

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電力制御法の検討

平成 26 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

竹内 佑斗

目次

第一章	緒言	2
1.1	本研究の背景	2
1.2	本研究の目的	4
1.3	本論文の概要	5
第二章	協働システム	6
2.1	太陽光発電システム	6
2.2	本研究に用いる供試機	8
2.3	PCS の構成及び動作波形	9
2.4	協働システムの構成	11
2.5	直列接続モード	13
2.6	単独運転モード	14
2.7	太陽電池 V-I 特性の決定法	15
2.8	電力変換回路の構成	18
2.9	電力変換回路の動作	19
第三章	EDLC のエネルギーコントロール	21
3.1	概要	21
3.2	電力供給法	22
3.3	EDLC の電圧制御	25
3.4	シミュレーションによる検証	28
3.5	状態空間平均化法を用いたモデル化	33
3.6	解析結果	47
第四章	結言	49
4.1	研究の成果	49
4.2	今後の課題	50
	参考文献	51
	論文目録	52
	謝辞	53

第一章 緒言

1.1 本研究の背景

近年、太陽光発電システムが注目されており、一般家庭に広く普及してきている。本研究ではその中で、太陽電池で発電した電力を需要家で利用可能な電力に変換する装置であるパワーコンディショナ (Power Conditioning Subsystems : PCS) に着目する。

現在の太陽電池のみのシステムで PCS を稼働させた場合、夜間など太陽光がなく太陽電池が発電していないときの稼働率が低くなり、発電量が安定しない。そこで発電量を安定させるために風力発電を追加したハイブリッド電源を考える。

ハイブリッド電源に関する文献[1]では太陽光発電、風力発電それぞれを最大電力点追従制御させてハイブリッド電源の効率を上げる手法が提案されている。しかしこの手法では発電システムそれぞれに PCS が必要であり、PCS の容量和が増大する。

文献[2]では太陽光発電と風力発電を並列に接続し、1 台の PCS を稼働させる手法を提案している。しかし、この手法では PCS の容量を太陽光発電と風力発電の容量和で決定するため、PCS の容量が増大する。

そこで、本研究では PCS の余力を有効活用しようと考え、風があれば昼夜問わず発電可能な小型風力発電システムの電力を既存の太陽光発電システムに加算することを提案する。既存の太陽光発電システムの太陽電池に直列に小型風力発電システムを追加することで、夜間に PCS を稼働できるだけでなく、昼間に太陽電池だけでは存在する余力も利用できるため、稼働率の向上が期待できる。しかし太陽電池と風力発電機の出力量特性は異なるため、そのままでは太陽電池用 PCS は風力発電機を最適に電力制御できない。

そこで既存の太陽光発電システムを変更することなく直接接続可能な小型風力発電装置 (協働システム) を提案する。

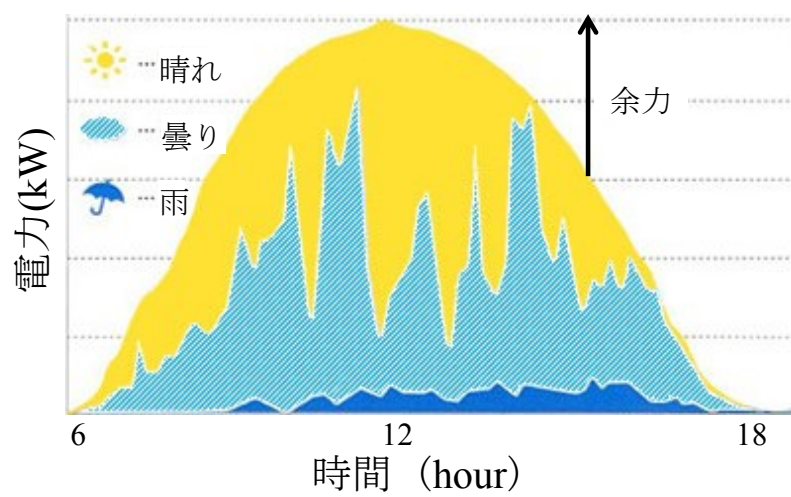


図 1.1 太陽光発電システムの発電電力

1.2 本研究の目的

本研究では文献[3]で提案されている協働システムの実験回路のバッテリーを電気二重層キャパシタ（Electric Double Layer Capacitor : EDLC）に変更する。バッテリーの充放電サイクル寿命は短いので、バッテリーより充放電サイクル寿命の長い EDLC に変更することによる協働システムのメンテナンスの低減化を目的とする。

バッテリーを EDLC に変更することにより電圧変動が大きくなるため、EDLC の耐圧の考慮や PCS の動作可能電圧の考慮といったエネルギーコントロールが必要となってくる。本稿では協働システムのバッテリーを EDLC に変更することにより必要となる EDLC の充放電の制御方法を示し、シミュレーションにより検証した。

1.3 本論文の概要

本論文は、以下のように構成される。

二章では太陽光発電システムの説明をおこなった後に協働システムの構成及び動作モードを説明し、制御に必要な太陽電池 $V-I$ 特性の決定法を示し、制御の流れを説明する。

三章では協働システムのバッテリーを EDLC に変更したことにより必要となる EDLC のエネルギーコントロールについて説明し、シミュレーションによる検証の後、協働システムの電力変換回路を線形近似し、周波数応答を用いた解析結果について述べる。

第二章 協働システム

2.1 太陽光発電システム

太陽光発電システムについて説明する。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太陽電池モジュールと PCS を接続し、系統または需要家へと電力を供給する。

PCS の役割と問題点を示す。太陽電池で発電した電力は直流である。そのため、発電した電力をそのまま家庭機器で利用することができない。そこで、太陽電池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自然環境により最大電力点が異なるため、PCS は入力インピーダンスを変化させて、太陽電池が常に最大電力点で動作するように制御する。

問題点としては、PCS を稼働するには一定以上の発電量が必要である。しかし、夜間に太陽電池は発電できないため、夜間は稼働できない。また、PCS の容量は太陽電池の最大発電量に合わせて決定される。しかし、太陽光がある場合でも太陽電池は常に最大電力で発電できないため、PCS の容量には余力がある。

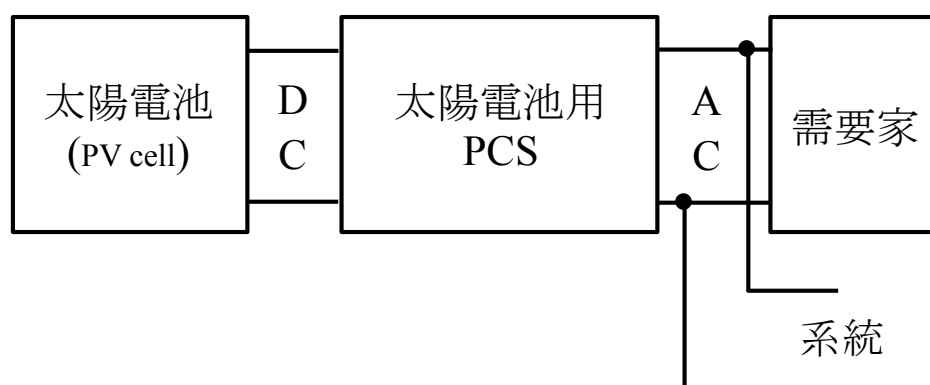


図 2.1 太陽光発電システム

2.2 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。

太陽電池モジュールは日射量によって短絡電流と最大出力動作電流は変動するが，開放電圧と最大出力動作電圧は日射量によりほとんど変動しない。

PCS は連系運転と自立運転の切り替えが可能となっていて，それぞれの運転で定格出力が異なる。本研究では太陽電池モジュールを 7 枚まで使用する。

また風車は風向によらず発電可能なダリウス型風車を使用する。

表 2.1 供用機の仕様

(a) 太陽電池モジュール（1 枚当たり）

公称最大出力	125.00[W]
公称開放電圧	32.66[V]
公称短絡電流	5.30[A]
公称最大出力動作電圧	26.38[V]
公称最大出力動作電流	4.74[A]

(b) PCS

定格入力	DC200[V]
定格出力電圧	(連系運転時) AC202[V] (自立運転時) AC101[V]
定格出力周波数	50/60[Hz]
定格出力	(連系運転時) 3.0[kW] (自立運転時) 1.5[kW]

(c) ダリウス型風車

定格出力	1360[W]
定格風速	12[m/s]

2.3 PCS の構成及び動作波形

図 2.2 に PCS の一般的な内部回路の構成を示し、動作を説明する。

PCS はキャパシタ (DC フィルタ)、DCDC コンバータ (昇圧回路)、DCAC インバータ、波形整形フィルタ、制御部で構成される。まず、太陽電池で発電した電力をキャパシタに充電し、DCDC コンバータにより所定の電圧まで昇圧する。その後、DCAC 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。また、最大電力点追従制御を制御部で行い、その時の自然条件により最大電力点に変化しても、その動作点へと制御することで最大電力を得る。その他にも、系統保護のための系統連係保護装置もある。

図 2.3 に PCS と太陽電池モジュール 4 枚を直列に接続し、PCS を稼働させた際の太陽電池の電圧・電流の時間変化を示す。最初は太陽電池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、太陽電池が発電を始め、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最大電力点追従制御が開始され、最大電力となる電圧・電流へと制御される。

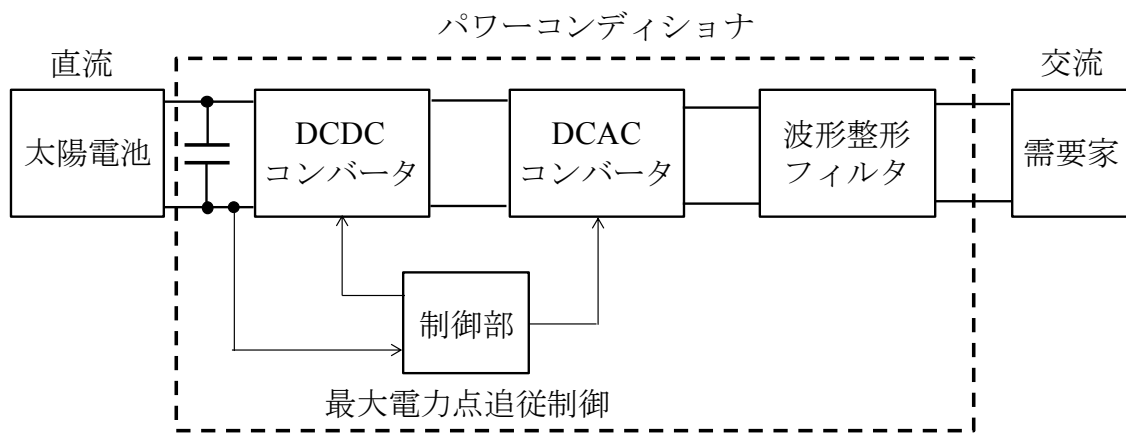


図 2.2 PCS の内部回路

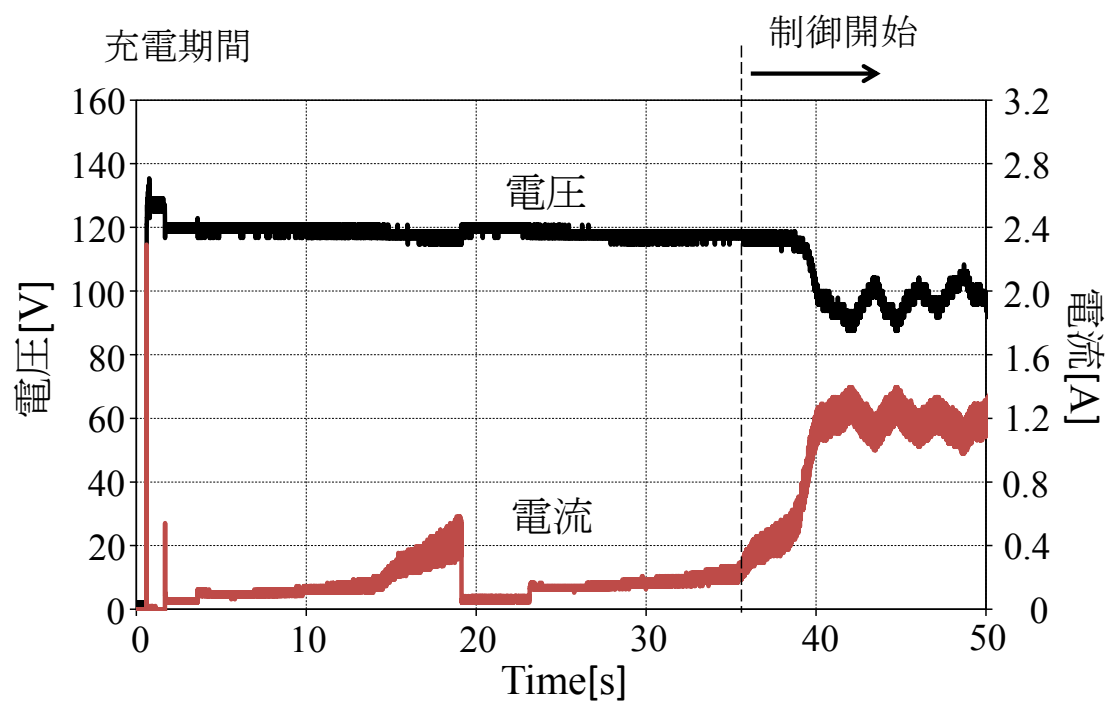


図 2.3 PCS 稼働時の太陽電池の電流・電圧の時間変化

2.4 協働システムの構成

協働システムは小型風力発電システム，EDLC，電力変換回路で構成する。

図 2.4 に示す協働システムと太陽電池を直列に接続し，2 つの発電システムで PCS を稼働させるモードを直列接続モードとする。

夜間などにおいて，太陽電池が発電していない場合，協働システムのみで PCS を動作させるモードを単独運転モードとし，図 2.5 にその構成を示す。

協働システムは小型風力発電システムで発電した電力を EDLC に充電する。そして，電力変換回路から PCS に流れる電流を検出し，PCS が稼働可能な特性となるように電圧を制御する。

