

入出力に直接電力制御法を適用した マトリックスコンバータの実験検証

学生員 岡部 奨* (長岡技術科学大学)

正員 野口季彦 (静岡大学)

Operation Characteristics of Matrix Converter with Direct Power Control on Both Input and Output

Tsutomu Okabe*, Student Member, and Toshihiko Noguchi, Member

This paper describes a control technique of a direct-power-control (DPC) based matrix converter, where the DPC is applied to both the input and the output of the converter. This strategy is based on a virtual AC/DC/AC conversion system, and the virtual rectifier and the virtual inverter employ the DPC on the basis of instantaneous active and reactive power. Some computer simulations are conducted to confirm its performance under a load step change condition and an unbalanced power supply condition. In addition, several operation characteristics are examined through experimental tests, using a 1kW prototype. The maximum the total input power factor of the prototype were 99.9 % at 1kW load with 30-Hz output frequency, respectively. The total harmonic distortion at the rated load was 5.8 %.

キーワード : マトリックスコンバータ, 直接電力制御法, 仮想電力変換システム

Keywords : matrix converter, direct power control, virtual power conversion system

1. はじめに

一般的に電力システム, 産業応用, 輸送などの分野においてAC/DC/AC電力変換システムは幅広く使用されている。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, 電力変換が2段構成となるため, 総合的な変換効率を高めることは非常に困難である。そのため, 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, エネルギー蓄積要素がないため不平衡電源時において出力電圧が歪むことなどが挙げられる。そこで, 本稿で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仮想AC/DC/AC電力変換方式を採用する⁽¹⁾⁻⁽³⁾。

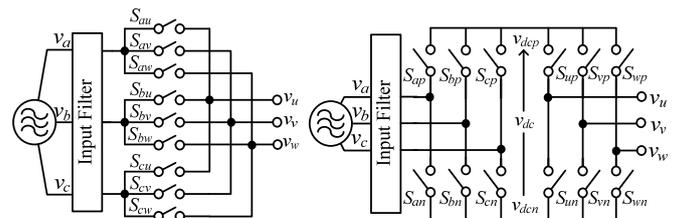
筆者らはこれまで, マトリックスコンバータの制御システムに, 仮想AC/DC/AC電力変換方式に加え, 瞬時電力に着目した直接電力制御法を入力側である仮想電流形PWM整流器に適用し, その有効性を実験的に確認してきた⁽⁴⁾。直接電力制御法は瞬時電力を高速にリレー制御することから, 直流バスのエネルギー蓄積要素を極小化することができる。また, 不平衡電源においても所望の出力を制御できることが確認されている⁽⁵⁾。この方式の有効性を実験的に確認してきたが, 低負荷領域において入力電流が歪むといった問題

点があった。

そこで本稿では, 低負荷領域での総合ひずみ率の改善とより高速な制御を狙い, 直接電力制御法の適用をマトリックスコンバータの入出力双方に拡張した。まず, この方式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に加え, 負荷変動時ならびに不平衡電源時の検証も行う。さらに, 実験システムを構築して実験検証を行い, 本方式の有効性を検証する。

2. 制御原理

〈2・1〉 スイッチングパターンの合成 本システムでは仮想AC/DC/AC変換方式によりスイッチングパターンの合成を行う。制御対象であるマトリックスコンバータと, それに対応した仮想AC/DC/AC変換を図1に示す。仮想電流形PWM整流器と仮想電圧形PWMインバータのスイッチング関数を(1)のように合成することで, マトリックスコンバータのスイッチング状態を決定している。ただし, 各スイ



(a) マトリックスコンバータ (b) 仮想変換システム

図1 マトリックスコンバータと仮想AC/DC/AC変換システム

Fig. 1. Matrix converter and virtual AC/DC/AC conversion system.

