

単相系統連系PWM電流形インバータによる 太陽光発電システムの最大電力点探索法*

根 葉 保 彦**
松 分 良 介***

A Searching Strategy of Maximum Power Point in Single-phase Utility Interactive Photovoltaic Generation System with PWM Current Source Inverter

Yasuhiko NEBA and Ryosuke MATSUWAKE

This paper presents a searching strategy of the maximum power point in the photovoltaic generation system. The PWM current source inverter is used for a single-phase utility interaction and regulates the output power of the photovoltaic arrays. The instantaneous values of the pulsating dc current and voltage, which are necessarily caused in the current source inverter, are employed to search the maximum power point of the photovoltaic arrays. This method can get the variation of the array power at the steady-state operation of the inverter and allows the average power of the arrays to be maintained at the maximum. The proposed method can achieve the stable system operation without such oscillation as the perturbation and observation method has at maximum point. This paper describes the output characteristics of the photovoltaic arrays in the PWM current source inverter, and the control method and the experimental results are given.

Key Words: Photovoltaic Array, Maximum Power Point Tracking Control, Current Source Inverter, Pulsewidth Modulation, Single-phase Circuit, Utility Interactive

1. まえがき

自然エネルギーを利用した発電システムの一つである太陽光発電システムは、太陽電池によって容易に電気エネルギーが得られるので、一般家庭でも小規模なシステムで実現できる。一般的な太陽光発電システムは、交流負荷へ電力を供給するだけでなく、余剰電力を系統へ逆潮流する系統連系システムとして構成されるが、この場合には、太陽電池が発電する直流を系統周波数の交流へ変換するためのインバータが必要となる。太陽電池が発

電する電力は、その表面温度や太陽光エネルギー密度すなわち光量などの気象条件によって時々刻々に変化し、また、負荷状態にも依存する。このため、系統連系システムでは、最大電力点追従 (MPPT) 制御が行われ、インバータによって太陽電池を常に最大の発電状態に維持している。

太陽電池の最大電力点を探索する方法としてよく知られている山登り法⁽¹⁾は、太陽電池を異なる2点で発電動作させ、それぞれの電池出力電圧と電流から演算して得られる電力を監視、比較しながら発電動作点を移行して最大点に近づけるものである。系統連系システムの多くは山登り法を適用してMPPT制御を実現しているが、この方法では、常にインバータを異なる2点で動作させる必要があるため、システムは常時、振動して動作する。

* 平成16年5月31日受付

** 電気工学科

*** 電気工学専攻博士課程前期

その結果、最大点での安定性やシステム速応性に問題を生じる場合があり、一般に、これらはトレードオフの関係にある。

系統連系太陽光発電システムには、系統の形態から三相と単相システムがあり、産業用の大規模システムは三相、一般家庭では単相系統に連系される。また、インバータの構成から電圧形と電流形システムがある。いずれのインバータ構成でも山登り法によるMPPT制御を行うことができ、三相系統の場合には、交流瞬時電力が一定であるので太陽電池出力電力も一定となり、瞬時電力を監視して制御を実現できる。しかしながら、単相系統では、その瞬時電力の2倍周波数変動に起因して、太陽電池出力にも同一周波数の変動を生じるため、太陽電池の平均電力を演算して制御を行う必要がある。

本論文は、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において、原理的に生じる直流電流の2倍周波数変動が太陽電池の出力特性に依存することに着目し、瞬時電力から太陽電池の最大電力点を探索する方法を提案する⁽²⁾⁻⁽⁶⁾。本方法は、インバータの定常動作で太陽電池の出力電力変動を監視できるため、山登り法のようなインバータの2点動作を必要としない。また、インバータは太陽電池出力の最大値に対応する電圧を出力するように制御されるので、非常に簡単に最大電力点に移行して発電動作を維持することが可能であり、最大点でのシステム不安定を解消できる。本稿では、実機システムによる実験を行い、提案する最大電力点探索法の適用が可能なことを検証する。

2. システム構成と制御法

図1は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構成を示す。電流形システムでは、直流電流源を形成する電流平滑リアクトル L_d と直列に太

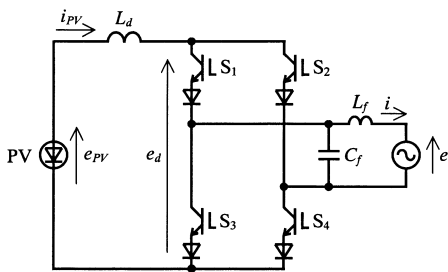


図1 太陽光発電インバータシステム構成

Fig.1 PV-inverter system configuration.

