

DAB マトリックスコンバータの DCM 動作時における損失低減法

桐 嘉伸* 中村 聡志

宅間 春介 伊東 淳一（長岡技術科学大学）

Loss Reduction Method for DAB Matrix Converters in DCM Operation

Kashin Kiri*, Satoshi Nakamura, Shunsuke Takuma, Jun-ichi Itoh, (Nagaoka University of Technology)

This paper proposes a loss reduction method for dual active bridge (DAB) type matrix converter in discontinuous current mode (DCM). In the conventional method, the phase difference between a primary voltage and secondary voltage is a fixed value which is designed based on the rated specifications. Based on the experimental results using a prototype with a rating of 5 kW, the current peak and RMS values were reduced by varying the phase difference at each switching cycle. Furthermore, when the phase difference is varied, the conduction loss is reduced by 35% compared to the case where the phase difference is fixed.

キーワード：マトリックスコンバータ，DAB コンバータ，電流不連続モード，絶縁型 AC-DC コンバータ
(Matrix converter, Dual active bridge converter, Discontinuous Current Mode ,AC-DC converter)

1. はじめに

地球温暖化問題やエネルギー問題から CO₂ 排出を抑制可能な電気自動車(EV)やプラグインハイブリッド自動車(PHV)の開発が進められている⁽¹⁾。近年、車両の航続距離拡大に伴い搭載バッテリーの大容量化が図られており、急速充電器に要求される性能として大容量化、設置場所の観点から小型化、双方向動作、高い絶縁性能、電圧変動補償が求められる。従来の急速充電器の回路には PWM 整流器と絶縁型 DC-DC コンバータを組み合わせた高周波絶縁 AC-DC 変換回路が用いられている。これらの回路では、DC-DC コンバータの高周波駆動により絶縁トランスやフィルタの小型化を達成する。しかし、PWM 整流器と DC-DC コンバータの間に平滑用コンデンサや初期充電回路が必要であり、短寿命・大型化の原因となっている⁽²⁾。

一方、一次側の AC-DC 電力変換にマトリックスコンバータを適用した回路方式が提案されている⁽³⁾⁻⁽¹⁰⁾。マトリックスコンバータによって系統周波数からトランスの一次側の高周波交流に直接変換可能なため、直流中間コンデンサが不要となり長寿命化が可能となる。また、高周波部のトランスの漏れインダクタンスを積極的に利用して電力変換を行うことで、従来必要であった一次側の昇圧用インダクタおよび、二次側の平滑用インダクタが不要にできる。さらに、直流中間コンデンサの初期充電回路が不要になり小型化が期待できる。

DAB マトリックスコンバータのソフトスイッチング手法として転流開始時のトランスに流入する電流方向とスイ

ッチングシーケンスを組み合わせることでゼロ電圧スイッチング(ZVS)を達成している⁽⁷⁾。しかし、ZVS 達成のみを考慮した駆動法であるため、インダクタンスが小さい本回路方式では、系統電流のひずみが大きくなる課題がある。この課題に対し、先行研究では電流不連続モード(DCM)駆動時のゼロ電圧期間に初期電流(オフセット)を設け、ドレインソース間電圧を放電する方向に循環電流を増加させることで ZVS を達成している。また、初期電流を考慮したデューティ計算を行うことで、系統電流のひずみを抑制している⁽⁸⁾。しかし、電流不連続モードを全領域で用いているため、電流実効値が大きくなることから導通損失が増大し、回路効率が悪化する課題がある。さらに上記の方式では、伝送電力期間に対する無効電力期間の割合が大きいため、電流実効値が従来の方式と比較してより大きくなる。

そこで本論文では、電流不連続モードにおいて伝送電力期間を増大し、無効電力期間を最小限に抑えることで電流実効値を低減させる方式を提案する。伝送電力期間は一次側、二次側の位相差に大きく依存する。本方式では、スイッチング周期毎に一次側、二次側の位相差の最小値で駆動させ、伝送電力期間の割合を増やすことでトランス電流の実効値は低減させることを可能とする。実機検証より、昇圧動作時においてトランス電流の電流実効値を 20%低減が達成できたので報告する。

