

オンライン位相制御を有する DAB マトリックスコンバータの トランス電流最小化

桐 嘉伸* 渡辺 大貴 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

Minimizing Transformer Current in DAB Matrix Converters with Online Phase Control

Kashin Kiri*, Hiroki Watanabe, Jun-ichi Itoh, (Nagaoka University of Technology)

This paper proposes a minimum transformer current operation for a dual active bridge (DAB) type matrix converter. In the conventional method, the phase difference between the primary and secondary voltages is a fixed value designed based on the rated specifications. The transformer current minimum condition was studied, and simulation showed that the peak and RMS values of the current could be reduced by varying the phase difference for each switching cycle. Furthermore, when the phase difference was varied, the current RMS value was reduced by an average of 20% compared to the case with a fixed phase difference.

キーワード: マトリックスコンバータ, デュアルアクティブブリッジ, 電流不連続モード, 電流連続モード
(Matrix converter, Dual-active-bridge, Discontinuous current mode, Continuous current mode)

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⁾⁽²⁾。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、高パワー密度化、双方向動作が求められる。そこで、Dual Active Bridge (DAB)コンバータとマトリックスコンバータ(MC)を統合した回路(DAB マトリックスコンバータ)がこれまでに検討されている⁽³⁾⁻⁽¹⁰⁾。本回路は三相交流から高周波交流に直接変換が可能のため、直流中間の電解コンデンサが不要となり長寿命化が期待できる。また、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はDAB コンバータと同様にトランスの一次側漏れインダクタンスの両端電圧を制御して双方向電力伝送を行う。しかし、DC 入力の DAB コンバータと同様に電圧および負荷変動時にトランスの無効電流が増加し、効率が悪化する問題がある。そのため、電圧および負荷変動時でも効率を改善する方法が要求されている。

負荷や電圧が変動しても DAB マトリックスコンバータのトランス電流を最小化し、高効率化を実現する手法として、オフライン数値最適化によって導出したデューティや位相を用いる手法や、伝送電力近似式から二分法を用いて解を

導出する手法が提案されている⁽⁹⁾⁻⁽¹⁰⁾。オフライン数値最適化を用いた手法は、3次元テーブルおよびトリリニア補完を実装し動作している。しかし、双方向動作が未実装であることやパラメータ変更の際の3次元テーブルの再設計が必要などの課題がある。また、二分法を用いて解を導出する手法は、オンライン計算可能であるが、反復計算が10回程度必要なため⁽⁹⁾、負荷変動といった過渡状態への対応が困難となる。

本論文では、オンライン位相シフト制御を適用した DAB マトリックスコンバータのトランス電流の最小化法を提案する。提案法では、DAB マトリックスコンバータの動作モードに着目し、動作モードごとに電流を最小化する条件を単純化して求める。ここではシミュレーションにより提案法の妥当性を確認したので報告する。

2. 回路構成及び制御法

〈2・1〉 回路構成

図1に DAB マトリックスコンバータを用いた 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 の端子電圧であるマトリックスコンバータの出力電圧 v_{mc} と整流器電圧 v_{rec} の出力期間と位相差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周期で高周波電圧の振幅が変動する特徴があり、各スイッチング周期で異なる電流指令値を満たす必要がある。

(2.2) 制御手法

図2(a)に空間ベクトル変調(SVM)の原理図を示す⁽⁸⁾。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。電流指令ベクトル I_{in}^* は各スイッチングパターン
の電流ベクトル成分に分解でき、各成分は $|i_{mid}|$ 、 $|i_{min}|$ 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。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。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。ここで、図3に示す通りトランス一次側電圧、二次側電圧の条件に応じて、トランス電流半周期中における各期間のデューティをそれぞれ d_a 、 d_1 、 d_2 、 d_0 と定義する。この時のトランス瞬時電流式は以下の(2)~(5)式で表される。

$$i_1 = \frac{v_1}{L} D_a \frac{T_{sw}}{2} \dots\dots\dots (2)$$

$$i_2 = i_1 + \frac{v_1 - NV_{dc}}{L} D_1 \frac{T_{sw}}{2} \dots\dots\dots (3)$$

$$i_3 = i_2 + \frac{v_2 - NV_{dc}}{L} D_2 \frac{T_{sw}}{2} \dots\dots\dots (4)$$

$$i_4 = i_3 - \frac{NV_{dc}}{L} D_b \frac{T_{sw}}{2} \dots\dots\dots (5)$$

ここで T_{sw} はスイッチング周期、 L はトランスの直列インダクタのインダクタンスである。なお、直列インダクタはトランスの漏れインダクタンスとして実装することもできる。 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、トランス電流の各期間の平均値が、 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。なお、 d_b および d_0 の期間は循環電流が発生する期間となり、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(6),(7)式で表される。

