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考察

正員 成 慶珉* 正員 中小路 元*
正員 佐藤 之彦**

A Control Method to Realize Sinusoidal Input and Output Current Waveforms for Matrix Converters Based on PWM

KyungMin Sung*, Member, Hajime Nakakoji*, Member, Yukihiko Sato**, Member

A matrix converter (MC) is a three-phase AC-to-AC direct converter without any energy storage requirement. It is expected to be a next generation converter by reason of possibilities of small size and high efficiency. At present, there are some problems to prevent it from being used practically. One of the problems is the distortion in the input current. The control methods proposed so far have not realized the enough reduction of the input current harmonics compared with conventional PWM rectifiers. As a solution to these problems, many approaches have been proposed.

In the present paper, an improved PWM method that can achieve both sinusoidal input and output currents simultaneously is considered. In this method, the MC is treated as a controlled voltage source viewed from the load side. On the other hand, it is treated as a controlled current source viewed from the line side. The proposed control method is based on the mathematical expression of the function of the PWM operation of MC. To improve the input current waveform, two line-to-line voltages of the three-phase line are used to control the output current. The output duty ratio of the two line-to-line voltages is utilized to improve the input current waveform without affecting the controllability of the output current. In addition, the compensation of the variations in the line voltage and the output current are introduced. In this way, the proposed method can realize the sinusoidal input and output currents. The effectiveness of the proposed control method is confirmed by some experimental results employing a laboratory prototype.

キーワード：マトリックスコンバータ，AC-AC 直接変換，PWM 制御，正弦波入出力電流

Keywords: Matrix converters, AC-to-AC direct converter, PWM method, Sinusoidal input/output current

1. まえがき

整流回路とインバータを組み合わせた AC-AC 間接変換器に代わる小型・低損失の AC-AC 直接変換器の実現を目指して、マトリックスコンバータ（以下、MC という）⁽¹⁾⁽²⁾ が検討されている。一方、近年、電力変換器の入力高調波低減に対する要求は厳しくなっており、マトリックスコンバータを実用化する際にも、この入力高調波の低減策が重要な検討課題の一つとなる。これまでに提案された MC の制御法による入力電流高調波低減は、AC-AC 間接変換

器において入力高調波低減策として用いる自動式整流回路の場合と比較すると十分ではない。その主な理由として、MC は 1 段の変換器で電源側の制御と負荷側の制御を同時に行っていることによる制約などが挙げられる。したがって、これらの制約を克服できる MC の入力電流波形改善法を検討し、入力電流ひずみ率低減の可能性を追求することは MC の実用化にあたって重要であると考えられる。

これまで提案された MC の制御法は、主回路の取り扱いの観点から 2 つに大別することができる。すなわち、MC を仮想的に整流回路とインバータが直流リンクを介して接続されていると見なして制御法を考える仮想間接 AC-AC 変換に基づく方式⁽³⁾⁻⁽⁷⁾と、MC を実際の回路構成に即して電源と負荷を直接接続する変換器として見なして制御法を考える直接 AC-AC 変換に基づく方式⁽⁸⁾⁻⁽¹¹⁾に分類できる。

仮想間接 AC-AC 変換に基づく方式では、従来の電圧形の間接 AC-AC 変換器における自動式整流回路およびインバータの制御法として実績のある制御法を適用できるメリッ

* 東京工業大学大学院理工学研究科電気電子工学専攻
〒152-8552 東京都目黒区大岡山 2-12-1

Dept. of Electrical & Electronic Eng., Tokyo Inst. of Tech.
2-12-1, O-okayama, Meguro-ku, Tokyo 152-8552

** 千葉大学 工学部 電気機械工学科

〒263-8522 千葉市稲毛区弥生町 1-33

Dept. of Electronics & Mechanical Eng., Chiba Univ.

1-33, Yayoi-cho, Inage-ku, Chiba-shi 263-8522

トがある。例えば、電圧形の自励式整流回路とインバータのそれぞれに空間ベクトル変調方式 (Space Vector Modulation; SVM) を適用する間接空間ベクトル変調方式 (Indirect Space Vector Modulation; IDSVM) などが広く検討されている^{(3)~(6)}。また、キャリア比較に基づくパターン発生を用いる仮想間接 AC-AC 変換方式の検討の報告もある⁽⁷⁾。しかし、一般に仮想間接 AC-AC 変換に基づく制御法では、仮想的に導入した整流回路とインバータのそれぞれに対してスイッチングパターンを発生する操作が必要となる上、実際の MC の主回路で実現するためには得られたスイッチングパターンに変換を施す必要があり、制御演算が複雑になる傾向がある。また、仮想的に導入した整流回路とインバータの制御の間に、実際には両者の主回路が共有されていることに起因する MC 特有の干渉が生ずる点も考慮しなければならない。

これに対して、MC を直接 AC-AC 変換器として取り扱う考え方に基づく制御方式の検討も進められている^{(8)~(11)}。直接変換に基づく制御法では、従来の間接 AC-AC 変換器で用いられていた制御法を適用することはできないため、新たな制御法を考案する必要がある。しかし、変換を 1 段階で取り扱うため、スイッチングパターンの発生部分が簡略化されるとともに、実際の MC の回路との対応が明確になり概念的に理解しやすい点が特長であり、有用な方式の一つと考えられる。また、制御演算が簡便であるために、オンラインでスイッチングパターンを演算する際にも有利である。

