

IPM モータのインダクタンス特性

IPM モータの直軸インダクタンス  $L_d$  及び横軸インダクタンス  $L_q$  は磁気飽和の影響を受けるため、電機子電流の大きさによりその値が変化する。

これらのインダクタンス値は飽和の程度により変化すると同時にトルクの精度に直接影響するので、トルク精度向上のためには正確なインダクタンスの挙動を把握することが重要となってくる。

当社の ED モータは運転中にインダクタンスを同定し、トルク精度の向上を図っているが、モータ設計時においては磁界解析を用いて予めインダクタンス変化を検討し、制御上不都合がないか検討している。

図は 7.5kW, 380V, 1800r/min のインダクタンスを磁界解析を用いて算定した例である。実線の  $L_q$  は鉄心の飽和の影響を受けやすく電流の増大とともに減少していることがわかる。これに反し破線で示した  $L_d$  は比較的飽和の影響を受けにくく電流の増大によるインダクタンスの減少は少なくなっている。

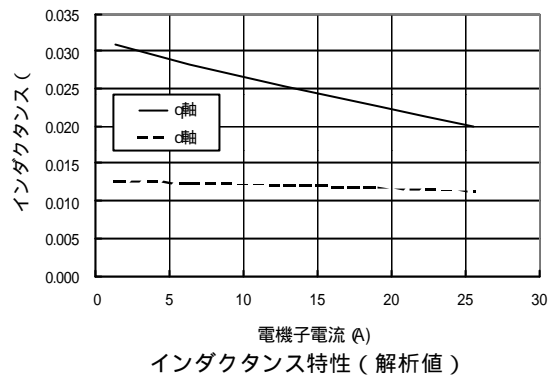
IPM モータは、永久磁石の起磁力中心を  $d$  軸としているので、 $d$  軸の磁気回路にはギャップ以外に比透磁率が 1.0 に近い永久磁石が存在している。このため、 $d$  軸の磁気回路透

磁率が下がり、インダクタンスが下がり、かつ磁気抵抗が大きいため電流による飽和の影響が少なくなるのである。

$q$  軸の磁気回路はギャップのみであるので、その比透磁率は  $d$  軸より大きく、したがってインダクタンス値も大きくなるのである。また、磁気抵抗が小さいため電流に対して飽和の影響が出やすく、図のような特性になる。

インダクタンスの実測は電流位相角  $\hat{a}$  をインバータにて指令できるようにすれば簡単に行うことができる。

電機子電流と  $\hat{a}$  を指令し（トルク制御運転となる）、負荷側より所定の周波数になる回転数で永久磁石モータを運転する。この時、電圧、電力、電流、力率を計測し、インダクタンスを求めることができる。



バックラッシを含むねじれ軸系の速度安定化制御

図1のように電動機と負荷機が歯車と軸で結合されると、機械共振系となりギアバックラッシ振動と軸ねじれ振動による機械破損の恐れがある。多慣性ねじれ軸系の速度制御には、従来は近似モデルとした2慣性系モデルを用いて速度制御器の設計を行う。しかし、このような制御器をバックラッシを含むねじれ軸系に適用すると、バックラッシ振動が抑制できず、制御系は不安定となる場合があった。

そこで、バックラッシねじれ軸系の速度制御に、当社方式の等価外乱オブザーバ応用によるMFC(当社商品名)に比例・微分ブロックを付加する。これに真鍋係数図法を適用し、またブロック線図の等価変換から導出した安定十分条件を満たすように制御器パラメータを設計し、機械共振のない速度安定化制御を提案する。

従来のPID制御と提案制御との比較として、図2に指令変化と負荷変化の時間応答シミュレーション結果を示す。2慣性系モデルにより設計したPID制御をバックラッシねじれ軸系（バックラッシ幅  $d=1^\circ$ ）に適用すると、モータ速度  $w_m$  とギア速度  $w_g$  に激しいバックラッシ振動が発生し、安定な制御ができない。しかし、提案する速度安定化制御を適用すると、制御系は安定十分条件を満たすので、ギアバックラッシ振動と軸ねじれ振動のない、しかも指令追従特性と外乱抑制特性の良い速度制御ができることが分かる。

