

集中巻 IPM モータの空間高調波に着目した 磁極位置センサレス制御法

新開 克巳 野口 季彦
(長岡技術科学大学)

Spatial Harmonics Based Mechanical Sensorless Control of Concentrated Wound IPM Motor

Katsumi Shingai, and Toshihiko Noguchi (Nagaoka University of Technology)

Abstract - This paper describes a spatial-harmonics based estimation method of rotor position of an IPM motor with concentrated stator windings. The method utilizes voltage command ripples caused by variations of inductance to estimate relative rotor position. Since the inductance periodically pulsates with the rotor position depending on a particular stator-core structure, the voltage command generates the ripples of which frequency is six times of the operating frequency. In this paper, d -axis and q -axis inductances are experimentally measured and are expressed with a simple mathematical model. Also, this paper discusses an estimation method of the rotor position, using the voltage command ripples. Computer simulation results demonstrate possibility of the proposed mechanical sensorless approach.

キーワード : IPM モータ, インダクタンス, 集中巻固定子, 空間高調波

Keywords : IPM motor, inductance, concentrated windings, spatial harmonics

1. はじめに

近年, エアコンのコンプレッサ用として固定子に集中巻線を有する永久磁石モータが採用されている。これは巻線構造が簡単で, 容易に量産化や低コスト化を図ることができ, モータ効率も高めることができる。しかし, 集中巻を施すために固定子鉄心が特殊な形状となり, 多くの空間高調波を発生させる。この空間高調波は不均一な磁路における磁気抵抗の変動によって発生するため, ベクトル制御に必要な回転子から観測したインダクタンス L_d , L_q は回転角に依存すると考えられる。

本論文ではこのような固定子集中巻線を有する永久磁石モータのインダクタンスと回転角の関係に着目し, 磁極位置推定を行う手法を提案する。集中巻固定子のインダクタンス L_d , L_q が回転角依存性をもつことを実験的に確認し, その変動に起因する電流制御ループの操作量リップル(電圧指令値リップル)に基づいて磁極位置を推定する手法を検討したので報告する。

2. 回転子座標から観測したインダクタンスの変動

〈2.1〉空間高調波とインダクタンスの変動 図1に本論文で検討する集中巻 IPM モータの固定子断面図を示す。集中巻固定子は同図のように巻線が 60 (deg)毎に施された形状となるため, 回転角に対する磁気抵抗分布は一様にならない。巻線が施された方向には固定子鉄心の歯が存在するため磁気抵抗は相対的に小さいが, 隣り合った巻線の間では磁気抵抗が大きくなる。その結果, 回転角に応じて主磁束の変動が生じ, これが空間高調波として観測される。この空間高調波はモータの構造に起因するものであり, 回転子から観測したインダクタンス L_d , L_q は回転角に対して

周期的に変動する。

〈2.2〉インダクタンス変動の測定 固定子として集中巻と分布巻, 回転子に永久磁石が埋め込まれたものと埋め込まれていないものを用意し, それらの組み合わせでモータを構成して L_d と L_q の測定を行った。測定では回転角を 5 (deg)ごとに变化させ, 回転子を固定した状態で d 軸または q 軸方向に交番磁界が発生するように, リニア電源装置で三相純正弦波電圧を加えた。このときの三相純正弦波電圧は(1)によって求める。

$$\begin{bmatrix} v_u \\ v_v \\ v_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ -\frac{1}{2}\cos\theta + \frac{\sqrt{3}}{2}\sin\theta & \frac{\sqrt{3}}{2}\cos\theta + \frac{1}{2}\sin\theta \\ -\frac{1}{2}\cos\theta - \frac{\sqrt{3}}{2}\sin\theta & -\frac{\sqrt{3}}{2}\cos\theta + \frac{1}{2}\sin\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix}$$

..... (1)

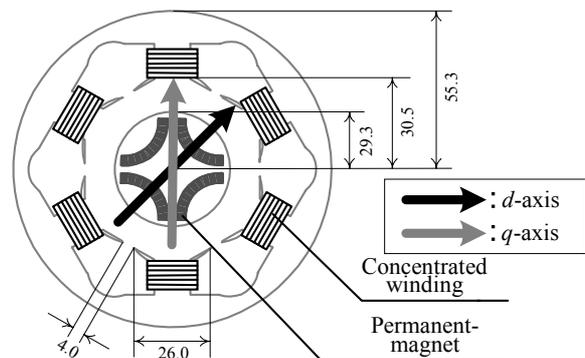


図1 集中巻 IPM モータの断面図
Fig. 1. IPM motor with concentrated stator windings.

