UDC 621.3.072.1: 621.313.334: 681.532.5

論文

61-B 88

ディ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法

正員 竹下 隆晴 (岐阜高専) 准員 大橋 敬典 (名古屋工大)
准員 亀田 晃史 (名古屋工大) 正員 松井 信行 (名古屋工大)

1. ま え が き

誘導電動機や同期電動機などの、いわゆる交流電動機のインバータによる可変速制御システムが実用化されるに伴い、単なる可変速駆動にとどまらず、より高性能を求める研究開発が各方面で積極的に進められてきている⁽¹⁾⁽²⁾。その結果、誘導電動機にあってはベクトル制御法が、また同期電動機についてはブラシレスモータという形で、直流電動機をしのぐ特性が実現されようとしている。このような交流電動機によるサーボ用電動機の実用化にあたっては、その電流制御系の性能がそのまま電動機の特性を左右する要因となることが指摘されている⁽³⁾。

ところで、このような高性能交流可変速システムにおいては、その複雑な制御処理を実行させるためにマイクロプロセッサの多機能性が全面的に利用される動きにあることは、いまさら説明を要しない。しかし、現状のプロセッサでは、その処理機能が強化されたとはいえ、精度や処理時間の問題が依然として大きい。そのためあって、速度制御ループや各種の運転パターンの選定などには十分対処できているが、より高速処理が要求される電流制御系に対しては、依然としてアナログ回路に頼らざるを得ない状況にあり、制御系の全ディジタル化の大きなネックとなっている。

電流制御については、既に偏差電流を一定量以内に制御する方法が提案されている⁽⁴⁾。この方法はシステム定数を知る必要がないことから汎用性の高い制御法

である。これに対して本論文では、ソフトウェア化によるサンプル値制御系を前提とし、各サンプル点で実電流を指令電流に最も近づけるために、必要なインバータの最適スイッチングパターンを算出するより高性能な電流制御法を提案する。制御用プロセッサとして高速積和演算に適したアーキテクチャを有するディジタルシグナルプロセッサ (以下、DSP と略記する) TMS 320 の使用を前提に電流制御アルゴリズムを導き、ブラシレスモータへの応用例を示す。本制御アルゴリズムは電圧、電流の瞬時値に基づいて展開されているので、定常状態はもとより、過渡状態においても十分な高速電流制御を実現できる特徴を有している。制御アルゴリズムは比較的複雑であるが、DSP を用いることで演算処理時間 60 μ s での全ソフトウェア化電流制御系が実現できている。今後、ますますその要求が強まるであろう電動機的全ソフトウェア化制御に対して、本制御法は新しい展開をみたものと考えられる。

2. 電流制御アルゴリズム

ブラシレスモータの解析モデルとしてよく知られている図 1 の非突極回転電機子形の同期電動機を考える。同図 (a) の三相モデルと (b) 図の d - q モデルの変換式は図示の電気角度 θ を用いて次式で与えられる。

$$\begin{bmatrix} d \\ q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta+2\pi/3) \\ \sin \theta & \sin(\theta+2\pi/3) \end{bmatrix}^* \begin{bmatrix} u \\ v \\ w \end{bmatrix} \dots\dots\dots (1)$$

ここで、 d, q および u, v, w は、それぞれ d - q 軸および u - v - w 軸上での諸量を示し、 θ は界磁巻線軸と u 相電機子巻線軸のなす角度で、時計方向を正としている。

Digital Signal Processor-Based High Speed Current Control of Brushless Motor. By Takaharu Takeshita, Member (Department of Electrical Engineering, Gifu National College of Technology), Kohji Kameda, Associate, Hironori Ohashi, Associate & Nobuyuki Matsui, Member (Department of Electrical and Computer Engineering, Nagoya Institute of Technology).

竹下隆晴: 正員, 岐阜工業高等専門学校電気工学科

亀田晃史: 准員, 名古屋工業大学大学院修士課程

大橋敬典: 准員, 名古屋工業大学大学院博士前期課程

松井信行: 正員, 名古屋工業大学電気情報工学科

図1 ブラシレスモータの解析モデル

Fig. 1. Analytic model of a brushless motor.

