

太陽電池モジュールの電氣的等価回路に関する研究

平成 18 年 度

三重大学大学院工学研究科
博士前期課程 電気電子工学専攻

安 達 渉 一

太陽電池モジュールの電氣的等価回路に関する研究



平成 18 年度

三重大学大学院工学研究科

博士前期課程 電気電子工学専攻

安達 渉一

目 次

第 1 章 緒言	1
1.1 本研究の背景と目的	1
1.2 本論文の構成	3
第 2 章 太陽電池の発電原理	4
2.1 太陽電池の発電原理	4
2.2 太陽電池セルの出力電流の算出	6
第 3 章 太陽電池モジュールの特性	15
3.1 太陽電池モジュールの仕様	15
3.2 太陽電池モジュールの定常特性	16
3.3 太陽電池モジュールの過渡特性	19
第 4 章 定常特性のモデリング方法	26
4.1 モデリングの概要	26
4.2 短絡点,開放点,最大電力点の決定法	27
4.3 近似 V-I 関数の作製	28
4.4 実測値との比較	31
第 5 章 過渡特性のモデリング方法	33
5.1 モデリングの概要	33
5.2 バイパスダイオードのオン電圧降下値の測定	35
5.3 インダクタンスの算定	36
5.4 キャパシタンスの算定	38
5.5 抵抗値の算定	40
第 6 章 シミュレーション	41
6.1 シミュレーション回路の構成	41
6.2 電圧指令算出回路	42
6.3 配線短絡時のシミュレーション	43
6.4 負荷接続時のシミュレーション	47
6.5 昇圧チョッパ接続時のシミュレーション	49
第 7 章 結言	56
謝辞	57
参考文献	58
付録	

第1章 緒言

<1.1> 本研究の背景と目的

現在、エネルギーセキュリティー問題や地球環境破壊問題が重要視されている。多くの工業国は、資源輸出国の政治状況や化石燃料消費量の増大により、不安定な化石燃料供給に対応する必要がある。また、地球温暖化現象の対策として、化石燃料の燃焼時に生じる温室効果ガスの排出を抑制する必要がある。温室効果ガスの大気中の濃度を安定することを目的とし、1997年に第3回気候変動枠組条約締約国会議が開かれた。この会議で議決された「気候変動に関する国際連合枠組条約の京都議定書」は2005年になって発効し、締結各国が温室効果ガスの削減目標を達成するための取り組みを進めている。その中で、枯渇することのない再生可能エネルギーである太陽光発電、風力発電の導入件数が急速に増加している。

太陽電池セルの低コスト製造技術の開発や高効率発電システムの開発が進められており、太陽光発電システムは住宅用・公共施設等用を中心に普及段階に至っている。日本政府は2010年の太陽光発電の導入目標として482万kWを掲げており、導入を加速するための技術開発や導入支援策を講じ続けていくことが必要不可欠である。

太陽光発電システム構築する際、事前に気象条件を含んだ発電特性を予測してシステムを評価し、パワーコンディショナの設計や運転方式を最適化する必要がある。しかし、自然条件により太陽電池の発電電力は常に変動するので、同じ気象条件下で評価することは非常に困難である。ゆえに、太陽光発電システム設計支援技術として、定常的なV-I特性を考慮した等価回路や過渡特性を考慮したものが提案されてきた⁽¹⁾⁻⁽³⁾。

定常特性を考慮した等価回路を作製する際、式(1.1)の太陽電池セルの特性式が必要である。

$$I = I_{sc} - I_0 \left[\exp \left\{ \frac{q(V + R_s I)}{nkT_m} \right\} - 1 \right] - \frac{V + R_s I}{R_{sh}} \quad (1.1)$$

出力電流: I , 短絡電流: I_{sc} , 逆飽和電流: I_0 , 素電荷量: q , 出力電圧: V , 直列抵抗: R_s ,

ダイオード係数: n , ボルツマン定数: k , パネル温度: T_m , 並列抵抗: R_{sh}

この特性式により定常状態の発電特性を高精度で表現できる。しかし、式(1.1)の右辺指数関数項の指数部に出力電流と出力電圧が共に存在し、簡単に電流と電圧の関係を把握できない。

また、過渡特性を考慮した等価回路はわずかししか作製されていない。小型パワーコンディショナの開発が進むと内部のコンデンサ容量の低減が要求されるようになると考えられ、パワーコンディショナ内のスイッチングデバイスが動作した直後のような過渡状態において、電流及び電圧の変動が顕著になる。よって、過渡状態の電流及び電圧の変動許容範囲を評価・検討し、パワーコンディショナを設計する必要がある。

そこで、本研究ではパワーコンディショナ設計支援技術として、定常特性と過渡特性を考慮した太陽電池モジュールの電氣的等価回路の構築を目的とする。

<1.2> 本論文の構成

本論文は以下のように構成されている。

第1章では本研究の背景，目的及び内容について概説している。次に，第2章では太陽電池の発電原理と太陽電池セルの出力電流式の導出を行っている。

第3章では太陽電池モジュールの定常特性，過渡特性を測定し，それぞれについて考察し，第4章，第5章で各特性のモデリング方法を提案する。

第6章では，モデリングした定常等価回路と過渡等価回路を融合した等価回路を提案し，その等価回路をシミュレーション上で動作させる。実測値とシミュレーション結果を比較することで等価回路の有用性を確認する。

第2章 太陽電池の発電原理

<2.1> 太陽電池セルの発電原理

太陽電池の発電原理は、半導体に光が入射したときに起こる光電効果を利用したものである。よって、ここでは半導体を念頭に発電原理を説明する。光電効果がエネルギー発生に有効であるためには、次の3過程が起こる必要がある。

1. 光の吸収と過剰電荷対の発生

禁制帯幅 E_g より小さいエネルギーをもつ光が半導体結晶に入射すると、その光は吸収されずに透過するが、 E_g より大きいエネルギーをもつ光が入射すると、その光は吸収される。この吸収過程では損失をとめない、損失は熱に変化する。吸収されたエネルギーは、結晶格子に束縛されている電子の束縛をとき、自由電子を発生し後に正孔を残す。

2. 過剰電子対の分離

図 2.1 に PN 接合のエネルギーバンド図を示す。PN 接合の空乏層には元々、N 型半導体を正とする内蔵電位がある。電位障壁付近の過剰電子対は、内蔵電位により電子は N 型領域へ、正孔は P 型領域へそれぞれ分離される。そのため、P、N 型領域ではそれぞれ正孔、電子が過剰となり、正、負に帯電する。

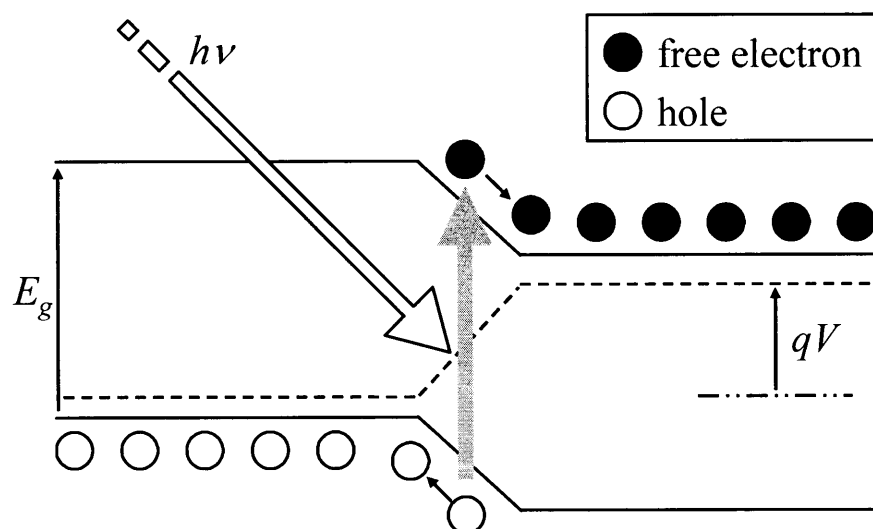


図 2.1 PN 接合のエネルギーバンド図

Fig.2.1 Band diagram of PN junction.

3. 過剰電荷の移動

発生した過剰電子対は、半導体中に存在する電界によるドリフト効果と、電荷の濃度こう配による拡散によって移動する。外部回路に連結されておらず、分離された電荷が取り除かれないと、分離された電荷によって光起電力が生じ、PN 接合を順方向にバイアスする。

<2.2> 太陽電池セルの出力電流の導出

太陽電池セルの出力電流は，ダイオードと同様に導出することができる。手順を以下に示す。

1. 順方向バイアス状態

図2.2のようにPN接合に外部電圧 V を印加すると，N型領域のフェルミ準位が qV だけ上昇する。すなわち，拡散電位を V_d として基準障壁 qV_d から $q(V_d - V)$ へと低くなる。よって，P型領域の多数キャリアである正孔がN型領域へ，N型領域の多数キャリアである電子がP型領域へ移動する。

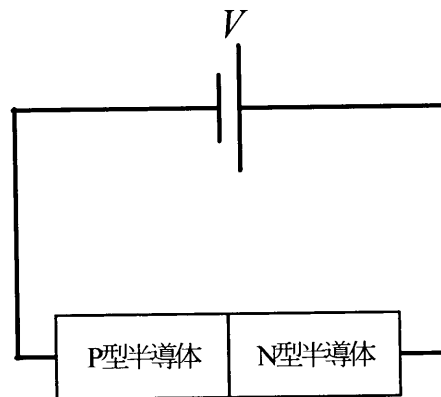


図2.2 順バイアス状態

Fig.2.2 Forward bias state.

2. 熱平衡状態

熱平衡状態はドリフト電流と拡散電流が釣り合っている状態である。境界条件を図2.3のように考えると、平衡状態で式(2.1)が成立する。

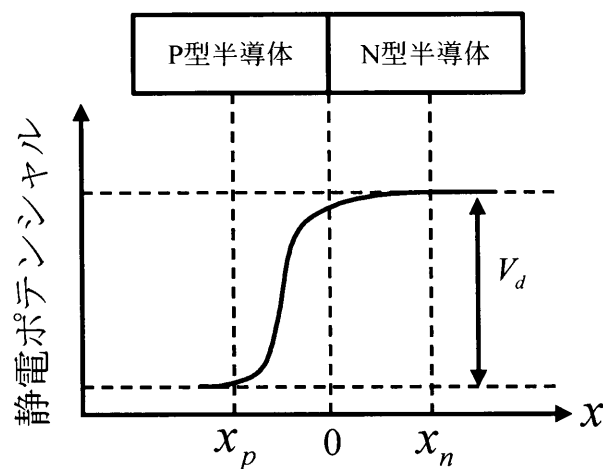


図2.3 PN接合の静電ポテンシャル

Fig.2.3 Electrostatic potential of PN junction.

$$q\mu_n n E_x = qD_n \frac{dn}{dx} \quad (2.1)$$

q :素電荷量, μ_n :電子の移動度, n :正孔密度, E_x :電場の大きさ, D_n :電子の拡散係数

式(2.1)において左辺がドリフト電流, 右辺が拡散電流である。ここで, 電子の移動度や電子の拡散係数は, 次のアインシュタインの関係式で関連している。

$$\frac{\mu_n}{D_n} = \frac{q}{kT} \quad (2.2)$$

k :ボルツマン定数, T :絶対温度

式(2.1)と式(2.2)より,

$$\begin{aligned}
 \frac{dn}{dx} &= \frac{\mu_x}{D_n} n E_x = \frac{qn}{kT} E_x \\
 \Leftrightarrow \frac{1}{n} dn &= \frac{qE_x}{kT} dx \\
 \Leftrightarrow \log n &= \frac{e}{kT} \int E_x dx + C' \\
 \Leftrightarrow \log n &= \frac{eV}{kT} + C' \\
 \Leftrightarrow n &= C \exp\left(\frac{eV}{kT}\right)
 \end{aligned} \tag{2.3}$$

(C' は積分定数, C は定数)

となる。境界条件は以下の2式である。

$$x = x_1 \rightarrow n = n_p, V = 0 \tag{2.4}$$

$$x = x_2 \rightarrow n = n_n, V = V_d \tag{2.5}$$

n_p : 空乏層の外のP型半導体側の自由電子濃度,

n_n : 空乏層の外のN型半導体側の自由電子濃度, V_d : 内臓電位

式(2.4)を式(2.3)に代入して定数 C を求めると,

$$C = n_p \tag{2.6}$$

となる。したがって、式(2.3)～式(2.6)より、熱平衡状態における拡散電位 V_d の式が以下のように求まる。

$$V_d = \frac{kT}{q} \log \frac{n_n}{n_p} \tag{2.7}$$

3. 電子の分布関数の算出

図2.2のような順方向バイアス状態で熱平衡状態にあるとき、式(2.7)より、

$$n_p = n_n \exp\left(-\frac{qV_d}{kT}\right) \quad (2.8)$$

となる。また、N型領域に存在する電子 n_n が、障壁 $q(V_d - V)$ を越えることができる電子密度を n_n' とすれば、

$$n_n' = n_n \exp\left(-\frac{q(V_d - V)}{kT}\right) = n_n \exp\left(-\frac{qV_d}{kT}\right) \cdot \exp\left(\frac{qV}{kT}\right)$$

となる。これと式(2.8)より、

$$n_n' = n_p \exp\left(\frac{qV}{kT}\right) \quad (2.9)$$

が導かれる。N型領域からP型領域へ移動する電子密度は $(n_n' - n_p)$ なので、

$$n_n' - n_p = n_p \exp\left(\frac{eV}{kT}\right) - n_p = n_p \left\{ \exp\left(\frac{eV}{kT}\right) - 1 \right\} \quad (2.10)$$

となる。ここで、電子の連続式を次に示す。

$$\frac{\partial n}{\partial t} = D_n \frac{\partial^2 n}{\partial x^2} + \mu_n E_x \frac{\partial n}{\partial x} + g_n - \frac{n - n_0}{\tau_n} \quad (2.11)$$

τ_n : キャリア寿命

式(2.11)の右辺第1項は拡散によるもの、第2項はドリフトによるもの、第3項は生成によるもの、第4項は再結合によって消滅するものを表す。ここで、 $E_x = 0$ 、 $g_n = 0$ ならば、次のようになる。

$$\frac{\partial n}{\partial t} = D_n \frac{\partial^2 n}{\partial x^2} - \frac{n - n_0}{\tau_n} \quad (2.12)$$

この式(2.12)を電子による拡散方程式とする。

ここで、定常状態ならば $\frac{\partial n}{\partial t} = 0$ なので、

$$\frac{\partial^2 n}{\partial x^2} - \frac{1}{L_n^2} n = -\frac{n_0}{L_n^2} \quad (2.13)$$

となる。この微分方程式を解くと、

$$n = A \exp\left(\frac{1}{L_n} x\right) + B \exp\left(-\frac{1}{L_n} x\right) + n_0 \quad (2.14)$$

(A , B は積分定数)

となる。

式(2.14)の境界条件を式(2.11)及び $x = -\varpi_p$ での電子密度の関係より、次の2式で与えられる。

$$x = 0 \rightarrow n = n_p \left\{ \exp\left(\frac{eV}{kT}\right) - 1 \right\} \quad (2.15)$$

$$x = -\varpi_p \rightarrow n = n_p \quad (2.16)$$

これらの境界条件より、式(2.14)の積分定数を求めると、

$$A = \frac{n_p \left\{ \exp\left(\frac{eV}{kT}\right) - 1 \right\} \cdot \exp\left(\frac{\varpi_p}{L_n}\right)}{2 \sinh\left(\frac{\varpi_p}{L_n}\right)} \quad (2.17)$$

$$B = \frac{n_p \left\{ \exp\left(\frac{eV}{kT}\right) - 1 \right\} \cdot \exp\left(-\frac{\varpi_p}{L_n}\right)}{2 \sinh\left(\frac{\varpi_p}{L_n}\right)} \quad (2.18)$$

となる。よって、式(2.17)及び式(2.18)を式(2.14)へ代入すると、

$$n = \frac{n_p \left\{ \exp\left(\frac{eV}{kT}\right) - 1 \right\} \cdot \sinh\left(\frac{\varpi_p + x}{L_n}\right)}{\sinh\left(\frac{\varpi_p}{L_n}\right)} + n_0 \quad (2.19)$$

となる。これが電子の分布関数となる。

4. ダイオード電流の算出

式(2.19)により、電子の分布関数を求めた。ここで、PN接合部の空乏層を越えてN型領域からP型領域へ流れる電子による電流密度 J_n は、 $x=0$ での拡散電流密度 $eD_n \frac{\partial n}{\partial x}$ と等しいので、

$$J_n = eD_n \frac{\partial n}{\partial x} = \frac{eD_n}{L_n} \cdot n_p \left\{ \exp\left(\frac{eV}{kT}\right) - 1 \right\} \coth\left(\frac{\varpi_p}{L_n}\right) \quad (2.20)$$

