

中間タップ付き三相単相切り替え可能な DAB 型 マトリックスコンバータによる電力脈動補償方式の実機検証

入村 晃盛* 岩本 拓巳 渡辺 大貴 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

Active Power Decoupling Method for Three-Phase/Single-Phase Switchable DAB Matrix Converter with
Center-Tapped Transformer

Kousei Irimura*, Takumi Iwamoto,

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

The paper proposes a Dual-Active-Bridge (DAB) matrix converter with a center-tapped transformer for switchable three/single-phase grids. The proposed control compensates for power ripples when connected to a single-phase grid, eliminating the need for additional devices by using a buffer circuit at the center tap. This reduces component count and makes the system more compact compared to conventional AC-DC converters. Simulation results demonstrate 500W power transmission and a 99% reduction in the power ripple component of the DC current when connected to a single-phase grid.

キーワード : DAB コンバータ,マトリックスコンバータ,中間タップトランス,電力脈動補償,三相/単相切替
(DAB converter, Matrix converter, Center tapped transformer, Active power decoupling, three/single-phase switchable)

1. はじめに

近年の温暖化や環境対策の重要性から,電気自動車 (EV) の需要が急速に増加している。さらに,EV を蓄電池として次世代の電力系統へ活用することが検討されている^{[1][2]}。そのため,EV を充電するオンボードチャージャー (OBC) には,小型で双方向の電力伝送が可能な絶縁型 AC-DC 変換器が求められている。また,幅広い入力電圧範囲で動作可能であり,三相系統と単相系統の両方に対応できることも求められている。

単相電力変換器は一般に系統電圧の 2 倍の周波数で脈動する電力脈動を補償する必要があり,電解コンデンサなどの大型で大容量の平滑キャパシタが用いられる。一方で,半導体スイッチでバッファキャパシタ電流を積極的に脈動させ,見かけ上の静電容量を増やす Active Power Decoupling (APD) 方式は平滑キャパシタの小型化が期待できる。文献[3]では,小容量キャパシタ同士の接続を 2 つスイッチで制御した APD を利用することで,キャパシタの合計体積を最大 31% 低減しており,APD が平滑キャパシタ体積の低減及び回路の小型化に有効であるといえる。

これまで,三相/単相系統に対応できる APD について,さまざまな回路トポロジーが提案されている。文献[4]では,インターリーブ型トータムポール方式の絶縁 AC-DC 電力変換器を 3 つ並列に接続した OBC が提案されている。三相系統接

続時には,3 つのモジュールは各相の負荷が均一になるように 120 度ずつずれた正弦波を出力し,大容量の充電を可能にする。一方,単相系統接続時は,2 つのモジュールを並列に接続し,電力伝送を行う。また,バッファ回路が接続されている残りのモジュールを系統から切り離し,Hブリッジによって直流電流の脈動成分を補償する。これにより,全スイッチで Zero Voltage Switching (ZVS) を達成しつつ,スイッチを新たに設けることなく APD を実現している。一方,文献[5]では,三相-単相マトリックスコンバータを用いた共振型 AC-DC 変換器が提案されている。この方式では,単相系統が接続された際に,使用されない相のスイッチと系統側のフィルタキャパシタを APD に流用することでスイッチングデバイス及びバッファ用キャパシタを追加することなく小型化を実現している。

しかし,これらの方式は次の課題がある。文献[4]では,複数のトランスやインダクタが必要であり,回路が大型化する。また,文献[5]は,系統及びトランス電流指令値とスイッチの ON 時間やスイッチング周波数の関係は非線形であるため,事前にルックアップテーブルを用意する必要がある。また,フィルタキャパシタをバッファ回路として利用するため,軽負荷時には力率が悪化する。

