

可飽和リアクトルの出力電流に生じるスパイクを用いた直流検出

山野英記*, 市川健二*, 本山建雄*

An Experimental Study on Amplitude of Saturable Reactor Output Current for Application to DC Ground Fault Detection

by Eiki YAMANO*, Kenji ICHIKAWA* and Tatsuo MOTOYAMA*

Abstract : Detector of DC ground fault current is required today in various situations.

In saturable reactor which is a main component of magnetic amplifier, DC input current changes the firing angle i.e. starting phase angle of saturation. It results in change of mean value, peak value, and pulse width of output current. The peak value is more sensitive to input DC current than the mean value.

In this investigation, dependencies of the relation between DC input current and peak output current on various conditions were examined. The maximum gain was 2 times, and was obtained by saturable reactor made of amorphous core with 10 turns secondary winding on the conditions of 8 kHz exciting frequency and small initial saturated current. Number of primary turns and load resistance were set to 1 turn and 10 ohms, respectively.

It has been found from the experiment that a magnitude of calculated magnetic flux for unsaturated condition relative to real saturating flux is important to set or estimate the parameters such as number of turns, exciting frequency and exciting source voltage, because these parameters are included in the calculated flux. The magnetomotive force by secondary winding should be also considered to obtain high gain in current amplitude using a saturable reactor.

Keywords ; Saturable reactor, DC ground fault current, Transductor, DC leakage current, Industrial safety

1. はしがき

直流は発電設備その他のプラントの制御にかなりの規模で使用されている。無停電電源装置にも蓄電池が使用され、また近年は、需用家における太陽光発電と商用電力との連系使用、電気自動車とそのための充電スタンドの開発・実用化なども進められている。このため、直流ないしは交直重畳の地絡電流検出器の需要が高まっている。

可飽和リアクトルでは、直流電流によって出力電流の点弧角（飽和に転移する位相角）が変化し、これによって平均値が変化するので、これを用いて磁気増幅

器が構成される^{1),2)}。また、点弧角によって飽和電流の波高値も変化し、条件によっては高感度で直流磁束に応答する。これを用いると、飽和電流の波形が鋭いスパイク状であるため検波回路は複雑になるが、高い利得の得られる可能性がある。

本研究では、このような磁気増幅器で直流または交直重畳の漏電を検出することを考え、可飽和リアクトル1個を用いる単純な試験回路によって、可飽和リアクトルの出力電流波高値と入力直流電流との関係が各種の条件にどのように依存するかを調べた。実験においては漏電検出に用いる時の便宜を考え、入力巻線は環状コアを貫通するだけとした。可飽和リアクトルはギャップのない環状コアを使用するので、ホール素子を用いる方式に比べ、外部磁界や貫通する線の配置の影響が小さいとされている。

*物理工学安全研究部 Physical Engineering Safety Research Division

2. 可飽和リアクトル

可飽和リアクトルとは、環状の磁気コアに制御巻線及び出力巻線を施し、制御巻線に通じた直流によって、コアの動作特性 ($B-H$ 曲線、言換えれば出力巻線のインダクタンスの変化のしかた) を変えて、出力巻線側の回路の電圧電流特性を制御することのできるインダクタで、トランスダクタとも呼ばれる¹⁾。

本稿では、巻線は一次巻線・二次巻線と呼ぶことにする。一次 (制御) 電流が被検出直流電流に対応する。

Fig. 1 の回路において、可飽和リアクトルの二次回路では次式が成立する。

$$R_2 I_2 + N_2 \frac{d\phi}{dt} = E_2 \quad (1)$$

ここで、 E_2 は二次回路の交流励磁電源電圧である。また、 N_2 は二次巻数、 ϕ はコア内の磁束であり、 $R_2 I_2$ 、 $N_2(d\phi/dt)$ はそれぞれ負荷抵抗及び二次巻線の両端電圧 V_R 、 V_2 に等しい。

二次回路において、 R_2 、 N_2 、 E_2 などを調整すれば、次の関係 (自由磁化条件という) を成立させることができる。この時、可飽和リアクトルは不飽和の状態である。

$$R_2 I_2 \ll N_2(d\phi/dt) \quad (V_R \ll V_2) \quad (2)$$

E_2 を正弦波とすると、 ϕ はコア特性と無関係に式 (3) のように求められる。

$$\phi = \frac{1}{N_2} \int E_p \sin \omega t dt = -\frac{E_p}{\omega N_2} \cos \omega t \quad (3)$$

