ホール IC を用いた帰還形電流センサ

正員 川守田 聡 (東京電機大)

正員 原 和 裕 (東京電機大)

A Feedback-Type Current Sensor Using Hall ICs

Satoshi Kawamorita, Member, Kazuhiro Hara, Member (Tokyo Denki University)

A new current sensor was studied. This sensor was designed to measure a large ac current without magnetic cores; it was composed of several units including Hall ICs, coils, and some electronic circuits. The Hall ICs were placed around a current to be measured, detecting the magnetic field generated partly by the measured current and partly by the coil current. The coil current was controlled with a feedback scheme so that the magnetic field generated by the coil current cancelled the field by the measured current. The coil current was converted to an output voltage with a resistor.

As the sensor operation was based on a zero method, the sensor made possible accurate measurements of currents; it was stable irrespective of ambient temperature. And it detected a wide frequency range of currents. Further it was safe and stable regardless of excess currents. It had also an advantage in cost compared to optical-fiber current transformers because it did not need expensive components.

キーワード：電流センサ，ホール IC，帰還回路，零位法，非接触計測

1. ま え が き

近年，電力需要の増大に伴い，発電機，変圧器，遮断機などの電力機器の大形化が進んでいるため，従来の電磁式変圧器，変流器を用いた系統保護用の電圧，電流計測用センサも，絶縁設計や安全保障のために大形化やコストアップをまねいている。そのため，小形・軽量で安価なセンサの開発が求められている。

最近では，光ファイバ応用電流センサ，すなわち光 CT の開発がなされている⁽¹⁾⁽²⁾。これは，絶縁性と耐雑音性に優れているが，多くの光学部品を必要とするため，構造が複雑となりコストアップが避けられない。

また，環状磁性体にギャップを設け，その中にホール素子またはホール IC を挿入する方式（ホール CT）もある。しかし，磁性体を使用するかぎり，小形・軽量化は困難である。

著者らは，磁性体を用いないでホール IC と電子回

路を主要構成要素とした，新しい方式の交流大電流用の非接触形電流センサを開発した⁽³⁾。この方式は上記の欠点をなくし，小形・軽量・安価で，広帯域，高精度，高信頼性の電流センサとしたものである。

本論文では，その動作原理と構成法，特性について記述する。

2. 動作原理

図 1 に本方式の電流センサの基本構成を示す。主な構成要素はホール IC，および逆磁界発生コイル，制御回路，電流電圧変換用抵抗器である。ホール IC は被測定電流と逆磁界発生コイルの作る合成磁界を検出するもので，これらの磁界に対して感度が最大となる向きに置く。制御回路はホール IC の出力を増幅し，被測定電流が作る磁界を打ち消すように逆磁界発生コイルに電流を流すものである。電流電圧変換抵抗器は逆磁界発生コイルに流れる電流を電圧に変換して，この電流センサの出力とするものである。

図1 電流センサの基本構成

Fig. 1. A basic configuration of a current sensor.

いま、最も簡単な場合について考える。被測定電流 I は十分細い無限長直線導体を流れるものとし、この導体とホール IC の距離を r とすると、被測定電流がホール IC の位置に作る磁界の強さ H は次式で与えられる。

$$H = I / 2\pi r \quad \dots\dots\dots (1)$$

また、逆磁界発生コイルは円形多層ソレノイドコイルであるとし、その内半径を a 、外半径を b 、長さを L 、巻線密度を n 、流れる電流を i とすると、その中心位置における磁界の強さ H' は、ビオ・サバールの法則から単一円形コイルの作る磁界を求め、これを積分計算することによって、次式のように求められる。

$$\begin{aligned} H' &= \int_a^b \int_{-L/2}^{L/2} (niy^2) / \{2(x^2 + y^2)^{3/2}\} dx dy \\ &= \int_a^b \{niL / 2\sqrt{y^2 + (L/2)^2}\} dy \\ &= (nLi/2) \log_e \{(\sqrt{4b^2 + L^2} + 2b) / (\sqrt{4a^2 + L^2} + 2a)\} \end{aligned} \quad \dots\dots\dots (2)$$

