

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の実機検証

学生員 櫻庭 友和 学生員 レ ホアイ ナム 上級会員 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

Experimental Verification of DC to Single-phase AC grid-connected inverter with Boost Type Active Buffer Circuit Operated in Discontinuous Current Mode

Tomokazu Sakuraba, Student member, Hoai Nam Le, Student member,
Jun-ichi Itoh, Senior member (Nagaoka University of Technology)

A circuit configuration for a single-phase inverter with a power decoupling capability operated in discontinuous current mode (DCM) is proposed in this paper. The inverter connected to a single-phase grid requires the power decoupling capability to compensate a power ripple with twice the grid frequency. Bulky capacitors are used as a DC-link capacitor in a conventional system. On the other hand, the proposed active buffer, which operates without an additional inductor for a buffer circuit, uses ceramic capacitors instead of an electrolysis capacitor. In this paper, a control method for the power decoupling circuit operated in DCM is introduced. In addition, the validity of the proposed circuit is experimentally demonstrated by a 600-W prototype. As an experimental result, the input current ripple at twice the grid frequency is suppressed from 80.3% to 2.0%.

キーワード：PV インバータ，単相電力脈動補償，電流不連続モード

Keywords：PV inverter, Power pulsation compensation, 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，昇圧チョップ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が必要となり，変換器の短寿命化を招く。

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パワーデカップリング方式が検討されている⁽¹⁻³⁾。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，アクティブパワーデカップリング方式には，コンデンサを充放電するための追加回路が必要となる。特に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小型化や高効率化の妨げとなる。さらに，連系インバータに並列に降圧チョップを接続して電力脈動を補償する方式では，バッファキャパシタの電圧が DC リンク電圧によって制限されるため，バッファキャパシタの小容量化に限界がある⁽⁴⁻⁵⁾。

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パワーデカップリング回路を提案する。昇圧チョップ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 DCM アクティブバッファ回路を提案する。この回路ではキャパシタ電圧を電源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。実機検証にて，DCM アクティブバッファ回路の有用性を確認したので報告する。

2. DCM アクティブバッファ回路

〈2-1〉 従来回路の構成

図 1 に従来の昇圧形アクティブパワーデカップリングを適用した PCS の回路構成を示す。本回路はインバータ直流部に昇圧チョップとバッファキャパシタ C_{buf} からなるパワーデカップリング回路を接続する。バッファキャパシタの電圧をアクティブに変動させることにより，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，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，本回路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 L_{buf} が必要のため，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 2 に DCM アクティブバッファ回路を示す。本回路は，昇圧チョップのリアクトルを用いて DC リンク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。

DCM アクティブバッファ回路では，昇圧チョップが電流連続モード(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，バッファキャパシタが電荷を放電できない。そこで昇圧チョップの電流不連続モード(DCM)を用いて，昇圧リアクトルの電流を正負に制御することで，バッファキャパシタの充放電期間を設ける。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 DC リンク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〉 単相電力脈動補償の原理

図3に入力電力 p_{in} と出力瞬時電力 p_{out} 、アクティブバッファの補償電力 p_{buf} 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。

$$p_{out} = \frac{V_m I_m}{2} (1 - \cos 2\omega_{out} t) \dots\dots\dots (1).$$

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、 ω_{out} 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は、(1)式の第 2 項の脈動成分をアクティブキャパシタで補償する必要がある。そこで、アクティブバッファの瞬時電力 p_{buf} を(2)式で制御する。

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

(2)式において、アクティブバッファ回路はエネルギーを充放電するのみで定常的に電力を出力しない。したがって、入力直流電力は、アクティブバッファ回路で電力脈動を補償した結果、(1)式の第 1 項と一致し、一定値となる。

〈3・2〉 DCM アクティブバッファ回路の動作原理

図4に DCM アクティブバッファ回路の動作モード、図5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 $S_1 \sim S_4$ 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プ動作を行う。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 DC リンク電圧よりも低い場合、 S_4 の還流ダイオードが導通し、バッファキャパシタと DC リンク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 DC リンク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単相電力脈動補償が可能である。

〈3・3〉 制御ブロック

図6に DCM アクティブバッファ回路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、DC リンクキャパシタ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プのリアクトル電流平均値をサンプリング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⁽⁶⁾。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 スwitchング周期内に電流ゼロ期間を設けることで、DC リンクキャパシタ

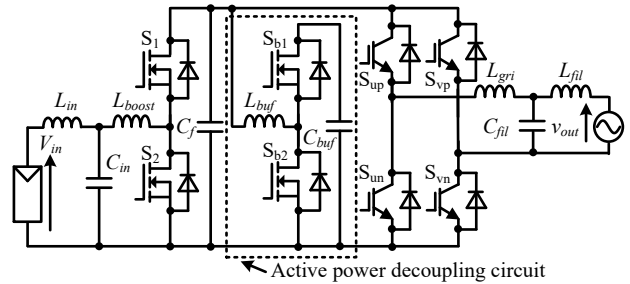


Fig. 1. Conventional boost type active power decoupling circuit.

