

進展を続ける交流可変速駆動システム

－ 制御方式に関する進展－

正員 佐竹 彰 (三菱電機 (株)) 正員 沢村 光次郎 ((株) 安川電機)
 正員 野口 季彦 (長岡技科大) 正員 南方 英明 (千葉工大)

Recent Progress on Adjustable Speed AC Drive Systems – Progress on Control Strategies –

Akira Satake, Member (Mitsubishi Electric Corp.)
 Mitsujiro Sawamura, Member (Yaskawa Electric Corp.)
 Toshihiko Noguchi, Member (Nagaoka University of Technology)
 Hideaki Minakata, Member (Chiba Institute of Technology)

キーワード：オブザーバ技術，センサレス制御，ロータ位置推定，ロバスト制御

Keywords : observer technology, sensor-less control, rotor position estimation, robust control,

1. まえがき

インバータを用いたモータ制御は成熟の度合いを高めている。ファン・ポンプ等の動力装置の駆動においては高効率化やトルク制御の高精度化などの話題が、また特に永久磁石モータにおいてはセンサレス制御の実用化・製品化が進んでいる状況である。以下、本稿では電動機種別ごとに最近の制御技術に関する国内外の進展について報告する。

2. 誘導電動機の新制御方式

〈2・1〉近年の技術動向 誘導電動機のベクトル制御が確立されてからほぼ四半世紀が経過した。この間、磁束推定技術やパラメータ同定あるいはその変動に対するロバスト化技術などが主要な研究対象となり、ベクトル制御の高性能化に寄与してきた。一方で、速度センサレス制御に関する研究開発も精力的に行われ、既に成熟技術の域に達した感もある。また、我が国では非常に低調であるが、ニューラルネットワークやファジーを磁束・速度推定に適用したものやインバータのパルス幅変調に適用した事例なども多数報告されている。このほか、直接トルク制御法に関する研究も諸外国では盛んに行われており、ニューラルネットワークやファジーとの融合も試みられている。

ここでは、過去数年間に発表された誘導電動機の新制御方式をいくつか紹介する。特に磁束や速度推定技術においては、従来、同一次元オブザーバを用いる方式が多数報告されてきたが、これらはいずれも電動機の数学モデルに立

脚したものである。これに対し、最近では数学モデル自体に依存せず、通常の電動機モデリングでは考慮されない物理現象を利用して磁束の位相や速度を推定する手法が発表されている。数学モデルから除外されている物理現象としては、スロットリプルや磁気飽和などが挙げられる。このように実際の電動機に基づく情報を利用した手法は基本的に数学モデルのパラメータに依存しないため、抵抗の温度変動や磁気飽和によるインダクタンスの変動に対して本質的にロバストなシステムを構築することができる。

〈2・2〉磁束推定および速度センサレス制御技術 速度センサの有無に関わらず、ベクトル制御では回転子磁束の位相を正確に推定することが最も重要である。更に、速度センサレス制御においてはパラメータ感度を低減しつつ速度推定を行う必要がある。いずれの場合も誘起電圧が低くなる低周波領域、特に再生時などの零周波数運転時の安定動作が大きな技術課題となっている。昨今ではこのような問題を克服するため、大別して2通りの方策が採られている。ひとつは従来の磁束推定機構（同一次元オブザーバや磁束シミュレータ）を用いた直接形ベクトル制御の改良であり、もうひとつはスロットリプルや磁気飽和など通常の数学モデルでは扱われない情報を利用した手法である。

前者として、金原氏らは2種類の適応磁束オブザーバを併用し、一方のオブザーバで固定子抵抗を同定し他方で回転子抵抗と速度を推定する方式を報告した⁽¹⁾。この手法により、速度 1 [Hz]、負荷 100 [%]において正確な両抵抗の同定と、±6 [Hz]の安定な二象限加減速運転を実現した。また、久保田氏らは既定の低周波領域で磁束レベルを低減し