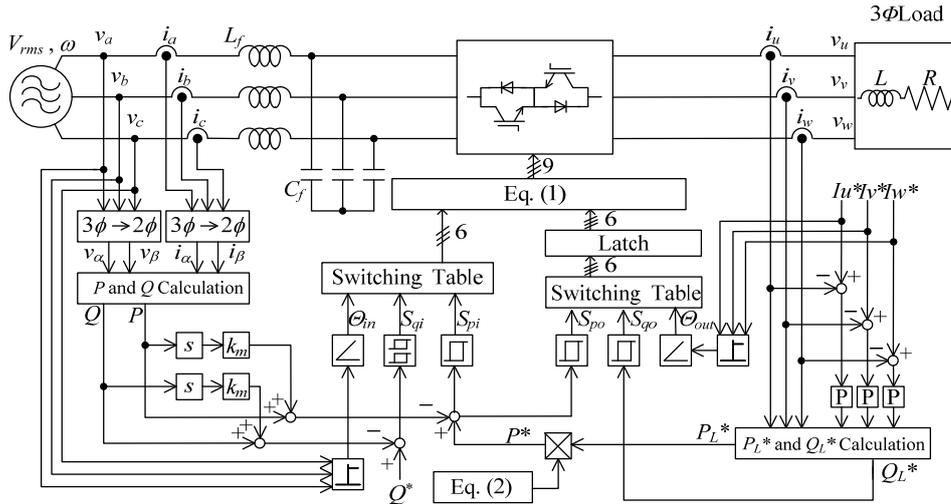


図2 マトリックスコンバータの入出力に直接電力制御法を適用したシステムブロック図
Fig. 2. Block diagram of matrix converter with direct-power-controllers on both input and output.

スイッチング関数は1か0のいずれかの値しかとらず、それぞれ双方向スイッチのON, OFFに対応する。

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システム構成を図2に示す。仮想電流形PWM整流器の制御と仮想電圧形PWMインバータの制御は双方とも高速な電力制御が可能な直接電力制御法を適用する。

〈2・2〉 仮想電流形PWM整流器の制御 まず、電源電圧と電流に三相-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、(2)より交流側の瞬時有効電力 P と瞬时无効電力 Q を算出する。ここで、瞬時有効電力 P と瞬时无効電力 Q にはLCフィルタによる入力電流の共振周波数成分を抑制するために、各瞬時電力のフィードバックに微分補償を施す⁽⁵⁾⁻⁽⁸⁾。この補償は、交流電源と仮想電流形PWM整流器の直流バスの伝達関数にダンピング要素を加えることに相当する。

瞬時有効電力指令値 P^* は(3)で表されるように、仮想電圧形インバータから要求される負荷有効電力 P_L^* と規格化した仮想直流バス電圧の積を用いる。瞬时无効電力指令値 Q^* は所望の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。瞬時有効電力の偏差 ΔP はヒステリシス要素で二値化した量子化信号 S_{pi} とする。瞬时无効電力の偏差 ΔQ は図3に示すように二段ヒステリシスコンパレータで量子化した信号 S_{qi} とする。この二段ヒステリシスは ΔQ が ΔQ_1 に収まるように動作する。いま、ヒステリシスコンパレータがhysteresis 1にあるものとし、 ΔQ が $\Delta Q_2/2$ より大きくなったとすると、動作するヒステリシス要素はhysteresis 2に移る。このように瞬时无効電力のヒステリシス幅 ΔQ_1 からの逸脱が正側よりだとhysteresis 2で、負側よりだとhysteresis 1内で制御するように動作させる。電源電圧ベクトルの位相は仮想電圧形インバータが要求する有効電力をより柔軟に出力するために6つの領域から12の領域に量子化した信号 θ_m にする。 S_{pi}, S_{qi} および θ_m の組み合わせに応じて仮想電流形PWM整流器のスイッチングモード $S_a,$

$$\begin{bmatrix} S_{au} & S_{bu} & S_{cu} \\ S_{av} & S_{bv} & S_{cv} \\ S_{aw} & S_{bw} & S_{cw} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{up} & S_{un} \\ S_{vp} & S_{vn} \\ S_{wp} & S_{wn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{ap} & S_{bp} & S_{cp} \\ S_{an} & S_{bn} & S_{cn} \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\begin{bmatrix} P \\ Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (2)$$

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

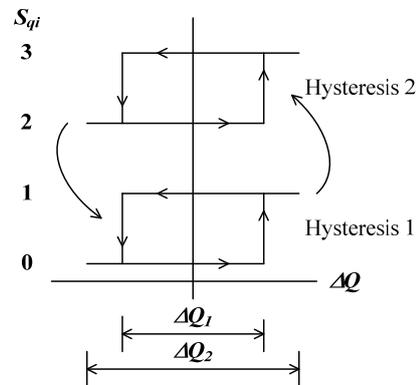


図3 瞬时无効電力のヒステリシス要素
Fig. 3. hysteresis component of instantaneous reactive power.

