

PWM降圧チョッパと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*

根 葉 保 彦**

Single-phase Utility Interactive Photovoltaic Generation System with PWM Step-down Chopper and Current Source Inverter

Yasuhiko NEBA

A photovoltaic (PV) generation system with PWM current source inverter for single-phase utility interaction is presented in this paper. The PV module is connected to the dc side by employing a step-down chopper that operates on a PWM switching method. The chopper contributes to smoothing the dc current and shaping the utility current to sinusoidal wave in the case of small dc inductance. The system configuration is shown, and the PWM methods for the inverter and the step-down chopper are explained in detail. The basic characteristics of the system are given and the control strategy is discussed. The improved PWM method of the chopper for the suppression of the dc current pulsation is given, and the experimental waveforms are shown. The transient operations in the PV maximum power control are presented. The results prove that the current source inverter-PV system is superior in waveform by using the PWM chopper.

Key Words: Photovoltaic Generation, Current Source Inverter, Step-down Chopper, PWM, Single-phase Circuit, Utility Interaction

1. まえがき

電圧形と電流形に大別されるインバータは、ともにPWMスイッチングによって直流から正弦波交流に変換できる。この時、直流側および交流側の電圧、電流には、スイッチングに伴うリップルを生じるため、コンデンサやリアクトルのフィルタを接続してリップルを抑制する。交流が三相の場合には、瞬時電力が一定であり、直流瞬時電力も一定となるので、フィルタはリップル分を吸収する小容量のものでよい。しかし、単相交流においては、2倍周波数で変動する瞬時電力となるため、直流電圧ある

いは電流が同一周波数で変動する。単相インバータでの直流変動は、交流波形の歪みを誘発するため、PWMリップルに加えて交流瞬時電力変動分も吸収できる大きなフィルタを直流側に設置する。電圧形インバータは電圧平滑コンデンサを並列接続、また、電流形インバータは電流平滑リアクトルを直列接続して直流変動を抑制し、正弦波交流を得る。同一の交流出力容量においては、電圧形のコンデンサに比べて電流形のリアクトルの外形、重量は非常に大きくなる。また、電流形インバータの直流電力は常に、リアクトルに流れる電流によって供給されるため、その抵抗分による損失を発生する。その結果、電流形システムは電圧形システムと比較して、サイズや効率の点で劣っている。

現在、一般家庭にも普及している系統連系太陽光発電

*平成18年5月31日受付

**電気工学科

システムでは、おもに電圧形インバータを採用して構成されており、上記欠点のためか電流形インバータについて検討している例は少ない。しかしながら、電流形インバータは、直流が電流源を形成するため、系統との接続および制御が容易で過電流を生じない等の利点があり、系統連系太陽光発電システムに適していると言われている⁽¹⁾⁽²⁾。

PWM電流形インバータを適用して系統連系太陽光発電システムを構成する時、インバータ直流電圧は系統電圧に対して降圧特性を呈するので、直流電源となる太陽電池は系統電圧より低い出力電圧で動作できるものを用いる必要がある。太陽電池の発電容量を増加する場合には、複数のモジュールを直列あるいは並列に接続するが、直列接続は太陽電池全体の電圧すなわち直流電圧が高くなり、系統電圧を昇圧するための変圧器が必要となる。また、並列接続では、特に機器の付加を伴わないが、電流増加による平滑リアクトルの抵抗損失の増加は避けられず、変換効率の低下を引き起こす。

このように、電流形インバータの平滑リアクトルは、システムの大型化や効率低下を招くため、直角二相化方式⁽³⁾や交流チョッパ付加方式⁽⁴⁾、リアクトルに並列スイッチを付加した方式⁽⁵⁾、降圧チョッパを付加した方式⁽⁶⁾⁽⁷⁾など回路構成を工夫してリアクトル低減を図る方法が報告されている。この中で、文献(6)と(7)では、太陽光発電システムへの適用に対して、チョッパの2倍周波数変調によるPWM法が提案され、直流電流平滑化によるリアクトル低減が可能なが報告されているが、動作条件によるシステム特性や変換効率への影響、最大電力制御について言及されていない。筆者らも、このシステムについて実験と理論から動作波形を検討し⁽⁸⁾、チョッパPWMにおける2倍周波数変調だけでは、リアクトルを小さく設定した場合に直流電流の2倍周波数変動を十分に抑制できないことを示した。

