

論文 / 著書情報  
Article / Book Information

題目(和文)	スイッチトキャパシタ変換器をベースとした双方向非絶縁形DC-DCコンバータの制御法と高効率化・高電力密度化に関する研究
Title(English)	Study of Non-isolated Bidirectional DC-DC Converter Based on Switched-Capacitor Converter in terms of Control and Efficiency/Power Density Evaluations
著者(和文)	手崎和明
Author(English)	Kazuaki Tesaki
出典(和文)	学位:博士(工学), 学位授与機関:東京工業大学, 報告番号:甲第11749号, 授与年月日:2022年3月26日, 学位の種別:課程博士, 審査員:萩原 誠,千葉 明,藤田 英明,竹内 希,清田 恭平,伊東 淳一
Citation(English)	Degree:Doctor (Engineering), Conferring organization: Tokyo Institute of Technology, Report number:甲第11749号, Conferred date:2022/3/26, Degree Type:Course doctor, Examiner:,,,,,
学位種別(和文)	博士論文
Type(English)	Doctoral Thesis

東京工業大学工学院電気電子系

<< 博 士 論 文 >>

スイッチトキャパシタ変換器をベースとした  
双方向非絶縁形 DC-DC コンバータの  
制御法と高効率化・高電力密度化  
に関する研究

令和4年3月

指導教員 萩原 誠 准教授

提 出 者

コース 電気電子コース

氏名 手崎 和明



# 目次

<b>第1章</b>	<b>序論</b>	<b>1</b>
1.1	本研究の背景	1
1.2	本研究の目的	6
1.3	本論文の構成	7
<b>第2章</b>	<b>直流き電システムの省電力化技術と蓄電池電車の技術動向</b>	<b>11</b>
2.1	直流き電システム	11
2.2	回生電力を有効活用可能な地上電力設備の技術動向	14
2.2.1	き電抵抗の低減	15
2.2.2	き電電圧の高電圧化・制御	16
2.2.3	交流系統への電力融通	17
2.2.4	地上蓄電システム	20
2.2.4.1	フライホイール	21
2.2.4.2	電気二重層キャパシタ (EDLC)	22
2.2.4.3	リチウムイオン電池 (LIB)	23
2.2.4.4	ニッケル水素電池 (Ni-MH)	24
2.3	車載蓄電システムの技術動向	25
2.3.1	システム概要	25
2.3.2	研究・開発動向	27
2.3.2.1	Hi-tram	29
2.3.2.2	SWIMO-X	31
2.3.2.3	ACCUM	33
2.3.3	蓄電池電車の技術課題	35
2.3.4	DC-DC コンバータの技術動向	37

2.4	本章のまとめと本研究の位置づけ	44
2.4.1	本章のまとめ	44
2.4.2	本研究の位置づけ	45
<b>第3章</b>	<b>スイッチトキャパシタ変換器をベースとした回路トポロジー</b>	<b>47</b>
3.1	主回路構成	47
3.2	動作原理	49
3.2.1	スイッチングモード	49
3.2.2	$V_H \geq 2V_L$ 時の動作原理	50
3.2.3	$V_H < 2V_L$ 時の動作原理	53
3.3	多相多重構成時の電流制御法	54
3.4	制御システム	57
3.4.1	主変換器のスイッチング	57
3.4.2	補助変換器の制御法	57
3.4.2.1	電流制御	58
3.4.2.2	電源電圧フィードフォワード制御	60
3.4.2.3	個別バランス制御	60
3.5	実験結果	61
3.5.1	定常特性	62
3.5.1.1	$V_H > 2V_L$ 動作時の電力伝送	62
3.5.1.2	$V_H < 2V_L$ 動作時の電力伝送	64
3.5.2	過渡特性	65
3.5.2.1	電力潮流反転	65
3.5.2.2	電源電圧のステップ変化	65
3.6	シミュレーション結果	66
3.7	本章のまとめ	67
<b>第4章</b>	<b>パレートフロントカーブによる効率-電力密度評価</b>	<b>75</b>
4.1	高電力密度化のコンセプト	75
4.2	設計指針	77
4.3	設計値決定法	78
4.3.1	静電容量 $C_{dc}$	78

4.3.2	インダクタンス $L$ . . . . .	80
4.3.3	直流コンデンサ電圧 $V_C$ . . . . .	80
4.3.4	最小周波数 $f_{CA,min}$ . . . . .	81
4.4	各部品的设计法 . . . . .	82
4.4.1	インダクタ設計 . . . . .	82
4.4.2	直流コンデンサ選定 . . . . .	83
4.4.3	ヒートシンク設計 . . . . .	83
	4.4.3.1 定常損失計算 . . . . .	83
	4.4.3.2 ヒートシンク設計 . . . . .	85
4.5	理論式の実験検証 . . . . .	86
4.5.1	直流コンデンサ電圧リップル $\Delta v_C$ . . . . .	88
4.5.2	インダクタ電流リップル $\Delta i_A$ . . . . .	89
4.5.3	効率モデルの実験検証 . . . . .	90
4.6	実スケールモデルをベースとした数値解析 . . . . .	90
4.6.1	数値解析条件 . . . . .	91
4.6.2	数値解析結果 . . . . .	92
4.6.3	従来回路との体積比較 . . . . .	97
4.7	本章のまとめ . . . . .	97
<b>第 5 章</b>	<b>階調制御を適用した双方向非絶縁形 DC-DC コンバータの高効率化</b>	<b>101</b>
5.1	主回路構成 . . . . .	101
5.2	動作原理 . . . . .	102
	5.2.1 補助変換器の問題点 . . . . .	103
	5.2.2 階調制御方式の動作原理 . . . . .	103
5.3	制御システム . . . . .	107
	5.3.1 チョップセルの制御法 . . . . .	107
	5.3.2 ブリッジセルの制御法 . . . . .	109
5.4	実験検証 . . . . .	110
5.5	効率比較 . . . . .	114
5.6	本章のまとめ . . . . .	116
<b>第 6 章</b>	<b>結論</b>	<b>121</b>

---

6.1	本研究の成果 . . . . .	121
6.2	今後の展望 . . . . .	124
	参考文献	125
	研究業績	143
	謝辞	147

# 表 目 次

2.1	我が国の標準架線電圧と許容電圧幅 . . . . .	12
2.2	国内外の蓄電池電車の研究・開発事例 . . . . .	28
2.3	LH02 形「Hi-tram」の主要な諸元 . . . . .	29
2.4	SWIMO-X の主要な諸元 . . . . .	32
2.5	EV-E301 系「ACCUM」の主要な諸元 . . . . .	34
3.1	実験検証で使用した回路定数 . . . . .	62
3.2	シミュレーション検証で使用した回路定数 . . . . .	66
4.1	実験検証で使用した回路定数 . . . . .	86
4.2	実スケールモデルをベースとした提案回路の効率-電力密度評価で使用する設計仕様条件 . . . . .	91
4.3	MATLAB による数値解析で使用するデータシート一覧 . . . . .	92
4.4	図 4.10 に示す各チョップセル数ごとの最適設計時における設計定数 . . . . .	95
4.5	シミュレーション検証で使用した $N = 4$ の最適設計時の回路定数 . . . . .	96
5.1	実験検証で使用した回路定数 . . . . .	110
5.2	図 3.1 と図 5.1 の効率・損失解析で使用する共通回路定数 . . . . .	114
5.3	図 3.1 と図 5.1 の効率・損失解析で使用する主変換器と補助変換器の回路定数 . . . . .	115



# 目次

1.1	輸送機関別輸送量 (人キロ) に対するエネルギー消費量 (kJ) . . . . .	2
1.2	過去 14 年間 (2005 年～ 2019 年) を対象とした輸送機関別の CO <sub>2</sub> 排出量	2
1.3	日本のき電方式と電化キロ . . . . .	3
1.4	蓄電池電車の導入例 (筆者撮影) . . . . .	5
2.1	直流き電システム構成 . . . . .	12
2.2	シリコン整流器の結線方式: (a) 6 パルス整流器, (b) 並列 12 パルス整流器, (c) 直列 12 パルス整流器 . . . . .	13
2.3	直流電気鉄道に適用される 2 レベルインバータ主回路構成 . . . . .	14
2.4	き電方式の分類: (a) 並列き電方式, (b) 上下線一括き電方式, (c) 上下タイき電方式 . . . . .	15
2.5	高電圧直流き電システム: (a) 昇圧方式, (b) 降圧方式 . . . . .	16
2.6	直流き電電圧補償装置 (DCVR) . . . . .	17
2.7	PWM 整流器: (a) 回生電力のパワーフロー, (b) 主回路構成 . . . . .	18
2.8	電力回生用インバータ: (a) 回生電力のパワーフロー, (b) 主回路構成 . . . . .	19
2.9	駅舎用インバータ: (a) 回生電力のパワーフロー, (b) 主回路構成 . . . . .	20
2.10	地上蓄電システム . . . . .	21
2.11	フライホイールを用いた電力貯蔵システム . . . . .	21
2.12	EDLC を適用した電力貯蔵システム . . . . .	22
2.13	リチウムイオン電池を適用した電力貯蔵システム . . . . .	23
2.14	ニッケル水素電池を適用した電力貯蔵システム . . . . .	24
2.15	車載蓄電システムの分類 . . . . .	26
2.16	Hi-tram の電源ハイブリッド走行時におけるサブシステム間のパワーフロー	30
2.17	Hi-tram の架線レス走行時におけるサブシステム間のパワーフロー . . . . .	31

2.18	SWIMO の電源ハイブリッド走行時におけるサブシステム間のパワーフロー	33
2.19	SWIMO の架線レス走行時におけるサブシステム間のパワーフロー . . . . .	33
2.20	ACCUM の電化・非電化区間におけるサブシステム間のパワーフロー . . . . .	35
2.21	インダクタの構造外観図: (a) 鉄心形, (b) 空心形 . . . . .	36
2.22	双方向チョッパ回路 . . . . .	37
2.23	多相多重チョッパ回路 . . . . .	38
2.24	結合インダクタを用いた二相二重チョッパ回路 . . . . .	39
2.25	共振形スイッチトキャパシタコンバータ (SCRC) . . . . .	40
2.26	$n$ レベルフライングキャパシタコンバータ (FCC) . . . . .	40
2.27	補助変換器を有する双方向チョッパ回路 . . . . .	42
2.28	補助変換器を有する双方向チョッパ回路: 三相インターリーブ構成 . . . . .	43
2.29	補助変換器を有する従属接続昇降圧変換器 . . . . .	43
3.1	スイッチトキャパシタ変換器をベースとした双方向非絶縁形 DC-DC コンバータの主回路構成 . . . . .	48
3.2	提案回路のスイッチングモード . . . . .	49
3.3	$V_H \geq 2V_L$ の場合における提案回路の一周期理想電圧・電流波形 . . . . .	50
3.4	$V_H < 2V_L$ の場合における提案回路の一周期理想電圧・電流波形 . . . . .	53
3.5	実験システム: 3 ユニット構成 . . . . .	54
3.6	$V_H \geq 2V_L$ の場合における三相構成時の主変換器出力電圧 $v_{Sou}$ , $v_{Sov}$ , $v_{Sow}$ の電圧波形例 . . . . .	55
3.7	図 3.5 の等価回路 . . . . .	55
3.8	補助変換器の制御システム構成 . . . . .	58
3.9	電流制御系のブロック線図 . . . . .	58
3.10	直流コンデンサ電圧一括制御のブロック線図 . . . . .	59
3.11	個別バランス制御のブロック線図 . . . . .	60
3.12	200 V, 2 kW ミニモデルの外観図 . . . . .	61
3.13	定常特性: $V_H > 2V_L$ における高圧側から低圧側へ電力伝送時の実験波形 ( $p^* = 2 \text{ kW}$ , $V_H = 200 \text{ V}$ , $V_L = 80 \text{ V}$ ) . . . . .	68
3.14	定常特性: $V_H > 2V_L$ における低圧側から高圧側へ電力伝送時の実験波形 ( $p^* = -2 \text{ kW}$ , $V_H = 200 \text{ V}$ , $V_L = 80 \text{ V}$ ) . . . . .	69

3.15 定常特性: $V_H < 2V_L$ における高圧側から低圧側へ電力伝送時の実験波形 ( $p^* = 2 \text{ kW}$ , $V_H = 200 \text{ V}$ , $V_L = 120 \text{ V}$ ) . . . . .	70
3.16 定常特性: $V_H < 2V_L$ における低圧側から高圧側へ電力伝送時の実験波形 ( $p^* = -2 \text{ kW}$ , $V_H = 200 \text{ V}$ , $V_L = 120 \text{ V}$ ) . . . . .	71
3.17 過渡特性: 図 3.13 から図 3.14 へ 20 ms で電力潮流反転した実験波形 ( $p^* = 2 \text{ kW}$ から $p^* = -2 \text{ kW}$ , $V_H = 200 \text{ V}$ , $V_L = 80 \text{ V}$ ) . . . . .	72
3.18 過渡特性: 図 3.13 において $V_H$ を 200 V から 180 V (90%) にステップ関数状に減少させた場合の実験波形 ( $p^* = 2 \text{ kW}$ , $V_L = 80 \text{ V}$ ) . . . . .	73
3.19 過渡特性: $V_H$ を 1.8 kV から 900 V にランプ関数状に減少させた場合のシミュレーション波形 ( $p^* = 216 \text{ kW}$ , $V_L = 600 \text{ V}$ ) . . . . .	74
4.1 設計フローチャート . . . . .	77
4.2 インダクタンス $L$ と補助変換器キャリア周波数 $f_{CA}$ の関係 . . . . .	81
4.3 空心リアクトルの設計: 多層円筒ソレノイドモデル . . . . .	82
4.4 2-in1 パワーモジュールの損失計算モデル . . . . .	84
4.5 ヒートシンク設計に使用する複数個の 2-in-1 パワーモジュールを適用した場合の熱回路モデル . . . . .	85
4.6 設計・製作した空心リアクトルの外観図 . . . . .	87
4.7 (a) 直流コンデンサ電圧変動の実験波形と理論波形の比較 ( $p = 1 \text{ kW}$ , $V_H = 200 \text{ V}$ , $V_L = 80 \text{ V}$ , $V_C = 60 \text{ V}$ ) (b) $V_L$ と $\Delta v_C$ の関係 ( $p = 1 \text{ kW}$ , $V_H = 200 \text{ V}$ , $V_C = 60 \text{ V}$ ) (c) $V_C$ と $\Delta v_C$ の関係 ( $p = 1 \text{ kW}$ , $V_H = 200 \text{ V}$ , $V_L = 80 \text{ V}$ ) . . . . .	88
4.8 (a) $i_A$ と $d_{\text{malv}}$ の実験波形 ( $p = 1 \text{ kW}$ , $V_H = 200 \text{ V}$ , $V_L = 80 \text{ V}$ , $V_C = 60 \text{ V}$ ) (b) $d_{\text{malv}} = 0.5$ 近傍の (a) の拡大波形 (c) $V_C$ と $\Delta i_A$ の関係 ( $p = 1 \text{ kW}$ , $V_H = 200 \text{ V}$ , $V_L = 80 \text{ V}$ ) . . . . .	89
4.9 200 V, 1 kW ミニモデルにおける高圧側から低圧側へ電力伝送した場合の損失・効率測定結果と理論値比較 ( $p^* = 1 \text{ kW}$ , $V_H = 200 \text{ V}$ , $V_L = 80 \text{ V}$ ): (a) 変換器損失, (b) 効率 . . . . .	90
4.10 チョップセル数別に設計した場合における提案回路の効率と電力密度の関係: (a) $N = 3$ , (b) $N = 4$ , (c) $N = 5$ , (d) $N = 6$ . . . . .	93
4.11 チョップセル数別の主変換器キャリア周波数 $f_{CM}$ と体積の関係: (a) $N = 3$ , (b) $N = 4$ , (c) $N = 5$ , (d) $N = 6$ . . . . .	94

4.12 図 4.10 に示す最適設計点におけるチョッパセル数別の体積・損失内訳と 比較: (a) 全体積, (b) 全損失 . . . . .	95
4.13 図 4.10(b) に示す最適設計時の回路定数を使用した場合における定格動 作時のシミュレーション波形 ( $N = 4, p = 100 \text{ kW}, V_H = 1.85 \text{ kV}, V_L =$ $0.56 \text{ kV}, V_C = 456 \text{ V}$ ) . . . . .	99
5.1 階調制御方式に基づいた提案回路の主回路構成 . . . . .	102
5.2 高圧側から低圧側へ電力伝送時の場合における図 5.1 の一周理想電圧・ 電流波形 ( $V_H > 2V_L$ ) . . . . .	104
5.3 低圧側から高圧側へ電力伝送時の場合における図 5.1 の一周理想電圧・ 電流波形 ( $V_H > 2V_L$ ) . . . . .	105
5.4 位相角 $\phi$ と電圧変換比 $G (= V_L/V_H)$ の関係 . . . . .	106
5.5 チョッパセルの制御ブロック線図 . . . . .	108
5.6 ブリッジセルの制御ブロック線図 . . . . .	108
5.7 ブリッジセルに適用するコンデンサ電圧バランス制御のブロック線図 . . . . .	109
5.8 ブリッジセルに適用する電流制御のブロック線図 . . . . .	109
5.9 定常特性: 高圧側から低圧側へ電力伝送時の実験波形 ( $p^* = 500 \text{ W}, V_H =$ $150 \text{ V}, V_L = 60 \text{ V}$ ) . . . . .	111
5.10 定常特性: 低圧側から高圧側へ電力伝送時の実験波形 ( $p^* = -500 \text{ W},$ $V_H = 150 \text{ V}, V_L = 60 \text{ V}$ ) . . . . .	112
5.11 過渡特性: 図 5.9 から図 5.10 へ $20 \text{ ms}$ で電力潮流反転した実験波形 ( $p^* =$ $500 \text{ W}$ から $p^* = -500 \text{ W}, V_H = 150 \text{ V}, V_L = 60 \text{ V}$ ) . . . . .	117
5.12 図 5.11 の拡大波形 . . . . .	118
5.13 $100 \text{ kW}$ 級の実スケールモデルをベースとした先行回路と提案回路の効 率・損失解析結果: (a) 先行回路の損失内訳, (b) 提案回路の損失内訳, (c) 先行回路と提案回路の効率比較 . . . . .	119

# 第 1 章

## 序論

### 1.1 本研究の背景

世界的に環境問題やエネルギー問題の解決が急務になる中で、輸送機関のエネルギー消費量低減の要求が年々増加している。その中で、電気鉄道は消費エネルギーを削減しつつ旅客の大量輸送が可能であるため、前述の問題を解決可能な輸送機関として、今後も重要性が増大していくと予想される。

図 1.1 に輸送機関別輸送量に対するエネルギー消費量 (旅客 1 人を 1 km 運搬する際に生じるエネルギー消費量) を示す [1]。鉄道は走行抵抗が非常に小さく、動力源を車両内部に搭載しないため軽量化と大出力化が可能である。我が国の旅客部門におけるエネルギー分担率と輸送分担率では、自家用乗用車は 74% のエネルギー分担率で 51% の輸送量を担当しているのに対し、電気鉄道は 6% のエネルギー分担率で 29% の輸送を担当していることが報告されており [1,2]、電気鉄道の消費エネルギー量は他の輸送機関の中で最小である。

図 1.2 に、2005 年から 2019 年までを対象とした輸送機関別の CO<sub>2</sub> 排出量を示す [3,4]。2019 年度の CO<sub>2</sub> 排出量では、電気鉄道は自家用乗用車の 13% 程度であり、他の輸送機関と比較して優位性が高いことが示されている。一方、2011 年度における鉄道の CO<sub>2</sub> 排出量に着目すると、2009 年度の成果と比較して CO<sub>2</sub> 排出量は増加している。これは、2011 年 3 月 11 日に発生した東日本大震災の影響を受けて我が国の電源構成が変更し、火力発電への依存が増加したことで CO<sub>2</sub> 排出量が増加したためであると考えられる。電気鉄道で使用する電力は日本の総発電電力量の約 1.7% であり、電気鉄道の消費エネルギーの約 95% は電気エネルギーで賄われているため [1]、CO<sub>2</sub> 排出量削減を実現するには消費エネルギーの削減やエネルギーの有効活用が重要となる。

図 1.3 に、我が国の電気鉄道におけるき電方式の内訳を示す [1]。我が国の電気鉄道の

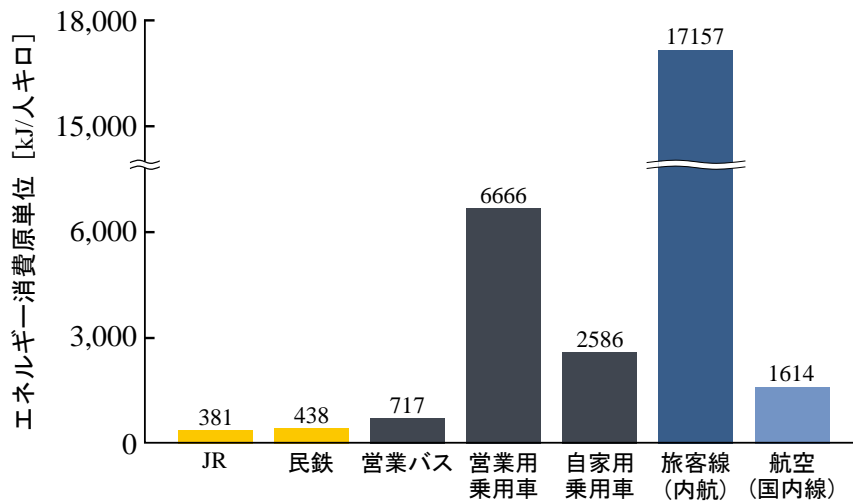


図 1.1: 輸送機関別輸送量 (人キロ) に対するエネルギー消費量 (kJ)

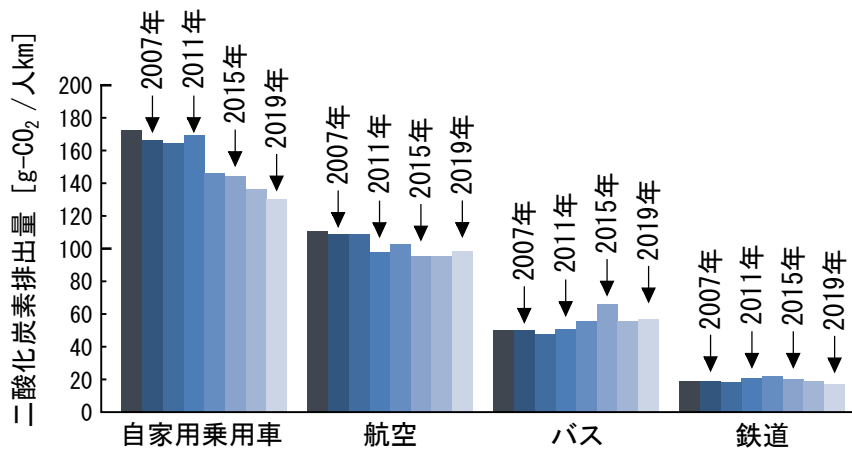


図 1.2: 過去 14 年間 (2005 年～ 2019 年) を対象とした輸送機関別の CO<sub>2</sub> 排出量

電化率は 65.2% を占め、世界的にも高水準な導入割合である。中でも、標準架線電圧が 1.5 kV の直流電化区間は全体の 59.5% と支配的であり、電気鉄道の省電力化を実現するためには本区間の使用電力量の低減や消費エネルギーの抑制といった対策が必要不可欠である。

鉄道の省電力化を支えるコア技術の一つに、電力回生ブレーキの適用が挙げられる。これは、車両減速 (回生) 時に発生する運動エネルギーを電気エネルギーに変換して架線に回生することで、走行車両のブレーキ性能向上と回生電力の回収を可能とする。本回生電力は架線を介して他の加速 (力行) 車両へ供給できるため、電力の再利用が実現できる。

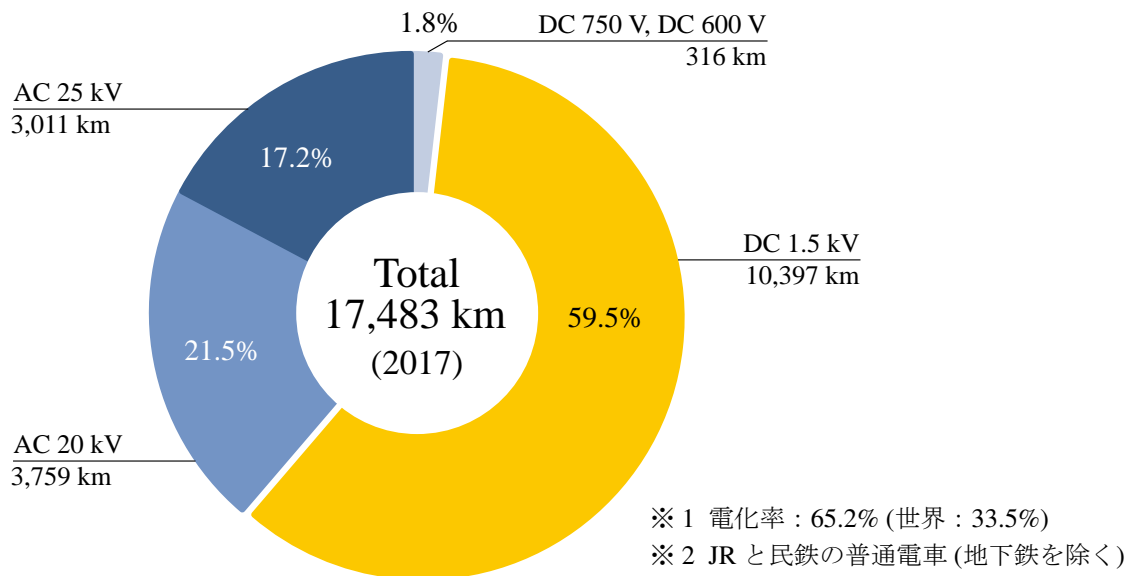


図 1.3: 日本のき電方式と電化キロ

電力回生ブレーキは電気鉄道で古くから活用されてきた手法であり、パワーエレクトロニクスの進展より本性能も向上してきた [5,6,8]。1970年代では、高耐圧大容量サイリスタが製造されるようになったことでチョップ制御電車が登場し [7,9]、これまで使用していた界磁制御による電力回生ブレーキの代替として実用化が進んだ。その後、半導体技術と制御技術の発展に伴い VVVF (Variable Voltage Variable Frequency) インバータ [7] が開発されたことでインバータ制御電車が登場し、1982年に熊本市の路面電車にて初めて実用化された [1]。本電車はこれまで採用されていた直流電動機駆動方式から誘導電動機駆動方式への変更より、ブラシレス化による保守の簡略化を実現した。また、力行時と回生時で主回路の切替えが不要であり、電力回生ブレーキの実用性が向上した。1984年には GTO (Gate Turn-Off thyristor) を適用したインバータ制御電車 [1, 10, 11] が登場して民鉄を中心に拡大し、1992年には営団地下鉄が IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) を用いた 01 形インバータ制御電車の営業走行を開始した [1]。パワーデバイスを GTO から IGBT へ変更したことにより、ゲート駆動回路はこれまで適用されていた電流駆動形から電圧駆動形に変更された。その結果、スイッチング周波数の高周波化による制御性向上やスナバレス回路によるインバータ主回路の簡略化、さらに電力変換器全体の高効率化を達成した。その後、IGBT の高耐圧大容量化やデジタル制御技術の進展により、1990年代以降のほぼ全ての新型車両がインバータ制御電車を採用している [1]。2010年代に入ると、ワイドバンドギャップ半導体である SiC パワーデバイスの実用化が進み、

2015年に小田急電鉄は1000形更新車をフルSiCパワーモジュールを用いたインバータ制御電車の営業走行を開始し[12]、車両駆動用主回路機器の高効率化を実現した。近年では、上記高性能パワーデバイスの適用に加え、誘導電動機の高効率化[13]や同期電動機の採用[14]などから、主回路機器の更なる高効率化が進んでいる。その結果、今後は走行時における消費エネルギー低減や、回生電力量の増大が顕著になることが予想される。

直流電気鉄道に適用される直流き電システムでは、一般的に三相送電系統からシリコン整流器を介してき電されるため、回生電力を系統側へ逆潮流できない。換言すると、回生電力はき電回路内で消費する必要がある。電鉄の場合、回生車両の近傍に加速車両が存在すれば、架線を介して車両間で回生電力の授受が可能である。一方、回生車両の近傍に加速車両が存在しない場合は回生電力を機械ブレーキで消費させる必要があり、エネルギー消費量増大を引き起こす。上記を解決するために、直流き電システムではPWM (Pulse Width Modulation) 整流器[15, 16]、直流き電電圧補償装置(DCVR: DC feeding Voltage Regulator)[17, 18]、電力回生インバータ[19–22]、地上蓄電システム[23–29]が導入されている。これらは、き電用変電所や駅間に設置することで、走行車両より発生する回生電力を回収でき、システム全体における電力の有効活用が実現できる。特に、地上蓄電システムでは、フライホイール[30–33]、電気二重層キャパシタ(EDLC: Electrical Double Layer Capacitor)[34–36]、リチウムイオン電池(LIB: Lithium-Ion Battery)[39–43, 45, 46]、ニッケル水素電池(Ni-MH: Nickel Metal Hydride battery)[3, 37, 38, 48]などの蓄電媒体を活用することで回生電力の貯蔵と放出が可能であり、架線電圧の安定化や負荷電力の平準化など回生電力の有効活用法を拡充できる。一方、前述のとおり、近年は車両主回路機器の高効率化より回生電力量は増加傾向にあるため、上記のような地上電力設備だけでは回生電力を十分に回収できない可能性が指摘されている[48]。

このような背景の中、近年では高性能蓄電池の登場により、蓄電池電車(架線・バッテリーハイブリッド電車)の研究開発が行われている[49–59]。本電車は車両内部に電力貯蔵システムを搭載することで走行車両の回生電力を直接回収するができ、余剰回生電力の発生を抑制できる。更に、自車の蓄電池電力のみで長距離走行する「架線レス走行」を実現できるため、電化区間と非電化区間の直通運転による旅客利便性が向上できる。図1.4に、蓄電池電車の導入例を示す。我が国では、東日本旅客鉄道(株)が2014年3月より直流電化区間と非電化区間を直通するEV-E301系(ACCUM)の営業運転を開始してい



図 1.4: 蓄電池電車の導入例 (筆者撮影)

る [52]。また、同社は 2021 年 3 月期決算説明会において、固定費削減を目的として架線や変電設備の撤去による設備のスリム化を掲げており、将来的に現行電化区間の一部の非電化化する取り組みが推進されている [60]。その結果、将来的に図 1.4 のような蓄電池電車の導入事例が増加することが予想される。

一方、上記電車は従来車両に対して新たに電力貯蔵装置を搭載するため、設置スペースの確保や移動体質量の低減が必要不可欠であり、機器の小型・軽量化、即ち電力密度向上が要求されている。本電力貯蔵装置では、架線電圧と電池電圧の動作電圧が異なるため、非絶縁形 DC-DC コンバータ (変換器容量は 100 kW 以上) が搭載される。蓄電池電車に適用される非絶縁形 DC-DC コンバータに双方向チョップ回路がある。これは、回路構成が単純であり、複雑な制御を必要とせず、さらに上記回路をユニット化して多段並列接続することで容易に変換器容量を増加できる。これまでに多くの実用化事例が報告されている [24, 54, 57]。一方、上記回路に用いられるインダクタは、変換器に対して体積・重量の占める割合が大きく、小型・軽量化を妨げる主要因となる。一般に、インダクタはスイッチング周波数の高周波化により小型・軽量化を実現できる。しかし、直流電気鉄道用の DC-DC コンバータには高耐圧パワーモジュール (例えば、架線電圧が 1.5 kV の場合は 3.3-kV IGBT) を適用するため、スイッチング損失抑制の観点から動作周波数は 1.5 kHz 以下に制限され [1, 61]、高周波化によるインダクタの小型化は現実的ではない。蓄電池電車の更なる普及拡大のためには、高電力密度化が実現可能な DC-DC コンバータの開発が急務である。

## 1.2 本研究の目的

本論文では蓄電池電車に適用される DC-DC コンバータの高電力密度化を目的とし、マルチレベル変換器の回路・制御技術とスイッチング周波数の高周波化を活用したスイッチトキャパシタ変換器 (SCC: Switched-Capacitor Converter) をベースとした双方向非絶縁形 DC-DC コンバータ (以下, 提案回路) を検討する。提案回路は, 主変換器, インダクタ, 複数台の双方向チョッパ回路 (以下, チョッパセル) をカスケード接続したマルチレベル変換器 (以下, 補助変換器) より主回路を構成する。補助変換器とインダクタを組み合わせることで制御電流源として動作する点に特長があり, 主変換器パワーデバイスのスイッチング損失を低減可能な零電流スイッチング (ZCS : Zero-Current Switching) を実現できる<sup>1</sup>。その結果, 主変換器スイッチング周波数の高周波化が可能となり, 提案回路を構成する受動素子 (インダクタ, 直流コンデンサ) の小型化を達成できる。

まず, 提案回路の動作原理に関して, 主変換器パワーデバイスの ZCS を達成しつつ補助変換器の直流コンデンサ電圧を一定に制御可能な電流制御法を検討する。その後, ミニモデルを用いた実験検証より, 動作条件 (定常時・負荷変動時・電源電圧変動時) に関わらず, 主変換器パワーデバイスの ZCS が実現できることを明らかにする。

次に, 提案回路の変換器設計を提案し, 電力密度と変換器効率の関係をパレートフロントカーブに基づいた定量的評価を検討する。パレートフロントカーブはトレードオフの関係にあるパラメータの限界点 (例えば効率最大点, もしくは電力密度最大点) を導出でき, 変換器の性能限界点を調べる指標として活用できる。提案回路は主変換器と補助変換器で異なるキャリア周波数<sup>2</sup>を使用し, さらにチョッパセルのカスケード接続数 (チョッパセル数) を任意に決定できる点に特長がある。その結果, 上記3つのパラメータの最適値を導出することで, 受動素子の小型・軽量化, 即ち変換器の高電力密度化を実現できる。最初に, 変換器設計に必要な各回路定数を理論解析より導出し, 設計回路定数の妥当性をミニモデルを用いて検証する。その後, 1.85 kV, 100 kW 実スケールモデルの変換器設計を MATLAB を用いた数値解析より行うことで, 提案回路の最適設計点と上記3つのパラメータが変換器の高電力密度化に与える影響を明らかにする。さらに, 従来回路との体積比較より提案回路が高電力密度化が可能であることを確認する。

最後に, 提案回路のさらなる高効率化を目的として, 補助変換器の階調制御法を検討

<sup>1</sup> 従来の零電流スイッチング (ZCS : Zero-Current Switching) の定義とは異なるが, 本論文では主変換器パワーデバイスが達成するソフトスイッチング動作を零電流スイッチングと呼称する。

<sup>2</sup> 本論文では「スイッチング周波数」と「キャリア周波数」の2つの用語が混在するが, 両者は同義として取り扱うものとする。

する。これは、補助変換器にチョップセルと単相フルブリッジ変換器(以下、ブリッジセル)を適用し、それぞれ異なる直流コンデンサ電圧を適用する点に特長があり、補助変換器のスイッチング損失を大幅に低減できる。まず、定常・過渡時の動作条件に関わらず各セルの電圧バランスを実現する補助変換器の階調制御法を検討し、ミニモデルを用いた実験検証より提案制御法の有効性・妥当性を確認する。さらに、実スケールモデル(変換器容量: 100 kW)を想定した損失・効率解析を行い、本章の提案回路方式が第3章の提案回路と比較して効率向上が実現できることを明らかにする。

## 1.3 本論文の構成

本論文は、全6章で構成されており、以下に概要を示す。

### 第1章 序論

本章では、本研究の背景と目的を明らかにし、研究方法の概略を示す。

### 第2章 直流き電システムの省電力化技術と蓄電池電車の技術動向

本章では、蓄電池電車が直流き電システムの省電力化に貢献する立ち位置を明確にしたうえで、蓄電池電車の更なる導入促進に要求される技術動向について論じる。最初に、従来の直流き電システムの構成に触れ、回生電力の有効活用時に要求される制約条件について述べる。次に、PWM整流器や電力回生インバータ、地上蓄電システムを代表とする地上電力設備による省電力化技術や実用化事例の動向を述べ、現行の地上電力設備による回生電力の有効活用手法を整理する。最後に、蓄電池電車に関して地上蓄電システムとの関連性や相違点に触れながら概説し、研究動向や実用化事例を述べる。そのうえで、蓄電池電車の技術的課題としてDC-DCコンバータの高電力密度化が要求されることを言及する。その後、DC-DCコンバータの更なる高電力密度化のために必要な技術的課題と解決策を整理することで、本論文の位置付けを明確にする。

### 第3章 スイッチトキャパシタ変換器をベースとした回路トポロジー

本章では、DC-DC コンバータの高電力密度化を目的として、スイッチトキャパシタ変換器をベースとした双方向非絶縁形 DC-DC コンバータを提案する。提案回路は、4 個のパワーデバイスから構成される主変換器と、複数台の双方向チョッパ回路をカスケード接続して構成される補助変換器から主回路を形成する点に特長があり、補助変換器の電流制御により主変換器パワーデバイスの零電流スイッチングを実現できる。その結果、主変換器の高周波化より受動素子の小型・軽量化が可能となる。

まず、提案回路の動作原理に関して、主変換器パワーデバイスの零電流スイッチングと直流コンデンサ電圧制御を達成する電流制御法について検討する。その後、200 V、2 kW ミニモデルを用いた実験検証より提案した電流制御法の有効性と妥当性を確認し、動作条件に関わらず主変換器パワーデバイスの零電流スイッチングを達成できることを明らかにする。

### 第4章 パレートフロントカーブによる効率-電力密度評価

本章では、提案した双方向非絶縁形 DC-DC コンバータに関してパレートフロントカーブに基づき変換器効率と電力密度の関係を検討する。提案回路は、主変換器と補助変換器で使用するキャリア周波数が異なり、補助変換器に使用するチョッパセルのカスケード数に設計自由度が存在する。換言すると、上記3つを包含した設計を行うことで変換器性能を最大限に活用でき、高電力密度化が実現できる点に特長がある。

最初に、DC-DC コンバータの設計指針を提案し、設計時に使用する各パラメータの設計値算出法と変換器を構成する各部品の設計法を検討する。次に、算出した各設計値と効率モデルの妥当性を 200 V、1 kW ミニモデルを用いた実験より確認し、その後、MATLAB を用いた数値解析より 1.85 kV、100 kW 実スケールモデルを対象とした効率-電力密度評価を行い、提案回路の最適設計点と上記3つの設計自由度が変換器の高電力密度化に与える影響を明らかにする。最後に、従来回路との体積比較より提案回路が高電力密度化が可能であることを確認する。

## 第5章 階調制御を適用した双方向非絶縁形 DC-DC コンバータの高効率化

本章では、第3章で提案した双方向非絶縁形 DC-DC コンバータの更なる高効率動作を目的として、補助変換器の階調制御法を提案する。本章の提案回路は、補助変換器に1台のチョップセルと2台のブリッジセルを適用し、チョップセルとブリッジセルが異なる直流コンデンサ電圧で動作する点に特長がある。チョップセルを主変換器と同一のスイッチング周波数で動作し、ブリッジセルの直流コンデンサ電圧を小さくすることで、スイッチング損失の大幅低減が可能となる。

初めに、補助変換器の高効率化に要求される回路動作について言及し、階調制御を適用した本章提案回路の動作原理を述べる。次に、チョップセルとブリッジセルの直流コンデンサ電圧のバランス制御を含めた制御法を理論的に検討する。その後、提案回路の階調制御法の有効性・妥当性を設計・製作した 150 V, 500 W ミニモデルを用いた実験検証により確認する。最後に、第3章で提案した回路方式と本章で提案した回路方式の損失・効率解析を実施して比較を行うことで、本章の提案回路が幅広い出力動作範囲において高効率化を達成できることを明らかにする。

## 第6章 結論

本章では、第3～5章で得られた研究成果をまとめ、今後の展望について明らかにする。



## 第2章

# 直流き電システムの省電力化技術と蓄電池電車の技術動向

本章では、蓄電池電車が直流き電システムの省電力化に貢献する立ち位置を明確にしたうえで、蓄電池電車の更なる導入促進に要求される技術動向について論じる。最初に、従来の直流き電システムの構成に触れ、回生電力の有効活用時に要求される制約条件について述べる。次に、PWM整流器や電力回生インバータ、地上蓄電システムを代表とする地上電力設備による省電力化技術や実用化事例の動向を述べ、現行の地上設備による回生電力の有効活用手法を整理する。最後に、蓄電池電車に関して地上蓄電システムとの関連性や相違点に触れながら概説し、研究動向や実用化事例を述べる。そのうえで、蓄電池電車の技術的課題としてDC-DCコンバータの高電力密度化が要求されることを言及する。その後、DC-DCコンバータの更なる高電力密度化のために必要な技術的課題と解決策を整理することで、本論文の位置付けを明確にする。

### 2.1 直流き電システム

図2.1に、直流き電システム構成を示す。本システムはき電用変電所、電車線(架線)、電車、およびレールから構成される大規模な電気回路であり、き電変電所は主電源に相当し、電車は負荷に相当する。表2.1に、我が国の直流き電システムにおける架線電圧の分類を示す[1]。我が国の直流き電システムでは、標準架線電圧は600V、750V、1.5kVの3つに分類されている。電車は数百kWの電力を消費して走行するため、本システムの架線電圧帯では負荷電流が比較的大きく、電車の加速(力行)時や減速時において架線に大きな電圧降下が生じる。このため、鉄道に関する技術基準第41条5項において「電車線の電圧は列車の適正な運行を確保するため十分な値に保たれなければならない

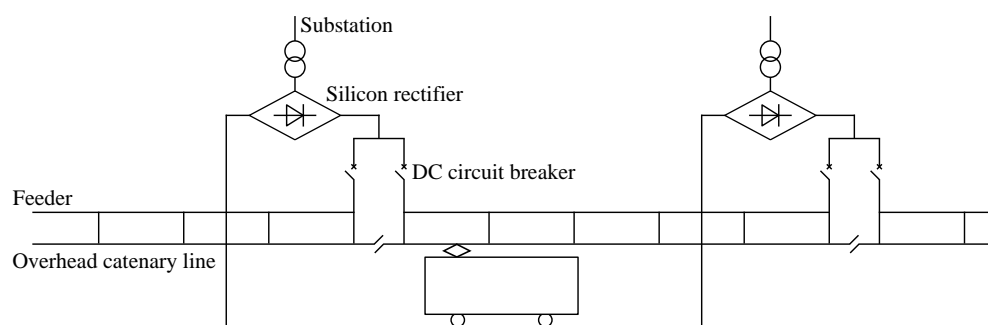


図 2.1: 直流き電システム構成

い」という規定が存在し [62], 電車の力行時や減速時に発生する架線電圧の許容変動幅が定められている。例えば, 民鉄では省令の解説に準じて標準架線電圧ごとに許容変動幅が細かく規定されており, 「標準架線電圧 1.5 kV の区間に対して最高電圧は 1.8 kV, 最低電圧は 1 kV」, 「標準架線電圧 750 V の区間に対して最高電圧は 900 V, 最低電圧は 500 V」, 「標準架線電圧 600 V の区間に対して最高電圧は 720 V, 最低電圧は 400 V」と規定されている。

図 2.2 に, き電用変電所に適用されるシリコン整流器の結線方式を示す [2,63]。き電用変電所では電力会社の電源から特別高圧で受電した三相交流をシリコン整流器より直流に変換する。従来は, 図 2.2(a) に示す 6 パルス整流器が適用されていたが, 1994 年に当時の通産省資源エネルギー庁から通達された「高調波抑制対策ガイドライン」より高調波抑制対策技術指針が示されたことで, 高調波電流が低減効果が高い 12 パルス整流器の導入が進んでいる。12 パルス整流器は整流器用変圧器 (三巻線変圧器) の二次巻線を  $\Delta$ -Y 結線とした 2 組の 6 パルス整流器を組合わせた主回路結線であり, 直列方式 (図 2.2(b) 参照) と並列方式 (図 2.2(c) 参照) に分類される。いずれの結線方式においても, シリコン整流器の機能は整流動作のみであり, インバータ動作はできない。換言すると,

