

瞬時電力に着目した電流形 PWM コンバータの新制御法と実験的検証

竹内大裕*, 中富奏明, 佐藤 明, 野口季彦 (長岡技術科学大学)

Novel Control Strategy of Instantaneous-Power Based Current-Source PWM Converter and Experimental Results

Daisuke Takeuchi, Somei Nakatomi, Akira Sato, and Toshikazu Noguchi (Nagaoka University of Technology)

Abstract

This paper describes a direct-power-controlled current-source PWM converter, and presents its experimentally examined operation characteristics. The most important feature of this strategy is a direct selection of switching modes of the converter on the bases of instantaneous errors of active and reactive power. In addition, this paper describes a theoretical analysis on relationship between the instantaneous power and the switching modes, which is essential to compose a switching mode table in the controller. Feasibility of the proposed strategy is verified through experimental tests, using a prototype setup.

キーワード：電流形 PWM コンバータ, 直接電力制御法, 瞬時有効電力, 瞬时无効電力, リレー制御
(Current-source PWM converter, direct power control, instantaneous active power, instantaneous reactive power, relay control)

1. はじめに

入力率改善を目的とした電力変換器として, PWM コンバータは最も一般的に使用されている。この PWM コンバータには, 直流バスに電圧源をもつ電圧形 PWM コンバータと直流バスに電流源をもつ電流形 PWM コンバータに分類される。電圧形 PWM コンバータと電流形 PWM コンバータは互いに双対の関係にあるが, 広く普及しているものは電圧形 PWM コンバータであり, これまでに報告された制御法の多くはこれに関するものである。

筆者らはこれまで, 電流マイナーループや回転座標変換をもたず, 瞬時有効・無効電力と電圧形 PWM コンバータのスイッチングモードを直接関連付けてリレー制御を行う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⁽¹⁾。本稿では, 電圧形 PWM コンバータの双対関係にある電流形 PWM コンバータに瞬時有効・無効電力に基づく直接電力制御法を適用した場合のシステム構成について新たに検討を加えた。また, 本制御法で最も重要となる電流形 PWM コンバータのスイッチングモードと瞬時電力の関係を理論的に解析し, この解析結果に基づ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を用いた基本的な運転特性の検証を行い, 本制御法を電流形 PWM コンバータに適用した場合の評価を行う。さらに, 実験システムを構築して実際の運転特性の検証を行い, 良好な結果が得られたので報告する。

2. システム構成と制御原理

(2.1) システム構成

図1に瞬時有効・無効電力に着目した電流形 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, それらのフィードバックおよびリレー制御を行う。

まず, 電源電圧 v_u, v_v, v_w と電源電流 i_u, i_v, i_w を検出し, それぞれを(1), (2)により三相-二相変換する。

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & \sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_u \\ v_v \\ v_w \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & \sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} \quad (2)$$

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。

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

一方, 瞬時有効電力指令値 P^* は直流バス電流制御系から, 瞬时无効電力指令値 Q^* は外部から直接与える。ここで, 本稿では入力率を 1 とするために無効電力指令値 Q^* を 0 としている。 P と P^* の偏差 ΔP , Q と Q^* の偏差 ΔQ をそれぞれヒステリシスコンパレータにより量子化し, 量子化信号 $S_p,$

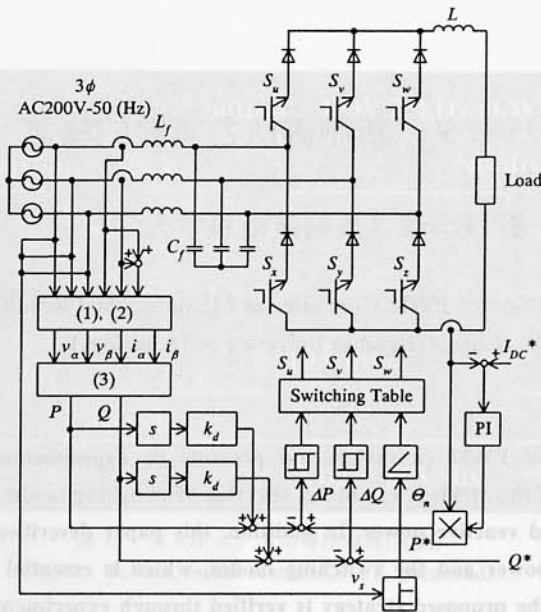


図1 システム構成
Fig. 1. System configuration.

