

直接電力制御法を適用したマトリックスコンバータと 運転特性の実験検証

中富 奏明* 竹内 大裕 野口 季彦 (長岡技術科学大学)

Direct-Power-Control Based Matrix Converter and Its Operation Characteristics

Somei Nakatomi*, Daisuke Takeuchi, and Toshihiko Noguchi (Nagaoka University of Technology)

This paper proposes a novel control strategy of a matrix converter, which features direct instantaneous active- and reactive-power control of the converter. A theoretical aspect of the proposed control is discussed, and some computer simulation results are presented to confirm the basic controllability of the technique. In addition, several operation characteristics are examined through experimental tests, using a 1.5-kW prototype. The maximum efficiency and total input power factor of the converter were 95.4 % and 99.9 % at 1.5-kW load with 30-Hz output frequency, respectively. Also, the total harmonic distortion at the rated load was 5.9 %. These results prove feasibility and effectiveness of the proposed strategy.

キーワード : マトリックコンバータ, 仮想AC/DC/AC電力変換, 直接電力制御法, スイッチングテーブル, 実験検証

(matrix converter, virtual AC/DC/AC power conversion, direct power control, switching state table, experimental verification)

1. はじめに

通常の整流器とインバータによるAC/DC/AC電力変換システムでは、直流バスに大きな電解コンデンサや直流リアクトル等のエネルギー蓄積要素が必要とされ、システムの小型化、長寿命化の大きな妨げとなっている。また、電力変換ステップが2段構成となるため、総合的な変換効率を95%以上に高めることは非常に困難である。そこで、近年直流バスを必要としない、直接AC/AC電力変換器であるマトリックスコンバータの研究が盛んに行われている。マトリックスコンバータの問題点は入出力電流を同時に制御することから制御アルゴリズムが複雑となることであるが、本稿で採用する仮想AC/DC/AC電力変換方式は、従来のアルゴリズムを踏襲したまま入出力を独立に制御することができる⁽¹⁾⁽²⁾。

筆者らはこれまで、瞬時電力に着目した制御である直接電力制御法を電圧形、電流形PWM整流器に適用し、その有効性を実験的に確認してきた。直接電力制御法は瞬時電力を高速にリレー制御することから、直流バスのエネルギー蓄積要素を極小化することができる⁽³⁾⁽⁴⁾。

本稿では、マトリックスコンバータに直接電力制御法を適用した場合の制御原理とシステム構成を示す。次に、計算機シミュレーションにより基本的な運転特性の検証を行

い、マトリックスコンバータに直接電力制御法を適用した場合の妥当性を見極める。さらに、実験システムを構築して実験検証を行い、その運転特性を確認する。

2. 制御原理

〈2・1〉 スイッチングパターンの合成 図1にマトリックスコンバータを示す。入力電圧 v_a , v_b , v_c と出力電圧 v_u , v_v , v_w の関係をスイッチング関数を用いて表すと(1)となる。ここで、各スイッチング関数は1か0の値をとり、それぞれ、双方向スイッチのON, OFFに対応する。

$$\begin{bmatrix} v_u \\ v_v \\ v_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{au} & S_{bu} & S_{cu} \\ S_{av} & S_{bv} & S_{cv} \\ S_{aw} & S_{bw} & S_{cw} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (1)$$

次に、三相PWM整流器/インバータからなるAC/DC/AC電力変換システムを図2に示す。電源中性点電位を基準として、整流器正側出力電圧を v_{dcp} 、整流器負側出力電圧を v_{dcn} とする。ここで、整流器側において、入力電圧と直流バス整流器正負出力電圧の関係は(2)で表される。

$$\begin{bmatrix} v_{dcp} \\ v_{dcn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{ap} & S_{bp} & S_{cp} \\ S_{an} & S_{bn} & S_{cn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (2)$$

