

直接電力制御法によるPWMコンバータの 平滑コンデンサ小容量化

佐藤 明* 野口季彦 (長岡技術科学大学)

Minimization of Smoothing Capacitor in Direct-Power-Controlled PWM Converter
Akira Sato, and Toshihiko Noguchi (Nagaoka University of Technology)

Abstract

This paper describes direct power control of a PWM converter. The key of this strategy is a direct selection of switching modes on the basis of instantaneous errors of active and reactive power. In addition, this paper presents a theoretical analysis on relation between the instantaneous power and the switching modes, which is essential in composing a switching-mode table. The feature of this method is high-speed response owing to direct-instantaneous-power control with relay elements; hence a DC-bus smoothing capacitor can be minimized. Validity of the proposed technique was examined through various computer simulation and experimental tests. Through the tests, it was confirmed that the maximum total input power factor and efficiency were 99.8 % and 97.0 % over a load power range from 400 to 2000 W, respectively. Also, proposed method demonstrated excellent in DC-bus voltage and disturbance step responses.

キーワード：直接電力制御法，瞬時有効電力，瞬时无効電力，リレー制御，スイッチングテーブル
(direct power control, instantaneous active power, instantaneous reactive power, relay control, switching-mode table)

1. はじめに

入力力率改善 AC/DC 電力変換器として、6 個のスイッチング素子で構成された PWM コンバータが最も一般的である。この PWM コンバータの制御法として、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制御を行い、直流バス電圧を一定、入力力率を 1 に制御する手法がよく知られている。これを実現する電流制御法は数多く提案されているが、一般的な手法としてヒステリシスコンパレータ方式やキャリア変調方式があげられる。この他の制御法として瞬時有効・無効電力に着目し、入力力率 1 制御を実現する手法も提案されている^{[1][2]}。筆者らはこれまでに、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づけて瞬時値制御し、直流バス電圧と入力力率を制御する直接電力制御法を提案した^{[3][4]}。本制御法の特長として、電流マイナーループをもたず、瞬時有効・無効電力をスイッチングにより直接制御するため、高速な応答性が得られるという点があげられる。

これまでに提案されている直流バス平滑コンデンサを小容量化する手法は制御系に何らかの補償ブロックを施す必要がある^{[5][6]}。それに対して直接電力制御法ではそのような補償を施すことなく、瞬時電力を高速にリレー制御するため、直流バスの平滑コンデンサを小容量化しつつ安定な昇圧整流動作を実現することが可能である^[7]。

本稿では、まず PWM コンバータのスイッチングモードと瞬時有効・無効電力の関係を理論的に解析し、これを用いたスイッチングテーブルの構成法について述べる。次に計算機シミュレーションにより、直流バス平滑コンデンサを小容量化したときの制御特性を評価する。また、実験システムを構築し、直流バス電圧指令値ステップ応答や負荷外乱応答を含む運転特性を検証する。

2. システム構成と制御原理

〈2.1〉システム構成

Fig. 1 に直接電力制御法に基づく PWM コンバータのシステム構成を示す。本制御法では交流電源側の瞬時有効電力 P と瞬时无効電力 Q を算出し、フィードバック制御を行う。

