

論文

還流電流を利用した DABマトリックスコンバータのサージ電圧低減法 学生員 宅間 春介*a) 上級会員 伊東 淳一*

Surge Voltage Reduction Method for Dual Active Bridge Matrix Converter Using Circulating Current

Shunsuke Takuma*a), Student Member, Jun-ichi Itoh*, Senior Member

(20XX 年●月●日受付, 20XX 年●月●日再受付)

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

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 **Keywords**: 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 電器設置台数の増加も求められている。2020年現在,急速 充電プロトコルの一つである CHAdeMO に準拠した充電器 は国内外で3万台を超えており,今後も増加が見込まれる ^{III}。急速充電器などの大容量な回路構成には,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 ータと組み合わせた方式が提案されている^[2]。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り小型化の妨 げとなる。

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^{[3]-[5]}。三 相交流から高周波に直接変換することで,直流部のコンデ

 a) Correspondence to: Shunsuke Takuma. E-mail: takuma_s@stn.nagaokaut.ac.jp
 * 長岡技術科学大学 〒940-2188 新潟県長岡市上富岡町 1603-1 Nagaoka University of Technology,

1603-1, Kamitomioka, Nagaoka Niigata 940-2188

ンサと初期充電回路が不要となる。特に, DAB コンバータ の片側のフルブリッジインバータを三相単相マトリックス コンバータに置き換えた 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, 小型化が期待できる^{[4]-[5]}。DAB コンバータのソフトスイッ チング手法は,様々な手法がこれまでに提案されている^[6]。 しかし,DAB マトリックスコンバータはインダクタの片側 に印加される電圧が一定ではなく系統周波数で変動する点 と,系統電流を正弦波に制御する点が異なる。

DAB マトリックスコンバータに適した様々なソフトスイ ッチング手法が提案されている^{[7]-[9]}。文献[7]では、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 せることでソフトスイッチングを達成する。しかし、トラン ス電流波形を近似してデューティを計算するため、系統電 流のひずみが大きいという課題がある。本課題に対して、近 似を用いずにデューティを計算する変調方式が提案されて いる^{[8]-[9]}。本方式では、系統電流のひずみを抑制しつつ、ゼ ロ電流スイッチング(以下、ZCS)と ZVS が可能である。しか し、循環電流が定常的に大きいため重負荷時の導通損失が 増加する。DAB マトリックスコンバータの ZVS はスイッチ ングデバイスの寄生容量の電荷をスイッチングする前に完 全に放電することで達成される。よって、ZVS 範囲は、電流 方向、寄生容量、デッドタイムおよびスイッチング時の瞬時 電流によって決定される。特に軽負荷領域では,瞬時電流は 重負荷時と比べて減少するため ZVS を達成できず,サージ 電圧が発生する。従来手法では,動作条件に応じて DAB マ トリックスコンバータを構成するマトリックスコンバータ 側,もしくはインバータ側にサージ電圧が発生する。そのた め素子耐圧のマージンを小さいデバイスでは,サージ電圧 によって動作範囲が制限される。一方,素子耐圧のマージン を大きく設計すると,素子のオン抵抗の増加し導通損失の 増大が懸念される。

そこで本論文では、DAB マトリックスコンバータを構 成する 2 つコンバータのいずれかにおいて、全負荷領域で の ZVS を達成することでサージ電圧を低減する手法を提案 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 ZVS を達成する。初期電流の方向によって全負 荷領域で ZVS を達成するコンバータを選定できる。また、 初期電流により循環電流の増加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、初期電流の方向に応じてマトリッ クスコンバータもしくはインバータ ZVS の達成によるサー ジ電圧の低減と、定格動作での電流ひずみを 5%以下への抑 制を確認したので報告する。

2. 提案する循環電流を用いた ZVS 手法

〈2・1〉 回路構成 図1にDABマトリックスコンバー タの構成図を示す。DABマトリックスコンバータは、三相 単相マトリックスコンバータ、絶縁トランスおよびフルブ リッジインバータで構成される絶縁型AC-DCコンバータで ある。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。マトリックスコン バータ側の出力電圧は交流電圧から直接生成するため、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 動作が必要な点が DAB コンバータと異なる。