なお、上式の積分計算において、ソレノイドコイルの中心を原点として、中心軸の方向に x 座標を、それと直角の方向に y 座標をとった。

もし、制御回路の利得が十分大きく、ホール IC が理想的な零点検出器として動作しているとすると、近似的に次式が成り立つ。

$$H = H' \quad \dots\dots\dots (3)$$

更に、電圧変換抵抗器の抵抗値を R_c とすると、出力電圧 e は(1)～(3)式から次式のようにになる。

$$\begin{aligned} e &= (IR_c / \pi r n L) / \\ &\log_e \{(\sqrt{4b^2 + L^2} + 2b) / (\sqrt{4a^2 + L^2} + 2a)\} \end{aligned} \quad \dots\dots\dots (4)$$

この式から出力電圧 e は被測定電流 I に比例して

いることがわかる。一方、磁性体の磁化曲線のような非線形要素を含まず、逆磁界発生コイルの形状のような幾何学的パラメータと抵抗 R_c に依存しているので、直線性に優れ、精度が高い電流センサが実現できる可能性を示唆している。なお、電流が円柱状の導体に均一に流れる場合や、その表面に均一に流れる場合についても、導体の外の磁界分布は同一であることはアンペアの周回積分の法則から明らかである。従って、このような場合にも(4)式は成立する。

しかし、被測定電流が直線的でなく、曲がっている場合には上記のような簡単な解析は成り立たない。また、被測定電流が流れる導体とホール IC の距離 r がセンサの設置後ずれると誤差を生じる。更に、他の電線に流れる電流の作る磁界、あるいは他の機器からの漏れ磁界が大きく影響するので、これらに対する対策を施す必要がある。

また、ループ内に逆磁界発生コイルのもつインダクタンスを含むので、利得が十分大きく安定度が高い回路の設計がむずかしくなる。そのため、(3)式の近似をよく成り立たせる回路設計に工夫を要する。

3. 制御回路系の設計

制御回路系を設計するにあたって第一に重要なことは、被測定電流の周波数では利得が十分大きいことである。利得を大きくすることは、ホール IC と IC 化演算増幅器自体の開ループ利得や、カットオフ周波数の温度や電源電圧の変動に伴う誤差を小さくするために必要である。このことは負帰還理論から明らかである。また、広帯域化のためには広い周波数範囲で利得が大きいたることが必要である。

第二に重要なことは、すべての周波数で安定条件を満足することである。

一方、コストダウンのため、回路は通常の IC 化演算増幅器を主体とすることが望ましい。

このような要求を満足させる制御回路の設計は一義的でないが、その一例を図2に示す。

この回路は IC 化演算増幅器を用いた非反転増幅回路を基本として、逆磁界発生コイルのもつインダクタンス分を補償するための回路素子 R_3 、 C_3 を帰還回路中に含んでいる。なお、 C_2 はこの回路の直流に対する利得を下げ、IC 化演算増幅器の直流オフセット電圧の影響を小さくするためのコンデンサである。また、 R_4 は IC 化演算増幅器の反転入力端子に直流バイアス帰還を与えるための抵抗器である。他方、 C_1 はホール IC の直流出力オフセットをカットするためのコンデンサ、 R_1 は IC 化演算増幅器の非反転入力端子

図 2 制御回路の例

Fig. 2. An example of a control circuit.

(a) 全体図

(b) 原点付近拡大図

図 3 開ループ利得のナイキスト線図 (計算値)

Fig. 3. Nyquist's diagram of an open-loop gain (calculated). The whole (a) and the enlarged part near the origin (b).

に直流バイアス電流を供給するための抵抗器である。また、 R_5 は電流電圧変換抵抗器である。

ホール IC としては、低周波における感度が 10^4 V/T (テスラ) のものを使用した。ホール IC の代わりにホール素子と増幅器の組合せでも原理的に同じ動作をするが、ホール IC を使用するほうが部品点数が少なくてすむ。

図 2 に与えた回路定数における開ループ利得の計算値のナイキスト線図を図 3 に示す。50 Hz における開ループ利得は 58 dB (電圧利得=800 倍) となり、十分大きいといえる。帰還理論によれば、温度や電源電圧その他の要因によるホール IC と IC 化演算増幅器自体の利得変動を $1/800$ 以下に減少させることができ、高精度化が可能となる。また、図 3 において、ナイキスト線図は点 $(-1, 0)$ を囲まないで、ナイキストの安定判別法⁽⁴⁾よりすべての周波数で発振せず、安定に動作することがわかる。