本論文では、降圧チョッパを付加した単相系統連系太陽光発電PWM電流形インバータについて、さらに波形改善を行うため2倍周波数変調に直流分を追加したチョッパPWM制御方法⁽⁹⁾を提案し、基本動作特性を明らかにする。本方法は2倍周波数変調のみのチョッパPWMの場合と同一のスイッチング周波数で実現でき、実験からその有用性を確認する。まず、システム構成とPWM法を示し、チョッパとインバータの動作関係および太陽電池出力制御方法を説明する。つぎに、インバータ部およびチョッパ部制御時の電圧、電流と効率特性を明らかにするとともに、本方式が直流電流2倍周波数変動の抑制に有効であり、系統電流を正弦波化できることを確認する。また、本PWM法が最大電力点追従(MPPT)制御へ適用できることを示し、システム起動や光量変化に

おける過渡動作から、良好な特性が得られることを明らかにする。

2. システムとPWM

2.1 システム構成 図1は単相系統連系太陽光発電PWM電流形インバータシステムの構成を示す。システムは太陽電池(PV)をシステム直流部に連結する降圧チョッパ、電流平滑リアクトル L_d 、系統と接続するインバータおよび系統側LCローパスフィルタから成る。インバータ部は4個のデバイス(MOSFET)でブリッジを構成し、PWMスイッチングによって直流電流を正弦波交流電流に変換して、PV発電電力を系統へ逆潮流する。なお、各デバイスには逆電圧阻止のためのダイオードを直列接続している。スイッチS、ダイオードDとコンデンサCで構成するチョッパは、PV電圧を降圧するが、インバータ直流電圧の2倍周波数変動に対応する変動電圧を出力するため、PWMスイッチングを行う。PVに並列のコンデンサは、スイッチのオンオフに伴うパルス電流がPVへ流入するのを防ぐ目的で接続するが、本システムでは、交流の変動瞬時電力を吸収する機能も有する。

2.2 チョッパPWM 電流形システムでは、直流部に対して電圧源として動作するチョッパとインバータを平滑リアクトルで結合しているため、直流電流変動は、これらの直流電圧波形に依存する。以下では、スイッチング周波数が十分高く、PWMリップルを無視した場合について、インバータとチョッパの電圧関係を説明する。

図2はシステムのPWM法と直流部電圧波形を示したものである。系統電圧 e_u の実効値を E_u 、角周波数 $\omega = 2\pi f$ (f は系統周波数)とし

$$e_u = \sqrt{2} E_u \sin \omega t \tag{1}$$

とする時、系統力率1の正弦波電流を得るために、インバータは電圧 e_u と同期する正弦波変調波による三角波比較方式PWMを行う。三角波の振幅を1に規格化すると、インバータ変調波は次式で表される。

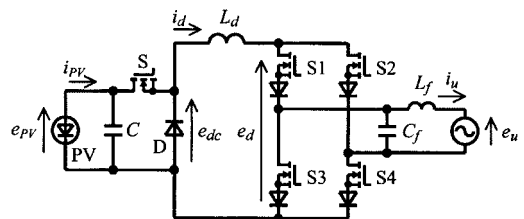


図1 システム構成

Fig.1 System configuration.

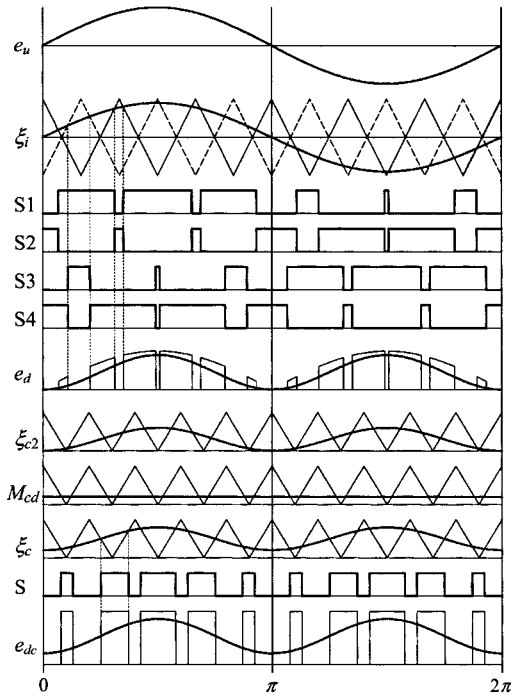


図2 PWM法と直流部電圧波形

Fig.2 PWM method and dc voltage waveforms.

$$\xi_i = M_i \sin \omega t \quad (2)$$

ここで、 M_i はインバータ制御パラメータの変調率である。インバータ直流部には導通スイッチに応じて系統電圧が現れ、次式の電圧で表される。

$$\begin{aligned} e_d &= \xi_i e_u = \sqrt{2} E_u M_i \sin^2 \omega t \\ &= E_d - E_d \cos 2\omega t \end{aligned} \quad (3)$$

