

インダイレクト形高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータの制御法

中田 祐樹* 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

Control Methods of an Indirect-type Single-phase to Three-phase Matrix Converter for High-frequency Applications
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 a several hundred kHz frequency and outputting a low frequency, i.e. 50 Hz, for commercial power grid. The proposed circuit achieves zero voltage switching (ZVS) operation by using the PDM control method and obtains high efficiency. In this paper, the PDM control strategies are using delta-sigma conversion and improving the PDM pattern generation method based on Space Vector Modulation (SVM), which is proposed. Also, the simulation and experimental results of the proposed system will be demonstrated and discussed. As a result, the total harmonic distortion (THD) of the output voltage with delta-sigma conversion and PDM pattern generation method based on SVM are 1.68 % and 1.48 % respectively.

キーワード：単相-三相マトリックスコンバータ，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

(Single-phase to three-phase matrix converter, PDM control, Zero voltage switching, Delta-sigma conversion, Space vector modulation)

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⁾。非接触での電力伝送には、磁気結合方式⁽²⁾と電磁界共鳴方式⁽³⁾がある。磁気結合方式では、伝送コイル周波数が低く、比較的容易に大容量の電力伝送を行うことができるが、伝送距離は短い。一方、電磁界共鳴方式では距離 1m 程度の中距離において効率が 90 % 以上であり、位置ずれを起こしても、高効率な電力伝送が可能である。

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、受信側において一度電力変換器を介して、受信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、受信側コイルで受信した電力を商用系統に連系するシステムを想定すると、受信側コイルと系統の間には 100kHz 以上の高周波を入力し、商用周波数(50Hz または 60Hz)の低周波を出力する交流-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電解コンデンサを使用しており、これにより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電解コンデンサを使用しない直接型の交流-交流変換器であり、小型化、高効率化の観点から有力である。

著者らは、非接触給電システムでは、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⁽⁶⁾⁽⁷⁾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た⁽⁸⁾⁻⁽¹¹⁾。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、スイッチングを行う。このため、入力電圧のゼロクロス点でスイッチングすることで、ゼロ電圧スイッチングが可能となる。

スイッチングに使用する PDM 信号は、デルタ-シグマ変換により得られる。しかし、デルタ-シグマ変換を用いた PDM 信号生成法を適用した場合、インダイレクト形高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータにおいて、出力波形に逆方向電圧のパルスと波形のクランプ現象が発生する。このクランプ現象は、出力の電流に対し電圧の位相が瞬時的に大きく変化することに起因している。

そこで本論文では、出力波形の改善手法として空間ベクトル変調(SVM)を基にした PDM 信号生成法を提案する。SVM を基にスイッチングパターンを生成することにより出力電流と電圧の位相を最小にすることができ、出力波形にクランプ現象をなくすことができる。

デルタ-シグマ変換を用いた制御方式と提案する SVM を基にした制御方式を比較検討し、提案法の有用性を示すことが本論文の目的である。

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。つぎに、3章で PDM 制御法について、デルタ-シグマ変換を用いた方式と提案する SVM を基にした方式の特徴を述べる。そして、4章に2つの制御方式のシミュレーション結果を示し、5章に試作機による2つの制御法を適用した実験の結果を示す。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共振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 以上の高周波であり、出力は商用系統を想定すると 50Hz(60Hz)の低周波という特徴を有する。変換器の出力周波数に対して入力周波数が十分大きいことに着目すると、この変換器には入力電圧の半周期を 1 パルスとして扱う PDM 制御を適用できる。そこで、非接触給電受信側の電力変換器として、PDM 制御を用いた高周波単相-低周波三相マトリクスコンバータに適用する。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〉 ダイレクト形単相-三相マトリクスコンバータ

図 2 にダイレクト形単相-三相マトリ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のを防ぐためである。また、この回路は交流-交流直接変換器であり、直流リンクに電解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。