S_{ps}	S_{qr}	θ_1	θ_2	θ_3	θ_4	θ_5	θ_6	θ_7	θ_8	θ_9	θ_{10}	θ_{11}	θ_{12}
0	0	PON	PON	OPN	OPN	NPO	NPO	NOP	NOP	ONP	ONP	PNO	PNO
0	1	PNO	PON	PON	OPN	OPN	NPO	NPO	NOP	NOP	ONP	ONP	PNO
0	2	PNO	PNO	PON	PON	OPN	OPN	NPO	NPO	NOP	NOP	ONP	ONP
0	3	ONP	PNO	PNO	PON	PON	OPN	OPN	NPO	NPO	NOP	NOP	ONP
1	0	PON	PON	OPN	OPN	NPO	NPO	NOP	NOP	ONP	ONP	PNO	PNO
1	1	PON	PON	OPN	OPN	NPO	NPO	NOP	NOP	ONP	ONP	PNO	PNO
1	2	PNO	PON	PON	OPN	OPN	NPO	NPO	NOP	NOP	ONP	ONP	PNO
1	3	PNO	PNO	PON	PON	OPN	OPN	NPO	NPO	NOP	NOP	ONP	ONP

$P = S_{mp} = 1, S_{mn} = 0$ $O = S_{mp}, S_{mn} = 0$ $N = S_{mp} = 0, S_{mn} = 1$ $\therefore n = a, b, c$

図4 仮想PWM整流器のスイッチングテーブル
Fig. 4. Switching-state table of virtual PWM rectifier.

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 の高速なリレー制御を行う。図4にこのスイッチングテーブルと各スイッチングモードの定義を示す。

このスイッチングテーブルを構成するのに重要な要素と

して各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 の極性がある。図 5 は入力側の領域 θ_1 における瞬时有効，無効電力の時間的変化率である。これをもとに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し，スイッチングテーブルを構成していく。ただし仮想電流形整流器のスイッチングテーブルには，ゼロ電流ベクトルのスイッチングモードは選択していない。これは，ゼロ電圧ベクトルを用いている仮想電圧形インバータとスイッチングパターンの競合を防ぐためである。

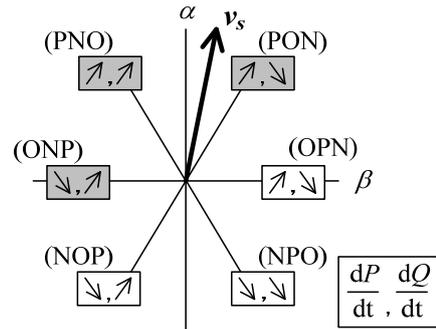


図 5 入力側の領域 θ_1 における dP/dt ， dQ/dt
Fig. 5. dP/dt and dQ/dt in input side θ_1

〈2・3〉 仮想電圧形 PWM インバータの制御 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 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。そして，前述の仮想電流形 PWM 整流器に要求する負荷有効電

$$\left. \begin{aligned} P_L^* &= v_u^* i_u + v_v^* i_v + v_w^* i_w \\ Q_L^* &= \sqrt{3} \{ (v_v^* - v_w^*) i_u + (v_w^* - v_u^*) i_v + (v_u^* - v_v^*) i_w \} \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

力 P_L^* と負荷無効電力 Q_L^* を(4)より算出する。前述のように，負荷有効電力 P_L^* には平均的に高い仮想直流バス電圧を得るために規格化信号を乗じて瞬时有効電力指令値 P^* とする。

瞬时有効電力の偏差 ΔP と Q_L^* はヒステリシス要素で二値化し，量子化信号 S_{po} ， S_{qo} とする。また，出力電圧ベクトルの位相は 6 つの領域 θ_{out} に量子化する。 S_{po} ， S_{qo} および θ_{out} の組み合わせに応じて仮想電圧形 PWM インバータのスイッチングモード S_u ， S_v ， S_w をスイッチングテーブルで直接決定する。図 6 にこのスイッチングテーブルと各スイッチングモードの定義を示す。

しかし，このまま動作させるとスイッチング回数が膨大な数になり，それに伴いスイッチング損失により所望の出力が得られなくなる。そこで，仮想電圧形インバータのスイッチングテーブルより決定したスイッチングモード S_u ， S_v ， S_w の量子化信号にラッチをかける。一定のタイミングでスイッチングを保持することにより，マトリックスコンバータのスイッチング回数を抑えることができる。

