

空間ベクトル変調を基準としたパルス密度変調による 高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータ

中田 祐樹* 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

Single-phase to Three-phase Matrix Converter for High-frequency Applications
using Pulse Density Modulation Control Method based on Space Vector Modulation

Yuki Nakata*, Jun-ichi Itoh, (Nagaoka University of Technology)

This paper discusses the PDM (Pulse Density Modulation) control methods for a single-phase to three-phase matrix converter (MC) in the high-frequency application. The proposed circuit is used as an interface converter for a wireless power transfer system. This converter can input several hundred kHz frequency and output a low frequency, i.e. 50 Hz or 60 Hz, for commercial power grid. The proposed circuit achieves zero voltage switching operation by using the PDM control method and obtains high efficiency. In this paper, two PDM control strategies are compared between PDM control based on Space Vector Modulation (SVM) (conventional method) and proposed PDM method, which is combined with SVM and delta-sigma conversion. Also, the simulation results of the proposed system will be demonstrated and discussed. As a result, the total harmonic distortion (THD) of the output voltage with conventional method and proposed method are 9.35% and 0.73% respectively, when the modulation ratio is 0.5. Therefore, validity of proposed method has been confirmed for improvement of the output waveforms.

キーワード : PDM 制御, ゼロ電圧スイッチング, デルタ-シグマ変換, 空間ベクトル変調, 非接触給電
(Keywords, PDM control, zero voltage switching, delta-sigma conversion, space vector modulation, wireless power transfer)

1. はじめに

近年, 非接触での電力伝送が盛んに研究されている⁽¹⁾⁻⁽⁵⁾。特に磁気結合方式と電磁界共鳴方式が電気自動車や家電製品などの非接触電力伝送方式として, 注目を浴びている。

非接触給電では, 受信側コイルに生じる電圧の周波数は電源周波数と同一であり, 数十 kHz から数 MHz が使用される。したがって, このシステムを負荷に接続するためには, 受電側において一度電力変換器を介して, 受電した電力を利用しやすい形に変換する必要がある。ここで, 受電した電力を商用系統に連系するシステムを想定すると, 受電側コイルと系統の間には, 入力を 100kHz 以上の高周波, 出力を商用周波数(50Hz または 60Hz)の低周波とする交流-交流電力変換器が必要となる。交流-交流電力変換器として, 整流器とインバータから構成される Back-to-back (以下, BTB) システムが従来使用されてきた。しかし, このシステムはエネルギーバッファとして平滑コンデンサを使用しており, これによりシステムの大型化や寿命の低下を招く。

一方, マトリックスコンバータは平滑コンデンサを使用しない直接形交流-交流電力変換器であり, 小型化, 高効率化の観点から有力な方法の一つである。これまで数百 kHz

オーダの高周波数出力でのマトリックスコンバータについて研究された事例⁽⁶⁾はあるが, これまでこのような高周波入力でのマトリックスコンバータについて研究された事例は著者らの知る限りない。

著者らはこれまで, 非接触電力伝送システムでは, 出力周波数に対して入力周波数が十分高いことに着目し, パルス密度変調(PDM)制御⁽⁷⁾⁽⁸⁾を適用した高周波電源用単相-三相マトリックスコンバータを提案している⁽⁹⁾⁻⁽¹²⁾。提案回路は入力電圧の半周期を PDM 制御のパルスとして扱い, スwitchingを行う。このため, 入力電圧のゼロクロス点でスitchingすることで, ゼロ電圧でのスitchingが可能となる。

これまで著者らは, スitchingに使用する PDM 信号として, 空間ベクトル変調(SVM)を基にした PDM 信号生成法⁽⁹⁾⁻⁽¹²⁾を適用してきた。これは, SVM により得られた PWM パルスを入力電圧のゼロクロス点と同期を取ることでゼロ電圧でのスitchingを実現している。しかし, この SVM を基にした PDM 制御では, キャリア周波数が高いときや変調率が低いときに, 十分な出力電圧制御の分解能を確保できず出力波形が歪む。

本論文では, 出力電圧波形の改善法として, SVM とデル

タ-シグマ変換を組み合わせた PDM 制御法を提案する。デルタ-シグマ変換を組み合わせることで、出力電圧制御の分解能の低下を防ぐ。また、高周波入力マトリックスコンバータにおいて、SVM を基にした制御方式（従来方式）と SVM とデルタ-シグマ変換を組み合わせた方式（提案方式）を比較検討し、提案方式の有用性を示す。