て零運転周波数を回避する方法を提案し、連続回生モードで非常に緩やかな可逆運転を可能にしている⁽²⁾。次に J. Holtz 氏らは積分器の自動オフセット補償や固定子抵抗の同定だけでなくインバータのスイッチング素子における順方向電圧降下やデッドタイム補償も実装して固定子電圧モデルに基づく磁束シミュレータの性能改善を図った⁽³⁾。その結果、固定子周波数 0.9 [Hz]、負荷 100 [%]での安定した連続運転や、速度 ± 4 [%]、負荷 50 [%]の低速可逆運転を実験的に確認している。これらの他、低周波と高周波領域で磁束指令と固定子電圧モデルを連続的に切り換える磁束シミュレータに鉄損抵抗を導入した速度センサレス制御系の安定解析も行われており、鉄損を考慮することで固定子抵抗のミスマッチに対して安定領域が広がることが示されている⁽⁴⁾。

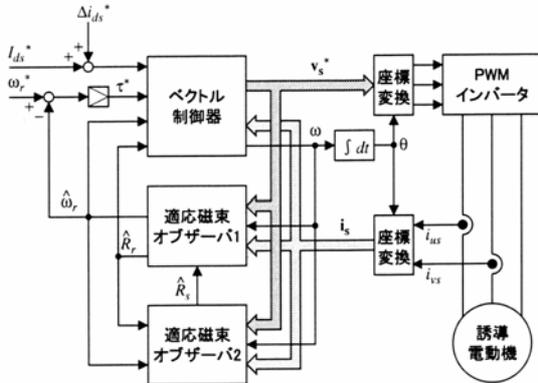


図 1 速度センサレス制御系の構成 (文献 1)

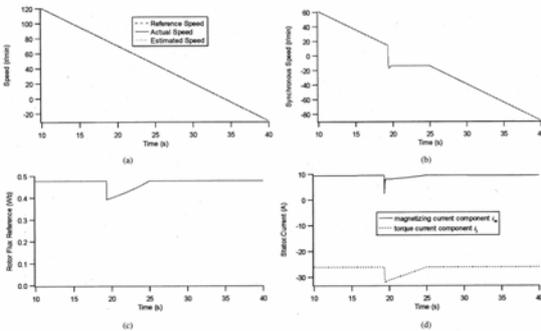


図 2 零運転周波数回避制御のランプ速度応答 (文献 2)

の推定誤差を低減する手法について報告している⁽⁵⁾、⁽⁶⁾。これらは、固定子スロット数 S と回転子スロット数 R の組み合わせによりギャップの透磁率が様にならず ω_{agp} で脈動し、その周波数は速度 ω_{rm} に比例 ($\omega_{agp} = R\omega_{rm} / (R-S)$) することを利用して。このとき、周波数 ω_c の高調波電圧を注入するとそれに対応した高調波電流の逆相成分が $h\omega_{rm} - \omega_c$ なる周波数をもつので、これを抽出することによって速度推定を行うことができる。本手法により負荷 31 [%]、0 から ± 5 [r/min] の速度ステップ運転を位置推定誤差 ± 5 [elec. Deg.] 以内で実現した。さらに文献 6 に示された高性能化の手法では、不要の高調波成分による干渉を除去することにより、従来の 1/4 程度に位置推定誤差を改善した。次に、D-W. Chung 氏らは磁束方向の磁気飽和に起因する突極性を利用して磁束位相を推定する手法を提案した⁽⁷⁾。これは推定磁束軸の方向から印加した高周波交番電圧に対する電流振幅をその $\pm 45^\circ$ に設置した 2 軸から観測して、それらの比較結果から推定磁束軸の軸ずれを補償するものである。もし、軸ずれが無ければ $\pm 45^\circ$ から観測した高周波インピーダンスは等しくなるので高周波電流振幅は等しくなる。しかし、軸ずれが生じると $+45^\circ$ と -45° から観測したインピーダンスは磁気飽和により等しくならず、その結果、両振幅に差が生じる。このような性質を利用して 2 軸の高周波電流振幅が等しくなるように推定磁束軸の位相を修正する。零速度、負荷 60 [%]において良好な磁束位相推定特性が実験的に確認されている。

