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

中田 祐樹* 宮脇 慧 伊東 淳一(長岡技術科学大学)

An Experimental Verification of a Single-phase-to-three-phase Matrix Converter Using PDM Control for High-frequency Applications Yuki Nakata*, Satoshi Miyawaki, Jun-ichi Itoh, (Nagaoka University of Technology)

This paper proposes a single-phase to three-phase matrix converter using PDM (Pulse Density Modulation) control method for high-frequency power source. The proposed circuit is used as interface converter for contactless power transfer system. The characteristic of the interface converter has high input frequency as several hundred kHz and the low output frequency according to commercial power grid. The proposed circuit achieves zero voltage switching(ZVS) operation by using PDM control method. In this paper, the simulation and experimental results of the proposed system are demonstrated. As a result, the total harmonic distortion (THD) of the output voltage and the input current of proposed circuit in the experimental results are 5.39% and 84.6% respectively.

キーワード: PDM 制御, 単相/三相マトリックスコンバータ, ゼロ電圧スイッチング (PDM control, Single-phase to three-phase matrix converter, Zero voltage switching)

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⁾⁻⁽⁸⁾。 非接触での大電力伝送が実用化された場合,電気ケーブル を必要としない電気機器を実用化することができる。一例 として,電気自動車へ非接触で給電できれば,電気自動車 に搭載するバッテリーを小容量化でき,自動車の軽量化に 繋がる。これは自動車の燃費向上だけでなく,バッテリー に用いられる貴金属の省資源化も期待できる。また,現在 一部で実用化されている電気自動車のように,充電の際に プラグを自動車へ接続する必要がなくなり,利用者の利便 性が改善される。

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。しか し、この方式は伝送距離が長くなると、結合が急速に弱く なり伝送効率は低下する。伝送効率を高めるためには強い 結合が必要であり、伝送距離は必然的に短くなる。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、電磁誘導やマイクロ波などの方式と比較 して高効率であるという特徴を持つ。また、コイルの位置 ずれ特性においても電磁誘導方式よりも優れており、位置 ずれを起こしても、高効率な電力伝送が可能である⁽⁴⁾。この 方式は電磁波を放射しない非放射型であり、電磁界の結合 によって電力伝送を行う(5)。

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、マトリックスコンバータは小型化、高効率化の観 点から有力であるが、マトリックスコンバータの高周波電 源における応用について報告されている例は著者らの知る 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、PDM 制御⁽⁹⁾⁽¹⁰⁾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⁽¹¹⁾。本論文の目的は、マトリックスコンバータを高周波電源回路に適用できる可能性を示すことである。

PDM 制御は一定幅のパルスを出力の最小単位とし,この パルスの密度およびその正負で波形を形成する。提案する 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 の半周期毎に現れる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。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るため、 従来の整流器-インバータによる Back-to-back システムと比 較して、素子で発生する損失を低減できる可能性がある。

ここでは、シミュレーションと実機実験により提案回路 の基本動作を検証したので報告する。

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/三相電力変換器が必要となる。図に示すように、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、非接触給電受電側の電力変換器として、PDM制御を用い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。また、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/三相マトリックスコンバータ 今回の実機実験では、動作の簡単化を図るために インダイレクト形単相/三相マトリックスコンバータで動作 確認を行った。図3にインダイレクト形単相/三相マトリッ 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。この回路では、 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。

ここで,図2,図3より,それぞれのスイッチング行列は (1)式,(2)式で表すことができる。ただし,*s*はダイオード とスイッチのスイッチング関数であり,*s*=1でオン,*s*=0で オフを示している。

$\begin{bmatrix} V_u \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_{ru} & s_{su} \end{bmatrix}$	
$ v_v = s_{rv} s_{sv} v_r $	(1)
$\begin{bmatrix} v_w \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_{rw} & s_{sw} \end{bmatrix}^{v_s}$	









図3インダイレクト形単相/三相マトリックスコンバータ

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

変換器の入出力の関係は、スイッチング関数を行列式で 表したとき、変換器の構成にかかわらず同一のスイッチン グ行列になれば同一である。単相/三相マトリックスコンバ ータのスイッチング行列はインダイレクト形単相/三相マト リックスコンバータのスイッチング行列の積として得られ るので、(1)、(2)式のスイッチング行列を等しくすれば入出 力の波形は同一となり、この2つの変換器は同一のものと して考えることができる。したがって、インダイレクト形 単相/三相マトリックスコンバータを提案方式の動作確認に 使用することができる。

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。この制御に必要な PDM 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Δ-Σ変換することで得られる。

