

# 太陽光発電・蓄電システムにおける 昇圧回路のMPPT制御の実験的研究

穂高 一条<sup>1</sup>・橋之口 紘史<sup>2</sup>

## An Experimental Study on MPPT Control of Boost Converter in Photovoltaic Energy Storage Systems

Ichijo HODAKA, Hirofumi HASHINOKUCHI

### Abstract

The boost converter in photovoltaic energy storage systems is used in the present study. The photovoltaic energy storage systems operate with the MPP, and accumulate the all energy. A feedback control is confirmed as one example of this independent type system with The boost converter. Because the boost converter is a switching circuit, the operation point changes by switching. Moreover, there is a calculating formula of feedback control that works by MPP if the voltage and the current can be measured when it knows the maximum power current. However, this calculating formula is effective only that it knows the maximum power current. Therefore, I thought about the algorithm that regularly measured the maximum power current this time.

Keywords: Photovoltaic generation, Boost converter, MPPT, maximum power current,

### 1 はじめに

現在、世界中で「環境問題」という大きな問題に直面している。この緩和策として、化石燃料に代わるエネルギーとして位置づけられ、地球環境保全の観点から有効なエネルギーと考えられているのが自然エネルギーである。この自然エネルギーの一つである太陽エネルギーの太陽光を使用する発電システムが太陽光発電である。

この太陽光発電は、導入費用が高めな代わりに、昼間の電力需要ピークを緩和し、温室効果ガス排出量を削減できるなどの特長を有する。

太陽電池の発電能力を十分に引き出すためには、太陽電池モジュール(PVモジュール)自体の電流電圧特性だけでなく、変動する日射量や温度も考慮に入れて太陽電池の電圧・電流を調整する必要がある。太陽電池の最大出力を保持するための方策は、MPPT(Maximum Power Point Tracking)とよばれ、蓄電システムに限らず様々な形態の太陽光発電システムに対してその具体的なアルゴリズムが種々検討され、実用化されてきた。しかしそれらのアルゴリズムは、異なる制御の目標のもとでそれぞれの妥当性が検討されており、それ

らを共通の状況で比較検討することは非常に難しい。

本研究では非常に簡素な太陽光発電・蓄電システムにおいて、時間によって変化する太陽電池の出力を最大化し、それをすべて蓄電するという独立型のシステムを考える。今回は効率よく蓄電池に充電するように昇圧回路を用いてPVモジュールを最大出力で動作させる制御を設計する。また、出力最大化に至るまでの時間をできるだけ短くする(速応性)ことも必要である。

### 2 昇圧回路の設定及び制御理論

#### 2.1 太陽光発電・蓄電システムのモデル

本研究では、PVモジュールの出力を蓄電池に電気エネルギーとして効率よく蓄えるために、図2.1のような昇圧回路を利用する。目標はこの昇圧回路のスイッチSWのduty比を制御対象とみなしたときに、duty比をうまく決定することによってPVモジュールの出力を最大にすることである。図2.1の昇圧回路はエネルギーを消散する部分を含まず、インダクタLは一時的なエネルギーの貯蔵のみを繰り返すとすれば、PVモジュールを最大出力で動作させるということは、キャパシタCに供給される電力を最大にするということにほぼ等しいと考えることができる。

<sup>1</sup>電気電子工学科准教授

<sup>2</sup>電気電子工学科学部生

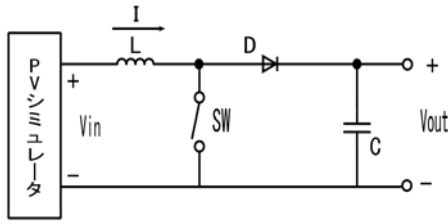


図 2.1: 昇圧回路

図 2.1 のコンデンサ C は本研究では充電式ニッケル水素電池 (eneloop) を 16 本を直流にして用いた。1 本の eneloop が 1.3[V] とすると  $1.3 \times 16 = 20.8$ [V] となる。PV アレイシミュレーの開放電圧は当初 15~18[V] であったことから、この本数で研究を行った。

またスイッチ SW は MOSFET で 100k[Hz] の周波数で ON, OFF でき、duty 比 (パルス幅の ON と OFF の時間比率) として外部から任意に与えられるものとする。PV モジュールの電圧を  $V_{in}$ [V]、電流を  $I$ [A] とおくと、その電気的特性は  $I = f(V_{in})$  または  $V_{in} = g(I)$  のように静的な関係式として表現される。ただし関数  $f, g$  は少なくとも日射量や温度に依存することが知られている。IV カーブにおいて、開放電圧  $V_{oc}$ 、短絡電流  $I_{sc}$ 、最大電力点 ( $V_{mp}, I_{mp}$ ) の中の最大電力点 ( $V_{mp}, I_{mp}$ ) が今回の鍵となる。コンデンサ C の電圧を  $V_{out}$ [V] とおき、初期時刻  $t_0$ [s] においては  $V_{out}(t_0) > V_{oc}$  とする。ここでは SW が ON の時はダイオード D は OFF、SW が OFF の時はダイオード D が ON という状況のみを考える。これは PV モジュールが最大出力となるような電流を生じ続けることを制御の目標としているためである。SW が ON の場合と OFF の場合のそれぞれについて回路方程式を書き記すと次のようになる。ただしダイオード D は理想ダイオードと仮定している。