同様に、インバータ側の直流バス電圧と出力電圧の関係は(3)で表される。

$$\begin{bmatrix} v_u \\ v_v \\ v_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{up} & S_{un} \\ S_{vp} & S_{vn} \\ S_{wp} & S_{wn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{dcp} \\ v_{dcn} \end{bmatrix} \quad (3)$$

(2), (3)より整流器入力電圧とインバータ出力電圧の関係は(4)のように表される。

$$\begin{bmatrix} v_u \\ v_v \\ v_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{up} & S_{un} \\ S_{vp} & S_{vn} \\ S_{wp} & S_{wn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{ap} & S_{bp} & S_{cp} \\ S_{an} & S_{bn} & S_{cn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (4)$$

マトリックスコンバータと AC/DC/AC 電力変換システムが同一の入出力電圧関係をもつためには、(1)と(4)が等しくなければならない、(5)が成立すればよい。

$$\begin{bmatrix} S_{au} & S_{bu} & S_{cu} \\ S_{av} & S_{bv} & S_{cv} \\ S_{aw} & S_{bw} & S_{cw} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{up} & S_{un} \\ S_{vp} & S_{vn} \\ S_{wp} & S_{wn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{ap} & S_{bp} & S_{cp} \\ S_{an} & S_{bn} & S_{cn} \end{bmatrix} \quad (5)$$

ただし、図1のマトリックスコンバータでは、電源短絡および、負荷のインダクタンス成分を考慮して負荷側の開放が発生しないようスイッチングする必要がある。したがって、図2のAC/DC/AC電力変換システムにおいて、入力側は電流形電力変換器、出力側は電圧形電力変換器と同様の制約条件が課せられる。この制約条件を考慮すると、マトリックスコンバータは入力側に電流形PWM整流器、出力側に電圧形PWMインバータをもつ仮想AC/DC/AC電力変換システムと捉えることができる。よって、図2で整流器側のスイッチングパターンとインバータ側のスイッチングパターンをそれぞれ独立した制御の結果として求め、(5)に基づいてそれらを合成することにより、実際のマトリックスコンバータのスイッチングパターンを得ることができる。

図3に仮想AC/DC/AC電力変換システムによるマトリックスコンバータの制御ブロック図を示す。本論文では仮想電流形PWM整流器の制御に直接電力制御法を、仮想電圧形PWMインバータの制御に電流フィードバックによる電流制御を適用する。

〈2・2〉 仮想電流形PWM整流器の制御

仮想電流形PWM整流器の制御には、高速な電力制御が可能な直接電力制御法を適用する⁽⁶⁾。図4に直接電力制御法を用いた電流形PWM整流器の制御ブロック図を示す。まず、電源相電圧と電流に三相-二相絶対変換を施し、 v_α , v_β および i_α , i_β を得る。これらの値を用いて、(6)より仮想電流形PWM整流器の入力側における瞬時有効電力 P と瞬时无効電力 Q を算出する。

$$\begin{bmatrix} P \\ Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (6)$$

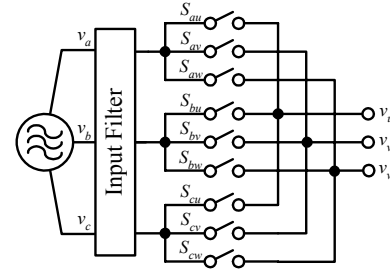


図1 マトリックスコンバータ

Fig. 1. Matrix converter.

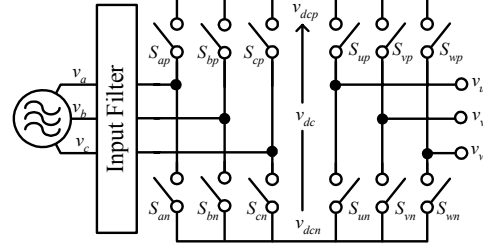


図2 AC/DC/AC電力変換システム

Fig. 2. AC/DC/AC power conversion system.

