

DC/DCコンバータの簡略化モデルの動作解析 と安定化

松本, 貴暁 / MATSUMOTO, Takaaki

(発行年 / Year)

2012-03-24

(学位授与年月日 / Date of Granted)

2012-03-24

(学位名 / Degree Name)

修士(工学)

(学位授与機関 / Degree Grantor)

法政大学 (Hosei University)

2011年度 修士論文

論文題名 DC/DCコンバータの簡略化モデルの
動作解析と安定化

指導教授 齋藤 利通 教授

法政大学大学院工学研究科
電気工学専攻修士課程

学生証番号：10R3134

マツモト タカアキ

氏名 松本 貴暁

あらまし

本修士論文ではスイッチトダイナミカルシステムである DC/DC コンバータの簡略化モデルについて考察する。はじめに定電圧源入力単体の DC/DC コンバータについて述べる。単体の DC/DC コンバータでは 1 次元マップを用いて回路の動作を解析し、不動点の安定性を調べる。解析には区分定数モデルを使い無次元化したものを使う。さらに回路実験を行い、現象の確認を行う。

次に定電圧源入力並列の DC/DC コンバータについて述べる。この回路では近似を用いず解析した。現象を解析し不安定周期解を見つける。また、その結果で得た不安定周期解を安定化する。安定化のルールには時間制御を用いる。さらに回路実験を行い、現象の確認を行う。

次に光電変換素子を入力とした DC/DC コンバータについて述べる。入力の光電変換素子を等価回路で表し、電流制御電圧源で近似をして動作解析する。さらに回路実験を行い、現象の確認を行う。

Abstract

Analysis and stabilization of simple model DC / DC converter

This paper studies a switched dynamical system based on a simple model DC / DC converters. First, we consider the single DC / DC converter with constant voltage input. In order to analyze system dynamics, we adopt a piecewise constant modeling, extract essential parameters in a dimensionless circuit equation. Applying the mapping procedure, we have analyzed stability of fixed points. We have implemented a simple test and analyzed the phenomena. Second, we consider the parallel DC / DC converters with constant voltage input. The circuit dynamics is described by piecewise linear equation where internal resistance of inductor is not omitted. And to stabilize the unstable waveform that obtained in the result. We used the temporal control rule for stabilization. We have implemented a simple test and analyzed the phenomena. Third, we consider the DC / DC converter with a photo-voltaic input. Input of photo-voltaic was expressed by an equivalent circuit. And approximate equivalent circuit by current-controlled voltage source. We have implemented a simple test and analyzed the phenomena.

目次

第1章	まえがき	7
第2章	定電圧源入力単体 DC/DC コンバータの動作解析	10
2.1	まえがき	10
2.2	定電圧源入力単体 DC/DC コンバータ	10
2.3	リターンマップ	12
2.4	試作した回路での実験	12
2.5	むすび	13
第3章	定電圧源入力並列化 DC/DC コンバータの動作解析と安定化	26
3.1	まえがき	26
3.2	定電圧源入力並列 DC/DC コンバータ	26
3.3	安定化法	28
3.4	試作した回路での実験	29
3.5	むすび	30
第4章	光電変換入力 DC/DC コンバータの動作解析	43
4.1	まえがき	43
4.2	光電変換入力 DC/DC コンバータ	43
4.3	試作した回路での実験	46
4.4	むすび	46
第5章	結論	61

目 次

1.1	DC/DC コンバータの概略図	9
2.1	単体の DC/DC コンバータの概略図	14
2.2	典型的な時間波形 $a = 3, b = 4$	15
2.3	マップの設定	16
2.4	時間波形とマップ $a = 1, b = 0.5$	17
2.5	時間波形とマップ $a = 1, b = 1$	18
2.6	時間波形とマップ $a = 2, b = 3$	19
2.7	時間波形とマップ $a = 0.5, b = 1$	20
2.8	単体 DC/DC コンバータの試作回路図	21
2.9	観測した波形図 $L = 100[mH], R_1 = 51[\Omega], R_2 = 1[k\Omega], R_3 = 2[k\Omega], V_{in} =$ $5[V], V_o = 1.74[V], J = 3[mA], f = 6[kHz], T = 0.17[ms]$	22
2.10	観測した波形図 $L = 100[mH], R_1 = 51[\Omega], R_2 = 1[k\Omega], R_3 = 2[k\Omega], V_{in} =$ $5[V], V_o = 1.75[V], J = 3[mA], f = 6[kHz], T = 0.17[ms]$	23
2.11	観測した波形図 $L = 100[mH], R_1 = 51[\Omega], R_2 = 1[k\Omega], R_3 = 2[k\Omega], V_{in} =$ $5[V], V_o = 2.00[V], J = 3[mA], f = 6[kHz], T = 0.17[ms]$	24
2.12	観測した波形図 $L = 100[mH], R_1 = 51[\Omega], R_2 = 1[k\Omega], R_3 = 2[k\Omega], V_{in} =$ $5[V], V_o = 2.50[V], J = 3[mA], f = 6[kHz], T = 0.17[ms]$	25
3.1	並列化ブーストコンバータの概要図	31
3.2	ルールを適用してスイッチングしたときの電流波形の例	32
3.3	二相同期状態の波形 ($\epsilon_1 = \epsilon_2 = 6666 \alpha_1 = \alpha_2 = 1, \beta_1 = \beta_2 = 3.5, \gamma_1 =$ $\gamma_2 = 0.1$)	33

3.4	不安定周期解の波形 ($\epsilon_1 = \epsilon_2 = 6666$, $\alpha_1 = \alpha_2 = 3.5$, $\beta_1 = \beta_2 = 1$, $\gamma_1 = \gamma_2 = 0.1$)	34
3.5	安定化した波形 ($\epsilon_1 = \epsilon_2 = 6666$, $\alpha_1 = \alpha_2 = 3.5$, $\beta_1 = \beta_2 = 1$, $\gamma_1 = \gamma_2 = 0.1$)	35
3.6	安定化した波形のリターンマップ. 不動点 x_s の傾き : 0.81	36
3.7	試作回路図	37
3.8	二相同期状態の波形 ($V_{in} = 2.06[V]$, $T = 0.11$ [ms], $L_1 = L_2 = 300$ [mH], $R_{L1} = R_{L2} = 1$ [k Ω], $C_1 = C_2 = 0.1$ [μ F], $R_{C1} = R_{C2} = 5$ [k Ω], $R_1 = R_2 = 10$ [k Ω], $J_- = 0.5$ [mA], 横軸: 50 [μ s], 縦軸:200[mV]) . . .	38
3.9	不安定周期解状態の波形 ($V_{in} = 2.88$ [V], $T = 0.11$ [ms], $L_1 = L_2 = 300$ [mH], $R_{L1} = R_{L2} = 1$ [k Ω], $C_1 = C_2 = 0.1$ [μ F], $R_{C1} = R_{C2} = 5$ [k Ω], $R_1 = R_2 = 10$ [k Ω], $J_- = 0.5$ [mA], 横軸: 50 [μ s], 縦軸:200[mV]) . . .	39
3.10	安定化法を適応した試作回路図	40
3.11	安定化前の波形 ($V_{in} = 2.88$ [V], $T = 0.11$ [ms], $L_1 = L_2 = 300$ [mH], $R_{L1} = R_{L2} = 1$ [k Ω], $C_1 = C_2 = 0.1$ [μ F], $R_{C1} = R_{C2} = 5$ [k Ω], $R_1 = R_2 = 10$ [k Ω], $J_- = 0.5$ [V], 横軸: 50 [μ s], 縦軸:200[mV]) . . .	41
3.12	安定化後のの波形 ($V_{in} = 2.88$ [V], $T = 0.11$ [ms], $L_1 = L_2 = 300$ [mH], $R_{L1} = R_{L2} = 1$ [k Ω], $C_1 = C_2 = 0.1$ [μ F], $R_{C1} = R_{C2} = 5$ [k Ω], $R_1 = R_2 = 10$ [k Ω], $J_- = 0.5$ [V], 横軸: 50 [μ s], 縦軸:200[mV]) . . .	42
4.1	PV 入力ブーストコンバータの概要図	47
4.2	PV システムを等価回路で表した回路図	48
4.3	ルールを適用してスイッチングしたときの電流波形の例	49
4.4	典型的な波形例 1 $\alpha = 1$, $\beta = 9$, $\gamma = 0.2$, $k = 0.2$, $X_- = 0.7$, $m_1 = 0.2 \times 10^{-3}$, $m_2 = 0.8 \times 10^{-3}$, and $m_3 = 0.2 \times 10^{-3}$	50
4.5	典型的な波形例 2 $\alpha = 2$, $\beta = 9$, $\gamma = 0.2$, $k = 0.2$, $X_- = 0.7$, $m_1 = 0.2 \times 10^{-3}$, $m_2 = 0.8 \times 10^{-3}$, and $m_3 = 0.2 \times 10^{-3}$	51

4.6	典型的な波形例 3 $\alpha = 3, \beta = 9, \gamma = 0.2, k = 0.2, X_- = 0.7, m_1 = 0.2 \times 10^{-3}, m_2 = 0.8 \times 10^{-3},$ and $m_3 = 0.2 \times 10^{-3}$	52
4.7	典型的な波形例 4 $\alpha = 4, \beta = 9, \gamma = 0.2, k = 0.2, X_- = 0.7, m_1 = 0.2 \times 10^{-3}, m_2 = 0.8 \times 10^{-3},$ and $m_3 = 0.2 \times 10^{-3}$	53
4.8	試作回路図	54
4.9	太陽光パネルの特性測定回路	55
4.10	使用した太陽光パネルの特性	56
4.11	典型的な波形の例 1 $I_{SC} = 6.1[\text{mA}], L = 300[\text{mH}], R_o = 10[\text{k}\Omega], R_L = 1[\text{k}\Omega], C_{in} = 0.01[\mu\text{ F}], C_o = 0.001[\mu\text{ F}], R_1 = R_2 = 1[\text{k}\Omega],$ and $T = 7.9[\text{kHz}].$	57
4.12	典型的な波形の例 2 $I_{SC} = 6.3[\text{mA}], L = 300[\text{mH}], R_o = 10[\text{k}\Omega], R_L = 1[\text{k}\Omega], C_{in} = 0.01[\mu\text{ F}], C_o = 0.001[\mu\text{ F}], R_1 = R_2 = 1[\text{k}\Omega],$ and $T = 7.9[\text{kHz}].$	58
4.13	典型的な波形の例 3 $I_{SC} = 6.4[\text{mA}], L = 300[\text{mH}], R_o = 10[\text{k}\Omega], R_L = 1[\text{k}\Omega], C_{in} = 0.01[\mu\text{ F}], C_o = 0.001[\mu\text{ F}], R_1 = R_2 = 1[\text{k}\Omega],$ and $T = 7.9[\text{kHz}].$	59
4.14	典型的な波形の例 4 $I_{SC} = 6.8[\text{mA}], L = 300[\text{mH}], R_o = 10[\text{k}\Omega], R_L = 1[\text{k}\Omega], C_{in} = 0.01[\mu\text{ F}], C_o = 0.001[\mu\text{ F}], R_1 = R_2 = 1[\text{k}\Omega],$ and $T = 7.9[\text{kHz}].$	60

第1章 まえがき

パワーエレクトロニクス技術は、電気を適切な形に効率よく変換または制御する技術であり現代社会において重要な技術である。DC/DC コンバータはパワーエレクトロニクスの分野で重要な基本回路である。DC/DC コンバータはバッテリーなどの直流電流を変圧する回路である。そのため、家電製品や電気自動車などの様々電子機器の電源回路に使われている。また、光電変換素子に接続し DC/DC コンバータを適切に制御することによって効率よく電力を得られるシステムなどがある (PhotoVoltaic system:PV system)。そのため、小型化、高効率化、信頼性向上、など様々な観点から幅広く研究されている [1]-[2]。DC/DC コンバータはスイッチの ON と OFF の切り替えによって入力側の直流電流を適切な電圧に変圧して出力する。このスイッチによって状態が変化することから、DC/DC コンバータはスイッチトダイナミカルシステム (Switched Dynamical Systems : SDS) としても知られている。SDS はいくつかの連続時間のサブシステムからなり、そのサブシステムは非線形スイッチングによって切り替えられる。DC/DC コンバータのみならず、AD/DA コンバータやスパイキングニューロンシステムなど様々な工学的なシステムも SDS である。また、SDS はスイッチングルールによって様々な非線形現象を呈する。そのため、実用的な観点と基礎としての両方の側面から幅広く研究されている。[3]-[11] 非線形現象を解析することは、基礎研究として重要である。また実用的な観点では分岐現象を調べることによって安定な領域と不安定な領域が明らかになる。これによりシステムに対する各パラメータにの安定動作領域がわかりシステム設計に非常に有益である [8]。

本論文では DC/DC コンバータについて述べる。DC/DC コンバータは入力電圧 V_{in} と出力電圧 V_o の大小によって以下のように主に 3 つに分けられる。

- バックコンバータ : 入力電圧が出力電圧より高い降圧用コンバータ ($V_{in} > V_o$)
- ブーストコンバータ : 入力電圧が出力電圧より低い昇圧用コンバータ
($V_{in} < V_o$)
- バック-ブースト コンバータ : 昇圧も降圧の可能なコンバータ

本論文では、第2章ではバックコンバータ、第3章と第4章ではブーストコンバータをそれぞれ取り扱う。バックコンバータとブーストコンバータは、インダクター L とダイオード D 、スイッチ S 、そして RC 負荷によって構成される。バックコンバータとブーストコンバータは構成素子は同じだが接続方法が異なる。詳しい接続方法は各章にてそれぞれ解説する。スイッチの制御方法は数多くあり、その中でも一般的であるのが Voltage Mode Control (VMC) や Current Mode Control (CMC) である。本論文では CMC を用いる。また、動作解析において解析を容易にするため各パラメータを無次元化する。これによりパラメータが統合され解析が容易になる。

本論文は全5章によって構成される。本文章をまえがきとして第1章とする。第2章は単体のバックコンバータの動作解析を行う。この解析では区分定数 (Piecewise Constant : PWC) モデルを用いた。本論文では、DC/DC コンバータのスイッチ制御用のクロック周期 T が RC 負荷の時定数 RC より十分大きいとし、 RC 負荷を定電圧源とし PWC モデルとしている [9]。また、1次元マップを定義し動作を解析した。最後に回路を試作しこれらの現象を確認する。

第3章は並列接続したブーストコンバータの動作解析を行う。DC/DC コンバータを並列に接続する利点は信頼性の向上、出力波形のリップルの減少、大電流供給に有利である点である。信頼性の向上は、回路の一部が何らかの理由で故障した際に他の回路で補える場合がある。リップルの減少は電流波形位相のシフトを適切に制御することによって、負荷電流値のリップルを低減することが可能である。大電流供給では、各コンバータで負荷電流を分担できるので有利であるということである。これは、バックコンバータの場合に有利である。だが、回路の肥大化や現象の複雑化が問題となっている。本論文では RC 負荷を近似しないでシミュレーションを行い現象を解析した。

また、解析結果で得た不安定周期解をスイッチングルールを変える事により安定化を行った。最後に回路を試作しこれらの現象を確認する。

第4章は光電変換素子を入力としたDC/DCコンバータの動作解析を行う。太陽電池の特性は電流-電圧特性で表れる [3]。その特性を2区分の区分線形で表し、CCVS (Current Controlled Voltage Source) とする事で簡単化したモデルでシミュレーションを行う。最後に回路を試作しこれらの現象を確認する。このとき使用する太陽電池の特性は自作回路にて調査する。

第5章では第2章から第4章までのまとめを示し、今後の課題について示す。

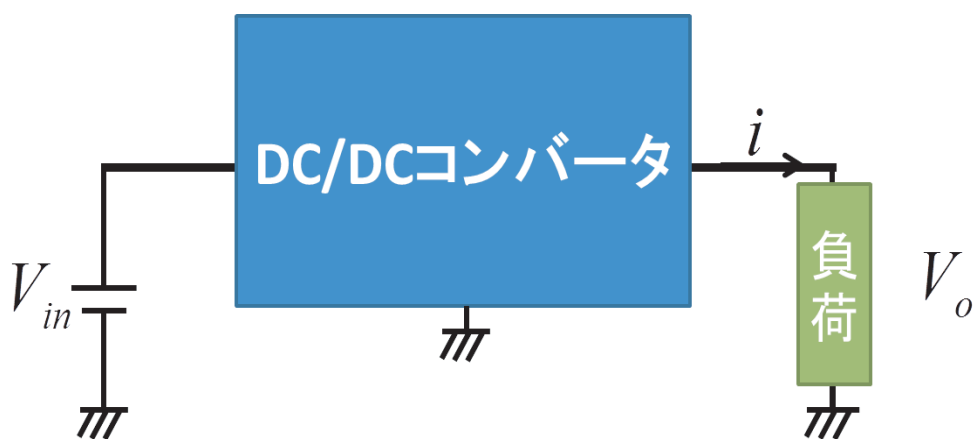


図 1.1: DC/DC コンバータの概略図

第2章 定電圧源入力単体DC/DCコンバータの動作解析

2.1 まえがき

DC/DC コンバータは、直流電流をスイッチのONとOFFを切り替えて変圧するパワーエレクトロニクス分野において重要な回路である。そのため、高効率や小型化、高信頼性などを目指して様々な研究が行われている。また、スイッチングルールによってカオス、分岐現象などの様々な非線形現象を呈するSDSとしても知られ、現象解析などの様々な研究がおこなわれている。

本章では、定電圧源が入力されるDC/DCコンバータの簡易モデルを単体のPWCモデルにおいて解析する。これは、今後の並列化したDC/DCコンバータやPV入力のDC/DCコンバータの動作解析の基礎として非常に大切である。本章で解析するDC/DCコンバータはCMCのスイッチングルールを適用し系が呈する現象を解析する。また1次元マップを用いて分岐現象を解析し、不動点の安定性を明らかにする。そして、回路実験により現象の確認をしPWCモデルにおいての解析が正しいことを示す。

2.2 定電圧源入力単体DC/DCコンバータ

定電圧源入力の単体DC/DCコンバータの概要図を図. 2.1に示す。回路は、定電圧源 V_{in} 、インダクタ L 、ダイオード D 、スイッチ S 、負荷 RC をもつ。回路のスイッチは周期 T のクロックと、上しきい値 J_+ によって制御される。スイッチ S がONでダイオード D が電流をブロックしている状態をState1、スイッチ S がOFFでダイオ-

ドDに電流が流れている状態を State2、スイッチSとダイオードD両方がOFFの状態を State3 (不連続導通モード) と定義する。

State1 : S = ON, D blocking

State2 : S = OFF, D conducting

State3 : S = OFF, D blocking

この回路において、クロック周期 T より RC 回路の時定数 RC が十分大きい ($RC \gg T$) とする。このとき、 RC 回路を定電圧源 V_o で近似することができる。これにより State1、State2、State3 での回路の動作は次式で記述される。なおインダクタから流れ出る電流を i とする。

$$L \frac{di}{dt} = \begin{cases} V_{in} - V_o & \text{for State 1} \\ -V_o & \text{for State 2} \\ 0 & \text{for State 3} \end{cases} \quad (2.1)$$