一方、電流 I_2 はコア特性により歪んだ波形となり、巻線のリアクタンスに押さえられてその値も小さい。

次に、磁束 ϕ が増加して不飽和の上限を超えると磁束の変化は著しく減少し、次の条件が成立する (拘束磁化条件)。

$$R_2 I_2 \gg N_2(d\phi/dt) \quad (V_R \gg V_2) \quad (4)$$

この時、二次電流は次のようになり、巻線のリアクタンス消滅のため大きい値となる。

$$I_2(t) = E_2(t)/R_2 \quad (5)$$

この状態が可飽和リアクトルの飽和であり、飽和の開始は点弧とも呼ばれる。

不飽和状態では磁束の頂点は電源電圧の 180° 及び 360° (正負各半波の末尾) の位相に対応する。電源電圧を上げていくと、点弧角はこの位相から前に移動し、これに伴う電圧増加によって飽和電流の波高値も増加

する。飽和の持続している間は $V_R(t) = E_2(t)$ である。不飽和電流のスケールで見ると、飽和電流の波形はスパイクまたはインパルス形である。このため、本稿では、飽和時の電流をスパイクとも呼ぶ。

一次直流電流によっても磁束が生じ、交流の磁束に加算されるので、上と同様の現象が生じる。そして、一次電流 $I_1 = 0$ の時に交流電源電圧によって小さいスパイク (正負対称) が生じるようにしておくと、 $I_1 \neq 0$ の時にはその極性に依りて一方が伸び他方は減少する。

3. 実験方法

実験はすべて Fig. 1 の試験回路で行なった。ただし、二次回路は電源電圧 E_2 が大きくない場合に自由磁化条件 (式 (2)) となる。一次回路は拘束磁化条件である。

二次回路の負荷抵抗には 10Ω (15 W) の無誘導抵抗器を使用した。また、交流電源は発振器と電力増幅器で構成し、これらに発振器出力の直流オフセット遮断のためキャパシタンスを挿入した。電力増幅器は、実験周波数を含む範囲で最大出力電圧 150 V p-p ($\text{DC} \sim 100 \text{ kHz}$)、最大出力電流 5.66 A p-p ($40 \text{ Hz} \sim 500 \text{ kHz}$) である (エヌエフ回路設計ブロック製、4015 型)。

実験に使用した可飽和リアクトルのコアは、モリブデンパーマロイコアとコバルト・希土類系のアモルファスコア (東芝電気製、 $\text{MA}26 \times 16 \times 4.5 \text{ W}$ 型) の 2 種類で、形状はいずれも断面が長方形の円環である。寸法を Table 1 に示した。二次巻線及びサーチコイルの巻線には直径 0.3 mm のエナメル線を使用し、コア上にほぼ均一に巻いた。一次巻線は環状コアにリード線を貫通させただけ ($N_1 \equiv 1$) である。

二次回路の電流・電圧及びコアの磁束の波形・位相・波高値などの観測にはデジタルストレージオシロスコープ (日立電子製、VC-6050 型) を使用し、必要に応じてプロッタで記録した。

磁束波形は、サーチコイルの出力電圧をオペアンプ

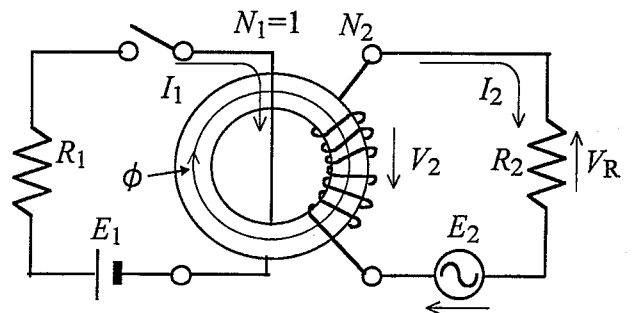


Fig. 1 Test circuit of saturable reactor.
試験回路

Table 1 Dimensions of magnetic cores.
使用コアの寸法

Dimensions	Amorphous core ^{*1}	Mo-permalloy core
Outside diameter	26 mm	30 mm
Inside diameter	16 mm	25 mm
Width	4.5 mm	5.0 mm
Cross-sectional area	Effective 16.9 mm ²	Geometrical 12.5 mm ²
Mean length of core loop	66.0 mm	86.4 mm

