

直流側 2 倍周波数変動を利用した単相系統連系 太陽光発電インバータの M P P T 制御*

根 葉 保 彦**

MPPT Control by Using Double-frequency Variation of DC Side in Single-phase Utility Interactive Photovoltaic Inverter

Yasuhiko NEBA

This paper presents a maximum power point tracking (MPPT) control in the single-phase inverter photovoltaic generation system. The single-phase inverter has the pulsating dc voltage and current, of which the frequency is twice the utility frequency. The dc voltage and current depends on the photovoltaic arrays and the instantaneous values obey the $V-I$ characteristic of the arrays. The dc instantaneous observation in the half-cycle of the inverter operation gets larger power of the arrays and the feedback control of the photovoltaic voltage is implemented to search the maximum power point of the arrays. The proposed method is applied for the voltage source inverter, the current source inverter and the step-down chopper-inverter systems. The transient characteristics at the start-up operation are given and the steady state waveforms are shown. The experimental results prove that the maximum power of the photovoltaic arrays is obtained in any inverter.

Key Words: Maximum Power Point Tracking Control, Current Source Inverter, Voltage Source Inverter, Step-down Chopper, Photovoltaic Generation, PWM, Single-phase circuit

1. まえがき

太陽光発電に用いられる太陽電池（以下、P Vと略記）の発電電力は、光量などの気象条件によって大きく変化し、また、一定光量においても接続される負荷状態に依存する。P V発電電力をチョッパによって蓄電池に充電する場合やインバータで系統へ逆潮流する場合には、P Vから常に最大限の電力を取り出すために最大電力点追従（M P P T）制御が

行われ、これはP Vに接続する変換器の操作によって実現できる。山登り法⁽¹⁾⁽²⁾は最大電力点を探索する一般的な方法としてよく知られている。この方法は、変換器でP V電圧を一定に制御しながら、一定間隔でP V平均電圧をわずかに上下に変化させてP V平均電力を計測し、その電力を比較しながら最大点に近づけるものである。したがって、変換器は常に異なる2動作点での定常動作を繰り返すので、P V出力は定常的に振動し、最大点付近での安定性に問題を生じる場合がある。山登り法に基づいた制御方法として、D C - D Cコンバータの出力量を操作

* 平成20年5月30日受付

** 電気工学科

する方法⁽³⁾や単一センサで出力電力推定を行う方法⁽⁴⁾、交流出力を操作する単相電圧形インバータシステム⁽⁵⁾あるいは単相電流形インバータシステム⁽⁶⁾、DC-DCコンバータにおいてファジー理論⁽⁷⁾あるいは適応制御⁽⁸⁾を利用した方法等が報告されている。また、山登り法とは異なる制御法として、PV出力電力の電圧微分値が零となるように制御するチョッパ単相電圧形インバータシステム⁽⁹⁾、出力電流の実効値の微分値を用いた三相電流形インバータシステム⁽¹⁰⁾、電流微分を用いて電力バランスを考慮したチョッパインバータシステム⁽¹¹⁾等が提案されているが、パラメータやサンプリング間隔などの制御設計が複雑化する傾向がある。さらに、DC-DCコンバータにおいて短絡電流から最適電流を導出して最大点動作を行う方法⁽¹²⁾やPV出力電圧、電流の瞬時微分値を用いて動特性を考慮する方法⁽¹³⁾が示されている。

筆者らは、単相系統連系太陽光発電システムのMPPT制御の一方法として、PV瞬時電圧と電流から得られるPV瞬時電力を監視して最大電力点へ移行する方法を提案し、電流形インバータシステムへの適用を示した⁽¹⁴⁾。本方法は、単相システムにおいて必然的に生じる直流部2倍周波数変動がPV出力に依存することを利用するので、インバータの1動作点の定常動作でPV出力の変動が得られ、インバータ直流平均電圧の調整によって容易に実現できる。また、山登り法のようにPV出力の異なる2点の平均電力比較を必要としないため、最大点付近での振動を生じない利点がある。これと同様な手法として、PVに接続される変換器のスイッチング動作に起因する瞬時電圧変動を利用する方法が示され、チョッパ回路での結果が報告されている⁽¹⁵⁾。しかしながら、文献(15)では、スイッチング間隔での比較的速い電圧電流変動を監視するので、PVの静的動作と動的動作の出力特性が異なること⁽¹⁶⁾、およびラインインダクタンスの影響などを考慮すると、容量が大きいPVシステムへの適用には問題を生じる可能性がある。また、素子のスイッチング周波数はPV出力変動だけでなく、変換器の入出力波形に含まれるスイッチングリップルも考慮して設定する必要がある。これに対して、本制御法では、系統の2倍周波数変動を利用するので、PVの静的動作特性で制御できると

考えられ、また、素子のスイッチング周波数にほとんど依存しない利点がある。

本論文は、太陽光発電における単相系統連系システムの2倍周波数変動を利用したMPPT制御について、電圧形インバータ⁽¹⁷⁾、電流形インバータ⁽¹⁸⁾および降圧チョッパを接続した電流形インバータ⁽¹⁹⁾の各システムへの適用を行い、実験による検証を行ったものである。まず、PV出力特性から本方法の制御原理を示し、各システムの制御方法を説明する。つぎに、システム起動時の各部波形を示し、いずれのシステムにおいてもPVの最大電力点動作が可能なことを明らかにするとともに、各システム適用における問題点や制御性能の比較、光量変化に対する過渡動作特性について述べる。また、本方法では、直流部電圧、電流の2倍周波数変動幅がシステム制御性能に直接関係するので、インバータ直流部パラメータの設定や直流変動による太陽電池出力の影響についても検討を行う。

