

中間相接続率を活用したマトリックスコンバータ

The Matrix Converter using middle phase conduction ratio

The matrix converter is a power converter which has several merits compared with conventional Rectifier / Inverter system.

During past two decades, the matrix converter has been paid attention because of its attractive features such as sinusoidal input current waveform, size reduction, and realization of high efficiency by using a novel IGBT with reverse blocking, etc. Therefore, the matrix converter has been widely researched until today.

This paper describes some control methods of matrix converter based on direct AC/AC conversion which are induced by calculation of input current duty to a middle phase. Moreover, this paper proposes a novel matrix converter control theory. The proposed method is carried out enlarging output voltage of the matrix converter without input current harmonics rise. As a result, the effectiveness of proposed method is shown by simulation and experimental results.

佐藤 基 大森 洋一
Motoki Sato Yoichi Ohmori

1. まえがき

近年、直流電圧に変換することなく、三相交流電源から直接に双方向スイッチにより任意の電圧で任意の周波数の三相交流電圧を得ることができるマトリックスコンバータが注目されている。マトリックスコンバータは、電源電流の高調波成分の抑制や、電源力率の調整、及び電力の回生も可能である。従来の技術は、三相交流電源を直流電圧に変換する PWM コンバータと、その出力電圧を電源とするインバータとを組み合わせたコンバータ・インバータ装置となる。

表 1 に従来装置とマトリックスコンバータの比較を示す。マトリックスコンバータを PWM コンバータ+インバータ装置と比較すると、双方向スイッチに逆阻止 IGBT を採用することで電流が流れる半導体素子の数を減らせることや、直流電圧を得るための電解コンデンサが不要なことから、小型化や高効率化が可能である。また比較的寿命が短い電解コンデンサが不要なことから長寿命化も期待できる。

しかしながら、電力貯蔵要素である電解コンデンサがないので停電耐量が得られない。また、出力可能最大電圧も従来のインバータの0.866倍となってしまう欠点も有する。

以上より、電力回生が容易であるという特長を生かして、エレベータや遠心分離機、クレーンなどへの適用が考えられている。

このようなマトリックスコンバータの制御法として、様々な方法が既に提案されている。それらは、2つに大別される。ひとつは仮想 AC/DC/AC 制御である⁽¹⁾。これはマトリックスコンバータに仮想的な直流リンク電圧があると考えて、従来のコンバータの制御によるスイッチング信号と、インバータの制御によるスイッチング信号を論理合成した信号を用い

てマトリックスコンバータを制御するものである。この制御法は、従来制御の延長線として捉えることができるが、すべてのスイッチング信号の組み合わせを取り扱うことができないという欠点がある。⁽²⁾⁽³⁾⁽⁴⁾⁽⁵⁾

これに対し、マトリックスコンバータにおけるすべてのスイッチング信号の組み合わせを取り扱うことが出来る直接 AC/AC 変換方式がある。直接 AC/AC 変換方式には、更に Venturini 法に基づく変調方式⁽⁶⁾、空間ベクトルに基づく変調方式⁽⁷⁾、キャリア比較に基づく変調方式⁽⁸⁾などに分類される。

本論分では、直接 AC/AC 変換方式のキャリア比較に基づく方式において、従来の制御方法では電源電圧の0.866倍の電圧が出力できないことがあることを示す。また、電源の中間の電圧である相（以下中間相）に出力相を接続する時間比率（以下中間相接続率）に着目し、この中間相接続率を適切に選択することにより、最大出力可能電圧を限界まで拡張できることをシミュレーションと実機実験により確認している。

表 1 従来装置とマトリックスコンバータの比較
Table 1 Comparison between conventional system and matrix converter

	PWM コンバータ +インバータ	マトリックス コンバータ
スイッチング素子数	コンバータ:6 インバータ:6	18
電源回生機能	有	有
変換器損失	○	◎
入力高調波電流	◎	◎
体積	△	◎
コスト	○	◎
瞬時停電補償	◎	×
最大出力電圧	入力電圧の 100%以上 〔ダイオード整流時〕 入力電圧の 95.5%	入力電圧の 86.60%

