

3巻線トランスを使った電力脈動補償機能を有する 絶縁型 DC-単相 AC コンバータの実機検証

高岡 渚*, 渡辺 大貴, 伊東 淳一(長岡技術科学大学)

Experimental Verification of Isolated DC to Single-phase AC Converter
using Three-winding Transformer with Power Decoupling Capability

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

1. はじめに

近年, PV システムの研究が盛んに行われており, PV-系
統間のインターフェースとして絶縁型 DC-単相 AC コンバ
ータが多く採用されている⁽¹⁾。一般に, DC-単相 AC コンバ
ータでは単相系統によって生じる電力脈動を補償する必要
がある。電力脈動補償の方式としてアクティブパワーデカ
ッピングがあるが, 多くの従来手法では追加素子が必要
となり損失増加及び小型軽量化の妨げとなる恐れがある⁽²⁾。

本論文では, 追加部品を必要としない電力脈動補償回路
を用いた絶縁型 DC-単相 AC コンバータについて 1 kW の試
作機を用いて評価する。実験結果より, 提案脈動補償方式に
より入力電流に重畳する脈動成分を 79.2%低減できること
を明らかにしたため報告する。

2. 回路構成と動作原理

<2.1 回路構成> 図 1 に提案回路の構成図を示す。
本回路は一次側をフルブリッジインバータ, 二次側にマト
リックスコンバータで構成する。本回路の特徴として, 結合
インダクタに絶縁機能を付与し二次側への電力伝送と脈動
補償動作を同時に実現する。従って, 本回路はアクティブパ
ワーデカップリング機能を有しており, 大容量電解コンデ
ンサを用いることなく入力電力を一定に制御することがで
きる。脈動補償回路のキャパシタ C_{buf} にはフィルムコンデ
ンサ等が適用でき, キャパシタ電圧を変動させることで脈
動補償を行う。以上のように本回路は, 脈動補償動作に追
加の受動部品及び半導体素子を必要としない。また, 二次側
のマトリックスコンバータは, エネルギーバッファを持た
ないため直中間の平滑コンデンサを必要とせず小型軽量化
の観点で有利である。

<2.2 制御方法> 図 2 にフルブリッジインバータの
動作モードを示す。一次側はインターリーブチョップと同
様に 2 つのレグ間で位相差を持たせて脈動補償と電力伝送
動作をそれぞれ行う。電力伝送を行う差動電圧制御モード
では, 結合インダクタの差動側に印加される電圧が正負と
なるよう図 2(a-b)のように各アームでスイッチングを行う。
一方, 同相電圧制御モードでは, 図 2(c-d)のように同相側に

印加される電圧を制御し, 脈動成分の補償を行う。図 2(a-b)
の差動電圧制御モードのデューティの和 d_{dif} は下記で決定
される。

$$d_{dif} = \frac{v_{out}^*}{v_{Cbuf}} = \frac{\sqrt{2}V_{load} \sin(\omega t)}{v_{Cbuf}} \dots\dots\dots (1)$$

V_{load} は系統側電圧の実効値を示す。提案手法では, 出力電圧
は二次側で正弦波に制御されるため, フルブリッジインバ
ータ側では差動電圧制御モードのデューティは(1)式から得
られる基準化された値の最大値を用いる。また, 本制御で
は, 差動電圧制御モードのデューティ d_{dif} を優先し, キャリ
ア一周期中の残りの期間を用いて同相電圧の制御を行うた
め, 同相電圧制御モードのデューティは下記となる⁽⁴⁾。

$$d_{com} = (1 - d_{dif})d_{com} \dots\dots\dots (2)$$

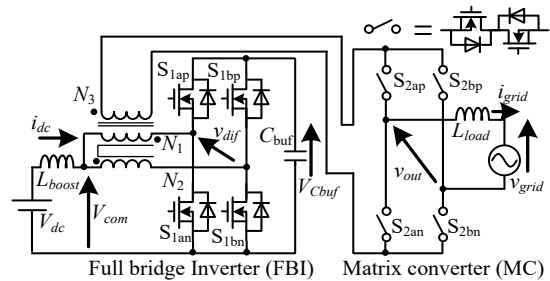


Fig. 1. Configuration of proposed isolated converter.

