

マトリックスコンバータ小型化のための三角波比較変調法

Triangle Wave Comparison Modulation for Matrix Converter Miniaturization

Matrix Converter is an electrical power converter which can output arbitrary magnitude voltage of arbitrary frequency. In general, power circuit of the Matrix Converter is composed of 18 IGBTs stand for insulated gate bipolar transistor or 9 RB-IGBT stands for reverse blocking IGBT. This paper discusses The IGBTs are cooled down by using a fin made by aluminum for heat sink in the Matrix Converter.

In order to achieve the miniaturization of the heat sink, switching loss reduction is useful. Meanwhile, LC filter is connected between voltage source and input of the Matrix Converter in series for filtering input current harmonics. Thus, control switching of the IGBT with input current harmonics reduction is useful for the LC filter size miniaturization.

This paper proposes 3 novel controls of Matrix Converter based on triangle wave carrier comparison modulation that uses middle phase conduction ratio. All methods are designed to improve the input current harmonics and the switching loss compared with conventional method. This paper discusses among each method characteristics. In conclusion, proposed method 2 and 3 do not demand a complex algorithm. Numerical simulations confirm the effectiveness of switching loss reduction by method 2 and the effectiveness of source current harmonics reduction by method 3

佐藤 基 Motoki Sato
大森 洋一 Yoichi Ohmori

1. まえがき

近年、次世代電力変換器として着目されているマトリックスコンバータは、主回路に9つの双方向スイッチを持ち、これらのスイッチングパターンを選定するのに高い自由度を持つことから様々な変調法が研究されている^{(1)~(4)}。

図1にマトリックスコンバータ主回路を示す。この回路は直接形3相／3相マトリックスコンバータ、あるいはダイレクトマトリックスコンバータなどと称されるものである。

例えば文献⁽¹⁾では、制御周期内の転流回数を4回から3回に低減したうえに出力電圧高調波を低減することを特長としたマトリックスコンバータ変調法が提案されている。転流回数の低減はスイッチング損を低減し主素子の発熱を抑制することに繋がる。これにより、主素子の放熱フィンを小型化することができる。しかし、文献⁽¹⁾ではマトリックスコンバータの入力電流高調波低減については言及されていない。

文献⁽²⁾では、入力電流高調波の低減について言及されたマトリックスコンバータ変調法が提案されている。この手法では、入力電流高調波を低減できる一方で、出力電圧高調波が文献⁽¹⁾と比較して増加している。

これまでに、著者らは文献⁽³⁾⁽⁴⁾で電源中間相の電流を適切に制御することにより、従来のマトリックスコンバータが入力電圧の0.866倍を出力できなかった問題を解決する手法を提案した。この手法は、制御周期内の転流回数がおよそ平均4.5回である。

以上のような背景を踏まえて、本論文ではマトリックスコンバータの更なる小型化のために、入力電流の低次高調波低減によるLCフィルタの小型化と、スイッチング損の低減に

よる放熱フィンの小型化を目指す。そのために制御周期内の転流回数を従来法の平均4.5回から3回に低減し、更に入力電流高調波低減に着目した手法を提案する。また、制御周期内の転流回数が3回や4回で従来よりも大幅に演算量が少ない手法を提案する。そのうえで、本論文では、文献⁽²⁾では論議されなかった入力電流の低次高調波の特性について論議し、よりLCフィルタが小型化可能な手法について、シミュレーションによりそれぞれを比較検討し、その特質を明らかにする。