$$i_{mid} = \frac{i_1}{2} d_a + \frac{i_1 + i_2}{2} d_1 \dots\dots\dots (6)$$

$$i_{min} = \frac{i_2 + i_3}{2} d_2 \dots\dots\dots (7)$$

(6)、(7)式より、トランス電流の電流時間積の周期平均値

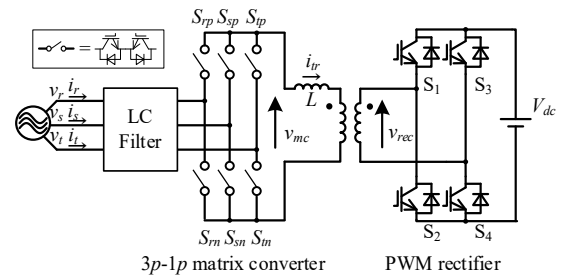
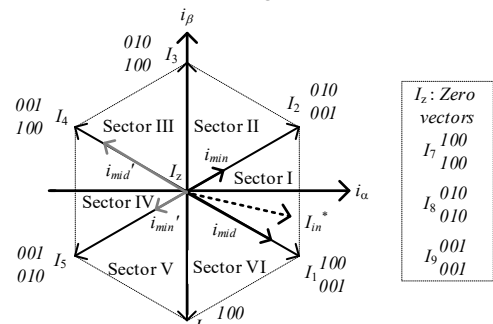
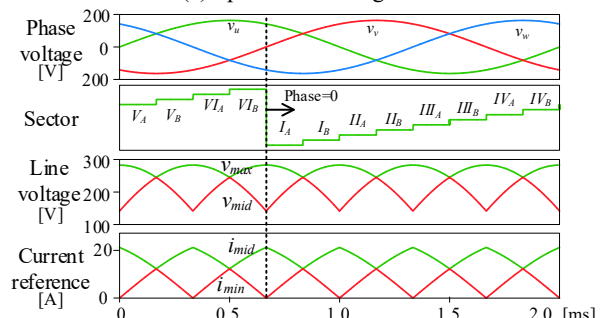


Fig. 1 Circuit configuration of isolated three-phase AC to DC converter using matrix converter.



Ex.) I_1 100 $S_{rp}, S_{sp} = ON, S_{sp}, S_{sp} = OFF, S_{rp}, S_{rp} = OFF$
 001 $S_{rn}, S_{rn} = OFF, S_{sn}, S_{sn} = OFF, S_{tn}, S_{tn} = ON$
 ※The number of "1" means switch is turn on.

(a) Space vector diagram.



(b) Relationship between sector and reference.

Fig. 2. Space vector modulation for matrix converter.

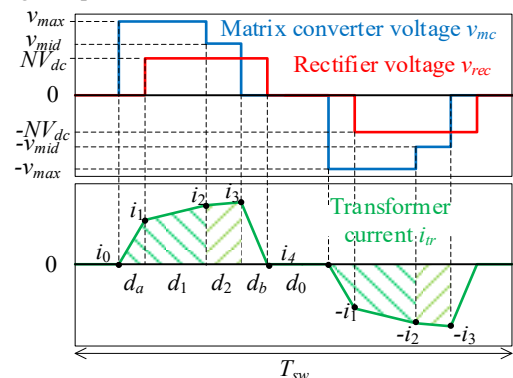


Fig. 3. Transformer voltage and current waveform.