本論文では,回路の大型化を回避し力率の悪化を改善するため,中間タップトランスを用いた DAB 型三相-単相マトリ

クスコンバータと、単相系統接続時における電力脈動補償方法を提案する。提案する回路構成では、中間タップにバッファ回路を接続することで、スイッチングデバイスを追加せずに APD 動作を行うことができる。さらに、バッファ回路を系統から独立させることで、系統の力率を低下せずに、双方向電力伝送が可能である。シミュレーション検証により、単相系統接続時に力行/回生両動作において、電力脈動を 99% 抑制できることが確認した。また、三相系統接続時に 500W の電力伝送を確認した。

2. 提案回路構成

図 1 に示す三相-単相マトリクスコンバータを用いた絶縁型 AC-DC コンバータの構成を示す。本コンバータは系統接続された OBC を想定した小規模実機であり、回路パラメータは入出力電圧に基づいて決定される。中間タップ付きトランスの一次側はマトリクスコンバータを介して系統に接続され、二次側にはインバータが接続される。さらに、中間タップにはインダクタとキャパシタから成るバッファ回路が設けられている。マトリクスコンバータによる直接 AC-AC 変換により、昇圧インダクタや DC リンクキャパシタ、初期充電回路が不要となる。また、中間タップにバッファ回路を配置することで、追加のスイッチングデバイスを用いずに回路の小型化が可能である。

3. 三相系統接続時の制御法

三相系統接続時には、空間ベクトル変調 (SVM) を用いて系統電流の制御を行う^[6]。ただし、DAB コンバータの場合、瞬時電流を一定と見なすことができないため、SVM で求めたデューティをそのまま使用することはできない。そのため、SVM によって求められる電流ベクトル I_1, I_2 を実現するためのデューティを導出する必要がある。

図 2 に三相系統接続時のマトリクスコンバータおよびインバータの出力電圧、トランス電流波形を示す。各モードの出力時間およびスイッチング周期内での比率を $T_{a,1,2,b,0}(D_{a,1,2,b,0})$ として、図 2 のように定義する。また、トランス電流の各部の電流値を i_1, i_2, i_3 とし、初期電流 i_0 をゼロと仮定した場合、これらの値と SVM で求めた電流ベクトルの関係は、電流の瞬時値を用いて(1)式で表される。

$$\begin{cases} I_1 = \frac{i_1}{2} D_a + \frac{i_1 + i_2}{2} D_1 \\ I_2 = \frac{i_2 + i_3}{2} D_2 \end{cases} \dots\dots\dots (1)$$

この式に漏れインダクタンスおよびマトリクスコンバータとインバータの出力電圧から算出された i_1, i_2, i_3 を代入することで、各比率は(2)式のように求まる。

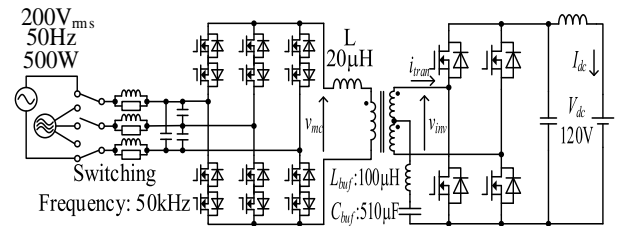


Fig. 1 Proposed isolated DAB-type AC-DC converter.

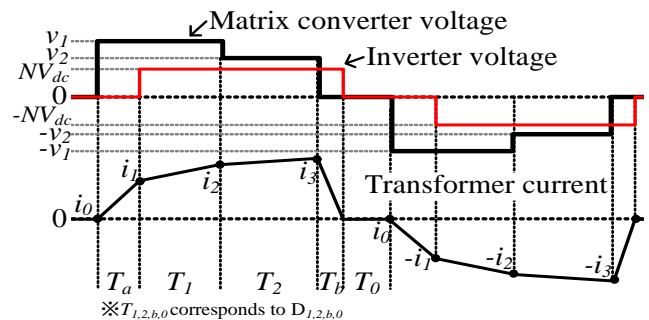


Fig. 2 High-frequency voltage and current waveforms.

