

パワーエレクトロニクス

講義教科書

大阪工業大学
工学部
電気電子システム工学科

2025 年度 後期

まえがき

本教科書は、大阪工業大学工学部電気電子システム工学科の「パワーエレクトロニクス」講義のために作成されました。

パワーエレクトロニクスは、電力を効率的に制御・変換する技術であり、現代社会において極めて重要な役割を果たしています。電気自動車、再生可能エネルギー・システム、産業用モータ制御、家電製品など、私たちの身の回りには数多くのパワーエレクトロニクス機器が存在しています。

本教科書では、パワーエレクトロニクスの基礎となる半導体物理から始まり、各種パワー半導体素子の動作原理、電力変換回路の設計、制御技術に至るまで、体系的に学習します。

各章は、講義1回分に対応しています。図や数式を用いて丁寧に解説し、理解を深めるための演習問題も用意しました。初学者でも無理なく理解できるよう、基礎から段階的に説明しています。

本教科書が、皆さんのパワーエレクトロニクスの学習に役立つことを願っています。

2025年10月

目次

まえがき	iii
第1章 パワーエレクトロニクスの概要	1
1.1 はじめに	1
1.2 パワーエレクトロニクスとは	3
1.3 パワーエレクトロニクスで扱う3つの要素	11
1.4 電気回路の基礎	12
1.5 可変抵抗を用いた電力変換	16
1.6 スイッチングによる高効率電力変換	25
1.7 理想的なスイッチと実際のスイッチ	31
1.8 まとめ	45
第2章 半導体の物理	47
2.1 はじめに	47
2.2 半導体とは何か	49
2.3 原子構造と電子配置	51
2.4 バンド理論	53
2.5 真性半導体と不純物半導体	57
2.6 pn接合の物理	60
2.7 金属-半導体接合	72
2.8 まとめ	86
第3章 パワー半導体の動作原理	89
3.1 はじめに	89
3.2 半導体スイッチの応用先	91
3.3 パワー半導体スイッチに求められる機能	92
3.4 スイッチの制御について	94
3.5 ダイオードの動作原理	96
3.6 バイポーラトランジスタ（BJT）の動作原理	100
3.7 MOSFET（金属酸化膜半導体電界効果トランジスタ）	108
3.8 IGBT（絶縁ゲートバイポーラトランジスタ）	113
3.9 サイリスタの動作原理	120

3.10	ワイドギャップ半導体	121
3.11	まとめ	122
第 4 章	LCR 回路の復習	125
4.1	はじめに	125
4.2	LCR の用途	128
4.3	スイッチング時のコイルの振る舞い	129
4.4	コイルに流入するエネルギー	145
4.5	スイッチング時のコンデンサの振る舞い	146
4.6	RLC 直列回路のエネルギー	152
4.7	コンデンサに電圧源を繋げてはいけない理由	155
4.8	まとめ	156
第 5 章	直流-直流変換（1）	159
5.1	はじめに	159
5.2	DC-DC 変換とは	160
5.3	定常状態におけるコイルの振る舞い（復習）	161
5.4	降圧チョッパー回路（Buck Converter）	163
5.5	昇圧チョッパー回路（Boost Converter）	171
5.6	昇降圧チョッパー回路（Buck-Boost Converter）	177
5.7	3つのチョッパー回路の比較	181
5.8	まとめ	182
第 6 章	直流-直流変換（2）	185
6.1	はじめに	185
6.2	非絶縁型と絶縁型の違い	186
6.3	絶縁型の利点	187
6.4	変圧器の基礎物理	188
6.5	励磁電流と負荷電流	194
6.6	回路シミュレーションにおける変圧器の扱い	200
6.7	フォワードコンバータ（絶縁型降圧）	204
6.8	フライバックコンバータ（絶縁型昇降圧）	208
6.9	まとめ	212
第 7 章	直流-直流変換（3）	215
7.1	はじめに	215
7.2	リニアレギュレータとは	216
7.3	リニアレギュレータの基本原理	217
7.4	実際のリニアレギュレータ	221
7.5	半導体素子の理解	222
7.6	リニアレギュレータの設計と計算	227

7.7	基準電圧の生成	229
7.8	オペアンプとフィードバック制御	232
7.9	オペアンプを用いたリニアレギュレータ	238
7.10	まとめ	241

第1章

パワーエレクトロニクスの概要

1.1 はじめに

1.1.1 講義の進め方

本講義では、パワーエレクトロニクスの基礎から応用までを体系的に学習する。資料などの共有事項は専用の web ページに掲載されており、主にスライドを使って説明を行う。板書は補足で説明するときに利用し、講義の後に演習問題を出す。演習課題を解いて復習することが重要である。わからない点があれば質問してほしい。

講義の進め方

- ・ 資料などの共有事項は下記のwebページにあります
https://soumajinno.notion.site/322-2025-2-2792090e34c880a59634d6e89d03fd0c?source=copy_link
- ・ 主にスライドを使って説明します。
- ・ 板書は補足で説明するときに利用します。
- ・ 講義の後に演習問題を出します。
- ・ 演習課題を解いて復習してください。
- ・ わからない点があれば質問してください。
下記からでも質問できます。
<https://powerelectronics-2024.notionapps.com/>

図 1.1 講義の進め方

1.1.2 本講義の目標

本講義では、以下の 4 つの目標を達成することを目指す：

- パワーエレクトロニクスの概要を理解する
- 可変抵抗を用いた電力変換を理解する
- 理想的なスイッチと現実との違いを理解する
- 電力損失の計算を理解する

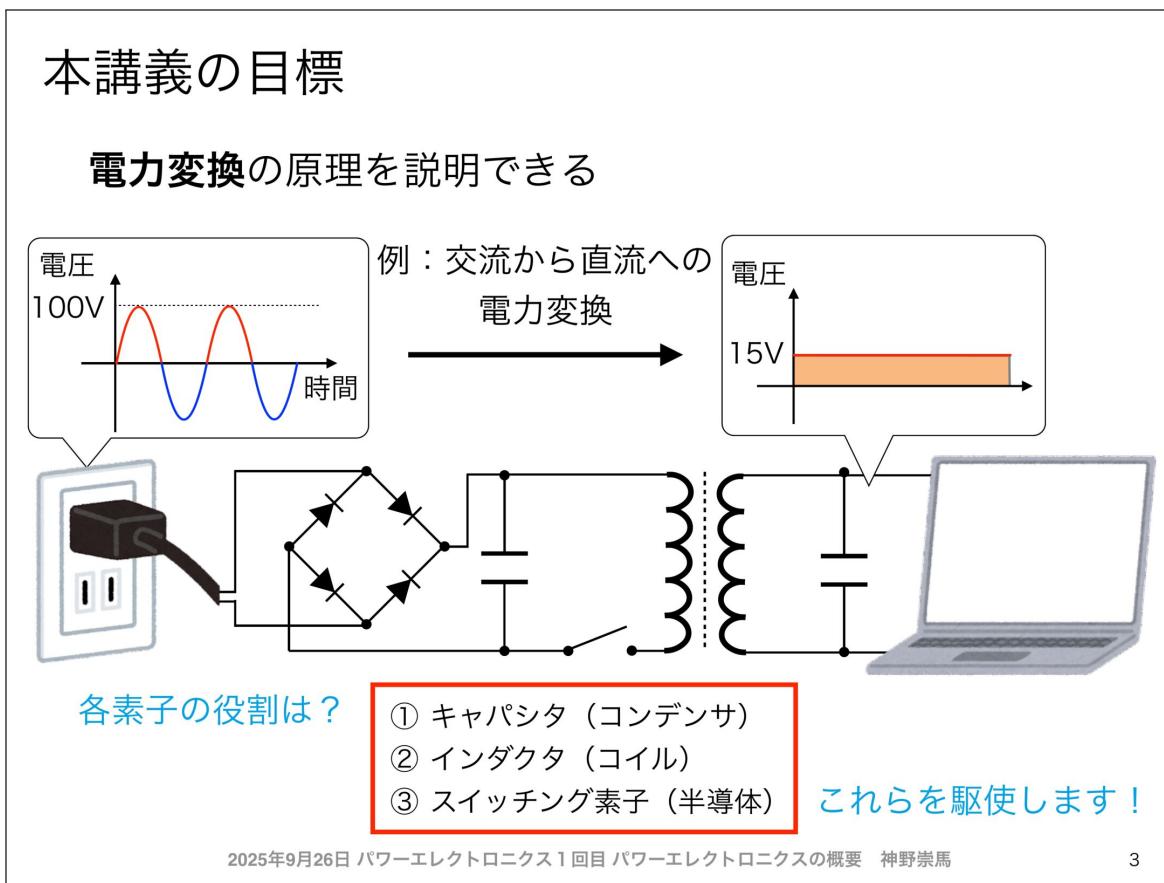


図 1.2 本講義の目標

本日の目標

- パワーエレクトロニクスの概要を理解する
- 可変抵抗を用いた電力変換を理解する
- 理想的なスイッチと現実との違いを理解する
- 電力損失の計算を理解する

2025年9月26日 パワーエレクトロニクス1回目 パワーエレクトロニクスの概要 神野崇馬

4

図 1.3 本日の目標

1.2 パワーエレクトロニクスとは

1.2.1 パワーエレクトロニクスの定義

パワーエレクトロニクスとは、「パワー」と「エレクトロニクス」を組み合わせた学問分野である。

- パワー：電力・エネルギー
- エレクトロニクス：半導体

つまり、半導体を使って電力を変換・制御する工学であり、全てはエネルギーを効率よく使うための技術である。

パワーエレクトロニクスとは？

パワー × エレクトロニクス

半導体

電力
エネルギー

半導体を使って電力を変換・制御する工学
全ては**エネルギーを効率よく使うため**！！

2025年9月26日 パワーエレクトロニクス1回目 パワーエレクトロニクスの概要 神野崇馬

5

図 1.4 パワーエレクトロニクスとは？

パワーエレクトロニクスの重要性

現代社会において、パワーエレクトロニクスは極めて重要な役割を果たしています。その重要性は、以下の観点から理解できます：

1. エネルギー消費の観点

日本国内で消費される電力の約 60% 以上が、何らかの形で電力変換を経由しています。例えば：

- 家電製品（エアコン、冷蔵庫、洗濯機）のモーター駆動
- IT 機器（パソコン、サーバー）の電源
- 産業用モーター（工場の生産設備）
- 電気自動車のバッテリー充電と駆動制御
- 再生可能エネルギー（太陽光、風力）の系統連系

2. 省エネルギーへの貢献

電力変換の効率を 1% 改善するだけで、莫大な省エネルギー効果が得られます。

具体例：

日本全体の年間電力消費量を約 1 兆 kWh (10^{12} kWh) とすると、そのうち 60% が電力変換を経由するため：

- 電力変換を経由する電力： $10^{12} \times 0.6 = 6 \times 10^{11}$ kWh
- 効率が 1% 改善されると： $6 \times 10^{11} \times 0.01 = 6 \times 10^9$ kWh の省エネ
- これは約 **200 万世帯の年間電力消費量**に相当

3. 環境問題との関係

電力変換の高効率化は、CO₂ 排出削減に直結します：

- 火力発電からの CO₂ 排出削減
- 再生可能エネルギーの有効活用（太陽光・風力発電のインバータ）
- 電気自動車の航続距離延長（バッテリーの有効利用）

パワーエレクトロニクスの歴史

パワーエレクトロニクスの発展は、半導体技術の進歩と密接に関係しています。

- **1950 年代**：サイリスタ (SCR) の発明 → 大電力制御が可能に
- **1970 年代**：パワー MOSFET の実用化 → 高速スイッチングが可能に
- **1980 年代**：IGBT（絶縁ゲートバイポーラトランジスタ）の開発 → 大電力と高速スイッチングの両立
- **1990 年代以降**：デジタル制御の普及、高効率化の追求
- **2000 年代以降**：SiC（炭化ケイ素）、GaN（窒化ガリウム）などのワイドバンドギャップ半導体の実用化 → さらなる高効率化・小型化

技術進化の方向性：

- **高効率化**：損失の低減 (95% → 98% → 99% 以上へ)
- **高速化**：スイッチング周波数の向上 (kHz → MHz)
- **小型化**：受動部品（コイル、コンデンサ）の小型化
- **高耐圧化**：より高い電圧での動作 (kV → 数十 kV)
- **高温動作**：冷却システムの簡素化

1.2.2 電力変換の例

電力変換の代表的な例として、交流から直流への変換がある。例えば、コンセントから得られる 100V の交流電圧を、ノートパソコンなどで使用する 15V の直流電圧に変換する。この変換を実現するために、以下の 3 つの主要な素子が用いられる：

1. キャパシタ（コンデンサ）：電荷を蓄える
2. インダクタ（コイル）：磁気エネルギーを蓄える

3. スイッチング素子（半導体）：電流のオン・オフを制御

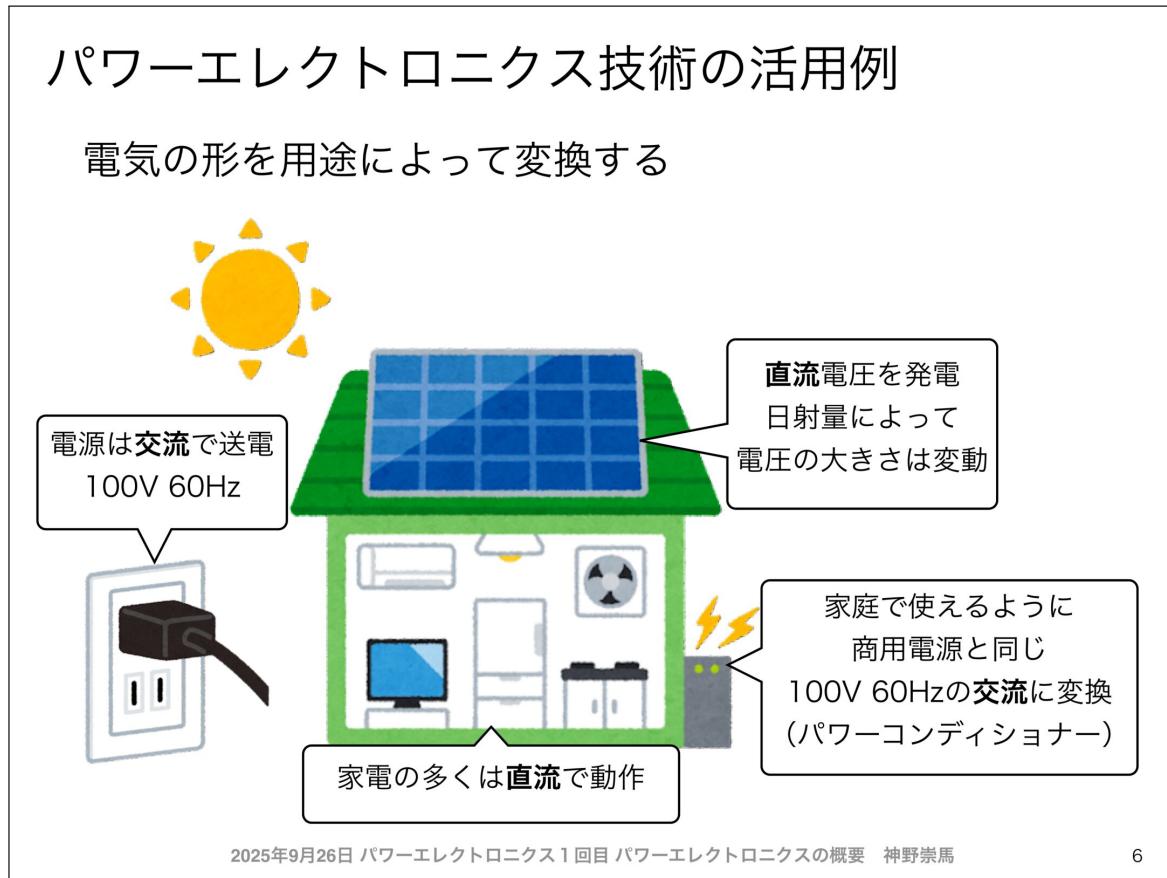


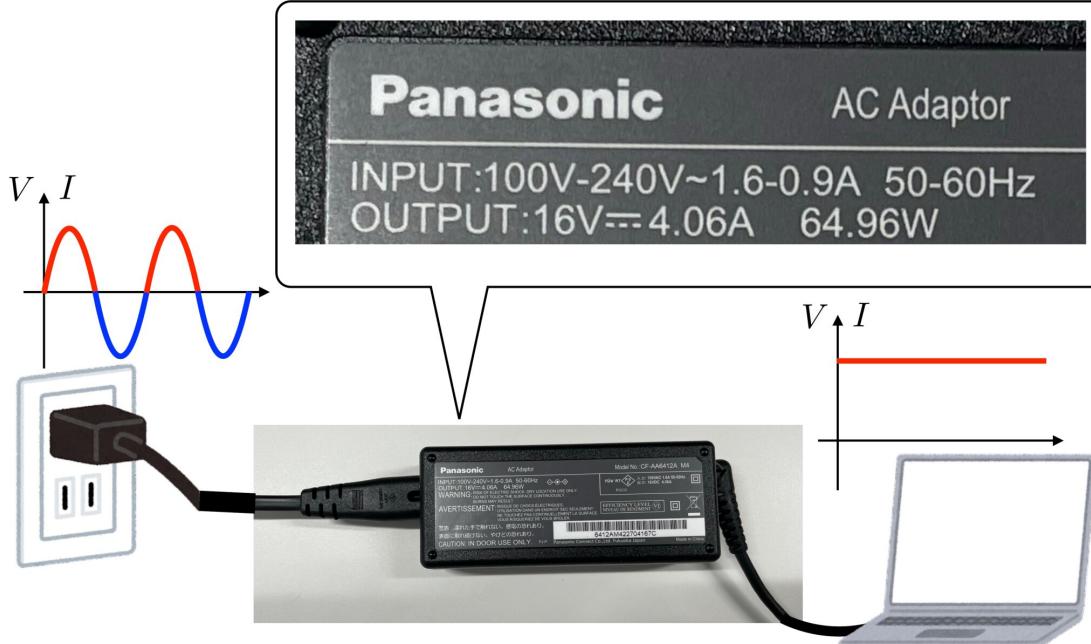
図 1.5 電力変換の例 (AC-DC 変換)

1.2.3 身の回りの電力変換

現代社会では、あらゆる場所で電力変換が行われている。スマートフォンの充電器、ノートパソコンの AC アダプタ、電気自動車の充電システム、太陽光発電システムなど、私たちの生活は電力変換技術なしには成り立たない。

パワーエレクトロニクス技術の活用例

交流から直流に変換しています



2025年9月26日 パワーエレクトロニクス1回目 パワーエレクトロニクスの概要 神野崇馬

7

図 1.6 身の回りの電力変換

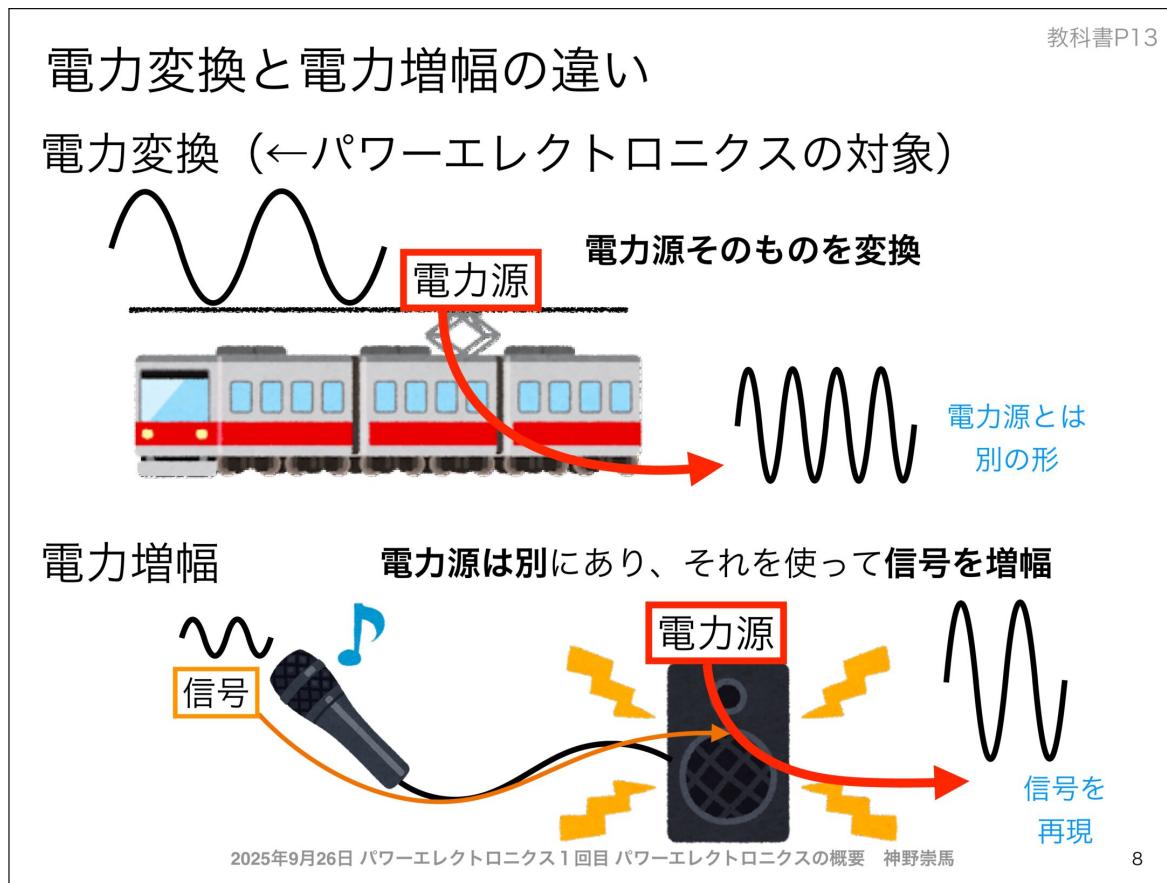


図 1.7 電力変換の応用例

1.2.4 電力変換の種類

電力変換には、以下の 4 つの基本的な種類がある：

1. **AC-DC 変換 (整流)**：交流を直流に変換（例：スマート充電器）
2. **DC-AC 変換 (インバータ)**：直流を交流に変換（例：太陽光発電）
3. **DC-DC 変換 (チョッパ)**：直流電圧を昇圧・降圧（例：USB 充電）
4. **AC-AC 変換 (サイクロコンバータ)**：交流の周波数や電圧を変換

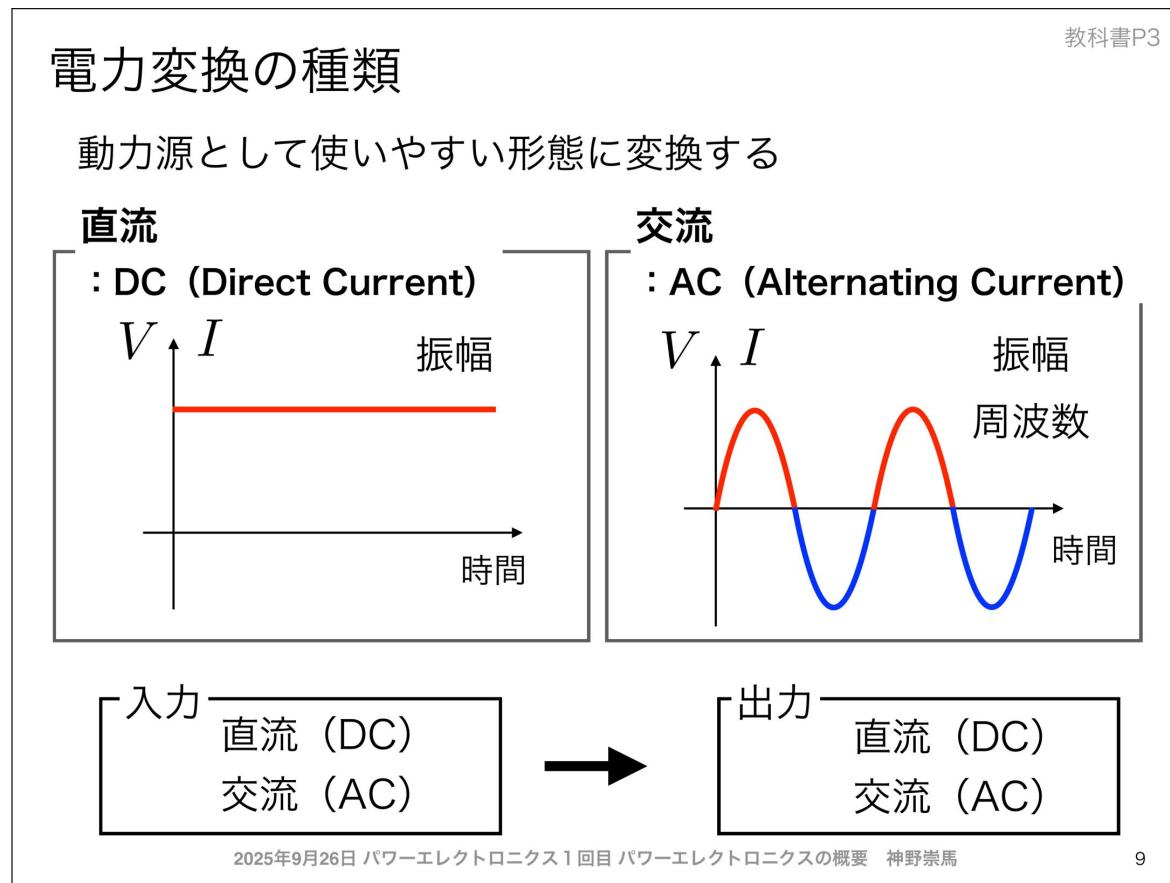


図 1.8 電力変換の種類

1.2.5 なぜ電力変換が必要なのか

電力変換の必要性を理解するために、電源と負荷の関係を考えてみましょう。

電源と負荷のミスマッチ

現実の世界では、電源（エネルギー供給側）と負荷（エネルギー消費側）の電圧・電流特性が一致しないことがほとんどです。

具体例 1：スマートフォン充電

- 電源：コンセント（AC 100V、50/60Hz）
- 負荷：スマホバッテリー（DC 3.7V、2000mAh）
- 必要な変換：AC → DC 変換、電圧降圧（100V → 5V）

具体例 2：太陽光発電

- 電源：太陽電池（DC 30-40V、出力が時間変動）
- 負荷：家電製品（AC 100V、50/60Hz）
- 必要な変換：DC → AC 変換、電圧調整、周波数生成

電力変換の物理的意味

電力変換は、単なる電圧・電流の変更ではありません。エネルギーの形態を変換しています。

1. 交流 (AC) と直流 (DC) の違い

- **交流**：電圧・電流の向きと大きさが周期的に変化

$$v(t) = V_m \sin(\omega t) \quad (1.1)$$

- 長距離送電に適している（変圧が容易）
- モーターの駆動に適している

- **直流**：電圧・電流の向きと大きさが一定

$$v(t) = V_{dc} = \text{一定} \quad (1.2)$$

- 電子回路の動作に必要
- バッテリー充電に必要
- 精密な制御がしやすい

2. 電圧変換の必要性

異なる電圧レベルが必要な理由：

- **送電**：高電圧（数百 kV）→ 電力損失を低減

$$P_{\text{loss}} = I^2 R = \left(\frac{P}{V} \right)^2 R \propto \frac{1}{V^2} \quad (1.3)$$

同じ電力 P を送電する場合、電圧 V を高くすると電流 I が小さくなり、損失が減少

- **配電**：中電圧（6.6kV）→ 地域への配電
- **家庭**：低電圧（100V/200V）→ 安全性
- **電子機器**：極低電圧（1.2V～5V）→ 半導体の動作電圧

送電損失の具体例：

1000 kW の電力を 10 km の距離を送電する場合（送電線抵抗：1 Ω/km）

低電圧送電（1000 V）の場合：

- 電流： $I = P/V = 1000000/1000 = 1000$ A
- 送電線抵抗： $R = 10 \times 1 = 10$ Ω
- 損失： $P_{\text{loss}} = I^2 R = 1000^2 \times 10 = 10$ MW（送電電力の 10 倍！）

高電圧送電（100 kV）の場合：

- 電流： $I = P/V = 1000000/100000 = 10$ A
- 送電線抵抗： $R = 10$ Ω
- 損失： $P_{\text{loss}} = I^2 R = 10^2 \times 10 = 1$ kW（わずか 0.1%）

→ 電圧を 100 倍にすると、損失は 1 万分の 1 になる！

直流と交流の使い分け

表 1.1 直流と交流の特徴と用途

項目	直流 (DC)	交流 (AC)
電圧変換	難しい (チョッパ必要)	容易 (変圧器)
長距離送電	損失大 (以前)	損失小 (変圧可)
モーター駆動	制御が複雑	簡単 (誘導機)
電子回路	必須	不適
バッテリー	必須	不可
主な用途	電子機器、EV、データセンター	送電網、家電、工場

注：近年は、HVDC（高圧直流送電）技術により、長距離送電でも直流が使われるようになってきています。これは、パワーエレクトロニクス技術の進歩により、大電力の DC-DC 変換や DC-AC 変換が可能になったためです。

1.3 パワーエレクトロニクスで扱う 3 つの要素

パワーエレクトロニクスは、以下の 3 つの要素の組み合わせで構成される：

1. スイッチングデバイス（半導体）：電力の流れを制御
2. 電気・電子回路：回路の設計と解析
3. 制御：スイッチングのタイミングと方法

これらの要素は、電子物性論、電子デバイス工学、電気電子材料、電子回路工学、電磁気学、電磁界理論、電気回路、ディジタル電子回路、制御工学などの基礎知識の組み合わせで成り立っている。

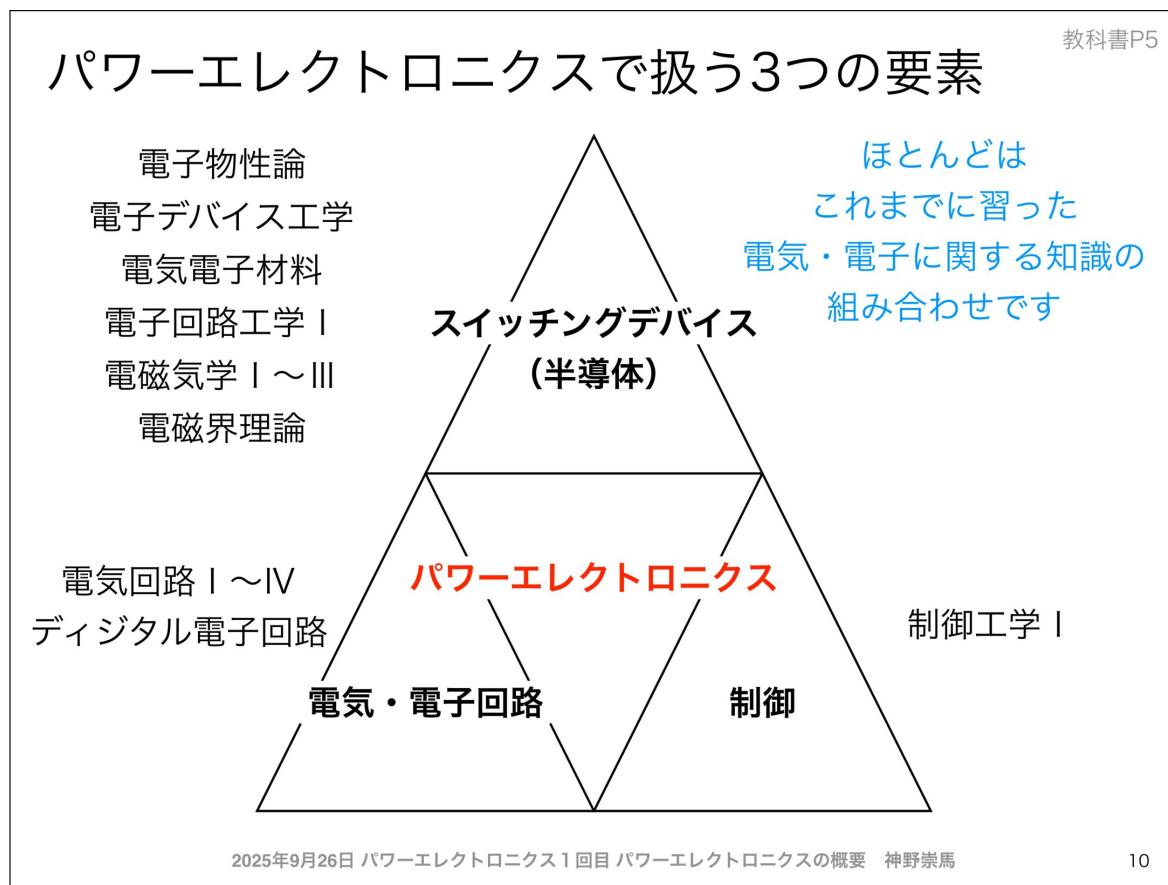


図1.9 パワーエレクトロニクスで扱う3つの要素

1.4 電気回路の基礎

1.4.1 回路解析の基本法則

パワーエレクトロニクス回路を理解するためには、電気回路の基本法則を理解することが不可欠である。

1.4.2 キルヒ霍フの法則

電気回路の解析には、キルヒ霍フの2つの法則が基本となる：

キルヒ霍フの電圧則 (KVL: Kirchhoff's Voltage Law)

閉回路における電圧の総和はゼロである。

$$\sum V = 0 \quad (1.4)$$

キルヒ霍フの電流則 (KCL: Kirchhoff's Current Law)

ノード（接続点）に流入する電流の総和と流出する電流の総和は等しい。

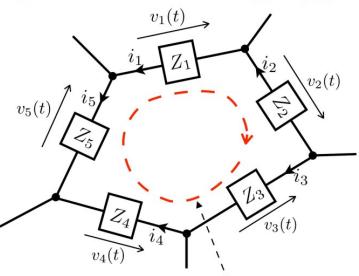
$$\sum I_{\text{in}} = \sum I_{\text{out}} \quad (1.5)$$

回路理論の復習

回路理論で使うのはこの3つの法則だけ

KVL

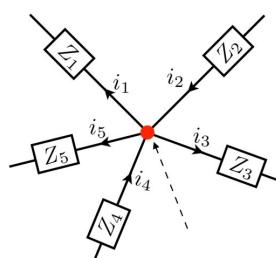
: キルヒ霍フの電圧則



$$v_1(t) + v_2(t) - v_3(t) - v_4(t) + v_5(t) = 0$$

KCL

: キルヒ霍フの電流則



$$i_1 - i_2 + i_3 - i_4 + i_5 = 0$$

枝構成式

(オームの法則)

抵抗

$$v(t) = R i(t)$$

コイル

$$v(t) = L \frac{di(t)}{dt}$$

コンデンサ

$$i(t) = C \frac{dv(t)}{dt}$$

求めたい未知数について解く

2025年9月26日 パワーエレクトロニクス1回目 パワーエレクトロニクスの概要 神野崇馬

13

図 1.10 回路理論の復習 (KVL、KCL、枝構成式)

キルヒ霍フの法則の物理的意味

キルヒ霍フの2つの法則は、単なる経験則ではなく、物理学の基本的な保存則に基づいています。

1. キルヒ霍フの電流則 (KCL) ← 電荷保存則

KCL は、電荷保存則の帰結です。

物理的意味：

ノード（接続点）において、電荷は生成も消滅もしない。したがって、流入する電荷の総量と流出する電荷の総量は等しい。

$$\sum I_{\text{in}} = \sum I_{\text{out}} \quad (1.6)$$

ここで、電流 I は単位時間あたりの電荷量 dQ/dt であるため：

$$\frac{dQ_{\text{in}}}{dt} = \frac{dQ_{\text{out}}}{dt} \quad (1.7)$$

もしノードに電荷が蓄積されると、そこに電位が発生して流入を妨げる（あるいは流出を促進する）ため、定常状態では必ず流入=流出となる。

具体例：

ノードに $I_1 = 3 \text{ A}$ 、 $I_2 = 2 \text{ A}$ が流入し、 $I_4 = 1 \text{ A}$ が流出する場合、 I_3 を求めると：

流入： $I_1 + I_2 = 5 \text{ A}$

流出： $I_3 + I_4$

$$\rightarrow I_3 = 5 - 1 = 4 \text{ A}$$

2. キルヒ霍フの電圧則 (KVL) ← エネルギー保存則

KVL は、エネルギー保存則の帰結です。

物理的意味：

電圧とは、単位電荷あたりの位置エネルギーの差です。閉回路を一周すると、出発点に戻るため、位置エネルギーの変化はゼロでなければなりません。

$$\sum V = 0 \quad (1.8)$$

これは、重力場における位置エネルギーと同じです。山を登って（エネルギー獲得）、下って（エネルギー放出）、元の場所に戻れば、位置エネルギーの変化はゼロです。

具体例：

電池 ($V_s = 12 \text{ V}$)、抵抗 R_1 ($V_1 = 5 \text{ V}$)、抵抗 R_2 ($V_2 = ?$) の直列回路において：

KVL: $V_s - V_1 - V_2 = 0$

$$\rightarrow V_2 = V_s - V_1 = 12 - 5 = 7 \text{ V}$$

エネルギーの観点から：

電池が電荷に与えるエネルギー： $W_{\text{in}} = Q \cdot V_s$

抵抗 R_1 、 R_2 で消費されるエネルギー： $W_{\text{out}} = Q \cdot V_1 + Q \cdot V_2$

エネルギー保存則より： $W_{\text{in}} = W_{\text{out}}$

$$Q \cdot V_s = Q \cdot V_1 + Q \cdot V_2 \quad (1.9)$$

両辺を Q で割ると： $V_s = V_1 + V_2$ (KVL)

パワーエレクトロニクスにおける KVL・KCL の重要性

パワーエレクトロニクス回路では、スイッチの状態が時間的に変化するため、各瞬間において KVL・KCL を適用することで、回路の動作を解析します。

- **KCL**：インダクタやキャパシタを含む回路で、電流の流れを追跡
- **KVL**：スイッチのオン・オフ状態に応じた電圧関係を導出

1.4.3 オームの法則

抵抗 R に流れる電流 I と電圧 V の関係は、オームの法則で表される：

$$V = RI \quad (1.10)$$

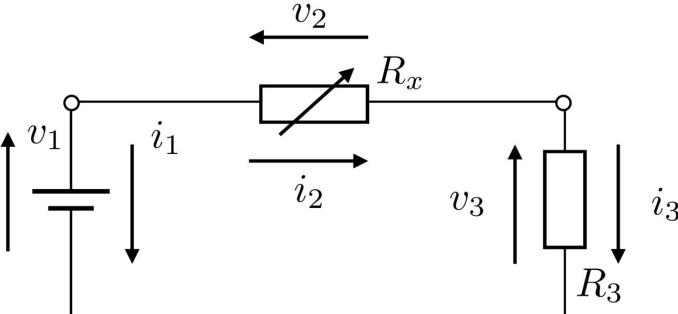
この法則は、パワーエレクトロニクス回路の解析において最も基本的な関係式である。

1.4.4 回路問題の定式化

回路問題を解く際には、KVL（キルヒ霍ッフの電圧則）と KCL（キルヒ霍ッフの電流則）、そして枝構成式（オームの法則など）を全て書き出すことで、どんな回路の問題も解くことができる。

回路問題の定式化

KVLとKCLと枝構成式を全て書き出してみる



これができれば
どんな回路の問題も解けます

Quiz

2025年9月26日 パワーエレクトロニクス1回目 パワーエレクトロニクスの概要 神野崇馬

14

図 1.11 回路問題の解法

回路問題の定式化の練習

実際に回路問題を解くためには、KVL、KCL、枝構成式（オームの法則など）を全て書き出す練習が重要である。以下の図は、回路理論の基本的な定式化を確認するための演習問題である。

回路問題の定式化

KVLとKCLと枝構成式を全て書き出してみる

Quiz

KVL

$$v_1 - v_2 - v_3 = 0$$

KCL

$$i_1 + i_2 = 0$$

$$-i_2 + i_3 = 0$$

枝構成式

$$v_2 = R_x i_2$$

$$v_3 = R_3 i_3$$

これができれば
どんな回路の問題も解けます

2025年9月26日 パワーエレクトロニクス1回目 パワーエレクトロニクスの概要 神野崇馬
15

図 1.12 回路問題の定式化の演習

1.5 可変抵抗を用いた電力変換

1.5.1 可変抵抗による電圧制御

最も単純な電力変換の方法は、可変抵抗を用いた電圧制御である。抵抗値を変化させることで、負荷に加わる電圧を調整することができる。

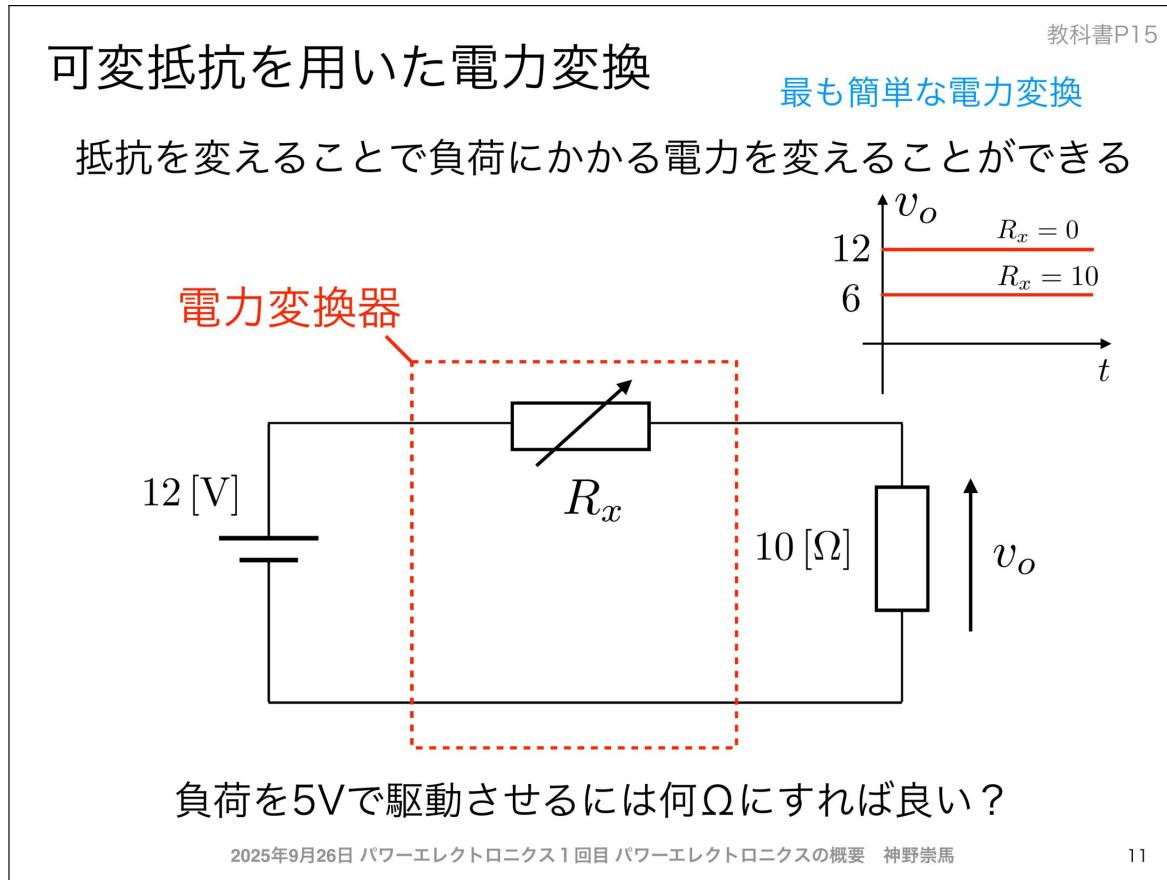


図 1.13 可変抵抗を用いた電力変換

1.5.2 可変抵抗の問題点

可変抵抗を用いた電力変換には、重大な問題点がある。それは、効率が非常に悪いことである。可変抵抗で電圧を下げる際、余分なエネルギーは熱として失われてしまう。

エネルギーはどこへ行くのか

可変抵抗による電力変換の問題を、エネルギーの流れから詳しく見てみましょう。

回路構成：電池 V_s 、可変抵抗 R_v （電圧降下 V_r ）、負荷抵抗 R_L （電圧降下 V_L ）の直列回路

エネルギーの流れ：可変抵抗で消費されるエネルギーは熱として廃棄され、負荷で消費されるエネルギーのみが有効出力となる。

エネルギー収支の計算：

例： $V_s = 12 \text{ V}$ 、 $V_L = 5 \text{ V}$ （負荷に供給したい電圧）、 $I = 0.5 \text{ A}$ （負荷電流）の場合

ステップ 1：電源からの供給エネルギー

電源が供給する電力：

$$P_{\text{in}} = V_s \cdot I = 12 \times 0.5 = 6 \text{ W} \quad (1.11)$$

ステップ 2：負荷で消費される有効エネルギー

負荷での消費電力（有効出力）：

$$P_{\text{out}} = V_L \cdot I = 5 \times 0.5 = 2.5 \text{ W} \quad (1.12)$$

ステップ 3：可変抵抗で失われるエネルギー

KVL より： $V_r = V_s - V_L = 12 - 5 = 7 \text{ V}$

可変抵抗での損失：

$$P_{\text{loss}} = V_r \cdot I = 7 \times 0.5 = 3.5 \text{ W} \quad (1.13)$$

エネルギー収支：

$$P_{\text{in}} = P_{\text{out}} + P_{\text{loss}} = 2.5 + 3.5 = 6 \text{ W} \quad \checkmark \quad (1.14)$$

なぜ熱になるのか

抵抗における電力損失のメカニズムを、微視的に理解しましょう。

電子の運動とエネルギー散逸：

1. 電界による加速：

電圧 V_r が印加されると、抵抗内部に電界 $E = V_r/L$ (L : 抵抗の長さ) が発生し、電子が加速される。

2. 格子との衝突：

電子は金属の原子格子と衝突し、運動エネルギーを格子振動（フォノン）に変換する。

3. 温度上昇：

格子振動のエネルギーが増加すると、物質の温度が上昇する。これがジュール熱である。

$$P = I^2 R = \frac{V^2}{R} \quad (1.15)$$

電力と電力量（エネルギー）の違い

表 1.2 電力と電力量の違い

項目	電力	電力量（エネルギー）
記号	P	E or W
単位	W (ワット)	Wh (ワット時)、J (ジュール)
定義	単位時間あたりのエネルギー	時間積分した総エネルギー
式	$P = VI$	$E = \int P dt = Pt$ (一定の場合)
物理的意味	エネルギーの流れる速さ	総エネルギー量

具体例：

上記の回路を 1 時間 (3600 秒) 動作させた場合：

- 電源から供給されたエネルギー： $E_{in} = P_{in} \times t = 6 \times 3600 = 21600$ J = 6 Wh
- 負荷で消費されたエネルギー： $E_{out} = 2.5 \times 3600 = 9000$ J = 2.5 Wh
- 可変抵抗で失われたエネルギー： $E_{loss} = 3.5 \times 3600 = 12600$ J = 3.5 Wh
- 失われた熱量：12600 J ≈ 3 kcal (水 300g を約 10 °C 温める熱量)

可変抵抗方式の致命的な欠点

1. エネルギー効率が悪い：

出力電圧が入力電圧より低い場合、効率 $\eta = V_L/V_s$ となる。

例： $\eta = 5/12 \approx 42\%$ (半分以上のエネルギーを捨てている)

2. 発熱問題：

無駄になったエネルギーは熱となり、冷却が必要。特に大電力では深刻。

3. サイズと重量：

発熱を処理するため、大型のヒートシンクや冷却ファンが必要。

4. 電圧制御の柔軟性がない：

昇圧 ($V_L > V_s$) は不可能。

なぜパワーエレクトロニクスが必要なのか：

可変抵抗方式の問題を解決するために、スイッチングによる電力変換が開発されました。スイッチングでは、理想的には電力損失をゼロにできるため、高効率な電力変換が実現できます (次節で詳しく説明)。

1.5.3 電力変換の効率

電力変換の効率 η は、出力電力 P_{out} と入力電力 P_{in} の比で定義される：

$$\eta = \frac{P_{\text{out}}}{P_{\text{in}}} \quad (1.16)$$

ここで、電力 P は電圧 V と電流 I の積である：

$$P = VI \quad (1.17)$$

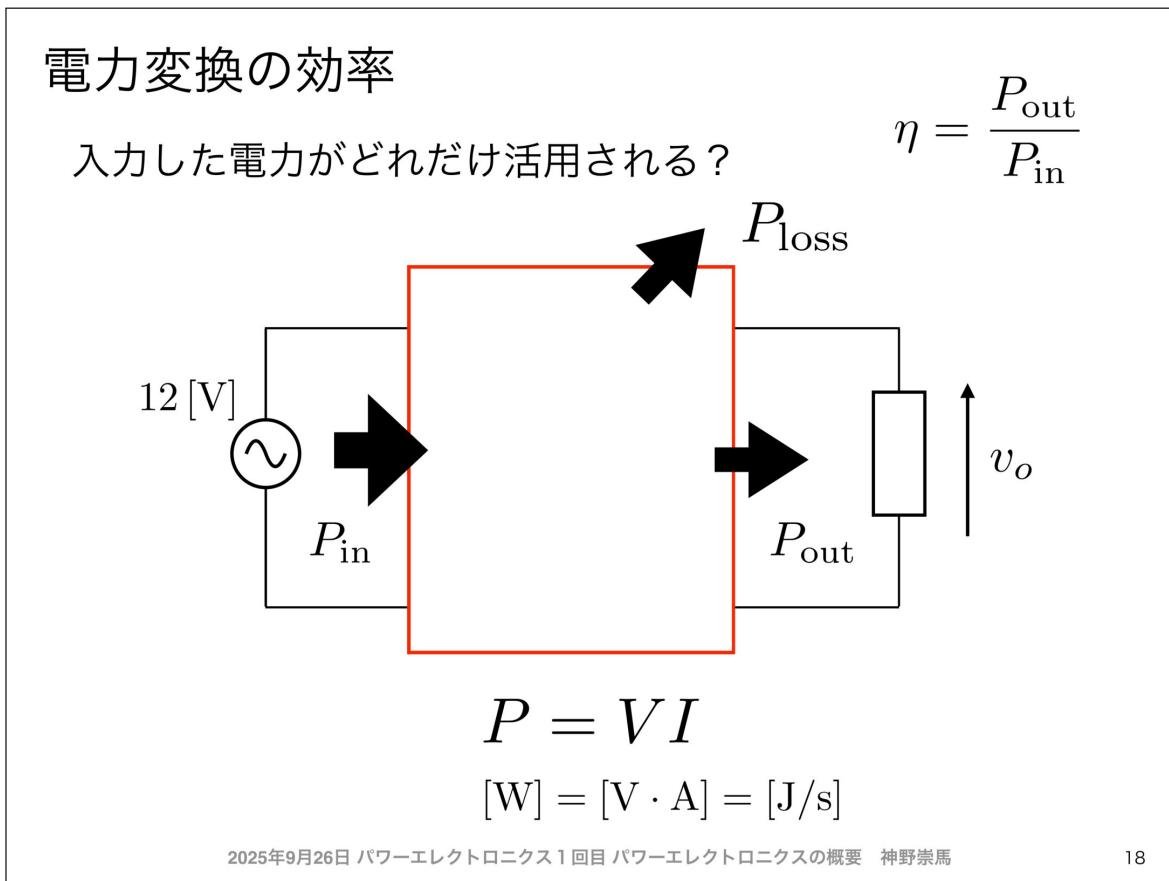


図 1.14 電力変換の効率

1.5.4 効率計算の例

例えば、12V から 5V に電圧を変換する場合を考える。負荷電流が 0.5A のとき、可変抵抗を用いた変換では：

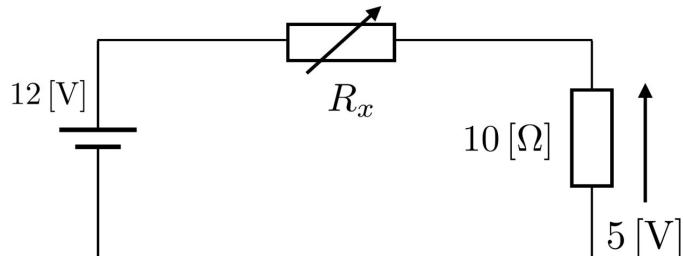
- 入力電力： $P_{\text{in}} = 12 \times 0.5 = 6 \text{ W}$
- 出力電力： $P_{\text{out}} = 5 \times 0.5 = 2.5 \text{ W}$
- 効率： $\eta = 2.5/6 = 41.7\%$

このように、可変抵抗を用いた電力変換では、半分以上のエネルギーが無駄になってしまう。

可変抵抗を用いた電力変換

Quiz

負荷を5Vで駆動させるには何Ωにすれば良い？



12Vから5Vに直流電圧を変換します

2025年9月26日 パワーエレクトロニクス1回目 パワーエレクトロニクスの概要 神野崇馬

12

図 1.15 可変抵抗を用いた電力変換の問題 (Quiz)

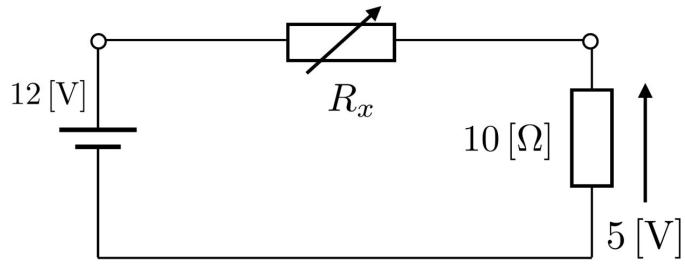
可変抵抗を用いた回路設計の演習

ここで、具体的な回路設計の演習問題を通して、KVL と KCL を用いた回路解析の実践を行う。12V の電源で、10 Ω の負荷を 5V で駆動する場合、可変抵抗 R_x を何 Ω にすればよいかを計算する。この問題を通して、回路理論の定式化と効率の概念を理解する。

可変抵抗を用いた電力変換

Quiz

負荷を5Vで駆動させるには何Ωにすれば良い？



KVL

$$\underline{v_1} - \underline{v_2} - \underline{v_3} = 0$$

KCL

$$i_1 + i_2 = 0$$

$$-i_2 + i_3 = 0$$

枝構成式

$$v_2 = R_x i_2$$

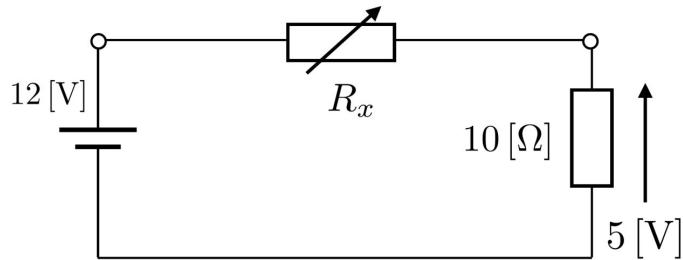
$$\underline{v_3} = \underline{R_3 i_3}$$

図 1.16 可変抵抗 Quiz：問題設定と KVL・KCL の適用

可変抵抗を用いた電力変換

Quiz

負荷を5Vで駆動させるには何Ωにすれば良い？



KVLから

$$v_2 = 12 - 5 = 7$$

枝構成式から

$$i_3 = \frac{5}{10} = 0.5$$

KCLから

$$i_2 = i_3 = 0.5$$

$$R_x = \frac{v_2}{i_2} = \frac{7}{0.5} = 14$$

2025年9月26日 パワーエレクトロニクス1回目 パワーエレクトロニクスの概要 神野崇馬

17

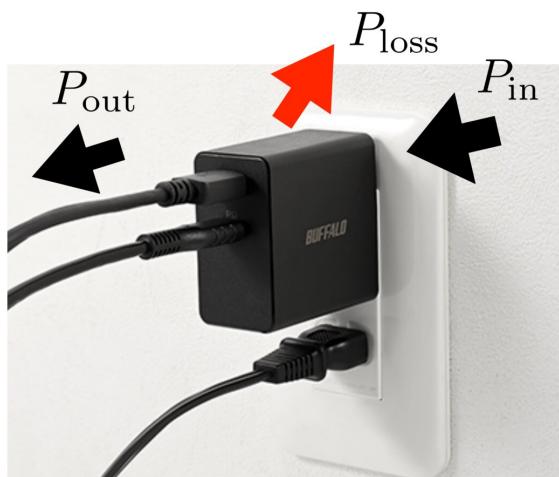
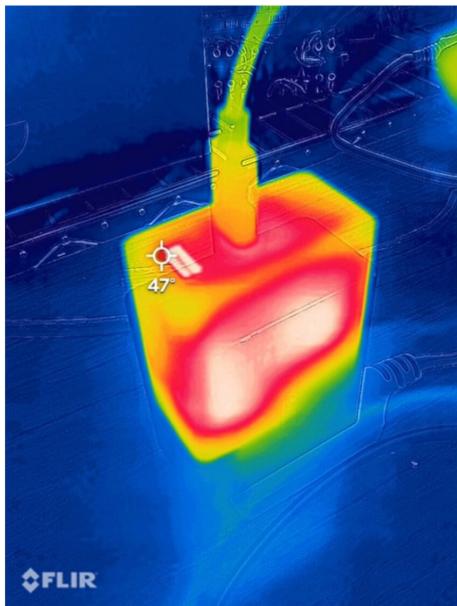
図 1.17 可変抵抗 Quiz：計算過程と解答 ($R_x = 14 \Omega$)

電力損失と発熱の実例

可変抵抗による電力変換では、理論的な計算だけでなく、実際の発熱現象を理解することが重要である。電力変換時の損失 (Loss) は、全て熱エネルギーとして放出される。この熱は、電力変換機器 (AC アダプタなど) の温度上昇として観測できる。以下の図は、サーマルカメラで撮影した AC アダプタの発熱状況を示している。

電力変換の効率

電力変換時の損失 (Loss) は熱の原因となる



<https://www.buffalo.jp/product/detail/bsacpd5200bk.html>

2025年9月26日 パワーエレクトロニクス1回目 パワーエレクトロニクスの概要 神野崇馬

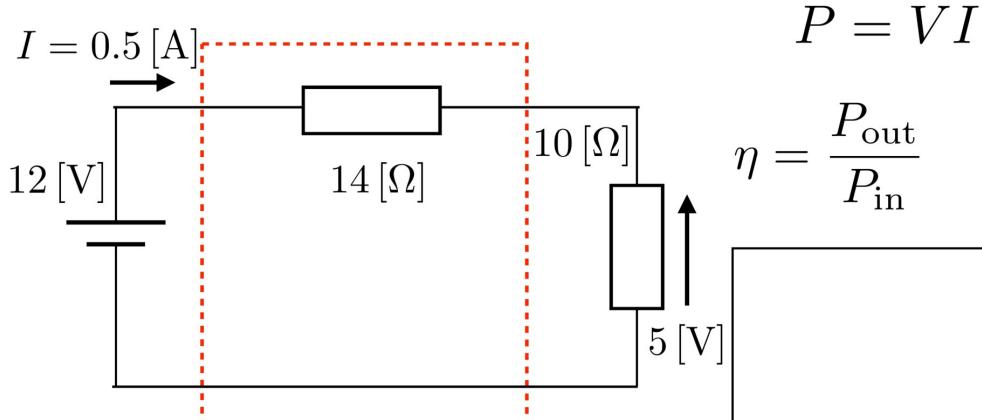
19

図 1.18 電力損失による発熱（サーマルカメラによる観測）

可変抵抗の電力変換の効率は？

Quiz

負荷電圧を12Vから5V変換した際の効率は？



2025年9月26日 パワーエレクトロニクス1回目 パワーエレクトロニクスの概要 神野崇馬

20

図 1.19 可変抵抗の電力変換の効率は？

1.6 スイッチングによる高効率電力変換

1.6.1 スイッチングの原理

可変抵抗の問題を解決するために、スイッチングという手法が用いられる。抵抗値を連続的に変化させるのではなく、スイッチのオン・オフを高速で切り替えることで、効率的な電力変換を実現する。

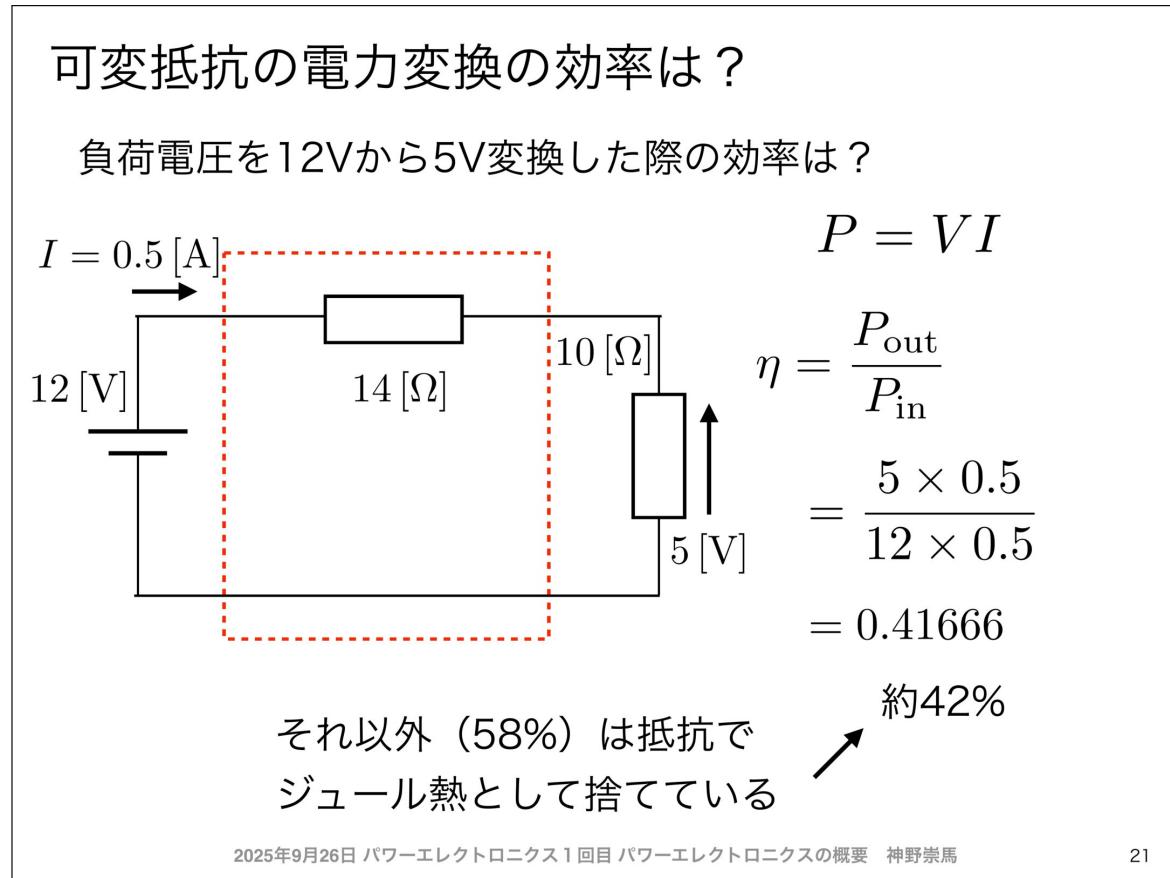


図 1.20 スイッチングによる電力変換

なぜスイッチングで高効率が実現できるのか

スイッチングによる高効率化の原理を、可変抵抗との比較で理解しましょう。

理想的なスイッチの動作：

表 1.3 理想的なスイッチの2つの状態

状態	電圧	電流	電力損失	抵抗値
ON (導通)	$V = 0$	$I \neq 0$	$P = VI = 0$	$R = 0$
OFF (遮断)	$V \neq 0$	$I = 0$	$P = VI = 0$	$R = \infty$

重要なポイント：

どちらの状態でも電力損失 $P = VI = 0$ である！

- ON 状態：電圧降下がゼロ ($V = 0$) なので、電流が流れても損失なし
- OFF 状態：電流がゼロ ($I = 0$) なので、電圧があっても損失なし

これがスイッチングによる高効率化の核心原理です。

可変抵抗とスイッチングの比較

同じ電力変換 ($12V \rightarrow 5V, 0.5A$) を実現する場合を比較してみましょう。

1. 可変抵抗方式

電池 $12V$ 、可変抵抗 $R_v = 14\Omega$ 、負荷抵抗 $R_L = 10\Omega$ (電流 $0.5A$) の場合：

$$V_r = 7 V, I = 0.5 A \rightarrow P_{\text{loss}} = 7 \times 0.5 = 3.5 W$$

効率 $= 5/12 = 41.7\%$ (常に損失が発生)

2. スイッチング方式 (理想的な場合)

電池 $12V$ 、スイッチ SW、負荷抵抗 $R_L = 10\Omega$ の場合：

ON 時： $V_{\text{sw}} = 0, P = 0$

OFF 時： $I_{\text{sw}} = 0, P = 0$

効率 $\approx 100\%$ (ON/OFF のどちらでも損失ゼロ)

平均化による電圧制御

スイッチングで電圧を制御できる理由は、**時間平均**にあります。

スイッチング波形の時間平均：

スイッチング電圧 $v(t)$ は、ON 時に V_s 、OFF 時に 0 の矩形波となります。周期 T の中で、ON 時間を T_{on} 、OFF 時間を T_{off} とすると、平均電圧は以下のように計算されます：

$$\bar{V} = \frac{1}{T} \int_0^T v(t) dt = \frac{1}{T} (V_s \cdot T_{\text{on}} + 0 \cdot T_{\text{off}}) = V_s \cdot \frac{T_{\text{on}}}{T} \quad (1.18)$$

デューティ比 $D = T_{\text{on}}/T$ を用いると：

$$\boxed{\bar{V} = D \cdot V_s} \quad (1.19)$$

具体例： $V_s = 12 V$ 、目標電圧 $\bar{V} = 5 V$ の場合

$$D = \frac{\bar{V}}{V_s} = \frac{5}{12} \approx 0.417 = 41.7\% \quad (1.20)$$

つまり、周期の 41.7% だけ ON にすれば、平均で $5V$ が得られます。

フィルタの役割

実際の回路では、スイッチングによるパルス状の電圧を平滑化するために、フィルタ (コイルとコンデンサ) を使用します。

※ここに LC フィルタを用いた DC-DC コンバータ (降圧チョッパ) の回路図が必要

フィルタの働き：

1. インダクタ（コイル） L ：

電流の急激な変化を抑制。エネルギーを磁気エネルギーとして一時蓄積し、放出することで、電流を平滑化。

2. キャパシタ（コンデンサ） C ：

電圧の急激な変化を抑制。エネルギーを静電エネルギーとして一時蓄積し、放出することで、電圧を平滑化。

この組み合わせにより、パルス状の電圧が**ほぼ一定の直流電圧**に変換されます。

エネルギー保存の観点から

スイッチング方式では、エネルギーを捨てずに一時保存します。

表 1.4 可変抵抗とスイッチングのエネルギー処理方式の違い

項目	可変抵抗	スイッチング
余剰エネルギー	熱として廃棄	LC に一時保存
エネルギー変換	電気 → 熱（不可逆）	電気 ↔ 磁気・静電（可逆）
効率	低い ($\eta = V_L/V_s$)	高い（理想では 100%）
発熱	大きい	小さい

1.6.2 デューティ比

スイッチングにおいて重要な概念が**デューティ比（Duty ratio） D** である。これは、スイッチがオンになっている時間の割合を表す：

$$D = \frac{T_{\text{on}}}{T_{\text{on}} + T_{\text{off}}} = \frac{T_{\text{on}}}{T} \quad (1.21)$$

ここで、 T は周期、 T_{on} はオン時間、 T_{off} はオフ時間である。

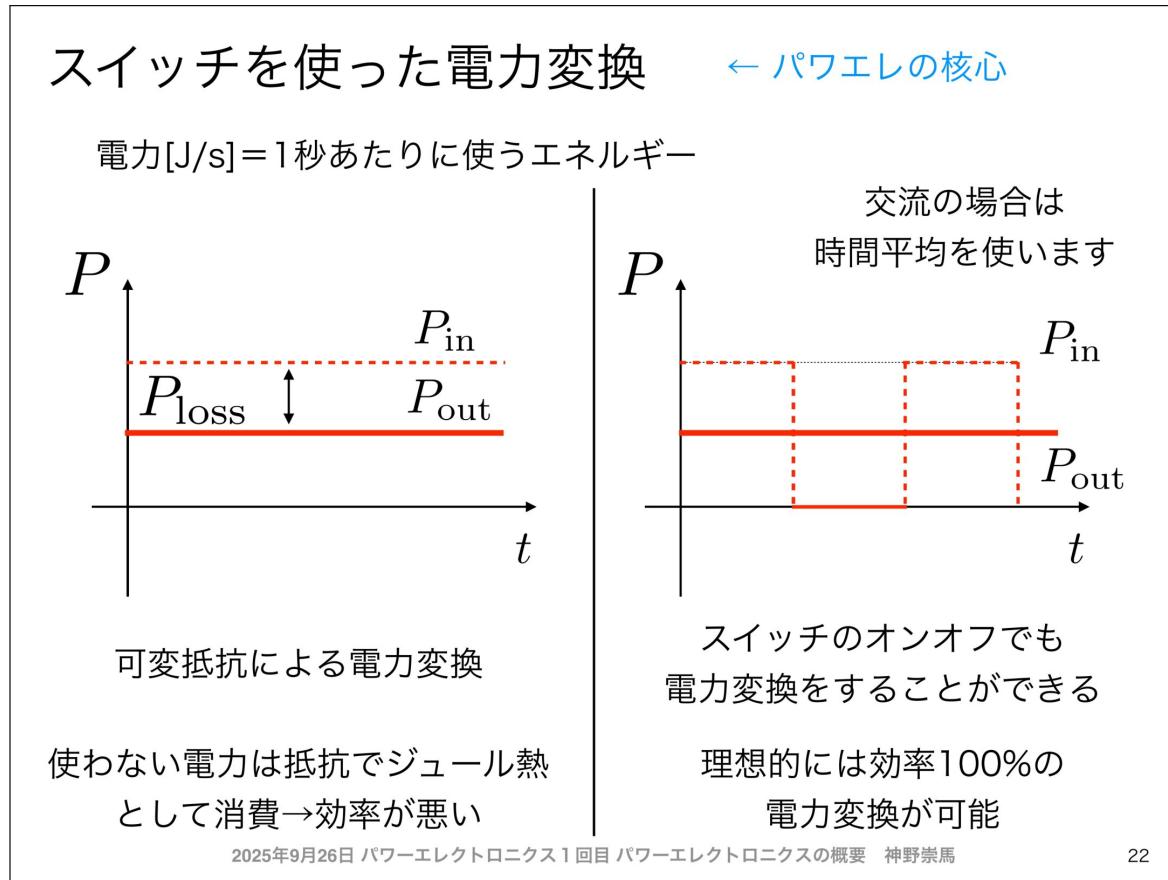


図 1.21 デューティ比

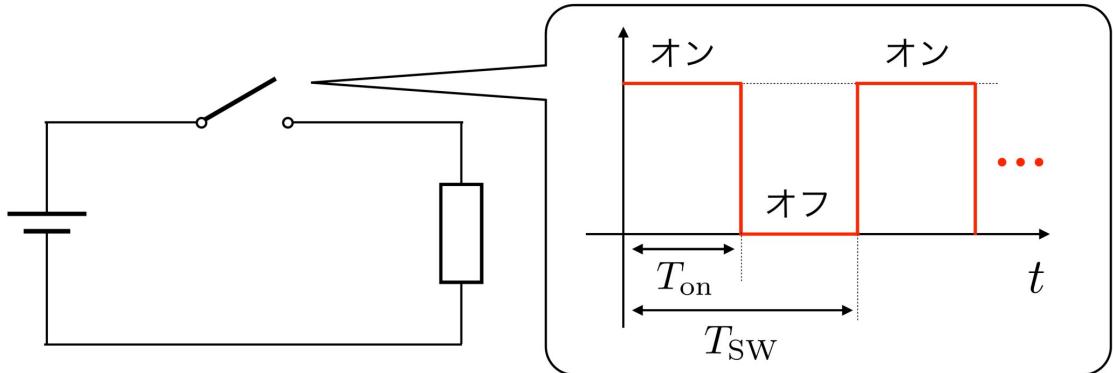
1.6.3 スイッチングによる電圧制御

スイッチングを用いることで、平均電圧を制御できる。デューティ比 D を調整することで、出力電圧 V_{out} を入力電圧 V_{in} に対して以下のように制御できる：

$$V_{out} = D \cdot V_{in} \quad (1.22)$$

スイッチング（オンオフ動作）に関する用語

パワエレはデューティー比で電力変換を制御する



どれぐらい長くオンするか → デューティー比： $D = \frac{T_{on}}{T_{SW}}$

どれぐらい早くオン・オフするか → スイッチング周期： $f_{SW} = \frac{1}{T_{SW}}$

図 1.22 スイッチングによる電圧制御

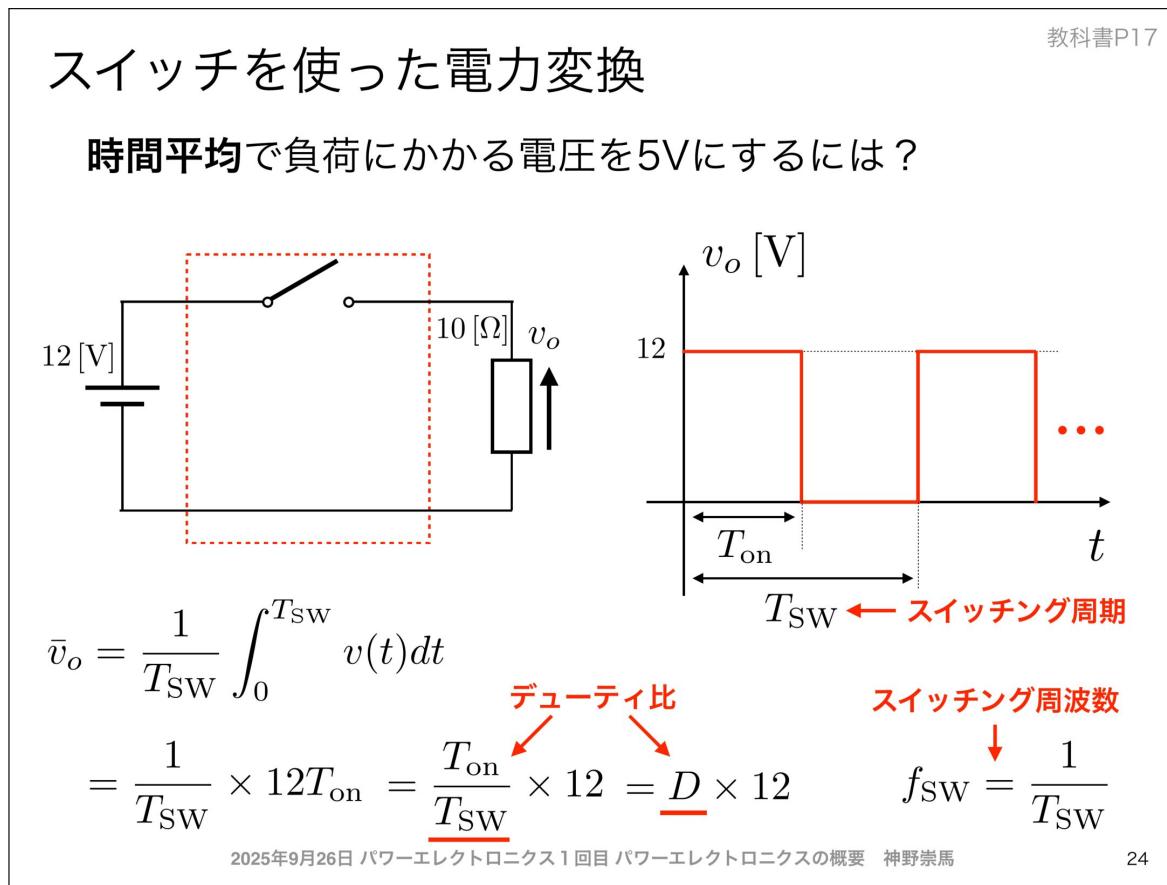


図 1.23 スイッチングの効果

1.7 理想的なスイッチと実際のスイッチ

1.7.1 理想的なスイッチの性質

理想的なスイッチは、以下の3つの性質を持つ：

1. 0秒でスイッチをon・offできる（瞬間的な切り替え）
2. スイッチoff時は電流は流れない（完全な遮断）
3. スイッチon時は電圧降下はない（完全な導通）

理想的なスイッチでは、電力損失 $P_{loss} = V \times I = 0$ となる。これは、off時は $I = 0$ 、on時は $V = 0$ であるためである。