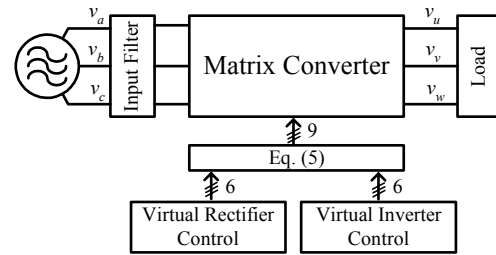


図3 仮想AC/DC/AC電力変換システムによるマトリックスコンバータの制御ブロック図

Fig. 3. Block diagram of matrix converter controller based on virtual AC/DC/AC power conversion system.

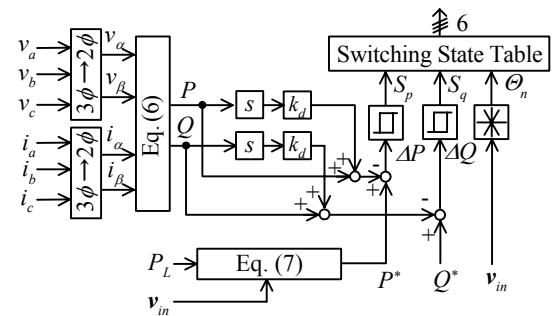


図4 直接電力制御法を用いた仮想電流形PWM整流器の制御ブロック図

Fig. 4. Block diagram of virtual current-source PWM rectifier based on direct power control.

瞬時有効電力指令値 P^* は(7)で表され、後述する仮想電圧形PWMインバータ制御系から算出された負荷電力 P_L と規格化した仮想直流バス電圧の積より得る。瞬时无効電力指令値 Q^* は入力力率に応じて外部から直接与え、総合入力力率1制御を行う場合は $Q^* = 0$ とする。各瞬時電力の偏差 ΔP ,

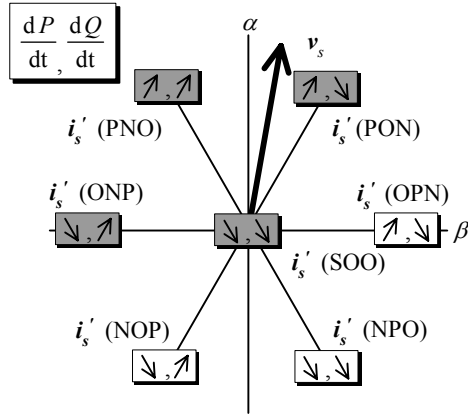


図5 θ_1 における dP/dt , dQ/dt の計算例
Fig. 5. Calculation result of dP/dt and dQ/dt in θ_1 .

表1 最適スイッチングテーブル
Table 1. Optimum switching state table.

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	SOO	OOS	OSO	SOO	OOS	OSO
0	1	ONP	PNO	PON	OPN	NPO	NOP

$$P^* = P_L \cdot \max \left\{ \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \omega t \\ \cos(\omega t - 2\pi/3) \\ \cos(\omega t - 4\pi/3) \end{bmatrix} \right\} \quad (7)$$

dQ はヒステリシス要素で二値化し量子化信号 S_p , S_q とする。また、電源電圧位相も6つの領域 θ_n に量子化して検出する。 S_p , S_q および θ_n 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 をスイッチングテーブルで直接決定することにより、 P^* と Q^* に追従するように各瞬時電力のリレー制御を行う。

スイッチングテーブルを構成する上で重要な要素は各スイッチングモードに対する瞬時有効、無効電力の時間的変化率 dP/dt , dQ/dt の極性である。そこで、(8), (9)により各電源電圧位相領域 θ_n における各スイッチングモードに対応した dP/dt , dQ/dt を算出する。

$$\frac{dP}{dt} = V_m I_{dc} \left\{ - \left(S_a - \frac{1}{2} S_b - \frac{1}{2} S_c \right) (K_1 \cos \omega t + K_2 \sin \omega t) - \frac{\sqrt{3}}{2} (S_b - S_c) (K_1 \sin \omega t - K_2 \cos \omega t) \right\} \quad (8)$$

$$\frac{dQ}{dt} = V_m I_{dc} \left\{ - \left(S_a - \frac{1}{2} S_b - \frac{1}{2} S_c \right) (K_1 \sin \omega t + K_2 \cos \omega t) + \frac{\sqrt{3}}{2} (S_b - S_c) (K_1 \cos \omega t - K_2 \sin \omega t) \right\} \quad (9)$$

