

特集 磁気エレクトロニクスの最近の進歩

交流零磁束制御型クランプ式電流センサの開発

鈴木 康文*・山沢 清人**

Development of a Clamp-on Type Current Sensor Controlled by AC Zero-Flux Method

Yasufumi SUZUKI and Kiyohito YAMASAWA

The clamp-on type current sensors are widely used in various industries because of the simple structure and the easy handling. Recently, a current sensor with a wide frequency range is required by the utilization of semiconductor power devices.

A new current sensor controlled by AC zero-flux method is proposed in this paper. The mechanism of the operations are analyzed theoretically by taking a viewpoint of the CT operation priority in the magnetic circuit.

Furthermore based on the analysis we developed a clamp-on current sensor with wide frequency range from 1Hz to 100kHz and with good accuracy within $\pm 0.5\%$ at $f=50$ and 60Hz.

1. ま え が き

被測定電路に挟み込むだけで、簡単に電流測定ができる各種クランプ式電流計が商用電路や機器の測定や試験などに広く利用されている。

しかし、近年インバータやサイクリスタ制御などの各種半導体電力変換機器の普及により、商用周波数に限らない広い周波数スペクトラムを有する電流の測定が必要となっている。これらの要求を満たす計器として、負帰還効果を利用した電流センサが検討されているが^{1),2),3)}、十分に広い動作周波数帯域を持つものは得られていないようである。そこで、筆者らは従来方式のクランプ式電流センサでは得られない、広帯域でかつ高性能な特性を有する交流零磁束制御型のクランプ式電流センサを提案し、その開発を行ってきた⁴⁾。

本論文はこれら交流零磁束制御型の電流センサについて、電流検出機能に必然的に介在しているCT動作の優先性に着目して、動作特性の理論的な解析を行い、実験との良好な対応を得た。

また、これらの動作解析に基づいて、20Aと200A定格の電流センサを設計開発し、動

* 大学院博士後期課程 システム開発工学専攻

** 電気電子工学科 助教授

作周波数が1Hz～数百 kHz と広く，商用周波数領域における測定確度が $\pm 0.5\%$ 以下の高性能な特性を実現することができた。

2. 構造

Fig. 1 に零磁束制御型クランプ式電流センサの外観写真を示し，Fig. 2 にはその構造図を示す。製作したセンサは20A と200A 定格の2種類あり，いずれも $\phi 20\text{mm}$ の被測定導体用窓径を有する開閉可能な筐体にセンサ部と電子回路を収納し，接続ケーブルを介して測定器本体から電源を供給すると共に，電流検出信号を測定器に出力する構造となっている。センサ部は磁気コアに検出コイルおよび帰還コイルを施し，シールドケースに納めエポキシ樹脂を注型硬化した後，上下センサの突き合わせ面を研磨加工している。