*1 Catalog data of Toshiba MA26 × 16 × 4.5W

を用いた積分回路で積分して得る。積分回路は使用周波数または波形ごとに積分動作を確認または調整した。

4. 実験結果

4.1 コア特性の概要

Fig. 1 の試験回路に使用の状態 で求めたアモルファスコアとモリブデンパーマロイコア (Table 1) の、磁束 ϕ と励磁電流 I の時間変化、及び交流ヒステリシス曲線 (交流 $\phi - I$ 曲線) の例を Fig. 2 に示す (基線や原点はプロット時の誤差のため少しずれている)。励磁巻線の巻数は 50、励磁周波数は 1 kHz の場合である。

材質により電流波形には大きい違いがあるが、図から飽和電流と磁束の頂点の位相が一致していることが分かる。飽和電流の終端は電源電圧に対して移動しないが、始端 (点弧角) が進むに連れて磁束の位相は進むことなども観察された。

モリブデンパーマロイのヒステリシスループは、まだメジャーループになっていない。電圧を上げればメジャーループが得られるが、飽和の持続時間が広がり磁束波形の歪みが増大する。励磁周波数を 1 kHz から 5 kHz まで変化させた時、保磁力に対応する電流は、アモルファスでは 6.7 mA から 11.1 mA まで、モリブデンパーマロイでは 53 mA から 267 mA まで増加した。

4.2 試験回路の入出力特性

試験回路において、一次直流電流 $I_1 = 0$ の時に二次電源電圧 E_2 を調整して二次電流に所定のスパイクが生じるようにしておき、 I_1 を通じる。この時の、 $G = \Delta I_{2s} / I_1$ を電流利得と呼ぶことにする。 ΔI_{2s} は初期 ($I_1 = 0$ の時) の値に対する飽和電流波高値 I_{2s} の増加分である。

また、飽和電流の初期レベル ($I_1 = 0$ の時の値) は、

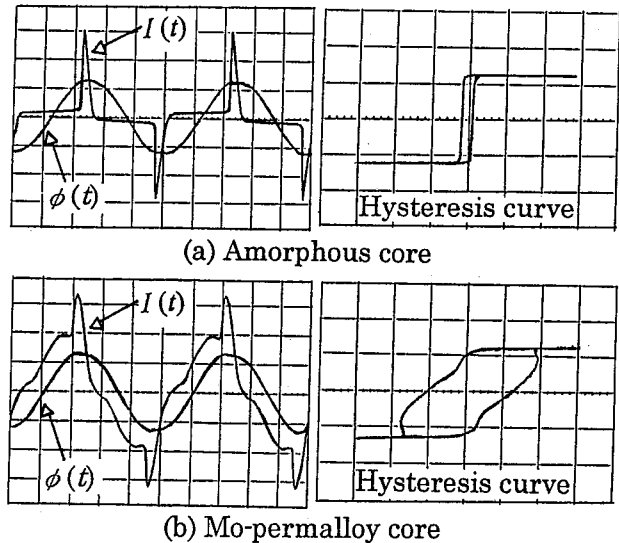


Fig. 2 Waveforms of magnetic flux $\phi(t)$ and current $I(t)$, and AC hysteresis ($\phi - I$) curves on the condition of approximately sinusoidal flux in the test circuit. ϕ : 7.4 $\mu\text{Wb}/\text{div}$, I : 50 mA/div, t : 0.2 ms/div
試験回路における磁束と電流の波形、及び交流ヒステリシス曲線の例

飽和電流波高値 I_{2s} の不飽和電流 I_{2u} に対する比で設定した。不飽和電流 I_{2u} は、測定の便宜上、アモルファスの場合は電流の立上り直後の角の高さ、モリブデンパーマロイの場合は不飽和電流の波高値とした。アモルファスの場合、点弧付近で滑らかな曲線となって飽和開始点は観測しにくい場合が多い。

4.2.1 コア材質による利得の違い

試験回路で、アモルファスコアとモリブデンパーマロイコアを使用した時の電流利得を Table 2 に示す。ただし、一次電流 $I_1 = 30$ mA、二次巻数 $N_2 = 50$ 、電源が 1 kHz の正弦波の場合である。また、飽和電流 (スパイク) の初期レベル I_{2si} は、アモルファスの場合には不飽和電流 I_{2u} の 3 倍、モリブデンパーマロイの場合には 2 倍になるように設定した。