筆者らはこれまで、直接 AC-AC 変換に基づく MC の制御方式について検討を行ってきた^{(12)~(14)}。この方式について、電圧形インバータの PWM 制御に類似したキャリア比較による PWM 制御を適用し、これに基づく出力電流瞬時制御法を提案し、入出力電流の波形改善効果について明らかにした。これらの検討において、入力側 3 相のうち電圧が中間の大きさを持つ相を負荷側に接続する割合 (以下、中間相出力比) を調整することが、入力電流の波形改善に大きな影響を与えることを報告した。しかし、この方式では中間相出力比と入力電流波形の相関が理論的に解明されていないことと、入出力電流波形ひずみに改善の余地が残されている問題があった。

一方、筆者らと同様に MC の制御方式として PWM 制御方式の適用を検討している文献^{(9)~(11)}においても、入力側中間相の利用が入力電流の波形改善の面で重要であることが指摘されている。さらに、この考え方に基づく入出力電流波形改善法が提案され、実験により有効性の検討も行われている。しかし、入力電流波形改善のために導入する制御法に関して、出力電流をパルス幅変調して入力電流波形を合成する手順については明確に取扱われていない。現状において、MC の制御法は確立途上の技術であるため、制御法の導出の基礎となる考え方を明らかにすることは重要であると考えられる。この観点から、理論的な裏づけを提示しながら制御の手法を考察して導出することや、既に

提案されている種々の制御法との関係を明らかにすることは、今後の研究への指針を与えるという点で意義深いことである。

以上の背景を踏まえ、本論文では、筆者らが検討してきた PWM 方式をもとに、MC における入出力電流を理論的に正弦波化するための PWM 方式の考え方を明らかにするとともに、それに基づいて具体的な制御手法を導出する。まず、MC を出力側からは制御電圧源として動作する電圧形変換器と見なし、電源側からは制御電流源として動作する電流形変換器と見なす考え方を提示する。次に、この考え方に基づいて、キャリア比較による PWM 制御と MC の制御電圧源および制御電流源としての動作の関係を定式化し、制御法を理論的に導出する。さらに、理論的に導出した制御法を試作装置に適用し、本論文における検討結果の妥当性を明らかにする。最後に、本論文で提示した入出力電流波形改善のための基本的考え方に立脚して、これまでに提案されている PWM 制御に基づく MC の制御法の物理的意味を考察し、その共通点を明らかにすることにより、制御上の共通の指針を得る。

2. 入出力電流制御の考え方とスイッチングパターン発生法

2.1 入出力電流制御の基本的考え方 図 1 に示すように、MC の主回路は LC フィルタを介して電源に接続される。この LC フィルタは PWM 制御による周波数成分を除去することが目的であるため、PWM スwitching 周波数が通常数 kHz 以上に設定されることを考えると LC フィルタの L による電源周波数における電圧降下の影響は小さい。したがって、MC の出力側から見ると、電源電圧が MC のスイッチングにより切り出されたようになる。電源が電圧源的であることを考えると、出力側から見た MC は PWM により制御される制御電圧源と見なすことができる。

一方、MC の負荷にモータなどが接続される場合を考え

図 1 主回路構成

Fig. 1. Circuit configuration of matrix converter.

ると、モータの漏れインダクタンス等の影響により、電流は平滑化され PWM キャリヤ周期内では出力電流はほぼ一定と見なすことができ、等価的に電流源として取り扱うことができる。電源側から MC を見た場合、出力電流を PWM 制御により電源側に切り出すように動作することになる。したがって、電源側から見た MC は PWM により制御される制御電流源と見なすことができる。

以上のように、MC の PWM 制御は、出力側に対する制御電圧源としての動作と、電源側に対する制御電流源としての動作の双方を決定づけていることになる。したがって、入出力電流の正弦波化を考えるには、出力電流制御に必要な制御電圧源としての機能を維持しつつ、MC を制御電圧源として動作させる際の PWM 制御における自由度を利用して電源側に正弦波状の電流を合成する制御電流源として動作させるようにすればよいことになる。以下、本論文では、この考えに基づき、第 3 章で入力電流波形改善のために利用する PWM 制御上の自由度を確保しつつ出力電流を制御する方法を検討し、これにもとづき、第 4 章でこの自由度を利用して入力電流を正弦波化できる入力電流制御法を検討する。

2・2 スイッチングパターン発生法 本節では、本論文で検討する制御法の基礎となるこのスイッチングパターン発生法を簡単に説明する。

図 1 に示す MC の基本回路構成を考える。入力側の 3 相を u, v, w 相、出力側の 3 相を a, b, c 相とする。図 1(a) 内の $S_{au} \sim S_{cw}$ は双方向スイッチであるが、実際には図 1(b) に示したように 2 つの IGBT から構成されている。

図 2 に示すように入力側 3 相電圧の大小関係は、1 周期に 6 回（図 2 中の期間 1～6 に対応）変化する。例えば期間 1 では、電圧が最大の相は u 相、中間の相は v 相、最小の相は w 相である。このような入力電圧の大小関係の把握は、MC を PWM 制御する際に重要である。以下、入力の相を電圧の大小関係に応じて最大相、中間相、最小相と呼ぶ。その対応関係は図 2 に示したとおりである。

出力側 3 相については、各相に対し 2 種類の指令値を用いて PWM 制御を行う。すなわち、出力 x 相（ x は任意の出力相； $x = a \sim c$ ）は指令値 v_{xh}^* と指令値 v_{xl}^* を用いて PWM 制御する。これらの指令値は、三角波キャリアと併せて図 3 の上段に図示した。

