

不平衡電源における直接電力制御形 PWM コンバータの運転特性

学生員 竹内大裕 正員 野口季彦 正員 佐藤 明

(長岡技術科学大学)

Operation Characteristics of Direct-Power-Controlled PWM Converter under Unbalanced Power Source

Daisuke Takeuchi, Student Member, Toshihiko Noguchi, Member, and Akira Sato, Member

(Nagaoka University of Technology)

This paper discusses operation characteristics of a direct-power-controlled PWM converter, compared with a conventional subharmonic PWM converter, under unbalanced power source condition. Experimental data prove that the former achieves more than 95-% power factor and less than 6-% DC bus ripples.

キーワード：直接電力制御法，PWMコンバータ，不平衡電源

Keywords : Direct-power-control, PWM converter, unbalanced power source

1. はじめに

三相AC/DC変換器として6個のスイッチング素子を用いたPWMコンバータが広く知られている。PWMコンバータは、電流マイナーループにより電源電圧と同相となるように電流を制御すると同時に、直流電圧を一定に制御する。電流制御法としてキャリア変調方式やヒステリシスコンパレータ方式が採用され、電流波形を正弦波状に制御して高調波の発生を抑制する。一方、瞬時有効・無効電力に着目し、入力力率と直流電圧を制御する手法も提案されている⁽¹⁾⁽²⁾。筆者らはこれまで、PWMコンバータのスイッチングモードと瞬時有効・無効電力を直接関連付けてリレー制御する直接電力制御法を検討してきた。本稿では、不平衡電源において、直接電力制御法を用いたPWMコンバータの運転特性を実験的に検証し、キャリア変調方式を用いた一般的なPWMコンバータの特性と比較評価したので報告する。

2. システム構成と制御原理

2.1 直接電力制御形PWMコンバータのシステム構成

Fig. 1 に直接電力制御法に基づく PWM コンバータのシステム構成を示す。本方式では交流電源側の瞬時有効電力 P と瞬时无効電力 Q をフィードバックしてそれらのリレー制御を行う。

まず、電源電圧 v_a, v_b, v_c と電流 i_a, i_b, i_c を検出し、(1)、(2)により三相・二相変換を行う。

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2)$$

これらから得られた v_α, v_β と i_α, i_β より、(3)を用いて瞬時有効電力 P 、瞬时无効電力 Q を求める。

$$\begin{bmatrix} P \\ Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (3)$$

一方、瞬時有効電力指令値 P^* は、直流バス電圧指令値 V_{dc}^* と直流バス電圧検出値 V_{dc} の偏差から、PI制御器を介して得られた I^* と V_{dc} の積より得られる。また、瞬时无効電力指令値 Q^* は外部より直接与え、入力力率を 1 とする場合には $Q^*=0$ とする。(3)により求められた瞬時有効電力 P と P^* 、瞬时无効電力 Q と Q^* の偏差 P, Q をヒステリシスコンパレータによって量子化し、量子化信号 S_p, S_q を得ることにより瞬時有効・無効電力の増減をリレー制御する。また、電源電圧位相も Fig. 2 のように 30 (deg) ごとに量子化し、(4)のような 12 領域に分割して検出する。

$$(n-2)\frac{\pi}{6} \leq \theta_n < (n-1)\frac{\pi}{6} \quad \therefore n=1, 2, \dots, 12 \quad (4)$$

以上のように得られた S_p, S_q, θ_n をスイッチングテーブルに入力し、それらの組み合わせによって一義的に定められた PWM コンバータの最適スイッチングモードを直接決定する。

2.2 スwitchングテーブルの構成法

直接電力制御形 PWM コンバータでは、リレー制御に基づき瞬時有効・無効電力の制御を行う。このため、それらの

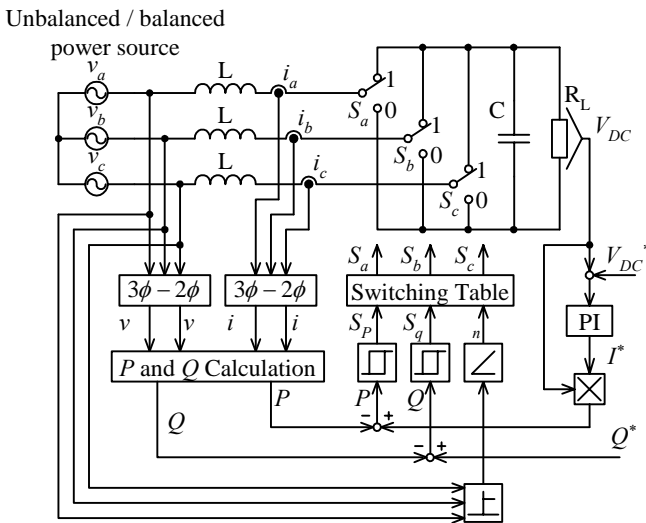


図 1 直接電力制御形PWMコンバータのシステム構成
Fig. 1. System configuration of direct-power-controlled PWM converter.

