論文誌テンプレート^{消さないでください} Ver, 2013, 06, 18

論文

電流不連続モードで動作する昇圧形アクティブバッファを用いた 単相系統連系インバータ

L級会員 伊東 淳一*a) 正員 櫻庭 友和* 学生員 レ ホアイ ナム* 学生員 渡辺 大貴* 正員 日下 佳祐*

DC to Single-Phase AC Grid Connected Inverter

with Boost Type Active Buffer Circuit Operated in Discontinuous Current Mode

Jun-ichi Itoh^{*a)}, Senior Member, Tomokazu Sakuraba^{*}, Member, Hoai Nam Le^{*}, Student member, Hiroki Watanabe^{*}, Student member, Keisuke Kusaka^{*}, Member

(20XX 年●月●日受付, 20XX 年●月●日再受付)

A novel circuit topology for a single-phase inverter with a power decoupling capability operated in discontinuous current mode (DCM) is proposed in this paper. An inverter connected to a single-phase grid requires a power decoupling capability to compensate for a power ripple with twice the grid frequency. Bulky capacitors are used as DC-link capacitors in conventional systems. In contrast, the proposed circuit topology can use ceramic capacitors instead of electrolytic capacitors by reducing the required capacitance based on the active buffer concept. Moreover, this active buffer requires no additional inductor because it uses DCM for the power decoupling capability. In this paper, a control method for the active buffer circuit operated in DCM is introduced. An experimental verification of a 1-kW prototype shows that the proposed circuit reduces the input current ripple at twice the grid frequency by 96.8%, with a maximum efficiency of 95.2%. In addition, the Pareto optimization of power density and efficiency is used to clarify the maximum power density points. It is found that the maximum power density of the proposed circuit is 1.6 times higher than that of a conventional boost-type active buffer.

キーワード:単相系統連系インバータ,アクティブバッファ回路,電流不連続モード **Keywords**: Single-phase AC grid-connected inverter, Active buffer circuit, Discontinuous current mode

1. はじめに

近年,地球温暖化を背景に太陽光発電(以下, PV)の導入が 進められている。PV を単相系統に連系する場合,昇圧チョ ッパと系統連系インバータで構成されるパワーコンディシ ョナ(以下, PCS)が一般的に用いられる。ここで, PV の発電 電力は直流であるのに対し,単相系統は系統周波数の2倍 周波数で瞬時電力が脈動する。したがって,直流電力を一定 にするためには, PCS 内のキャパシタでこの瞬時電力脈動

a) Correspondence to: Jun-ichi Itoh. E-mail: itoh@vos.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, Japan を補償する必要がある。従来の PCS では,直流部に大容量 の電解コンデンサを接続して単相電力脈動を吸収するた め,変換器の短寿命化を招く⁽¹⁾⁻⁽²⁾。

そこで、電解コンデンサの代わりに小容量のエネルギー バッファで単相電力脈動を補償するアクティブバッファ方 式が検討されている⁽³⁾⁻⁽⁸⁾。本方式は、フィルムコンデンサや セラミックコンデンサを用いて瞬時電力脈動を補償可能な ため、電力変換器の長寿命化が期待できる。しかしながら、 アクティブバッファ方式には、コンデンサを充放電するた めの追加回路が必要となるため、システムの小型化と高効 率化の妨げとなる。特に、近年では DC-AC 変換器に対して 小型化の要求が強いため、追加の部品点数を削減する必要 がある⁽⁹⁾⁻⁽¹²⁾。その中でもバッファキャパシタの電圧を制御 するための追加のインダクタは電力変換器の大型化を招き やすい。さらに、単相連系インバータに並列に降圧チョッパ を接続して電力脈動を補償する方式では、キャパシタの電 圧が直流中間電圧によって制限されるため、キャパシタの 小容量化に限界がある⁽¹³⁾⁻⁽¹⁵⁾。

そこで、本論文では上記の問題を解決するために、追加の 磁気部品なしでバッファキャパシタを小容量化可能なアク ティブバッファ回路を提案する。提案回路では、昇圧チョッ パの電流不連続モードを用いてバッファキャパシタ電圧を 昇圧することから、DCM アクティブバッファと呼称する。 この回路ではキャパシタ電圧を直流中間電圧以上に昇圧で きることから、キャパシタの小容量化に有利である。本論文 では、まず第2章にて、従来回路と DCM アクティブバッフ アの回路構成について述べる。第3章では、DCM アクティ ブバッファで、単相電力脈動を補償する制御方式について 説明する。次に、第4章にて、回路パラメータの設計方法に ついて示す。そして、第5章にて、定格1kW の試作機によ る実機検証により有用性を確認する。最後に、パワー密度と 効率のパレートフロントを用いて、提案回路が高パワー密 度な回路方式であることを明らかにする。

2. DCM アクティブバッファ回路構成

〈2・1〉 従来回路の構成 図1にパッシブバッファを 用いた回路構成を示す。PVの出力電圧を昇圧チョッパで昇 圧したのち、単相インバータで系統連系する。しかしなが ら、パッシブ方式ではインバータ直流部に大容量の電解コ ンデンサを接続することから、システムの短寿命化を招く。

