

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、インバータのスイッチング損失低減が可能となる。

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、出力波形には後に図 7(b)に示すような出力電圧指令値の極性と異なる極性の電圧パルス(以下、逆方向電圧パルスと呼ぶ)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、さらなる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 を基にした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ることができる。

本論文の目的は、高周波入力マトリ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電力変換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電側に送られる。受電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 1 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。特に導通損失の低減を狙って、スーパージャクソン構造の MOSFET を使用すると、リカバリー損失が増加する。そこで、さらなる高効率化を目指し非接触給電受電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を適用する。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、入力電圧の半周期を 1 パルスとして扱うことで、PDM 制御を適用できる。そして、これにより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(ドレイン-ソース)間電圧をほぼゼロにでき、大幅にスイッチング損失を低減し、高効率が望める。PDM 制御法については次章にて述べる。

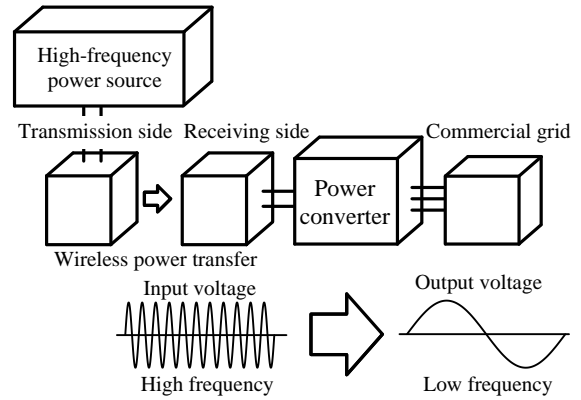


Fig. 1. Wireless power transfer system.

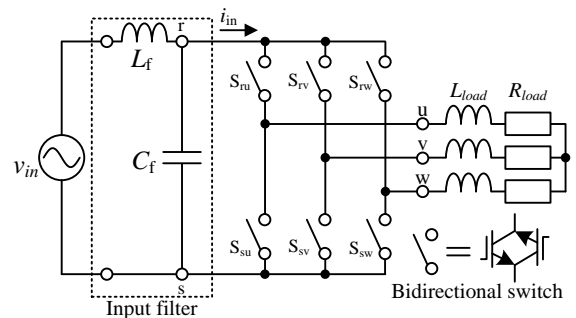


Fig. 2. Single-phase to three-phase matrix converter.

〈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で、これを防ぐためである。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-三相マトリクスコンバータでは 0.637 である。このように、平滑コンデ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。

また、ワイヤレス電力伝送システムを入力と考えた場合、システムはあるインピーダンスに整合されることが予想される。このとき、電力が大きくなるとそのインピーダンス値に比例して、入力電圧が大きくなる。たとえば、数 kW のシステムでは、 50Ω で整合をとるとすれば、入力電圧は 400-500V 程度となる。このことから、ワイヤレス電力伝送システムを入力と考えた場合には、提案のマトリクスコ

ンバータは降圧動作となるので、このような電圧利用率でも商用電源に連系できる。

〈2-3〉 単相-三相インダイレクトマトリックスコンバータ 図3に単相-三相インダイレクトマトリッ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ッ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、この回路は従来の整流器とインバータ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、長寿命である。また、通過素子数が2つとなり、単相-三相マトリッ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特徴がある。ただし、パワーフローは一方方向に限定される。

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。本論文では、マトリックスコンバータにおける PDM 制御原理の妥当性の検証を行うため、単相-三相インダイレクトマトリックスコンバータを用いて実機検討を行う。

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4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現れる。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〉 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。図5(a)はデルタ-シグマ変換を用いたシステム全体の制御ブロック図、(b)はデルタ-シグマ変換のブロック図である。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-シグマ変換することにより生成する。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スイッチング損失の大幅な低減を実現する。

デルタ-シグマ変換によって、PDM 信号は生成できるが、

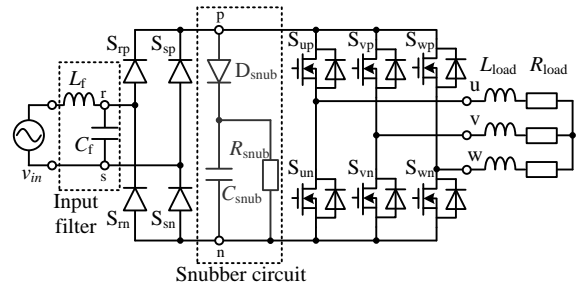


Fig. 3. Single-phase to three-phase indirect matrix converter.

