DC 測定可能な広帯域コアレス電流センサ

Coreless Current Sensor Enabling DC and High Frequency Measurement

野口直記[†]・小河晃太朗・寺尾美菜子・小箱紗希・竹中一馬 横河電機株式会社,東京都武蔵野市中町 2-9-32 (〒180-8750)

N. Noguchi[†], K. Ogawa, M.Terao, S.Kobako, and K. Takenaka Yokogawa Electric Corporation, 2-9-32, Nakacho, Musashino-shi, Tokyo, 180-8750, Japan

We have been developing a current sensor that has multiple magnetic sensors and a Rogowski sensor. It enables DC and high frequency measurement without a magnetic core. Conventional current sensors with magnetic cores have a critical problem in that they are hard to install into narrow gaps due to the size of the sensors. Our current sensor has magnetic sensors that measure DC to low frequency currents and low frequency to a few megahertz currents with a Rogowski sensor. By coupling these signals, a wide-band current can be measured in the range of 1000 A. The coreless structure makes the size of the sensor head smaller than the conventional current sensor with magnetic core, enabling the sensor to set into narrow gaps. This paper reports the principle of an algorithm for estimating DC and low frequency currents with four magnetic sensors and measurement of AC with DC offset and square wave that cannot be measured by Rogowski sensor.

Key words: current sensor, coreless, current estimation algorithm, Hall effect sensor, Rogowski sensor, current transformer, DC and AC measurable, large current measurable

1. はじめに

脱石油化の一環としてハイブリッド自動車や電気自動車の開発 が進められている1). その中で、パワーモジュールが集積化するこ とで電流センサを配置する空間が確保できなくなってきている. 例えば磁気コアを持つCT型プローブ2などは測定したい導線をク ランプできずに電流が測定できない事がある. また、非接触型で コアレスな電流センサにロゴスキーセンサ 3.4)がある. コイルを通 る磁界による誘導起電力を積分するため、DCの測定は不可能であ る. また、磁気センサを用いて電流を測定する場合がは、導線とセ ンサの位置を規定しないと正しい電流値に換算できない. さらに 測定電流の環境についても考慮した. 例えば、コンバーターイン バータ間の電流を測定する場合,測定電流(往路電流)と逆向きの電 流(復路電流)が近接しているため、一つの磁気センサでは導線の位 置とセンサの位置を規定していても、復路電流による磁界の影響 を受け、アンペールの法則により磁界強度から電流を求めること ができない. また, 先に述べた通りロゴスキーセンサは, クラン プ可能であるが原理的に DC の測定ができない 6. これらの問題を 解決するため、我々は磁気コアを持たずに非接触で電流測定がで き、DCからMHz帯域まで広帯域に電流を測定できる小型な電流 センサの開発を目指し、センサヘッドと演算部を組み合わせた電 流センサモジュールを作製した. 今回は測定信号の結合周波数付 近に注目、DCと1kHzまでのACを測定,機能と精度を評価した.

2. 提案手法

電流センサを設置するための空間が限られている状況で、DCから数 MHz まで広帯域に電流測定するためには磁気コアのない省サイズ構成が必要である。そこで、DCから低周波までの電流測定には磁気センサとして複数のホール素子を、低周波から数 MHzの AC 測定にはロゴスキーセンサを用いた。これらを互いの周波数特性が平坦な周波数で結合することで、コアレスで広帯域に渡って電流の測定を可能にした。Fig. 1 にセンサ全体の構成図を示す。

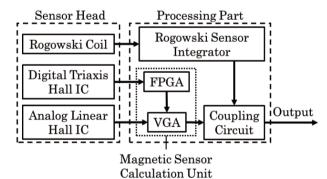


Fig. 1 Overall configuration of sensor signal processing.

センサヘッドをより小型化するため、磁気センサとロゴスキーコイルの信号の処理はセンサヘッドと切り離した回路部にて行う.このように構成することで従来の大電流測定が可能な CT 型プローブ かと比べると、体積にして約 1/8 程度に小型化できる.