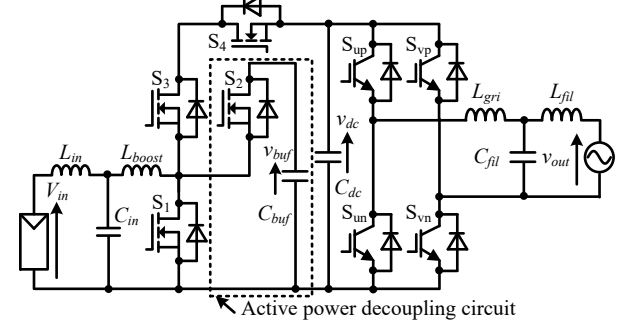


Fig. 2. Active power decoupling circuit operated in DCM.

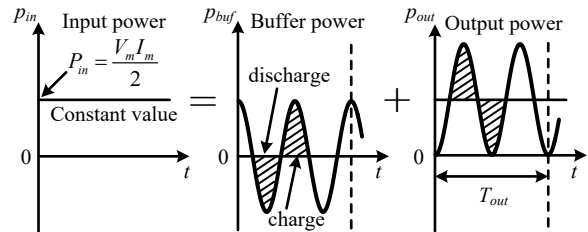


Fig. 3. Single-phase power pulsation compensation.

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。

〈3・3・1〉 昇圧リアクトル電流制御

図5における昇圧リアクトルの平均電流 i_{L_ave} は、DC リンク電圧を制御する電流平均値 $i_{L_ave_dc}$ とバッファ電圧を制御する電流平均値 $i_{L_ave_buf}$ の和となる。すなわち、

$$i_{L_ave} = i_{L_ave_dc} + i_{L_ave_buf} \dots\dots\dots (3).$$

ここで各動作モードに対するデューティを $d_1 \sim d_4$ と定義する。パワーデカップリング制御を適用しない場合、(1)式の出力電力と入力電力は等しいことから、昇圧チョップにおける DC リンクキャパシタ電圧を制御する電流平均値は、

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

となる。ここで、 P は定格電力である。したがって、パワーデカップリング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、入力電流の平均を一定値とするために、バッファ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 i_{L_ave} を一定値に制御できる。

$$i_{L_ave_buf} = \frac{i_{peak}}{2} (d_3 + d_4) = \frac{P}{V_{in}} \cos(2\omega_{out} t) \dots\dots\dots (5).$$

〈3.3.2〉 DC リンクキャパシタ電圧制御

図6において、DC リンクキャパシタ電圧指令値 V_{dc}^* は系統電圧最大値よりも常に高く設定する。また、DC リンク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、電圧制御のPI制御器出力部にインバータ入力電流 i_{inv} をフィードフォワードする。これにより昇圧チョップからDC リンクキャパシタに供給する電流とインバータ入力電流が等しくなるため、DC リンクキャパシタの電圧を一定に制御できる。

〈3.3.3〉 バッファキャパシタ電圧制御

バッファキャパシタ電圧は、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、電圧指令値に対して周波数成分を与えた場合、電圧制御の応答を上げる必要があり、応答設計が困難になる。そこで、電圧指令値はバッファキャパシタ電圧の平均値のみを制御する。そして、電流指令値に充放電電流指令 i_{buf} を加算することで、バッファキャパシタの充放電電力を制御する。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、

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

で与える。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、制御応答を十分遅く設計できる。最後に、生成したデューティ $d_1 \sim d_4$ をのこぎり波キャリアと比較して、ゲート信号 $S_1 \sim S_4$ を作成する。

4. DCM アクティブバッファ回路の設計

〈4.1〉 昇圧リアクトル設計

図5において、各動作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、

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

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ップルが最小となり、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。

$$L_{boost} = \frac{V_{in}^2 (\alpha_{di} - 1)}{4f_{sw} P \alpha_{di} \left(1 + \sqrt{\frac{\alpha_{bd}}{2} \frac{\alpha_{di} - 1}{\alpha_{di} \alpha_{bd} - 1}} \right)^2} \dots\dots\dots (8).$$

ここで、 α_{bd} : DC リンク電圧に対するバッファキャパシタ平均電圧の昇圧比、 α_{di} : 入力電圧に対する DC リンク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スイッチング周期内でDC リンク電圧とバッファキャパシタ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、DC リンク電圧とバッファキャパシタの条件式は(9)式となる。