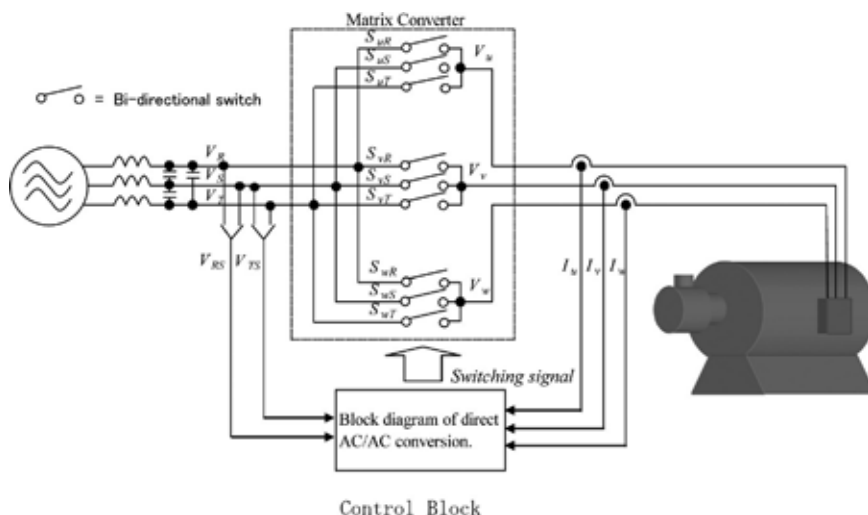
2. 中間相接続率による三角波比較変調

2.1 出力電圧制御

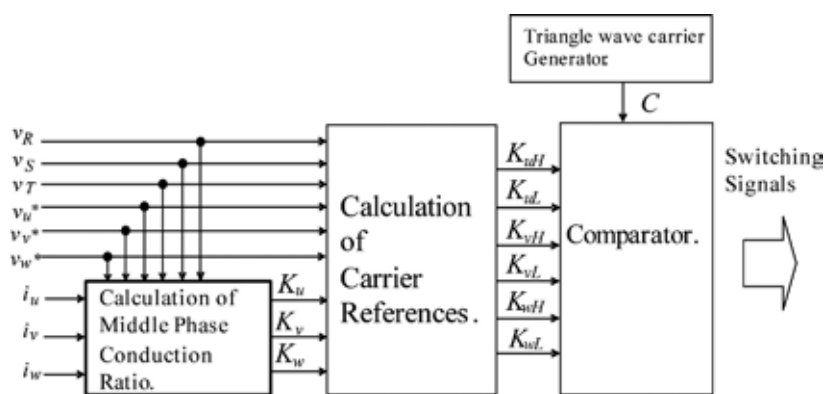
本論文では、マトリックスコンバータの変調方式として三角波比較変調方式を採用する。図2に三角波比較変調ブロック図を示す。三角波キャリア C は0～1の間で振れるものとする。以下に中間相接続率を用いた三角波比較変調の原理を示す。ここで、電源電圧の中間相と各出力 u, v, w 相を接続する割合を各中間相接続率 K_u, K_v, K_w 、電源相電圧 V_R, V_S, V_T 、出力電圧指令値を V_u^*, V_v^*, V_w^* と定義する。

図2のキャリア比較信号波演算部では V_R, V_S, V_T と V_u^*, V_v^*, V_w^* と K_u, K_v, K_w から三角波キャリアと比較されるキャリア比較信号 $K_{uH}, K_{uL}, K_{vH}, K_{vL}, K_{wH}, K_{wL}$ を演算する。この演算結果を用いて u 相を例に説明すると、比較器は $C \leq K_{uL}$ 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。

■ 図1 マトリックスコンバータ主回路
Fig.1 Power circuit of Matrix converter



■ 図2 三角波変調ブロック図
Fig.2 Block diagram of Triangle wave modulation



ここで、 v_{max} 、 v_{mid} 、 v_{min} はそれぞれ、電源相電圧 v_R 、 v_S 、 v_T の中の最大、中間、最小の電圧を指す。
ただし、 C はキャリアの瞬時値である。

以上より、制御周期間の出力電圧 v_u の平均電圧は、

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

となる。そこで、平均電圧を電圧指令 v_u^* と書き換えて、

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

とするならば、(1)式より

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

となり、電圧指令 v_u^* のおよ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求めることが

できる。ここで、電源の中性点と出力の中性点とは接続されていないので ζ は任意の値とすることができ、過変調を起こりにくくするために、 $K_{uH} \sim K_{wL}$ がなるべくキャリア内に納まるように決める。 G は以下のように定義される。

$$G = 1 - \frac{e_{mid}}{e_{max}} \cdots \cdots (4)$$

電源の中間相は、各中間相接続率の時間比率だけそれぞれの出力相に接続されるので、制御周期間の電源中間相電流の平均値は、

$$\bar{i}_{mid} = K_u i_u + K_v i_v + K_w i_w \cdots \cdots (5)$$

と表すことができる。電源電流指令瞬時値 i_R^* 、 i_S^* 、 i_T^* は、

$$\begin{aligned} i_R^* &= I_s \cdot \cos(\theta - \varphi) \\ i_S^* &= I_s \cdot \cos(\theta - \varphi - 2\pi/3) \cdots \cdots (6) \\ i_T^* &= I_s \cdot \cos(\theta - \varphi - 4\pi/3) \end{aligned}$$

