パワーエレクトロニクスにおける 電動機制御技術

正員 常 広 護 (名古屋工業大学 電気情報工学科)
正員 松 井 信 行 (名古屋工業大学 電気情報工学科)

1. 序 論

パワーエレクトロニクス技術は成熟期に入ったとも言われ、昭和62年電気学会全国大会でも「パワーエレクトロニクスの回顧と展望」と題するシンポジウム⁽¹⁾が開催されたほどである。しかしながら、その成熟期においても、パワーエレクトロニクスにおける電動機制御技術は自己消弧形半導体スイッチング素子を応用した電子制御技術、マイコンとセンサに代表されるデジタル制御情報処理、更に現代制御理論の具現化などを核として、それらの巧みな統合によって大きく変化しつつある。

本稿では、このような最近の電動機制御技術に関連して動向とそこに残された技術的問題点について述べたい。しかしながら、周知のように電動機制御は広い裾野をもつ諸技術の集大成としてとらえねばならず、限られた紙面でその全貌を把握することは筆者らの能力を超える難事である。従って、筆者らが直接に関係している研究を通じての限定された内容であることを最初にお断りし、読者諸兄の御理解をいただきたいと思う。

2. インバータの PWM 制御にかかわる諸問題

誘導電動機を広い範囲で可変周波数運転する場合には、一次電圧を周波数にほぼ比例するように制御しなければならない。また、電圧波形はできるだけ正弦波とするのが望ましい。インバータの主回路を変更することなくこれを行う方法に PWM 制御があり、現在市販されている汎用インバータなどでは、大部分がこの方法によっている。

Motor Control Technology in Power Electronics. By Yuzuru Tsunehiro, Member & Nobuyuki Matsui, Member (Department of Electrical and Computer Engineering, Nagoya Institute of Technology).

図1 誘導電動機駆動用 PWM インバータ

図1は電圧形 PWM インバータの主回路結線図である。商用電源を整流して得られる一定直流電圧 V_d のもとでインバータを動作させる。バイポーラトランジスタが主流であるが大容量のものでは GTO が、また磁気騒音を少なくするため FET や IGBT のような高速スイッチング素子も用いられる。

インバータの PWM 制御に関する問題点のうち、特に関心が高いと思われるものを列挙すると

- (1) 数多くの PWM 方式が提案されているが、これらを系統づけるような理論の確立。
- (2) PWM 制御に起因する電動機の磁気騒音の低減法。
- (3) アーム短絡防止期間 T_d の影響を補償するための方策。
- (4) 漏れ電流の抑止法。
- (5) 汎用インバータの機能向上。

などが挙げられよう。以下、各項目についてこれまでの研究成果を概括して問題点を明確にしてみよう。

2.1 PWM 制御法の統一理論について

図1のインバータの PWM 制御法を考えると、制御すべき対象は何か、すなわち各相電圧を正弦波にすべきか、あるいは一次電流を正弦波にすべきかを明確にしておく必要がある。

村井氏は、電動機のギャップ中に理想的な(正弦波駆動時と同等の)回転磁界を作るという考え方に立った PWM 制御法⁽²⁾を提案している。要約すると次

図 2 正弦波駆動時の v_p と λ_p

図 3 インバータ駆動時の電圧ベクトル

のようになる。

いま図 1 の $v_u \sim v_n$ を電位として、次式で定義される複素電圧 v_p とその時間積分 λ_p を考えよう。

$$\begin{aligned} v_p &= \sqrt{\frac{2}{3}} [(v_u - v_n) + \alpha^2 (v_v - v_n) \\ &\quad + \alpha (v_w - v_n)] \\ &= \sqrt{\frac{2}{3}} (v_u + \alpha^2 v_v + \alpha v_w) \\ \lambda_p &= \int v_p \cdot dt, \quad \alpha = e^{j2\pi/3} \dots\dots\dots (1) \end{aligned}$$

一次電圧が V_1 、その角周波数が ω_1 の平衡三相電圧に対する v_p と λ_p の軌跡を図 2 に示す。同図に見るように、 λ_p は複素平面上で半径が V_1/ω_1 の円軌跡を描く。

図 3 はインバータ駆動時の電圧ベクトル v_p を示したものである。ここで、100, 110, ... はインバータの動作モードを u, v, w 相の順に + 側のトランジスタがオンの場合を 1、- 側がオンの場合を 0 と表現している。