表 2.1: 我が国の標準架線電圧と許容電圧幅

種別	標準電圧 [V]	最高電圧 [V]	最低電圧 [V]
民鉄	1500	1800	1000
	750	900	500
	600	720	400
JR	1500	(き電) 1650 (回生) 1800	(主要線区) 1000 (その他) 900

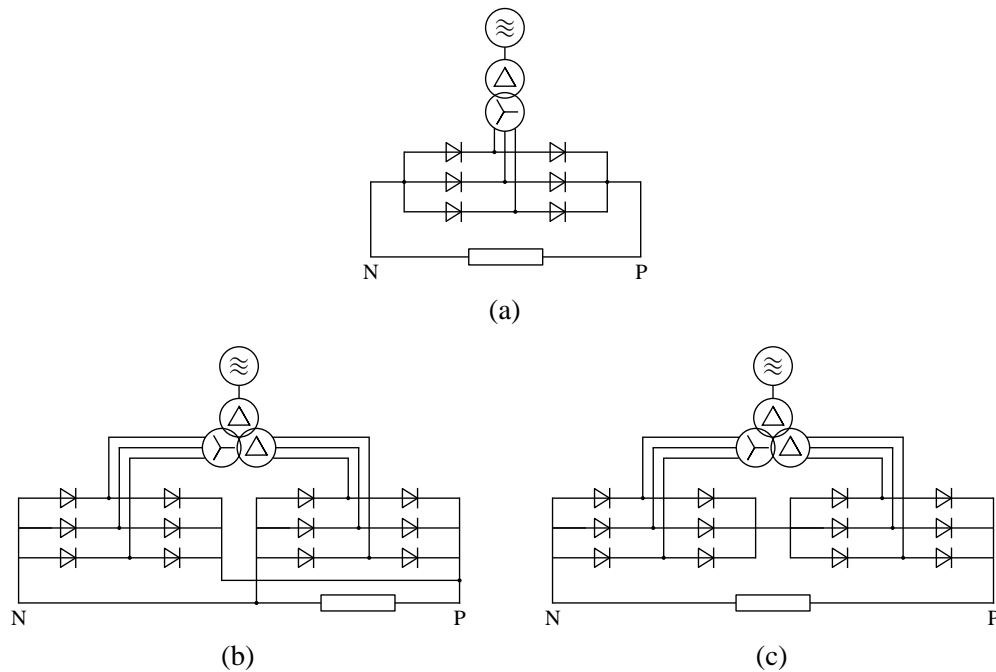


図 2.2: シリコン整流器の結線方式: (a) 6 パルス整流器, (b) 並列 12 パルス整流器, (c) 直列 12 パルス整流器

直流き電システム内で発生した電力はき電用変電所を介して三相電力系統側に逆潮流させることはできない。

図 2.3 に、直流電気鉄道で一般的に適用されている 2 レベルインバータの主回路路構成を示す。これは、集電装置 (パンタグラフ)、フィルタインダクタ、フィルタコンデンサ、可変電圧可変周波数 (VVVF: Variable Voltage Variable Frequency) インバータ、主電動機で構成される<sup>1</sup>。力行動作時では架線から電力を供給し、VVVF インバータを用いて主電動機を駆動する。一方、減速動作時では電力回生ブレーキが行われ、主電動機が発生する運動エネルギーを電気エネルギーに変換して架線へ電力回生される。電力回生ブレーキを適用することで車両のブレーキ性能向上を実現できる。さらに、本回生電車近傍に力行電車が存在すれば架線を介して回生電力を供給でき、他の力行電車を回生負荷として用いることで電力の有効活用を実現できる。近年では、VVVF インバータに対してワイドギャップ半導体である SiC パワーデバイス (SiC-MOSFET や SiC-SBD) の適用 [12,64–66] や、主電動機に対して高性能誘導電動機 (IM: Induction Motor) や永久磁石

<sup>1</sup> 実際には上記機器以外にも高速度直流遮断器や断路器、接触器等が含まれるが、本論文では省略している。

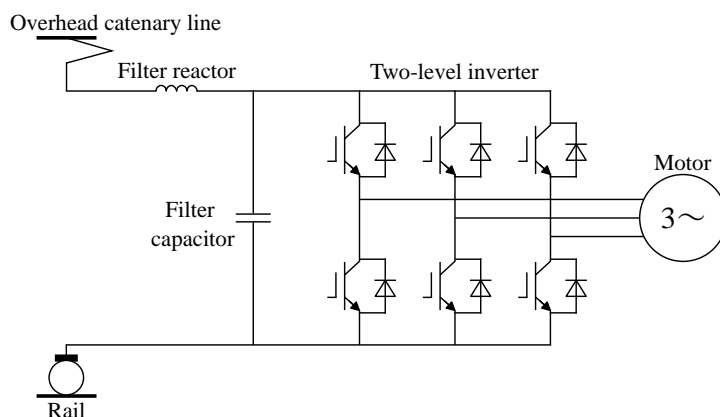


図 2.3: 直流電気鉄道に適用される 2 レベルインバータ主回路構成

同期機 (PMSM: Permanent Magnet Synchronous Motor) の適用 [13, 14] によって主回路機器の高効率化が進んでおり、回生電力量は年々増加傾向にある。一方、力行電車が近くに存在しない場合、前述の通りき電用変電所は回生電力を交流系統に戻すことができないため、き電回路内に回生負荷が存在しない状態となる。この場合、回生電力はフィルタコンデンサに蓄積され、フィルタコンデンサ電圧 (パンタグラフ接触点の電圧) が上昇する。上記は架線や機器の過電圧を引き起こすため、通常は機械的なブレーキや抵抗器を用いて回生電力を熱エネルギーとして消費させる必要がある。一般的に本現象は「回生失効」と呼称されており、エネルギー消費増大や機械ブレーキの摩耗を引き起こす主要因となる。このため、直流き電システムの省電力化を実現するためには、回生失効の抑制や発生頻度の低減が必要であり、回生電力を有効活用可能なシステム構築が重要となる。

## 2.2 回生電力を有効活用可能な地上電力設備の技術動向

直流き電システムにおいて、回生失効抑制や回生電力の有効活用可能な具体的な対策として、以下の 5 点が挙げられる。

- き電回路の線路抵抗を低減して電圧降下を抑制することにより、回生失効の発生頻度を低減する。
- 架線電圧を高電圧化し、回生電力の伝送距離を拡大する。
- き電用変電所のき電電圧を制御し、遠方の力行電車へ回生電力を伝送する。
- 回生電力を交流に変換して外部の交流系統へ逆潮流させる。あるいは、回生電力

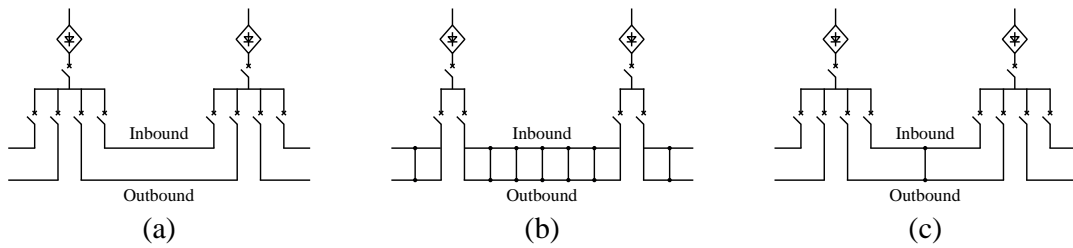


図 2.4: き電方式の分類: (a) 並列き電方式, (b) 上下線一括き電方式, (c) 上下タイき電方式

を駅構内の負荷に供給する。

- き電用変電所内や駅間の線区, あるいは走行車両内部に蓄電媒体を設置・搭載し, 回生電力を吸収する。

上記を考慮し, 本節では直流き電システムに適用される地上電力設備に焦点を当てながら, 省電力化を実現可能な技術動向に関して述べる。

### 2.2.1 き電抵抗の低減

図 2.4 に, 直流き電システムで適用されるき電方式の分類を示す [3]。図 2.4(a) は並列き電方式のシステム構成であり, 我が国の複電架線で一般的に用いられている。上下線ごとにき電用高速度遮断器を適用して各き電線を分離することで, 事故時の信頼性を確保している。図 2.4(b) に, 上下線一括き電方式のシステム構成を示す [67]。これは, 上下線のき電線と高速度遮断器を一回線に集約した構成であり, き電回路の線路抵抗を低減できる点に特長がある。本方式では力行・回生電車の電位差を縮小することができ, 回生電車の電圧上昇を抑制できる。その結果, 回生失効の発生頻度低減や回生効率の向上を達成できる。さらに, き電用変電所内の遮断器台数を削減できるため, コスト削減にも貢献する。一方, 上下線を一回線に集約するため, 並列き電方式と比較して負荷電流や事故電流が増加する問題がある。図 2.4(c) に, 上下タイき電方式のシステム構成を示す [68, 69]。これは, 変電所間上下線のき電線とレールをそれぞれ接続した構成であり, 各き電線の接続箇所には直流遮断器と開閉器を兼ね備えている。本構成により, 上下線を走行する電車で回生電力の授受が可能となる。さらに, 故障発生時には事故回線を切り離すことができるため, 信頼性も確保している。本方式も図 2.4(b) と同様に線路抵抗の低減を実現でき, 回生失効の抑制や回生効率向上の恩恵が得られる。

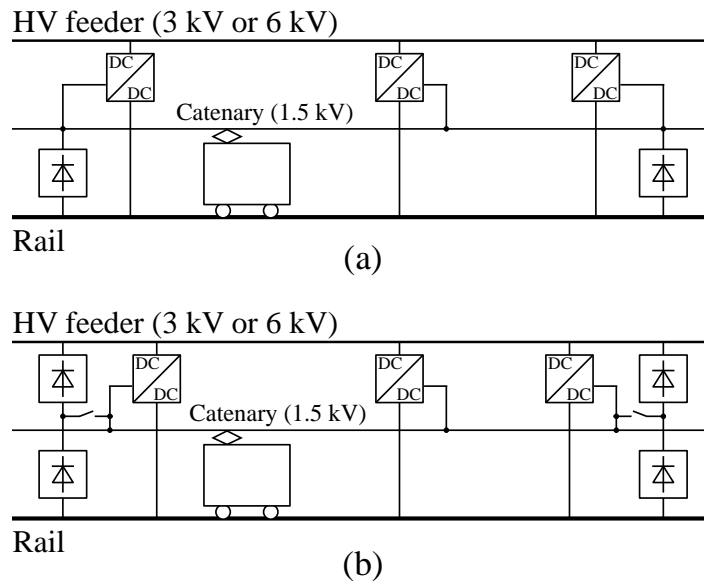


図 2.5: 高電圧直流き電システム: (a) 昇圧方式, (b) 降圧方式

## 2.2.2 き電電圧の高電圧化・制御

図 2.5 に、高電圧直流き電システム構成を示す [70]。き電電圧の高電圧化はき電線やレールの抵抗によるき電損失が低減するだけでなく、遠方の力行車両に対して回生車両から回生電力を供給可能な距離が拡大できるため、回生効率向上に有効である。しかし、上記は従来の直流き電システムにおいて地上電力設備の切り替えや車両主回路の変更などが要求されるため、コストや保全面の観点から国内での導入に至っていない。これに対し、図 2.5 の高電圧直流き電システムは、交流き電システムで適用される単巻変圧器 (AT: Auto-Transformer) を用いた AT き電方式に類似したシステム構成であり、AT の代替として DC-DC コンバータが用いられる。車両の供給電圧 (架線電圧) を変更せずき電電圧の高電圧化に類似した恩恵が得られる点に特長があり、通常なき電線に加えて変電所から高電圧化 (3 kV, 6 kV) して送り出された高電圧き電線を併用することで、き電損失の低減や回生効率向上が実現する。図 2.5(a) は変電所において従来のシリコン整流器に加えて昇圧形 DC-DC コンバータを設置した方式であり、き電電圧 (1.5 kV) を高電圧き電線の設定電圧へ昇圧する。図 2.5(b) は高電圧用整流器と降圧形 DC-DC コンバータを設置した方式であり、高電圧用整流器に接続された高電圧き電線をき電電圧 (1.5 kV) に降圧する。

図 2.6 に、直流き電電圧補償装置 (DCVR: DC feeding Voltage Regulator) のシステム構成を示す [1,17,71]。これは、き電用変電所内のシリコン整流器に対してサイリスタ整流

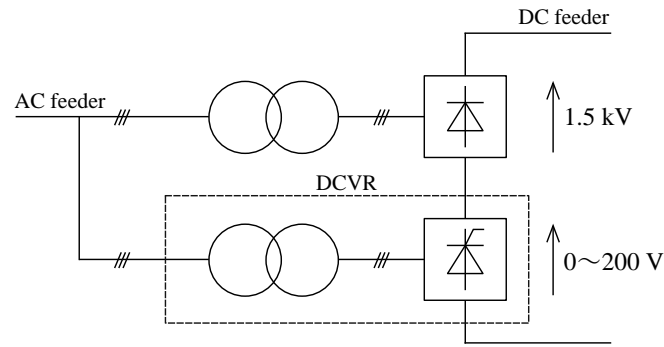


図 2.6: 直流き電電圧補償装置 (DCVR)

器を直列接続して構成されている。DCVR の出力電圧を  $0 \sim 200 \text{ V}$  の範囲に電圧制御することで、負荷電流に起因する変電所の電圧降下分を補償することができる。このため、DCVR は主に変電所間隔が長い線区やき電末端の変電所に設置し、力行電車の電圧降下分を抑制するために適用される。この他にも、電車負荷が小さい場合は DCVR の出力電圧を小さく制御することで回生電流を増加でき、回生率を向上させることも可能である。近年では DCVR と同様な電圧制御を有する機器として、可変リアクトルを用いた高機能整流器の研究も報告されている [18]。

### 2.2.3 交流系統への電力融通

図 2.7 に、き電用変電所に PWM (Pulse Width Modulation) 整流器 [15, 16] を適用した場合における回生電力のパワーフローと主回路構成を示す。PWM 整流器は整流動作に加えてインバータ動作が可能な交直変換器であり、回生電力を交流系統側へ逆潮流することができる。図 2.7 は 6 段並列多重方式 PWM 整流器の主回路構成であり、多重変圧器、三相 PWM 整流器、直流リアクトルから構成される。各変換器盤はリアクトルで並列接続した 2 台の三相 PWM 整流器で構成され、各段交流端子を多重変圧器へ並列多重接続している。本構成では変換器容量を増加できるだけでなく、位相シフト制御の適用により等価キャリア周波数を 6 倍に高周波化でき、制御性向上や交流側の高調波を抑制可能である。その結果、交流系統側の LC フィルタを小型化でき、システムの小型化や低コスト化を実現できる。PWM 制御を適用することで、き電電圧を任意に制御できる点にも優位性があり、き電電圧を適切に制御することで前述の DCVR と同様に回生率向上を達成できる。本システムは 2005 年 8 月に開業したつくばエクスプレスにおいて、世

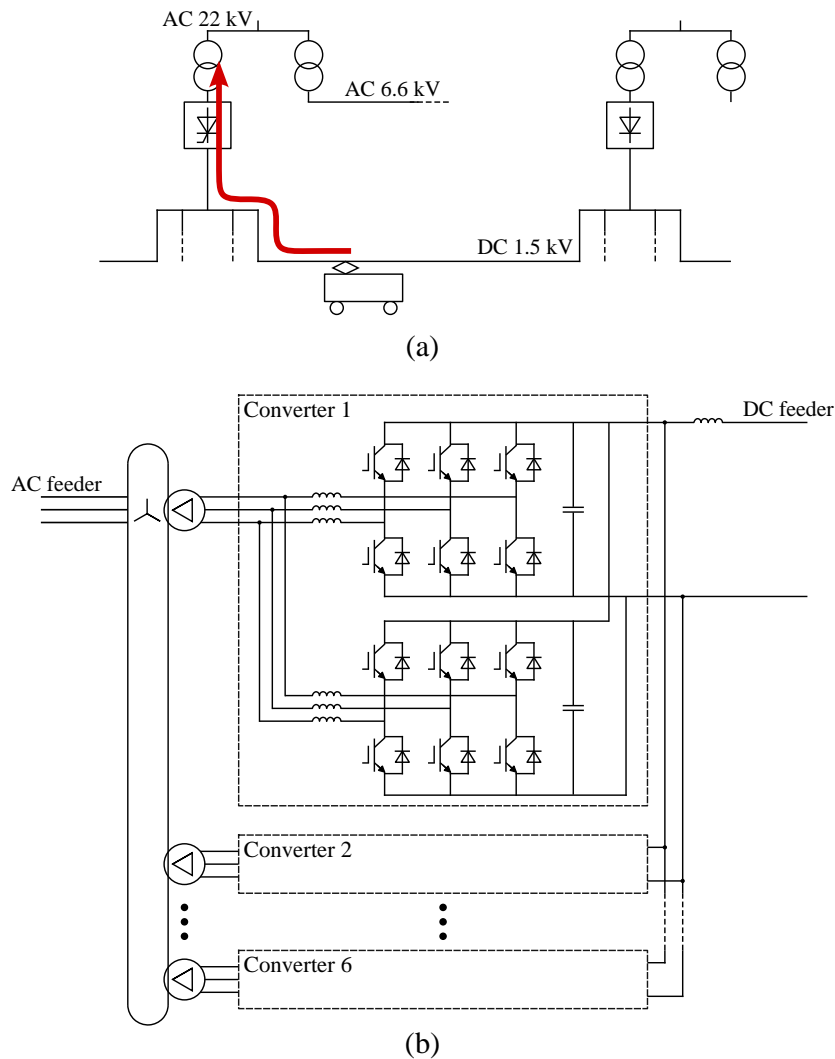


図 2.7: PWM 整流器: (a) 回生電力のパワーフロー, (b) 主回路構成

界で初めて実用化されている [15]。

図 2.8 に、電力回生用インバータ [19, 20, 48] を適用した場合における回生電力のパワーフローと主回路構成を示す。本システムはき電用変電所内に設置され、直流 1.5 kV 母線と交流 6.6 kV 母線（あるいは特別高圧の 22 ~ 77 kV 母線）間にインバータを接続することで、回生電力を交流系統側へ逆潮流させることができる。インバータには高効率かつ高過負荷耐量が実現可能なサイリスタを用いた他励式インバータが一般的に用いられており、位相制御を用いて系統側へ電力回生する。一方、他励式インバータは遅れ無効電力の発生や高調波電流を多く流出するため、近年では IGBT を使用した自励式インバータの導入事例も報告されている [19]。自励式インバータは PWM 制御を適用することで高調波電流の抑制や高力率動作を実現できる。東京地下鉄では南北線の白金変電

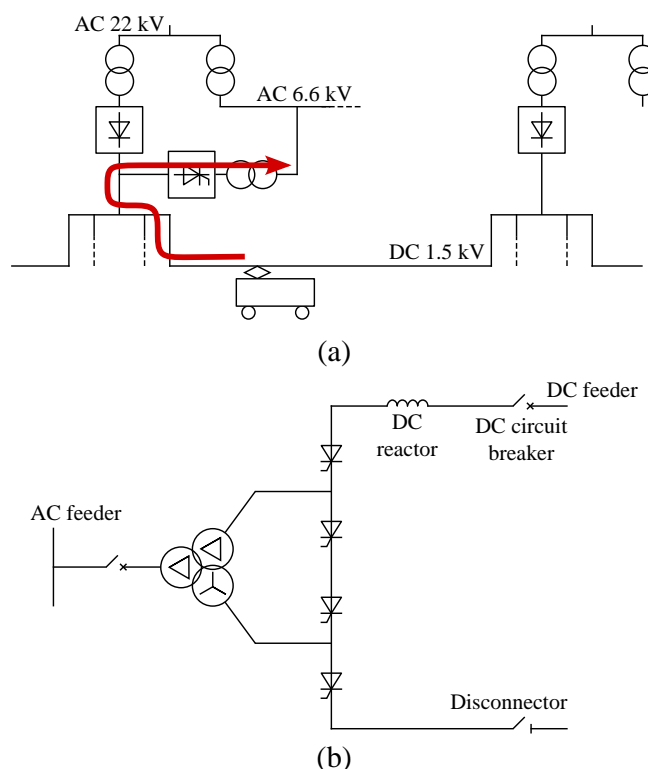


図 2.8: 電力回生用インバータ: (a) 回生電力のパワーフロー, (b) 主回路構成

所, 新四ツ谷変電所, 王子変電所において電力回生用インバータを導入しており, 列車本数が少なく余剰回生電力が発生しやすい土休日のダイヤにおいて消費電力削減効果が高いことが報告されている [3]。

図 2.9 に, 駅舎用インバータ [21,22] を適用した場合における回生電力のパワーフローと主回路構成を示す。駅舎用インバータは, 回生電力を駅構内の低圧側交流系統に逆潮流させ, 照明や空調, エスカレータ等の設備に電力供給するために適用される。前述の電力回生用インバータと比較すると, 本インバータは 200 kW 程度の小容量を対象としており, 電車間の融通量を超過した余剰回生電力分を吸収することで高い消費電力削減効果が得られる。主回路は直流高速度遮断器, 入力フィルタ, 単方向絶縁形 DC-DC コンバータ, 三相インバータ, 交流フィルタから構成される [21]。単方向絶縁形 DC-DC コンバータでは高周波変圧器を採用することで, 架線側と交流系統側の絶縁確保と変圧器の小型化を実現している。その結果, 僅かな空きスペースでも本インバータの設置が可能であり, これまでに駅ホーム端部, 電気室, 変電所屋内, トンネル区間の軌道脇などに導入されている。駅舎用インバータは 2014 年の東京地下鉄東西線の妙典駅で初めて導入され, 2017 年 5 月までに国内で 28 台が運用事例が報告されている [3]。このうち

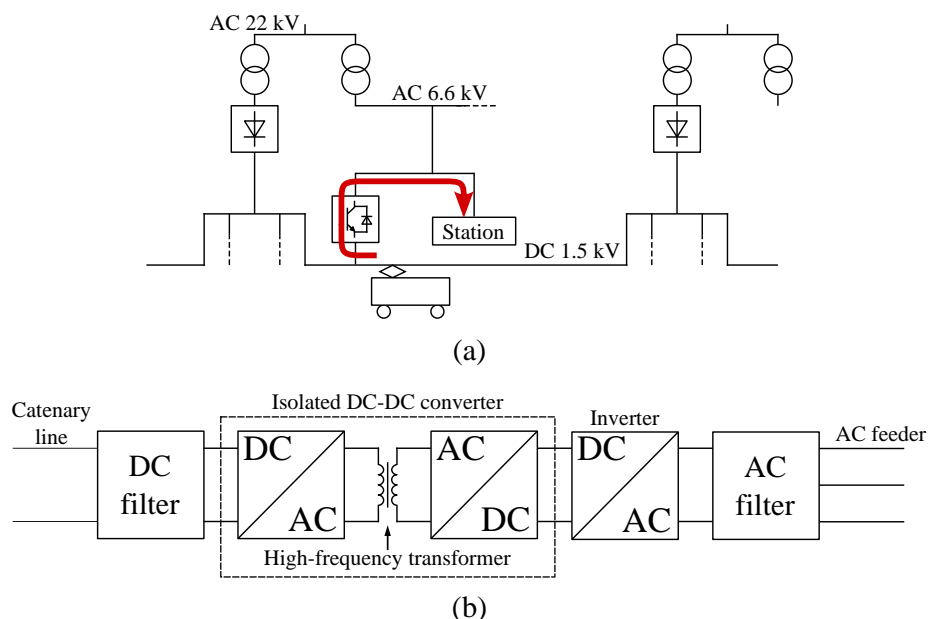


図 2.9: 駅舎用インバータ: (a) 回生電力のパワーフロー, (b) 主回路構成

23 台の実績事例に着目すると、平日時において 1 日当たり 300 kWh ~ 800 kWh の範囲で平均電力量削減を達成したことが報告されている [3]。

## 2.2.4 地上蓄電システム

図 2.10 に、地上蓄電システム [23-29] を適用した場合における回生電力のパワーフローを示す。これは、蓄電媒体の適用により回生電力の貯蔵・放出が可能な点に特長がある。電車で融通できない余剰回生電力を蓄電媒体に回収し、力行車両が存在する場合に貯蔵電力を供給することで、回生電力の高効率運用を実現できる。地上蓄電システムでは、上記のような「電力貯蔵機能」を活用することで、以下の恩恵が得られる [29]。

- 回生失効防止 (き電電圧上昇抑制)
- き電電圧低下時の電圧降下補償
- 余剰回生電力の再利用による消費電力量削減
- 変動負荷電力の平準化
- き電停電時の非常走行電源供給

地上蓄電システムは、蓄電媒体と電力変換器を一体として組み合わせたシステム構成と蓄電媒体を直接き電線に連系するシステム構成に大別される。電気鉄道用途で実

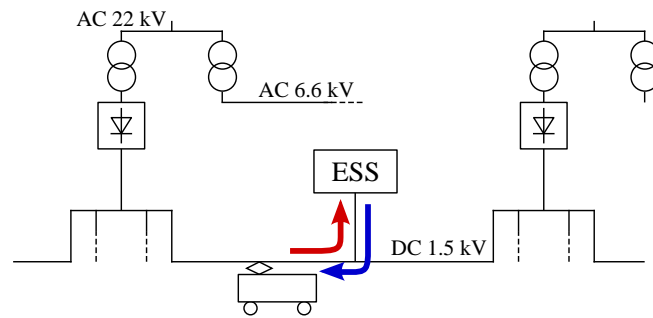


図 2.10: 地上蓄電システム

用化されている蓄電媒体としては、フライホイール [30–33]、電気二重層キャパシタ (EDLC: Electrical Double Layer Capacitor) [34–36]、リチウムイオン電池 (LIB: Lithium-Ion Battery) [39–41] やニッケル水素電池 (Ni-MH: Nickel Metal Hydride battery) [37,38,53] などの二次電池が挙げられる。以下では、各蓄電媒体の性質や特長を詳述する。

#### 2.2.4.1 フライホイール

図 2.11 にフライホイール [30–33] を蓄電媒体に使用した地上蓄電システム構成を示す。これは、電気エネルギーを回転体の慣性エネルギーに変換してエネルギーを貯蔵する蓄電方式である。図 2.11 は直流高速遮断器、DC-DC コンバータ、三相インバータ、フライホイールより構成し、DC-DC コンバータを介して架線と連系している。フライホイールを電動機として駆動して慣性エネルギーを増加させることで、架線からの余剰回生電力を貯蔵する。一方、フライホイールを発電機として動作させることで貯蔵電力を放出する。フライホイールの蓄積エネルギー  $E_f$  は、角速度を  $\omega_f$ 、半径を  $r_f$ 、質量を  $M_f$  とすると、

$$E_f = \frac{1}{4} M_f r_f^2 \omega_f^2 \quad (2.1)$$

で与えられる [25]。

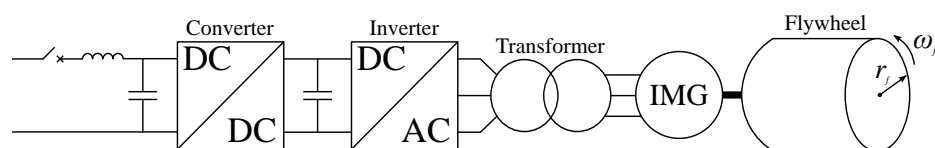


図 2.11: フライホイールを用いた電力貯蔵システム

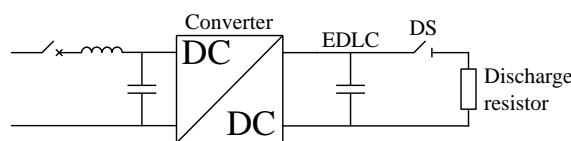


図 2.12: EDLC を適用した電力貯蔵システム

フライホイールは化学反応に伴う劣化がないため、高頻度に充放電を繰り返した場合でも高寿命な蓄電媒体である。また、出力と蓄積エネルギー容量を独立に設計可能な点に特長があり、出力は発電電動機を大容量化することで、蓄積エネルギー容量は回転体の高重量化や回転速度の高速化より向上できる。一方、フライホイールの支持には機械式軸受を使用するため回転損失が発生し、軸受けの摩耗や潤滑材料交換など定期的なメンテナンスを行う必要がある。上記問題に対し、近年では超電導磁気軸上を用いたフライホイール蓄電システムの研究が行われている [32,33]。これは、超電導でフライホイールを浮上し非接触にすることで軸受けの摩耗を除去することができ、回転損失の低減や定期的なメンテナンスが不要になる。我が国では、1988年に京浜急行電鉄よりフライホイールも採用した電力貯蔵装置が国内で初めて導入されており、30年間に渡り回生電力回収による省電力化や架線電圧の電圧降下補償といった運用実績が報告されている [30,48]。

#### 2.2.4.2 電気二重層キャパシタ (EDLC)

EDLC [34–36] は、集電極、活性炭電極、電解質、セパレータより構成し、電解質と電極の界面に形成される電気二重層を利用することで物理的に電荷を蓄える蓄電方式である。充電時は電極と逆極性の電解質イオンが電極表面に吸着して電気二重層を形成し、放電時は電解質イオンを離脱させる。界面面積を増加することで静電容量を増加できるため、近年では数百 F ～数千 F 級の大容量な EDLC が登場している [35]。EDLC もフライホイールと同様に充放電動作時に化学反応が伴わないため、高頻度な充放電動作を行った場合でも構成材料の劣化が少なく、長寿命化を実現できる。また、EDLC は充電電圧を 0 V に設定することができるため、安全なメンテナンスが可能である点に優位性がある。さらに、EDLC は出力密度が高い点に大きな特長があり、大電流の充放電動作や高速充放電動作が可能である。一方、EDLC はエネルギー密度が小さいため、長距離の自立走行を目的として膨大なエネルギー容量を必要とする蓄電池電車のような応用先

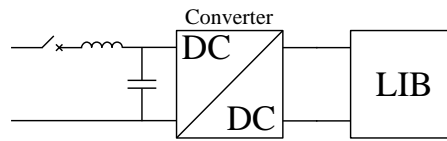


図 2.13: リチウムイオン電池を適用した電力貯蔵システム

には不向きである。これらの特性は大容量かつ大電流を取り扱う地上電力設備の電鉄用途と相性がよく、これまでに回生失効対策や電圧降下補償を目的として EDLC を適用した電力貯蔵装置が実用化されている [3,36]。図 2.12 に、EDLC を適用した電力貯蔵システム構成を示す [28]。これは、直流高速度遮断器、フィルタリアクトル、フィルタコンデンサ、DC-DC コンバータ、EDLC、保守用抵抗より構成され、充電電圧と放電電圧を適切に設定することで回生電力の高効率回収を実現できる。西武新宿では田無変電所において EDLC を用いた電力貯蔵装置が導入されている [3]。EDLC の充放電開始電圧を適切に設定する事で高い回生電力吸収効果を得ることができ、1 日の最大充電電力量は 3000 kWh 以上、日平均は 1600 kWh/日を達成したことが報告されている。

### 2.2.4.3 リチウムイオン電池 (LIB)

LIB [39–43,45,46] は、電極にマンガン酸リチウムなど正極活物質が塗布されたアルミニウム電極 (正極) と炭素材が塗布された銅電極 (負極) を使用し、電解液とセパレータを組み合わせて構成する。電極に電圧が加わるとリチウムイオンが負極の炭素に吸蔵され、化学的エネルギーとして電気エネルギーが貯蔵される。一方、放電時は吸蔵されたリチウムイオンを放出する。本蓄電池では、以下の優れた特長がある [3]。

- エネルギー密度と出力密度はレドオフ関係があり、LIB の適用先で要求される充放電特性に応じて、高入出力を重視した電池や高容量を重視した電池を選択できる。いずれの場合も、エネルギー密度と出力密度は他の蓄電媒体と比較して高いため、設置スペースの削減が実現できる。
- 推定サイクル寿命長く、充電状態 (SOC: State Of Charge) を調整することで長寿命化を実現できる。
- メモリー効果がほとんどないため、継ぎ足し充電しながら使用できる。また、自己放電が少ないため、長時間停止した後も運転を円滑に再開できる。

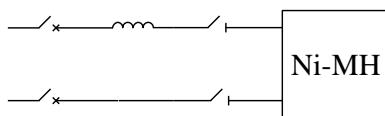


図 2.14: ニッケル水素電池を適用した電力貯蔵システム

- 電気自動車用電池の市場拡大に伴い、電池の低コスト化が期待できる。

図 2.13 に、LIB を適用した電力貯蔵システム構成を示す [28]。これは、直流高速度遮断器、フィルタリアクトル、フィルタコンデンサ、DC-DC コンバータ、LIB より構成し、充電電圧と放電電圧を適切に設定することで回生電力の高効率回収を実現している。多摩都市モノレールでは、日野変電所で使用していた電力回生用インバータ代替として GS ユアサ社製の産業用 LIB を用いた電力貯蔵装置が導入されており、回生電力の貯蔵・供給や列車走行用電源として優れた成果が得られたことが報告されている [45]。沖縄都市モノレールでは末吉変電所において東芝製 LIB 「SCiB™ [44]」を用いた電力貯蔵装置が導入されており、高い省エネルギー効果が得られたことが報告されている [46]。

#### 2.2.4.4 ニッケル水素電池 (Ni-MH)

Ni-MH [3,37,38,48] は水酸化ニッケル電極 (正極)、水素吸蔵合金電極 (負極)、セパレータ、水酸化カリウムを主体としたアルカリ性電解液から構成され、合金電極に含まれる水素を正極・負極間で授受することで充放電が行われる。電気鉄道用途では川崎重工業株式会社が開発した「ギガセル [37]」が代表的に用いられている。本蓄電池は電池構造の工夫より、以下の優れた特長を有している。

- バイポーラ積層構造の採用によりセル数と容量を容易に拡張でき、内部抵抗を低減しつつ電池の大容量化が可能である。
- セル間に放熱板を挿入し強制空冷ファンを適用することで、連続的な大出力充放電動作時も温度上昇を抑制できる。
- 充放電容量の広範囲 (20%～80%) において、ほぼ一定な電圧特性を持つ。
- 電池材料に有害物質を含まないため環境にやさしい。

上記特性を活用することで、本蓄電池は DC-DC コンバータを介さず電線に直接連系

したシステム構成が可能である。図 2.14 に、Ni-MH を適用した電力貯蔵システム構成を示す [28]。これは、主に直流高速度遮断器や直流リアクトル、Ni-MH より構成している。短絡事故時や電池に異常が生じた場合は、直流高速度遮断器を用いてき電線から切り離される。本システムでは DC-DC コンバータを接続しないため、機器の単純化、高効率化、回生電力の高速応答を実現している。東京モノレールでは列車走行用電源として導入された実績が報告されており [28]、東急電鉄では田園都市線のつきみ野変電所にて図 2.14 を導入し、運転電力量が 4.4 ~ 6.1%削減したことが報告されている [28]。なお、Ni-MH は LIB と同一体積・重量で比較すると、エネルギー密度は LIB の半分程度である [47]。

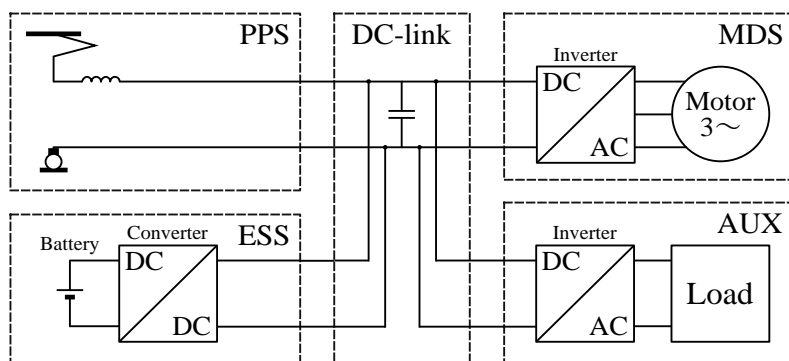
## 2.3 車載蓄電システムの技術動向

### 2.3.1 システム概要

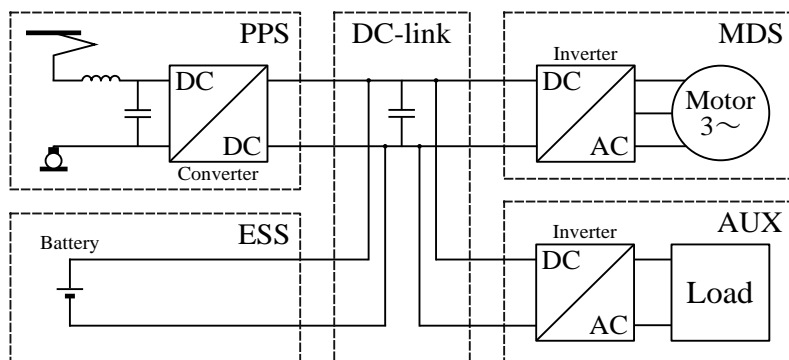
車載蓄電システムは、車両内部に蓄電媒体を搭載することで走行電車から発生する回生電力を直接回収することができ、近年の高性能蓄電池の登場により実用化が進んでいる。基本的な機能は前節で詳述した地上蓄電方式と同様であるが、蓄電媒体を車載することによって、以下の恩恵が得られる [49,72]。

- 回生失効や回生絞込みの発生頻度低減より回生ブレーキの信頼性が向上する。その結果、摩擦ブレーキの使用頻度を低減でき、車輪熱亀裂や凹摩耗の抑制、制輪子交換頻度の低減といったメンテナンス性の向上を実現できる。
- 従来の架線から供給される電力に加え、蓄電池から補助的に電力を供給することで走行車両の加速アシストが可能であり、走行性能が向上する。また、蓄電池が負担する電力授受の分だけ変電所のピーク電力を抑制できる。
- 停電時において自車蓄電池を非常走行用電源として使用することで自力走行が可能となり、旅客閉じ込めを防止できる。
- 自車の蓄電池電力のみで長距離走行することができ、電化区間の架線レス化(非電化化)が実現できる。その結果、架線や変電設備等の撤去より保守費用が低減できる。また、電化区間と非電化区間の直通運転も可能となり旅客利便性が向上できる。さらに、都市内観光地区では架線レス化によって景観向上が実現できる。

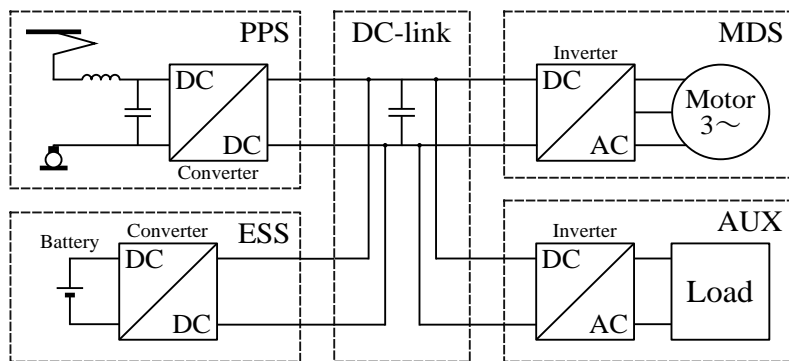
このような車載蓄電システムを搭載した電車を、以降は「蓄電池電車」と呼称する。



(a)



(b)



(c)

図 2.15: 車載蓄電システムの分類

図 2.15 に、蓄電池電車のシステム構成を示す。図 2.15 は従来システム (図 2.3) に電力貯蔵装置 (蓄電媒体と DC-DC コンバータ) を追加した構成であり、主電源 (PPS: Primary Power Source), 電力貯蔵システム (ESS: Energy Storage System), 主電動機駆動システム (MDS: Motor Drive System), 補助回路機器 (AUX: AUXiliary circuit) の4つのサブシステムから構成される [1]。ESS の蓄電媒体には、フライホイール, EDLC, Ni-MH,

LIB が適用可能である<sup>2</sup>。いずれも4つのサブシステムが共通の直流リンク (DC リンク: DC-link) に並列接続して構成し, DC-DC コンバータの挿入箇所に応じて3つの車載蓄電システム構成が提案されている [52,53,79]。図 2.15(a) は, ESS 内に DC-DC コンバータを接続した回路方式である [53]。本方式は電源を架線主体とした車体構成に適しており, 架線から集電した電力を車両駆動用と蓄電用に分配する。図 2.15(b) は, PPS 内に DC-DC コンバータを接続した回路方式である [52]。本システムの DC リンク電圧は蓄電池電圧と等しく, DC リンク電圧は DC-DC コンバータの電圧変換より調整される。蓄電媒体に流入出する電力は負荷側 (MDS と AUX) の入力と DC-DC コンバータの出力差分より与えられる。したがって, DC-DC コンバータの出力電圧を制御することで, 蓄電媒体への貯蔵電力が調整可能である。図 2.15(c) は, 図 2.15(a) と図 2.15(b) を組み合わせた回路方式であり [79], PPS と ESS の両方に DC-DC コンバータを接続している。本システムにおける PPS の DC-DC コンバータは複数電圧架線 (例えば, 600 V や 1.5 kV) の対応を目的として挿入されている。DC-DC コンバータを2台挿入することで, DC リンク電圧には設定自由度を持たせることができる優位性があるが, 図 2.15(a) や図 2.15(b) と比較して変換器の構成数が多くなるため, 機器の大型・高重量化や効率悪化を引き起こす課題がある。

### 2.3.2 研究・開発動向

表 2.2 に, 国内・国外の蓄電池電車の研究・開発事例を示す [86]。当初は回生電力貯蔵を目的とした「架線ハイブリッド走行」の研究開発に関して盛んに検討されており, その後, 非電化区間の走行を目的とした「架線レス走行」の研究開発に展開されている。2000年代は蓄電池電車の基礎検討段階であり, 試験走行を中心に実用化に向けた研究・開発が行われていた。2010年代では営業投入段階に移行されており, 多くの営業運行事例が報告されている。近年では停電時における「非常用走行」を目的として蓄電媒体を搭載する電車も登場しており, 今後も国内・国外問わず蓄電池電車の導入が進むことが予想される。以下では我が国における適用事例に着目し, 代表的な3つの蓄電池電車に関して詳述する。

<sup>2</sup> 蓄電池電圧は安全性や架線への逆潮流防止の観点から架線電圧の最低電圧 900 V (表 2.1 参照) 以下に設定されており, 一般的に標準電池電圧は 600 V 程度に設定されている。

表 2.2: 国内外の蓄電池電車の研究・開発事例

形式/車両名	導入箇所/事業者	蓄電媒体	走行性能	導入状況	年月	文献
LH01 形 りっちい・とらみい	鉄道総研	リチウムイオン電池	架線レス	試験走行	2003	[73]
GTN6	MVV	電気二重層キャパシタ	架線ハイブリッド	試験営業	2003	[76]
Citadis302	Rotterdam	フライホイール	架線ハイブリッド	試験営業	2004	[77]
313 系改造	JR 東海	電気二重層キャパシタ	架線ハイブリッド	試験営業	2005	[50]
LH02 形 Hi-tram	鉄道総研	リチウムイオン電池	架線レス	試験走行	2007	[49]
SWIMO-X	川崎重工	ニッケル水素電池	架線レス	試験走行	2007	[53]
Citadis402	RATP	電気二重層キャパシタ	架線レス	試験営業	2009	[78]
223 系 2000 代改造	JR 西日本	リチウムイオン電池	架線レス	試験走行	2013	[84]
EV-E301 系 ACCUM	JR 東日本	リチウムイオン電池	架線レス	営業運行	2014	[52]
京王 5000 系	京王電鉄	リチウムイオン電池	非常用走行	営業運行	2017	[74]
E235 系	JR 東日本	リチウムイオン電池	非常用走行	営業運行	2020	[75]
Sirio	Hitachi Rail S.p.A.	リチウムイオン電池	架線レス	試験走行	2021	[51]

