A PAM Control Method for Matrix Converter Based on Virtual AC/DC/AC Conversion Method

Akihiro Odaka Member (Fuji Electric Advanced Technology Co., Ltd.)

Ikuya Sato Member (Fuji Electric Advanced Technology Co., Ltd.)

Hideki Ohguchi Member (Fuji Electric Advanced Technology Co., Ltd.)

Yasuhiro Tamai Member (Fuji Electric Advanced Technology Co., Ltd.)

Hironori Mine Member (Fuji Electric Advanced Technology Co., Ltd.)

Jun-ichi Itoh Member (Nagaoka University of Technology)

Keywords: matrix converter, AC/DC/AC conversion, PAM control, total harmonic distortion, common-mode voltage

1. Introduction

Fig. 1(a) shows a matrix converter. The matrix converter (MC) has many features, as compactness, long life, low distortion input current, and so on. Because of those merits, PWM control strategies for the MC are actively carried on. In conventional PWM control strategies, the MC is PWM controlled by using maximum line-to-line input voltage. On the other hand, novel PWM control methods are proposed recently. In those methods, the MC is controlled without using maximum line-to-line input voltage when the MC outputs low voltage. By using the method, accuracy of low output voltage can be improved. However, those methods are complicated because PWM control pattern in order to control input current and output voltage simultaneously has to be obtained directly (AC/AC direct method).

In this paper, a novel PWM control strategies based on a virtual indirect control method with a virtual rectifier and a virtual inverter (virtual AC/DC/AC method). By using this strategy, input current and output voltage can be controlled independently and the same effect as the strategies based on the AC/AC direct method can be obtained.

2. Proposed Control strategy

The proposed method is a PAM (Pulse Amplitude Modulation) control strategy based on a virtual AC/DC/AC method. Fig. 1(b) shows a virtual rectifier and a virtual inverter. In the proposed method, controlling a virtual DC link voltage with a rectifier controls output voltage amplitude. A virtual inverter controls only output frequency. A PWM control pattern for the MC is obtained by combining a rectifier control command and an inverter control command. Detail of the combining method is reported in full paper.

3. Experimental results

Fig. 2 shows experimental waveforms. A load of a prototype MC is induction motor (188 V/4pole/750 W). Line-to-Line input voltage is 200 V/50 Hz, carrier frequency is 10 kHz, and rotation speed of the motor is 500 r/min. It can be seen that good sinusoidal input and output currents are obtained and maximum line-to-line input voltage is not outputted. From these results, validity of the proposed principle is confirmed.

Fig. 3 shows converter efficiency, THD of input current and THD of output current characteristics of the proposed method and conventional AC/DC/AC method. In the conventional method, two different inverter modulation strategies are used (2-phase, 3-phase modulation). From this figure, it is understood that efficiency of the proposed method is almost equal to that of the conventional method with 2-phase modulation. On the other hand, distortion of output current that has great influence on torque ripple is reduced compared

Fig. 1. Converter

Fig. 2. Experimental waveforms

Fig. 3. THD of input and output current and converter efficiency characteristics

to that of the conventional method with 2-phase modulation.

4. Conclusion

In this paper, a novel PWM control strategies for the matrix converter based on a virtual AC/DC/AC method has been proposed. The validity of the proposed principle has been confirmed thorough experiment. Moreover, various characteristics of the proposed method and conventional virtual AC/DC/AC method are compared. As a result, THD of output current can be reduced without increasing converter loss.

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

正員 小高 章弘* 正員 佐藤以久也*
正員 大口 英樹* 正員 玉井 康寛*
正員 美根 宏則* 正員 伊東 淳一**

A PAM Control Method for Matrix Converter Based on Virtual AC/DC/AC Conversion Method

Akihiro Odaka*, Member, Ikuya Sato*, Member, Hideki Ohguchi*, Member, Yasuhiro Tamai*, Member,
Hironori Mine*, Member, Jun-ichi Itoh**, Member

In this paper, a novel control method for a matrix converter is proposed. The proposed method is a PAM (Pulse Amplitude Modulation) control method based on a virtual AC/DC/AC conversion method. Output voltage amplitude is controlled by controlling a virtual DC link voltage with a virtual rectifier. Output frequency is controlled by a virtual inverter.

Firstly, the proposed method is explained. Next, the validity of the proposed method is confirmed thorough simulation and experiment using a 750 W prototype matrix converter. Moreover, various characteristics of the proposed method and conventional virtual AC/DC/AC method are compared through experiment. As a result of experiment, it has been understood that total harmonic distortion of output current and common-mode voltage can be reduced compared with the case of using a conventional virtual AC/DC/AC conversion method.