また，図 7 に出力側の領域 θ_1 における瞬时有効，無効電力の時間的変化率である。仮想電圧形インバータのスイッチングテーブルにゼロ電圧ベクトルモードを含め，負荷有効電力 P_L^* と負荷無効電力 Q_L^* を細かく制御することにより低負荷領域において低歪な波形形成を狙う。

3. 計算機シミュレーションによる検証

提案するシステムの制御特性を検証するために計算機シミュレーションによる検証を行った。表 1 に定常動作時のシミュレーションに用いた主回路定数を示す。

〈3・1〉 基本的な運転特性 負荷 1 kW における電源電圧，入力電流および出力線間電圧のシミュレーション結果を図 8 に示す。(a)はそれらの波形，(b)と(c)はそれぞれ入力電流と出力線間電圧の FFT 解析結果を示す。瞬时无効電力

S_p	S_q	θ_1	θ_2	θ_3	θ_4	θ_5	θ_6	
1	0	101	100	110	010	011	001	$1 = S_{mp} : 1, S_{mn} : 0$
1	1	100	110	010	011	001	101	$0 = S_{mp} : 0, S_{mn} : 1$
0	0	111	000	111	000	111	000	
0	1	110	010	011	001	101	100	$\therefore m = u, v, w$

図 6 仮想 PWM インバータのスイッチングテーブル
Fig. 6. Switching-state table of virtual PWM inverter.

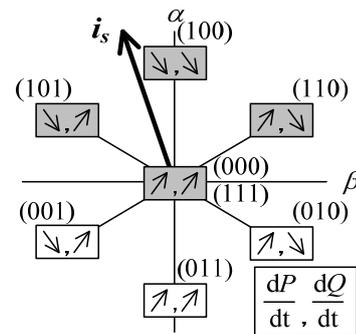


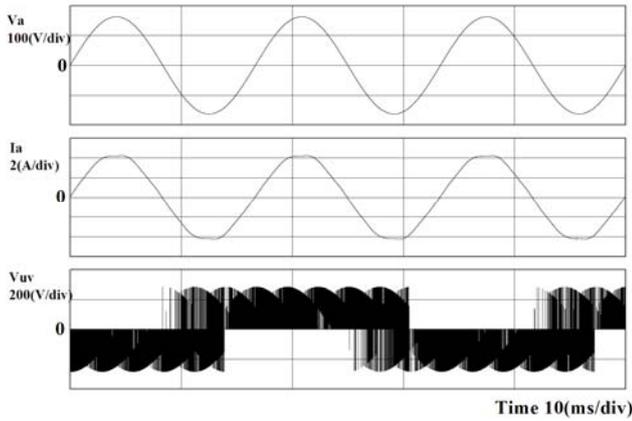
図 7 出力側の領域 θ_1 における dP/dt ， dQ/dt
Fig. 7. dP/dt and dQ/dt in output side θ_1

表 1 主回路の電気的特性
Table 1. Electric parameters of power circuit.

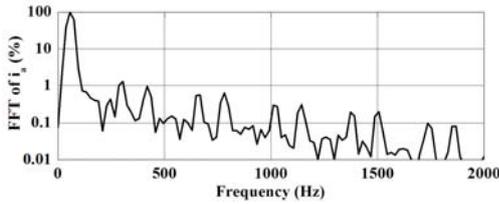
Power-source voltage	200 V, 60 Hz
Input filter inductance L_f	2.7 mH
Input filter capacitance C_f	20 μ F
Load	8 Ω , 3.7 mH (1 kW)
Reactive power command	0 var
Output current reference	9 A, 30Hz

が 0 var になるよう制御させているため，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。また，入力電流，出力線間電圧の周波数スペクトルについては，入力電流の 5 次 7 次に 1% 程度の高調波成分が見られるが，それを除き低次にとくにおおきな高調波成分は見られず，入出力双方に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ともに，低歪な波形形成を実現できることがわかる。

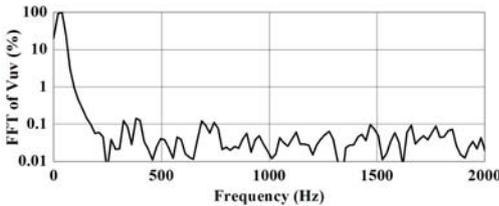
直接電力制御法をマトリックスコンバータの入出力に適用して制御した場合と入力側のみに適用して制御した場合で，入力電流の全高調波ひずみ率（第 20 次まで）と平均ス



(a) 電源電圧，入力電流，出力線間電圧



(b) 入力電流の周波数スペクトル



(c) 出力線間電圧の周波数スペクトル

図 8 30Hz 出力における各種波形 (シミュレーション結果)

Fig. 8. Waveforms at 30-Hz output (simulation result.)

