

マトリックスコンバータを用いた 三相 DAB 型 AC-DC コンバータの実機検証

学生員 山ノ口 皓喜 正員 渡辺 大貴 上級会員 伊東 淳一
(長岡技術科学大学)

Verification of Three-Phase DAB Type AC-DC Converters with Matrix Converter

Koki Yamanokuchi, Student Member, Hiroki Watanabe, Member, Jun-ichi Itoh, Senior Member
(Nagaoka University of Technology)

This paper proposes an isolated AC-DC converter combining a three-phase DAB converter and a matrix converter. The proposed circuit simultaneously achieves high efficiency due to the three-phase DAB converter and miniaturization due to the matrix converter. In addition, this paper introduces synchronous PWM control to reduce the switching frequency of the matrix converter. The switching frequency of the proposed method is reduced to 44% compared with the conventional method. The experimental results for the 1kW-system demonstrate a maximum efficiency is 96.9% and a system current total harmonic distortion (THD) is 1.54% at the rated load.

キーワード : マトリックスコンバータ, 三相 DAB コンバータ, 同期 PWM 制御

Keywords : Matrix converter, Three-phase DAB converter, Synchronous PWM control

1. はじめに

近年, 電気自動車(EV)等の車載充電器や DC グリッドなどにおいて, 絶縁型 AC-DC コンバータの高出力化および小型化の観点から, PWM 整流器と Dual Active Bridge (DAB) コンバータを用いた構成が注目されている⁽¹⁾。DAB コンバータは絶縁部が高周波トランスとなることやゼロ電圧スイッチング(ZVS)による損失低減により小型化することが可能である。しかし, PWM 整流器における昇圧インダクタや平滑キャパシタによりシステムの大型化を招く。

そこで, 従来の PWM 整流器と DAB コンバータの 1 次側を三相-単相マトリックスコンバータに置き換えた回路構成が提案されている⁽²⁾。マトリックスコンバータはエネルギー蓄積要素が不要であることや電力変換回数の削減によるシステムの小型化が可能となる。しかし, 大電力時は導通損失が支配的であるため, 高周波トランスやスイッチングデバイスの冷却器が大型化する。

一方, 大電力用途に用いる DAB コンバータの高パワー密度化を目的に三相 DAB コンバータが提案されている⁽³⁾⁽⁴⁾。三相 DAB コンバータは DAB コンバータに対して電流実効値やターンオフ電流, 出力電流リップルの低減が可能となり, 大電力用途に適している。また, 三脚鉄心を利用した

三相对称トランスによりエネルギー密度が増加し, 小型化が可能となる。しかし, DAB コンバータの構成と同様にエネルギー蓄積要素が必要であるため, 昇圧インダクタや初期充電回路が必要となり, システムが大型化する。

そこで, 著者らは 1 次側に三相-三相マトリックスコンバータを用いた三相 DAB 型 AC-DC コンバータを提案している⁽⁵⁾。提案回路では, 三相-単相マトリックスコンバータの利点を生かしつつ, 大電力時の高パワー密度化が可能となる。一方, 三相マトリックスコンバータを適用する場合, 電圧利用率の制限, 入力電流と出力電圧の三相平衡, 転流などの多くの課題がある。三相 DAB コンバータでは三相平衡を保ちつつ高周波出力する必要があるが, 従来の仮想 AC/DC/AC 変換方式⁽⁶⁾や直接変換方式⁽⁷⁾のような制御手法では, 伝送周波数に対してスイッチング周波数が増加し, ハードスイッチング(HSW)の増加により効率が悪化する。

本論文では, マトリックスコンバータの同期 PWM 制御を提案する⁽⁸⁾。本手法は, 三相インバータの同期 PWM 制御を基にし, スwitching回数を従来法に対して 44%に低減できる。本手法は文献(8)にてシミュレーションにより所望の動作を確認しているが, 本論文では実機にて詳細に評価する。1 kW のミニモデル試験機において全負荷領域で所望の動作を確認し, 最高効率 96.9%および定格負荷時の系統