〈2.1〉 d - q 軸モデルの導出 図1(b)に示す d - q 軸モデルの電圧方程式は、図中の記号を用いて次式で与えられる⁽⁵⁾。

$$\begin{bmatrix} v_f \\ v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_f + pL_f & -pM & 0 \\ -pM & R_a + pL_a & \theta L_a \\ \theta M & -\theta L_a & R_a + pL_a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_f \\ i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (2)$$

ここで、対象としているブラシレスモータは永久磁石同期電動機であるから、上式で界磁電流 $i_f = I_f$ (一定) とし、電機子電圧についてのみ考えたと下の関係が得られる。

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = (R_a + pL_a) \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (3)$$

ここで、 e_d , e_q をそれぞれ d , q 軸上で考えた等価的な速度起電力として扱うことにすると、この速度起電力は次式で与えられる。

$$\begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} = \theta \begin{bmatrix} L_a i_q \\ M I_f - L_a i_d \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (4)$$

ここで、以下の議論のために(3)式をベクトル表示して(5)式のように記しておく。

$$\mathbf{v} = (R_a + pL_a)\mathbf{i} + \mathbf{e} \quad \dots\dots\dots (5)$$

図2にブラシレスモータの主回路構成を示す。角速度 θ で回転する電動機の三相巻線上でとらえた電圧ベクトル $\mathbf{v}_s$ はインバータのスイッチングパターンの関数となる。いま、各相の正/負のトランジスタのオン状態に対して論理1/0を割当て、スイッチングパターンを u, v, w の順に3ビットのバイナリデータで表示する。このような記号法を用いると、例えば $\mathbf{v}_s(uvw) = \mathbf{v}_s(101)$ と記すことにより u, w 相の正側のトランジスタと v 相の負側のトランジスタがオンの場合の三相巻線上の電圧ベクトルを示すことになる。各スイッチングパターンに対する各相巻線の印加電圧は表1に示すようになるので、この結果に基づいて三相

図2 ブラシレスモータ主回路

Fig. 2. Schematic circuit of a brushless motor.

表1 スイッチングパターンと各相印加電圧の関係

Table 1. Relations between the switching pattern and the phase voltage.

$\mathbf{v}_s$	v_u	v_v	v_w
$\mathbf{v}_s(000)$ $\mathbf{v}_s(111)$	0	0	0
$\mathbf{v}_s(100)$	$\frac{2}{3}V_{dc}$	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$-\frac{1}{3}V_{dc}$
$\mathbf{v}_s(110)$	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$-\frac{2}{3}V_{dc}$
$\mathbf{v}_s(010)$	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$\frac{2}{3}V_{dc}$	$-\frac{1}{3}V_{dc}$
$\mathbf{v}_s(011)$	$-\frac{2}{3}V_{dc}$	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$\frac{1}{3}V_{dc}$
$\mathbf{v}_s(001)$	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$\frac{2}{3}V_{dc}$
$\mathbf{v}_s(101)$	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$-\frac{2}{3}V_{dc}$	$\frac{1}{3}V_{dc}$

巻線軸上に各相電圧の合成として得られる電圧ベクトル $\mathbf{v}_s$ を示すと図3の結果を得る。 $\mathbf{v}_s$ の方向はスイッチングパターンにより決まり、その大きさは直流電圧 V_{dc} または零に等しくなることがわかる。これらの実巻線軸上でとらえた電圧ベクトル $\mathbf{v}_s$ は、 d - q 軸上で角速度 θ で時計方向に回転しているので、これらを静止した d - q 軸平面上で表示するには(1)式の変換を用いばよい。

〈2.2〉 電流制御の基本的な考え方⁽⁶⁾ 図4に電流制御システムを示す。電流制御部はプロセッサのソフトウェア上で構成されている演算部で、ここでの制御

図 3 インバータが出力できる電圧ベクトル
Fig. 3. Inverter output voltage vectors.