$$(SW = ON) \begin{cases} V_{in} = g(I) = LI \\ 0 = C\dot{V}_{out} \end{cases} \quad (2.1)$$

$$(SW = OFF) \begin{cases} V_{in} = g(I) = LI + V_{out} \\ I = C\dot{V}_{out} \end{cases} \quad (2.2)$$

SW のスイッチングに PWM(Pulse Width Modulator) を用い、その PWM 周期を  $h$ [s]、duty 比を  $d$  とすると、システムは式 (2.1)、式 (2.2) のベクトル場がそれぞれの時間帯で切り替わるようなダイナミクスで表されることになる。パワーエレクトロニクス分野では、このようなスイッチング回路を時間平均的なベクトル場でモデル化する方法 (状態空間平均化法) がとられている。そのことより式 (2.1)、式 (2.2) は

$$\begin{cases} g(\bar{I}) = L\dot{\bar{I}} + (1-d)\bar{V}_{out} \\ (1-d)\bar{I} = C\dot{\bar{V}}_{out} \end{cases} \quad (2.3)$$

という一つのシステムにモデル化されまとめられる。ここで  $\bar{I}, \bar{V}_{out}$  はそれぞれ  $I, V_{out}$  の時間平均的な値を表しているときみなされる。

## 2.2 出力最大制御

ここでは、文献 [1],[2] で示された PV モジュール出力最大化の制御則およびそれに至る設計プロセスを概観する。図 2.1 の太陽光発電・蓄電システムを考える。前節で示したように、このシステムを式でモデル化する。以下ではとくに断らない限り  $\bar{I}, \bar{V}_{out}$  をそれぞれ  $I, V_{out}$  と略記して

$$\begin{cases} g(I) = LI + (1-d)V_{out} \\ (1-d)I = C\dot{V}_{out} \end{cases} \quad (2.4)$$

とする。このシステムは関数  $g$  が一般に非線形であるということと、状態変数  $I, V_{out}$  と制御入力  $d$  の積が現れるという意味で非線形システムである。制御の目標は、式 (2.4) において固定された関数である場合 (日射量や温度に変動がない時間帯を考えていることになる) に、制御入力 (duty 比) をうまく決定することによってモジュールの出力を最大にすることである。

## 2.3 非線形制御理論の適用

図 2.1 からわかるように式 (2.4) における状態変数  $V_{out}$  の値は大きくなり続けるような制御を考えている。したがって標準的な線形近似の手順は適用できない。そこで非線形システムの完全な線形化の考え方を利用する。式 (2.4) は、 $I, V_{out}$  を縦に並べたベクトル  $x$  を用いると

$$\dot{x} = a(x) + b(x)(1-d)$$

とできる。もし、

$$\frac{\partial c(x)}{\partial x} b(x) = 0, \quad \frac{\partial}{\partial x} \left( \frac{\partial c(x)}{\partial x} a(x) \right) b(x) \neq 0 \quad (2.5)$$

となるようなベクトル場  $c(x)$  が存在するならば、新しい変数  $z$  とする変数変換によって式 (2.6) に書き換えることができる。

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = z_2 \\ \dot{z}_2 = \tilde{a}(z) + \tilde{b}(z)(1-d) \end{cases} \quad (2.6)$$

これによって制御入力が一カ所に集まるので、制御則の設計方針の見通しがよくなる可能性がある。

$$z_1 = \frac{1}{2}LI^2 + \frac{1}{2}CV_{out}^2 \quad (2.7)$$

式 (2.7) はエネルギー保存則を保持しているため直接的においたものである。ここで、 $z_1$ [J] はインダクタ L[H] とコンダクタ C[F] の総エネルギーである。この式 (2.7) を式 (2.4) に沿って時間微分すると

$$\dot{z}_1 = (g(I) - (1-d)V_{out})I + (1-d)IV_{out} = g(I)I \quad (2.8)$$

となる。そこで  $z_2 = g(I)I$ [W] とおけばこれは PV モジュールの出力であり、この式を式 (2.8) 同様、式 (2.4) に沿って時間微分すると

$$\dot{z}_2 = \frac{\partial}{\partial I} (g(I)I) \frac{1}{L} (g(I) - (1-d)V_{out}) \quad (2.9)$$

よって、以上をまとめると

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = z_2 \\ \dot{z}_2 = \frac{\partial}{\partial I} (g(I)I) \frac{1}{L} (g(I) - (1-d)V_{out}) \end{cases} \quad (2.10)$$

