

透磁率変調に基づく可変界磁 PM モータ を駆動する拡張空間ベクトル変調

山田 幹太*, 岩間 清大, 野口 季彦 (静岡大学)

Extended Space Vector Modulation Feeding Adjustable Field PM Motor Based on Permeability Modulation

Kanta Yamada*, Kiyohiro Iwama, Toshihiko Noguchi (Shizuoka University)

1. はじめに

筆者らは運転領域の拡大を目的に 0 軸電流 i_0 を利用して永久磁石 (PM) 磁束を制御する可変界磁 PM モータと空間ベクトル変調 (SVM) を組み合わせたモータドライブを提案してきた⁽¹⁾⁻⁽³⁾。本稿では、シングルインバータドライブにおける従来の $\alpha\beta$ 軸で確立された SVM 法を 0 軸も加味した三次元に拡張し、実機検証を通して提案法の妥当性を確認したので報告する。

2. 透磁率変調に基づく可変界磁 PM モータの諸元

Fig. 1 に提案する透磁率変調に基づく可変界磁 PM モータのモデル、Table 1 に主要諸元を示す。同図より試作機はステータコアおよびロータコアが 2 つに分割されており、分割されたステータコア間に変調巻線が挿入されている。この変調巻線に変調電流 $i_m (= \sqrt{3}i_0)$ を供給することで、ステータフレームおよびロータシャフトを利用した三次元磁路を透過する変調磁束を生成できる。 i_m を供給しないとき、磁極間に設けた漏れ磁路の透磁率が高いため、多くの PM 磁束はロータ内で短絡する。ここに i_m を供給すると、変調磁束による磁気飽和で漏れ磁路の透磁率が低下するため、多くの PM 磁束はステータに鎖交する。以上のように、提案する可変界磁手法では、 i_0 を調整することで、磁極間漏れ磁路の透磁率を変調し、ステータに鎖交する界磁量 Ψ_f を制御することができる。Fig. 2 に実機を用いた $\Psi_f(i_0)$ と i_0 の関係を示す。同図より $\Psi_f(i_0)$ は i_0 の絶対値に依存しており、以下のように近似することができる。

$$\Psi_f(i_0) = -3.76 \times 10^{-6} i_0^4 + 5.87 \times 10^{-4} i_0^2 + 2.45 \times 10^{-2} \quad (1)$$

3. 拡張空間ベクトル変調の原理

Table 2 に下式で与えられるシングルインバータのスイッチング状態と電圧ベクトルの関係を示す。ただし、 V_{dc} は直流バス電圧であり、各レグにおいてスイッチングモードが "0" のとき $-V_{dc}/2$ 、"1" のとき $+V_{dc}/2$ の相電圧が出力される。

$$\begin{bmatrix} v_0 \\ v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_u \\ v_v \\ v_w \end{bmatrix} \quad (2)$$

同表より全てのスイッチング状態で 0 軸電圧は出力されており、 i_0 を利用する本モータドライブでは、従来の $\alpha\beta$ 軸電

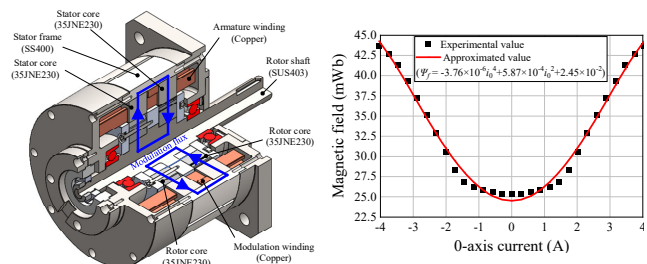


Fig. 1. Prototype motor. Fig. 2. Relationship between Ψ_f and i_0 .

Table 1. Specifications of prototype motor.

Number of poles and slots	8 poles, 48 slots
Armature winding and resistance	6 turns/slot, 0.085 Ω
Modulation winding and resistance	140 turns, 2.1 Ω
Stator diameter	ϕ 148 mm
Rotor diameter	ϕ 96.6 mm
Stack length	63 mm

Table 2. Relationship between switching states and voltage vectors.