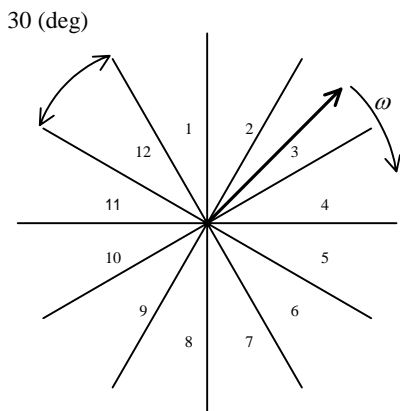


図 2 電源電圧ベクトル位相の量子化
Fig. 2. Phase quantization of power source voltage vector.

時間的变化率 dP/dt , dQ/dt がスイッチングモードの決定に重要な役割を担う。瞬時有効・無効電力とそれらの指令値との偏差 P , Q の量子化信号 S_p, S_q は $dP/dt, dQ/dt$ の符号に相当し、瞬時有効・無効電力の増減に密接に関わっている。Fig. 3 のように量子化信号 S_p, S_q, n を入力とする 3 次元スイッチングテーブルにより最適なスイッチングモードを選択し、 P と Q が所定のヒステリシス幅に制限されるように PWM コンバータの制御が行われる。直接電力制御形 PWM コンバータの瞬時有効・無効電力の時間的变化率は次式のように導出される。

$$\frac{dP}{dt} = \frac{V_{rms} V_{dc}}{L} \left[K_1 \left(S_a - \frac{S_b}{2} - \frac{S_c}{2} \right) - \frac{\sqrt{3}}{2} K_2 (S_b - S_c) \right] \quad (5)$$

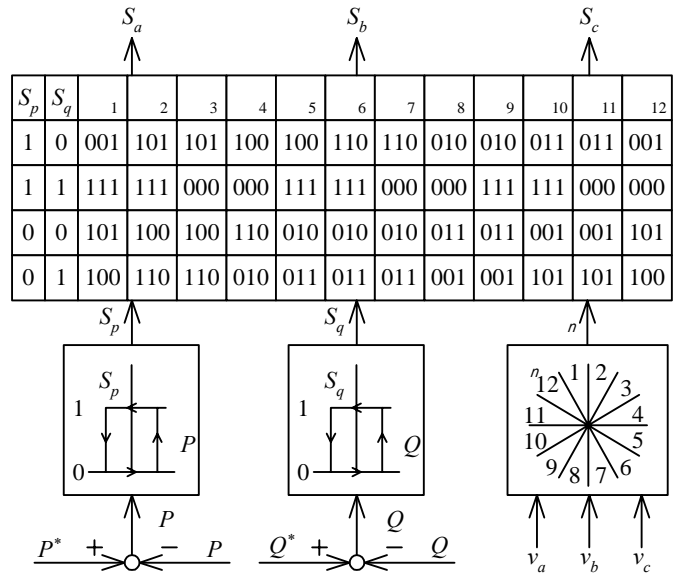


図 3 スwitchingテーブルの構成
Fig. 3. Configuration of switching table.

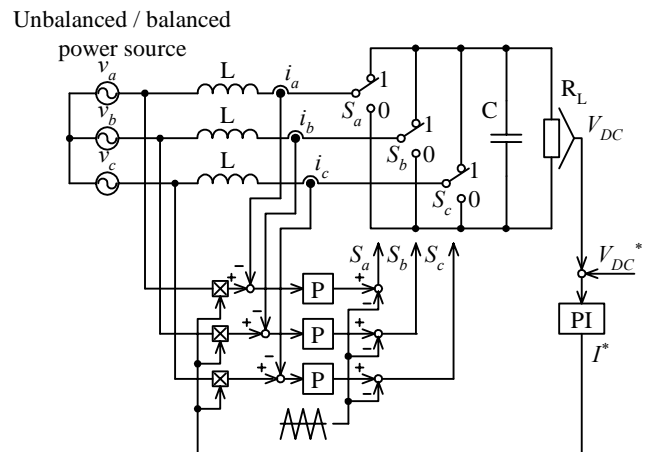


図 4 キャリア変調形PWMコンバータのシステム構成
Fig. 4. System configuration of conventional subharmonic PWM converter.