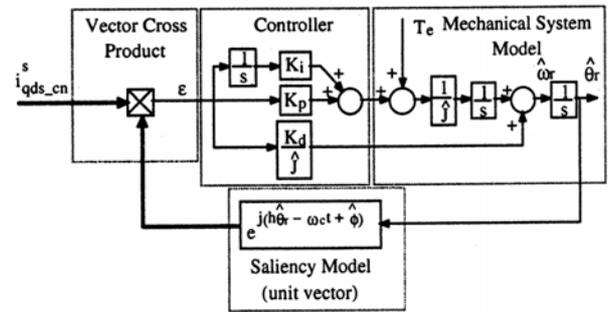


図 4 回転子位置推定器の構成 (文献 5)

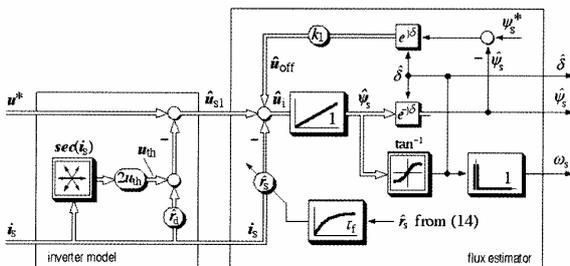


図 3 磁束推定器の構成 (文献 3)

一方、M. W. Degner 氏らは高調波注入によって回転子のスロットリップル情報から回転子位置を推定する手法や、そ

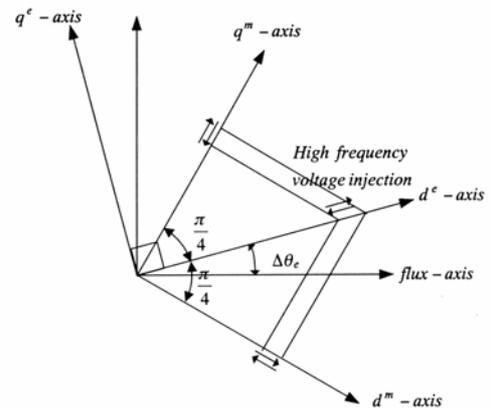


図 5 高周波電圧注入とインピーダンス観測軸 (文献 7)

3. 同期電動機の新制御方式

〈3・1〉 パラメータ同定技術 永久磁石同期電動機の制御にはモータパラメータ情報が必要不可欠であるが、小型で相対的に銅損が大きくなりやすいモータに対しては鉄損を正確に求めることは難しいのが一般的である。これに対して文献 8 ではトルク測定をおこなわないパラメータ同定が提案されている。

内部永久磁石形同期モータに対して図 6 のように等価回路を設定し、永久磁石の磁束鎖交数、等価鉄損抵抗、等価交流銅損抵抗、d および q 軸インダクタンスの順に求めていくものである。

(1) 永久磁石の磁束鎖交数 $i_d = i_q = 0$ として、

$$\Psi \approx v / \omega = \frac{\sqrt{v_d^2 + v_q^2}}{\omega} \text{ で求める}$$

(2) 等価鉄損抵抗 $i_d = 0$ として、下式より求める。

ただし、 $\{(L_d - L_q)i_q^2\} \ll \Psi_a^2$ を利用し、ブリッジ等を利用した L_d, L_q のラフな推定値を利用している。また i_q が小さいので、 R_s も直流で測定したもの（交流効果を考慮する場合は 10% 増し）を利用して構わない。

$$R_c = \frac{v^2 - \omega^2(\Psi_a^2 + (L_d - L_q)i_q^2)}{v_q i_q - \omega \Psi_a i_q - i_q^2 R_s}$$

(3) 等価交流銅損抵抗 交流駆動時の抵抗増加を見込み、一定回転で何通りかの i_d について以下の無負荷試験をおこなう。ただし、 $P_{in} = v_d i_d + v_q i_q$, $i^2 = i_d^2 + i_q^2$, $v_o \approx (v_d - 1.1R_{sDC}i_d)^2 + (v_q - 1.1R_{sDC}i_q)^2$ とする。（ R_s は直流量より 10% 増しで見積もっている）

$$\begin{pmatrix} P_{in}(1) - v_o^2(1)/R_c \\ \vdots \\ P_{in}(n) - v_o^2(n)/R_c \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & i^2(1) \\ \vdots & \vdots \\ 1 & i^2(n) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} m\omega \\ R_s \end{pmatrix}$$