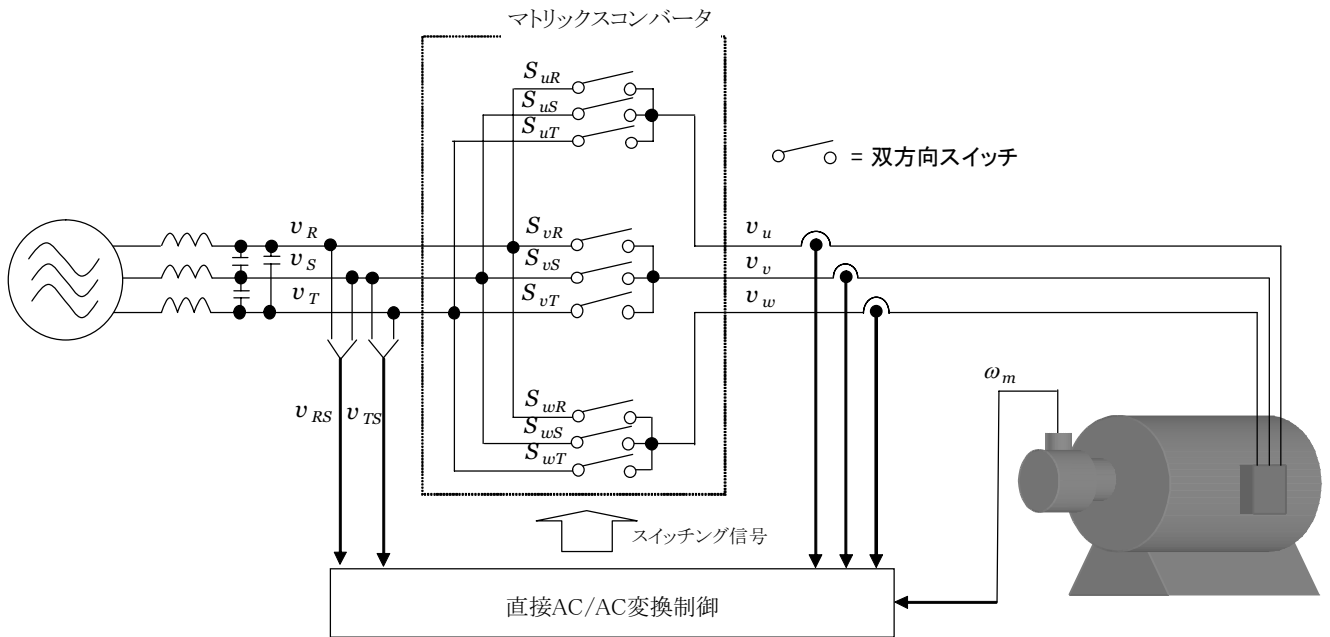


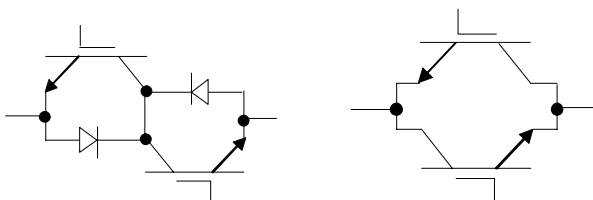
図1 マトリックスコンバータ主回路

Fig.1 Matrix converter main circuit

2. マトリックスコンバータの基本主回路

マトリックスコンバータの主回路を図1に示す。主回路は9つの双方向スイッチによって構成され、各出力相の3つの双方向スイッチの内必ず1つだけをオンさせる。そうすることで電源から負荷に電力が供給され、電源短絡や負荷開放が生じないようにしている。入力側には、スイッチングによって生じた高調波電流を抑制するために、LC フィルタが設けられる。

双方向スイッチは、例えば図2 (a)に示されるように2つのIGBTと2つのダイオードにて構成されたものや、図2 (b)のように逆電圧の耐圧が高い逆阻止IGBTを逆並列に接続することで構成できる。図2 (b)の構成では電流が通流する半導体素子数が半減するので、導通損失を低減できて装置の効率を向上できる。



(a) 従来のIGBT2個による双方向スイッチ (b) 逆阻止IGBT2個による双方向スイッチ

図2 双方向スイッチ
Fig.2 Bi-directional switch

3. キャリア比較による制御

3.1 出力電圧制御

三角波キャリア比較変調に基づいた直接AC/AC変換制御ブロックを図3に示す。この制御法では、出力電圧指令値をキャリアの波高値で規格化した後、三角波キャリアと比較してPWM状のスイッチング信号を得て、マトリックスコンバータの出力電圧を制御する。ここで、検出された電源線間電圧 v_{RS}, v_{TS} と電圧指令値 v_u^*, v_v^*, v_w^* と中間相接続率 K_u, K_v, K_w から、三角波キャリアと比較されるべきキャリア比較信号 $K_{uH}, K_{uL}, K_{vH}, K_{vL}, K_{wH}, K_{wL}$ を演算する。中間相接続率演算部では、出力電流 i_u, i_v, i_w と v_u^*, v_v^*, v_w^* から求められた出力電力 P と電源線間電圧 v_{RS}, v_{TS} から、中間相電流指令値 i_{mid}^* を演算し、 i_{mid}^* と i_u, i_v, i_w から中間相接続率 K_u, K_v, K_w を求める。ただし、後述するように i_u, i_v, i_w の代わりに v_u^*, v_v^*, v_w^* が用いられる場合もある。

本節では、キャリア比較信号と三角波キャリアを比較して得られたスイッチング信号と、出力電圧の関係について説明する。電源電流を正弦波化及び電源力率1制御については、3.2節で説明する。