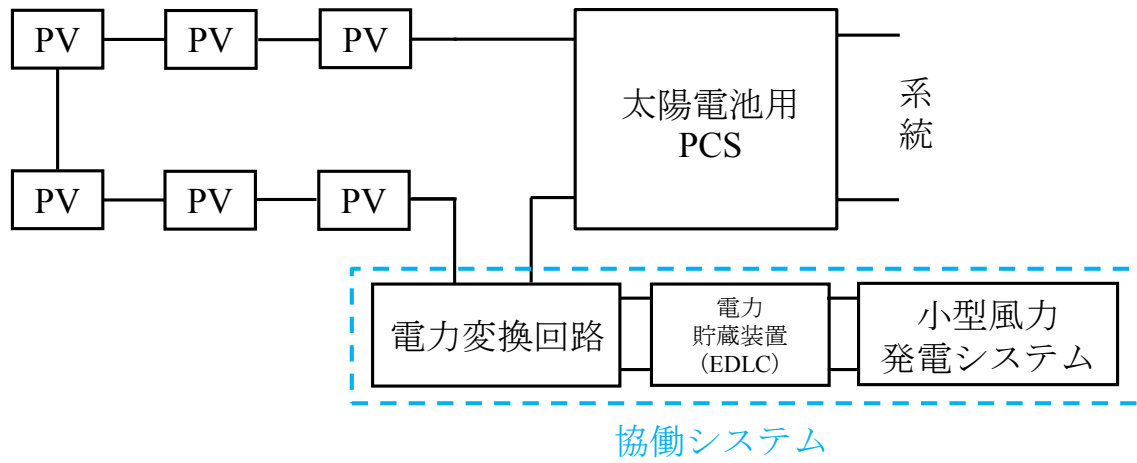


図 2.4 協働システム（直列接続モード）

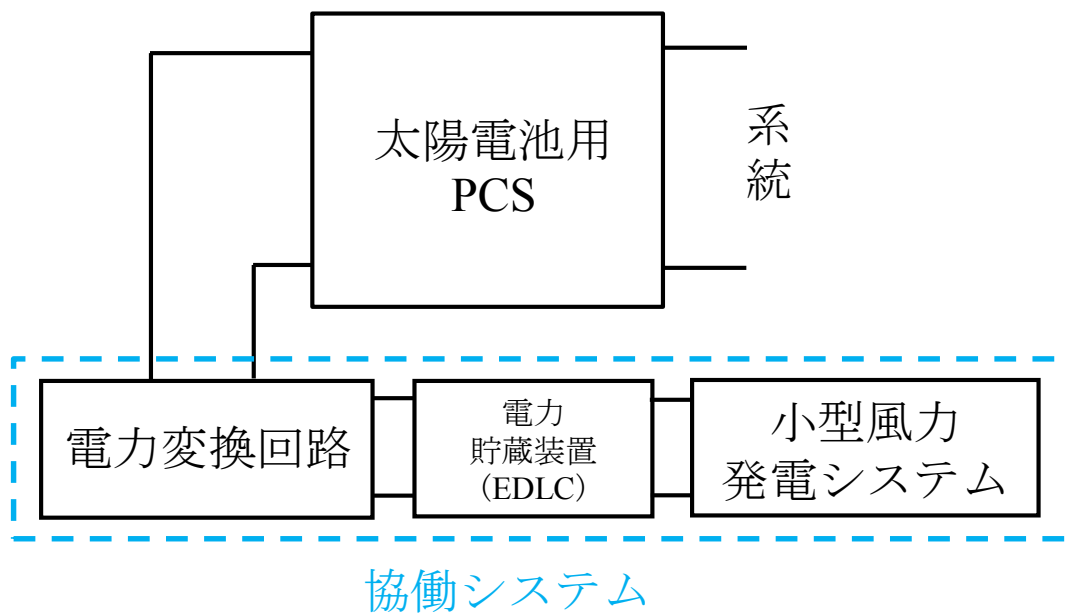


図 2.5 協働システム（単独運転モード）

2.5 直列接続モード

ここでは太陽電池が発電している場合に協働システムと太陽電池，二つの発電システムでPCSを稼働させる直列接続モード(図2.6)を説明する。直列接続モードでは太陽電池の出力電流をそのまま電力変換回路の出力電流とし，協働システムから供給する電力となるように電圧を制御する。そのため，出力電流を検出し，供給電力を出力電流で割ることで電圧指令値を決定する。供給電力は小型風力発電システムの発電量から決定する。

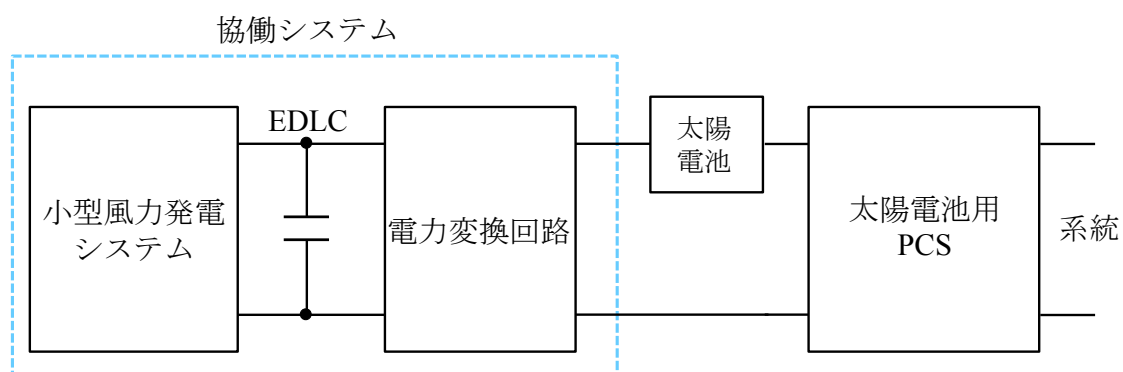


図 2.6 協働システム（直列接続モード）

2.6 単独運転モード

協働システムにおいて、太陽電池が発電していない場合、太陽電池は負荷となるため、太陽電池をバイパスし、協働システム単独で PCS を動作させる。

単独運転モード（図 2.7）では電力変換回路から PCS へ流れる電流を検出し、その電流から協働システム単独で PCS が稼働可能な特性となるように電圧を制御する。

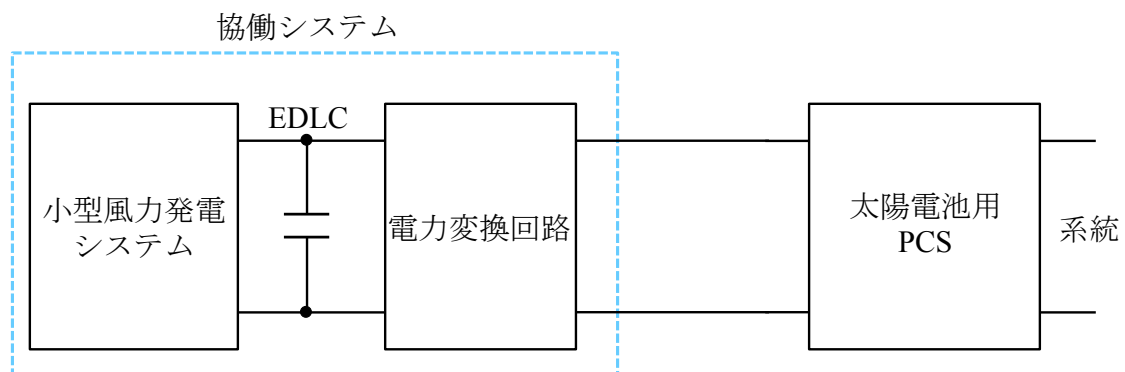


図 2.7 協働システム（単独運転モード）

2.7 太陽電池 V-I 特性

(a) 太陽電池 V-I 特性の決定法

文献[3]では太陽電池 V-I 特性を図 2.8 に示すように 2 本の直線のモデル式で表現している。しかしこのモデル式では最大電力点でモデル式の切り替えが頻繁に起こり、実機のシステムに影響を及ぼす可能性がある。

そこで本研究では、太陽電池の特性を 3 つの直線のモデル式で表現する。こうすることにより最大電力点でのモデル式の切り替えが無くなり、最大電力点付近での電圧指令値が線形特性を示すようになり、設計が容易になる。モデル式の電圧-電流特性を図 2.9 に示す。モデル式の電圧-電流特性は最大電力点 $P_{\max}(V_{\max}, I_{\max})$ 、開放電圧($V_{oc}, 0$)、短絡電流($0, I_{sc}$)の 3 点を決定し、 P_{\max} の電力曲線を $V_{\text{ref}}=V_{\max}$ で微分することによって P_{\max} を最大電力点とする式(2-1)を導出し、 V_{\max} の前後に電圧幅 V_h を設け、(2-1)式上の $V_{\text{ref}}=V_{\max}+V_h$, $V_{\text{ref}}=V_{\max}-V_h$ の点と開放電圧、短絡電流の点を結ぶことにより表す。モデル式(2-1), (2-2), (2-3)を示す。

$$V_{\text{ref}} = -\frac{V_{\max}^2}{P_{\max}} i_o' + \frac{V_{\max}^2}{P_{\max}} i_{\max} + V_{\max} \quad \dots\dots\dots (2-1)$$

$$V_{\text{ref}} = \frac{V_{\max} + V_h - V_{oc}}{\frac{P_{\max}}{V_{\max}^2} V_h + i_{\max}} i_o' + V_{oc} \quad \dots\dots\dots (2-2)$$

$$V_{\text{ref}} = \frac{V_{\max} - V_h}{\frac{P_{\max}}{V_{\max}^2} V_h + i_{\max} - i_{sc}} (i_o' - i_{sc}) \quad \dots\dots\dots (2-3)$$

電力変換回路の出力電圧が $V_{\max}-V_h \sim V_{\max}+V_h$ [V] の場合はモデル式(2-1)を用い、 $V_{\max}+V_h$ 以上の時は(2-2)式、 $V_{\max}-V_h$ 以下の場合は(2-3)式を用いて、電圧を制御する。

各パラメータの決定方法は最大電力点の電圧 V_{\max} を一定値に固定する。そして P_{\max} を V_{\max} で割ることにより最大電力点の電流 I_{\max} を決定する。そして本研究で用いている太陽電池の特性と近くなるように V_{\max}, I_{\max} をそれぞれ定数倍して V_{oc}, I_{sc} を決定する。今回は V_{\max} を 1.25 倍して V_{oc} , I_{\max} を 1.15 倍して I_{sc} を決定する。

最大電力点 P_{\max} の値が大きくなると I_{\max} の値が大きくなる。PCS の定格以上の電流が PCS へ供給されないように V_{\max} の値を大きくすることにより I_{\max} の値を下げるようにする。

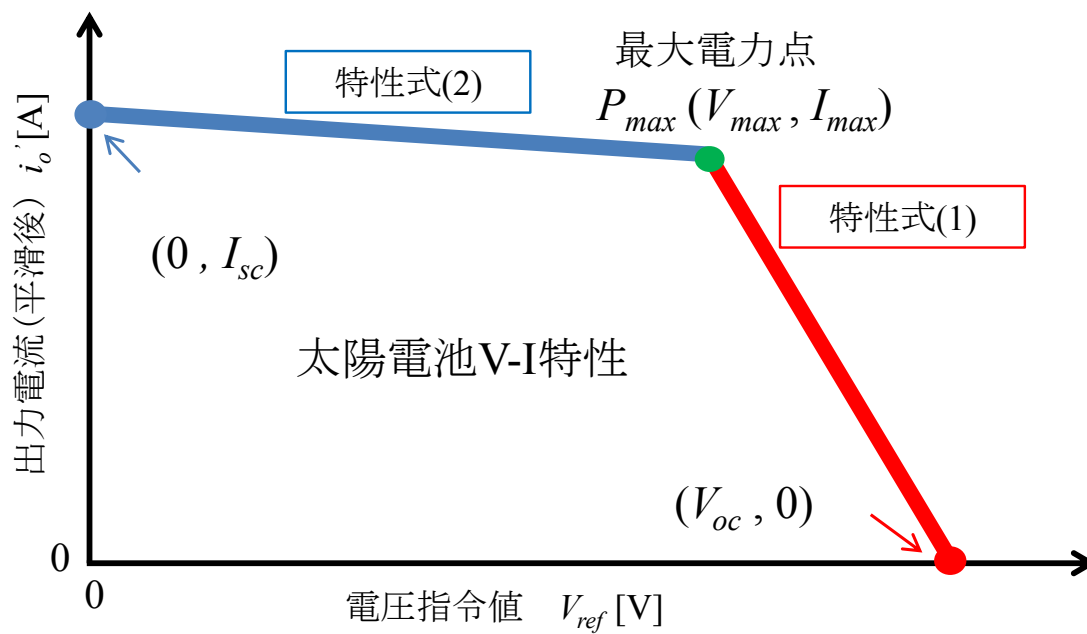


図 2.8 太陽電池 V-I 特性 (従来法)