次にスイッチングルールは、以下のルールを適応する。ただし上しきい値を J_+ とする。

$$\begin{cases} \text{State 1} \rightarrow \text{State 2}, & i = J_+ \text{ のとき} \\ \text{State 2} \rightarrow \text{State 3}, & i = 0 \text{ のとき} \\ \text{State 2 or State 3} \rightarrow \text{State 1}, & t = nT \text{ のとき} \end{cases}$$

ここで解析を容易にするため以下の式を用いて無次元化をする。

$$\tau = \frac{t}{T}, x = \frac{i}{J}, a = \frac{T}{LJ}(V_{in} - V_o), b = \frac{T}{LJ}V_o, J = \frac{I_l}{I_h} \quad (2.2)$$

無次元化により回路方程式とスイッチングルールが以下のように表すことができる。

$$\frac{dx}{d\tau} = \begin{cases} a & \text{for State 1} \\ -b & \text{for State 2} \\ 0 & \text{for State 3} \end{cases} \quad (2.3)$$

$$\begin{cases} \text{State 1} \rightarrow \text{State 2}, & x = 1 \text{ のとき} \\ \text{State 2} \rightarrow \text{State 3}, & x = 0 \text{ のとき} \\ \text{State 2 or State 3} \rightarrow \text{State 1}, & \tau = n \text{ のとき} \end{cases}$$

無次元化したことにより変えることができるパラメータが a と b の2つになり解析が

容易になる。図.2.2、に典型的な時間波形の例を示す。

2.3 リターンマップ

前節の現象の安定性を解析するために1次元リターンマップを定義する。図.2.3に示すように、しきい値でのスイッチング時刻を τ_n とする。このとき、 τ_n を表す波形が二種類あるので式も二つ必要となる。 τ_{n+1} は τ_n より決定されるので、マップ $\tau_{n+1}=f(\tau_n)$ を定義できる。 τ の周期は1なので、 $\theta_n=\tau_n \bmod 1$ とすれば、リターンマップ $\theta_{n+1}=f(\theta_n) \bmod 1$ を定義できる。これは、次式で与えられる。

$$\theta_{n+1} = f(\theta_n) = \left\{ \begin{array}{ll} -p(\theta_n - 1) & \text{for } 1 - b^{-1} < \theta_n \leq 1 \\ a^{-1} + 1 & \text{for } 0 < \theta_n \leq 1 - b^{-1} \end{array} \right\} \bmod 1, \quad (2.4)$$

ただし、 $p = \frac{b}{a}$ である。

一次元マップを導入したことにより不動点の傾きにより安定性が判別できる。マップを適応したものを図. 2.4、2.5、2.6、2.7に示す。安定性は不動点の傾きによって判別する。このマップは枝の式が $\theta_{n+1} = -p(\theta_n - 1)$ または $a^{-1} + 1$ の $\bmod 1$ となっているため、不動点の傾きは p または0となる。この傾きが0の時は、 $b > 1$ の場合で時間波形においてState3が出現していると考えられる。このState3があることによって、この回路において非常に安定領域が広がっていると考えられる。このときの安定性は以下のようなになる。

$p \leq 1$:安定

$p > 1$:不安定

そのため図. 2.4、2.5、2.6は安定、図. 2.7は不安定となっていると考えられる。また、 $p = 1$ のときは図. 2.6が示すように、安定な二周期解となる。

2.4 試作した回路での実験

これまでの現象を確認するため図. 2.8に示すように回路を試作する。この回路はまず、小さい抵抗 R_1 によりインダクタ電流 i を測定する。この電流 i を減算器により電

流を電圧に変換する。このとき出力は R_2 と R_3 の比によって変化し、 $\frac{R_3}{R_2}$ 倍される。次に減算器より出力された電圧はコンパレータに入力され V_{TH} と比較される。この V_{TH} がしきい値電圧となり入力がこの電圧より高いと出力される。コンパレータの出力はセットリセットフリップフロップ回路 (SR フリップフロップ) のリセット側に入力される。この入力とクロック信号によりスイッチ S は制御される。観測した波形を図. 2.9、2.10、2.11、2.12 に示す。

観測した波形は、 V_{in} が固定し観測した。波形を見ると初め安定だが V_o が大きくなるとまず二周期解を経て不安定になり、さらに大きくしていくと State3 が出現し安定となっている。これにより、実装した回路でもパラメータを変化させることによって現象の確認ができた。

2.5 むすび

パラメータ a と b を変えることにより、回路の現象が変化することを確認した。また、1次元リターンマップを定義し、1次元リターンマップを用いた解析を行った。そして回路実装を行い、シミュレーションと同じ現象が確認した。

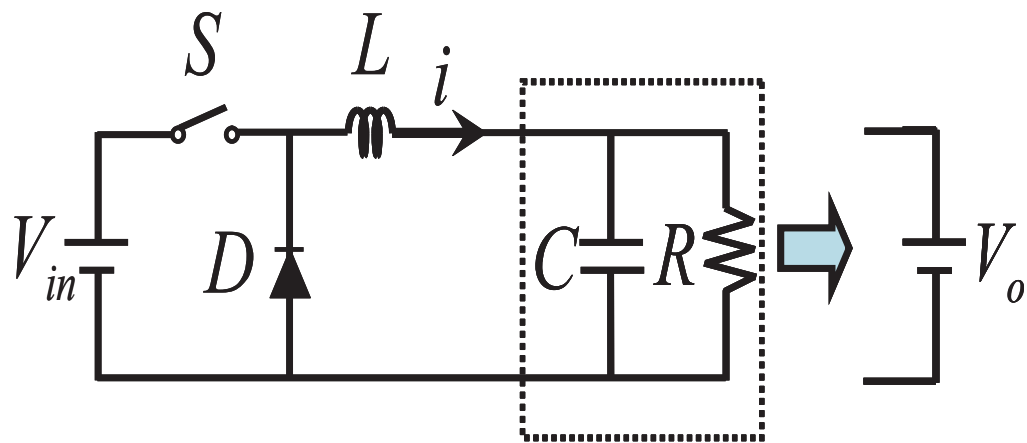


図 2.1: 単体の DC/DC コンバータの概略図

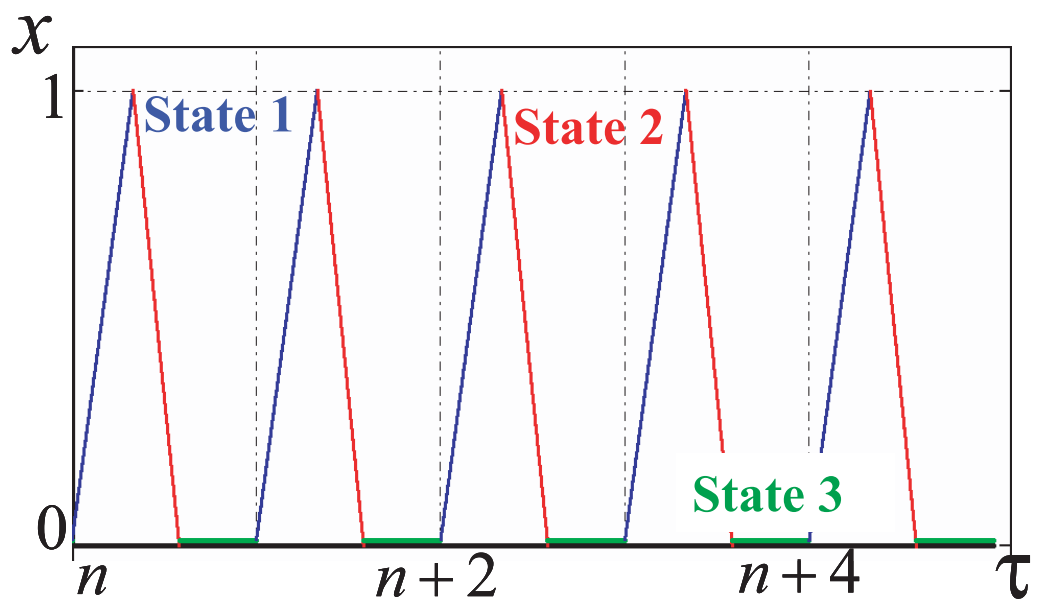


図 2.2: 典型的な時間波形 $a = 3, b = 4$

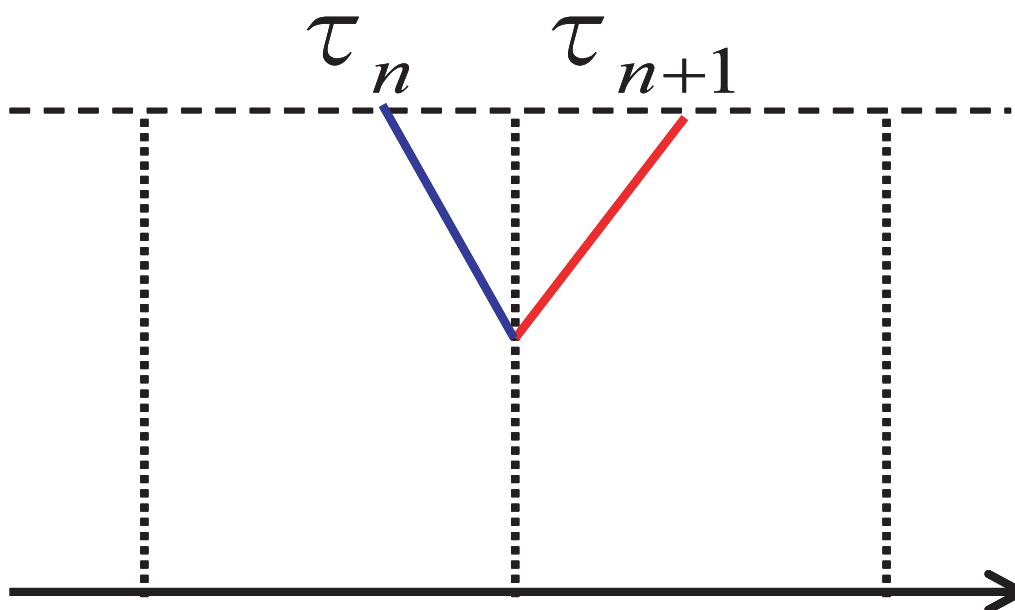
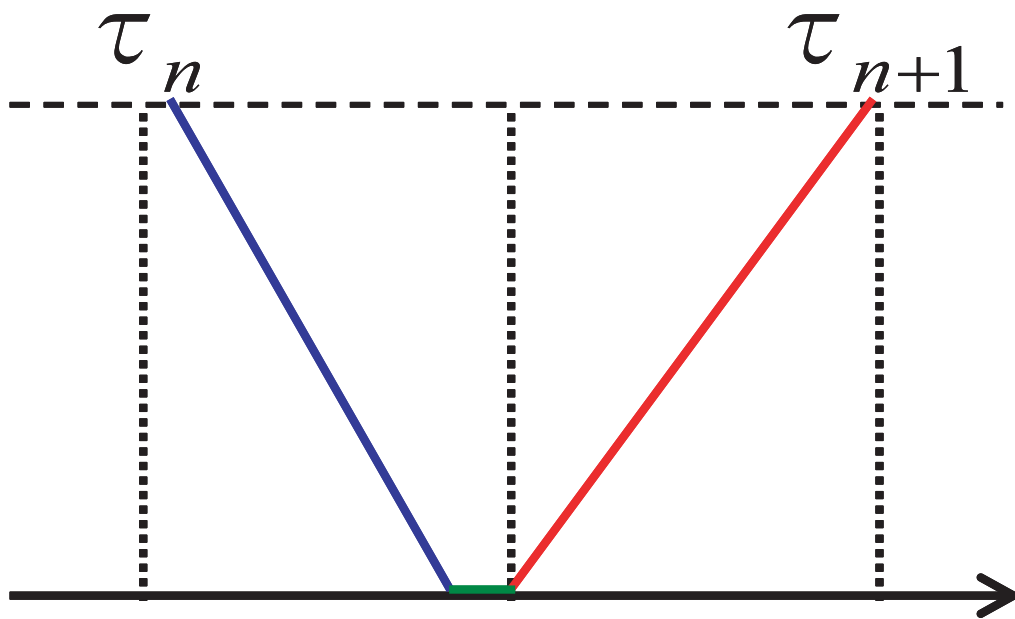


図 2.3: マップの設定

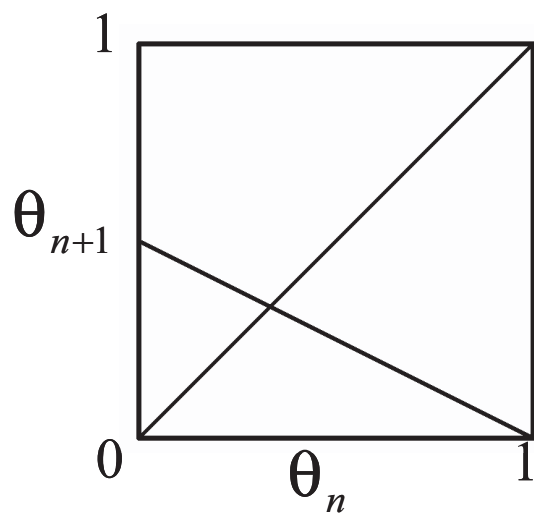
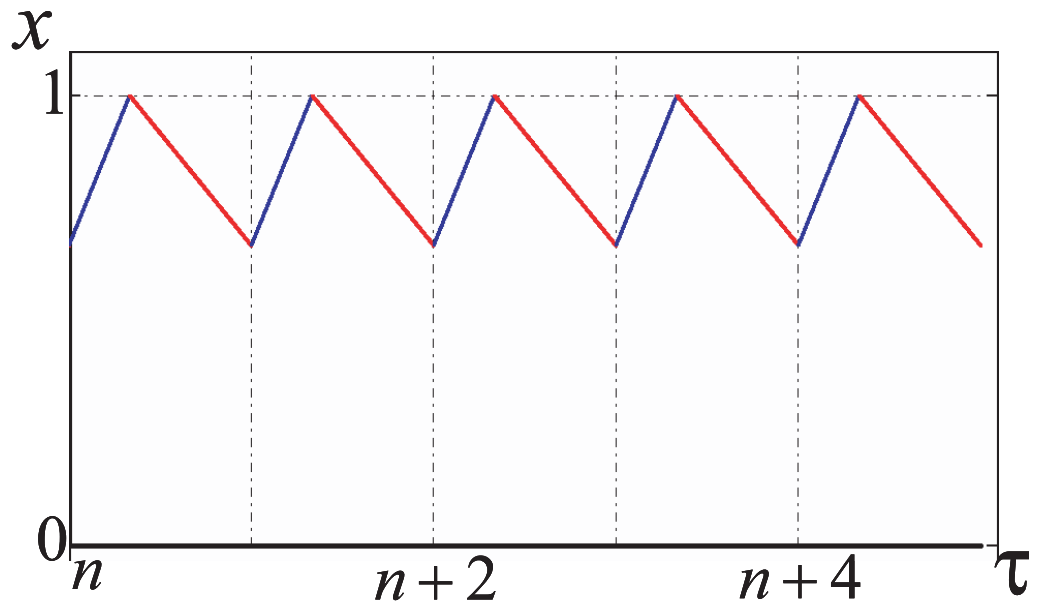


図 2.4: 時間波形とマップ $a = 1, b = 0.5$

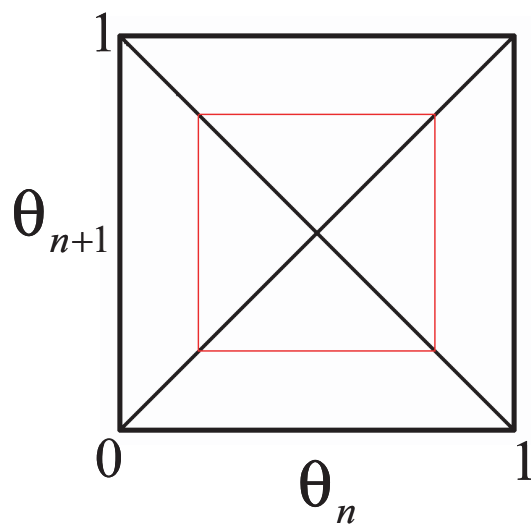
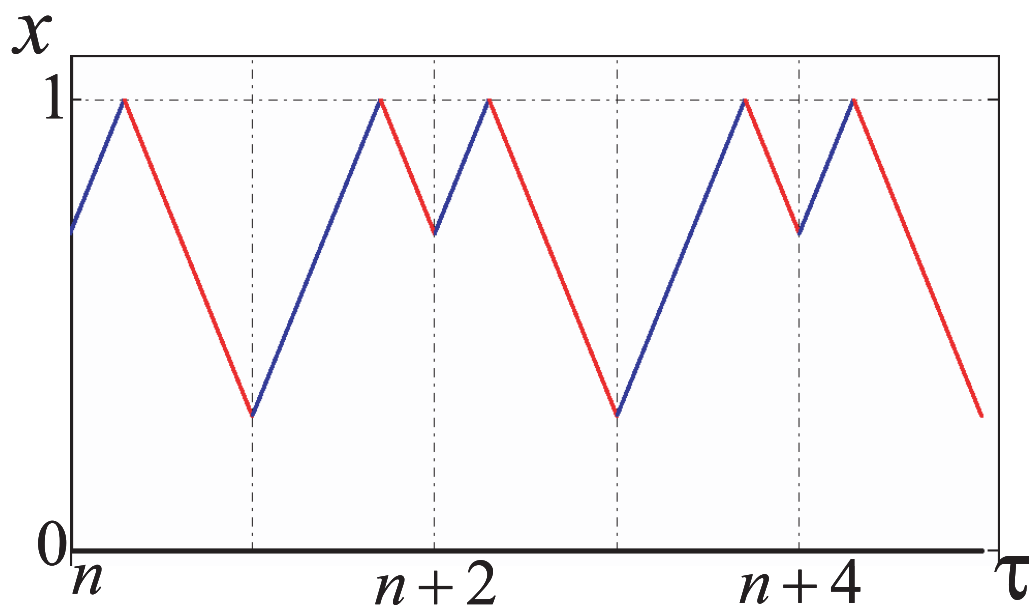