2. 太陽電池出力特性と制御方法

太陽電池PVは、図1に示すように、ある特定の動作点で最大電力を出力する山形の特性を有し、負荷状態に依存して受動的に出力が変化する。インバータなどの変換器によってPV最大電力点動作を実現するには、常にPV電力を監視する必要があるが、変換器の制御は、PV出力電圧あるいは電流を最大電力点の電圧(最適電圧)あるいは電流(最適電流)とすることに帰着する。インバータシステムを対象

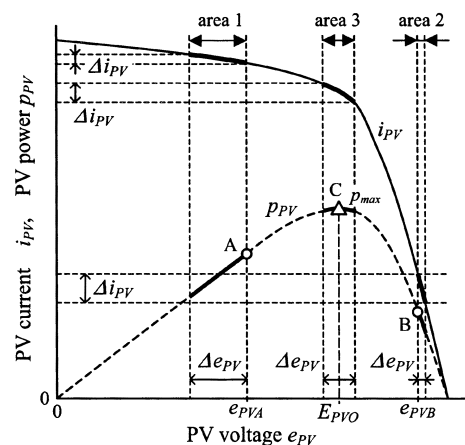


図1 太陽電池の出力特性
Fig.1. Output characteristics of PV.

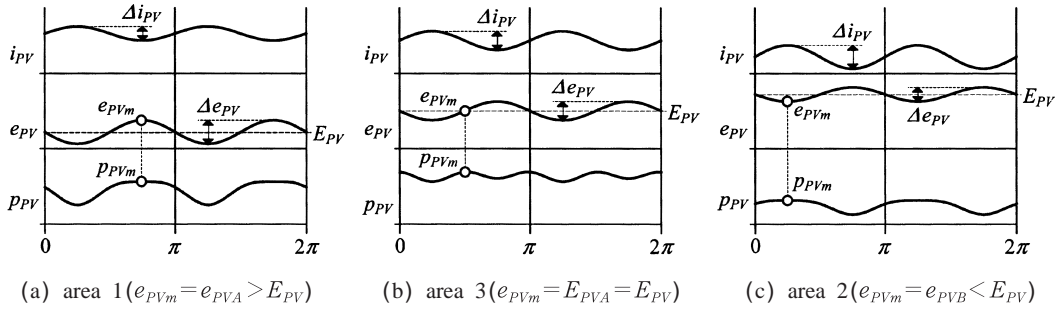


図2 PV出力の理論波形

Fig.2. Theoretical waveforms of PV output.

とする本論文は、電圧形および電流形システムともに、PV出力電圧を調整することによってPV電力制御を行う。

ところで、単相系統連系システムでは、交流瞬時電力が系統周波数の2倍で変動するため、定常動作においてもPV電圧と電流すなわちPV電力の瞬時値は2倍周波数で変動する。PVのこれらの変動幅は、PV出力特性で決まり、インバータ直流部に接続される平滑コンデンサや平滑インダクタにも依存する。図1は、異なる動作領域におけるPV出力範囲を示しており、図2に各動作領域でのPVの電流 i_{PV} 、電圧 e_{PV} および電力 p_{PV} の理論波形を示す。領域1はPV平均電圧 E_{PV} が最大出力時 (C点) の最適電圧 E_{PVO} より低い場合、領域2は高い場合、領域3は最大出力時で E_{PV} が E_{PVO} に等しい場合である。領域1では、PV瞬時電力 p_{PV} が最も大きい p_{PVm} 時のPV瞬時電圧 e_{PVm} は、変動する e_{PV} の最大点すなわち出力特性のA点の電圧 e_{PVA} であり、この電圧は領域内のほぼ中央に位置するPV平均電圧 E_{PV} より高くなる。そこで電圧 E_{PV} が e_{PVm} となるようにインバータを操作してPV平均電圧を高く設定することで、より大きいPV出力が得られる動作領域へ移行する。図2(c)に示す領域2では、領域1とは逆に、 p_{PVm} 時のPV瞬時電圧 e_{PVm} は変動電圧の最小点すなわち出力特性のB点の電圧 e_{PVB} となり、 E_{PV} より低い値となるので、インバータでPV平均電圧を低くすれば、より大きいPV出力の動作領域へ移る。動作領域1あるいは2から移行して領域3に達すると、図2(b)に示すように、最大瞬時電力時の瞬時電圧 e_{PVm} と平均電圧 E_{PV} がいずれも最適電圧 E_{PVO} と一致し、この動作領域を維持

する。このように、本方法はインバータ1動作点の半周期におけるPV平均電圧と最大PV瞬時電力時の瞬時電圧を比較して制御を実現でき、従来の山登り法のように異なる2動作点の平均電力比較を必要としないため、振動を起こさず、安定して動作可能である。