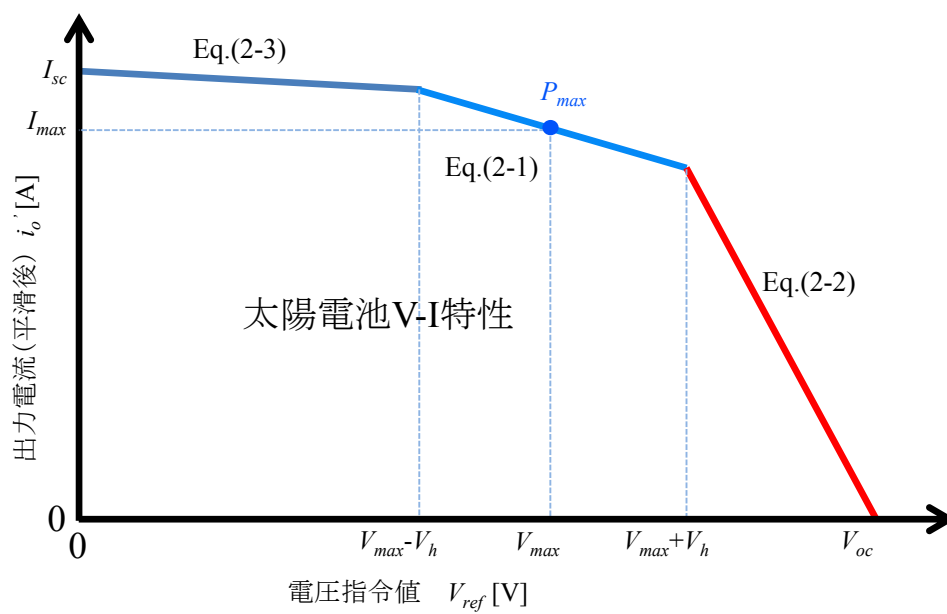
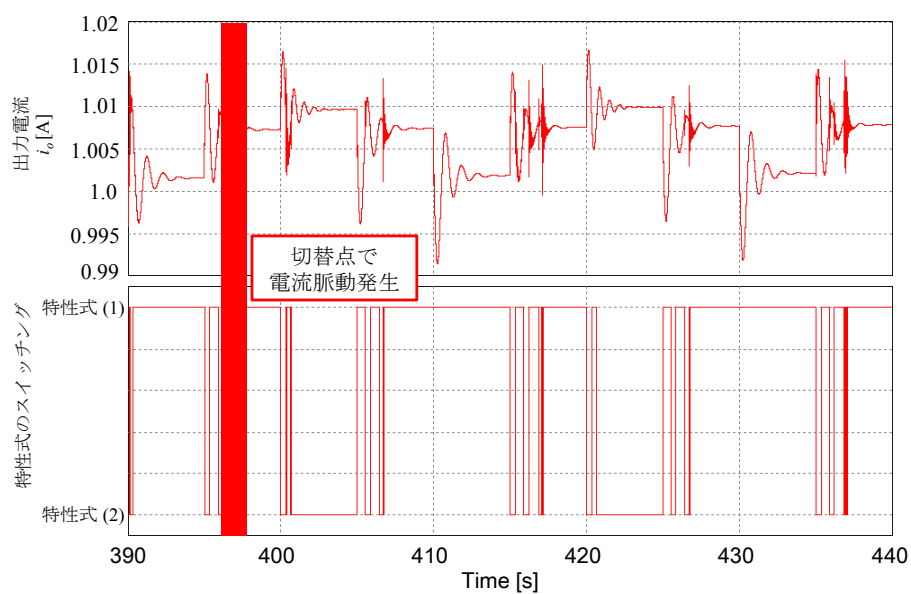


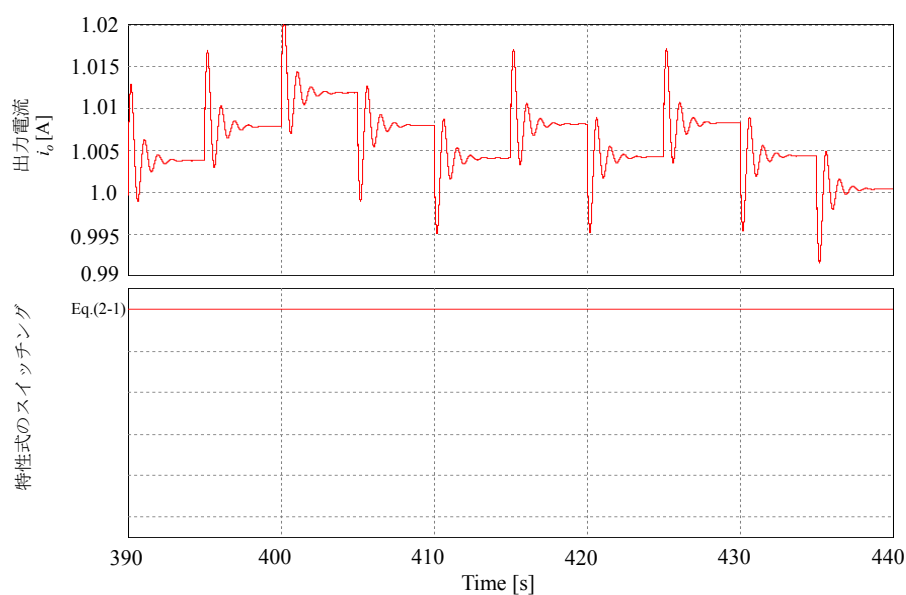
図 2.9 太陽電池 V-I 特性 (提案法)

(b)従来法と提案法の比較

図 2.10 に従来法と提案法で電力供給シミュレーションを際の最大電力点付近での電流脈動の結果を示す。図 2.10 より、従来法では最大電力点付近で激しく特性式が切り替わり出力電流脈動が発生しているが、提案法では最大電力点付近で特性式の切り替えがないため出力電流脈動は発生していない。これより、提案法の有効性が確認できる。



(b)従来法



(b)提案法

図 2.10 従来法・提案法の確認シミュレーション結果

2.8 電力変換回路の構成

本研究で用いる電力変換回路には 3 つの条件を満たす回路が必要となる。1 つ目は PCS を稼働させるために必要な電圧を確保できることである。協働システム単独で PCS を稼働させる単独運転モードにおいて、EDLC の電圧はあまり高くすることができない。しかし、EDLC の電圧が低いと PCS を稼働できる最低電圧を確保できない。そこで、EDLC の電圧を昇圧し、PCS が稼働可能な電圧に昇圧できる回路が必要となる。

2 つ目は PCS の入力可能電圧を超えない範囲で電圧を入力する必要がある。太陽電池と協働システムで PCS を稼働させる直列接続モードにおいて、協働システムと太陽電池の出力電圧の和が PCS の入力可能電圧を超えないようにするため、EDLC の電圧を降圧できる回路が必要となる。

3 つ目は PCS の応答性より電力変換回路の出力電圧の応答性を早くする必要がある。出力電圧制御の応答性をよくするために出力キャパシタから EDLC への電力回生が必要となる。

以上の条件より、入力と出力を入れ替えることで昇圧と降圧を変更でき、電力回生が可能な双方向チョッパ回路を電力変換回路に利用する。

2.9 電力変換回路の動作

ここでは電圧制御法を説明する。図 2.11 に双方向チョッパ回路を示す。まず、PCS に流れる出力電流 i_o を検出する。太陽電池 V-I 特性のモデル式から電圧指令値 V_{ref} が生成される。次に、PCS の入力電圧である双方向チョッパ回路の出力電圧 v_o を検出し、電圧指令値 V_{ref} と出力電圧 v_o との偏差を PI 制御し、キャリア比較することで、IGBT1 と IGBT2 をオン・オフ制御し、出力電圧 v_o を電圧指令値 V_{ref} へ制御する。

ここで、出力電圧 v_o と電圧指令値 V_{ref} の差分を PI 制御により duty factor を生成し、出力電圧を制御している。PI 制御による *duty* の式は式(2-4)である。

$$duty = K_p \Delta V_o + K_i \int \Delta V_o dt \dots\dots\dots (2-4)$$

K_p は比例ゲイン、 K_i は積分ゲイン、出力電圧と電圧指令値の差分を ΔV_o としている。

小型風力発電システムの発電電力 P_{wind} をそのまま PCS への供給電力とすると、供給電力である最大電力点の変化が激しいため、PCS の最大電力点追従制御が遅れてしまう可能性がある。そこで、変動に対応できる範囲で電力を供給する必要があるため、小型風力発電システムの発電量を LPF に通し、高い周波数の変動を取り除く。

以上のように、出力電流 i_o を検出し、モデル式を用いて出力電圧 v_o の指令値を決定することで PCS の入力特性を制御する。

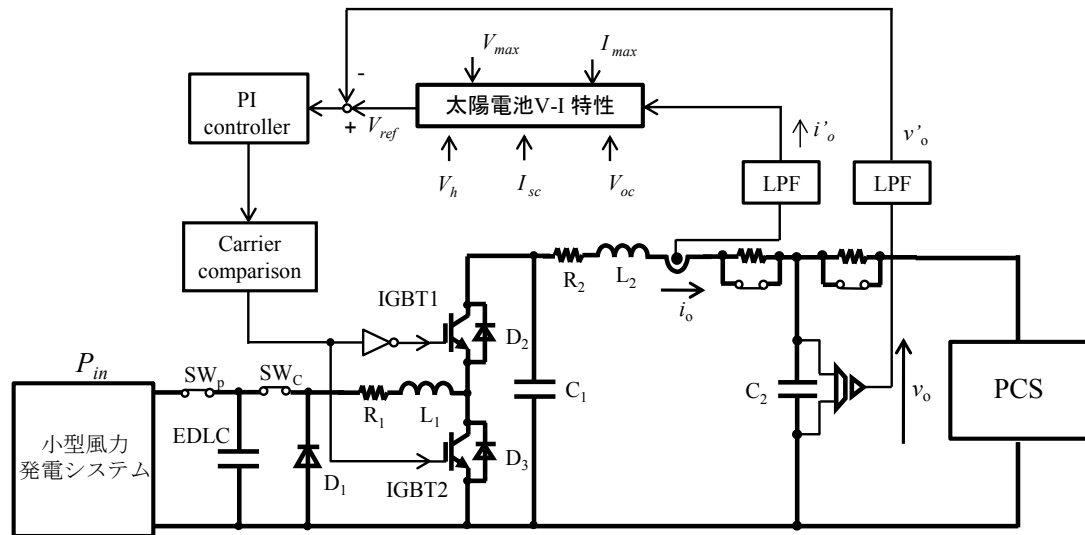


図 2.11 電力変換回路

第三章 EDLC のエネルギーコントロール

3.1 概要

文献[3]で示された協働システムの回路構成では、小型風車からの発電電力を蓄電する装置としてバッテリーを使用している。バッテリーの充放電サイクル寿命は一般的に 100～1000 回程度と言われている。そこで、バッテリーを充放電サイクル寿命の長い EDLC に変更する。EDLC の充放電サイクル寿命は一般的に 100 万回以上と言われており、バッテリーと比較して 1000 倍以上の充放電が可能であるため、これを協働システムの蓄電装置として用いることにより協働システムのメンテナンスの低減化が可能となる。

EDLC はバッテリーと比べて容量が小さく電圧変動が大きいため、供給電圧が不安定になる。そのため、EDLC に変更する場合は、EDLC の充放電を制御することが必要となる。

3.2 EDLC の電圧制御

図 3.1 に本研究で用いる実際の小型風車の発電電力と、PCS への供給電力及びそのときの EDLC の電圧の変化の概略を示す。図 3.1 より、小型風車の発電電力が PCS への供給電力よりも大きい場合、EDLC の電圧は上昇する。EDLC には耐圧が存在するため、電圧が耐圧を超えないようにする必要がある。また、発電電力が供給電力よりも小さい場合、EDLC の電圧は下降する。PCS は EDLC の電圧を昇圧して動作させるため、EDLC の電圧が低い場合、昇圧しても PCS の動作電圧に達しないため PCS は動作しない。そのため EDLC の充放電を制御することで昇圧後の EDLC の電圧を PCS の動作最低電圧となるようにすることが必要となる。EDLC の充放電を制御することによる PCS の動作電圧の確保と、EDLC を保護するために耐圧を超えないための制御といった EDLC のエネルギーコントロールが必要となる。

図 3.2 にエネルギーコントロールを考慮した協働システムを示す。EDLC のエネルギーコントロールを行うために EDLC の入力側と出力側にスイッチ SW_p 及び SW_c を設ける。小型風車の発電電力が PCS への供給電力より大きい場合、EDLC の電圧が上昇する。そして、耐圧付近となったところで SW_p を放電抵抗側へ切り替えて小型風車からの電力の供給を停止し、PCS への電力供給を行うことで EDLC の電圧を下降させる。下降させることで EDLC の電圧が耐圧を超えるのを防止する(EDLC 保護モード)。このモードは単独運転モード時にはほとんど働くことがない。直列運転モードで日射量が多く風量が多い時間が長く続いた場合に緊急用として働く。将来的に SW_p の働きを風力発電システム内で解決できるようにする。

また、発電電力が供給電力よりも小さい場合、EDLC の電圧が下降する。そして PCS の動作最低電圧に昇圧不可能となる EDLC の電圧となるところで SW_c を OFF して PCS 側への電力の供給を停止して EDLC を充電する。供給を停止することで PCS の動作最低電圧を保障する(PCS 動作電圧保障モード)。

EDLC 保護モードや PCS 動作電圧保障モードの時、各スイッチが切り替えを激しく繰り返さないために SW_p 、 SW_c の閾値にヒステリシス特性を持たせた。スイッチの切替条件を図 3.3 に示す。このスイッチングによる EDLC の電圧の変化の様子を図 3.4 に示す。