〈2-3〉 インダイレクト形単相-三相マトリクスコンバータ

今回、動作の簡単化を図ることができるインダイレクト形単相-三相マトリクスコンバータについて検討を行う。図 3 にインダイレクト形単相-三相マトリクスコンバータの回路構成を示す。インダイレクト形単相-三相マトリクスコンバータはダイオード整流器と三相インバータの2つの変換器で構成されている。一見、この回路は BTB システムと同じ構成であるが、直流リンクに電解コンデンサを使用していないため、小型化、長寿命である。また、通過素子数が 2 つとなり、ダイレクト形単相-三相マトリクスコンバータと比較して導通損失は増加するが、6 つの単方向スイッチのみで制御できるため、動作を簡単化することができる。

なお、直流リンク部には保護回路として、ダイオードと

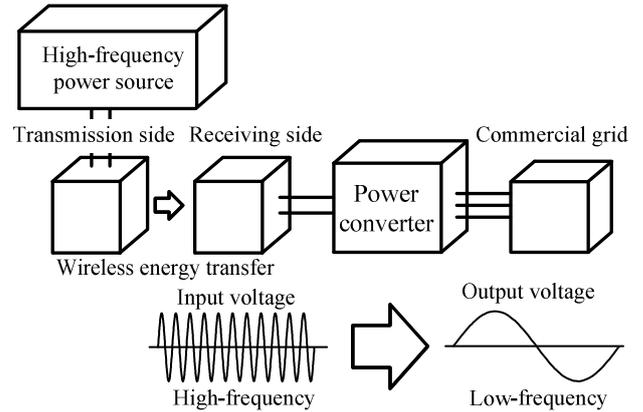


図 1 非接触給電システム

Fig. 1. Contactless power transfer system.

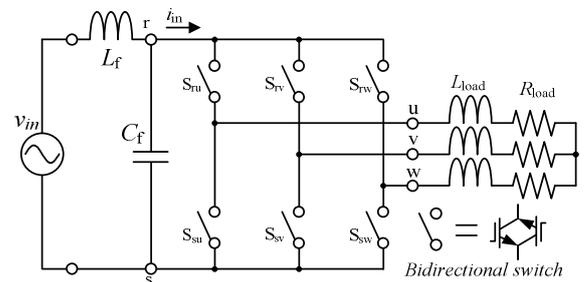


図 2 ダイレクト形単相-三相マトリクスコンバータ

Fig. 2. Direct-type single-phase to three-phase matrix converter.

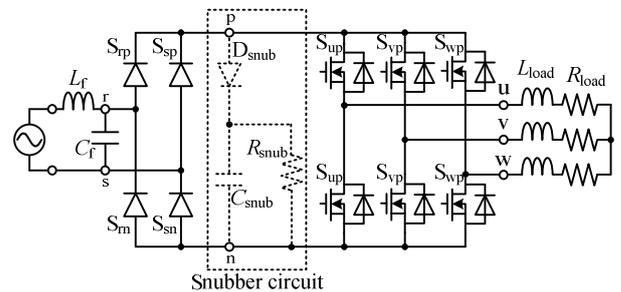


図 3 インダイレクト形単相-三相マトリクスコンバータ

Fig. 3. Indirect-type single-phase to three-phase matrix converter.

キャパシタ、放電抵抗で構成されるクランプスナバを接続している。

3. 制御原理

〈3-1〉 PDM 制御法

PDM (Pulse Density Modulation) 制御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制御法である。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を制御する。

図 4 に単相-三相マトリクスコンバータに PDM 制御を適用する際のイメージ図を示す。非接触給電の受信端が接続されるとすると、単相-三相マトリ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現れる。このゼロクロス点でスイッチングを行うことでゼロ電圧スイッチングが可能となる。ゼロ電圧スイッチングによりスイッチング損失をほぼゼロにでき、素子で発生する損失を大幅に低減できる。

