

結合インダクタを用いた単相電力脈動補償機能付き 昇圧型 DC-単相 AC コンバータの基礎検証

高岡 渚* 日下 佳祐 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

Fundamental Investigation of a DC to Single-phase AC Converter
with Boost Topology of Power Decoupling Capability using Coupled Inductor
Nagisa Takaoka*, Keisuke Kusaka, Jun-ichi Itoh, (Nagaoka University of Technology)

An isolated boost-type single-phase AC converter with a power decoupling capability using a coupled inductor is proposed in this paper. This converter consists of a boost topology of a full-bridge inverter, a high frequency transformer and an indirect matrix converter in order to eliminate DC-link smoothing capacitors. The full-bridge inverter with the power decoupling capability operates without additional switching devices and buffer inductors, owing to the employment of the coupled inductor. The validity of the proposed circuit is experimentally demonstrated by a 3-kW prototype. As the simulation results, the proposed converter reduces the DC current ripple generated by a single-phase AC load by 97.5%.

キーワード：絶縁型 DC-単相 AC コンバータ, 単相電力脈動, 昇圧型
(Isolated DC to single-phase AC converter, Single phase power ripple, Boost-type)

1. はじめに

近年、環境保全の観点から、PHV/EVの研究が盛んに行われている^{[1]-[2]}。これらの車載用蓄電システムでは、車載用バッテリーの直流側と、家庭用電源である単相系統間で電力の授受が行われる。このとき、車載用電力変換器として安全性の観点から、絶縁型 DC-単相 AC コンバータが多く用いられている。絶縁型 DC-単相 AC コンバータには、小型化、長寿命化、高効率化が要求されており、様々な回路方式がこれまでに研究開発されている。

一般に、直流と単相負荷を連携する場合、直流側電圧は単相系統の2倍周波数で脈動する。従来では、この単相側に起因する電力脈動（ここでは、単相電力脈動と呼ぶ）分を補償するために大容量の電解コンデンサが用いられており、回路の大型化を招くほか、寿命を制限する要因となる。

これに対して、これまでに小容量コンデンサを用いた単相電力脈動補償方法（アクティブバッファ方式）が複数発表されている^{[3]-[9]}。これらの補償回路では、小容量のフィルムコンデンサ等を適用したバッファコンデンサの電圧を積極的に変動させることで脈動補償を行う。従って、補償用の電解コンデンサを削除できるため、システムの長寿命化が期待できる。文献[7]では、非絶縁型 DC-単相 AC コンバータを紹介しており、フルブリッジインバータの三相目にアク

ティブバッファを付加したシンプルな構成をとる。本回路では能動スイッチ2つと追加インダクタを用いて、脈動補償用キャパシタ電圧をアクティブに制御する。この結果、直中間コンデンサ容量を低減している。文献[3]では、長寿命化及び高効率化を目的に、能動スイッチ3つとインダクタを用いて、太陽光パネルからのエネルギーに対して最大電力追従性御と脈動補償動作を同時に達成する手法を提案している。従来の電解コンデンサによる補償法に対して、アクティブバッファの受動素子の総合体積が小さくなることを示している。しかし、本論文では能動スイッチとその冷却システムを含めた全体体積については言及されておらず、脈動を補償するために追加のエネルギーバッファとスイッチングデバイスが複数必要となる。そのため、従来のアクティブバッファ機能を太陽光発電システムに適用する場合、能動スイッチの増加による信頼性やコストの増加が懸念される。

上記の問題を解決するために、著者らはこれまでに、中間タップ付きトランスを用いた絶縁型 DC-単相 AC コンバータの単相電力脈動補償を提案し、実機実験において有用性を確認した。本回路の特徴は、中間タップ付きトランスを適用することで、脈動補償に追加のスイッチングデバイスを必要とせず、スイッチングデバイスの数が従来システムと等しくなる点にある。また、トランス二次側へマトリクス

コンバータを適用することで、直中間の平滑コンデンサが不要となり、システム全体を小型化できる。しかし、本回路は降圧型であるため、バッファキャパシタ電圧の変動幅は直流電圧に依存することから、補償用キャパシタの小容量化に限界がある。さらに、バッファ回路に追加のリアクトルが必要となる、更なる小型化の妨げとなる。