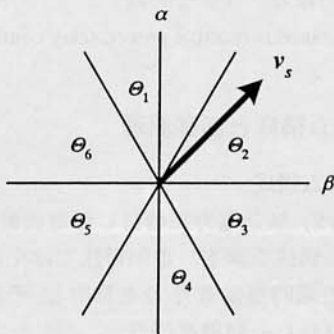


図2 電源電圧ベクトル位相の量子化
Fig. 2. Quantized phase of input voltage vector.

S_q を得る。さらに、電源電圧ベクトルの位相も複数のコンパレータを用いて図2のように60(deg)ごとに量子化し、6つの領域に分割して量子化信号 θ_n として検出する。この量子化信号 S_p, S_q, θ_n を用いて、各領域 θ_n における S_p, S_q がそれぞれ1であれば電力増加、0であれば電力減少となるようなスイッチングテーブルを図3のようにあらかじめ構成しておく。量子化信号 S_p, S_q, θ_n をスイッチングテーブルに直接入力することにより、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_u, S_v, S_w を直接決定し、各々のスイッチングデバイスのON, OFFを制御する。ここで、スイッチングモード“P”は $S_{u,v,w} : \text{ON}$ で $S_{x,y,z} : \text{OFF}$ 、“O”は $S_{u,v,w}$ と $S_{x,y,z} : \text{ON}$ または $S_{u,v,w}$ と $S_{x,y,z} : \text{OFF}$ 、“N”は $S_{u,v,w} : \text{OFF}$ で $S_{x,y,z} : \text{ON}$ を示す。

〈2・2〉スイッチングテーブル構成法

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時的

| S_p | S_q | θ_1 | θ_2 | θ_3 | θ_4 | θ_5 | θ_6 |
|-------|-------|------------|------------|------------|------------|------------|------------|
| 1 | 0 | PON | OPN | NPO | NOP | ONP | PNO |
| 1 | 1 | PNO | PON | OPN | NPO | NOP | ONP |
| 0 | 0 | OOO | OOO | OOO | OOO | OOO | OOO |
| 0 | 1 | ONP | PNO | PON | OPN | NPO | NOP |

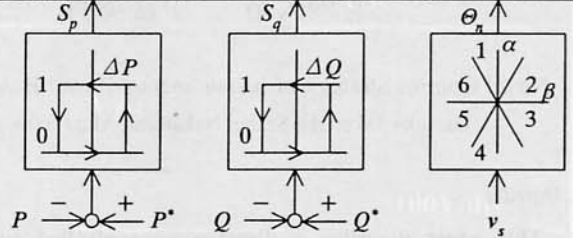


図3 スwitchingテーブルの構成
Fig. 3. Configuration of switching mode table.

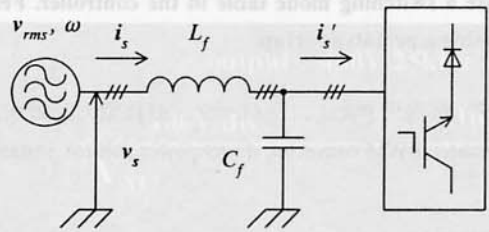


図4 電流形PWMコンバータモデル
Fig. 4. Current-source PWM converter model.