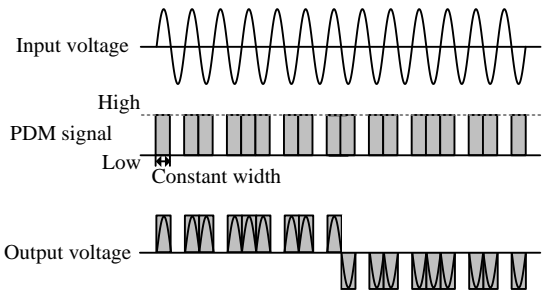
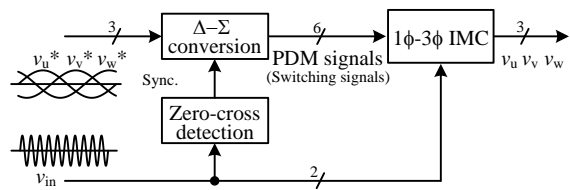
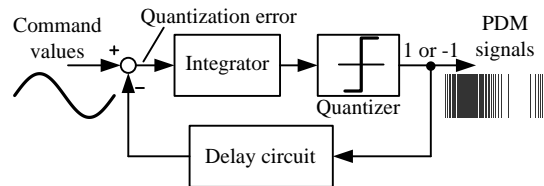


Fig. 4. PDM control waveform of proposed circuit.



(a) Control block diagram using delta-sigma conversion (overall).



(b) Block diagram of the delta-sigma conversion.

Fig. 5. Control block diagram of the PDM control using delta-sigma conversion.

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、後に図7(b)に示すように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、ゼロ電圧付近でスイッチングすることができず、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。

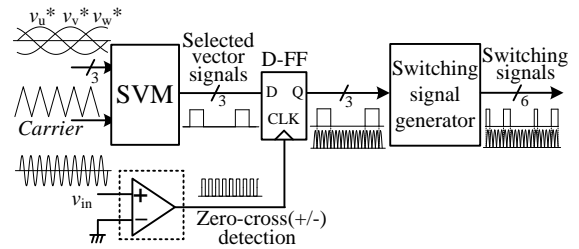
(1) 逆方向電圧パルス発生メカニズム：図5(b)に示すようにデルタ-シグマ変換では、量子化誤差が発生する。そのため、量子化誤差を積算し、しきい値を超えたところで、逆方向電圧パルスを出力して量子化誤差を打ち消している。その結果、本質的な原理により出力電圧に逆方向電圧が発生する。

(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差が瞬時的に 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 度を超えると, 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。

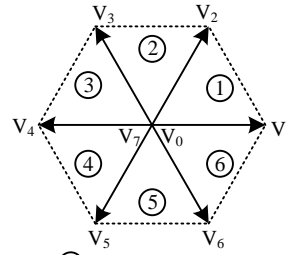
〈3-3〉 空間ベクトル変調を基にした PDM 制御法
 デルタ-シグマ変換を用いた PDM 制御法のクランプ現象の発生メカニズムに着目して, その改善手法として SVM を基にした PDM 信号生成法(Space Vector Base PDM : SVB-PDM)を提案する。SVM では, 電圧ベクトルを出力する際に近接した基本ベクトルを選択し出力する。系統連系の用途では基本的に出力力率 1 に保つよう制御されるのが一般的である。そのため, SVM を用いることで出力電流ベクトルに対して出力電圧ベクトルの位相の変化を最小にできる。これにより, 直流リンク電流の逆流を防止でき, 出力電圧のクランプ現象は発生しない。

図 6(a)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分かる。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 6(b)に示すような選択ベクトルから, 図 6(c)に示すスイッチングパターンの対応表に従い, スwitchングパターンを生成する。ここで, 図 6(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。

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 1/128(入力半周期を最小パルスとするため)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



(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. 6. Control block diagram of the PDM control based on SVM.