同表によれば電流利得はアモルファスコアのほうが約 5 倍大きい。また、理想コアの直列型可飽和リアクトル回路の電流利得は、電流を平均値で表わして、 $I_2 / I_1 = N_1 / N_2$ (本試験の場合 $N_1 / N_2 = 1 / 50$) であるから、波高値変化を用いるほうが利得は大きくなると推測される。

4.2.2 電流利得と励磁周波数及び二次巻数との関係

二次巻数をパラメータとした時の、電流利得と励磁周波数との関係を、Fig. 3 に示す。コアはアモルファス、一次入力電流 $I_1 = 30$ mA とし、飽和電流の初期レベルが不飽和電流の 3 倍 ($I_{2si} / I_{2u} = 3$) になるように電源電圧 E_2 を設定した。電源電圧は正弦波である。

Table 2 Effect of core material on current gain (50 turns, 1 kHz).
コア材質による利得等の変化

Core	Current gain (ratio) G^{*1}	Secondary current I_2			Source voltage E_{2peak}
		at $I_1 = 0$ (Initial state)		at $I_1 = 30$ mA	
		Unsaturated current I_{2u}^{*2}	Saturated peak current I_{2si}	Change in I_{2s} ΔI_{2s}	
Amorphous	0.44	5.95 mA	18.3 mA	13.2 mA	4.5 V
Mo-permalloy	0.080	10.4 mA	21.0 mA	2.4 mA	4.28 V

*1 Current gain $G = \Delta I_{2s} / I_1$

*2 I_{2u} is the rough peak value of unsaturated current. In case of amorphous, height of leading edge was measured as a I_{2u} value. I_{2si} is the peak value of saturated current in case of input current $I_1 = 0$.

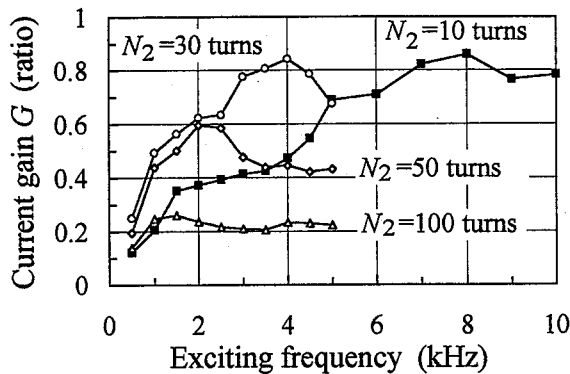


Fig. 3 Relation between current gain G and exciting frequency.
電流利得と励磁周波数との関係

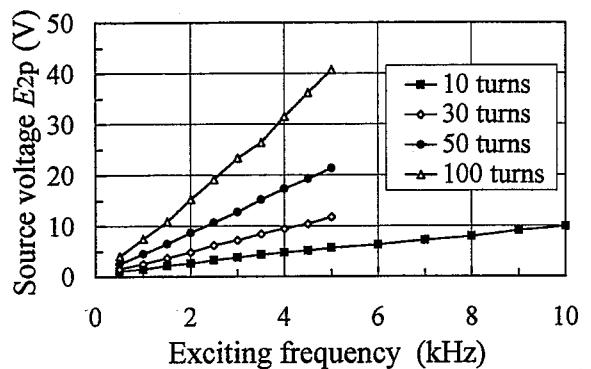


Fig. 4 Change in peak source voltage E_{2p} required for $I_{2si}/I_{2u} = 3$.
初期レベルの設定に要した励磁電源電圧

Fig. 3 から、利得には極大があること、そして、測定範囲では、極大値及びこれを生ずる周波数は二次巻数の増加に従って減少することが分かる。

また、巻数 30 の場合 4 kHz で極大とすれば、巻数 10 の場合を除き、巻数 N_2 と極大を生ずる周波数 f_M との積はほぼ一定となっている (これに従って計算すると、 $N_2 = 50$ で 2.4 kHz, 100 で 1.2 kHz, 10 で 12 kHz となる)。このような結果の意味については 5. で考察する。

