

電流センサ情報のみを用いた太陽電池の最大電力点追従法

松本寛之* 野口季彦 (長岡技術科学大学)

Maximum-Power-Point Tracking only using Current Sensor Information for Photovoltaic Power Generation System
Hiroyuki Matsumoto, and Toshihiko Noguchi (Nagaoka University of Technology)

Abstract

This paper describes a novel strategy of maximum-power-point tracking for photovoltaic power generation systems. The unique feature of this method is capability to seek the maximum power point only using a single current sensor. The output power of the photovoltaic can be estimated with an averaged current and a current ripple amplitude. A conventional hill-climbing method is employed to achieve MPPT, using the estimated output power described above. In this paper, not only a theoretical aspect is described, but also experimental results are presented to show validity of the proposed technique.

キーワード：太陽電池，最大電力点追跡，電流センサ，電流リップル
(Photovoltaic, maximum-power-point tracking, current sensor, current ripples)

1. はじめに

太陽光発電はエネルギー源が無尽蔵であることや発電により二酸化炭素を排出しないなど、環境にやさしい電力源として注目されている。しかし、光電変換効率が低いため単位電力量あたりのエネルギーコストが高いことが最も大きな問題であり、普及の足かせとなっている。

この効率の低い太陽電池を最大に活かす方法が最大電力点追従法 (Maximum-Power-Point Tracking: MPPT) である。太陽電池の電力特性は動作電圧 (電流) に対して上に凸の形状をもっているため、電力が最大になる最適な動作点が存在する。その最適動作点で常に動作させるのが MPPT である。MPPT にはさまざまな手法が考えられているが、最も一般的なものは電圧と電流の積から電力を計算して、その電力が最大となるように電力変換器の動作電圧 (電流) を直接変化させ最適動作点を探索する手法である^[1]。この手法では電圧と電流を検出しなければならないので直流電圧センサと直流電流センサが必要となる。

また特殊な手法として、太陽電池の短絡電流から最適動作電流を決定するものも報告されている^{[2]-[4]}。これは、短絡電流が最適動作電流に比例することを利用したもので、短絡電流検出用のモニタ太陽電池を使い動作点を決定する手法や、瞬間的に太陽電池を短絡させて、そのとき流れる短絡電流パルスを検出し、そこから最適動作電流を求める手法もある。この手法で検出するのは電流のみでよいため直流電圧センサは必要ないが、モニタ用の太陽電池や短絡するためのスイッチとその制御回路が必要となる。

このように、従来の MPPT 法では電力変換器の主回路上に複数のセンサやスイッチが必要であり、回路が複雑であった。今回、著者らは電力変換器のスイッチングに伴って発生する電流リップルに注目した。この電流リップルに着目す

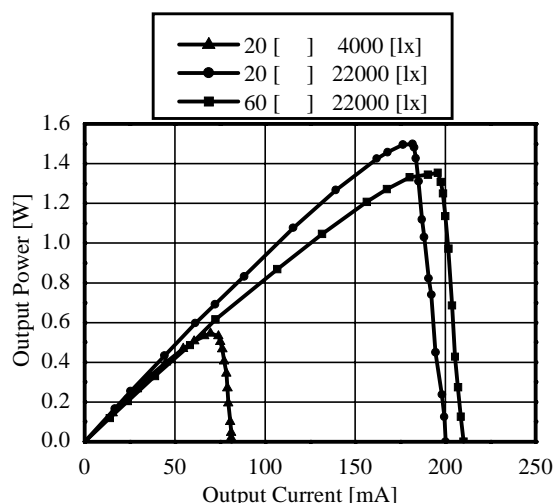


図1 電力 - 電流特性の例

Fig. 1. Example of power-current characteristics.