図 3.4 のように EDLC の電圧を PCS の動作最低電圧以上に昇圧でき、EDLC の耐圧を超えない範囲に制御する。

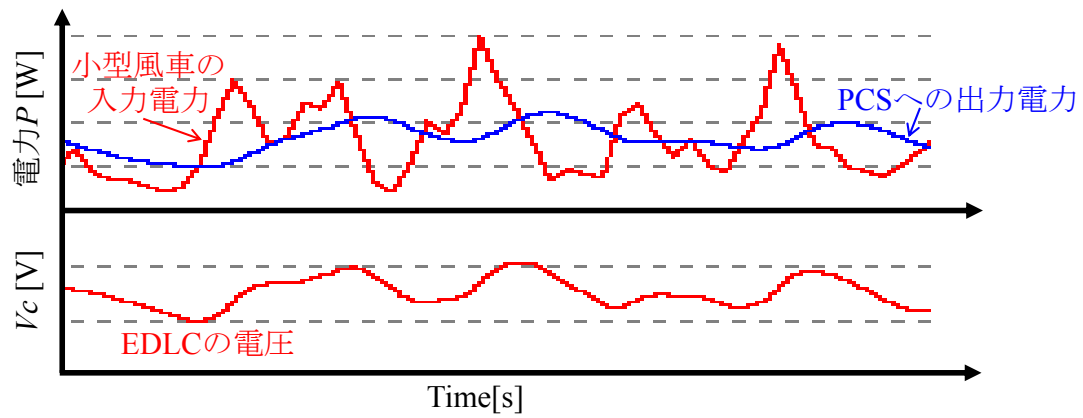


図 3.1 入出力電力に対する EDLC の電圧変動

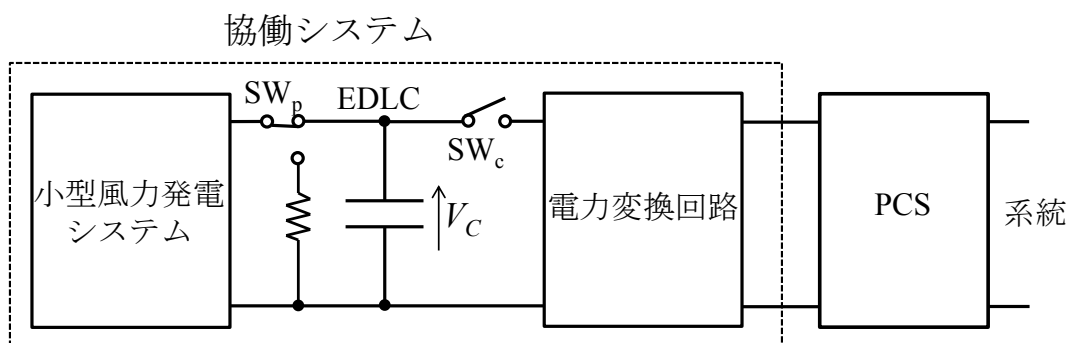


図 3.2 エネルギーコントロールを考慮した協働システム

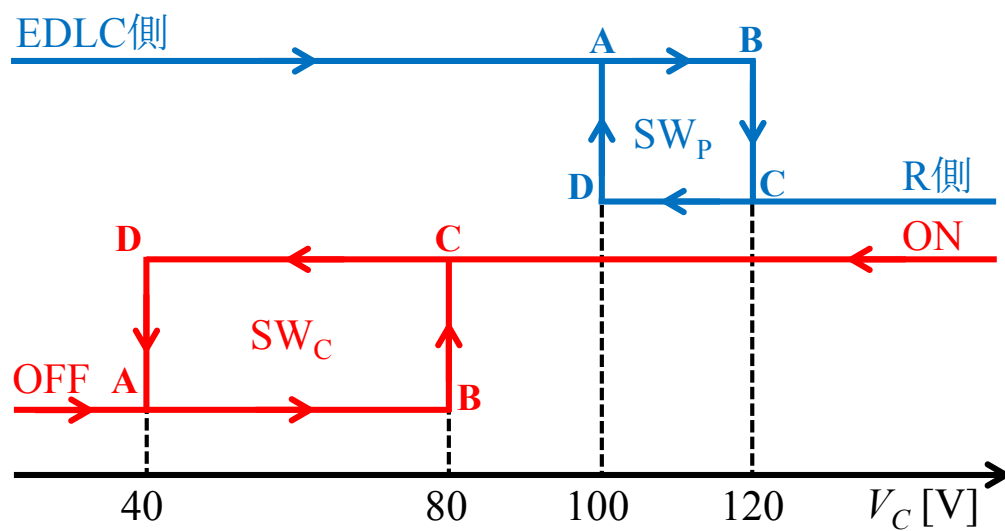


図 3.3 スイッチの切り替え条件

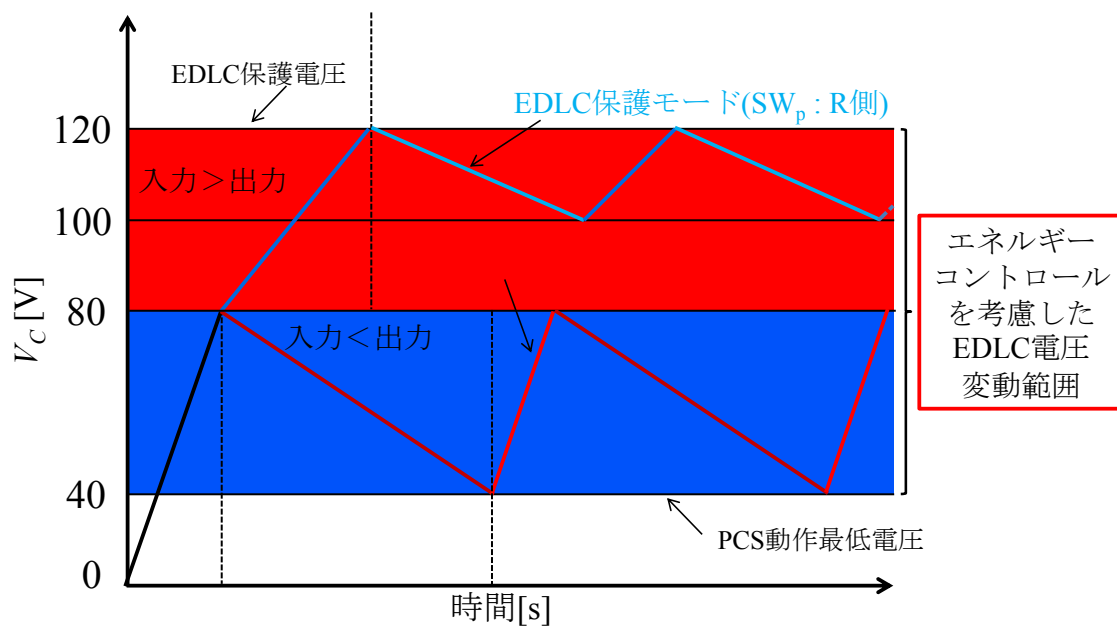


図 3.4 エネルギーコントロールを考慮した EDLC 電圧変動範囲

3.3 電力供給法

(a)平滑化

小型風車の発電電力は変動が激しいため、そのまま PCS へ供給すると、発電電力の変動に対して PCS の応答が遅れてしまう。そのため協働システムの最大電力点を追従できなくなる恐れがある。そこで発電電力を平滑化して PCS が最大電力点追従可能となるように電力を供給する。平滑化はローパスフィルタ(LPF)により行うが、そのパラメータは小型風車の電力変化がどのような大きさ、どのような頻度で起こり、EDLC の電圧変動範囲が図 3.4 の電圧変動範囲内に収まるように決定する必要がある。

本研究で使用する実際の小型風車の 10 秒毎の平均発電電力変化量の統計を 90 日分取り、横軸：平均電力変化量、縦軸：その変化が起こった時間としたグラフを図 3.5 に示す。

図 3.5 より $-5 \sim 5\text{W}$ の変化が起こった時間が全体の 97%以上を占めている。本研究で用いる小型風車の定格出力が 1.3kW であるため、毎秒 5W ずつ定格出力まで上がっていく入力を最悪値として、EDLC の電圧が図 3.4 の電圧変動範囲内に収まるような LPF のカットオフ周波数(f_{lpf})をシミュレーションから決定した(LP のカットオフ周波数: 0.01Hz , EDLC 保護電圧: 120V , PCS 動作最低電圧: 40V)。シミュレーション結果を図 3.6 に示す。図 3.6 より $f_{\text{lpf}}=0.01[\text{Hz}]$ で EDLC の電圧変動が図 3.4 の電圧変動範囲内に収まっているため、この値を LPF のカットオフ周波数とした。

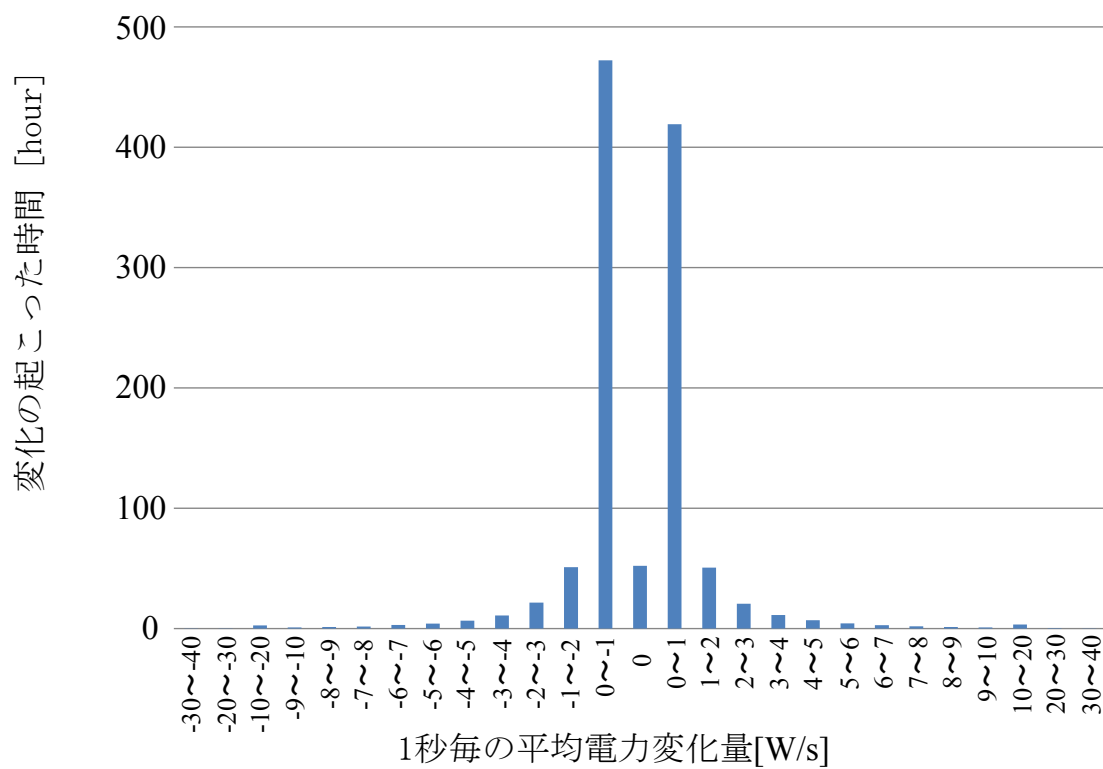


図 3.5 小型風車の平均電力変化量

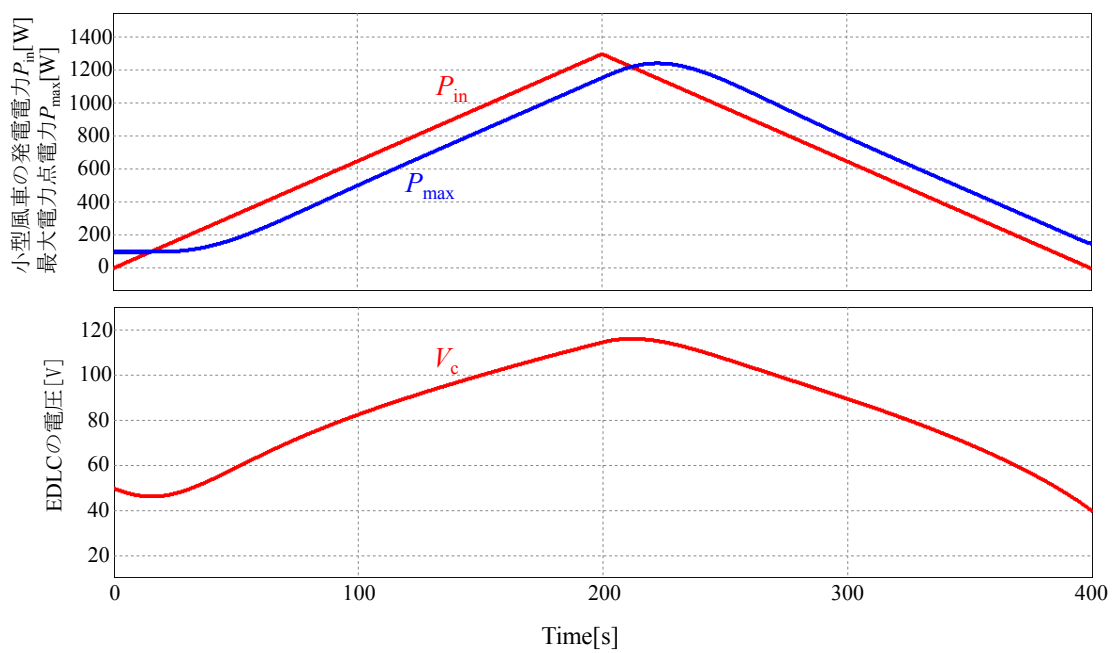


図 3.6 LPF 時定数決定シミュレーション

(b)電力供給方法

小型風車の発電電力は風量に依存しており，特に風量の少ないときは発電量が少なく，PCS を稼働可能な電力に達しないため，PCS を稼働できない。そこで風量が少ないときはEDLC を充電し，電圧がある程度上昇するまで PCS を稼働させず，PCS が稼働可能となるような電圧となったところで一定の電力以上を供給するようにする。図 3.7 に概要図を示す。電力供給方法の手順を以下に示す。