図3はMPPT制御ブロック図であり、ソフトウェアで実行している。インバータは電源の半周期 ($1/2f$) 毎に等価な動作を繰り返すので、半周期におけるPV瞬時電圧 e_{PV} と瞬時電流 i_{PV} をサンプルして瞬時電力 p_{PV} を演算する。この周期内で最大瞬時電力 p_{PVm} 時のPV瞬時電圧 e_{PVm} を求め、また、半周期のPV平均電圧 E_{PV} を演算する。インバータの操作量 x は、電圧 e_{PVm} を指令値として平均電圧 E_{PV} と比較して、速度形PIアルゴリズムによる演算で決定する。なお、PV電圧と電流の検出は、絶縁形センサー (LEMモジュール、電圧: LV100、電流: LT80-P) を使用した。コンピュータへ取り込むA/Dコンバータのデータ1ビットの分解能は電圧0.1953V、電流0.0098Aである。また、サンプル周波数はPWMの搬送波周波数 f_c と同じ値として9.6kHzに設定した。

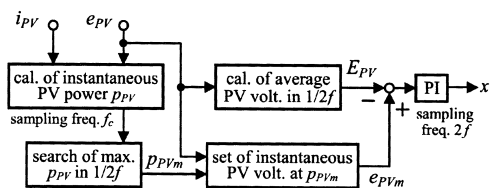


図3 MPPT制御ブロック図

Fig.3. MPPT control block diagram.

3. 実験結果

試作回路では、ブリッジレグは2個のIGBTをもつモジュール(三菱:MG50Q2YS50, 電圧:1200V, 電流:50A), チョッパは単体IGBT(東芝:MG50Q1BS1, 電圧:1200V, 電流:50A)を使用し, 電流形システムでは, 各IGBTと直列に逆電圧阻止ダイオード(富士電機:ERE74-06, 電圧:600V, 電流:30A)を接続している. また, PVはモジュール(京セラ:LA361K51, セル温度25度および日射エネルギー 1kW/m^2 時の短絡電流3.25A, 開放電圧21.2V, 最適電流3.02A, 最適電圧16.9V, 最大出力51.0W)をシステム動作条件に対応するよう直並列接続して用いた.

3.1 電圧形インバータシステム

電圧形インバータによる単相系統連系太陽光発電システム構成と制御ブロックを図4に示す. PVは直流電圧平滑コンデンサ C_d と並列に接続する. L は連系リアクトルである. インバータは, ヒステリシスコンパレータによる電流追従制御の2レベルスイッチングを行い, 系統電流を正弦波化する. 電流基準信号 i^* は, 系統電圧 e と同期した振幅1の正弦波信号 $\sin\omega t$ と振幅指令 I_m^* を乗算して作成する. 図3に示した操作量 x を指令 I_m^* として用い, この値を増減してPV平均電圧を調整する. 定常動作では, インバータへ2倍周波数の電流が流出するので, この電流によって平滑コンデンサは電圧変動を生じる. この時, PV瞬時電圧 e_{PV} はコンデンサ電圧と同じ変動となり, PVは, その出力特性に依存して, 電圧の変化に対応した変動電流を出力する.

実験は, 系統電圧実効値 $E=100\text{V}$ ($f=60\text{Hz}$), $L=25\text{mH}$, $C_d=500\mu\text{F}$ とし, PVはモジュールを12枚直列接続(仕様最大出力612W)して用いた. 図5は振幅指令 I_m^* を零とし, PVを開放電圧の零出力状態からシステムを起動した場合の各部実測波形とPV出力軌跡を示す. PV瞬時電力 p_{PV} の波形は, 電圧 e_{PV} と電流 i_{PV} の積をプロットしたものである. なお, 本方法では, PVの零出力では制御不可能であり, また, PVの開放電圧付近の低出力範囲においてもPV瞬時電圧の変動が小さいので, 検出データ分解能の制約から制御が困難である. このため,

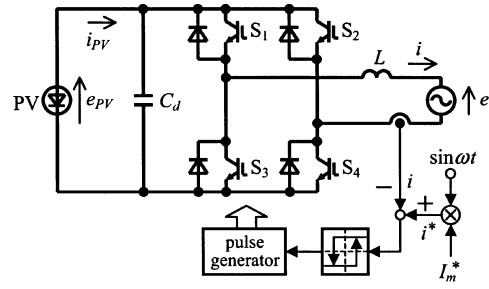
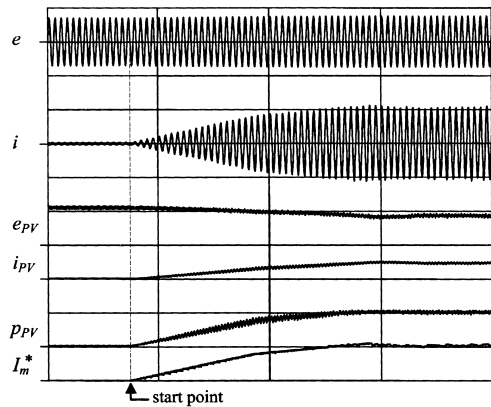
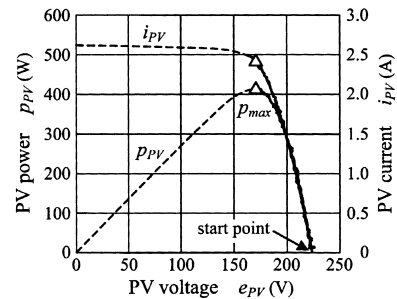


図4 電圧形インバータPVシステム
Fig.4. Voltage source inverter-PV system.



(a) waveforms at start-up
(200V/div, 5A/div, 400W/div, 300ms/div)



(b) PV output tracking

図5 電圧形インバータPVシステムの実測結果
Fig.5. Experimental results in VSI-PV system.