ただし、 d 軸インダクタンスを測定する場合には(2)を、 q 軸インダクタンスを測定する場合には(3)を用いる。

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_m \cos \omega t \\ 0 \end{bmatrix} \dots\dots\dots (2)$$

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ V_m \cos \omega t \end{bmatrix} \dots\dots\dots (3)$$

このとき交番磁界を発生させる電圧ベクトルの振幅 V_m は 10 (V)とし、電源周波数は 100 (Hz)としている。オシロスコープから得られたデータをもとに三相電圧と電流を FFT 解析し、該当する周波数近傍の成分を抽出して再び回転子座標へ変換し、(4)、(5)により各軸のインダクタンスを求める。

$$L_d = \frac{\sqrt{(v_d/i_d)^2 - R_a^2}}{\omega} \dots\dots\dots (4)$$

$$L_q = \frac{\sqrt{(v_q/i_q)^2 - R_a^2}}{\omega} \dots\dots\dots (5)$$

ただし、 R_a は固定子巻線抵抗、 ω は電源角周波数である。

〈2.3〉 測定結果とインダクタンス変動のモデリング

図 2 (a), (b)に上記測定法により得られた d 軸、 q 軸インダクタンスの分布を示す。分布巻固定子の場合、両インダクタンスの変動はほとんど見られないが、集中巻では両者は正弦波状に変化していることがわかる。図 3 は d 軸が 0 (deg)方向と 15 (deg)方向に位置したとき、固定子が作る磁束を示している。0 (deg)の場合は磁気抵抗が大きくなるため d 軸インダクタンスは小さくなり、15 (deg)の場合は磁気抵抗が小さくなるため q 軸インダクタンスは大きくなる。また、図 4 は q 軸が同様に回転したときの磁束を示しており、図 3 の場合と逆の関係となる。

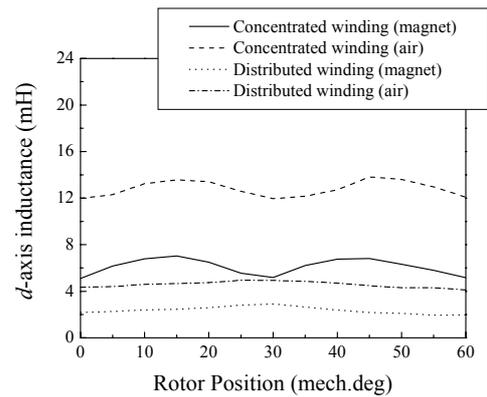
以上に述べたような理由から、集中巻 IPM モータは分布巻 IPM モータと比べ、回転角に対するインダクタンスの変動が大きく、正弦波状に変化することが確認できる。これを回転子位置の関数として定式化すると、集中巻 IPM モータの d 軸ならびに q 軸インダクタンスの変化は(6)のように表すことができる。

$$\begin{aligned} L_d &= l_{d0} - k_{ld} \cos 6p\theta_m \dots\dots\dots (6) \\ L_q &= l_{q0} + k_{lq} \cos 6p\theta_m \end{aligned}$$

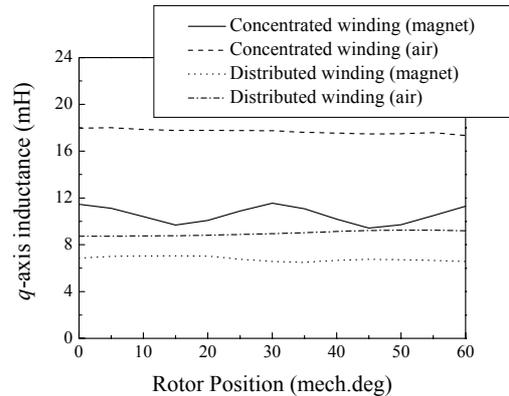
ただし、 l_{d0} 、 l_{q0} は L_d 、 L_q の平均値、 k_{ld} 、 k_{lq} はインダクタンス変動の振幅係数、 p はモータの極対数である。

3. 空間高調波を利用した磁極位置推定アルゴリズム

空間高調波を含む集中巻 IPM モータに純正弦波電圧を印加してもモータ電流は正弦波にならない。それを d - q 座標



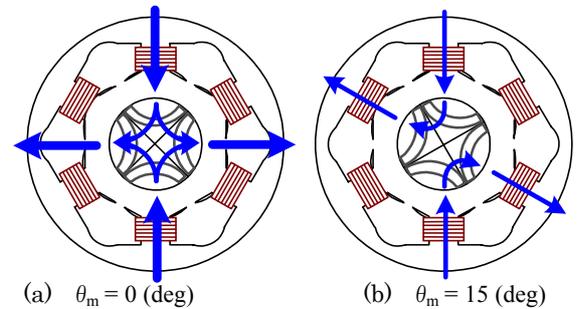
(a) Distribution of d -axis inductance.