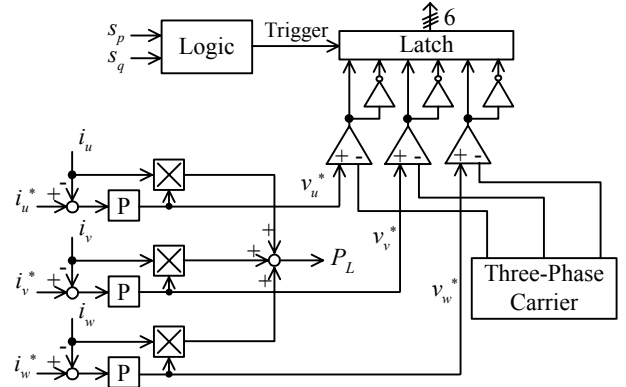


図6 仮想電圧形PWMインバータの制御ブロック図
Fig. 6. Block diagram of current controlled virtual voltage-source PWM inverter.

ここで、係数 K_1 , K_2 は下記で表される。

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

$$K_2 = \left(1 - \sin \frac{1}{\sqrt{L_f C_f}} t \right) \omega$$

図5に領域 θ_1 における計算結果の例を示す。このような計算結果より瞬時電力制御の操作量として最適なスイッチングモードを決定する。表1に以上の手続きに基づいて構成された最適スイッチングテーブルを示す。なお、表内に示された各スイッチングモードは以下のように定義する。

$$P: S_{ap}, S_{bp}, S_{cp} = 1 \text{ and } S_{an}, S_{bn}, S_{cn} = 0$$

$$O: S_{ap}, S_{bp}, S_{cp} = 0 \text{ and } S_{an}, S_{bn}, S_{cn} = 0$$

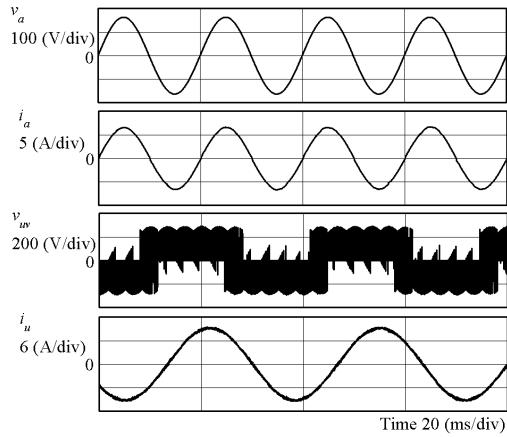
$$S: S_{ap} = S_{an} = 1 \text{ or } S_{bp} = S_{bn} = 1 \text{ or } S_{cp} = S_{cn} = 1$$

$$N: S_{ap}, S_{bp}, S_{cp} = 0 \text{ and } S_{an}, S_{bn}, S_{cn} = 1$$

また、電流形PWM整流器の入力にはLCフィルタが設置されるため、入力電流に共振周波数成分が生じる問題がある。そこで、共振を抑制するために各瞬時電力のフィードバックに微分補償を施す⁽⁵⁾。この補償は、交流電源と仮想電流形PWM整流器の直流バス間の伝達関数にダンピング要素を加えることに相当する。

