

マトリックスコンバータを用いた 三相 DAB 型 AC-DC コンバータの基礎検証

学生員 山ノ口 皓喜 上級会員 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

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

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

This paper proposes an isolated AC-DC converter that combines a three-phase DAB converter and a matrix converter. The proposed circuit improves efficiency by using a three-phase DAB converter to reduce the current RMS value and zero-voltage switching. In addition, systems become smaller due to matrix converters that do not require energy storage elements. Simulation and loss analysis of 10kW-system demonstrated that the efficiency of the proposed circuit is superior to the conventional method under high input voltage, low output voltage, and light load conditions due to the high RMS value of the primary side current.

キーワード: マトリックスコンバータ, 三相 DAB コンバータ, 変調法

Keywords: Matrix converter, Three-phase DAB converter, Modulation method

1. はじめに

近年, 電気自動車(EV)等の充電器や DC グリッドにおいて, 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を高周波トランスにす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が, PWM 整流器における昇圧インダクタや平滑キャパシタ, 初期充電回路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方式が提案されている⁽²⁾⁽³⁾。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, 大電力容量に用いる 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⁽⁴⁾⁽⁵⁾。三相 DAB コンバータは単相 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, 大電力容量用途に適している。また, 三脚鉄心を利用した三相对称トランスを設計することでエネルギー密度が増加し, 高周波トランスの小型化が可能となる。しかし, 単相 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, 平滑キャパシタや初期充電回路が必要となる。加えて, PWM 整流器に昇圧インダクタが必要であるため, システムが大型化する。

そこで, 本論文では 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 コンバータを提案する。提案回路では, 三相-単相マトリックスコンバータを用いた構成の利点を生かしつつ, 大電力時の高効率化, 小型化が可能となる。一方, 三相マトリックスコンバータを一次側に適用する場合, 電圧利用率の制限の影響, 出力三相平衡や転流など多くの課題がある。ここでは, PWM 整流器および三相 DAB コンバータを適用した従来回路と提案回路の特性を比較し, 三相マトリックスコンバータを適用したシステムが優位な条件を明らかにする。シミュレーションおよび解析結果より, 提案回路は降圧形変換器で 1 次側トランス電圧が低い場合, 三相 DAB コンバータに対して 1 次側電流実効値が高くなる。そのため, 高入力電圧, 低出力電圧, 軽負荷の条件で従来法と比較して効率に優位性があることを確認したため報告する。

2. 回路構成

図 1 に従来回路および本論文で提案する三相 DAB 型 AC-DC コンバータを示す。提案回路は三相-三相マトリッ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 2 次側の PWM 整流器で構成される。入力フィルタは昇圧インダクタが不要で, 従来回路の直流部に挿入する平滑キ

コンデンサおよび初期充電回路が不要となる。これらの部品点数および電力変換回数の削減によりシステムの小型化が可能となる。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が小さくなるように設計する。また、トランス構造は ZVS 範囲の拡大、出力電流リップルの低減、ターンオフ電流の低減等の観点から Y-Δ トランスとする⁽⁶⁾。従来の三相 DAB コンバータでは 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 BTB システムより低いため、トランスを用いてその分昇圧する必要がある。トランスの巻き数比 N_{Pro} は PWM 整流器の DC リンク電圧 V_{dc} と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} の関係式から(2)式で求められる。

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

3. DAB 型マトリクスコンバータの制御

一般に、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⁽⁷⁾および直接変換方式⁽⁸⁾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慮して変調を行うため、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、組み合わせることでマトリクスコンバータのスイッチングパターンを生成するため、従来の変調法をそのまま適用できる。したがって、本論文では仮想 AC/DC/AC 変換方式を適用する。PWM 整流器である仮想電流形整流器は空間ベクトル変調⁽⁹⁾によってスイッチングパターンを生成し、三相 DAB の 1 次側である仮想電圧形インバータは 120 度通電⁽¹⁰⁾によってスイッチングパターンを生成する。

図 2 に PWM 整流器に適用する仮想電流形整流器の空間ベクトル図とスイッチングパターンを示す。図 2 の S は各スイッチのスイッチング関数であり、スイッチ S がオンで $S=1$ 、スイッチオフで $S=0$ である。空間ベクトル変調では 2 つの基準ベクトル($I_1 \sim I_6$)と 1 つのゼロベクトル($I_7 \sim I_9$)を用いて入力電流指令ベクトルを表現する。仮想電流形 PWM 整流器の 3 つのベクトルの Duty はクラメル公式を用いて導出する⁽⁷⁾。導出したゼロベクトルの Duty はキャリアの山と谷に 2 等分して配置する。