図 2.5: 時間波形とマップ $a = 1, b = 1$

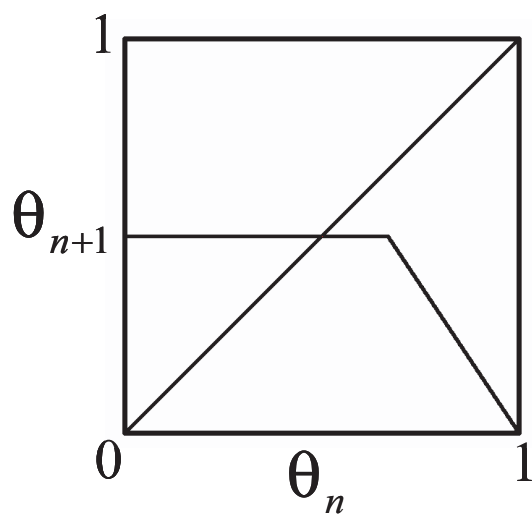
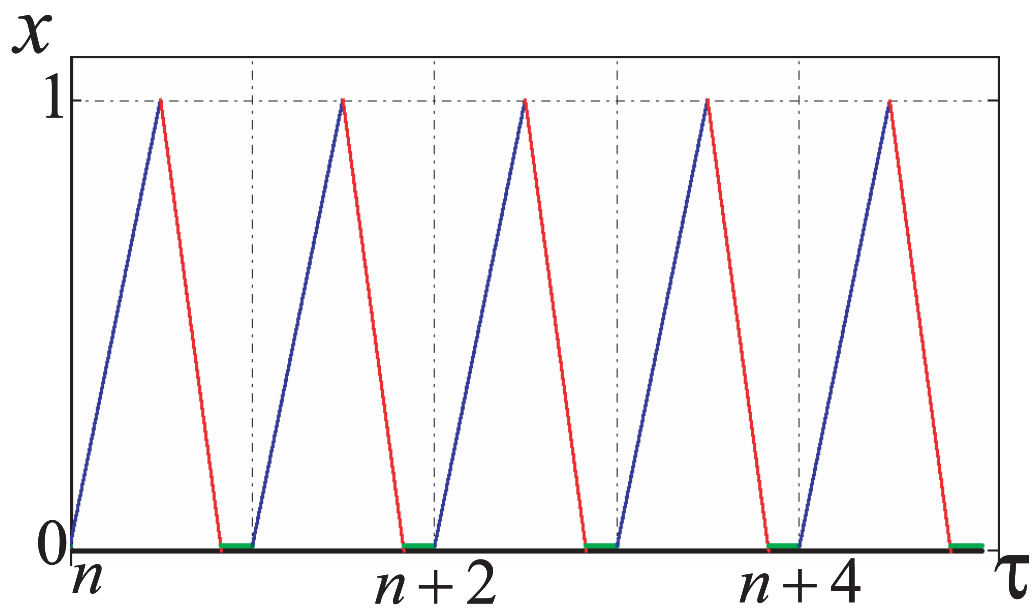


図 2.6: 時間波形とマップ $a = 2, b = 3$

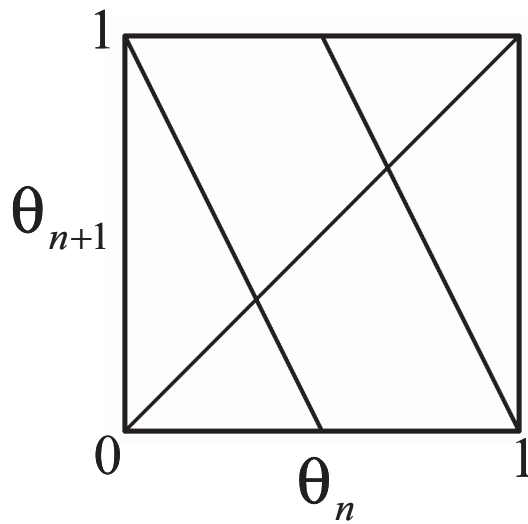
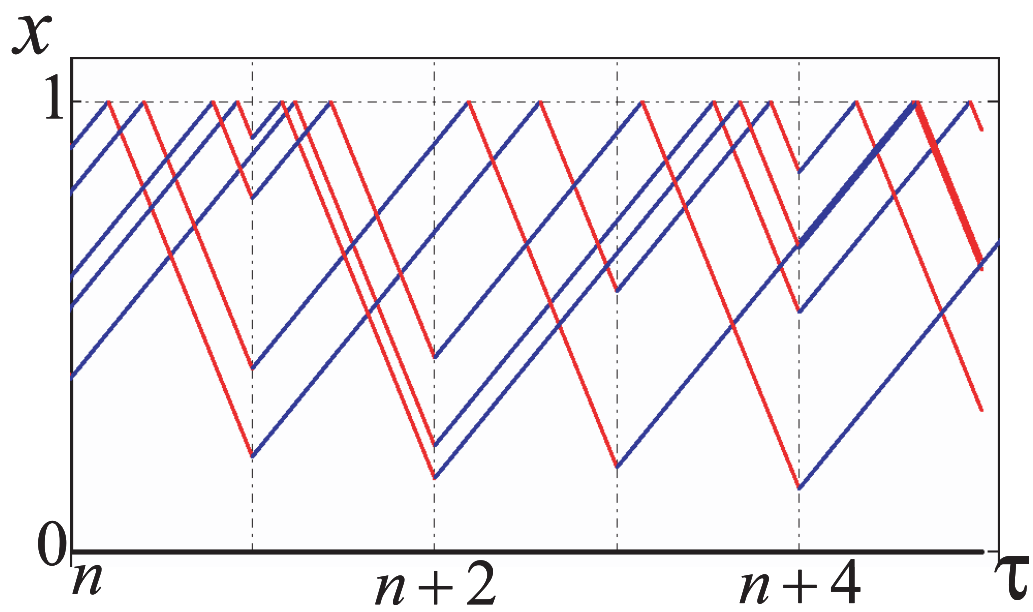


図 2.7: 時間波形とマップ $a = 0.5, b = 1$

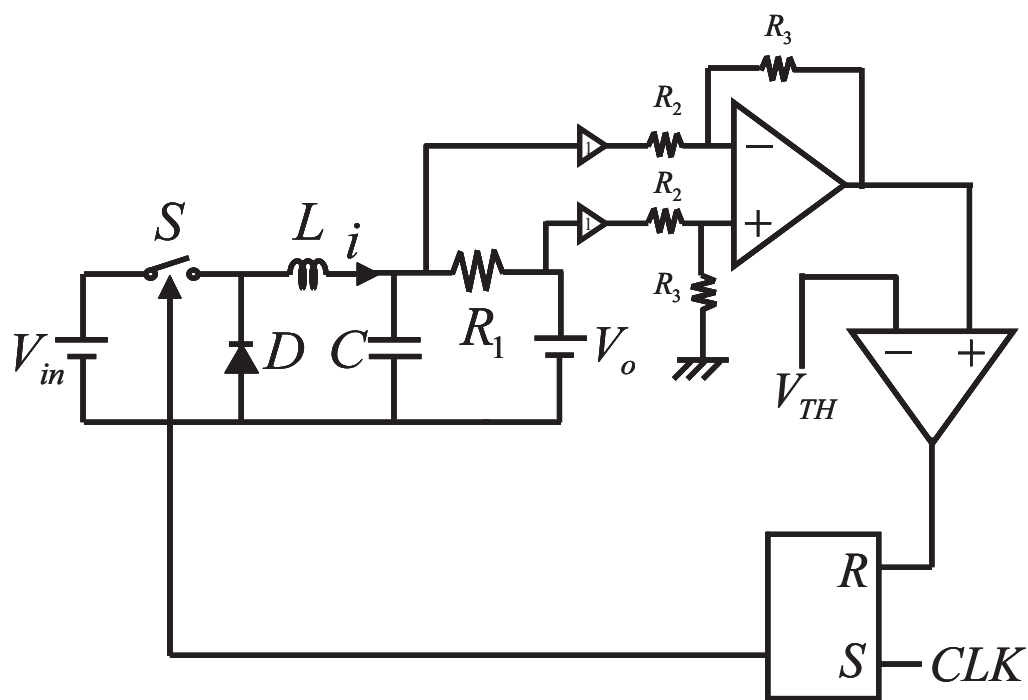


図 2.8: 単体 DC/DC コンバータの試作回路図

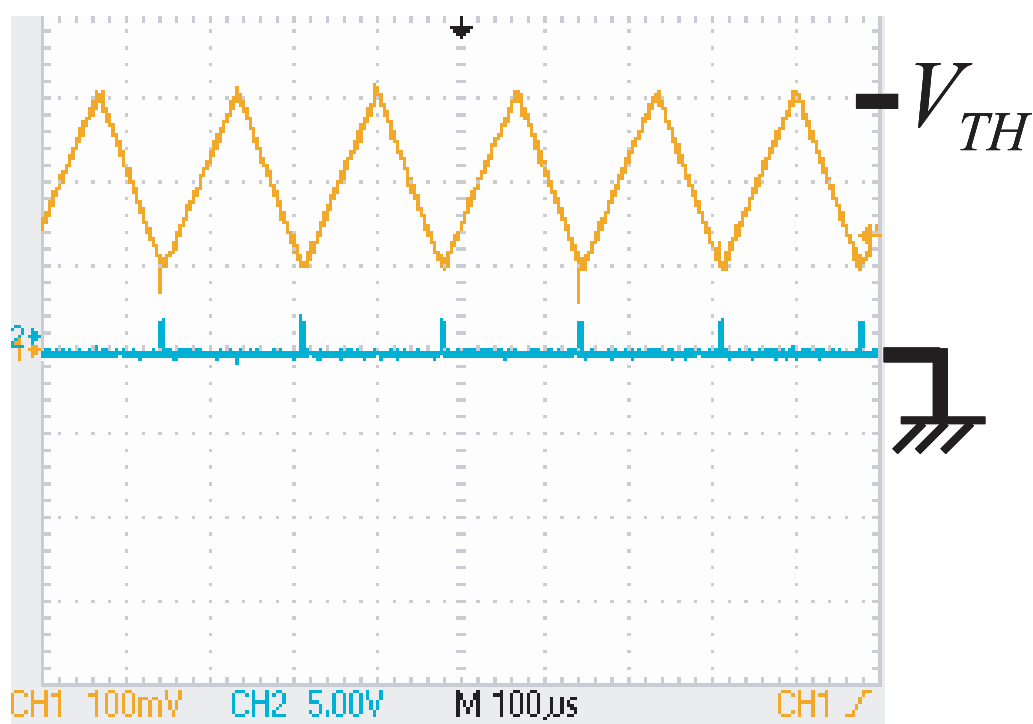


図 2.9: 観測した波形図 $L = 100[mH]$, $R_1 = 51[\Omega]$, $R_2 = 1[k\Omega]$, $R_3 = 2[k\Omega]$, $V_{in} = 5[V]$, $V_o = 1.74[V]$, $J = 3[mA]$, $f = 6[kHz]$, $T = 0.17[ms]$

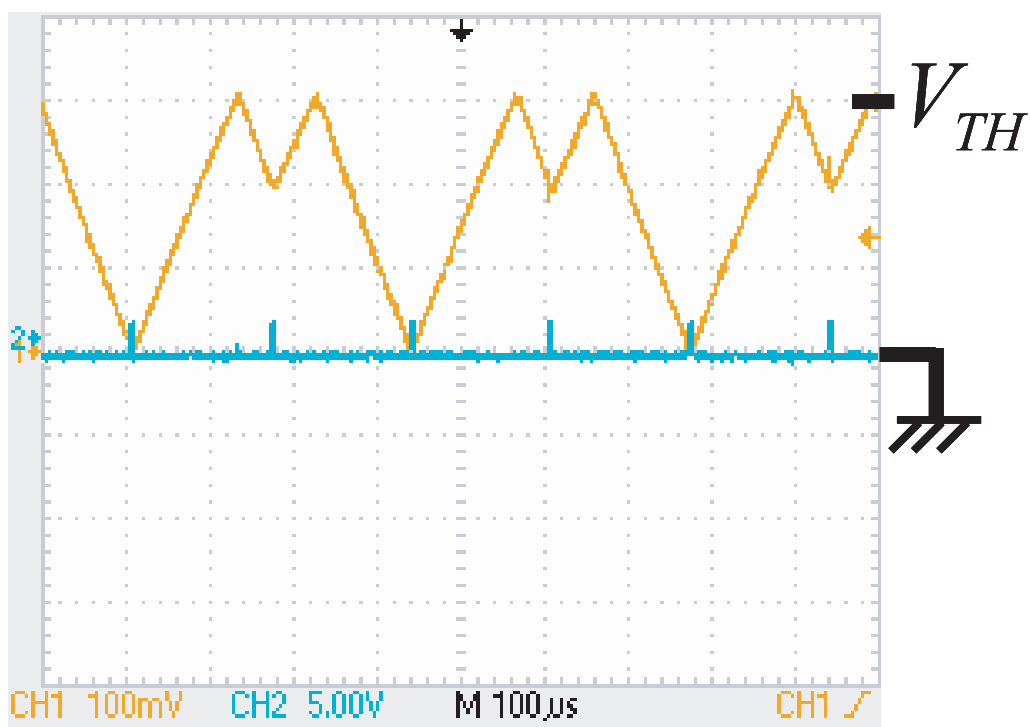


図 2.10: 観測した波形図 $L = 100[mH]$, $R_1 = 51[\Omega]$, $R_2 = 1[k\Omega]$, $R_3 = 2[k\Omega]$, $V_{in} = 5[V]$, $V_o = 1.75[V]$, $J = 3[mA]$, $f = 6[kHz]$, $T = 0.17[ms]$

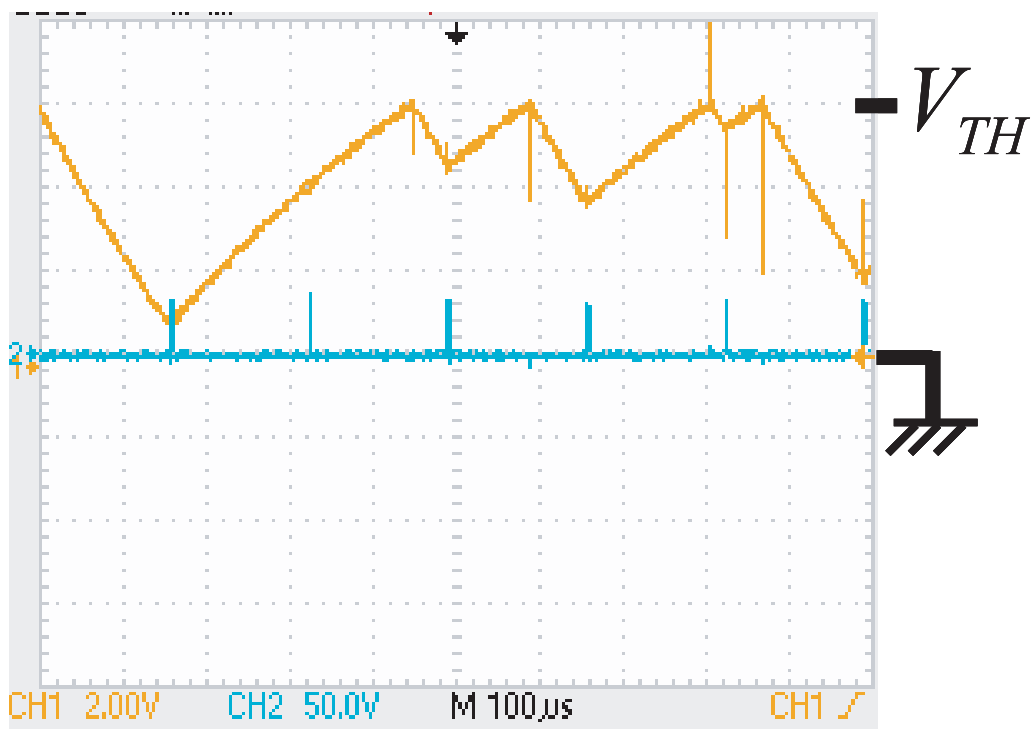


図 2.11: 観測した波形図 $L = 100[mH]$, $R_1 = 51[\Omega]$, $R_2 = 1[k\Omega]$, $R_3 = 2[k\Omega]$, $V_{in} = 5[V]$, $V_o = 2.00[V]$, $J = 3[mA]$, $f = 6[kHz]$, $T = 0.17[ms]$

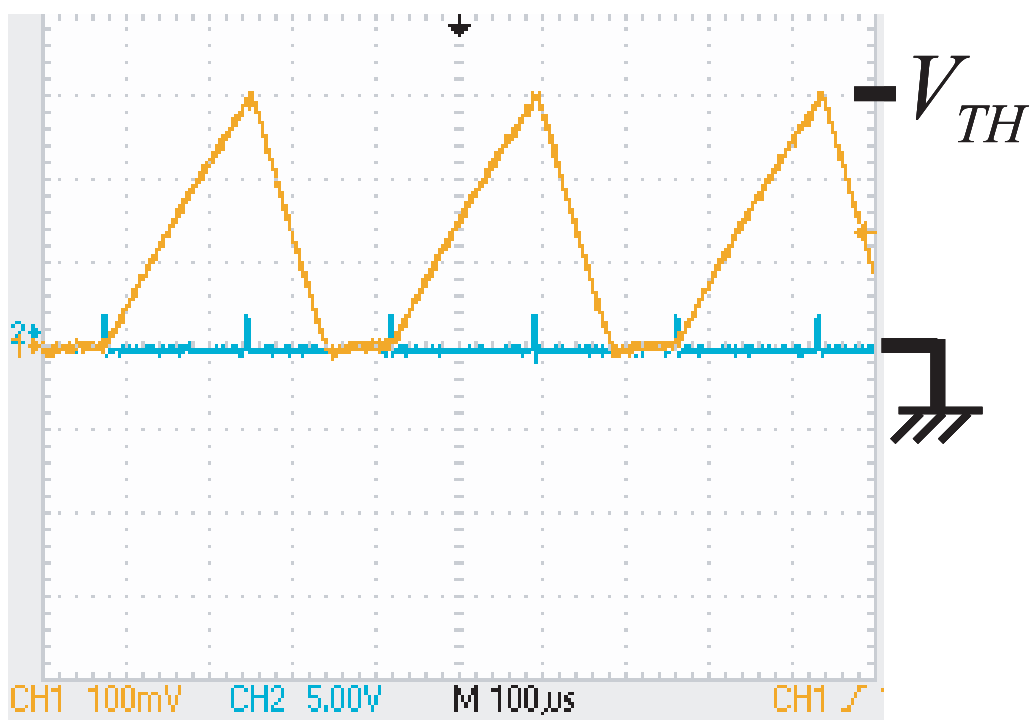


図 2.12: 観測した波形図 $L = 100[mH]$, $R_1 = 51[\Omega]$, $R_2 = 1[k\Omega]$, $R_3 = 2[k\Omega]$, $V_{in} = 5[V]$, $V_o = 2.50[V]$, $J = 3[mA]$, $f = 6[kHz]$, $T = 0.17[ms]$

第3章 定電圧源入力並列化DC/DCコンバータの動作解析と安定化

3.1 まえがき

本章では定電圧源が入力される DC/DC コンバータの簡易モデルを 2 つ並列に接続したものを解析する。DC/DC コンバータを並列に動作させる理由は以下の三点である。一つ目は、信頼性の向上である。回路の一部が何らかの理由で故障した際に他の回路で補える場合がある。二つ目は、リップルの減少である。電流波形位相のシフトを適切に制御することによって、負荷電流値のリップルを低減することが可能である。三つ目は、各コンバータで負荷電流を分担できるので大電流供給に有利であるということである。これは、バックコンバータの場合に有利である。本章では、動作解析をしたのち不安定な波形を安定化を行う。このとき、安定化をするときに新たに時間制御のスイッチングルールを用いる。そして、回路実験により現象の確認と安定化ルールが正しいことを確認する。