各部の材料および仕様を下記に示す。

磁気コア：Mn-Zn系フェライト（初透磁率12000相当）

平均磁路長=135mm，平均断面積=31mm²

帰還コイル：250T×2（20A 定格），1000T×2（200A 定格）

検出コイル：100T×2（20A 定格），100T×2（200A 定格）

シールドケース：45% Ni パーマロイ（20A 定格），ステンレス（200A 定格）

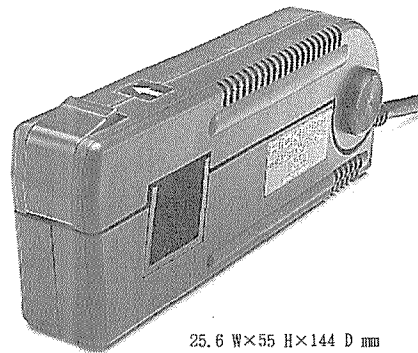


Fig. 1 Overview of the Sensor

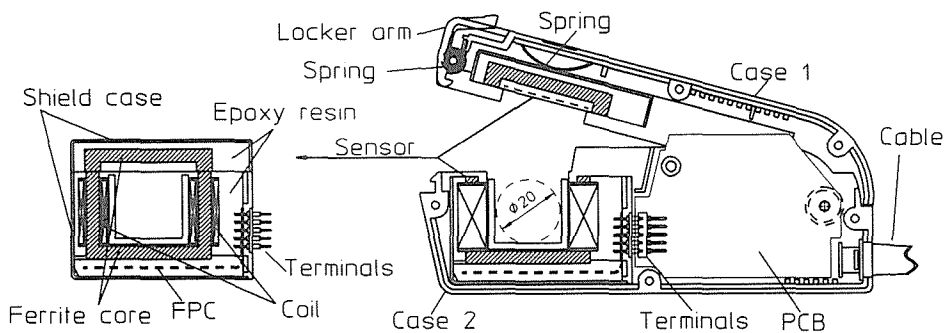


Fig. 2 Structure of the sensor

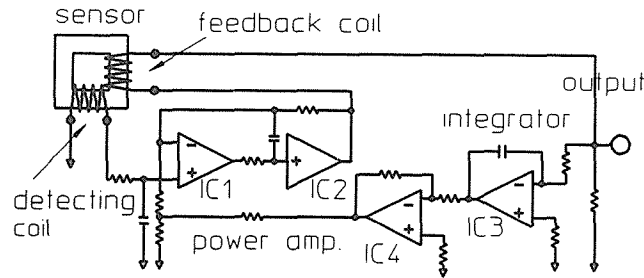


Fig. 3 Circuit diagram

なお、200A 定格のシールドケースは高周波大電流の測定時におけるコア損失による発熱を防ぐため、非磁性材料を使用した。

Fig. 3 に本センサの電子回路図を示す。磁気コアに流れる磁束によって検出コイルに誘起した電圧は、演算増幅器と電力バッファで構成された電力増幅器 (IC1, IC2) によって増幅される。その出力電圧は検出コイルと出力抵抗によって形成される帰還系回路に負帰還の形で印加され、帰還コイルに帰還電流を流し、磁気回路の磁束を零に抑制する。ただし、200A 定格センサでは帰還コイルのインピーダンスを低く抑え、駆動を容易にするため、帰還コイルを2分割し、それぞれを2つの電力バッファで駆動している。本方式のセンサは直流および0.1Hz 以下の低い周波数領域では、動作原理上負帰還効果が期待できない。このため、高利得 (約70dB) な電力増幅器のオフセット電圧により出力電圧が大きく偏倚し、磁気コアを偏磁もしくは飽和させたりする恐れがある。そこで、本センサでは出力電圧を積分器 (IC3, IC4) を介して電力増幅器初段に負帰還し、出力電圧のオフセット電圧を抑える零点補償回路を採用している。ただし、この積分器の積分定数 (積分時間) を大きく設定することにより、帰還ループのゲイン交差周波数を本センサの動作帯域より十分低い点 (0.1Hz 以下) に抑え、本センサの基本動作に影響しないようにしている。

3. 動作解析

Fig. 4 に本センサの動作原理図を示す。図において、被測定電流により磁気コアに磁束が発生し、検出コイルに誘導電圧が生ずる。この誘導電圧は電力増幅器で増幅され、帰還コイルを介して測定電流による磁束を打ち消す方向に帰還電流が流れる。一方、発生した磁束により、磁気コアに巻かれている帰還コイルにも誘導電圧が発生し、帰還コイルに接続されている出力抵抗および電力増幅器の出力によって形成される閉ループに、発生磁束を打ち消す方向に電流が流れる。すなわち、本センサの動作には被測定導体を1次側とし、帰還コイル—出力抵抗—増幅器出力を2次側とするCT動作が必然的に介在している。

特に、高い周波数領域では帰還コイルの誘導電圧が大きいため、CT動作の負帰還作用により、優先的に磁気回路の磁束を零状態に制御する。一方、低い周波数領域になると、帰還コイルの誘導電圧が小さくなるため、CT動作の帰還量が不十分になり、磁気回路は零磁束の状態を保てなくなり、測定電流に応じた磁束が流れ始め、前記増幅器系の帰還動作が作用してくる。

