三相電流形PWMコンバータ制御モデルとその有限整定制御

学生員 西田克美 (山口大学)
正員 中岡陸雄 (山口大学)

正員 小西義弘 (山口大学)

Dynamic System Modeling of Active Three-Phase Current-Source PWM Converter and Finite-Time Settling Controller
K. Nishida, Member Y. Konishi, Member M. Nakaoka, Member (Yamaguchi University)

In this paper a dynamic circuit system model of active three-phase current-source PWM converter for Power Factor Correction is described on the basis of instantaneous space vectors. The formulation of the discretized value system and control algorithm to achieve the deadbeat responses of state variables in the utility AC side low pass filter of this converter are evaluated and discussed from an experimental point of view. The system response is much faster and transient oscillations of both source current and capacitor voltage are suppressed effectively, though the state variable in the state feedback is only the current.

キーワード：電流形三相PWMコンバータ，瞬時空間ベクトル，二次元有限整定応答

1. まえがき

三相電流形PWMコンバータ回路のシステムモデルは、p-q 回転座標軸上で構築されている場合⁽¹⁾が多いが、本稿では瞬時空間ベクトルを導入してα-β 静止座標軸上で構築し、回路の離散値系関係式、有限整定応答を実現する制御則を導出している。また従来、交流側状態変数の過渡振動を抑制する方法としてフィルターキャパシタ電圧を状態帰還する方法⁽²⁾や、電源電流指令値をランプ状に変えてオープンループで制御する方法⁽³⁾が提案されているが、本方法は電源電流の過渡振動が目標値のいかなる変化に対しても抑制され、追従制御が実現できる点にも特徴がある。

2. 交流側回路のモデル化

図1. 三相電流形PWMコンバータの主回路、および制御系
Fig.1 Three-phase current-source PWM-PFC converter with a deadbeat controller

図1は電流形三相PWMコンバータの主回路、およびその制御系の構成図である。コンバータ交流側の回路方程式は

$$\begin{pmatrix} V_{su}-V_{sv} \\ V_{sv}-V_{sw} \\ V_{sw}-V_{su} \end{pmatrix} = L \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{su}-i_{sv} \\ i_{sv}-i_{sw} \\ i_{sw}-i_{su} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} V_{cu}-V_{cv} \\ V_{cv}-V_{cw} \\ V_{cw}-V_{cu} \end{pmatrix} \quad (1)$$

$$C \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} v_{cu} \\ v_{cv} \\ v_{cw} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} i_{su} \\ i_{sv} \\ i_{sw} \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} i_{pu} \\ i_{pv} \\ i_{pw} \end{pmatrix} \quad (2)$$

(1)と(2)に変換行列 $\sqrt{2/3} \begin{bmatrix} 1 & e^{j2/3\pi} & e^{j4/3\pi} \end{bmatrix}$ を乗じて、静止α-β座標軸上での、回路方程式を求める。

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_s \\ v_c \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & -1/L \\ 1/C & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_s \\ v_c \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ -1/C \end{pmatrix} i_p + \begin{pmatrix} 1/L \\ 0 \end{pmatrix} v_s \quad (3)$$

ここで、 i_s , v_c , i_p , v_s は瞬時空間ベクトルであり、各三相量に上記の変換行列を乗じて求められた量である。

二つの状態量 i_s と v_c の過渡応答を同時に改善するため有限整定制御を導入する。そのために、まず電源電圧 v_s と i_p がサンプリング期間では一定値の階段波と仮定する。

この条件で、(3) から定差方程式を導出すると、

$$\begin{pmatrix} \hat{i}_s(k+1) \\ \hat{v}_c(k+1) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos\theta_f & -1/X_L \sin\theta_f \\ X_C \sin\theta_f & \cos\theta_f \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \hat{i}_s(k) \\ \hat{v}_c(k) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 1 - \cos\theta_f \\ -X_C \sin\theta_f \end{pmatrix} i_p(k) + \begin{pmatrix} 1/X_L \sin\theta_f \\ 1 - \cos\theta_f \end{pmatrix} v_s(k) \quad (4)$$

ただし、 $\theta_f = \omega_f T_s$, $X_C = 1/(\omega_f C)$, $X_L = \omega_f L$, $\omega_f = 1/\sqrt{LC}$