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。この $dP/dt, dQ/dt$ の極性は、量子化信号 S_p, S_q の“1”または“0”に相当するため、スイッチングテーブルを構成する上で、電源電圧ベクトルの位相とPWMコンバータのスイッチング関数に対する瞬時的効・無効電力の時間的変化率 $dP/dt, dQ/dt$ を求める必要がある。

図4に示すコンバータモデルより、次の電圧電流方程式を得ることができる。

$$L_f C_f \frac{d^2 i_s}{dt^2} + (i_s - i_s') - C_f \frac{dv_s}{dt} = 0 \quad (4)$$

ここで、上式の第3項は小さい値となるので無視し、電源電流ベクトル i_s について解くと、

$$i_s = \frac{1}{\sqrt{L_f C_f}} \sin\left(\frac{1}{\sqrt{L_f C_f}} t\right) i_s' \quad (5)$$

ただし出力電流ベクトルは、

$$i_s' = \sqrt{\frac{2}{3}} I_{dc} \left(S_u + S_v e^{j\frac{2}{3}\pi} + S_w e^{j\frac{4}{3}\pi} \right) \quad (6)$$

である。また、電源電圧ベクトル v_s は、

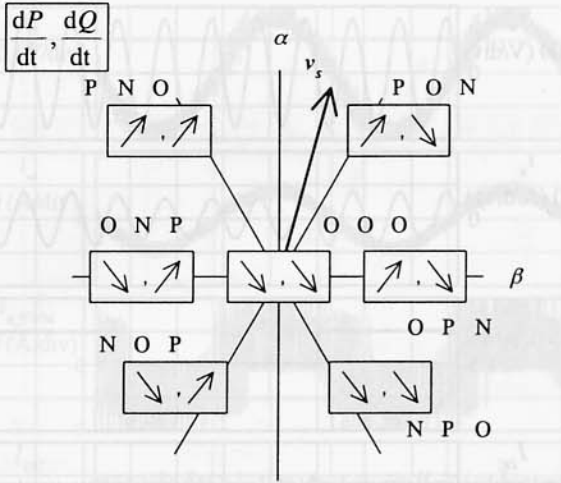


図5 θ_1 における瞬時電力の増減

Fig. 5. Ascent and descent of instantaneous active and reactive power in θ_1 .

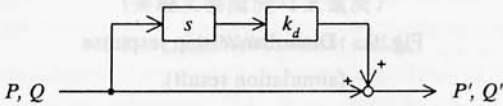


図6 共振抑制ブロック

Fig. 6. Resonance suppressor.

表1 主回路の電気的定数

Table 1. Electric parameters of power circuit.

| | |
|--------------------------------|------------------|
| Input filter inductance L_f | 2.7 (mH) |
| Input filter capacitance C_f | 40 (μ F) |
| DC bus inductance L | 5 (mH) |
| Source voltage | 200 (V), 50 (Hz) |
| DC bus current command | 12.5 (A) |

$$v_s = v_\alpha + jv_\beta = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(v_u + v_v e^{j\frac{2\pi}{3}} + v_w e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) \quad (7)$$

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

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

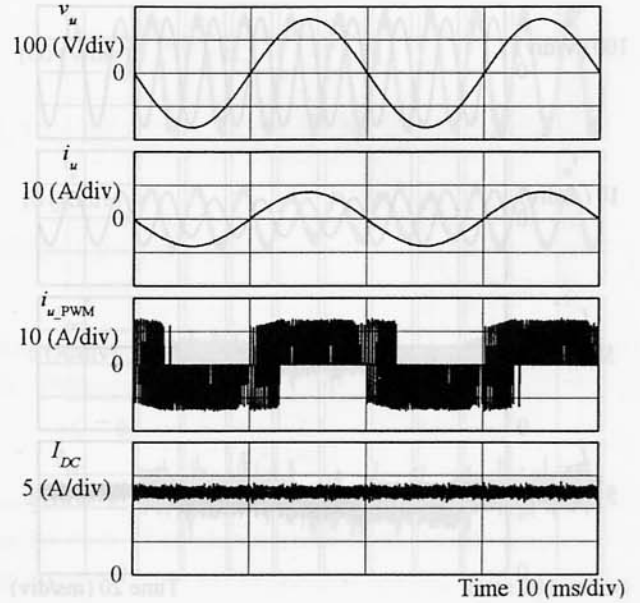
$$v_w = \sqrt{2}V_{rms} \cos(\omega t - 4\pi/3)$$

