

パルス密度変調方式によるマトリックスコンバータを用いた 6kW 絶縁形 DC-AC コンバータの基礎検討

学生員 大島 涼 学生員 高橋 広樹 正員 ゴーテックチャン 正員 伊東 淳一(長岡技術科学大学)

Basic Study of 6-kW isolated DC to AC Matrix Converter using Pulse Density Modulation method

Ryo Oshima, Student Member, Hiroki Takahashi, Student Member, Goh Teck Chiang, Member, Jun-ichi Itoh, Member
(Nagaoka University of Technology)

This paper proposes a control method for an isolated DC-AC power conversion using a single phase to three phase matrix converter. The matrix converter does not require large reactors and large smoothing capacitors in the DC link part. Furthermore, the proposed control method enables zero voltage switching (ZVS) operation by implementing the phase shift control on the inverter and the Pulse Density Modulation (PDM) on the matrix converter. In this paper, the fundamental operation of the converter is confirmed by 6-kW simulation results. From the simulation results, the THD of the output voltage is 5.1% and the efficiency is 96% based on a RL load condition ($R=3.2\Omega$, $L=10\text{mH}$).

キーワード : DC-AC コンバータ, マトリックスコンバータ, パルス密度変調, ゼロ電圧スイッチング

Keywords : DC-AC converter, Matrix converter, Pulse density modulation, Zero voltage switching.

1. はじめに

近年, 地球温暖化への対策や電力の安定供給, 自然エネルギーを用いた発電方式の活用などの観点から, 分散型電源システムやスマートグリッドなどの新しい電力形態の研究が盛んに行われている⁽¹⁾。その中でも, 燃料電池やバッテリーによる蓄電システムが急速に普及している。そのため, 直流電源から商用系統に変換する DC-AC コンバータが必要となる。このような電力変換器は故障やノイズに対する保護の観点からトランスによる絶縁が必要である。しかし, 商用電源周波数トランスを用いた場合システム全体に対する体積, 重量の占める割合が非常に大きく, 小型化, 軽量化の妨げとなる。

この問題を解決するため, 高周波トランスを用いた回路方式が研究されている⁽²⁾。文献[2]では, 直流電圧を高周波インバータで交流に変換し, 高周波トランスを経て整流し, 三相インバータで三相交流に変換するシステムが提案されている。このシステムは, トランスの小型軽量化が可能であるが, 高周波トランスの二次側に整流器とインバータを用いるため, 大容量の DC リンク電解コンデンサが必要となり, システムの大型化, 重量化を招く。さらに, 電力変換回数が多いため効率が低下する。

一方, 小型化を達成するため, トランス二次側に直接 AC-AC 電力変換が可能なサイクロコンバータを用いた DC-AC コンバータが提案されている⁽³⁾。この回路は, AC-DC-AC 電力変換方式と比較して, 電力の変換回数が少

ないため高効率である。さらに, DC リンク電解コンデンサが不要になるため装置全体を小形化, 長寿命化できる。しかし, ハードスイッチング方式であるため, フルブリッジコンバータの高周波化に伴いスイッチング損失が増加してしまう。

本論文では高周波化, 高効率化を目指し, 直接 AC-AC 電力変換回路に単相三相マトリックスコンバータを適用し, 空間ベクトル変調 (以下, SVM) を基にしたパルス密度変調 (以下, PDM) 方式を適用する。さらに, 高周波インバータを位相シフト制御することで, マトリックスコンバータにおいてゼロ電圧スイッチング (以下, ZVS) を実現する。

本稿では, 提案システムの制御方式と回路動作を説明する。また, シミュレーションによる検証を行い, 効率評価および損失解析を行った。その結果, 定格動作時において, 出力電圧ひずみ率 5.1%, 効率 96% という結果を得られたので報告する。