理想的なスイッチの性質

理想的なスイッチは瞬間にon・offでき、電力を消費しない

- ① 0秒でスイッチon・off
- ② スイッチoff時は電流は流れない
- ③ スイッチon時は電圧降下はない

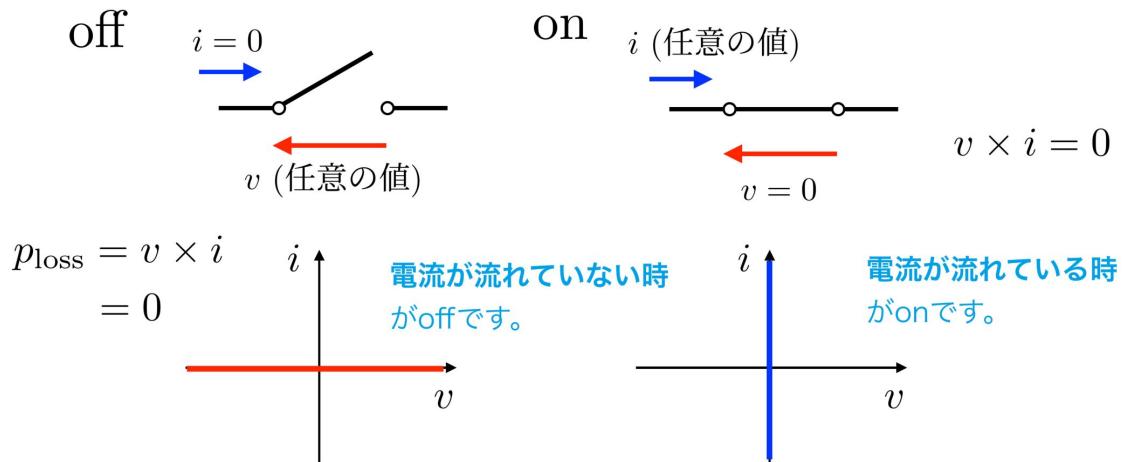


図1.24 理想的なスイッチの性質

1.7.2 実際のスイッチング素子

実際の半導体スイッチング素子（MOSFET、IGBT、ダイオードなど）は、理想的なスイッチとは異なる特性を持つ：

1. スイッチングに有限の時間がかかる（スイッチング損失）
2. on状態でも電圧降下が存在する（導通損失）
3. off状態でもわずかな漏れ電流が流れる

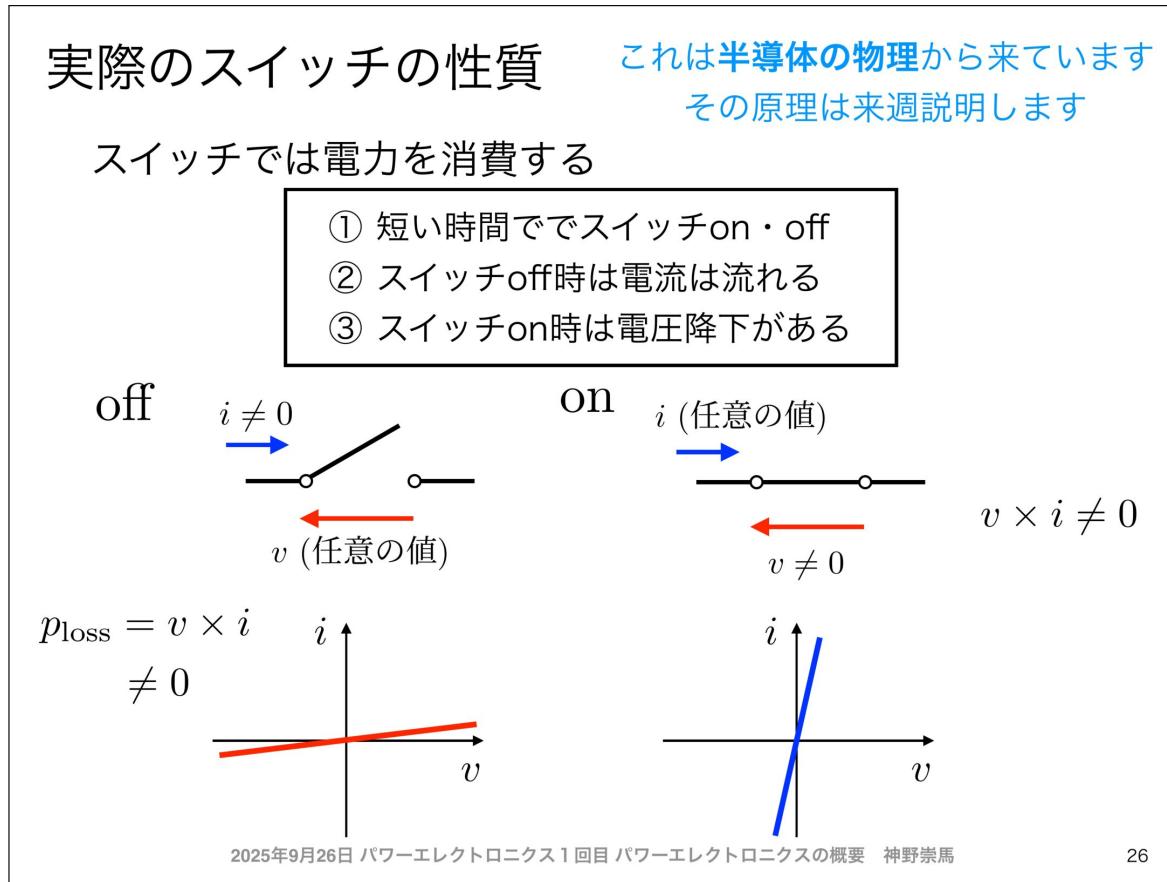


図 1.25 実際のスイッティング素子

1.7.3 スイッティング損失

実際のスイッティング素子では、on・off 切り替え時に電圧と電流が同時に存在する期間があり、この間に電力損失が発生する。これをスイッティング損失と呼ぶ。

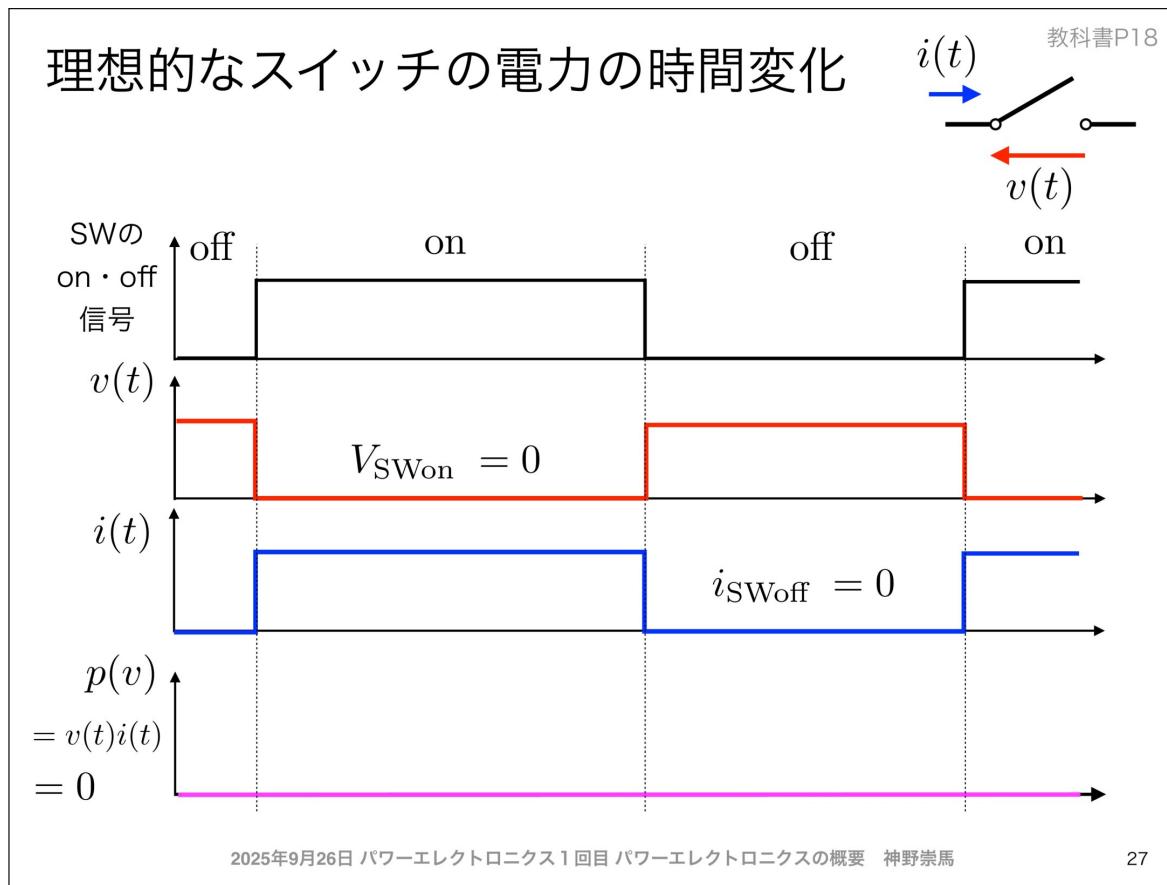


図 1.26 スイッチング損失

スイッチング過渡現象の詳細

スイッチング素子は、瞬間にON・OFFできるわけではありません。有限の時間（遷移時間）がかかります。

ターンオン（Turn-on）過程

※ここにターンオン時の電圧・電流・電力波形図が必要

ターンオン損失の発生メカニズム：

1. 初期状態 (OFF) :

$$V = V_{\text{off}} \text{ (高電圧)} , I \approx 0, P = VI \approx 0$$

2. 遷移期間 :

電圧が徐々に下がり、電流が徐々に上がる。

両方がゼロでないため、 $P = VI > 0$ (損失発生)

3. 定常状態 (ON) :

$$V \approx 0, I = I_{\text{on}}, P = VI \approx 0$$

ターンオン損失のエネルギー :

$$E_{\text{on}} = \int_0^{t_{\text{on}}} v(t) \cdot i(t) dt \approx \frac{1}{6} V_{\text{off}} \cdot I_{\text{on}} \cdot t_{\text{on}} \quad (1.23)$$

(三角形の面積の近似)

ターンオフ (Turn-off) 過程

※ここにターンオフ時の電圧・電流・電力波形図が必要

ターンオフ損失の発生メカニズム：

1. 初期状態 (ON) :

$$V \approx 0, I = I_{\text{on}}, P \approx 0$$

2. 遷移期間 :

電圧が徐々に上がり、電流が徐々に下がる。

両方がゼロでないため、 $P = VI > 0$ (損失発生)

3. 定常状態 (OFF) :

$$V = V_{\text{off}}, I \approx 0, P \approx 0$$

ターンオフ損失のエネルギー :

$$E_{\text{off}} = \int_0^{t_{\text{off}}} v(t) \cdot i(t) dt \approx \frac{1}{6} V_{\text{off}} \cdot I_{\text{on}} \cdot t_{\text{off}} \quad (1.24)$$

スイッチング損失の計算

1 スイッチング周期あたりの損失：

$$E_{\text{sw,cycle}} = E_{\text{on}} + E_{\text{off}} = \frac{1}{6} V_{\text{off}} I_{\text{on}} (t_{\text{on}} + t_{\text{off}}) \quad (1.25)$$

平均スイッチング損失電力：

スイッチング周波数を f_{sw} とすると、1 秒間に f_{sw} 回スイッチングするため：

$$P_{\text{sw}} = E_{\text{sw,cycle}} \cdot f_{\text{sw}} = \frac{1}{6} V_{\text{off}} I_{\text{on}} (t_{\text{on}} + t_{\text{off}}) \cdot f_{\text{sw}} \quad (1.26)$$

重要な結論：

- スイッチング損失は周波数に比例する： $P_{\text{sw}} \propto f_{\text{sw}}$
- 高速スイッチング（高周波数）ほど損失が増える
- 遷移時間 ($t_{\text{on}} + t_{\text{off}}$) が短い素子ほど損失が小さい

具体的な数値例

条件：

- $V_{\text{off}} = 100 \text{ V}$
- $I_{\text{on}} = 10 \text{ A}$
- $t_{\text{on}} = 50 \text{ ns}$ (ナノ秒)
- $t_{\text{off}} = 50 \text{ ns}$
- $f_{\text{sw}} = 100 \text{ kHz}$

計算：

1 スイッチング周期あたりの損失：

$$E_{\text{sw,cycle}} = \frac{1}{6} \times 100 \times 10 \times (50 \times 10^{-9} + 50 \times 10^{-9}) \quad (1.27)$$

$$= \frac{1}{6} \times 1000 \times 100 \times 10^{-9} \quad (1.28)$$

$$= 16.7 \times 10^{-6} \text{ J} = 16.7 \mu\text{J} \quad (1.29)$$

平均スイッチング損失：

$$P_{\text{sw}} = 16.7 \times 10^{-6} \times 100 \times 10^3 \quad (1.30)$$

$$= 1.67 \text{ W} \quad (1.31)$$

スイッチング周波数とのトレードオフ

表 1.5 スイッチング周波数の影響

項目	低周波数 (kHz)	高周波数 (MHz)
スイッチング損失	小	大
LC フィルタサイズ	大 (大型)	小 (小型)
リップル (脈動)	大	小
制御応答速度	遅い	速い
電磁ノイズ	少	多

設計者は、これらのトレードオフを考慮して最適なスイッチング周波数を選択する必要があります。

1.7.4 導通損失

スイッチが on 状態のとき、理想的にはゼロであるべき電圧降下が実際には存在する。この電圧降下によって発生する損失を**導通損失**と呼ぶ。

$$P_{\text{conduction}} = V_{\text{on}} \cdot I \quad (1.32)$$

ここで、 V_{on} は on 時の電圧降下である。

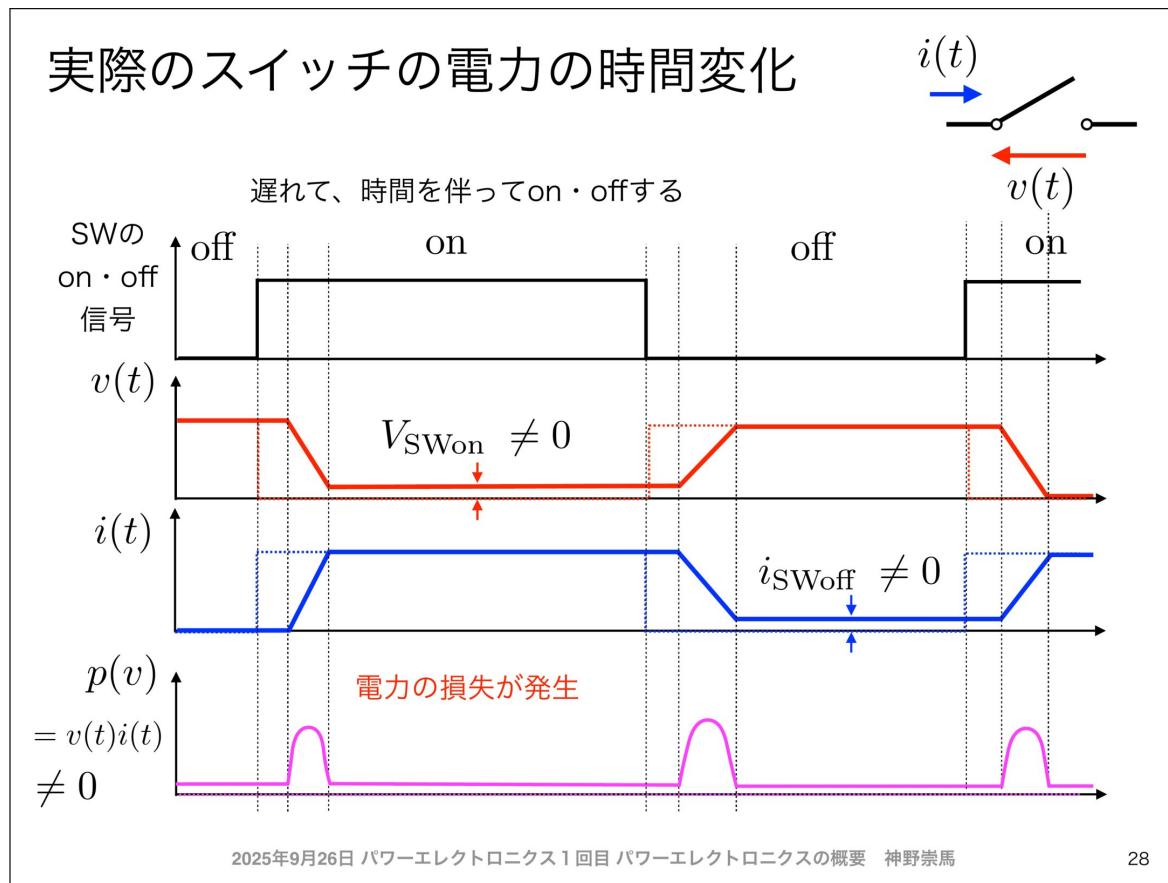


図 1.27 導通損失

なぜ ON 状態でも電圧降下が存在するのか

理想的なスイッチでは $V_{on} = 0$ ですが、実際の半導体素子では有限の電圧降下が発生します。その物理的な理由を理解しましょう。

1. オン抵抗 (On-resistance) R_{on}

半導体スイッチング素子 (MOSFET、IGBTなど) は、ON 状態でもオン抵抗 R_{on} を持ります。

オン抵抗の物理的起源：

1. 半導体材料の固有抵抗：

半導体は金属より導電率が低い（キャリア密度が小さい）

2. ドリフト領域の抵抗：

高耐圧素子ほど、ドリフト領域（低ドープ層）が厚く、抵抗が大きい

3. 接触抵抗：

金属-半導体接合部での接触抵抗

4. 配線抵抗：

チップ内部の配線や外部端子の抵抗

表 1.6 代表的なパワー半導体素子のオン抵抗

素子タイプ	定格電圧	オン抵抗 R_{on}
低耐圧 MOSFET	30 V	数 mΩ
中耐圧 MOSFET	600 V	数十～数百 mΩ
IGBT	600 V	$V_{\text{CE(sat)}} \approx 1 \sim 2 \text{ V}$ (非線形)
SiC MOSFET	1200 V	数十 mΩ (Si より小)

注：IGBT は厳密には抵抗ではなく、電圧降下がほぼ一定値（飽和電圧 $V_{\text{CE(sat)}}$ ）を示します。

導通損失の計算

MOSFET の場合（オーム特性）

ON 状態での電圧降下：

$$V_{\text{on}} = R_{\text{on}} \cdot I_{\text{on}} \quad (1.33)$$

導通時の瞬時電力損失：

$$P_{\text{cond}}(t) = V_{\text{on}} \cdot I_{\text{on}} = R_{\text{on}} \cdot I_{\text{on}}^2 \quad (1.34)$$

平均導通損失（デューティ比 D を考慮）：

$$P_{\text{cond}} = R_{\text{on}} \cdot I_{\text{on}}^2 \cdot D \quad (1.35)$$

ここで、 D はスイッチが ON になっている時間の割合（デューティ比）です。

具体例：MOSFET

- $R_{\text{on}} = 50 \text{ m}\Omega = 0.05 \Omega$
- $I_{\text{on}} = 10 \text{ A}$
- $D = 0.5$ (50% デューティ)

導通損失：

$$P_{\text{cond}} = R_{\text{on}} \cdot I_{\text{on}}^2 \cdot D \quad (1.36)$$

$$= 0.05 \times 10^2 \times 0.5 \quad (1.37)$$

$$= 0.05 \times 100 \times 0.5 \quad (1.38)$$

$$= 2.5 \text{ W} \quad (1.39)$$

IGBT の場合（飽和電圧特性）

IGBT では、ON 状態の電圧降下が電流にほぼ依存せず、ほぼ一定値 $V_{\text{CE(sat)}}$ となります。

$$V_{\text{on}} \approx V_{\text{CE(sat)}} \approx \text{一定} \quad (1.40)$$

導通損失：

$$P_{\text{cond}} = V_{\text{CE(sat)}} \cdot I_{\text{on}} \cdot D \quad (1.41)$$

具体例：IGBT

- $V_{CE(sat)} = 1.5 \text{ V}$
- $I_{on} = 20 \text{ A}$
- $D = 0.5$

導通損失：

$$P_{cond} = V_{CE(sat)} \cdot I_{on} \cdot D \quad (1.42)$$

$$= 1.5 \times 20 \times 0.5 \quad (1.43)$$

$$= 15 \text{ W} \quad (1.44)$$

オン抵抗と耐圧のトレードオフ

パワー半導体素子において、オン抵抗と耐圧は基本的にトレードオフの関係にあります。

物理的な理由：

高耐圧を実現するには：

- ドリフト領域を厚くする必要がある
- ドリフト領域のドーピング濃度を低くする必要がある

→ どちらも抵抗を増加させる要因

シリコン (Si) の理論限界：

オン抵抗と耐圧の関係は、材料の物理定数で決まります：

$$R_{on} \propto \frac{V_{BR}^{2.5}}{\epsilon_r \mu_n E_c^3} \quad (1.45)$$

ここで、 V_{BR} ：降伏電圧、 ϵ_r ：比誘電率、 μ_n ：電子移動度、 E_c ：臨界電界

ワイドバンドギャップ半導体の優位性：

SiC（炭化ケイ素）やGaN（窒化ガリウム）は、臨界電界 E_c が Si の約 10 倍：

- 同じ耐圧でドリフト領域を $1/10$ に薄くできる
- オン抵抗を約 $1/100$ に削減できる

→ これが次世代パワー半導体の本質的な優位性です。

導通損失とスイッチング損失のバランス

表 1.7 導通損失とスイッチング損失の特徴

項目	導通損失	スイッチング損失
発生タイミング	ON 状態	ON \leftrightarrow OFF 遷移時
周波数依存性	無関係	周波数に比例
電流依存性	I^2 (MOSFET) I (IGBT)	I に比例
デューティ依存	デューティに比例	無関係
削減方法	低 R_{on} 素子	高速素子、低周波数

設計における最適化：

- 低周波数動作：導通損失が支配的 \rightarrow 低 R_{on} 素子を選択
- 高周波数動作：スイッチング損失が支配的 \rightarrow 高速スイッチング素子を選択
- 総損失 $P_{total} = P_{cond} + P_{sw}$ を最小化する周波数が存在

1.7.5 トータル損失

パワー半導体素子の全体的な損失は、スイッチング損失と導通損失の和として表される：

$$P_{total} = P_{switching} + P_{conduction} \quad (1.46)$$

高効率な電力変換を実現するためには、これらの損失を最小化することが重要である。

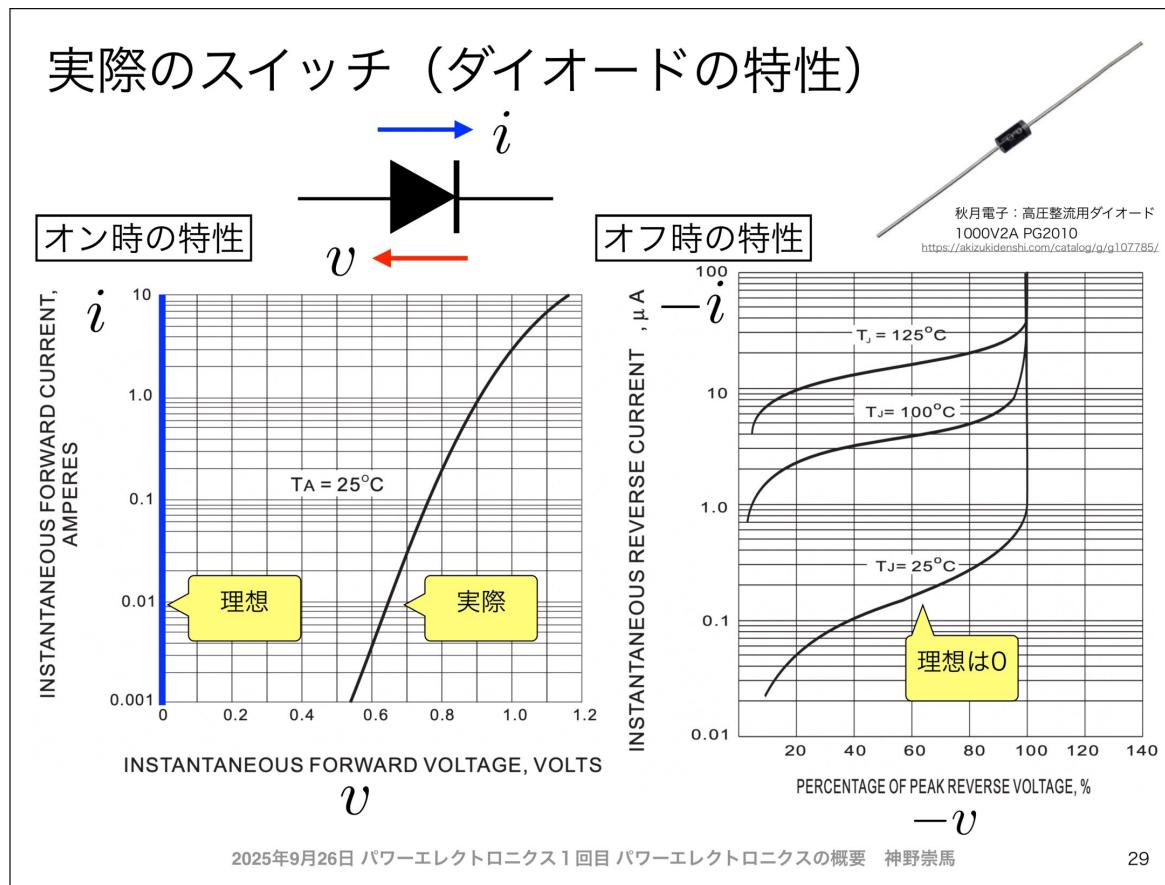


図 1.28 トータル損失

総合的な損失計算の具体例

実際の DC-DC コンバータを想定して、総損失を計算してみましょう。

システム仕様：

- 入力電圧： $V_{\text{in}} = 48 \text{ V}$
- 出力電圧： $V_{\text{out}} = 12 \text{ V}$
- 出力電流： $I_{\text{out}} = 10 \text{ A}$
- 出力電力： $P_{\text{out}} = 12 \times 10 = 120 \text{ W}$
- デューティ比： $D = V_{\text{out}}/V_{\text{in}} = 12/48 = 0.25$
- スイッチング周波数： $f_{\text{sw}} = 100 \text{ kHz}$

MOSFET パラメータ：

- オン抵抗： $R_{\text{on}} = 20 \text{ m}\Omega = 0.02 \text{ }\Omega$
- ターンオン時間： $t_{\text{on}} = 30 \text{ ns}$
- ターンオフ時間： $t_{\text{off}} = 40 \text{ ns}$

ステップ1：導通損失の計算

スイッチ ON 時の電流は、出力電流と等しいと仮定： $I_{\text{on}} = I_{\text{out}} = 10 \text{ A}$

$$P_{\text{cond}} = R_{\text{on}} \cdot I_{\text{on}}^2 \cdot D \quad (1.47)$$

$$= 0.02 \times 10^2 \times 0.25 \quad (1.48)$$

$$= 0.02 \times 100 \times 0.25 \quad (1.49)$$

$$= 0.5 \text{ W} \quad (1.50)$$

ステップ 2：スイッチング損失の計算

OFF 時の電圧は入力電圧： $V_{\text{off}} = V_{\text{in}} = 48 \text{ V}$

1 周期あたりのスイッチング損失：

$$E_{\text{sw,cycle}} = \frac{1}{6} V_{\text{off}} I_{\text{on}} (t_{\text{on}} + t_{\text{off}}) \quad (1.51)$$

$$= \frac{1}{6} \times 48 \times 10 \times (30 + 40) \times 10^{-9} \quad (1.52)$$

$$= \frac{1}{6} \times 48 \times 10 \times 70 \times 10^{-9} \quad (1.53)$$

$$= 5600 \times 10^{-9} \text{ J} = 5.6 \mu\text{J} \quad (1.54)$$

平均スイッチング損失：

$$P_{\text{sw}} = E_{\text{sw,cycle}} \cdot f_{\text{sw}} \quad (1.55)$$

$$= 5.6 \times 10^{-6} \times 100 \times 10^3 \quad (1.56)$$

$$= 0.56 \text{ W} \quad (1.57)$$

ステップ 3：総損失と効率の計算

$$P_{\text{total}} = P_{\text{cond}} + P_{\text{sw}} \quad (1.58)$$

$$= 0.5 + 0.56 \quad (1.59)$$

$$= 1.06 \text{ W} \quad (1.60)$$

入力電力：

$$P_{\text{in}} = P_{\text{out}} + P_{\text{total}} = 120 + 1.06 = 121.06 \text{ W} \quad (1.61)$$

変換効率：

$$\eta = \frac{P_{\text{out}}}{P_{\text{in}}} = \frac{120}{121.06} \approx 99.1\% \quad (1.62)$$

結果の解釈：

- 導通損失：0.5 W（総損失の 47%）
- スイッチング損失：0.56 W（総損失の 53%）
- 変換効率：99.1%（非常に高効率！）

この例では、導通損失とスイッチング損失がほぼ同程度です。これが最適な動作点に近い状態と言えます。

スイッチング周波数と損失の関係

同じ回路で、スイッチング周波数を変化させた場合の損失を計算してみましょう。

表 1.8 スイッチング周波数と損失の関係 ($V_{in} = 48V$, $I_{out} = 10A$)

f_{sw} [kHz]	P_{cond} [W]	P_{sw} [W]	P_{total} [W]	η [%]
10	0.5	0.056	0.556	99.5
50	0.5	0.28	0.78	99.4
100	0.5	0.56	1.06	99.1
200	0.5	1.12	1.62	98.7
500	0.5	2.8	3.3	97.3
1000	0.5	5.6	6.1	95.2

※ここにスイッチング周波数と損失の関係グラフが必要（導通損失・スイッチング損失・総損失を表示）

重要な観察：

- 導通損失は周波数に依存しない（一定）
- スイッチング損失は周波数に比例して増加
- 低周波数では導通損失が支配的、高周波数ではスイッチング損失が支配的
- 最適周波数は、回路パラメータとトレードオフで決まる

効率と周波数のトレードオフ

高周波数化のメリット：

- LC フィルタが小型化できる ($L \propto 1/f$, $C \propto 1/f$)
- リップル（出力電圧の変動）が小さくなる
- 応答速度が速くなる

高周波数化のデメリット：

- スイッチング損失が増加し、効率が低下
- 電磁ノイズ（EMI）が増加
- 制御回路が複雑化

設計における判断基準：

- 据え置き機器（PC 電源など）：効率重視 → 低～中周波数（50-200 kHz）
- モバイル機器（スマホ充電器など）：小型化重視 → 高周波数（500 kHz - 数 MHz）
- 大電力機器（電気自動車など）：効率と冷却性重視 → 低周波数（10-50 kHz）

熱設計の重要性

損失で発生した熱を適切に放熱しないと、素子の温度が上昇し、故障の原因となります。

熱設計の基本：

$$T_{\text{junction}} = T_{\text{ambient}} + P_{\text{total}} \cdot R_{\text{th}} \quad (1.63)$$

ここで：

- T_{junction} ：ジャンクション温度（半導体内部の温度）
- T_{ambient} ：周囲温度
- R_{th} ：熱抵抗（ジャンクションから周囲まで）

具体例：

- 総損失： $P_{\text{total}} = 6.1 \text{ W}$ ($f_{\text{sw}} = 1 \text{ MHz}$ の場合)
- 周囲温度： $T_{\text{ambient}} = 25^\circ\text{C}$
- 熱抵抗： $R_{\text{th}} = 10^\circ\text{C}/\text{W}$ (ヒートシンク付き)

ジャンクション温度：

$$T_{\text{junction}} = 25 + 6.1 \times 10 \quad (1.64)$$

$$= 25 + 61 = 86^\circ\text{C} \quad (1.65)$$

MOSFET の最大ジャンクション温度が 150°C なら、十分に安全に動作できます。

1.8 まとめ

本章では、パワーエレクトロニクスの概要について学習した。主な内容は以下の通りである：

- 電力変換の意味と日常生活での応用例
- 可変抵抗を用いた電力変換（効率が悪い）
- 効率の良い電力変換の方法→スイッチング
- 実際のスイッチング素子（半導体）の損失

パワーエレクトロニクスは、半導体を使って電力を効率よく変換・制御する工学である。可変抵抗を用いた方法では効率が悪いため、スイッチングという手法を用いることで高効率な電力変換が実現できる。しかし、実際のスイッチング素子には、スイッチング損失と導通損失が存在し、これらを考慮した設計が必要である。

まとめ

パワーエレクトロニクスの概要について説明した

- ・電力変換の意味と日常生活での応用例
- ・可変抵抗を用いた電力変換
- ・効率の良い電力変換の方法→スイッチング
- ・実際のスイッチング素子（半導体）の損失

図 1.29 まとめ

1.8.1 次回の予告

次回は、半導体の物理について学習する。パワーエレクトロニクスで用いられる半導体素子の動作原理を理解するために、半導体の基礎的な物理現象について詳しく説明する。

1.8.2 演習問題

1. パワーエレクトロニクスの定義を説明せよ。
2. AC-DC 変換、DC-AC 変換、DC-DC 変換、AC-AC 変換のそれぞれについて、具体的な応用例を挙げよ。
3. 可変抵抗を用いた電力変換の問題点を説明せよ。
4. 電源電圧が 20V、負荷電圧が 8V、負荷電流が 2A の場合、可変抵抗を用いた電力変換の効率を計算せよ。
5. スイッチングによる電力変換が高効率である理由を、理想的なスイッチの性質を用いて説明せよ。
6. 実際のスイッチング素子で発生する 2 種類の損失について説明せよ。

第2章

半導体の物理

2.1 はじめに

2.1.1 本章の目的と学習目標

パワーエレクトロニクスは、電力を効率的に制御・変換する技術であり、現代社会において欠かせない重要な技術分野です。電気自動車、太陽光発電システム、産業用モータ制御、スマートフォンの充電器など、私たちの身の回りには数多くのパワーエレクトロニクス機器が存在しています。

この技術の中心には「半導体素子」があります。半導体素子は、電力を高効率で制御するスイッチとして機能し、パワーエレクトロニクスの性能を大きく左右します。本章では、これらの半導体素子がどのような物理原理で動作しているのかを、基礎から丁寧に学んでいきます。

学習目標：

- スイッチング素子である半導体の物理を理解する
- 半導体の基本であるバンド理論について理解する
- pn接合で起こる物理現象を理解する
- 金属-半導体接合で起こる物理現象を理解する
- 電磁気学の観点からバンドが描ける

2.1.2 パワーエレクトロニクスと半導体素子

パワーエレクトロニクスで使用される半導体素子は、主に「スイッチ」として機能します。理想的なスイッチは、以下の特性を持ちます。

- オン状態：電気抵抗がゼロで、大電流を流すことができる
- オフ状態：電気抵抗が無限大で、電流を完全に遮断できる
- 高速動作：オンとオフを高速に切り替えられる
- 低損失：スイッチング時のエネルギー損失が小さい

実際の半導体素子は理想スイッチには及びませんが、機械式のスイッチに比べて圧倒的に高速で、しかも摩耗することなく動作できるという大きな利点があります。

2.1.3 パワーエレクトロニクスで用いる半導体素子

パワーエレクトロニクスで使用される主な半導体素子を図 2.1 に示します。

パワーエレクトロニクスで用いる半導体		
半導体のpn接合で動作している		
ダイオード	A → C	p n
トランジスタ	C-E-B	n p n
サイリスタ	A-C-G	p n p n G

2025年10月3日 パワーエレクトロニクス2回目 半導体の物理 神野崇馬

図 2.1 パワーエレクトロニクスで用いる半導体素子と回路記号

- **ダイオード**：p 型半導体と n 型半導体を接合した最もシンプルな素子。一方向にのみ電流を流す整流作用を持つ。構造は「pn 接合」。
- **トランジスタ**：3 層構造 (npn 型または pnp 型) を持ち、ベース電流により大きなコレクタ電流を制御できる增幅・スイッチング素子。
- **サイリスタ**：4 層構造 (pnpn) を持ち、ゲート信号によりオン状態にできる素子。大電力用途に適している。
- **MOSFET (Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor)**：金属・絶縁体・半導体の積層構造を持ち、ゲート電圧により電流を制御する。高速スイッチングが可能。
- **IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor)**：MOSFET とトランジスタの長所を組み合わせた素子。高電圧・大電流用途に適している。

図 2.2 に、MOSFET と IGBT の内部構造を示します。

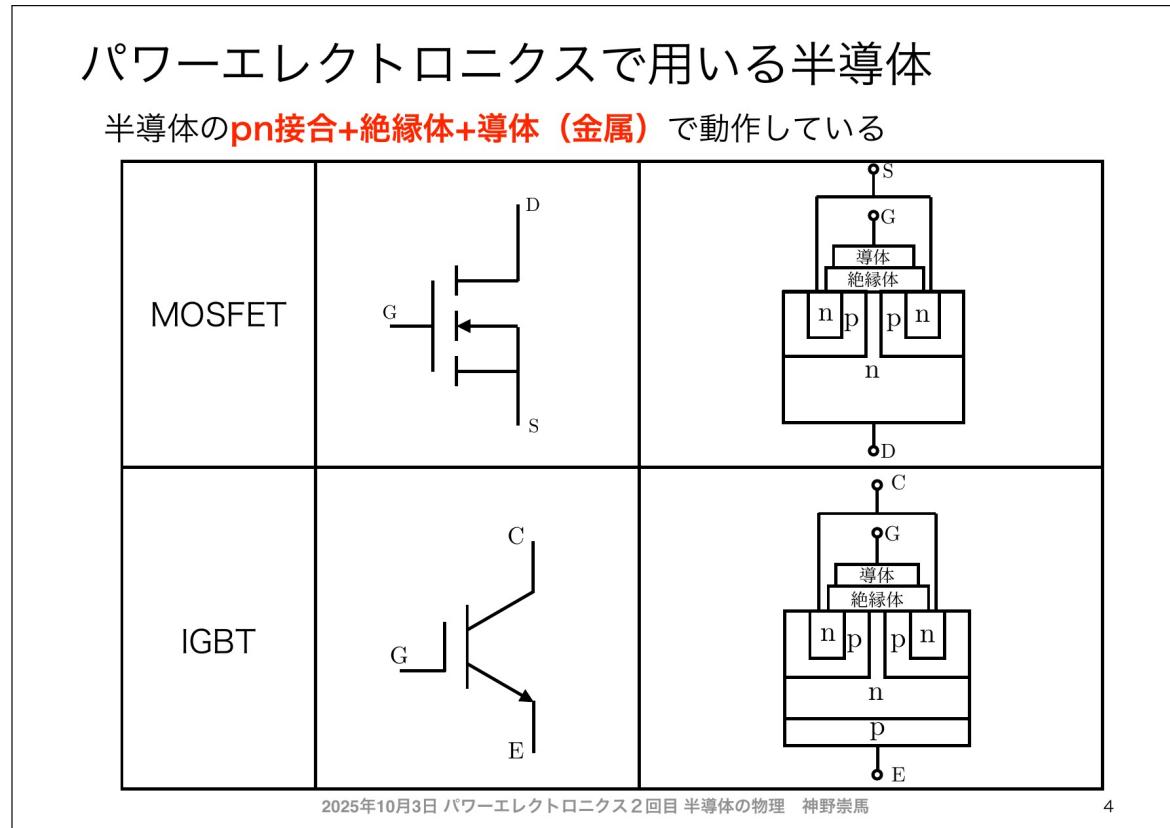


図 2.2 MOSFET と IGBT の構造 (pn 接合 + 絶縁体 + 導体の組み合わせ)

これらの素子は、すべて半導体の **pn 接合**を基本として動作しています。また、MOSFET や IGBT では、半導体と金属、絶縁体を組み合わせた複雑な構造が使われています。したがって、pn 接合および金属-半導体接合の物理を理解することが、これらの素子を理解する上で不可欠です。

2.2 半導体とは何か

2.2.1 導体・半導体・絶縁体の違い

物質は電気の流れやすさによって、大きく 3 つに分類されます。

- **導体（金属）**：電流が非常に流れやすい物質。銅、アルミニウム、金、銀など。
- **絶縁体**：電流がほとんど流れない物質。ガラス、ゴム、プラスチックなど。
- **半導体**：導体と絶縁体の中間的な性質を持つ物質。シリコン、ゲルマニウム、ガリウムヒ素など。

半導体の最大の特徴は、「電流を流したり、流さなかったりすることができる」ことです（図 2.3）。つまり、外部条件（温度、不純物、電圧など）によって電気伝導性を制御できるのです。

半導体とは？

半導体とは、電流を流したり、流さなかつたりする物質



電流は電荷（電子・正孔）が移動することで生じる現象



導体、半導体、絶縁体は電子の**移動のしやすさ**で決まる



電子の移動のしやすさは何が決めている？

2025年10月3日 パワーエレクトロニクス2回目 半導体の物理 神野崇馬

5

図 2.3 半導体とは？ 電流を流したり流さなかつたりできる物質

2.2.2 電流と電荷の移動

電流とは何でしょうか？ 電流は、電荷（電子や正孔）が移動することで生じる現象です。

電流 I は、単位時間あたりに流れる電荷 Q の量として定義されます。

$$I = \frac{dQ}{dt} \quad (2.1)$$

電子は負の電荷を持ち、電荷量は $-e = -1.602 \times 10^{-19}$ C (クーロン) です。正孔は正の電荷を持ち、電荷量は $+e$ です。

したがって、導体・半導体・絶縁体の違いは、電子（または正孔）の移動のしやすさによって決まります。

重要な問い合わせ：

電子の移動のしやすさは何によって決まるのでしょうか？

この問い合わせに答えるために、まず「電子がどこに存在しているか」を理解する必要があります。

2.3 原子構造と電子配置

2.3.1 原子の構造

すべての物質は原子から構成されています。原子は、中心にある原子核と、その周りを取り巻く電子から成り立っています。

- **原子核**：正電荷を持つ陽子と、電荷を持たない中性子から構成される
- **電子**：負電荷を持ち、原子核の周りの特定の軌道上に存在する

原子核は非常に小さく（直径約 10^{-15} m）、原子全体のサイズ（直径約 10^{-10} m）に比べて 10 万分の 1 程度です。したがって、原子の大部分は空間であり、電子が原子核の周りを「雲」のように存在しています。

2.3.2 電子殻と軌道

電子は原子核の周りの軌道上に存在します（図 2.4）。これらの軌道は「電子殻」と呼ばれ、内側から順に K 殻、L 殻、M 殻…と名付けられています。

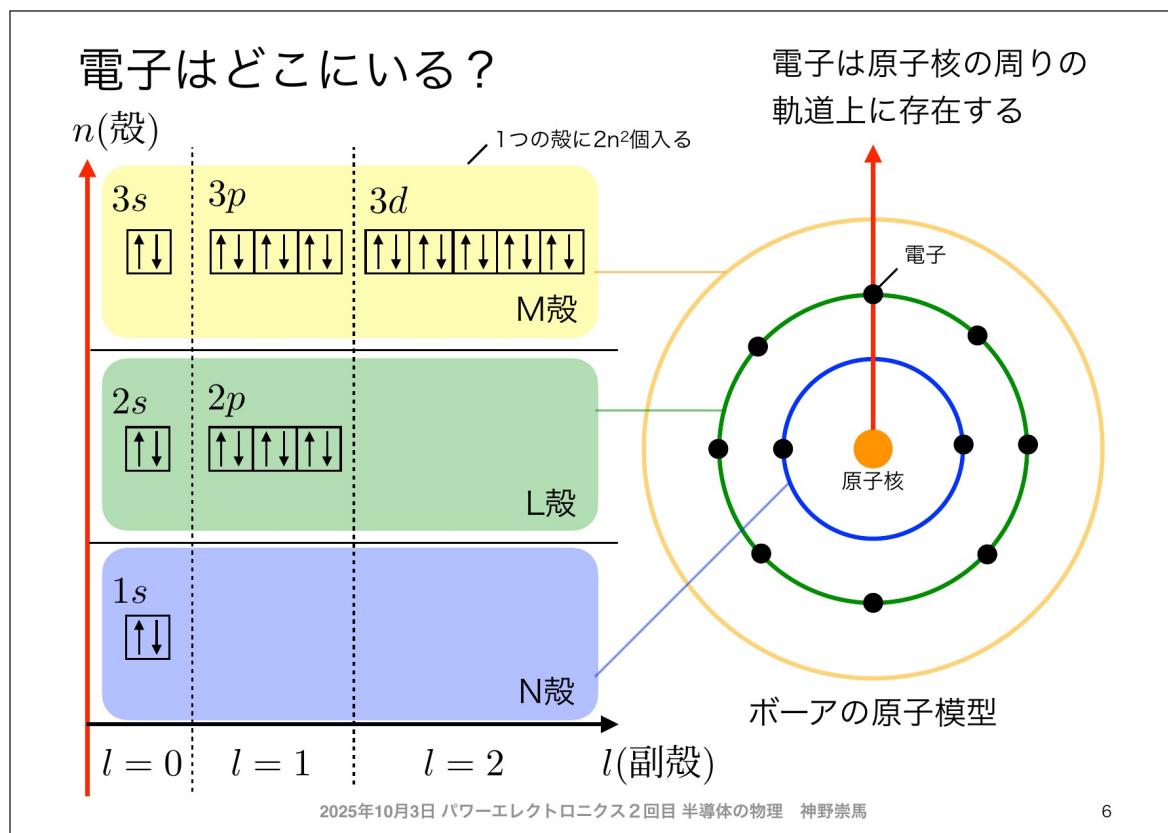


図 2.4 電子の軌道とエネルギー準位（ボーアの原子模型）

各電子殻は、さらに細かい軌道（s 軌道、p 軌道、d 軌道など）に分かれています。

- **K 殻 ($n=1$)**：1s 軌道のみ。最大 2 個の電子を収容。

- **L殻 ($n=2$)**: 2s 軌道と 2p 軌道。最大 8 個の電子を収容 (2s: 2 個、2p: 6 個)。
- **M殻 ($n=3$)**: 3s 軌道、3p 軌道、3d 軌道。最大 18 個の電子を収容 (3s: 2 個、3p: 6 個、3d: 10 個)。

各軌道には、**パウリの排他原理**により、スピンが逆向きの電子が最大 2 個まで入ることができます。

2.3.3 エネルギー準位

重要なことは、各軌道が**固有のエネルギー**を持つということです (図 2.5)。

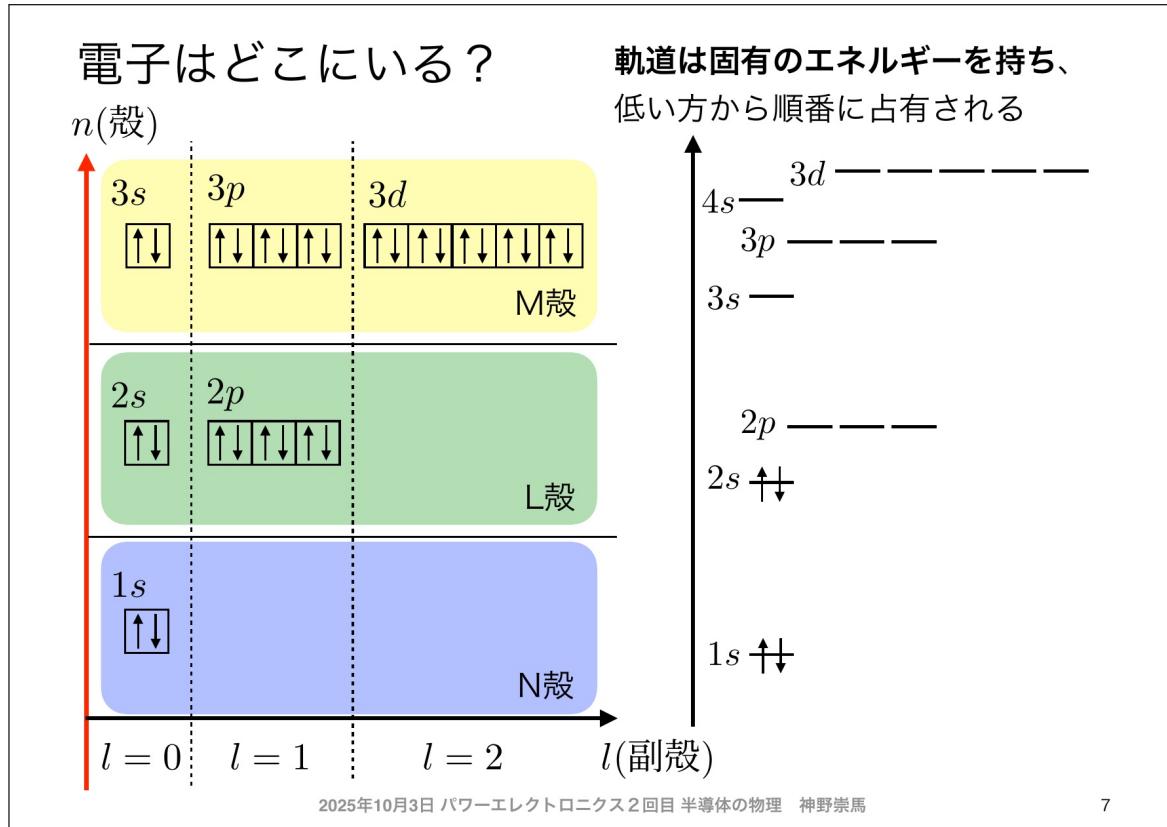


図 2.5 軌道のエネルギー準位（低い方から順に占有される）

電子は、エネルギーの低い軌道から順番に占有されていきます。これは、自然界では系のエネルギーが最小になる状態が最も安定だからです。

最も外側の殻にある電子を**価電子**と呼び、この価電子が化学結合や電気伝導に重要な役割を果たします。

2.3.4 シリコン原子の電子配置

パワーエレクトロニクスで最も広く使われる半導体はシリコン (Si) です。シリコンは原子番号 14 の元素で、14 個の電子を持ちます。

シリコン原子の電子配置は以下のようになります。

$$\text{Si: } 1s^2 2s^2 2p^6 3s^2 3p^2 \quad (2.2)$$

最も外側の M 層 ($n=3$) には 4 個の電子があり、これが価電子です。シリコンは**4 価の元素**と呼ばれます。

この 4 個の価電子が、シリコンの化学結合や電気的性質を決定します。

2.4 バンド理論

2.4.1 孤立原子からバンドへ

1 個の原子では、電子はとびとびのエネルギー準位 ($1s, 2s, 2p, \dots$) を持ります。しかし、原子が 2 個、3 個と集まると、電子同士の相互作用により、状況が変わってきます。

原子が近づくと、各原子の電子軌道が重なり合い、電子は複数の原子にまたがって存在できるようになります。このとき、エネルギー準位が分裂し始めます。

固体のように原子の数が非常に多い場合（シリコンでは約 5×10^{22} 個/ cm^3 ）、エネルギー準位は無数に分裂し、事実上連続したバンド（帯）とみなすことができます（図 2.6）。

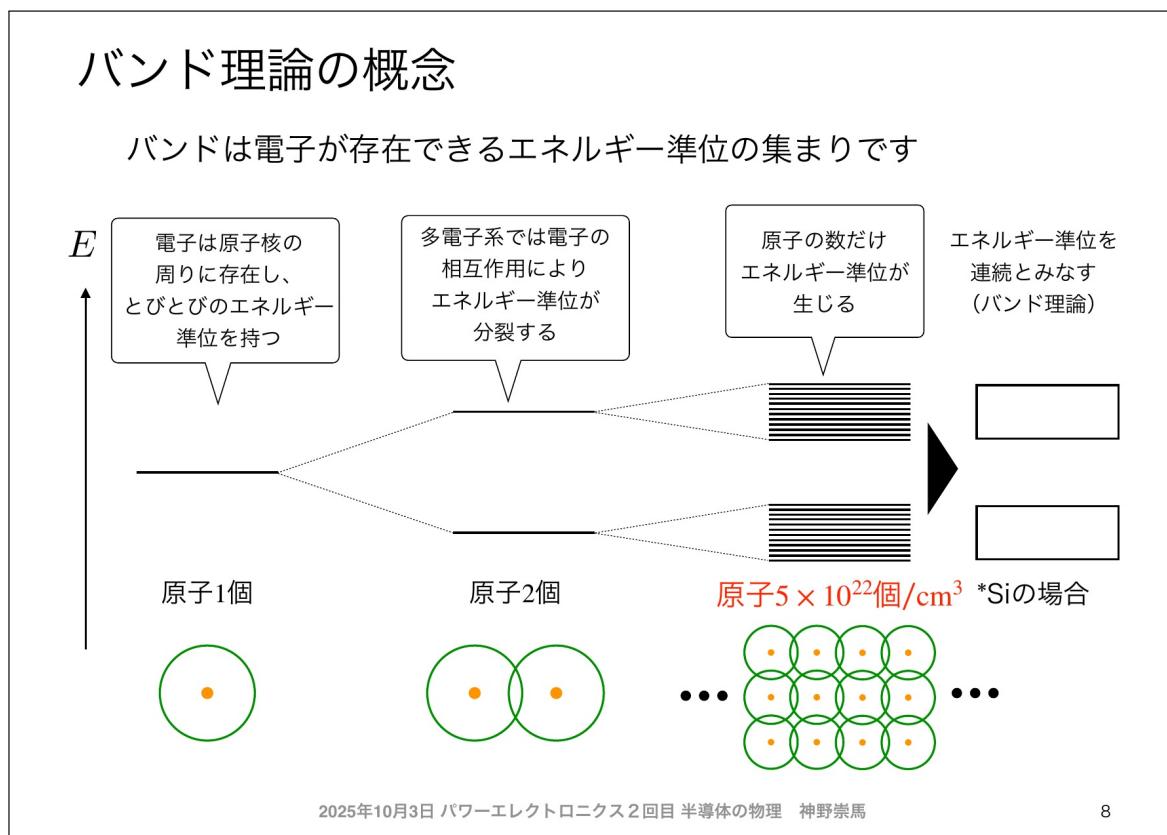


図 2.6 バンド理論の概念（原子が集まるとエネルギー準位がバンドになる）

バンドとは、電子が存在できるエネルギー準位の集まりです。固体中の電子のエネルギー状態は、このバンドで説明されます。これが「バンド理論」の基本的な考え方です。

2.4.2 価電子帯と伝導帯

固体のバンド構造では、主に以下の 2 つのバンドが重要です。

- **価電子帯 (Valence Band)** : 価電子が占めるバンド。通常、電子で完全に満たされている。
- **伝導帯 (Conduction Band)** : 電子が自由に移動できる空のバンド。

この 2 つのバンドの間には、電子が存在できないエネルギー領域があり、これを**バンドギャップ** (E_g) と呼びます。

バンドギャップのエネルギーは物質によって異なります。

- シリコン (Si) : $E_g \approx 1.1$ eV
- ゲルマニウム (Ge) : $E_g \approx 0.67$ eV
- 炭化シリコン (SiC) : $E_g \approx 3.3$ eV
- 窒化ガリウム (GaN) : $E_g \approx 3.4$ eV
- ダイヤモンド (C) : $E_g \approx 5.5$ eV

2.4.3 導体・半導体・絶縁体のバンド図

物質の電気的性質は、バンドギャップの大きさと伝導帯に電子が存在するかどうかによって決まります（図 2.7）。

バンド図と物質の特徴
Quiz

それぞれ半導体・絶縁体・金属どの物質のバンドに対応する？

The diagram illustrates three types of energy band structures:

- Conductor:** Shows a yellow shaded valence band filled with electrons and an empty conduction band above it, separated by a small gap E_g .
- Semiconductor:** Shows a white valence band filled with electrons and an empty conduction band above it, separated by a medium gap E_g .
- Insulator:** Shows a white valence band filled with electrons and an empty conduction band above it, separated by a large gap E_g .

電子が導電帯に 存在する	バンドギャップが 比較的大きい	バンドギャップが 比較的小さい
-----------------	--------------------	--------------------

2025年10月3日 パワーエレクトロニクス2回目 半導体の物理 神野崇馬

10

図 2.7 バンド図と物質の特徴（導体・半導体・絶縁体）

- **導体（金属）：**
 - 伝導帯に電子が存在している
 - バンドギャップがほぼゼロか、価電子帯と伝導帯が重なっている

- 室温で多数の自由電子が存在し、電流が非常に流れやすい
 - 代表例：銅、アルミニウム、金
- **絶縁体：**
 - バンドギャップが比較的大きい（通常 5 eV 以上）
 - 室温では熱エネルギー（約 0.026 eV）では電子が伝導帯に励起されない
 - 電流がほとんど流れない
 - 代表例：酸化シリコン (SiO_2)、ガラス、プラスチック
 - **半導体：**
 - バンドギャップが比較的小さい（通常 0.5~3 eV 程度）
 - 室温でも熱エネルギーにより、わずかに電子が伝導帯に励起される
 - 外部からエネルギー（光、熱、電圧など）を加えることで電気伝導性を制御できる
 - 代表例：シリコン、ゲルマニウム、ガリウムヒ素

2.4.4 フェルミエネルギーとフェルミ準位

電子がどのエネルギー準位を占有しているかを表すために、**フェルミエネルギー**（または**フェルミ準位E_F という概念を導入します。**

フェルミエネルギー E_F は、「電子が存在する確率が 50% となるエネルギー準位」と定義されます。

- 絶対零度 (0 K) では、 E_F より低いエネルギー準位はすべて電子で満たされ、 E_F より高いエネルギー準位は空である
- 有限温度では、熱エネルギーにより、 E_F 付近のエネルギー分布がなだらかになる

真性半導体（不純物を含まない純粋な半導体）では、フェルミ準位はバンドギャップのほぼ中央に位置します。

2.4.5 フェルミ・ディラック分布

実際の物質では、電子を一つ一つ数えるのではなく、統計的に扱います（図 2.8）。

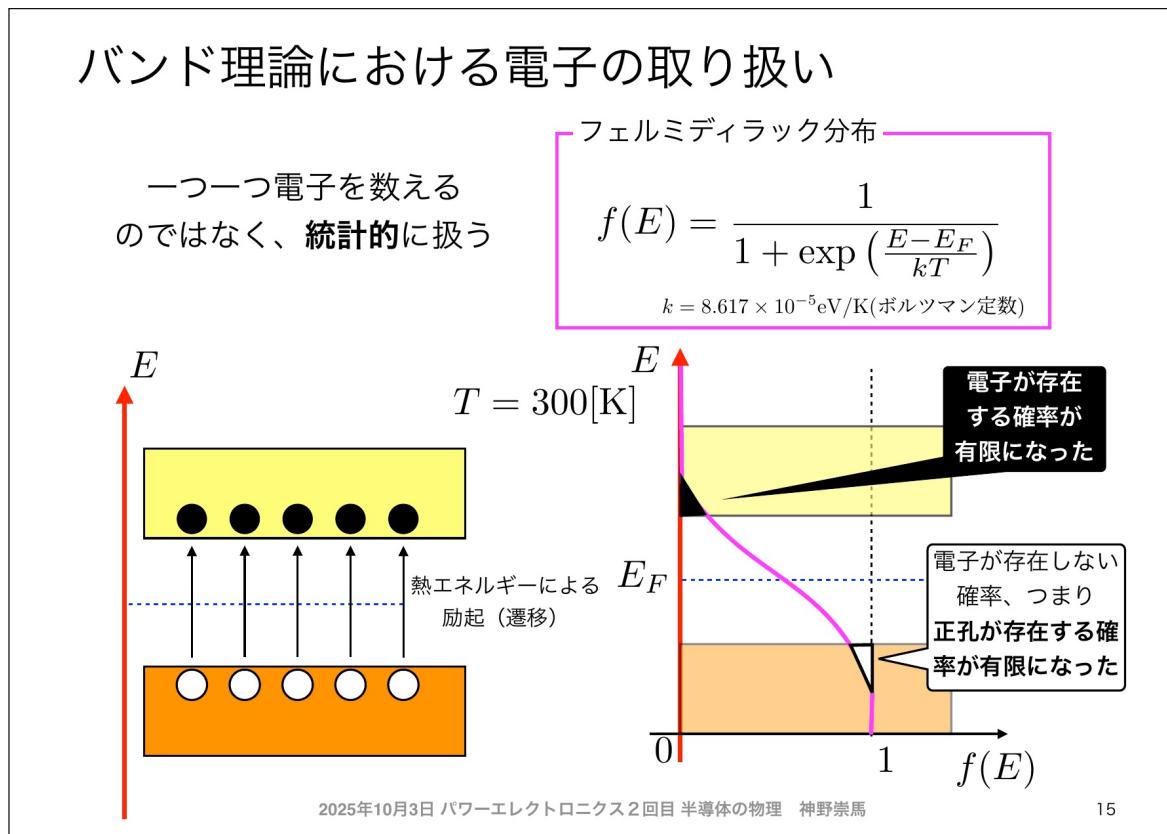


図2.8 バンド理論における電子の統計的な取り扱い（フェルミ・ディラック分布）

あるエネルギー E の状態に電子が存在する確率 $f(E)$ は、**フェルミ・ディラック分布**で表されます。

$$f(E) = \frac{1}{1 + \exp\left(\frac{E-E_F}{kT}\right)} \quad (2.3)$$

ここで、

- E ：電子のエネルギー [eV]
- E_F ：フェルミエネルギー [eV]
- $k = 8.617 \times 10^{-5} \text{ eV/K}$ ：ボルツマン定数
- T ：絶対温度 [K]

この式の意味を考えてみましょう。

- $E = E_F$ のとき、 $f(E_F) = 1/(1+1) = 0.5$ (50% の確率)
- $E \ll E_F$ のとき、 $f(E) \approx 1$ (ほぼ 100% の確率で電子が存在)
- $E \gg E_F$ のとき、 $f(E) \approx 0$ (ほぼ 0% の確率、つまり電子がほとんど存在しない)

室温 ($T = 300 \text{ K}$) では、 $kT \approx 0.026 \text{ eV}$ (約 26 meV) となります。この熱エネルギーにより、一部の電子が価電子帯から伝導帯へ励起 (遷移) されます。

これにより、以下の現象が起こります。

- 伝導帯に電子が存在する確率が有限になる (わずかだが電子が存在する)

- 僮電子帯には電子が抜けた穴（正孔）が残る

正孔は、あたかも正の電荷を持つ粒子のように振る舞い、電流を運ぶキャリアとなります。

2.4.6 正孔の概念

正孔（ホール）とは、僕電子帯で電子が欠けた状態のことです。

僕電子帯が完全に電子で満たされている場合、電子は移動することができません（隣の席もすべて埋まっている状態）。しかし、1つの電子が抜けて正孔ができると、隣の電子がその正孔に移動できるようになります。

このとき、電子が正孔に移動すると、元の位置に新たな正孔ができます。これは、正孔が電子とは逆方向に移動したように見えます。

正孔を1つの粒子として扱うと、以下の性質を持ちます。

- 電荷： $+e$ （正の電荷）
- 有効質量：正の値（電子とは異なる）
- 移動方向：電場と同じ向き（電子とは逆）

2.5 真性半導体と不純物半導体

2.5.1 真性半導体

純粋な半導体を**真性半導体**（intrinsic semiconductor）と呼びます。真性半導体では、伝導帯の電子と僕電子帯の正孔の数が等しくなります。

真性半導体中のキャリア濃度は、温度とバンドギャップに依存します。室温でのシリコンの真性キャリア濃度は約 $n_i \approx 1.5 \times 10^{10}$ 個/cm³ です。

これは、シリコンの原子密度 5×10^{22} 個/cm³ に比べて非常に小さい値です。つまり、真性半導体では、ほとんどの電子は僕電子帯に留まっており、わずかな電子のみが伝導帯に励起されています。

2.5.2 半導体の純度

半導体素子を製造するには、極めて高純度のシリコンが必要です（図 2.9）。

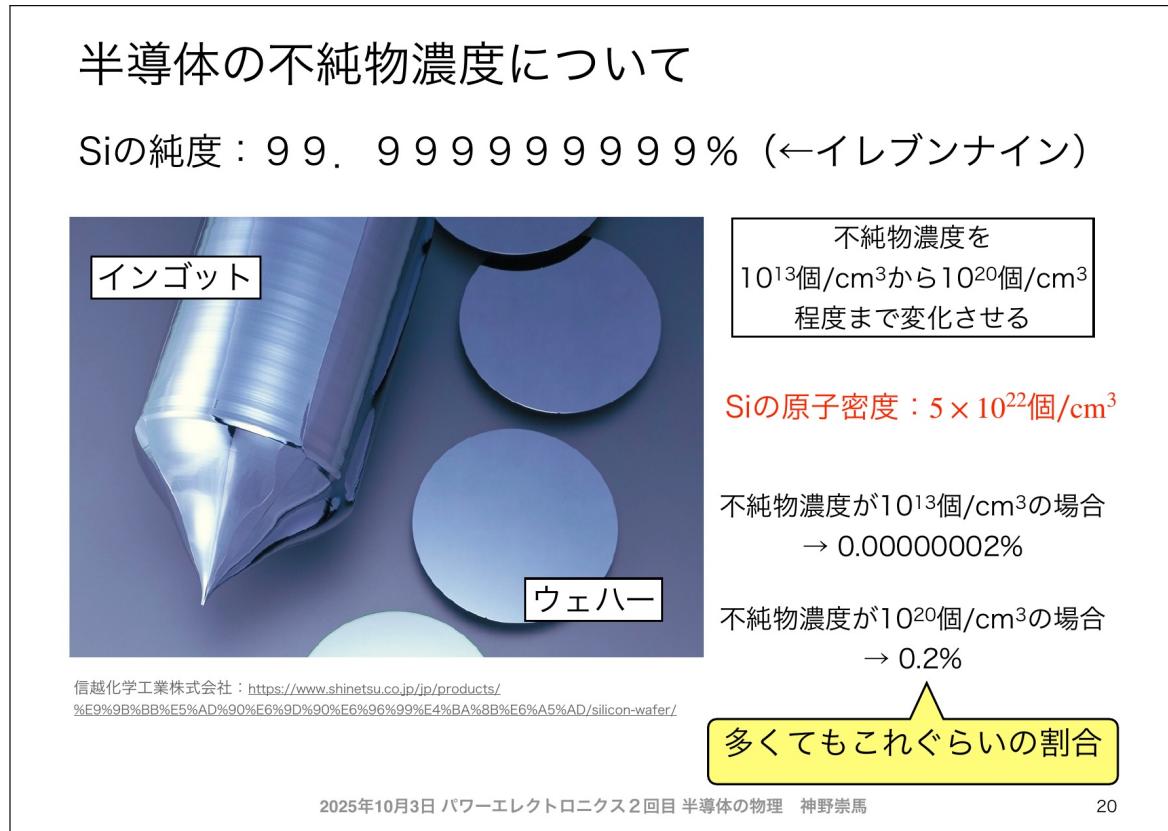


図 2.9 半導体の不純物濃度とその純度

シリコンの純度は 99.99999999% (イレブンナイン、11N) にも達します。これは、1兆個の原子のうち、不純物原子がわずか 1 個という驚異的な純度です。

シリコンの原子密度は約 5×10^{22} 個/cm³ です。これに対して、制御して添加する不純物濃度は、 10^{13} 個/cm³ から 10^{20} 個/cm³ 程度まで変化させることができます。

具体的な割合を計算してみましょう。

- 不純物濃度が 10^{13} 個/cm³ の場合：

$$\frac{10^{13}}{5 \times 10^{22}} = 2 \times 10^{-10} = 0.00000002\% \quad (2.4)$$

- 不純物濃度が 10^{20} 個/cm³ の場合：

$$\frac{10^{20}}{5 \times 10^{22}} = 0.002 = 0.2\% \quad (2.5)$$

このように、ごくわずかな不純物でも、半導体の電気的性質は大きく変化します。これが半導体の特徴であり、電気伝導性を精密に制御できる理由です。

2.5.3 ドーピングとは

半導体に不純物を意図的に添加することをドーピング (doping) と呼びます。ドーピングにより、半導体のキャリア濃度と電気伝導性を自在に制御することができます。

ドーピングに使われる不純物には、以下の 2 種類があります。

- **ドナー (Donor)** : 電子を供給する不純物 (5 値元素)
- **アクセプタ (Acceptor)** : 正孔を供給する不純物 (3 値元素)

2.5.4 n 型半導体

シリコン (4 値) に対して、5 値の元素 (リン: P、ヒ素: As、アンチモン: Sb など) を添加すると、**n 型半導体**ができます。

5 値元素は、シリコン結晶中で 4 つの電子を共有結合に使い、1 つの電子が余ります。この余った電子は、容易に伝導帯に励起されます。

ドナーのイオン化エネルギーは非常に小さい (シリコン中のリンで約 45 meV) ため、室温ではほとんどのドナー原子がイオン化し、電子を供給します。

n 型半導体では、以下の関係が成り立ちます。

- **多数キャリア** : 電子 (濃度: n)
- **少数キャリア** : 正孔 (濃度: p)
- $n \gg p$
- $n \approx N_d$ (N_d : ドナー濃度)

2.5.5 p 型半導体

シリコン (4 値) に対して、3 値の元素 (ホウ素: B、ガリウム: Ga、インジウム: In など) を添加すると、**p 型半導体**ができます。

3 値元素は、シリコン結晶中で 4 つの結合を作ろうとしますが、電子が 1 つ不足します。この不足した電子の位置は正孔となり、価電子帯に正孔を供給します。

p 型半導体では、以下の関係が成り立ちます。

- **多数キャリア** : 正孔 (濃度: p)
- **少数キャリア** : 電子 (濃度: n)
- $p \gg n$
- $p \approx N_a$ (N_a : アクセプタ濃度)

2.5.6 キャリア濃度の積

n 型半導体でも p 型半導体でも、電子と正孔の濃度の積は一定です。この関係を質量作用の法則といいます。

$$n \cdot p = n_i^2 \quad (2.6)$$

ここで、 n_i は真性キャリア濃度です。室温のシリコンでは、 $n_i \approx 1.5 \times 10^{10}$ 個/cm³ です。

例えば、n 型半導体で $N_d = 10^{16}$ 個/cm³ の場合、

$$n \approx N_d = 10^{16} \text{ 個}/\text{cm}^3 \quad (2.7)$$

$$p = \frac{n_i^2}{n} = \frac{(1.5 \times 10^{10})^2}{10^{16}} \approx 2.25 \times 10^4 \text{ 個}/\text{cm}^3 \quad (2.8)$$

このように、多数キャリアの濃度は不純物濃度とほぼ等しく、少数キャリアの濃度は非常に小さくなります。

2.6 pn 接合の物理

2.6.1 pn 接合とは

p 型半導体と n 型半導体を接合したものを **pn 接合**と呼びます。pn 接合は、ダイオードの基本構造であり、すべての半導体素子の基礎となる重要な構造です。

pn 接合では、接合部で特徴的な現象が起こります。これを理解することが、半導体素子の動作を理解する鍵となります。

2.6.2 キャリアの拡散

p 型半導体と n 型半導体を接合すると、接合部でキャリアの濃度差が生じます。

- p 型領域：正孔が多数、電子が少数
- n 型領域：電子が多数、正孔が少数

濃度差があると、**拡散**が発生します。拡散とは、濃度の高い場所から低い場所へ粒子が移動する現象です（インクを水に垂らすと広がるのと同じ原理）。

したがって、以下の拡散が起こります。

- n 型領域の電子が p 型領域へ拡散する
- p 型領域の正孔が n 型領域へ拡散する

2.6.3 空乏層の形成

拡散により、接合部では以下の現象が起こります（図 2.10）。

pn接合のバンドが曲がるメカニズム

キャリアの濃度差による拡散が発生する

拡散したキャリアによりドナーイオン（n型）と
アクセプタイオン（p型）が残り（空乏層）
電荷分布の偏りが生じる

電荷分布の偏りにより、空乏層内で電場が発生する

電場が生じると、空乏層内には電位差が生じ、空乏層内の
電子のエネルギーが変化しバンドが曲げられる
バンドを曲げる向きに注意

2025年10月3日 パワーエレクトロニクス2回目 半導体の物理 神野崇馬

30

図 2.10 pn 接合のバンドが曲がるメカニズム

1. **キャリアの拡散**：n 型領域の電子が p 型領域へ拡散し、p 型領域の正孔と再結合して消滅します。同様に、p 型領域の正孔が n 型領域へ拡散し、n 型領域の電子と再結合して消滅します。
2. **固定電荷の出現**：キャリアが拡散すると、以下の固定電荷（イオン）が残ります。
 - n 型領域：ドナーイオン（+）が残る
 - p 型領域：アクセプタイオン（-）が残る
 この領域を**空乏層**（depletion layer）と呼びます。空乏層では、移動可能なキャリア（電子や正孔）がほとんど存在しません。
3. **電場の発生**：固定電荷の分布により、空乏層内に電場が発生します。電場の向きは、n 型から p 型へ向かいます（正電荷から負電荷へ）。
4. **電位差の発生**：電場があると、空乏層内に電位差が生じます。この電位差を**拡散電位**（またはビルトイン電位） V_{bi} と呼びます。
5. **バンドの傾き**：電位差により、空乏層内で電子のポテンシャルエネルギーが変化します。これがバンド図では「バンドの傾き（曲がり）」として表現されます。

重要なポイント：

- バンドを曲げる向きには注意が必要です
- 電場の向きとバンドが曲がる向きは対応しています
- n 型側のバンドが上がり、p 型側のバンドが下がります

2.6.4 電磁気学的な観点からの pn 接合の理解

pn 接合の動作を深く理解するためには、電磁気学の基本原理に立ち返ることが重要です。ここでは、拡散による帶電、電場と電位の分布、電子のエネルギー変化、そしてバンドの曲がりの関係を、電磁気学の観点から詳しく説明します。

拡散による帶電のメカニズム

pn 接合を形成すると、キャリアの濃度勾配により以下のプロセスが進行します：

1. **電子の拡散**：n 型領域の電子は p 型領域へ拡散し、p 型領域の正孔と再結合して消滅します。
2. **正孔の拡散**：p 型領域の正孔は n 型領域へ拡散し、n 型領域の電子と再結合して消滅します。
3. **固定電荷（イオン）の出現**：
 - n 型領域では、電子が拡散により失われると、動けないドナーイオン (P^+ など) が正電荷として残る
 - p 型領域では、正孔が拡散により失われると、動けないアクセプターアイオン (B^- など) が負電荷として残る

この過程で、接合部付近に正負の固定電荷層が形成されます。これが空乏層です。

重要な理解：

- 拡散するのは「移動可能なキャリア」（電子と正孔）
- 残るのは「固定された不純物イオン」
- このイオン化した不純物が空乏層内の電荷分布を形成する

電荷分布と電場の形成

空乏層内の電荷分布は、以下のようになります：

- **n 型側の空乏層**：正の固定電荷（密度 $+eN_d$ ）
- **p 型側の空乏層**：負の固定電荷（密度 $-eN_a$ ）

この電荷分布により、ポアソン方程式に従って電場が発生します：

$$\frac{d\mathcal{E}}{dx} = \frac{\rho(x)}{\varepsilon} \quad (2.9)$$

ここで、 \mathcal{E} は電場、 $\rho(x)$ は電荷密度、 ε は誘電率です。

空乏層内では：

$$n \text{ 型側} : \rho(x) = +eN_d \quad (2.10)$$

$$p \text{ 型側} : \rho(x) = -eN_a \quad (2.11)$$

したがって、電場は空乏層の境界（接合面）で最大となり、n 型から p 型へ向かう方向に電場が形成されます。

電場と電位の関係

電場 \mathcal{E} と電位 ϕ の関係は、電磁気学の基本式から：

$$\mathcal{E} = -\frac{d\phi}{dx} \quad (2.12)$$

電場が n 型から p 型へ向かう ($\mathcal{E} > 0$) ので、電位は n 型側で高く、p 型側で低くなります。

電位差（拡散電位） V_{bi} は、電場を積分して求められます：

$$V_{bi} = - \int_{p\text{型}}^{n\text{型}} \mathcal{E} dx = \phi_n - \phi_p \quad (2.13)$$

ここで、 ϕ_n は n 型側の電位、 ϕ_p は p 型側の電位です。

重要なポイント：

- 電場は n 型 → p 型の向き（正電荷から負電荷へ）
- 電位は n 型側が高い ($\phi_n > \phi_p$)
- 拡散電位 $V_{bi} = \phi_n - \phi_p > 0$

電子のポテンシャルエネルギーと電位の関係

電子は負の電荷 ($-e$) を持つため、電子のポテンシャルエネルギー U_e と電位 ϕ の関係は：

$$U_e(x) = -e\phi(x) \quad (2.14)$$

符号に注意：

- 電位が高い場所（n 型側）では、電子のポテンシャルエネルギーは低い
- 電位が低い場所（p 型側）では、電子のポテンシャルエネルギーは高い

これは、電子が負電荷であるため、正の電場（高電位）に引き寄せられる（ポテンシャルエネルギーが低くなる）ことを意味します。

バンド図におけるエネルギーの曲がり

バンド図は、電子のエネルギー状態を表します。伝導帯端 E_c と価電子帯端 E_v は、電子がとりうるエネルギー準位の境界を示します。

電位 $\phi(x)$ の空間変化により、バンド端は以下のように変化します：

$$E_c(x) = E_{c0} - e\phi(x) \quad (2.15)$$

$$E_v(x) = E_{v0} - e\phi(x) \quad (2.16)$$

ここで、 E_{c0} 、 E_{v0} は電位がゼロの基準点でのバンド端のエネルギーです。

バンドが曲がる理由：

1. n 型側では電位 ϕ が高い $\rightarrow -e\phi$ は負に大きい \rightarrow バンド端が下がる

2. p 型側では電位 ϕ が低い $\rightarrow -e\phi$ は負に小さい \rightarrow バンド端が上る
3. 結果として、n 型から p 型へ移動すると、バンド端が上昇する（バンドが曲がる）

バンドの曲がりの大きさは、拡散電位 V_{bi} に対応します：

$$\Delta E_c = E_c(\text{n 型}) - E_c(\text{p 型}) = -e(V_{bi}) = -eV_{bi} \quad (2.17)$$

または、エネルギー単位で：

$$\Delta E_c = eV_{bi} \quad (\text{n 型側が低く、p 型側が高い}) \quad (2.18)$$

電位、電子エネルギー、バンド図の対応関係

以下の表に、電位、電場、電子エネルギー、バンドの関係をまとめます：

表 2.1 pn 接合における電磁気学的な量の対応関係

物理量	n 型側	p 型側
電位 ϕ	高い	低い
電場 \mathcal{E}	n 型 \rightarrow p 型の向き	
電子のポテンシャルエネルギー $U_e = -e\phi$	低い	高い
バンド端 E_c, E_v	低い	高い
フェルミ準位 E_F	水平（一定）	

まとめ：バンドが曲がるメカニズム

1. 拡散により、接合部に固定電荷（イオン）が出現
2. 電荷分布により電場が発生（n 型 \rightarrow p 型）
3. 電場により電位が分布（n 型側が高い）
4. 電位により電子のポテンシャルエネルギーが変化 ($U_e = -e\phi$)
5. 電子エネルギーの変化がバンド図に反映される（バンドが曲がる）
6. 熱平衡では、フェルミ準位が全体で一定（水平）になる

この一連のプロセスを理解することで、pn 接合の電気的特性（整流作用、容量特性など）を定量的に予測できるようになります。

2.6.5 平衡状態の pn 接合

図 2.11 に、pn 接合を接続した直後（平衡状態）のバンド図を示します。

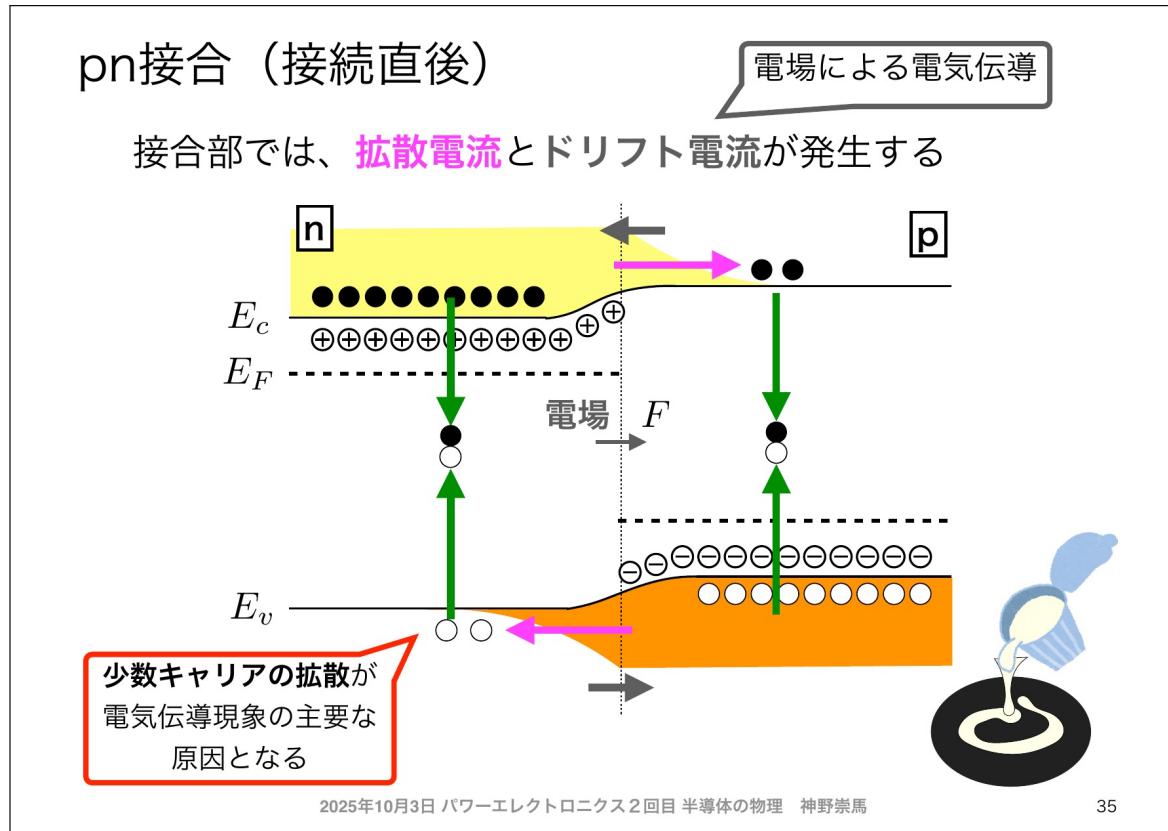


図 2.11 pn 接合（接続直後の平衡状態）

平衡状態では、以下の 2 つの電流が釣り合っています。

- **拡散電流**：濃度勾配によってキャリアが移動する電流
 - 電子の拡散電流：n 型から p 型へ（図のマゼンタの矢印）
 - 正孔の拡散電流：p 型から n 型へ（図のマゼンタの矢印）
- **ドリフト電流**：電場によってキャリアが移動する電流
 - 電子のドリフト電流：p 型から n 型へ（図のグレーの矢印）
 - 正孔のドリフト電流：n 型から p 型へ（図のグレーの矢印）

