

誘導電動機の漏れインダクタンス飽和による 突極性を利用した主磁束位相の推定法

鈴木秀明* 野口季彦 (長岡技術科学大学)

Main Flux Linkage Phase Estimation Using Saliency Caused by Leakage Inductance Saturation of Induction Machine
Hideaki Suzuki, and Toshihiko Noguchi (Nagaoka University of Technology)

1. はじめに

筆者らは誘導電動機 (IM) について、主磁束により漏れインダクタンスが磁気飽和して突極性が現れると考え、インバータの PWM 高調波注入法と組み合わせることでこの突極性を利用した主磁束位相推定法を提案した。さらに、提案法に基づく磁束センサレスベクトル制御法をシミュレーションにより検討した⁽¹⁾⁽²⁾。本手法では漏れインダクタンスの空間分布を反映する高調波電流ベクトル軌跡から検出される突極方向が主磁束位相と一致することを利用するため、原理的にモータモデルを必要とせず、モータパラメータの変動に対し不感な主磁束位相推定が可能である。本稿では、漏れインダクタンスが主磁束方向に飽和して突極性を示すことを実験的に検証したので報告する。

2. 誘導電動機の磁気飽和モデル

一般に IM は機械的に対称な構造を有するため突極性をもたない。したがって、漏れインダクタンスや励磁インダクタンスは二軸モデルで表した場合、空間的な分布が一樣となる。しかし、IM の主磁束が鎖交する部分においては磁束密度が高くなり、磁気飽和現象が生じてインダクタンスに突極性が現れると考えられる。Fig. 1(a)は一般的な IM の T 形等価回路を表しているが、基本波角周波数 w に対して十分高い角周波数 w_h をもつ PWM 高調波の場合は同図(b)のように等価回路を簡単化することができる。そのため、高調波成分に関しては励磁インダクタンスの変動を検出することが困難で、飽和による突極性を観測することはできない。一方、漏れ磁束はティース先端部等で主磁束と同じ個所を鎖交するため、主磁束による磁気飽和の影響は漏れインダクタンスにも及ぶ。主磁束の方向は d 軸のみであるため、漏れインダクタンスの分布は d 軸とそれに直交する q 軸方向で均一にならない。したがって、 dq 座標上で表した PWM 高調波電流ベクトル軌跡は静止した楕円として観測される。この楕円の長径方向は磁気飽和のために漏れインダクタンスが減少した d 軸方向と一致するため、従来突極性を有する IPM モータなどで適用されてきた PWM 高調波注入によるセンサレス磁極位相推定法を IM にも応用することができる⁽³⁾。

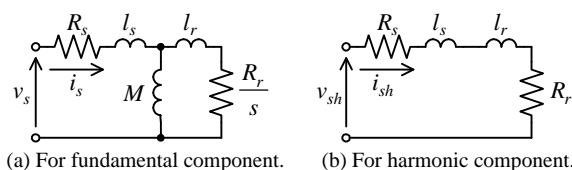


図 1 誘導機の等価回路

Fig. 1. Equivalent circuit of induction motor.

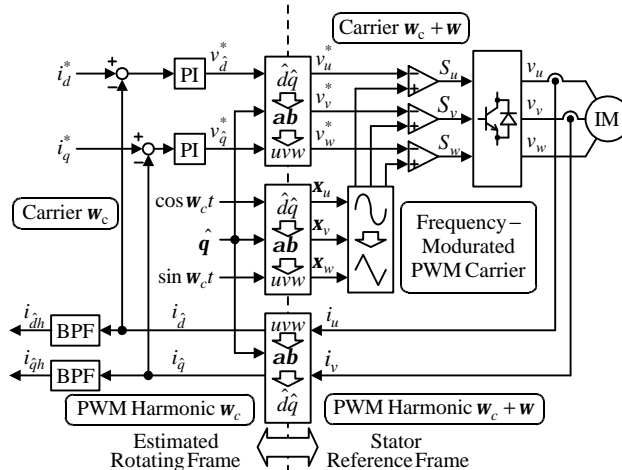


図 2 周波数変調形三相キャリアと PWM 高調波

Fig. 2. Frequency-modulated three-phase carriers and PWM harmonic.

3. 周波数変調形三相キャリア

高調波注入法として筆者らがすでに提案した周波数変調形三相キャリアによる PWM 高調波注入法を採用する。この手法は Fig. 2 のように三相キャリアと各相の電圧指令を比較してパルス幅変調するものであるが、三相キャリアの源信号は $\hat{d}q$ 座標上で生成された二相正弦波である。この角周波数 w_c を有する二相正弦波キャリアに回転座標変換を施すことにより、静止座標では電源角周波数 w だけ周波数変調された三相キャリアが得られる。三相キャリアは正弦波であるため、三角波に波形変換し PWM の線形性を改善している。この三相キャリアによって生じる PWM 高調波電流は $\hat{d}q$ 座標で観測すれば常に一定の角周波数 w_c となるため、尖鋭度の高い固定中心角周波数のバンドパスフィルタ (BPF) を用いて容易に抽出することができる。

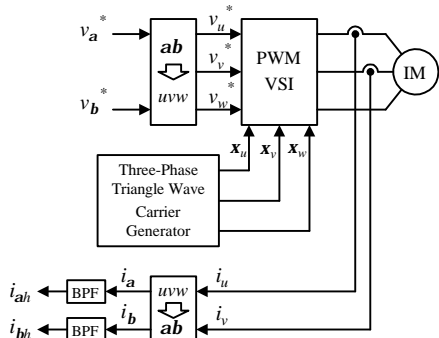


図 3 実験システム

Fig. 3. Experimental system.