表1 GL418-TFの電気的特性

Table 1. Ratings of GL418-TF

Rated maximum power	6.5 [W]
Rated output voltage	6 [V]

ることにより、直流電流センサのみで最大電力点を検出できる。これは、従来、必要とされた直流電圧センサや短絡スイッチを使用することなく最大電力点を探索できることを意味し、主回路の単純化やコスト低減にも寄与する。

本稿では以上のように電流センサ情報のみを用いて最大電力点を探索するシステムについて検討した。これは電流

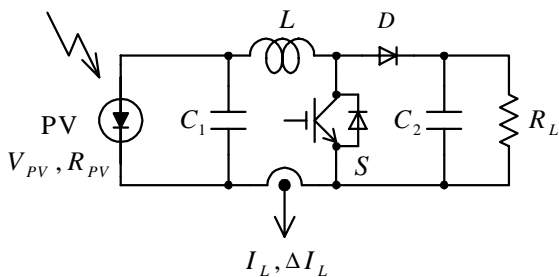


図2 太陽電池と昇圧チョッパ
Fig.2. Photovoltaic and boost chopper.

センサから得られる情報のみを用いて電力を推定し、それに山登り法を適用することで最適動作点を決定するものである。ここでは提案する手法の理論的検討をした後、基本的な動作原理と実験結果について述べる。

2. 山登り法

前述のように、変換効率の低い太陽電池は電力が最大となる最適動作点で動作させることが不可欠である。そこで、この最適動作点をいかにして見つけるかが太陽電池を扱う上で大きな課題となる。最適動作点の探索法の一つとして温度や日射強度に応じて時々刻々と変化する太陽電池の特性をあらかじめデータテーブルに記録しておき、温度センサや日射計などによって得られる条件から最適動作点を求める方法がある。これはデータテーブルから瞬時に最適動作点を検出できる反面、パネル表面の汚染や劣化に完全に対応できないなど、システムの適応性に問題がある。

これとは対照的に、電力を直接監視し動作点を徐々に変化させていき、電力が最大になる点を探し出す方法もある。図1は太陽電池（昭和シェル製 GL418-TF）の電力 - 電流特性であり、表1にその電気的特性を示す。太陽電池の電力 - 電流特性は図1に例示されたように山形になっており山の頂（最大電力点）を探索することから、一般に山登り法と呼ばれている。図1において、ある電流動作点で微小に電流を変化させ、その変化に対する電力の傾きを算出する。傾きが正ならば右側に最大電力点が存在し、傾きが負ならば左側に最大電力点が存在する。この傾きに応じて動作電流を変化させ傾きが零になるまで最大電力点を探索する。この方法は実際の出力を検出しているため、使用条件の変化にも対応でき適応性に優れている。すなわち、電力 - 電流特性は図1に例示されているように日射強度だけでなく、温度によっても変化し、それに伴って最適動作点も変化するが、逐次動作点を動かしては最適動作点を探索するので高い環境適応能力をもっている。また、太陽電池表面の汚損や経年劣化に対しても優れたMPPT動作を期待できる。一方、この手法は逐次探索動作を行わなければならないため、最適動作点の決定までに長時間を要する点が問題である。最近では、フィボナッチ数列や黄金比を応用し

