The Magnetics Society of Japan

日本応用磁気学会誌 29, 997-1003 (2005) 〈論 文〉

MI素子を用いた小形・ワイドレンジ三相電流センサ

A Small, Wide-Range Three-Phase Current Sensor Using a MI Element

工藤高裕・辻 伸彦・浅田 規・杉山修一・北出雄二郎・高崎靖夫*
富士電機アドバンストテクノロジー（株），東京都日野市富士町一番地（〒191-8502）
*富士電機機器制御（株）技術開発・生産センター，埼玉県北足立郡吹上町南 1-5-45（〒369-0192）

T. Kudo, N. Tsuji, T. Asada, S. Sugiyama, Y. Kitaide, and Y. Takasaki*
Fuji Electric Advanced Technology Co., Ltd., *Hino, Tokyo 191-8502, Japan*
* Value Engineering Center Fukiage, Fuji Electric FA Components & Systems Co., Ltd., *Fukiage, Saitama 369-0192, Japan*

This paper describes a three-phase electric current sensor using a magneto-impedance (MI) sensor, which provides compact size and wide-range current sensing. The MI sensor is composed of a thin-film MI element and a bias coil. The MI sensors and electric current bars are placed in u-shaped cores to prevent an unwanted magnetic field from being generated by another phase current. To realize a high shielding performance and a compact size, a double shielding structure is employed. Two kinds of alternate bias are used in the system to implement a wide measurement range of 1:600. The sensor is intermittently driven by discrete sampling to realize a low power consumption of 20 mW. The influence of temperature on the MI sensor is alleviated by supplying an optimum carrier electric current. As a result, a temperature fluctuation ratio of less than ± 1.3% at -25 to 60℃ was obtained.

Key words: MI, magnetic sensor, wide range, three phase, current sensor, thin film, shield, alternating bias

1. はじめに

省エネ法の制定により電力を監視する需要が高まっており，小形で計測範囲の広い電流センサが注目され初めている．電力監視用としての商用周波の実効値電流計測には，カレントトランス（Current Transformer，以下 CT と略す）が広く使われている[1]．他に，ホール素子などの磁気センサを用いる方式も種々検討されている．同素子は，空芯では検出感度が不十分のため，集磁鉄芯の構造がよく用いられる[2]．小形で計測範囲の広い電流センサを実現する際に，従来の電流センサには次のような課題があった．①小形の CT は鉄芯の磁気飽和により計測範囲が制限され，レンジは数十倍と狭い．②磁気センサを集磁鉄芯と組み合せる方式は，センサを配置する切欠きにより鉄芯の磁気飽和は軽減される．しかし，空芯と比較すると計測レンジが狭くなる．さらに検出感度が低下するため，小電流の計測に適さない．③他に鉄芯の磁気飽和を改善する方式として零磁束制御型がある[3]．しかし計測電流に応じた負帰還電流が必要になるため，大電流を計測する場合に消費電力が増大する．

これらの課題を解決するために次の着想を得た．①ワイドレンジ化するために集磁鉄芯を排除する．②空芯により微小となる磁界を検出するため，他の磁気センサよりも高感度な磁気インピーダンス（Magneto-Impedance 以下 MI と略す）素子[4]を用いる．

この着想に基づき，薄膜状の MI 素子にバイアス用のコイルを一体化した磁気センサを新たに開発した．従来，薄膜 MI 素子と薄膜コイルを集積化するタイプも開発されている[5]．ただし，薄膜コイルは，コイルの巻数と電流の制約から発生磁界に制限を受ける．ワイドレンジ化するには，大きなバイアス電流が必要なため，薄膜の MI 素子とバイアスコイルからなる構造を採用した．本稿では，この磁気センサを用いた三相交流用の整流形実効値電流センサに関する以下の事項について述べる．

（1）小形，ワイドレンジを実現する電流センサの構造
（2）ワイドレンジ，低消費電力を実現する回路の構成
（3）電流センサの検証結果

2. 電流センサの仕様と構造

2.1 仕様

電流センサの仕様を Table 1 に示す．ブレーカなどの低圧受配電機器への組み込み型として，市場要求調査の結果に基づいて設定した．計測レンジは 0.1 から 60 Arms の 1:600 とした．外乱電流は，低圧受配電機器の最大定格である 630 以上の 1000 Arms まで考慮した．外乱電流を最小定格である 0.1 Arms の 5 %以下まで低減するために 82.5 dB の磁気遮蔽とした．

2.2 構造

電流センサの内部構造を Fig. 1 に示す．三相の導体と，導体ごとに配置したMIセンサが基板に実装されている．各センサを囲むように馬蹄形のシールドを設け，他相電流による磁気干渉を抑制した．さらに，これらに二重シールドを施すことで，外乱磁界から遮蔽する構造とした．一方，

Table 1 Specification of the sensor.