表 2.3: LH02 形「Hi-tram」の主要な諸元

形式	LH02 形「Hi-tram」
事業者	鉄道総合技術研究所
定員	44 人
空車質量	27.3 t
車体寸法	長さ：12.9 m, 幅：2.2 m, 高さ：3.8 m
架線電圧	600 V, 1.5 kV
主電動機	三相誘導電動機 60 kW×4 台
設計最高速度	80 km/h
搭載蓄電池	600 V-120 Ah リチウムイオン電池 1 セル：3.6 V, 30 Ah, 1 モジュール：8 セル (直列接続) 1 群：21 モジュール (直列接続), 全体：4 群 並列接続構成

### 2.3.2.1 Hi-tram

表 2.3 に、鉄道総合技術研究所が 2007 年に竣工した LH02 形架線・バッテリーハイブリッド LRV 試験電車「Hi-tram」の主要な諸元を示す [49, 79–81]。車両は部分超低床単車構造を採用しており、車長は 12.9 m、空車質量は 27.3 t である。本車両では屋根上艤装方式が採用されており、電力変換装置や補助電源装置等の機器は屋根上に搭載されている。

主回路システムは図 2.15(c) をベースとしており、直流 1.5 kV と直流 600 V の複数電圧架線にも対応可能なハイブリッド構成としている。蓄電媒体にはマンガン系リチウムイオン電池 (セルの公称電圧は 3.6 V, 公称電池容量は 30 Ah) が採用されている。8 セルを直列接続してモジュールを構成し、さらに本モジュールを 21 段直列接続した群を 4 並列構成することで、定格 605 V-120 Ah (72 kWh) の蓄電池ユニットを構築している。蓄電池ユニットの全体積は 1.26 m<sup>3</sup>、全質量は 1.6 t (5.9%) である。

Hi-tram は架線と蓄電池を併用して走行する電源ハイブリッド走行と、蓄電池のみを使用して走行する架線レス走行が可能であり、架線区間、無架線区間、軌道線 (路面電車区間)、鉄道線 (JR など在来鉄道区間) の相互直通運用を実現できる。架線側と蓄電池側の DC-DC コンバータは 3.3 kV, 1.2 kA, Si-IGBT パワーモジュールを用いた定格出力 600 kW の三相三重チョップ回路を採用している。架線側の DC-DC コンバータは、接触器の投入状態を切り替えることでチョップの動作モードを変更できる点に特長がある。具体的には、上記接触器を適用することで、架線電圧が 1.5 kV の場合は降圧チョップ動

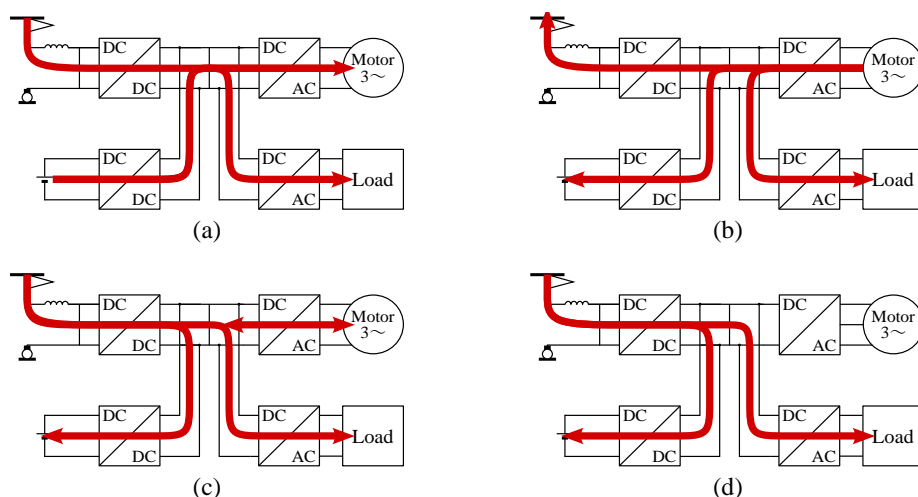


図 2.16: Hi-tram の電源ハイブリッド走行時におけるサブシステム間のパワーフロー

作を，架線電圧が 600 V の場合は昇圧チョップ動作を行い，DC リンク電圧を 750 V に制御している。上記チョップは架線側への入出力電力制限機能を有しており，力行・回生動作時に生じる余剰・不足電力は蓄電池の充放電より授受する。負荷側は 2 台の駆動用インバータと 1 台の補機用インバータ (SIV: Static InVerter) を接続し，各インバータには定格 60 kW の三相誘導電動機が 2 台ずつ接続される。

Hi-tram は 2007 年 11 月から 2008 年 3 月までに実施された札幌市交通局の軌道線試験走行において，片道 8.4 km の路線を最高速度 40 km/h で往復走行が可能であることを実証している [80]。さらに，上記走行試験より，電源ハイブリッド走行時では既存車と比較して 10% 以上の消費エネルギー削減効果が得られることを明らかにしている。また，2009 年 11 月に実施された JR 四国における予讃線と高徳線の鉄道線試験走行では，最高速度を 80 km/h とした場合において，蓄電池のみで 50.7 km を走行可能であることが実証されている [81]。

図 2.16 に電化区間の電源ハイブリッド走行時における各サブシステム間のパワーフローを示す [79]。これは，走行状態 (力行・回生) や蓄電池の充電状態に応じて 4 つ動作モードに大別される。図 2.16(a) は力行運転時の動作モードであり，駆動用電力は架線からの供給電力を優先的に使用し，不足分の電力を蓄電池から供給する。図 2.16(b) は回生運転時の動作モードであり，回生電力は優先的に SIV へ供給され，その後，架線へ回生する。このとき，パンタ電圧が回生絞込み開始電圧まで上昇した回生軽負荷時や，パンタ点電流制限によって架線側へ回生できない場合は，回生電力の余剰分を蓄電池に充電する。図 2.16(c) は蓄電池の調整充電時の動作モードであり，走行状態に関わらず蓄

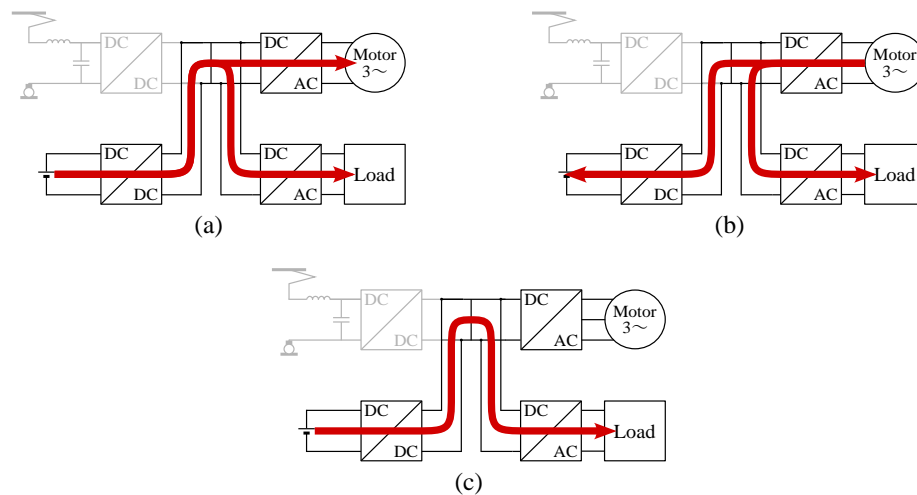


図 2.17: Hi-tram の架線レス走行時におけるサブシステム間のパワーフロー

電池電圧が低下した場合に架線から電力を供給して充電状態を調整する。図 2.16(d) は蓄電池の急速充電時のパワーフローであり、停車中に最大 1000 A の大電流を流し、短時間で蓄電池を充電する。

図 2.17 に非電化区間における架線レス走行時におけるサブシステム間のパワーフローを示す。架線レス走行時では車両内の駆動用電力は蓄電池より供給されるため、全部で 3 つの動作モードに分類できる。図 2.17(a) は力行運転時の動作モードであり、蓄電池電力が負荷 (主電動機や SIV) に供給される。図 2.17(b) は回生運転時の動作モードであり、回生電力は SIV への供給分と蓄電池への充電分に分担される。図 2.17(c) は停車中などの待機状態における動作モードであり、蓄電池電力が SIV に供給される。

### 2.3.2.2 SWIMO-X

表 2.4 に、川崎重工業株式会社が 2007 年に竣工した低床電池駆動 LRV 「SWIMO-X」の主要な諸元を示す [53, 82]。車両は 3 車体 3 台連続節構成を採用しており、車長は 15 m、空車質量は 32 t である。本車両も前述の Hi-tram と同様に、電力変換装置や補助電源装置等の機器は屋根上に艤装されている。

主回路システムは図 2.15(a) をベースとしており、標準架線電圧は直流 600 V である。蓄電媒体には、当該社製品のニッケル水素電池「ギガセル」を採用しており、30 セルモジュールを 16 段直列接続して構成することで、定格 576 V-274 Ah (120 kWh) の蓄電池ユニットを構築している。DC-DC コンバータには定格出力 250 kW の従属接続昇降圧変

表 2.4: SWIMO-X の主要な諸元

形式	SWIMO-X
事業者	川崎重工業株式会社
定員	62 人
空車質量	30 t
車体寸法	長さ：15 m, 幅：2.8 m, 高さ：3.8 m
架線電圧	600 V
主電動機	三相誘導電動機 50 kW×2 台
設計最高速度	50 km/h
搭載蓄電池	576 V-274 Ah ニッケル水素電池 1 セル：1.2 V, 274 Ah, 1 モジュール：30 セル (直列接続) 1 群：16 モジュール (直列接続), 全体：1 群

換器 [108] を適用しており、架線電圧と蓄電池電圧の大小関係が変化した場合でも、安定した電力制御を実現している。負荷側には SIV や駆動用インバータ、三相誘導電動機が接続されている。

SWIMO-X は、これまでに川崎重工播磨工場内の播磨実験線や札幌市交通局の軌道線において試験走行が実施されており、架線レス走行の有用性に関して報告されている [53]。一方で、本車両は営業運行にまでは至っていない。

図 2.18 に電源ハイブリッド走行時におけるサブシステム間のパワーフローを示す。これは、運転状況や架線電圧の状態に応じて 4 つ動作モードに分類できる。図 2.18(a) は力行運転時の動作モードであり、主電動機と SIV の駆動に必要な電力は架線から供給され、同時に蓄電池にも充電される。走行車両が多いラッシュ時に架線電圧が低下した場合や蓄電池が満充電に近い場合では、図 2.18(b) に示すように、架線と蓄電池の両方から電力供給が行われる。図 2.18(c) は回生運転時の動作モードであり、回生電力は蓄電池に充電して回収される。図 2.18(d) は車両停車時や惰行動作時の動作モードであり、架線から SIV と蓄電池の両方に対して電力が供給される。

図 2.19 に架線レス走行時におけるサブシステム間のパワーフローを示す。架線レス走行時では、車両内の全電力は蓄電池を介して電力授受し、車両内のパワーフローは図 2.19(a) に示す力行運転時、図 2.19(b) に示す回生運転時、図 2.19(c) に示す車両停車/惰行動作時の 3 つに分類される。

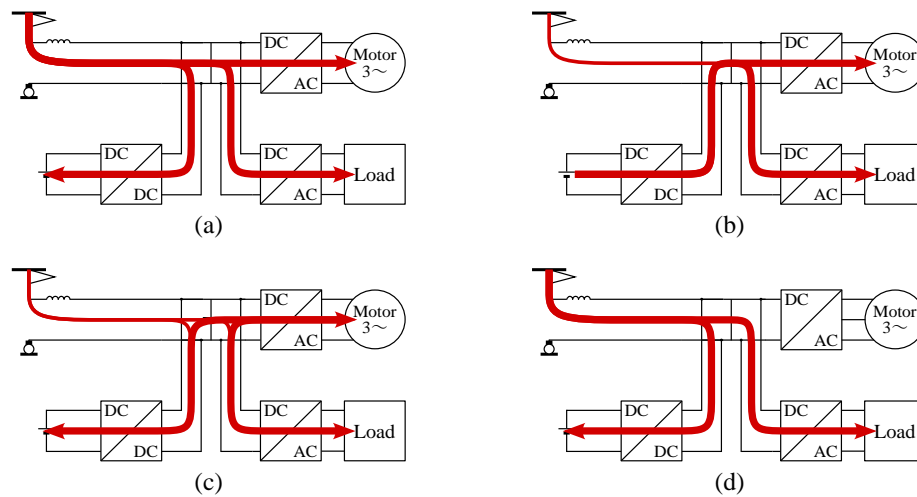


図 2.18: SWIMO の電源ハイブリッド走行時におけるサブシステム間のパワーフロー

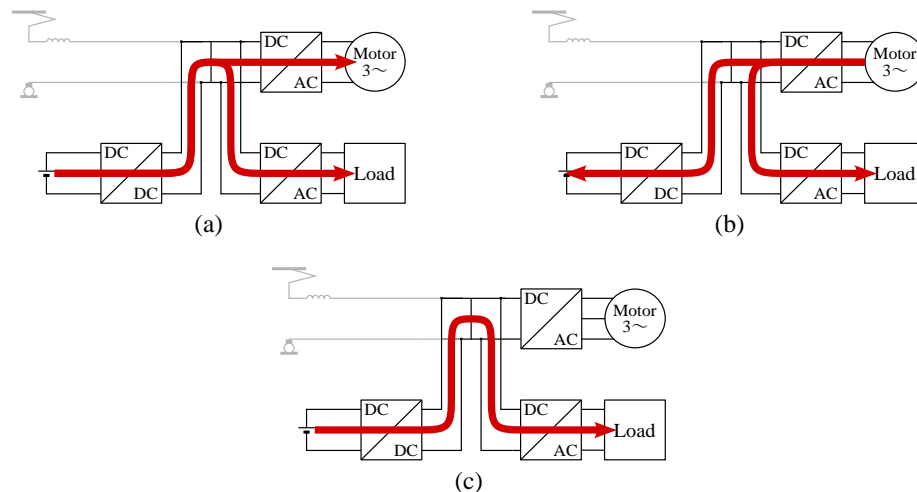


図 2.19: SWIMO の架線レス走行時におけるサブシステム間のパワーフロー

### 2.3.2.3 ACCUM

表 2.5 に、東日本旅客鉄道 (JR 東日本) が竣工した EV-E301 系「ACCUM」の主要な諸元を示す [52,83]。これは、旅客営業電車として 2014 年 3 月に烏山線において世界で初めて運行された蓄電池電車である。電化区間である東北本線 (宇都宮～宝積寺間) の約 11.7 km を電源ハイブリッド走行で駆動し、非電化区間である烏山線 (宝積寺～烏山間) の約 22.4 km を架線レス走行で駆動する。烏山駅には地上充電設備が設置されており、停車中において急速充電が行われる。車両は 2 両固定編成とし、1 両当たりの車長は 19.6 m、質量はそれぞれ 37.7 t (1 号車) と 40.2 t (2 号車) である。

ACCUM の主回路システムは図 2.15(b) をベースとしており、電力変換装置や補助電

表 2.5: EV-E301 系「ACCUM」の主要な諸元

形式	EV-E301 系「ACCUM」
事業者	東日本旅客鉄道
定員	133 人 (1 号車), 133 人 (2 号車)
空車質量	37.7 t (1 号車), 40.2 t (2 号車)
車体寸法	長さ: 19.6 m, 幅: 2.8 m, 高さ: 3.6 m
架線電圧	1.5 kV
主電動機	三相誘導電動機 95 kW×2 台
設計最高速度	100 km/h
搭載蓄電池	630 V-150 Ah リチウムイオン電池 1 セル: 3.6 V, 30 Ah, 1 モジュール: 8 セル (直列接続) 1 群: 22 モジュール (直列接続), 全体: 5 群 並列接続構成

源装置等の機器は床下に艤装されている。標準架線電圧は直流 1.5 kV であり、定格出力 600 kW の DC-DC コンバータを介して蓄電池電圧 (DC リンク電圧) である直流 630 V に降圧する。蓄電媒体は搭載スペースや重量削減を重要視して選定されており、GS ユアサ製の産業用 LIB (セルの公称電圧は 3.6 V, 公称電池容量は 30 Ah) が採用されている。8 セルを直列接続したモジュールを構成し、22 段のモジュールを直列接続した群を 5 並列構成することで、定格 630 V-150 Ah (95 kWh) の蓄電池ユニットを構築している。本ユニットは各車両にそれぞれ搭載されており、総蓄電池容量は 190 kWh, 全体積は 2.9 m<sup>3</sup>, 全質量は 4.4 t である。各車両には 1 台の駆動用インバータに定格 95 kW の三相誘導電動機が 2 台ずつ接続される。

図 2.20 に ACCUM の走行動作におけるサブシステム間のパワーフローを示す。これは、電化・非電化区間や蓄電池の充電状態に応じて 5 つ動作モードに大別される。図 2.20(a) は電化区間走行中における力行運転時のパワーフローであり、DC-DC コンバータを制御することで架線から供給される電力を調整する。蓄電池の SOC が低い場合には蓄電池の充電が行われ、SOC が十分に充電されている場合には蓄電池からも SIV に電力供給が可能である。図 2.20(b) は電化区間走行中における回生運転時のパワーフローであり、DC-DC コンバータを制御して回生電力を蓄電池に回収している。本動作では基本的に蓄電池への充電動作が優先されるが、蓄電池の SOC が満充電に近い場合は架線側へ回生するように動作する。図 2.20(c)(d) は非電化区間走行中の力行・回生運転時のパワーフローであり、蓄電池から供給される電力のみで走行し、ブレーキ時の回生電力は蓄電池の充電や SIV への動力源として供給される。図 2.20(e) は停車中における急

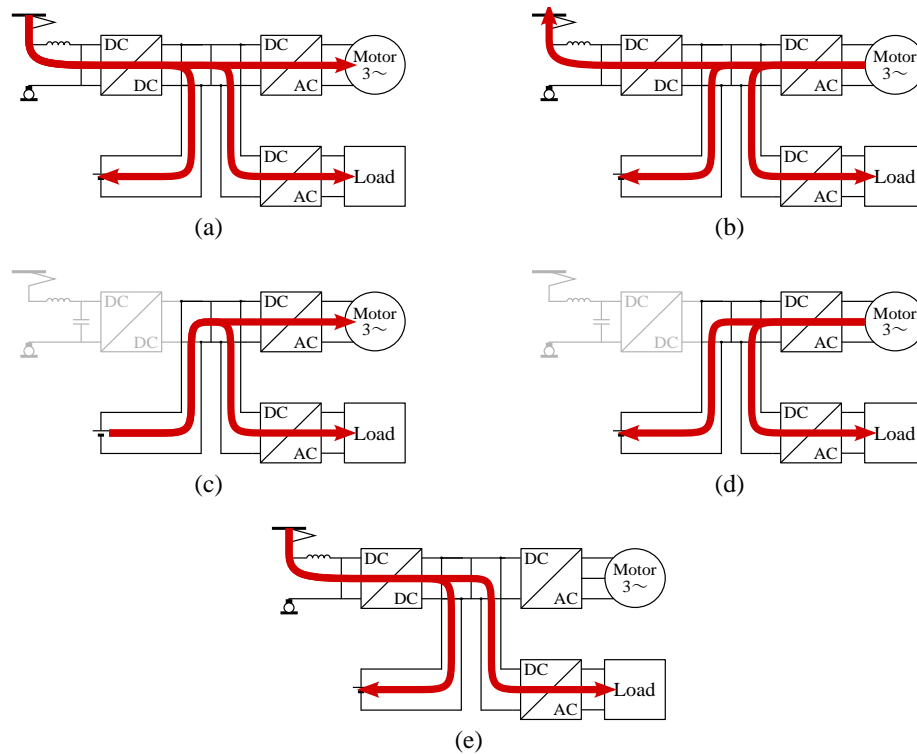


図 2.20: ACCUM の電化・非電化区間におけるサブシステム間のパワーフロー

速充電時のパワーフローであり，DC-DC コンバータを制御して蓄電池の充電や SIV へ電力供給する。

### 2.3.3 蓄電池電車の技術課題

蓄電池電車は，従来の直流電鉄車両に対して新たに車載蓄電システム (蓄電媒体+DC-DC コンバータ) を搭載するため，以下の課題が存在する。

- 消費エネルギー削減の観点から，車載蓄電システムの軽量化が要求される。
- 搭載スペース確保の観点から，車載蓄電システムの小型化 (即ち，高電力密度化) が要求される。

蓄電媒体に関しては，高出力密度化と高エネルギー密度化を実現可能なリチウムイオン電池 (LIB) の適用が解決策として有力視されている。近年では，電動車両用 LIB の高性能化 (高エネルギー密度化，高出力密度化，長寿命化) と低コスト化に関する研究開発が目覚ましく，「NEDO 二次電池技術開発ロードマップ 2013」によると，2030 年頃までにエネルギー密度を重視した LIB に関して，出力密度は最大 1.5 kW/kg，エネルギー密

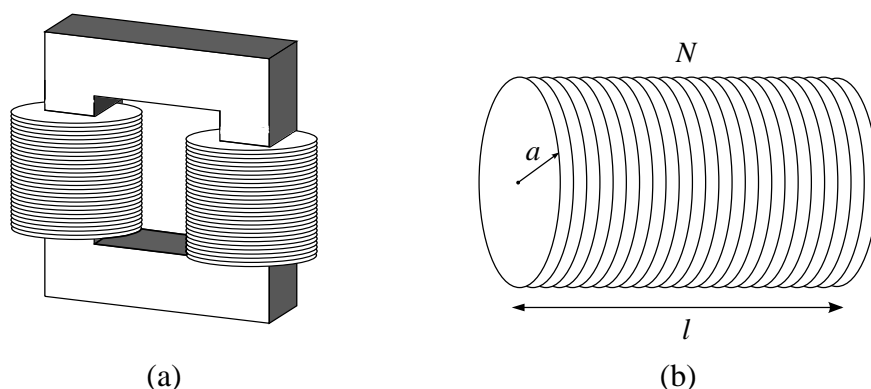


図 2.21: インダクタの構造外観図: (a) 鉄心形, (b) 空心形

度は 700 Wh/kg, コストは約 5 円/Wh の実現を目標にを掲げられている [87]。以上の観点から, 蓄電媒体の小型・軽量化は将来的に解決できる見込みがある。一方, DC-DC コンバータは主にパワーデバイス, 受動素子 (インダクタやコンデンサ), 冷却器から構成され, 高電力密度化を実現するには各構成部品の小型化が必要不可欠である。特に, インダクタは DC-DC コンバータにおける体積・重量の占める割合が大きいため, 高電力密度化の実現にはインダクタの小型・軽量化が要求されている。

直流電鉄車両で用いられるインダクタには, フィルタリアクトルと平滑リアクトルの 2 種類の役割に分類される [88]。フィルタリアクトルは, 装置内短絡等の事故時において電流上昇を抑制する限流機能や, 車両と架線間で流出入する高調波を抑制するフィルタ機能を目的としている。この場合, 上記機能を達成するには比較的大きなインダクタンスが要求されるため, インダクタの大型・高重量化は避けられない。これに対し, 平滑リアクトルは直流電圧変換時のエネルギー蓄積を主目的としたものであり, 車載蓄電システムで用いられる。インダクタ体積は蓄積エネルギーに比例するため, インダクタンスを低減することでインダクタ体積も低減可能である。したがって, 平滑リアクトルは前者のフィルタリアクトルと比較してインダクタの小型・軽量化が可能である。

図 2.21 に, 各インダクタの構造外観図を示す。インダクタは鉄心の有無によって鉄心形と空心形に大別される。鉄心形はケイ素鋼板, センダスト, フェライト, パーマロイ等のコア材料 [89] を使用することで高インダクタンスが得られるため, インダクタの小型化を実現しやすい。しかし, コア材料の適用より直流電流重畳時に磁気飽和を起しやすく, 所望のインダクタンスを確保できない恐れがある。一方, 空心形は巻線のみで構成されたインダクタであり, コア材料を使用しないため直流重畳特性が優れている点に特長がある。直流電気鉄道では事故時における 1 kA 以上の大電流にも対応できるこ

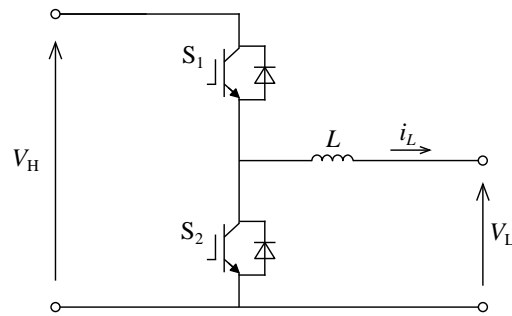


図 2.22: 双方向チョッパ回路

とが要求されるため、磁気飽和を防止しつつ事故時でも高いインダクタンスを保持できる空心形が採用されている。図 2.21(b) は直流電気鉄道で一般的に使用される筒状 (円筒ソレノイド) コイルであり、インダクタンス  $L$  は

$$L = K\mu \frac{\pi a^2 N^2}{l} \quad (2.2)$$

で与えられる [1]。ここで、 $K$  はコイルの形状により決まる長岡係数を、 $\mu$  は真空の透磁率を、 $a$  はコイルの半径を、 $N$  は巻数を、 $l$  はコイル長を表す。空心形は鉄心を使用しないため、インダクタンス  $L$  は巻数  $N$  に依存する。この時、 $N$  の増加はコイル全長の増加にも影響し、コイル全体の直流抵抗増加を促す。換言すると、 $L$  の増加は銅損の増加を引き起こしてしまう。以上の観点から、空心インダクタにおける  $L$  の低減は小型・軽量化と損失削減を実現する上で重要な課題である。

### 2.3.4 DC-DC コンバータの技術動向

以下では、直流 1.5 kV 電化区間に適用される蓄電池電車を対象とし、現行の双方向非絶縁形 DC-DC コンバータの回路トポロジーに関して整理する。最初に、前節で詳述した先行研究の回路方式を 2 点例に挙げ、その後、インダクタの小型・軽量化が可能な回路トポロジーについて言及する。

図 2.22 に、双方向チョッパ回路の主回路構成を示す。これは、インダクタ  $L$  とスイッチ  $S_1$ 、 $S_2$  から主回路を構成し、電力潮流 (電流) 方向によって降圧動作と昇圧動作が切り替わる。降圧チョッパ動作は、 $S_1$  がオンの時に高压側電源電圧  $V_H$  から低压側電源電圧  $V_L$  にエネルギーが供給され、 $L$  に磁気エネルギーが蓄積される。その後、 $S_1$  がオフに切り替わるとインダクタ電流  $i_L$  が  $S_2$  の環流ダイオードに流れ、 $L$  の磁気エネルギーが  $V_L$

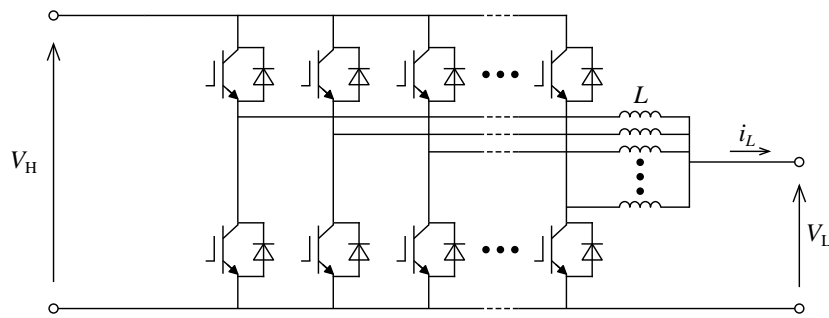


図 2.23: 多相多重チョッパ回路

に供給される。一方、昇圧チョッパ動作では、 $S_2$  がオンの時に  $L$  に磁気エネルギーを蓄積させる。 $S_1$  がオフに切り替わると  $i_L$  が  $S_1$  の環流ダイオードに流れ、 $V_L$  からのエネルギーと  $L$  の磁気エネルギーが  $V_H$  に供給される。このように、両動作ともに  $L$  の磁気エネルギーを介すことで双方向に電力伝送が行われる。このとき、 $i_L$  に生じる電流リプル  $\Delta i_L$  (peak-to-peak) は、次式で与えられる。

$$\Delta i_L = \frac{V_H}{L f_{sw}} d(1-d) \quad (2.3)$$

ここで、 $f_{sw}$  はスイッチング周波数を、 $d$  は  $S_1$  の変調度を表す。一般的に、 $L$  のインダクタンスは  $\Delta i_L$  が規定値以下になるように決定される。このとき、 $\Delta i_L$  の最大条件 ( $d = 0.5$ ) を考慮すると、(2.3) 式より  $L$  は次式で与えられる。

$$L = \frac{V_H}{4\Delta i_L f_{sw}} \quad (2.4)$$

(2.4) 式において  $\Delta i_L$  を一定値と仮定した場合、以下のいずれか、あるいは両方を満たすことで  $L$  を低減でき、インダクタの小型化を実現できる。

- スwitching周波数  $f_{sw}$  の高周波化
- 高圧側電源電圧  $V_H$  (電圧ステップ幅) の低減

直流電気鉄道の場合、 $V_H$  は架線電圧の 1.5 kV に相当し、図 2.22 のスイッチ  $S_1$ 、 $S_2$  には 3.3 kV 耐圧パワーモジュールが適用される。本パワーモジュールはスイッチング特性が悪いため、スイッチング損失抑制の観点からスイッチング周波数  $f_{sw}$  は 1.5 kHz 以下に制限される [1,61]。換言すると、本回路方式では高周波化によるインダクタの小型化は現実的でない。

図 2.23 に多相多重チョッパ回路を示す [73,80]。これは、図 2.23 を単位ユニットとして多重並列接続した回路構成であり、変換器容量の増大や冗長性の向上が実現できる。

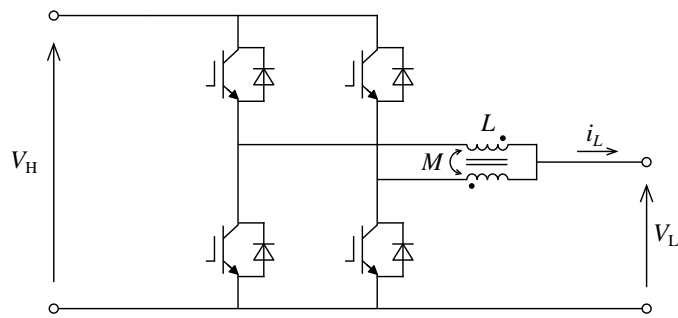


図 2.24: 結合インダクタを用いた二相二重チョッパ回路

図 2.22 の並列接続数を  $M$  とすると、各チョッパのキャリア周波数を  $360^\circ/M$  ずつ移相させてスイッチングすることで、低圧側電流  $i_L$  に生じる等価的なスイッチング周波数を増加できる。その結果、インダクタンス  $L$  を低減することができ、インダクタの小型化が可能である。ただし、本方式では  $M$  に比例してインダクタの数も増加するため、回路全体として見た場合にインダクタ体積が増加する恐れがある。

図 2.24 に結合インダクタを適用した二相二重チョッパ回路を示す [90–94]。これは、図 2.22 の各インダクタ巻線を単一コアに集約し、磁氣的に相互結合させた結合インダクタを使用する点に特長がある。その結果、インダクタ電流リップルを抑制しつつ、インダクタの部品点数を削減できる。コアに鉄心を使用する場合は、コアの形状や巻線構造の工夫よりインダクタの小型化が可能である [90,91]。ただし、上記方式では各相インダクタ電流の平均電流が不平衡である場合、インダクタに直流偏磁が生じてしまい信頼性が低下する恐れがある。一方、コアに鉄心を用いない空心方式も提案されている [92–94]。これは、多層円筒ソレノイド構成をベースとし、巻線構造の工夫によってインダクタの小型・軽量化が見込めることが報告されている [93]。

図 2.25 に、共振形スイッチトキャパシタコンバータ (SCRC: Switched Capacitor based Resonant Converter) の主回路構成を示す [95–97]。これは、4 個のパワーデバイスとインダクタ、およびコンデンサより構成される。インダクタとコンデンサ間で直列共振回路を形成することによりソフトスイッチングを実現できる点に特長がある。文献 [96] では、 $S_1 \sim S_4$  の変調度を 50% とし、共振回路の共振周波数でスイッチングする。このとき、 $S_1$  と  $S_3$ 、 $S_2$  と  $S_4$  を同一のタイミングでスイッチングすることで  $i_L$  には正弦波状の共振電流が流れ、零電流スイッチング (ZCS: Zero-Current Switching) 動作を実現できる。その結果、変換器効率の高効率化や高周波動作化によるインダクタとコンデンサの小型・軽量化を達成できる。一方、上記制御法では入出力電圧の大小関係により ZCS が実現でき

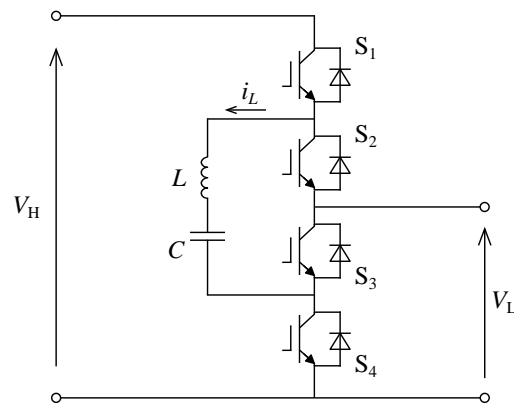
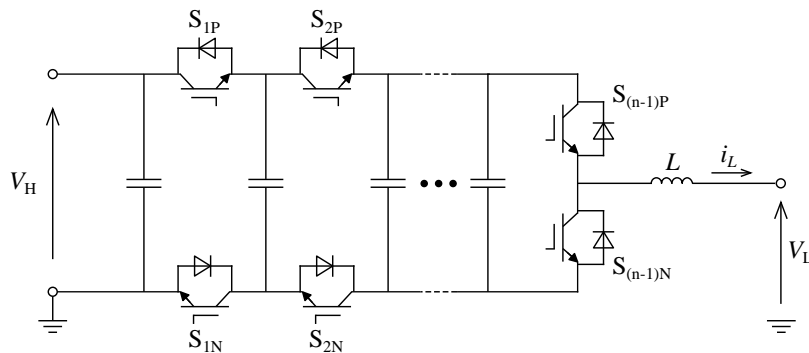


図 2.25: 共振形スイッチトキャパシタコンバータ (SCRC)

図 2.26:  $n$  レベルフライングキャパシタコンバータ (FCC)

ない動作条件が存在するため、一部動作ではハードスイッチングとなり変換器効率は悪化する。文献 [97] では SCRC の位相シフト制御法が提案されている。これは、各スイッチの変調度を 50% としたまま、 $S_1$  と  $S_2$  に対して  $S_3$  と  $S_4$  のスイッチングに位相差を与えており、 $i_L$  には台形波状の電流が流れる。本制御法では、零電圧スイッチング (ZVS: Zero-Voltage Switching) 動作を実現でき、その結果、スイッチング周波数の高周波化によるインダクタやコンデンサの小型化を達成できる。位相差を調整することで伝送電力を制御することも可能であり、前者の制御方式と比較して高圧・大容量用途の DC-DC コンバータに適した制御法である。

図 2.26 に  $n$  レベルフライングキャパシタ変換器 (FCC: Flying-Capacitor Converter) の主回路構成を示す [98–100]。これは、 $2(n-1)$  個のパワーデバイスとフライングキャパシタ (以下、FC)、およびインダクタで構成される。各上下アームの  $S_{1P}$  と  $S_{1N}$ 、 $S_{2P}$  と  $S_{2N}$ 、 $\dots$ 、 $S_{(n-1)P}$  と  $S_{(n-1)N}$  のペアは相補的に動作し、各ペアに対して位相シフト PWM を

適用しスイッチングする。電圧出力の自由度を活用することで FC の充放電動作を行うことができ、各 FC 電圧を一定値に制御することが可能である。本スイッチング動作では等価スイッチング周波数を高周波化できるだけでなく、複数の FC 電圧を組合わせたマルチレベル電圧を出力できる。その結果、インダクタンス  $L$  を低減でき、インダクタの小型化が実現できる。さらに、FC の静電容量はスイッチング周波数に依存するため、高周波化することで静電容量 (体積) 低減も実現できる。一方、 $V_H$  に近い FC ほど高耐圧のコンデンサが要求され、同耐圧のコンデンサで構成する場合は FC を直列接続して構成する必要がある。また、レベル数の増加に伴い FC の構成数も増大するため、直列接続した FC の個体差によって分圧不均一を生じる場合があり、FC には耐圧以上の電圧が印加される恐れがある。

インダクタの小型・軽量化を目的として、補助変換器を用いた回路トポロジーが提案されている [101–104]。補助変換器は複数台の単位セルをカスケード接続して構成されるマルチレベル変換器であり、セル数を増加することで下記の優位性が得られる。

- 変換器の高電圧化が容易
- 電流制御性の向上
- マルチレベル電圧の増加による高調波電圧の低減
- スwitching損失の低減

上記特性は高圧直流送電 (HVDC: High Voltage Direct Current) を代表とする数百 kV 級高圧・大容量変換器に対して非常に有効的であり、これまでに実用化事例が報告されている [105, 106]。また、高調波電圧の低減よりインダクタの小型化が可能であり、変換器の高電力密度化も達成できる [115]。

一方、200 V、400 V 級の低圧系統連系変換器に対してマルチレベル変換器を適用した事例も報告されている [107]。これは、オン抵抗特性が優れた低耐圧 Si-MOSFET を用いた単位セルを多段接続して構成する点に特長がある。上記パワーデバイスを採用することでスイッチング損失と導通損失を同時に低減でき、さらにインダクタンスの低減も可能である。その結果、99%以上の高効率動作を維持しつつインダクタの小型軽量化を実現できる。しかし、電流定格が数百 A 級の大容量変換器の場合では導通損失が増大するため変換器効率は悪化する。また、本電圧定格帯ではスイッチング周波数の高周波化によるアプローチが採用できるため、電流定格の大きいパワーデバイスを用いることでマルチレベル変換器を適用しない場合でも変換器の小型化を比較的实现しやすい。

これに対し、直流電気鉄道に適用される 1.5 kV 級 DC-DC コンバータでは高電圧・大

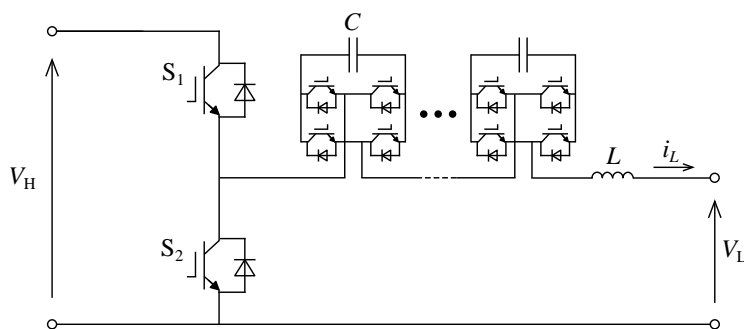


図 2.27: 補助変換器を有する双方向チョッパ回路

電流動作や変換器の小型軽量化が強く要求されており、マルチレベル変換器の適用は効果的なアプローチである。しかし、セル数を増加すると導通損失が増加し、変換器効率が悪化する恐れがあるため、単位セルのカスケード数に留意する必要がある。

図 2.27 に、補助変換器を有する双方向チョッパ回路の主回路構成を示す [101, 102]。これは、図 2.22 の双方向チョッパ回路 (以下、主変換器) に複数台の单相フルブリッジ変換器 (以下、ブリッジセル) をカスケード接続した補助変換器を適用する点に特長がある。補助変換器は直列形アクティブフィルタとして機能し、インダクタに印加される電圧はスイッチングリップ成分のみとなる。このとき、補助変換器の各ブリッジセルに位相シフト PWM を適用することで等価キャリア周波数を高周波化でき、インダクタ電流のリプル成分を低減できる。その結果、インダクタンス  $L$  の低減よりインダクタの小型化が可能となる。インダクタ体積低減により、本回路の変換器体積は図 2.22 と比較して 40.3%削減できることが報告されている [102]。さらに、図 2.27 は補助変換器が直流遮断器として動作することも可能である。低压側に設置される直流高速度遮断器を除去することで、システムの更なる小型化が期待できる。一方、主変換器の印加電圧は図 2.22 と同様に架線電圧  $V_H$  であるため、主変換器のスイッチング周波数は従来の双方向チョッパ回路と同様に 1.5 kHz 程度である。したがって、ブリッジセルに適用する直流コンデンサの静電容量は比較的大きくなり、変換器が大型化する恐れがある。また、ブリッジセルの適用により導通デバイス数が増加するため、補助変換器の導通損失増加より変換器効率が悪化する恐れがある。

図 2.28 に、図 2.27 を三相インターリーブ構成にした主回路構成を示す [103]。各相の動作は図 2.27 と同様であり、各主変換器のキャリア周波数は  $360^\circ/M$  ずつ移相させてスイッチングする。図 2.28 は、補助変換器のキャリア搬送波に鋸波を採用することで、インダクタ電流リプルを低減が可能であり [103]、各相内の位相シフト PWM による電流

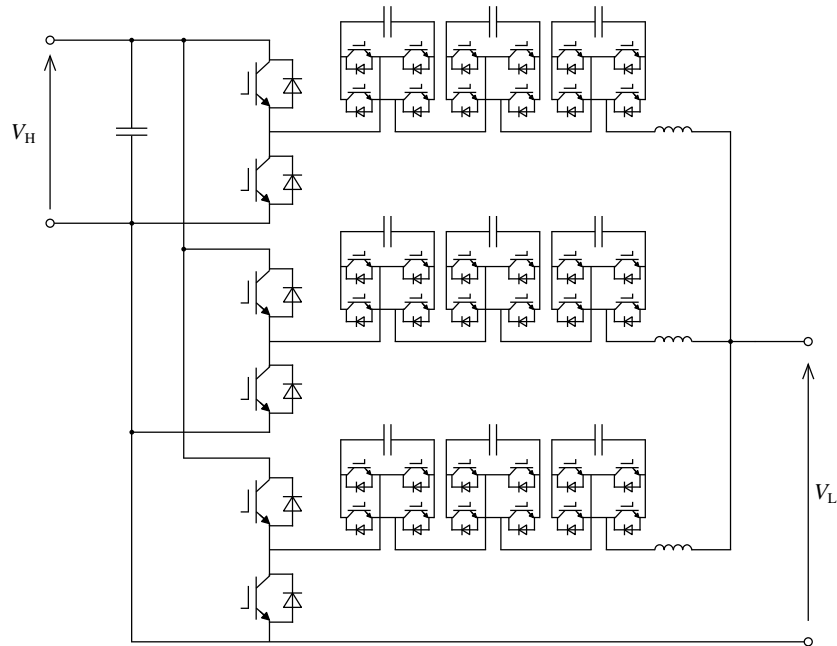


図 2.28: 補助変換器を有する双方向チョッパ回路: 三相インターリーブ構成

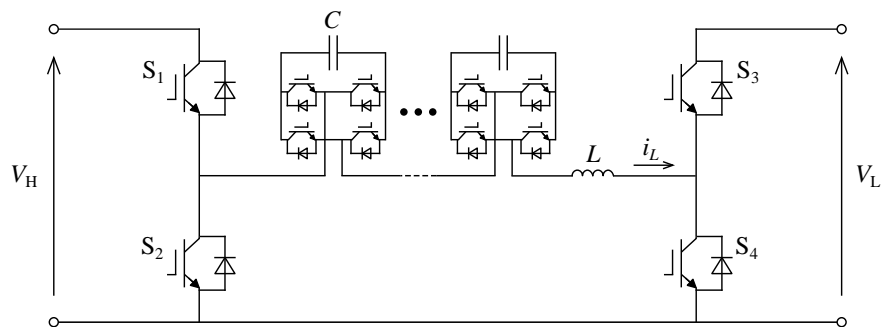


図 2.29: 補助変換器を有する従属接続昇降圧変換器

リップル低減効果に加え、相間の位相シフトによる電流リップル低減効果も得られる。その結果、キャリア搬送波に三角波を使用した従来方式と比較して、インダクタ電流リップルのピーク値を 14.3%まで低減できることが報告されている [103]。