2. 絶縁形 DC-AC コンバータの回路構成

図 1 に高周波インバータ, PWM 整流器, 三相インバータで構成する従来の高周波リンク DC-AC コンバータの回路図を示す。この回路は, 高周波電圧を出力するインバータと入力電流を制御する PWM 整流器, 三相交流を出力するインバータを個々に駆動できるため制御が簡単であり, トランスの小型化, 軽量化も可能である。しかし, 電力変換回数が 3 回必要となり, 効率が低下する。また, DC リンク部に電解コンデンサが必要になることから回路の大型化や短寿

命などの問題が発生する。

図 2 に本論文で扱う直接形電力変換技術を用いた高周波 DC-AC コンバータを示す。この回路は PWM サイクロコンバータを用いたシステムと同じ構成であるが現在の直接形変換器技術で主流とされるマトリクスコンバータ回路と同等である。本構成は、電力変換回数が少なく、大型リアクトルや DC リンク電解コンデンサが不要であることから、装置の高効率化、小型化、軽量化、長寿命化が実現できる。しかし、PWM 制御方式ではスイッチングデバイスのスイッチング損失の低減が難しく、フルブリッジインバータの高周波化が困難である。本論文では、高周波スイッチングを達成するため、スイッチングデバイスに SiC-MOSFET を使用し、トランスの小型化を図る。さらに、インバータに位相シフト制御方式を、マトリクスコンバータに SVM を基にした PDM 方式を適用することで、ZVS を実現し高効率化を図る。

3. 制御方法

〈3・1〉 仮想 AC-DC-AC 変換の適用⁽⁴⁾

直接形電力変換器は DC リンク電解コンデンサがないため、入出力を同時に制御する必要があり、制御理論が複雑になる傾向がある。そこで、仮想 AC-DC-AC 変換方式を適用すると、図 2 の回路構成は図 1 に示す従来回路とスイッチング関数が等価となり、制御を簡単化できる。図 1、図 2 において、トランスの二次電圧を $[v_x, v_y]$ 、出力電圧を $[v_u, v_v, v_w]$ 、あるスイッチ S_{xx} のスイッチング関数を s_{xx} とし、 $s_{xx}=1$ で S_{xx} はオン、 $s_{xx}=0$ で S_{xx} はオフと定義すると、入出力関係は(1),(2)式となる。

$$\begin{bmatrix} v_u \\ v_v \\ v_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_{up} & s_{un} \\ s_{vp} & s_{vn} \\ s_{wp} & s_{wn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_{xp} & s_{xn} \\ s_{yp} & s_{yn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_x \\ v_y \end{bmatrix} \dots\dots\dots (1)$$

$$\begin{bmatrix} v_u \\ v_v \\ v_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s'_{up} & s'_{un} \\ s'_{vp} & s'_{vn} \\ s'_{wp} & s'_{wn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_x \\ v_y \end{bmatrix} \dots\dots\dots (2)$$

従って図 1、図 2 で同一の出力波形、入力波形を得るには(3)式が成り立てばよい。

$$\begin{bmatrix} s'_{up} & s'_{un} \\ s'_{vp} & s'_{vn} \\ s'_{wp} & s'_{wn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_{up} & s_{un} \\ s_{vp} & s_{vn} \\ s_{wp} & s_{wn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_{xp} & s_{xn} \\ s_{yp} & s_{yn} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (3)$$

ここで、右側の左側の行列は三相インバータ、右側は PWM 整流器のスイッチング関数を意味し、これらの関数を合成することでスイッチングパルスを生成できる。

〈3・2〉 位相シフト制御の適用

図 3 にインバータ制御のブロックを、図 4 に位相シフト制御方式における各波形パターンを示す。ここでは、三角波のキャリアを 2 つに分岐させ、片方のキャリアを遅延させることによりトランス一次電圧 v_p のデューティ比 D を制御する。この 2 つのキャリアから、スイッチング信号を生成しスイッチングを行う。これにより、直流電源と接続し

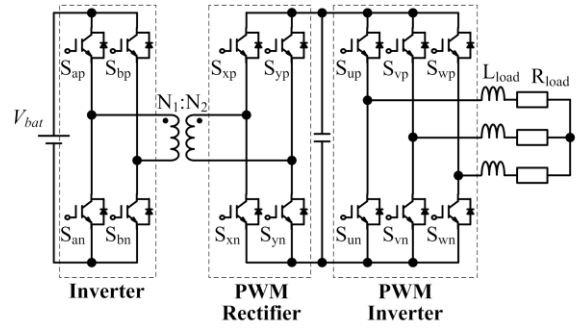


Fig.1. DC-AC converter with PWM rectifier and PWM inverter.