U相を例に説明する。図4に0~1の範囲で変化するキャリア C とキャリア比較信号 K_{uH}, K_{uL} との比較結果と、出力電圧 v_u との関係を示す。

図4に示されるように、 $C \leq K_{uL}$ の時に $v_u = v_{max}$ 、 $K_{uH} \geq C \geq K_{uL}$ の時に $v_u = v_{mid}$ 、 $C \geq K_{uH}$ の時に $v_u = v_{min}$ としている。ここで、 $v_{max}, v_{mid}, v_{min}$ はそれぞれ、電源電圧 v_R, v_S, v_T の中の最大、中間、最小の電圧を指す。

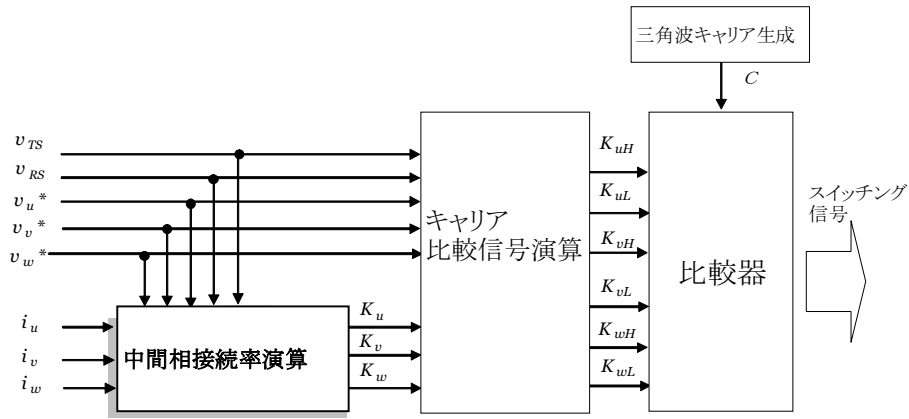


図3 直接 AC/AC 変換制御ブロック図
Fig.3 Block diagram of direct AC/AC conversion control

よって、例えば図4のように $v_R \geq v_T \geq v_S$ の場合、 $C \leq K_{uL}$ の時に S_{uR} 、 $K_{uH} \geq C \geq K_{uL}$ の時に S_{uT} 、 $C \geq K_{uH}$ の時に S_{uS} がオンすることとなる。以上より、キャリア半周期間の出力電圧 v_u の平均電圧は、

$$\bar{v}_u = v_{max} K_{uL} + v_{mid} (K_{uH} - K_{uL}) + v_{min} (1 - K_{uH}) \quad (1)$$

となる。そこで、平均電圧を電圧指令 v_u^* と書き換えて、

$$\begin{aligned} e_{max} &= v_{max} - v_{min} \\ e_{mid} &= v_{mid} - v_{min} \\ K_u &= K_{uH} - K_{uL} \end{aligned} \quad (2)$$

とするならば、(1)式より

$$\begin{aligned} K_{uH} &= \frac{v_u^*}{e_{max}} + K_u G + \zeta \\ K_{uL} &= \frac{v_u^*}{e_{max}} - K_u (1 - G) + \zeta \end{aligned} \quad (3)$$

となり、電圧指令 v_u^* におりの出力電圧となるキャリア比較信号を得ることができる。他の出力相も同様に

$$\begin{aligned} K_{vH} &= \frac{v_v^*}{e_{max}} + K_v G + \zeta \\ K_{vL} &= \frac{v_v^*}{e_{max}} - K_v (1 - G) + \zeta \\ K_{wH} &= \frac{v_w^*}{e_{max}} + K_w G + \zeta \\ K_{wL} &= \frac{v_w^*}{e_{max}} - K_w (1 - G) + \zeta \end{aligned} \quad (4)$$

となる。ここで、

$$G = 1 - \frac{e_{mid}}{e_{max}} \quad (5)$$

である。また $\zeta = -v_{min}/e_{max}$ となるが、これは電源の中性点を基準に電圧指令を指定した場合であり、電源の中性点と出力の中性点は接続されないため、 ζ は任意の値を指定できる。ここでは、キャリア比較信号がキャリアからなるべくはみ出さないように、6つのキャリア比較信号の中で最大のものと最小のものとの平均値がキャリアの中心値である0.5となるように ζ 値をとることとする。

以上より、(3)及び(4)式で、各相の電圧指令とおりの電圧が出力されるためのキャリア比較信号を得ることができる。ここで K_u, K_v, K_w は、(2)式の定義からも分かるように各出力相を電源の中間の電圧相(以下中間相)に接続する時間比率を表している。中間相接続率 K_u, K_v, K_w は、(3)(4)式からも分かるように出力電圧制御に関しては任意の値を指定できる。従って、中間相接続率によって、電源電流を正弦波化し、電源力率制御を行うこととする。