まず、2 章では対象とするシステム構成と回路構成について説明する。次に、3 章で PDM 制御法について、SVM を基にした方式（従来方式）と提案する SVM とデルタ-シグマ変換を組み合わせた方式（提案方式）の特徴を述べる。そして、4 章に 2 つの制御法を適用したシミュレーション結果を示す。これらの結果から、2 つの制御法について比較検討を行い、出力電圧波形の改善効果により提案手法の有用性を確認したので報告する。

2. 回路構成

〈2・1〉 システム構成 図 1 に想定する非接触給電のシステム構成図を示す。高周波電源から送られた電力は共振コイルによる電磁界共鳴により受信側に送られる。受信した電力を系統に接続するためには、単相から三相の交流-交流電力変換器が必要となる。図のように、この電力変換器の入力は 100kHz 以上の高周波を想定しており、出力は商用系統を想定すると 50Hz、または 60Hz の低周波という特徴を有する。一般には、受電側コイル出力に接続されるダイオード整流器の出力に平滑コンデンサを接続し、安定した直流を得てからインバータにより商用系統と連系する手法が考えられる。

しかし、その場合、インバータにスイッチング損失が発生する。そこで、非接触給電受電側の電力変換器として、スイッチング損失を大幅に低減できる PDM 制御を用いた高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータに適用する。ここで、変換器の出力周波数に対して入力周波数が十分高いことに着目すると、この変換器では入力電圧の半周期を 1 パルスとして扱い、PDM 制御を適用することで、スイッチング素子がターンオン/ターンオフする瞬間のソース-ドレイン間電圧をゼロにでき、ゼロ電圧でのスイッチングが達成できる。これにより、高効率が望める。PDM 制御法については次章にて述べる。

〈2・2〉 単相-三相マトリックスコンバータ 図 2 に単相-三相マトリックスコンバータの回路構成を示す。この回路は 6 個の双方向スイッチで構成されている。これは、入力電圧が交流であり、単方向スイッチでは入力電圧が負極性の時にはスイッチに逆電圧が加わり寄生ダイオードで電源短絡するため、それを防ぐためである。また、この回路は直接形交流-交流変換器であり、直流リンクに平滑コンデンサを持たず、従来の整流器-インバータシステムと比較して通過素子数は 1 つとなるため、導通損失が小さくなる。

電圧利用率については、平滑コンデンサを有する一般的な回路方式が 1 なのに対して、提案する単相-三相マトリックスコンバータでは 0.637 である。このように、平滑コンデ

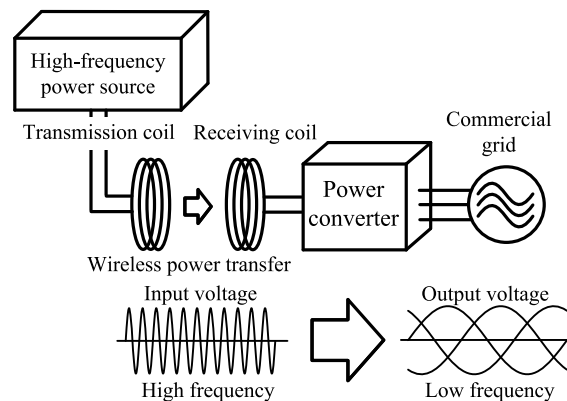


Fig. 1. Wireless power transfer system.

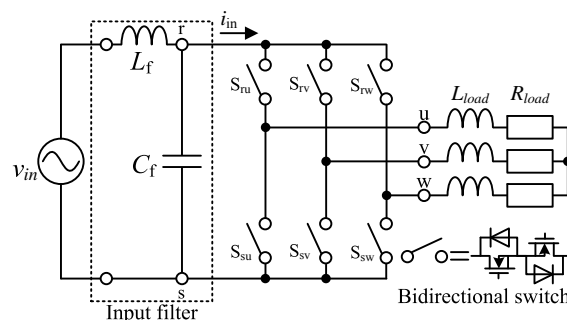


Fig. 2. Single-phase to three-phase matrix converter.