図 3 に従来の三相 DAB コンバータの各部波形を示す。三相 DAB は 120 度通電で駆動し、単相 DAB 同様に 1 次側に対して 2 次側の位相 ϕ が $0 \sim +\pi/2$ rad で 1 次側から 2 次側(力行)、 $0 \sim -\pi/2$ rad で 2 次側から 1 次側(回生)に電力伝送する。このときの Y-Δ トランスにおける力行時の伝送電力は $\phi = \pi/6$ rad を境に(3)式および(4)式で求められる。

$$P(\phi) = \frac{V_{dc} V_{out} N}{\omega L_k} \phi \quad \text{for } 0 \leq \phi \leq \frac{\pi}{6} \quad \dots (3)$$

$$P(\phi) = \frac{V_{dc} V_{out} N}{\omega L_k} \left[\frac{3}{2} \left(\phi - \frac{\phi^2}{\pi} \right) - \frac{\pi}{24} \right] \quad \text{for } \frac{\pi}{6} \leq \phi \leq \frac{\pi}{2} \quad \dots (4)$$

Y-Δ トランスの場合、1 次側と 2 次側の位相関係が変わるため、上記条件に $+\pi/6$ rad して 2 次側の位相をシフトする。DAB コンバータにおけるトランス電流が直流重畳しないためには、電圧時間積の絶対値を正側と負側で等しくする必要があるのである。マトリクスコンバータはキャリアの半周期

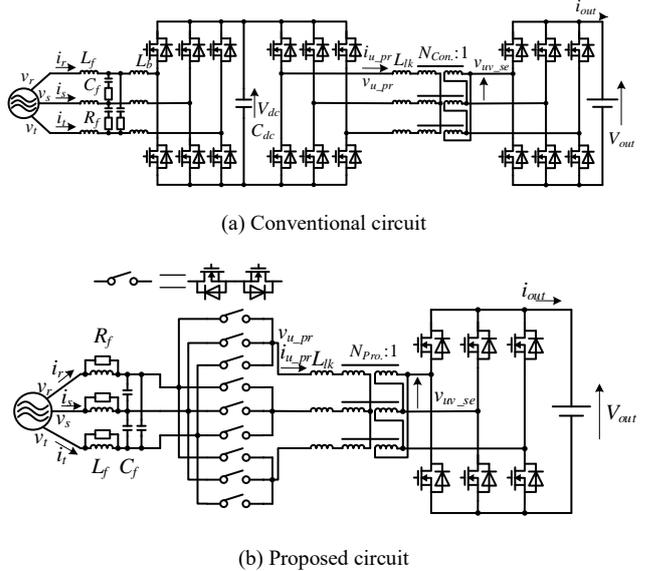


Fig. 1. Three-phase DAB converter type AC-DC converter.

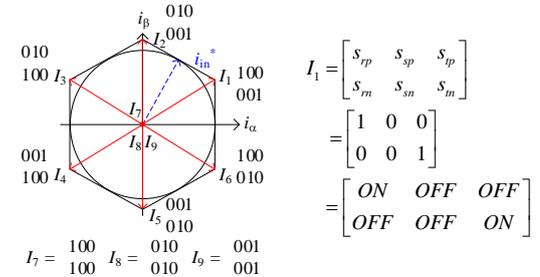


Fig. 2. Space vector for virtual current source PWM rectifier.

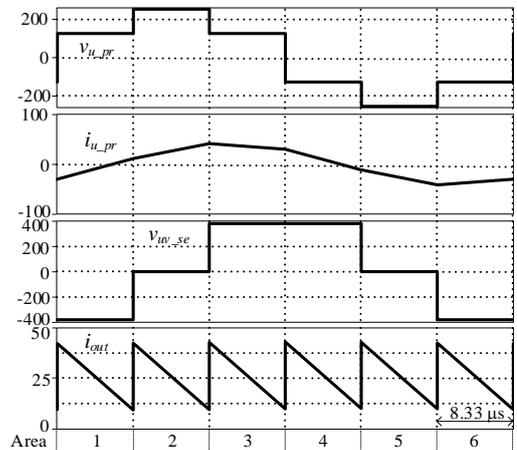


Fig. 3. Input/output waveforms of three-phase DAB converter.