Item	Value
Measured current	Three-phase ac: 50/60 Hz
Measurement range	0.1－60 Arms (1:600)
Accuracy	±5 % of reading
Electricity consumption	20 mW (max)
Sampling period	3 ms
Magnetic shielding effectiveness	82.5 dB
Temperature for use	-25－60 ℃
Dimensions ($W\times L\times H$)	42.0×23.7×15.1 mm

NII-Electronic Library Service

The Magnetics Society of Japan

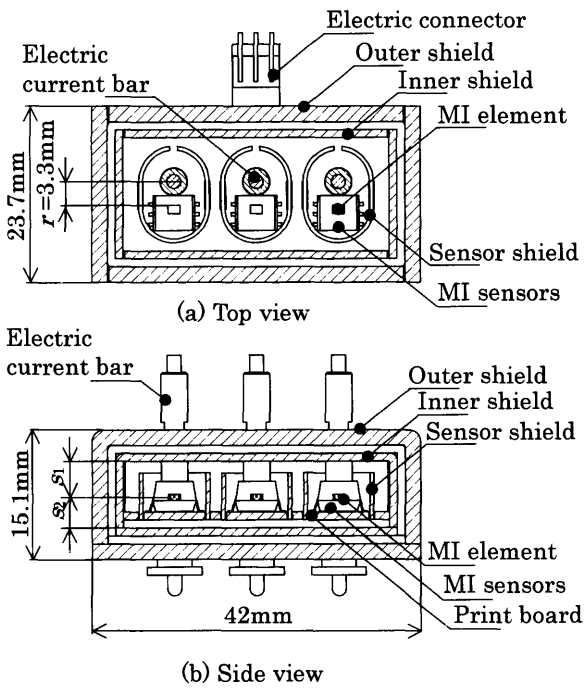


Fig. 1 Structure of the current sensor.

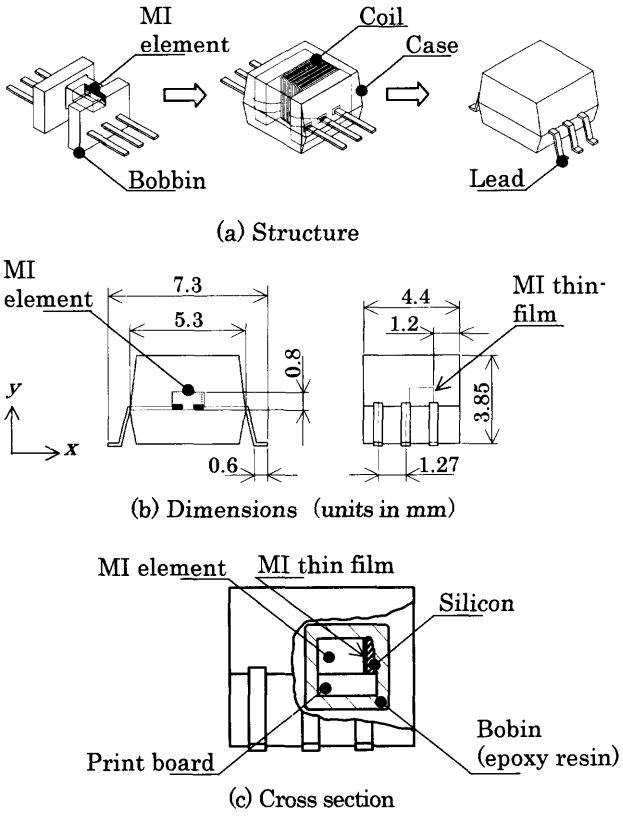


Fig. 2 MI sensor.

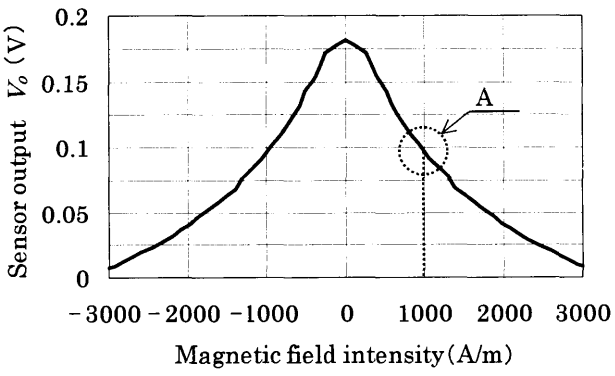


Fig. 3 Characteristics of MI sensor.

他相電流による磁気干渉と外乱磁界を一種類のシールドで遮蔽する構造についても検討した．ただし，82.5 dBの遮蔽性能を実現するには一相あたりのシールドが厚くなり，外形仕様の42 mm幅に納めることが困難なため，本構造を採用した．この構造において，電流によるセンサの計測磁界の強さは(1)式で近似される[6]．同式のαは3章で述べる内部シールドによる減磁係数を表す．

$$H_s = \frac{\alpha I}{4\pi r}\left\{\frac{s_1}{\sqrt{r^2+s_1^2}}+\frac{s_2}{\sqrt{r^2+s_2^2}}\right\} \quad (1)$$

H_s：MIセンサの計測磁界強さ，　I：電流，
α：内部シールドによる減磁係数，
r：導体中心とMIセンサ感知面との距離，
s_1：センサ感知面より上側の導体長さ（Fig.1 (b)），
s_2：センサ感知面より下側の導体長さ（Fig.1 (b)）．

