

# 電流形 PWM コンバータの直接電力制御法

佐藤 明\* 野口季彦 (長岡技術科学大学)

Direct Power Control of Current-Source PWM Converter  
Akira Sato, and Toshihiko Noguchi (Nagaoka University of Technology)

## 1. はじめに

筆者らはこれまでに電圧形 PWM コンバータの直接電力制御法を提案し、その有効性を実験的に検証してきた<sup>[1]</sup>。

本稿では直接電力制御法を電流形 PWM コンバータに適用した場合のシステム構成を検討し、その基本的な制御特性を計算機シミュレーションにより検証したので報告する。

## 2. 制御原理

<2.1>システム構成 Fig. 1 に直接電力制御法に基づく電流形 PWM コンバータのシステム構成を示す。本制御法は交流側の瞬時有効電力  $P$  と瞬时无効電力  $Q$  を(1)により算出し、コンバータのスイッチングによりリレー制御を行う。

$$\begin{bmatrix} P \\ Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (1)$$

ただし、 $v_\alpha, v_\beta$  と  $i_\alpha, i_\beta$  は電源電圧と電流に絶対変換を施した二相量である。有効電力指令値  $P^*$  は直流バス電流制御系から、無効電力指令値  $Q^*$  は外部より直接与える。 $P$  と  $Q$  の偏差  $\Delta P, \Delta Q$  はヒステリシス要素により二値化する。また、電源電圧位相もヒステリシス要素を用いて、6 つの領域に分割して検出する。 $S_p, S_q$  および  $\theta_n$  をスイッチングテーブルに入力し、これらの組み合わせに応じて PWM コンバータのスイッチングモード  $S_a, S_b, S_c$  を直接決定する。ここで、各レグのスイッチング関数を以下のように定義する。

P: 正側スイッチオン, 負側スイッチオフ

$S_{a,b,c} = O$ : 正側, 負側スイッチオンまたはオフ

N: 正側スイッチオフ, 負側スイッチオン

<2.2>スイッチングテーブル構成法 本手法はリレー制御に基づいており、スイッチングモード  $S_a, S_b, S_c$  に対する瞬時有効・無効電力の時間的変化率  $dP/dt, dQ/dt$  の極性がスイッチングテーブルを構成する上で重要となる。

Fig. 1 より、(2)の電圧電流方程式が得られる。

$$L_f C_f \frac{d^2 i_s}{dt^2} + (i_s - i_s') - C_f \frac{dv_s}{dt} = 0 \quad (2)$$

(2)において、第3項は小さい値であるため無視し、電源電流ベクトル  $i_s$  について解くと(3)のようになる。

$$i_s = \frac{1}{\sqrt{L_f C_f}} \sin \left( \frac{1}{\sqrt{L_f C_f}} \right) i_s' \quad (3)$$

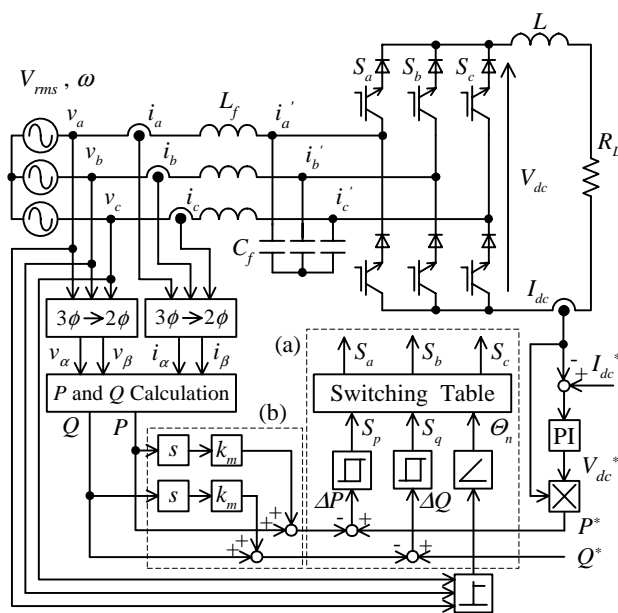


Fig. 1. Block diagram of direct-power controlled current-source PWM converter.