2. 提案手法

〈2・1〉 回路構成

図 1 に三相-単相マトリックスコンバータを用いた絶縁型 AC-DC 変換回路の構成図を示す。トランスに直列に接続された追加インダクタ L の端子電圧を制御することで伝送電力を決定する。DAB コンバータでは一定の直流電圧から高周波電圧を生成するためスイッチング周期での電圧振幅の変化はない。一方、マトリックスコンバータは系統電圧から高周波電圧に変換するため、系統周波数の 1/6 周期で電圧振幅が変動する。

〈2・2〉 従来方式

図 2(a)に空間ベクトル変調(SVM)の原理図を示す。三相電流指令をクラーク変換し、 $\alpha\beta$ 座標上の電流指令ベクトル I_{in} を得る。マトリックスコンバータの回路は 6 個の双方向スイッチで構成される。マトリックスコンバータは、6 つのアクティブベクトルと 3 つのゼロベクトルが存在する。電流指令ベクトル I_{in} は各スイッチングパターンにおける電流ベクトル成分に分解でき、それぞれの電流成分は $|i_{mid}|$ 、 $|i_{min}|$ と大きさが等しくなる。

$$\vec{I}_{in} = \vec{I}_{mid} + \vec{I}_{min} \dots\dots\dots (1)$$

図 2(b)に系統電圧と電流指令の関係を示す。本論文では、Sector 1 に着目してデューティを計算する。ここで、線間電圧の振幅の最大値 v_{max} 、中間値を v_{mid} と定義する。また、系統線間電圧の大小関係が各セクタの中央で切り替わるため、本論文ではセクタ前半と後半をそれぞれ X_A 、 X_B と定義する。ここで X は I-VI のセクタである。また、セクタ I_A の開始を位相角 0° と定義する。

図 3 にマトリックスコンバータの出力電圧 v_{mc} および PWM 整流器の出力電圧 v_{rec} 、トランス電流波形を i_{tr} 示す。 N はトランスの巻数比であり、 v_{rec} を一次側換算した値を NV_{dc} とする。正の周期と負の周期は対称な波形であるため、正の周期のみに着目する。デューティをそれぞれ、一次側 v_{max} -二次側が $0V$ にクランプされている期間を d_a 、一次側 v_{max} -二次側 NV_{dc} の期間を d_1 、一次側 v_{mid} 二次側 NV_{dc} の期間を d_2 、一次側 $0V$ -二次側が NV_{dc} の期間を d_b 、ゼロ電圧期間 d_0 と定義する。また、本回路の動作において電流モードを定義する。電流不連続モード(DCM)は、1 スwitchング周期においてゼロ電流期間 d_0 が $d_0 > 0$ 場合を指す。トランスに流れる電流の瞬時値 i_1 , i_2 , i_3 は以下の(2), (3)および(4)式で表される。

$$i_1 = \frac{v_{max}}{L} d_a \frac{T_{sw}}{2} \dots\dots\dots (2)$$

$$i_2 = \frac{v_{max}}{L} d_a \frac{T_{sw}}{2} + \frac{v_{max} - NV_{dc}}{L} d_1 \frac{T_{sw}}{2} \dots\dots\dots (3)$$

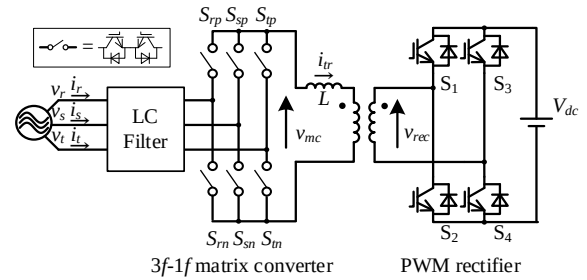
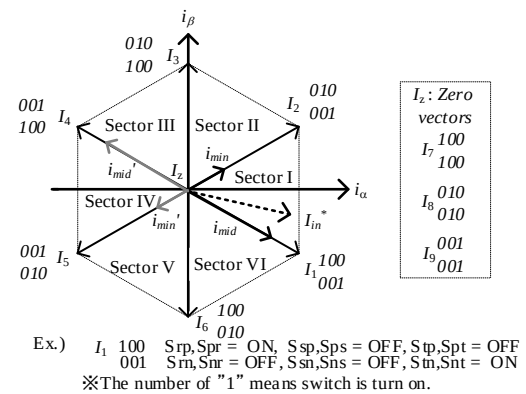
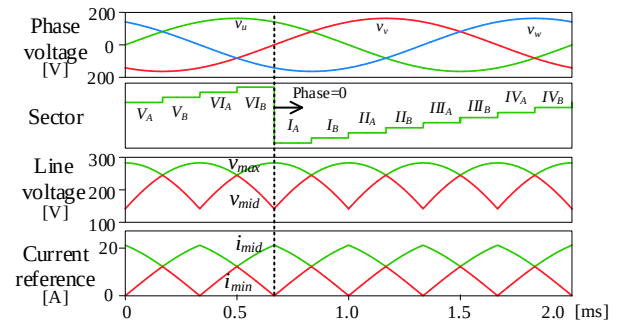