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

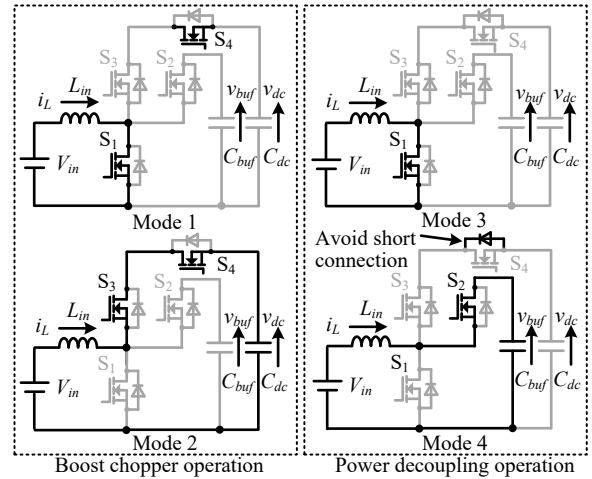
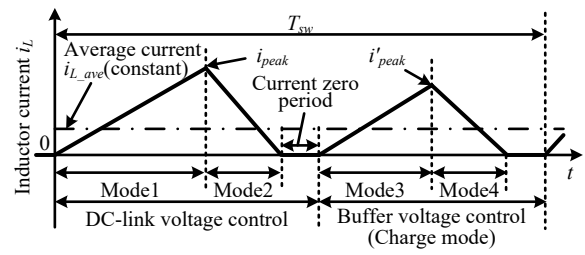
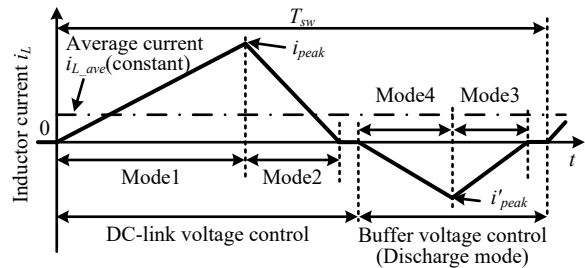


Fig. 4. Operation modes.



(a) Charge mode for buffer capacitor



(b) Discharge mode for buffer capacitor

Fig. 5. Boost inductor current waveform in DCM.

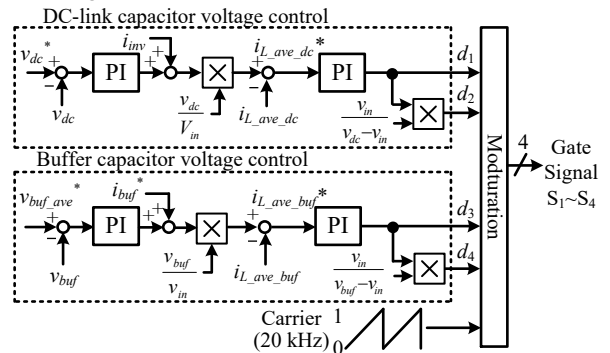


Fig. 6. Control block for DC link voltage and buffer voltage.

ここで、

$$\beta = \frac{2\alpha_{di}}{\alpha_{di} - 1} \left[\sqrt{\frac{2\pi}{4\alpha_{zL}} \left(1 - \frac{1}{\alpha_{di}} \right)} - 1 \right]^2 \dots\dots\dots (10),$$

であり、 α_{zL} は定格負荷時の昇圧チョップ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(9)式のバッファキャパシタの平均電圧より、バッファキャパシタ容量は、

$$C_{buf} = \frac{P}{\omega_{out} V_{buf_ave} \Delta v_c} \dots\dots\dots (11).$$

ここで、 Δv_c 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回路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 に実機の回路パラメータを示す。昇圧リアクトルは、臨界モード時のインダクタンスに対して 30%程度のマージンで設計した。本論文では、実験の簡単化のために系統連系は行わず、RL 負荷による実験を行った。また、制御はオープンループとした。

図 7 に DCM アクティブバッファ回路による動作波形を示す。図 7(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周波数の 2 倍周波数で脈動していることがわかる。一方、図 7(b)より、提案制御を用い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、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。

図 8 に 600 W 出力時における昇圧リアクトル電流の高調波解析結果を示す。ここで、直流電流成分を 100%として各周波数成分を基準化した。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(100 Hz)を 80.3%から 2.0%まで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、直流成分に対して十分小さい。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。

