

突極性に基づく位置センサレス駆動埋込磁石同期モータの設計

Design of Saliency-Based Sensorless Drive Interior PM Synchronous Motor

This paper presents the electromagnetic design of saliency-based sensorless drive IPM motor for the general industrial application. The magnetic saturation and cross-coupling effects are considered in finite element (FE) analysis-based performance predictions to achieve accurate design. The reliability of the FE simulation is verified by experiment using a prototype. Then, it is examined that the influence of the IPM rotor geometry on the operating region under the sensorless drive. Consequently, the design guideline has been established to obtain a suitable rotor geometry which can maximize the torque capability under the sensorless drive. The 45Nm-5.5kW 6-pole-9slot IPM motor is optimally designed. The validity of the proposed design is experimentally verified using the prototype.

加納 善明 Yoshiaki Kano	小坂 卓 Takashi Kosaka	松井 信行 Nobuyuki Matsui
中西 俊人 Toshihito Nakanishi	大森 洋一 Yoichi Omori	赤池 勝利 Katsutoshi Akaike

1. まえがき

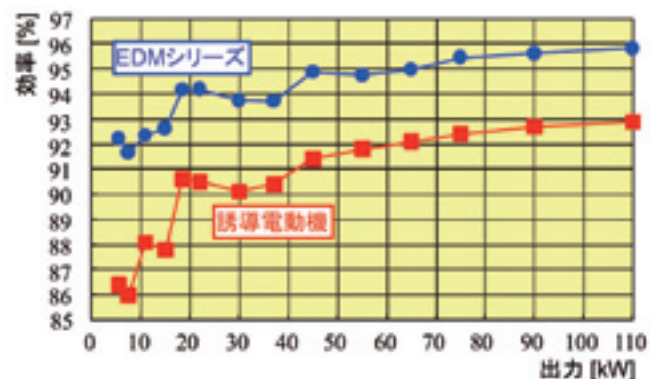
近年、地球環境保護の施策を受けて、様々な分野で省エネルギー化への要求が高まり、産業用モータの高効率化が改めて重要になってきている。この要求に対し、当社は図1に示すように誘導電動機を凌駕する高効率で、小形・軽量化を実現した分布巻埋込磁石同期モータ(以下、IPMSM)、EDMシリーズの開発を行い⁽¹⁾、現在、1.5kW～750kWを実用に供している。制御には、信頼性やシステムの簡素化の観点から、用途により位置・速度センサレスベクトル制御を用いている。

モータのより一層の小形・省材料化、高効率化の中で、集中巻の採用が見直されてきている。しかし、集中巻モータは、分布巻モータに比べ鉄心の磁気飽和が強く、負荷トルクの増加に対する突極比の低下が大きい。低速度領域でのセンサレス制御では、回転子の突極性を利用して位置推定するため、磁気飽和による突極比の低下が中～高トルク領域で運転限界を持つ要因となる^{(2)~(4)}。このため、位置センサレス運転可能な範囲での最大トルクを向上できる集中巻IPMSMの設計法の確立が望まれる^{(5), (6)}。現状では、磁石飛散防止用ブリッジやフラックスバリア層数等の違いが駆動限界に与える影響の報告⁽⁷⁾はあるが、設計法やセンサレス運転時における最大トルクの簡便な評価法は確立されていない。

本論文では、IPMSMに関してセンサレス運転可能な最大トルクの評価法並びに最大トルク向上のためのロータ構造設計法を確立し、45Nm-5.5kWの産業用可変速ドライブとしての集中巻IPMSMの実現可能性を検討している。更に、設計結果を基に製作された試作機の性能評価を通じて提案設計法の有効性を明らかにしている。

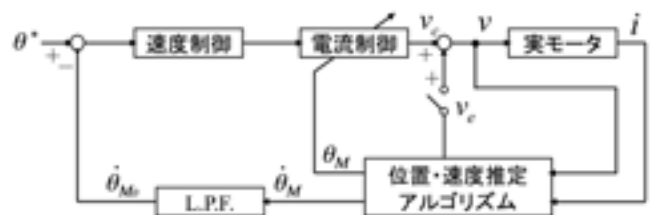
■ 図1 EDM モータと誘導電動機の効率比較

Fig.1 Efficiency comparison between Induction Motor and EDM motor.



■ 図2 センサレス駆動システムの構成

Fig.2 Configuration of sensorless control system.



2. 低速駆動時の位置検出法と磁気飽和の影響

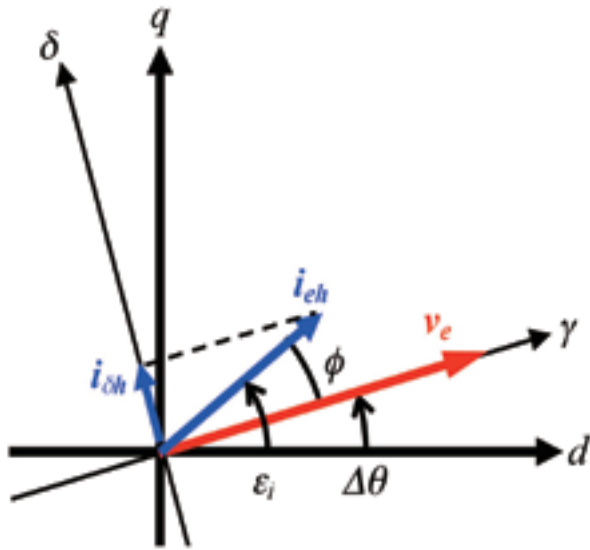
2.1 位置推定法の概要

図2はセンサレス駆動システムの概要である。中・高速駆動時の位置・速度推定は、印加電圧とモータ電流を用いた速度起電力推定に基づいて行っている。

低速度駆動時の正確な位置推定を行うために、速度起電力に基づく位置推定とは別に、一定周期毎に回転子磁極方向に交番電圧 v_c を制御電圧 v_c に加えて印加し、その時の v_c による

■ 図3 座標軸と磁極位置の関係

Fig.3 Relation between rotor position and coordination.