そこで、本論文では、結合インダクタを用いた昇圧型の絶縁型 DC-単相 AC コンバータを提案する。提案回路では、昇圧リアクトルを用いて単相電力脈動補償と出力電圧制御を同時に行うため、脈動補償用に追加のリアクトルを必要としない特徴を持つ。さらに、結合インダクタを利用し昇圧型とすることで、バッファキャパシタの小容量化が達成できる。本論文では、最初に単相電力脈動の動作原理と各動作モードを、ブロック線図を用いて説明する。さらに、シミュレーションによって昇圧リアクトルのみを用いて出力側と脈動補償動作が同時に制御可能なこと、また脈動補償効果を含む基本動作の検証を行う。

2. システム構成

〈2・1〉 従来回路

図 1 に従来の絶縁型 DC-単相 AC コンバータを示す。従来システムでは、高周波トランスの一次側に昇圧チョップとフルブリッジインバータを、二次側にダイオード整流器と PWM インバータを使用する。従来回路の特徴として、フルブリッジインバータを高周波スイッチングすることで、トランスを小型化する。単相側で発生する電力脈動成分は、直流バス電流にリプルとして重畳する。そのため、従来システムでは直流中間部に単相電力脈動成分を吸収するための大容量電解コンデンサ C_{dc2} が必要となり、装置の大型化や短寿命化を招く。

図 2 に小容量キャパシタを用いた従来の単相電力脈動補償機能を有する DC-単相 AC コンバータの回路構成を示す。本回路は、昇圧チョップの後段に単相電力脈動補償回路を接続し、直中間部の電解コンデンサを省いている。従来の脈動補償回路のキャパシタ C_{buf} にはフィルムキャパシタ等が適用でき、キャパシタ電圧を変動させることで脈動補償を行う。しかし、従来の脈動補償回路では、補償回路に複数のスイッチングデバイスおよび磁気部品が必要となる。これにより、冷却装置を含めた体積の大型化、コストの増加が懸念される。

〈2・2〉 提案回路構成

図 3 に提案する絶縁型 DC-単相 AC コンバータの構成図を示す。提案回路は、インダイレクトマトリクスコンバータ、結合インダクタを有するインターリーブチョップをもつ構成をとる。二次側への伝送経路として、結合インダクタに三次巻き線を設け、電気的に絶縁して電力伝送を行う。ここで、単相系統によって発生する脈動電力の補償は、一次側フルブリッジインバータの直中間に接続されたバッファキャパシタ C_{buf} と昇圧リアクトル L_{boost} を用いて、 C_{buf} のエネ

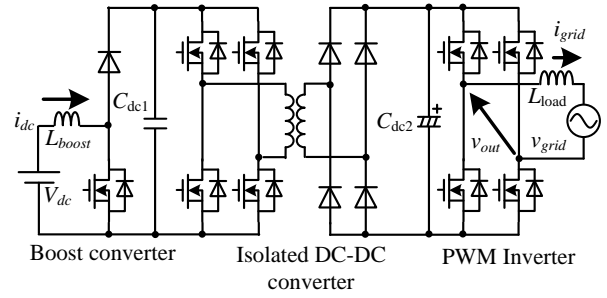


Figure 1. Conventional isolated DC to single-phase AC converter. The conventional converter uses a bulky electrolytic capacitor C_{dc} to absorb the power ripple caused by a single-phase load.

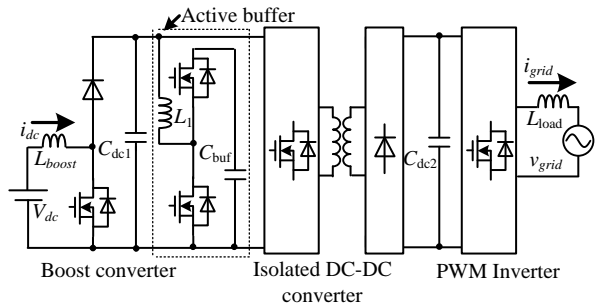


Figure 2. Conventional isolated DC to single-phase AC converter with active buffer circuit. The conventional converter uses a bulky electrolytic capacitor C_{dc} to absorb the power ripple caused by a single-phase load.