で表わすことができる。これより、(8)を(7)に代入すると v_s は、

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

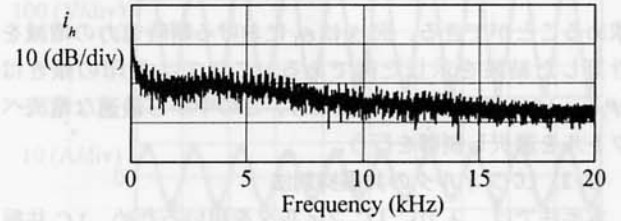
のように回転ベクトルとして表現できる。さらに(3)より、瞬時有効・無効電力の時間的変化率 dP/dt , dQ/dt は次式のようなになる。

$$\frac{dP}{dt} = \frac{dv_s}{dt} \cdot i_s + v_s \cdot \frac{di_s}{dt} \quad (10)$$



(a) 電源電圧, 電源電流, 電流 PWM 波形 および直流バス電流

(a) v_u , i_u , PWM current and I_{dc} .



(b) 電源電流の周波数スペクトル

(b) Frequency spectra of i_u .

図7 シミュレーション結果

Fig. 7. Simulation results.

$$\frac{dQ}{dt} = \frac{dv_s}{dt} \times i_s + v_s \times \frac{di_s}{dt} \quad (11)$$

(5), (9)をそれぞれ(10), (11)に代入することにより, dP/dt , dQ/dt は(12), (13)のように求められる。

$$\frac{dP}{dt} = \sqrt{2}V_{rms}I_{dc} \left\{ S_1(K_1 \cos \omega t - \omega K_2 \sin \omega t) + S_2(K_1 \sin \omega t + \omega K_2 \cos \omega t) \right\} \quad (12)$$

$$\frac{dQ}{dt} = \sqrt{2}V_{rms}I_{dc} \left\{ S_1(K_2 \cos \omega t - \omega K_1 \sin \omega t) + S_2(K_2 \sin \omega t + \omega K_1 \cos \omega t) \right\} \quad (13)$$

$$S_1 = S_u - \frac{1}{2}S_v - \frac{1}{2}S_w, K_2 = \sqrt{\frac{3}{2}}S_v - \sqrt{\frac{3}{2}}S_w$$

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

(12), (13)を用いることにより, 各電源電圧ベクトルの位相 θ_n におけるスイッチングモードに対応した dP/dt , dQ/dt を

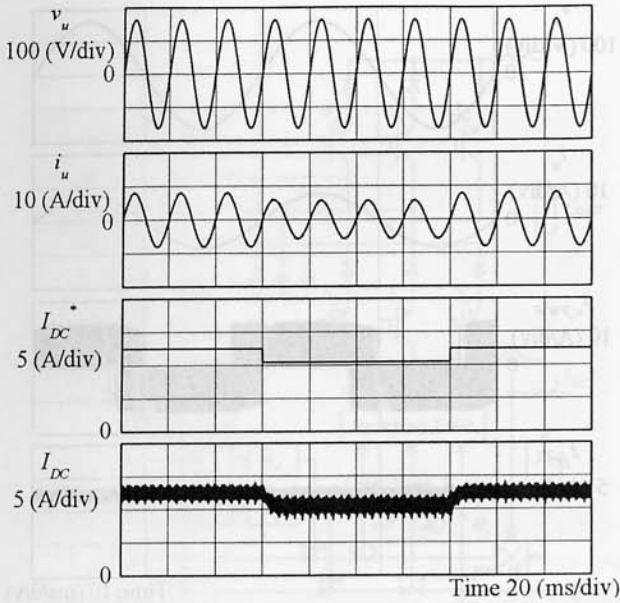


図8 直流バス電流ステップ応答
(シミュレーション結果)

Fig. 8. DC-bus current step response
(simulation result).