式 (2.6) に相当するシステムの表現が得られる。ここで示した変数  $z_1, z_2$  の取り方は、それぞれエネルギー、電力という物理的にわかりやすく、かつ出力最大化という制御目標に対してもつながりが明確である。

## 2.4 出力最大のフィードバック制御

式 (2.10) から明らかなように  $g(I) - (1-d)V_{out}$  が  $\frac{\partial}{\partial I} (g(I)I)$  と (0 も含めて) 同符号となるように  $d$  を決めれば、PV モジュールが出力最大となる動作点に近づいていく。 $d$  は  $0 \leq d \leq 1$  となるように選ばなければならないが、この条件を満たす制御入力の選択の幅は非常に広がってしまう。ここで PV モジュールの出力  $g(I)I$  が

$$\frac{\partial}{\partial I} (g(I)I) \begin{cases} > 0 & (I < I_{mp}) \\ = 0 & (I = I_{mp}) \\ < 0 & (I > I_{mp}) \end{cases} \quad (2.11)$$

となるとすると、通常このような条件を満たす IV カーブを仮定することが多い。したがって、これらの状況で制御則

$$1-d = \frac{g(I)I}{V_{out}I_{mp}} \quad (2.12)$$

が提案されている。これは式 (2.4) または式 (2.10) に対する非線形状態フィードバック則であり、これによって PV モジュールは出力最大化に向かうことになる。ただし式 (2.12) は状態変数  $V_{out}$ [V],  $I$ [A] の他、 $I_{mp}$  と関数  $g$  を必要とする。一般に関数  $g$  を正確に知るとは難しいので、 $V_{in} = g(I)$  をオンラインで測定して

$$1-d = \frac{V_{in}I}{V_{out}I_{mp}} \quad (2.13)$$

とする。これはフィードフォワード的要素を制御則に追加したことになる。ただし、PV モジュールが最大出力となる電流値  $I_{mp}$  は一定時間ごとにオフラインで測定して制御則を更新していく必要がある。また、式 (2.13) における  $V_{in}, V_{out}, I$  は時間平均化された値を意味しているとみなし、図 2.1 に実装する際には移動平均を利用するなどして制御則式 (2.13) に反映することになる。

## 2.5 IV カーブ測定

このフィードバック制御では測定して値を得る  $V_{in}, V_{out}, I$  と、PV モジュールが最大出力となる電流値  $I_{mp}$  が必要となる。測定できるものは  $V_{in}, V_{out}, I$  と限られているため、 $I_{mp}$  を導き出すのは困難である。そのため、上記のフィードバック制御以外に IV カーブ測定をしなければならない。また、IV カーブは抵抗などで測定する方法があるが別の回路を作成するのは現実性がないため、そのまま昇圧回路を用いて行いたい。今回のフィードバック制御は duty 比で微調整して MPP 点に動作点を導くため、IV カーブ測定には duty 比を動作させ、電圧・電流を測定し、IV カーブの最大出力を導けないかと考えた。

まず duty 比を 20~90[%] の 10[%] ずつ動作させ、電圧  $V_{in}$  電流  $I$  を測定し、電力  $P = V_{in} \times I$  を計算する。この時一番大きい電力の出た duty 比をひとまず基準として、それを  $d_0$  とおく。次にこの  $d_0$  の電力と  $d_0 + 2$  とした duty 比で電力を比較する。この時、 $d_0 < d_0 + 2$  の場合は  $d_0 = d_0 + 2$  とし、 $d_0 \geq d_0 + 2$  の場合は  $d_0 = d_0 - 2$  とする。この動作を数回繰り返すことで限りなく MPP(Maximum Power Point) に近づくと考えられる。下記の図 2.2 がこのプログラムの構成である。

### 2.5.1 IV カーブ測定時間短縮

この IV カーブ測定は duty 比を用いているため、時間をかけすぎると PV モジュールが最大出力となる電

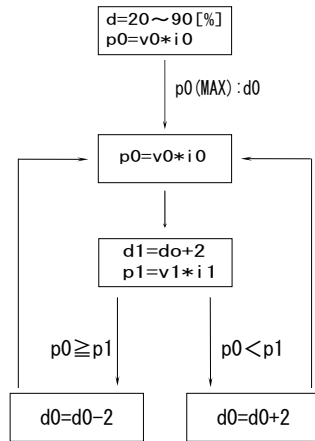


図 2.2: IV カーブのプログラム構成

流値  $I_{mp}$  が正確に取れない可能性がある。そのため、できるだけ短い時間で測定しなければならない。本研究ではマイコンによって管理されている。今回は  $0.1[s]$  とマイコンによって時間設定されているが、この設定時間より短ければよい。この IV カーブ測定では現時点で  $10\mu \sim 50\mu[s]$  程しかかからないが、duty 比微調整時の回数によっては設定時間をオーバーしてしまう。duty 比微調整時の回数は  $2[\%]$  ずつ増減していくが、最初に  $10[\%]$  ずつ測定しているので 4 回程で測定すれば PV モジュールが最大出力となる電流値  $I_{mp}$  を得ることが可能である。しかし、時間によって duty 比が微妙に変化することから、少し回数を増やし正確性を上げた。

