

# 極数切替 IM 駆動用多相インバータにおけるベクトル探索数を削減する空間ベクトル変調

加藤 大貴\*, 渡辺 大貴, 伊東 淳一 (長岡技術科学大学), 小林 雅志 (トヨタ自動車)

Space Vector Modulation to Reduce Computational Costs in Multiphase Inverter for Pole-Changing IM Drives  
Hiroataka Kato, Hiroki Watanabe, Jun-ichi Itoh (Nagaoka University of Technology)

## 1. はじめに

近年、電気自動車の普及に伴い駆動用モータには幅広い動作領域での高効率運転が求められている。そこで、極数切替型誘導電動機(IMTS: Induction Motor Transmission System)が提案されている<sup>(1)(2)</sup>。

IMTS を駆動する多相インバータの変調方式として、その簡便性からキャリア比較 PWM の適用例が多い<sup>(1)(2)</sup>。一方、制御自由度の高さと電圧利用率改善の観点から空間ベクトル変調(SVM)の適用が望ましい。多相インバータへの SVM の適用例として、2 重 3 相モータを対象とした研究が数多く報告されている<sup>(3-6)</sup>。この場合、3 相ごとに中性点が独立しているため 2 台の 3 相インバータとして独立に制御できる。そのため容易に実装できる。しかし、中性点が 1 つの IMTS を対象とする場合は、インバータの全てのレグ状態に対して空間ベクトルを定義する必要があり、空間ベクトルの組み合わせの探索には莫大な演算コストを要する。

本論文では IMTS 駆動用多相インバータにおいて探索数を削減する SVM を提案する。提案法は各レグのオン Duty に着目して空間ベクトルの組み合わせを導出する。実機検証より提案 SVM の妥当性を確認したため報告する。

## 2. VSD 変換に基づく空間ベクトルの定義

図 1 に使用するインバータと IMTS の構成を示す。本論文では、少極と多極の切り替えが可能な 6 相 IMTS に対して 6 相インバータを適用する場合について検討する。ここで、モータの中性点は 1 つであり、制御可能な独立した座標系の数は 5 つである。そのため VSD 変換行列は  $5 \times 6$  で定義され、(1)式に示される。

$$\mathbf{T} = \frac{1}{6} \begin{bmatrix} 1 & \cos \varphi & \cos 2\varphi & \cos 3\varphi & \cos 4\varphi & \cos 5\varphi \\ 0 & \sin \varphi & \sin 2\varphi & \sin 3\varphi & \sin 4\varphi & \sin 5\varphi \\ 1 & \cos 2\varphi & \cos 4\varphi & \cos 6\varphi & \cos 8\varphi & \cos 10\varphi \\ 0 & \sin 2\varphi & \sin 4\varphi & \sin 6\varphi & \sin 8\varphi & \sin 10\varphi \\ 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 \end{bmatrix} \dots (1)$$

ここで、 $\varphi$  は各巻線間の位相差を示しており、本構成では 60deg.である。(1)式において 1, 2 行目は少極の alpha-beta 成分に、3, 4 行目は多極の alpha-beta 成分に変換する要素を示しており、5 行目は極数切替に関与しないもののゼロ相成分を定義し、それに変換する要素を示している。

図 2 にインバータの空間ベクトルを示す。空間ベクトルはインバータのレグ状態から(1)式を用いて 5 つの座標系に

写像される。図 2 ではレグ状態(001000:V<sub>4</sub>)と(110011:V<sub>51</sub>)を例として示しており、空間ベクトルは計 64(2<sup>6</sup>)個定義される(以降、V<sub>0</sub>~V<sub>64</sub>と記載)。一方、電圧指令は少極、多極の alpha-beta 成分 V<sub>α-Low</sub><sup>\*</sup>, V<sub>β-Low</sub><sup>\*</sup>, V<sub>α-High</sub><sup>\*</sup>, V<sub>β-High</sub><sup>\*</sup>が指令値として与えられる。ここでゼロ相成分 V<sub>x</sub><sup>\*</sup>は常にゼロとなる。変調にはこれら 5 つの要素をもつ電圧指令ベクトルに対して、最低 6 つの空間ベクトルを選択し、それらを重み付け平均化する必要がある。図 2 からわかるように指令値を変調可能な空間ベクトルの組み合わせを、セクタ分け等の視覚的な情報から導き出すことは困難である。加えて、組み合わせの全パターンを解析する方法も考えられるが、その数は 64C<sub>6</sub>=74,974,368 通りであり、実装における演算コストの観点から現実的ではない。

