ディジタルシグナルプロセッサを用いた 誘導電動機の高性能トルク制御

正員 宮 下 一 郎 (東洋電機)
非会員 今柳田 明 夫 (東洋電機)
正員 高 橋 勲 (長岡技科大)

1. ま え が き

従来のベクトル制御とは全く異なった新しい理論に基づく誘導電動機の高速トルク制御法については既に報告した⁽¹⁾⁽²⁾。本方式の基本原理解は空間ベクトルで表された電動機の一次電流および一次磁束のベクトル積として瞬時発生トルクを演算し、これとトルク指令との偏差に応じて、あらかじめテーブル化されているインバータのトルク応答を最適化するスイッチングパターンを選ぶことである。従って、本方式の特長として次のものが挙げられる。

(1) トルクの瞬時制御を行うためトルクの高速応答が可能で、同一スイッチング周波数でトルクリプルを小さくできる。

(2) トルク演算は一次側変数の積として求められるので、二次側定数の変動は一次側変数の変動として閉ループ的に打ち消され、二次側の定数変動に対して本質的にロバストな系である。

(3) インバータの電圧、電流制御が非同期変調で、かつ高調波電流が最小化されているため電流高調波の周波数が分散しかつ値も小さいので、電動機から生ずる電磁騒音が低く感じられる。

著者らは、本方式を実用化するための検討を行ってきたが、このたび高速ディジタルシグナルプロセッサ(DSP)を用いて全ディジタル化を行い、90 kW 誘導電動機の位置センサレストルク制御システムを試作し

た。

DSP を用いて PWM インバータを制御した例は幾つか報告されているが⁽³⁾⁽⁴⁾、誘導機の磁束とトルクとを同時に制御している例はまだないと思われる。トルクまたは電流制御ループをディジタル化することは演算時間の点で問題があるとされ、アナログ回路が用いられる場合が多かった。

本報告で用いる DSP TMS 32010 は基本命令 60 のうち積和演算を含む 75% の命令を 200 ns で実行することができる。この DSP を用いて磁束およびトルクの制御を行うための命令ステップ数は 1 ループ約 370 であり、所要時間は約 80 μ s である。

この処理時間は通常のマイクロプロセッサに比べて格段に速いと言えるが、トルク制御系に対しては無視できない遅れであり、瞬時トルクリプルが増加する原因となる。瞬時トルクを演算するためには電動機一次電流の検出値が必要である。このとき電流検出時点から DSP がインバータ出力電圧を決定するに要する 1 サイクルの遅れと電動機の遅れが重なり、二命令サイクルの遅れを生ずる。このためインバータ出力電圧が決定された時点で、次の電流検出時点における電流変化分を予測演算することにより遅れの補償を行った⁽⁵⁾。この結果、演算時間をほとんど増加することなく、トルクリプルをほぼ半減させることができた。

本システムは自動車の駆動系統の試験装置として用いられ好調に動作している。ここに、その概要を示すと共にディジタル制御化の過程で生じた諸問題とその対策について報告する。

2. 制 御 理 論

<2.1> 誘導電動機の瞬時トルク 図1は文献(1)で示されているように、三相電圧形インバータと

High Performance Induction Motor Torque Control using Digital Signal Processor. By Ichiro Miyashita, Member, Akio Imanagida, Non-member (Toyo Electric Mfg. Co., Ltd.) & Isao Takahashi, Member (Technological University of Nagoka).

宮下一郎: 正員, 東洋電機製造(株)
今柳田明夫: 非会員, 東洋電機製造(株)
高橋 勲: 正員, 長岡技術科学大学

図 1 三相電圧形インバータ

Fig. 1. 3-phase inverter.

