

環境発電デバイスを有する電力変換回路の  
安定性解析と応用展開

2024

岡山理科大学大学院

工学研究科

システム科学専攻

内野 翔太





## 目次

<b>第1章 序論</b>	<b>1</b>
1.1 本研究の背景	1
1.1.1 環境発電デバイスの導入	1
1.1.2 環境発電デバイスとパワーエレクトロニクスとの関係性	3
1.1.3 電力変換回路に生じる分岐現象と安定性解析	4
1.2 本研究の目的	8
1.3 本論文の構成	8
<b>第2章 電力変換回路に適用可能な汎用的安定性解析手法の構築</b>	<b>11</b>
2.1 はじめに	11
2.2 問題の記述	11
2.3 $n$ 次元で記述される線形常微分方程式	13
2.4 $n$ 次元で記述される非線形常微分方程式	17
2.5 まとめ	19
<b>第3章 線形常微分方程式で記述される電力変換回路の安定性解析</b>	<b>21</b>
3.1 はじめに	21
3.2 熱電池の出力特性モデル	21
3.3 1次元回路モデルにおける熱電池を有する電流制御昇圧型 DC-DC コンバータ	22
3.3.1 回路モデル	23
3.3.2 Monodromy 行列および Saltation 行列の定義	24
3.3.3 分岐構造および安定性解析結果	25
3.4 2次元回路モデルにおける熱電池を有する電流制御昇圧型 DC-DC コンバータ	30
3.4.1 回路モデル	30
3.4.2 Monodromy 行列および Saltation 行列の定義	31
3.4.3 分岐構造および安定性解析結果	33
3.5 まとめ	38

<b>第4章 非線形常微分方程式で記述される電力変換回路の安定性解析</b>	<b>39</b>
4.1 はじめに	39
4.2 太陽電池の出力特性モデル	40
4.2.1 太陽電池の等価回路モデル	40
4.2.2 簡略的な太陽電池出力特性モデル	41
4.2.3 太陽電池の等価回路モデルと簡略的な出力特性モデルの比較	43
4.3 1次元回路モデルにおける太陽電池を有する電流制御昇圧型 DC-DC コンバータ	45
4.3.1 回路モデル	45
4.3.2 Monodromy 行列の概念に基づく安定性解析手法	47
4.3.3 分岐構造および安定性解析結果	50
4.4 2次元回路モデルにおける太陽電池を有する電流制御昇圧型 DC-DC コンバータ	56
4.4.1 回路モデル	56
4.4.2 Monodromy 行列および Saltation 行列の定義	58
4.4.3 分岐構造および安定性解析結果	58
4.5 LTspice を用いた太陽電池を有する電流制御昇圧型 DC-DC コンバータの動作検証	66
4.6 まとめ	69
<b>第5章 安定性解析手法を用いた工学的応用への展開</b>	<b>71</b>
5.1 はじめに	71
5.2 安定性解析結果と電力変換回路の性能の関係性	72
5.2.1 分岐構造および安定性解析結果	72
5.2.2 回路実装および実験的検証	76
5.3 熱電池を有する Hブリッジ昇降圧型 DC-DC コンバータの回路パラメータの選定	83
5.3.1 回路モデル	83
5.3.2 Monodromy 行列および Saltation 行列の定義	85
5.3.3 安定性解析手法に基づく周期波形存在領域の可視化	86
5.4 スイッチングリップル低減手法の確立	94
5.4.1 システムの説明と制御ゲインの定義	94
5.4.2 不安定周期軌道の固定点探索アルゴリズム	97
5.4.3 熱電池を有する電流制御昇圧型 DC-DC コンバータへの適用例	99

目次	iii
5.4.3.1 制御ゲインの導出 . . . . .	99
5.4.3.2 数値解析結果 . . . . .	100
5.4.3.3 実験的検証 . . . . .	103
5.5 まとめ . . . . .	107
<b>第6章 結論</b>	<b>109</b>
<b>謝辞</b>	<b>111</b>
<b>参考文献</b>	<b>113</b>



## 第1章 序論

本章では、環境発電デバイスを有する電力変換回路の研究課題を明確にし、本研究の位置づけについて述べる。

### 1.1 本研究の背景

#### 1.1.1 環境発電デバイスの導入

人類の電力消費量は年々増加の一途をたどり、世界の一次エネルギー消費量に占める化石燃料の割合は約80%に達している [1]。化石燃料の消費は、温室効果ガスであるCO<sub>2</sub>の排出を引き起こし、地球温暖化などの気候変動を促進するため、化石燃料の使用量削減が求められている。本邦においても、1997年の京都議定書をはじめとする国際的な合意により、温室効果ガス削減の具体的な目標が設定され、2015年のパリ協定に続き、2020年には2050年までに温室効果ガスの総排出量をゼロとするカーボンニュートラルの実現が宣言された。これらの背景を受け、CO<sub>2</sub>等の温室効果ガスの排出削減に資する技術開発や研究が精力的に進められている。特に、火力発電および原子力発電などの集中型発電システムにおいては、環境に負荷を与えるだけでなく、東日本大震災をはじめとする自然災害や人口減少に伴う脆弱性が顕著となった。したがって、上記の問題を改善するために、新たな発電システムを研究および開発することが重要である [2]。この種の問題を改善する一つの方策として、分散型発電システムが注目されており、特に温室効果ガスを排出しない再生可能エネルギーを利用して発電する環境発電デバイスの普及に注力している。カーボンニュートラルの実現には、これらの環境発電デバイスの導入量を増加するだけでなく、得られるエネルギーを最大限に活用するために、電力をより高効率に変換および抽出する技術が必要となる。

本邦における環境発電デバイスの中で、太陽光発電モジュール（以下、太陽電池）の普及が顕著である。太陽電池は、持続可能な自然エネルギー源である太陽光を直接電力に変換することができるため、エネルギー輸送コストが不要であり、さらに設置地域に対する制約が少なく、初期投資コストの予測が容易であるなど、複数の要因により普及が進んでいる。主流な太陽電池としてはシリコン系が挙げられ、実用的なシリコン系太陽電池は、ベル電話研究所のPearson氏らによって開発された。しかし、15Ωの負荷を接続した際、1cm<sup>3</sup>あたり6mWの出力であり、効率は6%と比較的低かった [3]。高効率な太陽電池として、電圧

損失の少ない多接合太陽電池が注目され、シャープ株式会社は31.2%の効率を持つ3接合型太陽光発電モジュールを実証し、今後の太陽光発電の用途拡大に向けた成果を挙げている[4]。また、シリコン系太陽電池の高い精製および製造コストを背景に、色素増感太陽電池やペロブスカイト太陽電池といった対費用効果に優れた技術への研究開発が進められている[5, 6, 7, 8]。これらの太陽電池は、メガソーラーなどの地上設置型だけでなく、人工衛星[9]や電動飛行機[10]などの電源供給として活用されており、精製・製造コストおよび環境負荷の低減を目指す開発によって、今後も普及が見込まれる環境発電デバイスである[11, 12, 13]。

一方、環境発電デバイスにおいては、温度差を利用して発電する熱電発電モジュール（以下、熱電池）への注目も高まっている。図1.1は、本邦の一次エネルギー活用状況を示し、運輸、民生および産業分野では約40%が未利用熱として放出されていることが明らかである[14]。さらに、全世界の年間CO<sub>2</sub>排出量に占める運輸分野の割合が約20%に達しており、この大量の未利用熱を熱電池で再生電力化することは、将来の車載電力需要の増大とともに、より一層の重要性を帯びている。このような熱回収および電力回生に関する研究および開発は、CO<sub>2</sub>削減への貢献が期待される。以上から、未利用排熱の最大限の活用を目指し、熱電変換効率の向上を目指した熱電素子の開発[15, 16]、高密度かつ大容量蓄熱吸着材の開発[17]、環境低負荷材料を用いた熱電池の開発[18]など、活発な研究開発が行われている。

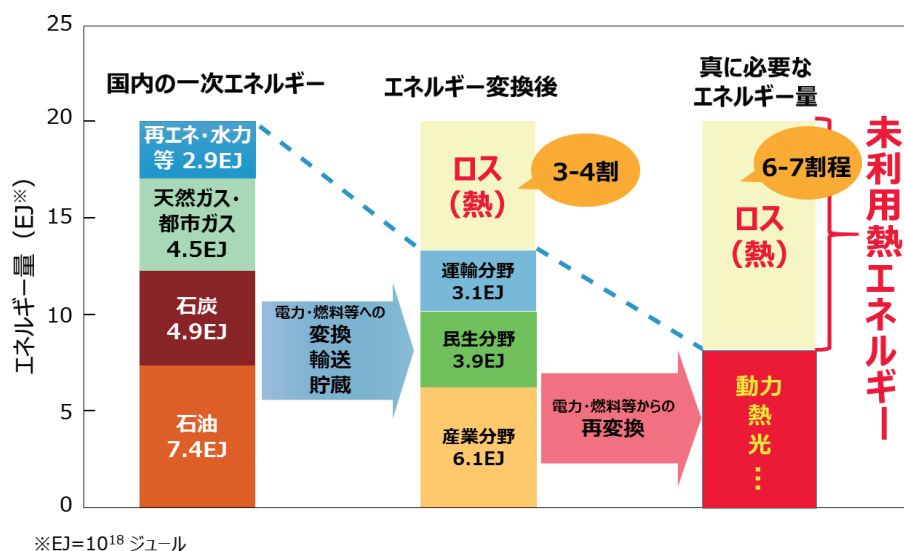


図 1.1: 本邦の一次エネルギー活用状況

出典：資源エネルギー庁平成30年度（2018年度）エネルギー需給実績（確報）を基に

NEDO 作成

### 1.1.2 環境発電デバイスとパワーエレクトロニクスとの関係性

パワーエレクトロニクスは、電力を変換および制御を行う技術であり、現代生活において欠かせない技術である。太陽電池や熱電池などの環境発電デバイスは、タービンを用いない発電形式であるため、出力される電力は直流である。これらの直流電力をバッテリーへ給電するには、適切な電圧への昇圧または降圧が必要となる。特に、エネルギー問題や環境問題への対応を考慮すると、電力変換回路のエネルギー変換効率の向上や、発電環境の変動に応じて常に環境発電デバイスから最大限のエネルギーを抽出する最大電力点追従制御など、エネルギー利用効率を向上させる技術の推進が要求されている。

直流電力を適切な直流電圧に変換するには、基本的に DC-DC コンバータが使用される。これらは図 1.2 に示すように、昇圧型、降圧型および昇降圧型の DC-DC コンバータに大別される。図 1.2(a) は電圧を降圧する機能に特化しており、対照的に (b) は電圧を昇圧することに特化しているため、入力電圧から負荷の要求電圧を満たすための回路設計が必要となる。特に、ハーベスティング技術を用いた駆動電源の開発においては、電源の出力電圧が極めて低いため、IoT デバイスのセンサーやマイクロコンピュータを動作させるためには昇圧型 DC-DC コンバータが不可欠であり、その需要は今後増加すると予想する。しかし、降圧

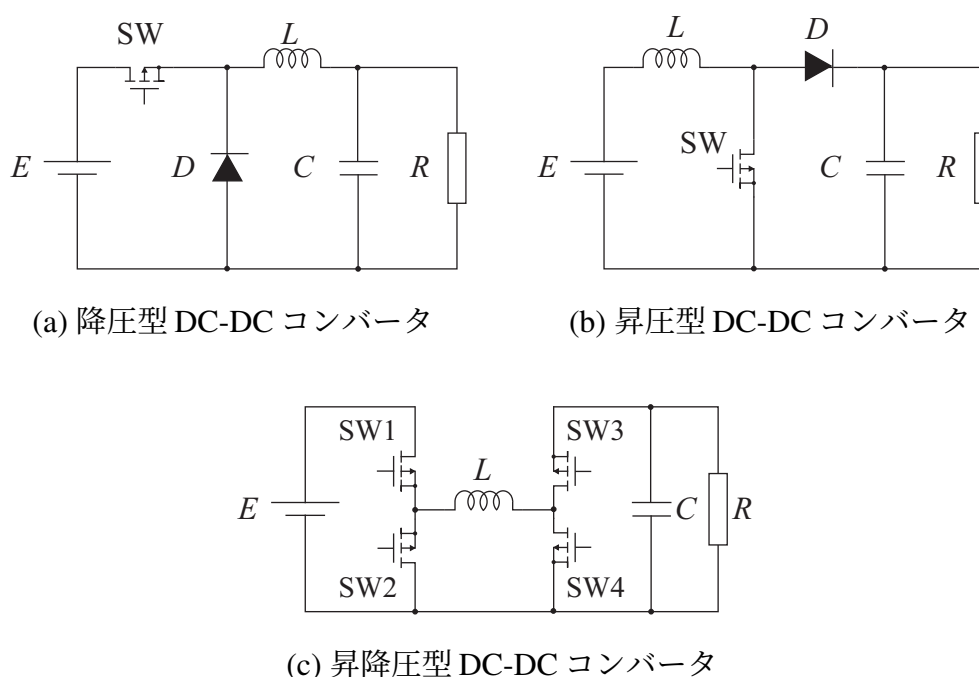


図 1.2: 主な DC-DC コンバータの種類

または昇圧のみでは負荷の要求電圧を満たせない場合がある。例えば、電池駆動型機器の電源電圧は3.3 Vが主流であり、この駆動電源はリチウムイオン電池が使用される。リチウムイオン電池は満充電時の出力電圧は4.2 Vだが、放電終期になると2.7 Vまで低下する。そのため、負荷との要求電圧を満たすためには図1.2(c)のような昇圧、降圧機能を共に有するHブリッジ昇降圧型DC-DCコンバータが必要となる。本回路は自己消弧素子であるMOSFETが4つ含まれるため、スイッチング損失が電力変換回路の効率を著しく低下していたが、MOSFETの低スイッチング損失化およびGaNスイッチングデバイスなどの普及により、高効率な電力変換回路が実装されている[19, 20, 21]。このHブリッジ昇降圧型DC-DCコンバータは、発電環境によって出力が変動する環境発電デバイスにも活用できると考える。

電力変換回路の設計において、環境発電デバイスからの最大電力抽出と電力変換時の損失最小化は、基本的な設計要件である。この設計における評価指標として、電力変換効率、電力利用率、システム変換効率が挙げられる。電力変換効率は入力電力に対する出力電力の比率であり、電力利用率はデバイスの最大電力に対する実際の出力電力の比率を示す。システム変換効率は、これら二つの指標の積によって算出される。高性能な電力変換回路を設計するためには、回路動作が安定かつ電流および電圧リップルを最小限に抑える回路設計が不可欠である。回路内の電流および電圧リップルの増加は、コンバータの平滑化性能の低下だけでなく、受動素子の発熱によるエネルギー損失に直結し、電力変換効率が落ちる。また、最大電力点追従制御を適用する際、不安定な回路動作やリップル増加による波形の変動が最大電力点の追従性を低下させ、電力利用率が悪化する。したがって、回路設計においては、電流および電圧波形の挙動に及ぼす回路パラメータの影響を精密に分析することが重要である。さらに、環境発電デバイス毎に異なる出力特性を考慮し、各デバイスに適した電力変換回路の設計が求められる。

### 1.1.3 電力変換回路に生じる分岐現象と安定性解析

電力変換回路は、連続状態と離散状態の相互作用により subsystem が切り替わることから、合成力学系に分類される[22, 23]。図1.3に示すように、ある周期  $T$  毎に印加されるポアンカレ断面  $R^n$  上に初期値  $x_k$  を有する合成力学系の解軌道は、スイッチング断面  $\Pi$  に到達すると、subsystem-1 から 2 へ切り替わる挙動を呈する。合成力学系は、パラメータの変化に応じて解軌道の動的挙動が定性的に変化する分岐現象が生じることが知られている。この分岐現象の発生により、時系列における解軌道の挙動は周期的なものだけでなく、複雑なカオ



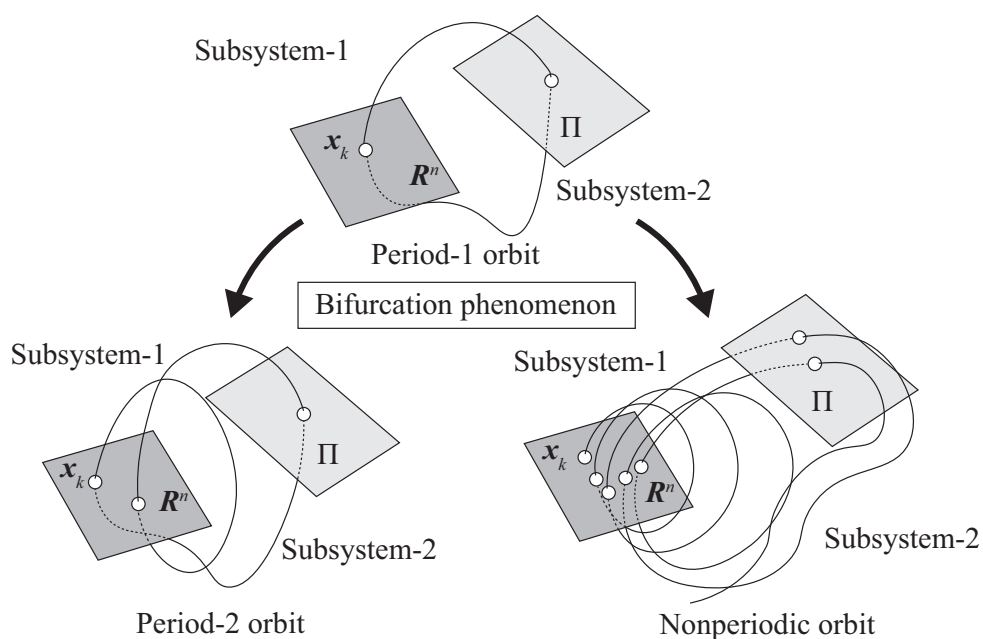


図 1.3: 合成力学系に生じる分岐現象の例

動的挙動を呈する場合もある。合成力学系に生じる分岐現象の解析は、複雑な挙動を予測または制御することが可能であり、1990年代から精力的に研究が行われている [24, 25].

合成力学系は、局所または大域的分岐として分類される豊富な分岐現象を示す。図 1.4 に示すように局所的分岐点の場合、ヤコビ行列の特性乗数  $\mu$  を計算することで、周期倍分岐、サドルノード分岐、Neimark-Sacker 分岐などの動的メカニズムをガウス平面上で示すこと

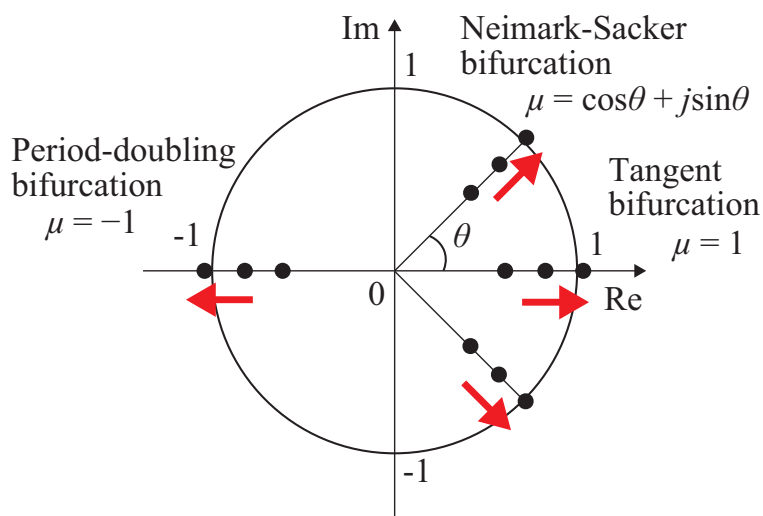
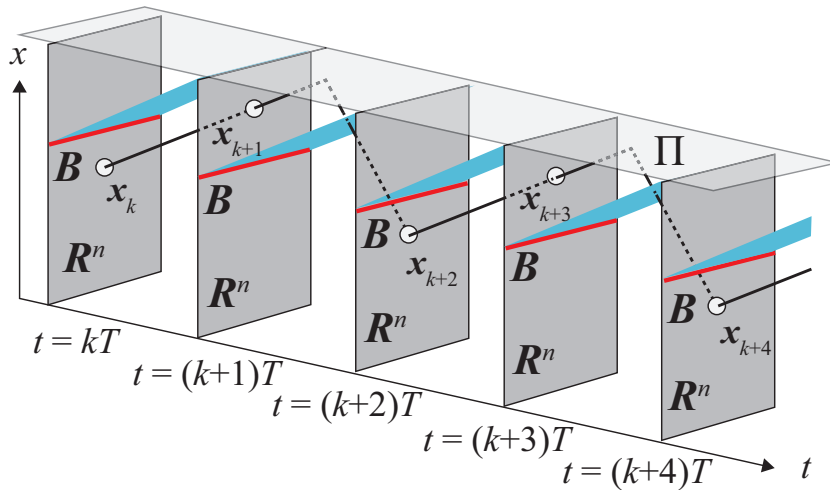
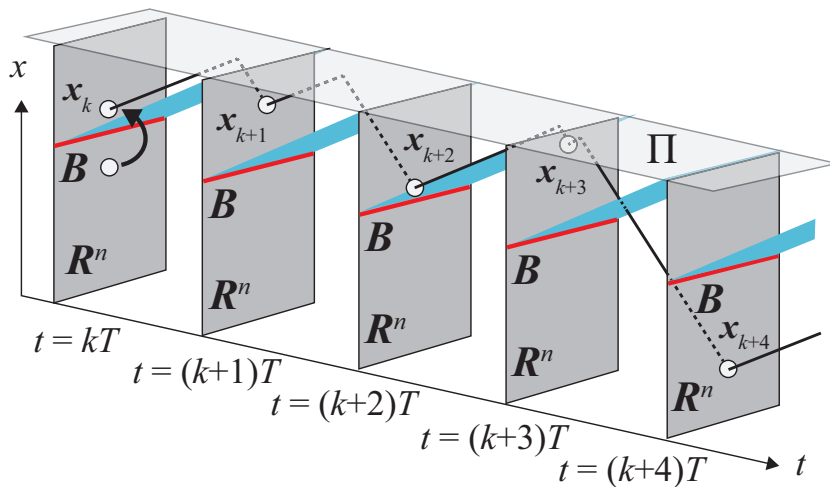


図 1.4: 局所的分岐におけるガウス平面上の特性乗数  $\mu$  の条件

が可能である [26, 27, 28]. 一方, 大域的分岐点には, grazing, sliding, border-collision 分岐が含まれる [29, 30]. 特に, border-collision 分岐は DC-DC コンバータなどの電力変換回路に見られる分岐現象であり, ある周期的な挙動を呈する解軌道  $x$  の初期値  $x_k$  が境界  $B$  を超えることで, 解軌道は不安定になり, 別の周期軌道またはカオスへと分岐する [31, 32]. 図 1.5(a) は初期値  $x_k$  が境界  $B$  以下の場合の解軌道を示しており, 解軌道  $x$  がスイッチング断面  $\Pi$  以下であれば, subsystem-1, スwitching断面に解軌道が到達した場合, 次のポアンカレ断面が印加されるまでの間は subsystem-2 を保つ挙動を呈する. この解軌道  $x$  は, 2 周期後に初期値  $x_k$  と同じ値となる 2 周期軌道である. しかし, 図 1.5(b) のように初期値  $x_k$  が



(a) 初期値  $x_k$  が境界  $B$  以下の場合の動的挙動 (2 周期軌道)



(b) 初期値  $x_k$  が境界  $B$  を超えた場合の動的挙動 (非周期軌道)

図 1.5: 大域的分岐の一種である Border-collision 分岐の動的挙動の例

境界  $B$  を超え、2周期軌道が不安定化することでカオスの挙動を呈する。これらの分岐現象の解析は、合成力学系の基本的な特性を理解するために重要である。

解軌道の安定性を解析する代表的な手法として、Poincaré 写像を用いた手法が挙げられる [33, 34]。この Poincaré 写像を用いた安定性解析手法は、ほぼ全ての合成力学系に適用可能であり、回路方程式が線形または非線形常微分方程式で記述される場合にも解軌道の安定性解析を実施できる。ただし、高次元で記述される合成力学系や複雑な動的挙動を呈する場合、ヤコビ行列の特性乗数を計算する過程が複雑化する可能性がある。一方、比較的安定性解析が容易である手法として、Monodromy 行列に基づく安定性解析手法が存在する [35, 36, 37, 38]。Monodromy 行列を用いた安定性解析手法は、Poincaré 写像に基づく手法と比較して、写像の微分および合成を容易に実行できる点が特徴である。しかし、本手法は解析対象が行列指数関数を用いて計算される状態遷移行列である必要があり、線形常微分方程式によって記述される合成力学系の適用に限定される。これは、太陽電池を含む非線形常微分方程式で記述される回路方程式には適用が不可能であり、電力変換回路の安定性解析手法として汎用性に欠ける。

電力変換回路における分岐現象の発生は、回路動作においてカオスの挙動が生じるため、電力変換効率、電力利用率、システム変換効率が低下することが知られている [39, 40]。さらに、電力変換回路に生じる分岐現象は、スイッチングリップルの増加にも関連している [41]。高効率の電力変換回路を実装するには、スイッチングリップルを抑制した安定な回路動作が求められる。したがって、スイッチングリップルの増加を抑制する制御および回路設計の研究が進めている [42, 43, 44, 45]。回路設計の観点から、広範囲にわたる回路パラメータ空間での系の動的挙動を可視化することは、受動素子数を最小限に抑えながらスイッチングリップルを低減させる効果的な回路設計へ直結する。これは、安定性解析手法を応用し、電力変換回路に生じる分岐現象を分析することで実現可能であると考えられる。特に近年の回路動作が複雑化かつ高次元化する電力変換回路の設計を考慮すると、比較的計算機実装が容易である Monodromy 行列を活用した安定性解析手法は、有効的な手法の一種である。したがって、太陽電池を有する電力変換回路などの非線形常微分方程式で記述されるシステムにも適用できる汎用的な安定性解析手法を構築する必要がある。

## 1.2 本研究の目的

本研究の目的は、環境発電デバイスを有する電力変換回路に適用可能な解析手法として、Monodromy 行列に基づく安定性解析手法に焦点を当て、汎用的安定性解析手法を構築することである。これまでの Monodromy 行列に基づく安定性解析手法は、非線形常微分方程式で記述される合成力学系に適用できなかった。そこで、変分方程式の解を数値積分法で計算するアルゴリズムを組み込み、汎用性を持つ手法を構築した。本構築手法を、本邦のカーボンニュートラルの実現に注目されている環境発電デバイスである熱電池および太陽電池を含む電力変換回路に適用する。熱電池を含む電力変換回路の回路方程式は線形常微分方程式で記述されるが、太陽電池は非線形常微分方程式で記述される。本構築手法では、線形常微分方程式だけでなく、これまで適用できなかった非線形常微分方程式においても有効性を示す。さらに、構築した汎用的安定性解析手法に基づき、工学的応用に向けた展開を試みる。具体的には、本構築手法を通じて周期波形領域を調査し、電力変換回路の評価指標であるシステム変換効率の関係性を探る。また、安定性解析によって得られた周期波形領域を利用して、スイッチングリップを抑制した回路設計への考察を行う。さらに、広範囲な回路パラメータでの設計を可能にする安定性解析手法に基づくカオス制御手法を提案する。本手法により、スイッチングリップの低減を図り、環境発電デバイスを有する電力変換回路における有効性を数値解析および実験的観点から検証する。

本研究は、環境発電デバイスの出力特性が電力変換回路の動的挙動に与える影響を調査することで、回路・分岐理論の発展のみならず、カーボンニュートラルの実現に不可欠な高エネルギー変換効率を有する環境発電デバイスに特化した電力変換回路の設計に関する工学的発展にも寄与することが期待できる。

## 1.3 本論文の構成

図 1.6 に本論文の構成図を示す。本論文は、以下の全 6 章から構成される。

### 第1章 序論

研究背景および課題、目的、本論文の構成について述べた。

### 第2章 電力変換回路に適用可能な汎用的安定性解析手法の構築

常微分方程式で記述される  $n$  次元の合成力学系を例に挙げ、電力変換回路に適用可能な汎

用的安定性解析手法を構築する。既存の Monodromy 行列に基づく安定性解析手法は非線形常微分方程式の合成力学系には適用できなかった。そこで、本論文では合成力学系の変分方程式の解を数値積分法を用いて軌道摂動の発達を計算することにより、この問題に対処する。さらに、線形および非線形常微分方程式における Monodromy 行列に基づく安定性解析手法の違いを示しながら、構築手法の詳細な説明を行う。

### 第3章 線形常微分方程式で記述される電力変換回路の安定性解析

線形常微分方程式で記述される環境発電デバイスを有する電力変換回路の例として、熱電池を有する電流制御昇圧型 DC-DC コンバータへの構築手法の適用について述べる。熱電池の電流-電圧特性（以下、I-V 特性）は線形特性であるため、回路方程式は線形常微分方程式で記述される。バッテリー給電など出力電圧を一定に保つ 1 次元回路モデルと、コンバータの出力電圧が変動する 2 次元回路モデルにおいて、1 パラメータ分岐図の分岐点と本構築手法の結果との一致性を確認し、有効性を検証する。

### 第4章 非線形常微分方程式で記述される電力変換回路の安定性解析

既存手法では適用できなかった非線形常微分方程式で記述される環境発電デバイスを有する電力変換回路に対し、構築手法の有効性を検証する目的で、太陽電池を有する電流制御昇圧型 DC-DC コンバータへの適用例を示す。太陽電池の I-V 特性は非線形性であり、従来の単一ダイオードによる出力特性モデルは、回路方程式が陰関数で記述されるため、ニュートン法などの解析手法を必要とし、計算機実装が煩雑であった。そこで、本論文では陽関数で記述可能な簡略的な出力特性モデルを用いた解析を行う。第3章と同様に、1 次元および 2 次元回路モデルにおいて、1 パラメータ分岐図の分岐点と本構築手法の結果との一致性を検証し、有効性を示す。加えて、これまで報告例のない分岐構造が確認されたため、本構築手法を用いて分岐現象の発生メカニズムについても考察する。

### 第5章 安定性解析手法を用いた工学的応用への展開

構築した安定性解析手法を基に、環境発電デバイスを有する高効率な電力変換回路の設計へ応用展開を試みる。まず、48 V バッテリーに給電することを想定した熱電池を有する DC-DC コンバータに構築手法を適用し、得られた安定性解析結果と実験結果による回路性能評価との照合により、解析結果が回路設計へ適切にフィードバック可能であることを検証す

る。次に、工学的応用において有望視される H ブリッジ昇降圧型 DC-DC コンバータに対しても構築手法を適用し、広範囲にわたる回路パラメータ空間における安定動作領域を可視化する。これにより、高効率な回路実装を実現する観点から、回路パラメータの選定に関する洞察を得る。最後に、回路性能の低下の一因であるスイッチングリップを低減するためのカオス制御手法を提案する。本提案手法は、Monodromy 行列を用いた安定性解析手法をベースとしており、複雑な計算機実装が不要である。提案手法の理論を説明し、熱電池を有する DC-DC コンバータを対象に、数値解析および実験的検証を行う。これらの結果から、スイッチングリップ低減の有効性について議論する。

## 第6章 結論

本論文のまとめを述べる。

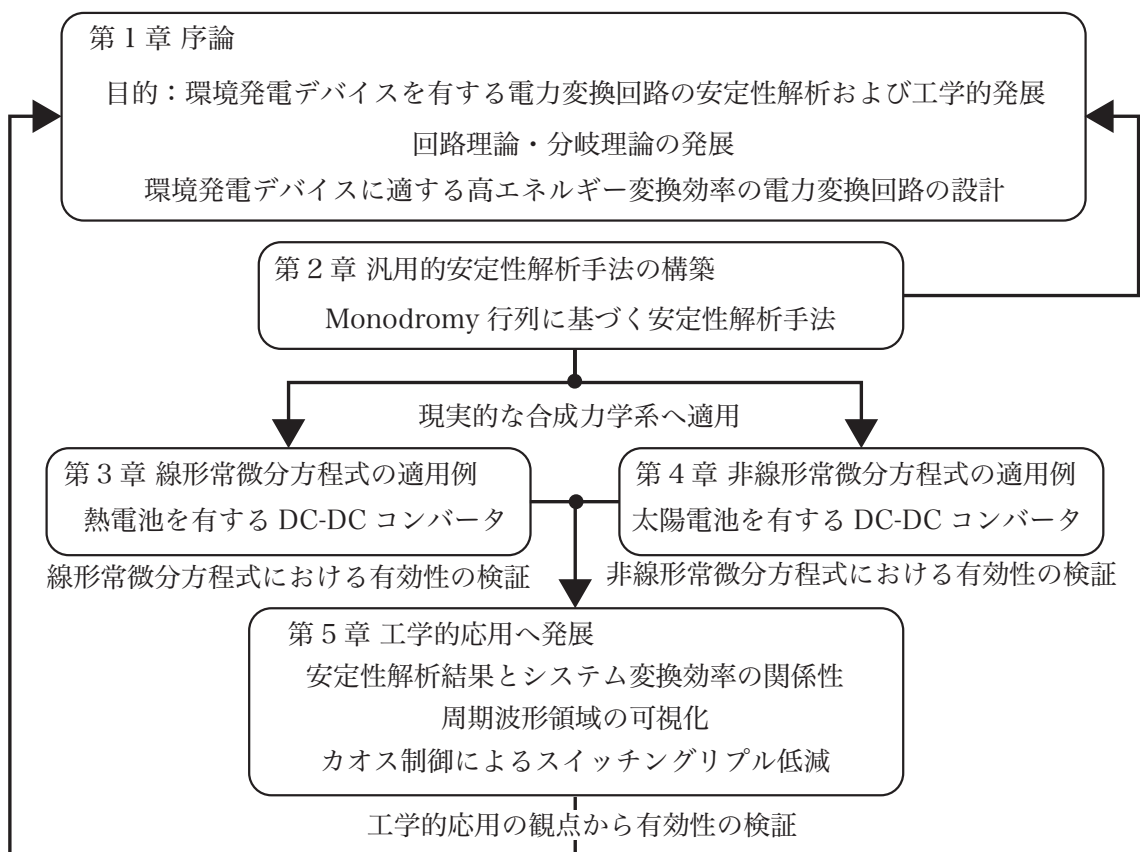


図 1.6: 本論文の構成

## 第2章 電力変換回路に適用可能な汎用的安定性解析手法の構築

### 2.1 はじめに

電力変換回路に適用可能な安定性解析手法の中で、Monodromy 行列に基づく手法に焦点を当てる。電力変換回路は、時刻や状態に依存して subsystem が切り替わる、合成力学系に含まれる。安定性解析手法として代表的な Poincaré 写像に基づく手法は、高次元の合成力学系でのヤコビ行列の計算が煩雑になることが課題である。一方、Monodromy 行列を基にした安定性解析手法は、線形常微分方程式で記述される合成力学系に適用した場合、行列指数関数を用いて状態遷移行列を導出することにより、容易に安定性を解析できる。

しかし、Poincaré 写像に基づく安定性解析手法は、ほぼ全ての合成力学系に適用可能であるが、Monodromy 行列に基づく安定性解析手法は、太陽電池を有する電力変換回路のような非線形常微分方程式で記述される合成力学系に適用できない課題がある。本課題を解決するために、変分方程式を利用した数値積分法に基づく摂動軌道の計算アルゴリズムを取り入れた Monodromy 行列に基づく汎用的安定性解析手法を構築する。

本章では、常微分方程式で記述される  $n$  次元の合成力学系において、Monodromy 行列に基づく安定性解析手法及び構築した拡張手法について説明する。

### 2.2 問題の記述

次の常微分方程式で記述される  $n$  次元の合成力学系について考える。

$$\frac{dx}{dt} = f(x, \lambda) = \begin{cases} f_1(x, \lambda_1) = A_1 x + B_1, & \text{for subsystem-1} \\ f_2(x, \lambda_2) = A_2 x + B_2, & \text{for subsystem-2} \end{cases} \quad (2.1)$$

ここで、 $\mathbf{R}^n$  は状態空間を表し、 $t \in \mathbf{R}$ ,  $\mathbf{x} \in \mathbf{R}^n$ ,  $f: \mathbf{R}^n \rightarrow \mathbf{R}^n$  であり、 $\lambda \in \mathbf{R}^n$  はパラメータ、 $\lambda_1$  および  $\lambda_2$  はそれぞれ subsystem-1 および 2 のみに含まれるパラメータとする。ここで、(2.1) 式において非線形常微分方程式で記述される場合は、 $f(x, \lambda) = Ax + B$  で記述できないことに注意する。

$t = kT$  における初期値を  $\mathbf{x}_k$  とすると (2.1) 式の解を次式のようにする。

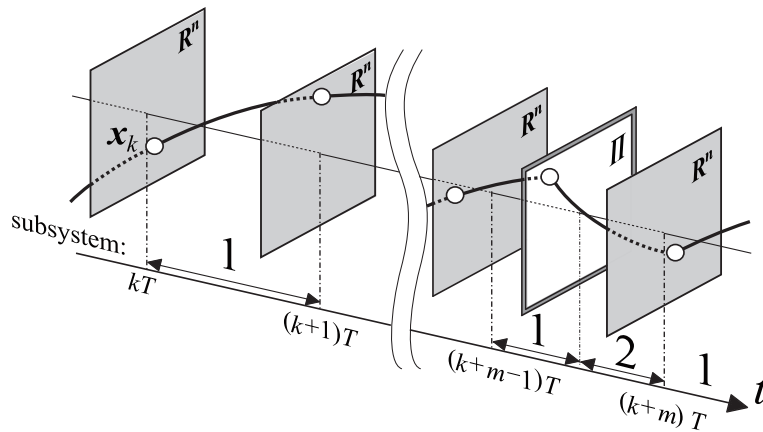
$$\mathbf{x}(t) = \varphi(t - kT, \mathbf{x}_k, \lambda) = \begin{cases} \varphi_1(t - kT, \mathbf{x}_k, \lambda_1), & \text{for subsystem-1} \\ \varphi_2(t - kT, \mathbf{x}_k, \lambda_2), & \text{for subsystem-2} \end{cases} \quad (2.2)$$

また、スカラー関数  $h: \mathbf{R}^n \rightarrow \mathbf{R}$  で構成されるスイッチング断面  $\Pi$  を次式で定義する。

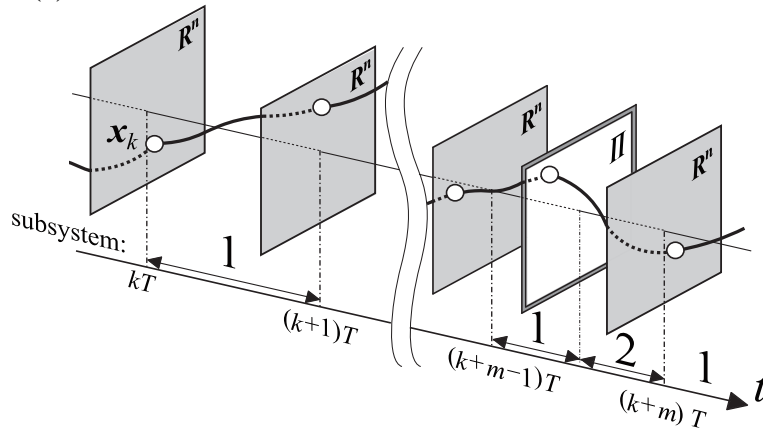
$$\Pi = \{\mathbf{x} \in \mathbf{R}^n \mid h(\mathbf{x}(t), q(t)) = 0\} \quad (2.3)$$

ここで、 $h(\mathbf{x}(t), q(t)) = 0$  はスイッチング条件であり、 $q(t)$  は、 $q(t) = q(t+T)$  を満たす周期的に移動する境界とする。

図2.1に本系の振る舞いの例を示す。解軌道がスイッチング断面  $\Pi$  に到達すると、subsystem-1 から subsystem-2 へスイッチング動作が発生する。その後、subsystem-2 の状態で周期的外力が印加されると、subsystem-1 へ切り替わる。ここで、subsystem-1 の状態で周期的外力が印加されてもスイッチング動作が生じない点に注意する。周期  $T$  間に観測される解軌道の動的挙動は、subsystem-1 が  $T$  の期間維持される場合 (Case-1) と、スイッチングイベントが起こり subsystem が切り替わる場合 (Case-2) に分類される。



(a) 線形常微分方程式で記述される系の振る舞いの例



(b) 非線形常微分方程式で記述される系の振る舞いの例

図 2.1:  $n$  次元の常微分方程式で記述される合成力学系にみられる解軌道の例



本系にみられる  $m$  周期軌道を次式で定義する.

$$\begin{aligned} \boldsymbol{x}(kT) - \boldsymbol{x}((k+l)T) &\neq 0 \\ \boldsymbol{x}(kT) - \boldsymbol{x}((k+m)T) &= 0 \end{aligned} \quad (2.4)$$

ここで,  $l < m, l = 1, 2, 3, \dots$  であり,  $m = 1, 2, 3, \dots$  とする. (2.4) 式を満たす  $m$  周期軌道をシンボル\*を使用した  $\boldsymbol{x}^*(t)$  と表す.