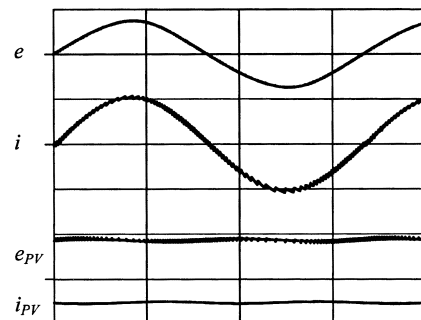


図6 電圧形インバータPVシステムの定常波形
(200V/div, 5A/div, 5ms/div)
Fig.6. Steady-state waveforms in VSI-PV system.

本システムでは、P Vがある程度の電力を出力する電圧 (最適電圧より高い200V に設定) まで I_m^* を自動的に増加し、その後 M P P T 制御となるようにした。波形から、振幅指令 I_m^* の増加に伴って、P V電圧 e_{PV} は開放電圧から低下、P V電流 i_{PV} は零から増加し、P V電力 p_{PV} は順次増加して定常状態に達していることがわかる。同図(b)に示す起動期間における P V出力軌跡から、P V電圧の変化に伴って P V電流は出力特性曲線に従って変化し、システムは印で示した P V最大電力点で定常動作となることを確認できる。

図 6 に最大電力点定常動作の実測波形を示す。P Vの電圧、電流は系統の 2 倍周波数で変動しているが、追従制御によって正弦波の系統電流 i が得られており、力率 1 で P V発電電力を系統へ逆潮流していることがわかる。

3.2 電流形インバータシステム

図 7 は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構成を示し、P Vは直流電流平滑インダクタ L_d と直列に接続する。電流形システムでは、P Vが L_d を通して出力する直流電流を正弦波交流電流に変換して P V発電電力を系統へ逆潮流する。この時、インバータ直流電圧 e_d は、系統の 2 倍周波数変動を含む電圧であるため、有限の L_d では、必ず P V電流 i_{PV} に同一周波数の変動を生じ、P V出力特性に従って P V電圧 e_{PV} も変動する。P Vの平均電圧は、直流側に対して電圧源となる電流形インバータの直流平均電圧 E_d に依存する。正弦波変調波を用いた三角波搬送波比較方式 PWM を採用すると、変調率 MI (三角波振幅に対する正弦波振幅比) を操作することによって、インバータは電圧 E_d を線形に制御でき、P V出力調整が可能である。よって、図 3 に示した操作量 x を指令 MI とし

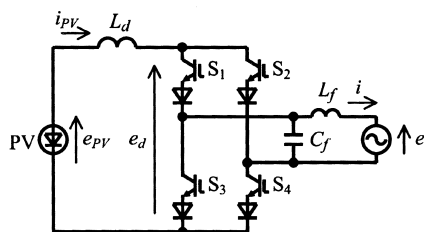
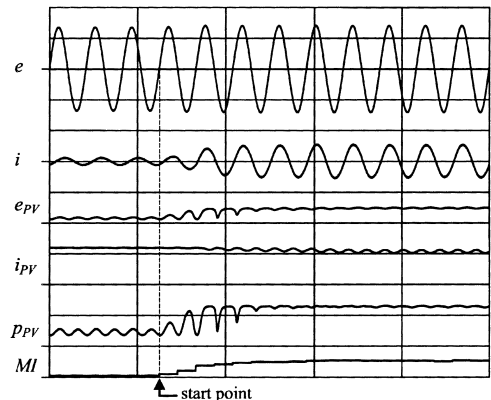


図7 電流形インバータ P Vシステム
Fig.7. Current source inverter-PV system.

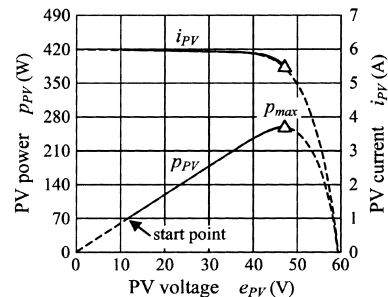
て用い、M P P T 制御を実行する。

実験は、 $E=100V$ 、 $L_f=1mH$ 、 $C_f=10\mu F$ 、 $L_d=200mH$ 、PWM搬送波周波数9.6kHz とし、P Vはモジュールを 3 枚直列接続したものを 2 組並列接続 (仕様最大出力306W) して用いた。図 8 は変調率を P V動作領域 1 に設定している状態から制御開始した場合の各部実測波形と P V出力軌跡を示す。変調率の低い領域では P Vはほぼ短絡状態である。制御開始後、電源半周期毎の変調率 MI の増加に伴って P Vの電圧 e_{PV} は増加、電流 i_{PV} は減少しており、電源の約 3 周期後には定常状態となっていることが確認できる。系統へは、常に正弦波の電流 i によって P V発電電力を逆潮流していることがわかる。P Vの電力はその出力特性に沿って大きくなり、印で示す最大点に到達している。

図 9 は P Vの動作領域 2 から制御を行った場合の結果を示す。変調率 MI を高く設定して P V電圧が



(a) waveforms at start-up
(100V/div, 5A/div, 200W/div, $MI:1.0$ /div, 40ms/div)



(b) PV output tracking

図8 動作領域 1 から制御した場合の電流形インバータ P Vシステムの実測結果

Fig.8. Experimental results in CSI-PV system with operational area 1.