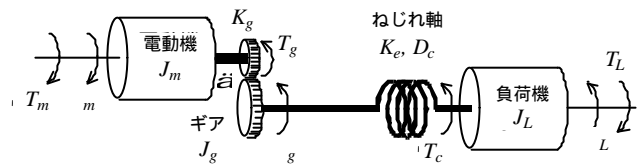
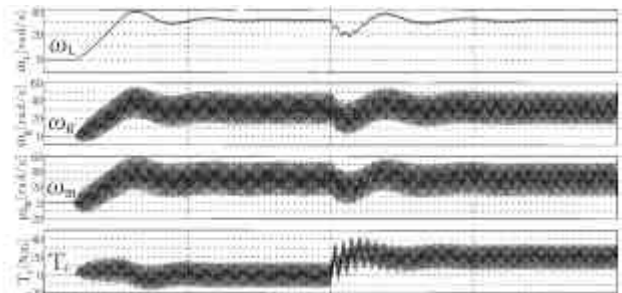


図1 バックラッシねじれ軸系モデル

(1) PID 制御



(2) 提案制御

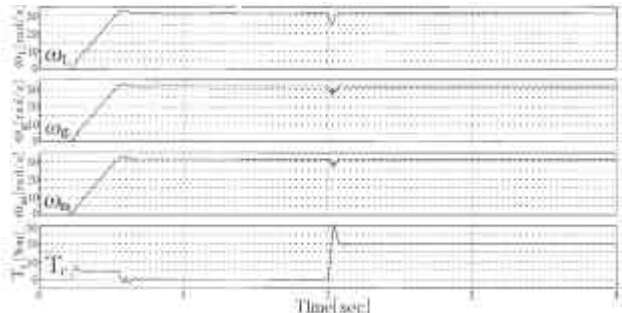


図2 時間応答シミュレーション結果

誘導電動機のセンサレスベクトル制御による  
零 Hz 通過特性

センサレスベクトル制御によるモータドライブ技術は、速度センサを用いないことから、信頼性の向上、メンテナンスフリー化の利点があり、さらなる適用範囲拡大が求められている。要求性能としては、速度制御範囲の広域化があり、そのためには零 Hz 通過の課題を解決する必要がある。

零 Hz 通過を困難にする要因は、低周波数で速度推定に大きく影響する一次抵抗  $R_1$  が温度で変動することや、電圧情報が低周波数ほど小さな値になるので、低周波数ほど、より高精度に推定する必要がある。本報告では、 $R_1$  同定方法他について報告する。

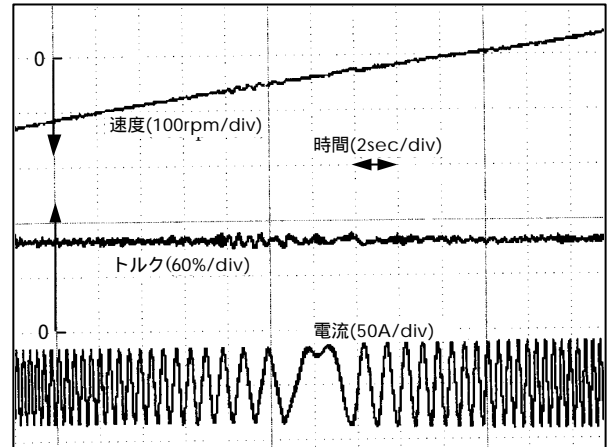
(1)式において、誤差値  $e$  は、電流モデル二次磁束ベクトル  $y_{2i}$  と電圧モデル二次磁束ベクトル  $y_{2v}$  との差ベクトルと、電流ベクトル  $i_1$  との外積演算によって求める。

$$e = i_1 \otimes (y_{2i} - y_{2v}) \quad (1)$$

そして、その誤差値  $e$  が 0 となるように  $R_1$  を修正する。

この  $R_1$  同定方法は、 $R_1$  の誤差を補正するだけでなく、 $R_1$  と等価な電流と同じ方向の成分の電圧検出誤差も補正することができるので、スイッチング素子の順方向電圧降下の補正を正確にする必要がなくなる。

図は、この同定技術に加えて、モータ始動時毎の  $R_1$  推定やパワー素子個々のデッドタイム推定技術他を追加した結果得られた零 Hz 通過のデータであり、7.5kW の汎用モータで、常時 100% 負荷トルク状態、加速度 6rpm/sec で -200rpm ~ +200rpm 間を運転したものである。ゆっくりと滑らかに零 Hz を通過することができている。



