

三重大学大学院工学研究科 修士論文

太陽光発電システムと直接接続可能な 小型風力発電装置の制御器設計に関する研究

平成 27 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
電気システム工学講座

中谷 和哉

目次

第一章 緒言	4
1.1 研究の背景	4
1.2 研究の目的	6
1.3 本稿の構成	7
第二章 太陽電池協働システム	8
2.1 太陽光発電システム	8
2.2 PCS の構成及び動作波形	11
2.3 本研究に用いる供試機	13
2.4 システム構成	15
2.4.1 単独運転モード	15
2.4.2 直列接続モード	15
2.4.3 電力変換回路の構成	17
2.4.4 電力変換回路の制御	19
第三章 周波数特性を用いた制御器設計	21
3.1 解析モデルの検討	21
3.2 状態空間平均化法を用いた伝達関数の導出	21
3.2.1 太陽電池協働システムの状態方程式	23
3.2.2 太陽光発電システムの状態方程式	26
3.2.3 伝達関数の導出	28
3.3 ボード線図を用いた制御器の検討	32
3.3.1 状態空間平均化法を用いた伝達関数の妥当性の検討	32
3.3.2 多重ループ制御の周波数特性	36
3.3.3 仮想ダンピング制御を用いた制御器	39

第四章 シミュレーション及び実機実験による検証	42
4.1 シミュレーションによる検証	42
4.1.1 シミュレーション条件	42
4.1.2 シミュレーション結果	45
4.2 実機実験による検証	49
4.2.1 実機実験条件	49
4.2.2 実機実験結果	52
第五章 結言	58
5.1 研究の成果	58
5.2 今後の課題	58
参考文献	59
論文目録	60
謝辞	61

第一章 緒言

1.1 研究の背景

近年環境志向の高まりから発電時に温室効果ガスを排出せず、太陽光があれば発電可能な太陽光発電システムが普及してきている。一般的な太陽光発電システムは図 1.1 の様に太陽電池(PhotoVotlic:PV)とパワーコンディショナ(Power Conditioning System:PCS)で構成され、発電電力を系統へ連系する。PCS は PV で発電した直流電力を家庭や系統で利用可能な交流電力に変換して、連系する装置であり、PV と共に導入が進められている。

しかし、PV の発電状態は外的環境に左右されるため、PCS を動作させても稼働率及び設備利用率が低い特徴ある。ここで、稼働率とは出力の多寡に関わらず発電していた時間の割合を表し、式(1.1)で定義される。また、設備利用率とは式(1.2)に定義され定格出力に対する発電電力の割合を表しており、一般的に日本の民生用太陽光発電システムの場合 12[%]程度と言われる。

この特徴の理由として、図 1.2 に示す一日を通した PV の定格に対する発電電力の割合の様に、夜間など天候により PV が発電しない期間は、PCS は停止状態となり稼働率が低くなるからである。また、PCS の設備容量は PV の定格出力に合わせて設計されるが、日中 PV は照度によって発電電力が変化するため常に定格に対して 100[%]とならないので利用率を高めることが困難となるからである。

そこで本稿では主に民生用太陽光発電システムに他の発電システムを追加することで稼働率及び、設備利用率の余力を有効活用する検討を行う。特に他の発電システムとして、風があれば昼夜発電可能な小型風力発電システムに注目して、自然エネルギーを組み合わせたハイブリッド発電を目指している。

ハイブリッド発電に関する先行研究として、文献[1]では太陽光発電、風力発電それぞれに電力変換回路を接続することで独立型電源としての利用を提案している。しかし、この手法では発電システムそれぞれに合わせた電力変換回路を構成する必要があるため汎用性がない。また、文献[2], [3]では太陽光発電と風力発電を並列に接続して、1 台の PCS で系統へ連系する手法を提案している。しかし、PCS の定格はそれぞれの定格発電電力の和となるため、容量和は増大して稼働率や設備利用率の更なる低下が示唆される。

これらより、本稿では PV と直列に風力発電を接続することで PCS の余力改善を図り、更に既存の太陽光発電システムを変更不要で直接接続可能な小型風力発電装置を検討する。

$$\text{稼働率} = \frac{\text{発電時間}}{\text{期間日数}} \times 100[\%] \quad (1.1)$$

$$\text{設備利用率} = \frac{\text{総発電電力量[kWh]}}{\text{PCS 定格容量[kW]} \times 24\text{時間} \times \text{期間日数}} \times 100[\%] \quad (1.2)$$

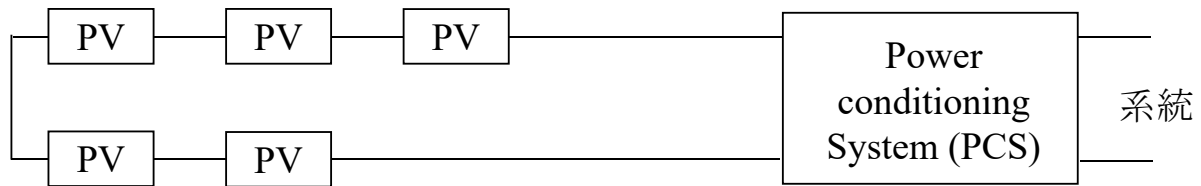


図 1.1 太陽光発電システム

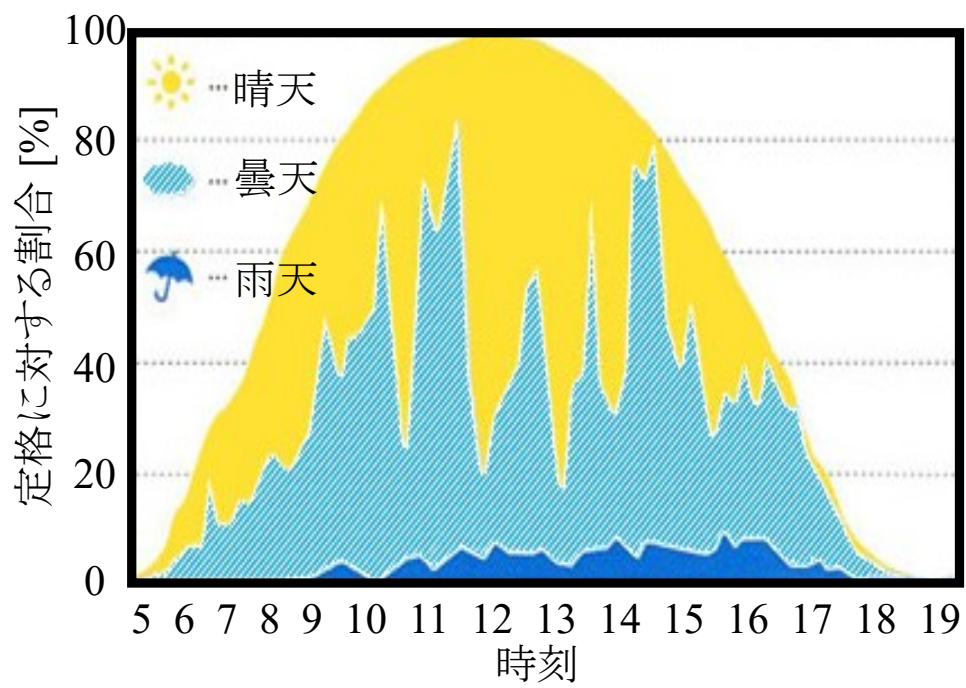


図 1.2 太陽電池の定格出力に対する発電電力の割合

1.2 研究の目的

本研究では既存の民生向け太陽光発電用 PCS に変更を加えることなく、直接接続可能な小型風力発電装置の開発を目的とする。そのため、前任者により文献[4], [5]で提案された PV の出力特性に小型風力発電の出力特性を一致させる太陽電池協働システムを利用する。

従来研究ではこのシステムにおいて、照度変化による PV の動作点変動は未考慮であるため、太陽電池協働システムを接続した状態で PV の出力が変化した場合に最大電力点から逸脱していた。また逸脱は定常的に発生することで、PV の動作点に影響を与えていた。

従って、本稿では PV の動作点変動を考慮した太陽電池協働システムの制御回路を提案して、回路の解析を行うことで理論的に制御器の設計を行う。また、得られた制御器を用いたシステムをシミュレーション及び実機により検証する。

1.3 本稿の構成

本稿は以下の構成である。

第二章では太陽電池協働システムの構成と回路及び、提案手法による制御を説明する。

第三章では太陽電池協働システムの回路解析をすることで制御器の設計をする。

第四章では選定した制御器を用いて、シミュレーション及び実機による検証をする。

第五章では本稿の成果と今後の課題をまとめる。

第二章 太陽電池協働システム

この章では本研究で用いる太陽光発電システムの概説と前任者が提案した太陽電池協働システムの構成、及びこれを用いて本稿で提案した制御回路による回路動作について述べる。

2.1 太陽光発電システム

図 2.1 に一般的な太陽光発電システムの構成を示す。太陽光発電システムは複数枚の PV パネルと PCS を接続し、需要家または系統へ連系して電力を供給する。

PCS の役割として、PV で発電した電力は直流であるため、発電した電力をそのまま交流駆動の家電には使用できない。そこで、PV で発電された電力を家庭で利用可能な電力に変換するのが PCS である。また、自然エネルギー発電は外部環境により発電特性が常に変化するため、PCS は入力インピーダンスを変化させることで、PV が常に最大の電力を出力する様に動作点を制御する。

その動作点となる PV の V-I 特性を図 2.2 に示す。特性は照度によって図に示す様に変化する。特に照度変化によって短絡電流の値が大きく変化し、照度が弱い程短絡電流は小さくなり、照度が強い程短絡電流は大きくなる。この特性より PV から出力される電力の特性である V-P 特性を図 2.3 に示す。特性は最大電力点 P_{\max} を頂点とする山形を有する。PV の発電状態によって常に P_{\max} は移動するため、PCS はこの特性において図中の最大電力点 P_{\max} を取る様に動作点を移動させる最大電力点追従(Maximum Power Point Tracking: MPPT)制御をする。

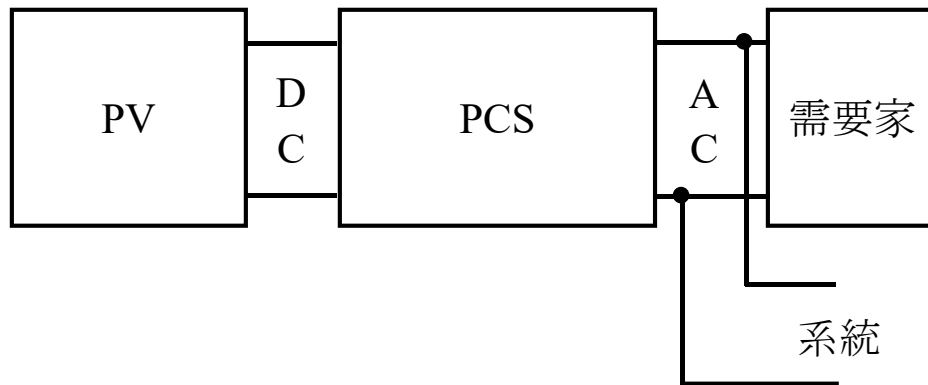


図 2.1 太陽光発電システム

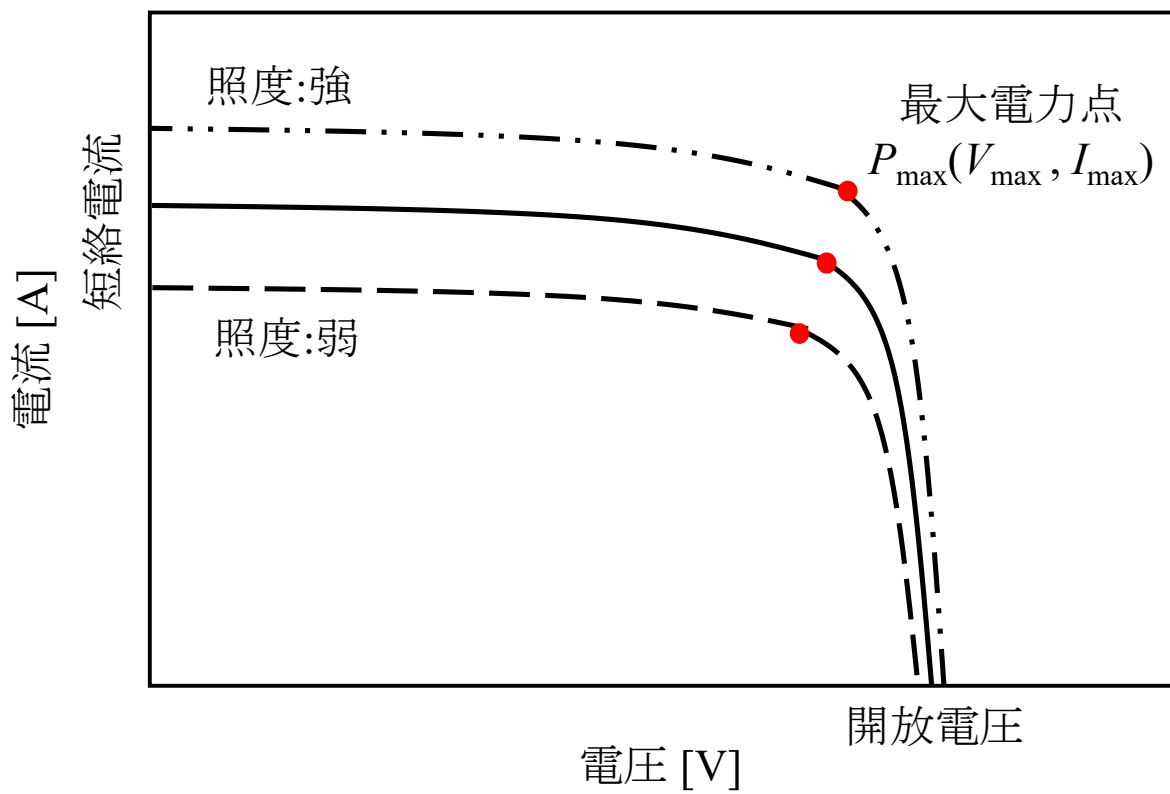


図 2.2 太陽電池 V-I 特性

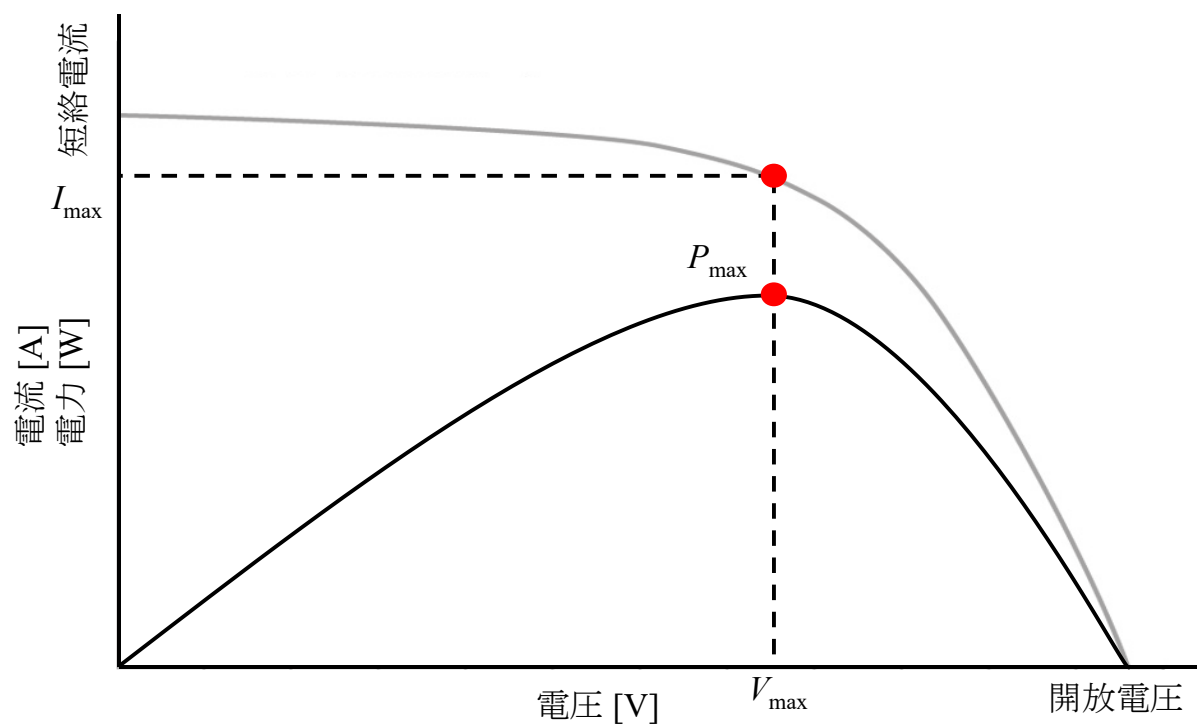


図 2.3 太陽電池 V-P 特性

2.2 PCS の構成及び動作波形

図 2.4 に PCS の一般的な内部回路の構成を示す。PCS は平滑用キャパシタ, PV が発電した電圧を昇圧するための DC/DC コンバータ, 系統連系するための DC/AC インバータ, 波形整形フィルタ, 系統連系, 単独/連系運転切り替え等の制御部, 独立電源として負荷に接続する場合のコンバータによるインターフェースで構成される。

PV で発電した電力はキャパシタに充電され, DC/DC コンバータにより所定の電圧まで昇圧する。この時 MPPT 制御をコンバータで行い, その時の外部環境により最大電力点が変化しても, 新たな動作点へと制御することで最大電力を得る。その後, 単相 200[V]で系統に電力を供給するための DC/AC インバータで PWM 制御をすることにより疑似正弦波を生成し, 波形整形フィルタにより高調波を取り除くことで正弦波にする。その他にも, 系統保護のための系統連係保護装置がある。

図 2.5 に PCS と PV パネル 4 枚を直列に接続し, PCS を稼働させた際の PV の電圧・電流の時間変化を示す。最初は PV に太陽光が当たっていない状態としており, 発電を行っていない。太陽光を当てると, PV が発電を始め, 最初にキャパシタへの充電が行われる。充電が終わると開放状態となる。その後, ある程度時間が経過すると MPPT 制御が開始され, 最大電力となる電圧・電流へと制御される。

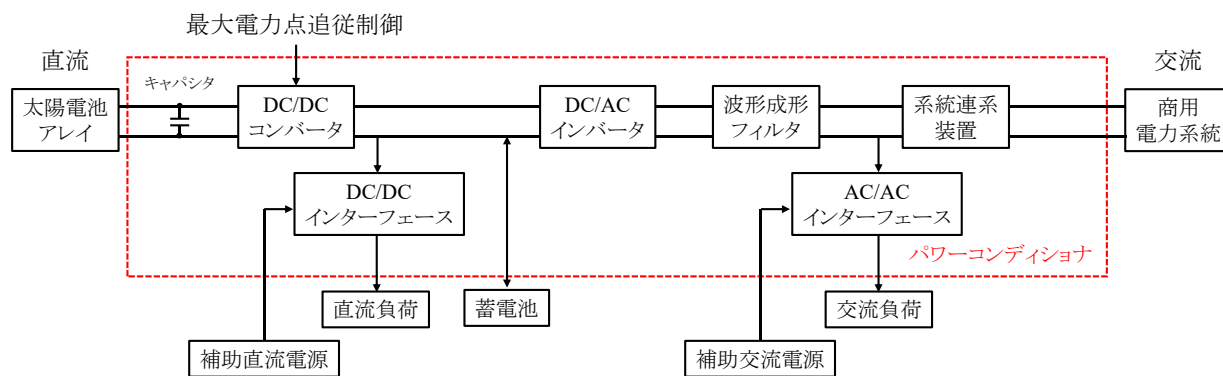


図 2.4 パワーコンディショナの内部構成

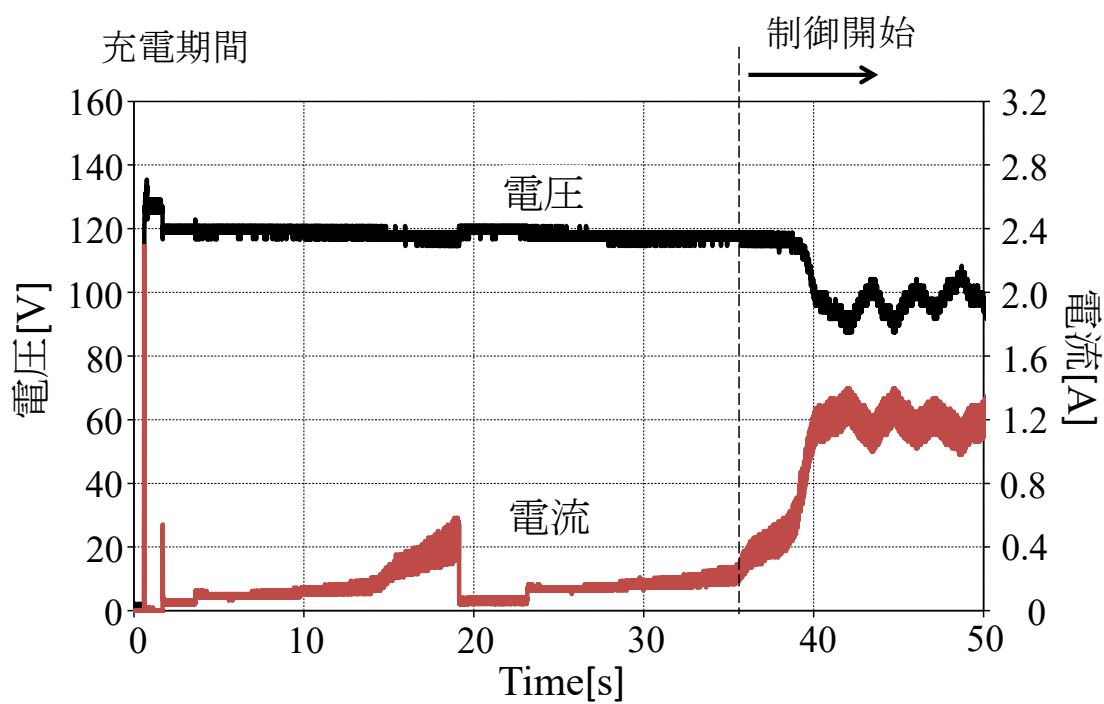


図 2.5 パワーコンディショナ稼働時の太陽電池の電流・電圧の時間変化

2.3 本研究に用いる供試機

表 2.1 に本研究で用いる供試機の仕様を示す。PV パネルの短絡電流と最大動作電流は主に照度によって変動し、一方で開放電圧と最大動作電圧は主に気温によって変動する。そのため表 2.1 で示している値は放射照度 $1000[\text{W}/\text{m}^2]$ 、気温 $25[^\circ\text{C}]$ の場合である。