ここで、電圧 e_d の平均値は

$$E_d = E_u M_i / \sqrt{2} \quad (4)$$

である。(3)式より、系統の2倍周波数で変動する電圧 e_d がリアクトルに印加されるため、直流電流の変動を生じる。PWMインバータは単に直流電流を正弦波分布パルス列に変調して交流電流に変換するので、直流電流変動は交流電流の波形歪みを誘発する。電圧 e_d の2倍周波数変動は、チョッパで $\sin^2 \omega t$ 変調波すなわち2倍周波数変調波を採用したPWMを行い、チョッパ出力電圧 e_{dc} を e_d に対応して変動させることによりキャンセルでき、リアクトル印加電圧を一定とすることが可能である⁽⁶⁾⁽⁷⁾。これは、三角波搬送波振幅を1としてチョッパの2倍周波数変調波を

$$\xi_{c2} = M_{c2} \sin^2 \omega t \quad (5)$$

と与えることで実現される。ここで、 M_{c2} は変調波の最大値を表すチョッパ変調率である。PWMスイッチングにより、チョッパ出力にはPV電圧 E_{PV} の振幅をもつ2倍周波数正弦波分布パルス列電圧が現れ、次式の電圧が得られる。

$$e_{dc} = \xi_{c2} E_{PV} = E_{PV} M_{c2} \sin^2 \omega t \quad (6)$$

実際のシステム動作では、(3)と(6)式が等しくなるように変調率 M_i と M_{c2} を設定しても、リアクトルの抵抗分による電圧降下と導通スイッチによる順方向電圧降下のため、インバータ直流部とチョッパ出力の平均電圧は一致しない。すなわち、チョッパはインバータ直流よりこれらの電圧降下分だけ高い電圧を出力する必要がある。これはチョッパ変調率 M_{c2} を高く設定することで可能であるが、この場合には、チョッパ出力電圧 e_{dc} の変動分がインバータ直流電圧 e_d の変動分と一致なくなるため、結果として、リアクトルに印加される電圧に2倍周波数変動分が残ることになる。そこで本システムでは、(3)式と(6)式が等しい関係を維持して、直流電圧降下を考慮するため、同図に示すように、チョッパPWMに対して直流の一定変調波 M_{cd} を追加し、次式の変調波を作成する。

$$\xi_c = \xi_{c2} + M_{cd} \quad (7)$$

直流電流に依存する導通スイッチの電圧降下を V_D で表し、 L_d の抵抗分を R_d とすると、チョッパとインバータの直流電圧関係は

$$e_{dc} = e_d + V_D + R_d I_d \quad (8)$$

と表せる。(7)式のようにチョッパ変調波 ξ_c を2倍周波数変調波 ξ_{c2} と一定直流変調波 M_{cd} の合成で作成した時、(6)式のチョッパ出力電圧は

$$\begin{aligned} e_{dc} &= \xi_c E_{PV} \\ &= E_{PV} M_{c2} \sin^2 \omega t + M_{cd} E_{PV} \end{aligned} \quad (9)$$

で与えられる。したがって、

$$M_{c2} = \sqrt{2} E_u M_i / E_{PV} \quad (10)$$

$$M_{cd} = (V_D + R_d I_d) / E_{PV} \quad (11)$$

の関係を保ちながらPWM動作する。直流分変調波の追加により、変調率 M_{c2} を常に(10)式の関係に維持できるため、リアクトルに印加される2倍周波数変動電圧を完全に除去しながらチョッパ出力電圧を調整できる。この時、電流形システムでは、設定した M_{cd} に対して(11)式を満足する直流電流 I_d が流れるので、 R_d および V_D

が未知であっても、 M_{cd} の操作により電流 I_d を所望の値に調節可能である。したがって、経年変化等により直流部パラメータの変動を生じる場合でも、 M_{cd} の操作によって対応できる。

2.3 制御方法 チョップパの平均通流率 k は正弦波変調波 ξ_{c2} の平均値と M_{cd} の和、すなわち

$$k = (M_{c2}/2) + M_{cd} \quad (12)$$

で与えられる。制御パラメータ M_{c2} は(10)式で示すようにインバータ変調率 M_i に依存する。したがって、 M_i を固定してインバータを動作させることにより、 M_{c2} は電圧 E_u と E_{PV} で一義的に決まるので、 M_{cd} の操作と等価となる通流率 k の操作で直流電流を制御できる。この時、 M_i は系統電圧利用率の点から、デバイスのスイッチング能力を考慮して、できるだけ高い値に設定する。

