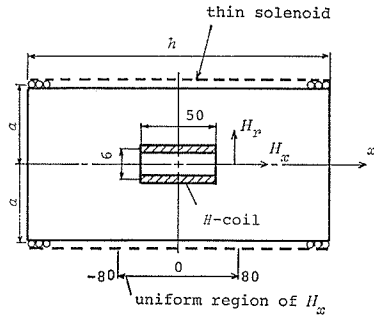
一般に, ソレノイドの中心軸 (x 軸) 上の一端より点 x での磁界の強さ H_x は次式で与えられる。

$$H_x = \frac{NI}{2h} \left\{ \frac{h-x}{\sqrt{a^2 + (h-x)^2}} + \frac{x}{\sqrt{a^2 + x^2}} \right\} \quad (13)$$

$x = h/2$ における磁界の強さは, 上式より

$$H_x(h/2) = \frac{NI}{\sqrt{(2a/h)^2 + 1}} \cdot \frac{1}{h} \quad (14)$$

となり, $h/2a = 4.5$ では $x/(h/2) = 0.6$, すなわち中心の両側 $\pm 80 \times 10^{-3}$ [m] の範囲において均一な磁界が形成されている。さらに, $h/2a = 4.5$ のとき, 半径方向の磁界 H_r は上記 $\pm 80 \times 10^{-3}$ [m] の各断面において一様とみなすことができる⁴⁾。したがって, H コイルは x 方向および r 方向とも均一な磁界中に置かれた状態で校正を行われることになる。

Fig.5 Determination of an area-turn, $N_H A_H$, of H -coil in the thin solenoid ($h=402$ mm, $2a=90$ mm, $N=361$ turns).

さて、 H コイルの誘起電圧 $V_H(\text{rms})$ は、

$$\sqrt{2} V_H = \mu_0 N_H A_H \frac{dH}{dt} \quad (15)$$

であるから、

$$N_H A_H = \frac{\sqrt{2} V_H}{\mu_0 \omega H} \quad (16)$$

となる。式 (16) に式 (14) を代入して、求める H コイルのエリアターンは次式で与えられる。

$$\begin{aligned} N_H A_H &= \frac{\sqrt{2} V_H h \sqrt{(2a/h)^2 + 1}}{\mu_0 \omega N I} \\ &= \frac{\sqrt{2} \{1 + (2a/h)^2\}}{\mu_0 \omega N} \cdot \frac{V_H}{I} \end{aligned} \quad (17)$$

したがって、上式の V_H と I (ソレノイド電流) を実測することによりエリアターンを求めることができる。 $f = 50 [\text{Hz}]$ における実測の結果、 $N_H A_H = 0.21 [\text{回} \cdot \text{m}^2] = 2,100 [\text{回} \cdot \text{cm}^2]$ が得られた。

Fig. 6 は励磁コイルの内部に適当な間隔でさぐりコイル (巻回数=10 [回]) をほどこして、試料を挿入しないときの H コイル中の磁界分布の実測データである。 H コイルと B コイルが配置された中心 0 から $\pm 25 [\text{mm}]$ の領域において磁界分布はほぼ均一とみなすことができよう。

2・2・3 空隙補償コイル B コイルには 試料磁束の他、空隙磁束も鎖交するので鉄損に関係のない、オフセット出力を生ずる。これをなくするためすでに Fig. 1 に示したよう

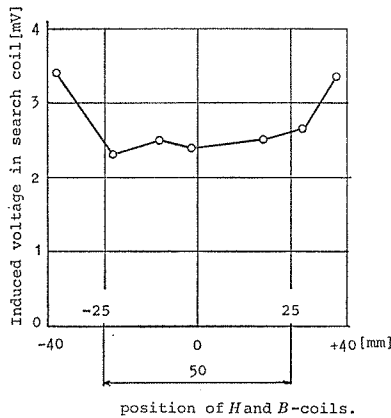


Fig. 6 Field strength distribution in the exciting coil.

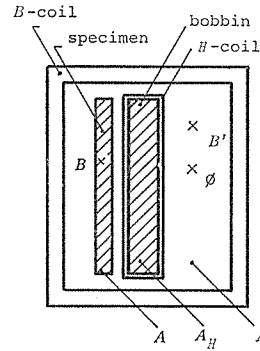


Fig. 7 Arrangement of specimen and H -coil in the B -coil.