$$\frac{dQ}{dt} = -\frac{V_{rms} V_{dc}}{L} \left[\frac{\sqrt{3}}{2} K_1 (S_b - S_c) - K_2 \left(S_a - \frac{S_b}{2} - \frac{S_c}{2} \right) \right] \quad (6)$$

$$\because K_1 = \omega t \sin \omega t - \cos \omega t, \quad K_2 = \omega t \cos \omega t + \sin \omega t$$

ここで、 V_{rms} は平衡時の電源電圧実効値、 V_{dc} は直流バス電圧、 ω は電源角周波数である。(5), (6) に基づき、瞬時有効・無効電力の増減に合わせて、Fig. 3 に示したスイッチングモードを操作量としてテーブル化しておく。

3. 実機による運転特性の比較検証

不平衡電源を想定して直接電力制御形 PWM コンバータと Fig. 4 に示す従来の三角波キャリア変調形 PWM コンバータの運転特性を実験的に比較評価した。実験では線間電圧が $v_{ab}=200$ (V), $v_{bc}=183$ (V), $v_{ca}=183$ (V) の不平衡電源を用い、

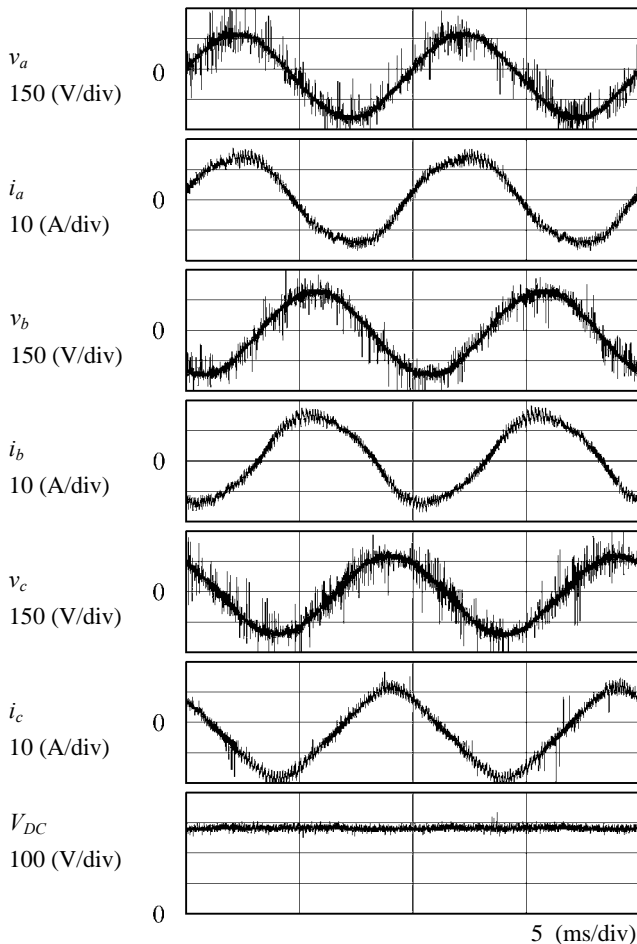


図 5 直接電力制御形PWMコンバータの電圧，電流波形
Fig. 5. Power source voltages, currents and DC bus voltage waveforms of direct-power-controlled PWM converter.

連系リアクトルを 5 (mH) 直流バス平滑コンデンサを 40 (μ F) としている。また，直流バス電圧指令値を 300 (V)，瞬時無効電力指令値を 0 (var) とした。負荷を 1.6 (kW) としたときの直接電力制御形PWMコンバータの電源相電圧，線電流，直流バス電圧波形をFig. 5 に，同条件における三角波キャリア変調形PWMコンバータの波形をFig. 6 に示す。直接電力制御形PWMコンバータでは，瞬時電力一定制御を行っているため，出力電力が低下しているとき，より多くの有効電力を伝送しようとして線電流波形が歪むことがわかる。しかし，出力電力を一定に制御できるため，直流バス電圧はほぼ一定に制御されている。これに対して，三角波キャリア変調形PWMコンバータは，電源相電圧と同相に線電流を制御するため，線電流波形は電源相電圧と同相で正弦波状になっていることが確認できる。しかし，直流バス電圧制御のPIゲインは直接電力制御形PWMコンバータのそれと等しいにも関わらず，大きなリップルが生じていることがわかる。