## 2.3 $n$ 次元で記述される線形常微分方程式

(2.1) 式に記述される線形常微分方程式について考える. 図 2.2 に  $m$  周期軌道の概念図を示す. 図中の黒色線は  $m$  周期軌道, 灰色線は  $m$  周期軌道の初期値近傍に初期値を有する摂動軌道をそれぞれ表す. 以降, 時刻が  $t = kT$  および  $t = (k+m)T$  における  $m$  周期軌道の解を  $\boldsymbol{x}_k^*$  および  $\boldsymbol{x}_{k+m}^*$ , その近傍の解を  $\boldsymbol{x}_k$  および  $\boldsymbol{x}_{k+m}$  とする. 時刻  $t = kT$  における解軌道の摂動は,

$$\Delta \boldsymbol{x}_k = \boldsymbol{x}_k - \boldsymbol{x}_k^* \quad (2.5)$$

となる. 同様に  $t = (k+m)T$  における解軌道の摂動は次の式で表される.

$$\Delta \boldsymbol{x}_{k+m} = \boldsymbol{x}_{k+m} - \boldsymbol{x}_{k+m}^* \quad (2.6)$$

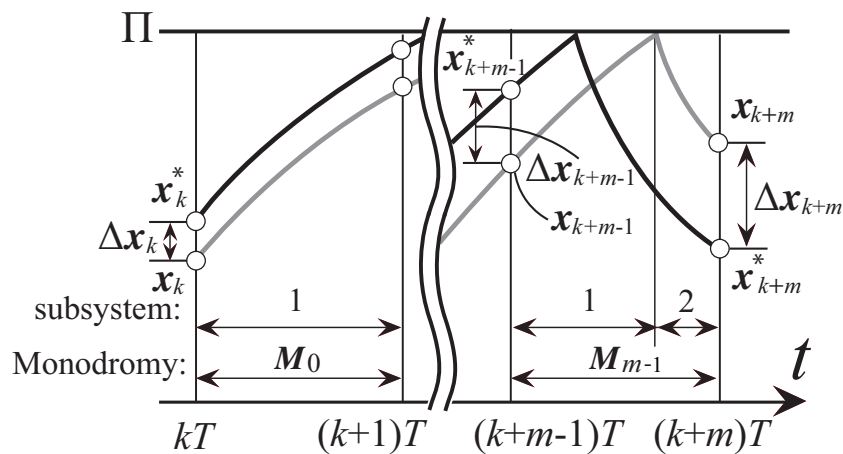


図 2.2:  $m$  周期軌道の概念図

ここで,  $\Delta \mathbf{x}_k$  と  $\Delta \mathbf{x}_{k+m}$  の関係式は以下となる.

$$\begin{aligned} \Delta \mathbf{x}_{k+1} &= \mathbf{M}_0 \Delta \mathbf{x}_k \\ \Delta \mathbf{x}_{k+2} &= \mathbf{M}_1 \Delta \mathbf{x}_{k+1} \\ &\vdots \\ &\vdots \\ &\vdots \\ \Delta \mathbf{x}_{k+m} &= \mathbf{M}_{m-1} \Delta \mathbf{x}_{k+m-1} \end{aligned} \quad (2.7)$$

したがって, (2.7) 式は次式で再定義できる.

$$\Delta \mathbf{x}_{k+m} = \mathbf{M} \Delta \mathbf{x}_k \quad (2.8)$$

ここで,

$$\mathbf{M} = \mathbf{M}_{m-1} \circ \cdots \circ \mathbf{M}_1 \circ \mathbf{M}_0 \quad (2.9)$$

とおく. 行列  $\mathbf{M}_i$  ( $i = 0, 1, \dots, m-1$ ) および  $\mathbf{M}$  が Monodromy 行列であり,  $\mathbf{M}$  の固有値は特性乗数または Floquet 乗数と呼ばれる. 一般に,  $m$  周期軌道の安定性は次式で求める.

$$|\mathbf{M} - \mu \mathbf{I}_n| = 0 \quad (2.10)$$

ここで,  $\mu$  は特性乗数,  $\mathbf{I}_n$  は  $n \times n$  の単位行列を示す. (2.10) 式より, Monodromy 行列  $\mathbf{M}$  はヤコビ行列に対応することが分かる.

以下, 時刻  $t = (k+m-1)T$  から  $t = (k+m)T$  の区間の解軌道の発達に注目し, Monodromy

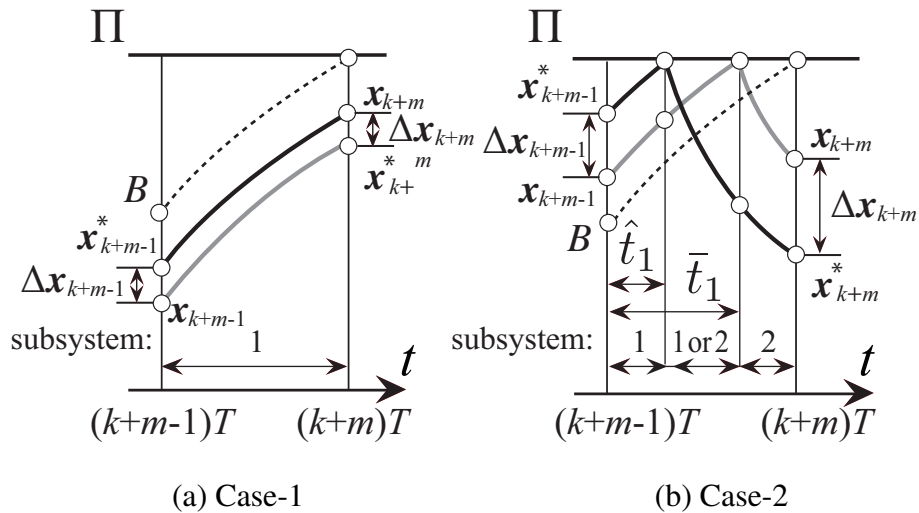


図 2.3: 時刻  $t = (k+m-1)T$  から  $t = (k+m)T$  の区間にみられる解軌道の概念図

行列を定義する．図 2.3 に時刻  $t = (k+m-1)T$  から  $t = (k+m)T$  の区間にみられる解軌道の概念図を示す．ここで，図中に示されている破線は境界  $B$  を表しており，初期値  $\mathbf{x}_{k+m-1}$  が境界  $B$  より低い場合，クロック間で subsystem の切り替えが発生しない Case-1 である．一方， $\mathbf{x}_{k+m-1}$  が境界  $B$  より高い場合，クロック間で subsystem の切り替えが発生する Case-2 となる．

Case-1 における Monodromy 行列は次式で定義できる．

$$M = e^{A_1 T} \quad (2.11)$$

同様に，Case-2 に対応する Monodromy 行列は次式で表される．

$$M = e^{A_2(T-\bar{t}_1)} S e^{A_1 \bar{t}_1} \quad (2.12)$$

(2.12) 式において， $\bar{t}_1$  は摂動軌道がスイッチング断面に到達するまでの時間である． $S$  はスイッチング動作に伴う解軌道の摂動を示す行列であり，Saltation 行列と呼ぶ．以下，図 2.4 に基づき Saltation 行列の導出過程について説明する．

図中の吹き出し部に注目し，青色の摂動  $\Delta \mathbf{x}_-$  から緑色の摂動  $\Delta \mathbf{x}_+$  までの発達について考える． $m$  周期軌道  $\mathbf{x}^*(t)$  がスイッチング断面に到達するまでの時間を  $\hat{t}_1$  とする．ここで， $\mathbf{x}^*((k+m-1)T + \hat{t}_1)$ ， $\mathbf{x}((k+m-1)T + \hat{t}_1)$ ， $\mathbf{x}^*((k+m-1)T + \bar{t}_1)$ ， $\mathbf{x}((k+m-1)T + \bar{t}_1)$ ， $q((k+m-1)T + \hat{t}_1)$ ， $q((k+m-1)T + \bar{t}_1)$  はそれぞれ  $\mathbf{x}_{\hat{t}_1}^*$ ， $\mathbf{x}_{\hat{t}_1}$ ， $\mathbf{x}_{\bar{t}_1}^*$ ， $\mathbf{x}_{\bar{t}_1}$ ， $q_{\hat{t}_1}$ ， $q_{\bar{t}_1}$  に書き換える．スイッチングイベント周辺の摂動は，

$$\Delta \mathbf{x}_- = \mathbf{x}_{\hat{t}_1} - \mathbf{x}_{\bar{t}_1}^* \quad (2.13)$$

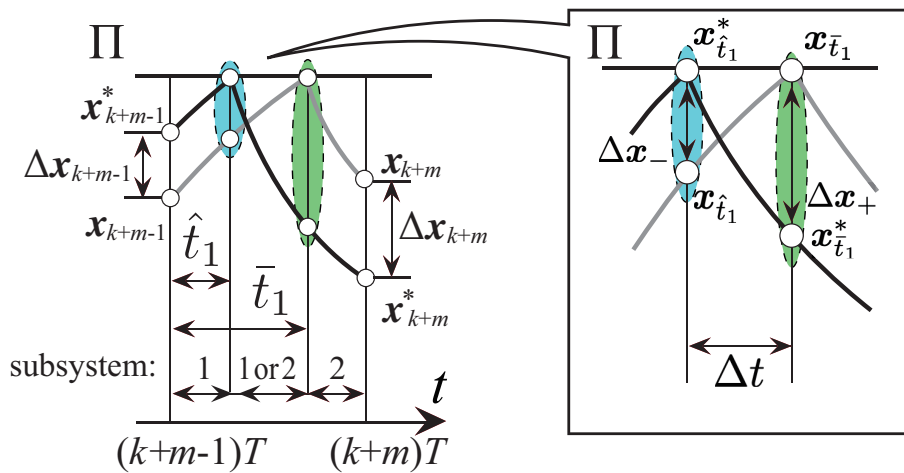


図 2.4: Saltation 行列の概念図

$$\Delta \mathbf{x}_+ = \mathbf{x}_{\bar{t}_1} - \mathbf{x}_{\hat{t}_1}^* \quad (2.14)$$

となる。ここで、 $\Delta t$  は次式となる。

$$\Delta t = \bar{t}_1 - \hat{t}_1 \quad (2.15)$$

$\Delta t$  の間は、周期軌道は subsystem-2 に従い、摂動軌道は subsystem-1 に従っていることから、 $\mathbf{x}^*(\bar{t}_1)$  および  $\mathbf{x}(\bar{t}_1)$  は、

$$\mathbf{x}_{\bar{t}_1}^* = \mathbf{x}_{\hat{t}_1}^* + \mathbf{f}_2 \Delta t \quad (2.16)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_{\bar{t}_1} &= \mathbf{x}_{\hat{t}_1} + \mathbf{f}_1 \Delta t \\ &= \mathbf{x}_{\hat{t}_1}^* + \Delta \mathbf{x}_- + \mathbf{f}_1 \Delta t \end{aligned} \quad (2.17)$$

と表される。ここで、 $\mathbf{f}_1$  および  $\mathbf{f}_2$  は subsystem-1 および subsystem-2 の状態における解軌道の微分方程式を示す。(2.14)、(2.16) および (2.17) 式より、 $\Delta \mathbf{x}_+$  は、

$$\Delta \mathbf{x}_+ = \Delta \mathbf{x}_- + (\mathbf{f}_1 - \mathbf{f}_2) \Delta t \quad (2.18)$$

となる。

$\Delta t$  について考える。スイッチング断面上において、次式の条件が満たされる。

$$h(\mathbf{x}_{\hat{t}_1}^*, q_{\hat{t}_1}) = 0 \quad (2.19)$$

$$h(\mathbf{x}_{\bar{t}_1}, q_{\bar{t}_1}) = 0 \quad (2.20)$$

したがって、次式が得られる。

$$\begin{aligned} 0 &= h(\mathbf{x}_{\bar{t}_1}, q_{\bar{t}_1}) + \left. \frac{\partial h}{\partial t} \right|_{t=\bar{t}_1} \Delta t \\ &= \mathbf{n}^\top (\mathbf{x}_{\bar{t}_1} - q_{\bar{t}_1}) + \left. \frac{\partial h}{\partial t} \right|_{t=\bar{t}_1} \Delta t \\ &= \mathbf{n}^\top (\mathbf{x}_{\hat{t}_1}^* + \Delta \mathbf{x}_- + \mathbf{f}_1 \Delta t - q_{\bar{t}_1}) + \left. \frac{\partial h}{\partial t} \right|_{t=\bar{t}_1} \Delta t \\ &= \mathbf{n}^\top (\Delta \mathbf{x}_- + \mathbf{f}_1 \Delta t) + \left. \frac{\partial h}{\partial t} \right|_{t=\bar{t}_1} \Delta t \end{aligned} \quad (2.21)$$

ここで、 $\mathbf{n} = \nabla h(\mathbf{x}(t), q(t))$ 、 $q_{\bar{t}_1} \approx q_{\hat{t}_1} + \left. \frac{\partial h}{\partial t} \right|_{t=\bar{t}_1} \Delta t$  および  $\mathbf{x}_{\hat{t}_1}^* - q_{\hat{t}_1} = h(\mathbf{x}_{\hat{t}_1}^*, q_{\hat{t}_1}) = 0$  である。

(2.21) 式を  $\Delta t$  について解くと次式となる。

$$\Delta t = - \frac{\mathbf{n}^\top \Delta \mathbf{x}_-}{\mathbf{n}^\top \mathbf{f}_1 + \left. \frac{\partial h(\mathbf{x}(t))}{\partial t} \right|_{t=\bar{t}_1}} \quad (2.22)$$

したがって、(2.22) 式を (2.18) 式に代入すると次式が得られる。

$$\Delta \mathbf{x}_+ = \Delta \mathbf{x}_- - \frac{(\mathbf{f}_2 - \mathbf{f}_1) \mathbf{n}^\top \Delta \mathbf{x}_-}{\mathbf{n}^\top \mathbf{f}_1 + \left. \frac{\partial h(\mathbf{x}(t))}{\partial t} \right|_{t=\bar{t}_1}} \quad (2.23)$$

Saltation 行列  $S$  は,  $\Delta \mathbf{x}_+ = S \Delta \mathbf{x}_-$  を満たすため,

$$S = I_n + \frac{(\mathbf{f}_2 - \mathbf{f}_1) \mathbf{n}^\top}{\mathbf{n}^\top \mathbf{f}_1 + \left. \frac{\partial h(\mathbf{x}(t))}{\partial t} \right|_{t=\bar{t}_1}} \quad (2.24)$$

となる.

## 2.4 $n$ 次元で記述される非線形常微分方程式

非線形常微分方程式においても Monodromy 行列の概念は線形常微分方程式と同様であるため, Monodromy 行列の関係式は (2.8) および (2.9) 式である. 前述した通り, 非線形常微分方程式では (2.1) 式において,  $\mathbf{f}(\mathbf{x}, \boldsymbol{\lambda}) = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}$  で記述できない. 以下, 一例として時刻  $t = (k+m-1)T$  から  $t = (k+m)T$  の区間の解軌道の摂動の発達に注目し, Monodromy 行列を定義する.

図 2.5 に  $n$ 次元の非線形常微分方程式のクロック間にみられる解軌道の概念図を示す. まず, クロック間に解軌道がスイッチング断面に到達しない Case-1 の場合を考える. この場合, (2.2) 式に基づくと  $\mathbf{x}_{k+m}$  は次式で定義される.

$$\mathbf{x}_{k+m} = \varphi_1(T, \mathbf{x}_{k+m-1}^* + \Delta \mathbf{x}_{k+m-1}, \boldsymbol{\lambda}_1) \quad (2.25)$$

テイラー展開により, (2.25) 式は次式に変形される.

$$\mathbf{x}_{k+m} = \varphi_1(T, \mathbf{x}_{k+m-1}^*, \boldsymbol{\lambda}_1) + \frac{\partial \varphi_1(T, \mathbf{x}_{k+m-1}^*, \boldsymbol{\lambda}_1)}{\partial \mathbf{x}_{k+m-1}^*} \Delta \mathbf{x}_{k+m-1} \quad (2.26)$$

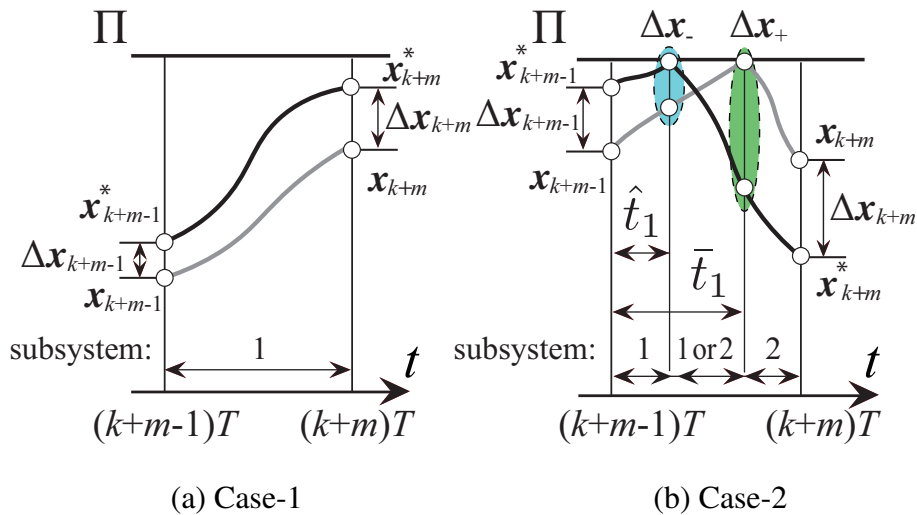


図 2.5: 時刻  $t = (k+m-1)T$  から  $t = (k+m)T$  の区間にみられる解軌道の概念図

したがって、(2.26)式を(2.6)式に代入すると、Case-1におけるMonodromy行列は次式で与えられる。

$$M = \frac{\Delta \mathbf{x}_{k+m}}{\Delta \mathbf{x}_{k+m-1}} = \frac{\partial \varphi_1(T, \mathbf{x}_{k+m-1}^*, \boldsymbol{\lambda}_1)}{\partial \mathbf{x}_{k+m-1}^*} \quad (2.27)$$

一方、クロック間に解軌道がスイッチング断面に到達するCase-2の場合を考える。(2.2)式に基づくと $\mathbf{x}_{\hat{t}_1}$ は次式となる。

$$\mathbf{x}_{\hat{t}_1} = \varphi_1(\hat{t}_1, \mathbf{x}_{k+m-1}^* + \Delta \mathbf{x}_{k+m-1}, \boldsymbol{\lambda}_1) \quad (2.28)$$

テイラー展開を使用すると、(2.28)式は、

$$\mathbf{x}_{\hat{t}_1} = \varphi_1(\hat{t}_1, \mathbf{x}_{k+m-1}^*, \boldsymbol{\lambda}_1) + \frac{\partial \varphi_1(\hat{t}_1, \mathbf{x}_{k+m-1}^*, \boldsymbol{\lambda}_1)}{\partial \mathbf{x}_{k+m-1}^*} \Delta \mathbf{x}_{k+m-1} \quad (2.29)$$

となる。(2.29)式を(2.13)式に代入すると、subsystem-1における摂動の発達は次式で定義できる。

$$M_- = \frac{\Delta \mathbf{x}_-}{\Delta \mathbf{x}_{k+m-1}} = \frac{\partial \varphi_1(\hat{t}_1, \mathbf{x}_{k+m-1}^*, \boldsymbol{\lambda}_1)}{\partial \mathbf{x}_{k+m-1}^*} \quad (2.30)$$

また、 $\mathbf{x}_{k+m}$ は、次式のように定義できる。

$$\mathbf{x}_{k+m} = \varphi_2(T - \bar{t}_1, \mathbf{x}_{\bar{t}_1}^* + \Delta \mathbf{x}_+, \boldsymbol{\lambda}_2) \quad (2.31)$$

(2.31)式をテイラー展開を施すと、

$$\mathbf{x}_{k+m} = \varphi_2(T - \bar{t}_1, \mathbf{x}_{\bar{t}_1}^*, \boldsymbol{\lambda}_2) + \frac{\partial \varphi_2(T - \bar{t}_1, \mathbf{x}_{\bar{t}_1}^*, \boldsymbol{\lambda}_2)}{\partial \mathbf{x}_{\bar{t}_1}^*} \Delta \mathbf{x}_+ \quad (2.32)$$

となる。(2.6)式に(2.32)式を代入すると、次式が得られる。

$$M_+ = \frac{\Delta \mathbf{x}_{k+m}}{\Delta \mathbf{x}_+} = \frac{\partial \varphi_2(T - \bar{t}_1, \mathbf{x}_{\bar{t}_1}^*, \boldsymbol{\lambda}_2)}{\partial \mathbf{x}_{\bar{t}_1}^*} \quad (2.33)$$

したがって、クロック間において解軌道がスイッチング断面に到達する非線形常微分方程式に適用可能なMonodromy行列 $M$ は、

$$M = M_+ S M_- = \frac{\partial \varphi_2(T - \bar{t}_1, \mathbf{x}_{\bar{t}_1}^*, \boldsymbol{\lambda}_2)}{\partial \mathbf{x}_{\bar{t}_1}^*} S \frac{\partial \varphi_1(\hat{t}_1, \mathbf{x}_{k+m-1}^*, \boldsymbol{\lambda}_1)}{\partial \mathbf{x}_{k+m-1}^*} \quad (2.34)$$

と定義できる。ここで、Saltation行列は(2.24)式を使用する。

線形常微分方程式で記述される合成力学系は行列指数関数を用いて容易に状態遷移行列を導出できる。一方、非線形常微分方程式で記述される合成力学系におけるMonodromy行列は、文献[34, 46, 47, 48]の手法を用いて次式を解くことで得られる。

$$\frac{d}{dt} \frac{\partial \varphi}{\partial \mathbf{x}_0} = \frac{\partial \mathbf{f}}{\partial \mathbf{x}} \frac{\partial \varphi}{\partial \mathbf{x}_0}, \quad \text{with} \quad \left. \frac{\partial \varphi}{\partial \mathbf{x}_0} \right|_{t=0} = \mathbf{I}_n \quad (2.35)$$

ここで、 $\mathbf{x}_0$  は  $t = 0$  における初期値である。

## 2.5 まとめ

本章では、合成力学系に適用可能な安定性解析手法として、Monodromy 行列に基づく手法に注目し、汎用性を有する安定性解析手法を構築した。まず、常微分方程式で記述される  $n$  次元の合成力学系について問題を記述し、スイッチング断面および  $m$  周期軌道を定義した。次に、 $n$  次元で記述される線形常微分方程式における Monodromy 行列に適用可能な安定性解析手法について説明した。本手法は、 $m$  周期軌道の固定点とその近傍に初期値を有する摂動波形の摂動発達に注目した手法である。この導出された Monodromy 行列が Poincaré 写像に基づく安定性解析手法のヤコビ行列に対応する。Monodromy 行列の定義後、スイッチング発生時の摂動の発達を計算する Saltation 行列の導出過程について説明した。最後に、 $n$  次元で記述される非線形常微分方程式に適用可能な Monodromy 行列に基づく安定性解析手法を構築した。非線形常微分方程式で記述される場合、 $\mathbf{f}(\mathbf{x}, \lambda) = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}$  で表現できないため、行列指数関数を用いた状態遷移行列を計算することが不可能である。したがって、Poincaré 写像に基づく安定性解析手法における変分方程式を数値積分法で計算するアルゴリズムを Monodromy 行列に基づく安定性解析手法に取り入れることで、非線形常微分方程式で記述される合成力学系に適用できる。

Monodromy 行列は、 $\mathbf{f}(\mathbf{x}, \lambda) = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}$  の形で定義できる線形常微分方程式で記述される合成力学系に対しては、容易に計算機実装が可能であり、高次元システムの安定性解析においても有効的な手法の一つである。さらに拡張された本手法は、太陽電池を含む電力変換回路のような非線形常微分方程式で記述される合成力学系に適用可能であるため、より複雑な電力変換回路における安定性解析においても有効性を発揮することが期待される。

次章から、本章で紹介した安定性解析手法を用いて環境発電デバイスを有する電力変換回路に適用可能であるか調査する。





## 第3章 線形常微分方程式で記述される電力変換回路の安定性解析

### 3.1 はじめに

第1章で述べた通り、熱電池は温度差を設けることで電力を発電する環境発電デバイスであり、太陽電池と同様に発電にタービンを介さないため、直流電力が出力される。また、熱電池は低電圧および大電流出力特性を有するため、デバイスから最大電力を抽出するには、デバイスの出力電流量を制御できる電流制御方式を適用するのが良いと考える。しかし、電流制御方式は電圧制御やPWM制御方式に比べて、回路動作がより複雑である。さらに、熱電池を有する電流制御型DC-DCコンバータに生じる分岐現象に関する報告は散見されない。

熱電池を有する昇圧型DC-DCコンバータの回路方程式は、線形常微分方程式で記述される。したがって、本章では熱電池を有するDC-DCコンバータを対象に、第2章で述べたMonodromy行列に基づく汎用的安定性解析手法を適用し、本手法が線形常微分方程式において有効であるかを調査する。まず、熱電池の出力特性について説明する。次に、第一段階としてコンバータの出力電圧を一定値と定義した熱電池を有するDC-DCコンバータの1次元回路モデルを対象にMonodromy行列に基づく安定性解析手法を適用する。最後に、コンバータの出力電圧が変動する熱電池を有するDC-DCコンバータの2次元回路モデルを対象に構築したMonodromy行列に基づく安定性解析手法を適用することで、線形常微分方程式で記述される電力変換回路への有効性を示す。

### 3.2 熱電池の出力特性モデル

熱電池の発電原理は、異なる2種類の金属または半導体を接合した閉回路において、温度差を設けるとゼーベック効果により発電する。熱電池の開放電圧は、(3.1)式のように設ける温度差により決定する。

$$E = z(T_h - T_l) \quad (3.1)$$

ここで、 $E$ は熱電池の開放電圧、 $z$ はゼーベック係数、 $T_h$ は高温側設置温度、 $T_l$ は低温側設置温度を示す。熱電池からより電力を得たい場合は、未利用熱源を熱電池の高温側に設置するだけでなく、冷却フィンなどを低温側に設置することが必要である。

熱電池は内部抵抗を持つため、図3.1のような負の一次関数的なI-V特性を有する[49, 50]。

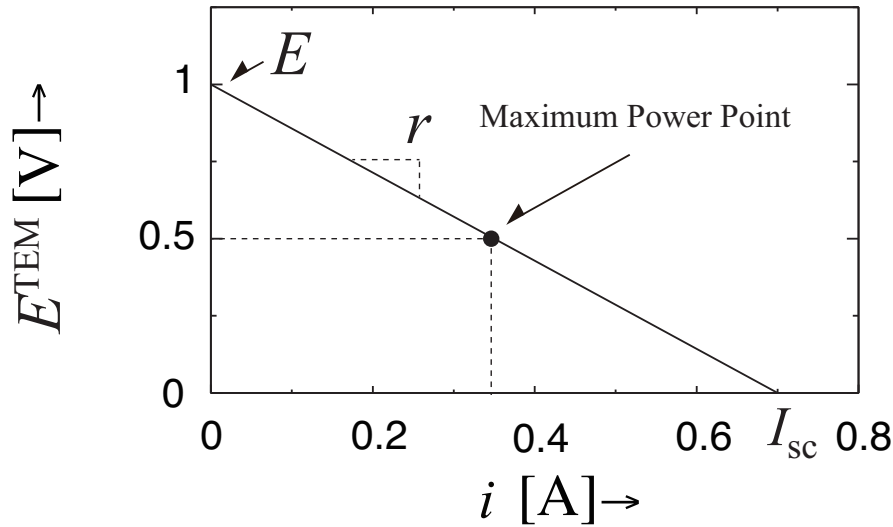


図 3.1: 熱電池の I-V 出力特性の例

したがって、熱電池の出力特性は、直流安定化電源  $E$  に内部抵抗  $r$  を接続することで再現できる [51, 52]. 中電力用途の熱電池では、200 から 500 °C 程度の高温を出力する熱試験装置が必要となり、実験的検証に労力がかかる. 本論文において、熱電池の出力特性  $E^{\text{TEM}}$  は以下の等価回路モデル式を用いて解析を行う.

$$E^{\text{TEM}}(i) = -ri + E \quad (3.2)$$

ここで、図中の  $I_{\text{SC}}$  は短絡電流を表し、 $E/r$  で導出することができる.

熱電池はゼーベック係数  $z$  が高く、内部抵抗  $r$  が低い出力特性が高性能であるため、(3.2) 式から高性能熱電池は低電圧および大電流出力特性を有する. したがって、(3.1) 式のように  $T_h$  および  $T_l$  の温度差が増加すると、傾き  $r$  のまま開放電圧  $E$  が上昇するため、50 W 程度の中電力用途熱電池から最大電力点を得るには、電流制御方式が適する.

### 3.3 1次元回路モデルにおける熱電池を有する電流制御昇圧型 DC-DC コンバータ

本節では、熱電池を有する電流制御昇圧型 DC-DC コンバータの安定性解析を用いた分岐現象の解析の第一段階として、コンバータの出力値を一定値とした 1次元回路モデルを提案し、Monodromy 行列に基づく安定性解析手法の有効性を調査する.

### 3.3.1 回路モデル

図3.2に熱電池を有する電流制御昇圧型 DC-DC コンバータの1次元回路モデルを示す。本主回路には、熱電池  $E^{\text{TEM}}$ 、インダクタ  $L$ 、スイッチ  $\text{SW}$ 、ダイオード  $D$ 、コンデンサ  $C$ 、抵抗  $R$ が含まれる。ここで、熱電池の開放電圧を  $E$ 、内部抵抗を  $r$  とする。回路パラメータは以下に固定して解析を行う。

$$E = 50 \text{ V}, r = 7 \Omega, L = 220 \mu\text{H}, E_o = 54 \text{ V}, f = 80 \text{ kHz} \quad (3.3)$$

ここで、 $f$  はクロックパルスの周波数、 $i_{\text{ref}}$  は参照電流値を示す。また、熱電池は (3.2) 式の等価回路モデル式を用いる。また、車載用 48 V バッテリーに給電することを想定してコンバータの出力電圧を 54 V に固定する。

本回路方程式は次式となる。

$$\frac{di}{dt} = f(i) = \begin{cases} f_{\text{on}}(i) = \frac{-ri + E}{L}, \text{ SW is ON} \\ f_{\text{off}}(i) = \frac{-ri + E - E_o}{L}, \text{ SW is OFF} \end{cases} \quad (3.4)$$

また、DC-DC コンバータはクロック周波数およびコンデンサの容量が十分に高い場合に出力電圧  $E_o$  が一定値に定義できる。クロックパルスは  $T$  時間毎に印加し、 $i_k$  を初期値とする

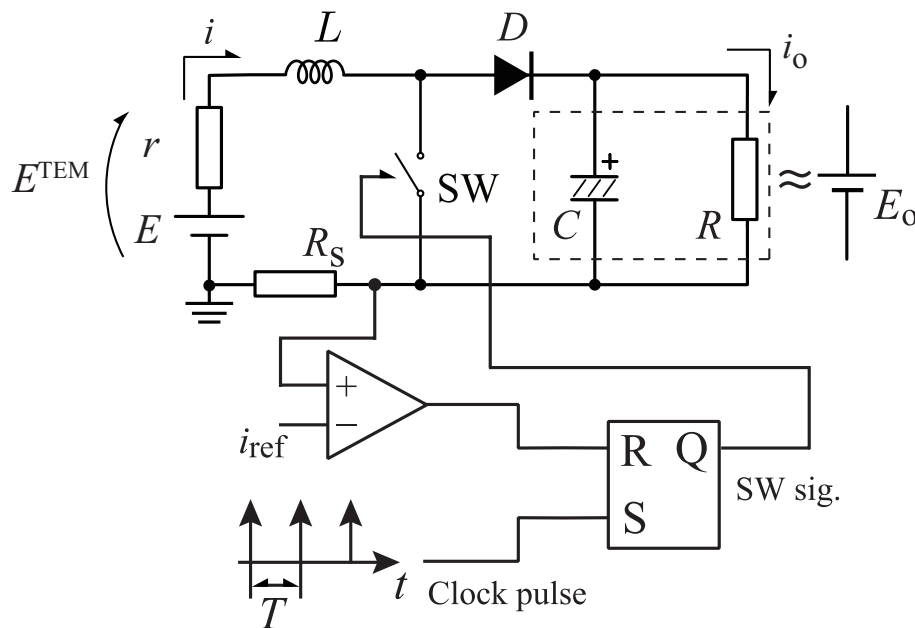


図 3.2: 熱電池を有する電流制御昇圧型 DC-DC コンバータの 1 次元回路モデル

と、(3.4)式の解は、

$$i(t) = \begin{cases} i_{\text{on}}(t) = \left(i_k - \frac{E}{r}\right)e^{-\frac{t}{L}} + \frac{E}{r}, \text{ SW is ON} \\ i_{\text{off}}(t) = \left(i_k - \frac{E - E_o}{r}\right)e^{-\frac{t}{L}} + \frac{E - E_o}{r}, \text{ SW is OFF} \end{cases} \quad (3.5)$$

となる。

図3.3に本回路動作の例を示す。インダクタ電流波形  $i$  が参照電流値  $i_{\text{ref}}$  より低い場合は、スイッチがONとなり、インダクタ電流が増加する。一方、インダクタ電流が参照電流値に到達すると、スイッチはONからOFFに切り替わり、OFFの間はインダクタ電流が減少する。スイッチがOFFの状態でもクロックパルスが印加されるとスイッチはOFFからONに切り替わる。ここで、スイッチがONの間はクロックパルスが印加されてもスイッチングが発生しないことに注意する。

### 3.3.2 Monodromy 行列および Saltation 行列の定義

まず、クロックパルス間に観測されるインダクタ電流の動的挙動を分類するため、境界  $B$  を定義する。クロックパルス印加時に初期値  $i_k$  から出発するインダクタ電流は、クロックパルスの印加期間  $T$  の間、スイッチがON状態になる。この場合、クロックパルス間にスイッチングが発生するかを判別するには、初期値と境界の大きさを比較する必要がある。  $t = kT$  から出発したインダクタ電流が  $T$  時間後に丁度  $i_{\text{ref}}$  に到達する初期値  $i_k$  が境界  $B$  に対応す

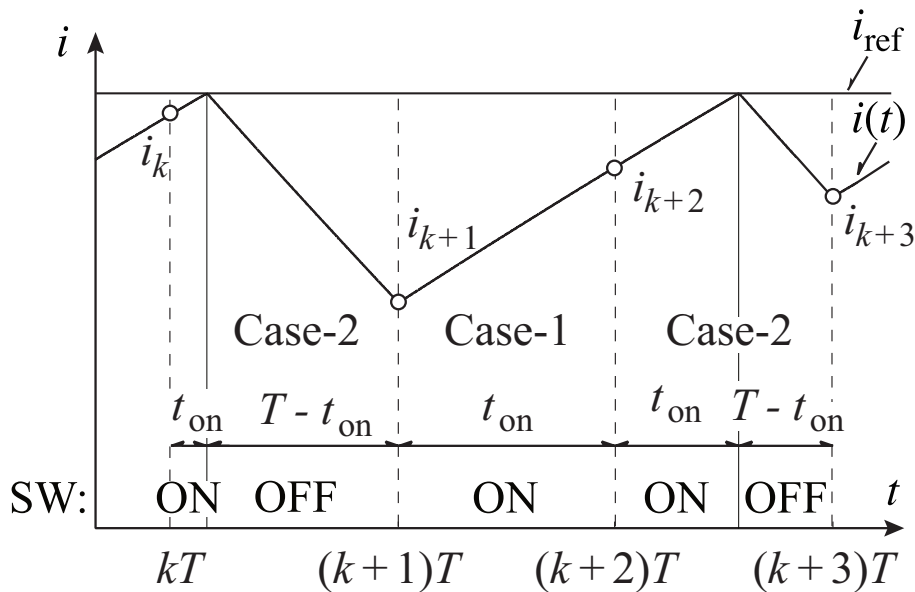


図 3.3: 電流制御昇圧型 DC-DC コンバータの回路動作例

る. この境界  $B$  は (3.5) 式のスイッチが ON の回路方程式の解から, 次式で定義できる.

$$B = \left( i_{\text{ref}} - \frac{E}{r} \right) e^{\frac{t}{L}T} + \frac{E}{r} \quad (3.6)$$

次に Monodromy 行列を定義する. 本回路モデルは 1 次元の合成力学系であるため,  $A_{\text{on}}$  および  $A_{\text{off}}$  を用いた指数関数で表すことができる. まず, Case-1 における Monodromy 行列は (2.11) 式より, (3.7) 式が得られる.

$$M = e^{-\frac{t}{L}T} \quad (3.7)$$

一方, Case-2 における Monodromy 行列はスイッチングによる波形の摂動の発達を考慮するため, (2.24) 式の Saltation 行列を導出する必要がある. 本 1 次元回路モデルにおいては, 参照電流値  $i_{\text{ref}}$  が一定かつ時間に依存しないため, 単位行列  $I = 1$ , 基底ベクトル  $n = 1$  および  $\partial h(x(t))/\partial t = 0$  となる. また, 参照電流値近傍のスイッチが ON および OFF の波形の微分方程式  $\bar{f}_{\text{on}}$  および  $\bar{f}_{\text{off}}$  は次式となる.

$$\begin{aligned} \bar{f}_{\text{on}} &= -\frac{1}{L}(ri_{\text{ref}} - E), \text{ SW is ON} \\ \bar{f}_{\text{off}} &= -\frac{1}{L}(ri_{\text{ref}} - E + E_o), \text{ SW is OFF} \end{aligned} \quad (3.8)$$

したがって,

$$(\bar{f}_{\text{off}} - \bar{f}_{\text{on}})n^{\top} = -\frac{E_o}{L} \quad (3.9)$$

となり, (2.24) 式から Saltation 行列は次式のように得られる.

$$\begin{aligned} S &= 1 + \frac{E_o}{ri_{\text{ref}} - E} \\ &= \frac{ri_{\text{ref}} - E + E_o}{ri_{\text{ref}} - E} \end{aligned} \quad (3.10)$$

以上から, Case-2 における Monodromy 行列は (2.12) 式より,

$$M = \frac{ri_{\text{ref}} - E + E_o}{ri_{\text{ref}} - E} e^{-\frac{t}{L}T} \quad (3.11)$$

となる.

### 3.3.3 分岐構造および安定性解析結果

図 3.4 に本回路モデルの 1 パラメータ分岐図を示す. 本 1 パラメータ分岐図は, 周期  $T$  毎にインダクタ電流波形をプロットしており, 分岐パラメータは参照電流値  $i_{\text{ref}}$  とした. また, 図中の赤の実線は境界  $B$  を示している. 本回路モデルが呈するインダクタ電流波形の分岐構造として, 1 周期波形  $\rightarrow$  2 周期波形  $\rightarrow$  非周期波形であることが確認できる.

