

永久磁石同期モータ制御

Control of Permanent Magnet Synchronous Motor

We have finished the development of IPM Motors' series design up to 600kW for general industrial use, and started the application to Shaftless Tower Offset Printing Press, etc. As general industrial use, although an efficiency side is also thought as important, but when applied to the main part of a standard type of machine, the size and weight of motor is much important. IPM motor is overwhelming the guidance machine also in respect of this.

IPM motor drive of our company is considered as the ability of the almost same handling as vector control of an induction motor. Position and speed sensor-less technology, an automatic measurement technology of motor parameter, and the failure diagnosis technology of a position sensor are included in it.

大森 洋一 萩原 茂教

Yoichi Ohmori Shigenori Hagiwara

1. まえがき

産業用ドライブにおいて、従来誘導モータ(IM)駆動が主流であったが、永久磁石同期モータ駆動に移行しつつある。それは原理上二次銅損がなく、磁束をつくるための励磁電流を流す必要がないため、効率、力率とも誘導モータに勝っており、さらに永久磁石の性能の飛躍的向上により小型で低コストとなったためである。図1は、110[kW]1800[r/m]機の、インバータ用誘導モータと永久磁石同期モータ(以下PMモータ)の外観比較である。PMモータが誘導モータに比べて格段に小型化されていることがわかる。

永久磁石同期モータの構造例を図2に示す。これは、ハッチングの永久磁石が回転子の内部に挿入された埋込磁石構造(IPM: Interior Permanent Magnet)である。IPMの場合は磁石軸である d 軸方向よりそれと直交する q 軸方向の磁気抵抗が小さくなるため突極構造となり d 軸インダクタンス L_d より q 軸インダクタンス L_q が大きくなる。この突極性により、



図1 110[kW], 1800[r/m]機の比較
Fig.1 Size comparison between IM and PMM

磁石トルク以外にリラクタンストルクが併用でき、更なる効率アップが期待できる。磁石トルクとは、回転子の永久磁石による磁界と巻線による回転磁界とが吸引反発して発生するトルクであり、回転磁界を発生させる電流の位相とは図3の細実線のような関係となる。リラクタンストルクとは、巻線による回転磁界に回転子の突極部が吸引されて発生するトルクである。よって $L_q > L_d$ となる逆突極構造では図3の波線に示されるようなトルクとなる。IPMは磁石トルクとリラクタンストルクの両方のトルクが得られるので、図3の太実線で示されたトルクを発生させることができる。

モータを自由自在に操るには、モータのトルクを制御できればよく、それには高速・高精度なトルク制御が可能なベクトル制御が適用できる。本論文では、位置や速度のセンサからの情報を用いたベクトル制御技術、位置・速度センサの故障や断線やノイズ混入などの諸問題を解決する位置・速度センサレスベクトル制御技術と始動技術、またベクトル制御に欠かせないモータ定数を計測設定する自動計測技術、位置センサ異常を検知し保護する脱調検知技術について報告する。

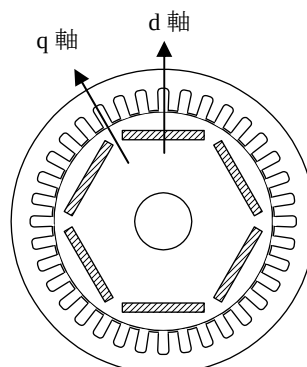


図2 永久磁石同期モータの構造
Fig.2 Structure of IPM

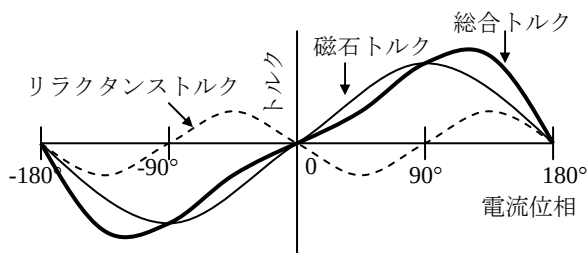


図3 電流位相とトルク

Fig.3 Relation between current phase and torque

2. ベクトル制御

永久磁石同期モータを高速・高精度に制御するにはベクトル制御が有効である。ベクトル制御とはモータの電流や鎖交磁束をベクトルの瞬時値として把握しそれらのベクトルを瞬時値で制御することで、モータの瞬時トルクを指令に追従させる技術である。ベクトル制御は、モータのモデルとしての電圧方程式である、

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + pL_d & -\omega L_q \\ \omega L_d & R + pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \omega \begin{bmatrix} 0 \\ \phi \end{bmatrix} \dots\dots\dots (1)$$

$$\tau = \phi i_q + (L_d - L_q) i_d i_q \dots\dots\dots (2)$$

に基づいて構成される。ここで、

v_d, v_q : 各軸一次電圧

i_d, i_q : 各軸一次電流

R : 一次抵抗

L_d, L_q : 各軸インダクタンス

ϕ : 永久磁石により一次巻線に鎖交する磁束の大きさ

ω : 回転子回転角速度

p : $=d/dt$

τ : トルク

であり、上式は回転子の永久磁石軸方向を d 軸とし、それと直交した方向を q 軸とした dq 座標で表されている。

上式に基づいた、永久磁石同期モータをベクトル制御する基本ブロック図は図4で表される。トルク指令 τ^* から(2)式に基づいて q 軸電流指令を求める。また d 軸電流指令を、通常はモータを最大効率で運転するような値とする。しかし、電力変換器(インバータ)の出力電圧が飽和するとそれを回