$$D_1 = \sqrt{\frac{4I_1 L_f f_{sw}}{v_{max}(a+1)^2 - NV_{dc}}}, \quad D_2 = (-b \pm \sqrt{b^2 - 4c}) \frac{D_1}{2}$$

$$D_b = \frac{(v_{max}(a+1) - NV_{dc})D_1 + (v_{mid} - NV_{dc})D_2}{NV_{dc}} \dots\dots (2)$$

$$\therefore a = \frac{D_a}{D_1}, \quad b = \frac{v_{max}(a+1) - NV_{dc}}{v_{mid} - NV_{dc}}, \quad c = \frac{I_2 v_{max}(a+1)^2 - NV_{dc}}{I_1 v_{mid} - NV_{dc}}$$

ここで、 v_{max} は最大線間電圧、 v_{mid} は中間線間電圧を表す。また、係数 a は出力電力と直流電圧に応じて調整される。

4. 単相系統接続時の提案制御法

〈4・1〉 電力脈動補償の原理

図 3 に、電力脈動補償を行った際の入出力電力およびバッファ電力の関係図を示す。単相系統電流の力率が 1 の場合、瞬時入力電力は(3)式となる。

$$P_{grid} = 2V_g I_g \sin^2(\omega_0 t) = V_g I_g - V_g I_g \cos(2\omega_0 t) = P_{ave} \{1 - \cos(2\omega_0 t)\} \quad (3)$$

ここで、 V_g, I_g は系統電圧と電流の実効値を表し、 P_{ave} は出力の平均電力、 ω は系統の角周波数である。

(3)式の第二項は電力脈動成分を表しているため、バッファで補償すべき電力は(4)式で与えられる。ここで、 p_{buf} の極性は C_{buf} が充電されるとき正となる。

$$P_{buf} = P_{ave} \cos(2\omega_0 t) \dots\dots\dots (4)$$

単相の脈動電力を吸収するために必要なバッファ電流 i_{buf}

およびバッファキャパシタ電圧 V_{cbuf} は、 C_{buf} の充電エネルギーから算出する。バッファキャパシタのエネルギー W_{cbuf} は、(4)式およびキャパシタの電圧電流方程式から(5)式のように表される。

$$W_{cbuf} = \int_{t_0}^t V_{cbuf} i_{buf} d\tau = \int_{t_0}^t V_{cbuf} \left(C_{buf} \frac{dV_{cbuf}}{d\tau} \right) d\tau \dots\dots (5)$$

$$= \int_{t_0}^t P_{ave} \cos(2\omega_0 t) d\tau$$

ここで、 t_0 は動作開始時間である。(5)式より、脈動補償に必要なバッファキャパシタ電圧を導出でき、 t_0 をゼロとし、 C_{buf} の初期電圧を V_{c0} とすると(6)式ようになる。また、(6)式とキャパシタの電圧電流方程式からバッファ電流は(7)式のように導出される。

$$V_{cbuf} = \sqrt{V_{c0}^2 + \frac{P_{ave}}{\omega_0 C_{buf}} \sin(2\omega_0 t)} \dots\dots\dots (6)$$

$$i_{buf}^* = \frac{P_{ave}^* \cos(2\omega_0 t)}{\sqrt{V_{c0}^2 + \frac{P_{ave}^*}{\omega_0 C_{buf}} \sin(2\omega_0 t)}} \dots\dots\dots (7)$$

P_{ave}^* は出力電力指令を表し、バッファ電流指令 i_{buf}^* にバッファ電流を追従させることで、単相の電力脈動を補償することができる。

〈4・2〉 中間タップを用いた電力脈動補償法

提案回路のインバータは、ゼロ電圧を含む 3 レベルで動作し、バッファ電流指令に応じてゼロ電圧期間で中間タップの電位を制御することで電力脈動補償制御を行う。マトリクスコンバータは、仮想 AC/DC/AC 変換を用いて制御する⁸⁾。仮想 PWM 整流器は、系統電圧に同期して整流動作を行う。仮想インバータは、直流側インバータと同様のパルスを出力する。また、マトリクスコンバータとインバータの位相差によって伝送電力を制御する。