1. PCS への最低電力供給量を決定
2. EDLC の電圧が電力供給開始電圧に達するまで EDLC を充電
3. EDLC の電圧が PCS 動作最低電圧に達するまで PCS へ電力供給
4. 2,3 を繰り返す

電力供給時は小型風力発電システムの発電電力 P_{in} を平滑化して P_{max} を決定する。 P_{max} が PCS への最低電力供給量よりも小さい場合は一定の電力を PCS へ供給する。 P_{max} が PCS への最低電力供給量よりも大きい場合は P_{max} を PCS へ供給する。このように EDLC の充電期間と電力供給期間を制御して PCS へ電力を効率的に供給

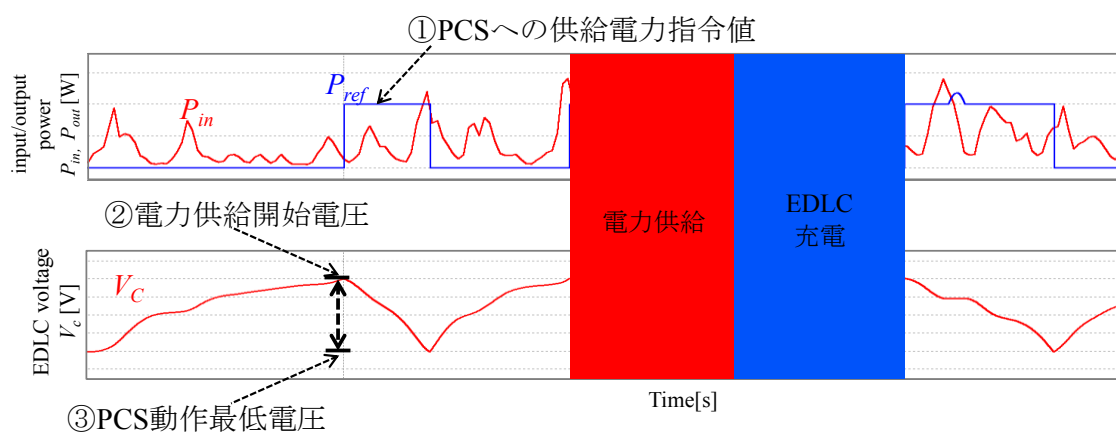


図 3.7 電力供給概要図

3.4 シミュレーションによる検証

バッテリー部分を EDLC に変更して PCS への電力供給のシミュレーションを行った。シミュレーション回路を図 3.8 に示す。シミュレーションパラメータを表 3.1 に示す。

一定電力を入力し、エネルギーコントロールに従い PCS へ電力供給できているか確認した。そのため出力には、降圧チョッパ回路を接続し、最大電力点追従制御を行った。本来は出力には実機で用いる PCS のモデルを用いてシミュレーションを行うべきであるが、本研究で用いているシミュレーションプログラムには PCS のモデルが存在しないため、今回は降圧チョッパ回路を接続した。

シミュレーション結果を図 3.9 に示す。図 3.9 より(出力電圧 v_o , 出力電流 i_o)= (100[V], 1[A])となっており、モデル式の最大電力点の電圧-電流特性となった。

しかし、600s 過ぎに電流脈動が発生していることが確認できる。

600s 過ぎにおける図 3.9 の出力電流の拡大波形を図 3.10 に示す。図 3.10 より、615s あたりに電流脈動が発生していることが確認できる。

電力変換回路が特定の動作点で不安定化している可能性があるため、EDLC の電圧が電流脈動が発生した電圧に達したところでその電圧を維持するシミュレーションと、電流脈動非発生電圧で EDLC の電圧を維持するシミュレーションをおこない比較した。このシミュレーションでは出力電流脈動発生電圧 50[V], 出力電流脈動非発生電圧 60[V]としてシミュレーションをおこなった。

シミュレーション結果を図 3.11 に示す。図 3.11 より、EDLC の電圧が特定の電圧に達したところで出力電流脈動が発生していることが確認できた。

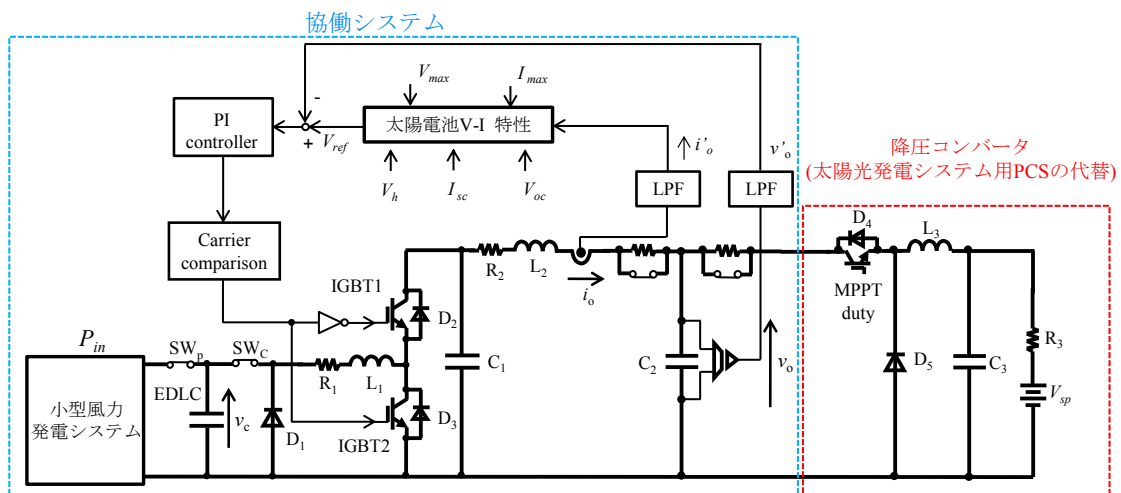


図 3.8 電力供給シミュレーション回路

表 3.1 シミュレーションパラメータ

P_{in}	80[W]
EDLC	4.5[F] (初期電圧 40[V])
L_1, L_2, L_3	10[mH], 2.0[mH], 1[H]
C_1, C_2, C_3	13.2[μ F], 515[μ F], 500[μ F]
R_1, R_2, R_3	0.1[Ω], 0.1[Ω], 0[Ω]
V_{sp}	50[V]
比例ゲイン K_p ,	0.003
積分定数 T_i	0.009
キャリア周波数	15[kHz]
カットオフ周波数	0.01[Hz]
V_{max}, V_{oc}, V_h	100[V], 170[V], 7[V]
I_{max}, I_{sc}	1[A], 1.5[A]