となる。また、拡散長 L_n とP型の領域巾 ϖ_p を比べれば、 $L_n \ll \varpi_p$ なので、

$$\coth\left(\frac{\varpi_p}{L_n}\right) \cong 1 \quad (2.21)$$

となる。よって、式(2.21)は、

$$J_n = \frac{eD_n n_p}{L_n} \cdot \left\{ \exp\left(\frac{eV}{kT}\right) - 1 \right\} \quad (2.22)$$

とあらわすことができる。これが電子による電流密度である。また、同様に正孔による電流密度 J_p ($L_p \ll \varpi_n$)を求めれば、

$$J_p = \frac{eD_p p_n}{L_p} \cdot \left\{ \exp\left(\frac{eV}{kT}\right) - 1 \right\} \quad (2.23)$$

となるので、PN接合部を流れるダイオード電流密度 J は、

$$J = J_n + J_p = \left(\frac{eD_n n_p}{L_n} + \frac{eD_p p_n}{L_p} \right) \cdot \left\{ \exp\left(\frac{eV}{kT}\right) - 1 \right\} \quad (2.24)$$

と求めることができる。ここで、逆方向飽和電流密度を J_0 おくと、

$$J_0 = \left(\frac{eD_n n_p}{L_n} + \frac{eD_p p_n}{L_p} \right) \quad (2.25)$$

よって J は、

$$J = J_0 \left\{ \exp\left(\frac{eV}{kT}\right) - 1 \right\} \quad (2.26)$$

となる。よって、式(2.25)及び式(2.26)にダイオードのPN接合の面積をそれぞれ乗算すれば、逆方向ダイオード飽和電流 I_{D0} 、ダイオード電流 I_D が求まる。

5. 太陽電池モジュール出力電流

まず，図2.4のような太陽電池セルの等価回路で太陽電池セル出力電流 I を考える。

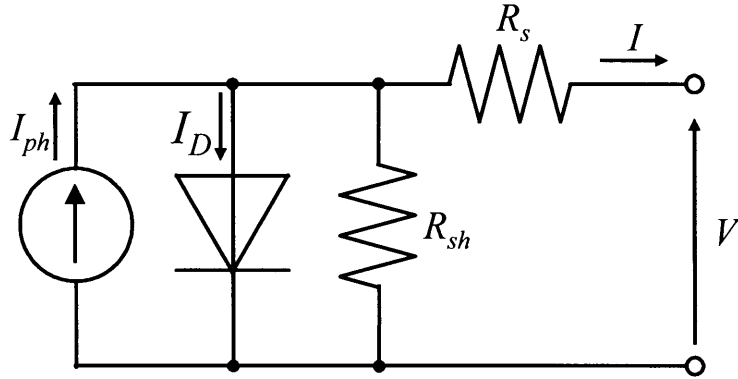


図2.4 太陽電池セルの静的等価回路

Fig.2.4 Static equivalent circuit of solar cell.

I_D :ダイオード電流， V :太陽電池セル出力電圧， R_s :直列抵抗， I_{ph} :光誘起電流， R_{sh} :並列抵抗

ダイオードにかかる電圧は $(V + R_s I)$ であるから，式(2.26)より出力電流 I は，

$$\begin{aligned} I &= I_{ph} - I_D - \frac{V + R_s I}{R_{sh}} \\ &= I_{ph} - I_0 \left[\exp \left\{ \frac{q(V + R_s I)}{kT} \right\} - 1 \right] - \frac{V + R_s I}{R_{sh}} \end{aligned} \quad (2.27)$$

I_0 :逆方向ダイオード飽和電流

とあらわすことができる。また，PN接合を流れる電流 I_D を推定する理想係数 n を考慮すると太陽電池セルの出力電流 I は，

$$I = I_{ph} - I_0 \left[\exp \left\{ \frac{q(V + R_s I)}{nkT} \right\} - 1 \right] - \frac{V + R_s I}{R_{sh}} \quad (2.28)$$

となる。理想係数 n はPN接合が理想条件よりどの程度ずれているかを示す係数で、材料に依存して1~2の値をとり、 n が1に近いほど理想的である。一般的には、

$n=1$:拡散電流,

$n=2$:再結合による電流

であり、大電流領域では半導体基板の直列抵抗 R_s による電圧降下に起因して n が大きくなる場合がある。

図2.5に太陽電池の外部回路を考慮したバンド図を示す。

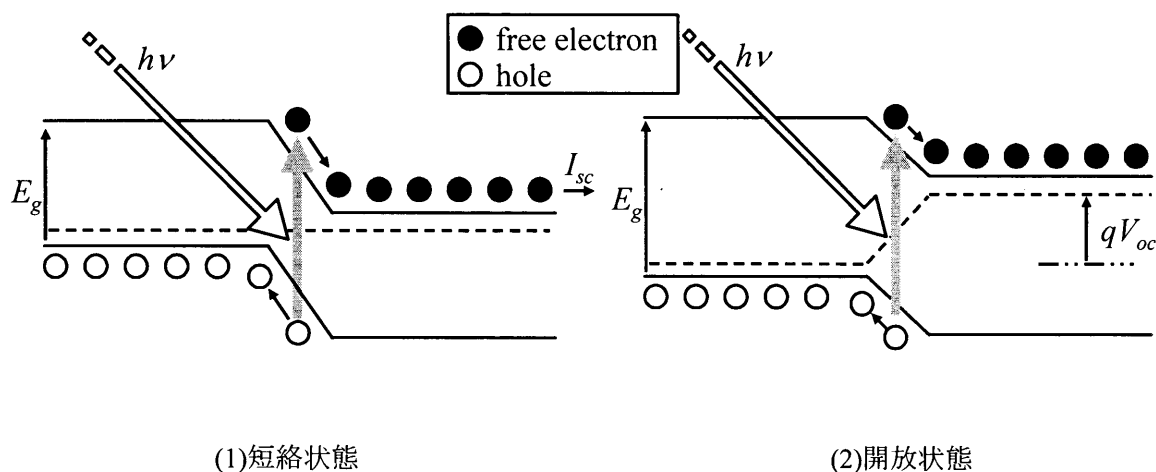


図2.5 光照射時のPN接合

Fig.2.5 PN junction at light irradiation.

短絡状態では光照射によって発生して過剰となったキャリアの分だけ電流が流れ、その向きはN型からP型に戻るような向きである。この電流を短絡電流 I_{sc} と呼ぶ。ここで、式(2.28)において、 $V=0$, $R_{sh} \gg R_s$, $I_D \approx 0$ より短絡電流は

$$I = I_{sc} = I_{ph} \quad (2.29)$$

となり、光電流にほぼ等しい。一方、開放状態では自由電子がN型の方へ、正孔がP型の方へと偏りを生じ、N型をマイナス、P型をプラスとする電圧が生じる。この電圧は開放起電圧 V_{oc} と呼ばれる。ここで、式(2.28)において $I = 0$ 、 $R_{sh} \gg R_s$ 、式(2.29)より、開放電圧は、

$$0 = I_{sc} - I_0 \left[\exp \left\{ \frac{qV_{oc}}{mnkT} \right\} - 1 \right] - \frac{V_{oc}}{R_{sh}}$$

$$\Leftrightarrow V_{oc} \approx \frac{mnkT}{q} \ln \left(1 + \frac{I_{sc}}{I_0} \right) \quad (\because V_{oc} \ll R_{sh}) \quad (2.30)$$

となる。実際に太陽電池を動作させる際には外部回路に負荷が接続されるので、短絡状態と開放状態の中間の状態で作動するので、出力電流や出力電圧は I_{sc} や V_{oc} よりもそれぞれ小さい値となる。

式(2.28)、式(2.29)及び直列数 m より太陽電池モジュール出力電流 I_{module} は次式で求めることができる。

$$I_{module} = I_{sc} - I_0 \left[\exp \left\{ \frac{q(V_{module} + R_s I_{module})}{mnkT} \right\} - 1 \right] - \frac{V_{module} + R_s I_{module}}{R_{sh}} \quad (2.31)$$

V_{module} : 太陽電池モジュール出力電圧

第3章 太陽電池モジュールの特性

<3.1> 太陽電池モジュールの仕様

太陽光発電システムではモジュールを複数個直並列に接続し、保護装置や架台を設けた太陽電池アレイが用いられるが、アレイの特性は部分陰等の影響により複雑である。よって、本研究ではアレイよりも特性が把握しやすいモジュールに注目した。用いたモジュールの直列数は54であり、定格は表1のとおりである。

表1 太陽電池モジュールの定格

Table 1. Rate values of PV module.

形 式	NE-128AH
公称最大電力	128.00[W]
公称最大電力動作電圧	26.45[V]
公称最大電力動作電流	4.84[A]
公称開放電圧	32.70[A]
公称短絡電流	5.49[A]
最大システム電圧	500[V], 区分H
耐風圧性	等級 217
アレイの組立形式	区分 A
公称質量	12.5[kg]
外形寸法	802×1200×46[mm]
製造者名	SHARP

<3.2> 太陽電池モジュールの定常特性

太陽電池に入射する太陽光の照度と太陽電池の短絡電流は比例関係にある⁽⁴⁾。よって、短絡電流 I_{sc} をパラメータとした電流電圧特性(V-I 特性)を測定する。測定回路を図 3.1 に示す。PV1 はパラメータの短絡電流を測定するためのモジュールである。PV2 は電流電圧特性を測定するためのモジュールである。負荷は摺動抵抗器を用い、リモートスキャナ DC3100 は短絡電流 I_{sc} 、定常電流 I_{out} 、定常電圧 V_{out} の値を 1[sec]毎に取り込んで記録する。なお、PV1 と PV2 に入射する太陽光はほぼ等しく、設置場所の違いによる入射光照度の差はほとんどないことがわかっている⁽¹⁾。図 3.2～図 3.5 に測定した定常特性を示す。

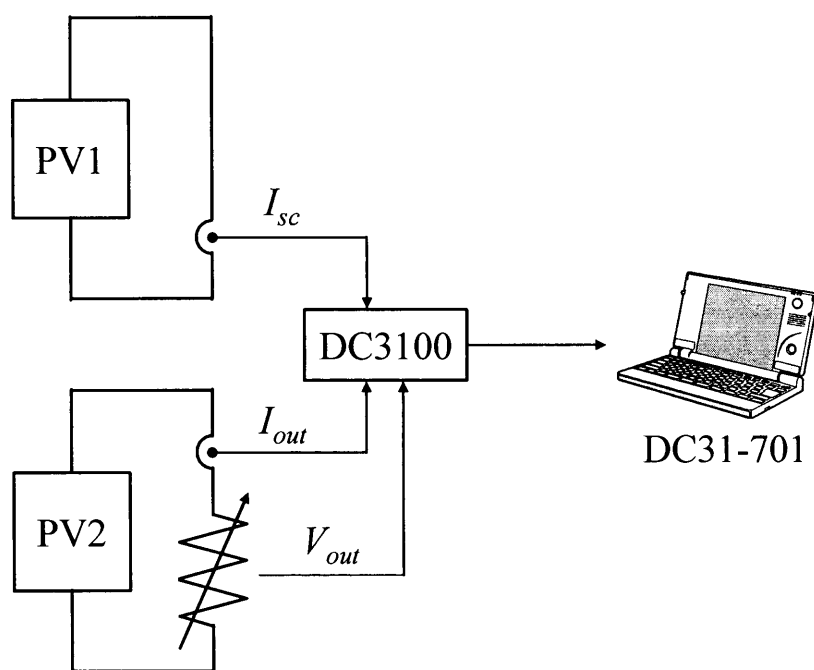


図 3.1. 定常特性測定回路

Fig.3.1 Measuring circuit of static characteristics.

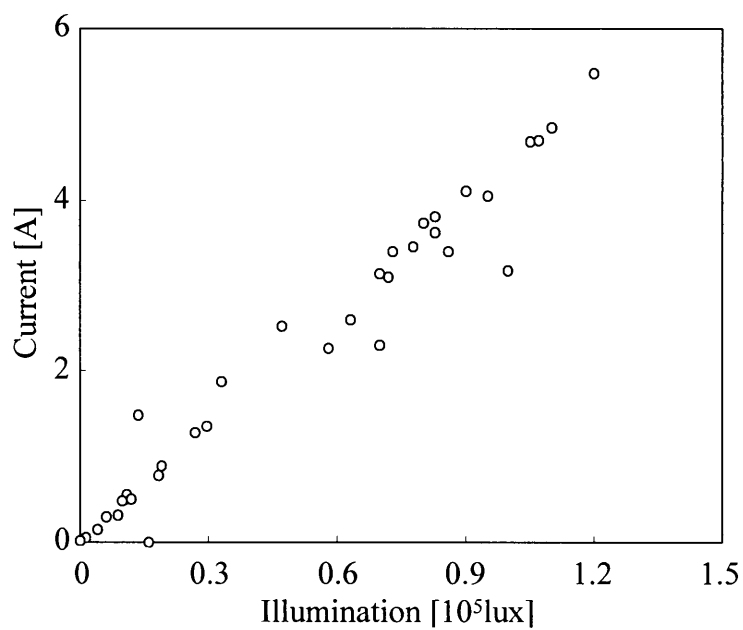


図 3.2 H- I_{sc} 特性

Fig.3.2 I_{sc} -H characteristics.

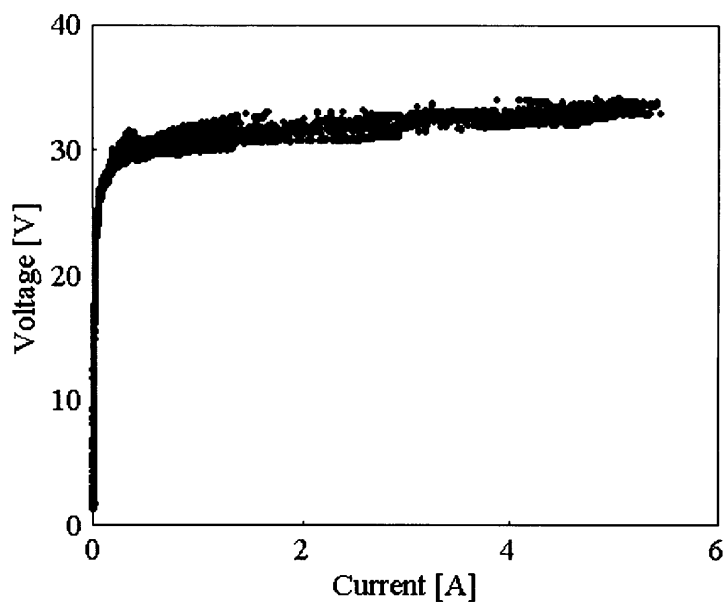


図 3.3 I_{sc} - V_{oc} 特性

Fig.3.3 V_{oc} - I_{sc} characteristics.

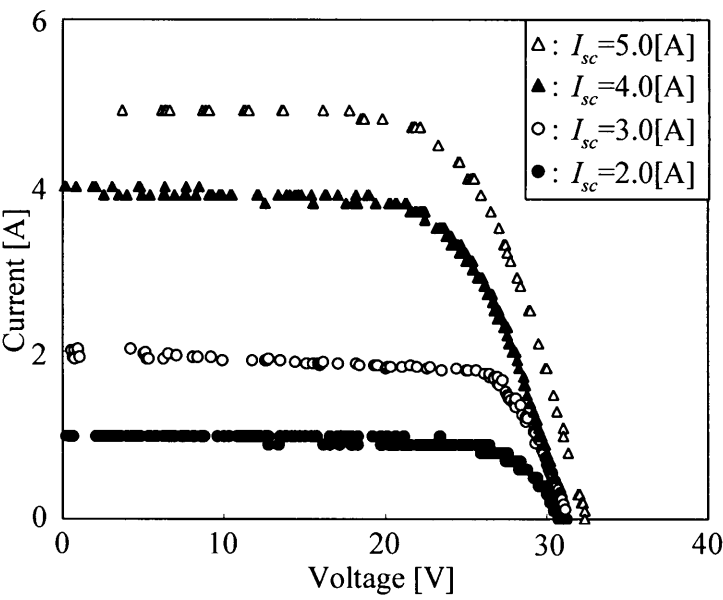


図 3.4 V-I 特性

Fig.3.4 I-V characteristics.