図 2.29 に、補助変換器を有する従属接続昇降圧変換器を示す [104]。これは、降圧チョッパと昇圧チョッパを組み合わせた従属接続昇降圧変換器 [108] に補助変換器を併用した主回路構成である。基本的な回路動作は図 2.27 と類似しているが、図 2.29 は降圧動作、昇圧動作、昇降圧動作の 3 つの電力変換動作が可能である。文献 [104] では、定格 75-kW、1.5-kV、1-kV の実スケールモデルを対象とし、2 レベル従属接続昇降圧変

換器 (NIBB: NonInverting Bidirectional Buck-boost chopper), 3 レベル従属接続昇降圧変換器 (TL-NIBB: Three-Level NonInverting Bidirectional Buck-boost chopper), 図 2.29 の 3 つの回路トポロジーにおける体積比較を検討しており, 図 2.29 は NIBB に対して 59%, TL-NIBB に対して 41%も変換器体積が低減可能であることが報告されている。

## 2.4 本章のまとめと本研究の位置づけ

### 2.4.1 本章のまとめ

本章では, 直流電気鉄道の省電力化に関して直流き電システムに着目し, 回生電力の有効活用に関する技術動向を概説した。初めに, 現状の直流き電システム構成を詳述し, 回生電力の再利用方法や回生失効のメカニズムについて述べた。その上で, 近年では VVVF インバータへの SiC パワーデバイスの適用や誘導電動機の高性能化, 永久磁石同期機の適用などから主回路機器の高効率化が進み, 回生電力量が増加する傾向にあることを言及した。次に, 回生電力を有効活用可能な地上変電設備の技術動向について詳述した。回生電力の伝送距離を拡大して遠方の力行車両まで供給する手法, 回生電力を外部の電力系統に逆潮流する手法, 蓄電媒体を用いて回生電力を貯蔵・放出する手法に大別し, それぞれの技術動向例について述べた。その後, 車載蓄電方式の技術動向に関して研究事例や実用化事例を概説した。2000 年以降から高性能蓄電池が登場したことで車両内部に電力貯蔵装置を搭載することが可能となり, 走行車両の回生電力を直接回収することが可能となった。さらに, 高エネルギー密度化や高出力密度化が可能な LIB を適用することで, 架線レス走行も実現できる。一方, 本電車は従来の直流電鉄車両に対して新たに電力貯蔵装置を搭載するため, 搭載スペースの制約や電車質量低減の観点から蓄電池や DC-DC コンバータの小型・軽量化が要求されている。近年では電気自動車用 LIB の開発競争が加速しており, 蓄電池は将来的に小型・軽量化が実現できると予想される。一方, DC-DC コンバータは小型・軽量化, 即ち高電力密度化の検討の余地が残されていた。

DC-DC コンバータの構成部品において, インダクタは機器の大型・高重量化を引き起こす主要因として指摘されており, インダクタの小型・軽量化が強く要求されている。一般的にインダクタはスイッチング周波数の高周波化によってエネルギー蓄積密度を低減でき, 小型・軽量化を達成できる。しかし, 標準架線電圧が 1.5 kV に設定される電化区間では, スwitching 特性の悪い高耐圧パワーモジュールが DC-DC コンバータに

適用されるため、スイッチング損失増大の観点から高周波化による小型・軽量化のアプローチが困難であった。

### 2.4.2 本研究の位置づけ

本論文では、我が国の電気鉄道において電化率の割合が最も支配的な標準架線電圧が 1.5 kV の直流電気鉄道を対象としている。本章では、上記電化区間の更なる省電力化を実現するためには回生電力の有効活用が重要であることを示し、上記を解決する手段の一つに蓄電理電車が有効であることを論じた。そして、将来的に上記電車の実用化を促進するためには、DC-DC コンバータの高電力密度化が要求されることを示した。本課題に対し、本論文では蓄電池電車に搭載される DC-DC コンバータの高電力密度化を目的として、スイッチトキャパシタ変換器をベースとした双方向非絶縁形 DC-DC コンバータを検討している。これは、SiC を代表としたワイドギャップ半導体などを用いることなく、回路方式や制御法を工夫することでインダクタの小型化を実現する点に特長がある。具体的には、マルチレベル変換器の回路・制御技術やスイッチング周波数の高周波化を積極的に活用し、DC-DC コンバータの高電力密度化を実現する。1.5 kV 級 DC-DC コンバータに対して高性能なパワーデバイスを適用せずにスイッチング周波数の高周波化によるアプローチで高電力密度化を検討した事例は少なく、本検討には有用性がある。本論文では、提案回路の高効率化が実現可能な制御法の検討、そして提案回路の高電力密度化に関する評価を理論的に解析し、それらを実験と数値解析より検証することで有効性と妥当性を明らかにする。



## 第3章

# スイッチトキャパシタ変換器をベースとした回路トポロジー

本章では、DC-DC コンバータの高電力密度化を目的として、スイッチトキャパシタ変換器をベースとした双方向非絶縁形 DC-DC コンバータを提案する。提案回路は、4 個のパワーデバイスから構成される主変換器と、複数台の双方向チョップ回路をカスケード接続して構成される補助変換器から主回路を形成する点に特長があり、補助変換器の電流制御により主変換器パワーデバイスの零電流スイッチングを実現できる。その結果、主変換器の高周波化より受動素子の小型・軽量化が可能となる。

まず、提案回路の動作原理に関して、主変換器パワーデバイスの零電流スイッチングと直流コンデンサ電圧制御を達成する電流制御法について検討する。その後、200 V、2 kW ミニモデルを用いた実験検証より提案した電流制御法の有効性と妥当性を確認し、動作条件に関わらず主変換器パワーデバイスの零電流スイッチングを達成できることを明らかにする。

### 3.1 主回路構成

図 3.1 に、本章で検討する双方向非絶縁形 DC-DC コンバータの主回路構成を示す。これは、スイッチトキャパシタ変換器 (SCC: Switched-Capacitor Converter) をベースとした主回路構成に特長があり、主変換器 (Main converter)、補助変換器 (Auxiliary converter)、インダクタより構成する。

主変換器は 4 個のパワーデバイスから構成し、正側パワーデバイスから順に  $S_1$ 、 $S_2$ 、 $S_3$ 、 $S_4$  と呼称する。高圧側直流電圧を  $V_H$ 、低圧側直流電圧を  $V_L$  とすると、各パワーデバイスには  $V_L$  もしくは  $V_H - V_L$  が印加される。したがって、各パワーデバイスに  $V_H$  が

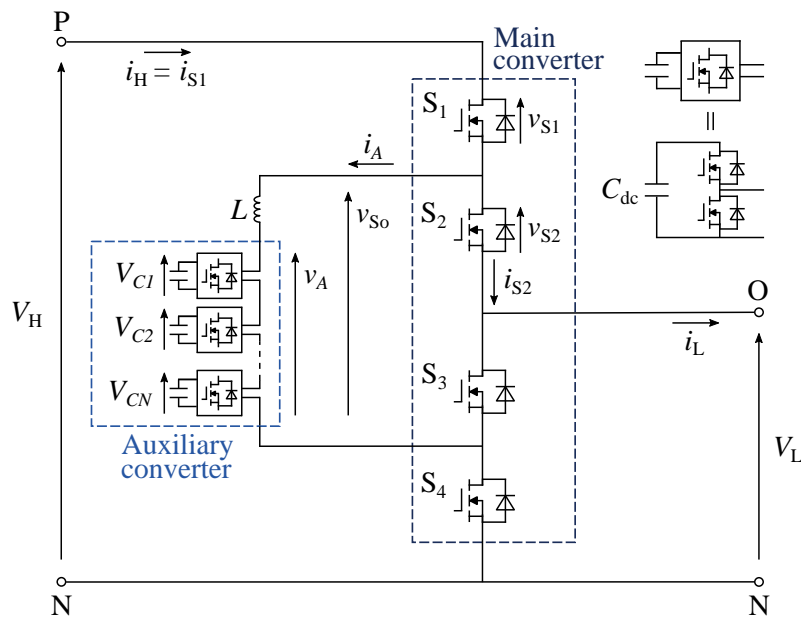


図 3.1: スイッチトキャパシタ変換器をベースとした双方向非絶縁形 DC-DC コンバータの主回路構成

印加される従来の 2 レベル変換器と比較し、パワーデバイスの電圧定格を低減できる。例えば、標準架線電圧が 1.5 kV に設定される主回路システムでは、通常 3.3 kV 耐圧のパワーモジュールが用いられるが、提案回路では 1.7 kV 耐圧のパワーモジュールを適用することができる。その結果、比較的流通量の多いパワーデバイスを採用することができ、パワーデバイスの低コスト化を実現できる。さらに、スイッチング特性や I-V 特性が優れたパワーデバイスを適用できるため、主変換器の導通損失低減も期待できる。

補助変換器は複数台 ( $N$  セル) の双方向チョップ回路 (以下、チョップセル) をカスケード接続して構成されるマルチレベル変換器である。本変換器は制御電圧源として機能し、インダクタ  $L$  と組み合わせることで制御電流源として動作する。換言すると、補助変換器を用いることでインダクタ電流を能動的に制御することができ、任意の条件下においても主変換器パワーデバイスの零電流スイッチング (ZCS: Zero-Current Switching) が実現できる。各チョップセルの静電容量  $C_{dc}$  とセル電圧の直流量  $V_{C1}, V_{C2}, \dots, V_{CN}$  はそれぞれ共通の値を使用する。

本論文の主変換器と補助変換器には Si パワーデバイス (Si-MOSFET, Si-IGBT および Si-FWD) の適用を想定する。ただし、上記パワーデバイスの代替として SiC パワーデバイス (SiC-MOSFET および SiC-SBD) を採用することもできる。

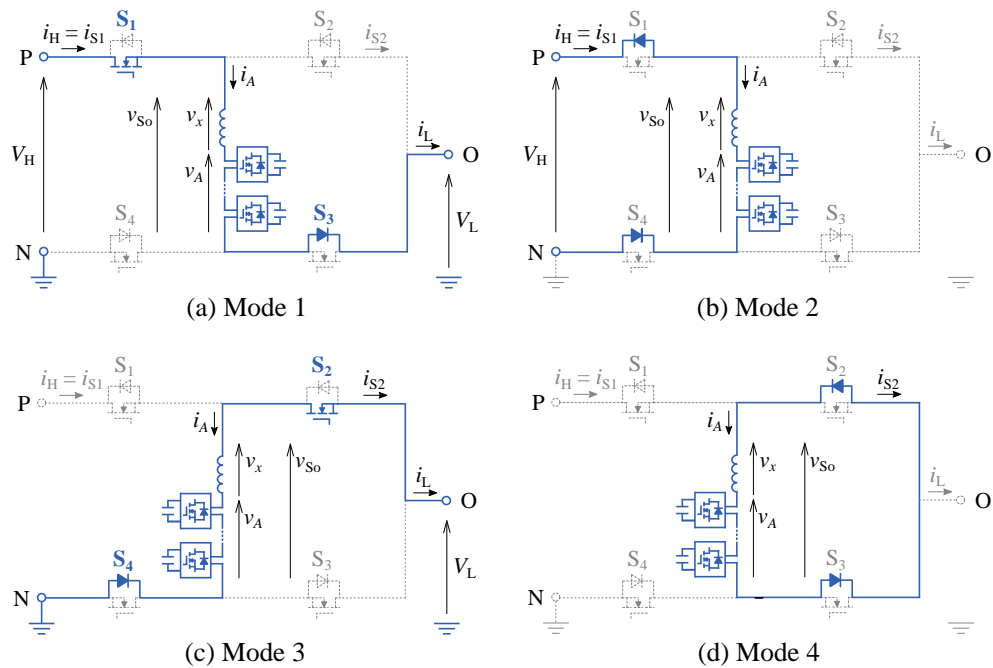


図 3.2: 提案回路のスイッチングモード

## 3.2 動作原理

### 3.2.1 スwitchングモード

図 3.2 に、高圧側から低圧側へ電力伝送時における図 3.1 の一周期動作モードを示す。主変換器パワーデバイスの  $S_1$  と  $S_2$ 、および  $S_3$  と  $S_4$  はそれぞれ相補的にスイッチングし、デッドタイム期間を含めると全部で 4 つのスイッチングモード (Mode) が存在する。図 3.2(a) に示す Mode 1 は  $S_1$  と  $S_3$  がオン時の場合であり、補助変換器は  $V_H$  からの伝送電力の一部を吸収し、残りの電力は  $V_L$  へ伝送される。本動作中はインダクタ電流が  $i_A > 0$  となるため、 $S_1$  の MOSFET と  $S_3$  の環流ダイオードを導通する。図 3.2(c) に示す Mode 3 は  $S_2$  と  $S_4$  がオン時の場合であり、補助変換器に蓄積された電力を  $V_L$  に放出する。本動作中はインダクタ電流が  $i_A < 0$  となるため、 $S_2$  の MOSFET と  $S_4$  の環流ダイオードを導通する。デッドタイム期間  $T_D$  ではインダクタ電流  $i_A$  の極性により回路動作が異なる。図 3.2(b) に示す Mode 2 は  $i_A < 0$  におけるデッドタイム期間中の回路動作であり、 $S_1$  と  $S_4$  の環流ダイオードを導通して補助変換器に蓄積された電力を  $V_H$  に放出する。一方、図 3.2(d) に示す Mode 4 は  $i_A > 0$  の場合におけるデッドタイム期間中の回路動作であり、 $S_2$  と  $S_3$  の環流ダイオードが導通し、電流は補助変換器、インダクタ、 $S_2$ 、 $S_3$  を介した閉ループ内を循環する。

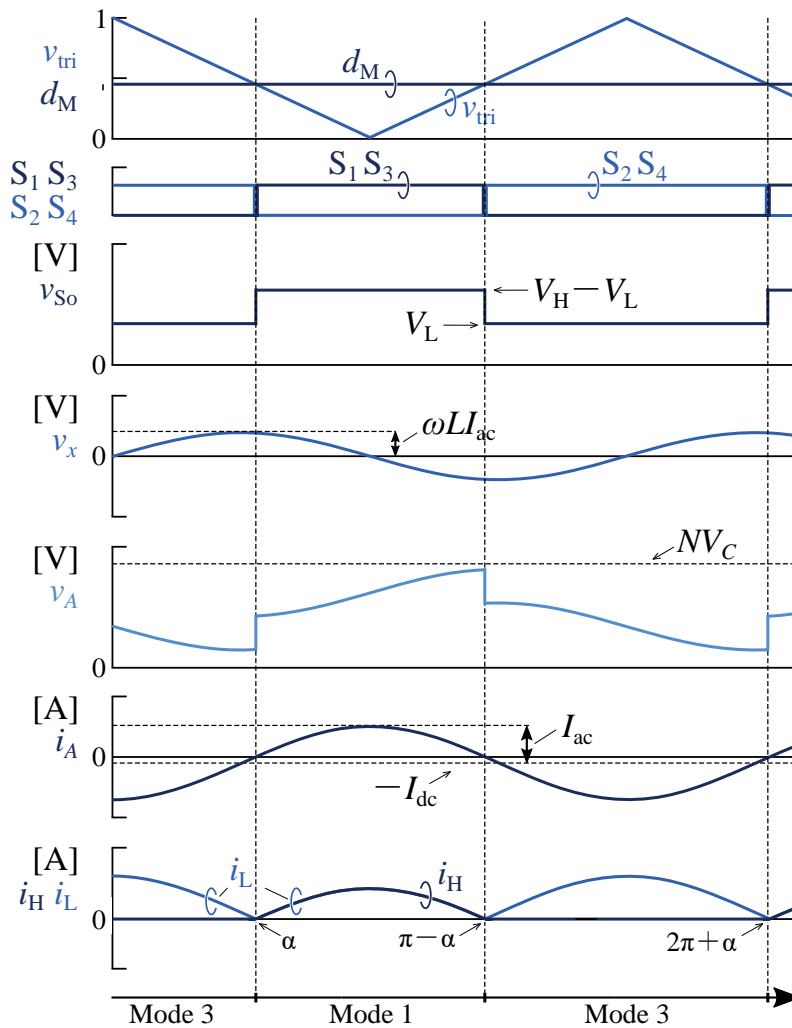


図 3.3:  $V_H \geq 2V_L$  の場合における提案回路の一周期理想電圧・電流波形

### 3.2.2 $V_H \geq 2V_L$ 時の動作原理

図 3.3 に、 $V_H \geq 2V_L$  の電源電圧条件における高圧側から低圧側へ電力伝送時の理想電圧・電流波形を示す。ただし、 $v_{tri}$ 、 $d_M$  は三角波搬送波 (キャリア) と変調波を、 $v_A$  は補助変換器出力電圧を、 $v_{So}$  は主変換器出力電圧を、 $v_x$  はインダクタ両端電圧を、 $i_{S1}$  と  $i_{S2}$  は  $S_1$  と  $S_2$  のパワーデバイスに流れる電流を、 $i_H$  と  $i_L$  は高圧側・低圧側直流電流を表す。図 3.1 の場合  $i_H = i_{S1}$  の関係式が成立するが、後述する多相多重構成 DC-DC コンバータの場合は  $i_H \neq i_{S1}$  となる。

主変換器の各パワーデバイスのスイッチングは  $v_{tri}$  と  $d_M$  の比較より決定し、 $v_{tri} < d_M$  の場合は  $S_1$  と  $S_3$  をオン、 $S_2$  と  $S_4$  をオフする。本動作は図 3.2(a) に示す Mode 1 に対応している。一方、 $v_{tri} > d_M$  の場合は  $S_1$  と  $S_3$  をオフ、 $S_2$  と  $S_4$  をオンとしており、本動作

は図 3.2(c) の Mode 3 に相当する。Mode 1 の場合、次式の回路方程式が成立する。

$$V_H - V_L = v_x + v_A \quad (3.1)$$

ただし、各パワーデバイスは理想スイッチを仮定し、配線抵抗・インダクタンスは零としている。一方、Mode 3 の場合では、次式の回路方程式が成立する。

$$V_L = v_x + v_A \quad (3.2)$$

(3.1), (3.2) 式において、主変換器出力電圧  $v_{So}$  を

$$v_{So} = \begin{cases} V_H - V_L & (\text{when } v_{tri} < d_M) \\ V_L & (\text{when } v_{tri} > d_M) \end{cases} \quad (3.3)$$

と定義すると、(3.3) 式は次式に変形できる。

$$v_{So} = v_x + v_A \quad (3.4)$$

(3.4) 式は電力系統用自励式変換器で適用される回路方程式と等価であり、補助変換器を用いることで電流制御が可能であることを意味する。

一方、補助変換器に流出入する瞬時電力は  $v_A$  と  $i_A$  の積で与えられ、各チョップセルに使用する直流コンデンサ電圧を一定に制御するために、瞬時電力の一周期平均値を零とする必要がある。また、主変換器パワーデバイスが ZCS となる場合を考えると、 $i_A$  は主変換器キャリア周波数  $f_{CM}$  の交流分を与える必要がある。しかし、交流分のみを与えた場合では瞬時電力の一周期平均値は零にすることができない。したがって、瞬時電力の一周期平均値を零とするために、 $i_A$  は交流分に加えて直流分を出力する必要がある。このとき、 $i_A$  を

$$i_A = I_{ac} \sin \theta - I_{dc} = I_{ac} \sin 2\pi f_{CM} t - I_{dc} \quad (3.5)$$

として与えた場合を考える。ただし、 $I_{ac}$  は交流分の振幅を、 $I_{dc}$  は直流分 ( $I_{dc} > 0$ ) を表す。図 3.3 の場合、 $v_A$  と  $i_A$  に含まれる周波数  $f_{CM}$  の正弦波交流成分は同相であるため、両者は正の有効電力を形成する。これに対し、 $v_A$  の直流分は正であり、 $i_A$  の直流分は負であるため、両者は負の有効電力を形成する。両電力の和が零となるよう  $I_{dc}$  を制御することで、補助変換器に流出入する瞬時電力の一周期平均値を零にできる。一方、低圧側から高圧側へ電力伝送する場合は  $v_A$  と  $i_A$  の交流分は負の有効電力を形成するため、 $v_A$  と  $i_A$  の直流分は正の有効電力を形成する必要がある。この場合は、 $i_A$  に含まれる直流分を正に変更すればよい。図 3.3 と (3.5) 式において、 $i_A$  の極性が負から正に切り替わる時

点の位相角を  $\theta = \alpha$  ( $0 < \alpha < \frac{\pi}{2}$ ) とし、再度  $i_A$  が正から負に切り替わる時点の位相角を  $\theta = \pi - \alpha$  とすると、 $I_{dc}$ ,  $I_{ac}$ ,  $\alpha$  間には次式の関係式が成立する。

$$I_{dc} = I_{ac} \sin \alpha \quad (3.6)$$

この場合、主変換器パワーデバイスが位相角  $\alpha$ ,  $\pi - \alpha$  でスイッチングすることで、ZCS動作を実現できる。

インダクタ電流  $i_A$  を (3.5) 式で与えた場合、(3.4) 式よりインダクタ両端電圧  $v_x$  は、

$$v_x = L \frac{di_A}{dt} = \omega L I_{ac} \cos \omega t \quad (\omega = 2\pi f_{CM}) \quad (3.7)$$

となる。理想状態を仮定した場合、(3.4), (3.7) 式より、補助変換器の各チョップセルには次式の変調度  $d_A$  が与えられる。

$$d_A \approx \frac{v_{So} - v_x}{NV_C} = \frac{v_{So} - \omega L I_{ac} \cos \omega t}{NV_C} \quad (3.8)$$

次に、変換器損失零の理想状態を仮定して位相角  $\alpha$  の決定法に関して言及する。高压側の一周期平均電力を  $P_H (= V_H I_H)$ 、低压側の一周期平均電力を  $P_L (= V_L I_L)$  とすると、定常時は  $P_H = P_L$  となり、電力平衡が成立する。ただし、 $I_H$ ,  $I_L$  はそれぞれ  $i_H$ ,  $i_L$  の一周期平均電流である。このとき、図 3.3 において  $P_H = P_L$  となるように位相角  $\alpha$  を決定することで、ZCS動作を実現できる。図 3.3 と (3.5) 式より  $I_H$ ,  $I_L$  は次式となる。

$$I_H = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi-\alpha} i_A d\theta = \frac{I_{ac}}{2\pi} (2 \cos \alpha - \pi \sin \alpha + 2\alpha \sin \alpha) \quad (3.9)$$

$$I_L = \frac{1}{2\pi} \left( \int_{\alpha}^{\pi-\alpha} i_A d\theta + \int_{\pi-\alpha}^{2\pi+\alpha} (-i_A) d\theta \right) = \frac{2I_{ac}}{\pi} (\cos \alpha + \alpha \sin \alpha) \quad (3.10)$$

$V_H I_H = V_L I_L$  の関係式に (3.9), (3.10) 式を代入し、 $\sin \alpha \approx \alpha$ ,  $\cos \alpha \approx 1 - \frac{\alpha^2}{2}$  の近似式を適用すると、位相角  $\alpha$  に関する以下の二次方程式を得る。

$$\alpha^2 - \pi \frac{V_H}{V_H - 2V_L} \alpha + 2 = 0 \quad (3.11)$$

位相条件 ( $0 < \alpha < \frac{\pi}{2}$ ) より、(3.11) 式の解は

$$\alpha = \frac{1}{2} \left( \frac{\pi}{1 - 2G} - \sqrt{\left( \frac{\pi}{1 - 2G} \right)^2 - 8} \right) \quad (3.12)$$

となる。ただし、 $G (= V_L/V_H)$  は電圧変換比を表す。(3.12) 式に着目すると、位相角  $\alpha$  はインダクタ電流  $i_A$  に依存しない。換言すると、(3.12) 式で位相角を与えることで、定常・過渡時の両動作条件において電力伝送量に依存せず ZCS を実現できる。また、検出した  $V_H$  と  $V_L$  を用いて位相角  $\alpha$  を決定することで、電源電圧変動時も ZCS を実現できる。

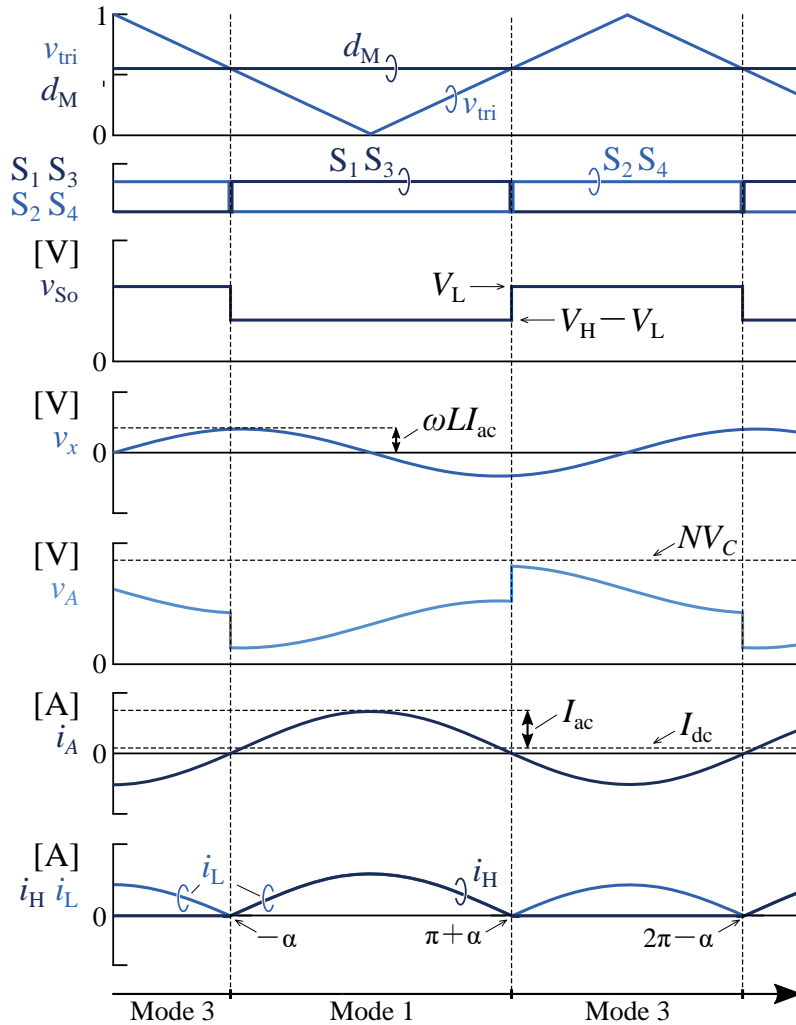


図 3.4:  $V_H < 2V_L$  の場合における提案回路の一周期理想電圧・電流波形

### 3.2.3 $V_H < 2V_L$ 時の動作原理

図 3.4 に  $V_H < 2V_L$  の電源電圧条件における高圧側から低圧側へ電力伝送時の理想電圧・電流波形を示す。図 3.4 は前述の  $V_H \geq 2V_L$  と同様な回路動作となるが、各 Mode における主変換器出力電圧  $v_{So}$  の大小関係に違いがあり、 $v_{So}$  は図 3.3 に対して  $180^\circ$  移相する。上記の観点から、本動作ではインダクタ電流  $i_A$  を

$$i_A = I_{ac} \sin \theta + I_{dc} = I_{ac} \sin 2\pi f_{CM} t + I_{dc} \tag{3.13}$$

として与える。図 3.4 の場合、 $v_A$  は  $i_A$  に含まれる周波数  $f_{CM}$  の正弦波交流成分は逆相であるため、両者は負の有効電力を形成する。一方、 $v_A$  の直流分は正であり、 $i_A$  の直流分は正であるため、両者は正の有効電力を形成する。その結果、 $I_{dc}$  を制御することで、補助変換器に流出入する瞬時電力の一周期平均値を零にできる。また、低圧側から高圧側

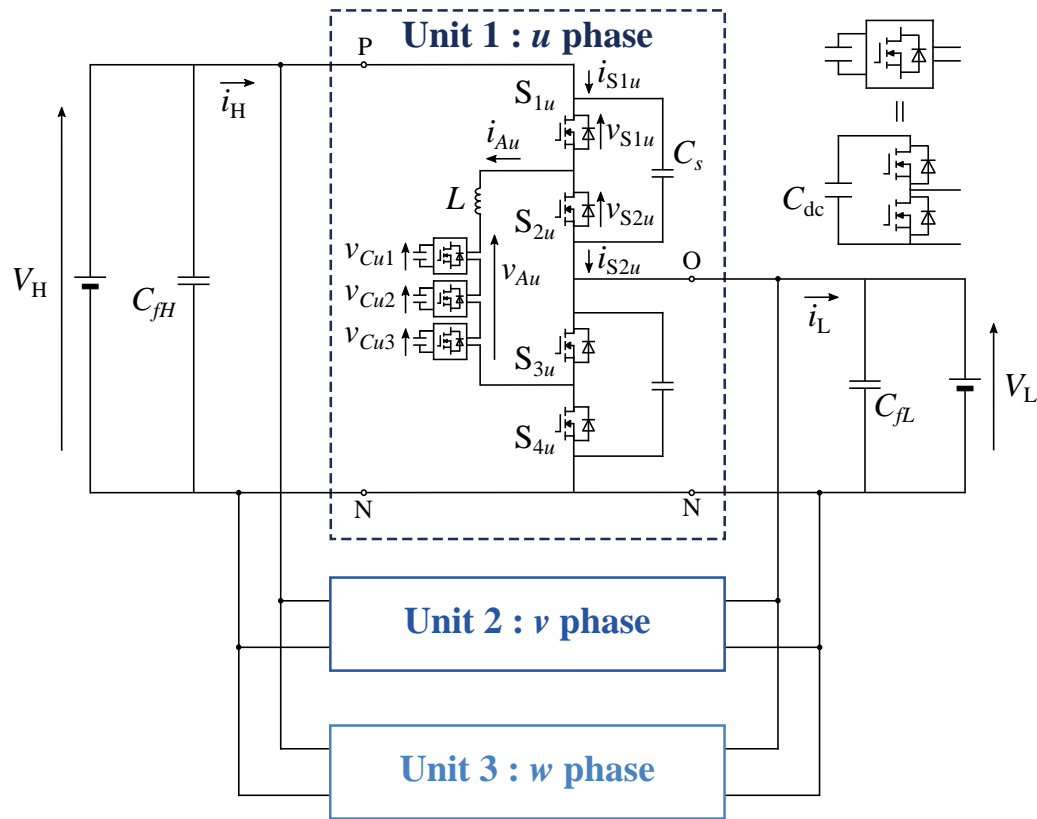


図 3.5: 実験システム: 3 ユニット構成

へ電力伝送する場合は、前述と同様に  $i_A$  に含まれる直流分を負に変更すればよい。

図 3.4 では、主変換器パワーデバイスが位相角  $-\alpha$ ,  $\pi + \alpha$  でスイッチングすることで ZCS 動作を実現できる。ここで、位相角  $\alpha$  は位相条件 ( $0 < \alpha < \frac{\pi}{2}$ ) を考慮すると、(3.9) ~ (3.12) 式と同様の手順より次式で与えられる。

$$\alpha = \frac{1}{2} \left( -\frac{\pi}{1-2G} - \sqrt{\left(\frac{\pi}{1-2G}\right)^2 - 8} \right) \quad (3.14)$$

### 3.3 多相多重構成時の電流制御法

図 3.5 に、提案回路を多相多重構成した主回路構成を示す。これは、図 3.1 を単位ユニットとして、高圧側は共通の直流電源  $V_H$  に対して並列接続し、低圧側は共通の直流電源  $V_L$  に対して並列接続する。ユニット数  $M$  を増加することで、変換器容量の増大や高圧・低圧側直流電流  $i_H$ ,  $i_L$  の高調波成分を低減できる。図 3.5 は後述する実験システムと同じ構成であり、ユニット数  $M$  は 3 としている。図 3.5 では主変換器パワーデバイス間にスナバコンデンサ  $C_s$  を接続している。ただし、スナバコンデンサは過電圧防止

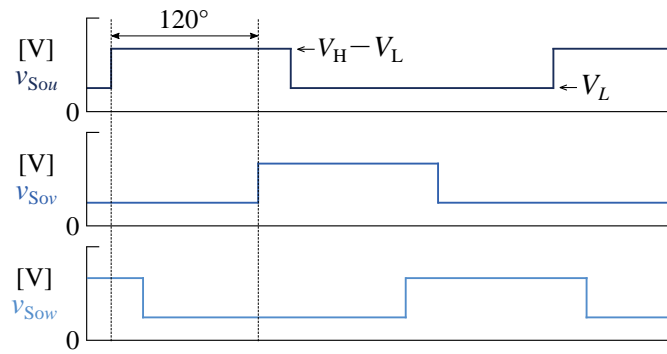


図 3.6:  $V_H \geq 2V_L$  の場合における三相構成時の主変換器出力電圧  $v_{Sou}$ ,  $v_{Sov}$ ,  $v_{Sow}$  の電圧波形例

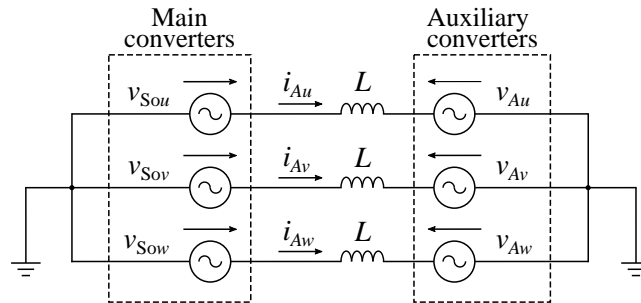


図 3.7: 図 3.5 の等価回路

を目的としており、変換器動作に影響を与えない。提案回路を3ユニットで構成する場合は電力系統用変換器と類似した動作を行うため、以降では便宜上、ユニット1をu相変換器、ユニット2をv相変換器、ユニット3をw相変換器と呼称する。

図 3.6 に、 $V_H \geq 2V_L$  の場合における三相構成時の主変換器出力電圧  $v_{Sou}$ ,  $v_{Sov}$ ,  $v_{Sow}$  の電圧波形例を示す。図 3.5 では、各相主変換器の三角波初期位相は  $120^\circ$  移相し、各インダクタ電流の初期位相も同様に  $120^\circ$  移相する。その結果、 $v_{Sou}$ ,  $v_{Sov}$ ,  $v_{Sow}$  は位相が  $120^\circ$  異なる方形波状交流成分と、共通の直流成分 ( $> 0$ ) から構成される。一方、各相のインダクタ電流は独立に制御できるため、図 3.5 は図 3.7 に示す等価回路で表現でき、三相4線式の電力伝送回路と等価とみなすことができる。

提案回路の補助変換器に適用できる電流制御法は、以下の2つが考えられる。

- $dq0$  変換に基づき、各相インダクタ電流を一括に取り扱い電流制御を行う。
- 一般的な PI 制御に基づき、各相インダクタ電流を個別に電流制御を行う。

前者は、座標変換を適用して制御対象を交流量から直流量に変換することで電流制御性

を向上できる点に特長がある。各インダクタ電流は、周波数が  $f_{CM}$  で位相が  $360^\circ/M$  ずつ異なる交流電流 (以下, 正相電流) と各相共通の電流 (以下, 零相電流) が含まれる。一般的な三相系統連系変換器と同様に, インダクタ電流に座標変換 ( $dq0$  変換) を適用することで, 正相電流を直流量に変換できる。図 3.6 において  $v_{Sou}$ ,  $v_{Sov}$ ,  $v_{Sow}$  の交流成分と同相 (もしくは逆相) の電流成分を  $d$  軸電流とし,  $90^\circ$  位相が異なる電流成分を  $q$  軸電流とする。このとき, 電力伝送は  $v_{Sou}$ ,  $v_{Sov}$ ,  $v_{Sow}$  の交流成分と同相 (もしくは逆相) の  $d$  軸電流のみ寄与する。換言すると, 無効電力に相当する  $q$  軸電流  $i_q$  を零とし, 有効電力に相当する  $d$  軸電流  $i_d$  を調整することで, 高効率電力伝送を実現できる。 $i_d > 0$  の場合,  $v_{Sou}$ ,  $v_{Sov}$ ,  $v_{Sow}$  の交流成分と  $i_{Au}$ ,  $i_{Av}$ ,  $i_{Aw}$  の交流成分は同相となり, 高圧側から低圧側に正の有効電力が生じる。一方,  $i_d < 0$  の場合,  $v_{Sou}$ ,  $v_{Sov}$ ,  $v_{Sow}$  の交流成分と  $i_{Au}$ ,  $i_{Av}$ ,  $i_{Aw}$  の交流成分は逆相となり, 低圧側から高圧側に正の有効電力が生じる。

次に, 各相共通の零相電流  $i_0$  に着目する。三相構成時の場合, 絶対変換適用時の  $i_0$  は次式で与えられる。

$$i_0 = \frac{1}{\sqrt{3}}(i_{Au} + i_{Av} + i_{Aw}) \quad (3.15)$$

$i_0$  に含まれる直流成分は補助変換器出力電圧  $v_{Au}$ ,  $v_{Av}$ ,  $v_{Aw}$  に含まれる直流成分 ( $> 0$ ) と有効電力を形成する。 $i_0$  の直流成分が正の場合, 上記有効電力は正となるため補助変換器の各直流コンデンサ電圧は増加する。一方,  $i_0$  の直流成分が負の場合では, 負の有効電力が形成されるため各直流コンデンサ電圧は減少する。上記特性を利用することで, 後述の直流電圧一括制御を実現できる。一方,  $i_0$  に含まれる周波数  $f_{CM}$  の交流電流を利用することで, 相間のパワーフローを制御できる [109]。その結果, 上記特性を活用することで直流コンデンサ電圧の相間バランス制御を実現できる。

以上より, 前者の電流制御法は直流コンデンサ電圧バランス制御に加えて高効率電力伝送動作とロバスト性向上を実現でき, 相数が増加した場合も制御システムを容易に拡張できる。しかし, 本電流制御法は相数が 1, もしくは 2 の場合は座標変換を適用できないため, 三相以上構成時の応用に限定される。また, 各相変換器に個体差が発生し損失が不均一に生じた場合, 相間バランス制御が各相電流制御に干渉するため, インダクタ電流が不平衡となる場合がある。これは主変換器パワーデバイスの不完全 ZCS を誘発し, スイッチング損失増大や過電圧を引き起こす要因となる。さらに,  $dq0$  変換の適用よりデジタルコントローラの計算負荷が増加するため, 計算時間の観点から各変換器のスイッチング周波数選定に制約が生じる恐れがある。

これに対し, 後者の電流制御法は前者と比較して制御システムが単純であるため, 実

装が容易な点に優位性がある。各相を個別に制御するため損失不均一時も各相のインダクタ電流に干渉せず、主変換器パワーデバイスの ZCS を達成することができる。しかし、提案回路は高周波交流電流を制御対象としているため本電流制御法では追従性に問題が生じ、主変換器パワーデバイスが不完全 ZCS となる恐れがある。このため、制御性を改善するために位相進み補償やフィードフォワード制御などの適用が必要になる。

以上より、上記 2 つの電流制御法は互いに利点と欠点を兼ね備えているため、応用先によって使い分けることが重要である。本章では、後者の電流制御法を対象として補助変換器の制御法に関して言及する。

## 3.4 制御システム

### 3.4.1 主変換器のスイッチング

主変換器のスイッチング手法は各ユニットで同一である。主変換器の変調波生成法は (3.12), (3.14) 式で与えられる位相角  $\alpha$  を変調波指令値  $d_M^*$  に換算し、次式より与えられる。

$$d_M^* = \begin{cases} 0.5 - \frac{\alpha}{\pi} & (\text{when } v_H \geq 2v_L) \\ 0.5 + \frac{\alpha}{\pi} & (\text{when } v_H < 2v_L) \end{cases} \quad (3.16)$$

$d_M^*$  と三角波 (最大値: 1, 最小値: 0) を比較し、 $S_1$  と  $S_2$ , および  $S_3$  と  $S_4$  を相補スイッチングする。なお、各ユニットの変調波指令値は共通として与えられ、三角波の初期位相は  $120^\circ$  ずつ移相する。

### 3.4.2 補助変換器の制御法

図 3.8 に、補助変換器制御系のブロック線図を示す。これは 3 ブロックに大別でき、第 1 ブロックは電流制御、第 2 ブロックは電源電圧フィードフォワード制御、第 3 ブロックは個別バランス制御である。電流制御は、更に以下の 2 つに分類できる。

- 有効電力制御
- 直流コンデンサ電圧一括制御

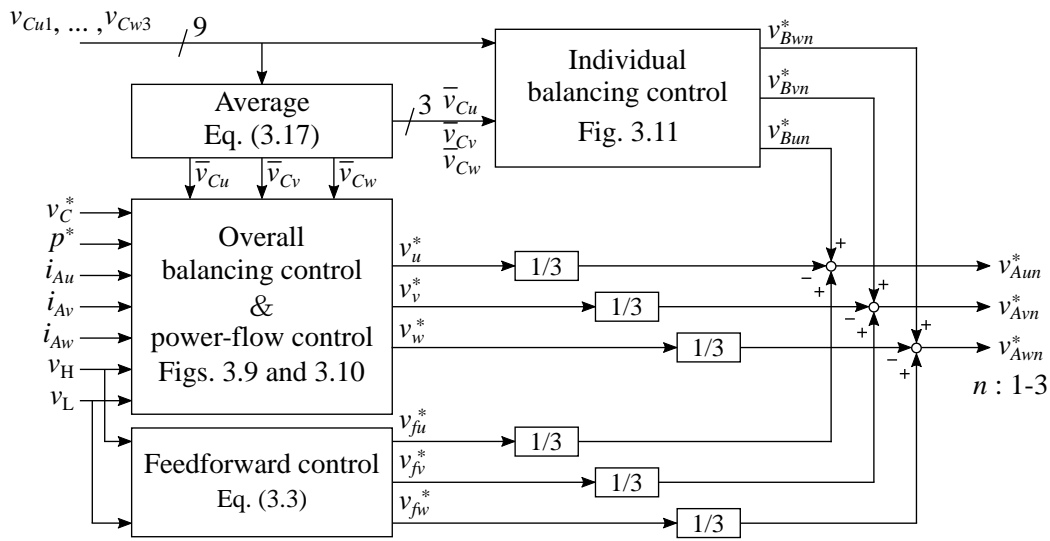


図 3.8: 補助変換器の制御システム構成

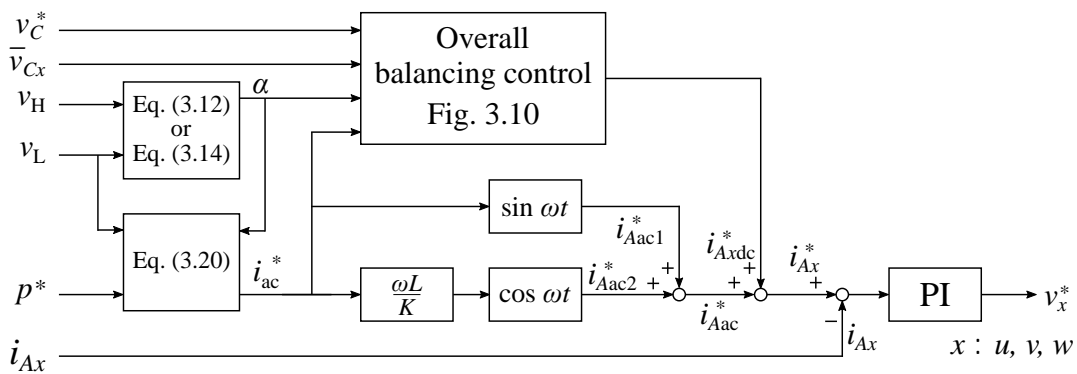


図 3.9: 電流制御系のブロック線図

図 3.8 において、 $\bar{v}_{Cx}$  ( $x: u, v, w$ ) は各相直流コンデンサ電圧の算術平均値であり、次式で与えられる。

$$\bar{v}_{Cx} = \frac{1}{3} \sum_{n=1}^3 v_{Cxn} \tag{3.17}$$

### 3.4.2.1 電流制御

図 3.9 に電流制御のブロック線図を示す。各インダクタ電流  $i_{Ax}$  の電流制御には、一般的な PI 制御を使用したフィードバック制御を適用し、電圧指令値  $v_x^*$  を生成する。各相電流指令値  $i_{Ax}^*$  は主変換器キャリア周波数  $f_{CM}$  を含む交流分  $i_{Aac}^*$  と直流分  $i_{Axdc}^*$  に大別され、 $i_{Aac}^*$  は有効電力制御、 $i_{Axdc}^*$  は直流コンデンサ電圧バランス制御に活用される。有