次に、磁気センサを用いた低周波領域の電流測定手法を述べる。 測定電流から発せられる磁界を2種類のホールICで測定する. ア ナログ1軸リニアホールICで磁界を測定、出力された電圧信号を VGA (Variable-Gain Amplifier:可変増幅器)にて増幅する. この VGA は FPGA(Field-Programmable Gate Array)にて制御されて いる. FPGA には後述の電流推定アルゴリズムが内蔵されており、 複数のデジタル3軸ホールICで測定した磁界をもとに既知のセン サ位置と未知の導線の推定位置に基づいた補正係数を算出し VGA を制御する. 2 種類のホール IC を使用している理由につい て述べる. デジタル3軸ホールIC は素子の性質上10 msec 以上 の遅延を持っておりリアルタイム性が悪いため、波形出力のため にこの素子を用いることはできない. 一方, アナログ 1 軸リニア ホール IC は遅延が 200 µsec 程度と少なくリアルタイム性に問題 はないが、単体では導線との距離が分からず電流値に換算するこ とができない. これらの問題を相補するため、波形出力にアナロ グ1軸リニアホールICを用い、補正係数を算出するための磁界測 定にはデジタル3軸ホールICを用いる.

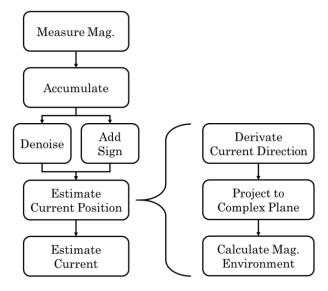


Fig. 2 Flow diagram of current estimation algorithm.

デジタル3軸ホールICの測定値を用い、アナログ1軸リニアホールICの補正係数を算出するためのアルゴリズムについて述べる。補正係数算出アルゴリズムのフロー図をFig.2に示す.磁界を測定しそのデータを蓄積した後、雑音除去・符号付加して電流位置を推定する.推定した電流位置をもとにアナログ1軸リニアホールICの信号を補正する.

まず、磁気センサの低周波の AC 測定にも対応した雑音除去・符号付加方法について述べる. 一般的に、AC 信号をそのまま平均処理すると、雑音とともに信号まで低減させてしまうことがある. そのため、測定値の絶対値を取って平均処理する. しかし、後述の電流位置推定には測定値の大きさと符号の両方が必要なので、雑音除去と平行して符号付加を行う必要がある. 符号付加部分では、一定期間蓄積した測定値のセットから測定値の絶対値が最大となっているときの同一時間の各センサ、各軸測定値の符号を取得する. この符号情報を雑音除去後の測定値に掛けて符号を付加する.

次に、電流位置推定部分について述べる. ここでは、電流測定時の周囲環境が測定する往路電流に近接して平行かつ逆向きに復路電流が流れている場合を想定したものについて述べる.

センサヘッド内にあるデジタル3軸ホールICには往路導線と復路導線に流れる被測定電流からそれぞれ生じる往路磁界 H_{mr} と電流に依らず均一に作用する背景磁界 Zが印加される。この時,各磁気センサに加わる磁界 H_{mr} は下記のように表せる。

磁気センサに印加される磁界ベクトル:

$$\boldsymbol{H}_{m} = \boldsymbol{H}_{mg} - \boldsymbol{H}_{mr} + \boldsymbol{z} \quad (1)$$

一例として, m番目のセンサにおける磁界を示す.

導線に流れる電流: J

導線に流れる電流の方向ベクトル: j

三次元空間上の電流に依らず均一に作用する背景磁界ベク

三次元空間上の往路導線位置ベクトル: 内

二次元空间上の住路导線位直へクトル:

三次元空間上の復路導線位置ベクトル:

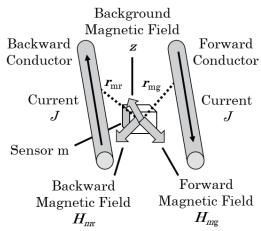


Fig. 3 Measurement environment of sensor mth (m=1, 2,...).

三次元空間上の磁気センサ位置ベクトル: \mathbf{x}_{m} とするとアンペールの法則によりセンサに加わる磁界 \mathbf{H}_{m} は.

$$\boldsymbol{H}_{\mathrm{m}} = \frac{J(\boldsymbol{j} \times \boldsymbol{r}_{\mathrm{mg}})}{2\pi \|\boldsymbol{r}_{\mathrm{mo}}\|^{2}} - \frac{J(\boldsymbol{j} \times \boldsymbol{r}_{\mathrm{mr}})}{2\pi \|\boldsymbol{r}_{\mathrm{mr}}\|^{2}} + \boldsymbol{z}$$
(2)

