

直接電力制御法を適用したマトリクスコンバータの新制御法

学生員 竹内大裕 正員 佐藤 明 正員 野口季彦

(長岡技術科学大学)

New Control Strategy of Matrix Converter Based on Direct Power Control

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

(Nagaoka University of Technology)

Abstract - This paper describes a new control technique of a direct-power-control based matrix converter. This strategy is based on a virtual AC/DC/AC conversion system. The virtual converter employs direct power control on the basis of instantaneous active and reactive power, while the virtual inverter operates on a current control method with three-phase carrier modulation. Several computer simulations are conducted and their results prove feasibility of the proposed technique to control the matrix converter.

キーワード：マトリクスコンバータ，直接電力制御法，仮想電力変換器

Keywords : matrix converter, direct power control, virtual power converters

1. はじめに

マトリクスコンバータの最大の問題点は入力電流，出力電圧を同時に制御するために，制御アルゴリズムが複雑となる点である。所望の入出力特性を得るための制御法はいくつか提案されているが，その中で仮想電力変換器を用いた手法は，入出力を独立に制御することができ，比較的容易にマトリクスコンバータのスイッチングパターンが得られる^{[1][2]}。

一方，筆者らはこれまでに電圧形，電流形PWMコンバータの制御法として，瞬時電力に着目した直接電力制御法を提案し，その有効性を実験的に確認してきた。この制御法は瞬時電力をリレー制御するため，高速な動作が可能で，直流バスのエネルギー蓄積要素を小さくできる利点を有している^[3]。

本稿では，直接電力制御法をマトリクスコンバータに適用した場合のシステム構成を検討し，基本的な制御特性を計算機シミュレーションにより検証したので報告する。

2. スwitchingパターンの合成法

Fig. 1 にマトリクスコンバータを示す。この入力電圧 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で表すと(1)となる。ただし，各スイッチング関数は1か0のいずれかの値しかとらない。

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

次に，一般的なPWMコンバータ/インバータシステムからなる仮想電力変換器を Fig. 2 に示す。入力電圧と電源中性点電位を基準とした直流バス電圧 v_{dep}, v_{dcn} の関係は(2)で表され，それらと出力電圧の関係は(3)となる。

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

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

(2)，(3)より，入出力電圧の関係を求めると(4)となる。

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

マトリクスコンバータと仮想電力変換器において，同一の入出力特性を得るためには(1)と(4)が次式のように等しくなればよい。

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

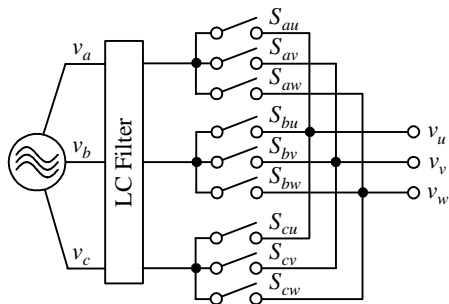


図 1 マトリクスコンバータ
Fig. 1. Matrix converter.

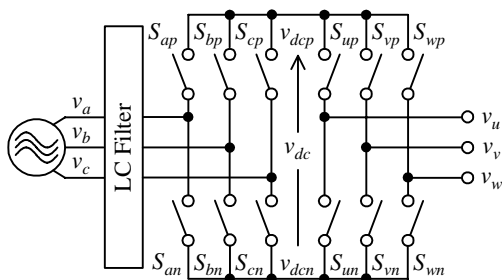


図 2 仮想電力変換器
Fig. 2. Virtual power converters.

ただし, Fig. 1 のマトリクスコンバータでは電源の短絡および負荷端を開放しないようにスイッチングする必要があるので, 入力側は電流形変換器, 出力側は電圧形変換器と同様の制約条件が課せられると考えることができる。この制約条件を考慮すると, Fig. 2 は電源側に電流形 PWM コンバータを, 負荷側に電圧形 PWM インバータを設けた仮想電力変換器と捉えることができる。

したがって, この仮想電力変換器では電流形 PWM コンバータと電圧形 PWM インバータの制御を同時に行い, (5) に基づいてスイッチングモードを合成することにより, マトリクスコンバータの制御が可能となる。これをブロック図で表すと Fig. 3 のようになる^[2]。

3. 仮想電流形 PWM コンバータの制御法

仮想電流形 PWM コンバータの制御には, 高速な電力制御が可能で直接電力制御法を採用する^[4]。Fig. 4 に直接電力制御法に基づく電流形 PWM コンバータの制御回路を示す。まず, 電源電圧と電流を三相二相変換して得られる v_α, v_β と i_α, i_β から瞬時有効電力 P と瞬时无効電力 Q を(6)により算出する。