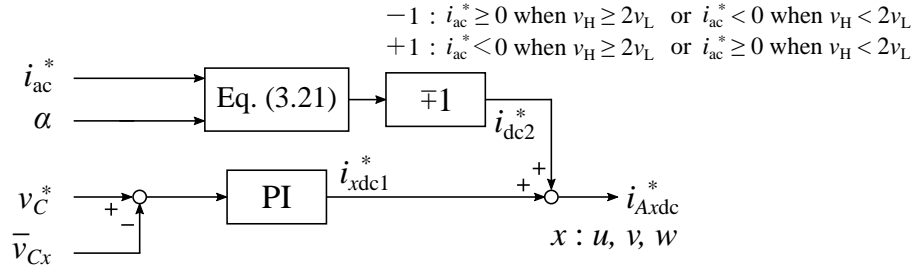


図 3.10: 直流コンデンサ電圧一括制御のブロック線図

効電力制御は、周波数  $f_{CM}$  の基本波振幅  $i_{ac}^*$  を指令値として与え、 $i_{Aac}^*$  を

$$i_{Aac}^* = i_{Aac1}^* + i_{Aac2}^* = i_{ac} \sin \omega t + \frac{K}{\omega L} i_{ac} \cos \omega t \quad (3.18)$$

として制御する。ただし、 $\omega$  は周波数  $f_{CM}$  の角周波数を、 $K$  は比例ゲインを表す。主変換器パワーデバイスの ZCS を実現するためには、指令値  $i_{Aac}^*$  に追従することが重要である。これに対し、本電流制御は交流電流を制御対象しているため、通常の PI 制御では位相遅れや定常偏差の影響は避けられない。このため、図 3.9 では電流制御性向上を目的として、(3.18) 式第二項のフィードフォワード項を与えることで、定常特性と過渡特性を改善する。(3.10) 式より、一周平均電力は、

$$P_H = P_L = 3V_L I_L = \frac{6V_L I_{ac}}{\pi} (\cos \alpha + \alpha \sin \alpha) \quad (3.19)$$

で与えられる。ただし、係数 3 は三相変換器の合計電力を表し、各相平均電流は同一と仮定する。(3.19) 式より、一周平均電力の指令値を  $p^*$  とすると、次式が成立する。

$$i_{ac}^* = \frac{\pi p^*}{6v_L (\cos \alpha + \alpha \sin \alpha)} \quad (3.20)$$

図 3.10 に、直流コンデンサ電圧一括制御のブロック線図を示す。これは、直流コンデンサ電圧バランス制御に関連する  $i_{xdc1}^*$  とフィードフォワード項  $i_{dc2}^*$  の和で与えられ、インダクタ電流  $i_{Ax}$  に含まれる直流成分  $i_{Axdc}^*$  を調整することで、各相全体の直流コンデンサ電圧バランスに必要な有効電力を授受できる。直流コンデンサ電圧バランス制御は、各相の全チョップセルに使用する直流コンデンサ電圧の算術平均値  $\bar{v}_{Cx}$  を指令値  $v_C^*$  に追従させるフィードバックループを形成する。 $v_C^* > \bar{v}_{Cx}$  の場合、指令値  $i_{xdc1}^*$  は増加するため、各チョップセルに流入する有効電力は増加する。その結果、直流コンデンサ電圧は増加する。一方、 $v_C^* < \bar{v}_{Cx}$  の場合は  $i_{xdc1}^*$  は減少するため、各チョップセルから電力は流出する。その結果、直流コンデンサ電圧は減少する。フィードフォワード項  $i_{dc2}^*$  は過渡

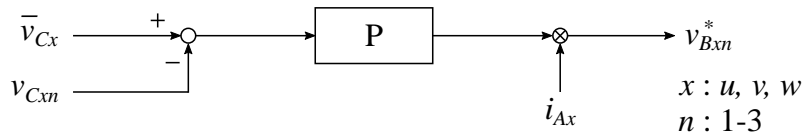


図 3.11: 個別バランス制御のブロック線図

時の制御性向上を目的として電力伝送量から決定されるフィードフォワード項の直流電流指令値であり, (3.6) 式より,

$$i_{dc2}^* = i_{ac}^* \sin \alpha \approx i_{ac}^* \alpha \quad (3.21)$$

で与える。その際,  $i_{dc2}^*$  は各電源電圧  $V_H$ ,  $V_L$  や電力潮流に応じて適切な極性 (+1, -1) が選択される。

### 3.4.2.2 電源電圧フィードフォワード制御

電流制御性を向上させるため, 補助変換器各チョップセルの出力電圧に, (3.3) 式で与えられる主変換器出力電圧  $v_{S0}$  をフィードフォワード項として使用する。上記は三相系統連系変換器でも適用される技術であるが, 図 3.1 の場合では  $v_H$ ,  $v_L$ , および主変換器スイッチング信号より  $v_{S0}$  を算出する点に違いがある。フィードフォワード制御の各相電圧指令値  $v_{fx}^*$  は, 図 3.6 の電圧波形と等価となる。

### 3.4.2.3 個別バランス制御

図 3.11 に, 個別バランス制御のブロック線図を示す。個別バランス制御は, 各チョップセルの出力電圧とインダクタ電流間で有効電力を形成することで, 相内の電圧バランスを実現する。各電圧指令値  $v_{Bxn}^*$  ( $n: 1-3$ ) は, 次式で与えられる。

$$v_{Bxn}^* = K(\bar{v}_{Cx} - v_{Cxn})i_{Ax} \quad (3.22)$$

ただし,  $K$  は比例ゲインである。(3.17), (3.22) 式より

$$\sum_{n=1}^3 v_{Bxn}^* = 0 \quad (3.23)$$

と表され, 各相の電圧指令値  $v_{Bxn}^*$  の総和は零となる。したがって, 個別バランス制御は他の制御系に干渉せずに実装できる。

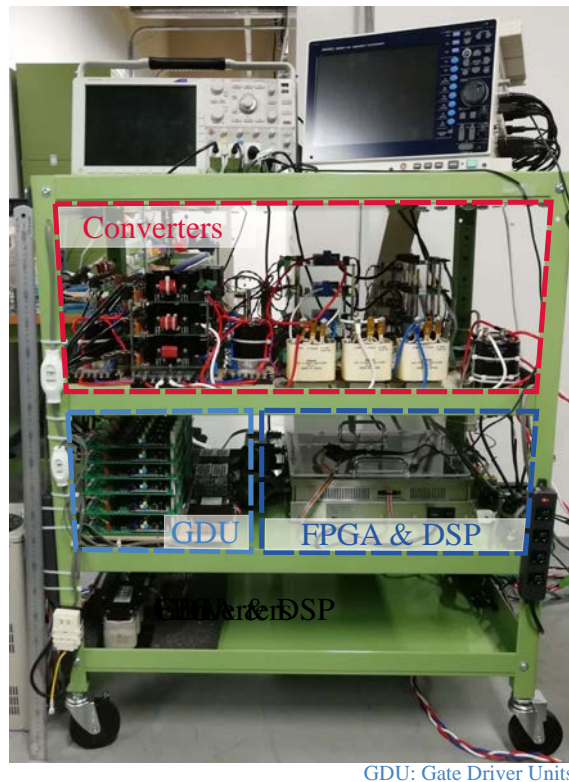


図 3.12: 200 V, 2 kW ミニモデルの外観図

その後、各ユニットのチョップセル数 3 で除算した後、各チョップセルの電圧指令値に加算する。最終的に、各チョップセル電圧指令値  $v_{A,mi}^*$  は直流コンデンサ電圧で規格化した後にキャリア周波数  $f_{CA}$  の三角波 (最大値: 1, 最小値: 0) と比較する。その際、各三角波の初期位相を  $120^\circ$  位相する位相シフト PWM を適用する。

### 3.5 実験結果

図 3.12 に、実験で用いた 200 V, 2 kW ミニモデルの外観を示す。主回路構成は図 3.5 と同一とし、ユニット数  $M$  は 3, チョップセル数  $N$  は 3 とした。主変換器と補助変換器の全パワーデバイスには Si-MOSFET を適用した。その際、各チョップセルでは 1 アーム当たり 4 個の MOSFET を並列接続することでオン抵抗を低減し、ミニモデルとして信頼性を確保している。実験システムでは、図 3.5 に示す通り過電圧防止用スナバコンデンサを挿入している。表 3.1 に図 3.5 の回路定数を示す。高圧側と低圧側の直流電源として Myway プラス社製回生型直流電源 pCUBE (MWBFP3-1250-J02) を使用し、 $V_H = 200$  V,  $V_L = 80$  V とした。各チョップセルの直流コンデンサは、静電容量  $C_{dc}$  は 4.4 mF とし、

表 3.1: 実験検証で使した回路定数

Rated power	$P$	2 kW
High-voltage-side voltage	$V_H$	200 V
Low-voltage-side voltage	$V_L$	80 V
DC-capacitor voltage	$V_C$	60 V
Chopper cell count	$N$	3
Unit count	$M$	3
Carrier freq. (Main)	$f_{CM}$	500 Hz
Carrier freq. (Aux.)	$f_{CA}$	8 kHz
Equivalent carrier freq.	$Nf_{CA}$	24 kHz
Dead time	$T_D$	3.2 $\mu$ s
AC inductor	$L$	0.5 mH (7.9%)
Snubber capacitor	$C_s$	3.0 $\mu$ F
DC capacitor	$C_{dc}$	4.4 mF
Unit capacitance constant [110]	$H$	36 ms

Value in () is on a 200-V, 2-kW, and 500-Hz base.

電圧指令値  $V_C^*$  は 60 V とした。その結果、単位静電定数<sup>1</sup> は 36 ms となる。主変換器と補助変換器のキャリア周波数はそれぞれ 500 Hz, 8 kHz とし、デッドタイム  $T_D$  は共に 3.2  $\mu$ s とした。スナバコンデンサの静電容量  $C_s$  は 3.0  $\mu$ F とした。インダクタ  $L$  は 0.5 mH とし、 $P$ ,  $V_H$ ,  $f_{CM}$  を基準にパーセントインピーダンスを計算すると 7.9% となる。

電流波形の計測には、Textronix 社製オシロスコープ DPO4034B (周波数帯域: 2.5 GHz) と同社製電流プローブ TCP0030A (周波数帯域: 120 MHz), TCP0150 (周波数帯域: 20 MHz), TCP303 (周波数帯域: 15 MHz) を使用し、電圧波形の計測には日置電機社製メモリハイコーダ 8861-50 (周波数帯域: 200 kHz) を使用した。

### 3.5.1 定常特性

#### 3.5.1.1 $V_H > 2V_L$ 動作時の電力伝送

図 3.13 に、高圧側から低圧側へ 2 kW で電力伝送した場合の実験結果を示す。ただし、各電圧・電流波形は図 3.5 における各電圧・電流に対応しており、 $v_{Cu1}$ ,  $v_{Cv1}$ ,  $v_{Cw1}$  は各補

<sup>1</sup> 単位静電定数  $H$  [110] は、変換器の全静電エネルギー  $W_C = N_c C_{dc} V_C^2 / 2$  [J] を変換器容量  $P$  [W] で規格化した値であり、単位は [s] となる。ここで、 $N_c$  は変換器が有する直流コンデンサ  $C_{dc}$  の総数で、図 3.5 では  $N_c = 3 \times 3 = 9$  となる。なお、スナバコンデンサの静電エネルギーは考慮していない。

助変換器におけるチョップセル1の直流コンデンサ電圧である。計測ノイズを低減するため、 $v_{Cu1}$ ,  $v_{Cv1}$ ,  $v_{Cw1}$  の計測データのみ 5 kHz のデジタルローパスフィルタを適用している。また、 $i_0$  は各相インダクタ電流の平均電流であり、

$$i_0 = \frac{1}{3}(i_{Au} + i_{Av} + i_{Aw}) \quad (3.24)$$

として算出している。

補助変換器出力電圧  $v_{Au}$ ,  $v_{Av}$ ,  $v_{Aw}$  は、位相シフト PWM を適用することで、電圧ステップが 60 V (=  $V_C$ ) のマルチレベル波形となる。なお、補助変換器のキャリア周波数を 8 kHz に設定したため、等価スイッチング周波数は 24 kHz (= 8 kHz × 3) となる。各出力電圧は、電源電圧フィードフォワード制御の電圧項、電力・電圧制御に使用する電圧項、および 24 kHz のスイッチングリップル電圧から構成される。

インダクタ電流  $i_{Au}$ ,  $i_{Av}$ ,  $i_{Aw}$  に着目すると、500 Hz の交流成分に加えて負の直流成分が重畳する。本直流成分は、補助変換器に流出入する電力の一周期平均値を零にするために流れている。位相シフト PWM を適用することでインダクタ電流に含まれる高調波成分を低減しており、交流成分は正弦波状となる。

次に、 $S_{1u}$  と  $S_{2u}$  を流れる電流  $i_{S1u}$ ,  $i_{S2u}$  に着目する。ただし、図 3.5 に示す通り、各パワーデバイスの至近端にスナバコンデンサを接続しているため  $i_{S1u}$ ,  $i_{S2u}$  はスナバコンデンサを流れる電流を含む点に留意が必要である。図 3.13 において、 $S_{1u}$  と  $S_{3u}$  がオン時、すなわち  $v_{S1u} = 0$  の場合は  $i_{S1u} = i_{Au}$  となる。一方、図 3.13 より  $i_{S1u}$  は  $i_{Au}$  に含まれないリンギング状の電流を含む。これは、主変換器パワーデバイスのオンオフに起因してスナバコンデンサに流入する電流に相当する。換言すると、実際のパワーデバイスにリンギング状電流は発生しない。 $S_{1u}$ ,  $S_{2u}$  のターンオン、ターンオフ時において  $i_{S1u}$ ,  $i_{S2u}$  は ZCS を実現している。その結果、主変換器パワーデバイスのスイッチング損失は零とみなせる。また、 $S_{1u}$ ,  $S_{2u}$  の両端電圧  $v_{S1u}$ ,  $v_{S2u}$  にサージ電圧は発生しない。

高圧側電流  $i_H$  と低圧側電流  $i_L$  は、インターリーブ構成により高調波成分が低減しており、 $i_{S1u}$ ,  $i_{S2u}$  と比較して直流量に近づいている。

直流コンデンサ電圧  $v_{Cu1}$ ,  $v_{Cv1}$ ,  $v_{Cw1}$  の直流成分は、指令値 60 V に対して良好に追従している。交流分に関しては 500 Hz の交流成分が存在するが、振幅は直流分と比較し十分に小さい。

図 3.14 に、低圧側から高圧側へ 2 kW で電力伝送した場合の実験結果を示す。 $i_{S1u}$ ,  $i_{S2u}$  に着目すると、導通デバイスが図 3.13 の結果と異なるため、両者は共に負となる。一方、各パワーデバイスのスイッチングのタイミングで、スナバコンデンサに起因するリ

リング状電流が発生する。ただし、リング状電流は実際のパワーデバイスには流れない。図 3.14 より、本動作時も主変換器パワーデバイスの ZCS が実現できている。

インダクタ電流  $i_{Au}$ ,  $i_{Av}$ ,  $i_{Aw}$  に着目すると、図 3.13 の各波形に対して 500 Hz 成分の位相が  $180^\circ$  異なっている。また、インダクタ電流に含まれる直流分の極性は、図 3.13 が負であるのに対して図 3.14 は正となる。これは、補助変換器に流出入する電力の一周期平均値を零にするためであり、電力潮流方向の反転により直流分の極性も反転している。直流コンデンサ電圧  $v_{Cu1}$ ,  $v_{Cv1}$ ,  $v_{Cw1}$  の直流成分は、指令値 60 V に対して良好に追従している。

### 3.5.1.2 $V_H < 2V_L$ 動作時の電力伝送

図 3.15 に、高圧側から低圧側へ 2 kW で電力伝送した場合の実験結果を示す。基本的な動作は  $V_H > 2V_L$  (図 3.13) の場合と同様であるが、図 3.15 は図 3.13 と比較して、主変換器スイッチングに使用する変調度  $d_M^*$  の変更より、 $S_1$  と  $S_2$  のオン時間が変化する点に違いがある。ただし、主変換器のスイッチングが変更した場合も主変換器パワーデバイスは ZCS を実現している。 $i_{Au}$ ,  $i_{Av}$ ,  $i_{Aw}$  に含まれる直流成分は正であり、補助変換器に流出入する有効電力の一周期平均値を零に制御されている。その結果、直流コンデンサ電圧  $v_{Cu1}$ ,  $v_{Cv1}$ ,  $v_{Cw1}$  の直流成分は、指令値 60 V に対して良好に追従している。また、本動作では  $V_L$  を 120 V としているためインダクタ電流の振幅は図 3.13 よりも 31% 低減している。

図 3.16 に、低圧側から高圧側へ 2 kW で電力伝送した場合の実験結果を示す。本動作では電力潮流反転により、図 3.15 と比較して各電流波形の極性が変化している。特に、各インダクタ電流に含まれる直流成分の極性が正から負に変化しており、その結果、直流コンデンサ電圧  $v_{Cu1}$ ,  $v_{Cv1}$ ,  $v_{Cw1}$  の直流成分は、指令値 60 V に対して良好に制御されている。本動作においても主変換器パワーデバイスは ZCS を達成しており、高圧・低圧側電源電圧の大小関係に関わらず、提案回路は ZCS を実現できることを確認した。

## 3.5.2 過渡特性

### 3.5.2.1 電力潮流反転

図 3.17 に、図 3.13 から図 3.14 の動作へ 20 ms でランプ変化させた場合の実験結果を示す。このとき、電力潮流の指令値は 2 kW から -2 kW に変化させている。 $v_H$  と  $v_L$  に着目すると、電力潮流変化時に  $v_H$  は増加し、 $v_L$  は減少している。その結果、 $S_{1u}$ 、 $S_{2u}$  の電圧  $v_{S1u}$ 、 $v_{S2u}$  が過渡的に増加している。

$i_{S1u}$ 、 $i_{S2u}$  に着目すると、過渡時においても ZCS を達成していることが確認できる。なお、過渡時にスナバコンデンサに流れるリングング状電流が増加するが、時間の経過と共に減少する。インダクタ電流  $i_{Au}$ 、 $i_{Av}$ 、 $i_{Aw}$ 、および高圧・低圧側直流電流  $i_H$ 、 $i_L$  に過電流は発生せず、20 ms のランプ変化に対して良好に動作していることが確認できる。上記は、補助変換器の優れた電流制御により、提案回路はロバストな電力制御が達成できることを表している。直流コンデンサ電圧  $v_{Cu1}$ 、 $v_{Cv1}$ 、 $v_{Cw1}$  の直流成分は過渡時においても指令値 60 V に良好に追従しており、過電圧は発生しない。

### 3.5.2.2 電源電圧のステップ変化

図 3.18 に、図 3.13 の動作時において  $v_H$  を 200 V から 180 V (90%) にステップ関数状に減少させた場合の実験結果を示す。ただし、電力潮流の指令値は  $p^* = 2$  kW とし、 $V_L$  は 80 V とした。

ステップ変化直後の  $v_H$  に着目すると寄生インダクタンス成分の影響でアンダーシュートが発生し、 $v_H$  の最小値は 169 V となる。ただし、整定時間は 15 ms と十分短い。 $i_H$  の直流量は、ステップ変化前は 10.6 A、ステップ変化後は 11.8 A であり、 $v_H$  が 10% 減少したことに伴い電流量が 11% 増加している。一方、 $i_L$  の直流量はステップ変化前後において変化しない。

$i_{Au}$ 、 $i_{Av}$ 、 $i_{Aw}$  および  $i_{S1u}$ 、 $i_{S2u}$  は、補助変換器の良好な電流制御によりステップ変化時においてもオーバーシュートは発生せず、過渡時においても ZCS を実現できている。直流コンデンサ電圧  $v_{Cu1}$ 、 $v_{Cv1}$ 、 $v_{Cw1}$  の直流成分は過渡時においても指令値 60 V に追従しており、過電圧は発生しない。

表 3.2: シミュレーション検証で使した回路定数

Rated power	$P$	216 kW
High-voltage-side voltage	$V_H$	0.9–1.8 kV
Low-voltage-side voltage	$V_L$	600 V
DC-capacitor voltage	$V_C$	450 V
Chopper cell count	$N$	3
Unit count	$M$	3
Carrier freq. (Main)	$f_{CM}$	500 Hz
Carrier freq. (Aux.)	$f_{CA}$	8 kHz
Equivalent carrier freq.	$Nf_{CA}$	24 kHz
AC inductor	$L$	0.26 mH (7.9%)
DC capacitor	$C_{dc}$	8.4 mF
Unit capacitance constant [110]	$H$	36 ms

Value in () is on a 1.5-kV, 216-kW, and 500-Hz base.

### 3.6 シミュレーション結果

提案回路を蓄電池電車へ搭載する場合、力行・回生走行時に生じる架線電圧変動の影響が懸念される。表 2.1 に示す許容電圧幅を参照すると、JR では架線電圧 ( $V_H$ ) は 900 V から 1.8 kV までの電圧変動を許容する必要がある。蓄電池電圧 ( $V_L$ ) を 600 V と仮定した場合、上記条件の電圧変換比  $G (= V_L/V_H)$  は 0.33 から 0.67 となり、提案回路は幅広い電圧変換動作が要求される。

ここで、上記電圧変動時における提案回路の動作検証を、PSCAD/EMTDC を用いたコンピュータシミュレーションより確認する。表 3.2 にシミュレーションで使した回路定数を、図 3.19 にシミュレーション結果を示す。図 3.19 は、電力潮流の指令値  $p^*$  を 216 kW、電池電圧に相当する低圧側電圧  $v_L$  を 600 V とし、架線電圧に相当する高圧側電圧  $v_H$  は 1.8 kV から 900 V に 2 s でランプ変化させた場合のシミュレーション波形である。また、各回路定数は実験検証で使した表 3.1 の各定数をベースとしており、 $L$ 、 $C_{dc}$  はパーセントインピーダンスと単位静電定数  $H$  に基づき設定している。図 3.19 より、蓄電池電車への搭載時に想定される電圧変動においても、提案回路の主変換器パワーデバイスは ZCS 動作を達成できる。 $v_H$  が 1.2 kV ( $= 2v_L$ ) となる時刻の直前直後に着目すると、 $v_H$  と  $2v_L$  の大小関係が反転するため、提案回路の動作は図 3.3 から図 3.4 に切り替わる。ただし、上記動作時も各電流波形にはオーバーシュートは発生せず、また  $v_{Cu1}$ 、 $v_{Cv1}$ 、 $v_{Cw1}$  の直流成分は指令値 450 V に追従しており、過電圧は発生しない。

### 3.7 本章のまとめ

本章では DC-DC コンバータの高電力密度化を目的として、スイッチトキャパシタ変換器をベースとした双方向非絶縁形 DC-DC コンバータを対象とし、主変換器パワーデバイスの ZCS と直流コンデンサ電圧のバランス制御が可能な電流制御法を提案した。本章で言及した電流制御法はインダクタ電流を主変換器キャリア周波数成分と直流成分に分離することで、ロバストな電力制御とコンデンサ電圧バランス制御を実現できる点に特長がある。設計・製作した 200 V, 2 kW ミニモデルによる実験検証より、定常時・負荷変動時・電源電圧変動時に関わらず、コンデンサ電圧の安定動作や主変換器パワーデバイスの ZCS が実現できることを確認した。さらに、蓄電池電車への搭載を想定したシミュレーション検証より、架線電圧の幅広い電圧変動を考慮した場合においても、提案回路の主変換器パワーデバイスは ZCS を実現できることを確認した。

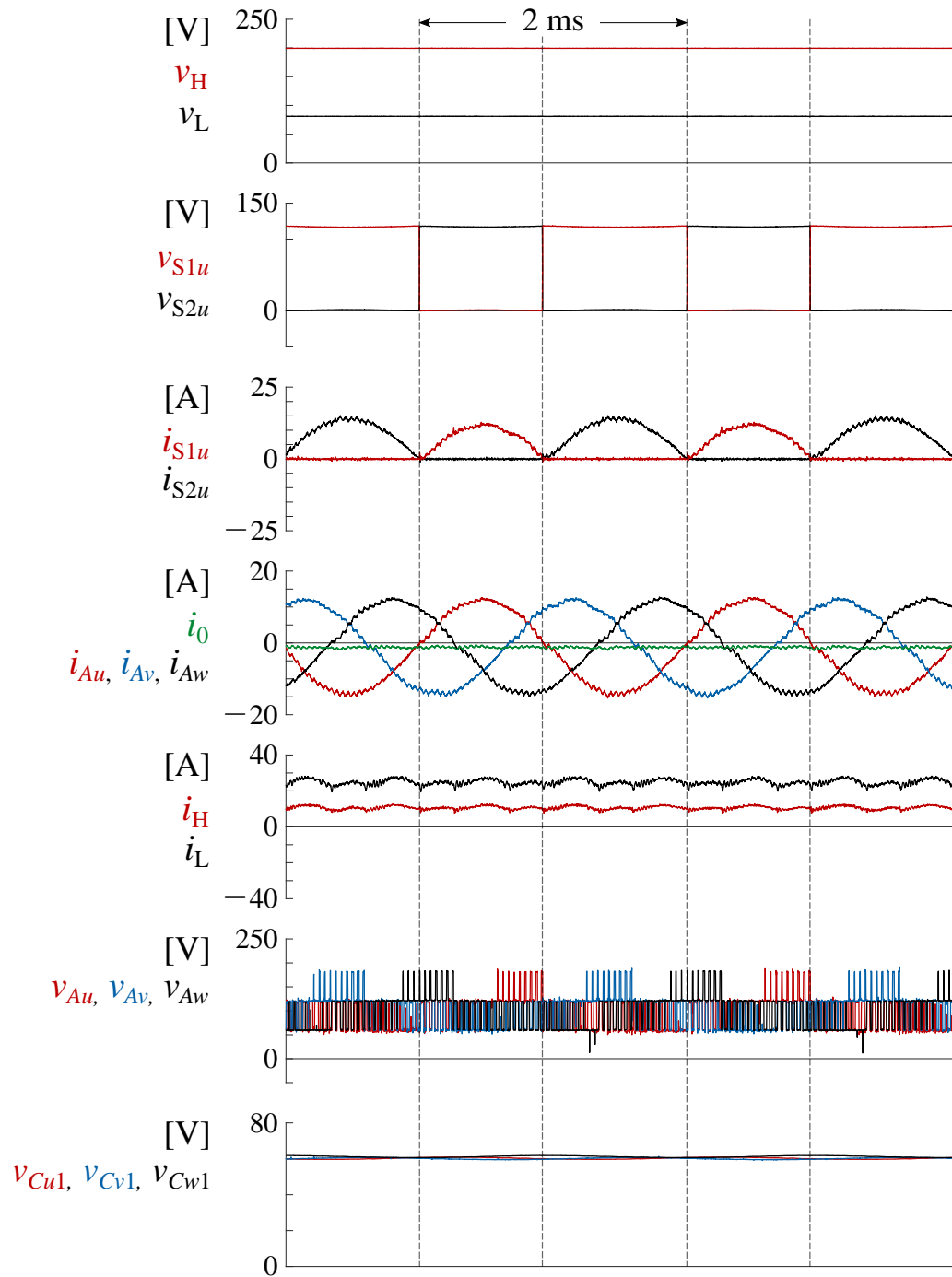


図 3.13: 定常特性:  $V_H > 2V_L$  における高圧側から低圧側へ電力伝送時の実験波形 ( $p^* = 2 \text{ kW}$ ,  $V_H = 200 \text{ V}$ ,  $V_L = 80 \text{ V}$ )

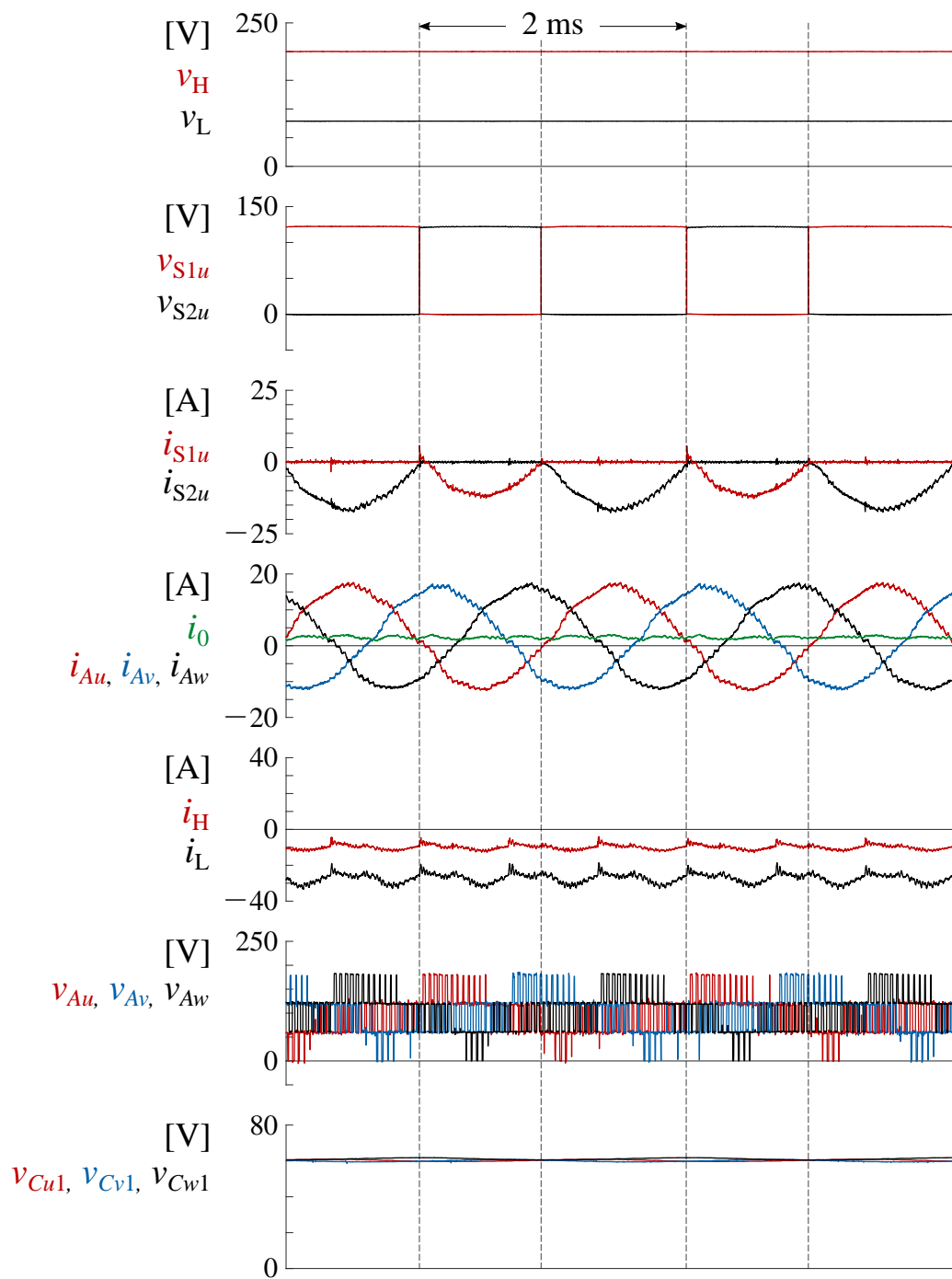


図 3.14: 定常特性:  $V_H > 2V_L$  における低圧側から高圧側へ電力伝送時の実験波形 ( $p^* = -2 \text{ kW}$ ,  $V_H = 200 \text{ V}$ ,  $V_L = 80 \text{ V}$ )

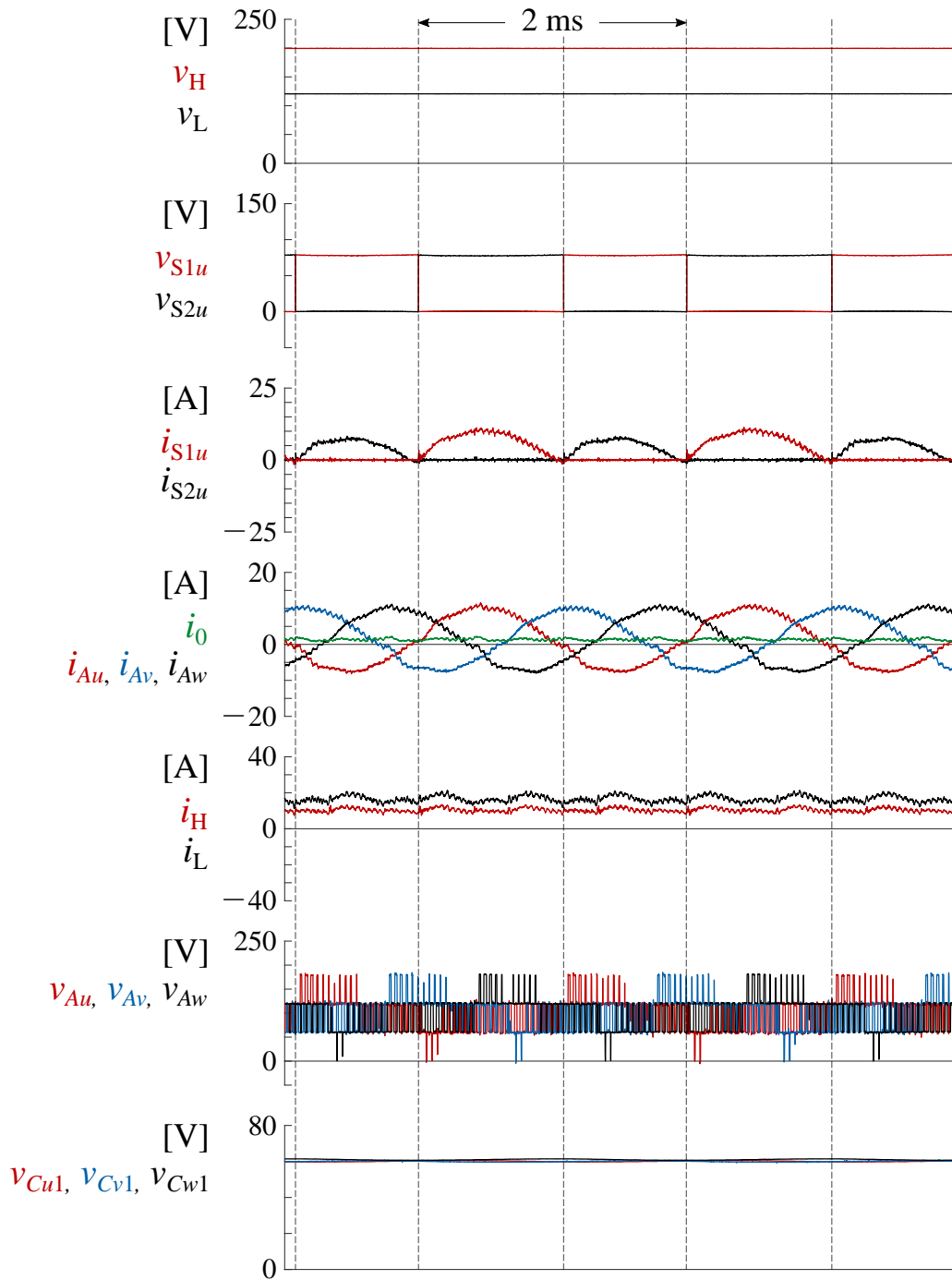


図 3.15: 定常特性:  $V_H < 2V_L$  における高圧側から低圧側へ電力伝送時の実験波形 ( $p^* = 2 \text{ kW}$ ,  $V_H = 200 \text{ V}$ ,  $V_L = 120 \text{ V}$ )

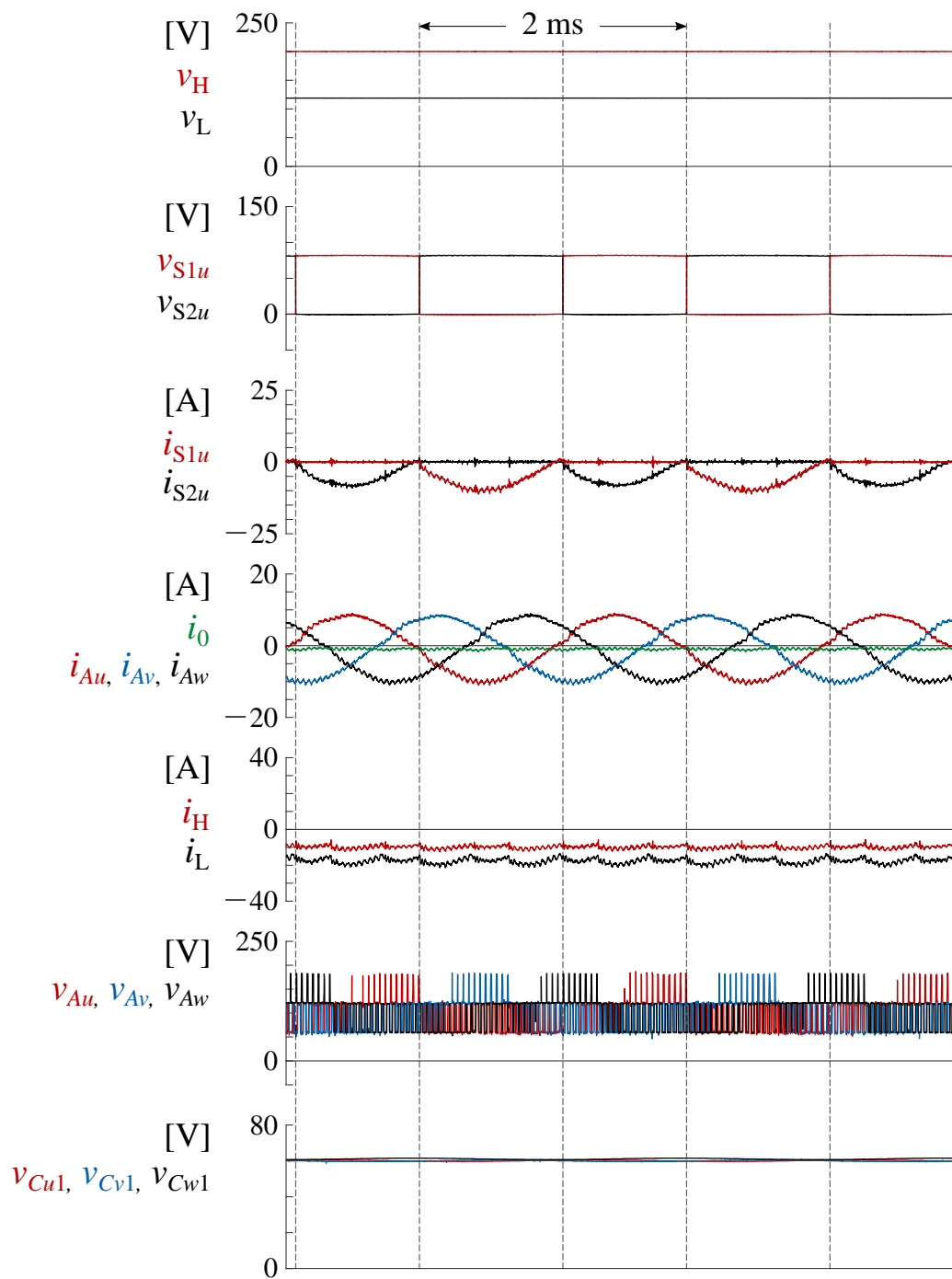


図 3.16: 定常特性:  $V_H < 2V_L$  における低圧側から高圧側へ電力伝送時の実験波形 ( $p^* = -2 \text{ kW}$ ,  $V_H = 200 \text{ V}$ ,  $V_L = 120 \text{ V}$ )

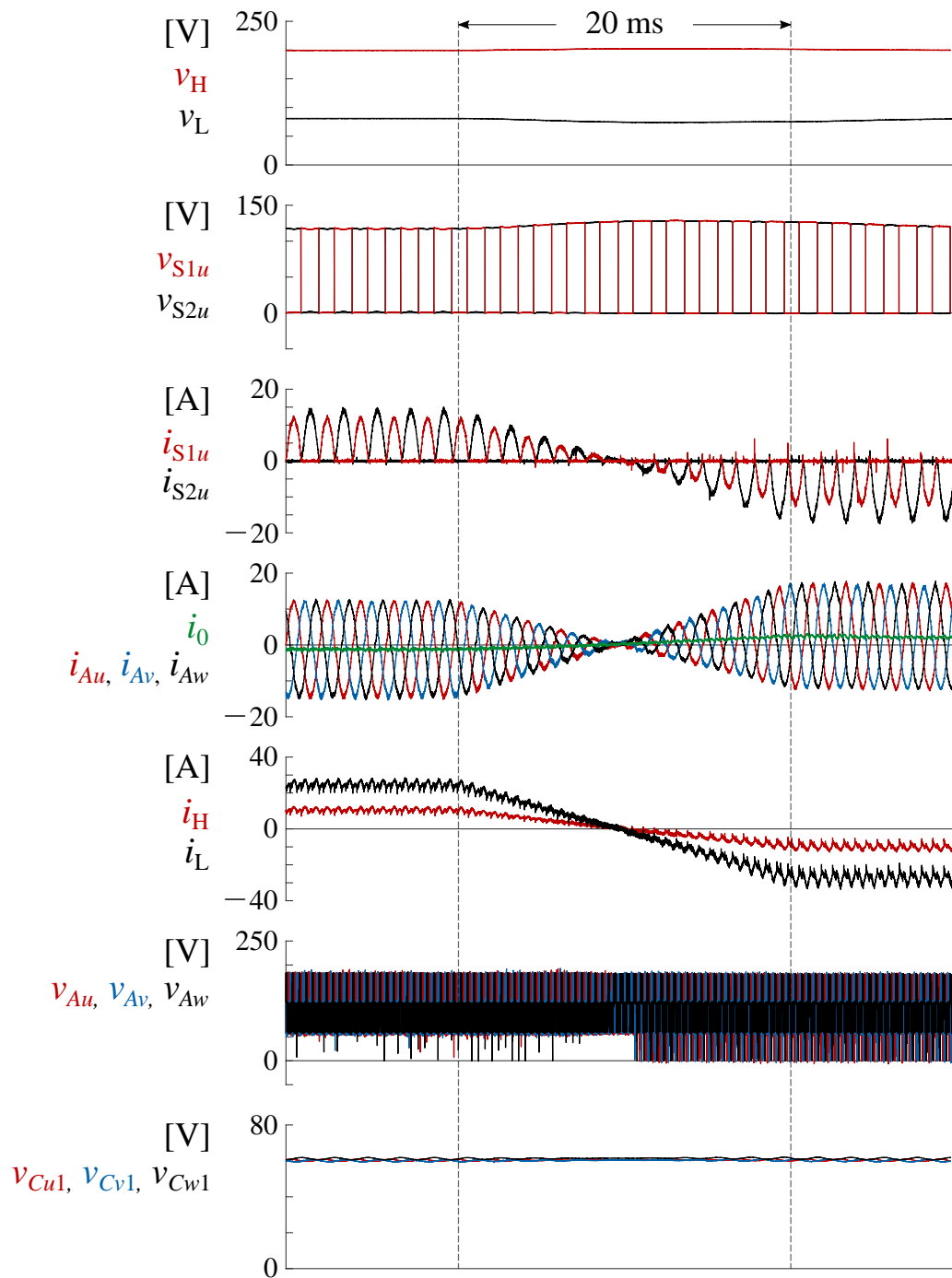


図 3.17: 過渡特性: 図 3.13 から図 3.14 へ 20 ms で電力潮流反転した実験波形 ( $p^* = 2 \text{ kW}$  から  $p^* = -2 \text{ kW}$ ,  $V_H = 200 \text{ V}$ ,  $V_L = 80 \text{ V}$ )