逆磁界発生コイルは、直径 0.07 mm のポリウレタン被覆銅線を用い、 $a=4 \text{ mm}$ 、 $b=7 \text{ mm}$ 、 $L=1 \text{ cm}$ 、 $n=133 \text{ mm}^{-2}$ とし、全巻数は 4,000 回とした。このコイルの直流抵抗値を実測したところ、 20°C で 650Ω となった。また、自己インダクタンスは 108 mH となった。

一方、用いた IC 化演算増幅器の負荷に対する最大電圧は、規格表から標準で 8.84 V となり、これから逆磁界発生コイルに与えられる最大電流は 11 mA となる。この電流を被測定電流に換算すると、 $1,135 \text{ A}$ となり、これが計測される最大電流の理論値となる。

4. 単相交流電流センサの構成

被測定電流が直線的でない場合には、磁界の分布は (1) 式に与えられるものと異なるが、センサを設置後、校正しておけば、高い精度で測定が可能である。しかし、被測定電流が流れる導体とホール IC の距離 r がセンサの設置後ずれると誤差を生じる。

この対策として、このセンサを被測定電流の周囲に対称に複数個配置し、それらの出力を加算することにより誤差を実用レベルまで小さくすることにした。

このような方法の有効性を確かめるため、次のような各種の計算を行った。まず、センサエレメント (上記のセンサを以下こう呼ぶ) を被測定電流の周囲に対称に 1~6 個配置した場合について、中心位置から電流がずれた場合の誤差の計算値を求めた。この結果を、それぞれ、図 4(a)~(f) に示す。

これは電流が中心位置から r 、 θ だけずれた場合のセンサエレメントの出力の加算値 $Y(r, \theta)$ と中心位置にあるときの加算値 $Y(0, 0)$ から次式を用いて誤差 Δ を計算し、プロットしたものである。

$$\Delta = \{Y(r, \theta) - Y(0, 0)\} / Y(0, 0) \dots\dots\dots (5)$$

図 4(a)~(f) によると、中心付近では、数が多くなるほど、中心位置からずれた場合の誤差が小さくなっていくのがわかる。なお、以下センサエレメントと

計算値, +は中心位置, ×はセンサエレメントの位置

図 4 中心位置から電流がずれた場合の誤差

Fig. 4. Error due to a shift of a measured current from the center (calculated) in the case of 1 sensor element (a), 2 sensor elements (b), 3 sensor elements (c), 4 sensor elements (d), 5 sensor elements (e), and, 6 sensor elements (f).

中心間の距離を R とする。

被測定電流を 600 A とすると, $r/R=0.1$ のときの誤差は 4 個で最大 60 mA (0.01%), 5 個で最大 6 mA , 6 個で最大 0.6 mA となる。

一方, このような方法をとる場合, 対称に配置されたセンサの面の中心軸と電流とが角 θ だけ傾いている場合にも同様な誤差を生じる。センサエレメントが 4 個の場合には 0.01% の誤差を許すと, この角 θ は

9.5° 以下であればよいことが計算の結果からわかった。

更に, 実際の電線の配置を考えると, センサが設置される機器の外で電線が折れ曲がる場合があり得る。このような場合にも誤差を生じる。しかし, センサ取付け面から $5R$ の位置で電流が $0^\circ \sim 70^\circ$ の角で折れ曲がった場合について計算した結果, センサエレメントが 4 個のとき, 誤差は 0.0026% 以下となり, 実用上

図5 加算器の回路図

Fig. 5. A circuit of an adder.

図6 単相交流電流センサの感度の直線性と位相(測定値)

Fig. 6. Output voltage and phase difference vs. measured current.

図7 センサの感度と位相の周波数特性

Fig. 7. Frequency dependence of sensitivity and phase of a sensor.

十分小さいことがわかった。

また、センサエレメントが1個の場合には、他の電線に流れる電流の作る磁界あるいは他の機器からの漏れ磁界が直接影響し、誤差を生じる。しかし、センサエレメントを2個以上用いると、これらの磁界がセンサ近傍で平等磁界とみなせる条件では、加算したとき打ち消し合って誤差は小さくなる。

以上の計算から、センサエレメントの数が多いほうが誤差は小さくなる傾向があるが、経済性を考慮して本研究ではセンサエレメントを被測定電流の周囲に対称に4個配置し、これらの出力を加算器を用いて加算することにした。