図 2 と図 3 に降圧形及び昇圧形の従来アクティブバッフ アを適用した PCS の回路構成をそれぞれ示す。従来アクテ ィブバッファ回路はインバータ直流部に降圧チョッパまた は昇圧チョッパとバッファキャパシタ Cbuf からなるパワー デカップリング回路を接続する。昇圧形アクティブバッフ アは、バッファキャパシタ電圧を直流中間電圧以上に制御 可能であることから、降圧形アクティブバッファに比べて 小容量のキャパシタで電力脈動を補償することができる。 これにより、小型なフィルムコンデンサやセラミックコン デンサを適用することが可能となるため、長寿命化が期待 できる。しかし、従来のアクティブバッファではキャパシタ の電圧を制御するための追加の昇圧リアクトル Lbuf が必要 なため、システムが大型化する。

〈2・2〉 DCM アクティブバッファ回路の構成 図4に 提案する DCM アクティブバッファ回路を示す。本回路は、 昇圧チョッパのリアクトルに流れる電流を用いて直流中間 電圧とバッファキャパシタ電圧の制御を行うため、追加の インダクタなしにパワーデカップリングが可能となる。

図 4 の回路構成においては、昇圧チョッパが電流連続モ ード(CCM)で動作した場合、昇圧リアクトルに流れる電流が 一方向であるため、アクティブバッファの電流経路はキャ パシタに流入する経路のみである。この結果、バッファキャ パシタが電荷を放電できない。そこで、本論文では昇圧チョ ッパの電流不連続モード(DCM)を用いることで、昇圧リアク



Fig. 1. DC to single-phase AC converter with passive buffer.













トルの電流を正負に制御し,バッファキャパシタの充放電 期間を実現する。さらに DCM のゼロ電流期間を利用するこ とで,一つの昇圧リアクトルで直流中間電圧とバッファキ ャパシタ電圧を制御する。

3. 制御方式

(3・1) 電力脈動補償の原理 図5に入力電力 pinと出 力瞬時電力 pout, アクティブバッファの補償電力 pbufの関係 を示す。出力瞬時電力は,出力電圧と出力電流が正弦波で負 荷力率1とすると(1)式となる。

ここで、*V_mと I_m*はそれぞれ単相系統の電圧最大値と電流最 大値, *a_{but}*は系統の角周波数である。(1)式より,単相瞬時電 力は系統周波数の 2 倍の周波数で脈動することがわかる。 入力電力 *p_{in}*を一定にするために,(1)式の第2項の脈動成分 をアクティブバッファで補償する。そこで、アクティブバッ ファの瞬時電力 *p_{buf}* が(2)式となるよう制御する。これによ り、入力電力は、アクティブバッファで電力脈動を補償した 結果,(1)式の第1項と一致し、一定値に制御できる。

$$p_{buf} = \frac{V_m I_m}{2} \cos 2\omega_{out} t \dots (2).$$

ここで,(2)式より,アクティブバッファは,エネルギーの充 放電動作のみを行うため,キャパシタとしての所望の動作 が実現できる。

〈3·2〉 DCM アクティブバッファ回路の動作原理

図6にDCM アクティブバッファ回路の動作モード,図7 にDCM の昇圧リアクトルの電流波形を示す。本回路は,4 つの動作モードを達成するように S1~S4をスイッチングす る。まず,Mode1と Mode2 により通常の昇圧チョッパ動作 を行う。次に Mode3と Mode4 によりパワーデカップリング 動作を行う。ここで,両電圧制御の干渉を避けるために Mode2と Mode3の間で電流ゼロ期間を設ける。バッファキ ャパシタ電圧が直流中間電圧よりも低い場合,S2とS4の還 流ダイオードが導通し,バッファキャパシタと直流中間の キャパシタが短絡する。したがって,バッファキャパシタの 電圧は直流中間電圧よりも常に高く制御する必要がある。

バッファキャパシタは、Mode3 から Mode4 の順でスイッ チングすることで昇圧リアクトルの電流を正方向に流し、 電荷を充電する。逆に、Mode4 から Mode3 の順でスイッチ ングし、昇圧リアクトルに負方向の電流を流すことでバッ ファキャパシタの電荷を放電する。以上より、本回路は追加 の磁気部品なしで電力脈動補償が可能である。

〈3・3〉 制御ブロック 図8に DCM アクティブバッファの制御ブロックを示す。提案制御は、昇圧リアクトル電流制御をマイナーループとし、直流中間電圧制御とバッファキャパシタ電圧制御で構成される。筆者らは、DCM における昇圧チョッパのリアクトル電流平均値をキャリアピーク時点でのサンプリング結果と計算により求める手法を提案し、電流制御系の目標値応答が CCM における電流制御系と一致することを確認している⁽¹⁶⁾。この手法を用いて本制御系でも、昇圧リアクトルの電流制御を CCM の電流制御系と同様に設計できる。1キャリア周期内に電流ゼロ期間を設けることで、直流中間電圧制御とバッファキャパシタ電圧制御に必要な電流をそれぞれ、一つの昇圧リアクトルで制御する。以下に各制御の詳細を示す。

(1) 昇圧リアクトルの電流制御





Fig. 7. Boost inductor current waveform in DCM.