(b) Distribution of q -axis inductance.

図 2 インダクタンス分布の測定結果

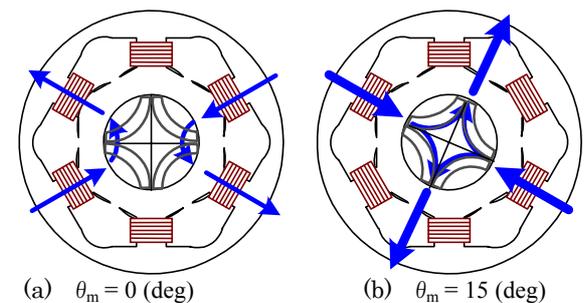
Fig. 2. Experimental results of inductance measurement.



(a) $\theta_m = 0$ (deg) (b) $\theta_m = 15$ (deg)

図 3 d 軸インダクタンス測定時の磁束の方向

Fig. 3. Direction of magnetic flux in d -axis inductance measurement.



(a) $\theta_m = 0$ (deg) (b) $\theta_m = 15$ (deg)

図 4 q 軸インダクタンス測定時の磁束の方向

Fig. 4. Direction of magnetic flux in q -axis inductance measurement.

から観測した場合は、空間高調波に起因したりプルが直流流量に重畳したように見える。逆にベクトル制御系の電流ループゲインを高くして、空間高調波に起因する電流リップルを抑制すると、電圧指令値に同様のリップルが現れる。本論文で提案する磁極位置推定アルゴリズムは、このような電流ループの操作量に含まれる空間高調波情報を利用する。

図5は電源周波数 100 (Hz)でベクトル制御により駆動したときの d 軸電圧指令値, d 軸電流, u 相電流の波形と d 軸電圧指令値の FFT 解析結果を示したものである。同図より回転子座標上の d 軸電圧リップルは運転周波数の 6 倍 (機械周波数に対しては $6p$ 倍) で現れることがわかる。この 6 倍周波数の電圧リップル成分を用いることによって磁極位置推定を行う。

まず, d - q 座標における IPM モータの一般的な回路方程式は(7)で表される。

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a + pL_d & -\omega_m L_q \\ \omega_m L_d & R_a + pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_m \psi \end{bmatrix} \dots\dots\dots (7)$$

前述のように、インダクタンス L_d , L_q の回転子位置による変化は(6)で表されるので、これを(7)に代入すると次のように変形することができる。

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a + l_{d0}p & -\omega_m l_{q0} \\ \omega_m l_{d0} & R_a + l_{q0}p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_m \psi \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 6p\omega_m k_{ld} \sin 6p\theta_m & -\omega_m k_{lq} \cos 6p\theta_m \\ -\omega_m k_{ld} \cos 6p\theta_m & -6p\omega_m k_{lq} \sin 6p\theta_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -k_{ld} \cos 6p\theta_m & 0 \\ 0 & k_{lq} \cos 6p\theta_m \end{bmatrix} p \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \dots\dots\dots (8)$$

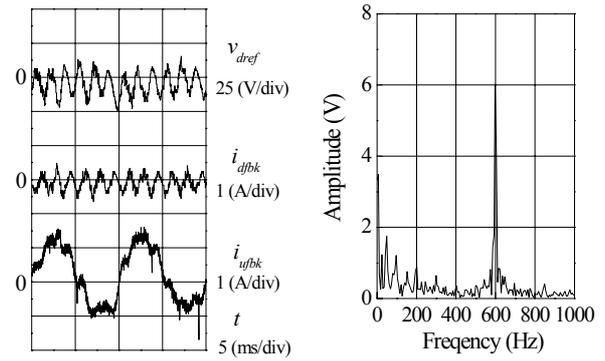
ここで、電流ループゲインが十分高く i_u , i_v , i_w を正弦波状に制御できるとすれば、上式第 1 項と第 2 項は直流分、第 4 項は i_d , i_q が一定となるため零となる。したがって、空間高調波に起因した v_d , v_q のリップル成分は(9)で表される。

