

降圧チョッパをブリッジレグに接続した 単相 PWM 電流形インバータ*

根 葉 保 彦**
宮 原 僚 士***
輝 平 勝 一***

Single-phase PWM Current Source Inverter with Step-down Chopper Connected to Bridge Leg

Yasuhiko NEBA, Ryouji MIYAHARA and Shouichi TERUHIRA

This paper deals with single-phase PWM current source inverter. The single-phase inverter has a very large dc inductance for the purpose of the suppression of the dc current pulsation and the improvement of the waveform in the ac current. The step-down chopper is used for the reduction of the dc inductance. Two types of the inverter circuits are presented; one has the chopper inserted in the dc link and the other has the chopper connected to the inverter bridge leg. Both inverters have the identical circuit operations and the same dc/ac waveforms, except the number of the conducting devices that affects the conversion efficiency.

The circuit configurations and the PWM patterns for two types of the single-phase PWM current source inverters are shown. The experimental waveforms of the dc/ac current and voltage and the device voltage in the steady state operation are given, and the conversion efficiency is measured and compared. The merits in the inverter circuit with the chopper connected to the bridge leg are explained. The experimental results prove that this inverter is superior to the inverter with the dc side chopper in the conversion efficiency.

Key Words: Current Source Inverter, Step-down Chopper, Pulsewidth Modulation, Single-phase circuit

1. まえがき

太陽電池やバッテリーなどの直流電源が出力する直流電流を正弦波交流電流へ変換して単相系統への電力逆潮流を行うPWM電流形インバータは、スイッチング動作によって系統電圧が直流側に現れ、直流電圧が系統の2倍周波数で変動する。その結果、直流電流すなわち直流部に接続する直流インダクタに流れる電流が2倍周波数で変動し、交流電流の波形歪みを生じる。これは単相系統

の交流瞬時電力変動を直流インダクタが完全に吸収できないことによる。波形改善のためには非常に大きな直流インダクタが必要であり、システム大型化やリアクトルの損失による効率低下が問題となる。

この一解決策として、PWMスイッチングを行う降圧チョッパを直流部に接続する回路方式^{(1), (2)}が提案され、筆者らもPWM法と制御方法について検討した^{(3)~(6)}。この方式は、インバータ動作に同期してチョッパを電源の2倍周波数の変調によってPWM動作を行い、チョッパ出力電圧がインバータ直流部の電圧変動をキャンセルして直流電流を平滑化するとともに交流電流を正弦波化する。また、交流瞬時電力変動分は、チョッパ回路内のコンデンサで吸収するため、直流インダクタの値を大幅

* 平成19年5月31日受付

** 電気工学科

*** 電気工学専攻博士課程前期

に低減できる。しかしながら、チョッパ回路はインバータブリッジと直列に接続するので、電流通路の導通素子数が増加して素子導通損の増加を生じる。これを避けるために、筆者らは、チョッパ回路をインバータブリッジレグに接続する回路方式を提案し、上記方式と同じ回路動作によって同等の動作波形が得られることを示した⁽⁷⁾。

本論文は、単相PWM電流形インバータにおいて、降圧チョッパを直流部に接続する方式とブリッジレグに接続する方式の実験を行い、動作波形および特性について比較検討する。まず、回路構成とPWMパターンを示し、両回路のPWM動作を説明する。つぎに、太陽電池を接続した太陽光発電システムとして動作した場合の実測波形から、同等の波形が得られることを示すとともに、素子の印加電圧波形から定格について検討する。また、インバータ変換効率の測定結果から、導通素子の低減による効果を確認し、両回路の長短を明らかにする。

2. 回路構成とPWM動作

図1は単相系統連系太陽光発電システムへ適用した場合の降圧チョッパを接続したPWM電流形インバータの回路構成を示す。なお、使用したIGBTは逆電圧阻止能力を有しないので直列にダイオードを接続している。同図(a)は直流電源を太陽電池PVとしてインバータブリッジと別構成のチョッパを直流部に接続した方式(以下、直流接続方式という)であり、直流電流平滑インダクタ L_d と直列に接続する。同図(b)はチョッパ用素子