図7における昇圧リアクトルの平均電流 iL_aveは、直流中間電圧を制御する電流平均値 iL_ave_dc とバッファキャパシタ電圧を制御する電流平均値 iL_ave_bufの和となる。すなわち、

ここで各動作モードに対するデューティを di~d4 と定義する。単相電力脈動補償制御を適用しない場合,(1)式の出力電

カと入力電力は等しいことから,昇圧チョッパにおける直 流中間電圧を制御する電流平均値は,

$$i_{L_{ave}_{dc}} = \frac{i_{peak}}{2} (d_1 + d_2) = \frac{P}{V_{in}} [1 - \cos(2\omega_{out}t)] \dots (4),$$

ここで、Pは定格電力、Vin は入力電圧、ipeak は直流中間の電 圧制御における昇圧リアクトルの電流ピーク値である。し たがって、単相電力脈動補償制御を適用しない場合、入力平 均電流は系統周波数の2倍周波数で脈動する。そこで、入力 電流の平均値を一定とするために、バッファキャパシタの 電圧を系統周波数の2倍周波数で振動させ、脈動を吸収す る。(3)式と(4)式の関係から、バッファキャパシタの電圧を 制御する電流平均値を(5)式で制御する。この結果、(3)式の iLave を一定値に制御できる。

$$i_{L_ave_buf} = \frac{i'_{peak}}{2} (d_3 + d_4) = \frac{P}{V_{in}} \cos(2\omega_{out}t) \dots (5).$$

ここで,*i*_{peak}はバッファキャパシタの電圧制御における昇圧 リアクトルの電流ピーク値である。

(2) 直流中間電圧制御

図8において、直流中間電圧指令値vde*は系統電圧最大値 よりも常に高く設定する。また、直流中間電圧の変動はイン バータ出力電流 THDを悪化させるため、常に一定値の直流 となるように制御する。そこで、まずは、系統電圧voutとイ ンバータ出力電流 iout を検出し、乗算することでインバータ 出力電力を計算する。次に、検出した直流中間電圧でインバ ータ出力電力を除算した値を、電圧制御の PI 制御器出力部 にフィードフォワードする。これにより、系統周波数の2倍 周波数の外乱を補償する。直流中間に接続したキャパシタ は、インバータのスイッチング周波数成分のみを吸収する ため、小容量のキャパシタを適用する。この結果、直流中間 電圧を一定に制御できる。

(3) バッファキャパシタの電圧制御

バッファキャパシタの電圧 vbuf は、単相電力脈動を補償す るために系統周波数の2倍周波数で振動させる。ここで、電 圧指令値にはキャパシタ電圧の平均値のみを与える。そし て、電流指令値に充放電電流指令値 i^{*}bufをフィードフォワー ドすることで、バッファキャパシタの充放電電力を制御す る。これにより、電圧制御系は直流成分に対してのみ PI 制 御器で制御すればよいため、制御の広帯域化が不要になる。 充放電電流指令値 i^{*}buf は、昇圧リアクトル電流が(5)式とな るように、(6)式で与える。最後に、図7の動作モードの順 番を実現するために、生成したデューティ d1~d4 から、のこ ぎり波キャリアと比較して、ゲート信号 S1~S4 を作成する。

$$i_{buf}^* = \frac{P}{v_{buf}} \cos(2\omega_{out}t) \qquad (6).$$

4. DCM アクティブバッファ回路設計

〈4·1〉 昇圧リアクトル設計 図 7 において,各動作

DC-link capacitor voltage control



Fig. 8. Control block for DC link voltage and buffer voltage.

モードのデューティの和が1より大きくなる場合,2つの電 圧制御が干渉する。そこで,入力電圧と電力の変動を考慮し た場合においても,

 $d_1 + d_2 + d_3 + d_4 \le 1$ (7),

の条件を満たす必要がある。(7)式の和が1となった場合, DCM アクティブバッファ回路は臨界モードで動作する。臨 界モードでは入力電流リプルが最小となり,半導体素子の 導通損失が最小となるため,昇圧リアクトルを定格電力時 に臨界モードで動作するように設計する。臨界モードとな るインダクタンス値は,(4)式と(5)式,昇圧リアクトルの電 圧と電流の傾きの関係から(8)式となる。

ここで, f_{sw}はスイッチング周波数, α_{bd}は直流中間電圧に対 するバッファキャパシタの平均電圧の昇圧比, α_{di}は入力電 圧に対する直流中間電圧の昇圧比である。