〈3・2〉 デルタ-シグマ変換を用いた PDM 制御法 PDM 制御に必要な信号は出力指令値をアナログ-デジタル変換の1つであるデルタ-シグマ変換することで得られる。

図5にデルタ-シグマ変換を用いた PDM 信号生成ブロックを示す。インバータ部のスイッチングに用いる PDM 信号は各相の指令値をデルタ-シグマ変換により生成する。デルタ-シグマ変換を用いることで比較的簡単に PDM 信号を得ることができる。インダイレクト形単相-三相マトリクスコンバータでは、この信号を用いてインバータの各相のアームをスイッチングすることで出力に PDM 波形を得ることができる。また、入力電圧のゼロクロス点と同期させることで ZVS を実現する。しかし、図3のインダイレクト形単相-三相マトリクスコンバータにおいて、この PDM 信号生成法では出力電圧波形が一定電圧にクランプされる現象と逆方向電圧パルスが発生する。これらは出力波形のひずみやリップルの原因となる。また、このクランプ現象により、ZVS が得られず、スイッチング損失が増加する。

逆方向電圧が発生する原因は次の通りである。デルタ-シグマ変換では、量子化誤差が発生する。そのため、量子化誤差を積算し、ある程度積算されたところで、逆方向電圧パルスを出力して量子化誤差を打ち消している。その結果、出力電圧に逆方向電圧が発生する。

クランプ現象は次のメカニズムにより発生する。デルタ-シグマ変換を用いた PDM 信号生成法のスイッチングパターンでは、出力電圧ベクトルと出力電流ベクトルの位相が瞬時的に 30 度以上になるパターンが存在する。この時、直流リンクに流れる電流が電源側に逆流する。しかし、電源側にはダイオード整流器が接続されており、電源に回生することができず、直流リンク電圧が高くなる。その結果、回路のスナバのダイオードがオンするため、直流リンク電圧はスナバコンデンサ電圧にクランプされる。このため、出力電圧にクランプ現象が生じる。

この改善手法として、空間ベクトル変調(SVM)を基にした PDM 信号生成法を提案する。詳細は次節で述べる。

〈3・3〉 空間ベクトル変調を基にした PDM 制御法 デルタ-シグマ変換を用いた PDM 制御法のクランプ現象の発生メカニズムに着目して、その改善手法として SVM を基にした PDM 信号生成法 (Space Vector Base PDM : SVB-PDM) を提案する。SVM では、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。そのため、SVM を用いることで出力電流ベクトルに対して出力電圧ベクトルの位相の変化を最小にすることができる。これにより、直流リンク電流の逆流を防ぎ、デルタ-シグマ変換を用いた PDM 制御法において発生していた出力電圧のクランプ現象は発生しない。

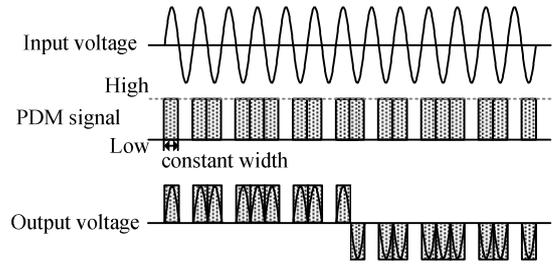


図4 単相-三相マトリクスコンバータにおける PDM 制御イメージ図

Fig. 4. PDM control waveform of proposed circuit.

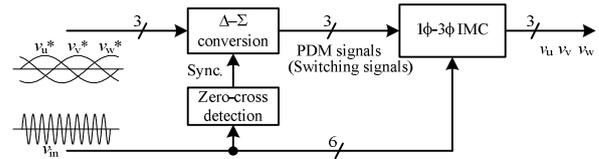


図5 デルタ-シグマ変換を用いた PDM 信号生成ブロック図

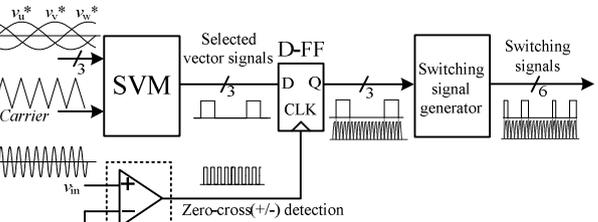


図6 SVM を基にした PDM 信号生成ブロック

Fig. 6. PDM signals generation block diagram based on SVM.