平衡状態では、拡散電流とドリフト電流が完全に釣り合い、正味の電流はゼロになります。

$$I_{\text{拡散}} + I_{\text{ドリフト}} = 0 \quad (2.19)$$

このとき、少数キャリアの拡散が電気伝導現象の主要な原因となります。これは、pn 接合に電圧を印加したときの動作を理解する上で重要なポイントです。

2.6.6 拡散電位

pn 接合の拡散電位 V_{bi} （ビルトイン電位）は、接合前の n 型半導体と p 型半導体のフェルミ準位の差に対応します。

重要な理解：

拡散電位は、以下のように定義されます：

$$eV_{bi} = E_{F,n}^{(\text{接合前})} - E_{F,p}^{(\text{接合前})} \quad (2.20)$$

または電圧で表すと：

$$V_{bi} = \frac{E_{F,n} - E_{F,p}}{e} \quad (2.21)$$

符号に注意：

n 型半導体のフェルミ準位 $E_{F,n}$ は、伝導帯に近い（高い位置）にあり、p 型半導体のフェルミ準位 $E_{F,p}$ は、価電子帯に近い（低い位置）にあります。したがって：

$$E_{F,n} > E_{F,p} \Rightarrow V_{bi} > 0 \quad (2.22)$$

よくある誤解：

$V_{bi} = E_{F,p} - E_{F,n}$ とすると負の値になってしまい、物理的におかしいです。

正しくは $V_{bi} = (E_{F,n} - E_{F,p})/e > 0$ です。

接合前と接合後の違い：

- 接合前：n 型と p 型は独立した系で、異なるフェルミ準位を持つ
- 接合後（熱平衡）：フェルミ準位は全体で一定（水平）
- 拡散電位：接合前のフェルミ準位の差が、接合後のバンドの曲がり（拡散電位）に変換される

pn 接合の拡散電位 V_{bi} は、以下の式で表されます。

$$V_{bi} = \frac{kT}{e} \ln \left(\frac{N_a N_d}{n_i^2} \right) \quad (2.23)$$

ここで、

- k : ボルツマン定数 (8.617×10^{-5} eV/K)
- T : 絶対温度 [K]
- e : 電気素量 (1.602×10^{-19} C)
- N_a : アクセプタ濃度 [個/cm³]
- N_d : ドナー濃度 [個/cm³]
- n_i : 真性キャリア濃度 [個/cm³]

室温 ($T = 300$ K) のシリコンで、 $N_a = N_d = 10^{16}$ 個/cm³ の場合、

$$V_{bi} = \frac{0.026 \text{ V}}{1} \ln \left(\frac{10^{16} \times 10^{16}}{(1.5 \times 10^{10})^2} \right) \quad (2.24)$$

$$= 0.026 \times \ln(4.44 \times 10^{11}) \quad (2.25)$$

$$\approx 0.026 \times 27 \quad (2.26)$$

$$\approx 0.7 \text{ V} \quad (2.27)$$

シリコンの pn 接合の拡散電位は、通常 0.6~0.7 V 程度です。

2.6.7 空乏層幅

空乏層の幅 d は、不純物濃度に依存します（図 2.12）。

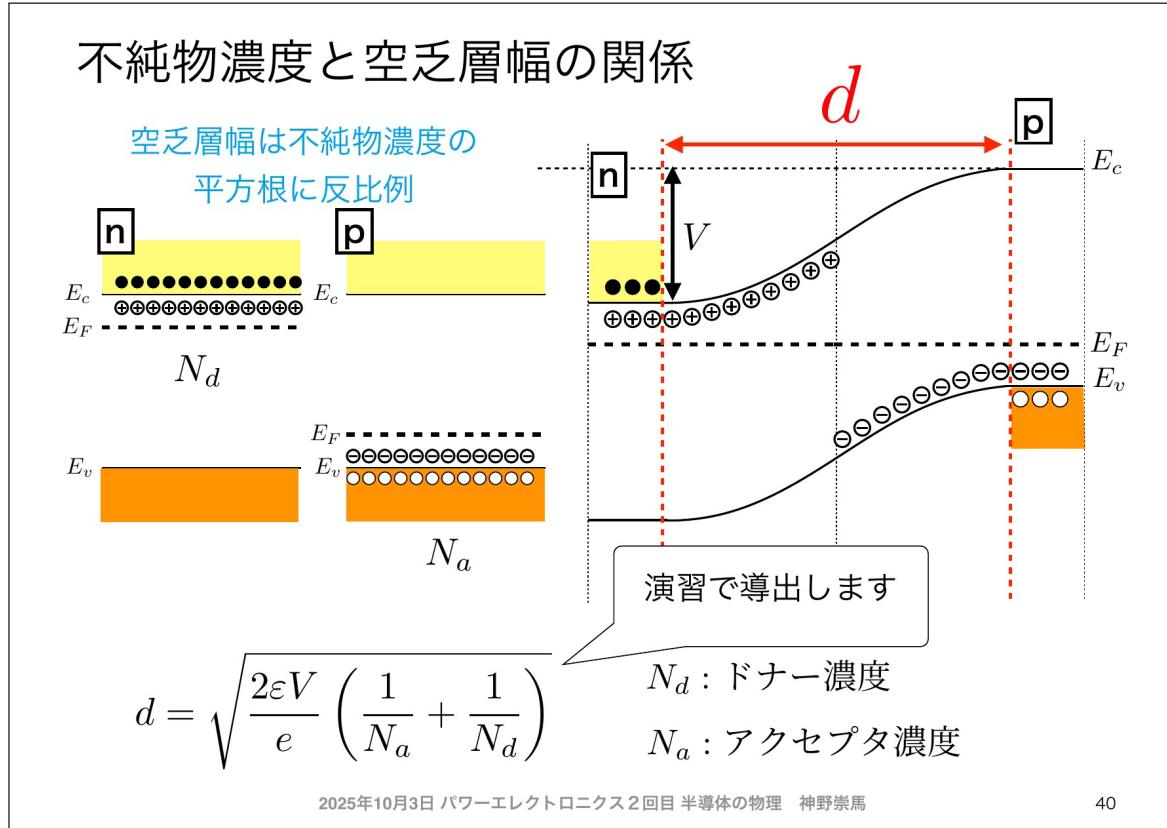


図 2.12 不純物濃度と空乏層幅の関係

空乏層幅は、以下の式で表されます（演習問題で導出します）。

$$d = \sqrt{\frac{2\epsilon V_{bi}}{e} \left(\frac{1}{N_a} + \frac{1}{N_d} \right)} \quad (2.28)$$

ここで、

- ϵ : 半導体の誘電率 (シリコン : $\epsilon = 11.7\epsilon_0 \approx 1.04 \times 10^{-12}$ F/cm)
- V_{bi} : 拡散電位 [V]
- e : 電気素量 (1.602×10^{-19} C)
- N_d : ドナー濃度 [個/cm³]
- N_a : アクセプタ濃度 [個/cm³]

重要な性質：

- 空乏層幅は、不純物濃度の平方根に反比例する
- 不純物濃度が高いほど、空乏層幅は狭くなる
- 空乏層は、不純物濃度の低い側により広く伸びる

例えば、 $N_a = 10^{18}$ 個/cm³、 $N_d = 10^{16}$ 個/cm³ の場合、p 型側の空乏層幅は、n 型側の空乏層幅の約 $\sqrt{10^{18}/10^{16}} = 10$ 倍小さくなります。

空乏層幅の式の近似

教科書や資料によっては、空乏層幅の式が以下のように簡略化されている場合があります：

$$d = \sqrt{\frac{4\epsilon V_{bi}}{eN_a}} \quad (2.29)$$

この式は、一般式と比較すると係数が異なります。どのような近似からこの式が導かれるのでしょうか？

一般式と簡略式を比較すると：

$$\text{一般式} : d = \sqrt{\frac{2\epsilon V_{bi}}{e} \left(\frac{1}{N_a} + \frac{1}{N_d} \right)} \quad (2.30)$$

$$\text{簡略式} : d = \sqrt{\frac{4\epsilon V_{bi}}{eN_a}} \quad (2.31)$$

両式が等しいためには：

$$\frac{1}{N_a} + \frac{1}{N_d} = \frac{2}{N_a} \quad (2.32)$$

この式を変形すると：

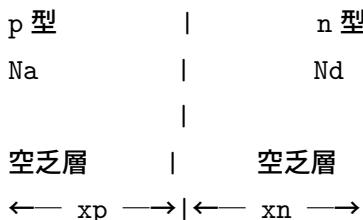
$$\frac{1}{N_d} = \frac{2}{N_a} - \frac{1}{N_a} = \frac{1}{N_a} \quad (2.33)$$

$$\Rightarrow \boxed{N_d = N_a} \quad (2.34)$$

答え：対称接合 (symmetric junction) の近似

簡略式は、 $N_a = N_d$ (対称接合) を仮定しています。

対称接合の物理的意味：



$N_a = N_d$ のとき：

- 電荷の中性条件： $N_a \cdot x_p = N_d \cdot x_n$
- したがって： $x_p = x_n$
- 空乏層が両側に均等に広がる

計算の確認：

$$\frac{1}{N_a} + \frac{1}{N_d} = \frac{1}{N_a} + \frac{1}{N_a} = \frac{2}{N_a} \quad (2.35)$$

$$d = \sqrt{\frac{2\varepsilon V_{bi}}{e}} \cdot \frac{2}{N_a} = \sqrt{\frac{4\varepsilon V_{bi}}{e N_a}} \quad (2.36)$$

その他の近似：片側接合 (one-sided junction)

もし一方のドーピング濃度が他方よりもはるかに高い場合（例： $N_d \gg N_a$ ）：

$$\frac{1}{N_a} + \frac{1}{N_d} \approx \frac{1}{N_a} \quad (N_d \gg N_a \text{ のとき}) \quad (2.37)$$

このとき：

$$d \approx \sqrt{\frac{2\varepsilon V_{bi}}{e N_a}} \quad (2.38)$$

この場合、空乏層はほとんど低濃度側（p型側）に広がります。

実際のデバイス設計：

- **対称接合** ($N_a = N_d$)：教科書の例題や理論計算で使われる
- **片側接合** ($N_d \gg N_a$ または $N_a \gg N_d$)：実際のデバイスでよく使われる設計

実用デバイスでは、片側接合の方が一般的です。例えば、パワーダイオードでは、高耐圧を得るために低濃度のn型ドリフト層 ($N_d \approx 10^{14} \text{ cm}^{-3}$) に高濃度のp型層 ($N_a \approx 10^{19} \text{ cm}^{-3}$) を接合します。

2.6.8 バンド図におけるエネルギー関係

バンド図を描く際、以下の関係を覚えておくと便利です（図2.13）。

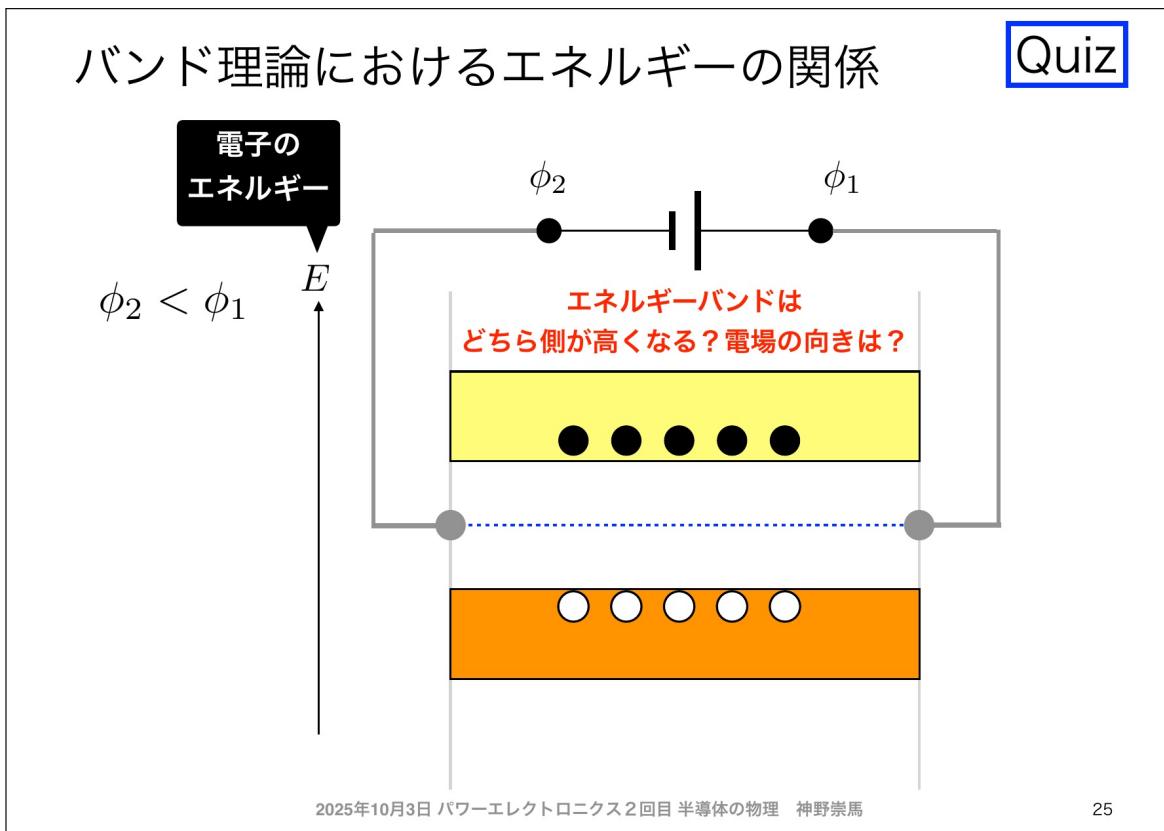


図 2.13 バンド理論におけるエネルギーの関係

- 電子のエネルギーは、バンド図で上に行くほど高い
- 電場の向きは、バンドが上がる向き（正電荷から負電荷へ）
- 電位は、バンドが下がる方が高い（電子にとってのポテンシャルエネルギーが低い=電位が高い）
- フェルミ準位は、平衡状態では全体で一定

フェルミ準位とバンド端の本質的な違い

pn 接合や金属-半導体接合を理解する上で、「フェルミ準位は曲がらず、バンドが曲がる」という原理は非常に重要です。しかし、多くの学生がこの違いを混同しやすいため、ここで本質的な違いを明確にします。

バンド端 (E_c 、 E_v) とは：

- 電子のエネルギー固有状態を表す
- 電子が実際に占有できるエネルギー準位の境界
- 静電ポテンシャル $\phi(x)$ の影響を直接受ける
- 局所的な量（場所ごとに定義される）
- 例： $E_c(x) = E_{c0} - e\phi(x)$ (電子のポテンシャルエネルギー)

フェルミ準位 (E_F) とは：

- 電子の化学ポテンシャル（熱力学的な量）

- 電子がどちらの方向に移動したがるかを決める基準
- 物質間で電子をやり取りする際の平衡条件
- 熱平衡状態では空間的に一定（水平）

なぜフェルミ準位は曲がらない（水平になる）のか：

熱平衡状態では、系全体でフェルミ準位が一定になります。これは熱力学の基本原理です。

重要な関係：

熱平衡 \Leftrightarrow フェルミ準位が空間的に一定

もしフェルミ準位に傾き（空間的な差）があったら：

1. 場所 A と場所 B で $E_F(A) > E_F(B)$ となる
2. 電子が高いエネルギー（A）から低いエネルギー（B）へ移動する
3. 電流が流れる
4. これは熱平衡ではない！

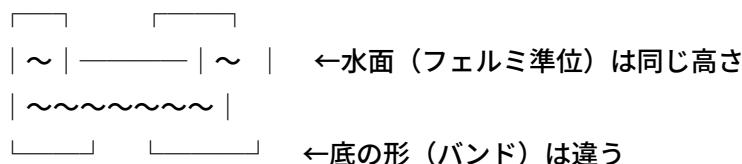
したがって、熱平衡状態では電流がゼロであり、フェルミ準位は空間的に一定（水平）となります。

水の高さによる類推：

この概念を理解するために、水の高さで例えてみましょう：

- バンド端 = 容器の底の形（場所によって高さが違う）
- フェルミ準位 = 水面の高さ（つながっていれば同じ高さ）

容器 A 容器 B



容器の底の形が違っても、つながっている水面は同じ高さになります。もし水面に高低差があれば、水が流れ平衡状態ではありません。

接合時の変化：

pn 接合や金属-半導体接合を形成すると：

1. 電子が移動する（高いフェルミ準位から低いフェルミ準位へ）
2. 界面に電荷が蓄積される
3. 電場が発生する
4. バンド端が曲がる（電場によるポテンシャルエネルギーの変化）
5. その結果、フェルミ準位が全体で一定になる

表 2.2 フェルミ準位とバンド端の比較

性質	バンド端 (E_c, E_v)	フェルミ準位 (E_F)
物理的意味	エネルギー固有状態	化学ポテンシャル
ポテンシャルの影響	受ける（曲がる）	受けない
熱平衡での振る舞い	場所で変化可能	空間的に一定

まとめ：

- フェルミ準位の水平性 = 热平衡 = 電流ゼロ
- バンドの曲がりは、電場による電子のポテンシャルエネルギーの変化を表す
- この区別を理解することが、pn接合や金属-半導体接合を正しく理解する鍵となる

2.7 金属-半導体接合

半導体素子では、必ず金属と半導体が接合しています（図 2.14）。金属は電極として、外部回路との電気的接続を提供します。したがって、金属-半導体接合の理解は、実際のデバイスの動作を理解する上で不可欠です。

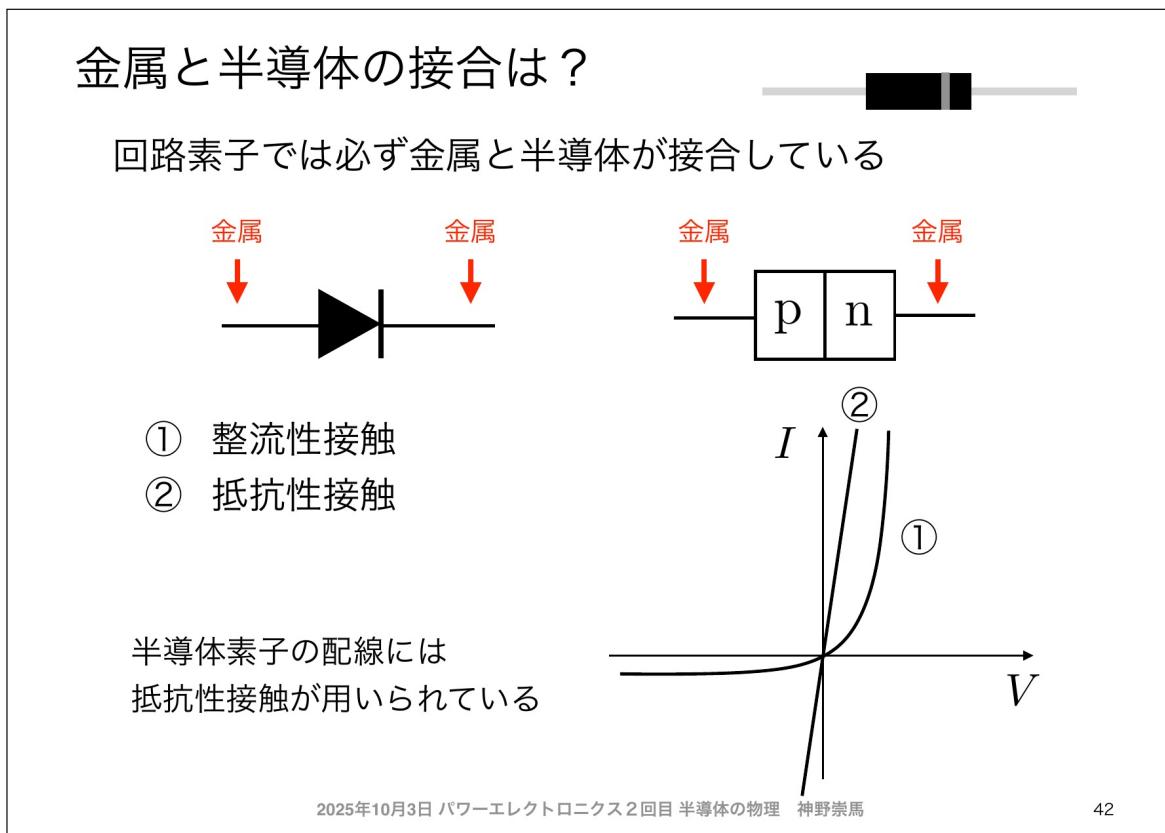


図 2.14 金属と半導体の接合（回路素子では必ず金属と半導体が接合している）

金属-半導体接合には、主に 2 つのタイプがあります：

1. 整流性接合：一方向にのみ電流を流す性質を持つ接合（ショットキー接合）

2. 抵抗性接觸：低抵抗で双方向に電流を流す接合（オーム接合）

半導体素子の配線には抵抗性接觸（オーム接合）が用いられています。

2.7.1 金属と半導体のバンド構造の違い

金属-半導体接合を理解するために、まず金属と半導体のバンド構造の違いを理解する必要があります。図 2.15 に、金属、n 型半導体、p 型半導体を接合する前の独立した状態におけるバンド図を示します。

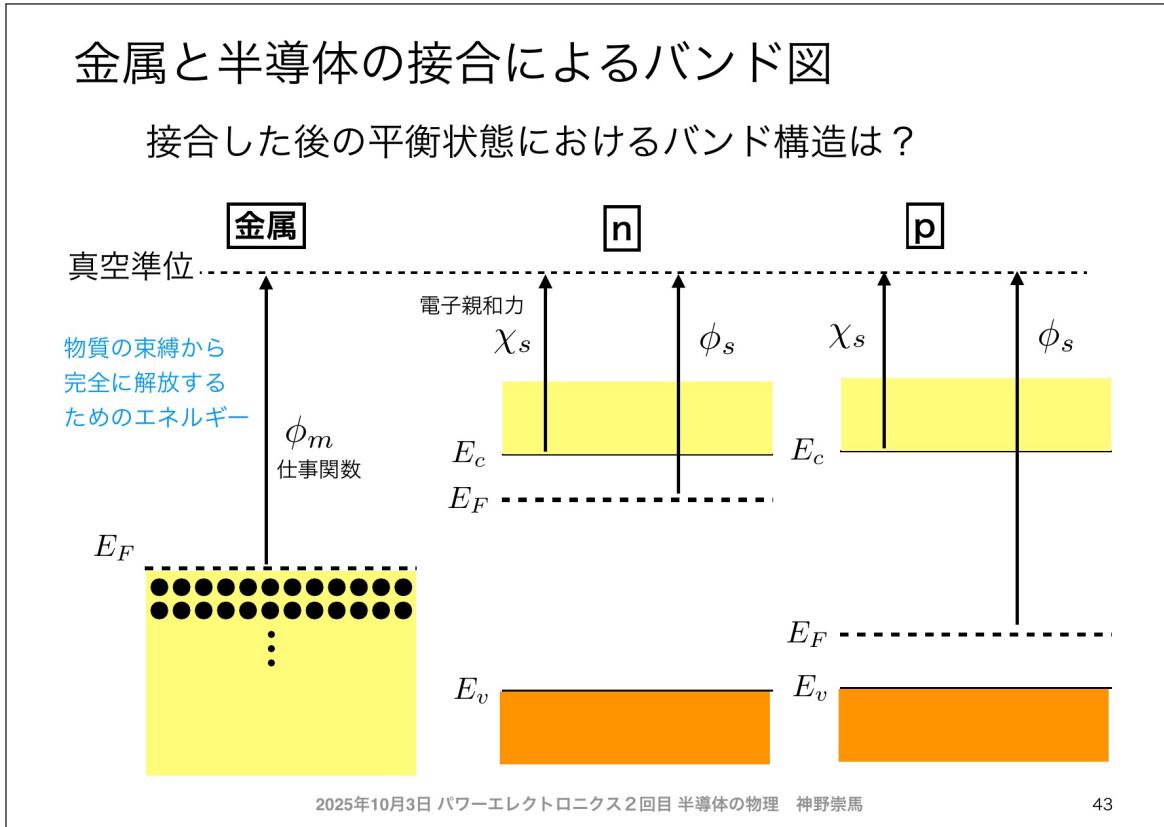


図 2.15 金属と半導体の接合前のバンド図（接合前の独立した平衡状態）

この図は、金属、n 型半導体、p 型半導体がそれぞれ独立して存在している状態を示しています。接合前の状態では、各物質はそれぞれ独自のフェルミ準位を持っています。ただし、真空準位 E_{vacuum} は、全ての物質で共通の基準として定義されます。

接合前の金属のバンド構造

図 2.15 の左側に示す金属のバンド構造には、以下の特徴があります：

- **価電子帯と伝導帯が重なっている**：金属では、価電子帯の上端と伝導帯の下端が重なっているか、または伝導帯に電子が部分的に満たされています
- **フェルミ準位が伝導帯内にある**：金属のフェルミ準位 E_F は、電子で満たされた領域の上端に位置します（図の黒い点で示された領域）。これは、室温でも多数の自由電子が存在することを意味します

- **バンドギャップがない**：金属には半導体のようなバンドギャップ E_g が存在しません。そのため、電子は容易に移動でき、高い電気伝導性を持ちます
- **多数の自由電子**：金属中の自由電子密度は非常に高く（約 $10^{22}\sim 10^{23}$ 個/cm³）、半導体の真性キャリア濃度（約 10^{10} 個/cm³）と比べて 10 兆倍以上も多い
- **仕事関数 ϕ_m** ：金属から電子を取り出すために必要なエネルギーは、真空準位 E_{vacuum} からフェルミ準位 E_F までのエネルギー差として定義されます（図の青字で説明されている「物質の束縛から完全に解放するためのエネルギー」）

接合前の n 型半導体のバンド構造

図 2.15 の中央に示す n 型半導体のバンド構造には、以下の特徴があります：

- **バンドギャップ E_g が存在**：伝導帯下端 E_c と価電子帯上端 E_v の間にバンドギャップが存在します（黄色の領域が伝導帯、オレンジ色の領域が価電子帯）
- **フェルミ準位 E_F は伝導帯 E_c に近い**：n 型半導体では、ドーピングによりフェルミ準位が伝導帯側に移動しています。これは、多数キャリアが電子であることを意味します
- **電子親和力 χ_s** ：真空準位 E_{vacuum} から伝導帯下端 E_c までのエネルギー差として定義されます。電子親和力は、半導体の種類（例：シリコン）で決まる固有の値であり、ドーピングには依存しません
- **仕事関数 ϕ_s** ：真空準位 E_{vacuum} からフェルミ準位 E_F までのエネルギー差として定義されます。仕事関数は、ドーピング濃度によって変化します

接合前の p 型半導体のバンド構造

図 2.15 の右側に示す p 型半導体のバンド構造には、以下の特徴があります：

- **バンドギャップ E_g が存在**：n 型半導体と同様に、伝導帯と価電子帯の間にバンドギャップが存在します
- **フェルミ準位 E_F は価電子帯 E_v に近い**：p 型半導体では、ドーピングによりフェルミ準位が価電子帯側に移動しています。これは、多数キャリアが正孔であることを意味します
- **電子親和力 χ_s は n 型と同じ**：同じ材料（例：シリコン）であれば、電子親和力は不純物の種類によらず一定です
- **仕事関数 ϕ_s は n 型と異なる**：フェルミ準位の位置が異なるため、p 型半導体の仕事関数は n 型半導体より大きくなります

接合前の状態における重要なポイント

接合する前の状態では、以下のことが重要です：

1. **真空準位は全ての物質で共通**：真空準位 E_{vacuum} は、全ての物質に共通の基準エネルギーです
2. **フェルミ準位は物質ごとに異なる**：金属、n 型半導体、p 型半導体では、それぞれ異なるフェルミ準位を持っています
3. **電子親和力は材料固有の値**：同じ半導体材料（例：シリコン）であれば、n 型でも p 型でも電

子親和力 χ_s は同じです

4. 仕事関数はフェルミ準位の位置で決まる：仕事関数 ϕ は、真空準位からフェルミ準位までのエネルギー差なので、フェルミ準位の位置によって変わります

- n 型半導体： $\phi_s = \chi_s + (E_c - E_F)$ (小さい)
- p 型半導体： $\phi_s = \chi_s + E_g - (E_F - E_v)$ (大きい)

接合によって起こること：フェルミ準位はどのように一致するのか？

これらの異なるフェルミ準位を持つ物質を接合すると、熱平衡状態において系全体でフェルミ準位が一致します。しかし、「フェルミ準位が一致する」とは、どういうメカニズムで起こるのでしょうか？

重要な誤解を避けるために：

「フェルミ準位を一致させるために電子が移動する」という表現は、結果としては正しいのですが、フェルミ準位自体が移動するわけではありません。正確には、以下のプロセスが起こります。

ステップ 1：電子の移動

接合直後、金属と半導体のフェルミ準位が異なる場合、電子はエネルギーの高い方から低い方へ移動しようとします。

例：金属の仕事関数 ϕ_m が n 型半導体の仕事関数 ϕ_s より大きい場合 ($\phi_m > \phi_s$)

- 金属のフェルミ準位は半導体のフェルミ準位より**低い**位置にある（仕事関数が大きい=フェルミ準位が低い）
- エネルギーの高い半導体の電子が、エネルギーの低い金属へ移動する
- つまり、n 型半導体から金属へ電子が移動する

ステップ 2：界面への電荷の蓄積

電子が移動すると、界面付近に電荷が蓄積されます。

- n 型半導体側：電子が抜けた後、ドナーイオン（正の固定電荷）が残る
- 金属側：電子が蓄積され、負に帯電する

ステップ 3：電場の発生

界面に電荷が蓄積されると、正電荷から負電荷へ向かう電場 \vec{E} が発生します。この電場は、さらなる電子の移動を妨げる向きに作用します。

ステップ 4：バンドが曲がる

電場が存在すると、電子のポテンシャルエネルギーが空間的に変化します。バンド図では、これが「**バンドが曲がる**」として表現されます。

- 電場の向き：n 型半導体→金属（正電荷から負電荷へ）
- 電子にとってのポテンシャルエネルギー：電場と逆向きに高くなる
- したがって、n 型半導体の界面付近でバンドが**上方に曲がる**

電位差 V と電場 E の関係は：

$$E = -\frac{dV}{dx} \quad (2.39)$$

電子のポテンシャルエネルギー U は、電位 V と電気素量 e を用いて：

$$U = -eV \quad (2.40)$$

バンド図における伝導帯下端 E_c のエネルギーは、電子のポテンシャルエネルギーに対応するため、電位が高い場所ほどバンドは下に位置します（電子にとってエネルギーが低い=安定）。

ステップ 5：フェルミ準位が一致する

バンドが曲がり続けると、ある時点では電子の移動が停止します。これは、バンドの曲がりによって生じたポテンシャル障壁が、フェルミ準位の差を相殺するからです。

熱平衡状態では、系全体でフェルミ準位が一定となります。これは、バンドが曲がることで実現されます。

金属と半導体のどちらのフェルミ準位が変化するのか？

ここで重要な質問は、「金属のフェルミ準位が変化するのか？ 半導体のフェルミ準位が変化するのか？」です。

答えは：どちらも変化しますが、変化量が大きく異なります

この非対称性の理由は、キャリア密度（状態密度）の圧倒的な違いにあります。

キャリア密度の比較：

- 金属：自由電子密度 $\approx 10^{22} \sim 10^{23}$ 個/cm³
- n型半導体：電子密度 $\approx 10^{16} \sim 10^{18}$ 個/cm³

→ 金属は半導体の約 $10^5 \sim 10^7$ 倍の電子を持つ

金属のフェルミ準位：

- 金属中の自由電子密度は非常に高い ($\sim 10^{22} \sim 10^{23}$ 個/cm³)
- 電子の「海」から少し出していくだけ
- 10^{23} 個のうちの 10^{16} 個程度 → 無視できる変化
- わずかな電子の出入りでは、フェルミ準位はほとんど変化しない
- 金属内部では、フェルミ準位は接合前とほぼ同じ位置にある
- 金属は「フェルミ準位の基準」として振る舞う

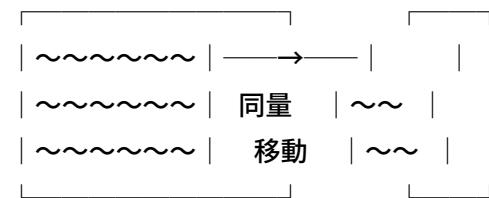
半導体のフェルミ準位：

- 半導体中のキャリア密度は比較的低い ($\sim 10^{10} \sim 10^{16}$ 個/cm³)
- もともと電子が少ない
- 相対的に大きな割合の電子が出入り
- 電子の出入りにより、界面付近でバンド全体が曲がる
- 半導体の内部（バルク）では、フェルミ準位は接合前と同じ位置にある
- しかし、界面付近ではバンドが曲がっているため、見かけ上「フェルミ準位が変化した」ように見える
- 半導体側が金属に「合わせに行く」

水槽とコップの例え：

この状況を、大きな水槽と小さなコップを繋いだときの水の移動で例えることができます。

大きな水槽（金属） 小さなコップ（半導体）



水位ほぼ不变

水位大変化！

接合時に同じ量の電子が移動しても：

- **金属側**：膨大な電子の「海」から少量が移動するだけ → フェルミ準位はほぼ不变
- **半導体側**：相対的に少ない電子から同量が移動 → フェルミ準位が大きく変化（バンドが大きく曲がる）

正確な表現：

したがって、より正確には：

- フェルミ準位自体は移動しない（各物質の内部では接合前と同じ）
- 電子が移動する（高エネルギー側から低エネルギー側へ）
- 界面に電荷が蓄積される
- 電場が発生する
- 半導体側のバンドが曲がる（金属側はほとんど変化しない）
- バンドが曲がった結果、熱平衡状態では系全体でフェルミ準位が一定になる

これが、次節以降で詳しく説明する金属-半導体接合の形成メカニズムです。図 2.16～2.19 で示されるバンド図は、このメカニズムによってバンドが曲がった後の平衡状態を表しています。

2.7.2 仕事関数

金属や半導体から電子を取り出すために必要なエネルギーを**仕事関数** (work function) ϕ と呼びます。仕事関数は、真空準位からフェルミ準位までのエネルギー差として定義されます。

$$\phi = E_{\text{vacuum}} - E_F \quad (2.41)$$

図 2.15 の左側の注釈に示されているように、仕事関数は「物質の束縛から完全に解放するためのエネルギー」です。

代表的な物質の仕事関数を以下に示します。

- 金 (Au) : $\phi_m \approx 5.1 \text{ eV}$
- アルミニウム (Al) : $\phi_m \approx 4.3 \text{ eV}$
- タングステン (W) : $\phi_m \approx 4.5 \text{ eV}$
- n 型シリコン (Si) : $\phi_s \approx 4.0 \text{ eV}$ (ドーピング濃度に依存)
- p 型シリコン (Si) : $\phi_s \approx 5.0 \text{ eV}$ (ドーピング濃度に依存)

電子親和力：

半導体には、仕事関数の他に電子親和力 (electron affinity) χ_s という重要なパラメータがあります。電子親和力は、真空準位から伝導帯下端までのエネルギー差として定義されます：

$$\chi_s = E_{\text{vacuum}} - E_c \quad (2.42)$$

シリコンの場合、 $\chi_s \approx 4.05$ eV です。電子親和力は、半導体の種類で決まる固有の値であり、ドーピングには依存しません。

仕事関数と電子親和力の関係は、以下のようにになります：

- n 型半導体: $\phi_s = \chi_s + (E_c - E_F)$
- p 型半導体: $\phi_s = \chi_s + E_g - (E_F - E_v)$

ドーピング濃度によってフェルミ準位 E_F が変化するため、半導体の仕事関数 ϕ_s もドーピング濃度に依存します。

2.7.3 金属-半導体接合の形成

金属と半導体を接合すると、それぞれの仕事関数の違いにより、電子が移動します。接合後は、フェルミ準位が一致します（熱平衡状態）。

重要な原理：

熱平衡状態では、系全体でフェルミ準位 E_F が一定となります。これは、pn 接合と同じ原理です。フェルミ準位を一致させるために、電子が移動し、界面に電荷が蓄積され、バンドが曲がります。

金属-半導体接合の形成過程：

1. 接合前：金属と半導体はそれぞれ独立した系で、異なるフェルミ準位を持つ
2. 接合時：電子が移動し、界面に電荷が蓄積される
3. 接合後（平衡状態）：フェルミ準位が一致し、電子の移動が停止する

接合のタイプ（整流性かオーム性か）は、金属の仕事関数 ϕ_m と半導体の仕事関数 ϕ_s の大小関係、および半導体の型（n 型か p 型か）によって決まります。

金属と n 型半導体の接合

図 2.16 に、金属と n 型半導体を接合する前の状態を示します。

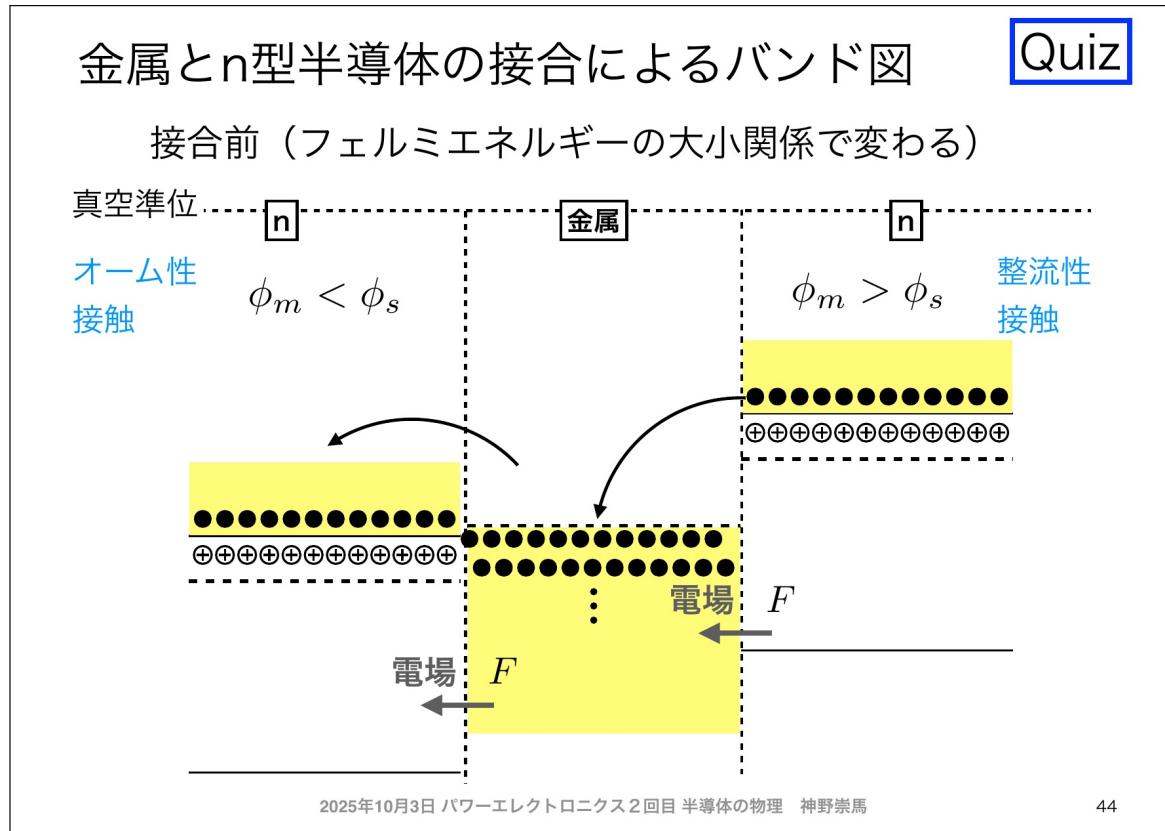


図 2.16 金属と n 型半導体の接合前のバンド図（フェルミエネルギーの大小関係で接合タイプが変わる）

接合前の状態では、左側に n 型半導体 ($\phi_m < \phi_s$)、中央に金属、右側に n 型半導体 ($\phi_m > \phi_s$) が独立して存在しています。それぞれのフェルミ準位は異なる位置にあります。

図 2.17 に、金属と n 型半導体を接合した後の状態を示します。

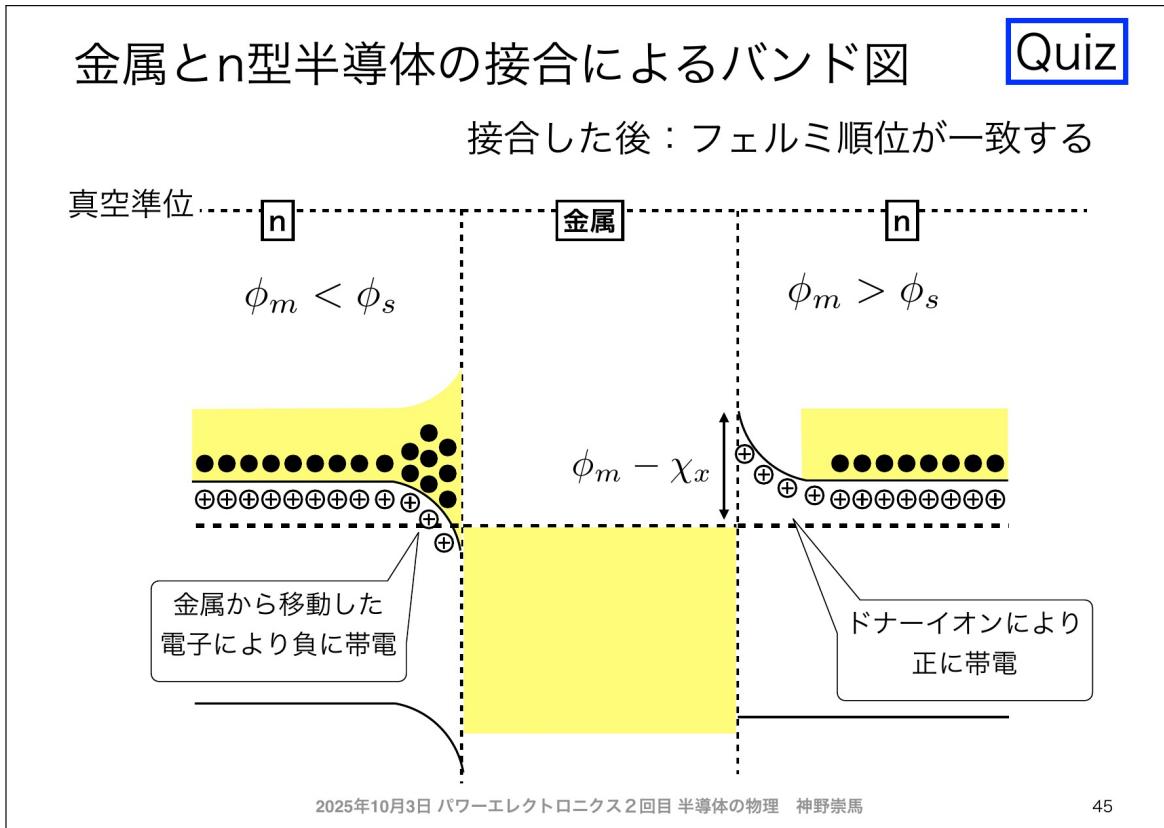


図 2.17 金属と n 型半導体の接合後のバンド図（フェルミ準位が一致する）

ケース 1： $\phi_m > \phi_s$ の場合（右側）：整流性接触

- 接合前：金属のフェルミ準位が半導体のフェルミ準位より低い位置にある
- 電子の移動：接合すると、エネルギーの高い位置（半導体のフェルミ準位）から低い位置（金属のフェルミ準位）へ電子が移動しようとする。つまり、n 型半導体から金属へ電子が移動する
- 界面の電荷分布：
 - n 型半導体側：電子が抜けた後に、ドナーイオン (+) が残る
 - 金属側：移動してきた電子により、負に帯電する
- 空乏層の形成：n 型半導体の界面付近に、キャリアがほとんど存在しない空乏層が形成される。空乏層内には正の固定電荷（ドナーイオン）が存在する
- 電場の発生：正電荷（半導体側）から負電荷（金属側）へ向かう電場 F が発生する
- バンドの曲がり：電場により、n 型半導体のバンドが界面で上方に曲がる（図 2.17 右側）
- エネルギー障壁の形成：界面にエネルギー障壁が形成され、電子が半導体から金属へ移動するのを妨げる。この障壁により、整流性（一方向のみ電流を流す性質）が生じる

ケース 2： $\phi_m < \phi_s$ の場合（左側）：オーム性接触

- 接合前：金属のフェルミ準位が半導体のフェルミ準位より高い位置にある
- 電子の移動：接合すると、エネルギーの高い位置（金属のフェルミ準位）から低い位置（半導体のフェルミ準位）へ電子が移動しようとする。つまり、金属から n 型半導体へ電子が移動する

3. 界面の電荷分布：

- n型半導体側：金属から移動してきた電子が蓄積され、負に帯電する
 - 金属側：電子が抜けた後、正に帯電する
4. 電場の発生：正電荷（金属側）から負電荷（半導体側）へ向かう電場 F が発生する
5. バンドの曲がり：電場により、n型半導体のバンドが界面で下方に曲がる（図 2.17 左側）
6. 低抵抗接觸：界面にエネルギー障壁がほとんど存在しないか、非常に薄いため、電子が容易に通過できる。これにより、オーム性接觸（低抵抗の双方向接觸）となる

金属と p 型半導体の接合

次に、金属と p 型半導体の接合について見てきます。図 2.18 に、金属と p 型半導体を接合する前の状態を示します。

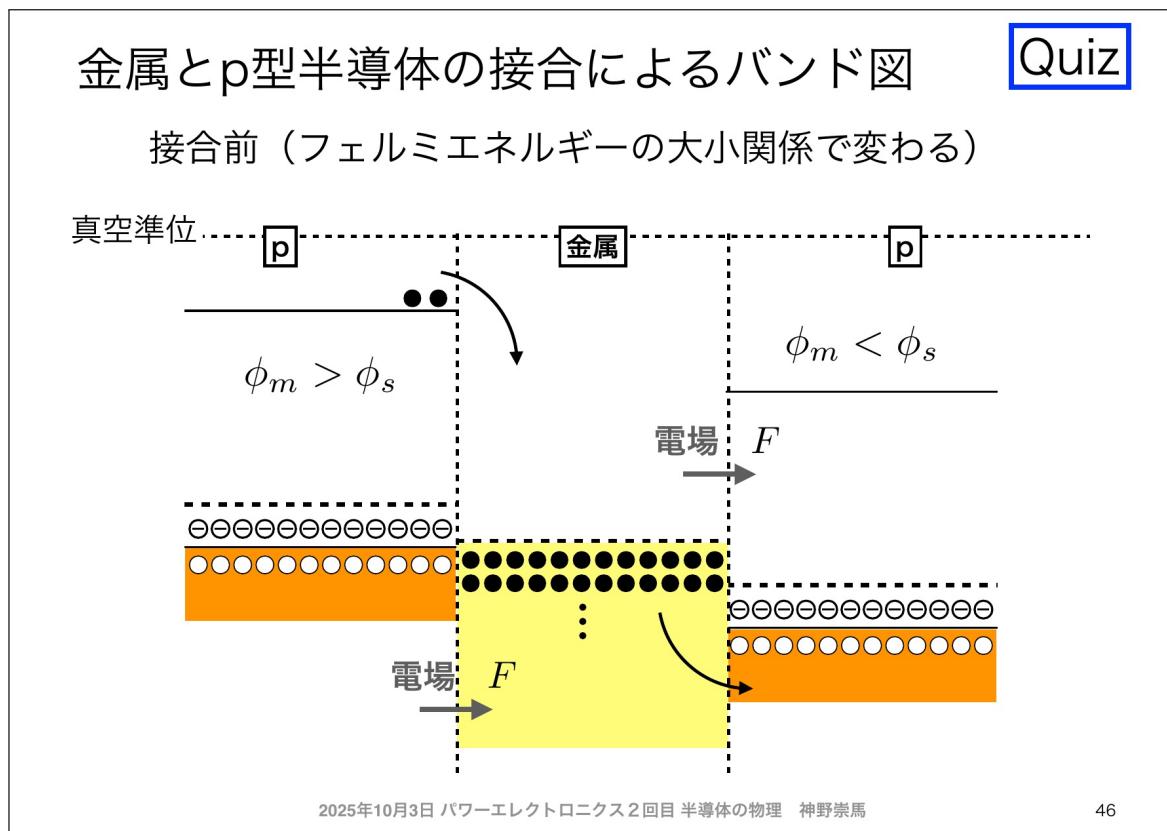


図 2.18 金属と p 型半導体の接合前のバンド図（フェルミエネルギーの大小関係で接合タイプが変わる）

図 2.19 に、金属と p 型半導体を接合した後の状態を示します。

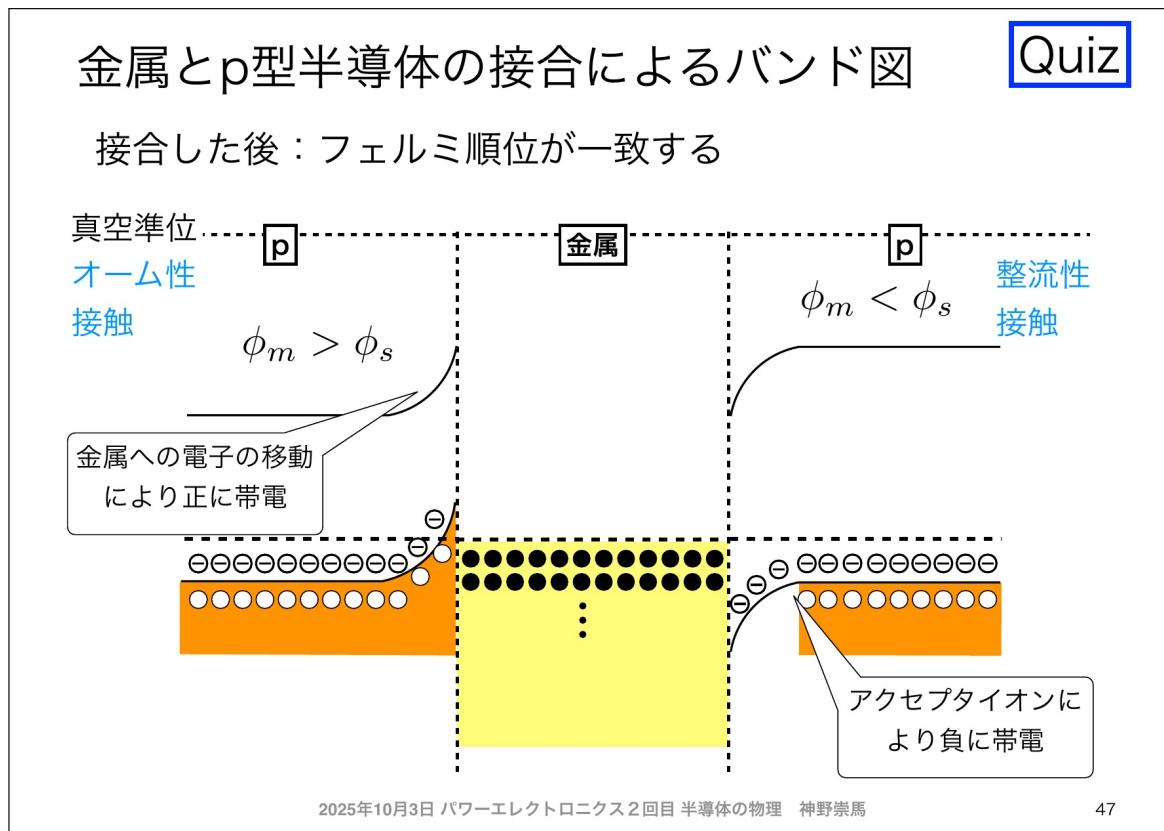


図 2.19 金属と p 型半導体の接合後のバンド図（フェルミ準位が一致する）

ケース 3： $\phi_m > \phi_s$ の場合（左側）：オーム性接觸

1. 接合前：金属のフェルミ準位が p 型半導体のフェルミ準位より低い位置にある
2. 電子の移動：接合すると、エネルギーの高い位置（p 型半導体のフェルミ準位）から低い位置（金属のフェルミ準位）へ電子が移動する。つまり、p 型半導体から金属へ電子が移動する
3. 界面の電荷分布：
 - p 型半導体側：電子が抜けることは、正孔が増えることと等価である。つまり、p 型半導体の界面付近に正孔が蓄積される（正に帯電する）
 - 金属側：移動してきた電子により、負に帯電する
4. 電場の発生：正電荷（半導体側）から負電荷（金属側）へ向かう電場 F が発生する
5. バンドの曲がり：電場により、p 型半導体のバンドが界面で下方に曲がる（図 2.19 左側）
6. 低抵抗接觸：p 型半導体では、多数キャリアは正孔である。界面に正孔が蓄積されるため、電流が流れやすいオーム性接觸となる

ケース 4： $\phi_m < \phi_s$ の場合（右側）：整流性接觸

1. 接合前：金属のフェルミ準位が p 型半導体のフェルミ準位より高い位置にある
2. 電子の移動：接合すると、エネルギーの高い位置（金属のフェルミ準位）から低い位置（p 型半導体のフェルミ準位）へ電子が移動する。つまり、金属から p 型半導体へ電子が移動する
3. 界面の電荷分布：
 - p 型半導体側：金属から電子が注入されることは、正孔が減少することと等価である。界

面付近の正孔が電子と再結合して消滅し、アクセプタighton (−) が残る（負に帶電する）

- 金属側：電子が抜けた後、正に帶電する

4. 空乏層の形成：p 型半導体の界面付近に、キャリア（正孔）がほとんど存在しない空乏層が形成される
5. 電場の発生：正電荷（金属側）から負電荷（半導体側）へ向かう電場 F が発生する
6. バンドの曲がり：電場により、p 型半導体のバンドが界面で上方に曲がる（図 2.19 右側）
7. エネルギー障壁の形成：界面にエネルギー障壁が形成され、正孔が半導体から金属へ移動するのを妨げる。この障壁により、整流性が生じる

n 型半導体と p 型半導体での接合タイプの違い

ここで重要なポイントは、同じ仕事関数の大小関係でも、n 型半導体と p 型半導体では接合タイプが逆になるということです。

表 2.3 金属-半導体接合のタイプ（仕事関数の大小関係による分類）

仕事関数の関係	n 型半導体との接合	p 型半導体との接合
$\phi_m > \phi_s$	整流性接触	オーム性接触
$\phi_m < \phi_s$	オーム性接触	整流性接触

この違いが生じる理由：

- n 型半導体では、多数キャリアは電子である。 $\phi_m > \phi_s$ の場合、電子が n 型半導体から金属へ移動し、界面に空乏層（正の固定電荷）が形成され、エネルギー障壁ができる（整流性）。
- p 型半導体では、多数キャリアは正孔である。 $\phi_m > \phi_s$ の場合、電子が p 型半導体から金属へ移動するが、これは正孔が蓄積されることを意味する。正孔は多数キャリアなので、電流が流れやすくなる（オーム性）。
- つまり、同じ $\phi_m > \phi_s$ でも、n 型では多数キャリア（電子）が減少して空乏層ができるのに対し、p 型では多数キャリア（正孔）が増加して低抵抗接觸となる。

実際のデバイスへの応用：

- 半導体素子の電極（配線接続部）には、オーム性接觸が必要である
- n 型半導体の電極には、 $\phi_m < \phi_s$ となる金属を選ぶか、半導体表面を高濃度にドーピングする
- p 型半導体の電極には、 $\phi_m > \phi_s$ となる金属を選ぶか、半導体表面を高濃度にドーピングする
- 高濃度ドーピング ($> 10^{19}$ 個/cm³) により空乏層幅を極めて薄くし、トンネル効果で電子が通過できるようにすることで、仕事関数の関係によらずオーム性接觸を実現できる

2.7.4 ショットキー接合

前節で説明したように、金属と n 型半導体を接合する際、 $\phi_m > \phi_s$ の場合に整流性接觸（ショットキー接合）が形成されます。この接合はショットキー接合と呼ばれ、pn 接合と同様に整流性（一方向のみ電流を流す性質）を持ちます。

ショットキー障壁：

ショットキー接合では、界面にエネルギー障壁が形成されます。このエネルギー障壁の高さ ϕ_B を **ショットキー障壁** と呼び、以下の式で表されます。

$$\phi_B = \phi_m - \chi_s \quad (2.43)$$

ここで、 χ_s は半導体の電子親和力（真空準位から伝導帯下端までのエネルギー差）です。

各記号の物理的意味：

ショットキーバリアの式 $\phi_B = \phi_m - \chi_s$ を理解するために、各記号の意味を明確にします。

- ϕ_m (**金属の仕事関数**) :

- 真空準位から金属のフェルミ準位までのエネルギー差
- 金属から電子 1 個を取り出すのに必要なエネルギー
- 例：Al ≈ 4.3 eV、Au ≈ 5.1 eV

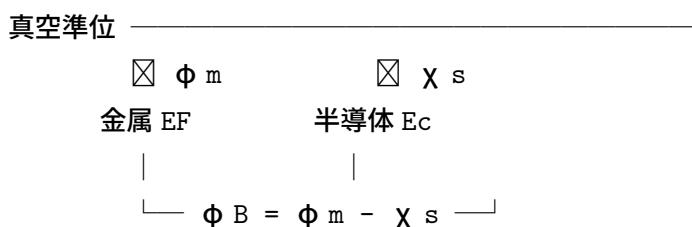
- χ_s (**半導体の電子親和力**) :

- 真空準位から半導体の伝導帯端までのエネルギー差
- 真空中の静止した電子を伝導帯底に入れたときに得られるエネルギー
- 例：Si ≈ 4.05 eV、GaAs ≈ 4.07 eV
- **重要**：電子親和力は半導体材料固有の値で、ドーピングには依存しない

- ϕ_B (**ショットキーバリア高さ**) :

- 金属のフェルミ準位から半導体の伝導帯端までのエネルギー差
- 金属から半導体へ電子が移る際の障壁の高さ
- この値が大きいほど、電子の移動が困難（整流性が強い）

バンド図での理解：



具体例：Au (金) と n型 Si 接合

具体的な数値で計算してみましょう：

- $\phi_m(\text{Au}) \approx 5.1$ eV
- $\chi_s(\text{Si}) \approx 4.05$ eV
- $\phi_B \approx 5.1 - 4.05 \approx 1.05$ eV

この 1.05 eV が、金属から半導体への電子注入を妨げる障壁となります。この障壁の高さは、以下のデバイス特性を決定する最も重要なパラメータです：

- **整流特性**：障壁の高さが大きいほど、整流性が強くなる
- **逆方向リーク電流**： $I_{\text{leak}} \propto \exp(-\phi_B/kT)$ で減少
- **接触抵抗**：オーム性接触では $\phi_B < 0$ となるように設計

接合タイプとの関係：

- $\phi_m > \chi_s$ の場合（整流性接触）：
 - $\phi_B = \phi_m - \chi_s > 0 \rightarrow$ 正のバリアが存在
 - 電子の流れが制限される
 - ショットキーダイオードとして機能
- $\phi_m < \chi_s$ の場合（オーム性接触）：
 - $\phi_B = \phi_m - \chi_s < 0 \rightarrow$ バリアが存在しない
 - 電子が金属→半導体へ容易に流れる
 - 低抵抗接觸

ショットキー接合の特徴と応用：

- 順方向電圧降下が小さい：pn 接合のダイオードでは順方向電圧降下が約 0.7 V（シリコンの場合）であるのに対し、ショットキーバリアダイオードでは約 0.3~0.4 V と小さい。これにより、導通損失を低減できる
- 高速スイッチング：pn 接合では少数キャリアの蓄積効果（リカバリ時間）があるが、ショットキー接合では多数キャリアのみが関与するため、高速スイッチングが可能
- 逆方向耐圧が比較的低い：ショットキー接合の逆方向耐圧は、pn 接合に比べて低い（通常 100 V 以下）。これは、空乏層内の電場集中が大きいためである
- 温度特性：ショットキー障壁は温度に依存し、高温では逆方向漏れ電流が増加する
- 主な応用例：
 - ショットキーバリアダイオード（SBD）：低電圧・高速スイッチング用途
 - 整流回路：AC-DC 変換器の二次側整流
 - フリーホイールダイオード：インバータ回路の環流ダイオード

2.7.5 オーム性接合

前節で説明したように、金属と半導体を接合する際、以下の条件でオーム性接合（オーム性接合）が形成されます：

- n 型半導体との接合： $\phi_m < \phi_s$
- p 型半導体との接合： $\phi_m > \phi_s$

オーム性接合は低抵抗の接合となり、整流性を持ちません。半導体素子の電極として不可欠です。

オーム性接合の特徴：

- 線形な電流-電圧特性：電流 I と電圧 V の関係がオームの法則 $V = IR$ に従う（線形）
- 接触抵抗が非常に小さい：接触抵抗 R_c は、通常 $10^{-6} \sim 10^{-8} \Omega \cdot \text{cm}^2$ と非常に小さい
- 双方向に電流が流れる：整流性がないため、正負両方向に電流が流れる
- 温度安定性が良い：ショットキー接合に比べて、温度による特性変化が小さい

オーム性接合の実現方法：

実際のデバイスでは、以下の方法でオーム接合を実現します。

1. 適切な金属の選択 :

- n 型半導体 : 仕事関数の小さい金属 (例: アルミニウム、チタン)
- p 型半導体 : 仕事関数の大きい金属 (例: 金、白金)

2. 高濃度ドーピング : 半導体表面を高濃度にドーピング ($> 10^{19}$ 個/cm³) することで、空乏層幅を極めて薄くする (数 nm 以下)。これにより、電子がトンネル効果で障壁を通過できるようになり、仕事関数の関係によらずオーム性接觸を実現できる

3. 合金化処理 : 金属と半導体を高温で熱処理し、界面に金属シリサイド層を形成することで、低抵抗接觸を実現する

主な応用例 :

- 半導体素子の電極 (ソース、ドレイン、エミッタ、コレクタ電極)
- 配線接続部
- ボンディングパッド

金属-半導体接合の理解は、実際のパワー半導体デバイスを設計・製造する上で不可欠です。次章では、これらの接合を利用したダイオード、トランジスタ、MOSFET などの動作原理を学びます。

2.8 まとめ

本章では、パワーエレクトロニクスで使用される半導体素子を理解するために必要な半導体の物理について学びました。

2.8.1 重要なポイント

1. 半導体の定義 :

- 半導体は、電流を流したり流さなかったりすることができる物質
- 導体と絶縁体の中間的な性質を持つ
- 外部条件によって電気伝導性を制御できる

2. 原子と電子 :

- 電子は原子核の周りの軌道上に存在する
- 各軌道は固有のエネルギーを持つ
- エネルギーの低い軌道から電子が詰まる

3. バンド理論 :

- 固体では、多数の原子が集まることでエネルギー準位がバンドを形成する
- 働電子帯 (電子で満たされている) と伝導帯 (電子が移動できる) がある
- バンドギャップの大きさにより、導体・半導体・絶縁体が決まる

4. フェルミ・ディラック分布 :

- 電子がどのエネルギー準位に存在するかを統計的に扱う
- フェルミエネルギーは、電子が存在する確率が 50% となるエネルギー

- 室温では熱エネルギーにより、わずかに電子が伝導帯に励起される
5. ドーピング：
- n 型半導体：5 倍元素を添加し、電子が多数キャリア
 - p 型半導体：3 倍元素を添加し、正孔が多数キャリア
 - わずかな不純物でも電気伝導性が大きく変化する
6. pn 接合：
- キャリアの拡散により空乏層が形成される
 - 空乏層内に電場が発生し、バンドが曲げられる
 - 拡散電流とドリフト電流が釣り合い、平衡状態となる
 - 空乏層幅は不純物濃度の平方根に反比例する
7. 金属-半導体接合：
- 仕事関数の違いにより、ショットキー接合またはオーム接合が形成される
 - ショットキー接合は整流性を持つ
 - オーム接合は低抵抗接続となり、電極として使用される

2.8.2 次回の予告

次回以降の講義では、以下の内容について学びます。

- pn 接合に電圧を印加したときの動作（順バイアス・逆バイアス）
- ダイオードの電流-電圧特性
- トランジスタの動作原理
- MOSFET、IGBT などのパワー半導体素子の動作原理
- 半導体素子の特性と応用

本章で学んだ内容は、これらの素子を理解するための基礎となります。特に、バンド図の描き方、空乏層の形成メカニズム、キャリアの拡散とドリフトの概念は重要です。しっかりと復習しておきましょう。

2.8.3 演習問題

1. シリコンのバンドギャップが 1.1 eV であることを使って、室温 (300 K) で価電子帯から伝導帯に励起される電子の割合を概算せよ。(ヒント：フェルミ・ディラック分布を使用)
2. n 型シリコンで、ドナー濃度が $N_d = 10^{17}$ 個/cm³ のとき、少数キャリア（正孔）の濃度を求めよ。真性キャリア濃度は $n_i = 1.5 \times 10^{10}$ 個/cm³ とする。
3. pn 接合の空乏層幅の式を、ポアソン方程式を使って導出せよ。(ヒント：空乏層内の電荷密度から電場、電位を求め、境界条件を適用する)
4. 金 ($\phi_m = 5.1$ eV) と n 型シリコン ($\phi_s = 4.0$ eV) の接合は、ショットキー接合かオーム接合か答えよ。また、その理由を説明せよ。
5. パワーエレクトロニクスで炭化シリコン (SiC) や窒化ガリウム (GaN) などのワイドバンドギャップ半導体が注目される理由を、バンドギャップの大きさと半導体の性質の関係から説明

せよ。

第3章

パワー半導体の動作原理

3.1 はじめに

3.1.1 本章の目的と学習目標

本章では、パワーエレクトロニクスで使用される半導体スイッチング素子の動作原理について学びます。前章で学んだ半導体の物理的性質を基礎として、実際のパワー半導体素子がどのように動作するのかを理解することが目標です。

本章の学習目標は以下の通りです：

1. スイッチング素子の物理を理解する
2. 半導体の構造からスイッチの制御の原理を理解する
3. ワイドギャップ半導体の特徴を理解する

本日の目標

スイッチング素子の物理を理解する

- ・ 半導体の構造からスイッチの制御の原理を理解する
- ・ ワイドギャップ半導体の特徴を理解する

図3.1 本日の目標

3.1.2 本章で学ぶスイッチの種類

パワーエレクトロニクスで使用される主要なスイッチング素子には、以下のようなものがあります：

- ・ **ダイオード**：最も基本的な半導体素子で、一方向にのみ電流を流す
- ・ **サイリスタ**：制御可能なスイッチング素子
- ・ **トランジスタ**：電流または電圧で制御できるスイッチング素子
- ・ **IGBT**：絶縁ゲートバイポーラトランジスタ
- ・ **MOSFET**：金属酸化膜半導体電界効果トランジスタ

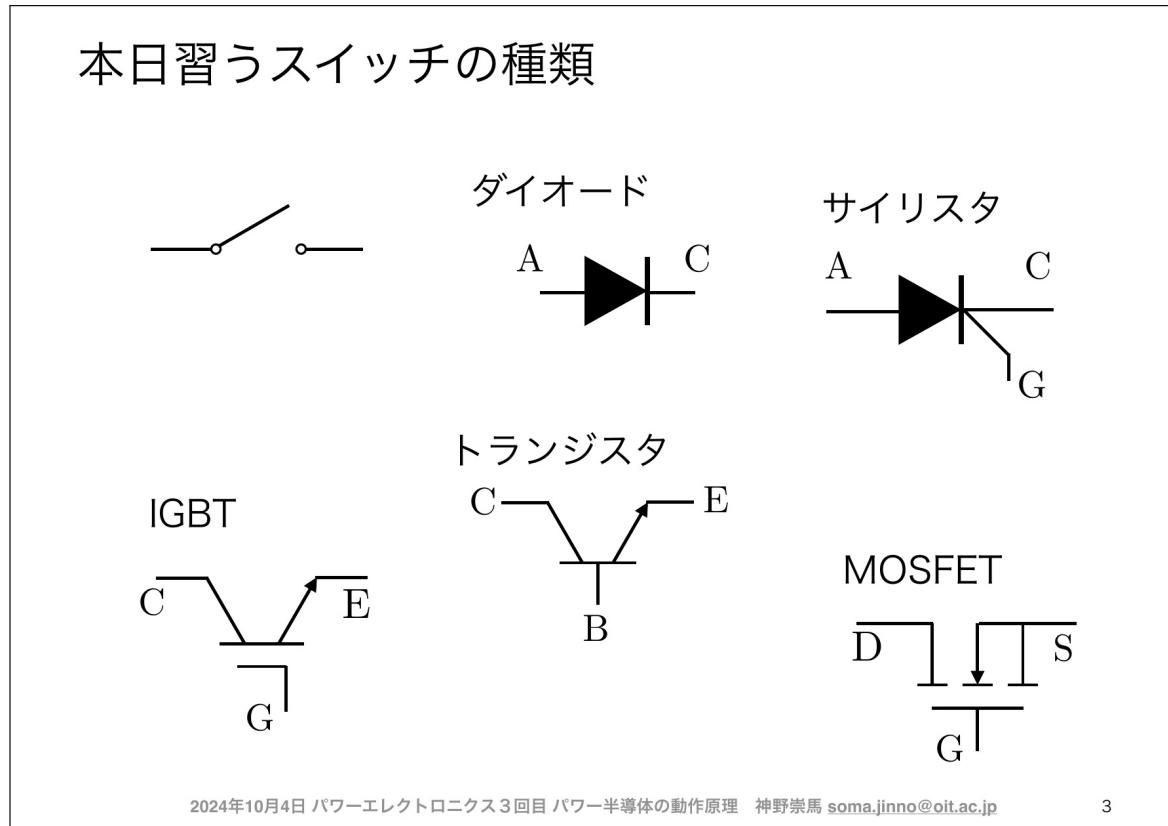


図 3.2 本日習うスイッチの種類

これらの素子は、それぞれ異なる特性を持ち、用途に応じて使い分けられます。

3.2 半導体スイッチの応用先

3.2.1 用途に応じたスイッチの使い分け

半導体スイッチは、その出力容量と動作周波数によって使い分けられます。図 3.3 に示すように、サイリスタは電鉄や製鉄などの大容量・低周波数の用途に、IGBT は電力機器や自動車などの中容量・中周波数の用途に、MOSFET は電子レンジや洗濯機などの小容量・高周波数の用途に使用されます。

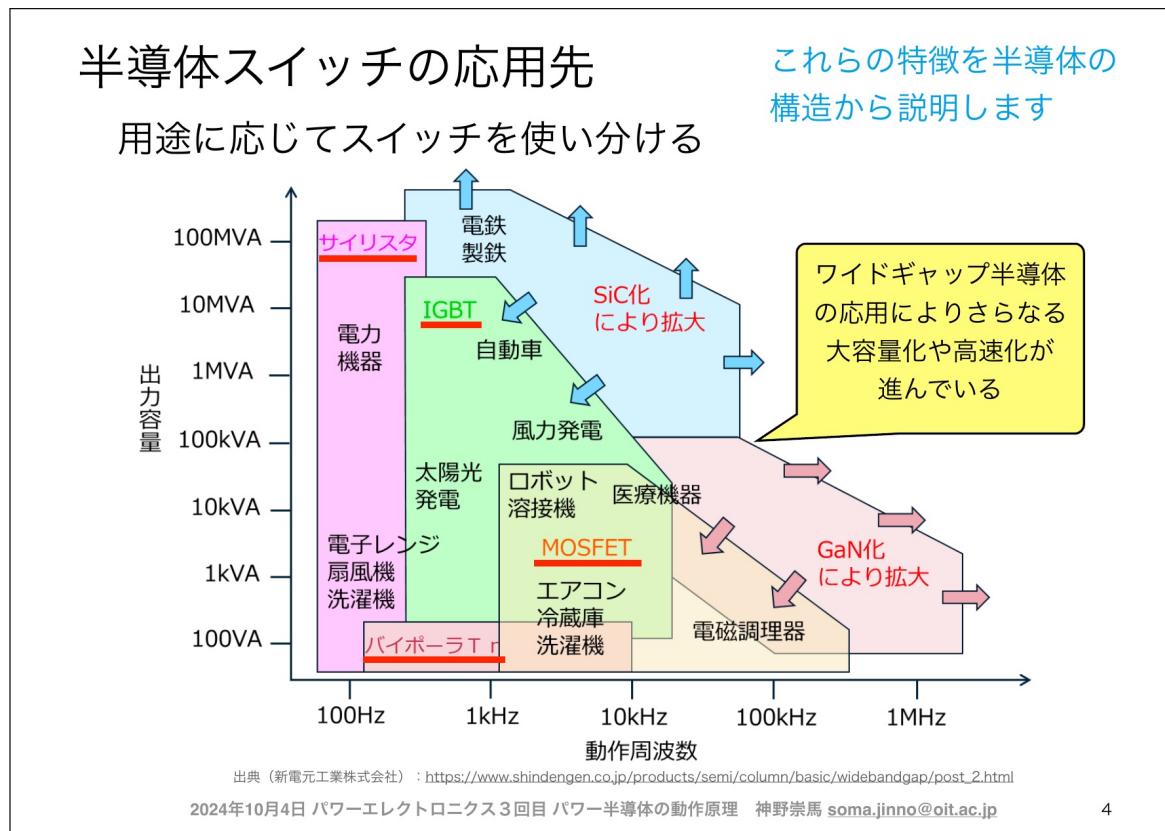


図3.3 半導体スイッチの応用先

近年では、SiC（シリコンカーバイド）やGaN（窒化ガリウム）などのワイドギャップ半導体の応用により、さらなる大容量化や高速化が進んでいます。これにより、従来は困難だった領域への応用が可能になっています。

3.3 パワー半導体スイッチに求められる機能

3.3.1 電力変換用途での要求特性

パワー半導体スイッチは、電力変換の用途で使用されるため、以下の特性が求められます：

1. **高耐圧**（オフ時）：スイッチがオフの状態では、高電圧がかかっても破壊されない耐圧性が必要
2. **低抵抗**（オン時）：スイッチがオンの状態では、大電流が流れてても損失が小さい低抵抗性が必要

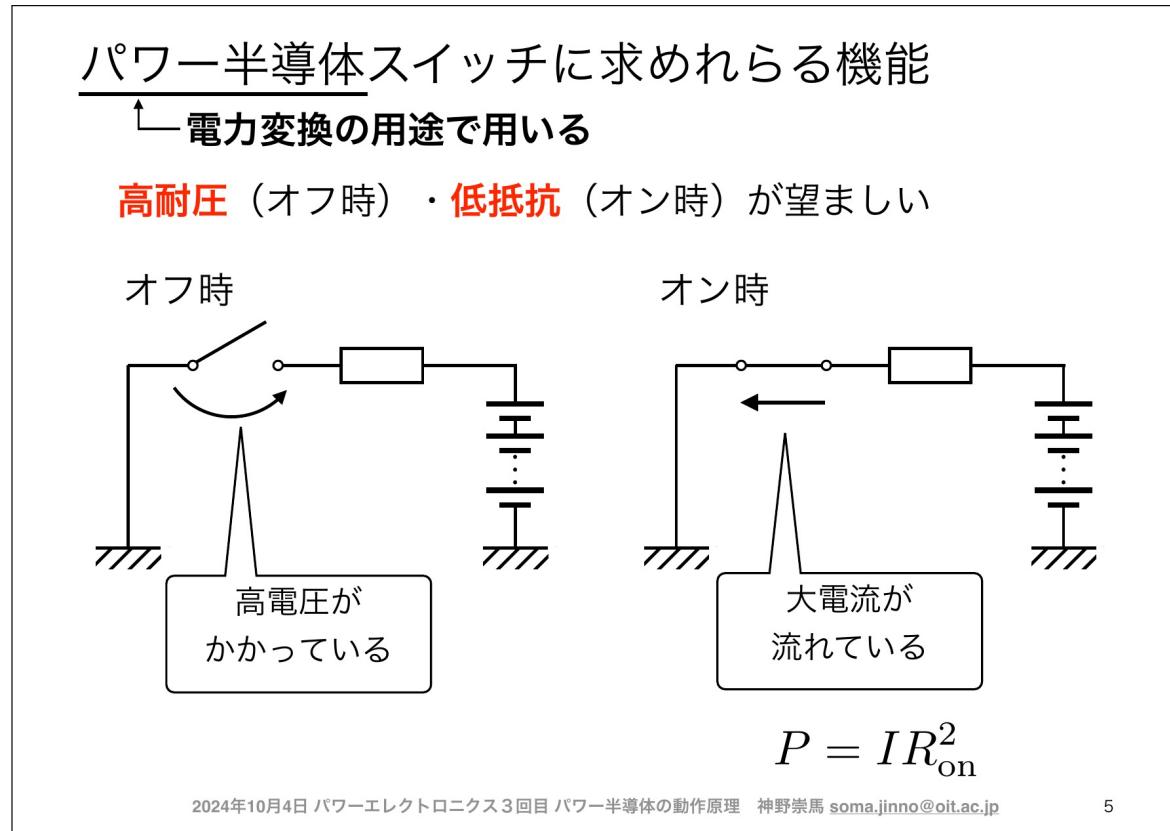


図 3.4 パワー半導体スイッチに求められる機能

オン時の電力損失は、電流 I とオン抵抗 R_{on} の関係から $P = IR_{\text{on}}^2$ で表されます。したがって、オン抵抗を小さくすることが、効率の良いスイッチング素子を実現する上で重要です。

3.3.2 パワー半導体の耐圧と損失のトレードオフ

パワー半導体素子の設計においては、耐圧と損失の間にトレードオフの関係があります。図 3.5 に示すように、pn 接合の耐圧を上げるためにドーピング濃度を小さくする必要がありますが、一方でドリフト電流による損失を小さくするためにはドーピング濃度を大きくする必要があります。

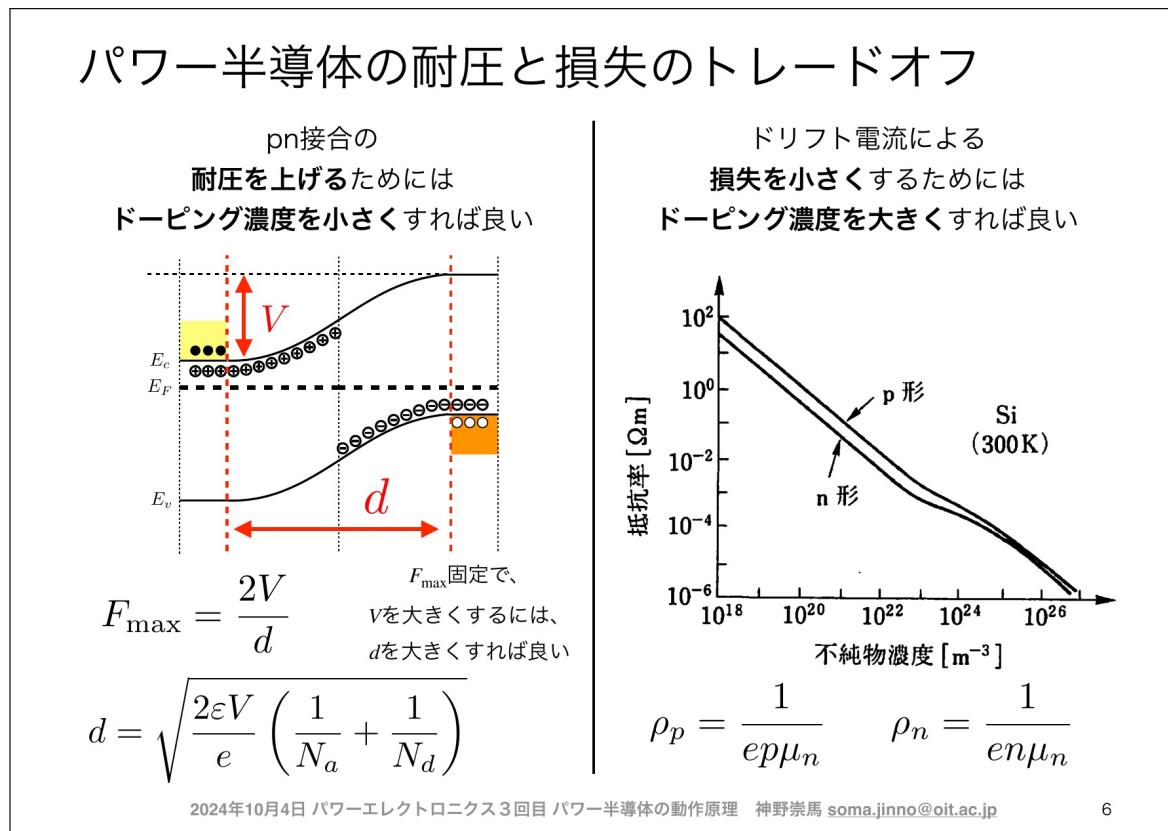


図3.5 パワー半導体の耐圧と損失のトレードオフ

最大電界 F_{\max} は、空乏層幅 d と耐圧 V の関係から以下の式で表されます：

$$F_{\max} = \frac{2V}{d} \quad (3.1)$$

また、空乏層幅 d は以下の式で計算されます：

$$d = \sqrt{\frac{2\varepsilon V}{e} \left(\frac{1}{N_a} + \frac{1}{N_d} \right)} \quad (3.2)$$