図 4 電流制御システム
Fig. 4. Current control system.

処理はすべて d - q 軸モデル上で実行される。

非突極同期電動機のトルクはよく知られているように q 軸電流のみの関数となり、

$$\tau = M I_f i_q \quad (6)$$

で与えられるので、トルク指令に相当した電流指令 i^*

$$i^* = \begin{bmatrix} i_d^* (=0) \\ i_q^* \end{bmatrix} \quad (7)$$

が電流制御部へ入力される。以後、添字*は指令値を表わすものとする。また、電動機の三相巻線に流れる実電流 i_a が検出され電流制御部へ入力される。インバータの出力電圧ベクトル v_s については、実電流ベクトル i_s の d - q モデルでの値 i が、指令電流ベクトル i^* に一致するよう後述する制御演算をプロセッサでリアルタイム処理し、結果的に図 3 に示したインバータ出力ベクトルのいずれかを選択する。

先にも述べたように、本制御法はプロセッサ制御を前提にしているので、制御系はサンプル値系になる。従って、(5)式のブラシレスモータの電圧方程式もサンプル値系で取扱わなければならない。この場合、制御周期 T は電動機の電気的時定数に比較して十分小さいと仮定する（後述するように、本システムでは電機子巻線の時定数が 4.17 ms であるのに対して、制

御周期 T を 100 μ s にすることができたので、この仮定は妥当である）。サンプル点 n と $n+1$ の間で考えると、インバータが出力できる電圧ベクトルは図 3 のベクトルの一つであるから、この三相巻線上のベクトル v_s を d - q 軸上に変換したものを、

$$v = v(n) \quad (8)$$

と表記する。同様にこの期間のインダクタンス L_a による電圧降下 $pL_a i$ については、上記の仮定から期間内の電流の変化は比較的小さいと考えることができるので、サンプル周期 T の間の平均値 $L_a \bar{p} i$ で近似する。すなわち、

$$pL_a i \doteq L_a \bar{p} i = L_a / T \cdot \{i(n+1) - i(n)\} \quad (9)$$

また、抵抗 R_a による電圧降下 $R_a i$ についても上記の仮定からサンプル間に大きな変化はないと考え、サンプル点 n の電流 $i(n)$ による電圧降下で近似する。

$$R_a i \doteq R_a i(n) \quad (10)$$

速度起電力 e については、サンプル点 n と $n+1$ の中間時間 $n+1/2$ の電圧で近似して、これを $e(n+1/2)$ と記すことにすれば次式のようなになる。

$$e \doteq e(n+1/2) \quad (11)$$

サンプル値系で取扱う場合のブラシレスモータの電圧方程式は、(8)～(11)式の関係を(5)式に代入して次のように記すことができる。

$$v(n) = R_a i(n) + L_a / T \cdot \{i(n+1) - i(n)\} + e(n+1/2) \quad (12)$$

(12)式に基づいて描いたベクトル図を図 5 に示す。ただし、このベクトル図においては、説明をわかりやすくするために大きさを誇張して描いているベクトルがあり、必ずしも本システムにおける場合と一致していない点に注意しよう。説明するまでもなく電流が正弦波で、かつ d 軸電流が零になる制御が完全に行われているとすると、電流ベクトル i はサンプル点にかかわらず q 軸上で一定の長さとなる。しかし、インバ

図 5 (12)式に基づいたベクトル図
Fig. 5. Phasor diagram for Eq. (12).