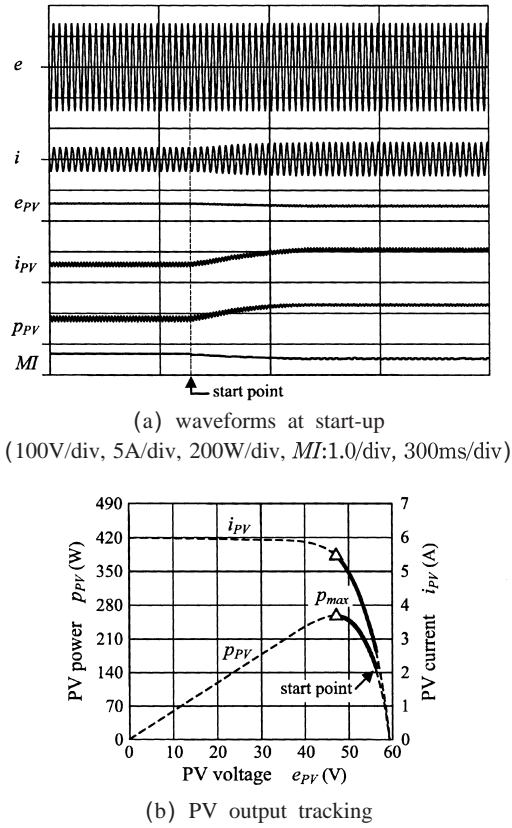


図9 動作領域2から制御した場合の電流形インバータPVシステムの実測結果
 Fig.9. Experimental results in CSI-PV system with operational area 2.

最大電力点の最適電圧より高い領域では、PVが定電圧領域となるために瞬時電圧の変動幅が小さい。すなわち、半周期におけるPV平均電圧と最大瞬時電力時のPV瞬時電圧との差が小さいために、操作量MIの変化が小さくなるが、この場合でも、正弦波系統電流を維持しながら、図8の場合と同じPV最大電力点へ移行している。

電圧形システムと同様に、電流形システムでもPV出力が極端に低い場合には、本方法によるMPPT制御は実行不可能であるので、起動の際には、PVがある程度の電力を出力できるようにPV電圧を制御するなどの策が必要である。図8と9の結果から、電流形システムでは、応答性の点から、領域1の動作状態からの起動が有利と考えられる。この場合、起動時に直流部電流が零からPV短絡電流まで増加するが、PVと直列のインダクタ L_d によって電流上昇率が抑えられるので、素子は大きなストレスを受けないと思われる。

3・3 チョップ付加電流形インバータシステム

電流形インバータでは、系統電流の波形歪みを抑制するために、比較的大きな直流平滑インダクタ L_d を必要とし、システム大型化の問題がある。この解決策として、図10に示す降圧チョップを付加した電流形インバータシステムとチョップスイッチング法が報告^{(20)・(22)}されており、このシステムに対しても本方法を適用できる。このシステムは、チョップを2倍周波数正弦波変調波による三角波比較方式PWMでスイッチングし、直流電流 i_d を平滑化させることによって、 L_d の低減を図っている。その結果、交流瞬時電力の変動分はチョップ回路内のコンデンサCで吸収されるため、電圧形システムと同様にPV瞬時電圧の変動を生じる。PVの平均電圧は、インバータ変調率MIで決まる直流平均電圧 E_d とチョップ変調率MD(三角波振幅に対する2倍周波数正弦波振幅比)に依存する。したがって、PV出力は、いずれの変調率でも調整可能であるが、制御の簡単化のために、MDを操作して行う。この時、インバータはMIを固定してPWM動作するが、直流平均電圧 E_d が高いほど直流平均電流 I_d が小さくなり、変換効率が向上⁽²²⁾⁽²³⁾するので、PV最適電圧と系統電圧を考慮してできるだけ高いMIに設定する。よって、図3に示した操作量xを指令MDとして用い、MPPT制御を実行する。

実験は、 $E=100V$ 、 $L_f=1mH$ 、 $C_f=10\mu F$ 、 $L_d=20mH$ 、 $C=500\mu F$ 、PWM搬送波周波数9.6kHzとして行い、PVはモジュールを12枚直列接続(仕様最大出力612W)して用いた。図11はインバータ変調率MIを0.85に固定し、チョップ変調率MDを零の初期状態からシステム起動した時の実測波形とPV出力軌跡を示す。電圧形システムと同様に、PV開

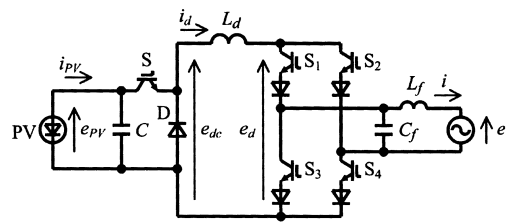
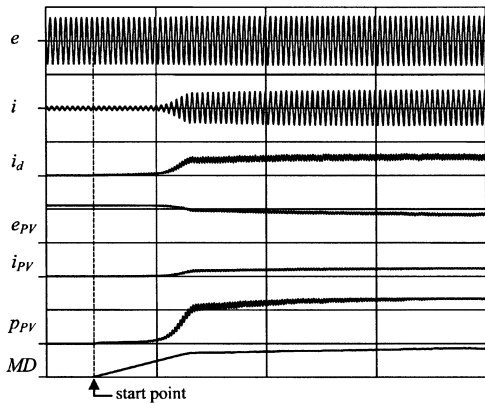
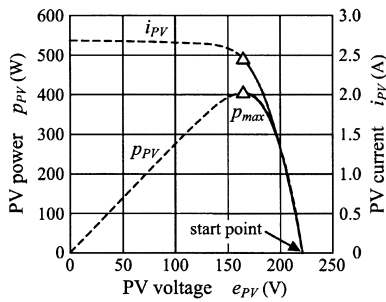


図10 降圧チョップを付加した電流形インバータPVシステム
 Fig.10. Current source inverter-PV system with step-down chopper.