上の測定において電源電圧 (一次電流 I_1 に依らず一定) は周波数または巻数の増加に従ってほぼ直線的に増加した (Fig. 4)。ただし、利得が極大になる時の電源電圧に大きい違いはないようである。各巻数について、利得が極大になる周波数を前記のように仮定し、線形補間でその時の電源電圧波高値 E_{2p} を求めると、 $N_2 = 30$ で 9.55 V (4 kHz), $N_2 = 50$ で 10.3 V (2.4 kHz), $N_2 = 100$ で 8.83 V (1.2 kHz) となつて、この三つの場合の電源電圧はほぼ等しい。 $N_2 = 10$ の時は 7.9 V (8 kHz) であった。

飽和電流の初期レベル I_{2si} は Fig. 5 のように変化した。巻数 10 の時が他と比べて特に大きい。

4.2.3 三角波の場合

電源電圧 E_2 を三角波交流として、前項と同様の測定を行なった。すなわち、アモルファスコアで、二次巻数 $N_2 = 30$ 及び 50、一次入力電流 $I_1 = 30$ mA、飽和電流の初期レベルは不飽和電流の 3 倍である。

Fig. 6 に、正弦波の場合と比較して、電流利得と周波数との関係を示す。三角波の場合、利得の変化する範囲 (利得の区間) が小さくなること及び利得の極大が不明瞭になることが対照的である。ただ、利得の極大が測定範囲からなくなる訳ではない。測定誤差を考慮しながらデータを見ると、むしろ正弦波の時に近い周波数で利得は極大になることが推測される。巻数 $N_2 = 50$ の場合、三角波のデータには 2.5 kHz 及び 3.5 kHz の二つの極大点があるが、前者は正弦波での極大点 2 kHz に近い値である (三角波の 2.5 kHz での測定値は二番目に大きい)。 $N_2 = 30$ の場合、正弦波では 4 kHz で極大であったが三角波では 3.5 kHz となった。

電源電圧が方形波交流の場合は、飽和電流の初期レベル設定の時その波高値が正負非対称となり、その程度は周波数によって異なつた。ただし、不飽和電流の 3 倍程度では飽和電流の初期レベルはまだ方形波の波

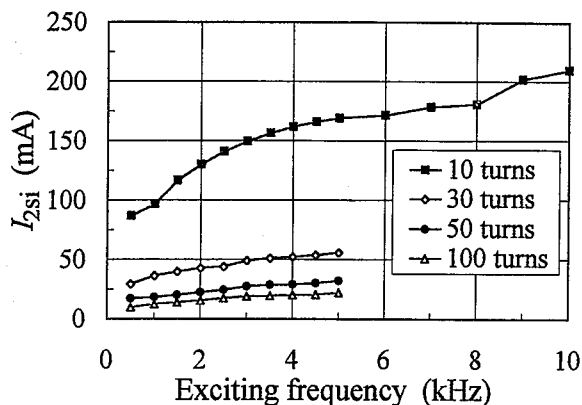


Fig. 5 Initial saturated current I_{2si} vs. exciting frequency.
飽和電流の初期波高値

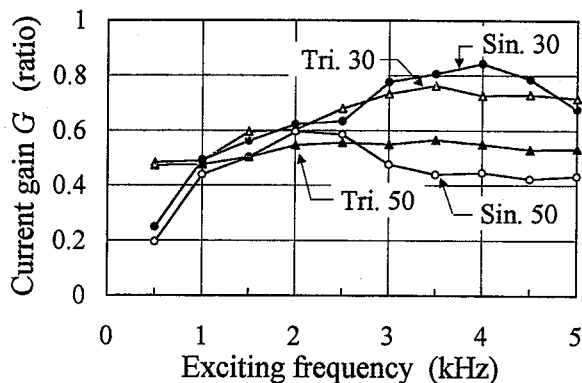


Fig. 6 Comparison of gains by different source voltage waveforms. Tri: triangular wave. Sin: sinusoidal wave. 30,50: number of turns
励磁電源電圧が三角波の場合の利得

高値には達していない。また、電源電圧波高値が等しい時の飽和電流波高値は、方形波の場合に最大で、正弦波、三角波の順に減少する。

正負非対称となる理由の一つは、電源電圧の波形が正負わずかに非対称で（例えば小さい直流成分）、これが増幅されて現れることと考えられる。不飽和領域では磁束は励磁電圧の時間積分であるため、電圧が方形波のときに、磁束は三角波となり、その波高値は交流波形の中で最大となる（電圧の波高値は一定とする）。したがって、電源電圧が方形波の場合、正弦波や三角波に比べ、より高い精度で電圧の正負対称性が必要と考えられる。

