

誘導加熱に適用した三相/単相マトリックスコンバータ

小杉 明義* (長岡技術科学大学) 野口 季彦 (静岡大学)
平石 大地 市川 一志 (電気興業株式会社)

Induction Heating Applied to Three-Phase to Single Phase Matrix Converter

Akiyoshi Kosugi*, (Nagaoka University of Technology)

Toshihiko Noguchi, (Shizuoka University)

Daichi Hiraishi, Kazushi Ichikawa, (Denki Kogyo Company, Limited)

This paper describes an application of an induction heating applied to a matrix converter. The matrix converter generates 200 kHz single-phase current to excite the High-frequency transformer from a three-phase utility power source. Computer simulation results demonstrate an excellent performance of generating 200 kHz matrix converter output and delivering stable 2.3 kW output.

キーワード：誘導加熱，三相/単相マトリックスコンバータ

Keywords : induction heating, three-phase to single-phase matrix converter

1. はじめに

誘導加熱はコイルに高周波電流を流すことで、電磁誘導の法則によって負荷となる金属に誘導電流を流し、誘導電流と金属の内部抵抗でジュール熱を発生させて比熱物を直接加熱する方法である。この中で産業用の誘導加熱装置はクランクシャフトなどの鉄鋼在の焼入れ・焼きなましに使われる。これは、石炭、石油、ガスに比べて温度制御が容易であり、また作業者にとっても安全だからである。

産業用誘導加熱装置の電力変換回路トポロジーはAC/DC/AC 電力変換方式が広く用いられるが、電力変換を二段に分けて行うため、高効率を達成するのが困難である。また、直流バスに電流形整流器の場合は大容量のインダクタ、電圧形整流器の場合大容量のキャパシタが必要である。大容量のインダクタは寸法が大きく質量も大きい。これに加えて、キャパシタは寿命があるため定期的な保守点検や交換が必要であること、さらにキャパシタにとって誘導加熱装置の近くに設置されることは熱による影響によってさらに寿命が縮む原因となる。

そこで、以上のような回路トポロジーに対し、直流バスをもたないAC/AC 直接電力変換方式へ置き換えて、高周波トランスを有する誘導加熱装置への適用を試みる。これにより、従来の問題点であった効率の改善を図るだけでなく、装置の小型化、高信頼化、長寿命化を実現することができる。よって本稿では計算機シミュレーションにより誘導加熱装置に三相/単相マトリックスコンバータを適用した場合の運転特性を検証したので報告する。

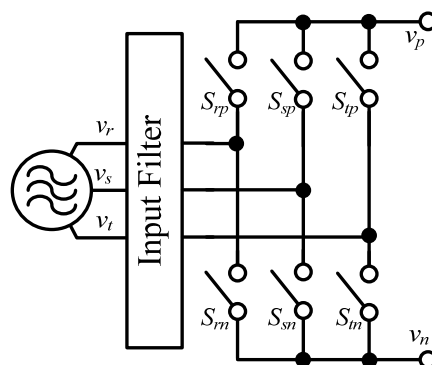


図1 三相/単相マトリックスコンバータ
Fig. 1. Three-phase to single-phase matrix converter.

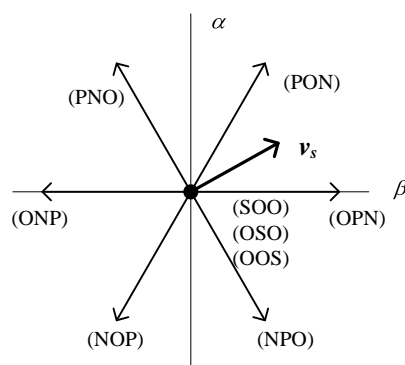


図2 三相/単相マトリックスコンバータの電圧ベクトル
Fig. 2. Voltage vector of three-phase to single-phase matrix converter.