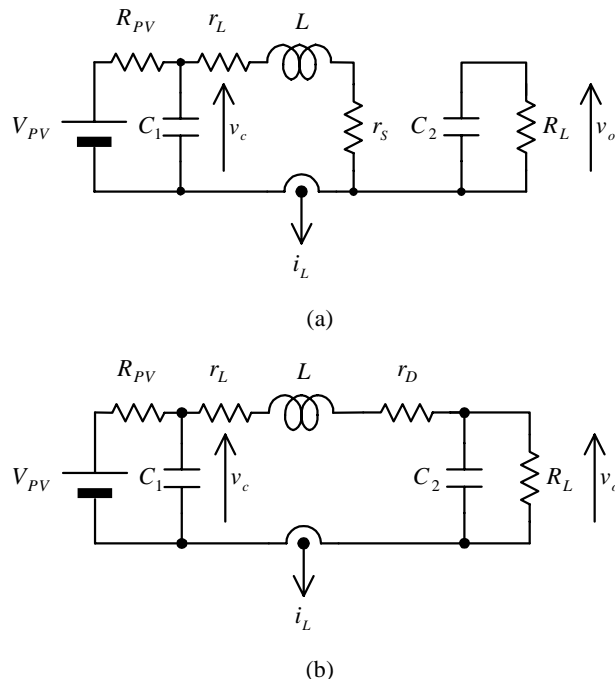


図3 昇圧チョッパの等価回路
(a) スイッチオン時の等価回路
(b) スイッチオフ時の等価回路

Fig. 3. Equivalent circuit of boost chopper. (a) equivalent circuit in switch-on state. (b) equivalent circuit in switch-off state.

た山登り法も検討されており、その高性能化が検討されている^[5]。

3. 提案する最大電力点探索アルゴリズム

3.1 主回路構成

図2に本稿で検討するシステムの回路構成を示す。システムは太陽電池、DC-DCコンバータ、負荷抵抗から構成されている。DC-DCコンバータとしては昇圧チョッパを用い、電流センサを一つだけ実装しておく。この回路はスイッチング動作を含み非線形となるため、その解析は複雑になる。そこで、状態平均化法を用いてこの回路を線形的に取り扱い解析する。静特性を定式化するにあたり、太陽電池は直流電圧源とそれに直列接続された内部抵抗の等価回路で模擬する。ただし、等価直流電圧源や内部抵抗は、太陽電池の動作点により変動し一定ではない。

3.2 コンバータの状態平均化方程式

図3(a),(b)に主スイッチング素子がオンとオフ時の等価回路を示す。ここで、 r_L 、 r_S 、 r_D はそれぞれリアクトルの損失抵抗、スイッチング素子(IGBT)のオン抵抗、ダイオードの順方向抵抗を表している。このとき、図3の等価回路に基づいてコンデンサ C_1 の電圧 v_c 、リアクトル電流

i_L ,そして出力電圧 v_o に対して次の状態方程式が得られる。
主スイッチング素子がオン (図3(a)) に対し、

$$\frac{dx}{dt} = \mathbf{A}_{ON}\mathbf{x} + \mathbf{b}_{ON}V_{PV} \quad (1)$$

ただし、

$$\mathbf{A}_{ON} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{R_{PV}C_1} & -\frac{1}{C_1} & 0 \\ \frac{1}{L} & -\frac{r_L+r_S}{L} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{R_L C_2} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{b}_{ON} = \begin{bmatrix} \frac{1}{R_{PV}C_1} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

主スイッチング素子がオフ (図3(b)) に対し、

$$\frac{dx}{dt} = \mathbf{A}_{OFF}\mathbf{x} + \mathbf{b}_{OFF}V_{PV} \quad (2)$$

ただし、

$$\mathbf{A}_{OFF} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{R_{PV}C_1} & -\frac{1}{C_1} & 0 \\ \frac{1}{L} & -\frac{r_L+r_D}{L} & -\frac{1}{L} \\ 0 & -\frac{1}{C_2} & \frac{1}{R_L C_2} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{b}_{OFF} = \begin{bmatrix} \frac{1}{R_{PV}C_1} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

ここで状態ベクトルは $\mathbf{x} = [v_C \ i_L \ v_o]^T$ とした。

上に述べた式を状態平均化法により、平均化状態ベクトルを $\bar{\mathbf{x}} = [\bar{v}_C \ \bar{i}_L \ \bar{v}_o]^T$ とすれば、次の状態平均化方程式が得られる^[6]。

$$\frac{d\bar{\mathbf{x}}}{dt} = \mathbf{A}\bar{\mathbf{x}} + \mathbf{b}V_{PV} \quad (3)$$