図 4(a),(b)に差動分のスイッチパターンを示す。図 4(a)ではトランス電圧に正の直流電圧を、図 4(b)ではトランス電圧に負の直流電圧を出し、高周波リンクを生成する。また、差動分出力時には中間タップの電位には直流電圧の半分の値が印加される。図 4(c),(d)に同相分のスイッチパターンを示す。両パターンはフルブリッジのゼロ電圧ベクトルを出力するが、図 4(c)では中間タップ電位に直流電圧が印加されバッファキャパシタに充電を行い、図 4(d)では中間タップにゼロ電圧が印加されバッファキャパシタが充電したエネルギーを放電する。この 2 つのゼロ電圧ベクトルを使い分けることで、電力伝送動作に干渉せず中間タップの電位を制御して電力脈動補償動作を行う。

図 5 に直流側インバータの制御ブロックを示す。制御は、デューティ 50%を基準に電力脈動補償電流 i_{buf}^* から得られ

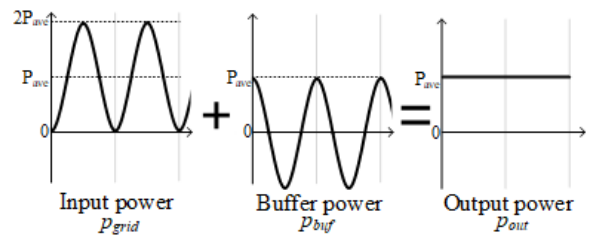


Fig. 3 Principle of Power Pulsation Compensation.

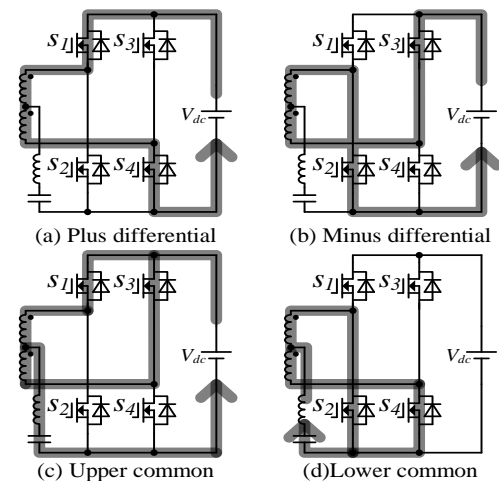


Fig. 4 Configuration of the pattern for the DC side.

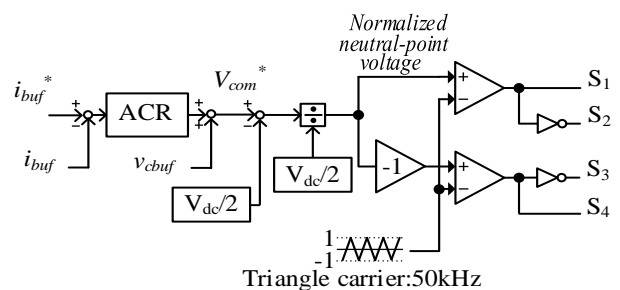


Fig. 5 Control block diagram. The zero-voltage period is calculated from the neutral-point voltage.

るゼロ電圧期間に応じて各レグのデューティを算出する。電力脈動補償電流を PI で制御し、バッファキャパシタ電圧を外乱として加え、中間タップ電位 V_{com} を算出する。 V_{com} は高周波リンク電圧のため、 V_{com} から直流電圧の半値を減算し、中性点電位に変換する。中性点電位で正規化した値がゼロ電圧期間に相当する。その後、PWM 変調によって得られるスイッチパターンを用い、中性点電位制御による電力脈動補償動作を実現する。また、ゼロ電圧期間の振幅はバッファキャパシタ電圧リップルに対応しているため、バッファキャパシタの容量に応じてゼロ電圧期間の振幅は変化する。