定常状態におけるシステムの平均電流、平均電圧関係は次のようになる。

$$E_{PV} = E_{dc}/k \quad (13)$$

$$I_{PV} = kI_d \quad (14)$$

$$I_p = I_d M_i / \sqrt{2} \quad (15)$$

$$E_{dc} = E_d + M_{cd} E_{PV} \quad (16)$$

ただし、電流 I_p はインバータが出力する有効分交流電流の実効値であり、実際の系統電流 I_u はこれにフィルタコンデンサ C_f への充電電流を加えたものとなる。

本システムで直流電流の2倍周波数変動を抑制するためには、チョップパが過変調とならない、すなわち(7)式の変調波 ξ_c の最大値が1を越えない範囲でPWMスイッチング動作できるようにPV電圧を設定する必要がある。上記の電圧関係から、例えば、100V系統でインバータ変調率 $M_i = 0.9$ において直流部の電圧降下 $V_D + R_d I_d = 10V$ の場合には、137.3V以上の最大電力時電圧を出力するPVを接続する。

図3はチョップパの制御ブロック図を示す。PVの動作条件による出力電圧の変動や系統電圧の変動を考慮するため、搬送波周期毎に検出するそれぞれの瞬時値から電源半周期の平均値 E_{PV} および実効値 E_u を計算する。設定したインバータ変調率 M_i と制御パラメータ k により、(10)と(12)式から変調率 M_{c2} と M_{cd} を求め、PWMパルスを発生する。なお、(12)式の演算において、 $k < M_{c2}/2$ の場合には、 $M_{c2} = 2k$ 、 $M_{cd} = 0$ としてチョップパを動作するが、この状態では $E_{dc} < E_d$ となるので、直流電流は流れない。

2.4 MPPPT制御への適用 PV電圧と電流は、その出力特性に依存するが、(13)と(14)式で与えられるようにチョップパの平均通流率 k によって変化するので、PV出力の調整が可能である。電流形インバータでは、

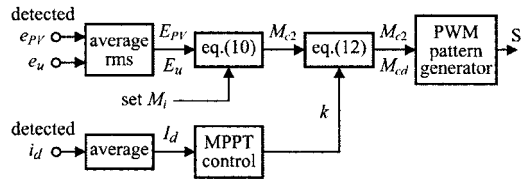


図3 チョップパの制御ブロック図
Fig.3 Block diagram of chopper control.

系統へ逆潮流する有効電力が

$$P_u = E_u I_p = E_u I_d M_i / \sqrt{2} \quad (17)$$

で与えられるので、インバータ変調率 M_i が固定のもとでは、直流電流 I_d を最大に維持することで系統逆潮流最大電力が得られる⁽¹⁰⁾。本提案のチョップパPWM法は、通流率 k の操作で直流電流を調整するので、図3に示すように、 k を制御パラメータとしてMPPPT制御に適用できる。MPPPTはPV電力の最大点を探索する山登り法⁽¹⁾と同様なアルゴリズムによって、検出する直流電流の平均値が最大となるよう通流率 k の操作を行う。

3. 定常特性

実験条件は $E_u = 100V$ 、 $L_f = 1mH$ 、 $C_f = 10\mu F$ 、 $C = 1000\mu F$ 、 $L_d = 20mH$ とし、PWMの搬送波周波数はインバータが9.6kHz、チョップパが4.8kHzである。また、PVは最大出力51Wモジュール(入射エネルギー1kW/m²、素子温度25で最適電流3.02A、最適電圧16.9V、短絡電流3.25A、開放電圧21.2V)を12枚直列接続したものをを用いた。

図4はインバータ変調率を $M_i = 0.9$ に設定し、チョップパ平均通流率 k を調整してPVを最大電力で動作した時の各部実測波形であり、本方式による波形改善効果を明確にするために、チョップパを従来の固定パルス幅で動作した場合(一定直流変調波 M_{cd} のみ)、2倍周波数変調波のみの場合⁽⁶⁾⁽⁷⁾(変調波 ξ_{c2})および直流分を含む2倍周波数変調波の場合(変調波 ξ_c)を示す。固定パルス幅によるチョップパスイッチングではチョップパ出力電圧は一定となるので、インバータ直流電圧の変動によって直流電流 i_d は2倍周波数で大きく変動している。その結果、系統電流 i_u は第3次高調波を含む歪み波形となり、これにより系統電圧の歪みを生じて実用できない。2倍周波数変調波のみを採用してPWMを行った場合は、チョップパ出力電圧がインバータ直流電圧変動をほぼ打ち消すため、同図(b)に示すように直流電流の変動と系統電流の波形歪みは大幅に改善される。しかしながら、2倍周波数変調波だけではチョップパとインバータの直流側電圧の変動に差があるため、直流電流 i_d にはこれによる変動