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

有効電力指令値 P^* は, 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 と平均的に高い仮想直流バス電圧を得るために基準信号(7)と掛け合わ

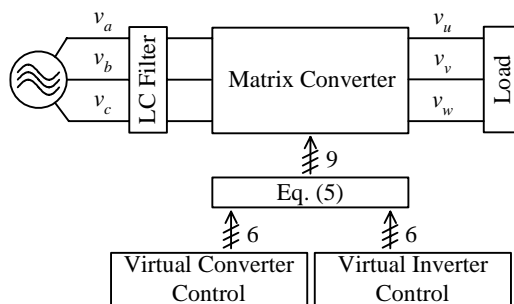


図 3 仮想電力変換器によるマトリクスコンバータの制御ブロック図

Fig. 3. Block diagram of matrix converter controller based on virtual power converters.

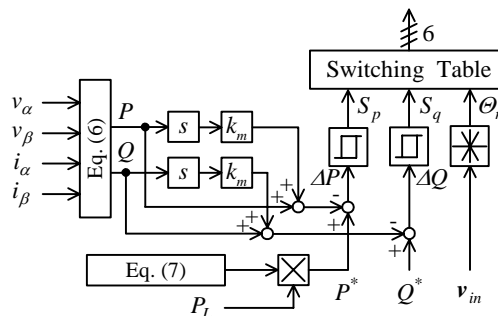


図 4 直接電力制御法に基づく仮想電流形 PWM コンバータの制御ブロック図
Fig. 4. Block diagram of direct-power-controlled virtual current-source PWM converter.

せることによって得る。また, 無効電力指令値 Q^* は外部より直接与え, 総合入力率 1 制御を行う場合は $Q^* = 0$ とする。

$$v_{dc_ref} = \max |C v_{in}| \quad (7)$$

ただし,

$$C = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad v_{in} = \begin{bmatrix} \cos \omega t \\ \cos(\omega t - 2\pi/3) \\ \cos(\omega t - 4\pi/3) \end{bmatrix}$$

各瞬時電力の偏差 $\Delta P, \Delta Q$ はヒステリシスコンパレータにより二値化する。また, 電源電圧位相もコンパレータを用い, 6 つの領域に分割して検出する。 S_p, S_q および θ_n をスイッチングテーブルに入力し, これらの組み合わせに応じて仮想電流形 PWM コンバータのスイッチングモード S_a, S_b, S_c を直接決定する。

スイッチングテーブルを構成する上で重要な要素はスイッチングモード S_a, S_b, S_c に対する各瞬時電力の時間的変化率 $dP/dt, dQ/dt$ の極性である。そこで, (8), (9) を用いて各電源電圧位相 θ_n におけるスイッチングモードに対応した $dP/dt, dQ/dt$ を算出し, スwitchingテーブルに最適なスイッチングモードをあらかじめ記憶させておく。

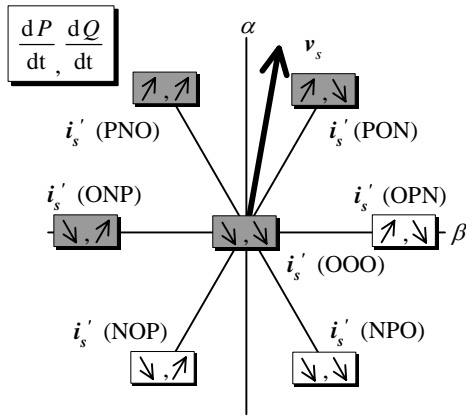


図 5 θ_1 における dP/dt , dQ/dt の計算結果
Fig. 5. Calculation of dP/dt and dQ/dt in θ_1 .

表 2 最適スイッチングテーブル
Table 1. Optimum switching 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	OOO	OOO	OOO	OOO	OOO	OOO
0	1	ONP	PNO	PON	OPN	NPO	NOP

$$\frac{dP}{dt} = \sqrt{2}V_{rms}I_{dc} \{S_1(K_1 \cos \omega t - \omega K_2 \sin \omega t) + S_2(K_1 \sin \omega t + \omega K_2 \cos \omega t)\} \quad (8)$$

$$\frac{dQ}{dt} = \sqrt{2}V_{rms}I_{dc} \{S_1(K_2 \cos \omega t + \omega K_1 \sin \omega t) + S_2(\omega K_2 \sin \omega t - K_1 \cos \omega t)\} \quad (9)$$

$$S_1 = S_a - \frac{1}{2}S_b - \frac{1}{2}S_c, S_2 = \frac{\sqrt{3}}{2}S_b - \frac{\sqrt{3}}{2}S_c$$