(a) waveforms at start-up
(200V/div, 10A/div, 300W/div, MD:1.0/div, 350ms/div)



(b) PV output tracking

図11 チョップ電流形インバータ P V システムの実測結果
Fig.11. Experimental results in chopper-CSI-PV system.

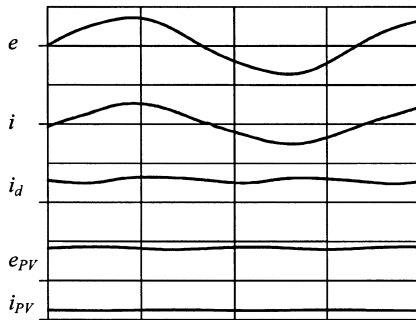


図12 チョップ電流形インバータ P V システムの定常波形
(200V/div, 10A/div, 5ms/div)
Fig.12. Steady-state waveforms in chopper-CSI-PV system.

放電付近では P V 瞬時電力変動が小さく検出が困難であるので、P V 電圧が 200V に低下するまで自動的に MD を増加し、その後 M P P T 制御を実行した。起動後、変調率の増加に伴って P V 電圧 e_{PV} は減少、P V 電流 i_{PV} と直流電流 i_d は増加しながら P V 電力 p_{PV} も増加して定常状態となっている。また、P V 出力は曲線上を移行して最大出力点 (印) へ到達することが確認できる。なお、電圧形シス

テムに比べて定常に達するまでの時間が長い、これは M P P T 制御内の P I ゲイン設定によるものである。過渡的な応答速度等については、シミュレーション⁽¹⁷⁾によって最適なゲイン選定を検討する必要がある。

図12は最大電力点での定常動作実測波形を示す。図7の電流形インバータシステムに対して一桁小さい直流インダクタを接続しているが、直流電流 i_d はかなり平滑化されており、ほぼ正弦波形の系統電流 i で P V 発電電力を逆潮流していることがわかる。

4. システム設計と制御特性

4.1 太陽電池出力電圧

電圧形インバータでは、正弦波電流を維持するために、系統電圧最大値より高い最適電圧を有する P V を設置する。電流形インバータでは、直流平均電圧制御範囲が $0 \leq E_d \leq E/\sqrt{2}$ であるので、この範囲内の最適電圧を有する P V を設置する必要がある。一方、降圧チョップ付加電流形インバータでは、チョップの出力平均電圧 E_{dc} が P V 電圧の 1/2 以下の範囲で自由に調整できるので、接続する P V の最適電圧に制限はない。

4.2 直流パラメータ

単相インバータでは通常、直流側を変動のない理想電源に近づけるため、平滑コンデンサや平滑インダクタの直流パラメータはコストとサイズを考慮して、できる限り大きな値を設定する。これに対して、本方法は、直流瞬時変動を利用するため、直流パラメータは小さく選定するが、制御性能や P V 出力に影響を与えるので、これらを考慮して値の設定を行う必要がある。システム応答は、発散しないように制御ゲインを高く設定することによって向上する。ここでは、ゲイン一定として直流パラメータの影響を検討する。

電圧形インバータシステムでは、直流電圧平滑コンデンサ C_d の値が小さいほど電圧変動が大きくなるので、起動時間が短くなり、応答がよくなる。直流電圧が変動する場合でも、その瞬時値が常に系統電圧瞬時値より高い条件では、系統電流は追従制御によって正弦波形を維持できる。しかし、電圧変動は P V 出力電力の変動となるので、極端に C_d を小

さく設定した場合にはPV出力平均電力の低下が懸念される。

図13は異なる平滑コンデンサに対して、PV最大出力点の最適電圧(平均値 $E_{PV}=183.3V$)で動作した場合のPV出力平均電力を示したものである。なお、平均電力はデジタルパワーメータで測定した。PV瞬時電圧の変動幅 Δe_{PV} (p-p間)は $2000\mu F$ 時が約3V、 $500\mu F$ 時が約12Vであった。PVに直流静止負荷を直接接続した時のPV最大出力372W(平均値 $I_{PV}=2.03A$)に対して、 $500\mu F$ 時で約368W、約1.1%減少している。この結果から、供試システムでは C_d を $1000\mu F$ 程度に設定すれば、電圧変動によるPV出力の大きな低下は生じないことがわかる。

起動の低出力時や光量が減少した時には、PV電流が小さく、 C_d の電圧変動幅が減少するので、瞬時電力変動の検出が困難となり、制御を実行できない。コンデンサの電圧変動幅 Δe_c (PV電圧変動幅 Δe_{PV})は、回路損失を無視すると、直流電圧一定時にコンデンサへ系統瞬時電力と同じ波形の2倍周波数正弦波電流が流れることから、次式で近似的に計算できる。

$$\Delta e_c = \frac{1}{C_d} \int_0^{\pi/2} I_{PV} \sin 2\omega t d(\omega t) = \frac{1}{\omega C_d} I_{PV} \quad (1)$$