となる.ここで、導線位置 **v**₁,**v**₂は導線上の任意の位置なので、この導線位置を磁気センサに垂直な磁界を発生させる位置に移して考える必要がある. そのための変換式は、

$$\mathbf{r}_{\text{mg}} = (\mathbf{I} - \mathbf{j}\mathbf{j}^{\text{T}})(\mathbf{x}_{m} - \mathbf{v}_{1})$$
(3)

$$\mathbf{r}_{mr} = (\mathbf{I} - \mathbf{j}\mathbf{j}^{\mathrm{T}})(\mathbf{x}_{m} - \mathbf{v}_{2}) \tag{4}$$

と表される. この \mathbf{r}_{mg} , \mathbf{r}_{mr} をもとに位置補正係数を算出する. Fig. 3 にセンサ \mathbf{m} の磁界測定環境を示す.

電流位置の推定について詳細に述べる。まず、電流方向を算出する。電流方向は往路復路ともに磁界ベクトルと直交するため、各デジタル3軸ホールICの磁界ベクトルの差分により背景磁界を除去でき、またその外積方向は電流の方向と一致する。そのため、電流の方向ベクトルはセンサ1,2.3を用いるとすると、

$$\dot{j} = \frac{H_3 - H_1) \times (H_2 - H_1)}{\|(H_3 - H_1) \times (H_2 - H_1)\|}$$
 (5)

と表すことができる。ここから、電流に対して垂直となる 複素平面 Γ に対して導線位置、磁気センサ位置、磁界ベクトルを射影する。射影後の導線、導線位置、磁気センサの 位置は下記の様に書き換えられる。

複素平面 Γ 上の磁界 : $\eta_{\rm m} = \eta_{\rm mg} - \eta_{\rm mr} + \zeta$

複素平面 Γ 上の背景磁界:

複素平面 Γ 上の往路導線位置: ν1

複素平面 Γ 上の復路導線位置: ν_2

複素平面 Γ 上の磁気センサ位置: $\xi_{\rm m}$

以上から複素平面 Γ に射影した磁気センサの受ける磁界 n_m は、

$$\eta_{\rm m} = \frac{iJ}{2\pi(\xi_{\rm m} - \nu_1)^*} - \frac{iJ}{2\pi(\xi_{\rm m} - \nu_2)^*} + \zeta$$
 (6)

となる。このように複素平面に射影することで、3 次元空間よりも演算の手間を省くことができる。式(6)を解くことで複素平面 Γ 上の導線位置 ν 1、 ν 2 と磁気センサ位置 ξ mが求められる。これらを三次元空間上に復元し、式(3)、(4)、(5)を用いて χ mm を算出する。この χ mm が示さがりル3軸ホールIC と電流位置の距離になるので、アナログ1軸リニアホールIC と電流位置の距離に直して補正係数を算出する。ホールIC の位置は基板・センサヘッド管体設計時にあらかじめ規定しておくものであり、既知の値である。なお、式(6)を解くにあたり必要なセンサ数は最低 4 個、つまり m は 4 以上である必要がある。Fig. 3 のような電流環境以外に、復路電流の磁界が各ホール素子に均一に当たると近似できる場合の電流推定も可能である。その場合は式(1)の第二項目が第三項目に吸収される形となる。

3. 実験方法

実験構成図を Fig. 4, センサヘッド写真を Fig. 5, センサヘッドの配置及び内部の図を Fig. 6 に示す。太さ 5 mm の 2 本のアルミ棒を中心間距離 14 mm で平行に配置する。電流源の正極負極を 2 本のアルミ棒の片端にそれぞれ取り付け,もう片端は短絡する。センサヘッドは測定導線上に配置し,ロゴスキーコイルはどちらかの導線をクランプする。参照として,電流プローブを測定導線と電流源の間の導線をクランプして測定する。なお DC 感度測定以外では,DC で算出した補正係数を使用した。

DC 感度測定では、作製した電流センサモジュールのうち、特に電流推定の精度を評価するために $-60\sim60\,\mathrm{A}$ まで $0\,\mathrm{A}$ を除く $10\,\mathrm{A}$ 刻みで測定した.

周波数特性測定では,低周波側測定信号と高周波側測定信号がそれぞれ加算回路にて正しく足し合わされ,特性が平坦になっているかを評価するため,振幅を $20~\mathrm{Ap}$ -p に固定し,周波数を $1~\mathrm{Hz}$ から $1~\mathrm{kHz}$ で測定した. $1~\mathrm{kHz}$ よりも高い周波数では測定信号がロゴスキーセンサの測定信号のみになり,既知の特性になるので省略した.