Fig. 1. Circuit configuration of isolated three-phase AC to DC converter using matrix converter



(a) Space vector diagram



(b) Relationship between sector and reference

Fig. 2. Space vector modulation for matrix converter.

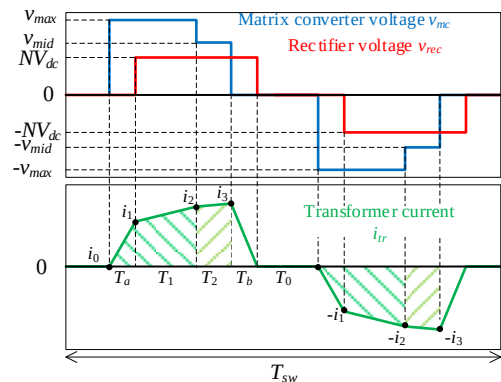


Fig. 3. Transformer voltage and current waveform.

$$i_3 = \frac{v_{\max}}{L} d_a \frac{T_{sw}}{2} + \frac{v_{\max} - NV_{dc}}{L} d_1 \frac{T_{sw}}{2} + \frac{v_{\text{mid}} - NV_{dc}}{L} d_2 \frac{T_{sw}}{2} \quad (4)$$

T_{sw} はスイッチング 1 周期, L はトランスに直列に接続されたインダクタで, 一次側換算した値である。 d_a および d_1 の期間は系統の最大線間電圧 $v_{\max}$ を出力し, d_2 期間は中間線間電圧 v_{mid} を出力する。また, $d_a + d_1$ 期間に流れる電流が三相電流の中間相電流に相当し, d_2 期間に流れる電流が最小相電流に相当する。これらを合計した $d_a + d_1 + d_2$ 期間の電流が最大相電流に相当する。よって, トランス電流の各周期平均値が, i_{mid} , i_{min} に等しくなるようデューティを決定することで三相の正弦波電流が得られる。 d_b 期間は主回路を循環する期間なので伝送電力に寄与しない。電流指令はトランス電流の瞬時値と各期間のデューティを用いて(5), (6)式で表される。

$$i_{\text{mid}} = \frac{i_1}{2} d_a + \frac{i_1 + i_2}{2} d_1 \quad (5)$$

$$i_{\text{min}} = \frac{i_2 + i_3}{2} d_2 \quad (6)$$

(5)式より, トランス電流の形状は d_a と d_1 の組み合わせで決定する。つまりこれらのデューティには 2 つの自由度があるため同一の伝送電力, 電圧条件でも様々なデューティが考えられる。従来は制約条件として 2 つのデューティ d_a と d_1 の比を a と定義し, 伝送電力と昇圧比に応じて可変することでデューティを導出している。⁽⁸⁾。

$$a = \frac{d_a}{d_1} \quad (7)$$

(2), (3), (4)式を(5), (6), (7)式にそれぞれ代入すると, スイッチング 1 周期における各デューティが算出可能となる。

$$d_a = a \sqrt{\frac{4Lf_{sw}i_{\text{mid}}}{v_{\max}(a+1)^2 - NV_{dc}}} \quad (8)$$

$$d_1 = \sqrt{\frac{4Lf_{sw}i_{\text{mid}}}{v_{\max}(a+1)^2 - NV_{dc}}} \quad (9)$$

$$d_2 = (-k_1 \pm \sqrt{k_1^2 + 4k_2}) d_1 \quad (10)$$

$$\therefore k_1 = \frac{v_{\max}(a+1) - NV_{dc}}{v_{\text{mid}} - NV_{dc}} \quad k_2 = \frac{i_{\text{min}}}{i_{\text{mid}}} \left(\frac{v_{\max}(a+1)^2 - NV_{dc}}{v_{\text{mid}} - NV_{dc}} \right)$$