図 4 にΔ-Σ変換の動作原理図を示す。これは積分回路と量 子化誤差のフィードバック回路からなる。ここでは量子化器 は 1bit = 2Level(1 or -1)を出力しており,正弦波状の出力指令 値を 1bit に量子化して出力する。

〈3・2〉 PDM 制御の単相/三相マトリックスコンバータへの適用 図5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。非接触給電の受信 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。

図 6 に制御ブロック図を示す。スイッチングに用いる PDM 信号は各相の指令値をΔ-Σ変換することで得られる。イ ンダイレクト形単相/三相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。ただし、 単相/三相マトリックスコンバータの入力は単相交流である ため、入力電圧の正負が反転したとき、上下アームのスイ ッチの役割も反転する。そのため入力電圧の極性を判別し、 負の場合には上下スイッチのスイッチング信号を入れ替え る必要がある。

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。

〈3·3〉 PDM 単相/三相マトリックスコンバータの電圧 利用率 単相/三相マトリックスコンバータには昇圧要素 がないため、降圧動作のみとなり、出力電圧は入力電圧よ りも低くなる。そこで、単相/三相マトリックスコンバータ の電圧利用率について考察する。2·3節で述べたように、単 相/三相マトリックスコンバータとインダイレクト形単相/ 三相マトリックスコンバータは等価であるため、どちらの 回路の電圧利用率も同じである。ここでは、簡単なインダ イレクト形で電圧利用率を求める。

図7にインダイレクト形単相/三相マトリックスコンバー タにおける各部の電圧を示す。インダイレクト形単相/三相 マトリックスコンバータの入力電圧 v_{in}を正弦波と仮定し、 その最大値を V_{in_max} とするとダイオード整流器の出力電圧 v_{_pm} は最大値 V_{in_max}の整流波形となるため、インバータの入 力となる電圧は v_{_pm} の平均値 V_{pn avg} となる。このとき、入力



37 インダイレクト形単相/三相マトリックスコンハー タの入出力電圧の関係

Fig. 7. Relationship between each voltage of indirect single-phase to three-phase matrix converter.

電圧の最大値 V_{in_max} とインバータの入力となる電圧 V_{pn_avg} の関係は(3)式で表される。

また、インバータの入力となる電圧 V_{pn_avg} と三相インバータ出力の線間電圧の基本波最大値 V_{uv_max} の間には(4)式の関係がある。

$$V_{uv_{max}} = \frac{\sqrt{3}}{2} V_{pn_{avg}}$$
(4)

(3), (4)式より入力電圧の最大値 V_{in_max}と出力線間電圧の 基本波最大値 V_{wv_max}の間には(5)式の関係がある。

(5)式より単相/三相マトリックスコンバータの電圧利用率は 0.551 となる。

4. シミュレーション結果

図2に示す単相/三相マトリックスコンバータにPDM制御 を適用してシミュレーションを行った。表1にシミュレー ション条件を示す。ただし、入力電圧は非接触給電の受電 端を模擬して100kHzの高周波電圧源とした。

図8にシミュレーション波形を示す。図8(a)は出力の各線 間電圧とローパスフィルタ(LPF:カットオフ周波数 1kHz) 通過後の波形,および入力電流波形である。また、図8(b) は図8(a)に示した区間Aにおける入力電流の拡大波形とそ の時の入出力電圧,およびSruのスイッチング信号である。 図8(a)より出力には正弦波(100V,50Hz)状の三相交流電圧が 得られていることが確認できる。また図8(b)では、入力電圧 の半周期毎に現れる入力電圧のゼロクロス点でスイッチン グが行われており、ゼロ電圧スイッチングが達成されてい ることが確認できる。一方、入力電流波形は矩形波状にな っており、高調波を多く含んでいることがわかる。しかし、 入力は高周波であるため、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 9 に出力電圧と入力電流の高調波解析の結果を示す。 出力電圧は出力周波数 50Hz に対して低次高調波 40 次以下 をほとんど含んでいない。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、総合ひずみ率 は、出力電圧は 40 次までで 1%以下、入力電流は 10 次まで で 36.9%である。

5. 実験結果

提案回路の有用性を確認するため,実機による動作確認 を行った。なお、今回の実機実験では動作を簡単化するた め、回路方式をインダイレクト形単相/三相マトリックスコ ンバータとし、入力電圧を 20kHz の正弦波として PDM 制御 の動作確認を行った。表 2 に実験条件を示す。

図 10 に実機の動作波形を示す。図 10(a),図 10(b)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