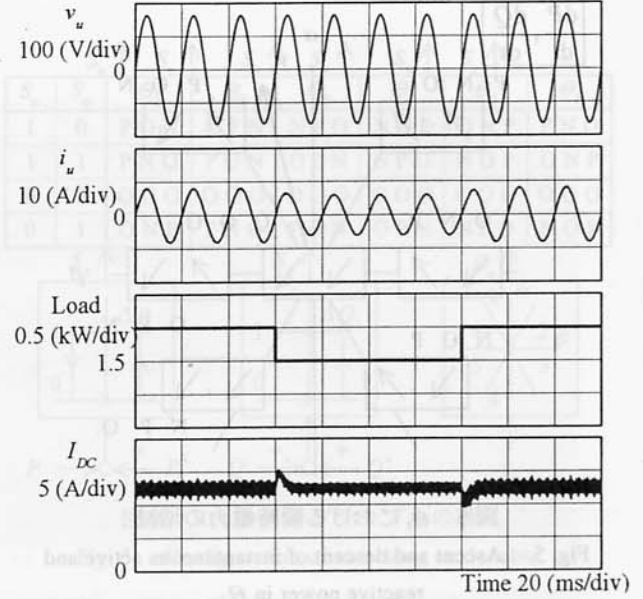


図9 負荷外乱応答
(シミュレーション結果)

Fig. 9. Disturbance step response
(simulation result).

求めることができる。図5は θ_1 における瞬時電力の増減を計算した結果を示した例である。ここで、矢印の傾きは dP/dt , dQ/dt の変化を示しており、この中から最適な電流ベクトルを選択し制御を行う。

(2・3) LCフィルタの共振抑制法

本手法では、入力にLCフィルタを用いるため、LC共振による入力電流波形の乱れを抑制する必要がある。(3), (5), (7)を用いると、交流側有効電力 P_{AC} と直流側有効電力 P_{DC} の関係は、

$$\frac{P_{AC}}{P_{DC}} = \frac{\sqrt{2}V_{rms}}{V_{DC}} (S_1 s + \omega S_2) \frac{1}{s^2 + \omega^2} \frac{1}{L_f C_f s^2 + 1} \quad (14)$$

ここで、 s はラプラス演算子である。(14)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、(14)を(15)とすることができればLC共振は抑制される。

$$\frac{P_{AC}}{P_{DC}} = \frac{\sqrt{2}V_{rms}}{V_{DC}} (S_1 s + \omega S_2) \frac{1}{s^2 + \omega^2} \frac{1}{L_f C_f s^2 + k_m s + 1} \quad (15)$$