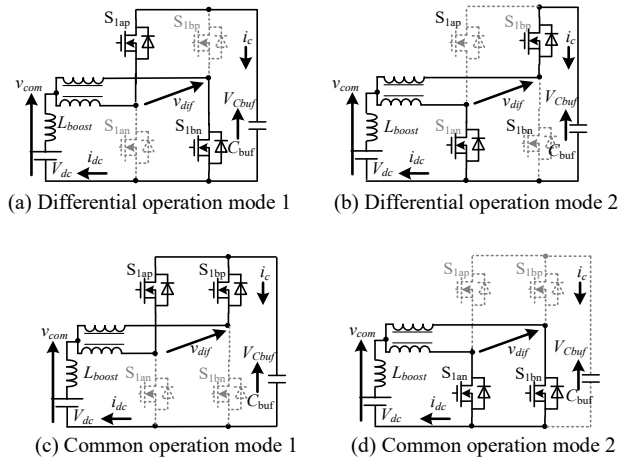


Fig. 2. Operation modes of full bridge inverter.

ここで、 d_{com} はPI出力より得られる同相電圧の指令値である。なお、キャリア一周中の差動電圧制御時のデューティと脈動補償時のデューティの総和は必ず1とし、図2(a)と(b)の差動電圧制御動作のそれぞれのデューティは偏磁を抑制するために等しくする必要がある。

<2.3 脈動補償原理> 本論文では、単相側の瞬時出力電力と入力電力の不一致分を電力脈動として扱う。この脈動成分は、入力電流にリップルとして重畳する。直流電流を一定に制御するためには、バッファキャパシタ C_{buf} によって脈動成分を補償させる必要がある。単相電力脈動補償に必要なバッファ瞬時電力 p_{buf} は出力電力平均値 P_{ave} を用いて(2)式で表される。

$$p_{buf} = P_{ave} \cos(2\omega_o t) \quad (3)$$

ここで、 p_{buf} の極性は、 C_{buf} が充電される時正とする。入出力電力の差分とキャパシタのエネルギーの関係より、電力脈動補償に必要なバッファキャパシタ電圧 $v_{C_{buf}}$ は、

$$v_{C_{buf}} = \sqrt{V_{co}^2 + \frac{P_{ave}}{\omega_o C_{buf}} \sin(2\omega_o t)} \quad (4)$$

となる。ここで、 V_{co} はバッファキャパシタ電圧の初期値、 ω_o は出力角周波数である。本回路は、バッファキャパシタ電圧は電源電圧より昇圧された値となるため、電源電圧よりも $v_{C_{buf}}$ の変動幅を大きくできる。よって、より小容量のキャパシタを用いて補償が可能となる。

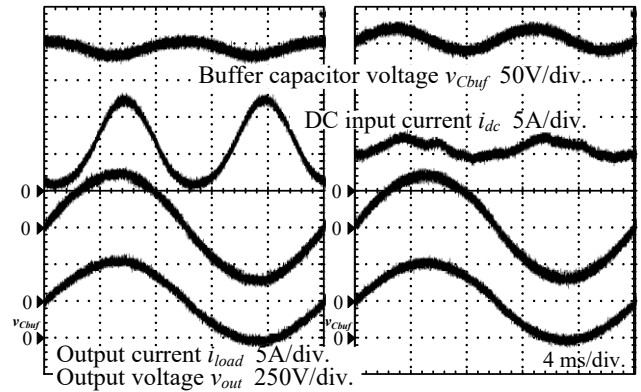
<2.4 パルス密度変調> 二次側のマトリックスコンバータには $\Delta\Delta$ 変換に基づくパルス密度変調(PDM)を適用する。PDMでは差動電圧を単位パルスとして扱い、差動電圧パルスの粗密と正負を系統電圧に同期して切り替えるようスイッチングを行う。このとき、マトリックスコンバータは差動電圧 v_{dif} のゼロ電圧期間に同期してスイッチングを行うため、ゼロ電圧スイッチングとなる。また、 $\Delta\Delta$ 変換に基づくPDMの特徴として、出力電圧指令値 v_{out}^* と、1クロック前の量子化器の出力を比較して出力を決定するため、分解能による制約を受けず量子化誤差を低減できる。