キーワード：マトリックスコンバータ，AC/DC/AC 変換，PAM 制御，歪み率，コモンモード電圧

Keywords: matrix converter, AC/DC/AC conversion, PAM control, total harmonic distortion, common-mode voltage

1. はじめに

マトリックスコンバータは，従来のインバータシステムに比べて，小型，軽量，高効率化等が期待されることから，広く注目されている。ところで，マトリックスコンバータの制御手法は，種々な方式が提案されており^{(1)~(4)}，これまでの一般的な制御手法は入力最大の大きさの線間電圧を用いて PWM 変調を行う。それに対し，近年では，マトリックスコンバータが低電圧を出力する際には，入力最大の大きさの線間電圧を利用せずに PWM 変調する方式⁽⁵⁾⁽⁶⁾が提案されており，このような制御方式を用いることで，従来の制御方式に比べて低電圧出力時における電圧精度が向上できること等が報告されている⁽⁵⁾。しかしながら，この方式

は，入力電圧から，出力電圧指令と入力電流指令に見合った PWM パターンを直接生成するもので（以下，直接 AC/AC 方式と呼ぶ），PWM パルスの演算方法が従来の PWM インバータとは大きく異なり複雑になると思われる。

そこで，本論文では，仮想 AC/DC/AC 方式に基づいて，同様な効果が得られる新しい制御手法を提案する。仮想 AC/DC/AC 方式は，マトリックスコンバータを仮想の PWM 整流器とインバータに見立てて制御する手法であり，従来から扱い慣れたシステムに立脚しているため，直接 AC/AC 方式に比べて PWM パルスの演算が考えやすく，また，これまで考案されている種々な PWM 整流器やインバータの制御手法を容易に応用できると考える。本論文で提案する手法は，仮想整流器で仮想直流電圧の大きさを制御することにより出力電圧の大きさを調整し，仮想インバータでは出力周波数の制御のみを行ういわゆる PAM (Pulse Amplitude Modulation) 制御であり，低電圧出力時には，特別な制御を施さずとも自動的に入力最大の線間電圧を用いずに PWM 制御することが可能になる。

本稿では，提案する PAM 制御の制御方法について明らかにするとともに，シミュレーションと実験により，提案し

* 富士電機アドバンステクノロジー（株）

〒191-8502 日野市富士町 1

Fuji Electric Advanced Technology Co., Ltd.

1, Fuji-machi, Hino 191-8502

** 長岡技術科学大学

〒940-2185 長岡市上富岡町 1603-1

Nagaoka University of Technology

1603-1, Kamitomioka-cho, Nagaoka 940-2185

た原理の妥当性を確認する。また、提案手法と筆者らが既に提案した仮想 AC/DC/AC 方式⁽⁴⁾⁽⁷⁾との、入出力の電流歪み率、変換器効率、さらにはコモンモード電圧の特性の違いを 750 W の誘導機を用いた実験により確認する。

2. 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 制御の制御手法

提案する PAM 制御手法は、図 1 に示すマトリックスコンバータを図 2 に示す仮想の整流器とインバータに分けて考える点では、既に筆者らが提案した仮想 AC/DC/AC 変換方式と同様である。しかしながら、従来は仮想整流器で仮想直流電圧が理論最大電圧となるように制御し、仮想直流電圧に基づき仮想インバータで出力電圧と周波数を制御するのに対し、本手法では、仮想整流器で仮想直流電圧の大きさを調節することで出力電圧の大きさを制御し、仮想インバータでは出力周波数のみを制御する点で従来と異なる。以下に、提案する PAM 制御手法について説明する。

〈2・1〉仮想整流器の制御法 仮想整流器は、従来と同様に電流形整流器として考える。また、本論文では入力電流は力率が 1.0 の正弦波電流となるように制御するものとし、 θ を電源位相角として 3 相入力電流指令を (1) 式で表す。

$$\begin{aligned} i_R^* &= \cos(\theta), i_S^* = \cos(\theta - 2\pi/3), i_T^* = \cos(\theta - 4\pi/3) \\ &\dots\dots\dots(1) \end{aligned}$$

入力電流の波形制御は 3 相入力電流のうち 2 相を制御すれば良いから、3 相電流の各々の絶対値が最小の大きさになる相と中間の大きさになる相との 2 相の電流波形制御を

図 1 マトリックスコンバータ
Fig. 1. Matrix Converter.

図 2 AC/DC/AC 変換回路
Fig. 2. AC/DC/AC Converter.