一タ制御時の電流を瞬時的にみると必ずしもこのようにはならないので、図5は $i(n)$ と $i(n+1)$ が q 軸周辺でわずかにずれているとしてベクトル図を描いている。 $i(n)$ から $i(n+1)$ への電流の応答は、インダクタンス L_a の電圧降下によって決まり、(12)式に基づいて図式表示されている。すなわち、(12)式はサンプル点 n で $v(n)$ を用いたときの、 $i(n+1)$ の応答を示す関係式であるとみなすことができる。

さて、サンプル点 $n+1$ で d - q 軸上に変換された実電流ベクトル $i(n+1)$ を、(7)式で与えられる指令電流ベクトル $i^*(n+1)$ と一致させるために電動機に印加する理想的な電圧ベクトル $v^*(n)$ を考える。すなわち、 $v^*(n)$ は(12)式で、実電流 $i(n+1)$ を指令電流 $i^*(n+1)$ で読み換えたときの電圧であるから

$$v^*(n) = R_a i(n) + L_a / T \cdot \{i^*(n+1) - i(n)\} + e(n+1/2) \quad (13)$$

と得られる。既に述べたようにインバータが出力できる電圧ベクトルは、図3に示した8本のベクトルに限定されるので、 $v^*(n)$ を直接出力することは不可能である。そのため $v^*(n)$ に一番近い出力可能な電圧ベクトルを $v(n)$ とし、これをサンプル点 n と $n+1$ の間に出力させることによって、実電流ベクトル $i(n+1)$ を指令電流ベクトル $i^*(n+1)$ に最も近づけることができる。

(13)式はサンプル点 n における実電流 $i(n)$ 、およびサンプル点 n と $n+1$ の間の速度起電力 $e(n+1/2)$ の情報を含んでいるので、このままではプロセッサの演算実行時間を考えると、必ず1サンプル分だけ遅れた制御となってしまう。そこで、サンプル点 n 以前の情報から $v(n)$ の選択を行えるようにすることで、遅れない制御とすることを考えよう。

〈2.3〉 実電流 $i(n)$ の予測 サンプル点 n の電流 $i(n)$ をサンプル点 n 以前の情報で予測するために、まず(12)式で n を $n-1$ として実電流 $i(n)$ について解く。

$$i(n) = i(n-1) + T/L_a \cdot \{v(n-1) - e(n-1/2) - R_a i(n-1)\} \quad (14)$$

これを(13)式の第2項の $i(n)$ に代入すると、次式の関係が得られる。

$$v^*(n) = 2R_a i(n-1) + L_a / T \cdot \{i^*(n+1) - i(n-1)\} - v(n-1) + 2e(n) \quad (15)$$

ここで、既に述べたように、制御周期 T が電気的時定数に比べて十分に小さいという仮定に基づいて次の近似を行っている。すなわち、電圧降下 $R_a i(n)$ につ

図6 (15)式に基づいたベクトル図
Fig. 6. Phasor diagram for Eq. (15).

いては、

$$R_a i(n) \approx R_a i(n-1) \quad (16)$$

と近似し、更に速度起電力の項についても

$$e(n+1/2) + e(n-1/2) \approx 2 \cdot e(n) \quad (17)$$

と近似をしている。(15)式の右辺は速度起電力 $2e(n)$ の項以外はサンプル点 $n-1$ で与えられる情報である。

ここで(15)式の近似式の意味をベクトル図を用いて考えてみよう。図6で電流ベクトル $i(n)$ 、 $i(n-1)$ は、脈動分に相当する分だけ q 軸から図のようにずれているとし、 $i^*(n+1)$ は指令値であるから q 軸と一致している。ここで(13)式に基づいて得られる $v^*(n)$ は図5の場合と同様に描くことができる。(15)式のベクトル図を考えるには、 $v(n-1)$ が(12)式で n を $n-1$ に置き換えた形で図のように与えられていることを考慮して描けばよい。この結果、(13)式と(15)式は同一のベクトル $v^*(n)$ を与えていることが理解できよう。図5の説明で述べたように、図6においても各ベクトルの大きさは必ずしも本システムの値と一致させて描いていない。