(4) d 軸および q 軸インダクタンス それぞれ i_d, i_q を 0 に制御することによって以下の式から求められる。

$$i_q = 0 \quad L_d = \frac{v_q - \omega \cdot \Psi_a}{\omega \cdot i_d}$$

$$i_d = 0 \quad L_q = -\frac{v_d}{\omega \cdot i_q - \frac{\omega^2 \cdot \Psi_a}{R_c}}$$

論文ではベクトル制御された IPMSM(220V-7A-2000rpm-6 極)のパラメータを測定している。図 7 のように鉄損の周波数依存性をフィッティングしており、最終的に d 軸、q 軸インダクタンスのブリッジ測定結果などから同定結果の妥当性を主張している。

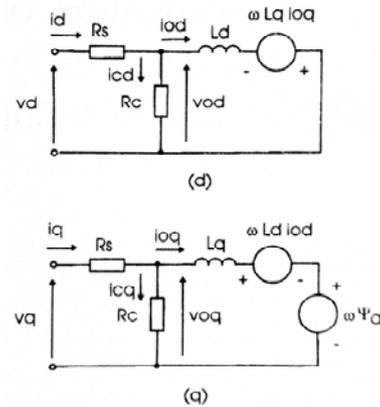


図 6 鉄損を考慮した IPMSM モデル (文献 8 (© 2001 IEEE))

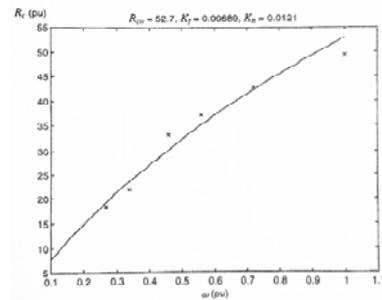


図 7 さまざまな周波数における鉄損の測定とその推定 (文献 8 (© 2001 IEEE))

〈3・2〉 初期位置推定技術 突極性を持つ永久磁石モータをセンサレス制御する場合、その突極性を活かして初期（停止状態）での回転子位置の推定が可能となる。特に初期の逆転を嫌う用途への応用の点からも着目される技術であり、パルス電圧の注入や^(9,10)、高周波電流の注入による手法⁽¹¹⁾などが提案されている。

永久磁石モータの磁気飽和により回転子位置によって各相のインダクタンスが変化する。よって図 8 のように電圧パルスを注入した場合の電流波形を信号処理し、分類することによって角度範囲を決定できる。さらに極性判別を加え、電流値をもとに推定値を求めることで平均 7° の誤差で推定がおこなえることが報告されている。文献 10 ではさらにモータパラメータ R, L_d, L_q の影響を受けにくい精度向上法として判別のためのパルス印加数を 1 から 3 に増やすことで推定時間 1.4ms, 平均 5.4° の推定誤差を実現している。

文献 11 では高周波電流の注入の一種として、位置、速度センサレスを実現するためのオブザーバ構成技術の結果、初期位置推定が最大誤差 5° で実現されることが報告されている。これについては次節で詳しく触れたい。

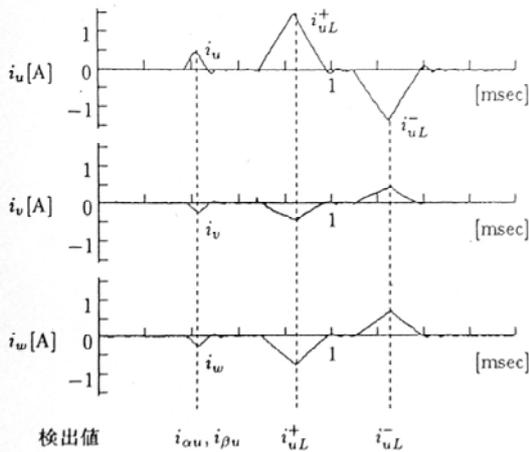


図 8 初期位置角推定時の各相電流 (文献 10)