ただし

$$\mathbf{A} = \mathbf{A}_{ON}D + \mathbf{A}_{OFF}D'$$

$$= \begin{bmatrix} -\frac{1}{R_{PV}C_1} & -\frac{1}{C_1} & 0 \\ \frac{1}{L} & -\frac{r_L+r_S D+r_D D'}{L} & -\frac{1}{L} D' \\ 0 & -\frac{1}{C_2} D' & \frac{1}{R_L C_2} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{b} = \mathbf{b}_{ON}D + \mathbf{b}_{OFF}D' = \begin{bmatrix} \frac{1}{R_{PV}C_1} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

ここで、 D 、 D' はそれぞれオンのデューティとオフのデューティで、 $D+D'=1$ である。

3.3 コンバータの静特性と電流リプル

定常状態では $d\bar{\mathbf{x}}/dt=0$ であるので、これを(3)に適用すると定常状態のコンデンサ電圧 V_C 、リアクトル電流 I_L 、出力電圧 V_o は次式のように表される。

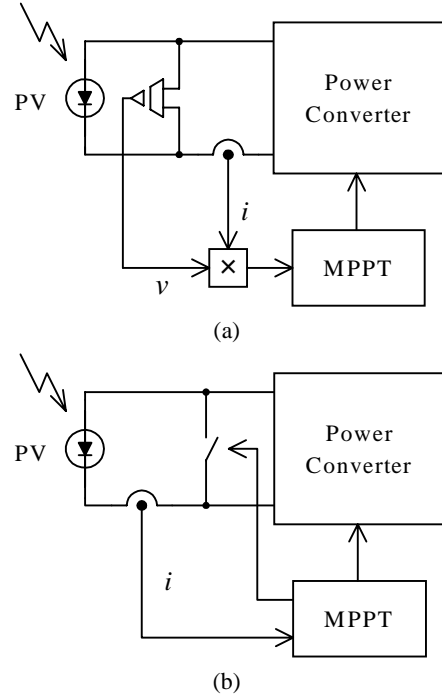


図4 従来のシステム構成

(a) 一般的な MPPT システム

(b) 短絡電流パルスを用いる MPPT システム

Fig.4. Conventional system configuration. (a) standard MPPT system. (b) short-current pulse based MPPT system.

$$\begin{bmatrix} V_C \\ I_L \\ V_o \end{bmatrix} = \frac{V_{PV}}{r_L+r_S D+r_D D'+R_{PV}+R_L D'^2} \begin{bmatrix} r_L+r_S D+r_D D'+R_L D'^2 \\ 1 \\ R_L D' \end{bmatrix} \quad (4)$$

次に、リアクトル電流のリプル Δi_L を求める。リプルはオン時の状態方程式(1)を用いて、それにオンの時間を乗ずることで次式により求められる。

$$\Delta i_L = DT_S \left(\frac{1}{L} v_C - \frac{r_L+r_S}{L} i_L \right)$$

コンデンサ電圧とリアクトル電流を(4)の定常値で近似すれば定常状態のリアクトル電流リプル ΔI_L は次式となる。

$$\Delta I_L = \frac{DT_S}{L} \frac{V_{PV}}{r_L+r_S D+r_D D'+R_{PV}+R_L D'^2} (r_S D+r_D D'-r_S+R_L D'^2) \quad (5)$$

ただし、 T_S はスイッチング周期である。

3.4 電流センサ情報のみを用いた電力の算出

これまでに得られた式から出力電力 W_o を算出する。以上の式において、 V_{PV} 、 R_{PV} 、 V_C 、 V_o 、 R_L は未知であることに注意して計算すると次式が得られる。