(1) 式より、 $d\lambda_p/dt = v_p$ であるから、ベクトル λ_p は速度 $|v_p|$ で v_p の方向に動く。 $|v_p|$ が 0 となる 000 と 111 のときは、 λ_p はその点に停止することに注意されたい。

図 4 はインバータ駆動時の λ_p の軌跡の一例である。ここで、 λ_1 は基本波電圧に対する λ_p であり、もし $\delta\lambda = \lambda_p - \lambda_1$ を常に 0 にすることができれば、電動機

報告している⁽³⁾。また、大上氏は単一周波数の高調波電流に対して、 I_p を加振源としてよいことを示している⁽⁴⁾。

磁気騒音を低減するには、三角波キャリア周波数 f_c を上げて σ^2 を小さくすること、また f_c を音響的な非共振点に選ぶことなどが有効である。前者に対しては FET や IGBT を用いたインバータ⁽⁵⁾が、後者に対してはキャリア変調方式⁽⁶⁾などが試行されている。

2.3 アーム短絡防止時間 T_d の影響とその補償法

図1に示す電圧形インバータでは、上下アームの短絡を防止するため、トランジスタのオン信号を T_d だけ遅らせて動作させる方法が採られる。この制御時間遅れは、出力電圧を乱し磁気騒音や損失を増加させるばかりでなく、電動機出力の低下や不安定現象を誘発するなど様々な悪影響をもたらす⁽⁷⁾。

これまで、 T_d を補償する方法が幾つか提案されている⁽⁸⁾⁽⁹⁾。また、一次電圧の時間積分 (λ_p に相当) をフィードバックし、安定性や特性を向上させる方法も報告されている⁽¹⁰⁾。

2.4 漏れ電流とその抑止法について

PWM 制御されたパルス状の電圧が電動機の一次巻線に印加されると、巻線と鉄心間の漂遊容量を通して変位電流 $C \cdot dv/dt$ が流れる。電動機の外わくは通常は感電防止のために接地されているので、アース線を上記の電流が流れて、ろう電磁電器を作動させるなどの障害をもたらす。漏れ電流はキャリア周波数 f_c と共に増大するので、高周波キャリアの PWM インバータに対しては、まずこの問題を克服しなければならない。

図1の回路で中性点の電位 v_n が時間的に変化しないようにすれば、漏れ電流を大幅に低減できるという報告もある⁽¹¹⁾。

3. 誘導電動機のベクトル制御にかかわる諸問題

インバータ駆動の交流電動機に直流機相当の優れた制御性能を賦与する方法に、誘導機のベクトル制御法とブラシレス DC モータがあり、いずれも実用化が進んでいる。これらの電動機は多年にわたる研究とインバータや周波数の進歩により、性能面でも直流機を十分しのぐ域に到達しているが、残された課題も数多くある。

主な問題点を挙げると、以下のようである。

- (1) 電流制御ループの特性改善法。
- (2) 電動機定数の正確な推定法。

図5 電流制御系の構成図

(3) PG レスベクトル制御。

(4) 電動機の最適構造に関する考察。

以下、誘導機のベクトル制御を例にとりて、問題点を明確にすると共に、これに関連した研究成果の一部を紹介することにしてしよう。

3.1 電流制御ループの特性改善法

誘導機のベクトル制御においては、一次電流 $i_u \sim i_w$ を次式で与えられる設定値 $i_u^* \sim i_w^*$ に従うよう、高精度かつ迅速に制御しなければならない。

$$\begin{bmatrix} i_u^* \\ i_v^* \\ i_w^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \sin \theta & \cos \theta \\ \sin(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \sin(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_d^* \\ i_q^* \end{bmatrix} \dots\dots\dots (4)$$

ただし、 $\theta = \omega t$, i_d^* と i_q^* : 電動機に流すべき励磁電流とトルク電流。

実際の回路では、図5に示すように実電流と設定電流の誤差 ε_i ($= i_i^* - i_i$, $i = u, v, w$) を0にするようなフィードバックループを設けている。

電流制御系の設計の困難さは、電流 i_i にトランジスタのオン・オフ動作に起因する脈動電流が多量に含まれるため、ループゲインを高くとれないという点にある。現在、種々の方式が実用されているが、動作原理から以下の三方式に大別できよう。