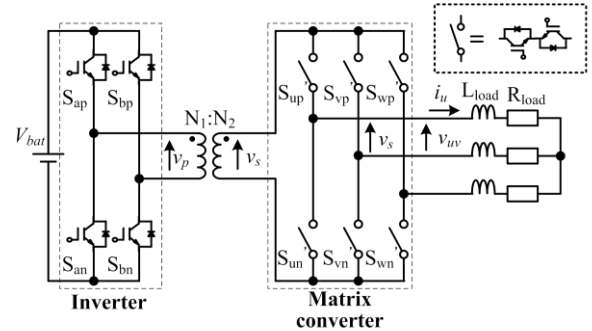


Fig.2. DC-AC converter with matrix converter.

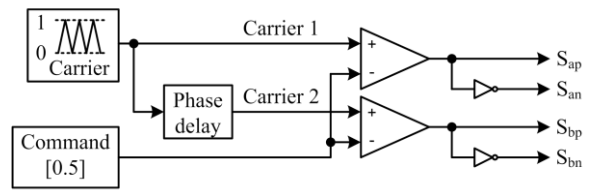


Fig.3. Control block diagram of the inverter.

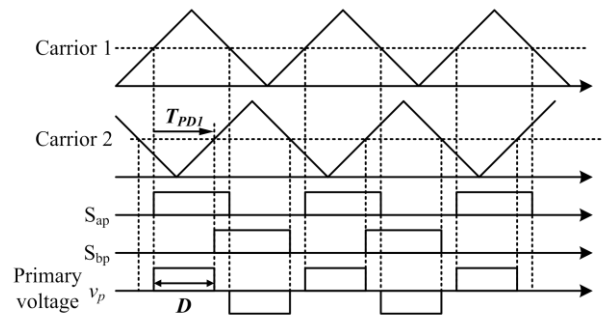


Fig.4. Waveforms of the phase shift control for the inverter.

ているフルブリッジインバータは、ゼロ電圧期間をもつ 3 レベルの電圧を出力することができる。また、キャリア遅延時間 T_{PDI} は(4)式で与えられる。

$$T_{PDI} = \frac{D}{2 \cdot f_{c_inv}} \dots\dots\dots (4)$$

ここで、 f_{c_inv} はインバータのキャリア周波数である。

〈3・3〉 SVM を基にした PDM 方式の適用

図 5 にマトリクスコンバータの制御ブロックを、図 6 に SVM を基にした PDM 方式における各波形パターンを示す。SVM では、電圧ベクトルを出力する際に指令ベクトル

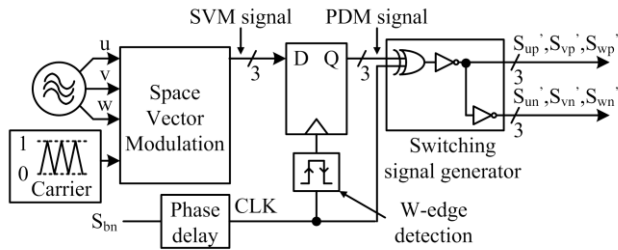


Fig.5. Control block diagram of the matrix converter.