DC オフセットした AC 測定では,加算回路にてそれぞれの信号が正しく加算されるかを確認するため,-7A の DC オフセットした AC:14 Ap-p,1 kHz の電流を測定した.

矩形波測定は、測定波形が立ち上がり立ち下がりに追随し、平坦部分にてロゴスキーセンサ単体使用時で見られる垂下特性が現れていないことを確認するため、 $20~\mathrm{Ap}$ -p、 $1~\mathrm{kHz}$ の矩形波を測定した.

さらに、導線とセンサの位置関係が変化しても電流推定アルゴリズムにて補正を行えるか確認するため、導線の中心間距離を 14,16.5,22,24.5,27,29.5 mm として DC60 A の測定を行った。センサヘッドは、センサヘッド内部の磁気センサが各導線から等距離になるように配置した。

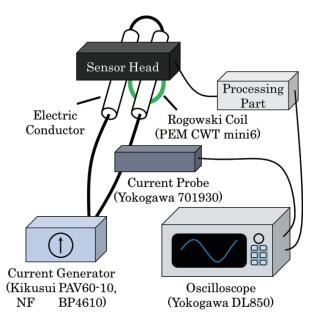
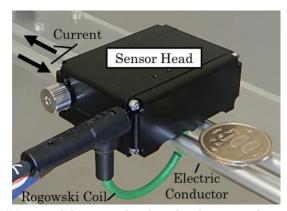


Fig. 4 Schematic view of experimental set-up.



 $\textbf{Fig. 5} \ \text{Image of the sensor head on the electric conductor}.$

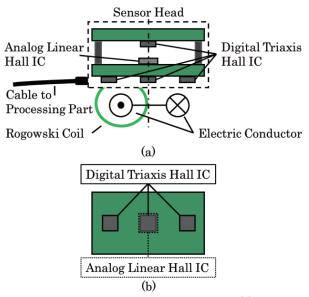


Fig. 6 Layout drawing of magnetic sensors. (a) Side view and (b) bottom view.

4. 実験結果と考察

Fig. 7の DC 感度測定では印加電流と測定電流は個々の 点ではほぼ 1:1 に対応していることを確認した. また, 誤 差の分布が補正係数の分布と一致していることを確認した. この誤差の要因は電流レンジを 1000 A とした中で、測定 電流値が電流レンジの 10 %以下と小さいことによると考 えられる. 補正係数の誤差要因は, デジタル 3 軸磁気セン サの 28 μTp-p のノイズフロアによる影響と考えられる. 28 uTp-p は今回の実験環境では約1 A に相当し, 1000 A に対しては 0.1 %程度の差だが、10 A では 10 %程度の差と なる. このノイズフロアは電流値に依らず一定のため、電 流値が大きいと測定磁界が大きくなり, 演算誤差は小さく なると考えられる. また, 近似直線の切片はアナログ1軸 リニアホール IC または結合回路のオフセット,もしくは推 定アルゴリズムの演算誤差によるものと考えられる. オフ セットに関しては回路上のトリマによって調節可能であり, 演算誤差についてはアルゴリズム内部のパラメータの調整 等で0に近づけることは可能と考えられる.

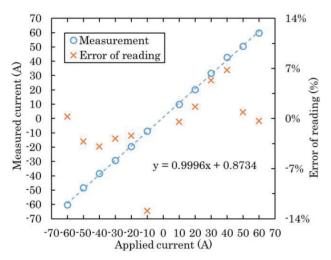


Fig. 7 DC sensitivity.

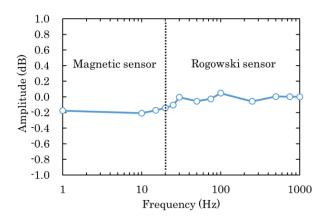
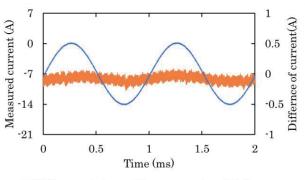


Fig. 8 Frequency characteristic of the current sensor coupled with that of Rogowski sensor.

