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

宅間 春介* 伊東 淳一(長岡技術科学大学)

Validation of a DAB Matrix Converter Using Circulating Current to Achieve ZVS with a Full Load Range Shunsuke Takuma*, Jun-ichi Itoh, (Nagaoka University of Technology)

This paper proposes an extended method of a zero voltage switching (ZVS) range for dual active bridge (DAB) matrix converter with a discontinuous current mode (DCM). In traditional DAB converter, ZVS cannot achieved at light load condition. The duty ratio calculation for a circulating current to achieve a power factor correction and ZVS is explained. From experimental results by a using 5-kW prototype, the ZVS operation with a zero-transmission power is achieved by increasing the circulating current. In addition, the grid current distortion is lower than 5.0% at rated power even though DC voltage is fluctuated by 20% against the nominal DC voltage.

キーワード: ゼロ電圧スイッチング,電流不連続モード,三相単相マトリックスコンバータ (Zero voltage switching, discontinuous current mode, Three-phase to single-phase matrix converter)

1. はじめに

近年,電気自動車の走行距離拡大のためにバッテリの大 容量化が進んでいる。それに伴い,地上に設置される急速 充電器の大容量化が求められている。急速充電プロトコル の一つである CHAdeMO 3.0 では,対象とする急速充電器 の容量は 900kW まで拡大している^[1]。よって急速充電器の 回路構成としては大容量化の観点より絶縁型三相 AC-DC 変換器が適している。これまで PWM 整流器と DAB コンバ ータや共振コンバータといった絶縁型 DC-DC コンバータ と組み合わせて方式が用いられている。DC-DC コンバータ を高周波駆動することで絶縁トランスやフィルタを小型に できる。しかし, PWM 整流器と DC-DC コンバータの間の コンデンサや初期充電回路が必要である。

一方で,三相交流から高周波交流に変換するためにマト リックスコンバータを用いた回路が提案されている^{[2]-[7]}。直 接変換するため直流部のコンデンサと初期充電回路が不要 となる。特に,高周波部のインダクタの両端電圧を制御し て電力を伝送する DAB マトリックスコンバータは,系統側 と DC 側に平滑用のインダクタを必要としないため,小型 化に期待ができる。DAB マトリックスコンバータは DAB コンバータとは異なりインダクタの片側の電圧が一定では なく系統周波数で変動する。また系統電流を正弦波に維持 することが求められる。 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 ZVS を達成している^[5]。本手法 では、ZVS によって高効率駆動を実現できる一方で、系統 電流のひずみが大きいという課題がある。また、軽負荷領 域では、ゼロ電流スイッチング(以下、ZCS)と ZVS を組み 合わせる手法が提案されている^{[6]-[7]}。循環電流が定常的に大 きいため重負荷での損失が増加する。重負荷での効率を改 善するために低耐圧な MOSFET の適用が求められる。しか し、ハードスイッチング時にリカバリ電流により大きなサ ージ電圧が発生するため、高耐圧品を選定しなければなら ない。軽負荷領域で発生するサージ電圧がボトルネックと なり低耐圧デバイスの適用が困難であるという課題があ る。

そこで本論文では、全負荷領域で ZVS を達成しつつ、系 統電流を正弦波に維持する手法を提案する。提案法はスイ ッチング時の初期電流のみを調整して、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全負荷 領域での ZVS を達成する。また、初期電流により循環電流 が増加したことを考慮したデューティを導出することで ZVS と系統電流を正弦波にする 2 つの動作を両立する。実 験によってゼロ負荷での ZVS 動作の達成と、定格動作での 電流ひずみを 5%以下に抑制したことを確認したので報告 する。

2. 提案手法

〈2·1〉 回路構成

図 1 に単相三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。マトリックスコンバータ, 絶縁トランスおよびインバータで構成される。トランスに 直接に接続されたインダクタの両端の電圧をそれぞれマト リックスコンバータとインバータによって制御することで 伝送電力を決定する。一般的な DAB コンバータでは一定の 直流電圧から高周波波形を生成するため振幅に変化はな い。一方で、マトリックスコンバータ側の出力電圧は交流 電圧から生成するため、系統周期で振幅が変動する。また、 電力を伝送しながら系統電流の PFC 動作も必要となる。

〈2·2〉 電流不連続モード

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することで ab 座標上の電流指令ベク トル In を得る。電流指令 In が Sector 1 に位置するとき,電 流ベクトル I1 と I2 およびそれぞれの時間比 D1 と D2 を用い て表される。