電流ひずみ率(THD)1.54%を達成したため報告する。

2. 提案回路構成

図1に従来回路および提案した三相DAB型AC-DCコンバータの回路図を示す。従来回路は三相PWM整流器と三相DABコンバータで構成される。提案回路は三相マトリクスコンバータと三相分の高周波トランス、三相DABコンバータの2次側として動作するPWM整流器で構成される。高周波トランスは密結合トランスとし、極力漏れインダクタンスを小さく設計する。また、トランス構造はZVS範囲拡大、出力電流リップルの低減、ターンオフ負電流の低減等の観点からY-Δトランスとする⁽⁴⁾。従来の三相DABコンバータにおけるY-Δトランスの巻き数比 N_{Con} は相電圧と線間電圧の関係から(1)式で求められる。

$$N_{Con} = \frac{1}{\sqrt{3}} \frac{V_{dc}}{V_{out}} \quad (1)$$

ここで、 V_{dc} は三相DABコンバータの1次側電圧であるDCリンク電圧、 V_{out} は負荷電圧である。

一方、提案回路の場合はマトリクスコンバータの電圧利用率が従来のBack-to-backシステムより低いため、その分トランスを用いて昇圧する必要がある。トランスの巻き数比 $N_{Pr.o}$ はマトリクスコンバータの最大電圧利用率および入力線間電圧 V_{in} の関係から(2)式で求められる。

$$N_{Pr.o} = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{V_{in}}{V_{out}} \quad (2)$$

3. 提案回路の制御法

一般的なマトリクスコンバータの制御として仮想AC/DC/AC変換方式⁽⁶⁾および直接変換方式⁽⁷⁾がある。直接変換方式は出力電流がスイッチング周期で一定と考えて変調を行うため、出力がスイッチング周波数と同程度である高周波用途への適用は困難と思われる。仮想AC/DC/AC変換方式は仮想電流形整流器と仮想電圧形インバータを分けて変調し、合成することでスイッチングするため、従来の高周波インバータの変調法がそのまま適用できる。しかし、伝送周波数がスイッチング周波数と同等となる高周波用途では、三相対称なスイッチング波形の生成が困難となり、入出力三相平衡および電圧時間積一定の条件を満足できない。文献(9)では、入出力三相平衡を満足する最低限度である伝送周波数の3倍にスイッチング周波数を設定することで高周波出力と系統電流制御を実現している。

図2に文献(9)の仮想AC/DC/AC変換方式を用いた場合のゲートパルス波形を示す。なお、 S の添え字は入力相電圧の大小関係を表し、ゲートパルスの1は双方向スイッチのオン、0はオフを示している。本手法はスイッチング周波数が伝送周波数の3倍であるため、本手法での伝送1周期当たりの転流回数は出力1相分で最大9回となる。

図3にマトリクスコンバータの同期PWM制御⁽¹⁰⁾を用いた場合における出力1相分のゲートパルス波形を示す。本方式は3レベルインバータの同期PWM制御を基とし、 α

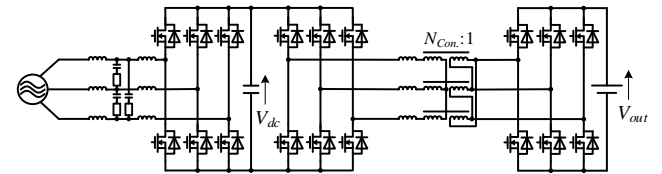
は3レベルインバータの1パルス動作におけるゼロ電圧期間、 β は電圧レベルの違いによる電圧時間積の誤差を補償する期間を示している。マトリクスコンバータの同期PWM制御では出力電流のビート重畳抑制と入力電流制御を両立するために α と β を以下で与える。

$$\alpha = \frac{1}{6} \pi \quad (3)$$

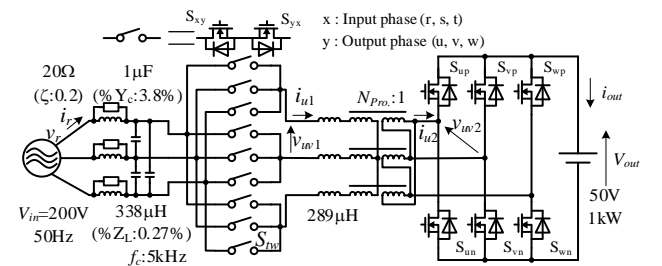
$$\beta = \tan^{-1} \left(\frac{v_{mid}}{v_{max} - v_{min}} \frac{1}{\tan \alpha} \right) \quad (4)$$