スイッチング周波数を比較したものを図 9 と図 10 にそれぞれ示す。ここで、平均スイッチング周波数というのは、主回路のスイッチ素子が 1 秒間に OFF から ON に切り替わる回数の平均をとったものである。

〈3・2〉 過渡応答特性 電気的特性は表 1 と同様としシミュレーションを行った。まず、図 11 に出力電流指令値を 9 A → 7 A → 9 A とステップ的に変化させた目標値応答性を検証した波形を示す。上から順に電源電圧，入力電流，出力電力，出力電流指令値，出力電流の波形となっている。出力電流指令値に対して速やかに追従し，安定な制御が達成されていることがわかる。次に負荷を 1 kW → 0.7 kW → 1 kW のようにステップ的に変化させた外乱応答性を検証した波形を図 12 示す。上から順に電源電圧，入力電流，出力電力，出力電流指令値，出力電流の波形となっている。負荷が変動しても高速に応答している。

〈3・3〉 不平衡電源における運転特性 入力線間電圧を $v_{ab} = 200$ V, $v_{bc} = 187$ V, $v_{ca} = 173$ V の不平衡電源条件においてシミュレーションを行ったものを図 13 に示す。その他の電気的特性は表 1 と同様である。(a)は電源電圧，入力電流，出力電流の波形，(b)は各相入力電流の FFT 解析結果である。

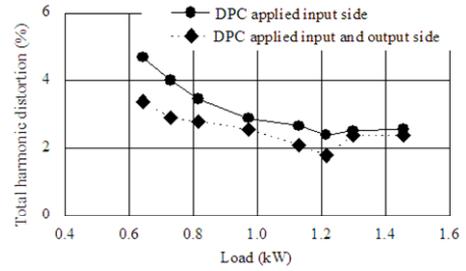


図 9 総合入力ひずみ率 (シミュレーション結果)
Fig. 9. Total harmonic distortion of input current. (Simulation results)

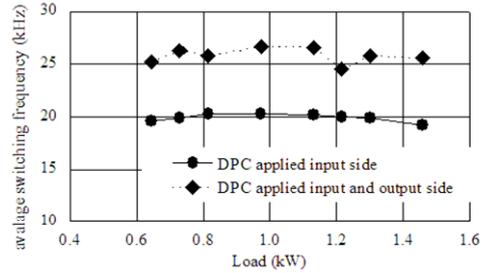


図 10 平均スイッチング周波数 (シミュレーション結果)
Fig. 10. Average switching frequency (Simulation results)

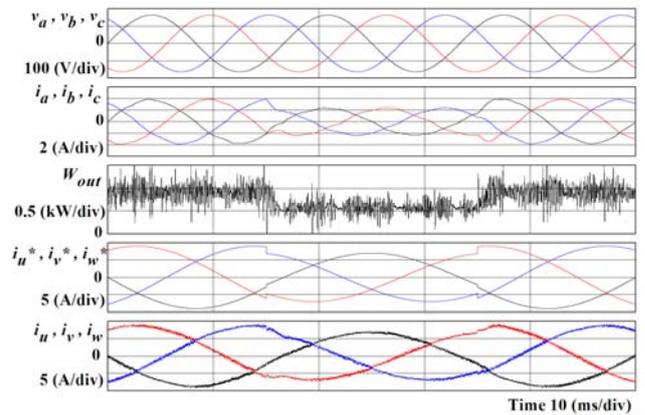


図 11 出力電流指令値変動のシミュレーション結果
Fig. 11. Simulation waveforms of output current step change test.