また、図 3.4 中の (a)~(e) に対応するインダクタ電流波形および  $i_k$ - $i_{k+1}$  平面上の Poincaré 写像の一例を図 3.5 と図 3.6 にそれぞれ示す。図 3.5 および図 3.6 の (a) から  $i_{\text{ref}} = 4.0$  A の時、インダクタ電流が 1 周期波形であることが確認できる。(b) の  $i_{\text{ref}} = 4.1$  A まで参照電流値を増加すると、2 周期波形に分岐し、初期値  $i_k$  の一部が境界  $B$  付近に滞在している。以上から、1 周期波形から 2 周期波形への分岐は border-collision 分岐が発生していると考える。さらに、(d) の  $i_{\text{ref}} = 4.8$  A においても、境界  $B$  付近に初期値  $i_k$  の一部が滞在している。(c) の  $i_{\text{ref}} = 4.7$  A では、Case-1 および Case-2 で構成された 2 周期波形であるが、参照電流値が増加すると、初期値  $i_k$  が境界  $B$  を超えることで border-collision 分岐が発生し、非周期波形に分岐した。(e) の  $i_{\text{ref}} = 6.0$  A においては、非周期波形であることが確認できる。以上から、本回路モデルに生じる大域的な分岐として、border-collision 分岐が発生することが確認できた。

また、前項で導出した (3.11) 式の Monodromy 行列に基づいた安定性解析を実施した。表 3.1 および 3.2 に 1 周期波形および 2 周期波形の安定性解析結果を示す。表中の SPO および UPO は、安定または不安定な周期波形をそれぞれ意味しており、数字は波形の周期性を表す。表 3.1 および 3.2 とともに  $i_{\text{ref}}$  が増加すると特性乗数が  $-1$  を超えているのが確認できる。ガウス平面上で特性乗数が  $-1$  を超える場合は、周期倍分岐が発生していることを意味する。これは、図 3.4 の分岐点と一致している。したがって、本 1 次元回路モデルにおいて、1 パラメータ分岐図および安定性解析結果から Monodromy 行列に基づく安定性解析手法の有効性を示すことができた。

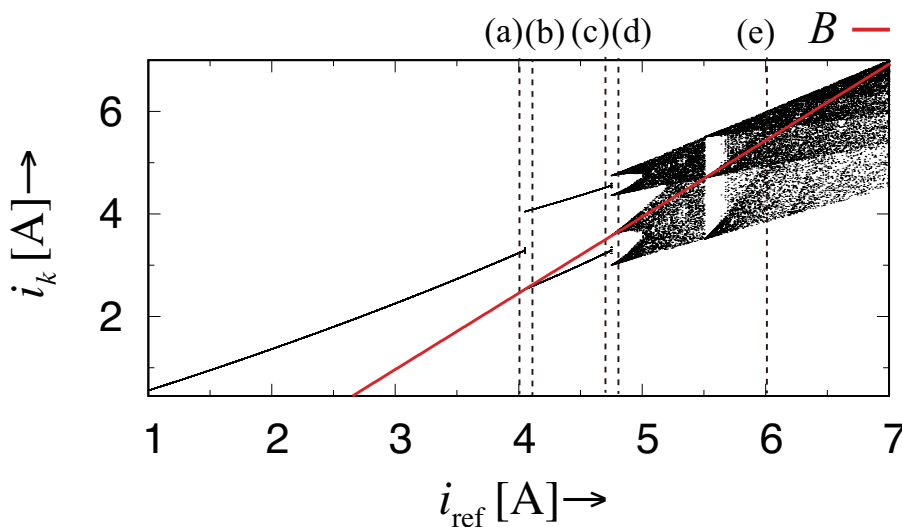


図 3.4: 1 パラメータ分岐図

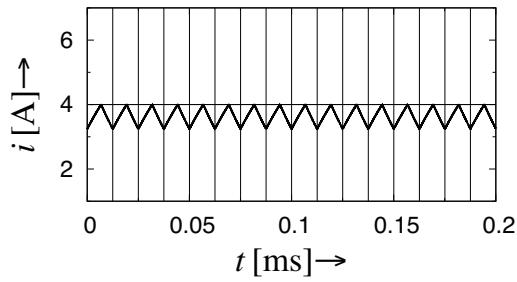
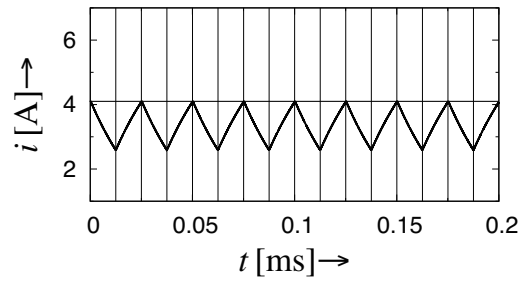
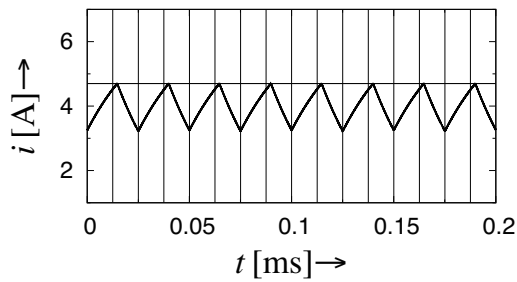
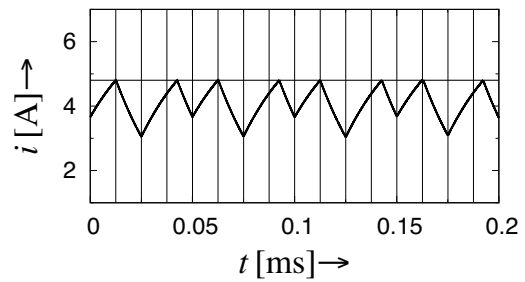
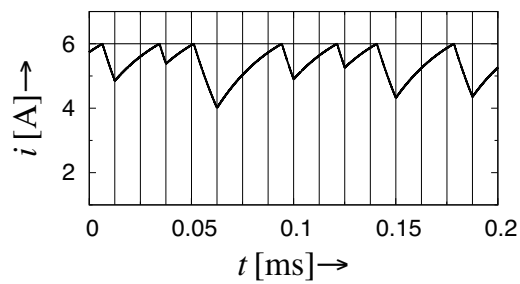
(a) 1 周期波形  $i_{\text{ref}} = 4.0 \text{ A}$ (b) 2 周期波形  $i_{\text{ref}} = 4.1 \text{ A}$ (c) 2 周期波形  $i_{\text{ref}} = 4.7 \text{ A}$ (d) 非周期波形  $i_{\text{ref}} = 4.8 \text{ A}$ (e) 非周期波形  $i_{\text{ref}} = 6.0 \text{ A}$ 

図 3.5: インダクタ電流波形の例

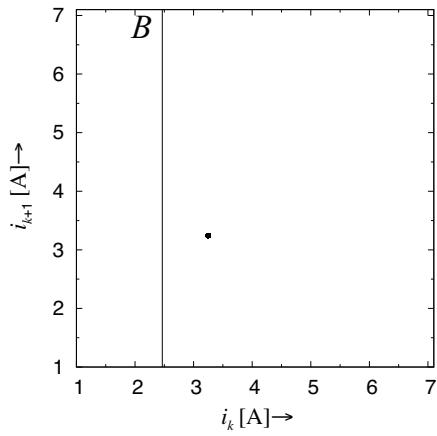
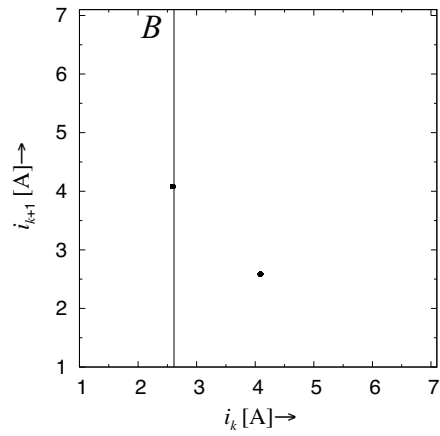
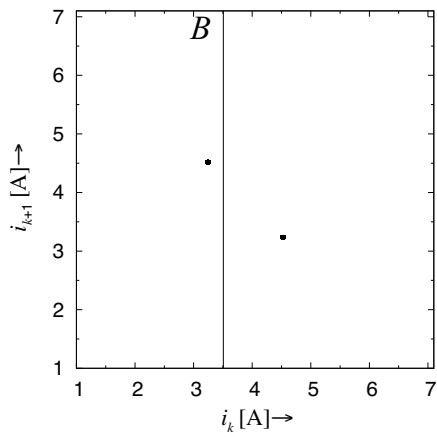
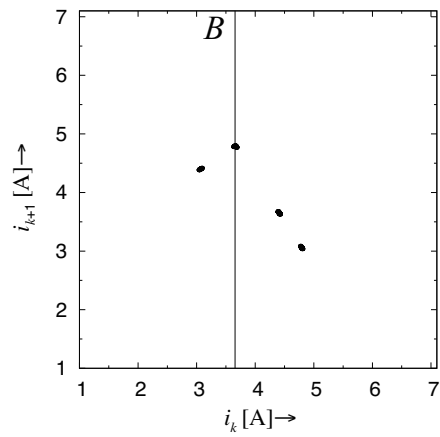
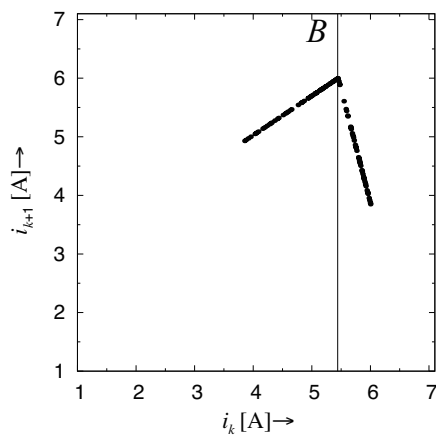
(a) 1 周期波形  $i_{\text{ref}} = 4.0 \text{ A}$ (b) 2 周期波形  $i_{\text{ref}} = 4.1 \text{ A}$ (c) 2 周期波形  $i_{\text{ref}} = 4.7 \text{ A}$ (d) 非周期波形  $i_{\text{ref}} = 4.8 \text{ A}$ (e) 非周期波形  $i_{\text{ref}} = 6.0 \text{ A}$ 

図 3.6: Poincaré 写像の例



表 3.1: Monodromy 行列に基づく 1 周期波形の安定性解析結果

$i_{\text{ref}}$ [A]	Char. Mult.	Remarks
4.0000	-0.9772	SPO-1
⋮	⋮	⋮
4.0422	-0.9997	SPO-1
4.0424	-0.9998	SPO-1
4.0426	-0.9999	SPO-1
4.0428	-1.0000	Period doubling bifurcation point
4.0430	-1.0001	UPO-1

表 3.2: Monodromy 行列に基づく 2 周期波形の安定性解析結果

$i_{\text{ref}}$ [A]	Char. Mult.	Remarks
4.7000	-0.9740	SPO-2
⋮	⋮	⋮
4.7431	-0.9996	SPO-2
4.7433	-0.9997	SPO-2
4.7435	-0.9999	SPO-2
4.7437	-1.0000	Period doubling bifurcation point
4.7439	-1.0001	UPO-2

### 3.4 2次元回路モデルにおける熱電池を有する電流制御昇圧型 DC-DC コンバータ

本節では、構築した Monodromy 行列に基づく汎用的安定性解析手法の有効性を示すため、線形常微分方程式で記述される熱電池を有する電流制御昇圧型 DC-DC コンバータの2次元回路モデルにおいて、安定性解析を行う。

#### 3.4.1 回路モデル

図3.7に熱電池を有する電流制御昇圧型 DC-DC コンバータの2次元回路モデルを示す。前節の1次元回路モデルとは異なり、コンバータの出力電圧は変動する。ここで、回路パラメータは以下に固定して解析を行う。

$$E = 50 \text{ V}, r = 7 \Omega, L = 220 \mu\text{H}, C = 500 \mu\text{F}, R = 30 \Omega, f = 80 \text{ kHz} \quad (3.12)$$

ここで、 $f$ はクロックパルスの周波数、 $i_{\text{ref}}$ は参照電流値を示す。また、熱電池は前節同様に(3.2)式の等価回路モデル式を用いる。

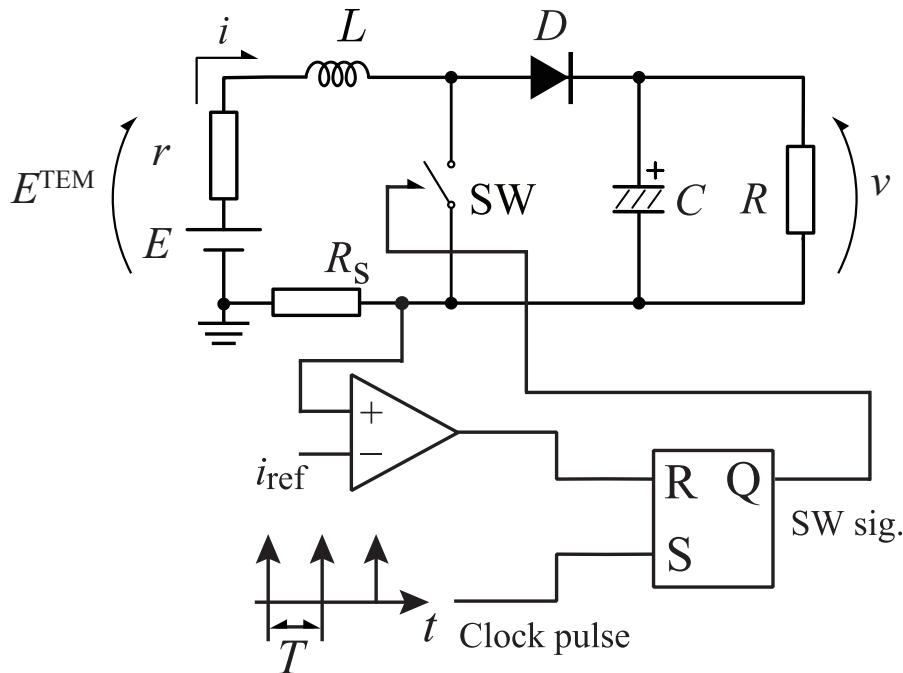


図3.7: 熱電池を有する電流制御昇圧型 DC-DC コンバータの2次元回路モデル

本回路方程式は次式となる.

$$f_{\text{on}} = \begin{cases} \frac{di}{dt} = \frac{-ri + E}{L} \\ \frac{dv}{dt} = -\frac{v}{RC} \end{cases}, \text{SW is ON} \quad (3.13)$$

$$f_{\text{off}} = \begin{cases} \frac{di}{dt} = \frac{-ri + E - v}{L} \\ \frac{dv}{dt} = \frac{i}{C} - \frac{v}{RC} \end{cases}, \text{SW is OFF} \quad (3.14)$$

クロックパルスは  $T$  時間毎に印加し,  $i_k$  および  $v_k$  を初期値とする. 本回路動作は, 前節の 1次元回路モデルと同様である.

### 3.4.2 Monodromy 行列および Saltation 行列の定義

本回路にみられる分岐現象を解析するために, Monodromy 行列に基づく安定性解析手法を適用する.

本回路モデルは前節の 1次元回路モデルと同様, 境界  $B$  を定義することでクロックパルス間に観測されるインダクタ電流波形の動的挙動を分類することができる. 本回路モデルの境界  $B$  は, 1次元回路モデルの境界と同様の (3.6) 式となる. したがって, クロックパルス間に観測されるインダクタ電流波形はクロック間でスイッチングが発生しない Case-1 およびスイッチングが発生する Cse-2 に分類できる.

線形常微分方程式で記述できる本回路モデルは, Monodromy 行列である (2.11) 式および (2.12) 式を導出すると電流および電圧波形の安定性解析が可能となる. 本回路モデルの状態遷移行列は, 次式となる.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i \\ v \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{CR} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i \\ v \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} E, \text{SW is ON} \quad (3.15)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i \\ v \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{CR} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i \\ v \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} E, \text{SW is OFF} \quad (3.16)$$

したがって,  $A_{\text{on}}$  および  $A_{\text{off}}$  は, (3.17) 式および (3.18) 式となる.

$$A_{\text{on}} = \begin{bmatrix} -\frac{r}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{CR} \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

$$\mathbf{A}_{\text{off}} = \begin{bmatrix} -\frac{r}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{CR} \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

次に (2.24) 式を基に Saltation 行列を導出する．スイッチング瞬間時におけるスイッチが ON および OFF の場合の微分方程式  $\bar{\mathbf{f}}_{\text{on}}$  および  $\bar{\mathbf{f}}_{\text{off}}$  は，(3.15) 式および (3.16) 式において， $i = i_{\text{ref}}$ ， $v = v(t_{\text{on}})$  と仮定するため，

$$\bar{\mathbf{f}}_{\text{on}} = \begin{bmatrix} -\frac{r}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{CR} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\text{ref}} \\ v(t_{\text{on}}) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} E, \text{ SW is ON} \quad (3.19)$$

$$\bar{\mathbf{f}}_{\text{off}} = \begin{bmatrix} -\frac{r}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{CR} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\text{ref}} \\ v(t_{\text{on}}) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} E, \text{ SW is OFF} \quad (3.20)$$

となり，

$$\bar{\mathbf{f}}_{\text{off}} - \bar{\mathbf{f}}_{\text{on}} = \begin{bmatrix} -\frac{v(t_{\text{on}})}{L} \\ \frac{i_{\text{ref}}}{C} \end{bmatrix} \quad (3.21)$$

が得られる．さらに，スイッチング条件の式  $h$  は次のように得られる．

$$h(\mathbf{x}(t), q(t)) = i(t_{\text{on}}) - i_{\text{ref}} = 0 \quad (3.22)$$

スイッチング条件の導関数は，

$$\mathbf{n} = \nabla h(\mathbf{x}(t), q(t)) = \begin{bmatrix} \frac{\partial h(i(t), q(t))}{\partial i(t)} \\ \frac{\partial h(v(t), q(t))}{\partial v(t)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.23)$$

となる．また，本回路モデルのスイッチング条件は時間変動しないため，次式が得られる．

$$\frac{\partial h(\mathbf{x}(t))}{\partial t} = 0 \quad (3.24)$$

したがって，(3.21)，(3.22)，(3.23)，および (3.24) 式を (2.24) 式の Saltation 行列に代入し，計算すると次式が得られる．

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} 1 + \frac{v(t_{\text{on}})}{ri_{\text{ref}} - E} & 0 \\ -\frac{Li_{\text{ref}}}{C(ri_{\text{ref}} - E)} & 1 \end{bmatrix} \quad (3.25)$$

以上から，本回路モデルの Monodromy 行列は，(3.17)，(3.18) および (3.25) 式を (2.11) および (2.12) 式に代入することで計算することが可能である．次項から，導出した Monodromy 行列に基づいて安定性解析を実施し，Monodromy 行列の有効性を確認する．

### 3.4.3 分岐構造および安定性解析結果

図 3.8 に本回路モデルの 1 パラメータ分岐図を示す. 本 1 パラメータ分岐図は 1 次元回路モデルと同様に分岐パラメータは参照電流値  $i_{\text{ref}}$  とした. また, 図中の赤の実線は境界  $B$  を示している. 本回路モデルが呈するインダクタ電流波形の分岐構造として, 1 次元回路モデルと同様に 1 周期波形  $\rightarrow$  2 周期波形  $\rightarrow$  非周期波形であることが確認できる.

さらに, 図 3.8 中の (a)~(e) に対応するインダクタ電流波形およびコンバータの出力電圧波形の例を図 3.9,  $i_k$ - $v_k$  平面上の Poincaré 写像の例を図 3.10 にそれぞれ示す. 図 3.9 および図 3.10 の (a) から  $i_{\text{ref}} = 4.0$  A の時, インダクタ電流波形が 1 周期波形であることが確認できる. 図 3.10 の (b) から,  $i_{\text{ref}} = 4.2$  A にまで増加すると, 初期値  $i_k$  が境界  $B$  を超えることにより不安定化し, 2 周期波形に分岐した. これは, border-collision 分岐の発生により, 1 周期波形は 2 周期波形に分岐したと考えられる. さらに, (d) の  $i_{\text{ref}} = 4.8$  A においても, 初期値  $i_k$  が境界  $B$  を超えることで border-collision 分岐が発生し, 非周期波形に分岐した. また, (e) の  $i_{\text{ref}} = 6.0$  A においては, 非周期波形であることが確認できる.

また, 前項で導出した Monodromy 行列に基づいた安定性解析を実施した. 表 3.3 および 3.4 に 1 周期波形および 2 周期波形の安定性解析結果を示す. 表中の SPO および UPO は, 安定または不安定な周期波形をそれぞれ意味しており, 数字は波形の周期性を表す. 表 3.3 および 3.4 とともに  $i_{\text{ref}}$  が増加すると特性乗数が  $-1$  を超えているのが確認できる. ガウス平面上

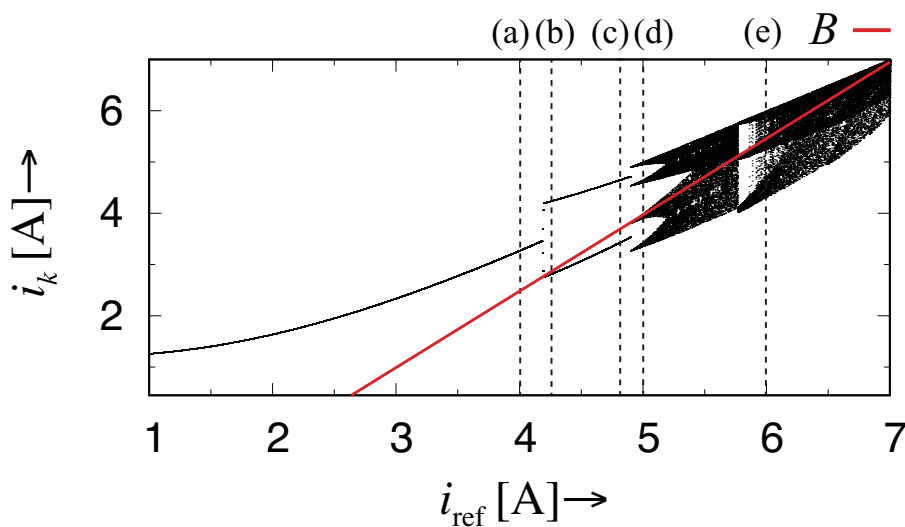


図 3.8: 1 パラメータ分岐図

で特性乗数が  $-1$  を超える場合は、周期倍分岐が発生していることを意味する。この安定性解析結果は、図 3.8 の分岐点と一致することも確認できる。

以上を鑑みて、1パラメータ分岐図と安定性解析結果から、Monodromy 行列に基づく安定性解析は2次元の線形常微分方程式においても有効性を有することが確認できた。

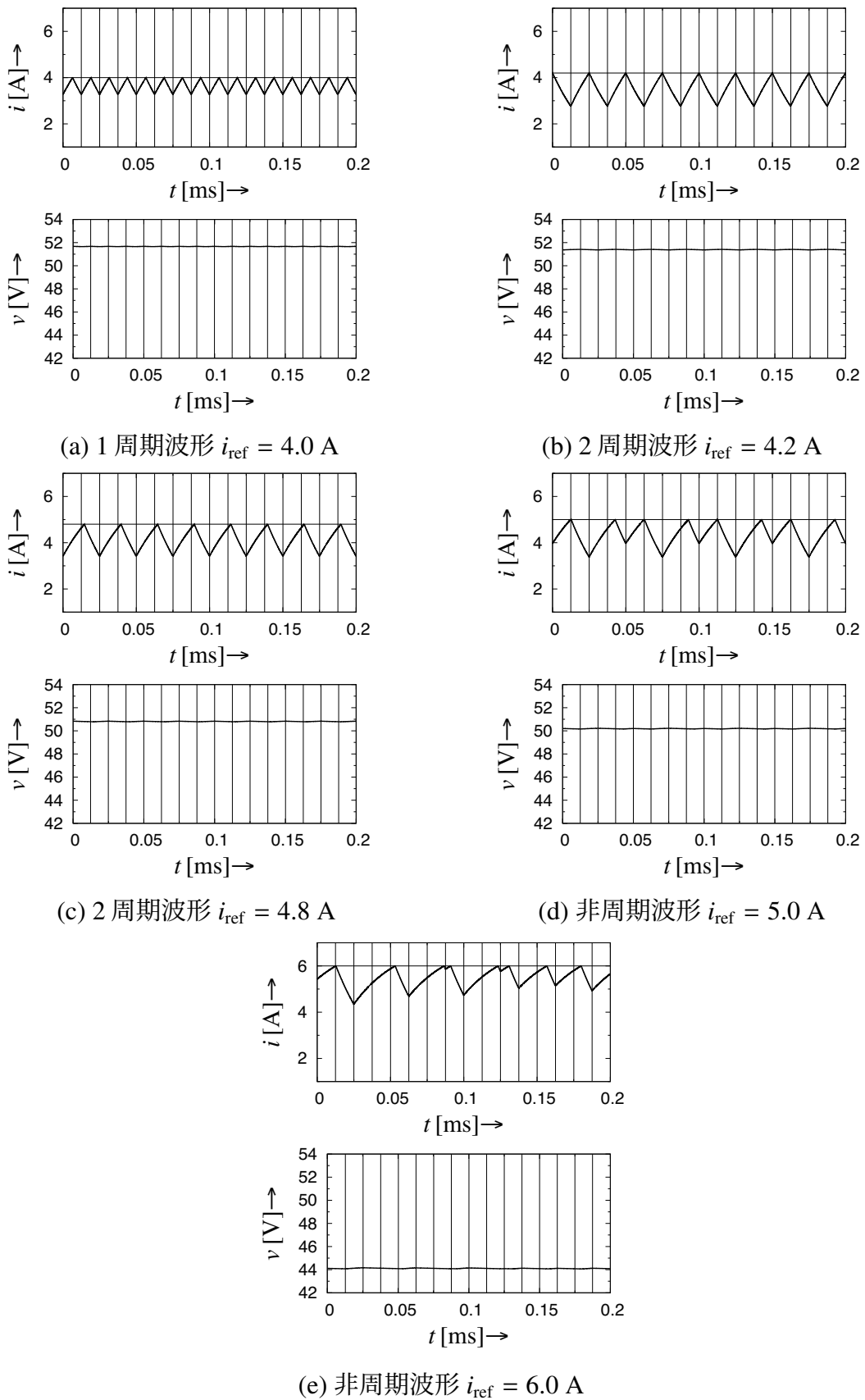


図 3.9: インダクタ電流波形およびコンバータの出力電圧波形の例

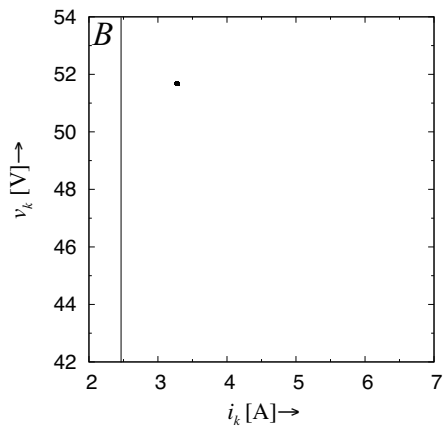
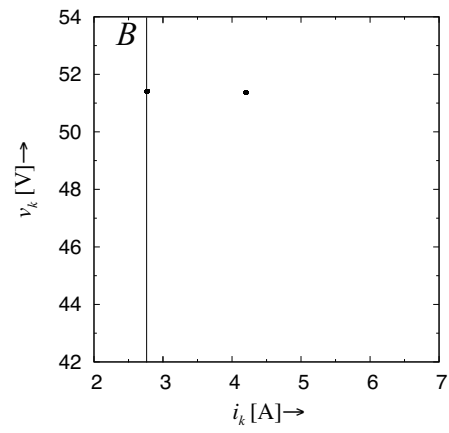
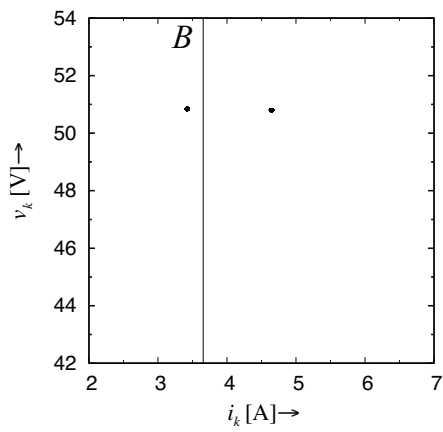
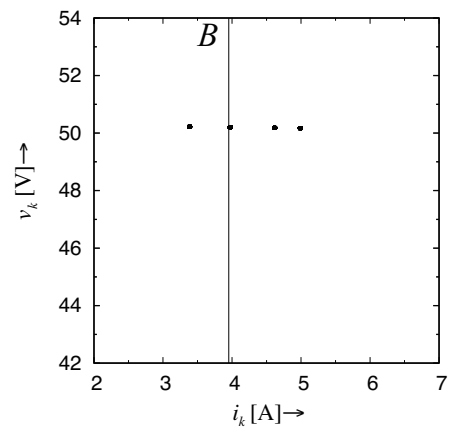
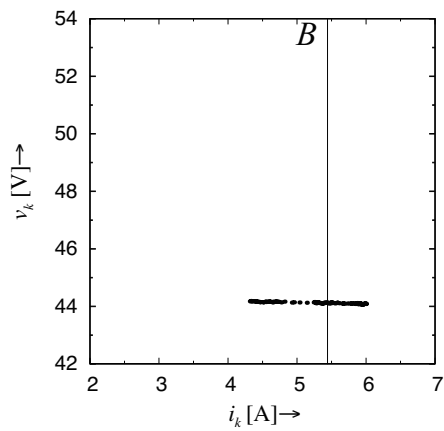
(a) 1 周期波形  $i_{\text{ref}} = 4.0 \text{ A}$ (b) 2 周期波形  $i_{\text{ref}} = 4.2 \text{ A}$ (c) 2 周期波形  $i_{\text{ref}} = 4.8 \text{ A}$ (d) 非周期波形  $i_{\text{ref}} = 5.0 \text{ A}$ (e) 非周期波形  $i_{\text{ref}} = 6.0 \text{ A}$ 

図 3.10: Poincaré 写像の例



表 3.3: Monodromy 行列に基づく 1 周期波形の安定性解析結果

$i_{\text{ref}}$ [A]	Char. Mult.	Remarks
4.0000	0.9981, -0.9062	SPO-1
⋮	⋮	⋮
4.1825	0.9981, -0.9996	SPO-1
4.1827	0.9981, -0.9997	SPO-1
4.1829	0.9981, -0.9998	SPO-1
4.1831	0.9981, -1.0000	Period doubling bifurcation point
4.1833	0.9981, -1.0001	UPO-1

表 3.4: Monodromy 行列に基づく 2 周期波形の安定性解析結果

$i_{\text{ref}}$ [A]	Char. Mult.	Remark
4.8000	0.9957, -0.9486	SPO-2
⋮	⋮	⋮
4.8937	0.9957, -0.9996	SPO-2
4.8939	0.9957, -0.9997	SPO-2
4.8941	0.9957, -0.9998	SPO-2
4.8943	0.9957, -1.0000	Period doubling bifurcation point
4.8945	0.9957, -1.0001	UPO-2

### 3.5 まとめ

本章では、線形常微分方程式で記述される回路方程式である熱電池を有する電流制御昇圧型 DC-DC コンバータにおいて、Monodromy 行列の安定性解析手法を適用し、本手法の有効性を調査した。まず、熱電池の出力特性について説明した。次に、第一段階として熱電池を有する電流制御昇圧型 DC-DC コンバータの 1 次元回路モデルを対象に Monodromy に基づく安定性解析手法を適用し、本手法の有効性を確認した。最後に、熱電池を有する電流制御昇圧型 DC-DC コンバータの 2 次元回路モデルを対象に Monodromy 行列に基づく安定性解析手法を適用した。1 次元および 2 次元回路モデルともに、1 パラメータ分岐図で分岐パラメータを参照電流値とし、分岐点と安定性解析結果を比較することで、本手法の有効性が確認できた。

本手法は、線形常微分方程式で記述できる高次元の回路方程式に対して、比較的容易に安定性解析を行うことが可能であり、近年の高次元回路設計への有効なアプローチであると考えられる。

## 第4章 非線形常微分方程式で記述される電力変換回路の安定性解析

### 4.1 はじめに

第1章で述べた通り、太陽電池は注目されている環境発電デバイスの一つであり、太陽電池を有する電力変換回路に生じる分岐現象の解析も行われている。太陽電池のI-V特性は非線形であり、日射量や温度などの発電環境の条件に応じて絶えず出力が変動するため、太陽電池を電源として利用する電力変換回路は、特定の条件下で回路動作が不安定になり、その解析も複雑になる。この不安定な回路動作は、高い電流および電圧リプルの原因となる可能性があり、高効率なシステムを設計・運用するには、分岐現象の詳細な解析を通じて、動的挙動の発生メカニズムを調査することが重要である。

太陽電池の出力特性は、単一ダイオードを用いた等価回路モデルが提案されている [53]。本等価回路モデルを用いると、太陽電池を含むDC-DCコンバータの回路方程式は非線形常微分方程式で記述され、単純な回路構成であっても解析が煩雑になる。そこで、次元削減を適用することで分岐解析を簡略化した研究も行われており、太陽電池の出力特性を区分線形モデルで定義した先行研究が見られる [54, 55]。一方で、単一ダイオードを含む太陽電池の等価回路モデルを用いた分岐解析を行った先行研究も散見されるが、ニュートン法や微分代数方程式による導出過程などで計算機実装を複雑化している [56, 57, 58]。

第4章では、非線形常微分方程式で記述される太陽電池を有するDC-DCコンバータを対象に Monodromy 行列に基づく安定性解析手法を適用し、本手法の非線形常微分方程式でも有効性を示すのかを調査する。まず、太陽電池の出力特性について説明する。本章で用いる太陽電池のI-V特性は、簡略的な太陽電池出力特性モデルを用いることで、計算機実装を容易にする。本出力特性モデルの有効性を示すために、一般的に使用される単一ダイオードを有する等価回路モデルのI-V特性およびP-V特性と比較する。次に、第一段階として出力電圧を一定値に設定した1次元回路モデルを提案し、1パラメータ分岐図により分岐構造を調査する。また、導出した分岐構造と構築した汎用的安定性解析結果が一致しているのか検証を行う。最後に、コンバータの出力が変動する2次元回路モデルにおいても1次元回路モデルと同様に分岐構造と安定性解析結果の一致性を確認する。

## 4.2 太陽電池の出力特性モデル

### 4.2.1 太陽電池の等価回路モデル

太陽電池の等価回路モデルとして、図4.1に示された単一ダイオードを用いた等価回路モデルが代表的である。図4.1の等価回路モデルより太陽電池の出力電流  $i$  は(4.1)式のように表される。

$$i = I_{sc} - I_d - \frac{V_{PV} + iR_s}{R_{sh}} \quad (4.1)$$

ここで、ダイオード電流  $I_d$  は、

$$I_d = I_s \left\{ e^{\frac{qV_d}{NkT_K}} - 1 \right\} \quad (4.2)$$

となる。また、ダイオードに加わる電圧は  $V_d = V_{PV} + iR_s$  であるため、太陽電池の I-V 特性は、(4.3)式のように定義できる。

$$i = I_{sc} - I_s \left\{ e^{\frac{q(V_{PV} + iR_s)}{NkT_K}} - 1 \right\} - \frac{V_{PV} + iR_s}{R_{sh}} \quad (4.3)$$

ここで、太陽電池の出力電流  $i$ 、出力電圧  $V_{PV}$ 、短絡電流  $I_{sc}$ 、ダイオード飽和電流  $I_s$ 、直列抵抗  $R_s$ 、並列抵抗  $R_{sh}$ 、ボルツマン定数  $k$ 、電子の電荷  $q$ 、ダイオード因子  $N$ 、太陽電池の温度  $T_K$  とする。本太陽電池の等価回路モデルは、 $I_{sc}$  は日射量、 $I_s$  は温度の影響を強く受けるため、これらのパラメータを調整することで、日射量および温度の影響を考慮した太陽電池の出力もシミュレートできる。一方で、回路方程式が陰関数で記述されるため、数値解析が煩雑になるデメリットがある。

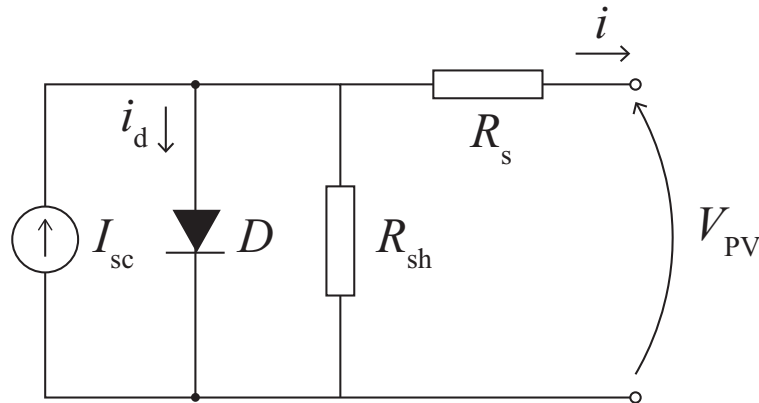


図 4.1: 単一ダイオードを用いた太陽電池の等価回路モデル

### 4.2.2 簡略的な太陽電池出力特性モデル

以下、数値シミュレーションの簡単化のために、文献 [59] の太陽電池の出力特性モデル式を用いる。本太陽電池の出力特性モデル式導出過程を示す。図 4.2 における第一象限の曲線をモデリングする。平面曲線図の第一象限は次式で定義できる。

$$y^{2p} = \frac{x^{2p}}{a^p}(a^p - x^p) \quad (4.4)$$

ここで、横軸を太陽電池の出力電流  $i$ 、縦軸を太陽電池の出力電力  $P_{pv}$  とすると、(4.4) 式は以下に書き直すことができる。

$$\begin{aligned} P_{pv}^{2p} &= \frac{i^{2p}}{I_{sc}^p}(I_{sc}^p - i^p) \\ &= i^{2p} - \frac{1}{I_{sc}^p}i^{3p} \end{aligned} \quad (4.5)$$

ここで、平面曲線式における  $a$  は、(4.5) 式の太陽電池の短絡電流  $I_{sc}$  に対応することに注意する。図 4.2 より、最大電力点における  $i$  は、太陽電池の最大出力電流値  $I_{pm}$  に当てはまるため、

$$\begin{aligned} \frac{\partial P_{pv}^{2p}}{\partial i} &= 2pI_{pm}^{2p-1} - \frac{1}{I_{sc}^p}3pI_{pm}^{3p-1} \\ &= \frac{1}{I_{sc}^p}pI_{pm}^{2p-1}(2I_{sc}^p - 3I_{pm}^p) \\ &= 0 \end{aligned} \quad (4.6)$$

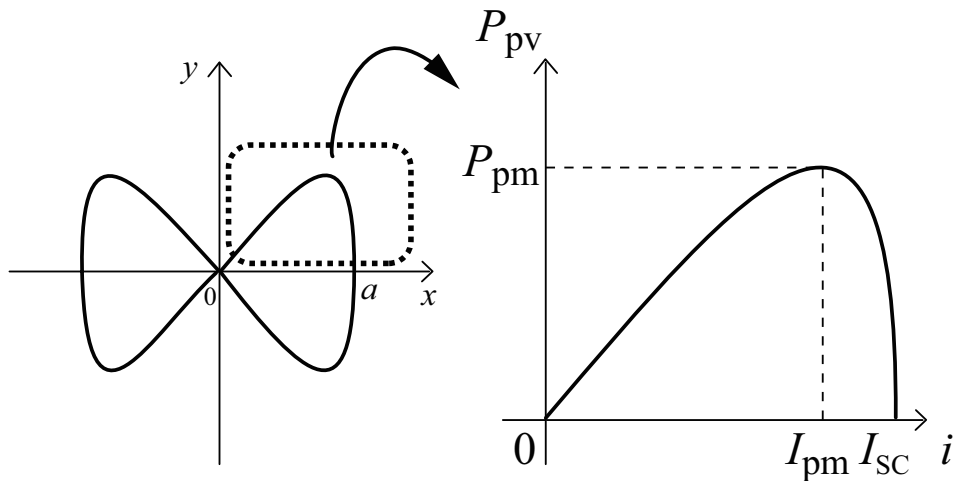


図 4.2: 簡略的な太陽電池出力特性モデルの導出過程

となる。(4.6)式より

$$2I_{sc}^p = 3I_{pm}^p \quad (4.7)$$

および

$$\left(\frac{I_{pm}}{I_{sc}}\right)^p = \frac{2}{3} \quad (4.8)$$

となる。したがって、変数  $p$  は次式で定義できる。

$$p = \log_{\frac{I_{pm}}{I_{sc}}} \frac{2}{3} = \frac{\log \frac{2}{3}}{\log \frac{I_{pm}}{I_{sc}}} \quad (4.9)$$

また電力の式  $P = VI$  より次式が成り立つ。

$$V_{pv}^{2p}(i) = \frac{P_{pv}^{2p}}{i^{2p}} \quad (4.10)$$

(4.10)式に(4.5)式を代入すると次式が導出できる。

$$\begin{aligned} V_{pv}^{2p}(i) &= \frac{1}{i^{2p}} \left( i^{2p} - \frac{1}{I_{sc}^p} i^{3p} \right) \\ &= 1 - \frac{i^p}{I_{sc}^p} \end{aligned} \quad (4.11)$$

太陽電池の出力電圧は  $i = 0$  の時、 $V_{pv} = V_{oc}$  が満たすため、(4.11)式は以下のように書き換えられる。

$$V_{pv}(i) = V_{oc} \left\{ 1 - \left( \frac{i}{I_{sc}} \right)^p \right\}^{\frac{1}{2p}} \quad (4.12)$$

ここで、 $i = I_{pm}$  が満たされた時、 $V_{pv} = V_{pm}$  の場合における内部抵抗  $R_{pv}$  は以下のように定義できる。

$$V_{pm} = V_{oc} \left( \frac{1}{3} \right)^{\frac{1}{2p}} - R_{pv} I_{pm} \quad (4.13)$$

よって、内部抵抗  $R_{pv}$  は以下の式となる。

$$R_{pv} = \frac{V_{oc} \left( \frac{1}{3} \right)^{\frac{1}{2p}} - V_{pm}}{I_{pm}} \quad (4.14)$$

したがって、太陽電池の出力特性モデル式は次式に定義することができる。

$$V_{pv}(i) = V_{oc} \left\{ 1 - \left( \frac{i}{I_{sc}} \right)^p \right\}^{\frac{1}{2p}} - R_{pv} i \quad (4.15)$$

本モデル式は、光の照射条件等における出力特性の変動が生じない前提のモデル式だが、回路方程式が陽関数で記述できる。したがって、単一ダイオードを用いた太陽電池の等価回

路モデルは、光の照射条件で出力特性を変動できるが、出力電圧をニュートン法を用いて計算する必要があるため、数値解析が容易な本出力特性モデルを使用する。

### 4.2.3 太陽電池の等価回路モデルと簡略的な出力特性モデルの比較

本節では、(4.15) 式の簡略的な出力特性モデルの有効性を示すために、(4.3) 式の単一ダイオードを含む等価回路モデルと出力特性が一致するかを比較する。ここで、(4.15) 式の出力特性モデルは、株式会社ケー・アイ・エス製 GT234S 太陽電池の実測データを基に以下のパラメータに固定する。

$$I_{pm} = 1.79 \text{ A}, V_{pm} = 15.7 \text{ V}, I_{sc} = 1.95 \text{ A}, V_{oc} = 20.09 \text{ V} \quad (4.16)$$

また、(4.3) 式の等価回路モデルは、回路シミュレーションソフトウェアである LTspice を用いて太陽電池の出力特性を導出する。図 4.3 に LTspice を用いたダイオードを含む太陽電池の等価回路モデルの Schematic 図を示す。単一ダイオードを含む太陽電池の等価回路モデルの調整パラメータとして、図中の電流源  $I_1$ 、抵抗  $R_{sh}$  および  $R_s$ 、 $R_L$ 、飽和電流  $I_S$ 、ダイオード因子  $N$ 、寄生抵抗  $R_P$ 、高注入 Knee 電流  $I_{KF}$  が挙げられる。LTspice を用いた太陽電池の出力特性では、(4.16) 式のパラメータに固定した (4.15) 式の出力特性と一致するように表 4.1 に示されたパラメータにフィッティングした。図 4.4 の (a) に (4.3) 式における太陽電池の出力特性および (b) に (4.15) 式における太陽電池の出力特性をそれぞれ示す。比較図から最大電力点および短絡電流、開放電圧など定性的に出力特性が一致することが確認できた。したがって、(4.15) 式の出力特性モデルは簡易的に数値解析に行うのに有効的な出力特性モデルである。

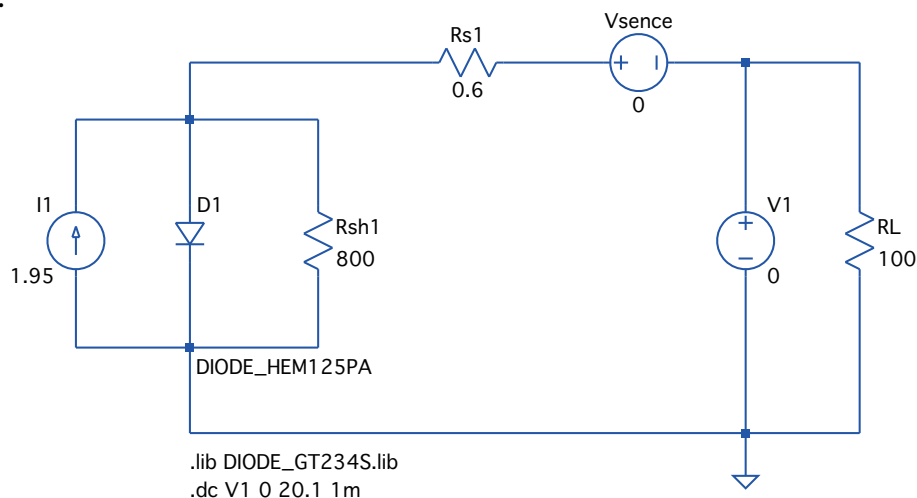
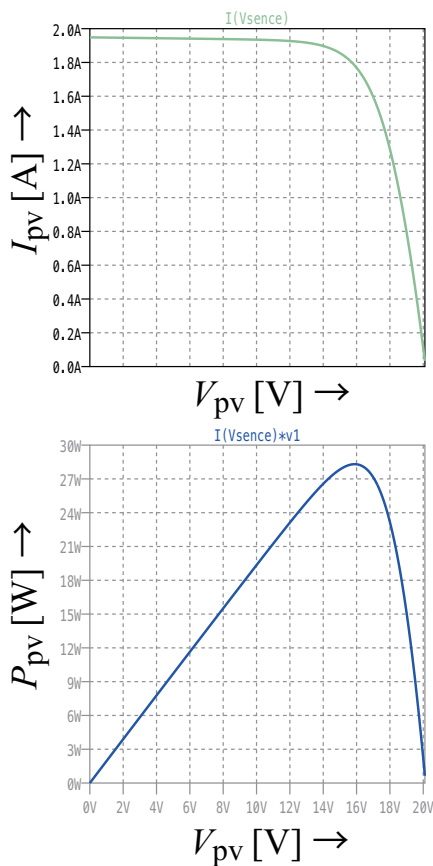