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, 回路の入力インピーダンスが電源のインピーダンスと整合するように, 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。この区間は, 出力電圧指令値が負の期間である。図 7(b)より, 周波数 100kHz の正弦波電圧が入力されており, インバータは出力電圧の波形から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 1μs 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 0.5μs であり, 設定したデッドタイムは 0.5μs 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、一定の直流電圧でスイッチングしているインバータ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、出力電圧波形では逆方向電圧パルスと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、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。ここで、入力側電源を非接触電力伝送システムの受電コイルと想定した場合、入力電流 THD が大きいと、インピーダンスの不整合が発生し、電力伝送効率が低下する。そのため、インピーダンス整合を行うために、入力に入力フィルタが必要となる。しかし、THD が大きい場合にはより高い高調波除去性能が求められ、入力フィルタが大型化するが、非接触給電では数百 kHz 以上の高周波が使用されることから、商用周波数のフィルタに比べ大幅に小さい。

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。

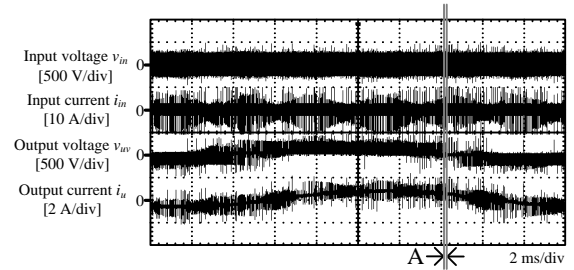
〈4・2〉 空間ベクトル変調を基にした PDM 制御の動作
ここでは、提案した SVB-PDM 制御の有用性を確認するため、デルタ-シグマ変換を用いた PDM 制御の実験と同様の回路を用いて実験を行った。入出力電圧、負荷等の実験条件も表 1 に示すとおりである。

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と同期がとれている。

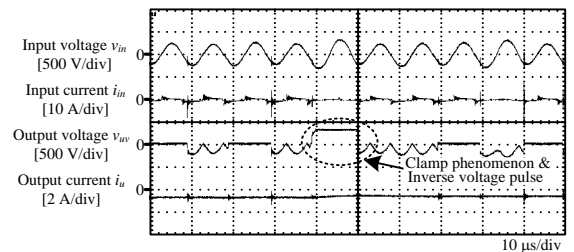
図 9 に SVB-PDM 信号生成法を適用した単相-三相インダクタマトリクスコンバータの動作波形を示す。図 9(a)より、出力には周波数 50Hz の正弦波電圧が出力されている。これより、単相-三相インダクタマトリクスコンバータにおいて、SVM を基にした PDM 制御が実現できていることを確認した。また、この制御法では、スイッチングに

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]

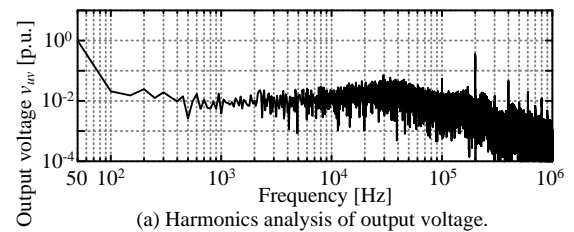


(a) Input and output operation waveforms.

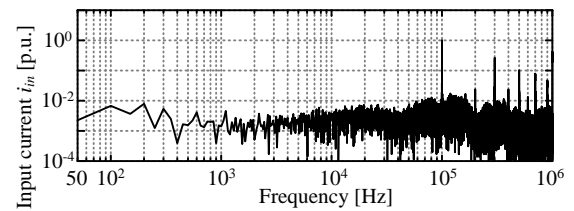


(b) Extended view of each operation waveform.

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



(a) Harmonics analysis of output voltage.



(b) Harmonics analysis of input current.