電流を観測することによって位置推定を行う。なお、駆動方式は、 q 軸にのみ主電流 i を通電する d 軸電流 $i_d=0$ 制御である。

2.2 低速時の位置推定原理

図3に示すように、 d - q 軸に対しコントローラ内に仮定した推定軸を γ - δ 軸として定義し、 γ 軸方向に高周波の交番電圧を印加する。ロータを停止した状態で、実際の d 軸を0度として γ 軸と d 軸の位相角 $\Delta\theta$ を変化させながら γ 軸上で重畳周波数におけるインダクタンスを検出すると、図4に示すようなインダクタンス軌跡が実験的に得られる。図4でインダクタンス偏差を持つのは、 d 軸磁路にエアギャップと同じ磁気抵抗の大きな磁石が存在するため、 d 軸の磁気抵抗が q 軸の磁気抵抗に対して小さくなるためである。このインダクタンス特性を利用して磁極位置を以下のように推定する。

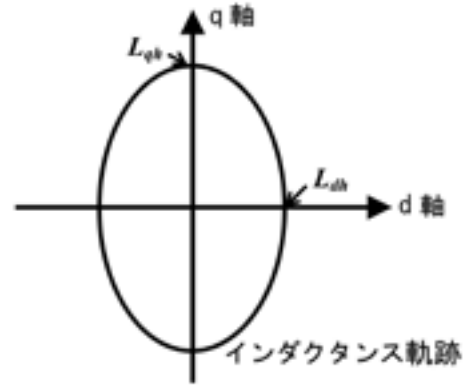
図3のように γ 軸方向に高周波の交番電圧を印加する。 γ 軸が本来の d 軸に対して位置誤差 $\Delta\theta$ を含む場合には、印加方向に直交する方向に干渉分の電流変化 $i_{\delta h}$ が生じ、 $\Delta\theta=0$ ならば、この電流は零となる。したがって、 $i_{\delta h}=0$ となるように制御系を構成すれば、 d - q 軸と推定 γ - δ 軸は一致し、ロータ位置を間接的に推定できる。

2.3 磁気飽和が位置推定に与える影響

モータが図4に示すインダクタンス特性を持てば、2.2節の手法により正確な位置検出が可能である。これに対し、本論文で設計対象とする集中巻IPMSMでは、中～高負荷域において電流ベクトル方向(q 軸)に磁気飽和を生じ、その影響で d - q 軸間に相互干渉が生じるため、 d 軸方向のインダクタンスが最小とならない。この場合のインダクタンス軌跡の一例が図5で、図示の X 方向でインダクタンスが最小となっている。したがって、2.2節の位置推定方式を適用すると、推定される位置は d 軸方向ではなく X 方向となり、位置誤差を持つ。

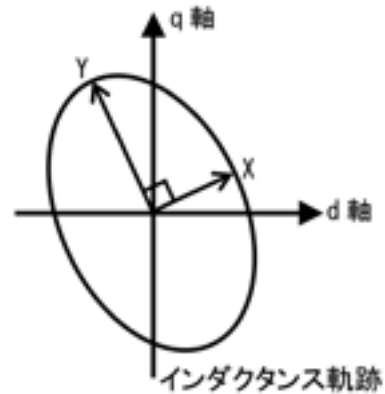
■ 図4 高周波インダクタンスの軌跡

Fig.4 High frequency inductance locus.



■ 図5 磁気飽和時における高周波インダクタンスの軌跡

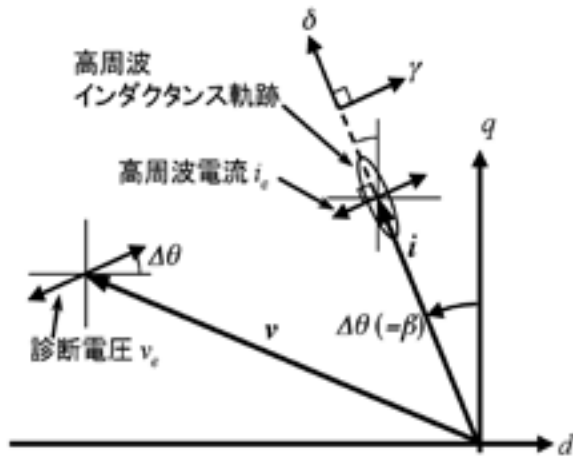
Fig.5 High frequency inductance locus under magnetic saturation.



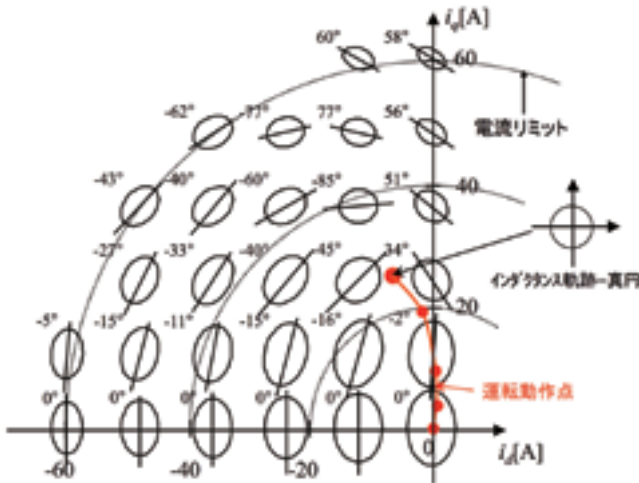
モータは $i_d=0$ 制御で駆動されるので、主電流ベクトル i とインダクタンスが最小となる X 方向が直交関係となる動作点で運転され、電圧・電流のベクトル関係は図6となる。

一例として設計対象と同一体格の試作モータ(表1)を対象に、インダクタンス軌跡をFEMで解析した結果を図7に示す。同図から、 q 軸電流の増加とともにインダクタンスが大幅に減少しており、磁気飽和の影響が強いことがわかる。また、 q 軸の高電流領域において、インダクタンスが最小となる方向が d 軸から大きくずれており(図中の数字は、 X 方向の d 軸からのずれ角)、 d - q 軸間の相互干渉の影響が強いことがわかる。図7のインダクタンス特性を持つため、試作モータをセンサレス駆動した場合、運動動作点の軌跡は図中赤線のようになる。すなわち、運動動作点は i_q 軸上からずれ、インダクタンス軌跡が真円となる動作点で運転限界に至る($i_d=0$ 制御で駆動されるので、磁気飽和がなければモータは常に i_q 軸上で運転される)。これは、インダクタンス軌跡が真円になると、 $\Delta\theta$ の値にかかわらず $i_{\delta h}$ は常に零となり、位置検出が不能となるためである。インダクタンス軌跡が真円となる条件は d - q 軸の相互干渉インダクタンス L_{dqh} と d - q 軸間のインダクタンス差 $L_{dif}(=L_{qh}-L_{dh})$ が共に零となる場合で、2.2節の制御則で運転されるモータは $(L_{dif}, L_{dqh})=(0, 0)$ と

■ 図6 センサレス運転時の電圧・電流の位相関係
 Fig.6 Phasor diagram with steady-state and high frequency components.



