

単一センサによる太陽電池の最大電力点探索法

松本寛之[†] 野口季彦 (長岡技術科学大学)

Maximum-Power-Point Tracking Method of Photovoltaic Power System Using Single Sensor
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. A unique feature of this method is capability to seek the maximum power point using only a single current sensor, i.e., a Hall-effect CT or an isolation amplifier. Output power of the photovoltaic can be estimated with an average value and ripple amplitude of the detected reactor current or capacitor voltage. A conventional hill-climbing method is employed to seek the maximum power point, using the output power obtained from only the current or voltage sensor. In this paper, not only a theoretical aspect of the proposed method is described, but also experimental results are presented to prove feasibility of the method.

キーワード：太陽電池，最大電力点追従，双対回路，リップル，状態平均化法

Keywords: Photovoltaic, maximum-power-point tracking, dual circuit, ripple, state space averaging method

1. はじめに

近年，環境問題に対する関心の高まりとともに，化石燃料に代わる新エネルギーに関する研究開発が活発化している。中でも，太陽光発電システムは騒音がなく設置条件に制約が少ない上，エネルギー源が無尽蔵であることや二酸化炭素を排出しないことなどから，一般家庭用から大規模プラントまで広範囲に実用化されている。しかし，エネルギー密度の低さと，コストパフォーマンスの低さが普及の足かせとなっており，それらをいかに改善するかが大きな技術的課題である。

このような効率の低い太陽電池を最大限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) に対して山形になっていることから，電力が最大と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手法が 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から直接電力を計算し，動作点を移動させることによって最大電力点を探索する手法である。このようなシステムでは電圧センサと電流センサが不可欠であり，回路構成を複雑化するばかりでなく信頼性や経済性を低下させる^{[1],[2]}。

今回，著者らは太陽電池に接続されるコンバータのスイッチング動作とそれに伴って発生するリップルに着目し，単一のセンサで電力を推定して最大電力点を探索する手法を提案する。本稿では提案する手法の理論的検討を電圧形と電流形コンバータについて行った後，それらの実験システムと実験結果について述べる。

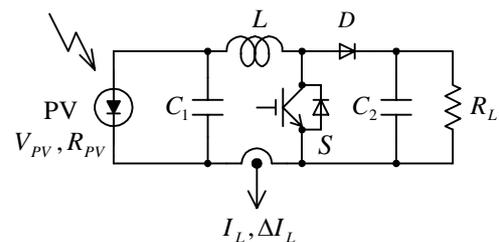


図 1 電圧形 DC-DC コンバータの例

Fig. 1. Example of voltage-source DC-DC converter.

2. 提案する最大電力点探索アルゴリズム

2.1 電圧形 DC-DC コンバータの電力推定法

図 1 に電圧形 DC-DC コンバータを用いたシステムの回路構成を示す。システムは太陽電池，電圧形 DC-DC コンバータとして昇圧チョッパ，そして負荷抵抗から構成されている。コンバータはスイッチング動作を含み非線形システムとなるため，その解析は複雑である。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^[3]。静特性を定式化するにあたって，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でモデリングする。

以上のシステムについて状態平均化法により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 を定式化すると以下ようになる。

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

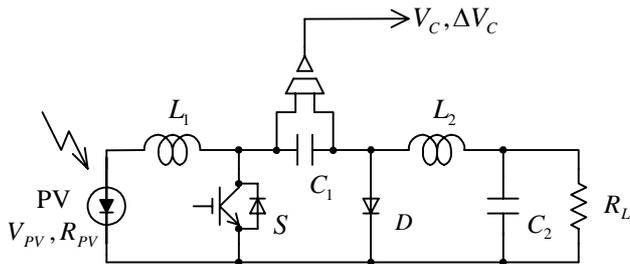


図 2 電流形 DC-DC コンバータの例

Fig. 2. Example of current-source DC-DC converter.