次に、出力 a 相を例に図 3 下段に示すスイッチングパターンの発生法を説明すると、以下の通りとなる。なお、図 3 下段の max, mid, min はそれぞれ入力側の最大電圧相、中間電圧相、最小電圧相を表す。三角波キャリアが v_{al}^* より小さい期間は、入力の最大相が出力 a 相に接続される。例えば、図 3 に示す入力側が図 2 の期間 1 の場合、入力の最大電圧相である u 相が出力 a 相に接続される（ $max = u$ 相、スイッチ S_{au} がオン）。三角波キャリアが v_{ah}^* と v_{al}^* の間にある期間は、入力の中間相が出力 a 相に接続される（ $mid = v$ 相、スイッチ S_{av} がオン）。三角波キャリアが v_{ah}^* より大きい期間は、入力の最小相が出力 a 相に接続される（ $min = w$

図 2 入力相電圧の大小関係

Fig. 2. Six cases determined by three-phase input voltage level.

図 3 出力電圧 PWM 指令値と出力パターン例（図 2 の期間 1 場合）

Fig. 3. Example of switching pattern (for period 1 in fig. 2).

相、スイッチ S_{aw} がオン）。以上のようにして、入力 3 相、出力 3 相間の 9 個の双方向スイッチの導通状態を決定する。

3. 出力電流の正弦波化

3・1 PWM による出力電圧 MC の出力電流制御の議論の準備のため、電源に直流電圧源 E_{DC} を持つ一般的な三角波キャリア比較 PWM 方式の電圧形インバータの出力電圧 PWM 指令値 v_{x-PWM}^* と、実際に出力される電圧実値の 1 キャリヤ周期内での平均値 v_x の関係を考えて次式のようにする。ここで、 x は任意の出力相（ $x = a \sim c$ ）を意味し、 A_{tri} は三角波キャリアの振幅である。

$$v_x = \frac{v_{x-PWM}^*}{2A_{tri}} E_{DC} \quad (x = a \sim c) \quad \dots \dots \dots (1)$$

また、見方を変えると、出力電圧 PWM 指令値 v_{x-PWM}^* は、出力電圧指令値 v_x^* を三角波キャリアの振幅 A_{tri} と直流電圧源 E_{DC} の比で規格化した値とも考えられる。

$$v_{x-PWM}^* = \frac{2A_{tri}}{E_{DC}} v_x^* \quad \dots \dots \dots (2)$$

一般に v_x^* および v_{x-PWM}^* の関係を明確にするため、ここで v_x を含めて制御系の流れに沿って整理すると次のようになる。

まず、電流制御系やモータ制御系などからの指令値によって、出力電圧指令値 v_x^* が与えられる。次に、 v_x^* は (2) 式によって直流電圧源 E_{DC} で規格化され、 v_{x-PWM}^* に変換される。最後に v_{x-PWM}^* は PWM 制御器へ与えられ、負荷の x 相に実際の電圧の 1 キャリヤ内の平均値 v_x が出力される。制御が正確に行なわれているならば、 v_x の値は v_x^* と等しくなる。

次に (1) 式を MC に拡張する。MC において、電圧形インバータの直流側電圧に相当するものは電源の線間電圧であるため、入力側の 2 つの線間電圧を用い、次式のような 2 つの等価電圧源を考える。

$$e_{l-l,max} = (\text{最大相電圧} - \text{最小相電圧}) \cdots \cdots (3)$$

$$e_{l-l,mid} = (\text{中間相電圧} - \text{最小相電圧}) \cdots \cdots (4)$$

図 4 に $e_{l-l,max}$ 、 $e_{l-l,mid}$ の波形を示す。電圧形インバータの直流電源と異なり、入力線間電圧は図 4 のように脈動する。

前章の図 3 で示した PWM パターンを用いると、出力電圧の実値の 1 キャリヤ周期における平均値 v_x と電圧指令値の関係は次式となる。

$$v_x = \frac{v_{xl}^*}{2A_{tri}} e_{l-l,max} + \frac{v_{xh}^* - v_{xl}^*}{2A_{tri}} e_{l-l,mid} \cdots \cdots (5)$$

ここで、(5) 式の第 2 項 $e_{l-l,mid}$ の係数 $v_{xh}^* - v_{xl}^*$ は、図 3 から分かるとおり入力の中間相が出力 x 相に接続されるデューティとなっている。そこでこれを中間相出力比 k_x と表記し、次式のように定義する。

$$k_x = v_{xh}^* - v_{xl}^* \cdots \cdots (6)$$

出力される電圧実値 v_x (1 キャリヤ周期内の平均値) の値を v_x^* と等しくすることを考え、(5) 式の v_x を v_x^* に置換し、(6) 式の関係を用いると、出力 x 相の PWM 指令値 v_{xh}^* 、 v_{xl}^* は次式のようになる。

$$v_{xh}^* = \frac{2A_{tri}}{e_{l-l,max}} v_x^* + k_x \left(1 - \frac{e_{l-l,mid}}{e_{l-l,max}} \right) \cdots \cdots (7)$$

$$v_{xl}^* = \frac{2A_{tri}}{e_{l-l,max}} v_x^* - k_x \left(\frac{e_{l-l,mid}}{e_{l-l,max}} \right) \cdots \cdots (8)$$

図 4 入力電圧の等価電圧源としての取り扱い

Fig. 4. Input line-to-line voltage.