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

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, 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 9(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-三相インダイレクト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 59.1% 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, 効率向上に大きく寄与している。

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。

〈4・4〉 スイッチング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におよぼす影響を示す。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。ここで, 結果は出力電力で規格化した値である。また, 遅延回路によりスイッチングタイミングを調整することにより, 入力電圧のゼロクロス点からの遅延時間を調整している。スイッチング遅延 0 μ s は, 遅延回路によって, スイッチングのタイミングを半周期後に現れる入力電圧のゼロクロス点まで遅らせることで, 遅延 0 μ s を実現し, これを遅延 0 μ s と定義する。

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 μ s において損失

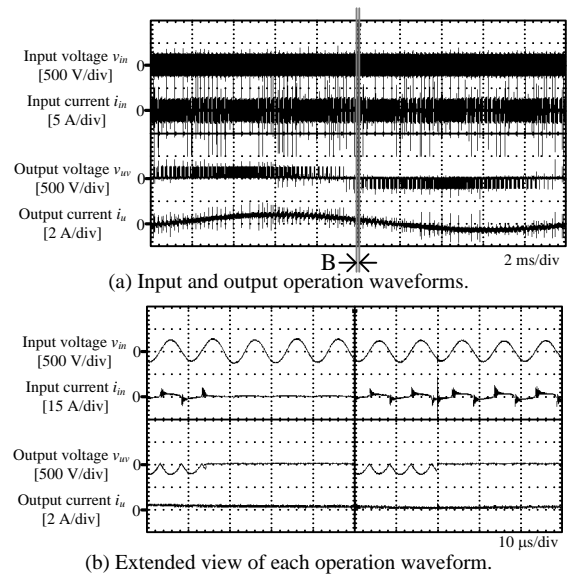


Fig. 9. Operation waveforms of the proposed circuit in the experiment with the PDM control based on SVM.

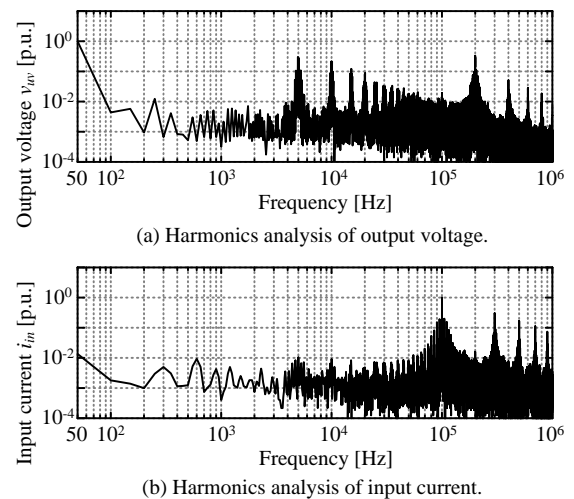


Fig. 10. Harmonics analysis of output voltage and input current with the PDM control based on SVM.

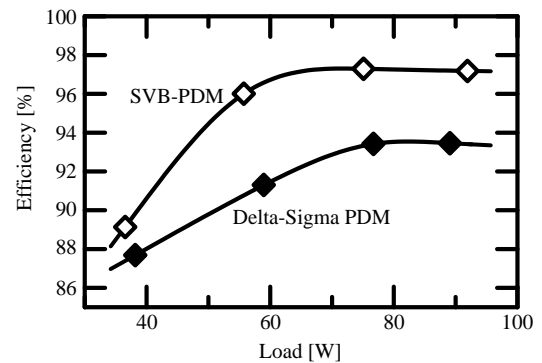


Fig. 11. Characteristics of the proposed circuit's efficiency.

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 μ 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状(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化に伴い、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。

このとき、スイッチング遅れ $0\mu\text{s}$ においても 3.23%と比較的大きな損失が発生している。これは、単相-三相インダイレクトマトリックスコンバータの構成では、インバータ部において、デッドタイムが必要であり、このデッドタイムを確保したことにより、上下アームどちらかのスイッチでは完全にゼロ電圧でスイッチングしておらず、スイッチング遅延 $0\mu\text{s}$ と定義したスイッチングの条件においても、スイッチング損失が発生しているためと思われる。

また、MOSFET の駆動回路の遅延時間のばらつきの影響も原因の一つと考えられる。そのため、今後、遅れ時間の補償や最適なデッドタイムの設定をすることで、さらなる損失低減が期待できる。