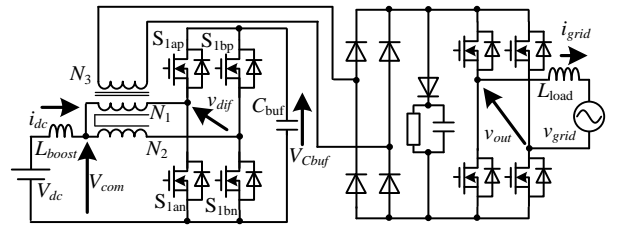


Figure 3. Proposed isolated DC to single-phase AC converter. The primary-side converter together with the coupled inductor and the buffer capacitor are controlled in order to convert the DC input power to the AC power and absorb the power ripple without additional switching devices and inductors.

ルギーを充放電することで単相電力脈動を補償する。本回路の特徴は、結合リアクトルの同相モードとして流れる直流電流と系統側に転送される循環電流(差動電流)分の制御を同時に行うため、単相電力脈動補償動作用に追加のリアクトルを必要としない。また、三次巻き線側にはインダイレクトマトリクスコンバータを採用することで、従来の Back-to-Back(BTB)システムに用いられる直中間の大容量エネルギーバッファを必要としない特徴を持つ。本インダイレクトマトリクスコンバータでは、整流動作と系統周波数に応じた入力電圧パルスの正負反転動作を行う。従って、後段インバータでは系統周波数に応じた切り替えのみの動作となるため、スイッチング損失の削減が期待できる。なお、直流電源にバッテリーを接続して双方向動作する場合

には、インダイレクトマトリックスコンバータのダイオード整流器をスイッチング素子に置き換えることで双方向動作が実現できる

3. 制御方式

(3・1) 単相電力脈動補償

図 4 に単相電力脈動補償原理を示す。負荷電流が正弦波かつ力率 1 とするとき、出力瞬時電力 p_{out} は(1)式で表せる。

$$\begin{aligned} p_{out} &= \sqrt{2}V_{load} \sin(\omega_o t) \cdot \sqrt{2}I_{load} \sin(\omega_o t) \\ &= V_{load} I_{load} \{1 - \cos(2\omega_o t)\} \dots\dots\dots(1) \\ &= P_{ave} - P_{ave} \cos(2\omega_o t) \end{aligned}$$

(1)式において、 V_{load} は負荷電圧の実効値、 I_{load} は負荷電流の実効値、 P_{ave} は出力平均電力、 ω_o は出力角周波数である。(1)式の第2項は電力脈動成分を示しており、出力周波数の2倍周波数で脈動する。この脈動電力は、直流バス電流にリップルとして重畳する。入力瞬時電力を一定にするには、(1)式の第2項にあたる脈動分を、バッファキャパシタを用いて補償すればよい。従って、単相電力脈動補償に必要なバッファ瞬時電力 p_{buf} は(2)式で決定される。

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

ここで、 p_{buf} の極性は、 C_{buf} が充電される時正とする。単相電力脈動を吸収するため、 C_{buf} の充電エネルギーよりバッファ電流指令値を計算する。まず、バッファキャパシタのエネルギー W_{Cbuf} はキャパシタの電圧電流方程式と(2)式から表される。

$$W_{Cbuf} = \int_{t_0}^t v_{Cbuf} \left(C_{buf} \frac{dv_{Cbuf}}{d\tau} \right) d\tau = \int_{t_0}^t P_{ave} \cos(2\omega_o \tau) d\tau \quad (3)$$

ここで、 t_0 は動作開始時の時間を示す。(3)式より、脈動を補償するために必要なバッファキャパシタ電圧 v_{Cbuf} を導出できる。

$$v_{Cbuf} = \sqrt{V_{C0}^2 + \frac{P_{ave}}{\omega_o C_{buf}} \sin(2\omega_o t)} \dots\dots\dots(4)$$

V_{C0} はバッファキャパシタ電圧の初期値を示す。本回路では、電源から結合インダクタへ流入する直流電流を一定値に制御するため、脈動成分はバッファキャパシタ電圧に重畳する。このとき、バッファキャパシタ電圧は(4)式で求められ、直流側へ重畳する単相電力脈動成分を補償できる。

