高性能ディジタル電流検出器

正員 小笠原 悟 司 (長岡技科大)

正員 村 田 和 弘 (長岡技科大)

正員 赤 木 泰 文 (岡 山 大)

A High Performance Digital Current Sensor

Satoshi Ogasawara, Member, Kazuhiro Murata, Member (Nagaoka University of Technology), Hirofumi Akagi, Member (Okayama University)

The progress of microelectronics and microprocessors has advanced digitization of control circuits so that sensors have been expected to have digital output. Current sensors are basic in electrical drives, and the control accuracy depends on their performance. However, a current sensor using Hall-device has a non-linear error of 1%. In order to solve this problem, a Hall-effect current sensor, or a so-called closed loop current sensor, has been developed, which is combined with a current transformer. The current of a secondary winding is compensated by the Hall-device so that the magnetic field in the toroidal core is kept at zero. In this case, the non-linear error is eliminated.

In this paper, a digital output current sensor of 12 bits is developed, which is a combination of a closed loop current sensor with a voltage comparator and a counter. As this circuit includes a non-linear component such as the voltage comparator, the limit cycle caused by non-linearity is analyzed. It is described that the oscillation can be suppressed by linearization using a flush type A/D converter of 4 bits.

キーワード：電流検出器，ホール素子，追従比較形 A/D 変換器，自励振動

1. はじめに

近年，マイクロプロセッサあるいはその周辺素子などの発達により，マイコンを用いたディジタル制御が注目されており，モータ制御分野においても制御回路のディジタル化が進んでいる。制御回路がディジタル回路の場合，各種センサの出力もディジタル量であることが望ましいが，現在のところディジタル出力の電流検出器が開発された例は著者の知る限りないように思われる。従って，電流制御回路のディジタル化を行う場合，アナログ電流検出器と A/D 変換器を使用しなければならなかった。しかし，高速・高精度の A/D 変換器は高価で，検出精度はアナログ検出器の非線形性に依存するなどの問題がある。

本論文では，電動機駆動などに用いることを想定し，帰還形電流検出器と追従比較形 A/D 変換器を組

合せたディジタル出力の電流検出器の構成法を提案する。また，追従比較形 A/D 変換器は非線形系となることから非線形系特有の自励振動について解析し，線形化により自励振動を抑制できることも併せて示す。

2. 電流検出器の構成と動作原理

〈2・1〉 オープンループ形電流検出器 従来から広く用いられている電流検出器 DC-CT の構成を図 1 に示す。DC-CT は直流電流も検出できるよう，被測定電流によってコア内に作られる磁束をホール素子を用いて検出する⁽¹⁾。本論文では，このようにフィードバックループをもたない電流検出器をオープンループ形電流検出器と呼ぶことにする。通常，ホール素子は約 1% 程度の非線形性誤差をもつため，図 1 のようにホール素子の出力を単に増幅し電流値とする場合，ディジタル回路とのインタフェースに高分解能の A/D

出典 ナナエレクトロニクスデータブック (1982 年)

図 1 オープンループ形電流検出器
Fig. 1. Open loop type current sensor.

出典 LEM Data Sheets (Feb. 1985)

図 2 帰還形電流検出器
Fig. 2. Closed loop current sensor.

変換器を用いても、たかだか 7 bit 程度の精度しか得ることができない。また、電流の振幅が大きい場合コア材の非線形性も無視できなくなるなどの問題がある。更に、ホール起電力は磁界中を移動するキャリアがローレンツ力を受けるために生じることから、ホール素子の積感度は温度に影響されやすく、温度係数は定電流方式で 0.02%/°C 程度である。オープンループ形電流検出器の場合、この温度変化の影響が電流値に現れるという欠点もある。

(2・2) 帰還形電流検出器 オープンループ形電流検出器の問題を解決するため、図 2 に示されるように AC-CT と DC-CT を組合せ、ホール素子によって検出された磁束をコア材に巻かれた二次巻線を通して、フィードバックする電流検出器も開発されてい

図 3 追従比較形 A/D 変換器の構成
Fig. 3. Structure of A/D converter using counter.