〈4・3〉 電力伝送動作

図 6 に力行運転時におけるマトリクスコンバータおよ

びインバータのトランス電圧電流波形の一例を示す。これらの波形は半周期で対称であるため、正の周期に着目している。また、マトリックスコンバータのスイッチング周波数に対して系統周波数は十分低いため、出力される電圧はスイッチング周期内では一定値であると見なす。

電力脈動補償から得られるゼロ電圧期間 ε は1次側と2次側で共通の値であり、初期電流 i_0 を基準に、トランス電流の瞬時電流 i_1, i_2, i_3, i_4 は(8)式で表される。

$$\begin{cases} i_1 = i_0 + \frac{v_{mc}}{L} \delta \\ i_2 = i_1 + \frac{v_{mc} - NV_{dc}}{L} \left(\frac{T_{sw}}{2} - \frac{\varepsilon}{2} \right) \\ i_3 = i_2 + \frac{-NV_{dc}}{L} \delta \\ i_4 = i_3 \end{cases} \dots\dots\dots (8)$$

ここで、 T_{sw} はスイッチング周期であり、 L はトランスの漏れインダクタンスおよび追加インダクタンスを指す。(8)式から平均電力を計算すると、伝送電力とゼロ電圧期間、位相差の関係を表す(9)式となる。なお、 f_{sw} はスイッチング周波数である。

$$P = \frac{NV_{dc}|v_{mc}|}{4\pi^2 f_{sw} L} \delta (2\pi - |\varepsilon| - \delta) \dots\dots\dots (9)$$

さらに(9)式を基に位相差 δ について解くと(10)式のように表される[8]。

$$\delta_A = \pi - 2|\varepsilon| - \sqrt{(\pi - 2|\varepsilon|)^2 - \frac{4\pi^2 f_{sw} L}{NV_{dc}|v_{mc}|} |P_{grid}|} \dots\dots\dots (10)$$

この位相差 δ は、電力脈動補償を実現するゼロ電圧期間 ε と所望の伝送電力を実現できる位相差を求める。

提案制御において、ゼロ電圧期間は電力伝送動作を考慮せずに、電力脈動補償動作のみから決定される。そのため、ゼロ電圧期間の値によっては(9),(10)式が成立せず、指令値通りの電力を伝送できなくなる。

図7に(9)式が成立しない際のマトリックスコンバータおよびインバータの出力電圧波形を示す。図7(a)は、位相差がゼロ電圧期間の半値以下であり、(9)式が成り立つ条件である。この電圧波形は、マトリックスコンバータとインバータから出力されるゼロ電圧期間が重なる領域がある。一方で、図7(b)は、位相差がゼロ電圧期間の半値を超える値であり、ゼロ電圧期間が重なる区間がない。このゼロ電圧期間の重なりの有無によって電力式が変化する。(9)式と同様に、図7(b)の条件での電力式および位相差は(11),(12)式のように導出される。

$$P_B = \frac{NV_{dc}v_{mc}}{2\pi^2 f_{sw} L} \left(\pi\delta - \delta^2 - \frac{\varepsilon^2}{8} \right) \dots\dots\dots (11)$$

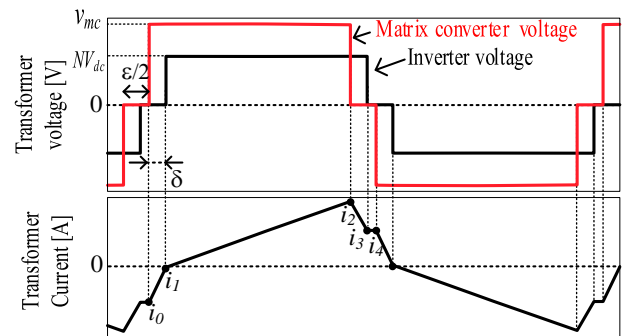


Fig. 6 The transformer voltage and current waveforms when a phase-difference(δ_A) is applied.