〈4.2〉 バッファキャパシタ設計 本回路では、1キャリア周期内で直流中間電圧とバッファキャパシタの電圧を 制御するため、両電圧の昇圧可能な範囲が制限される。(7)式より、直流中間電圧とバッファキャパシタ電圧の条件式は (9)式となる。

$$v_{buf_ave} > \frac{\beta}{\beta - 1} \frac{1}{\alpha_{di}} v_{dc} \dots (9).$$

ここで,

であり, αzz は定格負荷時の昇圧チョッパの入力インピーダ ンスに対する昇圧リアクトルのインピーダンスの比であ る。したがって,定格電力とバッファキャパシタの電圧の関 係より,バッファキャパシタの静電容量は,

ここで、*Δvc*はバッファキャパシタの変動電圧幅である。

5. 実機検証

DCM アクティブバッファの有用性を確認するために、実 機による動作検証を行った。表 1 に実機のパラメータを示 す。ここで、キャパシタ Cbuf, Cfにはセラミックコンデンサ を使用し、静電容量と耐電圧の条件を満たすように直並列 数を決定した。表1において, 3Sは3直列, 6Pは6並列を 意味する。また、DCM を用いた電流制御系の周波数応答ゲ インが、数十 kHz 帯において一定となることを利用して、 電流制御をオープンループで実験を行った⁽¹⁷⁾。図9に DCM アクティブバッファによる動作波形を示す。図9の波形は 上からそれぞれ,昇圧リアクトルに流れる電流,カットオフ 周波数 2kHz のフィルタを通過後の昇圧リアクトル電流(入 力電流),バッファキャパシタの電圧,インバータ出力電流 である。図 9(a)より,単相電力脈動補償制御を行わない場合, フィルタ通過後の入力電流はインバータ出力電流の 2 倍周 波数で脈動していることがわかる。一方,図9(b)より,提案 制御を適用することで、バッファキャパシタの電圧がイン バータ出力電流の2倍周波数で振動する。これにより,バッ ファキャパシタが電力脈動を吸収することで、入力電流の 脈動が低減できていることを確認した。 また, 提案制御を適 用した場合でも, DC リンク電圧を一定に制御できているこ と確認したため、アクティブバッファの動作により電力脈 動を低減できていることを確認した。

図 10(a)にバッファキャパシタの充電モード時,図 10(b)に 放電モード時の拡大波形を示す。図 10(b)より,バッファキ ャパシタの放電により昇圧リアクトル電流には負の期間が 生じることがわかる。このように、単相電力脈動に対してバ ッファキャパシタが充放電を行うことでリアクトル電流の 脈動が低減されていることを確認した。さらに、電流ゼロ期

Rated power	Р	1 kW	
Input voltage	Vin	150 V	
DC-link voltage	<i>v_{dc}</i> 300 V		
Buffer capacitor	v _{buf_ave}	600 V	
voltage	Δv_c	100 V	
Switching frequency	f_{sw} DC-DC converter : 20 kHz Inverter : 10 kHz		
Conscitance	C_{buf}	54 µF (27 µF, 3S6P), Ceramic	
Capacitance	C_{f}	54 µF (27 µF, 2P), Ceramic	
Inductorice	$\begin{array}{c c} \hline & & \\ \hline \hline & & \\ \hline & & \\ \hline & & \\ \hline \hline & & \\ \hline \hline \\ \hline & & \\ \hline \hline & & \\ \hline \hline \\ \hline \hline \\ \hline \\$	56.5 μH, Ferrite core	
multitance		1.6 mH (%Z=1.5%)	
Switching device	$S_1 \sim S_4$	SiC-MOSFET Rohm, SCH2080KE (S1 : 3P, S3 : 2P, S4 : 2P)	
	$S_{up} \sim S_{wn}$	IGBT Fuji electric, FGW30N60VD	

Table 1. Circuit parameters of 1-kW prototype.









Fig. 10. Enlarged operation waveforms when power decoupling control is applied.

間により直流中間電圧制御とバッファキャパシタ電圧制御 を非干渉化することにより,直流中間電圧を一定値に制御 できることを確認した。図10において,ゼロ電流期間中に 振動が発生しているが,これは昇圧リアクトルとスイッチ ング素子の寄生容量による共振現象が原因であるため,ア クティブバッファの動作には影響しない⁽¹⁸⁾。

図11に昇圧リアクトル電流の高調波解析結果を示す。本 結果では、電力脈動補償制御を適用しない場合の2次成分 (100 Hz)を100%として各周波数成分を比較している。電力 脈動補償制御を適用することにより、昇圧リアクトル電流 の2次成分を96.8%低減可能であることが確認した。ここ で、4次以上の高調波成分が増加しているが、10%以下と非 常に小さいため問題ない。また、直流中間電圧の2次成分に 関しても、単相電力脈動補償制御の有無に関わらず、直流成 分に対して1%以下で制御できていることを確認した。以上 より、DCM アクティブバッファ回路における単相電力脈動 の有用性を確認した。