〈2.4〉 速度起電力の予測 サンプル点 n の速度起電力 $e(n)$ についても、先に述べた理由で予測を行わなければならない。(4)式よりサンプル点 n の速度起電力 $e(n)$ は、次のように表わすことができる。

$$e(n) = \theta \left[\frac{L_a i_q(n)}{M I_f - L_a i_d(n)} \right] \quad (18)$$

ここで(7)式に示したように、トルクに関与しない d 軸電流の指令値は零とするので、この制御が十分に行われているものとする、

$$i_d(n)=0 \quad \dots\dots\dots(19)$$

とすることができる。従って(18)式は、

$$e(n)=\theta \left[\begin{matrix} L_a i_q(n) \\ M I_f \end{matrix} \right] \quad \dots\dots\dots(20)$$

となり、結局 q 軸電流 $i_q(n)$ による d 軸速度起電力を考えればよい。(14)式より q 軸電流は、

$$i_q(n)=i_q(n-1)+T/L_a \cdot \{v_q(n-1) - e_q(n-1/2) - R_a i_q(n-1)\} \dots\dots(21)$$

と与えられる。上式で q 軸の速度起電力 $e_q(n-1/2)$ については、(20)式の q 軸成分によって与えられるから、これを(21)式に代入すると、

$$i_q(n)=i_q(n-1)+T/L_a \cdot \{v_q(n-1) - \theta M I_f - R_a i_q(n-1)\} \dots\dots\dots(22)$$

と変形され、 q 軸電流 $i_q(n)$ はサンプル点 $n-1$ の情報だけにより表記される。従って、(22)式を(20)式へ代入することにより、サンプル点 n の速度起電力 $e(n)$ は次のようになる。

$$e(n)=\theta \left[\begin{matrix} L_a i_q(n-1) + T \{v_q(n-1) * \\ M I_f - \theta M I_f - R_a i_q(n-1)\} \end{matrix} \right] \dots\dots\dots(23)$$

(23)式に含まれている二つの θ は最初がサンプル点 n の角速度 $\theta(n)$ 、後者がサンプル点 $n-1$ と n の間の平均の角速度 $\theta(n-1/2)$ であるが、機械的の時定数は電気的時定数に比べて十分に大きいと考えることができるので、両者を同一として θ と表現している。上述の(15)式および(23)式によりサンプル点 n と $n+1$ の間の理想的な電圧ベクトル $v^*(n)$ は、サンプル点 $n-1$ で得られる情報のみで計算することができ、サンプル制御に起因する制御遅れをなくすることができる。

〈2・5〉 電圧ベクトルの選択 前節の方法によって得られた $v^*(n)$ に対して(1)式の逆変換を行えば、三相巻線上の理想的な印加電圧 $v_u^*(n)$ 、 $v_v^*(n)$ 、 $v_w^*(n)$ が得られ、これらをサンプル点 n で出力することが可能である。ところで、既に述べたようにインバータで出力できる実電圧ベクトルは、図3に示す8種類のベクトルに限定されるので、ここで、その選択アルゴリズムを説明することにしてしよう。

$v(n)$ の選択は図7をもとに行う。すなわち、三相巻線上の理想的な印加電圧 $v_u^*(n)$ 、 $v_v^*(n)$ 、 $v_w^*(n)$ を合成した理想的な電圧ベクトル $v_s^*(n)$ が図中に①～⑥と記した領域のどの領域に存在するかを判断し、その領域に対応するインバータ電圧ベクトル v_s を選択する。この判断を実行するために、いま三相巻線上の理想的な印加電圧 $v_u^*(n)$ 、 $v_v^*(n)$ 、 $v_w^*(n)$ をそれぞれ

図7 ベクトル選択領域

Fig. 7. Selection regions for vectors.

表2 ベクトル選択表

Table 2. Selection bases for vectors.