PCS は連系運転と自立運転の切り替えが可能であり、それぞれの運転で定格出力が異なる。本研究では PV パネルを 7 枚直列に接続して連系運転を行う。

また風車は各家庭に設置可能なプロペラ型の小型風車を想定する。

表 2.1 供用機の仕様

(I) 太陽電池パネル(1 枚当たり)

NE-L5L3H (2 枚)		NE-128AH (5 枚)	
材料	Si 多結晶	材料	Si 多結晶
公称最大動作電力 [W]	125	公称最大動作電力 [W]	128
公称最大動作電圧 [V]	26.38	公称最大動作電圧 [V]	26.45
公称最大動作電流 [A]	4.74	公称最大動作電流 [A]	4.84
公称開放電圧 [V]	32.66	公称開放電圧 [V]	32.70
公称短絡電流 [A]	5.30	公称短絡電流 [A]	5.49

(II) パワーコンディショナ

JH-S402	
定格入力 [V]	DC 200
定格出力電圧 [V]	(連系運転時) AC 202 (自立運転時) AC 101
定格出力周波数 [Hz]	50/60
定格出力 [kW]	(連系運転時) 3.0 (自立運転時) 1.5

(III) 小型風車

電菱 Air-X	
ローター直径 [m]	1.17
重量 [kg]	6
発電開始風速 [m/s]	3.0
定格出力 [W]	400 (12.5[m/s])
電圧設定範囲 [V]	27.2 ~ 34.0 28.2[V] (プリセット)
推奨ヒューズ [A]	30
ヨー電線サイズ [sq]	5.2
支柱寸法 [mm]	外径 48

2.4 システム構成

図 2.6 に太陽電池協働システムの構成を示す。構成は PV と直列に接続し、小型風力発電システム、バッテリー、電力変換回路から成る。風力発電による発電電力をバッテリーに充電し、電力変換回路を通じて PCS へ制御した電力を出力する。現状では、小型風力発電は未接続であり、図 2.7 の様に太陽電池協働システムの入力をバッテリーのみにして検討を行っている。

太陽電池協働システムの役割として、PV が発電時には電力供給を重畳することに加えて、PV が夜間など発電しない期間には太陽電池協働システム単独で電力供給をして、PCS を稼働することがある。そのため PV の発電状態に合わせて以下の回路構成を想定することで、PCS の余力改善を目指している。

2.4.1 単独運転モード

PV が夜間等発電していない状態において PCS へ電力を供給する図 2.8 の構成を単独運転モードと称する。PV は非発電時に負荷となるため、バイパスすることで太陽電池協働システム単独で PCS を動作させる。単独運転モードでは PCS が稼働可能な特性となる様に、PV の発電特性を近似した出力をするために電力変換回路から PCS へ出力される電流、電圧を制御することで達成する。この時、入力であるバッテリー電圧よりも PCS が稼働可能な最低電圧の方が高いため、電力変換回路は昇圧する回路を用いる。

2.4.2 直列接続モード

日中に PV が発電している状態において、PCS へ電力を重畳する図 2.6 の構成を直列接続モードと称する。このモードにおいて太陽電池協働システムは PV の発電特性に影響を与えない様にして電力重畳することが求められる。この理由として、PV に接続された PCS は特定の外的環境下で得られる PV の発電特性に沿って MPPT 制御をすることでより大きい発電電力を取り出しているためである。

直列接続モードの構成は PV と直列に太陽電池協働システムを接続するため、システムの電流は PV の出力電流を指令値としている。そして、電圧は PV の出力電流と出力電力指令値によって決める。その他に、夏季の日中など PV の発電電力が PCS の定格に接近する場合は太陽電池協働システムの出力を制限することで、PCS の故障を防ぐ。

本稿では直列接続モードを対象としているため、以降の太陽電池協働システムの記述は直列接続モードを前提としている。

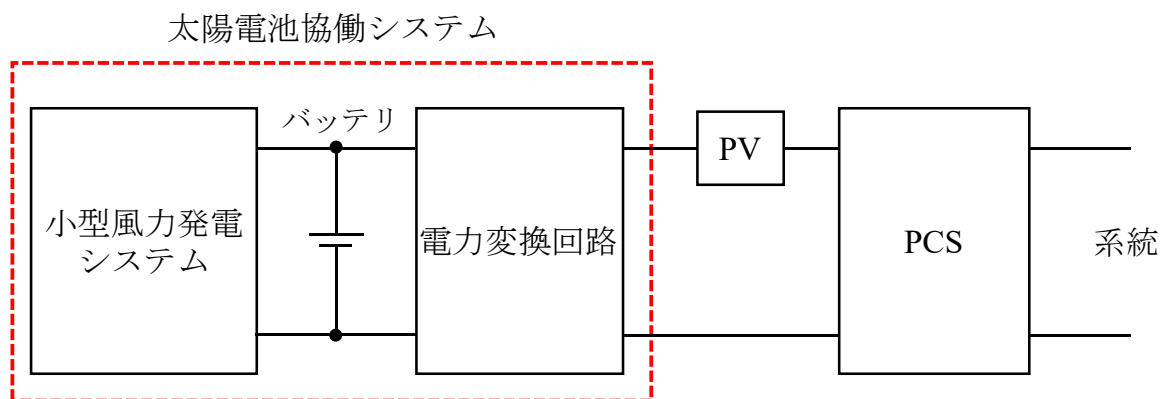


図 2.6 太陽電池協働システムの構成(直列接続モード)

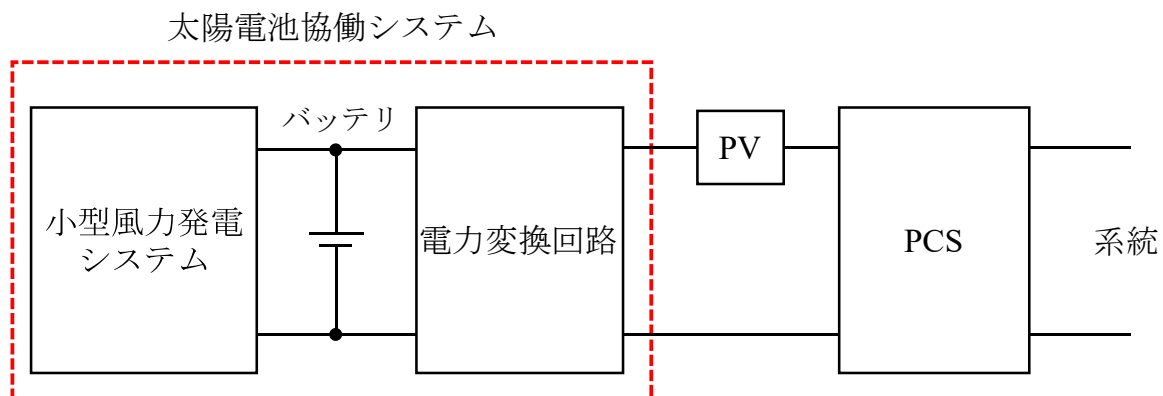


図 2.7 太陽電池協働システムの構成(バッテリーのみとした現状の直列接続モード)

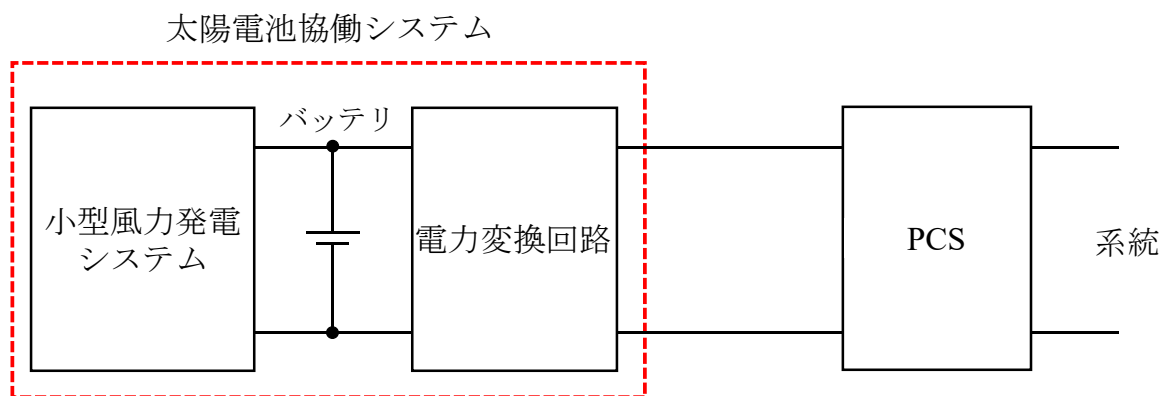


図 2.8 太陽電池協働システムの構成(単独運転モード)

2.4.3 電力変換回路の構成

直列接続モードにおける電力変換回路の構成を図 2.9 に示す。回路はバッテリーを入力とする双方向コンバータの降圧動作である。降圧動作とするのは PV が発電している状態に PCS に直列に電圧を印加することで、PCS の定格値を越えない様にバッテリーよりも低い電圧に制御するためである。また、単一のスイッチング素子で降圧可能なコンバータではなく、双対のスイッチング素子を用いた双方向コンバータである理由は、直列接続モードでは降圧動作、単独運転モードでは昇圧動作を要するため、これらを回路の入出力端子を入れ替えることで達成することが可能であるからである。加えて PV と太陽電池協働システムの各出力電力の和が PCS の入力定格を上回る場合にも双方向ならば比較的高速に電力を出力側から入力側へ授受可能であるからである。

コンバータ回路を用いて、PCS が稼働可能な範囲の電圧となる様太陽電池協働システムの出力電圧 v_2 を制御する。 v_2 はバッテリー電圧 E の入力に対して式(2.1)で与えられる。

$$v_2 = \text{duty} \cdot E \quad (2.1)$$

ここで、 duty はスイッチング 1 周期に対して IGBT1 の ON 期間が占めるデューティ比である。デューティ比は太陽電池協働システムの出力電流、出力電圧、PV の出力電流、出力電圧を検出して、制御回路で電圧指令値を演算する。それに応じたデューティ比を出力することで PWM 制御する。この電圧指令値に応じた電圧を制御してキャパシタ C_2 に出力することで v_2 を得る。

その他の構成として、インダクタ L_1 及びキャパシタ C_1 は今後風力発電による発電電力を入力とした際に太陽電池協働システムの動特性が追従可能な範囲にするためのフィルタであり、対して L_2 及び C_2 は出力電力を平滑化するためのフィルタである。更にダイオード D_3 は太陽電池協働システムが制御を停止している場合に PV と PCS の接続からバイパスする役割がある。

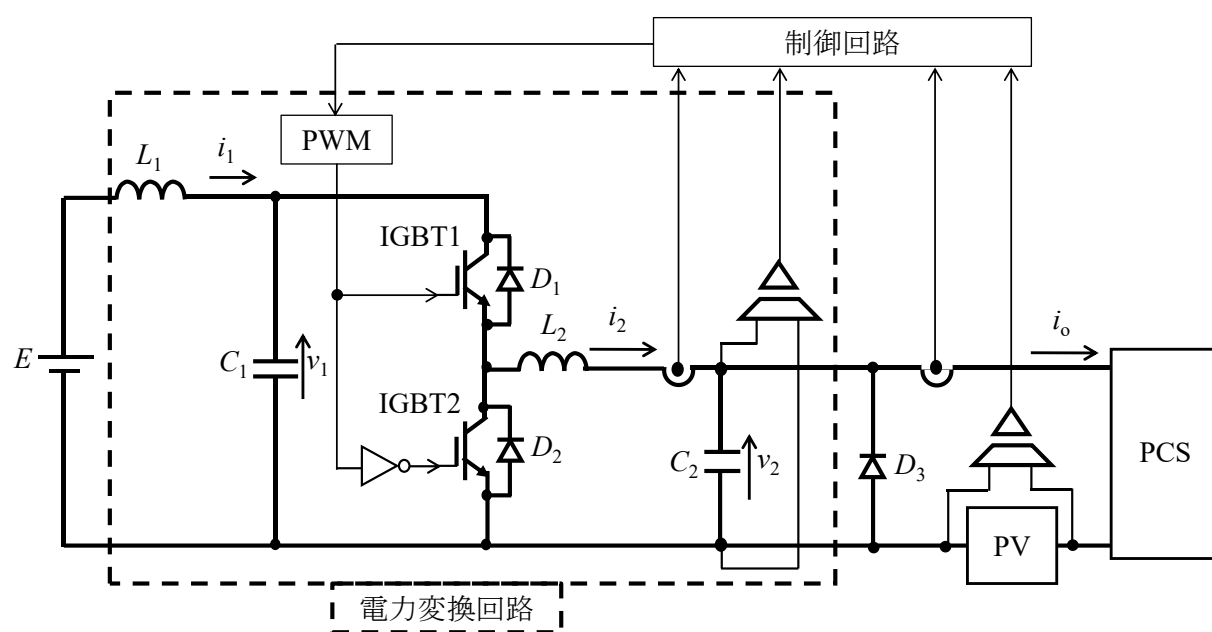


図 2.9 電力変換回路図

2.4.4 電力変換回路の制御

制御回路について図 2.10 に制御ブロック図を示す。電力変換回路の制御は電流制御、電圧制御から構成する多重ループ制御である。図中では電流制御を赤色のループで、電圧制御を青色のループで示す。

電流制御では PV の出力電流 i_o と太陽電池協働システムの出力電流 i_2 を検出し、 i_o をシステムの電流指令値として PI 制御により i_2 を制御する。電流制御が達成されている状態で、電圧制御では出力電力指令値 P_b を i_o で割った値を電圧指令値 V^* とし、指令値に追従する様出力電圧 v_2 を制御する。これは電流制御ループが電圧制御ループより高い動特性を有することで、照度による PV の出力変化に追従してシステムの電流を制御し、それに応じた電圧制御ループを常時反映することが可能である。

そのためには電流制御、電圧制御それぞれに用いる制御器を、回路の特性を把握したうえで設計する必要がある。特性の把握、制御器の設計については第三章で述べる。

太陽電池協働システムを接続すると PV の V-I 特性は図 2.11 に示す様に電流は不変で、電圧のみが平行移動した動作点の軌跡を描くことで、システムと直列に接続した PV の特性に影響を与えない電力重畳を目指している。そして、PCS に入力される電力は図中の PV の発電電力による赤い領域と太陽電池協働システムの出力電力による青い領域の和となる。

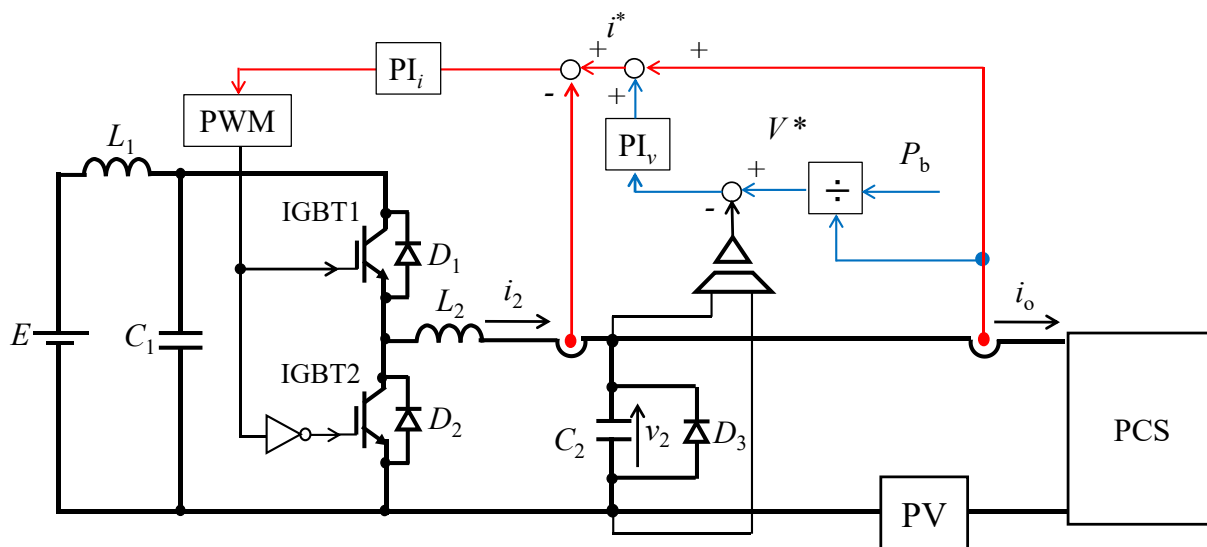


図 2.10 電力変換回路を含む制御回路のブロック図

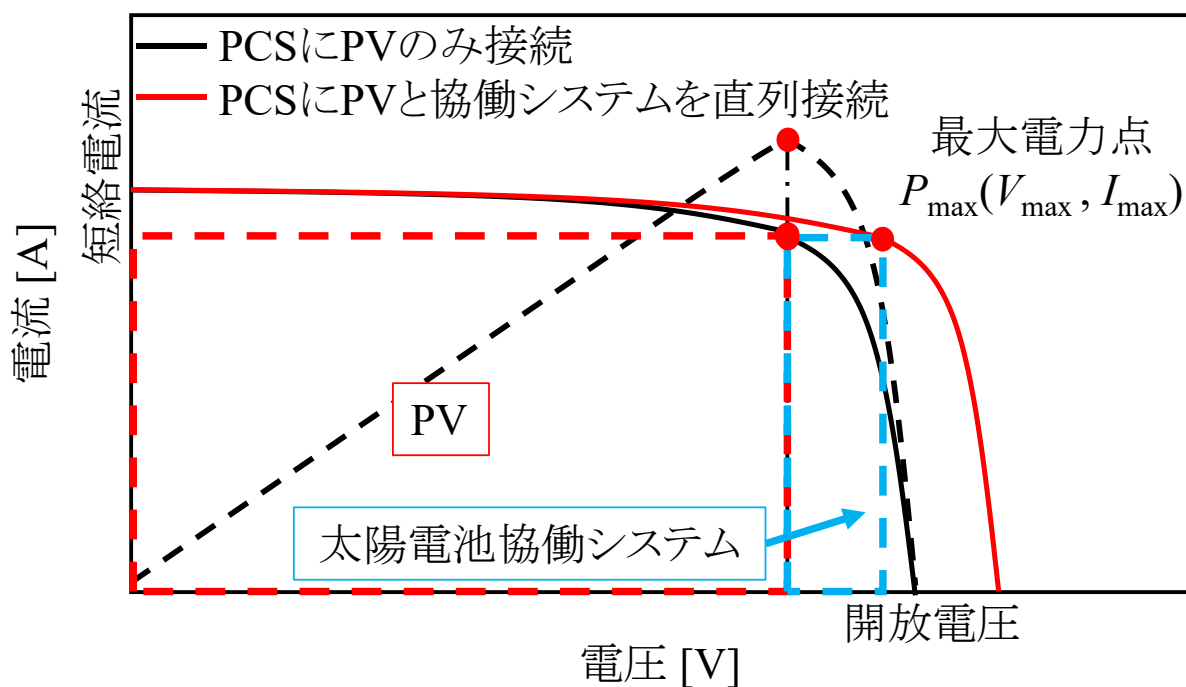


図 2.11 太陽電池協働システムを接続した場合におけるパワーコンディショナの V-I 特性

第三章 周波数特性を用いた制御器設計

前章より太陽電池協働システムの電力変換回路に用いる制御器のゲインは適切に選定する必要があることが言えた。そのためこの章では電力変換回路の解析をすることで周波数特性を把握して、制御器のゲインを決定する。

3.1 解析モデルの検討

太陽電池協働システムの電力変換回路を図 3.1 に示す。 R_1 , R_2 はバッテリーとインダクタの内部抵抗を指す。この回路から特性を導出するには PV 及び PCS を等価回路で表現する必要がある。PV に関しては放射照度と気温が一定ならば動作点は図 2.2 の通り最大電力点近傍で線形とみなすことが可能と考えられる。そのため、最大電力点における PV の出力電流、出力電圧から等価的に電流制御電圧源と抵抗の直列接続で置き換えることを検討する。一方で、PCS に関しては供試機を分解しても回路素子や構成、制御方式を正確に把握することが困難であるため、動作を模擬した回路を検討する。回路は PV の発電電力を入力側に、単相 200[V] で系統連系するために直流 282[V] を出力側に接続した MPPT 制御昇圧コンバータとした。これらを含めた全体の回路モデルを図 3.2 に示す。

3.2 状態空間平均化法を用いた伝達関数の導出

電力変換回路はスイッチ素子による非線形性を有する回路であるため、図 3.2 の回路を直接伝達関数で表現することは一般に困難である。そこでスイッチングの周波数帯域は回路の固有周波数帯域よりも十分に高い前提条件を満たした上で、特定の動作点を中心とした場合の特性を得ることが可能な状態空間平均化法^{[6], [7]}を用いて回路方程式を求め、線形近似することで伝達関数を導出する。

状態空間平均化法は以下の手順で非線形なコンバータ回路を線形システムとして近似する。

Step 1 スwitchング周期に渡って各スイッチングの状態における回路のモデルを図示

Step 2 回路モデルの状態変数を確認し、各スイッチングにおける回路方程式を導出

Step 3 デューティ比を重み係数として扱い、各状態方程式を 1 つの式に結合することで状態空間平均化方程式を導出

Step 4 ある動作点に対して状態変数は定常項と微小変動項の和で示されるとして、定常状態と微小変動状態のそれぞれに関する式に分離

Step 5 線形等価回路を導出することで、状態変数の入出力関係から伝達関数を導出

以降各手順に従って解析をする。ここで、スイッチングの状態による回路モデルは太陽電池協働システムの IGBT と昇圧コンバータの FET によって計 4 通りになるが、太陽電池協働システムと PCS は互いに独立して動作してスイッチングの影響を受けないと仮定することで、図 3.3 に示す様に太陽電池協働システムの出力を PV の出力電流 i_o である電流源に、PCS の入力を太陽電池協働システムの出力 v_2 であるの電圧源にすることで解析をより簡単化する。