2. 制御原理

2-1 三相/単相マトリクスコンバータ 図1に三相/単相マトリクスコンバータを示す。三相/単相マトリクスコンバータの入力電圧 v_r, v_s, v_t と出力電圧 v_p, v_n の関係をスイッチング関数で表すと(1)となる。このとき出力可能な電圧ベクトルは図2に示す9種類となる。マトリクスコンバータにはエネルギーバッファがないため、入力電力が常に一定の三相交流に対し、出力は電力一定となる単相方形波交流を出力する^{(1)~(3)}。

$$\begin{bmatrix} v_p \\ v_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{rp} & S_{sp} & S_{tp} \\ S_{rm} & S_{sm} & S_{tm} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_r \\ v_s \\ v_t \end{bmatrix} \quad (1)$$

2-2 主回路構成 図3に誘導加熱装置に適用した三相/単相マトリクスコンバータの主回路構成を示す。本システムは商用三相交流電源、LCフィルタ、三相/単相マトリクスコンバータ、高周波トランス、誘導加熱負荷、共振コンデンサによって構成されている。三相/単相マトリクスコンバータに必要な双方向スイッチは2個のMOS-FETを逆直列に接続することで実現している。三相/単相マトリクスコンバータを適用することで、総合効率と総合入力力率の改善を図るとともに、三相商用周波数から単相交流200 kHzへの直接周波数変換を行って高周波トランスを励磁する。但し、誘導加熱負荷は漏れインダクタンスが大きいため、負荷力率が極めて低くなる。そこで負荷側に共振コンデンサを負荷に対して直列に接続することで負荷力率を向上させる。このとき、共振コンデンサのキャパシタンスは単相200 kHzに対して負荷全体が誘導性をもつように調節する。

2-3 電流形整流器を利用した三相/単相変換 図4に誘導加熱装置に適用した三相/単相マトリクスコンバータの制御ブロック図を示す。ここで、三相/単相マトリクスコンバータを図5のように正方向電流形整流器と負方向電流形整流器が重畳したものと考える⁽³⁾。三相/単相マトリクスコンバータの正方向電流形整流器と負方向電流形整流器のスイッチ群を交互に使用することで、方形波出力を生成することが可能になる。よって、電流形整流器のスイッチングパターンを拡張することで三相/単相マトリクスコンバータのスイッチングパターンを得る。

電流振幅指令値 I_{ref}^* と検出して得られた電源電圧の位相情報を用いて、三相の入力電流指令値 i^* を生成する。この入力電流指令値と三相電流の差をとり、PIレギュレータに入力する。また、入力フィルタによるLC共振を抑制するために微分補償も施す^{(4)~(5)}。その後、PIの出力と三角波キャリアを比較し、電流形整流器のスイッチングパターンを得る。さらに、電源電圧の位相情報、キャリア三角波の上り

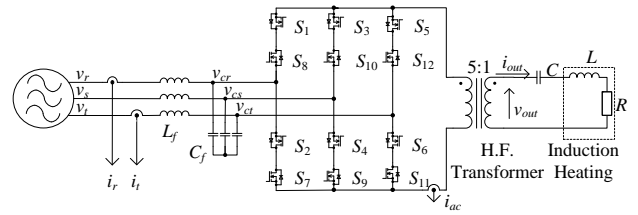


図3 主回路構成

Fig. 3. Main circuit configuration.

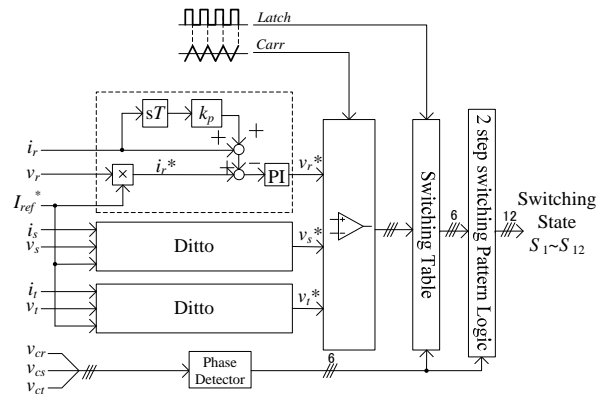
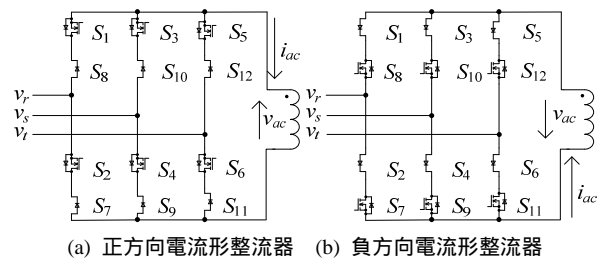


図4 制御ブロック図

Fig. 4. Block diagram of input current control.