3.2 定電圧源入力並列 DC/DC コンバータ

並列化 DC/DC ブーストコンバータの概要図を図. 3.1 に示す。説明の便宜上、上のコンバータの回路部分を N_1 、下のコンバータの回路部分を N_2 とする。直流電源 V_{in} が二つのブーストコンバータ N_1 と N_2 を経由して二つの負荷に接続されている。回路のスイッチは周期 T のクロックと、下しきい値 J_L によって制御される。スイッチ S が ON でダイオード D が電流をブロックしている状態を State1、ス

スイッチ S が OFF でダイオード D に電流が流れている状態を State2 と定義する。下しきい値 J_- は、正の値なので i は不連続導通モード (S,D ともに Blocking) にはならない。

State1:S=ON,D=blocking

State2:S=OFF,D=conducting

なお DC/DC ブーストコンバータなので $V_{in} < V_o$ である。

それぞれの状態での動作を説明する。State1 のとき電源 V_{in} からリアクタンスに電流 i が流入しチャージしその後アースに流れる。このとき $V_{in} < V_o$ だがダイオードの作用により負荷側から電源側へは電流は流れない。State2 のとき State1 でチャージした電流と一緒に負荷側に出力する。このとき $V_{in} < V_o$ なので電流 i は減少してゆく。このときの回路方程式を以下のように示す。本章では前章のように RC 負荷を近似を行わない。これによって、PWC モデルではなくなりよりシミュレーションが難解になったが、より実験回路に近いシミュレーション結果を得られるようになった。

$$\frac{di_i}{dt} = \begin{cases} -\frac{R_{Li}}{L_i} \left(i_i - \frac{V_{in}}{R_{Li}} \right) & \text{for State 1} \\ -\frac{R_{Li}}{L_i} \left(i_i - \frac{V_{in} - V_{oi}}{R_{Li}} \right) & \text{for State 2} \end{cases} \quad (3.1)$$

$$C_i \frac{dV_{oi}}{dt} = i_i - \frac{V_{oi}}{R_{ci}} \quad (3.2)$$

ただし $i = 1, 2$ である。

式. 3.2 は RC 負荷に関する回路方程式である。この式により V_o が決定する。

次にスイッチングルールについて定義する。ブーストコンバータ N_1 と N_2 に共通のルールとして以下の式のルールを設ける。

N_1 と N_2 において

State 2 \rightarrow State 1, $i = J_-$ のとき

そして、並列化した二つの DC/DC コンバータ間での相互作用として以下の式のルールを設ける。

N_1 において

State 1 \rightarrow State 2, $t = nT$ かつ $i_1 > i_2$ のとき

N_2 において

State 1 \rightarrow State 2, $t = nT$ かつ $i_1 < i_2$ のとき

ルールを適用してスイッチングしたときの電流波形の例を図. 3.2 に示す。相互作用のルールを適用したことによりコンバータ N_1 と N_2 で交互にスイッチングすることが可能になり、出力される電流である $i_1 + i_2$ のリップルが減少する回路を解析しやすくするためにパラメータの無次元化を行う。以下の無次元化変数とパラメータを定義する。

$$\begin{aligned} \tau &= \frac{t}{T}, \quad x_i = \frac{i_i - J_-}{J}, \quad \gamma_i = \frac{R_i T}{L_i}, \\ \alpha_i \gamma_i &= \frac{V_{in}}{R_{Li} J}, \quad \beta_i \gamma_i = \frac{V_{oi}}{R_{iJ}}, \\ \epsilon &= \frac{1}{C_i R_{ci}}, \quad J = J_+ - J_- \end{aligned} \quad (3.3)$$

ただし、 $i = 1, 2$ である。以上の無次元化変数とパラメータを用いると回路方程式とスイッチングルールの式が以下のように変換される。

$$\frac{dx_i}{d\tau} = \begin{cases} -\gamma_i(x_i - \alpha_i) & \text{State1} \\ -\gamma_i(x_i - \alpha_i - \beta_i) & \text{State2} \end{cases} \quad (3.4)$$

$$\frac{d\beta_i}{d\tau} = x_i - \epsilon_i \beta_i \quad (3.5)$$

$$\begin{cases} \text{State 2} \rightarrow \text{State 1}, & x_i = 0 \text{ のとき} \\ \text{State 1} \rightarrow \text{State 2}, & \tau = n \text{ かつ } x_1 < x_2 \text{ のとき} \\ \text{State 1} \rightarrow \text{State 2}, & \tau = n \text{ かつ } x_1 > x_2 \text{ のとき} \end{cases}$$

無次元化系の波形の例を図. 3.3 と 3.4 に示す。

3.3 安定化法

所望動作の安定化をおこなうためスイッチの制御方法をしきい値制御から時間制御に変更する。この制御は、スイッチを切り替える時間 τ_n が決まると安定化ができる。簡

素なルールである。安定化をしたときのスイッチングルールを以下に示す。

N_1 と N_2 において

State 2 \rightarrow State 1, $\tau = \tau_s$ のとき

N_1 において

State 1 \rightarrow State 2, $\tau = n$ かつ $x_1 > x_2$ のとき

N_2 において

State 1 \rightarrow State 2, $\tau = n$ かつ $x_1 < x_2$ のとき

このとき制御に使用する時間は不安定周期解に含まれる、周期解における下しきい値にあたりスイッチが切り替わった無次元化時間 τ_s を用いる。この τ_s は、位相マップにおける不動点の座標に対応している。安定性の解析のためマップの導出する。ある State1 から State2 に変わったときの無次元化電流を x_n とし、次に変わったときの無次元化電流を x_{n+1} とする。 x_{n+1} は x_n で決まるから、リターンマップ $x_{n+1} = F(x_n)$ を定義できる。図. 3.4 の不安定周期解の波形の安定化後の波形を図. 3.5、その位相と無次元化電流のリターンマップを図. 3.6 にそれぞれ示す。なお、所望の波形において $x_n = x_s$ とする。

3.4 試作した回路での実験

解析した現象を確認するため、図. 3.7 に示す回路を製作した。まず、抵抗 r_{Li} がインダクタの電流を検知する。この電流は、電流電圧変換器 (IVC) を通して電圧 $v_{di} = (R_2/R_1)R_{Li}i_i$ に変換される。この電圧が共通ルールを実現させるためのコンパレータに印加される。このコンパレータで下しきい値 J_- と比較する。この出力を SR フリップフロップのセット側に接続する。また、相互作用のルールを実現させるために N_1 と N_2 の電圧をコンパレータで比較し、AND 演算回路でクロック信号と演算する。その出力を SR フリップフロップのリセット側に接続し共通ルール側と合わせてスイッチを制御する。実験結果を図. 3.8、3.9 に示す。なお、IVC で変換した電圧 v_{di} を測定しているため縦軸が電圧になっている。図のように二相同期状態の波形と不安定周期解

の波形が観測できた。

また、提案した安定化ルールを確認するため、図. 3.10 に示す回路を製作した。先ほどの回路と違い、しきい値制御をする部分が時間制御をする回路に変更した。時間制御の回路について説明する。まず、D フリップフロップ回路の反転出力部と入力部を接続して、カウンタ回路とする。このカウンタ回路でクロック信号の周期を 2 倍にする。その後、モノマルチバイブレータ (MM) で τ_s 時間遅らせた信号を作成する。以上の信号を用いてスイッチを制御する。測定結果を図. 3.11、3.12 に示す。図. 3.11 が安定化前の不安定周期解の波形、図. 3.12 が安定化をした波形である。図のように不安定周期解の波形を安定化できた。

3.5 むすび

RC 負荷を近似しないシミュレーションを行った。またその結果で得た不安定周期解を安定化を行った。最後に試作回路で現象の確認と安定化を確認した。

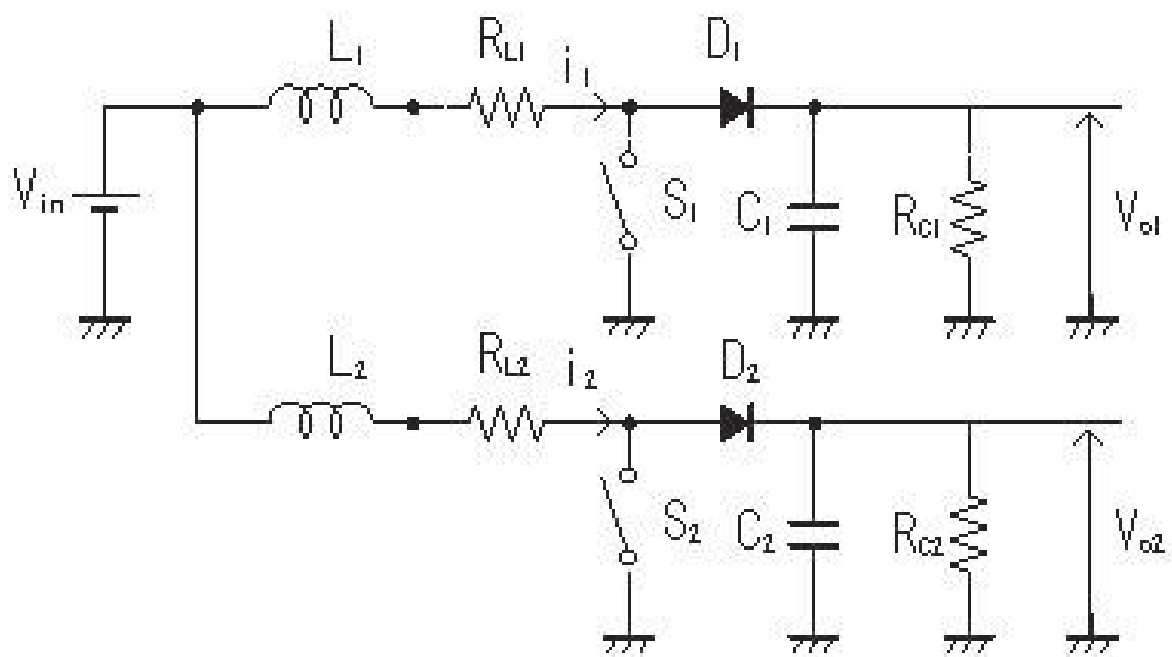


図 3.1: 並列化ブーストコンバータの概要図

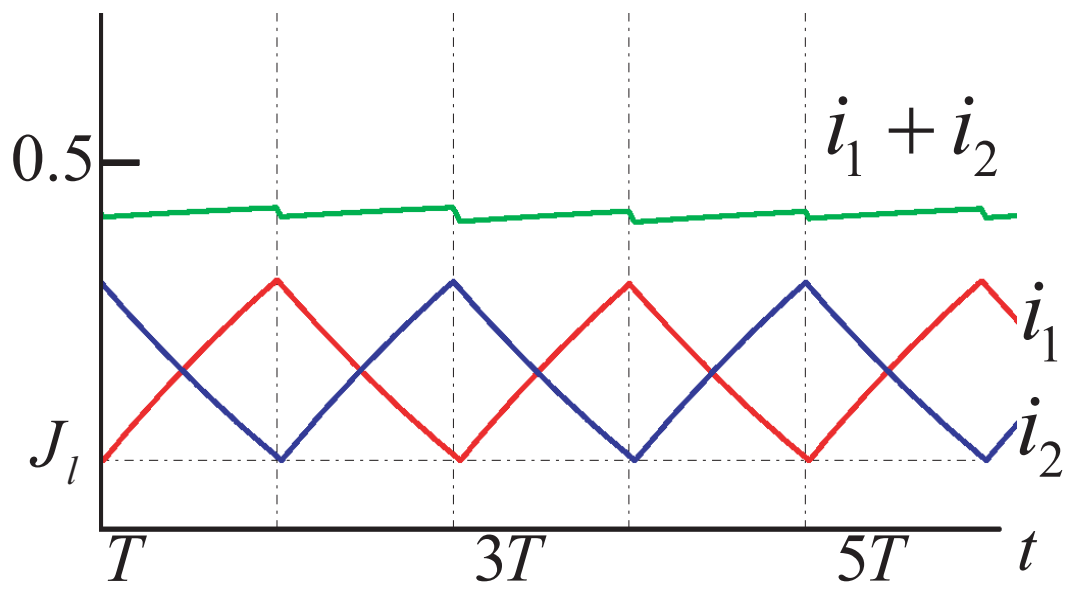


図 3.2: ルールを適用してスイッチングしたときの電流波形の例

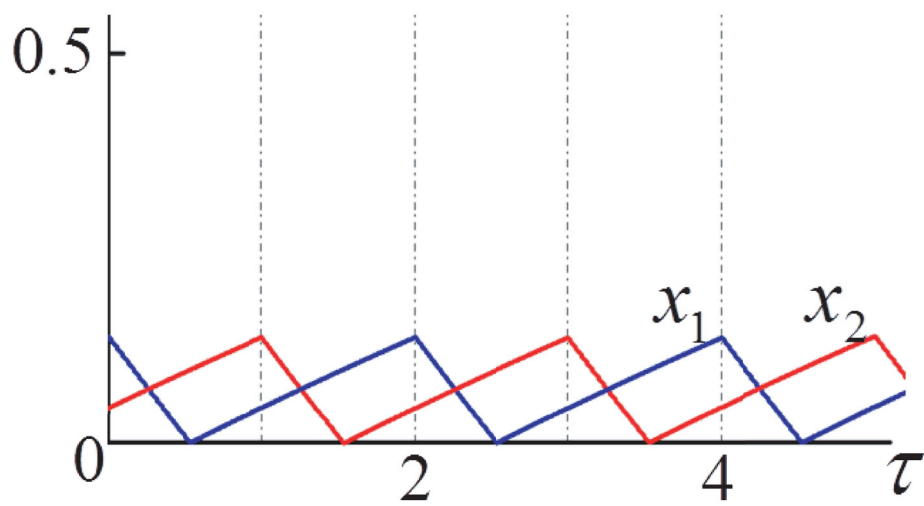


図 3.3: 二相同期状態の波形 ($\epsilon_1 = \epsilon_2 = 6666$, $\alpha_1 = \alpha_2 = 1$, $\beta_1 = \beta_2 = 3.5$, $\gamma_1 = \gamma_2 = 0.1$)

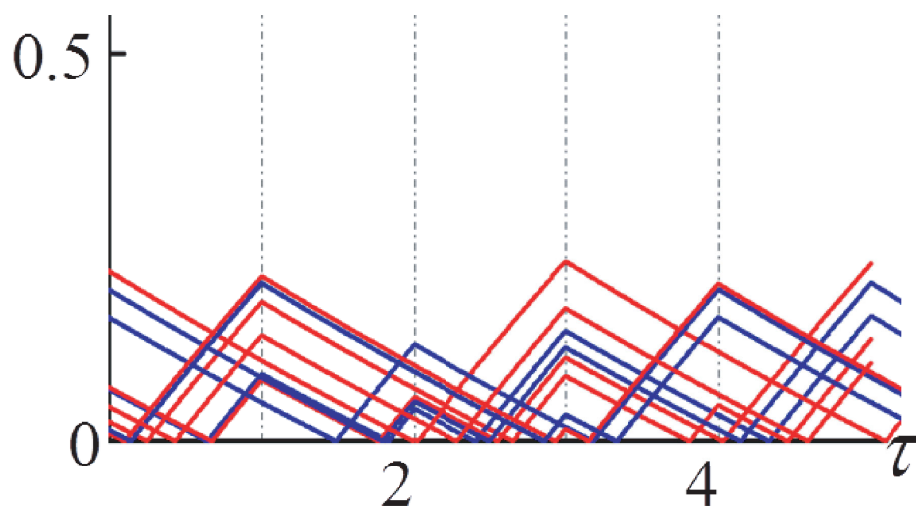


図 3.4: 不安定周期解の波形 ($\epsilon_1 = \epsilon_2 = 6666$, $\alpha_1 = \alpha_2 = 3.5$, $\beta_1 = \beta_2 = 1$, $\gamma_1 = \gamma_2 = 0.1$)

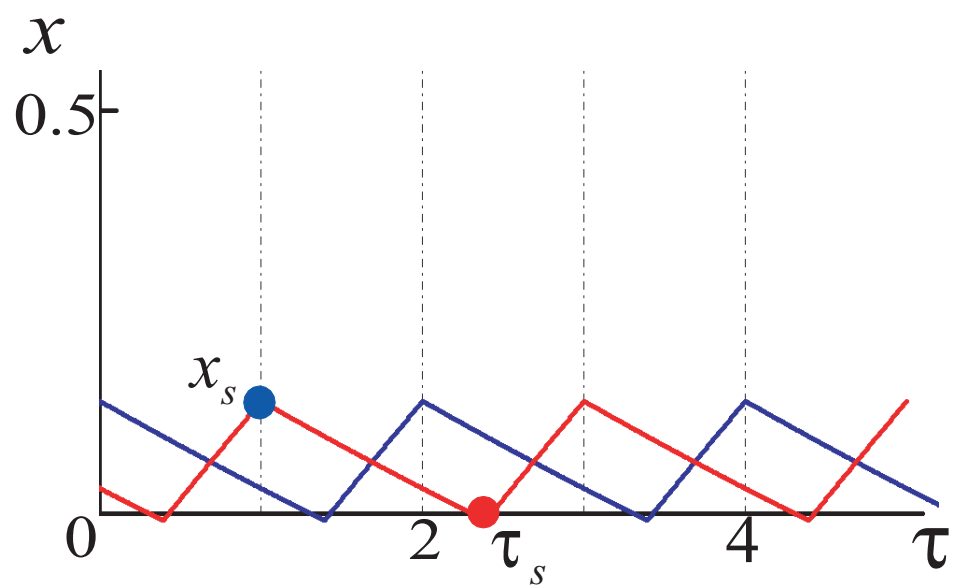


図 3.5: 安定化した波形 ($\epsilon_1 = \epsilon_2 = 6666$, $\alpha_1 = \alpha_2 = 3.5$, $\beta_1 = \beta_2 = 1$, $\gamma_1 = \gamma_2 = 0.1$)

