

百 kHz 級単相-商用周波三相マトリックスコンバータの PDM 制御法

中田 祐樹* 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

PDM Control Methods of a 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 several hundred kHz frequency and outputting 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 delta-sigma conversion and the PDM control based on Space Vector Modulation (SVM), which is proposed. Also, the 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 control based on SVM are 5.96% and 2.15% respectively. In addition, the maximum efficiency with delta-sigma conversion and PDM control based on SVM are 93.4% and 97.3% respectively. Therefore, validity of PDM control based on SVM has been confirmed for improvement of the output waveforms and reduction of switching loss.

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形の交流-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。しかし, 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。

本論文では, 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する⁽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witching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が, 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し, 損失が増加する一因となる

そこで, さらに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。

本論文の目的は, 高周波入力の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にある。

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。次に, 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, 出力電圧波形および効率の改

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、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ことが考えられる。

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。そして、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パルスとして扱い、PDM制御を適用することで、インバータ側のスイッチング素子がオンオフする瞬間のコレクタ-エミッタ間電圧ゼロにでき、ゼロ電圧スイッチング(ZVS)が達成できる。これにより、高効率が見込める。PDM制御法については次章にて述べる。

〈2・2〉 単相-三相マトリクスコンバータ 図2に単相-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〉 単相-三相インダイレクトマトリクスコンバータ 今回、動作の簡単化を図るため単相-三相インダイレクトマトリクスコンバータについて検討を行う。

図3に単相-三相インダイレクトマトリクスコンバータの回路構成を示す。単相-三相インダイレクト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、直流リンクに平滑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、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、ダイオードと小さなキャパシタ、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)

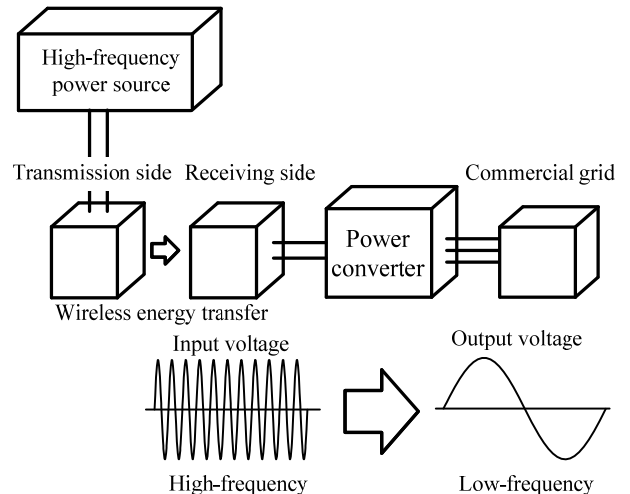


Fig. 1. Contactless power transfer system.

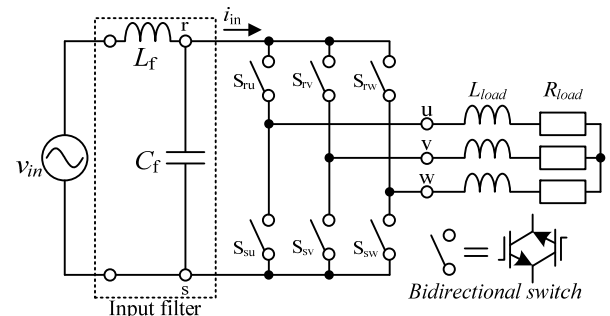


Fig. 2. Single-phase to three-phase matrix converter.

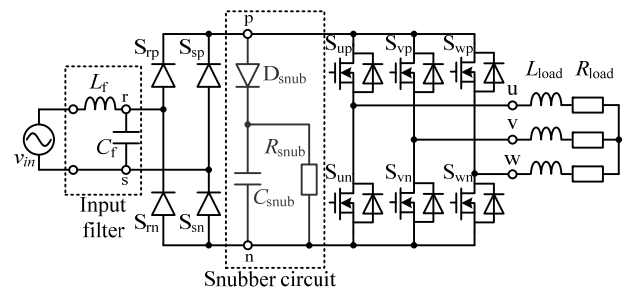


Fig. 3. Single-phase to three-phase indirect matrix converter.