は d_a と d_1 の組み合わせで決定する。ここで、制約条件として $a=d_a/d_1$ として a を定義し、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する⁽⁸⁾。

(2), (3), (4)式を(6), (7), (8)式にそれぞれ代入し、スイ

ツチング 1 周期における各デューティを求めると、(8)から(13)が得られる。

$$d_a = a \sqrt{\frac{NV_{dc} i_{mid} v_{ratio_a}}{P(1+v_{ratio_a}(a+1)+v_{ratio_b}K)^2}} \dots\dots\dots (8)$$

$$d_1 = \sqrt{\frac{NV_{dc} i_{mid} v_{ratio_a}}{P(1+v_{ratio_a}(a+1)+v_{ratio_b}K)^2}} \dots\dots\dots (9)$$

$$d_2 = Kd_1 \dots\dots\dots (10)$$

$$K = -k_1 \pm \sqrt{k_1^2 + 4k_2} \dots\dots\dots (11)$$

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

$$d_b = \frac{(a+1-v_{ratio_a})d_1 + (v_{ratio_b}-v_{ratio_a})d_2}{v_{ratio_a}} \dots\dots\dots (12)$$

$$d_0 = \frac{1 - ((a+1)d_1 + d_2 + d_b)}{2} \dots\dots\dots (13)$$

ただし、 $i_{ratio} = \frac{i_{min}}{i_{mid}}, v_{ratio_a} = \frac{NV_{dc}}{v_{max}}, v_{ratio_b} = \frac{v_{mid}}{v_{max}}$

3. トランス電流の最小化

〈3・1〉電流最小化の条件

比率 a の値は任意定数であるので、動作条件に応じてスイッチング周期ごとに a をダイナミックに変化させることで電流実効値を低減する。

図 4 に示す通り DAB マトリックスコンバータは下記の 4 つの動作領域を有している。

領域 A：入出力電圧とスイッチング周波数、インダクタの制約によりこの領域は出力できない。この領域で動作させるには、スイッチング周波数を可変にする必要がある。

領域 B：電流不連続モード (DCM) で昇圧動作

領域 C：電流不連続モード (DCM) で降圧動作

領域 D：電流連続モード (CCM)

表 1 に各動作モードにおけるデューティ比の関係を示す。トランス電圧またはマトリックスコンバータの出力電圧がゼロの領域 (d_b, d_b) は、電源と負荷が通流しない循環電流期間となるため、トランス電流を最小化する観点から、極力短くしたほうがよい。そこで、領域 B では $d_b=0$ とし、領域 C では $d_a=0$ とする。一方、領域 D では CCM であるため、 $d_0=0$ となるが、 d_a を最小化する。

〈3・2〉領域 B (DCM で昇圧) の a の決定法

図 5(a) は昇圧条件における DCM 動作時のトランス電流波形である。昇圧時、通流中はインダクタの電圧が負となるためデューティ d_1, d_2 のトランス電流の電流変化率は負となる。すなわち d_a 期間で電流を増加させる。このとき、 $d_b=0$ とすることから (8), (10), (11), (12), (13) 式からデューティを消去すると a は二次方程式で表せるので、(14) 式にて求められ

る。

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

$$\therefore r = \frac{2v_{ratio_a}}{1+i_{ratio}(v_{ratio_b}-v_{ratio_a})}$$

$$\therefore s = v_{ratio_a} \frac{(1+i_{ratio})v_{ratio_a} - i_{ratio}v_{ratio_b}}{1+i_{ratio}(v_{ratio_b}-v_{ratio_a})}$$

〈3・3〉領域 C (DCM で降圧) での a の決定法

図 5(b) は降圧条件における DCM 動作時のトランス電流波形である。降圧時、通流中はインダクタの電圧は正なるとなるので、デューティ d_1 および d_2 期間のトランス電流の電流変化率は正である。この期間では $d_a=0$ であるから、 $a=0$ とする。

〈3・4〉領域 D (CCM) での a の決定法

図 5(c) に CCM 動作時のトランス電流波形を示す。デューティは(9)から(14)式にて求められるが、(12)式の K は a の関数であり、領域 B では $d_b=0$ としたため、最終的に a を二次方程式で表現できたが、ここでは非線形となる。そこで、関数 K を以下の(15)式に一次関数で近似する。

$$K = Za + C \dots\dots\dots (15)$$

CCM 動作時は、出力電力 P は(8)から(13)およびデューティの総和が 1 の条件より求めると、(16)となる。

$$P = \frac{NV_{dc}^2}{4L_{sw}} \frac{(a+1)^2 - v_{ratio_a}}{(a+1+av_{ratio_a}+v_{ratio_b}K)^2} \dots\dots\dots (16)$$