まず、電源電圧 v_a, v_b, v_c と電源電流 i_a, i_b, i_c を検出し、それぞれを(1), (2)により三相-二相変換する。

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

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

三相-二相変換して得られた v_{α}, v_{β} と i_{α}, i_{β} から(3)を用いて瞬時有効

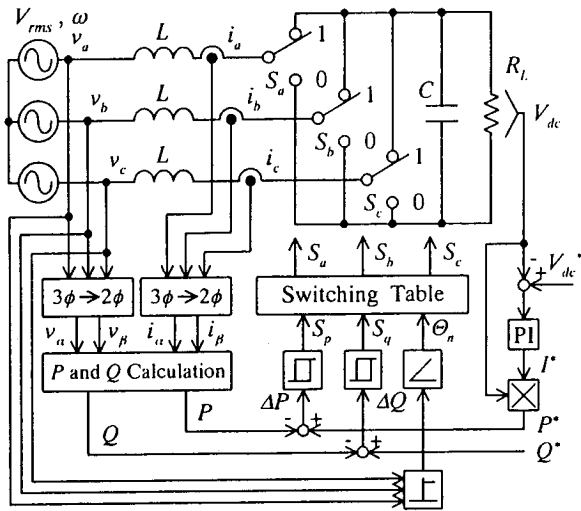


図1 直接電力制御形PWMコンバータのブロック図
Fig. 1. Block diagram of direct-power-controlled PWM converter.

効電力 P と瞬时无効電力 Q を算出する。

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

一方、瞬时有効電力指令値 P^* は直流バス電圧制御系から与える。すなわち、直流バス電圧 V_{dc} とその指令値 V_{dc}^* の偏差からPI制御器を介して得られた I^* と V_{dc} との積から得る。また、瞬时无効電力指令値 Q^* は外部より直接与える。例えば、入力力率1制御を行う場合は $Q^* = 0$ とする。 P^* と P 、 Q^* と Q の偏差 ΔP 、 ΔQ はヒステリシスコンパレータに入力し量子化する。この量子化信号 S_p 、 S_q により1:電力増加, 0:電力減少のように瞬時電力の増減を決定する。また、電源電圧位相もヒステリシスコンパレータを用いて30(deg)ごとに量子化し、Fig. 2に示すように12の領域に分割して検出する。これは(4)のように表現することができる。

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

これらの量子化信号 S_p 、 S_q 、 θ_n を一括してスイッチングテーブルに入力し、それらの組み合わせに応じて一義的に定められたPWMコンバータの瞬時的な最適スイッチングモード S_a 、 S_b 、 S_c を直接決定する。なお、PWMコンバータのスイッチングモードと出力電圧ベクトルはFig. 3のように対応しており、離散的な7種類のベクトルとして記述できる。

〈2.2〉スイッチングテーブルの構成法

本制御システムは原理的にリレー制御に基づくため、PWMコンバータのスイッチングモードに対する瞬时有効・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最も重要である。また、この dP/dt 、 dQ/dt の極性が量子化信号 S_p 、 S_q の“1”または“0”に相当する。したがって、スイ

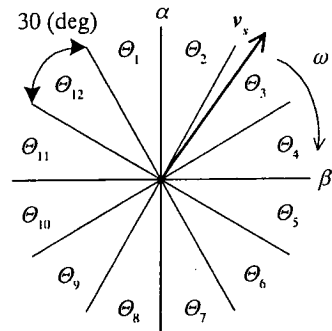


図2 電源電圧ベクトル位相の量子化
Fig. 2. Quantized phase of power-source-voltage vector.

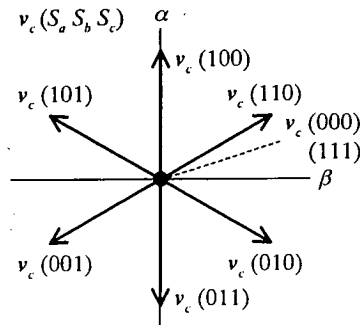


図3 コンバータの出力電圧ベクトル
Fig. 3. Output voltage vector of PWM converter.

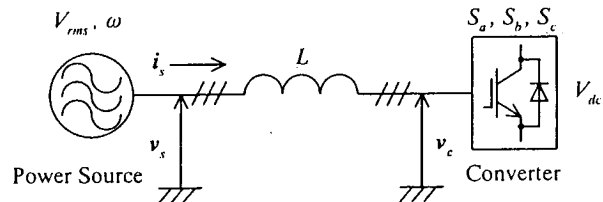


図4 PWMコンバータのモデル
Fig. 4. Model of grid-connected PWM converter.