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 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。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。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。単相-三相インダイレクトマトリッ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。

デルタ-シグマ変換によって、PDM 信号は生成できるが、図 3 の単相-三相インダイレクトマトリックスコンバータに、この方法を適用すると、逆方向電圧パルスが発生する現象と、出力電圧がスナバ電圧にクランプされる現象が発生することが判明した。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。以下にそのメカニズムを説明する。

(1)逆方向電圧パルス発生メカニズム：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して量子化誤差を打ち消している。その結果、本質的な原理により出力電圧に逆方向電圧が発生する。

(2)クランプ現象発生メカニズム：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。三相インバータにおいて、電圧ベクトルと電流ベクトルの位相差が 30°を超えると、負荷から直流リンクに電流が逆流する。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、直流リンク電圧が上昇する。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。

〈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。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して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、直流リンク電流の逆流を防止でき、出力電圧のクランプ現象は発生しない。

図 6 に SVB-PDM の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

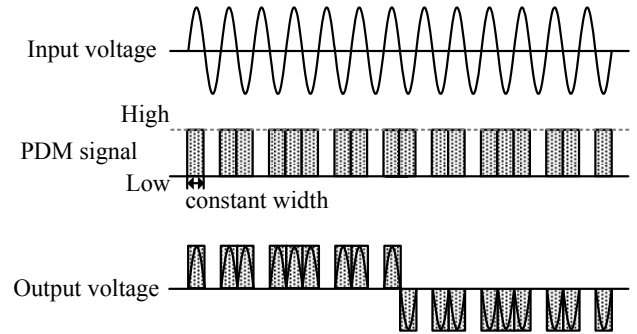


Fig. 4. PDM control waveform of proposed circuit.

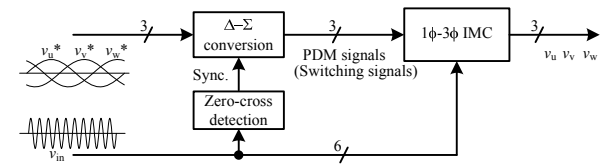


Fig. 5. Control block diagram using delta-sigma conversion.

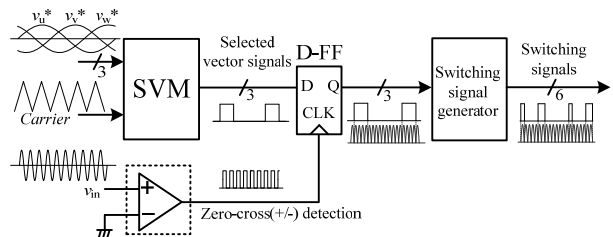


Fig. 6. PDM signals generation block diagram based on SVM.

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、分解能が低下するためである。例えば、出力電圧の分解能を 8bit 以上望むとすれば、SVM に用いるキャリア周波数は、入力周波数の 1/256 以下にする必要がある。系統連系用途の場合、一定周波数一定電圧制御(CVCF)なので、モータ駆動用途ほど、出力電圧の分解能を要求されない。

4. 実験結果

ここでは 2 つの制御法の検証を行うため、図 3 に示す実験回路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。そのため、整合回路させるため、入力フィルタを挿入した。表 1 の実験条件により実験を行い、各制御法の動作確認を行った。

〈4・1〉 デルタ-シグマ変換による PDM 制御の動作

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単相-三相インダイレクトマトリックスコンバータの動作波形を示す。図 7(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、単相-三相インダイレクト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 7(b)は図 7(a)における区間 A の拡大図である。図 7(a)、図 7(b)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。この遅れの主な原因は、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と思われる。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。

一方、出力電圧波形ではクランプ現象が発生している。これは、3 章で述べたようにデルタ-シグマ変換を用いた PDM 制御のスイッチングパターンでは、直流リンク電流が逆流するパターンが発生しているためである。このクランプ現象は出力電圧波形のひずみの原因となる。

