

博士学位論文

鉄道車両用補助電源装置
に関する研究

2019年9月

宇都宮大学大学院 工学研究科
システム創成工学専攻

森 雄生

目次

第 1 章 序論	1
1.1 本研究の背景	1
1.2 近年の研究動向と本研究の目的	2
1.3 本論文の構成	3
第 2 章 鉄道車両用補助電源装置 (APS) の概要と各種従来方式	7
2.1 はじめに	7
2.2 鉄道車両用補助電源装置の概要	8
2.3 従来 APS—商用周波絶縁・直接変換方式	9
2.4 従来 APS—商用周波絶縁・入力チョッパ方式	12
2.5 従来 APS—高周波絶縁・直接変換方式	14
2.6 高周波化と低損失化のトレンド	15
2.7 まとめ	21
第 3 章 直並列連続切替チョッパの特性と制御方法	23
3.1 はじめに	23
3.2 直並列連続切替チョッパの回路構成と出力電圧制御手法	24
3.3 ミニモデルによる実機試験	32
3.4 定電力負荷における振動とその抑制手法	39
3.5 各種不平衡出力時の検討	44
3.6 まとめ	47
第 4 章 直並列連続切替チョッパを用いた高周波絶縁 APS の実機評価	49
4.1 はじめに	49
4.2 直並列チョッパを適用した APS の回路構成	50
4.3 試作機の製作仕様	54
4.4 試作した APS の評価	57
4.5 まとめ	78

第 5 章 マルチレベル構成の適用による高圧化と電流リップル低減	80
5.1 はじめに	80
5.2 フライイングキャパシタ方式を適用した構成と動作モード	82
5.3 ミニモデル実機試験	91
5.4 搬送波位相差によるリップル低減	100
5.5 まとめ	113
第 6 章 結論	115
6.1 本研究で得られた成果	115
謝辞	118
参考文献	120
発表論文一覧	126

目次

1.1	博士論文の構成	3
2.1	商用周波絶縁・直接変換方式 APS のブロック図	9
2.2	2レベル・直接変換方式の回路構成	10
2.3	3レベル・直接変換方式の回路構成	10
2.4	直列分圧・直接変換方式の回路構成	11
2.5	APS における半導体損失の架線電圧依存性	11
2.6	商用周波絶縁・入力チョッパ方式のブロック図	12
2.7	商用周波絶縁・入力チョッパ方式の各種構成	13
2.8	高周波絶縁・直接入力方式のブロック図	14
2.9	高周波絶縁 DC-DC コンバータの方式	16
2.10	ハードスイッチング方式の高周波絶縁 APS	17
2.11	ソフトスイッチング方式の高周波絶縁 APS (1)	19
2.12	ソフトスイッチング方式の高周波絶縁 APS (2)	20
2.13	提案する高周波絶縁方式 APS の概略構成	21
3.1	直並列連続切替チョッパの構成	24
3.2	直並列チョッパの高周波絶縁 APS への適用	25
3.3	直並列チョッパの動作モード	25
3.4	直並列連続切替チョッパのブロック図	27
3.5	入力電圧に応じた通流率の変化 (1)	31
3.6	入力電圧に応じた通流率の変化 (2)	31
3.7	使用機器	32
3.8	通流率に対する電圧・電流特性	33
3.9	出力電圧 v_{O1} とインダクタ電流 i_{L1} の波形 (シミュレーション)	34
3.10	出力電圧 v_{O1} とインダクタ電流 i_{L1} の波形 (実機試験)	35
3.11	通流率に対するインダクタ電流リップル振幅 Δi_L 特性	36
3.12	入力電圧フィードフォワードを適用した場合における入力電圧 E に対する出力電圧 V_{O1} の定常特性	36

3.13 入力電圧フィードフォワードを適用した場合の電源電圧 E ・出力電圧 v_{O1} 波形	38
3.14 振動抑制手法を適用した制御ブロック図	40
3.15 シミュレーション結果 (抵抗負荷・振動抑制なし)	41
3.16 シミュレーション結果 (定電力負荷・振動抑制なし)	42
3.17 シミュレーション結果 (定電力負荷・振動抑制あり)	43
3.18 シミュレーション結果 (出力電圧指令不平衡)	45
3.19 シミュレーション結果 (出力負荷容量不平衡)	46
4.1 直並列連続切替チョッパを適用した高周波絶縁補助電源装置の構成ブロッ ク図	50
4.2 直並列チョッパと高周波絶縁 DC-DC コンバータの接続方法 (入力電圧 DC 750 V)	52
4.3 直並列チョッパと高周波絶縁 DC-DC コンバータの接続方法 (入力電圧 DC 1500 V)	53
4.4 試作機の回路接続	55
4.5 試作機の外観	56
4.6 回生負荷装置の構成	58
4.7 直並列チョッパ各部電圧・電流波形	59
4.8 直並列チョッパ各部電圧・電流波形	60
4.9 直並列チョッパ各部電圧・電流波形	61
4.10 高周波変圧器 1 次側波形	62
4.11 三相出力電圧波形とインダクタ電流波形	63
4.12 装置効率	64
4.13 定格入力電圧・定格負荷における損失の内訳	65
4.14 回生負荷装置の構成	67
4.15 APS 内の測定箇所	68
4.16 入力電圧変動試験 ($V_{in}=625\text{ V}-750\text{ V}$)	69
4.17 入力電圧変動試験 ($V_{in}=750\text{ V}-875\text{ V}$)	70
4.18 入力電圧変動試験 ($V_{in}=625\text{ V}-875\text{ V}$)	71
4.19 過負荷試験 ($V_{in}=625\text{ V}$)	72
4.20 過負荷試験 ($V_{in}=625\text{ V}$)	73
4.21 過負荷試験 ($V_{in}=750\text{ V}$)	74
4.22 過負荷試験 ($V_{in}=750\text{ V}$)	75
4.23 過負荷試験 ($V_{in}=875\text{ V}$)	76

4.24 過負荷試験 ($V_{in}=875$ V)	77
5.1 1500 V 架線の APS に 1200 V 耐圧素子を適用する手法	81
5.2 フライングキャパシタ方式 3 レベル直並列連続切替チョッパの構成	82
5.3 フライングキャパシタ方式直並列チョッパの動作モード (1)	83
5.4 フライングキャパシタ方式直並列チョッパの動作モード (2)	84
5.5 フライングキャパシタ方式直並列チョッパの動作モード (3)	85
5.6 フライングキャパシタ方式直並列チョッパの制御回路	86
5.7 通流率に対するゲート信号と動作モードの関係 ($d = 0.25$)	88
5.8 通流率に対するゲート信号と動作モードの関係 ($d = 0.5$)	89
5.9 通流率に対するゲート信号と動作モードの関係 ($d = 0.75$)	90
5.10 フライングキャパシタ方式直並列チョッパの各部 1 周期波形 (1)	93
5.11 フライングキャパシタ方式直並列チョッパの各部 1 周期波形 (1)	94
5.12 フライングキャパシタ方式直並列チョッパの各部 1 周期波形 (1)	95
5.13 フライングキャパシタ方式直並列チョッパの各部 1 周期波形 (2)	96
5.14 フライングキャパシタ方式直並列チョッパの各部 1 周期波形 (2)	97
5.15 フライングキャパシタ方式直並列チョッパの定常特性	98
5.16 インダクタ電流リップル Δi_{L1} の定常特性	99
5.17 搬送波位相差の制御回路	101
5.18 搬送波に位相差を設けた場合の通流率に対するゲート信号と動作モードの 関係	102
5.19 搬送波に位相差を設けた場合の通流率に対するゲート信号と動作モードの 関係	103
5.20 搬送波に位相差を設けた場合の通流率に対するゲート信号と動作モードの 関係	104
5.21 2 レベル直並列チョッパの各部電流波形	105
5.22 2 レベル直並列チョッパの各部電流波形	106
5.23 2 レベル直並列チョッパの各部電流波形	107
5.24 3 レベル直並列チョッパの各部電流波形	108
5.25 3 レベル直並列チョッパの各部電流波形	109
5.26 3 レベル直並列チョッパの各部電流波形	110
5.27 入力電圧に対する電流リップル振幅特性	112

表 目 次

2.1	日本の電気鉄道で使用されている電圧	8
2.2	一般的な APS の出力電圧	8
2.3	高周波絶縁方式の適用先とその目的	14
3.1	検討条件	29
4.1	入力電圧とスイッチング素子耐圧の関係	51
4.2	出力電圧とスイッチング素子耐圧との関係	51
4.3	試作機の製作仕様	54
4.4	使用素子	54
5.1	試験条件	91
5.2	使用機器	91

第 1 章 序論

1.1 本研究の背景

鉄道車両用補助電源装置（以下、本論文では APS¹ と呼ぶ。）は、車室内の照明・表示器具や空調などに電源供給する役割を果たしており、架線からの電力を電氣的に絶縁して適切な電圧・周波数に変換する機能を有している。

現在主流となっている APS の構成として、架線からの直流電力を三相交流電力に変換するインバータと入力側・出力側の LC フィルタ、絶縁用の変圧器による直接変換・商用周波絶縁方式が用いられている。インバータの回路構成としては、2 レベル方式と Neutral Point Clamped (NPC) 方式による 3 レベル方式の 2 種類がある。

2 レベル方式は回路構成がシンプルであるが、スイッチング素子に LC フィルタを通して架線電圧が直接印加されることから、架線電圧変動の最大値を考慮した高耐圧素子の使用が必須である。高耐圧素子は一般的に低耐圧素子と比べて損失が大きい傾向にあるため、冷却器の大型化につながるほか、スイッチング周波数も高く取れないという欠点がある。

その一方、3 レベル方式はスイッチング素子に印加される電圧が架線電圧の半分となるため、2 レベル方式よりも低耐圧な素子が使用できる。素子数が多くなるにも関わらず損失の低減が可能となり、冷却器の小型化や高周波化が可能となるものの、架線電圧の半分が素子に印加されるため、架線電圧変動の最大値を考慮した素子を用いなければならない。また、低耐圧素子は高耐圧素子に比べ安価であることから、コストダウンにもつながる。

以上の観点から、これらのインバータに低耐圧素子を適用できるように架線電圧を素子に印加させないことが求められる。

従来用いられていた手法として、インバータと直流フィルタの間にチョッパを挿入し、架線電圧変動をチョッパで負担することでインバータに印加される電圧を一定とする手法があり、二重チョッパ方式やブースタ方式、二相昇降圧チョッパ方式などがある。しかし、インバータの素子に架線電圧が印加されなくなるものの、チョッパの素子に架線電圧が印加される欠点は残る。

¹ 日本の在来線では Static Inverter : SIV の略称が一般的だが、日本の新幹線や海外の鉄道では Auxiliary Power Supply : APS や Auxiliary Power Unit : APU の略称が一般的である。

また、現行の APS ではインバータの後段に変圧器を設ける構成となっており、商用周波数が変圧器に印加されることから、体積・質量が増大するといった課題がある。一般に、変圧器は使用周波数が高いほど小型・軽量化できるため、出力電圧を生成するインバータの前段に、高周波インバータと変圧器・整流器を組み合わせた高周波絶縁形 DC/DC コンバータを用いる方式（以下、高周波絶縁方式とする。）が用いられてきた。高周波絶縁方式の APS への適用に関する検討および現車への適用事例は従来から存在したが、特に小型化・軽量化が求められる用途に限られていた。

その理由として、スイッチング周波数をより高く取ることで、変圧器が小型になるメリットがあるものの、半導体素子のスイッチング損失も増加するため、従来の Si-IGBT を用いた方式では限界があり、変圧器の小型化によるメリットが、回路構成が複雑になるデメリットを上回ることができなかった。

一方、SiC パワーデバイスが注目されており、スイッチング損失が Si-IGBT に比べ小さくできることから、大容量化と高周波化に適している。走行制御用の電力変換器（VVVF インバータ）への適用事例は数多く報告されているものの、APS への適用報告は少ない。

1.2 近年の研究動向と本研究の目的

1.2.1 近年の研究動向

高周波絶縁方式の APS への適用に関する検討および現車への適用事例は従来から存在し、最近では高周波インバータを直列接続する手法や、前述のチョッパと組み合わせた事例として、二重昇圧チョッパを用いる手法、直列接続した昇圧チョッパを使用する手法が提案されている。これらの方式では、スイッチング素子に印加される電圧を低減した上で低耐圧素子を適用している。低耐圧素子の高周波動作を生かすことにより、変圧器の小型化を図ると同時に、SiC デバイスを適用することで低損失化も実現している。しかし、いずれの方式においても架線に接続される変換器の素子電圧が、架線電圧変動に依存しているデメリットが残っている。

1.2.2 本研究の目的

本研究では、架線に直接接続されている変換器の素子耐圧が、架線電圧変動の最大値に依存するという問題点に対し、素子耐圧を架線電圧ではなく変換器の出力電圧に依存させ、架線に直接接続されている変換器においても低耐圧素子を適用可能な直並列連続切替チョッパ（以下、提案チョッパとする。）を提案する。

さらに、商用周波数変圧器の使用による体積・質量の増加に対する解決法として、単相高周波インバータを提案チョッパの後段に接続する新しい高周波絶縁 APS（以下、提案 APS とする。）の構成法も提案する。

提案 APS では、提案チョッパと単相高周波インバータを三相インバータで構成でき、モジュール化によるシステム構成の簡略化が可能となる。また、提案 APS にはすべての素子においてスイッチング特性に優れた低耐圧デバイスが使用可能であり、高周波動作化・低損失化が可能である。それに加え、現在入手が比較的容易な低耐圧の SiC デバイスを適用することで、さらなる高周波動作化・低損失化が期待できる。

1.3 本論文の構成

本論文は「序論」から「結論」までの全 7 章で構成される。図 1.1 に本論文の構成を示すとともに、各章の概要を示す。

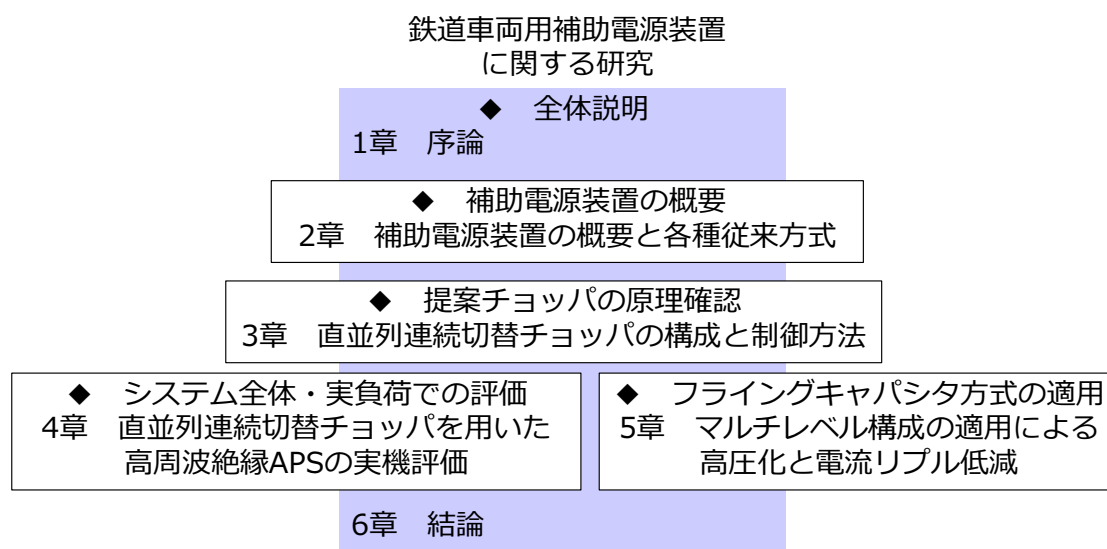


図 1.1 博士論文の構成

第 1 章 序論

本研究の背景と研究目的について説明する。

第 2 章 鉄道車両用補助電源装置の概要と各種従来方式

鉄道車両用補助電源装置に関する近年の研究動向について説明する。鉄道車両用補助電源装置の概要と用途についてまとめ、従来方式として下記の 4 方式を説明する。

- 商用周波絶縁・直接入力方式

- 商用周波絶縁・入力チョッパ方式
- 高周波絶縁・直接入力方式
- 高周波絶縁・入力チョッパ方式

また、近年の研究・開発動向として SiC パワーデバイスを用いた装置についてまとめる。

第3章 直並列連続切替チョッパの特性と制御方法

本章では、架線に直接接続されている変換器の素子耐圧が、架線電圧変動の最大値に依存するという問題点に対し、素子耐圧を架線電圧ではなく変換器の出力電圧に依存させ、架線に直接接続されている変換器においても低耐圧素子を適用可能な直並列連続切替チョッパ（以下、提案チョッパとする。）を提案する。動作モードの解析およびシミュレーションを行い、回路の基本特性を明らかにする。

次に、出力電圧制御系の検討を行い、架線電圧変動に対して出力電圧を一定とする手法として、入力電圧フィードフォワードによる制御系を提案した。それらの基本特性および出力電圧制御系を、ミニモデルによる実機試験により確認し、理論およびシミュレーションと結果が一致することと、提案制御系が有効であることを示す。

さらに、APS で想定される定電力負荷に対し、入力電圧・出力負荷容量の過渡応答について検討を行い、インダクタ電流のうち高調波成分をフィードバックする振動抑制制御を適用することで、過渡変動時においても出力電圧・インダクタ電流が発散することなく指令値通りの出力電圧が得られることを確認した。

最後に、2つの出力において不平衡となる条件のうち、出力電圧指令と負荷容量が不平衡となる場合について検討し、シミュレーションにより動作の確認を行う。

第4章 直並列連続切替チョッパを用いた高周波絶縁 APS の実機評価

本章では、直並列連続切替チョッパを用いた APS に対して、具体的な構成について検討を行った。まず、直並列チョッパ・高周波絶縁方式 APS の具体的な回路構成を提案した。

低床型路面電車を想定した 100 kVA の装置を製作し、定常状態において理論検討通りの動作となっていることを確認した。さらに、回路損失と効率を測定し、最高効率 96.6 % を得て、入力電圧変動に対しても効率の変動は 0.5 % 以内となった。

第5章 マルチレベル構成の適用による高圧化と電流リップル低減

本章では、直並列チョッパに対し、フライングキャパシタ方式による 3 レベル化の検討を行った。まず、フライングキャパシタ方式を用いた場合の回路構成と動作モードを明らかにした。

次に、ミニモデルによる実機試験を行い、入力電圧フィードフォワード制御を適用することにより、2レベルの直並列チョッパと同様に出力電圧が制御できることと、各入力電圧に対してもフライングキャパシタ電圧を一定に保つことができることを確認した。また、入力電流・インダクタ電流のリプルについて理論式を示し、電流リプル振幅がおおむね理論・シミュレーション通りであることを確認した。

さらに、各レグの搬送波に位相差を設けることで、インダクタ電流のリプル振幅は1/4に、入力電流のリプル振幅は1/16となることを確認した。

第7章 結論

本研究で得られた成果のまとめ、および今後の課題・展望を示す。

第 2 章 鉄道車両用補助電源装置 (APS) の概要と各種従来方式

2.1 はじめに

本章では，鉄道車両用補助電源装置（APS）の概要と用途についてまとめ，従来方式として下記の 4 方式を説明する。

- 商用周波絶縁・直接入力方式¹
- 商用周波絶縁・入力チョッパ方式
- 高周波絶縁・直接入力方式
- 高周波絶縁・入力チョッパ方式

また，近年の研究・開発動向として SiC パワーデバイスを適用した商用周波絶縁方式・高周波絶縁方式の装置についてまとめ，本研究で検討した回路方式の位置付けについて説明する。

¹ 直接変換方式もしくはダイレクト変換方式と呼ばれる。

2.2 鉄道車両用補助電源装置の概要

1章で触れたように、APSは車室内の照明・表示器具や空調などに電源供給する役割を果たしており、架線からの電力を電氣的に絶縁して適切な電圧・周波数に変換する機能を有している。

表2.1に、APSの電源・入力電圧となる架線電圧について、日本の電気鉄道のうち、直流で電化されている区間で使用されている電圧^[12,13]を示す。電圧の定格値として、600V・750V・1500Vが使用されているが、変電所からの距離や電車の力行（加速）・制動（減速）によりその電圧は倍半分変動する。また、出力電圧はAPSの負荷によって異なり、表2.2に示す種類が主に使用されている。

表 2.1 日本の電気鉄道で使用されている電圧

公称電圧	変動範囲	用途
600 V	360～720 V	路面電車・地方私鉄 地下鉄（第三軌条方式）
750 V	500～900 V	新交通システム・地方私鉄 地下鉄（第三軌条方式）
1500 V	900～1800 V	地下鉄（架空線方式） JR 在来線・大手私鉄

表 2.2 一般的な APS の出力電圧

出力電圧		用途
三相交流 (50Hz・60Hz)	200 V・220 V 380 V・400 V・440 V	空調・空気圧縮機
単相交流 (50Hz・60Hz)	100 V 220 V・254 V ²	客室コンセント・照明
直流	100 V 24 V（路面電車）	制御電源・バッテリー充電

² 三相出力のいずれか一相と中性点の間で相電圧を得る方式。

2.3 従来 APS—商用周波絶縁・直接変換方式

現在の APS の主流である 2 レベル直接変換方式の回路構成を図 2.1 に示す。三相インバータが直接架線に接続されている方式で、

- 入力フィルタ
- 三相インバータ
- 出力フィルタ
- 出力変圧器

から構成される。三相インバータの構成方法には、図 2.2–図 2.4 に示すように、

- 2 レベル方式
- 3 レベル方式（Neutral Point Clamped（NPC）方式）
- 直列分圧方式：2 レベルインバータを 2 台直列接続し、変圧器で結合する方式。

がある。

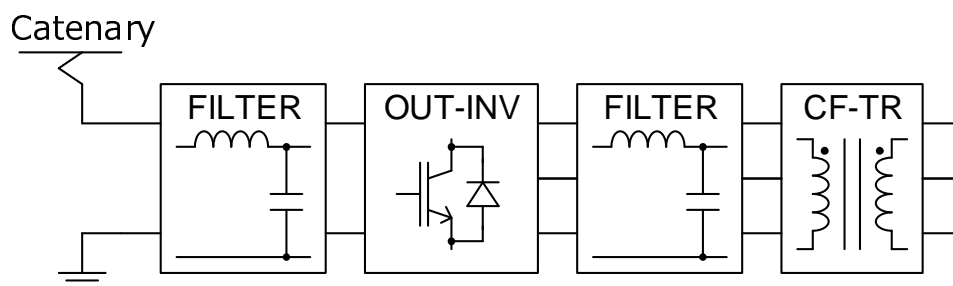


図 2.1 商用周波絶縁・直接変換方式 APS のブロック図

2 レベル方式は回路構成がシンプルであるが、スイッチング素子に LC フィルタを通して架線電圧が直接印加されることから、架線電圧変動の最大値を考慮した高耐圧素子の使用が必須である。高耐圧素子は一般的に低耐圧素子と比べて損失が大きい傾向にあるため、冷却器の大型化につながるほか、スイッチング周波数も高く取れないという欠点がある。

その一方、3 レベル方式や直列分圧方式はスイッチング素子に印加される電圧が架線電圧の半分となるため、2 レベル方式よりも低耐圧な素子が使用できる。素子数が多くなるにも関わらず損失の低減が可能となり、冷却器の小型化や高周波化が可能となるものの、架線電圧の半分が素子に印加されるため、架線電圧変動の最大値を考慮した素子を用いなければならない。

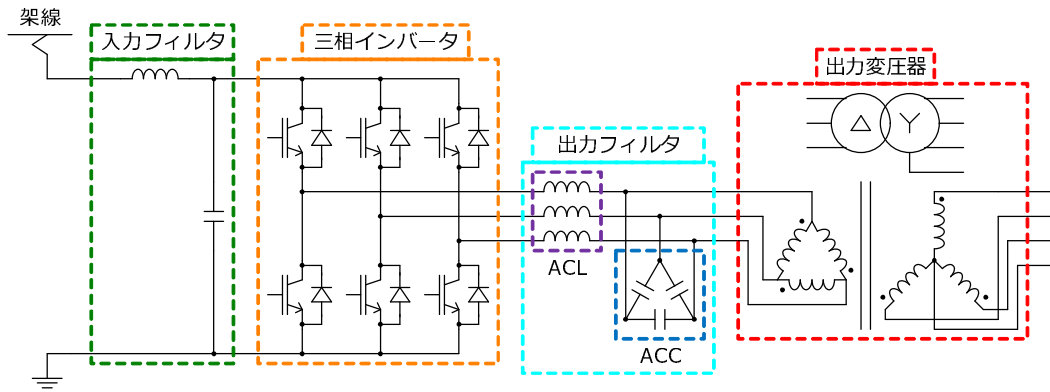


図 2.2 2レベル・直接変換方式の回路構成

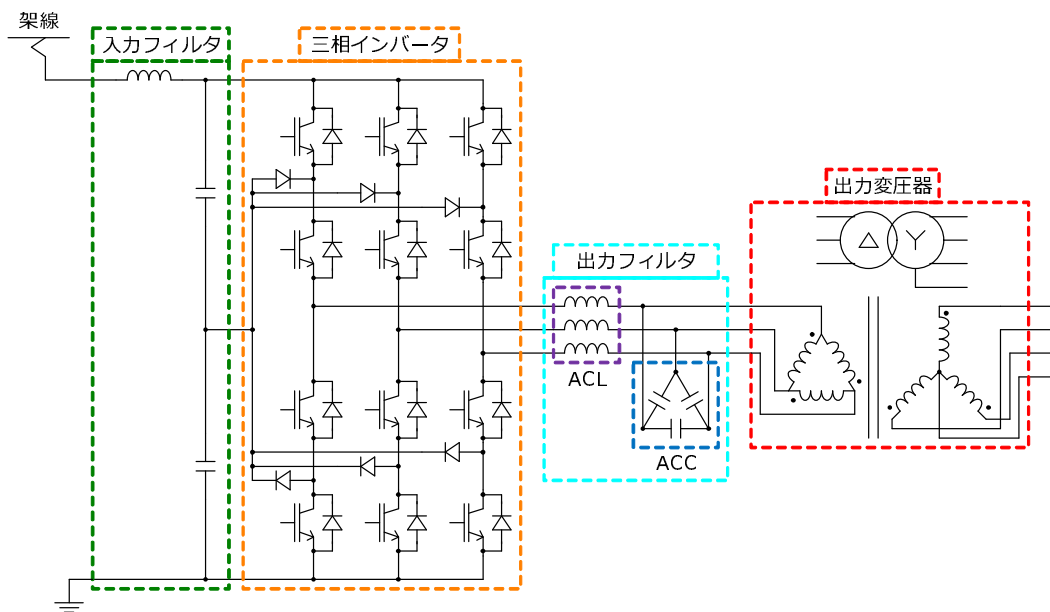


図 2.3 3レベル・直接変換方式の回路構成

また、架線電圧変動はインバータに使用する半導体の電力損失にも影響する。図 2.5 に、1500 V・150 kVA・3レベル方式の装置における半導体電力損失の計算値を示す。架線電圧の最大と最小では25%の差が生じるが、冷却系は最大損失での設計が必須となる一方、低電圧域では過剰性能となる。よって、最適設計の要件として、架線電圧変動の影響を押しさえつつ低耐圧素子を用いることが求められる。

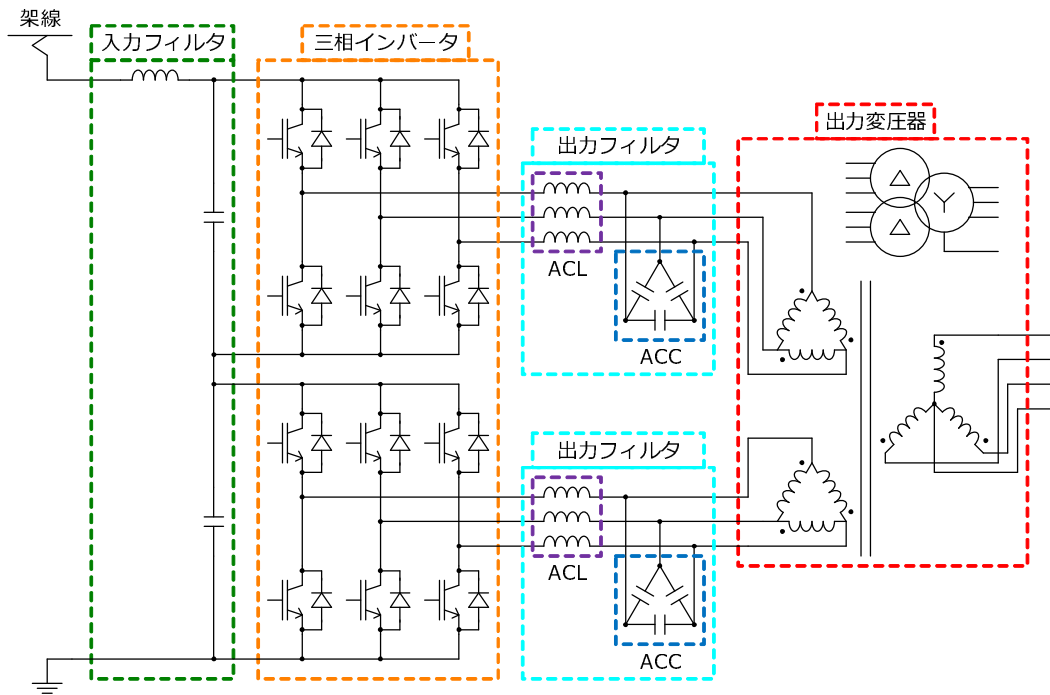


図 2.4 直列分圧・直接変換方式の回路構成

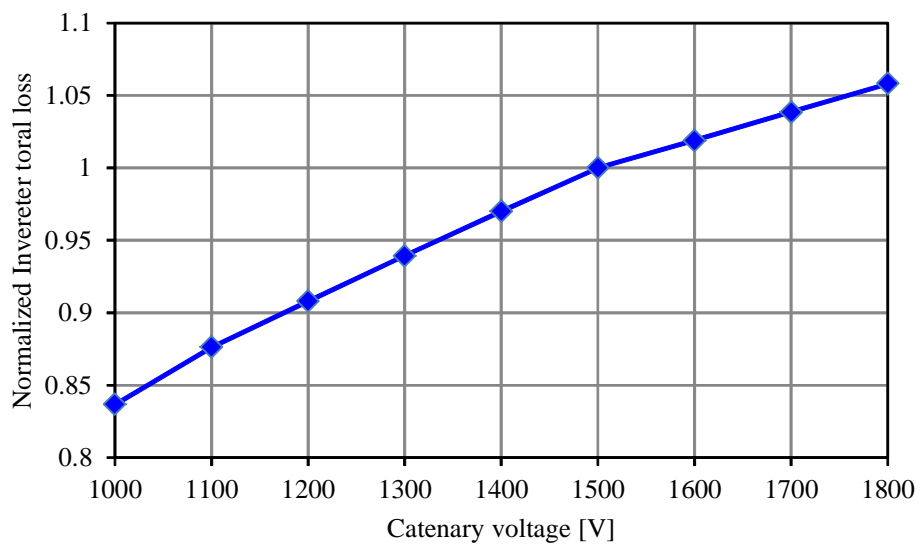


図 2.5 APS における半導体損失の架線電圧依存性

2.4 従来 APS—商用周波絶縁・入力チョッパ方式

前項で検討した観点から、APSに使用する三相インバータに低耐圧素子を適用すると同時に、低耐圧素子を適用できるように架線電圧を素子に印加させないことが求められる。

従来用いられていた手法として、図 2.6 に示すように、インバータと直流フィルタの間にチョッパを挿入し、架線電圧変動をチョッパで負担することにより、インバータに印加される電圧を一定とする手法（以下、入力チョッパ方式とする。）がある。

用いるチョッパの種類によって図 2.7 に示す

- ブースタ方式（電流形インバータと電圧形インバータを組み合わせた方式）
- 降圧チョッパ方式
- 昇降圧チョッパ方式

などの方式が適用されてきた。しかし、インバータの素子に架線電圧が印加されなくなるものの、チョッパの素子に架線電圧が印加される欠点は残る。

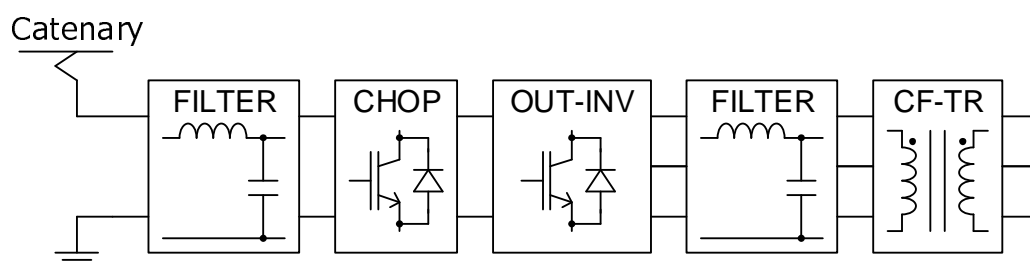
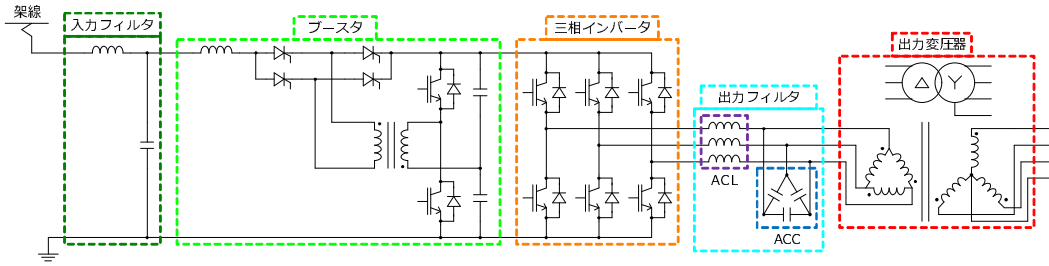
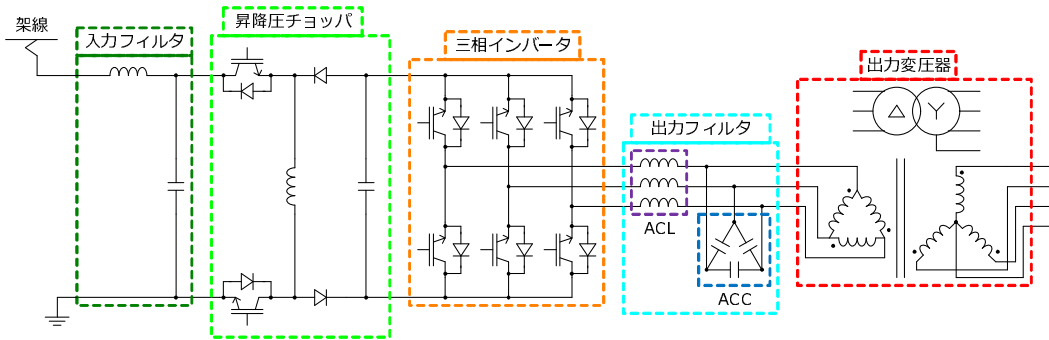


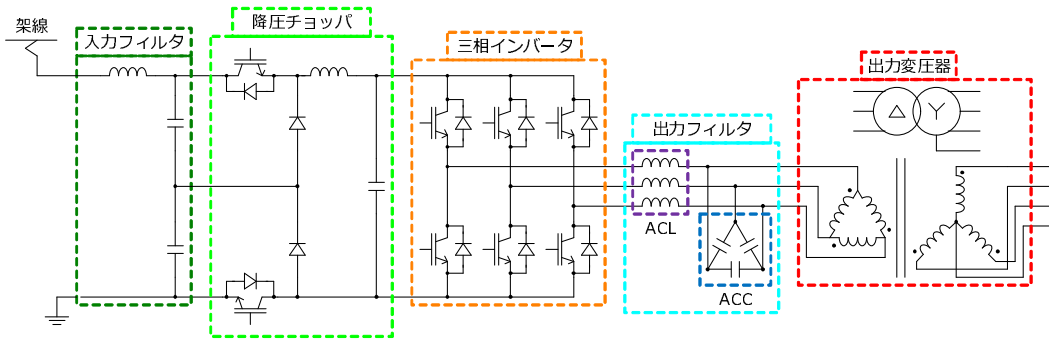
図 2.6 商用周波絶縁・入力チョッパ方式のブロック図



(a) ブースタ方式



(b) 昇降圧チョッパ方式



(c) 降圧チョッパ方式

図 2.7 商用周波絶縁・入力チョッパ方式の各種構成

2.5 従来 APS—高周波絶縁・直接変換方式

商用周波絶縁方式では、スイッチング周波数を高くすると、三相インバータの出力電圧に含まれる高調波成分が減少するため、出力フィルタを小型化することができる。一方、本方式ではインバータの後段に変圧器を設ける構成となっていることから、印加電圧は商用周波数（60 Hz）成分を多く含むため、体積・質量が増大する課題がある。一般に、変圧器は使用周波数が高いほど小型・軽量化できるため、変圧器に印加する周波数を高周波化することで、APS全体の小型化・軽量化が期待できる。

そこで、図 2.8 に示す、高周波インバータと変圧器、整流器を組み合わせた高周波絶縁 DC/DC コンバータを、商用周波変圧器の代わりに用いることにより、小型化を図る高周波絶縁方式が従来より適用されている。

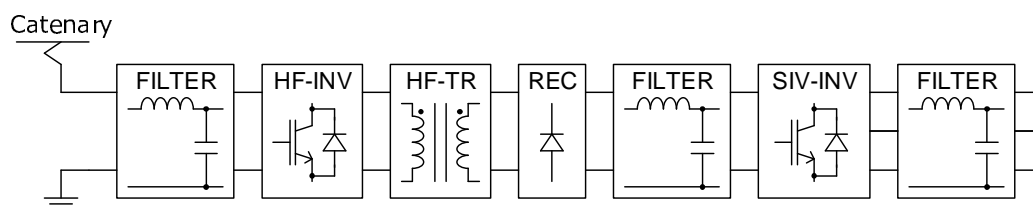


図 2.8 高周波絶縁・直接入力方式のブロック図

しかし、本方式は電力の変換段数の増加による回路の複雑化や、通過素子数の増加による電力損失の増加、コストの増大や信頼性の低下といったデメリットが存在する。よって、表 2.3 に示すような、特に小型・軽量化が求められる用途にのみ使用されてきた。

近年では、回生ブレーキによって発生する電力の有効利用や、停電などの非常時に走行する電源として車両にバッテリーを搭載する事例が増えており^[14-16]、バッテリーを搭載するスペースを確保するため、今後既存の機器の小型化が求められると考えられる。

表 2.3 高周波絶縁方式の適用先とその目的

適用先	要求	目的
新幹線 ^[11]	軽量化	高速走行
HSST ^[8]	軽量化	浮上走行
新交通システム ^[9]	小型化	搭載上の制約（小型車体）
低床路面電車 ^[10]	小型化・軽量化	搭載上の制約（屋根上設置）

2.6 高周波化と低損失化のトレンド

2.6.1 SiC パワーデバイスの適用

近年、パワーエレクトロニクス機器への SiC パワーデバイスの適用が進んでおり、中でも鉄道車両用電力変換装置への適用については、駆動用インバータ (VVVF) において多くの検討事例が存在する。APS においてもスイッチング素子に SiC パワーデバイスを適用した検討が進められており、商用周波絶縁・直接入力方式における適用事例は、Si-IGBT と SiC-SBD の還流ダイオードを用いたハイブリッド SiC モジュールによるもの^[21]や、SiC-MOSFET と SiC-SBD の還流ダイオードを用いたフル SiC モジュールによるもの^[22-24]が報告されている。これらの方式では、インバータのスイッチング周波数を向上させることにより、出力フィルタの小型化を図っている。しかし、出力変圧器に商用周波の交流電圧が印加されるため、変圧器の小型化は見込めず APS の大幅な小型・軽量化は難しい。

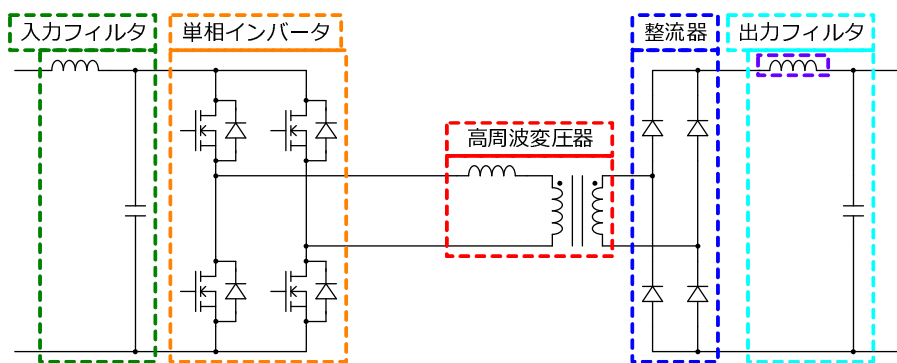
2.6.2 高周波絶縁方式への SiC パワーデバイスの適用

前項で述べた、出力変圧器の小型化が難しいという商用周波絶縁方式の欠点に対し、高周波絶縁方式の欠点である損失の増加を SiC パワーデバイスの適用による低損失化でカバーする方式が検討されている。高周波絶縁方式の APS において、近年提案されている方式は、図 2.9 (a) に示すハードスイッチング方式と図 2.9 (b) (c) に示すソフトスイッチング方式に大別される。

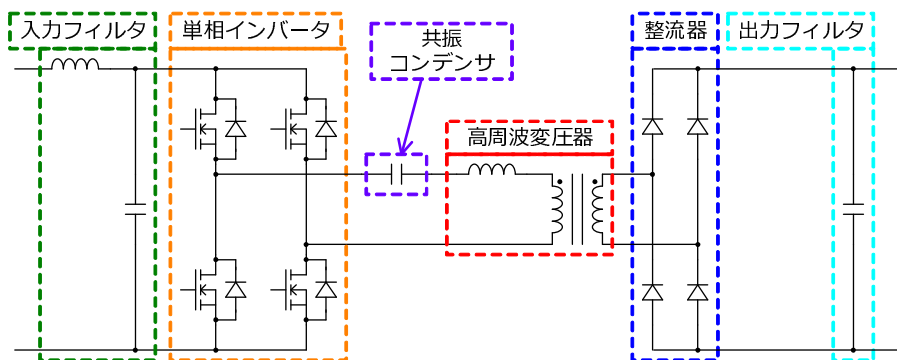
2.6.3 ハードスイッチング方式

図 2.9 (a) に示すハードスイッチング方式は、1 次側矩形波インバータの通流率制御、もしくは位相シフト制御により、変圧器に印加される電圧のパルス幅を変化させることで出力電圧を制御することができる。提案されている回路構成として、入力直列-出力並列方式^[28]や三相方式^[29]があり、それぞれの構成を図 2.10 に示す。