(7) 式および (8) 式により、中間相出力比 k_x と制御系の出力電圧指令値 v_x^* を独立に設定することが可能となる。すなわち、 v_x を出力電流制御で要求される値に制御し、かつ、中間相出力比 k_x を自由な変数として使用できることになる。

3・2 入力電圧脈動の補償制御 MC の出力電圧制御に用いる 2 つの入力線間電圧 $e_{l-l,max}$ 、 $e_{l-l,mid}$ は図 4 のように脈動するため、電圧形インバータと同様な電圧指令値の (1) 式を用いる場合、出力電圧指令値 v_x^* が正弦波であっても実際の出力電圧 v_x は正弦波にならず、ひずんだ波形になる。

ここで、電圧指令値を操作することにより入力電圧脈動を補償する方法を考える。まず、MC が入力電圧の位相にかかわらず必ず出力できる最大電圧は入力線間電圧振幅の $\sqrt{3}/2$ 倍で、図 4 線間電圧 $e_{l-l,max}$ の瞬時値の最小値 $\min(e_{l-l,max})$ である。

(2) 式の E_{DC} の代わりに $e_{l-l,max}$ の最小値 $\min(e_{l-l,max})$ を用い、MC の制御系内の PWM 電圧指令値 v_{x-PWM}^* を表わすと次式のようになる。

$$v_{x-PWM}^* = \frac{2A_{tri}}{\min(e_{l-l,max})} v_x^* \cdots \cdots (9)$$

この (9) 式に対して $e_{l-l,max}$ の脈動を補償するため、 $\min(e_{l-l,max})/e_{l-l,max}$ を用いて新たに規格化を行う。さらに、(7) と (8) 式を用いて 2 つの PWM 指令値 v_{xh}^* 、 v_{xl}^* を求めると次式になる。

$$v_{xh}^* = \frac{\min(e_{l-l,max})}{e_{l-l,max}} v_{x-PWM}^* + k_x \left(1 - \frac{e_{l-l,mid}}{e_{l-l,max}} \right) \cdots \cdots (10)$$

$$v_{xl}^* = \frac{\min(e_{l-l,max})}{e_{l-l,max}} v_{x-PWM}^* - k_x \left(\frac{e_{l-l,mid}}{e_{l-l,max}} \right) \cdots \cdots (11)$$

本方式では、上式の v_{x-PWM}^* は出力電流の PI 制御器から出力される指令値であり、右辺第 1 項の係数 $\min(e_{l-l,max})/e_{l-l,max}$ によって線間電圧 $e_{l-l,max}$ の脈動を補償する形になっている (制御系の構成は図 9 を参照)。以上の方法により、出力電圧を指令値通りに制御しつつ、中間相出力比 k_x を自由に設定できるとともに、出力電圧指令値の補正により電源電圧の脈動分の補償も実現し、結果として出力電流を指令値どおりに制御することが可能となる。

4. 入力電流の正弦波化

本章では、2・1 節で述べたように、MC を電源側からみた場合、出力側の三相電流を PWM によって電源に切り出す制御電流源として考え、第 3 章で導入した中間相出力比 k_x の自由度を利用し、入力電流を正弦波化する方法を説明する。

以降の説明では、MC 各部を流れる電流の名称を図 5 のように定義して用いる。なお、図 5 は入力電圧の各相の大小関係が図 2 の期間 1 の場合を例に描いた。図 5 の i_{max-j} 、 i_{mid-j} 、 i_{min-j} はそれぞれ電源側の最大相、中間相、最小相における MC の電源側電流である。図 5 に示した図 2 の期

図5 MC 入出力各部の電流の定義 (図2の期間1 場合)

Fig.5. Definition of currents in input and output sides of MC (for period 1 in fig.2).

間1では、 $i_{max_j} = i_u$ 、 $i_{mid_j} = i_v$ 、 $i_{min_j} = i_w$ である。電源側電流 i_{max_j} 、 i_{mid_j} 、 i_{min_j} はパルス状であり、負荷電流をPWM制御した結果、合成される。図3のスイッチングパターン発生法を用いた場合の入力電流を、出力電流を用いて表すと次の式になる。ただし、ここでも3章の出力電圧の式と同様に1キャリア周期あたりの平均値で考えることにする。

$$i_{max_j} = \frac{v_{al}^* + A_{tri}}{2A_{tri}} i_a + \frac{v_{bl}^* + A_{tri}}{2A_{tri}} i_b + \frac{v_{cl}^* + A_{tri}}{2A_{tri}} i_c \quad \dots\dots\dots (12)$$

$$i_{mid_j} = \frac{k_a}{2A_{tri}} i_a + \frac{k_b}{2A_{tri}} i_b + \frac{k_c}{2A_{tri}} i_c \quad \dots\dots\dots (13)$$

$$i_{min_j} = \frac{A_{tri} - v_{ah}^*}{2A_{tri}} i_a + \frac{A_{tri} - v_{bh}^*}{2A_{tri}} i_b + \frac{A_{tri} - v_{ch}^*}{2A_{tri}} i_c \quad \dots\dots\dots (14)$$

図6は、中間相出力比 k_x と入力電流波形の関係を説明したものである。図6(a)は中間相出力比 k_a, k_b, k_c を0とした時の入力 v 相電流波形例である。中間相出力比が全て0のため、入力の中間相は1キャリア周期の間を通じて、出力側に全く接続されない。例えば、 v 相が中間相となる期間(図2の期間1および4)では、 v 相の電源側電流(図5の i_{mid_j} に相当)が全く流れない。その結果、 v 相のMCの電源側の電流 i_v は、低次のひずみを多く含んだ波形になる。