$$\begin{bmatrix} v_{d6f} \\ v_{q6f} \end{bmatrix} = \omega_m \begin{bmatrix} 6pk_{ld} \sin 6p\theta_m & -k_{lq} \cos 6p\theta_m \\ -k_{ld} \cos 6p\theta_m & -6pk_{lq} \sin 6p\theta_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \dots (9)$$

v_{d6f} , v_{q6f} は運転周波数の 6 倍調波の d 軸, q 軸電圧リップルであり、これらはバンドパスフィルタを用いて抽出することができる。(9)を $\sin 6p\theta_m$, $\cos 6p\theta_m$ について解くと(10)のようになる。

$$\begin{bmatrix} \sin 6p\theta_m \\ \cos 6p\theta_m \end{bmatrix} = \frac{-1}{6p\omega_m (k_{ld}^2 i_d^2 + k_{lq}^2 i_q^2)} * \begin{bmatrix} -k_{ld} i_d & k_{lq} i_q \\ 6pk_{lq} i_q & 6pk_{ld} i_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{d6f} \\ v_{q6f} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (10)$$

これより位置情報は(11)で得られる。



(a) Voltage and current waveforms. (b) Frequency spectrum of d -axis voltage.

図5 電圧, 電流リップル波形と d 軸電圧指令値の周波数スペクトル
Fig. 5. Voltage, current ripple waveforms and frequency spectra d -axis voltage command.

$$\hat{\theta}_{m6f} = \frac{1}{6p} \tan^{-1} \left(\frac{\sin 6p\theta_m}{\cos 6p\theta_m} \right) = \frac{1}{6p} \tan^{-1} \left(\frac{1}{6p} \cdot \frac{-k_{ld} i_d v_{d6f} + k_{lq} i_q v_{q6f}}{k_{lq} i_q v_{d6f} + k_{ld} i_d v_{q6f}} \right) \dots\dots\dots (11)$$

(11)では、巻線が施された歯から隣の巻線が施された歯に至る 60 (deg)区間の磁極位置しか求めることができない。このため、機械角 1 回転にあたる $6p$ 周期分の積算を行い、磁極位置推定値 $\hat{\theta}_m$ を求める。ただし、この手法では磁極位置の絶対的な値を知ることはできないので、1 パルスエンコーダを用いるなどして磁極位置推定値 $\hat{\theta}_m$ をリセットしなければならない。

4. 計算機シミュレーションによる検証

図6のシステム構成に基づいた磁極位置センサレス制御系でシミュレーションを行った。シミュレーションに用いる集中巻 IPM モータのパラメータは表 1 のとおりである。また、(6)のインダクタンス変動分の振幅係数は $k_{ld} = 0.2$, $k_{lq} = 0.1$ とした。提案する磁極位置推定法を有効にするため電流制御器のゲインを高くして、電流 i_d , i_q の変動を抑制する。その結果、 d 軸, q 軸電圧指令値に発生するリップル成分をバンドパスフィルタによって抽出する。しかし、電圧リップルは運転速度によって周波数が変化するので、速度指令値により通過帯域中心周波数を可変させる適応型バンドパスフィルタを採用しなければならない。

図7(a), (b)は速度指令値 1000 (r/min), 5000 (r/min)で磁極位置推定値 $\hat{\theta}_m$ を用いてベクトル制御を行ったときの磁極位置真値 θ_m と推定値 $\hat{\theta}_m$, (11)で求められた $\hat{\theta}_{m6f}$ の波形である。5000 (r/min)では $\hat{\theta}_{m6f}$ の波形が歪んでいるが、いずれ

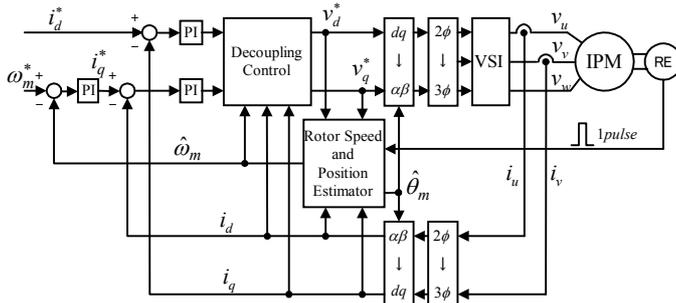


図 6 全制御システムの構成
Fig. 6. Block diagram of whole controller.