に空隙補償コイルを設ける．すなわち， B コイルに対して等しい巻回数の空心相互誘導コイルを用い，その一次側を測定枠の励磁コイルと直列に，また二次側を B コイルと逆極性に接続する．

さて，空隙補償コイルによって余分な空隙磁束を相殺できる効果について，以下に考察してみよう⁵⁾． B コイル中の磁束 ϕ ，磁束密度の測定値 B' と真値 B は，Fig. 7 を参照して次の関係で与えられる．

$$\phi = AB + \mu_o H(A_B - A) \quad (18)$$

$$B' = \frac{\phi}{A} = B + \left(\frac{A_B}{A} - 1\right)\mu_o H \quad (19)$$

$$= \{\mu_s + (\alpha - 1)\}\mu_o H \quad (20)$$

$$\frac{B'}{\mu_o H} = \mu_s + (\alpha - 1) \quad (21)$$

ここに， $\alpha = A_B/A$ ．

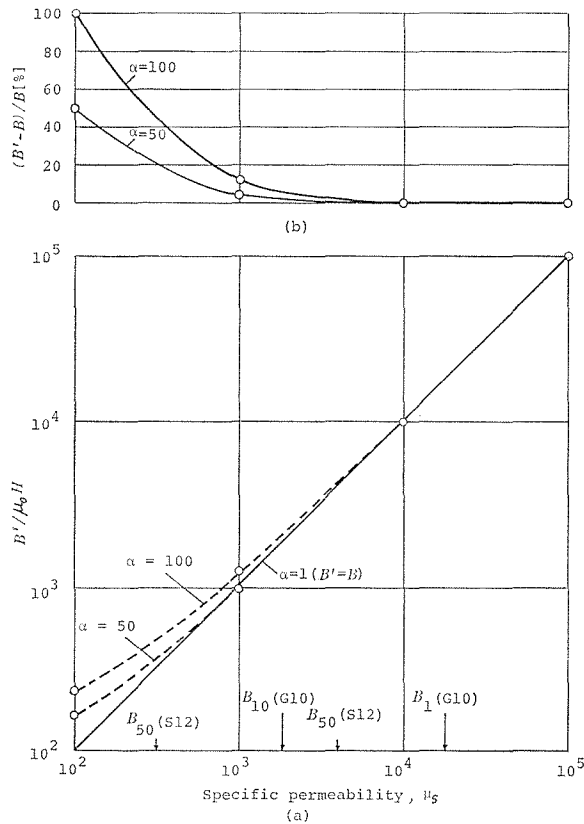


Fig. 8 Relation of the measured value B' , a true value B , of the flux densities.

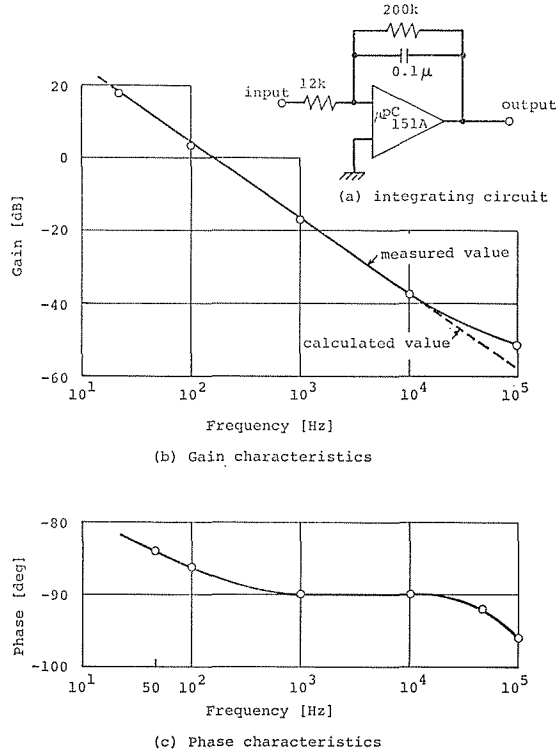


Fig.9 Frequency characteristics of the integrator (input=1.0 [V]).