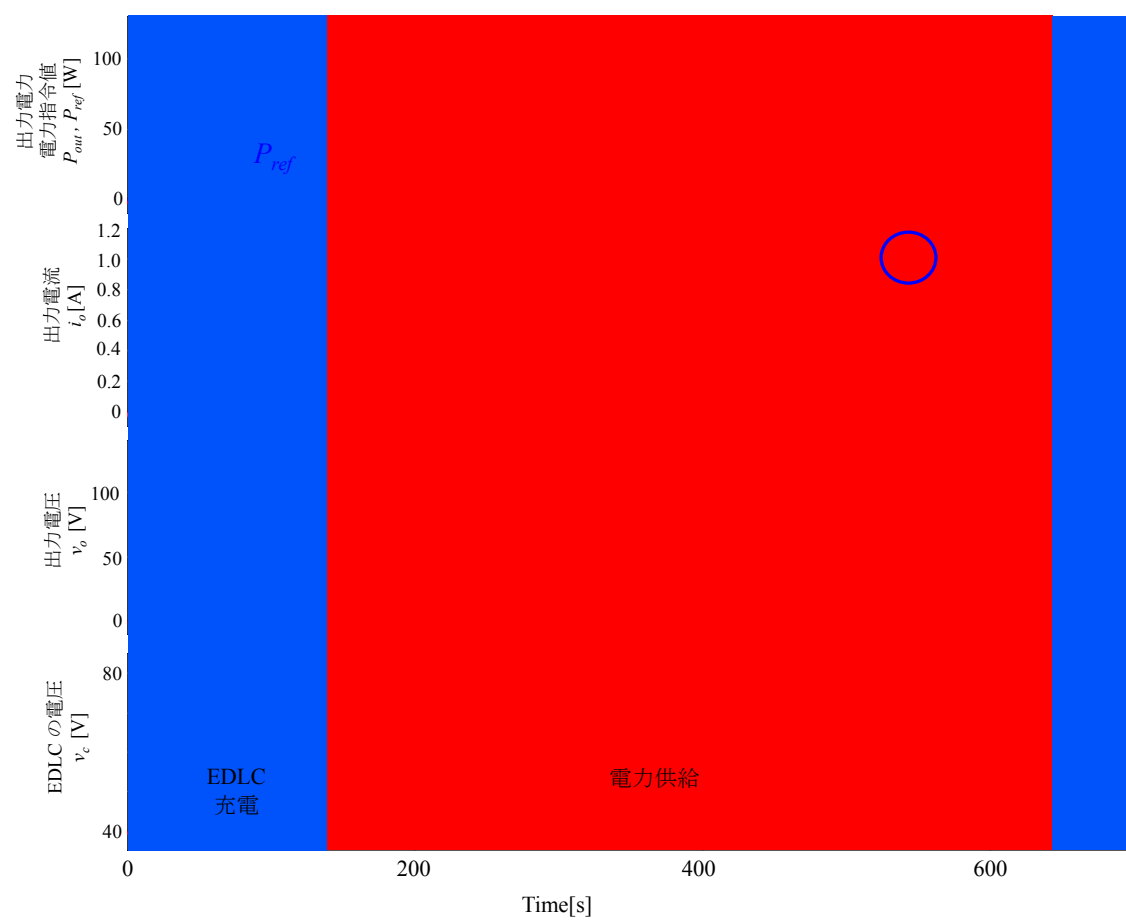


図 3.9 電力供給シミュレーション結果

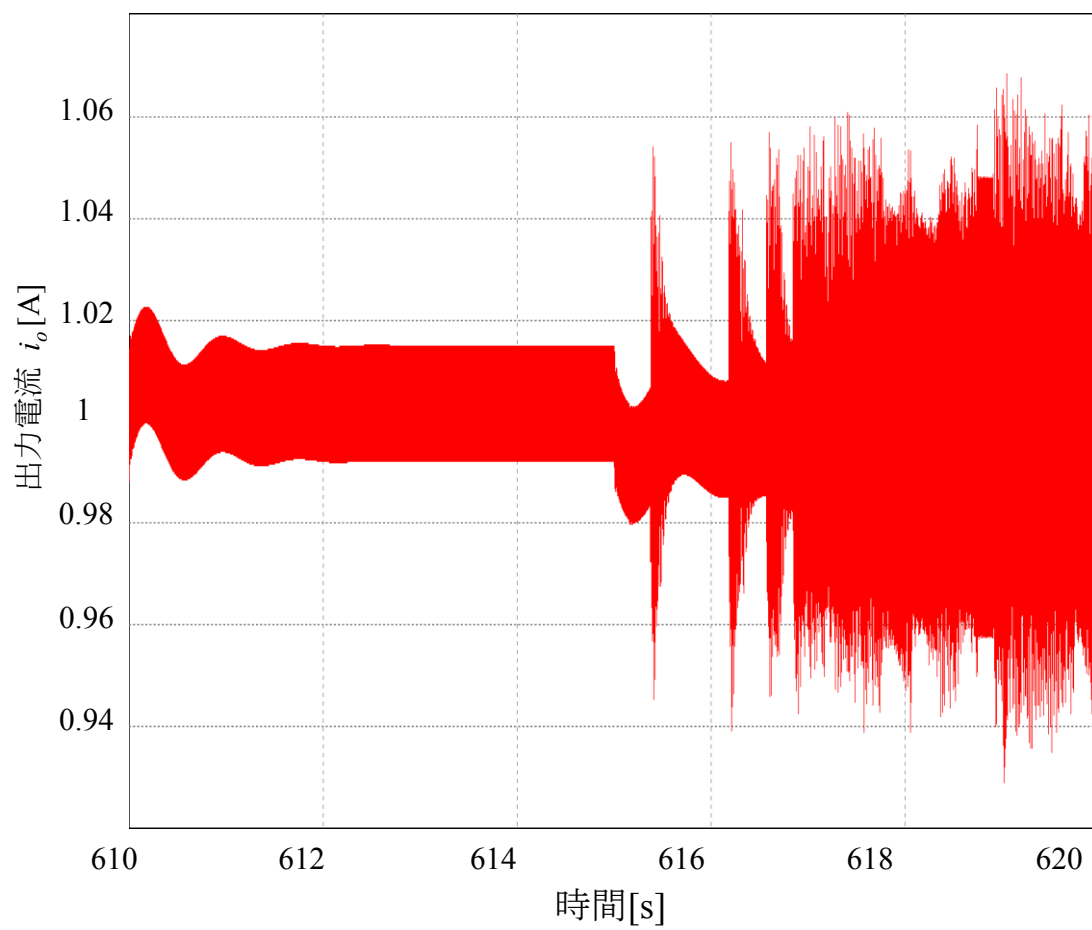
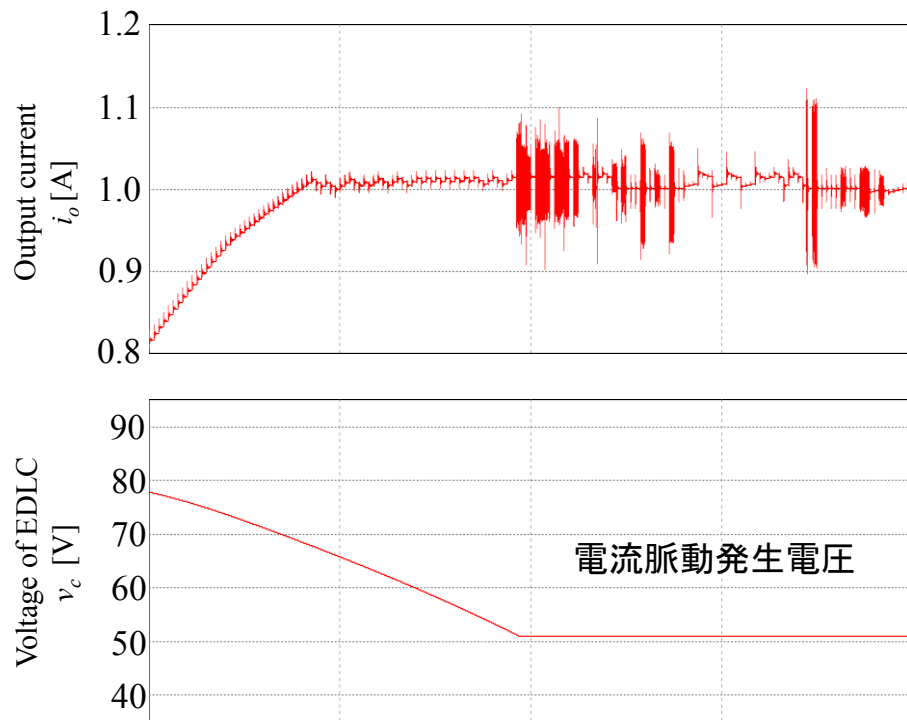
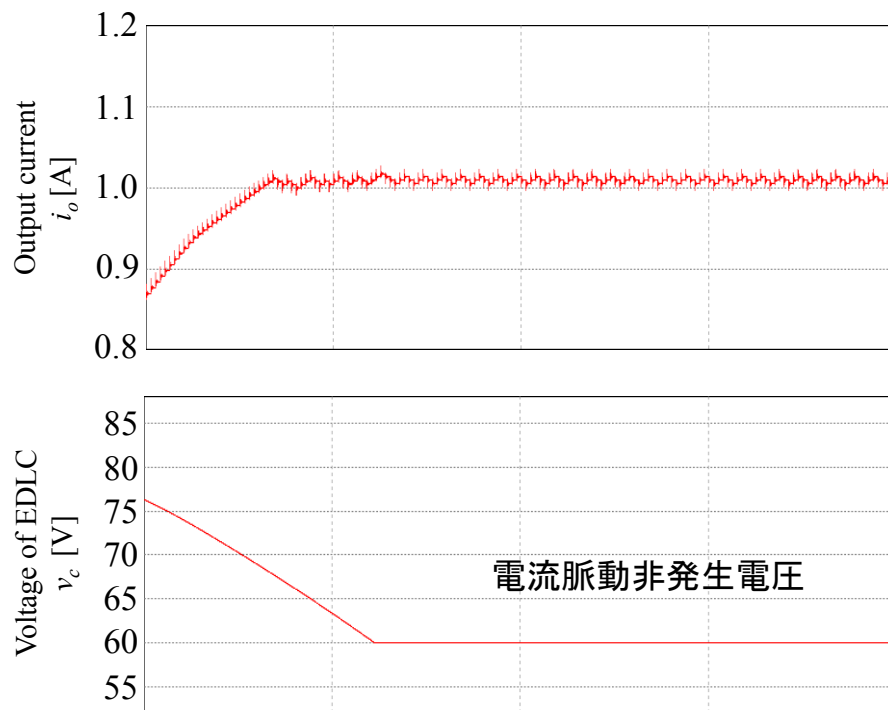


図 3.10 電力供給シミュレーション結果（出力電流拡大図）



(a)出力電流脈動発生電圧固定



(b)出力電流脈動非発生電圧固定

図 3.11 電流脈動発生確認シミュレーション結果

3.5 状態空間平均化法を用いたモデル化

電力変換回路がある **duty** で不安定となっていることが考えられるため，電力変換回路をモデル化して原因を考察する。

図 3.12 に示す電力変換回路の特性を求めるために，変動の周波数がスイッチング周波数よりも十分小さいという条件のもとで図 3.12 の電力変換回路を図 3.13 に変形して状態空間平均化法^{[4],[5]}を用いて状態方程式で表す。

図 3.13 において協働システムの **duty** と降圧コンバータの **duty** は独立であるため，図 3.14 に示すようにそれぞれを分割し，協働システムと降圧コンバータをそれぞれモデル化した後に結合する。

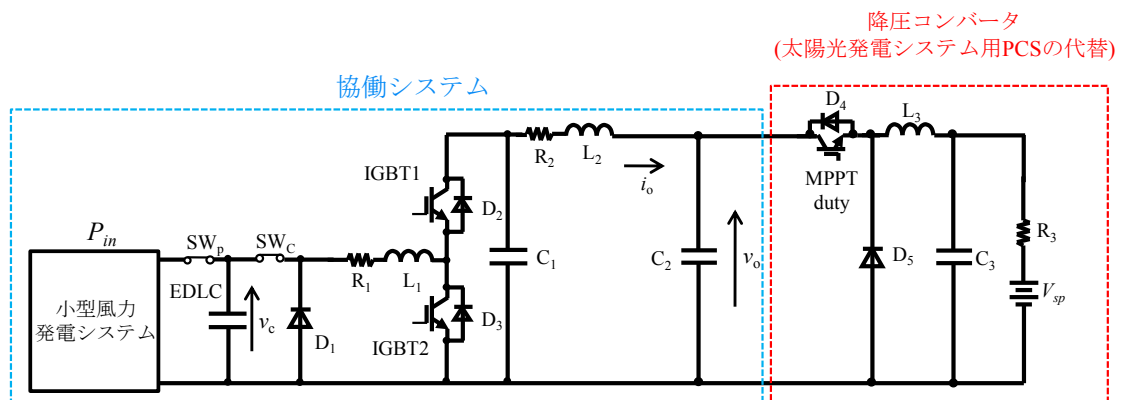


図 3.12 モデル化対象回路

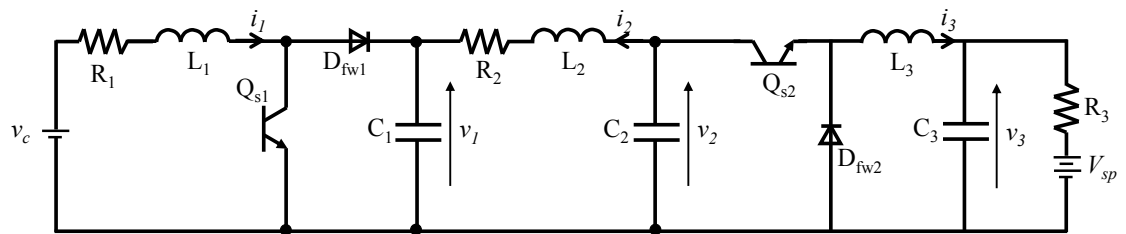


図 3.13 モデル化対象回路 (変形後)

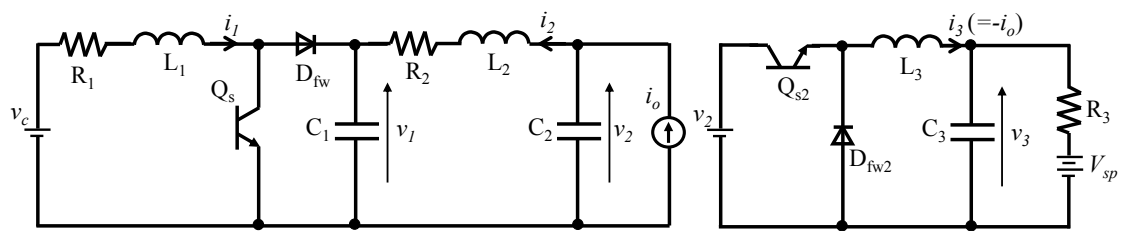


図 3.14 モデル化対象回路 (分割)

(a)昇圧コンバータモデル化

昇圧コンバータ回路の状態方程式を表す。昇圧コンバータの回路図を図 3.15 に示す。今回は簡単化のために昇圧コンバータの電源を電圧 v_c のバッテリーとした。また、スイッチ Q_s が OFF のとき (Mode 1) の回路図を図 3.16 に、ON のとき (Mode 2) の回路図を図 3.17 に示す。

図 3.16 より、Mode 1 の回路方程式を以下に示す。

$$v_c = L_1 \dot{i}_1 + R_1 i_1 \dots\dots\dots (3-1)$$

$$i_o = i_2 + C_2 \dot{v}_2 \dots\dots\dots (3-2)$$

$$L_2 \dot{i}_2 + v_1 + R_2 i_2 = v_2 \dots\dots\dots (3-3)$$

$$i_2 = C_1 \dot{v}_1 \dots\dots\dots (3-4)$$

図 3.17 より、Mode 2 の回路方程式を以下に示す。

$$v_c - L_1 \dot{i}_1 - R_1 i_1 = v_1 \dots\dots\dots (3-5)$$

$$i_o = i_2 + C_2 \dot{v}_2 \dots\dots\dots (3-6)$$

$$i_1 + i_2 = C_1 \dot{v}_1 \dots\dots\dots (3-7)$$

$$v_1 + L_2 \dot{i}_2 + R_2 i_2 = v_2 \dots\dots\dots (3-8)$$

(3-1)～(3-8)よりそれぞれの状態係数行列、電源係数行列に対して周期 T [s]として、Mode 1 の期間を dT [s]、Mode 2 の期間を $(1-d)T$ [s]とすると、

状態方程式 $\dot{x} = \bar{A}x + \bar{B}u$ は次式のように表される。

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_1 \\ \dot{v}_1 \\ \dot{i}_2 \\ \dot{v}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_1}{L_1} & -\frac{1-d}{L_1} & 0 & 0 \\ \frac{1-d}{C_1} & 0 & \frac{1}{C_1} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_2} & -\frac{R_2}{L_2} & \frac{1}{L_2} \\ 0 & 0 & -\frac{1}{C_2} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ v_1 \\ i_2 \\ v_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_c \\ i_o \end{bmatrix} \dots\dots\dots (3-9)$$

(3-9)式より,

$$\dot{i}_1 = -\frac{R_1}{L_1}i_1 - \frac{1-d}{L_1}v_1 + \frac{1}{L_1}v_c \dots\dots\dots (3-10)$$

$$\dot{v}_1 = \frac{1-d}{C_1}i_1 + \frac{1}{C_1}i_2 \dots\dots\dots (3-11)$$

$$\dot{i}_2 = -\frac{1}{L_2}v_1 - \frac{R_2}{L_2}i_2 + \frac{1}{L_2}v_2 \dots\dots\dots (3-12)$$

$$\dot{v}_2 = -\frac{1}{C_2}i_2 + \frac{1}{C_2}i_o \dots\dots\dots (3-13)$$

次に(3-10)～(3-13)式で表される非線形な連続式を線形な連続式に書き換える。

(3-10)～(3-13)式に小信号近似を適用し，AC 外積項を無視すると，

定常解は

$$0 = -\frac{R_1}{L_1}i_{10} - \frac{1-D}{L_1}v_{10} + \frac{1}{L_1}v_{c0} \dots\dots\dots (3-14)$$

$$0 = \frac{1-D}{C_1}i_{10} + \frac{1}{C_1}i_{20} \dots\dots\dots (3-15)$$

$$0 = -\frac{1}{L_2}v_{10} - \frac{R_2}{L_2}i_{20} + \frac{1}{L_2}v_{20} \dots\dots\dots (3-16)$$

$$0 = -\frac{1}{C_2}i_{20} + \frac{1}{C_2}i_{o0} \dots\dots\dots (3-17)$$

過渡解は

$$\frac{d\hat{i}_1}{dt} = -\frac{R_1}{L_1}\hat{i}_1 - \frac{1-D}{L_1}\hat{v}_1 + \frac{1}{L_1}\hat{v}_c + \frac{v_{10}}{L_1}\hat{d} \dots\dots\dots (3-18)$$

$$\frac{d\hat{v}_1}{dt} = \frac{1-D}{C_1}\hat{i}_1 + \frac{1}{C_1}\hat{i}_2 - \frac{i_{10}}{C_1}\hat{d} \dots\dots\dots (3-19)$$

$$\frac{d\hat{i}_2}{dt} = -\frac{1}{L_2}\hat{v}_1 - \frac{R_2}{L_2}\hat{i}_2 + \frac{1}{L_2}\hat{v}_2 \dots\dots\dots (3-20)$$

$$\frac{d\hat{v}_2}{dt} = -\frac{1}{C_2}\hat{i}_2 + \frac{1}{C_2}\hat{i}_o \dots\dots\dots (3-21)$$

(3-18)～(3-21)式は(3-22)式の形で表される。

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{i}}_1 \\ \dot{\hat{v}}_1 \\ \dot{\hat{i}}_2 \\ \dot{\hat{v}}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_1}{L_1} & -\frac{1-D}{L_1} & 0 & 0 \\ \frac{1-D}{C_1} & 0 & \frac{1}{C_1} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_2} & -\frac{R_2}{L_2} & \frac{1}{L_2} \\ 0 & 0 & -\frac{1}{C_2} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_1 \\ \hat{v}_1 \\ \hat{i}_2 \\ \hat{v}_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} & 0 & \frac{v_{10}}{L_1} \\ 0 & 0 & -\frac{i_{10}}{C_1} \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_2} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{v}_c \\ \hat{i}_o \\ \hat{d} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (3-22)$$

