

# 電流ベクトル制御 L S I の開発

Development of LSI for Current Vector Control

村田 和弘\*

Kazuhiro Murata

大塚 賢一\*

Kenichi Otsuka

## 要旨

モータ制御においては、制御量がトルク・速度・位置のいずれでも電流制御系の構成は変わらず、高精度よりも高速応答を要求される場合が多い。したがって、ディジタル化する場合、電流制御系は高速に制御可能なハードウェアで構成することが望ましいと考えられる。そこで、三相交流モータの電流ベクトル制御用 L S I, Y P Z 3 0 3 - F の開発を行った。実験結果では電流指令値のステップ変化に対しても良好にตอบสนองし、基本波周波数が 1.5kHz の場合においても位相遅れは 2 サンプル程度であった。

## 1 はじめに

近年、パワーエレクトロニクスの発展にともない、可変速駆動システムは直流機からメンテナンスフリーで耐環境性に優れた交流機に代わりつつある。とりわけ小容量機においては優れた磁気特性を有する永久磁石材料の開発により、ブラシレス D C モータ（以下 B L M と略称）の利用が多くなってきている。これら交流モータ制御に用いられるベクトル制御は、電流の振幅と位相の二つのパラメータを制御するため高速トルク応答や広範囲速度制御など制御特性の改善に有効であり、誘導機はもとより B L M 制御においても一般化しつつある。<sup>1)2)</sup> しかし、固定子座標から回転子座標、またその反対の座標変換を電流制御周期ごとに行わなければならない、ディジタル化に際しては高速な演算処理を必要とする。そこで、一般的には電流制御を D S P に<sup>3)</sup>、速度制御・シーケンス処理などをマイクロコンピュータに負担させることが多く、さらに P W M 用 L S I を別途用いることもある。このため、制御回路が複雑になり、また、ソフトウェア制御であるためソフトウェアの負担も大きくなる。したがって、実際の汎用機ではモータの電流制御回路のディジタル化が遅れているのが現状である。

そこで、電流制御回路のディジタル化を容易にすることを目的とし、電流ベクトル制御用 L S I, Y P Z 3 0 3 - F を開発した。本稿ではモータ電流制御系の特徴について述べ、電流制御の分解能が速度制御におよぼす影響を検討する。また、Y P Z 3 0 3 - F の仕様を示しその実用性を実験を通して確認した。

## 2 電流制御系の特徴

モータの電流制御はモータ制御系全体の最も内側のマイナーループであり、そのため最も高速性を要求される制御ループである。また、制御系は単純な一次遅れ系であり、連続系として扱うことができる場合はゲインを高くしても安定である。外乱は速度起電力だけであり、パラメータの変動に対してはループゲインを高くとればよい。したがって、ゲインなどの設定に対しては細かな調整を必要としない。電流制御の目的はモータの出力トルクを制御することにあるが、損失や加減速時などを考慮すると電流制御の精度がトルクの精度とはならない。したがって、電流が最終の制御量であることはまれであり、電流制御ループは制御系全体のマイナーループのひとつにすぎない。そのため、トルク・速度・位置のいずれの制御であっても電流制御ループは必要であり、その構成は制御量に依存しない。

これらのことから、ほとんどの場合、電流制御は特に高精度である必要はなく、応答の速さが重要であると考えられる。なお、応答を速くするためにはループゲインを高くとらなければならないが、連続系として扱えない場合、すなわちサンプリング周期が長い場合には不安定になることがあるため注意が必要である。

## 3 電流制御分解能の影響

電流制御回路をディジタル化するにあたり、電流制御の分解能が速度制御系に与える影響を検討した。ただし、P W M の影響については考慮せず、また、速度制御周期および電流制御周期はそれぞれ