$$d_b = \frac{(v_{\max}(a+1) - NV_{dc})d_1 + (v_{\text{mid}} - NV_{dc})d_2}{NV_{dc}} \quad (11)$$

$$d_0 = \frac{1 - ((a+1)d_1 + d_2 + d_b)}{2} \quad (12)$$

f_{sw} はスイッチング周波数を示す。従来の手法では, 比率 a を伝送電力と直流電圧によって決定する。伝送電力と直流電圧に対応した a をオフラインで計算したテーブルから動作条件に基づいて参照する。しかし, この手法では, a は系

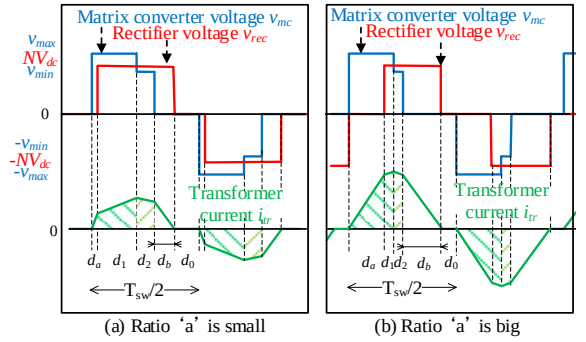


Fig. 4. Difference in transformer current due to ratio 'a'.

Table 1. Simulation and experimental condition.

Quantity	Symbol	Value
Rated power	P	5.0 kW
Three-phase AC voltage	V_{ac}	200 V
DC voltage	V_{dc}	73.7 V
Input frequency	f	50 Hz
Carrier frequency	f_{sw}	50 kHz
Leakage inductance	L	21 μ H
Tum ratio of transformer	$N_1:N_2$	5.5:1
Input filter	L_f	0.19 μ H (%Z = 1.0 %)
	C_f	10 μ F (%Y = 5.0 %)
Dead-time	T_d	250 ns

統周期で一定となり, 系統位相によっては循環電流が増加する場合がある。そこで, スイッチング周期毎に a を可変させ, 系統位相が変化しても最適な a を用いて駆動することで電流実効値を低減する手法を提案する。

(2・3) 比率 a の導出

各デューティの計算をする際, 前提条件としてデューティ a 及び比率 a は負の解と虚数解を取りえない。そのため (10) 式から以下の条件式が導出できる。

$$-k_1 \pm \sqrt{k_1^2 + 4k_2} \geq 0 \quad (13)$$

ここで, (16)式が虚数解を取らないことを考慮すると, a は以下の(17)式で表すことができる。

$$a + 1 \geq \frac{-r \pm \sqrt{r^2 - 4s}}{2} \quad (14)$$

$$\therefore r = -\frac{2NV_{dc}}{v_{\max} + \frac{I_{\text{min}}}{I_{\text{mid}}}(v_{\text{mid}} - NV_{dc})} \quad \therefore s = \frac{NV_{dc}}{v_{\max}} \frac{(1 + \frac{i_{\text{min}}}{i_{\text{mid}}})NV_{dc} - \frac{i_{\text{min}}}{i_{\text{mid}}}v_{\text{mid}}}{v_{\max} + \frac{I_{\text{min}}}{I_{\text{mid}}}(v_{\text{mid}} - NV_{dc})}$$

上記の(14)式を満たす最小の a を用いる。

3. 解析・評価

表 1 にシミュレーション条件及び実験条件を示す。従来法は a を固定値($a=6.6$)とした。

〈3・1〉 トランス電流ピーク値

図 4(a) 及び(b)に a の変化によるトランス電流波形への影響を示す。トランス電流の電流ピーク値 i_{peak} は 1 スイッチング周期中におけるマトリックスコンバータ電圧と整流器電圧の大小関係によって i_1 , i_2 , i_3 のいずれかが電流ピークになる。以下に(2), (3), (4)式を, a を用いて表した(15), (16), (17)式を示す。