定常状態における状態空間平均化法に基づく等価回路を図 3.18 に、摂動に対する線形近似等価回路を図 3.19 に示す。

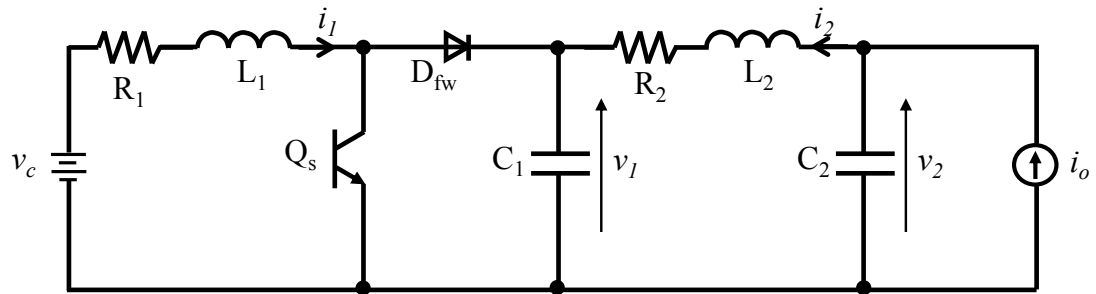


図 3.15 昇圧コンバータ回路図

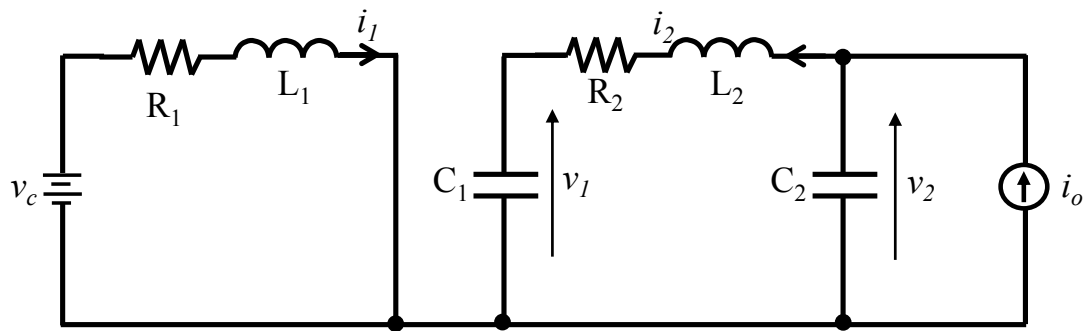


図 3.16 昇圧コンバータ回路図(Mode 1)

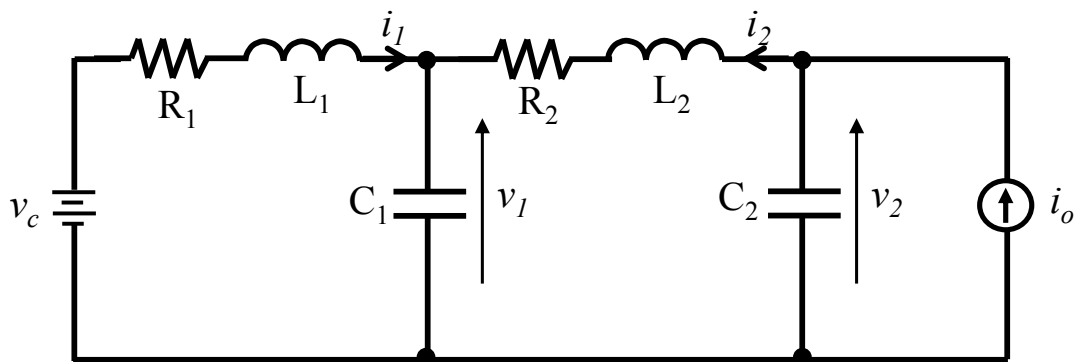


図 3.17 昇圧コンバータ回路図(Mode 2)

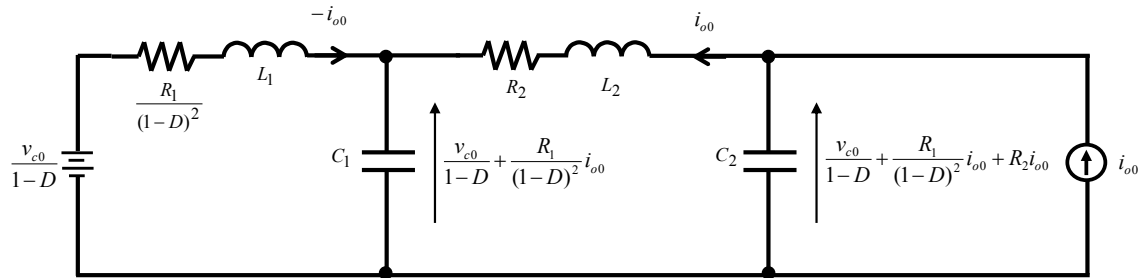


図 3.18 協働システムの定常状態における状態空間平均化法に基づく等価回路

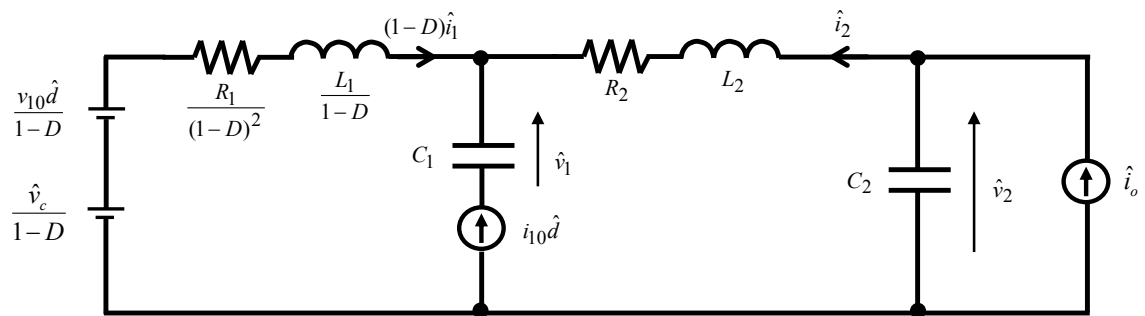


図 3.19 協働システムの摂動に対する線形近似等価回路

(b)降圧コンバータモデル化

降圧コンバータ回路の状態方程式を表す。降圧コンバータの回路図を図 3.20 に示す。降圧コンバータの電源を昇圧コンバータの出力電圧 v_3 のバッテリーとした。また、スイッチ Q_{s2} が OFF のとき (Mode 1') の回路図を図 3.21 に、ON のとき (Mode 2') の回路図を図 3.22 に示す。図 3.21 より、Mode 1 の回路方程式を以下に示す。

$$v_2 = L_3 \dot{i}_3 + v_3 \dots\dots\dots (3-23)$$

$$i_3 = C_3 \dot{v}_3 + \frac{v_3 - V_{sp}}{R_3} \dots\dots\dots (3-24)$$

図 3.22 より、Mode 2 の回路方程式を以下に示す。

$$0 = L_3 \dot{i}_3 + v_3 \dots\dots\dots (3-25)$$

$$i_3 = C_3 \dot{v}_3 + \frac{v_3 - V_{sp}}{R_3} \dots\dots\dots (3-26)$$

(3-23)～(3-26)よりそれぞれの状態係数行列、電源係数行列に対して周期 T [s]として、Mode 1' の期間を $d_2 T$ [s]、Mode 2' の期間を $(1-d_2)T$ [s]とすると、

状態方程式 $\dot{x} = \bar{A}x + \bar{B}u$ は次式のように表される。

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_3 \\ \dot{v}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L_3} \\ \frac{1}{C_3} & -\frac{1}{C_3 R_3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_3 \\ v_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{d_2}{L_3} & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_3 R_3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_2 \\ V_{sp} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (3-27)$$

(3-27)式より、

$$\dot{i}_3 = -\frac{1}{L_3} v_3 - \frac{d_2}{L_3} v_2 \dots\dots\dots (3-28)$$

$$\dot{v}_3 = \frac{1}{C_3} i_3 - \frac{1}{C_3 R_3} v_3 + \frac{1}{C_3 R_3} V_{sp} \dots\dots\dots (3-29)$$

次に(3-28)～(3-29)式で表される非線形な連続式を線形な連続式に書き換える。

(3-28)～(3-29)式に小信号近似を適用し、AC 外積項を無視すると、

定常解は

$$0 = -\frac{1}{L_3} v_{30} + \frac{D_{20}}{L_3} v_{20} \dots\dots\dots (3-30)$$

$$0 = \frac{1}{C_3} i_{30} - \frac{1}{C_3 R_3} v_{30} + \frac{1}{C_3 R_3} V_{sp} \dots\dots\dots (3-31)$$

過渡解は

$$\frac{d\hat{i}_3}{dt} = -\frac{1}{L_3} \hat{v}_3 + \frac{D_{20}}{L_3} \hat{v}_2 + \frac{v_{20}}{L_3} \hat{d}_2 \dots\dots\dots (3-32)$$

$$\frac{d\hat{v}_3}{dt} = \frac{1}{C_3} \hat{i}_3 - \frac{1}{C_3 R_3} \hat{v}_3 + \frac{1}{C_3 R_3} \hat{V}_{sp} \dots\dots\dots (3-33)$$

(3-32)～(3-33)式は(3-34)式の形で表される。

$$\begin{bmatrix} \hat{\dot{i}}_3 \\ \hat{\dot{v}}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L_3} \\ \frac{1}{C_3} & -\frac{1}{C_3 R_3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_3 \\ \hat{v}_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{D_{20}}{L_3} & 0 & \frac{V_{20}}{L_3} \\ 0 & \frac{1}{C_3 R_3} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{v}_2 \\ \hat{V}_{sp} \\ \hat{d}_2 \end{bmatrix} \dots\dots\dots (3-34)$$

定常状態における状態空間平均化法に基づく等価回路を図 3.23 に、摂動に対する線形近似等価回路を図 3.24 に示す。

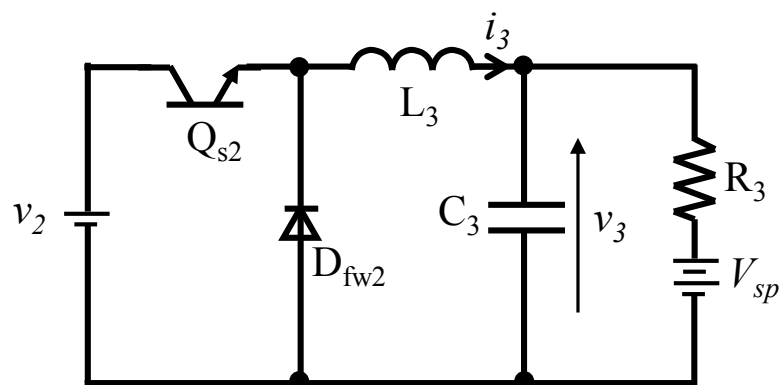


図 3.20 降圧コンバータ回路図

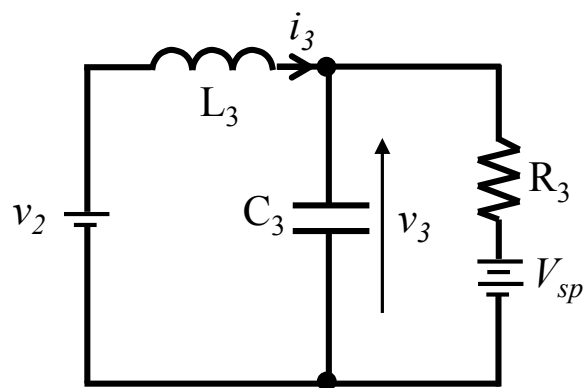


図 3.21 降圧コンバータ回路図 (Mode 1')

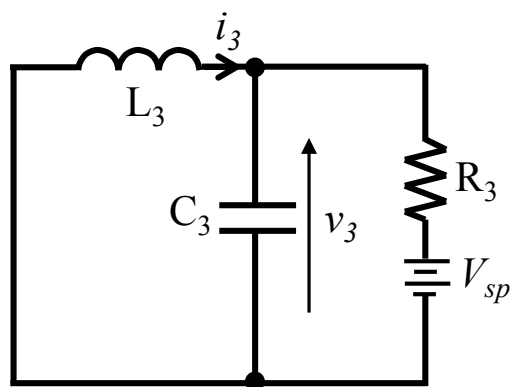


図 3.22 降圧コンバータ回路図 (Mode 2')

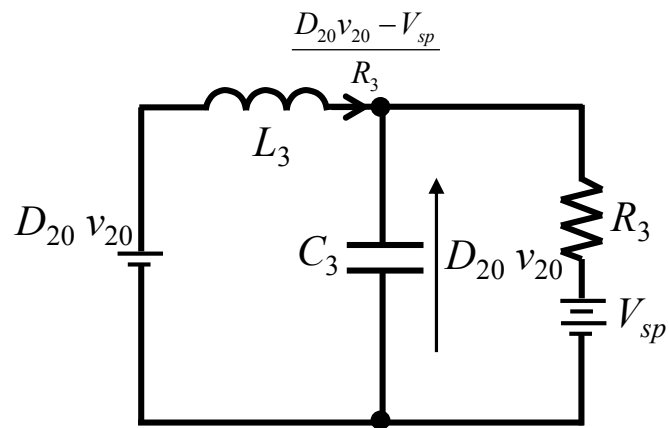


図 3.23 降圧コンバータの定常状態における状態空間平均化法に基づく等価回路

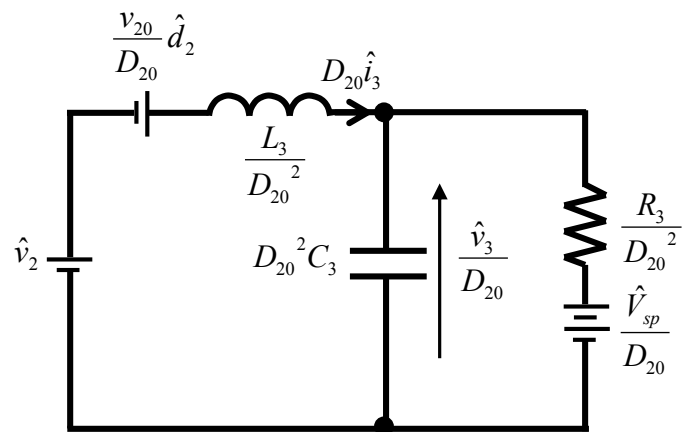


図 3.24 降圧コンバータの摂動に対する線形近似等価回路

(c)昇圧コンバータモデルと降圧コンバータモデルの結合

各微小変動分に対するコンバータの伝達関数を導出する。状態空間平均化方程式は

$$\dot{\hat{x}} = \overline{a_0}\hat{x} + \overline{b_0}\hat{u} \dots\dots\dots (3-35)$$