\*技術本部 制御技術室



れ機械的時定数，電氣的時定数よりも十分短いと仮定した。

電流制御分解能が速度制御系におよぼす影響は，速度制御周期に依存する速度偏差と，電流制御周期に依存する速度リプルに分けられ，前者の速度偏差 $\Delta\omega$ は電流制御の分解能をNビットとすると次式で表される。

$$\Delta\omega = \tau_M T / (2^{N-1} \times J) \quad (1)$$

ここで， $\tau_M$ はモータの最大出力トルク， $J$ はロータの慣性モーメント， $T$ は速度制御周期である。(1)式から，慣性モーメントが大きい方が速度偏差は小さくなることが分かる。また，負荷トルクがある場合には速度を変動させるためのトルクが小さくなるため，速度偏差は(1)式から得られる値よりも小さくなる。

次に，電流制御周期に依存する速度リプルについて考える。電圧指令は電流偏差とゲインによって決まり，電流に丸め誤差がある場合，電圧指令にも誤差を含むことになる。電圧指令に含まれる誤差を $\Delta V$ とすると，これに伴うトルクリプルは次式で求められる。

$$\Delta\tau = (K_T \Delta V / L) T_i \quad (2)$$

ここで， $K_T$ はトルク定数， $T_i$ は電流制御周期， $L$ はモータのインダクタンスである。トルクリプルに起因する速度リプルは次式で表される。

$$\begin{aligned} \Delta\omega &= (\Delta\tau / J) T_i \\ &= K_T T_i^2 \Delta V / (J L) \end{aligned} \quad (3)$$

(3)式から，電流制御周期が短くなると速度リプルは小さくなり，また，速度偏差と同様に慣性モーメントが大きい場合にもリプルは小さくなることが分かる。

表1に，いくつかの市販されているモータを例に求めた速度偏差および速度リプルを示す。ただし，電流制御分解能を8ビット，最大トルクを定格トルクの3倍，電流制御周期を $50\mu s$ ，速度制御周期を1ms，誤差電圧を定格電圧，無負荷として計算した。この計算条件では速度偏差・リプルともに最大値を表すが，いずれも定格回転数の0.1%程度である。負荷時には負荷トルク，および，負荷イナーシャの影響により速度偏差はさらに小さくなる。また，実際には誤差電圧は定格電圧よりも十分小さいため速度リプルもさらに小さくなる。したがって，実用上は電流制御分解能が8ビットでも電流を高速に制御する場合は問題がなく，電流制御の特質を確認できたと考えられる。

#### 4 電流制御用LSIの仕様

電流制御系は精度よりも高速性が重要なことから，高速なハードウェアで制御することが望ましいと考えられる。また，モータ制御にはマイナーループとして電流制御は不可欠であり，モータ制御の仕様によってその構成が変わることはない。したがって，電流制御回路をLSI化しても汎用性を損なうことはなく，モータ制御一般に用いることができる。そこで，電流ベクトル制御用LSI，YPZ303-Fをスタンダードセルを用い開発した。スタンダードセルはゲートアレイと違い，あらかじめゲートが構築されていないためアナログ回路を構成することが可能である。

表1 速度制御系への影響

定格電流 [A]	定格出力 [W]	定格トルク [kg-cm]	インダクタンス [mH]	イナーシャ [kg-cm/S <sup>2</sup> ]	速度偏差 [rpm]	速度リプル [rpm]
0.6	100	3.3	18.0	0.00064	1.15	2.28
1.1	200	6.5	13.0	0.00069	2.19	3.15
1.7	400	13.0	7.0	0.0024	1.21	2.17
3.4	750	24.5	5.5	0.00453	1.21	1.38
4.3	1000	32.5	4.5	0.0068	1.07	1.33
6.6	1500	48.7	4.0	0.0084	1.30	1.05
9.0	2200	71.5	2.5	0.015	1.07	1.01