三相誘導電動機から成るトルク制御システムを示す。インバータの出力電圧 v_a, v_b, v_c は入力電圧を V とすると $0, V$ のどちらかの電位を取り得る。

これらの電圧を次式で示される瞬時空間ベクトル v_1 で表す。

$$v_1 = \sqrt{\frac{2}{3}} (v_a + v_b e^{j(2/3)\pi} + v_c e^{j(4/3)\pi}) \dots (1)$$

インバータ各相のスイッチについて、例えば $S_a=1$ のとき正側に、 $S_a=0$ のとき負側にスイッチされるものとすると、図 1 (b) のように $2^3=8$ とおりの瞬時空間ベクトル v_1 が存在する。これは同図に示すように定点 O を原点とする dq 座標軸上のベクトルとして表される。

一方、誘導電動機的一次電流についても (1) 式と同様にして瞬時空間ベクトル i_1 を (2) 式により作る。

$$i_1 = \sqrt{\frac{2}{3}} (i_a + i_b e^{j(2/3)\pi} + i_c e^{j(4/3)\pi}) \dots (2)$$

誘導電動機の電圧、電流方程式を (1), (2) 式で示したような瞬時空間ベクトルを用いて表すと

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + pL_{11} & PM \\ (p-j\theta_m)M & R_2 + (p-j\theta_m)L_{22} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} \dots (3)$$

ただし、 i_2 : 二次電流ベクトル、 L_{11} : 一次巻線自己インダクタンス、 L_{22} : 二次巻線自己インダクタンス、 M : 相互インダクタンス、 R_1 : 一次巻線抵抗、 R_2 : 二次巻線抵抗、 θ_m : 回転角速度

また、一次鎖交磁束ベクトル Ψ_1 は

$$\Psi_1 = \int (v_1 - R_1 i_1) dt \dots (4)$$

一方、瞬時トルク T は Ψ_1 と i_1 のベクトル積を用いて

$$T = |\Psi_1 \times i_1| \dots (5)$$

で表される。(5) 式よりトルクを一次電圧、電流より求めることができる。これらの式は二次側の変数または定数を含んでいないことがわかる。

一次鎖交磁束一定制御下において瞬時すべり角周波数を θ_s とし、 θ_s をステップ状に変化させたときのトルクの変化率は⁽²⁾

$$\left. \frac{dT}{dt} \right|_{t=0} = \frac{L_{11} I_0}{l} \left[\frac{R_2^2 M^2}{R_2^2 + (\theta_s|_{t=0} l)^2} \cdot \frac{I_0}{L_{11}} \theta_s - R_2 I_m (I_1|_{t=0}) \right] \dots (6)$$

ただし、 $l = (L_{11} L_{22} - M^2) / L_{11}$ 、 I_0, I_1 はそれぞれ励磁電流、一次電流をフェーズで書き表したものである。ここで、 I_0 は一定と仮定する。

(6) 式の θ_s の係数は常に正であるから、 θ_s を大きくするほどトルクは急しゅんに増加すると言える。従って、過渡的には瞬時すべり角周波数のステップ変化量を可能な限り大きくすることにより高速トルク応答を得ることができる。

〈2.2〉 誘導電動機的一次鎖交磁束、トルク 誘導電動機のトルクは (5) 式に示したように、瞬時空間ベクトルで表された一次鎖交磁束と一次電流とのベクトル積によって演算することができる。また一次鎖交磁束は、誘導電動機端子電圧を積分することにより得られる。従って、インバータ出力電圧、電流を検出すれば磁束およびトルクを同時に、独立に制御することができ、二次側の定数または変数を使わずに済む。