る⁽²⁾。本論文では、このようにフィードバックループをもつ電流検出器を帰還形電流検出器と呼ぶことにする。

一般に、変流器 (AC-CT) の二次巻線には、被測定電流の交流分に巻数比で割った電流が流れるが、直流に対しては動作しない。従って、帰還形電流検出器の場合、直流分に対する磁束をホール素子によって検出し、二次巻線に補償電流を流すことにより、直流および交流電流の検出を可能にしている。この場合、構成が複雑になる反面、コア中の磁束が常にゼロとなるような電流が二次巻線に流れるため、ホール素子あるいはコア材の非線形性による誤差を除去できる。しかも、温度による影響も受けにくく、高精度な電流検出に適している。

(2・3) 新しいディジタル電流検出器の構成と動作原理 本論文で提案する電流検出器では、アナログ量をディジタル量に変換する手法として、図 3 に示す追従比較形 A/D 変換の原理を用いている。追従比較形 A/D 変換器は、アップダウンカウンタの内容をディジタル信号入力とする D/A 変換器の出力電圧と、被変換入力電圧を比較器で比較し、常に両方の電圧が等しくなるようにアップダウンカウンタの内容を加減することによって A/D 変換するものである。この追従比較形 A/D 変換器は、カウンタおよび D/A 変換器を更に高ビットのものに換えることにより、容易に高分解能が得られる。また、その構成の簡単さから安価であるという利点を有する。入力がステップ的に変化する場合には適さないが、入力が連続で D/A 変換器出力が入力に追従している場合、カウンタの内容が入力に対するディジタル値を表す。

図 4 に、提案する電流検出器の回路構成を示す。これは、原理的には図 2 の電流検出器と同様であるが、ループ内に図 3 に示される追従比較形の A/D 変換器を挿入している点に特徴がある。ホール素子、差動増幅器およびコンパレータが図 3 の比較器に対応し、磁束をフィードバックするため D/A 変換器の後に電圧-電流変換および二次巻線が追加されているが、基本的

図 4 電流検出器の構成

Fig. 4. Structure of developed current sensor.

には追従比較形 A/D 変換器を構成している。また、コンパレータ、カウンタおよび D/A 変換器がなければ、図 2 に示した電流検出器と同じ構成となる。ここで、電圧-電流変換には電圧出力の増幅器に電流フィードバックをかけたものを用いている。増幅器の出力インピーダンスが小さいため、DC-CT の変圧器作用により電流フィードバックをほとんど動作させることなく二次電流を追従させることができ、電流フィードバックは誤差分の補償にのみ動作する。

図 3 の電流検出器は、帰還形電流検出器と同様に磁束をフィードバックするため、ホール素子やコア材の非線形性に影響されず高精度な電流検出が可能と考えられる。また、A/D 変換に追従比較形を用いているため、安価で高分解能を容易に得ることが期待できる。しかし、被測定電流の変化の傾きに制限があるため、実際に適用する場合には注意を要する。

3. デジタル電流検出器の試作と検出特性

〈3・1〉 デジタル電流検出器の追従条件 図 3 の電流検出器では追従比較形 A/D 変換器の原理を応用しているため、被測定電流の di/dt に制限がある。そこで、電流検出器を設計するにあたり追従比較形 A/D 変換器が追従するための条件を求める。

カウンタは発振器 1 クロックでその内容を 1 ずつ増減するため、二次巻線に流れる電流の変化の傾き Δ は 1 bit 当たりの電流値と発振器の周波数によって決まり、次式で得られる。

$$\Delta = \pm \frac{I_{\max}}{2^{N-1}} \times f_{CLK} \text{ (AT/s)} \quad (1)$$

ここで、 $I_{\max}$, N , f_{CLK} はそれぞれ検出可能な電流の最大値、D/A 変換器のビット長、発振器の周波数である。従って、一次側の巻数を n とすると次の不等式が成り立つ場合 A/D 変換器は追従可能となり、高速・高精度でデジタル値を得ることができる。

$$n \times \frac{di}{dt} < \Delta \quad (2)$$

表 1 機器定数
Table 1. Parameters of tested machine.

定 格 出 力	2.2 kW
定 格 電 圧	200 V
定 格 電 流	9.5 A
極 対 数	2
定 格 回 転 数	1,500 rpm
漏れインダクタンス	5 mH
インバータ直流電圧	300 V

表 2 諸 元
Table 2. Parameters of current sensor.