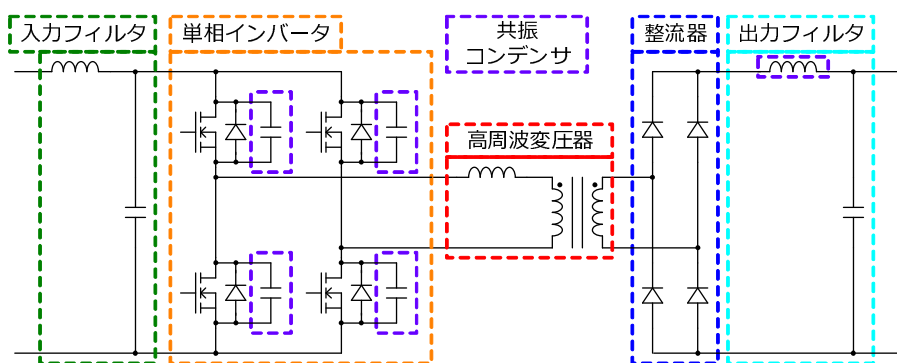
これらの検討事例はいずれも直接入力方式であるが、前述した入力チョッパ方式を適用し、架線電圧変動を吸収することによって、一定の通流率で運転することが可能になり、電圧利用率の向上や電流不連続モードの抑制などのメリットが得られる。



(a) ハードスイッチング方式

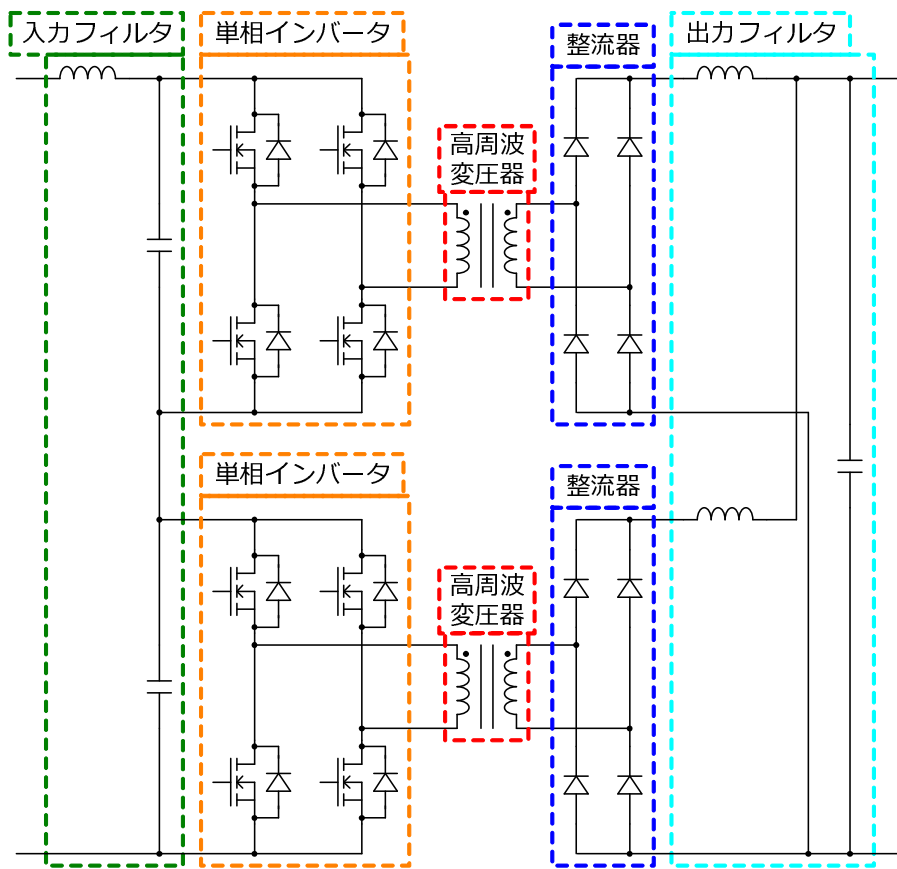


(b) ソフトスイッチング（直列共振）方式

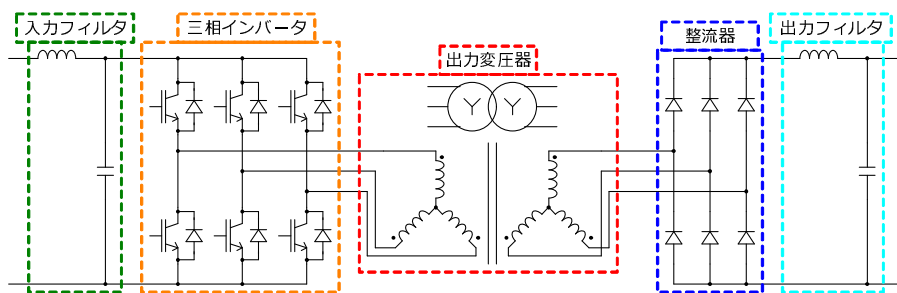


(c) ソフトスイッチング（並列共振）方式

図 2.9 高周波絶縁 DC-DC コンバータの方式



(a) 入力直列-出力並列方式



(b) 三相方式

図 2.10 ハードスイッチング方式の高周波絶縁 APS

2.6.4 ソフトスイッチング方式

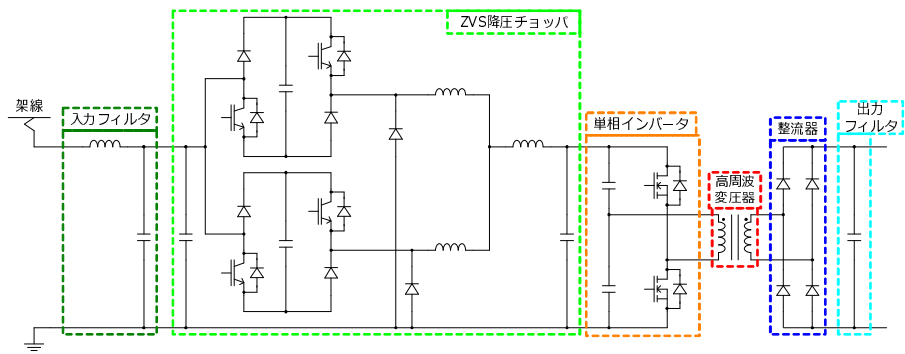
ソフトスイッチング方式において検討されている構成を図 2.11, 図 2.12 にそれぞれ示す。直列共振方式として, ソフトスイッチングを適用した降圧チョッパを 2 台組み合わせインターリーブとした手法^[34], 直列接続した昇圧チョッパを使用する手法^[35-37], 二重昇圧チョッパを用いる手法^[38,39] が提案されている。

直列共振方式では, ハードスイッチング方式から 2 次側のインダクタを取り除き, 1 次側に共振コンデンサを接続し, 変圧器の漏れインダクタンスとの共振を用い, スイッチに流れる電流が 0 となるタイミングでターンオフすることで, ゼロ電流スイッチングを実現している。その結果, 高周波化に伴い増加するスイッチング素子のスイッチング損失を低減している。

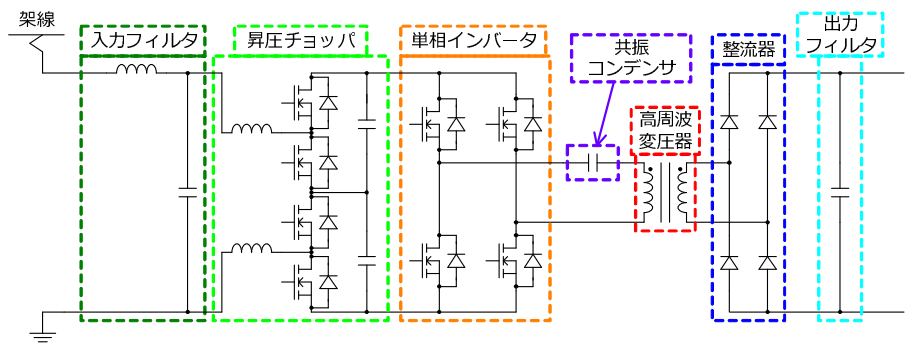
本方式の欠点として, ゼロ電流スイッチングを達成するため, 通流率・周波数はインダクタ・コンデンサの共振周波数によって決定される固定値となる。よって, DC-DC コンバータにより出力電圧を制御することが難しく, APS のように入力電圧が大幅に変動する用途の場合は, 入力にチョッパを使用し架線電圧変動を吸収する必要がある。

並列共振方式^[40-42] では, 矩形波インバータの各スイッチに対して並列にコンデンサを接続し, 変圧器の漏れインダクタンスとの共振でゼロ電圧スイッチングを実現している。

本方式の欠点として, 軽負荷時にソフトスイッチングが達成できないという問題点がある。軽負荷でもソフトスイッチングを達成できる方式が提案されているが, いずれも付加部品を要することから更なる複雑化を招く。APS に適用する場合, 乗車率や季節変動によって負荷の消費電力^[43-46] が大幅に変動するため, これらの変動に対しても高効率で動作する必要がある。

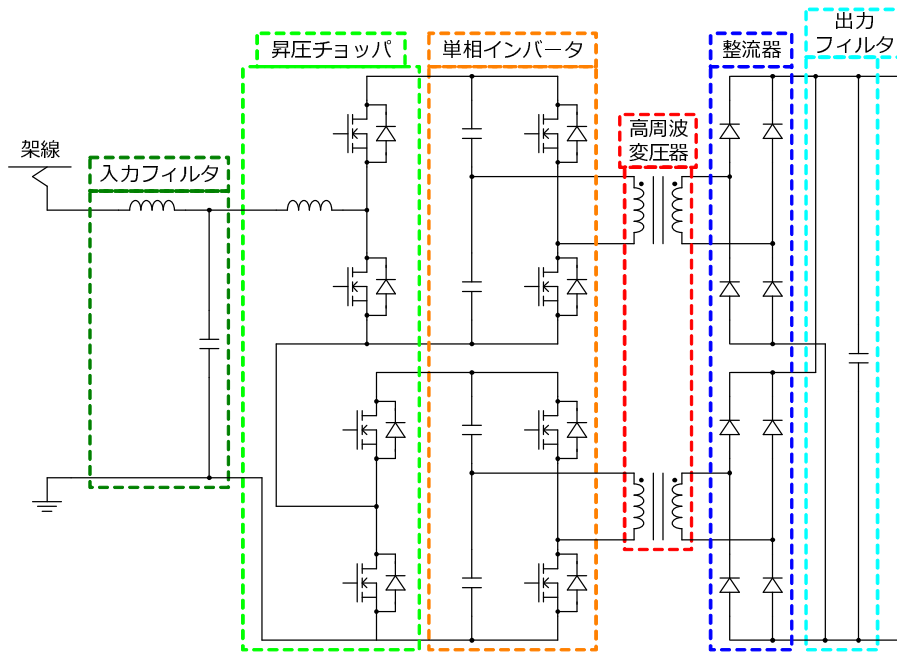


(a) ZVS 降圧チョッパ方式

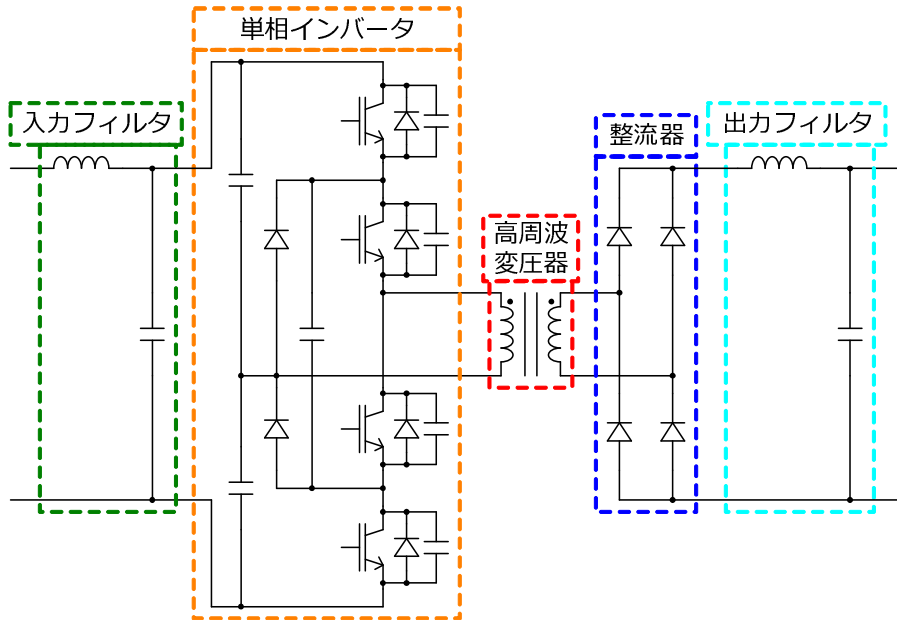


(b) マルチレベル昇圧チョッパ方式

図 2.11 ソフトスイッチング方式の高周波絶縁 APS (1)



(a) 昇圧チョッパ直列方式



(b) フライングキャパシタ NPC 型 ZVS3 レベル直接入力方式

図 2.12 ソフトスイッチング方式の高周波絶縁 APS (2)

2.7 まとめ

本章では、これまでに用いられてきた APS のうち、下記の 4 方式についてまとめた。

- 商用周波絶縁・直接入力方式
- 商用周波絶縁・入力チョッパ方式
- 高周波絶縁・直接入力方式
- 高周波絶縁・入力チョッパ方式

次に、近年の検討事例として、商用周波絶縁方式において SiC パワーデバイスを適用した方式に触れ、出力フィルタは小型化できるものの、出力変圧器には商用周波電圧が印加されるため、APS 全体の小型化は難しいことを説明した。そこで、SiC パワーデバイスの適用により高周波絶縁方式の課題であった、変換損失の増加をカバーする構成が検討されており、ハードスイッチング方式・ソフトスイッチング方式についてそれぞれの検討事例を説明した。

図 2.13 に、今回提案する高周波絶縁方式 APS の概略構成を示し、以後、3 章において本構成に適したチョッパ回路の提案と基本動作の確認を、4 章では、本構成を適用した APS を製作し、その装置による動作検証についてまとめる。

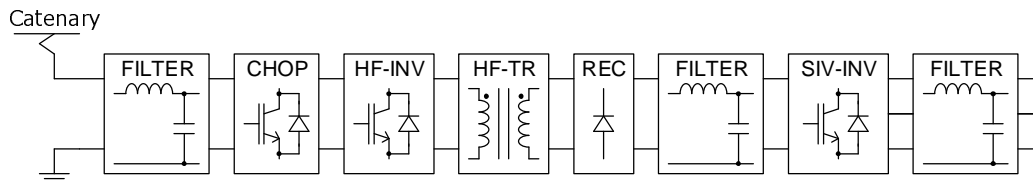


図 2.13 提案する高周波絶縁方式 APS の概略構成

第 3 章 直並列連続切替チョッパの特性 と制御方法

3.1 はじめに

前章では、鉄道車両用補助電源装置（以下、APS とする。）に対して、架線に直接接続されている変換器の素子耐圧が、架線電圧変動の最大値に依存するという問題点に対し、各種チョッパを用いて架線電圧変動を抑制し一定の直流電圧を出力することで、後段の変換器を最適化する利点について説明した。

APS に対して各種チョッパを用いる手法として、過去には降圧チョッパ^[4] や昇降圧チョッパ^[5] を用いる構成や、電流形インバータと電圧形インバータを組み合わせたブースタ回路^[5] を用いる構成が検討され、近年ではソフトスイッチングを適用した降圧チョッパ^[34] や昇圧チョッパ^[35-39] を用いた構成が検討されている。しかし、これまで提案されている回路構成では、チョッパに架線電圧が直接印加されることから、チョッパに高耐圧素子を使用しなければならない問題点が残っていた。

そこで本論文では、素子耐圧を架線電圧ではなく変換器の出力電圧に依存させ、架線に直接接続されている変換器においても低耐圧素子を適用可能な直並列連続切替チョッパ（以下、直並列チョッパとする。）を提案する。

本章では、直並列チョッパの回路構成を説明し、動作モードの解析およびシミュレーションを行い、回路の基本特性を明らかにする。

次に、出力電圧制御系の検討を行い、架線電圧変動に対して出力電圧を一定とする手法として、入力電圧フィードフォワードによる制御系を提案する。それらの基本特性および出力電圧制御系を、ミニモデルによる実機試験により確認し、理論およびシミュレーションと結果が一致することと、提案制御系が有効であることを示す。

さらに、APS で想定される定電力負荷に対し、入力電圧・出力負荷容量の過渡応答について検討を行い、入力電圧フィードフォワードのみでは振動が抑制できないことを確認し、インダクタ電流のうち高調波成分をフィードバックする振動抑制制御を適用することで、過渡変動時においても出力電圧・インダクタ電流が発散することなく指令値通りの出力電圧が得られることを確認する。

最後に、2つの出力が不平衡となる条件のうち、出力電圧指令を異なる値とした場合と、負荷容量が不平衡となる場合について検討し、シミュレーションにより確認を行った。

3.2 直並列連続切替チョッパの回路構成と出力電圧制御手法

3.2.1 回路構成と動作モード

本論文にて提案する直並列連続切替チョッパの構成を図 3.1 に示す。本回路は、スイッチを2個直列接続した2組のレグに対しそれぞれ並列に出力を接続し、その間を2つのインダクタで接続する構成である。なお、SW2とSW3はダイオードに置き換えても動作可能であるが、電流不連続モードを回避するにはスイッチで構成する必要がある。

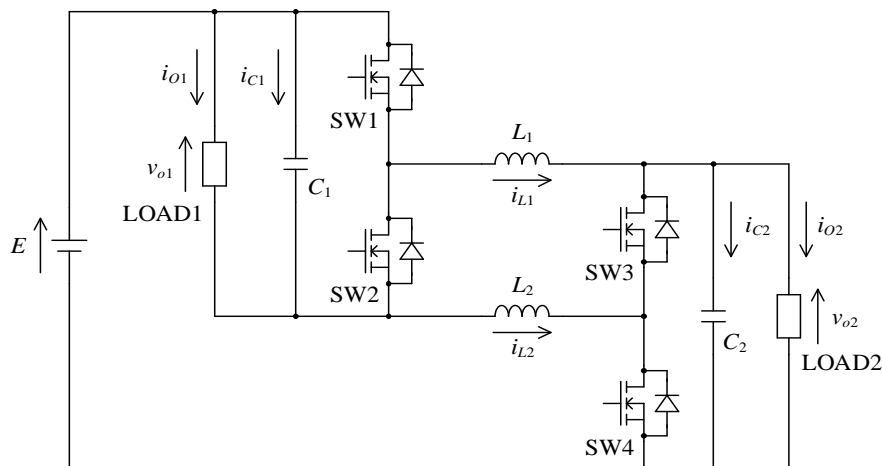


図 3.1 直並列連続切替チョッパの構成

直並列チョッパを高周波絶縁 APS に対して適用する利点として、下記の2点が挙げられる。

- スイッチに印加される電圧は入力電圧ではなく出力電圧に依存するため、出力電圧を一定に保つことで、スイッチに低耐圧素子を適用することができる。
- 高周波絶縁 APS に適用する場合は、図 3.2 に示すように、1レグを直並列チョッパに、残り2レグをフルブリッジ単相インバータとすることで、三相インバータと同一の構成で実現可能となる。

次に、動作モードについて図 3.3 に示す。なお、モードの後ろの数字は SW1~SW4 の状態を示しており、1 が導通状態を、0 が非導通状態を示している。SW1 と SW2, SW3 と SW4 を同時に導通させないことを考慮した4種類が使用可能である。このうち、モード (1) は負荷を直列に接続するモード、モード (4) は負荷を並列に接続するモードとなる。モード (1) とモード (4) の比率を変化させることで、入力電圧変動を抑制し一定の出力電圧が得られる。

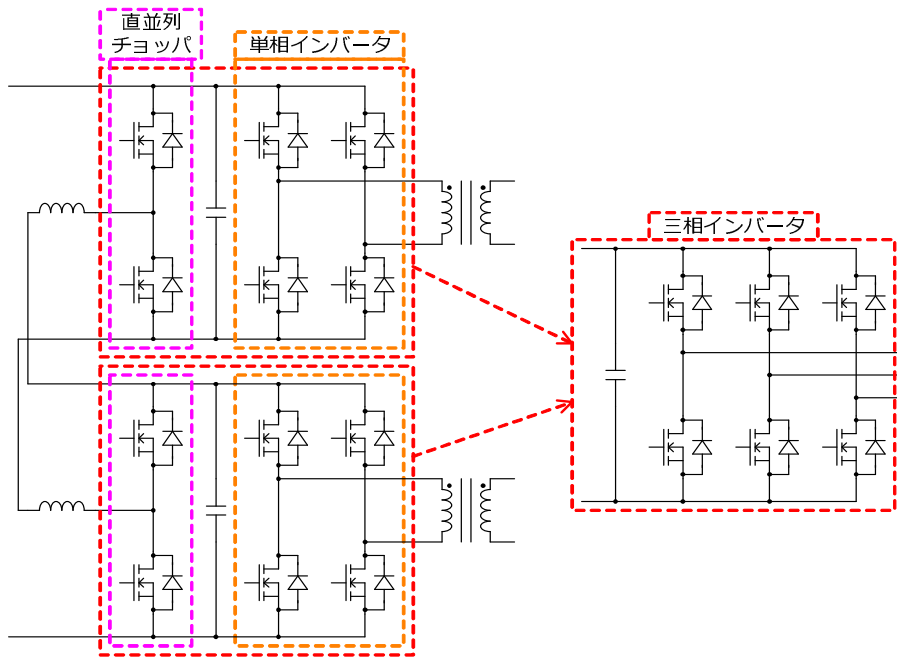


図 3.2 直並列チョッパの高周波絶縁 APS への適用

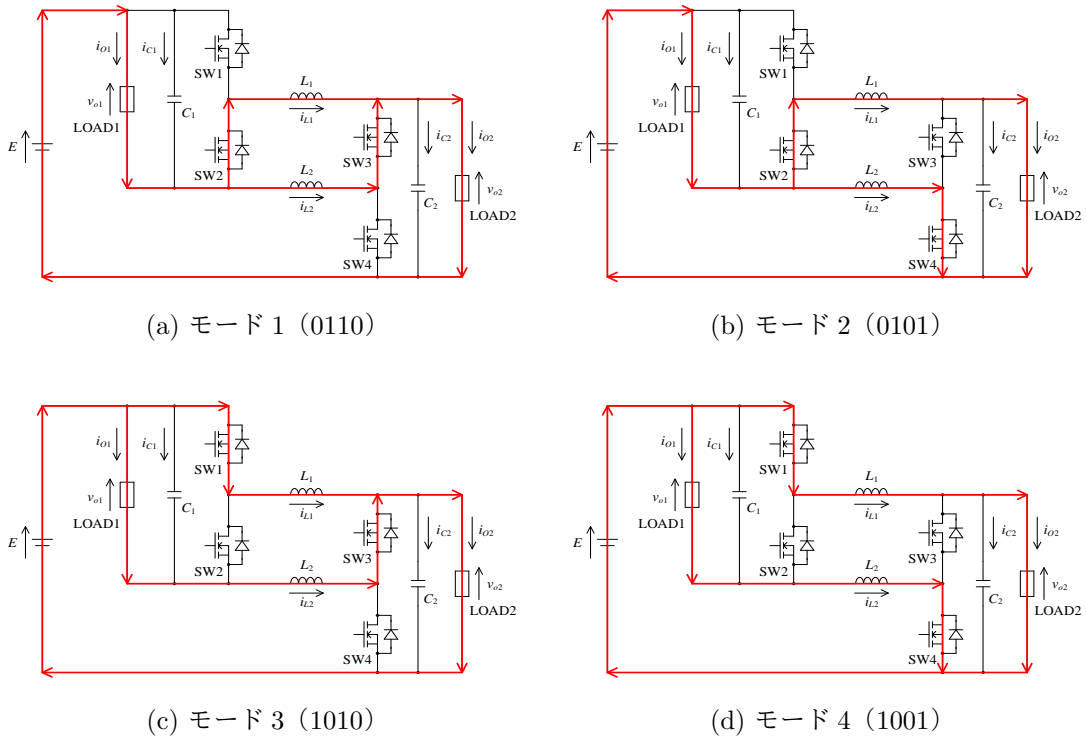


図 3.3 直並列チョッパの動作モード

次に、スイッチング1周期中にSW1~SW4が導通している期間の比率を、それぞれ d_1 , $1-d_1$, $1-d_2$, d_2 として状態空間平均化法を用いると、提案チョッパの状態方程式は (3.1) 式で示される。

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ v_{O1} \\ i_{L2} \\ v_{O2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L_1}(1-d_1) & 0 & -\frac{1}{L_1} \\ \frac{1}{C_1}(1-d_1) & 0 & \frac{1}{C_1} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_2} & 0 & -\frac{1}{L_2}(1-d_2) \\ \frac{1}{C_2} & 0 & \frac{1}{C_2}(1-d_2) & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ v_{O1} \\ i_{L2} \\ v_{O2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ \frac{1}{L_2} \\ 0 \end{bmatrix} E + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{C_1} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} i_{O1} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ -\frac{1}{C_2} \end{bmatrix} i_{O2} \quad (3.1)$$

また、インダクタ L_1 , L_2 の内部抵抗をそれぞれ r_{L1} , r_{L2} として考慮すると、状態方程式は (3.2) 式で示され、ブロック図を図 3.4 に示す。

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ v_{O1} \\ i_{L2} \\ v_{O2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_{L1}}{L_1} & -\frac{1}{L_1}(1-d_1) & 0 & -\frac{1}{L_1} \\ \frac{1}{C_1}(1-d_1) & 0 & \frac{1}{C_1} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_2} & -\frac{r_{L2}}{L_2} & -\frac{1}{L_2}(1-d_2) \\ \frac{1}{C_2} & 0 & \frac{1}{C_2}(1-d_2) & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ v_{O1} \\ i_{L2} \\ v_{O2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ \frac{1}{L_2} \\ 0 \end{bmatrix} E + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{C_1} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} i_{O1} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ -\frac{1}{C_2} \end{bmatrix} i_{O2} \quad (3.2)$$

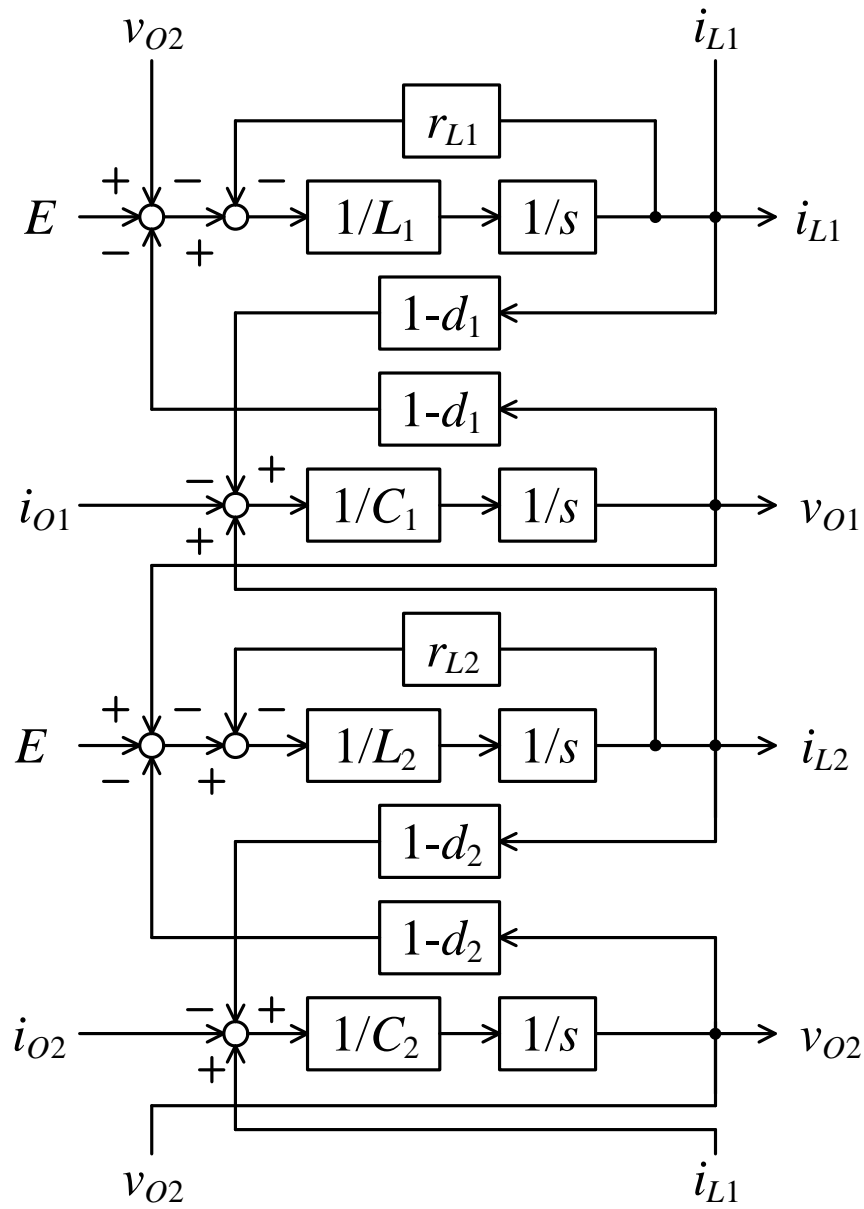


図 3.4 直並列連続切替チョッパのブロック図

ここで、(3.1) 式において、左辺微分項を 0 とすると、定常状態における出力電圧 V_{O1} 、 V_{O2} およびインダクタ電流 I_{L1} 、 I_{L2} が得られる。

$$V_{O1} = \frac{d_2 E}{d_1 + d_2 - d_1 d_2} \quad (3.3)$$

$$I_{L1} = \frac{(1 - d_2) I_{O1} - I_{O2}}{d_1 + d_2 - d_1 d_2} \quad (3.4)$$

$$V_{O2} = \frac{d_1 E}{d_1 + d_2 - d_1 d_2} \quad (3.5)$$

$$I_{L2} = \frac{(1 - d_1) I_{O2} - I_{O1}}{d_1 + d_2 - d_1 d_2} \quad (3.6)$$

次に、duty 比を $d_1 = d_2 \equiv d$ とし、インダクタやキャパシタ、負荷などの回路定数を等しくすると、出力電圧 v_{O1} 、 v_{O2} やインダクタ電流 i_{L1} 、 i_{L2} などの各諸量は常に等しくなる。この場合における状態方程式を (3.7) 式に示す。

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_L \\ v_O \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L}(2-d) \\ \frac{1}{C}(2-d) & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_O \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} E + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{1}{C} \end{bmatrix} i_O \quad (3.7)$$

ここで、(3.7) 式において左辺微分項を 0、負荷を抵抗 R とすると、(3.8)、(3.9) 式に示すように定常状態における出力電圧 V_O ・インダクタ電流 I_L が導出でき、これらの特性を図 3.8 中 “Theoretical” の破線に示す¹。

$$V_O = \frac{E}{2-d} \quad (3.8)$$

$$I_L = \frac{I_O}{2-d} = \frac{E}{R(2-d)^2} \quad (3.9)$$

(3.8) 式より、スイッチを常に OFF ($d = 0$) すると、2つの負荷が電源に対して直列に接続され、出力電圧は電源電圧の半分となり、常に ON ($d = 1$) すると2つの負荷が電源に対して並列に接続され、電源電圧が出力されることが分かる。

3.2.2 シミュレーションによる特性確認

これらの基本特性について、通流率 d を変化させた場合における定常特性を、表 3.1 の条件におけるシミュレーションにより確認する。

まず、図 3.8 中 “Simulation” のプロットに、通流率を変化させた場合における出力電圧 V_{O1} ・インダクタ電流 I_{L1} の特性を示す。ほぼ理論どおりの電圧・電流が出力されているといえる。次に、通流率を $d=0.25$ 、 0.5 、 0.75 としたときの出力電圧 v_{O1} ・インダクタ電

¹ 理論値およびシミュレーション結果は、実験結果との比較を示すため後節にまとめて記載する。

表 3.1 検討条件

電源電圧 E	540 V
スイッチング周波数 f_{sw}	5 kHz
インダクタ L_1, L_2	3 mH
負荷 R_1, R_2	149.4 Ω

流 i_{L1} の波形を図 3.9 に示す。ここで、インダクタの電流リップルの理論値は以下の式で与えられる。

$$\Delta i_L = \frac{(1-d)d}{2-d} \frac{E}{f_{sw}L} \quad (3.10)$$

上式による理論値と、図 3.9 で得られた電流リップル p-p 値を図 3.11 に示す。こちらもほぼ理論値通りとなっており、正常な動作が行えていることが確認できる。

3.2.3 出力電圧制御手法

図 3.5 に、入力電圧の変動範囲を 500 V と 1000 V とした場合における直並列チョッパの動作を示す。ここで、出力電圧指令値は入力電圧の最低値に合わせるため 500 V とする。入力電圧が 500 V の場合は、SW1 と SW4 の通流率を 1 に、SW2 と SW3 の通流率を 0 とし、2 つの負荷を入力に対して並列接続の状態にする。また、入力電圧が 1000 V の場合は、SW1 と SW4 の通流率を 0 に、SW2 と SW3 の通流率を 1 とし、2 つの負荷を入力に対して直列接続の状態にする。

次に、図 3.6 に、変動範囲の間の電圧に対する直並列チョッパの動作を示す。例えば、入力電圧 750 V の場合は直列状態と並列状態の比率を 0.5 ずつに、入力電圧 625 V の場合は、直列状態の比率を 0.25、並列状態の比率を 0.75 とし、入力電圧 875 V の場合は、直列状態の比率を 0.75、並列状態の比率を 0.25 とすればよい。以上より、直列状態と並列状態の比率を入力電圧に合わせて変更することで、出力電圧を一定に保つことができる。これらを踏まえ、提案チョッパを制御する手法について検討すると、電源電圧と出力電圧指令値から各スイッチの通流率指令値を生成する、入力電圧フィードフォワードによる手法が最も簡単である。

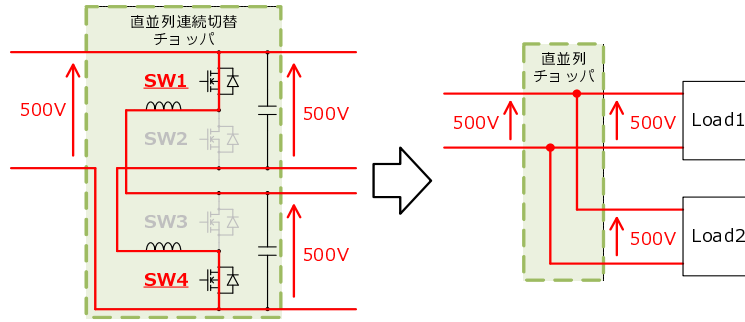
上記の動作を実現する通流率生成式を導出する。(3.8) 式を duty 比 d について解くと、

$$d^* = 2 - \frac{E}{V_O^*} \quad (3.11)$$

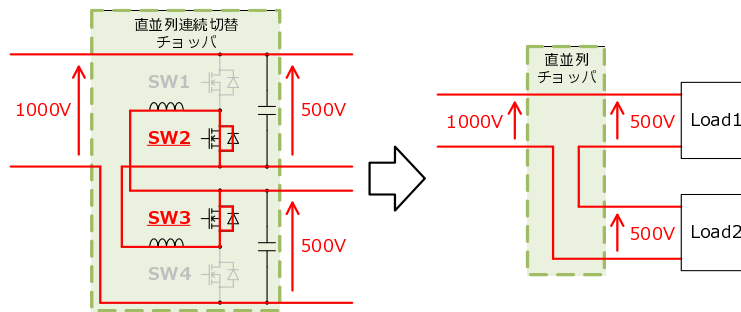
となり、本式により通流率指令値を生成する。

この制御手法を提案チョッパに適用した際の特性をシミュレーションにより確認する。まず図 3.12 中 “Simulation” のプロットに、電源電圧 E の変化に対する出力電圧 v_{O1} の定常値特性を示す。電源電圧 E を 300 V から 600 V まで変動させた場合においても、出力電圧 v_{O1} は指令値である 300 V 一定を保っていることが確認できる。

また図 3.13 (a) に、電源電圧 E を 300 V・450 V・600 V の組み合わせでパターン状に変化させた場合における出力電圧 v_{O1} の波形を示す。すべての変動に対して出力電圧 v_{O1} は定常状態において指令値の 300 V を維持しており、良好な制御が行えていることが確認できる。しかし、電源電圧変動の直後において若干の振動が見られることから、この振動を抑制する手法について 3.4 章にて後述する。

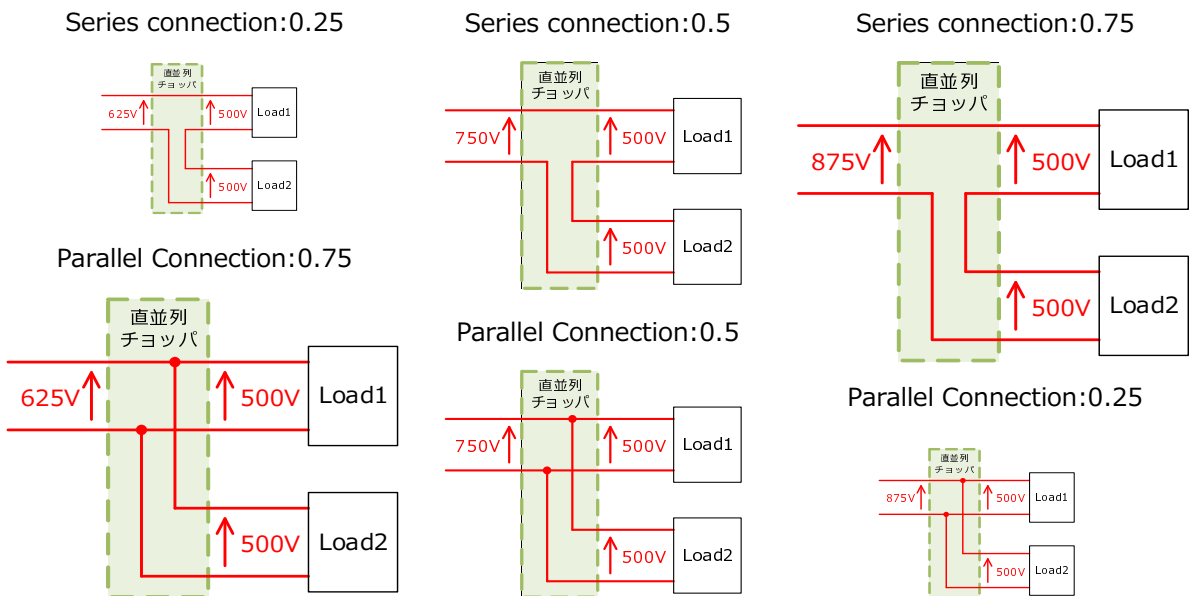


(a) 入力電圧 500 V の場合



(b) 入力電圧 1000 V の場合

図 3.5 入力電圧に応じた通流率の変化 (1)



(a) 入力電圧 625 V の場合

(b) 入力電圧 750 V の場合

(c) 入力電圧 875 V の場合

図 3.6 入力電圧に応じた通流率の変化 (2)

3.3 ミニモデルによる実機試験

3.3.1 使用機器構成

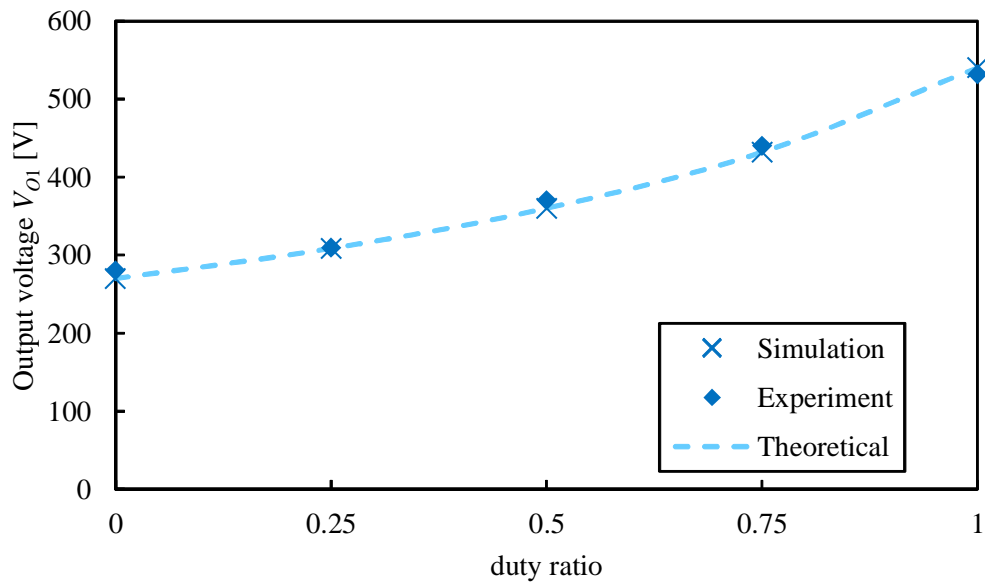
本試験に使用した機器構成を図 3.7 に示す。提案チョッパには汎用インバータ VF66B-7R544（東洋電機製造：入力電圧 AC 3 ϕ 400 V・容量 7.5 kW）を 2 台用いた。インバータについてはハードウェアの改造を行わず、ソフトウェアのみ変更した。また、定数は表 3.1 に示す、シミュレーションで用いたと同じである。