(1) 一次鎖交磁束ベクトルの制御法 一次鎖交磁束ベクトル Ψ_1 を瞬間的に変化させることは困難であり、飽和などの点から一定値以下に保つことが望ましい。そのためには指令値 $|\Psi_1|^*$ からの差を許容値 $\Delta\Psi$ 以内に押えるため

$$-\Delta\Psi/2 \leq |\Psi_1|^* - |\Psi_1| \leq \Delta\Psi/2 \dots (7)$$

となるようにしなければならない。(7) 式は回転ベクトル Ψ_1 の軌跡が半径 $|\Psi_1|^* + \Delta\Psi/2$ および $|\Psi_1|^* - \Delta\Psi/2$ の円で挟まれる円環領域内に保たれることを意味し、 $|\Psi_1|^*$ を変化させることにより、 $|\Psi_1|$ を制御できるので弱界磁制御が容易である。これは図 2 の例のように、インバータ出力電圧ベクトル v_1 を選択することにより実現される。 Ψ_1 の大小判別には図 3 (a) のような 2 値ヒステリシスコンパレータを用い

図 2 一次鎖交磁束ベクトル制御

Fig. 2. Control for primary flux.

図 3 ヒステリシスコンパレータ

Fig. 3. Hysteresis comparator.

る。出力状態変数 $\phi=1$ は増磁, $\phi=0$ は減磁モードをそれぞれ示す。

(2) トルク制御 トルクは図 3 (b) のように 3 値ヒステリシスコンパレータを用いてトルク指令 T^* を中心に $\pm \Delta T$ の区間を往復しながら制御する方式をとっている。この場合, 偏差正および負におけるヒステリシスが偏差零の前後で重なるようにすれば, それぞれの状態における発生トルク平均値の指令値に対する偏りを小さくできる。インバータのスイッチング周波数をできるだけ低くするためには, トルクを減少させるときに零ベクトル $v_1(0, 0, 0)$ または $v_1(1, 1, 1)$ を用いると有効である¹³⁾。このヒステリシスコンパレータの出力状態変数 τ に対して, トルク応答が最高となるような評価のもとに 8 個の電圧ベクトルを一義的に決定することができる。

なお, 本論文では三相ブリッジインバータを使用しているので, 一次鎖交磁束ベクトル Φ_1 の位相 θ を図 2 のように $\pi/3$ ごとに区分し, (6) 式に従って最大のすべり角周波数を与える電圧ベクトル v_1 を選んでいる。

図 4 はヒステリシスコンパレータの出力状態変数 ϕ, τ および位相角 θ の全領域にわたって, トルク応答を最適化する電圧ベクトルを示したものである。

3. 制御システム

図 5 は本制御システムのブロック図である。図中,

θ	I	II	III	IV	V	VI
ϕ, τ						
$\phi=1$	$\tau=1$	$V_1(1, 1, 0)$	$V_1(0, 1, 0)$	$V_1(0, 1, 1)$	$V_1(0, 0, 1)$	$V_1(1, 0, 1)$
$\tau=0$	$V_1(1, 1, 1)$	$V_1(0, 0, 0)$	$V_1(1, 1, 1)$	$V_1(0, 0, 0)$	$V_1(1, 1, 1)$	$V_1(0, 0, 0)$
$\tau=-1$	$V_1(1, 0, 1)$	$V_1(1, 0, 0)$	$V_1(1, 1, 0)$	$V_1(0, 1, 0)$	$V_1(0, 1, 1)$	$V_1(0, 0, 1)$
$\phi=0$	$\tau=1$	$V_1(0, 1, 0)$	$V_1(0, 1, 1)$	$V_1(1, 0, 1)$	$V_1(1, 0, 0)$	$V_1(1, 1, 0)$
$\tau=0$	$V_1(0, 0, 0)$	$V_1(1, 1, 1)$	$V_1(0, 0, 0)$	$V_1(1, 1, 1)$	$V_1(0, 0, 0)$	$V_1(1, 1, 1)$
$\tau=-1$	$V_1(0, 0, 1)$	$V_1(1, 0, 1)$	$V_1(1, 0, 0)$	$V_1(1, 1, 0)$	$V_1(0, 1, 0)$	$V_1(0, 1, 1)$
I: $-\pi/6 < \theta \leq \pi/6$ IV: $5\pi/6 < \theta \leq 7\pi/6$ II: $\pi/6 < \theta \leq \pi/2$ V: $\pi/6 < \theta \leq 3\pi/2$ III: $\pi/2 < \theta \leq 5\pi/6$ VI: $3\pi/2 < \theta \leq 11\pi/6$						

図 4 インバータの出力電圧制御

Fig. 4. Output voltage control of inverter.