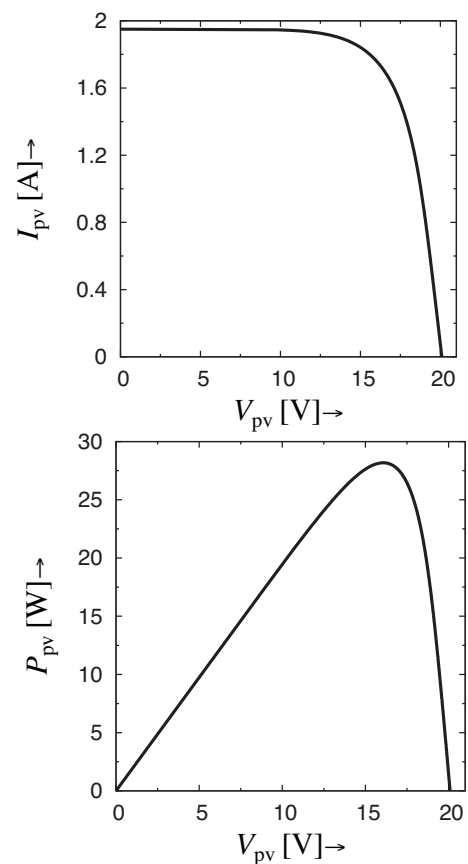
図 4.3: LTspice を用いた (4.3) 式に基づく等価回路モデルの Schematic 図

表 4.1: LTspice を用いた太陽電池の等価回路モデルのフィッティングパラメータ

電流源 $I_1$	1.95 A
抵抗 $R_s$	0.6 $\Omega$
抵抗 $R_{sh}$	800 $\Omega$
抵抗 $R_L$	100 $\Omega$
ダイオード飽和電流 $I_s$	0.05 nA
ダイオード因子 $N$	23.85
寄生抵抗 $R_p$	0.005 $\Omega$
高注入 Knee 電流 $I_{KF}$	0.0005 A



(a) (4.3) 式における太陽電池の出力特性



(b) (4.15) 式における太陽電池の出力特性

図 4.4: 太陽電池の出力特性の比較



### 4.3 1次元回路モデルにおける太陽電池を有する電流制御昇圧型 DC-DC コンバータ

非線形常微分方程式によって記述される回路方程式に対する汎用的安定性解析手法の適用可能性を調査する初期段階において、前節で示した簡略的な太陽電池の出力特性モデルを使用し、コンバータの出力電圧を一定とした1次元回路モデルにおける本手法の有効性を検証する。本節では、Monodromy 行列の概念である  $m$  周期波形の固定点に微小摂動を与えた摂動波形の発達に注目した安定性解析手法を適用する。

#### 4.3.1 回路モデル

図 4.5 に太陽電池を有する電流制御昇圧型 DC-DC コンバータの1次元回路モデルを示す。本回路は、太陽電池  $V_{pv}$ 、インダクタンス  $L$ 、スイッチ  $SW$ 、ダイオード  $D$ 、コンデンサ  $C$ 、負荷抵抗  $R$  が含まれる。また、 $i_o$  は負荷抵抗に流れる電流とする。本回路は、シャント抵抗  $R_s$  を用いて太陽電池の出力電流をセンシングし、制御回路に含まれるコンパレータによって、参照電流値  $i_{ref}$  と比較する。コンパレータの出力信号および周期  $T$  毎に印加されるクロックパルス信号が RS フリップフロップに入力されることで、スイッチング信号が生成される。

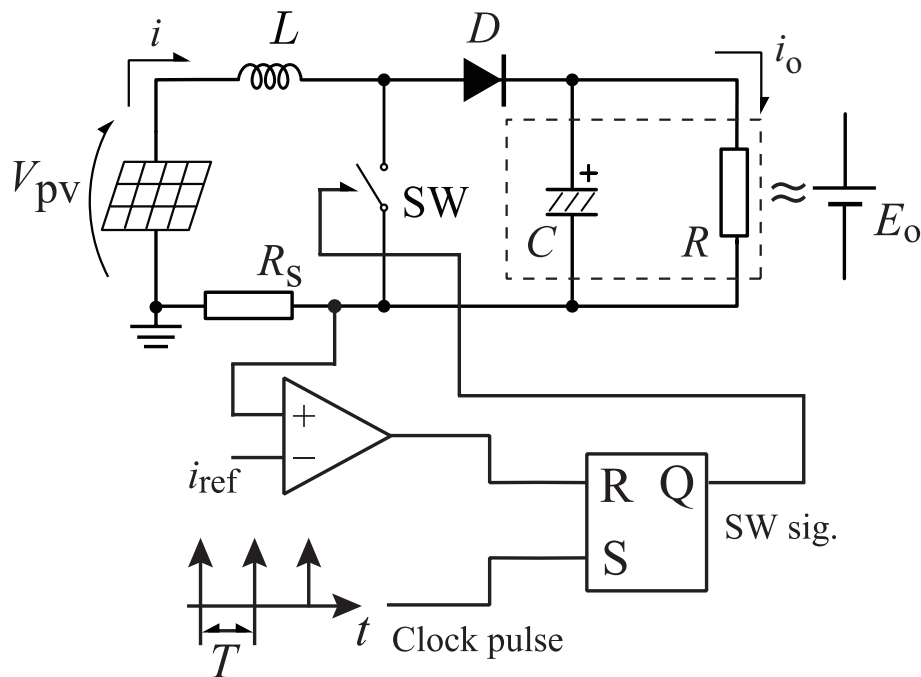


図 4.5: 太陽電池を有する電流制御昇圧型 DC-DC コンバータの1次元回路モデル

回路方程式の一般式は、(4.17)式となる。

$$\frac{di}{dt} = f(i, \lambda) = \begin{cases} f_{\text{on}}(i, \lambda_{\text{on}}) = \frac{V_{\text{pv}}}{L}, & \text{SW is ON} \\ f_{\text{off}}(i, \lambda_{\text{off}}) = \frac{V_{\text{pv}} - E_o}{L}, & \text{SW is OFF} \end{cases} \quad (4.17)$$

ここで、 $\lambda$ および $\lambda_{\text{on}}$ 、 $\lambda_{\text{off}}$ は、回路方程式のそれぞれの回路パラメータである。さらに、(4.17)式の解を、

$$i(t) = \varphi(t - kT, i_k, \lambda) = \begin{cases} \varphi_{\text{on}}(t - kT, i_k, \lambda_{\text{on}}), & \text{SW is ON} \\ \varphi_{\text{off}}(t - kT, i_k, \lambda_{\text{off}}), & \text{SW is OFF} \end{cases} \quad (4.18)$$

とする。ここで、 $i_k$ は $t = kT$ における太陽電池の出力電流の初期値である。コンバータ回路は、出力側の平滑用コンデンサの容量が十分に大きいかつクロック周期が早い場合、出力電圧を一定値として取り扱うことが可能である。

本回路モデルの出力電圧は、状態平均化法に基づいて導出する。まず電力変換効率は、

$$\eta = \frac{E_o}{V_{\text{pv}}} = \frac{1}{D_r'} \quad (4.19)$$

で表すことができる。ここで、 $D_r$ はスイッチがONの場合のデューティ比であり、 $D_r' = 1 - D_r$ はスイッチがOFFの場合のデューティ比を示す。状態平均化法を用いると、太陽電池の出力電流は次のように記述される。

$$i_o = \frac{E_o}{R} = iD_r' = i \frac{V_{\text{pv}}}{E_o} \quad (4.20)$$

したがって、太陽電池を有する電流制御昇圧型DC-DCコンバータの出力電圧は、

$$E_o = \sqrt{iV_{\text{pv}}R} \approx \sqrt{i_{\text{ave}}V_{\text{ave}}R} \quad (4.21)$$

となる。ここで、 $i$ および $V_{\text{pv}}$ は $i_{\text{ave}}$ および $V_{\text{ave}}$ に書き直すことに注意する。ここでの $i_{\text{ave}}$ および $V_{\text{ave}}$ は、太陽電池の出力電流および電圧の平均値を示す。また、太陽電池の出力特性モデルは、(4.15)式の簡略的な出力特性モデルを使用し、(4.16)式のパラメータに固定して解析する。

本回路モデルの回路動作は、図3.3に示す熱電池を有する電流制御昇圧型DC-DCコンバータと同様である。

### 4.3.2 Monodromy 行列の概念に基づく安定性解析手法

本回路モデルに適用する安定性解析手法は、周期波形の固定点に微小摂動を与え、その摂動波形の発達を分析する。本安定性解析手法を実施するにあたり、クロックパルス間に見られる波形に基づいて Poincaré 写像を定義する。クロック間に観測される波形として、 $T$  期間スイッチが ON を保つ Case-1 と  $T$  期間内にスイッチングが生じる Case-2 が挙げられる。

まず、Case-1 では  $i_k$  は  $t = kT$  の初期値を有し、スイッチが  $T$  期間 ON の回路方程式を保つため、Poincaré 写像  $i_{k+1}$  は次のように定義できる。

$$\mathbf{M}_a : i_k \mapsto i_{k+1} = \varphi_{\text{on}}(T, i_k, \lambda_{\text{on}}) \quad (4.22)$$

一方で、Case-2 ではスイッチは  $t_{\text{on}}$  期間 ON を保ち、太陽電池の出力電流  $i$  が参照電流値  $i_{\text{ref}}$  に達するとスイッチが OFF となるため、この場合のマップは次のように定義できる。

$$\hat{\mathbf{M}}_{b1} : i_k \mapsto i_{\text{ref}} = \varphi_{\text{on}}(t_{\text{on}}, i_k, \lambda_{\text{on}}) \quad (4.23)$$

また、スイッチが OFF のときの式の初期値は参照電流値  $i_{\text{ref}}$  となり、スイッチが OFF の期間は、 $T - t_{\text{on}}$  となるため、この場合のマップは

$$\hat{\mathbf{M}}_{b2} : i_{\text{ref}} \mapsto i_{k+1} = \varphi_{\text{off}}(T - t_{\text{on}}, i_{\text{ref}}, \lambda_{\text{off}}) \quad (4.24)$$

となる。したがって、Case-2 の Poincaré 写像は、(4.25) 式のように定義できる。

$$\mathbf{M}_b : i_k \mapsto i_{k+1} = \hat{\mathbf{M}}_{b2} \circ \hat{\mathbf{M}}_{b1}(i_k) \quad (4.25)$$

ここで、太陽電池の出力電流が (2.4) 式を満たす場合、 $m$  周期波形と呼ぶ。

本回路モデルの回路方程式は非線形常微分方程式で記述される。通常、既存の Monodromy 行列に基づく安定性解析手法では、非線形常微分方程式で記述される回路方程式に適用できない。したがって、本回路モデルにおける安定性解析の第一段階として、Monodromy 行列の概念を用いて  $m$  周期波形の固定点に微小摂動を加え、数値積分法により時間経過に伴う摂動発達を計算することにより、安定性の分析を行う。

図 4.6 に 1 周期波形を例とした本安定性解析手法の概念図を示す。1 周期波形を  $F(i_k^*)$  とし、その初期値に微小摂動を加えた摂動波形を  $F(i_k)$  とする。 $t = kT$  における摂動  $\Delta i_k$  は、

$$\Delta i_k = i_k - i_k^* \quad (4.26)$$

となる。また、 $t = (k+1)T$  における摂動  $\Delta i_{k+1}$  は、

$$\Delta i_{k+1} = i_{k+1} - i_{k+1}^* \quad (4.27)$$

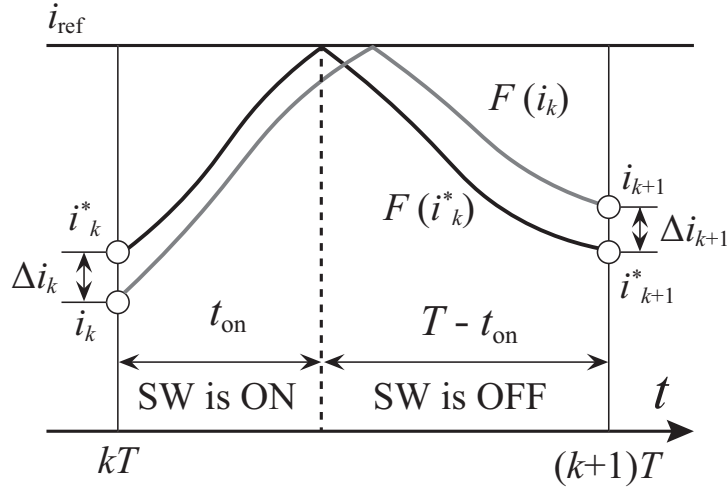


図 4.6: 1 周期波形における摂動波形の発達に注目した安定性解析手法の概念図

と定義できる．摂動波形の Poincaré 写像  $i_{k+1}$  にテイラー展開を施すと次式が得られる．

$$\begin{aligned}
 i_{k+1} &= i_{k+1}^* + \Delta i_{k+1} \\
 &= F(i_k^* + \Delta i_k) \\
 &\approx F(i_k^*) + F'(i_k^*)\Delta i_k
 \end{aligned} \tag{4.28}$$

さらに， $F(i_k^*)$  は 1 周期波形であるため， $i_k^* = i_{k+1}^* = F(i_k^*)$  が成り立つ．したがって，(4.28) 式は次式のように記述できる．

$$\begin{aligned}
 i_{k+1}^* + \Delta i_{k+1} &\approx i_{k+1}^* + F'(i_k^*)\Delta i_k \\
 \Delta i_{k+1} &\approx F'(i_k^*)\Delta i_k
 \end{aligned} \tag{4.29}$$

以上から，Monodromy 行列は，

$$F'(i_k^*) \approx \frac{\Delta i_{k+1}}{\Delta i_k} = M_0 \tag{4.30}$$

となる． $m$  周期波形の Monodromy 行列は次式のように定義できる．

$$M = F_m'(i_k^*) \approx \frac{\Delta i_{k+m}}{\Delta i_k} \tag{4.31}$$

ここで， $F_m(i_k^*)$  は  $m$  周期波形を表す．

図 4.7 に本安定性解析手法のフローチャートを示す．まず，数値積分法を用いて本回路モデルの電流波形を計算する．その際， $t = kT$  における電流値と  $t = (k+m)T$  における電流値がほぼ等しい場合，その電流値を  $m$  周期波形の固定点とする．その  $t = kT$  における固定点  $i^*$  に微小な摂動  $\Delta i_k$  を与え， $t = (k+m)T$  における摂動波形と  $m$  周期波形の摂動  $\Delta i_{k+1}$  の発達を計算することで安定性解析を実施する．

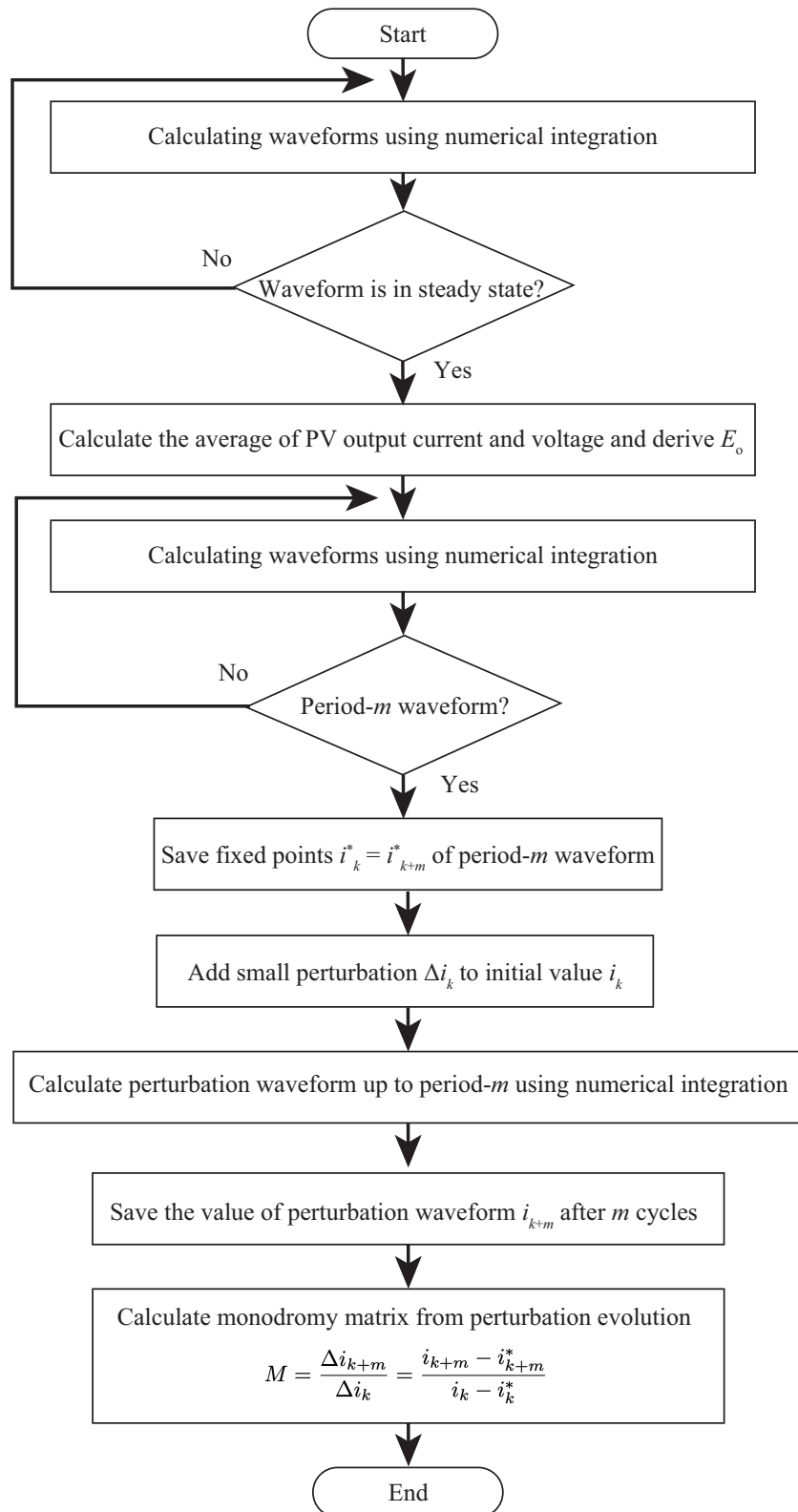


図 4.7: Monodromy 行列に基づく周期波形の固定点に微小摂動を加えた安定性解析手法のフローチャート

### 4.3.3 分岐構造および安定性解析結果

以降の分岐構造および安定性解析は以下の回路パラメータに固定して実施する。

$$L = 1 \text{ mH}, R = 80 \Omega, f = 30 \text{ kHz} \quad (4.32)$$

また、太陽電池は(4.15)式出力特性モデルを使用し、回路パラメータは(4.16)式とする。

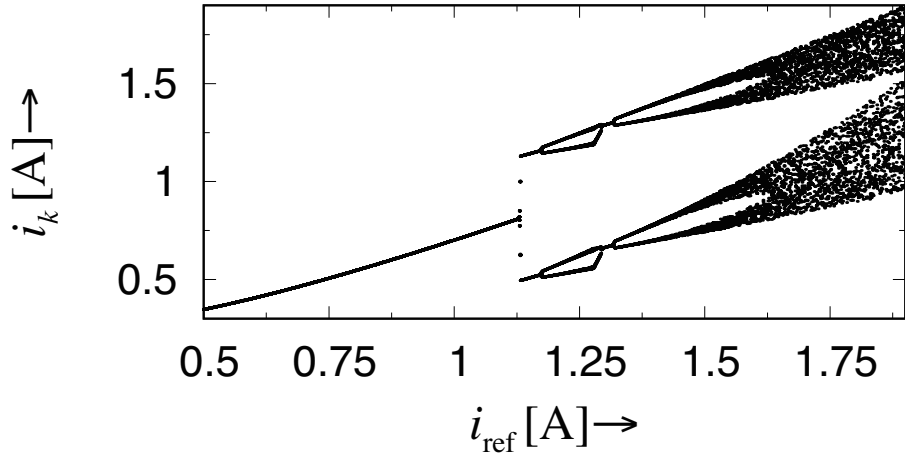
分岐パラメータを  $i_{\text{ref}}$  とした1パラメータ分岐図を図4.8に示す。ここで、図中の(a)に1パラメータ分岐図の全体図、(b)にその拡大図をそれぞれ示す。また、図4.9にインダクタ電流波形、図4.10に  $i_k$ - $i_{k+1}$  平面上のPoincaré写像の例を示す。図4.9および図4.10の(a)は  $i_{\text{ref}} = 1.1 \text{ A}$  の1周期波形が示されており、参照電流値を  $i_{\text{ref}} = 1.15 \text{ A}$  まで増加させると図4.9および4.10の(b)のように2周期波形に分岐する。さらに、図4.9および4.10の(c)に示すように  $i_{\text{ref}} = 1.25 \text{ A}$  まで参照電流値を増加すると、2周期波形から非周期波形に分岐し、参照電流値が  $i_{\text{ref}} = 1.3 \text{ A}$  の場合は(d)のように2周期波形、 $i_{\text{ref}} = 1.4 \text{ A}$  まで参照電流値を増加すると(e)のように非周期波形に分岐した。したがって、本回路モデルで観測される分岐構造は、1周期波形 → 2周期波形 → 非周期波形 → 2周期波形 → 非周期波形であることが確認できる。これまでの太陽電池を有するDC-DCコンバータにおいて、2周期波形間に非周期波形が観測される先行研究は見当たらないため、興味深い現象である。

図4.8から得られた分岐構造の非周期波形がカオスであるかをリアプノフ指数を用いて判別する。リアプノフ指数は、(4.33)式に基づいて計算することができる。

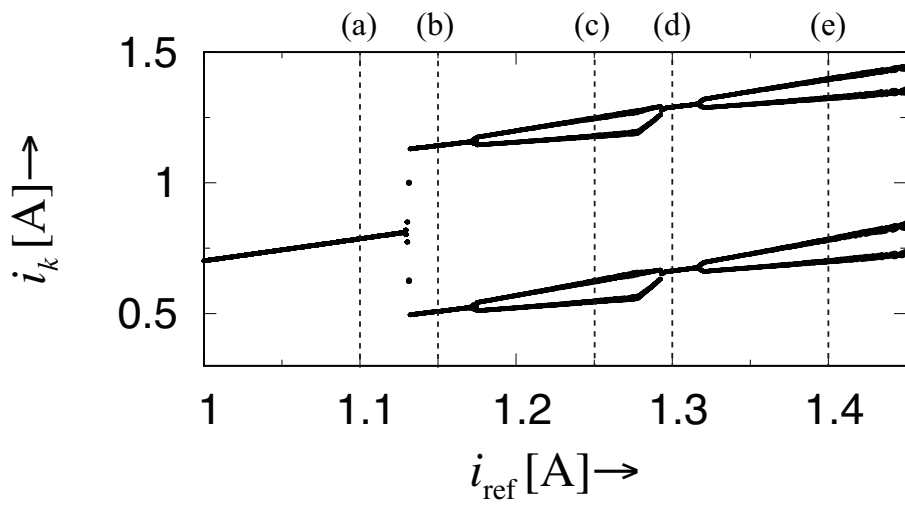
$$\nu = \lim_{o \rightarrow \infty} \frac{1}{o} \sum_{k=1}^o \log \left\| \frac{dF(i_k)}{di_k} \right\| \quad (4.33)$$

ここで、 $o$ は計算の反復回数を表す。図4.11は、図4.8の1パラメータ分岐図に対応するリアプノフ指数の計算結果であり、(a)は全体図、(b)は拡大図をそれぞれ表している。図4.11から、図4.9および4.10の(c)および(e)に対応するリアプノフ指数は正の値であり、波形の振る舞いがカオスであることがわかる。

Monodromy行列の概念に基づいた手法を用いた安定性解析結果を表4.2および4.3に示す。表4.2は1周期波形から2周期波形、表4.3は2周期波形から非周期波形に分岐する際の安定性解析結果となる。ここで、表中のSPOは安定な周期波形を意味しており、数字は波形の周期性を表す。また、Unstableは対応するSPOの周期波形が不安定になったことを意味する。表4.2および4.3共に、分岐パラメータである  $i_{\text{ref}}$  が増加すると特性乗数  $\mu$  が  $-1$  を超えることが確認できる。本結果は、図4.8の分岐点と一致していることから、本安定性解析手法の有効性が示された。



(a) 全体図



(b) (a) の拡大図

図 4.8: 1 パラメータ分岐図

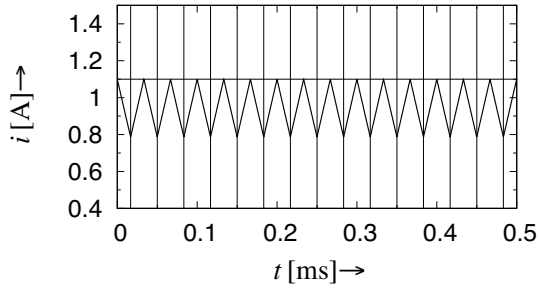
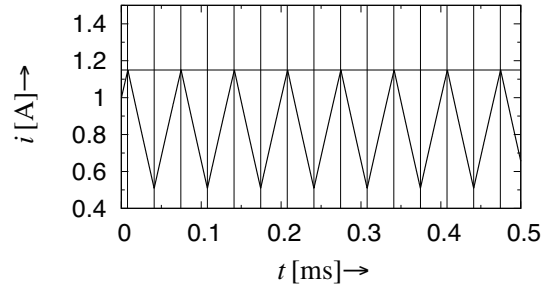
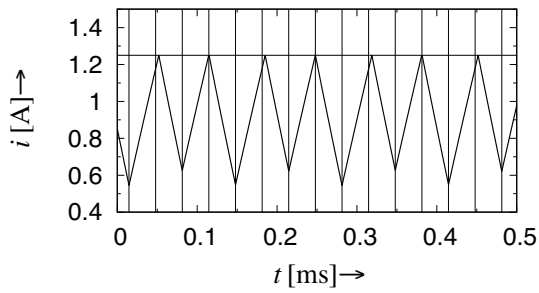
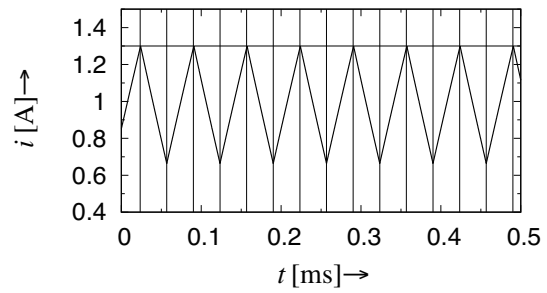
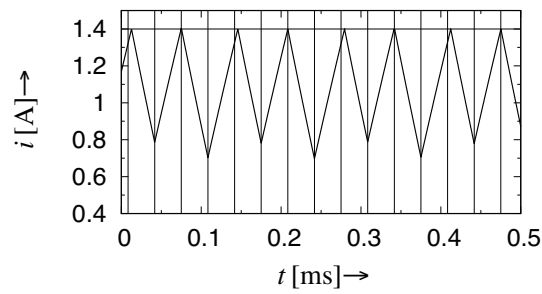
(a) 1 周期波形  $i_{\text{ref}} = 1.1 \text{ A}$ (b) 2 周期波形  $i_{\text{ref}} = 1.15 \text{ A}$ (c) 非周期波形  $i_{\text{ref}} = 1.25 \text{ A}$ (d) 2 周期波形  $i_{\text{ref}} = 1.3 \text{ A}$ (e) 非周期波形  $i_{\text{ref}} = 1.4 \text{ A}$ 

図 4.9: インダクタ電流波形の例



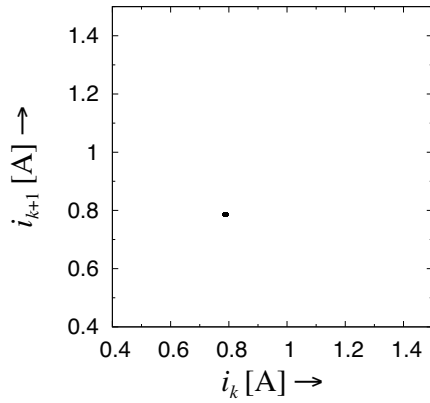
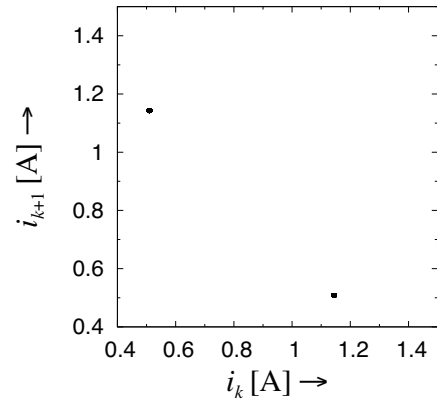
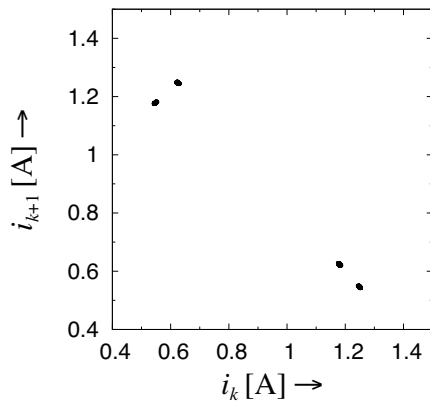
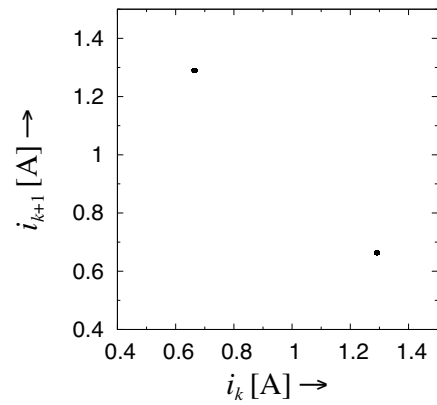
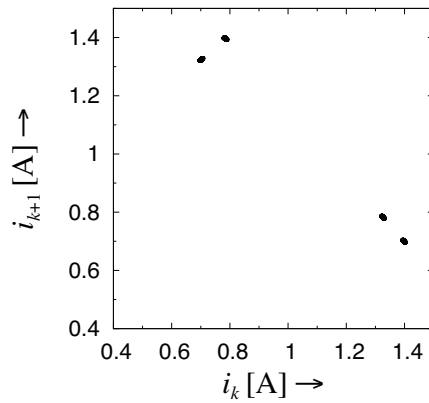
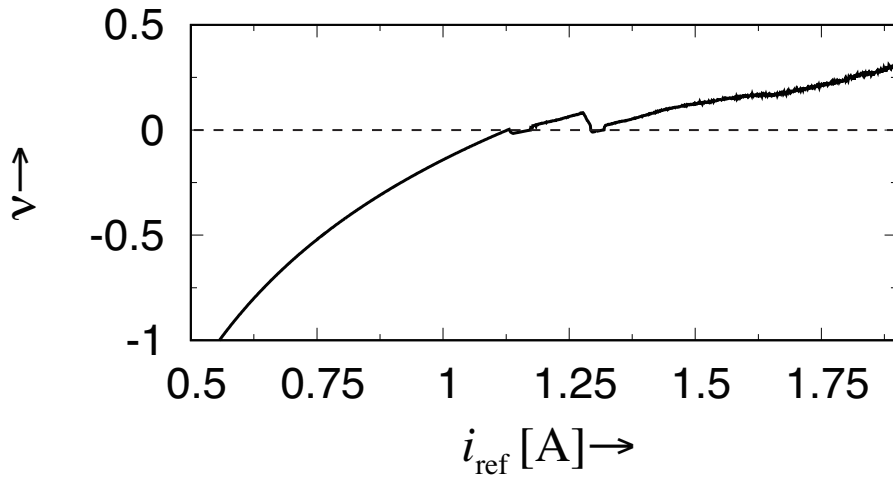
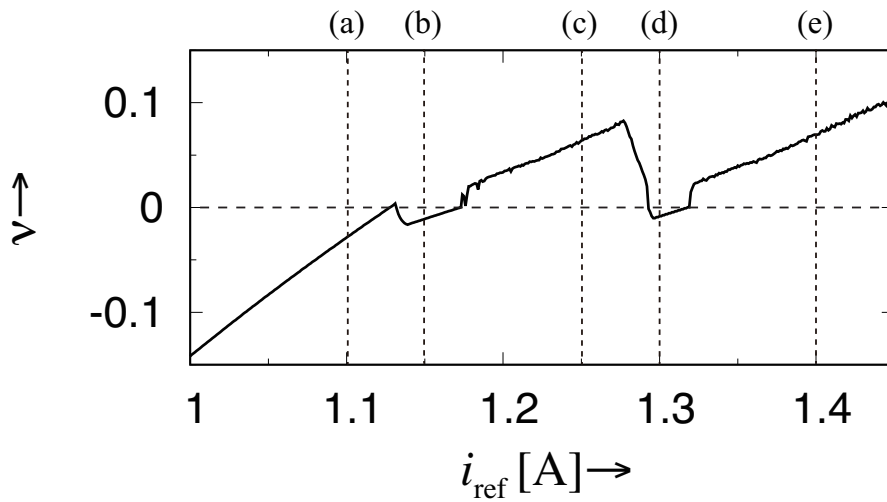
(a) 1周期波形  $i_{\text{ref}} = 1.1$  A(b) 2周期波形  $i_{\text{ref}} = 1.15$  A(c) 非周期波形  $i_{\text{ref}} = 1.25$  A(d) 2周期波形  $i_{\text{ref}} = 1.3$  A(e) 非周期波形  $i_{\text{ref}} = 1.4$  A

図 4.10: Poincaré 写像の例



(a) 全体図



(b) (a) の拡大図

図4.11: リアプノフ指数に基づくカオス判別結果

表 4.2: 安定性解析結果 (1 周期波形から 2 周期波形)

$i_{\text{ref}}$ [A]	Characteristic multiplier	Remarks
1.1250	-0.9971	SPO-1
⋮	⋮	⋮
1.1276	-0.9997	SPO-1
1.1277	-0.9998	SPO-1
1.1278	-0.9999	SPO-1
1.1279	-1.0000	Period doubling bifurcation point
1.1280	-1.0001	Unstable

表 4.3: 安定性解析結果 (2 周期波形から非周期波形)

$i_{\text{ref}}$ [A]	Characteristic multiplier	Remarks
1.1650	-0.9925	SPO-2
⋮	⋮	⋮
1.1724	-0.9995	SPO-2
1.1725	-0.9996	SPO-2
1.1726	-0.9997	SPO-2
1.1727	-0.9998	SPO-2
1.1728	-1.0007	Unstable

## 4.4 2次元回路モデルにおける太陽電池を有する電流制御昇圧型 DC-DC コンバータ

本節では、Monodromy 行列に基づく安定性解析手法が非線形常微分方程式で記述される回路方程式に適用可能であることを検討するため、太陽電池を有する電流制御昇圧型 DC-DC コンバータの2次元回路モデルを用いて調査を行う。さらに、前節で取り上げた1次元回路モデルにおける太陽電池を有する電流制御昇圧型 DC-DC コンバータにおいて、これまでに報告されていない分岐構造が観測された。2次元回路モデルにおいても、この特殊な分岐構造を確認し、本安定性解析手法を用いて分岐現象の発生メカニズムを解明する。

### 4.4.1 回路モデル

図 4.12 に太陽電池を有する電流制御昇圧型 DC-DC コンバータの2次元回路モデルを示す。前節では、コンバータの出力電圧を一定値と定義していたが、2次元モデルでは平滑用コンデンサを負荷抵抗に並列に接続する。また、太陽電池の出力特性は前節同様の出力特性モデル (4.15) 式およびパラメータ (4.16) 式を使用する。太陽電池を有する電流制御昇圧型 DC-DC コンバータは、回路方程式が非線形常微分方程式で記述されるため、変分方程式を導出する数値積分法アルゴリズムを組み込んだ Monodromy 行列に基づく安定性解析手法を適用する。

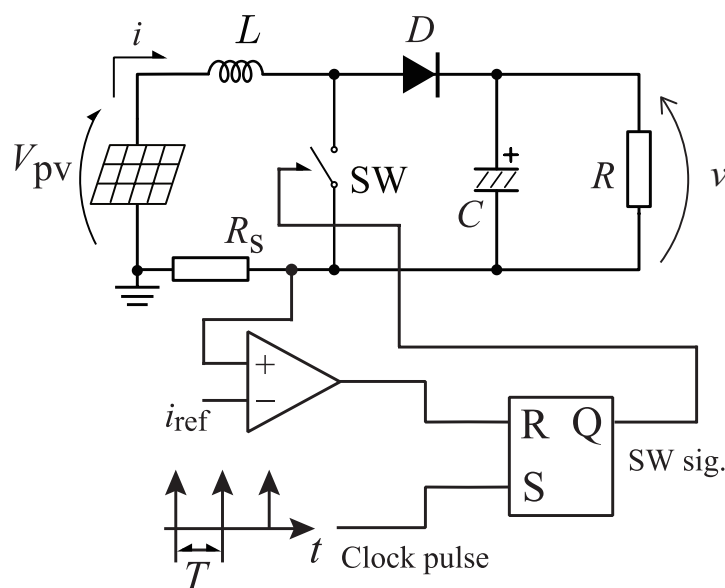


図 4.12: 太陽電池を有する電流制御昇圧型 DC-DC コンバータの2次元回路モデル

本回路のスイッチが ON または OFF の場合の回路方程式は次式で与えられる。

$$\mathbf{f}'_{\text{on}} = \begin{cases} \frac{di}{dt} = \frac{V_{\text{oc}}}{L} \left\{ 1 - \left( \frac{i}{I_{\text{sc}}} \right)^p \right\}^{\frac{1}{2p}} - \frac{R_{\text{pv}}i}{L} \\ \frac{dv}{dt} = -\frac{v}{RC} \end{cases}, \text{ SW is ON} \quad (4.34)$$

$$\mathbf{f}'_{\text{off}} = \begin{cases} \frac{di}{dt} = \frac{V_{\text{oc}}}{L} \left\{ 1 - \left( \frac{i}{I_{\text{sc}}} \right)^p \right\}^{\frac{1}{2p}} - \frac{R_{\text{pv}}i + v}{L} \\ \frac{dv}{dt} = \frac{i}{C} - \frac{v}{RC} \end{cases}, \text{ SW is OFF} \quad (4.35)$$

以下、次式に示す変数変換を施す。

$$\begin{aligned} t &= \sqrt{L}\tau, \quad i = i_{\text{ref}}x, \quad v = \frac{y}{\sqrt{C}}, \quad \alpha = \frac{V_{\text{oc}}}{i_{\text{ref}}\sqrt{L}}, \quad \beta = \frac{i_{\text{ref}}}{I_{\text{sc}}}, \\ \gamma &= \frac{R_{\text{pv}}}{\sqrt{L}}, \quad \sigma = \frac{1}{i_{\text{ref}}\sqrt{LC}}, \quad \epsilon = \sqrt{\frac{L}{C}}i_{\text{ref}}, \quad \xi = \frac{\sqrt{L}}{RC} \end{aligned} \quad (4.36)$$

したがって、回路方程式は次式で再定義される。

$$\mathbf{f}_{\text{on}} = \begin{cases} \frac{dx}{d\tau} = \alpha \{ 1 - (\beta x)^p \}^{\frac{1}{2p}} - \gamma x \\ \frac{dy}{d\tau} = -\xi y \end{cases}, \text{ SW is ON} \quad (4.37)$$

$$\mathbf{f}_{\text{off}} = \begin{cases} \frac{dx}{d\tau} = \alpha \{ 1 - (\beta x)^p \}^{\frac{1}{2p}} - \gamma x - \sigma y \\ \frac{dy}{d\tau} = \epsilon x - \xi y \end{cases}, \text{ SW is OFF} \quad (4.38)$$

ここで、式(4.37)および式(4.38)の解を次式で定義する。

$$\begin{aligned} \mathbf{x}(\tau) &= \boldsymbol{\varphi}_{\text{on}}(\tau - kT, \mathbf{x}_k, \boldsymbol{\lambda}_{\text{on}}) \\ &= \begin{cases} x(\tau) = \phi_{\text{on1}}(\tau - kT, \mathbf{x}_k, \boldsymbol{\lambda}_{\text{on}}) \\ y(\tau) = \psi_{\text{on2}}(\tau - kT, \mathbf{x}_k, \boldsymbol{\lambda}_{\text{on}}) \end{cases}, \text{ SW is ON} \end{aligned} \quad (4.39)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{x}(\tau) &= \boldsymbol{\varphi}_{\text{off}}(\tau - kT, \mathbf{x}_k, \boldsymbol{\lambda}_{\text{off}}) \\ &= \begin{cases} x(\tau) = \phi_{\text{off1}}(\tau - kT, \mathbf{x}_k, \boldsymbol{\lambda}_{\text{off}}) \\ y(\tau) = \psi_{\text{off2}}(\tau - kT, \mathbf{x}_k, \boldsymbol{\lambda}_{\text{off}}) \end{cases}, \text{ SW is OFF} \end{aligned} \quad (4.40)$$

ここで、 $\boldsymbol{\lambda}_{\text{on}}, \boldsymbol{\lambda}_{\text{off}}$  はスイッチ ON および OFF のそれぞれの回路パラメータを示す。

本回路の制御回路は、コンパレータとフリップフロップによって構成される。太陽電池の出力電流をシャント抵抗を用いて検出し、コンパレータを用いて参照電流値と比較する。コンパレータの出力信号とクロックパルスがフリップフロップへ印加され、スイッチング信号が生成される。本回路動作は、1次元回路モデルと同様である。

#### 4.4.2 Monodromy 行列および Saltation 行列の定義

クロック間にスイッチング動作が生じない場合、Monodromy 行列は、式 (2.27) に基づき計算できる。具体的には、次式を  $\tau = kT$  から  $\tau = (k+1)T$  までの区間で数値積分法を適用することによって求められる。

$$\begin{aligned} M &= \frac{\partial \varphi_{\text{on}}}{\partial \mathbf{x}_k^*}(T, \mathbf{x}_k^*, \boldsymbol{\lambda}_{\text{on}}) \\ &= \begin{bmatrix} \frac{\partial \phi_{\text{on1}}}{\partial \mathbf{x}_k^*}(T, \mathbf{x}_k^*, \boldsymbol{\lambda}_{\text{on}}) & \frac{\partial \phi_{\text{on1}}}{\partial \mathbf{y}_k^*}(T, \mathbf{x}_k^*, \boldsymbol{\lambda}_{\text{on}}) \\ \frac{\partial \psi_{\text{on2}}}{\partial \mathbf{x}_k^*}(T, \mathbf{x}_k^*, \boldsymbol{\lambda}_{\text{on}}) & \frac{\partial \psi_{\text{on2}}}{\partial \mathbf{y}_k^*}(T, \mathbf{x}_k^*, \boldsymbol{\lambda}_{\text{on}}) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4.41)$$