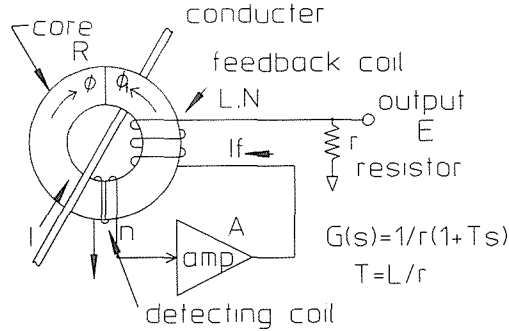


Fig. 4 Diagram of the principle operation

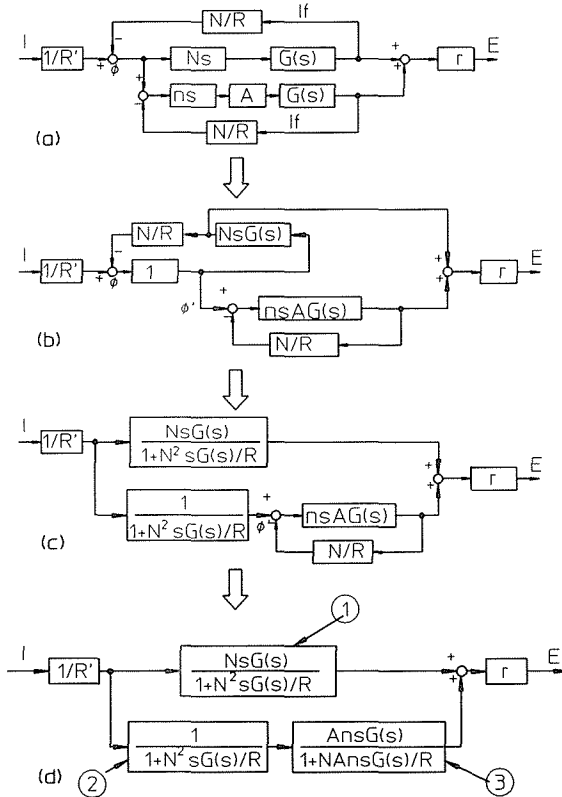


Fig. 5 Block diagrams

すなわち、本センサの動作においては、CT 構造の帰還動作が増幅器系の帰還動作より優先して動作していると考えられる。

これらを考慮に入れて、測定電流 I から出力電圧 E までの動作をブロック線図にすると Fig. 5 の(a)が得られる。ただし、検出コイルによる CT 効果は 2 次負担回路のインピーダンスが十分大きいこと、また増幅器の出力インピーダンスは十分小さいため、それぞ

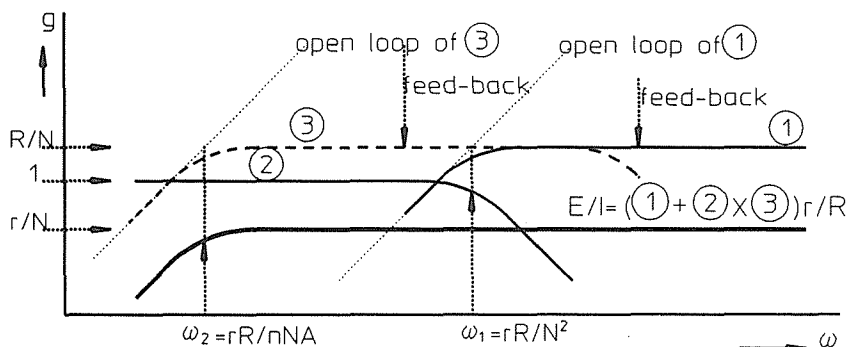


Fig. 6 Bode diagram for the sensitivity

れ無視できるものとする。また、前述の零点補償回路は本センサの基本動作に影響しないので省略した。

なお、図において R' は被測定導体から見た磁気抵抗、 R は帰還コイルから見た磁気抵抗、 N と n は帰還コイルおよび検出コイルの巻数、 A は増幅器ゲイン、 r は出力抵抗、 $G(s)$ は帰還回路伝達関数であり、 $G(s) = 1/r(1 + Ts)$ 、($T = L/r$) で表され、 L は帰還コイルのインダクタンスである。