また、定常状態のリアクトル電流リプル ΔI_L は次式となる。

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

$$* (r_s D + r_D D' - r_s + R_L D'^2)$$

上式において r_L, r_s, r_D はそれぞれリアクトルの損失抵抗、スイッチング素子のオン抵抗、ダイオードの順方向抵抗を表している。また、 D, D', T_S はそれぞれスイッチング素子のオン期間のデューティ、オフ期間のデューティ、スイッチング周期であり、常に $D + D' = 1$ である。

(1), (2) を用いて $V_{PV}, R_{PV}, V_C, V_o, R_L$ が未知であることに注意して負荷消費電力 W_o を導くと次のようになる。

$$W_o = \frac{V_o^2}{R_L} = \frac{L}{DT_S} \Delta I_L I_L + (r_s - r_D) D' I_L^2 \quad (3)$$

(3) 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 はシステムの設計段階でおおよその値として知り得る値である。すなわち、(3) を用いれば電流センサから得られる情報 $I_L, \Delta I_L$ だけを使用することによって電力を推定できることがわかる。

2.2 電流形 DC-DC コンバータの電力推定法

図 2 に電流形 DC-DC コンバータを用いた回路構成を示す。システムは太陽電池、電流形コンバータとして Cuk コンバータ、そして負荷抵抗から構成される。電圧形コンバータの場合と同様に状態平均化法を用いて定常状態のリアクトル電流 I_{L1}, I_{L2} 、コンデンサ電圧 V_C 、出力電圧 V_o を定式化すると次式が得られる。

$$\begin{bmatrix} I_{L1} \\ V_C \\ I_{L2} \\ V_o \end{bmatrix} = \frac{V_{PV}}{(R_{PV} + r_{L1})D^2 + r_s D + (R_L + r_{L2})D'^2 + r_D D'} * \quad (4)$$

$$* \begin{bmatrix} D^2 \\ r_s D + (r_D + r_{L2} + R_L)D' \\ DD' \\ R_L DD' \end{bmatrix}$$

また、定常状態のコンデンサ電圧リプル ΔV_C は次式となる。

$$\Delta V_C = \frac{D^2 D' T_S}{C_1} \frac{V_{PV}}{(R_{PV} + r_{L1})D^2 + r_s D + (R_L + r_{L2})D'^2 + r_D D'} \quad (5)$$

上式において r_{L1}, r_{L2} はそれぞれ L_1 と L_2 の損失抵抗を表し

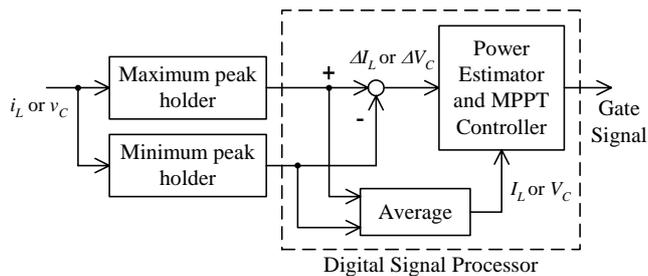


図 3 提案法の制御部ブロック線図

Fig. 3. Block diagram of proposed controller.

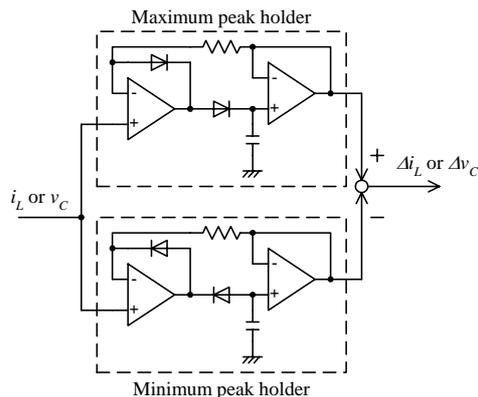


図 4 リプル検出回路

Fig. 4. Ripple detection circuit.