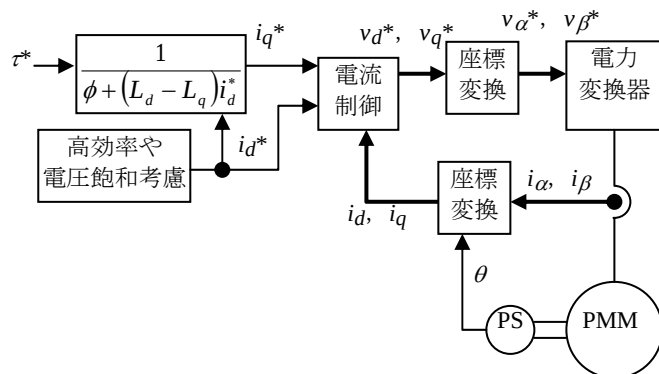


図4 ベクトル制御の基本形ブロック図

Fig.4 Basic block diagram of the vector control

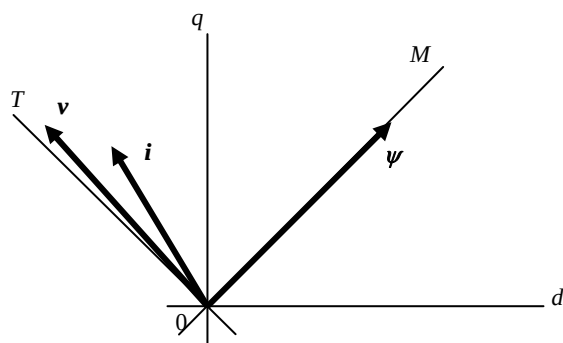


図5 ベクトル関係図

Fig.5 Vectors diagram

避する為に d 軸電流を負の方向に増加させる必要もある。位置センサ PS により、回転子の永久磁石軸である d 軸位置 θ を得て、それに基づいて検出したモータ電流を座標変換し各軸成分電流を得る。それらが各指令に追従するように PI 制御などで電流制御される。

図4の電流制御部は、 dq 軸の独立した PI 制御で構成されるのが一般である。通常はこれで問題ないが、モータの速度が上昇して逆起電力の大きさが大きくなって電力変換器出力可能電圧を超える(出力電圧飽和)と電流制御不能となってしまう。この問題に対して、電圧飽和を直前で検出して d 軸電流を負に増加させて一次鎖交磁束の大きさを小さくして逆起電力を小さくする手法の他に、電流制御軸を dq 軸から MT 軸に変更してのたすき掛け電流制御が有効である。ここで MT 軸とは、図5に示されるように一次鎖交磁束ベクトル ψ と一致する M 軸とそれに直交する T 軸である。 MT 軸での電圧方程式は、(1)式を回転座標変換することで得られ、

$$\begin{bmatrix} v_M \\ v_T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + \omega L_{MT} + pL_M & -\omega L_T - pL_{MT} \\ \omega L_M - pL_{MT} & R - \omega L_{MT} + pL_T \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_M \\ i_T \end{bmatrix} + (\omega - \omega_{MT}) \begin{bmatrix} L_{MT} & L_M \\ -L_T & -L_{MT} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_M \\ i_T \end{bmatrix} + \omega \begin{bmatrix} \phi \sin \theta_\psi \\ \phi \cos \theta_\psi \end{bmatrix} \dots\dots\dots (3)$$

である。ここで、

$$\theta_\psi = \tan^{-1} \left(\frac{L_q i_q}{\phi + L_d i_d} \right) \dots\dots\dots (4)$$

$$L_M = \frac{1}{2} [L_d + L_q - (L_q - L_d) \cos 2\theta_\psi]$$

$$L_T = \frac{1}{2} [L_d + L_q + (L_q - L_d) \cos 2\theta_\psi]$$

$$L_{MT} = -\frac{1}{2} (L_q - L_d) \sin 2\theta_\psi$$

であり、 v_M, v_T, i_M, i_T は、それぞれ電圧・電流を θ_ψ に基づいて回転座標変換して得られる。(3)式の第2項は通常0なので無視し、電流誤差による式に書き換えると以下となる。

$$\Delta v_M = (R + \omega L_{MT}) (i_M^* - i_M) + pL_M (i_M^* - i_M) \dots\dots\dots (5)$$

$$\Delta v_T = (R - \omega L_{MT}) (i_T^* - i_T) + pL_T (i_T^* - i_T) + \omega L_M (i_M^* - i_M) - pL_{MT} (i_M^* - i_M) \dots\dots\dots (6)$$

(5), (6) 式を時間積分増幅して得られた電圧を印加することで電流制御が可能と考えられることから、図6の電流制御構

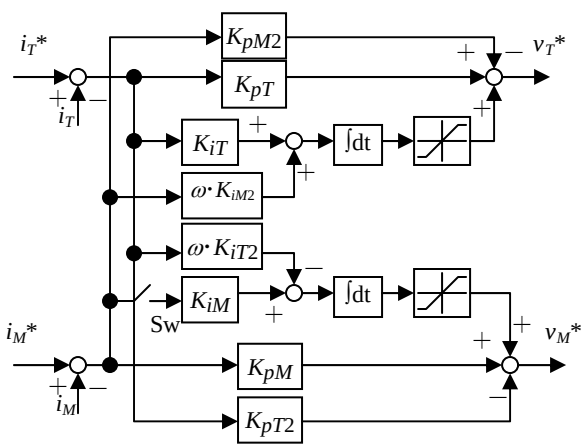


図6 MT軸たすき掛け電流制御ブロック図

Fig.6 Current control block diagram

成とすることができる。 T 軸の積分器に(6)式の第3項に相当するゲイン K_{iM} による入力があるため、高速になると図中のスイッチ Sw を OFF しても M 軸の電流制御は成立する。さらに速度が上昇して電圧指令が電力変換器の出力可能最大電圧を越えると、 T 軸の積分器は飽和して v_T^* は所定最大値一定となるが、 T 軸の電流制御はゲイン K_{iT2} のルートで M 軸電圧指令 v_M^* を介して制御することができる。逆に M 軸電流は Sw が OFF しているので M 軸の積分器では制御されず、 T 軸の積分器も飽和しているため制御不能となる。つまり、図6の MT 軸たすき掛け電流制御とすることで電圧飽和時に T 軸優先の電流制御とすることができるのである。 T 軸は磁束軸と直交しているのでトルク軸と見なすことができるので、 T 軸優先制御により電圧が飽和しても突然トルクが下がるようなことが無くなる。

3. センサレスベクトル制御

3.1 位置・速度推定器

図4に示される位置センサ PS の代わりにモータの電流・電圧から位置や速度を推定する位置・速度推定器を用いることができる。すると、位置センサの故障・断線及びノイズ混入などの問題から解放されるだけでなく、コストダウンやモータの小型化、劣悪環境への適用などが可能となる。

図7に位置・速度推定器のブロック図を示す。モータの電流・電圧から永久磁石により一次巻線に鎖交する磁束ベクトルである静止座標 ($\alpha\beta$ 軸) 上の永久磁石磁束ベクトル $\phi_{a\beta}$ を以下の演算で求める。

$$\phi_{a\beta} = \int [v_{a\beta} - R i_{a\beta} - p \{ (L_d i_\gamma + j L_q i_\delta) e^{j\theta} \} + K (\phi e^{j\theta} - \phi_{a\beta})] dt \quad (7)$$