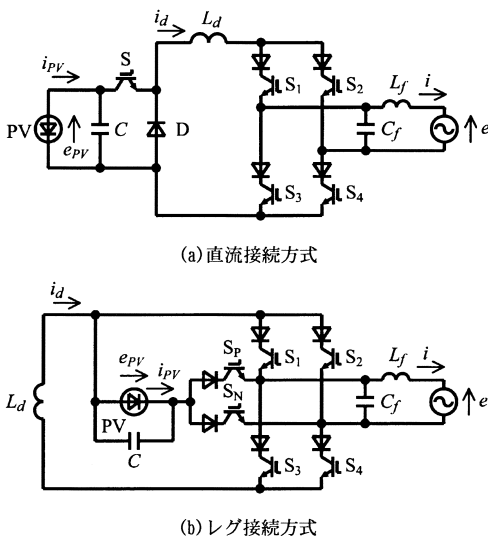


図1 降圧チョッパをもつ単相PWM電流形インバータ
Fig.1 Single-phase PWM current source inverter with step-down chopper.

として S_p, S_N の2個を用い、直流部からPVを介して、それぞれのインバータレグに接続した方式(以下、レグ接続方式という)である。PVと並列のコンデンサCは、系統の2倍周波数瞬時電力変動を吸収するため、およびスイッチングに伴うパルス電流がPVへ流入するのを防ぐために接続し、両回路に対して容量の差はない。チョッパ回路をPWMスイッチングすることにより、交流瞬時電力変動分はチョッパコンデンサで吸収されるので、直流電流 i_d が平滑化されることで系統電流を正弦波化でき、直流インダクタ L_d の値の大幅な低減が可能である。

図2は直流接続方式およびレグ接続方式のPWM法とパルス分配を示す。いずれの方式も同じ制御信号を用いる。すなわち、インバータブリッジは電源に同期した正弦波変調波

$$\xi_i = M_i \sin \omega t \tag{1}$$

と三角波搬送波、チョッパは電源に同期した2倍周波数変調波 ξ_{c2} および一定の直流変調波 M_{cd} との合成変調波

$$\xi_c = \xi_{c2} + M_{cd} \tag{2}$$

$$\xi_{c2} = M_{c2} \sin^2 \omega t \tag{3}$$

と三角波搬送波との比較によってスイッチングパルスを作成する。ここで、 M_i は三角波搬送波振幅に対する変調波 ξ_i の振幅比で定義するインバータブリッジ変調率、 M_{c2} は三角波搬送波振幅に対する2倍周波数変調波 ξ_{c2} の最大値の比で定義するチョッパ変調率である。チョッパ変調率 M_{c2} は、設定するインバータ変調率 M_i に依存し、ブリッジが直流部に出力する2倍周波数変動電圧を打ち消すように次式で設定する。

$$M_{c2} = \frac{\sqrt{2} E M_i}{E_{PV}} \tag{4}$$

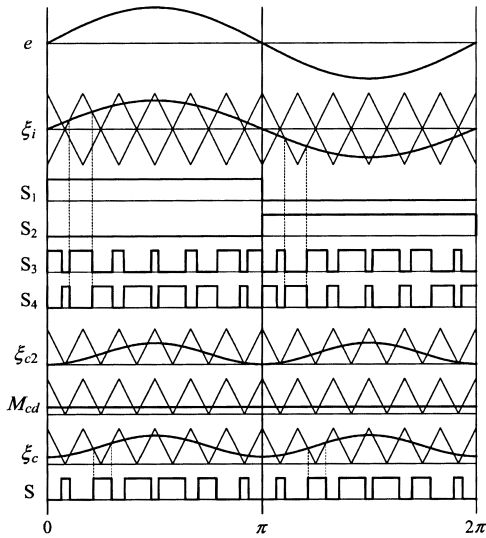
ただし、 E は系統電圧実効値、 E_{PV} はPV電圧である。なお、インバータ変調率 M_i は、変換効率の点から、系統電圧とPV電圧を考慮してできるだけ高い値に設定する。チョッパの直流変調波 M_{cd} は直流電流調整のために導入し、これを操作することによってPV出力制御を行う⁽⁸⁾。