 $I_{in} = I_1 D_{I1} + I_2 D_{I2} \dots (1)$

空間ベクトル変調の前提条件として各セクターのベクトル *I*₁ および *I*₂ は出力時間によらず一定とする。しかし, DAB コンバータの場合, トランスに直列に接続されたインダク タによって di/dt が決定する。つまり, 瞬時電流を一定とみ なせないため SVM で導出したデューティを適用できない。 そこで, SVM によって得られたベクトル *I*₁, *I*₂を得るため のデューティを導出する。

図 2(b)に電流指令ベクトルと系統電圧の関係を示す。系統の6倍周期で対称であるためセクター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を v1,中間値を v2と定義する。

図3にマトリックスコンバータの出力電圧およびインバ ータの出力電圧、トランス電流波形を示す。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 Da, D1, D2, Dbおよびゼロ電圧期間 D0と定義する。また、初期電流 ioはゼロする。それぞれの 瞬時電流 i1, i2, i3は(2)式で表される。



ここで *T_{sw}*はスイッチングの一周期, *L*はトランスに直列に 接続されたインダクタであり,一次側換算した値である。 ここで, SVM によって求めた電流時間積を対応させる。*Da* および *D*1の期間は系統の最大線間電圧 v1を出力し, *D*2期間 は中間線間電圧 v2, *D*b期間は主回路を循環する期間なので 伝送電力には寄与しない。よって電流指令とデューティの



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



(a) Space vector diagram







Fig. 3. High-frequency voltage and current waveforms with zero initial current.

関係は電流の瞬時値を用いて(3)式で表される。

$$\begin{cases} I_1 = \frac{i_1}{2} D_a + \frac{i_1 + i_2}{2} D_1 \\ I_2 = \frac{i_2 + i_3}{2} D_2 \end{cases}$$
(3)

ここで、 D_a と D_1 の組み合わせに制約がないために一意に 決定することができない。そこで、 D_a と D_1 の比を a と定 義する。

(3)式に(2)および(4)式を代入すると各デューティが求められる。

$$D_{1} = \sqrt{\frac{4I_{1}Lf_{sw}}{v_{1}(a^{2} + 2a_{1} + 1) - NV_{dc}}}$$
(5)

$$D_{2} = \left(-b_{2} \pm \sqrt{b_{2}^{2} - 4c_{2}}\right) \frac{D_{1}}{2}$$

$$b_{2} = \frac{v_{1}(a+1) - NV_{dc}}{v_{2} - NV_{dc}} \qquad(6)$$

$$\therefore$$

$$c_{2} = \frac{I_{2}}{I_{1}} \frac{(v_{1}(a^{2} + 2a_{1} + 1) - NV_{dc})}{v_{2} - NV_{dc}}$$

$$D_{b} = \frac{(v_{1}(a+1) - NV_{dc})D_{1} + (v_{2} - NV_{dc})D_{2}}{NV_{dc}} \qquad(7)$$

係数aは出力電力と直流電圧に応じて調整する。

〈2·3〉 初期電流拡張 軽負荷領域において トランスに流れる電流が小さくなると、ZVS を達成するた めの電流が担保できない。そこで、スイッチングの初期電 流を調整して循環電流を増加させることで全領域での ZVS を図る。まず、2.2 節にて初期電流 io をゼロと仮定してデュ ーティを導出したが、本節では ZVS を達成するために任意 の定数 io として(2)式を拡張する。

図 4 に初期電流 ioを正の場合の波形を示す。各瞬時電流 に初期電流 io だけ重畳するため(2)式は(6)式のように表され る。

$$\begin{cases} i_{1} = \frac{v_{1}}{L} D_{a} \frac{T_{sw}}{2} + i_{0} \\ i_{2} = i_{1} + \frac{v_{1} - NV_{dc}}{L} D_{1} \frac{T_{sw}}{2} + i_{0} \\ i_{3} = i_{2} + \frac{v_{2} - NV_{dc}}{L} D_{2} \frac{T_{sw}}{2} + i_{0} \end{cases}$$
(6)

各期間の電流時間積も初期電流によって応じて増減する。 そのため(3)式は初期電流を考慮した場合(7)式のように拡張 される。

$$\begin{cases} I_1 = \frac{i_1}{2}D_a + \frac{i_1 + i_2}{2}D_1 + i_0(D_0 + D_1) \\ I_2 = \frac{i_2 + i_3}{2}D_2 + i_0D_2 \end{cases}$$
(7)

(7)式に(6)および(4)式を代入すると各デューティが求められる。



Fig. 4. High-frequency voltage and current waveforms. with initial current.

Table 1. Experimental condition.