(1) 瞬時値制御方式 図6(a)のように各相ごとに誤差 ε_i をヒステリシスコンパレータに加え、その出力 (1,0) に従ってトランジスタを動作させる方式である。同図の回路のままで低速時にスイッチング周波数が非常に高くなるので、種々の工夫がなされている⁽¹²⁾。

この電流制御方式は応答性に優れているが、アーム短絡防止時間 T_d が精度に顕著に影響し、十分な精度を得がたい面がある。

(2) 平均値制御方式 図6(b)のように誤差

(a) 瞬時値制御方式 (b) 平均値制御方式

図 6 電流制御法の原理の説明図

ε_i を P-I 制御器を通して増幅し、これを三角波キャリアで変調して PWM インバータを駆動する。誤差に応じてインバータの出力電圧を制御しようとするものであるが、ループゲインを高くとれないために精度や応答性が必ずしも十分とは言えない。

(3) プロセッサを用いる方法 マイクロプロセッサの演算機能を生かして、ソフトウェア的に電流制御を実行しようとするもので、後で詳しく説明する。

3.2 二次抵抗 R_2 の正確な推定

すべり周波数形のベクトル制御では、一次角周波数 ω_1 を次式のように制御しなければならない。

$$\omega_1 = n \cdot \omega_m + R_2 / L_2 i_d^* \cdot i_q \dots\dots\dots (5)$$

ここで、 ω_m ：回転角速度、 n ：極対数

上式で二次抵抗 R_2 は直接測定が困難であるうえに、回転子導体の温度により大幅に変化する。

二次抵抗 R_2 をどの程度の精度で推定すべきかは明らかでないが、筆者らの経験では $\pm 10\%$ 以上の誤差があると電動機の特性に様々な悪影響が表れてくる。この R_2 の推定法として、これまでのところ幾つかの方法が提案されているが⁽¹³⁾、ベクトル制御系の特性を左右する最も重要な事項であるだけに、その成果に期待するところ大である。

なお、(5)式を用いないで誘導機の高応答制御を達成する新しい方式⁽¹⁴⁾も報告されている。

3.3 速度センサレス・ベクトル制御⁽¹⁵⁾⁽¹⁶⁾

ベクトル制御では角速度 ω_m の検出器（エンコーダ・パルスジェネレータ：PG）を備えているが、これを省くことは装置の経済性ばかりでなく、3.2 節で述べた問題点の解決策としても極めて魅力的であると考えられる。

PG・レスベクトル制御を達成するには、動作時の v_i や i_i 、 ω_1 などから ω_m を推定する必要がある。前述したように、定数の精度が十分でないうえに v_i や i_i に多量のリップルが含まれるため解決すべき問題も多々あるが、この方式の実用化には大きな期待がかけられている。

4. プロセッサ制御にかかわる諸問題

電動機制御系にマイコンを導入することによって、アナログ制御系固有のドリフトの解消、状態表示などによるマン・マシンインタフェースの改善、演算や判断機能を生かした高性能化が実現できるようになって既に久しい。

ところで、マイコン制御はプロセッサの機能と演算時間との戦いであるとも言えよう。図 7 に示すサンプル値制御系では、サンプル点 n の情報に基づいた制御演算結果はサンプル点 $n+1$ で出力されることになるからである。このためもあって、制御系のソフトウェア化は状態表示や監視などから、位置ループ、速度ループへと演算時間の制約の緩いほうから進められてきた。

プロセッサと演算時間との関係を示す一例を図 8 に掲げた⁽¹⁷⁾。これは直流電動機の世界制御系についてみたものであって、(1)エンコーダ出力情報から速度情報を得、(2)設定速度との誤差を求め、(3)P項、

図 7 サンプル値制御系

図 8 プロセッサと演算時間

(4) I 項の演算結果よりトルク指令を得るものである。16 ビットマイコン、更にはディジタルシグナルプロセッサの出現により、高速制御演算処理が実現され、電流制御系を含めた全ソフトウェア化制御の可能性が出てきている。