ンサを有する一般的な回路方式と比較すると提案回路の電圧利用率は低い。しかし、提案回路は高周波の正弦波入力のためスイッチ両端電圧がゼロ電圧のときにスイッチングを行うことで、入力電圧の半周期を制御の最小単位とする PDM を実現するというコンセプトであり、平滑コンデンサを有する回路方式と比較して、スイッチング損失を大幅に低減できるという優位点がある。

3. 制御原理

〈3・1〉 PDM 制御法 パルス密度変調(PDM)制御は一定幅のパルスを出力の最小単位とし、その密度および正負で波形を形成する制御法である。

図 3 に単相-三相マトリックスコンバータに PDM 制御を適用する際のイメージ図を示す。非接触給電の受電端が接続されるとすると、単相-三相マトリックスコンバータの入力は高周波の正弦波電圧であるため、この入力電圧の半周期を PDM 制御の 1 パルスとして扱い、スイッチングを行うことで PDM 制御を適用することができる。

ここで、単相-三相マトリックスコンバータの入力電圧は正弦波であるため、半周期毎にゼロクロス点が見れる。このゼロクロス点でスイッチングを行うことで、スイッチング損失を大幅に低減できる。

〈3・2〉 空間ベクトル変調を基にした PDM 制御 ここでは従来の方式である SVM を基にした PDM 信号生成法について説明する。SVM は、電圧ベクトルを出力する際に近接した基本ベクトルを選択し出力する。系統連系の用途

では基本的に出力力率は1に保たれる。そのため、SVMを用いることで出力電流ベクトルに対する出力電圧ベクトルの位相の変化を最小にできる。これにより、出力電流のリプルを小さくできる。

図4(a)に空間ベクトルを基にしたPDM制御の信号生成ブロックを示す。SVMによる選択ベクトル信号とその各デューティにより各選択ベクトルの出力のタイミングが決定する。その信号をDフリップフロップ(D-FF)に入力し、入力電圧のゼロクロス検出信号をD-FFのCLKに入力することで、D-FFの出力Qはゼロクロス検出信号のエッジで同期できる。このゼロクロス点に同期された選択ベクトル信号をスイッチング信号生成器によりスイッチングパターンに変換する。スイッチング信号生成器では、図4(b)に示すような選択ベクトルから、図4(c)に示すスイッチングパターンの対応表に従い、スイッチングパターンを生成する。ここで、図4(c)内の"1"、"0"はインバータ部の上アームのスイッチング状態を示しており、下アームのスイッチング状態は上アームと反転している。これにより入力電圧の半周期を制御の最小単位とするPDM制御が可能となり、スイッチに印加される電圧がほぼゼロのところではスイッチングを実現する。また、入力の極性により上下アームのスイッチング信号を入れ替える必要があるため、入力電圧極性信号とスイッチングパターンの否定排他的論理和をとることでそれを実現している。

この制御法では、PWM信号を入力電圧のゼロクロス点で同期をとっているため、出力波形はPWM波形のように1キャリア周期中の出力時間を調整することで出力を制御している。その結果、SVMに用いるキャリアの周波数が小さい場合にはリプルが増加する。そのため、SVMに用いるキャリア周波数は十分高いことが望ましい。しかし、キャリアの周波数を高くして、入力電圧の周波数に近づくと、制御の分解能が低下する。これは入力電圧の半周期パルスを制御の最小単位とするPDM制御を行なっているため、制御周期に対して最小パルス幅の比率が大きくなり、分解能が低下するためである。変調率が小さい場合においても、同様の理由から分解能が低下する。

そこで、波形改善法として、変調率が小さい場合においても波形ひずみの小さい方法を提案する。次節でその詳細を説明する。

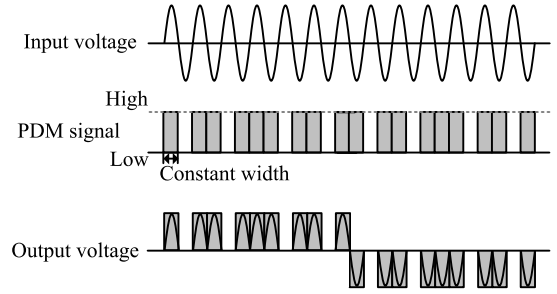
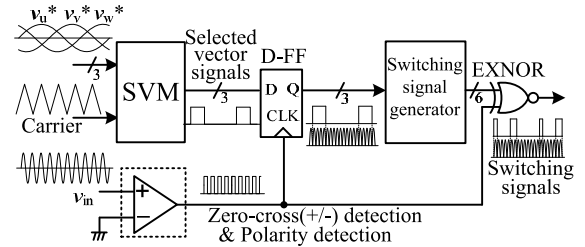
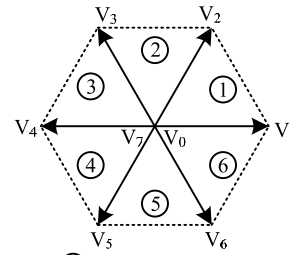


Fig. 3. PDM control waveform of proposed circuit.