領域	v_s ベクトル	$v_u^*(n)$	$v_v^*(n)$	$v_w^*(n)$
①	$v_s(000)$ $v_s(111)$	(-1) (+1)	(-1) (+1)	(-1) (+1)
①	$v_s(100)$	(+2)	(-2) (-1)	(-2) (-1)
②	$v_s(110)$	(+1) (+2)	(+1) (+2)	(-2)
③	$v_s(010)$	(-2) (-1)	(+2)	(-2) (-1)
④	$v_s(011)$	(-2)	(+1) (+2)	(+1) (+2)
⑤	$v_s(001)$	(-2) (-1)	(-2) (-1)	(+2)
⑥	$v_s(101)$	(+1) (+2)	(-2)	(+1) (+2)

$-1/3 V_{dc}$, 0 , $1/3 V_{dc}$ と比較する。ここで大きさ $1/3 V_{dc}$ が選定基準として選ばれているのは、表1に示したように三相巻線の上でのインバータ出力電圧ベクトルの要素は、 $1/3 V_{dc}$ が単位となっていることによる。そこで、

$$\left. \begin{aligned} v_u, v, w^*(n) &< -1/3 \cdot V_{dc} & (-2) \\ -1/3 \cdot V_{dc} &< v_u, v, w^*(n) < 0 & (-1) \\ 0 &< v_u, v, w^*(n) < 1/3 \cdot V_{dc} & (+1) \\ 1/3 \cdot V_{dc} &< v_u, v, w^*(n) & (+2) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots(24)$$

のように、それぞれの判定式に (-2) 、 (-1) 、 $(+1)$ 、 $(+2)$ と番号をつけて区別すると、これらの番号と理想的な電圧ベクトル $v_s^*(n)$ が存在する領域との関係は、表2のようにまとめることができる。実際の判定は、この表2に従って実行すればよい。

3. 制御システム⁽⁷⁾⁽⁸⁾

実験に用いた制御システム構成を図8に示す。システムはブラシレスモータ、速度制御部、電流制御部、三相PWMトランジスタインバータで構成されていて、速度制御部、電流制御部ともにプロセッサを中心とした全ディジタルソフトウェア化制御系となっている。

〈3・1〉 速度制御部 速度制御部は16ビットCPU

図 8 制御システム構成

Fig. 8. Control system configuration.

8086 を中心に構成されている。位置検出器はブラシレスモータの軸に直結したレゾルバを用いている。速度検出器は特に設けておらず、速度制御周期 T_0 ごとにレゾルバにより得られる位置 $\theta(k)$ と、前回のサンプル点 $k-1$ の位置 $\theta(k-1)$ を用いて、

$$\dot{\theta} = \{\theta(k) - \theta(k-1)\} / T_0 \dots\dots\dots (25)$$

の関係から電動機の角速度 $\dot{\theta}$ を得ている。レゾルバの位置検出の原理より T_0 は $\dot{\theta}$ により変化するので、 $\{\theta(k) - \theta(k-1)\}$ から $\dot{\theta}$ を求める計算はテーブルを用いて行っている。この検出速度 $\dot{\theta}$ とバッファラム 2 を通して外部より入力される速度指令 $\dot{\theta}_r$ より速度誤差を算出し、この速度誤差に対して PI 演算を実行し、その結果としてトルクに比例する q 軸電流指令 i_q^* を得る。ロータポジション $\theta(k)$ 、角速度 $\dot{\theta}$ 、 q 軸電流指令 i_q^* の情報はバッファラム 1 を通して電流制御部へと送られる。

〈3・2〉 電流制御部 電流制御部は DSP TMS 320 を中心に構成されている。電流検出器にはホール素子 (NNC-01 GM II) を用い、12ビット A/D コンバータ (AD 574 A : 最大変換時間 35 μ s) を介して u 相、 v 相の電流情報をデジタル量として取り入れている。DSP TMS 320 の内部では、前章で述べた電流制御アルゴリズムに従って処理を行い、最終的にインバータのゲート信号を直接出力している。なお、アーム短絡防止用のデッドタイム (24 μ s) もソフトウェア上で決定して出力しているので、PWM 出力回路は、DSP より出力されるインバータのゲートのラッチ回路と、ベースアンプだけの極めて簡単な構成になっていることを付記しておこう。

図 9 電流制御フロー

Fig. 9. Current control flow.