ここで、 ε は誘電率、 e は電荷素量、 N_a はアクセプタ濃度、 N_d はドナー濃度です。

右側のグラフは、不純物濃度と抵抗率の関係を示しています。n型半導体とp型半導体では、不純物濃度が増加すると抵抗率が減少することがわかります。

3.4 スイッチの制御について

3.4.1 制御可能性による分類

半導体スイッチは、その制御方法によって分類できます。図3.6に示すように、スイッチの制御には以下の2つのタイプがあります：

1. 好きなときに切り替え可能：電圧または電流で制御できるスイッチ（例：トランジスタ、MOSFET、IGBT）

2. ある条件で切り替わる：特定の条件下でのみオン・オフが切り替わるスイッチ（例：ダイオード）

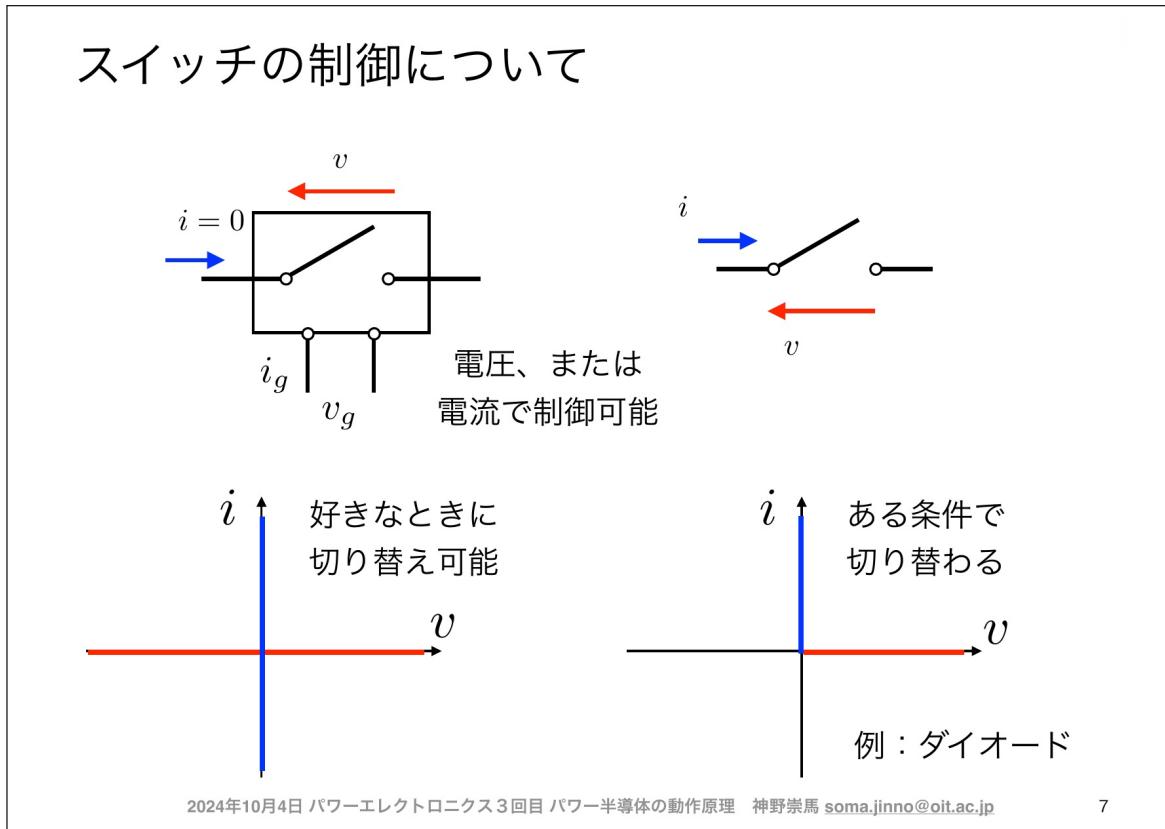


図 3.6 スイッチの制御について

制御可能なスイッチは、ゲート電圧 v_g やベース電流 i_g によって、主電流 i を制御することができます。

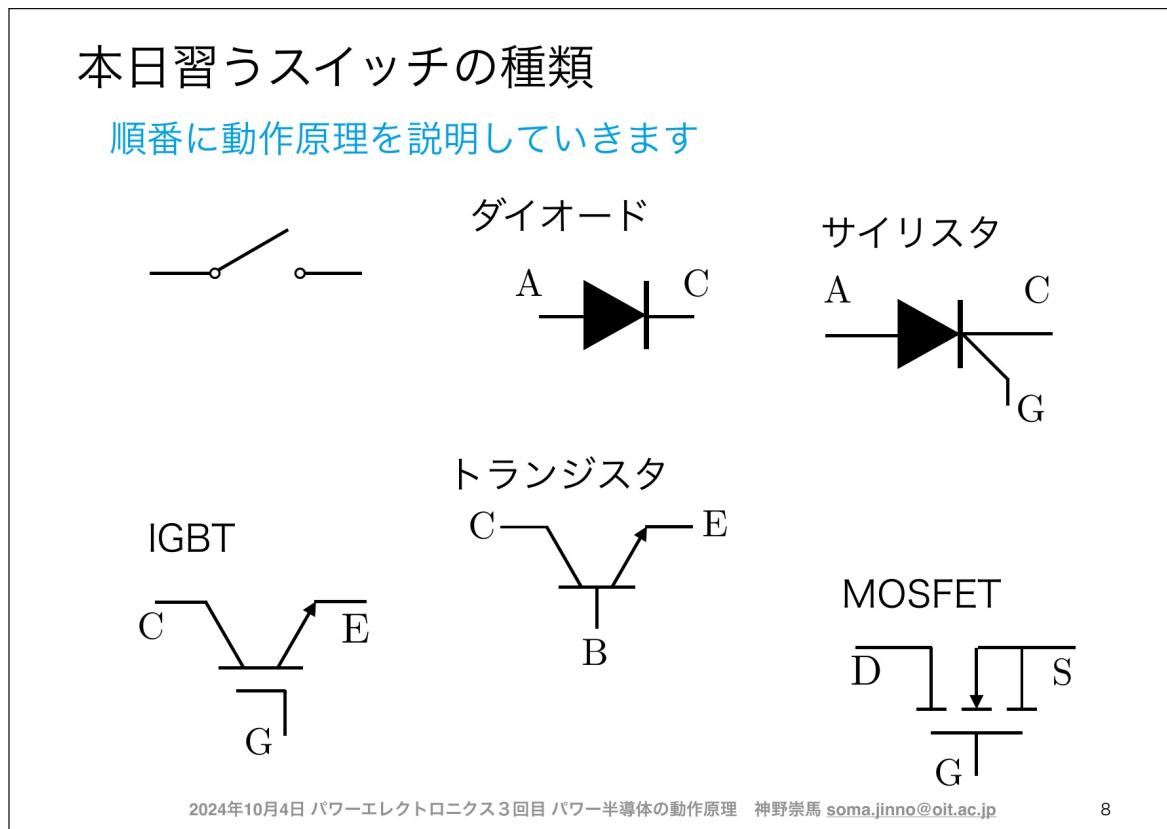


図3.7 本日習うスイッチの種類（回路記号）

3.5 ダイオードの動作原理

3.5.1 ダイオードの基本構造

ダイオードは、pn接合を基本とした最もシンプルな半導体素子です。p型半導体とn型半導体を接合することで、一方向にのみ電流を流す整流作用を実現します。ダイオードは制御端子を持たず、印加される電圧によって自動的にオン・オフが切り替わります。

3.5.2 ダイオードのスイッチ特性

図3.8に、ダイオードの電圧-電流特性を示します。

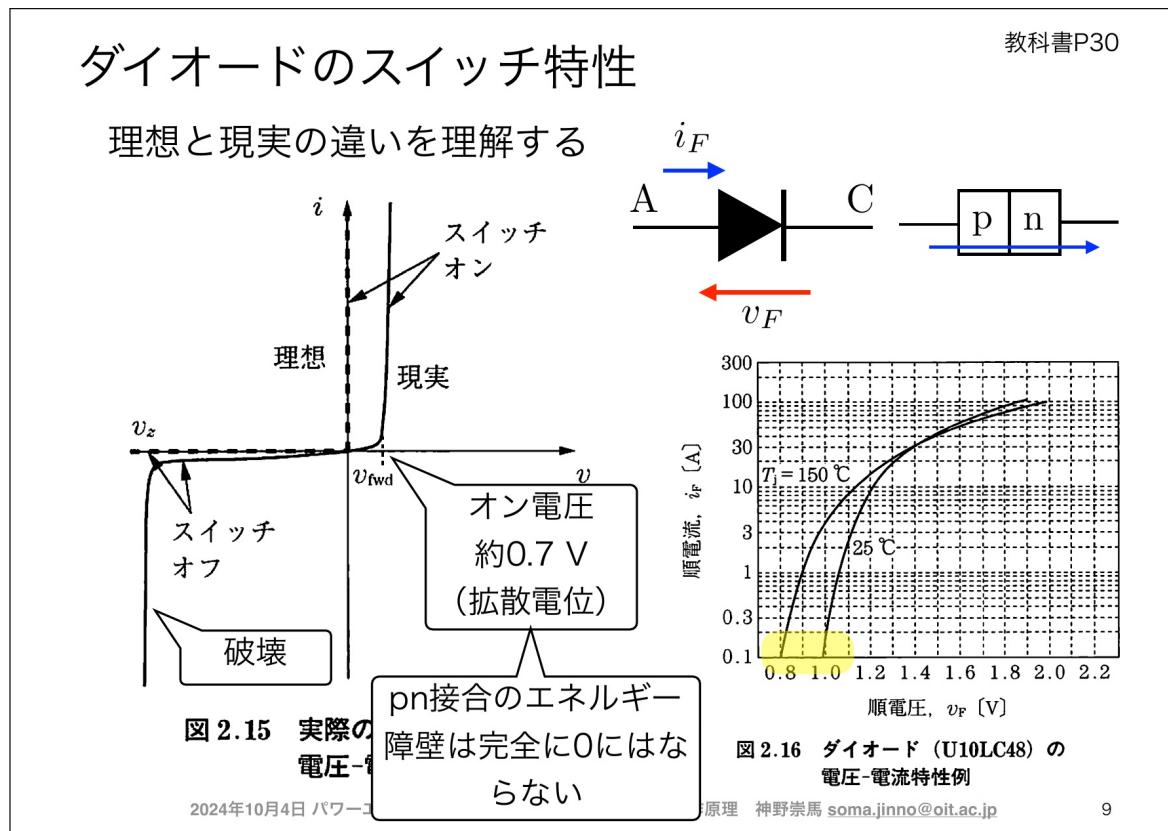


図 3.8 ダイオードのスイッチ特性

ダイオードの特性は以下のようになります：

- 順方向バイアス時（アノードがカソードより高電位）：
 - pn 接合の拡散電位（約 0.7 V）を超えると電流が流れ始める
 - オン電圧 $v_{fwd} \approx 0.7$ V（シリコンダイオードの場合）
 - 実際のダイオードでは、理想的なゼロ抵抗ではなく、わずかな電圧降下が存在する
- 逆方向バイアス時（カソードがアノードより高電位）：
 - 空乏層が広がり、電流はほとんど流れない
 - 逆方向電圧が破壊電圧を超えると、絶縁が破れて電流が流れる（破壊）

右側のグラフは、実際のダイオード (U10LC48) の電圧-電流特性を示しています。温度が高くなると (150°C)、順方向電圧が小さくなることがわかります。これは、温度上昇により真性キャリア濃度が増加するためです。

3.5.3 電磁気学的観点からのダイオードの動作原理

ダイオードの整流作用を深く理解するためには、外部電圧印加時のバンドの曲がりと電位分布を電磁気学的に理解する必要があります。

熱平衡状態（外部電圧なし）

第 2 章で学んだように、pn 接合を形成すると、熱平衡状態では以下の状態になります：

- 拡散により空乏層が形成される
- n型側に正の固定電荷 ($+eN_d$)、p型側に負の固定電荷 ($-eN_a$) が存在
- 空乏層内に電場 \mathcal{E} が形成される (n型 \rightarrow p型の向き)
- 拡散電位 $V_{bi} \approx 0.7$ V (シリコンの場合)
- バンドは n型側が低く、p型側が高い (エネルギー差 eV_{bi})
- フェルミ準位 E_F は全体で一定 (水平)

この状態では、拡散電流とドリフト電流が釣り合い、正味の電流はゼロです。

順方向バイアス時のバンドの変化

p型側 (アノード) に正電圧 V_F を、n型側 (カソード) に負電圧を印加すると、以下の変化が起ります：

ステップ1：外部電圧による電位分布の変化

- p型側の電位が $+V_F$ だけ上昇
- n型側の電位は基準 (グラウンド)
- 空乏層にかかる電位差： $V_{bi} - V_F$ に減少

ステップ2：バンドの曲がりの変化

電子のエネルギーは電位と逆の関係 ($E = -e\phi$) にあるため：

- p型側の電位上昇 \rightarrow p型側のバンド端が下がる
- 空乏層でのバンドの曲がり (傾き) が緩やかになる
- エネルギー障壁の高さ： eV_{bi} から $e(V_{bi} - V_F)$ に減少

ステップ3：キャリアの拡散電流の増加

エネルギー障壁が低くなることで：

- n型側の電子が p型側へ拡散しやすくなる (障壁が低い)
- p型側の正孔が n型側へ拡散しやすくなる (障壁が低い)
- 拡散電流がドリフト電流を上回る
- 正味の電流が流れる

拡散電流は、エネルギー障壁の高さに指数関数的に依存します：

$$I = I_0 \left(e^{\frac{eV_F}{kT}} - 1 \right) \quad (3.3)$$

ここで、 I_0 は逆方向飽和電流、 k はボルツマン定数、 T は絶対温度です。

ステップ4：電流の流れ

- 電子：n型 \rightarrow p型へ拡散 (電流の向きは p型 \rightarrow n型)
- 正孔：p型 \rightarrow n型へ拡散 (電流の向きは p型 \rightarrow n型)
- 両者の合計が順方向電流となる

逆方向バイアス時のバンドの変化

n型側（カソード）に正電圧 V_R を、p型側（アノード）に負電圧を印加すると、以下の変化が起ります：

ステップ1：外部電圧による電位分布の変化

- n型側の電位が $+V_R$ だけ上昇
- p型側の電位は基準（グラウンド）
- 空乏層にかかる電位差： $V_{bi} + V_R$ に増加

ステップ2：バンドの曲がりの変化

- n型側の電位上昇 → n型側のバンド端が下がる
- 空乏層でのバンドの曲がり（傾き）が急になる
- エネルギー障壁の高さ： eV_{bi} から $e(V_{bi} + V_R)$ に増加

ステップ3：キャリアの拡散の抑制

エネルギー障壁が高くなることで：

1. n型側の電子が p型側へ拡散できない（障壁が高すぎる）
2. p型側の正孔が n型側へ拡散できない（障壁が高すぎる）
3. 拡散電流がほぼゼロになる
4. ごくわずかな逆方向飽和電流 I_0 のみが流れる

ステップ4：空乏層の拡大

- 空乏層幅 d が増加： $d \propto \sqrt{V_{bi} + V_R}$
- 空乏層内の電場 \mathcal{E} が増加
- 静電容量 C が減少： $C \propto 1/d$

バンド図と電位・電場の対応関係

以下の表に、ダイオードの各状態における電磁気学的な量の対応関係をまとめます：

表 3.1 ダイオードの各バイアス状態における物理量の比較

物理量	熱平衡	順バイアス	逆バイアス
空乏層の電位差	V_{bi}	$V_{bi} - V_F$	$V_{bi} + V_R$
エネルギー障壁	eV_{bi}	$e(V_{bi} - V_F)$	$e(V_{bi} + V_R)$
バンドの曲がり	中間	緩やか	急
空乏層幅 d	基準	減少	増加
拡散電流	ドリフト電流と平衡	増大	ほぼゼロ
正味の電流	ゼロ	大（指数関数的）	ほぼゼロ (I_0)

重要なまとめ：ダイオードの整流作用の本質

1. 順バイアス：外部電圧がエネルギー障壁を下げる → 拡散電流が増大 → 電流が流れる
2. 逆バイアス：外部電圧がエネルギー障壁を上げる → 拡散電流が抑制 → 電流が流れない
3. 整流作用：バンドの曲がりを制御することで、一方向にのみ電流を流す

この電磁気学的な理解は、BJT、MOSFET、IGBTなどの他のパワー半導体素子の動作原理を理解する上でも基礎となります。

順方向電圧降下の物理的意味

pn接合のエネルギー障壁は完全にゼロにはならないため ($V_{bi} - V_F > 0$)、ダイオードには必ず順方向電圧降下が存在します。この電圧降下は、ダイオードの損失の原因となります。

3.6 バイポーラトランジスタ (BJT) の動作原理

3.6.1 BJT の基本構造

バイポーラトランジスタ (BJT: Bipolar Junction Transistor) は、npn型またはpnp型の3層構造を持つ半導体素子です。図3.9に示すように、エミッタ (E)、ベース (B)、コレクタ (C) の3つの端子を持ち、矢印の向きに電流が流れるように設計されています。

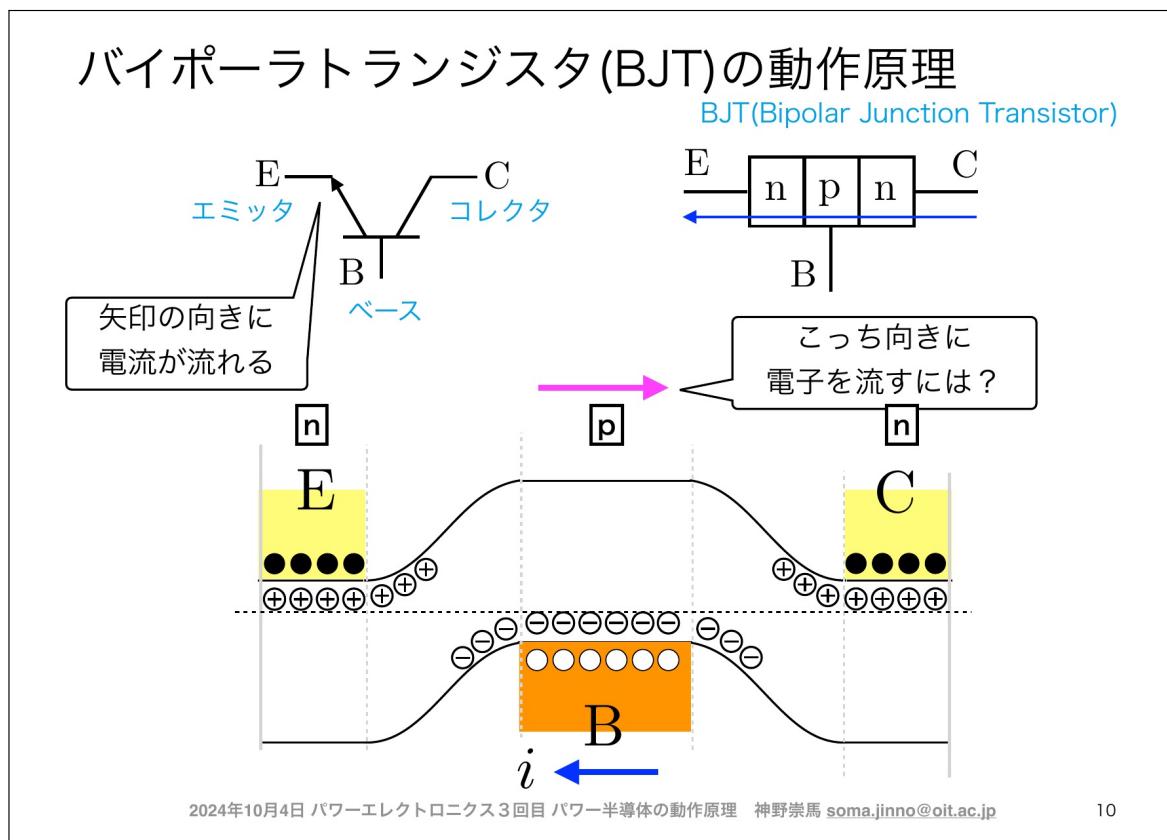


図3.9 バイポーラトランジスタ (BJT) の動作原理

BJTでは、エミッタからコレクタへ電子を流すために、中央のp型領域（ベース）を通過する必要があります。ここで重要なのは、ベース領域を非常に薄く作ることです。

3.6.2 BJT の動作メカニズム

BJT の動作原理を理解するためには、まず通常の動作時のバイアス条件を確認する必要があります：

- エミッタ-ベース接合：順方向バイアス（約 0.7 V）
- ベース-コレクタ接合：逆方向バイアス（数 V～数十 V）

この条件下で、以下のプロセスが進行します：

1. エミッタ (n 型) からベース (p 型) への電子の注入

- エミッタは高濃度にドーピングされた n 型半導体 ($N_d \approx 10^{19} \text{ cm}^{-3}$)
- 順方向バイアスにより、エミッタから大量の電子がベース領域へ注入される

2. ベース領域での電子の挙動

- ベース領域は薄く（典型的には 0.1～数 μm ）、かつ低濃度にドーピングされた p 型半導体 ($N_a \approx 10^{16} \text{ cm}^{-3}$)
- ベース領域に注入された電子は、2 つの経路をたどる：
 - (a) **再結合経路**：ベース領域の正孔と再結合して消滅（少数）
 - (b) **通過経路**：ベース領域を拡散してコレクタへ到達（多数）

3. コレクタ (n 型) へ電子が到達

- ベース-コレクタ接合の逆バイアスにより、強い電界が形成されている
- ベース領域からコレクタ側へ到達した電子は、この電界で加速されてコレクタ電極へ引き込まれる

図 3.9 の下部に示されているバンド図では、エミッタ、ベース、コレクタの各領域におけるエネルギーバンドの関係が示されています。電子（黒丸）はエミッタから注入され、ベース領域の正孔（白丸）と再結合することなく、コレクタへと流れます。

なぜ電流増幅が起こるのか？

BJT の電流増幅の鍵は、ベース領域が非常に薄く、かつ低濃度にドーピングされていることにあります。これにより、以下の現象が生じます：

- **ベースが薄い**：電子がベース領域を通過する時間が短い（典型的には数 ps～数十 ps）
- **ベースの正孔濃度が低い**：電子が正孔と遭遇する確率が低い
- **エミッタの電子濃度が高い**：大量の電子が注入される

その結果、エミッタから注入された電子のうち、大部分（例えば 99% 以上）がベース領域を通過してコレクタに到達し、ごく一部（例えば 1% 未満）だけがベース領域で再結合します。

具体例による理解：

例えば、エミッタから 100 個の電子が注入されたとします：

- 99 個の電子がベースを通過してコレクタに到達 → コレクタ電流 I_C
- 1 個の電子がベースで正孔と再結合 → この再結合を補うために外部から正孔（電流）が供給される → ベース電流 I_B

この場合、電流増幅率 β は：

$$\beta = \frac{I_C}{I_B} = \frac{99}{1} = 99$$

つまり、わずか 1 単位のベース電流を流すだけで、99 単位のコレクタ電流を制御できるのです。これが BJT の電流增幅作用の本質です。

重要なポイント：

- ベース電流 I_B は、ベース領域での再結合を補うための電流
- コレクタ電流 I_C は、ベース領域を通過した電子の流れ
- $I_C \gg I_B$ となるのは、ベース領域が薄く低濃度であるため、再結合が少ないから
- ベース電流を制御することで、エミッタからの電子注入量が変化し、結果としてコレクタ電流が変化する

このメカニズムにより、小さなベース電流で大きなコレクタ電流を制御することができ、これがトランジスタの增幅作用の基本原理となります。

3.6.3 なぜベース電流が必要なのか？

ここで重要な疑問が生じます：「エミッタ-ベース接合に順バイアスをかけると拡散電流が流れるはずなのに、なぜ外部からベース電流を供給する必要があるのか？」

この疑問に答えるために、pn 接合の順バイアス時の電流の流れを詳しく見てみましょう。

エミッタ-ベース接合の順バイアス時の拡散電流：

エミッタ-ベース接合に順バイアスを印加すると、確かに拡散電流が流れます。しかし、この拡散電流には 2 つの成分があります：

1. **電子の拡散**：エミッタ (n 型) → ベース (p 型)
 - エミッタは超高濃度にドーピングされている ($N_d \approx 10^{19} \text{ cm}^{-3}$)
 - 大量の電子がベース領域へ注入される
2. **正孔の拡散**：ベース (p 型) → エミッタ (n 型)
 - ベースは低濃度にドーピングされている ($N_a \approx 10^{16} \text{ cm}^{-3}$)
 - わずかな正孔しかエミッタへ注入されない

エミッタとベースのドーピング濃度の差が 10^3 倍もあるため、電子の拡散が圧倒的に支配的です。つまり、順バイアスによる拡散電流の大部分は、エミッタからベースへの電子の流れです。

ベース領域での正孔の消費：

ベース領域に注入された電子の一部（例えば 1%）は、ベース領域の正孔と再結合します。この再結合により：

- ベース領域の正孔が消費される
- 時間が経つと、ベース領域の正孔濃度が減少する

なぜベース電流が必要か：

もし外部からベース端子を通じて正孔を補給しなければ、以下のことが起こります：

1. ベース領域の正孔濃度が減少し続ける
2. 正孔濃度が減少すると、エミッタ-ベース接合の順バイアス状態が維持できなくなる
3. エミッタからの電子注入が停止する
4. トランジスタ動作が停止する

したがって、ベース電流は、再結合により消費された正孔を補充し、トランジスタ動作を持続させるために必要なのです。

電流の収支バランス：

BJT の動作中の電流の流れを整理すると：

- エミッタ電流 I_E ：エミッタから注入される電子の流れ（最大）
- コレクタ電流 I_C ：ベースを通過してコレクタに到達した電子の流れ (I_E の約 99%)
- ベース電流 I_B ：ベースで再結合した電子を補うために、ベース端子から供給される正孔の流れ (I_E の約 1%)

キルヒホップの電流則により：

$$I_E = I_C + I_B \quad (3.4)$$

具体例：

100 mA のエミッタ電流が流れている場合：

- 99 mA の電子がコレクタに到達 $\rightarrow I_C = 99 \text{ mA}$
- 1 mA の電子がベースで再結合 \rightarrow この再結合を補うために $I_B = 1 \text{ mA}$ の正孔をベース端子から供給
- $I_E = I_C + I_B = 99 + 1 = 100 \text{ mA}$

重要なまとめ：

- 順バイアスによる拡散電流は確かに存在するが、それは主にエミッタからベースへの電子の流れ
- ベース領域で電子が正孔と再結合すると、正孔が消費される
- この消費された正孔を補充するために、外部からベース電流を供給する必要がある
- ベース電流がないと、正孔が枯渇してトランジスタ動作が停止する
- ベース電流を制御することで、エミッタからの電子注入量を制御でき、結果としてコレクタ電流を制御できる

これが BJT においてベース電流が必要不可欠である理由です。

ベース電流と正孔補充のメカニズム

ベース電流の役割をより深く理解するために、キャリア補充の観点から詳しく見ていきましょう。

ステップ 1：電子の注入と再結合

エミッタ-ベース接合に順バイアスを印加すると：

1. エミッタ (n^+ 型) から大量の電子がベース (p 型) へ注入される
2. ベース領域に注入された電子の挙動：

- 大部分（約99%）：ベースを通過してコレクタへ到達
- 一部（約1%）：ベース領域の正孔と再結合して消滅

ステップ2：正孔の消費

再結合により、ベース領域の正孔が消費されます：

- 電子（●）+ 正孔（○） \rightarrow 消滅
- ベース領域の正孔濃度が減少する傾向

ステップ3：ベース電流による正孔補充

もし外部からベース端子を通じて正孔を補給しなければ：

1. ベース領域の正孔濃度が減少し続ける
2. 正孔濃度が減少すると、エミッタ-ベース接合の順バイアス状態が維持できなくなる
3. エミッタからの電子注入が停止する
4. トランジスタ動作が停止する

したがって、ベース電流 I_B は、再結合により消費された正孔を補充し、トランジスタ動作を持続させるために必要です。

電流の収支バランス：

- エミッタ電流 I_E ：エミッタから注入される電子の流れ（最大）
- コレクタ電流 I_C ：ベースを通過してコレクタに到達した電子の流れ (I_E の約99%)
- ベース電流 I_B ：ベースで再結合した電子を補うために、ベース端子から供給される正孔の流れ (I_E の約1%)

キルヒホップの電流則により：

$$I_E = I_C + I_B \quad (3.5)$$

具体例：

100 mA のエミッタ電流が流れている場合（電流増幅率 $\beta = 99$ として）：

- 99 mA の電子がコレクタに到達 $\rightarrow I_C = 99 \text{ mA}$
- 1 mA の電子がベースで再結合 \rightarrow この再結合を補うために $I_B = 1 \text{ mA}$ の正孔をベース端子から供給
- $I_E = I_C + I_B = 99 + 1 = 100 \text{ mA}$

なぜベース電流が小さいのか：

ベース電流が小さい ($I_B \ll I_C$) のは、以下の設計によります：

1. ベースを薄くする：電子がベース領域を通過する時間が短い（典型的には数 ps～数十 ps）
2. ベースの正孔濃度を低くする：電子が正孔と遭遇する確率が低い ($N_a \approx 10^{16} \text{ cm}^{-3}$)
3. エミッタの電子濃度を高くする：大量の電子が注入される ($N_d \approx 10^{19} \text{ cm}^{-3}$)

その結果、エミッタから注入された電子のうち、大部分（例えば99%以上）がベース領域を通過してコレクタに到達し、ごく一部（例えば1%未満）だけがベース領域で再結合します。

重要なまとめ：

- ベース電流は、ベース領域で消費された正孔を補充するために必要
- ベース電流がないと、正孔が枯渇してトランジスタ動作が停止する
- ベース電流を制御することで、エミッタからの電子注入量を制御でき、結果としてコレクタ電流を制御できる
- この仕組みにより、小さなベース電流で大きなコレクタ電流を制御する**電流増幅**が実現される

3.6.4 BJT のバイアス条件

BJT をスイッチング素子として動作させるためには、適切なバイアス条件が必要です。図 3.10 に、順バイアスと逆バイアスの状態を示します。

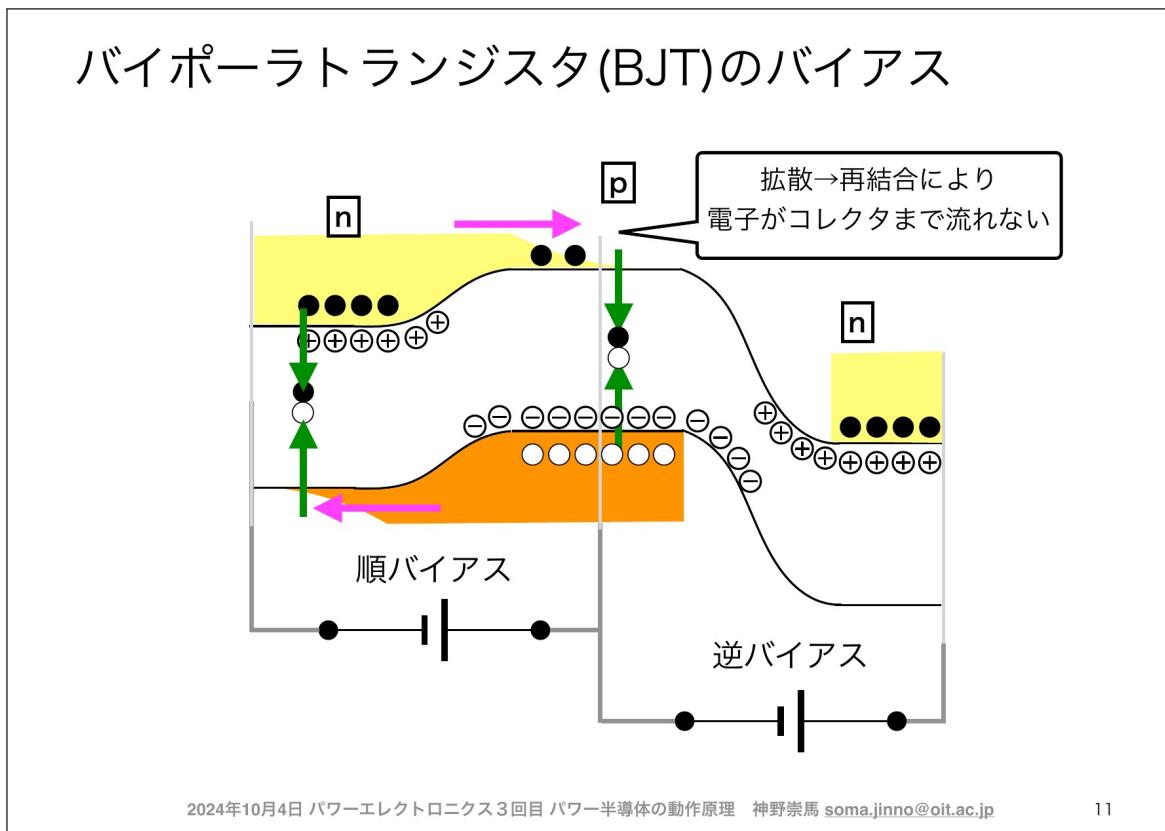


図 3.10 バイポーラトランジスタ (BJT) のバイアス条件

順バイアス状態では：

- エミッタ-ベース間に順方向電圧を印加
- エミッタから電子（黒丸）がベース領域へ注入される
- ベース領域の p 型半導体中には正孔（白丸）が存在
- 注入された電子の一部は、ベース領域の正孔と**拡散→再結合**により消滅
- しかし、ベース領域が十分薄いため、多くの電子は再結合せずにコレクタまで到達

図の注釈にある「拡散→再結合により電子がコレクタまで流れない」という現象は、BJT の重要

な損失メカニズムです。ベース電流 I_B は、この再結合により消費される電子の流れに相当します。

一方、逆バイアス状態では、エミッタ-ベース間の電位関係が逆転し、電子の注入が阻止されます。

BJT の電流増幅率 β (ベータ) は、コレクタ電流 I_C とベース電流 I_B の比として定義されます：

$$\beta = \frac{I_C}{I_B} \quad (3.6)$$

通常、 β は数十から数百の値を持ち、小さなベース電流で大きなコレクタ電流を制御できることを意味します。

3.6.5 電磁気学的観点からの BJT の動作原理

BJT の動作を深く理解するためには、2つのpn接合（エミッタ-ベース接合とベース-コレクタ接合）のバンドの曲がりと電位分布を電磁気学的に理解する必要があります。

アクティブモード時のバンド図

BJT が正常に動作するアクティブモードでは、以下のバイアス条件が設定されます：

- エミッタ-ベース接合 (J1) : 順方向バイアス ($V_{BE} \approx 0.7$ V)
- ベース-コレクタ接合 (J2) : 逆方向バイアス (V_{CB} は数 V～数十 V)

各接合でのバンドの曲がり：

1. J1 (エミッタ-ベース) 接合：順バイアス

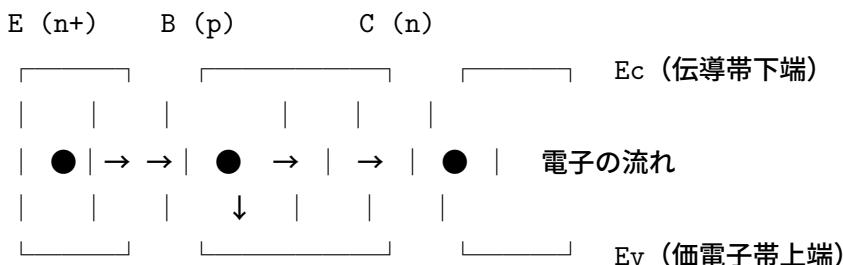
- ダイオードの順バイアスと同様に、エネルギー障壁が低下
- 障壁の高さ： $e(V_{bi} - V_{BE})$
- エミッタ (n^+) からベース (p) へ電子が拡散しやすくなる
- バンドの曲がりが緩やかになる

2. J2 (ベース-コレクタ) 接合：逆バイアス

- ダイオードの逆バイアスと同様に、エネルギー障壁が増加
- 障壁の高さ： $e(V_{bi} + V_{CB})$
- ベース (p) からコレクタ (n) への正孔の拡散が抑制される
- バンドの曲がりが急になる
- 空乏層が拡大し、強い電界が形成される

電子の流れとエネルギーダイアグラム：

npn型BJTの場合、電子のエネルギーダイアグラムは以下のようになります：



J1 J2
 (順バイアス) (逆バイアス)

エミッタ-ベース接合 (J1) での電子注入：

- エミッタ (n^+) は高い電子濃度を持つ ($N_d \approx 10^{19} \text{ cm}^{-3}$)
- 順バイアスにより、エネルギー障壁が低下
- エミッタの伝導帯の電子は、低下した障壁を越えてベースの伝導帯へ拡散
- ベース領域に入った電子は、ベース領域の正孔より高いエネルギー状態にある

ベース領域での電子の挙動：

- ベース領域に注入された電子は、**少数キャリア**として存在
- 電子は濃度勾配により、J2 方向へ**拡散**
- ベースが薄いため、大部分の電子は J2 に到達する前に正孔と再結合しない

ベース-コレクタ接合 (J2) での電子の加速：

- J2 の逆バイアスにより、ベース→コレクタの方向に強い電界が形成
- ベースから J2 の空乏層に到達した電子は、この電界で**ドリフト**（加速）される
- 電子は急峻なエネルギー勾配（バンドの傾き）を「滑り降りる」ようにコレクタへ移動
- コレクタに到達した電子は、コレクタ電極へ引き込まれる

電位分布とエネルギー障壁

BJT の電位分布を電磁気学的に理解することで、電子の流れがより明確になります：

各領域の電位：

- エミッタ電位： $\phi_E = 0$ (基準)
- ベース電位： $\phi_B = +V_{BE} \approx +0.7 \text{ V}$
- コレクタ電位： $\phi_C = +V_{CE}$ (例： $+5 \text{ V} \sim +100 \text{ V}$)

電子のポテンシャルエネルギー：

電子のエネルギーは電位と逆の関係 ($E = -e\phi$) にあるため：

- エミッタ領域：電子のエネルギーが**最も高い** ($E_E = 0$)
- ベース領域：電子のエネルギーが**やや低い** ($E_B = -eV_{BE}$)
- コレクタ領域：電子のエネルギーが**最も低い** ($E_C = -eV_{CE}$)

この電子エネルギーの傾斜により、電子はエミッタ→ベース→コレクタの方向へ流れます。

バンド図と電流の対応関係

以下の表に、BJT の各接合における電磁気学的な量の対応関係をまとめます：

表3.2 BJT アクティブモードにおける物理量の比較

物理量	J1 (E-B)	J2 (B-C)
バイアス状態	順バイアス	逆バイアス
エネルギー障壁	$e(V_{bi} - V_{BE})$	$e(V_{bi} + V_{CB})$
バンドの曲がり	緩やか	急
空乏層幅	小さい	大きい
電場の強さ	弱い	強い
電子の移動機構	拡散（濃度勾配）	ドリフト（電界）
主な電流	拡散電流	ドリフト電流

重要なまとめ：BJT の電流増幅の本質

1. **J1 の順バイアス**：エネルギー障壁を下げ、エミッタから大量の電子を注入
2. **薄いベース**：注入された電子の大部分が再結合せずに J2 に到達
3. **J2 の逆バイアス**：強い電界で電子をコレクタへ加速・引き込み
4. **ベース電流**：ベースで再結合した電子を補うための小さな電流
5. **電流増幅**：小さなベース電流で大きなコレクタ電流を制御

この電磁気学的な理解により、BJT がなぜ電流増幅素子として機能するのか、そしてベース領域を薄くすることがなぜ重要なのかが明確になります。

3.7 MOSFET（金属酸化膜半導体電界効果トランジスタ）

3.7.1 MOSFET の構造

MOSFET (Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor) は、トランジスタ (BJT) と構造がよく似ていますが、制御方法が異なります。図3.11に示すように、MOSFET は npn 型の基本構造に、絶縁体（酸化膜）と導体（金属ゲート）が追加された構造を持っています。

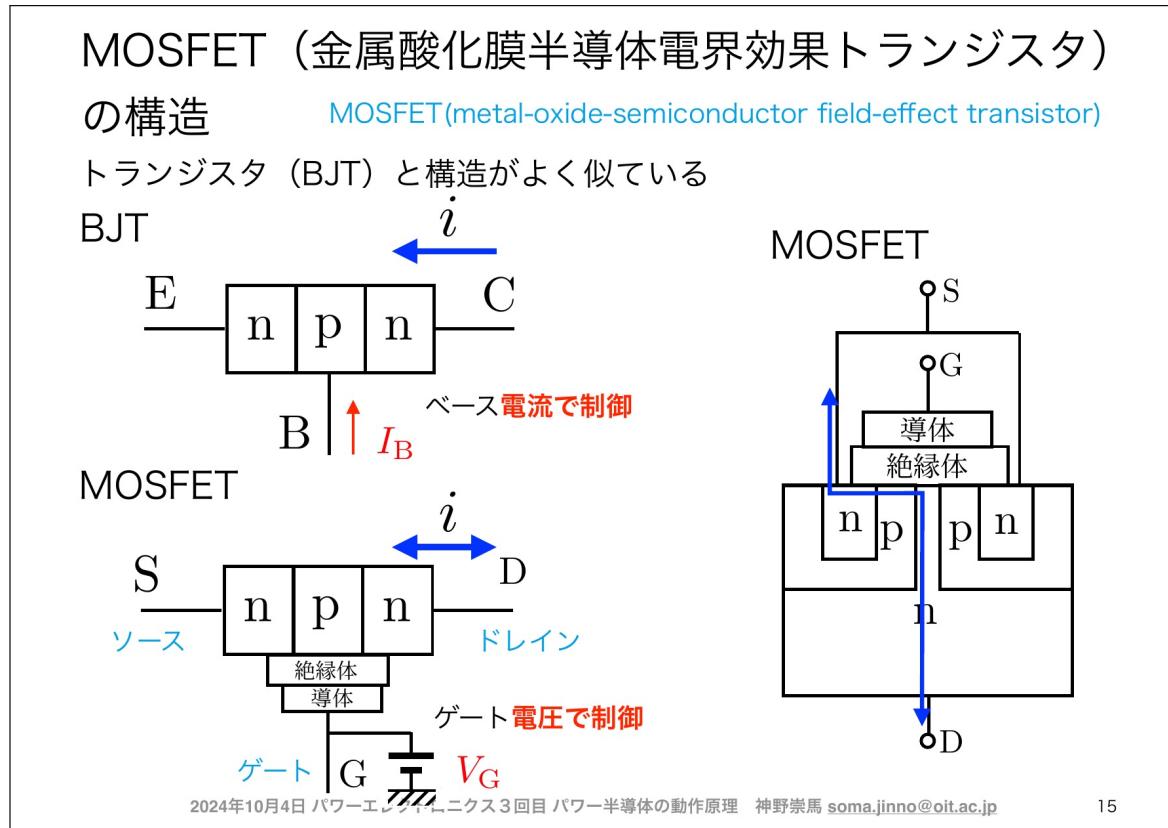


図 3.11 MOSFET（金属酸化膜半導体電界効果トランジスタ）の構造

MOSFET の主な構成要素は以下の通りです：

- ソース (S) : 電子の供給源となる n 型領域
- ドレイン (D) : 電子の排出先となる n 型領域
- ゲート (G) : 絶縁体を介して電圧を印加する電極
- p 型基板 : ソースとドレインの間の p 型領域

BJT ではベース電流 I_B で制御しますが、MOSFET ではゲート電圧 V_G で制御します。これは、絶縁体を介して電界を加えることで、p 型領域に反転層（n 型のチャネル）を形成し、電流を流す経路を作るためです。

3.7.2 MOSFET の動作原理

MOSFET の動作原理は、電界効果を利用していきます：

1. ゲート電圧 V_G を印加しない状態では、ソース-ドレイン間は 2 つの pn 接合によって遮断されています
2. ゲート電圧 V_G を印加すると、p 型基板表面に電子が引き寄せられ、反転層（n チャネル）が形成されます
3. この反転層を通じて、ソースからドレインへ電流 i が流れます

図 3.11 の右側に示された 3 次元構造図では、絶縁体（酸化膜）を介してゲート電極が配置され、そ

の下に p 型基板があることが明確に示されています。ゲート電圧によって形成される反転層が、ソースとドレインをつなぐ導電路となります。

3.7.3 反転層の形成メカニズム

MOSFET の動作の核心は、反転層 (inversion layer) の形成にあります。図 3.12 に、反転層形成の詳細なメカニズムを示します。

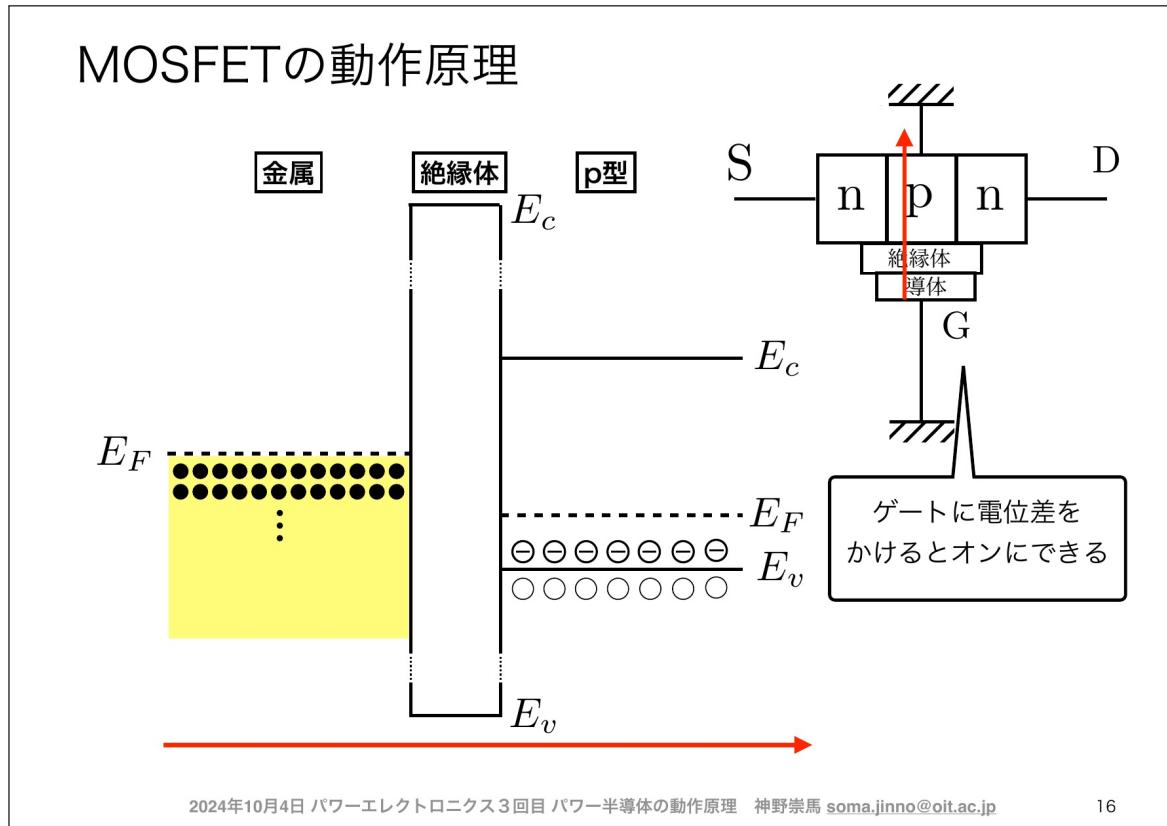


図 3.12 MOSFET の反転層形成メカニズム

図の左側には、**バンド図**が示されています。ここで重要なエネルギー準位は以下の通りです：

- E_c : 伝導帯の下端 (conduction band edge)
- E_F : フェルミ準位 (Fermi level)
- E_v : 値電子帯の上端 (valence band edge)

ゲート電圧を印加していない状態では：

- p 型基板のフェルミ準位 E_F は、価電子帯 E_v に近い位置にある
- 絶縁体によって金属ゲートと半導体が分離されている
- p 型基板表面には正孔（白丸）が多数存在

ゲート電圧 V_G を印加すると（図の右側の注釈「ゲートに電位差をかけるとオンにできる」）：

- 金属ゲートが正電位になると、絶縁体を介して電界が形成される

- この電界により、p型基板表面に電子（黒丸）が引き寄せられる
- p型基板表面の電子濃度が正孔濃度を超えると、**反転層**が形成される
- この反転層は、実質的にn型の導電チャネルとして機能する

図の左側のバンド図を見ると、電子（黄色の点で表示）がフェルミ準位 E_F 付近に多数存在していることがわかります。反転層が形成されると、ソース（S）とドレイン（D）の間にn型の導電路ができ、電流が流れるようになります。

重要なポイント：

MOSFETでは、BJTと異なり、制御端子（ゲート）に電流を流す必要がありません。ゲート電圧によって電界を形成するだけで、主電流を制御できます。これにより、**極めて低い入力電力**でスイッチングが可能となります。

3.7.4 電磁気学的観点からの MOSFET の動作原理

MOSFETの反転層形成を電磁気学とバンド理論の観点から理解することで、電界効果トランジスタの本質が明確になります。

ゲート電圧印加によるバンドの曲がり

ゲート電圧なし ($V_G = 0$) の状態：

- p型基板のフェルミ準位 E_F は、価電子帯 E_v に近い
- 基板表面でもバンドは平坦（電界なし）
- 正孔が多数キャリア、電子は少数キャリア

正のゲート電圧印加 ($V_G > 0$) の状態：

ゲート電極に正電圧を印加すると、以下の変化が起こります：

1. 電界の形成：

- ゲート電極（正）と基板（負）の間に垂直方向の電場が形成
- 電場の強さ： $\mathcal{E} = V_G/t_{ox}$ (t_{ox} は酸化膜厚)
- 酸化膜は絶縁体なので、電流は流れない（電界のみ）

2. 基板表面での電荷の再分布：

- 電界により、p型基板表面の正孔が下方へ押し出される（反発）
- 同時に、電子が基板表面へ引き寄せられる（吸引）
- 基板表面の電位が上昇

3. バンドの曲がり（基板表面での電位変化）：

- 基板表面の電位上昇 → 電子のエネルギー $E = -e\phi$ が低下
- バンド端 (E_c, E_v) が基板表面で下方へ曲がる
- 表面での伝導帶端 E_c がフェルミ準位 E_F に近づく

4. 反転層の形成：

- ゲート電圧が閾値電圧 V_{th} を超えると、 E_c が E_F より下になる
- 表面の伝導帯に電子が占有される（フェルミ-ディラック分布）

- 電子濃度が正孔濃度を超える → 反転
- 表面が実質的に n 型となる (n チャネル形成)

閾値電圧の物理的意味

閾値電圧 V_{th} は、バンドの曲がりの観点から以下のように理解できます：

- $V_G < V_{th}$: 基板表面の E_c がまだ E_F より上 → 電子濃度が低い → オフ状態
- $V_G = V_{th}$: 基板表面の E_c が E_F と一致 → 反転が始まる
- $V_G > V_{th}$: 基板表面の E_c が E_F より下 → 多数の電子が存在 → オン状態

閾値電圧は、p 型基板を n 型に反転させるのに必要な電位の変化量に対応します。

電界効果による制御の本質

MOSFET の動作原理の本質は、電界によってバンドを曲げ、キャリア濃度を制御することにあります：

表 3.3 ゲート電圧とバンドの曲がりの対応関係

状態	$V_G = 0$	$V_G = V_{th}$	$V_G > V_{th}$
電界	なし	中程度	強い
バンドの曲がり	平坦	曲がり始め	大きく曲がる
表面電子濃度	極小	増加開始	高濃度
チャネル	なし	形成開始	形成完了
動作状態	オフ	閾値	オン

重要なまとめ：MOSFET 制御の電磁気学的メカニズム

1. ゲート電圧：絶縁体を介して電界を形成
2. 電界：基板表面の電位を変化させる
3. 電位変化：バンドを曲げる ($E = -e\phi$)
4. バンドの曲がり：伝導帯端を下げ、電子を表面に引き寄せる
5. 反転層形成：表面が n 型に反転し、導電チャネルができる
6. 電流制御：チャネルを通じてソース-ドレイン間に電流が流れる

この電界による制御方式により、MOSFET は極めて小さい入力電力（ゲート電圧のみ、電流なし）で大きな出力電流を制御できます。

3.7.5 MOSFET のスイッチ特性

MOSFET の大きな特徴の一つは、pn 接合のエネルギー障壁がないことです。図 3.13 に示すように、これによりオン電圧が小さくなります。

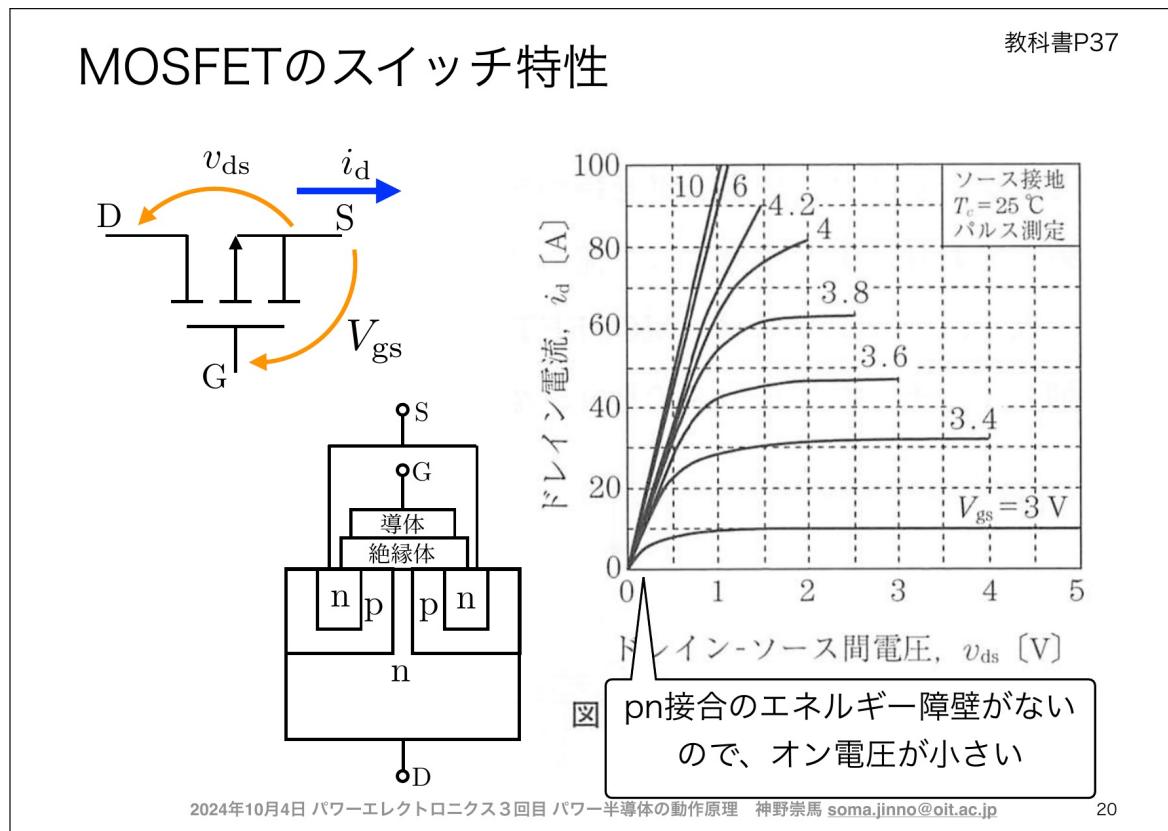


図 3.13 MOSFET のスイッチ特性

グラフは、ドレイン-ソース間電圧 v_{ds} とドレイン電流 i_d の関係を、ゲート-ソース間電圧 V_{gs} をパラメータとして示しています。ゲート電圧を変化させることで、ドレイン電流を制御できることがわかります。

図中に示されているように、pn 接合のエネルギー障壁がないため、オン電圧が小さいという利点があります。これにより、スイッチング損失を低減できます。

3.8 IGBT (絶縁ゲートバイポーラトランジスタ)

3.8.1 IGBT の動作原理

IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) は、MOSFET の制御の容易さと BJT の低オン抵抗の特性を組み合わせた素子です。図 3.14 に示すように、IGBT は npnp 型の 4 層構造を持ち、ゲート電圧で制御されます。

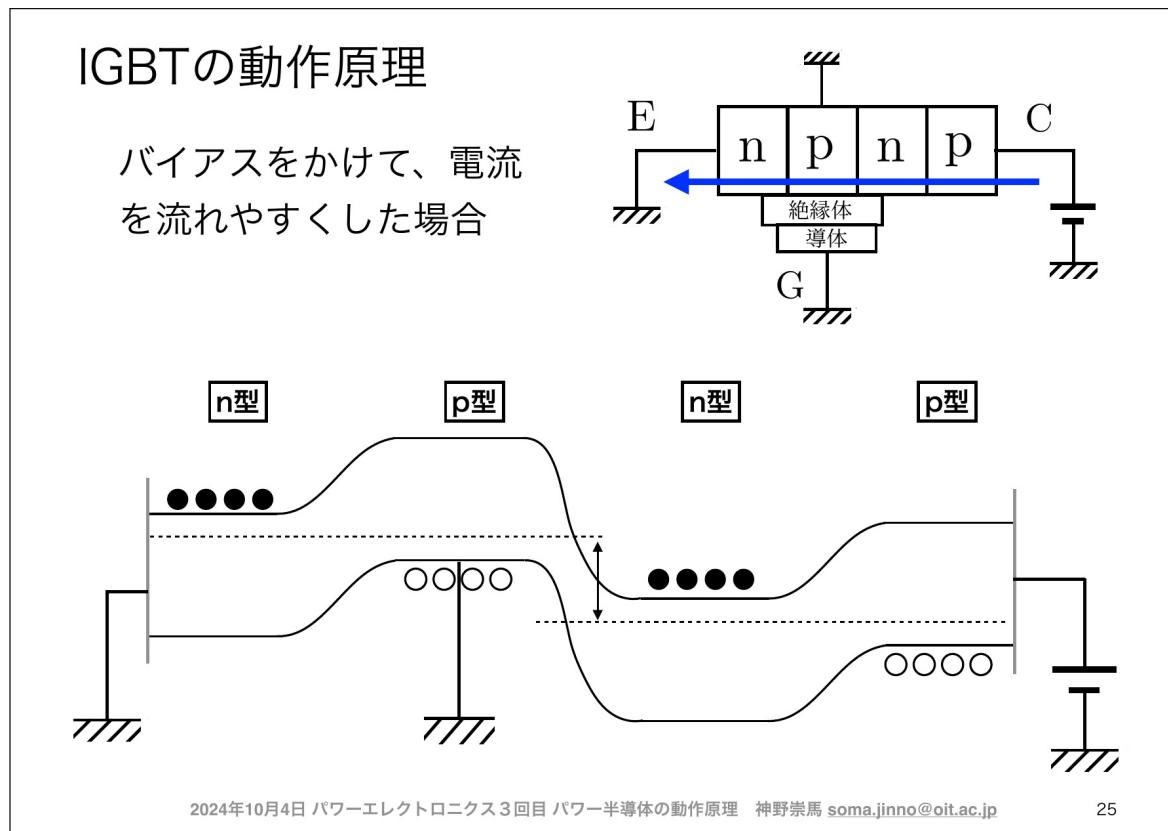


図 3.14 IGBT の動作原理

IGBT の構造的特徴は以下の通りです：

- n 型、p 型、n 型、p 型の 4 層構造
- ゲートに電圧をかけることで、絶縁体を介して制御
- エミッタ (E)、コレクタ (C)、ゲート (G) の 3 端子構造

バイアスをかけて電流を流れやすくした場合、図の下部に示されているように、n 型領域と p 型領域が交互に配置された構造となります。ゲート電圧によって、エミッタからコレクタへの電流経路が制御されます。

3.8.2 IGBT のハイブリッド構造

IGBT の最大の特徴は、MOSFET の入力特性と BJT の出力特性を組み合わせたハイブリッド構造にあります。図 3.15 に、ゲート電圧を印加した際の動作メカニズムを示します。

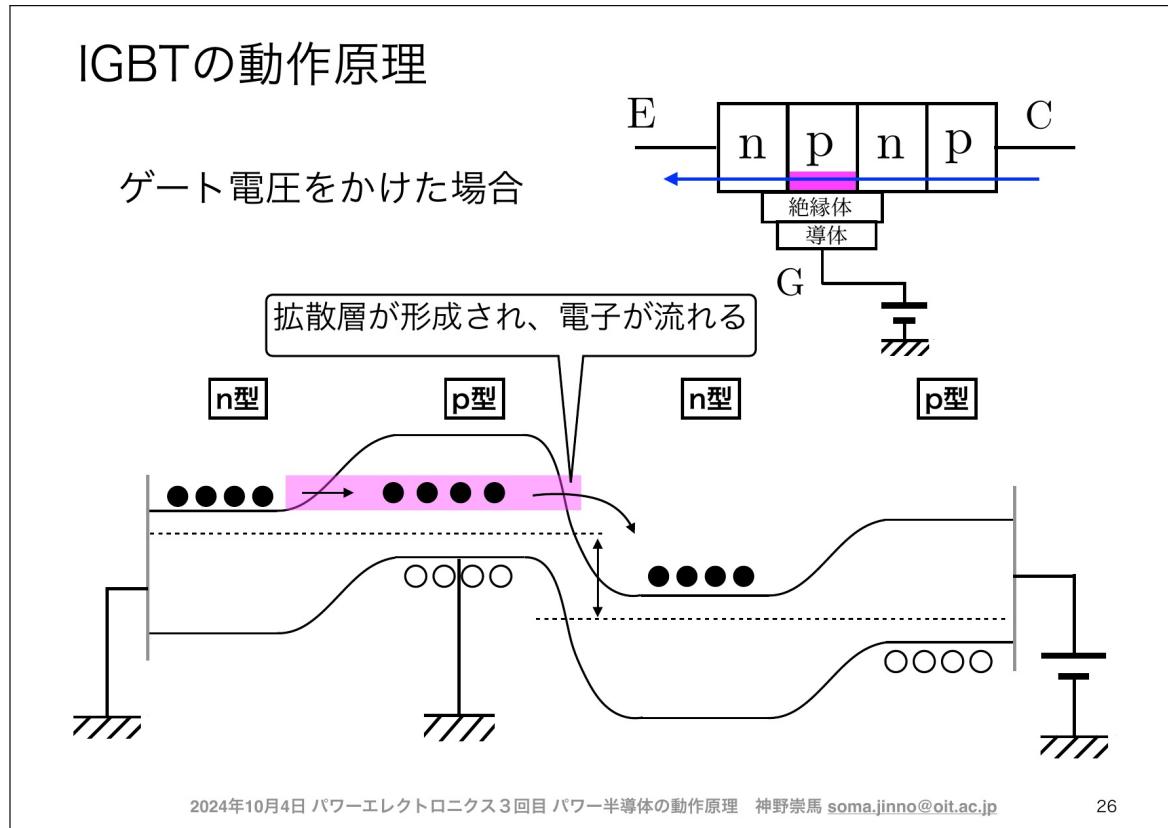


図 3.15 IGBT のハイブリッド構造と拡散層の形成

図に示されているように、**ゲート電圧をかけた場合**には以下の動作が起こります：

1. **MOSFET 部分の動作 :**
 - ゲート電圧により、p 型領域表面に反転層（n チャネル）が形成される
 - この反転層を通じて、エミッタから n 型領域へ電子が流入する
2. **拡散層の形成**（図の注釈「拡散層が形成され、電子が流れる」）：
 - n 型領域に注入された電子（黒丸）が、p 型領域へ拡散していく
 - 同時に、p 型領域から正孔（白丸）が n 型領域へ注入される
 - この双方向のキャリア注入により、**導電率変調 (conductivity modulation)** が発生
3. **導電率変調の効果 :**
 - n 型ドリフト領域に正孔が注入されることで、この領域の導電率が大幅に向上
 - 結果として、オン抵抗が低減される
 - これが BJT の特性を活かした低損失化のメカニズム

図の下部のバンド図を見ると、n-p-n-p の 4 層構造が明確に示されています。ゲート電圧によって形成されたチャネルを通じて電子が流れ（ピンクの矢印）、同時に正孔も注入されることで（青い矢印）、全体として大きな電流を流すことができます。

IGBT の動作メカニズムの詳細

IGBT の最大の特徴である**伝導度変調 (conductivity modulation)**について、詳しく見ていきましょう。

ステップ1：MOSFET部分の動作（電子の流れ開始）

1. ゲート電圧 V_G を印加すると、p型領域表面に反転層（nチャンネル）が形成される
2. エミッタの n^+ 領域から、この反転層を通じて電子（●）が n^- ドリフト領域へ流入する
3. この段階では、MOSFETと同様のユニポーラ動作（電子のみの流れ）

ステップ2：正孔の注入（バイポーラ動作の開始）

1. n^- ドリフト領域に電子が流入すると、コレクタ側の p^+ 層と n^- 層の接合が順バイアス状態になる
2. p^+ 層（コレクタ）から正孔（○）が n^- ドリフト層へ注入される
3. これにより、双向のキャリア注入が実現される

ステップ3：伝導度変調の発生

n^- ドリフト領域に正孔が注入されると、以下の現象が起こります：

- キャリア濃度の増加：

$$n_{\text{total}} = n_{\text{electron}} + p_{\text{hole}} \gg n_{\text{electron}} \quad (3.7)$$

- 導電率の向上：

$$\sigma = e(n\mu_n + p\mu_p) \quad (p \text{ の寄与で大幅に増加}) \quad (3.8)$$

- 抵抗の低下：

$$R = \frac{1}{\sigma A/L} \quad (\sigma \text{ が増加すると } R \text{ が減少}) \quad (3.9)$$

伝導度変調の効果：

正孔注入により、 n^- ドリフト層の導電率が以下のように変化します：

- 注入前：低濃度n型 ($N_d \approx 10^{14} \text{ cm}^{-3}$) → 高抵抗
- 注入後：高濃度キャリア（電子+正孔 $\approx 10^{16} \sim 10^{17} \text{ cm}^{-3}$ ）→ 低抵抗

この導電率の変調により、オン抵抗が大幅に低減されます。

MOSFETとの比較：

表3.4 MOSFETとIGBTの電流メカニズムの比較

項目	MOSFET	IGBT
キャリア	電子のみ	電子+正孔
動作モード	ユニポーラ	バイポーラ
ドリフト層の抵抗	高い	低い（伝導度変調）
オン抵抗	大きい	小さい

なぜIGBTは低オン抵抗を実現できるのか：

1. MOSFETでは、ドリフト層の抵抗がオン抵抗の主要因
 - 高耐圧を得るために、ドリフト層を厚くかつ低濃度にする必要がある
 - これにより、オン抵抗が増大する

2. IGBT では、伝導度変調により抵抗を低減

- ドリフト層は低濃度でも、正孔注入により実効的に高濃度化
- 高耐圧と低オン抵抗を両立できる

電流の内訳：

IGBT のコレクタ電流 I_C は、以下の 2 つの成分から構成されます：

$$I_C = I_{\text{electron}} + I_{\text{hole}} \quad (3.10)$$

- I_{electron} ：MOSFET チャネルを通じた電子電流
- I_{hole} ：コレクタから注入された正孔電流（伝導度変調に寄与）

この二重の電流メカニズムにより、IGBT は大電流を低損失で流すことができます。

電磁気学的観点からの IGBT 動作

IGBT の動作を、バンドダイアグラムと電位分布の観点から理解することで、なぜ伝導度変調が起るのかが明確になります。

オン状態でのバンド図（簡略化）：

IGBT をオンにすると、以下のバンドの曲がりが形成されます：

- MOSFET チャネル部：ゲート電界でバンドが曲がり、反転層（n チャネル）形成
- n^+ -p 接合（エミッタ側）：短絡されているため、バンドの曲がりはほぼなし
- p-n⁻ 接合（中央部）：最初は逆バイアスだが、電子が流れ込むと順バイアス化
- n^- -p⁺ 接合（コレクタ側）：順バイアス状態になる

伝導度変調のメカニズム（バンドダイアグラムの観点）：

- MOSFET チャネルから n^- ドリフト層へ電子が注入される
- n^- 層の電位が上昇し、 n^- -p⁺ 接合が順バイアス状態になる
- n^- -p⁺ 接合のエネルギー障壁が低下 ($eV_{bi} \rightarrow e(V_{bi} - V_F)$)
- p⁺ 層（コレクタ）から正孔が n^- 層へ注入される
- n^- 層のキャリア濃度が増加 → 導電率上昇 → 抵抗低下

重要なポイント：

IGBT の低オン抵抗は、pn 接合の順バイアス時の両極性キャリア注入という、ダイオードや BJT と同じ物理現象を利用しています。ゲート制御でこの状態を作り出すことが、IGBT の巧妙な設計です。

3.8.3 IGBT の利点と特性

IGBT は、MOSFET と BJT の長所を組み合わせることで、以下の優れた特性を実現しています：

- 電圧駆動：MOSFET と同様に、ゲート電圧で制御できるため、駆動回路が簡単
- 低オン抵抗：導電率変調により、BJT のような低いオン抵抗を実現
- 高耐圧：npnp 構造により、高電圧に耐えられる

- **大電流容量**：導電率変調により、大電流を流すことが可能

これらの特性により、IGBTは中～大容量の電力変換器で広く使用されています。特に、電気自動車のインバータや産業用モータドライブなどで重要な役割を果たしています。

MOSFETとIGBTの使い分け：

- **MOSFET**：低電圧・高周波数・小～中容量の用途に適する
- **IGBT**：高電圧・中周波数・中～大容量の用途に適する

3.8.4 IGBTのオフ状態における電位分布

IGBTはnpnp型の4層構造を持つため、3つのpn接合が存在します。オフ状態（ゲート電圧なし）でコレクタ-エミッタ間に電圧を印加すると、なぜ特定の接合に電圧が集中するのかという疑問が生じます。

IGBTの3つのpn接合：

E側 n+ | p | n- | p+ C側
J1 J2 J3

- **J1（エミッタ側）** : n⁺-p接合
- **J2（中央）** : p-n⁻接合
- **J3（コレクタ側）** : n⁻-p⁺接合

オフ状態での各接合の役割

コレクタが正、エミッタが負の電圧を印加した場合（通常の使用状態）：

1. **J1 (n⁺-p) 接合：**
 - エミッタ電極が n⁺ 層と p 層の両方に接触している
 - 実質的に短絡（ショート）されている
 - ほとんど電位差がかからない
 - 抵抗： $R_1 \approx 0$
2. **J2 (p-n⁻) 接合：**
 - この接合は逆バイアス状態
 - 空乏層が広がり、ほぼ全ての電圧をここで支える
 - 耐圧を決定する重要な接合
 - 抵抗： $R_2 \gg R_1, R_3$ (非常に大きい)
3. **J3 (n⁻-p⁺) 接合：**
 - 順バイアス方向 (p⁺ が正)
 - しかし、電流は流れない (後述の理由による)
 - 電圧降下は小さい
 - 抵抗： R_3 は小さい (順バイアスだが電流がないため)

なぜ J2 に電圧が集中するのか：

電圧は抵抗が高い部分に多くかかります。3 つの接合を直列接続した抵抗と考えると：

$$V_{CE} = V_{J1} + V_{J2} + V_{J3} \quad (3.11)$$

- $V_{J1} \approx 0$ (J1 は短絡)
- $V_{J2} \approx V_{CE}$ (J2 が高抵抗)
- $V_{J3} \approx 0$ (順バイアスだが電流なし)

キャリア補充経路の重要性

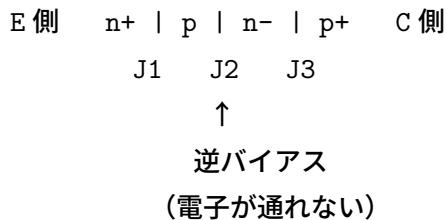
重要な疑問：「J3 が順バイアスなら電流が流れるはずでは？」

実際には、J3 を通じて連続的な電流は流れません。その理由をキャリア補充の観点から説明します。

もし J3 で電流が流れようとすると：

1. J3 (n^- - p^+) が順バイアスで、正孔が p^+ から n^- へ注入される
2. 同時に、電子が n^- から p^+ へ移動する
3. しかし、 n^- 層の電子を補充する経路が必要

キャリア補充経路の遮断：



- J3 で電子が消費されると、 n^- 層の電子が枯渇する
- 電子を補充するには、J2 を通って左側 (p 層) から供給される必要がある
- しかし、J2 は逆バイアスで遮断されている
- 電子の補充経路がない

結果：

- n^- 層の電子が枯渇して電流は止まる
- ごく微小な漏れ電流しか流れない
- 電圧は J2 で支えられる

電流の連続性：

電流が連続的に流れるためには、全ての接合で電流が等しくなければなりません：

$$I_{J1} = I_{J2} = I_{J3} \quad (3.12)$$

J2 が逆バイアスで電流をほぼ遮断 \rightarrow 全体の電流がほぼゼロ \rightarrow J3 も実質的に電流が流れない \rightarrow 電圧は J2 の空乏層で支えられる

まとめ：

- J1：エミッタ電極で短絡 → 電圧降下なし
- J2：逆バイアスで高抵抗 → ほぼ全電圧を支える
- J3：順バイアス方向だがキャリア補充経路がない → 電流が流れず、電圧降下小

この原理は、IGBT だけでなく、サイリスタなどの他の多層構造デバイスにも共通する重要な概念です。

3.9 サイリスタの動作原理

3.9.1 サイリスタの基本動作

サイリスタは、4層構造(npnp)を持つ半導体素子で、一度オンすると外部から制御しない限りオン状態を保持する特性を持ちます。図3.16に示すように、何も接続していない場合の熱平衡状態では、各層のバンドが図のように形成されます。

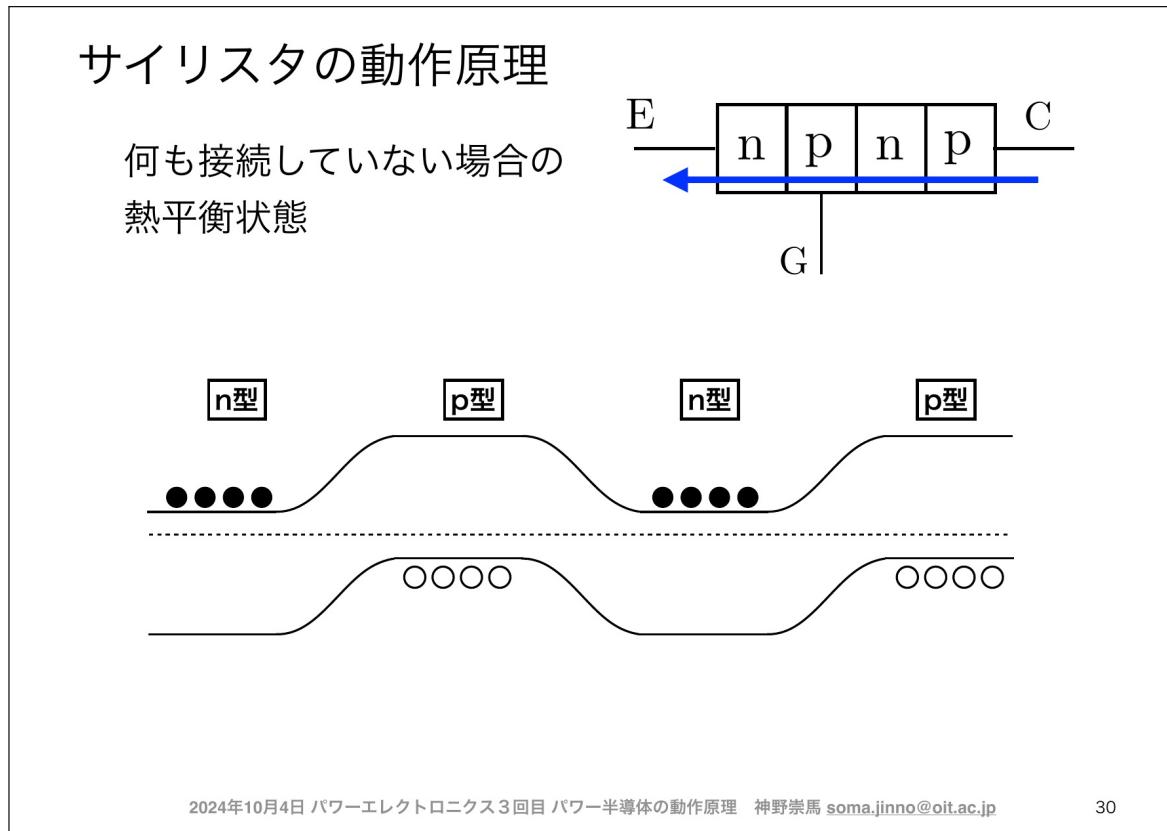


図3.16 サイリスタの動作原理

サイリスタの構造は、IGBTと同様に npnp の4層構造ですが、制御方法が異なります。サイリスタでは、ゲート端子 (G) に信号を与えることで、素子をオン状態にすることができます。

熱平衡状態のバンド図を見ると、n型とp型の接合部分でバンドが曲がっていることがわかります。この状態では、電子（黒丸）と正孔（白丸）が各領域に留まっており、電流は流れません。

ゲート信号によってサイリスタがオンすると、エミッタ (E) からコレクタ (C) へ電流が流れ始

め、その後はゲート信号がなくても電流が流れ続けます。この特性は、ラッチアップと呼ばれます。

3.10 ワイドギャップ半導体

3.10.1 ワイドギャップ半導体とは

ワイドギャップ半導体は、従来のシリコン (Si) よりも大きなバンドギャップを持つ半導体材料です。図 3.17 に示すように、代表的なワイドギャップ半導体には、4H-SiC (シリコンカーバイド)、GaN (窒化ガリウム)、ダイヤモンドなどがあります。

高耐圧・低損失化が可能
放熱にも優れている

単位		Si	4H-SiC	GaN	ダイヤモンド
バンドギャップ	eV	1.12	3.26	3.39	5.47
電子移動度	cm²/Vs	1400	1000	900	2200
絶縁破壊電界強度	MV/cm	0.3	2.5	3.3	10
熱伝導度	W/cmK	1.5	4.9	2	20
比誘電率		11.8	10	9.5	
技術レベル	-	量産	一部量産	一部量産	研究段階

出典（新電元工業株式会社）：https://www.shindengen.co.jp/products/semi/column/basic/widebandgap/post_2.html

デメリット：生産が難しい

2024年10月4日 パワーエレクトロニクス3回目 パワー半導体の動作原理 神野崇馬 soma.jinno@oit.ac.jp

35

図 3.17 ワイドギャップ半導体

表に示されているように、ワイドギャップ半導体は以下の特性を持ちます：

- 大きなバンドギャップ：Si の 1.12 eV に対し、4H-SiC は 3.26 eV、GaN は 3.39 eV
- 高い絶縁破壊電界強度：Si の 0.3 MV/cm に対し、4H-SiC は 2.5 MV/cm、GaN は 3.3 MV/cm
- 高い熱伝導度：Si の 1.5 W/cmK に対し、4H-SiC は 4.9 W/cmK、GaN は 2 W/cmK