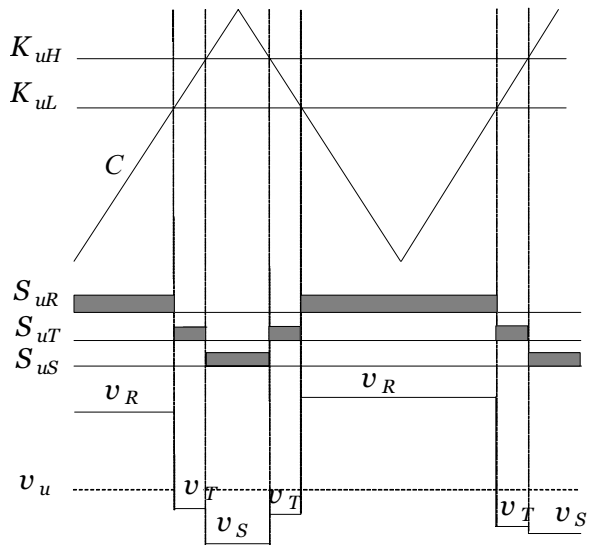


図4 キャリアとキャリア比較信号の関係
Fig.4 Relation of carrier and Switching signal ($v_R \geq v_T \geq v_S$)

3.2 中間相接続率による電源電流制御

電源の中間相は、中間相接続率の時間比率だけ出力相のひとつに接続されるので、中間相に流れる電流のキャリア半周期の平均値は、

$$\bar{i}_{mid} = K_u i_u + K_v i_v + K_w i_w \dots\dots\dots (6)$$

と表すことができる。一方、電源中間相の電圧が

$$v_{mid} = E \sin(\theta) \left| \begin{array}{l} -\frac{\pi}{6} \leq \theta \leq \frac{\pi}{6}, \\ \frac{5\pi}{6} \leq \theta \leq \frac{7\pi}{6} \end{array} \right. \dots\dots\dots (7)$$

と表され、 P をマトリックスコンバータの出力電力とし、電源力率指令を $\cos(\varphi)$ とすると、電源中間相に、

$$i_{mid}^* = \frac{2P}{3E \cos(\varphi)} \sin(\theta - \varphi) \dots\dots\dots (8)$$

の電流が流れれば、電源電流が正弦波となり、電源力率が指令どおりとなる⁽⁹⁾。以上より、(6)式と(8)式が等しいとした、

$$\frac{2P}{3E \cos(\varphi)} \sin(\theta - \varphi) = K_u i_u + K_v i_v + K_w i_w \dots\dots\dots (9)$$

を満たすような中間相接続率を求めれば指令の力率で電源電流を正弦波とすることができる。なお条件式は(9)式のみで未知変数は3つなので、他に2つの条件がなければ中間相接続率を決めることはできない。言い換えれば、出力電圧と電源力率が指令どおりの条件下で、さまざまな中間相接続率の求め方が存在することとなる。そこで次章では、2つの従来の方法と提案方法の合計3とおりの中間相接続率の求め方を示す。

4. 中間相接続率からみた各種制御法

4.1 従来方法1⁽¹⁰⁾

従来方法1は、以下のことを条件としている。

- ① 各相出力電流の符号と(8)式に示される中間相電流指令 i_{mid}^* の符号が一致する出力相のみ中間相に接続する。
- ② 中間相電流指令の符号と一致する電流を流している出力相が2つあるならば、それらの出力相の中間相接続率は等しい値とする。

例えば、 $i_{mid}^* \geq 0$ の場合に、 $i_u \leq 0$ 、 $i_v \geq 0$ 、 $i_w \leq 0$ であれば、 $K_u = K_w = 0$ として(9)式を満たす K_v を得ることとする。もし、中間相電流指令の符号と一致する出力電流の相が2つあるならば、その2つの出力相の中間相接続率は同じ値とする。例えば、 $i_{mid}^* \leq 0$ で、 $i_u \geq 0$ 、 $i_v \leq 0$ 、 $i_w \leq 0$ ならば、

$$K_v = K_w = \frac{i_{mid}^*}{i_v + i_w} \dots\dots\dots (10)$$

となる。

この方法は、計算が簡単だけでなく、電源の中間相に流れる電流の極性がその指令と同じ極性の一方向のみとなるので、電源中間相の電流の高調波成分を小さくできる利点がある。しかし、**図5**に示されるように、キャリア比較信号幅が1以

上となる場合が存在する。**図5**は、電圧指令の大きさをマトリックスコンバータが出力可能な最大の電圧とされる電源電圧の0.866倍とし、電源力率指令が1の条件下で、電源位相を0から60度まで変化させて負荷力率を0から360度まで変化させた場合の、(3),(4)式で表される6つのキャリア比較信号の最大のものから最小のものを引いたものであるキャリア比較信号幅を縦軸として表したものである。キャリア幅は1なので、キャリア比較信号幅が1を超えるということは、指令どおりの電圧を出力できなくなるということであり、電源電圧の0.866倍の電圧が出力できないということとなる。