4.2.4 飽和電流の初期レベルの影響

Fig. 7 に、飽和電流（スパイク）の初期レベルと電流利得との関係を示す。条件は、アモルファスコア、二次巻数 $N_2 = 10$ 及び 50、周波数 1 kHz（正弦波）、一次入力電流 $I_1 = 30$ mA である。

飽和電流波高値の初期レベル ($I_1 = 0$ の時の値) I_{2si}

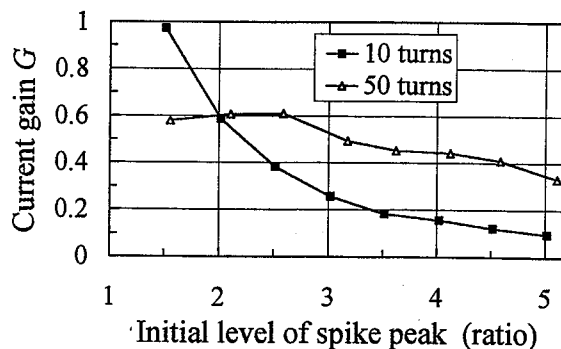


Fig. 7 Gain G vs. initially set spike level I_{2si}/I_{2u} .
飽和電流初期レベルと利得との関係

は不飽和電流 I_{2u} に対する比で表わしてあるが、アモルファスの場合には既に述べたように不飽和電流の真の波高値は I_{2u} より少し大きい。このため真の波高値を用いれば横軸の値は少し小さくなる。

測定の範囲では不飽和電流 (32.0 及び 5.8 mA) はほとんど変化しなかった。不飽和領域では自由磁化条件が成立しているからである。

Fig. 7 から、利得の測定値は大体においてスパイクの初期レベルの増加に従って減少することが分かる。

飽和は正弦波の磁束の頂点（電源電圧の 180° と 360° に対応）から始まるが、初期レベルの増加に従って点弧角が減少する。これに伴い、電源電圧の変化率が減少するので、利得も減少することになる。ただ、初期レベルを増加させるために行なう電源電圧の増加は逆に作用する。

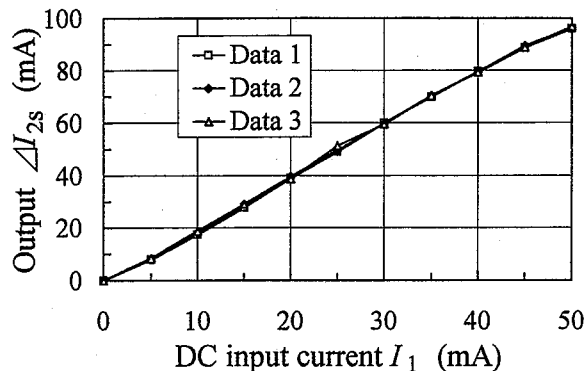
モリブデンパーマロイの場合、利得は小さいが、初期レベルが 1 倍の時に最大となった。

4.2.5 試験回路の入出力特性

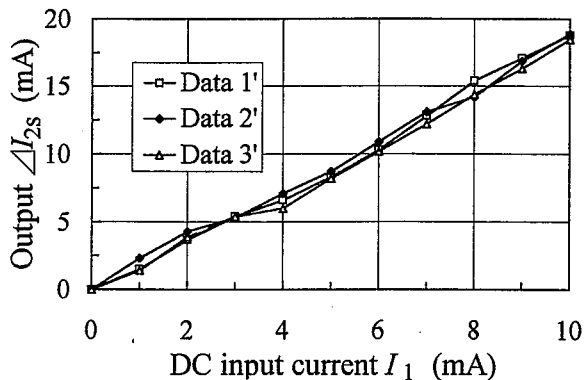
以上の実験結果から最大の電流利得が得られた条件を整理すると、アモルファスコア、二次巻数 $N_2 = 10$ 、励磁周波数 8 kHz（電源電圧正弦波）、飽和電流の初期設定レベル 1.5 倍となる。二次回路の負荷抵抗 R_2 はすべての実験で 10Ω であった。

これらの条件の下に、一次電流 $I_1 = 5 \sim 50$ mA の区間について 3 回 2 時間おきに、試験回路の入出力特性を測定した。また、少し細かく見るために、 $I_1 = 1 \sim 10$ mA の区間で同様の測定を行なった。各測定の当初に設定した電源電圧波高値は平均 7.13 V (7.10 ~ 7.15 V)、不飽和電流は平均 66.5 mA (66 ~ 67 mA) であった。

測定の結果を Fig. 8 の (a) 及び (b) に示す。Fig. 8 (a) の $I_1 = 0 \sim 50$ mA の区間では、入力 I_1 と出力 ΔI_2 との関係はおおむね直線的でばらつきは小さい。しかし、測定値の回帰直線に対する相対誤差（最大値）は、 $I_1 = 10$ mA の測定点で 8.9%、5 mA の点で 14% と推



(a) I_1 range: 0~50 mA.