これらの特性により、高耐圧・低損失化が可能となり、放熱にも優れています。ただし、デメリットとして生産が難しいという課題があります。

3.10.2 ワイドギャップ半導体のその他の特徴

ワイドギャップ半導体の優れた特性は、デバイスの小型化にも貢献します。図3.18に示すように、容量成分が小さくなることで、以下のメリットが得られます：

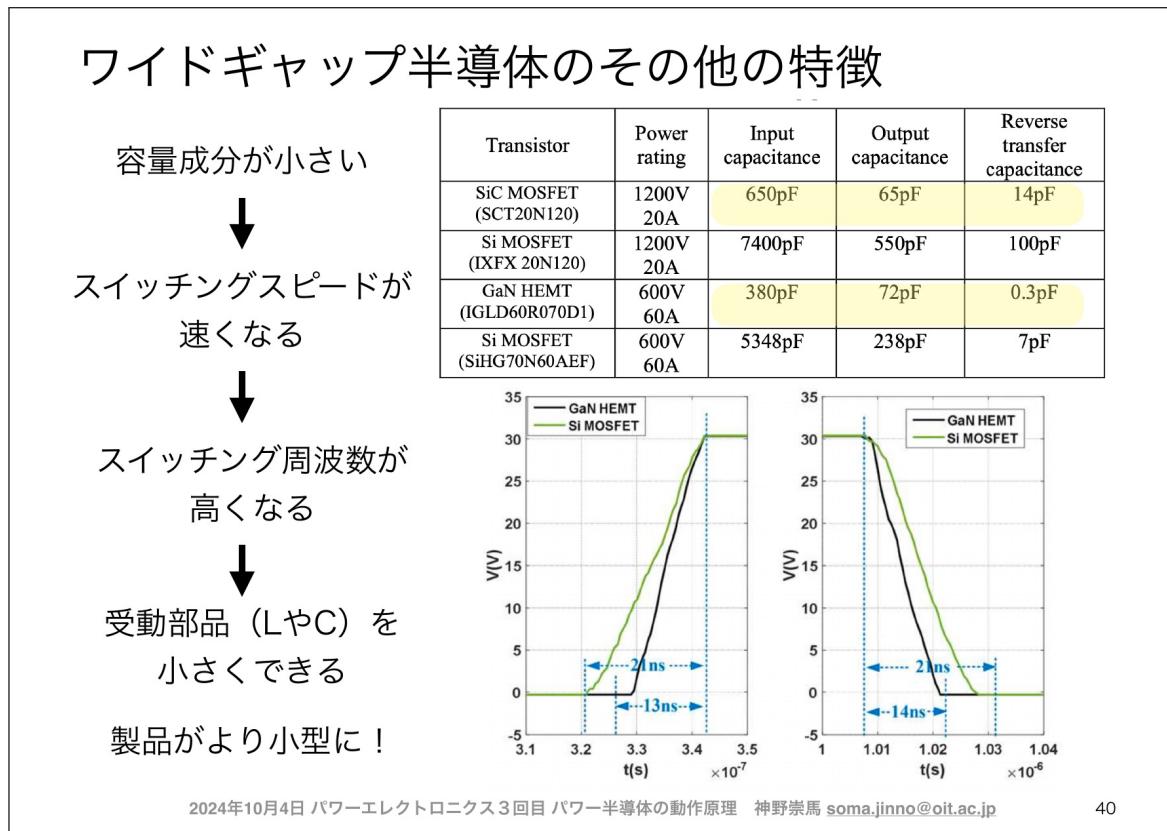


図3.18 ワイドギャップ半導体のその他の特徴

1. 容量成分が小さい：入力容量と出力容量が小さくなる
2. スイッチングスピードが速くなる：容量が小さいため、充放電時間が短縮
3. スイッチング周波数が高くなる：より高速なスイッチングが可能
4. 受動部品(LやC)を小さくできる：高周波化により、インダクタやコンデンサを小型化可能
5. 製品がより小型に：全体としてデバイスの小型化が実現

表には、SiC MOSFETとSi MOSFET、GaN HEMTの比較が示されており、特に入力容量、出力容量、逆方向転送容量において、GaN HEMTが優れた特性を示しています。

グラフでは、GaN HEMTとSi MOSFETのスイッチング特性の比較が示されており、GaN HEMTの方がスイッチング時間が短く、高速動作が可能であることがわかります。

3.11 まとめ

3.11.1 本章の要点

本章では、スイッチング素子の物理について説明しました。主な内容は以下の通りです：

1. 半導体の構造からスイッチの制御の原理を説明した：

- BJT はベース電流で制御
- MOSFET はゲート電圧で制御（電界効果）
- IGBT は MOSFET と BJT の特性を組み合わせた素子
- サイリスタはラッチアップ特性を持つ素子

2. ワイドギャップ半導体の特徴を説明した：

- 大きなバンドギャップにより高耐圧化が可能
- 高い絶縁破壊電界強度により薄型化が可能
- 高い熱伝導度により放熱性能が向上
- 小さい容量により高速スイッチングが可能
- デバイスの小型化・高効率化が実現

本日のまとめ

スイッチング素子の物理をについて説明した

- 半導体の構造からスイッチの制御の原理を説明した
- ワイドギャップ半導体の特徴を説明した

図 3.19 本日のまとめ

3.11.2 次回の予告

次回の講義では、これらのスイッチング素子を用いた実際の電力変換回路について学習します。具体的には、以下の内容を扱う予定です：

- 整流回路
- インバータ回路
- DC-DC コンバータ

- PWM制御技術

本章で学んだスイッチング素子の特性を理解していることが、次回の内容を理解する上で重要となります。

3.11.3 演習問題

本章の理解を深めるために、以下の演習問題に取り組んでください：

1. BJTとMOSFETの制御方法の違いを説明してください。
2. パワー半導体において、耐圧と損失の間にトレードオフがある理由を、ドーピング濃度の観点から説明してください。
3. ワイドギャップ半導体がSiに比べて優れている点を3つ挙げ、それぞれについて説明してください。
4. IGBTがMOSFETとBJTの特性をどのように組み合わせているかを説明してください。
5. サイリスタのラッチアップ特性について説明し、この特性がどのような応用に適しているかを考察してください。

第4章

LCR回路の復習

4.1 はじめに

4.1.1 本章の目的と学習目標

パワーエレクトロニクス回路において、コイル（インダクタ）とコンデンサ（キャパシタ）は、スイッチング素子と並んで重要な役割を果たします。これらの受動素子は、スイッチングによって生じるパルス状の電圧や電流を平滑化し、安定した直流電圧・電流を出力するために不可欠です。

本章では、スイッチング回路におけるコイルとコンデンサの動作原理を、回路理論とエネルギーの観点から詳しく学びます。

学習目標：

- スイッチング時のコイルとコンデンサの特性を理解する
- コイルとコンデンサに蓄えられるエネルギーを理解する
- フィルタとしての LCR の役割を理解する
- 共振回路の基本原理を理解する

本日の目標

- ・スイッチング時のコイルとコンデンサの特性を理解する
- ・コイルとコンデンサに蓄えられるエネルギーを理解する

2024年10月11日 パワーエレクトロニクス4回目 LCR回路の復習 神野崇馬 soma.jinno@oit.ac.jp

2

図 4.1 本日の目標

4.1.2 第1回の復習：スイッチを使った電力変換

第1回の講義では、スイッチングによる電力変換の基本原理を学びました。ここで、その要点を復習しましょう。

デューティ比による電圧制御

スイッチングによる電圧制御では、スイッチのオン・オフを高速に繰り返し、その時間平均によって出力電圧を制御します。

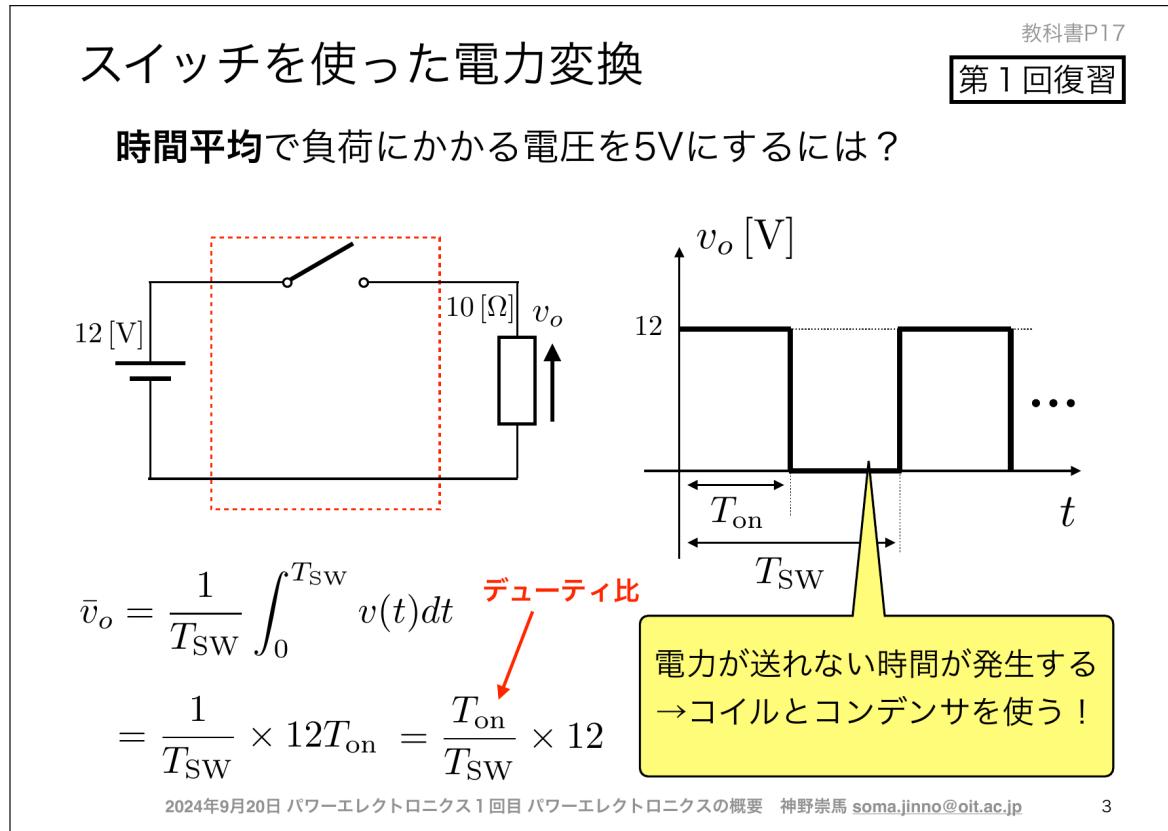


図 4.2 スイッチを使った電力変換（第1回復習）

スイッチング電圧 $v_{in}(t)$ の時間平均 \bar{v}_o は、デューティ比 D を用いて以下のように表されます：

$$\bar{v}_o = \frac{1}{T_{SW}} \int_0^{T_{SW}} v(t) dt = \frac{1}{T_{SW}} \times 12T_{on} = \frac{T_{on}}{T_{SW}} \times 12 \quad (4.1)$$

ここで、デューティ比 D は以下のように定義されます：

$$D = \frac{T_{on}}{T_{SW}} \quad (4.2)$$

したがって、平均出力電圧は：

$$\bar{v}_o = D \times V_{in} \quad (4.3)$$

電力が送れない時間の発生

スイッチング電圧を見ると、スイッチがオフの期間では電圧がゼロとなり、負荷に電力を供給できません。この問題を解決するために、コイルとコンデンサを使用します。

コイルとコンデンサは、エネルギーを一時的に蓄積し、スイッチがオフの期間でも負荷に電力を供給し続けることができます。これにより、連続的な電力供給が可能になります。

4.2 LCR の用途

パワーエレクトロニクス回路において、コイル (L)、コンデンサ (C)、抵抗 (R) は、主に以下の 2 つの用途で使用されます。

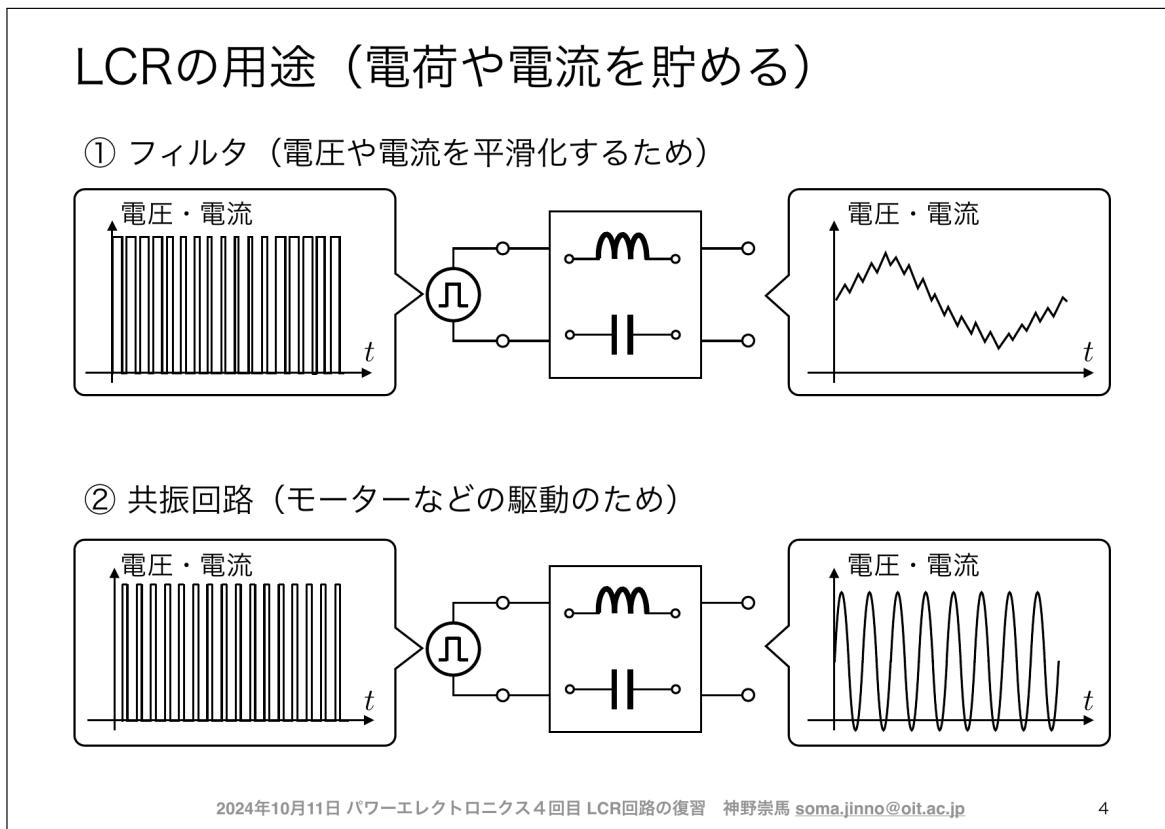


図 4.3 LCR の用途（電荷や電流を貯める）

4.2.1 フィルタ（電圧や電流を平滑化するため）

スイッチングによって生成されるパルス状の電圧・電流波形は、そのままでは負荷に適していません。コイルとコンデンサを組み合わせたフィルタ回路により、これらの変動を抑制し、滑らかな直流電圧・電流を得ることができます。

フィルタの動作原理：

- コイル：電流の変動を抑制する（電流の平滑化）
 - コイルにかかる電圧： $v_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt}$
 - 電流が急激に変化しようとすると、大きな逆起電力が発生し、変化を妨げる
- コンデンサ：電圧の変動を抑制する（電圧の平滑化）
 - コンデンサに流れる電流： $i_C(t) = C \frac{dv_C(t)}{dt}$
 - 電圧が急激に変化しようとすると、大きな電流が流れ、変化を妨げる

スイッチング周波数を高くし、適切な L と C の値を選ぶことで、リップル（変動）を小さく抑える

ことができます。

4.2.2 共振回路（モーターなどの駆動のため）

コイルとコンデンサを組み合わせた回路は、特定の周波数で共振現象を起こします。この性質を利用して、モーターの駆動や高周波電源など、さまざまな応用が可能です。

共振周波数 f_0 は以下の式で表されます：

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (4.4)$$

共振回路については、本章の後半で詳しく説明します。

4.3 スイッチング時のコイルの振る舞い

4.3.1 コイルの基本特性

コイル（インダクタ）は、電流の変化を妨げる性質を持つ受動素子です。その電圧-電流関係は、以下の微分方程式で表されます：

$$v_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} \quad (4.5)$$

ここで、 $v_L(t)$ はコイルにかかる電圧 [V]、 $i_L(t)$ はコイルに流れる電流 [A]、 L はインダクタンス [H] です。

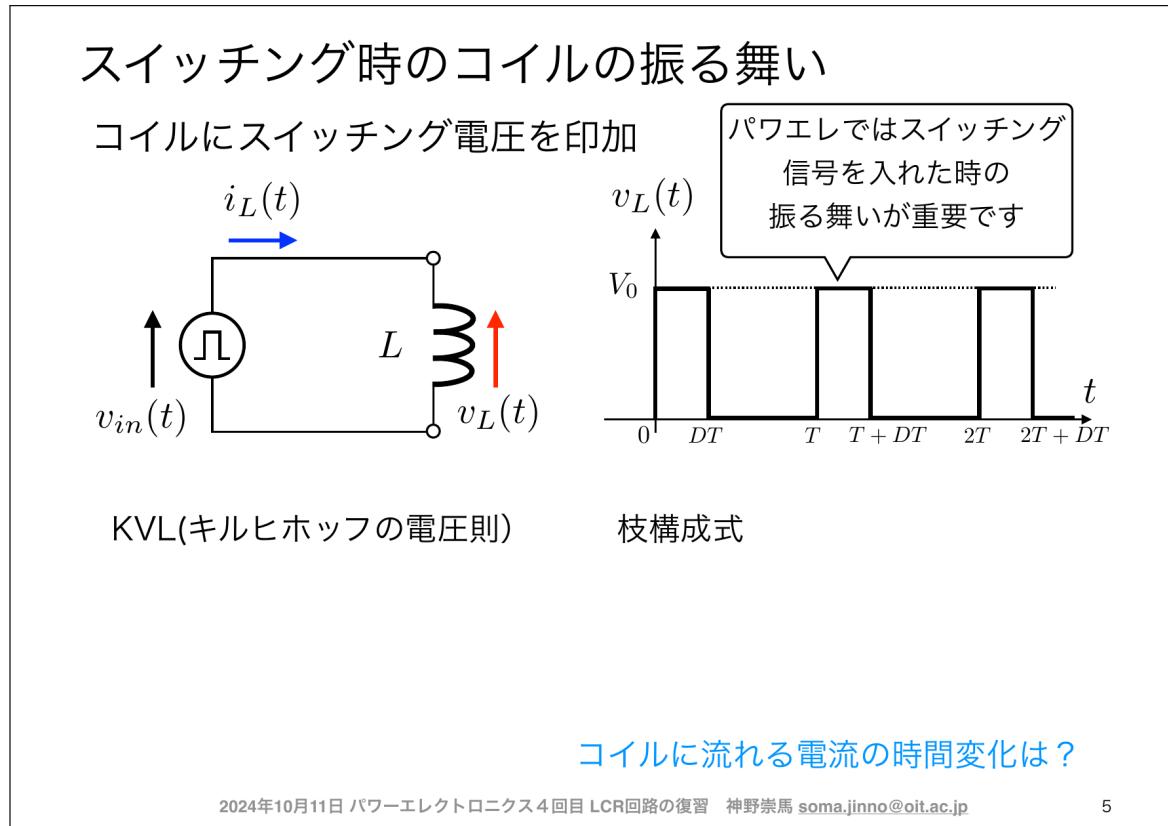


図 4.4 スイッチング時のコイルの振る舞い

重要なポイント：

パワーエレクトロニクスでは、**スイッチング信号を入れた時の振る舞い**が重要です。スイッチがオン・オフを繰り返す際、コイルにかかる電圧が矩形波状に変化し、それに応じてコイル電流がどのように変化するかを理解する必要があります。

4.3.2 スイッチング時のコイル電流の時間変化

コイルにスイッチング電圧 $v_L(t)$ を印加した場合、コイル電流 $i_L(t)$ の時間変化を求めてみましょう。

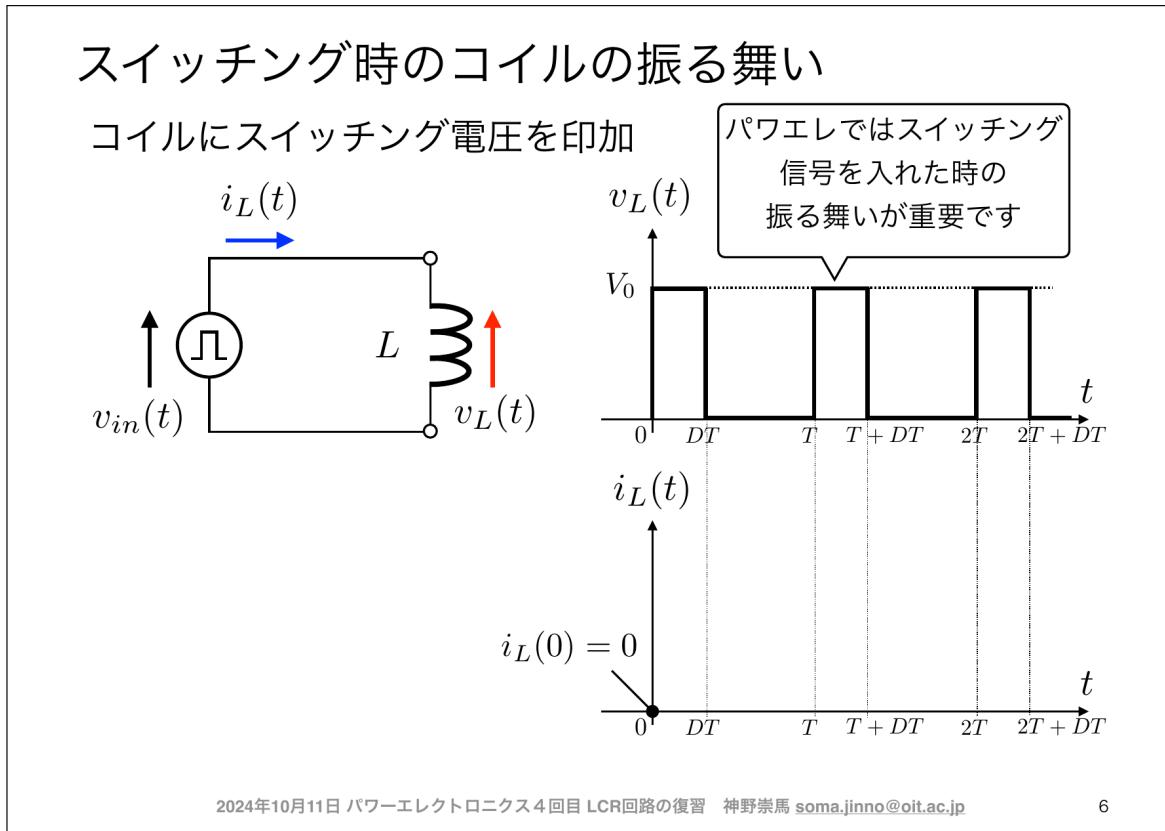


図 4.5 初期条件の設定

電流の積分計算

コイルの電圧-電流関係式：

$$v_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} \quad (4.6)$$

両辺を時刻 $t_s \leq t \leq t_e$ の範囲で積分すると：

$$\int_{t_s}^{t_e} v_L(t) dt = L \int_{t_s}^{t_e} \frac{di_L(t)}{dt} dt \quad (4.7)$$

右辺を計算すると：

$$\int_{t_s}^{t_e} v_L(t) dt = L [i_L(t)]_{t_s}^{t_e} = L(i_L(t_e) - i_L(t_s)) \quad (4.8)$$

したがって、電流の変化は：

$$i_L(t_e) - i_L(t_s) = \frac{1}{L} \int_{t_s}^{t_e} v_L(t) dt \quad (4.9)$$

初期条件として $t_s = 0$ [s] のとき $i_L = 0.0$ [A] とすると：

$$i_L(t_e) = \frac{1}{L} \int_0^{t_e} v_L(t) dt \quad (4.10)$$

重要な結論：

コイルに流れる電流の時間変化は、コイルにかかる電圧の時間積分に比例します。

スイッチング時のコイルに流れる電流

$i_L(t)$ について解く

$$v_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt}$$

両辺を時刻 $t_s \leq t \leq t_e$ の範囲で積分

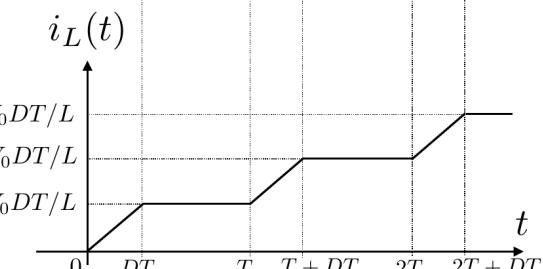
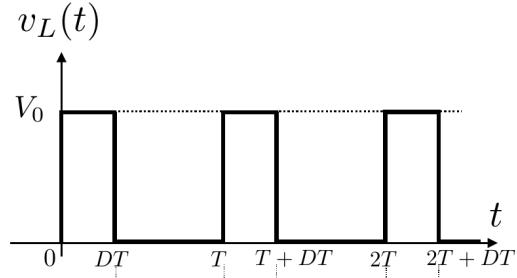
$$\int_{t_s}^{t_e} v_L(t) dt = L \int_{t_s}^{t_e} \frac{di_L(t)}{dt} dt$$

$$\int_{t_s}^{t_e} v_L(t) dt = L \left[i_L(t) \right]_{t_s}^{t_e}$$

$$i_L(t_e) - i_L(t_s) = \frac{1}{L} \int_{t_s}^{t_e} v_L(t) dt$$

$t_s = 0$ [s]のとき、 $i_L = 0.0$ [A]とする

$$i_L(t_e) = \frac{1}{L} \int_0^{t_e} v_L(t) dt$$



2024年10月11日 パワーエレクトロニクス4回目 LCR回路の復習 神野崇馬 soma.jinno@oit.ac.jp

7

図 4.6 スイッチング時のコイル電流の計算

4.3.3 コイルに正の電圧を印加し続けると

スイッチング電圧 $v_L(t)$ が正の値（例えば V_0 ）の期間、コイル電流は一定の傾きで増加し続けます。

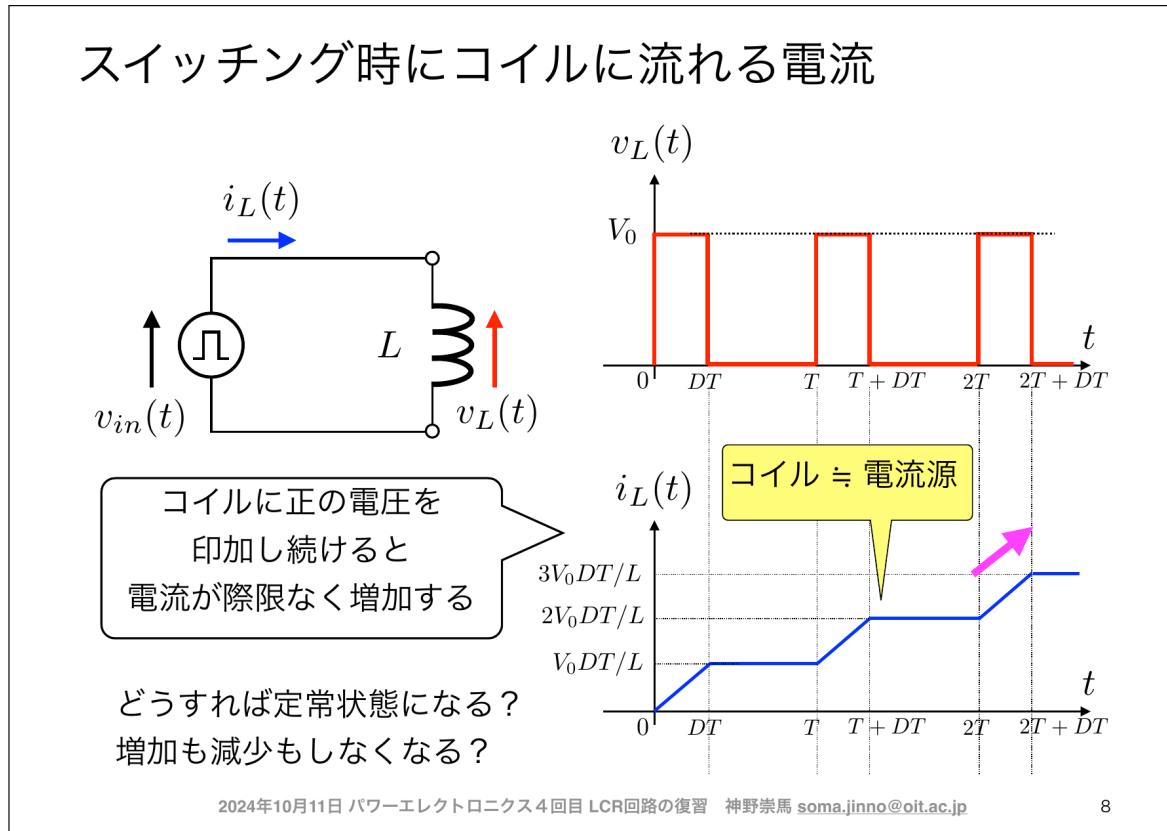


図 4.7 コイルに正の電圧を印加すると電流が際限なく増加する

電圧が V_0 で一定の期間、電流の増加率は：

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_0}{L} = \text{一定} \quad (4.11)$$

したがって、コイル電流は：

$$i_L(t) = \frac{V_0}{L} t \quad (4.12)$$

と、時間に比例して増加し続けます。

問題点：

このままでは電流が際限なく増加してしまいます。どうすれば定常状態になるのでしょうか？ 増加も減少もしなくなるのでしょうか？

解決策：

負の電圧をかけると電流が減少します。定常状態では、IとIIの領域の面積（電圧 × 時間の積分値）が等しくなる必要があります。

4.3.4 定常状態時のコイルに流れる電流

定常状態では、1スイッチング周期 T における電流の変化がゼロになります。すなわち、スイッチオン時に増加した電流と、スイッチオフ時に減少した電流が釣り合う必要があります。

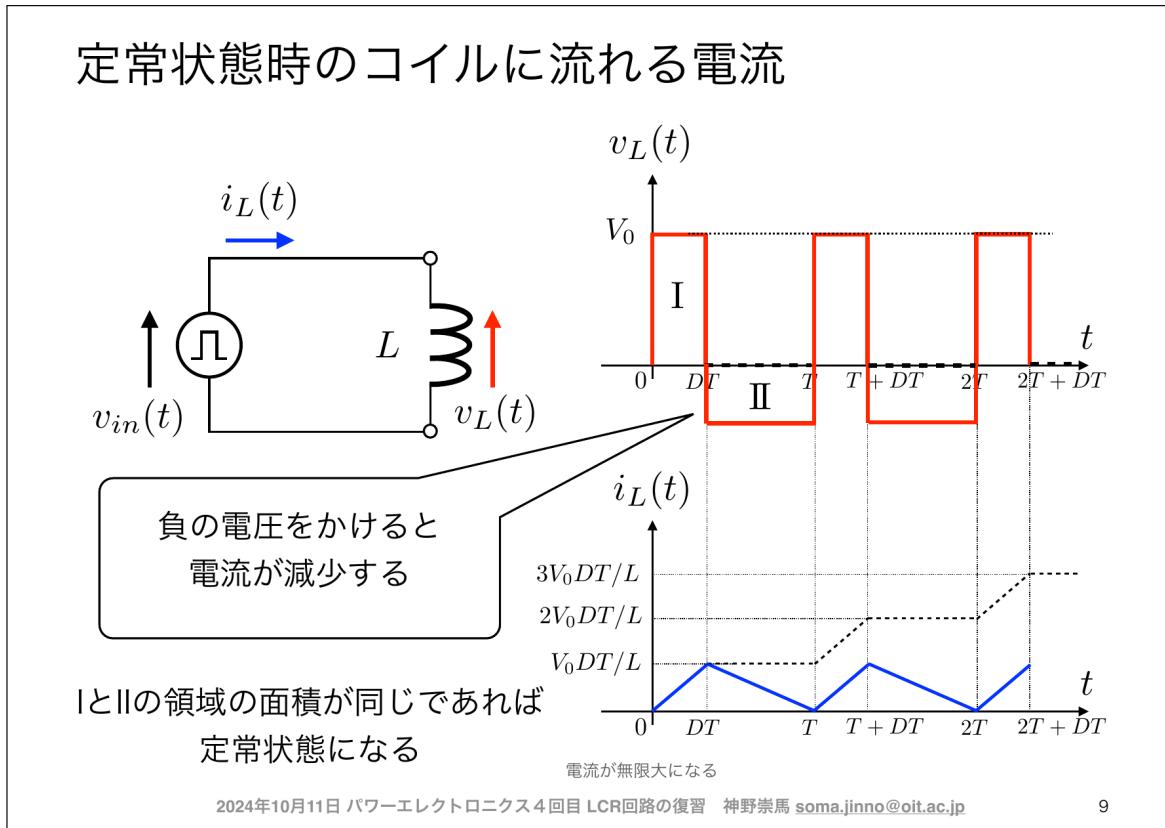


図 4.8 定常状態時のコイルに流れる電流

定常状態の条件：

$$\int_0^{DT} v_L(t)dt + \int_{DT}^T v_L(t)dt = 0 \quad (4.13)$$

つまり、領域 I と領域 II の面積が等しくなります：

$$DT \cdot V_0 = (T - DT) \cdot |v_L| \quad (4.14)$$

4.3.5 電圧源や負荷が接続された場合のコイル電圧

実際のパワーエレクトロニクス回路では、コイルに電圧源や負荷（抵抗）が接続されています。この場合、キルヒホフの電圧則（KVL）を用いて、コイルにかかる電圧を求めます。

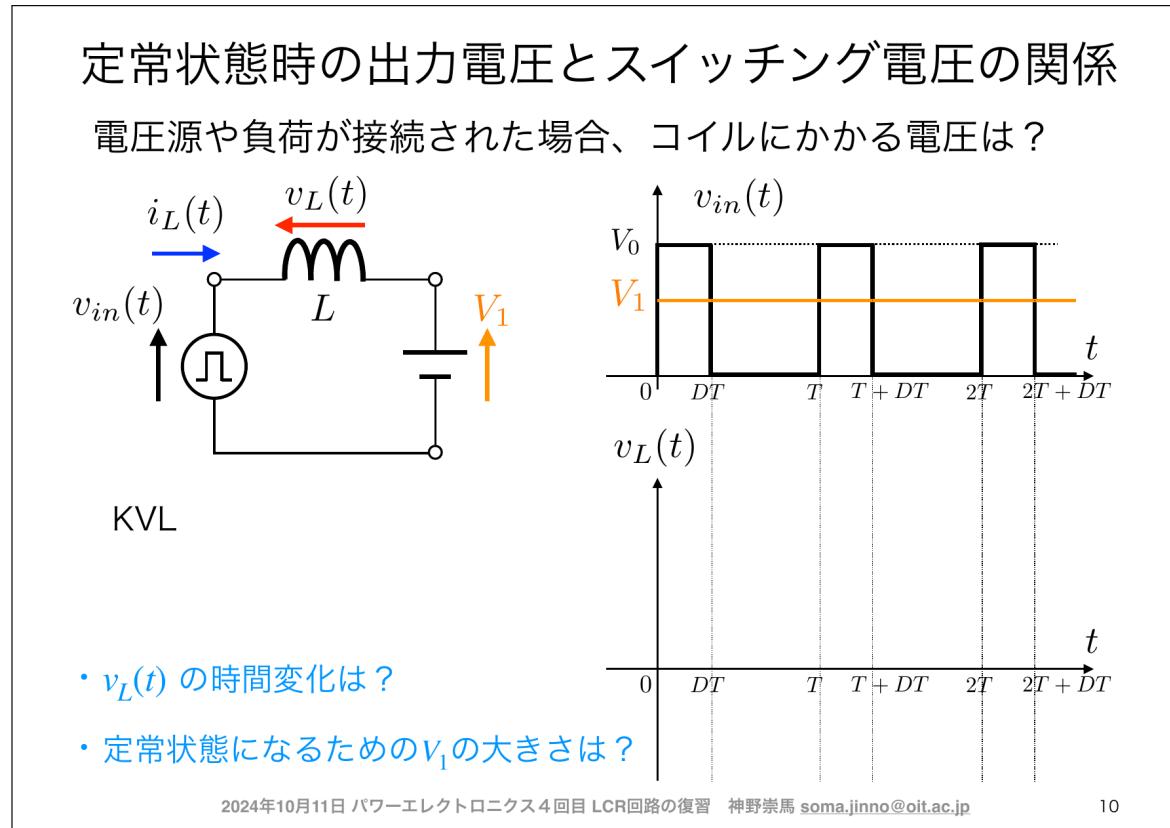


図 4.9 定常状態時の出力電圧とスイッチング電圧の関係（問題設定）

回路解析

電圧源 $v_{in}(t)$ 、コイル L 、コンデンサ C 、出力電圧 V_1 が接続された回路を考えます。

KVL (キルヒ霍フの電圧則) :

$$v_{in}(t) - v_L(t) - V_1 = 0 \quad (4.15)$$

したがって、コイルにかかる電圧は：

$$v_L(t) = v_{in}(t) - V_1 \quad (4.16)$$

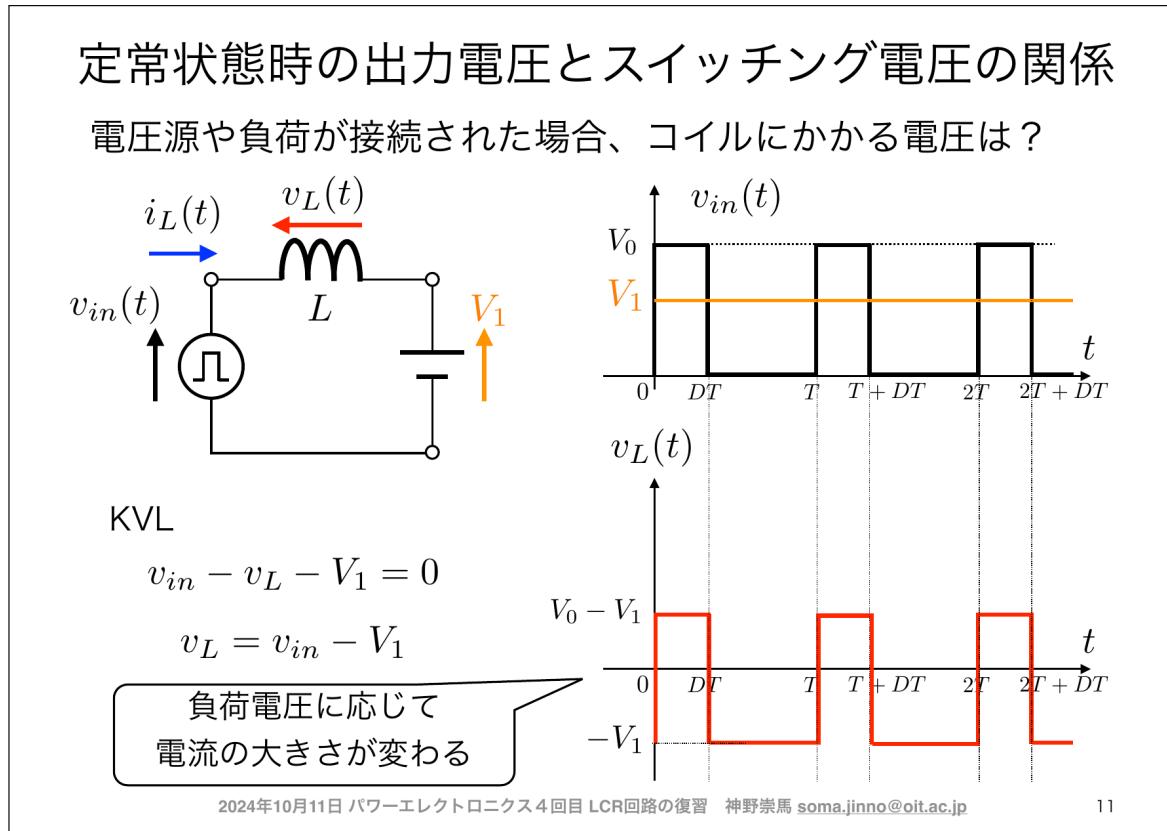


図 4.10 KVL によるコイル電圧の導出

コンデンサは、定常状態において電圧がほぼ一定 (V_1) となります。したがって、コイルにかかる電圧 $v_L(t)$ は、以下のようになります：

スイッチ ON 時 ($0 \leq t < DT$) :

$$v_L(t) = V_0 - V_1 \quad (4.17)$$

スイッチ OFF 時 ($DT \leq t < T$) :

$$v_L(t) = 0 - V_1 = -V_1 \quad (4.18)$$

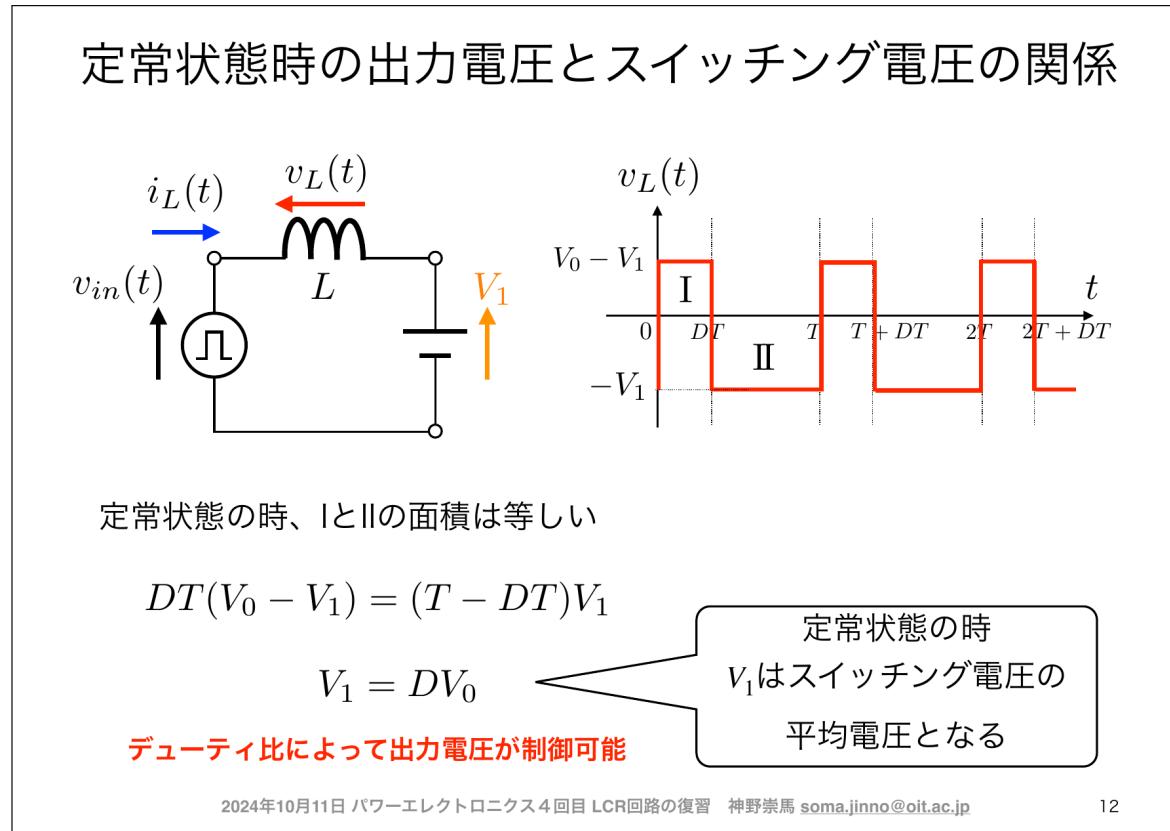


図 4.11 負荷電圧に応じて電流の大きさが変わる

定常状態条件と出力電圧の導出

定常状態では、1周期における電圧の時間積分がゼロになります：

$$\int_0^T v_L(t) dt = 0 \quad (4.19)$$

つまり、領域 I と領域 II の面積が等しくなります：

$$DT(V_0 - V_1) = (T - DT)V_1 \quad (4.20)$$

展開すると：

$$DTV_0 - DTV_1 = TV_1 - DTV_1 \quad (4.21)$$

$$DTV_0 = TV_1 \quad (4.22)$$

したがって、定常状態時の出力電圧 V_1 は：

$V_1 = DV_0$

(4.23)

重要な結論：

デューティ比によって出力電圧が制御可能です。 定常状態の時、 V_1 はスイッチング電圧の平均電圧となります。

これが、スイッチングとコイルを用いた降圧型DC-DCコンバータ（バックコンバータ）の基本原理です。

4.3.6 定常状態時の電流の振動の大きさ

定常状態において、コイル電流は平均値を中心上下に振動します。この振動の大きさ（リップル）を計算してみましょう。

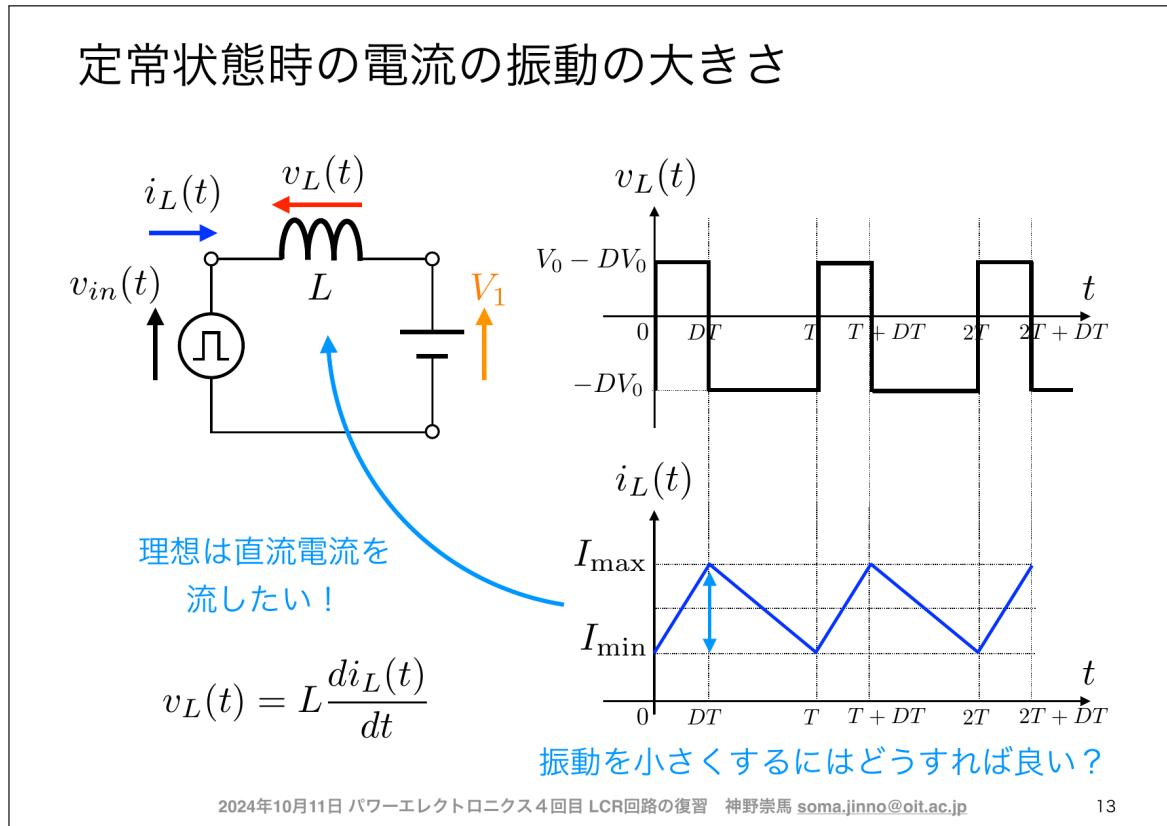


図 4.12 定常状態時の電流の振動の大きさ（問題設定）

理想的には直流電流を流したいところですが、実際にはスイッチングによる電流リップルが発生します。この振動を小さくするには、どうすれば良いでしょうか？

電流リップルの計算

コイル電圧が $v_L(t) = V_0 - DV_0 = V_0(1 - D)$ の期間 ($0 \leq t \leq DT$) における電流の変化を考えます。

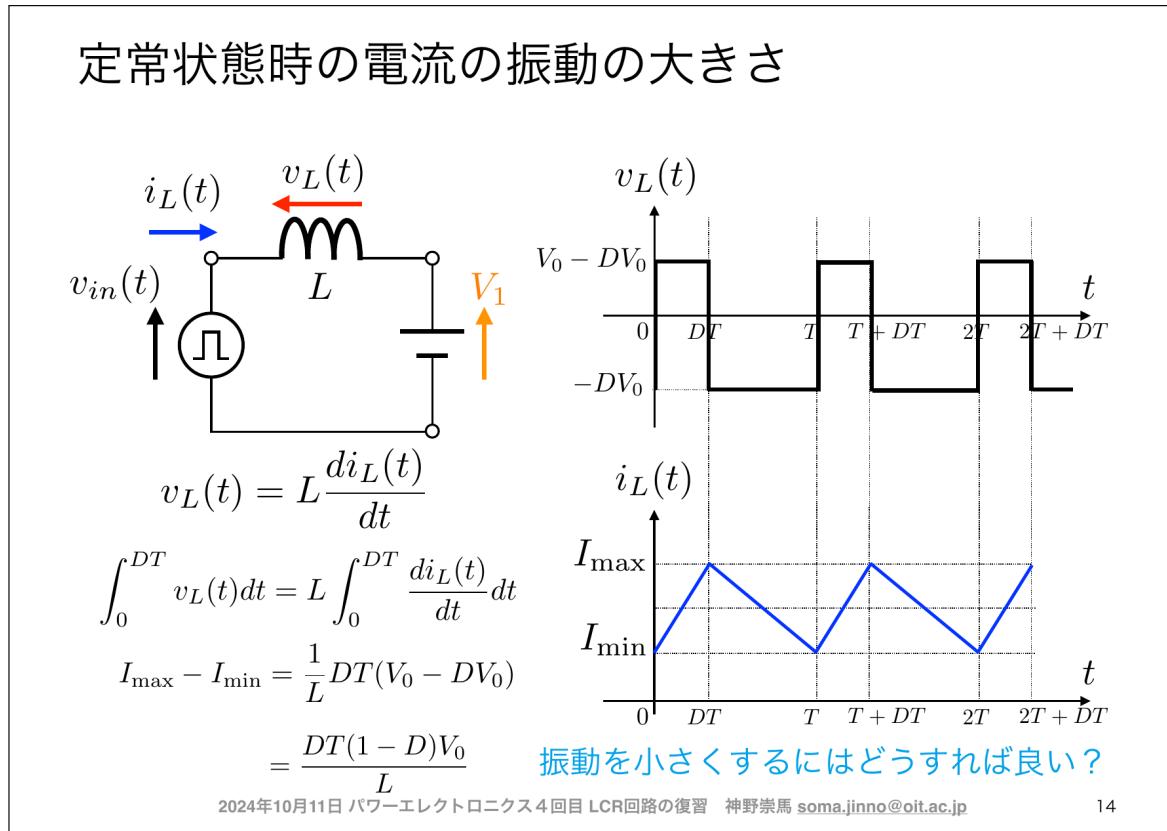


図 4.13 電流リップルの計算

電流の増加量は：

$$\Delta i_L = I_{\max} - I_{\min} = \frac{1}{L} \int_0^{DT} v_L(t) dt \quad (4.24)$$

スイッチ ON 期間では $v_L(t) = V_0 - DV_0$ が一定なので：

$$I_{\max} - I_{\min} = \frac{1}{L} DT(V_0 - DV_0) \quad (4.25)$$

簡略化すると：

$$\Delta i_L = \frac{DT(1 - D)V_0}{L}$$

(4.26)

重要な考察：

- 電流リップル Δi_L は、インダクタンス L に反比例します
- L を大きくすると、電流の変動が抑えられます
- 周期 T (すなわちスイッチング周波数 $f_{sw} = 1/T$) を小さくする (周波数を高くする) と、リップルが小さくなります

4.3.7 負荷（抵抗）を繋げた時の振る舞い

実際の回路では、コイルの出力側に負荷抵抗 R が接続されています。この場合の動作を考えてみましょう。

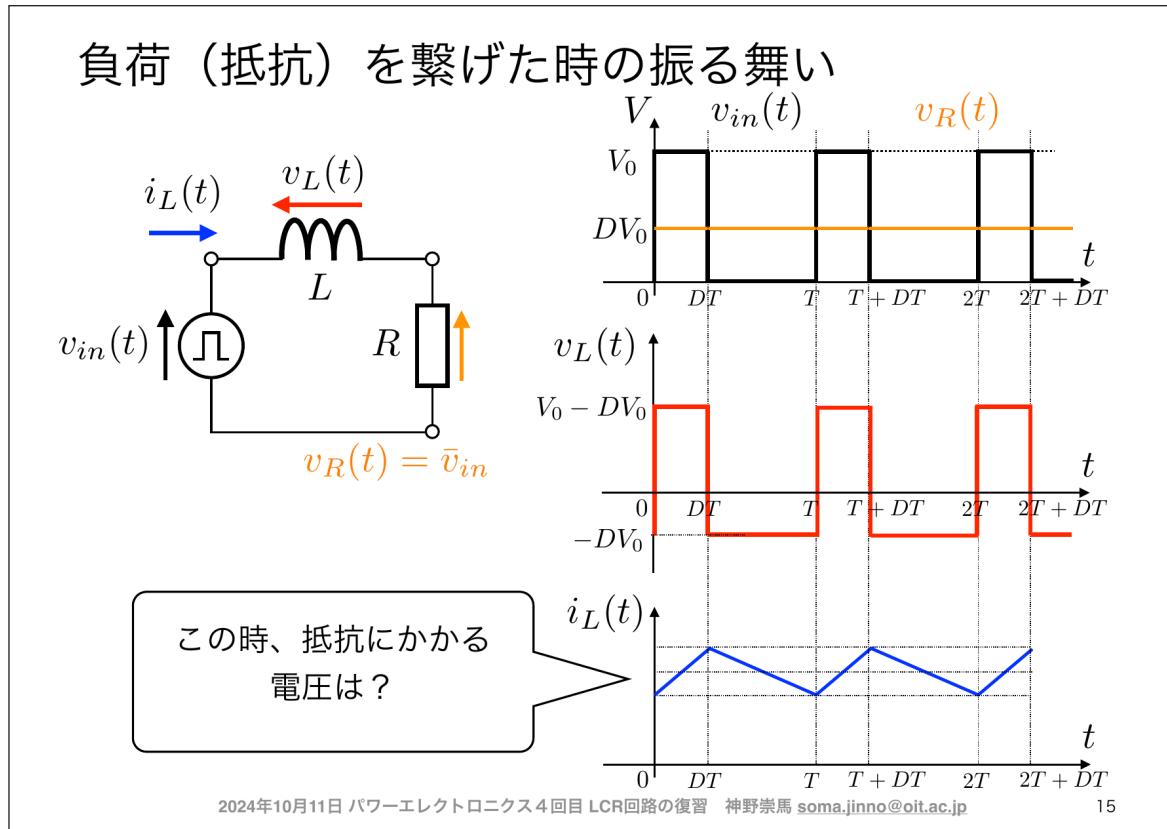


図 4.14 負荷（抵抗）を繋げた時の振る舞い（問題設定）

抵抗 R を負荷として接続した場合、この抵抗にかかる電圧 $v_R(t)$ はどのようになるでしょうか？

逐次近似法による解析

この問題を厳密に解くためには、微分方程式を解く必要がありますが、ここでは逐次近似法 (successive approximation method) を用いて近似解を求めます。

逐次近似法とは？

逐次近似法は、複雑な方程式を解く際に、初期推定値から始めて徐々に解を改善していく数値解法です。以下のような状況で有効です：

- 解析的に厳密解を求めるのが困難な場合
- 複数の変数が相互に依存している場合
- 微分方程式と代数方程式が連立している場合

なぜこの方法が必要か？

本問題では、以下の2つの関係式が同時に成り立ちます：

- KVL (キルヒホッフの電圧則) : $v_{in}(t) = v_L(t) + v_R(t)$
- コイルの電圧-電流関係 : $v_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt}$
- オームの法則 : $v_R(t) = R \cdot i_L(t)$

これらを組み合わせると、以下の微分方程式が得られます：

$$v_{in}(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} + R \cdot i_L(t) \quad (4.27)$$

この1階線形微分方程式は、 $v_{in}(t)$ がステップ関数の場合は厳密解を求められます、スイッチング波形（矩形波）の場合は各区間で解を求め、境界条件を一致させる必要があり、計算が煩雑になります。

逐次近似法の手順

逐次近似法では、以下のプロセスを繰り返します：

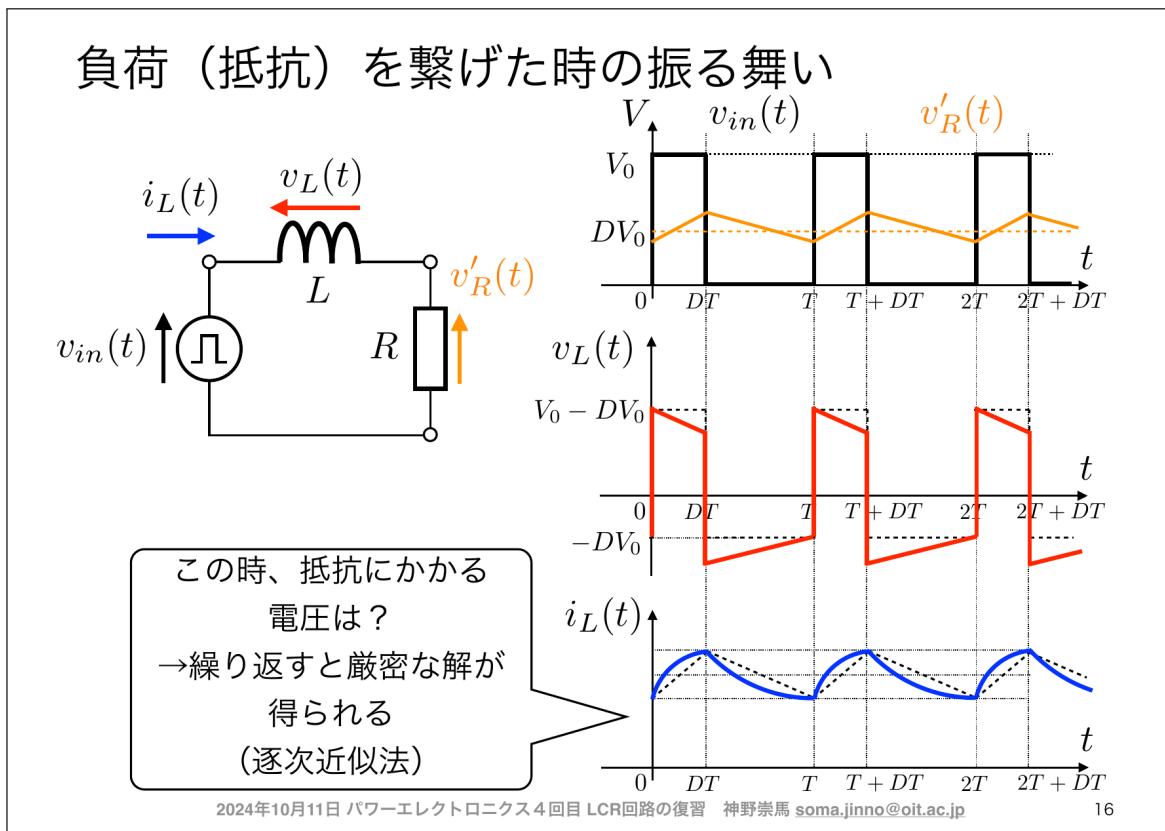


図 4.15 逐次近似法による解析

第0次近似（初期推定）：

初期状態として、抵抗電圧 $v_R^{(0)}(t)$ が定常状態の平均値で一定であると仮定します：

$$v_R^{(0)}(t) = DV_0 \quad (\text{一定}) \quad (4.28)$$

この仮定は、コイルが十分に大きく、電流リップルが小さい場合に妥当です。

第1次近似：

第0次近似の抵抗電圧を使って、コイル電圧を計算します：

$$v_L^{(1)}(t) = v_{in}(t) - v_R^{(0)}(t) = v_{in}(t) - DV_0 \quad (4.29)$$

スイッチング波形を考慮すると：

$$v_L^{(1)}(t) = \begin{cases} V_0 - DV_0 = V_0(1 - D) & (0 \leq t < DT) \\ 0 - DV_0 = -DV_0 & (DT \leq t < T) \end{cases} \quad (4.30)$$

このコイル電圧から、コイル電流を積分により計算します：

$$i_L^{(1)}(t) = i_L(0) + \frac{1}{L} \int_0^t v_L^{(1)}(\tau) d\tau \quad (4.31)$$

スイッチ ON 期間 ($0 \leq t < DT$) では：

$$i_L^{(1)}(t) = I_{\min} + \frac{V_0(1 - D)}{L} t \quad (4.32)$$

電流は直線的に増加します。時刻 $t = DT$ での電流は：

$$i_L^{(1)}(DT) = I_{\min} + \frac{V_0(1 - D)DT}{L} \quad (4.33)$$

スイッチ OFF 期間 ($DT \leq t < T$) では：

$$i_L^{(1)}(t) = i_L^{(1)}(DT) - \frac{DV_0}{L}(t - DT) \quad (4.34)$$

電流は直線的に減少します。

次に、オームの法則を使って、新しい抵抗電圧を計算します：

$$v_R^{(1)}(t) = R \cdot i_L^{(1)}(t) \quad (4.35)$$

この $v_R^{(1)}(t)$ は、もはや一定ではなく、電流と同じく三角波状に変動します。

第 2 次近似以降：

第 1 次近似で得られた $v_R^{(1)}(t)$ を使って、同じプロセスを繰り返します：

1. $v_L^{(2)}(t) = v_{in}(t) - v_R^{(1)}(t)$ を計算
2. $v_L^{(2)}(t)$ から $i_L^{(2)}(t)$ を積分により計算
3. $v_R^{(2)}(t) = R \cdot i_L^{(2)}(t)$ を計算

この反復を繰り返すと、解は真の解に収束していきます：

$$v_R^{(0)}(t) \rightarrow v_R^{(1)}(t) \rightarrow v_R^{(2)}(t) \rightarrow \cdots \rightarrow v_R^{(\infty)}(t) = v_R(t) \quad (4.36)$$

収束の判定：

通常、以下のような収束条件を使います：

$$\max_t |v_R^{(n+1)}(t) - v_R^{(n)}(t)| < \epsilon \quad (4.37)$$

ここで、 ϵ は許容誤差（例えば 10^{-6} V）です。

逐次近似法の利点と限界

利点：

- 複雑な微分方程式を解かなくても、近似解が得られる
- プログラミングによる数値計算が容易
- 各反復で解の精度が向上していく様子が視覚的に理解できる

限界：

- 収束が保証されない場合もある（適切な初期値が必要）
- 収束が遅い場合、多くの反復が必要
- 厳密解ではなく、あくまで近似解

実際の回路での意味

この解析から分かるることは、実際の回路では：

- 抵抗電圧 $v_R(t)$ は完全に一定ではなく、わずかに変動（リップル）を持つ
- 電流リップルが小さい場合 (L が大きい場合)、第 0 次近似でも十分な精度が得られる
- リップルを考慮した厳密な解析には、逐次近似法や直接的な微分方程式の解法が必要

数値例

$V_0 = 12 \text{ V}$ 、 $D = 0.5$ 、 $L = 10 \text{ mH}$ 、 $R = 1 \Omega$ 、 $T = 10 \mu\text{s}$ の場合を考えます。

第 0 次近似では：

$$v_R^{(0)} = DV_0 = 6 \text{ V} \text{ (一定)} \quad (4.38)$$

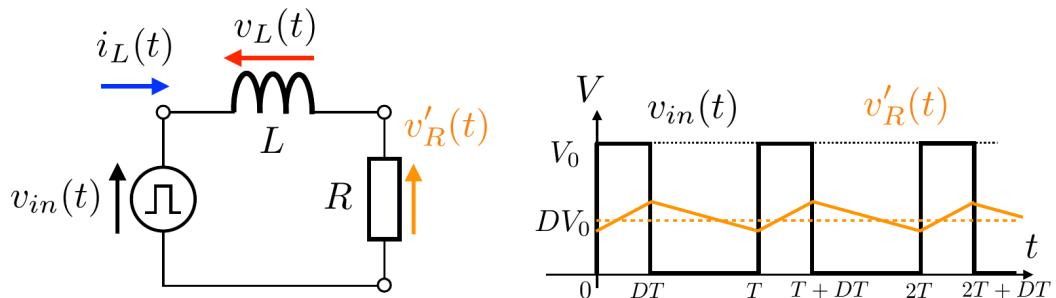
第 1 次近似では、電流リップルにより抵抗電圧は約 $\pm 3\text{mV}$ 程度変動します。これは平均値の約 0.05% であり、多くの実用的目的では第 0 次近似で十分です。

しかし、高精度な制御や、リップルが制御性能に影響を与える場合には、より高次の近似や厳密解が必要になります。

4.3.8 フィルタとしてのコイルの役割

ここまで解析から、コイルの重要な役割が明らかになります。

フィルタとしてのコイルの役割



- コイルによって、電圧の変動が小さくなる
→ L を大きくすると電圧の変動が抑えられる
→ ローパスフィルタとして用いられる
- 平均電圧はデューティー比に比例する
→ スイッチと L によって、電圧を降下することができる

2024年10月11日 パワーエレクトロニクス4回目 LCR回路の復習 神野崇馬 soma.jinno@oit.ac.jp

17

図 4.16 フィルタとしてのコイルの役割

コイルによる電圧の変動抑制：

- コイルによって、電圧の変動が小さくなる
- L を大きくすると電圧の変動が抑えられる
- これをローパスフィルタとして用いる

平均電圧の制御：

- 平均電圧はデューティ比に比例する： $\bar{v}_R = DV_0$
- スイッチと L によって、電圧を降下することができる

4.3.9 応用例：スイッチング信号から交流信号の生成

デューティ比を時間的に変化させることで、任意の波形を生成できます。これは、インバータ（DC-AC 変換器）の基本原理です。

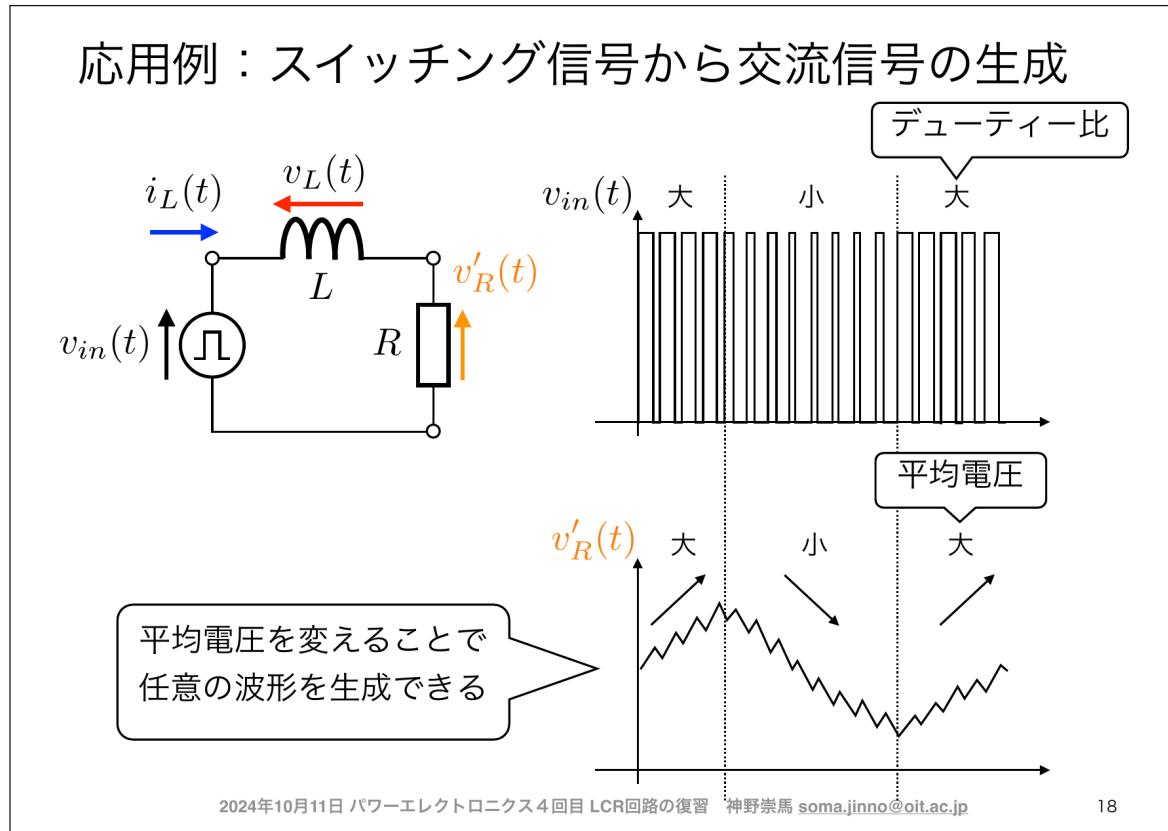


図 4.17 応用例：スイッチング信号から交流信号の生成

動作原理：

- デューティ比 $D(t)$ を正弦波状に変化させる : $D(t) = 0.5 + 0.5 \sin(\omega t)$
- スイッチング電圧の平均値が正弦波状に変化する
- ローパスフィルタ (LC フィルタ) で高周波成分を除去
- 結果として、滑らかな正弦波交流電圧が得られる

平均電圧を変えることで、任意の波形を生成できます。これが、PWM (Pulse Width Modulation : パルス幅変調) インバータの基本原理です。

4.4 コイルに流出入するエネルギー

コイルは、磁気エネルギーとしてエネルギーを蓄積する能力を持ちます。この性質が、スイッチングによる電力変換において重要な役割を果たします。

4.4.1 磁気エネルギーの式

コイルに蓄積される磁気エネルギー U_m は、以下の式で表されます：

$$U_m = \frac{1}{2} \Phi i_L = \frac{1}{2} L i_L^2 \quad (4.39)$$

ここで、 Φ は磁束 [Wb]、 i_L はコイル電流 [A]、 L はインダクタンス [H] です。

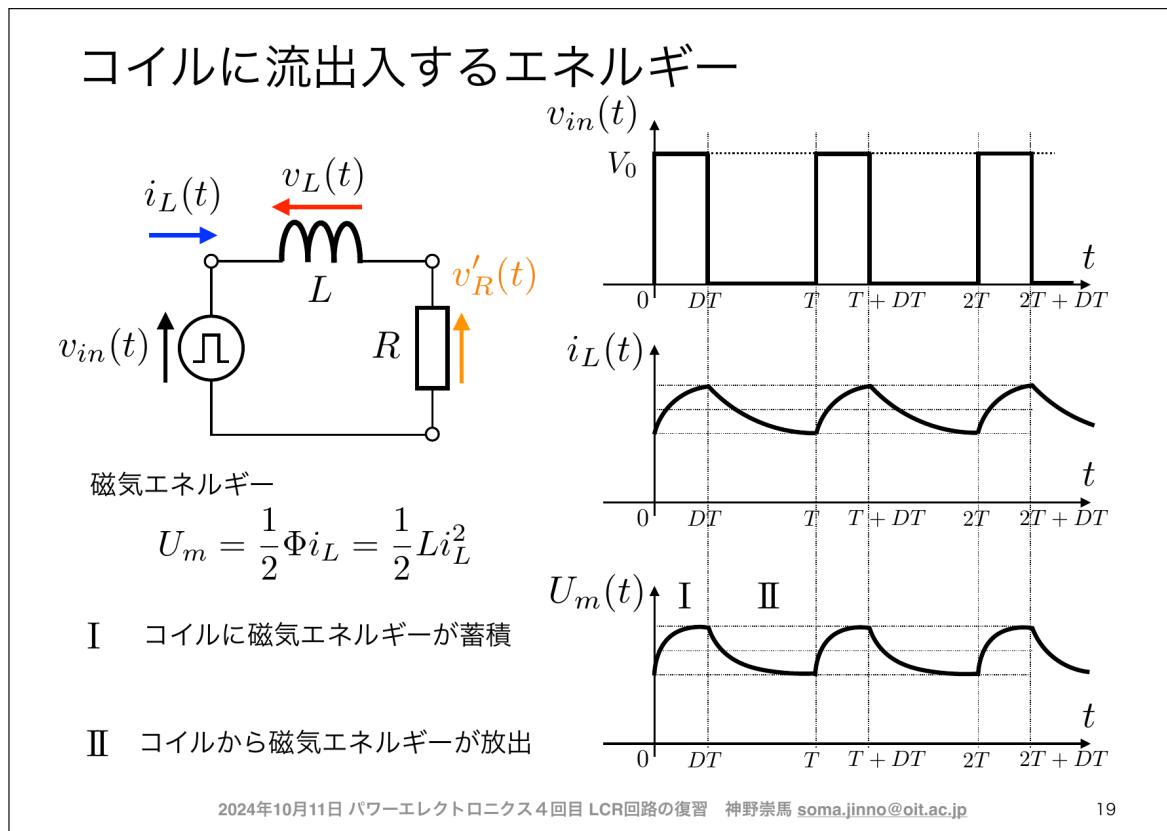


図 4.18 コイルに流出入するエネルギー

4.4.2 エネルギーの蓄積と放出

スイッチング動作において、コイルのエネルギーは時間とともに変化します。

領域I：コイルに磁気エネルギーが蓄積

スイッチON期間では、コイル電流が増加し、磁気エネルギーが蓄積されます。

領域II：コイルから磁気エネルギーが放出

スイッチOFF期間では、コイル電流が減少し、蓄積されていた磁気エネルギーが負荷に供給されます。

重要なポイント：

コイルは、エネルギーを一時的に蓄積し、後で放出する「エネルギー・バッファ」として機能します。これにより、スイッチがOFFの期間でも負荷に電力を供給し続けることができます。

4.5 スイッチング時のコンデンサの振る舞い

4.5.1 コンデンサの基本特性

コンデンサ（キャパシタ）は、電圧の変化を妨げる性質を持つ受動素子です。その電流-電圧関係は、以下の微分方程式で表されます：

$$i_C(t) = C \frac{dv_C(t)}{dt} \quad (4.40)$$

ここで、 $i_C(t)$ はコンデンサに流れる電流 [A]、 $v_C(t)$ はコンデンサにかかる電圧 [V]、 C はキャパシタンス [F] です。

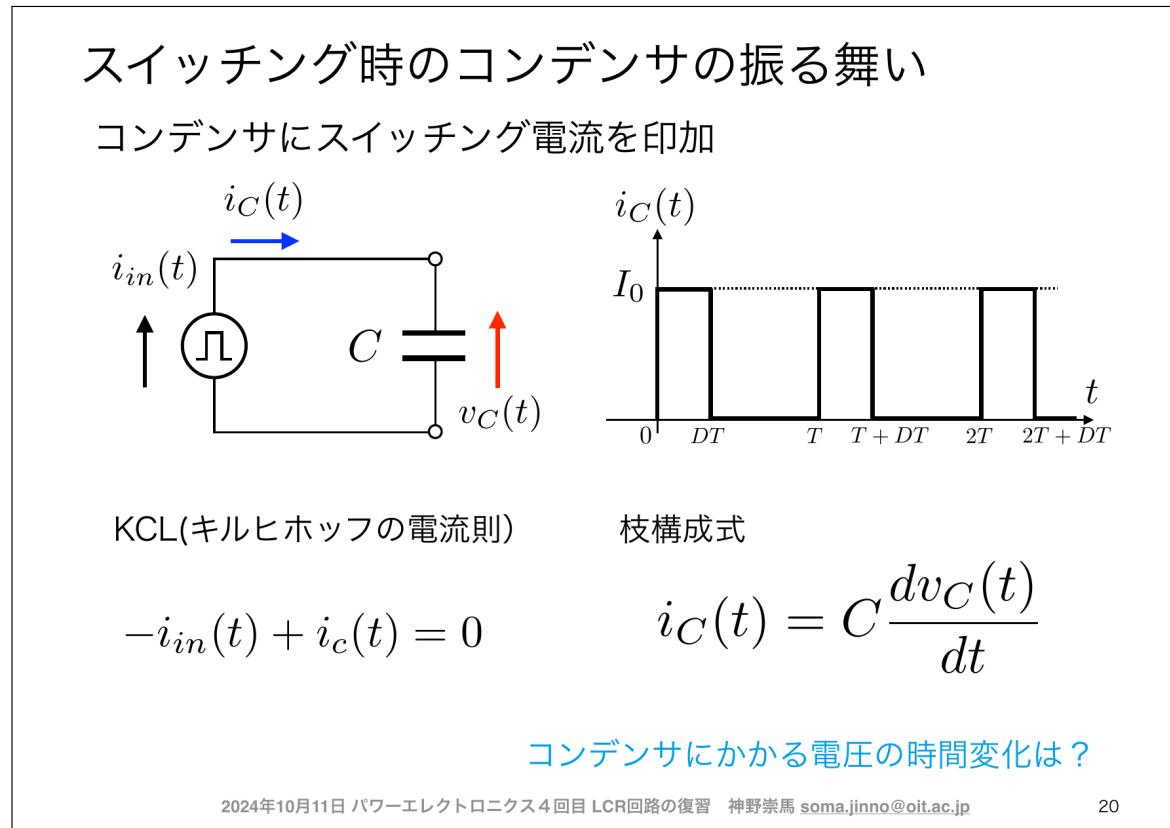


図 4.19 スイッチング時のコンデンサの振る舞い

重要なポイント：

コンデンサはコイルの電流と電圧の関係を入れ替えただけです。コイルが電流源として振る舞うのに対し、コンデンサは電圧源として振る舞います。

4.5.2 スイッチング時のコンデンサ電圧の時間変化

コンデンサにスイッチング電流 $i_C(t)$ を印加した場合、コンデンサ電圧 $v_C(t)$ の時間変化を求めてみましょう。

スイッチング時にコンデンサにかかる電圧

$v_C(t)$ について解く

$$i_C(t) = C \frac{dv_C(t)}{dt}$$

両辺を時刻 $t_s \leq t \leq t_e$ の範囲で積分

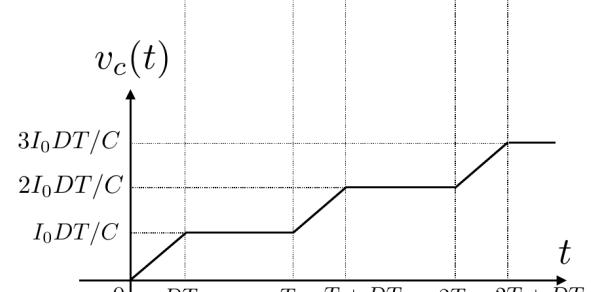
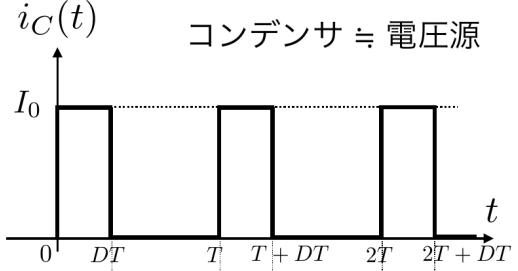
$$\int_{t_s}^{t_e} i_C(t) dt = C \int_{t_s}^{t_e} \frac{dv_C(t)}{dt} dt$$

$$\int_{t_s}^{t_e} i_C(t) dt = C [v_C(t)]_{t_s}^{t_e}$$

$$v_C(t_e) - v_C(t_s) = \frac{1}{C} \int_{t_s}^{t_e} i_C(t) dt$$

$t_s = 0$ [s] のとき、 $v_C = 0.0$ [A] とする

$$v_C(t_e) = \frac{1}{C} \int_0^{t_e} i_C(t) dt$$



2024年10月11日 パワーエレクトロニクス4回目 LCR回路の復習 神野崇馬 soma.jinno@oit.ac.jp

21

図 4.20 スイッチング時のコンデンサ電圧の計算

電圧の積分計算

コンデンサの電流-電圧関係式：

$$i_C(t) = C \frac{dv_C(t)}{dt} \quad (4.41)$$

両辺を時刻 $t_s \leq t \leq t_e$ の範囲で積分すると：

$$\int_{t_s}^{t_e} i_C(t) dt = C \int_{t_s}^{t_e} \frac{dv_C(t)}{dt} dt \quad (4.42)$$

右辺を計算すると：

$$\int_{t_s}^{t_e} i_C(t) dt = C [v_C(t)]_{t_s}^{t_e} = C(v_C(t_e) - v_C(t_s)) \quad (4.43)$$