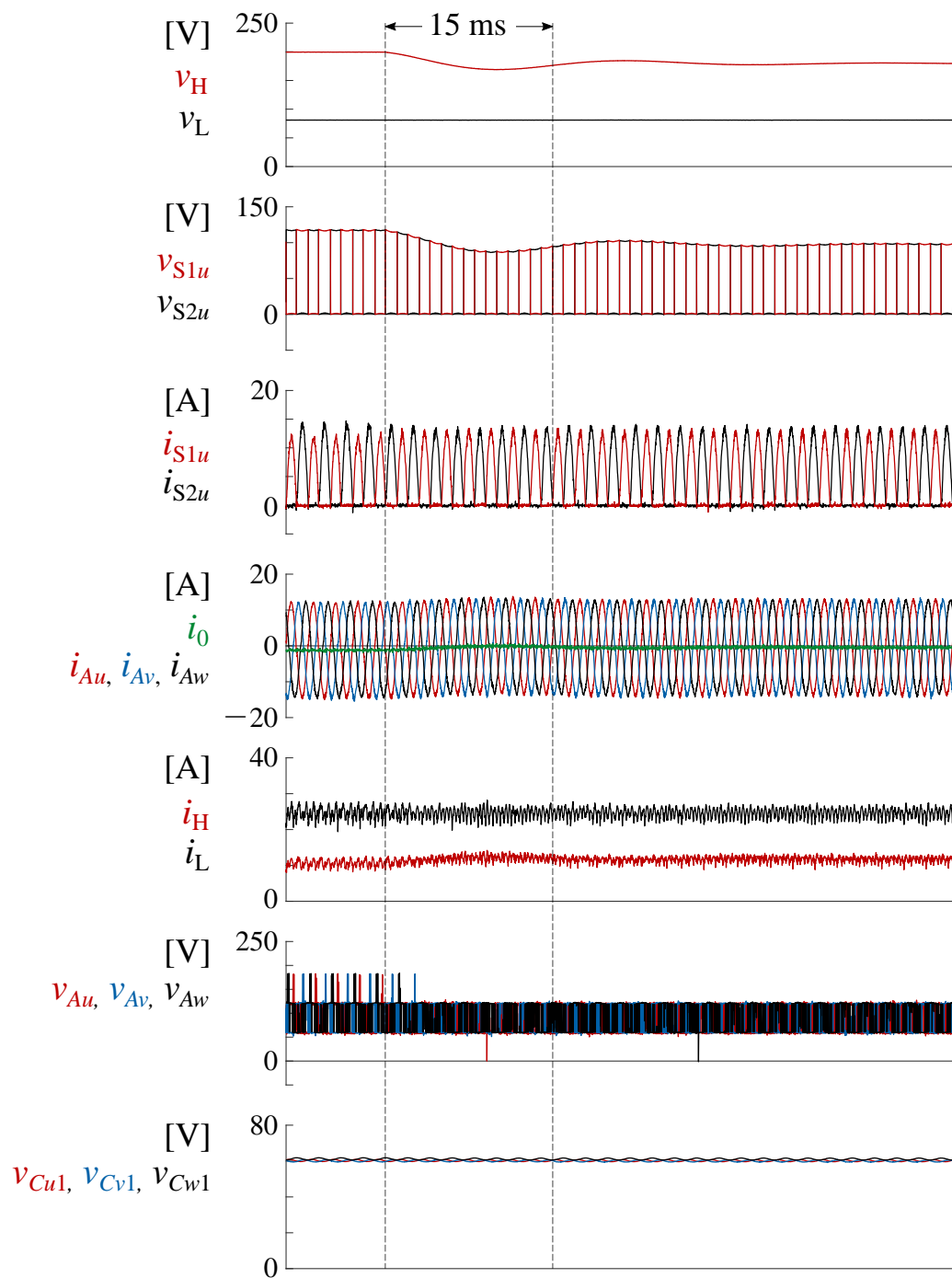


図 3.18: 過渡特性: 図 3.13 において  $V_H$  を 200 V から 180 V (90%) にステップ関数状に減少させた場合の実験波形 ( $p^* = 2 \text{ kW}$ ,  $V_L = 80 \text{ V}$ )

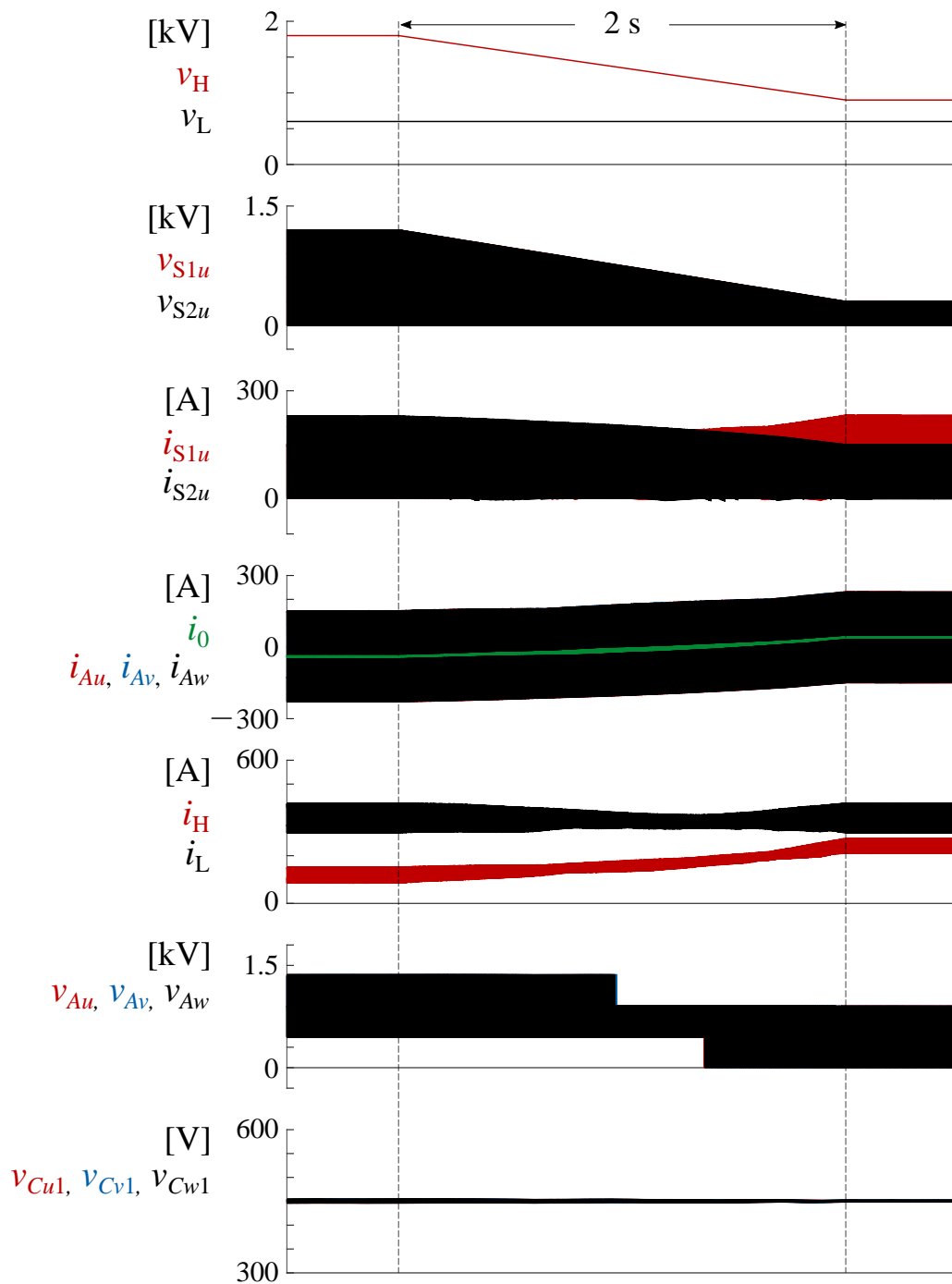


図 3.19: 過渡特性:  $v_H$  を 1.8 kV から 900 V にランプ関数状に減少させた場合のシミュレーション波形 ( $p^* = 216$  kW,  $v_L = 600$  V)

## 第4章

# パレートフロントカーブによる効率-電力密度評価

本章では、3章で提案した双方向非絶縁形 DC-DC コンバータに関して、パレートフロントカーブに基づき変換器効率と電力密度の関係を検討する。提案回路は、主変換器と補助変換器で使用するキャリア周波数が異なり、補助変換器に使用するチョップセルのカスケード数に設計自由度が存在する。換言すると、上記3つを包含した設計を行うことで変換器性能を最大限に活用でき、高電力密度化が実現できる点に特長がある。

最初に、DC-DC コンバータの設計指針を提案し、設計時に使用する各パラメータの設計値算出法と変換器を構成する各部品の設計法を検討する。次に、算出した各設計値と効率モデルの妥当性を 200 V, 1 kW ミニモデルを用いた実験より確認する。その後、MATLAB を用いた数値解析より 1.85 kV, 100 kW 実スケールモデルを対象とした効率-電力密度評価を行い、提案回路の最適設計点と上記3つの設計自由度が変換器の高電力密度化に与える影響を明らかにする。最後に、従来回路との体積比較より提案回路が高電力密度化が可能であることを確認する。

### 4.1 高電力密度化のコンセプト

提案回路は、主変換器キャリア周波数  $f_{CM}$  と補助変換器キャリア周波数  $f_{CA}$  の2種類の周波数や、補助変換器を構成するチョップセルのカスケード接続数 (以下、チョップセル数)  $N$  を任意に設定できる点に特長がある。これらの3つの自由度はコンデンサとインダクタ、冷却器の小型化、即ち変換器の高電力密度化を実現する上で重要な役割を持つ。

直流コンデンサ電圧の交流電圧変動幅  $\Delta v_c$  と静電容量  $C_{dc}$ 、および  $f_{CM}$  には、

$$\Delta v_c \propto \frac{1}{f_{CM} C_{dc}} \quad (4.1)$$

が成立し、 $\Delta v_c$  を一定値と仮定した場合、 $C_{dc}$  は  $f_{CM}$  に反比例する [111]。ここで、第3章で提案した電流制御法を適用することで主変換器パワーデバイスは ZCS を実現できるため、 $f_{CM}$  の高周波化が可能である。したがって、提案回路は直流コンデンサの小型化を達成できる。

チョップパセル数  $N$  に着目すると、セル数増加により各チョップパセルに使用する直流コンデンサ電圧  $V_C$  の直流量低減や、等価キャリア周波数  $Nf_{CA}$  の高周波化が得られる。その結果、(2.4) 式において「電圧ステップの低減」と「高周波化」を同時に達成できるためインダクタンスの大幅低減が可能となり、インダクタの小型化が実現できる。さらに、 $V_C$  を低減することで各チョップパセルのスイッチング損失を低減でき、高周波化した場合も損失増大を抑制できる。しかし、 $N$  の増加は導通デバイス数の増加につながり、補助変換器の導通損失が増加する。上記は変換器効率が著しく低下する恐れがあるだけでなく、パワーデバイスに対して放熱性能の高い冷却器が要求されるため、冷却器の大型化を誘発する。

このように、提案回路は  $f_{CM}$ 、 $f_{CA}$ 、 $N$  の3種類の設計自由度を積極的に活用することで変換器の高電力密度化が可能であるが、設計条件によっては変換器効率の著しい低下を引き起こす場合がある。このため、変換器性能を最大限に活用するためには、電力密度と変換器効率のトレードオフ関係を十分に考慮した評価が必要である。

このような変換器のトレードオフ関係を評価する手法として、古くからパレートフロントカーブを用いた数値解析手法が提案されている [112]。これは、トレードオフの関係にあるパラメータの限界点 (例えば効率最大点、もしくは電力密度最大点) を導出できる点に特長があり、変換器の性能限界点を調べる指標として活用されている [113–115]。文献 [113] では太陽光発電システム用系統連系インバータを対象とし、複数の回路トポロジーにおける効率-電力密度特性の比較が行われている。文献 [115] ではモジュラー・マルチレベル・カスケード変換器 (MMCC: Modular Multilevel Cascaded Converter) [116–118] を対象とし、最適なセル数を選定することで変換器体積の最小化、即ち高電力密度化が可能であることが報告されている。しかし、「2種類の自由度を持つキャリア周波数」と「セル数」の関係を包含して「変換器効率-電力密度特性」を定量的に評価した学術論文は、著者の知る限り報告されていない。

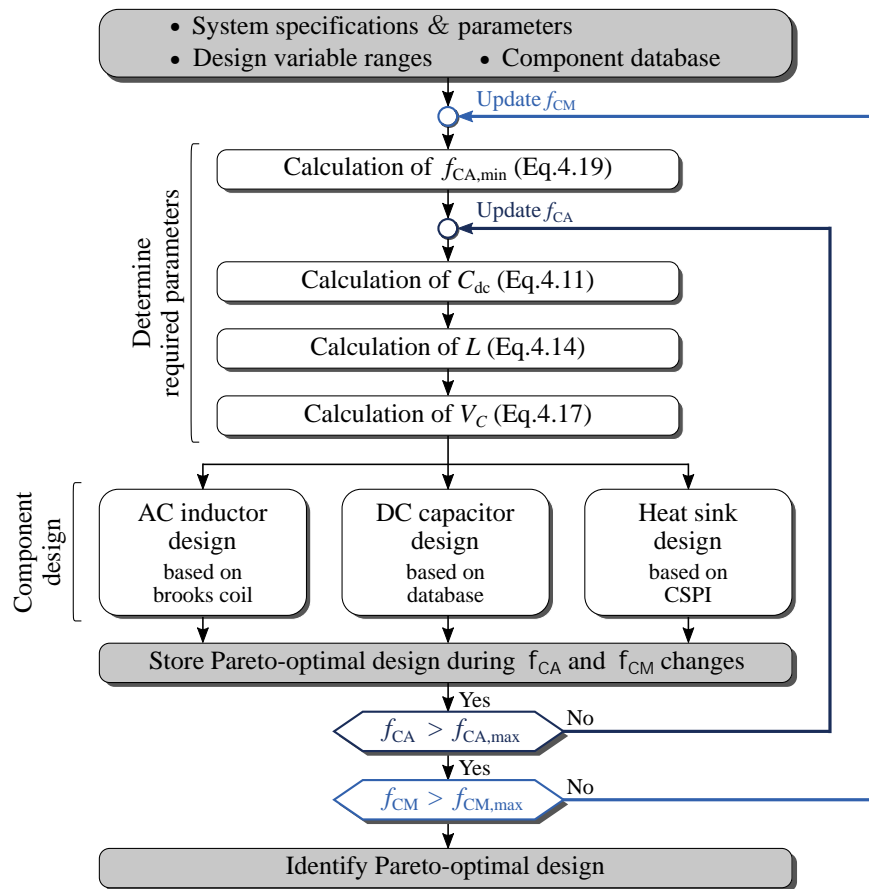


図 4.1: 設計フローチャート

## 4.2 設計指針

図 4.1 に、提案回路の設計フローチャートを示す。これは、一般的な設計手法と同様に定格条件に基づいて行われ、変換器仕様、設計条件範囲、各種データシートを入力として与える。その後、変換器の構成部品であるヒートシンク (以下、HS : Heat Sink)、インダクタ、直流コンデンサの設計・選定が行われる。初めに、各変数の設計値 ( $f_{CA,min}$ ,  $C_{dc}$ ,  $L$ ,  $V_C$ ) を理論式より算出し、得られた設計値を用いて各部品の設計・選定を行う。なお、 $f_{CA,min}$  は設計時に使用する補助変換器キャリア周波数  $f_{CA}$  の最小周波数であり、4.3.4 にて詳述する。最終的に、主変換器や補助変換器のキャリア周波数が設計条件範囲で指定した最大周波数  $f_{CA,max}$ ,  $f_{CM,max}$  を超えるまで上記設計フローを繰り返すことで、変換器の最大電力密度と最大効率の設計点を抽出する。

直流電鉄用途では装置内短絡などによる事故電流 (大電流) が生じた場合も磁気飽和を抑制する観点から、一般的に空心リアクトルが採用されている [88]。上記を考慮し、

本論文で検討するインダクタは直流電鉄用途で採用実績が多数ある空心リアクトルを想定する。具体的には、多層円筒ソレノイドモデル [102, 104, 119, 120] をベースとした設計より、インダクタ損失  $P_{Loss,L}$  と体積  $Vol_L$  を導出する。

直流コンデンサは、データシートに基づき選定・設計を行う。具体的には、 $V_C$  の設計値より定格電圧を決定し、適切なコンデンサを選定する。その後、 $C_{dc}$  の設計値より直流コンデンサの並列接続数  $N_{para}$  を決定し、直流コンデンサ損失  $P_{Loss,C}$  と体積  $Vol_C$  を導出する。

HS の体積  $Vol_{heat}$  は、2-in-1 パワーモジュール (以下、PM: Power Module) のデータシートを用いて主変換器と補助変換器の電力損失  $P_{Loss,semi}$  を算出し、その後、CSPI (Cooling System Performance Index) [121] に基づいて算出する。CSPI は単位体積当たりの熱抵抗の逆数を表し、数値が大きいほど単位体積当たりの冷却能力が大きいことを意味する。本論文の PM の冷却方式は強制空冷を採用し、主変換器と補助変換器には強制空冷用 HS を適用する。

以上の設計手順より、変換器損失  $P_{Loss}$ 、変換器効率  $\mu$ 、変換器体積  $Vol$  は、それぞれ次式で与えられる。

$$P_{Loss} = P_{Loss,L} + P_{Loss,C} + P_{Loss,semi} \quad (4.2)$$

$$\mu = \frac{P}{P_{Loss} + P} \quad (4.3)$$

$$Vol = Vol_L + Vol_C + Vol_{heat} + Vol_{semi} \quad (4.4)$$

ただし、 $Vol_{semi}$  は PM の体積であり、データシートに記載されている寸法に基づき算出する。以上より、電力密度  $\rho$  は次式で与えられる。

$$\rho = \frac{P}{Vol} \quad (4.5)$$

## 4.3 設計値決定法

### 4.3.1 静電容量 $C_{dc}$

以下では、補助変換器の1段目のチョップセルに着目する。直流コンデンサ電圧  $v_{C1}$  の変動は、直流コンデンサに流入する瞬時電力より決定される。主変換器出力電圧  $v_{So}$  に対し、2次高調波成分までフーリエ級数展開を適用すると、次式を得る。

$$v_{So} \approx \frac{V_H}{2N} + \frac{V_H - 2V_L}{\pi N} \alpha + \frac{V_H - 2V_L}{\pi N} (2 \cos \alpha \sin \omega t - \sin 2\alpha \cos 2\omega t) \quad (4.6)$$

補助変換器に流出入する瞬時電力  $p_A$  は、次式で与えられる。

$$p_A = v_A \cdot i_A \approx \frac{I_{ac} V_H}{2\pi} (p_{dc} + p_{ac1} \sin \omega t + p_{ac2} \cos \omega t + p_{ac3} \sin 2\omega t + p_{ac4} \cos 2\omega t) \quad (4.7)$$

ただし、3次高調波成分は他の成分と比較して十分に小さいため、2次高調波成分までを考慮している。各係数は次式で与えられる。

$$\begin{cases} p_{dc} = -\{(\pi - 2\alpha) + 4\alpha G\} \sin \alpha + 2(1 - 2G) \cos \alpha \\ p_{ac1} = \pi - (1 - 2G), (2\alpha + \sin 2\alpha) \\ p_{ac2} = \frac{2\pi\omega L I_{ac} \sin \alpha}{V_H} \\ p_{ac3} = -\frac{\pi\omega L I_{ac}}{V_H} \\ p_{ac4} = -(1 - 2G), (\cos \alpha + \cos 3\alpha) \end{cases} \quad (4.8)$$

ここで、 $G (= V_L/V_H)$  は電圧変換比である。 $p_{dc}$  は直流コンデンサ電圧の直流変動に寄与する瞬時電力成分であり、直流コンデンサ電圧の一周平均値を一定に保つために、チョップセルに流入する平均電力を  $P_{dc} = 0$  に制御する。直流コンデンサ電圧の交流変動  $\tilde{v}_{C1}$  は、(4.7) 式と  $p_{dc} = 0$  より、次式で与えられる。

$$\begin{aligned} \tilde{v}_{C1} &= \frac{1}{NC_{dc}V_C} \int p_A(t) dt \\ &= \frac{I_{ac} V_H}{2\pi N\omega C_{dc} V_C} \left( -p_{ac1} \cos \omega t + p_{ac2} \sin \omega t - \frac{p_{ac3}}{2} \cos 2\omega t + \frac{p_{ac4}}{2} \sin 2\omega t \right) \end{aligned} \quad (4.9)$$

交流変動幅  $\Delta v_C$  (peak-to-peak) は、(4.9) 式の最大値、最小値の差分で与えられる。(4.9) 式において2次の電力成分を零と仮定 ( $p_{ac3} = p_{ac4} = 0$ ) すると、 $\tilde{v}_{C1}$  は  $p_A$  が零となる位相で最大(最小)となり、 $p_A$  が零の場合において  $\Delta v_C$  が最大(最小)となる [118]。(4.7) 式より、 $v_A$  は常に正であるため、 $i_A$  が零となる位相、位相角  $\alpha$ 、もしくは  $\pi - \alpha$  において  $\tilde{v}_{C1}$  は最大、もしくは最小となる。具体的には、 $\tilde{v}_{C1}$  は  $\alpha$  の場合に最小値を、 $\pi - \alpha$  の場合に最大値をとる。その結果、 $\Delta v_C$  は次式となる。

$$\Delta v_C = K_{vc} V_C = \frac{P}{2\omega C_{dc} N G V_C} \frac{2p_{ac1} \cos \alpha - p_{ac4} \sin 2\alpha}{\cos \alpha + \alpha \sin \alpha} \quad (4.10)$$

ただし、 $K_{vc}$  は  $V_C$  に対するリップル率を表す。(4.10) 式より、静電容量  $C_{dc}$  は次式となる。

$$C_{dc} = \frac{P}{2\omega N G K_{vc} V_C^2} \frac{2p_{ac1} \cos \alpha - p_{ac4} \sin 2\alpha}{\cos \alpha + \alpha \sin \alpha} \quad (4.11)$$

(4.11) 式より、 $C_{dc}$  は  $K_{vc}$  を与えることで一義的に決定される。

### 4.3.2 インダクタンス $L$

補助変換器はカスケード接続された複数台のチョップセルが制御電圧源として機能し、インダクタ電流  $i_A$  を制御する。上記は、MMCC のクラスタと同様の動作を行うため、 $i_A$  のリップル電流成分  $\Delta i_A$  は MMCC と同様な手法を適用することで導出できる。具体的には、(2.3) 式をベースとして

$$\Delta i_A = K_{iA} I_{ac} = \frac{V_C}{2Nf_{CA}L} d_{malv}(1 - d_{malv}) \quad (4.12)$$

で与えられる [115]。ただし、 $K_{iA}$  は  $I_{ac}$  に対するリップル率を、 $d_{malv}$  はマルチレベル電圧波形の各ステップにおける変調度を表し、(3.8) 式より  $d_{malv}$  は次式で与えられる<sup>1</sup>。

$$d_{malv} = |n - Nd_A| \quad (n : 1, 2, \dots, N) \quad (4.13)$$

ただし、 $n$  は自然数を表す。(4.12) 式において、 $\Delta i_A$  は  $d_{malv} = 0.5$  の場合に最大となる。(4.12) 式に  $d_{malv} = 0.5$  を代入し、 $I_{ac}$  を消去すると、次式を得る。

$$L = \frac{V_L V_C}{4\pi N f_{CA} K_{iA} P} (\cos \alpha + \alpha \sin \alpha) \quad (4.14)$$

ただし、 $V_C$  は後述する (4.17) 式的设计値が適用される。(4.14) 式より、 $L$  は  $K_{iA}$  を与えることで一義的に決定される。

### 4.3.3 直流コンデンサ電圧 $V_C$

チョップセルは常に正電圧を印加し、 $v_A$  は次式を満たす電圧範囲を出力する。

$$NV_C \geq (V_H - V_L) + \omega L I_{ac} \cos \alpha \quad (4.15)$$

$$V_L - \omega L I_{ac} \geq 0 \quad (4.16)$$

(4.15), (4.16) 式はチョップセルの過変調動作に関連しており、両式を満たすことで過変調を防止できる。 $V_C$  は (4.15) 式において等号 (即ち  $d_A = 1$ ) となるように次式で与える。

$$V_C = \frac{V_H - V_L}{N - \frac{\pi f_{CM}}{4N f_{CA} K_{iA}} \cos \alpha} \quad (4.17)$$

<sup>1</sup> 例えば、チョップセル数  $N$  が 4 の場合、補助変換器は  $0, V_C, 2V_C, 3V_C, 4V_C$  の 5 レベルを出力する。このとき、 $d_A$  を  $0.25 (= 1/4)$  毎に等分割する。 $d_A$  が  $0 \leq d_A < 0.25$  の範囲にある場合は、(4.13) 式において  $n = 1$  とする。同様に、 $0.25 \leq d_A < 0.5$  の場合は  $n = 2$ 、 $0.5 \leq d_A < 0.75$  の場合は  $n = 3$ 、 $0.75 \leq d_A \leq 1$  の場合は  $n = 4$  とする。

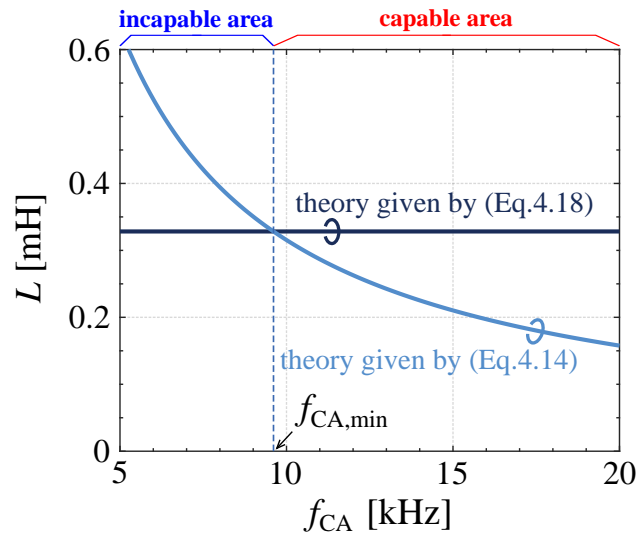


図 4.2: インダクタンス  $L$  と補助変換器キャリア周波数  $f_{CA}$  の関係

#### 4.3.4 最小周波数 $f_{CA,min}$

(4.16) 式において,  $V_L$ ,  $\omega (= 2\pi f_{CM})$ ,  $I_{ac}$  は設計時に入力変数として与えられる。したがって, (4.16) 式を満たすには,  $L$  を次式の範囲に設定する必要がある。

$$L \leq \frac{V_L}{\omega I_{ac}} = \frac{V_L^2 (\cos \alpha + \alpha \sin \alpha)}{\pi^2 f_{CM} P} \quad (4.18)$$

インダクタンス  $L$  を設計する際は (4.14) 式と (4.18) 式を同時に満足する必要がある。図 4.2 に, 補助変換器キャリア周波数  $f_{CA}$  と  $L$  の関係を示す。ただし, (4.18) 式に関しては等号が成立する場合を描写している。(4.14) 式は  $f_{CA}$  に反比例し, (4.18) 式は  $f_{CA}$  に関わらず一定値となる。両線の交点周波数  $f_{CA,min}$  は, (4.14), (4.18) 式より,

$$f_{CA,min} = \frac{\pi f_{CM}}{4N^2 G K_{iA}} \cos \alpha \quad (4.19)$$

で与えられ,  $f_{CA,min}$  を境に大小関係が変化する。 $f_{CA} < f_{CA,min}$  の場合, (4.14) 式で設計した  $L$  は (4.18) 式の条件を満足せず, 過変調が発生する。一方,  $f_{CA} > f_{CA,min}$  の場合は (4.18) 式で設計した  $L$  は (4.14) 式の条件を満たすため, 過変調は発生しない。以上より, 過変調を防止するために,  $f_{CA}$  を  $f_{CA,min}$  以上に設定する必要があり,  $f_{CA,min}$  以上の場合は (4.14) 式に基づき  $L$  を決定すればよい。

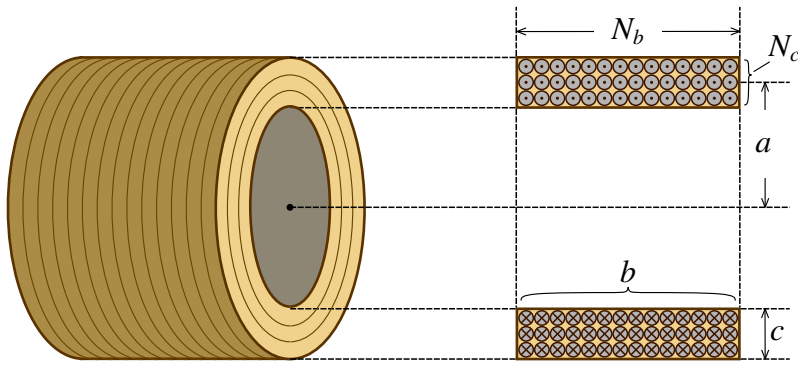


図 4.3: 空心リアクトルの設計：多層円筒ソレノイドモデル

## 4.4 各部品的设计法

### 4.4.1 インダクタ設計

図 4.3 に、多層円筒ソレノイドモデル [102, 104, 119, 120] をベースとした空心リアクトルを示す。インダクタ損失  $P_{Loss,L}$  は、直流抵抗成分による損失と、表皮効果や近接効果の交流抵抗成分による損失に分類される。表皮効果の影響に着目すると、インダクタ電流  $i_A$  は主変換器キャリア周波数  $f_{CM}$  の基本波電流が支配的であり、後述の通り  $f_{CM}$  の設計値は最大で 5 kHz となるため、リッツ線を適用することで低減可能である。一方、近接効果は巻線 [122–124] やインダクタの形状 [94, 125] に影響することが報告されており、本損失分を定式化するのは困難である。上記の理由により、本論文では直流抵抗成分による損失のみを考慮し、巻線抵抗  $R_{dc}$  は

$$R_{dc} = \frac{2\pi N_T^2 a \rho_{Cu}}{K_{pf} b c} \quad (4.20)$$

で与えられる [120]。ただし、 $N_T (= N_b \times N_c)$  は図 4.3 で定義された総巻数を、 $\rho_{Cu}$  は銅の抵抗率 ( $1.68 \times 10^{-8} \Omega \cdot m$ ) を、 $K_{pf}$  はコイルの線占積率を、 $a$ ,  $b$ ,  $c$  は図 4.3 で定義された寸法 (m) を表す。(4.20) 式より、 $P_{Loss,L}$  は次式で与えられる。

$$P_{Loss,L} = I_A^2 R_{dc} \quad (4.21)$$

ただし、 $I_A$  はインダクタ電流の実効値である。一方、図 4.3 よりインダクタ体積  $Vol_L$  は次式で与えられる。

$$Vol_L = \pi b \left(a + \frac{c}{2}\right)^2 \quad (4.22)$$

### 4.4.2 直流コンデンサ選定

直流コンデンサの選定手順は、以下の通りである。

- (4.17) 式より得られた  $V_C$  を定格電圧とし、直流コンデンサを選定する。
- (4.11) 式より得られた  $C_{dc}$  を満たす並列接続数  $N_{para}$  を算出する。

最終的に、直流コンデンサ損失  $P_{Loss,C}$  は次式で与えられる。

$$P_{Loss,C} = \frac{NI_C^2 R_C}{N_{para}} \quad (4.23)$$

ただし、 $I_C$  は全直流コンデンサに流出入する電流の実効値を、 $R_C$  はデータシートに記載されている 1 個当たりの等価直列抵抗 (ESR) である。直流コンデンサの体積  $Vol_C$  は、データシートに記載されている寸法から算出した 1 個当たりの体積  $Vol_{C,unit}$  を用いて、次式より算出する。

$$Vol_C = NN_{para} Vol_{C,unit} \quad (4.24)$$

### 4.4.3 ヒートシンク設計

本節では、初めに PM の電力損失算出法を詳述し、その後ヒートシンク設計法を概説する。

#### 4.4.3.1 定常損失計算

PM の電力損失は以下の仮定を導入し算出する。

- $i_A$  は直流成分 ( $I_{dc}$ ) と周波数  $f_{CM}$  の交流成分のみとし、スイッチングリップル成分は考慮しない。
- $V_C$  は直流成分のみとし、交流成分は考慮しない。
- 主変換器のスイッチング損失は零とし、導通損失のみを考慮する。
- 補助変換器は導通損失とスイッチング損失 (ターンオン損失, ターンオフ損失, 逆回復損失) を考慮する。
- 各チョップセルの損失は同一とする。

以下では補助変換器の電力損失に着目して詳述するが、主変換器の電力損失に関しても同様の手順で算出できる。

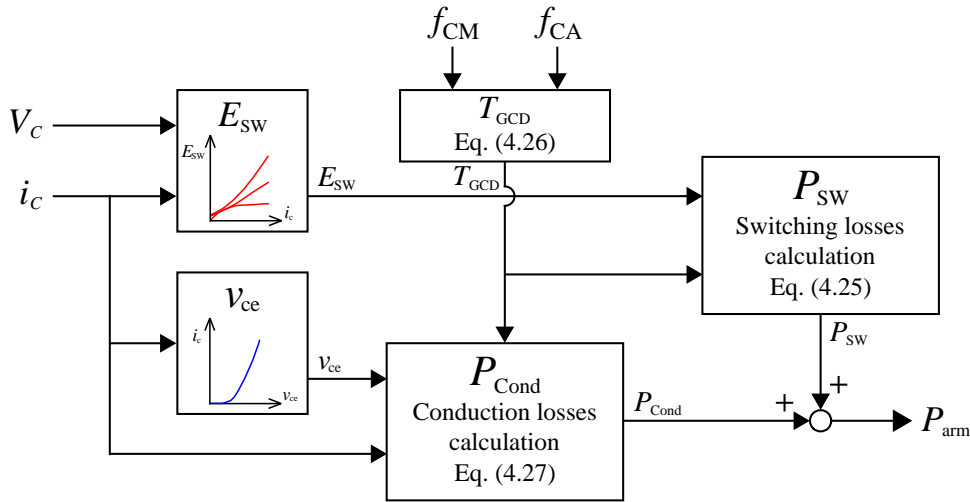


図 4.4: 2-in1 パワーモジュールの損失計算モデル

図 4.4 に、PM 内の 1 アームに生じる損失計算の概略を示す。スイッチング損失  $P_{sw}$  [W] はデータシートに記載されているスイッチング特性  $E_{sw}$  [J/Pulse] を用いて、次式より算出する。

$$P_{sw} = \frac{1}{T_{GCD}} \sum_{t=0}^{T_{GCD}} E_{sw}(i_c(t_{sw}), V_C) \quad (4.25)$$

ただし、 $i_c(t_{sw})$  はスイッチング時に各素子に流れるコレクタ電流を、 $T_{GCD}$  は  $f_{CM}$  と  $f_{CA}$  の最大公約数  $gcd(f_{CM}, f_{CA})$  の逆数であり、次式より与えられる。

$$T_{GCD} = \frac{1}{gcd(f_{CM}, f_{CA})} \quad (4.26)$$

一方、導通損失  $P_{cond}$  [W] はオン状態における IGBT とダイオードのジュール損として、データシートに記載されている  $V_{ce}$ - $I_c$  特性を用いて、次式より算出する。

$$P_{cond} = \frac{1}{T_{GCD}} \int_0^{T_{GCD}} i_c(t) v_{ce}(i_c(t)) dt \quad (4.27)$$

(4.25), (4.27) 式より、1 アームに生じる平均損失  $P_{arm}$  は次式で与えられる。

$$P_{arm} = P_{sw} + P_{cond} \quad (4.28)$$

(4.28) 式より、補助変換器全損失  $P_Q$  と主変換器全損失  $P_S$  の総和である PM の全損失  $P_{Loss,semi}$  は、次式で与えられる。

$$\begin{aligned} P_{Loss,semi} &= P_Q + P_S \\ &= N \sum_{i=1}^2 P_{arm,Qi} + \sum_{k=1}^4 P_{arm,Sk} \end{aligned} \quad (4.29)$$

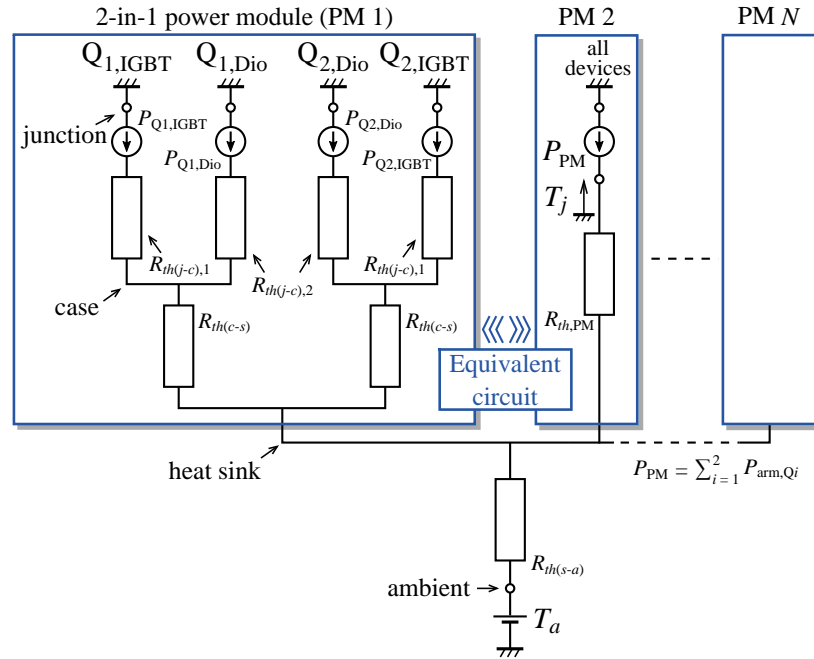


図 4.5: ヒートシンク設計に使用する複数の 2-in-1 パワーモジュールを適用した場合の熱回路モデル

ただし、 $P_{\text{arm},Q_i}$  は補助変換器チョップセルの  $i$  番目のアームを、 $P_{\text{arm},S_k}$  は主変換器の  $k$  番目のアームを表す。

#### 4.4.3.2 ヒートシンク設計

図 4.5 に、ヒートシンク設計の際に使用する熱回路網モデルを示す。ここで、 $T_j$  は接合温度を、 $R_{th(j-c),1}$  は IGBT の接合部とケース間の熱抵抗を、 $R_{th(j-c),2}$  はダイオードの接合部とケース間の熱抵抗を、 $R_{th(c-s)}$  はケースとヒートシンク間の熱抵抗を、 $R_{th(s-a)}$  はヒートシンクの熱抵抗を、 $T_a$  は周囲温度を表す。図 4.5 は複数の PM と単一のヒートシンクで構成され、設計を簡単にするために、以下の仮定を導入する。

- $T_a$  は一定値とする。
- PM 内の全熱源 (PM 損失  $P_{\text{PM}} = \sum_{i=1}^2 P_{\text{arm},Q_i}$ ) はケース全面に対して均一に放射するものとみなし、PM 内の熱抵抗  $R_{th,PM}$  を次式で近似する。

$$R_{th,PM} = \frac{1}{2} \left( \frac{R_{th(j-c),1} R_{th(j-c),2}}{R_{th(j-c),1} + R_{th(j-c),2}} + R_{th(c-s)} \right) \quad (4.30)$$

表 4.1: 実験検証で使した回路定数

Rated power	$P$	1 kW
High-voltage-side voltage	$V_H$	200 V
Low-voltage-side voltage	$V_L$	{65,...,95} V
DC-capacitor voltage	$V_C$	{50,...,70} V
Chopper cell count	$N$	3
Carrier freq. (Main)	$f_{CM}$	450 Hz
Carrier freq. (Aux.)	$f_{CA}$	7.2 kHz
Equivalent carrier freq.	$Nf_{CA}$	21.6 kHz
Dead time	$T_D$	3 $\mu$ s
AC inductor	$L$	0.29 mH
DC capacitor	$C_{dc}$	4.4 mF

- 複数の PM から生じる全熱源は、ヒートシンク全面に対して均一に放射するものとする。

上記仮定と (4.29), (4.30) 式より、ヒートシンクの熱抵抗  $R_{th(s-a)}$  は次式で与えられる。

$$\begin{cases} R_{th(s-a),Q} = \frac{1}{N} \left( \frac{T_{j,max} - T_a}{P_Q} - R_{th,PM,Q} \right) \\ R_{th(s-a),S} = \frac{1}{4} \left( \frac{T_{j,max} - T_a}{P_S} - R_{th,PM,S} \right) \end{cases} \quad (4.31)$$

ただし、 $T_{j,max}$  は最大接合温度を表す。

以上より、(4.31) 式よりヒートシンク体積  $Vol_{heat}$  は次式で与えられる。

$$Vol_{heat} = \frac{1}{CSPI \cdot R_{th(s-a),S}} + \frac{1}{CSPI \cdot R_{th(s-a),Q}} \quad (4.32)$$

## 4.5 理論式の実験検証

本節では、(4.2), (4.3), (4.10), (4.12) 式の妥当性を、200 V, 1 kW ミニモデルを用いた実験検証より確認する。表 4.1 に、ミニモデルの回路定数を示す。高圧側直流電圧  $V_H$  は 200 V とし、低圧側直流電圧  $V_L$  は 65 V から 95 V まで、直流コンデンサ電圧  $V_C$  は 50 V から 70 V まで変化させた。各チョッパセルの直流コンデンサ静電容量  $C_{dc}$  は 4.4 mF とした。主変換器と補助変換器のキャリア周波数  $f_{CM}$ ,  $f_{CA}$  はそれぞれ 450 Hz, 7.2 kHz とし、デッドタイム  $T_D$  は共に 3  $\mu$ s とした。インダクタは、 $L$  の設計値を 0.3 mH とし、設計・製作した空心リアクトルを適用した。図 4.6 に、設計・製作した空心リア



図 4.6: 設計・製作した空心リアクトルの外観図

クトルの外観を示す。巻線には KIV ビニル絶縁電線 (導体公称断面積:  $3.5 \text{ mm}^2$ , 導体構成: 45 本/0.32 mm) を使用し, 巻数  $N_T$  は 56 ( $N_b = 7, N_c = 8$ ) とした。本インダクタに対し LCR メーターを用いて周波数特性を測定すると,  $L$  は  $0.29 \text{ mH}$  (96.7%), 巻線抵抗  $R_{dc}$  は  $86 \text{ m}\Omega$  であった。 $R_{dc}$  の測定値は (4.20) 式より算出した設計値  $80 \text{ m}\Omega$  の 107.5% であり, 設計値と実測値が良好に一致することを確認した。なお,  $5 \text{ kHz}$  時の交流抵抗測定値は  $104 \text{ m}\Omega$  ( $R_{dc}$  に対して 1.2 倍) であり, 本設計範囲内では表皮効果や近接効果による交流抵抗増加の影響は小さい。

電流波形の計測には, Textronix 社製オシロスコープ DPO4034B (周波数帯域:  $2.5 \text{ GHz}$ ) と同社製電流プローブ TCP303 (周波数帯域:  $15 \text{ MHz}$ ) を使用し, 電圧波形の計測には日置電機社製メモリハイコーダ 8861-50 (周波数帯域:  $200 \text{ kHz}$ ) を使用した。電力測定には HIOKI 3390-10 Power Analyzer を使用した。