チングテーブルの構成内容を検討するには、PWMコンバータのスイッチング状態 S_a 、 S_b 、 S_c や電源電圧位相 θ_n に対する瞬时有効・無効電力の時間的変化率 dP/dt 、 dQ/dt の情報が不可欠である。

Fig. 4に示すPWMコンバータのモデルを用いて瞬时有効・無効電力の時間的変化率 dP/dt 、 dQ/dt を導出する。

まず、瞬时有効・無効電力の時間的変化率 dP/dt 、 dQ/dt は(3)より、

$$\frac{dP}{dt} = \frac{dv_s}{dt} \cdot i_s + v_s \cdot \frac{di_s}{dt} \quad (5)$$

$$\frac{dQ}{dt} = \frac{dv_s}{dt} \times i_s + v_s \times \frac{di_s}{dt} \quad (6)$$

で定義される。

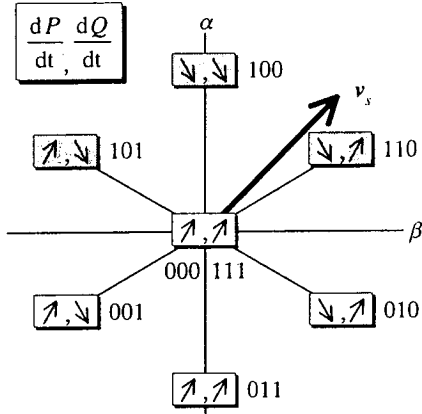


図5 θ_3 における dP/dt , dQ/dt の計算結果
Fig. 5. Calculation results of dP/dt , dQ/dt in θ_3 .

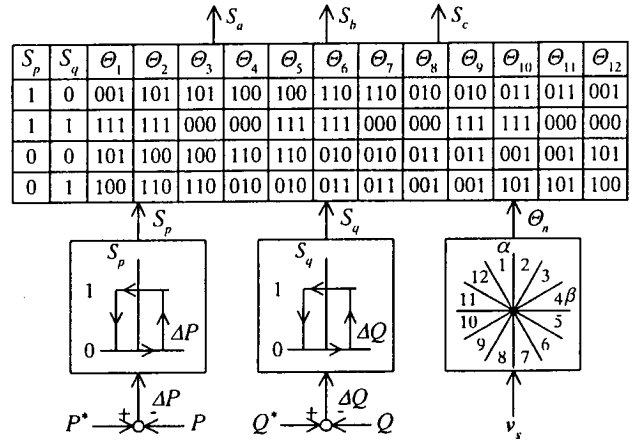


図7 スイッチングテーブルと制御器
Fig. 7. Optimum switching table and regulators.

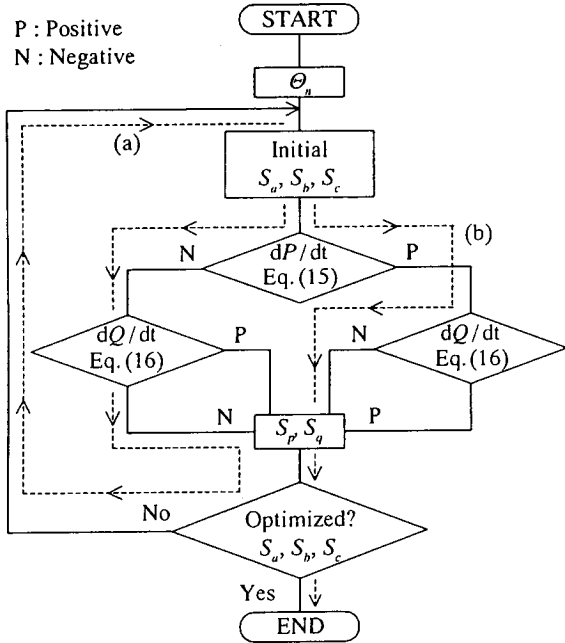


図6 スイッチングパターン選定のアルゴリズム
Fig. 6. Algorithm of switching pattern selection.

表1 主回路の電気定数

Table 1. Electrical parameters of power circuit.