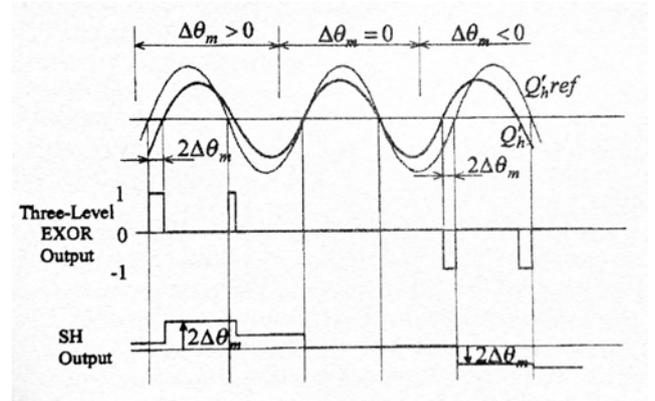


図 9 位置・速度推定器の基本動作 (文献 11 (© 2001 IEEE))

〈3・3〉 位置・速度オブザーバ技術 オブザーバ技術はセンサレス駆動の要とも言えるものであり、通常は電動機のモデルを内部に含むことによって位置・速度などの状態量を推定する。しかしながらこのような構成は電動機パラメータ変動の影響を受けやすく、制御性能の悪化を招く要因となる。このためパラメータ変動になるべく不感な位置・速度推定技術に注目が集まっている。

文献 11 は高調波電流の注入と PLL 技術を組み合わせた手法であり、前述したように初期位置推定も可能なものである。推定された d-q 軸に対して以下の高調波を注入すると高調波瞬時無効電力 Q_h の交流成分に推定誤差が含まれることを利用する。

$$\begin{bmatrix} i_{dh} \\ i_{qh} \end{bmatrix} = I_h \begin{bmatrix} \cos \omega_h t \\ \sin \omega_h t \end{bmatrix}$$

$$Q_h = (\hat{\omega}_m + \omega_h)L_0 I_h^2 + (\omega_m + \Delta\omega_m - \omega_h)L_1 I_h^2 \cos 2(\Delta\theta_m - \omega_h t)$$

振幅に速度誤差、位相に角度誤差を含んでいることがわかる。このうち位相情報のみに着目して位相基準信号を $\cos 2\omega_h t$ とする。これは実際には電流値から以下のように構成することが可能である。

$$Q'_{href} = i_{dh}^2 - i_{qh}^2 = I_h^2 \cos 2\omega_h t$$

よって図 9 に示すように位相情報の誤差から修正量を導くことができ、PLL と同様の原理によって同期が行われる。計算結果として図 10 に示すように抵抗 R や鎖交磁束の変動に不感な、また d 軸 q 軸インダクタンスの変動に対する影響も小さい速度推定が実現できたことが示されている。

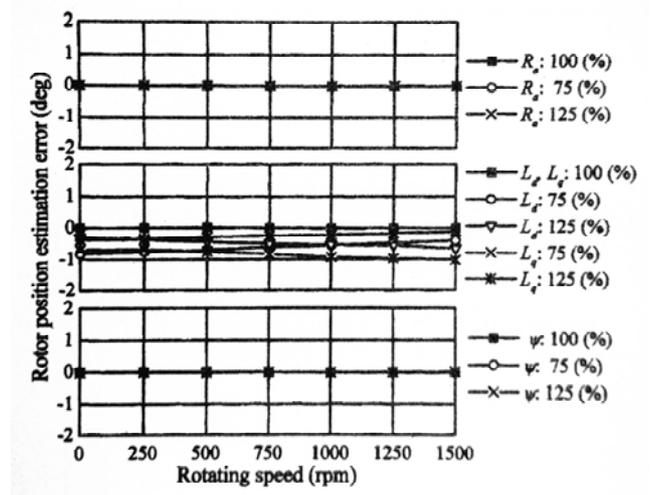


図 10 位置推定のパラメータ依存性(シミュレーション) (文献 11 (© 2001 IEEE))