3. MIセンサとシールド構造

2章で示した電流センサの主要部品であるMIセンサと，そのシールド構造について述べる．

3.1 MIセンサの構造

MIセンサの構成をFig. 2に示す[7]．MI素子は，ガラス基板にFe-Ta-C系の結晶薄膜をメアンダライン状に構成する[8]．MI素子の磁界に対する出力特性をFig. 3に示す．1000 A/mにおける出力V_oが100 A/mあたり12 mV(Fig. 3のA)と，ホール素子と比較して約100倍の感度を有する．これにより，集磁用の鉄芯を用いることなく，空芯での磁界検出を可能としている．これにリードフレームを接合後，周りに樹脂製のボビンを形成し，バイアス用コイルを巻き，全体を樹脂成形する構造とした．Fig. 2 (b)のxが磁界感知方向である．コイルは径30 μmの二種ポリウレタン銅線を1000ターンとした．一方で，MI素子をモールドする際に，磁性薄膜と成形樹脂との線膨張係数の差で応力が発生する．この応力が出力変化の原因となる．応力が大きい場合は磁性膜の破壊に至る．これを改善するため磁性薄膜にシリコンゴムをポッティングし，その周りをエポキシ樹脂製のボビンで成形する構造とした．Fig. 2 (c)にその構造を示す．磁性膜と線膨張係数の近いシリコンゴムを介することで応力を低減することが可能となる．この構造の妥当性をヒートサイクル試験により検証した．10個のサンプルでの測定結果をFig. 4に示す．−30 ℃（1時間）⇒常温（15分）⇒80 ℃（1時間）を300サイクル行い，MI素子のインピーダンス変化が±1 %以内に収まることを確認した．

NII-Electronic Library Service

The Magnetics Society of Japan

3.2 内部シールド構造

内部シールドは，他相電流による磁気干渉を抑制するとともに，計測磁界を減磁する働きがある．電流に対する磁界の直線性，他相電流の影響，および外形幅仕様の 42 mm を考慮して内部シールドを決めた．厚さ 1 mm の PC パーマロイ（以下，PC と略す）に，1 mm の切り欠きを設けた馬蹄形の構造を採用した．この構造により，シールドの飽和を防止するとともに，MI センサの磁界となる漏れ磁束を発生させる．電流に対する MI センサの計測磁界強さ H_s の計算結果を Fig. 5 に示す．これは有限要素法による磁界解析プログラム（ANSYS E-Mag Ver. 6.1 ）を使用した．シールド材質は SPCC（冷間圧延鋼板）と PC の二種類とし，シールドを用いない場合（Fig. 5 の Air）との比率が(1)式の減磁係数 α となる．SPCC は 6 から 100 Arms まで直線性が得られるが，6 Arms 以下では非線形となる．これは小電流で磁束密度の低下（6 A で 0.21 T）によりシールドからの漏れが増加するためである．一方 PC は，0.1 Arms から直線性が得られる．ただし 60 Arms を超えるとシールドの飽和により漏れ磁束が増加する．その結果センサ部の計測磁界が増加し，直線性が悪化する．以上の結果と Table 1 のセンサ仕様からシールド材質は PC とした．これを用いた場合のセンサ出力 V_s の実測結果を Fig. 6 に示す．10 Arms で出力が不連続となっているのは，4 章で述べるバイアス切換のためである．同図より解析結果と同様に 0.1 から 60 Arms まで直線性が得られることが分かった．また，隣接する他相電流の影響も少ないことを確認している．他相電流が主相電流の 1/2 から 2 倍変化した場合に，他相電流の有無による主相電流の変化率が ±0.5 %以内に収まった．これは Table 1 に示す精度仕様 5 %の 1/10 以下と少ない．

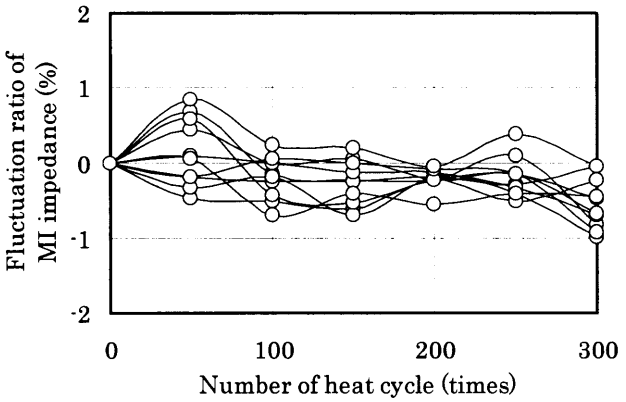


Fig. 4 Measured MI impedance vs. heat cycle.