ここで、 v 相が中間相となる期間で、 k_a, k_b, k_c を操作して v 相の電源側電流を制御する。また、 v 相が最大相や最小相の期間では他の u 相や w 相が中間相になり、同様の考え方で中間相出力比を調整する。すなわち、 k_a, k_b, k_c を操作して入力側中間相に流れる電流 i_{mid} が図6(c)の i_{mid}^* のように、基本波力率が1となる三相正弦波波形の一部となる波形に一致するように制御する。ここでは、入力中間相の電流のみを基本波力率1の正弦波入力電流の一部となるよう制御し、入力最大相、最小相の電流波形は直接的には制御しないが、出力電流が三相平衡である場合、式(12)および(14)より、最大相、最小相の入力電流も基本波力率1の正弦波入力電流の一部となることが理論的に示される⁽¹⁵⁾。したがって、以下で説明する方法で中間相の入力電流波形を制御すれば、結果として入力電流が基本波力率1の三相

(a) Middle phase duty k_x is 0

(b) Middle phase duty k_x is appropriate

(c) Reference current waveform of middle phase

図6 中間相出力比 k_x と入力電流波形の関係

Fig.6. Relation of middle phase duty k_x and input current waveform.

平衡正弦波となる。

次に、(13)式左辺の i_{mid_j} の値が図6(c)に示すように入力電流を正弦波化するための中間相電流指令値 i_{mid}^* と一致するような k_a, k_b, k_c の決定法について述べる。

1つの式である(13)式から、独立な3つの変数 k_a, k_b, k_c を決定するため、以下の2つの制御則を導入する。

まず、入力中間相の入力電流を制御する際には、負荷側各相の電流のうち、その符号が中間相電流指令値の符号と一致する出力相の電流のみを用いて制御を行う。すなわち、出力 x 相の電流 i_x が中間相電流の指令値 i_{mid}^* と反対方向(異符号)なら、デューティ k_x は0とし、その出力相の電流は入力中間相には流さない。次に、出力 x 相の電流 i_x が中間相電流の指令値 i_{mid}^* と同方向(同符号)なら、デューティ k_x は正の値とする。複数の出力相電流の符号が i_{mid}^* の符号と一致する場合はその2相の k_x を等しい値にする。

例えば $i_{mid}^* > 0$ 、 $i_a > 0$ 、 $i_b > 0$ 、 $i_c < 0$ の場合 $k_a = k_b > 0$ 、 $k_c = 0$ にする。この2つの制御則は、図7のように、大きさ $+i_{sum}$ 、 $-i_{sum}$ の等価電流源のうち符号の一致する一方を用いて、 i_{mid} を合成することと等価である。ただし i_{sum} は次式で表される。

$$i_{sum} = \text{sgn}(i_a)i_a + \text{sgn}(i_b)i_b + \text{sgn}(i_c)i_c \quad \dots\dots\dots (15)$$

ここで関数 sgn は、引数の符号が正なら1を、引数の符号が負なら0と定義する。この等価電流源 $+i_{sum}$ 、 $-i_{sum}$ の値は図8のように周期的に変化する。

以上の考え方をまとめると、出力 x 相の中間相出力比 k_x

は次式で与えられる。

$$k_x = 2A_{tri} \frac{i_{mid}^*}{i_{sum}} \dots \dots \dots (16)$$

ただし、 i_x が i_{mid}^* と異符号の出力 x 相では $k_x = 0$ にし、出力電流が i_{mid}^* と同符号の出力相の電流のみを入力電流制御に用いる。

図7 MC 入力中間相の電源側単相等価回路

Fig. 7. Single phase equivalent circuit of middle phase in line side.

図8 等価電流源 $+i_{sum}$, $-i_{sum}$

Fig. 8. Equivalent current source $+i_{sum}$ and $-i_{sum}$.

図9 制御ブロック図

Fig. 9. Control block diagram.

次に、中間相出力比 k_x を求めるための (16) 式の演算を実現する方法を具体的に説明する。MC の入力力率を 1 に制御することを考えると、 i_{mid}^* の波形は入力電圧と同相の三相正弦波電流波形の一部となるようにすればよい。この i_{mid}^* の波形は以下の手順で求められる。まず、MC の損失を無視し、入力側の有効電力と出力側の有効電力は等しいと仮定して、検出した出力電流と制御系内の出力電圧指令値から入力電流の振幅を計算する。次に、入力電源電圧の位相情報を用いて図 6(c) に示した中間相電流指令値 i_{mid}^* の位相を決定する。また、 i_{sum} は、(15) 式のように出力相の電流検出値のうち、 i_{mid}^* と同符号を持つ相の和で決定される。以上で述べた指令値を演算する制御系をブロック図で示すと図 9 のようになる。

5. 実験結果の考察および PWM 方式の比較検討

5.1 シミュレーションおよび実験 以降ではシミュレーション及び実験により、図 9 に示した本論文で検討する制御方式による入出力電流波形を検証する。この制御系は AC ドライブ用インバータ等で広く用いられている dq 軸上で PI 制御を行う電流制御系を基本とし、本論文で検討する MC としての制御系を付加した構成になっている。シミュレーションおよび実験の条件は表 1 に示す。

まず、入力電流が理論通り、正弦波状に制御できることを確認するためのシミュレーションを行った。図 10 の (a) から (c) の波形は 4 章の (12) 式から (14) 式の 3 つの計算値を示している。これらの値は出力電流の検出値と制御系内の v_{xl}^* 、 v_{xl}^* から算出した演算値で、LC フィルタと MC の間を流れるパルス状電流を 1 キャリヤ周期ごとに平均した値

表 1 実験定数

Table 1. Parameters.