ている。ここで、 $V_{PV}, R_{PV}, I_{L1}, I_{L2}, R_L$ が知ることのできない値であることに注意して負荷消費電力 W_o を計算すると次式のようなになる。

$$W_o = \frac{V_o^2}{R_L} = C_1 \frac{\Delta V_C}{T_S} V_C - \frac{r_s D + (r_D + r_{L2}) D'}{D'} \left(C_1 \frac{\Delta V_C}{DT_S} \right)^2 \quad (6)$$

上式は、 C_1, r_s, r_D, r_{L2} の設計値をシステムパラメータとして与えれば、電圧センサから得られる情報 $V_C, \Delta V_C$ のみを使用して電力を推定できることを示している。

2.3 単一センサ情報のみを用いた MPPT システム

図 3 に提案するシステムの制御部ブロック線図を示す。コンバータのスイッチングによって変動する電流または電圧をホール CT もしくはアイソレーションアンプによって検出し、その検出値から平均値とリプル振幅を算出する。

コンバータのスイッチングは 10 (kHz) であるため、A/D 変換器を利用してリプルを検出しようとする、高速なものが必要となる。そこで、ピークホールド回路を外部ハードウェアで実装してリプルの極大値と極小値を検出し、それらの値を A/D 変換器を通して DSP に取り込む。その後、DSP 内で極大値と極小値の相加平均をとったものを平均電流または平均電圧、両者の差をとったものをリプル電流またはリプル電圧とする。図 4 は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できる。

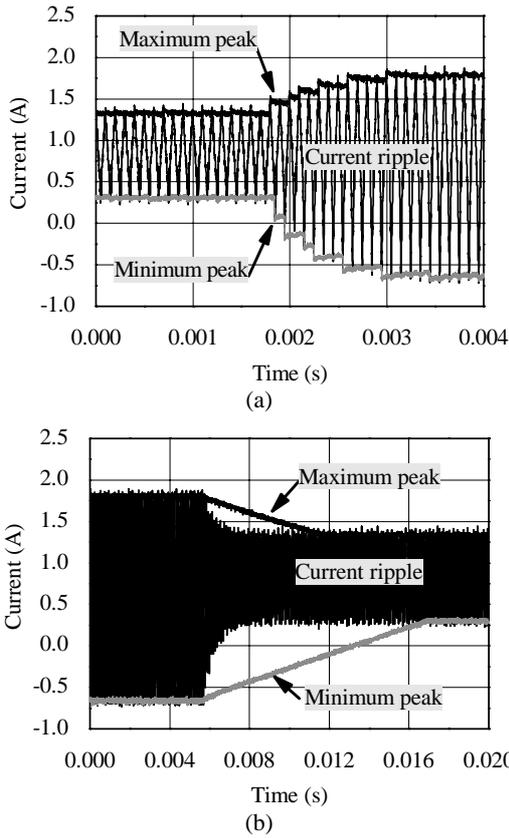


図5 ピークホールド回路の応答
(a) 電流リップル増加時の応答
(b) 電流リップル減少時の応答

Fig. 5. Responses of peak hold circuit. (a) response in case of increasing ripple. (b) response in case of decreasing ripple.

3. 提案法の実験結果

3.1 ピークホールド回路の動作

図5(a),(b)は図4の回路を用いて電流リップルが急変したときのトラッキング動作を表したものである。(a)はリップルが増加した場合、(b)はリップルが減少した場合を示す。(a)ではリップルの急変に対して瞬時にピークホールドし、良好なトラッキング特性をもつことがわかる。しかし、(b)では減少した極大値を再度ホールドするまでに8(ms)、極小値をホールドするまでに14(ms)の時間がかかっている。この遅れはピークホールド用のコンデンサ放電時間が長いことに起きるので、コンデンサの容量を小さくすればトラッキング特性を改善できる。しかし、過小にすると定数時間が短くなりすぎ正確にピークホールドできない。実際問題として、日射の変化は数秒単位であることを考えると、上記のように10(ms)前後のトラッキング特性でも十分に対応できると考えられる。