一方、クロック間にスイッチング動作が生じる場合の Monodromy 行列は、式 (2.34) で定義され、式中の要素は次式を数値積分することで求められる。

$$\begin{aligned} M &= \frac{\partial \varphi_{\text{off}}}{\partial \mathbf{x}_{\bar{\tau}_{\text{on}}}^*}(T - \bar{\tau}_{\text{on}}, \mathbf{x}_{\bar{\tau}_{\text{on}}}^*, \boldsymbol{\lambda}_{\text{off}}) \\ &= \begin{bmatrix} \frac{\partial \phi_{\text{off1}}}{\partial \mathbf{x}_{\bar{\tau}_{\text{on}}}^*}(T - \bar{\tau}_{\text{on}}, \mathbf{x}_{\bar{\tau}_{\text{on}}}^*, \boldsymbol{\lambda}_{\text{off}}) & \frac{\partial \phi_{\text{off1}}}{\partial \mathbf{y}_{\bar{\tau}_{\text{on}}}^*}(T - \bar{\tau}_{\text{on}}, \mathbf{x}_{\bar{\tau}_{\text{on}}}^*, \boldsymbol{\lambda}_{\text{off}}) \\ \frac{\partial \psi_{\text{off2}}}{\partial \mathbf{x}_{\bar{\tau}_{\text{on}}}^*}(T - \bar{\tau}_{\text{on}}, \mathbf{x}_{\bar{\tau}_{\text{on}}}^*, \boldsymbol{\lambda}_{\text{off}}) & \frac{\partial \psi_{\text{off2}}}{\partial \mathbf{y}_{\bar{\tau}_{\text{on}}}^*}(T - \bar{\tau}_{\text{on}}, \mathbf{x}_{\bar{\tau}_{\text{on}}}^*, \boldsymbol{\lambda}_{\text{off}}) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4.42)$$

表 4.4 および表 4.5 に、式 (4.41) および式 (4.42) を計算するための、変分方程式を示す。(2.24) 式より、Saltation 行列は以下のように定義できる。

$$S = \begin{bmatrix} 1 - \frac{\sigma y}{\alpha \{1 - (\beta x)^n\}^{\frac{1}{2n}} - \gamma x} & 0 \\ -\frac{\epsilon y}{\alpha \{1 - (\beta x)^n\}^{\frac{1}{2n}} - \gamma x} & 1 \end{bmatrix} \quad (4.43)$$

#### 4.4.3 分岐構造および安定性解析結果

以降の分岐構造および安定性解析は以下の回路パラメータに固定して実施する。

$$L = 1 \text{ mH}, C = 300 \text{ } \mu\text{F}, R = 80 \text{ } \Omega, f = 30 \text{ kHz} \quad (4.44)$$

また、太陽電池は (4.15) 式の簡略的な出力特性モデルを使用し、パラメータは (4.16) 式とする。

図 4.13 に 1 パラメータ分岐図を示す。ここで、分岐パラメータは参照電流値に関連する  $\beta$  とした。図 4.13 より、 $\beta = 0.575$  付近で 1 周期波形が 2 周期波形へ分岐することが分かる。分岐パラメータを増加すると、2 周期波形は非周期波形となり、更に分岐パラメータを増加

させると、2周期波形に分岐する。 $\beta = 0.675$  付近で2周期波形が非周期波形へ分岐している。したがって、本回路モデルにみられる分岐構造は、1次元回路モデルと同様の1周期波形→2周期波形→非周期波形→2周期波形→非周期波形であることが確認できる。また、図4.13の(a)~(e)に対応するインダクタ電流波形に関連する  $x$  およびコンバータの出力電圧波形に関連する  $y$  の時系列波形を図4.14、 $x_k$ - $y_k$  平面上のPoincaré写像を図4.15にそれぞれ示す。図4.14および図4.15の(a)は $\beta = 0.55$ 時の1周期波形が示されており、分岐パラメータが $\beta = 0.6$ である(b)においては2周期波形が確認できる。図4.14中の(c)から、一見2周期波形であるように見えるが、図4.15中の(c)に注目すると、トーラス状の振る舞いが見られる。図4.14中の(c)の振る舞いを遅い時間スケールで確認するために、図4.16にSlow-scaleにおけるインダクタ電流波形および出力電圧波形を示す。これらの結果から、 $\beta = 0.63$ における本回路の動的挙動は非周期的であり、Neimark-Sacker分岐が発生している可能性がある。 $\beta$ が増加すると、図4.14および4.15の(d)のように2周期波形となり、 $\beta = 0.8$ まで増加すると(e)のように非周期波形が観測された。

表4.6に1周期解の安定性解析結果を示す。ここで、表中のSPO-1は安定1周期波形を意味しており、UPO-1は不安定1周期波形を意味していることに注意する。表より、 $\beta = 0.5767$ において周期倍分岐が発生していることが確認できる。一方、表4.7に2周期解の安定性解析結果を示す。表より、 $\beta = 0.6226$ において、Neimark-Sacker分岐が生じることが確認できる。これらの分岐点は、図4.13に示す1パラメータ分岐図における分岐点とも一致している。

以上から、非線形常微分方程式で記述される2次元回路モデルにおいてもMonodromy行列に基づく安定性解析手法の有効性が証明された。さらに、太陽電池を電源とする単体のDC-DCコンバータにおいて、Neimark-Sacker分岐が発生した。観測された本分岐現象は、線形のI-V特性を示す熱電池を有するDC-DCコンバータでは観測されない。したがって、太陽電池の非線形のI-V特性がNeimark-Sacker分岐の発生に関与していると推測される。本分岐現象と回路パラメータの関連性を調査するために、さらに広い回路パラメータ空間における分岐現象を導出するなど詳細な解析が必要である。

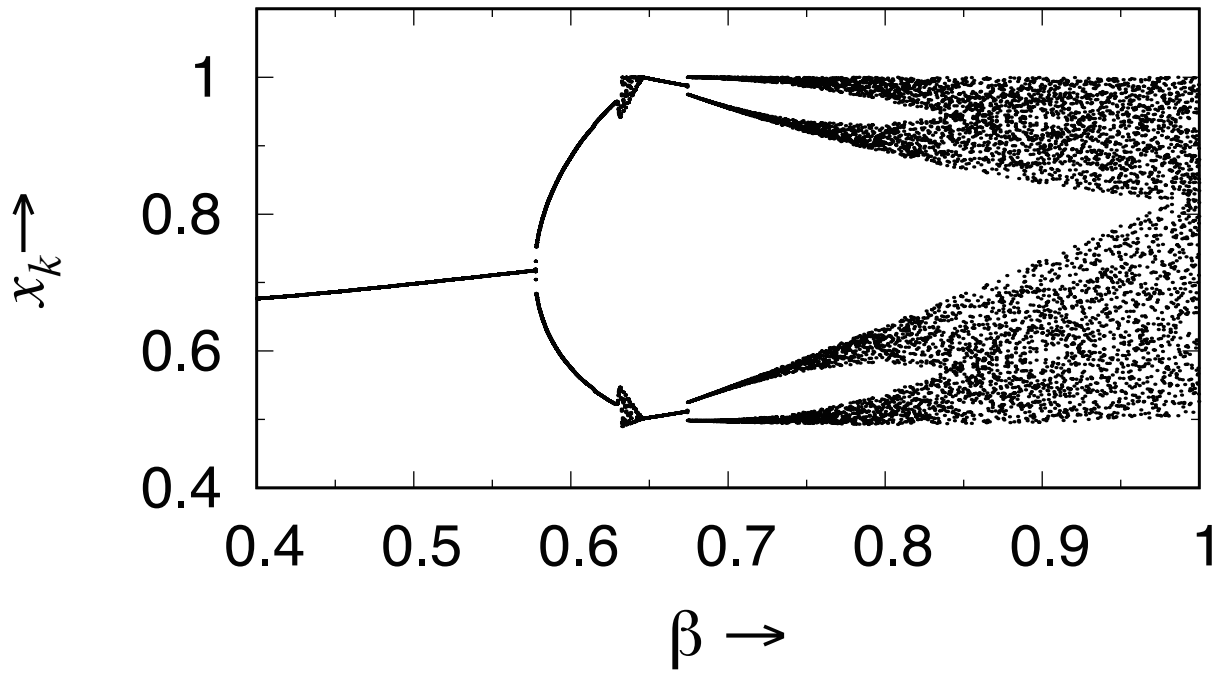
表 4.4: スイッチが ON のときの変分方程式

変数	計算機変数	微分方程式	初期値
$x = \phi_{\text{on}}(\tau, x_0, y_0, \boldsymbol{\lambda}_{\text{on}})$	$x_1$	$\dot{x}_1 = \alpha \{1 - (\beta x_1)^p\}^{\frac{1}{2p}} - \gamma x_1$	$x_0$
$y = \psi_{\text{on}}(\tau, x_0, y_0, \boldsymbol{\lambda}_{\text{on}})$	$x_2$	$\dot{x}_2 = -\xi x_2$	$y_0$
$\frac{\partial \phi_{\text{on1}}}{\partial x_0}$	$x_3$	$\dot{x}_3 = -\left\{ \frac{1}{2} \alpha \beta^p x^{(p-1)} \{1 - (\beta x)^p\}^{\left(\frac{1}{2p}-1\right)} + \gamma \right\} x_3$	1
$\frac{\partial \psi_{\text{on2}}}{\partial x_0}$	$x_4$	$\dot{x}_4 = -\xi x_4$	0
$\frac{\partial \phi_{\text{on1}}}{\partial y_0}$	$x_5$	$\dot{x}_5 = -\left\{ \frac{1}{2} \alpha \beta^p x^{(p-1)} \{1 - (\beta x)^p\}^{\left(\frac{1}{2p}-1\right)} + \gamma \right\} x_5$	0
$\frac{\partial \psi_{\text{on2}}}{\partial y_0}$	$x_6$	$\dot{x}_6 = -\xi x_6$	1

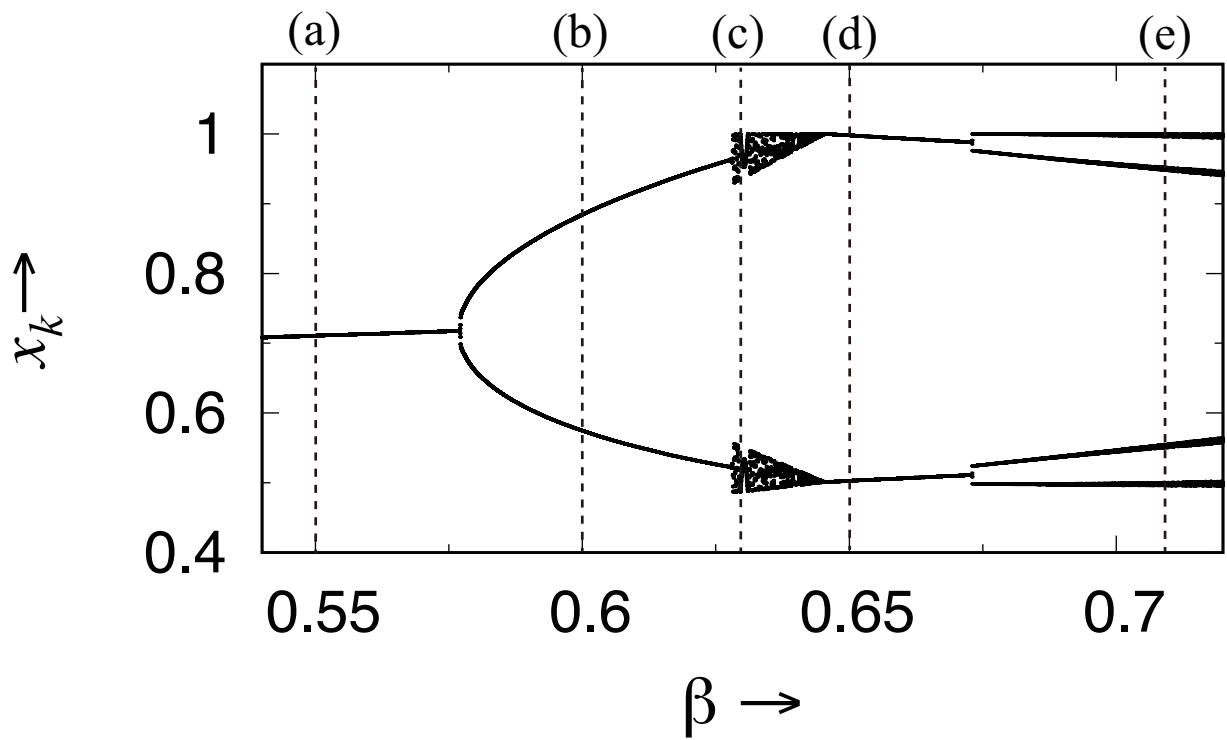
表 4.5: スイッチが OFF のときの変分方程式

変数	計算機変数	微分方程式	初期値
$x = \phi_{\text{off}}(\tau, x_0, y_0, \boldsymbol{\lambda}_{\text{off}})$	$x_1$	$\dot{x}_1 = \alpha \{1 - (\beta x_1)^p\}^{\frac{1}{2p}} - \gamma x_1 - \sigma x_2$	$x_0$
$y = \psi_{\text{off}}(\tau, x_0, y_0, \boldsymbol{\lambda}_{\text{off}})$	$x_2$	$\dot{x}_2 = \epsilon x_1 - \xi x_2$	$y_0$
$\frac{\partial \phi_{\text{off1}}}{\partial x_0}$	$x_3$	$\dot{x}_3 = -\left\{ \frac{1}{2} \alpha \beta^p x^{(p-1)} \{1 - (\beta x)^p\}^{\left(\frac{1}{2p}-1\right)} + \gamma \right\} x_3 - \sigma x_4$	1
$\frac{\partial \psi_{\text{off2}}}{\partial x_0}$	$x_4$	$\dot{x}_4 = \epsilon x_3 - \xi x_4$	0
$\frac{\partial \phi_{\text{off1}}}{\partial y_0}$	$x_5$	$\dot{x}_5 = -\left\{ \frac{1}{2} \alpha \beta^p x^{(p-1)} \{1 - (\beta x)^p\}^{\left(\frac{1}{2p}-1\right)} + \gamma \right\} x_5 - \sigma x_6$	0
$\frac{\partial \psi_{\text{off2}}}{\partial y_0}$	$x_6$	$\dot{x}_6 = \epsilon x_5 - \xi x_6$	1



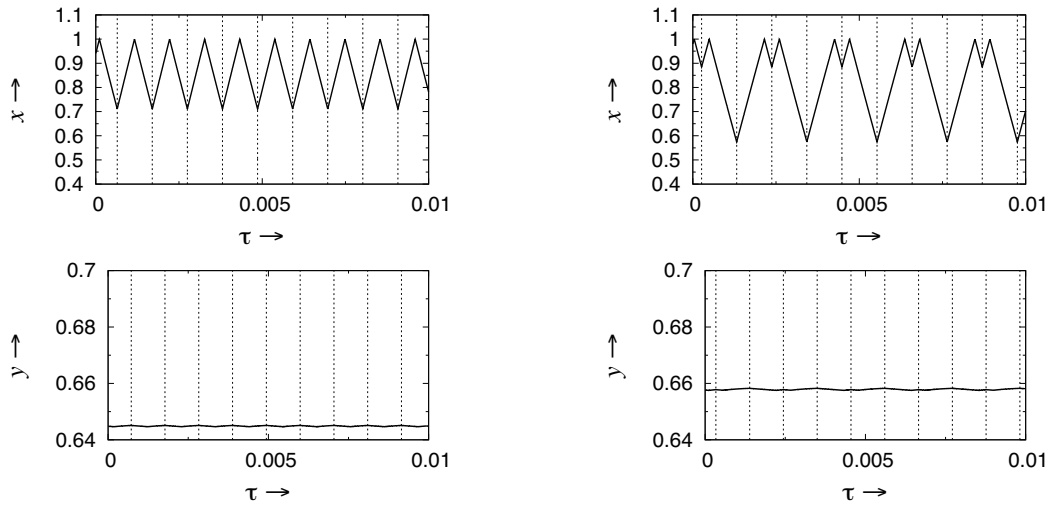


(a) 全体図

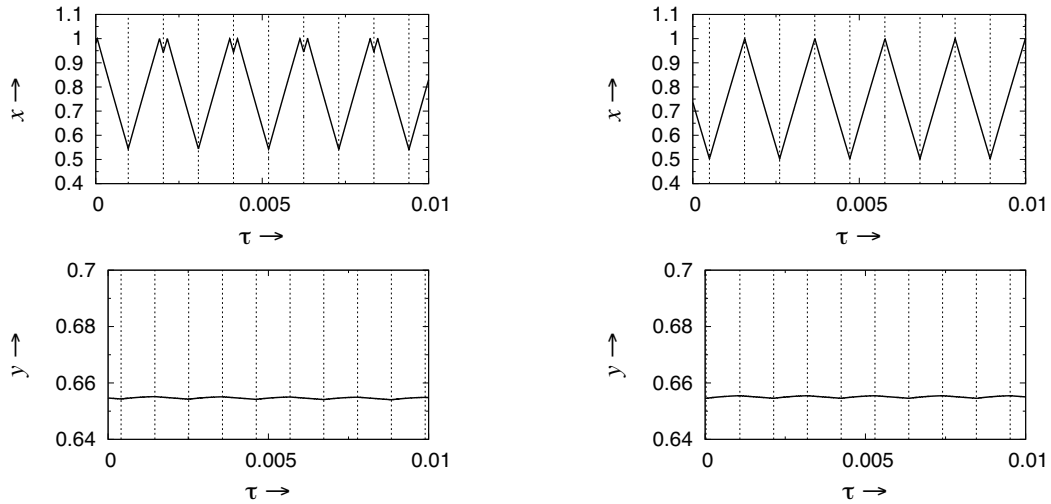


(b) (a) の一部拡大図

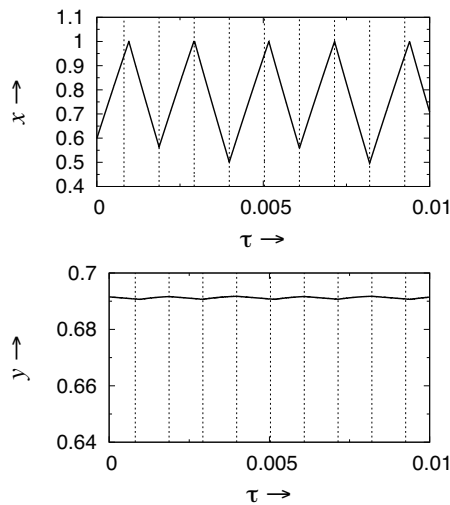
図 4.13: 1 パラメータ分岐図



(a) 1 周期波形  $\beta = 0.55$  ( $i_{\text{ref}} = 1.0725$  A)    (b) 2 周期波形  $\beta = 0.6$  ( $i_{\text{ref}} = 1.17$  A)



(c) 非周期波形  $\beta = 0.63$  ( $i_{\text{ref}} = 1.2285$  A)    (d) 2 周期波形  $\beta = 0.65$  ( $i_{\text{ref}} = 1.2675$  A)



(e) 非周期波形  $\beta = 0.72$  ( $i_{\text{ref}} = 1.404$  A)

図 4.14: インダクタ電流波形およびコンバータの出力電圧波形の例

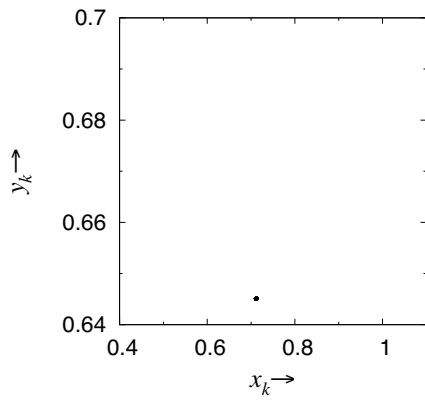
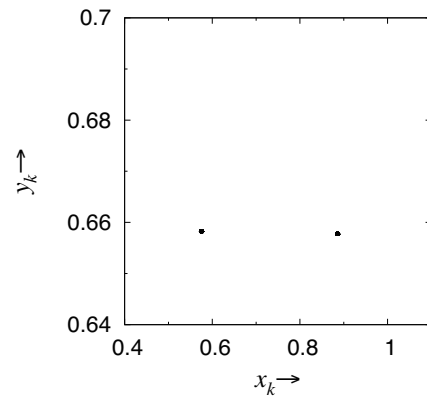
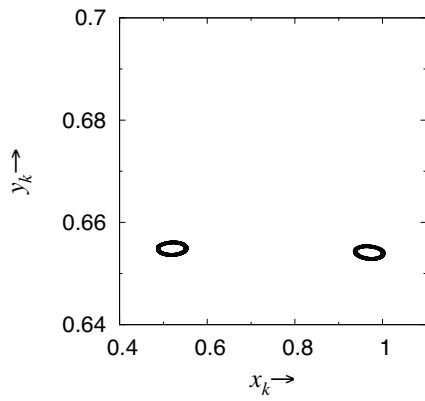
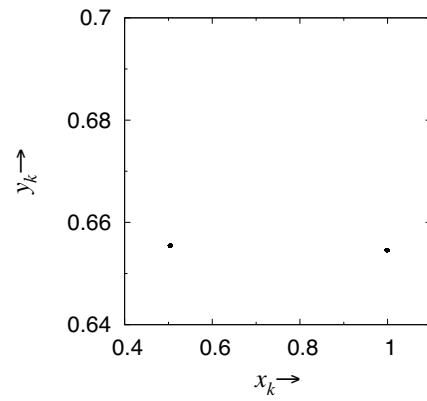
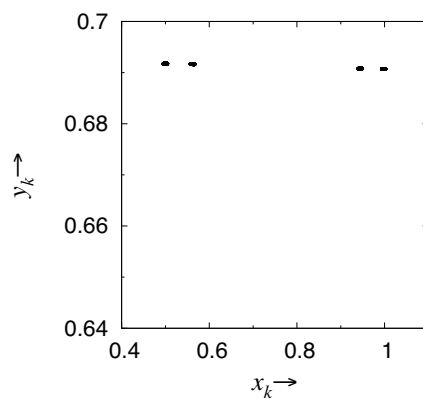
(a) 1周期波形  $\beta = 0.55$  ( $i_{\text{ref}} = 1.0725$  A)(b) 2周期波形  $\beta = 0.6$  ( $i_{\text{ref}} = 1.17$  A)(c) 非周期波形  $\beta = 0.63$  ( $i_{\text{ref}} = 1.2285$  A)(d) 2周期波形  $\beta = 0.65$  ( $i_{\text{ref}} = 1.2675$  A)(e) 非周期波形  $\beta = 0.72$  ( $i_{\text{ref}} = 1.404$  A)

図 4.15: Poincaré 写像の例

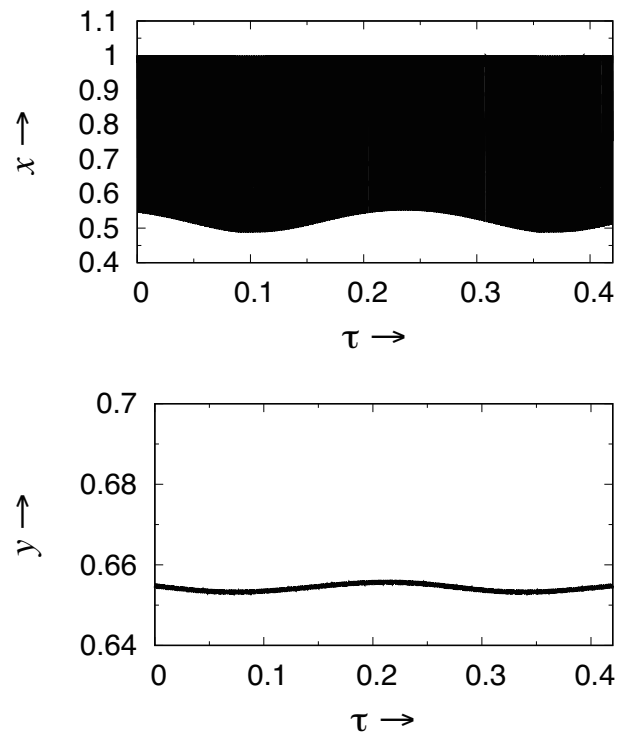


図 4.16: Slow-scale におけるインダクタ電流波形および出力電圧波

形  $\beta = 0.63$  ( $i_{\text{ref}} = 1.2285 \text{ A}$ )

表 4.6: 1 周期解の安定性解析結果

$\beta$	Char. Mult.	Remarks
0.5702	0.9970,-0.9872	SPO-1
$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$
0.5759	0.9970,-0.9984	SPO-1
0.5764	0.9970,-0.9994	SPO-1
0.5767	0.9970,-1.0000	Period doubling bifurcation point
0.5769	0.9970,-1.0004	UPO-1
0.5795	0.9970,-1.0055	UPO-1

表 4.7: 2 周期解の安定性解析結果

$\beta$	Char. Mult.	Modulus (complex pair)	Remarks
0.5949	$0.9975 \pm 0.0291i$	0.9980	SPO-2
$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$
0.6154	$0.9985 \pm 0.0427i$	0.9994	SPO-2
0.6205	$0.9988 \pm 0.0455i$	0.9998	SPO-2
0.6226	$0.9989 \pm 0.0466i$	1.0000	Neimark-Sacker bifurcation point
0.6256	$0.9991 \pm 0.0481i$	1.0003	UPO-2
0.6308	$0.9995 \pm 0.0506i$	1.0008	UPO-2

## 4.5 LTspice を用いた太陽電池を有する電流制御昇圧型 DC-DC コンバータの動作検証

前節における太陽電池を有する電流制御昇圧型 DC-DC コンバータの2次元回路モデルでは、2周期波形の間に観測されるトラス状の振る舞いを示す非周期波形の分岐構造は、これまで報告例がない構造であった。本節では、報告例がない構造を LTspice を用いた解析により調査する。本 LTspice を用いた解析では、多角的な視点から回路動作を検証するため、単一ダイオードを有する等価回路モデルを使用して、太陽電池の出力特性を導出する。

使用する等価回路モデルは図 4.3 に示された Schematic 図であり、フィッティングパラメータは、表 4.1 のパラメータを使用する。図 4.3 の等価回路を用いた太陽電池を有する電流制御昇圧型 DC-DC コンバータの Schematic 図を図 4.17 に示す。図中の制御回路は、電源 V3 の参照電流値およびビヘイビア電源 B1、クロックパルス電源 V2、RS フリップフロップで構成されている。通常、電流制御回路は参照電流値とインダクタ電流をコンパレータで比較するが、コンパレータを介して出力された信号は、周波数 10 kHz 以上からスイッチング遅れが大きくなる。したがって、より理想的なスイッチング動作を実現させるため、コンパレー

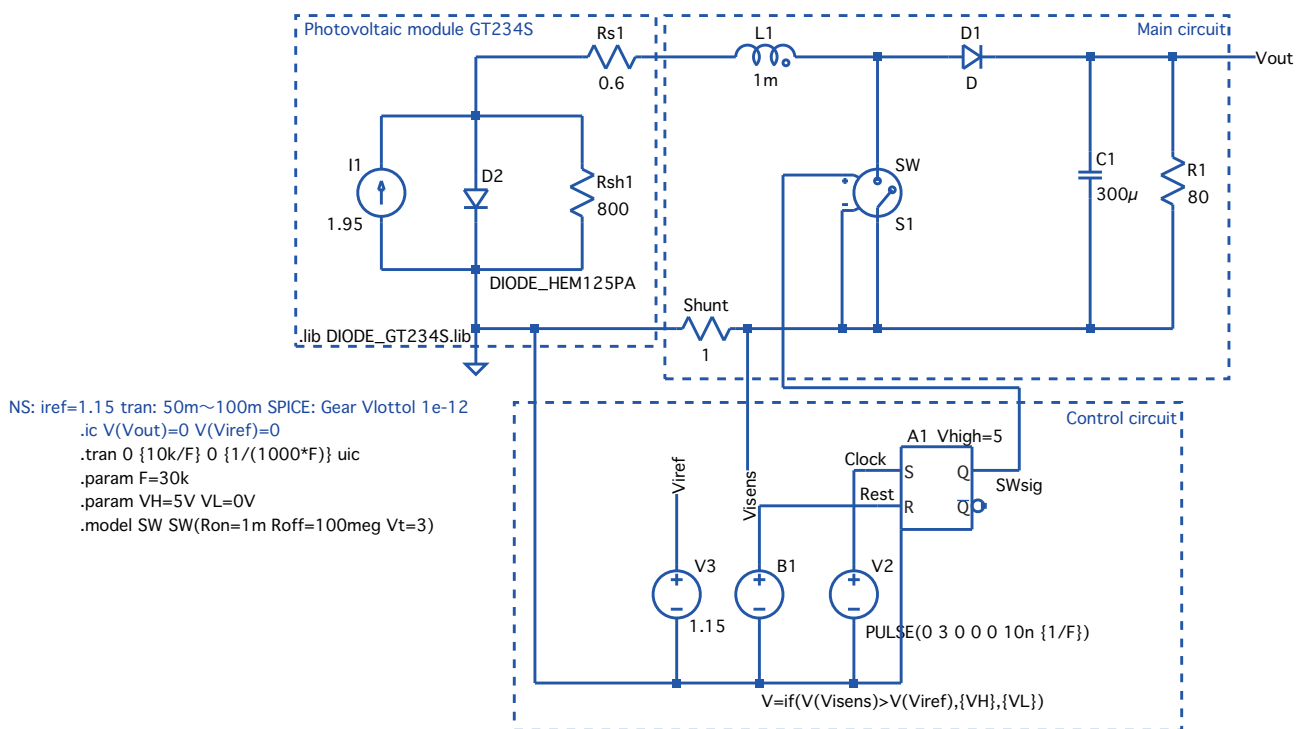


図 4.17: 太陽電池を有する電流制御昇圧型 DC-DC コンバータの Schematic 図

タの代わりにビヘイビア電源を用いる。ビヘイビア電源 B1 は、参照電流値の  $V_{ref}$  と Shunt 抵抗の電圧降下値  $V_{sens}$  を比較して、 $V_{sens} > V_{ref}$  の場合に High の電圧、 $V_{sens} < V_{ref}$  の場合に Low の電圧を出力させる。ビヘイビア電源の出力波形とクロックパルスが RS フリップフロップに印加されることで、スイッチング信号が生成され、理想スイッチを切り替える制御方式としている。

図 4.18 に動作波形を示す。ここで、参照電流値を可変パラメータとして動作波形を解析していることに注意する。図中の (a) は 1 周期波形、(b) は 2 周期波形、(c) は非周期波形を示している。また、(d) は (c) の Slow-scale 波形である。ここで、(c) は一見すると 2 周期波形のようにも見えるが、長いタイムスケールから見ると、低周波振動が発生し、非周期波形(準周期波形)となっていることが分かる。

したがって、前節の表 4.7 の  $\beta = 0.6226$  付近に生じる Neimark-Sacker 分岐に伴う 2 周期波形から非周期波形への分岐構造は、これまでに報告例がない構造であったが、これらの安定性解析結果は、LTspice を用いた回路動作検証においても一致しており、表 4.7 に示した Monodromy 行列の安定性解析手法の正当性が確認できた。

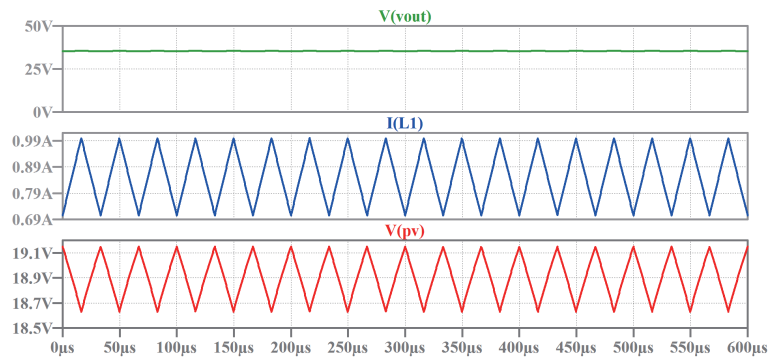
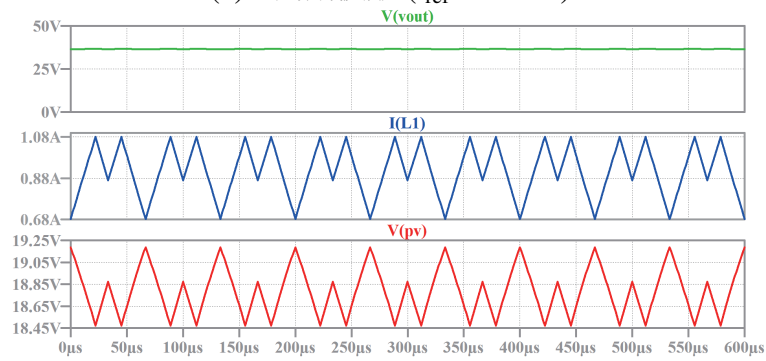
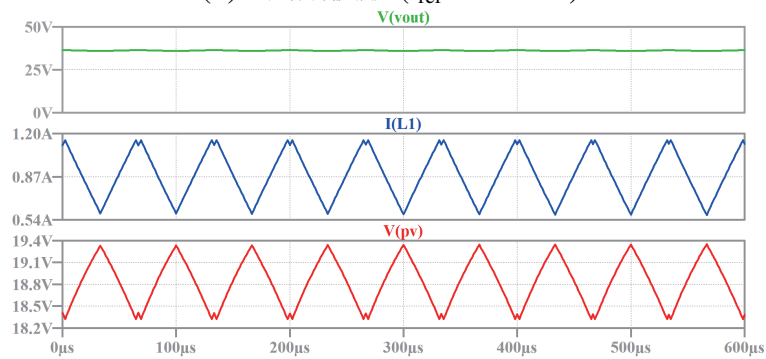
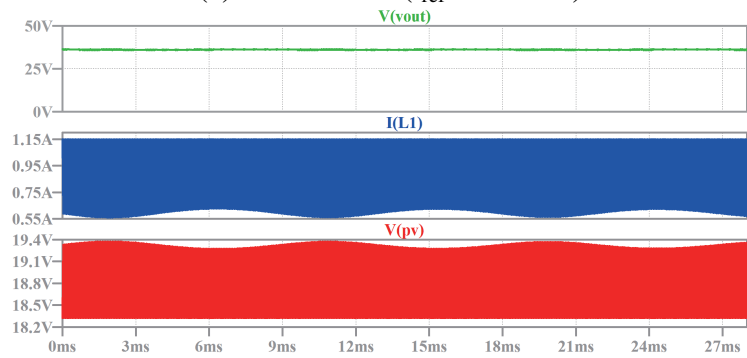
(a) 1 周期波形 ( $i_{\text{ref}} = 1.0 \text{ A}$ )(b) 2 周期波形 ( $i_{\text{ref}} = 1.08 \text{ A}$ )(c) 非周期波形 ( $i_{\text{ref}} = 1.15 \text{ A}$ )(d) (c) の Slow-scale 波形 ( $i_{\text{ref}} = 1.15 \text{ A}$ )

図 4.18: LTspice を用いた実験波形



## 4.6 まとめ

本章では、非線形常微分方程式で記述される合成力学系に対する Monodromy 行列に基づく安定性解析手法の正当性の確認として、太陽電池を有する電流制御昇圧型 DC-DC コンバータの 1 次元および 2 次元回路モデルを対象に適用した。1 次元回路モデルにおいては、Monodromy 行列の概念に基づいて  $m$  周期波形に微小摂動を加えた手法の安定性解析を実施し、2 次元回路モデルにおいては、変分方程式を数値積分法アルゴリズムを組み込んだ Monodromy 行列に基づく安定性解析で分岐現象を調査した。1 次元および 2 次元回路モデルともに 1 周期波形 → 2 周期波形 → 非周期波形 → 2 周期波形 → 非周期波形の分岐構造であった。しかし、2 次元回路モデルにおいては周期倍分岐および Neimark-Sacker 分岐の影響で周期波形が不安定化する発生メカニズムであった。この現象は 1 パラメータ分岐図での分岐点と一致しており、さらに LTspice を用いた回路シミュレーションでも同様であった。したがって、非線形常微分方程式で記述される合成力学系においても Monodromy 行列に基づく安定性解析手法の有効性が確認できた。



## 第5章 安定性解析手法を用いた工学的応用への展開

### 5.1 はじめに

電力変換回路の設計では、一般的にスイッチングリプルが低く、周期波形であることが望ましいとされる。第3章および第4章では、構築した Monodromy 行列に基づく汎用的安定性解析手法が、線形および非線形常微分方程式で記述される電力変換回路に適用可能であることを示した。本安定性解析手法を用いることで、環境発電デバイスを含む電力変換回路の周期波形領域を明らかにし、スイッチングリプルが低いかつ安定な回路動作である1周期波形の回路パラメータを選定することで、高性能な最大電力点追従 (MPPT) 制御を構築することが可能となる。特に、構築した汎用的安定性解析手法は、近年複雑化および高次元化する電力変換回路の設計において有効な手法である。本章では、この構築した汎用的安定性解析手法を回路設計に応用し、カーボンニュートラル実現に向けた高効率な環境発電デバイスを有する電力変換回路の設計について議論する。

まず、MPPT 制御を施した回路性能の評価に焦点を当て、システム変換効率と安定性解析結果の関係性を調査する。熱電池を有する DC-DC コンバータを一例として、熱電池の開放電圧を可変パラメータとし、48 V バッテリーへの給電を想定した回路構成で解析を行う。

次に、実用的な電力変換回路である H ブリッジ昇降圧型 DC-DC コンバータに汎用的安定性解析手法を適用する。本回路は昇圧および降圧機能を有し、環境発電デバイスの発電環境の変化によって出力が変動しても、負荷の要求電圧を満たすことが可能である。熱電池を有する H ブリッジ昇降圧型 DC-DC コンバータを事例に、スイッチングリプルが低い傾向にある1周期波形の回路パラメータ領域を可視化し、回路設計の観点から適切な回路パラメータを検討する。

最後に、Monodromy 行列に基づく安定性解析手法を応用し、スイッチングリプルが低い不安定1周期波形へ安定化するカオス制御手法を示す。2周期波形や非周期波形などの回路パラメータ下においても、適切な制御を施すと不安定1周期波形に制御することが可能である。汎用的安定性解析手法および不安定1周期波形の固定点探索アルゴリズムを提案し、計算機実装が簡易的なカオス制御手法を提案し、熱電池を有する電流制御昇圧型 DC-DC コンバータを事例に、その有効性を示す。

## 5.2 安定性解析結果と電力変換回路の性能の関係性

環境発電デバイスを有する電力変換回路では、抽出する電力を最大限活用するために MPPT 制御が施され、太陽電池はもちろん、熱電池を有する電力変換回路においても MPPT 制御を用いた回路性能評価に関する研究成果が散見される [60, 61]. MPPT 制御は、変動する発電環境に応じて最適な動作点を追従する能力が求められる。安定してデバイスから最大電力点を追従するためにも、安定な回路動作が可能な回路パラメータでの設計が必要となる。

本節では実用的な回路設計を前提とし、MPPT 制御を施した環境発電デバイスを有する DC-DC コンバータの回路性能評価と構築した汎用的安定性解析結果の関係性を明らかにし、安定性解析手法が回路設計に応用できるかを熱電池を有する昇圧型 DC-DC コンバータを例に検討する。熱電池の発電環境が変動することを考慮するため、熱電池の開放電圧を可変パラメータとし、負荷には 48 V バッテリーを給電することを想定した回路構成で解析する。ここで安定性解析の簡易化のため、参照電流値を熱電池の最大電力点における出力電流値に設定した電流制御手法で安定性を解析する。この参照電流値の設定により、最大電力点の追従を完了した際の回路動作の安定性と、電流制御方式における 1 周期波形の回路パラメータ時の回路動作の安定性と一致する。汎用的安定性解析手法により得られた 1 周期波形の安定性解析結果と、MPPT 制御時の 1 周期波形における回路性能評価との関係性を実装した電力変換回路を用いて実験的に検証する。

### 5.2.1 分岐構造および安定性解析結果

回路モデルおよびスイッチングルール、安定性解析手法に関しては、第 3 章 3 節に示す。また、本節の回路モデルは以下の回路パラメータに固定する。

$$r = 7 \Omega, L = 220 \mu\text{H}, E_0 = 54 \text{ V}, f = 80 \text{ kHz} \quad (5.1)$$

ここで、負荷電圧  $E_0$  は 48 V バッテリーに給電することを想定した値として 54 V に固定する。さらに、参照電流値  $i_{\text{ref}}$  は熱電池の最大電力点における出力電流値とし、(3.2) 式から次式で定義できる。

$$I_{\text{pm}} = \frac{E}{2r} \quad (5.2)$$

図 5.1 に熱電池の開放電圧  $E$  を分岐パラメータとした 1 パラメータ分岐図を示す。縦軸は、クロックパルスが印加する毎にプロットしたインダクタ電流となる。横軸は、熱電池の開放電圧とし、60 V から 25 V まで低下させた。図 5.1 からインダクタ電流波形は、1 周期波形

→2周期波形 → 非周期波形と分岐するのが確認できる。

図 5.2 に図 5.1 中の (a)~(c) に対応するインダクタ電流波形の例を示す。図 5.2(a) の 1 周期波形は、MPPT 制御を施した場合の回路動作と近似的に同様である。MPPT 制御における回路動作が安定である 1 周期波形以外の図 5.2(b) の 2 周期波形や (c) の非周期波形の回路パラメータで設計すると、スイッチングリップルの増加や回路動作に脈動が発生する恐れがある。したがって、変換効率の低下だけでなく回路素子および負荷に損傷を与えないためにも 1 周期波形の領域で回路設計をする必要がある。

熱電池の開放電圧の変動により、本回路に生じる分岐現象を調査するために、Monodromy 行列に基づく安定性解析結果を表 5.1 および 5.2 に示す。表 5.1 から、分岐パラメータである熱電池の開放電圧  $E$  が低下すると  $E = 43.3120 \text{ V}$  で特性乗数が  $-1$  を超え、周期倍分岐が発生することが確認できる。さらに、表 5.2 から  $E = 33.4300 \text{ V}$  で特性乗数が  $-1$  を超えることで、周期倍分岐が生じ、インダクタ電流波形が非周期波形へ分岐するのが確認できる。