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

Fig. 5 は領域 θ_1 における計算結果を例示したものである。この中から操作量に適したスイッチングモードを選択する。このようにして決定された最適スイッチングテーブルを Table 1 に示す。なお、各スイッチングモードは以下のように定義する。

$$P = S_{mp} : 1, S_{mn} : 0$$

$$O = S_{mp}, S_{mn} : 1 \text{ (or } 0) \quad \because m = a, b, c$$

$$N = S_{mp} : 0, S_{mn} : 1$$

電流形 PWM コンバータには入力側に 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、このような共振現象を抑制する瞬時電力のフィードバック補償を検討する。交流側有効電力 P_{ac} と仮想直流バス電力 P_{dc} の関係は(10)に示すようになる。

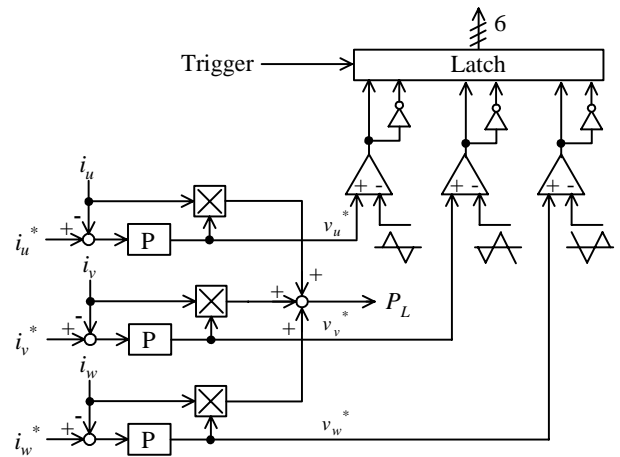


図 6 仮想電圧形 PWM インバータの制御ブロック図
Fig. 6. Block diagram of current-controlled virtual voltage-source PWM inverter.

表 2 主回路の電気定数
Table 2. Electrical parameters of power circuit.

Power-Source Voltage	200 (V), 50 (Hz)
LC Filter	0.4 (mH), 13 (μ F)
Reactive Power Command	0 (var)
Load	20 (Ω), 4 (mH)

$$\frac{P_{ac}}{P_{dc}} = \frac{\sqrt{2}V_{rms}}{V_{dc}} (S_1 s + \omega S_2) \frac{1}{s^2 + \omega^2} \frac{1}{LCs^2 + 1} \quad (10)$$

ここで、 s はラプラス演算子である。(10)において下線部が振動系になっているので、(10)を(11)の形にすることにより LC 共振を抑制する^[5]。

$$\frac{P_{ac}}{P_{dc}} = \frac{\sqrt{2}V_{rms}}{V_{dc}} (S_1 s + \omega S_2) \frac{1}{s^2 + \omega^2} \frac{1}{LCs^2 + k_m s + 1} \quad (11)$$

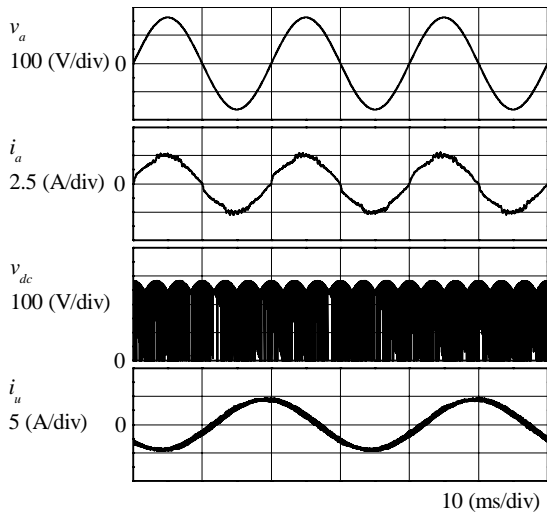
(11)から有効電力の微分値を有効電力に加える構成とすれば、振動を抑制できることがわかる。また、無効電力においても同様の構成とする。