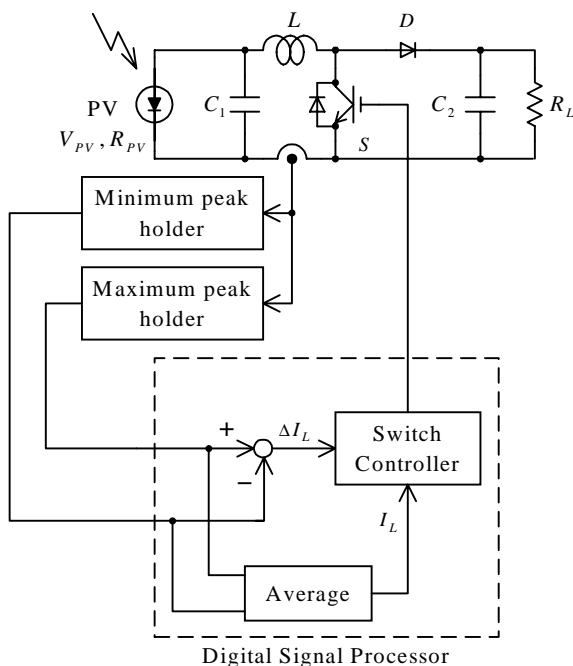


図5 提案法のシステム構成
Fig. 5. Proposed system configuration.

$$W_o = \frac{V_o^2}{R_L} = \frac{L}{DT_s} \Delta I_L I_L + (r_s - r_D) D' I_L^2 \quad (6)$$

上式において、 D 、 D' 、 T_s は操作量としてコントローラから指定する値であるため既知である。また、 L 、 r_s 、 r_D は設計するときにおおよその値として知り得る値である。つまり、(6)は電流センサによって得られる情報 ΔI_L 、 I_L だけを使用することにより、出力電力を算出できることを表している。この(6)で求められた出力に山登り法を適用することで最大電力点を探索することができる。

4. 電流センサ情報のみを用いた MPPT システム

4.1 従来の MPPT システム

図4(a)に一般的な従来のシステムを示す。この回路は直流電圧センサと直流電流センサから得られた情報により電力を計算し、それが最大となる動作点を探索することで MPPT 制御を行っている。また、図4(b)は特殊なもので短絡電流パルスを用いたシステム構成である。太陽電池の短絡電流が最適動作電流に比例する性質を利用し、短絡電流の定数倍を DC-DC コンバータに対する電流指令値にすることで MPPT 制御を行う。これらのシステム構成では直流電流センサのほか直流電圧センサや短絡用のスイッチが必要となり、コストの面からも不利である。

4.2 電流センサ情報のみを用いた MPPT システム

図5に提案するシステムの回路構成を示す。先にも述べたように主回路は昇圧チョッパとホール CT のみであるた

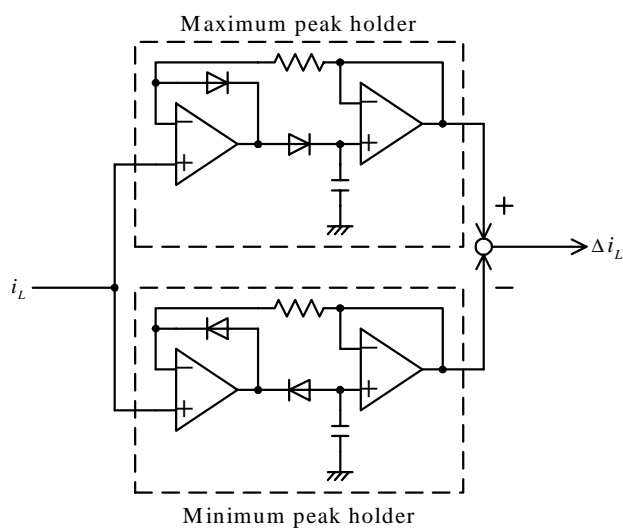


図6 電流リプル検出回路
Fig. 6. Current ripple detection circuit.