で入力電流を制御できるため、単相の場合は出力電圧の正側と負側をスイッチング 1 周期中の電圧時間積の絶対値を容易に等しくできる。しかし、三相の場合は三相平衡を保つ必要があるため、接続される入力電圧に応じて図 3 で示す三相 DAB コンバータの 6 区間の時間を調整するか、スイッチング周波数を 3 倍として各区間で入力電流制御を行う必要がある。前者は区間ごとに電流の傾きが異なるため高調波が多く含まれ、後者はスイッチング損失が増加する。本論文では、大電力用途を想定し導通損が支配的であるため、スイッチング周波数を 3 倍とした。

4. シミュレーション結果

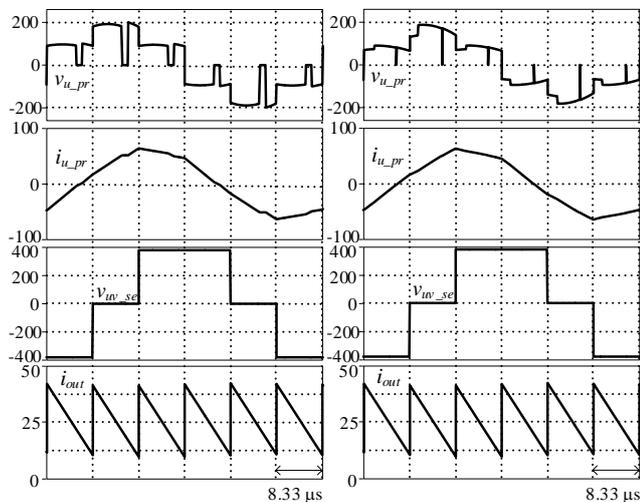
表 1 に従回路と提案回路のシミュレーションおよび損失解析で用いるパラメータを示す。本システムの特徴を明らかにするために、次の 3 つの出力電圧を想定する。

- 1) 通信用電源: 48 V
- 2) 車載用バッテリー: 380 V
- 3) 大電力 DC グリッド: 1500 V

それに伴い、トランスの巻数比および 2 次側スイッチ

Table 1. Simulation and loss analysis parameters.

Grid Line-Voltage	V_g	200 V
Grid Frequency	f_g	50 Hz
Rated Power	P	10 kW
DC link Voltage	V_{dc}	375 V
Output Voltage	V_{out}	48 V, 380 V, 1.5 kV
PWM Rectifier & DAB Converter Switching Frequency	f_{sw}	20 kHz
Matrix Converter Carrier Frequency	f_c	60 kHz
Filter Inductor	L_f	254.6 μ H (%Z=2%)
Filter Capacitor (Conventional, Proposal)	C_f	24.87 μ F, 2.76 μ F
Damping Resistance (Conventional, Proposal)	R_{damp}	1.28 Ω , 24 Ω ($\zeta=0.2$)
Boost Inductor	L_b	190.09 μ F
DC link Capacitor	C_{dc}	1.39 mF (H=1%)
Leakage Inductor (Conventional, Proposal)	L_{lk}	70.19 μ H, 29.15 μ H
Turn Ratio of Conventional Circuit (V_{out} : 48 V, 380 V, 1.5 kV)	N_{con}	48 V: 4.618, 380 V: 0.583, 1.5 kV: 0.148
Turn Ratio of Proposed Circuit (V_{out} : 48 V, 380 V, 1.5 kV)	N_{pro}	48 V: 2.977, 380 V: 0.376, 1.5 kV: 0.095
Switching Device of Primary Side (Dead Time)		UF3SC065007K4S (200 ns)
Switching Device of Primary Side (Dead Time)		48 V: IXFX420N10T (400 ns) 380 V: UF3SC065007K4S (200 ns) 1.5 kV: MSC080SMA330B4 (100 ns)



(a) $v_r \approx 0$ (π rad)