Power source	Line-to-line Voltage	50[V]
	Frequency	50[Hz]
Input filter Inductor (Per phase)	Inductance L	1[mH] (2.5%)
	Resistance R	0.2[Ω] (2%)
Input filter Capacitor	Capacitance C (Δ Connection)	4.8[μF] (5.7%)
Parameters in simulation		
Output current		7[A]
Load (Per phase)	L_{Load}	5[mH]
	R_{Load}	1[Ω]
Parameters in experiment		
Output current		2[A]
Load (Per phase)	L_{Load}	5[mH]
	R_{Load}	8.86[Ω]

図 10 入力電流の合成 (シミュレーション結果)
Fig. 10. Synthesized input current waveforms (simulation result).

に相当する。これらに入力 u 相の電流波形 i_u と, (12) 式から (14) 式の 3 つの計算値を併せて図 10(d) に示す。 i_{max-j} , i_{mid-j} , i_{min-j} は図 10(a), (b), (c) のようにそれぞれ別々に演算しているが, (d) に示すようにこれらを合わせると同一の三相平衡正弦波電流となる。また, これらを合わせた正弦波状電流演算値と実際の電源電流 (u 相の i_u のみ表示) は一致していることがわかり, 検討した方式により入力電流の正弦波化が実現されていることが確認できる。

次に, 試作装置により実験を行った結果を示す。試作装置のシステム構成図を図 11 に示す。本論文で検討する制御方式の入出力電流波形改善効果を確認するため, 2 つの条件で比較検討を行った。まず, 方式 A では入力電圧の脈動の補償を行わない条件で中間相出力比のみを制御した場合である。すなわち, 3 章の式 (7), (8) と 4 章の (16) 式を用いて制御した。この方式 A は筆者らが既に提案した方式に準じている⁽¹³⁾。一方, 方式 B では入力電圧脈動を考慮しながら中間相出力比制御を用いた場合である。すなわち, (10) と (11) 式を求め, 最後に (16) 式を用いた場合であり, 本論文で述べた全ての制御を行った場合である。

これらの方式 A および B について, 実験による入出力の電圧・電流波形を図 12 に示す。同図 (a) および (b) は, 上から順に入力線間電圧, 出力線間電圧, 入力電流, 出力

図 11 システム構成図

Fig. 11. System configuration.

(a) Method A.

(b) Method B.

図 12 入出力電圧・電流の実験波形

Fig. 12. Voltage and current waveforms in input/output side (experimental result).

電流を示している。方式 A の結果である図 12(a) では, 入力電流 i_{mid} のみが正弦波状に制御されている。しかし, 他の i_{max} と i_{min} に相当する入力電流の正負のピーク付近がひずんでいる。これに対して, 方式 B では, 理論通りに入力

電流および出力電流の双方が正弦波になっている。すなわち、入力電圧脈動の考慮により出力電流の波形も同時に改善され、その結果として入力電流の波形も改善していることが分かる。

さらに、図 13 に入力電流の周波数解析結果の一例として変調比 54 [%] の場合の結果を示す。図 13(a) は出力周波数が 30 Hz、(b) は 50 Hz の結果であり、前述の制御方式 A、B の結果を同時に示した。出力周波数の変化による入力電流 THD の大きな変化はみられず、商用電源周波数 (50 Hz) と出力周波数が一致した (b) ではひずみ率がやや高い数値を示した。入力電流の THD (20 次まで計算) は方式 A の場合 9.01 [%] と 10.77 [%] で、方式 B では 3.82 [%] と 4.58 [%] であり、方式 B における入力電流の THD の改善が確認された。また、方式 A で目立っていた低次の高調波成分が方式 B では効果的に抑えられている。

5・2 実験結果の考察 以上の実験結果をまとめると、MC の中間相出力比を操作することによる入力電流波形の改善効果は有効であり、本論文で検討した入力電圧脈動および出力電流波形の補償を併用することにより、入出力電流の正弦波化が両立できることを示した。さらに、図 12 の (a) と (b) の電流波形を比較すると、(b) は (a) に対し、入出力電流の双方が同時に改善されている点は大変興味深い。

図 13 入力電流周波数解析結果

Fig. 13. Harmonics of input current (experimental result).

一般に三相平衡回路の瞬時電力には脈動が存在しない。従って、エネルギー蓄積要素を持たない MC の場合でも、入出力の電流を同時に三相平衡正弦波にすることは原理的に可能であることは明らかである。これに対し、入出力電流のいずれが一方にひずみが生じたとすると、瞬時電力の平衡条件から他方の電流にも必然的にひずみを生ずることとなる。入出力電流の双方にひずみを生じている状況が図 12(a) の結果である。これに対し、入出力の瞬時電力平衡状態を維持しつつ、入出力電流の双方が正弦波化されている状況が図 12(b) であると考えられる。したがって、本論文で検討した制御法は、入出力電流が同時に正弦波化されている図 12(b) の状態を実現できており、MC の入出力電流制御における原理的到達点を実現したものと言える。