Switching state	Voltage vector		
U	V	W	
0	0	0	0
0	0	1	0
0	1	0	0
0	1	1	0
1	0	0	0
1	0	1	0
1	1	0	0
1	1	1	0

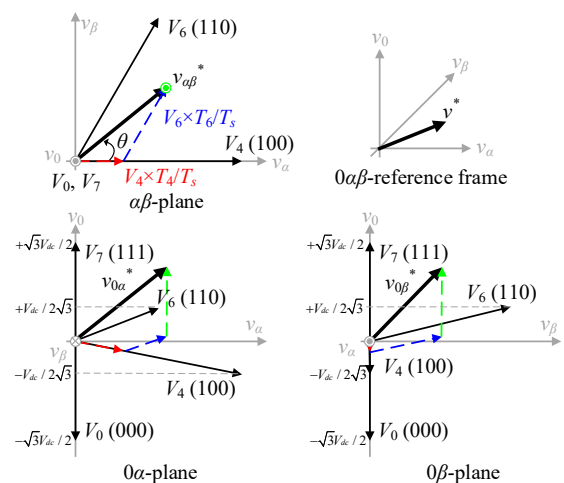


Fig. 3. Principle of extended SVM.

圧ベクトルに加えて 0 軸電圧も考慮した出力時間の計算を

行う必要がある。Fig. 3に $0\alpha\beta$ 軸電圧指令ベクトル v^* の出力原理を示す。同図の $\alpha\beta$ 平面より電圧ベクトル V_0 と V_7 は α 成分、 β 成分をもたないことがわかる。よって、 V_4 、 V_6 の出力時間 T_4 、 T_6 は正弦定理を用いて下式で表される。ただし、 T_s はSVM制御周期である。

$$T_4 = \sqrt{2}v_{\alpha\beta}^* \sin(\pi/3 - \theta) T_s / V_{dc} \quad (3)$$

$$T_6 = \sqrt{2}v_{\alpha\beta}^* \sin(\theta) T_s / V_{dc} \quad (4)$$

また、 0α 平面および 0β 平面より下式の関係が成り立つ。

$$T_0 + T_4 + T_6 + T_7 = T_s \quad (5)$$

$$(T_7 - T_0) \times \frac{\sqrt{3}}{2} V_{dc} / T_s + (T_6 - T_4) \times \frac{1}{2\sqrt{3}} V_{dc} / T_s = v_0^* \quad (6)$$

ここで、 $T_z = 2v_0^* T_s / (\sqrt{3}V_{dc})$ とすると、(5)、(6)より V_0 、 V_7 の出力時間 T_0 、 T_7 は下式で表される。

$$T_0 = (3T_s - 4T_4 - 2T_6 - 3T_z) / 6 \quad (7)$$

$$T_7 = (3T_s - 2T_4 - 4T_6 + 3T_z) / 6 \quad (8)$$

上式の出力時間に応じて各電圧ベクトルを選択することで指令値通りの電圧ベクトルを出力することができる。

4. 実機検証結果

Table 3に実験条件、Fig. 4に制御ブロック図を示す。同図より本実験ではFig. 1の可変界磁PMモータを5kVAのインバータ1台で制御する。また、0軸制御器には状態変数フィルタ、 $\Psi_f(i_0)$ と i_0 の関係には(1)を用いている。Fig. 5に拡張SVM法(提案法)を適用したときの電流波形の実験結果を示す。同図より指令値通りに各軸電流を制御できており、提案法の妥当性が確認できる。Fig. 6に各変調方式での0軸電流のフーリエ解析結果を示す。ここでは、0軸電圧の出力時に V_0 と V_7 のみを使用するSVM法(従来法)およびサブハーモニック変調との比較を行う。同図より提案法を適用することで従来法よりも高調波成分を低減でき、サブハーモニック変調と同程度のひずみ率を実現できることがわかる。特に、 α 成分、 β 成分をもつ電圧ベクトルの選択時に出力される0軸電圧の3次周波数成分では55.9%の低減を確認できる。よって、提案法はサブハーモニック変調よりも15.5%の電圧利用率向上と従来のSVM法よりも i_0 の高調波成分低減を同時に実現しており、 i_0 を用いた可変界磁PMモータに適した提案法の優位性が明らかとなった。