次に、加算器の回路図を図5に示す。利得は各センサエレメントに対して-2倍である。

5. 単相交流電流センサの諸特性の測定

50 Hzにおいて、単相交流電流センサの感度の直線性と位相の測定を行った。その結果を図6に示す。0 A から 700 A までの範囲で直線性は $\pm 0.2\%$ 以下であった。また、位相のずれは $\pm 1^\circ$ 以下であった。なお、電流値の基準は横河電機製の計器用変流器 2242 形を用いた。この計器の直線性は $\pm 0.2\%$ 以下である。

位相差の測定は、YHP 社の利得位相測定器 3575 A 形を用いた。その位相誤差は $\pm 1^\circ$ 以下である。また、 $R=6.05\text{ cm}$ とした。

次に、このセンサの周波数特性の実測値を計算値とともに図7に示す。実測によると、このセンサの帯域は 0.01 Hz $\sim$ 200 kHz と約 7 桁にわたっていることがわかる。

また、本センサの雑音出力は、6.2 mV であり、被測定電流値に換算すると、0.8 A となる。S/N 比が 0 dB となる被測定電流値をこの単相交流電流センサの最小検出電流値とすると、その値はおおよそ 0.8 A となった。

次に、このセンサの感度の温度依存性を、 $-20^\circ\text{C}\sim +60^\circ\text{C}$ の範囲で実測した。その結果、センサエレメントの温度係数は約 $-4.0\text{ ppm}/^\circ\text{C}$ であり、加算器は約 $-2.4\text{ ppm}/^\circ\text{C}$ であったので、全体では両者を加算することにより、約 $-6.4\text{ ppm}/^\circ\text{C}$ となった。

6. 検 討

本方式の単相交流電流センサの直線性誤差は $\pm 0.2\%$ 以下、位相誤差は $\pm 1^\circ$ 以下であった。

しかし、この測定における誤差の値は本研究に用い

測定器の誤差によっており、計算上の誤差はこれより 1 桁以上小さい。例えば、位相ずれの計算値は -0.07° (遅れ) である。このように誤差が小さい理由は、本方式が零位法を用いていることと、非線形性の大きい磁性材料を用いていないためである。

動作周波数範囲は、図 7 に示したように、およそ $0.01 \text{ Hz} \sim 200 \text{ kHz}$ と約 7 桁にわたっている。低域で感度が高くなる周波数範囲があるが、本方式は商用電源周波数とその高調波を対象に設計したので、実用上の差し支えはない。また、より低い周波数まで動作させたい場合には、 C_1 および C_2 の値を大きくすればよい。高域で計算値のほうで帯域が狭いが、これはコイルに生じた被測定電流からの電磁誘導による起電力を無視したためである。この起電力は、開ループ利得が 1 以下となって、本センサが帰還形として動作しなくなる 30 kHz 以上の周波数で重要となる。原理上、その大きさは周波数に比例するが、一方、コイルのリアクタンスも周波数に比例するので、コイルに流れる電流は周波数によらずほぼ一定となる。これを考慮に入れてセンサ出力を計算すると、 1.3 dB となる。この値は 30 kHz から 200 kHz までの利得の実測値とほぼ一致する。つまり、このセンサは 30 kHz 以下では帰還形電流センサとして動作し、 30 kHz 以上では電磁誘導による起電力を利用した電磁式センサとして動作するため、広帯域であることがわかる。

雑音特性については、センサ自体から発生する雑音は 6.2 mV で、従来の CT と比べると約 60 dB ほど高いレベルであるが、 600 A の電流を測定するときの雑音レベルは信号出力の 0.13% にすぎず、実用上は十分である。また、適切な帯域フィルタを使用することにより、更に改善される。

センサエレメントの温度係数の主要な原因と考えられるのは、ホール IC と IC 化演算増幅器、逆磁界発生コイルの感度の温度依存性であるが、それぞれ個別に実測したところ、約 $-5,000 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ 、約 $-1,000 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ 、約 $-4,000 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ であった。ホール IC と IC 化演算増幅器の温度係数は、半導体の移動度の低下によるものであり、逆磁界発生コイルについては、銅線の抵抗の温度依存性によるものと考えられる。

これらの係数が感度の温度依存性に与える影響は負帰還の効果により小さくなっている。すなわち、ホール IC および IC 化演算増幅器、逆磁界発生コイルの感度の温度依存性がセンサエレメントの感度の温度依存性に与える寄与は、計算によると、それぞれ約 $-3 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ 、約 $0 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ 、約 $-3 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ である。よって、これらの 3 要素による感度の温度依存性に与える