二次巻線の巻数	1,000ターン
D/A 変換器精度	12 bit
D/A 変換器出力電圧	± 10 V
電 流 検 出 範 囲	± 100 AT

次に、被測定電流の di/dt の最大値について考える。図 3 の電流検出器を電圧形 PWM インバータ・誘導電動機駆動システムに用いる場合を考える。インバータの直流電圧を V_{DC} 、誘導機の一次側および二次側の漏れインダクタンスの和を l とすると電流変化の傾きは次式で与えられる⁽³⁾。

$$\frac{di}{dt} = \frac{V_{DC}}{l} \quad (3)$$

制御対象の誘導電動機の機器定数その他を表 1 に示す。一次側および二次側の漏れインダクタンスの和は 5 mH であり、直流電圧 300 V のインバータでこの電動機を駆動する場合、(2) 式より被測定電流の di/dt の絶対値は最大でも 60 A/ms である。

〈3・2〉 電流検出器の仕様 デジタル電流検出器を設計する場合、A/D 変換の分解能、二次巻線の巻数、電流の検出範囲は自由に設定でき、今回は表 2 の定数を用いた。(1), (2) 式より発振器の周波数 f_{CLK} は、

$$f_{CLK} > 1.23 \text{ MHz} \quad (4)$$

となり、これより発振器の周波数を 2 MHz とすると、追従可能な被測定電流の di/dt は 97.7 AT/ms である。従って、電流検出器の仕様は表 3 のようになる。

〈3・3〉 検出特性 図 5 に正弦波を入力し、電流検出器の動作試験を行った場合の検出波形を示す。写真上が図 3 の電流検出器の二次巻線に流れる電流波形で、写真下が電流プローブ (ソニーテクトロニクス A 6303) により測定した電流波形である。異常発振し、安定に検出していないことがわかる。また、ゼロ

クロス近辺にひずみが見られる。

図6に inputs を零とし、時間軸を拡大した場合の波形を示す。図6では、写真上が二次巻線の電流で写真下がD/A変換器出力である。電流はD/A変換器出力にほぼ追従しており、系全体で発振していることがわかる。発振周波数は5 kHzと低く、また発振の振幅は約0.5 Vである。デジタル値に換算すると102₍₁₀₎になり、クロック周波数が2 MHzであることから、カウンタが102₍₁₀₎カウントするのに要する時間は51 μ sになる。これは発振周期と一致する。

図5 電流検出器の検出特性
Fig. 5. Current wave forms.

図6 発振部分の拡大
Fig. 6. Wave forms of oscillation.

4. 自励振動の理論解析

図3で示した電流検出器は、非線形性の強いコンパレータがループ内にあり、また入力がなくとも振動が生じている。これより、二次電流に生じている振動はコンパレータの非線形性に起因する自励振動であると考えられる。従って、記述関数法⁽⁴⁾⁽⁵⁾を用いて自励振動の存在を確認する。

〈4・1〉 解析モデル オペアンプを一次遅れと近似し、デジタル電流検出器をモデル化する場合、系の次数が高くなり、またカウンタ、D/A変換器などの離散要素も含まれ解析が困難である。従って、次の仮定によりモデルを簡略化する。

(1) 自励振動の周波数は差動増幅器の帯域に比べ十分低い。

(2) D/A変換器の分解能は十分高い。

この場合、差動増幅器はゲイン K_1 の理想アンプに、カウンタはゲイン K_i の積分器に近似できる。図3の電流検出器の解析モデルを図7に示す。ここで、図中の各記号は

K_1 : ホール素子・差動増幅器のゲイン

K_{DA} : D/A変換器のゲイン

A : V/I変換オペアンプの開放利得

ω_2 : V/I変換オペアンプの帯域

L : 二次巻線のインダクタンス

R : V/I変換ダミーロードの抵抗値

である。コンパレータ出力が常に1の場合カウンタは1秒間にクロック周波数だけカウントすることになる。従って、 K_i はクロック周波数と等価になる。なお、解析モデルではオペアンプの飽和を考慮していない。

〈4・2〉 解析結果 非線形部の記述関数を $G_N(a)$ 、線形部の伝達関数を $G_L(s)$ とすると、図7のシステムの特性方程式は、

図7 解析モデル

Fig. 7. Analyzed model.

$$1 + G_N(a)G_L(s) = 0 \dots\dots\dots (5)$$

となる。ここで、 a は非線形要素に入力される正弦波の振幅である。上式の s を $j\omega$ とおき、更に、

$$G_L(j\omega)G_N(a) = U(a, \omega) + jV(a, \omega) \dots\dots (6)$$

とすると、

$$\left. \begin{array}{l} U(a, \omega) = -1 \\ V(a, \omega) = 0 \end{array} \right\} \dots\dots\dots (7)$$

を得る。線形部の伝達関数は、図 7 より

$$G_L = \frac{K}{s\{s^2 + (\omega_2 + \omega_3)s + \omega_2\omega_3(A+1)\}} \dots\dots\dots (8)$$