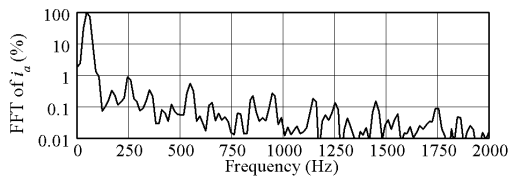
〈2.3〉 仮想電圧形PWMインバータの制御 前述のように仮想電圧形PWMインバータの制御には、電流フィードバックによる電流制御を適用する。図6に仮想電圧形PWMインバータの制御ブロック図を示す。出力電流 i_u , i_v , i_w とその指令値 i_u^* , i_v^* , i_w^* の偏差を比例(P)制御器に入力し、インバータ出力電圧指令値 v_u^* , v_v^* , v_w^* を得る。ここで、PWMに使用するキャリアはゼロ電圧ベクトルを出力しない三相三角波キャリアとする。これは、仮想電圧形PWMインバータがゼロ電圧ベクトルを出力している期間、負荷電流が仮想インバータの三相出力間で還流するため仮想直流バス電流がゼロとなり、入力電流に歪みを生じさせるためである。

一方、仮想電流形PWM整流器がゼロ電流ベクトルを出力



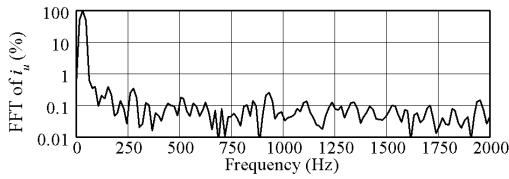
(a) 電源電圧, 入力電流, 出力線間電圧, 出力電流波形

(a) v_a , i_a , v_{uv} and i_u .



(b) 入力電流の周波数スペクトル

(b) Frequency spectra of i_a .



(c) 出力電流の周波数スペクトル

(c) Frequency spectra of i_u .

図7 30 Hz 出力におけるシミュレーション結果

Fig. 7. Simulation results at 30-Hz output current.

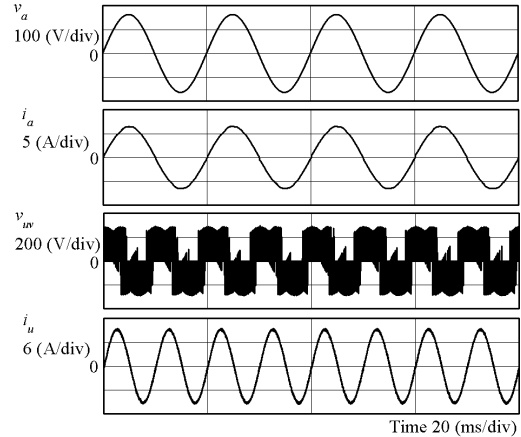
している期間は直流バスを短絡する状態が発生し、仮想直流バス電圧がゼロとなって仮想電圧形PWMインバータの出力を乱す。この仮想電圧形PWMインバータ出力の乱れを抑制するために量子化信号 S_p , S_q を用いて、両者が0の場合は0, それ以外は1を出力するトリガ信号を生成する。このトリガ信号が0の場合はインバータのスイッチングを保持し, 1の場合は通常のスイッチングを行う。

なお, 前述の仮想電流形PWM整流器の制御に必要な負荷電力 P_L は, 仮想電圧形PWMインバータの操作量と制御量を用いて (10)で算出する。

$$P_L = v_u^* i_u + v_v^* i_v + v_w^* i_w \quad (10)$$

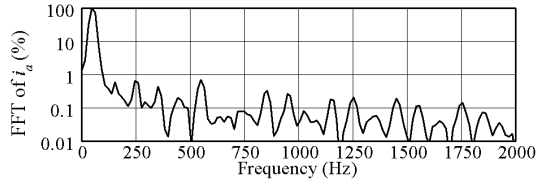
3. 計算機シミュレーションによる検証

提案する制御法の妥当性を確認するため, 計算機シミュレーションによる検証を行った。表2にシミュレーションに用いた主回路定数を示す。出力電流指令値を30 Hzとし, 負荷電力1.5 kWにおける電源電圧, 入力電流, 出力線間電圧および出力電流のシミュレーション結果を図7に示す。(a)



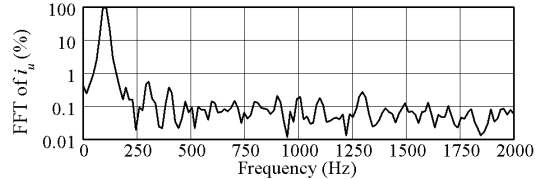
(a) 電源電圧, 入力電流, 出力線間電圧, 出力電流波形

(a) v_a , i_a , v_{uv} and i_u .