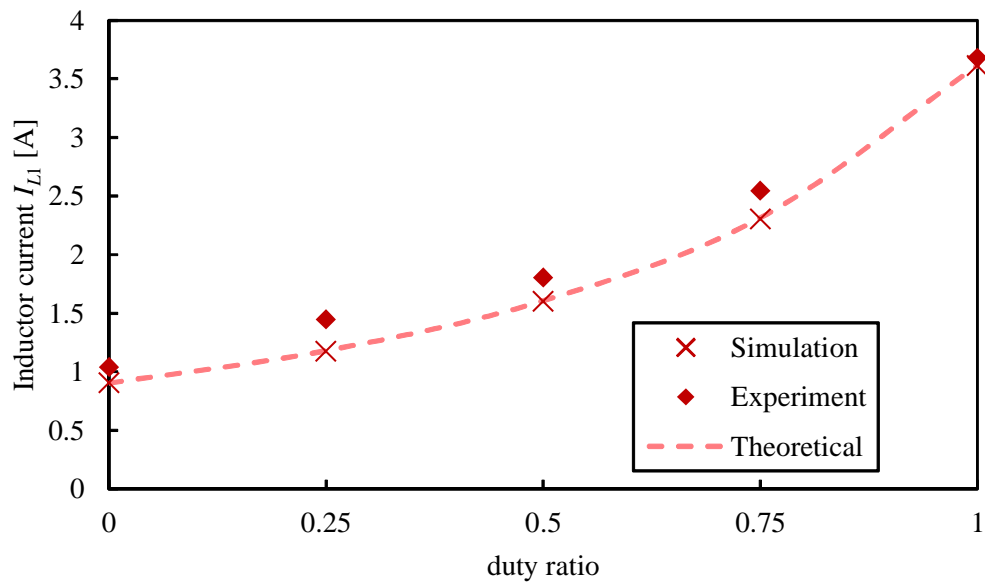
図 3.7 使用機器

3.3.2 通流率を変化させた場合

通流率を変化させた場合における出力電圧 V_{O1} ・インダクタ電流 I_{L1} の定常特性を、図 3.8 中 “Experiment” のプロットに示す。また、出力電圧 v_{O1} ・インダクタ電流 i_{L1} の波形を図 3.10 に示し、この波形から得られた電流リップル p-p 値を図 3.11 中 “Experiment” のプロットに示す。これらの結果はほぼ理論値およびシミュレーション結果通りとなっており、正常な動作が行えていることが確認できる。

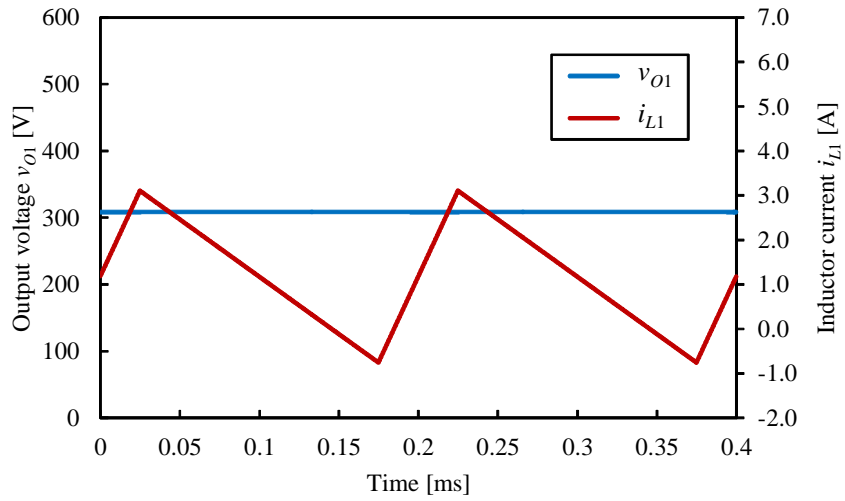


(a) 出力電圧 V_{O1}

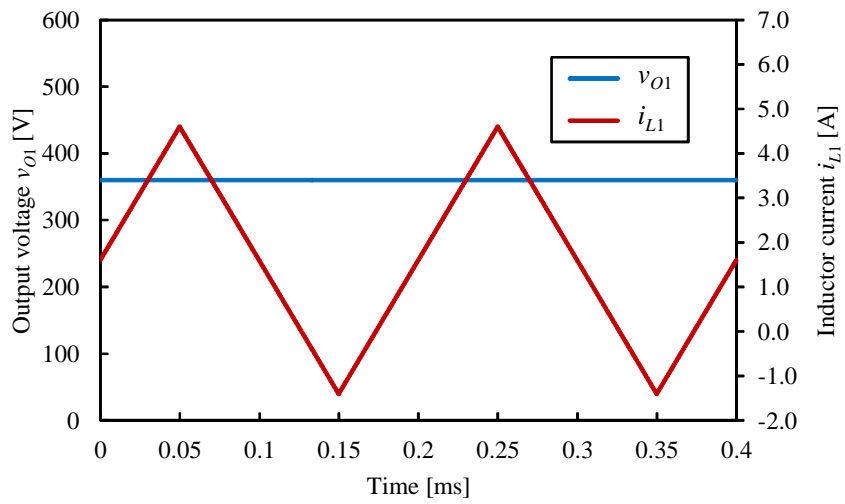


(b) インダクタ電流 I_{L1}

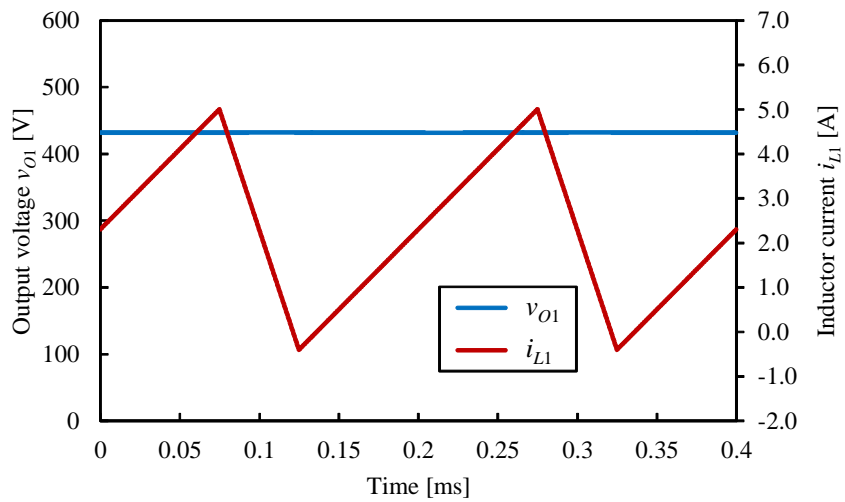
図 3.8 通流率に対する電圧・電流特性



(a) $d = 0.25$

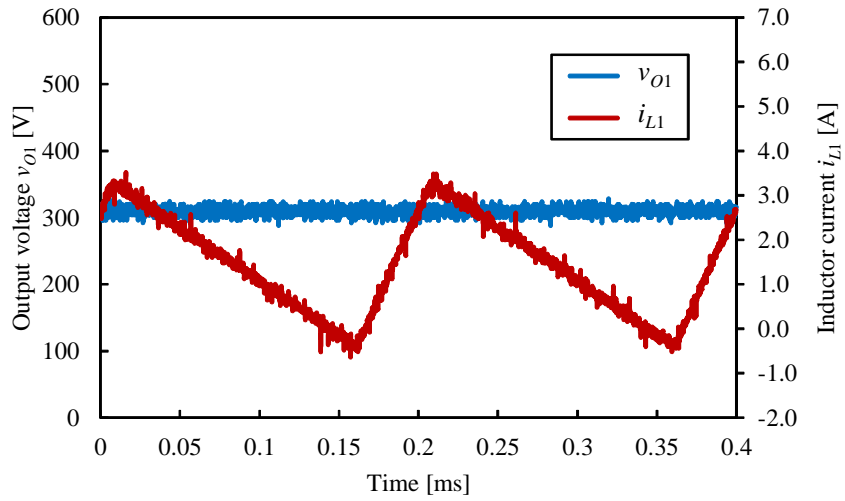


(b) $d = 0.5$

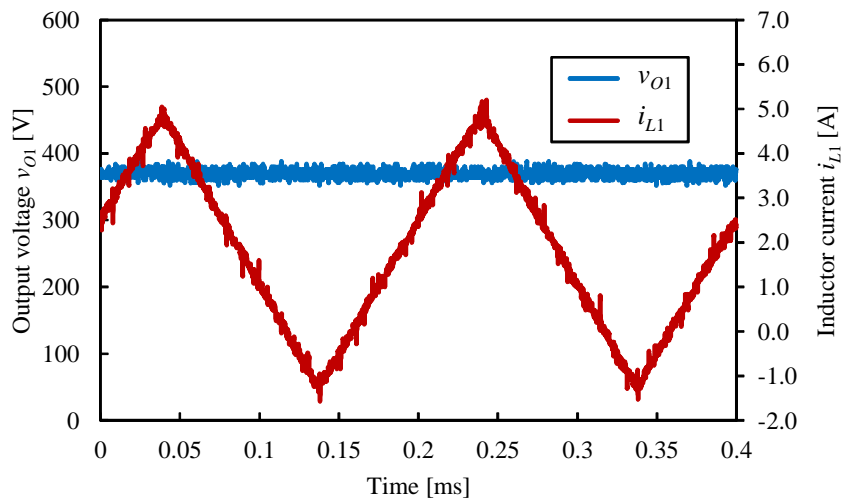


(c) $d = 0.75$

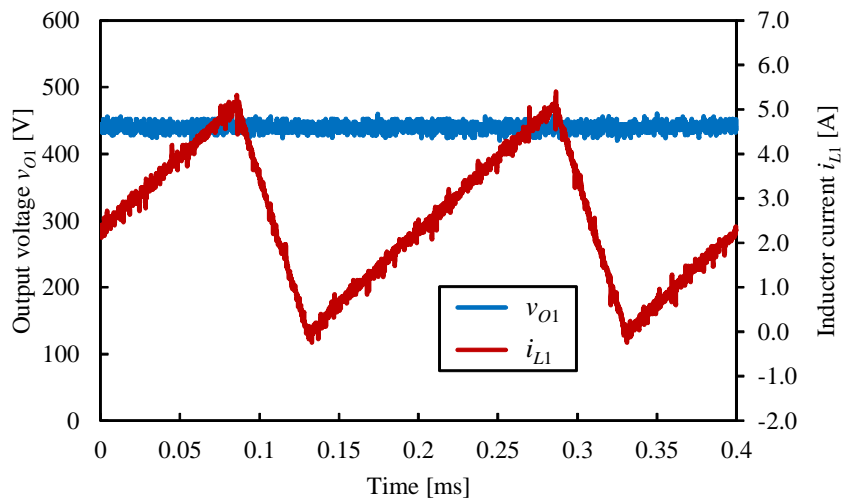
図 3.9 出力電圧 v_{O1} とインダクタ電流 i_{L1} の波形 (シミュレーション)



(a) $d = 0.25$



(b) $d = 0.5$



(c) $d = 0.75$

図 3.10 出力電圧 v_{O1} とインダクタ電流 i_{L1} の波形 (実機試験)

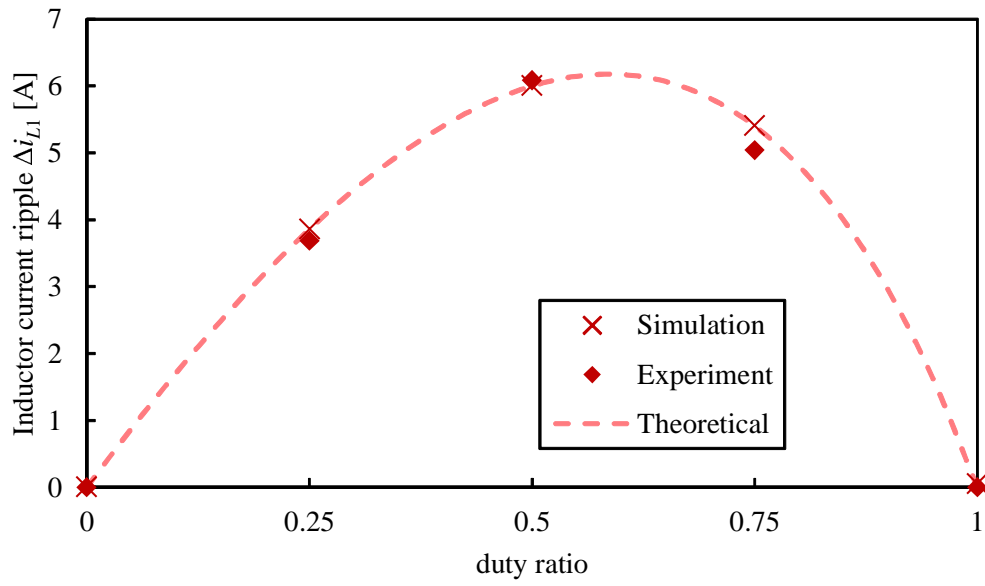


図 3.11 通流率に対するインダクタ電流リップル振幅 Δi_L 特性

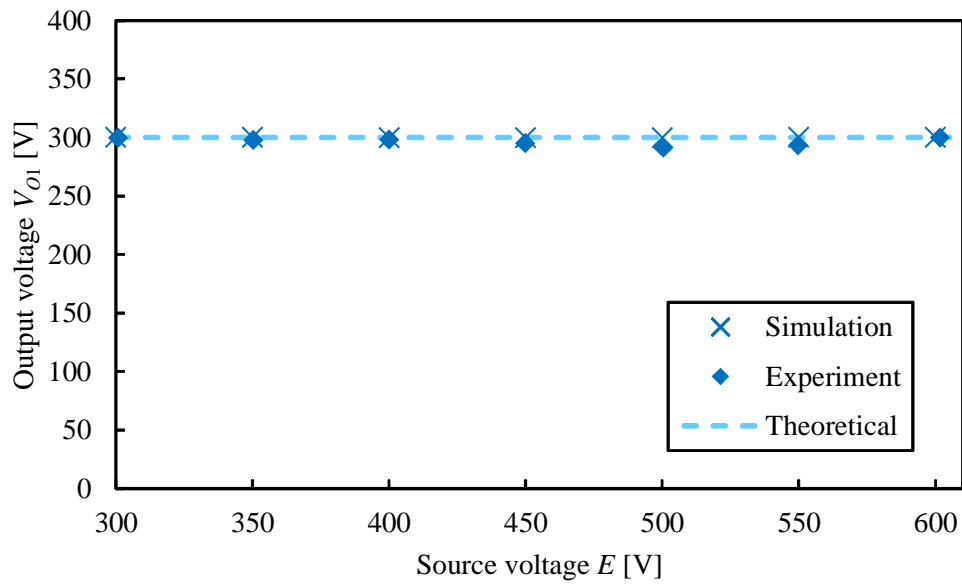
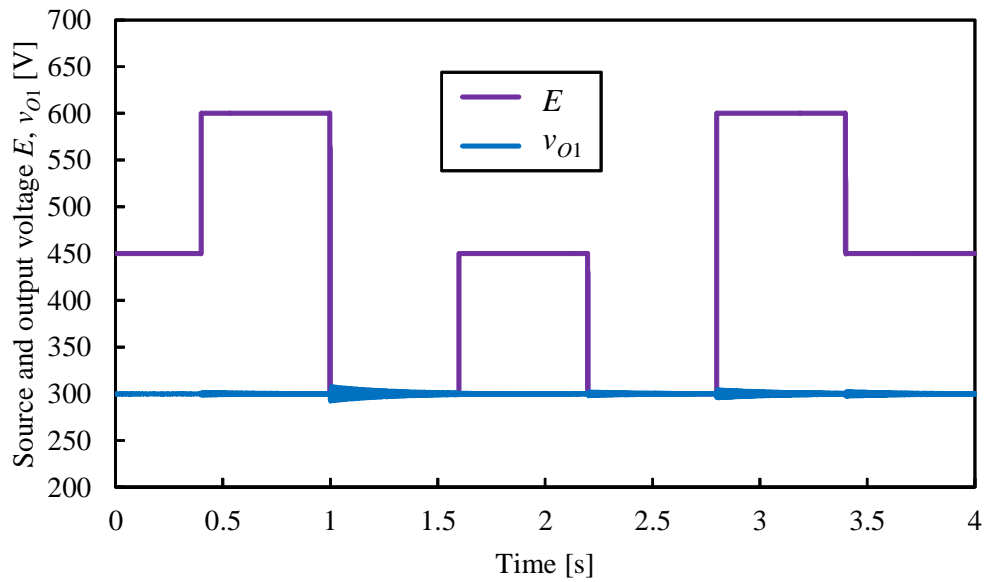


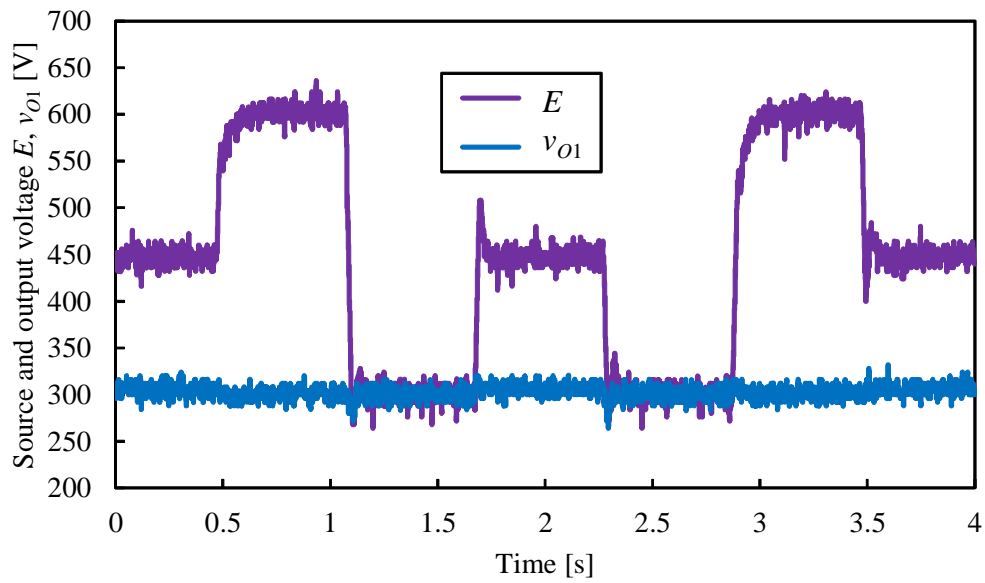
図 3.12 入力電圧フィードフォワードを適用した場合における入力電圧 E に対する出力電圧 V_{O1} の定常特性

3.3.3 出力電圧制御を適用した場合

次に、(3.11) 式に示した電圧制御手法を提案チョッパに適用した特性を確認する。図 3.12 に、電源電圧 E の変化に対する出力電圧 v_{O1} の定常値特性を、図 3.13 (b) に、電源電圧 E をパターン状に変化させた場合における出力電圧 v_{O1} の波形を示す。装置の都合上、電源電圧のステップ変化が実現できていない部分があるものの、シミュレーションと同様にすべての変動に対して、出力電圧 v_{O1} は指令値の 300 V を維持しており、良好な制御が行えていることが確認できる。なお、図 3.13 (a) と (b) を比較すると、実機試験では出力電圧に振動が生じていないが、シミュレーションでは考慮していない内部抵抗などの損失で抑制されたものと思われる。



(a) シミュレーション



(b) 実機試験

図 3.13 入力電圧フィードフォワードを適用した場合の電源電圧 E ・出力電圧 v_{O1} 波形

3.4 定電力負荷における振動とその抑制手法

実機試験の条件では抵抗負荷を用いたことと回路の内部抵抗により、出力電圧に振動は生じなかった。しかし、理想条件でのシミュレーションでは、図 3.13 (a) で示したように、入力電圧の変動時に出力電圧に振動が発生することを確認した。さらに実際の APS では、負荷が定電力・負性抵抗特性を示すことから、この振動が発散する可能性がある。本節では出力電圧振動を抑制する手法について検討する。

まず、抵抗負荷と定電力負荷における出力電圧の過渡応答を示す。なお、APS の出力電圧制御に対する外乱として、架線電圧変動^[47]と負荷容量変動^[48]に対する特性を評価している事例があることから、本稿においてはこれら 2 つの外乱への応答について検討する。

一例として、出力電圧指令を 300 V とし、0.08 s で電源電圧 E を 300 V から 400 V に、0.16 s で負荷消費電力 P を 3 kW ($R=30 \Omega$) から 6 kW ($R=15 \Omega$) に変化させた結果を、抵抗負荷について図 3.15 に、定電力負荷について図 3.16 にそれぞれ示す。なお、インダクタ電流波形にはスイッチングリップル成分と振動成分が重畳しているため、スイッチング 1 周期で移動平均を取った波形を“Average”に示し、本項で議論する振動成分のみを明確にする。

これらの結果より、抵抗負荷の場合は電源電圧・負荷消費電力変化後の振動が収束傾向にあることが確認できる。その一方、定電力負荷では電圧指令値に追従できず、電圧・電流共に振動が継続している。

この振動を抑制するためには、等価的に抵抗となる成分を指令値に付加することが考えられる。しかし、電圧定常値の制御に対し悪影響を及ぼさないためには、振動成分のみに対し有効である必要がある。そこで、カットオフ周波数が振動の周波数以下であるハイパスフィルタを通したインダクタ電流に対し、比例ゲインを乗じたものを duty 比指令値 d^* に付加することで、出力電圧制御に影響を及ぼさず、振動成分のみを減衰させることが期待できる。図 3.14 に (3.11) 式の通流率生成手法 (実線部) に加え、インダクタ電流のうち過渡振動成分をフィードバックする構成 (破線部) とした制御系を示す。

次に、図 3.16 において、振動抑制手法を適用した結果を図 3.17 に示す。電源電圧・負荷消費電力が変化しても振動が抑制され、定常状態で指令値通りの出力電圧が得られていることが確認できる。

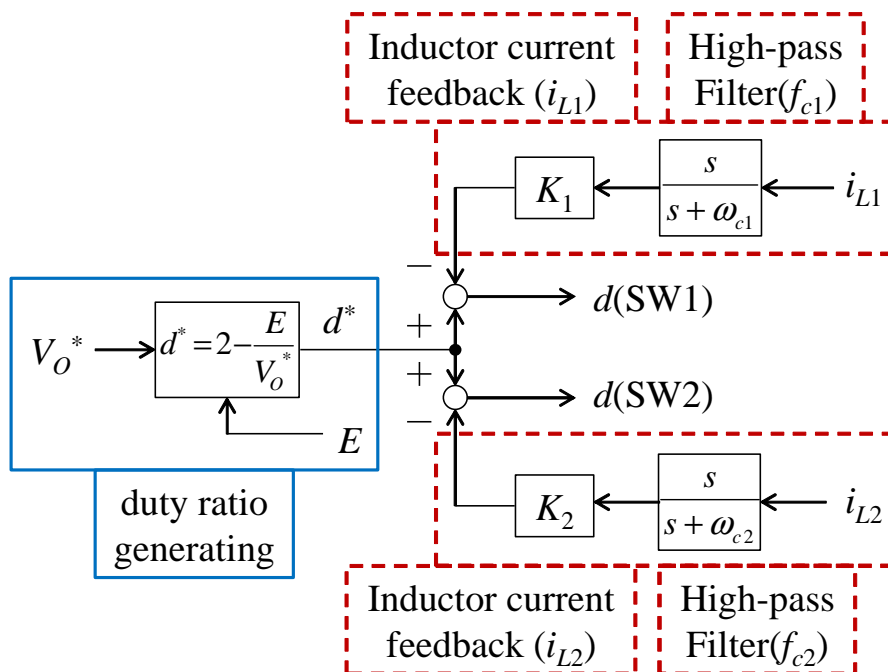
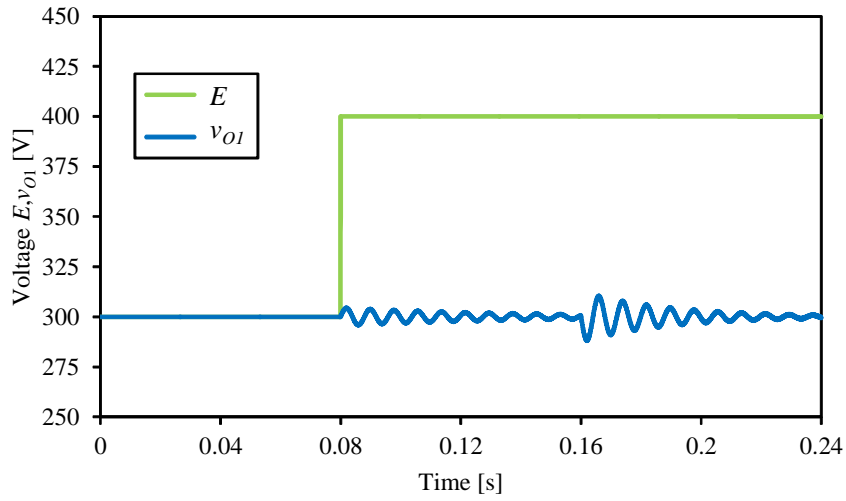
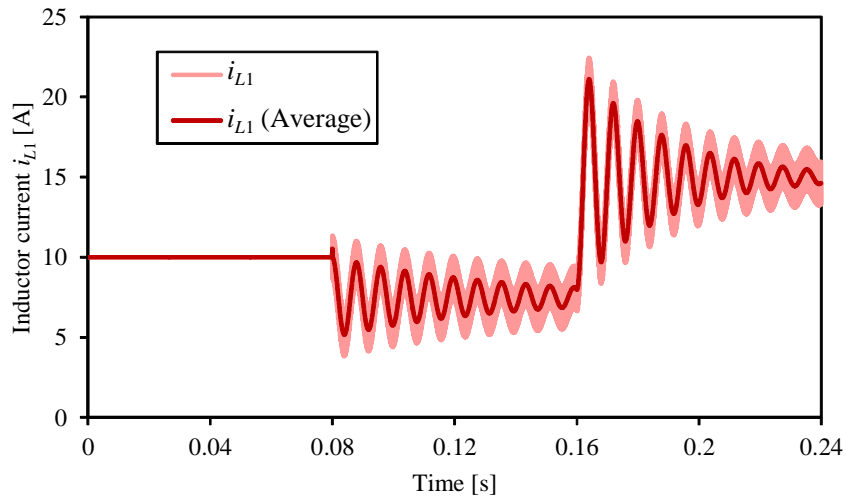


図 3.14 振動抑制手法を適用した制御ブロック図

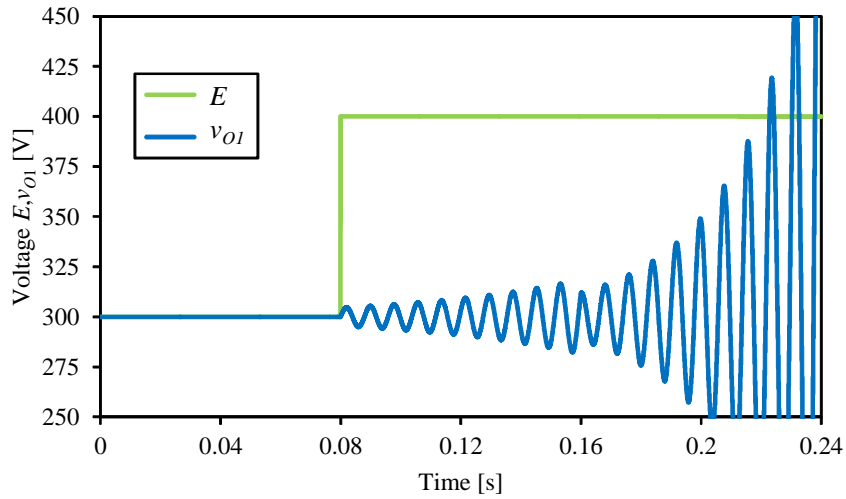


(a) 入力電圧 E ・ 出力電圧 v_{O1}

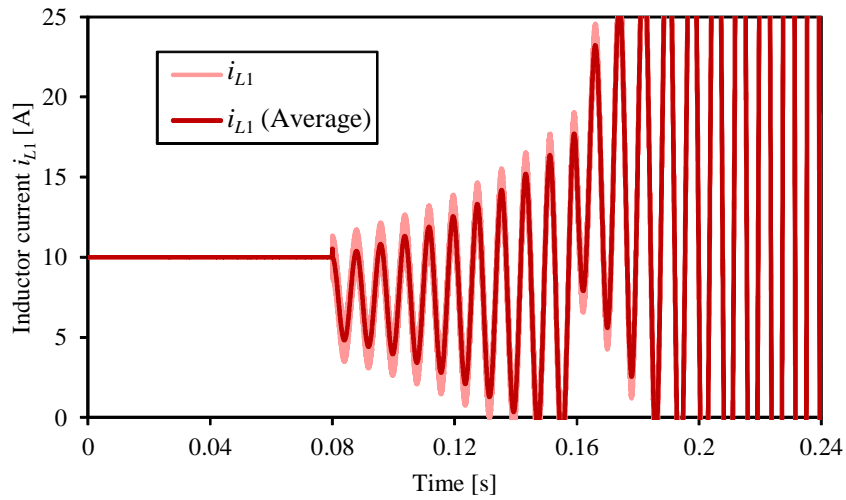


(b) インダクタ電流 i_{L1}

図 3.15 シミュレーション結果（抵抗負荷・振動抑制なし）

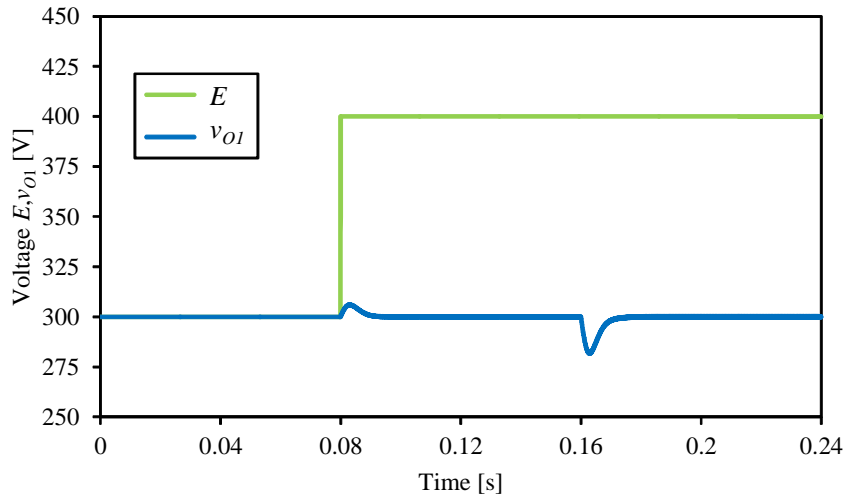


(a) 入力電圧 E ・ 出力電圧 v_{O1}

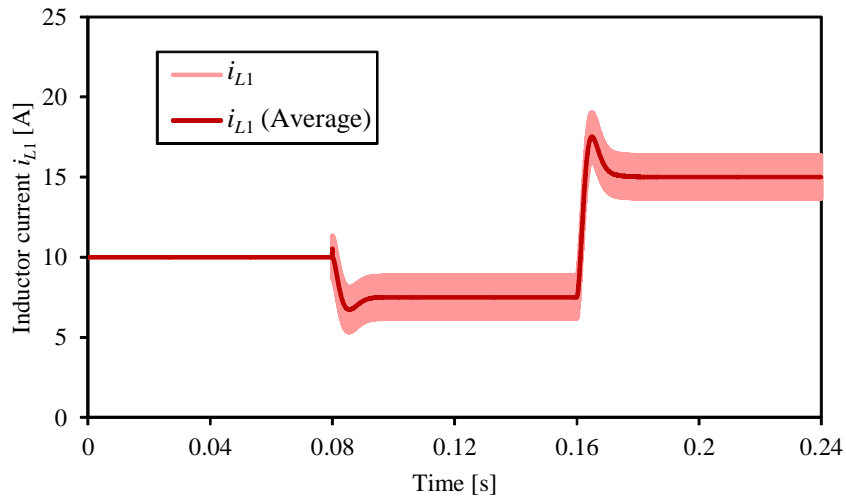


(b) インダクタ電流 i_{L1}

図 3.16 シミュレーション結果 (定電力負荷・振動抑制なし)



(a) 入力電圧 E ・ 出力電圧 v_{O1}



(b) インダクタ電流 i_{L1}

図 3.17 シミュレーション結果 (定電力負荷・振動抑制あり)

3.5 各種不平衡出力時の検討

前項までの検討では、各種定数がすべて等しい条件とした。しかし、提案チョッパは APS への適用以外にも一般的な応用が考えられ、例えばそれぞれの出力に対し個別に負荷を接続する用途や、出力電圧の指令値を個別に与え、それぞれを独立させ制御する用途も考えられる。本項では、出力電圧指令および出力負荷が不平衡である条件について検討する。

3.5.1 出力電圧指令不平衡

それぞれの出力において異なる電圧を指令・出力しようとした場合、図 3.14 の制御では対応できないため、各レグにおいて duty 比を算出しなければならない。ここで、(3.1) 式において、左辺微分項を 0 として求めた、duty 比が d_1 と d_2 で異なる場合における出力電圧は以下となる。

$$V_{O1} = \frac{d_2 E}{d_1 + d_2 - d_1 d_2} \quad (3.12)$$

$$V_{O2} = \frac{d_1 E}{d_1 + d_2 - d_1 d_2} \quad (3.13)$$

上式を d について解いた以下の式で duty 比を生成すればよい。

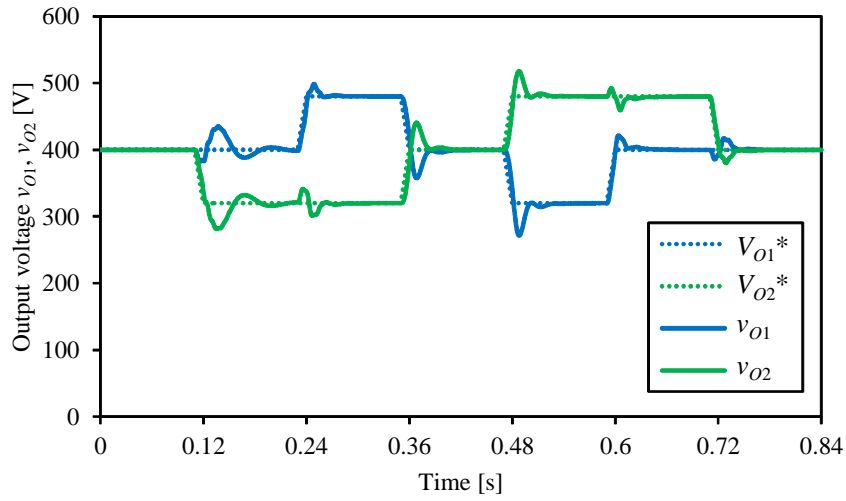
$$d_1^* = \frac{V_{O1}^* + V_{O2}^* - E}{V_{O1}^*} \quad (3.14)$$

$$d_2^* = \frac{V_{O1}^* + V_{O2}^* - E}{V_{O2}^*} \quad (3.15)$$

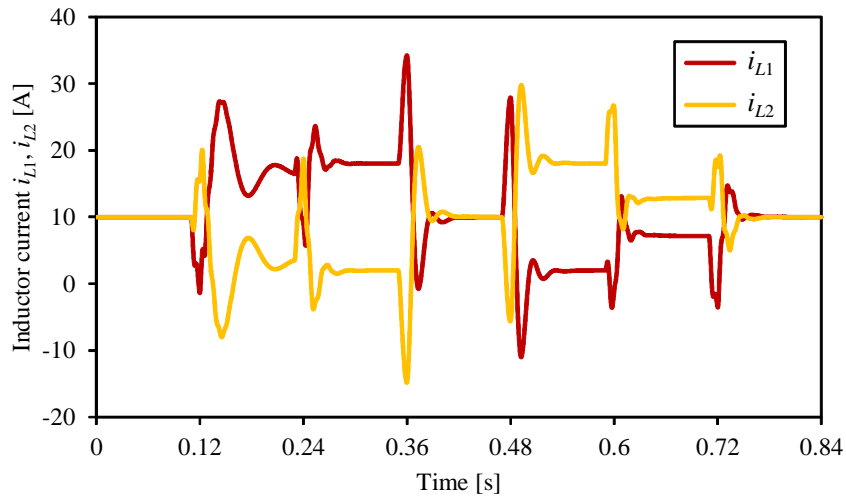
上記 duty 比生成式を制御に適用したシミュレーション結果を図 3.18 に示す。電源電圧を $E = 600 \text{ V}$ 、出力を $P_1 = P_2 = 6 \text{ kW}$ の定電力負荷とし、出力電圧指令を $320 \text{ V} \sim 480 \text{ V}$ の範囲で不平衡にした。いずれの指令値においても、出力電圧が指令値どおりに制御できていることが確認できる。

3.5.2 出力負荷容量不平衡

次に、出力を定電力負荷とした場合における負荷容量の不平衡について検討した。シミュレーション結果を図 3.19 に示す。電源電圧を $E = 600 \text{ V}$ 、出力電圧指令を $V_{O1}^* = V_{O2}^* = 400 \text{ V}$ とし、出力負荷容量を $4.5 \text{ kW} \sim 7.5 \text{ kW}$ の範囲で不平衡にした。負荷容量の変動に対しても出力電圧制御が行えていることが確認できる。なお、不平衡が過大になると回路中の循環電流が増大するため、インダクタやスイッチの許容電流に留意する必要がある。

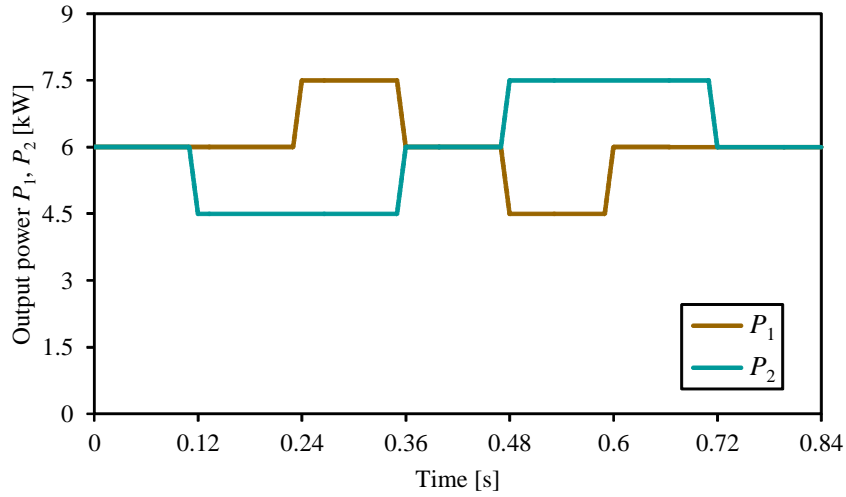


(a) 出力電圧

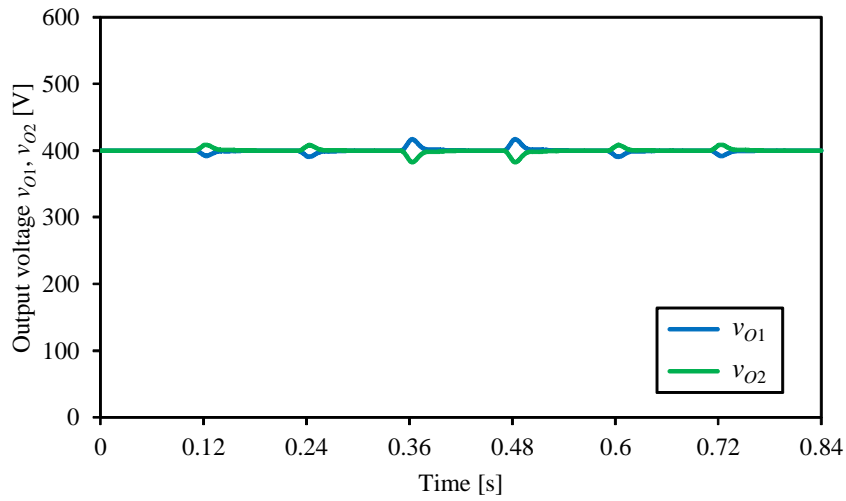


(b) インダクタ電流

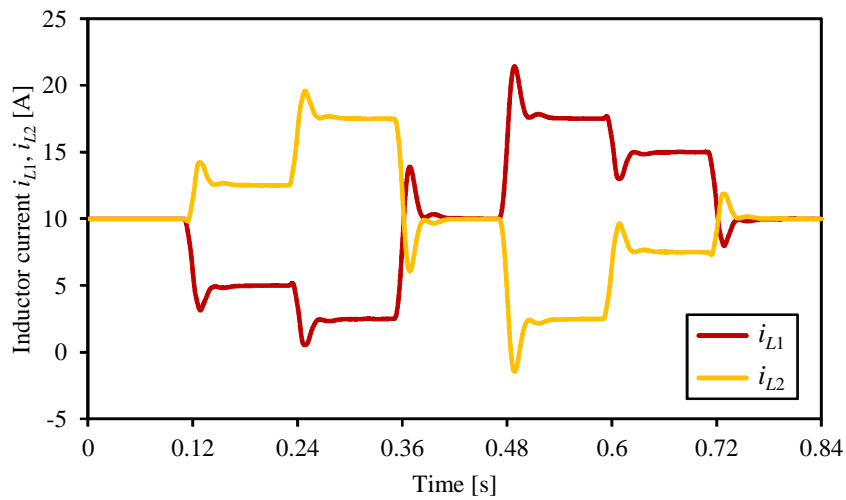
図 3.18 シミュレーション結果（出力電圧指令不平衡）



(a) 負荷容量



(b) 出力電圧



(c) インダクタ電流

図 3.19 シミュレーション結果（出力負荷容量不平衡）

3.6 まとめ

本章では、直並列チョッパの回路構成を説明し、動作モードの解析およびシミュレーションを行い、回路の基本特性を明らかにした。

次に、出力電圧制御系の検討を行い、架線電圧変動に対して出力電圧を一定とする手法として、入力電圧フィードフォワードによる制御系を提案した。それらの基本特性および出力電圧制御系を、ミニモデルによる実機試験により確認し、理論およびシミュレーションと結果が一致することと、提案制御系が有効であることを示した。

さらに、APSで想定される定電力負荷に対し、入力電圧・出力負荷容量の過渡応答について検討を行い、入力電圧フィードフォワードのみでは振動が抑制できないことを確認し、インダクタ電流のうち高調波成分をフィードバックする振動抑制制御を適用することで、過渡変動時においても出力電圧・インダクタ電流が発散することなく指令値通りの出力電圧が得られることを確認した。

最後に、2つの出力において不平衡となる条件のうち、出力電圧指令と負荷容量が不平衡となる場合について検討し、シミュレーションにより動作の確認を行った。

第 4 章 直並列連続切替チョッパを用いた高周波絶縁 APS の実機評価

4.1 はじめに

本章では、直並列連続切替チョッパを適用した APS に対して、具体的な構成についての検討を行う。まず、直並列チョッパ・高周波絶縁方式 APS の具体的な回路構成を提案する。提案する構成の特徴として、下記の事項が挙げられる。

- DC-DC コンバータの通流率を入力電圧に関わらずほぼ一定に保つことができ、2 次側の整流器にも低耐圧素子が適用可能。
- DC-DC コンバータの出力を直列接続・並列接続に組み替えることで、同一の回路定数で 200V 系・400V 系の 2 つの出力電圧に対応。
- 「高周波絶縁 DC/DC コンバータ」と「低耐圧 SiC 素子」を用いた高周波動作による変圧器の小型軽量化。