と表され、この電源電流振幅 I_s は、

$$I_s = \frac{\sqrt{2}P}{\sqrt{3}E \cos(\varphi)} \dots\dots\dots(7)$$

となる。ここで、 P はマトリックスコンバータの出力電力であるが、マトリックスコンバータにはエネルギー蓄積要素がないので入力電力と一致する。 θ は電源電圧位相、 φ は電源力率角指令、 E は電源線間電圧実効値である。(6)式の中から電源電圧が中間である相を選択して中間相電流指令値 i_{mid}^* とし、(5)式の $\bar{i}_{mid}$ として(5)式を満たす中間相接続率を求めれば、中間相の電流は指令の力率で正弦波とすることができる。なお、電源電圧が正弦波ならば電流の1相が正弦波になると残りの2相も正弦波となる。

各中間相接続率 K_u, K_v, K_w は、(5)式だけでは一義的に決めることができない。そこで次章に中間相接続率と ζ で区別された従来法と他3つの提案法を示す。

3. 中間相接続率による各種変調法

3.1 従来法

- (1) 各相出力電流の符号と中間相電流指令 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出力電流が1つの場合、それ以外の相の中間相接続率を0として(5)式により中間相接続率を求める。
- (3) 中間相電流指令の符号と一致する出力電流が2つの場合、それらの相の中間相接続率を5つのキャリア比較信号の中から最大のものと最小のものととの差が最小となるように決定する。
- (4) ζ は、 $K_{uH} \sim K_{wL}$ がキャリアの中心となるようにする。

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計算が複雑である⁽³⁾⁽⁴⁾。

3.2 提案法1

- (1) 制御周期内の転流回数を3回としたすべてのパターンの中間相接続率を求める。
- (2) キャリア比較信号 $K_{uH} \sim K_{wL}$ がキャリアの振幅以内であるパターンを選ぶ。
- (3) (2)が複数存在する場合は、評価関数 J が最小となるパターンの中間相接続率を選択する。

(1)で考えられるパターンは、中間相接続率が3つ存在するパターン8通りと、中間相接続率が2つ存在するパターン17通りと、中間相接続率が1つ存在するパターン8通りとの合計33通りである。

例えば、中間相接続率が2つ存在するパターンの計算例を以下に示す。 x, y, z をそれぞれ、出力の最大相、中間相、最小相と定義し、中間相接続率を K_x, K_y, K_z キャリア比較信号を $K_{xH} \sim K_{zL}$ と表記しなおす。すると(5)式は、

$$i_{mid}^* = K_x i_x + K_y i_y + K_z i_z \dots\dots\dots(8)$$

と書きかえられる。ここで、 i_x, i_y, i_z は x, y, z 相の電流である。

例えば、図3に示すような中間相接続率パターンを考える場合 $K_x = 0, K_{xH} = 1$ なので(3)式から

$$\zeta = v_x^* / e_{max} - 1 \dots\dots\dots(9)$$

となる。また、 $K_{zL} = 0$ なので、これに(9)式を代入すると

$$K_z = \left(1 - \frac{v_z^* - v_x^*}{e_{max}} \right) / (1 - G) \dots\dots\dots(10)$$

となる。 $K_x = 0$ なので、 K_z が既知ならば(8)式より、

$$K_y = (i_{mid}^* - i_z K_z) / i_y \dots\dots\dots(11)$$

と K_y を求めることができる。他の31パターンも同様に一義的に求めることができる。

評価関数 J は、 T を制御周期、 i_{max} を電源最大相電流、 i_{min} を電源最小相電流とした場合

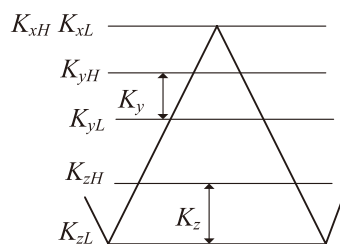
$$J = \int_0^T (i_{max}^2 + i_{mid}^2 + i_{min}^2) dt \dots\dots\dots(12)$$