100%負荷状態での零 Hz 通過特性

永久磁石電動機のセンサレスベクトル制御による  
フリー始動特性

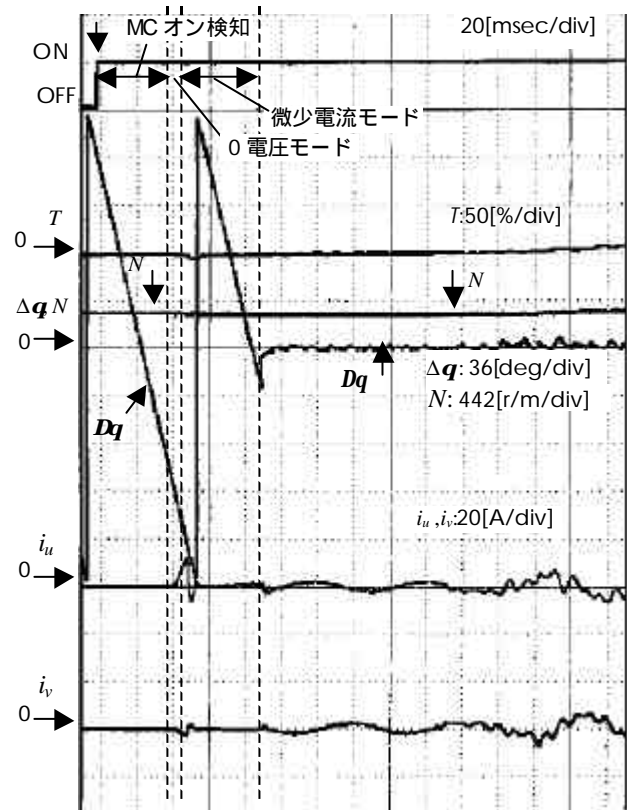
永久磁石電動機を制御するには磁極位置や速度情報が必要になるが、センサレスの場合これらの情報を推定しなければならない。本研究では、どのような回転状態でも滑らかな始動を可能とするために、停止位置推定モードと微小電流モードによって磁極位置と速度を推定している。

まず MC オン直後は、0 電圧モードを実行し、その電流の大きさで停止か回転かを判断する。

停止時は、モータの突極性を利用した磁束軸推定と、磁気飽和特性を利用した磁極磁性判定とから成る停止位置推定モードにより、磁極位置を推定する。

回転時は、上記停止位置推定モードは利用できないため、微小な電流を流した状態で検出された電圧を積分して求めた磁束の動きから速度・位置を推定する微小電流モードを使用する。以上の処理を終了した後、運転に移行する。

図は始動特性の一例として 330[r/m]で回転している状態からのフリー始動特性を示す。インバータとモータ間の接触器(MC)がオンしているのを検知した後、0 電圧モードで回転しているかどうかを判定し、微小電流モードで磁極位置を推定することで位置誤差  $\Delta q$  がほぼ 0 になっており安定な始動が行われている。



フリー始動特性 (330[r/m])

永久磁石電動機のセンサレスベクトル制御による  
零速度制御

一般に速度や位置センサレスの交流電動機を零速度に制御することは困難である。本研究の速度推定は、永久磁石が一次巻線に鎖交する永久磁石磁束ベクトルを演算し、その回転速度より速度を演算するため高速の速度応答が得られる。

また位置推定には、低速用と高速用の2つの位置誤差演算を導入することで、零速度を含む低速から高速度まで、負荷急変に対してロバストな運転が可能となる。

まず、永久磁石磁束ベクトル  $\theta_{2,ab}$  を次式で演算する。

$$Y_{2,ab} = \int [v_{ab} - Ri_{ab} - p\{L_d i_g + jL_q i_d\} e^{jq}] + K(\mathbf{f}e^{jq} - Y_{2,ab})] dt \quad (1)$$

ここで、 $v_{ab}$ ,  $i_{ab}$  は一次電圧・電流ベクトル、 $R$  は電機子抵抗、 $L_d, L_q$  は  $d, q$  軸インダクタンス、 $i_g, i_d$  は  $g, d$  軸電流、 $f$  は永久磁石の磁束である。