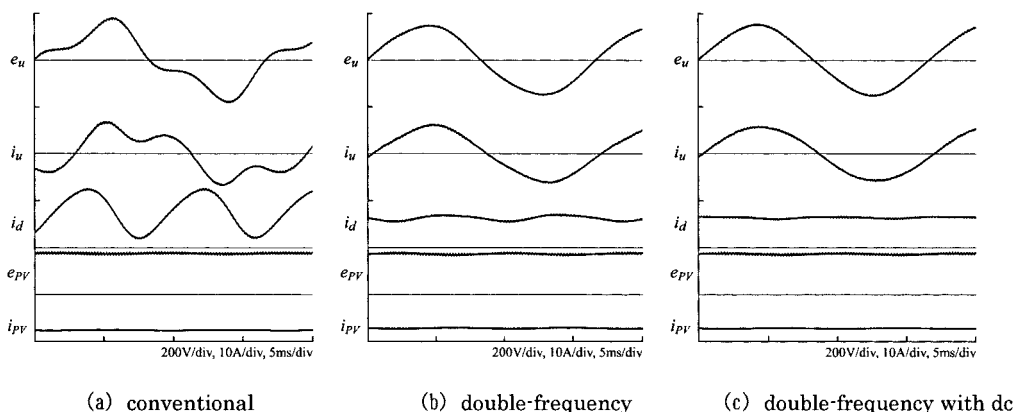


図4 定常動作時の実測波形

Fig.4 Experimental waveforms in steady state operation.

分が残り，系統電流の正弦化も十分ではない．直流変調波 M_{cd} を追加した本提案PWM法では，チョッパとインバータの直流電圧変動が一致するため，同図(c)のように直流電流はさらに平滑化され，系統電流 i_u はより正弦波形に近づいていることがわかる．

表1は図4のそれぞれにおける系統電流 i_u の第3次および第5次高調波電流 I_{u3} と I_{u5} の含有量と基本波 I_{u1} に対するそれぞれの含有率(%), 直流電流 i_d の2倍および4倍周波数変動交流分電流 I_{d2} と I_{d4} の含有量と平均値 I_d に対するそれぞれの割合(%)を示したものである．従来方式では， i_u の第3次高調波 I_{u3} および i_d の2倍周波数成分 I_{d2} は非常に大きく，これらは2倍周波数変調のみのチョッパPWMによって大幅に減少している．直流分を追加した提案方式では，これらの高調波電流を共に2倍周波数変調のみの場合の1/3以下まで抑制できており，より正弦波形に近い系統電流が得られる．電流形

では，直流電流 i_d の変動交流成分はリアクトル L_d の値に反比例するので，提案方式の i_u と同程度の第3次高調波含有量を実現するには， I_{d2} の大きさの関係から，2倍周波数変調のみにおいては3倍程度，従来方式においては25倍程度の L_d が必要となる．

図5はチョッパ制御によってPVを最大電力に維持しながらインバータ変調率 M_i を変化した時のシステム特性を示す．(4)と(10)式で示すように，インバータ直流電圧 E_d およびチョッパ変調率 M_{c2} は M_i と線形関係である．チョッパの入出力関係を決定する通流率 k は，変調率 M_{c2} と直流部の電圧降下を補償する直流変調率 M_{cd} の合成であり，変調率 M_i にほぼ比例して変化する．その結果，変調率 M_i が低くなると直流電流 I_d が急激に増加し，リアクトル抵抗分と導通スイッチの電圧降下による損失が大となるので，PV電圧 E_{pv} ，電流 I_{pv} および電力 P_{pv} が最適値一定に維持されているにもかかわらず，系統電流 I_u と逆潮流電力 P_u が減少している．変調率 M_i のいずれの場合でも，直流電流の2倍周波数変動は抑制され，広範囲で正弦波系統電流の力率 (pf) 1を実現できるが，変換効率 η は直流電流が小さいほど高くなる．したがって，本システムでは，効率の点からインバータ変調率 M_i はできる限り高い値に設定することが望ましく，(10)式で $M_{c2} \leq 1$ を満たすように設定する．

2倍周波数変調波のみのチョッパPWMを行う文献(6)(7)では，図4に示したように瞬時波形において直流電流の変動が十分に除去されず，その結果，系統電流が歪む点を除いて，これらのシステム特性は，図5に示したものと本質的に変わるところはない．ただし，文献(7)では，直流部に挿入する絶縁トランスの損失のため，さらに効率が低下すると思われる．

Table.1 Harmonic contents of currents.