図6に SVM を基にした PDM 信号生成ブロックを示す。SVM による選択ベクトル信号を 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。これにより ZVS を実現する。

この制御法では、SVM に用いるキャリアの周波数を小さくすると、リップルが増加する。そのため、SVM に用いるキャリア周波数は大きいことが望ましい。しかし、キャリアの周波数を大きくして、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、分解能が低下するのである。このため、SVM に用いるキャリア周波数の決定には注意が必要となる。

4. シミュレーション結果

シミュレーションにより、3章で述べた2つの PDM 信号生成法の動作確認を行った。入力電圧を 100kHz, 400V の正弦波とし、出力を 50Hz, 200V, 負荷を 300W (力率 0.986) の誘導性負荷を使用した。

〈4・1〉 デルタ-シグマ変換を用いた PDM 制御法によるシミュレーション 図7にデルタ-シグマ変換を用いた PDM 信号生成法を適用したシミュレーション結果を示す。図7(a)は入出力の電圧と電流である。図7(b)は同図(a)の区間 A を

拡大したものである。(a)より、出力電流は正弦波となっていることがわかる。しかし、出力電圧には逆電圧のパルスが存在しており、波形ひずみに影響を与える。(b)より、入力電圧のゼロクロス点でのスイッチングを確認できる。しかし、出力電圧が一定電圧にクランプされている期間がある。この期間ではZVSできないため、スイッチング損失が増加する。

一方、入力電流波形は矩形波状であり、高調波を多く含んでいることがわかる。しかし、入力が高周波であるため、伝送線路のインダクタンスとフィルタコンデンサにより、入力側の高調波は十分低減できることが予想される。

図8にデルタ-シグマ変換を用いたPDM制御法における出力電圧と入力電流の高調波解析結果を示す。出力電圧は出力周波数50Hzに対して低次高調波40次以下をほとんど含まない。しかし、入力電流は入力周波数100kHzの整数倍高調波を含んでいる。また、ひずみ率(THD)は、出力電圧は40次までで2.2%、入力電流は10次までで42.9%である。

〈4・2〉空間ベクトル変調を基にしたPDM制御法によるシミュレーション 図9にSVMを基にしたPDM信号生成法を適用したシミュレーション結果を示す。図9(a)は入出力電圧および電流である。図9(b)は同図(a)の区間Bを拡大したものである。(a)より、デルタ-シグマ変換を用いた方式と同様に、出力電流は正弦波である。また、出力電圧にはデルタ-シグマ変換を用いた方式で発生していた逆方向電圧のパルスが発生していない。(b)より、入力電圧のゼロクロス点でスイッチングされており、スイッチング損失をほぼゼロにできる。また、デルタ-シグマ変換を用いた方式で発生していた出力電圧波形のクランプ現象は発生せず、波形の改善を確認できる。

また、入力電流はデルタ-シグマ変換を用いた方式同様、矩形波状であり、高調波を多く含んでいる。しかし、これもフィルタにより十分低減できることが予想される。

図10にSVMを基にしたPDM制御法における出力電圧と入力電流の高調波解析結果を示す。出力電圧はデルタ-シグマ変換を用いた方式と同様に、低次高調波40次以下をほとんど含んでいないとわかる。しかし、高次ではSVMで用いたキャリアの周波数5kHzの整数倍高調波を含んでいることがわかる。また、入力電流は入力周波数100kHzの整数倍高調波を含んでいる。THDは、出力電圧は40次までで1.8%、入力電流は10次までで42.8%である。