したがって、電圧の変化は：

$$v_C(t_e) - v_C(t_s) = \frac{1}{C} \int_{t_s}^{t_e} i_C(t) dt \quad (4.44)$$

初期条件として $t_s = 0$ [s] のとき $v_C = 0.0$ [V] とすると：

$$v_C(t_e) = \frac{1}{C} \int_0^{t_e} i_C(t) dt \quad (4.45)$$

重要な結論：

コンデンサにかかる電圧の時間変化は、コンデンサに流れる電流の時間積分に比例します。これは、コイルの場合と双対的な関係にあります。

4.5.3 コンデンサに正の電流を流し続けると

スイッチング電流 $i_C(t)$ が正の値（例えば I_0 ）の期間、コンデンサ電圧は一定の傾きで増加し続けます。

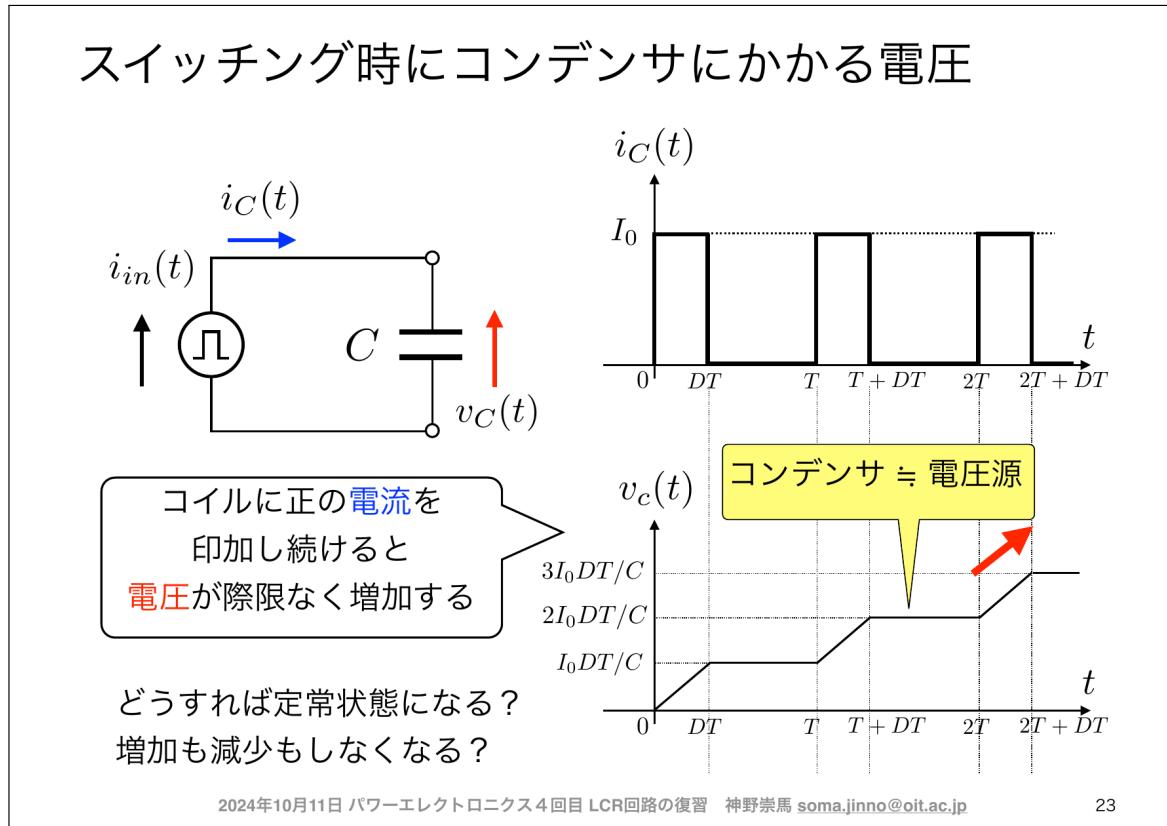


図 4.21 コンデンサに正の電流を流すと電圧が際限なく増加する

電流が I_0 で一定の期間、電圧の増加率は：

$$\frac{dv_C}{dt} = \frac{I_0}{C} = \text{一定} \quad (4.46)$$

したがって、コンデンサ電圧は：

$$v_C(t) = \frac{I_0}{C}t \quad (4.47)$$

と、時間に比例して増加し続けます。

問題点：

このままでは電圧が際限なく増加してしまいます。どうすれば定常状態になるのでしょうか？ 増加も減少もしなくなるのでしょうか？

解決策：

コイルの場合と同様に、**負の電流を流すと電圧が減少します。**定常状態では、IとIIの領域の面積（電流×時間の積分値）が等しくなる必要があります。

4.5.4 定常状態時のコンデンサにかかる電圧

定常状態では、1スイッチング周期 T における電圧の変化がゼロになります。

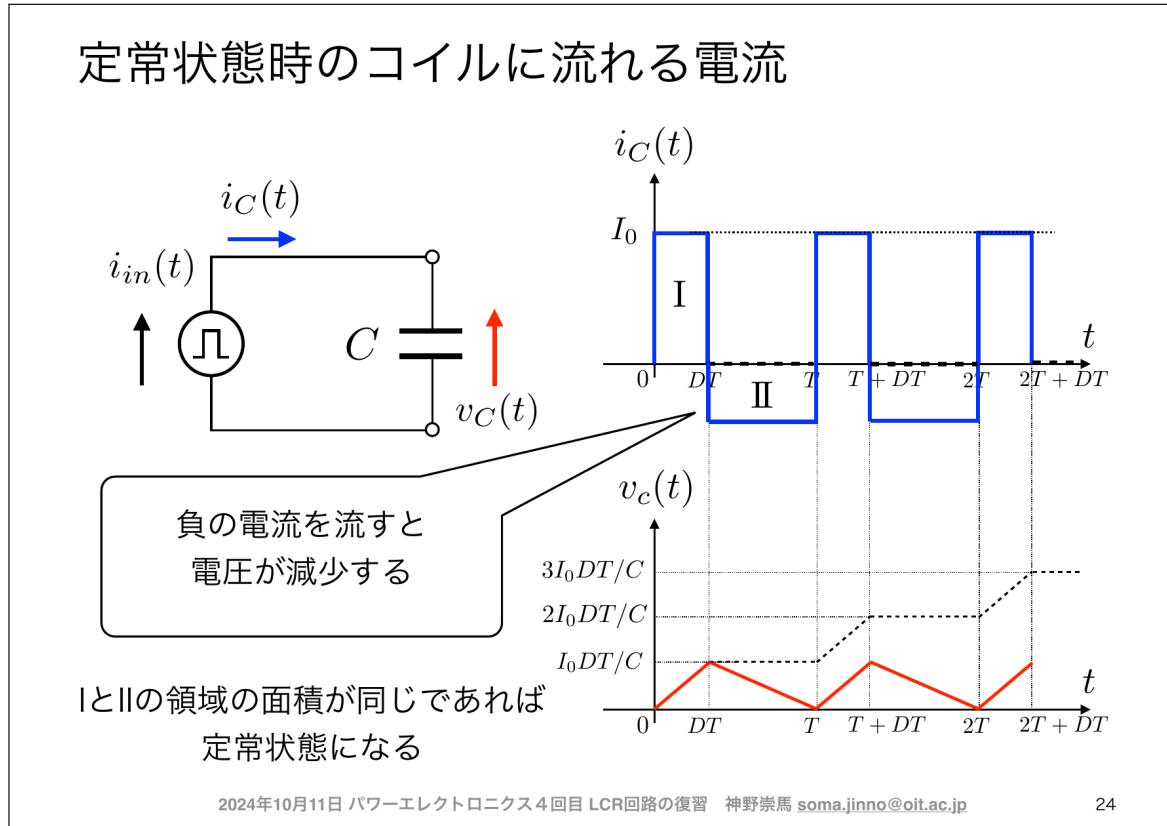


図 4.22 定常状態時のコンデンサにかかる電圧

定常状態の条件：

$$\int_0^{DT} i_C(t)dt + \int_{DT}^T i_C(t)dt = 0 \quad (4.48)$$

つまり、領域Iと領域IIの面積が等しくなります。

4.5.5 電流源や負荷が接続された場合のコンデンサ電流

実際の回路では、コンデンサに電流源や負荷が接続されています。この場合、キルヒホッフの電流則（KCL）を用いて、コンデンサに流れる電流を求めます。

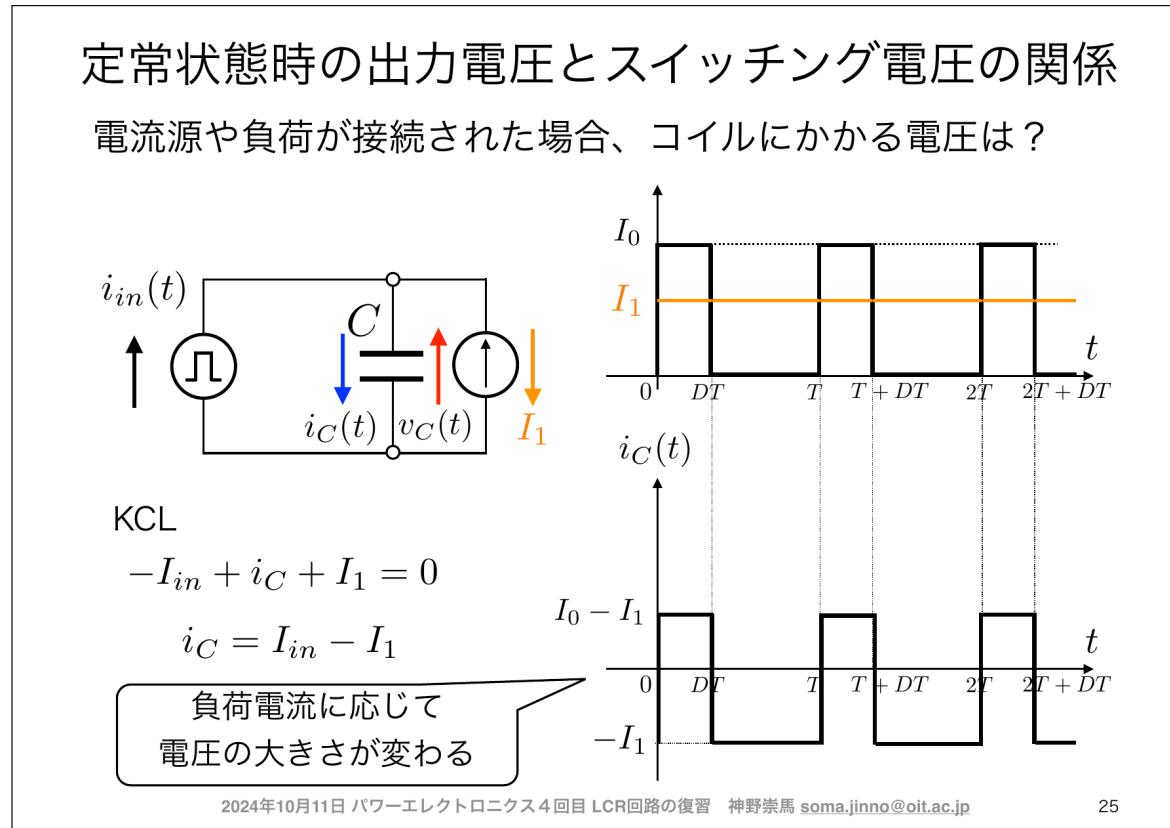


図 4.23 定常状態時の出力電圧とスイッチング電圧の関係（コンデンサと電流源）

回路解析

電流源 $i_{in}(t)$ 、コンデンサ C 、負荷電流 I_1 が接続された回路を考えます。

KCL (キルヒ霍フの電流則) :

$$-I_{in} + i_C + I_1 = 0 \quad (4.49)$$

したがって、コンデンサに流れる電流は：

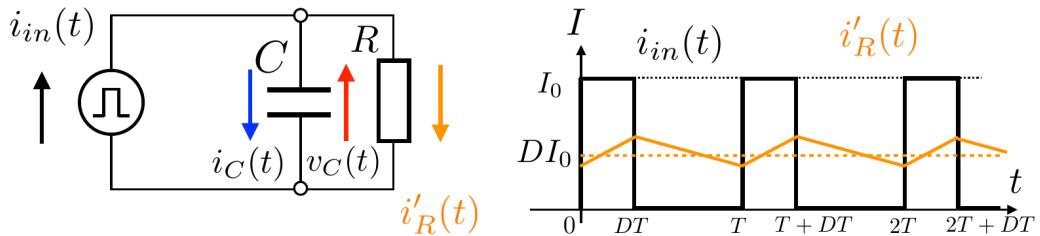
$$i_C = I_{in} - I_1 \quad (4.50)$$

負荷電流に応じて電圧の大きさが変わります。

4.5.6 フィルタとしてのコンデンサの役割

コンデンサもコイルと同様に、フィルタとして重要な役割を果たします。

フィルタとしてのコンデンサの役割



- コンデンサによって、電流の変動が小さくなる
→ C を大きくすると電流の変動が抑えられる
→ ローパスフィルタとして用いられる
- 平均電流はデューティー比に比例する
→ スイッチと C によって、電流を降下することができる

2024年10月11日 パワーエレクトロニクス4回目 LCR回路の復習 神野崇馬 soma.jinno@oit.ac.jp

30

図 4.24 フィルタとしてのコンデンサの役割

コンデンサによる電流の変動抑制：

- コンデンサによって、電流の変動が小さくなる
- C を大きくすると電流の変動が抑えられる
- これをローパスフィルタとして用いる

平均電流の制御：

- 平均電流はデューティー比に比例する
- スイッチと C によって、電流を降下することができる

4.6 RLC直列回路のエネルギー

コイルとコンデンサを組み合わせた回路では、エネルギーの交換による**共振現象**が発生します。

4.6.1 RLC直列回路のインピーダンス

RLC直列回路のインピーダンス Z は、以下のように表されます：

$$Z = j \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right) + R \quad (4.51)$$

ここで、 j は虚数単位、 $\omega = 2\pi f$ は角周波数 [rad/s] です。

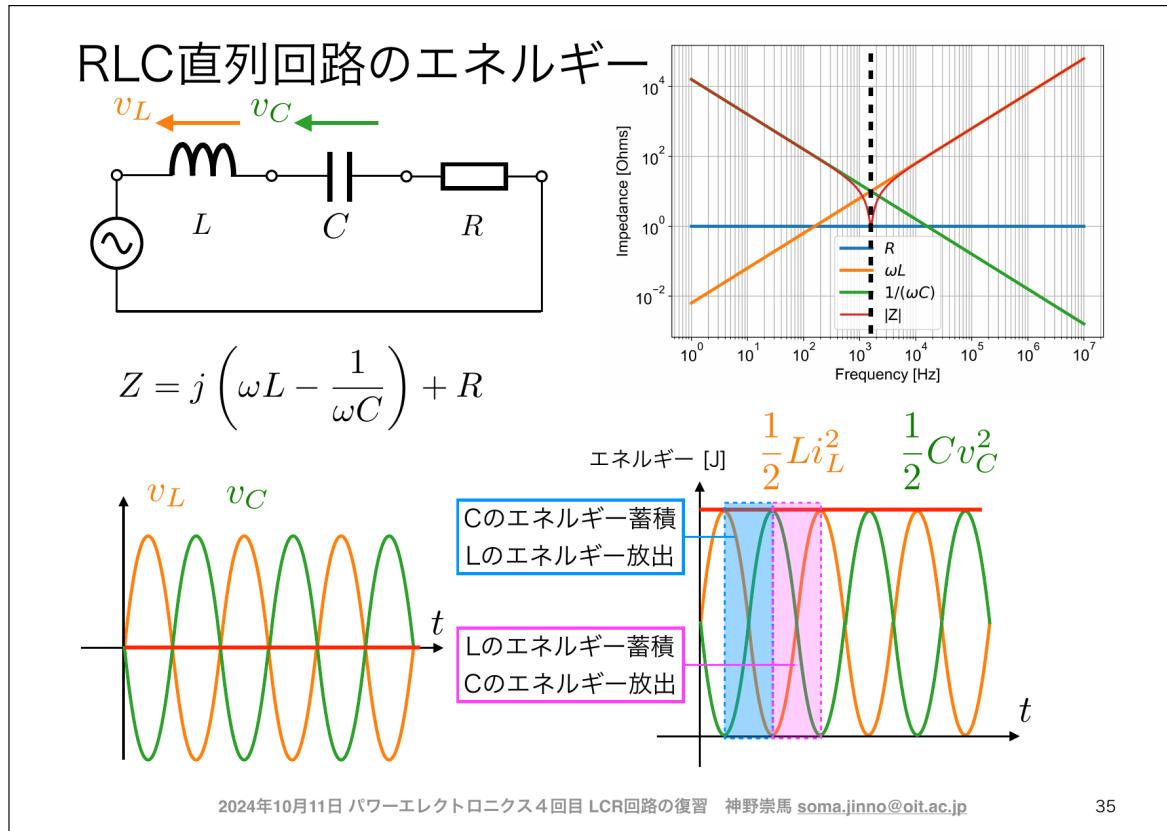


図 4.25 RLC 直列回路のエネルギー

4.6.2 共振周波数

インピーダンスの虚部がゼロになる周波数を**共振周波数** f_0 と呼びます：

$$\omega_0 L - \frac{1}{\omega_0 C} = 0 \quad (4.52)$$

したがって：

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (4.53)$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (4.54)$$

共振周波数では、インピーダンスが最小 ($Z = R$) となり、回路に最大の電流が流れます。

4.6.3 エネルギーの交換

RLC 回路では、コイルの磁気エネルギー $\frac{1}{2}L i_L^2$ とコンデンサの静電エネルギー $\frac{1}{2}C v_C^2$ が周期的に交換されます。

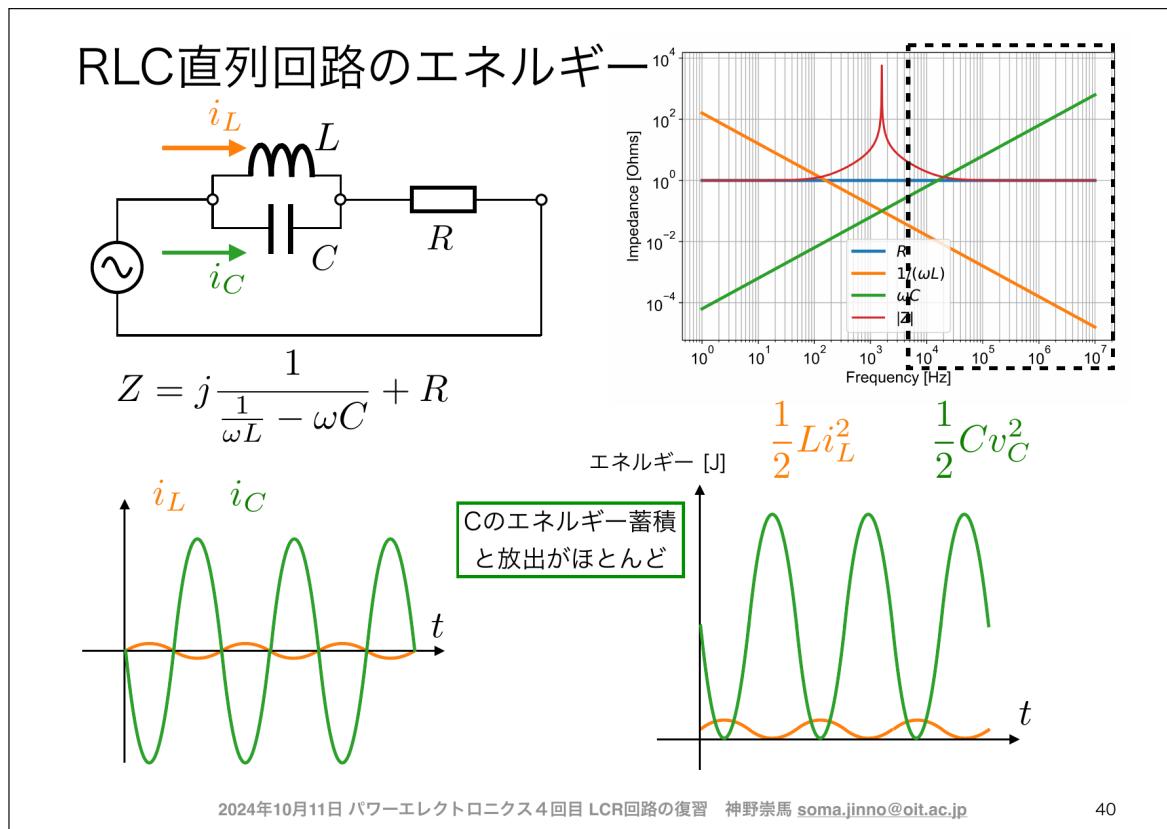


図 4.26 コンデンサ主体の RLC 直列回路のエネルギー

エネルギー交換のプロセス：

1. コイルのエネルギー蓄積：電流が増加し、磁気エネルギーが蓄積
2. L のエネルギー放出：蓄積された磁気エネルギーがコンデンサに転送
3. コンデンサのエネルギー蓄積：電圧が上昇し、静電エネルギーが蓄積
4. C のエネルギー放出：蓄積された静電エネルギーがコイルに転送

このエネルギー交換が周期的に繰り返されることで、共振現象が発生します。抵抗 R が小さい場合、エネルギー損失が少なく、振動が持続します。

4.6.4 フィルタと共振器の違い

同じ LCR 回路でも、周波数領域によって動作が異なります。

低周波数領域（フィルタ動作）：

- スイッチング周波数 $f_{sw} \ll f_0$ の場合
- L と C が独立に動作し、それぞれ電流と電圧の平滑化を担当
- エネルギー交換はほとんど起こらない

共振周波数付近（共振器動作）：

- 動作周波数 $f \approx f_0$ の場合
- L と C の間でエネルギーが激しく交換される

- 大きな電圧・電流振動が発生

4.7 コンデンサに電圧源を繋げてはいけない理由

最後に、コンデンサ回路における重要な注意点を説明します。

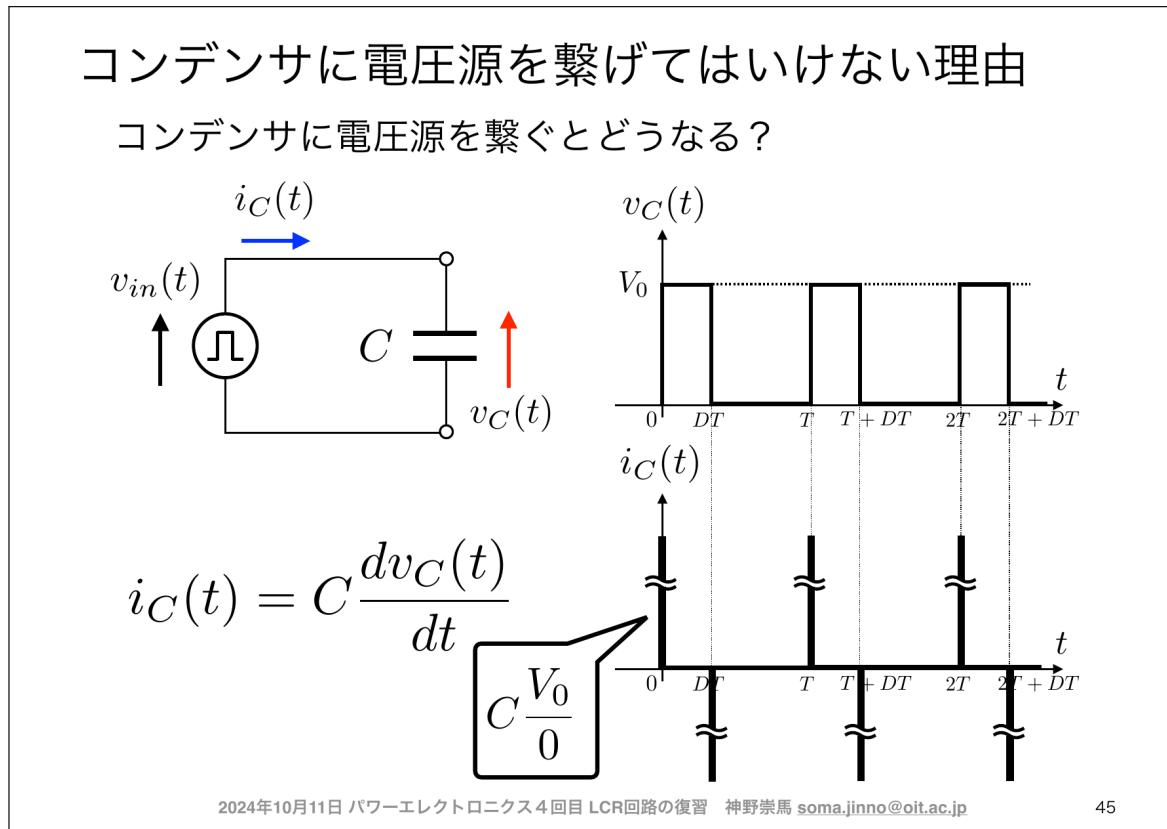


図 4.27 コンデンサに電圧源を繋げてはいけない理由

4.7.1 コンデンサに電圧源を繋ぐとどうなる？

理想的な電圧源を直接コンデンサに接続すると、以下のような問題が発生します。

電流の発散：

コンデンサの電流は：

$$i_C(t) = C \frac{dv_C(t)}{dt} \quad (4.55)$$

スイッチを ON にした瞬間、コンデンサ電圧は瞬時に V_0 に変化しようとなります。このとき、電圧の変化率 $\frac{dv_C(t)}{dt}$ が無限大となり、電流 $i_C(t)$ も無限大になります：

$$i_C(t) = C \frac{V_0}{0} \rightarrow \infty \quad (4.56)$$

実際の回路での影響：

- 実際には、配線の抵抗やインダクタンスにより、電流は有限値に制限されます
- しかし、非常に大きな突入電流（インラッシュカレント）が流れ、部品が破壊される可能性があります
- スイッチング素子や電源に大きなストレスがかかります

4.7.2 正しい接続方法

コンデンサを電圧源に接続する場合は、必ず抵抗やインダクタを直列に接続し、電流を制限する必要があります。

推奨される回路構成：

- **突入電流制限抵抗**：コンデンサの充電電流を制限
- **インダクタ**：電流の急激な変化を防ぐ
- **ソフトスタート回路**：徐々に電圧を印加

4.8 まとめ

本章では、パワーエレクトロニクス回路におけるコイルとコンデンサの動作原理を学習しました。

まとめ

- スイッチング時のコイルとコンデンサの特性について説明した（平滑化と共振）
- コイルとコンデンサに蓄えらるエネルギーの観点から平滑化と共振器の原理について説明した

図 4.28 まとめ

主な学習内容：

- スイッチング時のコイルとコンデンサの特性について説明した（平滑化と共振）
- コイルとコンデンサに蓄えられるエネルギーの観点から平滑化と共振器の原理について説明した

4.8.1 コイルの役割

1. 電流源として動作 : $v_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt}$
2. 電流の平滑化 : 電流の急激な変化を抑制
3. 磁気エネルギーの蓄積 : $U_m = \frac{1}{2} Li_L^2$
4. 定常状態条件 : $\int_0^T v_L(t) dt = 0$

4.8.2 コンデンサの役割

1. 電圧源として動作 : $i_C(t) = C \frac{dv_C(t)}{dt}$
2. 電圧の平滑化 : 電圧の急激な変化を抑制
3. 静電エネルギーの蓄積 : $U_e = \frac{1}{2} Cv_C^2$
4. 定常状態条件 : $\int_0^T i_C(t) dt = 0$

4.8.3 LC フィルタの設計指針

パワーエレクトロニクス回路における LC フィルタの設計では、以下の点を考慮します：

- リップルの低減 : L と C を大きくすると、電流・電圧リップルが小さくなる
- 共振周波数 : $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ がスイッチング周波数より十分低くなるように設計
- サイズとコスト : L と C が大きすぎると、部品サイズとコストが増大
- 過渡応答 : L と C が大きすぎると、応答速度が遅くなる

4.8.4 次回の予告

次回は、これらの知識を基に、実際の DC-DC コンバータ（降圧型・昇圧型）の動作原理と設計方法について学習します。

第5章

直流-直流変換（1）

5.1 はじめに

本章では、パワーエレクトロニクスの基本的な応用である DC-DC 変換（直流-直流変換）について学習します。DC-DC 変換は、直流電圧を異なる直流電圧に変換する技術であり、電源回路、モータ駆動回路、バッテリー充電回路など、幅広い分野で利用されています。

本日の目標

- ・降圧チョッパー回路の構成と原理を理解する
- ・昇圧チョッパー回路の構成と原理を理解する
- ・昇降圧チョッパー回路の構成と原理を理解する
- ・定常状態のスイッチのオンオフ時における各素子の電圧や電流波形を理解する

図 5.1 本日の目標

本章の学習目標：

- ・降圧チョッパー回路の構成と原理を理解する
- ・昇圧チョッパー回路の構成と原理を理解する

- 昇降圧チョッパー回路の構成と原理を理解する
- 定常状態のスイッチのオンオフ時における各素子の電圧や電流波形を理解する

5.2 DC-DC 変換とは

5.2.1 DC-DC 変換の基本概念

DC-DC 変換とは、ある直流電圧を別の直流電圧に変換することです。変換の方法には、大きく分けて以下の3種類があります。

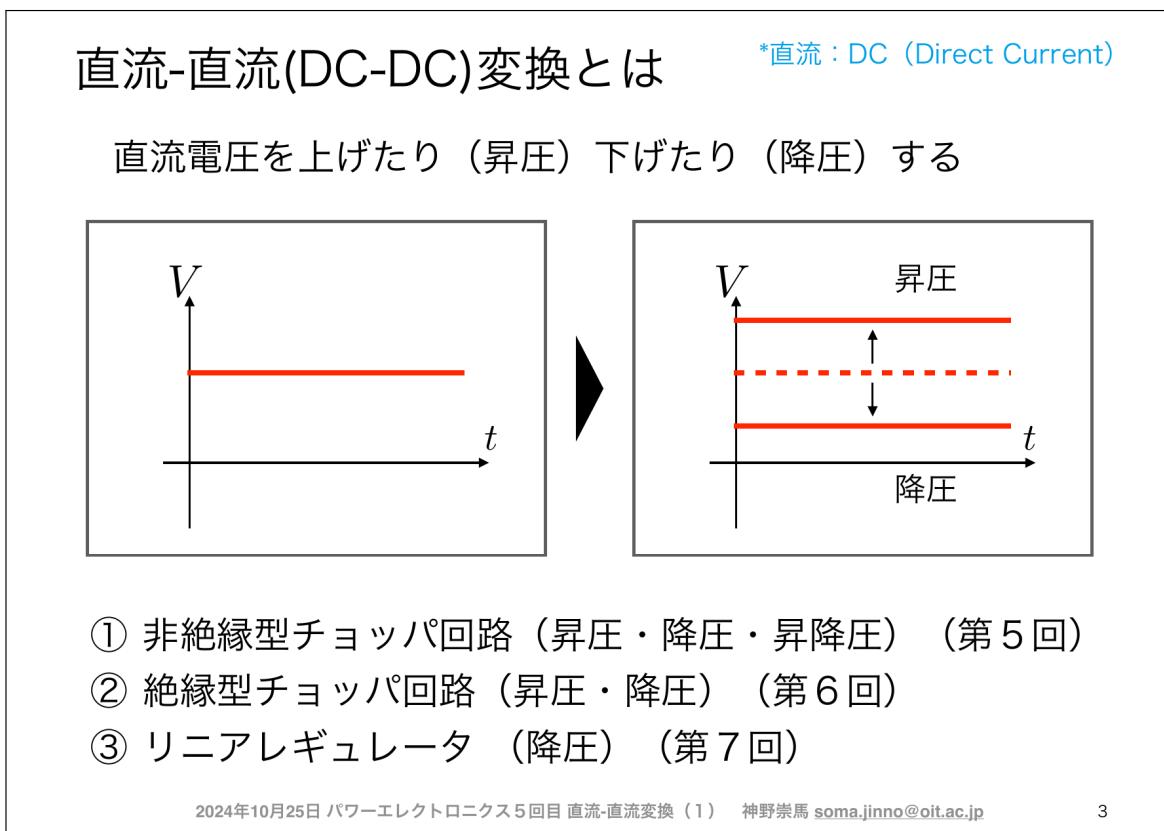


図 5.2 直流-直流 (DC-DC) 変換とは

DC-DC 変換の種類：

- 非絶縁型チョッパ回路（昇圧・降圧・昇降圧） - 第5回（本章）
- 絶縁型チョッパ回路（昇圧・降圧） - 第6回
- リニアレギュレータ（降圧） - 第7回

本章では、最も基本的な非絶縁型チョッパ回路について学習します。チョッパ回路は、スイッチング素子を用いて電圧を高速にオン・オフすることで、平均電圧を制御する回路です。

5.2.2 チョッパ回路の利点

チョッパ回路には、以下のような利点があります：

- **高効率**：スイッチング素子が理想的にはオンまたはオフのいずれかの状態にあるため、損失が少ない
- **小型・軽量**：高周波スイッチングにより、リアクタンス素子（コイル、コンデンサ）を小型化できる
- **柔軟な電圧制御**：デューティ比を変化させることで、出力電圧を広範囲に制御できる

5.3 定常状態におけるコイルの振る舞い（復習）

DC-DC 変換回路を理解するためには、第 4 章で学習したコイルの定常状態における振る舞いを理解することが重要です。

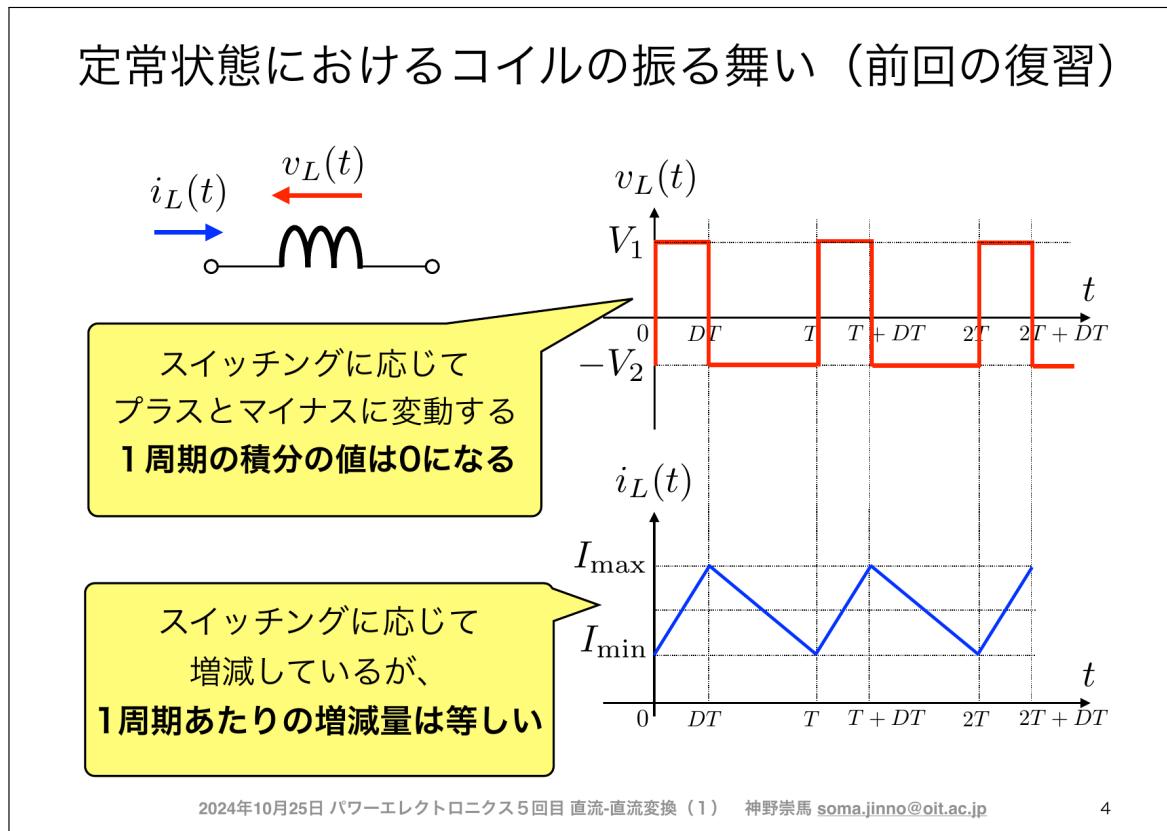


図 5.3 定常状態におけるコイルの振る舞い（前回の復習）

コイルの基本特性：

コイルに印加される電圧 $v_L(t)$ と電流 $i_L(t)$ の関係は：

$$v_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} \quad (5.1)$$

これより、電流の変化は：

$$\frac{di_L(t)}{dt} = \frac{v_L(t)}{L} \quad (5.2)$$

したがって、電流の変化は電圧に比例します。

定常状態の条件：

- スイッチングに応じてプラスとマイナスに変動する
- 1周期の積分の値は0になる（電圧-秒バランス）

電流については：

- スイッチングに応じて増減しているが
- 1周期あたりの増減量は等しい

5.3.1 定常状態の数学的表現

定常状態では、1周期 T におけるコイル電圧の積分がゼロになります：

$$\int_0^T v_L(t) dt = 0 \quad (5.3)$$

これは、コイルに蓄えられる磁気エネルギーが周期的に増減し、1周期後には元の状態に戻ることを意味します。

この条件を用いることで、DC-DC 変換回路の出力電圧を求めることができます。

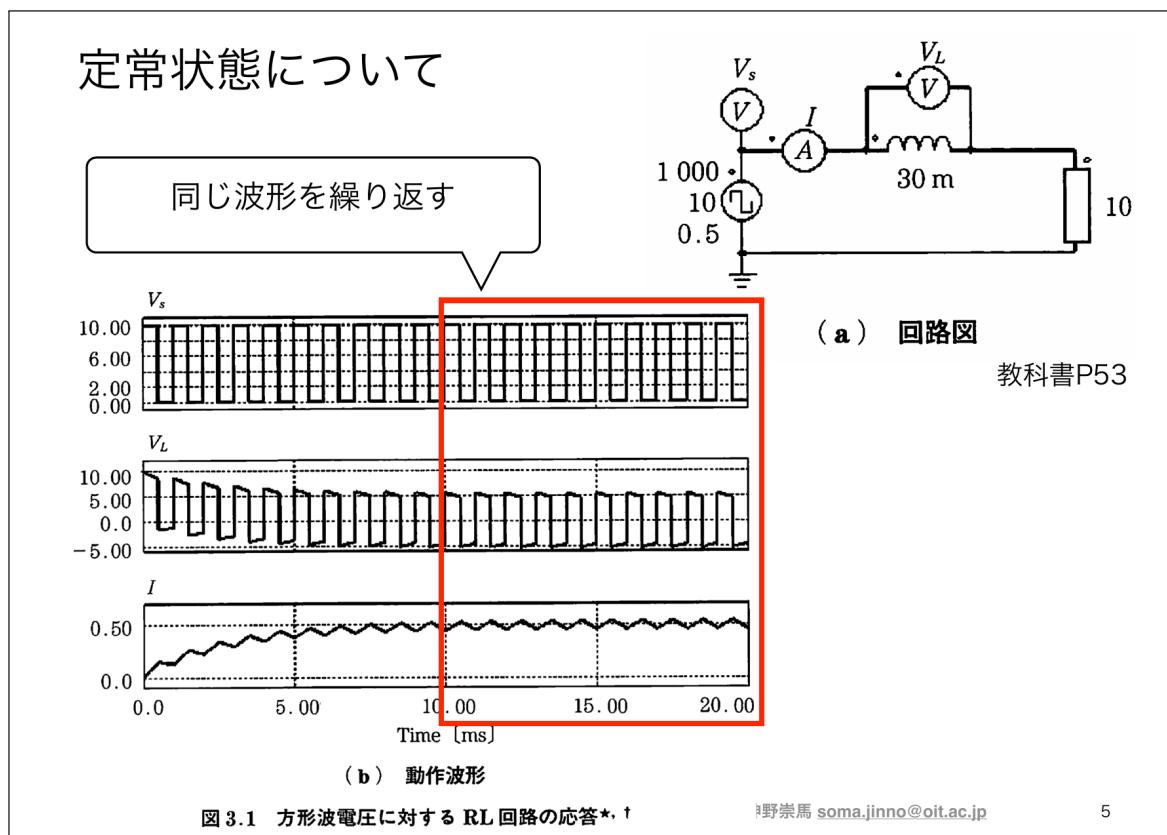


図 5.4 定常状態について

図に示すように、実際の回路シミュレーションでも、定常状態に達すると同じ波形が繰り返されることが確認できます。

5.4 降圧チョッパー回路 (Buck Converter)

5.4.1 降圧チョッパー回路とは

降圧チョッパー回路 (Buck Converter) は、入力電圧 V_{in} より低い出力電圧 V_{out} を得るための回路です。「降圧」という名前の通り、電圧を下げる（降ろす）ことができます。

回路の特徴：

- 入力電圧 $V_{in} >$ 出力電圧 V_{out}
- スイッチング素子 (MOSFET) とダイオードを用いる
- コイル (L) とコンデンサ (C) でフィルタを構成
- デューティ比 D により出力電圧を制御： $V_{out} = D \cdot V_{in}$

5.4.2 降圧チョッパー回路の基本構成

直流-直流変換の基本的な原理

入力したエネルギーと負荷で消費するエネルギーの
バランスをとる（増えもしないし、減りもしない=定常状態）



入力するエネルギーの大きさはデューティー比で変化させる
大きいとたくさんエネルギー（電流）を送れる

図 5.5 降圧チョッパー回路

降圧チョッパー回路は、以下の素子で構成されます：

- 制御スイッチ (SW) : MOSFET などのスイッチング素子
- ダイオード (D) : フリーホイーリングダイオード (還流ダイオード)
- コイル (L) : 電流を平滑化するインダクタ

- **負荷抵抗 (R)**：出力負荷

後の章で学習するコンデンサ (C) を出力に並列接続することで、出力電圧の平滑化も行います。

5.4.3 降圧チョッパー回路の動作原理

降圧チョッパー回路は、スイッチのオン・オフにより動作が切り替わります。以下、それぞれの状態について説明します。

等価回路を作る

DC-DC 変換回路の動作を理解するためには、スイッチのオン時とオフ時の等価回路を作成することが重要です。

スイッチのオンオフ時にコイルにかかる電圧

オン時

オフ時

等価回路は？

図 5.6 スイッチのオンオフ時にコイルにかかる電圧

【オン時 ($0 \leq t < DT$)】

スイッチがオンの期間、電流は以下の経路を流れます：

入力電源 → スイッチ → コイル → 負荷 → GND

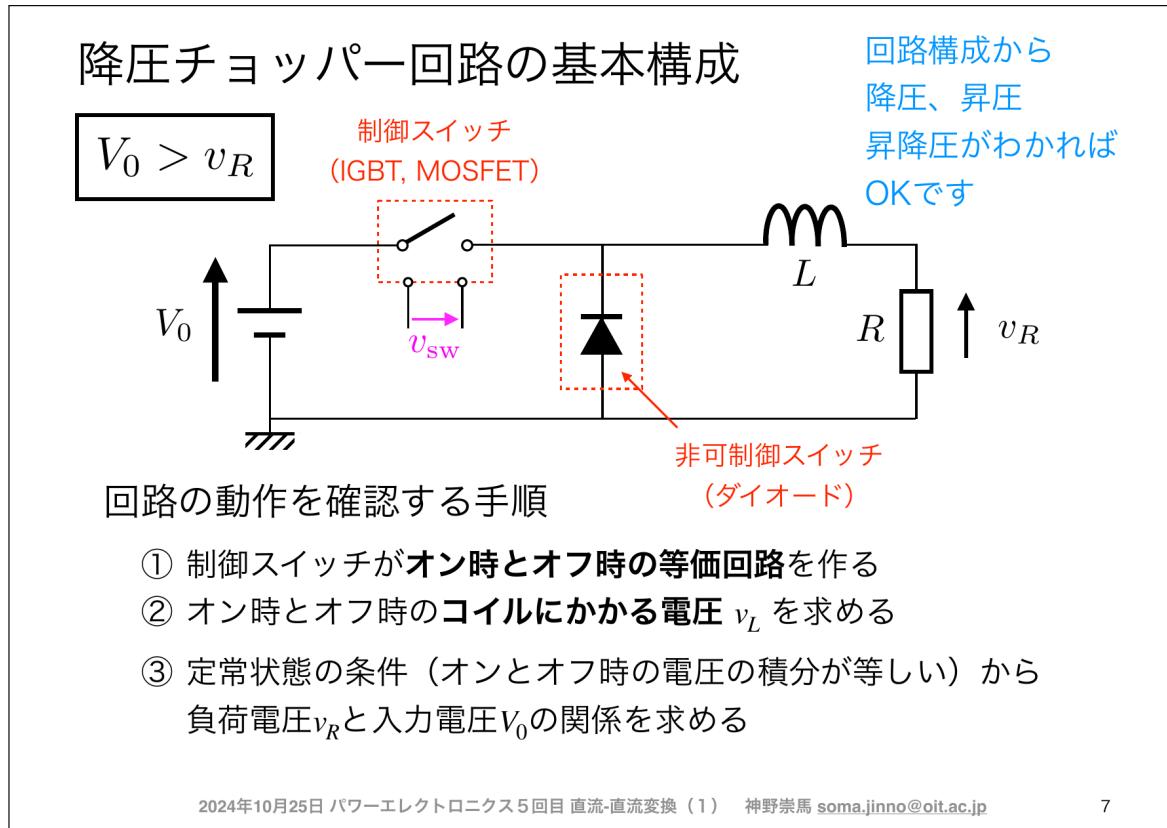


図 5.7 降圧チョッパー回路：スイッチ ON 時の等価回路

この時、キルヒホッフの電圧則 (KVL) より：

$$V_{\text{in}} = v_L + v_R \quad (5.4)$$

コイルにかかる電圧は：

$$v_L = V_{\text{in}} - v_R \quad (5.5)$$

$v_R \ll V_{\text{in}}$ の場合、近似的に：

$$v_L \approx V_{\text{in}} \quad (\text{正の電圧}) \quad (5.6)$$

したがって、オン時にはコイルにエネルギーが蓄積され、電流 i_L が増加します。

【オフ時 ($DT \leq t < T$)】

スイッチがオフの期間、コイルに蓄えられた磁気エネルギーにより、電流は以下の経路を流れます：

GND → ダイオード → コイル → 負荷 → GND

スイッチのオンオフ時の電流の経路

オン時

オフ時

2024年10月25日 パワーエレクトロニクス5回目 直流-直流変換（1） 神野崇馬 soma.jinno@oit.ac.jp

8

図 5.8 降圧チョッパー回路：スイッチ OFF 時の等価回路

この時、キルヒホッフの電圧則（KVL）より：

$$0 = v_D + v_L + v_R \quad (5.7)$$

ダイオードの順方向電圧降下を無視すると ($v_D \approx 0$) :

$$v_L = -v_R \quad (5.8)$$

したがって、オフ時にはコイルに負の電圧が印加され、電流 i_L が減少します。

5.4.4 定常状態における波形

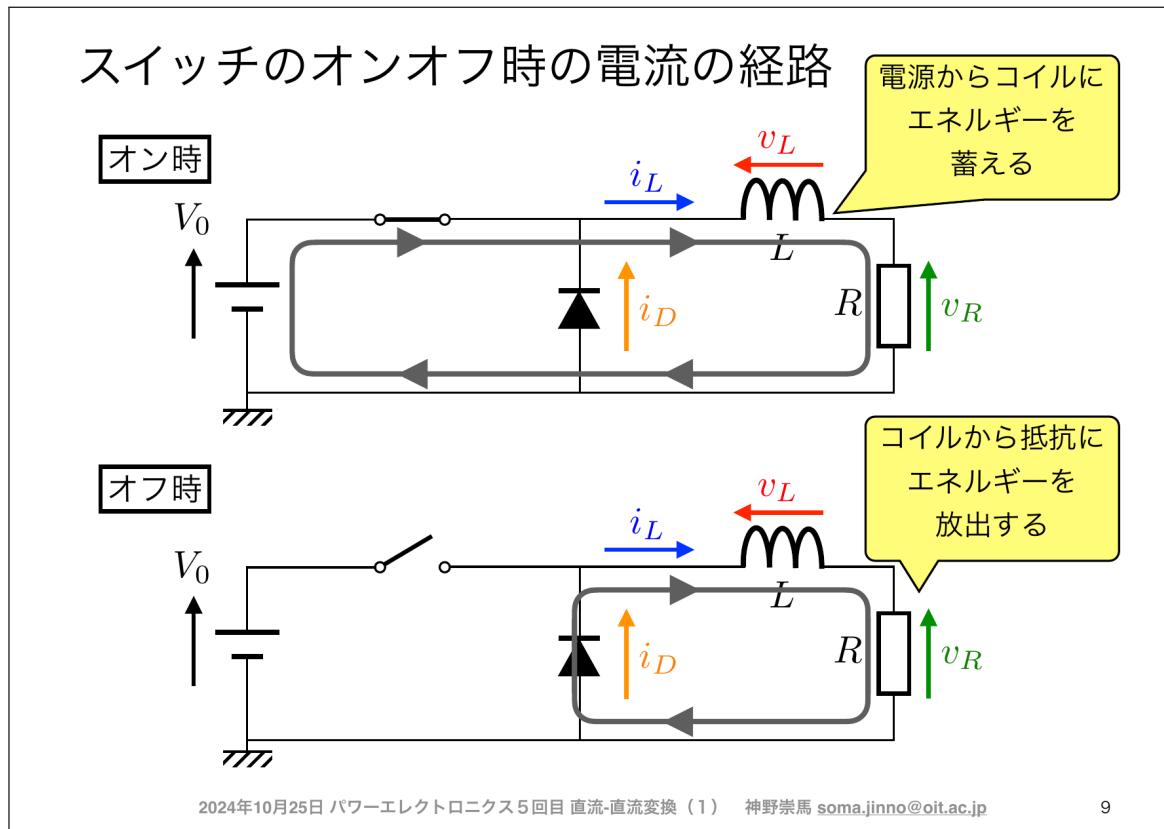


図 5.9 降圧チョッパー回路：過渡状態

回路をスタートさせると、最初は過渡状態を経て、やがて定常状態に達します。図は回路シミュレーション結果を示しています。

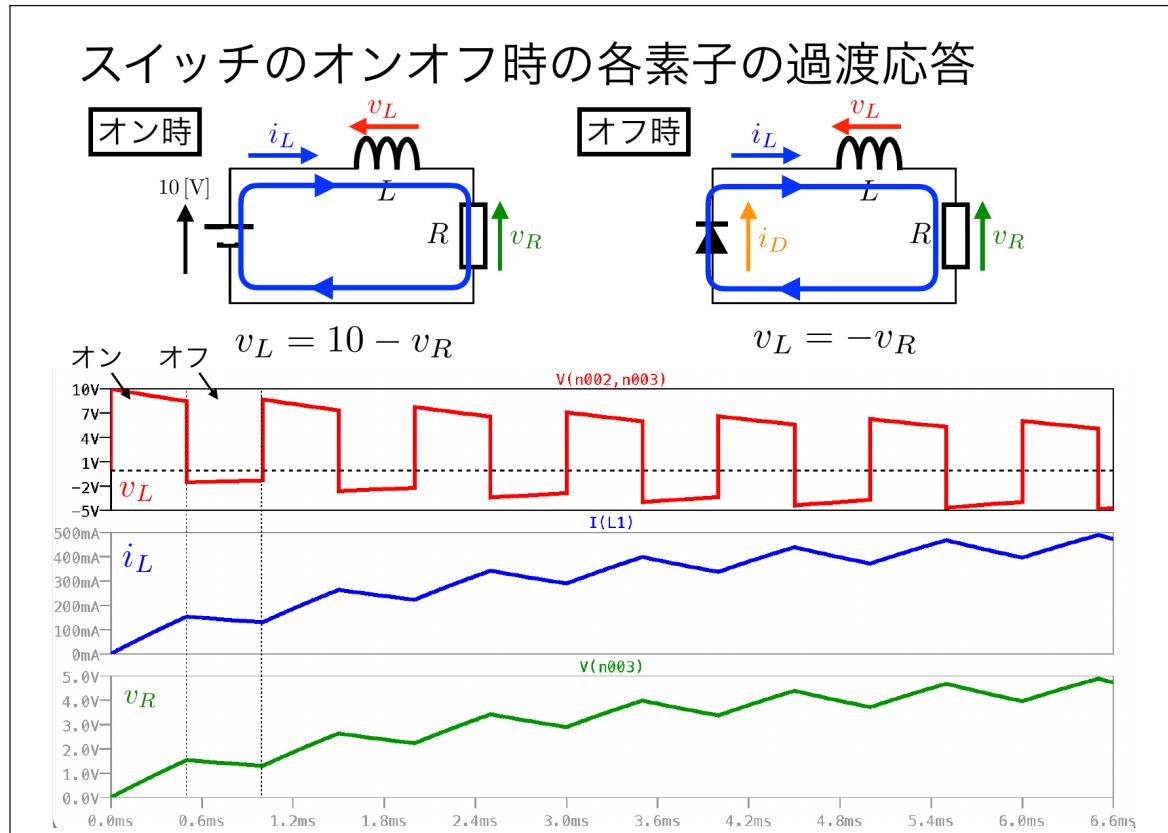


図 5.10 スイッチのオンオフ時の各素子の過渡応答

過渡状態では、コイル電圧 v_L 、コイル電流 i_L 、負荷電圧 v_R がそれぞれ変化していきます。

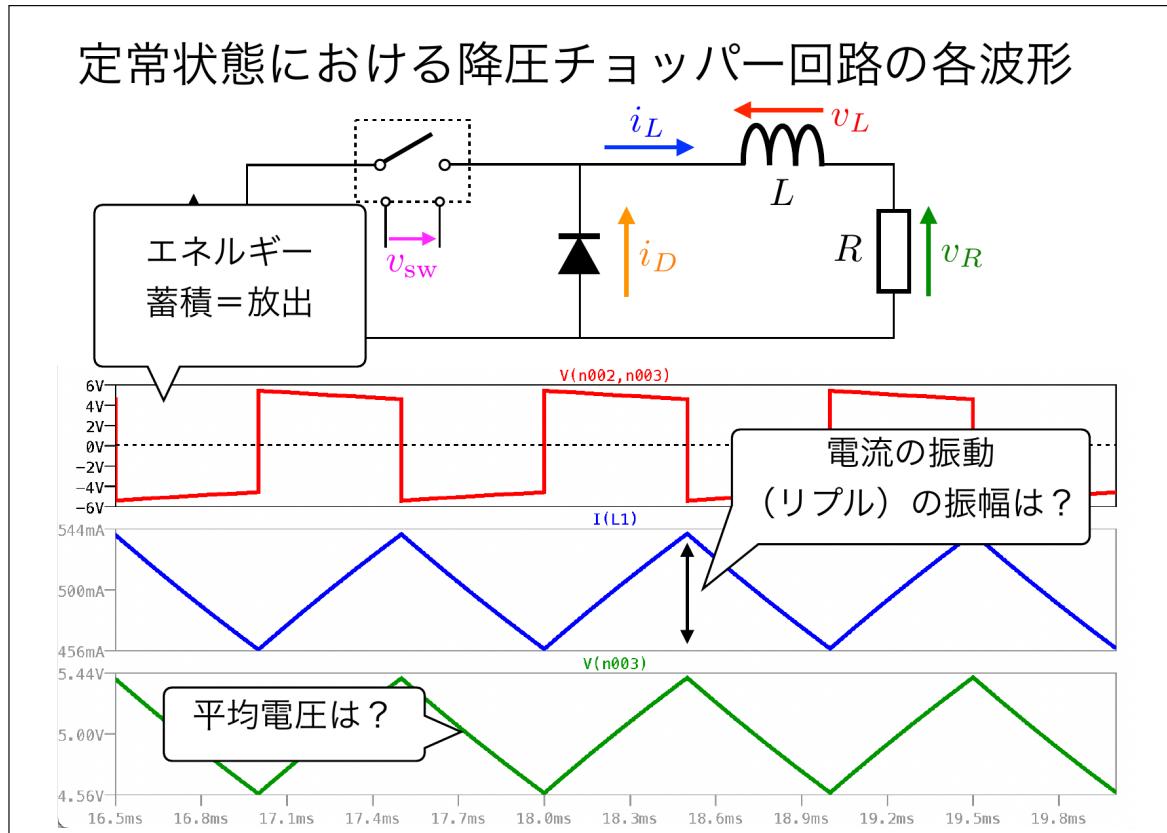


図 5.11 定常状態における降圧チョッパー回路の各波形

定常状態では、以下のような波形となります：

- スイッチ電圧 v_{sw} ：オン時は 0V、オフ時は V_{in}
- コイル電圧 v_L ：オン時は正、オフ時は負で、1 周期の積分は 0
- コイル電流 i_L ：オン時は増加、オフ時は減少（三角波）
- 負荷電圧 v_R ：コイル電流に比例して変動（リップルを含む）

重要な観察：

図中の注釈にあるように、以下の点を理解することが重要です：

- 電流の振動（リップル）の振幅は？
- 平均電圧は？

これらを求めるために、次節で定常状態の条件を用いて出力電圧を導出します。

5.4.5 出力電圧とデューティ比の関係

定常状態における出力電圧を求めるために、[コイル電圧の電圧-秒バランス](#)を利用します。

定常状態では、1 周期 T におけるコイル電圧の積分がゼロになります：

$$\int_0^T v_L(t) dt = 0 \quad (5.9)$$

これを、オン期間 ($0 \sim DT$) とオフ期間 ($DT \sim T$) に分けて計算すると：

$$\int_0^{DT} v_L(t)dt + \int_{DT}^T v_L(t)dt = 0 \quad (5.10)$$

オン時の電圧を v_L^{ON} 、オフ時の電圧を v_L^{OFF} とすると：

$$v_L^{\text{ON}} \cdot DT + v_L^{\text{OFF}} \cdot (1 - D)T = 0 \quad (5.11)$$

前述の等価回路解析（式(10)および式(13)）より、 $v_R = V_{\text{out}}$ として：

$$v_L^{\text{ON}} \approx V_{\text{in}} \quad (5.12)$$

$$v_L^{\text{OFF}} = -v_R = -V_{\text{out}} \quad (5.13)$$

これらを代入すると：

$$V_{\text{in}} \cdot DT - V_{\text{out}} \cdot (1 - D)T = 0 \quad (5.14)$$

整理すると：

$$V_{\text{in}} \cdot D = V_{\text{out}} \cdot (1 - D) \quad (5.15)$$

したがって、出力電圧は：

$$V_{\text{out}} = D \cdot V_{\text{in}} \quad (5.16)$$

ここで、 D はデューティ比 ($0 < D < 1$) です。

結論：

降圧チョッパー回路では、出力電圧は入力電圧にデューティ比を掛けた値となります。つまり、デューティ比を調整することで、0 から V_{in} の範囲で出力電圧を制御できます。

5.4.6 電流リップルの計算

コイル電流の変動幅（リップル Δi_L ）を求めます。

オン期間において、コイル電圧は：

$$v_L = L \frac{di_L}{dt} \approx V_{\text{in}} - V_{\text{out}} \quad (5.17)$$

したがって、電流の増加率は：

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_{\text{in}} - V_{\text{out}}}{L} \quad (5.18)$$

オン期間 DT における電流の増加量は：

$$\Delta i_L^{\text{up}} = \frac{V_{\text{in}} - V_{\text{out}}}{L} \cdot DT \quad (5.19)$$

$V_{\text{out}} = D \cdot V_{\text{in}}$ を代入すると：

$$\Delta i_L^{\text{up}} = \frac{V_{\text{in}}(1 - D)}{L} \cdot DT = \frac{V_{\text{in}}D(1 - D)T}{L} \quad (5.20)$$

電流リップル（ピーク・ピーク値）は、この増加量の 2 倍です：

$$\boxed{\Delta i_L = \frac{V_{\text{in}}D(1-D)T}{L}} \quad (5.21)$$

リップルを小さくする方法：

- インダクタンス L を大きくする
- スイッチング周期 T を小さくする（周波数を高くする）

注意：数式上、 $D(1 - D)$ は $D = 0.5$ で最大となるため、 D を 0.5 から離すとリップルは減少します。しかし、デューティ比 D は出力電圧 $V_{\text{out}} = D \cdot V_{\text{in}}$ を決定する重要なパラメータであるため、リップル低減のために D を変更することは適切ではありません。リップル低減には、 L や T （スイッチング周波数）を調整すべきです。

5.5 昇圧チョッパー回路 (Boost Converter)

5.5.1 昇圧チョッパー回路とは

昇圧チョッパー回路 (Boost Converter) は、入力電圧 V_{in} より高い出力電圧 V_{out} を得るための回路です。

昇圧チョッパー回路

コンデンサを使って電荷を蓄えて電圧を上げる

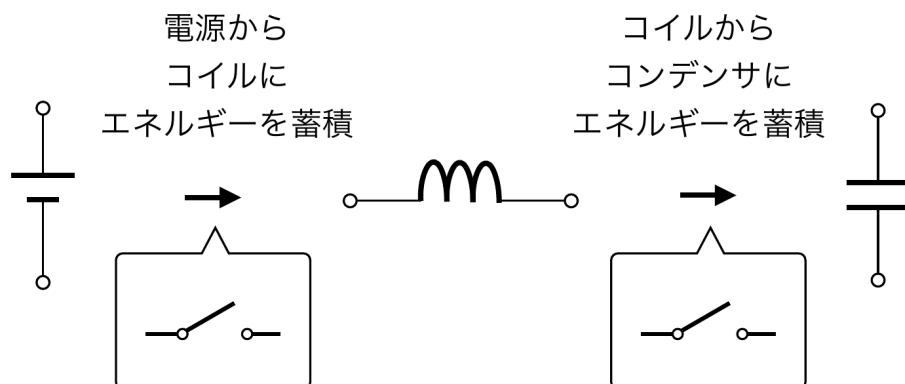


図 5.12 昇圧チョッパー回路

昇圧の原理：

昇圧チョッパー回路は、以下の2つのステップでエネルギーを移送することで電圧を上げます：

1. 電源からコイルにエネルギーを蓄積：スイッチON時
2. コイルからコンデンサにエネルギーを蓄積：スイッチOFF時

コイルに蓄えられた磁気エネルギーを利用して、入力電圧より高い電圧を出力に供給します。

5.5.2 昇圧チョッパー回路の基本構成

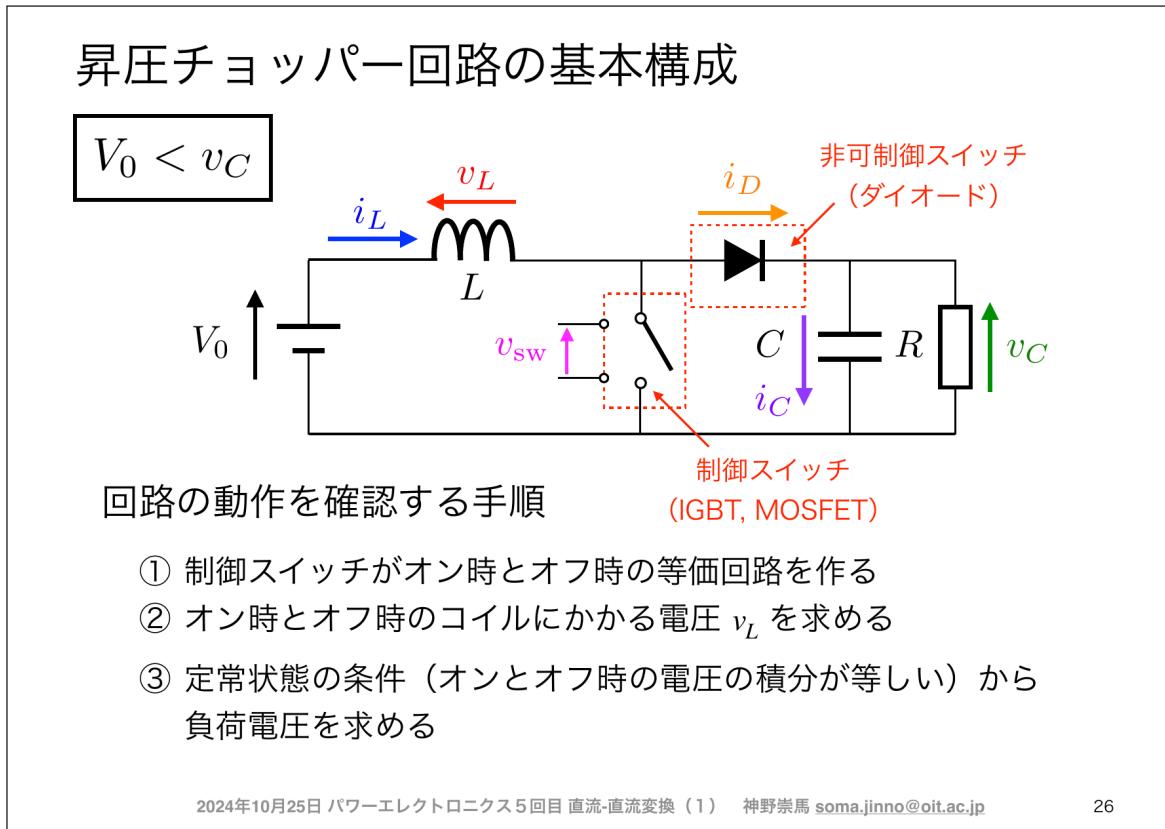


図5.13 昇圧チョッパー回路の回路構成

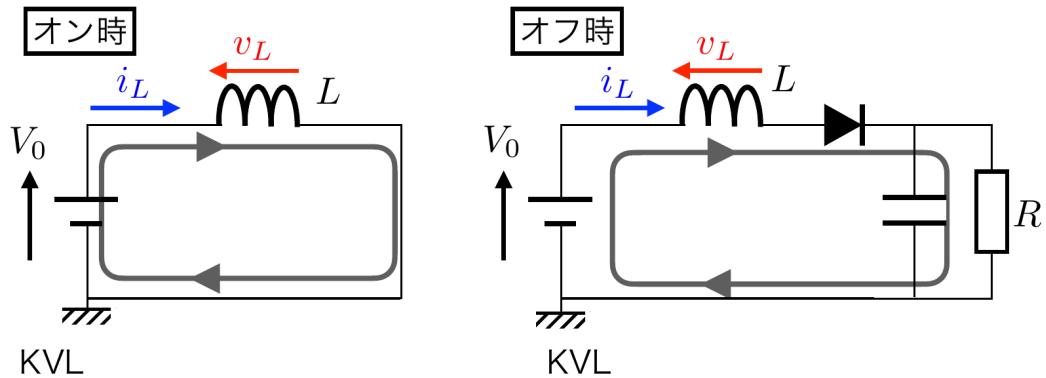
昇圧チョッパー回路は、以下の素子で構成されます：

- コイル (L)：入力側に配置
- 制御スイッチ (SW)：コイルと GND 間に配置
- ダイオード (D)：コイルと出力の間に配置
- コンデンサ (C)：出力電圧を平滑化
- 負荷抵抗 (R)：出力負荷

降圧チョッパーと比較すると、コイルの位置とスイッチ・ダイオードの配置が異なります。

5.5.3 昇圧チョッパー回路の動作原理

スイッチのオンオフ時にコイルにかかる電圧



$$V_0 - v_L = 0$$

$$V_0 - v_L - v_C = 0$$

$$v_L = V_0$$

$$v_L = V_0 - v_C$$

2024年10月25日 パワーエレクトロニクス5回目 直流-直流変換 (1) 神野崇馬 soma.jinno@oit.ac.jp

30

図 5.14 スイッチのオンオフ時にコイルにかかる電圧

【オン時 ($0 \leq t < DT$)】

スイッチがオンの期間、電流は以下の経路を流れます：

入力電源 → コイル → スイッチ → GND

スイッチのオンオフ時の回路

【オン時】

【オフ時】

2024年10月25日 パワーエレクトロニクス5回目 直流-直流変換（1） 神野崇馬 soma.jinno@oit.ac.jp

27

図 5.15 昇圧チョッパー回路：スイッチ ON 時の等価回路

この時、キルヒホッフの電圧則（KVL）より：

$$V_0 - v_L = 0 \quad (5.22)$$

したがって、コイルにかかる電圧は：

$$v_L = V_0 \quad (\text{正の電圧}) \quad (5.23)$$

オン時には、入力電源からコイルにエネルギーが蓄積され、コイル電流が増加します。この時、ダイオードは逆バイアスとなり、出力側には電流が流れません。

【オフ時 ($DT \leq t < T$)】

スイッチがオフの期間、コイルに蓄えられた磁気エネルギーにより、電流は以下の経路を流れます：

入力電源 → コイル → ダイオード → コンデンサ・負荷 → GND

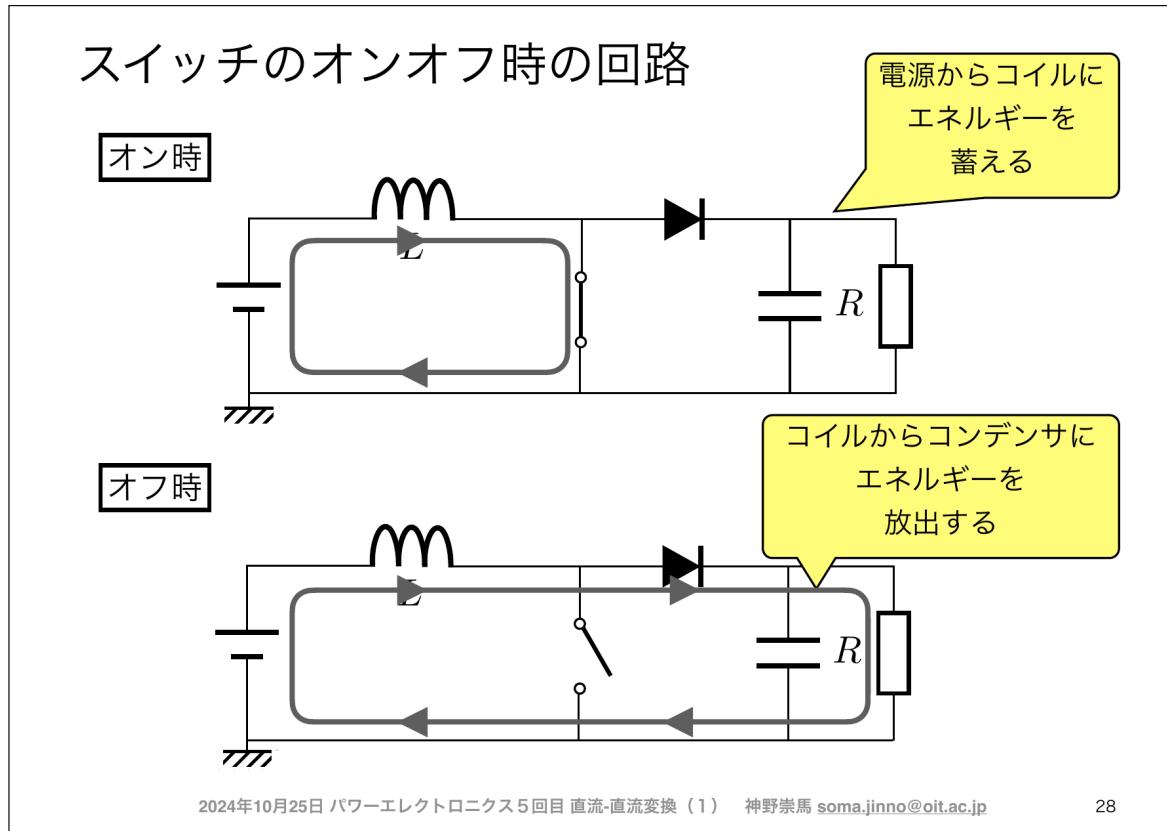


図 5.16 昇圧チョッパー回路：スイッチ OFF 時の等価回路

この時、キルヒホッフの電圧則 (KVL) より：

$$V_0 - v_L - v_C = 0 \quad (5.24)$$

したがって、コイルにかかる電圧は：

$$v_L = V_0 - v_C \quad (\text{負の電圧}) \quad (5.25)$$

ここで、 v_C は出力電圧 V_{out} に相当します。

オフ時には、コイルに蓄えられたエネルギーが出力側に放出され、コイル電流が減少します。

5.5.4 出力電圧とデューティ比の関係

定常状態における出力電圧を求めるために、降圧チョッパーと同様に電圧-秒バランスを利用します。

定常状態では：

$$\int_0^T v_L(t) dt = 0 \quad (5.26)$$

オン期間とオフ期間に分けて：

$$v_L^{\text{ON}} \cdot DT + v_L^{\text{OFF}} \cdot (1 - D)T = 0 \quad (5.27)$$

前述の等価回路解析（式(26)および式(28)）より、 $v_C = V_{\text{out}}$ として：

$$v_L^{\text{ON}} = V_0 \quad (5.28)$$

$$v_L^{\text{OFF}} = V_0 - V_{\text{out}} \quad (5.29)$$

これらを代入すると：

$$V_0 \cdot DT + (V_0 - V_{\text{out}}) \cdot (1 - D)T = 0 \quad (5.30)$$

展開すると：

$$V_0 \cdot DT + V_0 \cdot (1 - D)T - V_{\text{out}} \cdot (1 - D)T = 0 \quad (5.31)$$

$$V_0 \cdot T = V_{\text{out}} \cdot (1 - D)T \quad (5.32)$$

したがって、出力電圧は：

$$V_{\text{out}} = \frac{V_0}{1 - D}$$

(5.33)

結論：

昇圧チョッパー回路では、出力電圧は入力電圧を $(1 - D)$ で割った値となります。 D が 1 に近づくほど、出力電圧は高くなります。

例えば、 $D = 0.5$ の場合、 $V_{\text{out}} = 2V_0$ となり、入力電圧の 2 倍の出力が得られます。

5.5.5 定常状態における波形

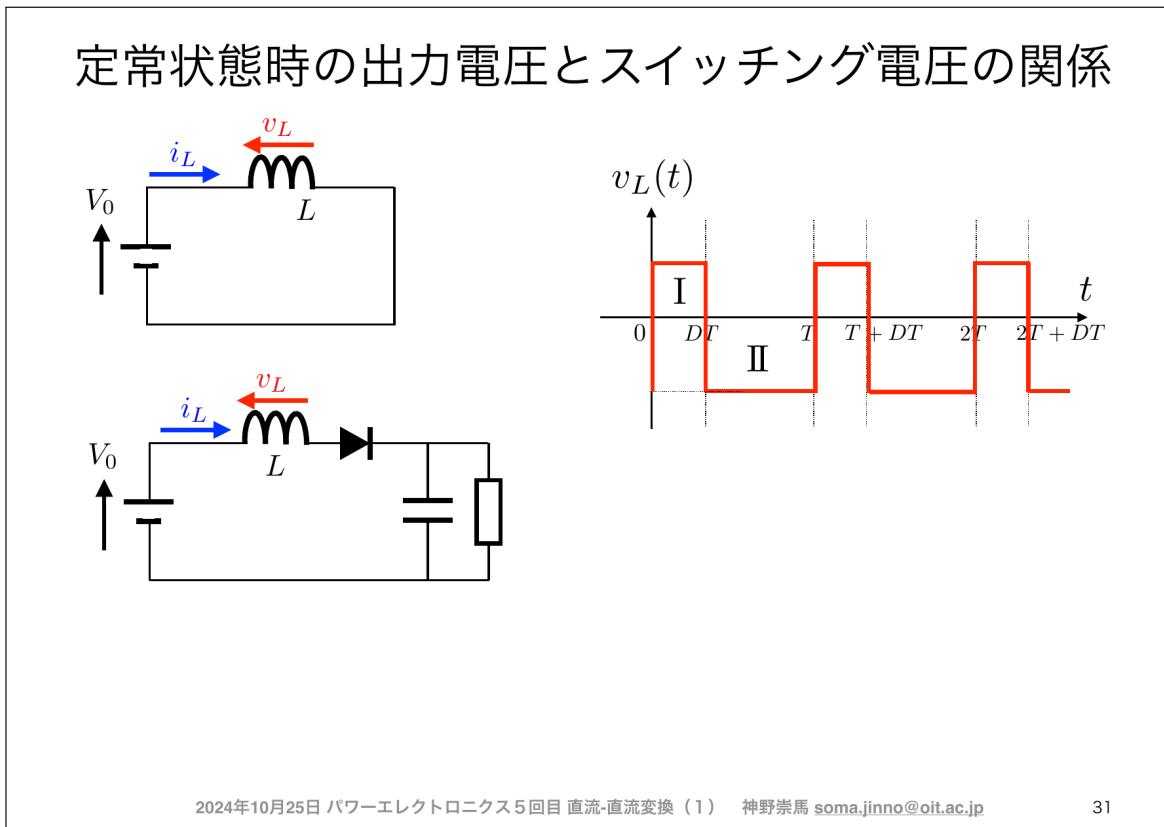


図 5.17 昇圧チョッパー回路：定常状態の波形

定常状態では、以下のような波形となります：

- コイル電圧 v_L ：オン時は V_0 、オフ時は $V_0 - V_{out}$ （負）
- コイル電流 i_L ：オン時は増加、オフ時は減少（三角波）
- 出力電圧 v_C ：ほぼ一定（コンデンサによる平滑化）

5.6 昇降圧チョッパー回路 (Buck-Boost Converter)

5.6.1 昇降圧チョッパー回路とは

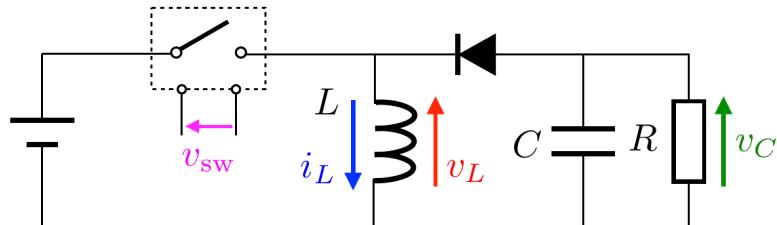
昇降圧チョッパー回路 (Buck-Boost Converter) は、入力電圧 V_{in} より高い電圧も低い電圧も出力できる回路です。つまり、昇圧と降圧の両方の機能を持ちます。

回路の特徴：

- 入力電圧に対して、出力電圧を昇圧または降圧できる
- 出力電圧の極性が反転する（負の電圧が出力される）
- デューティ比 D により出力電圧を制御

5.6.2 昇降圧チョッパー回路の基本構成

昇降圧チョッパー回路の基本構成



回路の動作を確認する手順

- ① 制御スイッチがオン時とオフ時の等価回路を作る
- ② オン時とオフ時のコイルにかかる電圧 v_L を求める
- ③ 定常状態の条件（オンとオフ時の電圧の積分が等しい）から負荷電圧を求める

2024年10月25日 パワーエレクトロニクス5回目 直流-直流変換（1） 神野崇馬 soma.jinno@oit.ac.jp

35

図 5.18 昇降圧チョッパー回路の基本構成

昇降圧チョッパー回路は、以下の素子で構成されます：

- 制御スイッチ (SW)：入力電源とコイルの間に配置
- コイル (L)：エネルギー蓄積素子
- ダイオード (D)：コイルと GND 間に配置
- コンデンサ (C)：出力電圧を平滑化
- 負荷抵抗 (R)：出力負荷

回路の動作を確認する手順：

1. 制御スイッチがオン時とオフ時の等価回路を作る
2. オン時とオフ時のコイルにかかる電圧 v_L を求める
3. 定常状態の条件（オンとオフ時の電圧の積分が等しい）から負荷電圧を求める

5.6.3 昇降圧チョッパー回路の動作原理

【オン時 ($0 \leq t < DT$)】

スイッチがオンの期間、電流は以下の経路を流れます：

入力電源 → スイッチ → コイル → GND

スイッチのオンオフ時の回路

【オン時】

【オフ時】

2024年10月25日 パワーエレクトロニクス5回目 直流-直流変換（1） 神野崇馬 soma.jinno@oit.ac.jp

36

図 5.19 昇降圧チョッパー回路：スイッチ ON 時の等価回路

この時、コイルにかかる電圧は：

$$v_L = V_{\text{in}} \quad (\text{正の電圧}) \quad (5.34)$$

オン時には、入力電源からコイルにエネルギーが蓄積されます。

【オフ時 ($DT \leq t < T$)】

スイッチがオフの期間、コイルに蓄えられたエネルギーが出力側に放出されます：

GND → ダイオード → コイル → GND (コンデンサ・負荷経由)