(a) PDM signals generation block diagram based on SVM.



(b) Space vector diagram.

Selected	Switching pattern		
	u	v	w
V ₀	0	0	0
V ₁	1	0	0
V ₂	1	1	0
V ₃	0	1	0
V ₄	0	1	1
V ₅	0	0	1
V ₆	1	0	1
V ₇	1	1	1

(c) Switching pattern table.
"1": ON, "0": OFF

Fig. 4. Control block diagram of the conventional PDM method based on SVM.

〈3・3〉 空間ベクトル変調とデルタ-シグマ変換を組み合わせたPDM制御

ここでは、従来法であるSVMを基にしたPDM制御において、変調率が小さい場合に問題となる出力電圧ひずみを抑制するために、新たに提案するSVMとデルタ-シグマ変換を組み合わせた方式について説明する。

図5に提案するSVMとデルタ-シグマ変換を組み合わせた方式のブロック図を示す。静止座標変換により各相の指令値 v_u^* 、 v_v^* 、 v_w^* は指令値ベクトルの各成分 v_{α}^* 、 v_{β}^* に変換される。指令値ベクトルは10kHzで更新される。これは、

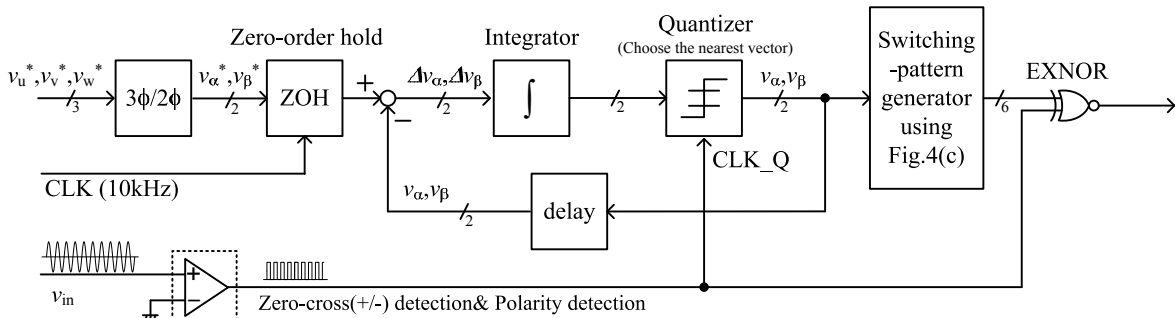


Fig. 5. PDM signals generation block diagram of the proposed PDM method combined with SVM and delta-sigma conversion.

従来方式におけるキャリア周波数に相当するものである。変換された指令値ベクトルの各成分は、出力されているベクトルの前値 v_{α} , v_{β} と比較されて、各成分の誤差は積分される。積分した誤差と図 4(b)に示す選択ベクトルを比較し一番近いものを選択し出力する。その後、図 4(c)の対応表にしたがって、出力ベクトル情報からスイッチングパターンに変換される。また、従来方式と同様に上下アームのスイッチング信号を入れ替える必要があるため、入力電圧極性信号とスイッチングパターンの否定排他的論理和をとることでそれを実現している。指令値ベクトルと前値の比較は降は入力のゼロクロス点と同期して動作する。

以上のように、この制御は従来法とは異なり、キャリア 1 周期中のベクトルの出力時間を調整しているのではないため、キャリア周期によって制御の分解能が決定しない。また、同様の理由から、変調率が低い場合においても分解能は低下しない。

4. シミュレーション結果

ここでは 2 つの制御法の検証を行うため、図 2 に示す回路構成を用いたシミュレーションによる動作確認を行った。表 1 にシミュレーション条件を示す。

〈4・1〉 空間ベクトル変調を基にした PDM 制御の動作 SVM に用いるキャリア周波数は 10kHz とし、変調率を 0.5 として、スイッチングに用いる PDM 信号を生成した。