したがって、図6のように有効電力の微分値を有効電力に加えることによりフィードバック補償を施し、ダンピングを図る。また、無効電力に関しても同様とする⁽²⁾⁽³⁾。

3. シミュレーションによる制御特性の検証

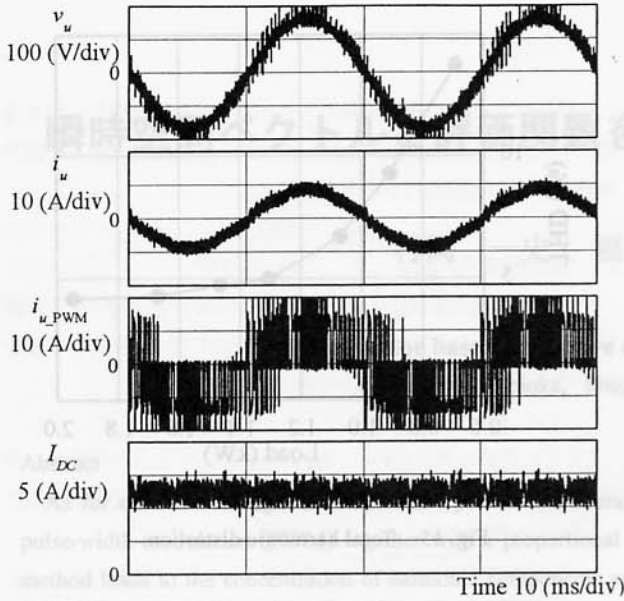
提案する制御システムの有効性を確認するために、計算機を用いたシミュレーションによる運転特性の検証を行った。シミュレーションに用いた主回路定数を表1に示す。直流バス電流指令値を12.5(A)とし、出力2.0(kW)時の電源電圧、電源電流、電流PWM波形、直流バス電流のシミュレ

ーション結果を図7に示す。(a)は電源電圧、電源電流、電流PWM波形、直流バス電流波形、(b)は電源電流波形のFFT解析結果を示す。本手法では、電流マイナーループによる電流制御は行っていないが、瞬時無効電力指令値を0(var)とすることにより、結果的に電源電圧と電流が同相となるように制御されている。また、ヒステリシス要素を用いたリレー制御により、電源電流の周波数スペクトルが広い範囲に分散していることがわかる。

図8は直流バス電流指令値を12.5→10.5→12.5(A)と変化させたときの電源電圧、電源電流、直流バス電流指令値、直流バス電流の波形を示したものである。直流バス電流指令値に対して5(ms)で速やかに追従し、安定な制御が達成されていることがわかる。図9は負荷を2.0→1.5→2.0(kW)と変動させたときの電源電圧、電源電流、負荷直流バス電流の波形である。ステップ的な負荷外乱に対して瞬時的に直流バス電流波形に変動が見られるが、その後、10(ms)で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、電流形PWMコンバータにおいて提案した手法が有効に動作していることが確認できた。

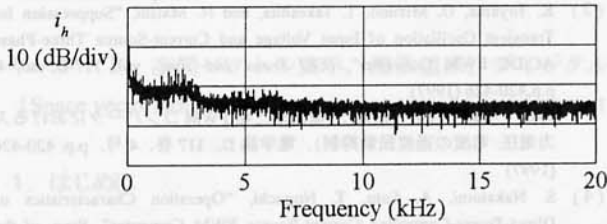
4. 実験による制御特性の検証

実験は計算機シミュレーションと同一条件で行った。直流バス電流指令値を12.5(A)、負荷を2.0(kW)としたときの実験結果を図10に示す。(a)は電源電圧、電源電流、電流PWM波形、直流バス電流、(b)は電源電流波形のFFT解析結果である。瞬時無効電力指令値を0(var)とすることにより無効電力は0(var)に制御され、電源電流は電源電圧とほぼ同相の正弦波状になり、直流バス電流は一定に制御されていること



(a) 電源電圧，電源電流，電流 PWM 波形
および直流バス電流

(a) v_u , i_u , PWM current and I_{dc} .



(b) 電源電流の周波数スペクトル

(b) Frequency spectra of i_u .

図 10 実験結果

Experimental results.

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 解析結果を見ると突出した高調波がなく，周波数スペクトルは広く分散され電源電流に歪みが少ないことがわかる。

図 11 に直流バス電流指令値を 12.5→10.5→12.5 (A) と変化させたときの電源電圧，電源電流，直流バス電流指令値，直流バス電流の波形を示す。計算機シミュレーションと同様に，実機目標値ステップ応答でも約 5 (ms) で指令値に追従し，直流バス電流を安定に制御していることがわかる。

図 12 は負荷を 2.0→1.5→2.0 (kW) と変動させたときの電源電圧，電源電流，直流バス電流の過渡応答である。負荷のステップ的な変動に対して 10 (ms) 程度の直流バス電流変動が見られるが速やかに指令値に復帰していることがわかる。