文献 12 では、インバータのキャリア高周波電圧を利用することで特に特別な信号を注入することなく速度センサレスを実現している。次式に低速での回転子位置の推定式を示す。

$$2\theta = \frac{1}{2} \tan^{-1} \left\{ \frac{|i_{\beta c} - i_{ac}|_{peak}^2 - |i_{\beta c} - i_{ac}|_{peak}^2}{2(|i_{\beta c}|_{peak}^2 - |i_{ac}|_{peak}^2)} \right\}$$

この式をみればわかるように本方式ではモータパラメータに全く依存せず高周波電流だけで回転子位置が検出できている。図 11 に速度-トルク特性を示す。

また、零速度から 1000min⁻¹ までの最大トルク制御と 1350min⁻¹ までの弱め磁束制御運転が実現されている。

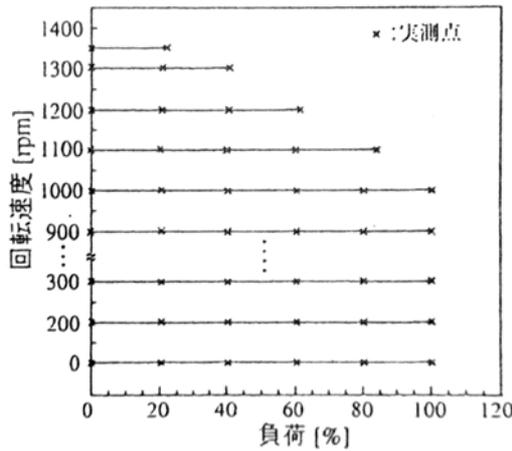


図 11 速度—トルク特性(文献 12)

4. リラクタンスモータの新制御方式

〈4・1〉 スイッチトリラクタンスモータ (SRM) の制御方式
 低コスト化に適したモータである SRM の制御においては、そのメリットをさらに生かすためのセンサレス駆動技術に開発の重点がおかれている。SRM の制御では、回転子位置に応じて所定相を On/Off あるいはチョッピング (電流制御を行う場合) する必要があるが、センサレス制御においては、回転子位置および電流と発生磁束の関係である磁化特性に基づいて、回転子位置推定が行われる。その方式としては、1) 磁化特性を数式表現したモデルを用いるもの^(13,14)、2) 電流と磁束を入力、回転子位置を出力としたファジィ推論システムを用いるもの (図 12 参照)⁽¹⁵⁾、3) ニューラルネットワークを用いるもの⁽¹⁶⁾、が開発されてきたが、近年報告された各改良方式においては、それぞれ実測データをうまく用いることにより、位置推定精度の向上や演算処理時間の短縮を図っている。ファジィモデルを用いた制御方式については、実際に油圧ポンプ駆動に適用⁽¹⁷⁾した例や、20,000 回転までの高速駆動を実現⁽¹⁸⁾した例が報告されており、実現可能性検討の段階から、実用的な性能を議論する段階に移りつつある。

一方、回転子位置センサ付の SRM 制御については、従来調整が必要であった点弧/消弧角の自動的な最適化方式⁽⁷⁾や、自動車駆動用途への適用例⁽¹⁹⁾が報告されており、実用化開発の進展がうかがわれる。

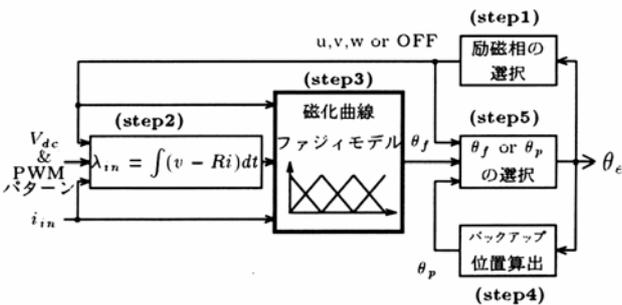


図 12 ファジィ推論を用いた SRM 位置推定部の構成

〈4・2〉 同期リラクタンスモータ (SynRM) の制御方式
 SynRM の制御では、一般的には通常の同期電動機同様、回転子軸あるいは磁束軸を制御軸とするベクトル制御技術が行われる。近年の SynRM では、突極比を高めてモータ性能を向上させるため、積層型あるいはフラックスバリア型の回転子構造を持つ場合が多いが、これらのモータ構造では電流によるインダクタンス変化が大きいのみならず、回転子縦軸と横軸で電流とインダクタンスの関係に干渉が見られることが知られており、これに対して磁束推定器を用いた磁束制御系の適用が提案されている⁽²¹⁾。