(3・2) 各デューティ指令の算出法

図 5 に結合インダクタを含めた一次側フルブリッジインバータの動作モードを示す。図に示す通り、一次側フルブリッジインバータは、インターリーブコンバータのように各

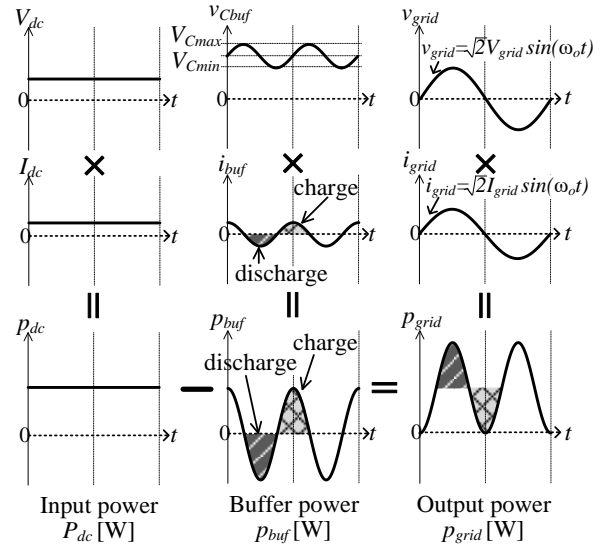


Figure 4. Principle of power decoupling capability with buffer capacitor. The buffer power to compensate the power ripple is charged or discharged at the buffer capacitor C_{buf} .

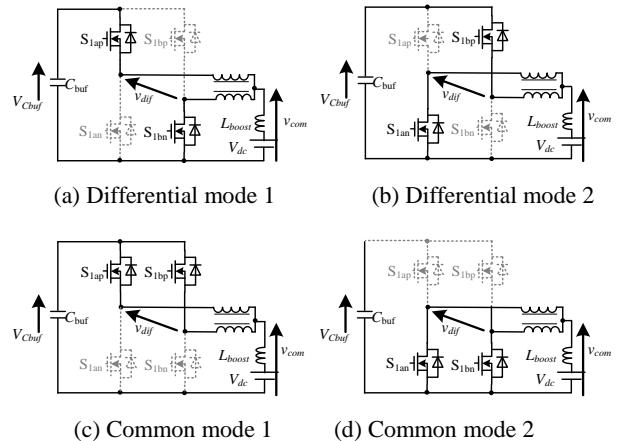


Figure 5. Operation modes of full bridge inverter. The primary side of the proposed system is operated in two modes; the differential mode when the power is delivered to the secondary side of the transformer and the common mode when the power ripple is adsorbed.

アームのスイッチングタイミングに位相差を持たせるため4つのスイッチングモードを持つ。なお、昇圧リアクトル L_{boost} は結合インダクタの漏れインダクタンスであり、設計値に対して漏れインダクタンスが足りない場合においては追加の小型リアクトルを接続する。本回路では、出力電流制御を行う差動電圧制御モード(Fig. 5 (a),(b))と単相電力脈動補償を行う同相電圧制御モード(Fig. 5 (c),(d))の2つの制御を同時に行う。差動電圧制御モードでは、結合インダクタの三次巻き線間に印加される電圧が正負となるよう、Fig. 5(a),(b)のように各アームのスイッチングデバイスを動作させる。一方、同相電圧制御モードでは、中間タップに印加される電圧を制御し、脈動成分の補償を行う。本回路では電源

から結合インダクタへ流れ込む電流を一定に制御することで、脈動成分をバッファキャパシタ電圧に重畳させ補償を行う。バッファ電圧の変動幅は、結合インダクタを用いて電源電圧より大きくなることから、脈動補償部は昇圧型の構成となる。バッファキャパシタ電圧幅が大きくなるほどキャパシタンスは低減できるため、電源電圧に対して降圧型となるアクティブバッファ回路に比べて小容量のキャパシタで補償可能とある。

差動電圧制御モード(Fig. 5(a),(b))の Duty を d_{dif_a} , d_{dif_b} , 同相電圧制御モード(Fig. 5(c),(d))の Duty を d_{com_c} , d_{com_d} とそれぞれ定義すると、キャリア一周中の各 Duty は(5)式を満たす必要がある。

$$1 = d_{dif_a} + d_{dif_b} + d_{com_c} + d_{com_d} \dots\dots\dots(5)$$

出力電圧を正弦波とするには、結合インダクタの一次-二次巻線間電圧のパルスを PWM パルスのように制御すればよい。このとき、差動電圧制御モードの Duty の和は(6)式で決定される。

$$d_{dif} = d_{dif_a} + d_{dif_b} = \frac{v_{out}^*}{v_{Cbuf}} = \frac{\sqrt{2}V_{load} \sin(\omega t)}{v_{Cbuf}} \dots\dots\dots(6)$$