4. 実験システム

本稿では主磁束による漏れインダクタンスの飽和を確認するために Fig. 3 のような実験システムを構築した。このシステムでは三相三角波キャリアを静止座標で生成しているため基本波角周波数の影響を受け、キャリア周波数を $\hat{d}q$ 座標上で一定に保つことができない。しかし、今回は直流励磁を行って磁気飽和が PWM 高調波に与える影響を確認することを目的としているためキャリアの座標変換は省いた。図中の BPF は U,V 相の電流をオシロスコープにより ASCII データとしてパソコンに取り込んだ後、ソフトウェアで構成された FFT フィルタにより実現している。

5. 実験結果

実験には Table 1 の定格をもつ IM を用いた。インバータの直流バス電圧は 280 (V)、三相三角波キャリアの周波数は 4.88 (kHz)である。Fig. 4 に励磁電流 i_d を 12 (A)とし、主磁束ベクトルの方向を 0, 45, 135, 180 (deg.)と変えたときの PWM 高調波電流ベクトル軌跡を示す。この励磁電流 i_d はモータの定格電圧、定格電源周波数で無負荷時における値と一致するように決定した。Fig. 4 の結果より高調波電流ベクトル軌跡が突極比 1.2 程度の楕円を描き、その長径方向が主磁束位相の方向に傾いていることから、楕円軌跡の傾きを検出することにより主磁束位相を推定できることがわかる。ただし、同図(a)と(d)からは NS 極の判別はできない。

さらに、漏れインダクタンスの突極性が主磁束による飽和に起因することを確認するため磁束位相を 0 (deg.)に固定し、励磁電流 i_d の振幅を 8, 10, 12, 14 (A)と変えたときの高調波電流ベクトル軌跡とその突極比の変化を Fig. 5 に示す。同図(a)より、励磁電流が低いとき高調波電流ベクトル軌跡は円形となっていることから、磁気飽和が生じない場合は突極性を確認できない。しかし、同図(b)より励磁電流が大きくなるにつれ、漏れインダクタンスの飽和が生じて突極比が大きくなっていることがわかる。

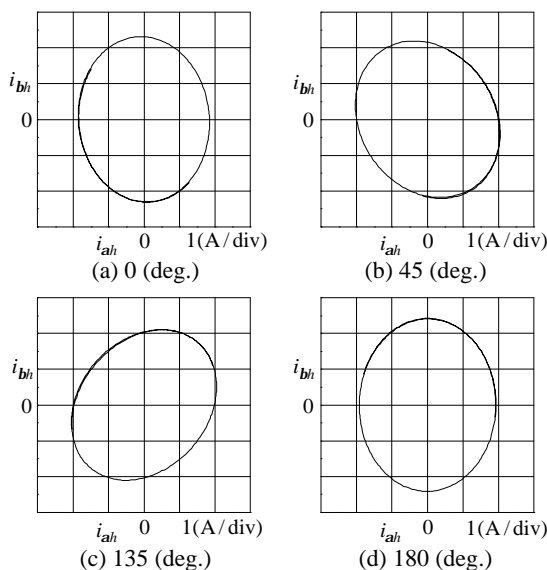
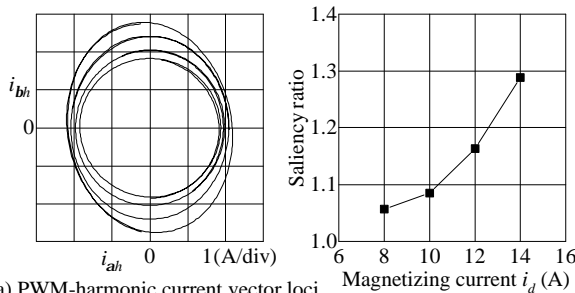


図 4 主磁束位相に対する PWM 高調波電流ベクトル軌跡

Fig. 4. PWM-harmonic current vector loci.



(a) PWM-harmonic current vector loci at 0 (deg.). (b) Saliency ratio.

図 5 励磁電流に対する PWM 高調波電流ベクトル軌跡

Fig. 5. PWM-harmonic current loci and saliency ratio.

表 1 供試誘導電動機のパラメータ
Table 1. Specifications of test induction motor.

| | | | |
|-----------------|--------------|-----------------------------|-------------------|
| Rated output | 2.2 (kW) | Stator resistance R_s | 0.32 (Ω) |
| Rated voltage | 160 (V) | Rotor resistance R_r | 0.25 (Ω) |
| Rated current | 13.5 (A) | Stator inductance L_s | 45.5 (mH) |
| Rated speed | 1500 (r/min) | Rotor inductance L_r | 42.5 (mH) |
| Rated frequency | 53 (Hz) | Magnetizing inductance M | 42.5 (mH) |
| Poles | 4 | Leakage inductance ℓ_s | 3 (mH) |

6. まとめ

本稿ではインバータにより誘導電動機を直流励磁したとき、PWM 高調波電流ベクトル軌跡が主磁束ベクトル方向に楕円軌跡を描くことを確認した。

文献

- (1) 鈴木・野口:「ベクトル制御誘導機における PWM 高調波を利用した磁束位相推定の可能性」, 電気関係学会東北支部連合大会, p.219 (2003)
- (2) 鈴木・野口:「PWM 高調波を利用したセンサレスベクトル制御系のトルク制御特性」, 電気関係学会北陸支部連合大会, p.32 (2003)
- (3) T. Noguchi, and S. Kohno, "Mechanical-Sensorless Permanent-Magnet Motor Drive Using Relative Phase Information of Harmonic Currents Caused by Frequency-Modulated Three-Phase PWM Carriers", IEEE Trans. on Ind. Appl., 39, 4, pp. 1085-1092, 2003.