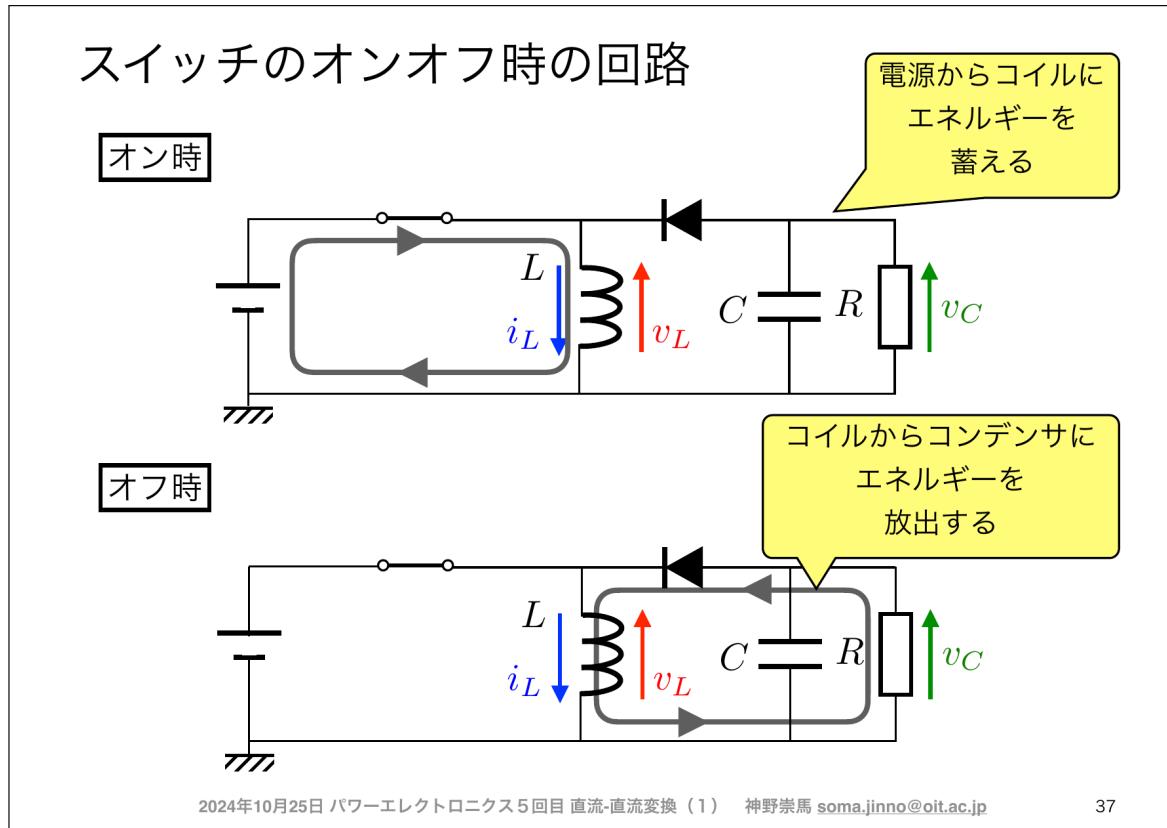


図 5.20 昇降圧チョッパー回路：スイッチ OFF 時の等価回路

この時、コイルにかかる電圧は：

$$v_L = -V_{\text{out}} \quad (\text{負の電圧}) \quad (5.35)$$

5.6.4 出力電圧とデューティ比の関係

定常状態における電圧-秒バランスより：

$$v_L^{\text{ON}} \cdot DT + v_L^{\text{OFF}} \cdot (1 - D)T = 0 \quad (5.36)$$

$$V_{\text{in}} \cdot DT - V_{\text{out}} \cdot (1 - D)T = 0 \quad (5.37)$$

したがって、出力電圧は：

$$V_{\text{out}} = \frac{D}{1 - D} \cdot V_{\text{in}} \quad (5.38)$$

結論：

昇降圧チョッパー回路では：

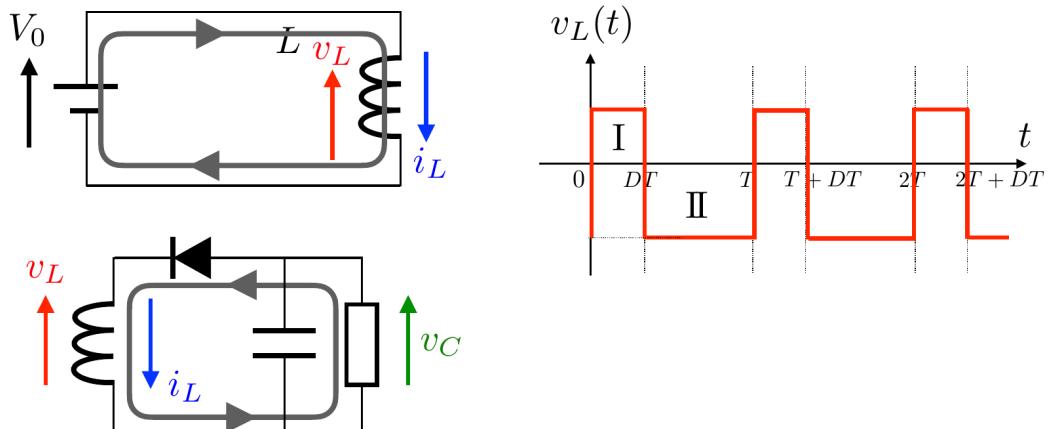
- $D < 0.5$ の場合： $V_{\text{out}} < V_{\text{in}}$ (降圧動作)
- $D = 0.5$ の場合： $V_{\text{out}} = V_{\text{in}}$

- $D > 0.5$ の場合 : $V_{\text{out}} > V_{\text{in}}$ (昇圧動作)

ただし、出力電圧の極性は入力電圧と逆になります（負の電圧）。

5.6.5 定常状態における波形

定常状態時の出力電圧とスイッチング電圧の関係



2024年10月25日 パワーエレクトロニクス5回目 直流-直流変換 (1) 神野崇馬 soma.jinno@oit.ac.jp

40

図 5.21 定常状態時の出力電圧とスイッチング電圧の関係

定常状態では、降圧チョッパーと同様に、コイル電圧は周期的にプラスとマイナスを繰り返し、コイル電流は三角波状に変動します。

5.7 3つのチョッパー回路の比較

表 5.1 3つのチョッパー回路の比較

回路名	出力電圧	電圧範囲	極性
降圧チョッパー	$D \cdot V_{\text{in}}$	$0 < V_{\text{out}} < V_{\text{in}}$	同じ
昇圧チョッパー	$\frac{V_{\text{in}}}{1-D}$	$V_{\text{in}} < V_{\text{out}} < \infty$	同じ
昇降圧チョッパー	$\frac{D}{1-D} \cdot V_{\text{in}}$	$0 < V_{\text{out}} < \infty$	反転

用途に応じた選択 :

- 降圧チョッパー : バッテリー駆動機器、CPU の電源など

- 昇圧チョッパー：LED 駆動回路、フラッシュカメラの充電回路など
- 昇降圧チョッパー：バッテリー電圧が変動する機器、極性反転が必要な回路など

5.8 まとめ

まとめ

降圧・昇圧・昇降圧チョッパ回路について説明した

- 各回路の構成とそれぞれの役割について説明した
- 定常状態のスイッチのオンオフ時における各素子の電圧や電流波形について説明した

図 5.22 まとめ

本章では、DC-DC 変換の基本である 3 つのチョッパ回路について学習しました。

主な学習内容：

- 降圧・昇圧・昇降圧チョッパ回路について説明した
- 各回路の構成とそれぞれの役割について説明した
- 定常状態のスイッチのオンオフ時における各素子の電圧や電流波形について説明した

5.8.1 重要なポイント

- 等価回路の作成：スイッチのオン時とオフ時の等価回路を描くことで、回路の動作が理解できる
- 電圧-秒バランス：定常状態では、コイル電圧の 1 周期の積分が 0 になる条件から、出力電圧を導出できる
- デューティ比制御：デューティ比 D を調整することで、出力電圧を制御できる

4. **連続電流モード**：本章では、コイル電流が常に正（連続）である連続電流モード（CCM: Continuous Conduction Mode）を扱った

5.8.2 設計上の考慮事項

実際の DC-DC 変換回路を設計する際には、以下の点を考慮する必要があります：

- **インダクタンス L の選定**：電流リップルと応答速度のトレードオフ
- **キャパシタンス C の選定**：出力電圧リップルの低減
- **スイッチング周波数 f_{sw}** ：素子サイズと損失のトレードオフ
- **スイッチング素子の選定**：電圧・電流定格、オン抵抗、スイッチング速度
- **ダイオードの選定**：逆回復時間、順方向電圧降下

5.8.3 次回の予告

次回（第 6 章）では、以下の内容について学習します：

- 絶縁型 DC-DC コンバータ（フライバックコンバータ、フォワードコンバータ）
- トランスを用いた昇圧・降圧
- 入出力の絶縁による安全性向上

第 6 章

直流-直流変換（2）

6.1 はじめに

本章では、絶縁型チョッパー回路（isolated chopper circuit）について学習する。第5章では非絶縁型のチョッパー回路（降圧、昇圧、昇降圧）について学んだが、本章では変圧器を用いた絶縁型チョッパー回路の動作原理と特徴について詳しく解説する。

6.1.1 本章の学習目標

本日の目標

- ・絶縁型チョッパー回路の動作原理を理解する
- ・変圧器の物理を理解する
- ・励磁電流と抵抗電流について理解する

図 6.1 本章の学習目標

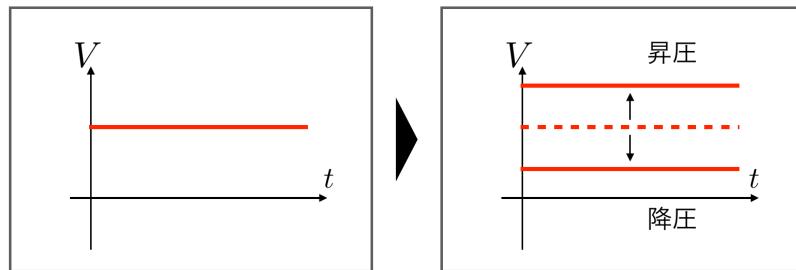
本章の学習目標は以下の 3 つである：

1. 絶縁型チョッパー回路の動作原理を理解する
2. 変圧器の物理を理解する
3. 励磁電流と負荷電流について理解する

6.1.2 DC-DC 変換の分類

直流-直流(DC-DC)変換とは *直流 : DC (Direct Current)

直流電圧を上げたり（昇圧）下げたり（降圧）する



- ① 非絶縁型チョッパ回路（昇圧・降圧・昇降圧）（第5回）
- ② 絶縁型チョッパ回路（昇圧・降圧）（第6回）
- ③ リニアレギュレータ（降圧）（第7回）

2024年11月1日 パワーエレクトロニクス6回目 直流-直流変換（2） 神野崇馬 soma.jinno@oit.ac.jp

3

図 6.2 DC-DC 変換の3つの方式

DC-DC 変換は、直流電圧の昇圧（step-up）や降圧（step-down）を実現する技術である。DC-DC コンバータは大きく分けて以下の3種類に分類される：

1. 非絶縁型チョッパー回路（buck/boost/buck-boost）：第5章で学習
2. 絶縁型チョッパー回路（buck/boost）：本章（第6章）で学習
3. リニアレギュレータ（buckのみ）：第7章で学習

絶縁型チョッパー回路は、変圧器を用いることで入力と出力を電気的に絶縁する方式である。

6.2 非絶縁型と絶縁型の違い

6.2.1 回路構成の比較

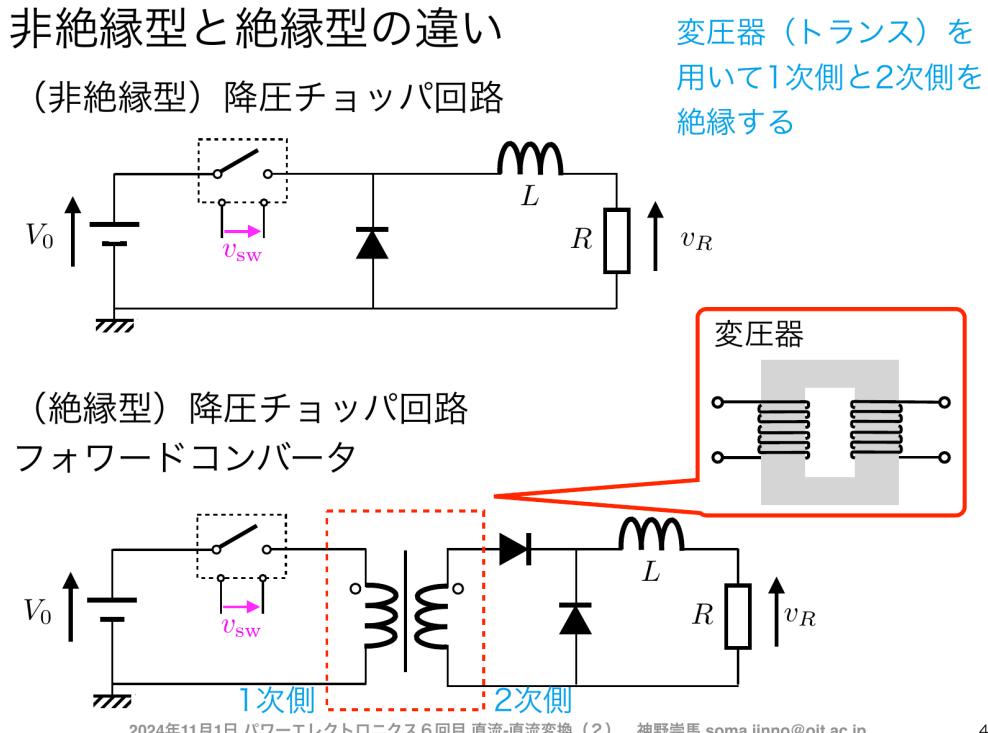
図??に、非絶縁型降圧チョッパーと絶縁型降圧チョッパー（フォワードコンバータ）の回路構成を示す。

非絶縁型降圧チョッパー回路：

- 構成要素：入力電圧源 V_0 、スイッチ、ダイオード、インダクタ L 、負荷抵抗 R
- 入力と出力が直接電気的に接続されている

絶縁型降圧チョッパー回路（フォワードコンバータ）：

- 構成要素：入力電圧源 V_0 、スイッチ、変圧器（トランス）、ダイオード、インダクタ L 、負荷抵抗 R

2024年11月1日 パワーエレクトロニクス6回目 直流-直流変換 (2) 神野崇馬 soma.jinno@oit.ac.jp

4

図 6.3 非絶縁型と絶縁型の回路構成の違い

- 変圧器により 1 次側と 2 次側が電気的に絶縁されている

重要なポイント：変圧器は 1 次側と 2 次側を電気的に絶縁しながら、磁気的にエネルギーを伝達する。

6.3 絶縁型の利点

6.3.1 安全性の向上

絶縁型コンバータの主な利点は以下の 2 つである：

1. 安全性 (Safety)

非絶縁型の場合：

- アースとの間に 100V などの電位差が存在する可能性がある
- 感電の危険性が高い

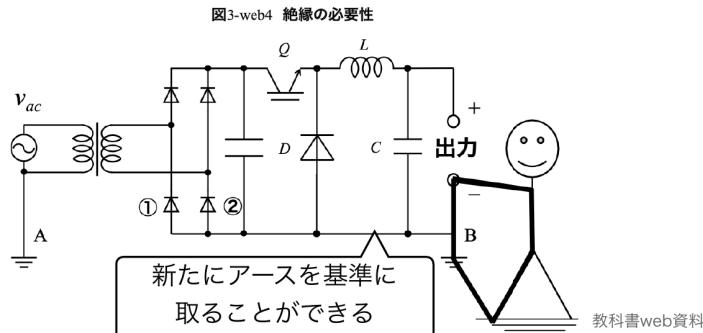
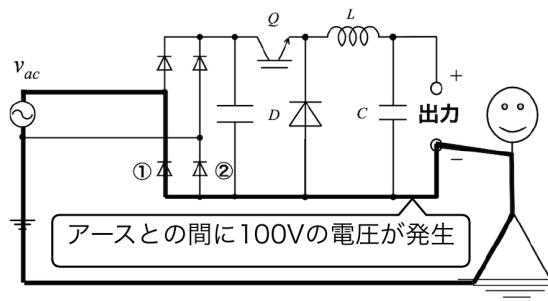
絶縁型の場合：

- 2 次側で新しいアース基準を設定できる (図中の点 A と B)
- 2 次側回路の任意の点をアースに接続できる
- 感電のリスクを大幅に低減

2. ノイズ対策 (Noise Countermeasures)

絶縁型にするメリット

- ・安全性
- ・ノイズ対策



2024年11月1日 バ

p

5

図6.4 絶縁による安全性の向上

- ・電気的な絶縁により、ノイズの伝搬を遮断できる
- ・1次側のノイズが2次側に直接伝わらない
- ・システム全体のノイズ耐性が向上

これらの利点により、絶縁型コンバータは以下のような用途で広く使用されている：

- ・医療機器（患者の安全確保）
- ・通信機器（ノイズ対策）
- ・産業機器（安全規格の要求）

6.4 変圧器の基礎物理

6.4.1 変圧器のパラメータ間の関係

変圧器の動作を理解するためには、電圧、磁束、インダクタンス、電流の関係を理解する必要がある。

基本関係式：

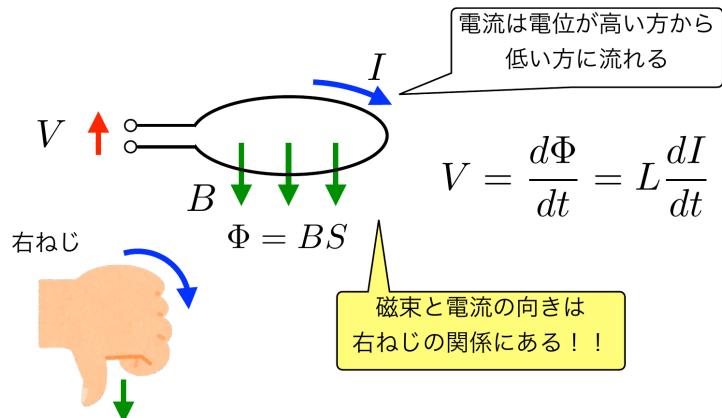
$$V = \frac{d\Phi}{dt} = L \frac{dI}{dt} \quad (6.1)$$

ここで、

- ・ V ：コイル電圧（誘導起電力）

変圧器の各変数の関係

コイルの電圧（起電力）と電流と磁束の向きの関係は？



2024年11月1日 パワーエレクトロニクス6回目 直流・直流変換(2) 神野崇馬 soma.jinno@oit.ac.jp

6

図 6.5 変圧器の基本関係式

- Φ : 磁束 (magnetic flux)
- $\Phi = BS$ (B : 磁束密度、 S : 断面積)
- L : インダクタンス
- I : 電流

重要な概念：磁束の向きと電流の向きは右ねじの関係に従う。

- 電流は高電位から低電位に流れる
- 磁束の向きと電流の向きは右ねじの法則で決まる
- 右手の親指を電流の方向に向けたとき、残りの指が巻く方向が磁束の向き

6.4.2 ファラデーの電磁誘導の法則

変圧器の動作原理は、ファラデーの電磁誘導の法則に基づいている。

ファラデーの法則（微分形）：

$$\nabla \times \mathbf{E}(\mathbf{r}, t) = -\frac{\partial \mathbf{B}(\mathbf{r}, t)}{\partial t} \quad (6.2)$$

この式は、「磁場の時間変化に対して逆向きの電場が発生する」ことを表している。

積分形：

両辺を面積分することで、以下の回路方程式が導出される：

$$\oint_C \mathbf{E} \cdot d\mathbf{r} = -\frac{d}{dt} \int_S \mathbf{B} \cdot \mathbf{n} dS \quad (6.3)$$

これより、回路方程式：

$$V = \phi_1 - \phi_2 = -\frac{d\Phi}{dt} \quad (6.4)$$

$$\Phi = LI \quad (6.5)$$

$$\therefore V = L \frac{dI}{dt} \quad (6.6)$$

が得られる。

6.4.3 閉回路での電圧

閉回路にかかる電場

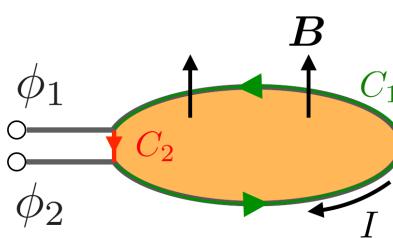
補足
(電磁界理論)

導体内の電場 = 0 (完全導体) であることに注意

$$\oint_C \mathbf{E} \cdot d\mathbf{r} = -\frac{d}{dt} \int_S \mathbf{B} \cdot \mathbf{n} dS$$

$$\begin{aligned} & \int_{C_1} \mathbf{E} \cdot d\mathbf{r} + \int_{C_2} \mathbf{E} \cdot d\mathbf{r} \\ &= -\frac{d}{dt} \int_S \mathbf{B} \cdot \mathbf{n} dS \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \underline{\phi_1 - \phi_2} &= -\frac{d\Phi}{dt} \quad \text{電場の回転方向と電位差の向きに注意} \\ V &= -\frac{d\Phi}{dt} = L \frac{dI}{dt} \quad \text{電流の向きは磁束を打ち消す向き} \\ &\Phi = \underline{-LI} \quad \text{座標の向きでマイナスがつく} \end{aligned}$$



2023年6月13日 電磁界理論9回目 インダクタンス 神野崇馬 soma.jinno@oit.ac.jp

8

図 6.6 閉回路での電圧の関係

完全導体 (perfect conductor) の仮定の下では、導体内部の電場は 0 である。

閉回路の積分方程式：

$$\oint_{C_1} \mathbf{E} \cdot d\mathbf{r} + \oint_{C_2} \mathbf{E} \cdot d\mathbf{r} = -\frac{d}{dt} \int_S \mathbf{B} \cdot \mathbf{n} dS \quad (6.7)$$

これより、

$$\phi_1 - \phi_2 = -\frac{d\Phi}{dt} \quad (6.8)$$

$$V = -\frac{d\Phi}{dt} = L \frac{dI}{dt} \quad (6.9)$$

重要な注意点：

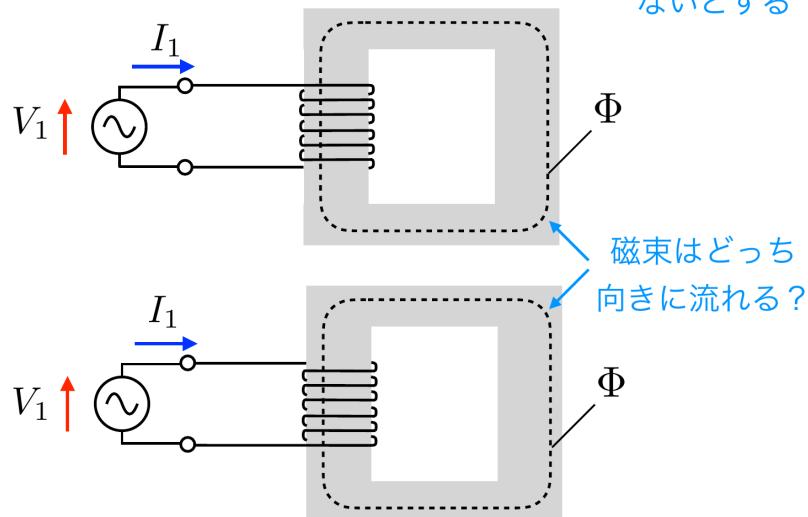
- 電場の回転の向きと電位差の向きに注意
- 電流の向きは磁束を打ち消す向き
- 座標系の定義により、 $\Phi = -LI$ となる場合がある (符号に注意)

6.4.4 変圧器鉄心内の磁束

変圧器の磁性体に流れる磁束

電流の向きと磁束向きの関係は？

磁束の漏れはないとする



2024年11月1日 パワーエレクトロニクス6回目 直流-直流変換（2） 神野崇馬 soma.jinno@oit.ac.jp

9

図 6.7 変圧器鉄心内の磁束の向き

仮定：磁束の漏れはないとする（理想変圧器）。

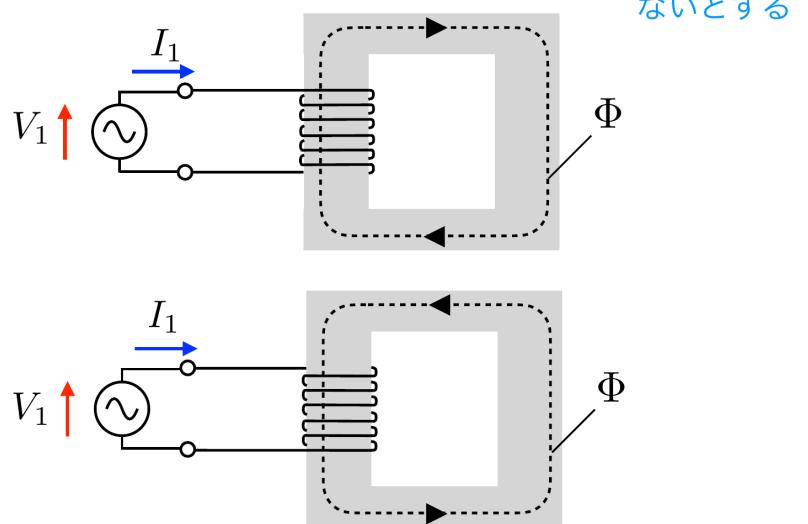
問い合わせ：電流の向きと磁束の向きの関係は？

1 次側に電圧 V_1 を印加し、電流 I_1 が流れると、鉄心内に磁束 Φ が発生する。

変圧器の磁性体に流れる磁束

電流の向きと磁束向きの関係は？

磁束の漏れはないとする



2024年11月1日 パワーエレクトロニクス6回目 直流-直流変換（2） 神野崇馬 soma.jinno@oit.ac.jp

10

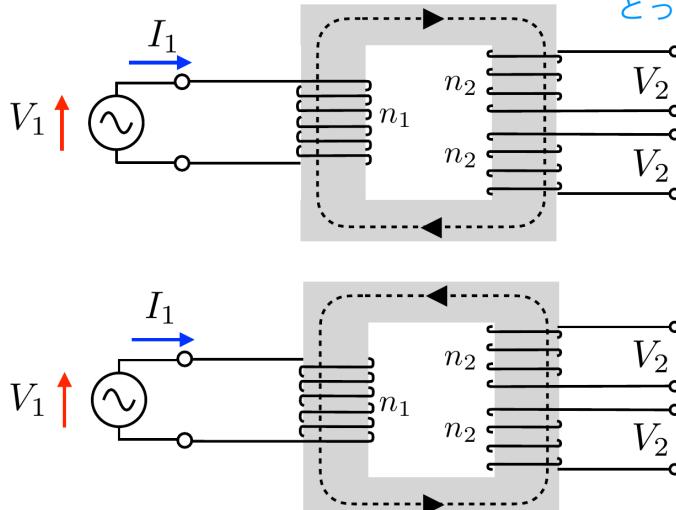
図 6.8 磁束の向きの決定

答え：同じ電流の向きに対して、両方の巻線で磁束は反対向きに流れる。磁束の向きは、各巻線に右ねじの法則を適用して決まる。

6.4.5 2次側の誘導電圧の向き

変圧器の2次側の起電力（電圧）の向き

起電力の向きは
どっち向き？



2024年11月1日 パワーエレクトロニクス6回目 直流-直流変換（2） 神野崇馬 soma.jinno@oit.ac.jp

11

図 6.9 2次側の誘導起電力の向き

問い合わせ：2次側に誘導される起電力の向きはどちら向きか？

回路には以下が示されている：

- 1次側： I_1 、 V_1 、巻数 n_1
- 2次側： V_2 、巻数 n_2 (2つの2次巻線)
- 鉄心を貫く磁束 Φ

答え：

- 1次側で磁束が一方向に流れると、2つの2次巻線には逆極性の電圧が誘導される
- 誘導電圧の向きは、巻線の巻き方向と磁束の向きで決まる
- 図では、上側の2次巻線と下側の2次巻線で電圧の極性が反対になっている

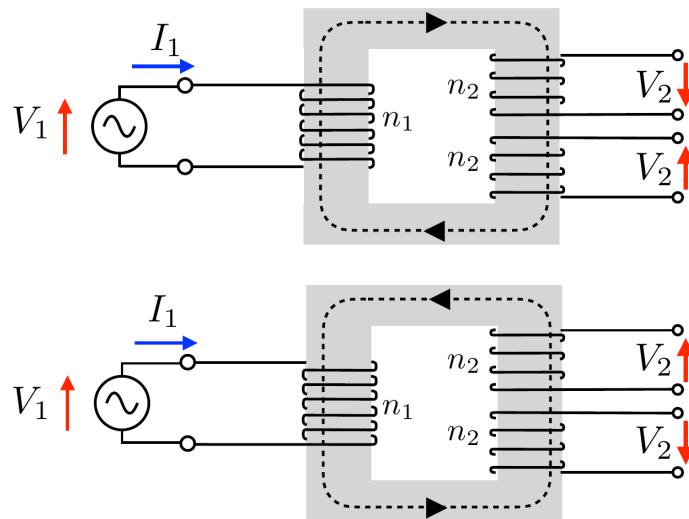
6.4.6 2次側負荷電流の向き

問い合わせ：負荷電流の向きはどちら向きか？

回路構成：

- 2次巻線に負荷抵抗が接続されている
- 電流 I_2 が負荷を流れる

変圧器の2次側の起電力（電圧）の向き

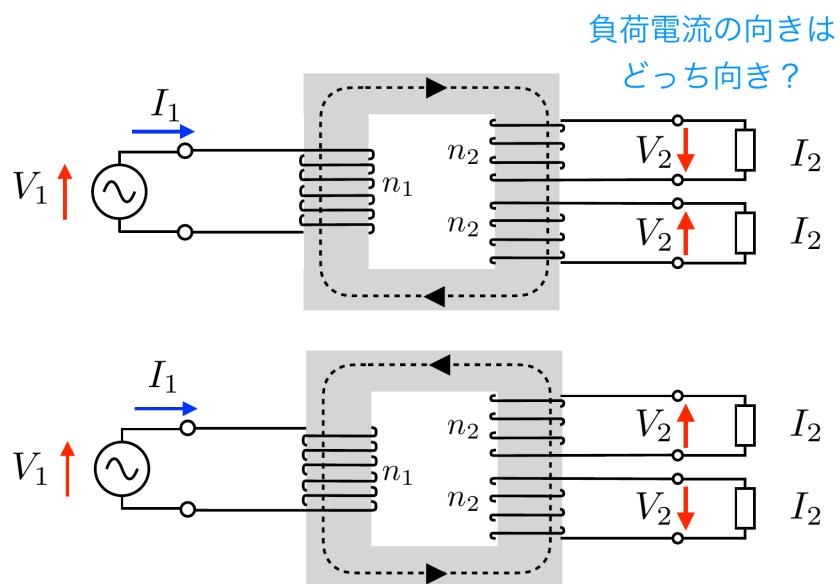


2024年11月1日 パワーエレクトロニクス6回目 直流-直流変換（2） 神野崇馬 soma.jinno@oit.ac.jp

12

図 6.10 2 次側電圧の極性

変圧器の2次側に流れる電流の向き



2024年11月1日 パワーエレクトロニクス6回目 直流-直流変換（2） 神野崇馬 soma.jinno@oit.ac.jp

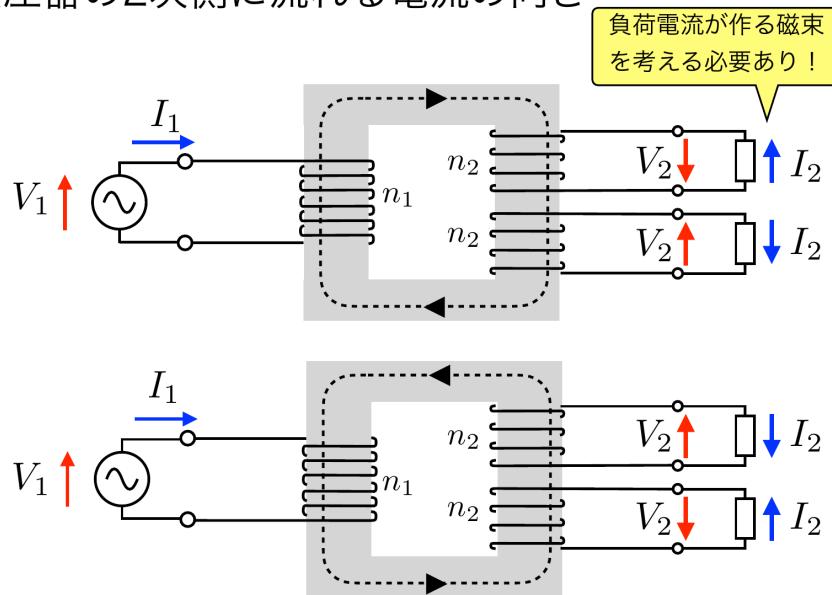
13

図 6.11 負荷電流の向き

答え：

- 負荷電流が作る磁束を考える必要がある！
- 負荷電流の向きは、レンツの法則に従って 1 次側の磁束を打ち消す向き
- 負荷による磁束 Φ_2 も考慮しなければならない

変圧器の2次側に流れる電流の向き



2024年11月1日 パワーエレクトロニクス6回目 直流-直流変換（2） 神野崇馬 soma.jinno@oit.ac.jp

14

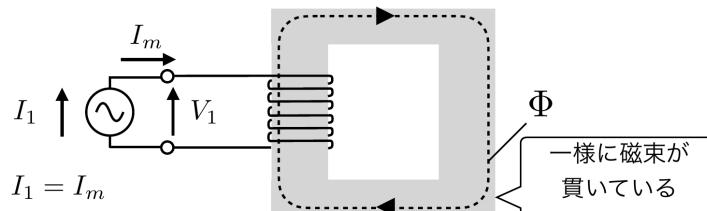
図 6.12 負荷電流が作る磁束

6.5 励磁電流と負荷電流

6.5.1 励磁電流の定義

励磁電流

変圧器の鉄心を磁化させるための電流



コイルに電圧をかけると電流が流れる

$$V_1 = \frac{d\Phi}{dt} = L \frac{dI_m}{dt}$$

鉄心内の磁束を
生み出す電流

2024年11月1日 パワーエレクトロニクス6回目 直流-直流変換（2） 神野崇馬 soma.jinno@oit.ac.jp

15

図 6.13 励磁電流

励磁電流 (Excitation Current) : 変圧器の鉄心を磁化させるための電流

回路図：

- 1 次コイル： V_1 、 $I_1 = I_m$ （励磁電流）
- 鉄心を貫く磁束 Φ

基本関係式：

$$V_1 = \frac{d\Phi}{dt} = L \frac{dI_m}{dt} \quad (6.10)$$

ここで、 I_m は鉄心内の磁束を生み出す電流である。

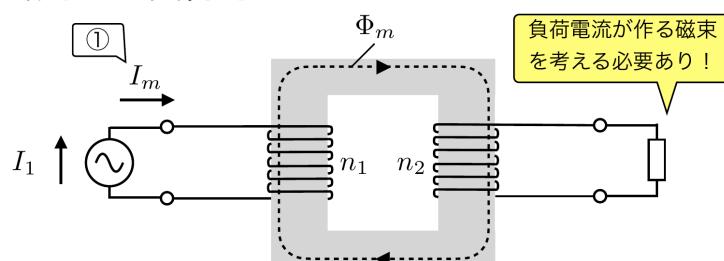
概念：コイルに電圧を印加すると電流が流れ、鉄心内に一様に磁束が貫いている状態が作られる。

6.5.2 励磁電流と負荷電流の流れるメカニズム

励磁電流と負荷電流がどのように流れるかを、段階的に理解する。

ステップ①：励磁電流の発生

励磁電流と負荷電流が流れるメカニズム



① 1次側コイルに電圧をかけると励磁電流が流れる

2024年11月1日 パワーエレクトロニクス6回目 直流-直流変換 (2) 神野崇馬 soma.jinno@oit.ac.jp

16

図 6.14 ステップ①：励磁電流の流れ

1次コイルに電圧を印加すると、励磁電流 I_m が流れる。

ステップ②：2次側への誘導

- 1 次側に励磁電流 I_m が流れる
- 2 次側に起電力が誘導され、負荷電流 I_2 が流れる

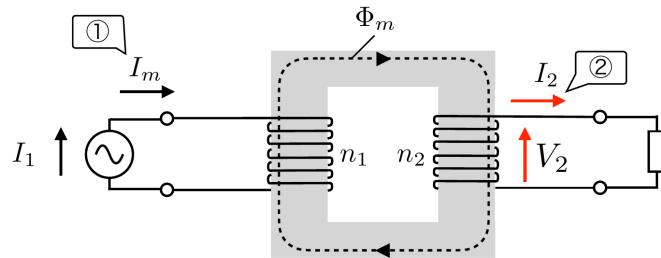
回路には以下が示されている：

- 1 次側： I_1 、 V_1
- 2 次側： I_2 、 V_2 、負荷

ステップ③：2次側電流による磁束

- 1 次側に励磁電流 I_m が流れる（磁束 Φ_m を生成）

励磁電流と負荷電流が流れるメカニズム



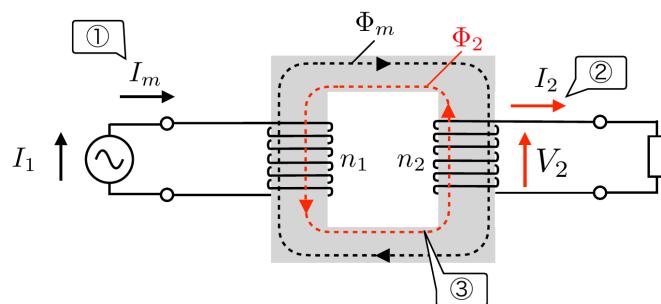
- ① 1次側コイルに電圧をかけると**励磁電流** I_m が流れる
- ② 2次側コイルの誘導起電力によって**負荷電流** I_2 が流れる

2024年11月1日 パワーエレクトロニクス6回目 直流-直流変換（2） 神野崇馬 soma.jinno@oit.ac.jp

17

図 6.15 ステップ①②：2次側への誘導

励磁電流と負荷電流が流れるメカニズム



- ① 1次側コイルに電圧をかけると**励磁電流** I_m が流れる
- ② 2次側コイルの誘導起電力によって**負荷電流** I_2 が流れる
- ③ 2次側の負荷に流れた電流が鉄心内に磁束 Φ_2 を作る

2024年11月1日 パワーエレクトロニクス6回目 直流-直流変換（2） 神野崇馬 soma.jinno@oit.ac.jp

18

図 6.16 ステップ①②③：2次側電流が作る磁束

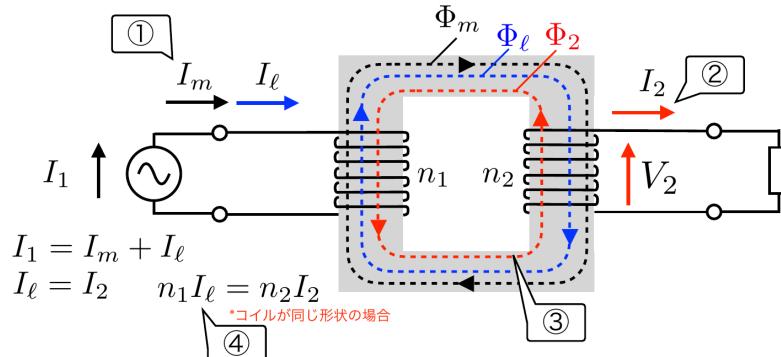
2. 2次側に負荷電流 I_2 が流れる
3. 2次側の負荷電流が鉄心内に独自の磁束 Φ_2 を作る

ステップ④：完全なメカニズム

図にはすべての磁束成分が示されている： Φ_m 、 Φ_ℓ 、 Φ_2

重要な関係式：

励磁電流と負荷電流が流れるメカニズム



- ① 1次側コイルに電圧をかけると**励磁電流** I_m が流れる
- ② 2次側コイルの誘導起電力によって**負荷電流** I_2 が流れる
- ③ 2次側の負荷に流れた電流が鉄心内に磁束 Φ_2 を作る
- ④ 鉄心内の**磁束**は**電圧源**で固定されているので $\Phi_\ell = \Phi_2$

1次側コイルに Φ_2 を打ち消すための**負荷電流** I_ℓ が流れる

2024年11月1日 パワーエレクトロニクス6回目 直流-直流変換 (2) 神野崇馬 soma.jinno@oit.ac.jp 19

図 6.17 ステップ①②③④：完全なメカニズム

$$I_1 = I_m + I_\ell \quad (6.11)$$

$$I_\ell = I_2 \quad (6.12)$$

$$n_1 I_\ell = n_2 I_2 \quad (\text{コイルが同じ形状の場合}) \quad (6.13)$$

$$\Phi_\ell = \Phi_2 \quad (6.14)$$

4段階のプロセス：

1. 1次コイルに電圧を印加 → 励磁電流 I_m が流れる
2. 2次側に起電力が誘導 → 負荷電流 I_2 が流れる
3. 2次側の負荷電流が鉄心内に磁束 Φ_2 を作る
4. 鉄心内の磁束は電圧源により固定されるため、 Φ_2 を打ち消すための**負荷電流** I_ℓ が1次側に流れれる

結論：1次側電流 I_1 は、**励磁電流** I_m と**負荷電流** I_ℓ の和である。

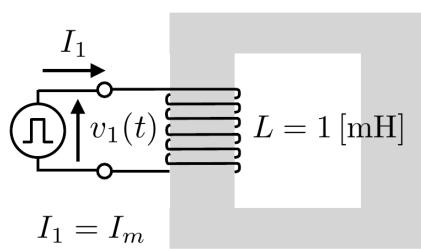
6.5.3 励磁電流の計算例

例題回路：

- 方形波電圧源 $v_1(t)$: $\pm 10V$ 、周期 $1.0 \mu s$
- インダクタ $L = 1 mH$
- 初期条件 : $I_1(0) = 0$

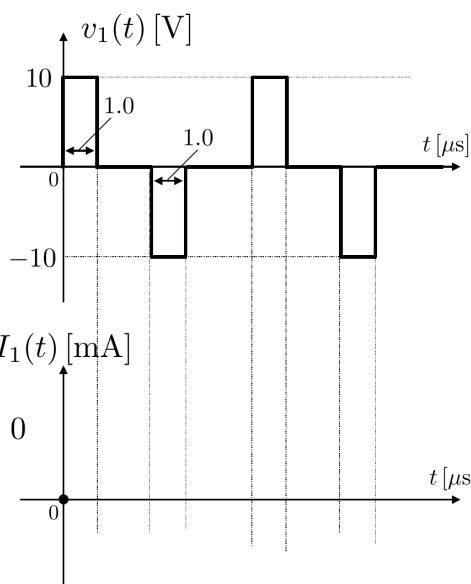
支配方程式：

励磁電流の計算



$$v_1(t) = L \frac{dI_1(t)}{dt}$$

$$I_1(0) = 0$$



LTspice : <https://www.dropbox.com/scl/fo/e714zv9022fytoxuh3g7o/h?rkey=rh969pc6avhv10ws5k4upzvfq&dl=0>
2024年11月1日 パワーエレクトロニクス6回目 直流-直流変換（2） 神野崇馬 soma.jinno@oit.ac.jp

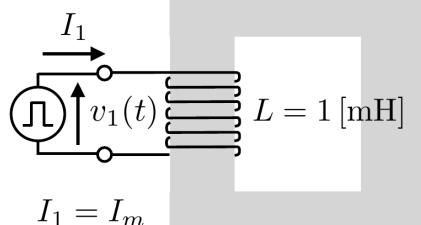
20

図 6.18 励磁電流の計算例

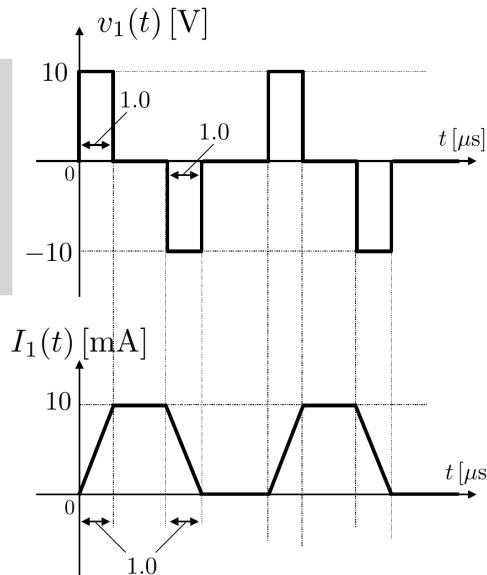
$$v_1(t) = L \frac{dI_1(t)}{dt} \quad (6.15)$$

結果：電流 $I_1(t)$ は、電圧が正の期間に線形に増加し、三角波形となる。ピーク値は 10 mA（立ち上がり時間 1.0 μ s）。

励磁電流の計算



$$v_1(t) = L \frac{dI_1(t)}{dt}$$



LTspice : <https://www.dropbox.com/scl/fo/e714zv9022fytoxuh3g7o/h?rkey=rh969pc6avhv10ws5k4upzvfq&dl=0>
2024年11月1日 パワーエレクトロニクス6回目 直流-直流変換（2） 神野崇馬 soma.jinno@oit.ac.jp

21

図 6.19 励磁電流の波形

波形図には、 $v_1(t)$ （方形波、±10V）と $I_1(t)$ （三角波、0~10 mA）が示されている。

6.5.4 励磁電流と負荷電流の計算例

回路構成（スライド 22）：

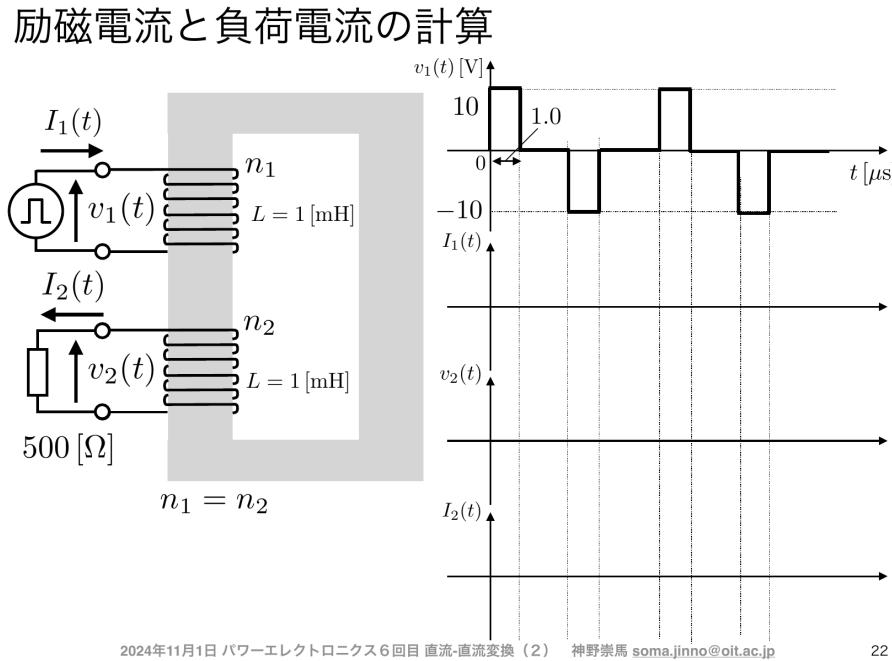


図 6.20 励磁電流と負荷電流の計算例（回路構成）

- 1 次側 : $I_1(t)$ 、 $v_1(t)$ 、巻数 n_1 、 $L = 1 \text{ mH}$
- 2 次側 : $I_2(t)$ 、 $v_2(t)$ 、巻数 n_2 、 $L = 1 \text{ mH}$ 、負荷 500Ω
- 巻数比 : $n_1 = n_2$

段階的な結果（スライド 22～26）：

スライド 22 : $v_1(t)$ の方形波入力を表示

スライド 23 : $v_2(t)$ の出力を追加 (v_1 に追従)

スライド 24 : $I_2(t)$ の 2 次側電流を追加 (20 mA の方形波)

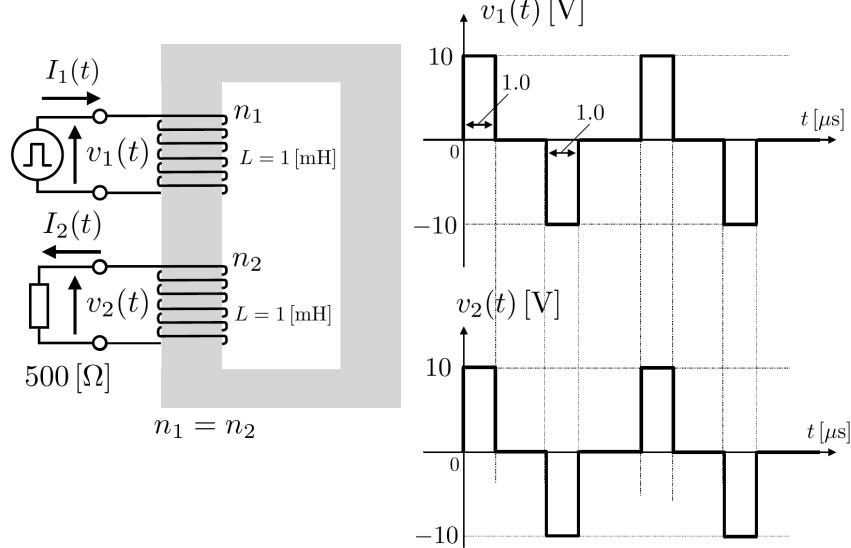
スライド 26 : $I_1(t)$ の 1 次側電流を追加 :

- 小さいグラフ : $I_1(t)$ (励磁電流のみ、三角波、10 mA)
- 大きいグラフ : $I_1(t) = \text{励磁電流} + \text{負荷電流}$
- 合計 $I_1(t)$ の範囲 : $-20 \sim +30 \text{ mA}$

重要な観察 :

- 励磁電流成分 : 三角波 (磁束を維持するため)
- 負荷電流成分 : 方形波 (2 次側負荷電流に対応)
- 1 次側電流は両者の重ね合わせ

励磁電流と負荷電流の計算

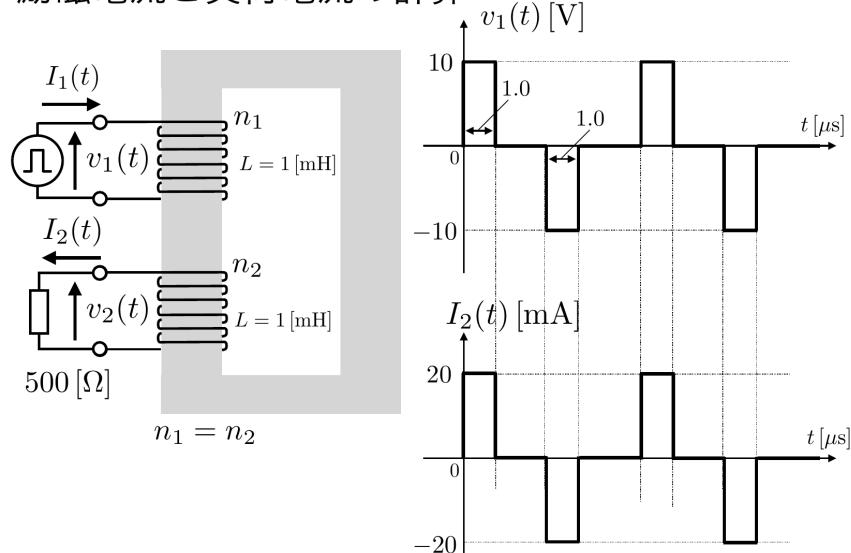


2024年11月1日 パワーエレクトロニクス6回目 直流-直流変換（2） 神野崇馬 soma.jinno@oit.ac.jp

23

図 6.21 $v_2(t)$ の追加

励磁電流と負荷電流の計算



2024年11月1日 パワーエレクトロニクス6回目 直流-直流変換（2） 神野崇馬 soma.jinno@oit.ac.jp

24

図 6.22 $I_2(t)$ の追加

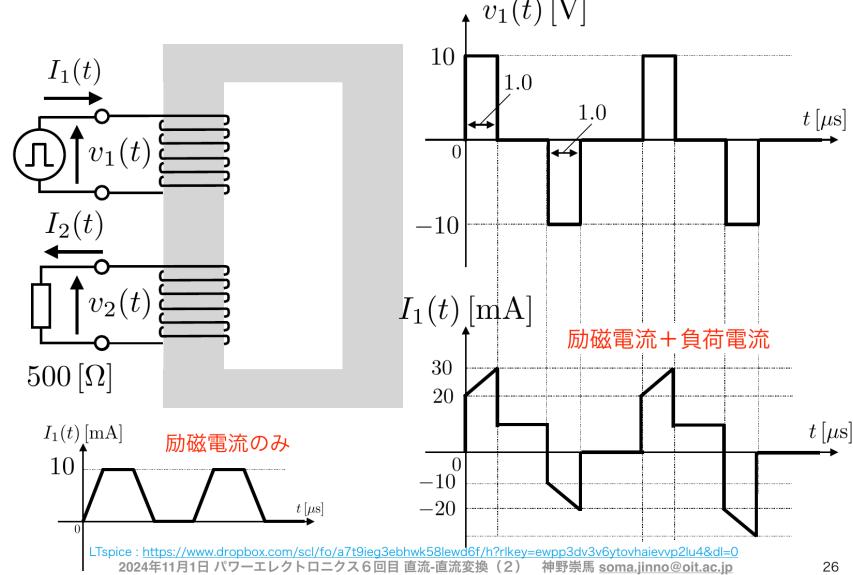
6.6 回路シミュレーションにおける変圧器の扱い

6.6.1 変圧器の表現方法

問い合わせ：回路図でドット（極性マーク）をどこに打てば良いか？

2つの構成が示されている：

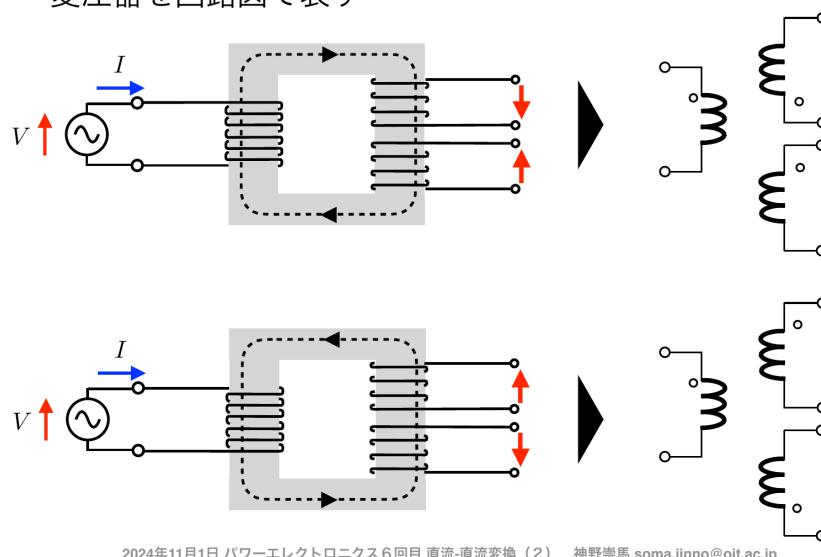
励磁電流と負荷電流の計算

図 6.23 $I_1(t)$ の追加（完全な波形）

回路シミュレーションの変圧器の取り扱い

変圧器を回路図で表す

どこに○を打てば良い？



27

図 6.24 変圧器の回路記号への変換

- 上：磁束が一方向に流れる
- 下：磁束が反対方向に流れる

両方とも、物理的な変圧器から複数端子を持つ回路記号への変換を示している。

答え：同じ位相であれば同じ向きにドットを打つ。

回路図には以下が示されている：

回路シミュレーションの変圧器の取り扱い

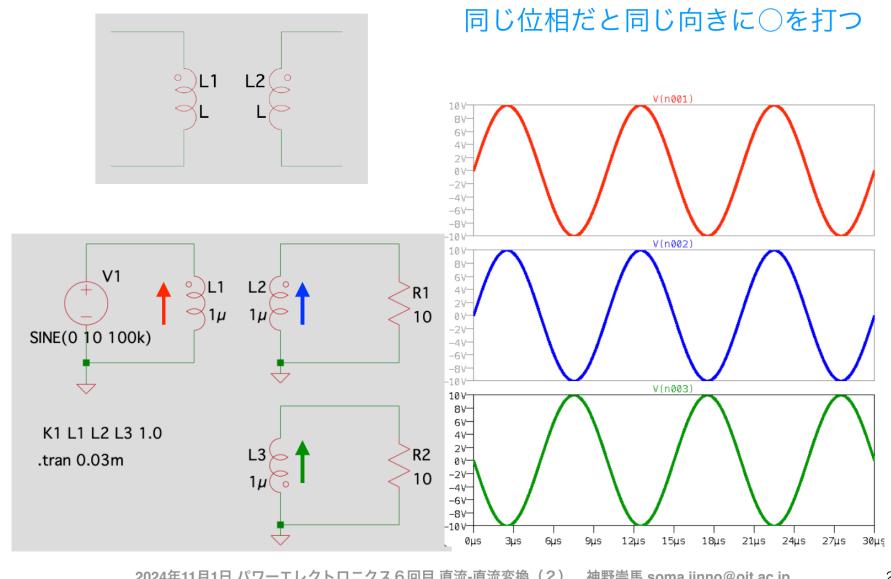


図 6.25 回路記号の規則

- 電圧源 V_1 と結合インダクタ L_1 、 L_2 、 L_3
- 3つの出力負荷： $R_1 = 10\Omega$ 、 $R_2 = 10\Omega$ 、 R_3 （抵抗値記載）
- 結合文： $K1 L1 L2 L3 1.0$
- シミュレーション： $.tran 0.03m$

波形：3つの正弦波出力 $V(n001)$ 、 $V(n002)$ 、 $V(n003)$ が 0° 、 120° 、 240° の位相関係を示す ($0 \mu s \sim 30 \mu s$)

変更した回路：

- パルス電源： $PULSE(0 10 0 10n 10n 10u 20u)$
- シミュレーション： $.tran 0.05m$

波形：パルス励磁による方形波出力を示し、変圧器の適切な結合を表示 ($0 \mu s \sim 50 \mu s$)

6.6.2 スイッチを追加した場合の動作

スイッチング素子を含む回路：

- 10V 直流電源
- スイッチ v_{sw}
- 変圧器（ 500Ω 負荷付き）
- 1次側： $I_1(t)$ 、 $v_1(t)$
- 2次側： $I_2(t)$ 、 $v_2(t)$

問い合わせ：スイッチを使うとどうなるか？

回路シミュレーションの変圧器の取り扱い

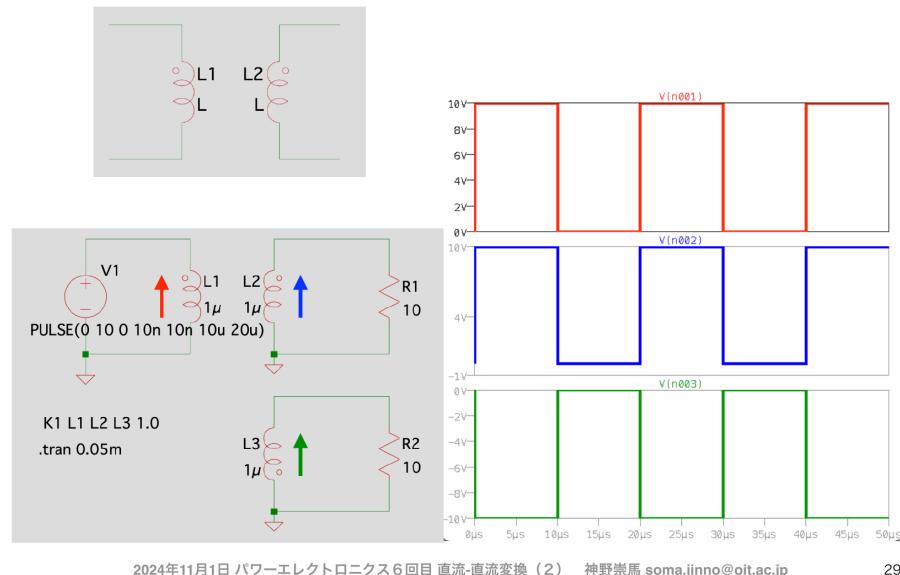


図 6.26 方形波励磁

励磁電流と負荷電流の計算

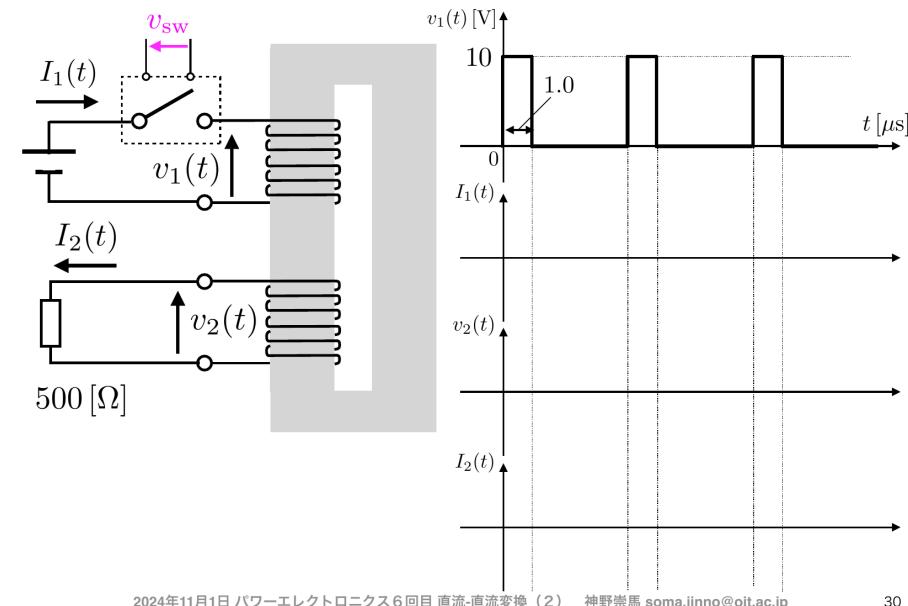


図 6.27 スイッチング素子を含む回路

初期波形（スイッチ解析前）：

- $v_1(t)$ ：平坦
- $I_1(t)$ ：平坦
- $v_2(t)$ ：平坦
- $I_2(t)$ ：平坦

励磁電流と負荷電流の計算

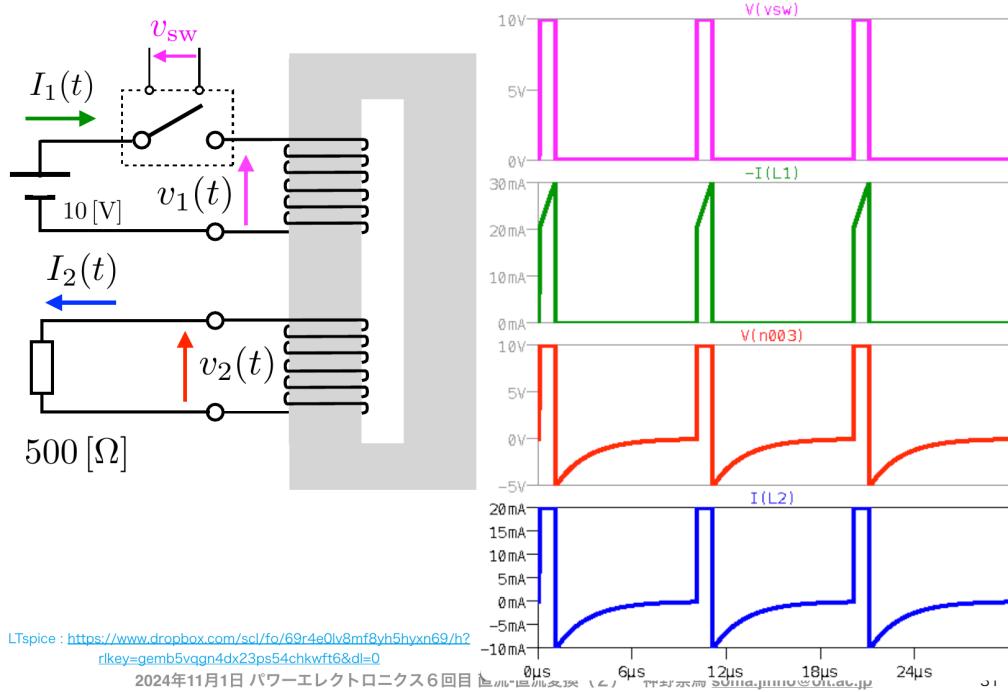


図 6.28 スイッチング時のシミュレーション結果

完全な波形：

- $v(v_{sw})$: スイッチ電圧 (紫、0~10V パルス)
- $-I(L1)$: 1 次側電流 (緑、ピーク約 30 mA の三角波)
- $V(n003)$: 2 次側電圧 (赤、オーバーシュート / リンギングを示す)
- $I(L2)$: 2 次側電流 (青、パルス応答)

時間スケール：0 μ s ~ 24 μ s

観察される現象：

- スイッチ ON 時：1 次側に電流が流れ、磁束が増加
- スイッチ OFF 時：磁束の変化により 2 次側に高電圧が誘導（オーバーシュート）
- 励磁電流と負荷電流の相互作用が見られる

6.7 フォワードコンバータ（絶縁型降圧）

6.7.1 フォワードコンバータの回路構成

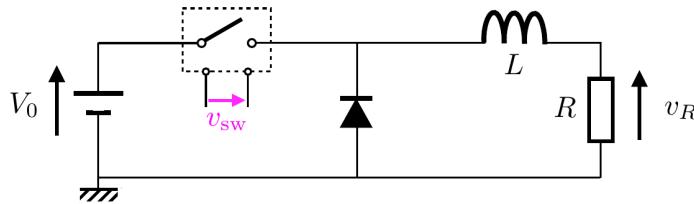
2 つのバージョンが示されている：

非絶縁型降圧チョッパー：

- 回路要素： V_0 （入力）、スイッチ v_{sw} 、ダイオード、インダクタ L 、負荷抵抗 R 、出力 v_R
- 入力と出力が直接電気的に接続

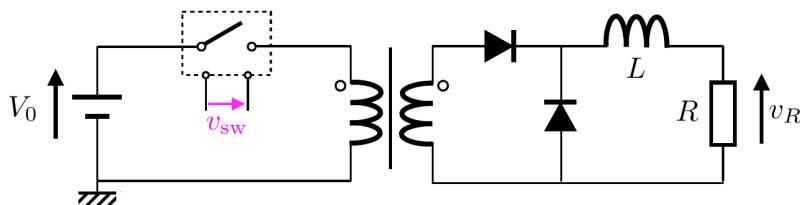
フォワードコンバータ（降圧回路）

（非絶縁型）降圧チョッパ回路



（絶縁型）降圧チョッパ回路

フォワードコンバータ



2024年11月1日 パワーエレクトロニクス6回目 直流-直流変換（2） 神野崇馬 soma.jinno@oit.ac.jp

32

図 6.29 フォワードコンバータの回路トポロジー

絶縁型降圧チョッパー（フォワードコンバータ）：

- 回路要素： V_0 （入力）、スイッチ v_{sw} 、**変圧器**、ダイオード、インダクタ L 、負荷抵抗 R 、出力 v_R
- 1 次側と 2 次側が電気的に絶縁

6.7.2 フォワードコンバータの完全な回路

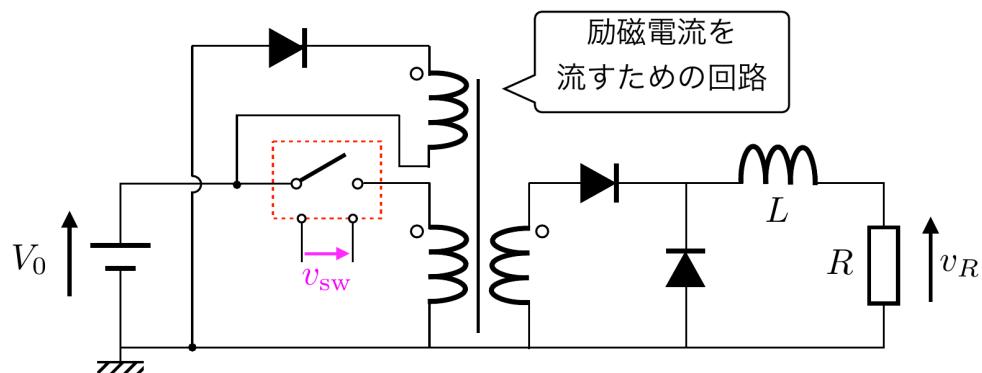
励磁電流用の追加要素：

- 1 次側にダイオードを追加：励磁電流を流すための経路（励磁電流を流すための回路）
- 完全な回路：入力 $V_0 \rightarrow$ スイッチ $v_{sw} \rightarrow$ 変圧器 \rightarrow 整流ダイオード $\rightarrow L \rightarrow R$ （負荷） \rightarrow 出力 v_R

解析手順（回路の動作を確認する手順）：

- スイッチ ON 時と OFF 時の等価回路を作る（制御スイッチがオン時とオフ時の等価回路を作る）
- ON 時と OFF 時のインダクタ電圧 v_L を求める（オン時とオフ時のコイルにかかる電圧 v_L を求める）
- 定常状態の条件から負荷電圧を求める（定常状態の条件（オンとオフ時の電圧の積分が等しい）から負荷電圧を求める）

降圧コンバータ（フォワードコンバータ）



回路の動作を確認する手順

- ① 制御スイッチがオン時とオフ時の等価回路を作る
- ② オン時とオフ時のコイルにかかる電圧 v_L を求める
- ③ 定常状態の条件（オンとオフ時の電圧の積分が等しい）から
負荷電圧を求める

2024年11月1日 パワーエレクトロニクス6回目 直流-直流変換（2） 神野崇馬 soma.jinno@oit.ac.jp

33

図 6.30 フォワードコンバータの完全な回路

6.7.3 ON 時と OFF 時の電流経路

2 つの回路状態が示されている：

ON 状態（オン時）：

- 電流経路（青矢印）： $V_0 \rightarrow$ スイッチ \rightarrow 変圧器 1 次側 \rightarrow 変圧器 2 次側 \rightarrow ダイオード $\rightarrow L \rightarrow R \rightarrow$ グランド
- 電流が回路全体を流れる

OFF 状態（オフ時）：

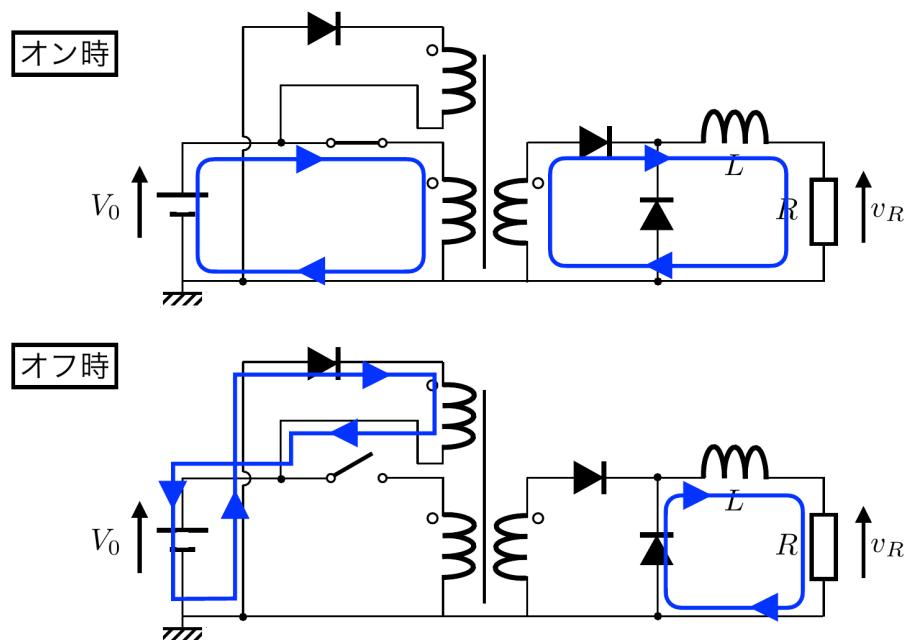
- 電流経路（青矢印）：1 次側と 2 次側で別々の経路
- 1 次側：追加されたダイオードを通る還流経路
- 2 次側： $L \rightarrow R \rightarrow$ ダイオード（還流）を通って電流が継続

6.7.4 フォワードコンバータのシミュレーション例

回路パラメータ：

- 入力：100V
- デューティ比 $D = 0.3$
- スイッチング周波数 $f_{sw} = 20$ kHz

スイッチのオンオフ時の電流の経路



2024年11月1日 パワーエレクトロニクス6回目 直流-直流変換 (2) 神野崇馬 soma.jinno@oit.ac.jp

34

図 6.31 ON 時と OFF 時の電流経路

- 卷数比 : $n_1 : n_2 : n_3 = 10 : 1 : 10$
- 励磁インダクタンス (1 次側) : 10 mH
- 漏れインダクタンス (2 次側) : 0.1 mH
- 出力インダクタ : 1.0 mH
- 出力コンデンサ : 500 μ F
- 負荷 : 5.0 Ω
- 参考 : 教科書 P88

波形 :

- v_L : インダクタ電圧 (赤、矩形パルス +2V～-4V)
- i_L : インダクタ電流 (青、三角波リップル 540～660 mA)
- v_R : 出力電圧 (緑、約 3V でわずかなリップル 2.9950～2.9964V)

時間スケール : 0 μ s～140 μ s

観察される特性 :

- 出力電圧は入力電圧より低い (降圧動作)
- インダクタ電流は連続モード (CCM) で動作
- 出力コンデンサにより電圧リップルが小さい

降圧コンバータ（フォワードコンバータ）

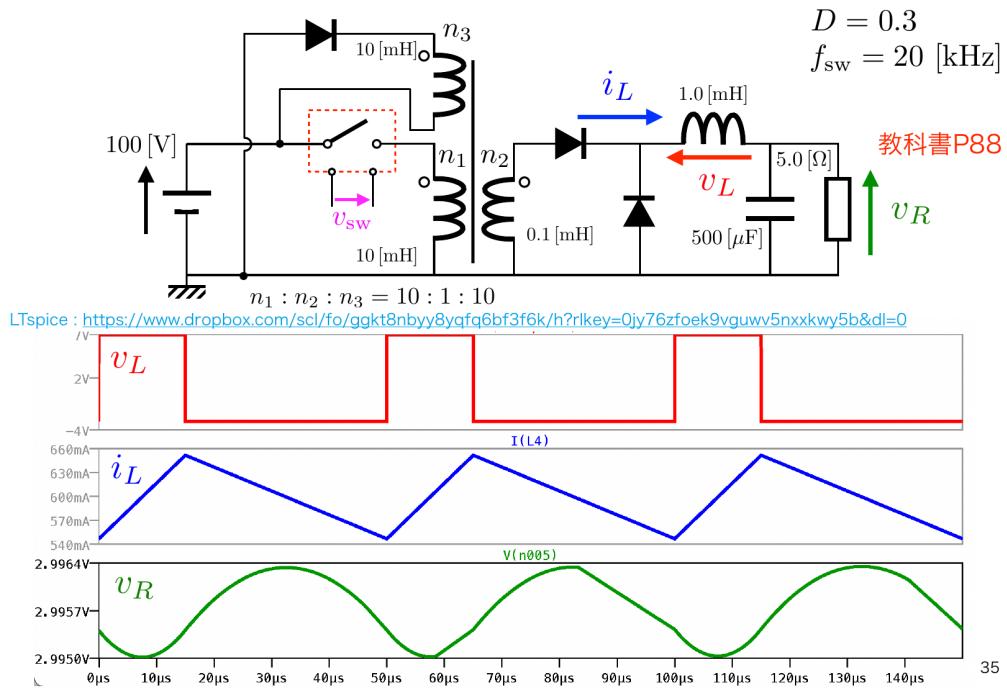


図 6.32 フォワードコンバータのシミュレーション例

6.8 フライバックコンバータ（絶縁型昇降圧）

6.8.1 フライバックコンバータの回路構成

2つのバージョンが示されている：

非絶縁型昇降圧チョッパー：

- 入力コンデンサ、スイッチ v_{sw} 、インダクタ L (i_L 、 v_L マーク付き)、ダイオード、コンデンサ C 、抵抗 R 、出力 v_C

絶縁型昇降圧チョッパー（フライバックコンバータ）：

- 入力コンデンサ、スイッチ v_{sw} 、1次側にインダクタンスを持つ変圧器、2次側にダイオード、コンデンサ C 、抵抗 R 、出力 v_C
- 重要な注意：極性の向きに注意（極性の向きに注意）

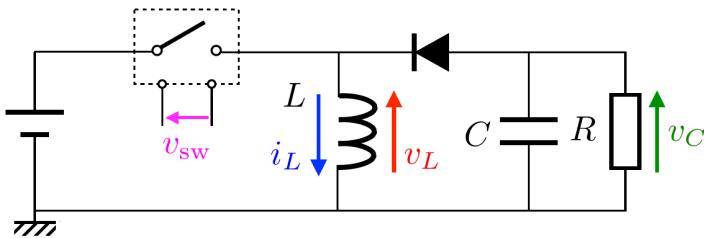
6.8.2 フライバックコンバータの解析手順

回路図：

- 入力コンデンサ、スイッチ v_{sw} 、変圧器 (L)、2次側にダイオード、コンデンサ C 、抵抗 R 、出力 v_C

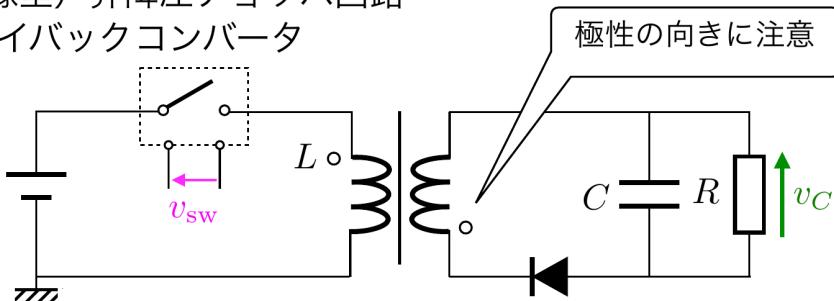
昇降圧コンバータ（フライバックコンバータ）

（非絶縁型）昇降圧チョッパ回路



（絶縁型）昇降圧チョッパ回路

フライバックコンバータ



2024年11月1日 パワーエレクトロニクス6回目 直流-直流変換（2） 神野崇馬 soma.jinno@oit.ac.jp

36

図 6.33 フライバックコンバータの回路トポロジー

解析手順（回路の動作を確認する手順）：

1. スイッチ ON 時と OFF 時の等価回路を作る（制御スイッチがオン時とオフ時の等価回路を作る）
2. ON 時と OFF 時のインダクタ電圧 v_L を求める（オン時とオフ時のコイルにかかる電圧 v_L を求める）
3. 定常状態の条件から負荷電圧を求める（定常状態の条件（オンとオフ時の電圧の積分が等しい）から負荷電圧を求める）

6.8.3 ON 時と OFF 時の電流経路（フライバック）

2つの回路状態が示されている：

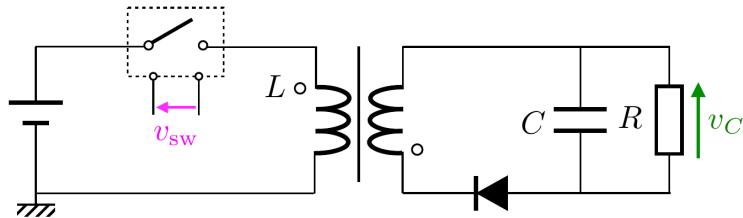
ON 状態（オン時）：

- 電流経路（青矢印）：入力 → スイッチ → 1次側インダクタ L → グランド
- 変圧器インダクタンスにエネルギーが蓄積される
- 2次側ダイオードが逆バイアス（2次側に電流は流れない）

OFF 状態（オフ時）：

- 電流経路（青矢印）：エネルギーが 2 次側に転送される
- 2 次側：変圧器 → ダイオード → コンデンサ C と抵抗 R → グランド

昇降圧コンバータ（フライバックコンバータ）



回路の動作を確認する手順

- ① 制御スイッチがオン時とオフ時の等価回路を作る
- ② オン時とオフ時のコイルにかかる電圧 v_L を求める
- ③ 定常状態の条件（オンとオフ時の電圧の積分が等しい）から負荷電圧を求める

2024年11月1日 パワーエレクトロニクス6回目 直流-直流変換（2） 神野崇馬 soma.jinno@oit.ac.jp

37

図 6.34 フライバックコンバータの解析手順

- 1 次側スイッチは開く

強調された主要な利点（黄色ボックス）：「絶縁化することで入力と向きを揃えることができる！」
(By using isolation, input and polarity can be reversed!)