図 5 制御システムブロック図

Fig. 5. Control system block diagram.

破線で囲まれた部分は後述する DSP を用いてソフトウェア化された制御回路の等価ブロック図である。

<3.1> 主回路構成 図において INV はトランジスタを用いた電圧形インバータである。50 Hz, 400 V 電源から可逆回生コンバータ CONV を介してインバータに直流電圧が供給される。コンバータ CONV は直流出力電圧 V が一定となるように制御され, インバータの回生電力を電源に返還できるようにしている。電動機定格は 2 極 90 kW, 8,000 rpm で, 速度制御用に PG を備えている。電動機と負荷機との間にはトルクセンサが設けられており, 軸トルクを測定することができる。負荷側は歯車装置を介して他の電動機軸につながっており, この電動機が負荷トルク発生源として使われる。なお, 別にうず電流ブレーキも負荷として用いた。

電動機の諸元は次のとおりである。

極数	2
出力	90 kW
回転速度	500~4,000 rpm 定トルク制御 4,000~8,000 rpm 定出力制御
一次抵抗	$R_1=0.0255 \Omega$ (115°C)
一次インダクタンス	$L_{11}=11.305 \text{ mH}$
二次抵抗	$R_2=0.0167 \Omega$
二次インダクタンス	$L_{22}=11.130 \text{ mH}$
相互インダクタンス	$M=10.90 \text{ mH}$

なお, 試験用として 4 極 2.2 kW 誘導機も併用した。

<3.2> 制御回路構成 図 5 の破線で囲まれたブロックが制御回路であり, 高速 DSP TMS 32010 を用いてデジタル化を行った。そのデジタル制御回路ブロック図を図 6 に示す。DSP TMS 32010 は 16 ビットのシグナルプロセッサで, 16 ビットずつの独立したアドレスバスとデータバスをもち, 高速演算処

図 6 デジタル制御回路ブロック図

Fig. 6. Digital control circuit block diagram.

理に適したアーキテクチャとなっている。20 MHz のクロック周波数で動作させることができ、特に積和演算が速い。60 の基本命令セットをもち、そのうち積和演算を含む 75% の命令を 200 ns で実行することができる。このため、積分、ベクトル積演算などを中心とする本制御方式に適している。

この DSP を正常に動作させるためには 100 ns 以下でアクセスできるプログラムメモリが必要とされ、通常の EP-ROM は使用できない。このため消去は不可能であるが、55 ns でアクセスできるヒューズ ROM を用いた。なお、プログラムのデバック段階では EP-ROM の内容をいったん高速 RAM に転送し、この RAM からプログラムを読み出せるような構成を用いた。

また、アナログ信号入力用として AD コンバータが必要であるが、これも高速形を用いることが必要である。本システムで採用した AD コンバータは 5 MHz で動作できる 8 ビットタイプのものである。精度の点からみると、一般産業界で多く要求されている $\pm 0.1\%$ の精度を得るには 12 ビット程度が望ましいが、高速でビット数が多いものは機種が少なく入手が難しい。DSP の高速化と共に周辺用の IC の高速化が望まれる。

制御回路の入力ポートとしてはアナログ信号用とデジタル信号用の 2 種類を有し、電圧、電流などのフィードバック信号は AD コンバータを通してアナログ信号用入力ポートから、上位プロセッサから送られてくるデジタル信号は、デジタル信号用入力ポートから入力される。

図 7 は制御プログラムのフローチャートで、図 5 の破線で囲まれた部分の演算、すなわち一次鎖交磁束制御とトルク制御とを毎サイクル実行する。1 命令サイ

図 7 フローチャート

Fig. 7. Flow chart.