3.2 単一センサから得られる推定電力の評価

図6は電力計を用いて実測した電力と、(3)により電流センサ情報を用いて推定した電力を比較したものである。デ

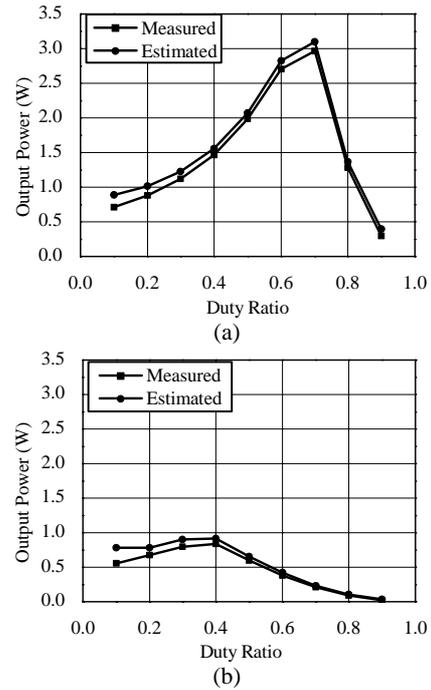


図6 電力測定値と電流センサ情報を用いた推定値の比較
(a) 照度 2.43 (kW/m²)
(b) 照度 1.06 (kW/m²)

Fig. 6. Comparison between measured and estimated power used single current sensor. (a) irradiance : 2.43 (kW/m²). (b) irradiance : 1.06 (kW/m²).

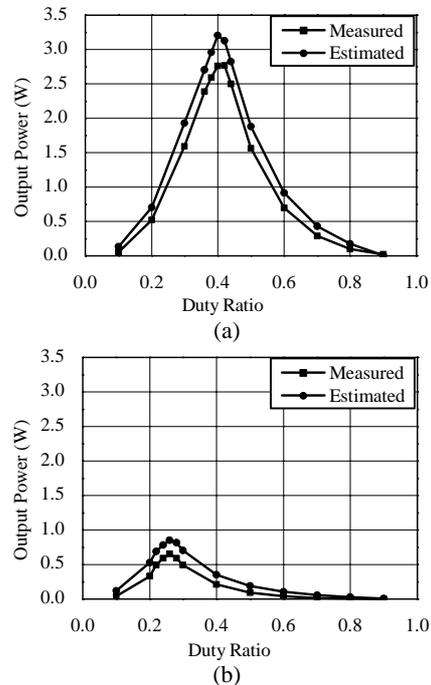


図7 電力測定値と電圧センサ情報を用いた推定値の比較
(a) 照度 2.50 (kW/m²)
(b) 照度 1.02 (kW/m²)

Fig. 7. Comparison between measured and estimated power used single voltage sensor. (a) irradiance : 2.43 (kW/m²). (b) irradiance : 1.06 (kW/m²).

ューティーが小さくなるにつれ測定値と推定値の間に若干の誤差が生じるが、(a)の場合は測定値、推定値ともにデューティーが 0.7 で電力が最大になり、(b)の場合は 0.4 で最大となっており、最大電力が得られるデューティーは両者で一致する。

図 7 は(6)により電圧センサのみを用いて推定した電力と実測値を比較したものである。全体的に測定値より推定値が大きくなっているが、(a)の場合、両者ともにデューティーが 0.42 で最大電力になり、(b)の場合は 0.26 で最大電力となった。

MPPT の手法として山登り法を採用すれば、推定電力の絶対精度は必要でなく、最大電力が得られるピークの位置（デューティー）が最も重要である。今回のように推定値と測定値の間に誤差があっても、両者のデューティーに対する特性が相似であれば、単一センサで最大電力点の探索が可能である。

3.3 電力測定値と推定値の誤差に関する検討

図 6 においてデューティーが小さくなるにつれ測定値と推定値の誤差が増大している。また、図 7 ではデューティーに関わらず一様に誤差が生じている。この原因としては電流、電圧の検出誤差が考えられる。