Interlinkage Reactor	5 (mH)
DC Bus Capacitor	30 (μ F)
Power-Source Voltage	200 (V), 50 (Hz)
DC Bus Voltage Command	300 (V)
Reactive Power Command	0 (var)

のように簡単化される。したがって、その時間的変化率 dv_s/dt は、

$$\frac{dv_s}{dt} = \frac{d}{dt} \sqrt{3} V_{rms} e^{j\omega t} = j\omega \sqrt{3} V_{rms} e^{j\omega t} \quad (10)$$

となる。

一方、コンバータ出力電圧ベクトル v_c は次式で表現できる。

$$v_c = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc} (S_a + S_b e^{j2\pi/3} + S_c e^{j4\pi/3}) \quad (11)$$

Fig. 4 より、交流電源とコンバータ間の電圧電流方程式は、

$$v_s - v_c = L \frac{di_s}{dt} \quad (12)$$

であるから、(9)、(11)を上式に代入することにより、電源電流ベクトル i_s の時間的変化率 di_s/dt は、

$$\begin{aligned} \frac{di_s}{dt} &= \frac{1}{L} (v_s - v_c) \\ &= \frac{\sqrt{3} V_{rms}}{L} e^{j\omega t} - \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{V_{dc}}{L} (S_a + S_b e^{j2\pi/3} + S_c e^{j4\pi/3}) \end{aligned} \quad (13)$$

と求めることができる。さらに上式の両辺を時間積分すると、

$$i_s = -j \frac{\sqrt{3} V_{rms}}{\omega L} e^{j\omega t} - \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{V_{dc}}{L} t (S_a + S_b e^{j2\pi/3} + S_c e^{j4\pi/3}) \quad (14)$$

電源電圧ベクトル v_s は、

$$v_s = v_\alpha + jv_\beta = \sqrt{\frac{2}{3}} (v_a + v_b e^{j2\pi/3} + v_c e^{j4\pi/3}) \quad (7)$$

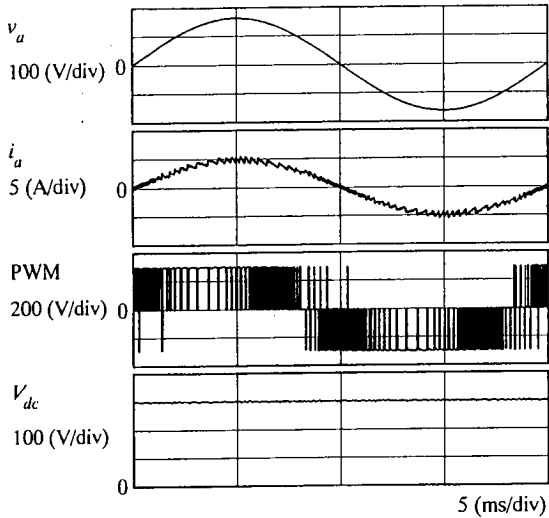
$$v_a = \sqrt{2} V_{rms} \cos \omega t$$

$$\therefore v_b = \sqrt{2} V_{rms} \cos(\omega t - 2\pi/3) \quad (8)$$

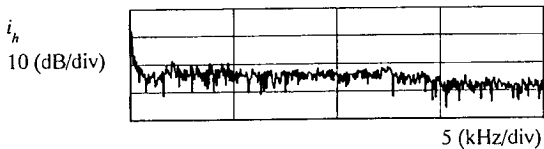
$$v_c = \sqrt{2} V_{rms} \cos(\omega t - 4\pi/3)$$

で表すことができるので、(8)を(7)に代入すると、

$$v_s = \sqrt{3} V_{rms} e^{j\omega t} \quad (9)$$



(a) 電源電圧，電流およびPWM波形
(a) v_a , i_a and PWM waveforms.



(b) 電源電流の周波数スペクトル
(b) Frequency spectra of current.

図8 シミュレーション結果
Fig. 8. Simulation result of proposed system.