また、IV カーブ測定の場合だけではなく、フィードバック制御の場合も言えることだが、電圧・電流を実数値に計算変換する時に簡単なものにするため既にわかっているものは先に計算しておいてある。そのため、A/D コンバータで測定した値  $\times$  既計算で求められることになっている。ここでも時間短縮が可能であると考えられる。

## 2.6 プログラミング

まず  $0 \sim 2.5[s]$  まで電圧 ( $V_{in}$ ,  $V_{out}$ ) と電流  $I$  を A/D コンバータで測定し実数値に計算する。その計算式は

$$V = \frac{5.04 * v}{1023} \times 5.7 \quad (2.14)$$

$$I = \frac{5.04 * i}{1023} \div 4.3 \quad (2.15)$$

であり、式 (2.14) が電圧  $V_{in}$  で式 (2.15) が電流  $I$  である。このような計算をする理由として前節でも記したように A/D コンバータは、アナログ入力をデジタル値に変換するので戻す必要があるためである。また式

(2.14) 内の  $\times 5.7$ 、式 (2.15) 内の  $\div 4.3$  はそれぞれ分圧、増幅させているため挿入してある。

そしてフィードバック制御をかけ duty 比を導き MOS-FET に出力する。その計算式は前節で記した式 (2.13) である。まずはこの動作を  $0.1[s]$  の間に 25 回させる。ただし、スタート ( $0[s]$ ) からの  $2.5[s]$  は制御を動作を確かめるために  $I_{mp} = 0$  としてあるので、電力は 0 となる。

上記の  $2.5[s]$  後に一度  $0.1[s]$  間に IV カーブを測定し  $I_{mp}$  を推定する。今回 IV カーブ測定には、duty 比を変更させ  $I_{mp}$  を得る方法をとっている。電力 (電圧・電流) を取る場合は、A/D コンバータを用いて測定する。

この流れで PV モジュールの出力が変化しても最大となるフィードバック制御が行えると考える。

## 3 ソーラーアレイシミュレータの設定

本研究では PV モジュールに代えて、ソーラーアレイシミュレータを用いた。このソーラーアレイシミュレータは Agilent Technologies 社のもので最大電圧  $65[V]$ 、最大電流  $8.5[A]$ 、最大電力  $510[W]$  の出力が可能であり、開放電圧  $V_{oc}$ 、短絡電流  $I_{sc}$ 、最大電力点 ( $V_{mp}$ ,  $I_{mp}$ ) の 4 点を入力するだけで IV カーブを生成し、負荷を接続した場合にその IV カーブを現実にする装置である。この装置を用いた最大の理由として再現性がある。このソーラーアレイシミュレータを使用することで、同じ出力を出すことが可能で、最大出力もわかり、制御則がきちんと動作しているかまでわかる。そのため、今回のようなフィードバック制御の動作確認をする場合はソーラーアレイシミュレータを用いたほうが制御の善し悪しを評価できるため使用した。

## 4 測定に用いたフィルタ回路の設計

### 4.1 ローパスフィルタ

ローパスフィルタは遮断周波数より高い周波数の帯域を通さないものである。今回の実験では、フィードバック制御で用いる電圧・電流は時間平均化された値となっているので、平均化した値が必要となる。当初ローパスフィルタを使用していなかった時は、電圧  $1[V]$ 、電流  $1[A]$  程の振幅があり、プログラム上で平均値を取っても、フィードバック制御がきちんと動作しなかった。そのためローパスフィルタを使用して、平均的な値を読むことが目的である。

4.1.1 多重帰還ローパスフィルタ

電圧 ( $V_{in}$ ,  $V_{out}$ ) には図 1 のローパスフィルタは多重帰還ローパスフィルタを用いているのだが、位相を反転させる回路となっているためもうひとつの反転増幅回路を加えてある。また、この回路は計算によって遮断周波数や倍率を変えることが可能である。