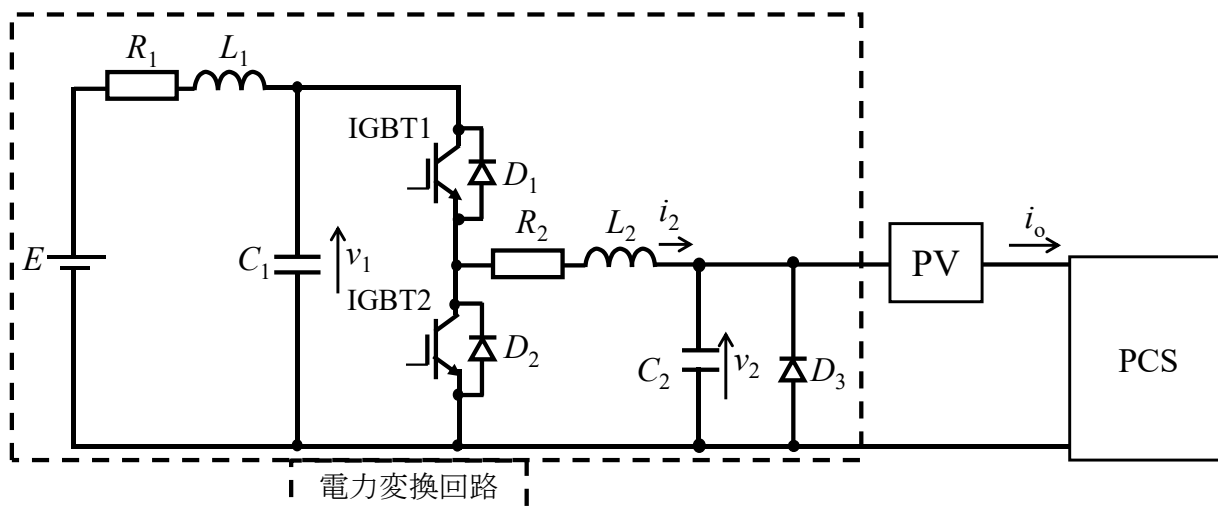


図 3.1 電力変換回路

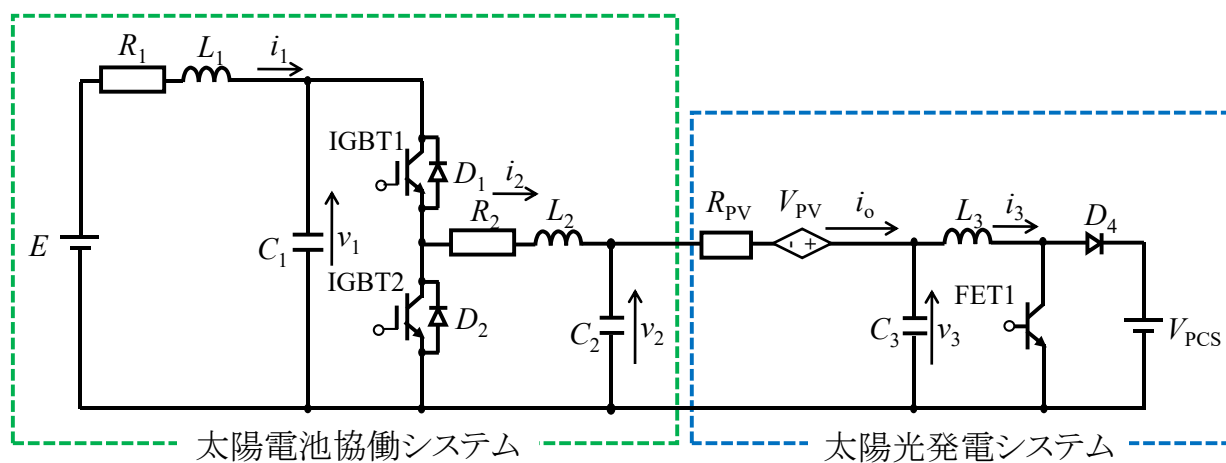


図 3.2 太陽光発電システムを考慮した回路モデル

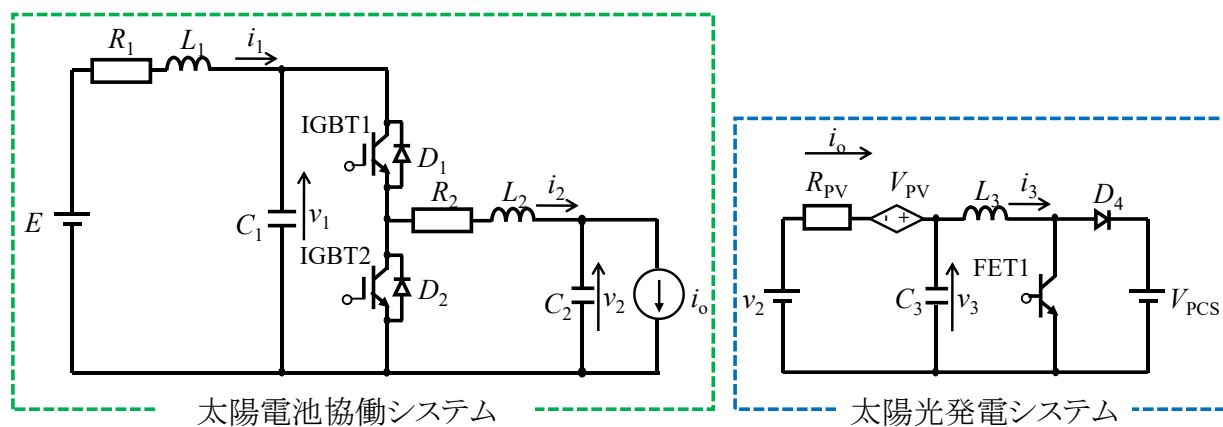


図 3.3 状態空間平均化法を適用する回路モデル

3.2.1 太陽電池協働システムの状態方程式

まず、太陽電池協働システムの回路を対象に状態方程式を導出する。Step 1 よりスイッチ素子 IGBT1 及び IGBT2 の状態によって、図 3.4 の回路モデルを導く。Mode 1 を IGBT1:ON, IGBT2:OFF とし、Mode 2 を IGBT1:OFF, IGBT2:ON としている。続いて、Step 2 では各素子の電流、電圧を状態変数 i_1 , i_2 , v_1 , v_2 と定義する。そして、キルヒホッフの電流則、電圧則を用いて回路方程式をそれぞれ式(3.1)、式(3.2)に導出する。

図 3.4 (I) Mode 1 の回路方程式

$$\begin{cases} L_1 \dot{i}_1 = E - R_1 i_1 - v_1 \\ L_2 \dot{i}_2 = v_1 - R_2 i_2 - v_2 \\ C_1 \dot{v}_1 = i_1 - i_2 \\ C_2 \dot{v}_2 = i_2 - i_o \end{cases} \quad (3.1)$$

図 3.4 (II) Mode 2 の回路方程式

$$\begin{cases} L_1 \dot{i}_1 = E - R_1 i_1 - v_1 \\ L_2 \dot{i}_2 = -R_2 i_2 - v_2 \\ C_1 \dot{v}_1 = i_1 \\ C_2 \dot{v}_2 = i_2 - i_o \end{cases} \quad (3.2)$$

Step 3 ではスイッチング周期に対して、Mode 1 となる期間の割合であるデューティ比を重み係数として扱うことで、平均化方程式を導出する。ここで、状態変数を $x = [i_1 \ i_2 \ v_1 \ v_2]^T$, $u = [E \ i_o]^T$, 状態係数行列を Mode 1 の時 A_1 , Mode 2 の時 A_2 , 電源係数行列を Mode 1 の時 B_1 , Mode 2 の時 B_2 とすればデューティ比 d を用いて平均化方程式は式(3.3)となる。

$$\begin{aligned} \dot{x} &= \{dA_1 + (1-d)A_2\}x + \{dB_1 + (1-d)B_2\}u \\ \therefore \begin{pmatrix} \dot{i}_1 \\ \dot{i}_2 \\ \dot{v}_1 \\ \dot{v}_2 \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} -\frac{R_1}{L_1} & 0 & -\frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & -\frac{R_2}{L_2} & \frac{d}{L_2} & -\frac{1}{L_2} \\ \frac{1}{C_1} & -\frac{d}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_2} & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \\ v_1 \\ v_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} E \\ i_o \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (3.3)$$

Step 4 では導出した状態方程式から式(3.4)の様に変数を大文字で示した定常項と小文字に上付き添え字^（ハット）で示した微小変動項に分けて線形近似をする。ここで、式変形することで得られる摂動項同士の積は非常に微小であることから 0 とみなす線形近似をする。式(3.4)によって得られた定常状態の関係を式(3.5)に示し、微小変動状態の関係を式(3.6)に示す。

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} I_1 + \hat{i}_1 \\ I_2 + \hat{i}_2 \\ V_1 + \hat{v}_1 \\ V_2 + \hat{v}_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{R_1}{L_1} & 0 & -\frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & -\frac{R_2}{L_2} & \frac{D+\hat{d}}{L_2} & -\frac{1}{L_2} \\ \frac{1}{C_1} & -\frac{D+\hat{d}}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_2} & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_1 + \hat{i}_1 \\ I_2 + \hat{i}_2 \\ V_1 + \hat{v}_1 \\ V_2 + \hat{v}_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} E + \hat{e} \\ I_o + \hat{i}_o \end{pmatrix} \quad (3.4)$$

$$\begin{cases} I_1 = DI_o \\ I_2 = I_o \\ V_1 = E - DR_1 I_o \\ V_2 = DE - I_o (D^2 R_1 - R_2) \end{cases} \quad (3.5)$$

$$\begin{pmatrix} \dot{\hat{i}}_1 \\ \dot{\hat{i}}_2 \\ \dot{\hat{v}}_1 \\ \dot{\hat{v}}_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{R_1}{L_1} & 0 & -\frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & -\frac{R_2}{L_2} & \frac{D}{L_2} & -\frac{1}{L_2} \\ \frac{1}{C_1} & -\frac{D}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_2} & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \hat{i}_1 \\ \hat{i}_2 \\ \hat{v}_1 \\ \hat{v}_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{1}{L_1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{V_1}{L_2} & 0 \\ 0 & -\frac{I_2}{C_1} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{C_2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \hat{e} \\ \hat{d} \\ \hat{i}_o \end{pmatrix} \quad (3.6)$$

これらから **Step 5** で定常状態の線形等価回路を図 3.5 に、微小変動状態の線形等価回路図を図 3.6 に表す。これより特定の動作中心点において状態変数が微小変動した際の特性が導出された。

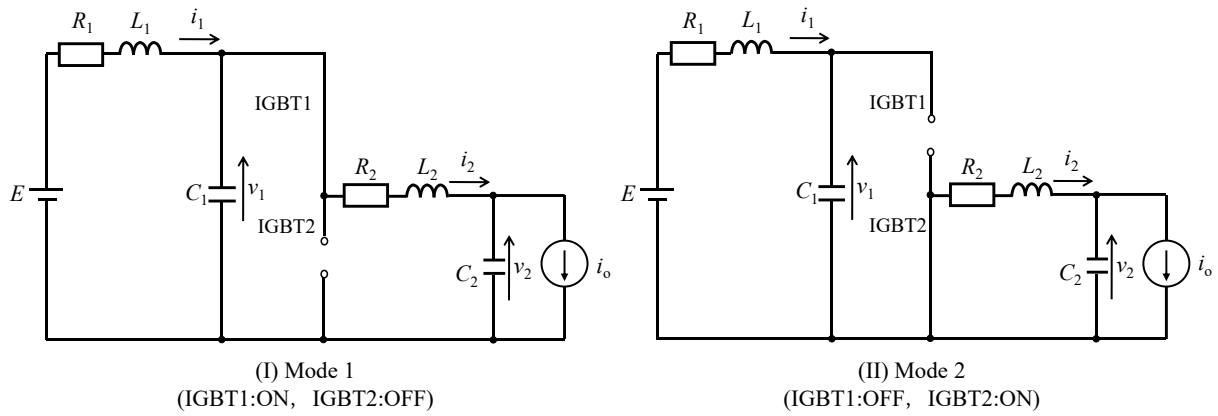


図 3.4 太陽電池協働システムのスイッチングによる回路状態

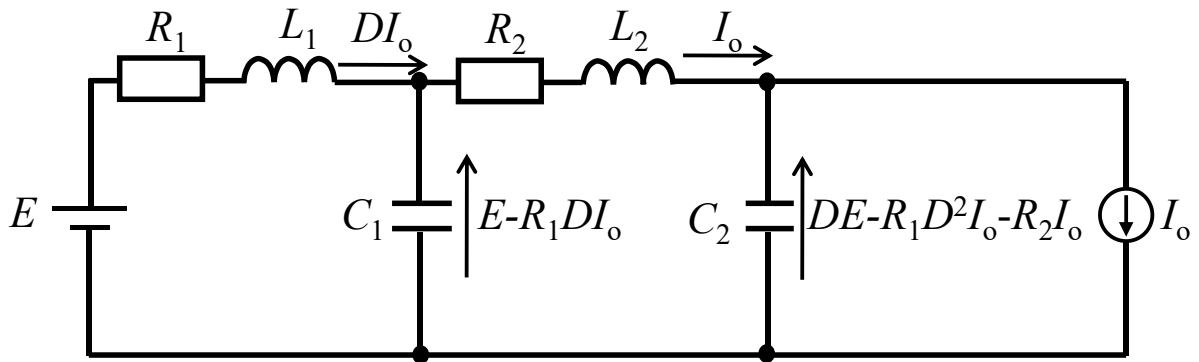


図 3.5 太陽電池協働システムの定常状態の線形等価回路

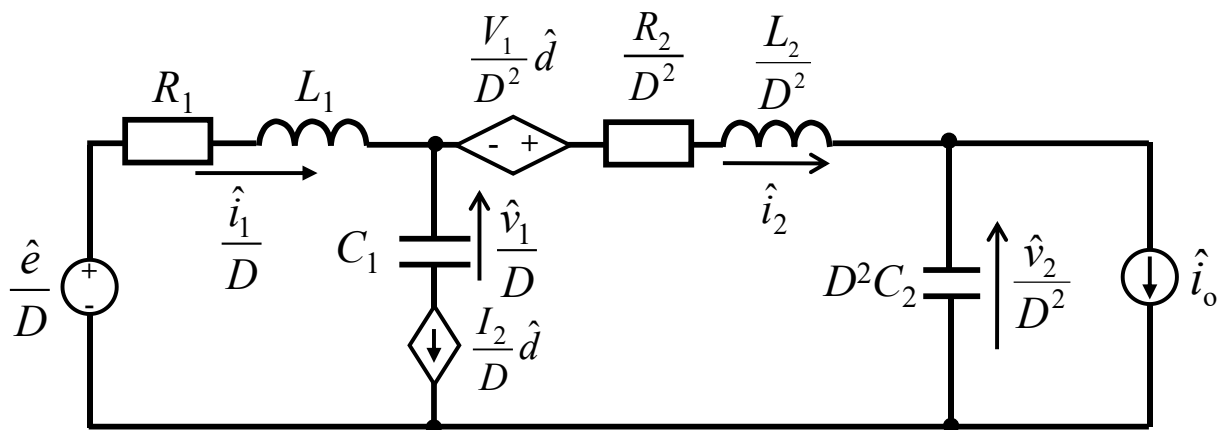


図 3.6 太陽電池協働システムの微小変動状態の線形等価回路

3.2.2 太陽光発電システムの状態方程式

PV 及び PCS を置換した等価回路も同様に状態方程式を導出する。

Step 1 より FET1 のスイッチング状態によって図 3.7 の回路モデルを図示する。Mode 3 を FET1:ON, Mode 4 を FET1:OFF としている。続いて, Step 2 では各素子の電流, 電圧を状態変数 i_3 , v_3 と定義する。そして, キルヒホッフの電流則, 電圧則を用いて回路方程式を式(3.7), 式(3.8)に導出する。

図 3.7 (III) Mode 3 の回路方程式

$$\begin{cases} L_3 \dot{i}_3 = v_2 - R_{PV} i_o + V_{PV} \\ C_3 \dot{v}_3 = -i_3 + i_o \end{cases} \quad (3.7)$$

図 3.7 (IV) Mode 4 の回路方程式

$$\begin{cases} L_3 \dot{i}_3 = v_2 - R_{PV} i_o + V_{PV} - V_{PCS} \\ C_3 \dot{v}_3 = -i_3 + i_o \end{cases} \quad (3.8)$$

Step 3 よりスイッチング周期に対して, Mode 3 となる期間の割合であるデューティ比 δ を重み係数として扱うことで, 式(3.9)の平均化方程式を導出する。

$$\begin{pmatrix} \dot{i}_3 \\ \dot{v}_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ -\frac{1}{C_3} & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_3 \\ v_3 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{1}{L_3} & -\frac{R_{PV}}{L_3} & \frac{1}{L_3} & \frac{1}{L_3}(\delta-1) \\ 0 & \frac{1}{C_3} & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_2 \\ i_o \\ V_{PV} \\ V_{PCS} \end{pmatrix} \quad (3.9)$$

Step 4 では, 導出した平均化方程式から式(3.10)の様に変数を定常項と微小変動項に分けて線形近似をする。

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} I_3 + \hat{i}_3 \\ V_3 + \hat{v}_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ -\frac{1}{C_3} & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_3 + \hat{i}_3 \\ V_3 + \hat{v}_3 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{1}{L_3} & -\frac{R_{PV}}{L_3} & \frac{1}{L_3} & \frac{1}{L_3}(D+\hat{\delta}-1) \\ 0 & \frac{1}{C_3} & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_2 + \hat{v}_2 \\ I_o + \hat{i}_o \\ V_{PV} + \hat{v}_{PV} \\ V_{PCS} + \hat{v}_{PCS} \end{pmatrix} \quad (3.10)$$

Step 5 では式(3.10)より式(3.11)として得られた昇圧コンバータの定常状態の関係を図 3.8 の線形等価回路に表す。同様に微小変動状態の関係を式(3.12)に示し, 線形等価回路図を図 3.9 に表す。

$$\begin{cases} I_3 = I_o \\ R_{PV} I_o = V_2 + V_{PV} - (1-D)V_{PCS} \end{cases} \quad (3.11)$$

$$\begin{pmatrix} \dot{\hat{i}}_3 \\ \dot{\hat{v}}_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ -\frac{1}{C_3} & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \hat{i}_3 \\ \hat{v}_3 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{1}{L_3} & -\frac{R_{PV}}{L_3} & \frac{1}{L_3} & \frac{D-1}{L_3} & \frac{V_{PCS}}{L_3} \\ 0 & \frac{1}{C_3} & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \hat{v}_2 \\ \hat{i}_o \\ \hat{v}_{PV} \\ \hat{v}_{PCS} \\ \hat{D} \end{pmatrix} \quad (3.12)$$

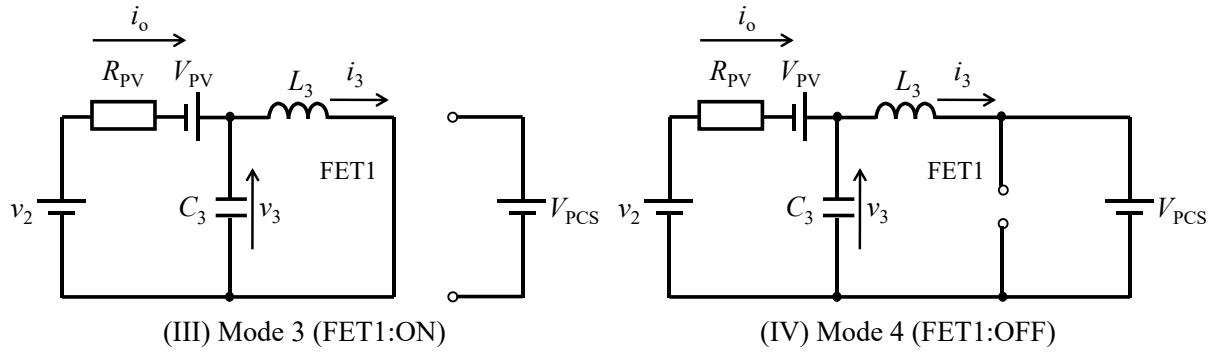


図 3.7 昇圧コンバータのスイッチングによる回路状態

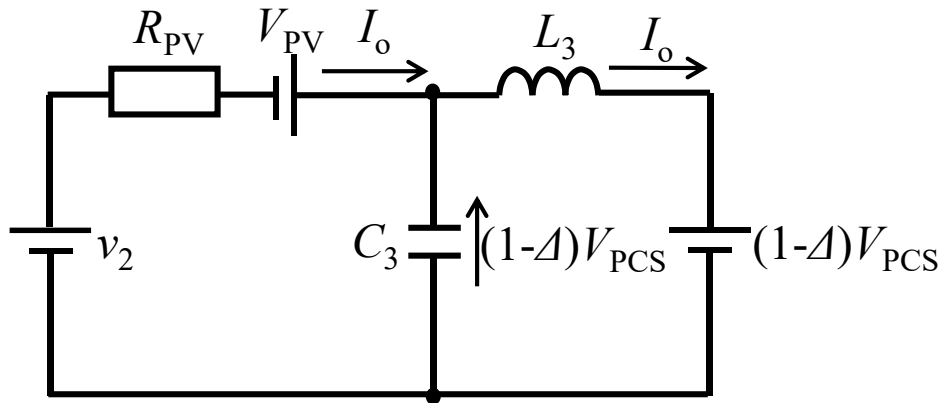


図 3.8 昇圧コンバータの定常状態の線形等価回路

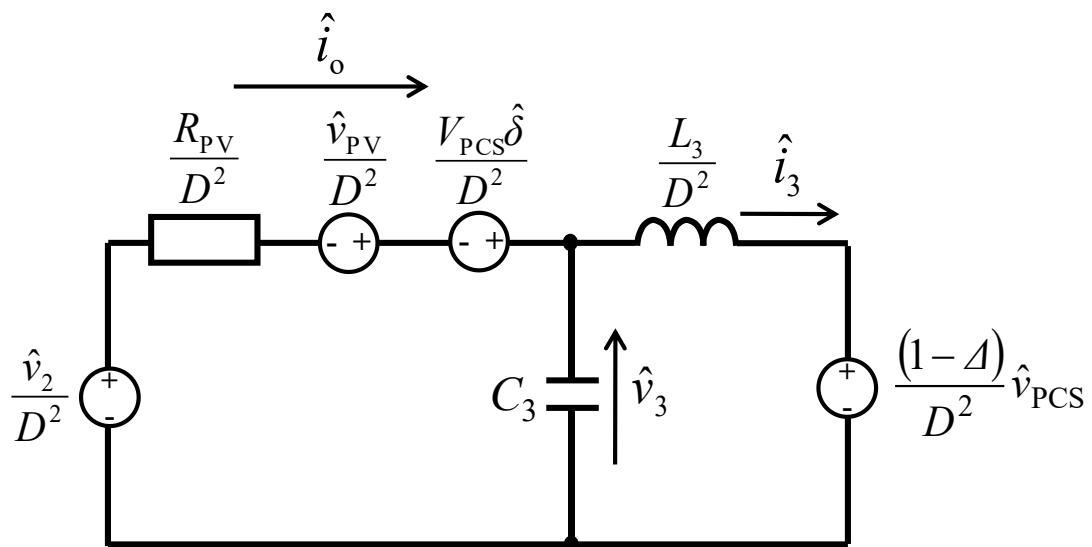


図 3.9 昇圧コンバータの微小変動状態の線形等価回路

3.2.3 伝達関数の導出

得られた太陽電池協働システムの状態方程式，太陽光発電システムの状態方程式を合成することで伝達関数を導出する。まず，定常状態におけるシステム全体の線形等価回路は図 3.5，図 3.8 をまとめることで図 3.10 として与えられる。また，微小変動状態における線形等価回路は同様に図 3.6，図 3.9 より図 3.11 で与えられる。