ここで、 $v_{max}, v_{mid}, v_{min}$ は入力相電圧を大小関係で示している。(3)および(4)式で動作することで入力電流を力率1の正弦波で制御し、かつトランス電流のビート重畳を抑制することができる。本方式での伝送1周期当たりの転流回数は出力1相分で4回であり、従来法に対してスイッチング回数を最大44%(=4/9)に低減できる。

図4に提案回路の制御ブロック図を示す。電圧大中小判定では、(2)式で用いる $v_{max}, v_{mid}, v_{min}$ の導出および電圧転流を行うための入力電圧大小関係をセクタとして判定する。転流方式は転流セクタにより決定する。本論文では基本的に電圧転流を適用し、電圧転流が転流失敗する可能性のある特定のスイッチングのみ電流転流を適用する。例えば、 v_{max} と v_{mid} の切り替わり付近±10Vの範囲では S_{max} および



(a) Conventional circuit.



(b) Proposed circuit.

Fig. 1. Three-phase DAB type AC-DC converter.

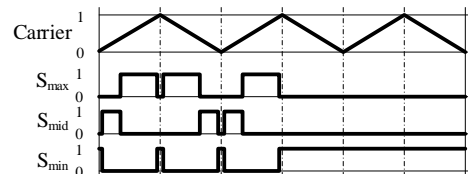


Fig. 2. Gate pulse of conventional method at transmission cycle.

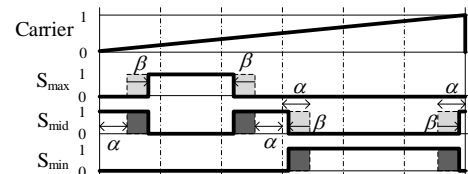


Fig. 3. Gate pulse of synchronous PWM strategy at transmission cycle.

び S_{mid} 間の転流時に電流転流を適用する。電流転流で用いる電流方向は、高周波の場合の電流を正確に検出することが困難であるため、電流方向推定により推定して電流転流のスイッチングに反映する。本論文では同期 PWM 制御を用いた提案回路の電流式が未導出であるため、シミュレーションで確認した上で電流方向を実験的に与える。2 次側の PWM 整流器は三相 DAB コンバータと同様にスイッチングする。トランスが Y- Δ トランスであるため、位相差は電力を送るための位相シフト角に $\pi/6$ rad を加えている。

図 5 にマトリックスコンバータの負荷電流が正方向の時の 4 ステップ電圧転流動作を示す。図 5(a)の電圧が高い相から低い相へ転流する場合、電圧が高い側のスイッチがオフすることで転流するため、転流期間中に電圧が低い側のスイッチに溜まった電荷を引き抜くことができる。一方、同図(b)の電圧が低い相から高い相へ転流する場合、電圧が高い側のスイッチがオンすることで転流するため、転流期間中に電圧が高い側のスイッチに溜まった電荷を引き抜くことができず HSW が発生する。

表 1 に 4 ステップ転流における ZVS の可・不可について示す。本表は図 5 と同様に 4 ステップの電圧転流と電流転流の各条件で検討した結果である。転流手法と電流方向、スイッチングの条件はそれぞれ双対の関係となっている。

4. 実験結果

本章では 1 kW のミニモデル試作機を用いて、同期 PWM 制御の動作検証を行う。実機の都合上、スイッチングデバイスは 1 次側を SCT3030ARC14(ROHM)とし、2 次側を BSC040N10NS5ATMA1(Infineon)の 3 並列とした。また、回路や電源保護のためにマトリックスコンバータの入出力に三相整流器を用いたスナバ回路、カットオフ周波数 2 kHz の RLC フィルタを接続した。