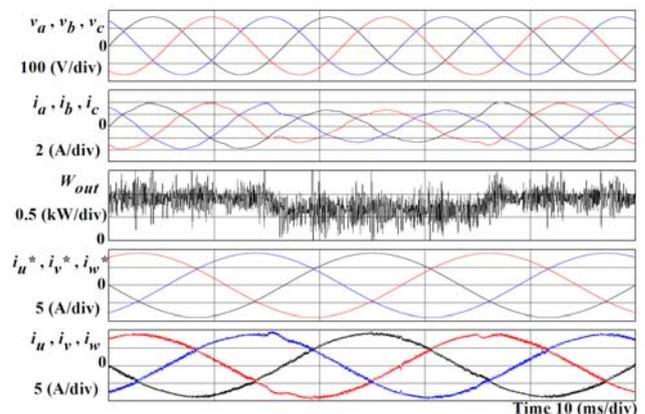
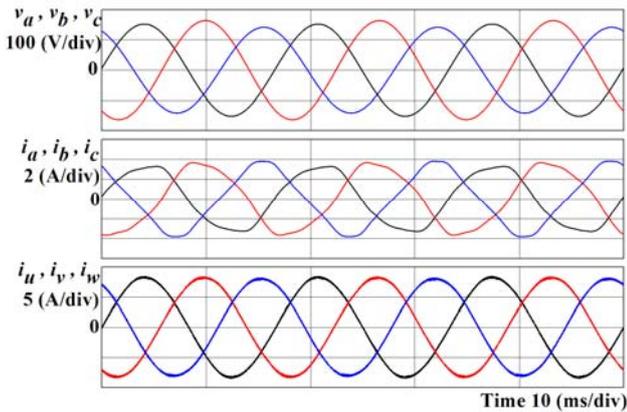
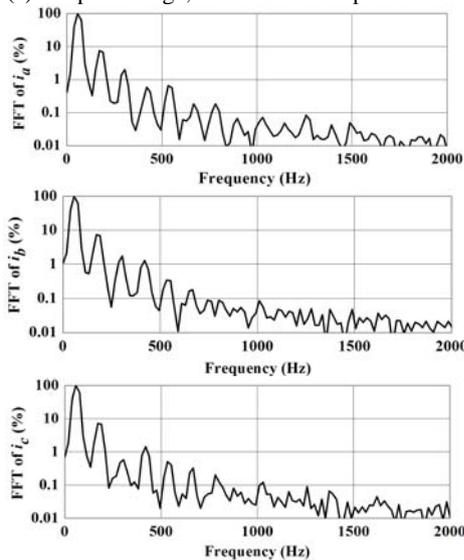


図 12 負荷変動のシミュレーション結果
Fig. 12. Simulation waveforms of load step change test.

本方式では瞬時有効電力，瞬时无効電力を操作量として制御を行っているため，不平衡電源下で動作させるのに特別な補償を施すことなく，基本波力率を 1 に制御すること



(a) 電源電圧，各相入力電流，出力電流波形
(a) Input voltage, currents and output currents.



(b) 各相入力電流の周波数スペクトル

図 13 不平衡電源のシミュレーション結果

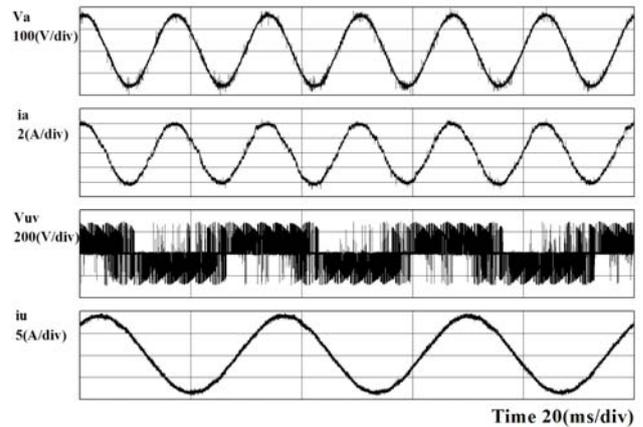
Fig. 13. Simulation waveforms under unbalanced power supply.