陽電池PVを接続する。インバータはPWMスイッチングを行い、直流電流を正弦波分布パルス列交流電流に変換し、これをLCローパスフィルタによって正弦波電流としてPV発電電力を系統へ逆潮流する。この時、系統電圧源に接続されたインバータの直流電圧 e_d は、PWM動作に依存する可変直流電圧源となるので、受動的に動作するPVの電圧 e_{PV} は e_d に対応して変化する。また、直流電流すなわちPV電流 i_{PV} はPV出力特性で決まるため、電圧形システムのように電流を制御するためのフィードバックループを構成する必要がなく、容易に系統連系動作を実現できる。

単相電流形インバータを正弦波変調三角波比較方式PWMスイッチングで定常動作する時、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ので、有限の L_d において、PV電流が同一周波数で変動し、PV電圧もまた2倍周波数変動を生じる。これらの変化はPV出力特性に依存するため、PV電圧と電流を検出して積を計算することによりPV出力の瞬時電力変動を監視でき、インバータを操作してPVをより大きい出力電力動作点へ移行することが可能である。

図2はPVの出力特性と異なるPV電圧 e_{PV} における動作領域を示したものである。領域1はPV電圧 e_{PV} が最大出力 P_{max} の最適電圧より低い場合、領域2は e_{PV} が高い場合、領域3は最大出力時の場合である。インバータの定常動作において、PVの平均電圧 E_{PV} はインバータ直流平均電圧 E_d に対応して決まるが、その瞬時電圧 e_{PV} と電流 i_{PV} はPV出力特性に依存して電源の2倍周波数で変動する。したがって、 e_{PV} と i_{PV} を検出することにより、動作領域内におけるPV瞬時電力 p_{PV} の変動が得られ、この領域における最大の瞬時電力に対するPV瞬時電圧を求めることができる。領域1では最も大きいPV電力がA点となるので、インバータを操作してP

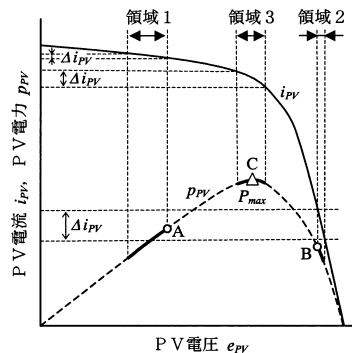


図2 太陽電池の動作領域

Fig.2 Operational area of PV array.

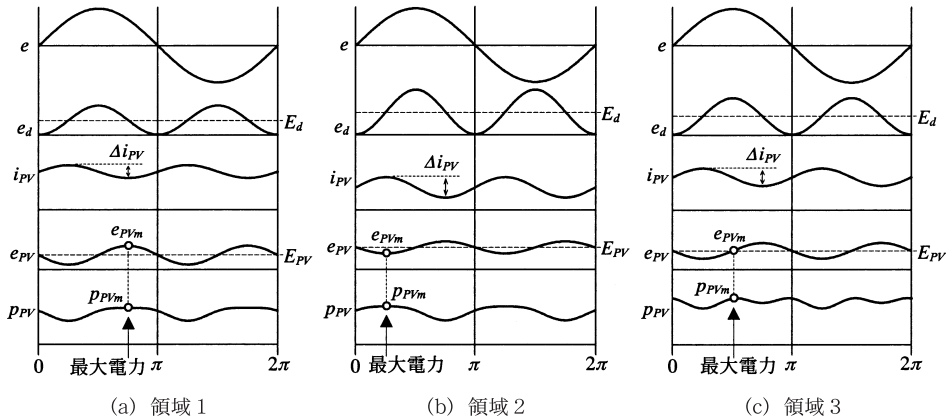


図3 直流部の理論波形

Fig.3 Theoretical waveforms in dc side.

V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る。また、領域2ではB点がPV電力最大点であり、PV電圧を低下してPV電力の大きい領域へ移行する。いずれの領域でも、この操作を繰り返すことによりPV動作点は領域3へ到達し、最大出力のC点が領域内となる動作を維持する。このように、本方法は電流形インバータで原理的に生じる直流変動からPV電力特性が得られることを利用し、簡単に最大発電状態へ移行することができる。

図3は各動作領域における直流部理論波形を示す。PWM電流形インバータの直流電圧 e_d は、同図に示すように2倍周波数正弦波変動を含む電圧であり、その平均値 E_d はPWM信号における変調率 MI に比例して変化する。回路損失を無視する時、PV平均電圧 E_{PV} は E_d に一致する。領域1は、最大のPV瞬時電力 p_{PVm} が得られるPV瞬時電圧 e_{PVm} が平均電圧 E_{PV} より高いので、 E_{PV} が e_{PVm} になるよう変調率 MI を高くしてインバータを動作する。領域2では、逆に p_{PVm} に対応する e_{PVm} が平均電圧 E_{PV} より低くなるので MI を低く設定する。領域3におけるPV瞬時電力の最大点では、PV瞬時電圧と平均電圧が一致するので、変調率 MI を操作する必要がなく、この動作領域を維持する。動作波形からわかるように、インバータの定常動作でPV出力特性に対応した瞬時電力の変動が得られるため、従来の山登り法のような異なる2動作点のPV出力比較を必要としない。したがって、最大出力動作点で振動を起こさず、安定したシステム動作を実現できる。