図 6(a)に定格電力における系統周期の電圧電流波形を示す。系統電圧と電流が同相となり、力率 1 を達成した。マトリックスコンバータの出力線間電圧の包絡線は入力線間電圧の最大値となるが、図 6(a)では入力相電圧の大小関係切り替わり付近で増加している。これは特定のスイッチングが HSW となることで発生するサージ電圧である。ただし、サージ電圧で上昇する電圧は微小であるため過電圧による素子破壊の原因にはならない。また、入力相電圧の切り替わり付近で系統電流にひずみが発生している。これは、各スイッチの Duty や電圧大小関係切り替わりが U 相キャリアに同期しているため、V 相や W 相で不連続なスイッチングが発生するためである。さらに、各入力相の電圧ゼロクロス付近で微小なひずみが発生している。これは、入力相電圧のゼロクロス付近とその他の条件で伝送電力が若干異なり、次の要因が考えられる。三相 DAB マトリックスコンバータでは、図 6(b)に示すように出力電圧は 7 レベルとなるが、ある入力相電圧のゼロクロス付近では、他の 2 相の電圧の大きさはほぼ等しく、選択できる電圧レベルは 3 つとなり 3 レベルの波形となる。この結果、高調波分に

よる電力伝送が増加し、電力に誤差が生じる。ただし、この時の系統電流ひずみ率は 1.54% と低く保たれている。

図 6(b)に同図(a)の赤四角における高周波部の電圧電流波形である。1 次側では伝送周期 1 周期で 2 回のサージ電圧が発生している。これは U 相と V 相で 1 回ずつ HSW しているためである。一方、2 次側ではサージ電圧は発生していない。これは、三相 DAB コンバータと同様に定格電力時のスイッチが全て ZVS を達成しているためである。

図 6(c)および図 6(d)に S_{us} で HSW が発生する場合と、全スイッチで ZVS を達成する場合において関係あるスイッチのゲート信号および D-S 間電圧を示す。本条件は図 6(b)の赤四角の条件である。図 6(c)では中間相(R 相)から最小相 S 相への電圧転流かつ負電流であるため、図 5(b)で示したように S_{us} で HSW となっている。一方、図 6(d)では最小相(S 相)から中間相(R 相)への電圧転流かつ負電流であるため、表 1 で示すように全スイッチが ZVS を達成している。

図 7 にシステム効率特性を示す。定格電力において効率 95.5%、0.65p.u.において最高効率 96.9%を達成した。軽負荷の効率低下は DAB コンバータと同様に ZVS 未達成によるスイッチング損失とトランスの循環電流による銅損の増加によるものである。今後の課題として更なる効率の改善を目指してトランスや入力フィルタの最適化、軽負荷における電流不連続モードの適用などが挙げられる。

図 8 に系統電流ひずみ率およびスナバ電圧特性を示す。スナバ電圧は転流失敗が発生すると、入力電源や負荷電源のエネルギーが流入し上昇する。そのため、入力線間電

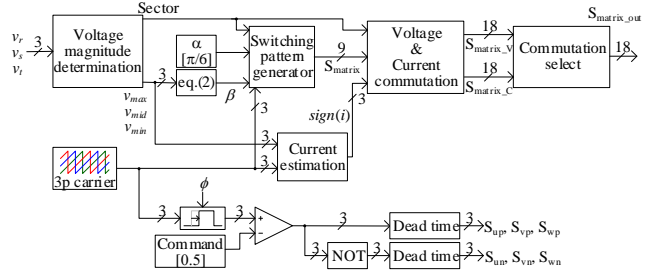
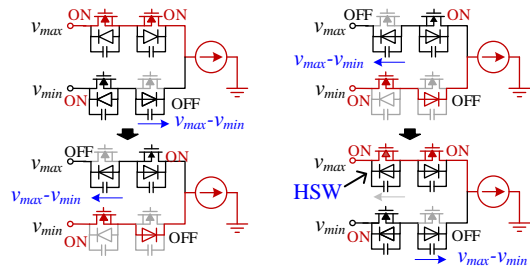


Fig. 4. Control block diagram for proposed circuit.



(a) From S_{max} to S_{min} (b) From S_{min} to S_{max}
Fig. 5. Commutation model in four-step voltage commutation.