Fig. 8 の周波数特性測定では 1 kHz の測定値を基準として、最大約 0.2 dB の誤差を確認した。ロゴスキーコイルと導線の位置によりこの程度の誤差は出うるものなので許容範囲である。また、信号を結合する周波数付近での誤差なので、位置補正係数や結合回路の定数を調整することでさらに平坦な特性にできると考えられる。

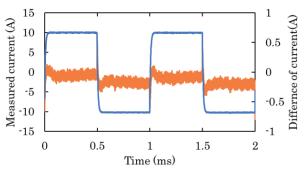
Fig. 9に DC オフセットした AC の測定結果を示す. 磁気センサにて測定した DC と, ロゴスキーセンサにて測定した AC の測定信号が結合されていることが分かる. なお,参考測定値との差分が 0.2 Ap-p 程度, 14 Ap-p に対して約1.5%となっていることを確認した. この誤差は周波数特性測定結果でも述べた通り, ロゴスキーセンサと導線の位置関係から出うる誤差と同等であり許容範囲である.

Fig. 10 に矩形波測定を示す. 矩形波の波形が再現され, 測定波形が立ち上がり立ち下がりに追随し, 平坦部分にてロゴスキーセンサ単体使用時で見られる垂下特性が現れていないことが分かる. また, 参考測定値との差分が, 立ち上がり立ち下がり部分を除くと 0.2 Ap-p 程度, 20 Ap-p に対して約1%となっていることを確認した. また, 立ち上がり, 立ち下がりの瞬間に誤差が大きくなることから, 位相が一致していないことがわかる. 位相の差は位置補正係数や結合回路の定数を調整することで 0 に近づけることが可能と考えられる.



Difference between Measurement and Reference
 Measurement

Fig. 9 Measurement of AC with DC offset.



Difference between Measurement and ReferenceMeasurement

Fig. 10 Measurement of square wave.

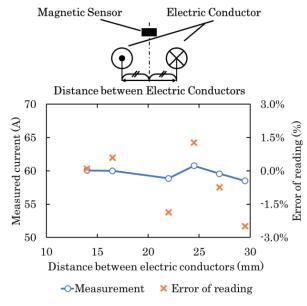


Fig. 11 Measurement of variable distance between electric conductors.

Fig. 11 にセンサが各導線から等距離になるように配置して、中心間距離を変化させた時の電流測定結果を示す.全ての測定点において誤差が±2.5 %以内に収まっていることを確認した. 導線の中心間距離が14 mm から29.5 mmに変化することで、計算上ではデジタル3軸磁気センサにかかる合成磁界は最大で20%程度変動する. 導線とセンサの位置関係が変化しても位置補正が適切に行われていると考えられる.

5. まとめ

ホール素子とロゴスキーセンサを組みわせた,従来のセンサより体積にして 1/8 程度の小型で DC 測定可能な広帯域コアレス電流センサについて示した. DC から低周波のAC 測定に複数の磁気センサを用いていることについて述べた. 電流推定アルゴリズムでは DC から低周波の AC 測定に対応した雑音除去及び符号付加処理に加え,測定する電流の環境においては,往路と復路が近接して平行な場合に対応した補正係数演算について述べた. Fig. 7~11 では上記の測定原理が正しいことを示した.

今後は測定信号をリアルタイムで補正,測定できるよう に改良する.

謝辞 本論文は横河電機イノベーションセンターにて行った研究をまとめたものです.研究開発部長の加藤暁之氏,グループ長の吉武哲氏には多大のご支援とご理解を頂きました.ここに心から感謝いたします.

References

- 1) https://www.nikkei.com/article/DGXLASDC26H3R_W7A720 C1EA2000/ (As of October 4, 2019).
- 2) https://cdn.tmi.yokogawa.com/BU7019-30.jp.pdf (As of October 4, 2019).
- 3) W.F. Ray and R.M. Davis: EPE Journal, 3, 51 (1993).
- 4) W.F. Ray: EPE Journal, 3, 116 (1993).
- Alps Green Devices Co., Ltd: Kokai Tokkyo Koho JP 2011-164019 (2011).
- 6) http://www.pemuk.com/Userfiles/CWT/CWT%20-%20Technic al%20notes%20-%20001. PDF (As of October 4, 2019).
- 7) https://tmi.yokogawa.com/jp/solutions/products/oscilloscopes/ current-probes/701931-current-probe-2-mhz500-arms/ (As of October 4, 2019).

2019年10月10日受理, 2019年11月27日再受理, 2019年12月24日採録