図 13 に総合入力率，図 14 に総合効率，図 15 に電源電流の THD 特性を示す。総合入力率では，負荷 2.0 (kW) 時に最大で 99.86 (%) と良好な結果が得られた。また，総合効

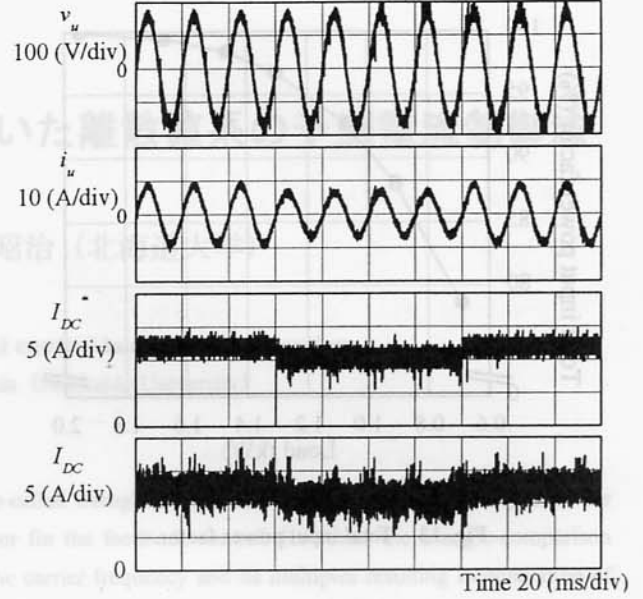


図 11 直流バス電流ステップ応答 (実験結果)

Fig. 11. DC-bus current step response (experimental result).

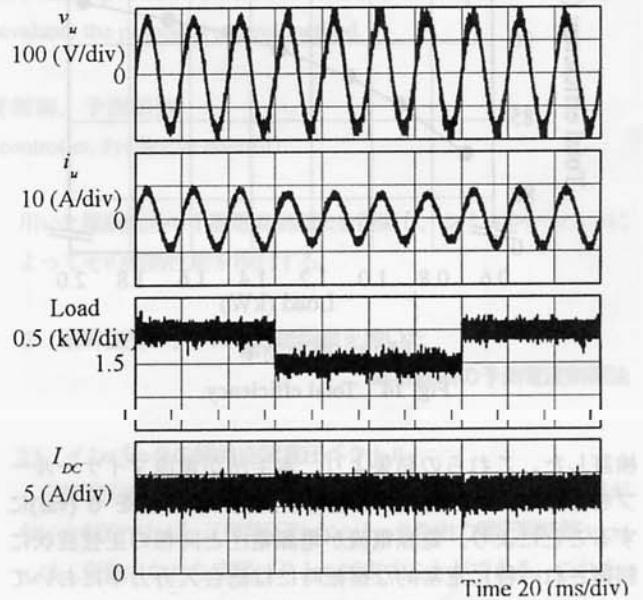


図 12 負荷外乱応答 (実験結果)

Fig. 12. Disturbance step response (experimental result).

率は最大で 92.72 (%) を確認した。THD は負荷 2.0 (kW) 時で 3.67 (%) に抑えられており，歪の少ない電流波形となっていることが窺われる。

5. まとめ

本稿では，筆者らが検討を進めてきた直接電力制御法を電流形 PWM コンバータに適用し，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するとともにスイッチングテーブルの構成法について述べた。さらに，本制御法の有効性を計算機シミュレーションおよび実験により

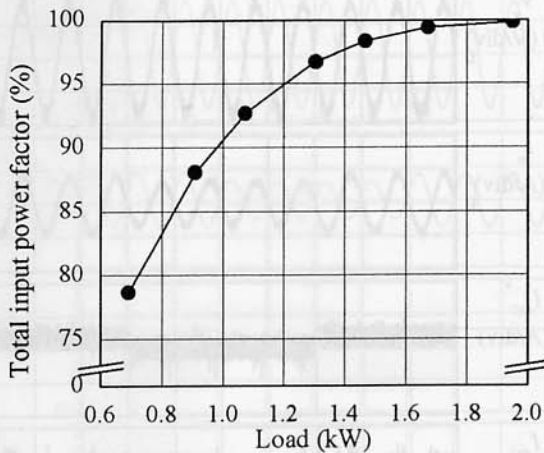


図 13 総合入力力率

Fig. 13 Total input power factor.