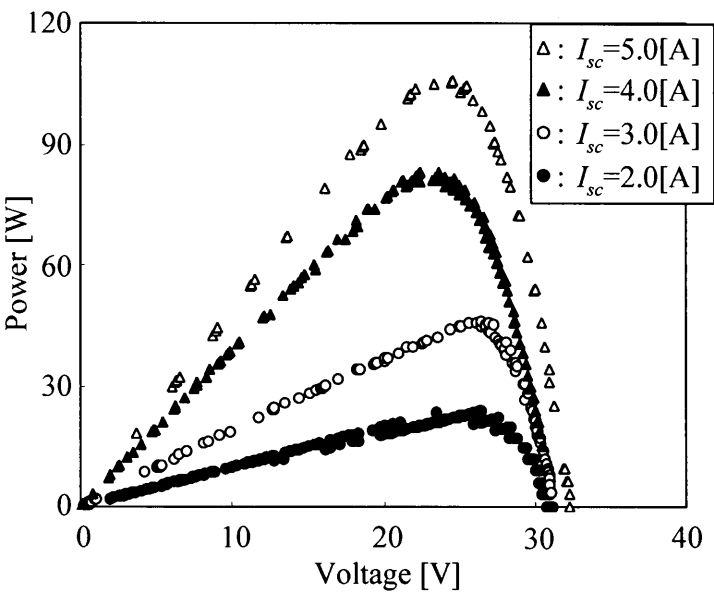


図 3.5 V-P 特性

Fig.3.5 P-V characteristics.

<3.3> 太陽電池モジュールの過渡特性

定常特性と同様に、短絡電流 I_{sc} をパラメータとした電流 i_{PV} 及び電圧 v_{PV} の過渡応答を測定する。測定システムを図 3.4 に示す。PV1 はモニタ用太陽電池、PV2 は過渡特性測定用太陽電池である。太陽電池モジュールの純粋な過渡特性を測定するため、PV2 はできる限り短い配線(全長 2 m)を用いてモジュールと MOS 型 FET を接続する。配線の抵抗は $43.2[\text{m}\Omega]$ 、インダクタンスは $1.05[\mu\text{H}]$ である。

図 3.5 に MOS 型 FET 駆動用の制御回路を示す。水晶発振器の矩形波出力の周波数を 7.8kHz まで低くし、RC ハイパスフィルタで直流成分を除去する。そして、積分器で矩形波から三角波をつくり、三角波と指令値を比較してスイッチングパルスをつくる。さらに、ドライブ回路を通し、MOS 型 FET のゲート端子に接続する。図 3.6～図 3.8 に測定した過渡特性を示す。

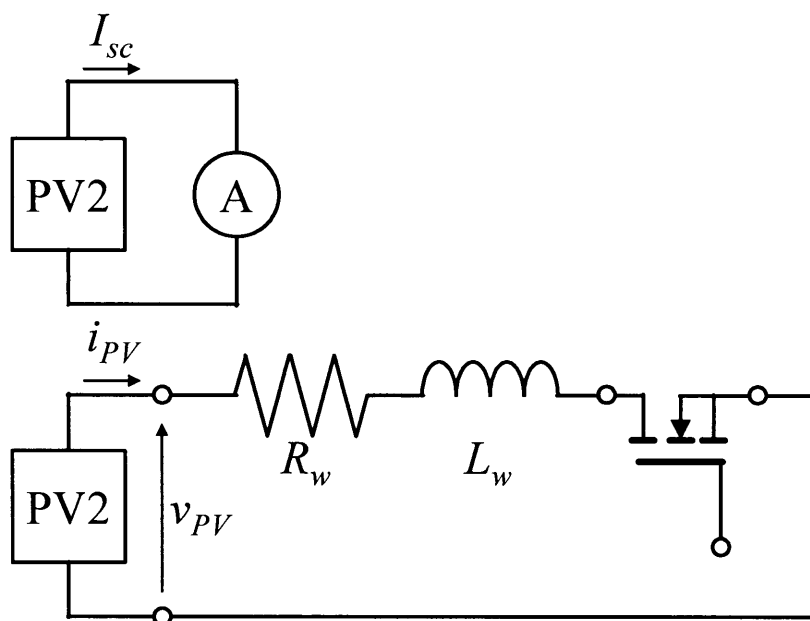


図 3.6 過渡特性システム

Fig.3.6 Measuring circuit of static characteristics.

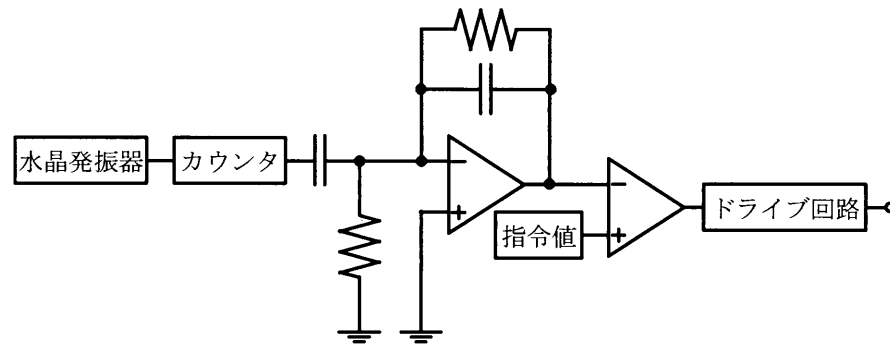


図 3.7 制御回路

Fig.3.7 Control unit.

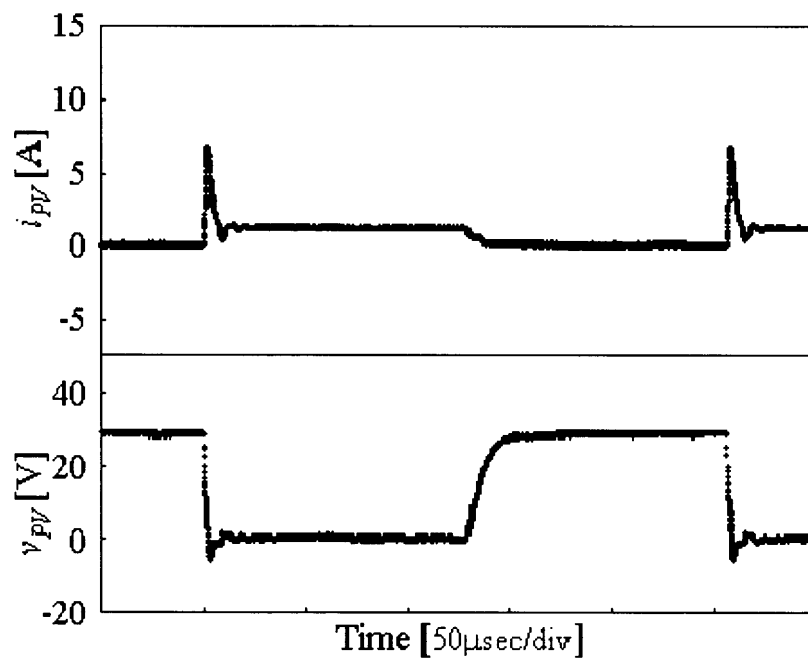


図 3.8 過渡特性(照度 26900[lx])

Fig.3.8 Transient characteristics.(Illumination 26900[lx])

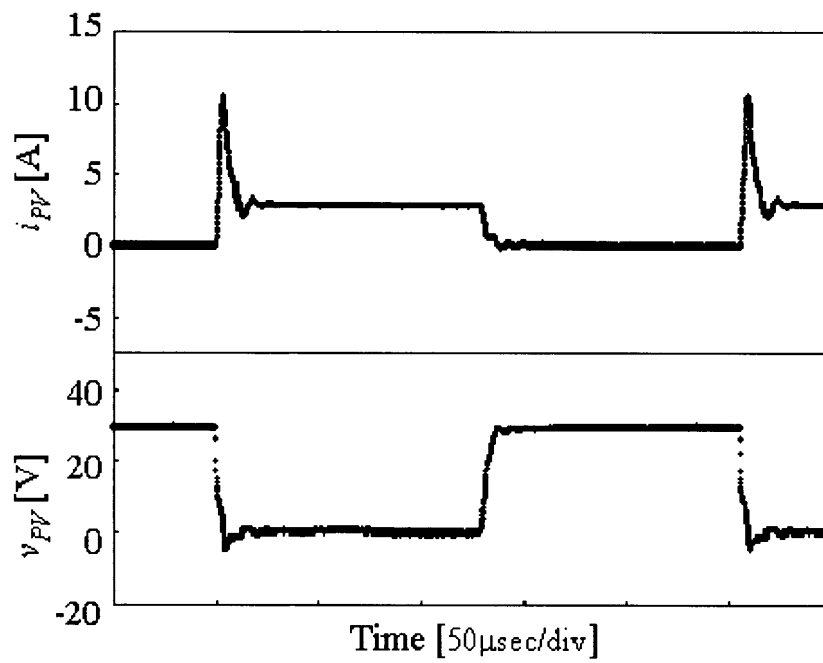


図 3.9 過渡特性(照度 64200[lx])

Fig.3.9 Transient characteristics.(Illumination 64200[lx])

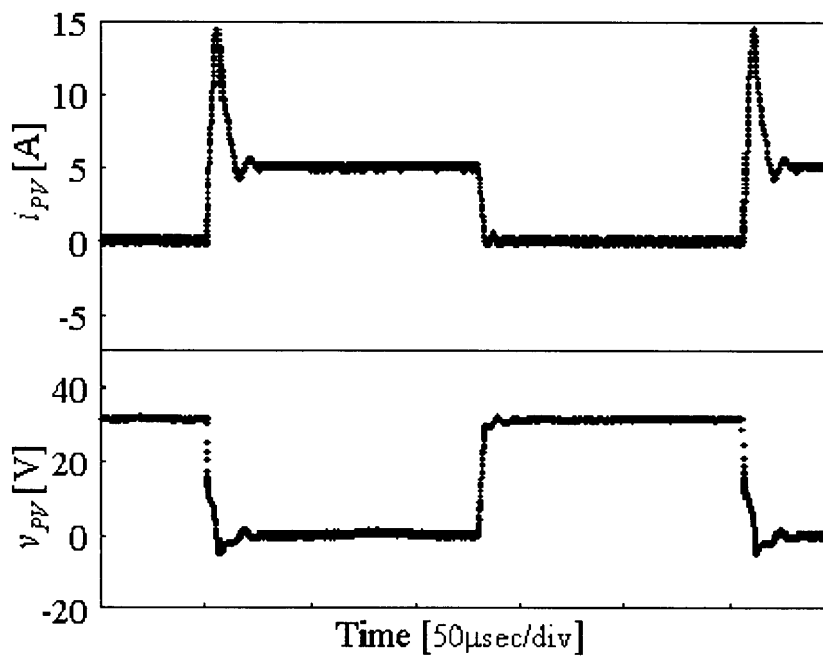


図 3.10 過渡特性(照度 115000[lx])

Fig.3.10 Transient characteristics.(Illumination 115000[lx])

図 3.6～図 3.8 において、スイッチング直後において過渡現象が確認でき、太陽電池モジュール内部の誘導成分や容量成分の影響が考えられる。また、どの図においても配線短絡直後に大きなピーク電流値と階段状の電圧降下が生じているのが特徴的である。この大きなピーク電流値や開放直後の電圧の時定数は、照度によって異なっている。

ここで、照度 115000[lx]時の配線短絡直後の過渡特性を拡大して図 3.9 に示す。

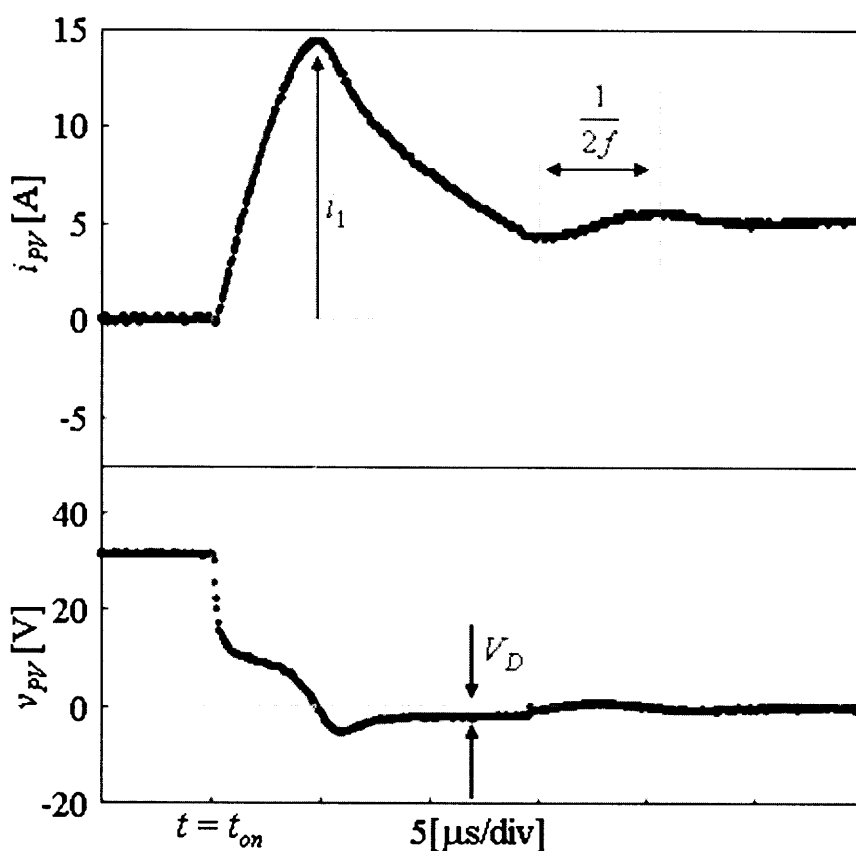


図 3.11 配線短絡直後の過渡特性(照度 115000[lx])

Fig.3.11 Transients immediately after wiring short-circuit.(Illumination 115000[lx])

配線短絡した時刻が t_{on} である。配線短絡すると電流は上昇し、電圧は急に降下する。そして、電圧は階段状に降下して 0[V] 付近になると電流が最初のピーク値 i_1 に到達している。さらに、電流が i_1 から減少し始めると電圧は負の値となり、一時的にある値 V_D となる。 V_D から電圧が上昇し、0[V] 付近になると、電圧及び電流が周波数 f で振動している。

次に，照度 115000[lx]時の開放直後の過渡特性を拡大し，図 3.10 に示す。

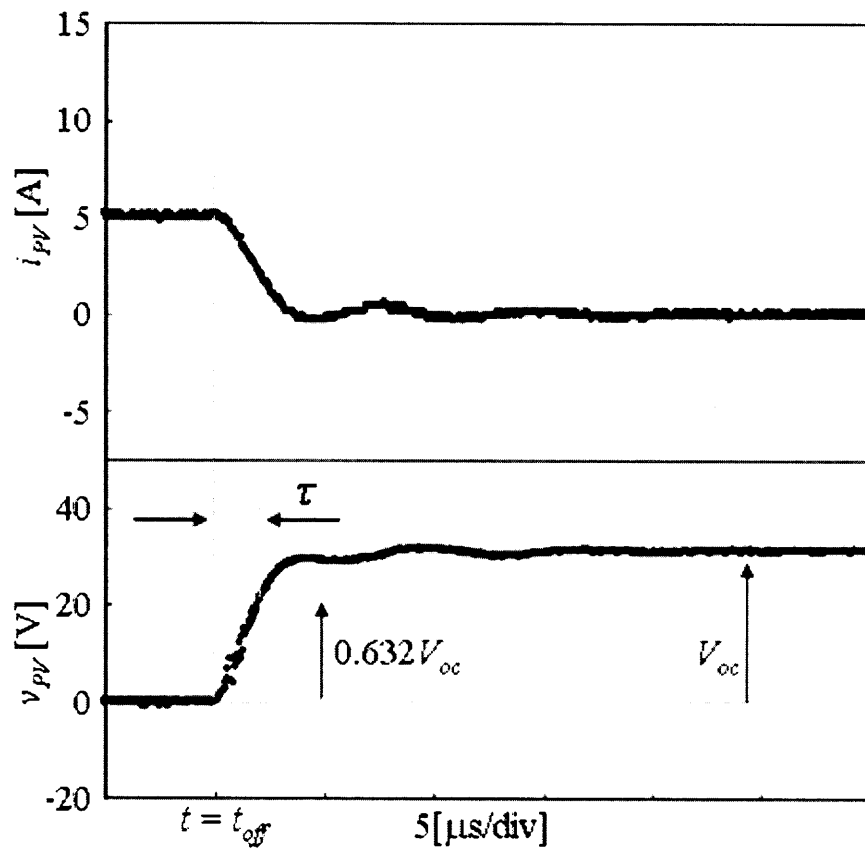


図 3.12 開放直後の過渡特性(照度 115000[lx])

Fig.3.12 Transients immediately after opening.(Illumination 115000[lx])

開放した時刻が t_{off} である。開放すると電流は減少し，電圧は時定数 τ で上昇して開放電圧 V_{oc} に収束している。そして，電流・電圧ともに振動しており，その振動の幅は配線短絡時よりも比較的小さい。よって，RC 回路の出力端を開放したときとほぼ同じ応答になっている。

電流の最初のピーク値 i_1 と時定数 τ が照度によって異なることは先にも述べた。そこで、図 3.9 及び図 3.10 で示した i_1 , f , τ について、どのような照度特性を示すか調査した。図 3.11～図 3.13 に各照度特性を示す。

図 3.11 より、ピーク点は読み取りやすいので最初のピーク値 i は、値のばらつきがほとんどなく、照度に関して一次関数のような特性を示すことがわかる。図 3.12 及び図 3.13 より、 f と τ は若干の値のばらつきがあるが、照度に関して対数のような特性を示すことがわかる。

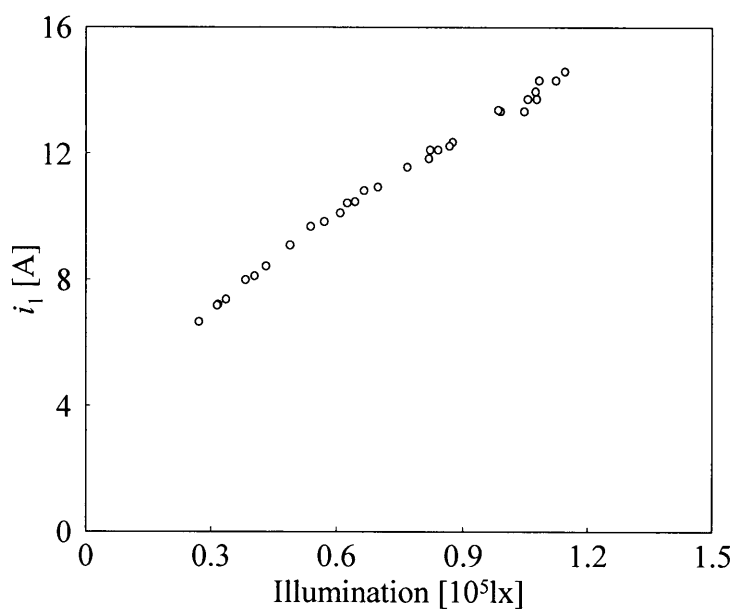


図 3.13 最初のピーク値の照度特性

Fig.3.13 Illuminance characteristics of the first peak value.