クルの処理ステップ数は約 370 で、実行時間は約 80 μ s である。

制御プログラムは図 7 の ①～⑦ のブロックから成る。①は制御回路がスタートするときに DSP の内部 RAM (127 ワード) に変数を割当てるブロックである。②～⑦がメインループである。本システムへの入力は 4 個あり、ブロック②で磁束およびトルクの指令値 $|\phi_1^*|$, T^* , V_{dc} を読み込む。ここで、 V_{dc} はインバータ直流入力電圧の検出値であり、これと電圧パルス幅信号との積をブロック③により演算しインバータ出力電圧とする。市販の電圧検出器は遅れが大きく、急しゅんなインバータ出力電圧の検出を正しく行うことができない。ブロック④はインバータ出力電流の読み込みを行い、三相から二相へ変換した後、前ブロック③にて合成した 1 サイクル前のインバータ出力電圧 v_{1d} , v_{1q} を用いて、次節で述べる理由に従って約 1 サイクル後の電流 i_{1d} , i_{1q} を予測演算する。⑤は磁束およびトルクを演算するブロック、⑥はヒステリシスコンパレータである。⑥の出力 ϕ , θ , τ の値の組合せに

より、ブロック⑦でインバータ出力電圧 $v_1(k)$ が決定される。

重要なパラメータは磁束およびトルクのヒステリシスの設定である。ヒステリシス幅を狭くすれば制御精度は向上するが、インバータのスイッチング周波数が上昇するので、スイッチング損失を考慮して設定することが必要である。本システムでは磁束のヒステリシス幅は定格の 6%、トルクのヒステリシス幅は片側で 20% とし、平均スイッチング周波数 1.5 kHz を得た。

(3.3) 制御上の問題と対策

(1) デジタル制御による遅れ 1 演算サイクルの所要時間 80 μ s という処理速度は、マイクロプロセッサを使用したシステムとしては高速と思われるが、制御上はむだ時間として作用する。瞬時制御を基本原理とする本方式にとって、特にトルクの応答については特性劣化の原因となり得る。

磁束は一定になるように制御され、しかも急変しないので、(5)式より数 ms 以下のトルク応答を支配するのは一次電流の制御性能である。電流は検出後の処理時間による遅れと電動機のインダクタンスによる遅れが重なり、2 演算サイクルの遅れを生ずる。いま第 n サイクルを考えると、検出された電流 $i_1(n)$ を処理した出力電圧 $v_1(n)$ が現われるのはそのサイクルの終了時点であり、この時点では電流 $i_1(n)$ はほぼ 1 サイクル過去のデータとなっている。

次に第 $(n+1)$ サイクルに入るとすぐ電流 $i_1(n+1)$ を検出するが、これにはまだ第 n サイクルの出力電圧 $v_1(n)$ の影響は現われない。 $v_1(n)$ の影響は第 $(n+2)$ サイクルの電流 $i_1(n+2)$ の検出時点に現われる。

そこで、 $i_1(n+1)$ に $v_1(n)$ が影響するようにするためには $v_1(n)$ によって 1 演算サイクル後に生ずる電流の変化分 $\Delta i_1(n+1)$ を電動機の漏れインダクタンス L と演算サイクル時間 T から次式により予測する⁽³⁾⁽⁵⁾。

$$\dot{i}_1(n+1) = i_1(n) + (T/L) \cdot v_1(n) \dots\dots\dots (8)$$

ただし、 $i_1(n+1)$ は第 $(n+1)$ サイクル終了時点における電流を、そのサイクル開始時点にて予測した値である。

電流の予測により遅れはほぼ 1 演算サイクルの遅れとすることができ、瞬時トルク脈動はほぼ半減する。半面スイッチング周波数は上昇するが、スイッチング周波数を上昇させ得ることが高速制御の要件と言える。

