

DAB マトリックスコンバータの降圧条件における 電流実効値低減手法に関する一検討

桐 嘉伸 * 渡辺 大貴 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

A Study on Current RMS Value Reduction Method for DAB Matrix Converters under Buck Condition

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

This paper investigates a current RMS value reduction method for a dual active bridge (DAB) matrix converter under buck conditions. In the conventional method, the phase difference between the primary and secondary voltages is a fixed value designed based on the rated specifications. Although it is expected to reduce the RMS value by controlling the phase according to the transmission power, it has not been studied under the step-down condition. An operation method that can reduce the RMS current under the step-down condition was investigated. It was confirmed that the current RMS value can be minimized by the operation in which the zero current period becomes zero.

キーワード: デュアルアクティブブリッジ, マトリックスコンバータ, AC-DC
(Dual-Active-Bridge, Matrix-Converter, AC-DC)

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, 高パワー密度化, 双方向動作, 高い絶縁性能が求められる。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絶縁型 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, Dual Active Bridge (DAB) コンバータとマトリックスコンバータを統合した回路(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。また, 漏れインダク

タンスを利用するため, 追加の受動部品が不必要であり, 小型化に期待できる。

DAB マトリックスコンバータの高効率化手法として, 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⁽¹⁰⁾⁻⁽¹¹⁾。しかし, これらの手法は回路パラメータを変更する度に再計算が必要であることや, 反復計算が必要なため, 負荷変動といった過渡状態への対応が困難となる。また, 軽負荷領域において ZVS が困難となる課題がある。これらの課題に対して, オンラインでデューティを計算することで過渡応答を改善し, かつ循環電流を積極的に利用すること全負荷領域において ZVS を達成する手法が提案されている⁽⁸⁾。さらに本手法では伝送電力期間と循環電流期間を調整することで電流実効値を低減し, 損失を低減している。しかし, 従来手法では動作範囲をノミナルの直流電圧値に対して昇圧条件に限定している。ここで急速充電器を対象とした場合, バッテリー電圧が低下する降圧条件においても電流実効値を抑制し, 高効率化を達成する制御法が必要となる。

本論文では, 降圧条件において電流実効値を低減するための DAB マトリックスコンバータのデューティ条件について検討する。特に先行研究で検討されたデューティ決定法を適用した場合, 降圧条件では動作範囲が極端に制限される。本論文では, 降圧条件下において電流実効値を低減しつつ動作範囲を担保可能なデューティ条件について検討する。シミュレーションにより, 0.37p.u 時に電流実効値を最

大 31%低減することを確認したので、報告する。

2. 回路構成および制御手法

(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。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。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。

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

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

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

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

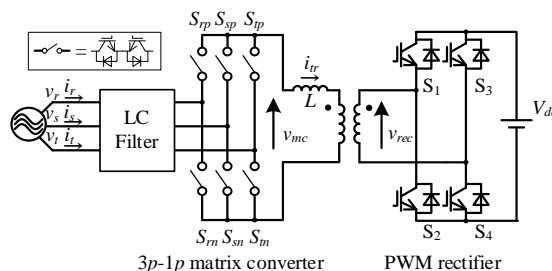


Fig. 1. Circuit configuration of isolated three-phase AC to DC converter using matrix converter

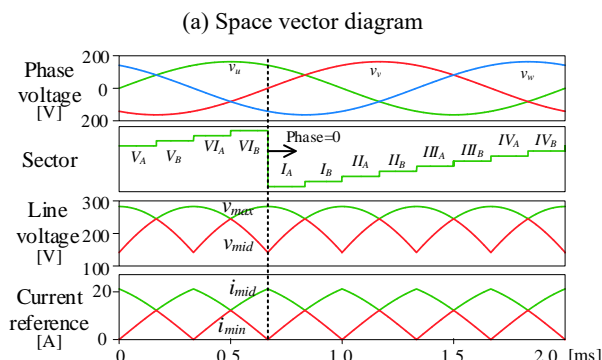
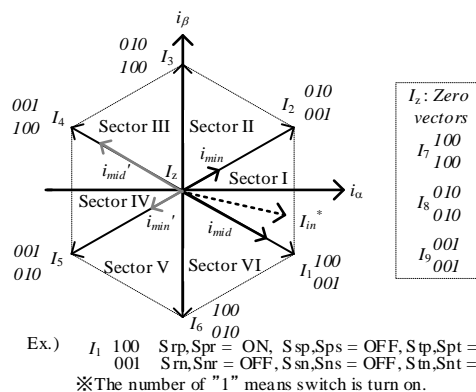


Fig. 2. Space vector modulation for matrix converter.