で表され、制御周期内の電源電流実効値の2乗に相当する。 J の値を比較するということは、電源電流高調波の量を比較していることになる。よって、提案法1は逐次に電源電流の高調波が最小のパターンを選択していると言える。評価する電源電流高調波の精度を多少犠牲にしても良いならば計算量を減らすために

$$J = \int_0^T i_{mid}^2 dt \dots\dots\dots(13)$$

としても良い。

■ 図3 提案法1キャリア比較信号パターン例
Fig.3 pattern example in proposed method 1



3.3 提案法2

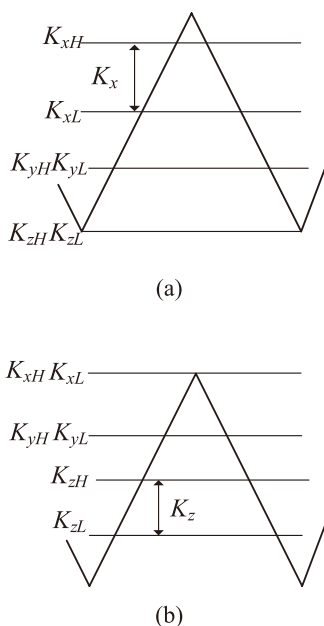
図4に提案法2のキャリア比較信号のパターン例を示す。提案法2の特長は以下のとおりである。

- (1) 制御周期内の転流回数を3回とする。
- (2) 各相出力電流の符号と中間相電流指令 i_{mid}^* の符号が一致する出力相の中から1相のみを中間相に接続する。
- (3) 中間相電流指令の符号と一致する符号の電流を流している出力相が2つあるならば、キャリア比較信号の最大と最小の差が最小となる出力相のみを選択して中間相に接続する。

- (4) ζ は、図4に示されるように $K_{xH} \sim K_{zL}$ の最大または最小がキャリアの山または谷に一致するようにする。

$K_x \neq 0$ の場合は、図4(a)のように K_{zL} がキャリアの谷と等しくなるように ζ を決める。 $K_z \neq 0$ ならば、図4(b)のようにキャリアの山と一致させる。 $K_y \neq 0$ ならば、 K_{yH}, K_{yL} がキャリアの山谷と離れるようにする。そうすることで、キャリア周期内に発生する電源電流のパルスの間隔が広くなり、低周波数域の電源電流高調波が少なくなる。

■ 図4 提案法2キャリア比較信号パターン例
Fig.4 pattern example in proposed method 2

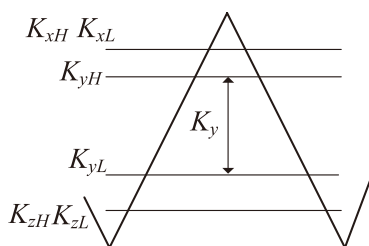


3.4 提案法3

図5に $K_y \neq 0$ の場合のキャリア比較信号パターン例を示す。その特長は以下のとおりである。このようにすることで、提案法3は転流回数が制御周期内で4回となる。

- (1) 制御周期内の転流回数は4回とする。
- (2) 提案法2の条件(2)に同じ。
- (3) 提案法2の条件(3)に同じ。
- (4) ζ は、 $K_{xH} \sim K_{zL}$ がキャリアの中心となるようにする。

■ 図5 提案法1キャリア比較信号パターン例
Fig.5 pattern example in proposed method 3



4. シミュレーション結果と考察

シミュレーションによる各手法のTHD解析結果を表1、表2に示す。ここで、提案法1-1は評価関数 J に(12)式を用いたものであり、提案法1-2は評価関数 J に(13)式を用いたものである。fswは平均スイッチング周波数を表す。負荷モータは容量3.7kWの誘導機である。負荷トルクは100%とし、マトリックスコンバータはV/f制御とする。また、電源電流に共振の影響がないように、入力LCフィルタはないものとしてシミュレーションした。また、LCフィルタ小型化を目的とした場合は電源電流の低周波数域の高調波の含有率のみを論議すべきなので、各手法のスペクトルをその成分の周波数で割って高周波数域の高調波の影響を小さくしたのもでもTHDを計算する。これを $1/f\text{THD}$ と定義する。なお、電源線間電圧実効値は200V、キャリア周波数は6kHzで制御周期は83.3 μs とする。

表1は出力電圧133.33V、出力周波数は40Hzのシミュレーション結果のTHD解析結果である。表1より、高調波の影響は提案法1-1が最も少ないことがわかる。しかし、提案法1-1は33パターンすべての中間相接続率の算出と(12)式による評価が必要であり、計算量が多い。

提案法1-2は提案法1-1と比較して評価関数 J の演算が簡単になるが、(13)式は電源中間相電流の高調波のみが最小になるパターンを逐次選択していることになり、その他の相は考慮されていないので、結果として提案法1-1よりも電源電流高調波を多く含有している。