表1 電流の高調波成分

modulating wave		conventional	double-frequency	double-frequency with dc
Fig.4		(a)	(b)	(c)
utility current	I_{u1}	5.29 A	5.87 A	5.76 A
	I_{u3} (I_{u3}/I_{u1})	2.18 A (41.12 %)	0.29 A (4.95 %)	0.07 A (1.27 %)
	I_{u5} (I_{u5}/I_{u1})	0.25 A (4.79 %)	0.03 A (0.48 %)	0.02 A (0.32 %)
dc current	I_d	7.49 A	6.30 A	6.38 A
	I_{d2} (I_{d2}/I_d)	5.08 A (67.80 %)	0.66 A (10.51 %)	0.20 A (3.13 %)
	I_{d4} (I_{d4}/I_d)	0.60 A (7.96 %)	0.11 A (1.78 %)	0.07 A (1.04 %)

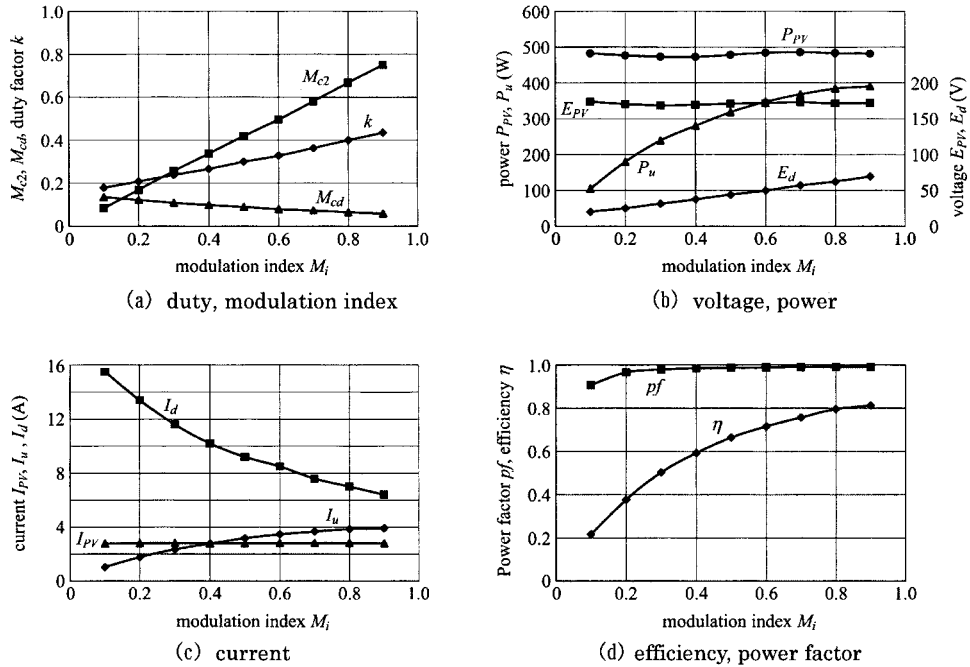


図5 変調率に対する特性

Fig.5 Steady state characteristics with change of M_i .

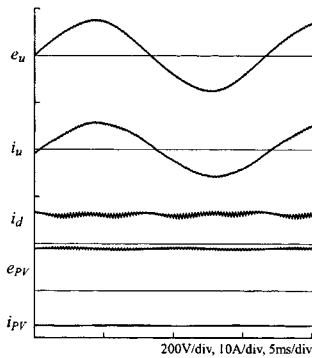


図6 $L_d = 5\text{mH}$ 時の実測波形

Fig.6 Experimental waveforms at $L_d = 5\text{mH}$.

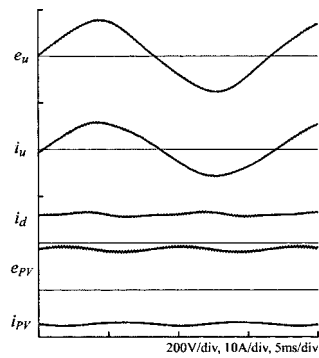


図7 $C = 250\mu\text{F}$ 時の実測波形

Fig.7 Experimental waveforms at $C = 250\mu\text{F}$.