ここで、 $v_{a\beta}$ 、 $i_{a\beta}$ はそれぞれ静止座標系での一次電圧・電流ベクトルであり、 α 軸を実部、 β 軸を虚部として複素数で表されている。 $\gamma\delta$ 座標は、推定位置 $\theta_{\gamma\delta}$ に基づく座標であり、推定位置に誤差がなければ $\gamma\delta$ 座標は dq 座標に一致することになる。そして、PM モータの速度と等価な永久磁石磁束ベクトルの回転速度 ω_ϕ を、以下のように $\phi_{a\beta}$ の位相を微分すること

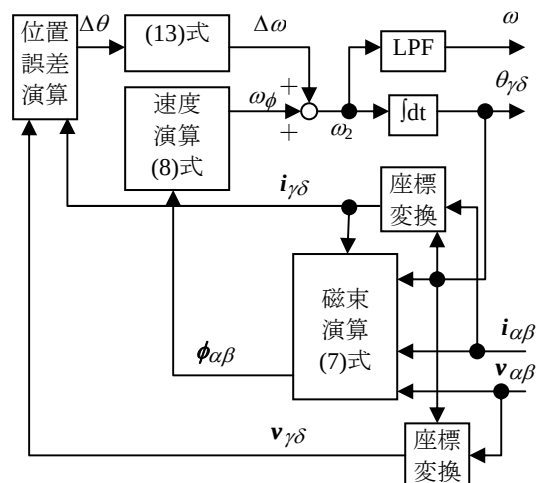


図7 位置・速度推定器

Fig.7 Position and speed estimator

で求める。

$$\omega_\phi = \frac{d}{dt} \tan^{-1} \left(\frac{\phi_\beta}{\phi_\alpha} \right) \quad (8)$$

この速度 ω_ϕ を積分すれば推定位置 $\theta_{\gamma\delta}$ となるわけであるが、積分の初期値誤差や過渡状態でのパラメータの誤差の影響を補正するために、図7に示されるように位置誤差補正項 $\Delta\theta$ を加算した ω_2 を積分して位置 $\theta_{\gamma\delta}$ を得ている。速度 ω は、 ω_2 を低域通過フィルタ LPF に通して得ている。

位置誤差演算部では、回転速度が低い場合の低速モードとそうでない場合の中高速モードとの2つの位置誤差補正項の演算手法を用いている。その演算手法を導き出すために PM モータの $\gamma\delta$ 座標での電圧方程式を以下に示す。

$$\begin{bmatrix} v_\gamma \\ v_\delta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + \omega L_\gamma + p L_\gamma & -\omega L_\delta - p L_{\gamma\delta} \\ \omega L_\gamma - p L_{\gamma\delta} & R - \omega L_{\gamma\delta} + p L_\delta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\omega \phi \sin \Delta\theta \\ \omega \phi \cos \Delta\theta \end{bmatrix} \quad (9)$$

ここで、 $\Delta\theta = \theta - \theta_{\gamma\delta}$ で、

$$L_\gamma = \frac{1}{2} \{ L_d + L_q - (L_q - L_d) \cos 2\Delta\theta \} \quad (10)$$

$$L_\delta = \frac{1}{2} \{ L_d + L_q + (L_q - L_d) \cos 2\Delta\theta \}$$

$$L_{\gamma\delta} = \frac{1}{2} (L_q - L_d) \sin 2\Delta\theta$$

である。

低速モードでは、(9)式の2行目より $\cos \Delta\theta \approx \cos 2\Delta\theta \approx 1$ 、 $\sin 2\Delta\theta \approx 2\Delta\theta$ 及び低速なので $\omega \approx 0$ と近似して、

$$\Delta\theta \approx \frac{-v_\delta + (R + p L_q) i_\delta}{(L_q - L_d) p i_\gamma} \quad (11)$$

が得られる。この式の分母が0とならないように、 i_γ には高周波の三角波を重畳する。さらに、電圧検出とモータ定数の誤差による影響を受けにくい正確な位置誤差演算方法も提案されている⁽¹⁰⁾。

中高速モードでは、(9)式の1行目より $\cos \Delta\theta \approx \cos 2\Delta\theta \approx 1$ 、 $\sin \Delta\theta \approx \Delta\theta$ 、 $\sin 2\Delta\theta \approx 2\Delta\theta$ と近似して、

$$\Delta\theta \approx \frac{v_\gamma - (R + p L_d) i_\gamma + \omega L_q i_\delta}{(L_q - L_d) (\omega i_\gamma - p i_\delta) - \omega \phi} \quad (12)$$

が得られる。

以上より低速時は(11)式で、中高速時は(12)式で位置誤差を求め、以下のように固定値 ω_k に位置誤差 $\Delta\theta$ の符号を付けたものを位置誤差補正項 $\Delta\omega$ とする。

$$\Delta\omega = \text{sign}(\Delta\theta)\omega_k \quad (13)$$

こうすれば、位置誤差 $\Delta\theta$ の符号が得られればいだけなので、(11)式や(12)式の除算をする必要がなく、演算処理の高速化が図れる。

3.2 特性例

センサレスベクトル制御の特性を確認するために、7.5[kW]、200[V]、1800[r/m]、6極の定格のPMモータを用いた試験結果を以下に示す。

図8と図9は、モータ単体の状態において、それぞれ速度指令を ± 15 [r/m]又は ± 1800 [r/m]に切り替えて運転したときの実速度と電流の波形である。慣性モーメントが小さいため安定な制御が困難にも拘わらず、図8においては低速で速度リップルの少ない安定な運転が行われている。また、図9では脱調することなく高速な速度制御が実現されていることが分かる。

図10は、トルク計を介して7.5[kW]の誘導電動機の負荷機を付けた状態で、速度指令を600[r/m]から900[r/m]に急変後100[%]の負荷トルクを入り切りし、その後600[r/m]に戻した特性である。負荷急変時に過渡的に多少の速度変動はあるものの速やかに速度指令通りの速度に戻っており、負荷に拘わらず高精度な速度制御ができていることが分かる。位置誤差 $\Delta\theta$ は、PMモータに計測用として付けた位置センサからの出力 θ と推定位置 θ_{est} との差を表しており、速度急変時や負荷急変時に多少の位置誤差を生じているが、定常状態ではほとんど0となっている。