提案手法の適用により波形が改善されており、提案手法の有効性が確認できる。

5. 実験結果

提案する2つの制御法の検証を行うため、実機による動作確認を行った。なお、今回、コンバータの入力として、特性インピーダンスが50Ωに整合された高周波電源を使用した。入力電圧は周波数100kHz、100Vに正弦波、出力電圧は周波数50Hz、50Vの正弦波とし、今回は無負荷で実験を行い、各制御法の動作確認を行った。

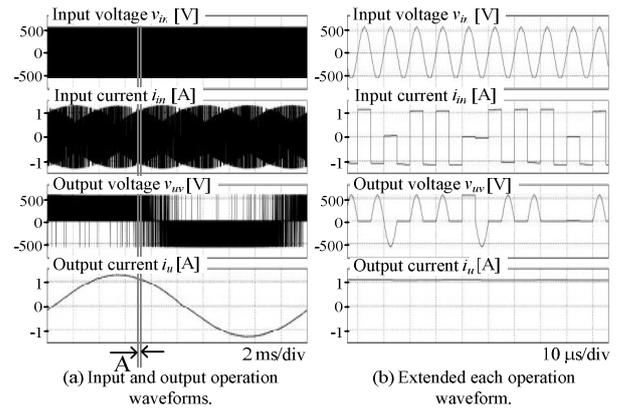


図7 デルタ-シグマ変換を用いたPDM制御法のシミュレーションによる入出力波形

Fig. 7. Operation waveforms of the proposed circuit in the simulation with PDM using delta-sigma conversion.

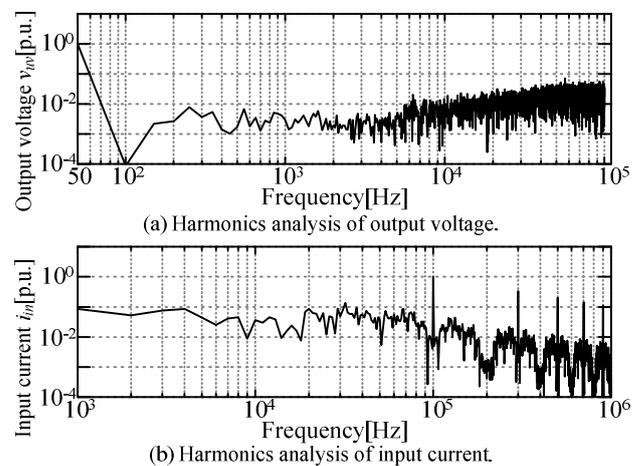


図8 デルタ-シグマ変換を用いたPDM制御法のシミュレーションによる出力電圧と入力電流の高調波解析

Fig. 8. Harmonics analysis of output voltage and input current in the simulation with PDM using delta-sigma conversion.

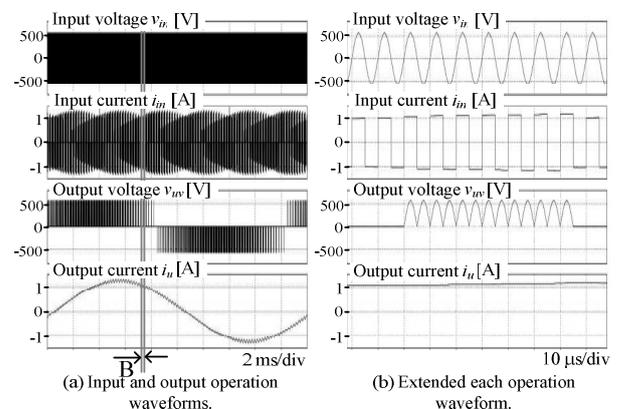


図9 SVMを基にしたPDM制御法のシミュレーションによる入出力波形

Fig. 9. Operation waveforms of the proposed circuit in the simulation with SVB-PDM.