(a) Positive current-source rectifier. (b) Negative current-source rectifier.

図5 三相/単相マトリクスコンバータの動作
Fig. 5. Operation of three-phase to single-phase matrix converter

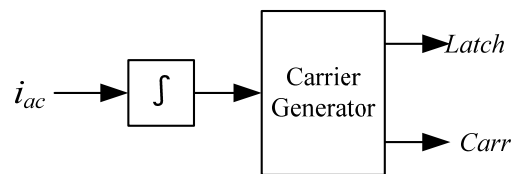


図6 直流偏磁補償器

Fig. 6. DC Excitation canceller.

り判別信号 $Latch$ の組み合わせからスイッチングパターンを決定する。これには表1に示すスイッチングテーブルを用いる。さらに2ステップ転流ロジックを経て三相/単相マトリクスコンバータのスイッチング信号を得る。

2-4 直流偏磁補償法 図4に直流偏磁補償のプロ

表 1 三相/単相マトリクスコンバータのスイッチングテーブル
 Table 1. Switching-state table of three-phase to single-phase matrix converter.

		Positive Switching Pattern							Negative Switching Pattern								
Max	Min	000	100	010	110	000	101	110	111	000	100	010	110	100	101	110	111
v_{cr}	v_{cs}	OSO	PNO	OSO	PON	ONP	PNO	SOO	SOO	OSO	NPO	OSO	NOP	OPN	NPO	SOO	SOO
v_{cr}	v_{ct}	OOS	PON	OPN	PON	OOS	PNO	SOO	SOO	OOS	NOP	ONP	NOP	OOS	NPO	SOO	SOO
v_{cs}	v_{ct}	OOS	PON	OPN	OPN	OOS	OSO	NPO	OSO	OOS	NOP	ONP	ONP	OOS	OSO	PNO	OSO
v_{cs}	v_{cr}	SOO	SOO	NPO	OPN	NOP	OSO	NPO	OSO	SOO	SOO	PNO	ONP	PON	OSO	PNO	OSO
v_{ct}	v_{cr}	SOO	SOO	NPO	OOS	NOP	ONP	NOP	OOS	SOO	SOO	PNO	OOS	PON	OPN	PON	OOS
v_{ct}	v_{cs}	OSO	PNO	OSO	OOS	ONP	ONP	NOP	OOS	OSO	NPO	OSO	OOS	OPN	OPN	PON	OOS

$$P = S_{mp} : 1, S_{mn} : 0 \quad N = S_{mp} : 0, S_{mn} : 1 \quad S = S_{mp} : 1, S_{mn} : 1 \quad O = S_{mp} : 0, S_{mn} : 0 \quad m = r, s, t$$

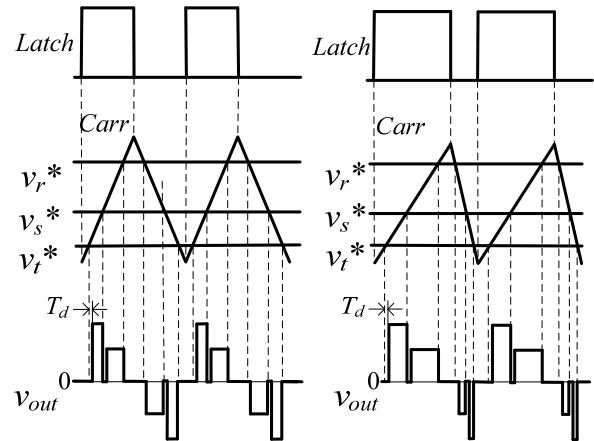
ック図を示す。三相/単相マトリクスコンバータによって高周波トランスを励磁する際、正方向電流と負方向電流のわずかなアンバランスによって直流偏磁が生じる。したがって、高周波トランスの一次巻線に流れる 200 kHz の励磁電流から直流成分を抽出し、これを補償するようにパルスパターンを動的に微調節する。本直流偏磁補償法において高周波トランスの励磁電流から純積分器によって直流成分を抽出し、それに応じて三角波キャリア $Carr$ 及びの信号 $Latch$ のデューティ比を変化させることによって正方向と負方向のパルス幅を調節し、直流偏磁を補償する（図 7 参照）。