直流接続方式では、同図(a)に示すように、ブリッジは S_1 と S_2 が半周期期間オンし、 S_3 と S_4 がPWMスイッチングを行い、直流電流を交流パルス列電流に変換して系統電流を正弦波化する。チョッパスイッチSは系統の2倍周波数成分をもつパルスでスイッチングを行う。一方、レグ接続方式では、同図(b)のようにチョッパスイッチ S_p と S_N が電源の半周期毎に2倍周波数成分のスイッチングを行う。すなわち、系統電圧 e が正の半周

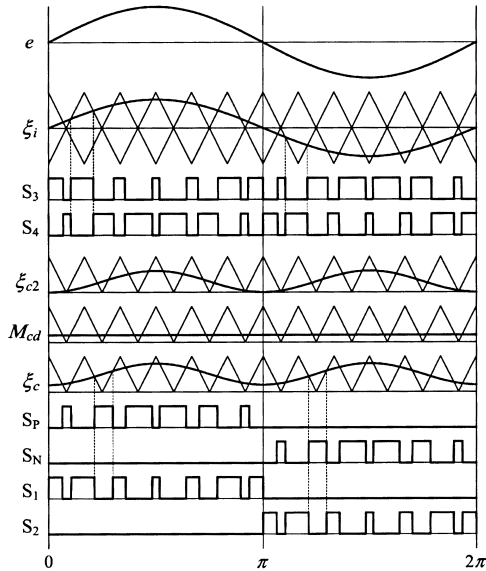
期では S_p と S_1 がチョップ動作を行い、この期間で S_4 オン時は系統側へ電流を出力、 S_3 オン時はレグ短絡となる。負の半周期では S_p と S_2 がチョップ動作を行い、 S_3 と S_4 が交互にオンする。 S_p あるいは S_N がオフ時はそれぞれ S_1 と S_2 が導通して直流電流の連続性を維持でき、 S_1 と S_2 は直流接続方式のチョップダイオード D に

対応する還流ダイオードの機能も兼ねている。ブリッジのPWM動作は S_3 と S_4 に依存し、これらのスイッチングによって系統電流を正弦波化する。

図3は直流接続方式における 0 から π 区間の半周期での回路動作であり、4つの動作モードからなる。同図(a)は S_1 、 S_4 オン、 S オンであり、PVと系統が直流インダクタを介して接続される。PV電圧 e_{pv} が系統電圧 e より高い場合には、PV電力の大部分は系統へ逆潮流され、一部のエネルギーは直流インダクタへ蓄積される。この時、並列コンデンサ C は放電し、PV電流 i_{pv} は増



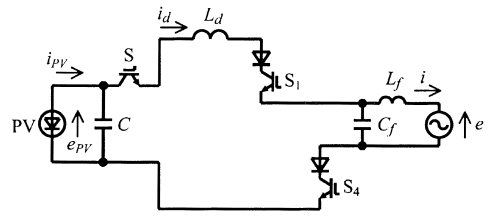
(a) 直流接続方式



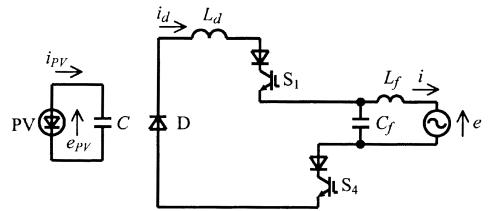
(b) レグ接続方式

図2 PWM法とスイッチングパルス

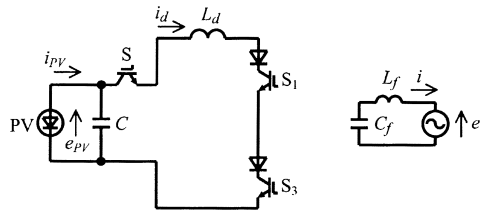
Fig.2 PWM method and switching pulses.