## 3. 探索数を削減する空間ベクトル変調法

提案する SVM では各レグのオン Duty に着目して空間ベクトルの組み合わせを決定する。図 2 で定義した空間ベクトルにおいて V<sub>51</sub> は V<sub>1</sub>, V<sub>2</sub>, V<sub>16</sub>, V<sub>32</sub> の合成ベクトルといえる。本論文では、このような 6 つのレグにおいてどれか 1 つのレグのみがオン状態となる空間ベクトルを基本ベクトルと定義する。基本ベクトルの重ね合わせとして Duty を演算することで、空間ベクトルの組み合わせ探索が不要となり、探索数を大幅に低減できる。

図 3 に提案 SVM におけるベクトルパターンの一例を示す。図 3(a)はベクトルの組み合わせを総当たりで解析した際の 1 例であり、各レグのオン Duty は青の斜線で示される。一方、図 3(b)に示す提案法では、図 3(a)における青の面積の

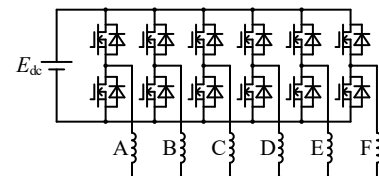


Fig. 1. Configuration of inverter and IMTS.

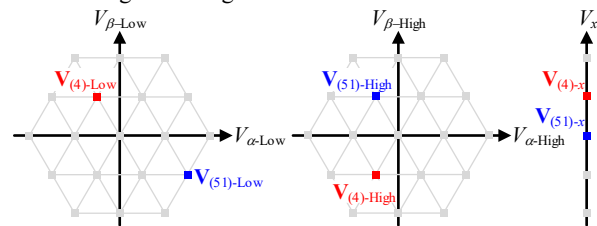


Fig. 2. Definition of space vector in 6-phase inverter.

総和が等しくなるよう各レグ(すなわち基本ベクトル)のオン Duty を直接演算する。提案 SVM における基本ベクトルの Duty 演算式を(2)式に示す。

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha-Low}^* \\ V_{\beta-Low}^* \\ V_{\alpha-High}^* \\ V_{\beta-High}^* \\ V_x^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{1,\alpha-Low} & V_{2,\alpha-Low} & V_{3,\alpha-Low} & V_{4,\alpha-Low} & V_{5,\alpha-Low} \\ V_{1,\beta-Low} & V_{2,\beta-Low} & V_{3,\beta-Low} & V_{4,\beta-Low} & V_{5,\beta-Low} \\ V_{1,\alpha-High} & V_{2,\alpha-High} & V_{3,\alpha-High} & V_{4,\alpha-High} & V_{5,\alpha-High} \\ V_{1,\beta-High} & V_{2,\beta-High} & V_{3,\beta-High} & V_{4,\beta-High} & V_{5,\beta-High} \\ V_{1,x} & V_{2,x} & V_{3,x} & V_{4,x} & V_{5,x} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \\ d_3 \\ d_4 \\ d_5 \end{bmatrix} \quad (2)$$

ここで、係数行列は 5 つの基本ベクトルの座標を示しており、 $d_x$  は基本ベクトルの Duty である。(2)式は、空間ベクトルの Duty を計算する場合とは異なるため、 $d_x$  はそれぞれが 0~1 の値を取る。また、6 つの基本ベクトルに対して、(2)式で用いるベクトルは 5 つである。これは、変調に必要な基本ベクトルの数に対して自由度が存在するためである。そのため、どれか 1 つのレグは(2)式を用いずに Duty をゼロもしくは 1 とする必要がある。本論文では、電圧指令ベクトルに対して最も距離が遠い基本ベクトルの Duty をゼロとしている。実装時は、はじめに 6 つの基本ベクトルと電圧指令ベクトルの距離を演算し、その後(2)式を用いて  $d_x$  を計算する。そのため、提案 SVM は、ベクトルの探索数を  $64C_6$  から 6 に大幅に削減することができる。

#### 4. 実験結果

図 4 に、無負荷基底速度において提案 SVM で IMTS を駆動したときの A 相レグの Duty 指令と A 相電流波形を示す。定格速度 900rpm、定格トルク 11.67Nm の IMTS を使用しており、制御周期は 100 $\mu$ s としている。また、V/f 制御を適用し、図 4(c)の極数切替中は少極と多極の電圧指令を 50%ずつにしている。図 4 において、Duty がゼロの区間が見られるが、これは前述の通り使用しない基本ベクトルの Duty にゼロが与えられているためである。