(15) 式を(16)式に代入し、 a について求めると(17)式が得られ、 a を決定できる。

$$a = -b_1 + \sqrt{b_1^2 - c_1} \dots\dots\dots (17)$$

$$b_1 = \frac{(1+v_{ratio_a}+v_{ratio_b}Z)(1+v_{ratio_b}C) - \frac{NV_{dc}^2}{4L_{sw}P}}{(1+v_{ratio_a}+v_{ratio_b}Z)^2 - \frac{NV_{dc}^2}{4L_{sw}P}}$$

$$c_1 = \frac{(1+v_{ratio_b}C)^2 - \frac{NV_{dc}^2 + v_{ratio_a}NV_{dc}^2}{4L_{sw}P}}{(1+v_{ratio_a}+v_{ratio_b}Z)^2 - \frac{NV_{dc}^2}{4L_{sw}P}}$$

次に K の近似方法について述べる。図 6 に各昇圧比における(11)式の関数 K と比率 a の関係を示す。関数 K と比率 a の電圧条件によって特性は異なる。また、比率 a の微小領域と大きい領域でも特性が異なる。そこで、 K を 2 つの折れ線で近似する。

i) a の最大点の導出 (図 6 赤丸)

(16)式でも明らかなように、出力電力は a により変化するため、 a により電力最大点を有する。そこで、(16)式を a で微分し、電力最大となる a を求めると(18)式となる。

$$a_{max} = v_{ratio_a} \frac{2v_{ratio_a} + \sqrt{2\{1+v_{ratio_a}^3\}}}{1+v_{ratio_a}\{1-v_{ratio_a}\}} \dots\dots\dots(18)$$

ここで、 v_{ratio_a} は $v_{max}=v_{mid}$ のときに最大になることから、 a_{max} は同様に $v_{max}=v_{mid}$ のときに最大になる。(11)式に(18)式を代入することで、 a_{max} における関数 K_{max} が求められる。

ii) a の折れ点の導出 (図 6 青丸)

(11)式を 2 回微分しゼロとなる点をも求めることで、線形領域を導出できる。その結果 折れ点の比率 a_p は(19)式にて求められる。

$$a_p = \frac{\sqrt{x_1 + x_2 + x_3 x_4 - \{x_4 + x_5\}}}{x_4} \dots\dots\dots(19)$$

$$\begin{aligned} \because x_1 &= i_{ratio}^2 \{v_{ratio_a}^3 + v_{ratio_a}^2 v_{ratio_b} - 2v_{ratio_a}^2 v_{ratio_b}\} \\ \because x_2 &= i_{ratio} \{v_{ratio_a}^3 - v_{ratio_a}^2 + v_{ratio_a} v_{ratio_b} - v_{ratio_a}^2 v_{ratio_b}\} \\ \because x_3 &= \{B i_{ratio} v_{ratio_a} (1 + i_{ratio} (v_{ratio_b} - v_{ratio_a}) - v_{ratio_a})\}^{\frac{2}{3}} \\ \because x_4 &= 1 + i_{ratio} (v_{ratio_b} - v_{ratio_a}) \\ \because x_5 &= v_{ratio_a} \end{aligned}$$

(11)式に(19)式を代入することで、 a_p における関数 K_p が求められる。

iii) a の最小点の導出 (図 6 黒丸)

$a=d_a/d_1$ であるため、 a の最小値はゼロである。(11)式に $a=0$ を代入することによって、比率 a が小さい領域における近似直線の切片 K_0 を導出できる。

以上の3点から K の近似直線を得る。(18)式と(19)式を(11)式に代入することで、各点における (a_{max}, K_{max}) と (a_p, K_p) と $(0, K_0)$ から、比率 a が小さい領域と大きい領域の2つの線形近似式を導出でき、(15)式の Z と C を決定できる。

$$\{Z_{max-p}, C_{max-p}\} = \left\{ \frac{K_{max} - K_p}{a_{max} - a_p}, \frac{K_p a_{max} - K_{max} a_p}{a_{max} - a_p} \right\} \dots\dots\dots(20)$$

$$\{Z_{p-0}, C_{p-0}\} = \left\{ \frac{K_p - K_0}{a_p}, K_0 \right\} \dots\dots\dots(21)$$

Z_{max-p} と C_{max-p} は、それぞれ比率 a が大きい領域における近似直線の傾きと切片である。同様に、 Z_{p-0} と C_{p-0} は比率 a が小さい領域における近似直線の傾きと切片である。