と表される。上式をラプラス変換し、式変形をすることにより次式が得られる。

$$\hat{X}(s) = (s\overline{I} - \overline{A_0})^{-1} \overline{B_0} \hat{U}(s) \dots\dots\dots (3-36)$$

(3-22), (3-36)式より

$$\begin{bmatrix} \hat{I}_1(s) \\ \hat{V}_1(s) \\ \hat{I}_2(s) \\ \hat{V}_2(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s + \frac{R_1}{L_1} & \frac{1-D}{L_1} & 0 & 0 \\ -\frac{(1-D)}{C_1} & s & -\frac{1}{C_1} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_2} & s + \frac{R_2}{L_2} & -\frac{1}{L_2} \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_2} & s \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} & 0 & \frac{v_{10}}{L_1} \\ 0 & 0 & -\frac{i_{10}}{C_1} \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_2} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{V}_c(s) \\ \hat{I}_o(s) \\ \hat{D}(s) \end{bmatrix} \dots\dots\dots (3-37)$$

と表される。簡単化のために,

$$\begin{bmatrix} \hat{I}_1(s) \\ \hat{V}_1(s) \\ \hat{I}_2(s) \\ \hat{V}_2(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} & A_{13} \\ A_{21} & A_{22} & A_{23} \\ A_{31} & A_{32} & A_{33} \\ A_{41} & A_{42} & A_{43} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{V}_c(s) \\ \hat{I}_o(s) \\ \hat{D}(s) \end{bmatrix} \dots\dots\dots (3-38)$$

$$\begin{bmatrix} s + \frac{R_1}{L_1} & \frac{1-D}{L_1} & 0 & 0 \\ -\frac{(1-D)}{C_1} & s & -\frac{1}{C_1} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_2} & s + \frac{R_2}{L_2} & -\frac{1}{L_2} \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_2} & s \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} & 0 & \frac{v_{10}}{L_1} \\ 0 & 0 & -\frac{i_{10}}{C_1} \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_2} & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} & A_{13} \\ A_{21} & A_{22} & A_{23} \\ A_{31} & A_{32} & A_{33} \\ A_{41} & A_{42} & A_{43} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (3-39)$$

ここで降圧コンバータも同様にすると, (3-34), (3-36)式より,

$$\begin{bmatrix} \hat{I}_3(s) \\ \hat{V}_3(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s & \frac{1}{L_3} \\ -\frac{1}{C_3} & s + \frac{1}{C_3 R_3} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \frac{D_{20}}{L_3} & 0 & \frac{v_{20}}{L_3} \\ 0 & \frac{1}{C_3 R_3} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{V}_2(s) \\ \hat{V}_{sp}(s) \\ \hat{D}_2(s) \end{bmatrix} \dots\dots\dots (3-40)$$

と表される。簡単化のために,

$$\begin{bmatrix} \hat{I}_3(s) \\ \hat{V}_3(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} B_{11} & B_{12} & B_{13} \\ B_{21} & B_{22} & B_{23} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{V}_2(s) \\ \hat{V}_{sp}(s) \\ \hat{D}_2(s) \end{bmatrix} \dots\dots\dots (3-41)$$

$$\begin{bmatrix} s & \frac{1}{L_3} \\ -\frac{1}{C_3} & s + \frac{1}{C_3 R_3} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \frac{D_{20}}{L_3} & 0 & \frac{v_{20}}{L_3} \\ 0 & \frac{1}{C_3 R_3} & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} B_{11} & B_{12} & B_{13} \\ B_{21} & B_{22} & B_{23} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (3-42)$$

として, これらの式から昇圧コンバータと降圧コンバータを結合する。

デューティーの変動に対する出力電流の変動を検証するために, (3-38)式より

$$\hat{I}_2(s) = \begin{bmatrix} A_{31} & A_{32} & A_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{V}_c(s) \\ \hat{I}_o(s) \\ \hat{D}(s) \end{bmatrix} \dots\dots\dots (3-43)$$

$$\hat{I}_2(s) = A_{31}\hat{V}_c(s) + A_{32}\hat{I}_o(s) + A_{33}\hat{D}(s) \dots\dots\dots (3-44)$$

(3-41)式より

$$\hat{I}_3(s) = B_{11}\hat{V}_2(s) + B_{12}\hat{V}_{sp}(s) + B_{13}\hat{D}_2(s) \dots\dots\dots (3-45)$$

(3-38)式より

$$\hat{V}_2(s) = A_{41}\hat{V}_c(s) + A_{42}\hat{I}_o(s) + A_{43}\hat{D}(s) \dots\dots\dots (3-46)$$

また,

$$\hat{I}_3(s) = -\hat{I}_o(s) \dots\dots\dots (3-47)$$

(3-44)～(3-47)式より

$$\hat{I}_2(s) = (A_{31} - \frac{A_{32}A_{41}B_{11}}{1 + A_{42}B_{11}})\hat{V}_c(s) + (A_{33} - \frac{A_{32}A_{43}B_{11}}{1 + A_{42}B_{11}})\hat{D}(s) - \frac{A_{32}B_{12}}{1 + A_{42}B_{11}}\hat{V}_{sp} - \frac{A_{32}B_{13}}{1 + A_{42}B_{11}}\hat{D}_2(s) \dots\dots\dots (3-48)$$

$\hat{D}(s)$ 以外の入力変数を 0 とすると,

$$\frac{\hat{I}_2(s)}{\hat{D}(s)} = A_{33} - \frac{A_{32}A_{43}B_{11}}{1 + A_{42}B_{11}} \dots\dots\dots (3-49)$$

(3-49)式の伝達関数より協働システムの周波数応答を検証する。

3.6 解析結果

協働システムの **duty** の変動に対する出力電流の変動の伝達関数から周波数応答を求めた。図 3.11 の出力電流脈動は EDLC の電圧が約 50[V]の時に発生している。そのため、電流脈動発生電圧 $v_c=50$ [V]の場合と出力電流脈動非発生電圧 $v_c=60$ [V]の場合の周波数応答を比較した。解析に必要なパラメータを表 3.2 に示す。

解析結果を図 3.25 に示す。図 3.25 より、 $v_c=50$ [V]の場合と $v_c=60$ [V]の場合で周波数特性に大きな違いは確認できない。この原因として、状態空間平均化法ではスイッチングリプルが平均化される。しかし平均化解は必ずしもリプルを含む解の平均値とは一致しない^[6]。そのため、この原因を究明するためにはリプルを平均化せずに回路を表現することが必要と考えられる。

表 3.2 回路パラメータ

v_c	50[V], 60[V]
i_o	-1[A]
v_{20}	100[V]
L_1, L_2, L_3	10[mH], 2.0[mH], 1.0[H]
C_1, C_2, C_3	13.2[μ F], 515[μ F], 500[μ F]
R_1, R_2, R_3	0.1[Ω], 0.1[Ω], 0[Ω]
V_{sp}	50[V]

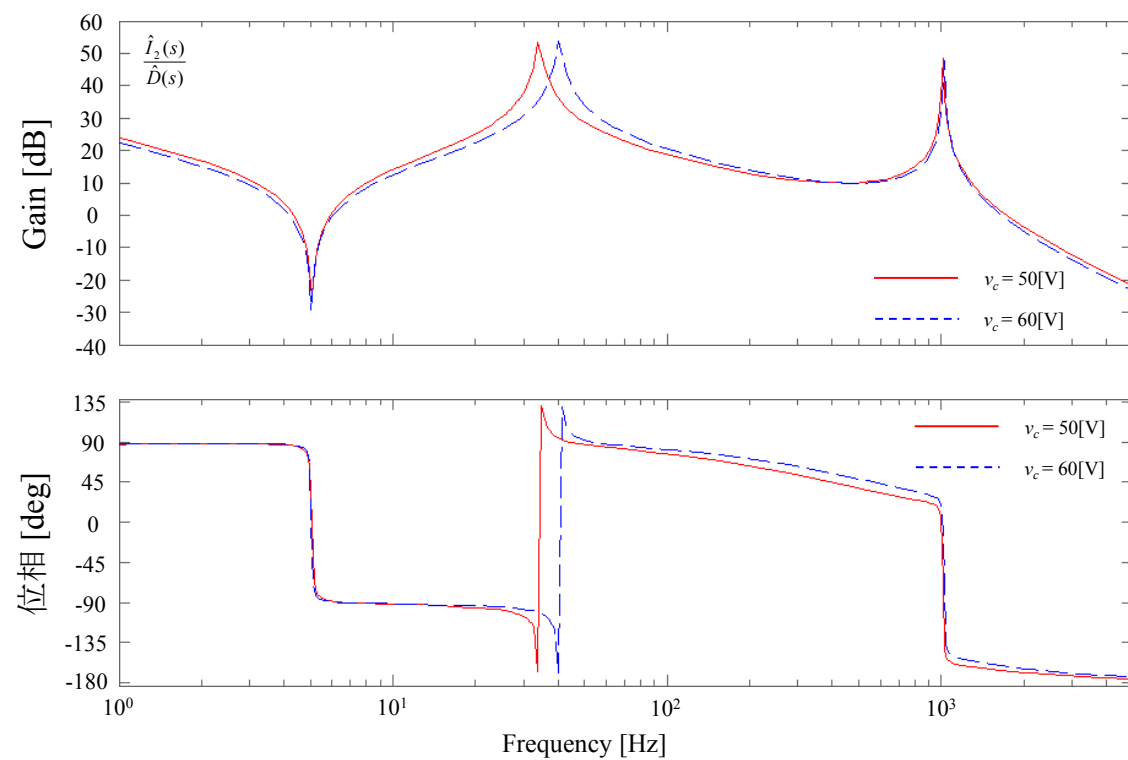


図 3.25 協働システムの duty の変動に対する出力電流の変動のボード線図

第四章 結言

4.1 研究の成果

前研究者が検証していた協働システムのバッテリー部分を EDLC に変更し、変更したことにより必要となる EDLC のエネルギーコントロールをシミュレーションにより確認した。一定の電力を入力した際も変動電力を入力した際もこちらが指定した EDLC の電圧変動範囲で PCS へ電力供給できることを確認した。

また非線形の協働システムを状態空間平均化法を用いて線形近似し、それを用いて協働システムの伝達関数より周波数応答を求めた。

4.2 今後の課題

出力電流脈動発生原因を解析し，原因究明後に制御器の最適なゲインを求める。

それが完了次第現在の実機に用いられているバッテリーを EDLC に変更し，本論文で提案したエネルギーコントロールを適用し，PCS を動作させる。

単独運転モード，直列接続モードで実機の動作を確認でき次第，単独運転モードと直列接続モードを自動的に切り替えるシステムを提案，実現することが必要となる。

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
- [2] 特開 2005-051955 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
- [3] M. Samizo, N. Yamamura, M. Ishida: “Development of Photovoltaic Cell Emulator using the Small Scale Wind Turbine” (ICEMS2012), DS4G5-5
- [4] Simon Ang 「Power-Switching Converters」 CRC Press, 1995
- [5] 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
- [6] 加藤利次, 所圭太郎: 「スイッチングリップルを考慮した電力変換器の平均化解析法」 T.IEE Japan, Vol.114-D, No.12, '94

論文目録

- [1] 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開発」, 平成 25 年電気学会産業応用部門大会, 1-60, I-269~I-272
- [2] Y.Takeuchi, N.Yamamura, M.Ishida: “Development of the small scale wind power generating device directly connectable to the solar power generation system” , IS² EMU 2013 International Symposium for Sustainability by Engineering at MIU, EP-10
- [3] Y.Takeuchi, N.Yamamura, M.Ishida : “ Study of the power control method of wind power generating device directly connectable to the solar power generation system” , IS² EMU 2014 International Symposium for Sustainability by Engineering at MIU, EO-8
- [4] 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

謝辞

本研究の遂行ならびに論文作成にあたり，終始丁寧にご指導いただきました三重大学 電気電子工学 教授 工学博士 石田宗秋先生，同大学 准教授 工学博士 山村直紀先生，同大学 助教授 工学博士 矢代大祐先生，技術員 廣田栄毅氏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 電気電子工学 教授 工学博士 平井淳之先生に心より御礼申し上げます。

共に協働システムについて研究した平成 24 年度卒業三重大学院工学研究科 修了生 三溝真史氏，修士 1 年生 中谷和哉君，学部 4 年生 吉添亮介君に心から感謝いたします。最後に，本研究の遂行にあたり，私と同時代に石田研究室に御在籍されたすべての方々には大変お世話になりました。心から感謝いたします。

最後に何不自由なく大学生活を送らせて頂いた両親に心から感謝し，厚く御礼申し上げます。