低床型路面電車を想定した 100 kVA の実機を製作し、3 章で確認したミニモデル同様、理論検討通りの動作となっていることを確認した。また、回路損失と効率を測定し、最高効率 96.6 % を得て、入力電圧変動に対しても効率の変動は 0.5 % 以内となった。また、過渡変動試験として、入力電圧変動試験と短時間過負荷試験を行い、いずれの試験においても、変動の前後で直並列チョッパの出力電圧が 500 V、DC-DC コンバータの出力電圧が 700 V にそれぞれ一定に保たれていることを確認した。

4.2 直並列チョッパを適用した APS の回路構成

4.2.1 APS 全体の回路構成

今回提案する APS の構成ブロック図を図 4.1 に示す。2 章で検討した通り、高周波絶縁・入力チョッパ方式を用いる。架線からの直流電圧は、入力 LC フィルタを通して直並列チョッパに入力される。直並列チョッパにより、架線電圧変動に関わらず一定の直流電圧を出力する。得られた 2 つの直流電圧から、高周波インバータで高周波の矩形波電圧を生成し、変圧器を用いて絶縁し、整流器と LC フィルタで再度直流電圧を得る。その後出力三相インバータと出力 LC フィルタにより、商用周波の三相交流電圧を得る構成となっている。

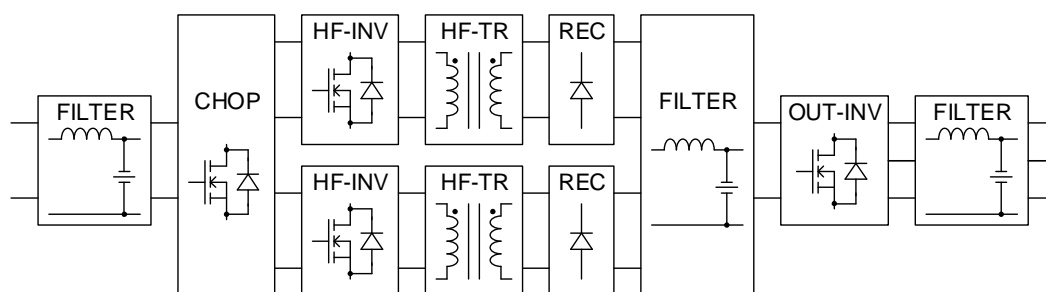


図 4.1 直並列連続切替チョッパを適用した高周波絶縁補助電源装置の構成ブロック図

4.2.2 直並列チョッパと高周波絶縁 DC-DC コンバータの接続方法

入力電圧とスイッチング素子耐圧の関係

表 4.1 に、APS の入力電圧とスイッチング素子耐圧の関係を示す。直並列チョッパの出力電圧は、入力電圧変動の最低値に合わせればよい。また、スイッチング素子は DC リンク電圧の半分程度の耐圧を持ったものを一般的に使用する。従って、入力電圧が 600 V の場合は、直並列チョッパの出力電圧を 360V として、650 V–1200 V 耐圧の素子を使用する。同様に、入力電圧が 750 V の場合は、直並列チョッパの出力電圧を 500 V として、1200 V 耐圧の素子を使用し、入力電圧が 1500 V の場合は、直並列チョッパの出力電圧を 900 V として、1700 V 耐圧の素子を使用する。

出力電圧とスイッチング素子耐圧の関係

表 4.2 に、APS の出力電圧と DC リンク電圧、スイッチング素子耐圧の関係を示す。出力電圧が 200 V–220 V の場合は、DC リンク電圧を 350 V として、650 V–1200 V 耐圧の素

子を使用し、出力電圧が400 V–440 Vの場合は、DC リンク電圧を700 Vとして、1200 V 耐圧の素子を使用する。

表 4.1 入力電圧とスイッチング素子耐圧の関係

入力電圧	変動範囲	チョッパ出力電圧	素子耐圧
600 V	360 V–720 V	360 V	650 V–1200 V
750 V	500 V–1000 V	500 V	1200 V
1500 V	900 V–1800 V	900 V	1700 V

表 4.2 出力電圧とスイッチング素子耐圧との関係

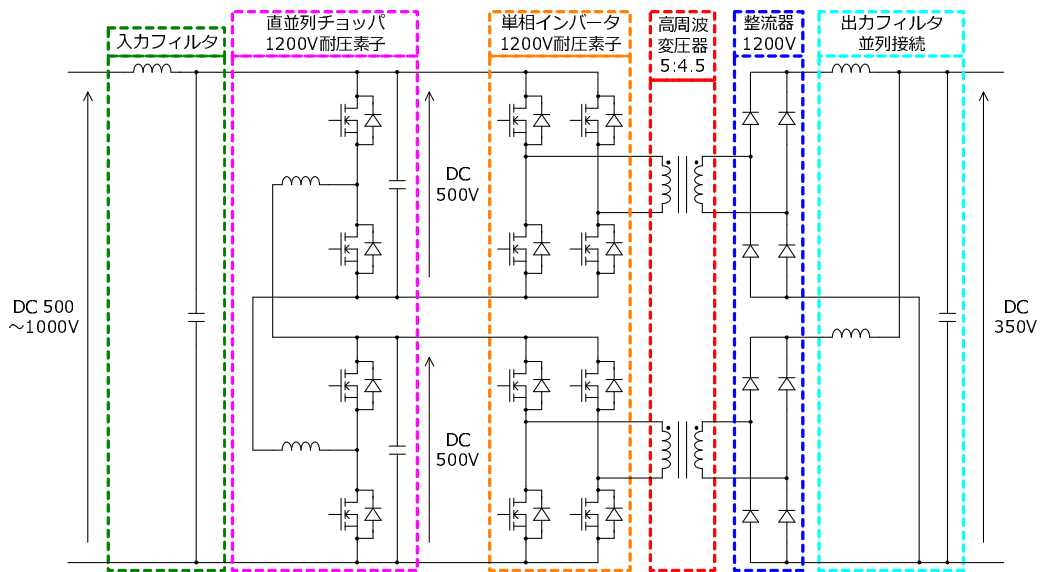
三相出力電圧	DC リンク電圧	素子耐圧
200 V–220 V	350 V	650 V–1200 V
400 V–440 V	700 V	1200 V

入出力電圧を考慮した接続方法

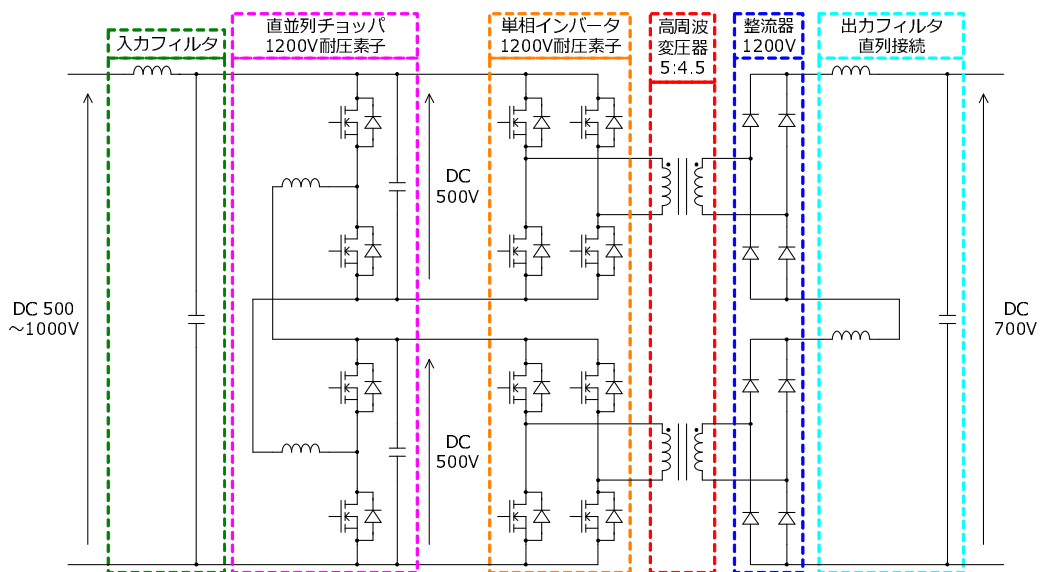
以上の検討を踏まえた APS の具体的な構成を、入力電圧が DC 750 V の場合について図 4.2 に、入力電圧が DC 1500 V の場合について図 4.3 にそれぞれ示す。

2 台の DC-DC コンバータの出力を、三相交流の出力電圧が 200 V–220 V の場合は並列接続として出力インバータの DC リンク電圧を 350 V に、400 V–440 V の場合は直列接続として、DC リンク電圧を 700 V にすればよい。

この構成を用いることで、APS の変圧器 1 次側は出力電圧によらず、入力電圧と出力容量に応じて構成すればよく、変圧器 2 次側は入力電圧によらず、出力電圧と出力容量に応じて構成すればよい。加えて、DC 750 V 入力の場合は直接変換方式では 1700 V 耐圧の素子を用いていたのに対し、全て 1200 V 耐圧の素子で構成できる。

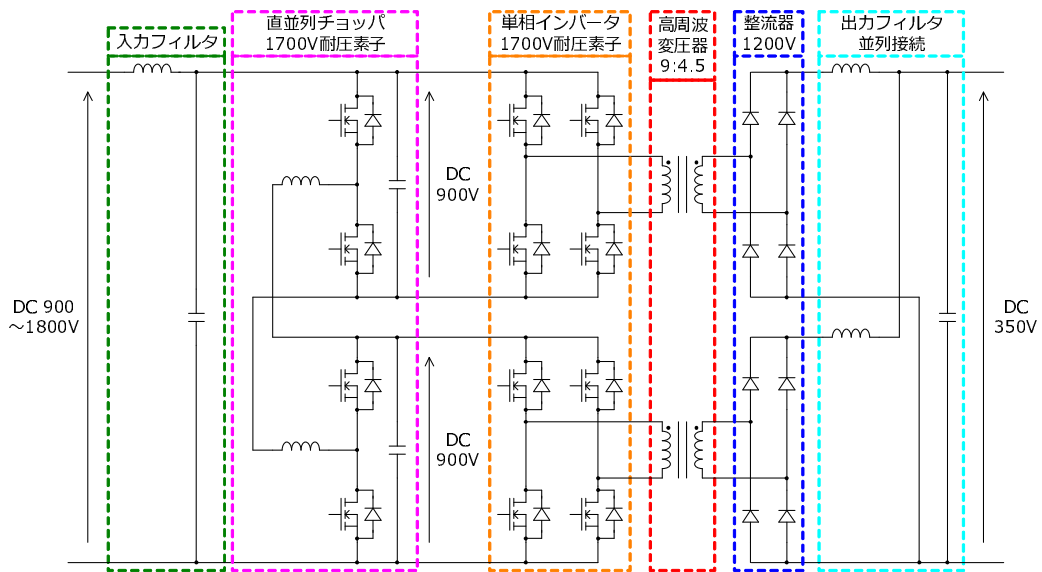


(a) 三相出力電圧 200 V-220 V (DC リンク電圧 350 V) の場合

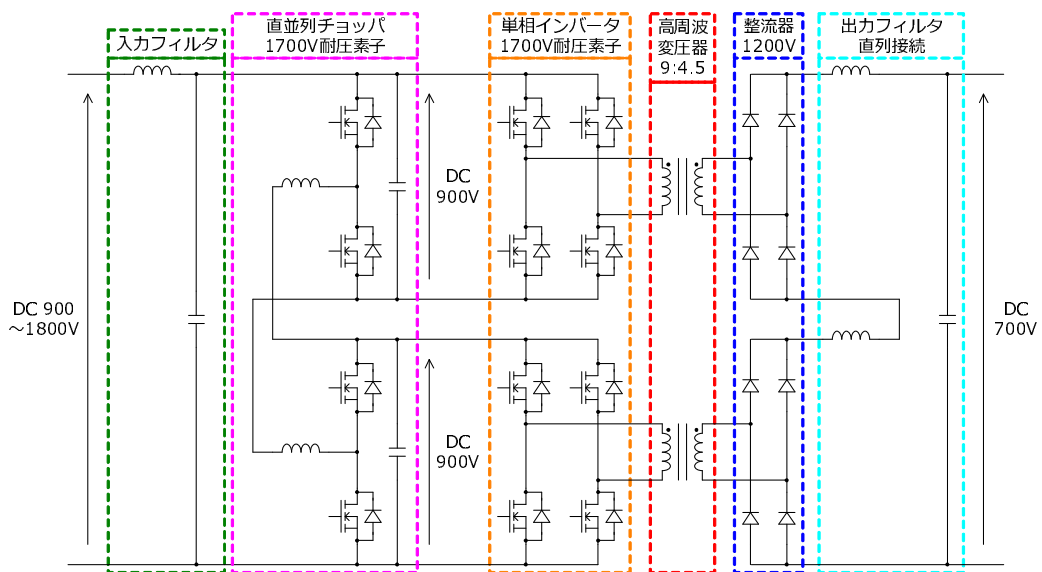


(b) 三相出力電圧 400 V-440 V (DC リンク電圧 700 V) の場合

図 4.2 直並列チョッパと高周波絶縁 DC-DC コンバータの接続方法
(入力電圧 DC 750 V)



(a) 三相出力電圧 200 V–220 V (DC リンク電圧 350 V) の場合



(b) 三相出力電圧 400 V–440 V (DC リンク電圧 700 V) の場合

図 4.3 直並列チョッパと高周波絶縁 DC-DC コンバータの接続方法
(入力電圧 DC 1500 V)

4.3 試作機の製作仕様

今回製作した試作機の仕様と寸法、質量を表 4.3 に、装置の外観を図 4.5 にそれぞれ示す。直接変換・高周波絶縁方式による従来装置と比較して、パワー密度は質量比で 4.7 倍、寸法比で 7.2 倍となった。

また、今回製作した装置の回路接続を図 4.4 に示す。図 4.2 (b) に示す、入力電圧 DC 750 V、出力直列接続のものを選定した。

表 4.3 試作機の製作仕様

定格入力電圧	DC 750 V
変動範囲	500 V-1000 V
出力電圧	三相 AC 400 V 60 Hz
出力負荷容量	100 kVA 力率 0.85
DC リンク電圧	700 V
寸法	1800 mm × 900 mm × 400 mm
質量	500 kg

表 4.4 使用素子

使用箇所	直並列チョッパ 高周波インバータ	整流器	三相インバータ
定格	1200 V 300 A	1200 V 400 A	1200 V 800 A
内部構成	2in1 Full SiC	2in1 Hybrid SiC (SiC-SBD のみ使用)	2in1 Full SiC
スイッチング 周波数	20 kHz		5 kHz

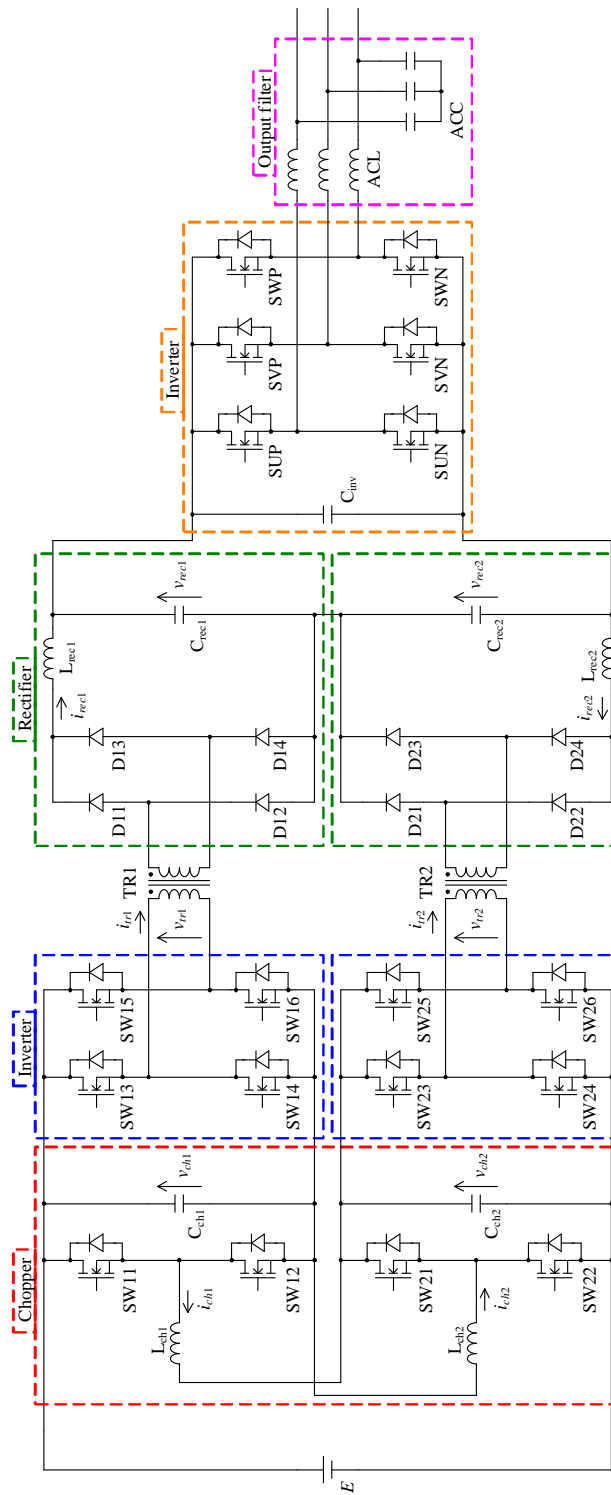


図 4.4 試作機の回路接続



図 4.5 試作機の外観

4.4 試作した APS の評価

4.4.1 試験回路構成

今回の試験は図 4.6 に示す回生負荷装置を構成して試験を行った。本装置では、昇圧チョッパの出力電圧制御で APS の入力電圧を決定し、負荷容量については、降圧チョッパのインダクタ電流制御で有効電力を、三相 PWM コンバータで力率を制御している。

4.4.2 定常時の特性と各部波形

直並列チョッパ

図 4.7-図 4.9 に、入力電圧が 625 V・750 V・875 V の定常状態における入力電圧・出力電圧・インダクタ電流波形をそれぞれ示す。各入力電圧に対しても直並列チョッパの出力電圧が 500 V 一定に保たれていることが確認でき、理論通りの動作を確認できる。

高周波変圧器部・出力三相インバータ部

図 4.10 に、定格電圧・出力容量における高周波変圧器の 1 次側電圧・電流波形を示す。また、図 4.11 に定格電圧・出力容量における出力インバータの三相出力電圧とインダクタ電流を示す。いずれも正常動作を確認できる。

4.4.3 効率評価

製作した APS に対し、直並列チョッパの入力から三相 AC フィルタの出力までを測定した。図 4.12 (a) に出力負荷容量に対する効率特性を示し、入力電圧 950 V において最高効率 96.6 % が得られた。

また、図 4.12 (b) に定格負荷容量における効率特性をそれぞれ示す。入力電圧変動に対しても効率の変動は 0.5 % 以内となり、直並列チョッパ部のみ損失が変化し、後段の変換器が最適化されたことによる効果が確認できる。図 4.13 に定格入力電圧・定格負荷における損失の内訳を示す。

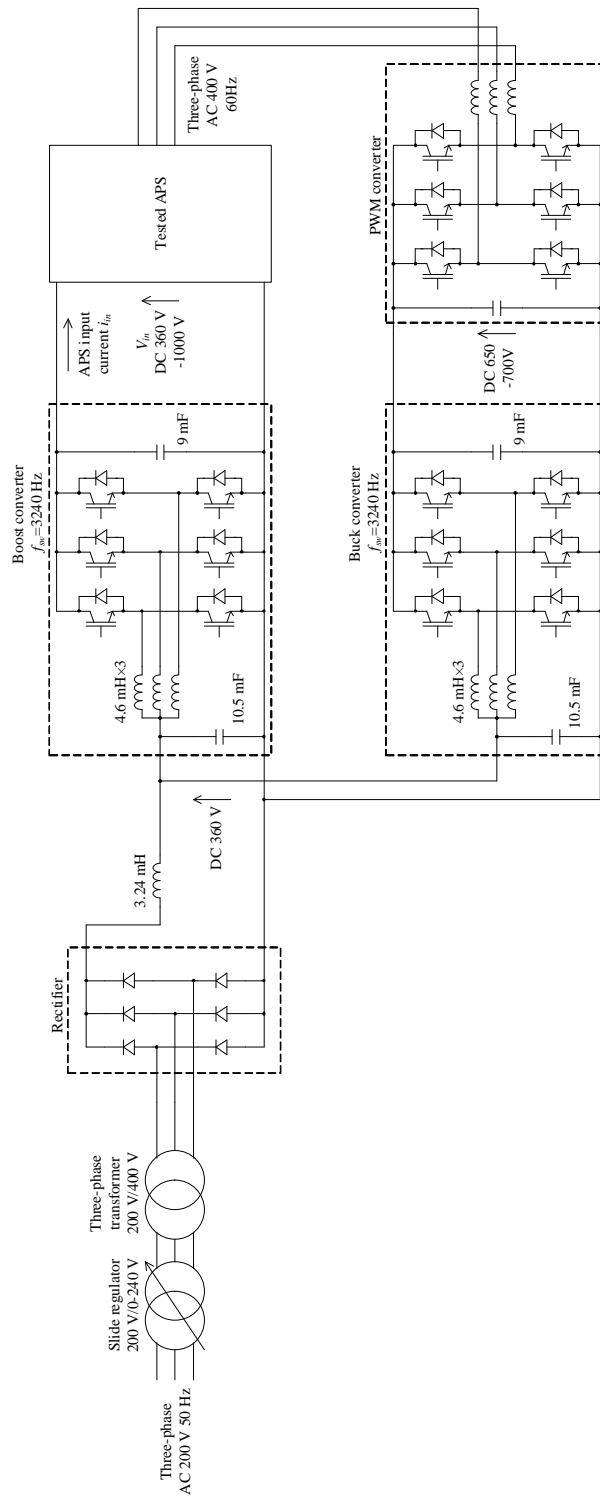
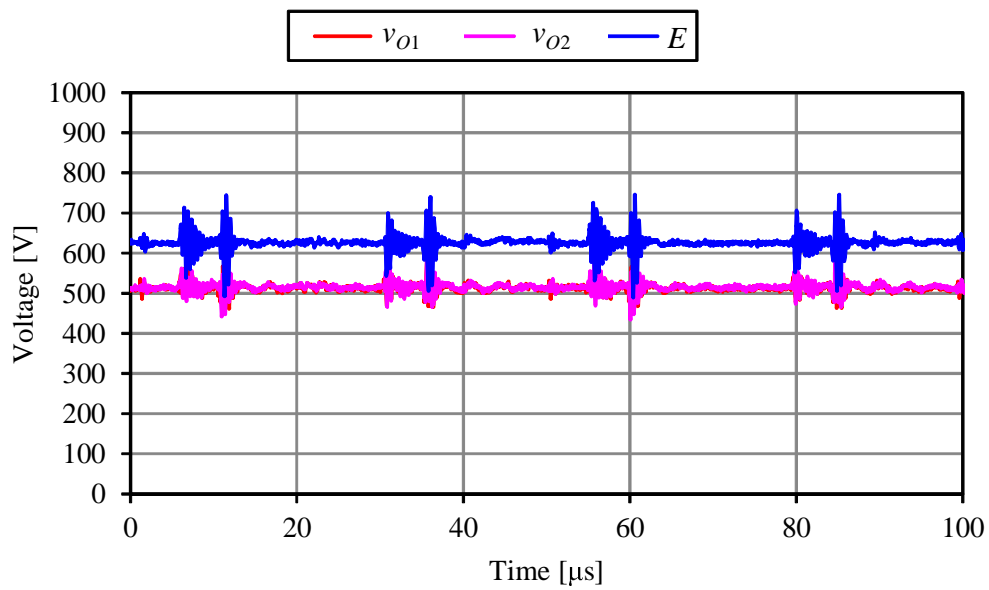
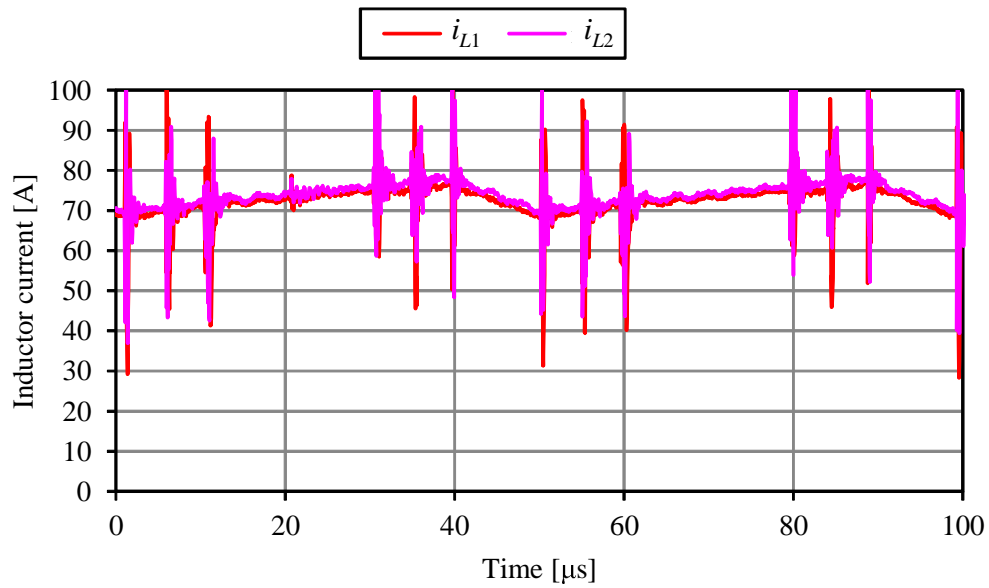


図 4.6 回生負荷装置の構成

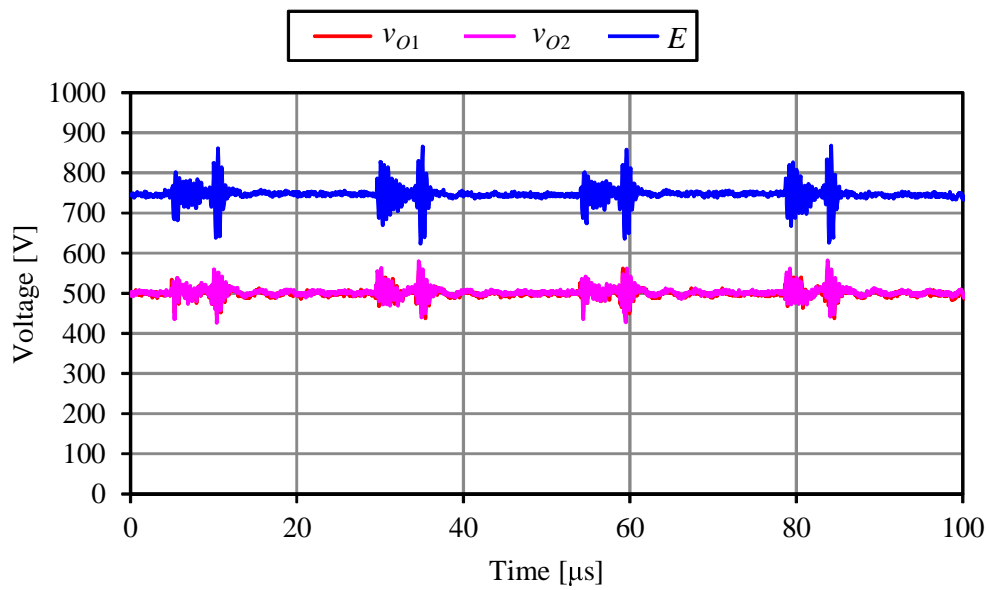


(a) 電源電圧 E ・ 出力電圧 v_{O1} ・ v_{O2} ($E = 625 \text{ V}$)

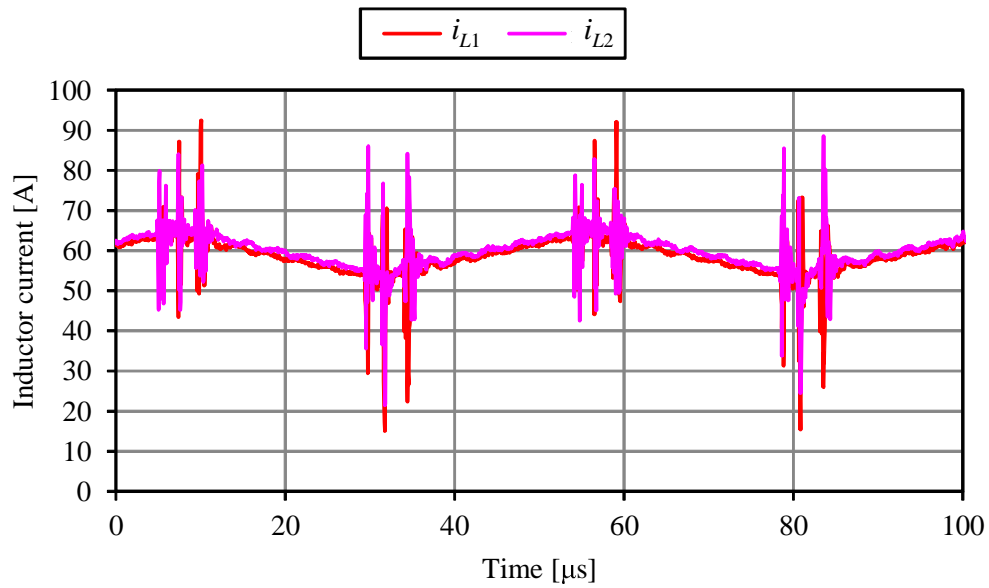


(b) インダクタ電流 i_{L1} ・ i_{L2} ($E = 625 \text{ V}$)

図 4.7 直並列チョップパ各部電圧・電流波形

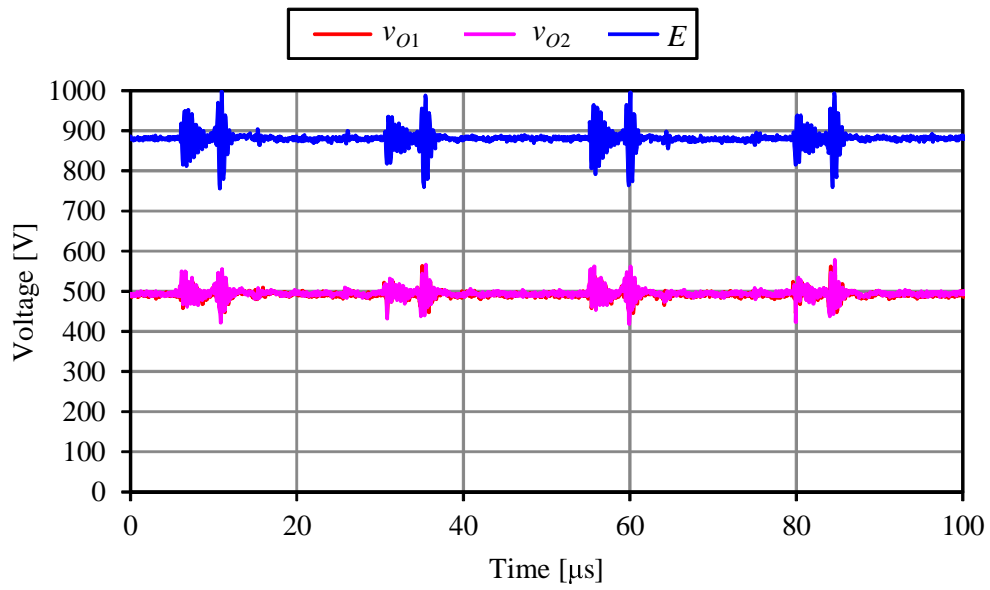


(a) 電源電圧 E ・ 出力電圧 v_{O1} ・ v_{O2} ($E = 750 \text{ V}$)

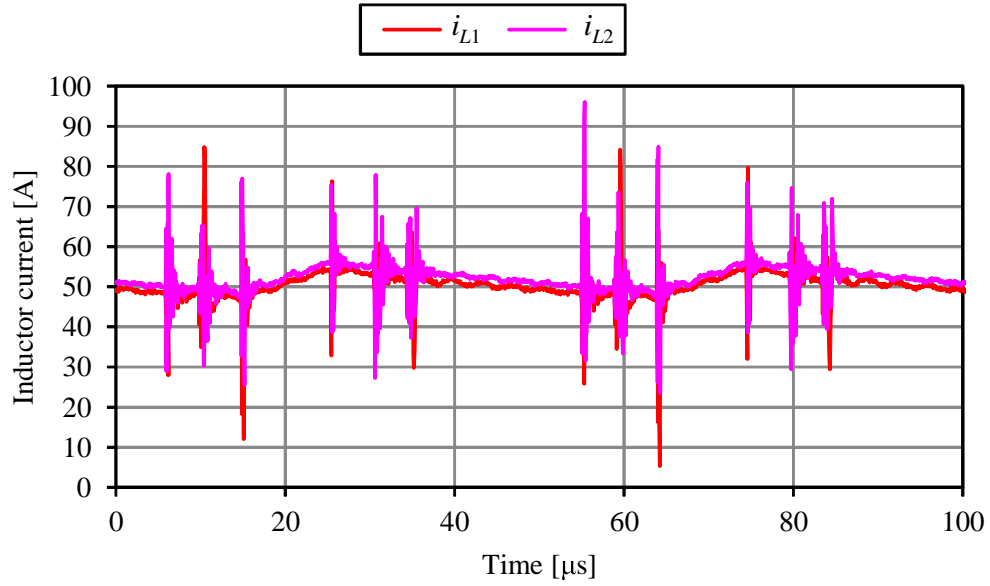


(b) インダクタ電流 i_{L1} ・ i_{L2} ($E = 750 \text{ V}$)

図 4.8 直並列チョップパ各部電圧・電流波形

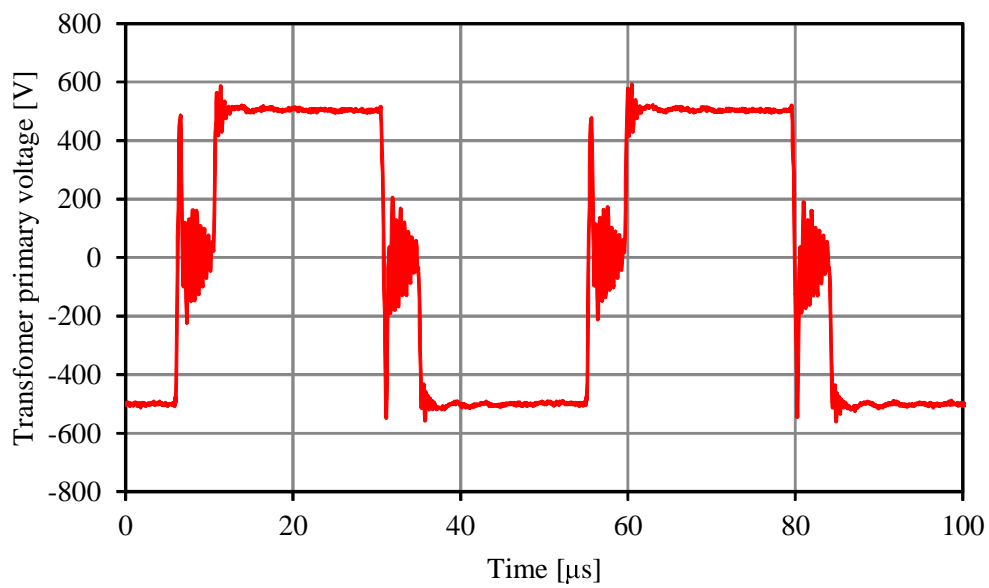


(a) 電源電圧 E ・ 出力電圧 v_{O1} ・ v_{O2} ($E = 875 \text{ V}$)

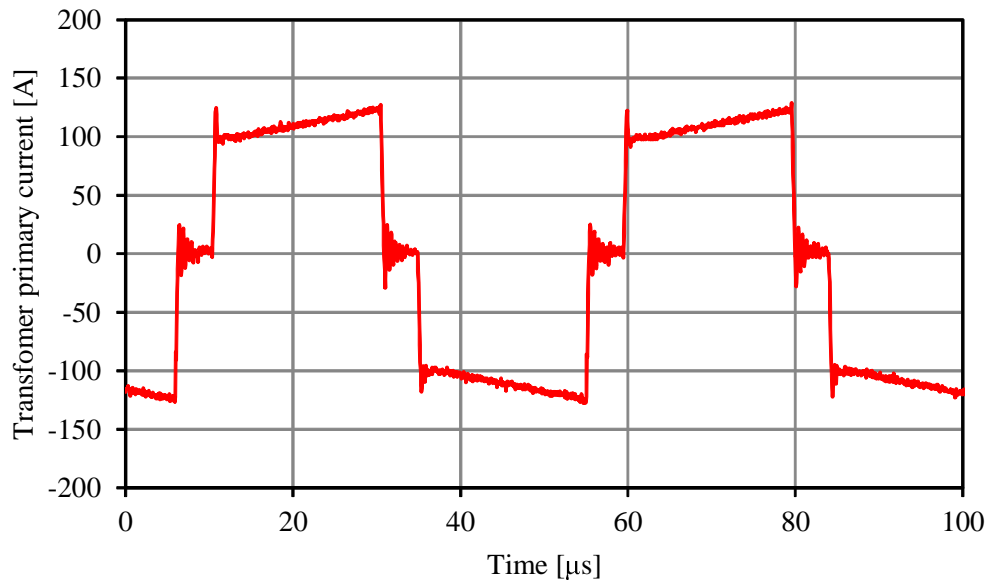


(b) インダクタ電流 i_{L1} ・ i_{L2} ($E = 875 \text{ V}$)

図 4.9 直並列チョップパ各部電圧・電流波形

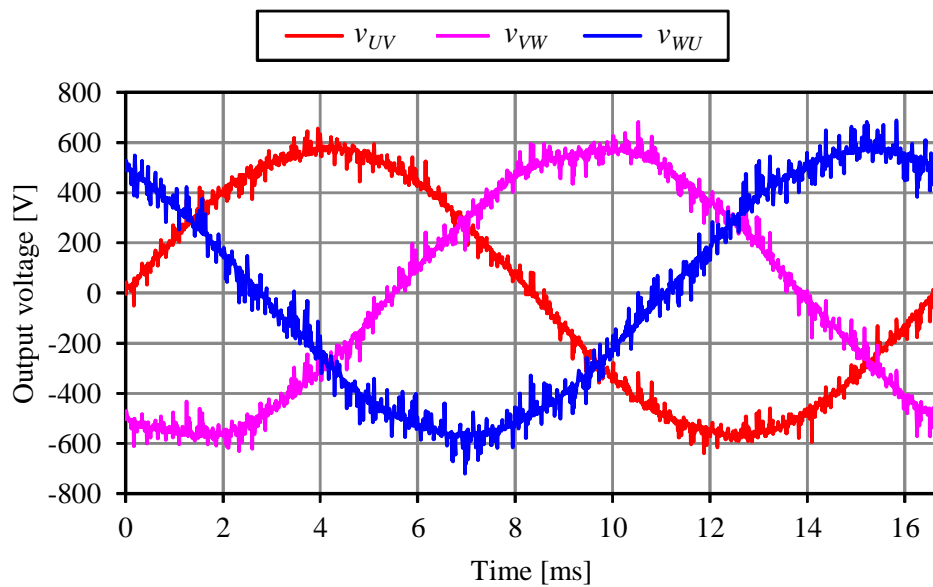


(a) 電圧 (v_{tr1})

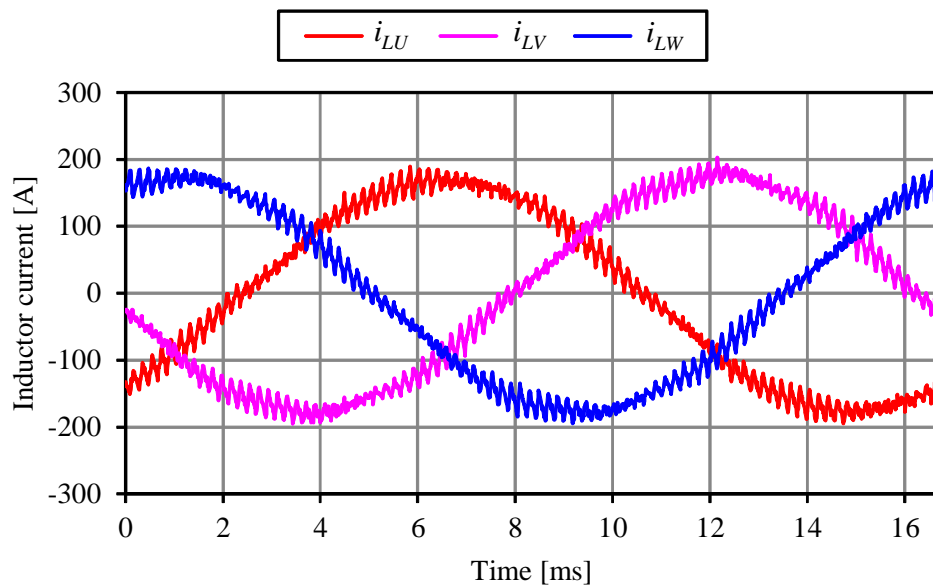


(b) 電流 (i_{tr1})

图 4.10 高周波变压器 1 次側波形

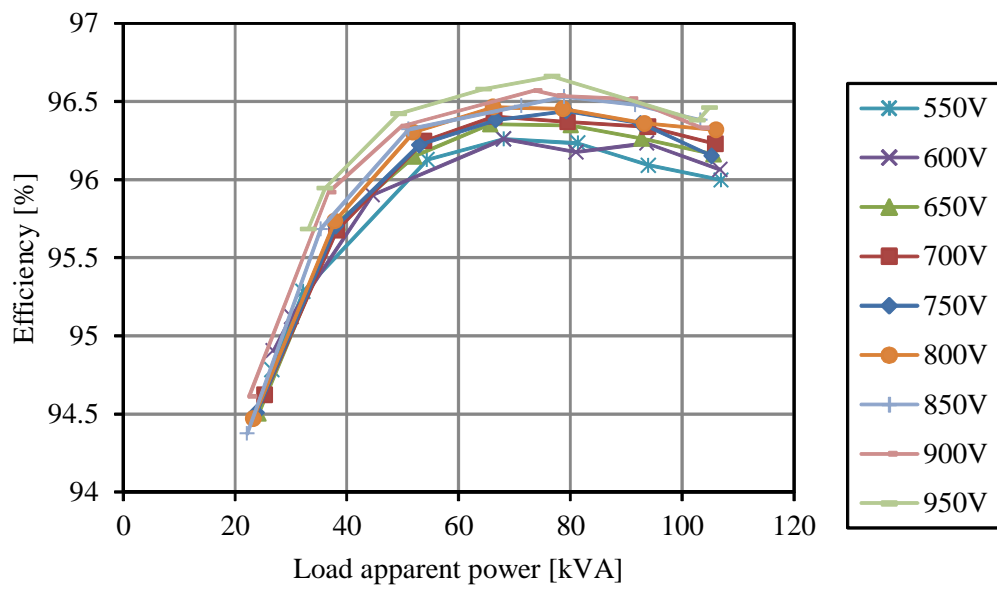


(a) 三相出力電圧 (v_{UV} , v_{VW} , v_{WU})