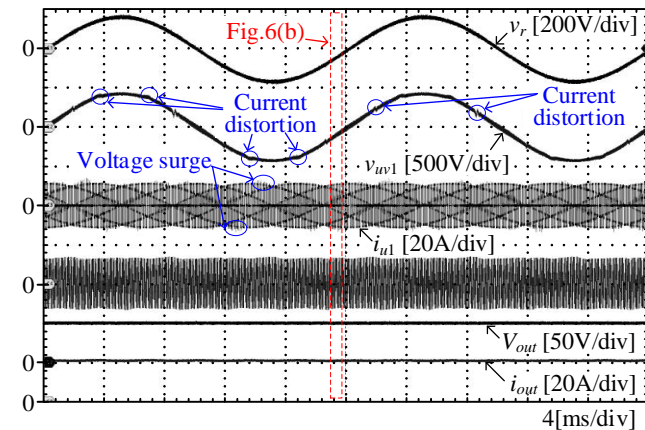
Table 1. Availability of ZVS depending on each condition.

Commutation method (4-step)	Switching pattern	Availability of ZVS	
		Positive current	Negative current
Voltage commutation	$S_{max} \rightarrow S_{min}$	ZVS	HSW
	$S_{min} \rightarrow S_{max}$	HSW	ZVS
Current commutation	$S_{max} \rightarrow S_{min}$	HSW	ZVS
	$S_{min} \rightarrow S_{max}$	ZVS	HSW

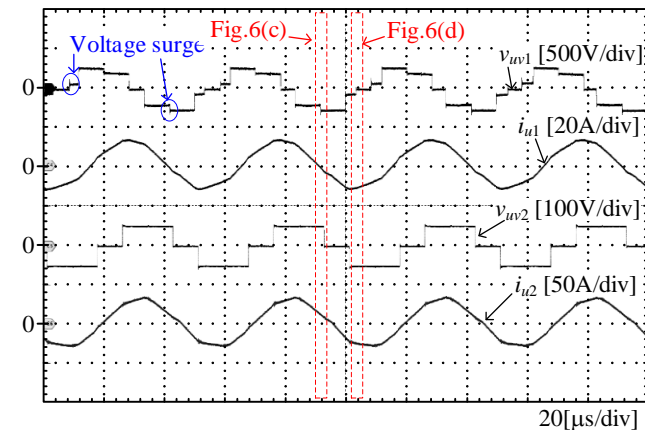
圧に近いほど転流失敗の回数が少ないことを示している。図 8 において系統電流ひずみ率は 0.4p.u. 以上で 5% 以上、定格電力で 1.54% を達成しつつ、スナバ電圧を最大 281V に抑制し、転流失敗が発生していない。一方、軽負荷では 30% 程度までひずみ率が増加している。これは図 6(a) で示した各入力相の電圧ゼロクロス付近に生じる電流ひずみが、軽負荷で支配的となったことに起因する。

6. まとめ

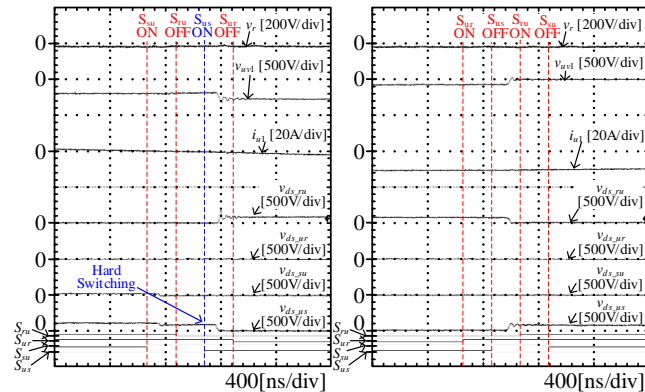
本論文では、マトリクスコンバータを用いた三相 DAB 型 AC-DC コンバータのスイッチング回数を低減する同期 PWM 制御を提案した。同期 PWM 制御により従来法に対し



(a) Voltage and current waveforms in the grid cycle.



(b) Voltage and current waveforms at high-frequency section.