(2) スwitching素子の遅れ スwitching素子の通電禁止時間は、デジタル制御の遅れに加算される制御遅れとなり得る。例えば、第 $(n+1)$ サイクルの電圧を電動機端子から検出しようとする、第 n

サイクルの出力電圧 $v_1(n)$ が現われてから少なくとも素子の通電禁止時間だけ待たないと $v_1(n)$ が電動機端子に現われない。これは前節のフローチャートのブロック⑨に関する説明において述べた電圧検出器の遅れとは異質の問題である。これを解決するため出力電圧 $v_1(n)$ が反転するたびにパルス幅信号から素子の通電禁止時間を差し引き、これを $v_1(n)$ の補正值として用いた。素子の通電禁止時間はオフからオンに変わるとき 25 μ s オン信号をマスクする。

(3) トルクの速度による変動 本システムはトルクのヒステリシス幅を 20% 程度としていることは既に述べた。後出するように、演算トルクの瞬時波形はのこぎり歯状波で、低速域ほど上昇時の傾きが下降時に比べて急しゅんで、高速域ほどその逆の傾向を有する。従って、制御遅れによるトルク上限の行き過ぎ量は低速になるほど大きくなり、トルク下限の行き過ぎ量は低速になるほど小さくなる。従って、平均トルクは低速ほど大きくなり、瞬時演算トルクの脈動幅程度の変動率をもつことになる。紙面の都合で割愛したが、トルク-速度特性曲線は速度零から定格速度の範囲で約 20% 程度の速度変動率をもつ。これに対してはトルク指令を速度信号で補正することにより変動率を約 2% 程度に押えることができた。

(4) 瞬停対策、非同期投入法 本制御方式は位置信号を使用しないでトルク制御を行うため、位置センサを備えていない。従って瞬時停電が発生し、電動機惰行中に再起動する場合、インバータの起動時の周波数が確定しないため突入電流を生ずる。この場合、次に示す手法が有効である。

(i) 磁束を 0.1~0.3 秒間定格の 1/4~1/3 程度に弱めておき、その後一定の増加率で磁束を定格値に戻す。磁束を弱めるとインバータ周波数は磁束に反比例して上昇すると共に、トルクショックを生じない。

(ii) できるだけ小さな加速トルク指令を与え、前記磁束弱め期間中に通電を開始する。このとき図 3 (b)で示したヒステリシス ΔT を一時的に小さい値とすると、更に小さな加速トルクとすることができる。

電動機はインバータが作っている周波数に向かってわずかに加速するが、同時にトルク制御ループの作用により零ベクトルが出力されるとインバータ周波数も電動機に向かって急速に下降する。同期化はほとんど瞬間的に行われる。もし、このとき与えるトルク指令が大きいと、大きな加速トルクが発生するばかりでなく、平衡点を通り過ぎてプルアウトに至ることがある。

以上指摘した(1)~(4)項の問題点は、(4)項を除いてすべて制御上の遅れに起因するもので、制御の高速化、スイッチング素子の高速化と共に解消するものである。(4)項のみが本制御方式の本質にかかわるものと言えるが、この問題はインバータと電動機とが切り離されると速度、電流、電圧など、すべての関係も切り離される位置センサレスまたは速度センサレス制御方式に共通する問題ではないと思われる。

以上のように本システムには特に調整を必要とする部分がない。トルク制御ループは〈2・2〉節で述べたように最適化されているので、通常の電流制御ループのようなダンピング調整が不要である。

電動機定数は一次抵抗 R_1 を与える必要があるが、二次抵抗ほどの影響はなく、4極機で 15 rpm 程度以下の低速度におけるトルク制御精度を問題にしなければ $R_1=0$ としても支障ない。しかし、低速域の精度を上げる場合には抵抗 R_1 は DSP の外部で同定を行い、図 6 で示したデジタル信号用入力ポートから読み込む。