め、至ってシンプルな構成である。チョッパのスイッチングによって変動する電流をホール CT によって検出し、そこから平均電流と電流リプルを算出する。これを基に電力を計算し、その電力に山登り法を適用することによって最大電力点を探索する。このように主回路には電流センサが一つあれば良いので、コスト的にも有利である。また、シンプルな回路構成は回路の小型化にも貢献し、小型太陽電池モジュールに一体型として搭載することも容易であると考えられる。

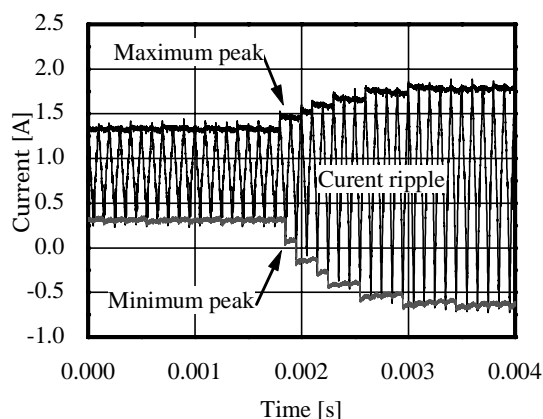
4.3 平均電流と電流リプルの検出

昇圧チョッパのスイッチングは 10 [kHz]で行っているため、A/D 変換器を使用して電流リプルを検出しようとすると、極めて高速なものが必要となる。そこで、アナログ回路を用いて電流リプル Δi_L を検出する。まず、ピークホールド回路を用いて電流の極大値と極小値をホールドする。それらの平均をとったものを平均電流 I_L 、差をとったものを電流リプル ΔI_L とする。図6は電流リプル検出回路の実装例であり、数個のオペアンプとディスクリート素子を用いて容易に構成することができる。

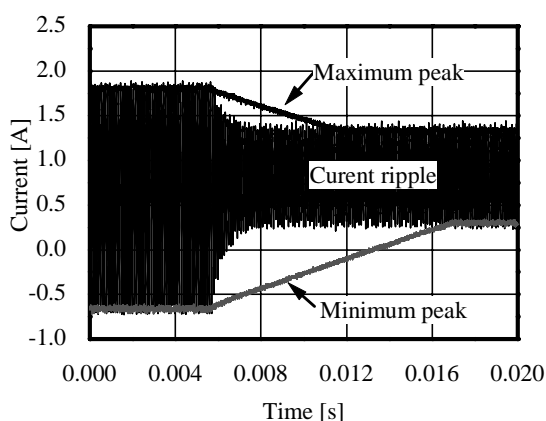
5. 提案法の実験結果

5.1 ピークホールド回路の動作

図7(a),(b)はリプルが急変したときのピークホールド回路の追従特性を表したものである。(a)はリプルが増加した場合、(b)はリプルが減少した場合の追従を確認したものである。まず、(a)の結果を見るとピーク値の増加に対して瞬時に応答し、新たなピークをホールドしている。しかし、(b)を見ると(a)に比べて応答が遅く、極大値のピークをホールドするまでに約 8 [ms]、極小値のピークをホールドするまでに約 14 [ms]の時間がかかることがわかる。これはホー



(a)



(b)

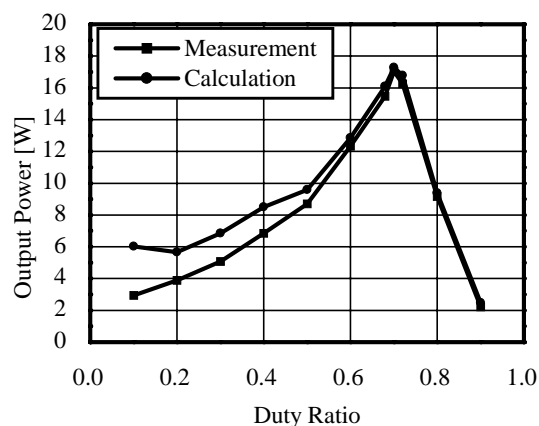
図7 ピークホールド回路の応答
(a) 電流リップル増加時の応答
(b) 電流リップル減少時の応答

Fig. 7. Responses of peak hold circuit. (a) response in case of increasing ripple. (b) response in case of decreasing ripple.