求める伝達関数は図 3.11 における定常状態を動作中心点とした時のデューティ比 \hat{d} に対する太陽電池協働システムの入力電流 \hat{i}_2 及びデューティ比 \hat{d} に対する太陽電池協働システムの入力電圧 \hat{v}_2 である。そこで，伝達関数を求めるために式(3.6)，式(3.12)をラプラス変換する。

ここで，ラプラス演算子を

$$\mathcal{L}[f(t)] = F(s) \quad (3.13)$$

と定義すれば状態方程式(3.14)を

$$\dot{\hat{x}} = \bar{a}\hat{x} + \bar{b}\hat{u} \quad (3.14)$$

ラプラス変換した状態変数 $\hat{X}(s)$ は

$$\hat{X}(s) = (s\bar{I} - \bar{a})^{-1} \bar{b}\hat{U}(s) \quad (3.15)$$

であるため，

式(3.6)のラプラス変換は

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} \hat{I}_1(s) \\ \hat{I}_2(s) \\ \hat{V}_1(s) \\ \hat{V}_2(s) \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} s + \frac{R_1}{L_1} & 0 & \frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & s + \frac{R_2}{L_2} & -\frac{D}{L_2} & \frac{1}{L_2} \\ -\frac{1}{C_1} & \frac{D}{C_1} & s & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_2} & 0 & s \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} \frac{1}{L_1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{V_1}{L_2} & 0 \\ 0 & -\frac{I_2}{C_1} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{C_2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \hat{E}(s) \\ \hat{D}(s) \\ \hat{I}_o(s) \end{pmatrix} \\ &\equiv \mathbf{A} \\ &= \begin{pmatrix} A_{11} & A_{12} & A_{13} \\ A_{21} & A_{22} & A_{23} \\ A_{31} & A_{32} & A_{33} \\ A_{41} & A_{42} & A_{43} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \hat{E}(s) \\ \hat{D}(s) \\ \hat{I}_o(s) \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (3.16)$$

となり，一方で式(3.12)のラプラス変換は

$$\begin{aligned}
 \begin{pmatrix} \hat{I}_3(s) \\ \hat{V}_3(s) \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} s & 0 \\ \frac{1}{C_3} & s \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} \frac{1}{L_3} & -\frac{R_{PV}}{L_3} & \frac{1}{L_3} & \frac{\Delta-1}{L_3} & \frac{V_{PCS}}{L_3} \\ 0 & \frac{1}{C_3} & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \hat{V}_2(s) \\ \hat{I}_o(s) \\ \hat{V}_{PV}(s) \\ \hat{V}_{PCS}(s) \\ \hat{\Delta}(s) \end{pmatrix} \\
 &\equiv \mathbf{B} \\
 &= \begin{pmatrix} B_{11} & B_{12} & B_{13} & B_{14} & B_{15} \\ B_{21} & B_{22} & B_{23} & B_{24} & B_{25} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \hat{V}_2(s) \\ \hat{I}_o(s) \\ \hat{V}_{PV}(s) \\ \hat{V}_{PCS}(s) \\ \hat{\Delta}(s) \end{pmatrix}
 \end{aligned} \tag{3.17}$$

となる。ここで便宜上それぞれ行列 \mathbf{A}, \mathbf{B} は係数行列とする。

式(3.16)より $\hat{I}_2(s)$ は

$$\hat{I}_2(s) = A_{21}\hat{E}(s) + A_{22}\hat{D}(s) + A_{23}\hat{I}_o(s) \tag{3.18}$$

で与えられるため、 $\hat{I}_o(s)$ に関する式(3.19)を式(3.18)に代入して、更に $\hat{V}_2(s)$ に関する式(3.20)を式(3.19)に代入することで式(3.21)を得る。

$$\begin{aligned}
 \hat{I}_o(s) &= \frac{1}{R_{PV} + L_3 B_{12}} \left\{ (1 - L_3 B_{11})\hat{V}_2(s) + (1 - L_3 B_{13})\hat{V}_{PV}(s) \right. \\
 &\quad \left. + (-1 + \Delta - L_3 B_{14})\hat{V}_{PCS}(s) + (V_{PCS} - L_3 B_{15})\hat{\Delta}(s) \right\} \\
 &= \alpha\hat{V}_2(s) + \beta\hat{V}_{PV}(s) + \gamma\hat{V}_{PCS}(s) + \varepsilon\hat{\Delta}(s)
 \end{aligned} \tag{3.19}$$

$$\hat{V}_2(s) = \frac{1}{1 - \alpha A_{43}} \{ A_{41}\hat{E}(s) + A_{42}\hat{D}(s) + A_{43}\hat{I}_o(s) \} \tag{3.20}$$

よって

$$\hat{I}_2(s) = \left\{ \begin{aligned} &\left(A_{21} + \frac{\alpha A_{23} A_{41}}{1 - \alpha A_{43}} \right) \hat{E}(s) + \left(A_{22} + \frac{\alpha A_{23} A_{42}}{1 - \alpha A_{43}} \right) \hat{D}(s) + \beta \left(A_{23} + \frac{\alpha A_{23} A_{43}}{1 - \alpha A_{43}} \right) \hat{V}_{PV}(s) \\ &+ \gamma \left(A_{23} + \frac{\alpha A_{23} A_{43}}{1 - \alpha A_{43}} \right) \hat{V}_{PCS}(s) + \varepsilon \left(A_{23} + \frac{\alpha A_{23} A_{43}}{1 - \alpha A_{43}} \right) \hat{\Delta}(s) \end{aligned} \right\} \tag{3.21}$$

これよりデューティ比 $\hat{D}(s)$ に関する項を取り出すとデューティ比 d に対する太陽電池協働システムの出力電流 i_2 の伝達関数は式(3.22)で表される。

$$\begin{aligned}
 \hat{I}_2(s) &= \left(A_{22} + \frac{\alpha A_{23} A_{42}}{1 - \alpha A_{43}} \right) \hat{D}(s) \\
 \therefore \frac{\hat{I}_2(s)}{\hat{D}(s)} &= A_{22} + \frac{\alpha A_{23} A_{42}}{1 - \alpha A_{43}} \\
 &= A_{22} + \frac{A_{23} A_{42} (1 - L_3 B_{11})}{R_{PV} + L_3 B_{12} - A_{43} (1 - L_3 B_{11})}
 \end{aligned} \tag{3.22}$$

同様に、式(3.19)、式(3.20)よりデューティ比 \hat{d} に対する太陽電池協働システムの出力電圧 \hat{v}_2 の伝達関数は式(3.23)で表される。

$$\begin{aligned}
\hat{V}_2(s) &= \frac{1}{1-\alpha A_{43}} \left\{ A_{41} \hat{E}(s) + A_{42} \hat{D}(s) + A_{43} \left(\beta \hat{V}_{PV}(s) + \gamma \hat{V}_{PCS}(s) + \varepsilon \hat{A}(s) \right) \right\} \\
\therefore \frac{\hat{V}_2(s)}{\hat{D}(s)} &= \frac{A_{42}}{1-\alpha A_{43}} \\
&= \frac{A_{42}(R_{PV} + L_3 B_{12})}{R_{PV} + L_3 B_{12} - A_{43}(1 - L_3 B_{11})}
\end{aligned} \tag{3.23}$$

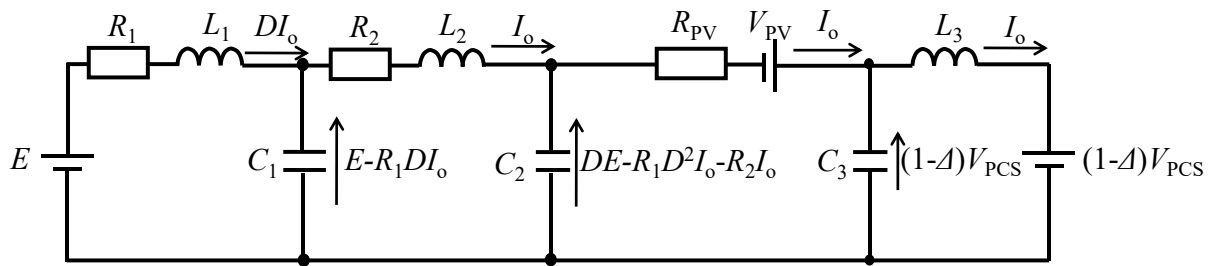


図 3.10 システム全体の定常状態の線形等価回路

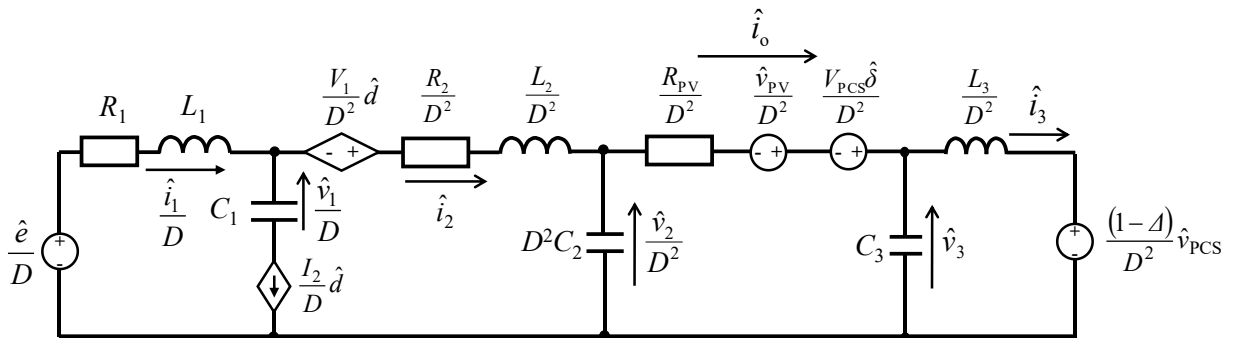


図 3.11 システム全体の微小変動状態の線形等価回路

3.3 ボード線図を用いた制御器の検討

3.3.1 状態空間平均化法を用いた伝達関数の妥当性の検討

得られた伝達関数からボード線図を用いて周波数特性を把握して、制御器の設計をする。

まず、式(3.22)より電流制御に関わる微小変動 \hat{d} に対する \hat{i}_2 のボード線図を図示する。動作中心点は回路モデルを反映したシミュレーションを用いて導出を行った。照度がそれぞれ 450, 700, 1000[W/m²]の場合のボード線図を図 3.12 に示す。また、この状態空間平均化法より得られた伝達関数のボード線図の妥当性について検討する。

状態空間平均化法ではスイッチング周波数が対象とする回路の周波数応答に対して十分に高い場合に、特定の動作中心点から状態変数が微小変動した時の周波数応答を線形近似により得ることが可能である。しかし、今回対象とした回路モデルはシミュレーションのモジュールである PV を等価回路に置換して解析を行ったため、その妥当性の検討を要する。

検討法として直交検波^[8]を利用して、任意の大きさ、任意の周期のデューティ比の微小変動に対する太陽電池協働システムの実出力電流の微小変動を抽出する。そして利得及び位相の特性を取得して状態空間平均化法による伝達関数をボード線図にした図と比較する。

直交検波は図 3.13 のブロック図に示した演算を行うことで微小変動の入力に対する微小変動の出力をそれぞれ大きさと位相に分離する。特定の定常状態における動作点からデューティ比に式(3.24)の振幅 D_p 、周波数 f を微小変動として与えた場合、太陽電池協働システムの実出力電流は式(3.25)の振幅 I_{2p} 、 \hat{d} と \hat{i}_2 の位相差 φ の微小変動として出力される。

$$\hat{d} = D_p \cos(2\pi ft) \quad (3.24)$$

$$\hat{i}_2 = I_{2p} \cos(2\pi ft - \varphi) \quad (3.25)$$

これより直交検波器は出力電流を検出し、ハイパスフィルタ(HPF)によって直流成分を抑制することで、交流成分を取り出す。取り出した交流成分に、周波数 f に同期した正弦、余弦をそれぞれ乗ずることで式(3.26)、式(3.27)となる。

$$\begin{aligned} \hat{i}_2 \sin(2\pi ft) &= I_{2p} \cos(2\pi ft - \varphi) \sin(2\pi ft) \\ &= \frac{1}{2} I_{2p} \{ \sin(\varphi) + \sin(4\pi ft - \varphi) \} \end{aligned} \quad (3.26)$$

$$\begin{aligned} \hat{i}_2 \cos(2\pi ft) &= I_{2p} \cos(2\pi ft - \varphi) \cos(2\pi ft) \\ &= \frac{1}{2} I_{2p} \{ \cos(\varphi) + \cos(4\pi ft - \varphi) \} \end{aligned} \quad (3.27)$$

続いてローパスフィルタ(LPF)を通すことで、式(3.26)、式(3.27)の右辺第二項の交流成分を遮断し、基本波成分である第一項を取り出すことで式(3.28)、式(3.29)を得る。

$$\frac{1}{2} I_{2p} \sin(\varphi) \quad (3.28)$$

$$\frac{1}{2} I_{2p} \cos(\varphi) \quad (3.29)$$

式(3.28), 式(3.29)をそれぞれ二乗することで式(3.30), 式(3.31)が得られ, それらの和の平方根に 2 を掛けることで, 振幅 I_{2p} である式(3.32)が与えられる。

$$\left\{ \frac{1}{2} I_{2p} \sin(\varphi) \right\}^2 \quad (3.30)$$

$$\left\{ \frac{1}{2} I_{2p} \cos(\varphi) \right\}^2 \quad (3.31)$$

$$2 \sqrt{\left\{ \frac{1}{2} I_{2p} \sin(\varphi) \right\}^2 + \left\{ \frac{1}{2} I_{2p} \cos(\varphi) \right\}^2} = I_{2p} \quad (3.32)$$

また, \hat{d} と \hat{i}_2 の位相差 φ は式(3.28)を直交成分, 式(3.29)を同相成分とした際の逆正接をとることで, 式(3.33)で与えられる。

$$\tan^{-1} \left\{ \frac{\frac{1}{2} I_{2p} \sin(\varphi)}{\frac{1}{2} I_{2p} \cos(\varphi)} \right\} = \varphi \quad (3.33)$$

動作中心点はそれぞれの照度において PV と太陽電池協働システムを PCS に直列に接続した場合の定常値とし, デューティ比の微小変動として PWM 制御の三角波比較の振幅に対して 5[%]の大きさを与えた時の, 周波数ごとの特性を図 3.14 に示す。

状態空間平均化法によるボード線図を図 3.12 と直交検波により得られた周波数ごとの特性図 3.14 より, 最も異なる帯域として, 1000[Hz]では利得特性が直交検波による特性よりも状態空間平均化法による特性の方が大きい。これは直交検波による検出は直接微小変動の周波数を入力するめ, 共振が鋭い程その正確な周波数を入力しないと近傍の低い利得になるためであると考えられる。それ以外の周波数特性を比較すると概形は一致しているため, シミュレーションで用いた PV モジュールを回路モデルでは最大電力点を動作中心点とした電流制御電圧源と抵抗の直列接続で置換して線形等価回路で扱うことと, 状態空間平均化法によって非線形特性を線形特性に近似することは妥当であると言える。