Fig. 5(a) のブロック線図を等価変換すると、Fig. 5(b), (c)となり、最終的に Fig. 5(d) が得られる。Fig. 5(d)において、①のブロックはCT動作の伝達関数、③のブロックは増幅器を含む帰還系の伝達関数、②のブロックは測定電流による磁束の増幅器帰還系への分配を示す伝達関数である。

したがって、本センサの感度は下記の(1)式で表せる。

$$\frac{E}{I} = \frac{r}{R'} \times \left\{ \frac{NG(s)s}{1 + N^2G(s)s/R} + \frac{1}{1 + N^2G(s)s/R} \times \frac{nAG(s)s}{1 + nNAG(s)s/R} \right\} \quad (1)$$

(1)式をボード線図で示すと Fig. 6 のようになり、図中の特性①～③は Fig. 5 のブロック①～③のゲイン特性を表し、太線の特性カーブは(1)式の本センサの出力特性を表している。すなわち、本センサは角周波数 $\omega_1 = rR/N^2$ より高い周波数領域ではCTとして動作し、それ以下の周波数領域では磁束の分配率と増幅器帰還系動作との積により動作している。

ここで、(1)式において $s \rightarrow j\omega$ とおいて、周波数伝達関数の形に置き換え、周波数領域に分けて考察してみる。

高周波領域 ($\omega > \omega_1 = rR/N^2$) では $1 \ll |N^2G(j\omega)j\omega/R|$ より、(1)式の右辺 { } 内の各項は

$$\frac{NG(j\omega)j\omega}{1 + N^2G(j\omega)j\omega/R} = \frac{R}{N}, \quad \frac{1}{1 + N^2G(j\omega)j\omega/R} = 0$$

となり、また、第2項後半部は有限値もしくは零となるため、(1)式は結局、 $E/I = rR/NR'$ となる。

一方、低周波領域 ($\omega_2 = rR/nNA < \omega < \omega_1 = rR/N^2$) では、 $1 \gg |N^2G(j\omega)j\omega/R|$ 、

$1 \ll |nNAG(j\omega)j\omega/R|$ より, (1)式右辺 { } 内の各項は

$$\frac{NG(j\omega)j\omega}{1+N^2G(j\omega)j\omega/R} = 0, \frac{1}{1+N^2G(j\omega)j\omega/R} = 1, \frac{nAG(j\omega)j\omega}{1+nNAG(j\omega)j\omega/R} = \frac{R}{N}$$

となり, 高周波領域と同様に(1)式は $E/I = rR/NR'$ となる.

一般的に, 同一の磁気コアを共有していても磁気回路固有の漏洩磁束や非直線性などの要因に基づき, コイルの形状や位置の違いによって磁気抵抗は異なるが, 本センサの場合には動作条件を一定にし, 上記帰還動作における帰還量が十分ある場合には $R=R'$ と見なしてもよい. この場合, いずれの周波数領域においても(1)式は $E/I = r/N$ となる.

したがって, 本センサの感度は, 本質的にレベル特性や周波数を持たない出力抵抗値と帰還コイル巻数との比 r/N によって決定される. しかも, 増幅器帰還系の帰還効果により, 単なる CT 動作に比べて, 動作周波数帯域の下限は $\omega_2 = rR/nNA$ まで拡がっていることがわかる.

以上の動作解析から, この交流零磁束制御方式の電流センサは, 広い周波数特性と磁気回路の非直線性に影響されない良好な直線性など, 従来の電流センサでは達成できない優れた特性が期待できる.

4. 実 験

ここでは, 20A 定格のセンサを製作し, 動作特性を測定した結果を述べる.

まず, Fig. 7 の特性(a)と特性(b)に全体の閉ループ特性である本センサのゲインと位相の周波数特性を示す. また, Fig. 3 において検出コイルと増幅器の間を切断し, 増幅器系の帰還動作を殺した状態で測定した CT 動作のみのゲインと位相の周波数特性を Fig. 7 の特性(c)と特性(d)に示す. これにより, 本センサは約70Hz を境にそれ以上の周波数帯域では CT 動作が支配していることがわかる.