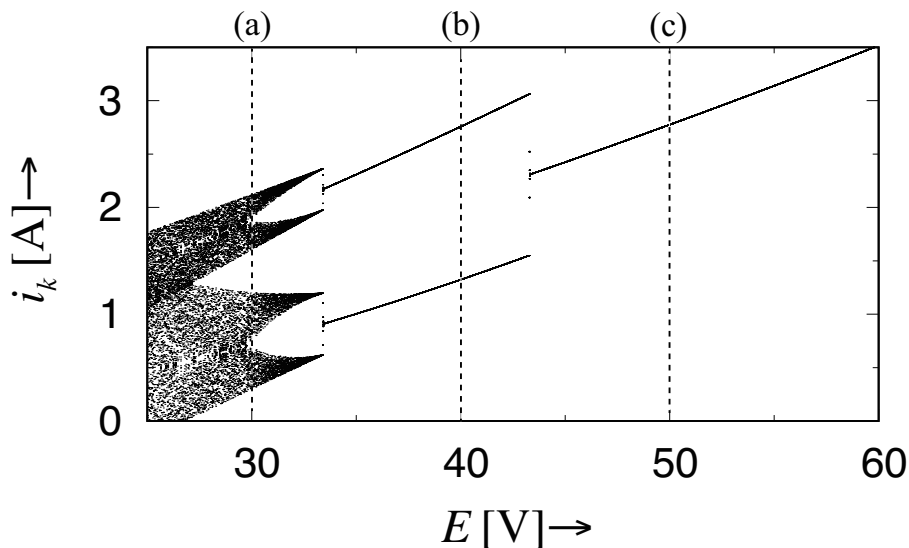


図 5.1: 熱電池の開放電圧  $E$  を分岐パラメータとした 1 パラメータ分岐図

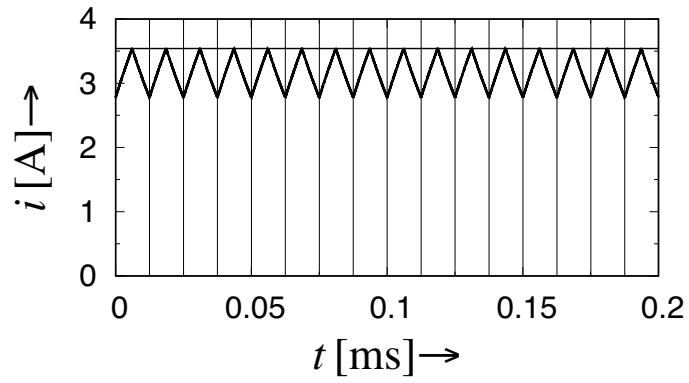
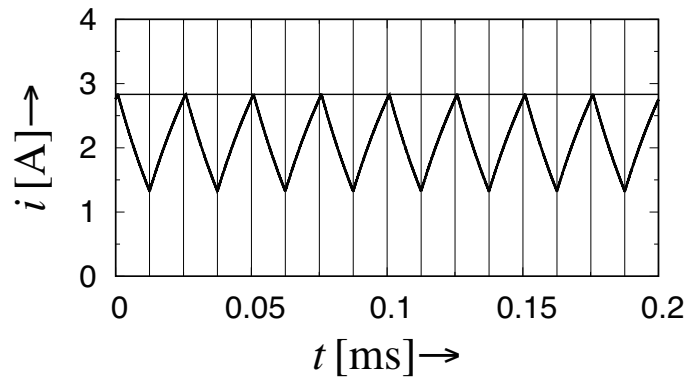
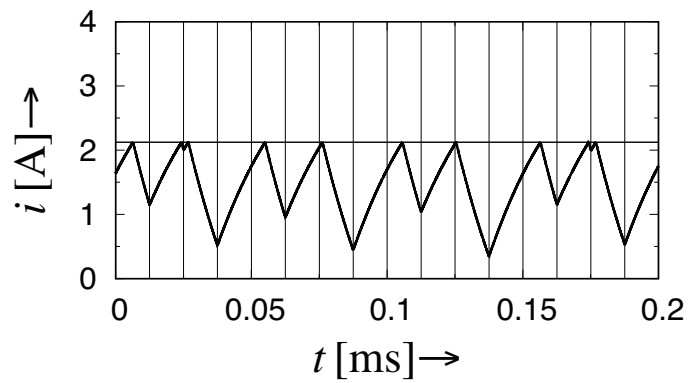
(a) 1 周期波形 ( $E = 50$  V)(b) 2 周期波形 ( $E = 40$  V)(c) 非周期波形 ( $E = 30$  V)

図 5.2: 図 5.1 に対応するインダクタ電流波形の例

表 5.1: Monodromy 行列に基づく 1 周期波形の安定性解析結果

$E$ [V]	Char. Mult.	Remarks
44.0000	-0.9739	SPO-1
⋮	⋮	⋮
43.3240	-0.9995	SPO-1
43.3200	-0.9997	SPO-1
43.3160	-0.9999	SPO-1
43.3120	-1.0000	Period doubling bifurcation point
43.3080	-1.0002	UPO-1

表 5.2: Monodromy 行列に基づく 2 周期波形の安定性解析結果

$E$ [V]	Char. Mult.	Remarks
34.0000	-0.9757	SPO-2
⋮	⋮	⋮
33.4420	-0.9995	SPO-2
33.4380	-0.9997	SPO-2
33.4340	-0.9998	SPO-2
33.4300	-1.0000	Period doubling bifurcation point
33.4260	-1.0002	UPO-2

### 5.2.2 回路実装および実験的検証

数値解析で得られた安定性解析結果を踏まえ、同様の回路パラメータを用いた電力変換回路の実装を行い、その安定性解析結果と MPPT 制御を適用した際の実装回路の性能評価を比較し、関係性を検証する。

図 5.3 に実験回路の構成図を示す。実装回路の回路パラメータは (5.1) 式を使用した。また、熱電池の代わりに、直流安定化電源と電子負荷装置を直列接続した模擬電源を使用し、可変パラメータである熱電池の開放電圧は、直流安定化電源の出力電圧を変化させた。DC-DC コンバータの負荷側には 48 V バッテリー給電を再現するため電子負荷装置を接続させた。また、マイクロコンピュータは HSB72A2F を使用し、入力電流・電圧を検知し、それに基づいて熱電池の入力電力を計算する。このマイクロコンピュータは、検知した熱電池の入力電力に応じて Duty 比を変更し、スイッチング信号を生成して MPPT 制御を行う。

図 5.4 に昇圧型 DC-DC コンバータの設計図および実装回路を示す。図中の (a) に Schematic 図、(b) に PCB 図をそれぞれ示しており、Altium Designer を用いて設計した。Schematic 図により使用回路素子および回路構成を構築し、PCB 図においてパターン配線を決定することで、基板加工機で回路実装を行うことができる。図中の (c) に実装回路を示す。本実装回路はスイッチング損失の少ない GaN スwitchングデバイスの EPC9047 を使用した。

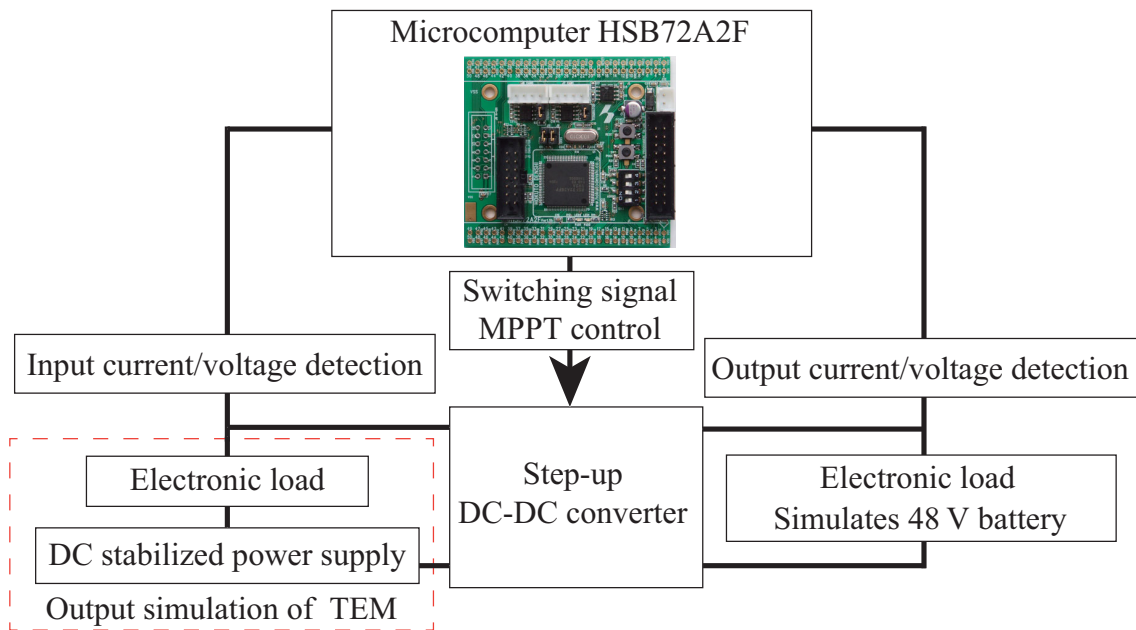
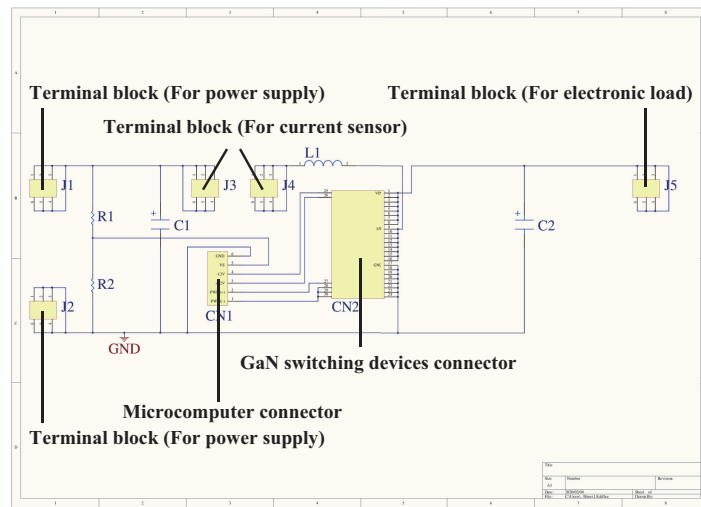
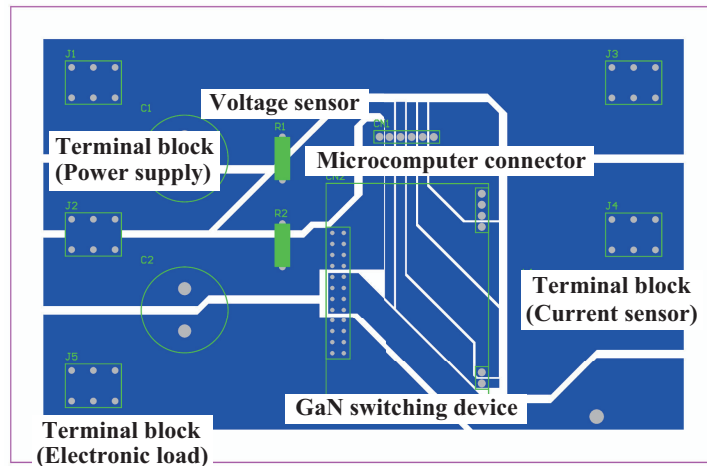


図 5.3: 実験回路の構成図

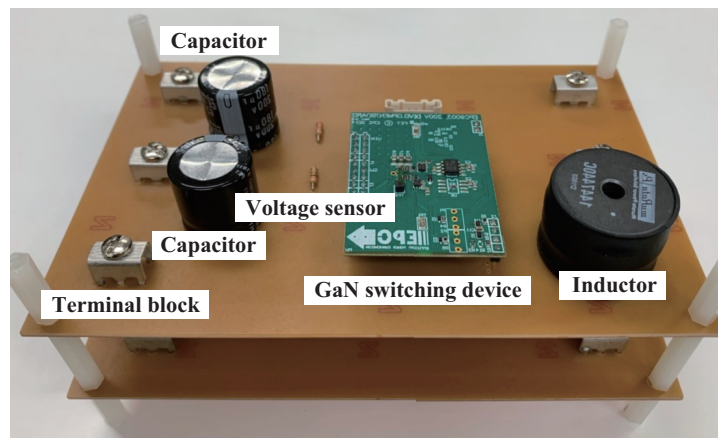




(a) Schematic 図



(b) PCB 図



(c) 実装回路

図 5.4: 実装した昇圧型 DC-DC コンバータ



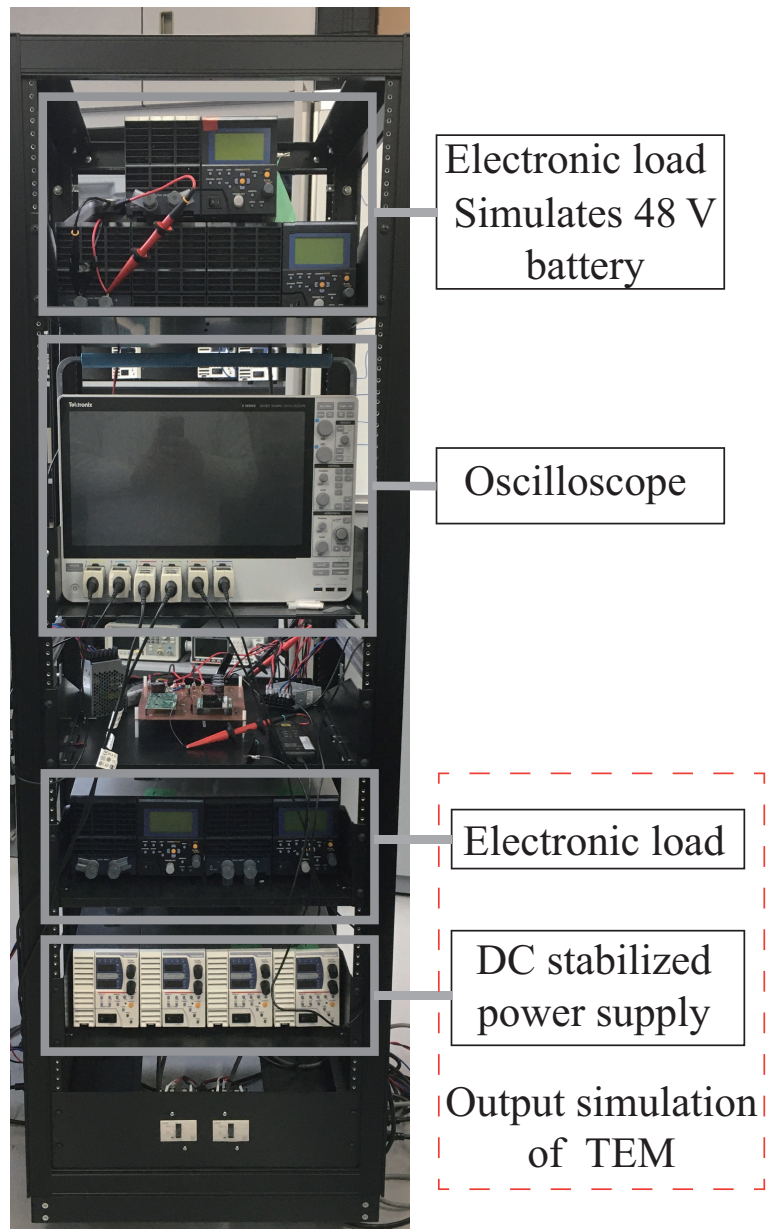


図 5.6: 実験環境

電力変換回路の性能評価は大きく分けて電力変換効率  $\eta_c$ 、電力利用率  $\eta_u$ 、システム変換効率  $\eta_s$  の3つとなる。システム変換効率は、電力変換効率と電力利用率を乗算し、比率で表したものとなり、次式で記述される。

$$\eta_s = \eta_c \times \eta_u = \frac{P_{\text{out}}}{P_{\text{in}}} \times \frac{P_{\text{in}}}{P_{\text{pm}}} = \frac{P_{\text{out}}}{P_{\text{pm}}} \quad (5.3)$$

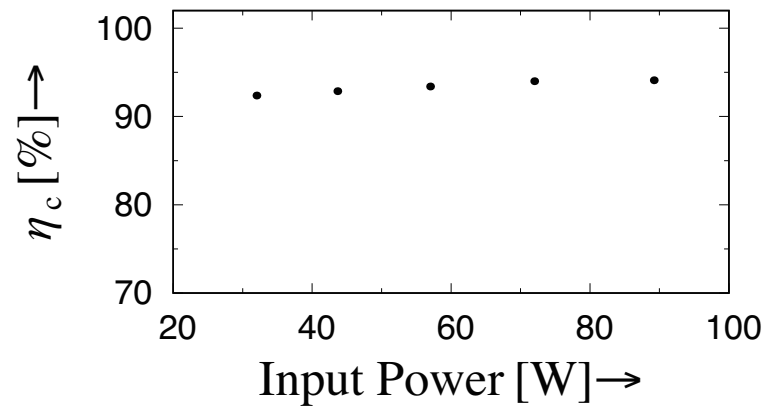
電力変換効率が1に近いほど電力変換回路の電力変換時の損失が少ないことを表す。一方、電力利用率が1に近いほど電源から電力を最大限抽出できたことを示す。この2つの性能評

価が高いほどシステム変換効率が良好となる。

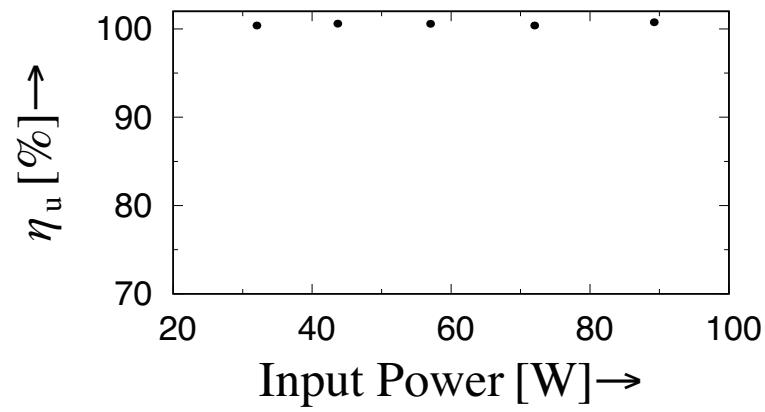
以上を踏まえ、実装回路の性能評価結果を図5.7に示す。横軸は模擬電源の入力電力を表し、縦軸は(a)は電力変換効率、(b)は電力利用率、(c)はシステム変換効率をそれぞれ示す。本実験では、開放電圧を30 Vから50 Vまで5 V毎に増加させた。電力変換効率は、入力電力の減少に伴い効率も低下する傾向が観測された。一方、電力利用率は、常に約100%を維持した結果となった。システム変換効率は、電力変換効率が減少することで、低下したのが確認できた。

また、最大電力点追従制御を施した際の性能評価結果の実測値と、安定性解析結果の関係性を表5.3に示す。表中の特性乗数が-1以上になると回路動作が不安定化する。したがって、表5.3より $E = 43.312$  V以上では安定した回路動作となり、開放電圧が $E = 43.312$  Vを下回ると分岐現象が発生し、回路動作が不安定化する領域である。さらに、 $E = 33.430$  Vを下回ると回路動作は非周期波形となり、より不安定化する。システム変換効率に関して、1周期波形を示す回路パラメータ領域では約94%が観測され、良好な結果を示した。しかし、分岐現象により2周期波形の振る舞いを示す領域に回路パラメータを変更すると、システム変換効率が約93%まで低下した。さらに、非周期波形の領域である $E = 30$  Vにおいては、システム変換効率が他の領域と比較して顕著に低下することが観測された。具体的には、熱電池の開放電圧を5 V毎に変化した場合、1および2周期波形の領域では、システム変換効率は約0.4~0.5%毎に低下するのに対し、非周期波形の領域では約0.7%の低下が見られた。

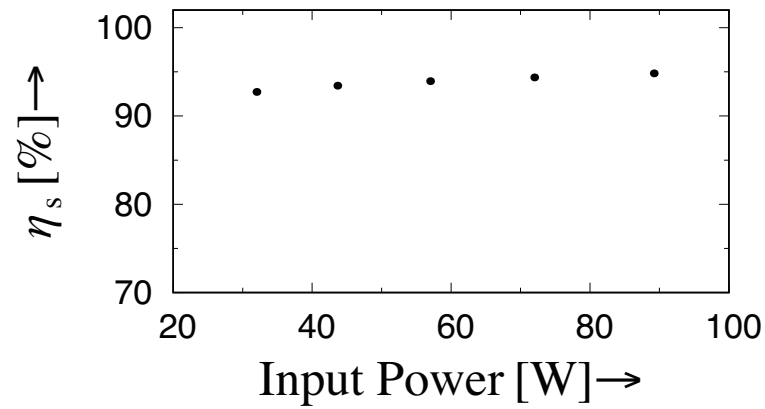
本結果から、分岐現象が発生し、回路動作が不安定化することで、システム変換効率が著しく低下する傾向が観測された。システム変換効率が分岐現象により低下した原因として、回路動作が不安定な回路パラメータ領域下である場合、インダクタ電流波形や出力電圧のリプルが増加、または脈動電流の発生する可能性がある。この不安定化により生じるスイッチングリプルや脈動電流の影響が、コイルまたはコンデンサなどの受動素子における発熱を促進し、結果として効率の低下を招いたと考えられる。したがって、実用的な制御手法であるMPPT制御を施した回路性能の評価において、1周期波形領域外、特に非周期波形の振る舞いを呈する回路パラメータでは、システム変換効率が著しく低下するため、スイッチングリプルが低い1周期波形領域の回路パラメータを使用することが高効率な回路設計に寄与すると考えられる。



(a) 電力変換効率



(b) 電力利用率



(c) システム変換効率

図 5.7: 実装回路の性能評価結果

表 5.3: 安定性解析結果とシステム変換効率の関係性

Design value $E$ [V]	Char. Mult.	Remarks	System efficiency [%]
50.000	-0.7767	SPO-1	94.82
45.000	-0.9374	SPO-1	94.38
43.312	-1.0000	Bifurcation point	–
40.000	-0.7621	SPO-2	93.95
35.000	-0.9350	SPO-2	93.43
33.430	-1.0000	Bifurcation point	–
30.000	-1.1656	UPO-2	92.74

## 5.3 熱電池を有する Hブリッジ昇降圧型 DC-DC コンバータの回路パラメータの選定

熱電池は、設置箇所の温度差が変化すると、(3.1)式より開放電圧が変化することで、熱電池の出力電圧も変動する。特に、ハイブリッド系電動車の未利用排気を熱源として、バッテリー給電用排熱発電システムを設計する際、自動車の走行状態によって温度差が変化することを考慮する必要がある [66, 67]。電動車の走行状態による熱電池の出力電圧の変動に対応可能な Hブリッジ昇降圧型 DC-DC コンバータがバッテリー給電用排熱発電システムに適すると考える。したがって、回路設計の観点から Monodromy 行列に基づく安定性解析を用いて熱電池を有する電流制御昇降圧型 DC-DC コンバータの動的挙動を可視化し、スイッチングレプルが低い 1 周期波形の回路パラメータ領域の選定に活用する。

### 5.3.1 回路モデル

図 5.8 に熱電池を有する電流制御 Hブリッジ昇降圧型 DC-DC コンバータの 1 次元回路モデルを示す。本回路は、熱電池を (3.2) 式の等価回路モデルを使用している。また、コイル  $L$  およびスイッチ 4 つ、コンデンサ  $C$ 、負荷抵抗  $R$  で構成される。本回路は、低電圧および大電流出力特性の熱電池を接続するため、電流制御手法を適用する。また、回路パラメータ

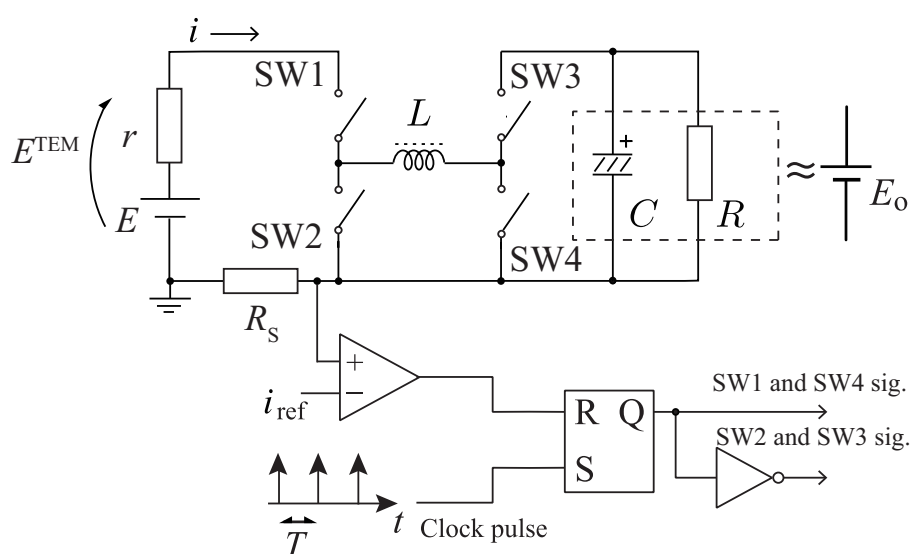


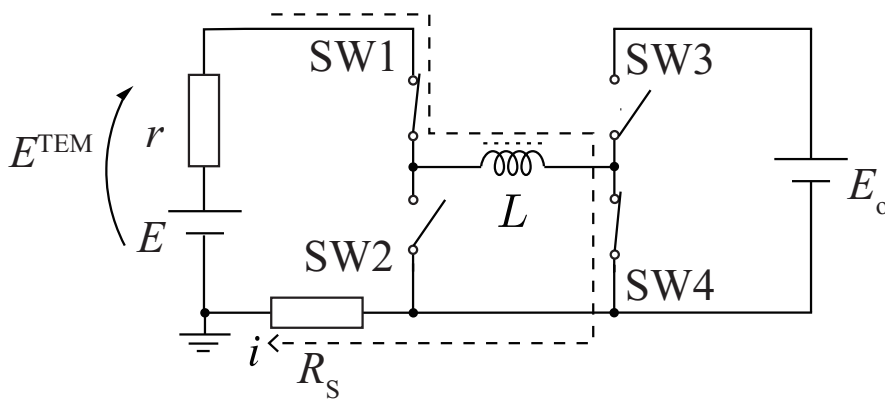
図 5.8: 熱電池を有する電流制御 Hブリッジ昇降圧型 DC-DC コンバータの 1 次元回路モデル

は以下のように固定する.

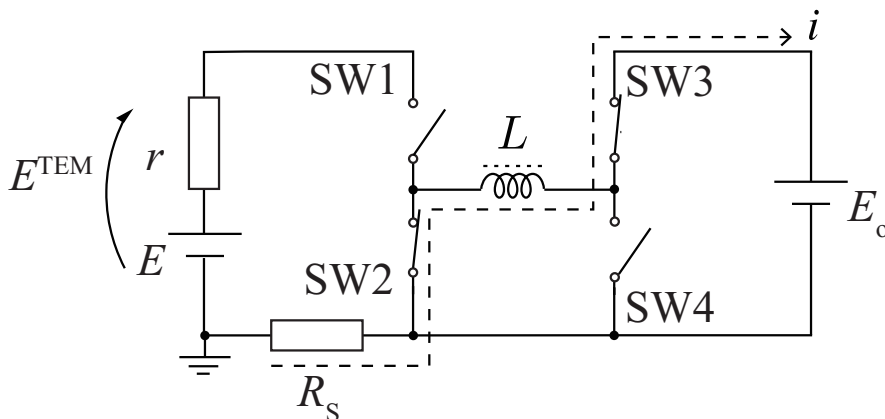
$$r = 7 \Omega, L = 330 \mu\text{H}, E_o = 13 \text{ and } 54 \text{ V}, f = 80 \text{ kHz} \quad (5.4)$$

ここで, 本回路モデルは 12 V および 48 V バッテリーに接続することを考慮するため, コンバータの出力電圧  $E_o$  は 13 V および 54 V に固定する. さらに, MPPT 制御を適用することを想定して, 参照電流値  $i_{\text{ref}}$  は (5.2) 式の熱電池の最大電力点における出力電流値とする.

本回路モデルのスイッチング動作について説明する. 本回路モデルは, MODE-1 および MODE-2 の状態を有する. 図 5.9 の (a) は MODE-1 の状態を示しており, 4 つあるスイッチのうち SW1 および SW4 が ON, それ以外が OFF の状態である. この状態では, 熱電池とコイルが直列に接続された状態であり, インダクタ電流が上昇する. 一方で, 図 5.9 の (b) は MODE-2 の状態を示しており, 4 つあるスイッチのうち SW2 および SW3 が ON, それ以外



(a) MODE-1 のスイッチング状態 (SW1, SW4 : ON, SW2, SW3 : OFF)



(b) MODE-2 のスイッチング状態 (SW2, SW3 : ON, SW1, SW4 : OFF)

図 5.9: Hブリッジ昇降圧型 DC-DC コンバータのスイッチング状態



が OFF の状態であり，この状態ではインダクタ電流が負荷側に流れる．本回路モデルのスイッチングパターンでは，熱電池の出力を直接負荷に接続することはないが，MODE-2 の際にインダクタにかかる電圧がコンバータの出力電圧になるため，熱電池の入力電圧無関係に出力電圧を Duty 比で決定することができる．

また，本回路に電流制御手法を適用するためのスイッチング条件を説明する．まず，MODE-1 においてインダクタ電流  $i$  が増加する．その際にインダクタ電流  $i$  が参照電流値  $i_{\text{ref}}$  に到達すると，MODE-1 から MODE-2 へ切り替える．MODE-2 の間はインダクタ電流  $i$  は減少するが，クロックパルスが印加されると MODE-2 から MODE-1 へ切り替える．ただし，MODE-1 の間にクロックパルスが印加されても MODE の切り替えが発生しないことに注意する．

### 5.3.2 Monodromy 行列および Saltation 行列の定義

熱電池を有する H ブリッジ昇降圧型 DC-DC コンバータについて Monodromy 行列に基づく安定性解析を実施し，本回路モデルのスイッチングリプルが低い 1 周期波形の回路パラメータ領域を可視化する．

負荷側にバッテリーを接続することを想定するため，本回路のキャパシタ電圧を  $E_0$  とする．本回路の回路方程式は次式で表される．

$$\frac{di}{dt} = f(i) = \begin{cases} f_{M1}(i) = \frac{-ri + E}{L}, & \text{MODE - 1} \\ f_{M2}(i) = \frac{-E_0}{L} & \text{MODE - 2} \end{cases} \quad (5.5)$$

本回路モデルのインダクタ電流波形の振る舞いの種類として，クロック間に MODE が切り替わらない振る舞い Case-1 と，MODE が切り替わる振る舞い Case-2 に分けられる．

本回路モデルは 1 次元であるため，Monodromy 行列はスカラー値となる．ここで，Case-1 における Monodromy 行列は，(2.11) 式より次式で定義できる．

$$M = e^{-\frac{r}{L}T} \quad (5.6)$$

一方，Case-2 における Monodromy 行列は，(2.12) 式から

$$M = e^{A_2(t_{M2})} S e^{A_1 t_{M1}} \quad (5.7)$$

となる．ここで，MODE-1 の期間を  $t_{M1}$  とし，MODE-2 の期間を  $t_{M2}$  とする．MODE-1 のときの摂動の発達 は次式で定義できる．

$$e^{A_1 t_{M1}} = e^{-\frac{r}{L} t_{M1}} \quad (5.8)$$

一方、MODE-2のときの期間を $t_{M2} = T - t_{M1}$ とすると、スイッチがOFFの場合の波形の発達は、

$$e^{A_2(T-t_{M1})} = 1 \quad (5.9)$$

となる。ここで、Saltation行列について考える。本回路モデルは、1次元であるため、Saltation行列はスカラー値となる。MODEのスイッチングが生じるとき、 $i_{\text{ref}} \approx i$ と仮定すると、(2.24)式より、Saltation行列 $S$ は、

$$\begin{aligned} S &= 1 + \frac{E_o + E - ri}{ri - E} \\ &= \frac{E_o}{ri - E} \\ &\approx \frac{E_o}{ri_{\text{ref}} - E} \end{aligned} \quad (5.10)$$

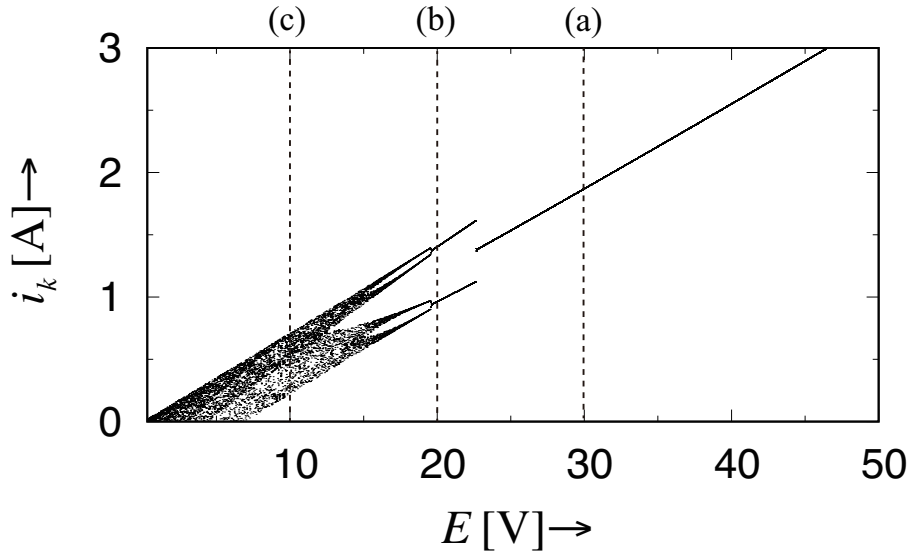
となる。したがって、次式のようにCase-2における本回路のMonodromy行列が得られる。

$$M = \frac{E_o}{ri_{\text{ref}} - E} e^{-\frac{t}{T} t_{M1}} \quad (5.11)$$

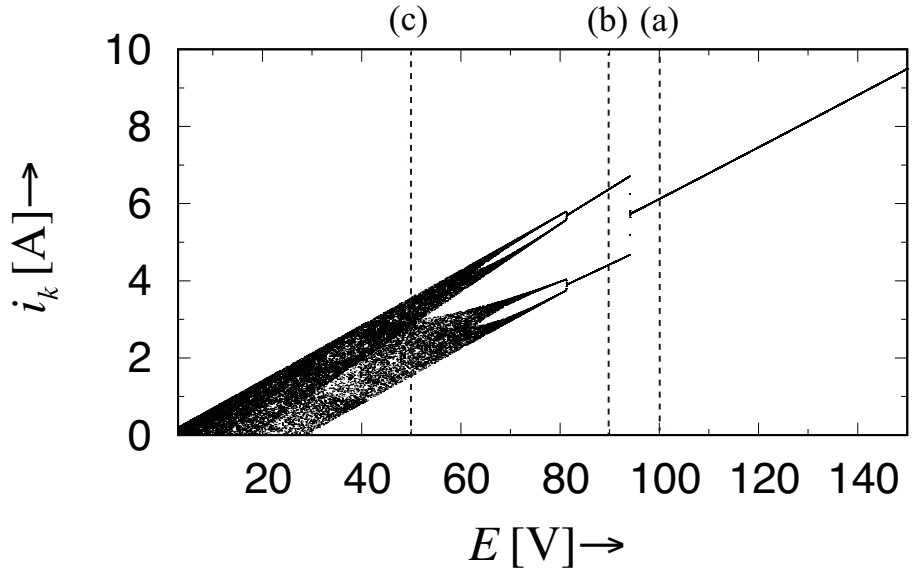
### 5.3.3 安定性解析手法に基づく周期波形存在領域の可視化

図5.10にHブリッジ昇降圧型DC-DCコンバータの1パラメータ分岐図を示す。分岐パラメータは熱電池の発電環境である熱電池間の温度差が変化することを考慮して $E_o$ とする。(a)はコンバータの出力電圧を13V一定、(b)コンバータの出力電圧を54V一定とした1パラメータ分岐図の計算結果となる。(a)、(b)ともに $E_o$ が減少すると、1周期波形から2周期波形へ分岐することが確認できる。さらに、 $E_o$ が減少すると、2周期波形から非周期波形へ分岐することが分かった。

図5.11および5.12に図5.10中の(a)~(c)に対応するインダクタ電流波形の動作例を示す。各(a)は1周期波形、(b)は2周期波形、(c)は非周期波形がそれぞれ示される。分岐現象が発生すると $E_o$ の値が13V、54Vともにスイッチングリップルが増加しているのが確認できる。

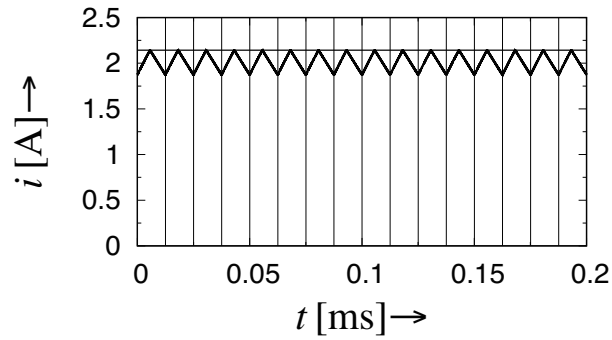
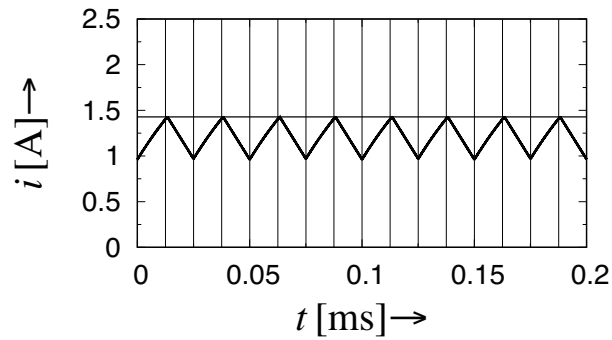
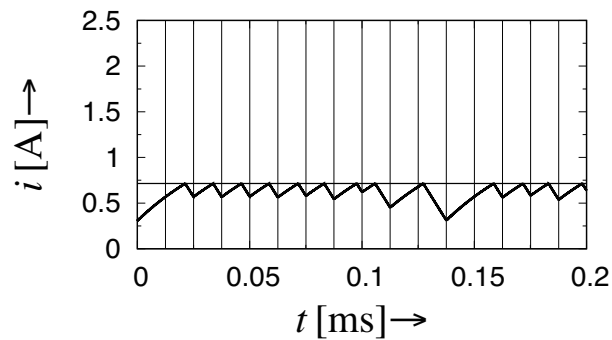


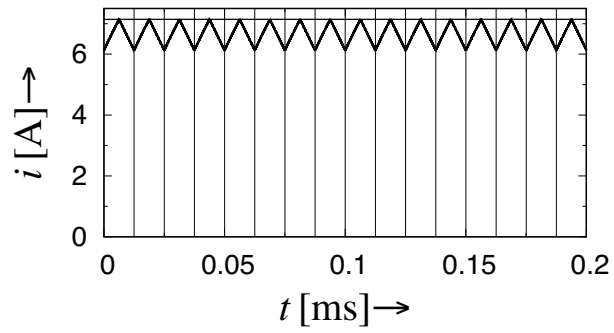
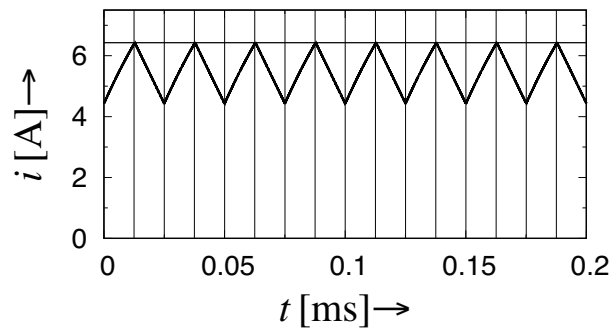
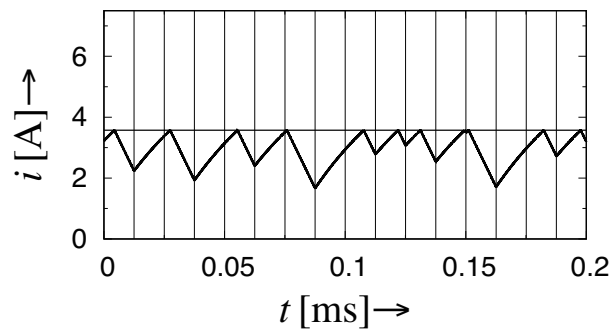
(a)  $E_0 = 13$  V



(b)  $E_0 = 54$  V

図 5.10: 1 パラメータ分岐図

(a) 1 周期波形 ( $E = 30$  V)(b) 2 周期波形 ( $E = 20$  V)(c) 非周期波形 ( $E = 10$  V)図 5.11: インダクタ電流波形の例  $E_0 = 13$  V

(a) 1 周期波形 ( $E = 100 \text{ V}$ )(b) 2 周期波形 ( $E = 90 \text{ V}$ )(c) 非周期波形 ( $E = 50 \text{ V}$ )図 5.12: インダクタ電流波形の例  $E_0 = 54[\text{V}]$

以下、1周期波形から2周期波形および2周期波形から非周期波形へ分岐するメカニズムを Monodromy 行列に基づく安定性解析手法を用いて調査する。表 5.4 および 5.5 に  $E_0=13\text{ V}$  における 1 および 2 周期波形の安定性解析結果、表 5.6 および 5.7 に  $E_0=54\text{ V}$  における 1 および 2 周期波形の安定性解析結果を示す。ここで、SPO-1 は安定な 1 周期波形、UPO-1 は不安定となった 1 周期波形、SPO-2 は安定な 2 周期波形、UPO-2 は不安定となった 2 周期波形を意味していることに注意する。 $E_0 = 13\text{ V}$  において、 $E = 22.6730\text{ V}$  および  $E = 19.5880\text{ V}$  で周期倍分岐が発生しているのが確認できる。一方、 $E_0 = 54\text{ V}$  において、 $E = 94.1900\text{ V}$  および  $E = 81.3800\text{ V}$  で周期倍分岐が発生しているのが確認できる。これらの安定性解析結果は、図 5.10 の 1 パラメータ分岐図にも対応しており、本安定性解析手法の有効性を示している。

さらに広い回路パラメータ空間で観測されるインダクタ電流波形の動的挙動を調査するために 2 パラメータ分岐図を図 5.13 に示す。図中の (a) はコンバータの出力電圧  $E_0 = 13\text{ V}$  の場合、(b) はコンバータの出力電圧  $E_0 = 54\text{ V}$  の場合をそれぞれ示す。図 5.13 の (a) と (b) ともにクロックパルスの周波数が増加すると 1 周期波形の存在領域が減少することがわかる。熱電池の開放電圧  $E$  が増加すると 1 周期波形の存在領域が増加することが確認でき、温度差が大きい発電環境下またはゼーベック係数が高い熱電池が回路動作を安定化させると推測する。また、図 5.13 の (a) と (b) を比較すると、コンバータの出力電圧  $E_0$  が低い場合、1 周期波形の回路パラメータ領域が広いことがわかる。図 5.13 中の破線は、昇圧動作と降圧動作の境目を示しており、破線の上側が降圧動作、破線の下側が昇圧動作の領域を表している。ここで、降圧および昇圧動作の境目である破線は、熱電池の最大電力点における出力電圧がコンバータの出力電圧と等しい値とする。したがって、熱電池の出力特性 (3.2) 式からコンバータの出力電圧が  $13\text{ V}$  の場合は  $26\text{ V}$ 、コンバータの出力電圧が  $54\text{ V}$  の場合は  $108\text{ V}$  となる。