この方法では、中間相電流指令の符号と一致する電流を流している出力相が1つの場合は、キャリアと比較する信号が4つとなるが、中間相電流指令の符号と一致する電流を流している出力相が2つの場合は、それが5つとなり、両者は電源電圧位相に応じて交互に繰り返されるため、平均スイッチング周波数は、キャリア周波数と一致する。

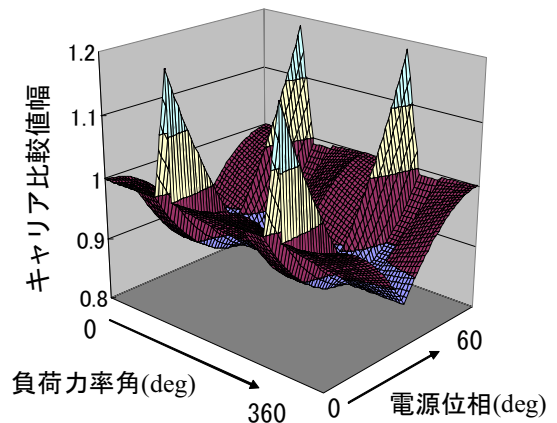


図5 従来法1の制御範囲

Fig.5 Control area of conventional method1

4.2 従来方法2⁽¹⁰⁾

従来方法2は、以下のことを条件としている。

- ① 電圧指令の最大の出力相は電源電圧の最小相には接続せず、反対に電圧指令の最小の出力相は電源電圧の最大相には接続しない。
- ② 出力電流（出力電力）を検出しない。

各相の電圧指令の中で最大の相を x 相、最小の相を z 相として各相の電圧指令を v_x^*, v_y^*, v_z^* とし、それらのキャリア比較信号をそれぞれ $K_{xH}, K_{xL}, K_{yH}, K_{yL}, K_{zH}, K_{zL}$ とすると、キャリア幅は1なので、条件①を(3)式に当てはめることにより、

$$\begin{aligned} K_{xH} &= \frac{v_x^*}{e_{max}} + K_x G + \zeta = 1 \dots\dots\dots (11) \\ K_{zL} &= \frac{v_z^*}{e_{max}} - K_z (1 - G) + \zeta = 0 \end{aligned}$$

を得る。

②の条件では、出力電流を検出することなく、出力相の1相が開放しても電源電流を正弦波化し、力率制御ができなければならないことになる。そこで y 相が開放している状態を

想定する。すると出力電力は、

$$P = (v_x^* - v_z^*) i_x \dots\dots\dots (12)$$

となる。(9)式の u, v, w を x, y, z に変更したものに、 $i_y = 0$, $i_x = -i_z$ と(12)式を代入し、(11)式を考慮すると、

$$K_x = 1 - \frac{(v_x^* - v_z^*)}{e_{\max}} + A(v_x^* - v_z^*)(1 - G) \dots\dots\dots (13)$$

$$K_z = K_x - A(v_x^* - v_z^*)$$

が得られる。ここで、

$$A = \frac{2 \sin(\theta - \varphi)}{3E \cos(\varphi)} \dots\dots\dots (14)$$

である。同様に、 z 相が開放していると仮定すると、

$$K_y = K_x - A(v_x^* - v_y^*) \dots\dots\dots (15)$$

が得られる。

この方法は、キャリアと比較される信号が必ず4つしかないため、平均スイッチング周波数をキャリア周波数の8/9に低減できる。また、①の条件により出力電圧の高調波成分が小さくなる。しかし、どの出力相も必ず電源中間相に接続されるために、電源中間相の電流の高調波成分は従来方法1に比べて大きくなる。

4.3 提案方法

提案方法は、以下のことを条件としており、条件①は従来方法1の条件①と同じで、従来方法1の出力可能電圧を拡張するために条件②を変更している。

- ① 各相出力電流の符号と(8)式に示される中間相電流指令 i_{mid}^* の符号が一致する出力相のみ中間相に接続する。
- ② 中間相電流指令の符号と一致する電流を流している出力相が2つあるならば、それらの相の中間相接続率を5つの最大のキャリア比較信号と最小のキャリア比較信号の差が最小となるように決定する。

中間相電流指令の符号と一致する電流を流している出力相が1つの場合は、従来方法1と同様に、2つの異符号の出力相の中間相接続率を0として、1つの同符号の出力相の中間相接続率を(9)式より得る。

