

# モデル予測制御に基づいた独立二重三相 IPMSM の独立電流制御

◎橋場 知広, 芳賀 仁 (長岡技術科学大学)

## 1. はじめに

独立二重三相 IPMSM(埋込磁石同期モータ)では二つの巻線が磁氣的に結合していることから、巻線間の干渉が電圧外乱となり制御性能が悪化する課題があげられる<sup>[1][2]</sup>。

本稿では、サンプリング毎に他方のインバータによって発生する電圧外乱を考慮してモデル予測制御によって出力する電圧ベクトルを決定する。提案する制御を実機検証により基本動作を確認したので報告する。

## 2. 提案するモデル予測に基づいた電流制御法

Fig.1 に対象とするモータドライブシステムを示す。独立二重三相 IPMSM の電流を状態変数として、0次ホールドで離散化した状態方程式は(1)式で表すことができる。

$$\begin{bmatrix} i_{dq1}(k+1) \\ i_{dq2}(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dq1}(k) \\ i_{dq2}(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_{11} & B_{12} \\ B_{21} & B_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{dq1}(k) - e_1(k) \\ v_{dq2}(k) - e_1(k) \end{bmatrix} \quad (1)$$

最適な出力電圧ベクトルを選択するため、(1)式の離散時間モデルを基に電流指令値に追従するための離散時間における電圧 $v_{dq}(k)$ を(2)式で算出する。

$$v_{dq}(k) = C[(I - D)i_{dq}(k+1) - E i_{dq}(k)] + e(k) \quad (2)$$

各インバータにおいて、(2)式で算出した電圧 $v_{dq}(k)$ を座標変換した $\alpha\beta$ 軸電圧 $v_{\alpha\beta}(k)$ は、Fig.2 より  $60^\circ$  毎のセクタとセクタ内の重心で区別されたエリアを条件式(3)で判別することができる。

$$\text{Area} = \begin{cases} 1, & \beta \leq -\frac{1}{\sqrt{3}}\alpha + \frac{1}{\sqrt{3}} \\ 3, & \beta > -\frac{1}{\sqrt{3}}\alpha + \frac{1}{\sqrt{3}} \end{cases} \quad \theta < 30^\circ$$

$$\text{Area} = \begin{cases} 2, & \alpha \leq 0.5 \\ 3, & \alpha > 0.5 \end{cases} \quad \theta \geq 30^\circ \quad (3)$$

判別したエリアに隣接する Inv.1 の電圧ベクトル  $v_{opt1,2inv1}$  と Inv.2 の電圧ベクトル  $v_{opt1,2inv2}$  を用いた  $2 \times 2$  の4つの電圧ベクトルパターンから1サンプリング後の電流  $i_{dq}(k+1)$  を予測する。(4)式の評価関数が最小となる電圧ベクトルパターンを出力する。

$$E = |i_{d1}^{ref} - i_{d1}(k+1)| + |i_{q1}^{ref} - i_{q1}(k+1)| + |i_{d2}^{ref} - i_{d2}(k+1)| + |i_{q2}^{ref} - i_{q2}(k+1)| \quad (4)$$

## 3. 実機検証による結果

提案するモデル予測電流制御の基本動作の確認するために実機検証を行う。Fig.3 に提案する制御ブロック図を示す。サンプリング周波数を40kHz、直流電圧 $V_{dc}$ を12Vであり、巻数比が2:1、結合率 $\sigma$ が0.95である試作モータを使用する。

Fig.4 は  $i_{d1}^{ref}$  および  $i_{d2}^{ref}$  を 0A,  $i_{q1}^{ref}$  および  $i_{q2}^{ref}$  に 10A を与えたときの実験結果である。Fig.4 の実験結果から、提案するモデル予測電流制御によって、安定して各巻線電流を制御できることを確認した。

### 参考文献

1. 新中：電学論 D, Vol. 138, No.1, pp.48-57 (2018)
2. 橋場, 芳賀：SPC-19-138/MD-19-104, pp.79-84 (2019)

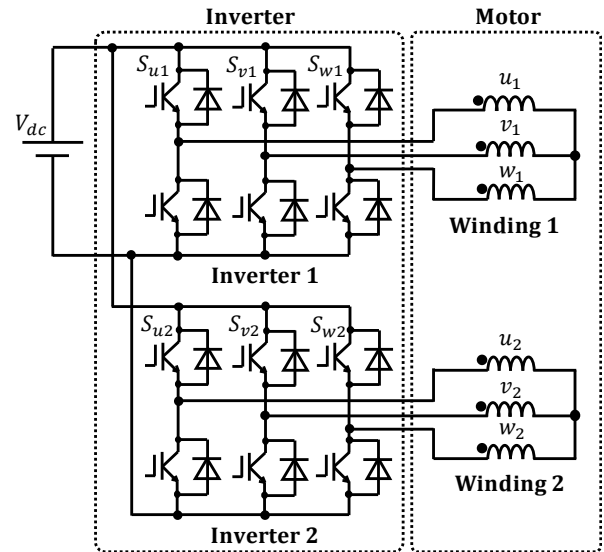


Fig.1 Double-Three-Phase Winding motor drive system

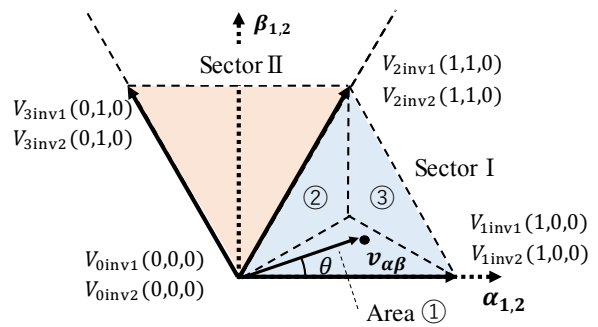


Fig.2 Voltage vector of dual inverter

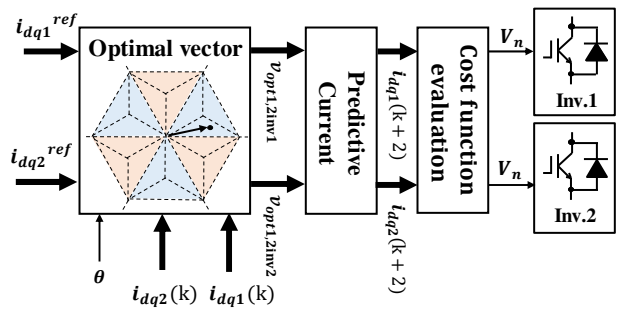


Fig.3 Control block diagram of the proposed MPC

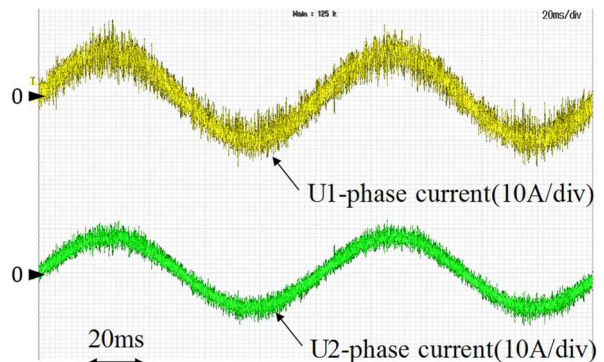


Fig.4 Experiment result of the proposed MPC