(b) I_1 range: 0~10 mA.

Fig. 8 Relation between output ΔI_{2s} and input current I_1 .
出力 ΔI_{2s} と入力 I_1 との関係

定される。

Fig. 8 (b) によれば $I_1 = 1 \sim 10$ mA の区間で相対誤差の大きいことが見て取れる。測定値の回帰直線に対する相対誤差(最大値)は、 $I_1 = 5$ mA で9.2%で、1 mA では44%となり、数 mA 以下を適切な精度で測定することは困難であることが分かる。

$I_1 = 1 \sim 10$ mA の区間における相対誤差の平均値も、15~50 mA の区間に比べ、4.8 倍に増加し6.7%になった。3回のデータを全体的に見ると Fig. 8 (b) においても入出力特性はおおむね直線的と言える。

一次電流が小さい時に相対的なばらつきが増加したのは、測定対象の値が減少するのに対し読み取りなどの誤差が減少しなかったためと考えられる。

Fig. 9 に電流利得と一次電流との関係を示す。ただし、10 mA 以下は Fig. 8 (b), 15 mA 以上は Fig. 8 (a) のデータから求めた。利得はおよそ2倍でこれまでの最大となっている。最大の利得は、15~50 mA の区間においては、差はわずかであるが、一次電流が30, 35, 及び25 mA の時に生じている。

一次電流に直流ではなく50 Hz 正弦波の電流を通じたところ、正弦波の正負の半波に対応しておおむね正弦波状の正負のスパイク頂点の変化が認められた。

5. 考 察

4.2.2 などの実験結果によれば、可飽和リアクトルの利得は巻数など複数のパラメータに依存している。このため、実験だけでは、設計の時に各パラメータをどのように決めたらよいか判然としない。ここでは、設計の時の手掛かりについて考察する。

まず、Fig. 3 において各巻数毎に最大利得の得られたデータだけを選び、二次電流を二次巻数との積 $F = N_2 I_2$ に変換すると、巻数によって大きく異なっていた値がほぼ一定の値となる。すなわち、巻数が変化しても利得最大の時は一定の起磁力(アンペアターン)

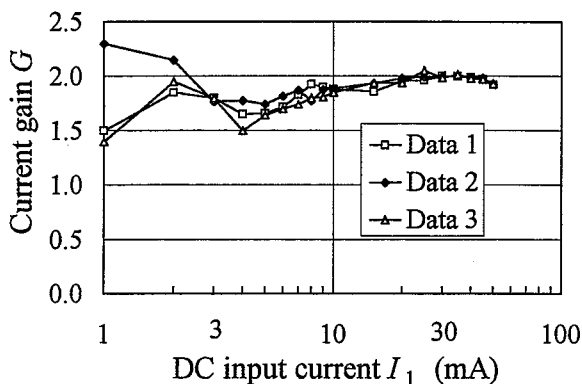


Fig. 9 Relation between current gain G and input current I_1 .
電流利得と一次直流電流との関係

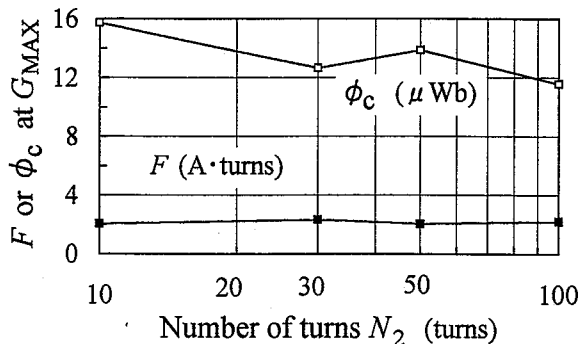


Fig. 10 Peak value of ampere-turns $F (= N_2 I_{2s})$ and calculated magnetic flux $\phi_c (= E_p / \omega N_2)$ at the points of G_{MAX} in Fig. 3.
利得最大の時の起磁力及び推計の磁束