※全てのモータの定格電圧は200V、定格回転数は3000rpmである



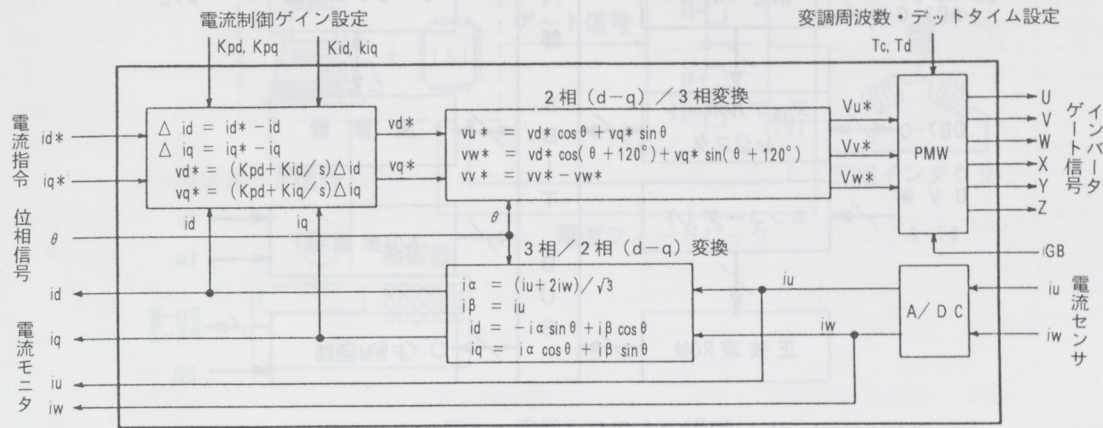


図1 YPZ303-Fの機能ブロック図

YPZ303-Fの機能ブロック図を図1に示す。本LSIは従来DSPが行っていたベクトル制御演算機能以外に、PWM、A/D変換などの機能を持ち電流制御に必要なパラメータを設定だけで単独に電流制御する。したがって、マイコンのソフトウェアの負担を大幅に軽減でき開発期間を短縮できる。電流制御以外は高速な処理を必要としないことが多いため、汎用マイコンと本LSIによる簡単なハードウェア構成により制御回路のデジタル化が可能となる。また、本LSIはマイコン周辺デバイスとして扱うことができ、パワーエレクトロニクスに精通していない技術者でも容易に応用開発できる利点もある。

YPZ303-Fの仕様を表2に示す。電流制御はPWM半周期で行われ、高速に処理される。分解能は8ビットであるが、先に述べたように特別な用途を除いては高分解能である必要はなく実用上は十分であると考えられる。ここで、表2において積分ゲインは内部演算の簡略化のため本来の積分ゲインにサンプリング周期（PWM半周期）を乗じた値を設定するようにしている。すなわち1サンプリングあたりの増分で設定するようになっている。内部が符号付き8ビット演算であるためゲインの設定は7ビットであるが、細かい調整を必要としないため実用可能であると考えられる。PWM周波数、デッドタイムの設定範囲は汎用性を考慮し、モータ制御一般に用いることができるようにした。PWMは三角波比較方式で、

フォトカプラを駆動しやすいよう出力を10mAオープンドレインとした。分解能は7ビットと電流制御分解能よりも低い。インダクタンス負荷の電流制御であること、電流の丸め誤差に起因する電圧指令の誤差、デッドタイムを考慮すると8ビットである必要はないと考えられる。パッケージはQFP64と小さく、制御回路の小型化に大きく貢献できる。最大の特長は使用温度範囲が広いことで、周囲温度の高い環境でも使用できる。

表2 YPZ303-Fの仕様

演算分解能	8ビット符号付き
変調周波数	300Hz～39kHz*
デッドタイム	0.1～25.5μs*
PWM回路	7ビット 三角波比較 オープンドレイン出力 V <sub>OL</sub> =0.8V(I <sub>OL</sub> =10mA)
A/D変換器	8ビット×2CH 追従比較型
位相信号	8ビット/電気角2π 3ビット/3相矩形成波
電流制御	PI制御 比例ゲイン 0.1/4,...,127/4 積分ゲイン 0.1/128,...,127/128
サンプリング	PWM半周期
消費電力	250mW (最大)
パッケージ	QFP64