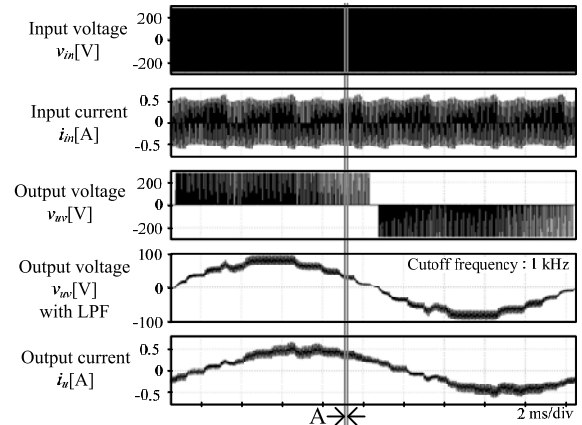
図 6 に従来法を適用した単相-三相マトリックスコンバータの動作波形を示す。図 6(a)より、出力には周波数 50Hz の正弦波電圧が出力されている。しかし、ローパスフィルタ (LPF) 通過後の出力電圧波形はひずんでおり、階段状になっている。ここで、LPF のカットオフ周波数は 1kHz である。これは、キャリア周波数が大きく、また変調率も小さいため、十分な出力電圧制御の分解能が確保できないためである。

図 6(b)に図 6(a)における区間 A の拡大図を示す。図 6(b)より、マトリックスコンバータは入力電圧のゼロクロス付近でスイッチングできていることが確認できる。しかし、LPF 通過後の電圧波形より、キャリア周波数での電圧リップルが大きいことがわかる。これは、SVM により得られた PWM 波形を入力のゼロクロス点で同期しており、出力波形が PWM 状になり、キャリア周期のリップルが発生するためである。また、入力電流は一部で矩形波状になっている。このことから、入力電流は低次の高調波を多く含んでいることが分かる。

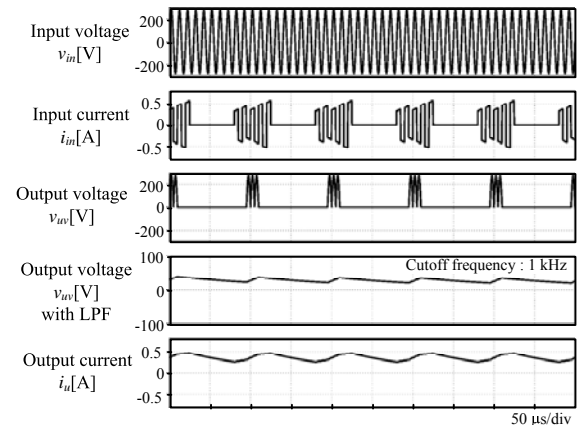
図 7 に出力電圧と入力電流の高調波解析結果を示す。図 7(a)より、出力電圧は出力周波数 50Hz に対して低次高調波を含んでいることがわかる。出力電圧の THD は 40 次までで 9.35% となった。また、SVM のキャリア周波数 10kHz と、入力電圧周波数 100kHz の 2 倍の周波数である 200kHz の整数倍高調波を多く含んでいることがわかる。本方式ではキャリア周期で制御を行っているため、キャリア周波数のリップル成分とその整数倍高調波を含む。そして、出力電圧波

Table 1. Simulation conditions.

Input voltage		200 V
Input frequency		100 kHz
Output line-line voltage		78 V
Output frequency		50 Hz
Load	R_{load}	100 Ω
	L_{load}	10 mH
Carrier frequency of the SVM (Updating cycle of command)		10 kHz (0.1 ms)
Modulation ratio		0.5



(a) Input and output operation waveforms.



(b) Extended each operation waveform.

Fig. 6. Operation waveforms of the proposed circuit in the simulation with conventional PDM control.

形の電圧出力期間では、入力電圧の整流波形になっているため入力電圧半周期の電圧変動を含んでいるため、入力電圧周波数の 2 倍の周波数の整数倍高調波成分を含む。

また、図 7(b)より入力電流の高調波解析では、入力周波数 100kHz の整数倍高調波を多く含んでいる。これは、図 6(b)からもわかるように、入力電流が矩形波状であるためである。このとき、入力電流の THD は 10 次までで 42.8% となった。

以上のシミュレーション結果より、この従来方式では変調率が小さい場合、出力電圧制御の分解能が低くなり、出力電圧が大きくひずむことを確認した。

〈4・2〉 空間ベクトル変調とデルタ-シグマ変換を組み合わせた PDM 制御の動作 指令値ベクトルの更新周期を 0.1ms(周波数換算:10kHz), 変調率を 0.5 として, スwitchングに用いる PDM 信号を生成した。