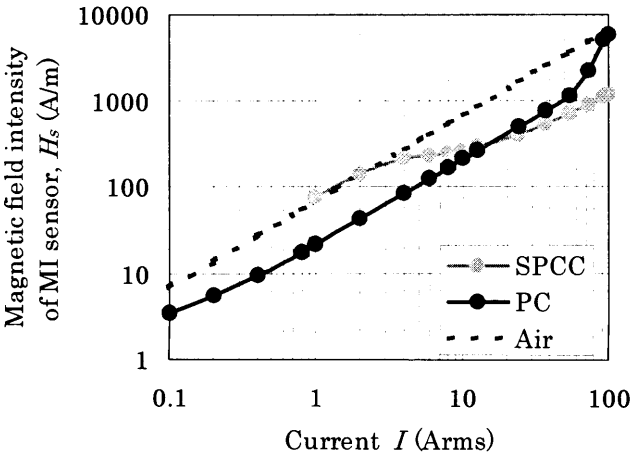


Fig. 5 Calculated results for the magnetic field intensity of the MI sensor.

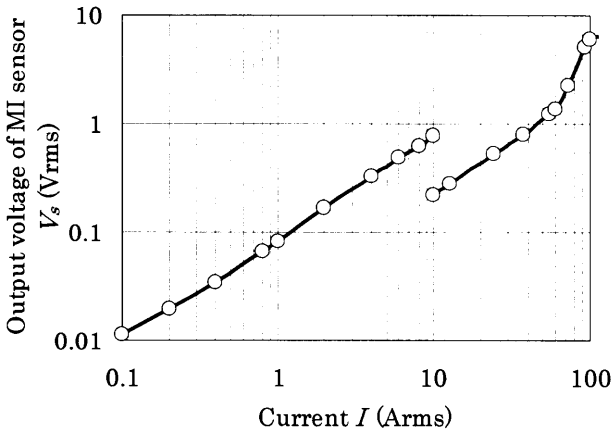


Fig. 6 Measured characteristics of the MI sensor.

3.3 外部シールド構造

外部シールドは，センサから 50 mm 離れた位置に通電する 1000 Arms の外乱電流により評価した．0.1 Arms を計測した際の外乱電流の有無によるセンサ計測磁界の変化率を求めた．有限要素法を用いたシールド厚さに対する磁界変化の計算結果を Figs. 7，8 に示す．Fig. 7 は外部シールドが一重の場合，Fig. 8 は二重の場合である．Fig.8 は，内側のシールド厚さを 0.5 mm 一定として，外側のシールド厚さに対する磁界強さの変化を示す．シールド材質は PC とした．Figs.7，8 ともその厚さに比例して遮蔽効果が得られる． ただし Fig. 7 に示す一重シールドの場合は厚くなるにしたがって飽和傾向を示し，十分な遮蔽効果が得られない．シールド厚さを 6 mm としても外乱電流が 1000 Arms の場合に 20 %も出力が変化した．一方，Fig. 8 に示

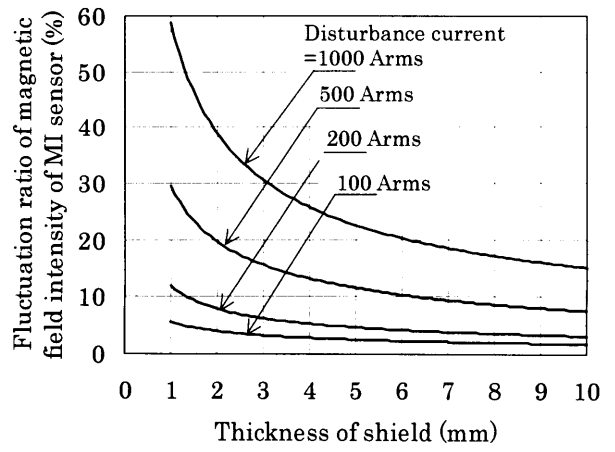


Fig. 7 Calculated results of the single-shield effect.

NII-Electronic Library Service

The Magnetics Society of Japan

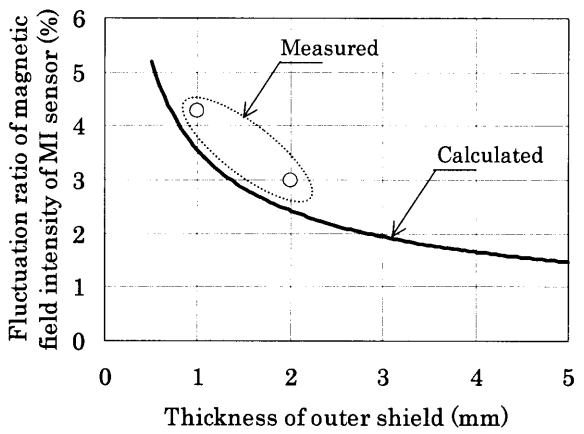


Fig. 8 Calculated results of the double-shield effect.