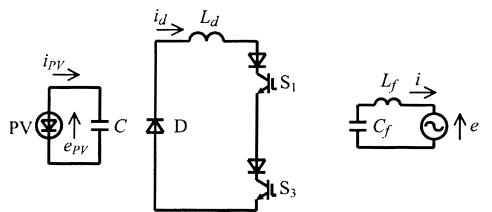
(a) S_1 、 S_4 オン、 S オン



(b) S_1 、 S_4 オン、 S オフ (D オン)



(c) S_1 、 S_3 オン、 S オン



(d) S_1 、 S_3 オン、 S オフ (D オン)

図3 直流接続方式の回路動作

Fig.3 Circuit operations of Fig.1(a).

加, P V 電圧 e_{PV} は降下, 直流電流 i_d は増加し, 系統電流 i は増加する。P V 電圧が系統電圧より低い時には, 直流インダクタのエネルギーも系統へ送られ直流電流 i_d は減少する。同図(b)は S_p, S_4 オン, S オフであり, チョップパは還流ダイオード D が導通状態となる。P V と系統はチョッパ部で切り離される。P V は並列コンデンサ C を充電するので, P V の電流は減少し, 電圧は上昇する。直流インダクタのエネルギーは系統側へ送られ, 直流電流は減少, 系統電流は増加する。同図(c)は S_1, S_3 オン, S オフ時の回路である。ブリッジはleg短絡状態であり,

P V と系統はブリッジ部で切り離される。P V と並列コンデンサはインダクタへエネルギーを供給し, P V 電流 i_{PV} は増加, P V 電圧 e_{PV} は降下, 直流電流 i_d は増加する。一方, 系統電流 i は減少する。同図(d)は S_1, S_3 オン, S オフ時であり, P V, 直流リンク, 系統が切り離される。この時, インダクタのエネルギーは抵抗分などによって消費され, 直流電流は徐々に減少する。いずれの動作モードにおいても, 直流電流通路に存在する IGBT およびダイオードの総素子数は5個となっている。

図4はleg接続方式における0から π 区間の半周期での回路動作を示す。同図(a)は S_p, S_4 オン時であり, P V の発電電力は系統へ逆潮流される。同図(b)は S_1, S_4 オンで P V は直流リンクから切り離され, 並列コンデンサを充電する。同図(c)は S_p, S_3 オンであり, 系統が切り離される。P V はチョッパ素子とブリッジ素子を介して直流インダクタに接続される。同図(d)は S_1, S_3 オンでleg短絡状態となり, P V, 直流リンク, 系統が切り離される。図3と比べて, leg接続方式の4つの動作モードの回路は全く等価であるが, 直流電流通路に存在する IGBT およびダイオードの総素子数は常に4個となるのがわかり, 導通素子の順方向電圧降下による損失を低減できる。

3. 実験結果

実験条件は, $E=100V$ ($f=60Hz$), $L_f=1mH$, $C_f=10\mu F$, $C=3000\mu F$, P WM搬送波周波数 (スイッチング周波数) 4.80kHz とした。

図5は直流接続方式およびleg接続方式で直流インダクタ $L_d=20mH$ を接続し, チョップパの直流変調波 M_{cd} を操作して P V をほぼ最大電力点 ($E_{PV}=174V$, $I_{PV}=2.6A$) で動作した場合の各部実測波形を示す。いずれの方式においても, 直流電流 i_d の2倍周波数変動は抑制され, ほぼ正弦波の系統電流 i が得られることがわかる。また, 各波形を比較してほとんど差はなく, 同等の入出力波形となっていることが確認できる。