ここで、 v_{out}^* は系統側の出力電圧指令値を示す。

同相電圧制御は、キャリア一周中から差動電圧制御モード期間を引いた残り期間を 100%として Duty 指令を生成するため、同相電圧制御モードの Duty は下記のように表される。

$$d_{com_c} = (1 - d_{dif}) \frac{v_{com}^*}{v_{Cbuf}} \dots\dots\dots(7)$$

ここで、 v_{com}^* は同相電圧指令値を示し、次節で示す直流電流制御の PI 出力から得られる。

図 6 に一次側フルブリッジインバータの各指令値と三角キャリアおよび動作モードの関係図を、表 1 に一次側フルブリッジインバータのスイッチングテーブルをそれぞれ示す。差動電圧制御モードでは、結合インダクタの一次-二次

巻線間電圧のパルス群は PWM パルスのように出力させるが、結合インダクタの結合している巻き線間の偏磁を抑制するためにキャリア一周中の Fig.3 (a)と(b)の Duty は等しくする必要がある。そこで本制御では、(7)式に示す脈動補償動作を行う同相電圧制御モード指令値および差動電圧制御モード指令値を足し合わせた、複数の Duty を一つの三角キャリアで比較して比較信号 A 及び B を生成する。この方式により、キャリア一周中の差動電圧を出力する MODE1 および MODE2 の期間は等しくなり、各 Duty に応じた所望の動作を実現するスイッチングパターンを得られる。

〈3・3〉 制御法

図 7 に提案回路の制御ブロック図を示す。提案システムにおける電流、電圧の制御は全て PI 制御によって行われる。

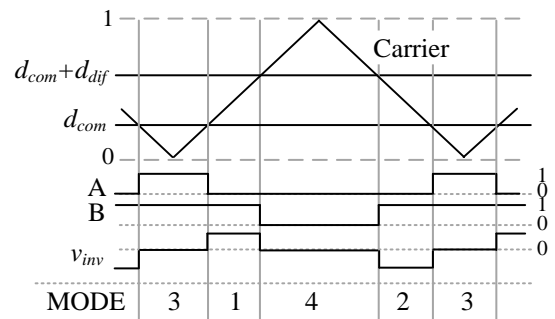


Figure 6. Current and voltage operating waveforms of proposed converter with power decoupling capability. The buffer capacitor voltage absorbed the power ripple is controlled by the zero-voltage period of the primary-side transformer voltage.

TABLE I Switching table

Number of mode	Mode1 DM1	Mode2 DM2	Mode3 CM1	Mode4 CM2
Swathing signal	A	0	1	0
	B	1	1	0
Edge of Carrier	up	down		

DM : Differential mode
CM : Common mode

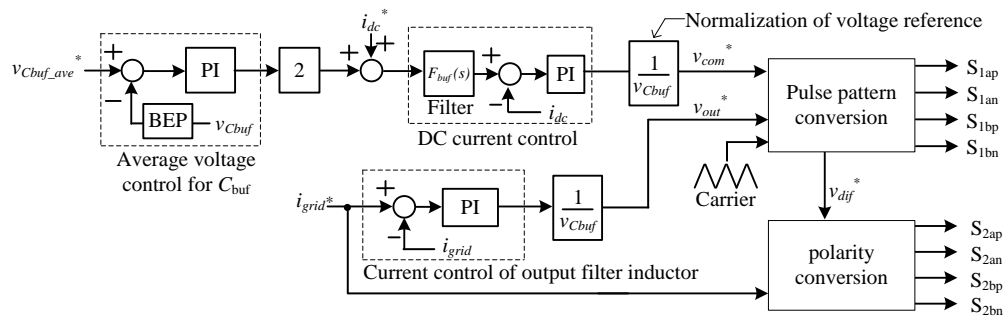


Figure 7. Control block diagram of proposed converter. The DC input current is controlled for the power decoupling. The buffer capacitor voltage control is employed in order to avoid the divergence of the average voltage due to discretization.