ができる。周波数スペクトル解析結果からもわかるように不平衡電源の影響をうけて入力電流に三次高調波が含まれる一方，出力電流には高調波が見られず，良好な平衡三相電流が得られていることがわかる。

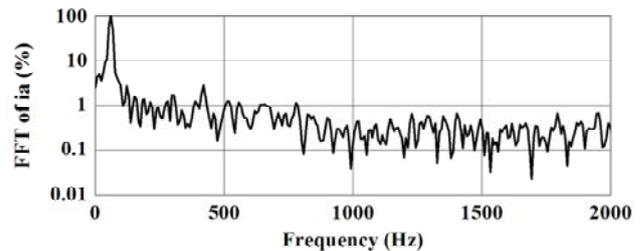
4. 実験結果

〈4・1〉 基本的な運転特性 実験に使用した実機の電的特性はシミュレーションと同一で表 1 の通りであり，負荷 1 kW における電源電圧，入力電流および出力線間電圧の実験結果を図 14 に示す。(a)はそれらの波形，(b)，(c)は入力電流と出力線間電圧の FFT 解析結果を示す。電源電圧と入力電流が同相になっており，シミュレーション結果と同じく入力力率 1 制御が達成されている。出力電流波形については，周波数一定の正弦波出力を達成し，歪みの少ない波形となった。しかし，入力電流，出力線間電圧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。

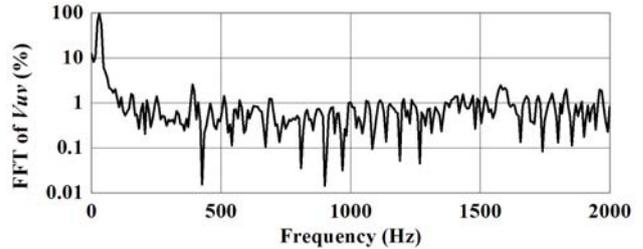
直接電力制御法をマトリックスコンバータの入出力に適



(a) 電源電圧，入力電流，出力線間電圧



(b) 入力電流の周波数スペクトル



(c) 出力線間電圧の周波数スペクトル

図 14 出力側の領域 θ_1 における dP/dt ， dQ/dt

用して制御した場合と，入力側のみに適用して制御した場合の総合入力力率を図 15，総合効率を図 16，入力電流の全高調波ひずみ率（第 20 次まで）を図 17 に示す。負荷 1.1 kW において総合入力力率 99.3%，総合効率 93.3%を確認した。また，入力電流の全高調波ひずみ率は 5.4%になり，10 ポイント以上低減することができた。

入力電流を低歪にすることができたが，最大総合効率が直接電力制御法をマトリックスコンバータの入力側に適用した場合では 95.4%，入出力双方に適用した場合は 95.0%と若干悪化してしまった。これは，仮想 PWM インバータにおけるスイッチング回数の違いから生じた，スイッチング素子の損失によるものである。今後，スイッチング回数を低減する方策を講ずる必要がある。

〈4・2〉 過渡応答特性 実験に使用した実機の電的特性はシミュレーションと同一で表 1 の通りである。まず，図 18 は出力電流指令値を 9 A → 7 A → 9 A とステップ的に変化させた目標値応答の波形であり，上から順に入力電流，出力電力，出力電流指令値，出力電流となっている。出力電流指令値に対して約 3 ms で速やかに追従し，安定な

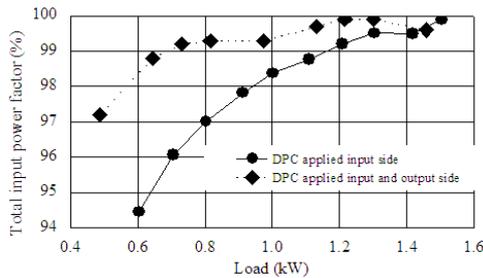


図 15 総合入力率
Fig. 15. Total input power factor.

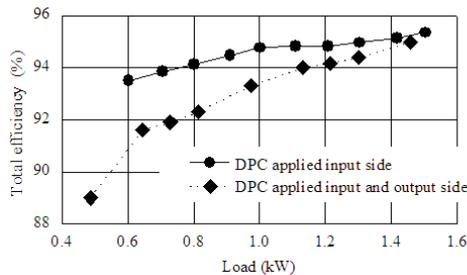


図 16 総合効率
Fig. 16. Total efficiency.

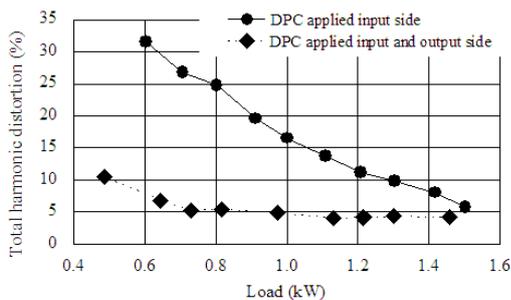


図 17 総合入力歪率
Fig. 17. Total harmonic distortion of input current.