図 12 にインバータの損失を含む提案回路の効率特性を示 す。スイッチング周波数は, DC-DC 変換部が 20 kHz, DC-AC 変換部が 10 kHz である。図 12 より, 測定を行った定格 電力の 15%から定格電力までの領域において, 変換効率が 93%以上となることを確認した。また,最高効率は出力電力 600 W にて 95.2% である。

6. DCM アクティブバッファのパワー密度評価

本章では, DCM アクティブバッファのパワー密度が最大 となる最適動作点を明確化する設計法について示す。そし て,パワー密度と効率について,パッシブ方式および従来の アクティブバッファと比較を行う。

図 13 に, DCM アクティブバッファの設計フローチャー トを示す。初めにバッファキャパシタの平均電圧と電圧変 動幅を決定し, (11)式よりバッファキャパシタの静電容量を 計算する。キャパシタの体積は,既製品のセラミックキャパ シタの体積を用いて評価する。次に、バッファキャパシタの 最大電圧よりスイッチング素子を決定する。 本論文では, 耐 電圧 1200 V の SiC-MOSFET を適用することを想定し、サー ジ電圧による破壊を防ぐために最大電圧を 800 V 以下で設 計する。次に、(8)式より昇圧リアクトルのインダクタンスを 計算する。本論文では、入力電圧を150V一定として、計算 する。リアクトルの体積は Area Product による設計法で評価 する(19)。続いて、半導体素子の導通損失とスイッチング損失 からヒートシンクの熱抵抗を計算し、ヒートシンクの体積 を計算する。そして, 部品の総合体積と半導体素子の損失か らパワー密度とアクティブバッファの損失を含むDC-DCコ ンバータの効率を計算する。最後に、スイッチング周波数を 変化させてパレートフロントを作成する。これにより, パワ 一密度が最大となる最適動作点を明確にできる。

従来のアクティブバッファ回路についても同様のフロー チャートを用いて,パレートフロントを作成し,最大パワー 密度点を導出可能である。ただし,昇圧リアクトルのインダ





Fig. 12. Measured efficiency with respect to output power.

クタンスは、電流リプルの大きさより決定し、リプル率を 30%で設計した。

〈6・1〉冷却装置体積 スイッチング素子を冷却するために必要なヒートシンクの設計方法について説明する。本論文では単位体積あたりの冷却性能を示す CSPI(Cooling System Performance Index)を用いてヒートシンク体積を評価する⁽²⁰⁾。CSPI は単位体積当たりの熱抵抗の逆数で,この値が大きいほど冷却性能が高いことを意味する。CSPI は自然空冷では 1~4,強制空冷では 5~10 程度である。しかし,ファンなどを用いた強制空冷方式では,ファンの寿命によりシステム全体の寿命が制限される。そこで本論文では,自然空冷による冷却を想定して CSPI=3 で検討する。CSPI を用いてヒートシンク体積は(12)式で表される⁽²⁰⁾。

ここで $R_{th(f-a)}$ はヒートシンクの必要熱抵抗であり、温度上昇 と半導体素子の損失 P_{loss} より(13)式で表される。

ここで、 T_j は半導体素子のジャンクション温度、 T_a は冷却装置の周囲温度、 $R_{th(j-c)}$ はジャンクションとケース間の熱抵抗、 $R_{th(c-f)}$ はケースとヒートシンク間の熱抵抗である。また、半導体素子で発生する損失 P_{loss} は、導通損失 P_{loss_cond} とスイッチング損失 P_{loss_sw} より、

$$P_{loss} = P_{loss_cond} + P_{loss_sw}$$
(14),

で表される。ここで、導通損失は、(4)式と(5)式から導出される昇圧リアクトルの電流および各ディーティから、

$$P_{loss_cond} = \frac{r_{on}}{3T_{out}} \left[\int_{0}^{T_{out}} i_{peak}^{2} (d_{1} + d_{2}) dt + \int_{0}^{T_{out}} i_{peak}^{\prime 2} (d_{3} + d_{4}) dt \right]$$

(15), で計算する。ここで,*Tout*は単相系統の周期,*ron*は半導体 素子のオン抵抗である。図 14 に DCM アクティブバッファ における,スイッチング損失の発生原理を示す。スイッチ ング損失は、ターンオン損失とターンオフ損失、リカバリ 損失,そして寄生容量により発生する損失の合計となる。 提案回路では,それぞれの電圧制御の間で電流ゼロ期間が 存在するため、ゼロ電流スイッチングによりターンオン損 失とリカバリ損失が発生しない。ターンオフ損失は、デッ ドタイム後,電流ピーク付近で発生するため、

$$P_{sw_{-}off_{-}dc} = \frac{e_{off}}{E_{dcd}I_{md}} f_{sw} \frac{1}{T_{out}} \int_{0}^{T_{out}} v_{dc} i_{peak} dt \dots (16).$$

$$P_{sw_off_buf} = \frac{e_{off}}{E_{dcd}I_{md}} f_{sw} \frac{1}{T_{out}} \int_0^{T_{out}} v_{buf} i'_{peak} dt \dots (17),$$

