

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により、ゼロ電圧でのスイッチングが可能となる。

スイッチングに使用する PDM 信号は空間ベクトル変調 (SVM) を基にして信号生成されてきた⁽⁹⁾⁻⁽¹³⁾。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させることでゼロ電圧でのスイッチングを実現している。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、量子化誤差が発生するため、出力波形にひずみが生じる。

このような量子化誤差による波形ひずみの特性改善の方法として、古くからデルタ-シグマ変調などの誤差積算形変調器を使用する方法が検討されている⁽¹⁴⁾⁻⁽¹⁷⁾。多くは各相の電圧指令に対して個別に PDM を行っているが、三相で考えると、最適化されているとは言いがたい。一方、文献(17)で提案されている制御法は、デルタ-シグマ変調を用いて SVM における出力ベクトルを選択し出力しており、三相を一括して扱っている。その結果、デルタ-シグマ変調のオーバーサンプリングやノイズシェーピングの効果により、量子化誤差を小さくし、出力波形の低次高調波を抑えることができている。しかし、この方式は出力ベクトルごとに変調器を用意し、誤差の大きい方の出力を優先するものであり、選択されなかったベクトルの誤差は無視されるため、必ずしもベクトル全体の誤差を最小にする出力ベクトルが選択されているわけではない。また、これらの論文の多くはシミュレーションによる検討がほとんどであり、実験結果を基に比較検討を行い、有用性を論じている文献は著者らの知る限りない。

本論文では、SVM をベースとして量子化の際に誤差が最小となる出力ベクトルを選択する制御法を提案する。これは、デルタ-シグマ変調と SVM を組み合わせることで、出力波形の低次高調波を抑えるとともに、量子化誤差を最小にする出力ベクトルを選択することで、特に低変調率域において、文献(17)の制御法以上の出力波形の改善が期待できる。ここでは、高周波入力の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⁽⁹⁾⁻⁽¹³⁾ (従来方式) と SVM とデルタ-シグマ変調を組み合わせた方式 (提案方式) を、試作機を用いた実験により比較検討し、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-シグマ変調を組み合わせた方式 (提案方式) の特徴を述べる。また、4 章に 2 つの制御法を適用した実験結果を示す。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。

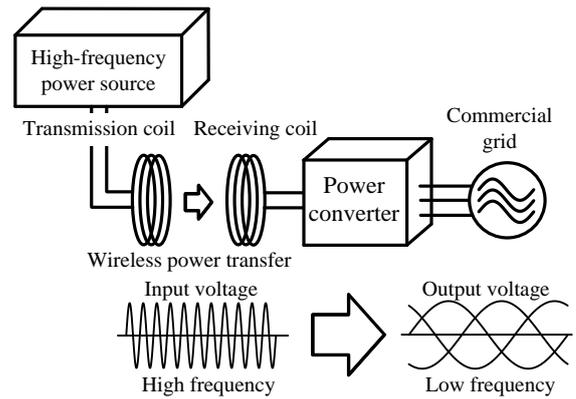


Fig. 1. Wireless power transfer system.

2. 回路構成

(2-1) システム構成 図 1 に想定する非接触電力伝送システムの構成図を示す。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 の入力に対して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、ソフトスイッチング技術などを導入しない限り、インバータでのスイッチングはハードスイッチングとなりスイッチング損失が発生する。そこで、非接触電力伝送の受電側電力変換器として、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を適用する。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、入力電圧の半周期を 1 パルスとして扱うことで PDM 制御を適用することができる。この PDM 制御の適用により、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る。これにより、ゼロ電圧でのスイッチングが達成でき、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。入力電圧が交流であるため、単方向スイッチでは入力電圧が負極性のときにはスイッチに逆電圧が印加され、寄生ダイオードで電源短絡する。これを防ぐため双方向スイッチを使用する。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、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、平滑コンデンサを有する一般的な回路方式と比較すると単相-三相マトリックスコンバータの電圧利用率は低い。しかし、この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 制御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な点がある。