〈3・3〉 電流制御ソフトウェア サンプル点 $n-1$ で演算開始信号が DSP に入力されたとき、サンプル点 n と $n+1$ の間で出力する電圧ベクトル $v_s(n)$ を決定するための流れ図を図 9 に示す。演算を開始すると、DSP はまず PWM 出力回路に前回の演算結果であるサンプル点 $n-1$ と n の間で出力する電圧ベクトル $v_s(n-1)$ を出力する。そして、速度制御部より送られてくる情報 i_q^* 、 $\theta(k)$ 、 $\dot{\theta}$ および電流検出回路から得られる検出電流 $i_s(n-1)$ 、 $i_s(n)$ を用いて、第 2 章に示したアルゴリズムに従ってサンプル点 n と $n+1$ の間で出力する電圧ベクトル $v_s(n)$ を決定する。この場合、図 9 からわかるように、電流制御周期 T ごとに座標変換処理が実行されることから、位置情報 $\theta(k)$ も電流制御周期 T に同期して $\theta(n)$ の形で入力できることが望ましい。しかし、レゾルバの位置情報から、先に述べたように速度情報も得ているため、速度情報の分解能の制約からレゾルバの励磁周波数を電流制御周期程度まで高くすることには無理があり、位置情報 θ は速度制御周期 $T_0 (\gg T)$ ごとにしか得られない。

そこで、サンプル点 n の位置情報 $\theta(n)$ を図 10 に示すようにソフトウェア上で推定する。このフローからもわかるように、速度制御周期 T_0 ごとに得られる位置情報 $\theta(k)$ の値に変化があった場合、電流制御部で用いる位置情報 $\theta(n)$ を更新する。その後、角速度 $\dot{\theta}$ と電流制御周期 T より 1 回の電流制御周期あたりの角度の変化量 $\Delta\theta$ を計算し、各電流制御周期ごとに位置情報 $\theta(n)$ に加算し、新たな位置情報として用いる。

第 2 章で示したアルゴリズムは、一見複雑に思えるが、ほとんどすべての計算が積および和より成っている。このため、高速積和演算に適した DSP を使用する

図 10 位置の推定フロー

Fig. 10. Position estimation flow.

ることによってその高速処理が可能で、結果的に周辺素子の待ち時間を含めて、1回の制御処理が最大 60 μ s 以下で実行される。なお、このプログラム容量は約 800 ワードになる。

4. 実験結果⁽⁸⁾⁽⁹⁾

図 8 に示した試作システムで実験を行った結果を示

(a) 位置 θ を推定しない場合 (b) 位置 θ を推定した場合

図 11 線間電圧、線電流波形

Fig. 11. Line-voltage and -current waveforms.

す。以下の実験に用いたブラシレスモータの諸元は下記のとおりである。

形 式: BL-80 R-20

定 格 出 力: 1.5 kW

定 格 回 転 数: 2,000 rpm

定 格 ト ル ク: 73 kg $\cdot$ cm

瞬時最大トルク: 405 kg $\cdot$ cm

定 格 電 圧: 154 V

定 格 電 流: 7.54 A

極 対 数: 2

電機子抵抗 R_a : 1.32 Ω (d - q 軸モデル)

電機子インダクタンス L_a : 5.5 mH (d - q 軸モデル)

ロータイナーシャ: 41 kg $\cdot$ cm²

先にも述べたように、ソフトウェア上での電流制御周期は、60 μ s まで短縮することが可能であるが、インバータのアーム短絡防止用のいわゆるデッドタイムなども考慮して、以下の実験では電流制御周期を 100 μ s としている。

図 11 は本システムで観測された線間電圧、線電流波形である。これらの波形はともに定格電流時のものであり、回転数 750, 1,500, 2,000 rpm とした場合に得られた波形である。ここで左側(a)に示したのは、〈3・3〉節で説明した位置情報の推定を行わずに制御した場合であり、右側(b)は、図 10 に示すフローに基づいて電流制御周期ごとに位置情報を演算により推定した場合である。この結果をみると、回転数が高くなるほど、図 10 に示すフローにより位置情報の補間を行う有効性が明白である。このことはレゾルバの選定にとって条件が楽になるという実用的なメリットを意味するものである。