の場合も磁極位置真値に対し推定値が位相差なく良好に追従していることがわかる。

図 8 は速度指令値を 1000 (r/min) から 5000 (r/min) まで、600 (r/min/s) の加速度でランプ的に変化させたときの速度真値 ω_m と推定値 $\hat{\omega}_m$ 、その誤差 $\Delta\omega_m$ の波形を示したものである。ランプ応答中は速度推定誤差が大きくなるが、速度真値に対し推定値が追従しており、脱調せずに加速していることがわかる。

5. まとめ

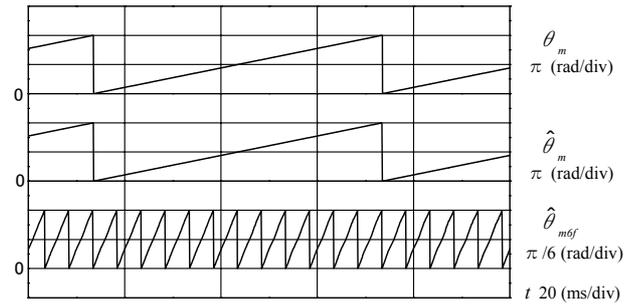
本論文では集中巻、分布巻固定子をもつ IPM モータのインダクタンス分布を測定し、集中巻固定子の場合に回転子座標上のインダクタンスが回転角依存性をもつことを確認し、その関係を回転位置の関数として定式化した。また、このインダクタンスの数学モデルを用いた磁極位置推定法を提案した。提案法を検証するため計算機シミュレーションを行い、速度一定制御時とランプ速度応答時の磁極位置推定値、速度推定値の特性を評価した。いずれの場合も、真値に対し推定値が追従しており、良好な推定特性が得られることを確認した。

表 1 モータパラメータと定格
Table 1. MOTOR PARAMETERS AND RATINGS
Nominal Parameters and Ratings of Test Motor

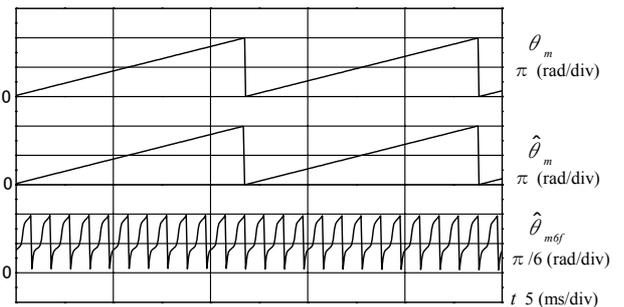
Field flux linkage	0.117 (Wb)	Rated power	1500 (W)
Armature resistance	0.451 (Ω)	Rated voltage	193 (V)
Moment of inertia	0.000576 (kg/m^2)	Rated current	6.1 (A)
d-axis inductance	11.0 (mH)	Maximum speed	7200 (r/min)
q-axis inductance	17.5 (mH)	Number of poles	4

参考文献

[1] 丸山 徹・野口季彦：「永久磁石モータの空間高調波に着目した磁極位置推定法の検討」 電気学会産業応用部門大会，419-420 (2002)



(a) Constant speed of 1000 (r/min).



(b) Constant speed of 5000 (r/min).

図 7 磁極位置推定のシミュレーション結果
Fig. 7. Simulation results of position estimation.

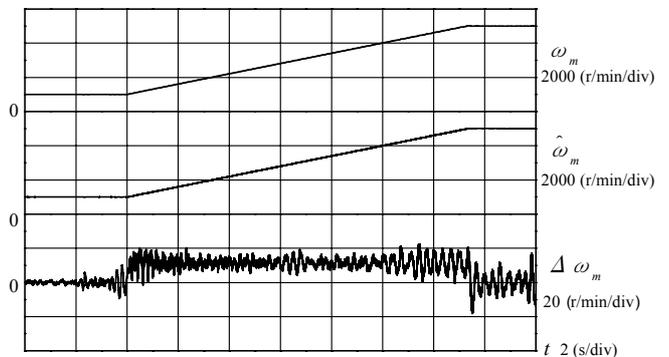


図 8 ランプ速度応答のシミュレーション結果
Fig. 8. Simulation result of ramp speed response.

[2] 丸山 徹・野口季彦：「集中巻固定子巻線を有する IPM モータのインダクタンス分布」 電気学会東京支部新潟支所研究発表会，133 (2002)

[3] 丸山 徹・野口季彦：「集中巻固定子巻線を有する IPM モータの磁極位置推定法の検討」 電気学会全国大会，187-188 (2003)

[4] 新開克巳・野口季彦：「IPM モータの集中巻、分布巻固定子巻線による d q 軸インダクタンス分布の比較」 電気学会東京支部新潟支所研究発表会，126 (2003)

[5] 武田洋次・松井信行・森本茂雄・本田幸夫：「埋込磁石同期モータの設計と制御」 オーム社 (平 13)