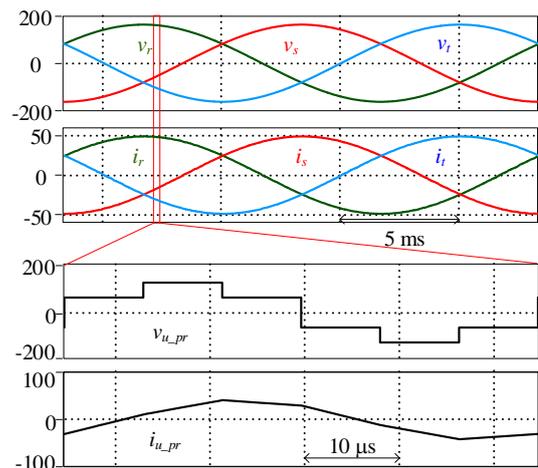
(b) $v_r \approx v_s$ ($5\pi/6$ rad)

Fig. 5. Input/output waveforms of proposed circuit using ideal switch.

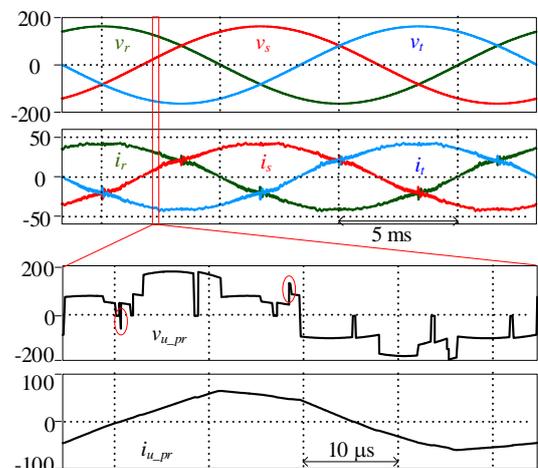
ングデバイスを変更した。また、スイッチングデバイスの冷却器の体積比較を可能とするために、ジャンクション温度を 140°C で固定した。

図 5 に理想スイッチを用いた DAB 型マトリクスコンバータの R 相と S 相の電圧大小関係切り替わり時 ($5\pi/6$ rad) および R 相電圧ゼロクロス時 (π rad) の動作波形を示す。出力線間電圧は電圧大小関係切り替わり時で最小、電流ゼロクロス時で最大となるため、出力可能な電力に差異がある。一方、マトリクスコンバータの入力電流を正弦波に制御するために、電流ゼロクロス時でゼロベクトルが最大となる。ゼロベクトルにより循環電流が流れるため、入力電流位相の違いによる出力電力や出力電流の脈動は抑制される。ここで、出力電流平均値の誤差はノミナル値に対して 1.00%, -1.39% である。

図 6 に出力電圧 380 V における従回路と提案回路の動作波形を示す。図 6 より、入力相電圧大小関係切り替わり時に提案回路の入力電流が歪んでいるが転流失敗ではない。この原因としては、相電圧大小関係切り替わり付近で変調時の電圧大小関係切り替わりが遅延することにより発生する。また、その他の電流ひずみはショートパルス除去による影響であり、削られたパルスを積算し補償することで改善



(a) Conventional circuit



(b) Proposed circuit

Fig. 6. Input/output waveform of rated power 10 kW at $V_{out} = 380$ V.

が可能である。さらに、提案回路ではマトリクスコンバータの出力電圧が赤丸で示すようにデッドタイム期間だけ変動している箇所がある。これはマトリクスコンバータの転流によって生じる誤差の影響であり、今後の課題となる。

図7に理想スイッチを用いたDAB型マトリクスコンバータの1次側電流実効値および出力電流リップルの特性を示す。この時の出力電圧条件は380Vであり、出力電流リップルはシステムの1/6周期で取得している。図7より提案回路の出力電流リップルは電力リップルの影響でオフセットが載っているが、従来回路と同様の大きさとなっている。一方、提案回路の1次側電流実効値は増加している。この原因はマトリクスコンバータにおける電圧利用率の制限により電圧実効値が低下し、同出力電力を得るために電流実効値が増加するためである。従来回路から提案回路への電圧の減少割合と提案回路から従来回路への電流の減少割合の関係は定格時でそれぞれ、0.652倍、0.653倍で同程度であるため無駄な循環電流は流れていない。図7の結果から、2次側の損失は同程度であり、1次側の導通損失が増加する。