式 (21) を用いて α をパラメータとした $B'/\mu_0 H - \mu_s$ の依存性を Fig. 8 (a) に示す. また式 (19) から, 真値 B に対する実測値 B' の誤差は次式となる.

$$\frac{B' - B}{B} = (\alpha - 1) \frac{1}{\mu_s} \quad (22)$$

μ_s に依存する $(B' - B)/B$ の数値例を Fig. 8 (b) を示した. これらの結果から高 μ_s 領域では誤差 $\simeq 0$ であるが, 低 μ_s 領域では $\alpha = 50$ のとき $\mu_s = 10^2 \sim 10^3$ で誤差は 50 [%] に達することがある. 本測定棒では, $\alpha \simeq 50$ であるので空隙補償コイルの存在が必要となる.

2・2・4 積分器の特性 本実験においては, 磁束正弦波条件を満足する B コイルの電圧を積分するが, 殊に周波数が広帯域にわたるので, その伝達関数のゲインおよび位相特性が問題となる.

Fig. 9 (a) に演算増幅器 ($\mu\text{PC 151A}$) を用いた積分器を示すが, その伝達関数は次式のように示される.

$$\frac{V_{B'}}{v_B} = \frac{R_f}{R_s} \frac{1}{1 + sR_f C_f} \quad (23)$$

ここに $R_s=12$ [k Ω], $R_f=200$ [k Ω], $C_f=0.1$ [μ F] である. また, 帯域幅下限は $f_p=1/(2\pi R_f C_f)$ であり約 10 [Hz] である. この積分器のゲイン特性は同図 (b) に示したように 20 [Hz] から 20 [kHz] まで良好であるが, 位相特性は同図 (c) に示すように周波数範囲 50 [Hz]~100 [kHz] における位相誤差は $\pm 6^\circ$ 以内である.

3 高周波電力トランスジューサ

3.1 電力トランスジューサの構成

一般に, 歪波の有効電力 P は電圧 $v(t)$ および電流 $i(t)$ をそれぞれ

$$v(t) = V_o + \sqrt{2} V_1 \sin \omega t + \sqrt{2} V_3 \sin 3\omega t + \dots \quad (24)$$

$$\begin{aligned} i(t) = I_o + \sqrt{2} I_1 \sin (\omega t - \varphi_1) \\ + \sqrt{2} I_3 \sin (3\omega t - \varphi_3) + \dots \end{aligned} \quad (25)$$

とすると, 次式で与えられる.

$$\begin{aligned} P &= \frac{1}{T} \int_0^T v(t) \cdot i(t) dt \\ &= V_o I_o + V_1 I_1 \cos \varphi_1 + \frac{V_3 I_3}{3} \cos \varphi_3 + \dots \end{aligned} \quad (26)$$

すなわち, 周波数の等しい電圧と電流とによる有効電力の和となる. したがって, 磁束正弦波条件で試料を励磁しているときは, 電圧波形 $v(t)$ は基本波のみであるから, その時の有効電力は式 (26) から次式となる.

$$P = V_1 I_1 \cos \varphi_1 \quad (27)$$

筆者らの一人は, すでに磁気ダイオードを用いて電力トランスジューサを試作した経験

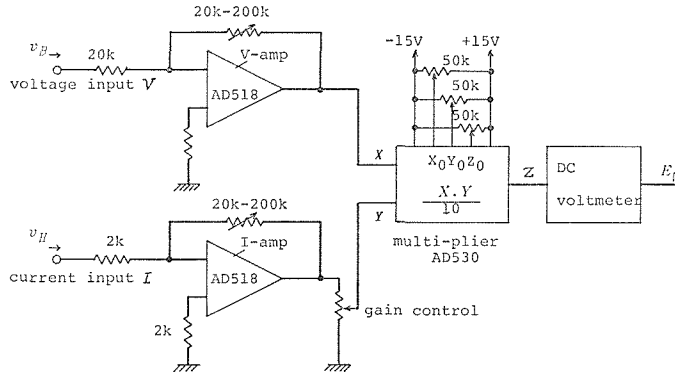


Fig.10 Circuit of the power transducer.