4.1 交流電動機のソフトウェア化制御

竹下氏らはブラシレス DC モータについて、電流制御系を含む全ソフトウェア化制御を報告している⁽¹⁸⁾。回転子に同期して回転する d - q 軸上の電圧方程式

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = (R_a + pL_a) \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \theta \begin{bmatrix} L_a i_q \\ M I_f - L_a i_d \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (6)$$

をもとに上式をベクトルの形で記すと

$$\mathbf{V} = (R_a + pL_a)\mathbf{i} + \mathbf{e} \quad \dots\dots\dots (7)$$

となるが、(6)、(7)式から逆起電力 $\mathbf{e}$ も $\mathbf{i}$ の関数として与えられるので、設定電流 $\mathbf{i}^*$ に対応する電圧ベクトル $\mathbf{V}^*$ を(7)式を用いて直接演算し、これに対応するインバータの電圧ベクトルを図3のうちから選択するものである。

図9はその制御システム構成例で、速度と電流の制御ループを1個の DSP で実現させていて、その演算処理時間はインバータの電圧ベクトルの選択法にもよるが⁽¹⁹⁾、60~80 μ s 程度と極めて高速に処理されている。

この制御アルゴリズムでは図7で指摘した問題点の解消を図るため、サンプル点 n の電流を n 以前の情報で予測演算し、事前に $\mathbf{V}^*(n)$ を求めることによって遅れをなくしている。また、 d - q 軸上の諸量を座標変換する場合の位置情報 θ の精度が重要であるが、レゾルバから得られる位置情報をソフトウェア上で補間して制御精度の向上を図っている。

なお、3.1 節で説明した瞬時値制御方式を高速プロセッサで処理した報告もされているが⁽²⁰⁾、アナログ方式で得られる良好な制御特性は得られないようで、プロセッサ処理のアルゴリズムの重要性が指摘できよう。

図9 電流制御を含むブラシレスモータの全ソフトウェア化制御システム

4.2 制御理論を用いた電動機制御系

プロセッサの高機能化と低価格化によってもたらされた大きなトレンドの一つが、電動機制御系への現代制御理論の適用である。誘導機のベクトル制御に非干渉制御理論を適用した例として、赤木氏らはサイクロコンバータ駆動⁽²¹⁾、また大西氏らは電圧形インバータ駆動の例⁽²²⁾を報告している。また、ブラシレス DC モータの非干渉制御の報告もなされている⁽²³⁾⁽²⁴⁾。

ところで、交流電動機制御の高度化、高機能化の必然の結果として、制御系内部の演算に電動機定数が多数用いられる一方、ロボットへの応用分野などでは負荷の機械系のパラメータの同定の必要性が指摘されている。いわゆる、パラメータロバスタな電動機制御系実現への期待が大きい。

このような背景のもとで、モデル規範適応制御の電動機制御系への取込みについて、内藤氏は直流電動機の変速システムについて負荷パラメータの変動に対する特性を明らかにし⁽²⁵⁾、杉本氏はベクトル制御への適用例を報告している⁽¹³⁾。また、森本氏はベクトル制御系に適応モデル追従制御を応用し、電動機と負荷を結合する軸の剛性が低い場合に生ずる軸振動の抑制を試み、電動機に対する負荷の慣性比が大きい場合には抑制効果が大きい、逆の場合は効果が小さいという興味ある結果を報告している⁽²⁶⁾。

そのほか、スライディングモード制御のブラシレス DC モータへの応用⁽²⁷⁾、直流電動機系への応用⁽²⁸⁾、あるいはオブザーバの電動機制御系への適用⁽²⁹⁾、その最小次元化の試み⁽³⁰⁾など積極的な応用が相次いで発表され、より高度なインテリジェント機能を有する電動機制御系実現のために今後に期待されるところが大きい。

5. あとがき

成熟期に入ったと言われるパワーエレクトロニクスにおける電動機制御技術を概観した。近年注目を集めているダイレクトドライブモータとその制御法、高速スイッチング素子についても触れたかったが、紙面の都合で割愛せざるを得なかった。

(昭和62年8月3日受付)

文 献

- (1) 野中, 他: 「パワーエレクトロニクスの回顧と展望」, 昭 62 電気学会全大, シンポジウム (8)
- (2) Y. Murai, et al.: "Improved PWM Method for Induction Motor Drive Inverter", IPEC TOKYO '83, p. 407
- (3) 片端, 他: 「損失最小 PWM 波形による交流機の極低騒音」, 電気学会研究, SPC-85-23, p. 51 (昭 60)