モータの速度  $\omega$  は  $\theta_{2,ab}$  の位相を微分して求め、磁極位置は  $\omega$  を積分することにより求める。しかし過渡状態では定数誤差や演算遅れで速度演算に誤差を生じて位置誤差が増加するので、それを補正するために位置誤差演算が必要になる。

低速時の位置誤差  $\Delta q_L$  と高速時の位置誤差  $\Delta q_H$  は、次式

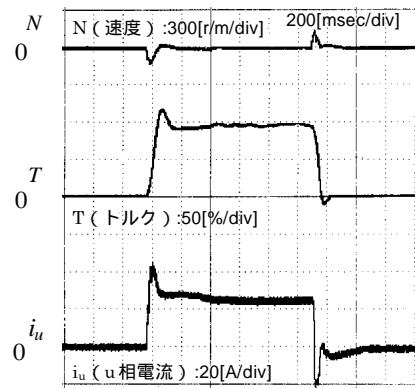
で求められる。

$$Dq_L = -\frac{v_d - \omega(L_d i_g + f) - (R + pL_q)i_d}{(L_q - L_d)(pi_g + \omega i_d)} \quad (2)$$

$$Dq_H = \frac{v_g - (R + pL_d)i_g - \omega L_q i_d}{(L_q - L_d)(\omega i_g - pi_d) + \omega f} \quad (3)$$

なお低速時には、(2)式の計算を可能とするために  $i_g$  に高周波を重畳している。

図は、速度指令  $N^*=0$ [r/m]での負荷急変特性を示す。100[%]負荷を投入/遮断させているが、負荷急変後約100[msec]程度で速やかに速度指令  $N^*$ 通りの速度に戻っている。



負荷急変特性

自己融着エナメル電線の検討

自己融着エナメル線は、従来のエナメル線の表面に加熱により融着する自己接着層を設けたエナメル線である。自己融着エナメル線使用のメリットは、絶縁に溶剤型ワニスが処理されている電動機に適用することで、ワニス処理が不要となり、作業性の向上が期待できること、ワニスの廃棄や大気への溶剤の排出がなくなることによる環境性の向上や、加熱時間が大幅に短縮できることによる省エネルギー効果などである。

特定用途向け小型電動機を対象にして、自己融着エナメル線を適用した絶縁システムと、従来の溶剤型ワニスを処理し

た絶縁システムを、次の3ステップで耐熱寿命を比較評価した結果を図に示す。

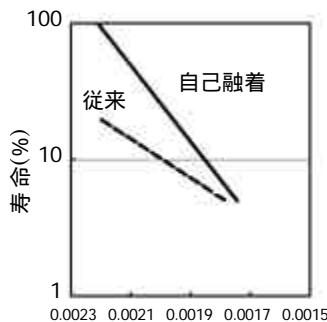
第1ステップ：自己融着エナメル線のみと、ワニス処理エナメル線のテストピースを用いたスクリーニング試験(図1)

第2ステップ：モートル試験(加熱・振動・吸湿による加速寿命試験)(図2)

第3ステップ：実機評価試験(図3)

すべてのステップにおいて、自己融着エナメル線を適用した絶縁システムは、従来の絶縁システムより優れた寿命評価結果を得ることができた。

今後は、スロット絶縁や口出し部の補強などを更に改良し、汎用機への適用を検討する。



絶対温度の逆数 [1/K]  
図1 ステップ1  
スクリーニング試験  
(アレニウスプロット)

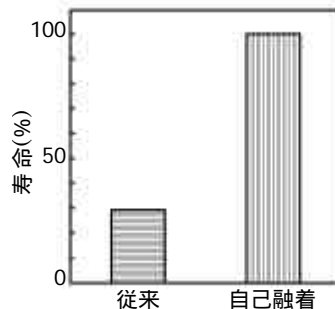


図2 ステップ2  
モートル試験

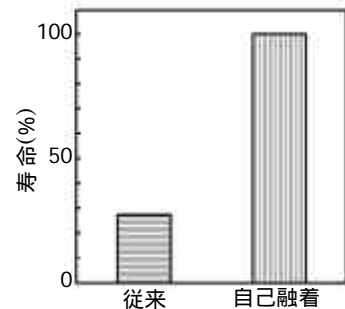


図3 ステップ3  
実機評価試験