(c) Hard switching condition

(d) ZVS condition

Fig. 6. Experimental results of the proposed circuit.

てスイッチング回数を 44% に低減する。1 kW のミニモデル試験機において全負荷領域で所望の動作を確認し、最高効率 96.9% および定格負荷時の系統電流ひずみ率 1.54% を達成した。今後の課題として、電流方向の推定および電圧クロス付近での電流ひずみを改善し、軽負荷時のひずみ率の低減と効率を改善することが挙げられる。

文 献

- (1) M. Yilmaz and P. T. Krein : "Review of Battery Charger Topologies, Charging Power Levels, and Infrastructure for Plug-In Electric and Hybrid Vehicles," in IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 28, No. 5, pp. 2151-2169 (2013)
- (2) D. Varajão, R. E. Araújo, L. M. Miranda and J. A. P. Lopes : "Modulation Strategy for a Single-Stage Bidirectional and Isolated AC-DC Matrix Converter for Energy Storage Systems," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 65, No. 4, pp. 3458-3468 (2018)
- (3) J. Xue, F. Wang, D. Boroyevich and Z. Shen : "Single-phase vs. three-phase high density power transformers," 2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, pp. 4368-4375 (2010)
- (4) 周藤 龍・清水 敏久 : 「Y-Δ 結線による三相絶縁型双方向 DC/DC コンバータの軽負荷時の効率改善」, 電気学会論文誌 D (産業応用部門誌), 133 巻, 6 号, pp. 595-608 (2013)
- (5) 山ノ口 皓喜・伊東 淳一 : 「マトリクスコンバータを用いた三相 DAB 型 AC-DC コンバータの基礎検証」, 産業応用部門大会, Vol. 1, No. 83, pp. 333-336 (2022)
- (6) 武良 匠・伊東 淳一 : 「マトリクスコンバータのスイッチング損失の最小化の検討」, 産業応用部門大会, no. 1-142, pp. 1-637 1-640 (2011)
- (7) 竹下 隆晴・島田 大志 : 「出力電圧高調波を低減する AC/AC 直接変換方式マトリクスコンバータ制御」, 電気学会論文誌 D (産業応用部門誌), 126 巻, 6 号, pp. 778-787 (2006)
- (8) 山ノ口 皓喜・伊東 淳一 : 「マトリクスコンバータを用いた三相 DAB 型 AC-DC コンバータの同期 PWM 制御」, 電気学会全国大会, No. 4-066, pp. 115-116 (2023)
- (9) 山ノ口 皓喜・日下 佳祐・伊東 淳一 : 「マトリクスコンバータを用いた三相ワイヤレス給電システム」, 電気学会論文誌 D (産業応用部門誌), 142 巻, 11 号, pp. 808-814 (2022)
- (10) 真木 康・伊東 淳一 : 「マトリクスコンバータの同期 PWM 制御の基礎検証」, SPC 宇都宮, SPC-08-163, IEA-08-32 (2008)

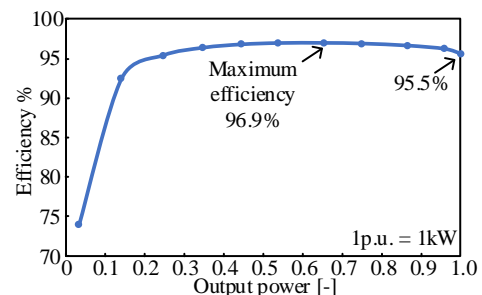


Fig. 7. System efficiency characteristics.

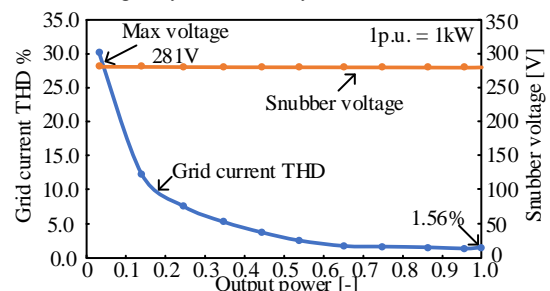


Fig. 8. Grid current THD and snubber voltage characteristics.