す二重シールドでは，内側 0.5 mm，外側 1 mm の場合に仕様の 5%（−82.5 dB）以下の遮蔽性能が得られた．実側においても解析値に対する誤差が 30 %以下の精度で一致した．以上より，高い遮蔽性能とスペース効率の良さから二重シールドを採用した．

4. 低消費電力，ワイドレンジ対応回路の構成

4.1 回路構成

計測対象である交流信号について，離散サンプリング値の積算により実効値を求めるディジタル整流方式とした．Fig.9 に検出回路の構成を示す．各コントロール信号（Bias enable から Select B までの 9 つの信号）の出力と，センサ出力 V_s の取り込み（A/D 変換）をワンチップマイコン（μPD9114）で行う．MI 素子に 4MHz のキャリア信号を印加する Driver 部，同素子のインピーダンスに比例した電圧を検出する Peak hold 部，その電圧を正負それぞれのバイアス磁界で保持する Sample hold 部，正負バイアスでの各出力の差を増幅する Diff amp 部と，バイアス磁界の切換えを行う Bias select 部の 5 つのブロックにより構成される．キャリア信号は矩形波とし，マイコンのクロックにより発生する．I_R, I_S, I_T の三つ enable により，MI 素子へのキャリア信号の印加と Peak hold 部で検出した素子電圧の出力を制御する．MI 素子の磁界に対するインピーダンスは非線形のため（Fig.3），磁界に比例した出力を得るには検出側での処理が必要となる．二つの MI 素子の差を求める方法や，負帰還磁界を施す方法などが知られて

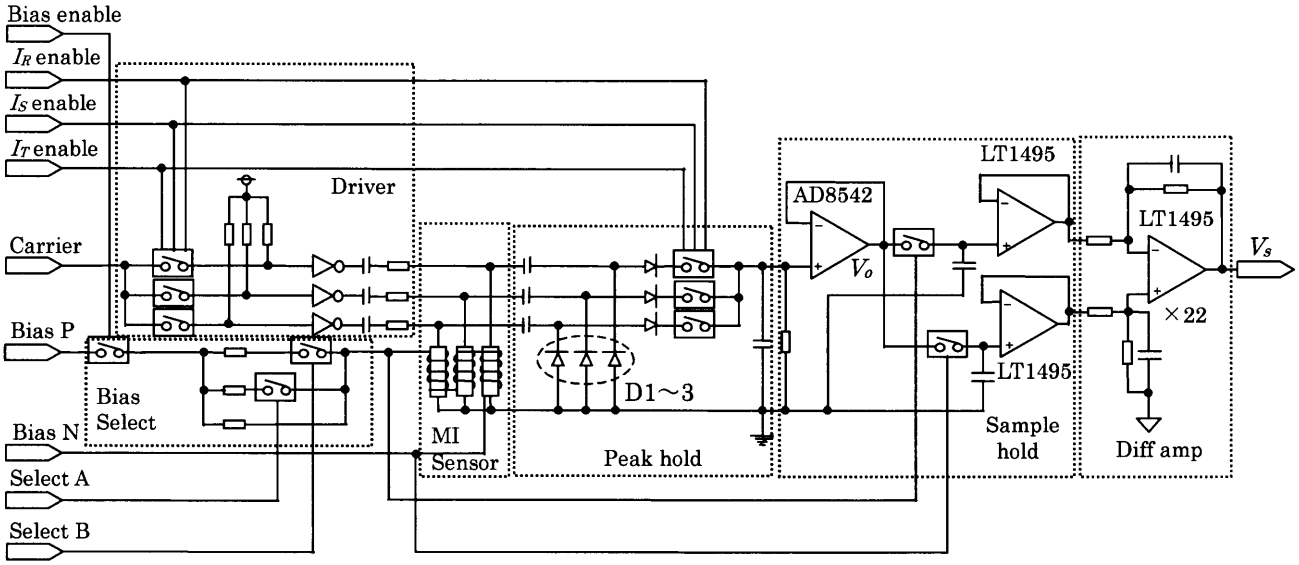


Fig. 9 Diagram of the sensor circuit.

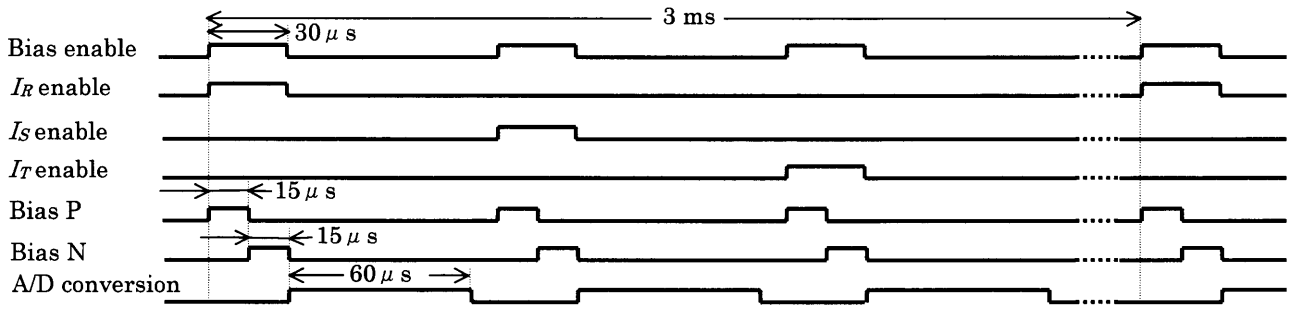


Fig. 10 Timing chart of the control signal.