を有しているが、磁気ダイオード (Ge 形) の周波数帯域 (DC ~ 3 kHz) が比較的狭いために 3 [kHz] 以上の鉄損測定ができなかった⁷⁾。

本実験では、乗算特性が磁気ダイオードよりもすぐれている IC 乗算器 (AD 530, Analog Devices 社製) を用いて、Fig. 10 のような電力トランスジューサを構成させた。電力トランスジューサにおいて、電圧入力 V と電流入力 I をそれぞれ増幅し、それらの入力を X , Y として乗算器に導き、その出力 Z を直流電圧計を用いて指示することによって鉄損 W が測定できる。

3・2 電力トランスジューサの特性

3・2・1 前置増幅器の特性 IC 乗算器の前段に置かれている V_{amp} と I_{amp} の入力それぞれ 500 [mV] および 40 [mV] の各場合におけるゲイン-周波数特性を Fig. 11 に示した。周波数の変化に依存するゲインの値は、帯域 100 [MHz] のオシロスコープを用いて求めた。実測の結果から周波数 1 [MHz] まではゲインが平坦であることがわかる。

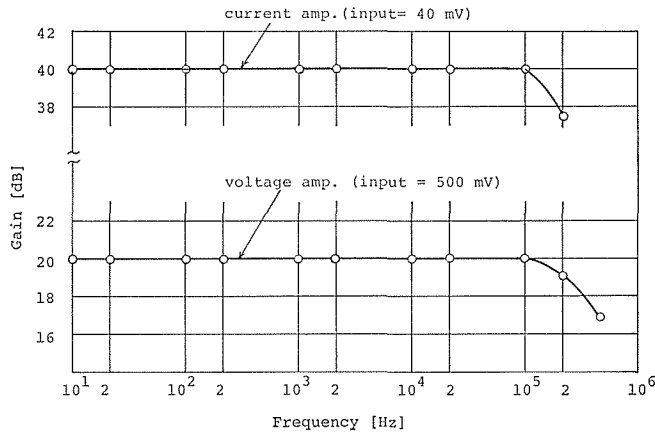


Fig. 11 Gain-frequency characteristics of the current and voltage amplifiers.

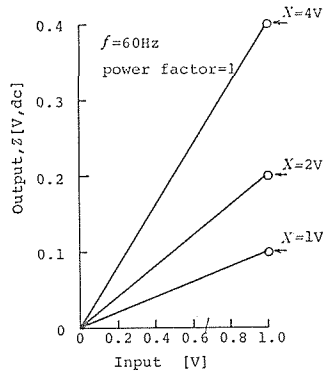


Fig. 12 The multiplying characteristics.

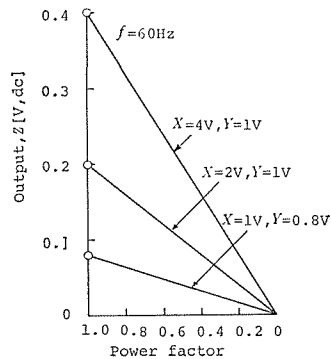


Fig. 13 Output voltage-power factor characteristics.

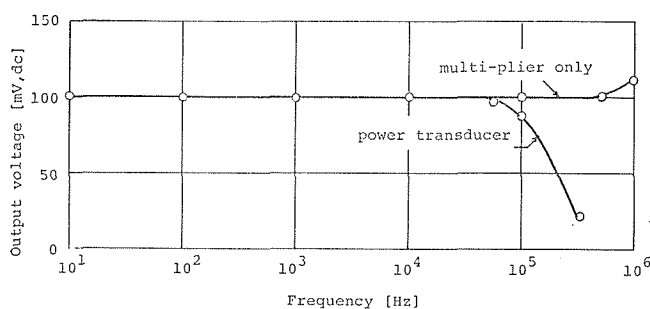


Fig. 14 Frequency characteristics of the power transducer, $X=Y=100\text{mV}$.