本方法は電流形インバータPWMパターンの変調率 MI を操作して直流電圧 e_d を調整し、PV電圧すなわちPV出力を制御する。インバータ直流平均電圧の理論値

E_d は

$$E_d = \frac{E}{\sqrt{2}} MI \tag{1}$$

で表される。ここで、 E は系統電圧実効値である。PV平均電圧 E_{PV} は理論的に E_d と一致するが、実際には、導通素子の順方向電圧降下と電流平滑リアクトル L_d の抵抗による電圧降下のため、 E_{PV} は E_d より幾分高くなる。また、これらの電圧降下は電流によって変化するため、図4に示すように、比例積分演算によって変調率を決定する。PWMパターンに対する三角波搬送波周波数 f_c でサンプリングするPV電流 i_{PV} と電圧 e_{PV} からPV瞬時電力 p_{PV} を計算し、システムの半周期区間におけるPV最大瞬時電力 p_{PVm} 時のPV電圧 e_{PVm} を求める。これをPI制御の指令値とし、半周期区間の平均電圧 E_{PV} を計算し、次式に示す演算を実行してインバータ変調率 MI を決定する。

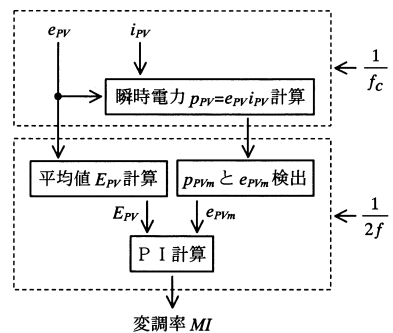


図4 制御ブロック図

Fig.4 Control block diagram.

$$MI(kT) = MI((k-1)T) + K_p [\Delta E_{PV}(kT) - \Delta E_{PV}((k-1)T)] + K_i \Delta E_{PV}(kT) \quad (2)$$

$$\Delta E_{PV}(kT) = e_{PVm} - E_{PV}(kT) \quad (3)$$

ここで、 $T=1/2f$, f は系統周波数、 $k=1, 2, 3, \dots, K_p$ と K_i はそれぞれ比例ゲインと積分ゲインである。

3. 実験結果

実験は、開放電圧21.2V、短絡電流3.25A、最適電圧16.9V、最適電流3.02AのPVモジュールを3枚直列接続し、これを2組並列接続して行った。回路条件は、 $E=100V$ 、 $L_f=1mH$ 、 $C_f=10\mu F$ 、 $L_d=200mH$ とし、PWM搬送波周波数を9.60kHzに設定した。また、系統の半周期毎に行うPI演算の比例ゲインと積分ゲインは、共に0.0375とした。

図5はインバータ変調率 MI を0.05に設定してシステムをオープンループで運転し、PVが領域1で動作している状態からフィードバック制御を開始した場合の各部実測波形を示す。変調率が低い時にはインバータ直流電圧が低いため、PV電圧も低くなり、PVはほぼ短絡電流を出力する。この時、PV電流 i_{PV} はほぼ一定であるが、PV電圧 e_{PV} は系統の2倍周波数で変動しており、PV瞬時電力 p_{PV} もまた同一周波数で変動していることがわかる。制御開始後、電源半周期毎のPI演算による変調率 MI の増加に伴い、PV電圧 e_{PV} は上昇、PV電流 i_{PV} は減少している。PV電力 p_{PV} は2倍周波数で変動しながら増加しており、系統の約3周期で定常動作となっていることが確認できる。定常状態では、ほぼ比率1の正弦波電流 i でPV発電電力を系統へ逆潮流していることがわかる。

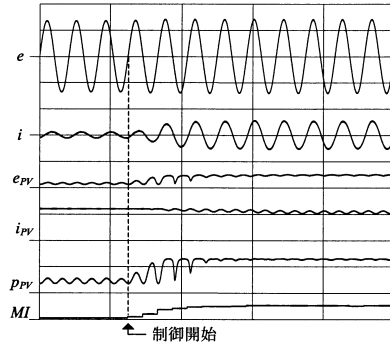


図5 動作領域1から制御した時の動作波形 (100V/div, 5A/div, 200W/div, MI:1.0/div, 40ms/div)

Fig.5 Experimental waveforms with operation of area 1.