NII-Electronic Library Service

The Magnetics Society of Japan

いる[9]．この中で，MI 素子に正負のバイアス磁界を交互に印加し，各バイアスでの出力の差を求める方式を採用した[6]．さらにワイドレンジ化のため，計測磁界に応じて正負のバイアスを切り換える方式を併用した．Bias P，N から正負のバイアス磁界をそれぞれ発生させ，Bias enable によりキャリア信号と同期したバイアス磁界を印加する．Select A，B によりバイアス抵抗を選択し，バイアス電流の大きさにより磁界の切換えを行う．コントロール信号と A/D 変換のタイミングチャートを Fig. 10 に示す．この図において各信号ともハイ状態をアクティブとする．I_R, I_S, I_Tの三つの enable 信号は一つだけが選択されている．各センサの計測に要する時間は 90 μs (30+60 μs)，計測周期は 3 ms である．

4.2 離散サンプリングによる低消費電力化

消費電力を仕様の 20 mW 以下に抑えるため，離散サンプリングによりセンサの間欠駆動を採用した．センサ全体の消費電力は，キャリア電流とバイアス電流からなるセンサ駆動に関する部分が全体の 70%を占めていた．そのために本対策が有効であった．整流形計器のため，離散サンプリングにより連続時間の場合と比較して計測精度が低下する．その誤差と，一周期ごとのマイコンの処理時間とを考慮して計測周期 Tを決定した．その方法を以下に示す．

離散時間信号 $x^*(T)$は連続時間信号 $x(t)$にデルタ関数列 $\delta(t)$を掛けることにより(2)式のように求まる[10]．

$$x^*(T) = x(t)\delta(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(t)\delta(t-nT) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(nT) \quad (2)$$

T：計測周期，f: 電流の周波数

連続時間信号 $x(t)=\sin\omega t$ とすると，離散時間信号 $x^*(T)$ の半周期分を積分した値 $X^*(T)$は(3)式となる．

$$X^*(T) = \sum_{n=1}^{1/(2fT)} T\sin\omega(nT) \quad (3)$$

ω：電流の角周波数

連続時間信号 $x(t)$の半周期分の積分値 $X(t)$は $2/\omega$ であるので，$X(t)$に対する $X^*(T)$の誤差 σは(4)式となる．

$$\sigma = \frac{X^*(T)-X(t)}{X(t)} = \frac{\left\{\sum_{n=1}^{1/(2fT)} \omega T\sin\omega(nT)-2\right\}}{2} \quad (4)$$

上式を用いて 50 と 60 Hz における誤差を算出した．その結果を Fig. 11 に示す．計測と A/D 変換を含めた処理時間は約 2.8 ms であるため，それ以上でかつ離散化による誤差を小さくするため，計測周期 Tは 3 ms とした (Fig. 11 の B 点)．バイアスコイルの立上り時間を考慮して，正負それぞれのバイアスにおける計測時間は 15 μs とした．この場合，Sample hold 部の初段バッファの出力を約 4 μs で安定させるために，スルーレートが 0.7 V/μs 以上で低消費電流のアンプを用いた．Sample hold 部後段と Diff amp 部の三つのアンプは商用周波数の信号を扱うので，低速で良いが消費電流の少ないものとした．

4.3 正負不均等バイアスによるワイドレンジ化

磁界に対する出力特性の非線形性は，MI 素子に正負のバイアス磁界を交互に加え，各バイアスでの出力の差を求めることで補正した．さらに，Fig.12 は磁界に対する MI センサの感度を模式図で示しているが，ワイドレンジ化に対応するため，(a)，(b) に示す二種類のバイアス磁界を併用した．従来の正負均等なバイアス (Fig. 12 (a)) の計測レンジは 1:100 であったが，新たに正負不均等なバイアス (Fig. 12 (b)) を併用することで計測仕様の 1:600 を達成