Table 1. Simulation parameters. 200V Input voltage Input frequency 100kHz Output voltage 100V Output frequency 50Hz $R_{load}=20\Omega$, Load $L_{load} = 5 \text{mH}(460 \text{W})$ Without LPF With LPF [100V/div] 300 0 -300 [100V/div] 300 -300 [100V/div] ν... 300 -300 iin(Input current) [2A/div] 4.0 -4.0 Time[10ms/div] Δ' (a) Output voltage and input current waveforms. Half cycle of input voltage Input voltage [100V/div] 300 Zero-eros -300 Output voltage(vu) [100V/div] 300 -300 im(Input current) [2A/div]

表1 シミュレーション条件

Time[5µs/div]



4.0





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、入力正弦波の半周期を出力の最小単位とする PDM 制御ができていることを確認した。図 10(c)に図 10(b) における区間 B の拡大図を示す。図 10(c)より, 周波数 20kHz 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 3usec 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 点を検出する回路の検出遅れと、インバータのデッドタイ ムである。検出回路の遅れは約 2usec であり、設定したデ ッドタイムは 1µsec 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 サージを大きく軽減できる。

また,図 11,図 12 に出力電圧と入力電流の高調波解析結 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 5.39%となった。また、入力電流の 高調波解析では、入力周波数 20kHz の整数倍高調波を多く 含んでいることがわかる。これは、実験波形では完全なゼ ロ電圧スイッチングができておらず、スイッチングの際に 発生するサージの影響だと考えられる。これより、入力電 流の THD は 10 次までで 84.6%となった。

最後に,試作機の電力変換効率を測定したところ,91.5% を確認した。ただし,今回の試作機には耐圧,許容電流の 大きい素子を用いたため,最適な素子を選定することで, さらに効率を改善することが可能である。

6. まとめ

本論文では、入力を高周波、出力を低周波とする単相/三 相マトリックスコンバータにおいて、インバータでゼロ電 圧スイッチングが可能な入力の半周期を1パルスとする PDM 制御を適用し、その有用性を確認した。シミュレーシ ョン結果より、この PDM 制御の利点であるゼロ電圧スイッ チング動作を確認した。また、高調波解析を行い、出力電 圧 THD 0.2%、入力電流 THD36.9%となることを確認した。

さらに、インダイレクト形単相/三相マトリックスコンバ ータを用い、入力電圧を 20kHz として実機検証を行った。 結果より、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スイッチングしていることを確認し た。しかし、入力電圧のゼロクロス点の検出遅れを原因と するスイッチングタイミングの遅れがある。高調波解析で は、出力電圧 THD 5.39%、入力電流 THD84.6%となった。 また、試作機の電力変換効率 91.5%を確認した。

今後は、ゼロクロス点検出回路の改良、さらに入力を高 周波とした実験と、双方向スイッチを用いた単相/三相マト リックスコンバータの実験を行う予定である。

表 2 実験条件



Input voltage	35V
Input frequency	20kHz
Output voltage	19.5V
Output frequency	50Hz
Load	$R_{load}=19\Omega$ $L_{load}=3$ mH (50W)





文 献

- 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,高橋後輔,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 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)
- (6) 居村岳広,内田利之,掘洋一:「非接触電力伝送における電磁誘導と 電磁界結合の統一的解釈」,電気学会自動車研究会、VT09-007, pp.35-40 (2009)
- (7) ソニー株式会社ニュースリリース:「磁界共鳴型を使った高効率な 「ワイヤレス給電システム」を開発」(2009)
- (8) Keisuke Kusaka, Satoshi Miyawaki and Jun-ichi Itoh: "A Experimental Evaluation of a SiC Schottky Barrier Rectifier with a Magnetic Resonant Coupling for Contactless Power Transfer as a Power Supply", JIAS 2010, Vol.129, No.7 pp.414-417 (2009) 日下佳祐・宮脇 慧・伊東 淳一:「磁気共鳴による非接触給電を電源

とした SiC ショットキーバリアダイオード整流器の動作検証」, 電 学誌, Vol.129, No.7 pp.414-417 (2009)

- (9) Y. L. Feng, Y. Konishi, and M. Nakaoka: "Current-Fed Soft-Switching Inverter with PDM-PWM Control Scheme for Ozone Generation Tube Drive", IEEJ Transactions IA, Vol.120, No.10 pp.1239-1240 (2000) 馮越路・小西義弘・中岡睦雄:「オゾン発生管駆動用 PWM 機能付 PDM 電流形高周波ソフトスイッチングインバータ」, 電学論 D, Vol.120, No.10 pp.1239-1240 (2000)
- (10) 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)
 (11) 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)



Fig. 11. Harmonics analysis of output voltage.