$$i_{peak} = \begin{cases} (a \neq 0, NV_{dc} > v_{max}) \\ \sqrt{\frac{i_{mid}^2}{2Lf_{sw}} \frac{v_{max} a}{\sqrt{v_{max}^2 (a+1)^2 - NV_{dc}^2}}} \dots\dots\dots (15) \\ (NV_{dc} > v_{mid}) \\ \sqrt{\frac{i_{mid}^2}{2Lf_{sw}} \frac{v_{max} (a+1) - NV_{dc}}{\sqrt{v_{max}^2 (a+1)^2 - NV_{dc}^2}}} \dots\dots\dots (16) \\ (NV_{dc} < v_{mid}) \\ \sqrt{\frac{i_{mid}^2 (v_{max} (a+1) - NV_{dc})^2}{2Lf_{sw} (v_{max}^2 (a+1)^2 - NV_{dc}^2)} + \frac{i_{min}^2 (v_{mid} - NV_{dc})^2}{2Lf_{sw}}} \dots\dots\dots (17) \end{cases}$$

a を小さくした場合, トランス電流のピーク値が減少し, 電流ピーク値の減少に伴い循環電流期間 d_b も減少する。一方, a を大きくすると電流ピーク値が増加し, 還流電流期間 d_b が増加する。このことから, 電流ピーク値と還流電流期間の低減には a が可能な限り低い方が良いことがわかる。

〈3・2〉 電流実効値

導出した a の範囲から最小の値を用いた場合の電流実効値をシミュレーションで導出した。電流実効値の計算には数値解析ソフトウェアの MATLAB を使用した。トランス電流の電流実効値は以下の(18)式で導出を行う。

$$I_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i(t)^2 dt} \dots\dots\dots (18)$$

ここで, T は系統電圧周期, $i(t)$ はトランス電流である。 T_a , T_1 , T_2 , T_b の 4 つの期間においてトランス電流の di/dt がそれぞれ異なるため, 電流実効値の計算は各期間に分けて算出した。 a の増減によってそれぞれのトランス電流の瞬時電流も増減する。よって, 最小限の a を使用した動作を行うことで電流実効値の低減が可能となる。

図 5(a) に従来法の電流実効値のコンター図, 図 5(b) に提案法の電流実効値のコンター図を示す。定格電力時のおおよその最大電流実効値は, 従来法が 35A に対し, 提案法は 25A であり, 電流実効値の低減が確認できる。

図 5(c) に提案法の電流実効値の低減率を示す。従来法と提案法の電流実効値の差分を従来法の電流実効値で規格化した。昇圧条件時に提案手法の電流実効値が 20% 改善していることが確認できる。これは, a がスイッチング周期毎に変化することで, 系統周期における電流ピーク値, 循環電流期