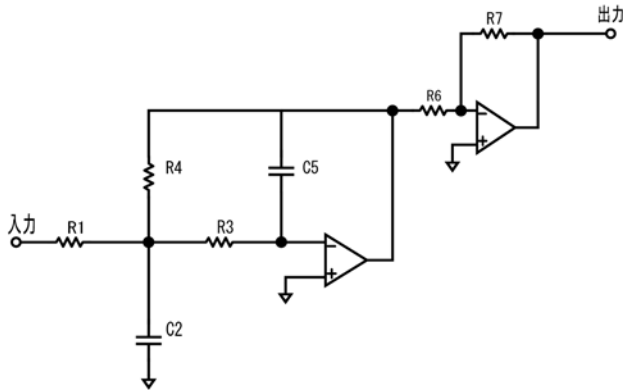


図 4.1: 多重帰還ローパスフィルタ+反転増幅回路

その計算は次の通りである。まず多重帰還ローパスフィルタの伝達関数は式 (4.1) である。

$$\frac{-H\omega_0^2}{s^2 + \alpha\omega_0 s + \omega_0^2} \quad (4.1)$$

$H$  は倍率を表し、 $\omega_0$  は遮断周波数を表す。また、 $\alpha$  はフィルタのクオリティファクタと呼ばれる共振の鋭さの値を表す  $Q$  の逆数である。今回の場合、折れ線近似による一次遅れにすることで計算が簡単になり、分母は  $(s + \omega_0)^2$  とできるので、結果的に  $\alpha = 2$  となる。代入する値として、倍率を表す  $H$  は  $V_{in}$ ,  $V_{out}$  共に 1、遮断周波数を表す  $\omega_0$  は  $V_{in}=100[\text{Hz}], V_{out}=300 [\text{Hz}]$  とし、 $C_5$  は任意であるので共に  $3300[\text{PF}]$  とした。この値から式 (3.2) を計算すれば各抵抗・コンデンサの値を決めることができる。各部品の値を実現可能なものとするため、変数  $k$  を定義する。

$$\begin{aligned} k &= 2\pi f_0 C_5 \\ C_2 &= \frac{4}{\alpha^2} (H + 1) C_5 \\ R_1 &= \frac{\alpha}{2Hk} \\ R_3 &= \frac{\alpha}{2(H + 1)k} \\ R_4 &= \frac{\alpha}{2k} \end{aligned} \quad (4.2)$$

式 (4.1), 式 (4.1) の計算結果を表 2 に記す。

この電圧 ( $V_{in}$ ,  $V_{out}$ ) で使用した図 4.1 の多重帰還ローパスフィルタは、1 度回路を作成してしまうと遮

表 1: 計算結果

	$V_{in}$	$V_{out}$
$\omega_0[\text{Hz}]$	300	100
$H$	1	1
$\alpha$	2	2
$k$	$99 * 10^{-8}$	$330 * 10^{-9}$
$R_1[ \ ]$	1M	3M
$C_2[\text{F}]$	6600p	6600p
$R_3[ \ ]$	500k	1.5M
$R_4[ \ ]$	1M	3M
$C_5[\text{F}]$	3300p	3300p
$R_6[ \ ]$	10k	10k
$R_7[ \ ]$	10k	10k

断周波数や倍率を変えることが困難なため、シミュレーションで確かめるなど十分に検討して作る必要である。

4.1.2 8 次ローパスベッセルフィルタ

電流  $I$  には 8 次ローパスベッセルフィルタを用いた。8 次ローパスベッセルフィルタには、遮断周波数をより厳密に制御するための外部クロックが付いている。8 次ローパスベッセルフィルタとクロック発生回路を同時に使用している。このクロック発生回路は抵抗とコンデンサを用いて、方形波を発生させる回路で可変抵抗とコンデンサを繋ぎ変えるソケットを用いていることにより、クロック周波数を容易に変えることができる。

この 8 次ローパスベッセルフィルタは次のように遮断周波数を調整できる。

$$f_c = f_{CLK}/100 \quad (4.3)$$

$f_c$  は遮断周波数、 $f_{CLK}$  はクロック周波数を表す。クロック周波数を変えられるということは、遮断周波数を変更できる。

今回は遮断周波数を  $5[\text{Hz}]$  に設定して測定を行った。そのため、ソケットのコンデンサには  $0.1\mu[\text{F}]$  を接続した。

4.2 PWM 発生回路

今回の測定では定期的に IV カーブを測定しなければならない。そのため、マイコンはインターバルタイマと PWM 出力を同時に動作させなくてはならない。しかしマイコンの性能上同時に動作させることは困難だった。そのため、外部で PWM を発生させなくてはならないため、回路を作成した。

この回路は8次ローパスベッセルフィルタの時同様クロック発生回路も用いる。今回のクロック周波数は100[μs]で固定なので、可変抵抗などは使用していない。また、積分回路を用いるがこれは比較回路となっている。まず、クロック発生回路でできた方形波を積分回路に通すと、波形が三角波になる。この三角波と図??内のDAコンバータとなっている端子にかける0~5[V]の電圧(V<sub>DA</sub>)を比較して、三角波の電圧がV<sub>DA</sub>より高いときに、PWMが5[V]となるようにする。このシミュレーション画像を図4.2に記す。