\*20MHzクロック時



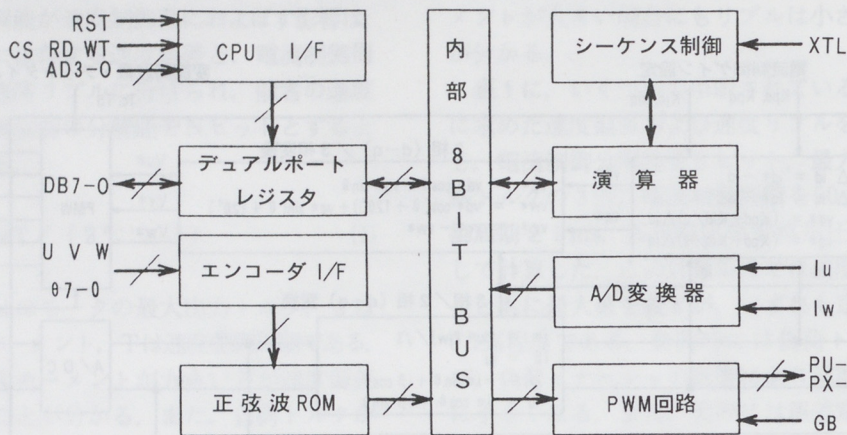


図2 LSI内部構成図

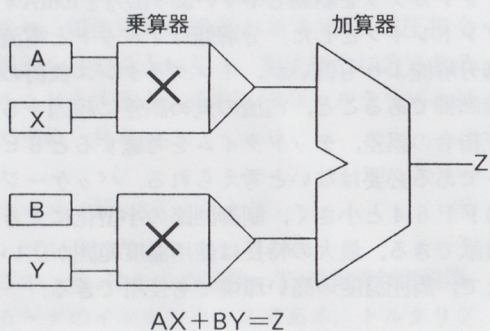


図3 演算器の構成

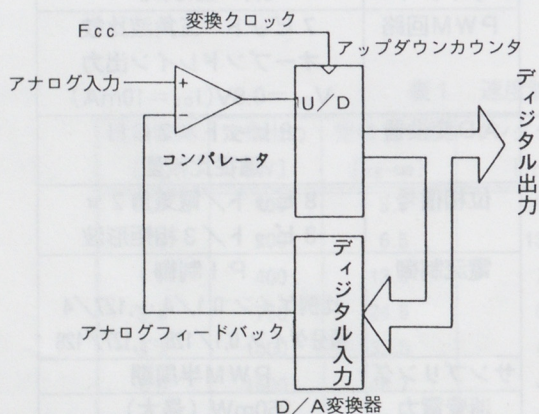


図4 追従型比較形A/D変換器の構成

次に、YPZ303-Fの内部構成を図2に示す。大きく分けると8つのブロックからなり、ブロック間のデータ転送は内部バスを通して行われる。デュアルポートレジスタは上位マイコンとLSIの両方からアクセス可能なレジスタで、電流指令などのパラメータを設定する。外部からデュアルポートレジスタへのアクセスはテンポラリレジスタを通して行うため、内部動作と非同期に行える。また、マイコンとのインタフェース回路がありマイコン周辺デバイスとして扱えるためインタフェースは容易である。シーケンス制御回路は演算器のデータ入出力制御を行い、変調周期の半周期ごとに各相の出力電圧デューティをPWM回路に設定する。演算器の構成を図3に示す。演算器は、 $Z = AX + BY$ という形の高速積和演算ユニットからなり、行列演算に適した構成としているのが特徴である。加算器には16ビット全加算器を用い演算誤差が小さくなるようにした。オーバーフロー時の補正はハードウェアで行うようにし、これにより演算処理時間を短くしている。