ここで, 増幅器系の中の Fig. 5 (d)における③のブロックについて考察する. 電力増幅器と帰還コイルを切離し, 帰還コイルから電力増幅器出力までの一巡伝達特性を求めたところ, 問題としている1Hz~数kHzの周波数帯域では30~60dBの十分な帰還量が得られた. したがって, その閉ループ特性はフィードバック伝達関数の逆数である R'/N のゲインを持つことが確かめられた.

最後に, 残る Fig. 5 (d)における②のブロックについて検討する. まず, 電力増幅器と帰還コイルの間を切離し, 帰還コイルを開放または出力抵抗 r で短絡した場合の測定電流から電力増幅器出力までの特性を Fig. 8 の特性(a)と特性(b)にそれぞれ示す. Fig. 8 の特性(a)と特性(b)の違いは CT 動作の影響が介在するか否かの違いだけで, その他の伝達関数は同一であるため, 特性(b)を特性(a)で除することにより, Fig. 5 (d)におけるブロック②, すなわち磁束の分配に相当する特性が抽出されることになる.

一方, (1)式において全体の特性から CT 動作の特性を差し引くことにより, (1)式の右辺 { } 内の第2項が抽出される. ここで, (1)式の右辺 { } 内の第2項の後半部すなわち Fig. 5 (d)の③は上記結果より, 1Hz~数kHzの周波数帯域では CT 動作と同じ一定のゲインを有しているため, 差し引いた結果の特性は(1)式の右辺 { } 内の第2項の前半部に相当することになる.

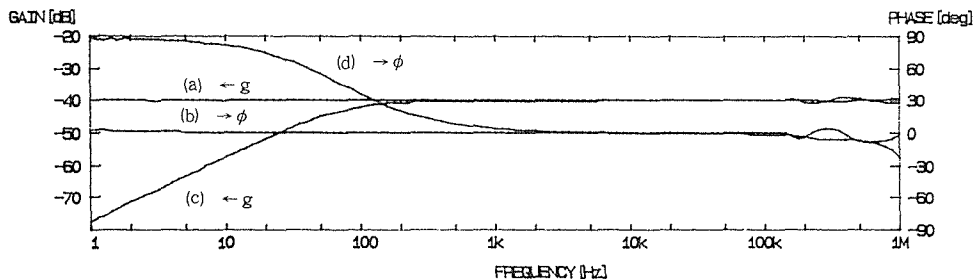


Fig.7 The experimental results of the Bode diagrams in the total operation and CT operation