図 8 に提案法を適用した単相-三相マトリックスコンバータの動作波形を示す。図 8(a)より, 出力には周波数 50Hz の正弦波電圧が出力されている。また, LPF 通過後の出力電圧波形はひずみのない正弦波である。

図 8(b)に図 8(a)における区間 B の拡大図を示す。図 8(b)より, マトリックスコンバータは入力電圧のゼロクロス付近でスイッチングできていることが確認できる。LPF 通過後の電圧波形より, 従来法に比べ電圧リップルが小さいことがわかる。これは, デルタ-シグマ変換が入力電圧の半周期ごとに行われ, 従来法よりも短い周期で出力ベクトルの切り替えが行われているため, 出力電圧リップルは従来法よりも小さくなる。また, 従来法同様, 入力電流は矩形波状になっている。このことから, 入力電流は低次の高調波を多く含んでいることが分かる。

図 9 に出力電圧と入力電流の高調波解析結果を示す。図 9(a)より, 出力電圧は出力周波数 50Hz に対して低次高調波をほとんど含んでいないことがわかる。出力電圧の THD は 40 次までで 0.73%となった。また, 入力電圧周波数 100kHz の 2 倍の周波数である 200kHz の整数倍高調波を多く含んでいることがわかる。この理由は, 前節で述べたのと同じ理由である。一方, 本提案法では指令値ベクトルの更新周波数である 10kHz の成分及びその整数倍の成分を含んでいない。

また, 図 9(b)より入力電流の高調波解析では, 入力周波数 100kHz の整数倍高調波を多く含んでいる。これは, 従来方式同様, 図 8(b)からもわかるように, 入力電流が矩形波状であるためである。このとき, 入力電流の THD は 10 次までで 18.1%となった。

以上のシミュレーション結果より, この提案方式を適用することで, 従来方式における変調率が小さい場合の出力電圧制御の分解能低下の問題を解決し, 出力電圧波形の改善を確認した。

〈4・3〉 出力電圧ひずみ率の比較 図 10 に従来法及び提案法の各変調度における出力電圧ひずみ率(THD)を示す。なお, THD は 40 次高調波までで算出した。従来法におけるキャリア周波数は 10kHz, 提案法における指令値ベクトルの更新周期は 0.1ms (周波数換算:10kHz) である。

結果より, 従来法は変調率が低下すると THD が増加することがわかる。これは, 変調率が低い場合, キャリア 1 周期中の最大出力パルス数が少なくなり, 分解能が低下するためである。従来法において, 出力電圧 THD を 5%以下とするには, 変調率を 0.9 以上で動作させる必要があることがわかる。

一方, 提案法では変調率が低下した場合, THD は大きくなってはいるが, 測定点全てで THD は 5%以下である。これは, 3.3 節で説明したとおり, 提案法では従来法と違い, キ

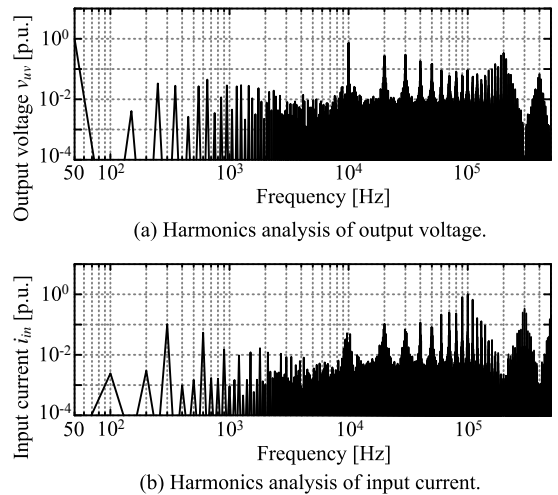
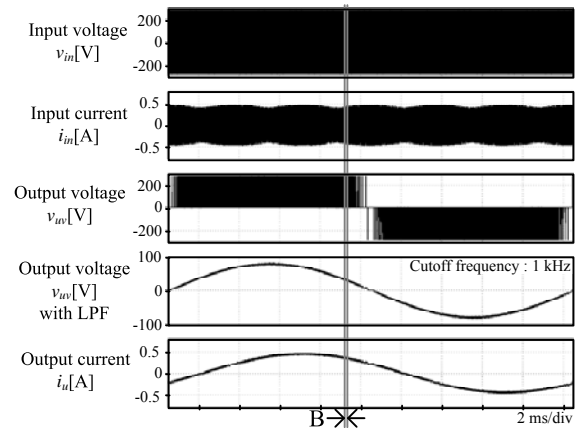
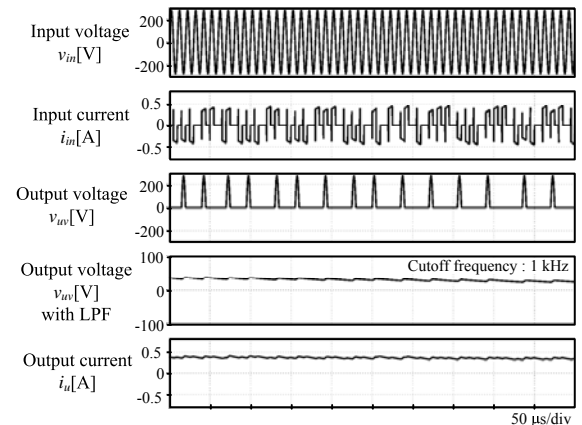