本回路モデルは、昇圧動作における 1 周期波形の回路パラメータ領域が降圧動作と比較すると狭い傾向にあり、回路設計において安定かつスイッチングリップルが低い回路パラメータの選定範囲がより制限される点に注意する必要がある。

表 5.4: 1 周期波形の安定性解析結果  $E_o = 13 \text{ V}$ 

$E_o$ [V]	Char. Mult.	Remarks
25.0000	-0.9125	SPO-1
⋮	⋮	⋮
22.6770	-0.9998	SPO-1
22.6750	-0.9999	SPO-1
22.6730	-1.0000	Period doubling bifurcation point
22.6710	-1.0001	UPO-1
22.6690	-1.0003	UPO-1

表 5.5: 2 周期波形の安定性解析結果  $E_o = 13 \text{ V}$ 

$E_o$ [V]	Char. Mult.	Remarks
20.0000	-0.9822	SPO-2
⋮	⋮	⋮
19.5920	-0.9998	SPO-2
19.5900	-0.9999	SPO-2
19.5880	-1.0000	Period doubling bifurcation point
19.5860	-1.0002	UPO-2
19.5840	-1.0003	UPO-2

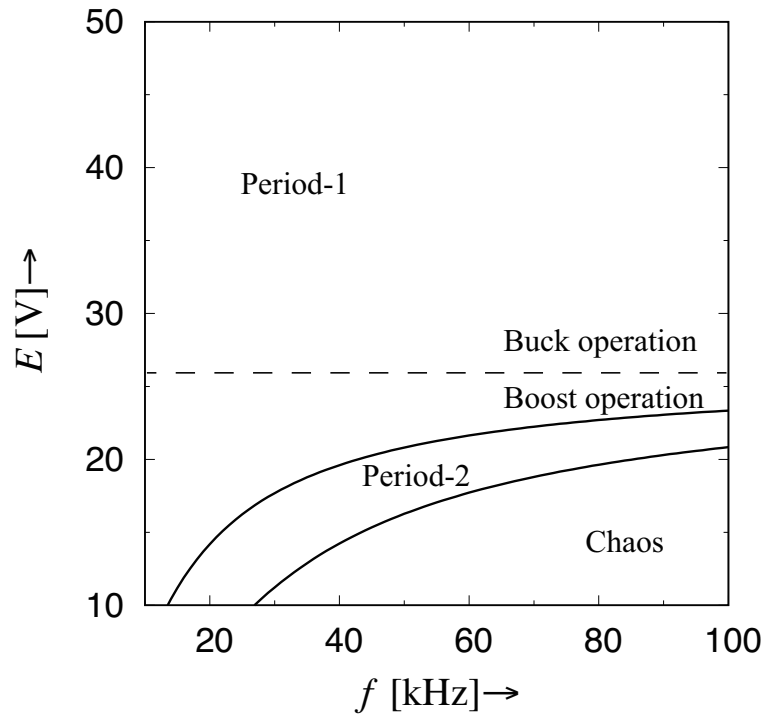
表 5.6: 1 周期波形の安定性解析結果  $E_o = 54$  V

$E_o$ [V]	Char. Mult.	Remarks
100.0000	-0.9454	SPO-1
⋮	⋮	⋮
94.2300	-0.9995	SPO-1
94.2100	-0.9998	SPO-1
94.1900	-1.0000	Period doubling bifurcation point
94.1700	-1.0003	UPO-1
94.1500	-1.0007	UPO-1

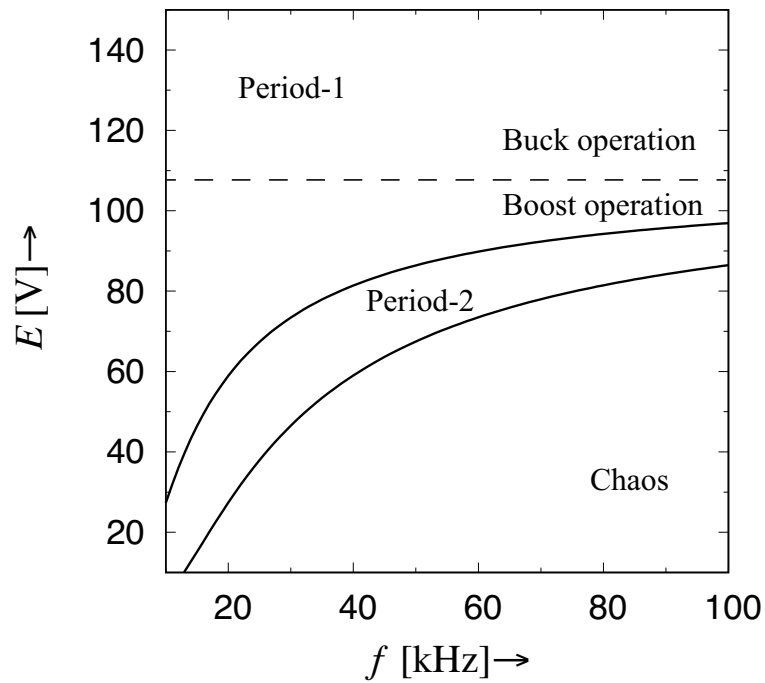
表 5.7: 2 周期波形の安定性解析結果  $E_o = 54$  V

$E_o$ [V]	Char. Mult.	Remarks
85.0000	-0.9623	SPO-2
⋮	⋮	⋮
81.4200	-0.9995	SPO-2
81.4000	-0.9997	SPO-2
81.3800	-1.0000	Period doubling bifurcation point
81.3600	-1.0004	UPO-2
81.3400	-1.0008	UPO-2





(a)  $E_o = 13.0$  V



(b)  $E_o = 54.0$  V

図 5.13: 2 パラメータ分岐図

## 5.4 スイッチングリップル低減手法の確立

電力変換回路はスイッチング動作に伴う断続動作特性から多様な挙動が見られ、 $m$  周期波形 ( $m \geq 2$ ) および非周期波形への分岐は、スイッチングリップル増加に直結する。前節では、2パラメータ分岐図を導出することにより、スイッチングリップルが最小である1周期波形領域の回路パラメータを可視化することにより回路設計に関する考察を述べた。しかし、環境発電デバイスから最大電力を抽出可能な回路パラメータが回路動作が不安定な領域に存在することもあり、回路パラメータの選定範囲が制限される。

定常状態において電力変換回路が呈する  $m$  周期波形 ( $m \geq 2$ ) および非周期波形の中には、不安定1周期波形が内在しており [68]、適切な制御を施すことによりスイッチングリップルが低い不安定1周期波形へと制御することができる。しかし、このようなスイッチングリップルを低減するカオス制御手法は、Poincaré 写像の初期値微分、Poincaré 写像のパラメータ微分、制御目標値である不安定周期波形の固定点などを導出する必要がある [69, 70]。これらの Poincaré 写像の導出やニュートン法等を用いた計算過程が計算機実装を煩雑にしており、回路に適用するのはより簡易的な手法に改良する必要がある。

本節ではスイッチングリップル低減手法として、不安定1周期波形の固定点を探索するアルゴリズムを提案し、比較的計算機実装が容易な電力変換回路に適用可能なカオス制御手法を構築する。なお、本手法は線形常微分方程式で記述できる電力変換回路に適用可能であり、Poincaré 写像の初期値微分は Monodromy 行列に基づく安定性解析手法で導出する。適用例として熱電池を有する電流制御昇圧型 DC-DC コンバータで数値解析および実験的検証にて有効性を確認する。

### 5.4.1 システムの説明と制御ゲインの定義

本提案システムは、合成力学系のスイッチング動作に着目したカオス制御となる。また、第一段階として1次元の合成力学系において有効性を確認する。

まず、例としてスイッチングリップルが低い1周期軌道の安定性について説明する。図 5.14 に不安定1周期軌道とその不安定1周期軌道の初期値周辺に初期値を有する摂動軌道を示す。ここで、図中の黒色線は制御目標である不安定1周期軌道、灰色線は摂動波形を示しており、不安定1周期軌道は\*のシンボルを使用して表す。

$t = kT$  における軌道の摂動を  $\Delta x_k$  とすると、

$$\Delta x_k = x_k - x_k^* \quad (5.12)$$

と表せる．同様に1周期先である  $t = (k+1)T$  における摂動は次のように定義できる．

$$\Delta x_{k+1} = x_{k+1} - x_{k+1}^* \quad (5.13)$$

したがって，図 5.14(a) に示される摂動軌道  $x(t)$  は， $\Delta x_{k+1}/\Delta x_k < 1$  の条件下で不安定1周期に安定化する一方で，図 5.14(b) に示される摂動軌道  $x(t)$  は， $\Delta x_{k+1}/\Delta x_k > 1$  の条件下では不安定1周期に収束せず，不安定化する．本システムでは，摂動軌道  $x(t)$  が  $\Delta x_{k+1}/\Delta x_k < 1$  となるように制御される．

次に制御手法について説明する．ここでは，摂動波形である図 5.15 の黒色の軌道に注目する．摂動軌道の subsystem のスイッチングタイミング  $\Delta t_1$  が次式のように変更される．

$$\Delta t_1 = g\Delta x_k \quad (5.14)$$

ここで， $g$  は制御ゲインとする．例えば，摂動軌道のスイッチングタイミングが  $\Delta t_1$  の時点で遅れ， subsystem-1 から subsystem-2 に切り替わったとする．この場合の摂動軌道は破線の黒色の軌道で表  $x'_{k+1}$  は  $t = (k+1)T$  における解軌道の解となる．さらに， $t = (k+1)T$  において制御手法を適用した後の解軌道の摂動を  $\Delta \hat{x}_{k+1}$  および  $\Delta \bar{x}_{k+1}$  をそれぞれ図 5.15 に示す．これらの解軌道の摂動は，

$$\Delta \hat{x}_{k+1} = x_{k+1} - x'_{k+1} \quad (5.15)$$

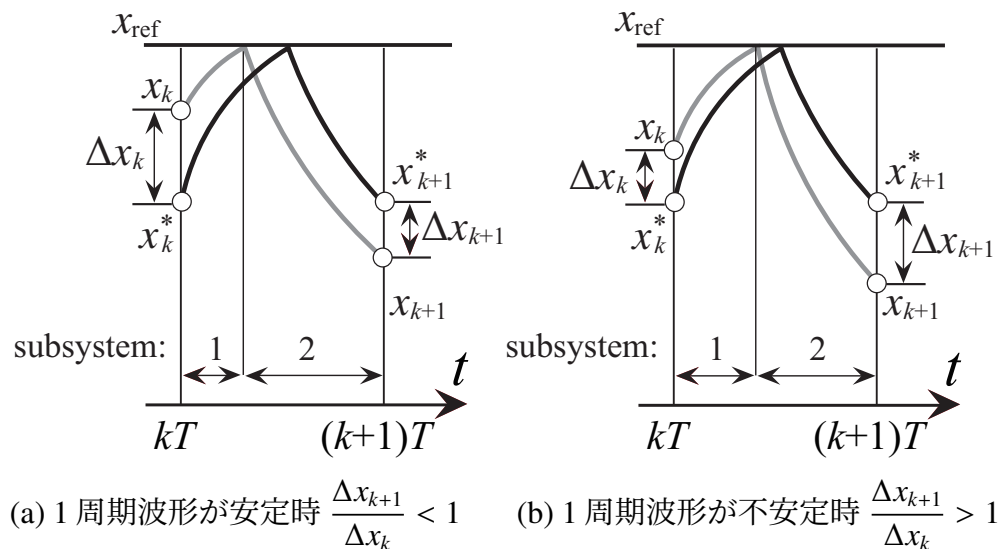


図 5.14: 制御目標となる1周期波形の安定性

および

$$\Delta \bar{x}_{k+1} = x'_{k+1} - x_{k+1}^* \quad (5.16)$$

と定義できる．ここで，(5.16)式は  $\Delta x_{k+1}$  および  $\Delta \hat{x}_{k+1}$  を使用すると，次の式のように再定義できる．

$$\Delta \bar{x}_{k+1} = \Delta x_{k+1} + \Delta \hat{x}_{k+1} \quad (5.17)$$

さらに(5.17)式は，

$$\begin{aligned} \Delta \bar{x}_{k+1} &= \Delta x_{k+1} + \Delta \hat{x}_{k+1} \\ &= \frac{\Delta x_{k+1}}{\Delta x_k} \Delta x_k + g \frac{\Delta \hat{x}_{k+1}}{g \Delta x_k} \Delta x_k \\ &= \left( \frac{\Delta x_{k+1}}{\Delta x_k} + g \frac{\Delta \hat{x}_{k+1}}{\Delta t_1} \right) \Delta x_k \end{aligned} \quad (5.18)$$

のように書き換えることができる．特性乗数を  $\mu$  とすると，

$$\frac{\Delta \bar{x}_{k+1}}{\Delta x_k} = \mu \quad (5.19)$$

のように記述される．(5.19)式を(5.18)式に代入すると次式が得られる．

$$\frac{\Delta x_{k+1}}{\Delta x_k} + g \frac{\Delta \hat{x}_{k+1}}{\Delta t_1} - \mu = 0 \quad (5.20)$$

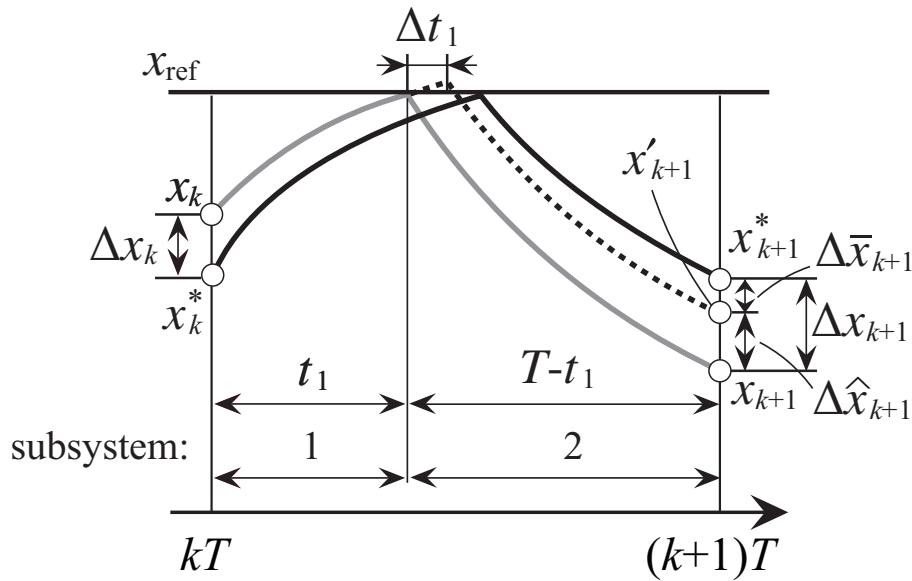


図 5.15: スイッチングタイミングに注目したカオス制御手法の概念図

$\mu = 0$ が満たされる場合、 $t = (k+1)T$ における $x'_{k+1}$ は $x^*_{k+1}$ と重なるため、制御ゲインの $g$ は、

$$g = -\frac{\frac{\Delta x_{k+1}}{\Delta x_k}}{\frac{\Delta \hat{x}_{k+1}}{\Delta t_1}} \approx -\frac{\frac{\Delta x_{k+1}}{\Delta x_k}}{\frac{\Delta x_{k+1}}{\Delta t_1}} \quad (5.21)$$

のように定義できる。ここで、(5.21)式中の $\Delta x_{k+1}/\Delta x_k$ はPoincaré写像の初期値微分に対応する。不安定1周期軌道は、クロックパルス間でスイッチングが発生するCase-2のみで構成されるため、次式の関係から解軌道の摂動の発達を表す(2.12)式を使用することで、Poincaré写像の初期値微分を計算することが可能である。

$$\Delta x_{k+1} = M_0 \Delta x_k \quad (5.22)$$

以上から、(5.21)式の制御ゲインはPoincaré写像の初期値微分 $\Delta x_{k+1}/\Delta x_k$ をMonodromy行列で導出し、計算したPoincaré写像のパラメータ微分 $\Delta x_{k+1}/\Delta t_1$ の値を代入することで導出できる。カオス制御を完了するためには、導出した制御ゲインを摂動軌道のsubsystemのスイッチングタイミング $\Delta t_1$ である(5.14)式内の制御ゲインだけでなく、制御目標である不安定周期軌道の固定点 $x_k^*$ が必要である。次節は、比較的計算機実装が容易である不安定周期軌道の固定点を探索するアルゴリズムについて提案する。

#### 5.4.2 不安定周期軌道の固定点探索アルゴリズム

前節では、制御ゲインおよびPoincaré写像の初期値微分の導出について説明した。しかし、カオス制御を達成するためには制御目標である不安定1周期軌道の固定点も導出する必要がある。これまでのカオス制御手法は、制御目標となる不安定周期軌道の固定点の計算が必要であり、Poincaré写像およびニュートン法等を用いた計算過程が計算機実装を煩雑化させていた。本節では、この制御目標となる不安定周期軌道の固定点を探索するアルゴリズムについて提案する。

不安定周期軌道の固定点探索アルゴリズムについて説明する。合成力学系は、スイッチング条件を満たすとsubsystemの切り替えが発生するが、このスイッチング条件の閾値に乱数を加えることにより、不安定周期軌道の固定点を探索する。本手法は、安定している周期軌道においても不安定周期軌道の固定点を探索が可能である。

図5.16に不安定周期軌道の固定点探索アルゴリズムのフローチャートを示す。さらに、図5.17に不安定1周期軌道を制御目標値とした場合の図5.16のアルゴリズムを適用した解軌道の例を示す。まず、クロックパルスが印加されると、閾値 $x_{\text{ref}}$ に乱数が加算される。元の

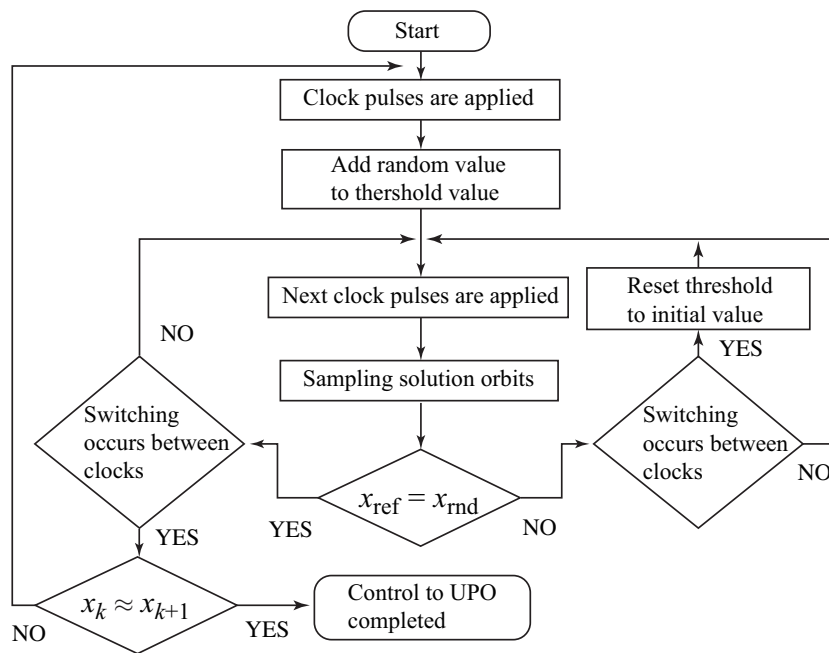


図 5.16: 不安定周期軌道の固定点探索アルゴリズムのフローチャート

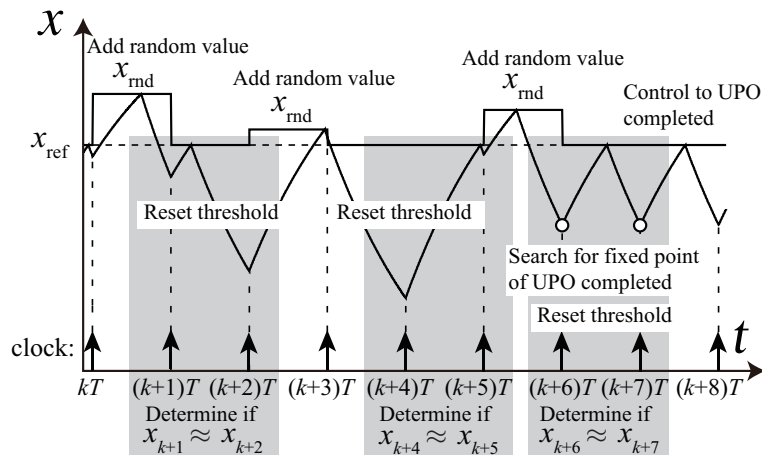


図 5.17: 不安定周期軌道の固定点探索アルゴリズムのシステム適用概念図

閾値に乱数を加えたものを  $x_{\text{rnd}}$  とする。次に、クロックパルスが印加されると、解軌道がサンプリングされる。ここまでの操作で、乱数の設定次第で不安定周期軌道の初期値を広範囲かつランダムに変更することが可能となる。その後、閾値を初期値に戻した状態で、スイッチングが発生したら制御目標の周期判別を行う。周期判別が制御対象であると判断できれば、サンプリングされた不安定周期軌道の固定点  $x_k^*$  の探索が完了する。したがって、(5.14) 式が計算されるとカオス制御が開始され、目標である不安定周期軌道に制御される。

### 5.4.3 熱電池を有する電流制御昇圧型 DC-DC コンバータへの適用例

#### 5.4.3.1 制御ゲインの導出

本節では、提案したスイッチングリップル低減手法を図 3.2 の熱電池を有する電流制御昇圧型 DC-DC コンバータを適用例として、提案手法の有効性を数値解析および実験的検証により示す。

回路パラメータは以下のように固定する。

$$r = 4.7 \, \Omega, E = 5 \, \text{V}, L = 6.8 \, \text{mH}, E_o = 8 \, \text{V}, f = 2 \, \text{kHz} \quad (5.23)$$

また、熱電池の出力特性は (3.2) 式を用いる。

また、第 3 章 1 節から回路方程式は (3.4) 式であり、Monodromy 行列は (3.11) 式となる。ここで、パラメータ微分は

$$\frac{\Delta i_{k+1}}{\Delta t_{\text{on}}} \approx \frac{di_{k+1}}{dt_{\text{on}}} = \frac{r}{L} \left( i_{\text{ref}} - \frac{E - E_o}{r} \right) e^{-\frac{r}{L}(T-t_{\text{on}})} \quad (5.24)$$

と定義できる。

したがって、制御ゲイン  $g$  は (5.21) 式に導出した (3.11) 式および (5.24) 式を代入すると次式が得られる。

$$g = \frac{\frac{e^{-\frac{r}{L}T}}{E} \left( i_{\text{ref}} - \frac{E - E_o}{r} \right)}{i_{\text{ref}} - \frac{E - E_o}{r}} \quad (5.25)$$

$$g = \frac{r \left( i_{\text{ref}} - \frac{E - E_o}{r} \right) e^{-\frac{r}{L}(T-t_{\text{on}})}}{r \left( i_{\text{ref}} - \frac{E - E_o}{r} \right) e^{-\frac{r}{L}(T-t_{\text{on}})}}$$

制御目標である不安定 1 周期波形の固定点は、図 5.16 および図 5.17 に示す不安定周期軌道の固定点探索アルゴリズムを用いて特定する。本アルゴリズムは固定点の探索が完了すると、カオス制御が開始する。

## 5.4.3.2 数値解析結果

本提案スイッチングリップル低減手法を熱電池を有する電流制御昇圧型DC-DCコンバータに適用した数値解析結果について説明する. 図5.18に分岐パラメータを参照電流値  $i_{\text{ref}}$  とした1パラメータ分岐図を示す. 横軸に分岐パラメータ, 縦軸に  $T$  時間毎にサンプリングされたインダクタ電流を表す. 図5.18から(5.23)式の回路パラメータにおける本回路モデルは, 1周期波形, 2周期波形, 3周期波形および非周期波形が観測された.

また, 図5.18中の(a)~(d)に対応するインダクタ電流波形の例を図5.19に示す. 図5.19に示されている(b)~(d)のインダクタ電流波形を制御対象である不安定1周期波形に制御する. 制御結果を図5.20に示す. ここで, 乱数は線形合同法に基づいて0.8から1.2の範囲で生成され, その乱数と本来の参照電流値の積により, 参照電流値を変動させた. ただし, 積された参照電流値が短絡電流を超えないために, 参照電流値が1 A以上の場合は0.99 Aとした. 図5.20から, 参照電流値が変動することにより, 不安定1周期波形の固定点を探索している様子が確認できる. また,  $t = 4.5 \text{ ms}$ のクロックパルス印加時に不安定1周期波形の固定点が探索できており, それは非周期波形のみでなく, 安定な2周期波形および3周期波形においても制御できた. さらに, 不安定1周期波形に制御後は, スwitchングリップルが低減しているのが明らかであり, 本提案アルゴリズムは, 数値解析結果において有効性が確認できた.

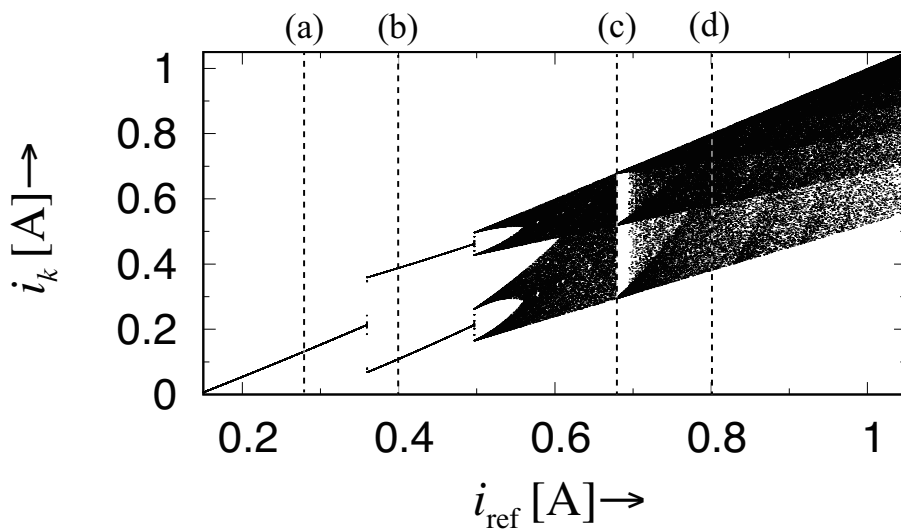


図 5.18: 1パラメータ分岐図



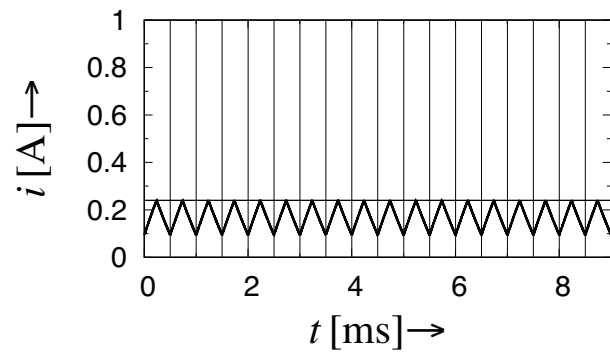
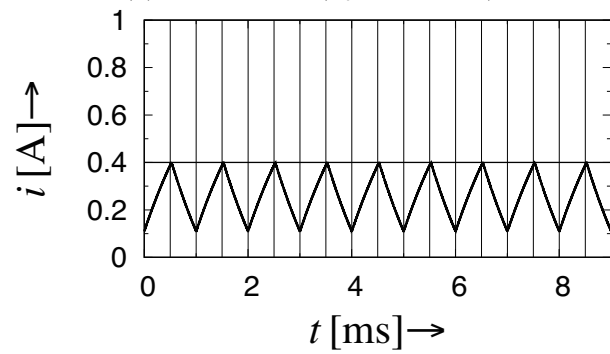
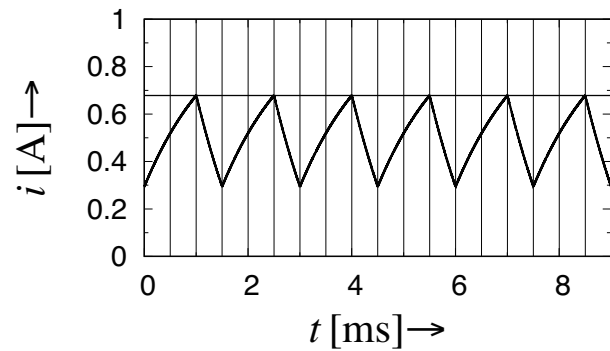
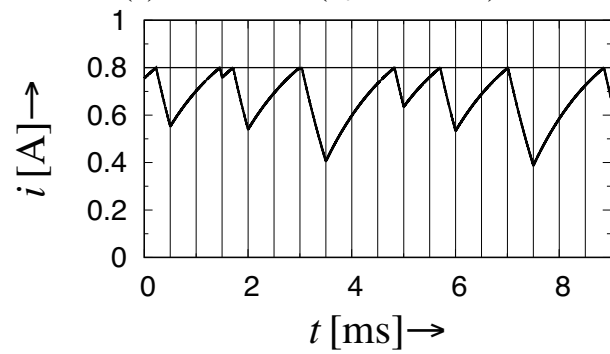
(a) 1 周期波形 ( $i_{\text{ref}} = 0.24 \text{ A}$ )(b) 2 周期波形 ( $i_{\text{ref}} = 0.40 \text{ A}$ )(c) 3 周期波形 ( $i_{\text{ref}} = 0.68 \text{ A}$ )(d) 非周期波形 ( $i_{\text{ref}} = 0.80 \text{ A}$ )

図 5.19: 制御前におけるインダクタ電流波形の例

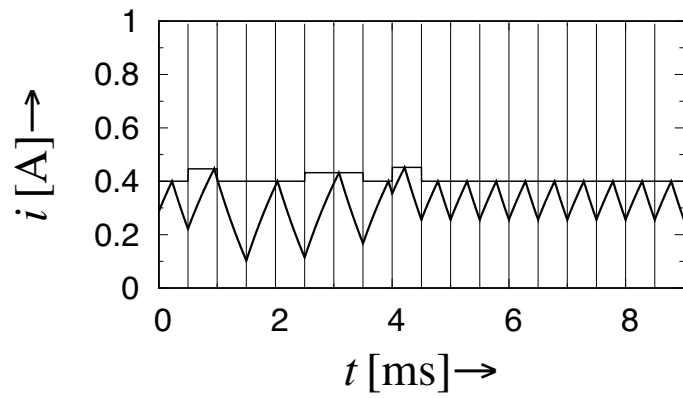
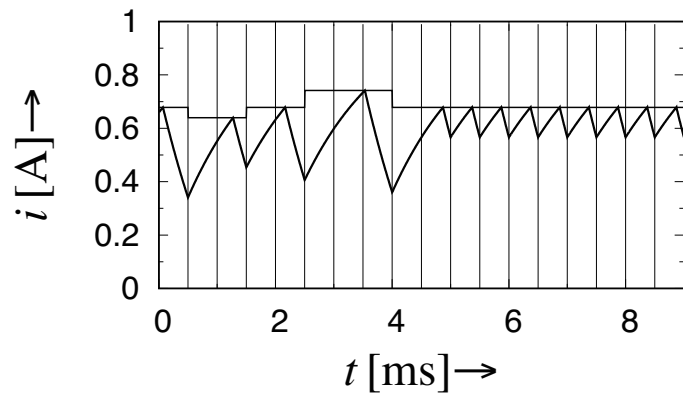
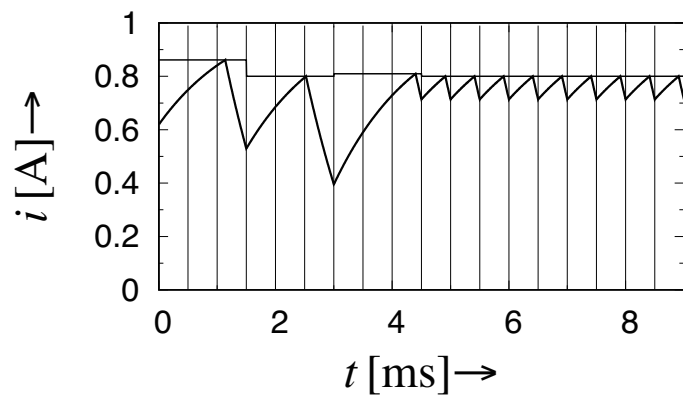
(a) 2周期波形 ( $i_{\text{ref}} = 0.40 \text{ A}$ )(b) 3周期波形 ( $i_{\text{ref}} = 0.68 \text{ A}$ )(c) 非周期波形 ( $i_{\text{ref}} = 0.80 \text{ A}$ )

図 5.20: 制御後におけるインダクタ電流波形の例

### 5.4.3.3 実験的検証

スイッチングリップル低減手法が有効的であるか、実験的観点から検証する。図 5.21 に熱電池を有する電流制御昇圧型 DC-DC コンバータの実装回路を示す。本回路は、熱電池の出力を直流安定化電源にセメント抵抗  $r = 2 \Omega$  を直列接続したものを使用した。ここで、熱電池の内部抵抗である  $r$  は、テスターを用いて実装回路のシャント抵抗を含めたインダクタ電流経路の合成抵抗値が  $r = 4.7 \Omega$  であることを確認している。また、本実装回路はシャント抵抗  $R_s = 0.1 \Omega$  を用いており、オペアンプでシャント抵抗の電圧降下量を 10 倍に増幅することで、電流を検出した。また、マイクロコンピュータである ESP32 を用いて電圧検出およびスイッチング信号の生成、制御ゲインを計算することでスイッチングリップル低減手法を適用した。乱数の生成は randomSeed 関数を用いており、本来の参照電流値に生成された乱数を積することで参照電流値を変動させた。数値解析同様に、変動した参照電流値は短絡電流を超えないように 1 A を上限に設けた。

また、図 5.22 に実験環境を示す。ESP32 のマイクロコンピュータは WindowsPC を用いてプログラムを作成および転送している。また、オペアンプの駆動電圧は ESP32 の 4 ピンを用いて供給した。ESP32 の 5 ピンでシャント抵抗の電流検出値を読み取り、4 ピンでクロックパルスおよび 27 ピンでスイッチング信号をそれぞれ出力している。直流安定化電源は、熱電池の開放電圧に対応し、セメント抵抗を含むインダクタ電流経路の合成抵抗値を熱電池の内部抵抗とした。

図 5.23 に実装した電流制御昇圧型 DC-DC コンバータのインダクタ電流波形を示す。図中の (a)  $i_{\text{ref}} = 0.24 \text{ A}$  の時に 1 周期波形、(b)  $i_{\text{ref}} = 0.40 \text{ A}$  の時に 2 周期波形、(c)  $i_{\text{ref}} = 0.68 \text{ A}$  の時に 3 周期波形、(d)  $i_{\text{ref}} = 0.80 \text{ A}$  の時に非周期波形が観測され、図 5.18 の 1 パラメータ分岐図と一致した。図 5.23 の (b)~(d) のインダクタ電流波形を対象に、不安定 1 周期波形を制御目標とし、スイッチングリップルが低減するかを検証する。図 5.24 に提案手法を適用したインダクタ電流波形の例を示す。乱数が加算されることによって、不安定 1 周期波形の固有点を探索しており、固有点の探索が完了した後に不安定 1 周期波形に制御できていることを確認できた。さらに、スイッチングリップルも低減されており、本提案手法が実験的検証においても有効性を示した。

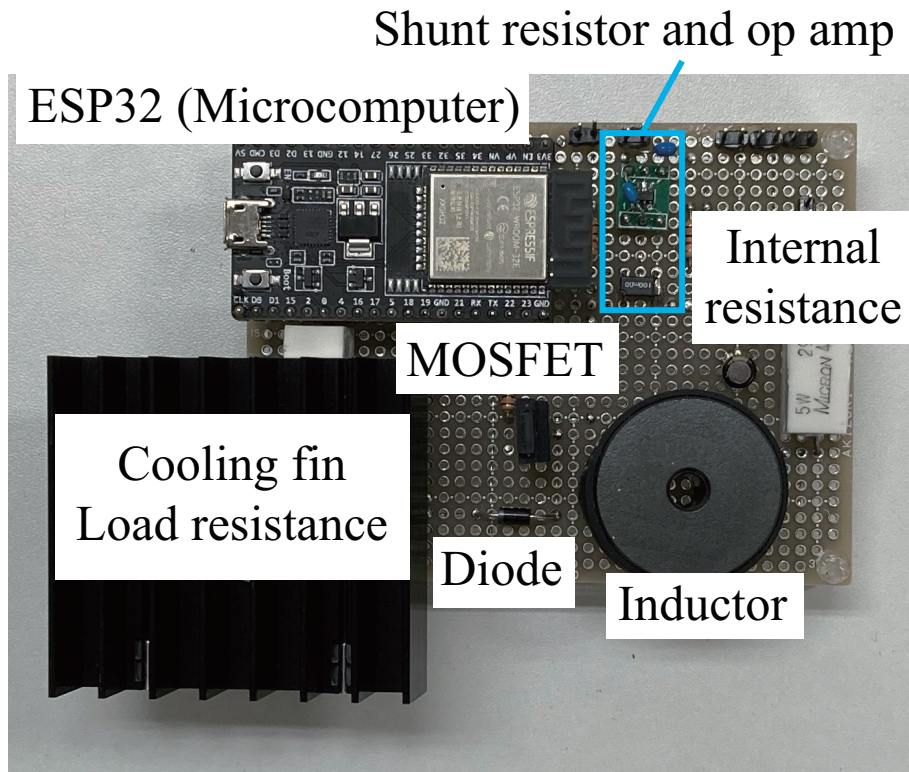


図 5.21: 実装回路

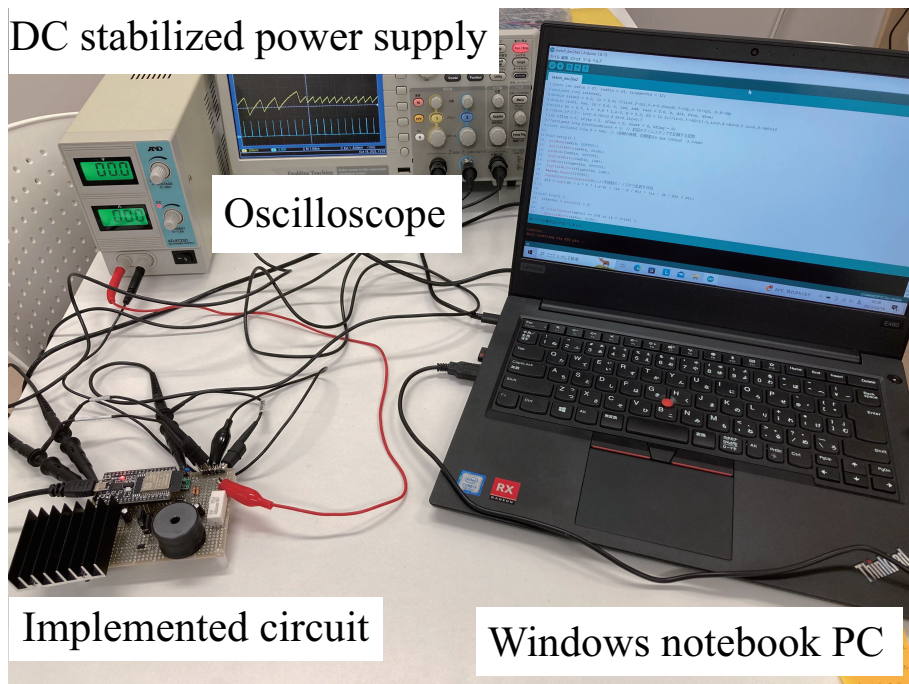


図 5.22: 実験環境

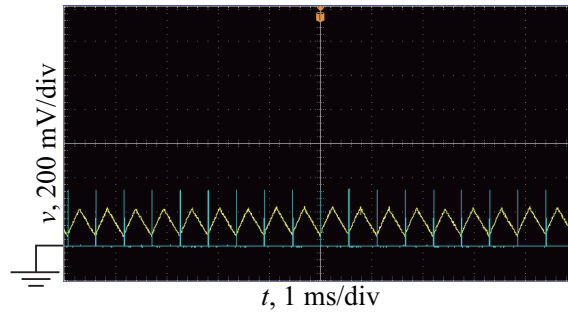
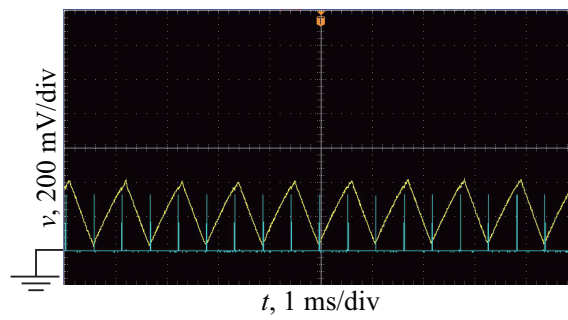
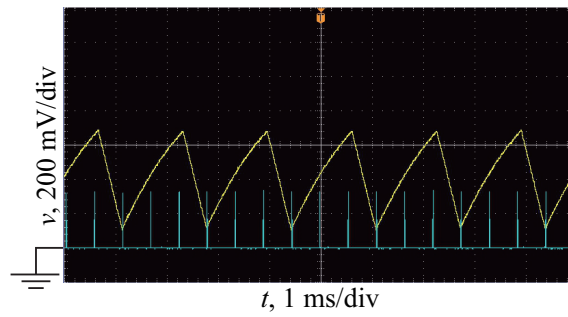
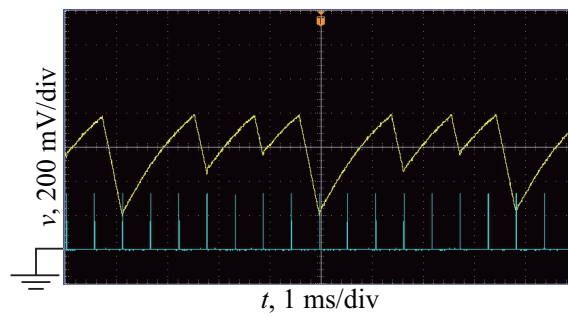
(a) 1 周期波形 ( $i_{\text{ref}} = 0.24 \text{ A}$ )(b) 2 周期波形 ( $i_{\text{ref}} = 0.40 \text{ A}$ )(c) 3 周期波形 ( $i_{\text{ref}} = 0.68 \text{ A}$ )(d) 非周期波形 ( $i_{\text{ref}} = 0.80 \text{ A}$ )