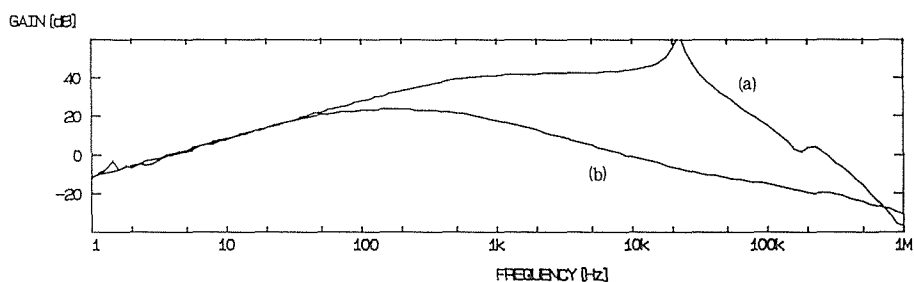


Fig. 8 The influence of the CT operation

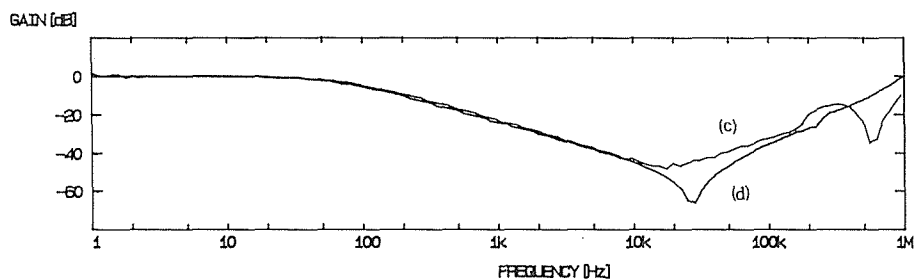


Fig.9 Calculated Bode diagrams

そこで、Fig.7のゲイン特性(a)からFig.7のCT動作のゲイン特性(c)を減じた結果をFig.9の特性(c)に、またFig.8の特性(b)を特性(a)で除した結果をFig.9の特性(d)に示す。

特性(c)と特性(d)は測定条件の違いによる磁気回路の磁束レベルやコイルの共振現象により、10kHz以上の周波数帯域では異なった値となるが、問題としている10kHz以下の周波数領域においてほぼ一致しており、本センサの動作に磁束の分配率の伝達関数が存在していることが確認された。

以上の実験結果と解析との対応より、CT動作の優先性に基づいた動作解析から誘導される理論的な感度(1)式は設計上有用であることが了解される。

5. 試作センサの動作特性

Fig. 10 (a)と(b)には20A および200A 定格の試作センサの周波数特性を示し、また Fig.

11 (a)と(b)にそれぞれの入出力特性を示す。これらを見ると、本電流センサは1Hz~100 kHz で振幅と位相共に平坦な周波数特性を有し、また定格電流から3桁にわたる広い範囲の測定電流に対して良好な直線性を示し、従来の電流センサでは得られない優れた特性を有していることがわかる。

Fig. 12 には20A 定格電流センサの1kHz 矩形波の出力応答波形を示す。応答波形は良好であり、本電流センサは広い周波数スペクトラムを持つ電流レベルの測定や波形観測、さらに電流要素を必要とする電力測定などに広く応用できることが了解される。