3. 実験結果

提案する回路の基本動作とその有用性を確認するため、実機による検証を行った。なお、入力電圧 200 V、出力電圧 200 Vrms、 C_{buf} は 200 μ F、負荷は R-L とした。

図3に脈動補償波形を示す。図3(a)は脈動補償適用前、(b)は脈動補償適用後を示す。図3(a)の場合では、脈動成分の影響で、入力電流が出力周波数の2倍周波数で脈動する。一方、図3(b)より提案する脈動補償方法を適用した場合、(4)式の電力脈動補償指令値に従ってバッファキャパシタ電圧が変動し、入力電流が補償され一定値に近づくことが確認できる。このとき、脈動補償適用時の出力電圧 THD は 2.68%と良好な結果を確認した。

図4に入力電流の高調波解析結果を示す。なお、高調波



(a) Without power decoupling (b) With power decoupling.
Fig. 3. Experimental waveforms in steady state with P_{ave} of 940 W.

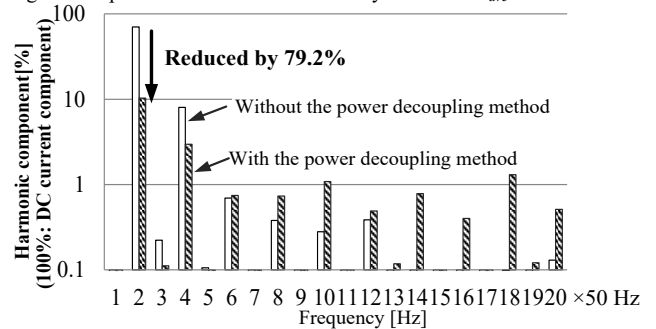


Fig. 4. Harmonic analysis result.

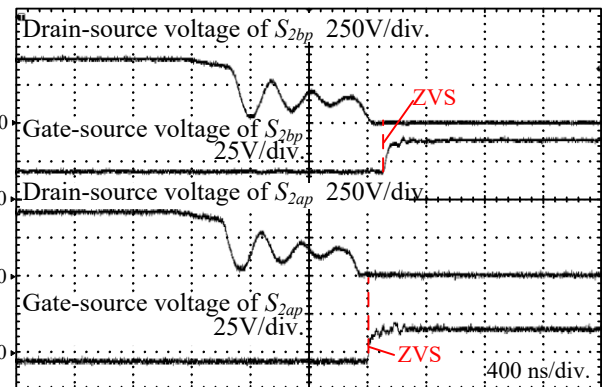


Fig. 5. Zero-voltage switching of matrix converter.

解析は出力周波数 50 Hz を基準に行った。解析結果より、脈動補償前に比べて単相電力脈動成分(100 Hz)を 79.2%低減されることを確認した。以上のことから、提案する単相電力脈動補償方法の有用性を確認した。

図5に二次側マトリックスコンバータのスイッチング周期における各電圧波形を示す。PDMは差動電圧 v_{dif} である3レベル電圧波形のゼロ電圧期間に同期してスイッチングを行うため、図よりZVSの達成が確認できる。今後の予定として、提案回路の損失分離を行い効率特性を検証する。

文献

- (1) Haibing Hu and others, 2010 ECCE, pp.3235-3240
- (2) Kuo-Hen Chao and Po-Tai Cheng, 2009 ECCE, pp.3742-3747
- (3) A.Ghassemi and others, 2019 EPE'19 ECCE Europe, No.215
- (4) Nagisa Takaoka and others, ICRERA2019, No. 211