図11は、速度指令0[r/m]での負荷急変特性を示す。100[%]負荷を入り切りさせているが、負荷急変後約100[msec]程度で速やかに速度指令通りの速度に戻っている。

図12は、約100[%]負荷をかけた状態で、速度指令を300 $\rightarrow$ -300 $\rightarrow$ 300[r/m]とゆっくりと変化させた場合の実トルク、実速度、電流の波形を示す。ゆっくりとした0周波数通過時も速度には大きな振動はなく、安定な運転が行われている。なお、低速では γ 軸の電流に高周波の三角波が重畳されているのでその分電流の振幅が大きくなっている。

図13は、トルクの周波数応答を表している。PMモータを拘束した状態で、トルク指令として50[%]のオフセットに振幅7.5[%]の正弦波を重畳したものを与え、演算トルクの応答を計測したものである。ゲインが3[dB]低下時で4.93[krad/s]（位相45[度]遅れで942[rad/s]）の高速な応答が得られている。

図14は、トルク指令一定で負荷機より速度を変化させて採取したトルク制御特性である。 ± 150 [%]トルク指令を含めて3[%]以内の高精度なトルク制御が達成されている。

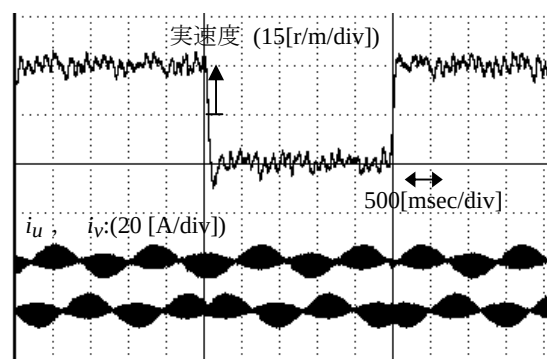


図8 低速運転特性（速度指令 ± 15 [r/m]）
Fig.8 Characteristics of low speed

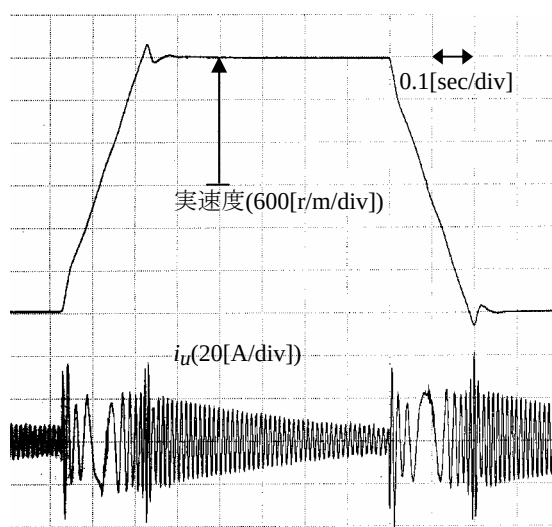


図9 急加減速特性（速度指令 ± 1800 [r/m]）
Fig.9 Characteristics of quick acceleration/deceleration

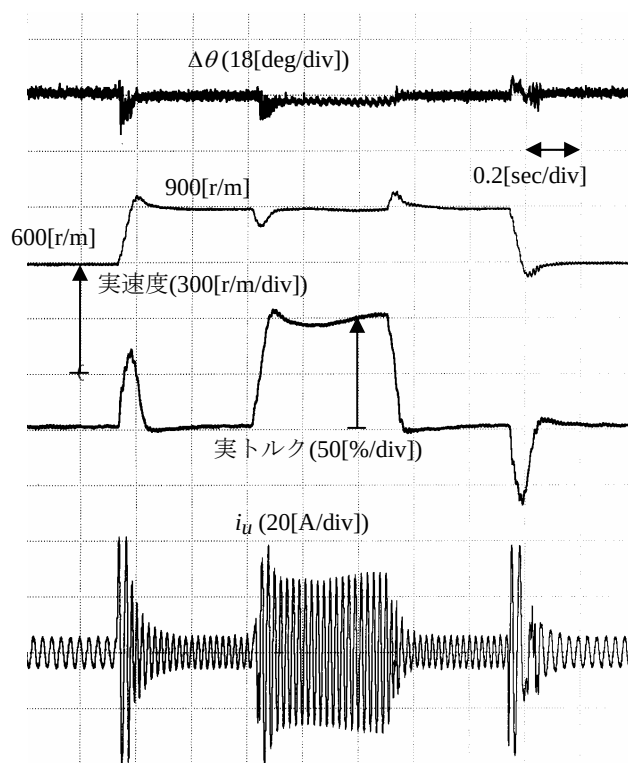


図10 速度急変と負荷急変
Fig.10 Time response of speed

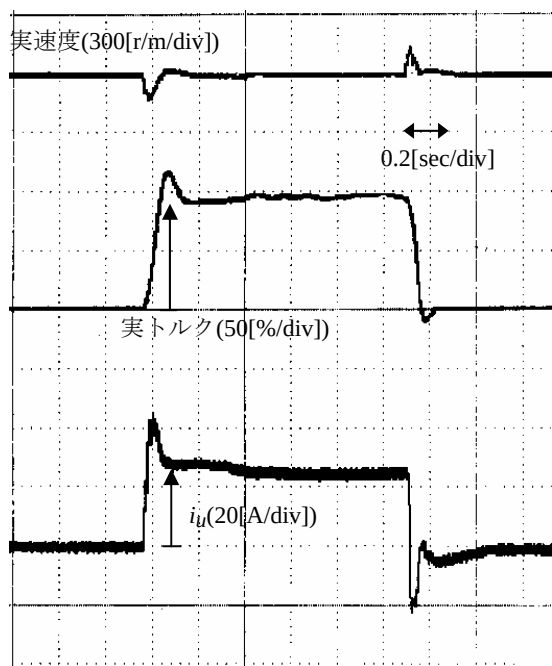


図 1 1 負荷急変 (速度指令0[r/m])

Fig.11 Time response of speed
(speed command=0[r/m])