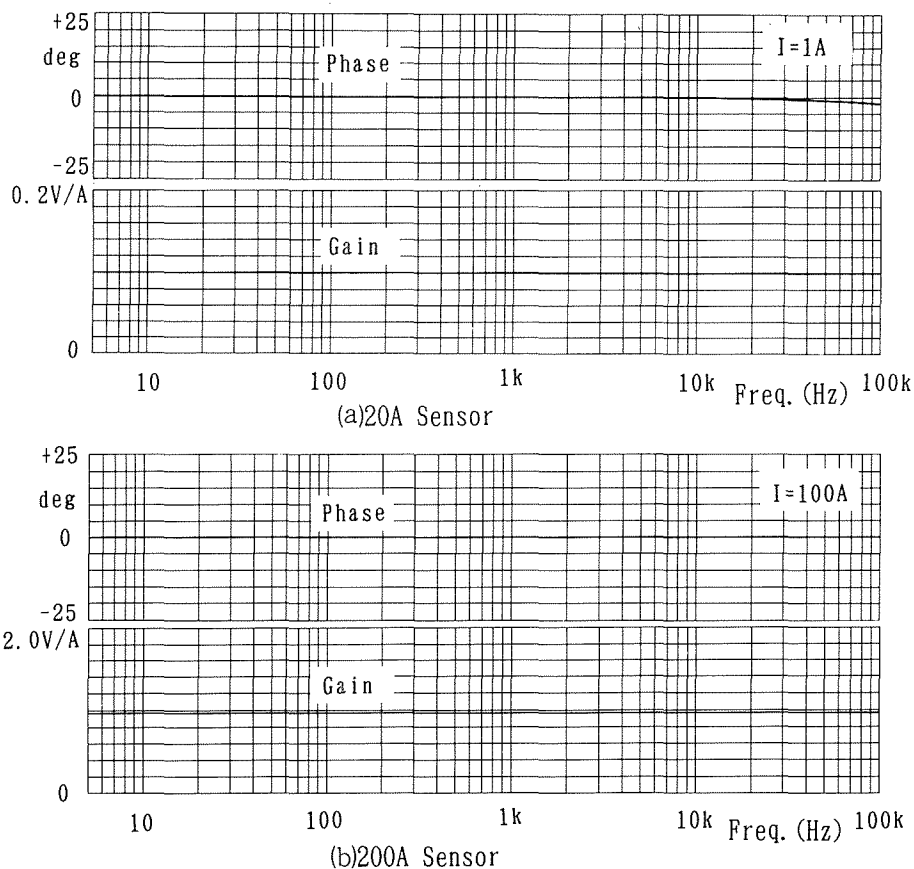


Fig.10 Frequency characteristics

6. む す び

高性能なクランプ式電流センサの開発を目的として、交流零磁束制御型電流センサを提案し、その動作解析と製作を行った。その結果下記の事項を得た。

- (1) 本方式の電流センサの動作原理を理論的に解明し、実験値と良好な一致を得た。
- (2) 本方式の電流センサの特性の定量的な見積りが可能となり、設計パラメータを明確にすることができた。

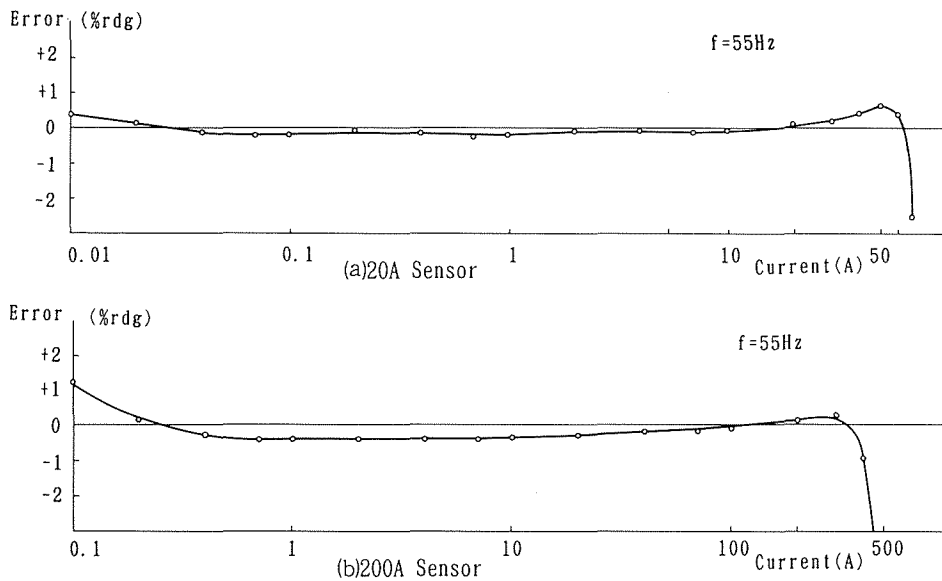


Fig. 11 Linearities of the sensitivity

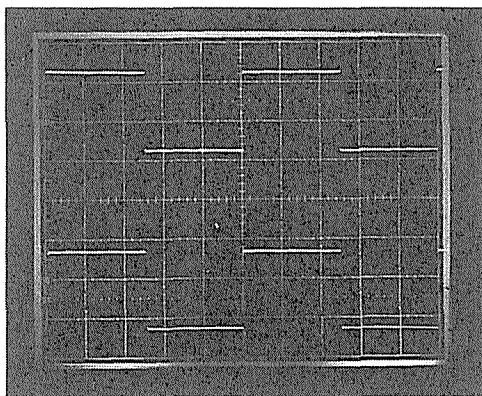


Fig. 12 Waveforms (1kHz, 1A, upper : input, lower : output)

参 考 文 献

- 1) 榑：千葉大学工学部研究報告，Vol.31，No.60，211-219（1980）
- 2) 松本，榮岩，井上，田中：日本応用磁気学会誌，Vol.15，No.2，461-464（1991）
- 3) 向井，若山，毛利，奥田，小笠原：日本応用磁気学会誌，Vol.12，No.2，399-402（1988）
- 4) 鈴木，山沢：日本応用磁気学会誌，Vol.16，No.2，365-368（1992）