4. 仮想電圧形 PWM インバータの制御法

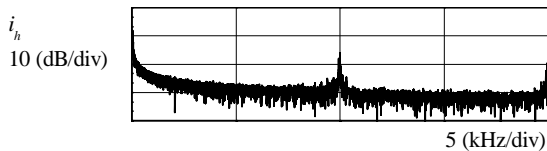
電圧形 PWM インバータの制御には電流フィードバックによる電流制御を適用する。Fig. 6 に仮想電圧形 PWM インバータの制御回路を示す。すなわち、出力電流 i_u, i_v, i_w とその指令値 i_u^*, i_v^*, i_w^* の偏差を P 補償器に入力し、インバータ出力電圧指令値 v_u^*, v_v^*, v_w^* を得る。また、前述の仮想電流形 PWM コンバータの制御に必要な負荷電力 P_L を(12)を用いて算出する^[6]。

$$P_L = v_u^* i_u + v_v^* i_v + v_w^* i_w \quad (12)$$

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、負荷電流は三相インバータ出力間で還流するため仮想直流バス電流はゼロとなり、入力電流に歪



(a) 電源電圧，入力電流，直流バス電圧，出力電流波形



(b) 出力電流周波数スペクトル

図 7 20 (Hz)出力における各種波形 (シミュレーション結果)

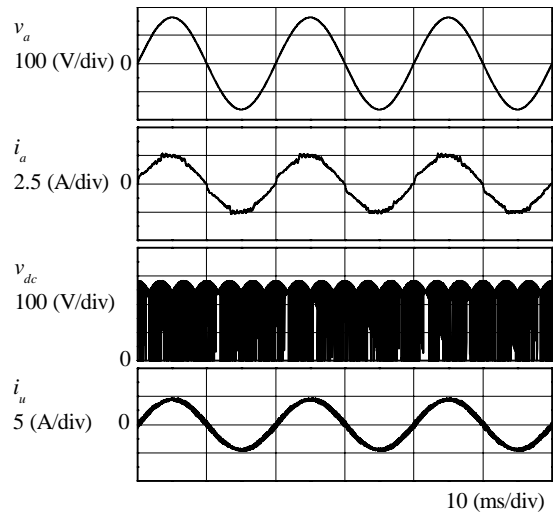
Fig. 7. Waveforms under 20-Hz output condition (simulation result).

みを生じさせる。この問題を解決するためにキャリアにはゼロ電圧ベクトルを出力しない三相三角波キャリアを用いる。

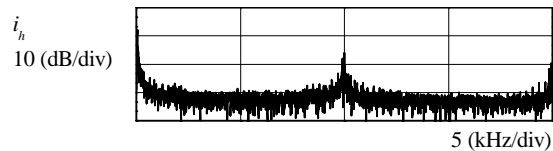
また、仮想電流形 PWM コンバータにはゼロ電流ベクトルを出力するために直流バスを短絡するモードが存在するため、仮想直流バス電圧がゼロになる期間が生じて仮想電圧形 PWM インバータの出力を乱す。そこで、仮想電流形 PWM コンバータ制御系の量子化信号 S_p, S_q を用いて両者が 0 のときは 0 を、それ以外であれば 1 を出力するようなトリガ信号 Trigger を生成する。このトリガ信号を用いて三相三角波キャリアと電圧指令値を比較するコンパレータの出力に一定の制限を加えてスイッチングモードを得る。

5. 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シミュレーションを行った。Table 2 にシミュレーション条件を示す。Fig. 7 に出力電流指令値を 20 (Hz)とした場合のシミュレーション結果を示す。入力電流波形は 50 (Hz)の正弦波となっており、出力電流も指令値どおりに制御されていることがわかる。Fig. 8 に出力電流指令値を 50 (Hz)とした場合のシミュレーション結果を示す。Fig. 7 と同様に所望の特性が得られていることがわかる。いずれのシミュレーション結果においても、入力電流は正弦波状になっており、力率 1 制御が達成されていることが確認で



(a) 電源電圧，入力電流，直流バス電圧，出力電流波形



(b) 出力電流周波数スペクトル

図 8 50 (Hz)出力における各種波形 (シミュレーション結果)

Fig. 8. Waveforms under 50-Hz output condition (simulation result).

きる。以上の結果では総合入力力率を 1 に制御するために無効電力指令値を 0 (var)としたが、その他の値でも制御可能である。

6. まとめ

本稿では直接電力制御法をマトリクスコンバータに適用した場合のシステム構成について検討した。シミュレーション結果より、入力電流は良好な正弦波状に制御され力率 1 制御を達成すると同時に、出力電流も任意の周波数に制御できることを確認した。

参考文献

- [1] 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クスコンバータの制御法」電学論 D, 124, 5, 457-463 (2004)
- [2] 伊藤・高橋：「マトリ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] 佐藤・野口：「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」電学 SPC, SPC-04-15 (2004) (2001)
- [4] 佐藤・野口：「電流形 PWM コンバータの直接電力制御法」電学全大, 4-026 (2004)
- [5] 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, 420-426 (1997)
- [6] 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)