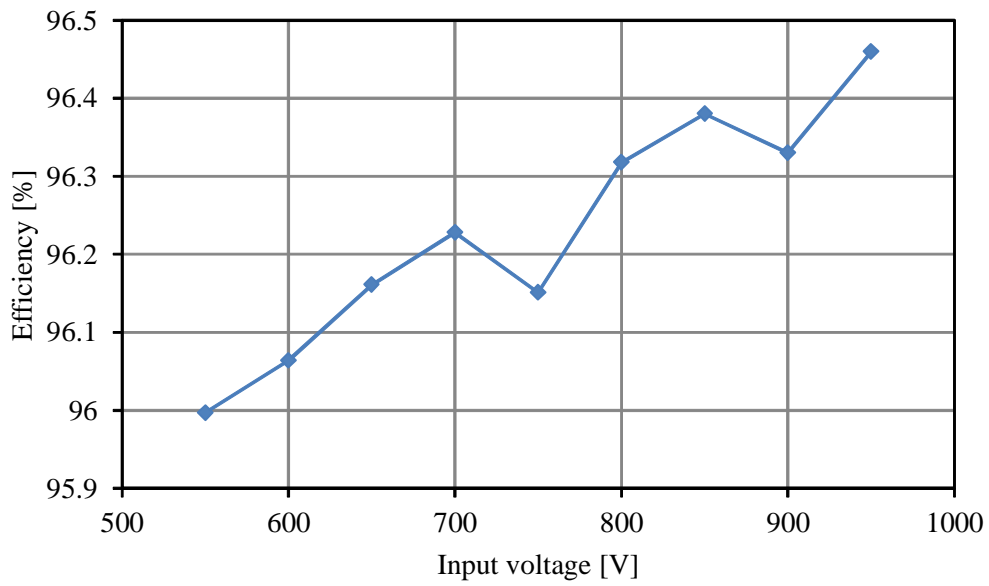


(b) インダクタ電流 (i_{LU} , i_{LV} , i_{LW})

図 4.11 三相出力電圧波形とインダクタ電流波形



(a) 出力容量依存性



(b) 入力電圧依存性 (定格負荷容量)

図 4.12 装置効率

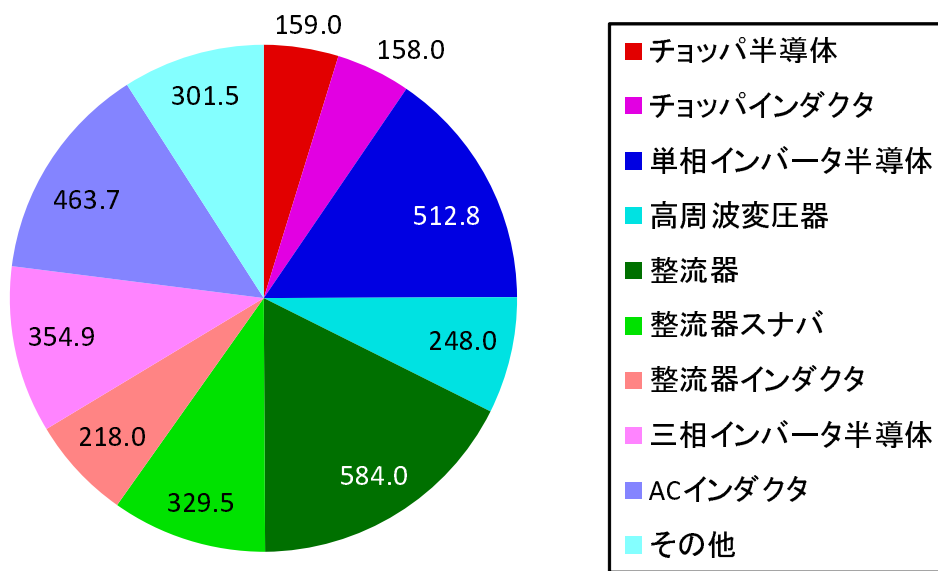


図 4.13 定格入力電圧・定格負荷における損失の内訳

4.4.4 過渡変動特性

試験装置の構成

本試験では、三相インバータを接続せず、直並列チョッパと DC-DC コンバータのみの試験としたため、回生負荷装置の構成を図 4.14 に示すものに変更した。APS の入力に昇圧チョッパを、出力に降圧チョッパを接続し、昇圧チョッパの出力電圧を制御することで APS の入力電圧を、降圧チョッパのインダクタ電流を制御することで APS の出力電流・出力容量をそれぞれ制御する。また、図 4.15 に APS 内の測定箇所を示す。

入力電圧変動試験

図 4.16–図 4.18 に、定格負荷において入力電圧を 625 V, 750 V, 875 V の間で変動させた場合の各部波形を示す。変動の前後で直並列チョッパの出力電圧が 500 V, DC-DC コンバータの出力電圧が 700 V でそれぞれ一定となっているため、直並列チョッパの入力電圧フィードフォワード制御により入力電圧変動を吸収できていることが確認できる。

過負荷試験

図 4.19・図 4.21・図 4.23 に、625 V・750 V・875 V の各入力電圧において、負荷容量を 100 % から 200 % に増加させ、1 秒間保持した後再度 100 % に低下させた場合における各部電圧・電流波形を示す。特に、各図 (a) に試験期間全体の波形を、各図 (b) に過負荷時の各部拡大波形をそれぞれ示す。

また、図 4.20・図 4.22・図 4.24 に各入力電圧における負荷電流の立ち上がり・立ち下がりにおける拡大波形を示す。特に、各図 (a) に 100 % から 200 % への増加時の波形、各図 (b) に 100 % から 200 % への減少時の波形を示している。

負荷装置の都合上、出力電流の変動に 50 ms 程度かかっているものの、変動の前後で直並列チョッパの出力電圧が 500 V, DC-DC コンバータの出力電圧が 700 V にそれぞれ一定となっているため、短時間過負荷にも対応可能であることが示された。

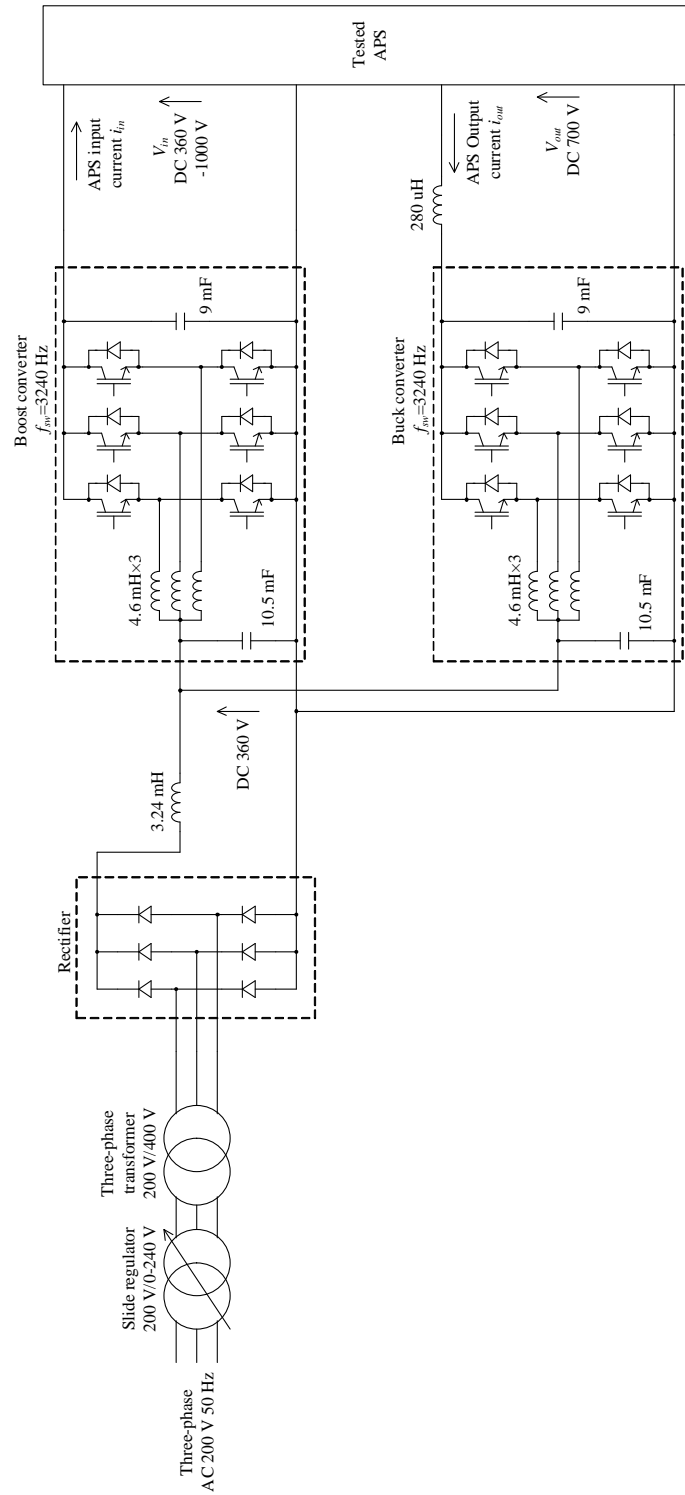


図 4.14 回生負荷装置の構成

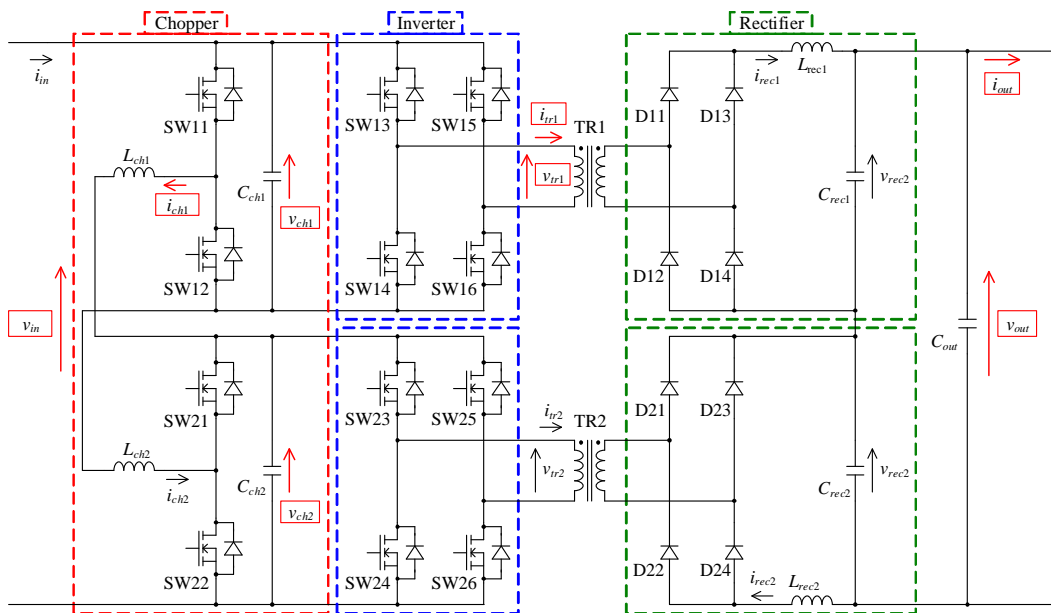
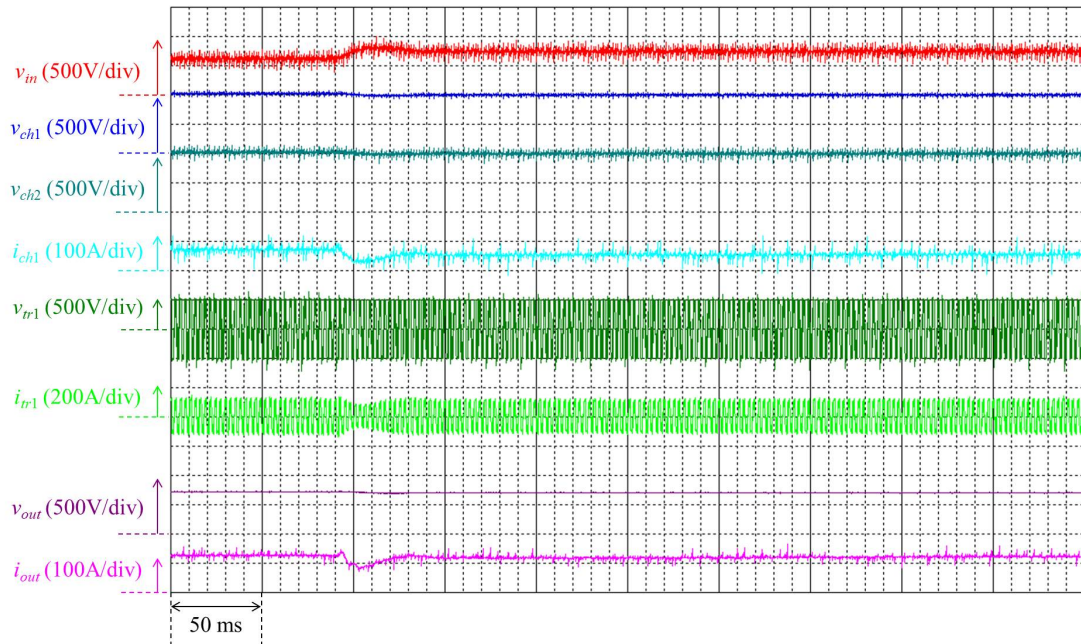
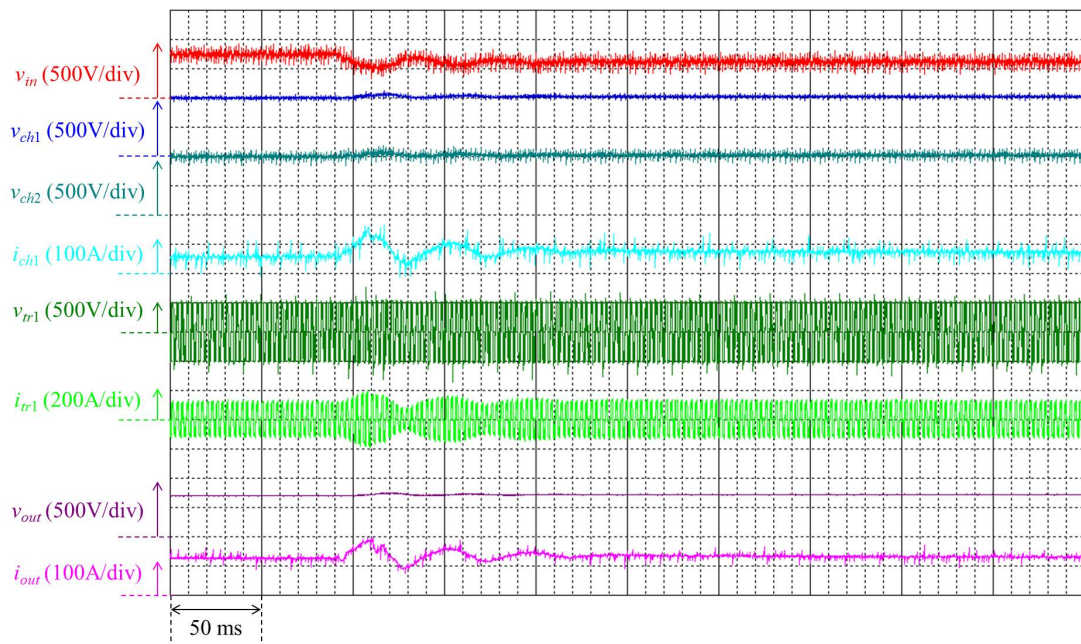


図 4.15 APS 内の測定箇所

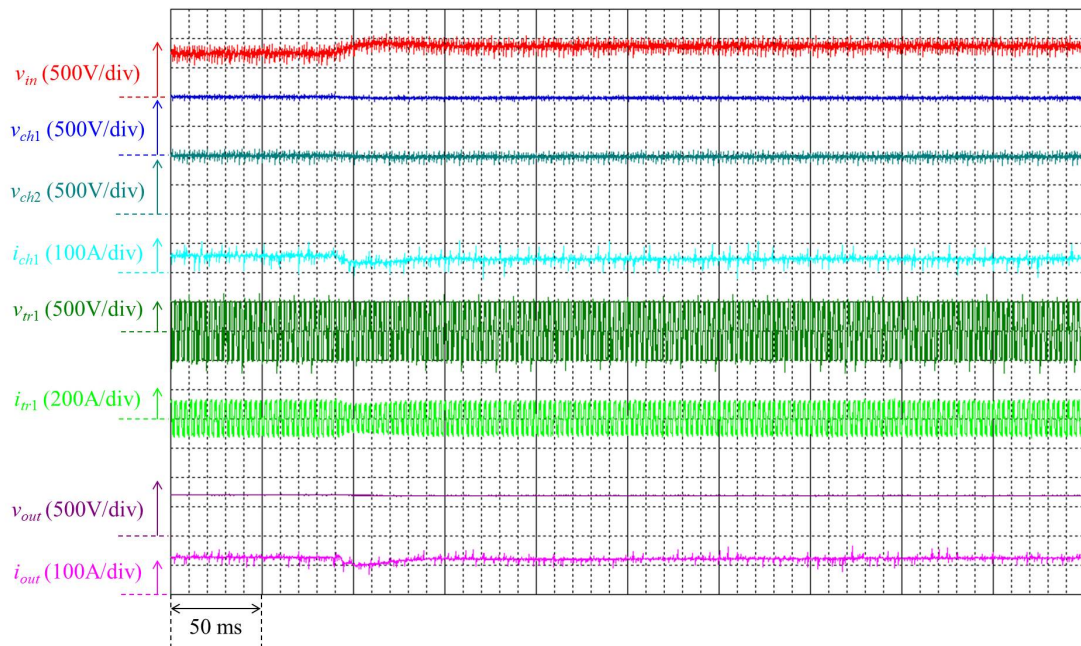


(a) 電圧上昇

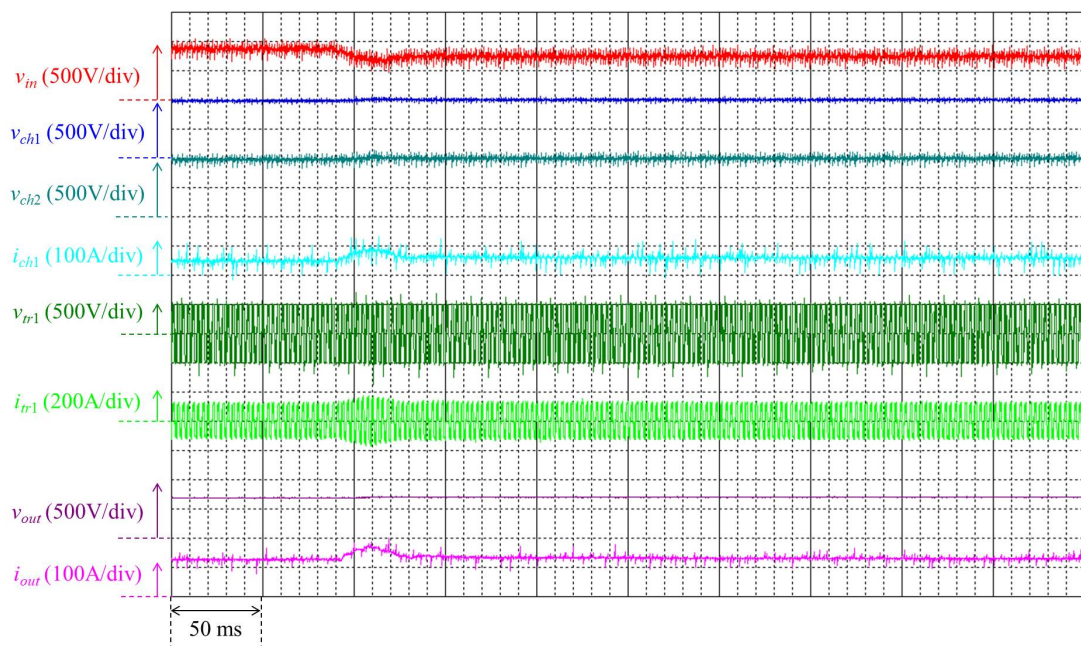


(b) 電圧低下

図 4.16 入力電圧変動試験 ($V_{in}=625\text{ V}-750\text{ V}$)

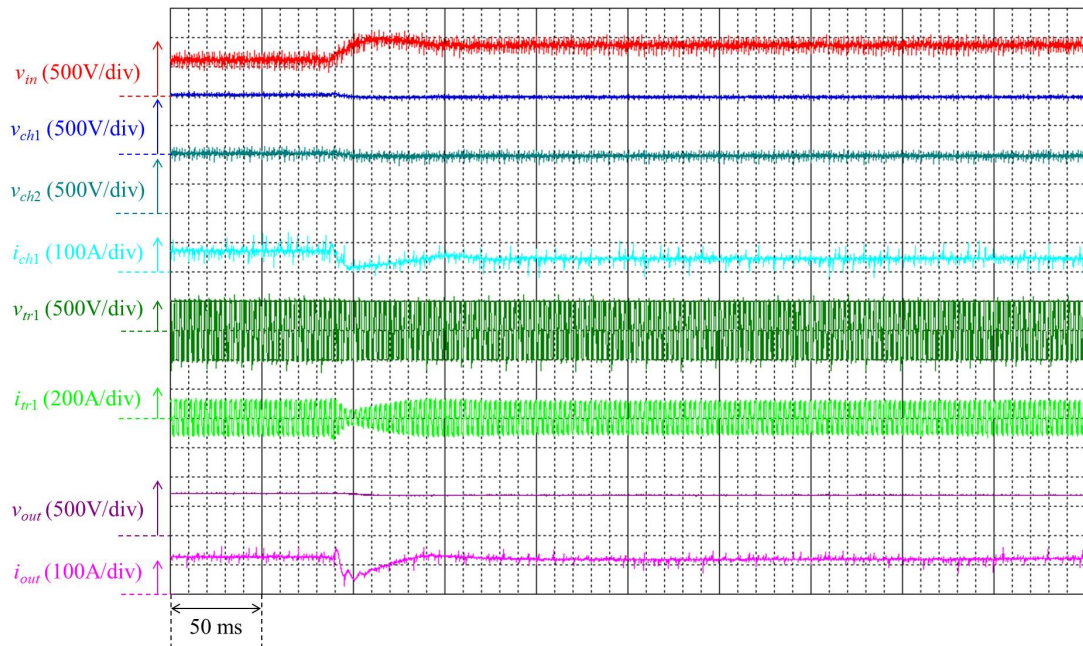


(a) 電圧上昇

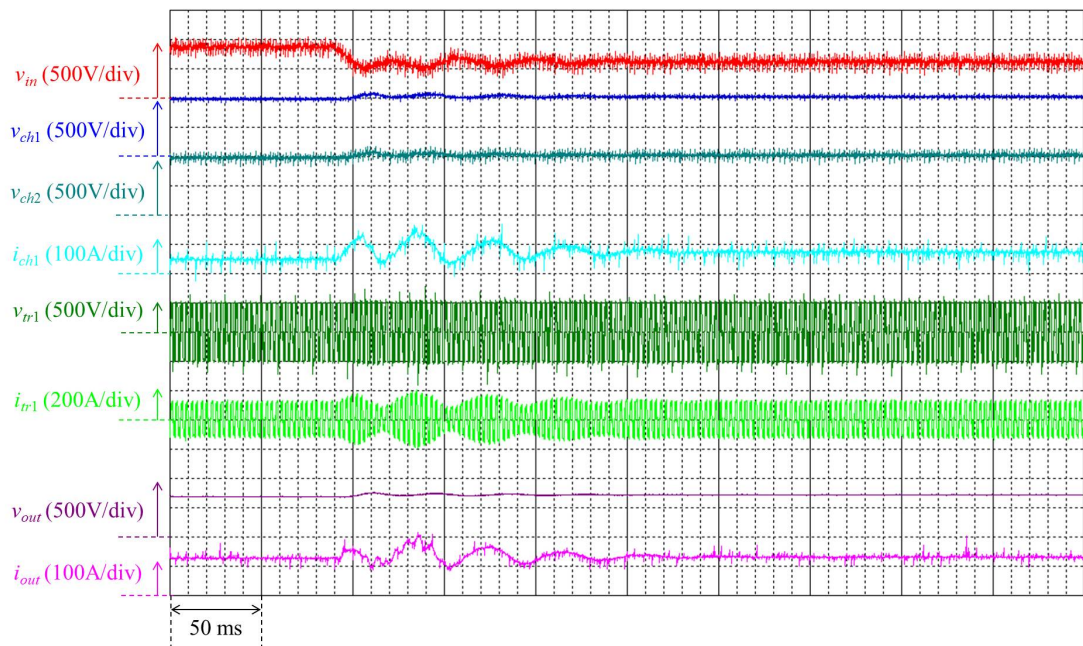


(b) 電圧低下

図 4.17 入力電圧変動試験 ($V_{in}=750\text{ V}-875\text{ V}$)

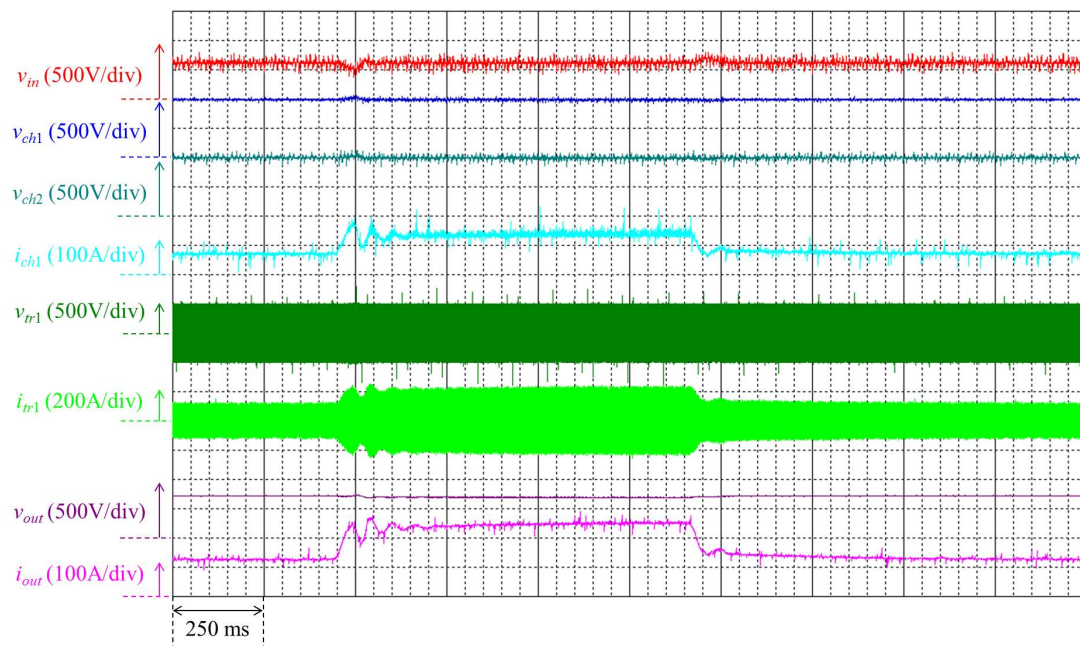


(a) 電圧上昇

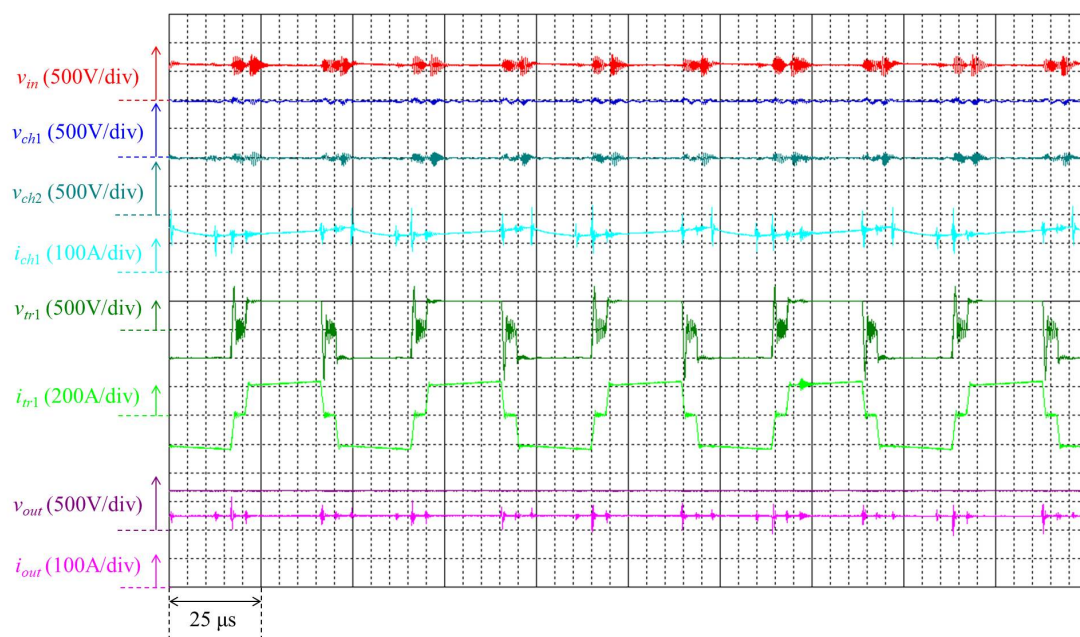


(b) 電圧低下

図 4.18 入力電圧変動試験 ($V_{in}=625\text{ V}-875\text{ V}$)

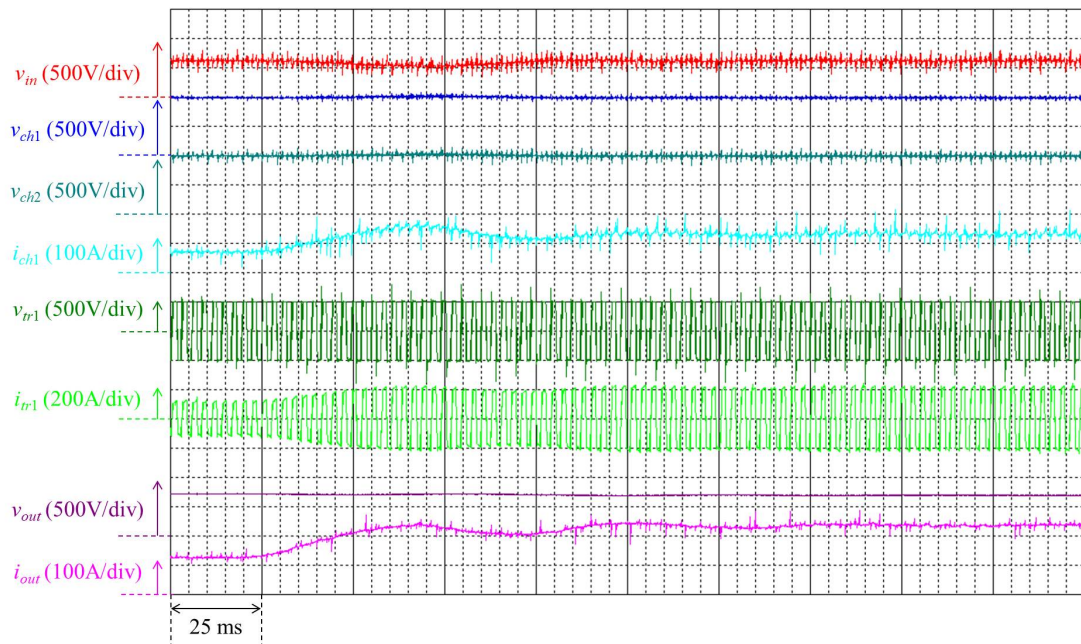


(a) 試験時間全体

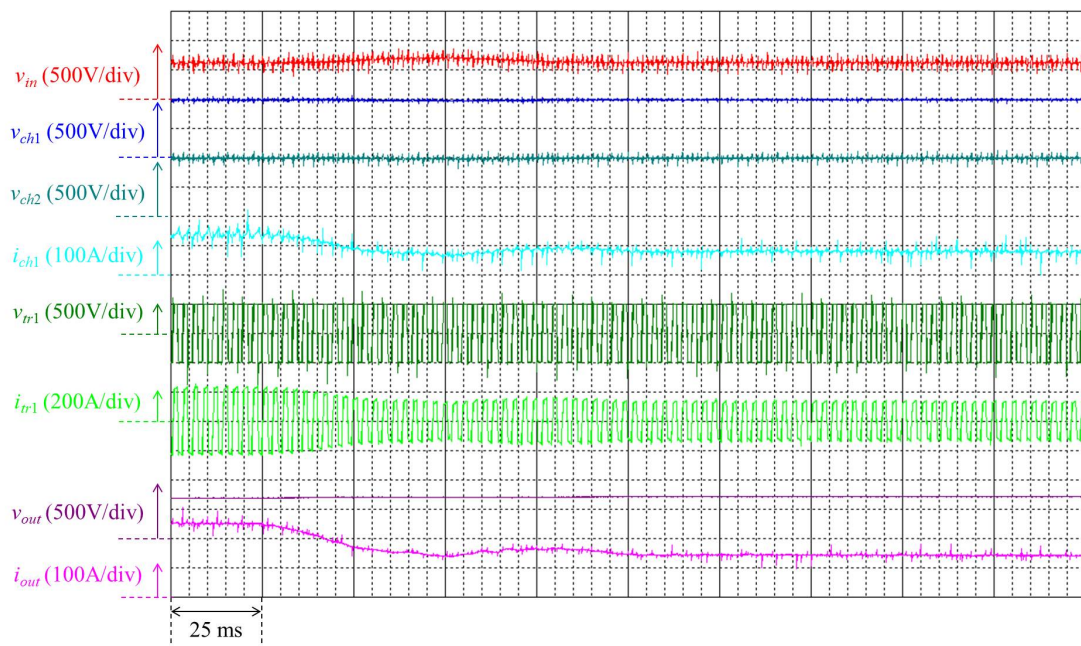


(b) 過負荷時拡大

図 4.19 過負荷試験 ($V_{in}=625$ V)

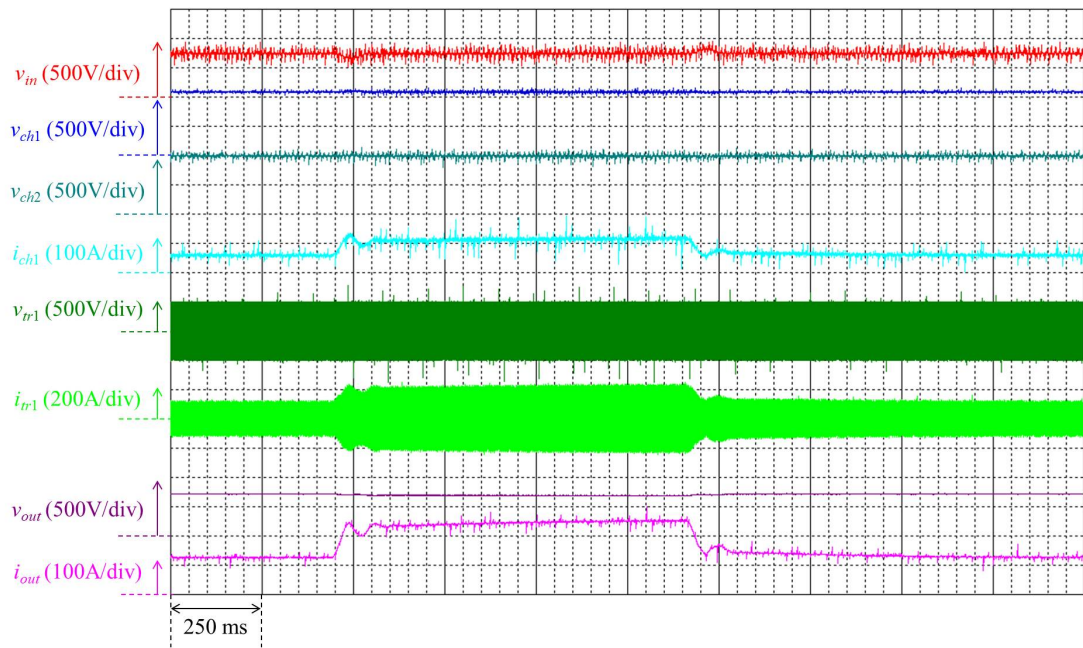


(a) 負荷電流立ち上がり (100 %–200 %)

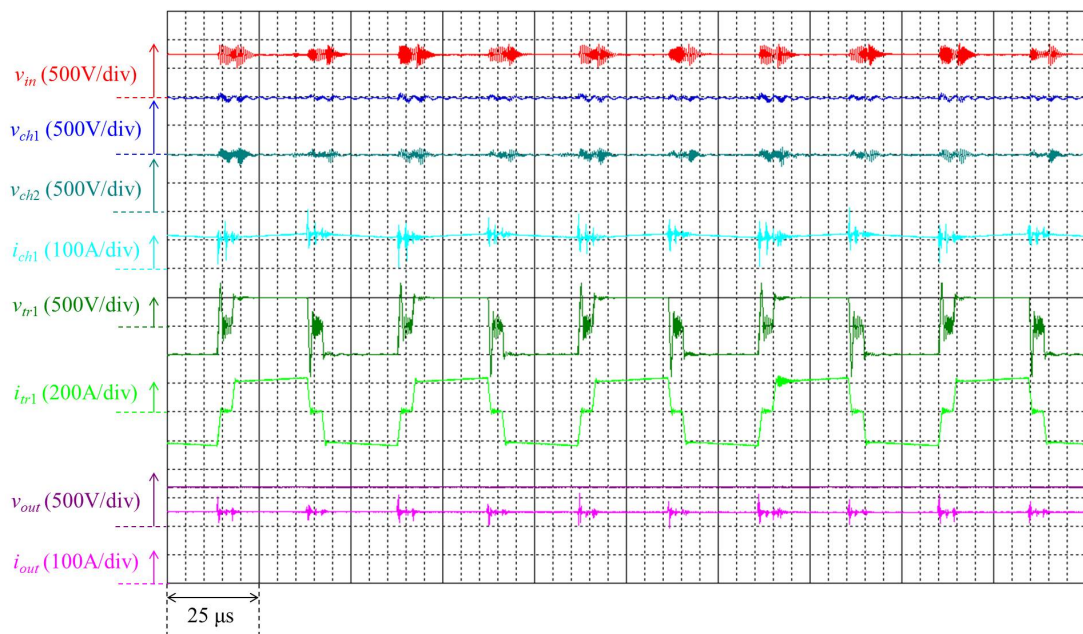


(b) 負荷電流立ち下がり (200 %–100 %)

図 4.20 過負荷試験 ($V_{in}=625$ V)

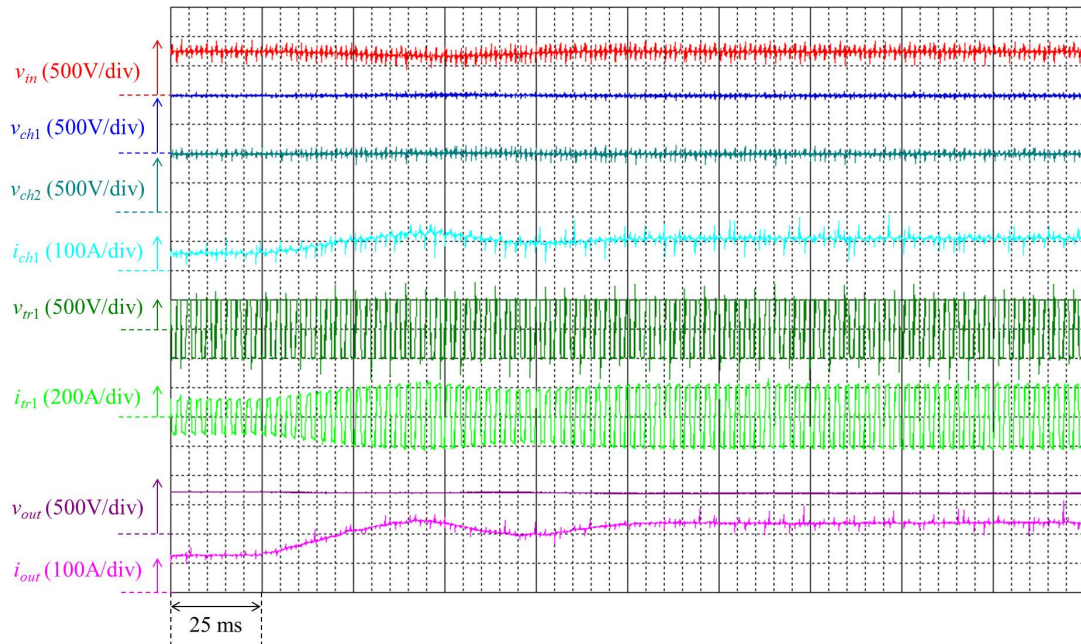


(a) 試験時間全体

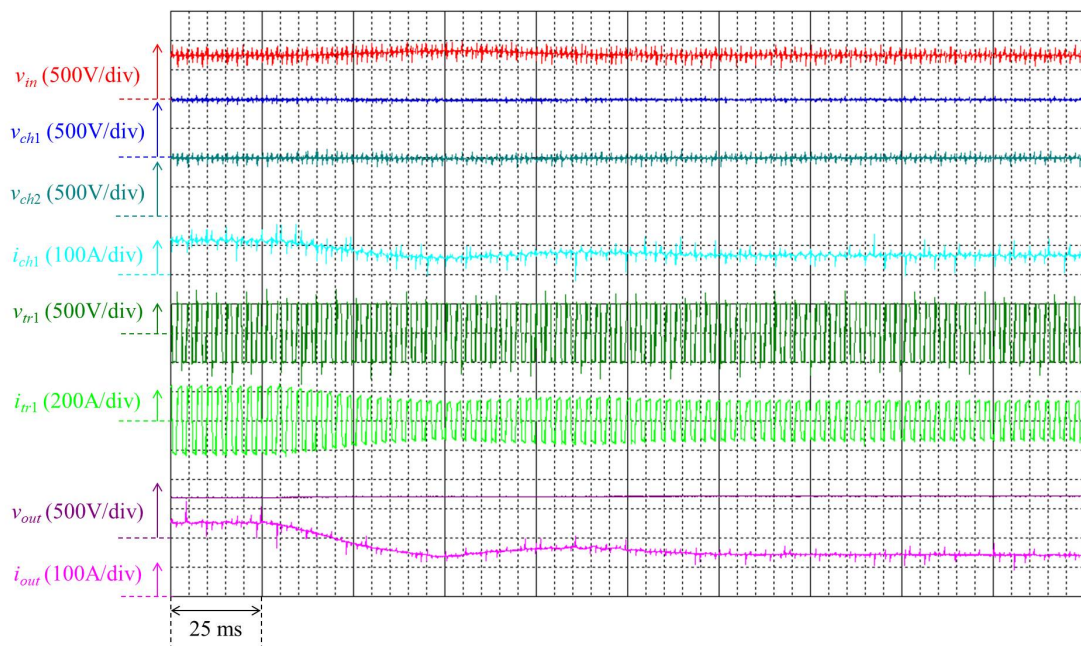


(b) 過負荷時拡大

図 4.21 過負荷試験 ($V_{in}=750$ V)