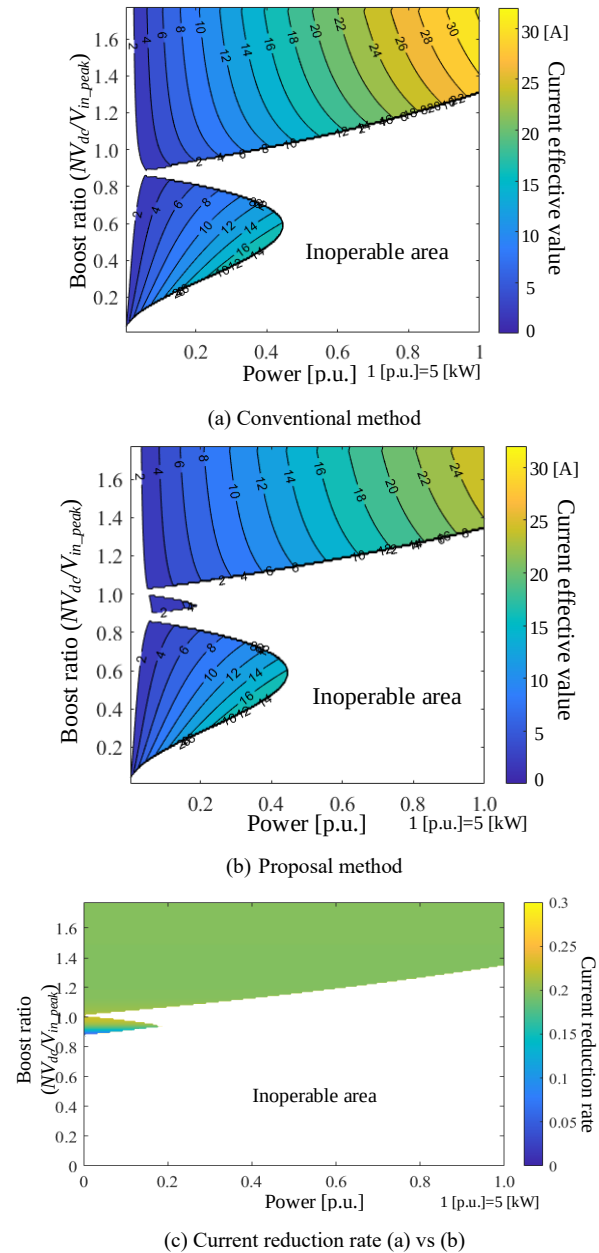


Fig. 5. Contour diagram of root mean-square current.

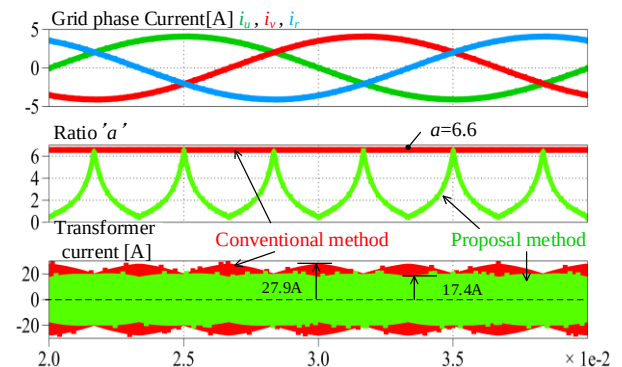


Fig. 6. Comparison of conventional method and proposed method by simulation.

間が低減されるためである。

降圧条件においては、(14)式で得られた a を用いるとデューティの総和が 1 を超えるため提案手法の適用外となる。提案手法適用外の運転領域においては、(14)式で得られる a の値よりも大きい値とすることで運転できる。今後、適用範囲の拡大について検討を行うが、本論文では、比較検討箇所は昇圧条件とする。

〈3・3〉 シミュレーションにおける動作比較

図 6 に従来法と提案法の系統周期における三相電流、比率 a とトランス電流を示す。従来法は $a=6.6$ 、提案法は(14)式より算出した a を用いて動作を行った。提案法はスイッチング周期毎に線間最大電圧 v_{max} 、線間中間電圧 v_{mid} 、電流指令値 i_{mid} 、 i_{min} 、出力電圧 NV_{dc} のパラメータ用いて a の算出を行う。その結果、提案法は伝送電力指令 0.2p.u.、出力電圧 73.7V の条件において、従来法の電流ピーク値は 27.9A、提案法が 17.4A となり、系統電流ひずみを同程度としつつ、電流ピーク値を最大 37.6%低減できることを確認した。また、インダクタ電流の電流実効値は従来法が 9.04A に対して提案法が 7.21A となり、20%の低減を確認した。

4. 実機検証

実験条件はシミュレーション条件と同様で定格電圧 550V、昇圧比 1.42、スイッチング周波数 50kHz とし、デッドタイムは一次側、二次側共に 250ns で実験を行った。マトリックスコンバータには SiC MOSFET(CREE, C3M0030090K)、整流器には Si MOSFET(Infineon, IRF200P222)を使用した。また、マトリックスコンバータには 4-step 電圧転流を適用し、転流による出力電圧誤差はデッドタイム誤差補償を用いて補償する。

〈4・1〉 従来法と提案法の動作比較

図 7 に従来法の DCM 領域における昇圧動作時の一次側電圧、トランス電流、二次側電圧を示す。また、図 8 に提案法の DCM 領域における昇圧動作の一次側電圧、トランス電流、二次側電圧を示す。従来法のトランス電流の電流ピーク値は系統位相 $\theta=30^\circ$ のとき 28.1A、提案法は、電流ピーク値が 22.3A となった。また、この時の提案法の a は 0.45 であり、導出した a の範囲の中で最小の値を用いることで従来法に対して電流ピーク値を低減できることを確認した。