で計算する。ここで、 E_{dcd} 及び I_{md} はデータシート上のター ンオン損失とターンオフ損失の測定条件時の電圧と電流、 e_{off} はスイッチング1回のターンオフ損失である。さらに、 S₁とS₂がON状態となるときに、寄生容量に蓄積されたエ ネルギーが放電され、損失が発生する。図14に示すよう に、S₂の寄生容量による損失は、バッファキャパシタの放 電モードでのみ発生する。一方で、S₁の寄生容量による損 失は、直流中間電圧制御とバッファキャパシタの充電モー ドで発生する。したがって、S1とS2のそれぞれの寄生容 量 C_{ds} で発生する損失は以下の式で計算される。



〈6・2〉昇圧リアクトル体積 昇圧リアクトルの体積 は、既製品を基にコアの窓面積と断面積の積によりコアを 選定する Area Product による設計法を用いて評価する⁽¹⁹⁾。

ここで, I_{max} はリアクトルの最大電流, K_v はコア形状定数, K_u は窓の占積率, B_{max} はコア最大磁束密度, Jは巻線の電流 密度である。本論文では, ファインメットコアを想定し, B_{max} =1.2Tとして計算する。また, 既製品のリアクトルを基 に, 提案回路のリアクトル体積を K_v =48.3, K_u =0.7, J=4 A/mm²



Fig. 13. Designing flow for active buffer circuit.







(b) Buffer capacitor in discharge mode. Fig. 14. Boost inductor current in DCM active buffer circuit.

として計算した。

〈6・3〉 最大パワー密度点における各トポロジーの比較

表2に選定した部品を示す。また、図15に、定格電力を 3 kW と想定した、単相電力脈動補償機能を含む DC-DC コ ンバータのパワー密度と変換効率の関係を示す。今回は、ス イッチング周波数をパラメータとして、スイッチング周波 数が1 kHz から10 kHz までの領域では1 kHz 刻み、10 kHz から100 kHz の領域においては5 kHz 刻みで変化させた場 合のパレートフロントを用いて評価を行う。パレートフロ ントカーブにおいて、ヒートシンクの体積は変換器損失に より依存するが、リアクトルの体積はエリアプロダクトに

Circuit	Part	Marking	Maximum rating
Passive	C_{dc}	Nippon Chemi-Con	450 V, 1.0 Arms
buffer		EKMZ451VSN181MP30S	180 μF
		Murata Manufacturing EVS20329S2G306MS09	400 V 30 μF
$\begin{array}{c} \text{Boost} \\ \text{type} \\ \text{active} \\ \text{buffer} \\ \end{array} \begin{array}{c} C_f \\ S_{b1} \\ S_{b2} \end{array}$	C _f	Murata Manufacturing KC355WD72E225MH01	450 V 1 μF
	$\begin{array}{c} S_{b1} \\ S_{b2} \end{array}$	ROHM SiC-MOSFET, SCH2080KE	1200 V 40 A
Buck	$\begin{array}{c} S_{b1} \\ S_{b2} \end{array}$	ROHM	650 V
type		SiC-MOSFET, SCT2120AF	29 A
Boost	$egin{array}{c} \mathbf{S}_1 \ \mathbf{S}_2 \end{array}$	ROHM	650 V
chopper		SiC-MOSFET, SCT2120AF	29 A
Proposed	S_1	CREE	1200 V
circuit	- S_4	SiC-MOSFET,C2M0025120D	60 A

Table 2. Selected components for 3 kW system.



Fig. 15. Pareto-front of DC-DC conversion stage with power decoupling capability.







Fig. 17. Loss distribution at maximum power density point.

より算定しているので、リアクトル損失には直接依存しな い。その結果、リアクトル損失を考慮しなくても、最大パワ 一密度点は変わらない。このため、パレートフロントでは、 リアクトルの損失を考慮しなくても最大パワー密度点を明 確にできる。

パッシブ方式および従来アクティブバッファのDC-DC変 換回路は、一般的な昇圧チョッパを想定している。昇圧チョ ッパにおける、昇圧リアクトルの電流リプルは定格入力電 流に対して 30%で設定し、スイッチング周波数はアクティ ブバッファと同じとして評価を行う。図 15 において、スイ ッチング周波数を増加させることでリアクトル体積を低減 できるため、パワー密度が増加する。しかしながら、スイッ チング損失が増大するため、ヒートシンクの体積増加との トレードオフにより、最大パワー密度点に達した後、パワー 密度が低下する。

図 15 より, パッシブ方式では, スイッチング周波数が 65 kHz にときに, 最大パワー密度 5.8 kW/dm³, 変換効率 98.6% となる。また, 従来の昇圧形アクティブバッファでは, スイ ッチング周波数 45 kHz のときに最大パワー密度 4.7 kW/dm³ となり, パッシブ方式のパワー密度の 81.4% である。一方で, DCM アクティブバッファにおいて, スイッチング周波数が 40 kHz の時に, パワー密度が最大 7.5 kW/dm³ となる。従っ て, DCM アクティブバッファ回路は, パッシブ方式及び従 来の昇圧形アクティブバッファに対して, それぞれ 1.3 倍と 1.6 倍の高パワー密度設計が可能である。