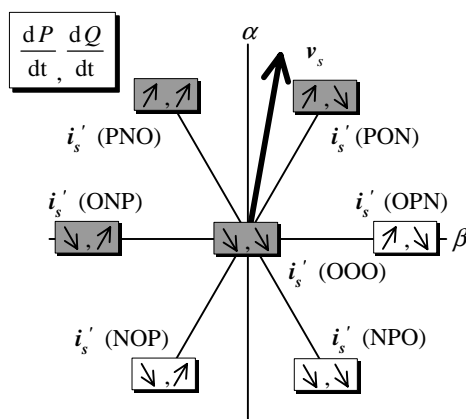


Fig. 2. Calculation of  $dP/dt$  and  $dQ/dt$  in  $\theta_n$ .

ここで、

$$i_s' = \sqrt{\frac{2}{3}} I_{dc} \left( S_a + S_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + S_c e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) \quad (4)$$

また、電源電圧ベクトル  $v_s$  は(5)のように表される。

$$v_s = \sqrt{3}V_{rms}e^{j\omega t} \tag{5}$$

(1), (3), (5)を用いて  $dP/dt$ ,  $dQ/dt$  を解くと、

$$\frac{dP}{dt} = \sqrt{2}V_{rms}I_{dc} \{S_1(K_1 \cos \omega t - \omega K_2 \sin \omega t) + S_2(K_1 \sin \omega t + \omega K_2 \cos \omega t)\} \tag{6}$$

$$\frac{dQ}{dt} = \sqrt{2}V_{rms}I_{dc} \{S_1(K_2 \cos \omega t + \omega K_1 \sin \omega t) + S_2(\omega K_2 \sin \omega t - K_1 \cos \omega t)\} \tag{7}$$

$$S_1 = S_a - \frac{1}{2}S_b - \frac{1}{2}S_c, S_2 = \sqrt{\frac{3}{2}}S_b - \sqrt{\frac{3}{2}}S_c$$

∴

$$K_1 = \frac{1}{L_f C_f} \cos \frac{1}{\sqrt{L_f C_f}} t, K_2 = \frac{1}{\sqrt{L_f C_f}} \sin \frac{1}{\sqrt{L_f C_f}} t$$

となり、各電源電圧位相  $\theta_n$  におけるスイッチングモードに対応した  $dP/dt$ ,  $dQ/dt$  を算出することができる。Fig. 2 は領域  $\theta_1$  における計算結果を例示したものである。この中から操作量に適したスイッチングパターンを選択する。このようにして得られる最適スイッチングテーブルと制御器は Fig. 3 に示すものとなり、これが Fig. 1 の(a)部に相当する。  
 <2.3>LC 共振抑制法 交流側有効電力  $P_{ac}$  と直流側電力  $P_{dc}$  の関係は(1), (3), (5)を用いると(8)に示すようになる。

$$\frac{P_{ac}}{P_{dc}} = \frac{\sqrt{2}V_{rms}}{V_{dc}} (S_1 s + \omega S_2) \frac{1}{s^2 + \omega^2} \frac{1}{L_f C_f s^2 + 1} \tag{8}$$

ここで、 $s$  はラプラス演算子である。(8)において下線部が振動系になっていることがわかる。これより、(8)を(9)とすることにより LC 共振を抑制することができる<sup>[2][3]</sup>。

$$\frac{P_{ac}}{P_{dc}} = \frac{\sqrt{2}V_{rms}}{V_{dc}} (S_1 s + \omega S_2) \frac{1}{s^2 + \omega^2} \frac{1}{L_f C_f s^2 + k_m s + 1} \tag{9}$$