SynRM 制御技術の開発の中心は、SRM 同様に低コスト化を目的としたセンサレス制御技術である。SynRM のセンサレスベクトル制御は、磁束オブザーバを用いた方式と、高周波信号注入により SynRM の突極性を利用して回転子位置を検出する方式に大別される。磁束オブザーバを用いる方式では、突極性を仮想的な誘起電圧で表現するモデルを用いる方式⁽¹¹⁾が提案されている一方、誘起電圧を用いた磁束オブザーバを用いる方式では原理的に停止/低速時の回転子位置検出が困難なので、電流から磁気モデルにより磁束を推定する磁束オブザーバを併用して、これに高周波信号注入による回転子位置検出を組み合わせることで性能向上を図った方式⁽²¹⁾も提案されている (図 13 参照)。

また、ベクトル制御とは異なる方式として、磁束推定器を用いた逐次比較型スイッチング制御により電流制御を行う方式⁽²³⁾についての開発も進められている。

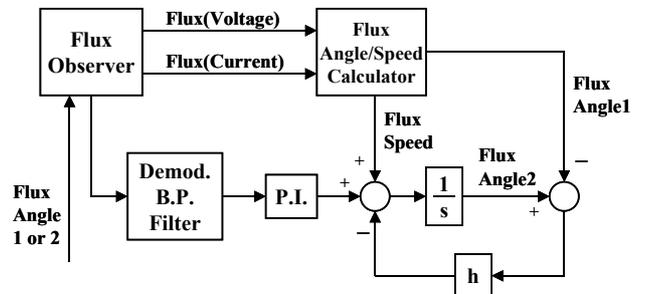


図 13 全速度領域で動作可能な SynRM 位置推定部の構成

5. あとがき

電動機種別ごとに最近の制御技術に関する国内外の進展について報告した。紙面や構成の都合上等の問題から採り挙げられなかった技術もあるが、ご容赦願いたい。今後のさらなる交流電動機駆動の制御技術の発展を祈念する次第である。