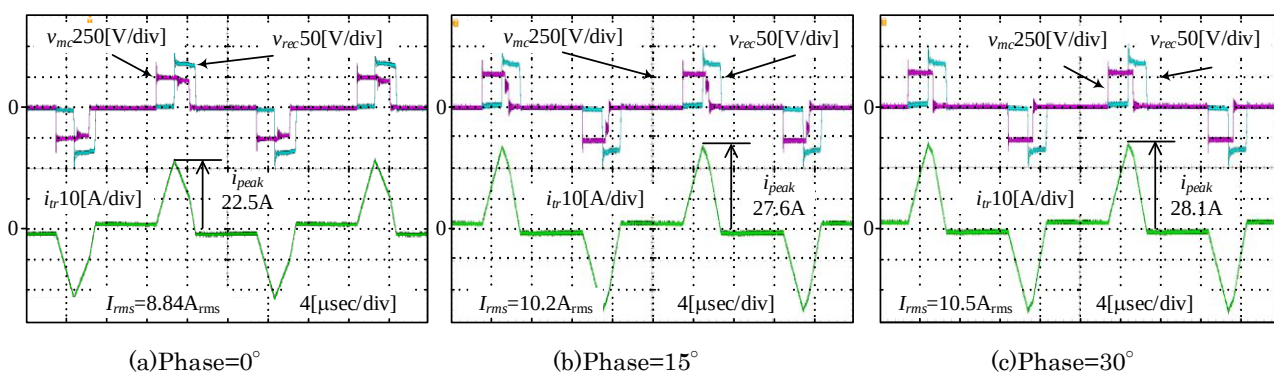


Fig. 7. Transformer voltage and current waveform conventional method.

(Experimental condition : $P=0.2$ [p.u.], $NV_{dc}=400$ [V], $a=6.6$)

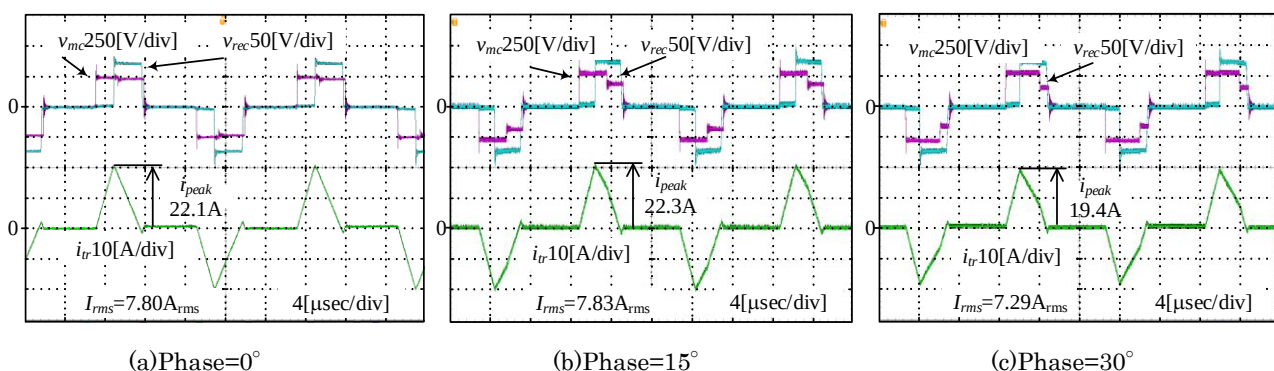


Fig. 8. Transformer voltage and current waveform of proposal method.

(Experimental condition : $P=0.2$ [p.u.], $NV_{dc}=400$ [V])

電流実効値も同様に、従来法が $8.50A_{rms}$ と提案法が $7.32A_{rms}$ となり、提案法による電流実効値の低減を確認した。

〈4・2〉特性評価

図 9 に直流電圧を 73.7V としたときの提案法と従来法の効率特性を示す。従来法における最大効率は伝送電力 0.17p.u.において 88.3%であることにに対し、提案法における最大効率は 0.27p.u.において、91.1%を達成した。また、伝送電力 0.5p.u.で効率を 4.5%の改善することを確認した。本実験において、従来動作と提案動作のスイッチングパターンに変化は無いが、電流ピーク値を低減したことでターンオフ損失が低減できると考えられる。また、各手法の効率特性の傾きより、特に電流の二乗に比例した損失、つまり導通損失が支配的と推測される。図 5(c)より伝送電力 0.5p.u., 昇圧比 1.42 の条件において提案法を適用することで電流実効値を 20%の低減できることがわかる。これより、マトリックスコンバータと整流器の導通損失およびトランスの銅損を計算すると、従来法では 91W, 提案法は 59W となり、35%の導通損失を低減した。その他の損失に関しては、今後損失解析にて明らかにする予定である。