■ 図7 供試機の高周波インダクタンス軌跡
 Fig.7 Calculated high-frequency inductance locus of test motor in the (i_d, i_q) plane.



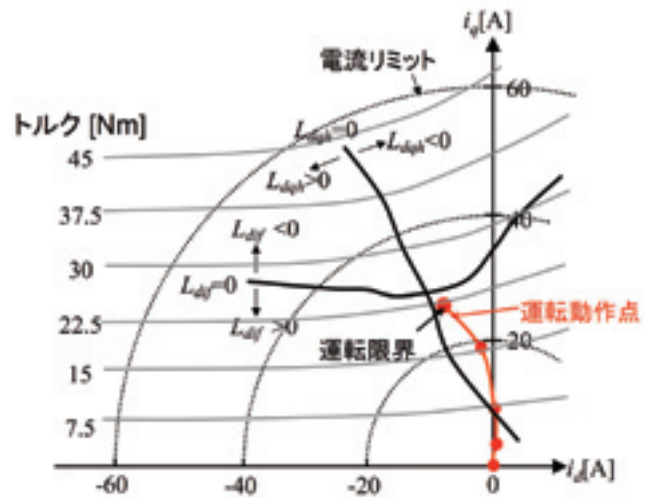
なる動作点に必ず到達する。これを実験で確かめるため、一例として20r/min時に実測されたセンサレス駆動時の運転動作点と $L_{dif} = 0$ 及び $L_{dqh} = 0$ の両曲線を図8に示す。

図8から、センサレス運転時の動作点は、解析値と同様に i_q 軸上からずれ、動作点 $(L_{dif}, L_{dqh}) = (0, 0)$ へ到達する軌跡を描いている。ただし、実験で正確に位置検出できるのは、突極比 L_{qh}/L_{dh} が約1.05までであるので、 $(L_{dif}, L_{dqh}) = (0, 0)$ の動作点より低電流側で運転限界に至っている。本試作モータは、最大電流34.5Armsの制約の中で45Nmを出力するように電磁設計されたものであるが、磁気飽和が位置検出に与える影響によって、出力トルクが20.8Nmまで低下している。この問題を解決し、位置センサレス運転可能な範囲での最大トルクを向上できる集中巻IPMSMの設計を行うのが本論文の主目的で、最大トルク評価法を3章に、ロータ構造設計法を4章に述べる。

■ 表1 供試機の諸元
 Table1 Test motor specifications

ステータ外径 [mm]	134	シャフト径 [mm]	46
ロータ外径 [mm]	74.2	コア積厚 [mm]	120
磁石長 [mm]	3.0	磁石幅 [mm]	30
磁石埋込深さ [mm]	4.8	ロータヨーク厚 [mm]	9.15
巻線抵抗 [Ω /相]	0.182	d軸インダクタンス [mH]	5.79
誘起電圧係数 [V/rad/s]	0.267	q軸インダクタンス [mH]	7.74
巻線方式	集中巻	極数/スロット数	6/9
コギングトルク [Nm]	0.28	突極比	1.33
最大トルク [Nm]	45.0	最大電流 [A_{rms}]	34.5

■ 図8 供試機のセンサレス運転動作点
 Fig.8 Measured operating point trajectory of test motor in the (i_d, i_q) plane.



3. 位置センサレス駆動IPMSMの最大トルク評価

2. 2節の制御則では、 $i_{dh} = 0$ すなわち図3に示す診断電圧 v_e と電流 i_e の空間的位相差 ϕ を零に収束させて位置検出を行う。したがって、センサレス駆動時の運転動作点は、 $\phi = 0$ の動作点 (i_d, i_q) を求めることで評価できる。そこでまず、 ϕ の導出を行う。

IPMSMの電圧方程式は、 d - q 軸間の相互干渉を考慮すれば、(1)式で記せる。

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + pL_{dh} & -\omega L_q + pL_{dqh} \\ \omega L_d + pL_{dqh} & R + pL_{qh} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega K_E \end{bmatrix} \dots\dots\dots(1)$$

- ここに v_d, v_q : 電機子電圧の d, q 軸成分
- i_d, i_q : 電機子電流の d, q 軸成分
- R : 巻線抵抗
- p : 微分演算子 d/dt
- K_E : 速度起電力係数
- ω : 電気角速度である。

センサレス制御では、電気角速度 ω に対して十分大きい角周波数 ω_h の診断電圧を印加するので $\omega = 0, R = 0$ と近似でき、(1)式を高周波電流について整理すると(2)式が得られる。

$$\begin{bmatrix} i_{dh} \\ i_{qh} \end{bmatrix} = \frac{1}{\omega_h} \frac{1}{L_{dh}L_{qh} - L_{dqh}^2} \begin{bmatrix} L_{dh} & -L_{qhd} \\ -L_{qdh} & L_{qh} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{dh} \\ v_{qh} \end{bmatrix} \dots\dots\dots(2)$$

ここに v_{dh}, v_{qh} : 高周波電圧の d, q 軸成分
 i_{dh}, i_{qh} : 高周波電流の d, q 軸成分
 いま、図3に示すように推定 γ 軸に $v_e = V_h \sin \omega_h t$ なる診断電圧を印加すると、対応する d, q 軸上の高周波電流 i_{dh}, i_{qh} は、

$$i_{dh} = \frac{V_h}{\omega_h (L_{dh}L_{qh} - L_{dqh}^2)} (L_{qh} \cos \Delta \theta - L_{dqh} \sin \Delta \theta)$$

$$i_{qh} = \frac{V_h}{\omega_h (L_{dh}L_{qh} - L_{dqh}^2)} (L_{dh} \sin \Delta \theta - L_{dqh} \cos \Delta \theta) \dots\dots\dots(3)$$