- (4) 大上, 他: 「高調波電圧による誘導機磁気騒音の考察」, 昭 62 電気学会全大, No. 685
- (5) 西村, 他: 「20 kHz キャリア正弦波 PWM インバータによる誘導電動機の低騒音化の評価」, 電学論 D, 107, 620 (昭 62-5)
- (6) 城の口, 他: 「正弦波 PWM インバータの一制御法について」, 昭 61 電気学会東海支大, No. 155
- (7) 岸本, 他: 「電圧形 PWM インバータによる誘導電動機駆動系の安定性解析」, 電学論 B, 106, 737 (昭 61-9)
- (8) M. Akamatsu, et al.: "Ultrasonic Frequency PWM Inverter Using Capable Bipolar Transistor and a New Control Method", IPEC TOKYO '83, p. 1108 (1983)
- (9) 原島, 他: 「PWM インバータの短絡防止期間を考慮したキャリア周波数決定法」, 昭 62 電気学会全大, No. 521
- (10) 柳瀬, 他: 「磁束制御形 PWM 方式による高性能汎用インバータ」, 電気学会研資, IEA-87-6 (昭 61)
- (11) 久保田, 他: 「高周波キャリアインバータで駆動される誘導機のもれ電流低減回路」, 昭 62 電気学会全大, No. 603
- (12) 小笠原, 他: 「高調波抑制と高速電流応答を可能にした電流制御形インバータ」, 電学論 B, 106, 89 (昭 61-2)
- (13) 杉本, 他: 「モデル規範適応システムを適用した誘導電動機の二次抵抗同定法」, 同上 B, 106, 97 (昭 61-2)
- (14) 高橋, 他: 「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」, 同上 B, 106, 9 (昭 61-1)
- (15) 奥山, 他: 「誘導電動機の種類, 電圧センサレス・ベクトル制御法」, 同上 B, 107, 191 (昭 62-2)
- (16) 大谷, 他: 「ベクトル制御による誘導電動機の種類速度センサレスドライブ」, 同上 D, 107, 199 (昭 62-2)
- (17) N. Matsui, et al.: "Digital Signal Processor-Based Controllers for Motors", SICE '86, ESS 1-8, p. 1035 (1986)
- (18) 竹下, 他: 「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法」, 電学論 B, 106, 753 (昭 61-2)
- (19) 大橋, 他: 「DSP によるブラシレスモータの高速電流制御法の特性改善」, 昭 62 電気学会全大, No. 669
- (20) 山井, 他: 「DD モータのソフトウェア化制御について」, 昭 62 電気学会全大, No. 609
- (21) 赤木, 他: 「サイクロコンバータ・誘導機系の非干渉最適電流制御法」, 電学論 B, 103, 298 (昭 58-4)
- (22) 大西, 他: 「制御電圧源による誘導機駆動の一方式」, 同上 B, 104, 727 (昭 59-11)
- (23) 西台, 他: 「 $d-q$ 軸非干渉化による非突極同期電動機の線形化制御について」, 電気学会研資, SPC-84-58, p. 31 (昭 59)
- (24) 松井, 他: 「DSP によるブラシレスモータのソフトウェア化非干渉電流制御」, 電学論 D, 107, 215 (昭 62-2)
- (25) 内藤, 他: 「モデル規範適応制御による電動機速度制御の性能改善」, 昭 62 電気学会全大, No. 625
- (26) 森下, 他: 「電動機速度制御系への適応的モデル追従制御の応用」, 電気学会研資, SPC-86-2, p. 11 (昭 61)
- (27) 浅田, 他: 「Sliding Mode 制御による同期電動機の位置制御法」, 昭 62 電気学会全大, No. 623
- (28) 橋本, 他: 「可変構造系による ON-OFF パターン発生」, 昭 62 電気学会全大, No. 624
- (29) 久保田, 他: 「状態オブザーバを用いた電流形インバータ駆動誘導電動機の一制御法」, 電学論 B, 105, 763 (昭 60-9)
- (30) 中谷, 他: 「電流形インバータ駆動誘導電動機の最小次元・有限整定オブザーバ」, 昭 62 電気学会全大, No. 627