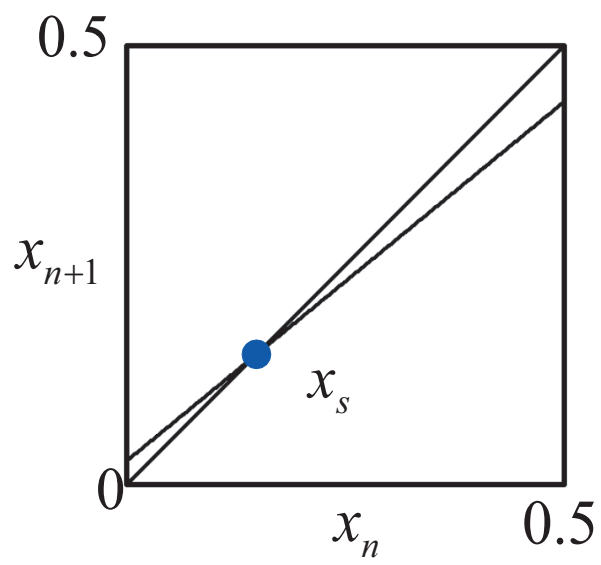


図 3.6: 安定化した波形のリターンマップ. 不動点 x_s の傾き : 0.81

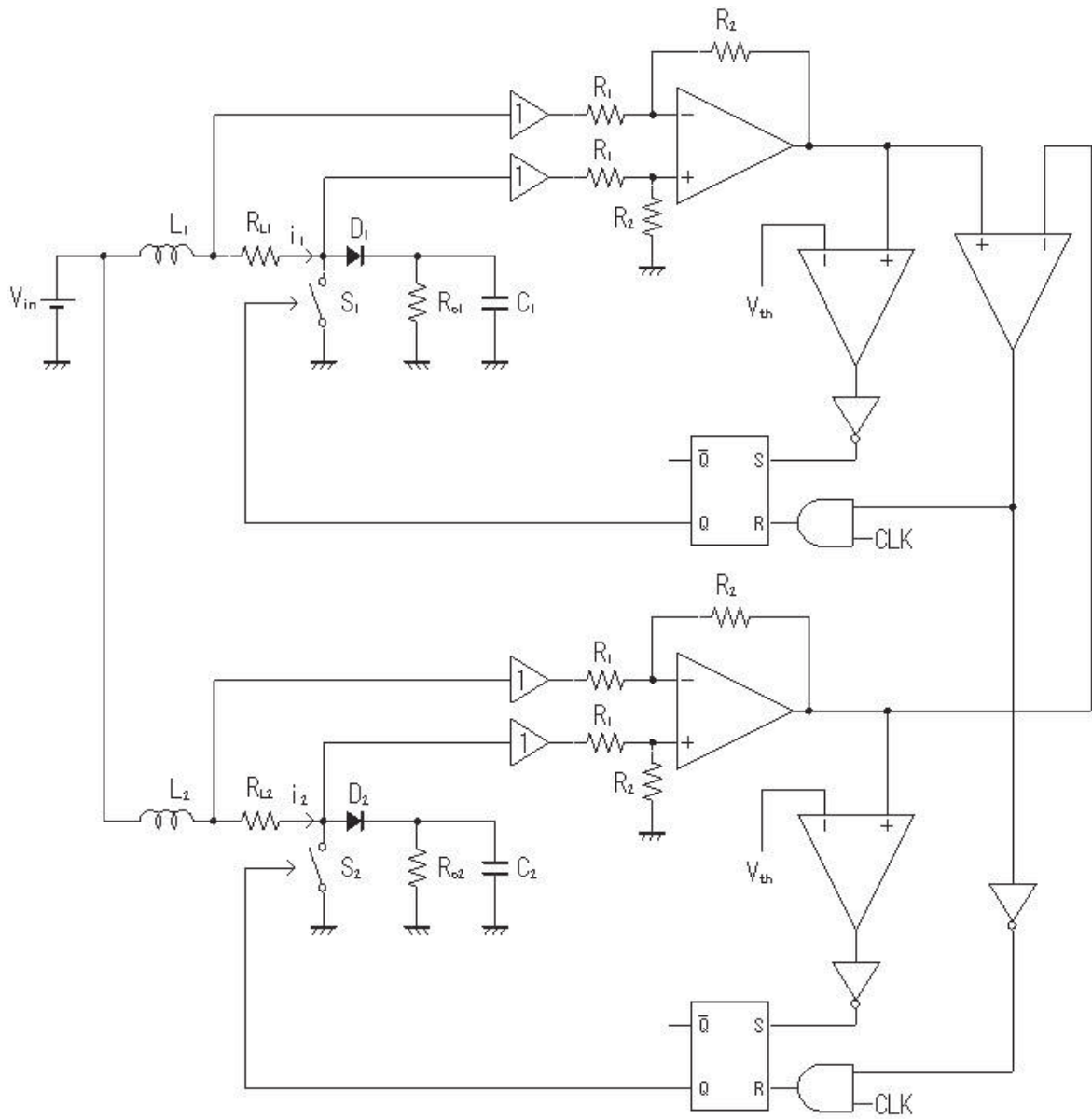


图 3.7: 試作回路图

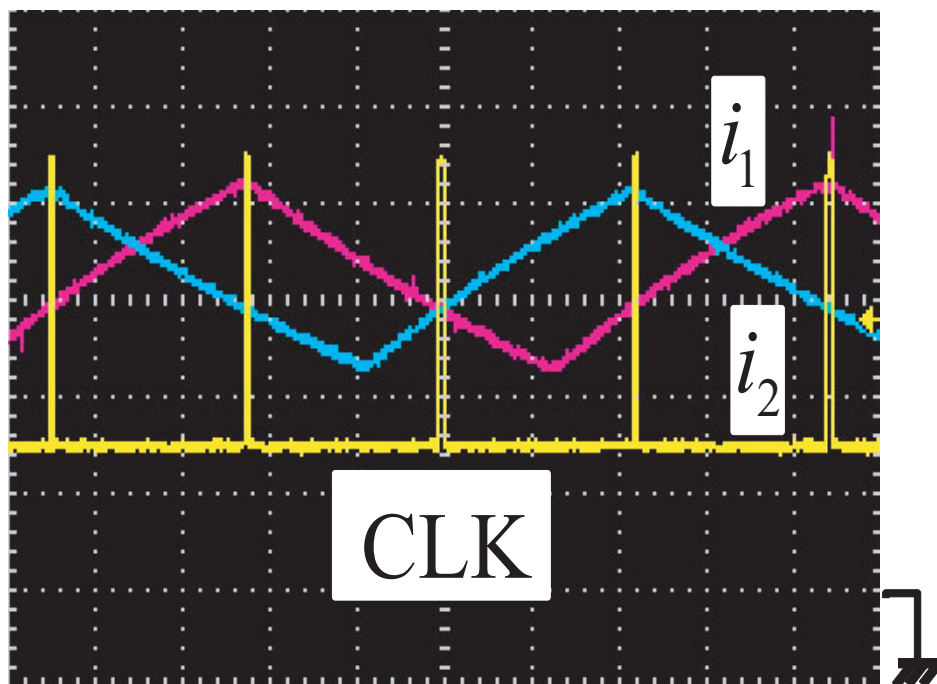


図 3.8: 二相同期状態の波形 ($V_{in} = 2.06[V]$, $T = 0.11 [ms]$, $L_1 = L_2 = 300 [mH]$, $R_{L1} = R_{L2} = 1 [k\Omega]$, $C_1 = C_2 = 0.1 [\mu F]$, $R_{C1} = R_{C2} = 5 [k\Omega]$, $R_1 = R_2 = 10 [k\Omega]$, $J_- = 0.5[mA]$, 横軸: $50 [\mu s]$, 縦軸: $200[mV]$)

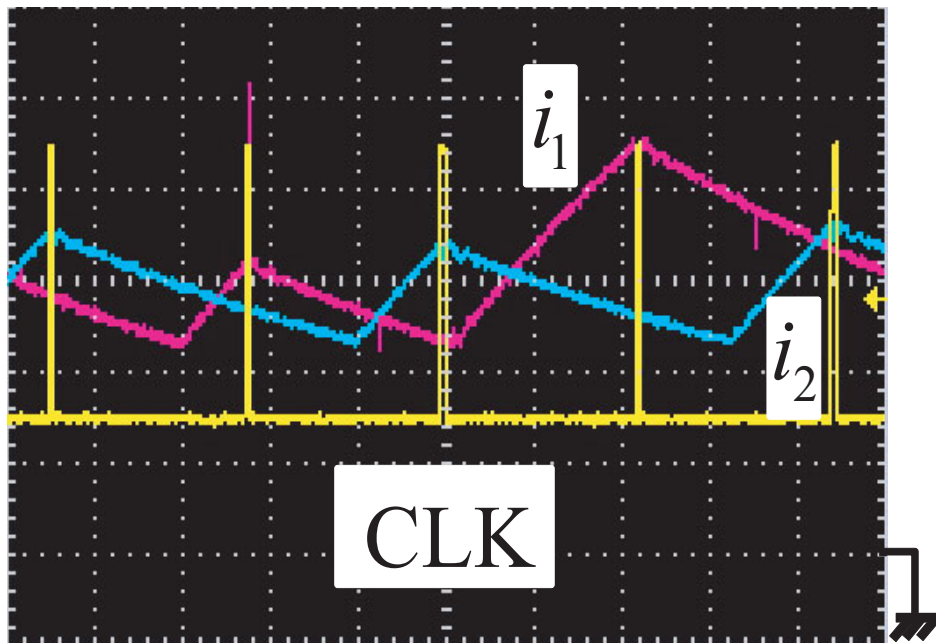


図 3.9: 不安定周期解状態の波形 ($V_{in} = 2.88$ [V], $T = 0.11$ [ms], $L_1 = L_2 = 300$ [mH], $R_{L1} = R_{L2} = 1$ [k Ω], $C_1 = C_2 = 0.1$ [μ F], $R_{C1} = R_{C2} = 5$ [k Ω], $R_1 = R_2 = 10$ [k Ω], $J_- = 0.5$ [mA], 横軸: 50 [μ s], 縦軸:200[mV])

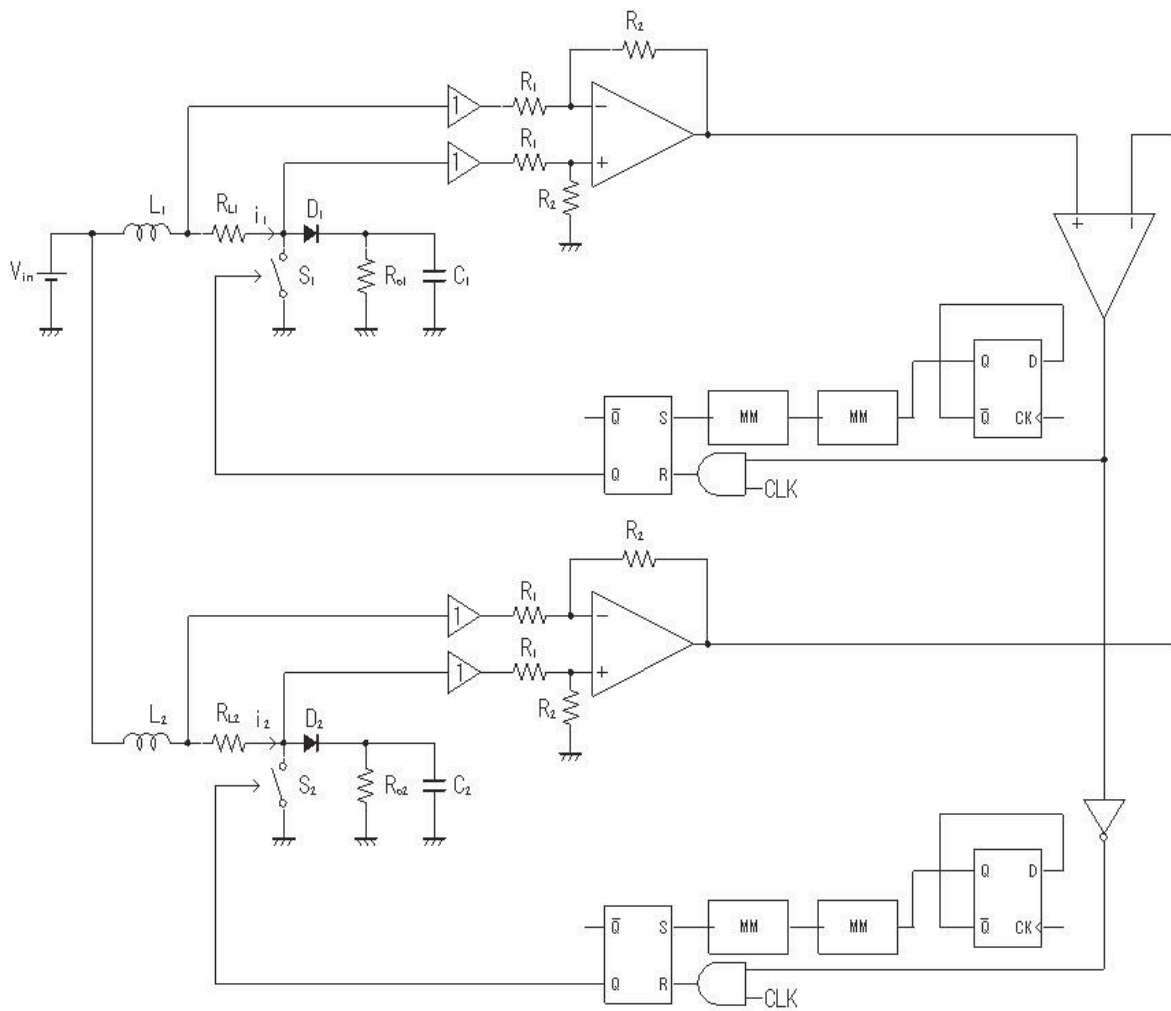


図 3.10: 安定化法を適応した試作回路図

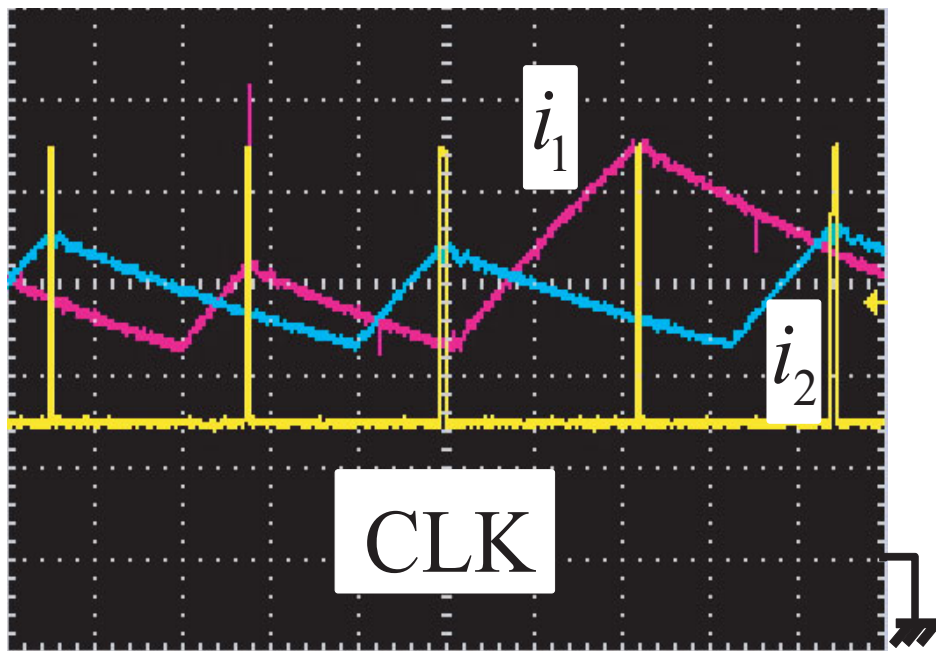


図 3.11: 安定化前の波形 ($V_{in} = 2.88$ [V], $T = 0.11$ [ms], $L_1 = L_2 = 300$ [mH], $R_{L1} = R_{L2} = 1$ [k Ω], $C_1 = C_2 = 0.1$ [μ F], $R_{C1} = R_{C2} = 5$ [k Ω], $R_1 = R_2 = 10$ [k Ω], $J_- = 0.5$ [V], 横軸: 50 [μ s], 縦軸: 200 [mV])

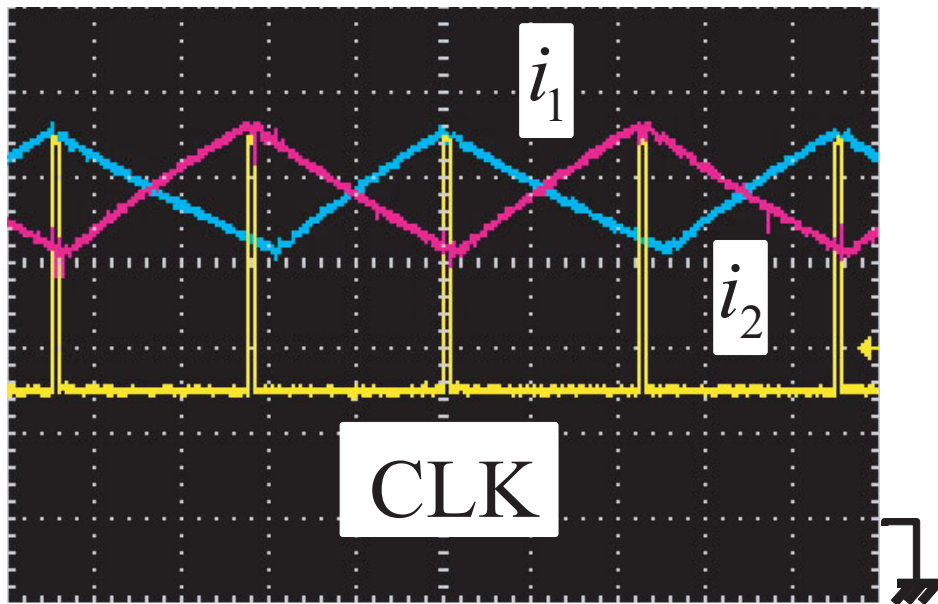


図 3.12: 安定化後のの波形 ($V_{in} = 2.88$ [V], $T = 0.11$ [ms], $L_1 = L_2 = 300$ [mH], $R_{L1} = R_{L2} = 1$ [k Ω], $C_1 = C_2 = 0.1$ [μ F], $R_{C1} = R_{C2} = 5$ [k Ω], $R_1 = R_2 = 10$ [k Ω], $J_- = 0.5$ [V], 横軸: 50 [μ s], 縦軸:200[mV])

第4章 光電変換入力DC/DCコンバータの動作解析

4.1 まえがき

本章では、入力に光電変換システムを用いたDC/DCコンバータの動作解析を行う。DC/DCコンバータに基づくスイッチ力学系についての現象解析は、様々な研究で行われているが、光電変換システムに基づいたスイッチ力学系の解析はまだ充分でない。これらの解析は実際の回路の設計や開発の際の基本情報として役立つ。

本章では、PVシステムの簡素なモデルを提案し、現象の解析を行う。この単純化は入力電源である太陽電池を、区分線形のI-V特性をもつCCVSに置き換えている。また、無次元化変数を用いて、パラメータを統合することによって変化させるパラメータの数を減らすことができる。DC/DCコンバータのスイッチングルールには3章で用いた、クロック信号と下しきい値による制御を行う。最後に回路実験により現象の確認をしてシミュレーションとの比較を行い考察する。

4.2 光電変換入力DC/DCコンバータ

光電変換入力のDC/DCブーストコンバータの概要図を図. 4.1に示す。

PVシステムを入力側に接続した3章でも用いたDC/DCコンバータの単体にRC負荷が接続されている。このPV入力を等価回路で表したのが図. 4.2である。等価回路は、ダイオード D_p 、直列抵抗 R_s 、並列抵抗 R_p 、電流源 I_s で表されている。図. 4.2に