以上により、全周波数帯域の電源電流高調波の面では提案法1-1が有利だが、表1より、 $1/f\text{THD}$ の面では提案法2、3が有利であることがわかる。これは、提案法1-1、1-2はインバータの2相変調のような動作をするため、キャリア周波数近辺の電源電流高調波が大きいからである。3相変調である従来法と提案法3はそのような問題がない。提案法2は同様に2相変調のような動作をするが、3.3節で示したように低次高調波をなるべく発生しないように ζ を決定している分、提案法1-1、1-2よりも有利である。更に、提案法2、3では中間相接続率を1つに限定するので(8)式により簡単に求めることができる利点がある。

表2は出力電圧33V、出力周波数10Hzにて表1と同様にTHD解析結果を行ったものである。低出力電圧では提案法3が $1/f\text{THD}$ の面で最も優れている。ちなみに、従来法はこの場合制御周期内で5回転流する頻度が増えるので、スイッチング周波数がその分増加する。

提案法2は制御周期毎に発生するスイッチングの頻度が少ない上に転流回数が制御周期内で3回なので、最もスイッチング周波数が低い利点がある。よって、放熱フィンの小型化の観点からは提案法2が優れていると言える。なお、提案法1-1はパターン切替時にスイッチングする頻度が多いので、

提案法1-2よりもスイッチング周波数が高い。

図6, 7に提案法2,3のスペクトルを示す。スペクトルは基本波で規格化され、各成分の周波数で除算されている。図6, 7からも、提案法3が低周波数域の電流高調波の面で有効であることがわかる。

参考に、図8に提案法2,3のシミュレーション結果を示す。ただし、入力LCフィルタのLは0.57mH, Cは2.8 μ F(デルタ結線)とした。出力電圧は133V, 出力周波数は40Hzである。その他のシミュレーション条件は、本章はじめに示したものと同様である。図7より、マトリックスコンバータは提案法2,3により良好に駆動されていることがわかる。なお、入力電圧 v_R と入力電流 i_R に生じているリップルは入力LCフィルタの共振の影響であり、例えば文献⁽⁵⁾に示されているような手法で良好に除去できることを確認している。

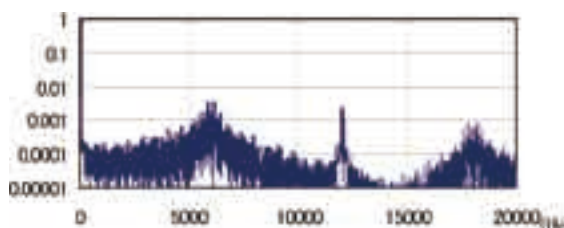
■ 表1 各手法におけるTHD 解析結果 (1)
Table1 THD analysis for each method (1)

出力周波数 40Hz	THD (%)		1/f THD (%)		fsw (kHz)
	電源電流	出力電圧	電源電流	出力電圧	
従来法	95.28	87.19	0.82	0.29	5.58
提案法 1-1	<u>94.32</u>	<u>86.20</u>	2.68	0.46	4.50
提案法 1-2	95.37	86.37	3.42	0.43	4.19
提案法 2	96.06	87.35	<u>0.82</u>	0.47	<u>4.10</u>
提案法 3	96.24	87.46	<u>0.83</u>	<u>0.29</u>	5.38

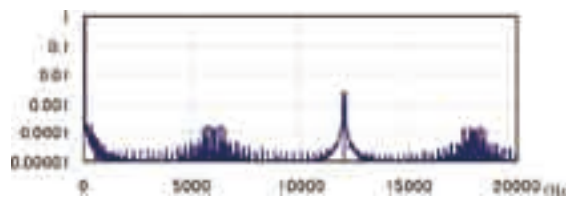
■ 表2 各手法におけるTHD 解析結果 (2)
Table2 THD analysis for each method (2)

出力周波数 10Hz	THD (%)		1/f THD (%)		fsw (kHz)
	電源電流	出力電圧	電源電流	出力電圧	
従来法	247.80	243.96	0.78	0.12	5.78
提案法 1-1	<u>246.67</u>	245.56	1.56	0.25	4.53
提案法 1-2	248.65	246.35	1.45	0.25	4.16
提案法 2	248.69	245.59	1.35	0.25	<u>4.09</u>
提案法 3	248.66	245.59	<u>0.74</u>	<u>0.11</u>	5.38