考える（厳密には最小の大きさの相と中間の大きさの 2 相に限定するものではないが、ここでは容易に説明するため、このように仮定する）。また、電圧利用率を極高くするため、仮想直流回路には、入力の最大および中間の大きさの線間電圧（以下、それぞれ入力最大線間、中間線間電圧と呼ぶ）を接続することを考える。これら、入力電流波形制御、仮想直流電圧制御の考え方を基に、1 キャリア毎に (2) 式で表せるデューティ比率で、入力最大、中間線間電圧を仮想直流回路に接続することで、入力電流を正弦波化することと仮想直流電圧を任意の一定の大きさに調整することが可能になる。ここで、(2) 式中、 k は仮想直流電圧の大きさの調整要素である。

$$\begin{aligned} D_{REC_mid} &= k \cdot \text{mid}(|i_R^*|, |i_S^*|, |i_T^*|) \dots\dots\dots(2) \\ D_{REC_min} &= k \cdot \text{min}(|i_R^*|, |i_S^*|, |i_T^*|) \end{aligned}$$

但し、 D_{REC_mid} ：最大線間電圧-仮想直流回路接続デューティ、 D_{REC_min} ：最小線間電圧-仮想直流回路接続デューティ
尚、電流形整流器なので、入力最大、中間線間電圧何れも仮想直流回路に接続されない期間は、仮想整流器の上下アームを短絡させ、仮想直流回路を 0 V とする必要がある。したがって、上下アームを短絡するデューティを D_{REC_0} とすれば、 D_{REC_0} 、 D_{REC_mid} および D_{REC_min} の間には、次の関係が成立する。

$$D_{REC_mid} + D_{REC_min} + D_{REC_0} = 1 \dots\dots\dots(3)$$

ここで、仮想直流電圧を E_d 、入力線間電圧実効値を V_S とすれば k 、 V_S および E_d の間には (4) 式の関係が成り立つ。尚、 $k > 1$ の場合は過変調となり、直流電圧を一定に制御できず、また、入力電流も正弦波状とならない。

$$k = \frac{2 \cdot E_d}{\sqrt{3} \cdot \sqrt{2} \cdot V_S} \dots\dots\dots(4)$$

図 3 に、入力相電圧 v_R 、 v_S 、 v_T 、入力電流指令 i_R^* 、 i_S^* 、 i_T^* および入力最大、中間線間電圧が仮想直流回路に接続される仮想整流器デューティ指令 D_{REC_mid} 、 D_{REC_min} の例を示す。

図 4 は例として、図 3 中の矢印 ($\leftrightarrow$) で示した期間における仮想整流器の動作を示したものである。この期間において、入力最大線間電圧、中間線間電圧は、それぞれ v_{RT} 、

図 3 入力相電圧、入力電流指令および仮想整流器デューティ指令
Fig. 3. Input phase voltage, input current command and virtual rectifier duty command.

図4 仮想整流器の動作

Fig. 4. Operation of virtual rectifier.

v_{RS} である（線間電圧の記号の添字は、例えば v_{RT} の場合、T 相に対して R 相の電位が高いことを意味する）。従って、1 キャリア毎に、まず、図 4(a) に示すように、デューティ指令 D_{REC_mid} に基づいたデューティ比率で仮想整流器のスイッチ S_{RP} と S_{TN} をオンすることで、入力最大線間電圧 v_{RT} を仮想直流回路に接続する。次いで、デューティ指令 D_{REC_min} に基づいたデューティ比率でスイッチ S_{RP} と S_{SN} をオンし、入力中間線間電圧 v_{RS} を仮想直流回路に接続する。1 キャリア中において、入力最大、中間線間電圧も接続されない残りの期間は、図 4(c) に示すようにデューティ比率 D_{REC_0} で、仮想整流器の上下アームを短絡させる。ここで、図 4(a), (b) に示すように、入力電流は、最小の大きさの相電圧（ここでは、T 相。以下、入力最小相 v_{min} ）、中間の大きさの相電圧（ここでは、S 相。以下、入力中間相 v_{mid} ）を介して電流が流れるが、これらは、(1)(2) 式で明らかに正弦波変調されているため、入力電流の正弦波化が可能となる。

さて、図 4 は、入力中間相 v_{mid} の極性が負の場合の動作を示したものであるが、この場合、最大の大きさの相電圧（以下、入力最大相 v_{max} ）が仮想直流回路に接続される期間は、 $D_{REC_mid} + D_{REC_min}$ となり、入力最小相 v_{min} が仮想直流回路に接続される期間は D_{REC_mid} となる。一方、入力中間相の極性が正の場合（極性が負の場合と動作が対象となるので、動作図は省略する）は、入力最大、最小相が仮想直流回路に接続される期間は、それぞれ、 D_{REC_mid} 、 $D_{REC_mid} + D_{REC_min}$ となる。これらのことはマトリクスコンバータの制御指令を考える上で重要な意味を持つが詳細は後述する。