と電源電流ベクトル i_s を算出することができる。

以上より，(9)，(10)，(13)，(14)を(5)，(6)に代入し，瞬時有効・無効電力の時間的変化率 dP/dt ， dQ/dt について解くと(15)，(16)のように導くことができる。これより各電源電圧位相 θ_i におけるスイッチングモード S_a ， S_b ， S_c に対応した dP/dt ， dQ/dt を算出することができる。Fig. 5は領域 θ_3 におけるこれらの計算結果を例示したものである。同図で，矢印の傾きは P ， Q それぞれの変化を表している。

$$\frac{dP}{dt} = \frac{V_{rms} V_{dc}}{L} \left[K_1 \left(S_a - \frac{S_b}{2} - \frac{S_c}{2} \right) - \frac{\sqrt{3}}{2} K_2 (S_b - S_c) \right] \quad (15)$$

$$\frac{dQ}{dt} = -\frac{V_{rms} V_{dc}}{L} \left[\frac{\sqrt{3}}{2} K_1 (S_b - S_c) + K_2 \left(S_a - \frac{S_b}{2} - \frac{S_c}{2} \right) \right] \quad (16)$$

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

この中から操作量として最適な電圧ベクトルを選択する。Fig. 6にスイッチングパターン選定のフローチャートを示す。Fig. 6はそれぞれのモードに応じた最適なスイッチングモードを選択する方法を示している。一例として， θ_3 において有効電力を増加させ ($S_p =$

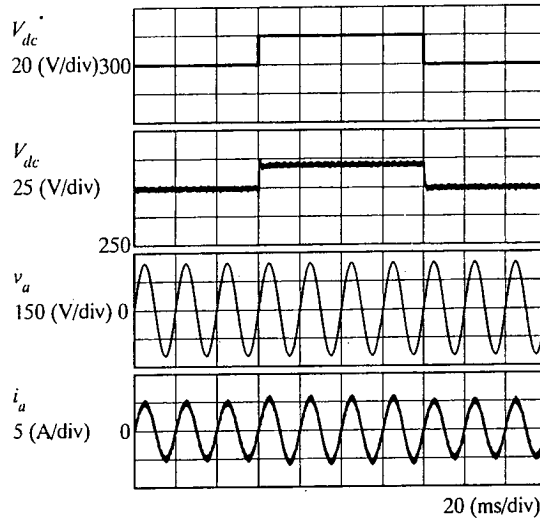


図9 DCバス電圧指令値ステップ応答 (シミュレーション)
Fig. 9. DC-bus voltage reference step response (simulation).

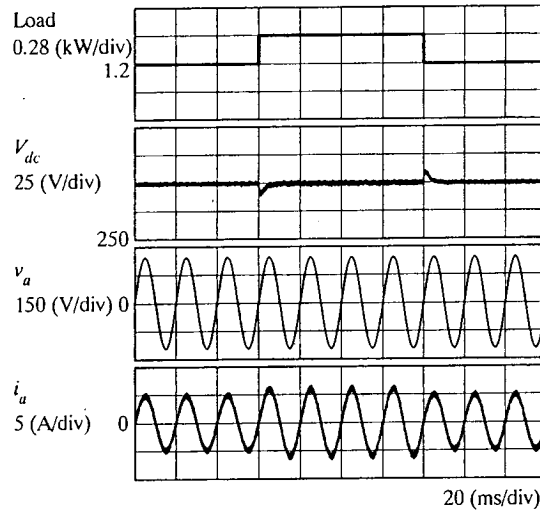
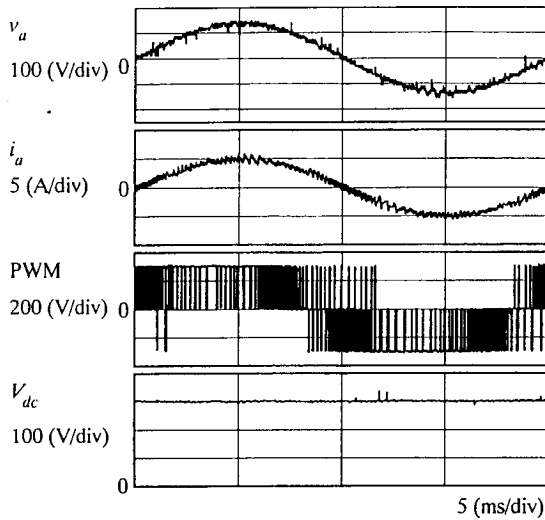
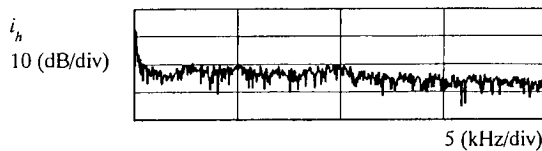