図 6 の推定則は(3)であり、第 1 項の分母にはデューティーが含まれているのでそれが減少すると係数は増加する。したがって、仮に検出誤差が一定としても、デューティーが小さくなるにつれて誤差は増大する。また、図 7 の推定則は(6)であり、この第 1 項にはデューティーは含まれていないので、検出誤差が一定であればデューティーに関係なく誤差も一様に現れる。このような理由から、今回のような結果になったものと考えられる。

3.4 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を確認した。試験条件を表 1 に示し、その結果を図 8 に示す。(a)は電流センサ情報のみで MPPT を行った結果で、(b)は電圧センサ情報のみで MPPT を行った結果である。照度の揺らぎを避けるため、光源としてハロゲンランプを用いた。これらの結果を見ると、(a)、(b)ともに動作点は正確に最大電力点に位置し、良好に MPPT を実現できていることがわかる。

4. まとめ

本稿では DC-DC コンバータのスイッチングに伴う電流や電圧のリプルに着目して、直流電流センサと直流電圧センサのいずれか一方だけを使用して MPPT が可能であることを、理論ならびに実験により明らかにした。

状態平均化法を用いて、電流センサまたは電圧センサから得られる情報のみで負荷電力が推定できることを示し、単一のセンサ情報から平均値とリプルを検出する実装法を例示した。また、提案法とともに山登り法を適用することで実際に MPPT を行い、最適動作点で運転できることを実証した。

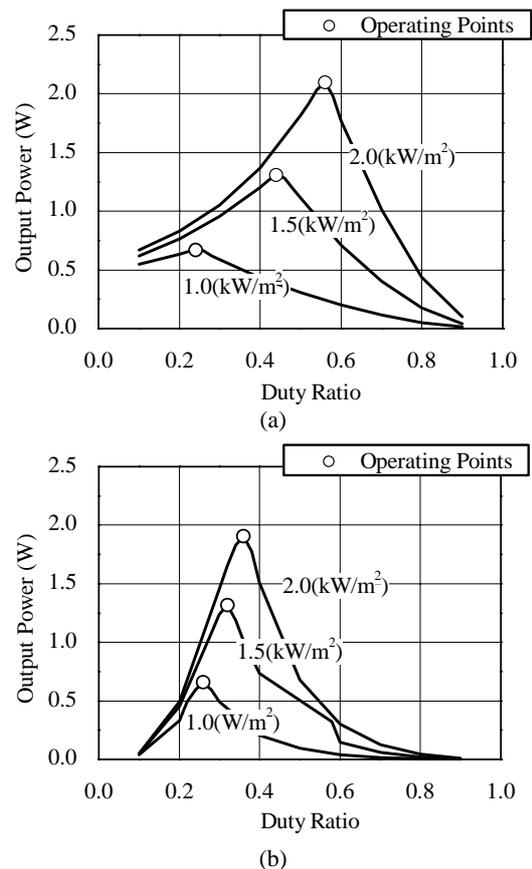


図 8 電力 - デューティー特性と提案法による動作点

- (a) 電圧形 DC-DC コンバータ
(b) 電流形 DC-DC コンバータ

Fig. 8. Output power vs. duty ratio characteristics and operating points by proposed method. (a) voltage-source DC-DC converter. (b) current-source DC-DC converter.

表 1 実験条件

Table 1. Experimental condition.

Test photovoltaic	GL418-TF
Rated maximum power	6.5 (W)
Rated output voltage	6 (V)
Panel surface temperature	50 ()
Switching frequency	10 (kHz)

文 献

- [1] C. Hua, J. Lin, and C. Shen, "Implementation of a DSP-Controlled Photovoltaic System with Peak Power Tracking," *IEEE Trans. on Ind. Elec.*, **45**, 1, 99-107, 1998.
- [2] 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)
- [3] K. Harada, T. Ninomiya and B. Gu, "The Fundamentals of Switched-Mode Converters," CORONA PUBLISHING CO., LTD. (1992). 原田・二宮・顧:「スイッチングコンバータの基礎」, コロナ社, (1992)