ここで、

$$K = A\omega_2K_1K_iK_{DA} \dots\dots\dots (9)$$

である。また、コンパレータの記述関数は次式で表される。

$$G_N = 4/\pi a \dots\dots\dots (10)$$

(7), (8) 式および (10) 式より、

$$\frac{4K}{\pi a} + s^3 + (\omega_2 + \omega_3)s^2 + \omega_2\omega_3(A+1)s = 0 \dots\dots\dots (11)$$

となり、 $s = j\omega$ とおき ω と a について解くと、

$$\omega = \pm \sqrt{\omega_2\omega_3(A+1)} \dots\dots\dots (12)$$

$$a = \frac{4K}{\pi\omega^2(\omega_2 + \omega_3)} \dots\dots\dots (13)$$

を得る。更に、二次巻線に流れる電流の振幅 I_2 は次

式で表される。

$$I_2 = a/K_1L \dots\dots\dots (14)$$

上式にオペアンプの規格あるいは電流検出器の仕様で決まる定数などを代入することにより自励振動の振幅および周波数が求められる。実際に表 3 の値を代入すると、

$$I_2 = 1.93 \text{ mA}$$

$$f = 40.1 \text{ kHz}$$

であり、コンパレータの非線形性による自励振動が存在することがわかる。実験結果 (5 kHz) が解析結果よりも低いのは、 V/I 変換オペアンプの出力 (P 点) で電圧の飽和が生じているためで、このことはデジタルシミュレーションにより確認した。

〈4・3〉 解析結果の検討 記述関数法を適用するためには次式が成り立たなければならない。

$$|G_L(jk\omega)|a_k \ll |G_L(j\omega)|a_1 \quad (k \neq 1) \dots\dots (15)$$

ここで、 a_k は非線形要素出力のフーリエ係数である。解析的に求めた基本波振幅に対する高調波成分の比を図 8 に示す。破線で示されるのが自励振動の周波数で、各高調波成分は基本波の 1% 以下であり、十分に減衰している。また、自励振動周波数での基本波と高調波の比を表 4 に示す。最大の第三調波でも 0.365% であり、従って本システムにおいては記述関数法を用いて解析しても解析結果の誤差は無視できる。

表 3 電流検出器仕様

Table 3. Specifications of current sensor.

検 出 範 囲	$\pm 100 \text{ AT}$
検 出 精 度	12 bit
di/dt の 最 大 値	97.7 AT/ms
二 次 巻 線	1,000 ターン
発 振 器 周 波 数	2 MHz

表 4 高調波振幅比

Table 4. Harmonic components ratio.

高調波次数	振幅比 (%)
三次	3.65×10^{-1}
五次	4.30×10^{-2}
七次	1.09×10^{-2}
九次	3.95×10^{-3}

図 8 高調波振幅比

Fig. 8. Harmonic components ratio.

図 9 A/D 変換器を用いた構成

Fig. 9. Structure of current sensor using A/D converter.

図 10 検出特性

Fig. 10. Current wave forms.

5. A/D 変換器を用いた線形化

自励振動を抑制するためには、系を線形化する必要がある。線形化には幾つかの方法が考えられるが、本論文ではフラッシュ形 A/D 変換器を用いコンパレータ部を線形化する。

フラッシュ形 A/D 変換器を用いた場合の電流検出器の構成を図 9 に示す。同図のデジタル積分器は、A/D 変換器の出力を加算積分する。従って、1 クロックごとに A/D 変換器の分解能に応じた範囲でデジタル出力を増減でき、自励振動を抑制できると同時に di/dt の制限も大幅に緩和できる。例えば、 m ビットの A/D 変換器を用いたとすると、1 クロックで加算される最大値は $2^m - 1$ であり、コンパレータを用いた場合と比較すると、 $2^m - 1$ 倍の電流の変化に追従できることとなる。

線形化を行ったデジタル電流検出器の検出特性を図 10 に、また検出器仕様を表 5 にそれぞれ示す。被測定電流は電圧形 PWM インバータで駆動した誘導電動機の線電流である。写真上が電流プローブ（ソニーテクトロニクス A 6303）により測定した波形で、下がデジタル電流検出器の D/A 変換器出力電圧である。なお、D/A 変換器出力のスケールは電流値に

表 5 電流検出器の仕様

Table 5. Specifications of current sensor.