Fig. 7. Harmonics analysis of output voltage and input current with conventional PDM control.



(a) Input and output operation waveforms.



(b) Extended each operation waveform.

Fig. 8. Operation waveforms of the proposed circuit in the simulation with the proposed PDM control.

ャリア 1 周期中の電圧出力時間を調整しているのではなく, 入力電圧の半周期ごとに, デルタ-シグマ変換して一番近いベクトルを出力するように制御を行っているため, 分解能が変化しないためである。

5. まとめ

本論文では、高周波入力マトリクスコンバータにおいて、SVMを基にしたPDM制御方式（従来方式）とSVMとデルタ-シグマ変換を組み合わせたPDM制御方式（提案方式）を比較検討し、提案方式の有用性を確認した。

従来方式を適用した際には、キャリア周波数が大きい場合や変調率が小さい場合、十分な分解能が確保できないために出力波形が歪む。その改善法として、SVMとデルタ-シグマ変換を組み合わせたPDM制御法を提案した。

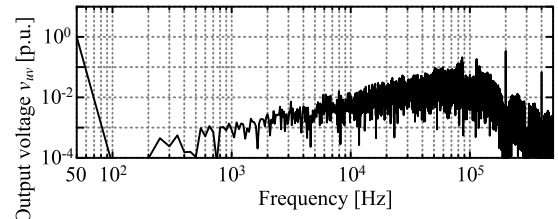
2つの制御法を適用したシミュレーション結果より、従来方式では変調率0.5のとき、出力電圧波形にひずみを確認した。そして、提案方式では、出力電圧波形にひずみが発生しておらず、波形改善を実現できていることを確認した。高調波解析では、出力電圧THDはそれぞれ9.35%、0.73%となった。この結果より、提案方式の波形改善効果を確認した。

なお、本回路は高周波トランスにより入出力を絶縁するコンバータにおいて、トランスの二次側から直接商用周波数の系統に連系させるインタフェースコンバータとしても応用可能である。

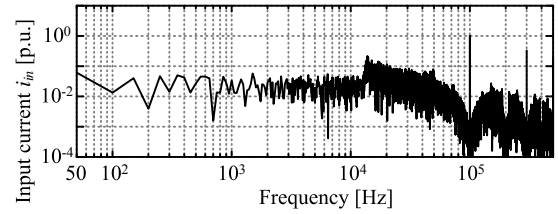
今後の予定としては、試作機を用いた実験による動作確認および比較検討を行い提案法の有用性を確認することがあげられる。