図6は各方式における素子の印加電圧波形 (いずれも IGBT の逆電圧阻止用の直列ダイオードを含む) である。オフ状態の素子には導通素子のオン状態に依存して, 系統電圧 e および P V 電圧 e_{PV} あるいはこれらの合成電圧が印加される。すなわち, 同図(a)の直流接続方式において, 素子 S_1 では, S_2 導通時に e が順方向に印加, 素子 S_3 では, S_4 導通時に系統電圧 e が0から π 区間で順方向, π から 2π 区間で逆方向に印加される。チョッパ素子 S では, オフ時にダイオードが導通して P V 電圧 e_{PV} が順方向に印加される。なお, ダイオード D には, 素子 S 導通時に e_{PV} が逆方向に印加される。このことから, ブリッジ回路は系統電圧, チョッパ回路は P V 電圧

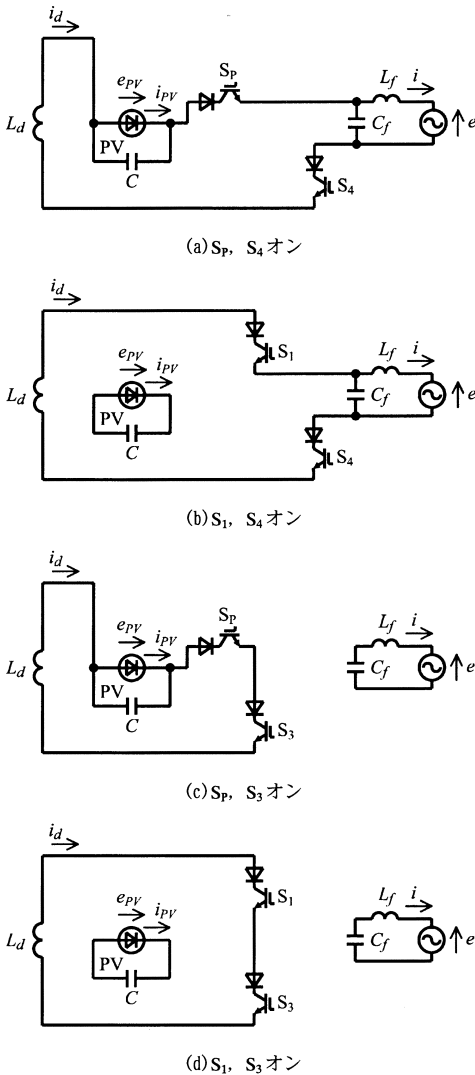
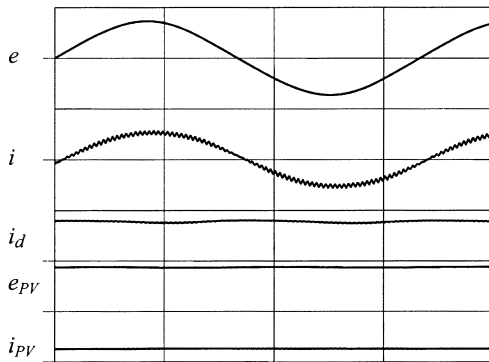


図4 leg接続方式の回路動作

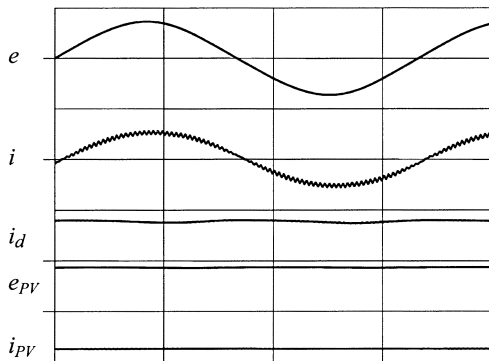
Fig.4 Circuit operations of Fig.1(b).