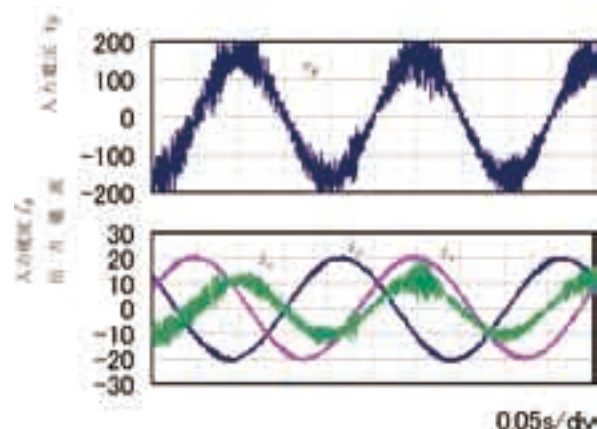
■ 図6 提案法2 電源電流スペクトル (1/f)
Fig.6 Source current spectrum in method 2



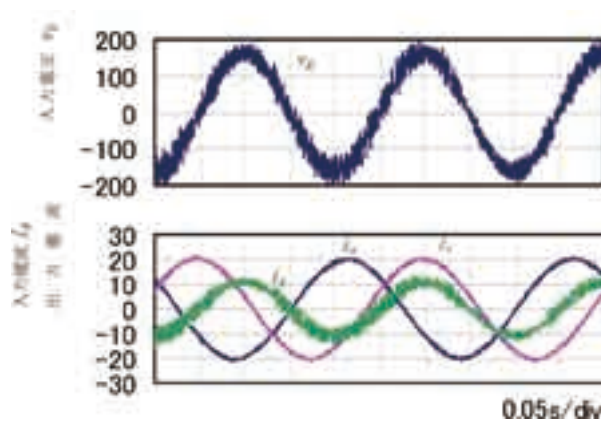
■ 図7 提案法3 電源電流スペクトル (1/f)
Fig.7 Source current spectrum in method 3



■ 図8 シミュレーション結果
Fig.8 simulation results in proposed method 3



(提案法2)



(提案法3)

5. まとめ

マトリックスコンバータ小型化のための新しい三角波比較変調法を3つ提案し、シミュレーションにより比較検討した。従来法と比較して、提案法1は入力電流高調波低減とスイッチング周波数低減に有効であるが、必ずしも入力電流低次高調波低減にはならない。提案法2は演算量が少なくスイッチング周波数低減の観点から最も有効な手法である。提案法3は同様に演算量が少なく、従来法よりもスイッチング周波数が低減され、入力電流低次高調波も少なく有効な手法である。今後は実機実験にて検証を行う予定である。

参考文献

- (1) 竹下, 安藤:「三相/三相マトリックスコンバータの転流回数低減PWM制御」電学論D,127, 8,805-812 (2007)
- (2) 菊池, 石川, 竹下:「三相/三相マトリックスコンバータの入力電流高調波を低減するスイッチングパターン選択法」SPC-08-13, pp.13-18 (2008)
- (3) Sato and Ohmori:「Various control Methods by conduction ratio to a middle phase in Matrix Converter Based on Direct AC/AC Conversion.」, PCCnagoya-07', LS4-1-2, pp.1056-1063 (2007)
- (4) 佐藤, 大森, 中西:「直接AC/AC変換方式によるマトリックスコンバータの中間相接続率に着目した各種制御法」, SPC-06-158, pp.71-76 (2006)
- (5) 吉田, 竹下:「三相/三相マトリックスコンバータの入力フィルタの共振抑制制御」, SPC-06-28, pp.25-30 (2006)
- (6) 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, 9,1161-1170 (2006)
- (7) 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
- (8) 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
- (9) 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)
- (10) I.Sato, J.Itoh, H.Ohguchi, A.Odaka,N.Eguchi:「An Improvement Scheme of Control Performance for Matrix converter」*Proc.of EPE 2004* (CDROM)
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)
- (11) 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率制御に関する検討」半導体電力変換研究会SPC-06-24 ~ 35 pp.31-36
- (12) 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)
- (13) 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)
- (14) 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 IEEEJ trans.IA, Vol.124-D, No.11* (2004-11) (in Japanese)

執筆者略歴



佐藤 基
2005年入社。現在、産業事業部産業工場開発グループドライブ装置開発チームに所属。
電気学会会員。



大森 洋一
1987年入社。現在、産業事業部産業工場開発グループドライブ装置開発チームに所属。
電気学会会員。