図 5.23: 制御前におけるインダクタ電流波形の例

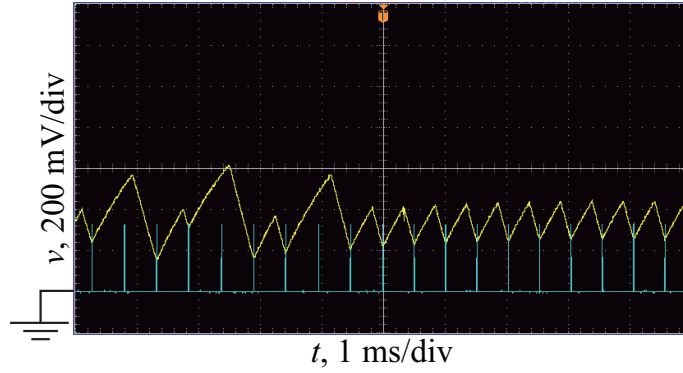
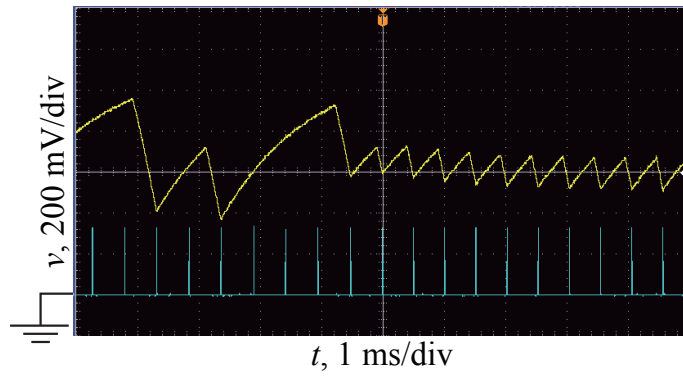
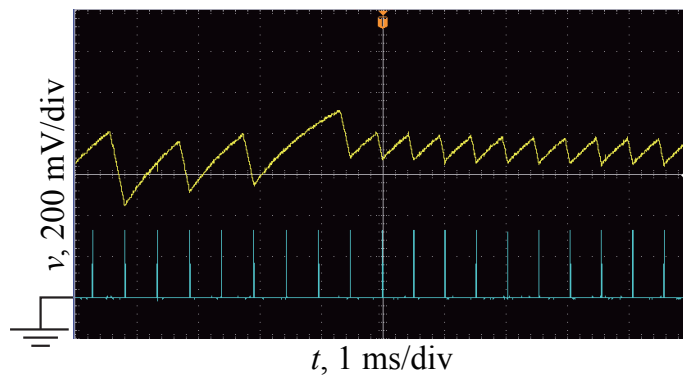
(a) 2周期波形 ( $i_{\text{ref}} = 0.40 \text{ A}$ )(b) 3周期波形 ( $i_{\text{ref}} = 0.68 \text{ A}$ )(c) 非周期波形 ( $i_{\text{ref}} = 0.80 \text{ A}$ )

図 5.24: 制御後におけるインダクタ電流波形の例

## 5.5 まとめ

本章では、構築した汎用的安定性解析手法およびその結果を応用することで、高性能な電力変換回路を実装するアプローチについて報告した。

まず、熱電池を有する電流制御昇圧型 DC-DC コンバータにおいて、安定性解析結果と電力変換回路の性能評価指標であるシステム変換効率についての関係性について調査した。48 V バッテリーを接続することを想定し、山登り法に基づく MPPT 制御を施した回路構成において、発電環境が変化することから、熱電池の開放電圧を可変パラメータとして、システム変換効率を計測した。結果として、スイッチングリップルが増加する領域において、システム変換効率が減少することが観測された。このため、電力変換回路の性能を向上させるためには、回路動作を安定させ、スイッチングリップル低減手法の適用が有効であると推測した。

次に、熱電池の発電環境が変動することを前提に熱電池を有する Hブリッジ昇降圧型 DC-DC コンバータの周期波形領域の可視化を Monodromy 行列に基づく安定性解析手法を用いて実施した。車載用である 12 V および 48 V バッテリーに接続することを考慮し、熱電池の開放電圧を分岐パラメータとして、適切な回路パラメータを選定するために 2パラメータ分岐図で周期波形領域を導出した。ここで、熱電池から最大電力点を抽出するため、Hブリッジ昇降圧型 DC-DC コンバータは、熱電池の最大電力点における出力電流値を参照電流値として設定した。周期波形領域の可視化により、クロックパルスの周波数が増加すると、1周期波形の領域が減少し、安定な回路動作を実現できる昇圧動作領域が、降圧動作領域と比較して少ない傾向であった。以上から、熱電池を有する Hブリッジ昇降圧型 DC-DC コンバータは、熱電池の最大電力点を昇圧機能で抽出する場合、選定可能な回路パラメータが限定されることが示された。本手法による周期波形領域の可視化は、最低限の受動素子による回路実装が可能となり、高効率化だけでなく、小型化・低コスト化に貢献できると考える。

最後に、カオス制御に基づくスイッチングリップル低減手法について説明した。本手法はスイッチングタイミングに着目した手法であり、電力変換回路などの合成力学系に適用可能な手法である。不安定周期軌道の固定点の計算などで既存手法は計算機実装を煩雑化していたが、不安定周期軌道の固定点を探索するアルゴリズムを提案した。本手法の有効性を確認するために、熱電池を有する電流制御昇圧型 DC-DC コンバータに適用し、数値解析および実験的検証においてスイッチングリップルが低減するのを確認できた。本手法は、マイクロコンピュータの性能向上により、実用化が期待される。





## 第6章 結論

本研究は、環境発電デバイスを有する電力変換回路に適用可能な安定性解析手法として、Monodromy 行列に基づく安定性解析手法に注目し、有効性を検証した。本安定性解析手法は、線形常微分方程式で記述される合成力学系のみにも有効的な手法だったが、変分方程式を数値積分法により導出するアルゴリズムを組み込むことで非線形常微分方程式で記述される合成力学系にも適用できるように拡張された。しかし、線形常微分方程式で記述される熱電池を有する電力変換回路や非線形常微分方程式で記述される太陽電池を有する電力変換回路に適用された報告例は見当たらなかった。したがって、本研究において Monodromy 行列に基づいた安定性解析手法を上記の回路方程式に適用し、有効性を示した。

始めに、常微分方程式で記述される  $n$  次元の合成力学系を例に挙げ、電力変換回路に適用可能な汎用的安定性解析手法を構築した。本研究では、Monodromy 行列に基づいた安定性解析手法に注目し、既存手法の説明を踏まえながら、非線形常微分方程式に適用可能である汎用的安定性解析手法を定義した。本安定性解析手法は、高次元の線形常微分方程式で記述される合成力学系に対しては、写像の合成など比較的計算機実装が容易であるため、高効率の回路設計に貢献する可能性がある。

次に、本安定性解析手法の有効性を示すために、線形常微分方程式で記述される熱電池を有する電力変換回路および非線形常微分方程式で記述される太陽電池を有する電力変換回路に適用し、有効性を示した。特に、太陽電池を有する電流制御昇圧型 DC-DC コンバータにおいては、1, 2次元回路モデルともに、これまで報告例のない分岐構造が観測され、2次元回路モデルにおいてはトラス状の波形の振る舞いがみられた。この現象を構築した汎用的安定性解析手法を適用した結果、局所的分岐である Neimark-Sacker 分岐によって発生したことが明らかになった。1パラメータ分岐図と本手法によって得られた分岐点と一致していたため、非線形常微分方程式で記述される回路方程式においても、安定性解析が可能であることが示された。本現象は、LTspice による数値シミュレーションにおいても同様の結果が示されており、1パラメータ分岐図の分岐点と一致していることから本構築手法の有効性を裏付けるものである。

最後に、本安定性解析手法を用いた応用展開について述べた。安定性解析結果と電力変換回路の評価指標の関係性について、熱電池を模擬した電源を用いて回路を実装し、実験的検

証を行った。不安定な回路パラメータ領域では、スイッチングリップルが増加し、システム変換効率が低下することが確認できた。さらに、排熱発電システムに応用が有望視されるHブリッジ昇降圧型DC-DCコンバータにおける周期波形存在領域を可視化し、スイッチングリップルが低いかつ回路動作が安定な1周期波形の回路パラメータを示した。この周期波形領域の可視化により、最低限の受動素子数による回路実装が可能となり、回路実装の低コスト化および小型化に貢献できる。また、環境発電デバイスから最大電力を抽出する際に、幅広い回路パラメータ領域でもスイッチングリップルが低い1周期波形に制御可能な手法を提案し、熱電池を有するDC-DCコンバータにおいて、数値解析および実験的検証により有効性を示した。

## 謝辞

本論文の完成にあたり、全過程を通じて多大なるご指導、ご支援、そして励ましを賜りました岡山理科大学工学部 麻原寛之准教授に、心から感謝の意を表します。熱心な指導ならびに深い知識と豊かな経験、そして厳しくも暖かいご指導は、私の研究活動において不可欠なものでした。

また、学位審査委員会の皆様、岡山理科大学工学部 笠展幸教授、同大学 七戸希教授、同大学 荒井伸太郎准教授、中京大学工学部 高坂拓司教授には、貴重なご意見とご助言を賜り、深く感謝いたします。貴方様方の厳しい審査と有益なご助言が、本論文の質の向上に大きく寄与しました。

本研究を進めるにあたり、岡山理科大学 太田垣博一名誉教授に深く感謝の意を示します。学部生から大学院前期課程に至るまでの3年間、ご指導、ご支援を賜り感謝申し上げます。

阿南工業高等専門学校での職務中に常に支えてくださった阿南工業高等専門学校創造技術工学科 中村雄一教授、小松実教授をはじめとするすべての先生方にも深く感謝いたします。教育現場での実務経験を提供いただくだけでなく、学務などの負担をかけないように配慮くださったお陰で、本論文を完成することができました。先生方のご支援と暖かなご助言が、私の研究と教育のキャリアの発展に大いに役立ちました。

また、ISOCC および NCN、NCSP などの国際会議にて多くのご助言とご支援をいただきました徳島大学 西尾芳文教授、同大学 上手洋子准教授に厚く御礼申し上げます。

電子情報通信学会非線形問題研究会および NOLTA、非線形ワークショップにて多くのご助言とご指導、ご議論をいただきました東京理科大学 池口徹教授、岐阜大学 伊藤大輔助教、徳島大学 上田哲史教授、大分大学 加藤秀行講師、日本工業大学 木村貴幸准教授、法政大学 斎藤利通教授、東京都市大学 神野健哉教授、千葉大学 関屋大雄教授、東北大学 堀尾喜彦教授、香川大学 松下春奈准教授、鳴門教育大学 美井野優講師に深く感謝いたします。また、JST 未来社会創造事業にて東京理科大学 飯田努教授には熱電変換材料開発の観点から貴重なご意見およびご助言いただき誠にありがとうございました。

この場を借りて、私の研究に対するご理解と支持を示してくださった家族、友人の皆様にも心より感謝いたします。

最後に、皆様のご協力により、この重要な学術的成果を達成することができました。本研究を行うにあたりご支援、ご協力いただいた数多くの方々に深く感謝申し上げます。



## 参考文献

- [1] energy institute, “2023 Statistical Review of World Energy,” URL:[https://www.energyinst.org/statistical-review.\(2023-10-01\)](https://www.energyinst.org/statistical-review.(2023-10-01))
- [2] M. Liserre, T. Sauter and J. Y. Hung, “Future Energy Systems: Integrating Renewable Energy Sources into the Smart Power Grid Through Industrial Electronics,” *IEEE Industrial Electronics Magazine*, Vol. 4, No. 1, pp. 18-37, 2010.
- [3] 百田恒夫, 片岡照栄, “太陽電池,” *電気学会雑誌*, Vol. 75, No. 802, pp. 56-68, 1955.
- [4] 杉山正和, “太陽光発電の最新動向と今後の展望,” *電気設備学会誌*, Vol. 40, No. 5, pp. 269-272, 2020.
- [5] A.A. Mohamad, “Physical Properties of Quasi-Solid-State Polymer Electrolytes for Dye-Sensitised Solar Cells: A Characterisation Review,” *Solar Energy*, Vol. 190, pp. 434-452, 2019.
- [6] N. Ueoka, T. Oku and A. Suzuki, “Effect of Doping with Na, K, Rb, and Formamidinium Cations on  $(\text{CH}_3\text{NH}_3)_{0.99}\text{Rb}_{0.01}\text{Pb}_{0.99}\text{Cu}_{0.01}\text{I}_{3-x}(\text{Cl}, \text{Br})_x$  Perovskite Photovoltaic Cells,” *AIP Advances*, Vol. 10, No. 12, 2020.
- [7] H. Khir, A.K. Pandey, R. Saidur, M.S. Ahmad, N.A. Rahim, M. Dewika and M. Samykano, “Recent Advancements and Challenges in Flexible Low Temperature Dye Sensitised Solar Cells,” *Sustainable Energy Technologies and Assessments*, Vol. 53, 2022.
- [8] H. Li, J. Zhou, L. Tan, M. Li, C. Jiang, S. Wang, Z. Zhao, Y. Liu, Y. Zhang, Y. Ye, W. Tress and C. Yi, “Sequential Vacuum-Evaporated Perovskite Solar Cells with More Than 24% Efficiency,” *Science Advances*, Vol. 8, No. 28, pp. 1-8, 2022.
- [9] 上村邦夫, 佐賀達男, 松谷壽信, “宇宙用単結晶シリコン太陽電池,” *シャープ技報*, Vol. 70, pp. 59-64, 1998.
- [10] 川崎治, 市川千秋, 植松洋彦, 日高貴幸, 清川丈, 小坪秀明, “HTV の電力系及び太陽電池パネル系の開発,” *日本航空宇宙学会誌*, Vol. 59, No. 684, pp. 15-19, 2009.
- [11] H. Yang, L. Lu and W. Zhou, “A Novel Optimization Sizing Model for Hybrid Solar-Wind Power Generation System,” *Solar Energy*, Vol. 81, No. 1, pp. 76-84, 2007.
- [12] Y. Tanaka, S. Mesfun, K. Umeki, A. Toffolo, Y. Tamaura and K. Yoshikawa, “Thermody-

- dynamic Performance of a Hybrid Power Generation System Using Biomass Gasification and Concentrated Solar Thermal Processes,” *Applied Energy*, Vol. 160, No. 15, pp. 664-672, 2015.
- [13] A. Altaee, G.J. Millar and G. Zaragoza, “Integration and Optimization of Pressure Retarded Osmosis with Reverse Osmosis for Power Generation and High Efficiency Desalination,” *Energy*, Vol. 103, No. 15, pp. 110-118, 2016.
- [14] 国立研究開発法人 新エネルギー・産業技術総合開発機構, “省エネルギーへのフロンティア 未利用熱エネルギーの革新的活用技術研究開発 (前半),” URL:<https://www.nedo.go.jp/content/100957589.pdf>, 2023.
- [15] Y. Jiang, J. Dong, H. Zhuang, J. Yu, B. Su, H. Li, J. Pei, F. Sun, M. Zhou, H. Hu, J. Li, Z. Han, B. Zhang, T. Mori and J. Li, “Evolution of Defect Structures Leading to High ZT in GeTe-Based Thermoelectric Materials,” *Nature communications*, Vol. 13, No. 1, pp. 9, 2022.
- [16] S.A. Yamini, R. Santos, R. Fortulan, A.A. Gazder, A. Malhotra, D. Vashae, I. Serhienko and T. Mori, “Room-Temperature Thermoelectric Performance of n-Type Multiphase Pseudobinary  $\text{Bi}_2\text{Te}_3\text{-Bi}_2\text{S}_3$  Compounds: Synergic Effects of Phonon Scattering and Energy Filtering,” *ACS APPLIED MATERIALS & INTERFACES*, Vol. 15, pp. 19220–19229, 2023.
- [17] 鎌田 美志, 川上 理亮, 大山 孝政, 松田 聡, 鈴木 正哉, 丸毛 謙次, 山内 一正, 宮原 英隆, 松永 克也, 谷野 正幸, “ハスクレイを用いた開放系の吸着材蓄熱ヒートポンプシステムの開発 第1報 - 小型装置の実験結果と吸着材蓄熱槽の計算モデル,” *空気調和・衛生工学会 論文集*, Vol. 45, No. 281, pp. 9–17, 2020.
- [18] D. Shiojiri, T. Iida, N. Hirayama, Y. Imai, H. Sugawara and J. Kusaka, “Recent Studies on the Environmentally Benign Alkaline-Earth Silicide  $\text{Mg}_2\text{Si}$  for Middle-Temperature Thermoelectric Applications,” *Energies*, Vol. 8, No. 13, pp. 17, 2022.
- [19] M.H. Ahmed, M. Wang, M.A.S. Hassan and I. Ullah, “Power Loss Model and Efficiency Analysis of Three-Phase Inverter Based on SiC MOSFETs for PV Applications,” *IEEE Access*, Vol. 7, pp. 75768-75781, 2019.
- [20] R. Sun, J. Lai, W.Chen and B. Zhang, “GaN Power Integration for High Frequency and High Efficiency Power Applications: A Review,” *IEEE Access*, Vol. 8, pp. 15529-15542, 2022.
- [21] D. Cittanti, E. Vico and I.R. Bojoi, “New FOM-Based Performance Evaluation of 600/650

- V SiC and GaN Semiconductors for Next-Generation EV Drives,” *IEEE Access*, Vol. 10, pp. 51693-51707, 2022.
- [22] S. Johnson, “Simple Hybrid Systems,” *International Journal of Bifurcation and Chaos*, Vol. 4, No. 6, pp. 1655-1665, 1994.
- [23] F.E. Guezar, H. Bouzahir and D. Fournier-Prunaret, “Event Detection Occurrence for Planar Piece-Wise Affine Hybrid Systems,” *International Journal of Bifurcation and Chaos*, Vol. 5, No. 4, pp. 626-638, 2011.
- [24] S. Banerjee and G.C. Verghese, “Nonlinear Phenomena in Power Electronics: Attractors, Bifurcations, Chaos, and Nonlinear Control,” Piscataway, NJ: IEEE Press, 2001.
- [25] C.K. Tse, “Complex Behavior of Switching Power Converters,” Boca Raton: CRC Press, 2003.
- [26] S. Ito, H. Nakada and S. Tanaka, “On Unimodal Linear Transformations and Chaos II,” *Tokyo Journal of Mathematics*, Vol. 2, No. 2, pp. 241-259, 1979.
- [27] D.C. Hamill and D.J. Jefferies, “Subharmonics and Chaos in a Controlled Switched-mode Power Converter,” *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, Vol. 35, No. 8, pp. 1059-1061, 1988.
- [28] J. Deane, “Chaos in a Current-Mode Controlled Boost DC-DC Converter,” *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, Vol. 39, No. 8, pp. 680-683, 1992.
- [29] H.E. Nusse and J.A. Yorke, “Border-Collision Bifurcations Including Period Two to Period Three for Piecewise Smooth Systems,” *Physica D*, Vol. 57, No. 1-2, pp. 39-57, 1992.
- [30] H.E. Nusse and J.A. Yorke, “Border-Collision Bifurcations for Piecewise Smooth One-Dimensional Maps,” *International Journal of Bifurcation and Chaos*, Vol. 5, No. 1, pp. 189-207, 1995.
- [31] G. Yuan, S. Banerjee, E. Ott and J.A. Yorke, “Border-Collision Bifurcations in the Buck Converter,” *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, Vol. 45, No. 7, pp. 707-716, 1998.
- [32] 高坂拓司, 上田哲史, 川上博, 安陪稔, “Border-Collision 分岐を呈する簡素な回路の実現と

- 解析”, 電気学会論文誌. C, 電子・情報・システム部門誌, Vol. 122, No. 11, pp. 1908–1916, 2002.
- [33] GC. Verghese, ME. Elbuluk and JG. Kassakian, “A General Approach to Sampled-Data Modeling for Power Electronic Circuits,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, PE-1(1), pp. 76–89, 1986.
- [34] T. Kousaka, T. Ueta and H. Kawakami, “Bifurcation of Switched Nonlinear Dynamical Systems,” *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing*, Vol. 46, No. 7, pp. 878–885, 1999.
- [35] AF. Filippov, “*Differential Equations with Discontinuous Righthand Sides*,” Kluwer Academic Publishers: Netherlands; 1988.
- [36] D. Giaouris, S. Banerjee, B. Zahawi and V. Pickert, “Stability Analysis of the Continuous-Conduction-Mode Buck Converter Via Filippov’s Method,” *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, Vol. 55, No. 4, pp. 1084–1096, 2008.
- [37] S. Kikuchi, Y. Tsuda and J. Kawaguchi, “Stabilization Strategy of Delta-V Assisted Periodic Orbits Around Asteroids Based on an Augmented Monodromy Matrix,” *Transactions of the Japan Society for Aeronautical and Space Sciences, Aerospace Technology Japan*, Vol. 14, No. ists30, pp. Pd\_85–Pd\_94, 2016.
- [38] A.E. Aroudi, K. Mandal, M. Al-Numay, D. Giaouris and S. Banerjee, “Piecewise Quadratic Slope Compensation Technique for DC-DC Switching Converters,” *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, Vol. 67, No. 12, pp. 5574–5585, 2020.
- [39] T. Nagashima, X. Wei, T. Kousaka and H. Sekiya, “Bifurcation Analysis of the Class-E Inverter for Switching-Pattern Derivations,” *IEICE Communications Express*, Vol. 1, No. 1, pp. 33–39, 2012.
- [40] M. Zhioua, A. El Aroudi, S. Belghith, J. M. Bosque-Moncusí, R. Giral, K. Al Hosani and M. Al-Numay, “Modeling, Dynamics, Bifurcation Behavior and Stability Analysis of a DC–DC Boost Converter in Photovoltaic Systems,” *International Journal of Bifurcation and Chaos*, Vol. 26, No. 10, 1650166, 2016.
- [41] D. Ito, H. Asahara, T. Kousaka and T. Ueta, “Clock Pulse Modulation for Ripple Reduction



- in Buck-Converter Circuits,” *Chaos, Solitons and Fractals*, Vol. 111, pp. 138–145, 2018.
- [42] M.V. Naik and P. Samuel, “Analysis of Ripple Current, Power Losses and High Efficiency of DC–DC Converters for Fuel Cell Power Generating Systems,” *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, Vol. 59, pp. 1080-1088, 2016.
- [43] B.S. Revathi and P. Mahalingam, “Non-Isolated High Gain DC–DC Converter with Low Device Stress and Input Current Ripple,” *IET Power Electron.*, Vol. 11, No. 15, pp. 2553-2562, 2018.
- [44] Y. Wu, Y. Mustafa, Y. Lu, A. Ruderman and R.P. Martins: “A Switched-Capacitor Power Converter with Unequal Duty Cycle for Ripple Reduction and Efficiency Improvement,” *Microelectronics J.*, Vol. 104, 104888, 2020.
- [45] S. Abbasian, M. Farsijani, M. T. Bina, A. Abrishamifar, A. Hosseini and W. A. Shahirinia, “An Interleaved Non-Isolated High Gain Soft Switching DC–DC Converter with Small Input Current Ripple,” *IET Power Electronics*, Vol. 19, 2022.
- [46] 川上博, 小林邦博, “非線形方程式に現れる分岐集合の計算” *電子情報通信学会論文誌 A*, Vol. J64-A, No. 1, pp. 88–89, 1981.
- [47] K. Tsumoto, T. Ueta, T. Yoshinaga and H. Kawakami, “Bifurcation Analyses of Nonlinear Dynamical System: From Theory to Numerical Computations,” *Nonlinear Theory and Its Applications*, *IEICE*, Vol. 3, No. 4, pp. 458–476, 2012.
- [48] H. Asahara and T. Kousaka, “Stability Analysis Based on Monodromy Matrix for Switched Dynamical Systems,” *Nonlinear Theory and Its Applications*, *IEICE*, Vol. 12, No. 3, pp. 237–256, 2021.
- [49] L.C. Ding, A. Akbarzadeh and A. Date, “Electric Power Generation Via Plate Type Power Generation Unit from Solar Pond Using Thermoelectric Cells,” *Applied Energy*, Vol. 183, pp. 61–76, 2016.
- [50] Gagan K. Goyal and T. Dasgupta, “Fabrication and testing of  $Mg_2Si_{1-x}Sn_x$  based thermoelectric generator module,” *Materials Science & Engineering B*, Vol. 272, 115338, 2021.
- [51] S. Lineykin and S. Ben-Yaakov, “Modeling and Analysis of Thermoelectric Modules,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 43, No. 2, pp. 505-512, 2007.

- [52] C.E. Kinsella, S.M. O' Shaughnessy, M.J. Deasy, M. Duffy and A.J. Robinson, "Battery Charging Considerations in Small Scale Electricity Generation from a Thermoelectric Module," *Applied Energy*, Vol. 114, pp. 80-90, 2014.
- [53] M. G. Villalva, J. R. Gazoli and E. R. Filho, "Comprehensive Approach to Modeling and Simulation of Photovoltaic Arrays," *IEEE Trans Power Electron*, Vol. 24, No. 5, pp. 1198–1208, 2009.
- [54] T. Kousaka, S. Osada, H. Kato and H. Asahara: "Mathematical Analysis for Homoclinic Bifurcation in a DC–DC Converter with a Photovoltaic Module Expressed by a Piecewise-Linear Characteristic," *IEEJ Trans. Electrical and Electronic Engineering*, Vol. 14, No. 9, pp. 1422–1423, 2019.
- [55] R. Fujikawa and T. Saito, "Dimensionality Reduction of Parameters in a Boost Converter with PV Input," *IEICE Nonlinear Theory and Its Applications*, Vol. 13, No. 2, pp. 403–408, 2022.
- [56] A. Abusorrah, M.M. Al-Hindawi, Y. Al-Turki, K. Mandal, D. Giaouris, S. Banerjee, S. Voutetakis and S. Papadopoulou, "Stability of a Boost Converter fed From Photovoltaic Source," *Solar Energy*, Vol. 98 C, pp. 458-471, 2013.
- [57] M.M. Al-Hindawi, A. Abusorrah, Y. Al-Turki, D. Giaouris, K. Mandal and S. Banerjee, "Nonlinear Dynamics and Bifurcation Analysis of a Boost Converter for Battery Charging in Photovoltaic Applications," *International J. Bifurcation and Chaos*, Vol. 24, No. 11, pp. 1450142-1–1450142-12, 2014.
- [58] B. Hayes, M. Condon and D. Giaouris, "Application of the Filippov Method to PV-fed DC–DC Converters Modeled as Hybrid-DAEs," *Engineering Reports*, Vol. 2, No. 9, pp. e12237, 2020.
- [59] 瀧上剛毅, 飯田幸満, 根葉保彦, "太陽電池出力式を用いた昇圧チョッパの動作解析," 平成10年度電気関係学会九州支部連合大会論文集, p. 778, 1998.
- [60] J. Park and S. Kim, "Maximum Power Point Tracking Controller for Thermoelectric Generators with Peak Gain Control of Boost DC–DC Converters," *Journal of Electronic Materials*, Vol. 41, pp. 1242–1246, 2012.

- [61] N. Phillip, O. Maganga, K. Burnham, M.A. Ellis, S. Robinson, J. Dunn and C. Rouaud, "Investigation of Maximum Power Point Tracking for Thermoelectric Generators," *Journal of Electronic Materials*, Vol. 42, No. 7, pp. 1900-1906, 2013.
- [62] 小玉祐太, 吉田俊哉, 宮下收 "車載用太陽光発電システムにおける最大電力点追従制御の高速化の有効性に関する検討", *電気学会論文誌D (産業応用部門誌)*, Vol. 133, No. 8, pp. 845-851, 2013.
- [63] H. Rezk and A.M. Eltamaly, "A Comprehensive Comparison of Different MPPT Techniques for Photovoltaic Systems," *Solar Energy*, Vol. 112, pp. 1-11, 2015.
- [64] B. Bendib, H. Belmili and F. Krim, "A Survey of the Most Used MPPT Methods: Conventional and Advanced Algorithms Applied for Photovoltaic Systems," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, Vol. 45, pp. 637-648, 2015.
- [65] A. Ba, C.O. Ehssein, M.E.M.O.M. Mahmoud, O. Hamdoun and A. Elhassen, "Comparative Study of Different DC/DC Power Converter for Optimal PV System Using MPPT (P&O) Method," *Applied Solar Energy*, Vol. 54, No. 4, pp. 235-245, 2018.
- [66] 梶川武信, "熱電発電の現状とその安全性の考え方", *安全工学*, Vol. 53, No. 6, pp. 477-484, 2014.
- [67] 奥井伸宜, "Engine in the Loop を適用したハイブリッド重量車の燃料消費率および排出ガスの評価手法に関する検討", *自動車技術会論文集*, Vol. 50, No. 2, pp. 616-621, 2013.
- [68] D. Auerbach, P. Cvitanović, J. Eckmann, G. Gunaratne and I. Procaccia, "Exploring Chaotic Motion Through Periodic Orbits," *Physical Review Letters*, Vol. 58, No. 23, 2387, 1987.
- [69] T. Kousaka, T. Ueta, Y. Ma and H. Kawakami, "Control of Chaos in a Piecewise Smooth Nonlinear System," *Chaos, Solitons and Fractals*, Vol. 27, No. 4, pp. 1019-1025, 2006.
- [70] D. Ito, T. Ueta, T. Kousaka, J. Imura and K. Aihara, "Controlling Chaos of Hybrid Systems by Variable Threshold Values," *International Journal of Bifurcation and Chaos*, Vol. 24, No. 10, pp. 1450125-1-1450125-12, 2014.

## 業績

### 学術論文

- [1] **S. Uchino**, S. Aoki, T. Kousaka and H. Asahara, “A Unique Bifurcation Structure in One-Dimensional Model of Current-Controlled Step-Up DC-DC Converter with Photovoltaic Module,” Transactions of ISCIE, Vol. 36, No. 6, pp. 155-162, 2023.
- [2] 麻原寛之, **内野翔太**, 高坂拓司, “排熱発電用電力変換回路,” システム／制御／情報, Vol. 65, No. 6, pp. 213-218, 2021.
- [3] **S. Uchino** and H. Asahara, “Analysis and Experimental Approaches for Controlling Unstable Oscillation by Changing Switching Timing in an Interrupted Electric Circuit,” Journal of Signal Processing, Vol. 24, No. 4, pp. 137-140, July 2020.
- [4] **S. Uchino**, Y. Maeda, T. Iida, H. Ohtagaki, T. Kousaka and H. Asahara, “Bifurcation Analysis in an Interrupted Dynamical System with State Dependent Input,” Transactions of ISCIE, Vol. 33, No. 1, pp. 24-30, 2020.

### 国際会議

- [1] A. Yokota, T. Kousaka, **S. Uchino**, T. Iida and H. Asahara, “Study of Nonlinear Phenomena in High Step-up DC-DC Converter with TEM,” Proc. of 2023 International Symposium on Nonlinear Theory and Its Applications (NOLTA2023), pp. 356-359, 2023. (Catania, Italy)
- [2] D. Hozumi, **S. Uchino**, T. Kousaka and H. Asahara, “Numerical Analysis for Stability of DC-DC Converter with TEM,” Proc. of 2023 International Symposium on Nonlinear Theory and Its Applications (NOLTA2023), pp. 5-8, 2023. (Catania, Italy)
- [3] D. Hozumi, **S. Uchino**, T. Kousaka and H. Asahara, “Study of Nonlinear Phenomena in Current-Mode Controlled DC-DC Converter with TEM Via a Closed-Form Mapping Without Approximation,” Proc. of 2022 International Symposium on Nonlinear Theory and Its Applications (NOLTA2022), pp. 37-40, 2022. (Online)
- [4] D. Hozumi, **S. Uchino**, T. Kousaka and H. Asahara, “Comparative Study of Nonlinear Dynamics in DC-DC Converter with TEM,” Proc. of 19th International SoC Conference (ISOCC2022), pp. 223-224, 2022. (Gangwon-do, Korea)
- [5] Y. Furutani, T. Kousaka, **S. Uchino** and H. Asahara, “A Simple Approach of Stability Analysis and MPPT Control in DC-DC Converter with TEM,” Proc. of 19th International SoC

- Conference (ISOCC2022), pp. 225-226, 2022. (Gangwon-do, Korea)
- [6] Z. Umer, **S. Uchino**, T. Iida and H. Asahara, “Experimental Study of a Low Power DC-DC Converter with TEM,” The 54th ISCIE International Symposium on Stochastic Systems Theory and Its Applications (SSS2022), p.65, 2022. (Nara, Japan)
- [7] **S. Uchino**, N. Kasa, T. Morioka, T. Kato and H. Asahara, “Basic study of circuit performance for parallel connected DC-DC converter with TEM ,” The 54th ISCIE International Symposium on Stochastic Systems Theory and Its Applications (SSS2022), p.6, 2022. (Nara, Japan)
- [8] **S. Uchino**, T. Kousaka, S. Aoki and H. Asahara, “Analysis of a One-Dimensional Model of DC-DC Converter with TEM,” Proc. The 2021 Nonlinear Science Workshop (NLSW2021), NLSW-5, 2021. (Online)
- [9] **S. Uchino**, T. Kousaka and H. Asahara, “Relationship of Bifurcation and Power Conversion Efficiency in DC-DC Converter with TEM,” 2021 IEEE International Future Energy Electronics Conference (IFEEEC2021), 220150, 2021. (Online)
- [10] S. Aoki, T. Kousaka, **S. Uchino**, D. Hozumi and H. Asahara, “A Simple Approach of Stability Analysis and MPPT Control in DC-DC Converter with TEM,” Proc. of 18th International SoC Conference (ISOCC2021), pp. 177-178, 2021. (Jeju, Korea)
- [11] **S. Uchino**, T. Kousaka and H. Asahara, “Analysis of a Simple Model of DC-DC Converter with TEM,” Proc. of 2021 International Workshop on Nonlinear Circuits, Communications and Signal Processing (NCSP2021), pp. 121-124, 2021. (Online)
- [12] **S. Uchino**, S. Aoki, T. Kousaka and H. Asahara, “Stability Analysis of Fixed Point in DC-DC Converter Connected to Photovoltaic Module Without Using Linearized ODE Model,” Proc. IEEE Workshop on Nonlinear Circuit Networks (NCN ’ 20), pp.80-83, 2020.
- [13] S. Aoki, S. Hanafusa, **S. Uchino**, H. Ohtagaki, T. Kousaka and H. Asahara, “Bifurcation Phenomena in a Simple Model of DC-DC Converter with Photovoltaic Module,” Proc. of 2020 International Symposium on Nonlinear Theory and Its Applications (NOLTA2020), pp. 471-474, 2020. (Online)
- [14] **S. Uchino** and H. Asahara, “Controlling an Unstable Periodic Waveform Using Evolution

- of Perturbation in Hybrid Dynamical Systems,” Proc. of 2020 International Workshop on Nonlinear Circuits, Communications and Signal Processing (NCSP2020), pp. 571-574, 2020. Student Paper Award
- [15] **S. Uchino**, T. Kousaka, H. Ohtagaki, K. Shinohara and H. Asahara, “Behavior of Current-Controlled DC-DC Converter with TEM,” Proc. IEEE Workshop on Nonlinear Circuit Networks (NCN ’ 19), pp.55-56, 2019.
- [16] **S. Uchino**, T. Yamamoto, F. Mohamad, K. Shinohara, T. Iida, T. Kousaka, H. Ohtagaki and H. Asahara, “Basic circuit design of high step-up ratio DC-DC converter,” Proc. of 16th International SoC Conference (ISOCC2019), SS2-3, 208, 2019.
- [17] **S. Uchino**, H. Ohtagaki, T. Kousaka, H. Asahara, “Nonlinear Phenomena in an Interrupted Electric Circuit with State Dependent Input,” The 12th CHAOS 2019 International Conference (CHAOS2019), pp. 106-107, 2019. (Crete, Greece)
- [18] H. Asahara, N. Kasa, T. Kousaka, **S. Uchino**, T. Fujii and T. Iida, “Fail safe DC-DC converter with thermoelectric modules,” Proc. of 2019 International Workshop on Nonlinear Circuits, Communications and Signal Processing (NCSP2019), pp. 196-199, 2019. (Hawaii, USA)
- [19] **S. Uchino**, T. Iida, N. Kasa, T. Kousaka, H. Ohtagaki, K. Shinohara and H. Asahara, “A Basic Circuit Design of Pile-up DC-DC Converters,” Proc. of 2018 International Symposium on Nonlinear Theory and Its Applications (NOLTA2018), pp. 65-68, 2018. (Tarragona, Spain)

#### 国内会議

- [1] 穂積大樹, **内野翔太**, 高坂拓司, 麻原寛之, “熱電池を有する DC-DC コンバータの局所的分岐現象の解析”, 2023 年 電気学会電子・情報・システム部門大会, pp. 1810-1811, 2023. (北海道)
- [2] 穂積大樹, **内野翔太**, 高坂拓司, 麻原寛之, “熱電池を接続した DC-DC コンバータの固定点安定性解析”, 2023 年電子情報通信学会 NOLTA ソサイエティ大会大会, NLS-35, 2023. (東京都)
- [3] **内野翔太**, 麻原寛之, “Poincaré 写像を必要としない合成力学系に適用可能なスイッチングリプル低減手法の提案と実証”, 2022 年電子情報通信学会ソサイエティ大会講演論文

- 集, N-1-1, p. 99, 2022. (オンライン)
- [4] 穂積大樹, 内野翔太, 高坂拓司, 麻原寛之, “熱電池を有する電流制御型 DC-DC コンバータの実験的検証”, 2022 年電子情報通信学会 NOLTA ソサイエティ大会大会, NLS-25, 2022. (大阪府)
- [5] 秦金愷, 麻原寛之, 高坂拓司, 内野翔太, “熱電池を接続した高昇圧比 DC-DC コンバータの実験的検討”, 2021 年電気学会電子・情報・システム部門大会, pp. 1280-1281, 2021. (オンライン)
- [6] 山下民宗, 青木諭志, 麻原寛之, 高坂拓司, 内野翔太, “断続回路における不安定周期軌道の一推定法”, 2021 年電気学会電子・情報・システム部門大会, pp. 1278-1279, 2021. (オンライン)
- [7] 英慎一朗, 高坂拓司, 内野翔太, 青木諭志, 麻原寛之, “太陽電池を有する DC-DC コンバータにみられる分岐構造に関する一考察”, 2021 年電子情報通信学会総合大会講演論文集, N-1-28, p. 235, 2021. (オンライン)
- [8] 内野翔太, 飯田努, 高坂拓司, 麻原寛之, “熱電池を有する DC-DC コンバータの安定性解析とパラメータ設計”, 令和 3 年度電気学会全国大会講演論文集, WEB18-C3, p.4-062, 2021. (オンライン)
- [9] 内野翔太, 飯田努, 高坂拓司, 太田垣博一, 麻原寛之, “周期的に変動する閾値が熱電池を有する DC-DC コンバータに及ぼす安定化効果の検証”, 2020 年電子情報通信学会総合大会講演論文集, N-1-14, p. 253, 2020. (広島県)
- [10] 内野翔太, 高坂拓司, 太田垣博一, 麻原寛之, “排熱発電用 DC-DC コンバータの基礎設計”, 2018 年電子情報通信学会ソサイエティ大会, N-1-3, p. 102, 2018. (石川県)

### 国内研究会

- [1] 横田歩大, 高坂拓司, 内野翔太, 麻原寛之, “熱発電モジュールを有する高昇圧比 DC-DC コンバータの動作解析”, 電子情報通信学会技術報告, Vol. 123, No. 21, NLP2023-10, pp. 41-44, 2023 年. (福島県)
- [2] 香西貴典, 尾崎貴弥, 小松実, 川端明洋, 内野翔太, 朴英樹, 藤原健志, 釜野勝, 長谷川竜生, 中村雄一, 松本高志, “地域共創を目指した電気技術イノベーション実習の取り組みと実践”, 2022 年電気学会教育フロンティア研究会, FIE-22-014, pp. 25-27, 2022 年. (オン

ライン)

- [3] 穂積大樹, 牧野新, 近藤千尋, 内野翔太, 高坂拓司, 青木諭志, 麻原寛之, “熱電池を接続した DC-DC コンバータの動作検証”, 電子情報通信学会技術報告, Vol. 121, No. 335, NLP2021-70, pp. 5-8, 2022 年. (オンライン)
- [4] 内野翔太, 高坂拓司, 青木諭志, 麻原寛之, “熱電池を有する電流制御昇圧型 DC-DC コンバータの 1 次元モデルの提案と解析”, 電子情報通信学会技術報告, Vol. 121, No. 307, NLP2021-56, pp. 57-60, 2021 年. (オンライン)
- [5] 内野翔太, 高坂拓司, 青木諭志, 麻原寛之, “太陽電池を有する電流制御型 DC-DC コンバータにみられる低周波振動の発生メカニズム”, 電子情報通信学会技術報告, Vol. 120, No. 330, NLP2020-51, pp. 58-63, 2021 年. (オンライン)
- [6] 内野翔太, 根葉保彦, 太田垣博一, 篠原健太, 麻原寛之, “閾値に印加する微小振幅を最適化した電流制御型 DC-DC コンバータの動作解析”, 電子情報通信学会技術報告, Vol. 119, No. 381, NLP2019-90, pp.31–35, 2020. (沖縄県)
- [7] 内野翔太, 飯田努, 太田垣博一, 高坂拓司, 麻原寛之, “熱電池特性を考慮した合成力学系の分岐解析”, 電子情報通信学会技術報告, Vol. 119, No. 209, NLP2019-46, pp.55–58, 2019. (高知県)
- [8] 内野翔太, 太田垣博一, 高坂拓司, 麻原寛之, “状態依存型入力を受ける合成力学系の動的挙動”, 電子情報通信学会技術報告, Vol. 118, No. 413, NLP2018-118, pp.117–120, 2018. (北海道)
- [9] 麻原寛之, 飯田努, 笠展幸, 太田垣博一, 内野翔太, 藤井貴志, 高坂拓司, “熱電用電力変換回路のフォールトトレラント設計と回路動作検証”, 電子情報通信学会技術報告, Vol. 118, No. 413, NLP2018-104, pp.47–50, 2018. (北海道)

#### 受賞歴

- [1] 岡山理科大学 工学研究科 学術奨励賞, 2024 年
- [2] 岡山理科大学 工学研究科 研究奨励賞, 2021 年
- [3] 非線形ワークショップ 優秀オーラル発表賞, 2021 年
- [4] 2020 RISP International Workshop on Nonlinear Circuits and Signal Processing Student Paper Award.