〈2・2〉 仮想インバータの制御法 仮想直流電圧が仮想整流器によって制御されているので、仮想インバータの変調信号は、変調率を固定し、所望の出力周波数となるように周波数のみを変化させればよい。尚、本論文では、電圧利用率を高めることを目的として、一般に良く知られている 2 相変調方式を用いる。

図 5 に、仮想インバータの上アームのオンデューティ指令 D_{INV_U} 、 D_{INV_V} 、 D_{INV_W} の波形を示す。図に示すデューティ指令とした場合、出力線間電圧の基本波実効値を V_L とすれば、仮想直流電圧 E_d との V_L の間には、(5) 式の関係が

図5 仮想インバータデューティ指令

Fig. 5. Virtual inverter duty command.

図6 マトリクスコンバータ出力 1 相等価回路

Fig. 6. Matrix converter equivalent circuit of output one phase.

成り立つ。したがって、出力電圧の大きさは、(4) 式と (5) 式の関係を用いて、仮想整流器で仮想直流電圧の大きさを調節することで制御する。

$$E_d = \sqrt{2} \cdot V_L \dots \dots \dots (5)$$

〈2・3〉 マトリクスコンバータの制御指令の計算法

さて、前節までは仮想整流器と仮想インバータの制御について議論したが、本節では、仮想システムからマトリクスコンバータへの制御指令の変換について述べる。

マトリクスコンバータの各スイッチのオンデューティ指令は、図 6 に示すように、出力 1 相に接続されている 3 つのスイッチを 1 単位として考え、入力最大相 v_{max} 、中間相 v_{mid} 、最小相 v_{min} を、それぞれ出力に接続するスイッチ S_{max} 、 S_{mid} 、 S_{min} のオンデューティを考える。ここで、図 2 と図 6 から明らかなように、マトリクスコンバータのスイッチ S_{max} は、仮想整流器が入力最大相を仮想直流回路の正極側に接続しており、かつ、仮想インバータの上アームがオンしている際にオンする。したがって、スイッチ S_{max} は仮想整流器が入力最大相を仮想直流回路に接続している期間を基準に、仮想インバータの上アームデューティ指令に基づいたデューティ比率でオンすれば良い。一方、スイッチ S_{min} も同様に、仮想整流器が入力最小相を仮想直流回路に接続している期間を基準に、仮想インバータの下アームがオンするデューティ比率でオンすれば良い。ここで、〈2・1〉節で述べた、仮想整流器が、入力最大、最小相をそれぞれ仮想直流回路に接続するデューティより、例えば出力 U 相に接続されたスイッチ S_{maxU} 、 S_{minU} それぞれのオンデューティ D_{maxU} 、 D_{minU} は、次式で表せる。

$$\begin{cases} D_{maxU} = D_{REC_max} \cdot D_{INV_U} & (\text{入力中間相電圧} < 0) \\ D_{maxU} = D_{REC_mid} \cdot D_{INV_U} & (\text{入力中間相電圧} > 0) \end{cases} \dots \dots \dots (6)$$

$$\begin{cases} D_{\min U} = D_{\text{REC_mid}} \cdot (1 - D_{\text{INV_U}}) & (\text{入力中間相電圧} < 0) \\ D_{\min U} = D_{\text{REC_max}} \cdot (1 - D_{\text{INV_U}}) & (\text{入力中間相電圧} > 0) \\ \dots\dots\dots (7) \end{cases}$$

但し,

$$D_{\text{REC_max}} = D_{\text{REC_mid}} + D_{\text{REC_min}} = k \cdot \max(|i_R^*|, |i_S^*|, |i_T^*|) \dots\dots\dots (8)$$

ここで、図6に示す3つのスイッチのオンデューティの和は1であるから、入力中間相を出力U相に接続するスイッチ S_{midU} のオンデューティ D_{midU} は(9)式で表せる。これは、スイッチ S_{mid} がオンする期間は、仮想整流器が仮想直流回路を0Vとする期間を含むことを意味する。すなわち、仮想整流器が仮想直流回路を0Vとする期間を、マトリックスコンバータでは、出力相を入力中間相に接続することで実現することになる。