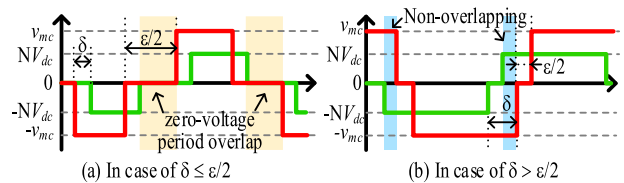


Fig. 7 The transformer voltage waveform varies depending on the conditions of phase difference and zero voltage period.

$$\delta_B = \frac{1}{2} \left(\pi - \sqrt{\pi^2 - \frac{\varepsilon^2}{2} - \frac{8\pi^2 f_{sw} L}{NV_{dc}|v_{mc}|} |P_{grid}|} \right) \dots\dots\dots (12)$$

(11)式から算出される位相差を用いることで、位相差がゼロ電圧期間の半値を超える値をとる区間で所望の電力を伝送することができる。このことから、位相差がゼロ電圧期間の半値の大小関係に応じて、(10)式と(12)式を切り替えることで、ゼロ電圧期間に関わらず所望の電力が伝送できる。

5. シミュレーション結果

表1に、500Wの電力伝送を想定したシミュレーション条件を示す。バッファキャパシタおよび直流電圧は、伝送電力に対してゼロ電圧期間および位相差の最大値を動作上限である90度以下に収まるように設定している。

図8に双方向電力伝送動作の波形を示す。図8(a)によれば、力行動作時の系統の力率は0.98であり、系統電流のひずみ率は9.4%である。ひずみ率の低下は、系統電圧のゼロクロス時に発生するサージによるものである。このサージは、系統電圧極性の変化に合わせて切り替わる仮想整流器の過渡動作および交流フィルタのインダクタに起因する。またバッファ電流が指令値に対して最大電流リップル1.3A_{pp}で追従し、バッファキャパシタの電圧は60V変動していることから、所望の電力伝送動作を確認した。これにより、系統電流の

サージが重畳するが、平均 4.2 A の直流電流が出力される。また(b)から再生動作も同等の結果であることを確認した。

図 9 の直流電流の周波数解析結果を示す。提案回路により 100 Hz 成分の電力脈動を 99%低減しており、提案法による電力脈動補償の有効性を確認できる。

図 10 に伝送電力およびゼロ電圧期間に対応した位相差の切り替え動作を示す。伝送電力の最大値付近では、ゼロ電圧期間がゼロになる一方で、位相差は最大値を取る。このため、位相差がゼロ電圧期間の半分以上となり、(10)式から(12)式へ位相差が切り替わっていることが確認できる。また、伝送電力に対して直流電圧やバッファキャパシタ容量が小さいほど、伝送電力半周期内における 2 つのピークの差が大きくなる。ゼロ電圧期間が大きくなるほど位相差もそれに伴って大きくなり、動作上限である位相差 90 度に近い値を取りやすくなる。また、今回のシミュレーション条件における式による伝送電力の誤差補償は微小である。しかし、入出力電圧に対して伝送電力が大きくなるほど、位相差も大きくなるため位相差がゼロ電圧期間の半値を上回る領域が増え、誤差補償の重要性は増していく。

6. 実機検証

表 2 に三相系統接続時の実験条件を示す。トランスには中間タップは設けずに、バッファ回路は取り外した状態で三相動作を実施した。

図 11 に、三相系統接続時の入出力電圧電流波形を示す。より、電力系統の力率が 0.78、U 相のひずみ率は 6.8%であり、系統電流を正弦波状に制御できている。系統力率の悪化原因は、交流フィルタのキャパシタのパーセントアドミタンスが大きいためである。

図 12 に、トランス出力電圧と電流の波形を示す。マトリクスコンバータ側の出力電圧は、最大値、中間の線間電圧、ゼロ電圧を含む多段階の波形を示しており、トランス電流もその電圧波形を反映している。これらの波形は、参考文献[7]で提案されたものと一致しており、三相系統接続時の適切な動作を確認した。ただし、デッドタイムによる誤差が重畳しており、適切なデッドタイム補償を適用することでこれを除去可能である。