次に、図 8 に出力電圧と入力電流の高調波解析結果を示す。図 8(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。出力電圧のひずみ率(THD)は 40 次までで 5.96% 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。本回路ではダイオード整流器により全波整流しているため、直流リンク電圧(インバータ入力)は入力電圧の 2 倍の周波数で変動する。そのため、出力電圧波形も入力周波数の 2 倍の周波数の整数倍高調波を含む。

また、図 8(b)より入力電流の高調波解析では、シミュレーション結果同様、入力周波数 100kHz の整数倍高調波を多く含んでいることがわかる。これは、図 7(b)からもわかるように、入力電流は矩形波状であり、低次の整数倍高調波を含んでいるためである。このとき、入力電流の THD は 10 次までで 79.7% となった。

以上の実験結果より、この方式ではクランプ現象と逆方向電圧パルスが発生することを確認した。またこれらの問題は出力波形のひずみに影響を与え、ひずみ率が高くなることが明らかになった。

〈4・2〉 空間ベクトル変調を基にした PDM 制御の動作

ここでは、提案した SVB-PDM 制御の有用性を確認するため、デルタ-シグマ変換を用いた PDM 制御の実験と同様の

Table 1. Experimental conditions.

Input voltage	200 [V]	
Input frequency	100 [kHz]	
Output line-to-line voltage	90 [V]	
Output frequency	50 [Hz]	
Load	R_{load}	100 [Ω]
	L_{load}	10 [mH]

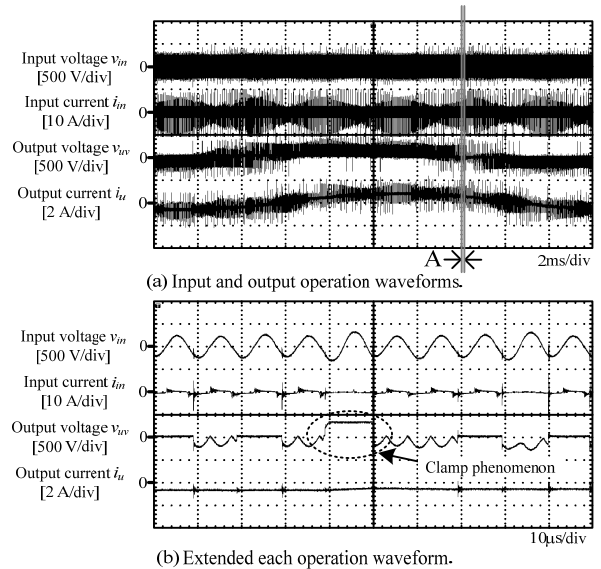


Fig. 7. Operation waveforms of the proposed circuit in the experiment with PDM using delta-sigma conversion.

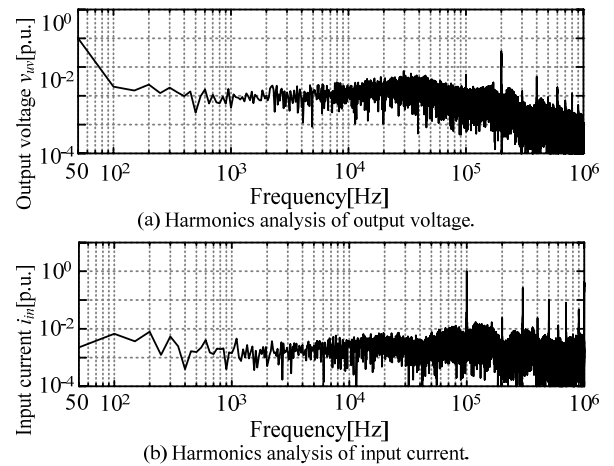


Fig. 8. Harmonics analysis of output voltage and input current with PDM control using delta-sigma conversion.