5. まとめ

本論文では、DAB 型マトリックスコンバータの昇圧条件における DCM 駆動時のトランス電流実効値に着目し、無効電力期間を最小化することによる損失低減法を提案した。一次側と二次側の位相差とトランス電流の伝送電力期間の比率 a をスイッチング周期ごとに算出し適用することで、電流実効値は a を固定値とした条件と比較して最大 20%低減できることをシミュレーションで確認した。また、実機検証において電流実効値の計測および効率特性の取得を行い、提案法は導通損失を 35%の低減することを確認した。

今後は、損失解析降圧条件の系統周期における a のパラメータの最適化を行う。

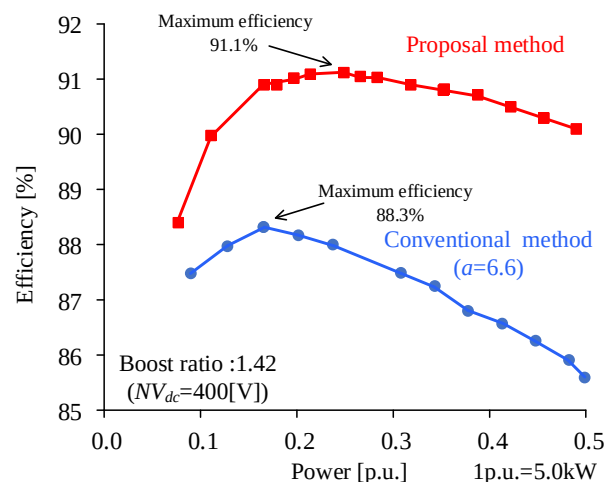


Fig. 9. Efficiency characteristics.

- (6) 中村聡志, 宅間春介, 渡辺大貴, 伊東淳一: 「リプルキャンセル法を用いた三相-単相マトリックスコンバータの昇圧時における伝送電力誤差補償」, エネルギー技術及び半導体電力変換技術研究会, V. SPC-20-100, pp. 43-48 (2020)
- (7) 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)
- (8) 宅間春介, 伊東淳一: 「広範囲な負荷領域で ZVS を達成する還流電流を利用した DAB マトリックスコンバータの実機検証」, 半導体電力変換及びモータドライブ合同研究会, SPC-20-109, MD-20-082, pp. 13-18 (2020)
- (9) M. A. Sayed, K. Suzuki, T. Takeshita and W. Kitagawa, "Soft-Switching PWM Technique for Grid-Tie Isolated Bidirectional DC-AC Converter With SiC Device," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 53, no. 6, pp. 5602-5614 (2017)
- (10) Xu Zhi Yue, Lan Dongdong, Sahoo Sanjib Kumar "An Optimal Modulation Technique and Duty Cycle Compensation in High Frequency Link Matrix Rectifier under DCM," (2019).

文 献

- (1) CHAdEMO ASSOCIATION & PROTOCOL, https://www.chademo.com/wp2016/wp-content/uploads/2019/05/2019%20CHAdEMO_Brochure_web.pdf
- (2) 近藤, 檜垣, 山田: "電気自動車充放電用双方向絶縁型 DC/DC コンバータの提案と動作検証", in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 136, no. 1, pp. 61-70 (2016)
- (3) 鈴木, 北側, 竹下, "絶縁型 AC/DC コンバータのソフトスイッチング回路のパラメータ設計", IEEE Transactions on Industry Applications vol. 138, no. 1 pp. 1-10 (2017)
- (4) D. Das, N. Weise, K. Basu, R. Baranwal and N. Mohan, "A Bidirectional Soft-Switched DAB-Based Single-Stage Three-Phase AC-DC Converter for V2G Application," in IEEE Transactions on Transportation Electrification, vol. 5, no. 1, pp. 186-199, (2019).
- (5) S. Takuma, K. Kusaka, J. Itoh, Y. Ohnuma, S. Miyawaki: "A Novel Current Ripple Cancellation PWM for Isolated Three-phase Matrix DAB AC-DC Matrix Converter", EPE, (2019)