主変換器と補助変換器の制御法は第 3 章と同様であり, 補助変換器は以下の制御法を適用している。

- 電源電圧フィードフォワード制御
- 有効電力制御 (電流制御)
- 個別バランス制御

なお, 本章の実験では 1 ユニット構成時の提案回路を用いて検証する点に留意が必要である。

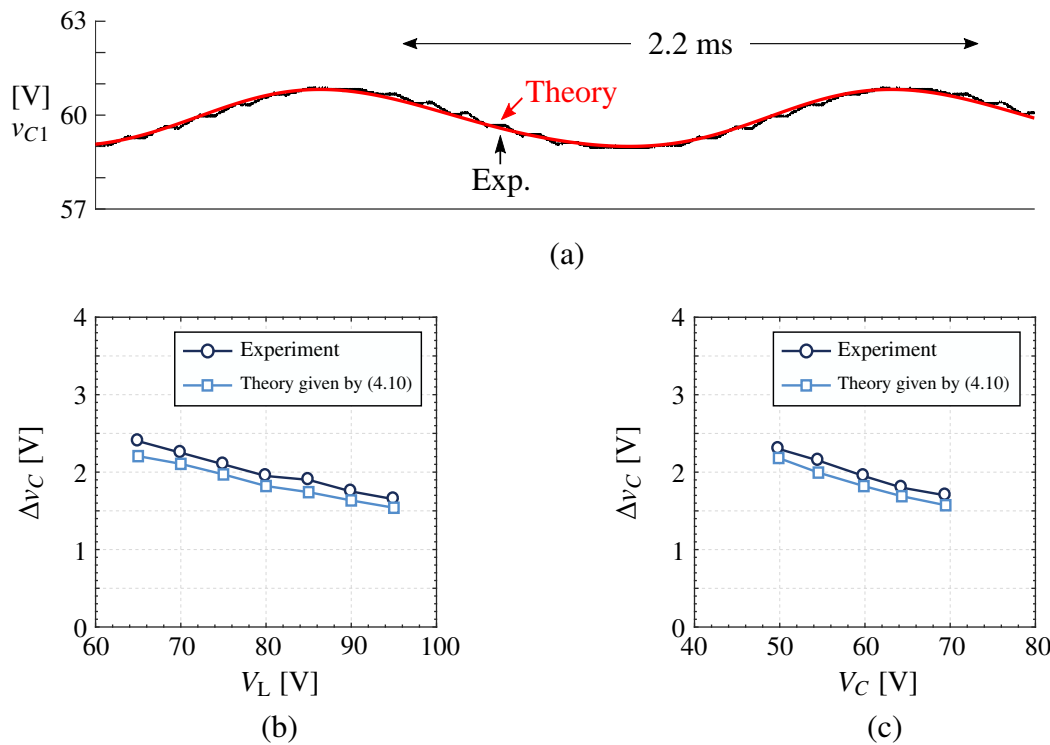


図 4.7: (a) 直流コンデンサ電圧変動の実験波形と理論波形の比較 ( $p = 1 \text{ kW}$ ,  $V_H = 200 \text{ V}$ ,  $V_L = 80 \text{ V}$ ,  $V_C = 60 \text{ V}$ ) (b)  $V_L$  と  $\Delta v_C$  の関係 ( $p = 1 \text{ kW}$ ,  $V_H = 200 \text{ V}$ ,  $V_C = 60 \text{ V}$ ) (c)  $V_C$  と  $\Delta v_C$  の関係 ( $p = 1 \text{ kW}$ ,  $V_H = 200 \text{ V}$ ,  $V_L = 80 \text{ V}$ )

#### 4.5.1 直流コンデンサ電圧リップル $\Delta v_C$

図 4.7 (a) に、 $V_H = 200 \text{ V}$ ,  $V_L = 80 \text{ V}$ ,  $V_C = 60 \text{ V}$ ,  $p = 1 \text{ kW}$  の場合における、チョップセル 1 段目の直流コンデンサ電圧  $v_{C1}$  の実験結果と理論解析結果の比較を示す。ただし、理論波形は (4.9) 式に直流分 ( $V_C = 60 \text{ V}$ ) を重畳し算出した。図 4.7 (a) より、実験波形と理論波形は良好に一致している。図 4.7 (b) に、 $V_L$  を変化させた場合における  $\Delta v_C$  の実験結果と理論解析結果の比較を示す。両結果は良好に一致しており、 $V_L$  の増加に伴い  $\Delta v_C$  は減少する。実験値は理論値と比較し最大  $0.19 \text{ V}$  の差を生じるが、本差異は理論解析時に考慮されていない変換器損失分に起因するためであると考えられる。図 4.7 (c) に、 $V_C$  を変化させた場合における  $\Delta v_C$  の実験結果と理論解析結果の比較を示す。本比較においても実験結果と理論解析結果は良好に一致しており、 $V_C$  の増加に伴い  $\Delta v_C$  は減少する。また前述と同様の理由により、実験値は理論値と比較し最大  $0.16 \text{ V}$  大きい。以上より、(4.10) 式の妥当性を確認した。

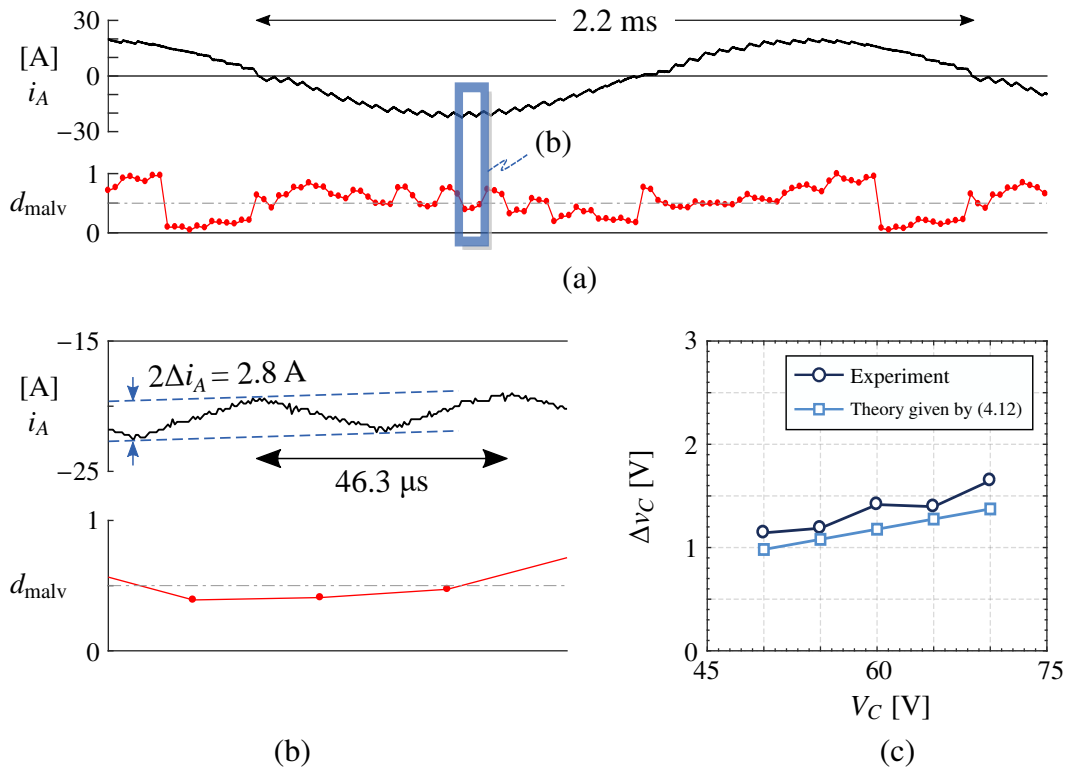


図 4.8: (a)  $i_A$  と  $d_{malv}$  の実験波形 ( $p = 1$  kW,  $V_H = 200$  V,  $V_L = 80$  V,  $V_C = 60$  V) (b)  $d_{malv} = 0.5$  近傍の (a) の拡大波形 (c)  $V_C$  と  $\Delta i_A$  の関係 ( $p = 1$  kW,  $V_H = 200$  V,  $V_L = 80$  V)

#### 4.5.2 インダクタ電流リプル $\Delta i_A$

図 4.8(a) に,  $V_H = 200$  V,  $V_L = 80$  V,  $V_C = 60$  V,  $p = 1$  kW の場合における, インダクタ電流  $i_A$  と  $d_{malv}$  の実験結果を, 図 4.8(b) に,  $d_{malv} = 0.5$  近傍における図 4.8(a) の時間軸拡大波形を示す。図 4.8(a) より,  $d_{malv}$  が 0.5 に近づくと  $i_A$  のリプル成分が増大している。図 4.8(b) の時間軸拡大波形より  $d_{malv} = 0.5$  近傍における  $\Delta i_A$  は 1.4 A (= 2.8 A/2) となり, (4.12) 式より算出した理論値 1.2 A と良好に一致する。一方, 図 4.8(a) より  $d_{malv}$  が零もしくは 1 近傍において  $\Delta i_A$  は零となり, (4.12) 式の妥当性を示している。図 4.8(c) に,  $V_C$  を変化させた場合における  $\Delta i_A$  の実験結果と理論解析結果の比較を示す。  $V_C = 70$  V 時において実験値は理論値と比較して最大 0.3 A 大きい, これはインダクタの周波数特性や直流コンデンサ電圧の交流変動分などが差異の原因として挙げられる。以上より, (4.12) 式の妥当性を確認した。

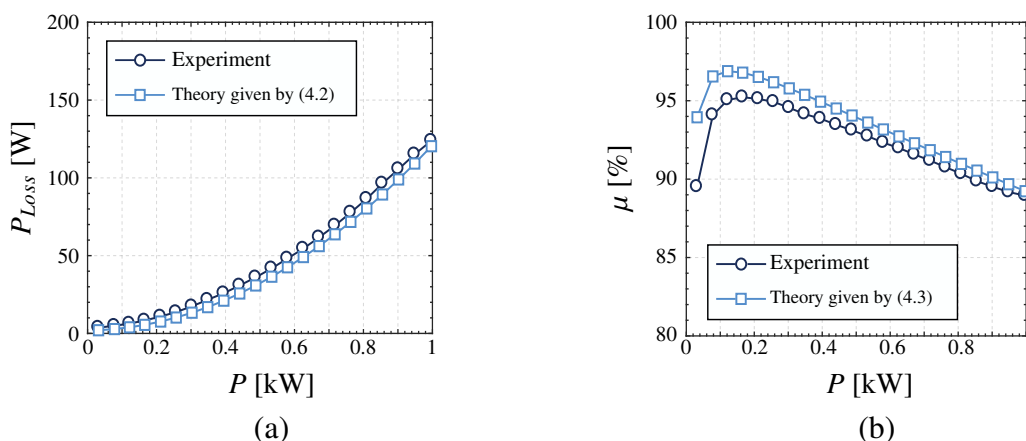


図 4.9: 200 V, 1 kW ミニモデルにおける高圧側から低圧側へ電力伝送した場合の損失・効率測定結果と理論値比較 ( $p^* = 1$  kW,  $V_H = 200$  V,  $V_L = 80$  V):

(a) 変換器損失, (b) 効率

### 4.5.3 効率モデルの実験検証

図 4.9 に,  $V_H = 200$  V,  $V_L = 80$  V,  $V_C = 60$  V において出力電力を変化させた場合における, 変換器損失  $P_{Loss}$  と変換器効率  $\mu$  の実験結果と理論解析結果の比較を示す。変換器損失の実験値は図 3.1 の P 点に流入する入力電力と O 点から流出する出力電力を個別に測定し, 両者の差分より算出した。また, 本損失推定で検討するミニモデルの変換器損失では, (4.2) 式に加えて各直流コンデンサに並列接続している放電抵抗 (30 k $\Omega$ ) の損失分も考慮している。図 4.9(a) の変換器損失に着目すると, 両結果は良好に一致していることが確認できる。1 kW の定格動作時において実験値は 123.9 W, 理論値は 120.4 W となり, 差は 3.5 W (2.9%) であった。図 4.9(b) の効率に着目すると, 軽負荷時において両者に差が生じている。本差異は理論解析において考慮していないインダクタ電流リップルの影響やパワーアナライザの測定誤差が原因として考えられる。定格動作時の実験値は 88.9%, 理論値は 89.2% となり, 両者の差は 0.3% であった。以上より, 定格動作時において実験結果と理論解析結果が良好に一致することを確認し, 本効率モデルの妥当性を示した。

## 4.6 実スケールモデルをベースとした数値解析

以下では, MATLAB を使用した数値解析より, 蓄電池電車への搭載を想定し実スケールモデルをベースとした提案回路の効率-電力密度評価を行う。

### 4.6.1 数値解析条件

表 4.2 に、本章で検討する提案回路の変換器仕様と設計条件範囲を示す。定格出力  $P$  は 100 kW とした。高圧側・低圧側直流電圧  $V_H$ ,  $V_L$  は車載蓄電システムを想定して設定した。具体的には、差分電圧  $V_H - V_L$  が最も大きい電圧条件の場合も変換器動作が可能となるように、 $V_H$  は 1.85 kV,  $V_L$  は 0.56 kV とした。チョップセル数  $N$  は 3 段から 6 段までを対象とし、主変換器キャリア周波数  $f_{CM}$  は 1 kHz から 5 kHz までを設計条件範囲とした。補助変換器の等価キャリア周波数  $Nf_{CA}$  は  $Nf_{CA,min}$  から 200 kHz までを設計条件範囲としており、最小値は 4.3.4 で導出した最小周波数  $f_{CA,min}$  に基づき選定される。インダクタ電流リップル率  $K_{iA}$  は 0.03 (3%) とし、直流コンデンサ電圧リップル率  $K_{vc}$  は 0.05 (5%) とした。ヒートシンクは強制空冷を想定し、CSPI は 7.0, 周囲温度  $T_a$  は 45°C, 定格接合温度  $T_{j,max}$  は 125°C とした。

表 4.3 に、数値解析で使用する直流コンデンサと PM の仕様を示す。直流コンデンサはフィルムコンデンサを採用した [126]。3 種類の定格電圧 (450 V, 600 V, 800 V) に分類し、設計値  $V_C$  に応じて適切な直流コンデンサを使用する。PM は Si パワーモジュールを用いて検証を行い、主変換器は 1.7 kV 耐圧 2-in-1 Si-IGBT パワーモジュール [127] を、補助変換器は 1.2 kV 耐圧 2-in-1 Si-IGBT パワーモジュール [128] を採用した。

本解析は蓄電池電車への搭載を想定しているため、以降は電力密度  $\rho$  の最大点を最適設計点と定義する。

表 4.2: 実スケールモデルをベースとした提案回路の効率-電力密度評価で使用する設計仕様条件

Rated power	$P$	100 kW
High-voltage-side voltage	$V_H$	1.85 kV
Low-voltage-side voltage	$V_L$	0.56 kV
Chopper cell count	$N$	{3,...,6}
Design carrier freq. (Main)	$f_{CM}$	{1,...,5} kHz
Design equivalent carrier freq.	$Nf_{CA}$	{ $Nf_{CA,min}, \dots, 200$ } kHz
Ripple current factor	$K_{iA}$	0.03 (3%)
Ripple voltage factor	$K_{vc}$	0.05 (5%)
CSPI		7.0 (Forced air cooling)
Ambient temperature	$T_a$	45°C
Max. junction temperature	$T_{j,max}$	125°C

表 4.3: MATLAB による数値解析で使用するデータシート一覧

Film capacitor data [126]			
Component	Maker	Specifications	Volume
EZPE45666MTB	Panasonic	450 V, 66 $\mu$ F	0.07 dm <sup>3</sup>
EZPV60856MTC	Panasonic	600 V, 85 $\mu$ F	0.09 dm <sup>3</sup>
EZPV80506MTC	Panasonic	800 V, 50 $\mu$ F	0.09 dm <sup>3</sup>
Semiconductor data [127, 128]			
Component	Type	Rating	Volume
2MBI600XDE120-50 (Fuji Electric)	2-in-1 package Si-IGBT modules	1.2 kV, 600 A, 175°C	0.20 dm <sup>3</sup>
2MBI550VN-170-50 (Fuji Electric)	2-in-1 package Si-IGBT modules	1.7 kV, 550 A, 175°C	0.12 dm <sup>3</sup>

#### 4.6.2 数値解析結果

図 4.10 に、主変換器キャリア周波数  $f_{CM}$  を 1 kHz から 5 kHz まで、補助変換器の等価キャリア周波数  $Nf_{CA}$  を  $Nf_{CA,min}$  から 200 kHz まで変化させた場合の電力密度-効率特性を表す。ただし、図 4.10(a) は  $N = 3$  の場合を、図 4.10(b) は  $N = 4$  の場合を、図 4.10(c) は  $N = 5$  の場合を、図 4.10(d) は  $N = 6$  の場合を表す。図 4.10 より、提案回路はチョップセル数に応じて以下の特性が確認できる。

- 各セル  $N$  のパレートフロント (赤矢印) に着目すると、 $N$  の増加に伴い勾配が緩やかになる。換言すると、 $f_{CM}$  が小さい領域で効率  $\mu$  が向上する。
- 各最適設計点に着目すると、 $N$  の増加に伴い  $f_{CM}$  は増加し、 $f_{CA}$  は減少する。換言すると、 $N$  を増加することでチョップセル 1 台当たりで発生するスイッチング回数が減少する。
- $N = 3$  と  $N = 4$  の最適設計点を比較すると、電力密度  $\rho$  の最大点は 1.23 倍に向上する。
- $N \geq 4$  の各最適設計点に着目すると、電力密度  $\rho$  と変換器効率  $\mu$  の最大点はほとんど変化しない。

図 4.10 より、各セルの最適設計点で得られた結果に着目し、設計値  $f_{CA}$  と最小周波数  $f_{CA,min}$  の関係を考察する。各セルの最適設計点で得られた  $f_{CM}$  を使用し、(4.19) 式より各セルの最小周波数  $f_{CA,min}$  を算出すると、3セル時は 17.5 kHz (図 4.10 の  $f_{CA}$  に対

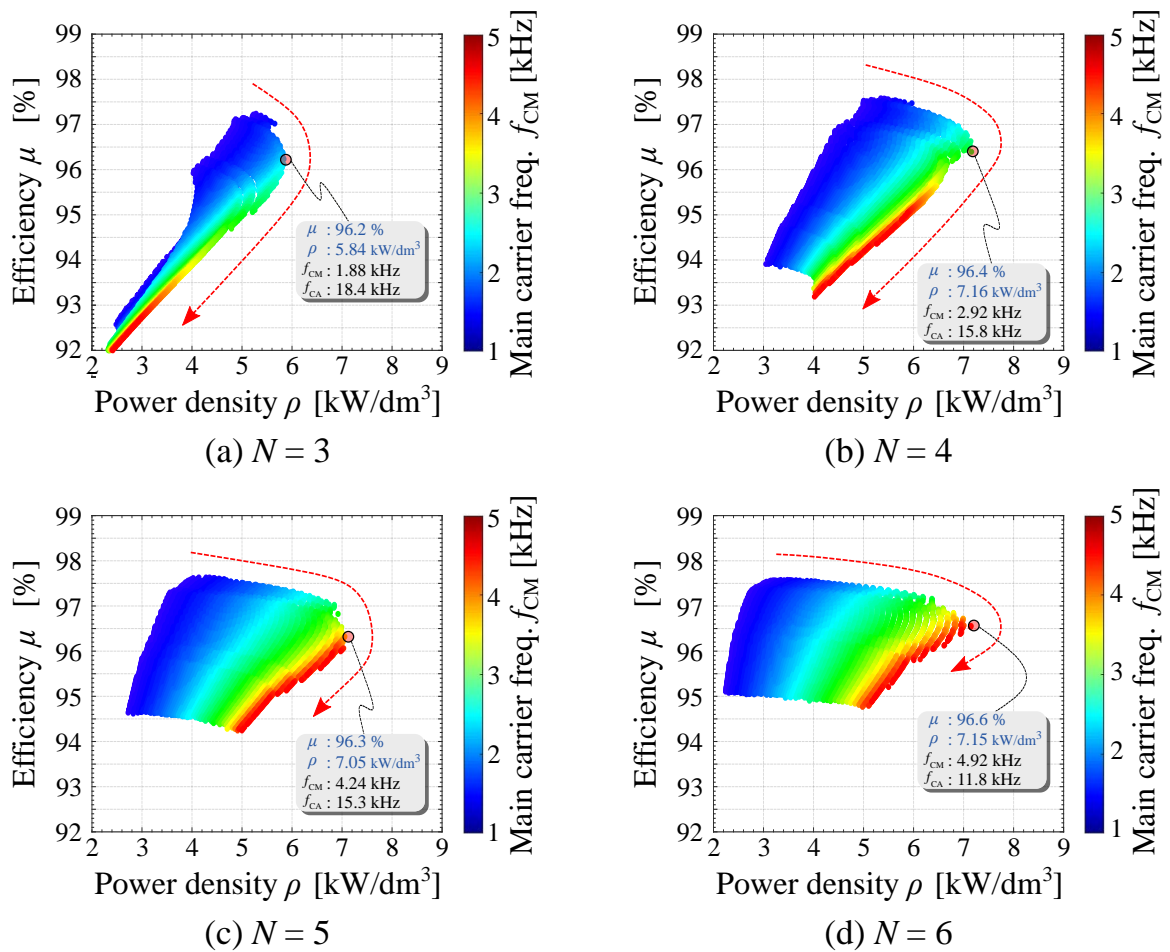


図 4.10: チョップセル数別に設計した場合における提案回路の効率と電力密度の関係: (a)  $N = 3$ , (b)  $N = 4$ , (c)  $N = 5$ , (d)  $N = 6$

して 95.1%), 4セル時は 15.3 kHz (96.8%), 5セル時は 14.2 kHz (92.8%), 6セル時は 11.4 kHz (96.6%) である。上記結果は、最小周波数  $f_{CA,min}$  の理論値と最適設計時の  $f_{CA}$  の差分が全セルを通して 7.2% 以下であることを表しており、 $f_{CA}$  は最小周波数  $f_{CA,min}$  に依存していることを意味している。(4.19) 式より、 $f_{CA,min}$  は  $f_{CM}$  に比例してセル数  $N$  の 2 乗に反比例する。以上より、 $f_{CA}$  は  $f_{CM}$  と  $N$  の相互作用より決定され、各セル最適設計点で得られた  $f_{CA}$  は  $N$  を増加に大きく依存して減少したと考えられる。なお、上記結果は変換器の設計条件 (電流リップル率  $K_{iA}$  や電圧変換比  $G$ ) によって変化する点に留意が必要である。

図 4.11 に主変換器キャリア周波数  $f_{CM}$  に対する全体積の関係を示す。 $f_{CM}$  の増加に伴い受動素子 (インダクタと直流コンデンサ) の体積分は減少し、HS の体積は増加する。体積最小点は直流コンデンサの体積と HS の体積のトレードオフ関係より決定されてい

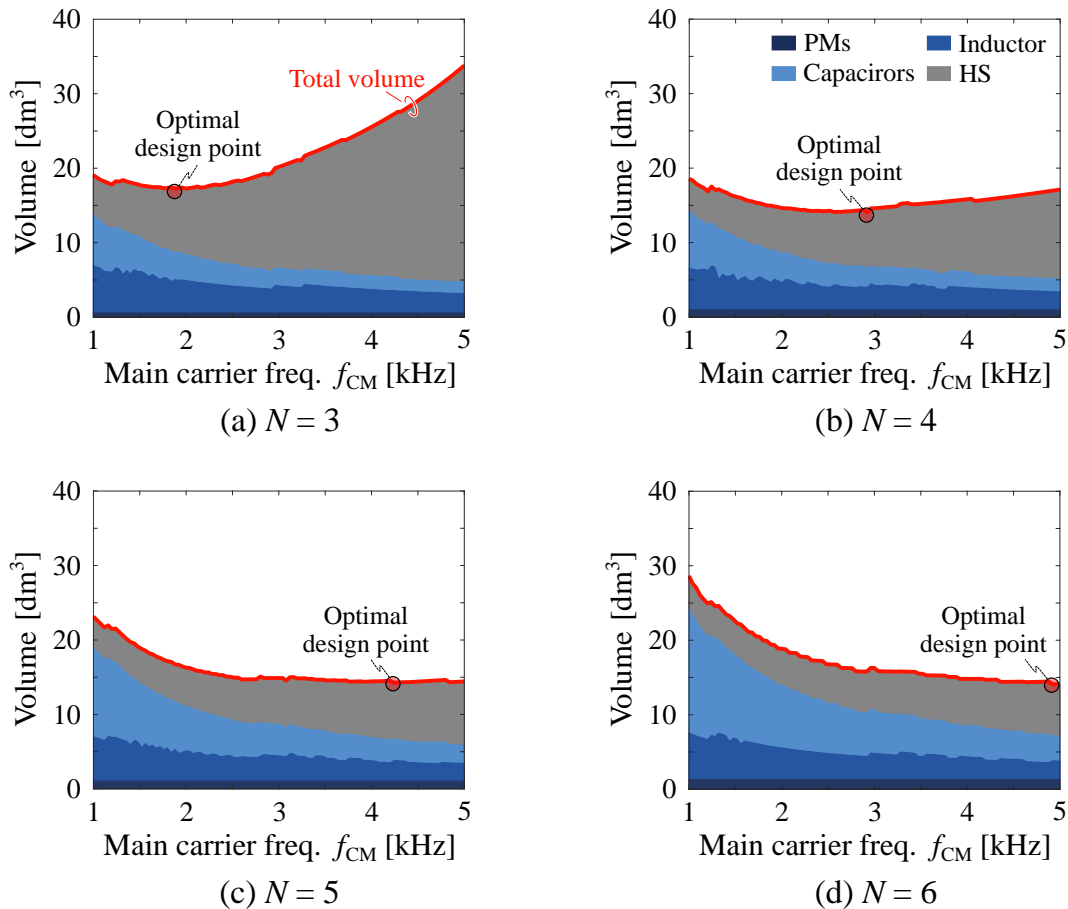


図 4.11: チョップセル数別の主変換器キャリア周波数  $f_{CM}$  と体積の関係: (a)  $N = 3$ , (b)  $N = 4$ , (c)  $N = 5$ , (d)  $N = 6$

る。図 4.12 に各最適設計点の体積・損失推定内訳を、表 4.4 に各最適設計点の設計値を示す。 $N = 3$  時と  $N = 4$  時の体積・損失推定結果を比較すると、下記の知見が得られる。

- (4.14) 式より、セル数  $N$  が増加することでインダクタンス  $L$  は低減するため、インダクタ体積は  $1.4 \text{ dm}^3$  減少した。
- $f_{CM}$  が増加し静電容量  $C_{dc}$  が低減したため、並列接続数  $N_{para}$  が減少した。その結果、直流コンデンサの体積は  $1.2 \text{ dm}^3$  減少した。
- $N$  が増加したことで  $V_C$  と  $f_{CA}$  が低減し、補助変換器のスイッチング損失は減少した。 $N$  の増加により補助変換器の導通損失は増加するが、上記損失分よりもスイッチング損失の低減効果が大きいため、半導体全損失は減少した。その結果、ヒートシンクの体積は  $0.8 \text{ dm}^3$  減少した。

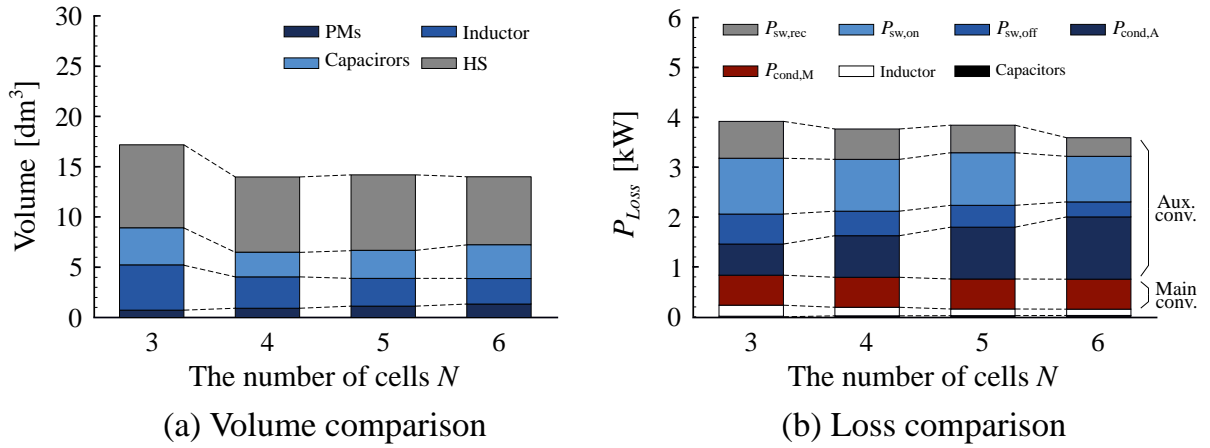


図 4.12: 図 4.10 に示す最適設計点におけるチョップセル数別の体積・損失内訳と比較: (a) 全体積, (b) 全損失

表 4.4: 図 4.10 に示す各チョップセル数ごとの最適設計時における設計定数

$N$		3	4	5	6
$f_{CM}$	[kHz]	1.88	2.92	4.24	4.92
$f_{CA}$	[kHz]	18.4	15.8	15.3	11.8
$V_C$	[V]	603	456	359	304
$V_{Crated}$	[V]	800	600	450	450
$N_{para}$		14	7	8	8
$C_{dc}$	[ $\mu F$ ]	700	595	528	528
$L$	[ $\mu H$ ]	167	111	72	66

一方,  $N \geq 4$  の場合に着目して体積・損失推定結果を比較すると, 下記の知見が得られる。

- $N$  の増加に伴いインダクタンス  $L$  は減少する。その結果,  $N = 4$  時と  $N = 6$  時の結果を比較すると, インダクタ体積は  $2.0 \text{ dm}^3$  減少した。
- $N$  の増加に伴い  $f_{CM}$  が増加するが,  $C_{dc}$  は変化しない。  $V_C$  が減少するため電圧定格の小さいコンデンサを適用できるが,  $N$  の増加に伴い使用素子総数は増加する。その結果,  $N = 4$  時と  $N = 6$  時の結果を比較すると, 直流コンデンサ体積は  $0.9 \text{ dm}^3$  増加した。
- $N$  の増加により  $V_C$  と  $f_{CA}$  は減少し, 補助変換器のスイッチング損失は減少する。

表 4.5: シミュレーション検証で使した  $N = 4$  の最適設計時の回路定数

Rated power	$P$	100 kW
High-voltage-side voltage	$V_H$	1.85 kV
Low-voltage-side voltage	$V_L$	0.56 kV
DC-capacitor voltage	$V_C$	456 V
Chopper cell count	$N$	4
Carrier freq. (Main)	$f_{CM}$	2.92 kHz
Carrier freq. (Aux.)	$f_{CA}$	15.8 kHz
Equivalent carrier freq.	$Nf_{CA}$	63.1 kHz
Dead time	$T_D$	3.0 $\mu$ s
AC inductor	$L$	0.11 mH
DC capacitor	$C_{dc}$	595 $\mu$ F

$N = 4$  時と  $N = 6$  時の結果に着目すると、 $N$  の増加により補助変換器の導通損失は増加するが、上記損失分よりもスイッチング損失の低減分が大きいため、半導体全損失は減少する。その結果、ヒートシンクの体積は  $0.7 \text{ dm}^3$  減少した。

以上を要するに、チョッパセル数  $N$  を増加するとインダクタの体積は減少するが、直流コンデンサの体積は増加するため、セル数の増加が電力密度向上に繋がらない。換言すると、 $N > 4$  としても電力密度は向上しない。

図 4.13 に、 $N = 4$  の最適設計構成 (最大電力密度時、図 4.10 (b) 参照) における定格動作時のシミュレーション結果を、表 4.5 にシミュレーションで使した回路定数を示す。シミュレーションは PSCAD/EMTDC を使用し、デッドタイム  $T_D$  は  $3.0 \mu\text{s}$  とした。シミュレーションは実験と同様の制御法を適用している。

$S_1, S_2$  のスイッチング時に着目すると、主変換器電流  $i_{S1}, i_{S2}$  は ZCS を実現している。 $\Delta i_A$  は  $i_A$  から 2.92 kHz の交流成分と負の直流成分を除去したリップル電流 (peak-to-peak) であり、設計値の 16.3 A ( $= 271 \text{ A} \times 0.03 \times 2$ ) に対し良好に一致している。 $S_1, S_2$  のスイッチング時では  $\Delta i_A$  のピーク値が増加している。これは、主変換器デッドタイム期間中の電圧誤差に起因する電流成分であると考えられる。 $d_A$  に着目すると、 $-0.038$  ( $-3.6\%$ ) の過変調動作が生じている。これは、直流コンデンサ電圧  $v_{C1}$  に含まれる交流分を零と仮定し、補助変換器の変調度  $d_A$  が 1 となる条件にて設計したことに起因する。ただし、過変調の期間は短いため、変換器動作には実質的に影響しない。 $v_A$  は位相シフト PWM を適用することで、電圧ステップが 456 V ( $=V_C$ ) のマルチレベル波形 (5 レベル) となり、

等価キャリア周波数 63.1 kHz のスイッチングリップルが重畳している。 $v_{C1}$  の直流成分は指令値 456 V に対し、良好に追従している。また、直流コンデンサ電圧変動幅は 25.6 V (5.6%) であり、設計値の 22.8 V (= 456 V×0.05) に対して良好に一致することを確認した。以上より、設計より得られた各回路定数を適用した場合でも ZCS を実現し、安定した変換器動作が可能であることを確認した。

### 4.6.3 従来回路との体積比較

以下では、蓄電池電車に搭載されている双方向非絶縁形 DC-DC コンバータ [92] (以下、従来回路) と提案回路の体積比較を検討する。ただし、従来回路は双方向チョッパ回路を対象とし、文献 [92] で詳述されている空心リアクトル 1 台分の体積を考慮した。一方、提案回路は最も高電力密度化が可能な  $N = 4$  構成時の解析結果 (図 4.12(a) 参照) に着目した。従来回路の全体積 (単体のインダクタ体積) は  $24 \text{ dm}^3$  であるのに対し、提案回路の全体積はコンデンサ、インダクタ、ヒートシンク、PM の全ての構成部品を含めて  $14.1 \text{ dm}^3$  である。上記結果より、提案回路は従来回路と比較して  $9.9 \text{ dm}^3$  体積低減が得られ、提案回路は高電力密度化に対して優位性があることを明らかにした。

提案回路をさらに高効率化、高電力密度化する手法として、SiC パワーデバイスの適用が考えられる。上記パワーデバイスを適用することで半導体損失を大幅に低減することが可能であり、変換器効率の向上を達成できる。さらに、半導体損失の低減に伴い、主変換器および補助変換器に適用するヒートシンク体積が低減でき、提案回路の更なる高電力密度化を達成できる。

## 4.7 本章のまとめ

本章では、提案回路の効率-電力密度特性に関して、パレートフロントカーブを用いた数値解析より定量的に評価し、提案回路が最も小型化できる設計指針を提案した。最初に、提案回路は主変換器および補助変換器で使用する 2 種類のスイッチング周波数と補助変換器を構成する変換器セル数といった設計自由度があり、各関係が変換器の高電力密度と変換器効率に影響を与えることを言及した。その後、理論解析をベースとした提案回路の設計手法を検討し、主変換器キャリア周波数  $f_{CM}$ 、補助変換器キャリア周波数  $f_{CA}$ 、チョッパセル数  $N$  の 3 つのパラメータを包含した評価手法を提案した。1.85 kV、100 kW 実スケールモデルをベースとして MATLAB を用いた数値解析を行い、提案回路

の効率-電力密度特性を定量的な評価を検討した。その結果, チョップセル数  $N$  を増加した場合, スイッチング損失の大幅減少より変換器効率は向上するが, コンデンサ体積の増加により電力密度は  $N = 4$  時を境に飽和することを明らかにした。本結果より, 高電力密度化を目的とした場合はチョップセル数を  $N = 4$  で十分に効果を発揮でき, 1.85 kV, 100 kW 実スケールモデルをベースとした解析結果では, 変換器体積は  $14.1 \text{ dm}^3$  となることを確認した。さらに, 解析と設計の妥当性は, MATLAB を用いた数値解析やミニモデルを用いた実験検証, および PSCAD/EMTDC を用いたシミュレーションにより明らかにした。最後に, 従来回路と提案回路の体積比較を行い, 提案回路は従来回路と比較して  $9.9 \text{ dm}^3$  体積低減が得られ, 提案回路は高電力密度化に対して優位性があることを明らかにした。

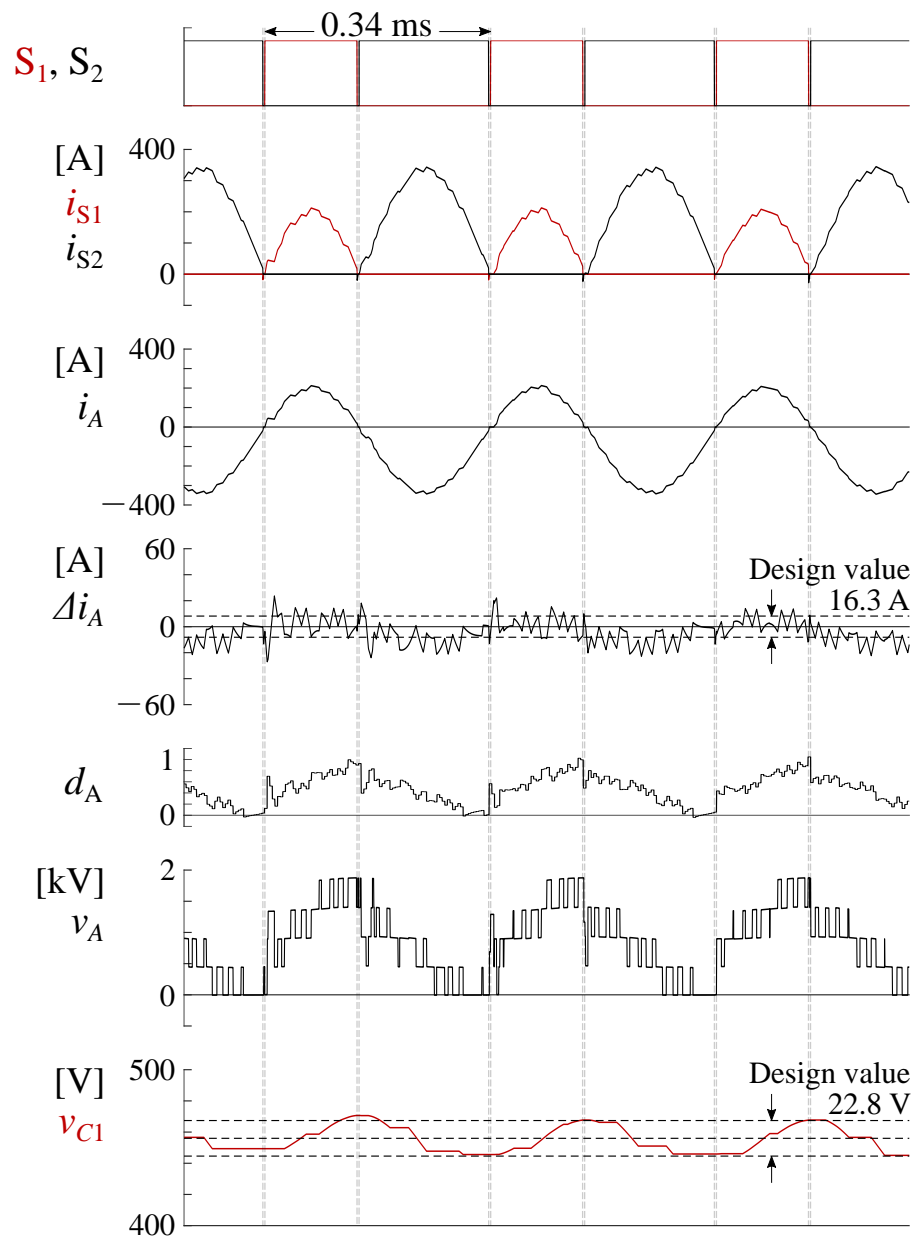


図 4.13: 図 4.10(b) に示す最適設計時の回路定数を使用した場合における定格動作時のシミュレーション波形 ( $N = 4, p = 100 \text{ kW}, V_H = 1.85 \text{ kV}, V_L = 0.56 \text{ kV}, V_C = 456 \text{ V}$ )



## 第5章

# 階調制御を適用した双方向非絶縁形 DC-DC コンバータの高効率化

本章では、第3章で提案した双方向非絶縁形 DC-DC コンバータの更なる高効率動作を目的として、補助変換器の階調制御法を提案する。本章では第3章の提案回路を比較対象とする観点から、以降は第3章の提案回路(図3.1)を「先行回路」と呼称する。本章の提案回路は、補助変換器に1台のチョッパセルと2台のブリッジセルを適用し、チョッパセルとブリッジセルが異なる直流コンデンサ電圧で動作する点に特長がある。チョッパセルを主変換器と同一のスイッチング周波数で動作し、ブリッジセルの直流コンデンサ電圧を小さくすることで、スイッチング損失の大幅低減が可能となる。

初めに、補助変換器の高効率化に要求される回路動作について言及し、階調制御を適用した本章提案回路の動作原理を述べる。次に、チョッパセルとブリッジセルの直流コンデンサ電圧のバランス制御を含めた制御法を理論的に検討する。その後、提案回路の階調制御法の有効性・妥当性を設計・製作した150 V、500 W ミニモデルを用いた実験検証により確認する。最後に、第3章で提案した回路方式と本章で提案した回路方式の損失・効率解析を実施して比較を行うことで、本章の提案回路が幅広い出力動作範囲において高効率化を達成できることを明らかにする。

### 5.1 主回路構成

図5.1に、本章で検討する双方向非絶縁形 DC-DC コンバータを示す。これは、補助変換器の高効率化を主目的とした主回路構成であり、前章までに検討していた先行回路と比較して、補助変換器に1台のチョッパセルと2台のブリッジセルをカスケード接続して構成する点に違いがある。チョッパセルとブリッジセルにはそれぞれ異なるコンデ

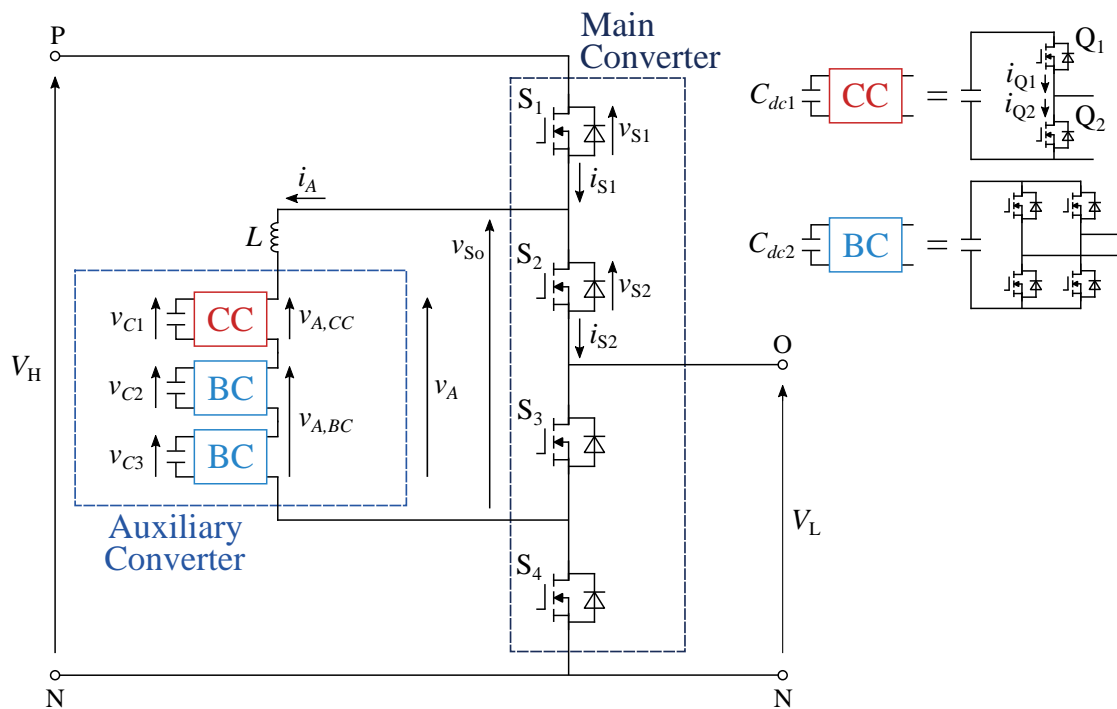


図 5.1: 階調制御方式に基づいた提案回路の主回路構成

ンサ電圧が与えられ、チョップセルには主変換器と同じ耐圧を有するパワーデバイスを適用する。チョップセルとブリッジセルにはそれぞれ異なる制御法を適用し、補助変換器出力電圧  $v_A$  はチョップセル出力電圧  $v_{A,CC}$  とブリッジセル出力電圧  $v_{A,BC}$  の合成電圧として与えられる。チョップセルの上アームを  $Q_1$ 、下アームを  $Q_2$  と呼称し、 $Q_1$  と  $Q_2$  に流れる電流をそれぞれ  $i_{Q1}$ 、 $i_{Q2}$  とする。