で与えられ、高周波電流 i の d 軸からのずれ角 ε_i は、

$$\varepsilon_i = \arctan \left(\frac{i_{qh}}{i_{dh}} \right)$$

$$= \arctan \left(\frac{-L_{dqh} + L_{dh} \tan \Delta \theta}{L_{qh} - L_{dqh} \tan \Delta \theta} \right) \dots\dots\dots(4)$$

となる。したがって、図3中の高周波電圧 v_e と電流 i_e の空間的位相差 ϕ は、

$$\phi = \arctan \left(\frac{-L_{dqh} + L_{dh} \tan \Delta \theta}{L_{qh} - L_{dqh} \tan \Delta \theta} \right) - \Delta \theta \dots\dots\dots(5)$$

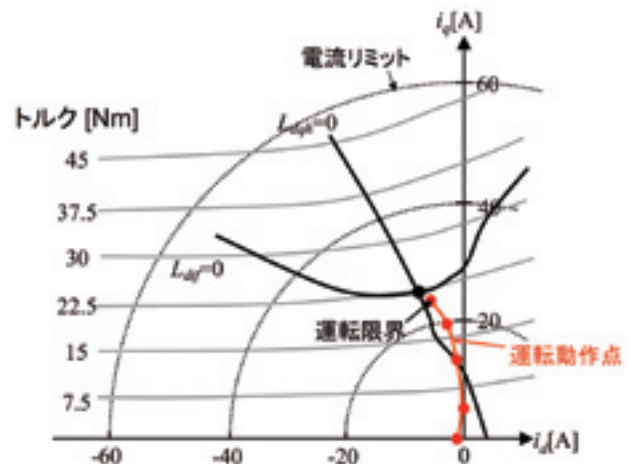
で与えられる。なお、高周波インダクタンス L_{dh}, L_{qh} 及び L_{dqh} は、FEMで得られた d, q 軸の磁束鎖交数 λ_d, λ_q をもとに次式で得ている。

$$\begin{cases} L_{dh} = [\lambda_d(i_d + \Delta i_d, i_q) - \lambda_d(i_d, i_q)] / \Delta i_d \\ L_{qh} = [\lambda_q(i_d, i_q + \Delta i_q) - \lambda_q(i_d, i_q)] / \Delta i_q \\ L_{dqh} = [\lambda_d(i_d, i_q + \Delta i_q) - \lambda_d(i_d, i_q)] / \Delta i_q \\ L_{qdh} = [\lambda_q(i_d + \Delta i_d, i_q) - \lambda_q(i_d, i_q)] / \Delta i_d \end{cases} \dots\dots\dots(6)$$

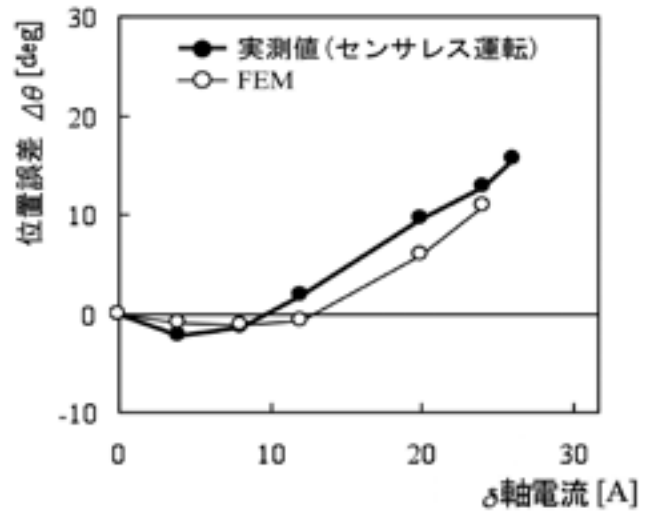
(5)式を用いて、図7の運転動作点並びに最大トルクは次のように評価できる。

まず、初期条件として主電流ベクトルの大きさ $|I| = 1$ Aを入力し、 $\Delta \theta = 0 (\beta = 0)$ の時の ϕ を(5)式から計算する。得られた ϕ が正ならば $\Delta \theta$ を増加し、負ならば $\Delta \theta$ を減少して ϕ が零になるまで繰り返し計算を行う。 $\phi = 0$ の動作点を $|I|$ を増加させながら求め、突極比 L_{qh}/L_{dq} が1.05未満となったら計算を終了する。突極比 $L_{qh}/L_{dq} = 1.05$ の動作点における出力トルクが最大トルクとなる。なお、繰り返し計算の終了条件 $L_{qh}/L_{dq} = 1.05$ は、実システムを用いて位置検出が正確に行え

■ 図9 供試機のセンサレス運転動作点
 Fig.9 Calculated operating point trajectory of test motor in the (i_d, i_q) plane.



■ 図10 センサレス運転時の位置誤差
 Fig.10 Measured and estimated position error.



る範囲 $L_{qh}/L_{dq} \geq 1.05$ から決定された。以上の手順で得られたセンサレス駆動時の動作点を図9に、位置誤差 $\Delta \theta$ を実測値と比較した結果を図10に示す。

図8と図9の比較から、解析で得られた運転動作点は実測値とよく一致し、最大トルクは、解析値20.4Nm対し実測値21Nmと良好な解析精度を有する。一方、図10の位置誤差の解析値は、実測値に対し δ 軸電流20A通電時に最大位置誤差4.1deg(トルク誤差6.5%)を持つが、設計で重要となる最大トルク近傍(δ 軸電流24A近傍)の評価精度は高く、FEMを用いて精度の高い設計が実現できると考えられる。

4. 位置センサレス指向設計

4.1 設計条件とIPMSMの構造

本論文で扱う45Nm, 5.5kWの産業用集中巻IPMSMの要求仕様を表2に示す。対象用途への搭載サイズ制約から固定子外径、積厚、シャフト外径をそれぞれ134mm, 120mm, 40mmとし、ギャップ長 g は実機加工精度の観点から0.4mm,

■ 表2 設計制約条件と要求性能
Table2 Design Restrictions and Requirements.