図16に、各回路方式の最大パワー密度点の部品体積の割 合を示す。図16では、パッシブ方式の体積を100%として、 他の回路方式の部品体積を基準化している。DCM アクティ ブバッファでは、アクティブバッファに追加のリアクトル を必要としないため、従来の昇圧形アクティブバッファの2 つの昇圧リアクトルの体積に比べて、体積を51.0%低減でき る。この結果、DCM アクティブバッファの全体体積は、従 来の昇圧形アクティブバッファの体積の63.1%となる。

図17に、最大パワー密度点における半導体素子及びキャ パシタの損失の割合を示す。図17は、パッシブ方式の全体 損失を100%として、他の回路方式の損失を基準化した。図 17より, DCM アクティブバッファの全体の損失は, パッシ ブ方式に対して120%となり、このうち、半導体素子の導通 損失の割合が70.2%を占める。これは、昇圧チョッパが電流 不連続モードで動作することにより、昇圧リアクトルの電 流実効値が電流連続モードと比べて増加するためである。 また, DCM アクティブバッファの最大パワー密度点におい て,昇圧リアクトルの体積とインダクタンスはそれぞれ0.14 dm³ と 9.2 μH となる。ここで、ファインメットコアのコア ギャップを1.6mmとすると、リアクトルの巻数は6回とな り、リアクトルの銅損は、表皮効果による影響のみを考慮し た場合,5.6Wとなる。また、実機での結果とは完全には一 致しないが, リアクトルの鉄損を正弦波励磁データをもと に計算した場合, 6.5 W となる。これらの損失は変換器損失 に対して約10%となる(21)。

7. おわりに

本論文では、DCM で動作する昇圧形アクティブバッファ の制御法を提案し、実機による動作検証を行った。提案回路 はインバータ直流部に大容量の電解コンデンサを必要とし ないため、長寿命化が期待できる。また、DCM アクティブ バッファでは、昇圧チョッパの電流不連続モードを用いて バッファキャパシタの充放電期間を設ける。これにより、昇 圧チョッパの昇圧リアクトルを用いてバッファキャパシタ の電圧制御を行うため、従来のアクティブバッファと比較 して追加の磁気部品を必要としない。

実験結果及び効率とパワー密度のパレートフロントを用 いた理論計算より,以下の結論を得た。

(1) 定格 1 kW の実機実験にて,単相電力脈動補償制御を 適用することにより,小容量キャパシタを用いて昇圧リア クトル電流の 2 次成分(100 Hz)を 96.8%低減可能である。

(2) 単相電力脈動補償制御に関わらず,直流中間電圧の2 次成分を直流成分に対して1%以下で制御可能である。

(3)3kW システムを想定して,パワー密度と効率について パレートフロントを作成し,DCM アクティブバッファにつ いて評価を行った結果,従来の昇圧形アクティブバッファ の最大パワー密度と比較して 1.6 倍のパワー密度となるこ とを確認した。また,パッシブ方式の最大パワー密度と比較 してもパワー密度が 1.3 倍となることを確認した。

文 献

- J. L. Stevens, J. S. Shaffer, J. T. Vandenham : "The Service Life of Large Aluminum Electrolytic Capacitors: Effects of Construction and Application", IEEE Trans. On Power Electronics, Vol. 38, No. 5, pp. 1441-1446 (2002)
- (2) Yi Tang, Frede Blaabjerg, Poh Chiang Loh, Chi Jin, Peng Wang : "Decoupling of Fluctuating Power in Single-Phase Systems Through a Symmetrical Half-Bridge Circuit", IEEE Trans. On Power Electronics, Vol. 30, No. 4, pp. 1855-1865 (2015)
- (3) Y. Sun, Y. Liu, M. Su, W. Xiong, J. Yang : "Review of Active Power Decoupling Topologies in Single-Phase Systems", IEEE Trans. On Power Electronics, Vol. 31, No. 7, pp. 4778-4794 (2016)
- (4) "H. Hu, S. Harb, N. Kutkut, I. Batarseh, Z. J. Shen : ""Power Decoupling Techniques for Micro-inverters in PV Systems-a Review"", Energy Conversion Congress and Exposition 2010, pp. 3235-3240 (2010)"
- (5) S. Yamaguchi, T. Shimizu : "Single-phase Power Conditioner with a Buckboost-type Power Decoupling Circuit", IEEJ Journal of Industry Applications, Vol. 5, No. 3, pp. 191-198 (2016)
- (6) S. Qin, Y. Lei, C. Barth, W.C. Liu, R. C. N. Pilawa-Podgurski : "A High Power Density Series-Stacked Energy Buffer for Power Pulsation Decoupling in Single-Phase Converter", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. PP, No. 99, pp. 1-20 (2016)
- (7) A. Tokumasu, K. Shirakawa, H. Taki, K. Wada : "AC/DC Converter Based on Instantaneous Power Balance Control for Reducing DC-Link Capacitance", IEEJ Journal of Industry Applications, Vol. 4, No. 6, pp. 745-751 (2015)
- (8) D. Neumayr, D. Bortis, J. W. Kolar, M. Koini, J. Konrad : "Comprehensive Large-Signal Performance Analysis of Ceramic Capacitors for Power Pulsation Buffers", COMPEL2016, No. P-82 (2016)
- (9) C. Zhao, B. Trento, L. Jiang, E. A. Jones, B. Liu : "Design and Implementation of a GaN-Based, 100-kHz, 102-W/in3 Single-Phase Inverter", IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, Vol. 4, No. 3, pp. 824-840 (2016)
- (10) S. Qin, Y. Lei, C. Barth, W.C. Liu, R. C. N. Pilawa-Podgurski : "A High Power Density Series-Stacked Energy Buffer for Power Pulsation Decoupling in