$$D_{\text{midU}} = 1 - D_{\text{maxU}} - D_{\text{minU}} \dots\dots\dots (9)$$

〈2・4〉 PWM パルス生成法 これまで、説明したデューティ指令からマトリックスコンバータのPWMパルスを生成する手法については、既に筆者らが提案した手法のと同様である。図7に例として出力U相のPWMパルス生成回路を示す。比較器 **comparator1** では、デューティ指令 D_{midU} と D_{minU} の和とキャリア三角波とを比較し、また、比較器 **comparator2** では、デューティ指令 D_{minU} とキャリア三角波とを比較し、それら比較結果を図に示す論理演算をすることにより、U相スイッチ S_{maxU} , S_{midU} , S_{minU} のPWMパルスを得る。このような手法により、1キャリア周期内で、3つの入力相電圧が最大相 $v_{\text{max}} \rightarrow$ 中間相 $v_{\text{mid}} \rightarrow$ 最小相 $v_{\text{min}} \rightarrow$ 中間相 $v_{\text{mid}} \rightarrow$ 最大相 v_{max} の順番で接続されることになる。尚、この手法によって得られたU相スイッチのPWMパルスは、電源位相に応じて、図1に示すスイッチ S_{RUR} , S_{SUS} , S_{TUT} に分配する。他相も同様である。

〈2・5〉 PAM 方式の制御ブロック 図8に、これまで説明したことをまとめたPAM方式の制御ブロック図を、図9に、文献(4)(7)で示されている従来の仮想AC/DC/AC方式（以下、従来方式と呼ぶ）の制御ブロック図を示し、本制御方式と従来方式との相違点について述べる。

図8に示す本制御方式において、ABSは絶対値の意であり、また、max, midは、それぞれ、3つの入力の最大、中間の大きさを抽出するものであり、(2), (8)式で説明したことによる。これまで説明してきたように、本制御方式では、出力電圧の振幅指令 V_0^* に応じて、仮想整流器デューティ指令 $D_{\text{REC_max}}$, $D_{\text{REC_mid}}$ を調節することで、仮想直流電圧 E_d の大きさを調整し、出力電圧の大きさを制御する。また、出力周波数は、3相出力相電圧指令の基準信号となる位相指令 v_{U0}^* , v_{V0}^* , v_{W0}^* の周波数、すなわち仮想インバータの出力周波数指令を調整することにより制御する。マトリックスコンバータのPWMパルスは、仮想整流器のデューティ指令 $D_{\text{REC_max}}$, $D_{\text{REC_mid}}$ と仮想インバータのデューティ指

図7 PWMパルス生成回路

Fig. 7. PWM pulse generating circuit.

図8 PAM方式の制御ブロック

Fig. 8. Block diagram of PAM control method.

図9 従来方式の制御ブロック

Fig. 9. Block diagram of conventional control method.

令 $D_{\text{INV_U}}$, $D_{\text{INV_V}}$, $D_{\text{INV_W}}$ とを(6)から(9)式に基づいて Duty Combination 部で合成し、図7に示した手法により、入力最大、中間、最小相と出力相とを接続するスイッチのPWMパルス $S_{\text{maxU}} \sim S_{\text{minW}}$ を得る。得られたPWMパルスは、電源位相に応じてマトリックスコンバータを構成する各スイッチのPWMパルス $S_{\text{RUR}} \sim S_{\text{TWT}}$ として分配する。

図 9 に示す従来方式では、スイッチング損失の低減と電源電圧の利用率高くすることを目的として、仮想整流器の制御に 1 レッグ変調 (Single leg modulation) を用い、仮想整流器のデューティ指令 D_{REC} を得る。1 レッグ変調を用いた場合、仮想直流電圧 E_d には、電源周波数の 6 倍の周波数の電圧変動が生じる。尚、出力電圧の大きさに関わらず仮想直流電圧の平均的な大きさは一定となる。一方、仮想インバータのデューティ指令 D_{INV_U} , D_{INV_V} , D_{INV_W} は、3 相出力相電圧指令の基準信号 v_{U0}^* , v_{V0}^* , v_{W0}^* と出力電圧振幅指令 V_0^* とを乗算することにより得たインバータ指令を、dc link ripple cal 部で計算した仮想直流電圧 E_d で除算することにより得られる。すなわち、仮想インバータでは、仮想直流電圧の変動を補償しつつ、出力電圧の大きさと周波数を調整する。得られた仮想整流器と仮想インバータのデューティ指令は、Duty Combination 部で合成され、図 7 に示した手法により、マトリックスコンバータを構成する各スイッチの PWM パルス $S_{RUR} \sim S_{TWT}$ が得られる。尚、図 9 において、仮想インバータの 2 相変調を行うブロックを記載していないが、従来方式においても PAM 方式と同様に 2 相変調を実施することも可能である。

このように、従来方式では、仮想整流器で仮想直流電圧の大きさを制御せず、また、仮想インバータで、仮想直流電圧に基づき出力電圧と周波数を制御するのに対し、本制御方式では、仮想整流器で仮想直流電圧の大きさを調節することで出力電圧の大きさを制御し、仮想インバータでは出力周波数のみを制御する点で従来と異なる。