(b) 入力電流の周波数スペクトル

(b) Frequency spectra of i_a .



(c) 出力電流の周波数スペクトル

(c) Frequency spectra of i_u .

図8 100 Hz 出力におけるシミュレーション結果

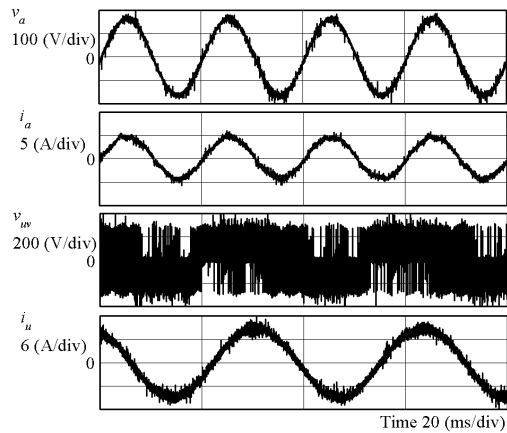
Fig. 8. Simulation results at 100-Hz output current.

表2 主回路の電気的特性

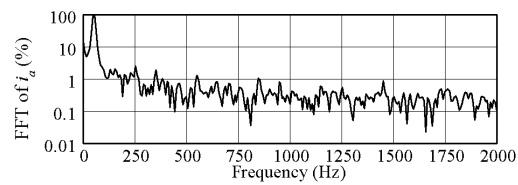
Table 2. Electric parameters of power circuit.

Power-source voltage	200 V, 50 Hz
Input filter inductance L_f	2.7 mH
Input filter capacitance C_f	20 μ F
Load	12.5 Ω , 3.7 mH
Reactive power command	0 var

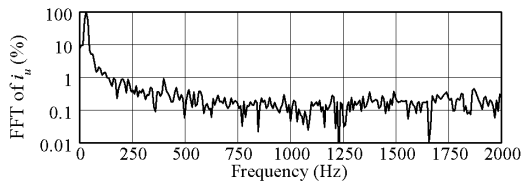
はそれらの波形, (b), (c)は入力電流と出力電流のFFT解析結果を示す。無効電力が0 varに制御されているため, 結果的に電源電圧と入力電流が同相になり入力力率1制御が達成されている。一方, 出力電流は指令値どおりの周波数で正弦波状に制御されていることが確認できる。また, 入力電流, 出力電流の周波数スペクトルについては, とともに低次の高調波成分がほぼ1%以下となっており, 直接電力制御法を適用したマトリックスコンバータが良好な制御性をもつと同時に, 低歪な波形形成を実現できることがわかる。図8は同じ負荷電力で出力電流を100 Hzとした場合のシミュレーション結果である。図7と同様に所望の周波数で電



(a) 電源電圧，入力電流，出力線間電圧，出力電流波形
(a) v_a , i_a , v_{uv} and i_u .



(b) 入力電流の周波数スペクトル
(b) Frequency spectra of i_a .



(c) 出力電流の周波数スペクトル
(c) Frequency spectra of i_u .