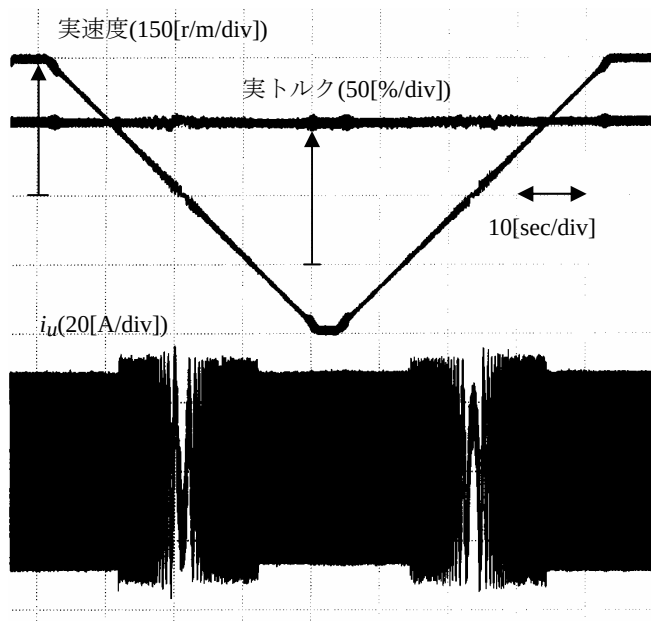


図 1 2 零周波数通過特性 (100[%]負荷)

Fig.12 Characteristics of zero frequency pass

4. センサレスでの始動

位置センサレスでは、上述したように電流や電圧から磁極位置を推定しているため、電流が流れていない運転開始以前に位置を得ることは不可能である。しかしながら位置誤差が大きい状態で始動すると、十分な始動トルクが得られないだけでなく逆転する恐れもある。また回転している状態からの始動では急加減速する恐れがある。

そこで、始動開始直後に図 1 5 に示される始動運転を行い、位置 θ_0 と速度 ω の初期値を得てから通常運転へ移行させる。まず、インバータで0電圧を PM モータに印加する。その後、

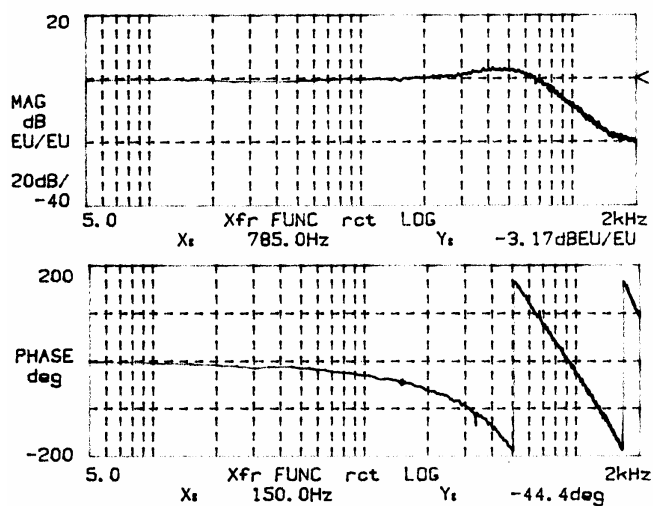


図 1 3 トルクの周波数応答

Fig.13 Frequency response of torque

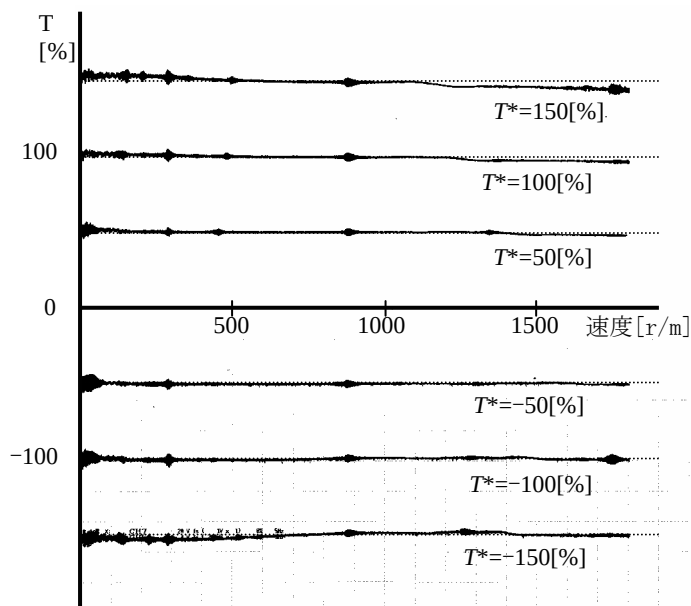


図 1 4 トルク制御特性

Fig.14 Torque control characteristics

所定の時間(数[msec])までに電流が流れるかどうかでモータが回転しているかどうかを判断する。モータが回転していると永久磁石による逆起電力が発生し電流が流れ始めるので、回転していると判断が出来る。

停止と判断された場合は、モータの突極性や磁気飽和特性を利用した0速始動モードに移行し、回転していると判断された場合は、電圧積分で演算された永久磁石磁束ベクトルを利用した微小電流モードに移行する。それぞれの詳細を以下に示す。