回路を用いて実験を行った。入出力電圧、負荷等の実験条件も表 1 に示すとおりである。

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 9 に SVB-PDM 信号生成法を適用した単相-三相インダイレクトマトリックスコンバータの動作波形を示す。図 9(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、単相-三相インダイレクト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、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9(b)に図9(a)における区間Bの拡大図を示す。図9(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 μ 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10に出力電圧と入力電流の高調波解析結果を示す。図10(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。出力電圧のTHDは40次までで2.15%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。スイッチング周波数がキャリア周波数と一致しているため、その整数倍高調波を含む。そして、入力電圧周波数の2倍の周波数の整数倍高調波を含む理由は、前節で述べたのと同じ理由である。

また、図10(b)より入力電流の高調波解析では、シミュレーション結果同様、入力周波数100kHzの整数倍高調波を多く含んでいる。これも前節で述べた理由と同様、図10(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55.5%となった。

提案したSVMを基にしたPDM制御を適用することで、デルタ-シグマ変換を用いたPDM制御適用時に発生していたクランプ現象と逆方向電圧パルスの問題を解決し、出力電圧ひずみ率を1/2以下に低減できた。以上の結果から、提案した波形改善法の有用性を確認できる。

〈4.3〉 効率比較 図11にデルタ-シグマ変換を用いたPDM制御とSVB-PDM制御を適用した際の高周波単相-三相マトリックスコンバータの効率特性を示す。入出力電圧は表1の実験条件とし、負荷を変化させることで出力電力を変化させて実験を行った。

結果より、最高効率点は75W負荷において、それぞれSVMを基にしたPDM制御適用時では97.3%、デルタ-シグマ変換を用いたPDM制御適用時では93.4%となり、提案するSVB-PDMにより損失を3.9ポイント低減できた。

また、すべての測定点においてSVB-PDM制御適用時の効率がデルタ-シグマ変換を用いたPDM制御適用時の効率よりも高い。これは、SVB-PDM制御適用することにより、クランプ現象が解消され、スイッチング損失が減少したためである。この制御法では、スイッチング回数を低減することができ、スイッチング損失を大幅に減少したことも、効率向上におおきく寄与している。

以上より、SVMを基にしたPDM制御は波形改善とスイッチング損失低減に有効であることが確認された。

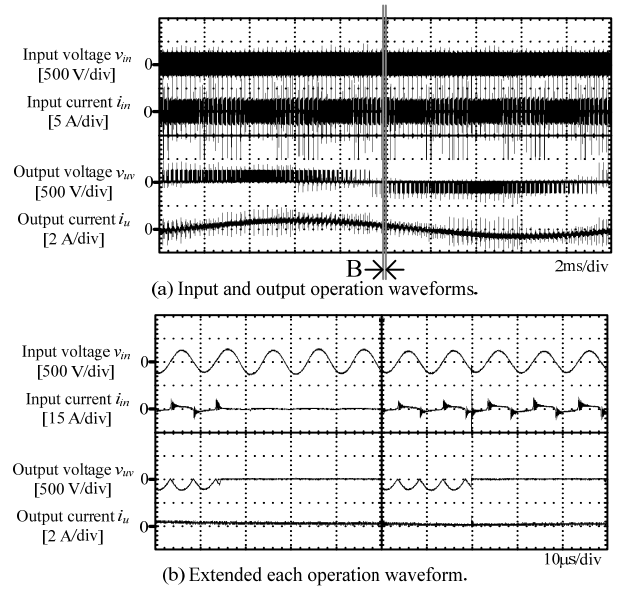


Fig. 9. Operation waveforms of the proposed circuit in the experiment with PDM control based on SVM.

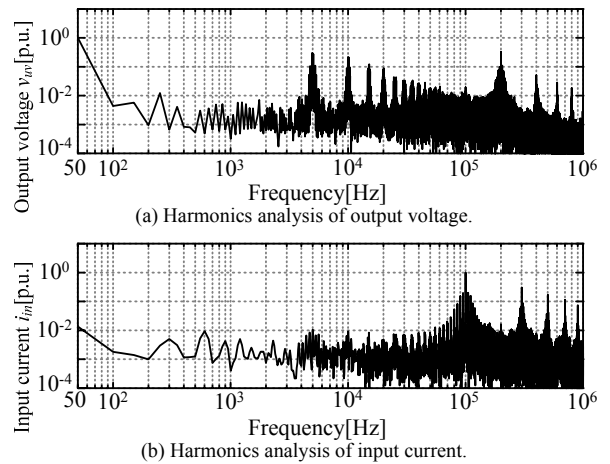


Fig. 10. Harmonics analysis of output voltage and input current with PDM control based on SVM.