寸法制約と使用材料	ステータ外径 D_s	134mm
	コア積厚 L	120mm
	シャフト径 D_{sh}	46mm
	ギャップ長 g	0.4mm
	コア材料	50A800
	永久磁石材	NEOMAX38VH
	磁石形状	Flat
	巻線占積率	0.55
変換器制約	インバータ入力直流電圧 V_{dc}	268.7V
	定格電流, 最大電流	23.0, 34.5A _{rms}
要求性能	最大トルク	45Nm
	コギングトルク (peak-to-peak 値)	≤0.82Nm

巻線占積率SFは過去の製作実績から0.55とする。インバータへの入力直流電圧 V_{dc} は268.7V, モータ入力最大電流値はスイッチングデバイスの電流定格から34.5A_{rms}とする。以上の制約の下,

- ① トルク：0～45Nm, 速度：0～50r/minの範囲で高周波電圧重畳による位置センサレス運転を実現
- ② 50/minで逆起電力に基づいた位置推定方式に切り替え, 最高速1750r/minまで運転を行う
- ③ コギングトルク0.82Nm (peak-to-peak 値) 以下を実現するセンサレス駆動IPMSMの設計を行う。

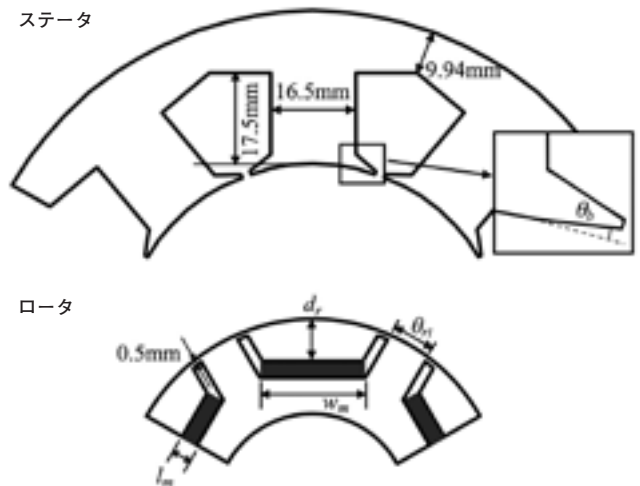
設計対象のIPMSMの構造を図11に示す。磁石製造コストの観点から, 平板磁石を使用し1極毎1層埋込んだロータ構造を前提とする。固定子巻線は集中巻で, U, V, Wそれぞれの3コイルが並列接続され, 三相巻線はY結線されている。キャリア周波数6kHzの正弦波PWM制御によるIGBTインバータを電源とする。以下の議論で用いる回転子位置 θ は, N極永久磁石中心がU相巻線軸と一致する点を原点に, 回転子の2極ピッチ変位を1周期(機械角120°)と定義する。

4.2 設計手順

センサレス運転時の最大トルクを向上するには, $(L_{dif}, L_{dqh}) = (0, 0)$ の動作点を高トルク側へ, すなわち $L_{dif} > 0$ 範囲を q 軸の高電流側へ拡大することが重要である。それには, L_{dh} を小さくするか, L_{qh} を大きくするかである。 L_{dh} の低減には, 磁石を厚くする必要があり, コスト面で望ましくないため, L_{qh} を大きくしなければならない。 L_{qh} は, q 軸電流による磁気飽和の影響を受けやすいので, q 軸磁束経路の幅を適切な値に設計する必要がある。この観点から, ロータの突極開角 θ_{rt} が最も重要なパラメータといえる。

設計ではまず, θ_{rt} の決定を行う。決定にあたり, IPMSMとして最も簡単な構造であるINSET型を用いる。次に, 決定した θ_{rt} を維持したまま, IPM構造化, すなわち埋込磁石深さ d_r を検討する。文献(8)によれば, IPM構造はINSET構造に比べセンサレス運転範囲が狭くなるので, ここでの d_r の設

■ 図11 集中巻IPMSMの構造 (1/3 断面図)
Fig.11 Configuration of 6-pole-9-slot IPMSM.



計は, IPM構造化による最大トルクの低下をいかに少なくするかが焦点となる。最後に, 設計された θ_{rt} , d_r を基準に, 最大トルクとコギングトルクの目標値を満たす磁石形状とステータつばの蹴上げを検討する。

4.3 ロータ突極開角の設計

図12(a)は, ロータ突極開角 θ_{rt} を6°から28°まで変化させた場合の $L_{dif} = 0$ 及び $L_{dqh} = 0$ 曲線の解析結果で, 最大トルクを同図(b)に示す。磁石厚は, 表1の供試機と同一の3.0mmである。

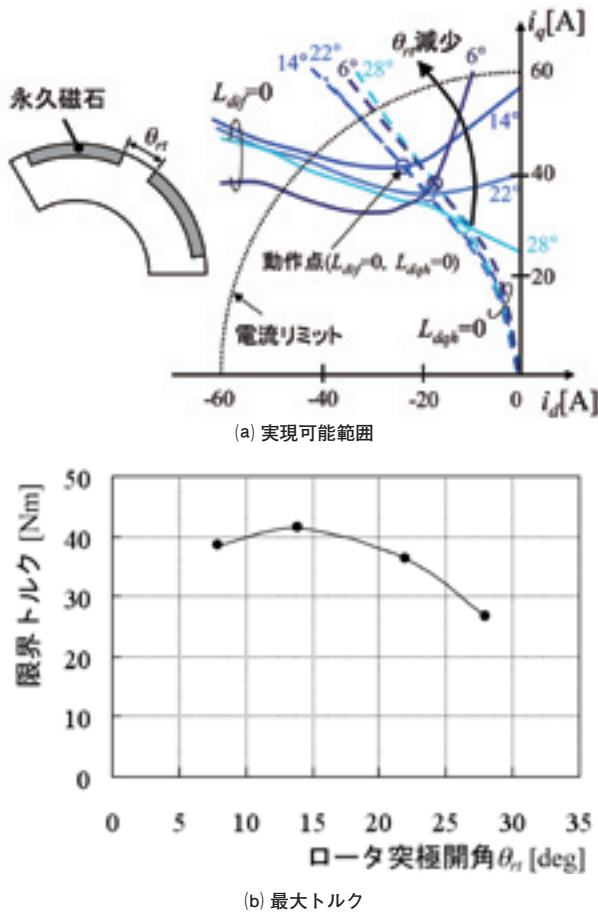
同図より, $-d$ 軸電流の低い領域において, θ_{rt} の減少と共に $L_{dif} > 0$ 範囲が拡大している。この理由は, θ_{rt} の減少により, ロータ構造が表面磁石型に近づいた結果, 非飽和時の L_{dif} が小さくなるものの磁気飽和による影響が小さくなるため, $L_{dh} = L_{qh}$ がより高電流側で生じるからである。したがって, $-d$ 軸電流の低い領域においては, $L_{dif} > 0$ 範囲は θ_{rt} が小さい程よいといえる。一方, $L_{dqh} = 0$ 曲線は, θ_{rt} に対し大きな変化はない。結果的にセンサレス運転限界は, $\theta_{rt} = 14^\circ$ で最も高電流側となり, 最大トルクは43.5Nmとなる。以下の検討では, 14° をロータ突極開角の基準値として設計を進める。