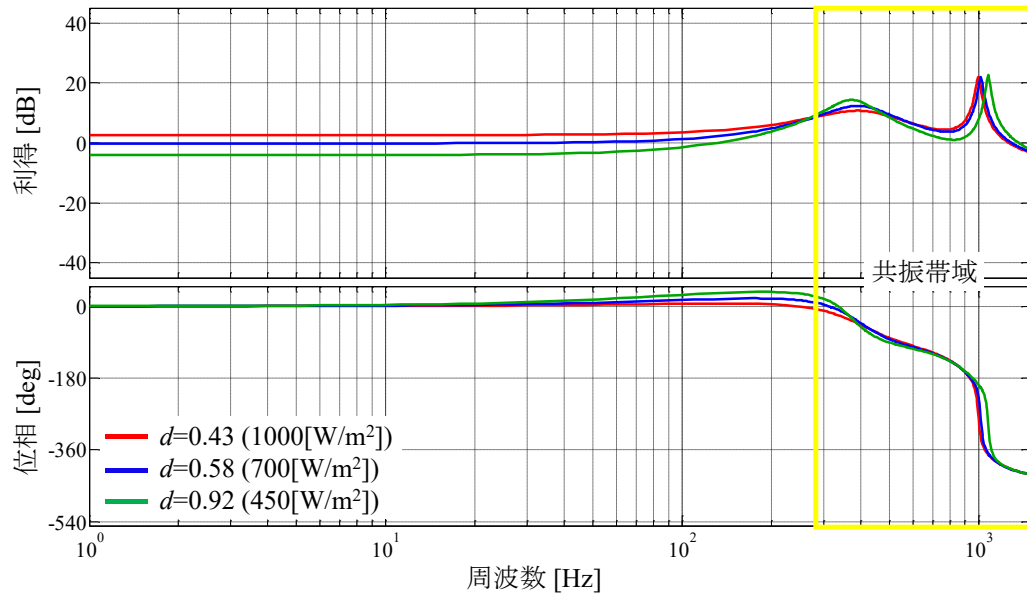


図 3.12 デューティ比 \hat{d} に対する太陽電池協働システムの出力電流 \hat{i}_2 のボード線図

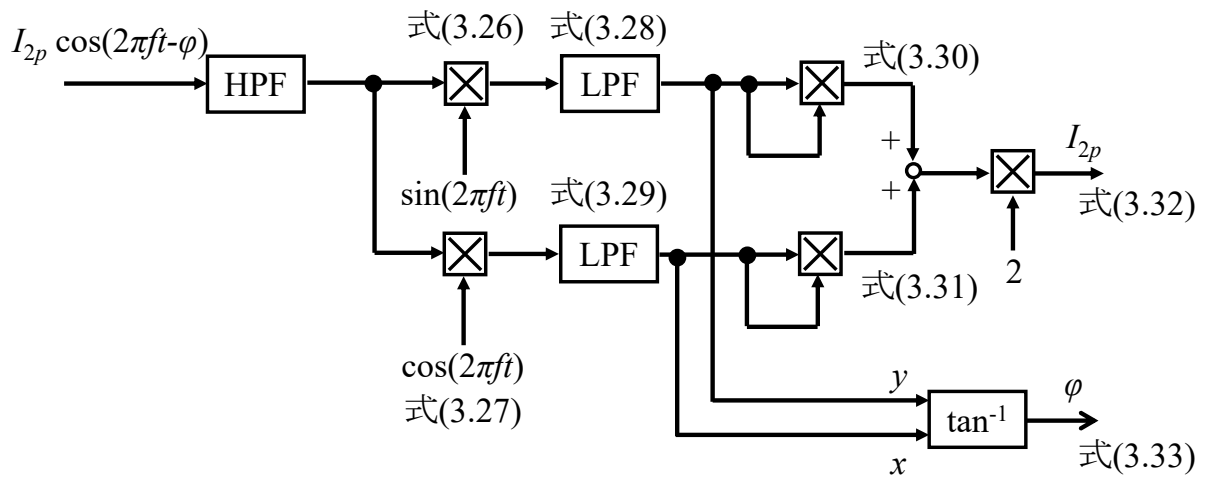


図 3.13 直交検波器のブロック図

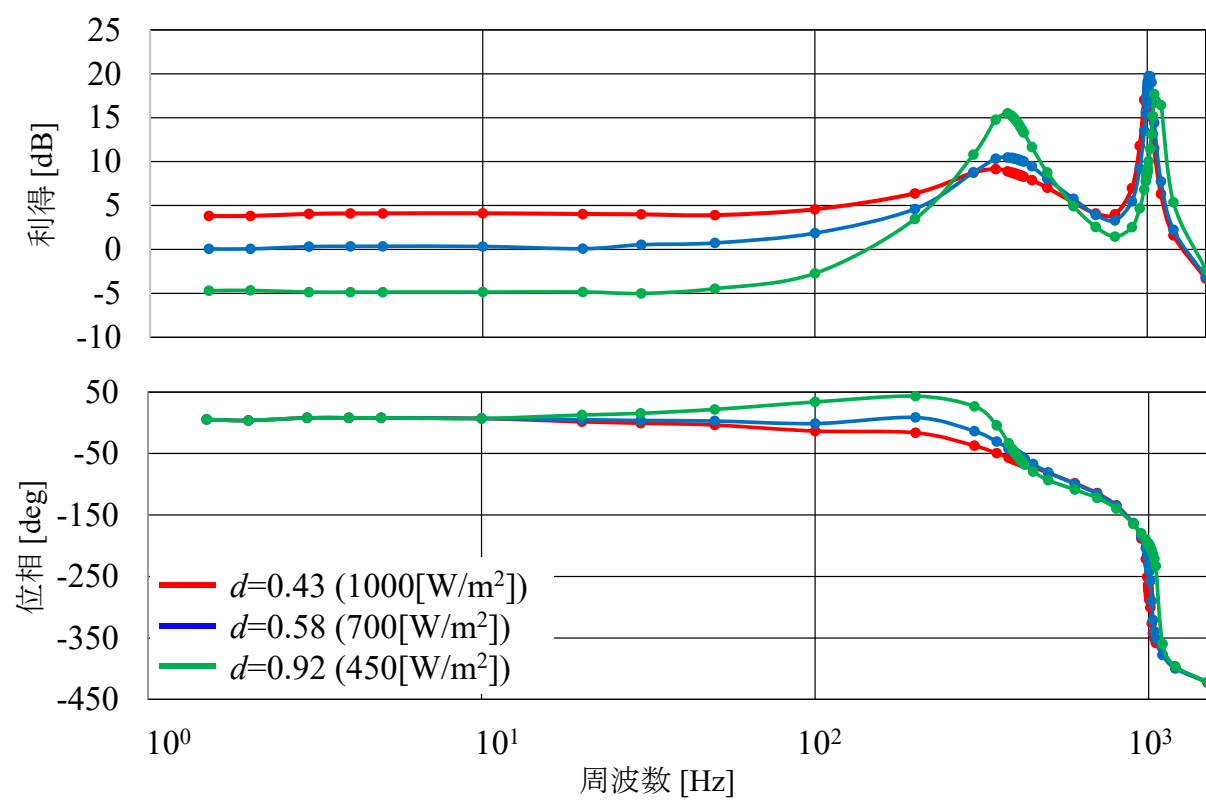


図 3.14 直交検波による周波数特性

3.3.2 多重ループ制御の周波数特性

図 3.12 において周波数が約 400[Hz]と約 1000[Hz]の時に共振特性を有する。これは電力変換回路の入力側の L_1 , C_1 による共振周波数 980[Hz]と出力側の L_2 , C_2 による共振周波数 410[Hz]に対応している。また、ゲイン余裕、位相余裕を共に不安定な特性であると言える。そのため PI 制御器を用いて安定性の保障をする。スイッチング周波数よりも十分に低い図中の帯域において最も利得が高くなる約 1000[Hz]の特性が 0[dB]を下回る様に比例ゲインを算出して、共振帯域では比例ゲインが支配的になる様に時定数を定めると図 2.10 の i^* から i_2 までの電流制御開ループ特性を図 3.15 に得る。この時ゲイン余裕は 890[Hz]の時 23[dB], 位相余裕は 13[Hz]の時 94[deg], ゲイン交差周波数は 13[Hz]である。同様に式(3.23)より電圧制御に関わる微小変動 \hat{d} に対する \hat{v}_2 のボード線図を図 3.16 に示す。この時ゲイン余裕は 540[Hz]の時 48[dB], 位相余裕は 1.2[Hz]の時 90[deg], ゲイン交差周波数は 1.3[Hz]である。電流制御ループよりも動特性が低い帯域となる様に比例ゲインを定めると図 2.10 の \hat{v}^* から \hat{v}_2 までの電圧制御開ループ特性は図 3.17 となる。多重ループ制御で電圧制御は電流制御の PI ゲインを含めた特性となるため、定常偏差も積分ゲインによって保障可能である。

しかし、これらの特性では数[Hz]から数十[Hz]の比較的低周波の動特性が悪く、改善する必要がある。そのため、今回シミュレーションで用いた PCS の MPPT 制御周期は 20[Hz]であるため動特性の改善を目的に仮想ダンピング制御を多重ループ制御に追加することを検討する。

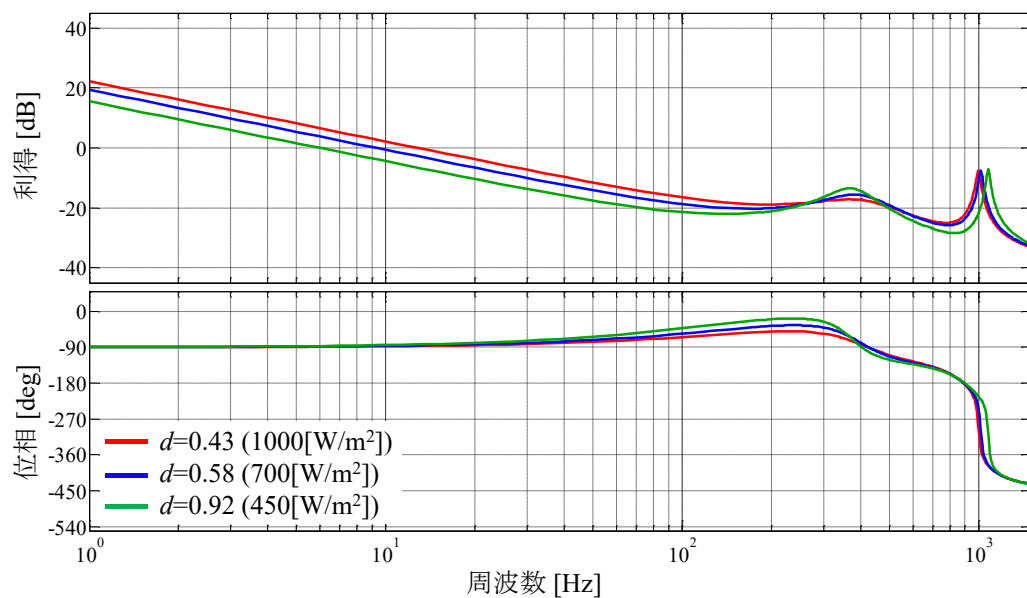


図 3.15 電流制御開ループ特性($\hat{i}^* \sim \hat{i}_2$)のボード線図

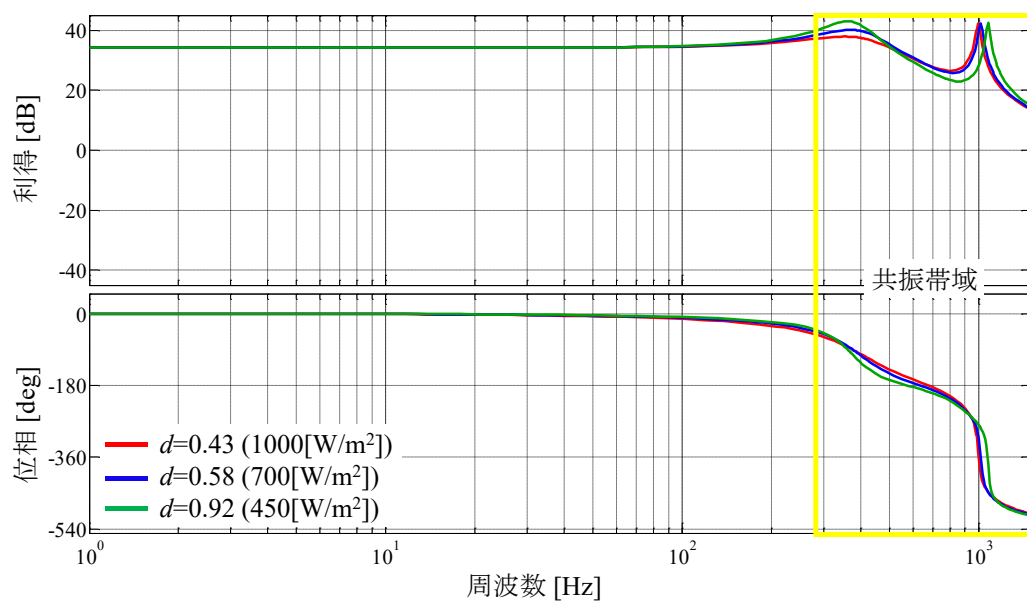


図 3.16 デューティ比 \hat{d} に対する太陽電池協働システム出力電圧 \hat{v}_2 のボード線図

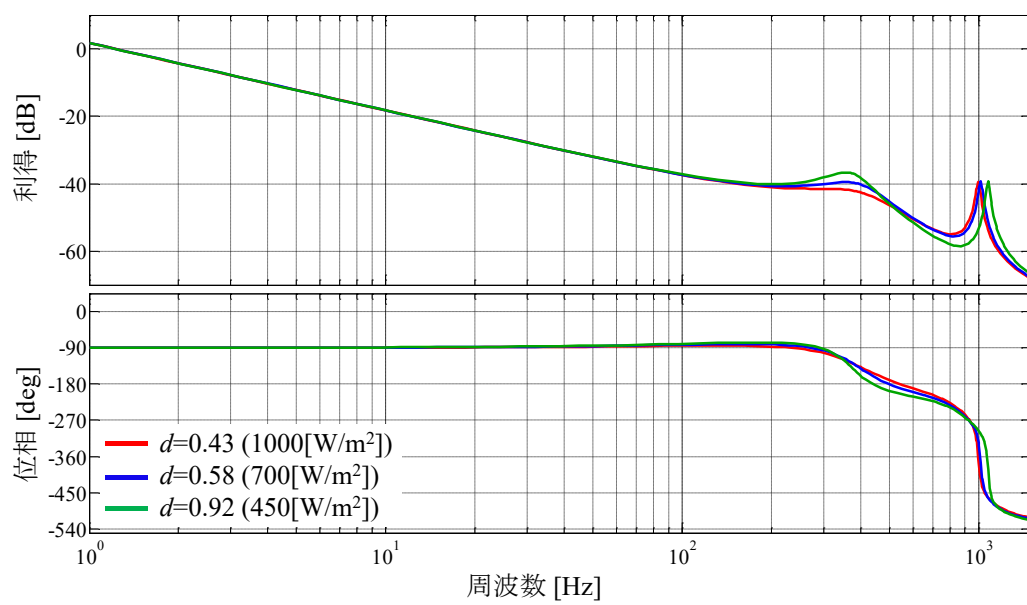


図 3.17 電圧制御開ループ特性($\hat{v}^* \sim \hat{v}_2$)のボード線図

3.3.3 仮想ダンピング制御を用いた制御器

仮想ダンピング制御は図 3.18 の赤色で示した構成である。バンドパスフィルタ(BPF)によって対象の周波数成分のみ検出して、多重ループ制御によって算出されたデューティ比 d^* から除くことで共振特性を抑圧する制御が可能となる。そのため、PWM 制御には式(3.34)が入力される。一般のダンピングでは図 3.19 の様に出力と直列に抵抗を接続するが、出力側の電圧降下や電力損失を発生させてしまう。対して仮想ダンピング制御ではデューティ比を利用して、比例ゲイン K_R がダンピング抵抗の役割を果たすためこれらの問題が起こらない特長がある。

$$duty = d^* - \frac{K_R}{v_1} i_{2_BPF} \quad (3.34)$$

仮想ダンピング制御の有無による電流制御開ループ特性のボード線図を図 3.20 に示す。1000[Hz]を対象としたダンピング制御をすることで、共振が抑圧されることが確認できる。他の照度を動作中心点とした場合も含めた電流制御開ループを図 3.21 に示し、同様に電圧制御の開ループ特性のボード線図を図 3.22 に示す。電流制御ループのゲイン余裕は 575[Hz]の時 6[dB]、位相余裕は 457[Hz]の時 32[deg]、ゲイン交差周波数は 474[Hz]である。また、電圧制御ループのゲイン余裕は 542[Hz]の時 18[dB]、位相余裕は 41[Hz]の時 94[deg]、ゲイン交差周波数は 43[Hz]である。これより、異なる照度下において安定性を保証しながら、動特性はゲインの値をより大きく取ることで改善される。

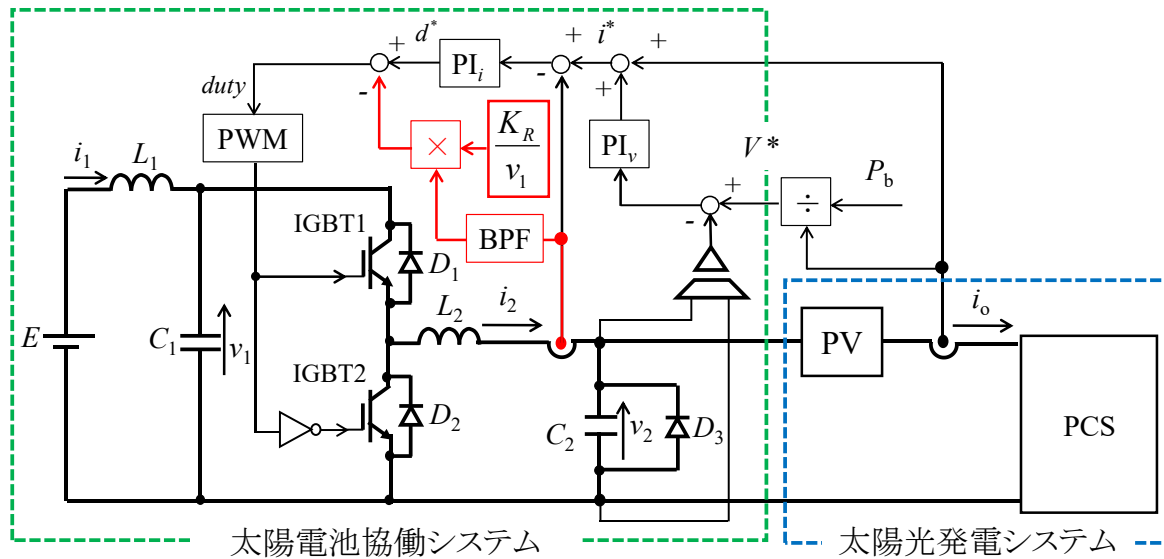


図 3.18 ダンピング制御を用いた制御ブロック図

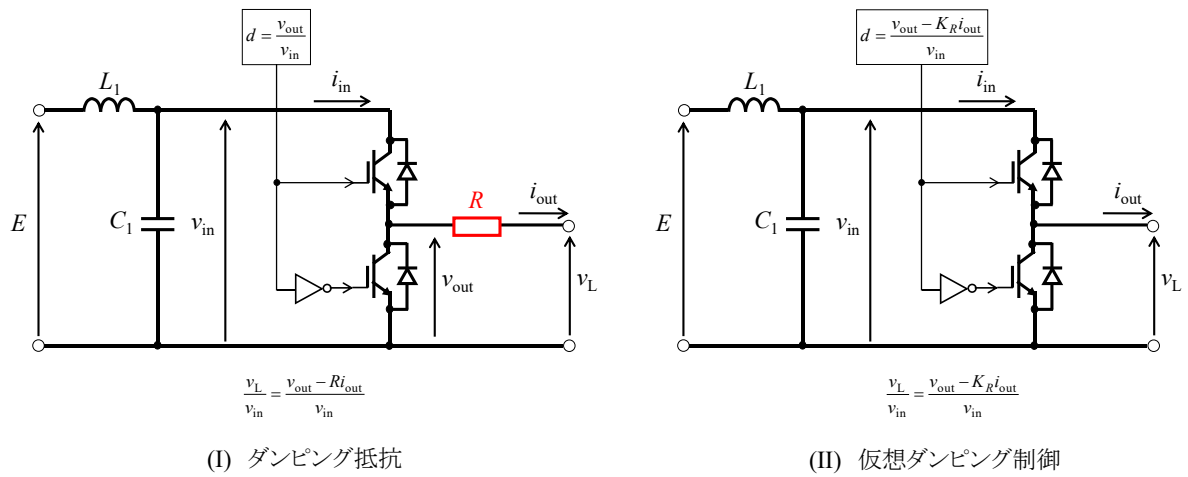


図 3.19 ダンピング制御の比較

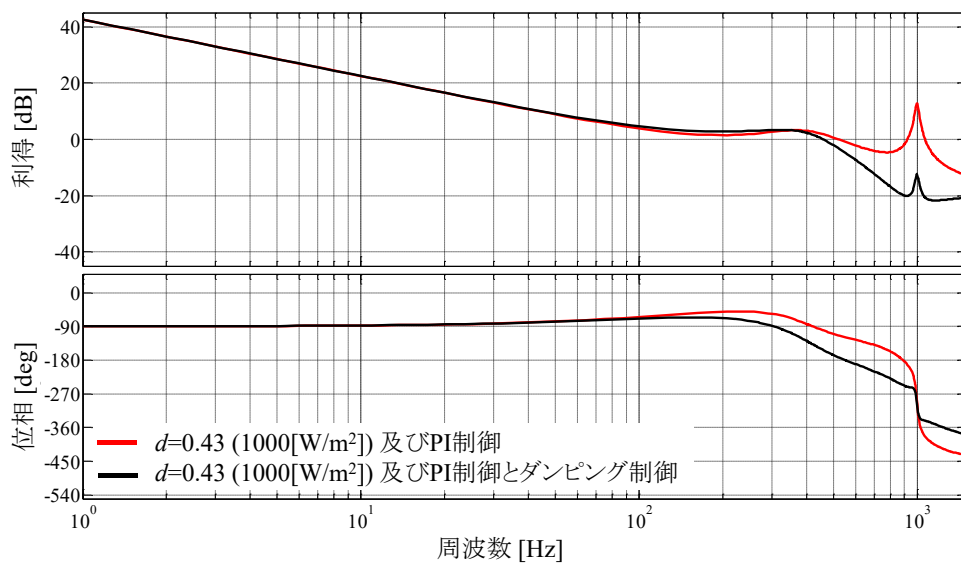


図 3.20 仮想ダンピング制御の有無による電流制御開ループ特性の相違

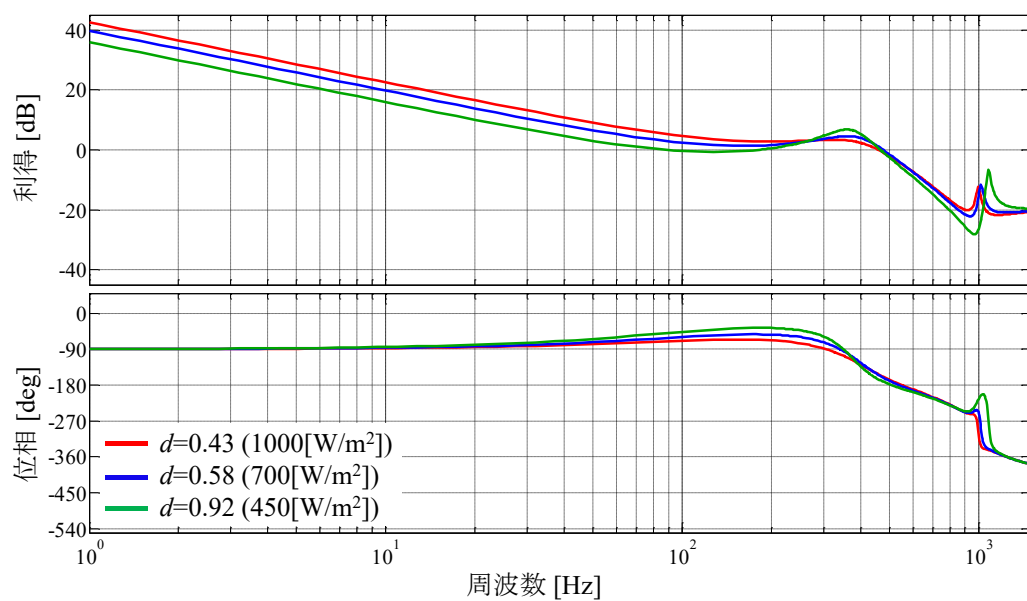


図 3.21 仮想ダンピング制御を用いた電流制御開ループ特性($\hat{i}^* \sim \hat{i}_2$)のボード線図

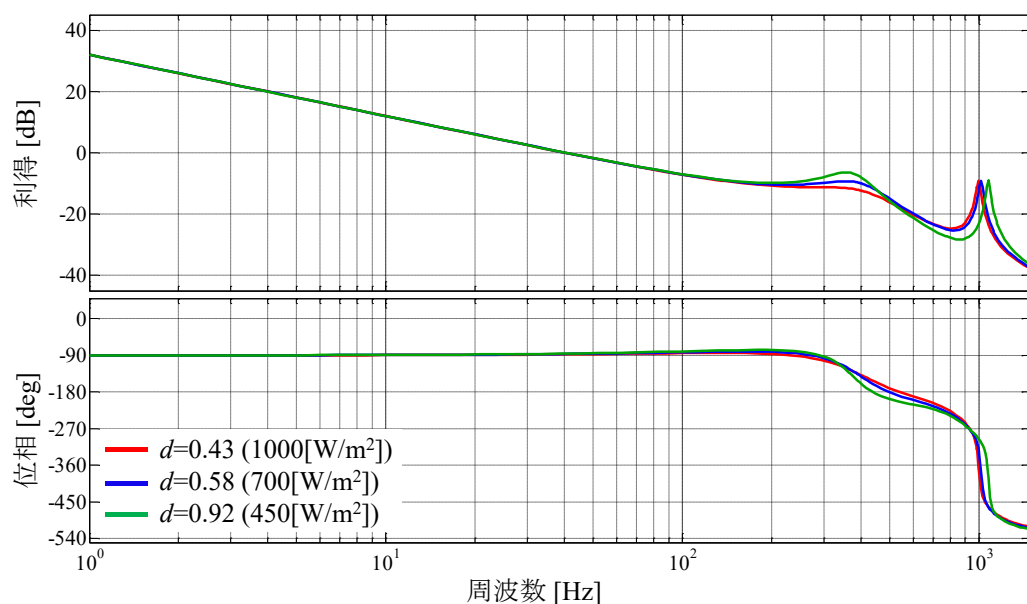


図 3.22 仮想ダンピング制御を用いた電流制御開ループ特性($\hat{v}^* \sim \hat{v}_2$)のボード線図

第四章 シミュレーション及び実機実験による検証

この章では制御器設計で選定したゲインの値を用いてシミュレーション及び実機にて検証を行う。シミュレーションにはパワーエレクトロニクス回路シミュレータである PSIM を用いる。実機実験では前述の供試器を用いて行う。