〈3・5〉オンライン位相シフト制御の実装

図 7 に比率 a の計算アルゴリズムのフローチャートを示す。 K を近似する傾き Z と切片 C は厳密には、 a の関数であり、 a により、どちらの近似曲線を使用するかは判別できない。そこで、折れ点付近であっても a の値が連続的に変化する

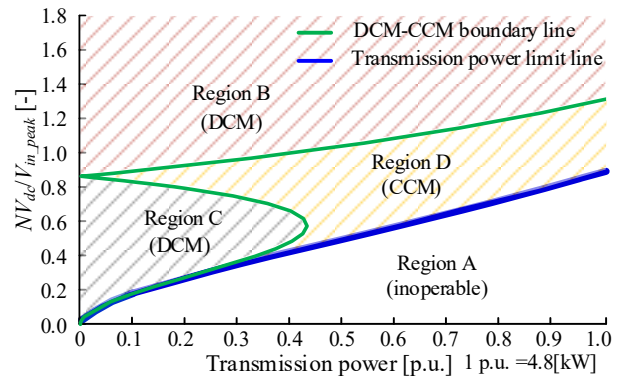


Fig. 4. Operating region of DAB matrix converter.

Table 1. Relationship of duty ratio to voltage ratio.

Conditions	DCM	CCM
Boost	$d_b=0, d_a+d_1+d_2<1$ $d_0=1-(d_a+d_1+d_2)$	$d_a+d_1+d_2+d_b=1$ $d_0=0$
Buck	$d_a=0, d_1+d_2+d_b<1$ $d_0=1-(d_1+d_2+d_b)$	$d_a+d_1+d_2+d_b=1$ $d_0=0$

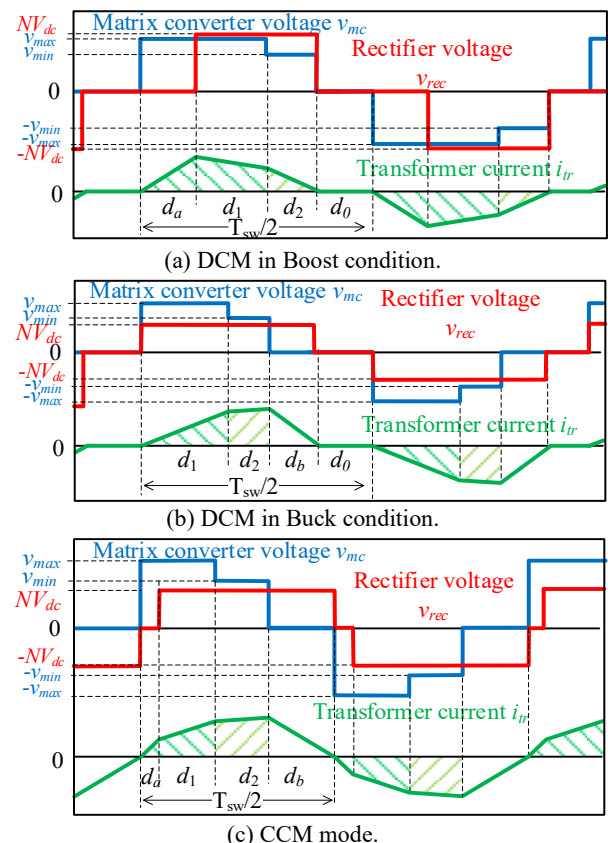


Fig. 5. Transformer voltage and current waveform.

ることを着目して、2種類の Z と C によって a を同時に計算し、値が大きい方を最終的な a として採用する。図 8 のデューティ計算アルゴリズムにより、オンラインの位相シフト制御を行う。

図 8 に制御ブロック図を示す。制御ブロックは、SVM ブロック、セクタ判別ブロック、比率 a の計算ブロック、デューティ計算ブロック、パルス生成ブロックに分けられる。SVM ブロックは 2 章に示す通り、三相電流指令値から相電流指令値を導出することができる。セクタ判別ブロックでは、最大線間電圧と中間線間電圧を出力する。比率 a の計算ブロックは図 7 に示すように、電流実効値を最小にする比率 a を求めている。最後に、相電流指令値、最大および中間線間電圧、直流電圧検出値、比率 a を用いてデューティ比を計算する。図 8 の制御ブロックは、デジタル信号処理装置 (DSP) によって実現される。