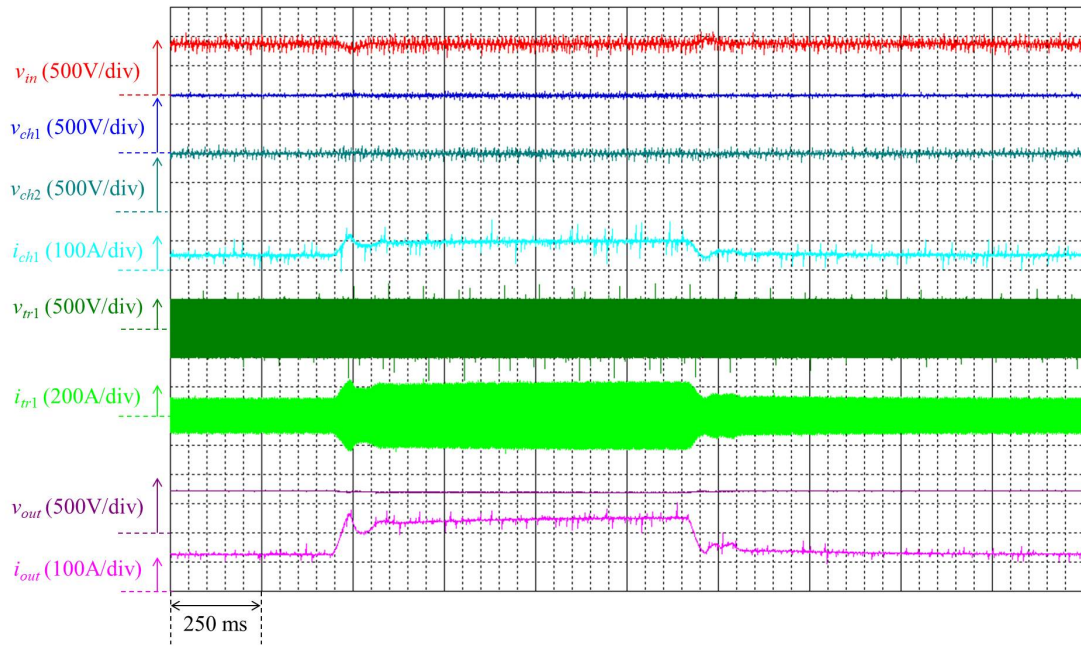


(a) 負荷電流立ち上がり (100 %–200 %)

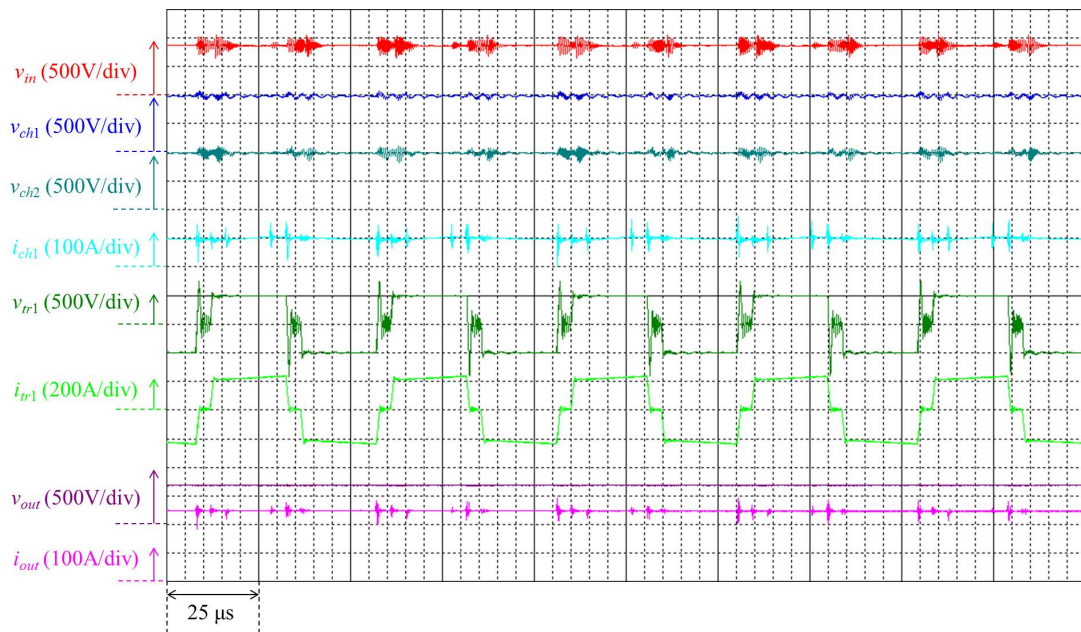


(b) 負荷電流立ち下がり (200 %–100 %)

図 4.22 過負荷試験 ($V_{in}=750 \text{ V}$)

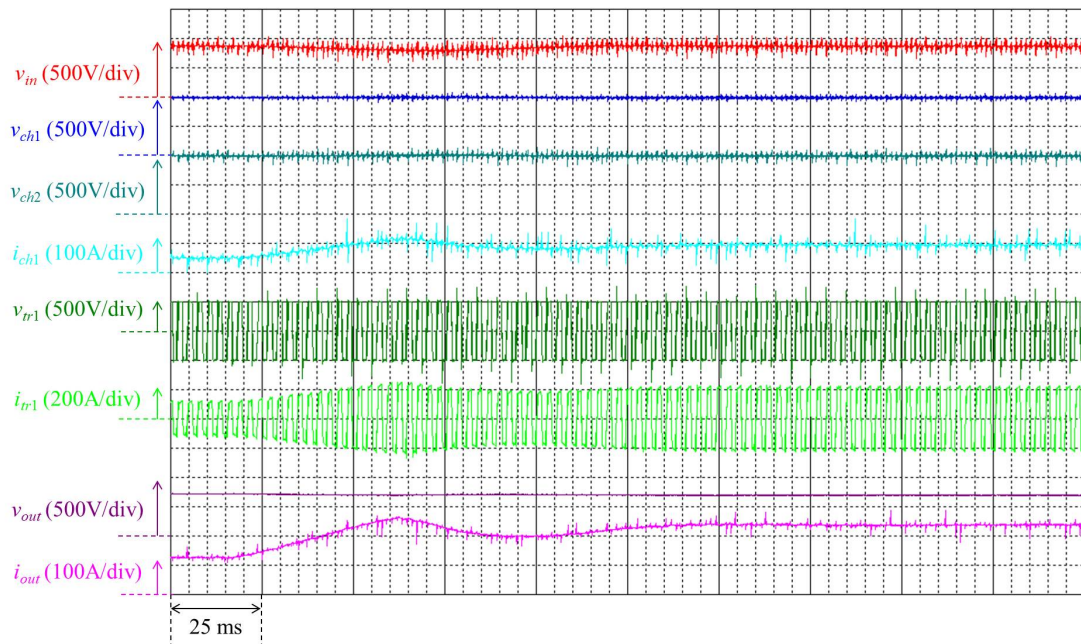


(a) 試験時間全体

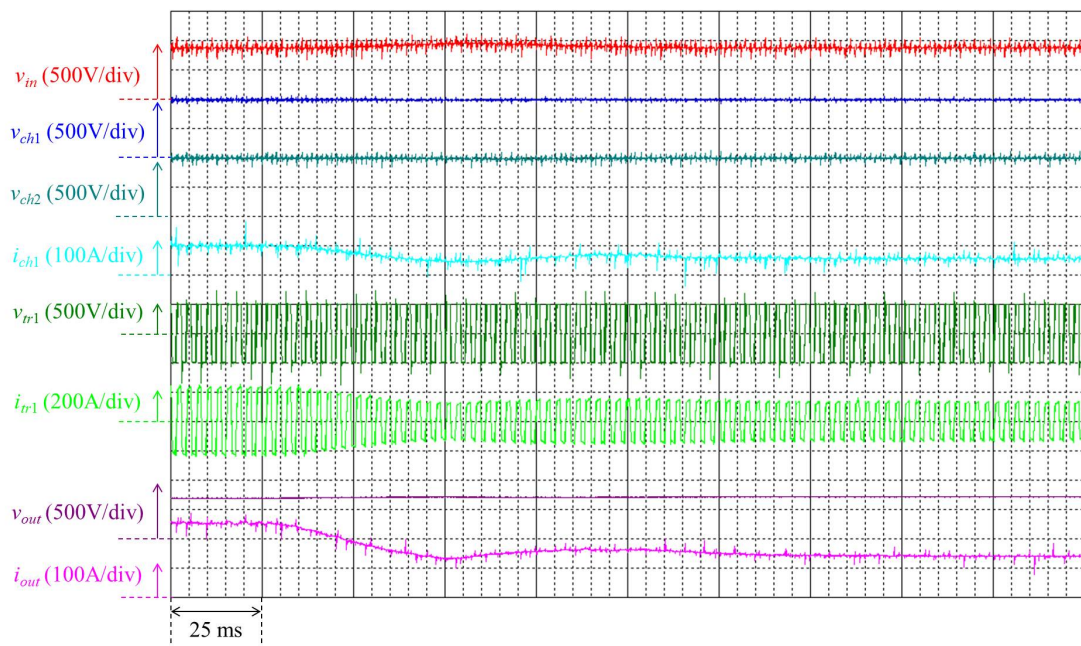


(b) 過負荷時拡大

図 4.23 過負荷試験 ($V_{in}=875$ V)



(a) 負荷電流立ち上がり (100 %–200 %)



(b) 負荷電流立ち下がり (200 %–100 %)

図 4.24 過負荷試験 ($V_{in}=875$ V)

4.5 まとめ

本章では、直並列連続切替チョッパを適用した APS に対して、具体的な構成について検討を行った。まず、直並列チョッパ・高周波絶縁方式 APS の具体的な回路構成を提案した。

低床型路面電車を想定した 100 kVA の実機を製作し、定常状態において理論検討通りの動作となっていることを確認した。さらに、回路損失と効率を測定し、電力変換段数が多いにも関わらず最高効率 96.6 % を得て、かつ入力電圧の変動に対しても効率の変動は 0.5 % 以内となった。

また、過渡応答の評価として、50 ms で 125 V・250 V の入力電圧変動試験と 200 % 負荷 1 秒間の短時間過負荷試験を行い、いずれの試験においても、変動の前後で直並列チョッパの出力電圧が 500 V、DC-DC コンバータの出力電圧が 700 V にそれぞれ一定に保たれていることを確認した。

第 5 章 マルチレベル構成の適用による 高圧化と電流リップル低減

5.1 はじめに

これまで検討してきた直並列チョッパは、架線電圧変動を吸収して後段の変換器の最適化を図る構成になっているが、APSに適用した場合、低耐圧素子の適用により損失が低減できる可能性があるものの、変換器の段数が増加するため、装置全体の損失が増加する懸念がある。

変換器の損失を低減する手法の一つに、スイッチング周波数を下げて、素子のスイッチング損失を減少させる手法が考えられるが、インダクタの電流リップル周波数も同時に下がるため、インダクタの電磁騒音が問題となるほか、周波数の低下に伴い容積も増加する。よって、このトレードオフを改善し、インダクタの電流リップル周波数を変更せずに、スイッチング周波数を下げることが必要となる。

また、これまで検討してきた直並列チョッパを 1500 V 入力の装置に適用する場合、そのままの構成を適用する場合は 1700 V 耐圧の素子を使用する必要がある。1200 V 耐圧素子を 1500 V 入力の装置へ適用する場合、過去には図 5.1 (a) のようなスイッチング素子を 3 直列にする手法^[48] や、図 5.1 (b) に示す 2 レベルインバータを 3 段直列接続する手法^[49,50] などが検討されてきた。

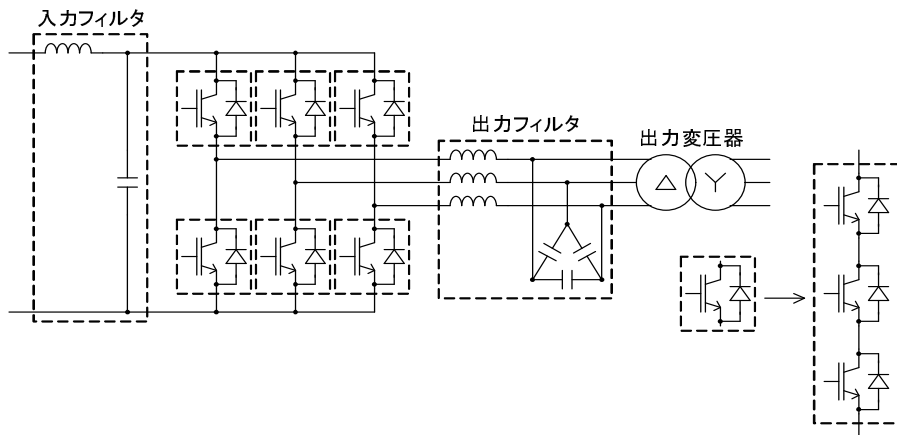
ここで、非絶縁形の DC-DC コンバータにおいて素子耐圧の低減とインダクタ電流リップル周波数の向上を図る手法として、フライングキャパシタ方式によるマルチレベル化を図った事例がいくつか存在する^[51-56]。

本章では、直並列チョッパに対しフライングキャパシタ方式によるマルチレベル化、特に 3 レベル場合における検討を行う。まず、フライングキャパシタ方式を適用した場合の回路構成を示し、取りうるスイッチングモードを明らかにし、入力電流・インダクタ電流のリップルについて理論式を示す。

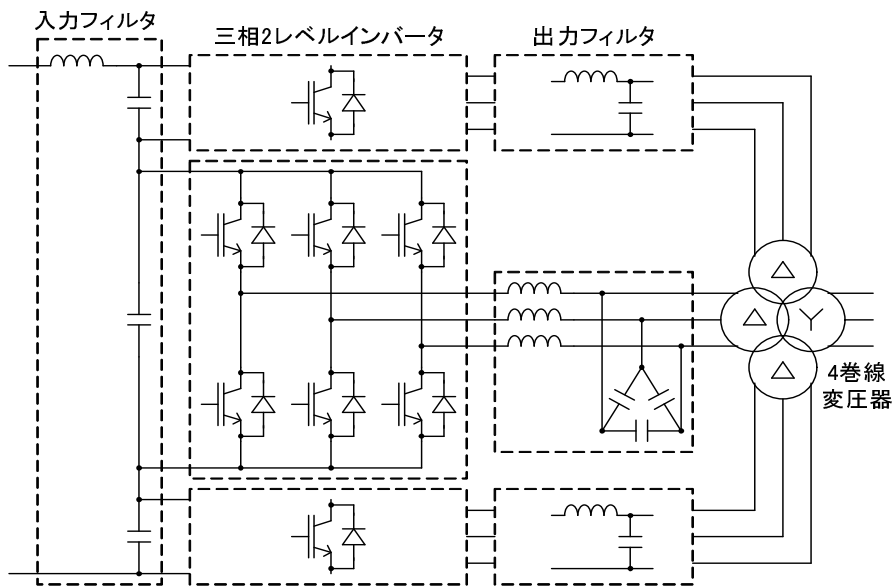
次に、ミニモデルによる実機試験を行い、入力電圧フィードフォワード制御を適用することにより、2 レベルの直並列チョッパと同様に出力電圧が制御できることと、各入力電圧に対してもフライングキャパシタ電圧を一定に保つことができること、インダクタ電流の平均値と電流リップル振幅が理論・シミュレーション通りであることを確認する。

さらに、各レグの搬送波に位相差を設けることで、インダクタ電流と入力電流のリップル

振幅が小さくできることを確認する。



(a) IGBT を 3 個直列接続し 2 レベルインバータを構成した方式



(b) 2 レベルインバータを 3 段直列接続した方式

図 5.1 1500 V 架線の APS に 1200 V 耐圧素子を適用する手法

5.2 フライングキャパシタ方式を適用した構成と動作モード

5.2.1 回路構成

図 5.2 (a) に一般的な 2 レベルの降圧チョップの回路構成を示す。この降圧チョップをマルチレベル化した事例として、図 5.2 (b) のような、フライングキャパシタ方式がいくつか検討されている [51-56]。

一方、図 5.2 (c) に示す直並列チョップは、図 5.2 (a) の降圧チョップを 2 つ組み合わせた構成となっている。図 5.2 (b) のフライングキャパシタ方式のマルチレベルチョップを参考にすると、各レグをフライングキャパシタ形に変更した、図 5.2 (d) の回路が得られる。

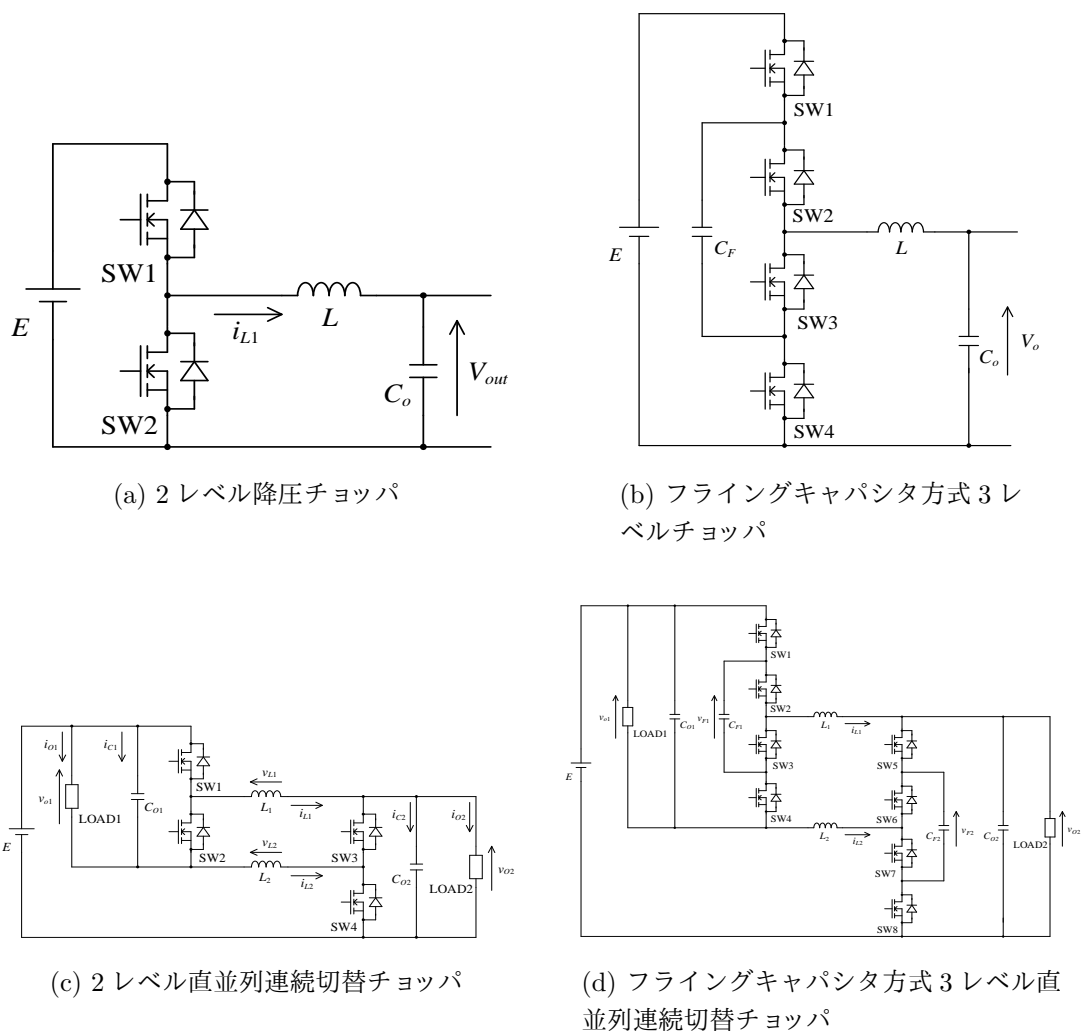


図 5.2 フライングキャパシタ方式 3 レベル直並列連続切替チョップの構成

5.2.2 動作モードの解析

フライングキャパシタ方式直並列チョップパの動作モードを図5.3～図5.5に示す。コンデンサが短絡するSW1とSW4, SW2とSW3, SW5とSW8, SW6とSW7が同時にONするモードを除くと16パターンが考えられる。ここで, 各図見出中の数字列は左からSW1～SW8の各スイッチの状態を示しており, ONしている状態を1, OFFしている状態を0としている。なお, それぞれのフライングキャパシタ電圧を一定に保つためには, フライングキャパシタを充電するモードの期間と放電するモードの期間がスイッチング1周期で等しい必要がある。

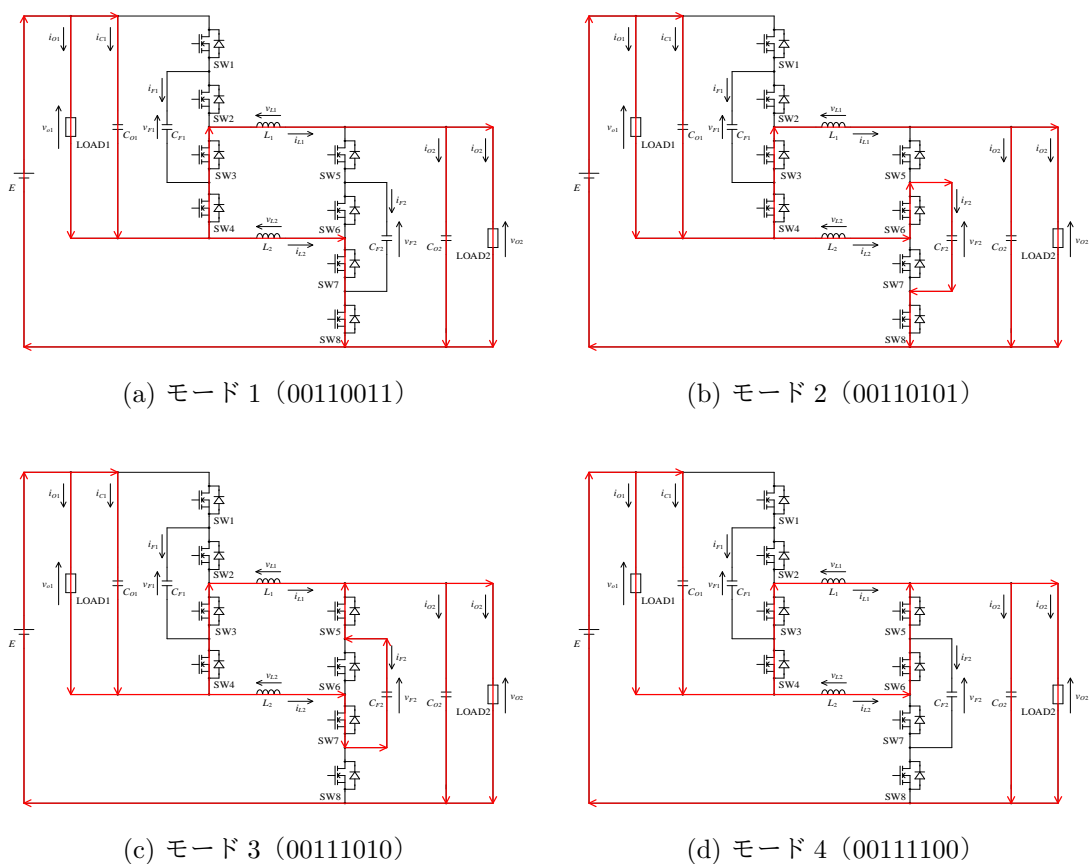
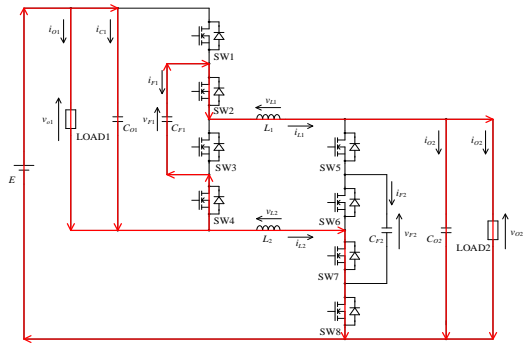
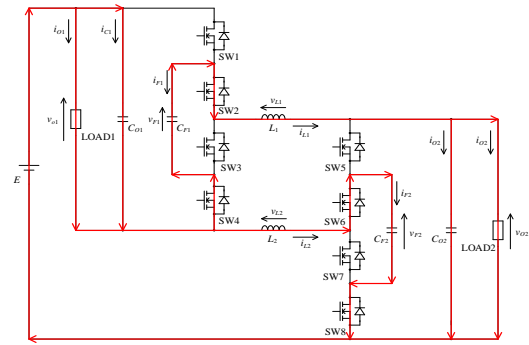


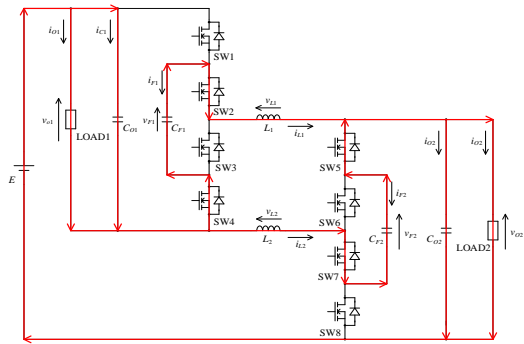
図 5.3 フライングキャパシタ方式直並列チョップパの動作モード (1)



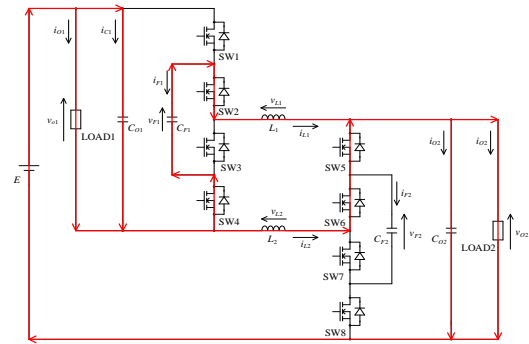
(a) モード 5 (01010011)



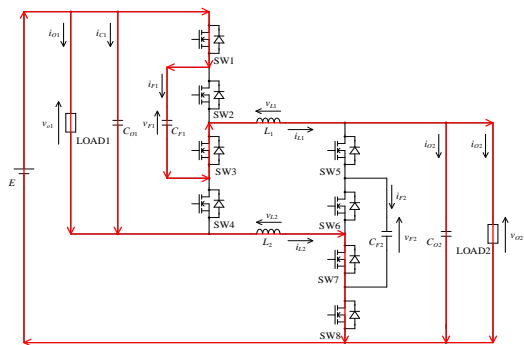
(b) モード 6 (01010101)



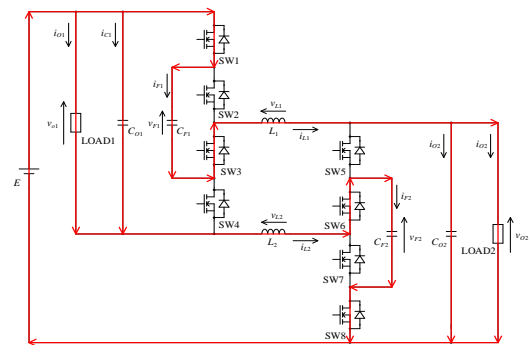
(c) モード 7 (01011010)



(d) モード 8 (01011100)

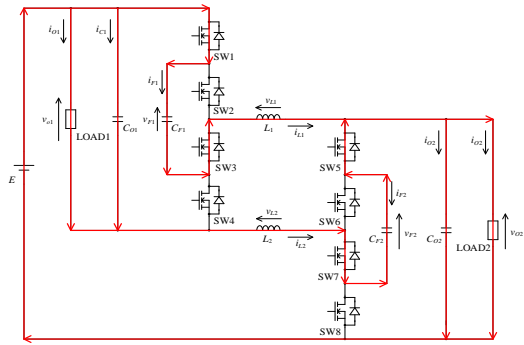


(e) モード 9 (10100011)

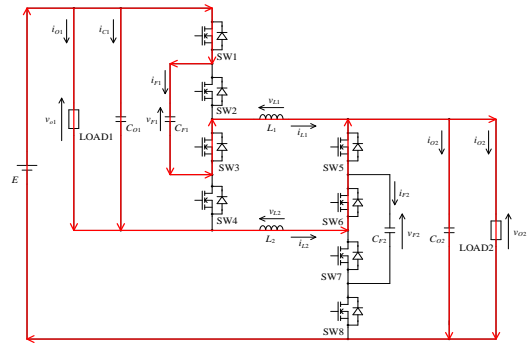


(f) モード 10 (10100101)

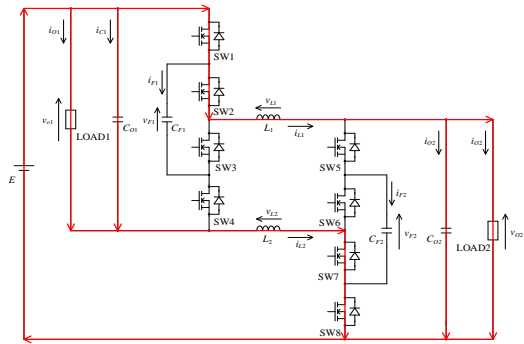
図 5.4 フライングキャパシタ方式直並列チョップパの動作モード (2)



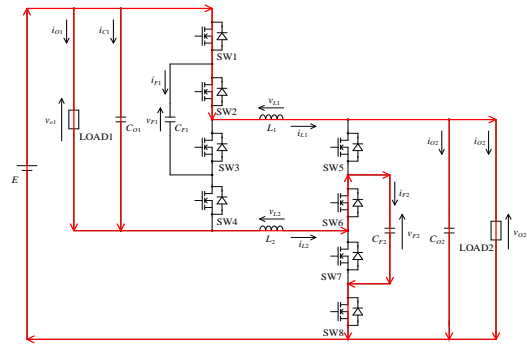
(a) モード 11 (10101010)



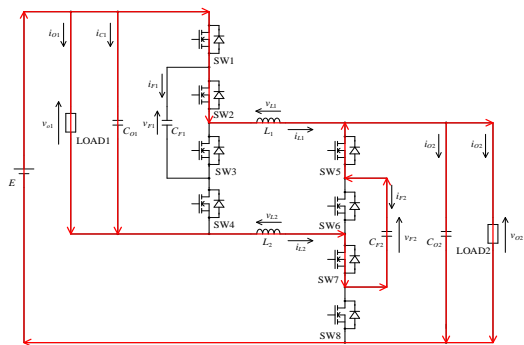
(b) モード 12 (10101100)



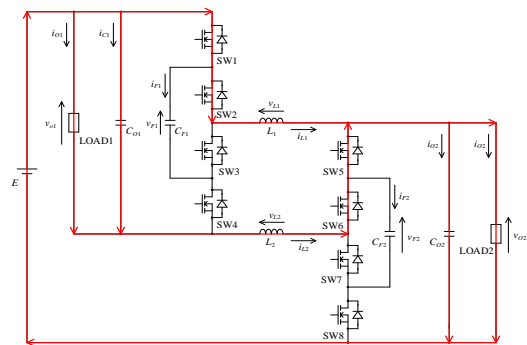
(c) モード 13 (11000011)



(d) モード 14 (11000101)



(e) モード 15 (11001010)



(f) モード 16 (11001100)

図 5.5 フライングキャパシタ方式直並列チョップパの動作モード (3)

5.2.3 制御回路

フライングキャパシタ方式直並列チョッパに用いる制御回路を Fig. 5.6 に示す。入力電圧フィードフォワード制御とインダクタ電流振動抑制制御は、従来の直並列チョッパと同様であり、ゲート信号生成部のみが異なる。マルチレベル変換器の搬送波信号生成方法には、複数段に分けた同位相の搬送波を用いる方法と同一振幅の搬送波に位相差を設ける方法の2通り存在するが、ここでは搬送波に位相差を設ける方法を用いる。ここではSW1とSW4, SW5とSW8の組とSW2とSW3, SW6とSW7の組の間に対して180度の位相差を設けている。

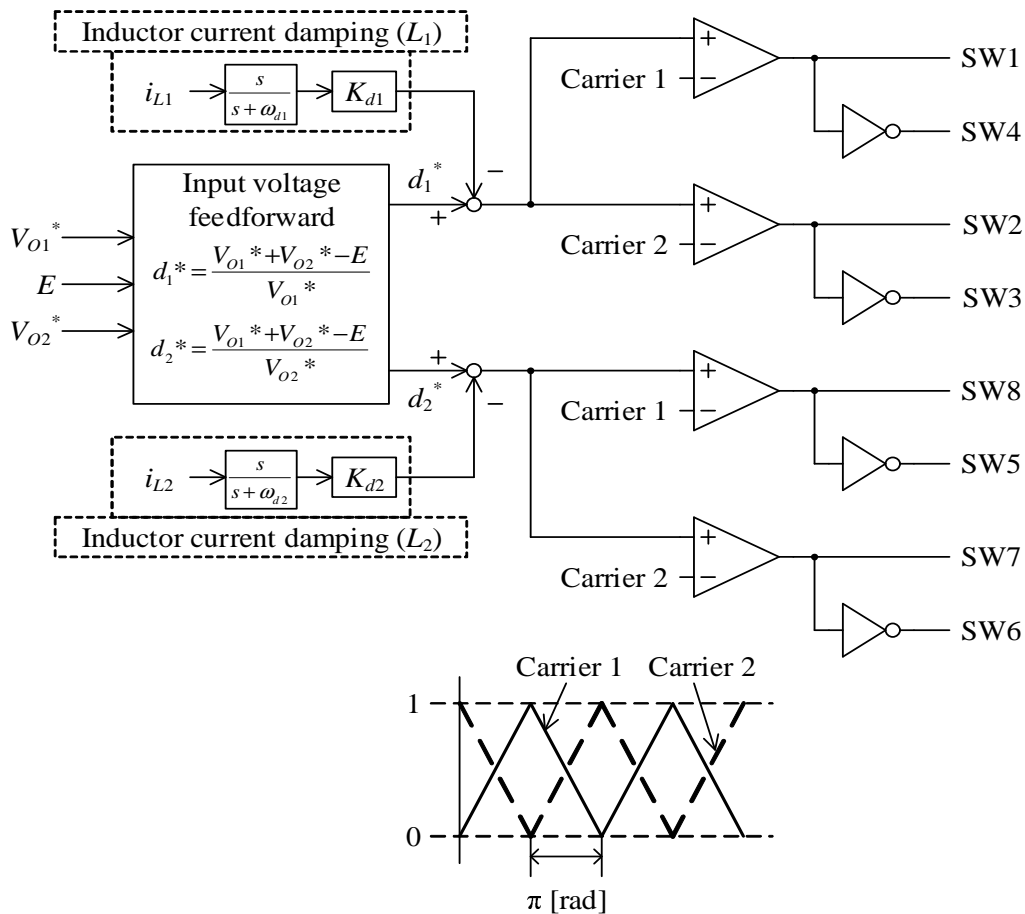


図 5.6 フライングキャパシタ方式直並列チョッパの制御回路

図 5.6 の制御回路を用いた場合における，0.25，0.5，0.75 の各通流率に対するゲート信号と動作モードの関係を図 5.7-図 5.9 に示す。いずれの場合においてもフライングキャパシタを充電するモードの期間と，放電するモードの期間がスイッチング 1 周期で等しいため，フライングキャパシタの電圧は一定に保たれると考えられる。

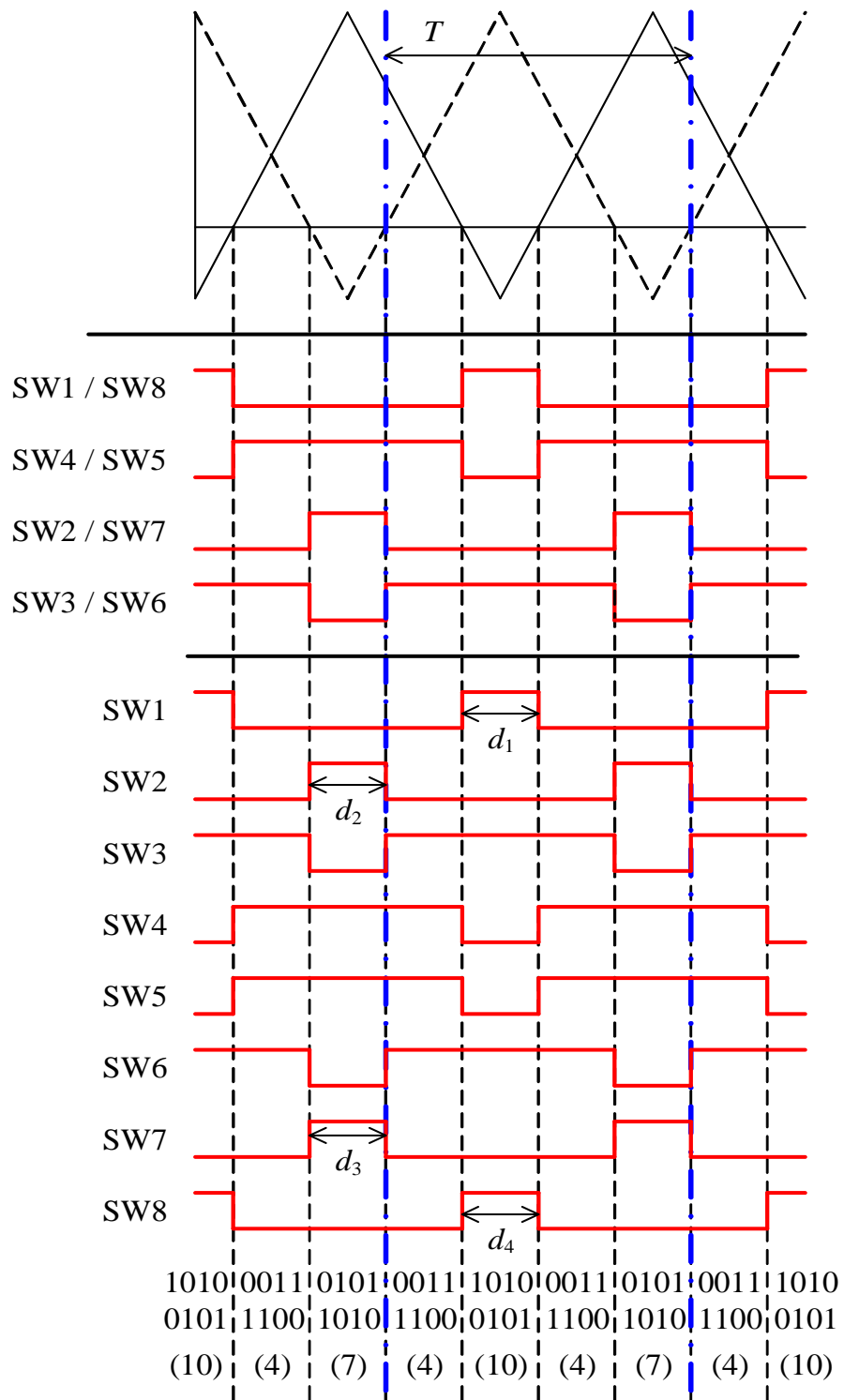


図 5.7 通流率に対するゲート信号と動作モードの関係 ($d = 0.25$)

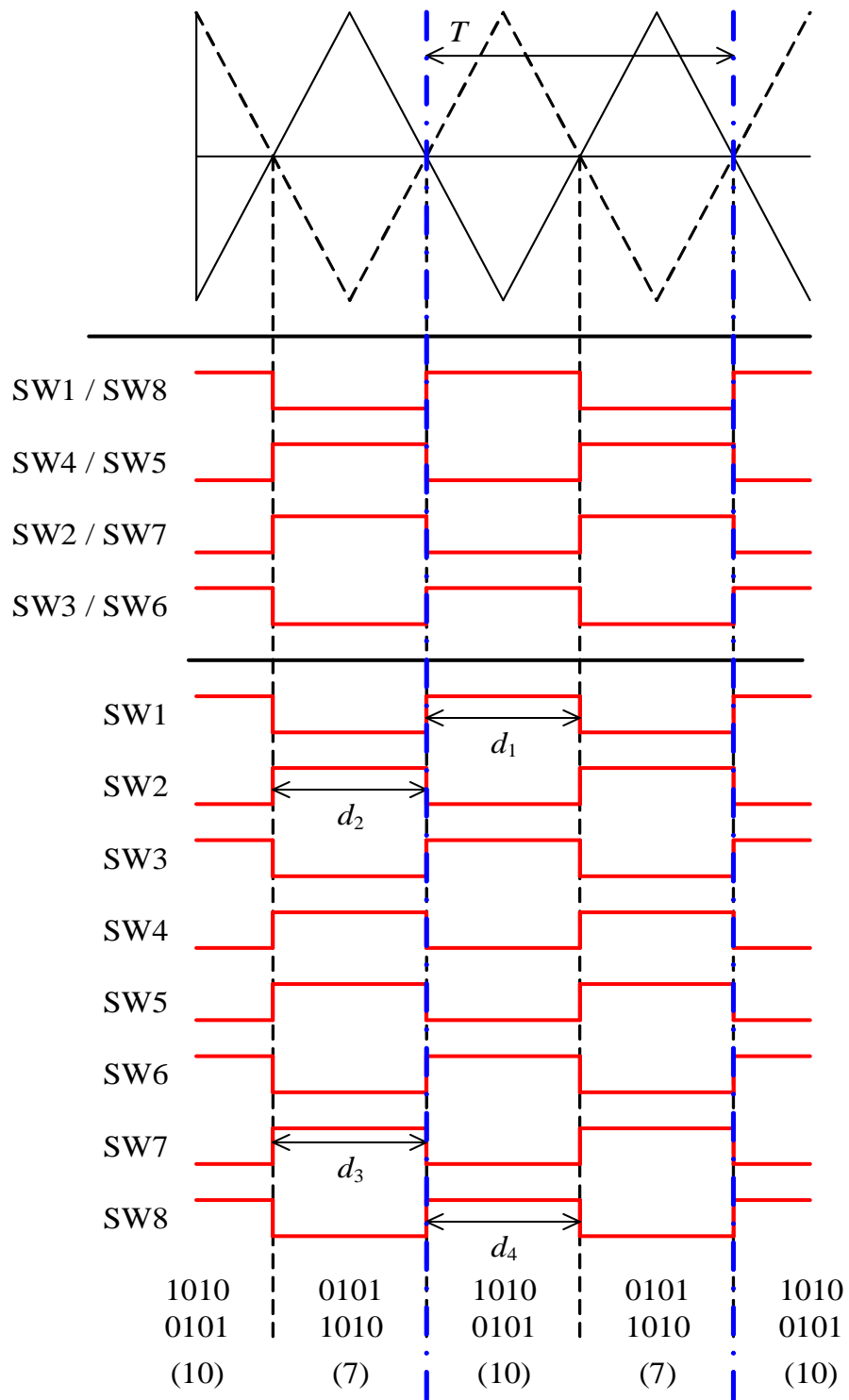


図 5.8 通流率に対するゲート信号と動作モードの関係 ($d = 0.5$)