示すように、ダイオード D_p の特性を以下の式に表す。

$$i_d = \begin{cases} -g_d (v_d - V_d) & \text{for } v_d \geq V_d \\ 0 & \text{for } v_d < V_d \end{cases} \quad (4.1)$$

ダイオード D_p をこの様に区分線形の特性で表す事によって、この等価回路は以下の特性をもつ CCVS とみなす事ができる。

$$V_{in}(i) = \begin{cases} -r_b (i - I_p) + V_p & \text{for } i \geq I_p \\ -r_a (i - I_p) + V_p & \text{for } i < I_p \end{cases} \quad (4.2)$$

ただし、 $r_a \equiv R_p + R_s$, $r_b \equiv R_p/(1 + R_p g_d)$, $I_p \equiv I_s - V_d/R_p > 0$ and $V_p \equiv (1 + R_s/R_p)V_d - R_s I_s > 0$. である。これらのパラメータは太陽電池の状態によって変化する。回路のスイッチは周期 T のクロックと、下しきい値 J_- によって制御される。スイッチ S が ON でダイオード D が電流をブロックしている状態を State1、スイッチ S が OFF でダイオード D に電流が流れている状態を State2 と定義する。下しきい値 J_- は、正の値なので i は不連続導通モード (S, D ともに Blocking) にはならない。

State1: $S=ON, D=blocking$

State2: $S=OFF, D=conducting$

このときの回路方程式を以下のように示す。

$$L \frac{di}{dt} = \begin{cases} V_{in}(i_{in}) - R_i i & \text{for State 1} \\ V_{in}(i_{in}) - V_o(i) - R_i i & \text{for State 2} \end{cases} \quad (4.3)$$

$$C \frac{dV_{in}(i_{in})}{dt} = i_{in} - i \quad (4.4)$$

$$C_o \frac{dV_o(i)}{dt} = i - \frac{V_o(i)}{R_o} \quad (4.5)$$

ただし DC/DC ブーストコンバータなので $V_{in} < V_o$ である。式. 4.4 は入力側のキャパシターに関する回路方程式である。式. 4.5 は RC 負荷に関する回路方程式である。この式により V_o が決定する。

次にスイッチングルールについて以下のように定義する。

State 1 \rightarrow State 2, のとき $t = nT$

State 2 \rightarrow State 1, のとき $i = J_-$

ルールを適用してスイッチングしたときの電流波形の例を図. 4.3 に示す。回路を解析しやすくするためにパラメータの無次元化を行う。以下の無次元化変数とパラメータを定義する。

$$\begin{aligned}
\tau &= \frac{t}{T}, \quad x = \frac{i}{I_p}, \quad y(x) = \frac{V_{in}(I_p x)}{V_p}, \\
\alpha &= \frac{r_a I_p}{V_p}, \quad \beta = \frac{r_b I_p}{V_p}, \quad q(x) = \frac{V_o(I_p x)}{V_p}, \\
\gamma &= \frac{TV_p}{LI_p}, \quad k = \frac{V_p R_L}{I_p}, \quad X_- = \frac{J_-}{I_p}, \\
m_1 &= TV_p, \quad x_{in} = \frac{i_{in}}{I_p}, \\
m_2 &= \frac{TV_p}{C_o I_p}, \quad m_3 = \frac{TI_p}{R_o C_o V_p},
\end{aligned} \tag{4.6}$$

以上の無次元化変数とパラメータを用いると CCVS の式と回路方程式、スイッチングルールの式が以下のように変換される

$$\begin{aligned}
&\text{State 1} \rightarrow \text{State 2, at } \tau = n \\
&\text{State 2} \rightarrow \text{State 1, when } x = X_-
\end{aligned}$$

$$y(x) = \begin{cases} -\alpha(x-1) + 1 & \text{for } x \geq 1 \\ -\beta(x-1) + 1 & \text{for } x < 1 \end{cases} \tag{4.7}$$

$$\frac{dx}{d\tau} = \begin{cases} \gamma(y(x) - kx) & \text{for State 1} \\ \gamma(y(x) - q(x) - kx) & \text{for State 2} \end{cases} \tag{4.8}$$

$$\frac{dy(x)}{d\tau} = m_1(x_{in} - x) \tag{4.9}$$

$$\frac{dq(x)}{d\tau} = m_2 x - m_3 q(x) \tag{4.10}$$

単純化のために本論文では、パラメータ α を変化させ、ほかのパラメータは固定したままにする。パラメータ α を変化させると近似した CCVS の特性の切片 $\alpha + 1$ も変化する。これが短絡電流 I_{SC} に対応しており、これを変化させることは、太陽電池に当たる日射量を変化させることと同じである。

典型的な波形例を図. 4.4、4.5、4.6、4.7、に示す。なお、図の赤い線が無次元化電流 x 、青い線が無次元化電圧 $y(x)$ である。パラメータ α を増加させると、はじめは安定していた波形が一度カオス的な振る舞いをした増加させると安定する。その後も増加させるとまたカオス的な振る舞いをし、さらに増加すると安定する。

4.3 試作した回路での実験

解析した現象を確認するため、図. 4.8 に示す回路を製作した。

使用した太陽電池の特性を調べるために図. 4.9 の回路を製作した。太陽電池に可変抵抗を接続しその抵抗値を変化させた。そして並列に接続された電圧計で電圧を、直列に接続された電流計で電流を測定した。それを、光の当たり方を変えてそれぞれ測定した。その結果を図. 4.10 に示す。太陽電池に当たる光が少ないほど短絡電流が小さくなる。次に DC/DC コンバータ部分の動作を説明する。まず、抵抗 r_{Li} がインダクタの電流を検知する。この電流は、IVC を通して電圧 $v_{di} = (R_2/R_1)R_{Li}i_i$ に変換される。ルールを実現させるためのコンパレータに印加される。このコンパレータで下しきい値 J_- と比較する。この出力を SR フリップフロップのセット側に接続する。リセットにはクロック信号を入力する。

測定した波形を図. 4.11、4.12、4.13、4.14、に示す。図に示すように I_{SC} を変化させた。これはシミュレーションでの $\alpha + 1$ 変化させたものと対応している。そのため、 I_{SC} と $\alpha + 1$ を増加させたときともに、安定、カオス、安定、カオスといった現象が得られた。シミュレーション結果と比較すると同じような現象が得られた。これにより、パラメータを調整すればシミュレーションでの現象が回路実験でも実現できると考えられる。簡略化モデルは妥当であると考えられる。

4.4 むすび

PV 入力の DC/DC コンバータの動作解析を行った。その後回路を試作し現象を確認しシミュレーション結果と比較した。比較の結果同じような現象が得られた。

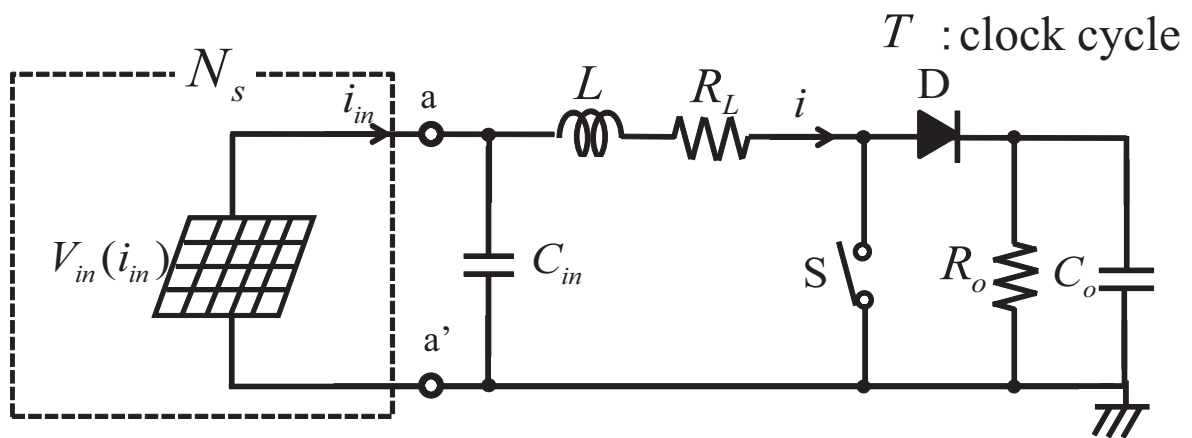


図 4.1: PV 入力のブーストコンバータの概要図

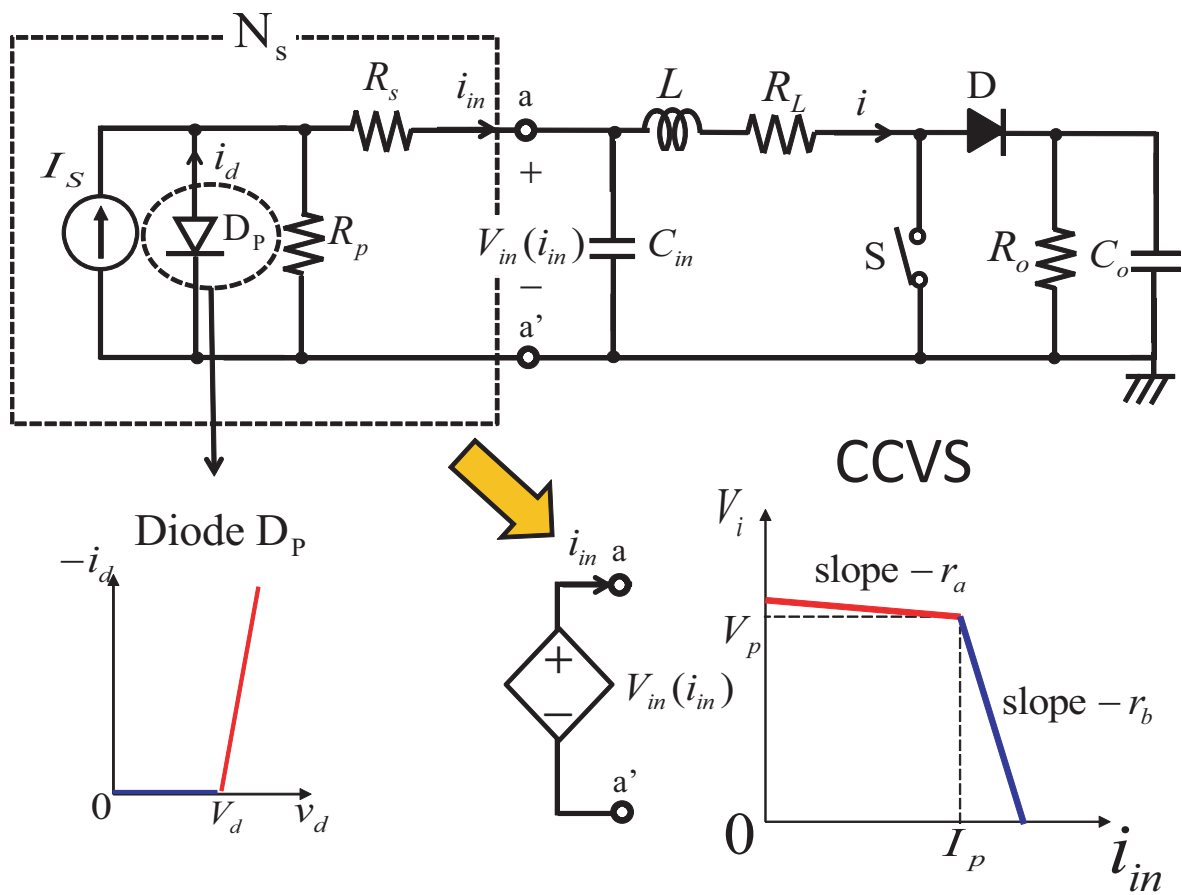


図 4.2: PV システムを等価回路で表した回路図

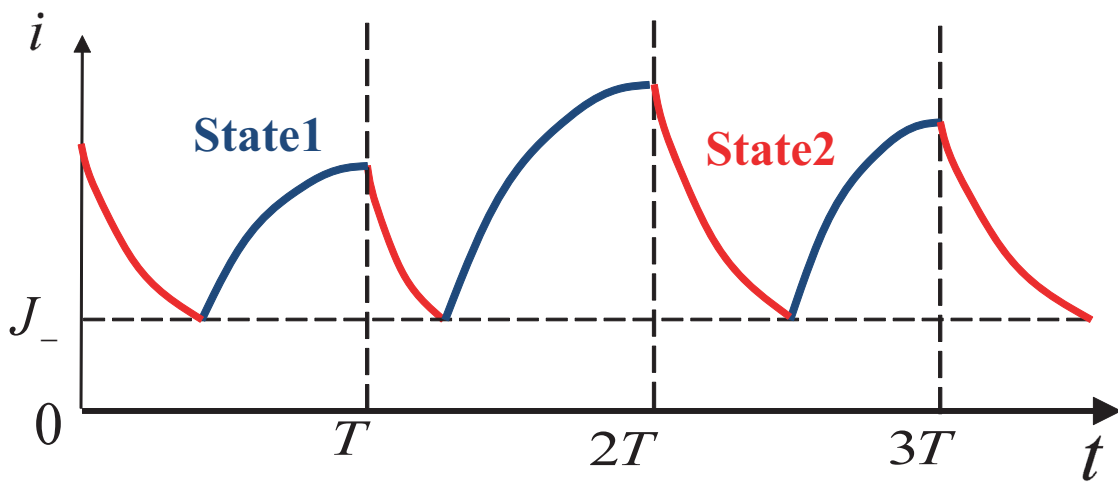


図 4.3: ルールを適用してスイッチングしたときの電流波形の例

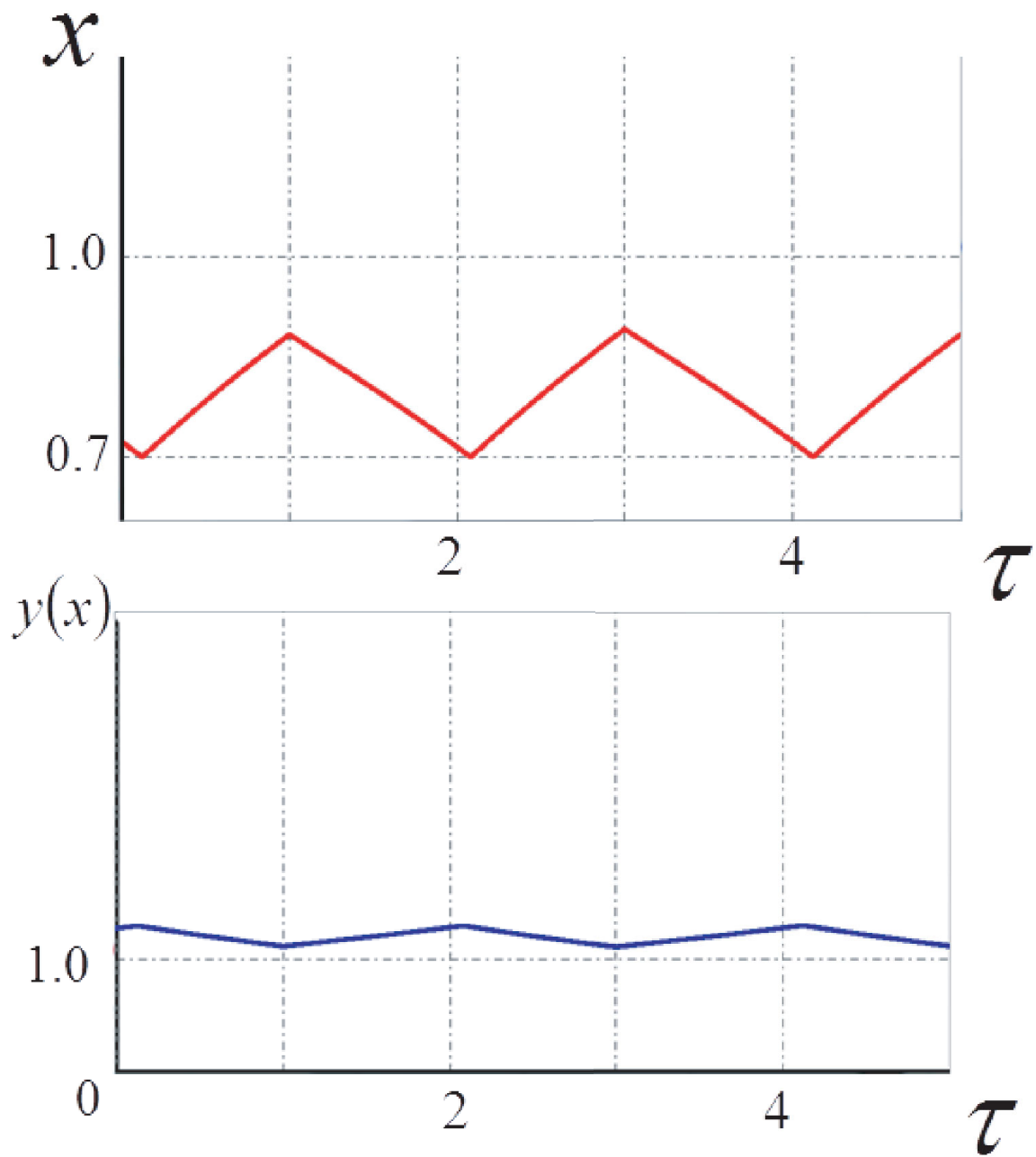


图 4.4: 典型的な波形例 1 $\alpha = 1$, $\beta = 9$, $\gamma = 0.2$, $k = 0.2$, $X_- = 0.7$, $m_1 = 0.2 \times 10^{-3}$, $m_2 = 0.8 \times 10^{-3}$, and $m_3 = 0.2 \times 10^{-3}$