に見合う定格の素子を用いればよい。また、全ての素子には直流電流が流れるので、これに対応した電流定格のものを使用する。一方、同図(b)に示すレグ接続方式において、素子 S_1 には、0から π 区間で S_p 導通時にPV電圧 e_{PV} が逆方向に印加、 π から 2π 区間では素子 S_3 と S_4 の導通状態に依存せず、 S_2 導通時に e が順方向、 S_N 導通時に e と e_{PV} の合成電圧が逆方向(e_{PV} が e の大きさより低い場合には順方向)に印加される。素子 S_3 では、 S_4 導通時に系統電圧 e が0から π 区間で順方向、 π から 2π 区間で逆方向に印加され、直流接続方式と同じである。また、素子 S_p では素子 S_3 と S_4 の導通状態に依存せず、0から π 区間の S_1 導通時に e_{PV} が順方向、 π から 2π 区間において S_N 導通時に e が順方向、 S_2 導通時に e と e_{PV} の合成電圧が順方向に印加される。したがって、レグ接続方式では、ブリッジ素子の電圧定格と電流定格およびチョッパ素子の電流定格は直流接続方式と同じでよいが、チョッパ素子の電圧定格は系統電圧とPV

電圧の和に対応したものが必要である。これらの素子印加電圧波形から、直流接続方式の素子 S_1 と S_2 およびレグ接続方式の素子 S_p と S_N には逆電圧が印加されないため、これらに直列のダイオードは挿入する必要がない



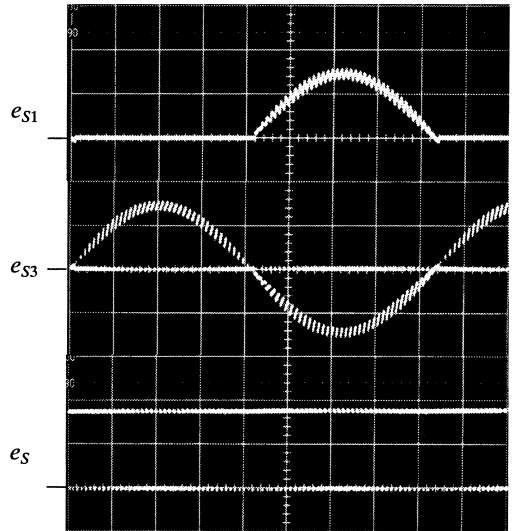
(a) 直流接続方式



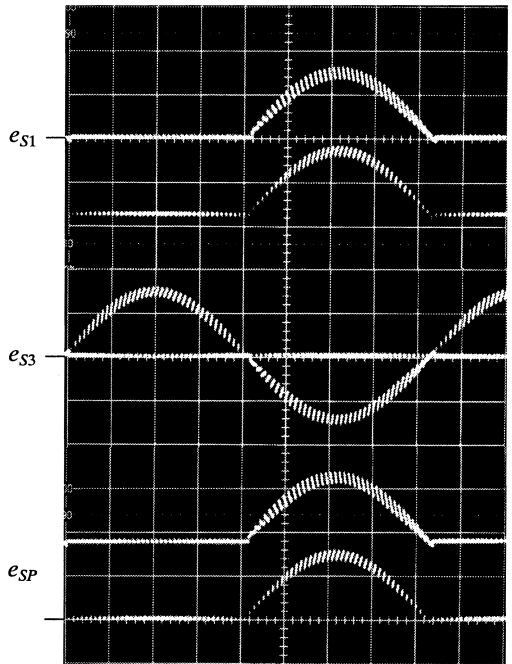
(b) レグ接続方式

図5 実測波形(200V/div, 10A/div, 5ms/div)

Fig.5 Experimental waveforms.