4.1 シミュレーションによる検証

4.1.1 シミュレーション条件

シミュレーション回路を図 4.1 に示す。PV 発電時に PV と PCS を接続して、PCS が MPPT 制御を行うことで PV は最大電力点を動作点としている。この状態に太陽電池協働システムを接続した時、太陽電池協働システムが電力供給可能か確認する。加えて PV の特性に対する影響について電流、電圧波形から確認する。制御は電流制御のみを先に行い、その後電圧制御を追加する。出力電力指令値は 0[W]から 5[s]間かけて一定の傾きで 100[W]まで変化させる。また応答性向上を目的とした仮想ダンピング制御の特性比較のために制御の有無による出力波形の比較を行う。加えて、共振成分である 1000[Hz]の外乱を加えた場合にダンピング制御によってその成分を抑圧した出力波形になるか確認する。

シミュレーションで用いる PV の各パラメータの値を表 4.1 に、太陽電池協働システムのパラメータと各数値を表 4.2 に示す。PV は供試器の特性を基にした値であり、7 枚直列に接続する。また PCS は昇圧コンバータ回路で模擬した。制御は山登り法で入力電力の変化方向に応じてデューティ比の方向、大きさを変え MPPT 制御する。

表 4.1 太陽電池の 1 枚当たりの各パラメータ

パラメータ	変数	値
セル数	N_s	89
直列抵抗 [Ω]	R_s	0.001815
短絡抵抗 [Ω]	R_{sh}	1000
短絡電流 [A]	I_{short}	5.3
開放電圧 [V]	V_{open}	32.66
放射照度 [W/m^2]	S	1000
最大電力 [W]	P_{max}	121.93
最大電力点電流 [A]	I_{max}	4.77
最大電力点電圧 [V]	V_{max}	25.56

表 4.2 シミュレーションにおける太陽電池協働システムの各回路パラメータ及び各数値

パラメータ		変数	値
バッテリー電圧 [V]		E	52
出力電力指令値 [W]		P_b	100
最大電力点における太陽電池の抵抗 [Ω]		R_{PV}	37.8
リアクタンス [mH]		L_1, L_2, L_3	2.0, 10, 3.0
キャパシタ [μF]		C_1, C_2, C_3	13.2, 15.0, 500
電流制御系 比例ゲイン, 時定数	仮想ダンピング制御なし	K_i, T_i	0.032, 0.00032
	仮想ダンピング制御あり		0.33, 0.00053
電圧制御系 比例ゲイン	仮想ダンピング制御なし	K_v	0.00073
	仮想ダンピング制御あり		0.0051
ダンピングゲイン		K_R	14
スイッチング周波数 [kHz]	太陽電池協働システム	f_{sw}	15
	昇圧コンバータ	f_{sw_MPPT}	10
昇圧コンバータ出力バッテリー電圧 [V]		V_{PCS}	280

4.1.2 シミュレーション結果

最初に仮想ダンピング制御なしの結果を示す。PV の出力電流 i_o 及び太陽電池協働システム出力電流 i_2 を図 4.2(I)に示し、また太陽電池協働システムの電圧指令値 V^* 及び出力電圧 v_2 を図 4.2(II)に示す。

制御開始 3[s]以降 PV と直列に太陽電池協働システムを PCS に接続することで、電流制御によって電流 i_2 が i_o に制御されることが確認できる。そして i_o は太陽電池協働システムの接続の前後で定常状態における値が変化していないことから、特性に影響を与えないと言える。これは図 4.3 の PCS に入力される V-I 特性からも定常状態では電流は変わらずに、電圧のみが平行移動していることから言える。

また図 4.2(II)の電圧制御は 6[s]から開始され、電圧指令値 V^* に対して出力電圧 v_2 が追従している事が分かる。しかし制御器設計で用いたゲインは十分な動特性とならないため、指令値に対して非常に遅れて追従している。

これに対して仮想ダンピングを用いた波形を図 4.4 に示す。仮想ダンピング制御を考慮することで周波数特性を改善することが可能となり、図 4.4 の電流波形、電圧波形の追従性が向上した。特に電圧制御では指令値に対して応答性が向上した制御が達成されている。

PV の出力電力 P_{PV} 、太陽電池協働システム出力電力 $P_{coop.}$ 、PCS の入力電力 P_{PCS} を図 4.5 に示す。 P_{PV} と $P_{coop.}$ の和が P_{PCS} となり、 $P_{coop.}$ は指令値とした 100[W]が出力される。これらの結果から選定したゲインによって制御を行い、PV の特性に影響を与えずに太陽電池協働システムから出力を得ることが確認できた。これより制御回路のゲインを回路解析から値を選定した結果、電流、電圧が不安定化を引き起こさない動特性の設計が可能であると言える。

次に仮想ダンピング制御の有無の比較のために、図 4.6(I)の様に 1000[Hz]の共振成分をもつ外乱を PWM 制御によって得られたデューティ比に重畳した時の i_2 の定常状態における波形を図 4.6 に示す。図 4.6(II)のダンピングなしの場合に比べて、(III)のダンピング制御ありの方が共振特性を抑圧可能であることが言える。また、その値はダンピングなしの場合を基準とすればその割合は約 0.18(-15[dB])となる。これは図 3.18 で導出した開ループの利得特性より 1000[Hz]の時約 18[dB]利得が下がるため、第三章の妥当性の結果を踏まえてその有効性が確認できた。

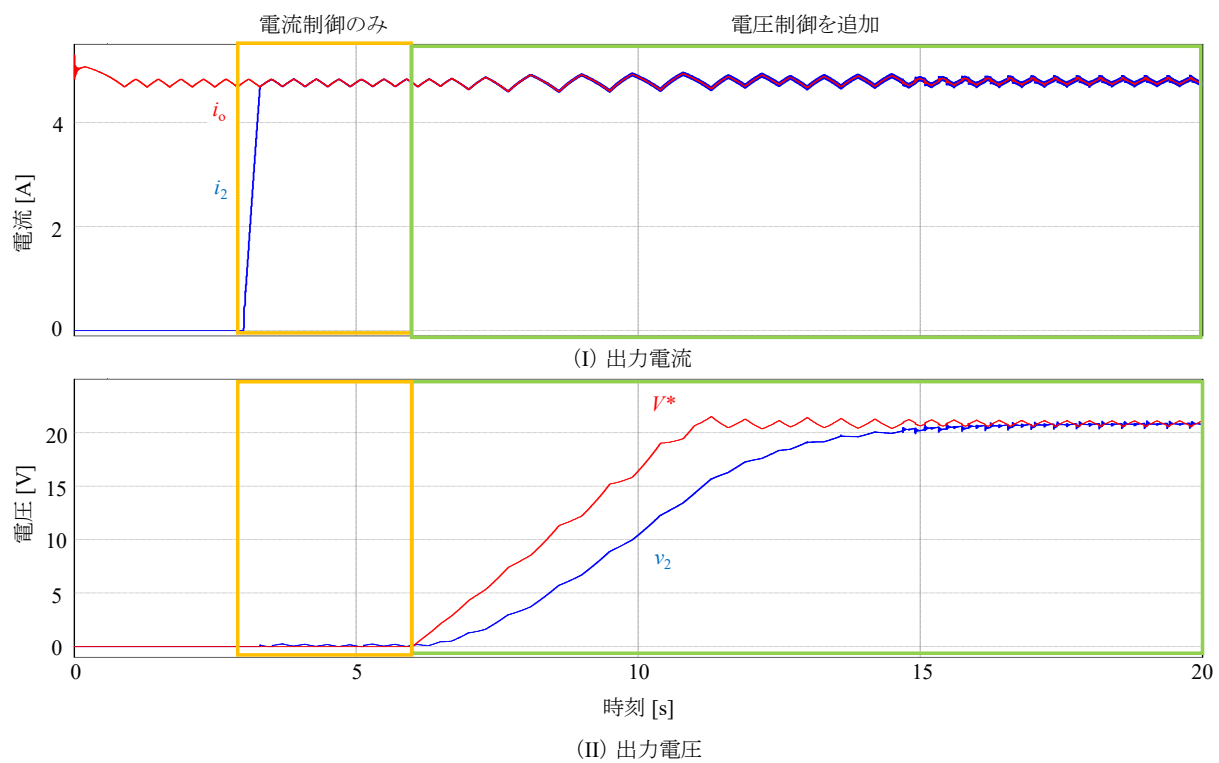


図 4.2 各電流, 電圧のシミュレーション波形

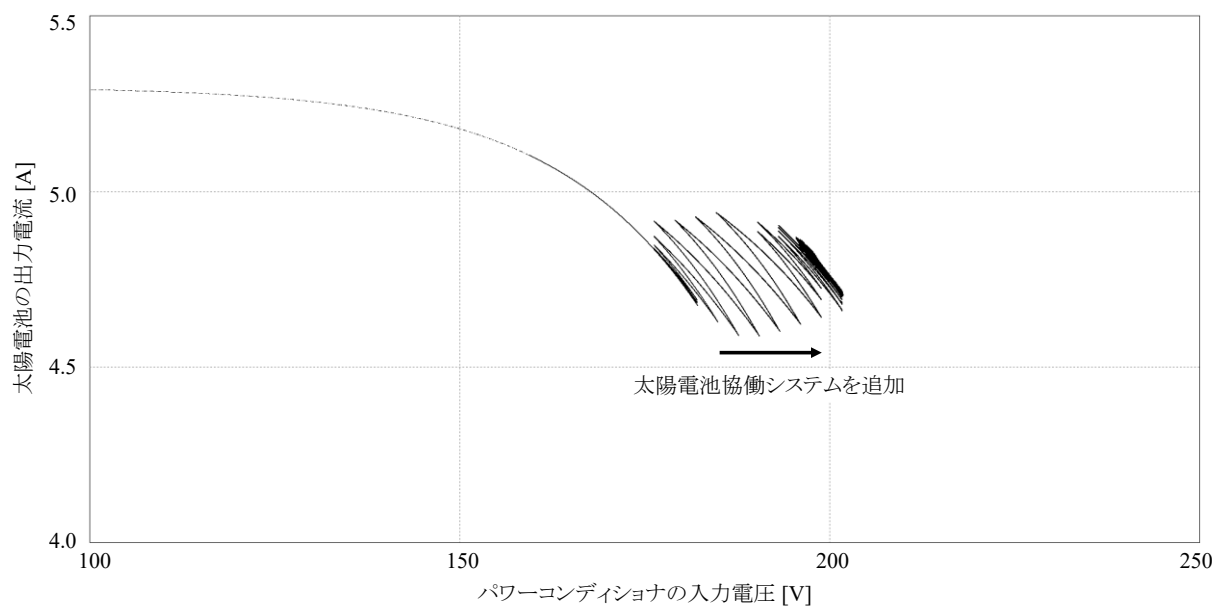


図 4.3 シミュレーションにおけるパワーコンディショナに入力される V-I 特性

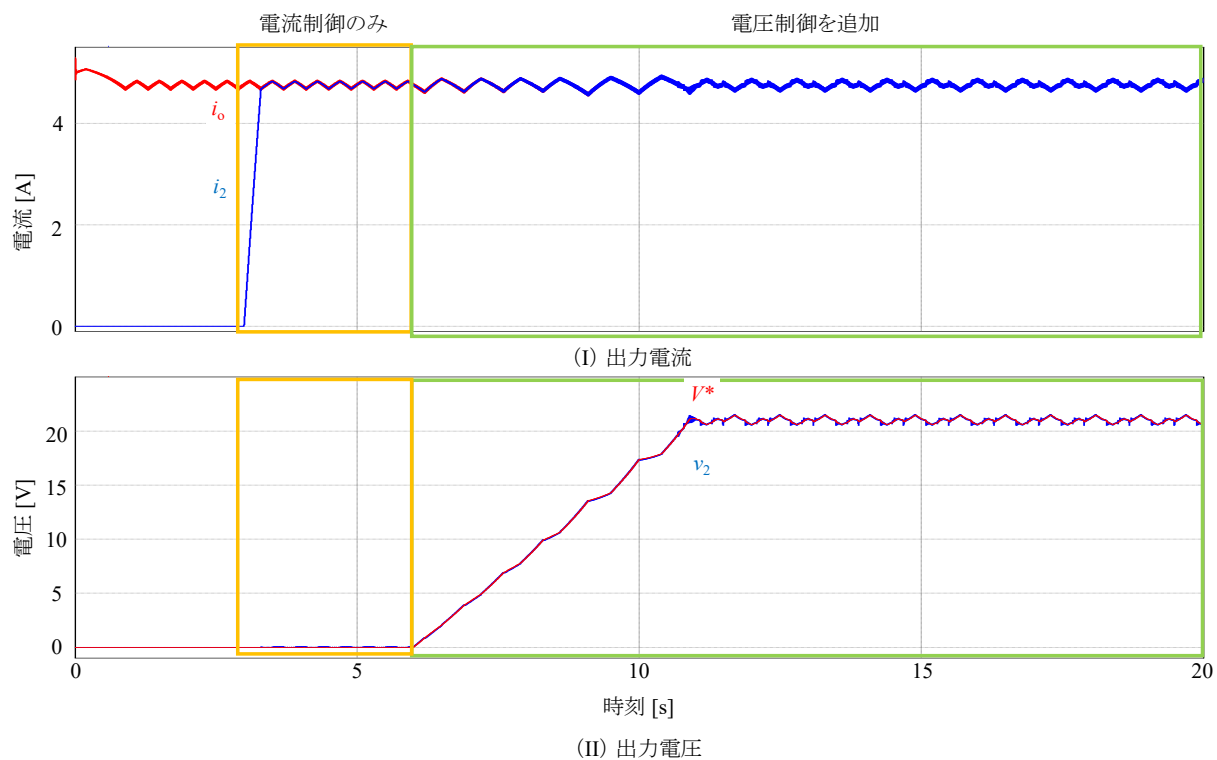


図 4.4 仮想ダンピング制御を用いた各電流, 電圧のシミュレーション波形

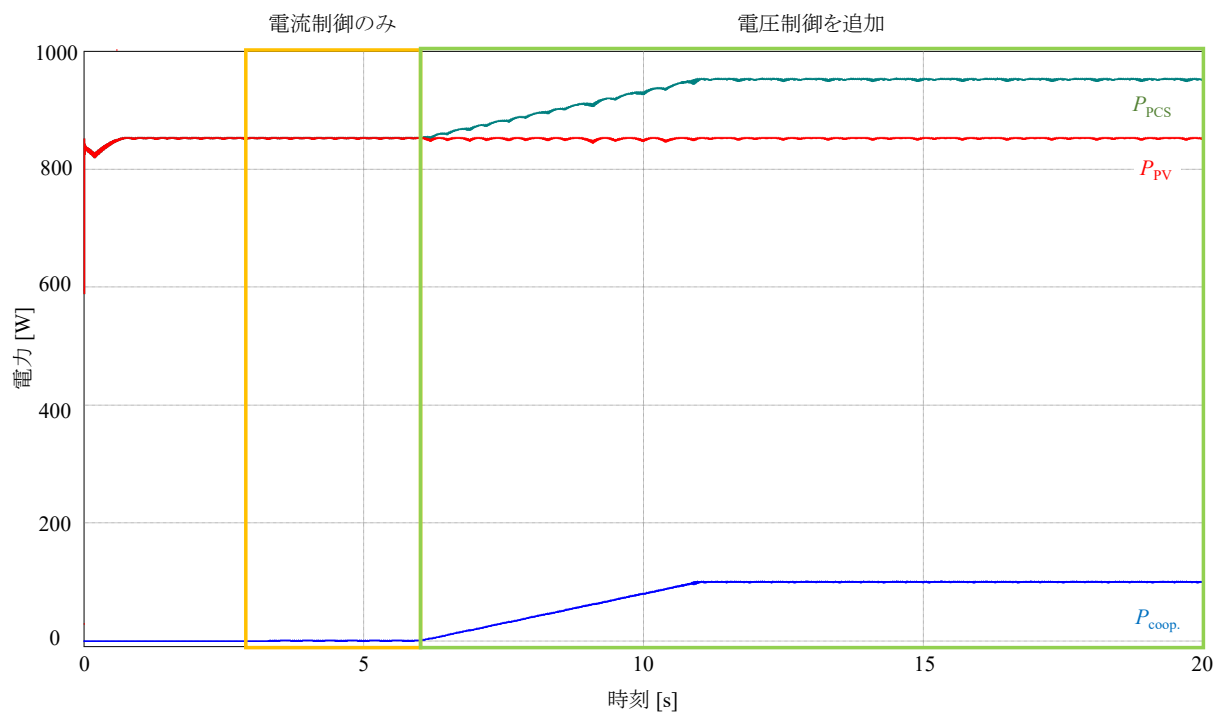
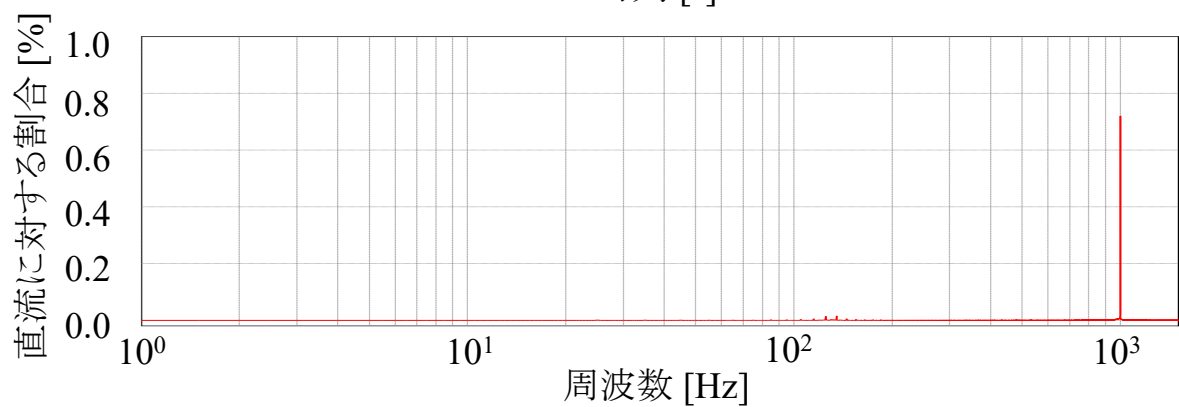
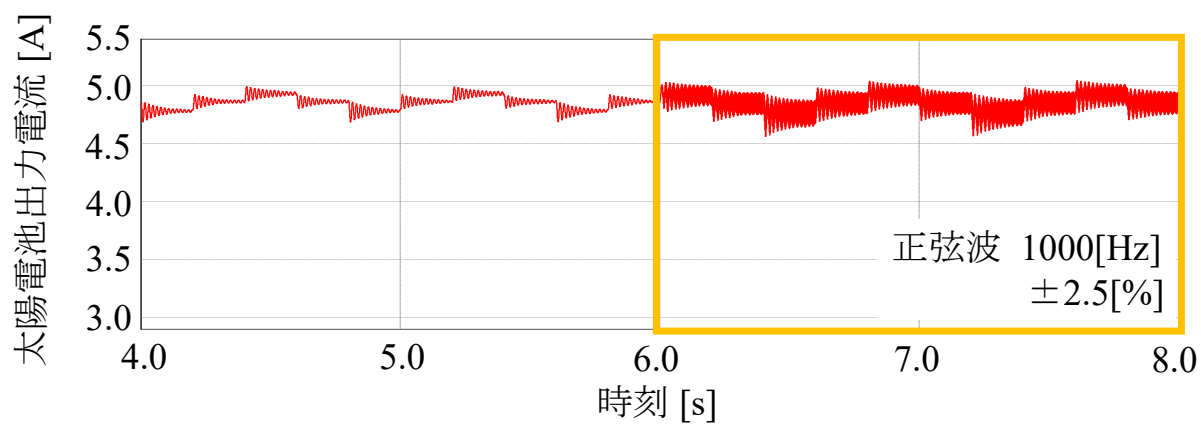
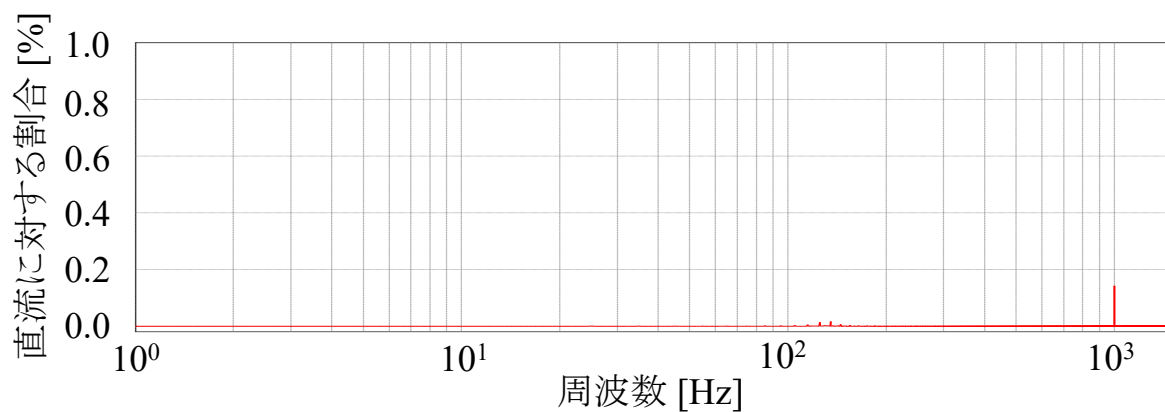


図 4.5 各電力のシミュレーション結果



(II) 仮想ダンピング制御なし



(III) 仮想ダンピング制御あり

図 4.6 仮想ダンピング制御の有無を比較した出力電流の周波数特性

4.2 実機実験による検証

4.2.1 実機実験条件

太陽電池協働システムの実機構成は図 4.7 の様に双方向コンバータ, IGBT スイッチング駆動用回路, 信号処理, 電圧・電流の検出回路に大きく分けられる。このシステムにおける制御のフローチャートを図 4.8 に示す。PV の出力電圧, 出力電流, 太陽電池協働システムの出力電圧, 出力電流を検出して, 信号処理することで PCS が稼働可能な範囲内で動作する様に制御し, それを満たさない場合は太陽電池協働システムの出力は 0 に制御する。