なお、非接触電力伝送システムが入力に接続される場合、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に比例して、入力電圧は大きくなる。例えば、 50Ω で整合をとると仮定すると、数 kW のシステムでは入力電圧は 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、マトリックスコンバータは降圧動作となり、負荷電力によっては低変調率での駆動が予想される。そのため、このシステムにおいては低変調率での量子化誤差の割合が小さい (高分解能である) ことが重要となる。

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。非接触電力伝送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) 空間ベクトル変調を基にした PDM 制御 ここでは従来方式である SVM を基にした PDM 制御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、出力電流のリッ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

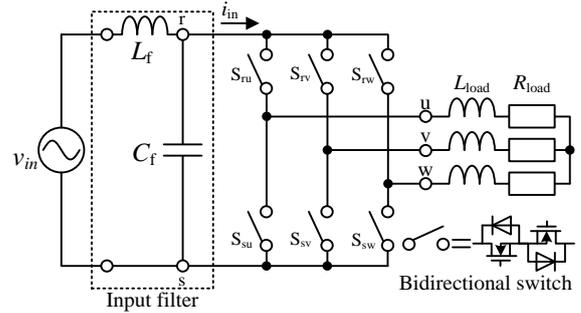


Fig. 2. Single-phase to three-phase matrix converter.

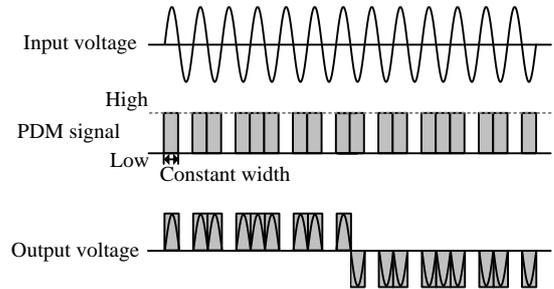
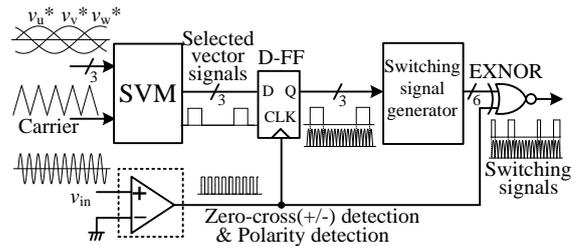
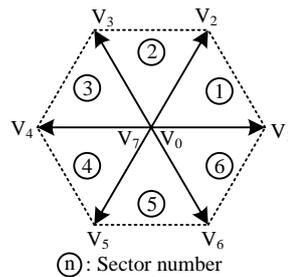


Fig. 3. PDM control waveform of the matrix converter.



(a) PDM signals generation block diagram of the conventional PDM method.



| Selected vector | 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 |

"1": ON, "0": OFF

(b) Space vector diagram. (c) Switching pattern table.

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

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" は各相の出力状態を示している。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での

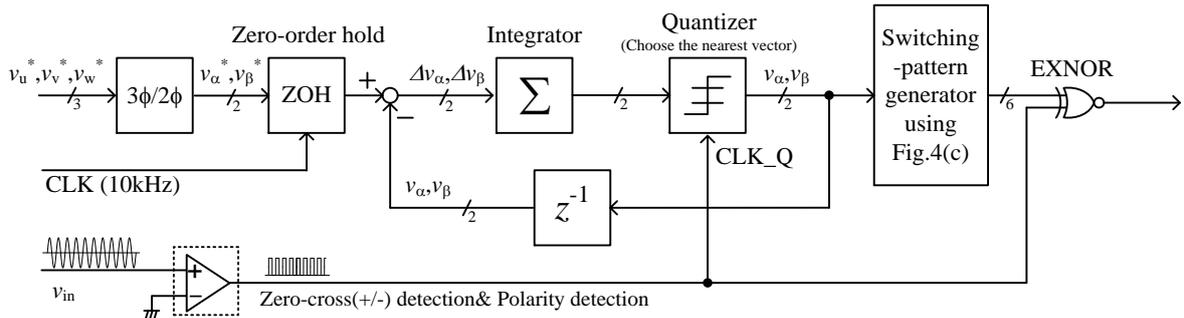


Fig. 5. PDM signals generation block diagram of the proposed PDM method, which combines SVM and delta-sigma modulation.