寄与は、約 $-6 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ である。実測値との差は逆磁界発生コイルの銅線の熱膨張の影響と電流電圧変換抵抗器 R_s の温度係数であると考えられる。

一方、IC 化演算増幅器の開ループ利得のカットオフ周波数の温度依存性は、実測したところ、約 $-1,900 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ であった。しかし計算によると、 50 Hz における感度への影響はほとんどないことがわかった。

加算器の温度依存性は、主として用いた抵抗器の温度依存性であることが解析の結果からわかった。

なお、このセンサの抵抗器には温度係数の小さい金属皮膜抵抗器を用いた。一方、コンデンサ C_1 、 C_2 には電解コンデンサを用い、コンデンサ C_3 には PET (ポリエチレンテレフタレート) フィルムコンデンサを用いた。これらのコンデンサは温度係数が小さいとはいえないが、回路構成上、 50 Hz における利得にはあまり影響しないことがわかった。

以上から、温度依存性の大きい素子は開ループ利得の十分大きな帰還回路の中に入れ、他は温度依存性の小さな素子を用いることにより、本方式の電流センサの感度の温度係数をきわめて小さいものとすることができた。

本方式の電流センサのもう一つの特徴として、過電流に強いことがあげられる。 $1,135 \text{ A}$ 以上の過電流が流れた場合、IC 化演算増幅器の出力は飽和するが、破壊することはない。また、従来の CT と違って過電流が流れたときの発熱もほとんどないので、焼損の恐れがない。従って、安全性が高く、信頼性も高い。

また、磁性体を用いないので、磁化曲線のヒステリシス特性に基づく経時変化のおそれがない。

更に、磁性体を用いていないことにより、小形であるとともに軽量である。

コスト面でも、安価な電子部品を中心として構成されているので、他の方式と比べて安価である。また、感度の調整や設計の変更が容易であって、過電流検出などの機能の追加も容易である。

7 む す び

ホール IC と電子回路を主要構成要素とした、新しい方式の交流大電流用の非接触形電流センサについて研究した結果、次のことが明らかになった。

この方式は磁界をポイントで測定するので、確度を向上させるためには、周囲に対称に複数個配置しなければならない。計算の結果、4 個あれば、中心位置からのずれ、取付面の角度のずれ、電流の折曲りなどに対しての誤差が、実用上十分小さくなることがわか

った。

また、このセンサの特性は用いる電子回路の設計に依存する部分が多い。本研究では、一般的な IC 化演算増幅器を用いて、精度の優れたセンサとするための回路構成を示した。

用いたホール IC は、温度依存性や直線性、ばらつきなどの点で理想的でないが、本方式ではホール IC を零点検出のために用いているので、これらの影響をほとんど受けない。

また、この方式は磁性材料を使用しないので、小形・軽量・安価だけでなく、周波数特性が良く広帯域であって、直線性が良く高精度であり、温度係数が小さく、過電流で損傷するおそれがないなどの優れた特徴をもっている。また、感度の調整や設計の変更、機能の追加が容易であるので、多様な計測・制御システムへ発展させることができる。

今後、電子回路の IC 化によって、更に小形・軽量・安価とすることが課題である。

本研究を行うにあたって、多大な御協力をいただいた(株)戸上電機製作所 小川晴尚氏、久保勝義氏、山田直紀氏、門川厚文氏、石川三郎氏ほかの方々に感謝の意を表する。
(平成 4 年 7 月 15 日受付)

文 献

- (1) A. Papp & H. Harms: "Magneto-optical current transformer 1: Principles", *Appl. Opt.*, **19**, 3729 (1980)
- (2) 栗原・武田: 「シングルモード光ファイバを用いた電流測定法の検討」, 電中研研報, No. 179064 (昭 55-7)
- (3) 川守田・原: 「ホール IC を用いた帰還型電流センサの研究」, 平 2 電気学会全大, No. 647
- (4) D. H. Horrocks: *Feedback Circuits and Op. Amps* (1983) Van Nostrand Reinhold (UK) Co., Ltd.

川守田 聰 (正員)

昭和 40 年 2 月 21 日生。平成 2 年東京電機大学大学院工学研究科修士課程修了。現在、(株)東芝勤務。

原 和 裕 (正員)

昭和 24 年 9 月 4 日生。52 年東京大学工学系研究科博士課程修了。同年東京電機大学専任講師、現在、同教授。工学博士。主として、センサの研究に従事。電子情報通信学会、応用物理学会、化学センサ研究会会員。