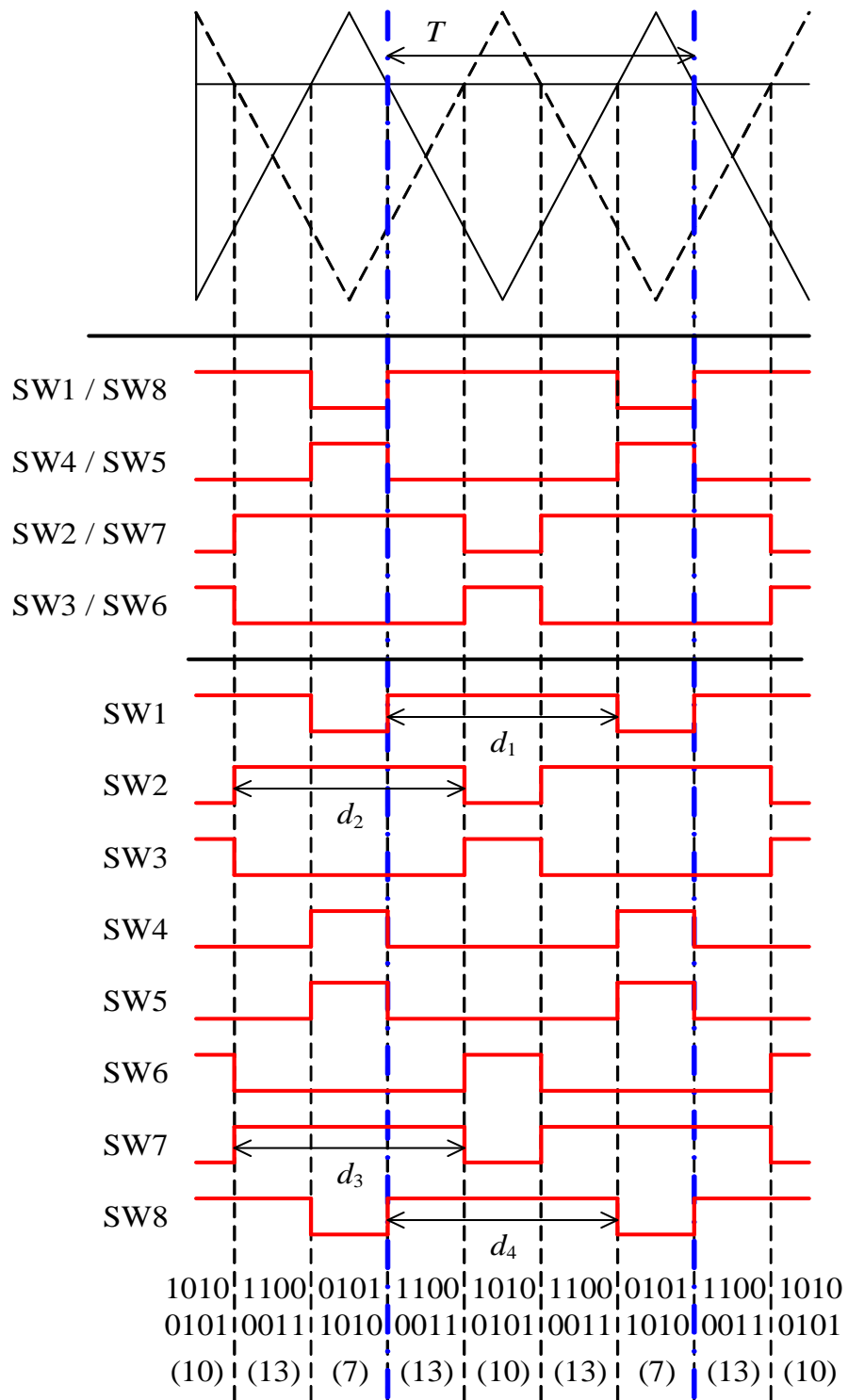


図 5.9 通流率に対するゲート信号と動作モードの関係 ($d = 0.75$)

5.3 ミニモデル実機試験

5.3.1 試験条件

これまで議論してきた内容を確認するため、ミニモデルによる試験を行った。表 5.1 に試験条件を示す。また、使用機器を表 5.2 に示す。なお、本試験では 39 k Ω のバランス抵抗を各スイッチに対して並列に接続している。

表 5.1 試験条件

入力電圧 E	DC 600 V
出力電圧 V_{O1}, V_{O2}	DC 300 V $\times 2$
フライングキャパシタ電圧 V_{F1}, V_{F2}	DC 150 V $\times 2$
スイッチング周波数	10 kHz
デッドタイム	3 μ s

表 5.2 使用機器

IGBT	1700V 1200A 2in1 $\times 4$
コンデンサ	540 μ F 450 V $\times 4$
コンデンサリップル電流	15 A at 10 kHz
インダクタ	3 mH 20 A
負荷抵抗	75 Ω 9 kW $\times 2$
バランス抵抗	39 k Ω 20 W $\times 8$

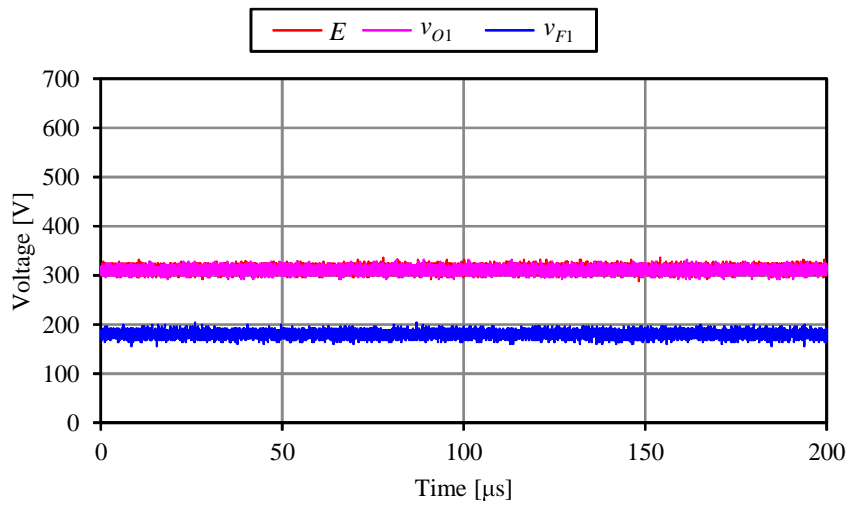
5.3.2 試験結果

次に，入力電圧 E が 625 V，750 V，875 V の場合における入力電圧 E ・出力電圧 v_{O1} ・フライングキャパシタ電圧 v_{F1} ，インダクタ電流 i_{L1} を図 5.10 と図 5.11 に示す。入力電圧の変化に対しても，出力電圧は 300 V 一定となっている上に，フライングキャパシタ電圧は出力電圧の半分となっている。インダクタ電流波形から，スイッチング周波数は 10 kHz であるが，インダクタの電流リップル周波数はその 2 倍の 20 kHz となっている。

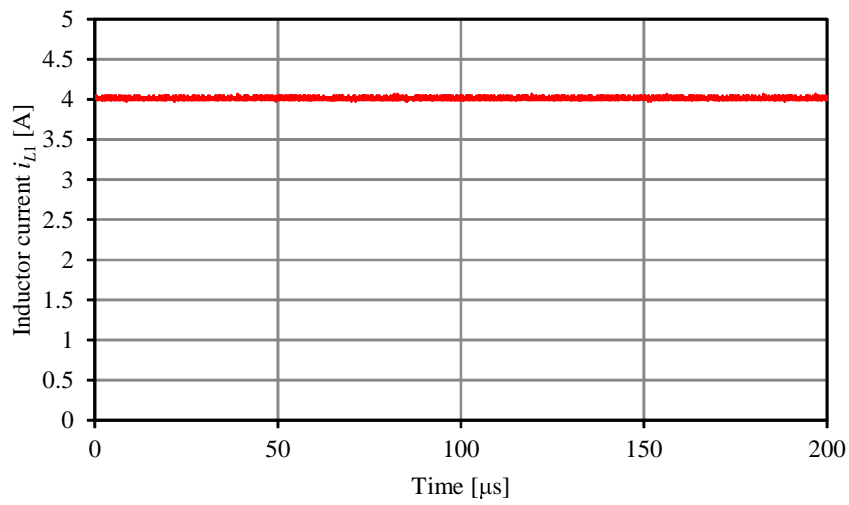
また，図 5.15 に出力電圧 v_{O1} ・フライングキャパシタ電圧 v_{F1} ・インダクタ電流平均値 i_{L1} ・インダクタ電流リップル Δi_{L1} の入力電圧 E に対する定常特性を示す。

2つの出力が完全に並列になる $E = 300$ V と，完全に直列になる $E = 600$ V において他の入力電圧に比べフライングキャパシタ電圧が高めになっているものの，そのほかの領域では出力電圧が 300 V 一定，フライングキャパシタ電圧が 150 V 一定となっていることが確認できる。

以上の結果より，概ね理論検討通りの動作であることを確認した。

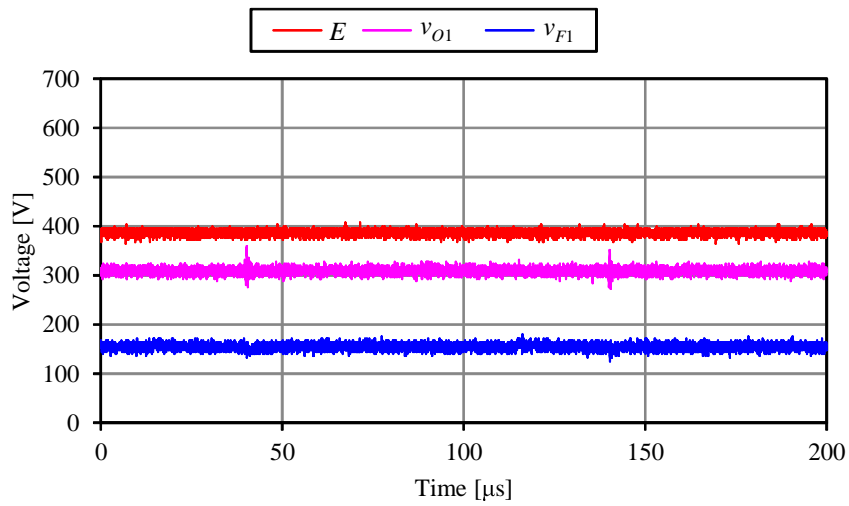


(a) 電源電圧 E ・出力電圧 v_{O1} ・フライングキャパシタ電圧 v_{F1} ($E = 300$ V)

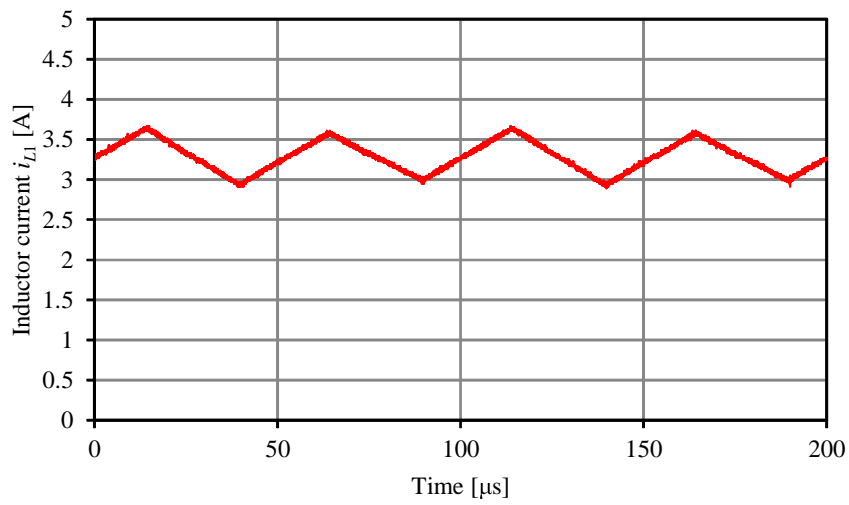


(b) インダクタ電流 ($E = 300$ V)

図 5.10 フライングキャパシタ方式直並列チョッパの各部 1 周期波形 (1)

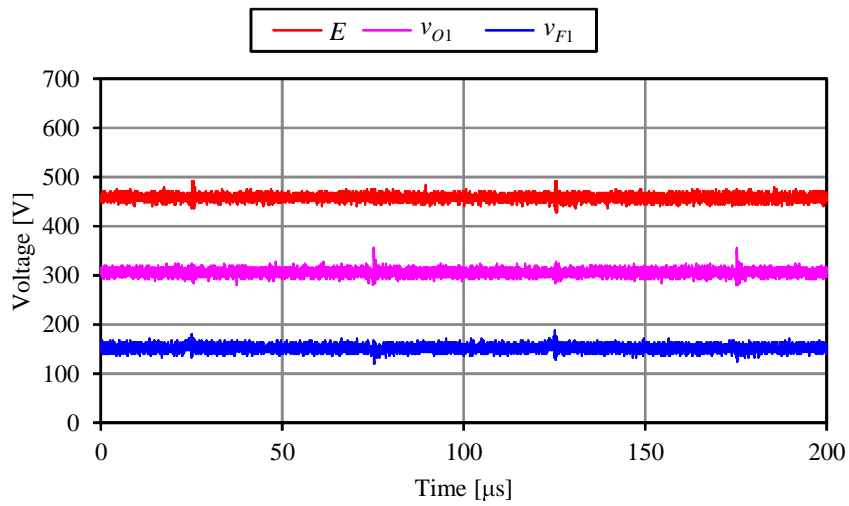


(a) 電源電圧 E ・出力電圧 v_{O1} ・フライングキャパシタ電圧 v_{F1} ($E = 375$ V)

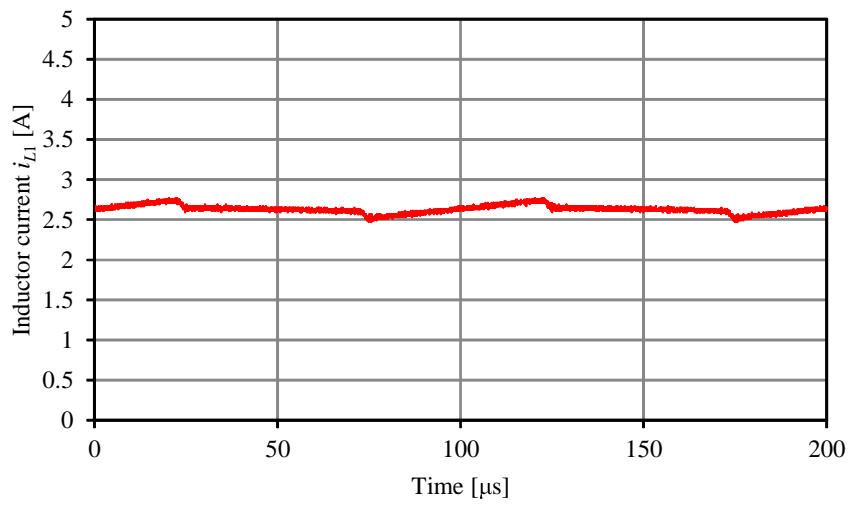


(b) インダクタ電流 ($E = 375$ V)

図 5.11 フライングキャパシタ方式直並列チョッパの各部 1 周期波形 (1)

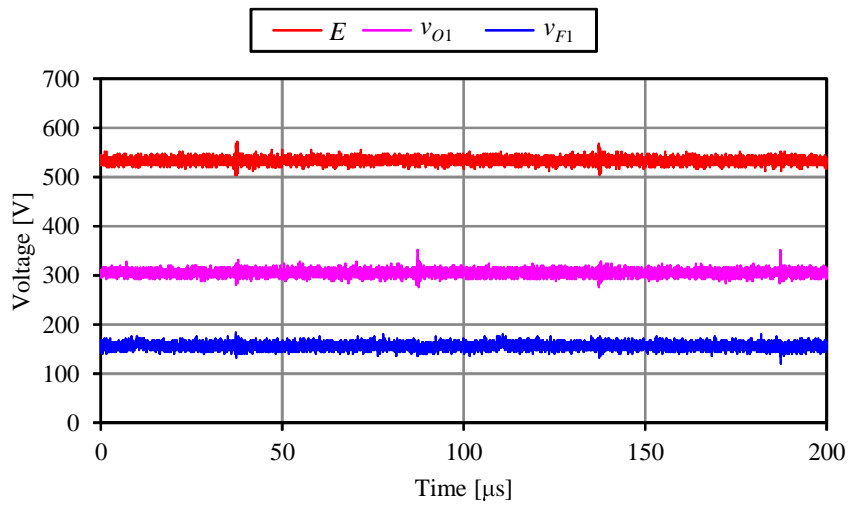


(a) 電源電圧 E ・出力電圧 v_{O1} ・フライングキャパシタ電圧 v_{F1} ($E = 450$ V)

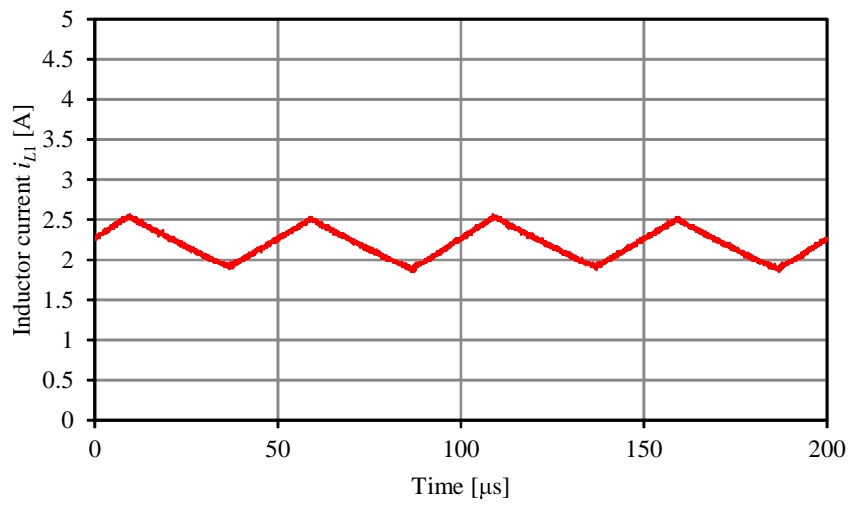


(b) インダクタ電流 ($E = 450$ V)

図 5.12 フライングキャパシタ方式直並列チョッパの各部 1 周期波形 (1)

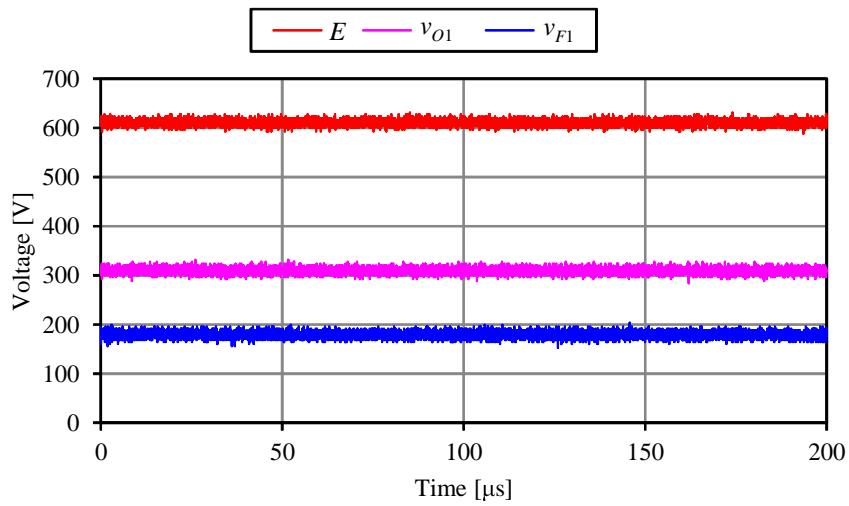


(a) 電源電圧 E ・出力電圧 v_{O1} ・フライングキャパシタ電圧 v_{F1} ($E = 525$ V)

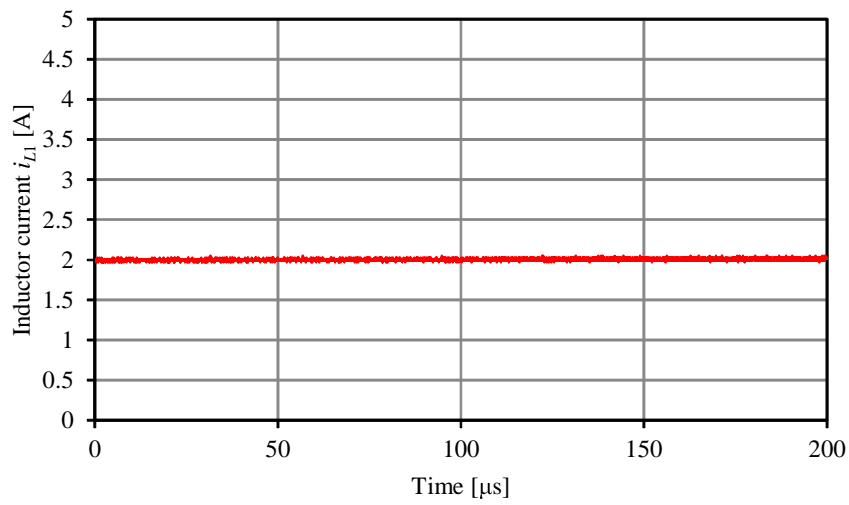


(b) インダクタ電流 ($E = 525$ V)

図 5.13 フライングキャパシタ方式直並列チョッパの各部 1 周期波形 (2)

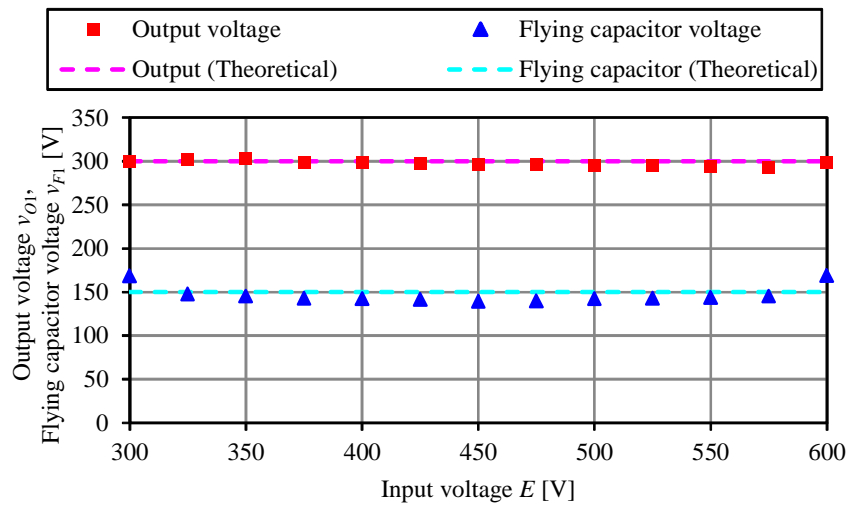


(a) 電源電圧 E ・出力電圧 v_{O1} ・フライングキャパシタ電圧 v_{F1} ($E = 600$ V)

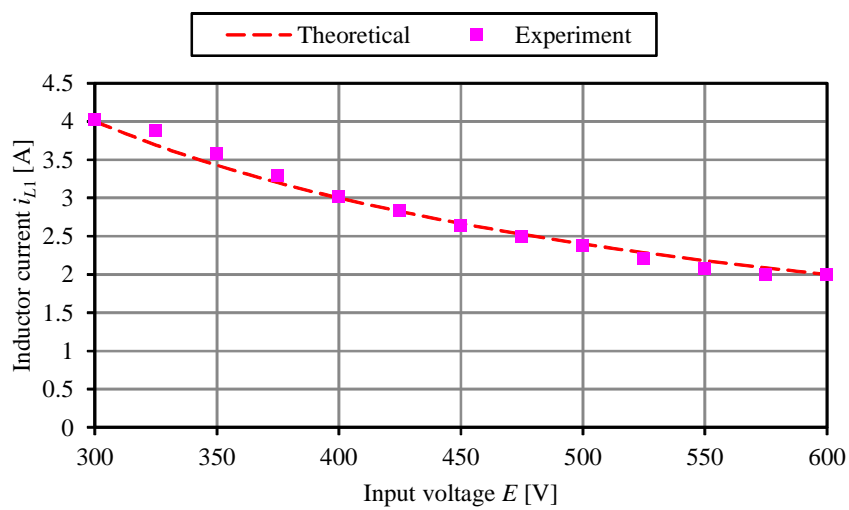


(b) インダクタ電流 ($E = 600$ V)

図 5.14 フライングキャパシタ方式直並列チョッパの各部 1 周期波形 (2)



(a) 出力電圧 v_{O1} ・ フライイングキャパシタ電圧 v_{F1}



(b) インダクタ電流平均値 i_{L1}

図 5.15 フライイングキャパシタ方式直並列チョッパの定常特性

5.3.3 電流リップル振幅特性

ここで、2レベルと3レベルの直並列チョップにおいて、入力電圧フィードフォワード制御を適用した場合における、入力電圧に対するインダクタの電流リップル振幅の特性は5.1式と5.2でそれぞれ与えられる。

$$\Delta i_{L2} = -\frac{2V_O^{*2} - 3EV_O^* + E^2}{f_{sw}LV_O^*} \quad (5.1)$$

$$\Delta i_{L3} = \begin{cases} -\frac{3V_O^2 - 5EV_O + 2E^2}{2f_{sw}LV_O} & \left(V_O \leq E \leq \frac{3V_O}{2} \right) \\ -\frac{6V_O^2 - 7EV_O + 2E^2}{2f_{sw}LV_O} & \left(\frac{3V_O}{2} \leq E \leq 2V_O \right) \end{cases} \quad (5.2)$$

図 5.16 に、上式と前項で得られた試験結果を示す。\$E = 450\$ V 以下の領域ではおおむね理論通りの値となっている。しかし、\$E = 450\$ V で理論値は 0 になるものの、試験結果では図 5.10 (f) に示すように 0.2 A 程度のリップルが発生している。これはデッドタイムによる影響だと考えられる。また、\$E = 450\$ V 以上の領域でも理論値と差が生じているが、これは入力電圧が高いほど直列モードの比率が多くなるため、フライングキャパシタ電圧のアンバランスによる影響が出やすい傾向になると考えられる。

以上の結果より、理論値と試験結果と比較すると、2レベルの直並列チョップと比較してインダクタの電流リップル振幅の最大値が 1/4 となることを確認した。

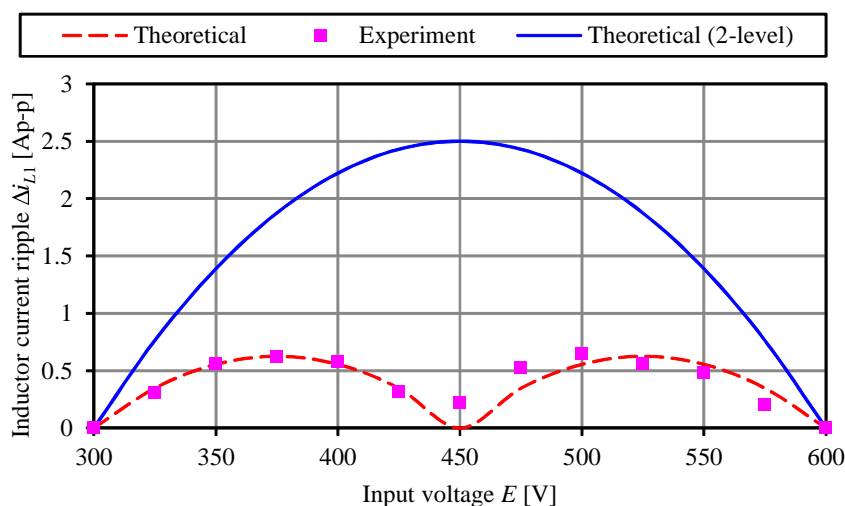


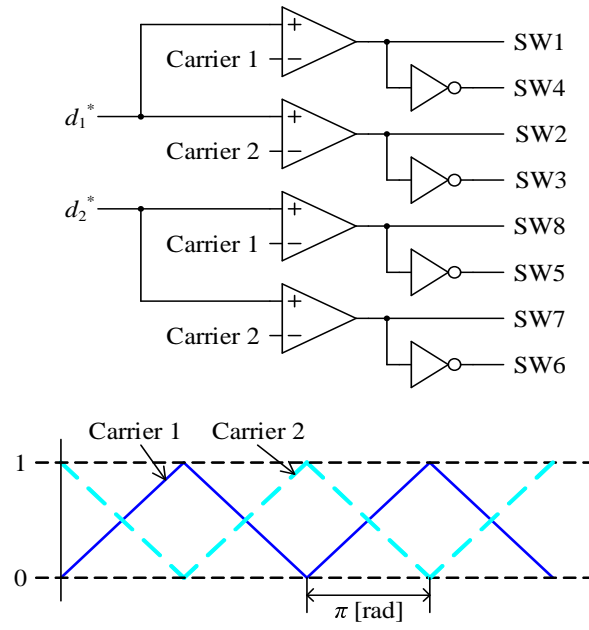
図 5.16 インダクタ電流リップル Δi_{L1} の定常特性

5.4 搬送波位相差によるリップル低減

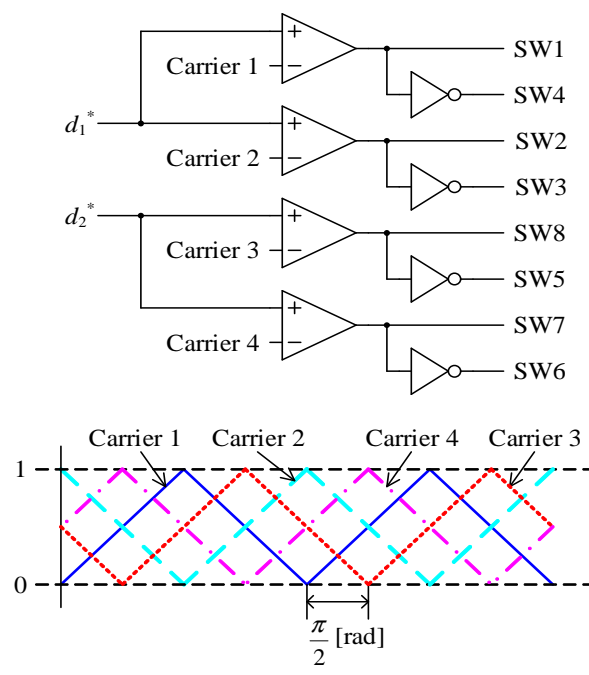
図 5.17 (b) に搬送波に位相差を設ける場合の制御回路を示す。図 5.17 (a) に示す搬送波が同相の場合では、SW1 と SW4, SW5 と SW8 の組と SW2 と SW3, SW6 と SW7 の組は同じ搬送波を使用していたが、今回は SW1 と SW4, SW5 と SW8 の組の間に 90 度の位相差を設けている。

次に、図 5.18–図 5.20 に、0.25, 0.5, 0.75 の各通流率に対する搬送波位相差の場合におけるゲート信号と動作モードの関係を示す。いずれの場合においてもフライングキャパシタを充電するモードの期間と放電するモードの期間が等しくなるため、フライングキャパシタ電圧は一定に保たれると考えられる。

これまで検討した内容をシミュレーションにより確認する。シミュレーション条件はミニモデル試験と同一とした。次に、シミュレーション結果を図に示す。まず、電流波形を 2 レベルの場合について図 5.21–図 5.23 に、3 レベルの場合について図 5.24–図 5.26 にそれぞれ示す。2 レベルと 3 レベルを比較すると、インダクタ電流リップルの周波数について 3 レベルの方が 2 倍になっていることが確認できる。また、搬送波が同相の場合と、位相差を設けた場合を比較すると、位相差の方が入力電流リップルの振幅が小さくなっていることが確認できる。特に、3 レベルで位相差を設けた場合においては、図中すべての条件で電流リップル振幅が 0 A となっている。



(a) 搬送波同相



(b) 搬送波位相差

図 5.17 搬送波位相差の制御回路

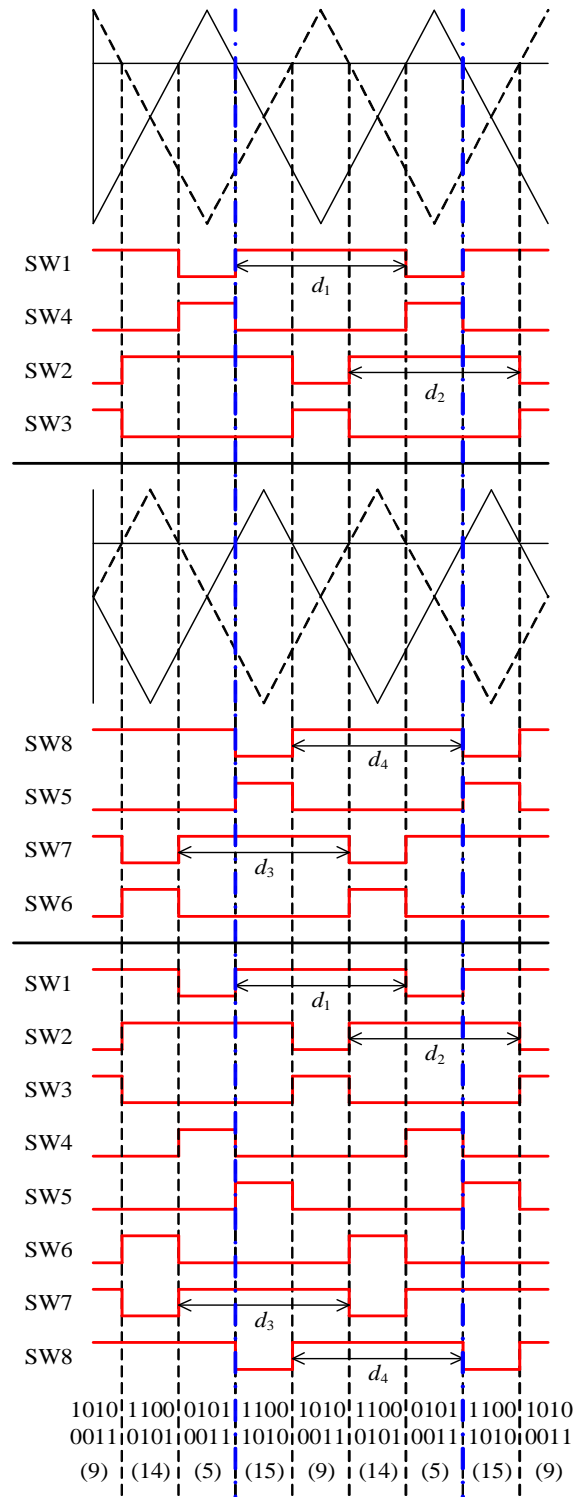


図 5.18 搬送波に位相差を設けた場合の通流率に対するゲート信号と動作モードの関係

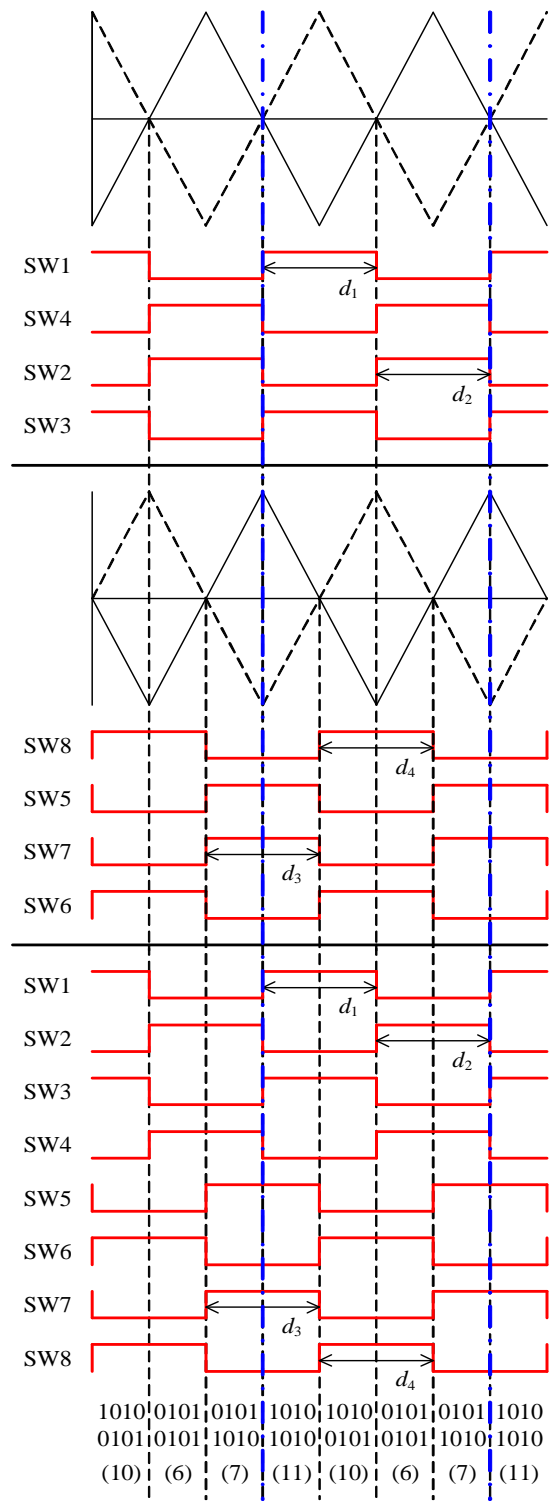


図 5.19 搬送波に位相差を設けた場合の通流率に対するゲート信号と動作モードの関係

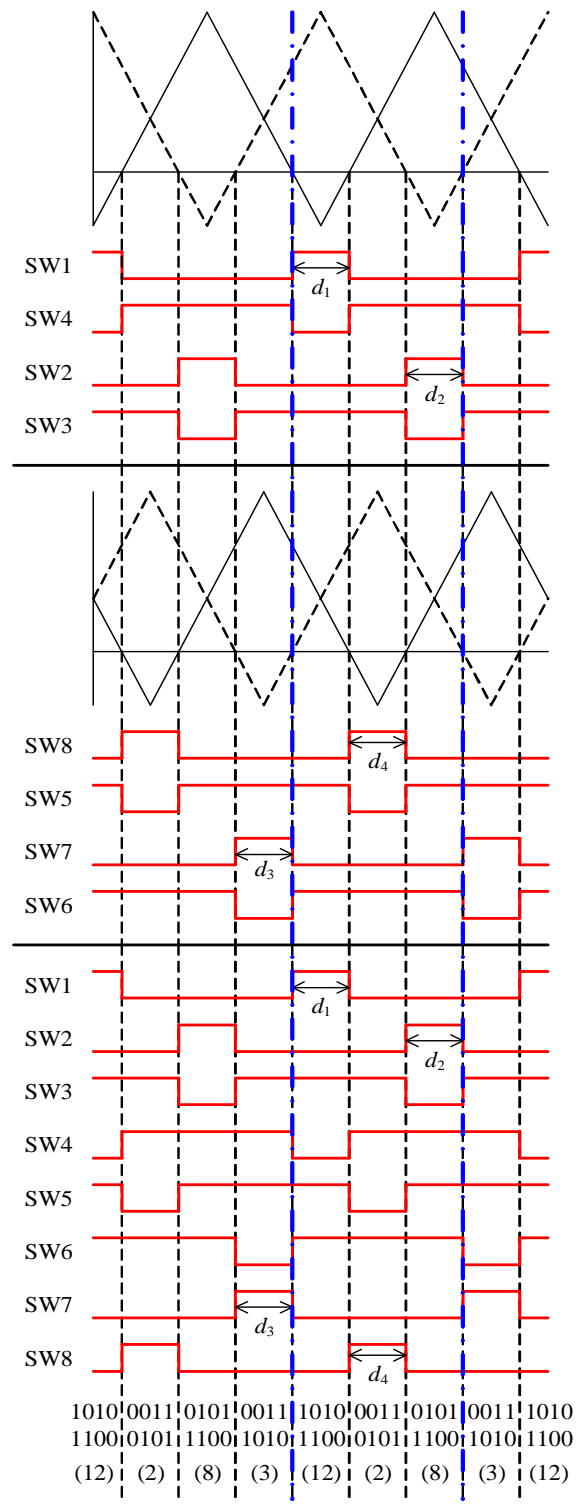
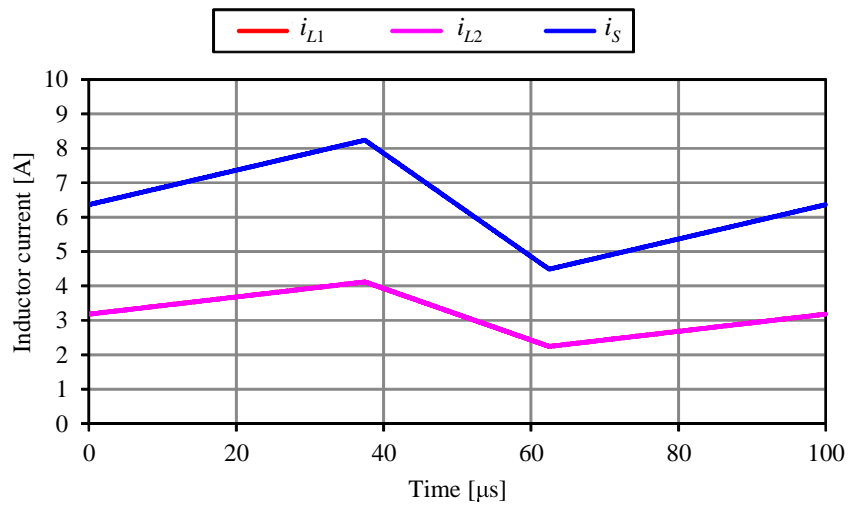
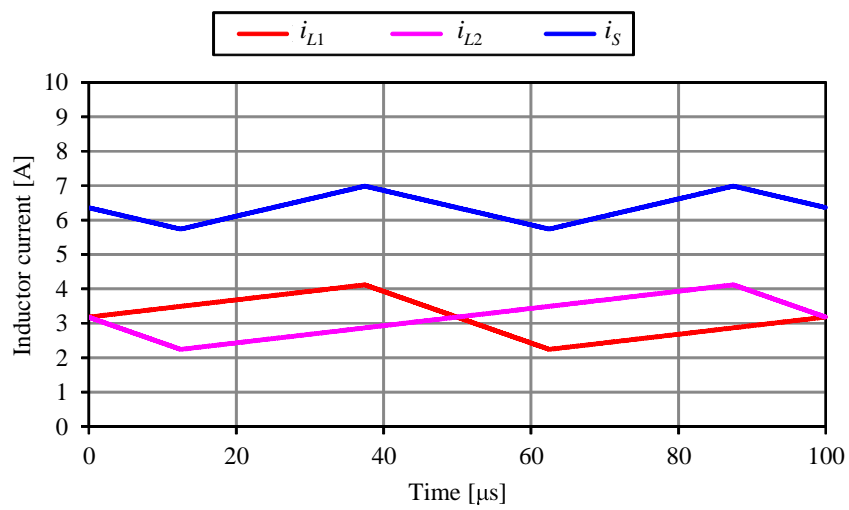