図8に従来回路および提案回路における力行定格動作時のスイッチングデバイス損失分離結果を示す。図8より、1次側の損失はマトリクスコンバータの導通損失が大きい。そのため、冷却体は大型化する。一方、2次側の損失は両回路で同程度であり、出力電圧が低い条件で支配的となる。そのため、両回路のシステム体積が同程度となり提案回路にとって好条件である。また、図7で示した通り電圧が低い分、電流が増加し、1次側の導通損失は増加している。そのため、入力電圧が高い条件の方が提案回路にとって好条件である。

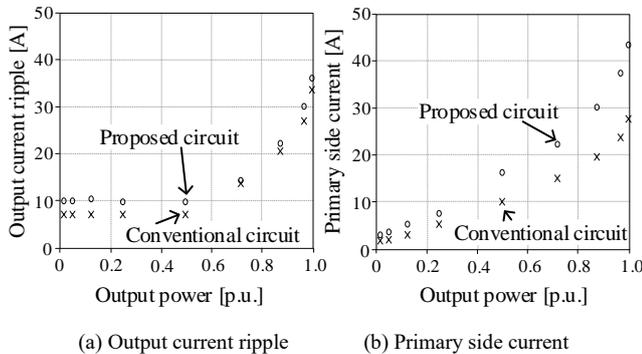


Fig. 7. Primary side current and Output current ripple using ideal switch at $V_{out} = 380$ V.

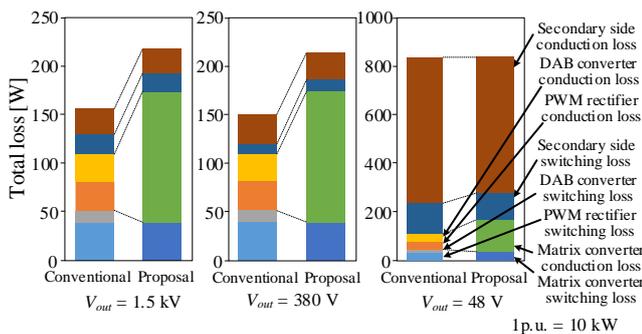


Fig. 8. Loss analysis at rated power 10 kW.

る。さらに、マトリクスコンバータのスイッチング損失は、従来回路に対して27.5%低い。これは、選定した素子のオフ時のスイッチング損失がオン時よりも十分に低く、提案回路のスイッチング周波数および電流の増加に対して、従来のPWM整流器によるハードスイッチングの影響が大きくなったことが原因である。提案回路は軽負荷において電流不連続モードや間欠運転等によりスイッチングを減らすことが可能となるため、軽負荷領域で従来回路に対して優位性が得られると考えられる。

5. まとめ

本論文では、大電力容量用途に適用する三相DABコンバータと三相マトリクスコンバータを組み合わせた絶縁型AC-DCコンバータを提案した。シミュレーションおよび損失解析結果より、提案回路は定格電力10kWにおいて従来のPWM整流器および三相DABコンバータに対して、高入力電圧、低出力電圧、軽負荷の条件で従来法と比較して効率に優位性があることが明らかとなった。今後、電流不連続モードを用いた軽負荷効率の改善を検討する予定である。

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) C. Jiang and H. Liu : "A Novel Interleaved Parallel Bidirectional Dual-Active-Bridge DC-DC Converter With Coupled Inductor for More-Electric Aircraft," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 68, no. 2, pp. 1759-1768 (2021)
- (3) 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)
- (4) 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)
- (5) 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)
- (6) N. H. Baars, J. Everts, C. G. E. Wijnands and E. A. Lomonova : "Performance Evaluation of a Three-Phase Dual Active Bridge DC-DC Converter With Different Transformer Winding Configurations," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 31, no. 10, pp. 6814-6823 (2016)
- (7) 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)
- (8) 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)
- (9) 只野 裕吾・濱田 鎮教・漆畑 正太・野村 昌克・佐藤 之彦・石田 宗秋 : 「マトリクスコンバータのスイッチング回数低減に着目した直接形空間ベクトル変調法」, 電気学会論文誌D (産業応用部門誌), 128 巻, 4 号, pp. 550-559 (2008)
- (10) J. Park, S. Jung and J. Ha : "Variable Time Step Control for Six-Step Operation in Surface-Mounted Permanent Magnet Machine Drives", in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 33, no. 2, pp. 1501-1513 (2018)