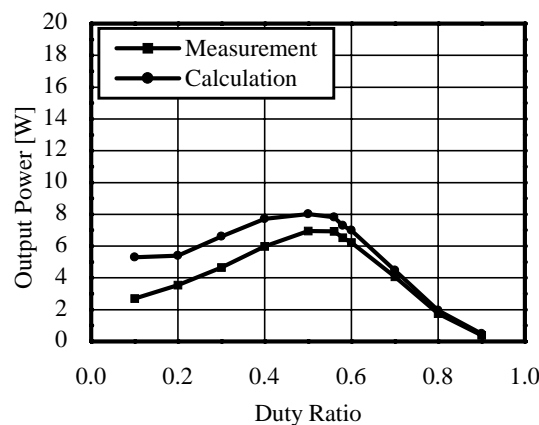
ルドするためのコンデンサが放電する時間に相当し、コンデンサの値を小さくすることでこの時間を短縮することができる。しかし、あまり小さくしすぎると時定数が小さくなり、次のピークがくる前に放電するため、正確にピークをホールドできなくなる恐れがある。実際に太陽電池を使用するにあたり、日射強度の変化は速くとも数秒単位であることを考えると、今回得られた追従特性でも十分に対応できると考えられる。

5.2 電流センサ情報から得られる電力計算値

図8は手動でチョップのデューティーを変えたときの実際の電力と、(6)により電流センサの情報から計算した電力を比較したものである。使用した太陽電池は SHARP 製 S-270A であり、その電気的特性を表2に示す。(a)は日射強度が高い場合、(b)は低い場合を示している。まず、(a)の結



(a)



(b)

図8 電力測定値と計算値の比較
(a) 照度 551.6~643.2 [W/m²]
(b) 照度 251.0~314.7 [W/m²]

Fig. 8. Comparison between measured and calculated power. (a) illuminance : 551.6~643.2 [W/m²]. (b) illuminance : 251.0~314.7 [W/m²].

表2 S-270A の電気的特性
Table 2. Ratings of S-270A

Rated maximum power	35 [W]
Rated output voltage	16.6 [V]

果を見ると実測値と計算値では後者の方が若干大きく計算されているが、デューティーが約 0.7 で共に最大となっている。(b)についても同様でデューティーが約 0.5 で最大となった。本稿で採用する MPPT 法は山登り法であるため、特に正確な電力の絶対値は必要としない。肝要なのはどのデューティーで電力が最大となるかだけである。これらの結果より、電力の絶対値に多少の誤差が存在するが、ピーク値となるデューティーは正確に得られるため、(6)に基づ

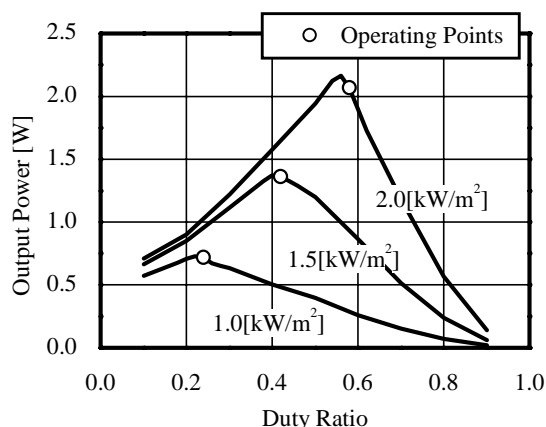


図9 電力-デューティー特性と提案法による動作点
Fig. 9. Output power and duty ratio characteristics.

表3 実験条件

Table 3. Experimental conditions.