TABLE II Experimental Condition

DC bus voltage	200 V _{dc}	Load voltage	200 V _{rms}
Rated power	1 kW	Load frequency	50 Hz
Boost L (L_b)	1 mH	Filter L (L_{out})	2.0 mH
Buffer C (C_{buf})	150 μ F	Turn ratio of coupled inductor $N_1:N_2:N_3$	1:1:2
Load current	5 A _{rms}	Switching frequency of secondary-inverter	50 Hz
Carrier frequency of full bridge inverter	100 kHz	Natural angular frequency of filter current control	4000 rad/s
Natural angular frequency of buffer current control	6000 rad/s	Natural angular frequency of buffer C voltage control	120 rad/s
Natural angular frequency of buffer C voltage control	120 rad/s	Damping factor of buffer current control	0.7
Damping factor of buffer C voltage control	1.0	Damping factor of filter current control	0.7

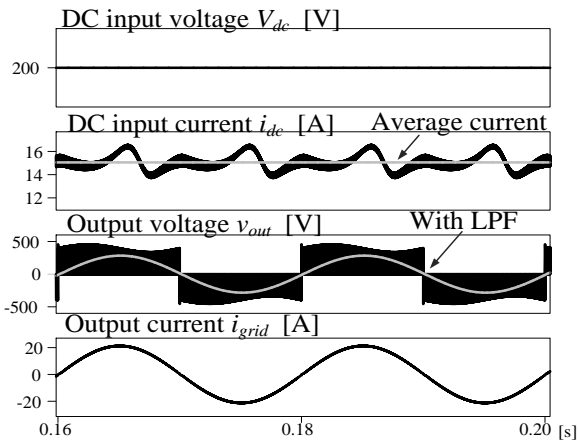


Figure 8. Input and output waveforms in steady state of proposed converter.

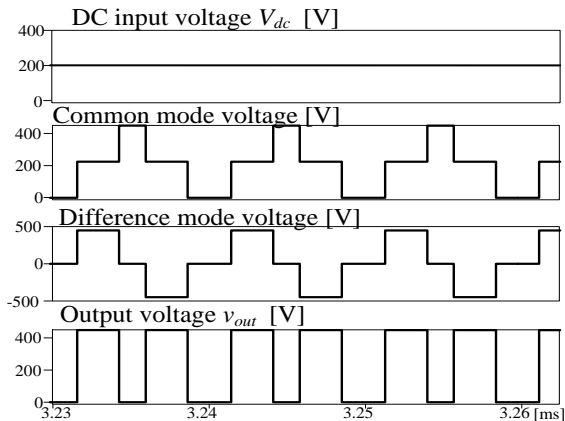


Figure 9. Extended waveforms of each voltage. The zero voltage period of the differential voltage is agreed with the V_{dc} period of the common mode voltage.

直流電流制御は、単相電力脈動補償を目的としており、バッファキャパシタ電圧制御のマイナーループとして適用している。バッファキャパシタ電圧制御は、平均電圧の発散を防ぐために導入し、 v_{cbuf} の平均値を制御する。バッファキャパシタ平均電圧制御に用いられる帯域除去フィルタ(BEF)は、バッファキャパシタ電圧検出値に対して適用し、除去周波数は20-350 Hzに設計している。このとき、バッファキャパ

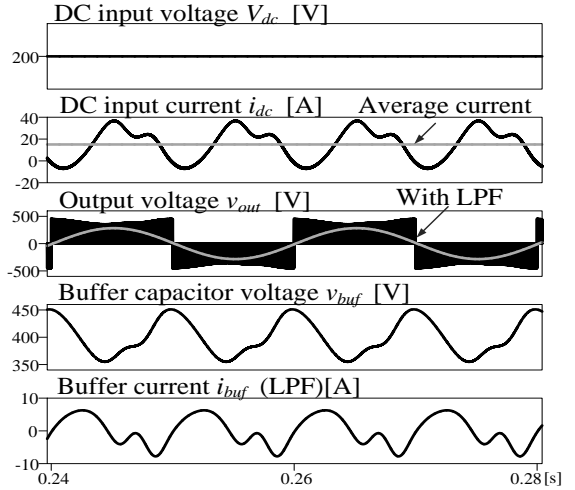


Figure 10. Waveforms without power decoupling in steady state.