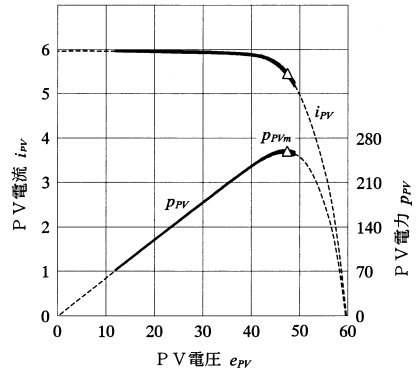


図6 図5のPV出力軌跡

Fig.6 PV output tracking of Fig.5.

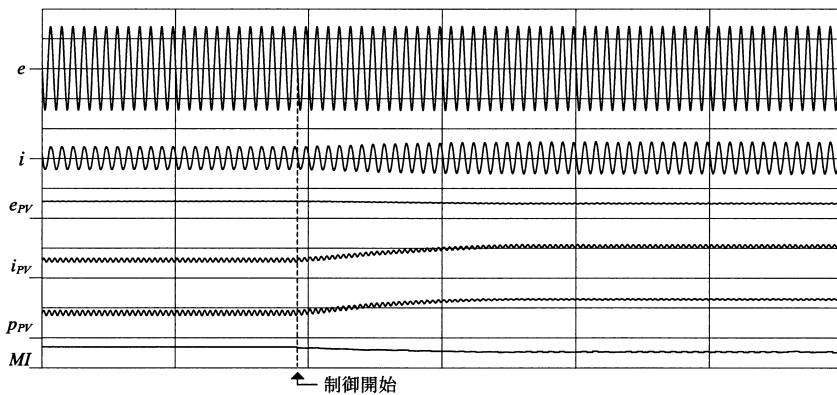


図7 動作領域2から制御した時の動作波形 (100V/div, 5A/div, 200W/div, MI:1.0/div, 200ms/div)

Fig.7 Experimental waveforms with operation of area 2.

図6は、図5においてPV電圧 e_{PV} に対するPV電流 i_{PV} とPV電力 p_{PV} をプロットしたPV出力軌跡である。PVの電流と電力はその出力特性に依存して変化しており、 Δ 印で示すようにPVは最大電力点へ到達して定常動作となることを確認した。

図7は、変調率 MI を高く設定し、PVを最大出力時の最適電圧より高い電圧となる領域2の動作状態から制御を行った場合の実測波形であり、図8は、この時のPV出力軌跡を示す。領域2では、PVが定電圧領域となりPV瞬時電力の2倍周波数変動幅が小さくなる。その結果、最大瞬時電力時のPV瞬時電圧 e_{PVm} と平均電圧 E_{PV} との差が小さいために、同一ゲインのPI演算から得られる操作量 MI の変化が小さくなり、図5の場合と比べて定常に達する時間が長くなる。しかしながら、この場合でもPV最大電力点の探索が可能であり、PVは出力軌跡に沿って最大電力点へ移行し、定常動作となっていることがわかる。また、系統電流は正弦波形に維持されていることが確認できる。

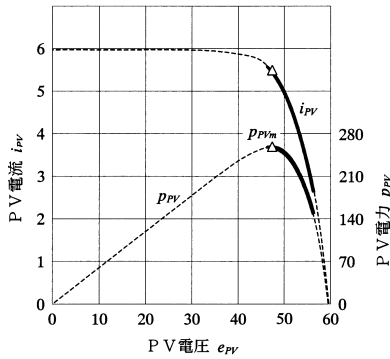


図8 図7のPV出力軌跡

Fig.8 PV output tracking of Fig.7.

4. むすび

以上、単相系統連系太陽光発電システムにPWM電流形インバータを適用した場合の太陽電池最大電力点探索法を提案した。本方法は、電流形インバータにおいて原理的に生じる直流部の2倍周波数変動が太陽電池の出力特性に依存することから、出力電力の瞬時変動を調べることによって容易に最大電力点へ移行することが可能である。また、インバータの1点定常動作における太陽電池出力を監視するので、最大点での振動を発生せず安定したシステム動作を実現できる。実験では、太陽電池のほぼ短絡状態および開放状態からフィードバック制御を行った場合を示し、インバータの操作によって最大出力動作が得られることを明らかにした。

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 (平7-1)
- (2) 松分・根葉：「単相系統連系PWM電流形インバータによる太陽光発電システム最大電力制御法の検討」, 平成15年電気学会産業応用部門大, No.Y-46 (2003-8)
- (3) 松分・根葉：「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最大電力制御法」, 平成15年電気関係学会九州支部連大, No.04-2P-05
- (4) 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)
- (5) 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法」, 電学論D, 124巻, 5号, 517 (平16-5)