検出する最小の電圧変動幅を2V(供試システムのデータ分解能の約10倍)に制限すると、 $500\mu F$ では、PV平均電流が約0.38A以上で本制御の動作が可能である。PV発電容量を増加した場合、例えば、最適電圧250V、最適電流12Aとした3kWシステムを考えると、 C_d の電圧変動は電流に比例するので、図5におけるPVの最適電流が $I_{PV}=2.4A$ より、 $2500\mu F$ 程度に設定すれば、本結果と同等の制御特

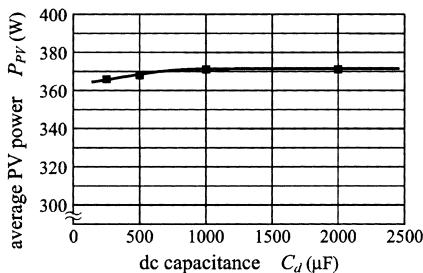


図13 平滑コンデンサに対するPV出力平均電力
Fig.13. Average PV power for changing dc capacitor.

性が得られると推察される。

一方、電流形インバータシステムでは、直流電流平滑インダクタ L_d の大きさによってPV電流の変動幅が決まり、PV出力特性に依存してPV電圧は変動する。PVが最適電圧付近で動作している時には、PV電圧変動はインバータ直流電圧 e_d の2倍周波数変動に比べて小さいので、これを無視し、インダクタの抵抗分を無視すると、PV電流の変動幅 Δi_{PV} は近似的に次式で与えられる⁽²⁴⁾。

$$\Delta i_{PV} = \frac{E}{\sqrt{2} \omega L_d} MI \quad (2)$$

インダクタ値が小さいほど変動が大きくなり、制御応答はよくなるが、PV出力平均電力の低下を招くために L_d の下限値は限定される。インダクタ値に対するPV出力の変化を調べた結果、100mH程度以上であれば出力低下はほとんどないことを確認した。また、電流形インバータは、直流電流の変動が直接、系統電流の波形に影響を与えるので、 L_d 変化に対する系統電流高調波含有量の検討結果⁽²⁴⁾も含め、 L_d の値は200mH程度が妥当であると判断した。実際のPV電圧変動がどの程度となるかは、接続するPVの出力特性に頼らざるを得ないが、(2)式で示すように、電流変動がPVの平均電圧および平均電流、すなわち発電容量に関係しないため、システムのPV発電容量に応じて L_d の値を変更する必要はないと考えられる。また、光量が小さい場合でもPV電力変動を生じるので、電圧形システムより広範囲で本制御法を実行できる。

降圧チョッパを接続した電流形インバータシステムでは、交流瞬時電力変動を処理するチョッパコンデンサ C がPVと並列に接続されることから、システムの制御範囲と C の選定は電圧形システムと同様であると考えられる。直流インダクタ L_d は、インバータとチョッパのスイッチング周波数を考慮し、直流電流 i_d のスイッチングリップルが許容範囲内となるように設定する。なお、系統電流 i の波形は、直流電流平滑化によってほぼ正弦波形に維持でき、 L_d の値にほとんど依存しない。

4.3 光量変化

PVへの光量が変化すると、PV電流の増減に応じてPV出力が変化する。この過渡状態において、

もはや瞬時電力の比較は無意味であり、これは平均電力比較を行う山登り法についても同じであるが、P V 電圧が維持されていれば、P V はほぼ最大出力で動作できる⁽²⁵⁾。この時、電圧形システムでは系統電流の追従制御の制御周期が問題となる可能性がある。すなわち、P V 出力とインバータが逆潮流しようとする電力に不平衡を生じ、これらの差の電力はコンデンサで処理される。特に、光量が急激に減少する場合には、コンデンサに蓄えられているエネルギーが放出され、コンデンサ電圧が系統電圧瞬時値より低下して系統電流の正弦波形を維持できず、制御不能に陥る。したがって、コンデンサ電圧つまり P V 電圧を監視して、制御周期内でも常に電圧を確保できるように振幅指令を操作するような制御ループを付加するなどの策が必要である。これに対して、電流形インバータシステムは、インバータ動作によって決まる直流平均電圧に依存して P V 平均電圧がほぼ一定に維持され、光量変化による P V 電流の変化とともに系統電流、チョップ付加システムにおいては直流電流も変化する。よって、光量の変化が速い場合でも、ほぼ P V 最大出力を保ちながら系統連系動作を続行できる⁽²⁶⁾⁽²⁷⁾。

5. むすび

単相系統連系太陽光発電システムの最大電力点追従制御に対して、直流部の 2 倍周波数変動を利用した電力点探索法の電圧形インバータおよび電流形インバータシステムへの適用を検討した。本方法は、必然的に生じる直流変動に伴う太陽電池出力の瞬時変動を監視して、より大きな出力が得られる動作点へ移行させるので、従来の山登り法のような異なる 2 動作点間の平均電力比較を必要とせず、比較的簡単な制御で最大電力点動作を実現できる。実験によって、電圧形および電流形のいずれのシステムに対しても本方法が適用可能なことを確認し、良好な起動特性と安定した最大電力点での定常動作が得られることを検証した。ただし、起動時の初期状態や光量が極端に小さい場合には、瞬時電力の変動が小さく、本方法の適用は困難であるが、本方法の基本制御が太陽電池の平均電圧調整であることを考えれば、過渡状態で電圧一定制御に切り替えてもシステム動作