3. シミュレーション結果

図 10 は、提案する PAM 方式を用いた場合、図 11 は、従来方式を用いた場合の出力電圧のシミュレーション結果である。両図において (a)(b) は、それぞれ低電圧および高電圧 (ここでは、それぞれ、電源電圧実効値の 0.375 倍、0.866 倍の出力線間電圧基本波実効値) を出力している際の 1 キャリア周期分の波形であり、上から、電源中性点から観測した出力相電圧 v_U , v_V , v_W , 出力線間電圧 v_{UV} , v_{VW} , v_{WU} , PWM パルス $S_{maxU} \sim S_{minW}$ を示している。尚、シミュレーションにおいて、制御の基本原則を確認するため、転流は理想転流 (転流時間ゼロ) とし、また、従来方式では、仮想インバータの制御方式を 2 相変調とした。

図 11(a) より、従来方式では、低電圧出力時に、入力最大線間電圧 $v_{max} - v_{min}$ を出力線間電圧として出力しているのに対し、図 10(a) より、PAM 方式では、入力最大線間電圧 $v_{max} - v_{min}$ を出力していないことがわかる。一方、図 10(b), 図 11(b) より、高電圧出力時には、両方式ともに、入力最大線間電圧 $v_{max} - v_{min}$ を出力線間電圧として出力していることがわかる。このように、PAM 方式において、低電圧出力時に入力の最大線間電圧を用いずに PWM 制御できるのは、低電圧出力時には仮想直流電圧を小さくするため、1 キャリア周期内で仮想直流回路を 0 V とする期間が長くなり、(9) 式で説明したことから、スイッチ S_{mid} のオンデュー

(a) Low output voltage.

(b) High output voltage.

図 10 PAM 方式のシミュレーション結果

Fig. 10. Simulation results of PAM control method.

(a) Low output voltage.

(b) High output voltage.

図 11 従来方式のシミュレーション結果

Fig. 11. Simulation results of conventional control method.

ティ D_{mid} が増加し、入力最大線間電圧を出力しない PWM パルスが生成されるからである。

図 12 に、提案する PAM 方式の入力電流と出力電圧のシミュレーション波形を示す。入力電圧は 200 V/50 Hz, 負荷は静止負荷 1.119 Ω (力率 0.85), キャリア周波数は 10 kHz とし、出力線間電圧の基本波実効値として、173.3 V/40 Hz と 75 V/40 Hz の 2 つの条件について行った。尚、転流は理想転流とした。波形は、上から電源 R 相電圧 v_R , R 相入力電流に観測用ローパスフィルタを介した波形 $i_{R(LPF)}$, 出力 UV 間線間電圧 v_{UV} および出力 UV 間線間電圧に観測用ローパスフィルタを介した波形 $v_{UV(LPF)}$ を示す。また、出力 UV 間線間電圧 v_{UV} と併せて、入力最大線間電圧 $v_{max} - v_{min}$ を破線で示す。

(a) Output line-line voltage (fundamental) = 173.3 V

(b) Output line-line voltage (fundamental) = 75 V

図 12 シミュレーション結果

Fig. 12. Simulation results.

図 12 より、良好な入力電流、出力電圧波形が得られており、理論の妥当であることが確認できる。また、図 12(a) より、高電圧出力時には、入力最大線間電圧 $v_{\max} - v_{\min}$ を用いて PWM 制御され、マトリックスコンバータの理論最大電圧（電源電圧実効値の 0.866 倍の出力電圧基本波実効値）を出力できている。一方、図 12(b) より、低電圧出力時には、入力の最大線間電圧 $v_{\max} - v_{\min}$ を用いずに PWM 制御できている。このように、提案する PAM 方式では、低電圧出力時に、制御手法を切り替える等の特別な処理を施さずとも自動的に入力の最大線間電圧を用いずに PWM 制御され、また、マトリックスコンバータの理論最大電圧である電源電圧の 0.866 倍の電圧を出力することが可能である。

4. 実験結果

PAM 方式により、誘導機（188 V/750 W/4 極）を負荷として実験を行った。入力電圧は 200 V/50 Hz、キャリア周波数は 10 kHz とし、電動機制御はベクトル制御を用いた。また、シミュレーション条件に対し、転流動作を付加しており、仮想インバータで転流誤差補償⁽⁸⁾を行っている。

図 13(a)(b) に、電動機回転数を 1000 min^{-1} 、 500 min^{-1} とし、負荷トルクを 100% とした場合の実験波形を示す。波形は、上から電源 R 相電圧 v_R 、R 相入力電流（LC フィルタを介した波形） i_R 、出力 UV 間線間電圧 v_{UV} および出力電流 i_U である。図 13 より、シミュレーションと同様に良好な入出力波形が得られており、また、図 13(b) より、回転数が低い場合（出力電圧が低い場合）においては、入力の最大線間電圧を用いずに PWM 制御されていることが確

(a) 1000 min^{-1} , 100% torque

(b) 500 min^{-1} , 100% torque

v_R : 100 V/div, i_R : 5 A/div, v_{UV} : 200 V/div, i_U : 10 A/div

図 13 実験波形

Fig. 13. Experimental waveforms.