図6に直流リアクトル L_d を5mHとした場合の実測波形を示す。リアクトルを低減するとPWMスイッチングによる直流電流 i_d のリップル幅が大きくなる。しかし、2倍周波数変動はほぼ抑制されており、正弦波形の系統電流が得られることがわかる。リップルは搬送波周波数をさらに高く設定することで抑制できる。なお、直流電流に残っている変動(おもに4倍周波)は系統電圧 e_u の歪みによるものである。本実験では、系統電圧を完全な

正弦波形としてチョッパ変調波を作成しているため、電流 i_d のさらなる変動抑制には、系統電圧の歪みを考慮した制御が必要である。

図7はチョッパコンデンサ C を250 μF に設定した場合の実測波形である。本システムは、直流電流変動を抑制するために、単相交流の瞬時電力変動分をチョッパコンデンサで処理している。よって、コンデンサ容量の低減はその電圧変動、すなわちPVの出力変動となり、図

のようにPV電圧 e_{PV} および電流 i_{PV} の2倍周波数変動となって現れる。PVの電圧変動幅は図4の1000 μ F時と比べて約4倍となるが、系統電流は図6と同程度の波形であることが確認できる。コンデンサ容量は電圧変動を考慮して以下のように決定する。2章で示した入出力関係から、回路損失を無視すると、チョッパコンデンサに流入する変動分電流は

$$i_c = I_{PV} \cos 2\omega t \quad (18)$$

で与えられるので、電圧変動は

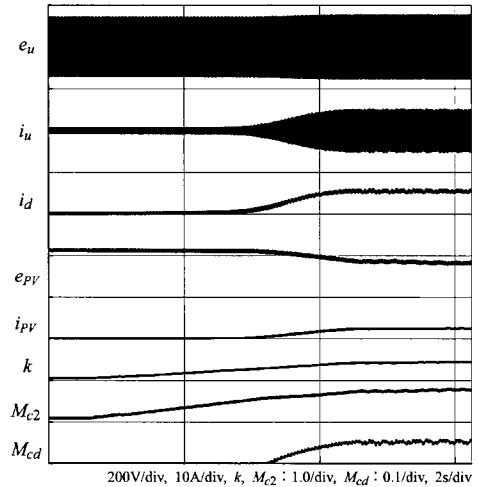
$$\Delta e_c = \frac{1}{C} \int i_c dt = \frac{I_{PV}}{2\omega C} \sin 2\omega t \quad (19)$$

となる。例えば、3kWシステム(PVの最適電圧300V, 最適電流10A)を想定した場合、コンデンサ電圧の変動幅(p-p電圧)を10V以下とするためには約2650 μ F以上の容量を設定する。

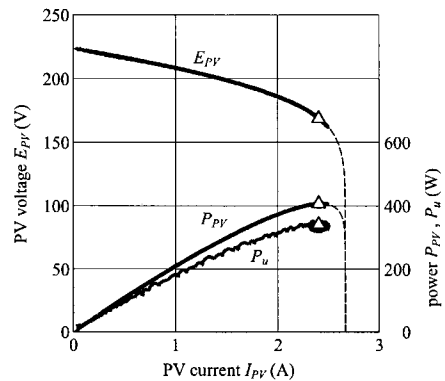
4. 過渡特性

図8は本提案PWM法を系統逆潮流MPPT制御⁽¹⁰⁾へ適用してシステムを起動した場合の動作波形とPV出力および電力の軌跡を示す。なお、インバータ変調率 $M_i = 0.9$, チョッパ通流率をほぼ零に設定して起動させ、サンプリング周期を50ms, k の変化幅を0.005とした。起動時、PVはほぼ開放電圧であり、起動後、通流率 k が設定したサンプリング周期と変化幅に従い直線的に増加し、チョッパ変調率 M_{c2} も増加する。PV電流 i_{PV} の増加に対応して直流電流 i_d および系統電流 i_u が増加し、それにつれてPV電圧 e_{PV} が低下して定常状態へ達する。直流電流の増加に伴って直流部の電圧降下 V_D を補償するために、チョッパの直流変調波 M_{cd} が増加していることがわかる。PV出力は同図(b)で示すように、PV出力特性曲線上を移動している。系統逆潮流電力 P_u はPV出力電力 P_{PV} とともに増加し、印で示す最大出力点で定常状態となることを確認した。サンプリング周期を短くするか、あるいは k の変化幅を大きく設定することで過渡応答時間を短縮できるが、山登り法特有の定常動作での振動による不安定性に注意する必要がある。なお、系統電力 P_u は半周期毎の平均電力をプロットしている。

図9は最大電力制御運転のもとでPV光量に変化した時の動作波形と出力軌跡を示す。実験では人工的に一部モジュールを陰にした。光量の変化に対応してPV電流 i_{PV} が増減し、直流電流 i_d および系統電流 i_u が変化している。直流電流の増減に対応してチョッパの直流変調率 M_{cd} が追従しており、過電流や過電圧を発生せずシステムは安定して系統との電力潮流を行っていることが確認できる。また、出力軌跡から、システムは光量変化に対