〈5・1〉 デルタ-シグマ変換を用いた PDM 制御法による実験
 今回、入力電圧の上りゼロクロス点で、指令値のデルタ-シグマ変換を行い、スイッチングに用いる PDM 信号を生成した。このため、入力電圧の半周期のパルス 2 つが制御の最小単位となる。

図 11 にデルタ-シグマ変換を用いた PDM 信号生成法を適用したインダイレクト形単相-三相マトリックスコンバータの動作波形を示す。図 11(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。これより、インダイレクト形単相-三相マトリックスコンバータにおいて、デルタ-シグマ変換を用いることで、PDM 制御が実現できていることを確認した。また、図 11(b)は図 11(a)における区間 C の拡大図である。図 11(a)、図 11(b)より、この制御法では、スイッチングによるサージと逆方向電圧パルスが発生していることがわかる。この逆方向電圧パルスはリップルの原因となる。

図 11(c)は図 11(a)における区間 C をさらに拡大図したものである。図 11(c)より、周波数 100kHz の正弦波電圧が入力されており、イ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、実際にはゼロクロス点から約 1 μ s 遅れてスイッチングしている。この遅れの原因は、ゼロクロス点を検出する回路とゲートドライブ回路(GDU)の遅れと、インバータのデッドタイムである。検出回路と GDU での遅れは約 0.5 μ s であり、設定したデッドタイムは 0.5 μ s である。しかし、この遅れは入力電圧のゼロクロス点を検出する回路の改良や素子の特性から適切なデッドタイムの決定をすることで改善が可能である。また、多少のスイッチングの遅れがあったとしても、ゼロクロス付近でスイッチングが行われていれば、ハードスイッチングに比べてスイッチング損失とスイッチングに伴うサージを軽減できる。

次に、図 12 に出力電圧の高調波解析結果を示す。結果より、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 1.68% となった。また、高次では入力電圧周波数 100kHz の 2 倍の周波数である 200kHz の整数倍高調波を含んでいることがわかる。今回の実験は、無負荷で行なっているため、出力電流と電圧の位相が関係しているクランプ現象は発生していない。そのため、THD はシミュレーション結果と比較して小さくなり、この値がデルタ-シグマ変換を用いた PDM 制御法本来の THD である。しかし、今後、負荷を接続した、はデルタ-シグマ変換を用いた方式では、出力電圧にクランプ現象が発生し、THD がさらに悪化すると予想される。

〈5・2〉 空間ベクトル変調を基にした PDM 制御法による実験
 SVM に用いるキャリア周波数は 5kHz とし、スイッチングに用いる PDM 信号を生成した。また、この信号は、入力電圧の上り、下りのゼロクロス点で同期されている。

図 13 に SVM を基にした PDM 信号生成法を適用したインダイレクト形単相-三相マトリックスコンバータの動作波形を示す。図 13(a)より、出力には周波数 50Hz の正弦波電

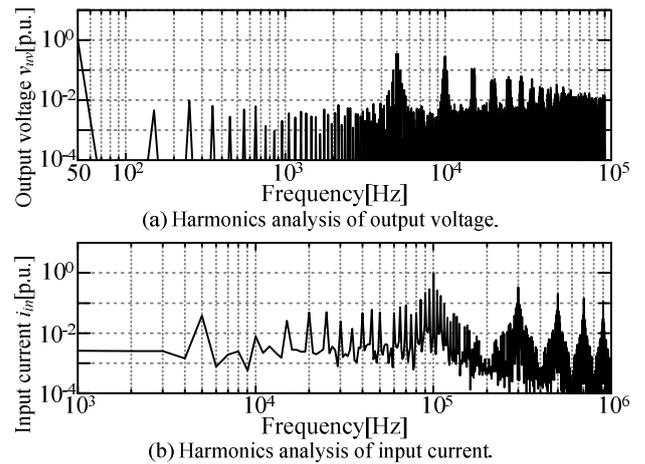


図 10 SVM を基にした PDM 制御法のシミュレーションによる出力電圧と入力電流の高調波解析
 Fig. 10. Harmonics analysis of output voltage and input current in the simulation with SVB-PDM.