3・2・2 IC乗算器の特性 次に、IC乗算器の基本的な特性について調べてみよう。Fig. 12 は入力 X をパラメータとして、入力 Y に依存する出力 Z の特性を周波数 $f = 60$ [Hz], 力率 $\cos \varphi = 1$ として実測した結果である。この結果から、乗算器はほぼ計算値通りの特性を示していることが理解できる。Fig. 13 は入力 X, Y をパラメータとした出力 Z —力率 $\cos \varphi$ の特性であり、低力率特性がすぐれていることがわかる。

3・2・3 電力トランスジューサの出力特性 IC乗算器および電力トランスジューサの周波数特性を Fig. 14 に示した。IC乗算器のみの特性 (IC multi-plier only) は、入力 $X = Y = 100$ [mV] (rms) で周波数 $f = 750$ [kHz] まで f に対して平坦であるが、それ以上はゲインが増加する傾向がある。

次に、V-amp および I-amp を乗算器の前段に付加した電力トランスジューサの周波数特性も同様に Fig. 14 にプロットしてあるが、シャント抵抗 $R_s (0.1\Omega)$ やマッチング等の関係からゲインの平坦部は周波数 10 [Hz] ~ 75 [kHz] の範囲となる。これらの両特性は、

Table 1 The specification of IC multi-plier AD 530

A. maximum error in multi-plication characteristics	± 1.5 [%]
B. dynamic characteristics	
a. small signal band	1.0 [MHz]
b. full-scale output band	750 [kHz]
c. small signal amplification error	1 [%] (75 [kHz])
C. temperature coefficient of output off-set voltage	0.5 [mV] (p-p/c $^{\circ}$ C)

Table 2 Specifications of a power transducer

1. frequency range	20 [Hz] \sim 50 [kHz]
2. measuring error	0 \sim 4 [%]
3. power measuring range	1 [W] \sim 250 [W]
4. power factor	below $\cos 85^{\circ} = 0.087$
5. time drift	0.4 [mV] p-p/20 [min]
6. warming up time	50 [min]

ほぼ Table 1 に示した仕様書通りということができよう。

試作した電力トランジェーサの仕様は、Table 2 のようにまとめることができる。

4 単板試料の鉄損特性

4・1 ヨーク材料の相違による鉄損測定例

SST では、試料の端効果の影響をできるだけ少なくするために、比較的大きな断面とよい磁化特性をもつカットコアをヨークとして使用しなければならない。そこで、ヨーク材の特性が鉄損測定値に影響を与えるのではないかと考え、ヨークに高配向性材料 (Hi-B 材) と普通材料 (G 材) の 2 種を用いた鉄損測定値を Fig. 15 に示した。周波数 50～500 [Hz] の範囲において、ヨーク材料の相違による各鉄損値の相違は本実験では認められなかった。なお、この実験に使用した単板試料の仕様を Table 3 に示しておいた。

Fig. 16 はヨークに Hi-B 材を使用し、試料 (G 10) に対する周波数 500 [Hz] での磁束密度 0.4, 0.8, 1.2, 1.6 および 1.7 [T] に依存する H コイルの波形と周波数スペクトルを示したものである。磁束密度が増加するにしたがい、周知のように H 波形の高調波次数が多くなる。Fig. 16 (e) からわかるように、 $B = 1.7$ [T] においては第 13 次調波が 20 [%] も存在し、高い精度で鉄損を測定するためには、積分器お

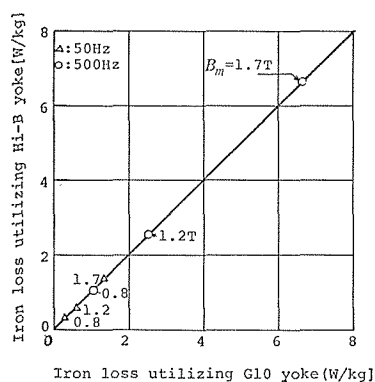


Fig. 15 Correlation of iron losses depends upon the yoke materials.

Table 3 Specifications of the specimens.

SPECIMEN	G 10	S 12
SIZE	300 × 60 × 0.35 [mm]	300 × 60 × 0.35 [mm]
MASS	47.7 [g]	47.5 [g]
B_1	1.660 [T]	...
B_3	...	1.419 [T]
B_{10}	1.852 [T]	1.525 [T]
B_{20}	1.916 [T]	...
B_{50}	...	1.694 [T]
$W_{10/15}$	0.41 [W/kg]	0.81 [W/kg]
$W_{15/50}$	0.96 [W/kg]	2.36 [W/kg]
$W_{17/50}$	1.43 [W/kg]	...