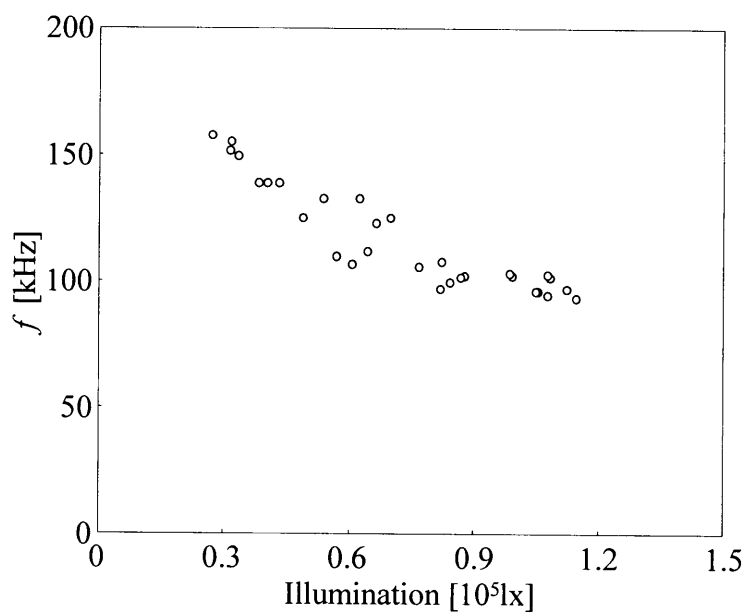


図 3.14 振動周波数の照度特性

Fig.3.14 Illuminance characteristics of the resonance frequency.

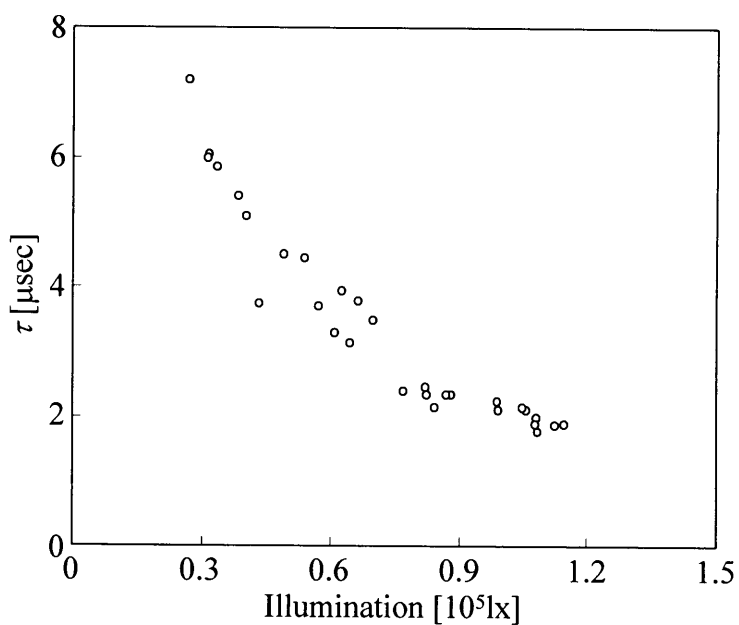


図 3.15 時定数の照度特性

Fig.3.15 Illuminance characteristics of the time constant.

第4章 定常特性モデルの作製手法

<4.1> モデリングの概要

照度と温度から短絡電流 I_{sc} を決定し、この短絡電流から開放電圧 V_{oc} 、最大出力動作電流 I_{pmax} 、最大出力動作電圧 V_{pmax} を求め、短絡点、開放点及び最大電力点の3点から V-I 特性を描く。3点からの V-I 特性導出法として、定常等価回路(図 2.4)から導出された式(2.31)に3点の値を代入して導出する方法がある。しかし、パラメータを算出時には非線形項を含む連立方程式の解を求めるので時間を要する。次章で過渡特性も考慮するためにもなるべく簡単に V-I 特性を導出したい。そこで、非線形方程式を幾何学的に類似した式に近似し、3点から V-I 特性を導出する。

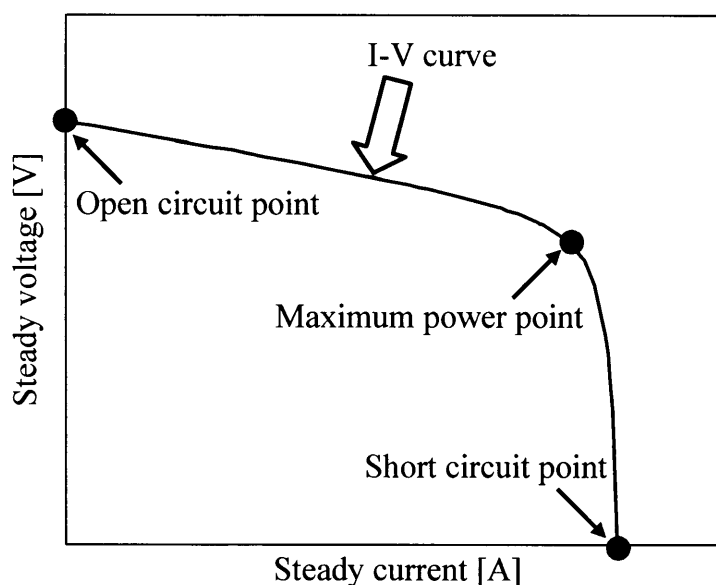


図 4.1 V-I 曲線と 3 点

Fig.4.1 I-V curve and 3 points.

<4.2> 短絡点，開放点，最大電力点の決定法

まず，短絡電流は照度に対する比例関係にあり，温度の影響もある。太陽電池の温度特性は 25[°C] (298[K])を基準として考えるのが一般的なので，次式で短絡電流 I_{sc} を決定する。

$$I_{sc} = A \cdot H + \alpha(T_m - 25) \quad (4.1)$$

A : 比例定数， α : 出力電流温度係数[A/°C]

比例定数の値は図 3.2 の H - I_{sc} 特性の近似直線の傾きより， $A = 4.4 \times 10^{-5}$ [A/lx] とする。

次に，開放電圧は式(2.30)と温度の影響を考慮し，次式で決定する。

$$V_{oc} = \frac{mnkT_m}{q} \ln \left(\frac{I_{sc}}{I_0} + 1 \right) + \beta(T_m - 25) \quad (4.2)$$

β : 出力電圧温度係数[V/°C]， T_m : モジュール温度[°C]

さらに， I_{pmax} は短絡電流 I_{sc} に対して比例関係であり⁽¹⁾，フィルファクタ FF の定義に注目し最大電力点すなわち最大出力動作電流 I_{pmax} と最大出力動作電圧 V_{pmax} を次式で決定する。

$$I_{pmax} = KI_{sc} \quad (4.3)$$

$$V_{pmax} = \frac{P_{max}}{I_{pmax}} = \frac{FF \cdot V_{oc} \cdot I_{sc} \cdot \alpha_{pt}(T_m - 25)}{I_{pmax}} \quad (4.4)$$

K : 最大出力動作電流-短絡電流比[-]

P_{max} : 最大出力電力， FF : フィルファクタ， α_{pt} : 最大出力温度係数[W/°C]

<4.3> 近似 V-I 関数の作製

短絡点, 開放点及び最大出力点の決定式と太陽電池の定常等価回路から求めた V-I 特性式を利用して近似関数を作製する. V-I 特性式は,

$$I_{module} = I_{sc} - I_0 \left[\exp \left\{ \frac{q(V_{module} + R_s I_{module})}{mnkT_m} \right\} - 1 \right] - \frac{V_{module} + R_s I_{module}}{R_{sh}} \quad (2.31)$$

である. $R_{sh} \gg R_s$, $V_{module}/R_{sh} \ll I_{module}$ より, 右辺第3項を近似して変形していくと,

$$I_{module} \approx I_{sc} - I_0 \left[\exp \left\{ \frac{q(V_{module} + R_s I_{module})}{mnkT_m} \right\} - 1 \right]$$

$$\Leftrightarrow V_{module} = -R_s I_{module} + \frac{mnkT_m}{q} \{ \ln(I_{sc} + I_0 - I_{module}) - \ln(I_0) \} \quad (4.5)$$

ここで, 式(4.5)に $(I_{module}, V_{module}) = (I_{pmax}, V_{pmax})$ を代入して R_s を求めると,

$$R_s = \frac{\frac{mnkT_m}{q} \ln \left(\frac{I_{sc} + I_0 - I_{pmax}}{I_0} \right) - V_{pmax}}{I_{pmax}} \quad (4.6)$$

となる。

式(4.5)の右辺第2項を幾何学的特徴から係数 a_1 , a_2 , a_3 を用いて次のように近似する。

$$V_{module} \approx -R_s I_{module} + \left(\frac{a_1}{I_{module} - a_2} + a_3 \right) - \frac{mnkT_m}{q} \ln(I_0) \quad (4.7)$$

係数 a_1 , a_2 , a_3 を求めるため, 式(4.7)に $(I_{module}, V_{module}) = (I_{sc}, 0), (0, V_{oc}), (I_{pmax}, V_{pmax})$ を代入し, 連立させると,

$$\begin{cases} 0 = -R_s I_{sc} + \left(\frac{a_1}{I_{sc} - a_2} + a_3 \right) - \frac{mnkT_m}{q} \ln(I_0) \\ V_{oc} = \left(-\frac{a_1}{a_2} + a_3 \right) - \frac{mnkT_m}{q} \ln(I_0) \\ V_{pmax} = -R_s I_{pmax} + \left(\frac{a_1}{I_{pmax} - a_2} + a_3 \right) - \frac{mnkT_m}{q} \ln(I_0) \end{cases}$$

となる。モジュールは直列数 m が 10 以上ならば, $\frac{a_1}{a_2} \ll a_3$ であるから,

$$\Leftrightarrow \begin{cases} 0 = -R_s I_{sc} + \left(\frac{a_1}{I_{sc} - a_2} + a_3 \right) - \frac{mnkT_m}{q} \ln(I_0) \\ V_{oc} = a_3 - \frac{mnkT_m}{q} \ln(I_0) \\ V_{pmax} = -R_s I_{pmax} + \left(\frac{a_1}{I_{pmax} - a_2} + a_3 \right) - \frac{mnkT_m}{q} \ln(I_0) \end{cases}$$

$$\Leftrightarrow \begin{cases} a_1 = (R_s I_{sc} - V_{oc}) \left(I_{sc} - \frac{R_s (I_{pmax}^2 - I_{sc}^2) + I_{pmax} (V_{pmax} - V_{oc}) + I_{sc} V_{oc}}{V_{pmax} + R_s (I_{pmax} - I_{sc})} \right) \\ a_2 = \frac{R_s (I_{pmax}^2 - I_{sc}^2) + I_{pmax} (V_{pmax} - V_{oc}) + I_{sc} V_{oc}}{V_{pmax} + R_s (I_{pmax} - I_{sc})} \\ a_3 = V_{oc} + \frac{mnkT_m}{q} \ln(I_0) \end{cases} \quad (4.8)$$

したがって, 式(4.5)~(4.8)より, 次式で近似 V-I 関数を作製することができる。

$$V_{module} \approx -R_s I_{module} + \left(\frac{a_1}{I_{module} - a_2} + a_3 \right) - \frac{mnkT_m}{q} \ln(I_0) \quad (4.9)$$

(ただし, 係数 R_s , a_1 , a_2 及び a_3 は,

$$R_s = \frac{\frac{mnkT_m}{q} \ln\left(\frac{I_{sc} + I_0 - I_{pmax}}{I_0}\right) - V_{pmax}}{I_{pmax}}$$

$$a_1 = (R_s I_{sc} - V_{oc}) \left(I_{sc} - \frac{R_s (I_{pmax}^2 - I_{sc}^2) + I_{pmax} (V_{pmax} - V_{oc}) + I_{sc} V_{oc}}{V_{pmax} + R_s (I_{pmax} - I_{sc})} \right)$$

$$a_2 = \frac{R_s (I_{pmax}^2 - I_{sc}^2) + I_{pmax} (V_{pmax} - V_{oc}) + I_{sc} V_{oc}}{V_{pmax} + R_s (I_{pmax} - I_{sc})}$$

$$a_3 = V_{oc} + \frac{mnkT_m}{q} \ln(I_0)$$

である。)

<4.4> 実測値との比較

図 4.2, 図 4.3 に作製した近似 V-I 関数と実測値を示す。簡単な式によって近似することで様々な照度条件下の定常特性を表現することができるといえる。

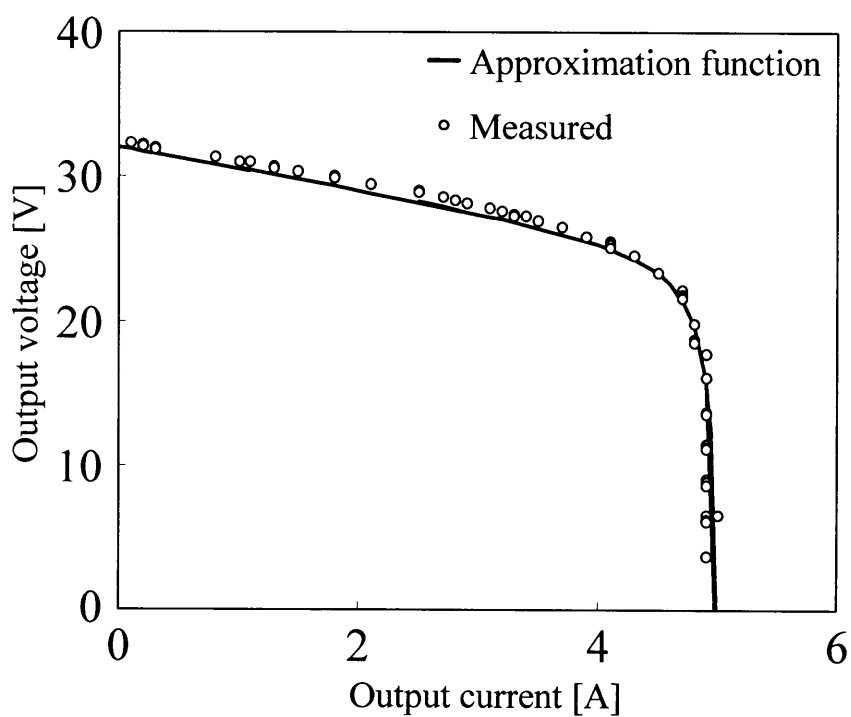


図 4.2 近似関数と測定値 (照度 114000[lx])

Fig.4.2 Approximation function and measured data.(Illumination 114000[lx])