図10 負荷外乱応答 (シミュレーション)
Fig. 10. Disturbance step response (simulation).

1)，無効電力を減少させる ($S_q = 0$) モードにおける選択法を Fig. 5を用いて述べる。まず，初期スイッチングモード $S_a S_b S_c = 100$ を(15)に代入すると dP/dt は “Negative” となり， dQ/dt も(16)より “Negative” となるため，量子化信号 S_p ， S_q を満たさない “No” (Fig. 5破線(a))。次にスイッチングモード $S_a S_b S_c = 101$ を与え，同様の手順で行うと dP/dt は “Positive”， dQ/dt は “Negative” となり S_p ， S_q を満たす “Yes” (Fig. 5破線(b))，これが選択すべき最適スイッチングパターンの候補となる。他の条件においても同様の手順でスイッチングパターンの選択を行う。もし，同じ極性のモードが存在した場合は電源電圧ベクトル v_s に近いスイッチングパターンを選択する。



(a) 電源電圧、電流およびPWM波形
(a) v_a , i_a and PWM waveforms.



(b) 電源電流の周波数スペクトル
(b) Frequency spectra of current.

図 11 実験結果

Fig. 11. Experimental result of proposed system.

また、隣の領域 θ_4 においては、Fig. 5を30(deg)だけ時計回りに回転させて同様の選択を行う。このようにして得られた最適スイッチングテーブルと制御器(リレー要素)をFig. 7に示す。

3. シミュレーションによる制御特性の確認

提案するシステムの制御特性を確認するために計算機シミュレーションを行った。シミュレーション条件をTable 1に示す。直流バスの平滑コンデンサは僅か30(μ F)である。Fig. 8(a)に負荷1.2(kW)における電源電圧、電流、コンバータ出力線間電圧(PWM)、直流バス電圧波形を、(b)に電流のFFT解析結果を示す。電源電流は電源電圧と同相で正弦波になっていることから、電流制御を行わずとも結果的に入力力率1制御を達成し、直流バス電圧を一定に制御できている。また、FFT解析結果を見ると、キャリア変調を行わないため、突出した高調波成分は現れず分散していることがわかる。Fig. 9に直流バス電圧指令値を300(V)→320(V)→300(V)と急変させたときのステップ応答を示す。このように直流バス電圧は速やかに指令値に追従し、安定な電圧制御が達成されていることがわかる。Fig. 10に負荷を1.2(kW)→1.48(kW)→

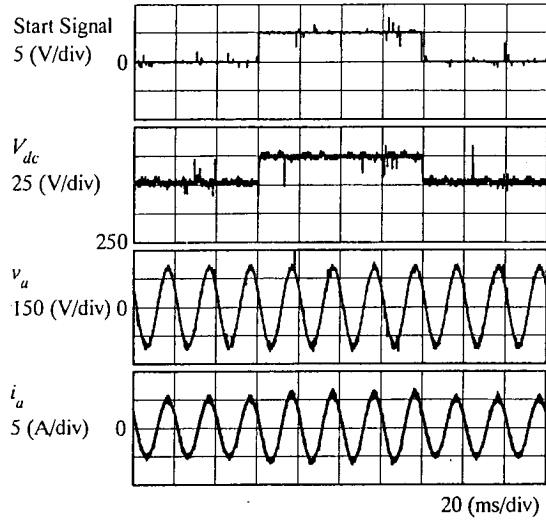


図 12 DCバス電圧指令値ステップ応答(実験)

Fig. 12. DC-bus voltage reference step response (experiment).