4.1 0速始動モードからの始動

停止からの始動では0速始動モードを行う。それは、dq軸判定、位置収束及び磁極判定で構成され、それらが順に実行される。

dq軸判定では、 γ 軸にパルス電圧を印加し、流れた i_γ の大きさが所定値より小さい場合は γ 軸が q 軸に近いと判断して

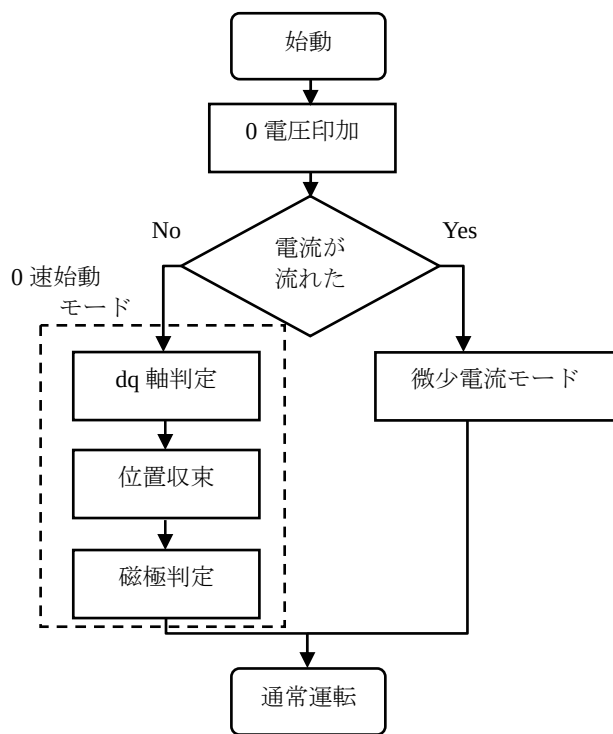


図 15 始動運転
Fig.15 Start sequence

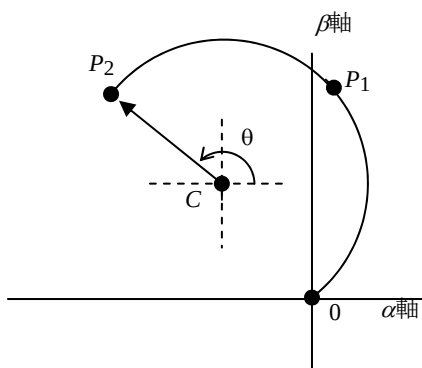


図 16 永久磁石磁束ベクトルの軌跡
Fig.16 Locus of flux at zero current mode

位置 θ を90[度]分修正する。これは、 $L_q > L_d$ の特性により γ 軸が q 軸に近い場合はインダクタンスが大きくなり電流の増加が少なくなることを利用している。

位置収束は、(11)式の位置誤差演算の低速モードと同様にして、 $\Delta\theta$ を0にするべく位置 $\theta_{\gamma\delta}$ を実際位置 θ に近づけるものである。しかし、dq 軸判定直後に $|\Delta\theta| > 90[\text{度}]$ ならば $\Delta\theta = 180[\text{度}]$ に収束することになる。

磁極判定は、 γ 軸の正と負にパルス電圧を印加し、正に印加した時のインダクタンス L_p と負に印加した時のインダクタンス L_n を i_γ の増加の傾きより求め、 $L_p > L_n$ ならば位置収束で $\Delta\theta = 180[\text{度}]$ となっていると判断し、その場合は180[度]分修正して $\Delta\theta = 0[\text{度}]$ とする。これは、 $\Delta\theta = 180[\text{度}]$ ならば永久磁石磁束を基準に正のパルス電圧印加時は減磁で磁気飽和が少なくなり、負のパルス印加時は増磁で磁気飽和が顕著になることを利用している。

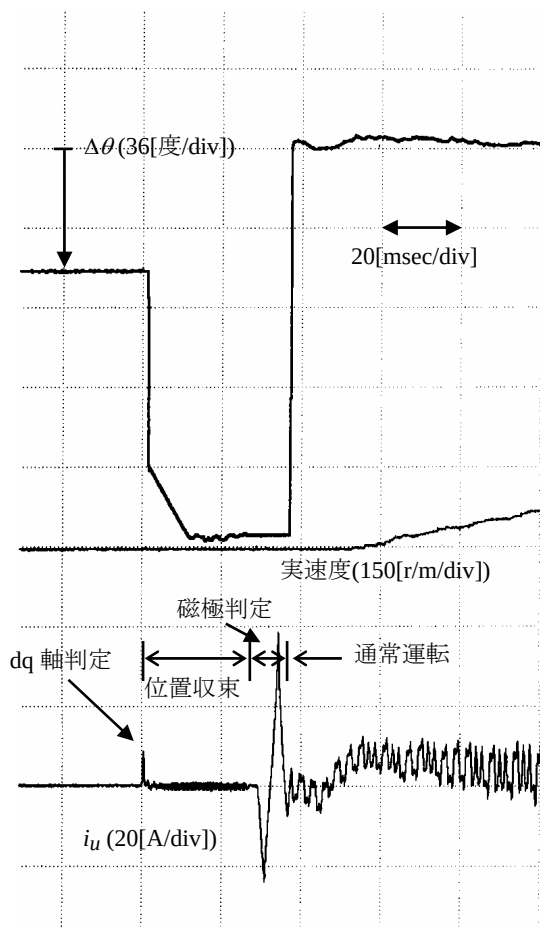


図 17 停止からの始動
Fig.17 Start from halt condition

4.2 微小電流モードからの始動

回転中からの始動では上記0速始動モードは利用できないため微小電流モードを行う。それは、電流制御によりPMモータの電流を微小な直流電流に制御した状態で、初期値0で電圧ベクトル $\mathbf{v}_{\alpha\beta}$ を時間積分して永久磁石磁束ベクトルを演算する。図16は、その永久磁石磁束ベクトルの軌跡の一例である。原点から中間時点の P_1 を通り最終時点 P_2 までの軌跡で、この円弧の中心角が180[度]を超えた時点か、数10[msec]経過した時点で微小電流モードは止めることになる。微小電流モードの最後で原点と P_1 と P_2 の3点を通る円弧の中心 C を求め、そこから P_2 点へ向かうベクトルの位相を求めて位置 θ とする。また、速度は円弧の中心角を原点から P_2 までの時間で除することで求められる。

図17は、停止からの始動時の位置誤差 $\Delta\theta$ と速度と電流の波形である。波形では判断できないが、dq 軸判定の前に0電圧印加期間が数[msec]存在し、その期間に電流が増加していないので停止と判断して、0速始動モードを実行している。最初 $\Delta\theta$ 約-54[度]の状態 で dq 軸判定をすることで $|\Delta\theta| > 45[\text{度}]$ のため90[度]修正され $\Delta\theta$ 約-144[度]となり、位置収束で $\Delta\theta$ 約-180[度]に収束し、磁極判定で180[度]修正されて $\Delta\theta$ 約0[度]となって通常運転へ移行している。その始動運転の期間は約35[msec]となっている。

図18は、約300[r/m]で回転しているときからの始動である。微少電流モード直前の0電圧印加で電流が少し増加したことから微少電流モードに移行し、約40[msec]後に位置誤差が約0[度]になって通常運転へ移行している。図より、実速度が急加減することなく滑らかな始動ができていることが分かる。

5. 自動計測

上述したように、ベクトル制御ではPMモータのパラメータを用いて制御を行っており、実際値に対する制御に用いるパラメータの誤差がトルク制御精度や応答に大きく影響する。それはセンサレスベクトル制御では特に大きく、過渡時に脱調を引き起こす原因ともなる。そのパラメータは、容易に測定できるものではなく、モータ設計値を使う場合が多いようであるが、その誤差は特に磁気飽和時に大きい。そこで、誘導モータ駆動インバータでは一般的となってきたパラメータの自動計測機能をPMモータ用に開発している。これは、インバータとPMモータとを接続した状態で、PMモータの容量や電圧などの定格値をインバータに設定し、インバータを自動計測モードに切り替えた後に始動ボタンを押すことで、インバータからパターン化された電圧をPMモータに印加する事ができ、それによってPMモータの各種パラメータを自動的に計測しインバータに記憶させる機能である。