文 献

- (1) 黒田忠広：「ワイヤレス給電」, 電子情報通信学会誌, Vol.93, No.11 pp.964-968 (2010)
- (2) 紙屋雄史, 中村幸司, 中村達, 大聖泰弘, 高橋俊輔, 佐藤剛, 松木英俊, 成沢和幸：「電動車両用非接触急速誘導充電装置の開発と性能評価(第一報)」, 自動車技術会春期大会学術講演会前刷集, No.80-07 (2007)
- (3) A.Kurs, A.Karalis, R.Moffatt, J.D.Joannopoulos, P.Fisher, M.Soljačić："Wireless Power Transfer via Strongly Coupled Magnetic Resonances", Science, Vol.317, pp.83-86 (2007)
- (4) 居村岳広, 内田利之, 堀洋一：「近傍界用磁界アンテナの共振を利用した高効率電力伝送の解析と実験-基本特性と位置ずれ特性-」, 平成20年度電気学会産業応用部門大会講演論文集 II, 2-62, pp.539-542 (2008)
- (5) Takehiro Imura and Yoichi Hori："Wireless Power Transfer Using Electromagnetic Resonant Coupling", IEEJ Journal, Vol.129, No.7 pp.414-417 (2009) (in Japanese)
居村岳広・堀洋一：「電磁界共振結合による伝送技術」, 電気学会誌, Vol.129, No.7 pp.414-417 (2009)
- (6) Yuji Takayama and Toshihiko Noguchi："Improvement of Output Voltage Waveform in Heavy Load Range for 200-kHz, 5-kW Three-Phase to Single-Phase Matrix Converter", 2012 Annual Meeting of IEE Japan, Vol. 4, 4-027, pp.46-47 (2012) (in Japanese)
高山裕次・野口季彦：「200 kHz, 5 kW 三相-単相マトリクスコンバータの重負荷時出力電圧波形改善法」, 平成24年電気学会全国大会, Vol. 4, 4-027, pp.46-47 (2012)
- (7) Yuelu Feng and Mutsuo Nakaoka："Voltage-Source Series Resonant Zero Current Soft Switching High-Frequency Inverter with PDM Scheme for Induction Heating Roller in Copy Machine", IEEJ Transactions IA, Vol.123, No.2 pp.112-120 (2003) (in Japanese)
馮越路・中岡睦雄：「誘導加熱ローラー方式複写機定着用電圧型直列共振 ZCS-PDM 高周波インバータ」, 電学論 D, Vol.123, No.2 pp.112-120 (2003)



(a) Harmonics analysis of output voltage.



(b) Harmonics analysis of input current.

Fig. 9. Harmonics analysis of output voltage and input current with the proposed PDM control.

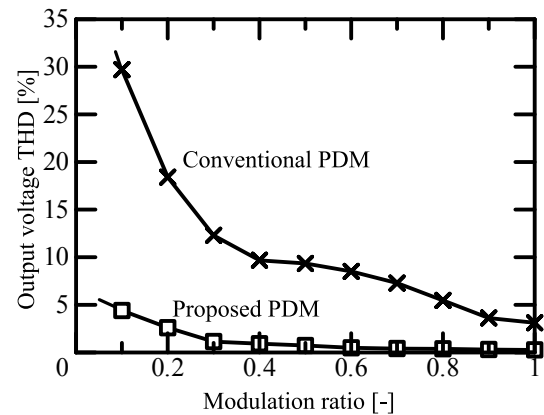


Fig. 10. Characteristics of the proposed circuit's output voltage total harmonic distortions.

- (8) Abdelhalim Sandali, Ahmed Cheriti and Pierre Sicard："Design Considerations for PDM Ac/ac Converter Implementation", APEC 2007, pp.1678-1683 (2007)
- (9) Yuki Nakata and Jun-ichi Itoh："Pulse Density Modulation Control using Space Vector for a Single-phase to Three-phase Matrix Converter", Annual Conference of IEEJ, No.4, pp.42-43 (2012) (in Japanese)
中田祐樹, 伊東淳一：「単相-三相マトリクスコンバータの空間ベクトルを用いたパルス密度変調方式」, 平成24年電気学会全国大会, No.4, pp.42-43 (2012)
- (10) Yuki Nakata and Jun-ichi Itoh："Efficiency Evaluation of an Single-phase to Three-phase Indirect Matrix Converter for High-frequency Applications", 2012 IEE-Japan Industry Applications Society Conference, No. 1-45 (2012) (in Japanese)
中田祐樹, 伊東淳一：「パルス密度変調制御を用いた高周波単相-三相インダイレクトマトリクスコンバータの効率評価」, 平成24年電気学会産業応用部門大会, No. 1-45 (2012)
- (11) Yuki Nakata and Jun-ichi Itoh："Pulse Density Modulation Control using Space Vector Modulation for a Single-phase to Three-phase Indirect Matrix Converter", IEEE ECCE 2012, Raleigh, P3905, pp. 1753-1759 (2012)
- (12) 中田祐樹, 伊東淳一：「空間ベクトル変調を基にしたPDM制御の高周波単相-低周波三相マトリクスコンバータへの適用」, 平成25年電気関係学会関西連合大会, G4-7, pp. 108-109 (2013)