実機における太陽電池協働システムの回路を図 4.9 に, 各回路パラメータを表 4.3 に示す。実験では PCS が PV に接続され MPPT 制御している状態に, 太陽電池協働システムを直列に接続することで各出力波形の制御性を確認することを目的とする。また, 動作確認用に与えたゲインにおいて比較的照度変化が小さい場合, 大きい場合に PV の出力の相違による制御性や, 制御器設計で選定したゲインを用いた場合を検討する。そして, シミュレーション同様に電流制御の後に電圧制御を追加して, 電力指令値は 0[W] から 50[W]まで 5[s]間かけて一定の傾きで変化させる。

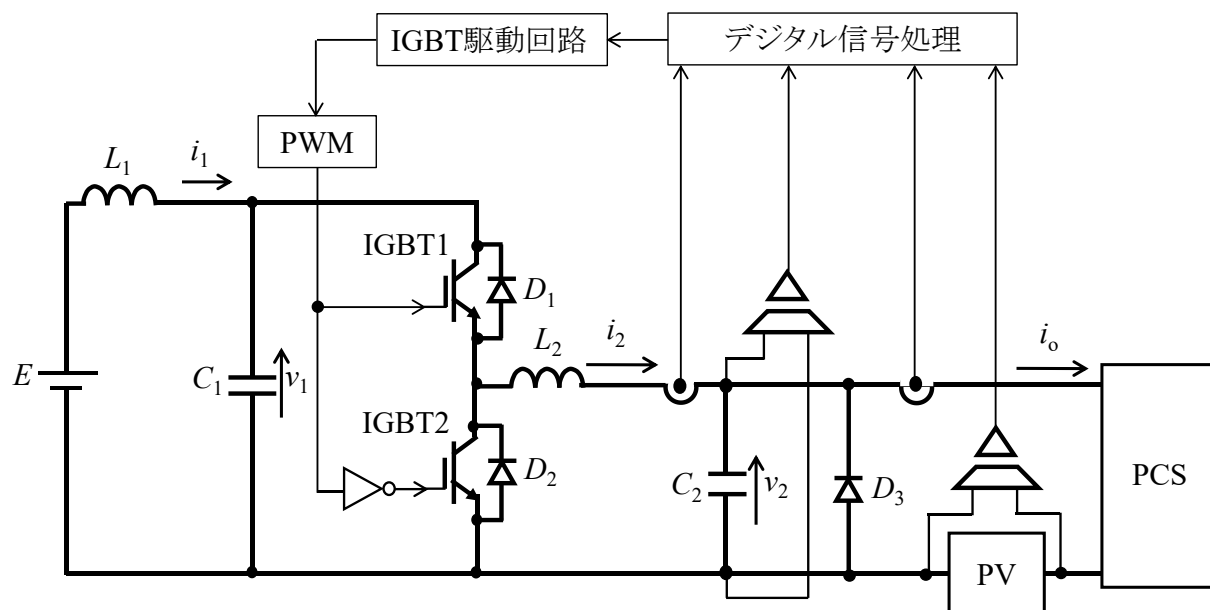


図 4.7 実機回路の構成

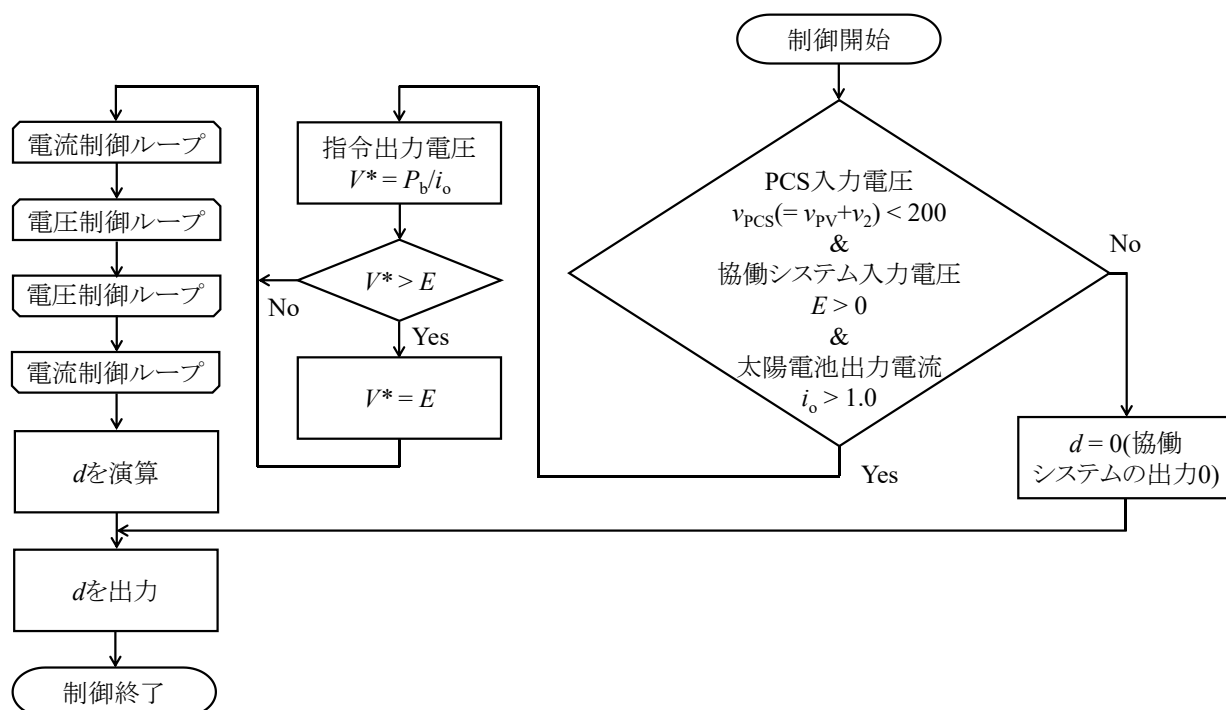


図 4.8 制御のフローチャート

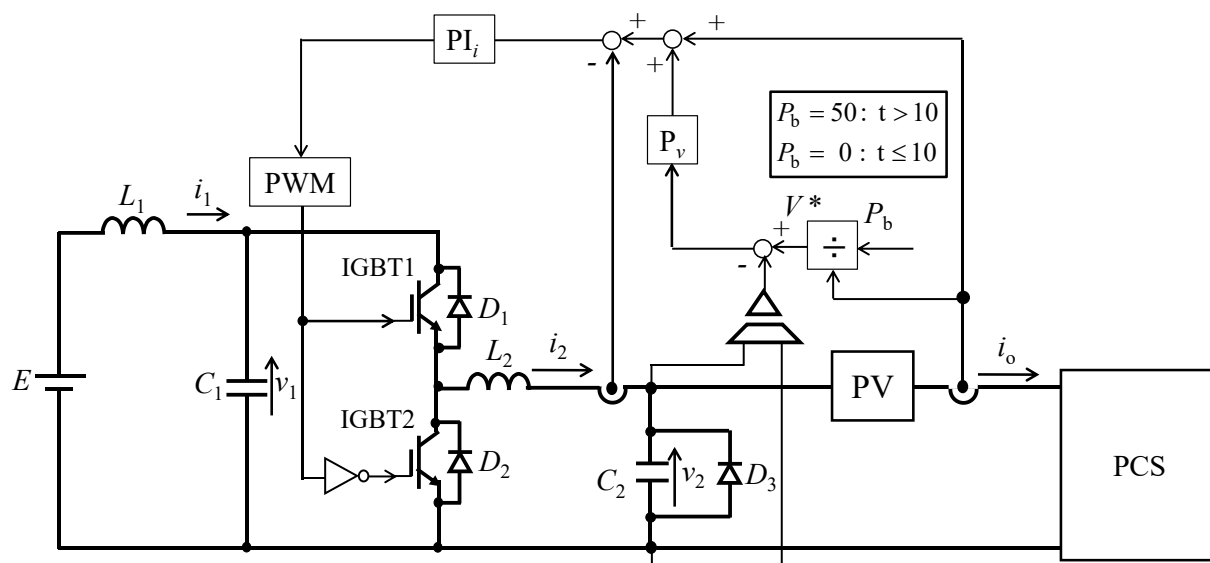


図 4.9 実機実験回路

表 4.3 実機における太陽電池協働システムの各回路パラメータ及び各数値

パラメータ		変数	値
バッテリー電圧 [V]		E	50
出力電力指令値 [W]		P_b	50
リアクタンス [mH]		L_1, L_2	2.0, 10
キャパシタ [μ F]		C_1, C_2	13.2, 20.0
スイッチング周波数 [kHz]		f_{sw}	15
電流制御系 比例ゲイン, 時定数	動作確認で与えた値	K_i, T_i	0.00075, 0.019
	制御器設計による値		0.33, 0.00053
電圧制御系 比例ゲイン	動作確認で与えた値	K_v	0.0051
	制御器設計による値		0.0051

4.2.2 実機実験結果

比較的照度変化の小さい場合について、それぞれ PV の出力電流 i_o 及び太陽電池協働システムの出力電流 i_2 の波形を図 4.10 に示し、また PV の出力電圧 v_{PV} 、太陽電池協働システムの出力電圧 v_2 及び PCS の入力電圧 v_{PCS} の波形を図 4.11 に示す。

制御開始後約 10[s]から 20[s]までの 10[s]間は電流制御のみで、電流 i_2 が i_o に制御されることが確認できる。電流制御直後は i_2 が i_o からオーバーシュートした分だけキャパシタ C_2 に突入電流が流れるため、一時的に v_2 が出力されるが耐圧は十分に保たれている。これに伴い、PV の出力電圧が減少するが一時的であるため問題ないと考えられる。そして i_o は太陽電池協働システムの接続の前後で定常状態における値が変化していないことから、システムの接続が PV の特性に影響を与えないと言える。これは図 4.12 の PCS に入力される V-I 特性からも定常状態では電流は変わらずに、電圧のみが平行移動していることから言える。

また電圧制御については出力電力指令値 50[W]を約 2.5[A]で割った約 20[V]に出力電圧 v_2 が追従している事が分かる。これより多重ループ制御によって電流、電圧を制御してもその特性は指令値に追従することが可能であると言える。

次に PV の出力電力 P_{PV} 、太陽電池協働システムの出力電力 P_{coop} 、PCS の入力電力 P_{PCS} を図 4.13 に示す。 P_{PV} と P_{coop} の和が P_{PCS} となり、 P_{coop} は指令値として入力した 50[W]が出力される。

続いて多重ループ制御中に照度が比較的大きく変化した場合の結果を図 4.14 から図 4.16 に示す。図 4.14 は i_o と i_2 の波形、図 4.13 は v_{PV} 、 v_2 及び v_{PCS} の波形、図 4.15 は P_{PV} 、 P_{coop} 及び P_{PCS} の波形である。照度が強くなる最中に約 10[s]から電流制御が開始され、 i_o の上昇に追従して i_2 も上昇している。その後約 50[s]まで照度変化に合わせて太陽電池協働システムから電力を供給しているが、50[s]の地点では照度が非常に弱くなることで図 4.8 のフローチャートで示した i_o が 1[A]未満となるため太陽電池協働システムのデューティ比を 0 に制御して供給を停止している。その後電力供給を再開するが、脈動等の不安定化に陥ることなく図 4.16 の電力波形より常に 50[W]を供給可能である。

最後に制御器設計で選定したゲインを用いた波形を図 4.17、図 4.18 に示す。図 4.17 の電流波形において制御開始と同時に i_o がステップ状に変化してしまい、動作点に影響を与えてしまっている。そして、 i_2 は大きく脈動している。また、電圧波形である図 4.18 からは電流制御中にも関わらず v_2 が出力されて、その値も大きく脈動している。 v_{PV} も伴って変動している。

これより太陽電池協働システムの不安定化によって PV の発電特性にも影響を与えてしまっている。

この原因として実機に則した回路モデルではない可能性が挙げられる。特に PCS は実機の回路モデルの検討が困難であったため、模擬したモデルでは実機の特性を再現できなかったと思われる。