に近接した基本ベクトルを選択し出力する。また、PDMでは一定幅のパルスの密度およびその正負で波形を形成する。一定幅のパルスを出力の最小単位とし、このパルスの密度を調整して出力電圧を制御する。位相シフト制御により、マトリクスコンバータの入力は高周波の矩形波電圧となる。そのため、この入力電圧の半周期をPDMの1パルスとして扱い、スイッチングを行うことでPDM方式を適用することができる⁽⁵⁾。マトリクスコンバータの入力電圧は矩形波であるため、半周期毎にゼロ電圧期間が現れる。このゼロ電圧期間でスイッチングを行うことでZVSが可能となる。

ZVSを達成するには、パルス密度信号(PDM signal)と各相のスイッチング信号(S_{up} , S_{un} , S_{vp} , S_{vn} , S_{wp} , S_{wn})を、ゼロ電圧期間でスイッチングする信号と同期して、波形を出力する必要がある。図4、図6より、 S_{bn} を遅延させた信号(以下、CLK)を、同期信号として使用すればよいことがわかる。本方式では、SVMによる選択ベクトル信号をDフリップフロップに入力し、CLKの立上りと立下りの両エッジで同期させ、パルス密度信号を生成する。さらに、CLKとパルス密度信号を同期させることにより、各相のスイッチング信号はゼロ電圧期間においてスイッチングを行うことができる。これによりZVSが実現でき、マトリクスコンバータのスイッチング損失を大幅に低減することができる。

4. シミュレーション結果

提案する制御方式とその動作を確認するため、シミュレーションにより検証を行う。表1にシミュレーション条件を示す。負荷はRL負荷を用いる。また、三相系統に連系することを考慮し、出力線間電圧は200V、出力周波数 f_{o_mc} は50Hzとする。スイッチングデバイスは、ローム社製SiC-MOSFET(SCH2080KE)を使用する。FETのオン抵抗 R_{on} は80mΩである。

図7(a)に定格動作時のトランス一次電圧 v_p 、トランス二次電圧 v_s 、U-V間出力電圧 v_{uv} 、U相出力電流 i_u を、図7(b)にその拡大波形を示す。図7(a)より、マトリクスコンバータの出力電流は50Hzの正弦波を出力していることがわかる。また、トランス一次電圧200Vから二次電圧340Vに昇圧されていることを確認できる。図7(b)より、トランス一次電圧、二次電圧で、ゼロ電圧期間をもつ周波数50kHzの3レベル電圧を確認できる。マトリクスコンバータの出力電圧は、

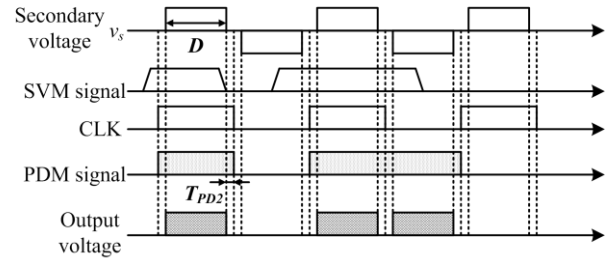
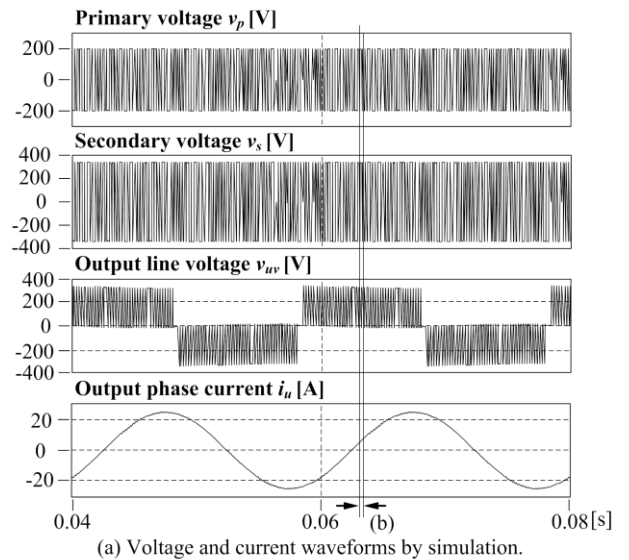