図9 30 Hz 出力における実験結果

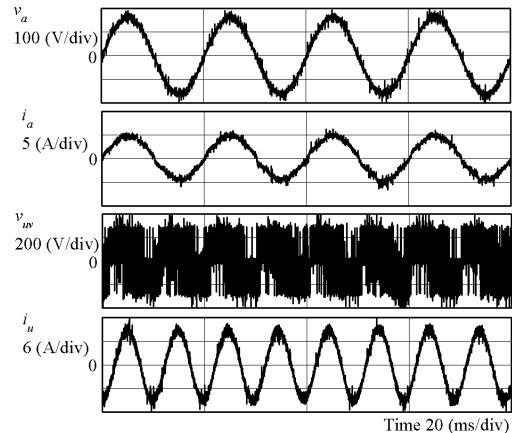
Fig. 9. Experimental results at 30-Hz output current.

流が制御されており，高調波歪が小さいことがわかる。

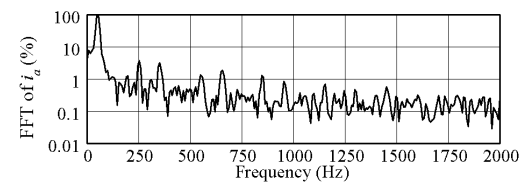
4. 実験結果

実験に使用した実験装置の電気的特性はシミュレーションと同一である。出力電流指令値を 30 Hz とし，負荷 1.5 kW における実験結果を図 9 に示す。無効電力を 0 var に制御することにより入力力率 1 制御を達成し，シミュレーションと同様の結果を得た。また，出力電流波形は周波数一定制御を指令値どおりに達成し，歪みの少ない波形が得られた。しかしながら，入力電流の周波数スペクトルはシミュレーションと比較すると多くの高周波成分を含んでいる。図 10 は出力電流を 100 Hz とした場合の実験結果であり，出力電流を 30 Hz とした場合における実験結果と同様に，入力力率 1 制御および出力電流の周波数一定制御が達成されている。

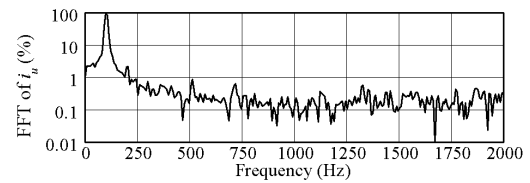
出力電流を 30 Hz, 100 Hz に制御した場合の総合入力力率を図 11, 総合効率を図 12, 入力電流の全高調波歪率 (第 20 次まで) を図 13 に示す。負荷 1.5 kW において，出力電流を 30 Hz としたとき，最大総合入力力率 99.9%，最大総合効率 95.4% を確認した。また，出力電流を 100 Hz としたときは，



(a) 電源電圧，入力電流，出力線間電圧，出力電流波形
(a) v_a , i_a , v_{uv} and i_u .



(b) 入力電流の周波数スペクトル
(b) Frequency spectra of i_a .



(c) 出力電流の周波数スペクトル
(c) Frequency spectra of i_u .

図10 100 Hz 出力における実験結果

Fig. 10. Experimental results at 100-Hz output current.

最大総合入力力率 99.8%，最大総合効率 95.4% を達成した。これらの特性は出力電流の周波数を他の値に変化させても，ほぼ同様の結果となった。一方，入力電流の全高調波歪率は負荷 1.5 kW において 5.9% まで低減されるが，軽負荷領域では悪化するため，今後波形改善の方策を講ずる必要がある。

5. まとめ

本稿では，マトリックスコンバータに直接電力制御法を適用した新手法について論じた。さらに，その制御アルゴリズムに基づいて構築したシステムの有効性を計算機シミュレーションおよび実験により検証した。これらの結果より，無効電力を 0 var に制御することで，結果的に入力電流は電源電圧と同相となり力率 1 制御を達成し，出力電流の周波数制御においても所望の出力特性を得た。

試作機を用いた実験検証では，出力電流 30 Hz において最大総合入力力率 99.9%，最大総合効率 95.4%，入力電流の全高調波歪率は負荷 1.5 kW において 5.9% を確認した。一方，出力電流を 100 Hz に制御した場合も 30 Hz の場合と同

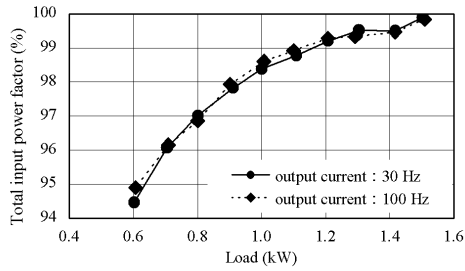


図 11 総合入力率
Fig. 11. Total input power factor.