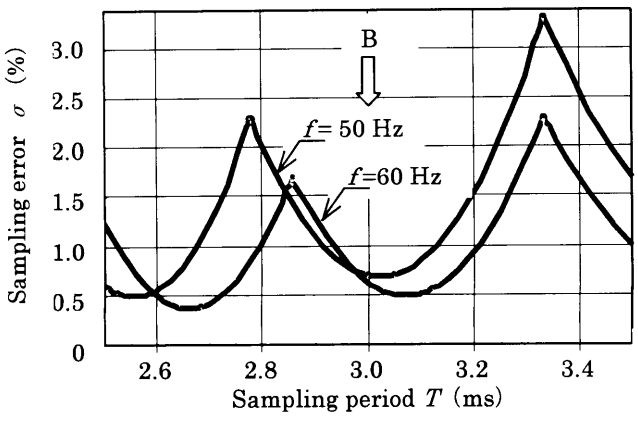
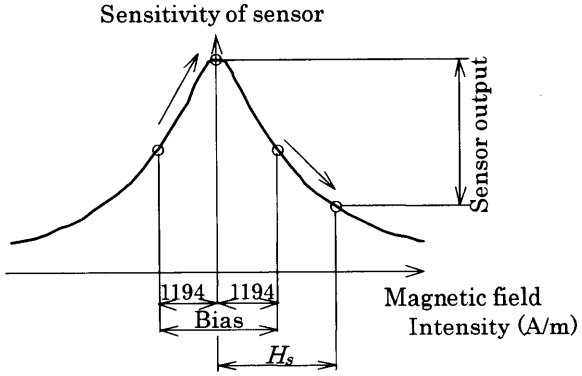
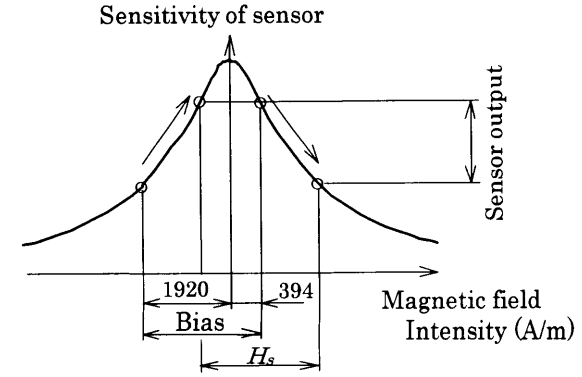


Fig. 11 Sampling error vs. sampling period.



(a) Equilibrium bias



(b) Disequilibrium bias

Fig. 12 Comparison of the equilibrium bias with the disequilibrium bias.

NII-Electronic Library Service

The Magnetics Society of Japan

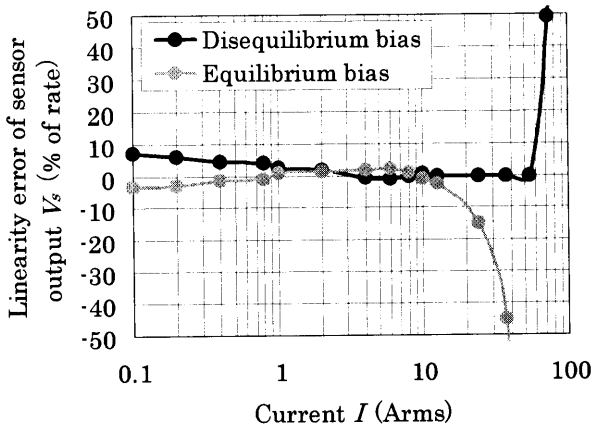


Fig. 13 Measurement current characteristics.

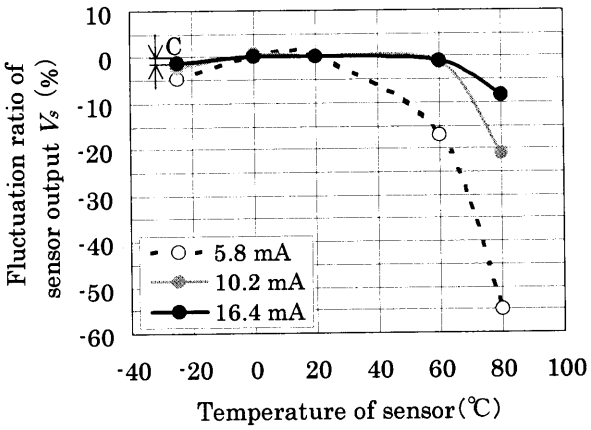


Fig. 14 Temperature characteristics.

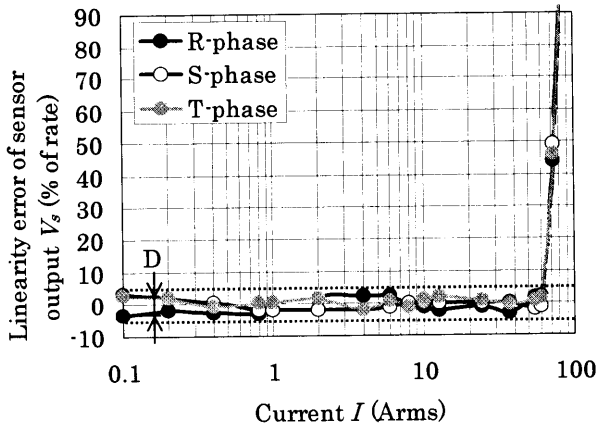


Fig. 15 Measurement current characteristics.

した．均等バイアスは，磁界計測範囲がバイアス磁界から零磁界の間に制限される．検出磁界がMI特性における零磁界付近のピークを乗り越えてしまうと直線性が極端に低下するためである．強い磁界を計測するために予め大きなバイアス磁界に設定する方法も考えられるが，磁界感度が低下することと，正負磁界でのセンサ感度差が大きくなるために直線性が悪化するという欠点がある．これに対して不均等バイアスは，計測磁界の極性を判定し，計測範囲が広がる方向にバイアス磁界を変化させる方法である．Fig. 13は均等と不均等バイアスの直線性の比較を示す．均等バイアスでは計測電流が10 Armsを越えると直線性が悪化するが，不均等バイアスでは6から60 Armsまで直線性が保たれている．均等バイアスの場合，計測磁界がMI特性の零磁界付近に近づくと直線性が悪化するのでマイナスの誤差となる．不均等バイアスのプラスの誤差は，シールドの飽和によりセンサへの漏れ磁束が増加するためである．均等と不均等バイアスを組合せた場合の計測精度は，仕様の±5 %に対して±3.3 %以下であり，満足する結果が得られた．