T_s : 交流電流制御周期。

3. 制御則

制御系は図1に示すように直流電圧指令 v_{dc}^* を計算するメインループと i_p のPWM操作によって交流側の瞬時空間ベクトル i_s と v_c を制御するマイナーループの2重構成となっている。次式から v_{dc}^* に対応する i_s^* を求める。

$$|i_s^*(k)| = v_{dc}^*(k) \cdot i_{dc}(k) / |v_s(k)| \quad (5)$$

ここで $i_s^*(k)$ の位相は $v_s(k)$ と同位相として AC サイド総合力率1を実現する。 $i_s^*(k)$ に対応するコンバータ入力電流の定常値 $i_p^*(k)$ を(4)と(6)から導かれる(7)を用いて算出する。すなわち

$$i_s^*(k+1) = e^{j\theta_0} i_s^*(k), \quad v_c^*(k+1) = e^{j\theta_0} v_c^*(k)$$

$$\text{ただし } \theta_0 = \omega T_s, \quad \omega: \text{商用電源角周波数} \quad (6)$$

$$i_p^*(k) = \{(\cos \theta_f - \cos \theta_0)(1 + e^{j\theta_0})\} / \{(1 + \cos \theta_0)(\cos \theta_{f-1})\} i_s^*(k) + j\{\sin \theta_0 \sin \theta_f (1 + e^{j\theta_0})\} / \{2X_L(1 + \cos \theta_0)(\cos \theta_{f-1})\} v_s(k) \quad (7)$$

次に状態量の定常点に対する偏差を考えると、次式が成り立つ。

$$\begin{pmatrix} \Delta i_s(k+1) \\ \Delta v_c(k+1) \end{pmatrix} = P \begin{pmatrix} \Delta i_s(k) \\ \Delta v_c(k) \end{pmatrix} + Q \Delta i_p(k)$$

$$\text{ただし } P = \begin{pmatrix} \cos \theta_f - 1/X_L \sin \theta_f \\ X_C \sin \theta_f & \cos \theta_f \end{pmatrix}, \quad Q = \begin{pmatrix} 1 - \cos \theta_f \\ -X_C \sin \theta_f \end{pmatrix} \quad (8)$$

有限整定デッドビート応答を実現する状態フィードバック式は $[P \ Q, \ Q]^{-1} P^2$ の第1行を計算すればよく、以下の通りとなる。すなわち

$$\Delta i_p(k) = \{(1 - 2\cos \theta_f) / \{2(1 - \cos \theta_f)\}, (2\cos \theta_{f+1}) / (2X_C \sin \theta_f)\} [\Delta i_s(k) \ \Delta v_c(k)]^T \quad (9)$$

マイナーループの操作量 $i_p(k)$ は結局以下の様に決定される。

$$i_p(k) = i_p^*(k) + \Delta i_p(k) \quad (10)$$

(9)は、状態ベクトルフィードバックを必要とする。そこで $\Delta i_s(k)$ の検出のみで行うように状態同定アルゴリズムを用い、またDSPの演算時間遅れを考慮して $\Delta i_s(k)$ の推測も行って次章の実験を行っている。

4. 実験結果と検討

制御則の妥当性を確認するための実験の条件は、線間電圧 100[Vrms], 周波数 $f = 60$ [Hz]。またローパスフィルタの回路定数は、 $L = 4$ [mH], $C = 21.7$ [μ F]。PWM周期は階段波の誤差を押さえるため $1/7200$ [s]。交流側電流制御周期 $T_s = 1/3600$ [s]、また直流側電流制御周期はその2倍である。なお直流側の回路定数は $L_{dc} = 190$ [mH], $R = 21.6$ [Ω]。

図2(a)は直流電流指令値 i_{dc}^* を定格値 $(\sqrt{3}/2)|v_s|/R = 5.67$ [A] の80%から40%へステップ上に変化させたときの瞬時空間ベクトルの絶対値 $|i_s^*(k)|$, $|i_s(k)|$ の応答と更に直流側の状態量 $i_{dc}(k)$, $v_{dc}^*(k)$ および $v_{dc}(k)$ の応答も規格値で示している。また図2(b)は電源電流 i_{su} とコンデンサ線間電圧 v_{cu} の応答を示している。 $i_s(k)$ は $i_s^*(k)$ によく追従しており有限整定が実現されている。

さらに、図3は直流電流指令値を正弦波状に変えた場合の追従制御の応答を示している。直流側、交流側とも有限整定応答が達成されていることがわかる。

(a) Response of absolute value of space vector

(b) Response of source current i_{su} (upper 2.35[A/div]) and capacitor line voltage v_{cu} (100[V/div]), time axis 5[ms/div]

図2. 過渡応答(i_{dc}^* : 80%~40%)

Fig.2 Transient response to a step on i_{dc}^*

図3. 追従制御

Fig.3 Follow-up control

5. あとがき

瞬時空間ベクトルを用いた電流形三相PWMコンバータの回路モデルを考え、有限整定応答を実現する制御則を導出した。提案した制御則の妥当性および有効性を実験によって明らかにした。

(平成12年7月17日受付)

文 献

- (1) 福田, 岩路「正弦波電流入力三相PWMコンバータの最適制御」, 電学論D, 117, (97.1)
- (2) 佐藤, 片岡「電流形PWM整流回路における入力電流ひずみと過渡振動に関する一考察」, 電学論D, 114, (94.6)
- (3) 外山, 竹下, 松井「電流形三相PWMコンバータのオープンループによる入力フィルタ電圧・電流の過渡振動抑制」, 電学論D, 117, (97.9)