A/D変換器には追従比較形を用いており、図4にその構成を示す。アップダウンカウンタは、アナログ入力とD/A変換器出力が等しくなるように動作するため、カウンタの値がアナログ入力に対応したデジタル値となる。追従比較形A/D変換器は回路構成が簡単であり専有面積が小さく、変換クロックが低いため消費電力も小さい。カウンタの内容は1ずつしか変化できず追従可能な被測定電流 $di/dt$ は制限されるが、モータ



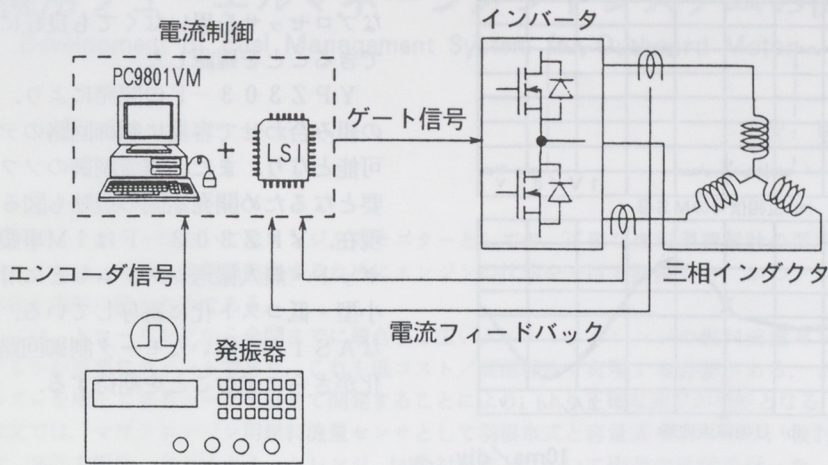


図5 実験システムの構成

表3 主要諸元

インバータ直流電圧	6 V
負荷インダクタンス	170 $\mu$ H / 相
負荷抵抗	21 m $\Omega$ / 相
変調周波数	19.5 kHz
デッドタイム	5 $\mu$ s
比例ゲイン	10 (d q 軸)
積分ゲイン	10 (d q 軸)

の電流は連続でありフィルタが不要になるという利点になる。位相信号入力には電気角絶対値・3相矩形波の2系統あり、正弦波・矩形波両方での駆動を可能にしたため、ホールモータの制御などにも利用でき応用範囲が広がる。

5 電流制御特性

Y P Z 3 0 3 - F の実用性を確認するため三相インダクタンスの電流制御を行った。そのシステム構成を図5に、実験システムの主要諸元を表3に示す。電流制御回路は、本 L S I とバス I / F、位相信号用のアップダウンカウンタで構成されており、P C 9 8 0 1 V M の拡張スロットに挿入し利用するようにした。本 L S I が電流制御するため、P C は電流指令などの設定と電流のモニタを行う

だけである。発振器はエンコーダ信号の代わりとして用いており、電流の周波数は発振器の周波数によって決まる。電流制御特性のみを確認したいため、実験においては負荷を速度起電力のない三相インダクタンスとした。

図6に、電流指令値を-1 A<sub>PK</sub>から-5 A<sub>PK</sub>に変化させたときの過渡時電流波形を示す。ただし、1 A<sub>PK</sub>は16進で10に相当する。電流指令はd軸成分のみで、(a)は位相信号の最上位ビット、(b)はU相電流波形であり、位相信号の立ち上がりがU相電流のピークとなる。図6においては過渡的にも問題なく制御できており、本 L S I により良好にベクトル制御できている。

本実験においてはq軸電流を設定していないが、位相遅れのないことで位相制御できていることが確認できたと考えられる。

図7に周波数1.5 kHz、電流指令1.75 A<sub>PK</sub>時のU相電流波形と位相信号の最上位ビットの波形を示す。ここでも電流はd軸のみであり、電流の位相遅れは位相信号の立ち下がりやU相電流波形の零点を比較することによりわかる。電流波形のひずみは、電圧不足と電流のサンプリング周期に起因していると考えられる。振幅の低下が約15%あるにもかかわらず、電流の位相遅れは2サンプリング程度であり、このような高い周波数においても位相制御でき、周波数特性も良好である。