4.4 埋込磁石深さの設計

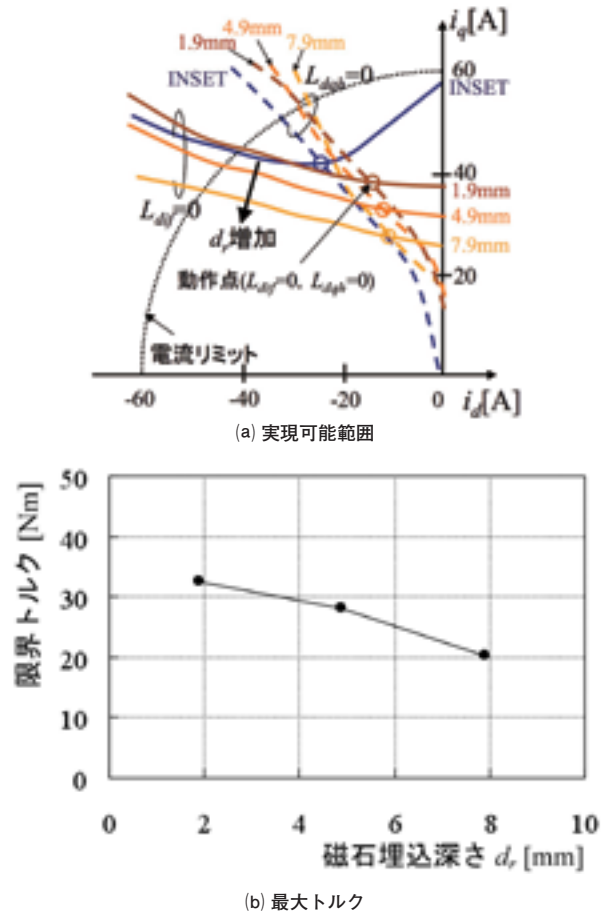
図13(a)は, θ_{rt} を 14° に固定した下で, 磁石埋込み深さ d_r を1.9mmから7.9mmまで3.0mm間隔で変化させた場合の $L_{dif} = 0$ 及び $L_{dqh} = 0$ 曲線の解析結果で, 最大トルクを同図(b)に示す。なお, 図13(a)ではINSET構造の特性をあわせて示している。 $d_r = 1.9$ mmは, 磁石飛散防止用ブリッジの幅0.5mm, 磁石幅20mmのもとで得られる最小埋込み深さに相当する。磁石幅は, 20mm一定である。

図13(a)のINSET構造と $d_r = 1.9$ mmのIPM構造を比較すると, $i_d = -20A \sim 0A$ における $L_{dif} > 0$ 範囲が磁石の埋込みにより大幅に減少していることがわかる。これは, 磁石飛散防

■ 図12 ロータ突極開角がセンサレス運転範囲に及ぼす影響
 Fig.12 Effect of rotor tooth opening on the feasible region, the curves $L_{dif}=0$ and $L_{dqh}=0$ are drawn in the (i_d, i_q) plane.



■ 図13 磁石埋込み深さがセンサレス運転範囲に及ぼす影響
 Fig.13 Effect of depth of embedded magnet on the feasible region, the curves $L_{dif}=0$ and $L_{dqh}=0$ are drawn in the (i_d, i_q) plane.



止用ブリッジなどの影響でd軸インダクタンスが増加し、 $L_{qh}=L_{ah}$ がより低電流側で生じたためである。結果として、最大出力トルクはINSET構造の41.4Nmから32.6Nmへ減少し、要求トルクを大きく下回っている。

一方、 d_r が1.9mm～7.9mmのIPM構造同士を比較すると、磁石を深く埋込むほど $L_{dif} > 0$ 範囲が狭くなり、最大出力トルクが図13(b)のように大幅に減少することがわかる。磁石を深く埋込むにつれ、

- (a) d軸から見た磁石挿入スロットの磁路断面積が増加し、d軸インダクタンスが増加した
- (b) q軸インダクタンスが増加し、鉄心の磁気飽和がより顕著となった

ためである。以上より、磁石は可能な限り浅く埋込むのが良いと結論づけられる。埋込み深さの最小値 d_{r_min} は、ロータ外半径 R_r 、ブリッジ幅 w_{rib} 、磁石幅 w_m を用いて、

$$d_{r_min} = R_r(1 - \cos\theta_a) + w_{rib} \cos\theta_a$$

$$\theta_a = \arctan\left(\frac{w_m}{2(R_r - w_{rib})}\right) \dots\dots\dots(7)$$

で与えられる。以下の設計では、形状変更に対し(7)式で得られる最小埋込み深さ d_{r_min} を用いる。

4.5 磁石厚の設計

前節までの検討では要求最大トルクを満たさないため、本節では最大トルクを満たす最小の磁石厚 l_m を設計する。図14は、磁石厚 l_m の増加に対するセンサレス運転時の最大トルクを解析した結果である。同図では、後述するコギングトルク低減検討を念頭に、磁石幅 $w_m=22\text{mm} \sim 26\text{mm}$ まで2mm間隔で3条件の結果を示している。磁石幅は、4.3節で求めた突極開角 $\theta_{rt}=14^\circ$ を基準に図12(b)において最大トルクの低下が少ない範囲 $9.5^\circ \sim 18.5^\circ$ として選定した。