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 (EXNOR) をとることによって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させているため、出力波形は PWM 波形のように 1 キャリア周期中のベクトルの出力時間を調整することで出力電圧を制御している。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で制御の最小単位とする PDM 制御を行っているため、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、変調率が小さい場合においても波形のひずみが小さい方法を提案する。次節でその詳細を説明する。

(3-3) 空間ベクトル変調とデルタ-シグマ変調を組み合わせた 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-シグマ変調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-シグマ変調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、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回値 v_α , v_β と比較され、各成分の誤差は積算される。積算した誤差と図 4(b) に示す選択ベクトルを比較し一番近い電圧ベクトルを選択し出力する。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によってそれを実現している。指令値ベクトルと前回値の比較以降は入力のゼロクロス点と同期して動作する。これにより、誤差を最小とする出力ベクトルが選択され、量子

Table 1. Experimental conditions.

| | | |
|---|---------------------|-------------|
| Input voltage | 70.7 V (100 V peak) | |
| Input frequency | 100 kHz | |
| Output line-to-line voltage | 35 V | |
| Output frequency | 50 Hz | |
| Load | R_{load} | 25 Ω |
| | L_{load} | 5 mH |
| Carrier frequency of the SVM (Updating cycle of command) | 10 kHz (0.1 ms) | |
| Modulation ratio | 0.5 | |

化誤差を最小にできる。

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。

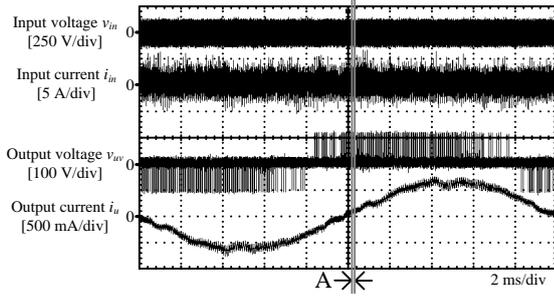
4. 実験結果

ここでは 2 つの制御法の検証を行うため、図 2 に示す回路構成の試作実機を用いた実験により動作確認を行った。表 1 に実験条件を示す。実験条件として、入力電圧を低電圧として動作確認を行った。

(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 の正弦波状の電圧波形が出力されている。しかし、出力電流波形はひずんでいる。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点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、出力電流波形より、キャリア周波数での電流リップルが存在することがわかる。これは、SVM により得られた PWM 波形を入力側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。



(a) Input and output operation waveforms.



(b) Extended each operation waveform.

Fig. 6. Operation waveforms of the matrix converter in the experiment with the conventional PDM control.

図 7 に従来手法の出力電圧の高調波解析結果を示す。図 7 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。出力電圧のひずみ率 (THD) は 40 次までで 9.05% 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成分とその整数倍高調波を含む。そして、出力電圧波形の電圧出力期間では、入力電圧の整流波形になっており、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。

以上の実験結果より、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-シグマ変調を組み合わせた 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、スイッチングに用いる 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、出力電流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、マトリクスコンバータは入力電圧のゼロクロス点付近でスイッチングできている。出力電流波形より、従来法に比べ電流リップルが小さいことがわかる。これは、デルタ-シグマ変調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