Single-Phase Converter", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. PP, No. 99, pp. 1-20 (2016)

- (11) X. Zhao, L. Zhang, R. Born, J. -S. Lai : "Solution of Input Double-Line Frequency Ripple Rejection for High-Efficiency High-Power Density String Inverter in Photovoltaic Application", APEC2016, pp. 1148-1154 (2016)
- (12) D. Bortis, D. Neumayr, J. W. Kolar : "ηρ -Pareto Optimization and Comparative Evaluation of Inverter Concepts considered for the GOOGLE Little Box Challenge", COMPEL2016, No. O8-1 (2016)
- (13) R. Wang, F. Wang, D. Boroyevich, R. Burgos, R. Lai : "A High Power Density Single-Phase PWM Rectifier With Active Ripple Energy Storage", IEEE Trans. On Power Electronics, Vol. 26, No. 5, pp. 1430-1443 (2011)
- (14) M. Zehelein, S. Moench, M. S. Costa, A. Barner, J. Roth-Stielow : "Control Strategy for a Parallel Active Buffer Circuit in a Single-Phase-Inverter", 18th European Conference on Power Electronics and Applications, No. DS2f-159 (2016)
- (15) S. Qin, Y. Lei, C. Barth, W. Liu, R. C. N. Pilawa-Podgurski : "A High-Efficiency High Energy Density Buffer Architecture for Power Pulsation Decoupling in Grid-Interfaced Converters", IEEE ECCE 2015, pp. 149-157 (2015)
- (16) H. N. Le, K. Orikawa, J. Itoh: "Circuit-Parameter-Independent Nonlinearity Compensation for Boost Converter Operated in Discontinuous Current Mode", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 64, No. 2, pp. 1157-1166 (2017)
- (17) H. N. Le, K. Orikawa, J. Itoh: "Zero-Voltage Switching for Bidirectional Buck/Boost Converter using Hybrid Discontinuous Current Mode", IEEE Workshop on Control and Modeling for Power Electronics, No. P-41 (2016)
- (18) C. Marxgut, F. Krismer, D. Bortis, J. W. Kolar : "Ultraflat Interleaved Triangular Current Mode(TCM) Single-Phase PFC Rectifier", IEEE Trans. On Power Electronics, Vol. 29, No. 2, pp. 873-882 (2014)
- Wm. T. Mclyman : "Transformer and inductor design handbook", Marcel Dekker Inc., (2004)
- (20) Uwe DROFENIK, Gerold LAIMER, Johann W. KOLAR : "Theoretical Converter Power Density Limits for Forced Convection Cooling", Proceedings of the International PCIM Europe Conference, pp. 608-619 (2005)
- (21) H. Matsumori, T. Shimizu, X. Wang, F. Blaabjerg : "A Practical Core Loss Model for Filter Inductors of Power Electronics Converters", IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, Vol. PP, No. 99 (2017)



(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),受賞。 IEEE Senior member,自動車技術会会員。





(正員) 1992年11月7日生まれ。2017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,日本メルセン(株)入社。主 に電力変換回路に関する研究に従事。



レ ホアイ ナム (学生員) 1991 年 1 月 20 日生まれ。2016 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,同大学大学院博士後期課程 に進学。現在に至る。主に電力変換器に関する 研究に従事。

渡辺大貴



(学生員) 1989年11月23日生まれ。2013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,同大学大学院博士後期課程 に進学。現在に至る。主に電力変換器に関する 研究に従事。





(正員) 1989年2月3日生まれ。2013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,同大学大学院博士後期課程エ ネルギー・環境工学専攻入学。2015年12月か ら 2016 年 6 月まで Swiss Federal Institute of Technology in Lausanne (EPFL)に Trainee として 所属。同年3月,長岡技術科学大学大学院博士 後期課程修了。博士(工学)。2016年4月より

長岡技術科学大学 産学官連携研究員。現在に至る。主に非接触給 電システム,太陽光発電向け電力変換回路の研究に従事。IEEE member, 自動車技術会会員。