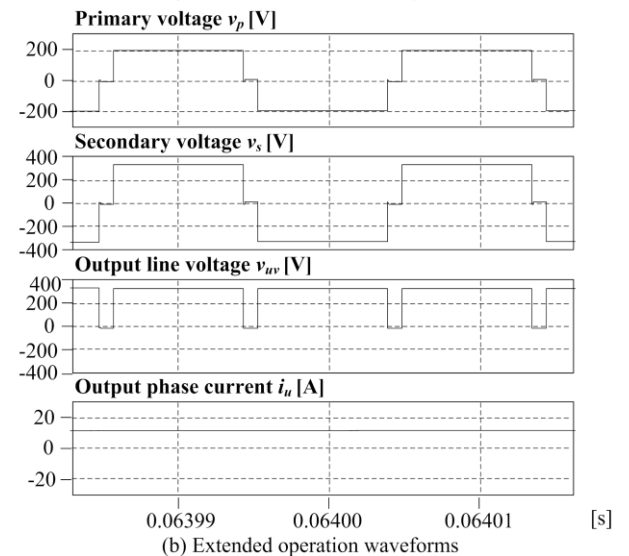
Fig.6. Waveforms of the PDM for the matrix converter.

Table.1. Simulation parameters.

Element	Symbol	Value
Battery voltage	V_{bat}	200 V
Carrier frequency of the inverter	f_{c_inv}	50 kHz
Carrier frequency of the matrix converter	f_{c_mc}	5 kHz
Output frequency of the matrix converter	f_{o_mc}	50 Hz
Turn ratio of the transformer	$N_1:N_2$	1:1.7
Load resistance	R_{load}	3.1 Ω
Load inductance	L_{load}	10 mH
Duty ratio of the primary voltage	D	0.9 p.u.
Phase delay time of S_{bn}	T_{PD2}	100 ns



(a) Voltage and current waveforms by simulation.



(b) Extended operation waveforms

Fig.7. Operation waveforms of the proposed circuit by simulation.

トランス二次電圧の矩形波電圧を 1 パルスとした、矩形波電圧であることがわかる。また、トランス二次電圧がゼロ電圧の期間に矩形波電圧を出力しており、ZVS が確認できる。

図 8 に、出力線間電圧 v_{uv} および出力電流 i_u の高調波解析結果を示す。ここでは 50Hz の基本波電圧値、電流値で基準化を行っている。出力線間電圧の高調波は -30dB 以下に抑制されており、出力電流の高調波は 40 次まで -40 dB 以下で高調波成分がほぼ含まれていないことがわかる。このとき、50Hz を基本波として 40 次までの出力電圧ひずみ率は 5.1% となった。以上の結果から、提案法は他の変調方式に比べて、高調波成分が大きく増加することなく、スイッチング損失の低減が期待できる。

5. 損失解析

本章では、提案法による高効率化を確認するために、シミュレーションによる本システムの効率評価および損失解析を行う。解析には Plexim 社のシミュレータ PLECS を使用する。スイッチングデバイスのパラメータをシミュレータに入力し、スイッチの瞬時の電圧、電流値から、スイッチング損失および導通損失を求める。

図 9 に本システムの効率特性を示す。効率評価および損失解析を行った条件は、表 1 と同じである。出力電力は負荷抵抗を調整することにより変化させる。出力電力 1kW から 6kW の区間で変換効率は 95% 以上となり、定格出力 6kW 時では 96% を得た。また、出力電力 1kW で最高効率 98.5% を得た。しかし、出力電力が大きいくほど、システムの効率が低下していることがわかる。この原因は、SiC-MOSFET の導通損失が増加するためである。

図 10 に負荷を変化させた場合の損失解析結果を示す。定格出力時では電力損失が 250W 以下となり、フルブリッジインバータとマトリクスコンバータは、どちらも導通損失が支配的であることがわかる。また、マトリクスコンバータでは、SVM を基にした PDM 方式により ZVS を実現するため、スイッチング損失が非常に小さいことがわかる。以上の結果から、提案法の有用性を確認した。また、フルブリッジインバータに共振回路を追加しソフトスイッチングを行うことで、更なる損失低減が期待できる。