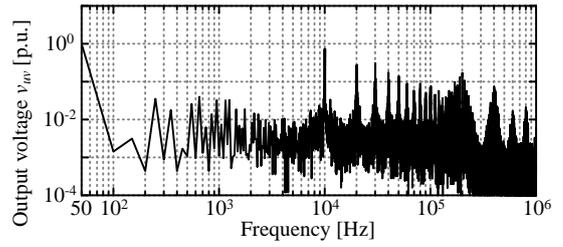
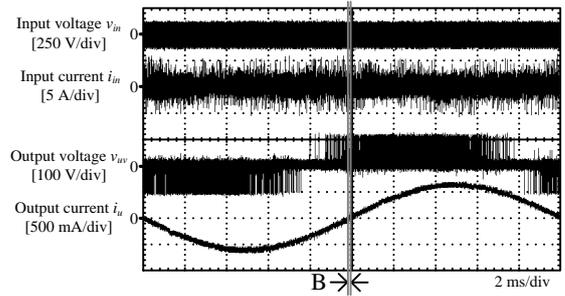


Fig. 7. Harmonics analysis of output voltage with the conventional PDM control.



(a) Input and output operation waveforms.



(b) Extended each operation waveform.

Fig. 8. Operation waveforms of the matrix converter in the experiment with the proposed PDM control.

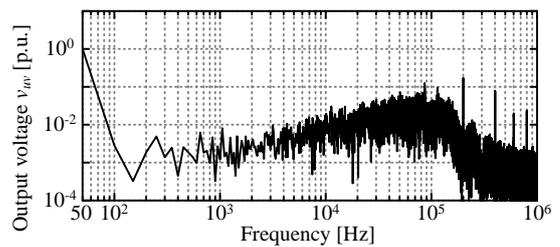


Fig. 9. Harmonics analysis of output voltage with the proposed PDM control.

め、出力電流リップルは従来法よりも小さくなる。

図 9 に提案手法の出力電圧の高調波解析結果を示す。図 9 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 1.87% 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。

以上の実験結果より、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が可能であることを確認した。

〈4・3〉 出力電圧ひずみ率の比較 図 10 に従来法および提案法の各変調率における出力電圧の 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% 以下にするには、変調率を 0.8 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 は大きくなっているが、変調率 0.2 以上で 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-シグマ変調を行い、一番誤差の小さくなる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。

〈4・4〉 効率の評価 図 11 に従来法および提案法を適用した際の単相-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 2 に示す通りであり、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 50W 負荷付近であり、それぞれ従来制御法適用時では 94.5%、提案制御法適用時では 94.8% であった。また、負荷電力が小さいほど効率が高く、負荷電力が大きくなると効率が低くなる。これは、出力電圧は一定であり、出力電力が大きくなると出力電流が大きくなり、素子での導通損失が増加するためである。

また、すべての測定点において、提案法の効率は従来法の効率よりも高い。この結果より、提案法は効率を低下させることなく、出力電圧の波形改善が可能であるといえる。

5. まとめ

本論文では、高周波入力 of マトリッ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-シグマ変調を組み合わせた 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ひずむ。その改善法として、SVM とデルタ-シグマ変調を組み合わせた PDM 制御法を提案した。

2 つの制御法を適用した実験結果より、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

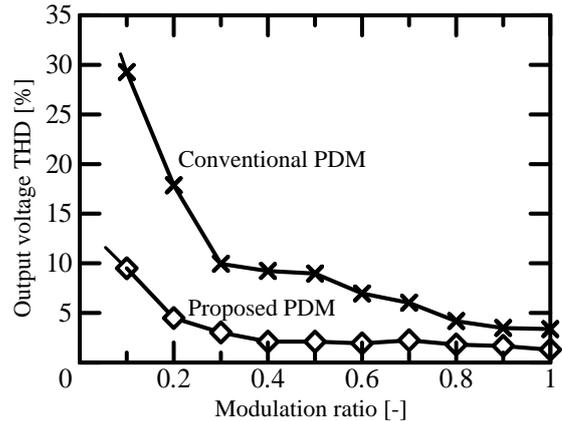


Fig. 10. Output voltage total harmonic distortions of the matrix converter.