2.5 還流相の選択と転流方式 還流相の選択は電源相電圧の大小関係によって行う。誘導性負荷のため、電源短絡、負荷開放を防止しつつ転流する必要がある。本稿では、電源電圧を検出して転流を行う電圧転流方式を用いる。図 8 に電圧転流方式の一例を示す。位相の範囲では v_r が最大、 v_s が最小となるため、 S_2, S_8 と S_3, S_9 は常に ON の状態でも電源短絡、負荷開放を起こさない。この領域判別ロジックによって常に ON の状態にするスイッチを選択する。また負荷開放・電源短絡を起こさないようにスイッチングテーブルを設定して負荷開放を防止する。また、各ゲートにスイッチング信号にデッドタイム T_d を設けて電源短絡を防止する。

3. シミュレーションによる運転特性の検証

3.1 シミュレーション条件 本制御システムによる運転特性を検証するため、計算機シミュレーションを行った。このシミュレーションは図 2 のアルゴリズムに基づいて制御する。シミュレーションに用いた主回路定数を表 2 に示す。

3.2 シミュレーション結果 負荷電力を 2.3 kW となるように入力電流振幅指令値を調整したときのシミュレーション結果を図 9 に示す。図 9(a) は入力相電圧 v_r 、入力線電 i_r 、出力電圧 v_{out} 、出力電流 i_{out} の波形である。入力電流は正弦波状に制御されていることから、入力電流制御が良



(a) 通常動作 (b) 偏磁補償動作

(a) Normally operation. (b) DC excitations cancel operation.

図 7 直流偏磁補償動作

Fig. 7. DC excitations cancel operation.

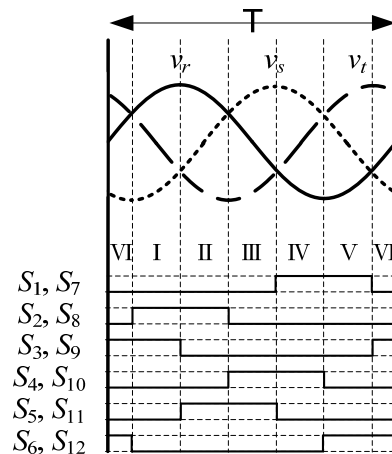
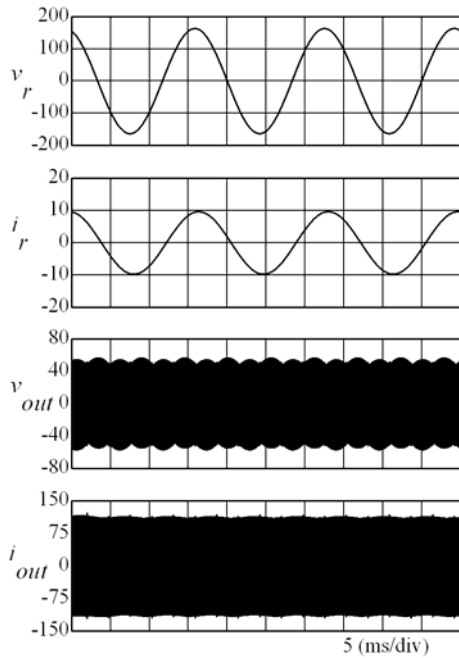