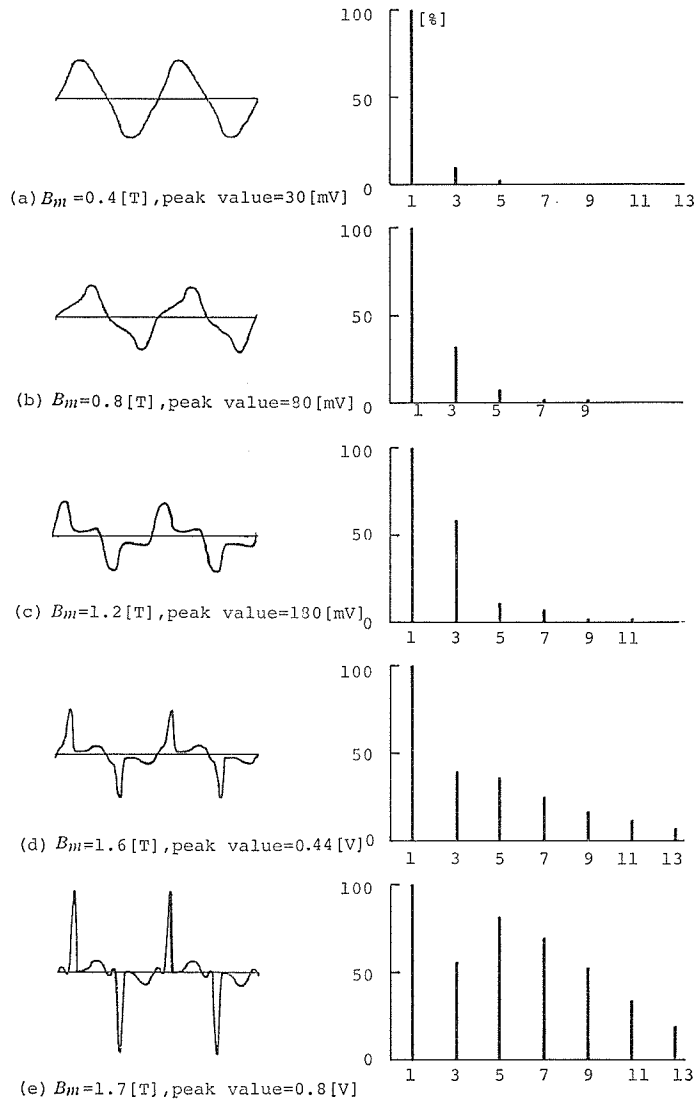


Fig.16 The wave forms (left) and frequency spectrums (right) of H -coil at frequency 500 Hz for specimen G 10.

よび乗算器のすぐれた広帯域特性が望まれる。

4・2 鉄損の周波数依存性

従来，古典理論にしたがうと，ヒステリシス損 W_h とうず電流損 W_e は，それぞれ次式で与えられていた。

$$\left. \begin{aligned} W_h &= w_h f B_m^2 \\ W_e &= w_e f^2 B_m^2 \end{aligned} \right\} \quad (28)$$

そこで、1 サイクル当りの鉄損 W/f は、上の 2 式を用いて次の形となる。

$$\begin{aligned} W/f &= (W_h + W_e)/f \\ &= w_h B_m^2 + w_e f B_m^2 \end{aligned} \quad (29)$$

上式によると、周波数に対して W_h/f 項は定数となり、 W_e/f 項は f に対して単調に増加するものとされていた。しかし、近年になって異状うず電流損の存在が明らかになるに伴い、 W/f は次式で置き代えなければならなくなってきた。

$$W/f = w f^\gamma B_m^2 \quad (30)$$

べき数 γ の値は、当然材質、磁化状態および周波数に依存し、さらに高周波電力トランスジェーサの技術確立が不十分な事情も反映して、一部のデータ³⁾ を除外しては、系統的に調べられていなかった。

Fig. 17 は、この SST を用いて周波数帯域 20 [Hz] ～ 20 [kHz] の範囲における磁束密度 B_m [T] と鉄損 W [W/kg] の実測データを示したものである。

さらに、Fig. 17 のデータに基づいて、周波数帯域 20 [Hz] ～ 10 [kHz] における 1 サイクル当りの鉄損 W/f [J/kg] の依存性をまとめると、Fig. 18 のようになる。実験では、 B_m を 0.8 ～ 1.7 [T] をパラメータとし、試料は G10 を用いた。上記の周波数帯域において G10 材では $B_m = 1.6$ [T] において $W/f = 1.2 \times 10^{-2} \sim 3.7$ [J/kg] の変化が認められる。