制御が達成されていることがわかる。図 19 は負荷を 1 kW → 0.7 kW → 1 kW と急変させたときの電源電圧，電源電流，出力電力，出力電流の波形を示す。負荷のステップ的な変動に対しても出力電流が一定に制御できていることがわかる。

5. まとめ

本稿では直接電力制御法の適用をマトリックスコンバータの入出力双方に拡張した制御法について論じた。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。瞬时无効電力が 0 var になるよう制御させているため，結果的に電源電圧と入力電流が同相になり入力率 1 制御を達成し，所望の出力特性も得ることができた。

実験検証では，出力電流 30 Hz において最大総合入力率 99.9 %，最大総合効率 95.0 %，入力電流の全高調波歪率は負荷 1.1 kW において 4.1 % を確認した。また，出力電流指令値に対する目標値応答や負荷のステップ変化に対する外乱応答では高速な応答性をもつことを確認した。入出力双方

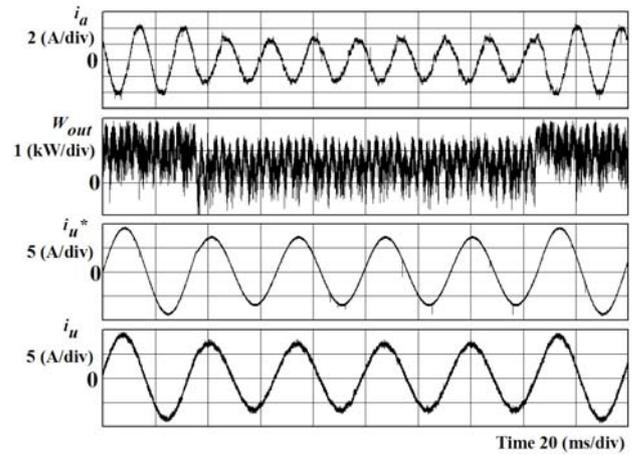


図 18 出力電流指令値変動の実験結果
Fig. 18. Experimental result of output current step change test.

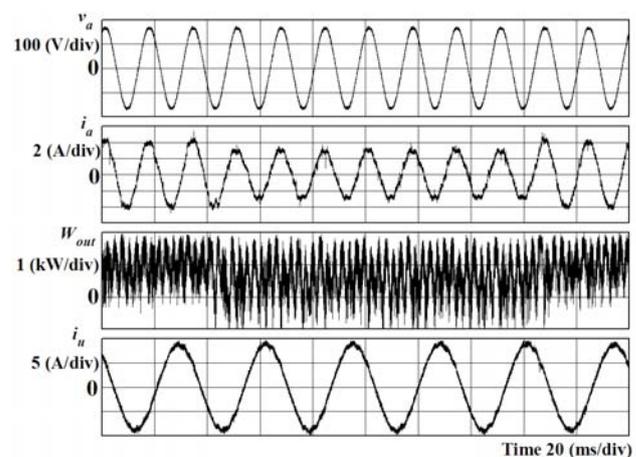


図 19 負荷変動の実験結果
Fig. 19. Experimental result waveforms of load step change test.

に直接電力制御法を適用したマトリックスコンバータのシステムの有効性を確認できた。

文 献

- (1) 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」半導体電力変換研究会資料，SPC-01-121 (2002)
- (2) P. W. Wheeler, J. Rodrigues, J. C. Clare, L. Empringham, and A. Weinstein, "Matrix Converters: A Technology Review", *IEEE Trans. on Ind. Elec.*, vol. 49, no. 2, 2002, p.p. 276-288.
- (3) 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 巻, 5 号, p.p. 457-463 (2004)
- (4) 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」, 電学産応, 1, 309-312 (2004)
- (5) 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 巻, 2 号, p.p. 103-110 (2006)
- (6) 大西徳生・皆本佳計：「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)
- (7) 外山浩司・水野 修・竹下隆晴・松井信行：「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)
- (8) 佐藤之彦・片岡昭雄：「電流形 PWM 整流回路における入力電流ひずみと過渡振動に関する一考察」, 電学論 D, 114 巻, 12 号, p.p.1249-1256 (1994)