〈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αβ座標上の電流指令ベクトル I_Iを得る。電流指令 I_{II}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 D_{I1} と D_Dを用いて表される。

 $I_{in} = I_1 D_{I1} + I_2 D_{I2}$ (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 I₁および I₂は時間比 D₁₁ と D₂によらず一定と仮定してい る。例えば、三相インバータの場合、出力電流周波数よりも 十分に高いスイッチング周波数であると仮定すると、スイ ッチングー周期での出力電流の di/dt はゼロに近似できる。 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 流を一定とみなせず、仮定を満足しないため(1)式で得られ るデューティを適用できない。そこで、電流指令 I₁, I₂はス



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





イッチングー周期の電流時間積であることため, di/dt が変 化することを考慮して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vi,中間値をvi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。マ トリックスコンバータとインバータの出力電圧に応じて *Ta*、*T*1、*T*2、*Tb*およびゼロ電圧期間*T*0と定義し、スイッチン グー周期*Tw*に対するデューティをそれぞれ*Da*、*D*1、*D*2、 *Db*およびゼロ電圧期間*D*0と定義する。ゼロ電圧期間*D*0は、 マトリックスコンバータ及びインバータどちらもゼロ電圧 を出力する。*Da*および*D*1の期間は線間電圧の最大値*v*1を出 力し、*D*2期間は線間電圧の中間値*v*2、*Db*期間はゼロベクト ルを出力するためトランス電流は循環期間となり伝送電力 には寄与しない。また,初期電流 io はゼロする。トランス電流の瞬時電流 i, i2, i3 は(2)式で表される。

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

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。 よって電流指令 I, L とデューティの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。

a = D_a / D₁(4) (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。

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

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

$$D_{b} = \frac{(v_{1}(a+1) - NV_{dc})D_{1} + (v_{2} - NV_{dc})D_{2}}{NV}.$$
(6)

係数aは出力電力と直流電圧に応じて調整する。

ここで、マトリックスコンバータのスイッチングパター ンより、上アームのT相からR相への転流時にトランス電 流はゼロであるため、素子の寄生容量の電荷を放電するこ とができずZVSを達成できない。一方で、インバータ側に 着目すると、S2がターンオフしたあとにS1がターンオンす る時、同様にトランス電流はゼロであるため、S1のドレイン ソース間電圧を放電できずZVSできない。マトリックスコ ンバータ側のZVSを達成するためにはinを負にする必要が ある一方、インバータ側のZVS達成にはinを正にする必要 がある。つまり、inの方向に応じて、いずれかのコンバータ を構成する素子のみZVSを達成することができる。そこ で、inを考慮することでZVSを達成しつつ、系統電流を正 弦波に制御できるデューティを導出する。

〈2・3〉初期電流拡張 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(a)に初期電流 io を正方向とした場合,図 4(b)に負方向 とした場合の波形を示す。各瞬時電流に初期電流 io だけ重



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

畳するため(2)式は(8)式のように表される。

$$\begin{cases} i_{1} = \frac{v_{1}}{L} D_{a} \frac{T_{sw}}{2} + i_{0} \\ i_{2} = i_{1} + \frac{v_{1} - NV_{dc}}{L} D_{1} \frac{T_{sw}}{2} + i_{0} \\ i_{3} = i_{2} + \frac{v_{2} - NV_{dc}}{L} D_{2} \frac{T_{sw}}{2} + i_{0} \end{cases}$$
(8)

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,(9)式のよう に拡張される。

$$\begin{cases} I_1 = \frac{\dot{i}_0 + \dot{i}_1}{2} D_a + \frac{\dot{i}_1 + \dot{i}_2}{2} D_1 \\ I_2 = \frac{\dot{i}_2 + \dot{i}_3}{2} D_2 \end{cases}$$
 (9)