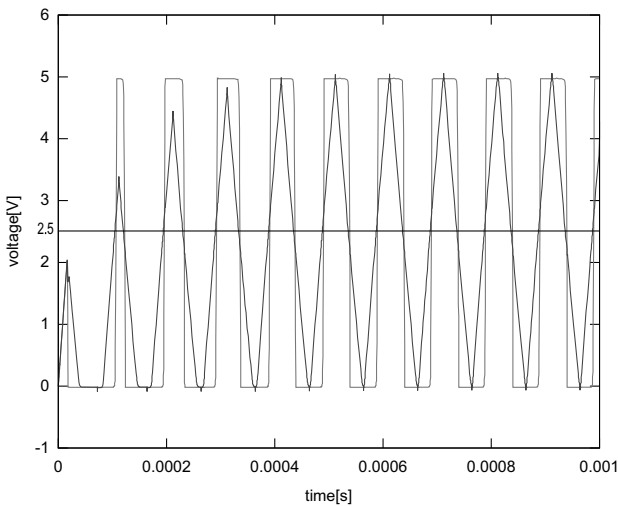


図 4.2: シミュレーション V<sub>DA</sub>=2.5[V],duty 比=約 50%

図 4.2 は V<sub>DA</sub> を 2.5[V] にした際、duty 比を約 50[%] となるように抵抗やコンデンサを決めた。実際回路を作成し、オシロスコープで確認したところ 50[%] は 2.7[V] で確認できた。他の duty 比と V<sub>DA</sub> の関係を表 4 に記す。

表 2: duty 比と V<sub>DA</sub>

duty 比 [%]	V <sub>DA</sub> [V]
20	3.62
30	3.5
40	3.3
50	2.7
60	2.2
70	1.7
80	1.2

クロック周波数 (PWM 周期) を 100[μs] とした理由は、本研究を始める前の設定としてあがっていたのは 10[μs] であった。しかし、マイコンの PWM 出力を使用していた時期に周期を 10[μs] にして測定を行おうとしたが MOSFET の立上がり遅れと立下りに進みが生じた。そのため遅れなどが出らず、できるだけ周期

の短いものだったのは 100[μs] であったので選出した。

5 マイコンによる昇圧回路を用いたフィードバック制御

本研究の目的は電圧 (V<sub>in</sub>, V<sub>out</sub>) , 電流 (I) をオンラインで測定し、IV カーブ測定で PV モジュールが最大出力となる電流値 I<sub>mp</sub> を推定して duty 比を導出し、PV モジュールの最大出力に近づけることである。使用した実験装置の全体図が図 5.1 である。

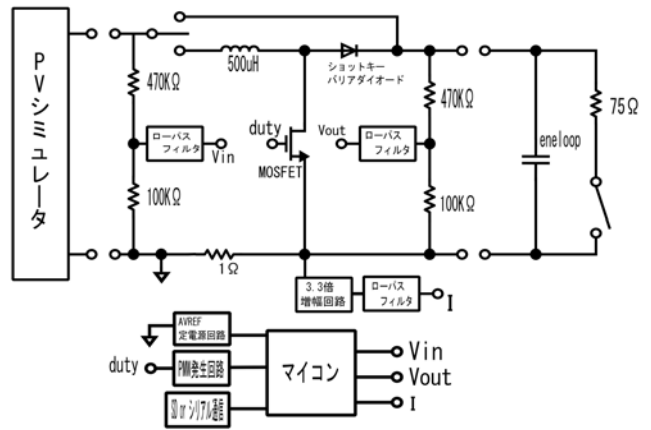


図 5.1: 昇圧回路

5.1 ソーラーアレイシミュレータの出力が大きい場合

本研究では、スイッチングノイズを抑えるためにとった方法としてグラウンド (GND) をすべて同じ場所に集めた。例えば、以前は 1 つずつ基盤で GND をまとめて 1 本出し、その配線を電源などの GND にまとめていた。そうすると、導線内の小さなインダクタンスがまとめることにより大きくなってしまふ。これを避けるために GND は 1 つの基盤にまとめた。また、すべての回路をシミュレーションし、自ら作成した。そのため、配線や接続面に問題が生じたことが多々あった。それを防ぐために導通チェックを怠らず、さらに作成した後の動作チェックは何通りも行い、ミスを減らした。

コンデンサは電気二重層キャパシタを並列や直列にして容量を増やすなど試みたがそれでも足りず、最終的に充電式ニッケル水素電池 (eneloop) の 16 本直列を用いて実験を行った。

まず、ソーラーアレイシミュレータの出力が大きい場合の電力 (V<sub>in</sub> × I) のグラフは図 5.2 である。

この図 5.2 の上の方に出ている太線の方波のような線がソーラーアレイシミュレータの電力であり、もう 1 つが測定値である。このプログラムは IV カーブ測定の間隔を倍の 5[s] としている。また、スタート時は