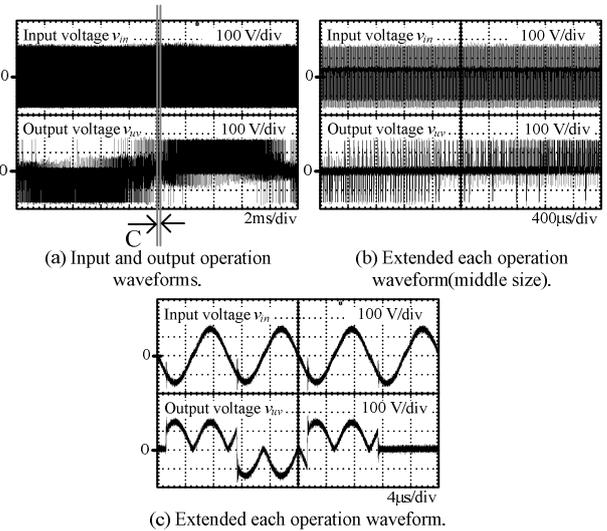


図 11 デルタ-シグマ変換を用いた PDM 制御法による入出力電圧実験波形

Fig. 11. Operation waveforms of the proposed circuit in the experiment with PDM using delta-sigma conversion.

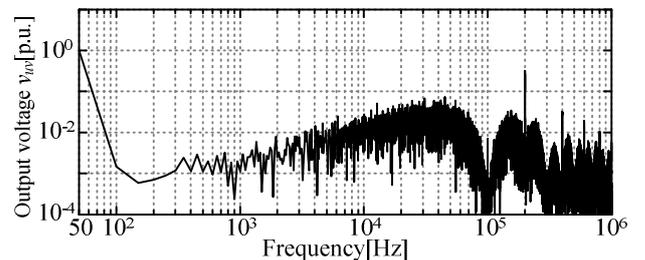


図 12 デルタ-シグマ変換を用いた PDM 制御法における出力電圧の高調波解析

Fig. 12. Harmonics analysis of output voltage with PDM using delta-sigma conversion..

圧が出力されている。これより、インダイレクト形単相-三相マトリックスコンバータにおいて、SVM を基にした PDM 制御が実現できていることを確認した。また、図 13(b)は図 13(a)における区間 D の拡大図である。図 13(a)、図 13(b)より、この制御法では、スイッチングによるサージは発生し

ているが、デルタ-シグマ変換を用いた方式で発生していた逆方向電圧パルスが発生していない。これにより、提案手法を適用することで、出力電圧波形の改善が確認できる。

図 13(c)に図 13(a)における区間 D の拡大図を示す。図 13 (b)より、イ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。また、デルタ-シグマ変換を用いた方式同様に、約 $1\mu\text{s}$ のゼロクロス点からのスイッチング遅れが存在する。

次に、図 14 に出力電圧の高調波解析結果を示す。結果より、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。出力電圧の THD は 40 次までで 1.48% となった。また、SVM のキャリア周波数 5kHz 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。

6. まとめ

本論文では、入力を高周波、出力を低周波とするインダクタ形単相-三相マトリックスコンバータにおける PDM 制御法についてシミュレーションと実験により検討を行った。デルタ-シグマ変換を用いた PDM 制御を適用した場合、出力波形に逆方向電圧のパルスと波形のクランプ現象が発生する。その波形改善法として提案した SVM を基にした PDM 制御法を提案した。

入力電圧を 100kHz として無負荷で実機検証を行った結果、どちらの制御法も、出力には正弦波電圧を得られており、入力電圧のゼロクロス付近でのスイッチングを確認した。また、デルタ-シグマ変換を用いた方式では、出力電圧に逆方向電圧パルスを確認した。そして SVM を基にした PDM 制御法では逆方向電圧パルスが発生していないことを確認した。高調波解析では、出力電圧 THD はそれぞれ 1.68%, 1.48% となった。