中間相電流指令の符号と一致する電流を流している出力相が2つの場合は、条件②を満たすようにする。まず、同符号の出力相を x, y とし、異符号を z とする。また、その電圧指令の大きさ関係は $v_x^* \geq v_y^*$ とする。すると条件①より、

$$K_z = 0 \text{ であり、(6)式より、}$$

$$i_{mid}^* = K_x i_x + K_y i_y \dots\dots\dots (16)$$

となる。

$K_{xH}, K_{xL}, K_{yH}, K_{yL}$ の中の最大のものと最小のものとの差が最小となるように、仮の K'_x, K'_y を求める。すると、

$$G \geq (1 - G) \frac{i_x}{i_y} \dots\dots\dots (17)$$

を満たす場合は、

$$K'_y \leq \frac{i_{mid}^*}{i_y} \dots\dots\dots (18)$$

$$K'_y \leq \frac{i_{mid}^*}{i_x + i_y} + \frac{i_x (v_x^* - v_y^*)}{Ge_{\max} (i_x + i_y)}$$

の両式を満たす最大の K'_y とすればよい。その場合の K'_x は(16)式から得られる。(17)式を満たさない場合は、

$$K'_x \leq \frac{i_{mid}^*}{i_x} \dots\dots\dots (19)$$

$$K'_x \leq \frac{i_{mid}^*}{i_x + i_y} + \frac{i_y (v_x^* - v_y^*)}{(1 - G)e_{\max} (i_x + i_y)}$$

の両式を満たす最大の K'_x とすればよい。その場合の K'_y は(16)式から得られる。

以上より得られた仮の K'_x, K'_y を用いて K'_{xH}, K'_{yL} を求めて $K_{zHL} = v_z^*/e_{\max}$ との大小関係を調べる。

$K'_{xH} \geq K_{zHL} \geq K'_{yL}$ の場合は、 K'_x, K'_y が条件②を満たすことになるので $K_x = K'_x$, $K_y = K'_y$ とすればよい。

$K'_{yL} \geq K_{zHL}$ の場合は、

$$K'_y \leq \frac{v_y^* - v_z^*}{e_{\max} (1 - G)} \dots\dots\dots (20)$$

と(18)式を満たす最大の K'_y を求めて K_y として、(16)式より K_x を得ればよい。

$K_{zHL} \geq K'_{xH}$ の場合は、

$$K'_x \leq \frac{v_z^* - v_x^*}{e_{\max} G} \dots\dots\dots (21)$$

と(19)式を満たす最大の K'_x を求めて K_x として、(16)式より K_y を得ればよい。

この方法は、中間相電流指令の符号と一致する電流を流している出力相が2つの場合においては、中間相接続率を求めるための計算が複雑である。しかし、従来方法1と同様に、電源の中間相に流れる電流の極性がその指令と同じ極性の一方のみとなるので、電源中間相の電流の高調波成分を小さくできる。また、従来方法1の図5と同様に、電圧指令の大きさをマトリックスコンバータが出力可能最大電圧とされる電源電圧の0.866倍とした時のキャリア比較信号幅を求めてみると図6のようになる。図6に示されるように、キャリア比較信号幅が必ず1以下となっているため、キャリア比較信号がキャリアからはみ出ることが無く、よって指令どおりの電源電圧の0.866倍の電圧を出力可能であることが分かる。

以上より提案方法は、従来方法1の長所である電源電流高調波が小さいことを維持したまま出力可能電圧を拡張できている。なお平均スイッチング周波数は、従来方法1と同様にキャリア周波数と一致する。

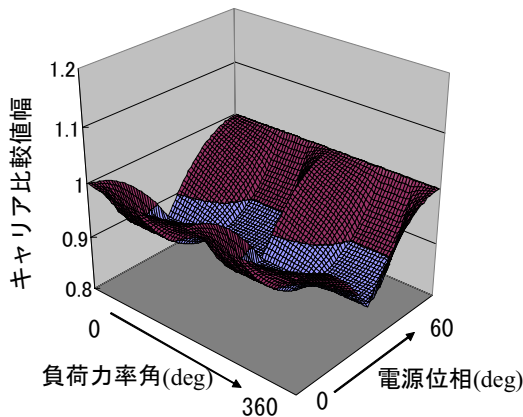


図6 提案法の制御範囲

Fig.6 Control area of proposed method

5. シミュレーション結果

従来方法1, 従来方法2, 提案方法のそれぞれを用いたマトリクスコンバータのシミュレーション結果を図7, 図8, 図9に示す。シミュレーション条件は表2に示される。同図において縦軸は, 出力電流 i_u, i_v (3A/div), 入力電流 i_R (4A/div), モータ速度 ω_m (191min⁻¹/div), 入力 LC フィルタのコンデンサ両端電圧 v_R (20V/div), 横軸 time は 5msec/div である。

図7は従来方法1における運転シミュレーション結果である。従来方法1において, マトリクスコンバータの出力電圧が電源電圧基本波の0.866倍に到達した時点で, 出力電流 i_u, i_v に歪みが生じている。