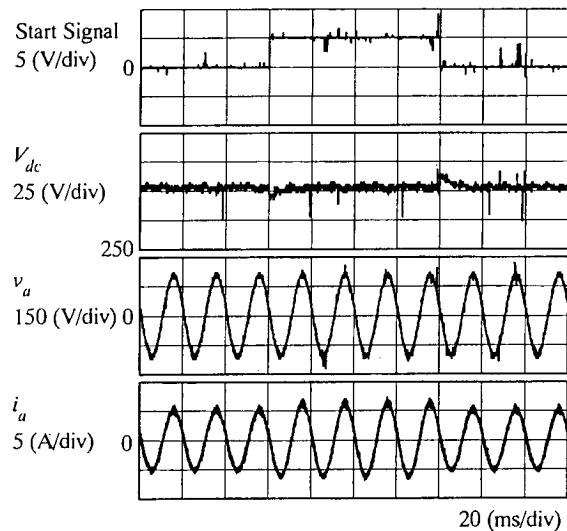


図 13 負荷外乱応答(実験結果)

Fig. 13. Disturbance step response (experiment).

1.2(kW)と変化させたときの外乱応答を示す。負荷外乱を与えた瞬間は直流バス電圧に変動が見られるが、その後漸近安定的に指令値に復帰追従していることがわかる。以上のシミュレーション結果より提案法は、直流バス平滑コンデンサを小容量化しても、高速かつ安定な直流バス電圧制御と同時に入力力率1制御を実現できることを確認した。

4. 実機による制御特性の検証

実験条件は計算機シミュレーションと同様とした。直流バス平滑コンデンサは30(μ F)のフィルムコンデンサである。Fig. 11(a)に負荷1.2(kW)における電源電圧、電流、コンバータ出力線間電圧

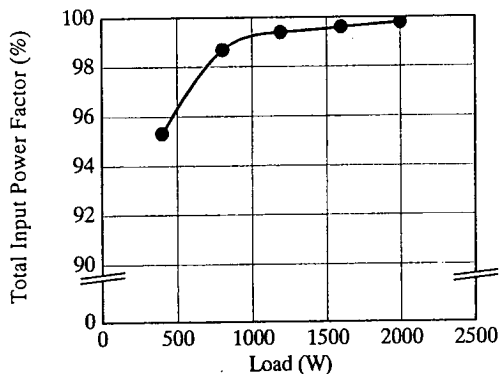


図 14 総合入力力率

Fig. 14. Total input power factor.

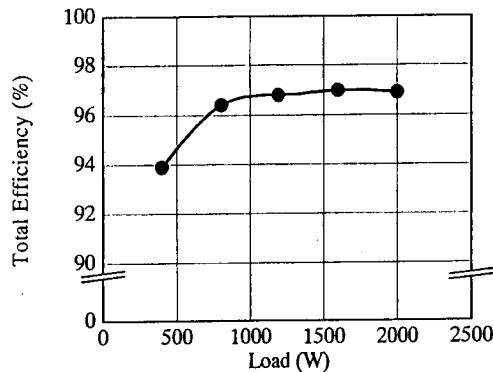


図 15 総合効率

Fig. 15. Total efficiency.