今後は、負荷を接続した実験による各制御法の比較と、さらに高精度なゼロ電圧スイッチングを実現するためにゼロクロス点検出回路の改良を行う予定である。

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)
居村岳広・堀洋一：「電磁界共振結合による伝送技術」, 電学誌, Vol.129, No.7 pp.414-417 (2009)

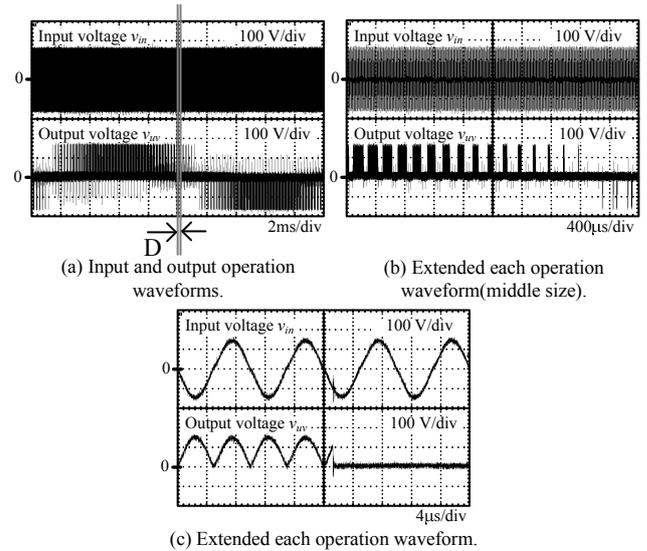


図 13 SVM を基にした PDM 制御法による入出力電圧実験波形

Fig. 13. Operation waveforms of the proposed circuit in the experiment with SVB-PDM.

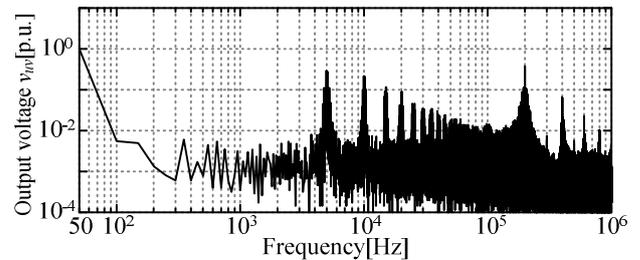


図 14 SVM を基にした PDM 制御法における出力電圧の高調波解析

Fig. 14. Harmonics analysis of output voltage with SVB-PDM.

- (6) 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)
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)
- (7) Abdelhalim Sandali, Ahmed Cheriti and Pierre Sicard："Design Considerations for PDM Ac/ac Converter Implementation", APEC 2007, pp.1678-1683 (2007)
- (8) 中田祐樹, 伊東淳一：「PDM 制御法を用いた高周波単相/三相マトリックスコンバータの基礎解析」, 電気学会東京支部新潟支所研究発表会, IV-07, p.114 (2010)
- (9) Yuki Nakata, Satoshi Miyawaki and Jun-ichi Itoh："An Experimental Verification of a Single-phase-to-three-phase Matrix Converter Using PDM Control for High-frequency Applications", Technical Meeting on Semiconductor Power Converter, SPC-11-020, pp.109-114 (2011)
中田祐樹, 宮脇慧, 伊東淳一：「PDM 制御法を用いた高周波単相/三相マトリックスコンバータの動作検証」, 半導体電力変換合同研究会, SPC-11-020, pp.109-114 (2011)
- (10) 中田祐樹, 伊東淳一：「インダクタ形高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータの波形改善」, 電気学会東京支部新潟支所研究発表会, IV-04, p.59 (2011)
- (11) Yuki Nakata and Jun-ichi Itoh："An Experimental Verification and Analysis of a Single-phase to Three-phase Matrix Converter using PDM Control Method for High-frequency Applications", IEEE PEDS 2011, No. 383, pp.1084-1089 (2011)