5. まとめ

本稿ではシングルインバータドライブにおける $0\alpha\beta$ 軸の三次元に拡張した空間ベクトル変調法を提案した。実機検証を通して指令値通りの電流制御が可能である提案法の妥当性、さらに電圧利用率の向上と i_0 の高調波成分の低減を実現できる優位性を確認した。今後は、デュアルインバータドライブにおける $0\alpha\beta$ 軸に拡張した空間ベクトル変調法を検討し、実機検証により妥当性を確認していく所存である。

Table 3. Experimental conditions.

Switching frequency	10 kHz
Dead time	4 μ s
Crossover frequency of current control	1000 rad/s
Rotating speed	3000 r/min
0-axis current command	2 A
d-axis current command	0 A
q-axis current command	20 A

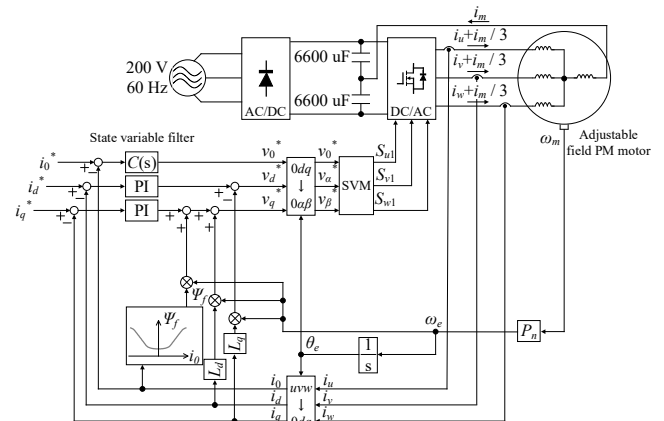


Fig. 4. Control block diagram.

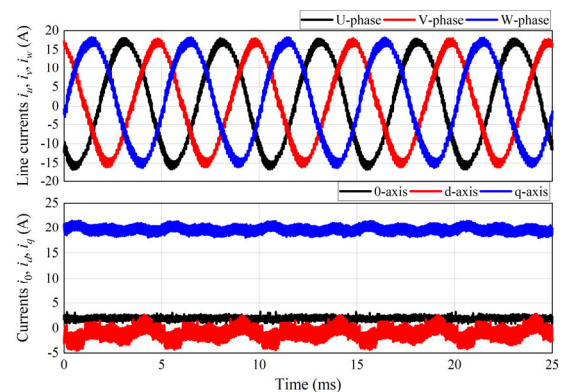


Fig. 5. Experimental results of current waveforms.

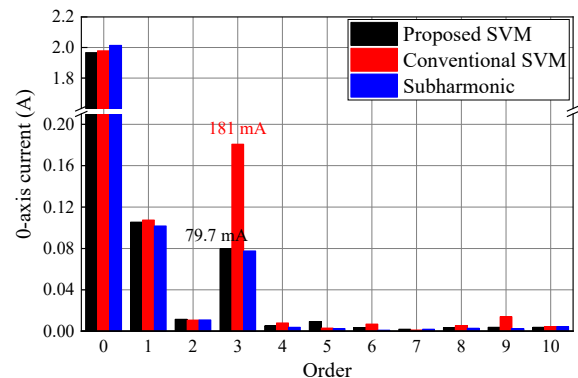


Fig. 6. FFT results of 0-axis current in each modulation method.

文献

- (1) K. Iwama and T. Noguchi, *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, vol. 70, no. 2, pp. 1239-1249 (2023)
- (2) 山田・野口: モータドライブ/家電・民生合同研究会, (2022)
- (3) 山田・野口: 東海支部連合大会, (2022)