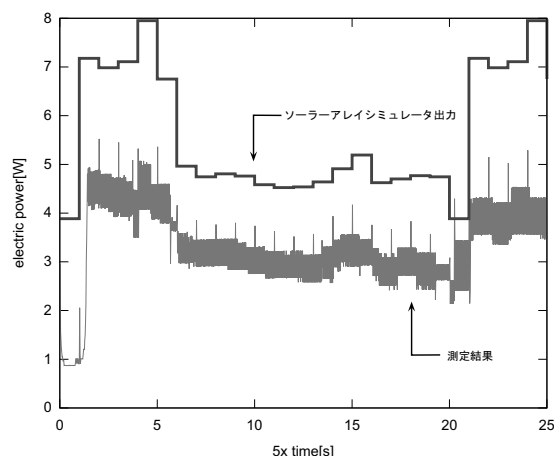


図 5.2: 実験結果 1

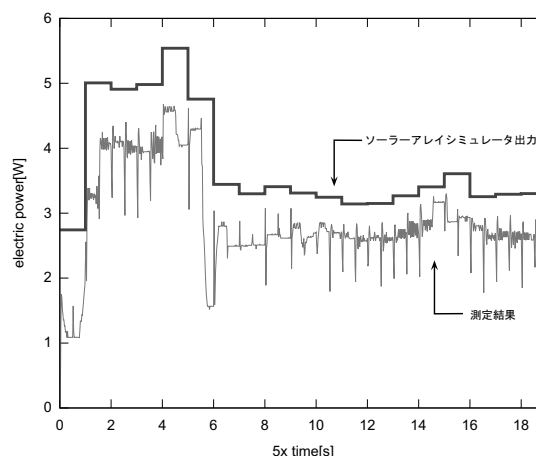


図 5.3: 実験結果 2

前節でも記したとおり  $I_{mp}=0$  としているので値は小さい。しかし、他の部分もすべて小さくなっている。この結果はローパスフィルタの遮断周波数や電流の増幅回路を調整しても振動が大きくなるばかりでありあまり効果がなく、ソーラーアレイシミュレータの電力に近づくことはなかった。この結果より、表 1 のようにソーラーアレイシミュレータの出力を少し小さくした。また、安定期（ソーラーアレイシミュレータ出力の横一線の時）の時間帯は、あまり振動せず安定した値を取りたかった。

## 5.2 ソーラーアレイシミュレータの出力変更の場合

そこで、前節との違いはインターバルタイム (tau-user.c) 内の IV カーブ測定の  $I_{mp}$  の計算過程と for 文 (待ち時間) と IV カーブ測定の間隔にある。 $I_{mp}$  の計算過程は増幅回路の倍率 4.3 を倍率 3.3 として計算し、待ち時間とは、duty 比をしっかりと動作させる時間のことである。また IV カーブ測定の間隔を 2.5[s] にすることで、ひとつの IV カーブで 2 度  $I_{mp}$  を測定できることになる。これは IV カーブ測定の  $I_{mp}$  を決める際に実数値より少し大きい方がフィードバックさせやすく、安定するのではないかと過程したからである。このように考えて測定した電力のグラフが図 5.3 である。

図 5.2 は図 5.3 に比べて確実に振動は減り、どのようにフィードバック制御が動作しているかわかる。また、 $I_{mp}$  点もソーラーアレイシミュレータの出力とかわらなくなった。

しかし、図 5.2 と図 5.3 の出力は同じような大きさとなった。

## 5.3 フィードバック制御最大出力の場合

そこで、今回はソーラーアレイシミュレータを用いての研究であるので、 $I_{mp}$  点も事前にわかっていることから、IV カーブ測定は行わず 2.5[s] ごとに  $I_{mp}$  を教えてフィードバックがどのように動作しているか実験をした。そのプログラムがプログラム 2(8.4 章) であり、実験結果の電力のグラフが図 5.4 である。

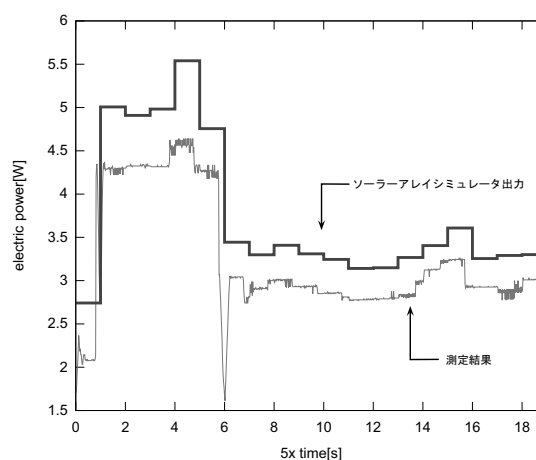


図 5.4: 実験結果 3

この図 5.4 で明らかとなったのは、今回使用した回路ではこの出力が最大であり、図 5.2 と図 5.3 も最大出力が出ていたということである。

## 6 結言

### 6.1 まとめ

本研究の目的は昇圧回路を利用した太陽光発電・蓄電システムについて、電圧 ( $V_{in}, V_{out}$ )、電流 ( $I$ ) をオンラインで測定し、IV カーブの  $I_{mp}$  を用いて duty 比を導出し、PV モジュールの最大出力に動作点を近づけ