図 5.20 搬送波に位相差を設けた場合の通流率に対するゲート信号と動作モードの関係

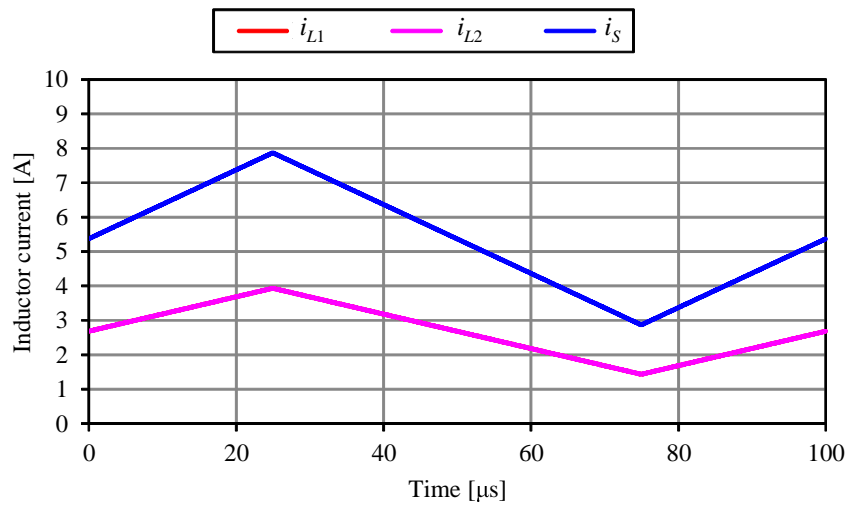


(a) $E=375$ V (搬送波同相)

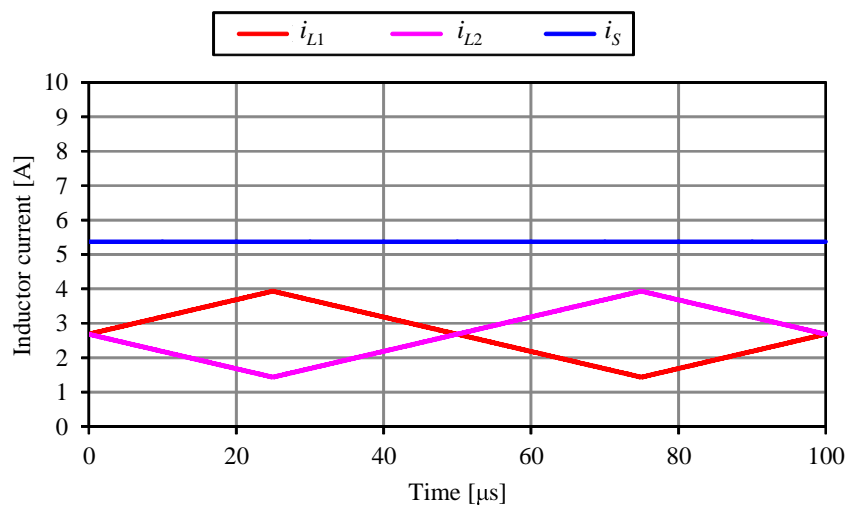


(b) $E=375$ V (搬送波位相差)

図 5.21 2レベル直並列チョップの各部電流波形

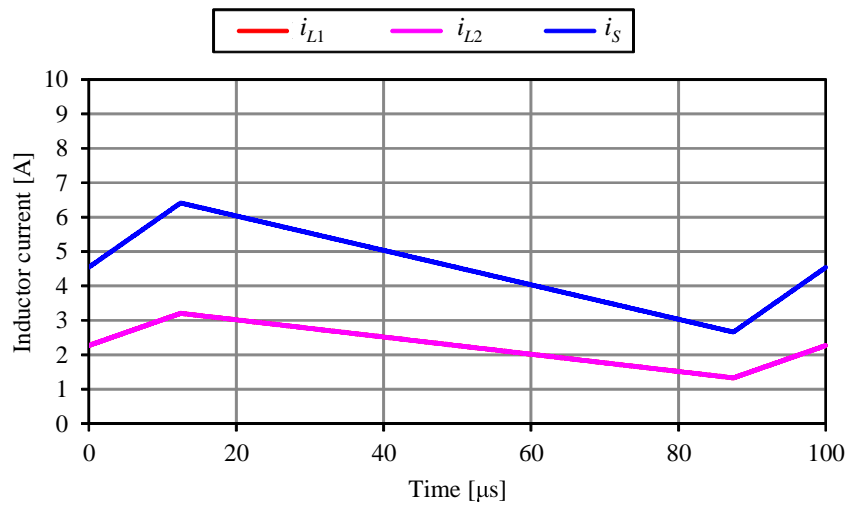


(a) $E=450\text{ V}$ (搬送波同相)

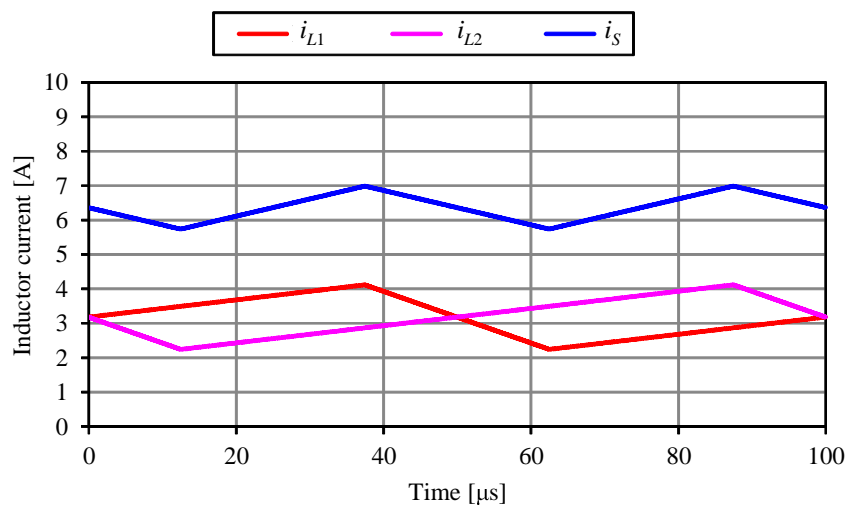


(b) $E=450\text{ V}$ (搬送波位相差)

図 5.22 2レベル直並列チョップの各部電流波形

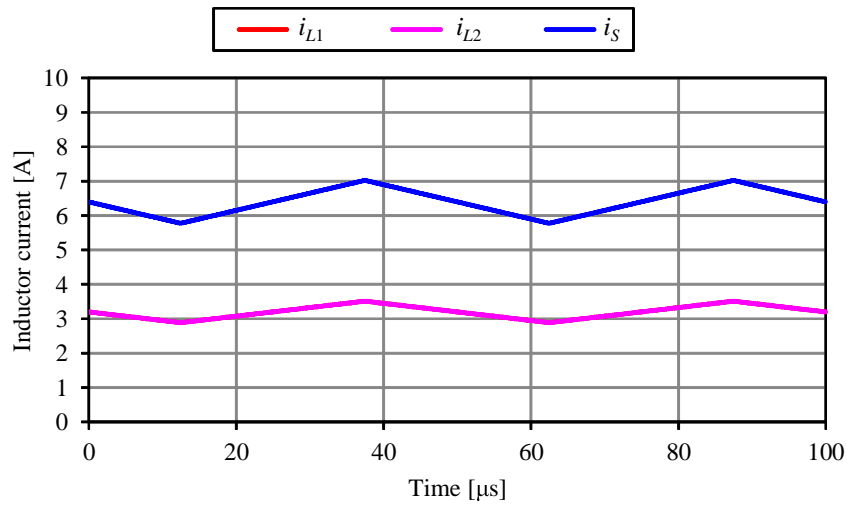


(a) $E=525\text{ V}$ (搬送波同相)

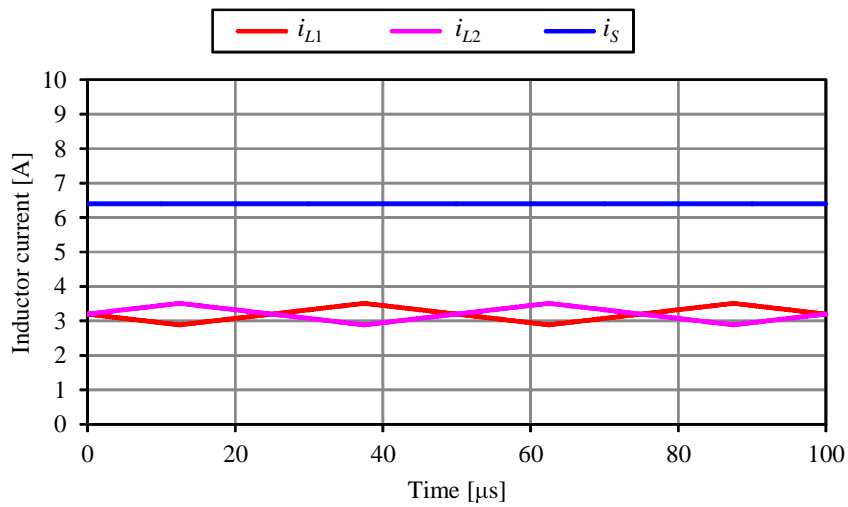


(b) $E=525\text{ V}$ (搬送波位相差)

図 5.23 2レベル直並列チョップの各部電流波形

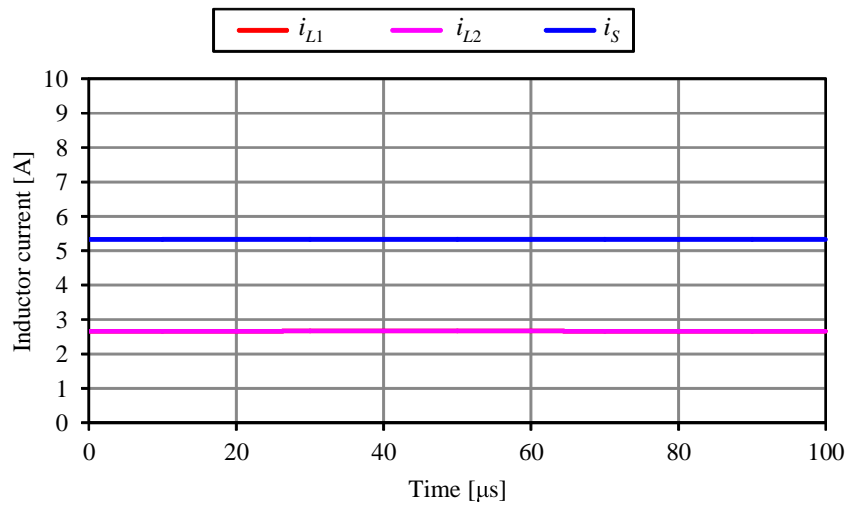


(a) $E=375$ V (搬送波同相)

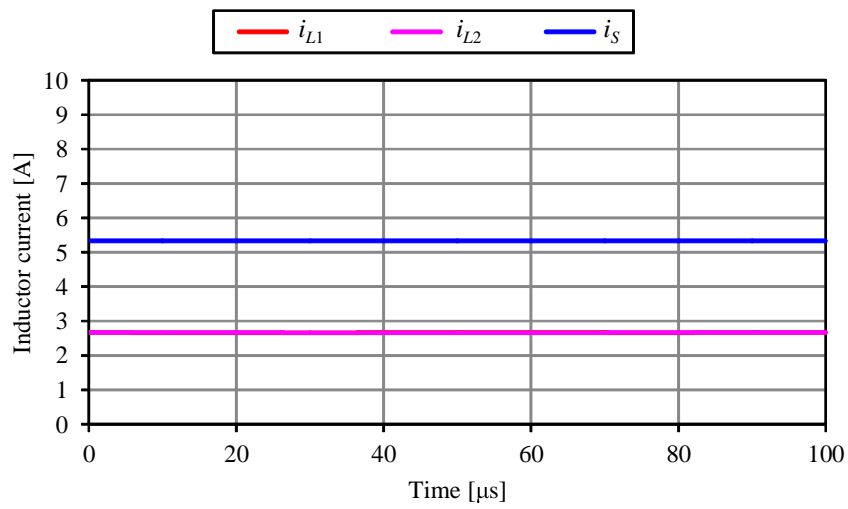


(b) $E=375$ V (搬送波位相差)

図 5.24 3レベル直並列チョッパの各部電流波形

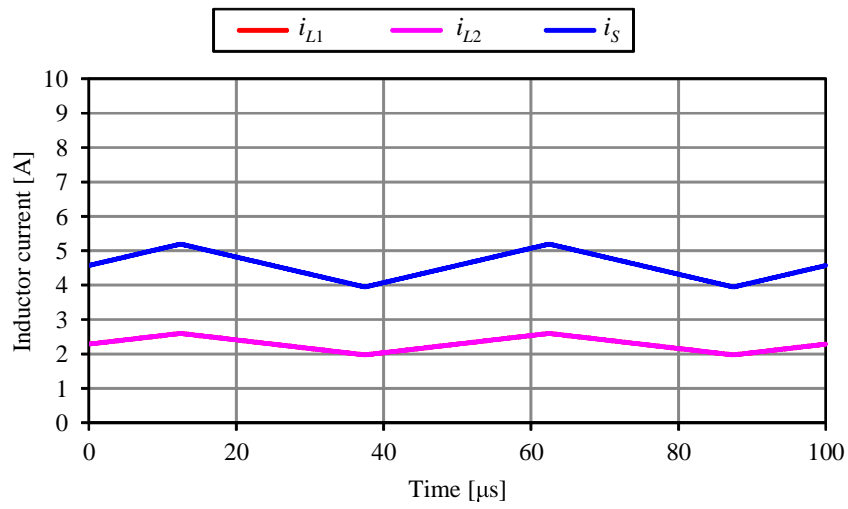


(a) $E=450\text{ V}$ (搬送波同相)

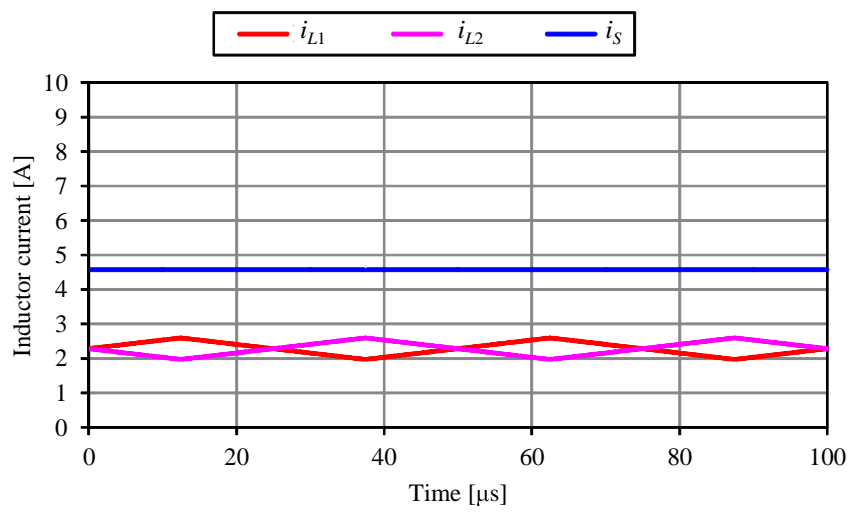


(b) $E=450\text{ V}$ (搬送波位相差)

図 5.25 3レベル直並列チョップの各部電流波形



(a) $E=525$ V (搬送波同相)



(b) $E=525$ V (搬送波位相差)

図 5.26 3レベル直並列チョップの各部電流波形

5.4.1 電流リップルの評価

さらに、図5.27に入力電圧に対する、インダクタ電流リップル・入力電流リップルの各振幅の特性を示す。ここで、各入力電圧に対する電流リップル振幅の理論値を、(5.3)式～(5.4)式にインダクタ電流について、(5.5)式～(5.7)式に入力電流についてそれぞれ示す。

インダクタ電流リップル

- 2レベル同相・2レベル位相差

$$\Delta i_{L2} = -\frac{2V_O^{*2} - 3EV_O^* + E^2}{f_{sw}LV_O^*} \quad (5.3)$$

- 3レベル同相・3レベル位相差

$$\Delta i_{L3} = \begin{cases} -\frac{3V_O^2 - 5EV_O + 2E^2}{2f_{sw}LV_O} & \left(V_O \leq E \leq \frac{3V_O}{2} \right) \\ -\frac{6V_O^2 - 7EV_O + 2E^2}{2f_{sw}LV_O} & \left(\frac{3V_O}{2} \leq E \leq 2V_O \right) \end{cases} \quad (5.4)$$

入力電流リップル

- 2レベル同相

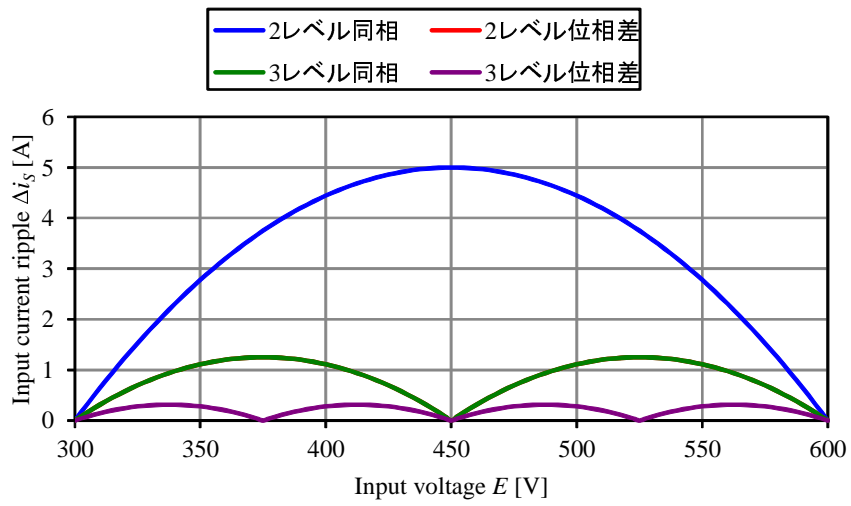
$$\Delta i_{L2} = -\frac{4V_O^2 - 6EV_O + 2E^2}{f_{sw}LV_O} \quad (5.5)$$

- 2レベル位相差・3レベル同相

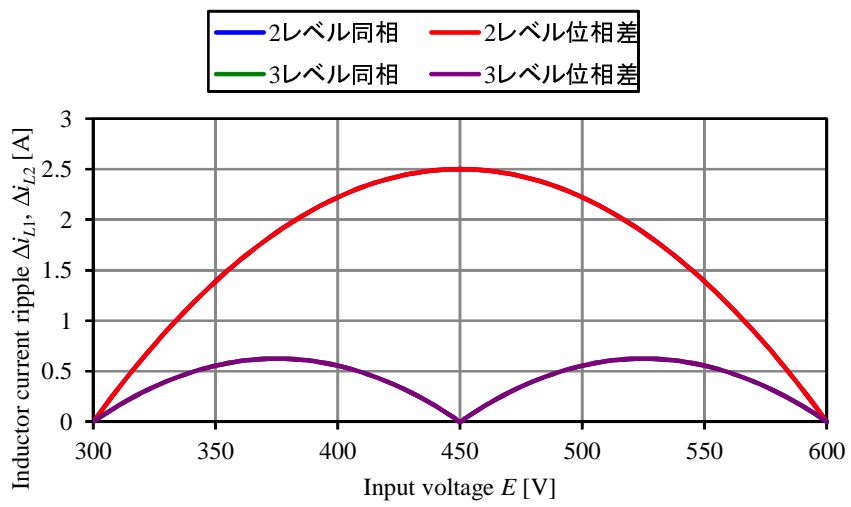
$$\Delta i_{L3} = \begin{cases} -\frac{3V_O^2 - 5EV_O + 2E^2}{2f_{sw}LV_O} & \left(V_O \leq E \leq \frac{3V_O}{2} \right) \\ -\frac{6V_O^2 - 7EV_O + 2E^2}{2f_{sw}LV_O} & \left(\frac{3V_O}{2} \leq E \leq 2V_O \right) \end{cases} \quad (5.6)$$

- 3レベル位相差

$$\Delta i_{L3} = \begin{cases} -\frac{5V_O^2 - 9EV_O + 4E^2}{2f_{sw}2LV_O} & \left(V_O^* \leq E \leq \frac{5}{4}V_O^* \right) \\ -\frac{15V_O^2 - 22EV_O + 8E^2}{2f_{sw}4LV_O} & \left(\frac{5}{4}V_O^* \leq E \leq \frac{3}{2}V_O^* \right) \\ -\frac{21V_O^2 - 26EV_O + 8E^2}{2f_{sw}4LV_O} & \left(\frac{3}{2}V_O^* \leq E \leq \frac{7}{4}V_O^* \right) \\ -\frac{14V_O^2 - 15EV_O + 4E^2}{2f_{sw}2LV_O} & \left(\frac{3}{2}V_O^* \leq E \leq 2V_O^* \right) \end{cases} \quad (5.7)$$



(a) 入力電流



(b) インダクタ電流

図 5.27 入力電圧に対する電流リップル振幅特性

5.5 まとめ

本章では、直並列チョッパに対し、フライングキャパシタ方式による3レベル化の検討を行った。まず、フライングキャパシタ方式を適用した場合の回路構成と動作モードを明らかにした。

次に、ミニモデルによる実機試験を行い、入力電圧フィードフォワード制御を適用することにより、2レベルの直並列チョッパと同様に出力電圧が制御できることと、各入力電圧に対してもフライングキャパシタ電圧を一定に保つことができることを確認した。また、入力電流・インダクタ電流のリプルについて理論式を示し、電流リプル振幅がおおむね理論・シミュレーション通りであることを確認した。

さらに、各レグの搬送波に位相差を設けることで、インダクタ電流のリプル振幅は $1/4$ に、入力電流のリプル振幅は $1/16$ となることを確認した。

第 6 章 結論

6.1 本研究で得られた成果

本研究では直並列連続切替チョッパおよびそれを含む高周波絶縁 APS を提案した。提案チョッパを用いることにより、スイッチング素子の耐圧が入力電圧ではなく出力電圧に依存するため、架線電圧変動の最大値を考慮せずに低耐圧素子が使用可能となる。また、汎用インバータを適用可能であることから、シンプルかつ安価なシステム構成となる。さらに、高周波絶縁を適用することにより、変圧器および APS 全体が小型に構成できる。

3章では、提案チョッパの基本動作の解析を行い、各種特性を明らかにし、それを踏まえた出力電圧制御系を提案した。その結果に対し、シミュレーションにより理論通りの動作を確認した。また、汎用インバータを用いたミニモデルの実機試験を行うことにより、理論およびシミュレーションの結果を実証した。さらに、入力電圧変動と負荷容量変動において、出力電圧が発散するという問題点を踏まえ、振動抑制制御を用いることで出力電圧の安定化が図れることを示した。最後に、APS に限らず一般的な応用を想定し、出力電圧指令と出力負荷が不平衡な場合において検討を行い、動作が行えることをシミュレーションにより確認した。

4章では、直並列連続切替チョッパを適用した APS に対して、具体的な構成について検討を行った。まず、直並列チョッパ・高周波絶縁方式 APS の具体的な回路構成を提案した。

低床型路面電車を想定した 100 kVA の実機を製作し、定常状態において理論検討通りの動作となっていることを確認した。さらに、回路損失と効率を測定し、最高効率 96.6 % を得て、入力電圧変動に対しても効率の変動は 0.5 % 以内となった。

5章では、直並列チョッパに対し、フライングキャパシタ方式による 3 レベル化の検討を行った。まず、フライングキャパシタ方式を適用した場合の回路構成と動作モードを明らかにした。

次に、ミニモデルによる実機試験を行い、入力電圧フィードフォワード制御を適用することにより、2 レベルの直並列チョッパと同様に出力電圧が制御できることと、各入力電圧に対してもフライングキャパシタ電圧を一定に保つことができることを確認した。また、入力電流・インダクタ電流のリプルについて理論式を示し、電流リプル振幅がおおむね理論・シミュレーション通りであることを確認した。

さらに、各レグの搬送波に位相差を設けることで、インダクタ電流のリプル振幅は 1/4

に，入力電流のリプル振幅は $1/16$ となることを確認した。

今後の課題として、下記の2点があげられる。

- 実際の架線電圧変動での確認

鉄道車両に搭載した際における，実際の架線電圧変動に対しての動作を確認する必要がある。

- 入力電圧 1500 V への対応

本研究においては，低床型路面電車を想定した入力電圧 750 V の装置を試作した。一方，日本の鉄道においては入力電圧が 1500 V の装置が主流であるため，1700 V 耐圧の素子を用いた構成を検討する必要がある。

謝辞

本論文をまとめるにあたり、多くの方にお世話になったことをこの場を借りて感謝いたします。

まず、学部・修士から引き続き長きに亘り、主任指導教員としてご指導いただいた船渡寛人教授に深く感謝いたします。

次に、副専門研修や本論文の取りまとめなど、多方面からご指導・ご助言をいただきました川田重夫教授，古神義則教授，平田光男教授，森大毅准教授，東剛人准教授，後藤博樹准教授，春名順之介助教に深く感謝致します。

また、日頃から活発な討論，有益なご助言をいただきました船渡研究室の皆様，高専から学部，博士前期課程と長きにわたり助言をいただき，今回も先に博士後期課程に進学された経験から，多くの助言をいただきました森研究室の永田智洋研究員に感謝いたします。

さらに，2013年の入社以来，ご理解・ご支援をいただいた東洋電機製造株式会社の皆様に感謝申し上げます。特に，進学を承諾していただき，その後も支援を続けてくださった寺島憲造様，細田芳男様，日頃からご指導，ご助言いただきました畠山卓也様，上園恵一様，田中孝佳様，佐野孝様，試作機の製作・評価にあたりご尽力いただきました大山裕二様，天野哲生様，加島武尚様，近藤貴大様，青田智雄様，細川拓己様に大変感謝します。また，宇都宮大学OBである蟹澤瞭様，天間雅貴様からは沢山の激励をいただき感謝します。

最後に，在学期間中暖かく応援してくれた家族に感謝します。

参考文献

- [1] 吉川春樹：「車両用補助電源装置の最新動向」，平成 20 年電気学会産業応用部門大会，No. 3-O1-5, pp. III-79–III-84 (2008)
- [2] 「鉄道におけるパワーエレクトロニクス技術」，電気学会技術報告，No. 979, pp. 33–38 (2004)
- [3] 高橋建一郎：「車両用補助電源装置」，東洋電機技報，No. 88, pp. 10–15 (1994)
- [4] 金田順一郎・松浦敏明：「車両用補助電源装置の技術動向（上）」，電気車の科学，電気車研究会，Vol. 42, No. 10, pp. 28–33 (1989)
- [5] 飯田克二：「高圧・大電流用電力変換と制御技術に関する研究」，長崎大学博士論文 (1998)
- [6] 井上昌義：「鉄道車両用 補助電源装置について」，鉄道車両工業，Vol. 472, pp. 58–60 (2014-10)
- [7] 仲村孝行：「鉄道技術 来し方行く末 第 65 回 車両用補助電源装置」，RRR，Vol. 74, No. 10, pp. 32–35 (2017-10)
- [8] 畠山卓也・草野研作・土嶺好生・花岡幸司・村井宗信：「東部丘陵線（リニモ）車両用電気品」，東洋電機技報，第 110 号，pp. 28-32 (2004-9)
- [9] 藤本和樹・奥津正・ファムユイホック・内田圭介：「三菱重工業株式会社 高速新交通システム用電機品」，東洋電機技報，第 134 号，pp. 14-17 (2016-10)
- [10] 「広島電鉄株式会社 1000 形 超低床車両用電機品」，東洋電機技報，第 128 号，pp. 22-24 (2013-9)
- [11] 「東日本旅客鉄道株式会社 E5 系新幹線電車（量産車）用電機品」，東洋電機技報，第 123 号，pp. 37-38 (2011-3)
- [12] JIS E5004-1:2006, 「鉄道車両－電気品－第 1 部：一般使用条件及び一般規則」 (2011-9)

- [13] IEC 60850 Ed.4.0, “Railway applications–Supply voltages of traction systems” (2014-11)
- [14] 若松茂則・岡原裕喜・大川晶・八木秀憲・小川和俊・澤畑那智：「京王電鉄株式会社 5000系電車用主回路システムーリチウムイオンバッテリー応用車上蓄電システム搭載主回路システムー」, 第55回鉄道サイバネ・シンポジウム, 論文番号 525(2018-11)
- [15] 廣田航介：「SCiB を用いた鉄道車両向け車上蓄電システム」, 東芝レビュー, Vol. 71, No. 4, pp. 16-19 (2016-4)
- [16] 加藤宏和・佐藤賢司：「新幹線用バッテリー自走システムの開発」, 平成 31 年電気学会全国大会, No. 5-252, pp. 424-425 (2019-3)
- [17] TURBO POWER SYSTEMS, “TPS wins contract with Bombardier Transportation (BT) to provide Auxiliary Power Supply units for London Underground (LU)”, <https://turbopowersystems.com/tps-will-deliver-auxiliary-power-supply-units-for-london-underground/> (2018-2)
- [18] Messe Berlin, “DC-DC Power Module: Turbo Power Systems Ltd - InnoTrans - Product”, <https://www.virtualmarket.innotrans.de/en/DC-DC-Power-Module,p1629224> (2018-9)
- [19] MEDCOM Sp. z o.o., “MEDCOM ’s state-of-the-art converters in the new Dragon 2 locomotive”, <http://medcom.com.pl/en/post/medcoms-state-of-the-art-converters-in-the-new-dragon-2-locomotive-26> (2018-8)
- [20] Wabtec Corporation, “APS for Metro”, <https://solutions.wabtec.com/transit/on-board-energy-management/auxiliary-power-systems-aps/aps-for-metro/> (2018-6)
- [21] 高垣輝多・田中毅・永田敬：「SiC パワーモジュール適用鉄道車両用補助電源装置」, 第 50 回鉄道サイバネ・シンポジウム, No. 530 (2013-11)
- [22] R. Nakagawa, Y. Fukuda, H. Takabayashi, T. Kobayashi, T. Tanaka, “High efficient and lightweight auxiliary power supply with new SiC power device”, PCIM Europe 2016 (2016-5)
- [23] 山本健朗・田中毅・浜口亮太・高林宏和：「フル SiC パワーモジュール適用鉄道車両用補助電源装置」, 第 55 回鉄道サイバネ・シンポジウム, No. 507 (2018-11)

- [24] In-Seok Lee, Ja-Yoon Kang, Ju Lee, Sang-Taek Lee, “Design Considerations of Auxiliary Power Supply Unit with SiC MOSFET for Lightweight Railway Vehicles”, *2018 21st International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, No. III6-2283 (2018-10)
- [25] Liu Hao, Fei Lin, Zhongping Yang, Hu Cao, Meng Xia, “Development of a High Power Density Auxiliary Converter Based on 1700V 225A SiC MOSFET for Trams”, *The 2018 International Power Electronics Conference -ECCE Asia- (IPEC-Niigata 2018)*, No. 23H4-2, pp. 3484–3489 (2018-5)
- [26] Donghua Wu, Chanjuan Xiao, Hao Zhang, Wencai Liang, “Development of auxiliary converter based on 1700V/325A full SiC MOSFET for urban rail transit vehicles”, *2017 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo, Asia-Pacific (ITEC Asia-Pacific)* (2017-8)
- [27] Andreas März, Roman Horff, Martin Helsper ; Mark-M. Bakran, “Requirements to change from IGBT to Full SiC modules in an on-board railway power supply”, *2015 17th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'15 ECCE-Europe)* (2015-9)
- [28] 羽根田峻・赤木泰文・福田憲司：「鉄道車両用補助電源として使用する単方向絶縁形 DC-DC コンバータの出力電圧安定化」, 電気学会論文誌 D (産業応用部門誌), Vol. 137, No. 5, pp. 406-413 (2017-5)
- [29] Dmitri Vinnikov, “Research, Design and Implementation of Auxiliary Power Supplies for the Light Rail Vehicles” , Doctoral Thesis, Tallinn University of Technology (2005-10)
- [30] Marc-Andre Ocklenburg et al., ” Next generation DC-DC converters for Auxiliary Power Supplies with SiC MOSFETs ” , ESARS-ITEC 2018 (2018-11)
- [31] Martin Helsper, Marc-Andre Ocklenburg, “ SiC MOSFET Based Auxiliary Power Supply for Rail Vehicles ” , 2018 20th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'18 ECCE Europe)
- [32] Xianjin Huang, Juan Zhao, Fei Lin, “The Loss Characteristics of PSFB ZVS DC-DC Converter Applied to the Auxiliary Power System ” , The 2018 International Power Electronics Conference, No. 22H3-3, pp. 2051-2057 (2018-5)

- [33] Yeon-Woo Choi ; Pyung-Ho So ; Kang-Hyun Yi ; Byoung-Hee Lee, “Auxiliary power unit with SiC device for railroad car”, 2017 20th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)
- [34] Neven Čobanov, Nenad Težak, “Soft-switching converter for tram auxiliary power supply”, 2014 16th International Power Electronics and Motion Control Conference and Exposition
- [35] 河村恒毅・真木康次・小泉聡志：「All-SiC 素子を適用した鉄道車両用高効率補助回路システム」, 東芝レビュー, Vol. 69, No. 9, pp. 39-42 (2014-9)
- [36] 白沢佑樹・栗栖直之：「オール SiC 素子を用いた高周波コンバータ装置」, 第 51 回鉄道サイバネ・シンポジウム, No. 539 (2014-11)
- [37] 竹内章・富川英朝・河村恒毅・藤戸春彦：「SiC 素子を適用した高周波絶縁 SIV の開発」, 第 54 回鉄道サイバネ・シンポジウム, No. 526 (2017-11)
- [38] 茨木那津子・有田康彦・阿部康：「SiC デバイスを適用した高周波絶縁形鉄道車両用補助電源の回路方式検討」, 平成 26 年電気学会全国大会, No. 5-124, Vol. 5, pp. 212 (2014-3)
- [39] 牧野亮平, 田中孝明, 窪内源宜, 植原義久, 阿部康：「All-SiC デバイス適用による高周波絶縁方式鉄道車両用補助電源装置の高効率・小形化検討」, 平成 27 年電気学会全国大会, No. 5-121, Vol. 5, pp. 190 (2015-3)
- [40] 糺芳信・三島智和：「大容量ソフトスイッチング 3 レベル DC/DC コンバータの鉄道車両用電源装置への応用」, 平成 30 年電気学会全国大会, No. 4-074, pp. 121–122 (2018-3)
- [41] 糺芳信・三島智和：「鉄道車両用 ZVS-PWM 制御 3 レベル DC/DC コンバータの実験検証」, 平成 30 年電気学会産業応用部門大会, No. 1-22, pp. I-89–I-92 (2018-8)
- [42] Nico H. Baars, Jordi Everts, Henk Huisman, Jorge L. Duarte, Elena A. Lomonova, “A 80 kW isolated DC-DC converter for railway applications“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 30, No. 12 (2015-12)
- [43] 真保光男・神孫子博・藺田秀樹・水口芳：「山手線における運転エネルギーの測定と分析」, 第 20 回鉄道技術連合シンポジウム (J-RAIL2013), No. S3-4-3

- [44] 菅野普・小川知行・真鍋慎一・高重達郎・今村洋一・美濃部晋吾・川村淳也・影山真佐富：「季節変動及び乗車率等が車両の補機電力に与える影響の定量評価」，第21回鉄道技術・政策連合シンポジウム（J-RAIL2014），No. S3-3-3
- [45] 高重達郎・菅野普・小川知行・今村洋一・美濃部晋吾・川村淳也・影山真佐富：「営業車両における車両情報記録装置を活用した駆動電力量と補機電力量の割合の定量分析」，平成27年電気学会全国大会，Vol. 5, pp.192-193
- [46] 門脇悟志・田口義晃・畠田憲司・畑中宏文・有田義正：「補機消費電力特性に基づく蓄電池電車の蓄電残量低下時における空調運転方法」，平成27年電気学会産業応用部門大会，No. 5-47
- [47] 稲荷田聡・中村清・岩路善尚：「鉄道車両用補助電源の瞬時電圧制御の検討」，電気学会論文誌D（産業応用部門誌），Vol. 116, No. 11, pp. 1132–1139（1996-11）
- [48] 阿部康・丸山宏二・松本康・笹川清明・松瀬貢規：「IGBT直列接続による車両用補助電源装置の高性能化に関する検討」，電気学会論文誌D（産業応用部門誌），Vol. 127, No. 3, pp. 241–247（2007-3）
- [49] 宮田道一・柳田啓一郎：「鉄道車両用静止形低圧電源装置（SIV）開発の歴史と発展」，電気車の科学，Vol. 47, No. 4, pp. 11-18（1994-04）
- [50] 石川倫章・佐藤むつみ：「鉄道車両用大容量IGBT SIVの商品化」，電気車の科学，Vol. 47, No. 4, pp. 30-35（1994-04）
- [51] T. A. Meynard, and H. Foch, “Multi-level choppers for high voltage applications”, *EPE Journal*, Vol. 2, No. 1, pp. 45-50（1992-3）
- [52] J. Itoh, K. Matsuura and K. Orikiwa, “Reduction of a Boost Inductance using a Switched Capacitor DC-DC Converter”, *8th International Conference on Power Electronics - ECCE Asia (ICPE 2011)*, pp. 446-454（2011-6）
- [53] 加藤康司，伊東洋一，芳賀仁，有松健司，松田勝弘：「スイッチトキャパシタ方式蓄電池充放電用DC-DCコンバータの開発」，平成26年電気学会産業応用部門大会，No. 1-1, pp. I-37-I-42（2014-8）
- [54] M. Gleissner and M. M. Bakran, “Design and Control of Fault-Tolerant Nonisolated Multiphase Multilevel DC-DC Converters for Automotive Power Systems”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 52, no. 2, pp. 1785-1795（2016-3）

- [55] A. B. Ponniran, M. A. N. B. Kasiran, “Parameters design evaluation in 3-level flying capacitor boost converter”, 2017 *IEEE Symposium on Computer Applications & Industrial Electronics (ISCAIE)*, pp. 195-199 (2017-4)
- [56] 日下佳祐・渡辺大貴・古川啓太・伊東淳一：「フライングキャパシタ形 DC-DC コンバータを用いたパワーデカップリング回路」，平成 27 年電気学会産業応用部門大会，No. 1-78，pp. I-345-I-348 (2015-9)

発表論文一覧

第3章

学協会誌論文

[1] 森雄生・中村将之・牧島信吾・上園恵一・船渡寛人：「鉄道車両用補助電源装置を想定した直並列連続切替チョッパの提案」, 電気学会論文誌D (産業応用部門誌), Vol. 136, No. 4, pp. 270–276 (2016-4)

[2] Takao Mori, Masayuki Nakamura, Shingo Makishima, Keiichi Uezono and Hirohito Funato, “Proposal of Series-Parallel Continuously Regulated Chopper Suitable for Auxiliary Power Supply of Railway Vehicle”, *Electrical Engineering in Japan*, Volume 199, Issue 1, pp. 48–56 (2017-4, [1] の Selected Paper)

国際会議論文

[3] Takao Mori, Minglei Gu, Masayuki Nakamura, Shingo Makishima, Keiichi Uezono and Hirohito Funato, “Series-Parallel Continuously Regulated Chopper for Auxiliary Power Supply of Electric Railway Vehicles”, *International Symposium on Speed-up and Sustainable Technology for Railway and Maglev Systems 2015 (STECH 2015)*, No. 3E12 (2015-11)

国内口頭発表

[4] 森雄生, 中村将之・牧島信吾・上園恵一：「鉄道車両用補助電源装置に適用する直並列連続切替チョッパの基礎検討」, 平成26年電気学会全国大会, No. 5-125, pp. 213–214 (2014-3)

[5] 森雄生, 中村将之・牧島信吾・上園恵一：「直並列連続切替チョッパにおける不平衡出力時の動作および基本特性の実験検証」, 平成26年電気学会産業応用部門大会, No. 1-22, pp. I-127–I-130 (2014-8) (優秀論文発表賞受賞)

第4章

国内口頭発表

- [6] 森雄生・牧島信吾・上園恵一・船渡寛人:「直並列連続切替チョッパを適用した鉄道用補助電源装置の損失検討」, 平成27年電気学会産業応用部門大会, No. 5-51, pp. V-317-V-320 (2015-9)
- [7] 森雄生・近藤貴大・大山裕二・畠山卓也・船渡寛人:「SiC素子と直並列連続切替チョッパを適用した鉄道車両用補助電源装置の基礎試験」, 平成29年電気学会全国大会, No. 4-104, Vol. 4, pp. 175-176 (2017-3)

第5章

学協会誌論文

- [8] Takao Mori, Keiichi Uezono, Hirohito Funato and Junnosuke Haruna, “Multi-Level Series-Parallel Continuously Regulated Chopper Applied Flying Capacitor Topology”, *IEEJ Transactions on Electrical and Electronic Engineering*, Volume 14, No. 9, pp. 1422-1423 (2019-9)

特許

- [9] 森雄生・上園恵一・牧島信吾:「電力変換装置」, 東洋電機製造株式会社, WO2015-133118号 (2015-9)
- [10] 顧明磊・森雄生:「電力変換器」, 東洋電機製造株式会社, 特開2017-127142号 (2017-7)
- [11] 顧明磊・森雄生:「電源装置」, 東洋電機製造株式会社, 特開2018-019447号 (2018-2)
- [12] 顧明磊・森雄生:「電源装置」, 東洋電機製造株式会社, 特開2018-133974号 (2018-8)

その他

- [13] 森雄生・中村将之・牧島信吾・上園恵一:「直並列連続切替チョッパの提案」, 東洋電機技報, 第131号, pp. 15-22 (2015-4)