シタ電圧の平均値は、同相電圧の2倍となる。提案回路では、系統側の出力電流制御は一次側フルブリッジインバータで行い、二次側のダイオード整流器及びインバータでは、整流動作および系統周波数の符号に合わせた正負反転動作を行う。このとき、後段インバータは系統周波数の符号に合わせて出力する電圧パルスの正負を切り替えるだけで良い。従って、二次側ではスイッチング損失の低減が期待できる。

4. シミュレーション結果

提案する回路の基本動作とその有用性を確認するため、シミュレーションを用いて検証を行った。なお、交流側にはR-L負荷を用い、デットタイムや入力フィルタは設けず理想状態でシミュレーションを行った。

表2にシミュレーション条件を示す。ここで、電力脈動補償を適用しない場合、直流電流制御系のゲインを下げ、バッファキャパシタ平均電圧制御系のゲインを上げて結果を取得している。

図8に脈動補償を適用した場合における入出力波形を示す。図8より、昇圧リアクトル及び結合インダクタにより、二次側に伝送される差動電圧は直流電圧 V_{dc} に対して昇圧されていることが確認できる。

図9に結合インダクタの各電圧を示す。結合インダクタの両端電圧に相当する差動電圧は、3レベル電圧に制御されており、同相電圧が直流電圧ではない期間と一致することが確認できる。これにより、脈動補償動作と出力電流を制御するPWM制御を同時に達成できることを確認した。これらの結果より、一次側フルブリッジインバータにおいて追加スイッチングデバイスを必要とせず、かつ昇圧リアクトルのみで、出力側と脈動補償の2つの動作が理論通りに制御できることを確認した。

図10に定格動作時における単相電力脈動補償を適用しない場合の実験結果を示す。図9より、単相電力脈動補償を適用しない場合、直流電流 i_{dc} は出力周波数の2倍周波数で脈

動する。これは、脈動を吸収するために必要な容量値に対して、バッファキャパシタの容量が小さいためである。この結果、吸収しきれない脈動成分が直流電流に重畳する 100 Hz の脈動成分は、直流分に対して 127.1%となる。

図 11 に単相電力脈動補償適用時の波形を示す。脈動補償を適用した場合、PI 制御によって直流電流がほぼ一定値となる。従って、単相交流側で生成される脈動成分は、直流中間部のバッファキャパシタ電圧に重畳するため、バッファキャパシタ電圧はアクティブに脈動する。これらの結果を基に、提案する単相電力脈動補償法の有用性を確認するため、直流電流について高調波解析を行った。

図 12 に直流電流の高調波解析結果を示す。なお、高調波解析は出力周波数 50 Hz を基本波としている。解析結果より、提案する脈動補償方法を適用した結果、100Hz 成分は 3.23%まで低減される。このとき、脈動成分は補償適用後の直流成分を基準にしている。また、単相電力脈動補償適用前と比較すると、直流電流に重畳する脈動成分(100Hz)が 98.2%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法の有用性を確認した。

5. まとめ

本論文では、結合インダクタを用いて絶縁型 DC-単相 AC コンバータの昇圧動作と単相電力脈動補償動作を、追加のスイッチングデバイス無しに実現できる回路トポロジと、その制御法を提案した。本回路では、昇圧リアクトルを用いて単相電力脈動補償を行うため、脈動補償用のリアクトルを必要とせず、小容量のキャパシタを用いて脈動補償ができる。また、結合インダクタとフルブリッジインバータで構成される一次側において、出力電流制御と単相電力脈動補償を同時達成する制御方法を提案した。これにより、二次側は系統周波数に応じた正負反転動作のみとなるため、スイッチング損失の低減が期待できる。シミュレーションを用いた動作検証の結果より、単相電力脈動補償前と比べて 100 Hz 成分を直流分に対して 97.5%低減できることを確認した。以上のことから、提案回路における基本動作と脈動補償法の有用性を確認した。今後の課題として、実機による基本動作及び脈動補償効果の確認を行う。さらに、損失分離を行い、更なる高効率化を達成する手法の明確化があげられる。

文 献

[1] T. Babasaki, and other: "Developing of Higher Voltage Direct-Current Power-feeding Prototype System", Proc. 31st INTELEC 2009, (2009)

[2] K. Shiozaki, J. s. Lee, T. Nomura, B. Whitaker, A. Barkley, Z. Cole, B. Passmore, T. McNutt and A. B.Lostetter, "Design and Verification of High Frequency SiC On-board Vehicle Battery Charger for PHV/EV", SAE of Japan, pp. 25, March 2014

[3] T. Shimizu and S. Suzuki: "Control of a High-Efficiency PV Inverter with Power Decoupling Function", ICPE2011, pp. 1533-1539 (2011)

[4] 外山佳祐, 清水敏久: "パワーデカップリング機能を持つ高効率単相系統連系インバータとその制御法", 電気学会論文誌D (産業応用部門誌), Vol. 135, No. 2, pp. 147-154 (2015)