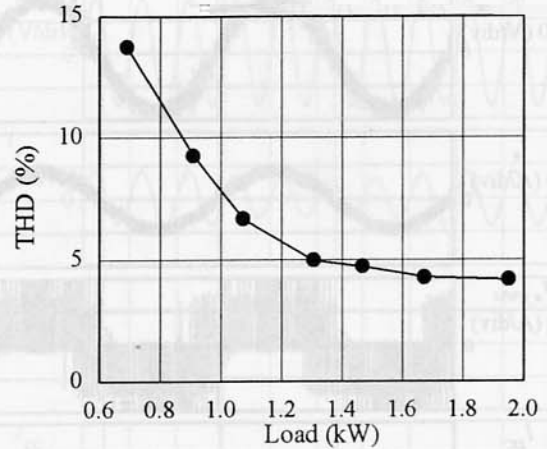


図 15 総合歪率

Fig. 15 Total harmonic distortion.

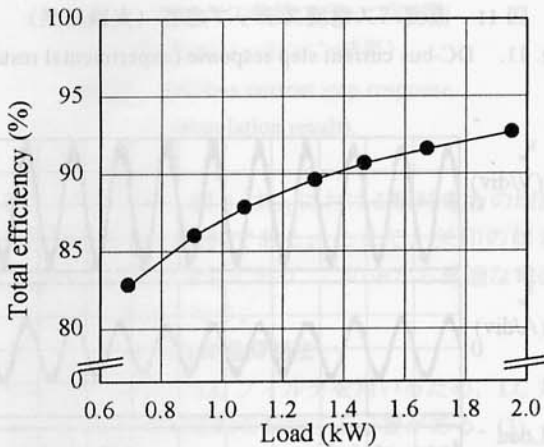


図 14 総合効率

Fig. 14 Total efficiency.

検証した。これらの結果より、本手法が電流マイナーループをもたないにも関わらず瞬时无効電力指令値を 0 (var)にすることにより、電源電流が電源電圧と同相の正弦波状に制御され、特に定常的な運転時には総合入力力率において良好な結果が得られた。また、直流バス電流指令値に対する目標値応答や負荷のステップ的な変化に対する外乱応答では、極めて高速かつ安定な制御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、総合入力力率は最大 99.85 (%)、総合効率は最大 92.72 (%)、電源電流波形の THD は負荷 2.0 (kW)時に 3.67 (%)と良好な結果が得られた。以上のことより、電流形 PWM コンバータに対して瞬时有効・無効電力に基づく制御法の有効性を確認した。

文 献

of PWM Converter Without Power-Source Voltage Sensors”, *IEEE Trans. Ind. App.*, Vol. 34, no. 3, p.p. 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, p.p.948-990 (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, p.p. 948-990 (1995)

(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, p.p.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, p.p. 420-426 (1997)

(4) S. Nakatomi, A. Sato, T. Noguchi, “Operation Characteristics of Direct-Power-Controlled Current-Source PWM Converter”, Proc. of the 2004 Japan Ind. App. Soc. Conf., vol.1, p.p.127-128 (2004)
中富・佐藤・野口：「直接電力制御による電流形 PWM コンバータの運転特性」, H16 年電気学会産業応用部門大会, Vol.1, p.p.127-128 (2004)

原稿受付日 平成 17 年 5 月 30 日

(1) T. Noguchi, H. Tomiki, S. Kondo, and I. Takahashi, “Direct Power Control