榊氏は、50 [%] Ni-Fe, 0.1 [mm] の試料に対して $B_m = 1.4$ [T], $f = 20$ [Hz] ～ 3 [kHz] において $W/f = 25 \sim 300$ [J/m³] の値を得ている⁷⁾。このことを G10 材 (3 % Si-Fe), 0.35 [mm] の本試料のデータと対比させると、 $B_m = 1.2$ [T], $f = 20$ [Hz] ～ 3 [kHz] において $W/f = 75 \sim 760$ [J/m³] となっている。すなわち、G 材 0.35 [mm] での W/f [J/m³] は 50 [%] Ni-Fe (0.1mm) に比べて約 3 倍大きいことがわかる。なお、 W/f [J/m³] の換算に当っては、試料の実効質量 m_e 、実効体積 V_e として、次式を用いた。

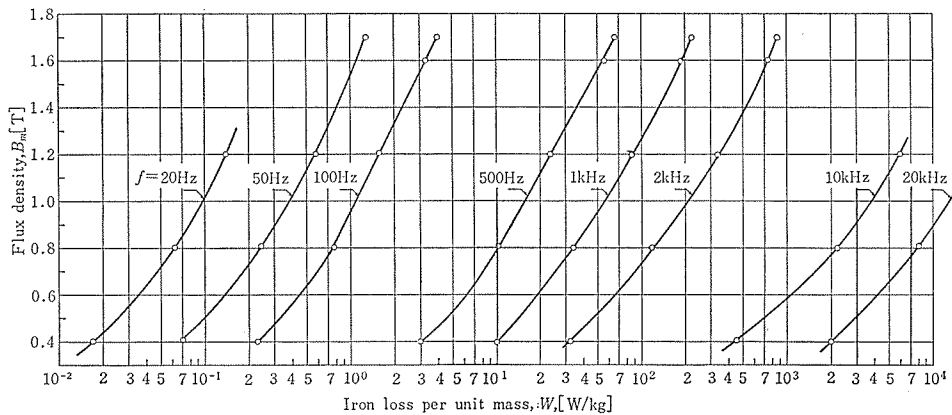


Fig. 17 Flux density-iron loss characteristics, specimen is G10.

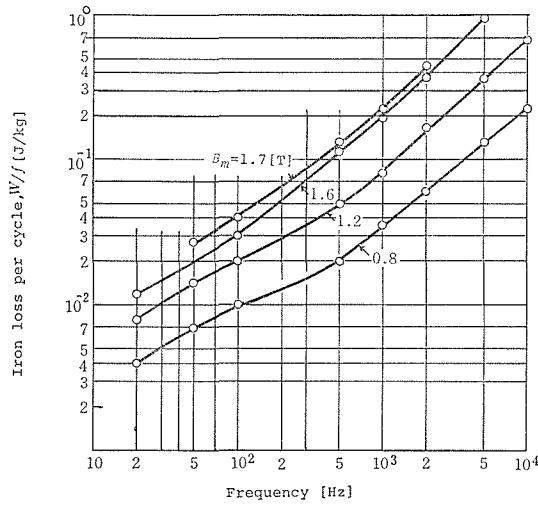


Fig. 18 Relation of iron loss per cycle and frequency.
Specimen is material G10.

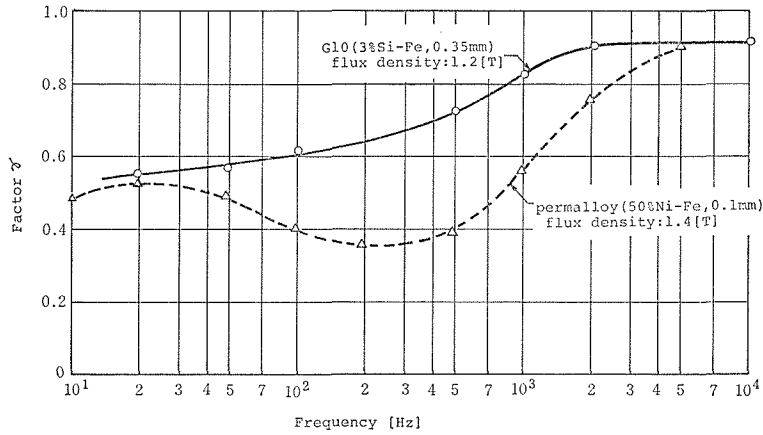


Fig. 19 Frequency dependency of the iron losses per cycle W/f , of specimens G10 (3% Si-Fe, 0.35mm) and permalloy (50% Ni-Fe, 0.1mm), flux densities are 1.2 [T] and 1.4 [T] respectively.