直接電力制御形 PWM コンバータの総合効率，総合入力率，直流バスリップル率を Fig. 7 に示す。また，三角波キャリア変調形 PWM コンバータの特性を Fig. 8 に示す。ここで，

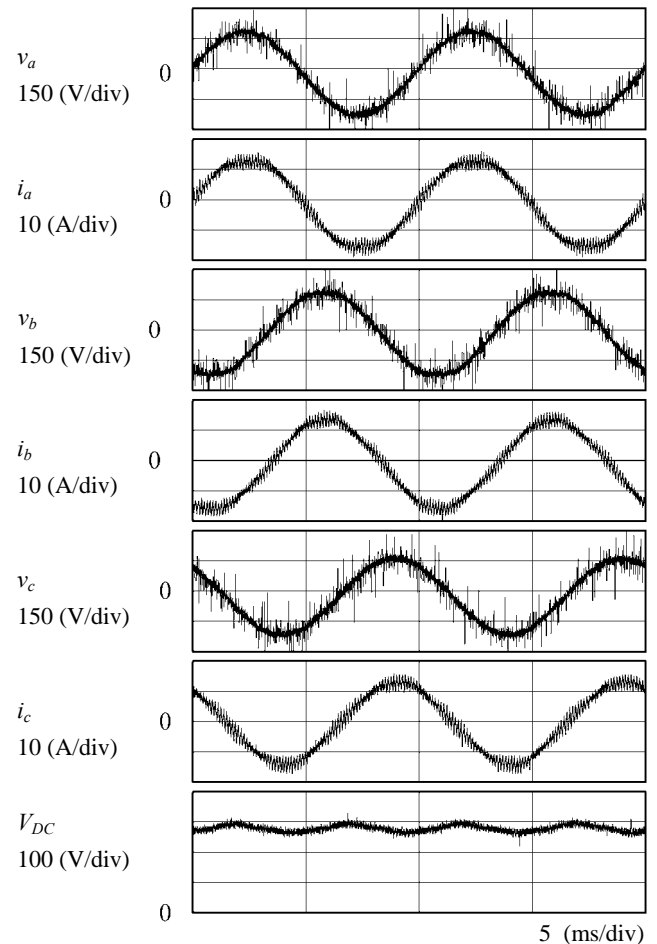


図 6 キャリア変調形PWMコンバータの電圧，電流波形
Fig. 6. Power source voltages, currents and DC bus voltage waveforms of conventional subharmonic PWM converter.

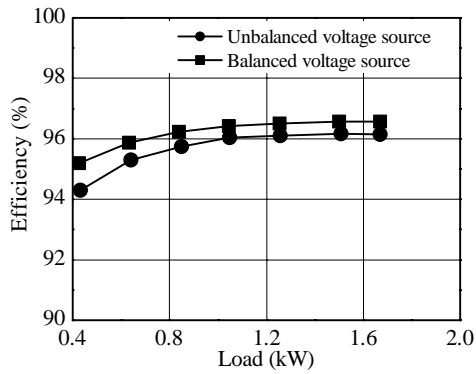
直流バスリップル率は次式の定義に基づいて求めた。

$$\text{Ripple} = \frac{V_{dc \max} - V_{dc \min}}{V_{dc \max}} \times 100 (\%) \quad (7)$$

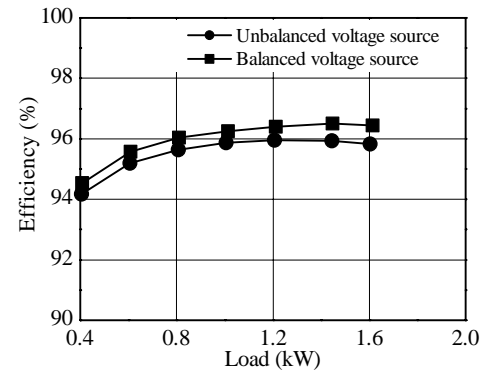
直接電力制御形 PWM コンバータの総合効率は最大で 96.2 (%)，総合入力率は最大で 99.1 (%)，三角波キャリア変調形 PWM コンバータの総合効率は最大で 96.1 (%)，総合入力率は最大で 99.7 (%)であった。総合効率ではどちらも同程度の値を得ることができたが，総合入力効率については，三角波キャリア変調形 PWM コンバータの方が最大 0.6 (%)上回る結果となった。しかし，軽負荷時は直接電力制御形 PWM コンバータが 2 (%)以上高い力率を実現している。一方，直流バス電圧リップルは，直接電力制御形 PWM コンバータでは 5.6 (%)未滿と三角波キャリア変調形 PWM コンバータの 12.5 (%)よりも良好な結果となっており，直流バス電圧安定化の観点から高い優位性が認められる。