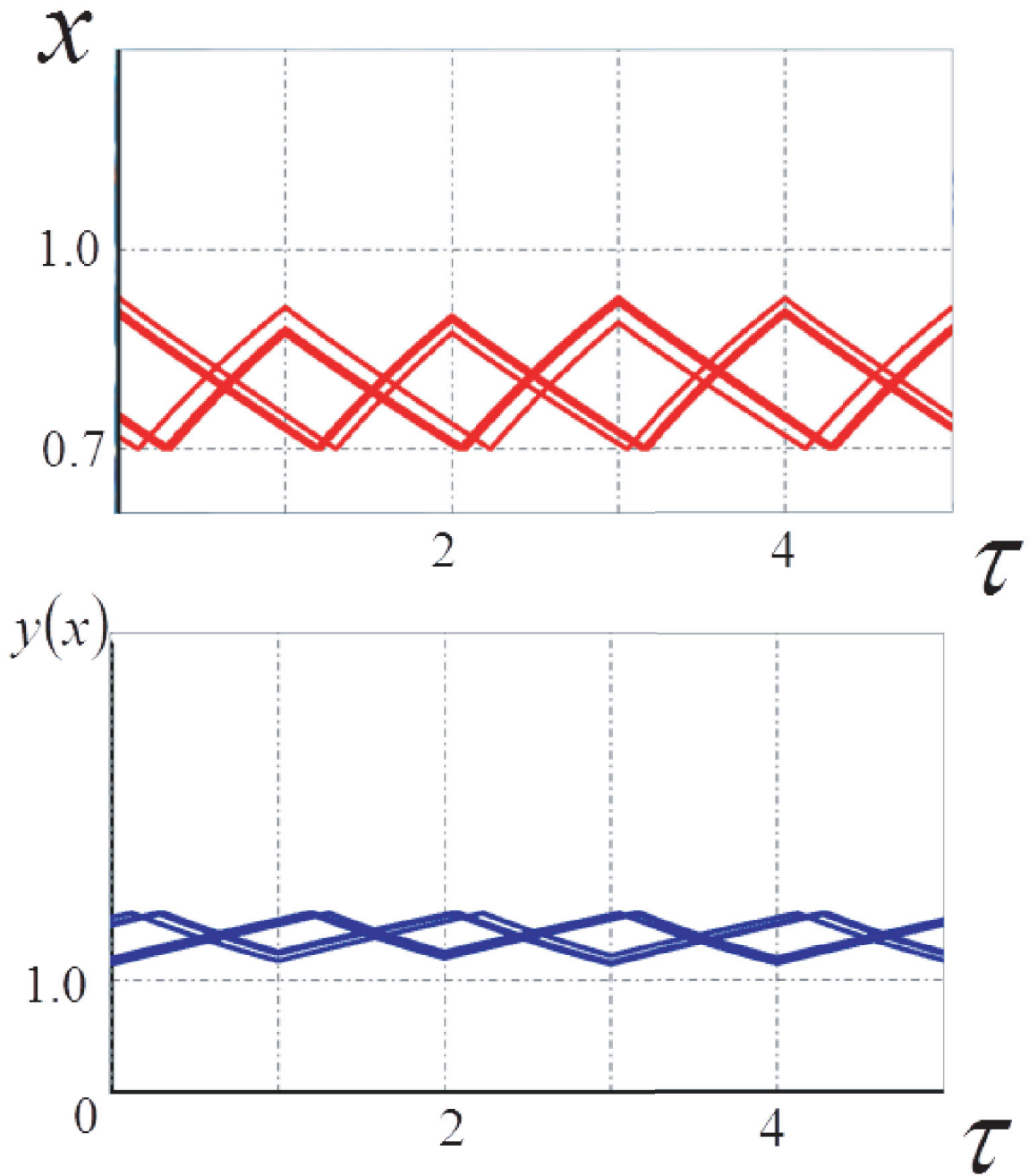


图 4.5: 典型的な波形例 2 $\alpha = 2$, $\beta = 9$, $\gamma = 0.2$, $k = 0.2$, $X_- = 0.7$, $m_1 = 0.2 \times 10^{-3}$, $m_2 = 0.8 \times 10^{-3}$, and $m_3 = 0.2 \times 10^{-3}$

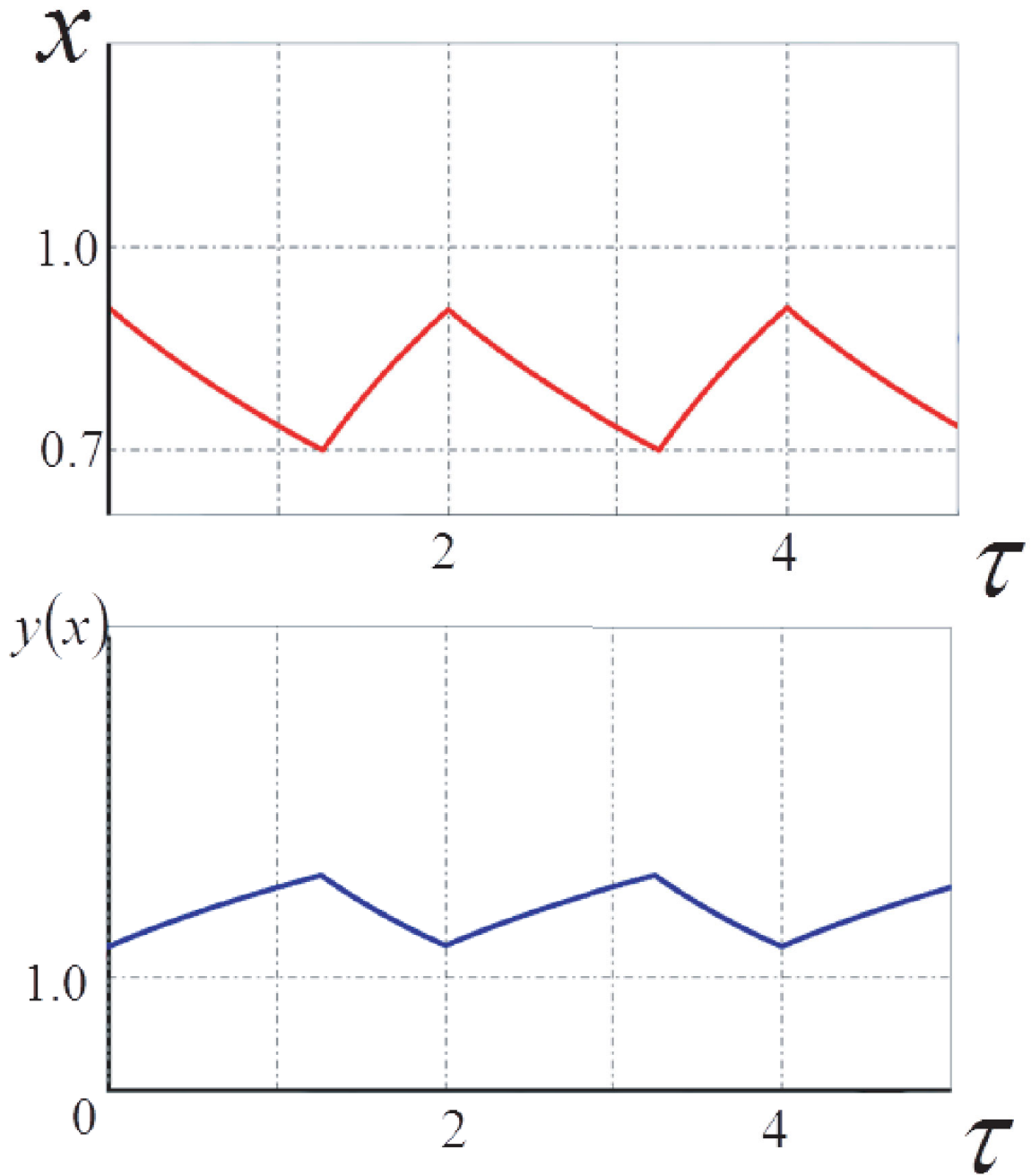


図 4.6: 典型的な波形例 3 $\alpha = 3$, $\beta = 9$, $\gamma = 0.2$, $k = 0.2$, $X_- = 0.7$, $m_1 = 0.2 \times 10^{-3}$, $m_2 = 0.8 \times 10^{-3}$, and $m_3 = 0.2 \times 10^{-3}$

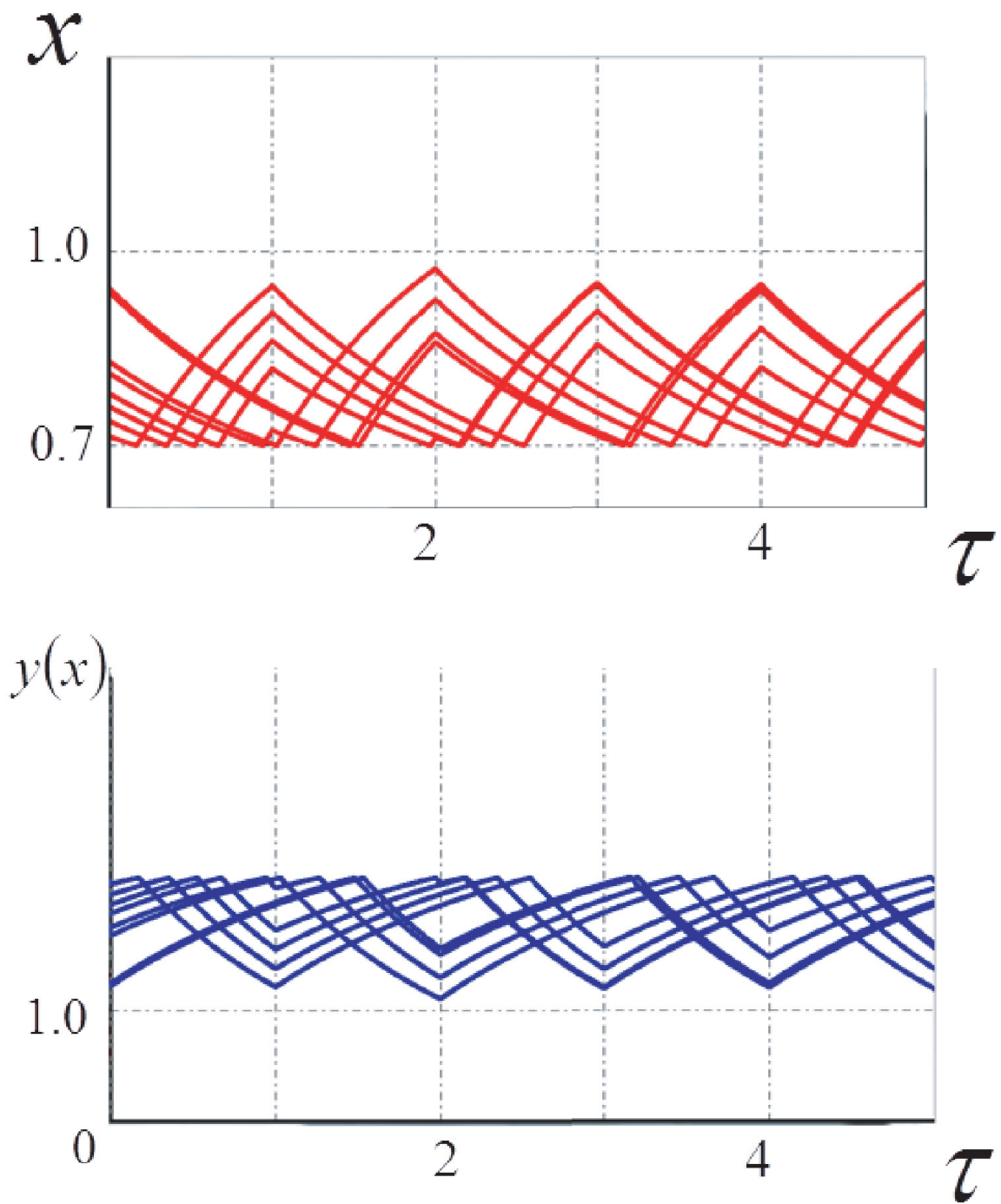


図 4.7: 典型的な波形例 4 $\alpha = 4$, $\beta = 9$, $\gamma = 0.2$, $k = 0.2$, $X_- = 0.7$, $m_1 = 0.2 \times 10^{-3}$, $m_2 = 0.8 \times 10^{-3}$, and $m_3 = 0.2 \times 10^{-3}$