図 12 は、DSP が図 9 の制御処理フローの中で計算する d , q 軸電流成分をとり出し、D/A 変換したものを示しており、図 11 と同様に (a) 図は位置情報の推定を行わない場合であり、(b) 図は推定を行った場合である。ともに d 軸電流指令 0 A, q 軸電流指令 10 A としたもので、位置情報の推定を行う有効性が明白である。この場合、位置情報の推定を行うことで、特に q 軸電流の脈動が大幅に改善されていることがわかる。 d 軸電流についても脈動は改善されているが、その差はそれほど大きくはない。なお、図 11, 図 12 より以下の実験結果はすべて位置情報の推定を行

(a) 位置 θ を推定しない場合 (b) 位置 θ を推定した場合図 12 d , q 軸電流成分 (回転数 1,200 rpm)Fig. 12. Current components of d and q axis (Speed 1,200 rpm).

った場合について示している。

図 13 は、 q 軸電流指令を 2.3 A から 9.2 A ヘスステップ状に変更した場合の応答をみたものである。指令変更に対し、約 3 サンプル (300 μ s) で整定していることが認められ、十分な高速電流制御が実現できている。

図 14 は線電流-トルク特性である。図中、理論値とは線電流がすべて q 軸方向に流れ、 d 軸電流が零の場合の発生トルクであり、測定値とは可動鉄片電流計による実測電流に対して、動力計で測定したトルクを示したものである。電動機自身の機械損、電流の高調波成分の影響を考えれば、測定値は理論値と良い一致をしていると思われる。

5. あとがき

本論文では、電流制御部にデジタルシグナルプロセッサ TMS 320 を用い、DSP が高速処理する積和演算を中心とした電流制御アルゴリズムを導出することによって、ブラシレスモータの電流制御系の全ソフトウェア化制御を実現した。本電流制御アルゴリズムでは同期機の d - q 軸モデルに従い、その電圧方程式をもとに d - q 軸上で電流制御を行い、DSP から直接インバータ素子のゲートパターンを出力することができた。ソフトウェアの演算処理時間は 60 μ s まで短縮することができ、今後トランジスタに代わる高速スイ

図 13 q 軸電流のステップ応答 (回転数 300 rpm)Fig. 13. Step response of q -axis current (Speed 300 rpm).

図 14 電流-トルク特性

Fig. 14. Current-torque characteristics.

ッチング素子 (例えば FET) が実用化されるようになって十分な余裕をもっている。

末尾ながら、本研究の一部は高度生産システム振興財団の御援助によるもので、紙面を借りて関係者各位に謝意を表す。 (昭和 61 年 3 月 24 日受付)

文 献

- (1) J. Holtz, et al.: "A Predictive Controller for the Stator Current Vector of AC Machines Fed from Switched Voltage Source", in Proc. JIEE IPEC-Tokyo, 1665 (1983)
- (2) 西村, 他: 電気学会半導体電力変換研究, SPC-84-13 (昭 59)
- (3) 西村, 他: 同上, SPC-85-22 (昭 60)
- (4) 小笠原・西村・赤木・難波江: 電学論 B, 106, 89 (昭 61-2)
- (5) 難波江, 他: 「電気学会大学講座 基礎電気機器学」, p. 117 (昭 59) 電気学会
- (6) 亀田・竹下・松井: 昭 60 電気関係学会東海支部連大, No. 133
- (7) 亀田・太田・大橋・松井: 昭 60, 同上, No. 134
- (8) 亀田・竹下・松井: 電気学会産業電力応用研究, IA-85-12, 11 (昭 60-12)
- (9) 亀田・大橋・竹下・松井: 昭 61 電気学会全大, No. 608