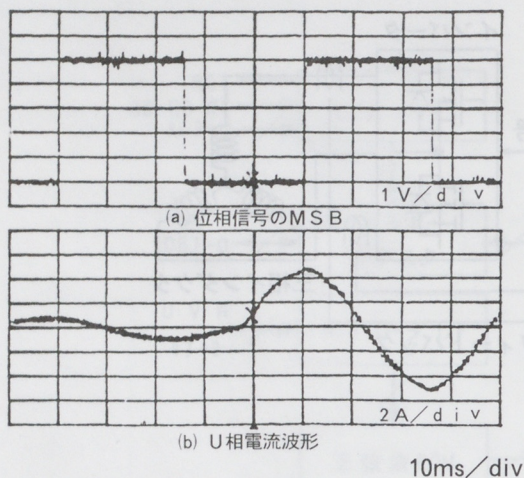


図6 過渡時電流波形

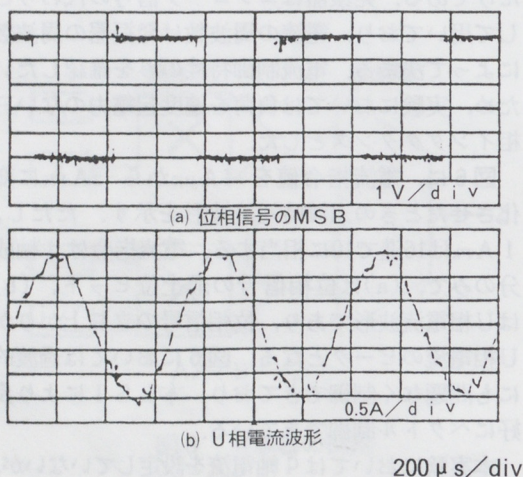


図7 高速時電流波形

## 6 おわりに

本稿では、モータ電流制御系の特質と電流制御分解能が速度制御系に及ぼす影響について検討した。電流制御系はモータ制御には必要不可欠な制御ループであり、その構成は制御量によらないことからLSI化しても汎用性を損なわないことを述べた。また、多くの場合精度よりも高速な応答が重要であるためハードウェアでの制御が適し、分解能は8ビットでも実用可能であることを明らかにした。さらに、スタンダードセルを用い電流ベクトル制御LSI、YPZ303-Fを開発しその電流制御特性を示した。電流の過渡応答と高

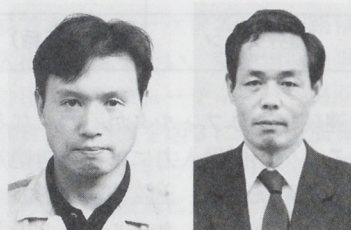
速時特性から、本LSIを用いることにより高速なプロセッサを用いなくても良好にベクトル制御できることを確認した。

YPZ303-Fの開発により、汎用マイコンの組み合わせで容易に制御回路のデジタル化が可能となり、また、電流制御のソフトウェアも不要となるため開発期間の短縮も図ることができる。現在、YPZ303-FはIM事業部の産業用ロボット・無人搬送システムなどに用いられており、小型・低コスト化に寄与している。今後このようなASICを用いたモータ制御回路のデジタル化がさらに進むことを期待する。

## 参考文献

- 1) 畠中, 森本, 武田, 平紗: 「PMモータの弱め磁束制御を用いた速度制御システム」, 平成3年電気学会産業応用部門全国大会, No.74(H3-8)
- 2) 伊藤, 内藤, 土谷: 「DCブラシレスモータの高性能化最適速度制御系の構成」, 電学論D, 113巻2号, (H5)
- 3) 例えば, 竹下, ほか: 「デジタルシグナルプロセッサによるブラシレスモータの高速電流制御」, 電学論B, 106, 753(S61-9)

## 著者



村田 和弘

大塚 賢一