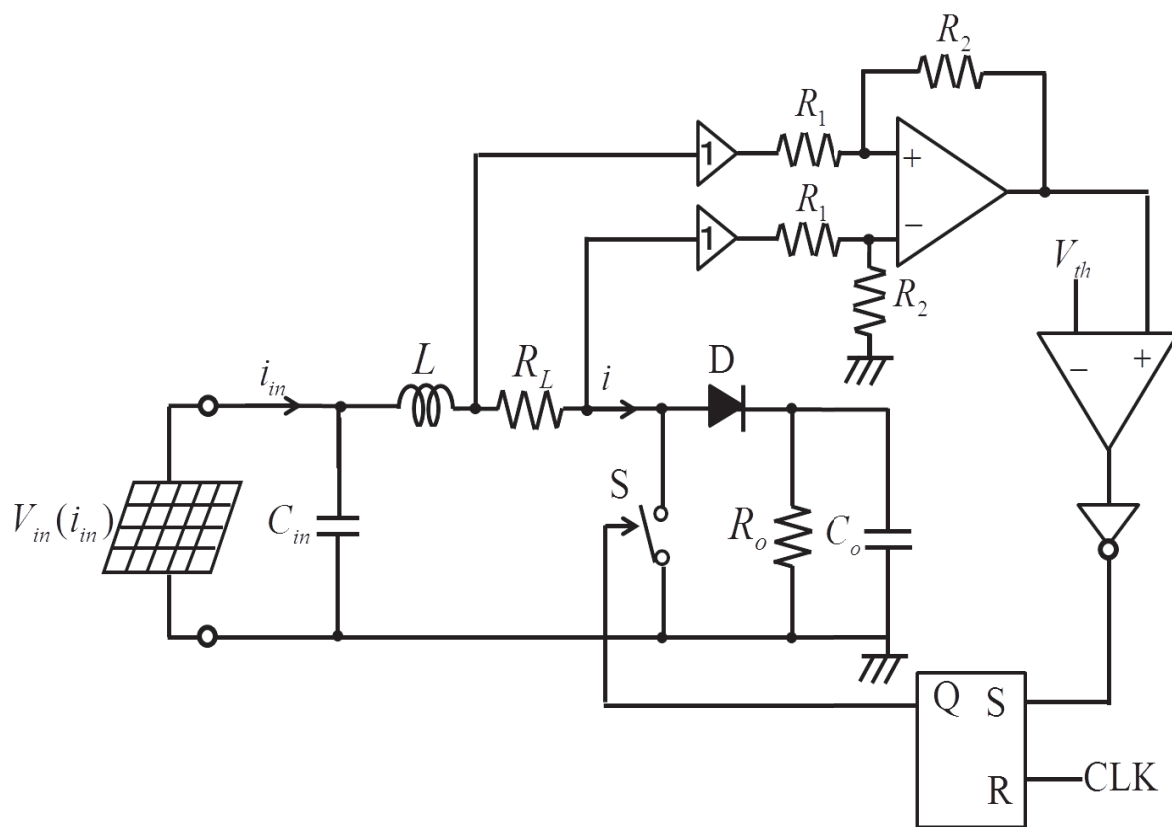


图 4.8: 試作回路図

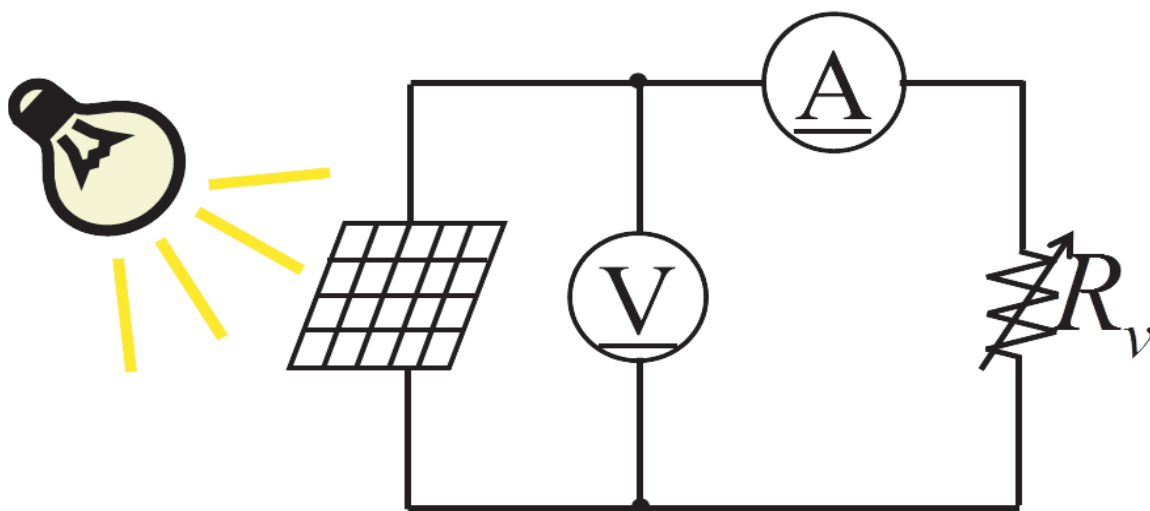


図 4.9: 太陽光パネルの特性測定回路

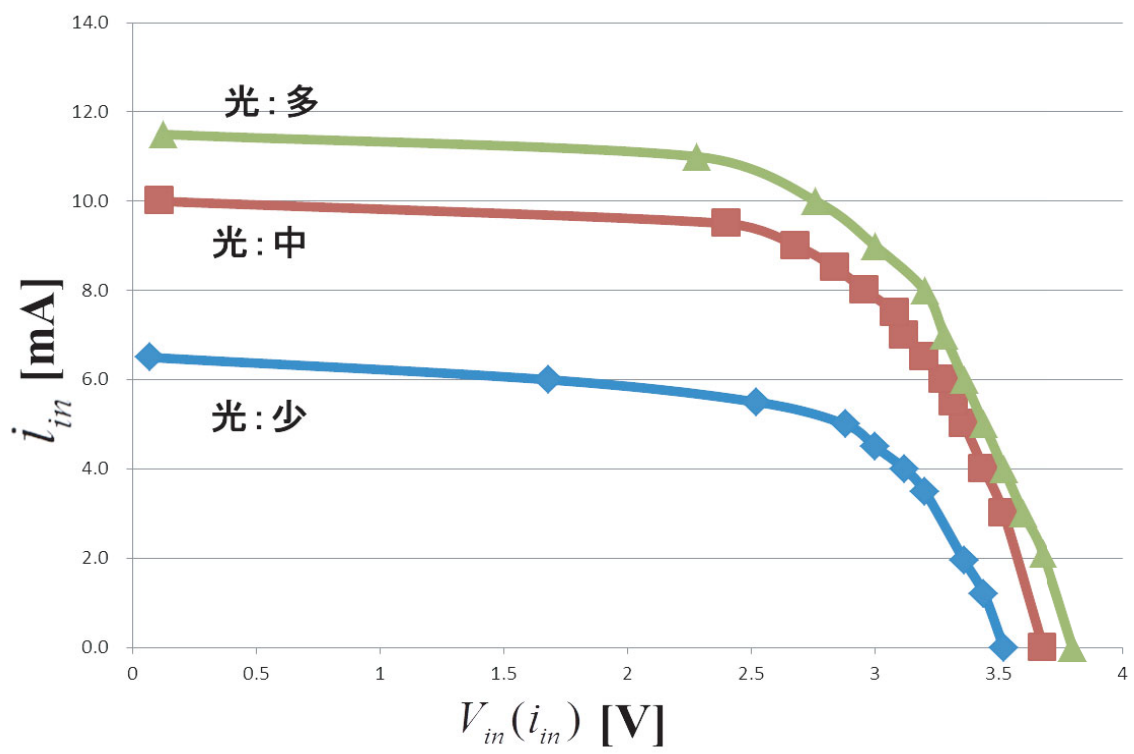


図 4.10: 使用した太陽光パネルの特性

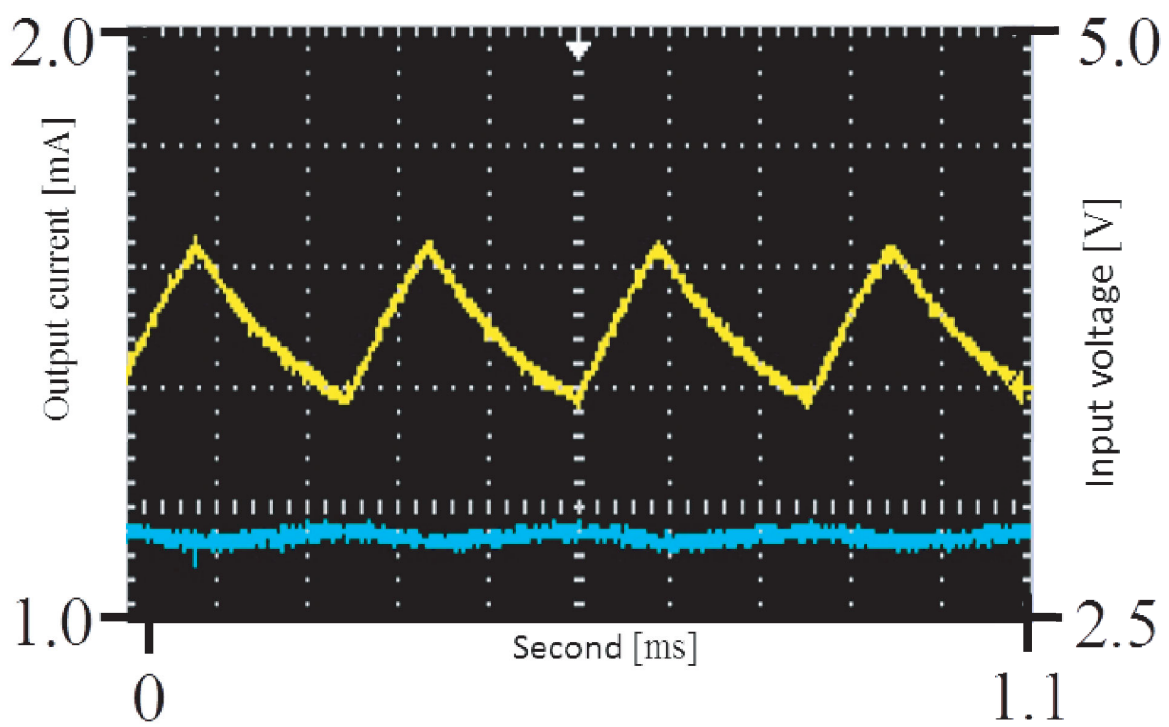


図 4.11: 典型的な波形の例 1 $I_{SC} = 6.1[\text{mA}]$, $L = 300[\text{mH}]$, $R_o = 10[\text{k}\Omega]$, $R_L = 1[\text{k}\Omega]$, $C_{in} = 0.01[\mu\text{F}]$, $C_o = 0.001[\mu\text{F}]$, $R_1 = R_2 = 1[\text{k}\Omega]$, and $T = 7.9[\text{kHz}]$.

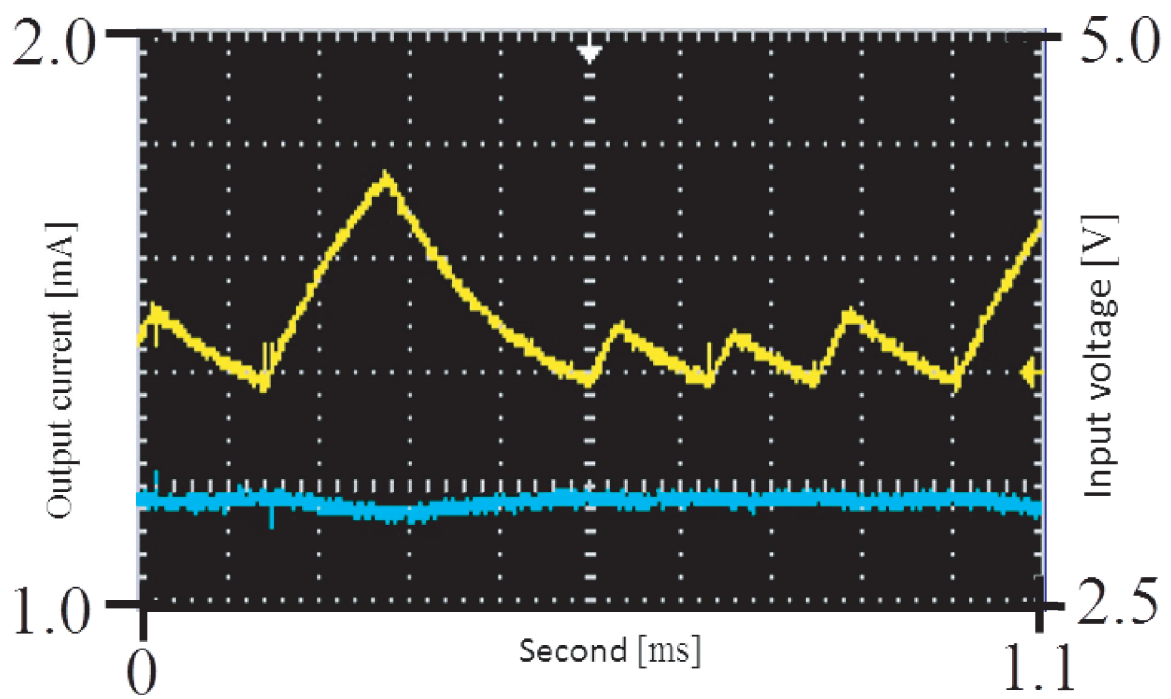


図 4.12: 典型的な波形の例 2 $I_{SC} = 6.3[\text{mA}]$, $L = 300[\text{mH}]$, $R_o = 10[\text{k}\Omega]$, $R_L = 1[\text{k}\Omega]$, $C_{in} = 0.01[\mu\text{F}]$, $C_o = 0.001[\mu\text{F}]$, $R_1 = R_2 = 1[\text{k}\Omega]$, and $T = 7.9[\text{kHz}]$.

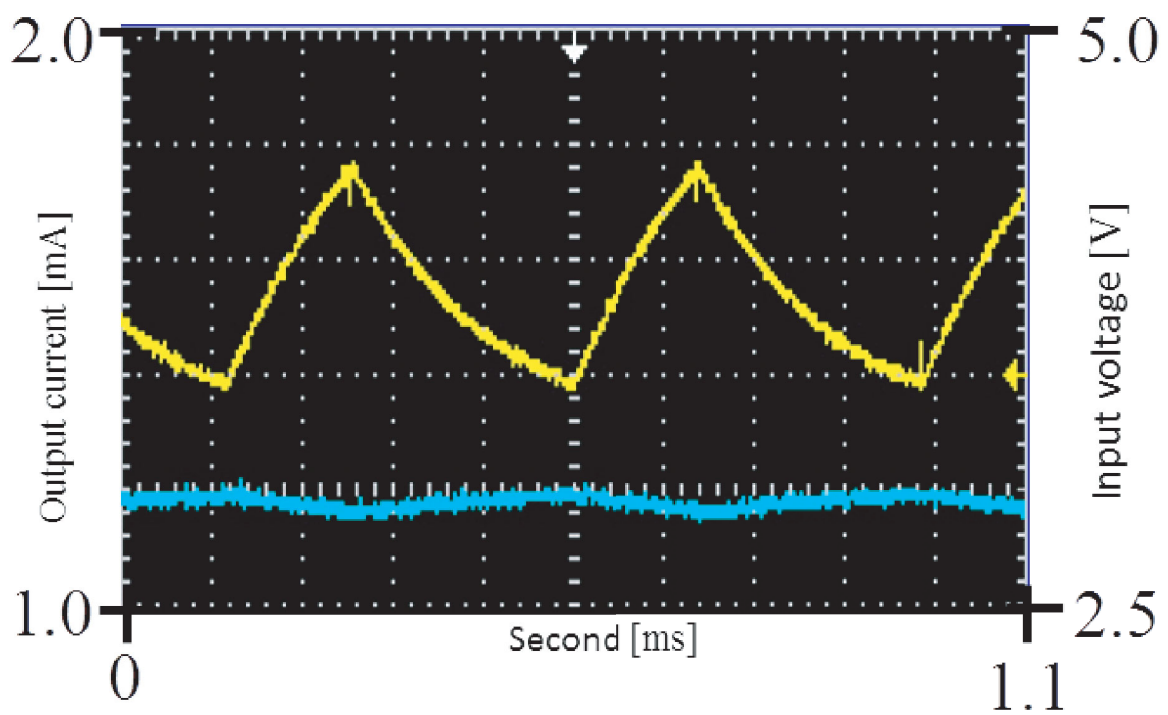


図 4.13: 典型的な波形の例 3 $I_{SC} = 6.4[\text{mA}]$, $L = 300[\text{mH}]$, $R_o = 10[\text{k}\Omega]$, $R_L = 1[\text{k}\Omega]$, $C_{in} = 0.01[\mu\text{F}]$, $C_o = 0.001[\mu\text{F}]$, $R_1 = R_2 = 1[\text{k}\Omega]$, and $T = 7.9[\text{kHz}]$.

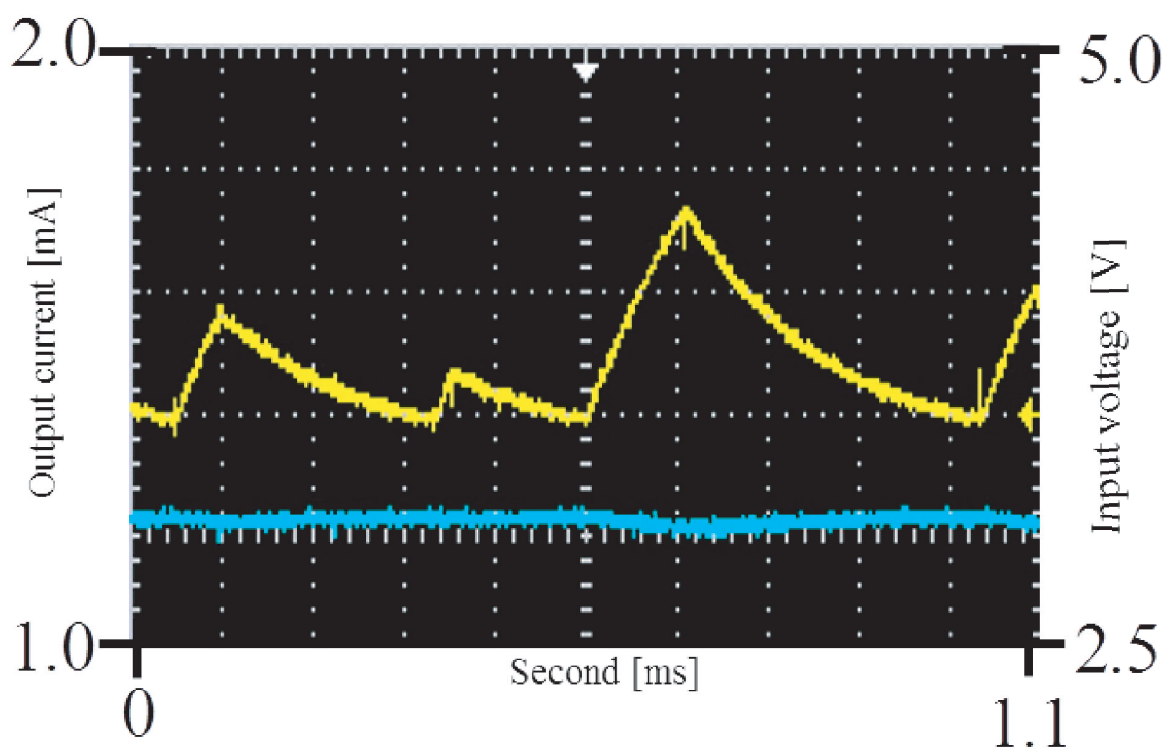


図 4.14: 典型的な波形の例 4 $I_{SC} = 6.8[\text{mA}]$, $L = 300[\text{mH}]$, $R_o = 10[\text{k}\Omega]$, $R_L = 1[\text{k}\Omega]$, $C_{in} = 0.01[\mu\text{F}]$, $C_o = 0.001[\mu\text{F}]$, $R_1 = R_2 = 1[\text{k}\Omega]$, and $T = 7.9[\text{kHz}]$.

第5章 結論

本論文ではDC/DCコンバータの簡易モデルの動作解析と安定化について述べた。

第2章では単体DC/DCコンバータの動作解析を1次元リターンマップを用いておこなった。無次元化電流の傾きのパラメータ a と b の関係によって現象が変化することが確認できた。また、回路を試作しPWCモデルで起きた現象が実際に起きるか確認した。実験結果から入力電圧 V_{in} と出力電圧 V_o の関係により現象が変化した。パラメータ a と b は入力電圧 V_{in} と出力電圧 V_o に対応している。これによりPWCモデルで起きた現象が試作回路でも確認できた。

第3章は並列化DC/DCコンバータの動作解析と安定化を行った。並列化をしコンバータ間で相互ルールを用いることで単体とは異なる現象を呈した。またRC負荷を近似しないシミュレーションを行った。これにより、PWCモデルより試作回路と似たような波形を得られた。また動作解析により得られた不安定周期解を新たに時間制御によるスイッチングルールを設定することにより安定化を行った。この安定化した波形の安定性をリターンマップで確認した。これにより、適切な時間 τ_n を用いることにより安定化できることを確認した。最後に回路を試作し現象をシミュレーションと比較した。また実際に安定化ができるのかを確認した。試作回路でも似たような現象を確認できた。また試作回路でも安定化ができることを確認した。今後の課題として、時間制御による安定化法を他の安定化法と比較し長所と短所を見極めることが重要である。

第4章ではPV入力DC/DCコンバータの動作解析を行った。入力側の太陽電池をCCVSで近似を行った。これにより容易にシミュレーションが行え、パラメータ α を

変化させた場合、試作回路と似たような現象を得られた。また、回路を試作し現象を確認した。回路を試作する際、入力に用いた太陽光パネルの特性を測定した。このときシミュレーションで用いた等価回路モデルと同じような特性を得られた。これにより CCVS での近似が有効であることが確認できた。試作回路を太陽光パネルに当たる光の量を変化させ現象を確認した。シミュレーションの際変化させたパラメータ α は太陽光パネルの短絡電流に対応している。これは太陽光パネルに当たる光の量を変化させたものと同じである。試作回路とシミュレーションの現象を比較すると同じような現象を得られた。これにより簡易モデルは妥当であると考えられる。今後の課題として、より詳しい現象解析や、より大許容量の回路を用いた実験、第 3 章での安定化ルールが PV 入力でも適応できるかの実験などが挙げられる。

参考文献

- [1] S. Banerjee and G. C. Verghese, eds. , Nonlinear Phenomena in Power Electronics: Attractors, Bifurcations, Chaos, and Nonlinear Control, IEEE Press, 2001.
- [2] C. K. Tse and M. di Bernardo, Complex behavior in switching power converters, Proc. IEEE, 90, pp. 768-781, 2002.
- [3] P. Maffezzoni and Dario D' Amore, Compact Electrothermal Macromodeling of Photovoltaic Modules, IEEE Trans. Circuits Syst. II, 56, 2, pp. 2009.
- [4] H. Matsushita and T. Saito, Application of particle swarm optimization to parameter search in dynamical systems, Nonlinear Theory and Its Applications, IEICE, Vol. 2, No. 4, pp.458-471, 2011
- [5] S. Maity, D. Tripathy, T. K. Bhattacharya and S. Banerjee, Bifurcation Analysis of PWM-1 Voltage-Mode-Controlled Buck Converter Using the Exact Discrete Model”, IEEE Trans. Circuits Syst. I, 54, 5, pp. 1120-1130, 2007.
- [6] J. H. B. Deane, P. Ashwin, D. C. Hamill and D. J. Jeffries, Calculation of the periodic spectral components in a chaotic dc-dc converter, IEEE Trans. Circuits Syst. I, 46, 11, pp. 1313-1319, 1999.
- [7] T. Saito and D. Kimura, Bifurcation of a simplified model of the boost converter with solar cellinput, Proc. of NDES, pp. 214-217, 2010
- [8] Y. H. Lim and D. C. Hamill, CHAOS IN A SPACECRAFT POWER SYSTEM, Electronics Letters, 35 Issue:6, pp. 510 - 511, 2002.

- [9] T. Saito and D. Kimura, Synchronization and Hyperchaos in Switched Dynamical Systems based on Parallel Buck Converters, *IEICE Trans. Fundamentals*, E92-A, 8, pp. 2061-2066, 2009
- [10] D. Kimura and T. Saito, A Trade-Off between the Maximum Power Point and Stability, *IEICE Trans. Fundamentals*, E92-A, 8, pp. 2061-2066, 2009
- [11] T. Maeda and T. Saito, Analysis of Stability and Bifurcation in a Simple Model of Power Converters with Solar Cell Input, *Proc. IEEE/IECON*, pp. 356-362, 2010

研究業績

(国際会議)

T. Matsumoto and T.Saito, "Nonlinear Dynamics of Switching Power Converters with Solar Cell Input" Proc. of NCSP, Hawai (2012-3). accepted

(国内発表)

松本貴暁、斎藤利通"スイッチングパワーコンバータの非線形動作と安定化" 回路とシステムワークショップ論文集, pp. 317-321, 淡路島 (2011-8)

松本貴暁、斎藤利通"並列化昇圧コンバータの非線形動作について" 電子情報通信学会技術研究報告, NLP2010-187, 東京理科大学森戸記念館 (2011-3)

松本貴暁、斎藤利通"並列化昇圧コンバータの安定化について" 電子情報通信学会ソサイエティ大会, A-1-20, 大阪 (2010-9)

松本貴暁、斎藤利通"並列化 DC/DC コンバータの同期動作の安定化" 電子情報通信学会技術研究報告, NLP2010-26, 沖縄 (2010-6)

松本貴暁、斎藤利通"並列化 DC/DC コンバータの同期解の安定性について" 電子情報通信学会総合大会, A-2-14, 仙台 (2010-3)

謝辞

本研究は著者が法政大学大学院工学研究科電気工学専攻在学中に行ったものである。この研究は同大学工学部情報電気電子工学科 斎藤利通教授の指導下で行ったもので、全ての研究活動を遂行するにあたり同教授から大変御参考になる御指導・御鞭撻を沢山賜りました。ここに心から深謝いたします。

また国立米子工業高等専門学校電気情報工学科 松岡祐介助教、富士電機株式会社 木村大祐氏には在学中、研究活動中ともに貴重な御助言・御指摘を賜りました。ここに心より深く感謝いたします。

最後に法政大学工学部情報電気電子工学科 斎藤利通研究室の皆様には、いろいろな有益な御討論・ご助言を戴きました。ここに感謝の意を表します。