5・3 MC における PWM 方式の比較検討 本論文で検討したような PWM 方式に基づく MC の入出力電流の正弦波化については、これまでもいくつか報告例^{(8)~(11)}がある。これらにおいても、入力電流波形を悪化させない観点から、線間電圧が最大となる組み合わせの 2 相だけでなく、電源の中間電圧相を用いて出力制御をする必要性が指摘されている。この中間電圧相を利用する時間的比率を表現するために、それぞれの報告例では、本論文の (6) 式で定義した変数 k_x に相当する中間電圧相の出力時間比率を表す変数を導入している。さらに、中間電圧相を用いても出力制御に必要な電圧指令値に対応した出力電圧が実現できるように、中間電圧相の利用を前提としたパルス幅の決定法を提案している。また、この際に、入力電圧の瞬時値が電源周波数で脈動するため、この脈動を補償して制御を行うことも考慮されている。文献 (10) では、その具体的な方法として、PWM 制御に用いるキャリア信号の振幅を変化させ、電源電圧の脈動の影響を相殺するような手法を提案している。本論文では、電源電圧の瞬時値を基準値で規格化し、この値で PWM 制御の指令値を除すことにより、電源電圧の脈動の影響を相殺している。文献 (10) と本論文では、具体的な実現法は異なっているが、物理的には等価な操作を行っていることが理解できる。

一方、入力電流波形を改善するためには、前述の中間電圧相の出力時間比率 k_x に相当するパラメータをどのように決定するかがポイントとなる。第 4 章で説明したように、本論文の方式は、入力側から MC を見た場合には電流形電力変換器と見なせることに立脚し、出力各相電流のうち電流の方向が一致する相の出力電流を用いて、入力中間電圧相の電流を PWM により合成するという考え方に基いて制御法を導出している。さらに、入力中間電圧相の電流を正弦波状に制御すれば、結果として他の 2 相の入力電流も正弦波状となることを理論的に示し⁽¹⁵⁾、検討した入力電流波形改善法の妥当性を理論的に明らかにしている。このとき、入力中間電圧相の電流指令値を入力相電圧と同相にすることにより、入力基本波力率を 1 に保つことができる。

これに対し、文献 (10) (11) では、入力の最大電圧相と中間電圧相の相電圧の比率を求め、この比率で出力電流を入

力の最大電圧相と中間電圧相に振り分ける方法を用いている。これにより、入力相電流は入力相電圧の瞬時値に対する比例関係を保ったまま制御され、結果として入力電流波形は入力電圧波形と相似となり、入力基本波力率は1に制御されることがわかる。同様に、入力基本波力率を1に制御する目的から、入力各相の電流を入力相電圧と時間的に相似な波形にするために、入力各相の出力時間比率を入力相電圧と比例させるという基本的な考え方は、文献(8)においても示されている。以上の観点から、文献(10)(11)の方式と本論文で導出した方式では、入力電流制御法のアプローチは異なっているが、発生するPWMパターンの出力順序などの詳細を別にすれば、結果として行っている操作は等価であることがわかる。また、文献(10)(11)の方式では、入力電流指令値の値そのものを用いず、最大電圧相と中間電圧相の入力電圧の比のみを用いているため、本論文の方式のような入出力間の電力の平衡条件を持ち出すことなく、簡便に制御系を構成できる。

以上のように、本論文で検討した制御法を導出する過程で議論した基本的考え方によれば、従来提案されていたPWM方式に基づくMCの入出力電流改善法の物理的意味についても共通に説明できることが明らかとなり、本論文で議論したアプローチが入出力電流波形改善の共通の指針として妥当であることが示された。

なお、本稿では直接変換方式に基づく制御法に絞って検討を行ったが、MCを等価的に整流回路部とインバータ部に分けて考え、これら両者に対するスイッチングパターンを論理合成してスイッチングを決定する仮想間接変換方式についても多数の検討例が報告されている。これらの仮想間接変換方式の場合においても、最終的な結果として得られる各双方向スイッチのスイッチング信号は直接変換のものと概ね類似のものとなる。したがって、仮想間接変換方式の制御法についても、本章で述べたような物理的な意味づけが可能であると考えられる。

6. むすび

本論文では、正弦波入出力電流を実現するためのPWM制御に基づくMCの制御法における考え方を示し、この考え方に基づいて具体的な制御法を導出した。具体的には、MCが電源側に対しては制御電流源として、出力側に対しては制御電圧源として動作していることに着目し、制御電圧源および制御電流源としての振る舞いとPWM指令値の関係を定式化し、これに基づいて理論的に制御法を導出した。その際、出力電流制御に2種類の入力線間電圧を用い、その出力比率を調整することで出力電流の制御性を維持しつつ、入力電流の波形改善が実現された。さらに、入力電圧および出力電流の脈動の影響を補償する制御を組み込むことで、入出力電流が同時に正弦波化されるMCの入出力電流制御における理想的な状況が実現されることが理論的および実験的に確認された。

最後に、本論文での議論のアプローチに立脚して、従来提

案されてきたPWM方式に基づく制御法の比較検討を行った。その結果、本論文のアプローチが、各方式に共通する基本的な考え方となっていることを指摘し、入出力電流波形改善のための指針を明らかにした。

(平成15年5月28日受付、平成16年6月2日再受付)