(9)から有効電力の微分値を有効電力に加える構成とすることにより、振動を抑制することができる。また、無効電力においても同様の構成とする。以上をブロック図で表すと Fig. 1 の(b)部のようになる。

### 3. シミュレーション結果

シミュレーション条件は電源電圧 200 (V), 入力フィルタ (L: 1.6 (mH), C: 10 (μH)), 直流リアクトル 10 (mH), 無効電力指令値 0 (var), 直流バス電流指令値 10 (A), 負荷電力 1 (kW)である。Fig. 4 にシミュレーション結果を示す。入力電流は入力 LC フィルタによる共振が抑制され、電源電圧と同相となっていることから入力力率 1 制御が実現できていることがわかる。また、直流バス電流も良好に一定制御が達成されている。

### 4. まとめ

本稿では直接電力制御法を電流形 PWM コンバータに適

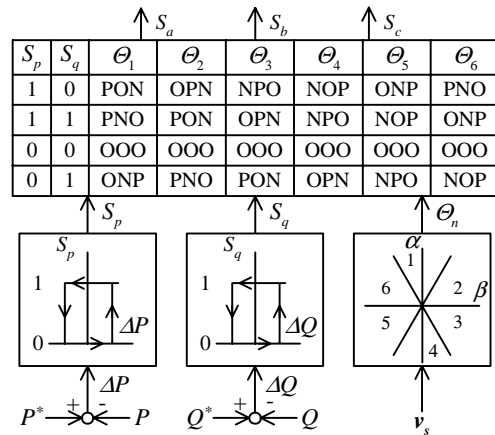


Fig. 3. Optimum switching table and regulators.

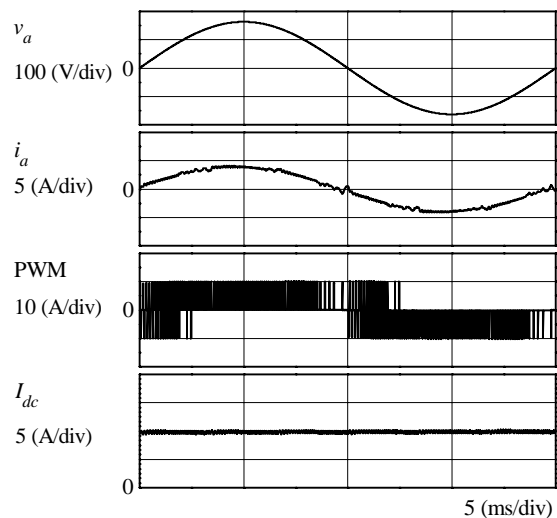


Fig. 4. Simulation result.

用した場合のシステム構成を検討し、その基本的な制御特性を計算機シミュレーションにより確認した。

### 参考文献

- [1] T. Noguchi, H. Tomiki, S. Kondo, and I. Takahashi, "Direct Power Control of PWM Converter Without Power-Source-Voltage Sensors," *IEEE Trans. Ind. App.*, vol. **34**, no. 3, pp. 473-479 (1998).
- [2] T. Ohnishi, and Y. Minamoto, "Three Phase Current Fed Type PWM Converter by Direct control of Instantaneous Current Vector," *IEEJ Trans. Ind. App.*, vol. **115-D**, no. 8, pp. 984-990 (1995).  
大西・皆本：「瞬時電流ベクトル直接制御方式三相電流形 PWM コンバータ」電学論 D, 115 巻 8 号, 984-990 (平成 8)
- [3] K. Toyama, O. Mizuno, T. Takeshita, and N. Matsui, "Suppression for Transient Oscillation of Input Voltage and Current-Source Three-Phase AC/DC PWM Converter," *IEEJ Trans. Ind. App.*, vol. **117-D**, no. 4, pp. 420-426 (1997).  
外山・水野・竹下・松井：「電流形三相 PWM コンバータにおける入力電圧・電流の過渡振動抑制」電学論 D, 117 巻 4 号 420-426 (平成 9)