6.8.4 定常状態の波形

降圧モード（ステップダウン）定常状態

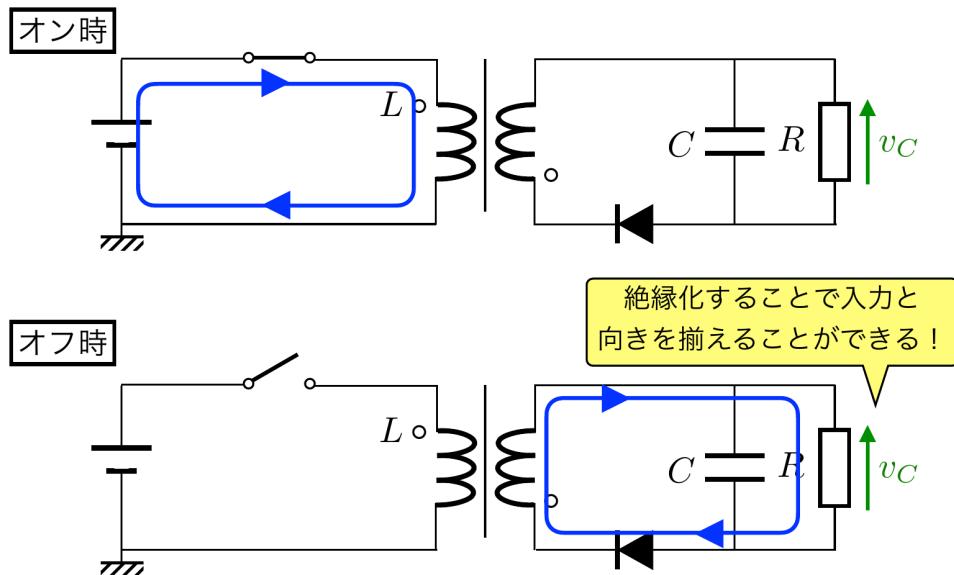
回路パラメータ：

- $V_0 = 12V$ (入力)
- $D = 0.2941$ (デューティ比)
- $f_{sw} = 20 \text{ kHz}$
- $L = 700 \mu \text{H}$
- $C = 500 \mu \text{F}$
- $R = 5.0 \Omega$
- 参考：教科書 P76 に絶縁を追加

波形：

- v_{L2}, v_{L1} : ON/OFF 遷移時の 1 次側と 2 次側電圧
- i_{L1} : 1 次側電流（オレンジ、三角波 0.6~1.8A）
- i_{L2} : 2 次側電流（青、パルス -0.6~-1.2A）
- v_C : 出力電圧（緑、約 5V でリップル 4.989~5.022V）

スイッチのオンオフ時の電流の経路



2024年11月1日 パワーエレクトロニクス6回目 直流-直流変換（2） 神野崇馬 soma.jinno@oit.ac.jp

38

図 6.35 フライバックコンバータの ON 時と OFF 時の電流経路

時間スケール：0 μ s～160 μ s

昇圧モード（ステップアップ）定常状態

回路パラメータ：

- $V_0 = 5.0V$ (入力)
- $D = 0.7059$ (デューティ比)
- $f_{sw} = 20 \text{ kHz}$
- $L = 700 \mu \text{H}$
- $C = 500 \mu \text{F}$
- $R = 28.8 \Omega$
- 参考：教科書 P76 に絶縁を追加

波形：

- v_{L2} 、 v_{L1} ：ON/OFF 期間を示す電圧（-14V～+14V の範囲）
- i_{L1} ：1 次側電流（オレンジ、三角波 0～1.8A）
- i_{L2} ：2 次側電流（青、パルス -0.5～-1.8A）
- v_C ：出力電圧（緑、約 12V でリップル 11.991～12.024V）

時間スケール：0 μ s～160 μ s

降圧時の定常状態の各素子の振る舞い

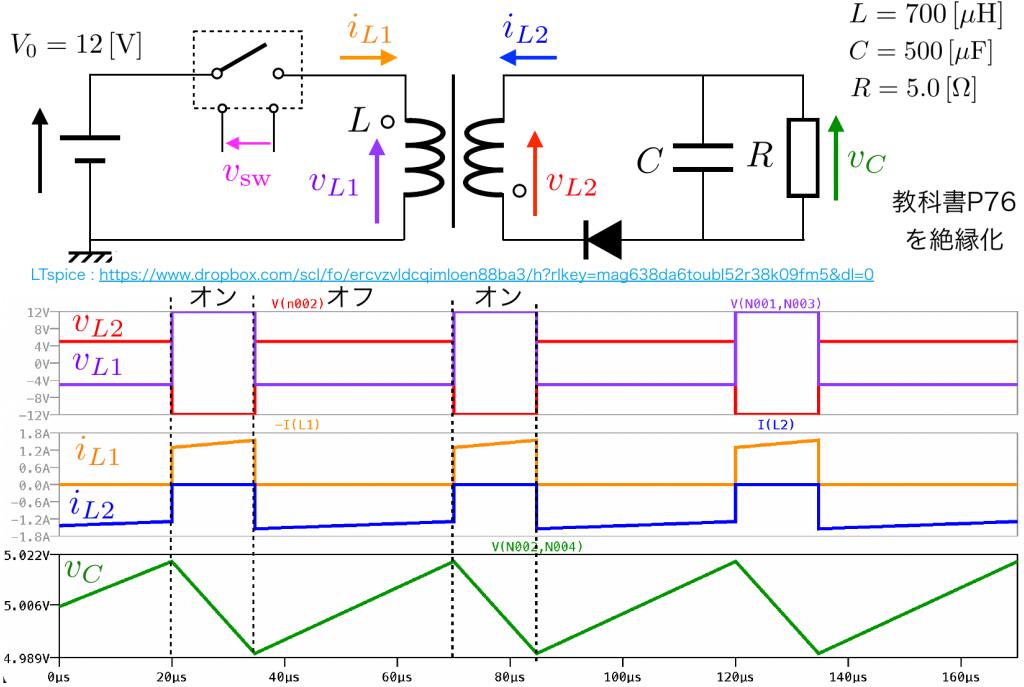


図 6.36 降圧モードの定常状態波形

6.9 まとめ

本章では、以下の3つの主要なトピックを扱った：

1. 絶縁型チョッパー回路の原理について説明した

絶縁型チョッパー回路は、変圧器を用いることで入力と出力を電気的に絶縁しながらエネルギーを伝達する。これにより、安全性の向上とノイズ対策が実現される。

2. 変圧器の物理と励磁電流、負荷電流の違いを説明した

変圧器の動作は、ファラデーの電磁誘導の法則に基づいている。1次側電流は以下の2つの成分から構成される：

- 励磁電流 I_m ：鉄心を磁化させるための電流
- 負荷電流 I_ℓ ：2次側の負荷電流が作る磁束を打ち消すための電流

重要な関係式：

$$I_1 = I_m + I_\ell \quad (6.16)$$

$$n_1 I_\ell = n_2 I_2 \quad (6.17)$$

3. 各回路の構成とそれぞれの役割について説明した

フォワードコンバータ（絶縁型降圧）：

- 入力電圧より低い出力電圧を得る
- 1次側にダイオードを追加して励磁電流の経路を確保
- ON 時に1次側から2次側へエネルギー転送

昇圧時の定常状態の各素子の振る舞い

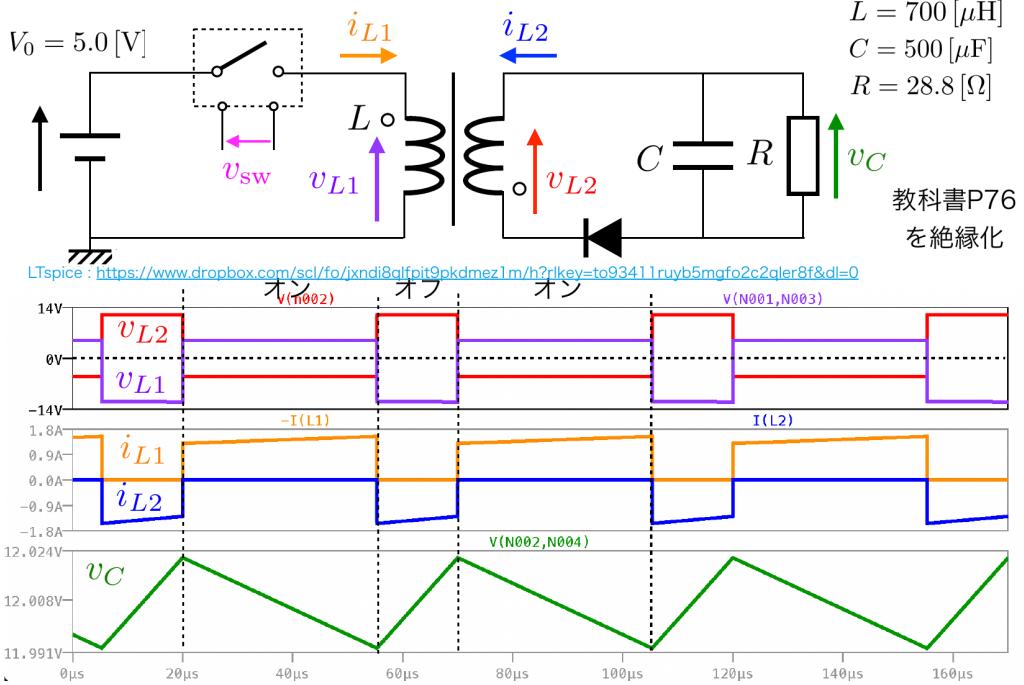


図 6.37 昇圧モードの定常状態波形

フライバックコンバータ（絶縁型昇降圧）：

- 入力電圧より高いまたは低い出力電圧を得る
- ON 時に 1 次側インダクタにエネルギー蓄積
- OFF 時に 2 次側へエネルギー転送
- 極性を揃えることができる（絶縁の利点）

4. 定常状態のスイッチのオンオフ時における各素子の電圧や電流波形について説明した

各コンバータにおいて、スイッチの ON/OFF 時の等価回路を作成し、インダクタ電圧と電流の波形を導出した。定常状態では、インダクタ電圧の時間積分が ON 時と OFF 時で等しいという条件（電圧-秒バランス）から、出力電圧が決定される。

シミュレーション結果により、理論解析の妥当性を確認した。

6.9.1 本章で学んだ重要な概念

1. 絶縁の重要性

- 安全性の向上（感電防止）
- ノイズ対策（電気的絶縁）
- 医療機器、通信機器、産業機器で必須

2. 変圧器の物理

- ファラデーの電磁誘導の法則： $V = d\Phi/dt = L(dI/dt)$

まとめ

絶縁型チヨッパ回路の原理について説明した

- ・ 変圧器の物理と励磁電流、負荷電流の違いを説明した
- ・ 各回路の構成とそれぞれの役割について説明した
- ・ 定常状態のスイッチのオンオフ時における各素子の電圧や電流波形について説明した

図 6.38 本章のまとめ

- ・ 磁束と電流の右ねじの関係
- ・ 励磁電流と負荷電流の分離

3. 回路トポロジー

- ・ フォワードコンバータ：絶縁型降圧
- ・ フライバックコンバータ：絶縁型昇降圧
- ・ それぞれの動作原理と特徴

4. 解析手法

- ・ ON/OFF 時の等価回路作成
- ・ インダクタ電圧の導出
- ・ 電圧-秒バランスによる出力電圧の決定
- ・ シミュレーションによる検証

これらの知識は、実際の DC-DC コンバータの設計において不可欠である。

第 7 章

直流-直流変換 (3)

7.1 はじめに

本章では、DC-DC 変換の第 3 の方式であるリニアレギュレータについて学ぶ。これまでに学んだチョッパ回路(第 5 章)と絶縁型コンバータ(第 6 章)とは異なる動作原理を持つ降圧回路である。

7.1.1 本章の学習目標

本章では以下の 3 つの目標を設定する：

1. リニアレギュレータの動作原理を理解する
2. 半導体素子(特にバイポーラトランジスタ)の使い方を理解する
3. オペアンプの動作とフィードバック制御を理解する

本日の目標

- リニアレギュレータの動作原理を理解する
- 半導体素子の使い方を理解する
- オペアンプの動作を理解する

7.2 リニアレギュレータとは

7.2.1 DC-DC 変換の分類

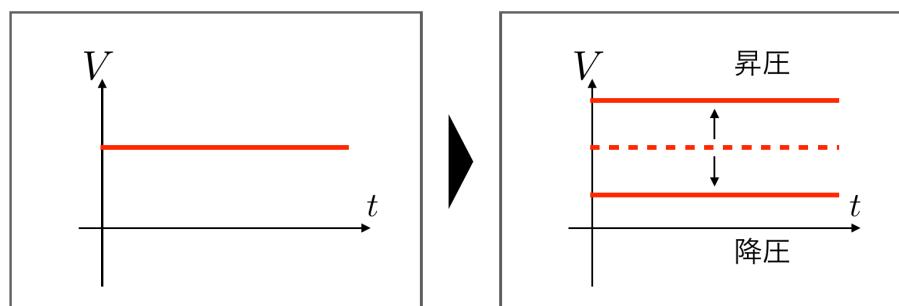
これまでの講義で学んだ DC-DC 変換方式を振り返ると、以下のように分類できる：

- 第 5 回：非絶縁型チョッパ回路
 - 降圧チョッパー (Buck Converter)
 - 昇圧チョッパー (Boost Converter)
 - 昇降圧チョッパー (Buck-Boost Converter)
- 第 6 回：絶縁型チョッパ回路
 - フォワードコンバータ (絶縁型降圧)
 - フライバックコンバータ (絶縁型昇降圧)
- 第 7 回：リニアレギュレータ
 - 降圧のみ

リニアレギュレータは昇圧機能を持たず、**降圧のみ**の回路である。

直流-直流(DC-DC)変換とは *直流 : DC (Direct Current)

直流電圧を上げたり（昇圧）下げたり（降圧）する



- ① 非絶縁型チョッパ回路（昇圧・降圧・昇降圧）（第 5 回）
- ② 絶縁型チョッパ回路（昇圧・降圧）（第 6 回）
- ③ **リニアレギュレータ（降圧）（第 7 回）** リニアレギュレータは**降圧のみ**

2024年11月8日 パワーエレクトロニクス7回目 直流-直流変換 (3) 神野崇馬 soma.jinno@oit.ac.jp

3

図 7.2 DC-DC 変換の分類

7.2.2 リニアレギュレータの特徴

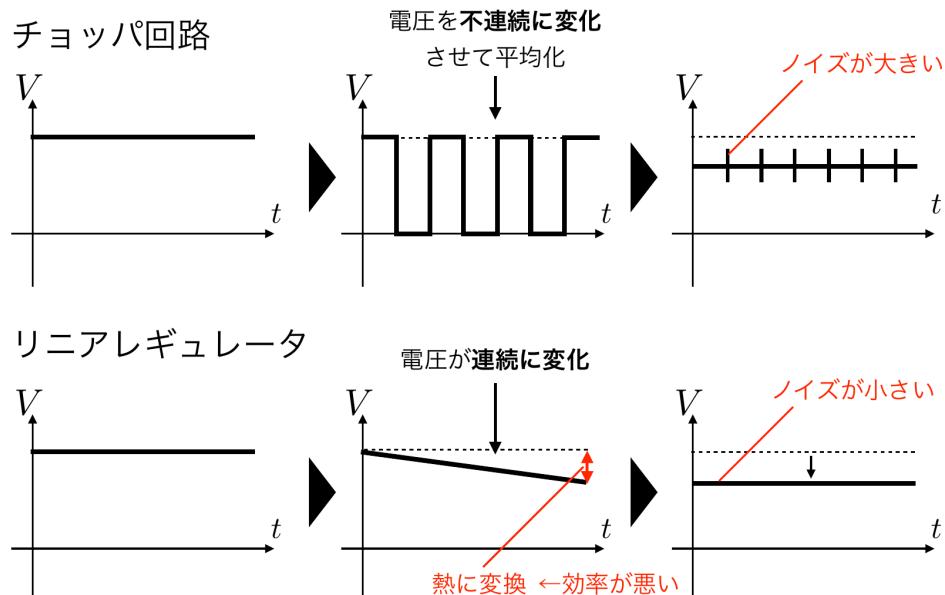
リニアレギュレータはチョッパ回路と比較して、以下のような特徴を持つ：

チョッパ回路との比較

- チョッパ回路：
 - 電圧を不連続に変化させて平均化する
 - スイッチングによりノイズが大きい
 - 効率が高い (典型的に 80% 以上)
- リニアレギュレータ：
 - 電圧が連続に変化する
 - ノイズが小さい
 - デメリット：熱に変換されるため効率が悪い

リニアレギュレータはアナログ回路や高精度な電源が必要な用途で使用される。一方、高効率が求められる用途ではチョッパ回路が選択される。

リニアレギュレータの特徴



2024年11月8日 パワーエレクトロニクス7回目 直流-直流変換（3） 神野崇馬 soma.jinno@oit.ac.jp

4

図 7.3 リニアレギュレータの特徴とチョッパ回路との比較

7.3 リニアレギュレータの基本原理

7.3.1 可変抵抗を用いた電力変換

リニアレギュレータの基本原理を理解するために、まず可変抵抗を用いた電力変換を復習する (第1回の内容)。

図 7.4 の回路において、可変抵抗 R_x をえることで負荷 R_L にかかる電圧を変化させることができる。これがリニアレギュレータの基本原理である。

可変抵抗を用いた電力変換

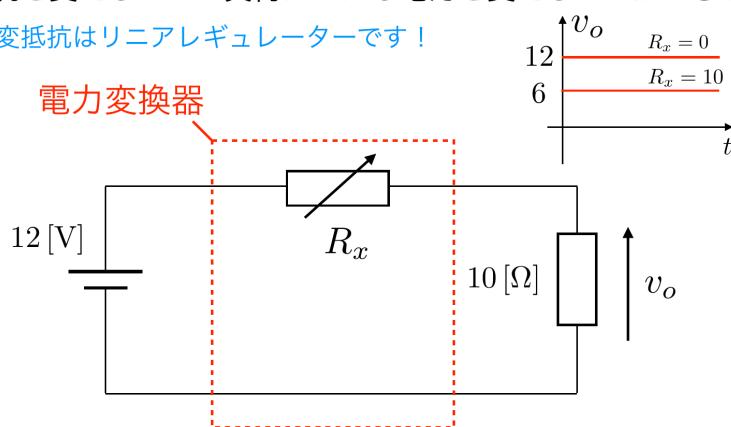
教科書P15

第1回の復習

抵抗を変えることで負荷にかかる電力を変えることができる

可変抵抗はリニアレギュレーターです！

電力変換器



負荷を5Vで駆動させるには何\$\Omega\$にすれば良い？

2024年9月20日 パワーエレクトロニクス1回目 パワーエレクトロニクスの概要 神野崇馬 soma.jinno@oit.ac.jp

5

図7.4 可変抵抗を用いた電力変換

キルヒホッフの電圧則(KVL)の応用

可変抵抗 \$R_x\$ と負荷抵抗 \$R_L\$ に流れる電流を \$I\$ とすると、KVL より：

$$V_0 = R_x I + R_L I = (R_x + R_L) I \quad (7.1)$$

負荷電圧 \$V_{out}\$ は：

$$V_{out} = R_L I \quad (7.2)$$

式(7.1)より：

$$I = \frac{V_0}{R_x + R_L} \quad (7.3)$$

これを式(7.2)に代入すると：

$$V_{out} = \frac{R_L}{R_x + R_L} V_0 \quad (7.4)$$

計算例

以下の条件で、必要な可変抵抗 \$R_x\$ の値を求める：

- 電源電圧：\$V_0 = 12\$ V
- 負荷抵抗：\$R_L = 10\$ \$\Omega\$
- 出力電圧：\$V_{out} = 5\$ V

解答：

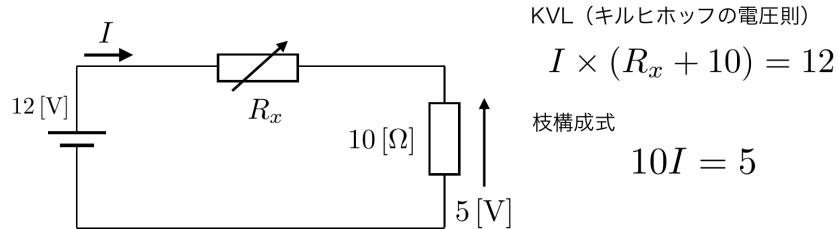
負荷に流れる電流は：

$$I = \frac{V_{out}}{R_L} = \frac{5}{10} = 0.5 \text{ A} \quad (7.5)$$

可変抵抗を用いた電力変換

第1回の復習

負荷を5Vで駆動させるには何Ωにすれば良い？



$$0.5 \times (R_x + 10) = 12$$

$$R_x = 14$$

2024年9月20日 パワーエレクトロニクス1回目 パワーエレクトロニクスの概要 神野崇馬 soma.jinno@oit.ac.jp

6

図 7.5 可変抵抗の計算例

KVL より：

$$V_0 = R_x I + V_{out} \quad (7.6)$$

これを R_x について解くと：

$$R_x = \frac{V_0 - V_{out}}{I} = \frac{12 - 5}{0.5} = 14 \Omega \quad (7.7)$$

したがって、 $R_x = 14 \Omega$ が必要である。

7.3.2 基準電圧源とバイポーラトランジスタ

可変抵抗を用いた方式では、抵抗値を手動で調整する必要がある。実際のリニアレギュレータでは、バイポーラトランジスタ (BJT) を可変抵抗の代わりに使用し、自動的に電圧を調整する。

図 7.6 に示すように、リニアレギュレータは以下の要素で構成される：

- 基準電圧源 (V_{ref})：一定の電圧を供給
- バイポーラトランジスタ (BJT)：スイッチ (可変抵抗) として動作
- 負荷 (R_L)

7.3.3 動作原理と電圧関係式

図 7.7 の回路において、KVL を基準電圧源 V_{ref} 、ベース-エミッタ間電圧 V_{BE} 、出力電圧 V_{out} について適用すると：

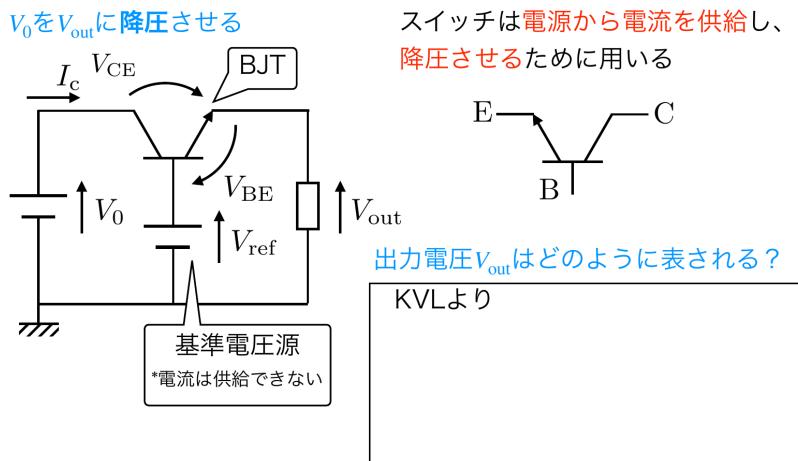
$$V_{ref} - V_{BE} - V_{out} = 0 \quad (7.8)$$

したがって、出力電圧は：

$$V_{out} = V_{ref} - V_{BE} \quad (7.9)$$

リニアレギュレーターの原理

基準電圧源とバイポーラトランジスタ(BJT)を使用

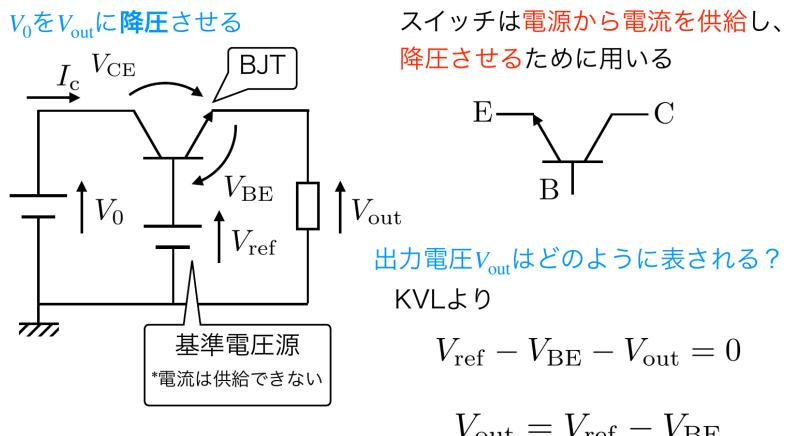


2024年11月8日 パワーエレクトロニクス7回目 直流-直流変換(3) 神野崇馬 soma.jinno@oit.ac.jp

図7.6 リニアレギュレータの基本構成

リニアレギュレーターの原理

基準電圧源とバイポーラトランジスタ(BJT)を使用



2024年11月8日 パワーエレクトロニクス7回目 直流-直流変換(3) 神野崇馬 soma.jinno@oit.ac.jp

10

図7.7 リニアレギュレータの動作原理

V_{ref} と V_{BE} がほぼ一定であれば、 V_{out} も一定に保たれる。これがリニアレギュレータの基本動作原理である。

7.4 実際のリニアレギュレータ

7.4.1 3端子レギュレータ

実際の電子回路で広く使用されているのが**3端子レギュレータ**である。3つの端子(入力、グランド、出力)を持ち、内部に必要な回路が全て組み込まれている。

実際のリニアレギュレーターの例

3端子レギュレーターとも言います



2024年11月8日 パワーエレクトロニクス7回目 直流-直流変換（3） 神野崇馬 soma.jinno@oit.ac.jp

7

図 7.8 3端子レギュレータ (NJM7800FA シリーズ)

7.4.2 NJM7800FA の仕様と応用

図 7.8 に示す NJM7800FA シリーズは代表的な3端子レギュレータである。主な仕様は以下の通り：

- ・出力電圧：12 V(固定)
- ・最大出力電流：1.5 A
- ・最大入力電圧：35 V
- ・出力極性：正電源
- ・出力タイプ：定電圧

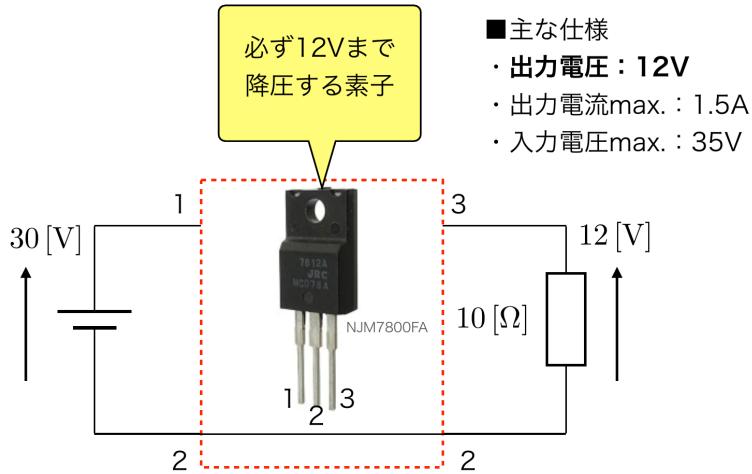
ピン配置

1. IN：入力端子
2. GND：グランド端子

3. OUT：出力端子

応用回路例

実際のリニアレギュレーターを用いた回路



2024年11月8日 パワーエレクトロニクス7回目 直流-直流変換（3） 神野崇馬 soma.jinno@oit.ac.jp

8

図 7.9 NJM7800FA を用いた実用回路

図 7.9 に、NJM7800FA を用いた実用回路を示す。この回路では、30 V の入力電圧を 12 V に降圧し、 10Ω の負荷に供給する。

NJM7800FA は必ず 12 V を出力するように設計されており、入力電圧が変動しても出力電圧は 12 V に維持される。

7.5 半導体素子の理解

リニアレギュレータで使用されるバイポーラトランジスタ (BJT) について、第 3 章で学んだ内容を復習し、より深く理解する。

7.5.1 バイポーラトランジスタ (BJT) の構造

バイポーラトランジスタは、n-p-n または p-n-p の 3 層構造を持つ半導体素子である。

端子

n-p-n 型トランジスタは 3 つの端子を持つ：

- E(エミッタ) : Emitter
- B(ベース) : Base
- C(コレクタ) : Collector

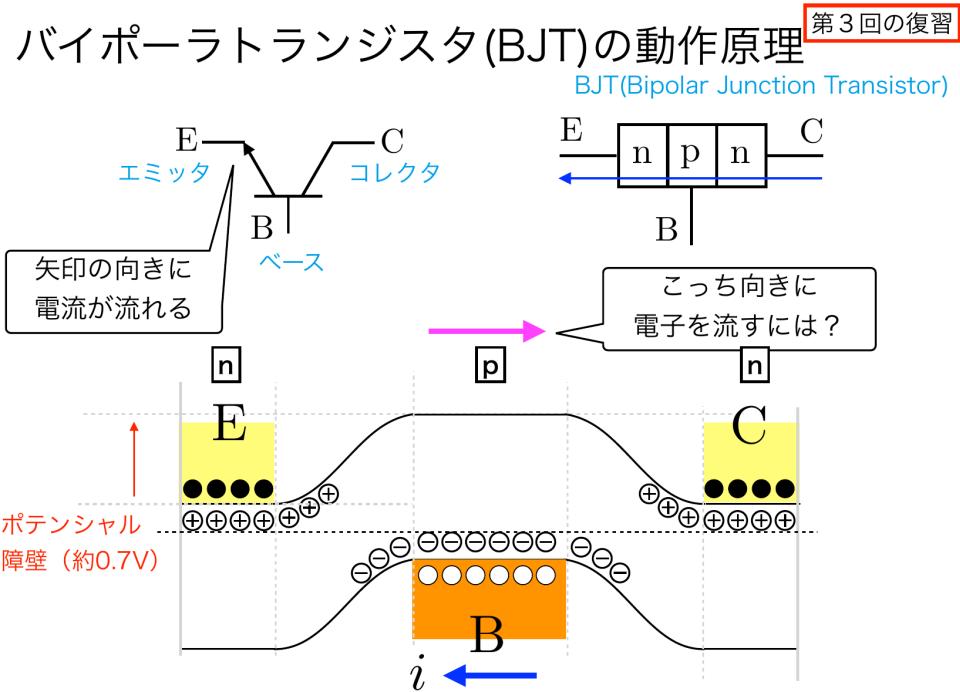


図 7.10 npn 型バイポーラトランジスタの構造

7.5.2 動作原理とバンド図

図 7.11 に、npn 型トランジスタのバンド図を示す。トランジスタには 2 つの pn 接合があり、それぞれにポテンシャル障壁が存在する。

ベース-エミッタ間電圧

ベース-エミッタ間に電圧 V_{BE} を印加すると、ポテンシャル障壁を超えて電流が流れる。この電圧をベース-エミッタ飽和電圧 $V_{BE(sat)}$ と呼ぶ。

代表的なトランジスタ 2N2222 の場合：

- $V_{BE(sat)}$: 0.6 V ~ 2.0 V(典型値：約 0.7 V)

7.5.3 活性領域と飽和領域

バイポーラトランジスタには、動作領域が複数存在する：

- **活性領域 (Active Region) :**
 - コレクタ-エミッタ間に電圧降下が大きい
 - 増幅器として動作
 - リニアレギュレータでは活性領域を使用
- **飽和領域 (Saturation Region) :**
 - コレクタ-エミッタ間に電圧降下が小さい

BJTのオン時のバンド図

第3回の復習

V_{BE} はどこから発生している?

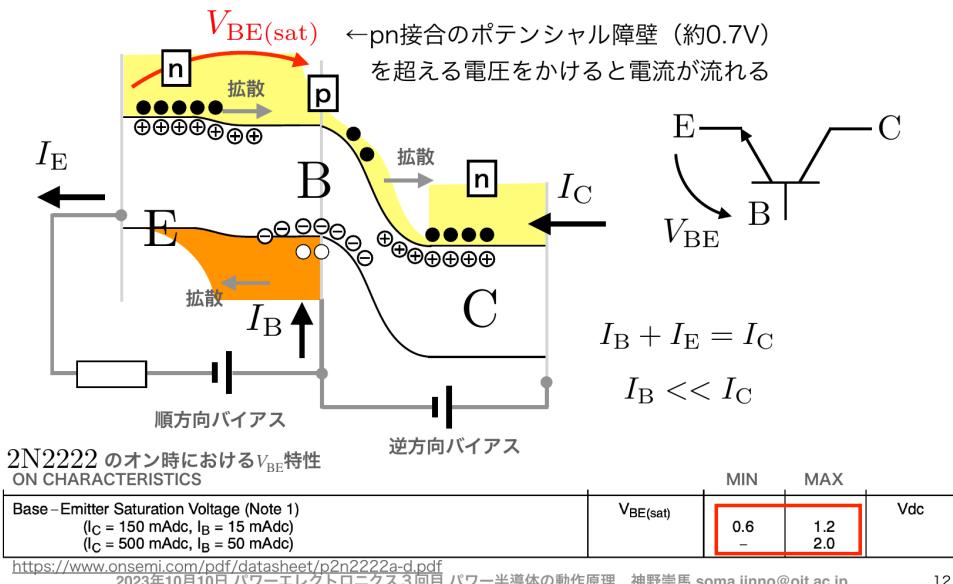
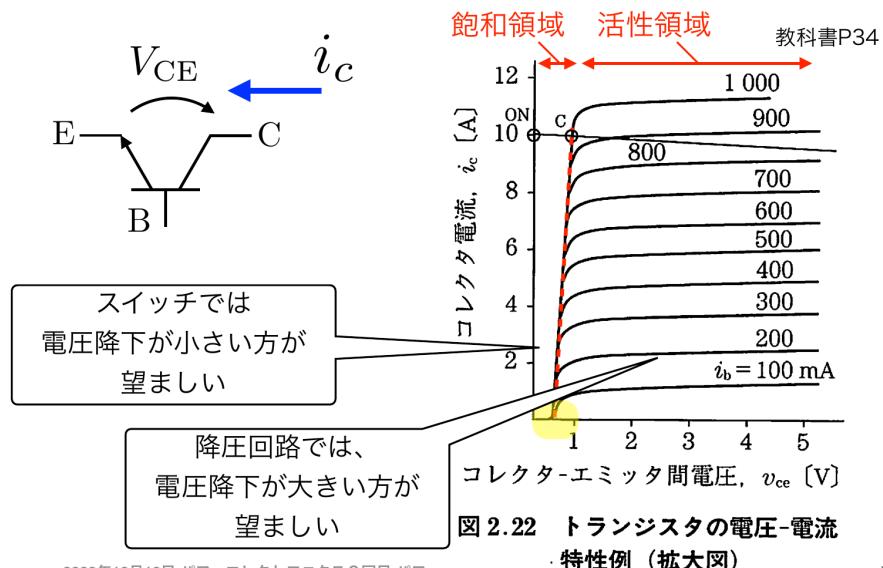


図 7.11 バイポーラトランジスタのバンド図と動作原理

バイポーラトランジスタ(BJT)のスイッチ特性

第3回の復習

リニアレギュレーターでは半導体素子の活性領域を用いる



2023年10月10日 パワーエレクトロニクス3回目 パワ

13

図 7.12 活性領域と飽和領域

- スイッチとして動作
- チョッパ回路では飽和領域を使用

リニアレギュレータでは、トランジスタを活性領域で動作させることで、電圧降下を大きくし、降圧を実現する。一方、チョッパ回路では、トランジスタを飽和領域で動作させることで、電圧降下を小さくし、損失を低減する。

7.5.4 スイッチ特性と電流関係

電流関係

トランジスタの各端子に流れる電流の関係は、キルヒホフの電流則（KCL）より：

$$I_E = I_B + I_C \quad (7.10)$$

エミッタから放出された電子の一部はベースで再結合し (I_B)、残りの大部分がコレクタに到達する (I_C)。

ただし、ベース電流 I_B はコレクタ電流 I_C に比べて非常に小さい ($I_B \ll I_C$) ため、近似的に：

$$I_E \approx I_C \quad (7.11)$$

電流増幅率

電流増幅率 h_{FE} （または β ）は、ベース電流とコレクタ電流の比で定義される：

$$h_{FE} = \frac{I_C}{I_B} \quad (7.12)$$

典型的な値は $h_{FE} = 100$ 程度である。つまり、わずかなベース電流で大きなコレクタ電流を制御できる。

7.5.5 回路記号と構造の関係

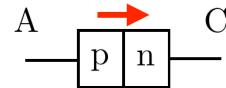
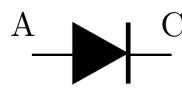
半導体素子の回路記号は、内部構造を反映している。以下に主要な素子の関係を示す：

- **ダイオード** : p-n 構造
 - 矢印の向きが p 型から n 型を示す
- **npn トランジスタ** : n-p-n 構造
 - エミッタの矢印が n 型から p 型を示す
- **pnp トランジスタ** : p-n-p 構造
 - エミッタの矢印が p 型から n 型を示す
- **n チャネル MOSFET** : n-p-n 構造 (反転層)
 - ボディからソースへの矢印
- **p チャネル MOSFET** : p-n-p 構造 (反転層)
 - ソースからボディへの矢印

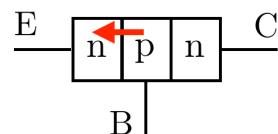
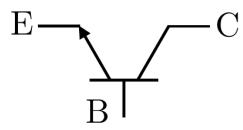
回路記号の矢印の向きを覚えることで、内部構造を理解しやすくなる。

補足：回路記号の矢印の向きと構造の覚え方

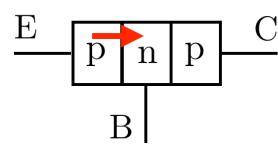
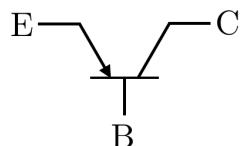
ダイオード



npnトランジスタ



pnpトランジスタ



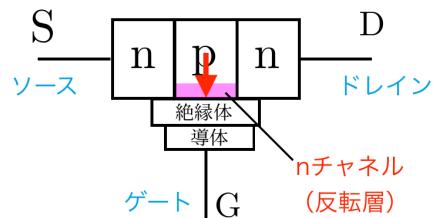
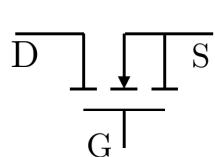
2024年11月8日 パワーエレクトロニクス7回目 直流-直流変換(3) 神野崇馬 soma.jinno@oit.ac.jp

14

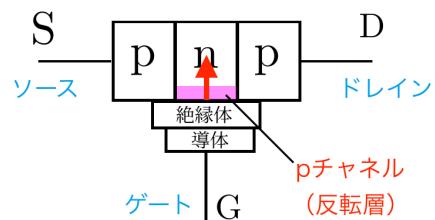
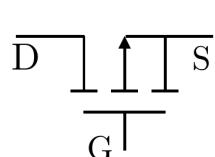
図7.13 半導体素子の回路記号と構造の関係(1)

補足：回路記号の矢印の向きと構造の覚え方

nチャネルMOSFET



pチャネルMOSFET



2024年11月8日 パワーエレクトロニクス7回目 直流-直流変換(3) 神野崇馬 soma.jinno@oit.ac.jp

15

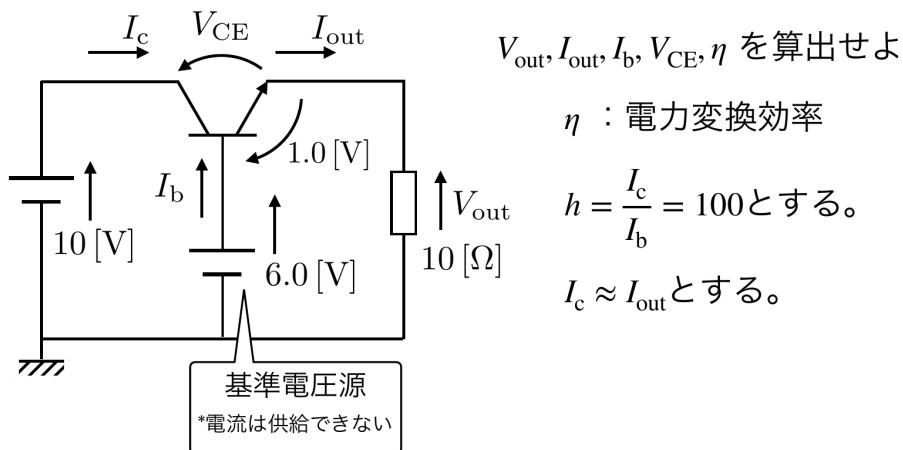
図7.14 半導体素子の回路記号と構造の関係(2)

7.6 リニアレギュレータの設計と計算

7.6.1 基本回路の計算例

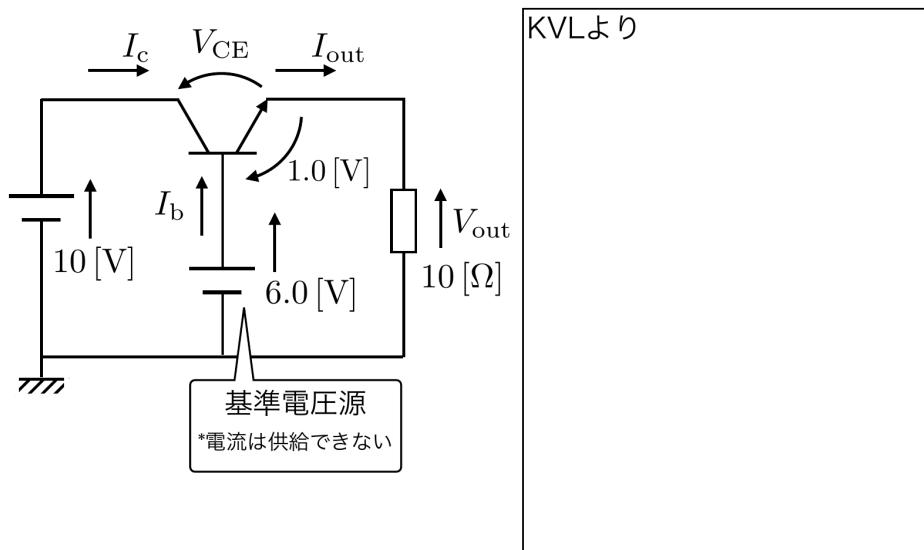
リニアレギュレータの計算

基準電圧源とバイポーラトランジスタ(BJT)を使用



リニアレギュレータの計算

基準電圧源とバイポーラトランジスタ(BJT)を使用



2024年11月8日 パワーエレクトロニクス7回目 直流-直流変換(3) 神野崇馬 s9ma.jinno@oit.ac.jp

17

図7.16 リニアレギュレータの計算例(解答1)

解答

(1) 出力電圧 V_{out}

KVLより：

$$V_{ref} - V_{BE} - V_{out} = 0 \quad (7.13)$$

したがって：

$$V_{out} = V_{ref} - V_{BE} = 6.0 - 1.0 = 5.0 \text{ V} \quad (7.14)$$

(2) 出力電流 I_{out}

オームの法則より：

$$I_{out} = \frac{V_{out}}{R_L} = \frac{5.0}{10} = 0.5 \text{ A} \quad (7.15)$$

(3) コレクタ電流 I_C

エミッタ電流とコレクタ電流はほぼ等しく、出力電流とも等しいため：

$$I_C \approx I_{out} = 0.5 \text{ A} \quad (7.16)$$

(4) ベース電流 I_B

電流増幅率の関係式より：

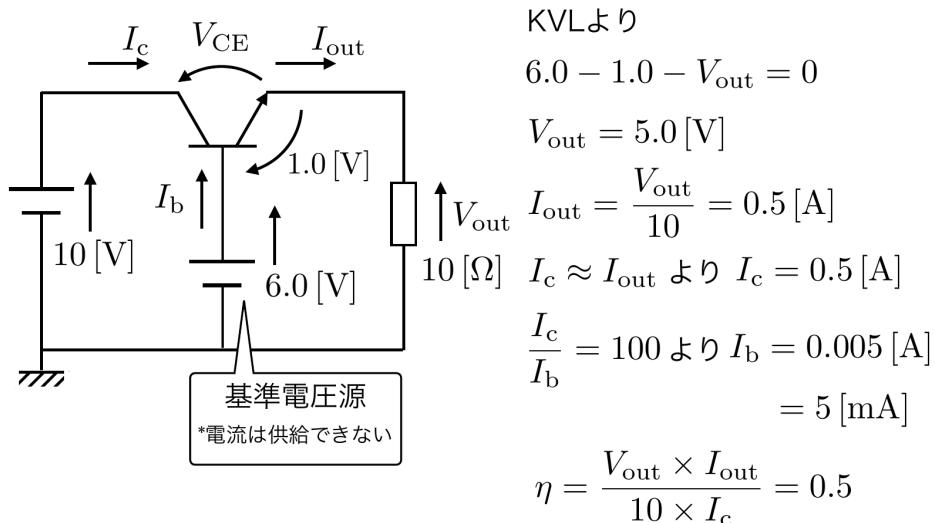
$$I_B = \frac{I_C}{h_{FE}} = \frac{0.5}{100} = 0.005 \text{ A} = 5 \text{ mA} \quad (7.17)$$

7.6.2 効率の評価

(5) 効率 η

リニアレギュレータの計算

基準電圧源とバイポーラトランジスタ(BJT)を使用



2024年11月8日 パワーエレクトロニクス7回目 直流-直流変換（3） 神野崇馬 soma.jinno@oit.ac.jp

18

図 7.17 リニアレギュレータの計算例(解答2)と効率

効率は、出力電力と入力電力の比で定義される：

$$\eta = \frac{P_{\text{out}}}{P_{\text{in}}} = \frac{V_{\text{out}} \times I_{\text{out}}}{V_0 \times I_C} \quad (7.18)$$

値を代入すると：

$$\eta = \frac{5.0 \times 0.5}{10 \times 0.5} = \frac{2.5}{5.0} = 0.5 = 50\% \quad (7.19)$$

7.6.3 効率の考察

この例では効率が 50% であり、入力電力の半分が熱として失われている。これは、リニアレギュレータの大きな欠点である。

入力電圧が 10 V、出力電圧が 5 V の場合、差分の 5 V がトランジスタで降下し、熱として消費される。一般に、リニアレギュレータの効率は：

$$\eta = \frac{V_{\text{out}}}{V_{\text{in}}} \quad (7.20)$$

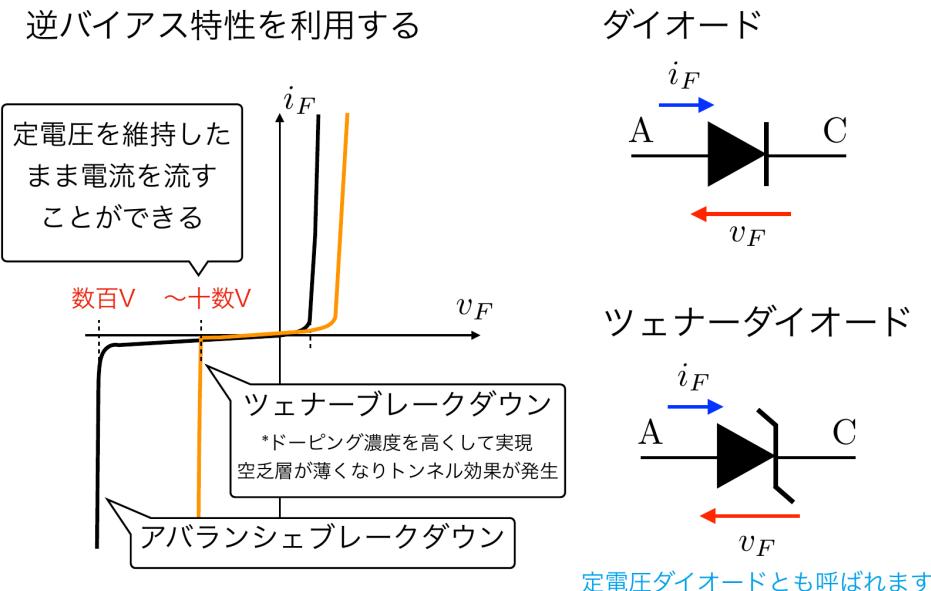
入力電圧と出力電圧の差が大きいほど、効率は低下する。

7.7 基準電圧の生成

リニアレギュレータの動作には基準電圧源 V_{ref} が必要である。この基準電圧は、ツエナーダイオードを用いて生成できる。

7.7.1 ツエナーダイオードの原理

ツエナーダイオードを用いた基準電圧



2023年10月10日 パワーエレクトロニクス3回目 パワー半導体の動作原理 神野崇馬 soma.jinno@oit.ac.jp

19

図 7.18 ツエナーダイオードの原理

ツエナーダイオードは、逆バイアス時に特定の電圧で電流を流すダイオードである。

通常のダイオードとの違い

- 通常のダイオード：
 - 順方向バイアス：電流が流れる
 - 逆方向バイアス：電流がほとんど流れない（ブレークダウン電圧まで）
- ツエナーダイオード：
 - 順方向バイアス：通常のダイオードと同じ
 - 逆方向バイアス：ツエナー電圧 V_Z で電流が流れ始める
 - ツエナー電圧 V_Z は一定に保たれる

ブレークダウンメカニズム

ツエナーダイオードでは、逆バイアス時に以下のメカニズムで電流が流れる：

- ツエナーブレークダウン：低電圧領域（数V程度）で発生
- アバランシェブレークダウン：高電圧領域（十数V以上）で発生

いずれの場合も、一定の電圧を維持したまま電流を流すことができる。

7.7.2 任意の基準電圧の作成

任意の値の基準電圧の作り方

作りたい電圧の素子を用いる

JEDEC TYPE NO. (NOTE 1)	ELECTRICAL CHARACTERISTICS* @ 25°C						TYPICAL TEMP COEFF. OF ZENER VOLTAGE α_{VZ} %/°C	
	NOMINAL ZENER VOLTAGE V_Z @ I_{ZT} (NOTE 2)	ZENER TEST CURRENT I_{ZT}	MAXIMUM ZENER IMPEDANCE Z_{ZT} @ I_{ZT} (NOTE 3)	MAXIMUM REVERSE CURRENT I_R @ $V_R = 1$ VOLT		MAXIMUM ZENER CURRENT I_{ZM} (NOTE 4)		
				@25°C	@+150°C			
1N4370	2.4	20	30	100	200	150	-.085	
1N4371	2.7	20	30	75	150	135	-.080	
1N4372	3.0	20	29	50	100	120	-.075	
1N746	3.3	20	28	10	30	110	-.066	
1N747	3.6	20	24	10	30	100	-.058	
1N748	3.9	20	23	10	30	95	-.046	
1N749	4.3	20	22	2	30	85	-.033	
1N750	4.7	20	19	2	30	75	-.015	
1N751	5.1	20	17	1	20	70	+/-0.10	
1N752	5.6	20	11	1	20	65	+0.030	
1N753	6.2	20	7	.1	20	60	+0.049	
1N754	6.8	20	5	.1	20	55	+0.053	
1N755	7.5	20	6	.1	20	50	+0.057	
1N756	8.2	20	8	.1	20	45	+0.060	
1N757	9.1	20	10	.1	20	40	+0.061	
1N758	10.0	20	17	.1	20	35	+0.062	
1N759	12.0	20	30	.1	20	30	+0.062	

https://www.microsemi.com/document-portal/doc_view/10928-sa5-7-datasheet

2024年1月8日 パワーエレクトロニクス7回目 直流-直流変換（3） 神野崇馬 soma.jinno@oit.ac.jp

20

図 7.19 ツェナーダイオードの電圧-電流特性と基準電圧の生成

図 7.19 に示すように、ツェナーダイオードは逆バイアス時にツェナー電圧 V_Z で急激に電流が増加する。この領域では、電流が変化しても電圧はほぼ一定に保たれる。

ツェナーダイオードの選定

市販のツェナーダイオード（例：1N4370 シリーズ）は、様々なツェナー電圧が用意されている：

- 2.4 V, 2.7 V, 3.0 V, 3.3 V, 3.6 V, 3.9 V, 4.3 V, 4.7 V, 5.1 V, 5.6 V, 6.2 V, 6.8 V, 7.5 V, 8.2 V, 9.1 V, 10 V, 11 V, 12 V, ...

必要な基準電圧に応じて、適切なツェナーダイオードを選択する。

7.7.3 ツェナーダイオードを用いたリニアレギュレータ

図 7.20 に、ツェナーダイオード（1N750, ツェナー電圧 4.7 V）を用いたリニアレギュレータ回路を示す。

回路構成：

- 入力電圧： $V_0 = 12$ V
- 抵抗：400 Ω
- ツェナーダイオード：1N750 ($V_Z = 4.7$ V)
- バイポーラトランジスタ：npn 型

ツエナーダイオードを用いたリニアレギュレータ

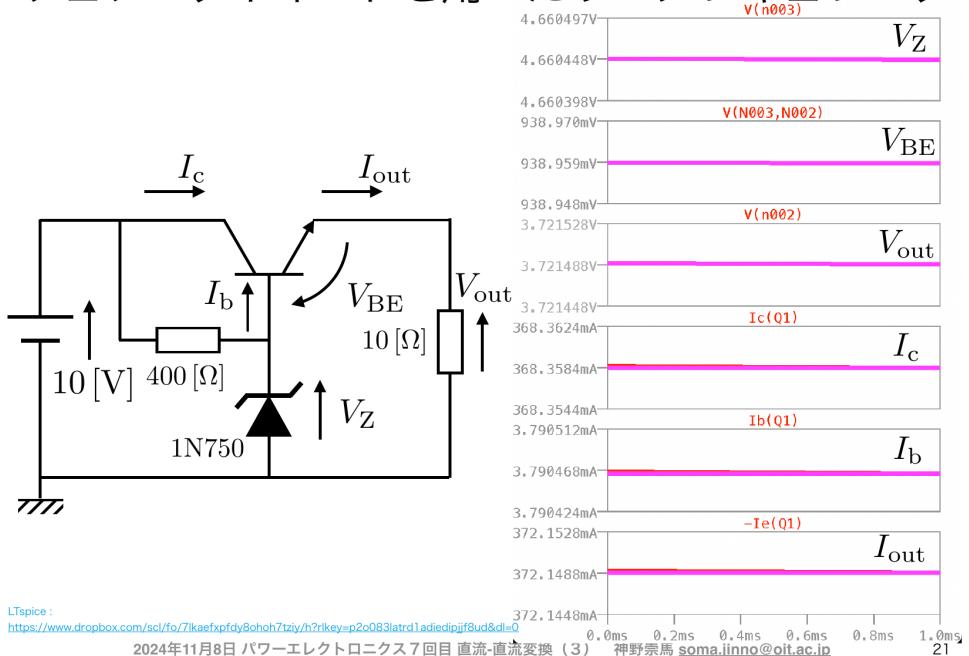


図7.20 ツエナーダイオードを用いたリニアレギュレータ回路

- 負荷抵抗： $R_L = 10 \Omega$

7.7.4 負荷変動特性

図7.21に、負荷抵抗を $10 \Omega \rightarrow 50 \Omega \rightarrow 100 \Omega$ と変化させたときのシミュレーション結果を示す。

観察結果：

- 出力電圧 V_{out} の変動：約 0.2 V
- ツエナーダイオード電圧 V_Z の変動：約 0.02 V
- ベース-エミッタ間電圧 V_{BE} の変動：約 0.18 V

ツエナーダイオード電圧はほぼ一定に保たれているが、 V_{BE} が変動するため、出力電圧にもわずかな変動が生じる。より高精度な電圧制御には、次節で説明するオペアンプを用いたフィードバック制御が必要である。

7.8 オペアンプとフィードバック制御

より高精度なリニアレギュレータを実現するために、オペアンプ（オペレーションナルアンプ、演算増幅器）を用いる。

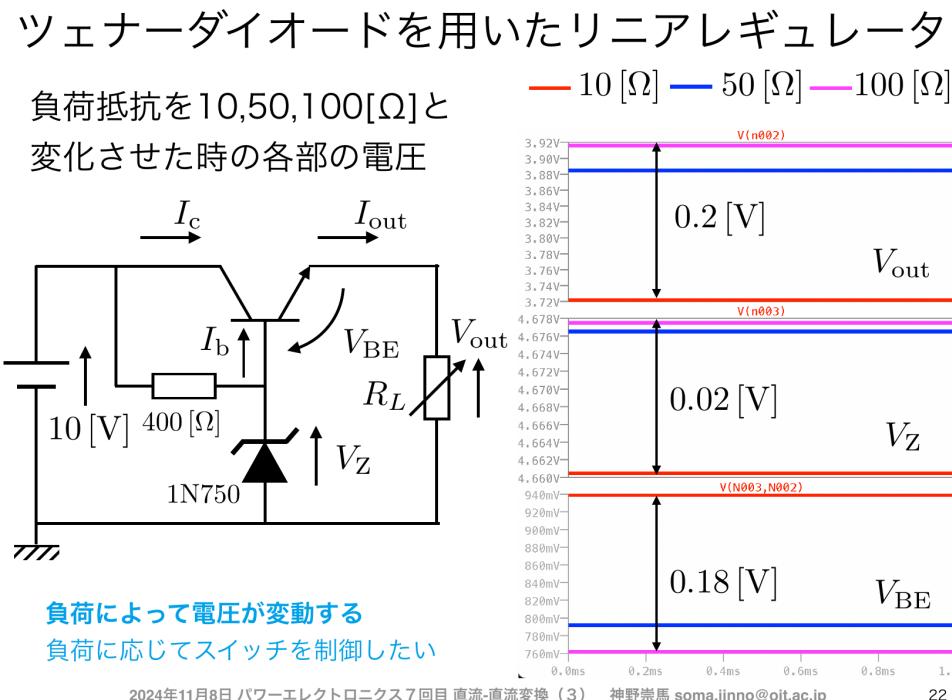
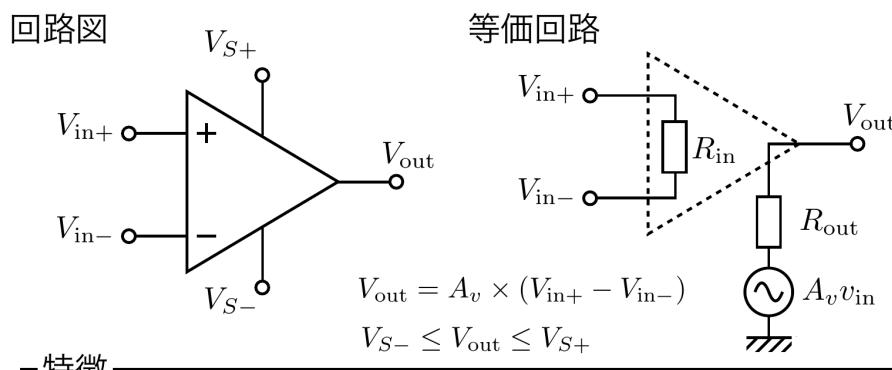


図 7.21 負荷変動時のシミュレーション結果

オペアンプ(operational amplifier、演算増幅器)
フィードバック制御にはオペアンプが用いられます



特徴

- ① 電圧増幅度 (A_v) が非常に大きい: $10^5 \sim 10^7$ 程度
- ② 入力抵抗 (R_{in}) が大きい: $10^6 \sim 10^9$ 程度
- ③ 出力抵抗 (R_{out}) が小さい: 10^2 程度

2024年11月8日 ハフエレクトロニクス7回目 直流-直流変換（3） 神野崇馬 soma.jinno@oit.ac.jp

23

図 7.22 オペアンプの基本特性

7.8.1 オペアンプの基本特性

回路記号

オペアンプは以下の 5 つの端子を持つ：

- V_{in+} ：非反転入力端子
- V_{in-} ：反転入力端子
- V_{out} ：出力端子
- V_{S+} ：正電源端子
- V_{S-} ：負電源端子

基本式

オペアンプの出力電圧は、2 つの入力電圧の差を増幅したものである：

$$V_{out} = A_v \times (V_{in+} - V_{in-}) \quad (7.21)$$

ここで、 A_v は電圧増幅度 (Open-loop gain) であり、非常に大きな値を持つ：

$$A_v = 10^5 \sim 10^7 \quad (7.22)$$

出力電圧の制限

出力電圧は電源電圧によって制限される：

$$V_{S-} \leq V_{out} \leq V_{S+} \quad (7.23)$$

増幅度が非常に大きいため、わずかな入力電圧差で出力が飽和する。

等価回路

オペアンプの等価回路は、以下の要素で表される：

- 入力抵抗 R_{in} : $10^6 \sim 10^9 \Omega$ 程度 (非常に大きい)
- 出力抵抗 R_{out} : $10^2 \Omega$ 程度 (比較的小さい)
- 電圧制御電圧源 : $A_v \times (V_{in+} - V_{in-})$

入力抵抗が非常に大きいため、入力端子にはほとんど電流が流れない。

7.8.2 比較器 (コンパレータ)

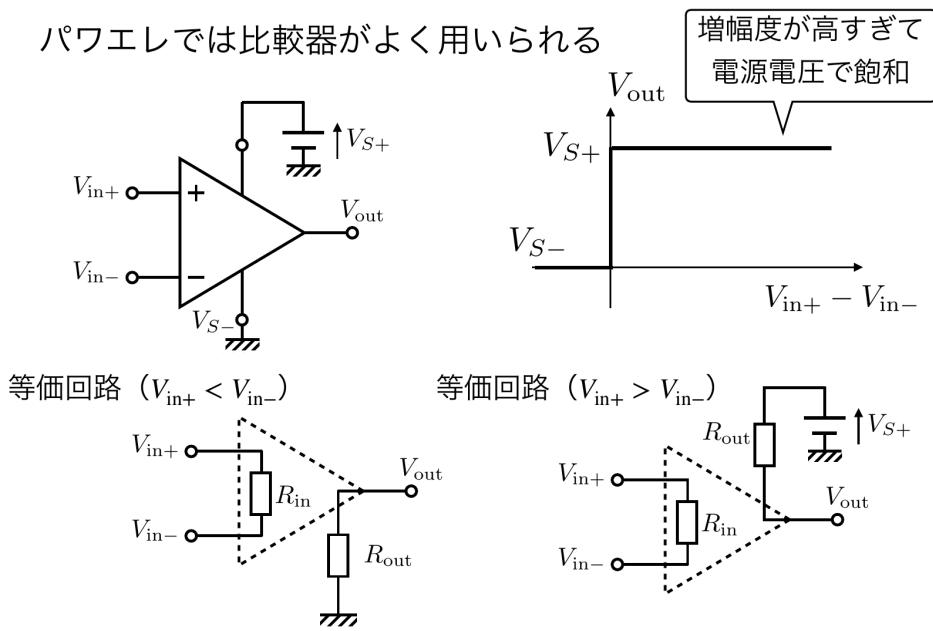
オペアンプは比較器 (コンパレータ) として使用できる。2 つの入力電圧を比較し、大小関係に応じて出力が切り替わる。

動作原理

- $V_{in+} < V_{in-}$ の場合 : $V_{out} = V_{S-}$ (最小値)

比較器（コンパレータ）

パワエレでは比較器がよく用いられる



2024年11月8日 パワーエレクトロニクス7回目 直流-直流変換（3） 神野崇馬 soma.jinno@oit.ac.jp

24

図 7.23 比較器（コンパレータ）としてのオペアンプ

- $V_{in+} > V_{in-}$ の場合 : $V_{out} = V_{S+}$ (最大値)

増幅度 A_v が非常に大きいため、わずかな電圧差で出力が飽和する。

応用例：三角波と直流の比較

図 7.23 の例では、三角波 (V_{in+}) と直流電圧 (V_{in-}) を比較している。三角波が直流電圧より高いときは V_{S+} 、低いときは V_{S-} を出力する。

この比較器は、パワーエレクトロニクスで頻繁に使用され、PWM(パルス幅変調)信号の生成などに応用される。

7.8.3 デューティー比の制御

比較器を用いて、PWM信号のデューティー比を制御できる。

図 7.24 に示すように、三角波と直流電圧を比較することで、直流電圧の大きさに応じてパルス幅が変化する。

- 直流電圧が大きい：パルス幅が広い（デューティー比が大きい）
- 直流電圧が小さい：パルス幅が狭い（デューティー比が小さい）

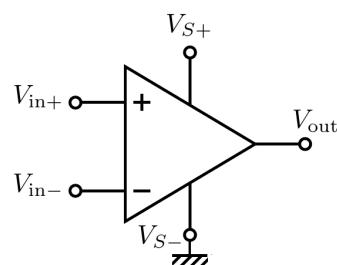
この手法は、チョッパ回路のスイッチング制御に応用される。

7.8.4 フィードバック制御の原理

オペアンプを用いた最も重要な応用がフィードバック制御である。

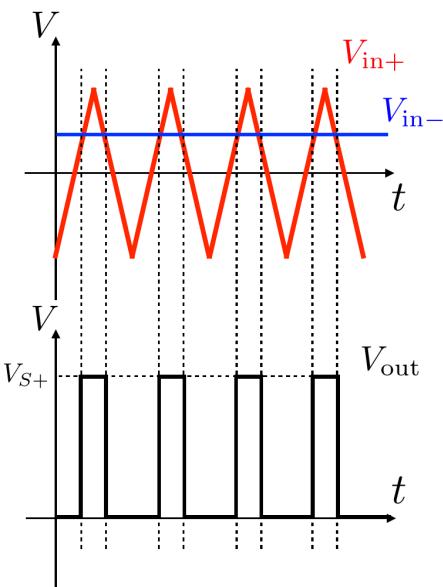
オペアンプを使ったデューティー比の制御

三角波と直流を比較する



$V_{in+} < V_{in-}$ の場合 : V_{S+} を出力

$V_{in+} > V_{in-}$ の場合 : V_{S-} を出力

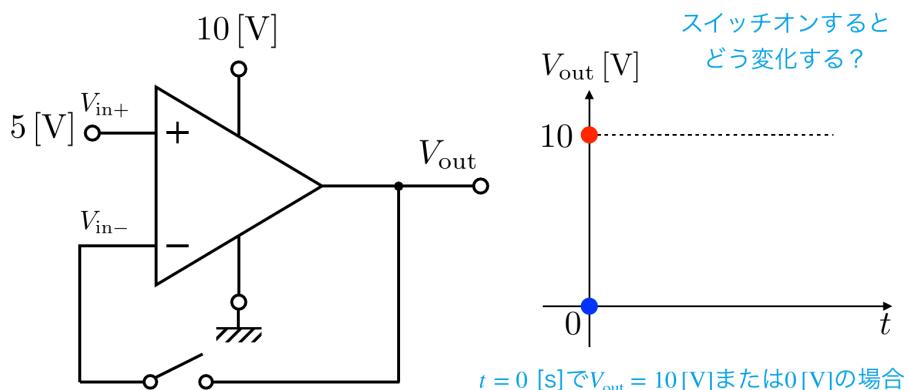


2024年11月8日 パワーエレクトロニクス7回目 直流-直流変換(3) 神野崇馬 soma.jinno@oit.ac.jp

25

図7.24 オペアンプを用いたデューティー比の制御

オペアンプを用いたフィードバック制御の例①



2024年11月8日 パワーエレクトロニクス7回目 直流-直流変換(3) 神野崇馬 soma.jinno@oit.ac.jp

26

図7.25 オペアンプのフィードバック制御(例1 - 回路図)

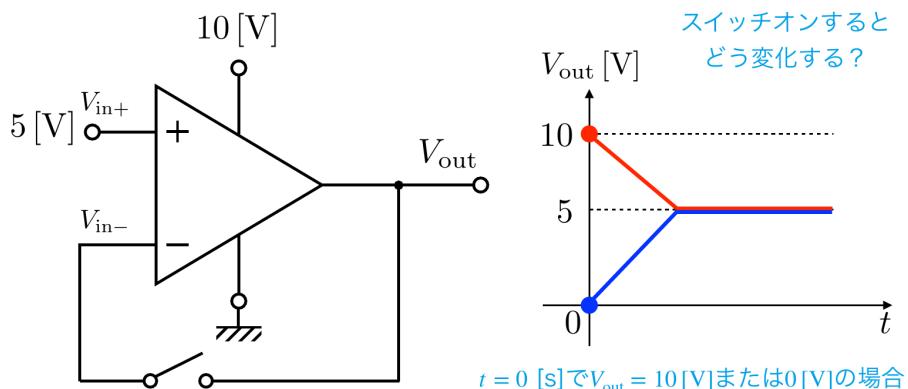
基本フィードバック回路

図 7.25 に示す回路では：

- 非反転入力 V_{in+} に 5 V の基準電圧を印加
- 出力 V_{out} を反転入力 V_{in-} にフィードバック

動作原理

オペアンプを用いたフィードバック制御の例①



オペアンプの二つの入力 V_{in+}, V_{in-} は等しくなる

2024年11月8日 パワーエレクトロニクス7回目 直流-直流変換（3） 神野崇馬 soma.jinno@oit.ac.jp

27

図 7.26 オペアンプのフィードバック制御 (例 1 - 動作説明)

オペアンプの出力電圧は：

$$V_{out} = A_v \times (V_{in+} - V_{in-}) \quad (7.24)$$

もし $V_{out} < V_{in+}$ の場合：

- $(V_{in+} - V_{in-}) > 0$
- V_{out} が増加する
- V_{in-} が増加する (フィードバック)
- $(V_{in+} - V_{in-})$ が減少する

この過程が繰り返され、最終的に $V_{in+} = V_{in-}$ となり、 $V_{out} = 5$ V に収束する。

7.8.5 仮想短絡

フィードバック制御時、オペアンプの入力端子間の電圧差はほぼ 0 になる：

$$V_{in+} \approx V_{in-} \quad (7.25)$$

この状態を**仮想短絡 (Virtual Short)** と呼ぶ。実際には短絡されていないが、電圧差がほぼ 0 であるため、あたかも短絡しているかのように扱える。

仮想短絡は、オペアンプ回路の解析で非常に重要な概念である。

7.9 オペアンプを用いたリニアレギュレータ

7.9.1 抵抗分圧による電圧設定

オペアンプを用いたフィードバック制御の例②

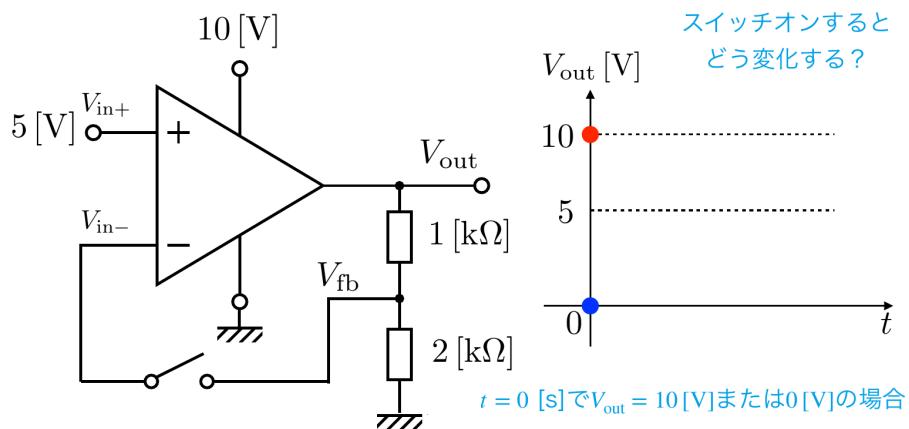


図 7.27 抵抗分圧を用いたフィードバック制御 (例 2)

出力電圧を基準電圧と異なる値に設定するには、**抵抗分圧**を用いる。

図 7.27 の回路では：

- 1 kΩ と 2 kΩ の抵抗で出力電圧を分圧
- 分圧された電圧 V_{fb} を反転入力にフィードバック
- 非反転入力に 5.0 V の基準電圧を印加

電圧の計算

仮想短絡より：

$$V_{fb} = V_{in+} = 5.0 \text{ V} \quad (7.26)$$

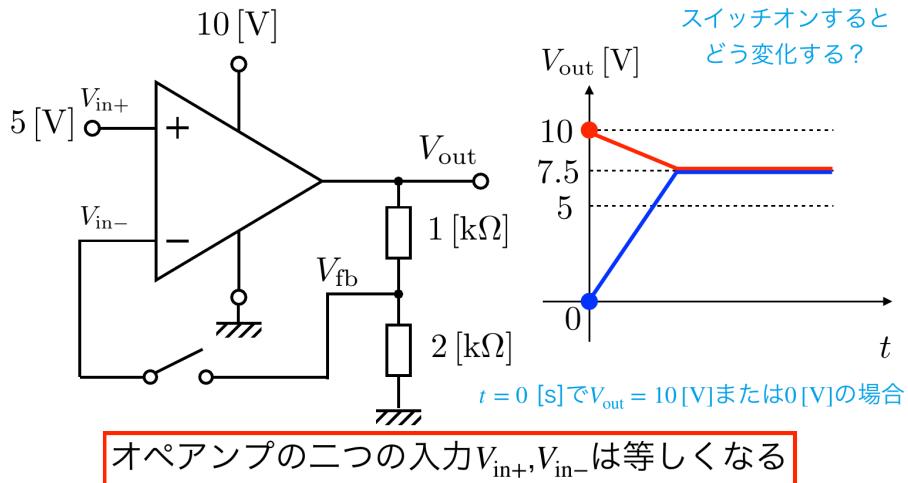
分圧回路に流れる電流は：

$$I = \frac{V_{fb}}{2 \text{ k}\Omega} = \frac{5.0}{2000} = 2.5 \text{ mA} \quad (7.27)$$

出力電圧は：

$$V_{out} = (1 \text{ k}\Omega + 2 \text{ k}\Omega) \times I = 3000 \times 0.0025 = 7.5 \text{ V} \quad (7.28)$$

オペアンプを用いたフィードバック制御の例②



$V_{fb} = 5.0$ [V] となる。よって、 $2\text{k}\Omega$ に流れる電流は $I = 5.0$ [V]/ 2 [$\text{k}\Omega$] となる。

よって、オペアンプには電流はほとんど流れないので、

$$V_{out} = (1 [\text{k}\Omega] + 2 [\text{k}\Omega]) \times I = 7.5$$
 [V] となる。

2024年11月8日 パワーエレクトロニクス7回目 直流-直流変換（3） 神野崇馬 soma.jinno@oit.ac.jp

29

図 7.28 抵抗分圧を用いたフィードバック制御（計算）

このように、抵抗比を変えることで、任意の出力電圧を設定できる。

一般に、図 7.27 の回路では：

$$V_{out} = V_{ref} \times \frac{R_1 + R_2}{R_2} \quad (7.29)$$

7.9.2 半導体スイッチとの統合

図 7.29 に、オペアンプとバイポーラトランジスタを組み合わせた実用的なリニアレギュレータを示す。

回路構成：

- 入力電圧：15 V
- 基準電圧：5 V
- オペアンプ
- npn 型トランジスタ
- フィードバック抵抗：1 $\text{k}\Omega$ + 2 $\text{k}\Omega$
- 負荷抵抗：10 Ω

動作原理

1. 出力電圧が目標値 (7.5 V) より低い場合：

- $V_{fb} < V_{ref}$ (5 V)
- オペアンプの出力が増加
- トランジスタのベース電流が増加

半導体スイッチを用いたリニアレギュレータ

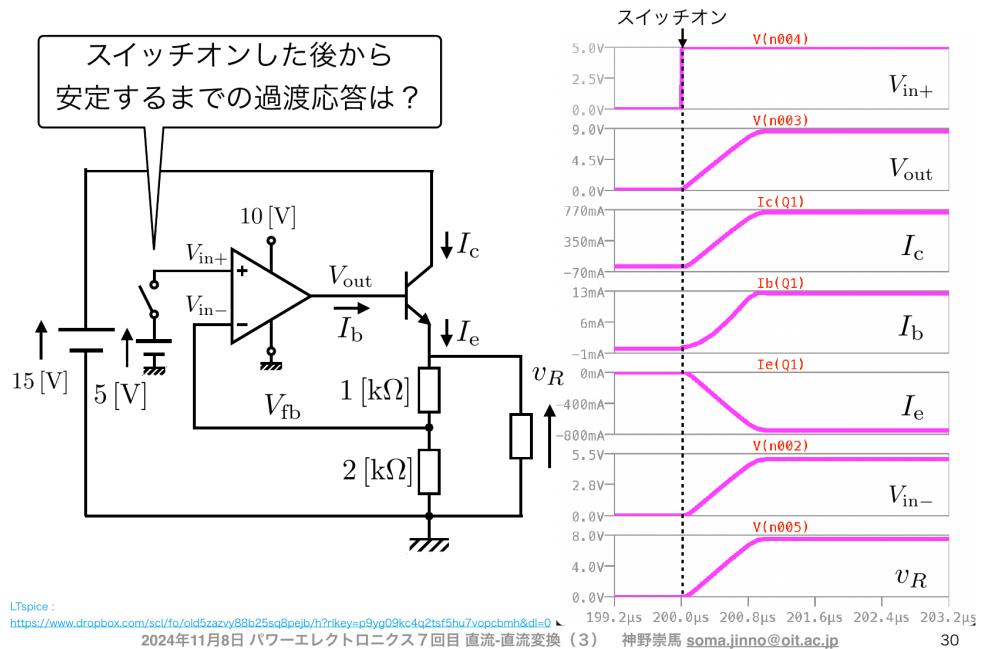


図 7.29 オペアンプとトランジスタを用いた実用的なリニアレギュレータ

- コレクタ-エミッタ間抵抗が減少
 - 出力電圧が増加
2. 出力電圧が目標値より高い場合 :
- $V_{fb} > V_{ref}$
 - オペアンプの出力が減少
 - トランジスタのベース電流が減少
 - コレクタ-エミッタ間抵抗が増加
 - 出力電圧が減少

このフィードバック制御により、負荷や入力電圧が変動しても、出力電圧は目標値に維持される。

7.9.3 過渡応答特性

図 7.29 のシミュレーション結果は、スイッチをオンにした後の過渡応答を示している。

観察項目 :

- 出力電圧 V_{out} の立ち上がり時間
- オペアンプ出力 (ベース電圧) の変化
- 各電流の時間変化
- 定常状態への収束時間

実際の設計では、応答速度、オーバーシュート、安定性などを考慮する必要がある。

7.10 まとめ

まとめ

リニアレギュレータの原理について説明した

- トランジスタを用いた降圧回路について説明した
- オペアンプによるフィードバック制御を用いた降圧回路について説明した

図 7.30 第7章のまとめ

本章では、リニアレギュレータについて学んだ。主要なポイントを以下にまとめる：

7.10.1 リニアレギュレータの原理

- 可変抵抗（トランジスタ）を用いて連続的に電圧を降圧
- 基準電圧源とバイポーラトランジスタで構成
- 出力電圧： $V_{out} = V_{ref} - V_{BE}$

7.10.2 特徴

- 利点：
 - ノイズが小さい（連続的な電圧変化）
 - 回路構成が比較的簡単
 - 高精度な電圧制御が可能
- 欠点：
 - 効率が低い ($\eta = V_{out}/V_{in}$)
 - 熱損失が大きい
 - 降圧のみ（昇圧不可）

7.10.3 主要構成要素

1. 基準電圧源：

- ・ ツェナーダイオードで生成
- ・ 安定した基準電圧を供給

2. バイポーラトランジスタ (BJT)：

- ・ 活性領域で動作 (可変抵抗として)
- ・ コレクタ-エミッタ間で電圧降下

3. オペアンプ：

- ・ フィードバック制御で高精度化
- ・ 仮想短絡により入力電圧を等しくする
- ・ 抵抗分圧で任意の出力電圧を設定

7.10.4 応用

リニアレギュレータは以下の用途に適している：

- ・ アナログ回路の電源
- ・ 低ノイズが要求される用途
- ・ 入出力電圧差が小さい場合
- ・ 高精度な電圧制御が必要な場合

一方、高効率が求められる大電力用途では、チョッパ回路や絶縁型コンバータが適している。

7.10.5 今後の学習

次章以降では、DC-AC インバータや AC-DC 整流器など、さらに高度なパワーエレクトロニクス回路について学ぶ。