図14より、センサレス運転時の最大トルクは磁石厚と共に増加しており、目標最大トルク45Nmを満たす最小の磁石厚は4.5mmとなる。

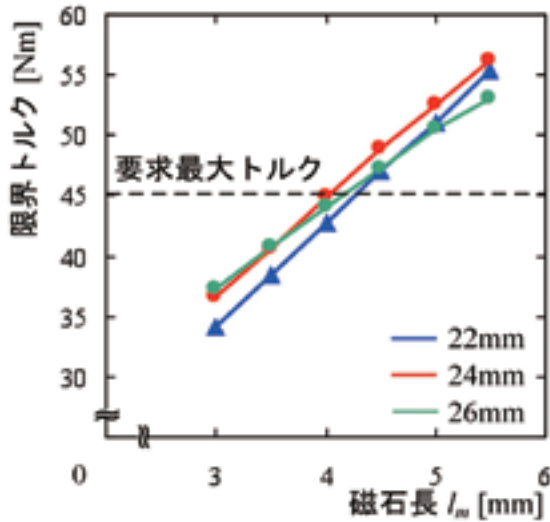
4.6 ステータの蹴上げ角と磁石幅の組合せ

図15は、磁石厚4.5mmのもとで、22mm～26mmの各磁石幅に対し、ステータつばの蹴上げ角 θ_b によるコギングトルクのpeak-to-peak値 τ_{pp} の変化をみたものである。同図より、 τ_{pp} が最小となる w_m と θ_b の組み合わせは、24mm、 7.5° で、この場合、 τ_{pp} は0.61Nmとなり目標値0.82Nmを満足する。

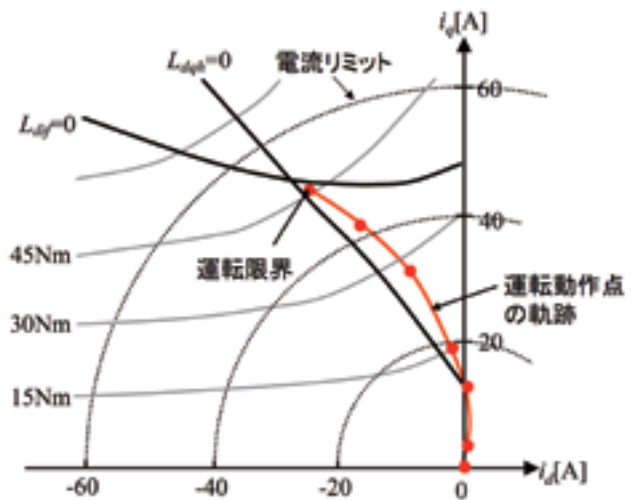
4.7 設計結果

以上の検討から、最終的に得られた設計モータの諸元を表3に、トルクマップとセンサレス運転範囲を図16に示す。

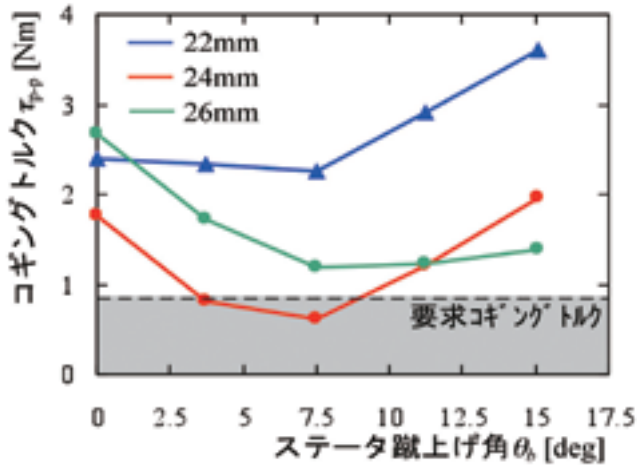
■ 図14 磁石厚に対するセンサレス運転時の最大トルク
Fig.14 Maximum torque vs. magnet length ($\theta_b=0^\circ$).



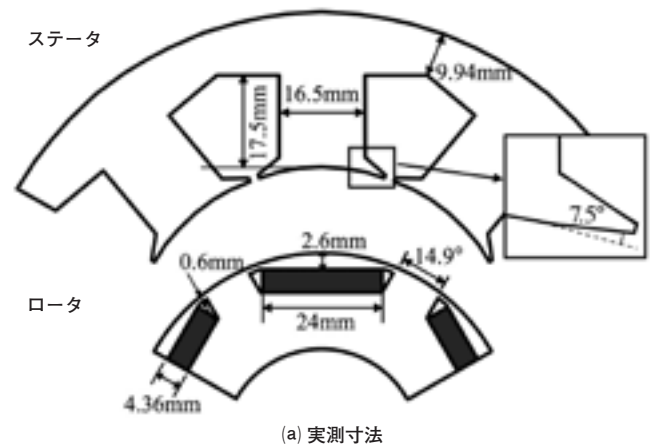
■ 図16 設計モータのトルクマップとセンサレス運転範囲
Fig.16 Constant torque curve and sensorless operation point of designed motor.



■ 図15 ステータつばの蹴上げ角度とコギングトルクの関係
Fig.15 Cogging torque vs. beveling angle θ_b .



■ 図17 試作モータの実測寸法と外観
Fig.17 Measured dimensions and exterior photograph of prototype.



■ 表3 設計モータの諸元
Table3 Designed Motor Specifications

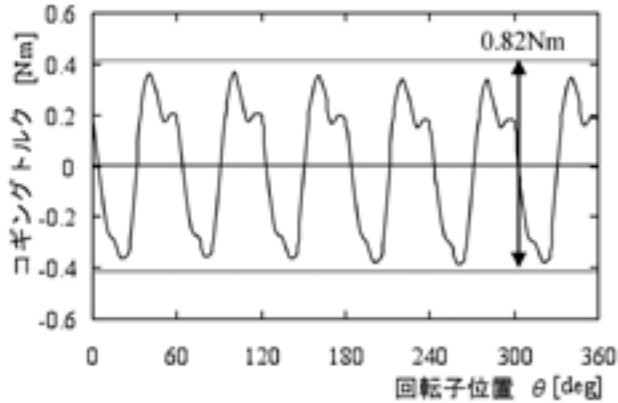
ロータ外径 [mm]	74.2	シャフト径 [mm]	46
磁石長 [mm]	4.5	磁石幅 w_m [mm]	24
磁石埋込深さ [mm]	2.52	ロータ突極開角 $[\circ]$	14.6
巻線抵抗 R [Ω /相]	0.182	最大トルク [Nm]	46.6
起電力係数 KE [V/rad/s]	0.217	定格トルク [Nm]	30
d軸インダクタンス L_d [mH]	5.78	コギングトルク τ_{pp} [Nm]	0.64
q軸インダクタンス L_q [mH]	12.54	突極比 (線形)	2.17