表1は、自動計測機能の主な試験項目を表しており、それらは表1の順に自動的に実行される。

磁極判定試験は、4章で示した磁極判定で用いるパルス電圧の波高値とパルス幅を求め、磁極判定と同じパルス電圧を複数回印加することで磁気飽和の特性を利用した磁極判定が可能かどうか調べている。

d軸パルス試験は、図19のように矩形波の電圧 $v_d(\gamma)$ 軸に印加する。すると、それを時間積分した三角波状の磁束 ψ_d が得られ、その時流れた $d(\gamma)$ 軸電流 i_d を横軸にしてその ψ_d を描くと図20のようなヒステリシス曲線が得られる。そして、ヒステリシス曲線の中心線(図20の波線)を求める。 L_d は、原点での中心線の傾きから求められ、例えば $i_d=i_{dn}$ でのインダクタンス L_{dn} は、その電流での中心線の位置と原点との傾きから求められる。以上より各 i_{dn} での L_{dn} が得られ、 L_d との比率で各 i_{dn} でのインダクタンス変動率が得られる。 L_d 、 L_q のそれぞれに置いて、対応する軸の電流がモータの定格に対して30[%]、60[%]、90[%]、120[%]時のインダクタンスの変動率が計測される。

q軸パルス試験は、図19のような矩形波の電圧を $q(\delta)$ 軸に印加するだけで、後はd軸パルス試験と同様である。

回転試験は、所定の大きさの交流電流を流し、その周波数を徐々に上げてモータを定格の80[%]程度まで回転させた後に、電流を微少な値にする。すると4章に示されたような微少電流モードと同じように、永久磁石磁束ベクトルの軌跡を描くことができ、その円の半径から永久磁石の磁束 ϕ を得る

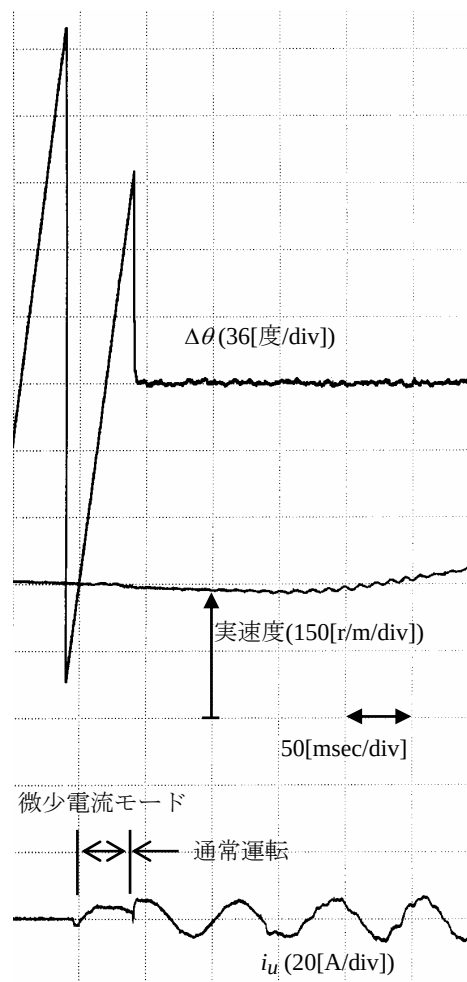


図18 300[r/m]からの始動
Fig.18 Start from state of rotation

表1 自動計測機能の試験
Table 1 Auto measuring function

試験	内容	計測パラメータ
直流試験	直流電流を6つの位相に流す。	R , 各スイッチング素子のデッドタイム
磁極判定試験	位置 θ を推定した後 γ 軸にパルス電圧を複数回印加する。	磁極判定時の電圧とパルス幅
d軸パルス試験	位置 θ を推定した後 γ (d)軸にパルス電圧を印加する。	L_d とその変動率
q軸パルス試験	位置 θ を推定した後 δ (q)軸にパルス電圧を印加する。	L_q とその変動率
回転試験	交流電流の周波数を徐々に増加して加速し、その後電流を微少な値にする。	ϕ

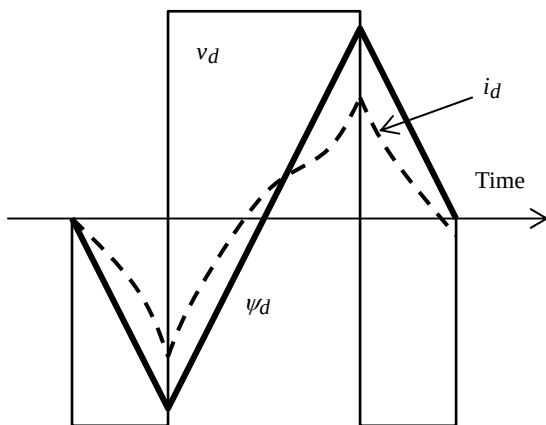


図 19 d 軸パルス試験時波形
Fig.19 Pulse test of d-axis

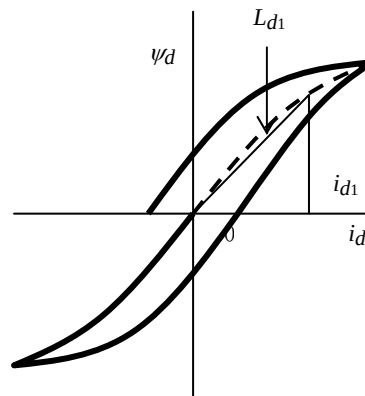


図 20 ψ_d-i_d 特性
Fig.20 ψ_d-i_d curve

ことができる。

図 21 は、自動計測時の速度と電流の波形である。直流試験、磁極判定試験、d 軸パルス試験、q 軸パルス試験、回転試験の順に試験を行っており、全部で140[sec]程度で終了している。

6. 脱調検知

永久磁石同期モータは、図 4 に示されるように検出又は推定演算された位置情報に基づいて駆動される。したがって、位置センサ付きの場合は、位置センサが故障したり、位置センサ出力と回転子位置との関係がずれたりすると、制御不能となり、最悪の場合は暴走の危険性がある。またセンサレスの場合は、急加減速運転などで位置推定に遅れが生じ、異常運転状態に陥る可能性がある。よって、大きな位置ずれが生じて脱調状態となったことをいち早く検知して、故障停止や再始動する必要がある。そこで、脱調検知の方法としての 2 つの例を以下に示す。