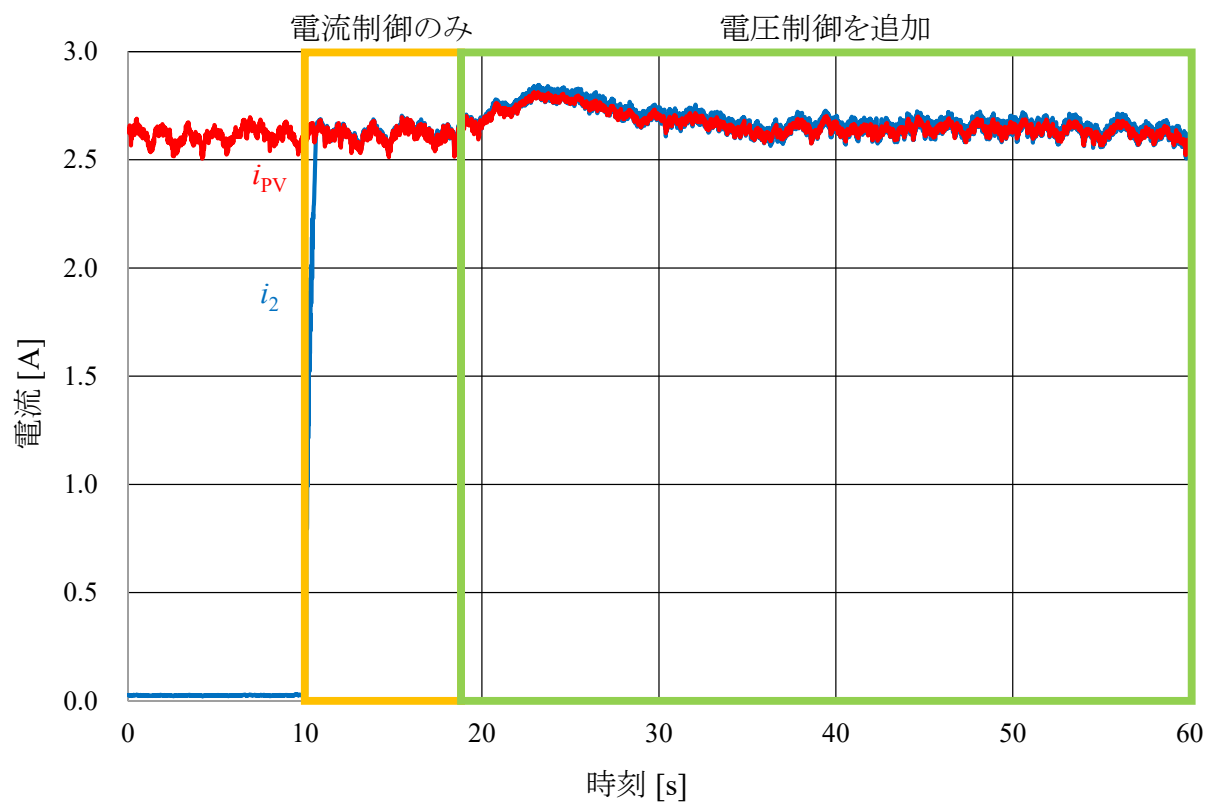


図 4.10 太陽電池及び太陽電池協働システムの実出力電流波形

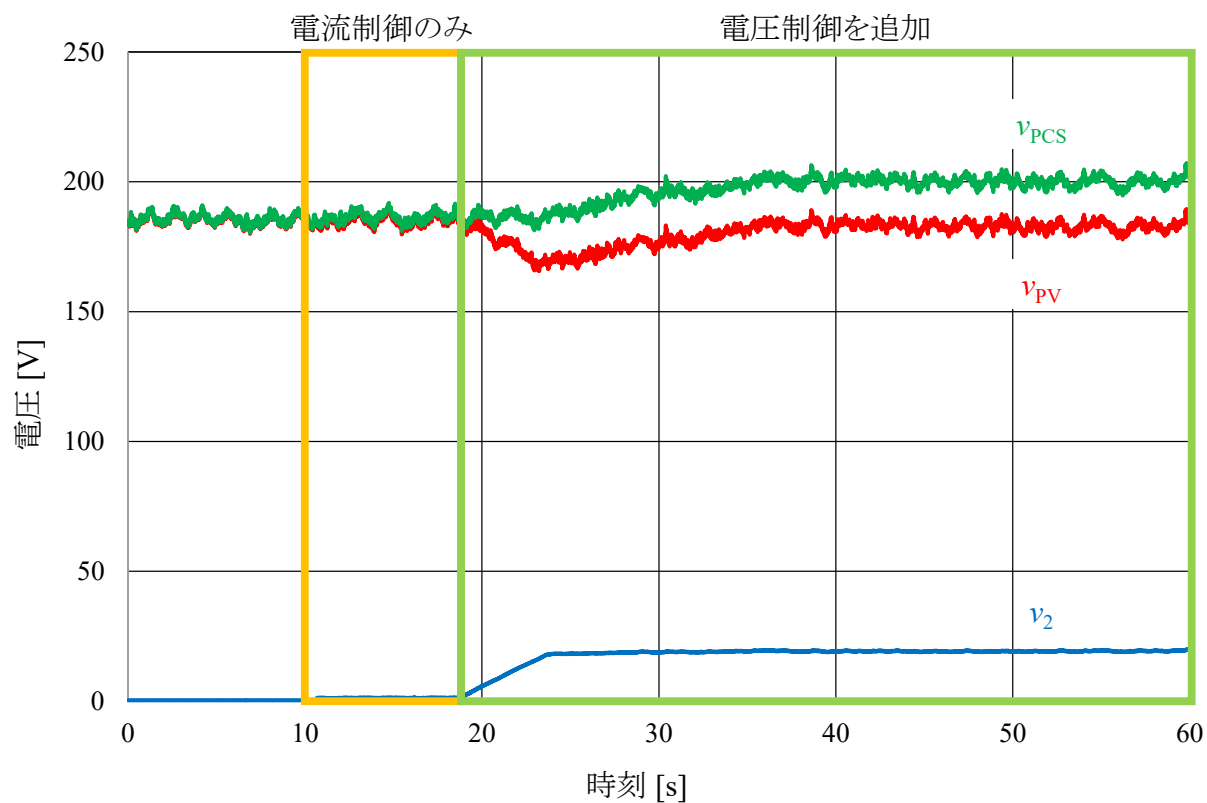


図 4.11 太陽電池及び太陽電池協働システムの実出力電圧波形とパワーコンディショナの入力電圧波形

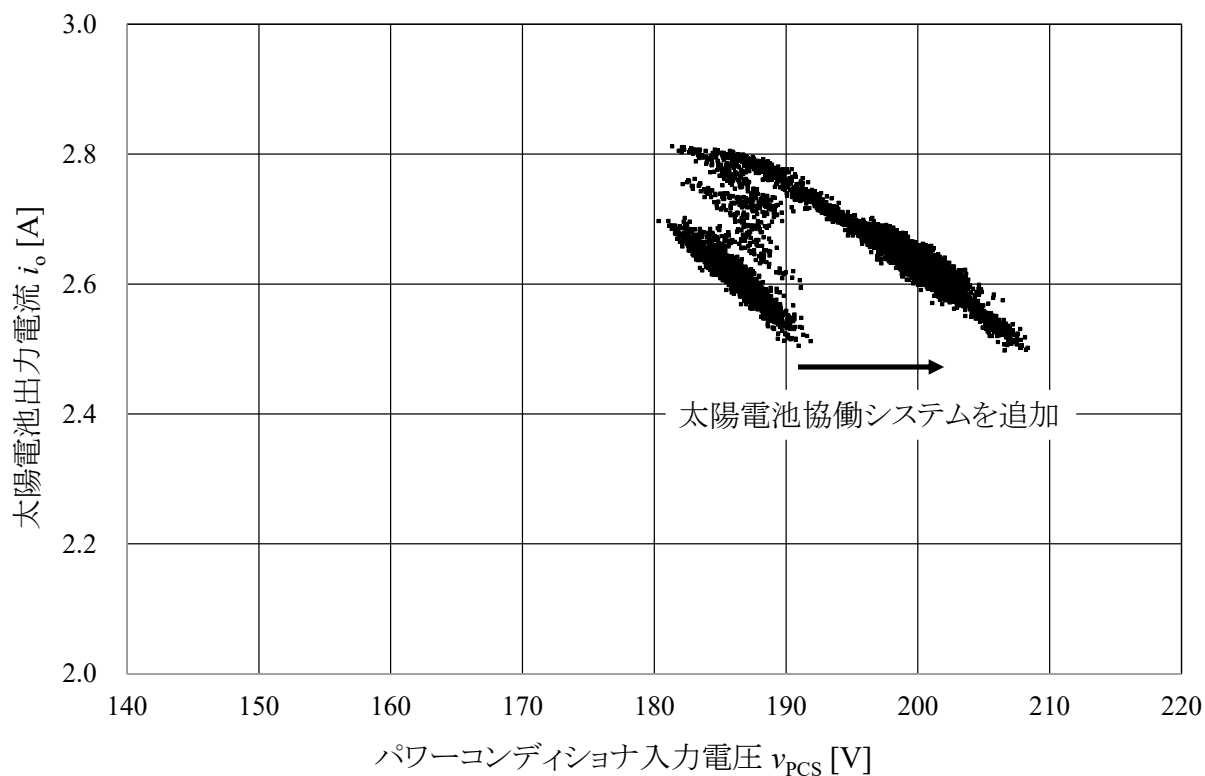


図 4.12 実機実験におけるパワーコンディショナに入力される V-I 特性

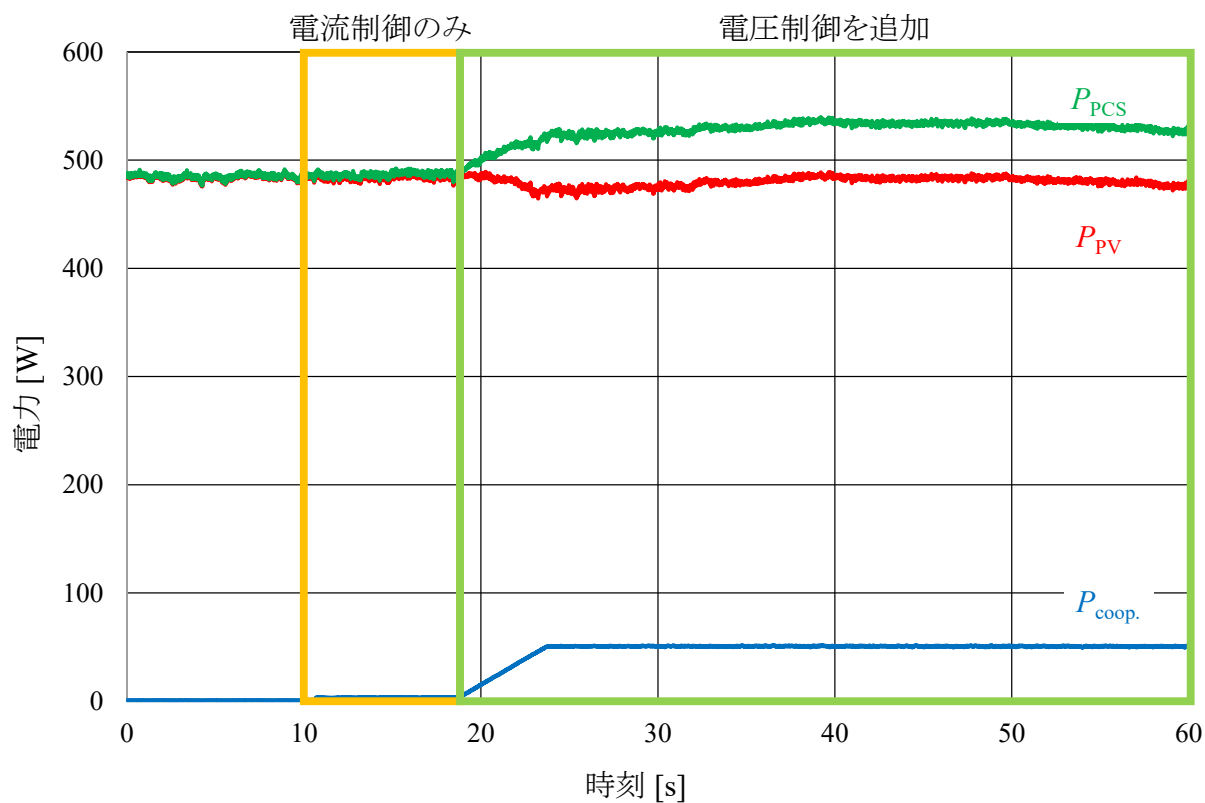


図 4.13 太陽電池及び太陽電池協働システムの出電力波形とパワーコンディショナの入電力波形

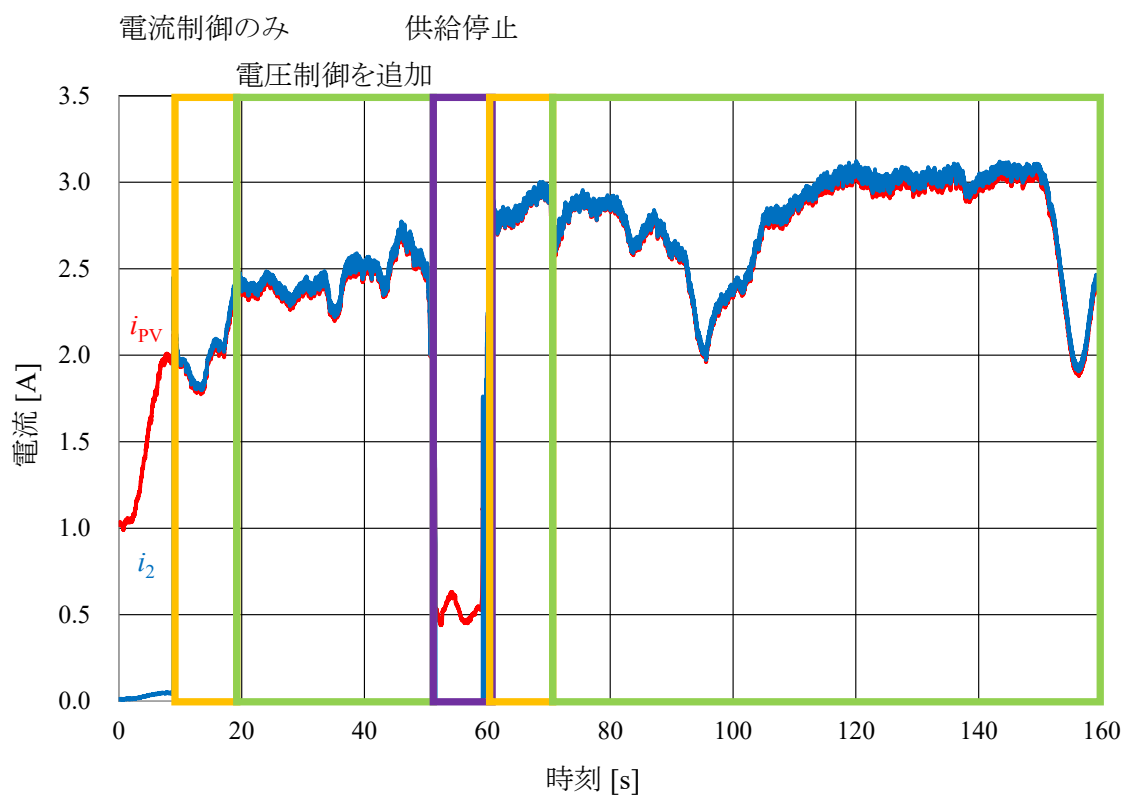


図 4.14 照度変化時の太陽電池及び太陽電池協働システムの出力行電流波形

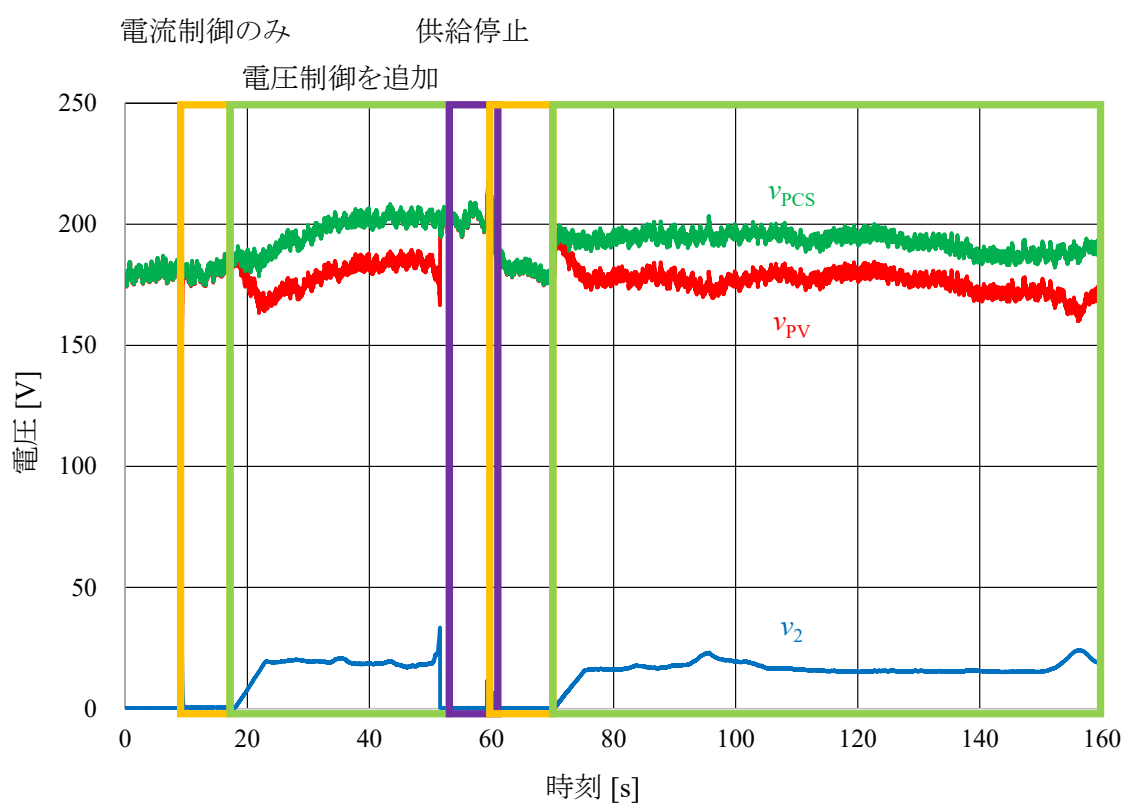


図 4.15 照度変化時の太陽電池及び太陽電池協働システムの出力行電圧波形とパワーコンディショナの入力電圧波形

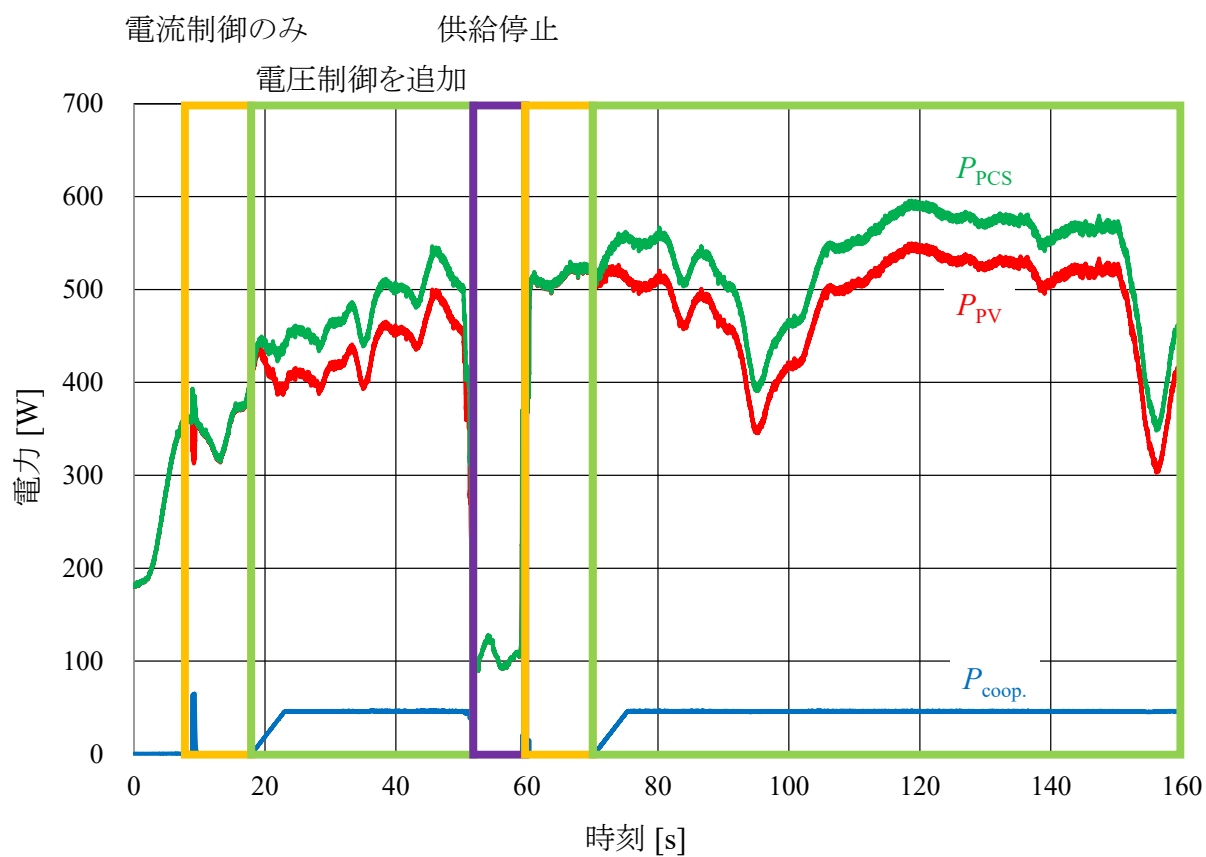


図 4.16 照度変化時の太陽電池及び
太陽電池協働システムの入力電力波形とパワーコンディショナの入力電力波形

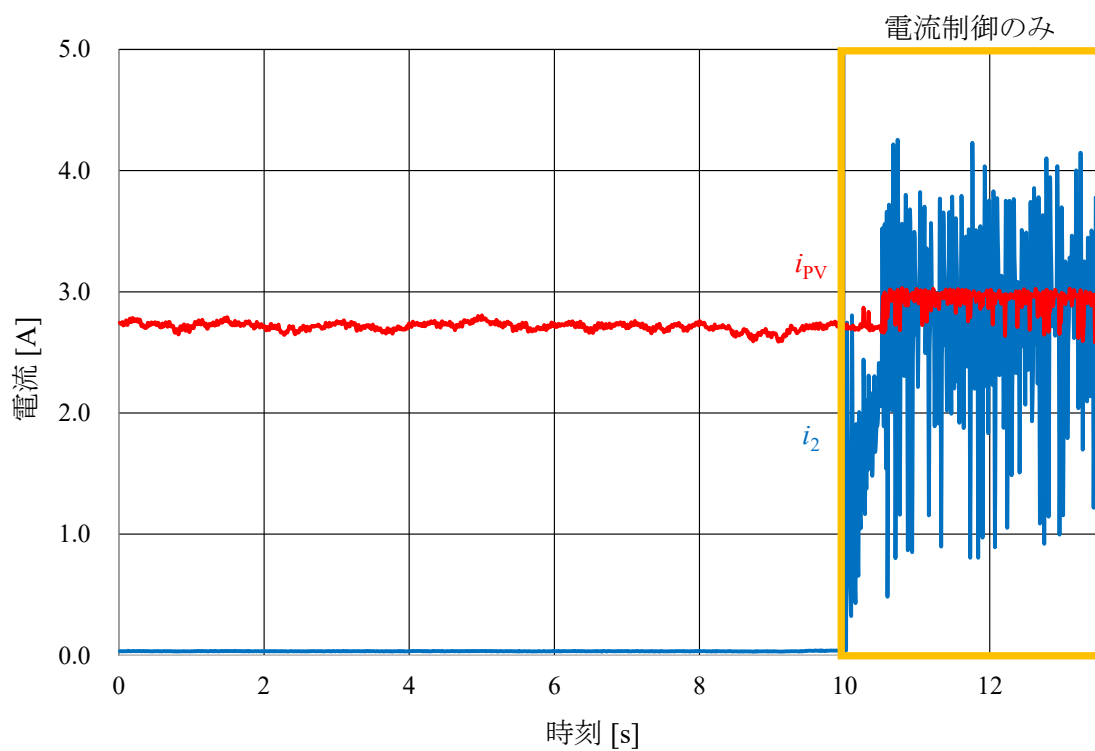


図 4.17 選定したゲインを用いた太陽電池及び太陽電池協働システムの入力電力波形

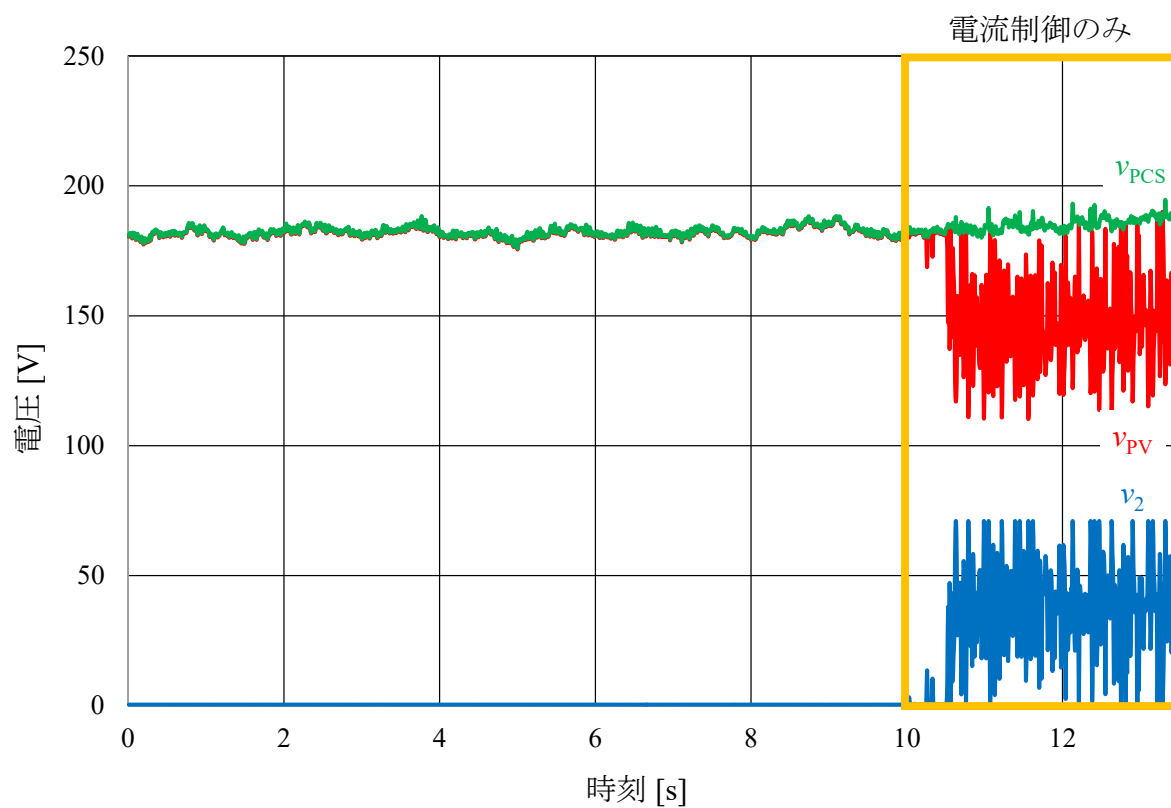


図 4.18 選定したゲインを用いた太陽電池及び
太陽電池協働システムの入力電圧波形とパワーコンディショナの入力電圧波形

第五章 結言

5.1 研究の成果

本研究では、PCS の余力改善を目的とした太陽電池協働システムの制御回路を、多重ループ制御形式として電流、電圧を制御することを提案した。そして状態空間平均化法を用いた周波数特性を導出することで制御器の設計を検討した。そして、シミュレーション及び実機実験によって多重制御は PV の特性に影響を与えずに、太陽電池協働システムの電流、電圧を制御することで、電力の供給を確認できた。これより PV の発電電力に太陽電池協働システムの出力電力を足し合わせることで PCS の設備利用率の向上が期待できる。

5.2 今後の課題

制御器設計で用いた値では実機において不安定化を引き起こしたため、解析のモデルについては更なる検討が必要である。そして、特性を考慮したモデルから導出した制御器を用いて実機実験で再度動作確認をする。

また、共同研究者^[9]が提案している太陽電池協働システムのバッテリーを大容量キャパシタに置換することで、メンテナンス削減に貢献しシステムの付加価値の向上を図る。

参考文献

- [1] 尾崎行裕, 宮武昌史 “太陽光・風力・EDLC からなる独立型ハイブリッド発電における MPPT 使用時の出力変動補償” 平成 22 年電気学会産業応用部門大会, No.1-112, pp.549-550, (2010,8)
- [2] 黒岩実 “太陽光発電と風力発電のハイブリッド発電システム” 特開 2005-051955 号, (2005,2)
- [3] 堤学, 加藤彰訓, “ハイブリッド系統連系システム” 特開 2009-207234 号, (2009,9)
- [4] M. Samizo, N. Yamamura, M. Ishida: “Development of Photovoltaic Cell Emulator using the Small Scale Wind Turbine” ICEMS2012, DS4G5-5, (2012,10)
- [5] 三溝真史, 山村直紀, 石田宗秋: “太陽光発電システムと直接接続可能な小型風力発電装置の開発に関する研究” 三重大学 修士論文 2013
- [6] Simon Ang “Power-Switching ConvertersCRC” Press, 1995
- [7] 原田耕介, 二宮保, 顧文建 “スイッチングコンバータの基礎” コロナ社, 1992
- [8] 松岡篤弘, 山村直紀, 石田宗秋: “パワーアンプを用いた単相用組合せ型アクティブフィルタの実用化に関する研究” 三重大学 修士論文 2012
- [9] 竹内佑斗, 山村直紀, 石田宗秋: “太陽光発電システムと直接接続可能な小型風力発電装置の電力制御法の検討” 平成 26 年パワーエレクトロニクス学会 第 206 回定例研究会, A16, JIPE-40-39, (2014,12)
- [10] 太陽光発電協会 “太陽光発電システムの設計と施工 改訂 3 版” オーム社, 2006
- [11] 江口弘文 “PID 制御の基礎” 東京電機大学出版局, 2006

論文目録

- [1] 中谷和哉, 山村直紀, 石田宗秋:「太陽光発電システムと直接接続可能な小型風力発電装置の開発に関する研究」, 平成 26 年電気関係学会東海支部連合大会, C3-3(2014,9)

- [2] K. NAKATANI, N. YAMAMURA, M. ISHIDA : “Study on Design of Controller Gain for Wind Power Generating Device Directly Connectable to the PV Generation System”, International Symposium for Sustainability by Engineering at MIU, EP-9 (2014,12)

- [3] 中谷和哉, 山村直紀, 石田宗秋:「太陽光発電システムと直接接続可能な小型風力発電装置の制御器ゲインの設計に関する研究」, 平成 27 年電気関係学会東海支部連合大会, E2-8 (2015,9)

- [4] K. NAKATANI, N. YAMAMURA, M. ISHIDA : “Study on controller design using frequency characteristics for wind power generating device directly connectable to the PV generation system”, International Symposium for Sustainability by Engineering at MIU, EO-13 (2015,12)

謝辞

本研究の遂行ならびに論文作成にあたり、終始丁寧にご指導を賜りました三重大学大学院 電気電子工学専攻 教授 工学博士 石田宗秋先生、同大学院 准教授 工学博士 山村直紀先生、同大学院 助教授 工学博士 矢代大祐先生、文部科学技官 廣田栄毅氏に心より御礼申し上げます。

同時に格別の御高配を賜りました三重大学大学院 電気電子工学専攻 教授 工学博士 平井淳之先生に心より御礼申し上げます。

また、貴重な時間を割いて本論文の査読をして頂いた三重大学大学院 電気電子工学専攻 准教授 工学博士 駒田諭先生に心より御礼申し上げます。

そして、研究遂行、発表、資料作成において助言を賜りました平成25年度三重大学大学院工学研究科 修了生 竹内佑斗氏、同年 三重大学 工学部 卒業生 吉添亮介氏、学部 4 年生 小野観紀夫君に心より感謝申し上げます。

最後に、私のことを最優先に考えた大学生活を送らせて頂いた両親と、私と同時代に石田研究室に御在籍された全ての方々には大変お世話になりました。心から感謝致します。