文 献

- (1) M. Venturini: "A new sine wave in, sine wave out, conversion technique eliminates reactive elements", *Proc. POWERCON 7*, pp. E3:1-E3:15 (1980)
- (2) P.W. Wheeler, J. Rodriguez, J.C. Clare, L. Empringham, and A. Weinstein: "Matrix converters: A technology review", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol.49, No.2, pp.276-288 (2002-2)
- (3) C. Klumpner, P. Nielsen, I. Boldea, and F. Blaabjerg: "A new matrix converter-motor (MCM) for industry applications", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol.49, No.2, pp.325-335 (2002-2)
- (4) L. Huber and D. Borojovic: "Space vector modulated Three-phase to three-phase matrix converter with input power factor correction", *IEEE Trans. IA.*, Vol.31, No.6, pp.1234-1246 (1995-6)
- (5) L. Zhang and C. Wathanasarn: "An efficient space vector modulation algorithm for AC-AC matrix converters: Analysis and implementation", *IEEE Power electronics and variable-speed drives*, No.429, pp.108-113, Sept. (1996)
- (6) D.G. Holmes: "The general relation between regular-sampled Pulse-Width-Modulation and space Vector Modulation for hard switched converters", in *Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting*, pp.1002-1009 (1992)
- (7) J. Ito, I. Sato, and S. Konishi: "An improved method of input and output waveforms for the matrix converter based on virtual AC/DC/AC Conversion", SPE-02-90, IEA-02-31, pp.75-80 (in Japanese)
- (8) A. Ishiguro, T. Furuhashi, M. Ishida, and S. Okuma: "Output Voltage Control Method for PWM-Controlled Cycloconverters Using Instantaneous Values of Line to Line Voltages", *IEEE Trans. IA*, Vol.111-D, No.3, pp.201-208 (1991-3) (in Japanese)
石黒章夫・古橋 武・石田宗秋・大熊 繁:「入力線間電圧瞬時値に基づくPWM制御サイクロコンバータの出力電圧制御」, 電学論 D, 111, 3, pp.201-208 (1991-3)
- (9) J. Oyama, T. Higuchi, R. Tsukamoto, T. Haraguchi, E. Yamada, and T. Koga: "Steady state characteristics of PWM matrix converter", *IEEE Trans. IA*, Vol.113-D, No.9, pp.1086-1093 (1993-9) (in Japanese)
小山 純・樋口 剛・塚本竜太・原口武久・山田英二・古賀高志:「電圧型PWMサイクロコンバータの定常特性」, 電学論 D, 113, 9, pp.1086-1093 (1993-9)
- (10) J. Oyama, X. Xia, T. Higuchi, K. Kuroki, E. Yamada, and T. Koga: "VVVF On-line control of matrix converter", *IEEE Trans. IA*, Vol.116-D, No.6, pp.644-651 (1996-6) (in Japanese)
小山 純・夏 暁戎・樋口 剛・黒木恒二・山田英二・古賀高志:「PWMサイクロコンバータのVVVFオンライン制御」, 電学論 D, 116, 6, pp.644-651 (1996-6)
- (11) J.K. Kang, H. Hara, E. Yamamoto, E. Watanabe, K. Yamada, and N. Sueyoshi: "The Matrix converter Drive Performance Under Input Voltage Unbalance Conditions", *Proc. of IEE Japan IAS*, Vol.1, pp.275-278 (2001)
- (12) K.M. Sung, K. Kobayashi, and Y. Sato: "A new PWM method for instantaneous output current control of matrix converter with sinusoidal input current", *ICPE2001*, pp.179-183, Oct. (2001)
- (13) K.M. Sung, K. Kobayashi, and Y. Sato: "A new control method to reduce input current harmonics in matrix converters", in *Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting*, Vol.3, pp.1394-1402 (2002)
- (14) H. Nakakoji, K. Kobayashi, K.M. Sung, and Y. Sato: "A New PWM Control Method Sinusoidal Input and Output Current Waveforms for Matrix Converters", *JSPE-03-36*, pp.61-66 (2003) (in Japanese)
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出力電流を正弦波化するPWM制御方式の提案」, SPC-03-36, pp.61-66 (2003)
- (15) N. Watanabe, K. Nunomura, K.M. Sung, and Y. Sato: "A Theoretical Investigation of Power Factor and Input Current Waveform of Matrix Converters Based on PWM Control", *Proc. of IEE Japan IAS*, Vol.1, pp.557-560 (2003) (in Japanese)
渡邊直人・布村和弘・成 慶珉・佐藤之彦:「PWM制御方式を適用したマトリックスコンバータの入力力率と入力電流波形に関する理論的検討」, 平 15 電気学会産業応用大会 (2003)

成 慶 珉（正員）1970 年 5 月 28 日生。1997 年 3 月韓国朝

鮮大学電気工学修士課程修了。1999 年東京工業大学研究生。2004 年東京工業大学大学院理工学研究科電気・電子工学専攻博士後期課程終了，同年同大学工学部助手，現在に至る。主として，半導体電力変換器の解析と制御方式の研究に従事。博士（学術）

佐 藤 之 彦（正員）1963 年 9 月 3 日生。1986 年東京工業大学

工学部電気・電子工学科卒業。1988 年同大学大学院理工学研究科電気・電子工学専攻修士課程修了。同年同大学工学部助手，1996 年同助教授。2001 年千葉大学工学部助教授，2004 年同教授，現在に至る。この間，主として半導体電力変換および電気機器に関する教育・研究に従事。博士（工学）

中小路 元（正員）1979 年 1 月 24 日生。2001 年 3 月東京工

業大学工学部電子物理工学科卒業。2003 年 3 月東京工業大学大学院理工学研究科電気電子工学専攻修士課程卒業。同年 4 月東京電力（株）入社，現在に至る。主として，磁気浮上電動機駆動，パワーエレクトロニクスに関する研究に従事。