4. 試験結果

本章に示すデータは 4 極 2.2 kW のものと、2 極 90 kW の二機種のものである。主として基本原理に関するデータは 2.2 kW、一般特性に関するデータは 90 kW のものを示す。

図 8 は 2.2 kW 電動機の 1,200 rpm における電圧、電流波形である。メータ指示値は 160 V、9.8 A である。瞬時制御のためサイクルごとに細部が異なる。

図 9 は 2.2 kW における磁束のリサージュ波形である。図 3 (a) に示すヒステリシス内部を変動するため、波形はベルト状を呈する。これに対し、インバータ周波数と同期した周波数キャリアによる磁束制御の場合は多角形状の一定した線波形となる。図 9 は図 8 と同一の状態において測定したものである。

図 8 電圧電流波形

Fig. 8. Voltage and current waveform.

図 9 磁束リサージュ波形

Fig. 9. Lissajou's figure of flux.

図 10 演算トルクのステップ応答

Fig. 10. Step response of torque.

図 10 は 2.2 kW における演算トルクのステップ応答である。速度零近くにおいて重負荷状態にしており、トルク指令を 0% から 100% にステップ状に与えたときの応答である。トルクの立上りは急しゅんで約 1 ms で整定している。立上り部分に見られる階段状の部分はデジタル制御の演算サイクル (80 μ s) に相当するもので約 12 段のステップが数えられる。また瞬時トルクリプルは約 25% 程度あるが、これはスイッチング周波数を高くできるような DSP の使い方および高周波スイッチング素子を用いることにより低い値に抑えることができる。これは電氣的に発生し得るトルクであり、軸トルクとして取り出せるのは回転子の慣性などにより、これよりもかなり平滑された波形になると考えられる。よって、通常の電動力応用の場合はこれで十分とも考えられるが、サーボモータのような低慣性のものに対しては軸出力トルクも図 10 に近い応答となると考えられる。

図 11 は 〈3・3〉 節(1)項にて述べた電流予測による演算トルクリプルの低減効果を示す。これは 2.2 kW 電動機によるデータで 800 rpm、約 100% トルク発生時のものである。直線はトルク指令値を示す。電流予測により瞬時トルクリプルは約半減している。瞬時トルクリプルはヒステリシス幅による成分とヒステリシスを越えた後の制御遅れによる行き過ぎによる成分から成る。制御遅れによる成分は瞬時トルクがヒス

図 11 電流予測によるトルクリプルの低減効果

Fig. 11. The effect of torque ripple reduction by current prediction.

テリシスの上限または下限を越える時点が演算サイクル内のどの過程で生ずるかににより、行き過ぎ量がランダムに変動する。よって、電流予測などにより行き過ぎ量をなるべく少なくするようにしたうえで、ヒステリシス幅によりトルクリプルを制御するほうが良い制御結果を得るために重要な点である。なお、図 11 のトルクヒステリシス幅設定は定格トルクの 9% である。

図 12 は、2 極 90 kW 電動機にストレインゲージ式トルクセンサを連結して実トルク波形とその周波数スペクトルを FFT により測定した結果の一部を示す。回転速度は 2,000 rpm、発生トルクは約 90% である。(a) 図はトルク波形で周波数約 70 Hz および 530 Hz の二つの脈動成分が認められる。(b) 図は平均トルクに対する脈動トルク成分を dB で表したもので 70, 430, 530 Hz に高い値が認められる。紙面の都合で割愛するが、これらの周波数成分は電動機回転速度を変化させると、振幅は変化するが周波数は変化しない。そこで、トルクセンサを含む軸系の共振周波数を計算したところ、70 Hz 成分はトルクセンサ自身の、また 430, 530 Hz 成分は継手部分の機械共振周波数とほぼ一致した。インバータの 6 倍調波 (上の例では約 200 Hz) および 1.5 kHz のスイッチングによるト

(a) 実トルク脈動

図 12 実トルクの脈動とその周波数スペクトル

Fig. 12. Actual torque pulsation and its frequency spectrum.