$$\frac{W}{f} \left[\frac{\text{J}}{\text{kg}} \right] \times \frac{m_e}{V_e} = \frac{W}{f} \left[\frac{\text{J}}{\text{m}^3} \right]$$

ここに $m_e = 47.7 \times 10^{-3} \times 130/300 = 20.7 \times 10^{-3} [\text{kg}]$, $V_e = 0.35 \times 60 \times 130 \times 10^{-9} = 2.73 \times 10^{-6} [\text{m}^3]$.

しかし、これらのデータでは試料の厚さ、磁束密度が互に異なるため、これらの系統的な検討にはさらに突込んだ実験が必要であろう。

Fig. 19 は、式 (30) を用いて、前述の 2 試料 G10 (3 % Si-Fe, 0.35mm) と 50 permalloy (50 % Ni-Fe, 0.1mm) についての周波数 f に依存するべき数 γ の関係を図示したものである。これらのデータから、 γ 値は低周波領域 ($f = 10\text{Hz}$) では $\gamma \simeq 0.5$ 程度であるが、高周波領域 ($f = 10\text{kHz}$) で $\gamma \simeq 0.9$ となるが $\gamma = 1$ とはならない。このことは、異常うず電流損の存在を意味しているが、なお継続的な研究が必要である。

5 あ と が き

現在、SST は商用周波の試験に限られているが、従来の 25cm エプスタイン装置よりも試料の取扱い、測定法がいちじるしく簡便化される特徴がある。したがって、SST に対する世界的な認識は高まりつつあるが、この普及にはまだ数年を要するであろう。

本論文では、これらの情勢を見越して、SST で周波数 20 kHz オーダまで鉄損測定が可能であることを示した。しかし、まだ解決すべき問題は多く、今後の問題点をあげると以下のようである。

1 商用周波領域においては、磁化特性曲線および鉄損曲線のエプスタイン装置による補正係数の物理的な意味の解明が残されている。この問題は、SST の磁気回路のより明確な解析から出発すべきであろう。

2 高周波領域において、上記の補正係数のほかに、H コイル、空隙補償コイルおよびヨーク材料の周波数に対するゲイン、位相特性の究明がまだ残されている。

これらの問題については、次の発表の機会にゆずりたい。

最後に、本研究に努力を傾けた研究室のスタッフ寺村映（現在、消防庁）、尾沼寛（現在、日本電機）および一色耕治（現在、電々公社）の三君に敬意を表するとともに、貴重な助言を与えられた電気学会・磁性材料常置専門委員会委員長成田賢仁教授ならびに委員各位に謝意を表する次第である。

文 献

- 1) たとえば、(a) JIS C2550-1970, “けい素鋼板試験方法”, (b) ASTM Designation : A343-60T, Tentative methods of test for alternating current magnetic properties of materials using Epstein specimens, (c) DIN 50462 : Bestimmung der magnetischen Eigenschaiten von Elektroblech im 25-cm Epsteinrahmen.
- 2) 新日鉄・八幡製鉄所技研：単板交流磁気特性測定装置，電気学会・磁性材料常専委資 No. 371
- 3) 榊・石川・山岸：電学論，Vol. 95-C, No. 3, pp. 125-132 (1975)
- 4) H. Knoepfel : Pulsed high magnetic field, North-Holland Publishing Co. p. 316 (1970).
- 5) 山田：電気学会・磁性材料常置専門委資，No. 572 (1976.10)
- 6) 東英工業：電気学会・磁性材料常専委資，No. 505 (1975.9)
- 7) 山本・山田：電学論，Vol. 93-C, No. 9, pp. 205-212 (1973)