図 5 に基底速度においてトルク変化時のインバータ損失と相電流の THD の測定結果を示す。実機では 2 台の 3 相インバータを用いており、A, C, E 相に接続しているインバータの損失を測定している。また、THD は基本波成分の 40 次までの高調波成分を測定している。図 5(a)から、提案 SVM の適用により損失が最大 9.4%低減している。これはスイッチング回数の減少によりスイッチング損失が低下したためと考えられる。図 5(b)から、提案 SVM の適用により少極動作における THD に変化が少ない一方で、多極動作では最大 43.0%の悪化している。ここで、図 4(b)において多極動作時は、3 相インバータにおける 2 相変調と同じ Duty 指令となっている。そのため、スイッチング回数は PWM と比較して 2/3 であり、THD が悪化したものとする。少極動作時は図 4(a)からわかるように各レグの休止期間が 60deg.ごとであり、スイッチング回数は PWM と比較して 5/6 である。そのため THD 悪化の影響が少ないものとする。

以上より、提案 SVM は空間ベクトルパターンの探索数を削減し、極数切替中を含む電圧指令に対して適用可能であることを確認した。今後は、モータ電流リップル、DC 電流リップルに着目し、それらを低減する SVM の検討を行う。

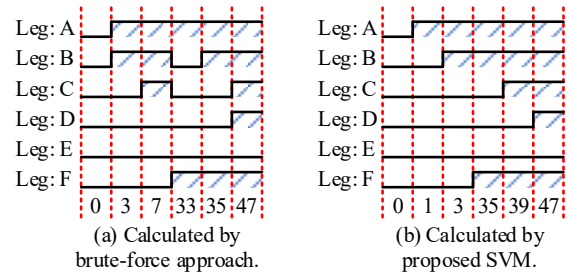
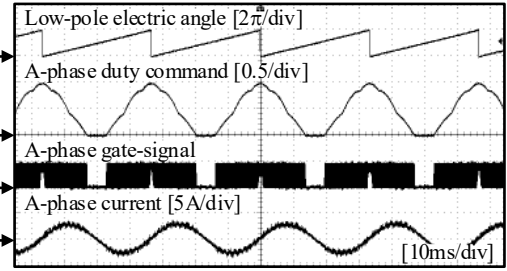
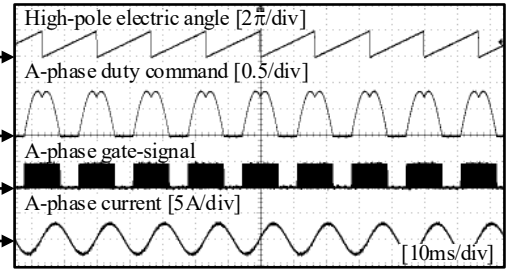


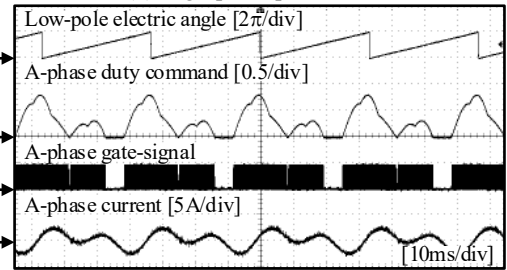
Fig. 3. Vector pattern in SVM.



(a) Low-pole operation



(b) High-pole operation



(c) During pole-changing

Fig. 4. Experimental result of proposed SVM.

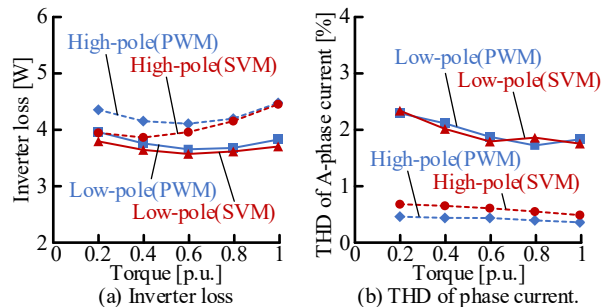


Fig. 5. Inverter loss and THD of phase current.

#### 文献

- (1) T. Ashikaga et al., IEEE Trans. on IA, Vol.117, No.6, pp.688-695(1997)
- (2) E. Libbos et al., IEEE Trans. on TE, Vol.9, No.4, pp.5214-5225(2023)
- (3) Y. Zhao, T.A. Lipo, IEEE Trans. on IA, Vol.31, No.5, pp.1100-1109(1995)
- (4) O. Gonzalez et al., IEEE Trans. on PE, Vol.37, No.7, pp.7617-7628(2022)
- (5) K. Cui et al., IEEE Trans. on TE, Vol.9, No.1, pp.1350-1362(2023)
- (6) Y. Liu, IEEE JESTPE, No.12, No.5, pp.5235-5245(2024)