4. まとめ

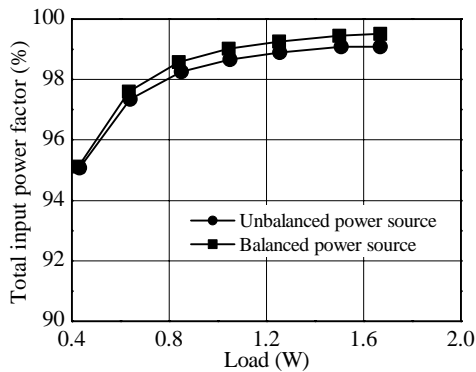
本稿では，不平衡電源において直接電力制御法と三角波キャリア変調方式を用いた PWM コンバータについて運転特性を比較検証した。直接電力制御法は瞬時有効・無効電



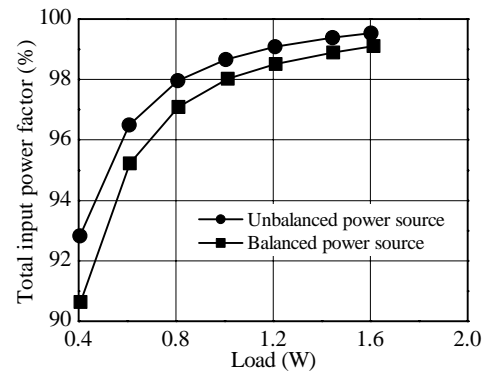
(a) 総合効率



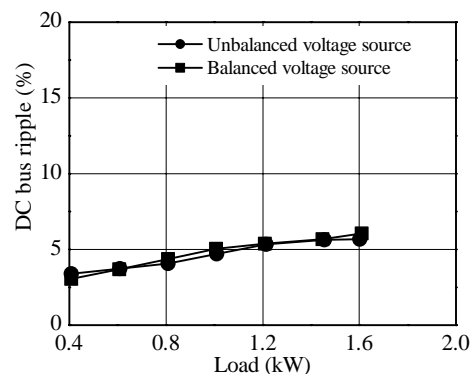
(a) 総合効率



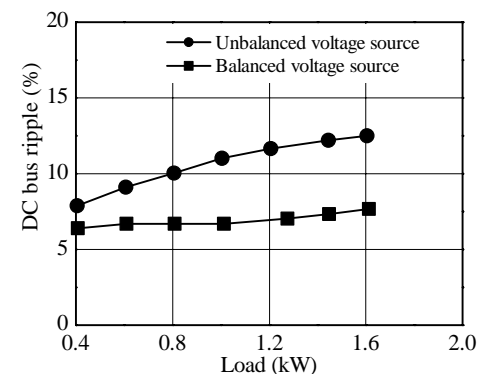
(b) 総合入力力率



(b) 総合入力力率



(c) リップル率



(c) リップル率

図 7 直接電力制御形 PWM コンバータの運転特性

Fig. 7. Operation characteristics of direct-power-controlled PWM converter.

図 8 キャリア変調形 PWM コンバータの運転特性

Fig. 8. Operation characteristics of conventional subharmonic PWM converter.

力制御を行うため、直流バス側に伝送する電力が一定となり、その結果、線電流に歪みが生じるが、直流バス電圧リップルを 5.6 (%)未滿に抑制することができる。しかも、電源が平衡していても不平衡であっても直流バス電圧リップルの特性はまったく影響を受けない。負荷が高安定な直流電圧を必要とする場合は直接電力制御形 PWM コンバータが有効であると考えられる。

文 献

- (1) A. Sato, and T. Noguchi, "Minimization of Smoothing Capacitor in

Direct-Power-Controlled PWM Converter," *IEE-J SPC Meeting*, SPC-04-05, p.p. 85-90 (2004).

佐藤 明・野口季彦:「直接電力制御法による平滑コンデンサの小容量化」SPC 研究会, SPC-04-05, p.p. 85-90 (2004)

- (2) T. Ohnishi, "Three-Phase PWM Converter / Inverter by Means of Instantaneous Active and Reactive Power Control," *IEEE IECON, Proc.*, vol. 1, p.p. 819-824 (1991).