の不都合は生じないと考えられる。本方法の制御性能は、直流パラメータに依存することから、太陽電池出力などに対するこれらの影響を明らかにし、また、光量変化時のシステム動作を検討した。システム効率については、電流形システムの直流インダクタに含有する抵抗分による損失が大となることから、電圧形システムが優れている。直流インダクタの大幅な低減ができるチョップ付加電流形システムでも、回路の導通素子数の増加によってシステム効率は電圧形に比べて劣る。しかし、電流形システムは制御回路の構成が簡単で、光量変化に対する動作特性も優れていると思われ、逆耐圧を有するスイッチング素子の開発によって回路損失が低減できれば、電流形システムのメリットを十分に発揮でき、実用が期待できると考えられる。

参 考 文 献

- (1) 半導体電力変換方式調査専門委員会編：「半導体電力変換回路」，電気学会，pp.222 (1987)
- (2) 岡土：「太陽光発電システムの要素技術 - 2 - 太陽光発電用インバータ技術」，電学論 C，115，1，pp.34-39 (1995-1)
- (3) 大西・高田：「太陽電池の最大出力制御方式の比較と昇降圧チョップ回路を用いた制御特性」，電学論 D，112，3，pp.250-257 (1992-3)
- (4) 野口・松本：「単一センサによる太陽電池の最大電力点探索法」，電学論 D，125，1，pp.54-59 (2005-1)
- (5) 成毛・青木・鷹野・澤田：「系統連系太陽光発電システムにおけるインバータ損失を考慮した M P P T 制御法」，電学論 D，118，7/8，pp.953-954 (1998-3)
- (6) 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，117，9，pp.1092-1098 (1997-9)
- (7) 千住・上里・大熊：「ファジー制御による太陽電池の最大電力点の探索」，電学論 D，114，9，pp.843-848 (1994-9)
- (8) 高原・山之内・川口：「適応山登り法による太陽光発電システムの最大電力取得制御」，電学論 D，121，6，pp.689-694 (2001-6)

- (9) 董・杉本・西尾：「電力の電圧微分に基づく太陽光発電システムの最大電力制御法」, 電学論D, 118, 12, pp.1435-1442 (1998-12)
- (10) 大内・藤川・柘川・飯田：「系統連系太陽光発電用三相電流形インバータの一制御方式」, 電学論D, 120, 2, pp.230-239 (2000-2)
- (11) 北野・松井・徐：「電力平衡に基づく太陽電池最大電力点追尾制御方式とその設計法」, 電学論D, 121, 12, pp.1263-1269 (2001-12)
- (12) 野口・富樫・中本：「太陽電池の短絡電流パルスに着目した適応最大出力点追跡法」, 電学論D, 121, 1, pp.78-83 (2001-1)
- (13) 渡辺, 吉田, 大庭：「太陽電池の動特性を考慮した最大電力点追跡制御法」, 電学論D, 123, 7, pp.863-869 (2003-7)
- (14) 根葉：「PWM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最大電力制御の一方方法」, 電学論D, 124, 5, pp.517-518 (2004-5)
- (15) 徳島, 内田, 神戸, 石川, 内藤：「瞬時最大電力追従法を用いたMPP T制御」, 電学論D, 124, 12, pp.1182-1188 (2004-12)
- (16) 大庭, 藤巻, 江田：「太陽電池モジュールの動的等価回路」, 電学論D, 109, 8, pp.542-548 (1989-8)
- (17) 橋本・安波・根葉：「直流部2倍周波数変動を利用したMPP T制御による単相電圧形インバータ太陽光発電システムの動作特性」, 電気学会交通・電気鉄道/半導体電力変換合同研究会資料, TER-06-16/SPC-06-63 (2006-3)
- (18) 松分・根葉：「単相PWM電流形インバータ太陽光発電システムの最大電力点探索法」, 平成16年電気学会全大, No.4-094 (2004-3)
- (19) 松分・橋本・根葉：「直流変動によるMPP T制御のPWM降圧チョッパ電流形インバータ太陽光発電システムへの適用」, 平成16年度電気関係学会九州支部連大, No.03-2A-10 (2004-9)
- (20) 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)
- (21) 門田・柘川・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)
- (22) 北村・根葉：「降圧チョッパを付加した太陽光発電PWMインバータの動作特性」, 平成13年電気学会全大, No.4-066 (2001-3)
- (23) 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)
- (24) 赤嶺・根葉：「単相PWM電流形インバータ太陽光発電システムにおける系統電流高調波低減法」, 平成14年電気学会全大, No.4-072 (2002-3)
- (25) 野中・袈裟丸・山崎：「単相PWM電流形インバータによる太陽光発電システム」, 電学論B, 112, 5, pp.439-447 (1992-5)
- (26) 橋本・松分・根葉：「単相系統連系太陽光発電PWM電流形インバータの2倍周波数変動を利用したMPP T制御特性」, 平成16年度電気関係学会九州支部連大, No.03-2A-19 (2004-9)
- (27) 安波・橋本・根葉：「PWM降圧チョッパ電流形インバータ太陽光発電システムにおける光量変化時の最大出力動作特性」, 平成17年度電気関係学会九州支部連大, No.01-2A-09 (2005-9)