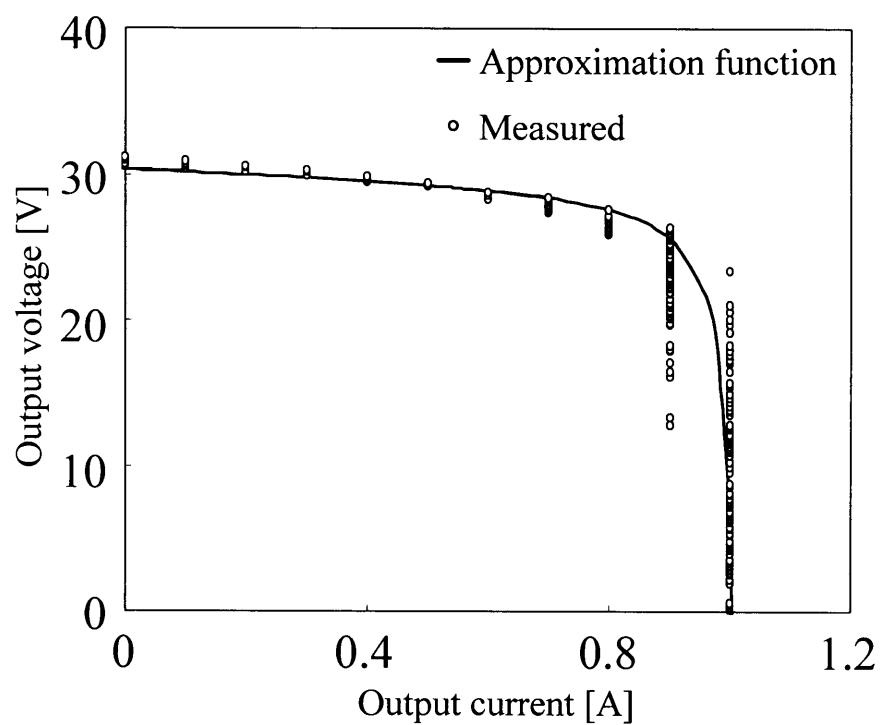


図 4.3 近似関数と測定値 (照度 22700[lx])

Fig.4.3 Approximation function and measured data.(Illumination 22700[lx])

第5章 過渡特性モデルの作製手法

<5.1> モデリングの概要

前研究者によって提案された過渡モデルを図 5.1 に示す。これは内部抵抗と PN 接合の容量成分で構成される RC 回路に、モジュール内の配線インダクタンスを考慮したモデルである。抵抗 R とキャパシタンス C によって電圧上昇の時定数を、また、インダクタンス L とキャパシタンス C によって振動周波数を表現することができる。しかし、バイパスダイオードの影響と配線短絡時にみられる最大ピーク電流値の照度特性(図 3.11)を表現することができない。

そこで、図 5.2 の過渡モデルを提案する。このモデルは、バイパスダイオードと出力端に接続する配線の影響を考慮している。また、電圧の時定数を RC 回路で表現する。そして、過渡的な振動を R_1LC 回路の共振現象によって表現する。さらに、最大ピーク電流値の照度特性を抵抗 R_2 によって表現することができる。回路パラメータは、発電していないときのバイアス特性と配線短絡時の過渡特性より算出する。以下に算出手法の手順を説明する。

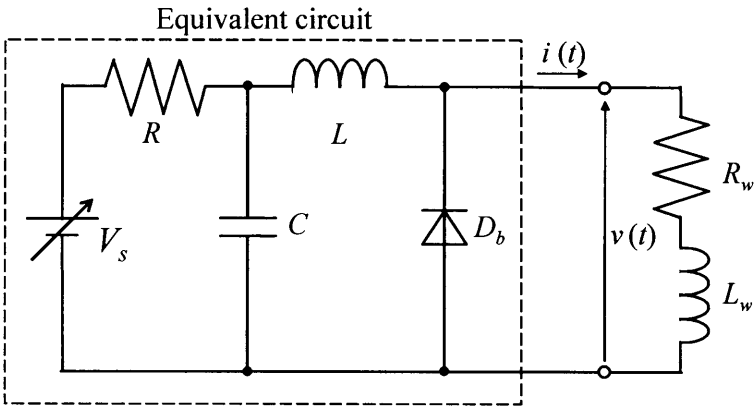


図 5.1 前研究者の過渡モデル

Fig.5.1 Past dynamic equivalent circuit.

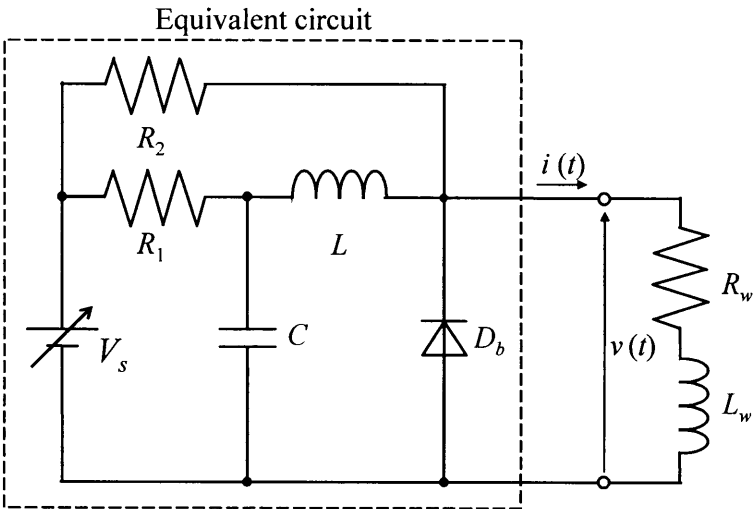


図 5.2 提案する過渡モデル

Fig.5.2 Proposed dynamic equivalent circuit.

<5.2> バイパスダイオードのオン電圧降下値の測定

現在，多くの太陽電池アレイにはバイパスダイオードが内蔵されている。本研究で用いるモジュールについて，バイパスダイオードの有無を確認するため，バイアス特性を測定した。図 5.3 に測定結果を示す。

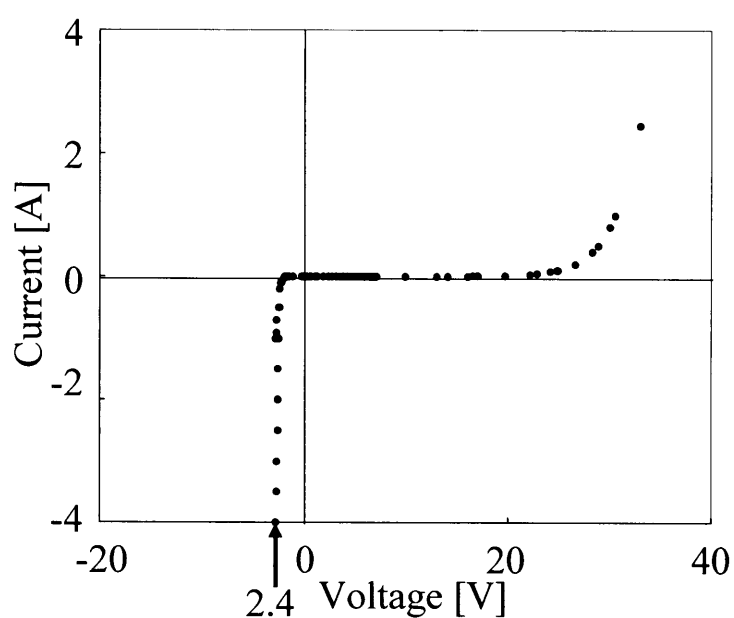


図 5.3 太陽電池モジュールのバイアス特性

Fig.5.3 Bias characteristics of solar module.

この図の逆バイアス領域において，電圧が-2.4[V]付近になると電流が急変している。よって，モジュールにバイパスダイオードが内蔵されており，そのオン電圧降下は約 2.4[V]と考えられる。

<5.3> インダクタンスの算定

図 5.4 の配線短絡直後の過渡特性に再度注目する。電圧が階段状に降下するのは、太陽電池モジュール内のインダクタンスと測定用配線のインダクタンス(1.05μH/m)の影響であると考えられる。そこで、さまざまな測定条件下における急峻な電圧降下 V_L と電流の増加率 $\left. \frac{di}{dt} \right|_{t=t_{on}}$ の関係と、測定用配線の長さに対する電流の増加率の関係を図 5.5 及び図 5.6 に示す。図 5.5 より V_L と電流の増加率は比例関係にあるので、誘導成分 L は一定値であり、 V_L を電流の増加率で除算すれば求めることができる。また、図 5.6 より、測定用配線を長くすると電流の増加率が比例的に大きくなっており、 V_L と $(V_{oc} - V_L)$ の比は誘導成分と配線インダクタンスの比に等しいと考えられる。

以上よりインダクタンス L を次式で算定する。

$$L = \frac{V_L}{\left. \frac{di}{dt} \right|_{t=t_{on}}} \quad (5.1)$$

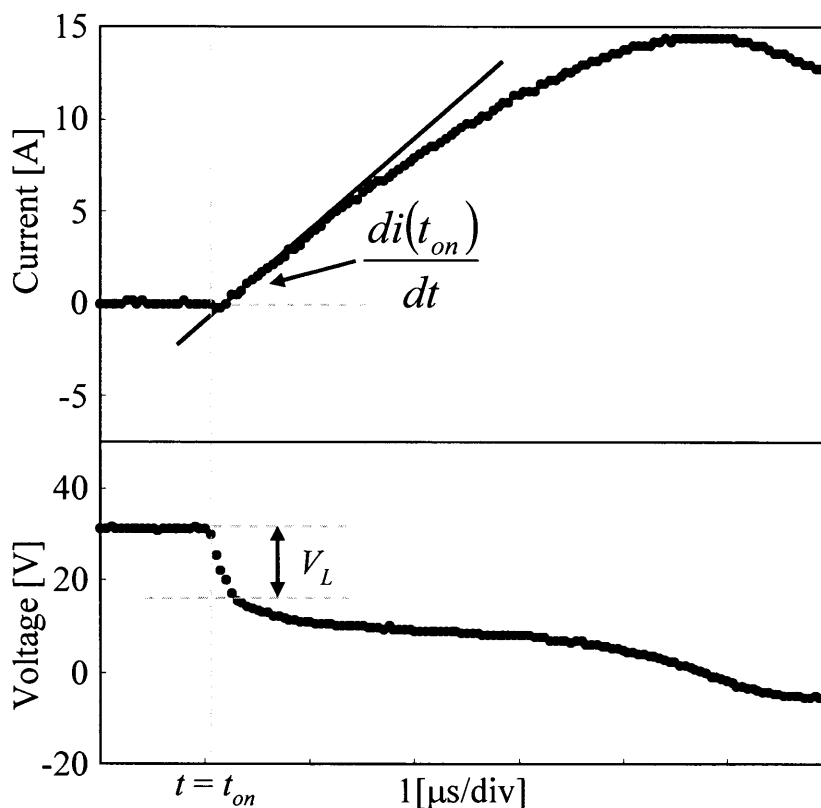


図 5.4 配線短絡直後の過渡特性(照度 115000[lx])

Fig.5.4 Transients immediately after wiring short-circuit.(Illumination 115000[lx])

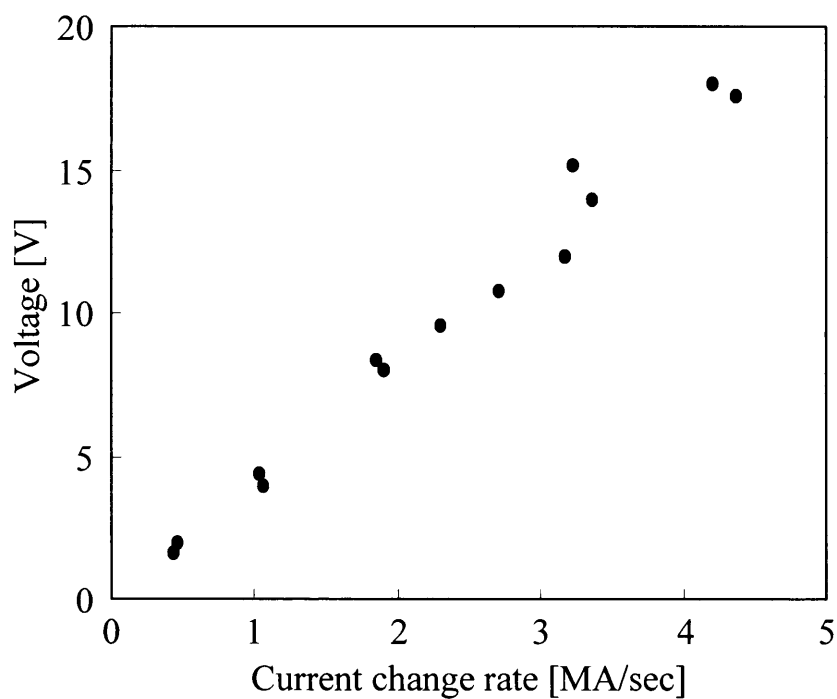


図 5.5 $di(t_{on})/dt$ に対する V_L

Fig.5.5 V_L for $di(t_{on})/dt$.

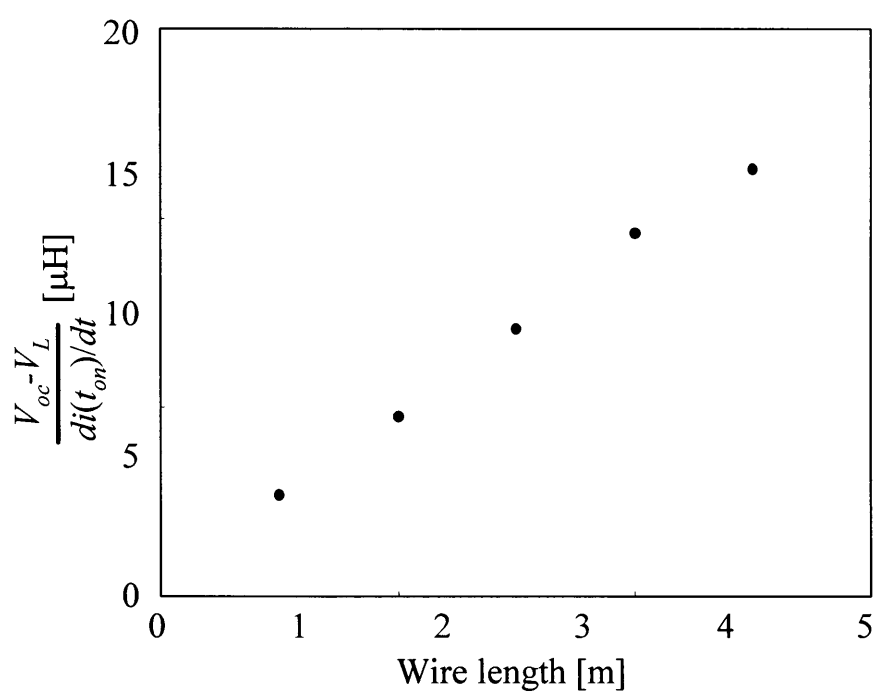


図 5.6 配線の長さに対する $\frac{V_{oc}-V_L}{di(t_{on})/dt}$

Fig.5.6 $\frac{V_{oc}-V_L}{di(t_{on})/dt}$ for wire length.