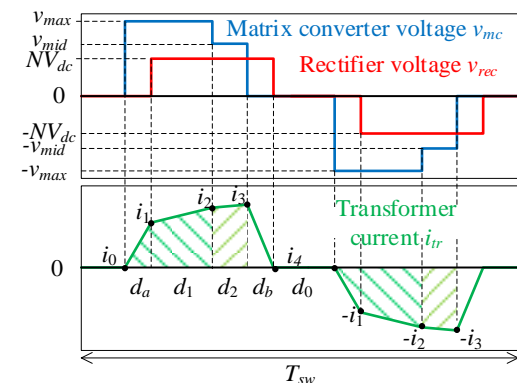


Fig. 3. Transformer voltage and current waveform.

ここで T_{sw} はスイッチング周期, L は一次側に換算した, 直列インダクタのインダクタンスである。 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⁾⁽⁹⁾。

$$a = \frac{d_a}{d_1} \dots\dots\dots(8)$$

(2), (3), (4)式を(6), (7), (8)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。

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

$$d_1 = \sqrt{\frac{4Lf_{sw}i_{mid}}{v_{max}(a+1)^2 - NV_{dc}}} \dots\dots\dots(10)$$

$$d_2 = (-k_1 \pm \sqrt{k_1^2 + 4k_2})d_1 \dots\dots\dots(11)$$

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

$$d_b = \frac{(v_{max}(a+1) - NV_{dc})d_1 + (v_{mid} - NV_{dc})d_2}{NV_{dc}} \dots\dots\dots(12)$$

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

ここで, 比率 a の値は任意定数となる。 a を決定する一手法としては, 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方法が挙げられる。しかし本手法では系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。次

章では昇圧条件においてスイッチング周期ごとに a を可変させることで電流実効値を低減する手法について述べる。

3. 昇圧条件における電流実効値低減手法

図 4(a)に昇圧条件における比率 a が小さい場合, 図 4(b)に大きい場合のトランス電流波形を示す。図 4 より, 昇圧条件では d_a 期間のみ電流変化率が正となる。したがって, 電流変化率が負となる d_1 期間および d_2 期間, d_b 期間を用いてインダクタ電流をゼロにする必要がある。ここで, a が大きい場合, 循環電流が流れる d_b 期間が発生する。そのため図 4(a)のように $d_b=0$ として d_2 期間のみを利用してインダクタ電流をゼロにすることで電流実効値を低減できる。それに加え, ゼロ電流期間 d_0 を最小にすることでインダクタ電流の最大値を抑制し, 電流実効値をさらに低減可能となる。

図 5(a)に降圧条件における比率 a が小さい場合, 図 4(b)に大きい場合のトランス電流波形を示す。降圧条件の場合, 電流変化率の振る舞いが昇圧条件時と異なる。具体的には d_a 期間および d_1 期間, d_2 期間で電流変化率が正, d_b 期間で負になる。よって, 昇圧条件とは異なり, d_b 期間を必ず設けてインダクタ電流を調整する必要がある。つまり, d_b 期間をゼロとする電流実効値低減手法は降圧条件では適用できない。

4. 降圧条件における電流実効値低減の条件検討

本章では降圧条件において, 電流実効値を低減するための各デューティの条件について検討する。

図 6(a)に比率 a を変化させた場合における循環電流期間 d_b とゼロ電流期間 d_0 の特性, 図 6(b)に電流比率 a を変化させた際の電流実効値の特性を示す。降圧条件で循環電流を最小限にするには, 昇圧条件と同様に d_b 期間, d_0 期間を最小にすればよい。図 6(a)より, d_0 がゼロとなる a が存在することがわかる。デューティは負の値を取りえないため, この時の a が動作可能範囲の下限となる。この時の条件が動作可能範囲において最も d_b 期間, d_0 期間が小さくなる期間となる。図 6(b)より, 動作可能範囲の下限となる a の条件時に最も電流実効値を低減できていることがわかる。