検 出 範 囲	± 50 AT
検 出 精 度	12 bit
di/dt の最大値	391 AT/ms
二 次 巻 線	250 ターン
発振器周波数	2 MHz

換算されており、本来は 1 V/div である。自励振動が生じることなく安定に動作していることがわかる。

実験に用いたシステムでは被測定電流の di/dt が 60 AT/ms 以下であり、電流検出器が追従可能な被測定電流の di/dt の最大値は 391 AT/ms であるため、図のようなリプルを含んだ波形にもよく追従している。また、クロック周波数が 2 MHz であることから、高速サンプリング（周期 500 ns）でデジタル検出値が得られる。更に、 di/dt の制限にも余裕があり、一般の電動機制御に図 9 の電流検出器を適用可能であると考えられる。

従来のアナログ式帰還形電流検出器と A/D コンバータを組合せた場合、得られるデジタル信号の分解能、サンプル周期、精度などの特性は、A/D コンバータの特性によりほぼ決定される。しかし、高速・高分解能・高精度になればなるほど A/D コンバータは急激に高価となり、電流検出器と A/D コンバータとのアナログインタフェース部の設計も難しくなる。これに対して提案したデジタル電流検出器の場合、同一のフィードバックループ内に電流検出器と A/D 変換器を構成しているために容易に高精度を維持でき、しかも高速・高分解能のデジタル信号を直接得られる電流検出器を安価に構成できる。

6. む す び

誘導機のベクトル制御は、高精度なトルク制御を可能にし、従来の直流機はメンテナンスフリーである誘

導機に置き換えられつつある。しかし、その制御精度は電圧あるいは電流検出器の精度によって定まるといっても過言ではない。電流検出器は、以下の要件が要求される⁽⁶⁾。

- (1) 非接触形であること
- (2) 直流から電流のリプルに追従する周波数特性を有すること
- (3) 0.1%FSの精度を有すること
- (4) 温度依存性が小さいこと

更に、制御回路がデジタル回路の場合、各センサの出力もデジタル量であることが望ましい。

本論文では、これらの背景をもとに、従来用いられていた帰還形電流検出器と追従比較形 A/D 変換器を組み合わせたデジタル出力の電流検出器を開発した。しかし、発振のため高い検出精度が得られなかった。この振動がコンパレータの非線形性に起因する自励振動であることを理論解析により示すと共に、4ビットのフラッシュ形 A/D 変換器を用いた線形化により抑制できることを示した。線形化を行った場合、分解能 12 bit、被測定電流の di/dt の最大値 391 AT/ms 以下、検出範囲 ± 50 AT、サンプリング周期 500 ns の仕様となることより、一般の電動機制御では本論文を開発したデジタル電流検出器を使用でき、電流制御回路の全デジタル化が可能であると考えられる。

(平成 3 年 5 月 20 日受付, 同 3 年 10 月 21 日再受付)

文 献

- (1) ナナエレクトロニクス data-sheets.
- (2) LEM DC-CT data-sheets.
- (3) 餅川・高橋: 昭 58 電気学会東京支大, No. 202
- (4) 平井: 非線形制御システムの解析 (昭 61) オーム社
- (5) 水上: 自動制御 (昭 43) 朝倉書店
- (6) 園田, 他: 「コアを用いた高速応答・高精度電流センサ」, 電学論 D, 111 77 (平 3-1)

小笠原 悟 司 (正員)

昭和 33 年 7 月 27 日生。58 年 3 月長岡技術科学大学大学院修士課程電気電子システム工学専攻修了。同年 4 月同大学工学部電気系助手、現在に至る。工学博士。パワーエレクトロニクスの研究に従事。計測自動制御学会, パワーエレクトロニクス研究会, IEEE 会員。

村 田 和 弘 (正員)

昭和 38 年 8 月 31 日生。平成 3 年 3 月長岡技術科学大学大学院修士課程電気電子システム工学専攻修了。同年 4 月ヤマハ発動機(株)入社, 現在に至る。

赤 木 泰 文 (正員)

昭和 26 年 8 月 19 日生。54 年 3 月東京工業大学大学院博士課程電気工学専攻修了。同年 4 月長岡技術科学大学工学部電気系助手, 59 年 10 月同助教授。62 年 3 月~12 月 MIT 客員研究員。平成 3 年 8 月岡山大学工学部電気電子工学科教授。工学博士。電動機制御, 電力用アクティブフィルタ, 高周波インバータなどの研究に従事。1980, 1983, 1990 年 IEEE/IAS Committee Prize Paper Award, 1991 年 IEEE/IAS Society Prize Paper Award, 60 年, 平成 3 年電気学会論文賞受賞。IEEE member。