図 14 入力、出力電流歪み率 THD、変換器効率-負荷トルク特性

Fig. 14. THD of input and output current and converter efficiency characteristics.

認できる。

図 14 は、電動機回転数を 1000 min^{-1} 一定とした場合において、負荷トルクに対する変換器効率、入力電流と出力電流の歪み率を、提案する PAM 方式と従来の仮想 AC/DC/AC 方式⁽⁴⁾⁽⁷⁾⁽⁸⁾について比較を行った結果である。尚、従来方式は、仮想インバータの変調方式として 3 相変調と 2 相変調それぞれを用いた場合について測定を行った。また、電流の歪み率は基本波周波数の 20 次までの高次高調波を計

図 15 コモンモード電圧高調波

Fig. 15. Common-mode voltage harmonics.

算の対象とした。図より、PAM 方式は、低トルク時において、入力電流歪みが従来方式に比べて大きくなるものの 100%トルク時には、従来方式とほぼ同等になることが分かる。また、電動機制御において特に重要視される出力電流の歪み率については、100%トルク時において、従来方式で仮想インバータを 2 相変調とした場合と同等の損失（効率）で、従来の 3 相変調とほぼ同等の歪み率に改善できた。

図 15(a)(b)(c) は、マトリックスコンバータの制御手法として PAM 方式と従来の仮想 AC/DC/AC 方式を用いた場合のコモンモード電圧の高調波を測定した結果である。尚、従来方式は、仮想インバータの変調方式として 3 相変調と 2 相変調を用いた場合について測定を行った。電動機の回転数は、 1000 min^{-1} とした。

図 15(a)(b) より、PAM 方式は、従来方式で仮想インバータを 3 相変調する場合と比較して、全てのキャリア整数倍成分のコモンモード電圧を低減できていること、また、

図 15(a)(c) より、従来方式で仮想インバータを 2 相変調した場合に対しては、特に、20 kHz 以下の低周波域で、キャリア非整数倍成分を低減できていることが分かる。これらは、マトリックスコンバータの場合、コモンモード電圧が、電源中性点から見た 3 つの出力相電圧の和により決定されるが、PAM 方式では、従来方式に比べて、1 キャリア周期内で各出力相を入力中間相に接続する期間が長くなるため、コモンモード電圧の変動幅が従来に比べて小さくなるからである。

5. まとめ

本論文では、直接 AC/AC 方式を用いて、マトリックスコンバータの低出力電圧時の電圧精度が向上できるとされる変調方式を、仮想 AC/DC/AC 方式でも実現できる新しい変調方式を提案した。

従来の仮想 AC/DC/AC 方式は、仮想整流器で仮想直流電圧が理論最大電圧となるように制御し、仮想直流電圧に基づき仮想インバータで出力電圧と周波数を制御するのに対し、提案する手法は、仮想整流器で仮想直流電圧の大きさを調節することで出力電圧の大きさを制御し、仮想インバータでは出力周波数のみを制御する、いわゆる PAM 方式となる。

シミュレーションと 750 W 誘導機を用いた実験により、良好な入力電流波形、出力電圧波形が得られ、提案原理の妥当であることを確認した。また、従来の仮想 AC/DC/AC 変換方式と比較して、従来方式と同等の発生損失で出力電流歪みを低減できること、コモンモード電圧の低減が可能であることを確認した。

今後は、種々の変調方式を用いた場合における雑音端子電圧やモータサージ電圧の違いについて検討を行う。

最後に本研究にご協力いただいた、長岡技術科学大学安本竜志氏に感謝の意を表します。

(平成 17 年 9 月 22 日受付, 平成 18 年 1 月 24 日再受付)