(PWM), 直流バス電圧波形を, (b) に電流の FFT 解析結果を示す。無効電力は 0 (var) に制御されているため, 電源電流は電源電圧と同相で正弦波状になり, 直流バス電圧は一定に制御されていることがわかる。いずれの波形も計算機シミュレーションで得られた結果とよく一致している。また, FFT 解析結果を見ると, 高周波の周波数分布は広く分散しており, 波形歪みが少ないことがわかる。THD は 2.47 (%) であった。

Fig. 12 に直流バス電圧指令値を 300 (V) → 320 (V) → 300 (V) としたときステップ応答を示す。実機目標値応答でも, 約 2 (ms) の高速な応答を確認できた。

Fig. 13 は負荷を 1.2 (kW) → 1.48 (kW) → 1.2 (kW) と変化させたときの外乱応答を示したものである。計算機シミュレーションと同様にステップ的な負荷外乱に対しても約 5 (ms) で応答していることがわかる。

Fig. 14 に総合入力力率を, Fig. 15 に総合効率を示す。総合入力力率は, 最大で 99.8 (%) の良好な結果が得られた。また, 総合効率も最大で 97.0 (%) の値が得られた。

以上のように実機においても, 極小容量の直流バス平滑コンデンサで良好な結果が得られることを確認した。

5. まとめ

本稿では, 直接電力制御法を用いた PWM コンバータについて述べた。本制御法で最も重要となるスイッチングテーブルを構成するために, PWM コンバータのスイッチングモードと瞬時有効・無効電力の関係を理論的に解析した。さらに, 本制御法の特徴である高速なリレー制御を活かして, 直流バス平滑コンデンサを小容量化ができることを計算機シミュレーションと実験により明らかにした。特に定常的な運転時の動作波形においては, 電流制御を行っていないにもかかわらず, 高調波含有率の少ない良好な正弦波電流波形が得られた。また, 直流バス電圧ステップ応答や負荷外乱応答においても, 極めて高速かつ安定な過渡特性を確認することができた。構築した実験システムにおいては, 直流バス平

滑コンデンサを 36 (μ F) と小容量化することができ, 総合入力力率は最大で 99.8 (%), 総合効率は最大 97.0 (%) を達成した。

参考文献

- [1] T. Ohnishi, "Three-Phase PWM Converter/Inverter by Means of Instantaneous Active and Reactive Power Control," *IEEE IECON, Proc.*, vol. 1, pp. 819-824 (1991).
- [2] M. Malinowski, M. P. Kazmierkowski, S. Hansen, F. Blaabjerg and G. D. Marques, "Virtual-Flux-Based Direct Power Control of PWM Rectifiers," *IEEE Trans. Ind. App.*, vol. 37, no. 4, pp. 1019-1027 (2001).
- [3] T. Noguchi, H. Tomiki, S. Kondo, I. Takahashi and J. Katsumata, "Instantaneous Active and Reactive Power Control of PWM Converter by Using Switching Table," *IEE-Japan*, vol. 116-D, No. 2, pp. 222-223 (1996) (in Japanese).
野口・富木・近藤・高橋・勝俣: 「スイッチングテーブルによる PWM コンバータの有効・無効電力瞬時値比較制御法」電学論 D, 116 巻 2 号, 222-223 (平成 8)
- [4] 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).
- [5] S. Ogasawara, N. Yamagishi, H. Totsuka and H. Akagi, "A Voltage Source PWM Rectifier-Inverter with Feed-Forward Control of Instantaneous Power," *IEE-Japan*, vol. 111-D, No. 11, pp. 937-944 (1991) (in Japanese).
小笠原・山岸・戸塚・赤木: 「瞬時電力のフィードフォワード制御を付加した電圧形 PWM 整流器・インバータ」電学論 D, 111 巻 11 号, 937-944 (平成 3)
- [6] N. Hur, J. Jung, S. Hansen, and K. Nam, "A Fast Dynamic DC-Link Power-Balancing Scheme for a PWM Converter-Inverter System," *IEEE Trans. Ind. Ele.*, vol. 48, no. 4, pp. 794-803 (2001).
- [7] N. V. Hung, and T. Noguchi, "Performance Improvement of Direct-Power-Control of PWM Converter," *IEE-Japan Ind Appl. Soc. Annual Conf.*, vol. 2, pp. 767-770 (2001).

原稿受付日

平成 16 年 1 月 7 日