5. シミュレーション

表 2 にシミュレーション条件を示す。

〈5・1〉 DCM 動作

図 9 に昇圧条件、図 10 に降圧条件の軽負荷時のトランス電流波形を示す。軽負荷領域では、デューティ d_a および d_b が零で動作している。降圧条件において、従来手法は昇圧比 0.8 時の比率 a の値は 2.4 である。トランス電流ピーク値は 25.0A、電流実効値は 10.3Arms である。提案手法では軽負荷時の比率 a を零で動作を行うため、トランス電流ピーク値は 16.6A、電流実効値 7.12Arms であり、それぞれ 33.6%と 30.9%の低減を確認した。昇圧条件は、従来手法は昇圧比 1.4 時の比率 a の最大値は 6.6 である。従来手法のトランス電流ピーク値は 26.9A、電流実効値は 8.87Arms であり、提案手法では軽負荷時の比率 a を零で動作を行うため、トランス電流ピーク値は 20.8A、電流実効値 7.14Arms であり、それぞれ 22.7%と 19.5%の低減率を確認した。

〈5・2〉 CCM 動作

図 11 にノミナル電圧条件時の従来手法と線形近似を利用した CCM 動作法のトランス電流波形を示す。従来手法のトランス電流ピーク値は 47.2A、トランス電流実効値は 28.0Arms である。提案手法ではトランス電流ピーク値は 32.1A、電流実効値は 22.2Arms であった。従来手法は比率 a が一定値であるため、DCM 動作となっている。提案手法ではスイッチング周期で比率 a を変動しており、各系統位相で CCM 動作を実現している。それぞれの低減率はトランス電流ピーク値 32.0%と電流実効値 20.7%であり。提案手法の有効性を確認した。

6. まとめ

本論文では、DAB マトリックスコンバータのトランス電流最小化を達成する DCM 動作法と CCM 動作法を提案した。軽負荷では d_a および d_b が零となる比率 a を導出することで電流実効値の平均低減率 20%を達成した。一方、定格負荷では、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

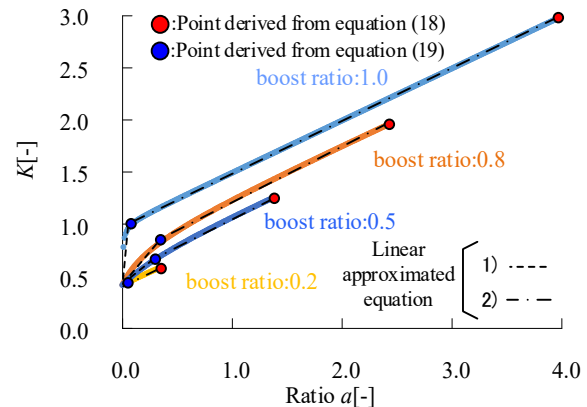


Fig. 6. Characteristic diagram of function K and ratio a .

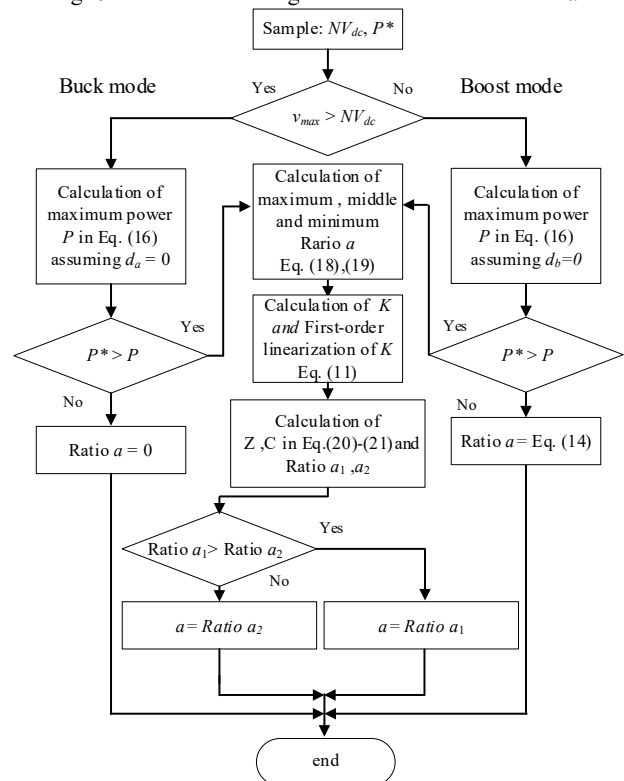


Fig. 7. Calculation algorithm for ratio a .