図8は従来方法2における運転シミュレーション結果であり, 入力電圧基本波の0.866倍の電圧を歪みなく出力できていることが確認される。しかしながら, 本手法は電源中間相を負荷に接続する割合が大きいため, 他の制御手法と比較して中間相電流にリップルが生じている。同時に入力コンデンサ両端電圧にもリップルが誘導されている。

図9は提案法における運転シミュレーション結果である。図9において, 入力の電流および電圧リップルは, 従来方法1による運転結果のものと同レベルである。また, 出力電流波形に歪がないことから, 入力電圧基本波の0.866倍の電圧が歪みなく出力されていることがわかる。

6. 実験結果

実験により, 提案法の有効性を確認する。従来方法1, 従来方法2, 提案法を用いたマトリクスコンバータの実験結果を図10, 図11, 図12に示す。同図において縦軸は, 出力電流 i_u, i_v (3.3A/div), 入力電流 i_R (10A/div), 入力 LC フィルタのコンデンサ両端電圧 v_R (40V/div), モータ速度 ω_m (180min⁻¹/div), 横軸 time(1msec/div)である。実験条件を表3に示す。

シミュレーションと同様の実験結果が得られていることから, 提案法の有効性が確認される。

表2 シミュレーション条件

Table 2 Simulation conditions

Input voltage (rms)	200V
Frequency reference	51.96Hz
Voltage reference	173V
Test Motor	3.7kW Induction Motor
Load Torque	100%
Input L filter	0.57mH
Input C filter (Delta-connection)	2.8μF

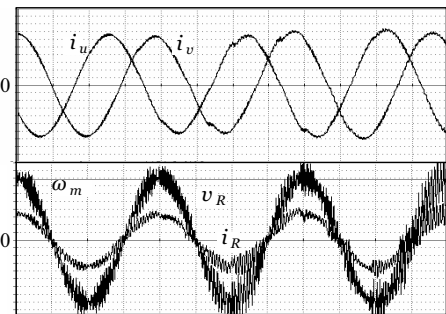


図7 従来方法1によるシミュレーション結果
Fig.7 Simulation result of the conventional method 1

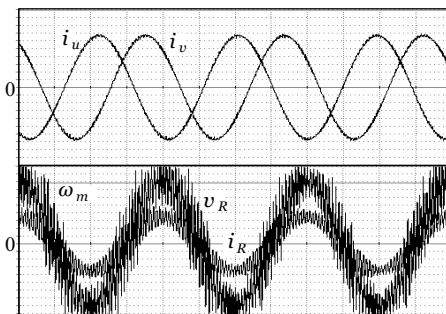


図8 従来方法2によるシミュレーション結果
Fig.8 Simulation result of the conventional method 2

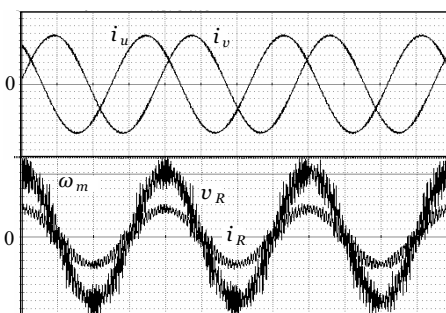


図9 提案法によるシミュレーション結果
Fig.9 Simulation result of the proposed method

表3 実験条件

Table3 Experimental conditions

Input voltage (rms)	210V
Frequency reference	54.533Hz
Voltage reference	181.78V
Test Motor	3.7kW Induction Motor
Load Torque	100%
Input L filter	0.6mH
Input C filter (Delta-connection)	3.0μF