7. まとめ

本論文では、単相系統の電力脈動をアクティブに補償する三相/単相系統に対応可能な DAB 型マトリクスコンバータを提案した。提案法では、単相系統接続時に発生する電力脈動を中間タップに設けられたバッファ回路をインバータのゼロ電圧期間で制御することで追加スイッチなく電力脈動補償を行い、また 1,2 次側の位相差によって電力伝送動作

Table 1 Simulation conditions

Simulation conditions	Value
Switching frequency f_{sw}	50 kHz
Transition power P_{ave}	500 W
Grid voltage v_{ac}	200 V _{RMS}
Grid frequency	50 Hz
DC-source voltage V_{dc}	120 V
Leakage inductor L	20 μ H
Turn ratio(Primary:Secondary)	2 :(1:1)

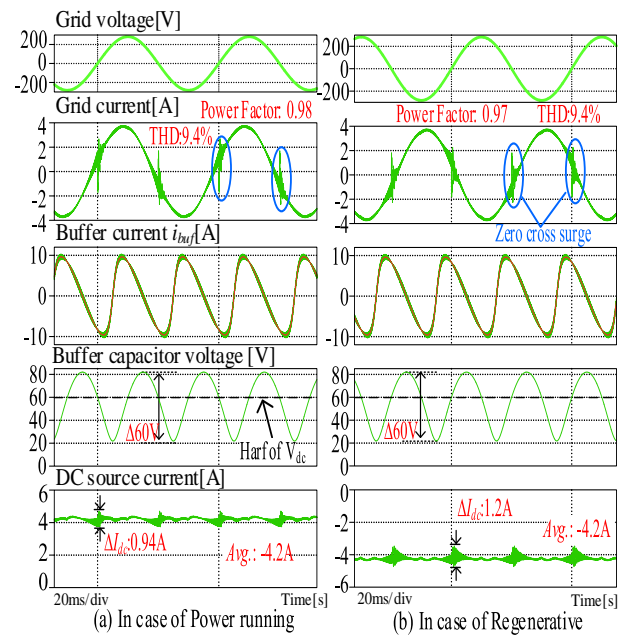


Fig. 8 Simulation results for 500W.

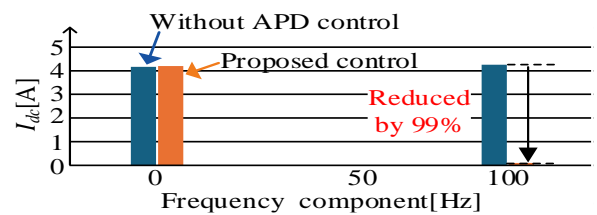


Fig. 9 Output current frequency analysis results.

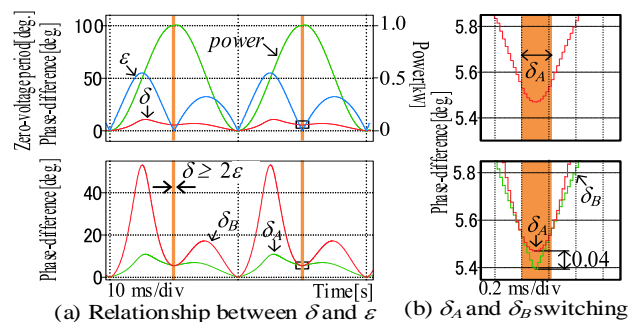


Fig. 10 Phase difference switching.