図 13 90 kW 電動機における速度のステップ応答

Fig. 13. Step response of rotating speed.

ルク脈動成分は(b)図から -60 dB 程度しか検出されなかった。

図 13 は 90 kW 電動機における速度のステップ応答で、2,000→3,000 rpm と速度設定を急変させたときの実トルクおよび回転速度の応答波形を示す。実トルクの立上り、立下り時間は前段の速度制御ループの遅れ、トルクメータに至るまでの機械系の遅れなどにより、約 50~60 μs となっているが、これは実用上十分な値である。

図 14 は 90 kW における電動機騒音の測定結果で、同期変調形インバータとの比較を示す。これは 3,000

図 14 騒音周波数分析

Fig. 14. Spectrum of motor acoustic noise.

図 15 非同期投入法

Fig. 15. Nonsynchronized restarting method.

rpm 100% 負荷における測定値であるが、一般的に本方式のほうが騒音レベルは低い。音質は耳の感性によとも考えられるが、同期変調形インバータの騒音は甲高い電磁音であるのに対し、本方式の騒音は比較的低い摺動音的な音色をもつ。

なお、この電動機についてはベクトル制御を行った場合の騒音レベルの測定データはないが、シミュレーションによれば本方式のほうがベクトル制御よりもトルク脈動、磁束の高調波成分ともに低い。従って、騒音も本方式がベクトル制御より勝っているものと考えられる⁽²⁾。

図 15 は 2.2 kW 電動機における非同期投入法の実験結果で、1,000 rpm で再起動したときの一次電流および一次磁束の波形を示す。磁束を定格の 1/3 に弱

めて起動し、約 0.5 秒後に定格値に戻すと共に負荷電流を立上げている。同期化時の電流は幅が数 ms で大きさが定格電流の 130% 程度の値に押えられている。

5. ま と め

高速スイッチング素子 MOS-FET や SI サイリスタに適した新しい電動機制御法として瞬時空間ベクトル法を検討している過程で、バイポーラトランジスタ級のスイッチング素子への適用を試みた。この結果、まだ改良すべき問題点もあり、設計法としても確立したレベルに達したとはいえない点もあるが、現状技術でも十分実用化できる見通しが得られた。

SI サイリスタを用いれば 100 kW 級の電動機でも特にインバータ効率を悪化させることなく 20~30 kHz でスイッチングさせることができるので、むしろ問題はもっと処理速度が速い DSP および ROM などが得られないか、あるいは現状の性能の DSP を必要個数多重化して使用するにはどうしたらよいかという点に絞られよう。

最後に、本論文作成にあたり有益な助言をいただいた東洋電機製造(株)永淵澄夫、古賀高志両氏にお礼を申し上げる。また問題点に出合うたびにシミュレーションあるいは実験により解決のための情報を提供していただいた長岡技術科学大学院生 大森洋一氏にお礼を申し上げると共に、引用させていただいた文献の著者各位に深く感謝する次第である。

(昭和 61 年 8 月 4 日受付)

文 献

- (1) 高橋・野口:「瞬時すべり周波数制御に基づく誘導電動機の新高速トルク制御法」, 電学論 B, 106, 9 (昭 61-1)
- (2) 野口・高橋:「新理論に基づく誘導機の高速高効率制御」, 電気学会半導体電力変換研究, SPC-85-48 (昭 60)
- (3) 亀田・大橋・竹下・松井:「DSP によるブラシレスモータの高速電流制御」, 61 年電気学会大会, 608
- (4) 亀田・太田・竹下・松井:「DSP によるブラシレスモータの d-q 軸非干渉電流制御」, 61 年同上, 609
- (5) 美多:「演算時間を考慮したデジタル制御系の設計」, 計測と制御, 22, 28 (昭 58-7)