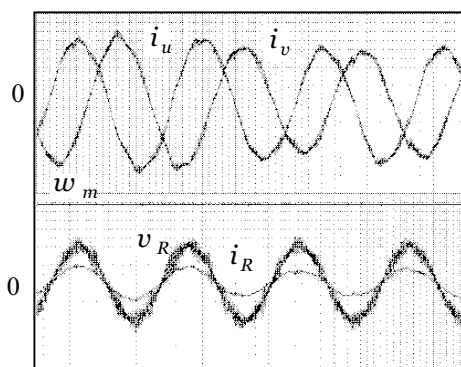


図10 従来方法1による実験結果

Fig.10 Experimental result of the conventional method 1

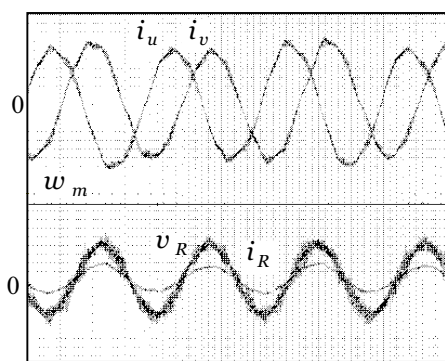


図11 従来方法2による実験結果

Fig.11 Experimental result of the conventional method 2

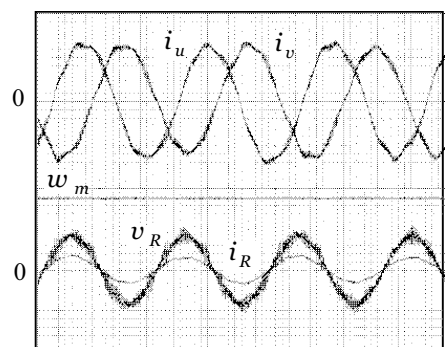


図12 提案法による実験結果

Fig.12 Experimental result of the proposed method

7. むすび

中間相接続率について3種類の制御法を示した。表4に3種類の制御法の比較を示す。直接AC/AC変換方式によるマトリックスコンバータの制御法において、従来方法1では入力電圧基本波の0.866倍を出力できない場合があることを示した。また、従来方法2においては、他の2方法と比較してスイッチング周波数が低減され、出力電圧高調波低減と、変換器効率の面でメリットがあるものの、入力電流および電圧に従来手法1や提案法と比較してリップルが多いことを示した。

提案法は、従来法と同レベルの入力電流リップルを維持したまま、マトリックスコンバータの出力電圧を理論的限界値まで上げられた。

表4 3手法の比較

Table4 Comparison of 3 methods

	入力電流 リップル	スイッチング周 波数 (f_c : キャリア周波 数)	出力電圧 リップル	出力可 能電圧 領域	出力電 流検出
従来法1	○	$9/9 \cdot f_c$	○	△	有
従来法2	×	$8/9 \cdot f_c$	◎	○	なし
提案法	○	$9/9 \cdot f_c$	○	○	有

参考文献

- (1) 篠原勝次, 山本吉朗: 「直接形電力変換回路の技術動向」電学論D, 126, 3, .1161-1170 (2006-3)
- (2) 伊東淳一, 小高章弘, 佐藤以久也, 大口英樹, 江口直也: 「マトリックスコンバータにおけるPWMパターンの比較」電学論D, 126 巻9号, 2006年 pp.1178-1184
- (3) 小高章弘, 佐藤以久也, 大口英樹, 玉井康寛, 美根宏則, 伊東淳一: 「仮想AC/DC/AC変換方式に基づいたマトリックスコンバータのPAM制御法」電学論D, 126 巻9号, 2006年 pp.1185-1192
- (4) I. Sato, J. Itoh, H. Ohguchi, A.Odaka, H.Mine: "An improvement Method of Matrix Converter Drives Under Input Voltage Disturbances" Proc. of IPEC-Niigata 2005 (CDROM)
- (5) I. Sato, J. Itoh, H. Ohguchi, A.Odaka, N.Eguchi: "An Improvement Scheme of Control Performance for Matrix converter" Proc. of EPE 2004 (CDROM)
- (6) 綾野秀樹, 伊君高志, 稲葉博美, 小笠原悟司: 「Venturini変調法を用いたマトリックスコンバータの制御演算方法と出力電圧安定化に関する検討」電学論D, 126, 3, .292-299 (2006-3)

- (7) 石黒章夫, 古橋武, 石田宗秋, 大熊繁, 内藤嘉樹: 「空間ベクトルを用いた PWM 制御サイクロコンバータの出力電圧制御法」電学論 D,110, 6,655-663 (1990-6)
- (8) K.Sung, H.Nakakoji, and Y.Sato: "A Control Method to Realize Sinusoidal Input and Output Current Waveforms for Matrix Converters Based on PWM", *Proc. of IEEJ trans. IA, Vol.124-D, No.11* (2004-11) (in Japanese)
成慶珉, 中小路元, 佐藤之彦: 「PWM 方式マトリックスコンバータにおける正弦波入出力電流を実現するための制御法に関する研究」電学論 D,124,11, pp.1104-1113 (2004-11)
- (9) 高橋完宗, 渡邊直人, 佐藤之彦, 成慶珉: 「PWM 方式マトリックスコンバータにおける入力力率制御に関する検討」半導体電力変換研究会 SPC-06-29 pp.31-36
- (10) 中小路元, 小林広介, 成慶珉, 佐藤之彦: 「マトリックスコンバータの入力電流を正弦波化する PWM 制御方式の提案」半導体電力変換研究会 SPC-03-36 pp.61-66
- (11) 島田大志, 竹下隆晴: 「出力電圧高調波を低減するマトリックスコンバータ制御の入力力率調整と実験特性」電学論 D, 126 巻 9 号, 2006 年 pp.1193-1201

執筆者略歴



佐藤 基

2004年入社。産業事業部産業工場開発グループにてインバータの開発・設計、マトリックスコンバータの研究に従事。
電気学会会員。



大森 洋一

1987年入社。技術研究所にてモータ制御に関する研究に従事。現在、産業事業部産業工場開発グループにてインバータの開発・設計に従事。
電気学会会員。