(a) 直流接続方式



(b) レグ接続方式

図6 各素子の電圧波形(100V/div, 2ms/div)

Fig.6 Voltage across device.

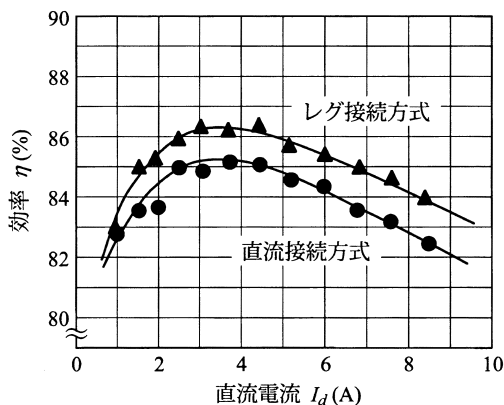


図7 変換効率

Fig.7 Conversion efficiencies.

と考えられる。

図7は $L_d=10\text{mH}$ を接続した時の直流接続方式およびレグ接続方式の変換効率を示したものである。なお、ここでは直流電流の変化に対する特性を比較するために、PVの代わりにバッテリーを接続して200Vに固定し、インバータ変調率 M_i を0.7一定としてチョッパの直流変調波 M_{cd} を変えて測定した。レグ接続方式は直流接続方式と比べて効率が1.5%程度向上しており、これは直流電流通路の導通素子数低減の効果によるためと推察される。

4. むすび

単相PWM電流形インバータに降圧チョッパを接続して直流平滑インダクタの低減を図る方式として、チョッパをブリッジレグに接続する方式を示し、チョッパを直流部に接続する従来の方式との比較を行った。両回路のPWMパターンと回路動作を示し、レグ接続方式は直流接続方式と同一の回路動作となることを示した。太陽電池を接続した太陽光発電システムの実測波形から、両回

路は同等の入出力波形を有することを確認し、素子印加電圧波形から使用素子の定格について検討した。また、レグ接続方式は電流通路にある導通素子数が減少するため、直流接続方式に比べて変換効率が向上することを確認した。

参考文献

- (1) 阿南・山崎・松田・山中・星野：「単相PWM電流形インバータのチョッパ回路付加による直流リアクトル低減について」, 平成5年電気関係学会九州支部連大, No.417 (1993-10)
- (2) 門田・榊川・飯田：「電流形インバータとDC-DCコンバータを用いた太陽光発電系統連系システム」, 電学論D, 116, 6, pp.718-719 (1996-6)
- (3) 下津浦・根葉：「PWM降圧チョッパ制御単相系統連系太陽光発電インバータシステムの特性改善」, 平成14年電気関係学会九州支部連大, No.454 (2002-9)
- (4) 下津浦・竹田・根葉：「PWM降圧チョッパを接続した電流形インバータによる単相系統連系太陽光発電システムの定常特性」, 平成15年電気学会産業応用部門大, No.1-86 (2003-8)
- (5) 根葉・竹田・和田：「単相PWM電流形インバータ太陽光発電システムの直流インダクタ電圧-時間バランスによる降圧チョッパスイッチング法」, 電学論D, 125, 3, pp.299-300 (2005-3)
- (6) 根葉・和田・竹田：「単相PWM電流形インバータ太陽光発電システムにおける直流電流平滑化のための降圧チョッパ制御法」, 電学論D, 125, 9, pp.789-880 (2005-9)
- (7) 池田・谷・根葉：「降圧チョッパを接続した単相PWM電流形インバータの一回路構成」, 平成18年電気関係学会九州支部連大, No.04-2P-02 (2006-9)
- (8) 下津浦・竹田・根葉：「PWM降圧チョッパによる単相系統連系太陽光発電インバータシステムの最大電力制御」, 平成15年電気関係学会九州支部連大, No.04-2P-04 (2003-9)