以上の結果より, 降圧条件時においてはゼロ電流期間 d_0 がゼロとなる a で設計することで電流実効値を低減することができる。ここで, $d_0=0$ における伝送電力と比率 a の関係は(14)式となる。

$$P = \frac{v_{max}NV_{dc}^2}{2Lf_{sw}} \left(\frac{v_{max}(a+1)^2 - NV_{dc}}{(v_{max}(a+1+K_1) + NV_{dc}a)^2} \right) \dots\dots\dots(14)$$

$$\therefore K = - \left(\frac{v_{max}a}{v_{max} - NV_{dc}} + 1 \right) \pm \sqrt{\left(\frac{v_{max}a}{v_{max} - NV_{dc}} \right)^2 + \frac{v_{max}a(a+4)}{v_{max} - NV_{dc}} + 2}$$

a を決定するためには(14)式 of 非線形方程式の解を導出必

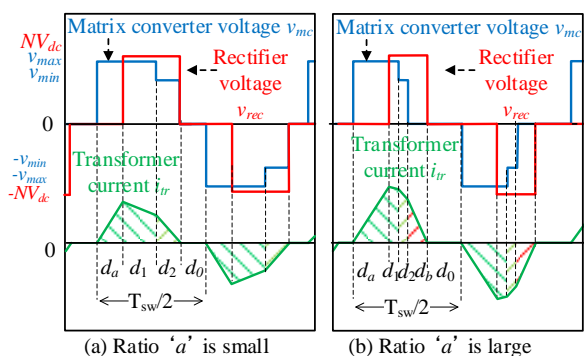


Fig. 4. Difference in transformer current due to ratio 'a' at boost condition.

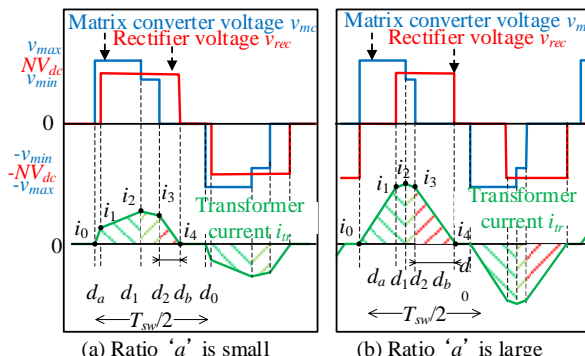


Fig. 5. Difference in transformer current due to ratio 'a' at buck condition.

要がある。これについては今後の課題とする。

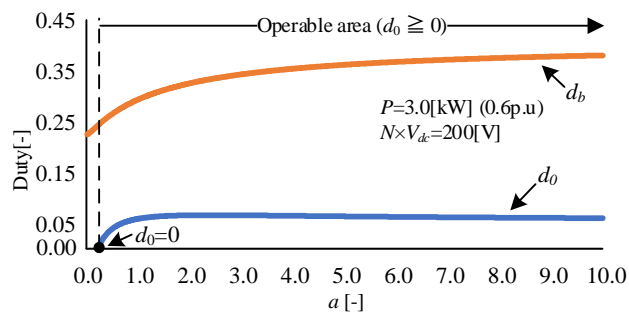
5. 評価・解析

〈5.1〉 シミュレーションにおける動作比較

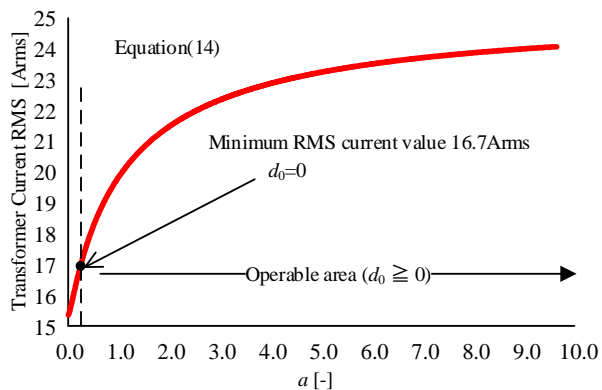
図 7 に 0.37p.u, 出力電圧 200V 時の比率 a を一定値の場合と $d_0=0$ を満たすように設計した場合のシミュレーション波形を示す。従来法の比率 a は最大出力電圧が 400V 時に必要な比率 a を利用した。図 7 の $a=6.6$ 時は電流ピーク値が 30.1A および電流実効値 18.3Arms である。一方, 伝送電力毎に $d_0=0$ 動作を行った際の電流ピーク値は 18.3A, 電流実効値は 11.5Arms となり, 電流ピーク値 39%, 電流実効値 31% 低減を達成した。

〈5.2〉 損失解析

図 8 に従来手法と $d_0=0$ 動作時の損失解析結果を示す。従来法の比率 a は最大出力電圧が 400V 時に必要な比率 a を利用した。0.6p.u は全体損失として 37%低減, 導通損失単体では 45%低減を達成した。また, 0.37p.u では, 損失全体で 36%, 導通損失単体では 48%の低減を達成した。スイッチング損失単体では, 0.6p.u において 12.2%, 0.37p.u において 10.3% 低減した。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。この結果から比率 a を伝送電力毎に $d_0=0$ を満たすように変化させることで, 導通損失およびスイッチング損失を低減可能であることを確認した。また, 0.37p.u ではスイッチング損失が支配的であり, 更なる軽負荷領域の高効率化にはスイッチング損失を低減することが有効である。



(a) Ratio 'a' and duty 'd_b' and 'd₀'



(b) Ratio 'a' vs. current RMS value

Fig.6. Characteristic diagram when the ratio a is changed.