<5.4> キャパシタンスの算定

過渡現象時の振動周波数 f ，電圧の時定数 τ ，インダクタンス L 及び回路方程式の解より容量成分 C を求める。提案モデルの共振周波数 f_0 は R_1LC 回路の回路方程式の解より R_1 ， L ， C によってあらわすことができる。 R_1LC 回路を図5.7に， R_1LC 回路の回路方程式を式(5.2)に示す。

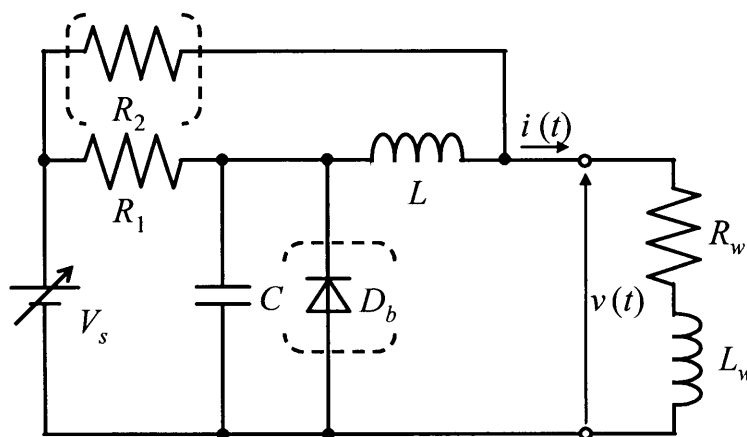


図 5.7 R_1LC 回路

Fig.5.7 R_1LC circuit.

$$V_s = (R_1 + R_w) \cdot i(t) + (R_1 R_w C + L + L_w) \frac{di(t)}{dt} + R_1 C (L + L_w) \frac{d^2 i(t)}{dt^2} \quad (5.2)$$

L_w :配線インダクタンス， R_w 配線抵抗

初期条件 $i(t_{on}) = 0$ 及び $\frac{di(t_{on})}{dt} = \frac{V_L}{L}$ ，より，この方程式を解くと，

$$i(t) = e^{\lambda t} \sqrt{\left\{ \frac{1}{\mu} \left(\frac{V_L}{L} + \frac{\lambda V_s}{R_1 + R_w} \right) \right\}^2 + \left\{ \frac{V_s}{R_1 + R_w} \right\}^2} \sin \left\{ \mu t - \tan^{-1} \frac{\mu V_s}{(R_1 + R_w) \cdot \frac{V_L}{L} + \lambda V_s} \right\} + \frac{V}{R_1 + R_w} \quad (5.3)$$

$$\left(\text{ただし, } \lambda = -\frac{1}{2R_1C} - \frac{R_w}{2(L + L_w)}, \mu = \sqrt{\frac{1}{C(L + L_w)} + \frac{R_w}{R_1C(L + L_w)} - \left(\frac{1}{2R_1C} \right)^2 - \left\{ \frac{R_w}{2(L + L_w)} \right\}^2} \right)$$

となる。よって、共振周波数 f_0 は、

$$f_0 = \frac{\mu}{2\pi} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{C(L+L_w)} + \frac{R_w}{R_l C(L+L_w)} - \left(\frac{1}{2R_l C}\right)^2 - \left\{\frac{R_w}{2(L+L_w)}\right\}^2}$$

とあらわすことができる。

ここで、 $f_0 = f$, $R_l C \approx \tau$ とすると、

$$f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{C(L+L_w)} + \frac{R_w}{\tau(L+L_w)} - \left(\frac{1}{2\tau}\right)^2 - \left\{\frac{R_w}{2(L+L_w)}\right\}^2}$$

$$\Leftrightarrow C = \frac{1}{L+L_w} \cdot \frac{1}{(2\pi f)^2 - \frac{R_w}{\tau(L+L_w)} + \left(\frac{1}{2\tau}\right)^2 + \left\{\frac{R_w}{2(L+L_w)}\right\}^2} \quad (5.4)$$

ここで、測定用配線の抵抗値は長さ 1m あたり $23.1\text{m}\Omega$ であり、電圧上昇の時定数は数 μsec であることより、式(5.4)を近似した次式でキャパシタンス C を算出する。

$$C = \frac{1}{L+L_w} \cdot \frac{1}{(2\pi f)^2 - \frac{R_w}{\tau(L+L_w)} + \left(\frac{1}{2\tau}\right)^2} \quad (5.5)$$

<5.5> 抵抗値の算定

提案モデルは最大ピーク電流値特性も表現するため、2つの抵抗を用いる。そこで抵抗値の関係を $R_2 = b \cdot R_1$ (b は正の定数)とし、 R_1 と R_2 の合成抵抗 R' とすれば、時定数 τ 、キャパシタンス C 及び合成抵抗 R' の関係は次式のようになる。

$$\tau/C = R' = \left(\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \right) = \frac{b R_1}{1 + b} \quad (5.6)$$

定数 b の値は配線短絡時のシミュレーションによって選定し、 R_1 と R_2 を算出する。

第6章 シミュレーション

<6.1> シミュレーション回路の構成

定常モデルと過渡モデルを融合したモデルを利用したシミュレーション回路を図 6.1 に示す。この回路は太陽電池モジュール等価回路，配線，MOS 型 FET 及び負荷で構成されている。第 4 章，第 5 章で述べたように，定常モデルは電圧指令算出回路内の近似 V-I 特性式であり，過渡モデルは R_1R_2LC 回路とその回路パラメータ導出方法である。

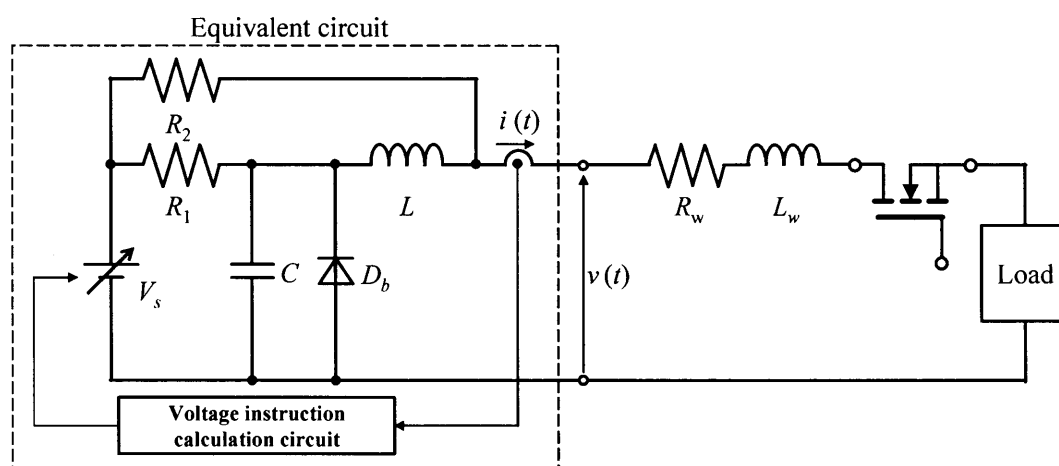


図 6.1 シミュレーション回路の構成

Fig.6.1 Simulation circuit configuration.

<6.2> 電圧指令算出回路

図6.2に電圧指令算出回路を示す。この回路は、定常電流を抽出する演算回路と近似V-I関数を含んだコンピュータで構成されている。

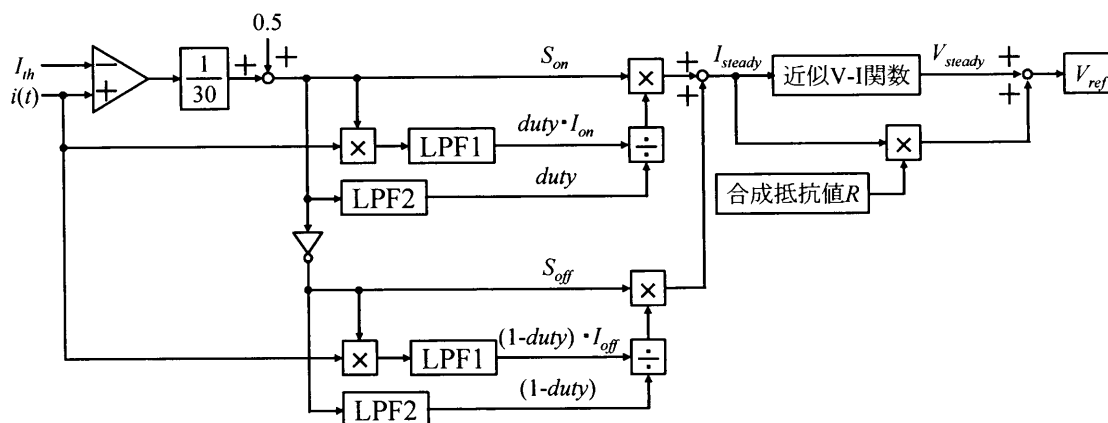


図 6.2 電圧指令算出回路

Fig.6.2 Voltage instruction calculation unit.

定常電流 I_{steady} を抽出する演算回路において、エミュレータ出力電流 $i(t)$ から自動的にスイッチングデバイスの通流比 $duty$ を検出している。また、太陽電池に接続されるチョッパに内蔵されているスイッチングデバイスがターンオン・ターンオフすることに注目し、 $i(t)$ をオン期間とオフ期間の各期間において平均電流 I_{on} と I_{off} を演算し、加算することで定常電流 I_{steady} を抽出している。

そして、近似V-I関数を含んだコンピュータでは I_{steady} と定常モデルより定常電圧 V_{steady} を演算し、過渡モデル回路の抵抗値 R を考慮して電圧指令 V_{ref} を決定している。

近似関数 V-I 関数及び電圧指令値演算用プログラムを作成した (付録 1 参照)。このプログラムの入力変数は短絡電流値 I_{sc} (照度に比例)とパネル温度 T_m のみである。近似 V-I 関数のパラメータを以下に示す。

I_0 :逆飽和電流[A], m :直列数[-], n :理想係数[-], α :出力電流温度係数[A/°C],

β :出力電圧温度係数[V/°C], K :最大出力動作電流-短絡電流比[-], FF :フィルファクタ[-]

<6.3> 配線短絡時のシミュレーション

5章第6節における定数 b を設定するため、配線短絡条件下でシミュレーションを行う。気象条件は表1の5とする。シミュレーション回路、シミュレーション結果を図6.3～図6.6に示す。

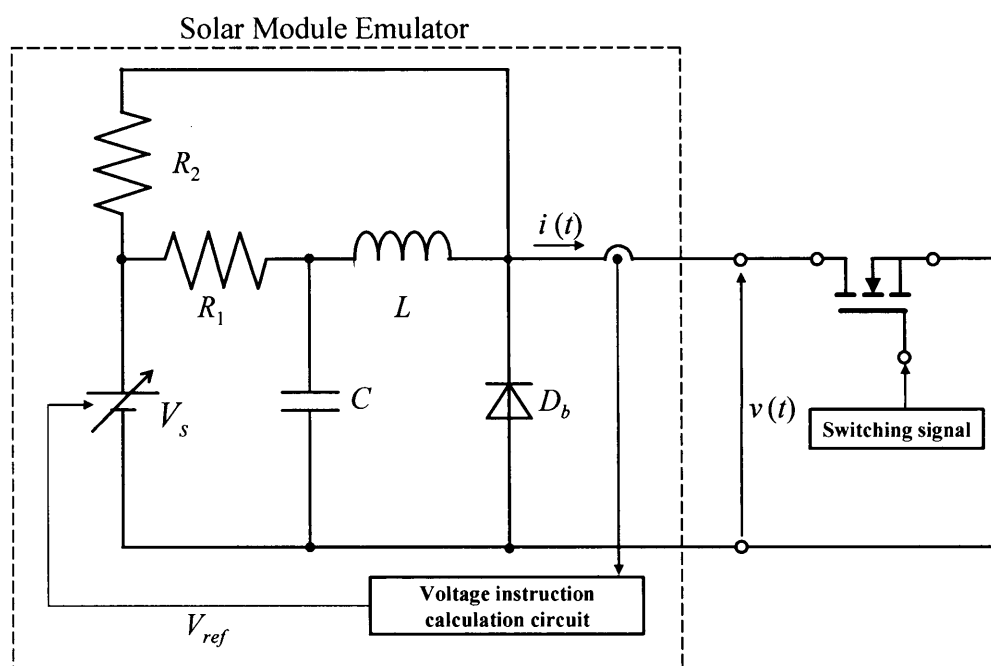


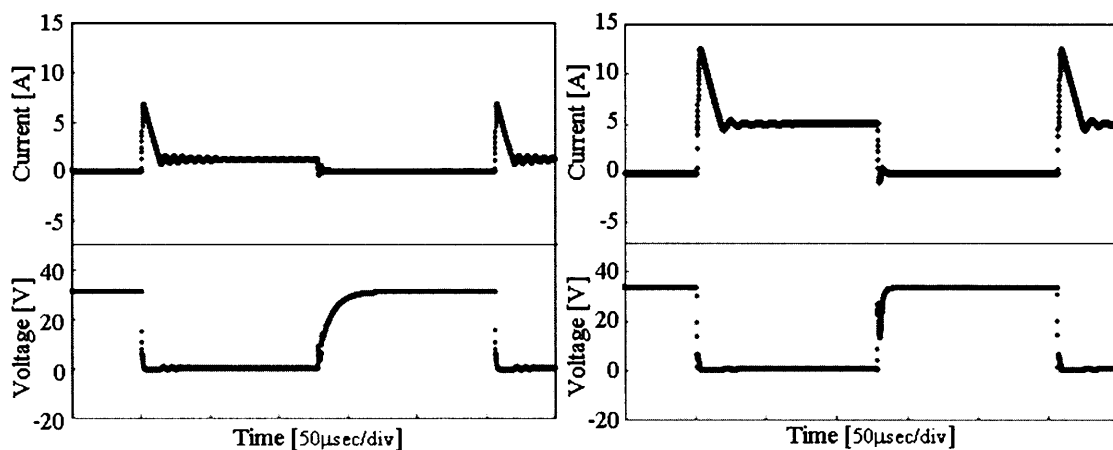
図 6.3 シミュレーション回路

Fig.6.3 Simulation circuit.

表 2 シミュレーション条件

Table 2. Simulation condition.

Condition	Illumination [10^5lx]	Panel Temperature [$^{\circ}\text{C}$]	L [μH]	C [μF]	R [Ω]
1	0.269	25.0	4.05	0.458	4.03
2	0.488	25.0	4.05	0.424	5.64
3	0.698	25.0	4.05	0.380	7.84
4	0.878	25.0	4.05	0.303	13.8
5	1.15	25.0	4.05	0.183	40.0

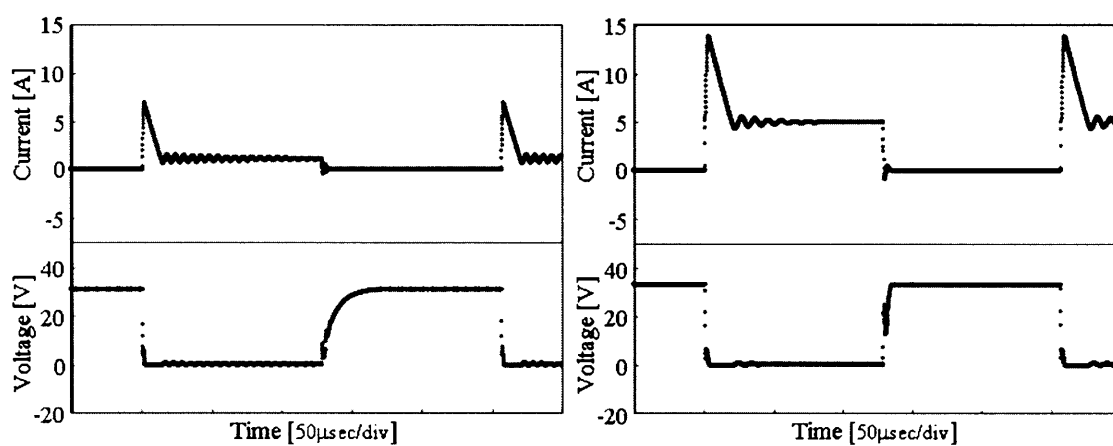


(a) Condition 1

(b) Condition 5

図 6.4 シミュレーション結果 (b=0.5, 配線短絡)

Fig.6.4 Simulation result. (b=0.5, Wiring short-circuit)



(a) Condition 1

(b) Condition 5

図 6.5 シミュレーション結果 (b=0.1, 配線短絡)

Fig.6.5 Simulation result. (b=0.1, Wiring short-circuit)

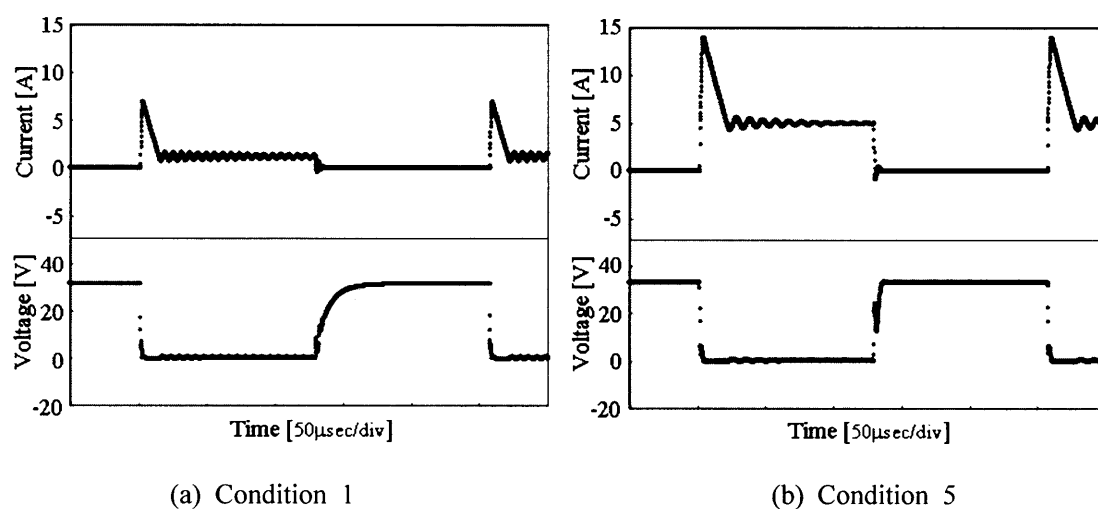


図 6.6 シミュレーション結果 ($b=0.05$, 配線短絡)

Fig.6.6 Simulation result. ($b=0.05$, Wiring short-circuit)

図 6.4～図 6.6 より, b の値が 0.1 よりも小さくなると配線短絡時の電流・電圧が正弦振動のような応答となっている。よって b の値は 0.1 以上の値を選ぶ必要がある。

そこで, さまざまな b の値においてシミュレーションを実行し, 最初のピーク電流値 i_1 , 振動周波数 f 及び電圧の時定数 τ の照度特性と測定特性を比較したので, 図 6.7～図 6.9 に示す。

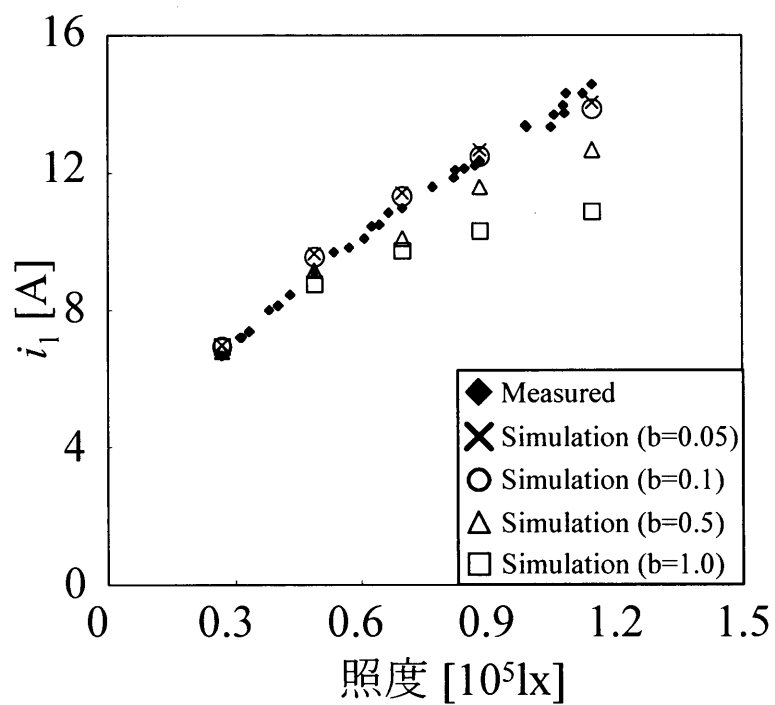


図 6.7 最初ピーク電流

Fig.6.7 First peak current.