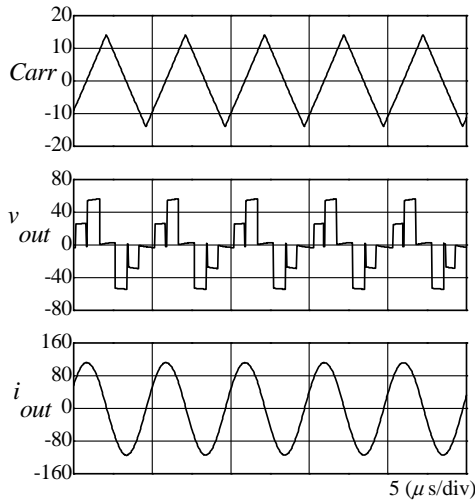
図 8 還流相の選択

Fig. 8. Selection of freewheeling phase.

好に行われていることが確認できる。一方、出力波形については電圧、電流ともに一定に制御されている。図 9 (b) に出力電圧 v_{out} 及び出力電流 i_{out} の拡大波形を示す。負荷力率を向上させるため共振コンデンサを負荷に対して直列に挿入し LC 直列共振回路としているため、出力電流が正弦波に



(a) 入力相電圧，入力線電流，出力電圧，出力電流
(a) v_r , i_r , v_{out} , and i_{out} .



(b) キャリア三角波，出力電圧，出力電流の拡大波形
(b) Enlarged waveform Carr, v_{out} , and i_{out} .

図9 シミュレーション結果
Fig. 9. Simulation results.

なる。また，同じパラメータ条件で三相/単相マトリックスコンバータに対して電流源を正方向に挿入し，直流偏磁補償動作のシミュレーションを行った。結果を図10に示す。図9と図10のキャリア三角波と比較すると，三角波キャリアの下りが緩やかになって出力電圧のパルス幅が広がっている。このことから，直流偏磁補償が行われていることが確認できた。

表2 主回路のパラメータ

Table 2. Parameters for main circuit

Input Voltage	3ϕ , 200 V, 60 Hz
LC Filter	$L_f = 0.6$ mH $C_f = 50$ μ F
Load	$R = 0.324$ Ω , $L = 7.186$ μ H 2.3 kW
Output Resonant Capacitor	$C = 89.2$ nF
Output Frequency	200 kHz

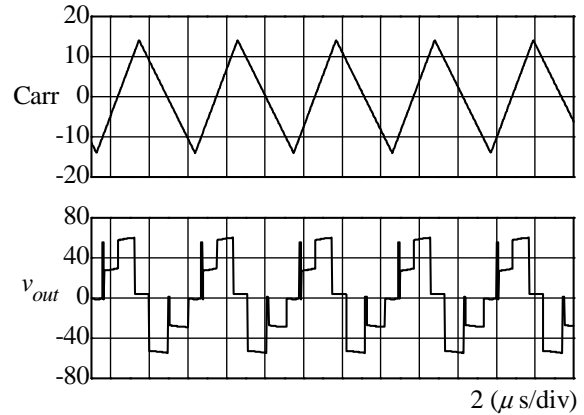


図10 直流偏磁補償動作のシミュレーション結果
Fig. 10. Simulation results of DC excitations cancel operation.

4. まとめ

本稿では誘導加熱装置に適用した三相/単相マトリックスコンバータについて計算機シミュレーションを用いて運転特性の検証を行った。その結果，負荷電力 2.3 kW における基本波入力率 88.1 %，入力電流 THD は 3.21 %であった。

文 献

- (1) 西山,野口:「高周波リンクを有する低電圧大電流直流電源へのマトリックスコンバータの適用」平成 18 年 交通・電気鉄道/半導体電力変換合同研究会 SPC-06-72(2006)
- (2) Somnida Ratanapanachote, Han Ju Cha, and Prasad N. Enjeti: "A Digitally Controlled Switch Mode Power Supply Based on Matrix Converter", *IEEE Trans. on Power*. VOL. 21, NO. 1, January 2006
- (3) 中井 啓太,野口 季彦:「直接電力制御法に基づく三相・単相直接変換器を適用した低電圧大電流直流電源」,平成 19 年 半導体電力変換研究会 SPC-07-49(2007)
- (4) 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)
- (5) 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)