Table 1 Simulation condition

Quantity	Symbol	Value
Rated power	P	4.9 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	20 μ H
Turn 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

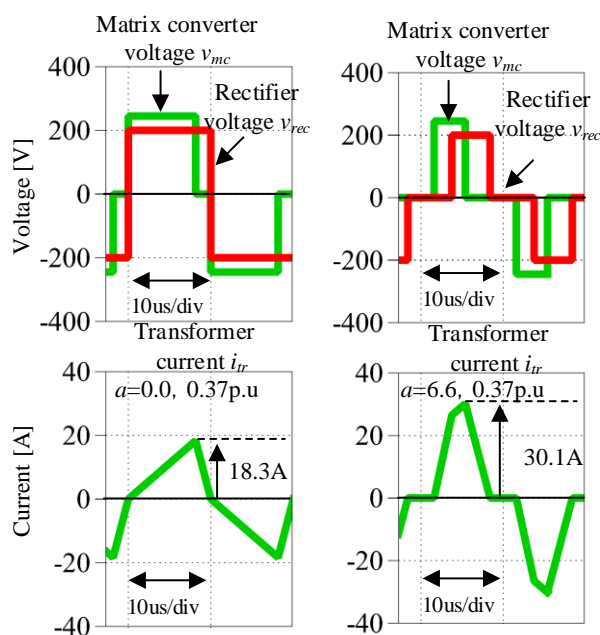


Fig.7. Simulation waveforms for conventional method and minimum ratio 'a'

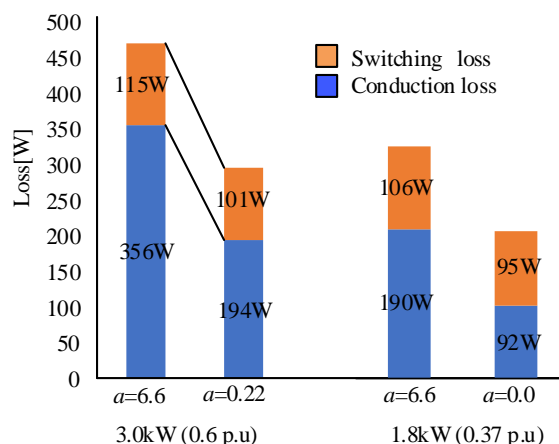


Fig.8 Loss analysis results

6. 結論

本論文では、DAB型マトリクスコンバータの降圧条件におけるトランス電流実効値に着目し、電流実効値最小化条件について検討を行った。電流実効値の最小化はゼロ電流期間 $d_0=0$ を満たす比率 a を用いることで従来の定格設計による比率 a の利用時と比較して電流実効値を低減できることをシミュレーションにより確認した。今後は、伝送電力および出力電圧から一意に $d_0=0$ を満たす比率 a を決定する方法について検討を行う。

文 献

(1) CHAdeMO ASSOCIATION & PROTOCOL,
<https://www.chademo.com/wp2016/wp-content/uploads/2019/05/2>

019%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: 「リップルキャンセル法を用いた三相-単相マトリ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 を達成する選流電流を利用した 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).
- (11) Lukas Schrittwieser, Member, IEEE, Michael Leibl, Member, IEEE, and Johann W. Kolar, "99% Efficient Isolated Three-Phase Matrix-Type DAB Buck-Boost PFC Rectifier" in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 35, no. 1, pp. 138- 57 (2020)
- (12) Koji Shigeuchi, Jin Xu, Member, IEEE, Noboru Shimosato, Member, IEEE, and Yukihiko Sato, "A Modulation Method to Realize Sinusoidal Line Current for Bidirectional Isolated Three-Phase AC/DC Dual-Active-Bridge Converter Based on Matrix Converter" in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 36, no. 5, pp. 6015-6029 (2020)
- (13) 桐 嘉伸, 中村聡志, 宅間春介, 伊東淳一: 「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」, SPC 滋賀, SPC-21-005, (2021)