6. まとめ

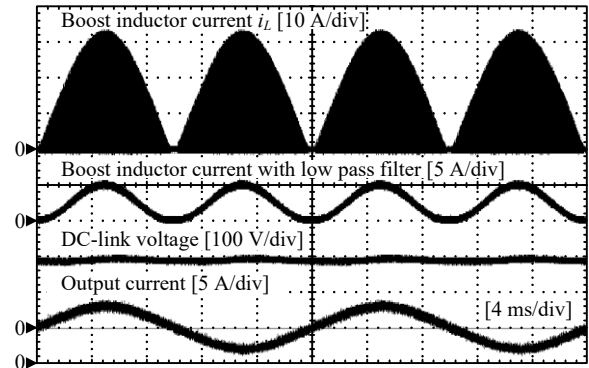
本論文では、DCM で動作する昇圧形アクティブパワーデカップリング回路の制御法を提案し、実機による動作検証を行った。DCM アクティブバッファ回路では、昇圧チョップの昇圧リアクトルを用いてバッファキャパシタの電圧制御を行うため、追加の磁気部品を必要としない。実験結果より、昇圧リアクトル電流に生じる系統周波数の 2 倍周波数のリップルを 80.3%から 2.0%まで低減可能であることを確認した。今後は、提案制御法を適用したパワーデカップリング回路の効率評価を行う予定である。

文 献

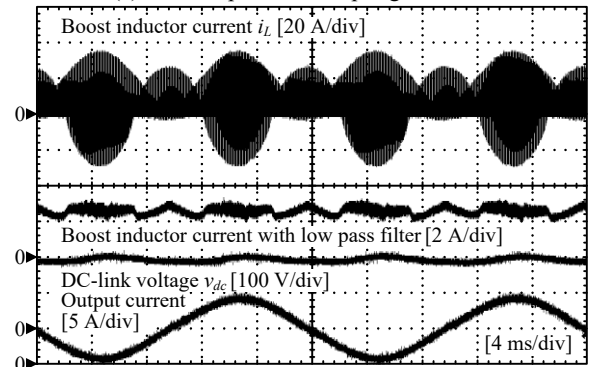
- (1) H. Hu, S. Harb, N. Kutkut, I. Batarseh, Z. J. Shen : "Power Decoupling Techniques for Micro-inverters in PV Systems — a Review," Energy Conversion Congress and Exposition 2010, pp.3235-3240, pp. 12-16 (2010)
- (2) S. Qin, Y. Lei, C. Barth, W. Liu, R. C. N. Pilawa-Podgurski : "A High-Efficiency High Density Buffer Architecture for Power Pulsation Decoupling in Grid-Interfaced Converters", IEEE ECCE,pp.149-157 (2015)
- (3) 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, Vol. 135, No. 2, pp. 147-154 (2015)
- (4) 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., Vol. 30, No. 4, pp. 1855-1865 (2015)

Table 1. Circuit parameters of the prototype.

Rated power	P	600 W
Input voltage	V_{in}	150 V
DC-link voltage	v_{dc}	300 V
Buffer average voltage	v_{buf_ave}	400 V
Switching frequency	f_{sw}	20 kHz
Capacitance	C_{buf}	55.6 μ F
	C_{dc}	57.2 μ F
Inductance	L_{boost}	56.6 μ H (Critical condition:87.9 μ H)
	L_{gri}	5.3 mH (%Z=2.5%)
Switching device	$S_1 \sim S_4$	Rohm, SCH2080KE
	$S_{up} \sim S_{wn}$	Fuji electric, FGW30N60VD



(a) Without power decoupling control.



(b) With power decoupling control.

Fig. 7. Experimental waveforms. (Cutoff frequency of low pass filter:2kHz)

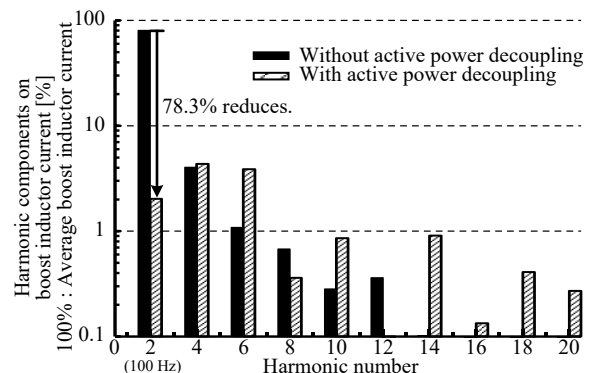


Fig. 8. Harmonics components on the boost inductor current.

- (5) 鈴木進吾, 和田圭二, 清水敏久 : "パワーデカップリング機能を持つ電圧形単相系統連系インバータ", 平成 22 年電気学会産業応用部門大会, No. 1-4, pp. 185-188 (2010)
- (6) レホアナム, 佐藤大介, 折川幸司, 伊東淳一: "電流不連続モードを有する双方向 DC/DC コンバータの電流フィードバック制御", 平成 22 年電気学会全国大会, No. 4-083, pp. 141-142 (2015)