6.1 トルク誤差による方法

トルク指令若しくは演算トルクと、電圧・電流から演算したトルクとの差が所定値を越えた時点で脱調検知とする。電圧・電流から演算したトルクとは例えば、

$$\tau = \frac{v_a i_a + v_\beta i_\beta - R(i_a^2 + i_\beta^2)}{\omega} \dots \dots \dots (14)$$

のように入力電力から銅損を引いたものを速度で除してもよい。位置情報を用いないで得られる(14)式のトルクと、位置情報に依存するトルク指令や(2)式のトルクに大きな違いが発生すると、それは位置情報が間違っていることが原因として、脱調検知とするわけである。

6.2 磁束位相差による方法

位置情報と電圧・電流から得られる磁束位相との位相差が所定値を越えた時点で脱調検知とする手法もある。例えば位相差が90°を越えた時点で脱調とするならば、(7)式で

得られた永久磁石鎖交磁束ベクトルと位置情報 θ の位相である単位ベクトルとの内積である

$$F = \phi_a \cos \theta + \phi_\beta \sin \theta \dots \dots \dots (15)$$

を求め $F < 0$ となった時点で脱調検知とすればよい。

7. むすび

永久磁石同期モータの制御技術の中から、高速・高精度なトルク制御が可能なベクトル制御技術と、位置・速度センサの故障や断線やノイズ混入などの諸問題を解決する位置・速度センサレスベクトル制御技術と始動技術と、ベクトル制御に欠かせないモータ定数を計測設定する自動計測技術、及び位置センサ異常を検知し保護する脱調検知技術を紹介した。

ベクトル制御においては、MT 軸たすき掛け電流制御を適用することで、電圧飽和時には自動的にトルク優先制御が可

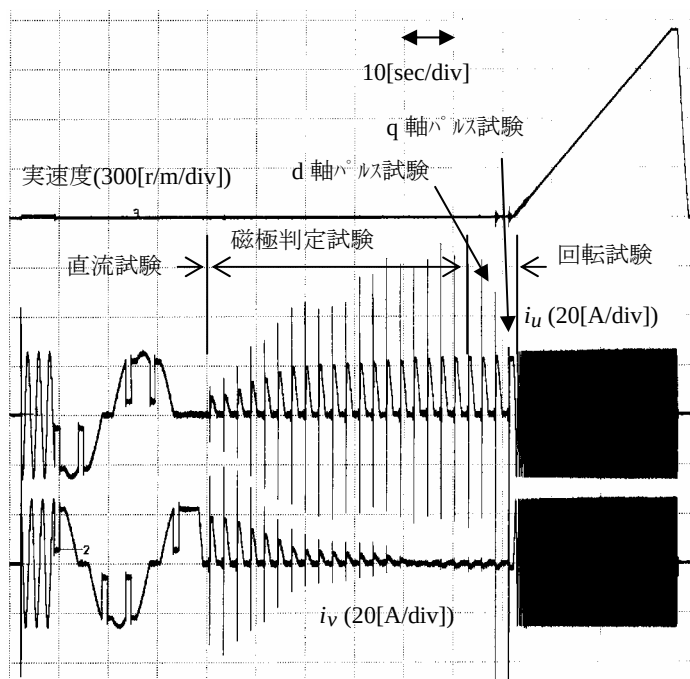


図 21 自動計測
Fig.21 Auto measuring function

能となり、安定な運転が維持できることを示した。

また位置・速度センサの代わりに電圧・電流の情報から位置・速度を推定する位置・速度推定器を適用することで、位置速度センサレスにもかかわらず、高速で高精度なトルクや速度の制御が可能となることを示した。そして位置速度センサレスで、停止や回転中からの滑らかな始動も実現できている。

ベクトル制御に欠かせないモータパラメータを自動的に計測設定する自動計測機能により、人手による調整レスでベクトル制御が実現できるようになった。

そして、位置センサの故障診断技術である脱調検知技術により、いち早く故障を検知することができ、暴走などの危険な運転を食い止めることができるようになった。

参考文献

- (1) 竹下・市川・李・松井「速度起電力推定に基づくセンサレス突極形ブラシレス DC モータ制御」電気学会論文誌 D, Vol. 117, 1, pp. 98-104, 1997
- (2) 市川・陳・富田・道木・大熊「拡張誘起電圧モデルに基づく突極型永久磁石同期モータのセンサレス制御」電気学会論文誌 D, Vol. 122, 12, pp. 1088-1094, 2002
- (3) 萩原・大森・小林：「インバータ駆動 PM モータ制御用電気定数の自動計測」電気学会全国大会4-139, 平12
- (4) 萩原・北条・大森・小林：「PM モータのセンサレス制御」半導体電力変換研究会, SPC-00-66, IEA-00-41, 2000
- (5) 萩原：「センサレス IPM モータ制御技術」モータ技術シンポジウム, K2-2-1~K2-2-9, 2002
- (6) 北条・萩原・大森・今柳田：「埋込形永久磁石電動機の運転特性」半導体電力変換研究会 SPC-00-39, 2000
- (7) 萩原・大森・小林：「IPM モータのモータ定数同定方法」H12電気学会産業応用部門全国大会 pp. 175-178
- (8) 大森・萩原・小林：「IPM モータの速度・位置推定法」H12電気関係学会四国支部連合大会, 5-5
- (9) 萩原・大森・小林：「センサレス IPM モータの制御特性」H12電気関係学会四国支部連合大会, 5-6
- (10) 萩原・大森・桐谷・小林：「センサレス IPM モータ制御の簡易化」H13電気学会産業応用部門全国大会 pp. III-1269-1272
- (11) 大森・萩原・小林：「補正テーブルを用いた IPM の高精度トルク制御」H13電気関係学会四国支部連合大会, 5-4

執筆者略歴



大森 洋一

1987年入社。技術研究所でモータ制御に関する研究に従事。現在横浜製作所産業開発グループ及び IWV 開発室でインバータの開発・設計に従事。電気学会会員。



萩原 茂教

1996年入社。技術研究所で永久磁石同期モータ制御に関する研究に従事。現在横浜製作所産業開発グループ及び IWV 開発室でインバータの開発・設計に従事。電気学会会員。