(9)式に(8)および(4)式を代入すると各デューティが(10)-(12)式のように求められる。

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(13)式で定義する。



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

(10)-(13)式の初期電流値 io に ZVS 可能な電流値を代入する ことで,系統電流を正弦波に制御しつつ,全負荷領域での ZVS を達成するデューティが得られる。ここで,初期電流 値 io を正としてインバータ側,負としてマトリックスコン バータ側で ZVS を達成しサージ電圧を低減できる。

3. 実験結果

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。定格直流電圧を74Vとし、一次側マトリ ックスコンバータと二次側インバータのサージ電圧および 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適用前の高周波部の動作波形を示す。ここで、線間電圧 vuv が最大となる系統の位相を 0°と定義し、0°と20°の2パターンを示す。ここで、各デューティは初期電流 ioをゼロとして計算する。しかし、初期電流をゼロとしているにも関わらず、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る出力電 圧誤差が原因のためデッドタイム誤差補償を実装する。

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にマトリックスコンバータのデッド 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、マトリックスコンバータとインバータがゼ ロ電圧を出力している期間中に重畳していた電流がゼロに 収束し、理論通りの動作を確認した。本節以降はデッドタイ ム誤差補償込みの実験結果を示す。

〈3・2〉 循環電流によるサージ電圧抑制 従来手法では, ゼロ電圧期間の循環電流をゼロとするため初期電流 io も同 様にゼロとする。提案法では,インバータ側の素子の ZVS のために初期電流 io を 3A,マトリックスコンバータ側の素 子の ZVS のために初期電流 io を-3A とした場合のサージ電 圧を比較する。この最小の初期電流値は系統電圧や直流電 圧によって変化するが本実験では一定値とし,最適化につ Table 1. Experimental condition.





図 6(c)に初期電流を-3A としたときのサージ電圧を示す。



(a) Conventional method ($i_0 = 0A$)

(b)Proposed method (i₀= 3A)



図6にインバータ側の素子 S₁, S₂とマトリックスコンバ ータ側の素子 S_mのドレインソース間電圧 V_{ds},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。このときの伝送電力は 1kW(0.2p.u.)で ある。初期電流 OA, 3A, -3A のいずれの電流指令でも、ゼ ロ電圧期間中のトランス電流を所望の電流値でクランプで きることを確認した。従来の初期電流が OA の場合、インバ ータ側の素子 S₂のドレインソース間に発生するサージ電圧 は 25V であり、定格直流電圧の約 1.3 倍に達する。また、マ トリックスコンバータ側の素子のサージ電圧は 200V であ る。これらは、ドレインソース電圧を放電する電流が不足 し、ハードスイッチングすることが原因である。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。

図 6(b)に示すように初期電流を 3A とすることで,インバ ータ側の素子のドレインソース間電圧を完全に放電するた め ZVS となる。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の抑制を確認できた。一方,マトリ ックスコンバータ側のサージ電圧は 200V から 240V に増加 する。ターンオフ時の電流が初期電流分増加したためであ る。 マトリックスコンバータ側で ZVS を達成するため, Srp に 発生していたサージ電圧は抑制される。一方で, インバータ 側に発生するサージ電圧は 25V から 40V に増加する。これ 以降, 初期電流を 3A としてインバータ側の ZVS を達成さ せたときのサージ電圧および効率の評価をする。

図 7 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。初期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 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 圧を定格電圧の 1.1 倍以下に抑制できる。

〈3·3〉 特性評価 図8(a)の縦軸にS2に発生するサージ電 圧を定格直流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,初期電流がゼロでス イッチングする電流不連続モードでの駆動では,ZVSを達 成できないためサージ電圧が発生する。初期電流を3Aにす ることで,全負荷範囲においてインバータ側の素子のZVS を達成することが確認できる。図8(b)に初期電流を0Aと3A とした時の効率特性を示す。循環電流を用いてサージ電圧 を抑制する提案法ではトランス電流実効値が増加する一方 で、インバータ側の ZVS を達成するため、軽負荷効率特性 も従来手法と同等以上の効率が得られる。