Test photovoltaic	GL418-TF
Rated maximum power	6.5 [W]
Rated output voltage	6 [V]
Surface temperature	50 [°C]
Switching frequency	10 [kHz]

き電流センサ情報のみを用いてMPPT制御を実現することができる。

5.3 電力測定値と計算値の誤差に関する検討

図8においてデューティーが小さいところで測定値と計算値に誤差が生じている。この原因として以下の二つが考えられる。まず、ダイオードの順方向抵抗 r_D の誤差が考えられる。今回、(6)において r_D を一定と仮定している。しかし、デューティーが小さいとき回路上の電流は減少し、ダイオード両端の電圧が飽和電圧に達しないため、順方向抵抗 r_D が増加したと考えられる。もう一つの原因として、電流の検出誤差が考えられる。(6)においてデューティーが減少すると電流に掛かる係数は増加するので、もし検出誤差が一定だとしても、デューティーの小さいところで誤差が増加する。このような理由から、今回の結果になったものと考えられる。

5.4 提案法による最大電力点探索結果

本手法に山登り法を用いてMPPTを行い、最大電力点が探索されているか確認した。その結果を図9に示し、試験条件を表3に示す。照度のゆらぎを避けるため、光源はハロゲンランプを用いた。結果を見ると動作点はどれも最大電力点近傍にあり、良好にMPPTができていることがわかる。推定された最適動作点が真の最大電力点から右にずれているが、これはA/Dコンバータの誤差やピークホールド

の誤差、DSP内での離散化誤差が原因であると考えられる。しかし、得られる電量の誤差は4%未満であり、充分精度の高いMPPTが実現されていると考えられる。

6. まとめ

本稿では電流リプルに着目して、従来必要であった直流電圧センサや短絡用のスイッチを使用することなく、一つの直流電流センサだけでMPPTが可能であることを理論ならびに実験を通じて明らかにした。

状態平均化法を用いて、電流センサから得られる情報のみで出力電力が計算できることを示した。また、高速に変動する電流から平均電流と電流リプルを検出する具体的手法を例示した。

実験では、電流センサから電流リプルの極大値と極小値が検出できることを確認した。また、電流センサ情報のみで電力を推定しMPPTの可能性を示した。山登り法を適用して実際にMPPTを行い、最適動作点が検出できていることを実証した。

今後は電力推定誤差の改善と更なるMPPTの高精度化を行う所存である。

文 献

- [1] K. Takahara, and T. Matsuda, "An Adaptive Control Method for Maximum Power Tracking of Photovoltaic Power Generator," *T.IEE Japan*, Vol.118-D, No.6, 810-811 (1998), (in Japanese).
高原・松田：「太陽光発電システムの最大電力取得適応制御法」電学論D, 6, 118, 810-811 (平10)
- [2] H. Matsuo, and F. Kurokawa, "New Solar Cell Power Supply System Using a Boost Type Bidirectional DC-DC Converter," *IEEE Trans. Ind. Elec.*, 31, 1, 51-55 (1984).
- [3] T. Noguchi, S. Togashi, and R. Nakamoto, "Short-Current-Pulse Based Adaptive Maximum-Power-Point Tracking for Photovoltaic Power Generation System," *T. IEE Japan*, Vol.121-D, No.1, 78-83 (2001), (in Japanese).
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, 1, 121, 78-83 (平13)
- [4] T. Noguchi, S. Togashi, and R. Nagamoto, "Short-Current Pulse Based Adaptive Maximum Power Point Tracking Method for Photovoltaic Power Generation System," *The 2000 IEEE Int. Sympo. on Ind. Elec.*, 1, 157-162 (2000).
- [5] H. Ko, T. Kouno, K. Maeda, M. Nakano, M. Miyatake, "Experimental Study on PV Power Generation System Applying Maximum Power Point Tracking Control with Fibonacci Search Algorithm," *IEE-Japan Ind. Appie. Soc. Annual Conf.*, 2, 1112, (2002).
高・河野・前田・中野・宮武：「フィボナッチ探索によるMPPT法を用いた太陽光発電の実験的検討」電気学会産業応用部門大会, 2, 1112, (平14)
- [6] K. Harada, T. Ninomiya and B. Gu, "The Fundamentals of Switched-Mode Converters," CORONA PUBLISHING CO., LTD. (1992).