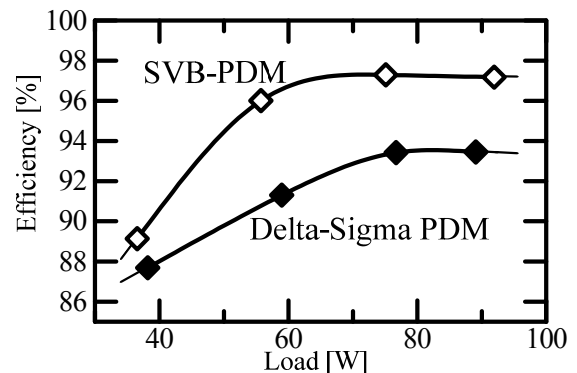


Fig. 11. Characteristic of the proposed circuit's efficiency.

〈4.4〉 スwitching遅延の損失への影響 図12にスイッチング遅延の回路損失への影響を示す。この際、入力電圧100kHz、200V、出力電圧を50Hz、出力電力が80W一

定となるように実験を行った。また結果は出力電力で規格化した値である。

結果より、回路損失はスイッチング遅延時間の増加に伴い増加しており、スイッチング遅延時間 $0\mu\text{s}$ において損失は最小となり 3.2%であった。また、スイッチング遅延時間 $2.5\mu\text{s}$ において損失は最大となり 3.5%であった。

また、回路損失の増加の傾向は正弦波(4分の1周期)になっている。これは、スイッチング遅延時間の変換に伴い、スイッチング時の電圧値が正弦波状に変化し、スイッチング損失が正弦波状に変化するためである。

よって、スイッチングのタイミングが、入力正弦波の最大値と重なるとスイッチング損失が最大となる。

5. まとめ

本論文では、入力を高周波、出力を低周波とする単相-三相インダイレクトマトリ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。

試作機による 2 つの制御法を適用した実験結果より、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 5.96%、2.15% となった。この結果より、SVM を基にした PDM 制御の波形改善効果を確認した。

各制御法において効率評価を行った結果、デルタ-シグマ変換を用いた PDM 制御では 93.4%、SVM を基にした PDM 制御では 97.3% となり、損失を 3.9 ポイント低減できることを明らかにした。以上により、SVM を基にした PDM 制御の有用性を確認した。

なお、本方式は、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。

今後の課題としては、さらに高精度なゼロ電圧スイッチングを実現するためのゼロクロス点検出回路改良があげられる。

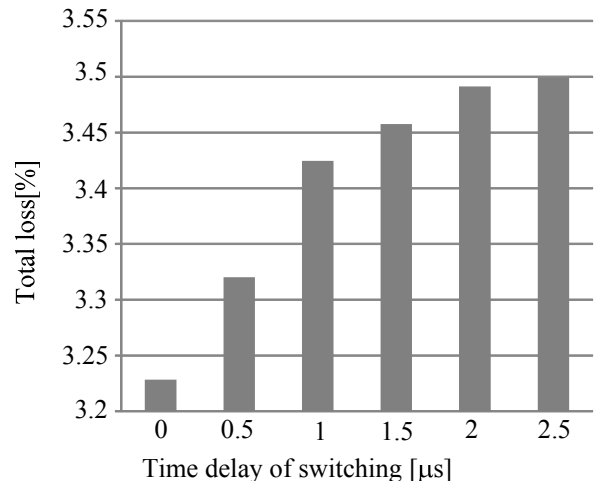


Fig. 12. Converter losses vs delay time of switching with proposed SVB-PDM.

- (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) 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)
- (7) Abdelhalim Sandali, Ahmed Cheriti and Pierre Sicard: “Design Considerations for PDM Ac/ac Converter Implementation”, APEC 2007, pp.1678-1683 (2007)
- (8) 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)
- (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)

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)