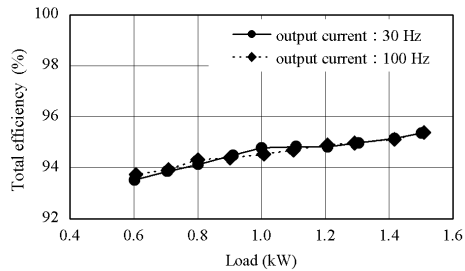


図 12 総合効率
Fig. 12. Total efficiency.

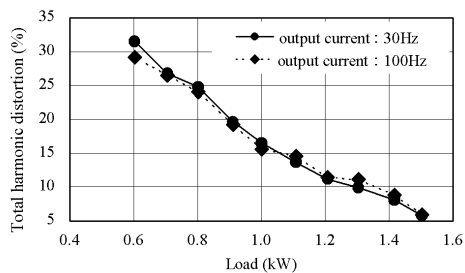


図 13 総合入力歪率
Fig. 13. Total harmonic distortion of input current.

様の特性が得られた。以上より、マトリックスコンバータに直接電力制御法を適用したシステムの妥当性を確認できた。

文 献

- (1) J. Itoh, I. Sato, H. Ohguchi, K. Sato, A. Odaka and N. Eguchi : "A Control Method for the Matrix Converter Based on Virtual AC/DC/AC Converter Using Carrier Comparison Method" , *Trans. IEEJ*, vol.124-D, no.5, pp.457-463 (2004) (in Japanese)
伊東・佐藤・大口・佐藤・小高・江口 : 「キャリア変調方式を用いた仮想 AC/DC/AC 変換方式によるマトリックスコンバータの制御法」 電学論 D, 124, 5, 457-463 (2004)
- (2) R. Itoh and I. Takahashi : "Decoupling control of input and reactive power of the matrix converter" , *IEEJ, SPI-01-121* (2001) (in Japanese)
伊藤・高橋 : 「マトリックスコンバータにおける入出力無効電力の非干渉制御法」 電学 SPC, SPC-01-121 (2001)
- (3) T. Noguchi, A. Sato and D. Takeuchi : "Minimization of Smoothing Capacitor and Operation Characteristics under Unbalanced Power Source of Direct-Power-Controlled PWM Rectifier" , *Trans. IEEJ*, vol.126-D, no.2, pp.103-108 (2006) (in Japanese)
野口・佐藤・竹内 : 「直接電力制御形 PWM 整流器の平滑コンデンサ

小容量化と不平衡電源における運転特性」 電学論 D, 126, 2, 103-10 (2006)

- (4) 竹内・野口 : 「直接電力制御法を適用した電流形 PWM 整流器の平滑リアクトル小容量化と不平衡電源における運転特性」 電学 SPC, SPC-06-52, 23-28 (2006)
- (5) K. Toyama, O. Mizuno, T. Takeshita and N. Matsui : "Suppression for Transient Oscillation of Input Voltage and Current in Current-Source Three-Phase PWM AC/DC converter" , *Trans. IEEJ*, vol.117-D, no.4, pp.420-426 (2004) (in Japanese)
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, 4, 420-426 (1997)
- (6) D. Takeuchi, A. Sato and T. Noguchi : "New control Strategy of Matrix Converter Based on Direct Power Control" , *Proc. of the 2004 Japan Ind. Appl. Soc. Conf.*, vol.1, pp.309-312 (2004) (in Japanese)
竹内・佐藤・野口 : 「直接電力制御法を適用したマトリックスコンバータの新制御法」 H16 電学産応, 1, 309-312 (2004)