5. 検証結果

5.1 キャリア電流による温度特性改善

MI素子はよく知られているように磁性薄膜の温度依存性をもつ．この対策として負帰還磁界を施すことによりそれを軽減する方法が知られている[5]．本稿では，検出回路の温度特性により改善する方式を採用した．これは負帰還磁界を施す方式に比べて，センサと回路の小形化，および低消費電力化が可能で，対策のための部品追加がないという特徴がある．Peak hold部の整流用ダイオード（Fig. 9のD1〜3）は，逆電流が温度により増加する傾向を有する．さらにその増加傾向は順電圧に反比例する．キャリア電流を増やすことで順電圧が増加し，温度に対する逆電流の変化が減少する．逆電流の減少はセンサ出力を増加させるため，結果的に温度に対する出力変化が増加する．Fig. 14に三種類のキャリア電流におけるセンサ出力の温度特性を示す．キャリア電流が大きいほど温度変化が少ない傾向にある．−25から60 ℃の範囲における温度特性を±5 %以下に抑えるためにキャリア電流を16.4 mAとした．温度による誤差はFig. 14のCに示すように−1.3 %であった．

5.2 三相電流の計測結果

Fig. 15に計測電流に対する出力の直線性を測定した結果を示す．0.1から10 Armsを均等バイアスで，10から60 Armsを不均等バイアスで計測している．各相のばらつきを含めた最大計測誤差は，Fig. 15のDに示すように計測レンジの0.1から60 Armsの範囲において仕様の±5 %に対して±3.3 %であった．

6. まとめ

MI素子を用いて小形で計測範囲の広い三相交流電流センサを開発した．本論文の結論を述べると以下のようになる．

（1）小形で広い計測レンジに対応するため，磁性薄膜で構成されるMI素子とバイアスコイルを一体化した専用のMIセンサを新たに開発した．

（2）高遮蔽性能と小形化を実現するため，各相ごとのMIセンサと導体を馬蹄形シールドで囲んだ．さらにその外側を二重シールドで覆う構造とした．

（3）MI素子に正負のバイアス磁界を交互に加え，各バ

NII-Electronic Library Service

The Magnetics Society of Japan

イアスでの出力差を求めることで，磁界に対するMI素子の非線形性を補正した．1:600の広い計測レンジを実現するために新たに不均等バイアスを開発し，従来の均等バイアスと併用する方式とした．

（4）20 mWの低消費電力を実現するために離散サンプリングを採用し，センサを3 ms周期で間欠駆動した．

（5）キャリア電流値の最適化によりMI素子の温度依存性を低減した．−25から60 ℃の変化率は，キャリア電流を16.4 mAとした場合に±1.3 %以下に抑えられた．

今後の課題は，CTと比較したコストであり，その低減が必要である．

謝辞 MI素子の製作ならびにご助言，ご協力を頂いたキヤノン電子㈱磁気コンポ事業部の方々に対して謝意を表します．また，MI素子についてご助言を頂いた名古屋大学の毛利佳年雄名誉教授に対し謝意を表します．日頃，有益なご助言を賜る東京農工大学工学部の涌井伸二教授に深謝致します．

References

1) H. Niitsuma, N. Chubachi : Denki Denshi Keisoku (in Japanese), p. 84 (Asakura Shoten, Tokyo, 1989).
2) K. Sato, O. Miki, M. Iida and H. Nishikawa : *IEEE Trans. Power Apparatus and Systems,* **104,** 1890 (1985).
3) Y. Suzuki, A. Hirabayashi and K. Yamasawa : *J. Magn. Soc. Jpn.,* **17,** 397 (1993).
4) K. Hika, T. Uchiyama, R. Shin, K. Mohri, Unoki and K. Kikuchi : *J.Magn. Soc. Jpn.,* **21,** 649 (1997).
5) A. Takayama, T. Umehara, A. Yuguchi, H. Kato, K. Mohri and T. Uchiyama : *J. Magn. Soc. Jpn.,* **24,** 763 (2000).
6) M. Nishimaki : Denki Jiki (in Japanese), p. 116 (Morikita Shuppan, Tokyo, 1987).
7) T. Kudo, Y. Kitaide : Joint Technical Conference on INTERMAC2001, (2001).
8) M. Kawase : Denshigijyutsu (in Japanese) (Nikkan Kougyo, Tokyo, 1998−12).
9) K. Mohri : Jiki Sensa Rikougaku (Korona Sha, Tokyo, 1998) (in Japanese).
10) T. Higuchi : Fundamentals of Digital Signal Processing (in Japanese) (Sho Ko Do, Tokyo, 1986).

2005年1月26日受理，2005年9月15日採録

NII-Electronic Library Service