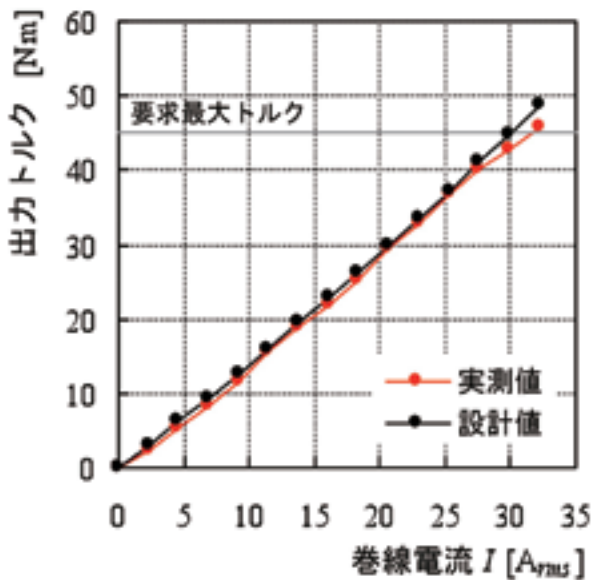
図16より、センサレス運転時の最大トルクは45Nmで、目標最大トルクを満足している。

表1の供試機と比較して設計モータは、センサレス運転時の最大トルクを約2倍にでき、提案設計法が極めて有効であることがわかる。なお、この場合、永久磁石の体積は20%の増加に留まっている。

■ 図18 設計試作モータのコギングトルク測定結果
Fig.18 Measured cogging torque of designed motor.



■ 図19 センサレス運転時の電流-トルク特性の実測結果
Fig.19 Measured torque vs. current characteristics of designed motor.



5. 試作機実験検証

図17には設計形状を基に製作した試作機の概観写真と実測寸法を示しているが、これをもとに以下の結果が得られた。

5.1 コギングトルク

図18は、実験で得られたコギングトルク波形で、peak-to-peak値は0.74Nmで、目標の0.82Nm以下とできた。

5.2 センサレス運転時の出力トルク性能

図19は、試作機を速度20r/minで位置センサレス運転した場合の電流-トルク特性の実測結果を設計値とともに併記した。同図から、実測値は設計値とよく一致し、かつ要求最大トルク45Nmを実現できている。

6. むすび

本論文では、突極性に基づく位置センサレス運転時の最大トルクを向上する集中巻IPMSMのロータ構造設計法を提案し、その有効性を示した。具体的には、ロータ形状寸法、トルク特性及びセンサレス運転範囲の関係を系統的に整理し、

45Nm-5.5kW産業用IPMSMが具備すべき速度-トルク特性、コギングトルクを指定されたサイズ・電源制約下で実現する設計法を確立した。提案設計法により設計した産業用集中巻IPMSMが、要求通りの性能を満足することを試作モータにより検証した。

今後は、本論文で考慮しなかったトルク脈動に関し、最大トルクを維持したまま目標トルク脈動率を実現する設計指針の確立を目指したい。

参考文献

- (1) 本池：「永久磁石同期電動機“EDMシリーズ”」東洋電機技報106号，2000年，pp.29-33
- (2) P.Guglielmi, M.Pastorelli, and A.Vagati：「Cross-Saturation Effects in IPM Motors and Related Impact on Sensorless Control」IEEE Trans. on IA, Vol.42, No.6, 2006, pp.1516-1522
- (3) Y.Li, Q.Zhu, D.Howe, C.M.Bingham, and D.Stone：「Improved Rotor Position Estimation by Signal Injection in Brushless AC Motors, Accounting for Cross-Coupling Magnetic Saturation」Proc. of 42nd IEEE/IAS Ann. Meeting, 2007
- (4) N.Bianchi, and S.Bolognani：「Influence of Rotor Geometry of an Interior PM Motor on Sensorless Control Feasibility」Proc. of 40th IEEE/IAS Ann. Meeting, 2005
- (5) 加納善明・小坂卓・松井信行・中西俊人：「産業用集中巻埋込磁石同期モータの位置センサレス指向設計」電気学会産業応用部門大会講演論文集，No.3-38，pp.259-264 (2008)
- (6) Y.Kano, T.Kosaka, N.Matsui, and T.Nakanishi：「Sensorless-Oriented Design of IPM Motors for General Industrial Applications」Proc. of the 18th International Conference on Electrical Machines (ICEM' 08), OA-2.4, CD-ROM (2008)
- (7) N.Bianchi, S.Bolognani, J.H.Jang, and S.K.Sul：「Advantages of inset PM machines for zero-speed sensorless position detection」Proc. of 41st

執筆略歴



加納 善明

2004年3月名古屋工業大学大学院博士後期課程電気情報工学専攻修了。同年4月財団法人名古屋産業科学研究所主任研究員，2007年5月名古屋工業大学プロジェクト研究所助教，現在に至る。

工学博士。リラクタンス形モータ及び永久磁石モータの構造設計に関する研究に従事。

電気学会会員。



小坂 卓

1999年3月同大学大学院博士後期課程電気情報工学専攻修了。同年4月同大学ベンチャービジネスラボラトリー非常勤研究員，2000年4月助手，2002年11月より2年間英国レスター大学客員研究員，2004年11月名古屋工業大学助教授，現在に至る。工学博士。リラクタンス形モータの構造設計と制御に関する研究に従事。

電気学会会員，IEEE会員他。



松井 信行

1968年3月名古屋工業大学大学院修士課程修了。同年4月同大学助手，1985年4月同電気情報工学科教授，2000年4月～10月同大学副学長，2004年1月同大学学長，現在に至る。工学博士。パワーエレクトロニクスおよびモーションコントロールの研究と教育に従事。

電気学会会員，IEEE Fellow。



中西 俊人

1987年入社。相模工場産業設計部を経て，現在，産業事業部産業工場開発グループに所属し主に産業用インバータの開発設計に従事。

電気学会会員。



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，産業事業部産業工場開発グループに所属し主に産業用インバータの開発設計に従事。

電気学会会員。



赤池 勝利

1996年入社。横浜製作所産業工場設計部にて回転機設計業務に従事。

現在，関連会社

株式会社ティーディードライブにて回転機設計業務に従事。