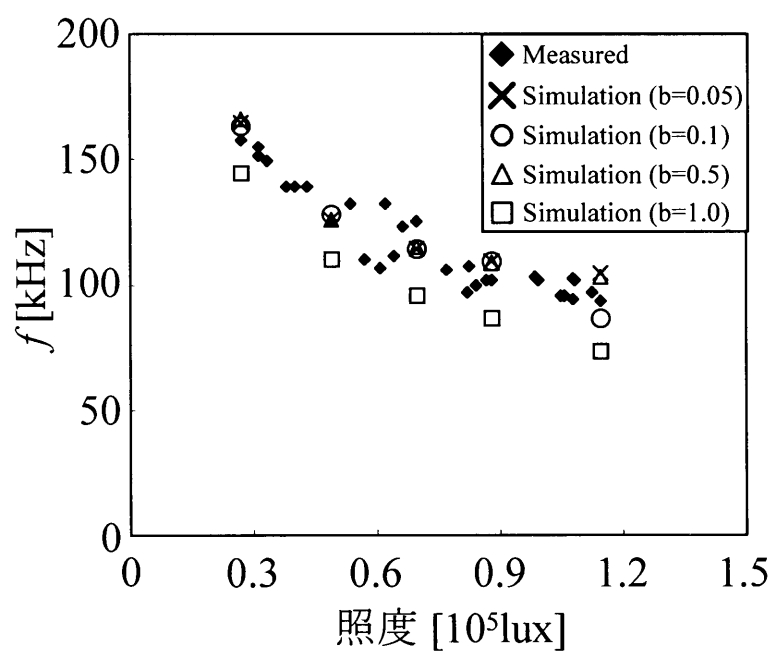


図 6.8 振動周波数

Fig.6.8 Resonance frequency.

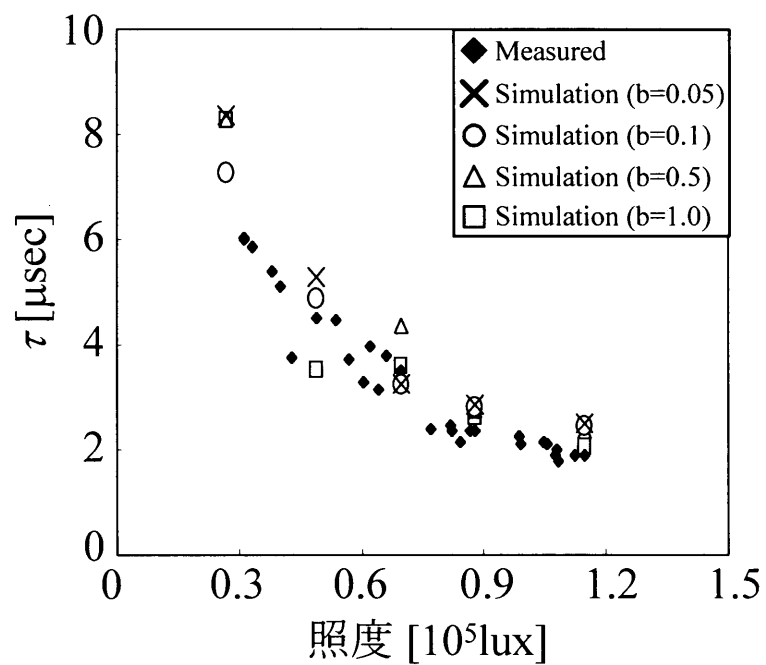


図 6.9 時定数

Fig.6.9 Time constant.

図 6.7 より，最大ピーク電流値を忠実に表現するためにできる限り b の値を小さくする必要がある。そして，図.6.8 及び図 6.9 より，回路方程式を用いたパラメータ算定を行っているため， b の値によらず，振動周波数と時定数を表現できていると考えられる。

以上より， b の値を 0.1 とし，最大ピーク電流値も同時に表現する。

<6.4> 負荷抵抗接続時のシミュレーション

図 6.10 のように MOS 型 FET と負荷($4[\Omega]+28[\mu\text{H}]$)を接続し、シミュレーション回路を動作させた。表 2 の条件 $5(1.15[10^5\text{lX}], 25[^\circ\text{C}])$ における結果を図 6.11 に示す。

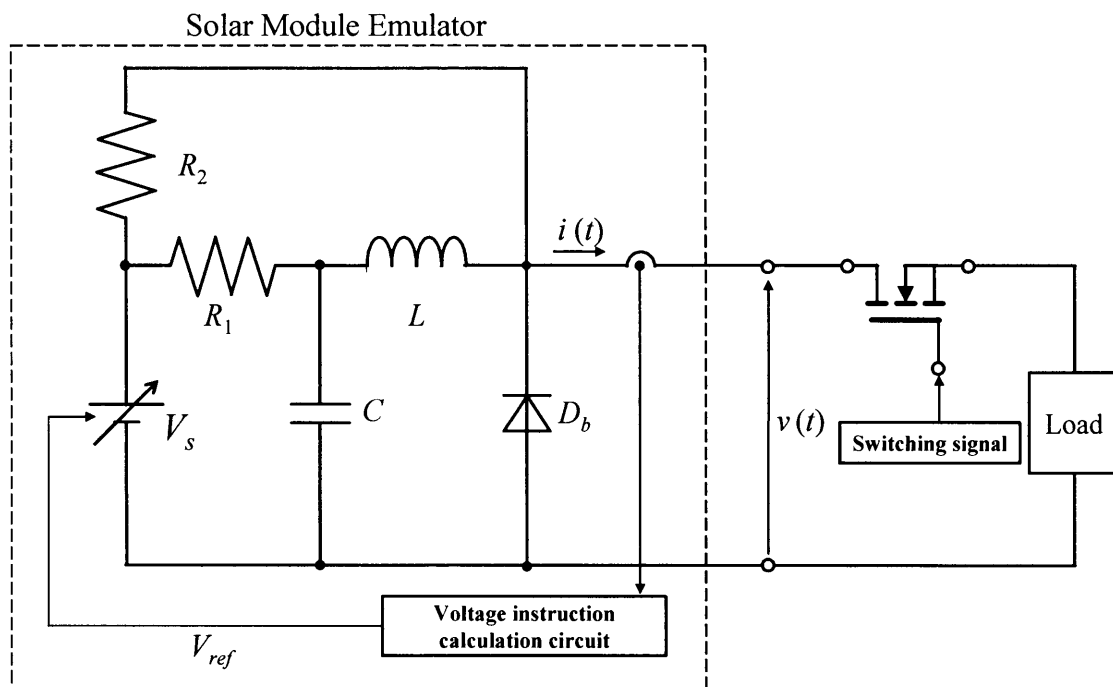


図 6.10 負荷を接続した太陽電池モジュール等価回路

Fig.6.10 Proposed equivalent circuit with the load

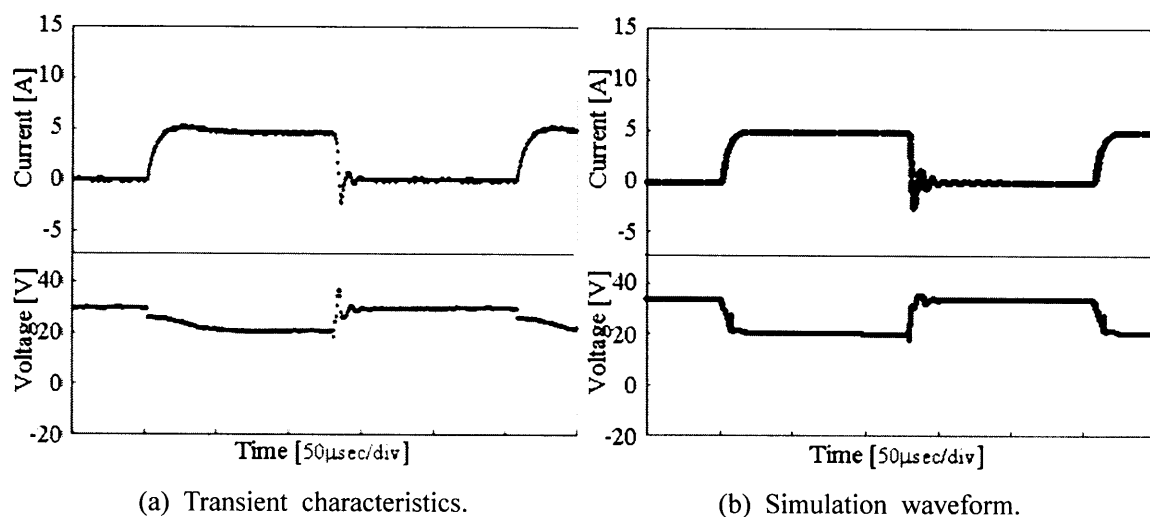


図 6.11 シミュレーション結果(条件 5)

Fig.6.11 Simulation result. (Condition 5)

図 6.11 より，電流及び電圧波形が類似していることがわかる。そこで，定常状態では負荷接続時の定常電流及び定常電圧，開放電圧に，過渡状態では負荷接続後の最初のピーク値及び電流の振動周波数，開放直後の電圧上昇の時定数について，表 3 に示す。

表 3 シミュレーション結果

Table 3. Simulation result.

	定常電流[A]	定常電圧[V]	開放電圧[V]	最初のピーク電流[A]	振動周波数	時定数[ms]
測定特性	4.55	20.6	29.4	5.21	確認できない	2.50
シミュレーション	4.86	19.1	31.1	4.89	確認できない	2.46

表 3 より，測定特性とシミュレーション結果がほぼ一致しており，定常特性と過渡特性をほぼ表現できていることがわかる。

<6.5> 昇圧チョッパ接続時のシミュレーション

図 6.1 のシミュレーション回路について、図 6.12 のように昇圧チョッパを接続し、その回路パラメータを表 3 のとおりとする。そして、エミュレータ内の電圧指令算出回路を図 6.13 のように変更して、昇圧チョッパ接続時のシミュレーションを行う。

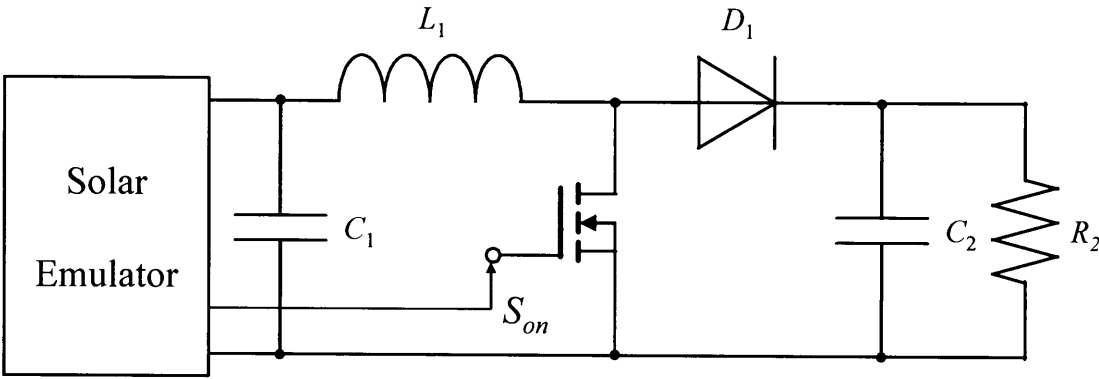


図6.12 シミュレーション回路(PSIM)

Fig.6.12 Simulation circuit. (PSIM)

表 3 昇圧チョッパの回路パラメータ

Table.3 Circuit parameter of boost chopper.

$L_1[\text{mH}]$	$C_2[\text{mF}]$	$R_2[\Omega]$
0.1	0.10	500

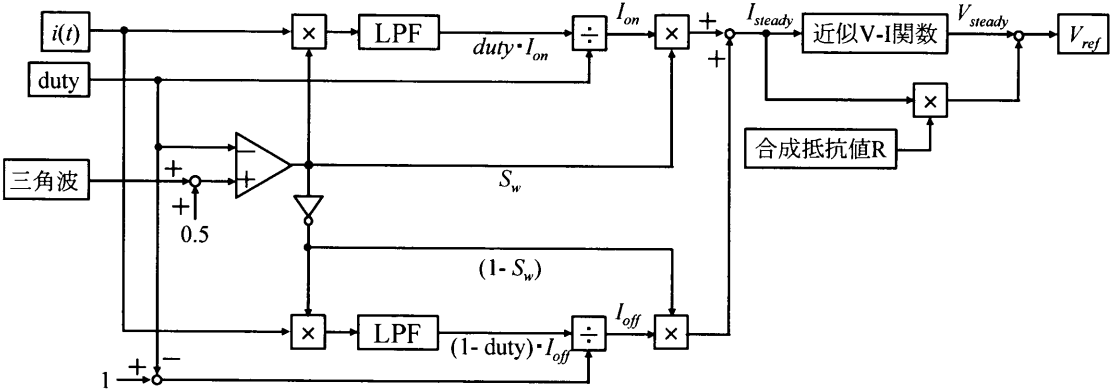


図 6.13 定常電流抽出回路

Fig.6.13 Voltage instruction calculation unit.