F が生じているということである。例えば、二次電流として一次電流 $I_1 = 30$ mA のときの飽和電流波高値 ($I_2 = I_{2s} = I_{2si} + \Delta I_{2s}$) を採った時の起磁力を、Fig. 10 に示す。これらの値は2.0~2.3 A·turns となった。このことから、電流を出力とする場合には、(リアクタンスが適当な大きさの範囲であれば)二次巻数 N_2 が小

Table 3 Influences of the ratio I_{2si}/I_{2u} to ΔI_{2s} , ϕ_c and others.*
飽和電流の初期レベルを変えた時の他のパラメータの変化

Set	Ampere-turns $N_2 I$ (A·turns)				ϕ_c (μWb)	G
	I_{2si}/I_{2u}	$N_2 I_{2u}$	$N_2 I_{2si}$	$N_2 \Delta I_{2s}$	$E_p/\omega N_2$	$\Delta I_{2s}/I_1$
3	0.601	1.81	0.248	2.06	15.7	0.83
1.5	0.667	1.01	0.598	1.61	14.2	1.99

* Conditions: $N_2 = 10$ turns, $\omega = 2\pi \cdot 8000$ rad/s, $I_1 = 30$ mA.

さいほど大きい電流が得られると考えられる。

次に、同様に最大利得の得られたデータだけを選び、 $\phi_c = E_p/\omega N_2$ を求めてみると、これもほぼ同程度となることが分かった。 ϕ_c は、不飽和の場合は式 (3) に示したように磁束の波高値を表わしている。しかしここでは電圧は飽和電流の初期レベルを設定した後の電源電圧波高値であるから、上式の ϕ_c は磁束の飽和値を超える仮定の値となっており、その値は 12~16 (平均 13.4) μWb となった (Fig. 10)。ヒステリシス曲線から求めたアモルファスコアの飽和磁束は 8.5~9.3 (平均 9.01) μWb となったが、これを超過した分によって飽和電流の初期レベルが生じたと考えられることができる。

Fig. 3 の実験では初期レベルは 3 倍であるが、これが大きいと利得は減少するので (Fig. 7)、利得向上には、上の式で推計される磁束 ϕ_c が飽和磁束 ϕ_s に等しいかわずかに大きい程度に各パラメータを設定するのがよいと考えられる。

二次巻数 $N_2 = 10$ 、励磁周波数 8 kHz、一次電流 30 mA の場合に、初期レベルが 3 倍から 1.5 倍に減少して利得が向上した時の各電流と巻数の積及び磁束 ϕ_c の値を Table 3 に示す。飽和電流波高値 I_{2s} の減少にもかかわらず変化分 ΔI_{2s} が増加している。

6. むすび

一次巻線を環状コアに貫通させた可飽和リアクトル 1 個を用いて、出力電流 (飽和電流波高値の変化分) と

入力直流電流との関係が各種の因子にどのように依存するかを調べた。

可飽和リアクトルの電流利得は多くの因子に依存するが、実験の範囲では、アモルファスコアで、二次巻数 10、励磁電源電圧は正弦波、周波数 8 kHz で、スパイクの初期レベルを 1.5 倍に設定した時に、電流利得は最大 (約 2 倍) となった。ただし、一次巻数は 1、二次負荷抵抗は 10 Ω とした。

また、実験と考察から、高利得を得るために考慮すべき事項がある程度明らかになった。すなわち、最大の利得が得られる時の、巻数、励磁周波数、励磁電源電圧などのパラメータは相互に関係しているが、これらのパラメータの設定に、不飽和の条件下で数式から得られる磁束の飽和磁束に対する比 ϕ_c/ϕ_s や二次巻線の起磁力 $N_2 I_2$ などを用いることができる。電圧や電流には二次回路からの制約も加わる。

コア特性は、上記の ϕ_c/ϕ_s に関係するだけでなく、回路的に重要な二次巻線のリアクタンスに影響し、可飽和リアクトルの特性を変化させる。

参考文献

- 1) 山田一・宮沢永次郎・別所一夫, 基礎磁気工学, 123, 学献社 (1985).
- 2) 電気学会, 電気工学ハンドブック, 797, 電気学会 (1981).

(平成 7 年 6 月 27 日受理)