[5] H. Li, K. Zhang, H. Zhao, S. Fan, and J. Xiong, "Active power decoupling

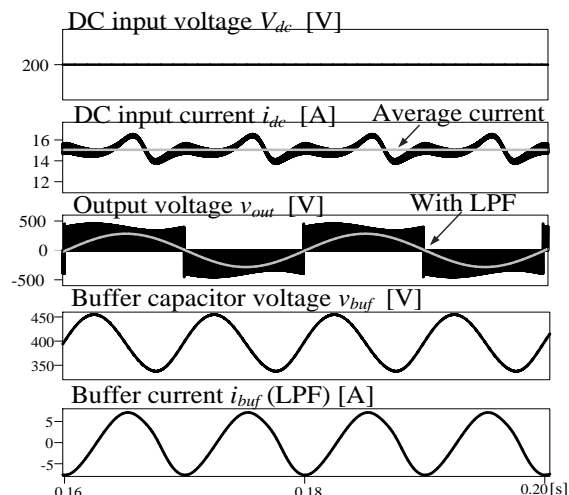


Figure 11. Waveforms with power decoupling in steady state. The DC current with the proposed power decoupling method do not have little harmonic component.

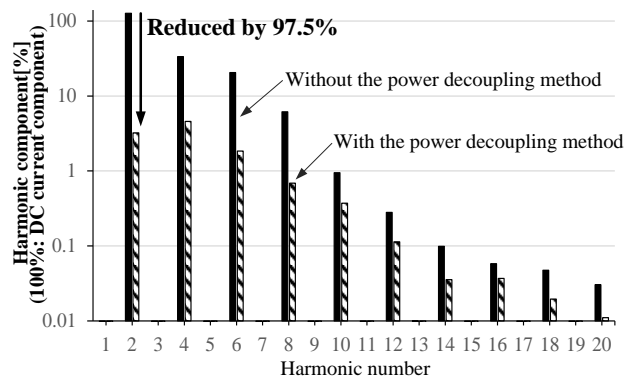


Figure 12. Harmonic analysis of the DC input current.

for high-power single-phase PWM rectifiers," IEEE Trans. Power Electron., Vol. 28, No. 3, pp. 1308-1319 (2013)

[6] X. Liu, Hui Li, Z. Wang: "A Fuel Cell Power Conditioning System With Low-Frequency Ripple-Free Input Current Using a Control-Oriented Power Pulsation Decoupling Strategy", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 29, No. 1, pp. 159-169 (2014)

[7] K. H. Chao, P. T. Cheng: "Power Decoupling Methods for single-phase three-poles AC/DC converters", Proc. ECCE2009, pp. 3742-3747 (2009)

[8] M. Saito; N. Matsui: "Modeling and control strategy for a single-phase PWM rectifier using a single-phase instantaneous active/reactive power theory", Proc. INTELEC '03. The 25th International, pp.573-578 (2003)

[9] 櫻庭友和, 伊東淳一: "電流不連続モードを応用した降圧形アクティブバッファ付き単相系統連系インバータの制御法", 平成 29 年電気学会全国大会, Vol. 4, No. 194, (2017)

[10] S. Park; Y. Song: "An interleaved half-bridge bidirectional dc-dc converter for energy storage system applications", Proc. ECCE Asia, pp.2029-2034 (2011)

[11] M.Ishigaki, and other: "Novel of Isolated Multi-Port Converter for Integrating Complex DC Power Systems", IEEJ Transactions on Industry Applications, Vol.134, No.10, pp.844-852 (2013)

[12] J. Itoh, F. Hayashi: "Ripple Current Reduction of a Fuel Cell for a Single-Phase Isolated Converter Using a DC Active Filter With a Center Tap", IEEE Trans. Power Electron., Vol. 25, No. 3, pp. 550-556 (2010)

[13] N.Takaoka, H.Takahashi, J. Itoh, G. T. Chiang, M.Sugai, T.Sugiyama: "Power Decoupling Method Comparison of PDM with of Isolated Single-phase Matrix Converters and using Center-tapped Transformer with PDM", 2015 ECCE, No.1217, pp. 141-148 (2015)

[14] N.Takaoka, J.Itoh: "Battery Energy Storage System with Isolated Single-phase Matrix Converter using Center-tapped Transformer for Power Decoupling Capability", 2015 ICRERA, pp. 1021-1026 (2015)