まず，チョップパ入力に挿入するコンデンサ C_1 の容量の選定支援を念頭において， C_1 を挿入しないときのシミュレーション結果のエミュレータ出力電流及び出力電圧を図 6.14 に示す。そして， C_1 を挿入したときのシミュレーション結果を図 6.15 及び図 6.16 に示す。

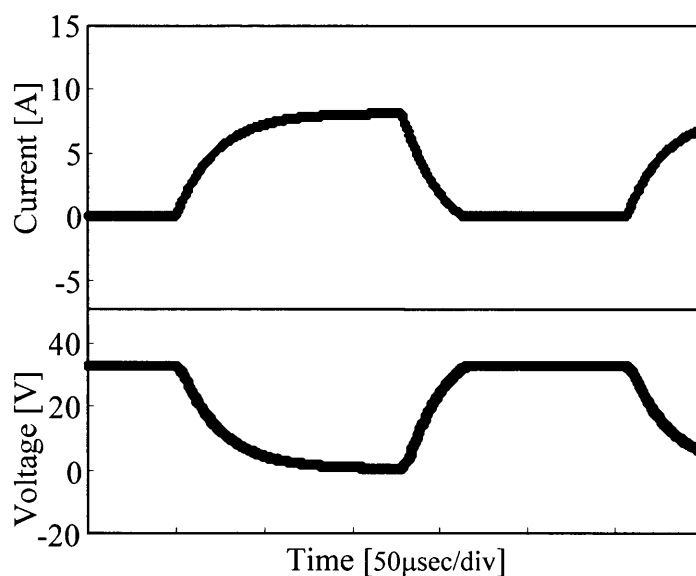


図 6.14 シミュレーション結果(条件 5, C_1 なし, Duty=0.5)

Fig.6.14 Simulation result. (Condition5, Without C_1 , Duty=0.5)

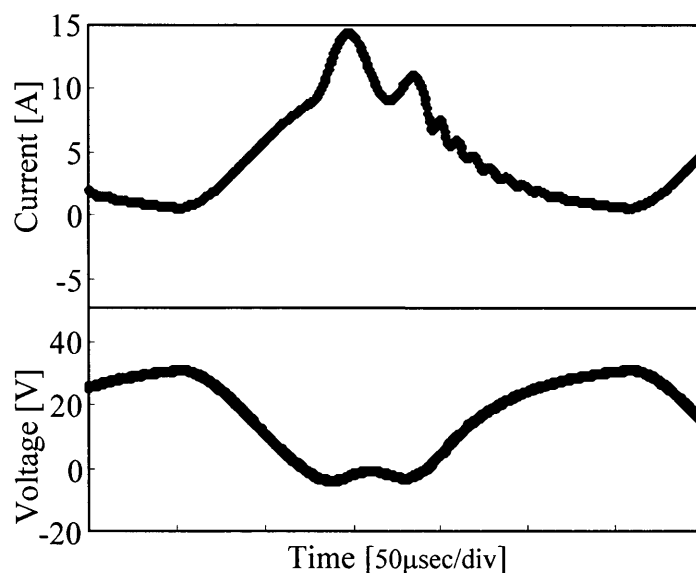


図 6.15 シミュレーション結果(条件 5, $C_1=10[\mu\text{F}]$, Duty=0.5)

Fig.6.15 Simulation result. (Condition5, $C_1=10[\mu\text{F}]$, Duty=0.5)

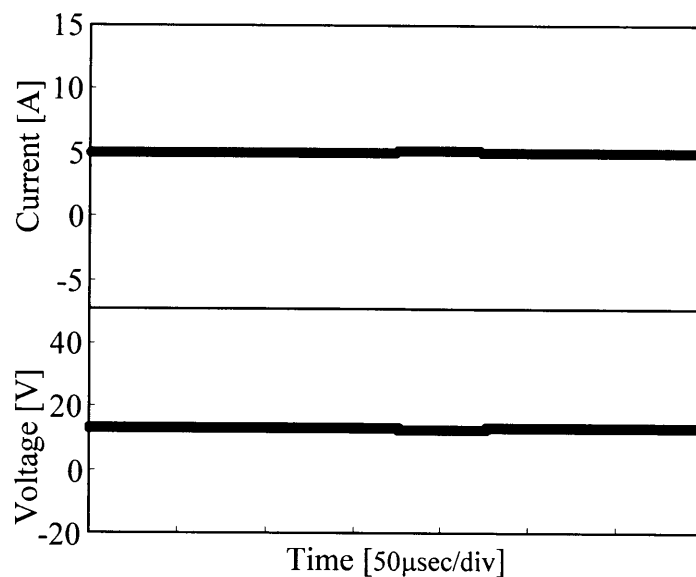


図 6.16 シミュレーション結果(条件 5, $C_1=1[\text{mF}]$, Duty=0.5)

Fig.6.16 Simulation result. (Condition5, $C_1=1[\text{mF}]$, Duty=0.5)

図 6.14～図 6.16 のようにコンデンサ C_1 の容量を多くしていき, $C_1=1[\text{mF}]$ 程度にすると, エミューレータ出力電流及び出力電圧の変動がほとんどなくなっている。

次に、チョップ接続時も V-I 特性と過渡特性を同時に表現できているか調べるため、Duty を 0.1 から 0.9 まで上昇させるシミュレーションを行った。Duty, 電流及び電圧の時間応答を図 6.17 に示す。また、スイッチング周期あたりの平均電流, 平均電圧, 平均電力を求めて得られる V-I 特性及び P-I 特性を図 6.18, 図 6.19 に示す。

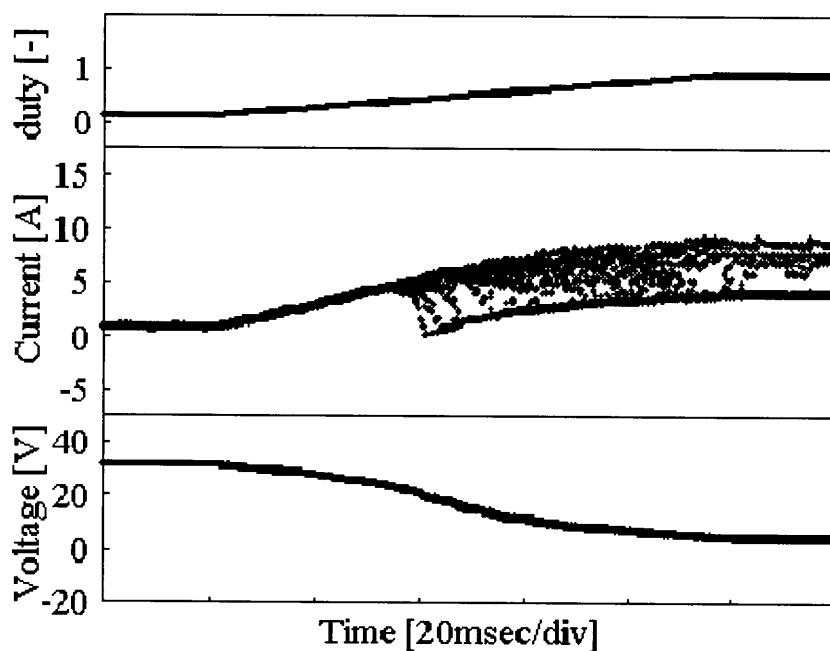


図 6.17 シミュレーション結果(条件 5, $C_1=1[\text{mF}]$)

Fig.6.17 Simulation result. (Condition 5, $C_1=1[\text{mF}]$)

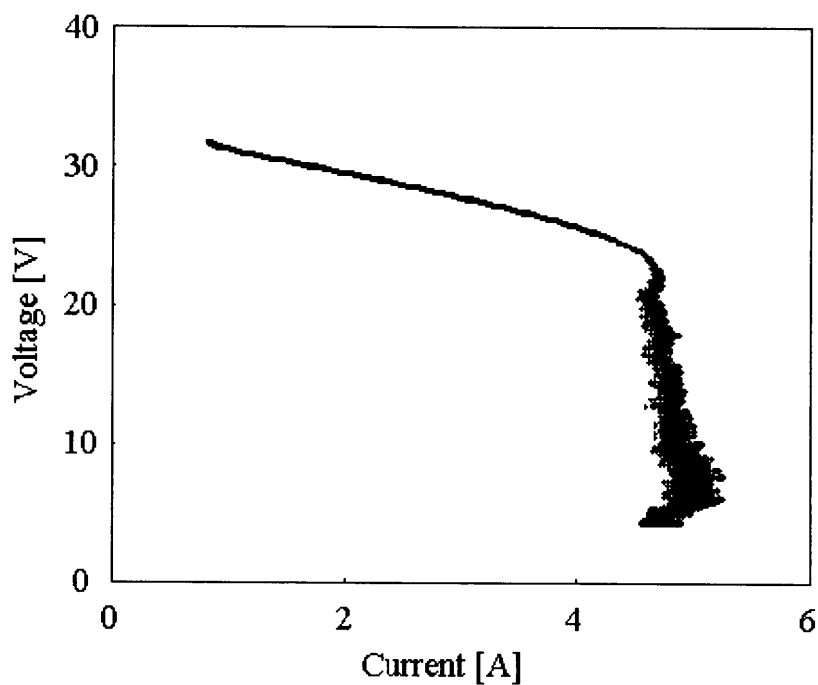


図 6.18 シミュレーション結果(条件 5, $C_1=1[\text{mF}]$)

Fig.6.18 Simulation result. (Condition 5, $C_1=1[\text{mF}]$)

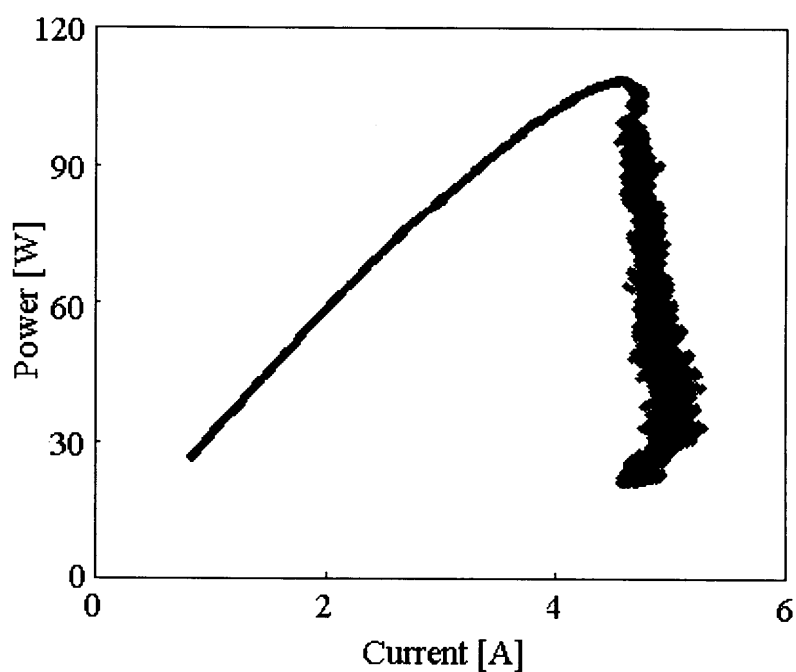


図 6.19 シミュレーション結果(条件 5, $C_1=1[\text{mF}]$)

Fig.6.19 Simulation result. (Condition 5, $C_1=1[\text{mF}]$)

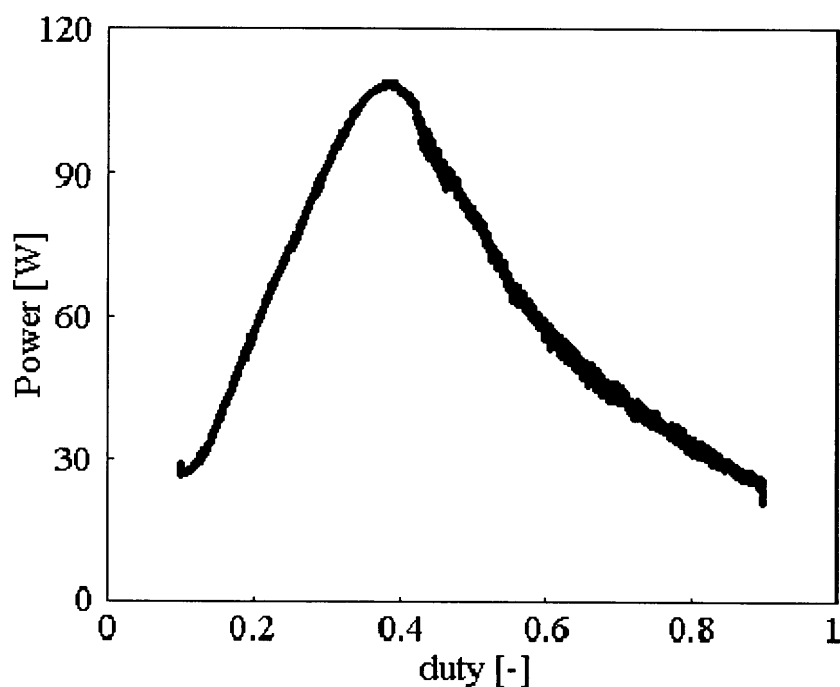
図 6.20 シミュレーション結果(条件 5, $C_1=1[\text{mF}]$)

Fig.6.20 Simulation result.

図 6.17 より, 平滑化コンデンサ C_1 によって電圧は平滑化され, 負荷状態の変化により電流は変動している。図 6.18, 図 6.19 より, $Duty$ が 1 に近づくほど定常値のばらつきが生じているが, 定常特性をほぼ表現できている。さらに, 図 6.19 より, $Duty=0.4$ 付近で唯一の最大電力点に到達している。

第 7 章 結言

太陽電池の定常的 V-I 特性と過渡現象時の照度特性に注目し、定常モデルと過渡モデルを提案した。そして、両モデルを融合し、太陽電池モジュールの電氣的等価回路を提案した。

定常モデルと実測 V-I 特性より、様々な照度条件下で定常的な V-I 特性を表現できることを確認した。また、配線短絡時のシミュレーション結果より、様々な照度に対して、定常特性と過渡特性を同時に表現できることを確認した。

負荷接続時のシミュレーション結果と実測特性と比較すると、電流・電圧共にほぼ一致しており、配線短絡状態で構築したモデルの有用性を確認することができた。しかし、温度補正を行っていないため、開放電圧値に若干の差が生じた。

以上より、ある温度条件下、負荷抵抗接続条件下における太陽電池モジュールの特性を表現する電氣的等価回路を提案することができた。

謝辞

本研究の遂行ならびに論文作成にあたり、終始丁寧かつ熱心なご指導を賜りました三重大学工学部電気電子工学科教授工学博士 石田宗秋先生、同大学助教授工学博士 駒田諭先生、同大学講師工学博士 山村直紀先生、同助手工学博士 残間忠直先生、文部技官 廣田栄毅氏に感謝し、深く御礼申し上げます。

また、2005年4月に太陽電池アレイ模擬電源を見学させていただいた日本カーネルシステム株式会社専務取締役 中平強様、同システム開発部 第2開発課 浅井順様にお礼申し上げます。

そして、3年間お世話になりましたエネルギーシステム研究室及び制御システム研究室の皆さんに感謝します。

参考文献

- (1)大庭, 他「太陽電池モジュールの動的等価回路」電学論 D, 109 巻 8 号, pp.542~548(平成元年)
- (2)滝川, 他「太陽電池の過渡特性を考慮した等価回路」半導体電力変換産業電力電気応用合同研究会, pp.75~79(平成 12 年)
- (3)林, 他「過渡特性を考慮した太陽電池の模擬装置構築」電気学会産業応用部門大会, pp.263-266 (平成 15 年)
- (4)野口, 富樫, 他:「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 巻, 1 号, pp.78-83 (平成 13 年)
- (5)伊賀, 石原「太陽光発電システムの「月別温度係数」の特徴とその活用具体化」, 電学論 B, 126 巻 8 号, pp.767~775(平成 18 年)

付録

定常電流を V-I 関数に代入し, 回路抵抗を考慮して指令電圧を演算するプログラムを以下に示す。(42 頁の 6 章 2 節を参照)

```
#include "stdafx.h"
#include <math.h>

__declspec(dllexport) void simuser (double Time, double delt, double *in, double *out)

//This is written by Shoichi Adachi in 2006, for the simulatiron circuit of PSIM.
{
//入出力設定 h:日射量[e-5 lux] tm:パネル温度[°C] r:合成抵抗[Ω]
    double i_s,h,tm,r;

    h=in[0];
    tm=in[1];
    i_s=in[2];
    r=in[3];

//定数の設定
//k:ボルツマン定数 q:素電荷量

    double k,q;
    k=1.38;
    q=1.60;
```

//モジュールパラメータの設定

//n:ダイオード性能指数 i_o :逆飽和電流

//kk:最大出力動作電流－短絡電流比 ff:フィルファクタ

//al:出力電流温度係数 α be:出力電圧温度係数

```
double n,i_o,kk,ff,al,be;
```

```
n=52.6;
```

```
i_o=1.15e-10;
```

```
kk=0.875;
```

```
ff=0.645;
```

```
al=0.0000100;
```

```
be=0.0000100;
```

//短絡電流 I_{sc} ,開放電圧 V_{oc} ,最大出力動作電流 I_{pmax} , 最大出力動作電圧 V_{pmax} 作製

```
double i_sc,v_oc,i_pm,v_pm;
```

```
i_sc=4.4*h*(1+al*(tm-25));
```

```
v_oc=n*k*(tm+273)/(10000*q)*log(i_sc/i_o+1)*(1-be*(tm-25));
```

```
i_pm=kk*i_sc;
```

```
v_pm=ff*v_oc*i_sc/i_pm;
```

```
v_ref=v_oc;
```

//近似関数の作製 定常等価回路の直列抵抗 r_s,関数の係数 a1,a2,定常電圧 v_s

```
double a1,a2,r_s,v_s;
```

```
r_s=(n*k*(tm+273)/(10000*q)*log((i_sc-i_pm+i_o)/i_o)-v_pm)/i_pm;
```

```
a1=(r_s*i_sc-v_oc)*(i_sc-(r_s*(i_pm*i_pm-i_sc*i_sc)  
+i_pm*(v_pm-v_oc)+i_sc*v_oc)/(v_pm+r_s*(i_pm-i_sc)));
```

```
a2=(r_s*(i_pm*i_pm-i_sc*i_sc)+i_pm*(v_pm-v_oc)+i_sc*v_oc)/(v_pm+r_s*(i_pm-i_sc);
```

```
v_s=a1/(i_s-a2)-r_s*i_s+v_oc;
```

//合成抵抗 r を考慮した電圧指令を演算

```
double v_ref;
```

```
if(i_s>0.1)v_ref=r*i_s+v_s;
```

```
//負荷接続時は if(i_s>i_s_ave*0.5)v_ref=r*i_s+v_s;に変更すること
```

//過電流対策

```
if(i_s>i_sc)v_ref=r*i_sc;
```

```
out[0]=v_ref;
```

```
//end
```

```
}
```