Element		Symbol	Value
Rated power		Р	5 kW
Three-phase AC voltage		V _{ac}	200 V
Nominal DC voltage		V_{dc}	74 V
Grid frequency		f	50 Hz
Carrier frequency		f_{sw}	50 kHz
Leakage inductance		$L(\%Z_L)$	20 µH(94%)
Turn ratio of transformer		N ₁ :N ₂	3.3:1
LC filter	Grid side	$L_{ac}(\% Z_{Lac})$	190 µH(0.8%)
		C_{ac} (% Y_{Cac})	15 μF(3.8%)
	DC side	L_{dc}	4.4 μH
		C_{dc}	3 mF
Dead-time •	Matrix converter	T_{mc}	250 ns
	Inverter	T _{inv}	400 ns

$$D_{1} = \frac{-b_{1} + \sqrt{b_{1}^{2} - 4c_{1}}}{2}$$

$$\therefore b_{1} = \frac{4Lf_{sw}(a_{1} + 1)i_{0}}{v_{1}(a^{2} + 2a_{1} + 1) - NV_{dc}}, c_{1} = -\frac{4I_{1}Lf_{sw}}{v_{1}(a^{2} + 2a_{1} + 1) - NV_{dc}}$$

 $D_{2} = \frac{-b_{2} \pm \sqrt{b_{2}^{2} - 4c_{2}}}{2}$ $\therefore b_{2} = \frac{2D_{1}(v_{1}(a+1) - NV_{dc}) + 4Lf_{sw}i_{0}}{v_{2} - NV_{dc}}, c_{2} = -\frac{4I_{2}Lf_{sw}}{v_{2} - NV_{dc}}$ $D_{b} = \frac{(v_{1}(a+1) - NV_{dc})D_{1} + (v_{2} - NV_{dc})D_{2} + 4i_{0}Lf_{sw}}{NV_{dc}} \dots (10)$

導出したデューティの io にゼロを代入することにより, 2.2節で求めたデューティと一致する。最後にゼロ電圧期間 Doを(11)式で定義する。

3. 実機検証

表1に実験条件を示す。二次側インバータは MOSFET (IXFH220N20X3, IXYS)を2並列で接続している。高周波 部のインダクタはトランスの漏れインダクタと合計して 20μH としている。ノミナル直流電圧を74V としサージ電 圧および入力電流ひずみを評価する。





〈3・1〉 デッドタイム誤差補償 図 5(a), (b) にデッドタイム誤差補償を適用前の高周波部の動作波形を 示す。また、系統の位相を0°と30°の2パターンを示してい る。ここで、各デューティは初期電流 io をゼロとして導出 している。デッドタイム誤差補償前では、ゼロ電圧期間中 の高周波電流の振幅が2Aでクランプされている。これはデ ッドタイムによってTa期間が短くなっているためである。 そこでデッドタイム誤差補償を追加する。

図 5(c),(d)にデッドタイム誤差補償適用後の高周波部の 動作波形を示す。デッドタイムの誤差補償量は系統位相に よらず一定であり,TaにデッドタイムTmcを追加することで 補償できる。デッドタイム誤差補償によって初期電流とし て重畳していた電流がゼロに収束することを確認した。本 節以降はデッドタイム誤差補償を考慮した実験結果を示 す。

図6に定格5kW時の系統電圧,電流および直流電圧,電 流波形を示す。それぞれ、ノミナル直流電圧と±20%変動さ せたときの実験結果である。直流電圧の変動に対して、系 統電流を正弦波に維持し、THD2.0%以下で連系できること を確認した。また、直流出力電流には低次成分の重畳はみ られず、系統の6倍成分は直流成分に対して0.1%以下であ ることを確認した。

〈3・2〉 循環電流によるサージ電圧抑制 初期 電流 *ia* をゼロから MOSFET のドレインソース間電圧を放 電する適当な値に変更する。本実験では 3A に設定してイン



(b) DC voltage of 0.8p.u.(c) DFig. 6.Input and output waveforms.







Upper side V_{gs}[10V/div]



(a) Conventional method $i_0 = 0$ A Fig. 8. Zero voltage switching by circulation current *i*₀. バータのサージ電圧の変化を測定した。

図7に初期電流を0A, 1A, 3AにしたときのS1のゲー トソース電圧 Vas, ドレインソース電圧 Vds, マトリックス コンバータ出力電圧,インバータ出力電圧および一次側ト ランス電流を示す。いずれの初期電流の場合でも、ゼロ電 圧期間中にトランス電流を初期電流値でクランプできる。 初期電流が 0A, 1A, 3A の場合, サージ電圧はそれぞれ 25V, 10V, 1V 以下となっている。初期電流が小さい場合,ドレ インソース電圧を放電する電流が不足するためハードスイ ッチングとなる。このハードスイッチングに起因してリカ バリ電流が流れ、サージ電圧が発生する。サージ電圧はピ ークで 100V でありノミナル DC 電圧の約 1.4 倍発生してい る。提案手法では循環電流を 0A から 3A まで増加させるこ とで、ドレインソース電圧を完全に放電することができ、 ZVS を達成できる。ZVS によって S2 のドレインソース間 電圧に重畳していたサージ電圧を抑制できていることが確 認できる。これ以降,初期電流を3Aとして評価を実施する。