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ックスコンバータにおける PDM 制御法について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 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、出力電圧波形に逆方向電圧パルスとクランプ現象を確認した。そして、SVM を基にした PDM 制御法では、逆方向電圧パルスおよびクランプ現象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。

また、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 59.1%低減できることを明らかにした。以上により、提案した SVM を基にした PDM 制御の有用性を確認した。

このデルタ-シグマ変換を用いた PDM 制御を適用した際のクランプ現象の問題は、図 3 に示すパワーフローが一方向に限定されたインダイレクトマトリックスコンバータ特有の問題であり、図 2 に示すダイレクトマトリックスコンバータでは、電源側への電流の回生が可能のためクランプ現象は発生しない。

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、さらにスイッチング損失の低減を

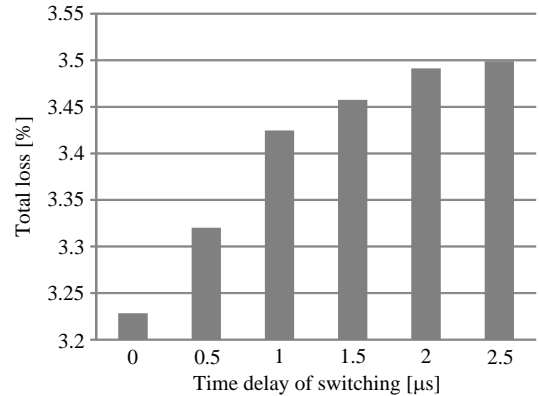


Fig. 12. Converter losses vs. delay time of switching with the PDM control based on SVM (Experimental results).

目指し、高精度にゼロ電圧付近でスイッチングするためのゼロクロス点検出回路改良があげられる。

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.Soljacic : "Wireless Power Transfer via Strongly Coupled Magnetic Resonances", Science, Vol.317, pp.83-86 (2007)
- (4) Takehiro Imura, Toshiyuki Uchida and Yoichi Hori : "Experimental Analysis of High Efficiency Power Transfer using Resonance of Magnetic Antennas for the Near Field - Geometry and Fundamental Characteristics -", 2008 IEEE JIASC, 2-62-II, pp.539-542 (2008) (in Japanese)
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 年電気学会産業応用部門大会, 2-62-II, pp.539-542 (2008)
- (5) Takehiro Imura and Yoichi Hori : "Wireless Power Transfer Using Electromagnetic Resonant Coupling", IEEE 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-単相マトリッ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) P.K.Sood and T.A.Lipo : "Power Conversion Distribution System using a High-Frequency AC Link," IEEE Trans. on IA, Vol. IA-24, No.2, pp.228-300 (1988)
- (8) 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) (in Japanese)
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)
- (9) 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)

- (10) Yuki Nakata and Jun-ichi Itoh : "Efficiency Evaluation of an Single-phase to Three-phase Indirect Matrix Converter for High-frequency Applications", 2012 IEEJ JIASC, 1-45-1, pp.225-228 (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ッ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, 1-45-1, pp.225-228 (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, P3905, pp. 1753-1759 (2012)

中 田 祐 樹



(学生員) 1987 年 12 月 10 日生まれ。2012 年 3 月, 長岡技術科学大学大学院工学研究科修士課程電気電子情報工学専攻修了。同年 4 月, 同大学大学院工学研究科博士後期課程エネルギー・環境工学専攻に進学。現在に至る。主に電力変換回路に関する研究に従事。

伊 東 淳 一



(正員) 1972 年 1 月 6 日生まれ。1996 年 3 月, 長岡技術科学大学大学院工学研究科修士課程修了。同年 4 月, 富士電機(株)入社。2004 年 4 月, 長岡技術科学大学電気系准教授。現在に至る。主に電力変換回路, 電動機制御の研究に従事。博士(工学)(長岡技術科学大学)。2007 年第 63 回電気学術振興賞進歩賞受賞。2010 年 Takahashi Isao Award (IPEC Sapporo), 第 58 回電気科学技術奨励賞, 2012 年インテリジェン

トコスモス奨励賞, IEEE, 自動車技術会会員。