6. まとめ

本論文では、直接 AC-AC 電力変換技術を用いた高周波リンク DC-AC コンバータに、位相シフト制御と空間ベクトル変調を基にしたパルス密度変調方式の適用を提案し、シミュレーションにより基礎検討を行った。その結果、スイッチングの高周波化、および ZVS が可能であることを確認した。また、シミュレーションより提案回路の効率評価および損失解析を行った。その結果、定格動作時において出力電圧ひずみ率 5.1%、効率 96% という結果が得られた。今後は、実験による提案方式の動作検証を行う予定である。

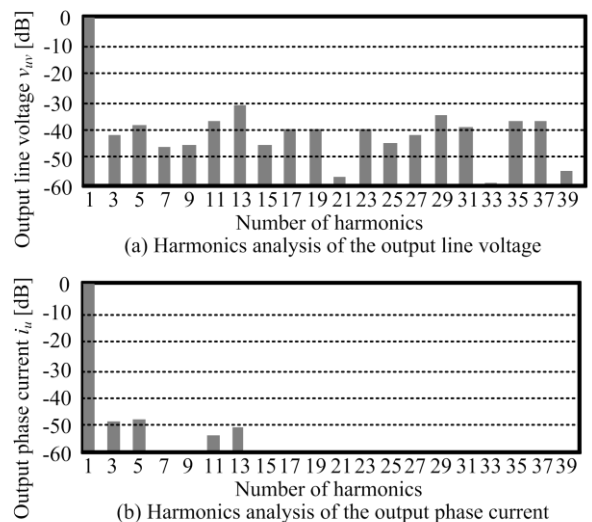


Fig.8. Harmonics analysis

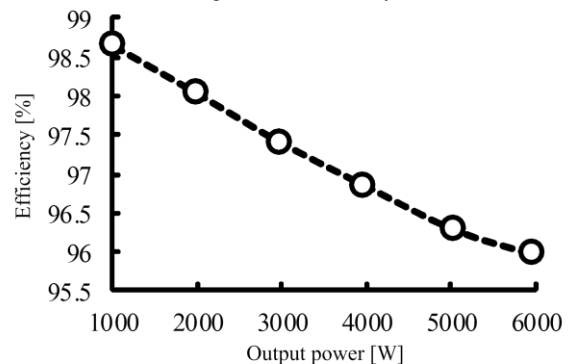


Fig.9. Efficiency characteristic with respect to output power.

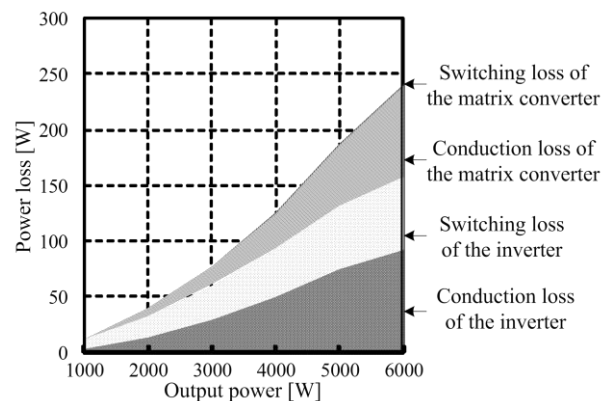


Fig.10. Loss analysis of simulation result.

文 献

- (1) 次世代電力システムにおける直流給配電調査専門委員会：「次世代電力システムにおける直流給配電の研究動向」技術報告, No. 1215 (2011)
- (2) 「高周波リンク電力変換システムの技術動向」, 電気学会技術報告, 第 519 号 (1994)
- (3) 稲垣・大熊：「三相出力 PWM 制御サイクロコンバータを用いた高周波リンク DC/AC コンバータ」電学論 D, 112 巻 6 号, pp.545-552 (1992)
- (4) 伊東・佐藤・大口・他：「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クスコンバータの制御法」電学論 D, 124 巻 5 号, 457-463 (2004)
- (5) 中田・伊東：「百 kHz 級単相-商用周波三相マトリクスコンバータの PDM 制御法」電気学会半導体電力変換研究会, SPC-13-41(2012)