(a) waveforms



(b) output tracking

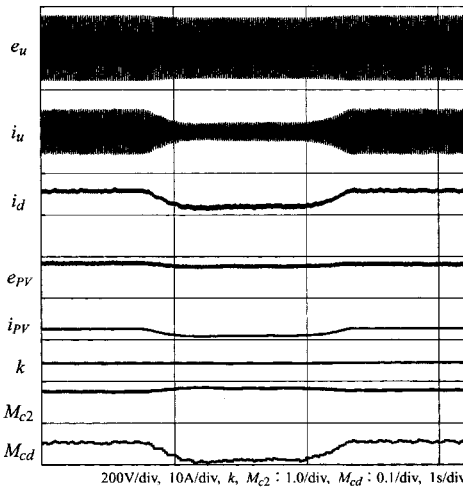
図8 システム起動特性

Fig.8 Start up of system.

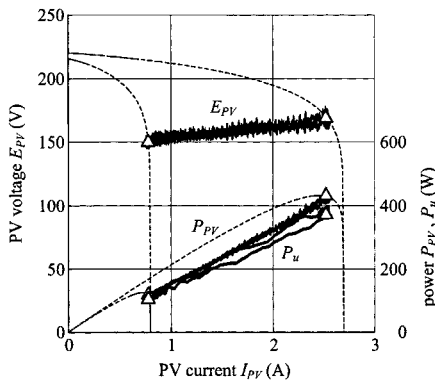
応して系統逆潮流最大電力を維持しながら動作していることがわかる。

5. むすび

単相系統連系太陽光発電PWM電流形インバータにおける直流リアクトル低減と波形改善を図るために、PWM動作を行う降圧チョッパを付加したシステムを検討した。本論文は、チョッパのスイッチングパターン作成において、直流リアクトルの抵抗分による電圧降下と導通スイッチの順方向電圧降下を補償する直流分変調波を追加したPWM法を提案し、先に報告されている2倍周波数変調方式と同一のスイッチング周波数で、より平滑な直流電流と正弦波の系統電流が得られることを実験から明らかにした。また、システム基本特性から、イン



(a) waveforms



(b) output tracking

図9 光量変化時の特性

Fig.9 Response for change of sunlight quantity.

バータ変調率が高いほど変換効率が高くなることを示した。さらに、本提案のチョッパPWM法はMPPT制御に適用可能なことを示し、システム起動や太陽電池への光量変化においても安定して太陽電池発電電力を系統へ逆潮流できることを確認した。

電流形インバータにおける直流リアクトルの低減は、システムの小型軽量化を実現でき、今後の太陽光発電シ

ステムへの適用に十分実用の可能性があると考えられる。しかしながら、現在製品化されているオンオフデバイスの多くは逆耐圧をもたないので、電流形インバータを構成するにはデバイスに直列ダイオードが不可欠である。その結果、導通素子の順方向電圧降下による損失が増加し、変換効率は電圧形システムに劣る欠点がある。この問題解決には、逆耐圧を有するオンオフデバイスが必要であり、これからの開発を期待する。

参考文献

- (1) 石原・他：「太陽光発電システムの現状と将来」, 電学論C, 115巻, 1号, 1(1995-1)
- (2) 野中・山崎・袈裟丸：「単相PWM電流形インバータによる太陽光発電連系システム」, 電学論B, 112巻, 5号, 439(1992-5)
- (3) 橋本・曾根：「直角二相化PWMコンバータ」, 電学論D, 111巻, 3号, 215(1991-3)
- (4) 根葉：「交流チョッパを結合した単相PWM電流形電力変換器」, 電学論D, 117巻, 6号, 673(1997-6)
- (5) 茂木・前田：「直流電流脈動を低減した系統連系単相電流形インバータ」, 電学論D, 119巻, 8/9号, 1132(1999-8)
- (6) 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年度電気関係学会九州支部連大, No.417(1993-10)
- (7) 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巻, 6号, 718(1996-6)
- (8) 北村・根葉：「降圧チョッパ制御による系統連系太陽光発電インバータの検討」, 平成13年電気学会産業応用部門大, No.140(2001-8)
- (9) 下津浦・根葉：「PWM降圧チョッパ制御による単相系統連系太陽光発電インバータの定常解析」, 平成15年電気学会全大, No.4-024(2003-3)
- (10) 根葉・古山：「PWM電流形インバータによる系統連系太陽光発電システムの最大電力演算法」, 電学論D, 117巻, 9号, 1092(1997-9)