図9に定格直流電圧時の効率特性を示す。ここで,最大伝 送電力は Da と D1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。比率を大きくすること で最大伝送電力も大きくなる。Da と D1の最適な比率 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。a=0.2のとき に最大効率 96.0%を達成した。図 9(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 流波形となる。そのため,比率を大きくすると電流実効値が 増加傾向にあり,導通損失が増加する原因となる。伝送電力 に応じて最適な比率を選択することで,図 9(a)に示した効率 特性の最大部分の包絡線が検討回路の効率特性になると想 定される。

図10に直流電圧が定格電圧から20%変動した場合の効率 特性および系統電流のひずみ率を示す。ここで Da と D1 の 比率 a は 1 とする。それぞれの電圧条件において最大伝送 電力まで評価を行った。直流電圧に応じて最大伝送電力は 変動し,定格電圧時に定格電力の0.9p.u.の電力を伝送でき ることを確認した。最適な a を用いることで最大伝送電力 の拡大および効率の向上が見込まれるため、今後の検討課 題とする。一方で、電流ひずみ率は系統電圧によらず、定格 電力の0.4p.u.以上のときに5.0%以下で駆動できることを確 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、提案するサージ電圧低減手法の有用性が 確認できた。

4. まとめ

本論文では、DAB マトリックスコンバータを構成するい ずれかのコンバータにおいてサージ電圧を低減するため に、循環電流を用いて ZVS を達成しつつ、系統電流を正弦 波に制御する手法を提案した。循環電流の方向に応じて、マ トリックスコンバータもしくはインバータ側の ZVS を達成 し、サージ電圧を定格直流電圧の 1.1 倍以下に抑制できるこ とを確認した。さらに最大効率 96.0%を達成しつつ、ZVS の ために増加させた循環電流の影響を考慮したデューティよ り、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。ZVS によるサージ電圧低減と電流ひずみ抑制の両立 ができることを実験的に確認し、本提案手法の有用性を確 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 ス電流実効値を最小化する手法について検討する。







文 献

- (1) CHAdeMO 充電設備位置情報,「急速充電器設置数推移グラフ」, https://www.chademo.com/wp2016/wp-content/japanuploads/QCkasyosuii.pdf
- (2) 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)
- (3) 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 (1992)
- (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, 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", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 65, No. 4, pp. 3458-3468 (2018)
- (6) 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)
- (7) M. A. Saved, K. Suzuki, T. Takeshita and W. Kitagawa: "Soft-Switching PWM Technique for Grid-Tie Isolated Bidirectional DC-AC Converter With SiC Device", IEEE Transactions on Industry Applications Vol. 53, No. 6, pp. 5602-5614 (2017)
- (8) 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", IEEE Transactions on Transportation Electrification, Vol. 5, No.1, pp.186-199 (2019)
- (9) 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", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.29, No.8, pp. 4007-4016 (2014)



間

宇

(学生員) 1993年2月26日生まれ。2015年 3月,長岡技術科学大学卒業。同年4月,同大 学5年一貫性博士課程技術科学イノベーション 専攻入学。現在に至る。主に急速充電向けの絶 縁形 DC-AC 変換回路の研究に従事。

伊 東淳 _



(上級会員) 1972 年 1 月 6 日生。1996 年 3 月, 長岡技術科学大学大学院工学研究科修士課程 修了。同年4月,富士電機(株)入社。2004年 4月,長岡技術科学大学電気系准教授。2017年 4月,同大学電気系教授。現在に至る。主に電 力変換回路,電動機制御の研究に従事。博士(工 学)(長岡技術科学大学)。2007年第63回電気 学術振興賞進歩賞受賞。2010 年 Takahashi Isao

Award (IPEC Sapporo), 第 58 回電気科学技術奨励賞, 2012 年インテ リジェントコスモス奨励賞, 2014 年, 2016 年電気学会産業応用部 門論文賞,2017年文部科学大臣表彰·科学技術賞(開発部門),2018 年第4回永守賞,受賞。 IEEE Senior member, 自動車技術会会員。



variation of plus or minus 20%.