ることであった。今回の測定では、プログラムから言えば図 5.4 の出力が最大であるが、図 5.2 や図 5.3 を見ても、振動こそ違ってもおのほほ同じの電力であるので、しっかりフィードバックが行われていると思われる。使用した IV カーブ測定の  $I_{mp}$  を求めるプログラムは duty 比を変化させ求めた。しかし、duty 比は時間や電圧・電流によって少しずつ変化する。そのためプログラムでは  $I_{mp}$  をすこし大きな値となるように計算式の値を変えることで安定化を図り、その予想通り研究を進めることができた。

## 6.2 考察

今回の測定では PWM の周期は  $100[\mu\text{s}]$  で行った。そのため、充電される電圧も少なく、 $90[\text{s}]$  以上測定を続けても  $100[\text{mV}]$  程も変わらなかった。これは周期が長かったためでもあり、蓄電システムに使われた充電式ニッケル水素電池 (eneloop) の 16 本直列にも問題がある。今回の初期電圧  $V_{out}$  は  $20[\text{V}]$  であった。1 本の eneloop が  $1.3[\text{V}]$  とすると  $1.3 \times 16 = 20.8$  なので、ほとんど充電完了である。昇圧回路は測定を始める際は前節でも記したように  $V_{out}(t_0) > V_{oc}$  であるので電圧は  $V_{out}$  はどのようにしても高くなってしまふ。そうなる、蓄電システムの容量をもっと大きなものにする必要がある。またプログラム 2 では、測定した  $I_{mp}$  を少し大きく計算し、1 つの IV カーブで 2 度  $I_{mp}$  を時間をかけて測定することで振動を抑えることができた。この待ち時間は適当な値をプログラムに入力しなければまったく意味がない。短ければ 0 と等しく、長すぎると  $I_{mp}$  が出力されずにフィードバックに影響を与える。そのため、何度も入力と測定を繰り返し試行錯誤した結果がプログラム 2 となっている。何度も同じ条件で測定できるのはソーラーアレイシミュレータを使用しているからである。

しかし、今回は問題も生じた。それは、急激に PV モジュールの出力が上がる場合 (天候で言うと曇りから急に晴れ間が射す時)、今回は図 5.2 や図 5.3 の始まり付近である。この時の電圧と電流の値を見ると、電流は上がり電圧は下がっている。このため電力の上がり幅が小さかったと考えられる。電圧が下がる理由として IV カーブ測定のタイミングにある。電圧 ( $V_{in}, V_{out}$ )、電流 ( $I$ ) を測定してフィードバックを行う。今回は  $2.5[\text{s}]$  毎に IV カーブ測定を行った。どうしてもプログラムスタートとソーラーアレイシミュレータの LIST スタートには誤差が生じる。そのため、1 回目の IV カーブ測定が前の IV カーブを測定している可能性がある。このため PV モジュール出力の急激な増加の場合、duty 比を増加させ電圧低下という可能性があると考えられる。

## 6.3 今後の課題

前節でも記したが、周期の問題がある。 $10\mu[\text{s}]$  や  $1\mu[\text{s}]$  で測定が可能であると充電の速度が一段と増加する。そのためには立上がりや立下りに影響がないマイコンまたは影響をなくす仕組みが必要である。周期が可能になると容量の問題もある。 $20[\text{V}]$  から始まり、そこから増加可能なバッテリーなどが有効であると考えられる。

今回、ソーラーアレイシミュレータの出力データは小さくしてある。それは昇圧回路の耐電性などを考えたためである。本来ならソーラーパネルを用いて測定しなければならない。よってもっと耐電性のある装置作成が今後必要であると考ええる。

また、プログラムでは duty 比が急激に増加した場合は、すぐに IV カーブ測定を行い  $I_{mp}$  を測定するようなプログラムが必要であると考ええる。さらに、PV モジュールが最大出力となる電流値  $I_{mp}$  を求める IV カーブ測定の精度をもっと上げるため、duty 比微調整時にずっと  $2[\%]$  ずつ変化させるのではなく、最初は大きく変動し、MPP 点近くになると小さい変動に変わるようなプログラムの作成である。そのようにできれば、かなりの時間短縮に繋がると考える。

## 参考文献

- [1] 穂高・軸屋：太陽光発電・蓄電システムにおける昇圧回路の非線形制御，第 38 回制御理論シンポジウム予稿集 (2009)
- [2] 山本：太陽光発電・蓄電システムにおける昇圧回路の MPPT 制御，平成 21 年度太陽/風力エネルギー協会共同合同研究発表会予稿集 (2009)
- [3] アナログ・デバイセズ著 電子回路技術研究室訳：OP アンプによるフィルタ回路の設定，CQ 出版社 (2005)
- [4] 山本昌志：gnuplot の精義，株式会社カットシステム (2009)
- [5] 林春比古：新訂 新 C 言語入門，ソフトバンククリエイティブ株式会社 (2006)