図8にインバータのS1,S2レグのターンオン,オフ時の ゲートソース間電圧およびドレインソース間電圧を示す。 このとき, 伝送電力指令はゼロであり循環電流のみ流れて いる。循環電流をゼロに設定した場合,下側の MOSFET が ハードスイッチングし, 上側の MOSFET のドレインソース



Upper side V_{gs}[10V/div]

Upper side

(b)Proposed method $i_0 = 3A$



Fig. 9. Surge voltage each initial current.

間電圧にサージ電圧が発生していることがわかる。一方で, 循環電流を 3A 流すことによって, 無負荷状態でもサージ電 圧をノミナル電圧の1.1倍以下に抑制できることがわかる。

(3.3) **特性評価** 図9の縦軸にS1に発生する サージ電圧をノミナル DC 電圧で規格化した値、横軸に伝 送電力を示す。DAB コンバータでは、重負荷領域でドレイ ンソース間電圧を完全に放電し ZVS となる。しかし、本駆 動では負荷によらず初期電流値でスイッチングするため負

荷に対するサージ電圧には変化がない。 初期電流を 3A にす ることで全負荷範囲において ZVS を達成することが確認で きる。

図10にノミナルDC電圧ときの効率特性を示す。ここで、 最大伝送電力は *D*_a と *D*₁の比率 a によって決定されるため、 負荷に応じて適宜変更する必要がある。最適な a の決定方 法については今後の検討課題とする。本検討では a を 0~2 まで可変したときの効率特性を取得した。比率が大きくす ることで最大伝送電力が大きくなる。

図 10(b)に a=0.2, 9(c)に a=2 のときのトランス電流波形 を示す。伝送電力は同一で 0.2p.u.(1kW)時である。比率を 増加させることでトランス電流の di/dt が大きい *Da*の期間 が増加し,急峻なパルス状の電流波形となる。そのため, 同一の伝送電力で比較すると a が大きいときにターンオフ 損失や導通損失が増加する。そのため,伝送電力に応じて 最適な比率を選択することで図 9 に示した効率特性の最大 部分の包絡線が検討回路の動作特性になると想定される。

図 11 にノミナル DC 電圧ときの系統電流のひずみ率を示 す。定格負荷時に系統電流 THD が 3.0%であり,系統連系 の要件を満足することを確認した。全領域で ZVS を達成し つつ,系統電流を正弦波に保つことができ,本手法の有用 性が確認できた。

4. まとめ

本論文では、全負荷領域で ZVS を達成させるために、軽 負荷領域で循環電流を増加させつつ系統電流を正弦波に維 持できるデューティを導出した。得られたデューティによ って、循環電流を増加させることで全負荷領域での ZVS 動 作を確認した。さらに最大効率 96.0%を達成しつつ系統電 流 THD を 3.0%以下で系統連系できることを確認した。今 後は ZVS に必要な最小の循環電流を保ちつつ、トランス電 流実効値の最小化について検討する。

文 献

- CHAdeMO ASSOCIATION & PROTOCOL, https://www.chademo.com/wp2016/wp-content/uploads/2019/05/2 019%20CHAdeMO_Brochure_web.pdf
- (2) V. Vlatkovic, D. Borojevic, X. Zhuang and F. C. Lee, "Analysis and design of a zero-voltage switched, three-phase PWM rectifier with power factor correction," PESC '92 Record. 23rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, pp. 1352-1360 vol.2. (1992)
- (3) Muhammad Hazarul Azmeer bin Ab Malek, Hiroaki Kakigano, and Kiyotsugu Takaba, "Dual Active Bridge DC-DC Converter with Tunable Dual Pulse-Width Modulation for Complete Zero Voltage Switching Operation, "IEEJ Journal of Industry Applications, vol. 8, no. 1, pp. 98-107 (2019)
- (4) K. Shigeuchi, K. Sakuma, J. Xu, N. Shimosato and Y. Sato, "A New Modulation Method for a Bidirectional Isolated Three-Phase AC/DC Dual-Active-Bridge Converter to Realize Higher Efficiency in Wide Output Voltage Range," 2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), pp. 592-598 (2018).
- (5) 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)

- (6) 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)
- (7) 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)
- (8) N. D. Weise, G. Castelino, K. Basu and N. Mohan, "A Single-Stage Dual-Active-Bridge-Based Soft Switched AC-DC Converter With Open-Loop Power Factor Correction and Other Advanced Features," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 29, no. 8, pp. 4007-4016 (2014)