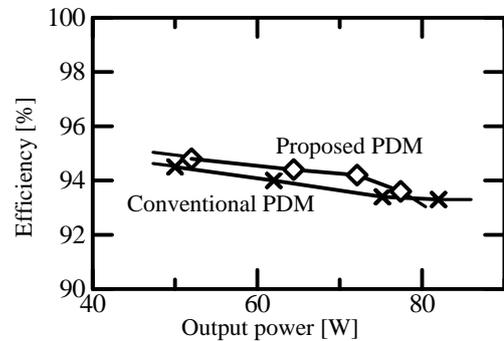


Fig. 11. Efficiency of the matrix converter.

Table 2. Efficiency measurement conditions.

| | |
|---|--------------------|
| Input voltage | 177 V (250 V peak) |
| Input frequency | 100 kHz |
| Output line-to-line voltage | 90 V |
| Output frequency | 50 Hz |
| Carrier frequency of the SVM (Updating cycle of command) | 10 kHz (0.1 ms) |
| Modulation ratio | 1.0 |

は、出力電圧 THD はそれぞれ 9.05%、1.87% 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。

また、効率を評価した結果、すべての測定点において、提案法の効率が低いことがわかった。この結果より、提案法は効率を低下させることなく、出力電圧波形の改善が可能であるといえる。

なお、本回路および制御手法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ーフェースコンバータとしても応用可能である。

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)
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) 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)
- (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)
中田祐樹, 伊東淳一:「単相-三相マトリッ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)
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, 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-低周波三相マトリッ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)
- (13) Yuki Nakata and Jun-ichi Itoh: "PDM Control Method for a Matrix Converter Converting Several-Hundred-kHz Single-Phase Input to Commercial Frequency Three-Phase Output," *IEEJ Transactions IA*, Vol.134, No.1 pp.41-48 (2013)
中田祐樹, 伊東淳一:「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」, 電学論 D, Vol.134, No.1 pp.41-48 (2013)
- (14) Takuya Fujisawa, Jun-ichi Onuma, Toshikatsu Horiuchi, Katsuyuki Amanuma and Yukihiko Sato: "Basic Investigation on Application of Noise Shaper to Voltage PWM Inverters," *Annual Conference of IEEJ*, 4-038, pp.57-58 (2004)
藤澤拓也, 小沼淳一, 堀内俊克, 天沼克之, 佐藤之彦:「電圧形 PWM インバータにおけるノイズシェーパに関する基礎的検討」, 平成 16 年電気学会全国大会論文集, 4-038, pp.57-58 (2004)
- (15) Yoshitaka Niimi, Yuichiro Orino, Minoru Kuribayashi Kurosawa and Takashi Katagiri: "Study on PWM Conversion using the Intersective method with $\Delta\Sigma$ Modulation," *Proceeding of the 2008 IEICE General Conference*, A-1-15, p.15 (2008)
- 新見嘉崇, 折野裕一郎, 黒澤実, 片桐崇:「 $\Delta\Sigma$ 変調を用いたキャリア変調方式 PWM 変換の検討」, 平成 20 年電子情報通信学会総合大会講演論文集, A-1-15, p.15 (2008)
- (16) Atsushi Hirota, Soon-Kurl Kwon, Satoshi Nagai, Srawouth Chandhaket, and Mutsuo Nakaoka: "A Novel Type Suppressed Noise Peak Dc-Dc Boost Converter Introducing Delta-Sigma Modulation Technique," *IEEE PEDS 2011*, No.92 pp. 534-537 (2011)
- (17) Atsushi Hirota, Bishwajit Saha, Sang-Pil Mun and Mutsuo Nakaoka: "An Advanced Simple Configuration Delta-Sigma Modulation Three-Phase Inverter Implementing Space Voltage Vector Approach," *IEEE PESC 2007*, pp.453-457 (2007)

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 Senior member, 自動車技術会会員。