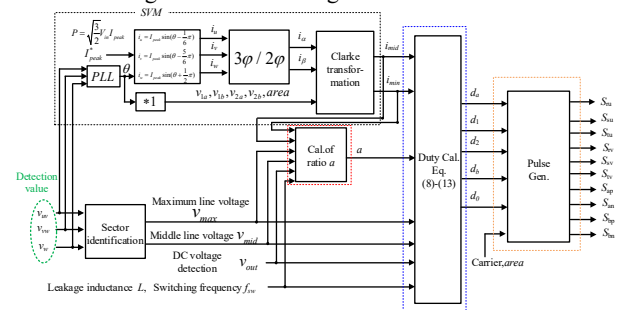


Fig. 8. Control block diagram.

20%、電流ピーク値は 32%低減できることをシミュレーションで確認した。

今後は、実機実験および損失解析を行い、シミュレーシ

ン結果の妥当性を確認する。

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, pp61-70 (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)

(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," in 2019 IEEE 4th International Future Energy Electronics Conference (IFEEC) (2019).

Table 2. Simulation condition.

Quantity	Symbol	Value
Rated power	P	4.8 kW
Three-phase AC voltage	v_{ac}	200 V
Nominal DC voltage	V_{dc}	74 V
Input frequency	f	50 Hz
Carrier frequency	f_{sw}	50 kHz
Leakage inductance	L	21.5 μH
Turn ratio of transformer	$N_1:N_2$	5.5:1
Input filter	L_f	0.19 μH (%Z = 1.0 %)
	C_f	10 μF (%Y = 5.0 %)
Dead-time	T_d	250 ns

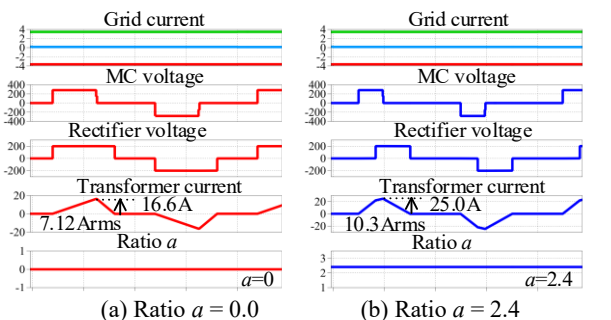


Fig. 9. Simulation waveform at $P=0.2p.u.$ and voltage boost ratio 0.8 in buck condition.

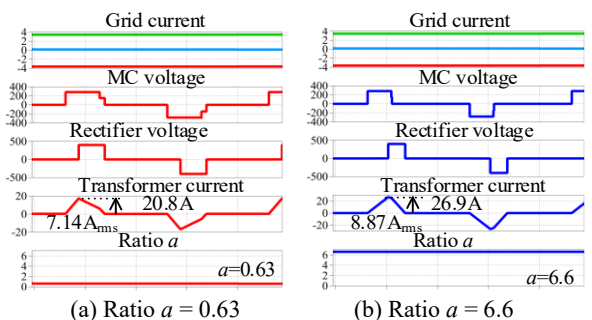


Fig. 10. Simulation waveform at $P=0.2p.u.$ and voltage boost ratio 1.4 of buck condition.

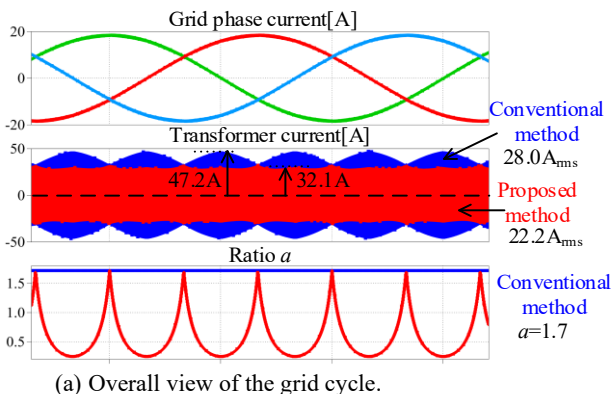


Fig. 11. Simulation waveform at $P=1.0p.u.$ and Nominal DC voltage and expanded waveform.