も同時に実現している。シミュレーション検証により,单相/三相の切り替え時に主回路の構成変更を必要とせず,従来回路よりも小型で高力率を実現できることを確認した。また,試作器による実験で三相動作検証を行った。今後は,单相系統接続時における提案法について実機で検証する。また,ゼロクロス時のサージ抑制法やバッファ用インダクタを漏れインダクタで代替する方法,ゼロ電圧スイッチングの領域などを検討し,提案回路の小型化や高効率化を目指す。

Table 2 Experiment conditions for three-phase

Experimental conditions	Value
Switching frequency f_{sw}	50 kHz
Transition power P_{ave}	500 W
Grid voltage v_{ac}	200 V _{RMS}
Grid frequency	50 Hz
DC-source voltage V_{dc}	60 V
Leakage inductor L	20 μ H
Grid-side inductor L_{ac}	190 μ H
Grid-side capacitor C_{ac}	10 μ F
Grid-side resistor R_{ac}	6.8 Ω
DC-side inductor L_{dc}	2.2 μ H
DC-side capacitor C_{dc}	1.2 mF
Turn ratio(Primary:Secondary)	3.3:1

文 献

- (1) A. Ali, H. H. H. Mousa et al.: "A Comprehensive Review on Charging Topologies and Power Electronic Converter Solutions for Electric Vehicles", Journal of Modern Power Systems and Clean Energy, vol. 12, no. 3, pp. 675-694, May 2024
- (2) B. Jie, J. Baba, and A. Kumada, "Contribution to V2G System Frequency Regulation by Charging/Discharging Control of Aggregated EV Group," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 60, no. 1, pp. 1129-1140, Jan.-Feb. 2024
- (3) M. Chen, K. K. Afridi and D. J. Perreault, "Stacked Switched Capacitor Energy Buffer Architecture," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 28, no. 11, pp. 5183-5195, Nov. 2013,
- (4) H. Kim et al. "A Single-Stage Electrolytic Capacitor-Less EV Charger With Single- and Three-Phase Compatibility," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 37, no. 6, pp. 6780-6791, June 2022
- (5) W. Kodaka, S.Ogasawara, "Power Decoupling Control of Single-Phase or Three-Phase Input High-Frequency Single-Phase Output Matrix Converters", IEEJ Transactions on Industry Applications, vol. 142, no. 1, pp.41-49
- (6) J. Itoh, Ikuya Sato, H. Ohguchi, K. Sato, A. Odaka, N. Eguchi, "A control method for the matrix converter based on virtual AC/DC/AC conversion using carrier comparison method," Electrical Engineering in Japan, vol. 152, no. 3, pp.65-73
- (7) S. Takuma, K. Kiri, H. Watanabe and J. Itoh, "Surge Voltage Reduction Method for DAB Matrix Converter using Circulating Current in Whole Load Condition," 2021 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Vancouver, BC, Canada, pp. 2301-2307,2021
- (8) Z. Guo, Y. Luo and K. Sun, "Parameter Identification of the Series Inductance in DAB Converters," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 36, no. 7, pp. 7395-7399, July 2021

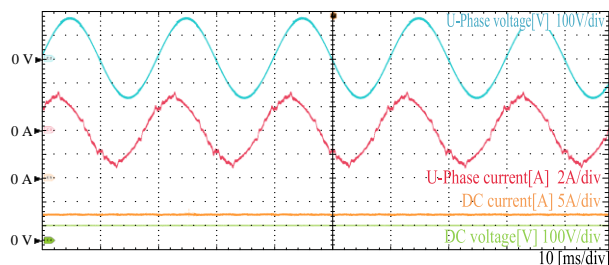


Fig. 11 Input and Output waveform when three-phase grid connected.

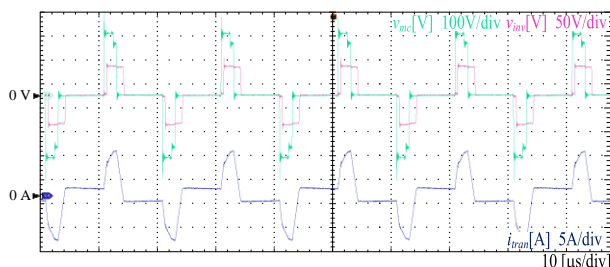


Fig. 12 Transformer voltage and current when three-phase grid connected.