文 献

- (1) 金原・小山：「二種類の適応磁束オブザーバを併用した誘導電動機の速度センサレス制御と一次・二次抵抗同定」, 電気学会論文誌, Vol. 120-D, No. 8/9, pp. 1061-1067 (2000)
- (2) H. Kubota, I. Sato, Y. Tamura, K. Matsuse, H. Ohta, and Y. Hori : "Regenerating-Mode Low-Speed Operation of Sensorless Induction Motor Drive With Adaptive Observer", IEEE Transactions on Ind. Appl., Vol. 38, No. 4, pp. 1081-1086 (2002)
- (3) J. Holtz, and J. Quan : "Sensorless Vector Control of Induction Motors at Very Low Speed Using a Nonlinear Inverter Model and Parameter Identification", IEEE Transactions on Ind. Appl., Vol. 38, No. 4, pp. 1087-1095 (2002)
- (4) 永野・篠原・山本・飯盛：「誘導電動機速度センサレスベクトル制御系の鉄損を考慮した安定性解析」, 電気学会論文誌, Vol. 122-D, No. 7, pp. 703-713 (2002)
- (5) M. W. Degner, and R. D. Lorenz: "Position Estimation in Induction Machines Utilizing Rotor Bar Slot Harmonics and Carrier-Frequency Signal Injection", IEEE Transactions on Ind. Appl., Vol. 36, No. 3, pp. 736-742 (2000)
- (6) F. Briz, M. W. Degner, A. Diez, and R. D. Lorenz : "Measuring, Modeling, and Decoupling of Saturation-Induced Saliencies in Carrier-Signal Injection-Based Sensorless AC Drives", IEEE Transactions on Ind. Appl., Vol. 37, No. 5, pp. 1356-1364 (2001)
- (7) D-W. Chung・J-I. Ha・S-K. Sul・井手耕三・室北幾磨・沢 俊裕 : 「誘導電動機の高周波電圧重畳による速度センサレスベクトル制御」, 電気学会論文誌, Vol. 120-D, No. 11, pp. 1257-1264 (2000)
- (8) Fidel Fernandez-Bernal, Aurelio Garacia-Cerrada and Roberto Faure : "Determination of Parameters in Interior Permanent-magnet Synchronous Motors With Iron Losses Without Torque Measurement" IEEE Transactions on Ind. Appl., Vol. 37, No. 5, pp.1265-1272, (2001)
- (9) 佐竹・金原・貝谷：「最新のモータ制御技術」, 三菱電機技報, Vo76., No. 6 pp.49-53 (2002)
- (10) 竹下・市川・松井・山田・水谷：「センサレス突極形ブラシレス DC モータの初期位置角推定法」, 電気学会論文誌, Vol.116-D, No. 7 pp.736-742 (1996)
- (11) Thoshiko Noguchi, Kimihiro Takenaka and Seiji Kondo : "Mechanical-Sensorless Robust Control of Permanent-Magnet Synchronous Motor Using Phase Information of Harmonic Reactive Power" IEEE Transactions on Ind. Appl., Vol. 37, No.6, pp1786-1792, (2001)
- (12) 小山・樋口・阿部・糸山・小山・M.Mamo : 「PWM インバータのキャリア周波数成分を用いた IPM モータのセンサレス制御の推定精度改善」, 平成 14 年電気学会産業応用部門大会, Vol.1, pp.583-588 (2002)
- (13) 小坂・S.Saha・松井・武田：「磁気特性の簡易数式表現に基づく SRM の位置センサレス制御」, 電気学会論文誌, Vol.120-D, No.6 pp.795-801 (2000)
- (14) J.Bu and L.Xu : "Eliminating Starting Hesitation for Reliable Sensorless Control of Switched Reluctance Motors", IEEE Transactions on Ind. Appl., Vol.37, No.1 pp.59-66 (2001)
- (15) 小坂・落合・松井：「磁化曲線を利用した SRM の位置センサレス制御法」, 電気学会論文誌, Vol.120, No.2 pp.216-222 (2000)
- (16) E.Mese and D.A.Torrey : "An Approach for Sensorless Position Estimation for Switched Reluctance Motors Using Artificial Neural Networks", IEEE Transactions on Power Elec., Vol. 17, No. 1 pp.66-75 (2002)
- (17) 小坂・鍋矢・大山・松井：「油圧ポンプユニット搭載 SRM の位置センサレス駆動」, 電気学会論文誌, Vol. 123, No. 2 pp.105-111 (2003)
- (18) L.Xu and C.Wang : "Accurate Rotor Position Detection and Sensorless Control of SRM for Super-High Speed Operation", IEEE Transactions on Power Elec., Vol. 17, No.5 pp.757-763 (2002)
- (19) Y.Sozer, D.A.Torrey and E.Mese : "Automatic Control of Excitation Parameters for Switched Reluctance Motor Drives", IEEE Transactions on Power Elec., Vol. 18, No. 2 pp.594-603 (2003)
- (20) K.M.Rahman and E.Schulz : "High-Performance Fully Digital Switched Reluctance Motor Controller for Vehicle Propulsion", IEEE Transactions on Ind. Appl., Vol. 38, No. 4 pp.1062-1071 (2002)
- (21) E.Capecchi, P.Guglielmi, M.Pastorelli and A.Vagati : "Position-Sensorless Control of the Transverse-Laminated Synchronous Reluctance Motor", IEEE Transactions on Ind. Appl., Vol. 37, No. 6 pp.1768-1776 (2001)
- (22) 市川・富田・道木・大熊：「SynRM における拡張誘起電圧モデルとその座標系の検討」, 電気学会研究会, SPC-02-77 (2002)
- (23) A.Consoli, C.Cavallaro, G.Scracella and A.Testa : "Sensorless Torque Control of Synrel Motor Drives", IEEE Transactions on Power Elec., Vol.15, No.1 pp.28-35 (2000)