文 献

- (1) M. Venturini: "A new sine wave in sine wave out conversion technique which eliminates reactive elements", in Proc. Powercon 7, pp.E3-1-E3-15 (1980)
- (2) J. Oyama, T. Higuchi, E. Yamada, T. Koga, and T. Lipo: "New Control Strategy for matrix converter", Proc. Power Electronics Society Conf., pp.360-367 (1989)
- (3) A. Ishigro, T. Furuhashi, and S. Okuma: "A Novel Control Method for Forced Commutated Cycloconverters Using Input line to line voltage", Proc. International Power Electronics Conf., pp.761-766 (1990)
- (4) J. Itoh, I. Sato, H. Ohguchi, K. Sato, A. Odaka, and N. Eguchi: "A Control Method for the Matrix Converter Based on Virtual AC/DC/AC Conversion Using Carrier Comparison Method", T. IEE Japan, Vol.124-D, No.5, pp.457-463 (2004-5) (in Japanese)
伊東淳一・佐藤以久也・大口英樹・佐藤和久・小高章弘・江口直也: 「キャリア比較方式を用いた仮想 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**, 5, pp.457-463 (2004-5)
- (5) H. Hara, E. Yamamoto, M. Zenke, J. Kang, and T. Kume: "An Improvement of Output Voltage Control Performance for Low Voltage Region of Matrix Converter", Proc. of the 2004 Japan Industry Applications Society Conference, pp.I-313-I-316 (2004) (in Japanese)

原 英則・山本栄治・善家充彦・姜 俊求・久米常生：「低電圧領域におけるマトリクスコンバータの電圧改善の一方策」, 平 16 電気学会産業応用部門全大, pp.I-313-I-316 (2004)

- (6) H. Shimada and T. Takeshita: "PWM Control of Three-Phase to Three-Phase Matrix Converter for Reducing Output Voltage Harmonics", SPC-05-48/IEA-05-3 (2005) (in Japanese)
島田大志・竹下隆晴：「出力電圧高調波の低減に着目した三相/三相マトリックスコンバータの PWM 制御」, 半導体電力変換, 産業電力電気応用合同研資, SPC-05-48/IEA-05-3 (2005)
- (7) J. Itoh, H. Kodachi, A. Odaka, I. Sato, H. Ohguchi, and H. Umida: "A High Performance Control Method for the Matrix Converter Based on PWM generation of Virtual AC/DC/AC Conversion", Proc. of the 2004 Japan Industry Appl. Society Conf., pp.I-303-I-308 (2004) (in Japanese)
伊東淳一・小太刀博和・小高章弘・佐藤以久也・大口英樹・海田英俊：「パルスパターンに着目した仮想 AC/DC/AC 変換方式によるマトリックスコンバータの高性能化」, 平 16 電気学会産業応用部門全大, pp.I-303-I-308 (2004)
- (8) H. Ohguchi, J. Itoh, K. Kodachi, I. Sato, A. Odaka, and N. Eguchi: "An Improvement Scheme of Voltage Control Performance for Matrix Converter", SPC-03-135/IEA-03-47 (in Japanese)
大口英樹・伊東淳一・小太刀博和・佐藤以久也・小高章弘・江口直也：「マトリックスコンバータの電圧制御性向上に関する研究」, 半導体電力変換, 産業電力電気応用合同研資, SPC-03-135, IEA-03-47

小 高 章 弘 (正員) 1973 年生。1998 年 3 月東京電機大学工学研究科電気工学専攻修士課程修了。同年 4 月富士電機 (株) 入社。現在, 富士電機アドバンステクノロジー (株)。主として, 電力変換回路の研究に従事。

佐 藤 以 久 也 (正員) 1976 年生。2001 年 3 月明治大学大学院理工学研究科博士前期過程修了。同年 4 月富士電機 (株) 入社。現在, 富士電機アドバンステクノロジー (株)。主として電力変換回路, 電動機制御の研究に従事。

大 口 英 樹 (正員) (正員) 1974 年生。1999 年東京都立大学工学研究科電気工学専攻修士課程卒業。2002 年東京都立大学工学研究科博士課程修了。博士 (工学)。同年 4 月富士電機 (株) 入社。現在, 富士電機アドバンステクノロジー (株)。主として, 電力変換回路の研究に従事。

玉 井 康 寛 (正員) 1980 年生。2004 年 3 月東京工業大学理工学研究科修士課程修了。同年 4 月富士電機アドバンステクノロジー (株) 入社。主として, 電力変換回路の研究に従事。

美 根 宏 則 (正員) 1956 年生。1979 年 3 月東京大学工学部電子工学科卒業。同年 4 月富士電機製造 (株) 入社。現在, 富士電機アドバンステクノロジー (株)。主として, 電力変換回路の研究に従事。

伊 東 淳 一 (正員) (正員) 1972 年生。1996 年 3 月長岡技術科学大学大学院工学研究科修士課程修了。同年 4 月富士電機 (株) 入社。2004 年 4 月長岡技術科学大学助教授。主として電力変換回路, 電動機制御の研究に従事。博士 (工学) (長岡技術科学大学)。