なお、補助変換器のセル構成には自由度が存在し、チョップセルやブリッジセルのカスケード数は任意に設定可能である。例えば、高圧側電圧  $V_H$  の定格電圧が大きい場合、各セルのカスケード数を増加することで  $v_A$  の出力電圧範囲を拡大できる。

## 5.2 動作原理

以下では、主変換器パワーデバイスのデッドタイムを零とし、 $V_H > 2V_L$  の場合の回路動作に限定して動作原理を詳述する。初めに、先行回路が損失悪化を引き起こす要因に関して言及し、その後、本章で提案する回路方式の動作原理の説明に展開する。

### 5.2.1 補助変換器の問題点

$v_A$  はコンデンサ電圧バランス制御で使用する電圧成分を零と仮定すると、主変換器出力電圧  $v_{S0}$  とインダクタ  $L$  の両端電圧の差分より、次式で与えられる。

$$v_A = \begin{cases} (V_H - V_L) - \omega L I_{ac} \cos 2\pi f_{CM} t & (\text{when } v_{tri} < d_M) \\ V_L - \omega L I_{ac} \cos 2\pi f_{CM} t & (\text{when } v_{tri} > d_M) \end{cases} \quad (5.1)$$

先行回路では、補助変換器に使用するチョップセルが同一動作を行い、各チョップセルは (5.1) 式をセル数  $N$  で除した電圧が出力される。ここで、一周期動作時における 1 セル分の最大出力電圧  $v_{A1}$  は、(5.1) 式と図 3.3 より、

$$v_{A1} = \frac{(V_H - V_L) + \omega L I_{ac} \cos \alpha}{N} \quad (5.2)$$

で与えられ、 $v_{A1}$  は差分電圧  $V_H - V_L$  が拡大する変換動作時や  $I_{ac}$  が大きくなる高出力動作時において、直流コンデンサ電圧の直流量を大きくする必要がある。チョップセルが過変調限界 (即ち、 $d_A = 1$ ) で動作する場合に着目すると、最大電圧  $v_{A1,max}$  は

$$v_{A1,max} = \frac{V_H}{N} \quad (5.3)$$

となり、チョップセルの直流コンデンサ電圧  $V_C$  は  $V_H$  に依存する。以上を要するに、チョップセルを  $N$  台カスケード接続して構成する補助変換器では、 $V_H$  が大きくなる場合や高出力動作時において  $V_C$  を大きく設定する必要がある。しかし、上記はスイッチング周波数を高周波化した場合にスイッチング損失の増加を引き起こす。第 4 章において、スイッチング損失は  $N$  を増加することで低減できることが明らかになったが、上記手法では導通損失が増大する問題がある。

### 5.2.2 階調制御方式の動作原理

前述の問題を解決するため、本章で検討する提案回路の補助変換器は 1 台のチョップセルと 2 台のブリッジセルから構成し、階調制御 [130–132] を適用することで補助変換器を構成するセル数を最小化しつつ、高出力動作時においてもスイッチング損失を低減することを考える。

図 5.2 に、高圧側から低圧側への電力伝送動作時における提案回路の理想動作波形を示す。ここで、図 5.2 の  $v_A$ ,  $i_A$  は、第 3 章で検討した提案回路と同様の動作であり、図 3.3 に示す動作波形と同一になる。一方、 $v_A$  はチョップセル出力電圧  $v_{A,CC}$  と 2 台分のブリッジセル出力電圧  $v_{A,BC}$  の合成電圧として与えられる点に違いがある。

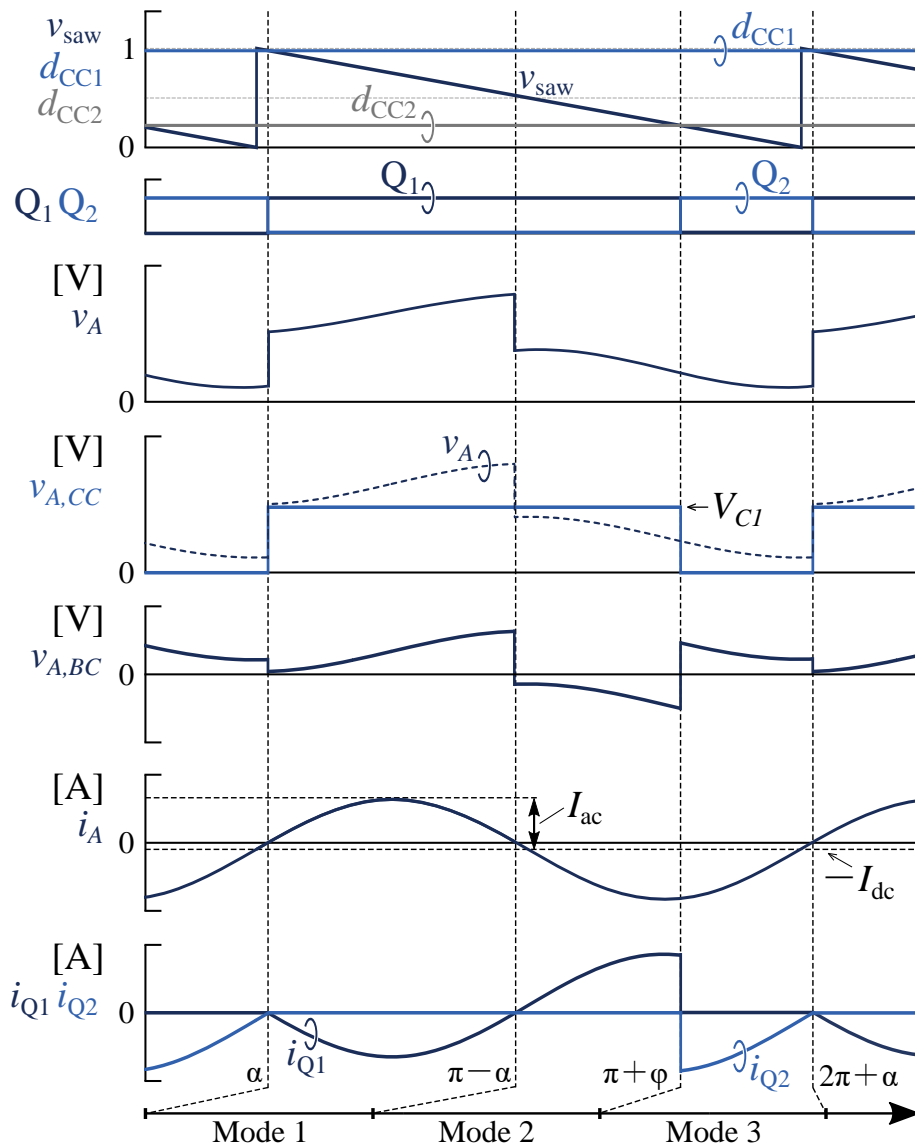


図 5.2: 高圧側から低圧側へ電力伝送時における図 5.1 の一周期理想電圧・電流波形 ( $V_H > 2V_L$ )

チョップセルのパワーデバイス  $Q_1$ ,  $Q_2$  のスイッチングには、鋸波  $v_{saw}$  (最小値: 0, 最大値: 1) と 2 種類の変調波  $d_{CC1}$ ,  $d_{CC2}$  の比較を行い、オンオフ時の位相  $\alpha$  と位相  $\phi$  を決定する。ここで、鋸波は一周期中に 1 から 0 へ単調減少し、主変換器スイッチングで使用する三角波  $v_{tri}$  (図 3.3 参照) に対し  $90^\circ$  移相している。チョップセル出力電圧  $v_{A,CC}$  は

$$v_{A,CC} = \begin{cases} v_{C1} & (\text{if } d_{CC1} > v_{saw} \text{ and } v_{saw} > d_{CC2}) \\ 0 & (\text{other}) \end{cases} \quad (5.4)$$

で与えられ、主変換器キャリア周波数  $f_{CM}$  と同周波数で動作する。その結果、チョッパ

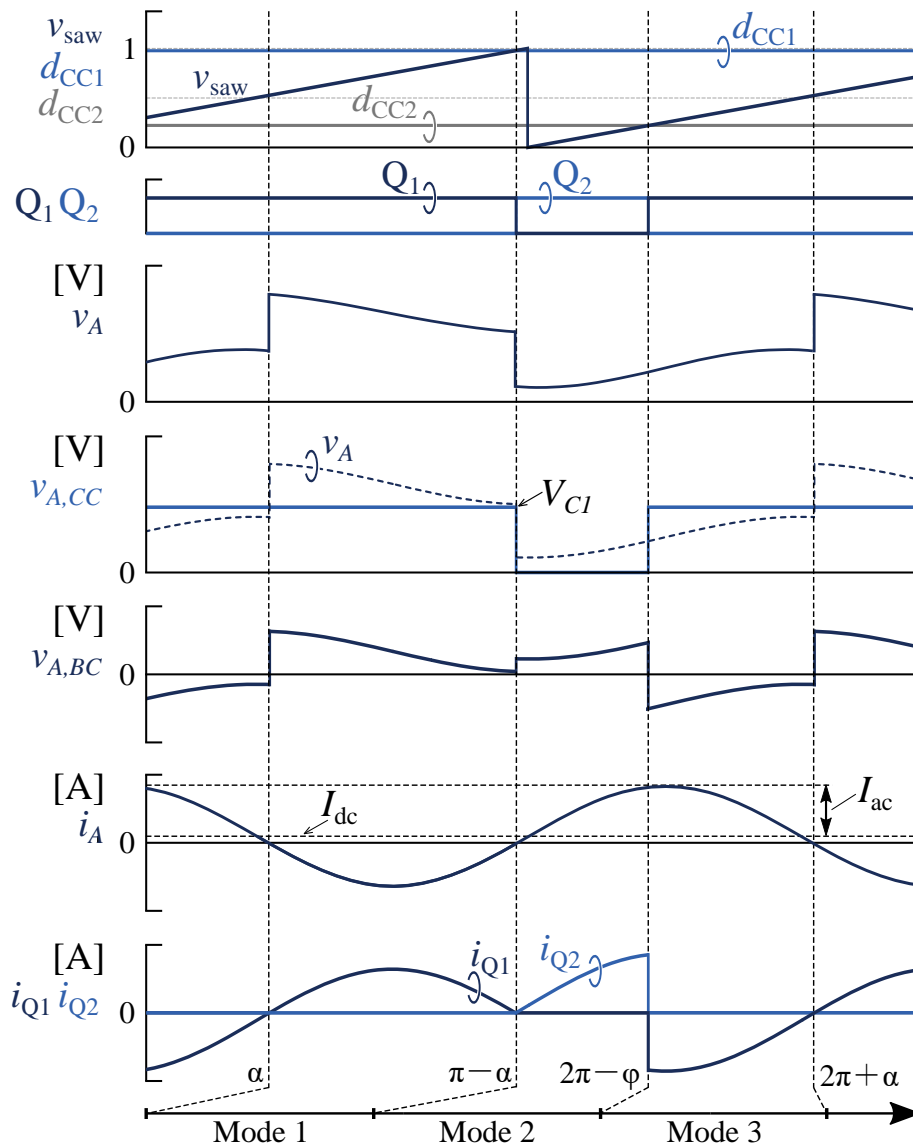


図 5.3: 低圧側から高圧側へ電力伝送時における図 5.1 の一周期理想電圧・電流波形 ( $V_H > 2V_L$ )

セルは一周期中に一回のオンオフ動作 (1 パルス動作) となり、一周期中に複数回のオンオフ動作 (PWM 動作) となる先行回路と比較してスイッチング損失を低減できる。さらに、 $Q_1$  のターンオン時および  $Q_2$  のターンオフ時において、各パワーデバイスに流れる電流  $i_{Q1}$  と  $i_{Q2}$  が共に零となるタイミングでスイッチングを行うことで、ZCS を実現する。ただし、 $Q_1$  のターンオフ時と  $Q_2$  のターンオン時はハードスイッチングとなる点に留意が必要である。

図 5.3 に、低圧側から高圧側への電力伝送動作時における提案回路の理想動作波形を

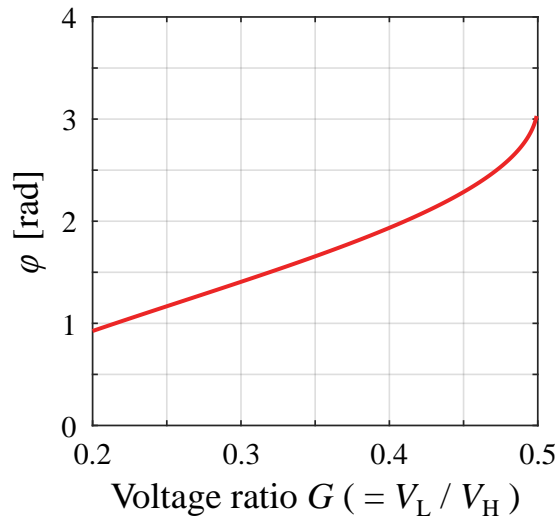


図 5.4: 位相角  $\phi$  と電圧変換比  $G (= V_L/V_H)$  の関係

示す。図 5.2 と図 5.3 はインダクタ電流  $i_A$  の極性が反転することで各部電流・電圧波形が変化しているが、チョップセルとブリッジセルの基本的な動作は同じである。一方、図 5.3 は図 5.2 と比較してチョップセルのスイッチングパターンが異なる点に違いがある。本動作で使用する鋸波  $v_{saw}$  は一周期中に 0 から 1 へ単調増加し、図 3.3 に示す  $v_{tri}$  に対し  $-90^\circ$  移相している。その結果、チョップセルは  $Q_1$  のターンオフ時および  $Q_2$  のターンオン時において ZCS を実現する。

チョップセルの直流コンデンサ電圧を一定に制御するため、チョップセルに流出入する電力  $P_{A,CC}$  は平均的に零にする必要がある。上記を実現するため、図 5.1 では  $v_{A,CC}$  のオフ時の位相  $\pi + \phi$  を調整することで  $P_{A,CC}$  を制御する。ここで、チョップセルの静電容量  $C_{dc1}$  が十分に大きく  $v_{C1} \approx V_{C1}$  と仮定すると、(3.5), (5.4) 式と図 5.2 より、 $P_{A,CC}$  は

$$\begin{aligned} P_{A,CC} &\approx \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\phi} V_{C1} \cdot i_A dt \\ &= \frac{V_{C1} I_{ac}}{2} \{ \cos \phi + \cos \alpha - (\pi + \phi - \alpha) \sin \alpha \} \end{aligned} \quad (5.5)$$

となる。 $P_{A,CC} = 0$  とすると、(5.5) 式は

$$\cos \phi + \cos \alpha - (\pi + \phi - \alpha) \sin \alpha = 0 \quad (5.6)$$

に変形できる。(5.6) 式に着目すると、位相  $\phi$  は位相  $\alpha$  の関数として与えられ、インダクタ電流  $i_A$  や直流コンデンサ電圧の直流量  $V_{C1}$  に依存しない。換言すると、 $V_{C1}$  は任意の値を設定することができる。また、位相  $\alpha$  は  $V_H$  と  $V_L$  の関数で与えられるため、位相  $\phi$

も同様に  $V_H$  と  $V_L$  から一義的に算出できる。図 5.4 に、(5.6) 式を用いて数値解析より算出した位相  $\phi$  と電圧変換比  $G (= V_L/V_H)$  の関係を示す。図 5.4 より、検出した  $V_H$  と  $V_L$  を用いて位相  $\phi$  を決定することで、理想的にはチョッパセルの電圧バランスを実現できる。ただし、実際には変換器損失や過渡動作時の電圧変動を考慮する必要があるため、別途電圧フィードバック制御を適用する必要がある。

ブリッジセルは直列形アクティブフィルタとして動作する。(5.1), (5.4) 式より、ブリッジセル出力電圧  $v_{A,BC}$  は  $v_A$  と  $v_{A,CC}$  の差分電圧として次式で与えられる。

$$v_{A,BC} = v_A - v_{A,CC} \quad (5.7)$$

$v_{A,BC}$  の絶対値は  $\theta = \pi - \alpha$  あるいは  $\theta = \pi + \phi$  の位相で最大となり、高出力動作時には  $\pi - \alpha$  で最大となる。チョッパセルの直流コンデンサ電圧  $V_{C1}$  は任意の値を設定することができるため、(5.7) 式より  $v_{A,CC}$  を適切に与えることで  $v_{A,BC}$  の絶対値を低減できる。換言すると、ブリッジセルは高出力動作時において直流コンデンサ電圧を低減でき、スイッチング損失を低減できる。

ブリッジセルの直流コンデンサ電圧  $v_{C2}, v_{C3}$  は各ブリッジセルに流出入する電力  $P_{A,BC}$  によって変化する。(5.7) 式より、ブリッジセルに流入する電力は、補助変換器全体に流出入する電力とチョッパセルに流出入する電力の差分となる。ここで、補助変換器全体に流出入する電力は  $I_{dc}$  を適切に制御することで平均的に零にでき、チョッパセルに流出入する電力は位相  $\phi$  を調整してパルス幅を制御することで平均的に零にできる。したがって、上記 2 つの電力成分を零に制御できれば  $P_{A,BC}$  は平均的に零になる。さらに、ブリッジセルの直流コンデンサ電圧の直流量  $V_{C,BC}$  は、(5.7) 式を満足する限り任意の値を設定できる。

## 5.3 制御システム

基本的な動作は先行回路と同様であるため、以下では補助変換器のチョッパセルとブリッジセルに適用する制御システムに関して詳述する。

### 5.3.1 チョッパセルの制御法

図 5.5 に、チョッパセルの制御ブロック線図を示す。これは、チョッパセルの ZCS を目的とした  $d_{CC1}^*$  の演算とチョッパセルの直流コンデンサ電圧のバランス制御を目的とした  $d_{CC2}^*$  の演算から構成される。チョッパセルはパルス幅を調整しチョッパセルに流出

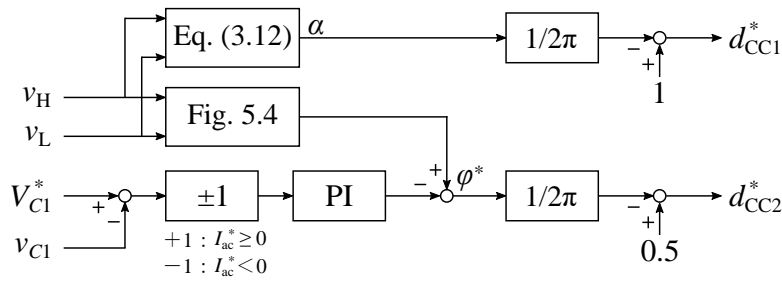


図 5.5: チョップセルの制御ブロック線図

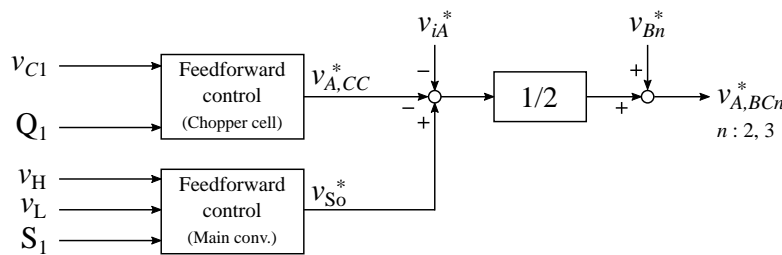


図 5.6: ブリッジセルの制御ブロック線図

入する有効電力を調整することで電圧バランスを実現している。具体的には、直流コンデンサ電圧  $v_{C1}$  を指令値  $v_{C1}^*$  に追従させるフィードバックループを構成し、図 5.4 より  $V_H$  と  $V_L$  の関数から与えられる位相  $\phi$  をフィードフォワード項として与える。その際、 $i_A$  の振幅指令値  $I_{ac}^*$  の極性に応じてフィードバック制御の出力の極性を選択する必要がある。 $v_{C1}^* > v_{C1}$  の場合、位相  $\phi$  の指令値  $\phi^*$  は減少しチョップセル出力電圧のパルス幅は縮小する。その結果、チョップセルに流入する有効電力は増加するため  $v_{C1}$  は増加する。一方、 $v_{C1}^* < v_{C1}$  の場合、位相  $\phi$  の指令値  $\phi^*$  は増加しパルス幅は拡大する。その結果、チョップセルに流入する有効電力は減少するため  $v_{C1}$  は減少する。一方、 $d_{CC1}^*$  は図 5.2 と図 5.3 より

$$d_{CC1}^* = 1 - \frac{\alpha}{2\pi} \tag{5.8}$$

で算出する。最終的に、 $d_{CC1}^*, d_{CC2}^*$  を鋸波  $v_{saw}$  (最大値: 1, 最小値: 0) と比較し、 $Q_1$  と  $Q_2$  を相補スイッチングする。なお、図 5.2 と図 5.3 に示す通り、電力潮流方向が反転した場合はチョップセルのスイッチングに使用する鋸波  $v_{saw}$  を切り替える必要がある。

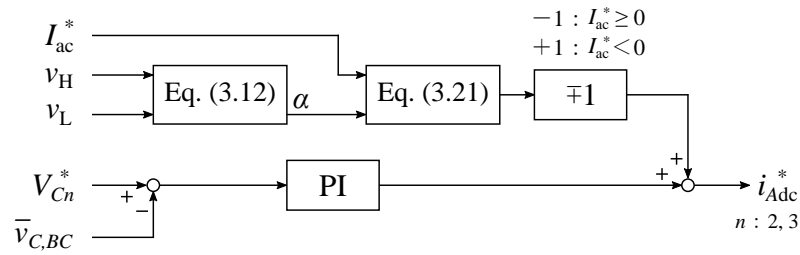


図 5.7: ブリッジセルに適用するコンデンサ電圧バランス制御のブロック線図

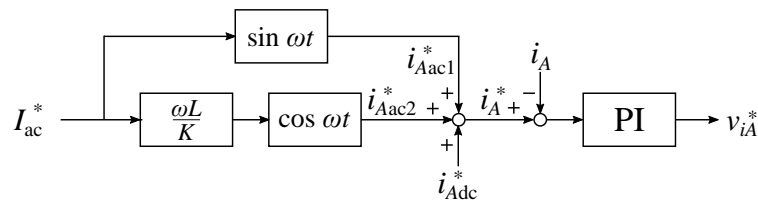


図 5.8: ブリッジセルに適用する電流制御のブロック線図

### 5.3.2 ブリッジセルの制御法

図 5.6 に、ブリッジセルの制御ブロック線図を示す。ブリッジセルの制御系は直流コンデンサ電圧一括制御，電流制御（電力制御），電源電圧フィードフォワード制御，チョップセル出力電圧のフィードフォワード制御，個別バランス制御より構成される。

図 5.7 に、直流コンデンサ電圧一括制御のブロック線図を示す。ブリッジセルはインダクタ電流  $i_A$  の直流分を制御することでバランス制御を実現する。具体的には、全ブリッジセルに使用する直流コンデンサ電圧の算術平均値  $\bar{v}_{C,BC}$  を指令値  $v_{C2}^*$  ( $= v_{C3}^*$ ) に追従させるフィードバックループを構成し、(3.6) 式で与えられるフィードフォワード項を加算する。ただし、 $\bar{v}_{C,BC}$  は次式で与えられる。

$$\bar{v}_{C,BC} = \frac{v_{C2} + v_{C3}}{2} \tag{5.9}$$

図 5.8 に、電流制御のブロック線図を示す。電流制御は、一般的な PI 制御から構成し、 $i_A$  と指令値  $i_A^*$  間にフィードバック制御を適用することで電圧指令値  $v_{iA}^*$  を生成する。電流指令値  $i_A^*$  は電力制御に寄与する交流分  $i_{Aac1}^*$ ，電流制御性向上を目的としたフィードフォワード項成分  $i_{Aac2}^*$ ，直流コンデンサ電圧一括制御で与えられる直流分  $i_{Adc}^*$  の和となる。

電源電圧フィードフォワード制御は電流制御性の向上を目的とし、主変換器スイッチ

表 5.1: 実験検証で使した回路定数

Rated power	$P$	500 W
High-voltage-side voltage	$V_H$	150 V
Low-voltage-side voltage	$V_L$	60 V
DC-capacitor voltage (CC)	$V_{C1}$	90 V
DC-capacitor voltage (BC)	$V_{C2}, V_{C3}$	30 V
Carrier freq. (Main)	$f_{CM}$	1 kHz
Carrier freq. (CC in aux.)	$f_{CA,CC}$	1 kHz
Carrier freq. (BC in aux.)	$f_{CA,BC}$	8 kHz
Equivalent carrier freq.	$4f_{CA,BC}$	32 kHz
Dead time	$T_D$	3 $\mu$ s
Inductor	$L$	0.5 mH (7.0%)
DC capacitor (CC in aux.)	$C_{dc1}$	4.0 mF
DC capacitor (BC in aux.)	$C_{dc2}$	2.4 mF

Value in () is on a 150-V, 500-W, and 1-kHz base.

ングに応じて  $V_H - V_L$  あるいは  $V_L$  の電圧指令値  $v_{So}^*$  が与えられる。

各ブリッジセルの出力電圧指令値  $v_{A,BCn}^*$  は、 $v_{iA}^*$  と  $v_{So}^*$  の和からチョップセル出力電圧  $v_{A,CC}^*$  の差をとり、ブリッジセル数 2 で除算し、個別バランス制御の電圧成分  $v_{Bn}$  を加算することで得られる。最終的に、 $v_{A,BCn}^*$  は、各ブリッジセルの直流コンデンサ電圧で規格化した後にキャリア周波数  $f_{CA}$  の三角波 (最大値: 1, 最小値: -1) と比較する。その際、各三角波の初期位相を  $90^\circ$  移相する位相シフト PWM を適用する。

## 5.4 実験検証

表 5.1 に、実験で使した 500 W ミニモデルの回路定数を示す。高圧側直流電圧  $V_H$  は 150 V、低圧側直流電圧  $V_L$  は 60 V とした。これは、蓄電池電車で使される標準架線電圧 1.5 kV と標準電池電圧 600 V に対し 10% のミニモデルに相当している。チョップセルの直流コンデンサ電圧指令値  $V_{C1}^*$  は 90 V、各ブリッジセルの直流コンデンサ電圧指令値  $V_{C2}^*$  ( $V_{C3}^*$ ) は 30 V とした。チョップセルの静電容量  $C_{dc1}$  は 4.0 mF、各ブリッジセルの静電容量  $C_{dc2}$  は 2.4 mF とした。主変換器とチョップセルのキャリア周波数  $f_{CM}$  は 1 Hz、ブリッジセルのキャリア周波数  $f_{CA}$  は 8 kHz とし、デッドタイム  $T_D$  は 3  $\mu$ s とした。インダクタンス  $L$  は 0.5 mH とし、 $P$ 、 $V_H$ 、 $f_{CM}$  を基準にパーセントインピーダンスを計算すると 7.0% となる。

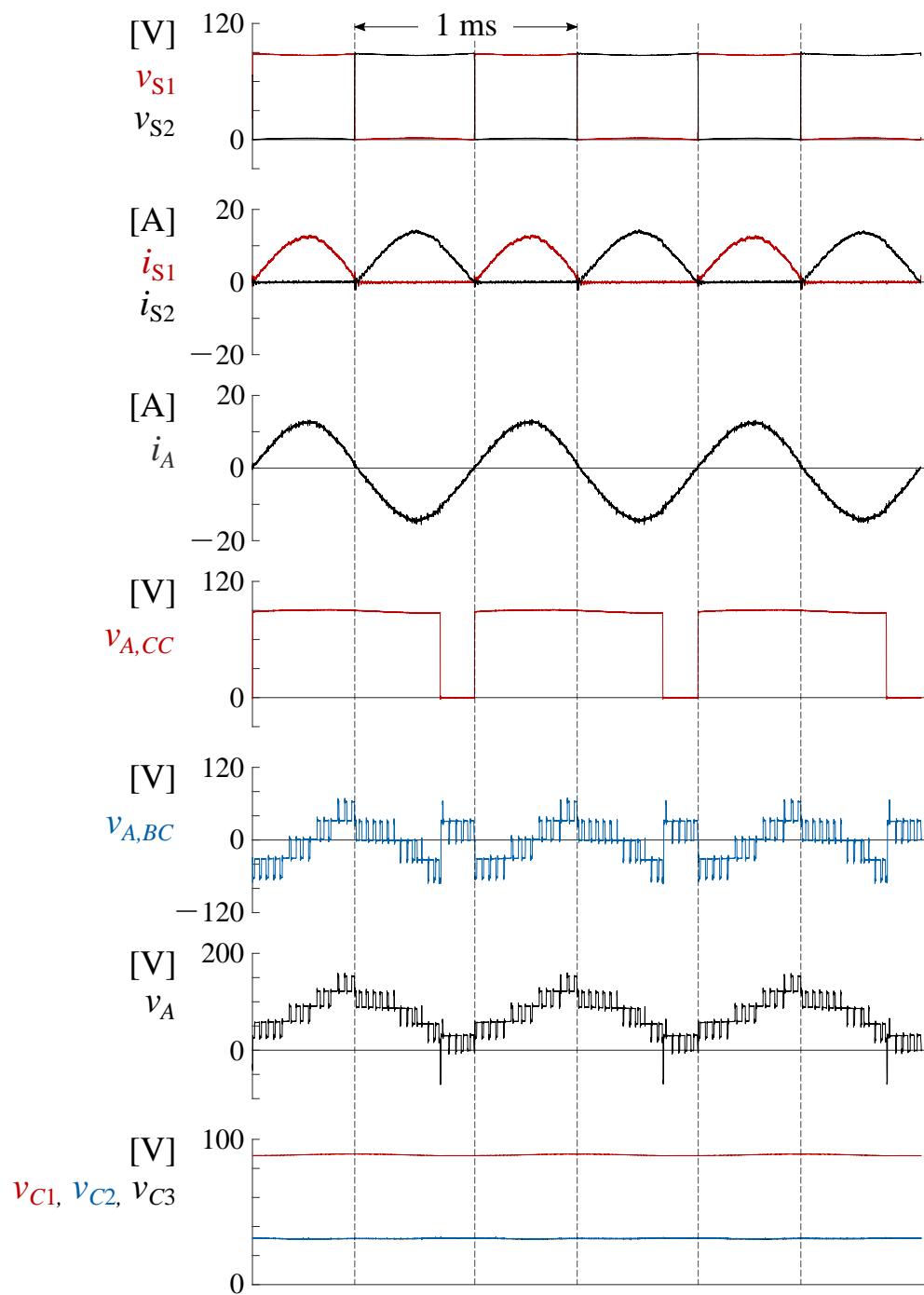


図 5.9: 定常特性: 高圧側から低圧側へ電力伝送時の実験波形 ( $p^* = 500 \text{ W}$ ,  $V_H = 150 \text{ V}$ ,  $V_L = 60 \text{ V}$ )

図 5.9 に、高圧側から低圧側へ  $500 \text{ W}$  で電力送電した場合の実験結果を示す。インダクタ電流  $i_A$  は、 $1 \text{ kHz}$  の正弦波状交流成分に加えて負の直流電流が重畳しており、先行回路の実験結果と類似した動作波形となる。主変換器の両端電圧  $v_{S1}$  と  $v_{S2}$ 、および主変

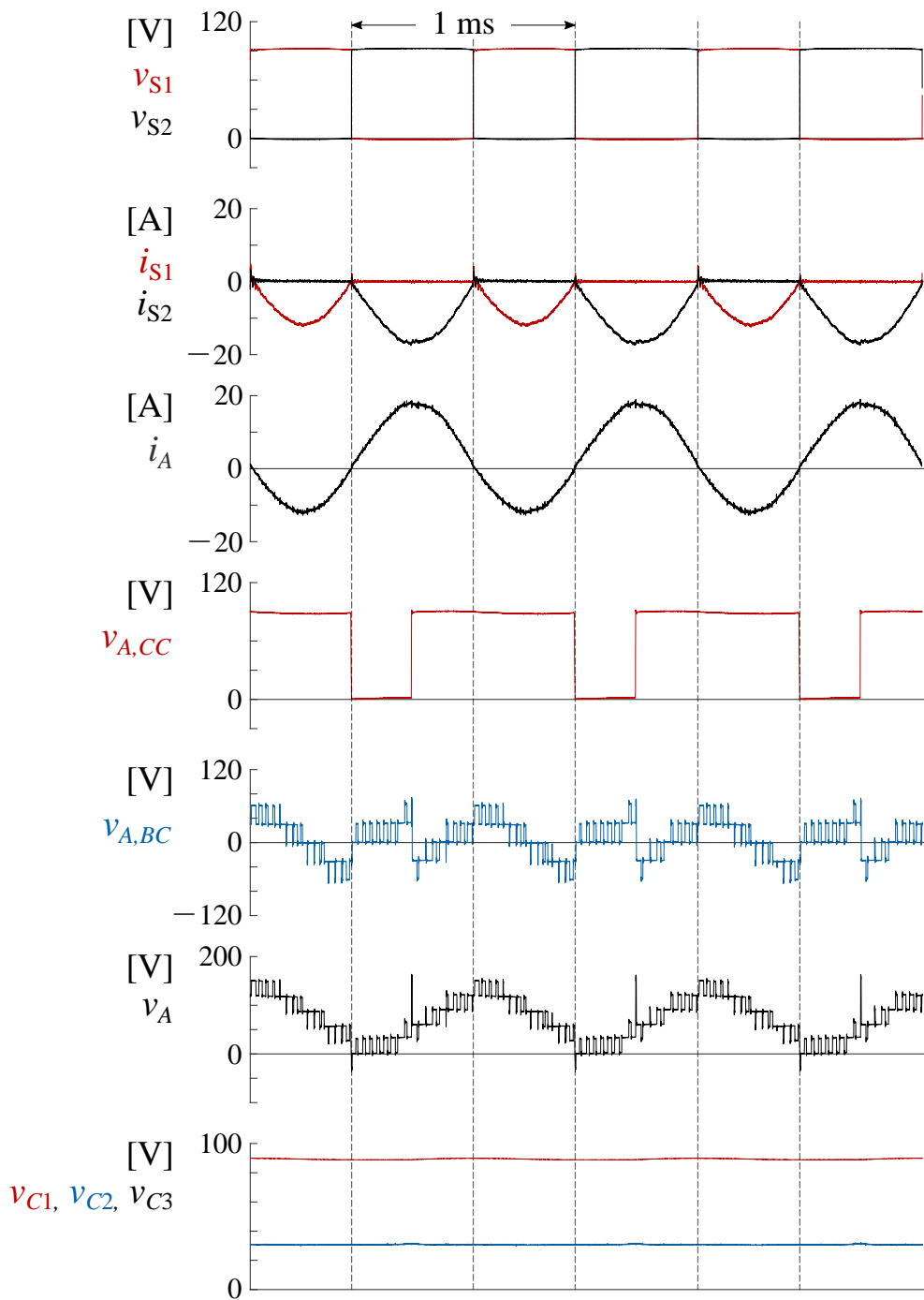


図 5.10: 定常特性: 低圧側から高圧側へ電力伝送時の実験波形 ( $p^* = -500 \text{ W}$ ,  $V_H = 150 \text{ V}$ ,  $V_L = 60 \text{ V}$ )

換器電流  $i_{S1}$  と  $i_{S2}$  に着目すると、主変換器パワーデバイスはターンオフ時とターンオン時共に ZCS を実現している。チョップセル出力電圧  $v_{A,CC}$  は、ピーク値が 91 V の 1 パルス波形となり、 $i_A$  が零になるタイミングにおいて  $v_{A,CC}$  は零から  $v_{C1}$  (= 89 V) にスイッ

チングしている。換言すると、チョップセルは (5.8) 式で与えられる変調度  $d_{CC1}^*$  を用いることで、 $Q_1$  のターンオン時と  $Q_2$  のターンオフ時において ZCS が実現できる。ブリッジセル出力電圧  $v_{A,BC}$  は電圧ステップが 30 V (=  $V_{C2} = V_{C3}$ ) のマルチレベル波形 (5 レベル) となり、補助変換器出力電圧  $v_A$  は 6 レベルのマルチレベル波形を出力する。電圧ステップを小さくすることで  $i_A$  のリップル成分を低減でき、高調波成分は良好に除去できている。一方、 $v_{A,CC}$  の立ち下り時刻に着目すると、 $v_A$  にスパイク電圧が生じている。これは、 $v_{A,CC}$  の立ち下り時刻においてデッドタイム程度の差が生じ、ブリッジセルの制御に遅延が生じたためである。これは、ブリッジセルの制御系において、チョップセルの立ち上がり・立ち下り時刻に生じる電圧誤差を補償するように制御すれば、スパイク電圧を抑制できると考えられる。直流コンデンサ電圧  $v_{C1}$ 、 $v_{C2}$ 、 $v_{C3}$  はそれぞれ指令値である 90 V と 30 V に対して良好に追従している。

図 5.10 に、低圧側から高圧側へ 500 W で電力送電した場合の実験結果を示す。電力潮流が反転した場合は、チョップセルのスイッチングパターンが図 5.2 から図 5.3 に切り替わる。その結果、本動作では  $i_A$  が零になるタイミングにおいて  $v_{A,CC}$  は  $v_{C1}$  (= 89 V) から零にスイッチングする。電力潮流が反転した場合においても、チョップセルは  $v_{A,CC}$  の立ち下り時刻において ZCS が実現している。また、直流コンデンサ電圧  $v_{C1}$ 、 $v_{C2}$ 、 $v_{C3}$  も同様に、指令値である 90 V と 30 V に対して良好に追従している。

図 5.11 に、20 ms で電力潮流を 500 W から -500 W にランプ変化させた場合の実験結果を示す。過渡期間中においても、ブリッジセルの電流制御によって  $i_A$  はオーバーシュートを発生せずに良好に制御できている。直流コンデンサ電圧  $v_{C1}$ 、 $v_{C2}$ 、 $v_{C3}$  に着目すると、20 ms の過渡変化後において  $v_{C1}$  の直流量は 91 V に増加し、 $v_{C2}$  と  $v_{C3}$  の直流量は 28 V に減少するが、各コンデンサ電圧の直流分は過電圧を生じることなく、各指令値に良好に追従している。また、十分に時間経過すると、電力潮流反転時の波形は図 5.10 の動作波形に収束する。

図 5.12 に図 5.11 の過渡期間中の拡大波形を示す。 $v_{A,CC}$  と  $i_A$  に着目すると、過渡時においてもチョップセルは ZCS 動作を達成することが確認できる。電力潮流が 500 W から -500 W に反転し、チョップセルとブリッジセルの制御方式が切り替わった場合においても、過電圧や過電流を発生せずに良好に動作している。

## 5.5 効率比較

本節では、実スケールモデルの DC-DC コンバータをベースとして、先行回路 (図 3.1) と本章の提案回路 (図 5.1) の効率・損失解析比較を検討する。ここで、本解析では主回路構成と制御方式の変更による損失低減効果の確認を行うため、主変換器と補助変換器より生じる損失分に焦点を当てる。

表 5.2 に、両回路方式の効率・損失解析で使用する実スケールモデルの共通回路定数を、表 5.3 に各回路方式で使用する主変換器と補助変換器の回路定数を示す。両回路方式で公平な比較を行うため、下記の条件を導入した。

- $P$ ,  $V_H$ ,  $V_L$ , および  $f_{CM}$  は共通とする。
- $L$  と  $f_{CA}$  は、両回路方式のインダクタ電流リップル  $\Delta i_A$  (peak-to-peak) が等しくなるように、次式を考慮して選定する。

$$\Delta i_A = \frac{V_C}{4f_{eq}L} \quad (5.10)$$

ただし、 $f_{eq}$  は等価キャリア周波数を、 $V_C$  は  $v_A$  のステップ電圧を表す。本解析では  $\Delta i_A = 12.8$  A として  $L$  を選定した。

- 両回路方式で使用する直流コンデンサ電圧は、(5.2), (5.4), (5.7) 式に基づき変調上限値 (変調度が 1) となるように選定する。

さらに、損失解析は 4.4.3.1 と同様の手順で実施した。このとき、図 5.1 のチョップセルのパワーデバイスが ZCS となる場合は、主変換器と同様にスイッチング損失を零と仮定する。

図 5.13 に、両回路方式における損失・効率結果比較を示す。図 5.13(a) と図 5.13(b) に示す定格動作時の損失内訳に着目すると、主変換器に流れる電流は両回路方式とも共通であるため、主変換器損失は同じである。補助変換器損失に着目すると、先行回路の全

表 5.2: 図 3.1 と図 5.1 の効率・損失解析で使用する共通回路定数

Rated power	$P$	100 kW
High-voltage-side voltage	$V_H$	1.5 kV
Low-voltage-side voltage	$V_L$	0.6 kV
Inductor	$L$	0.15 mH (8.4%)
DC capacitor	$C_{dc}, C_{dc1}, C_{dc2}$	4.0 mF

Value in () is on a 1.5-kV, 100-kW, and 2-kHz base.

表 5.3: 図 3.1 と図 5.1 の効率・損失解析で使用する主変換器と補助変換器の回路定数

Main converter		
Carrier freq. (Main.)	$f_{CM}$	2 kHz
Power module [127]	Si-IGBT, 1.7 kV, 550 A	
Auxiliary converter of Fig. 3.1		
DC-capacitor voltage	$V_{C1}, V_{C2}, V_{C3}$	460 V
Carrier freq. (Aux.)	$f_{CA}$	20 kHz
Equivalent carrier freq.	$f_{eq} (= 3f_{CA})$	60 kHz
Power module [128]	Si-IGBT, 1.2 kV, 600 A	
Auxiliary converter of Fig. 5.1		
DC-capacitor voltage (CC)	$V_{C1}$	900 V
DC-capacitor voltage (BC)	$V_{C2}, V_{C3}$	300 V
Carrier freq. (CC)	$f_{CM}$	2 kHz
Carrier freq. (BC)	$f_{CA}$	10 kHz
Equivalent carrier freq.	$f_{eq} (= 4f_{CA})$	40 kHz
Power module (CC) [127]	Si-IGBT, 1.7 kV, 550 A	
Power module (BC) [129]	Si-IGBT, 650 V, 600 A	

導通損失は 560 W, 提案回路の全導通損失 963 W であり, 提案回路は 403 W 損失が増加した。これは, 先行回路と比較して提案回路は導通デバイス数が増加したためである。一方, スイッチング損失の総和に着目すると, 先行回路は 1939 W, 提案回路は 957 W であり, 提案回路は 982 W の損失低減を実現した。これは, チョップセルのスイッチング回数の低減や ZCS 動作の適用, ブリッジセルに用いる直流コンデンサ電圧の低減などから, スイッチング損失が低減したと考えられる。以上より, 提案回路は導通損失が増加するが, 本損失分よりもスイッチング損失の低減効果分が上回り, 定格 100 kW 動作時において先行回路よりも 579 W の損失低減を実現した。

図 5.13(c) の効率比較に着目すると, 本章の提案回路は先行回路と比較して幅広い出力動作範囲において高効率動作を実現している。先行回路の最高効率は 97.0% であるのに対し, 提案回路の最高効率は 97.7% を達成し, 0.7% の効率向上を実現した。

以上より, 提案回路は先行回路と比較して補助変換器の損失低減が可能であり, 幅広い出力動作範囲において高効率動作が実現できることを明らかにした。

## 5.6 本章のまとめ

本章では、第3章で検討した双方向非絶縁形 DC-DC コンバータの高効率動作化を目的として、階調制御法を提案した。これは、補助変換器にチョッパセルとブリッジセルを併用した回路構成に特長があり、チョッパセルを主変換器と同一のスイッチング周波数で動作し、ブリッジセルの直流コンデンサ電圧を小さくすることで、スイッチング損失の低減を実現する。提案回路の有効性・妥当性は 150 V, 500 W ミニモデルを用いた実験検証により確認した。さらに、定格 100 kW 級の実スケールモデルを対象とした先行回路と提案回路の効率・損失解析より、提案回路は定格時において 579 kW(0.58%) の損失低減が実現でき、幅広い出力動作範囲において高効率動作が可能であることを明らかにした。

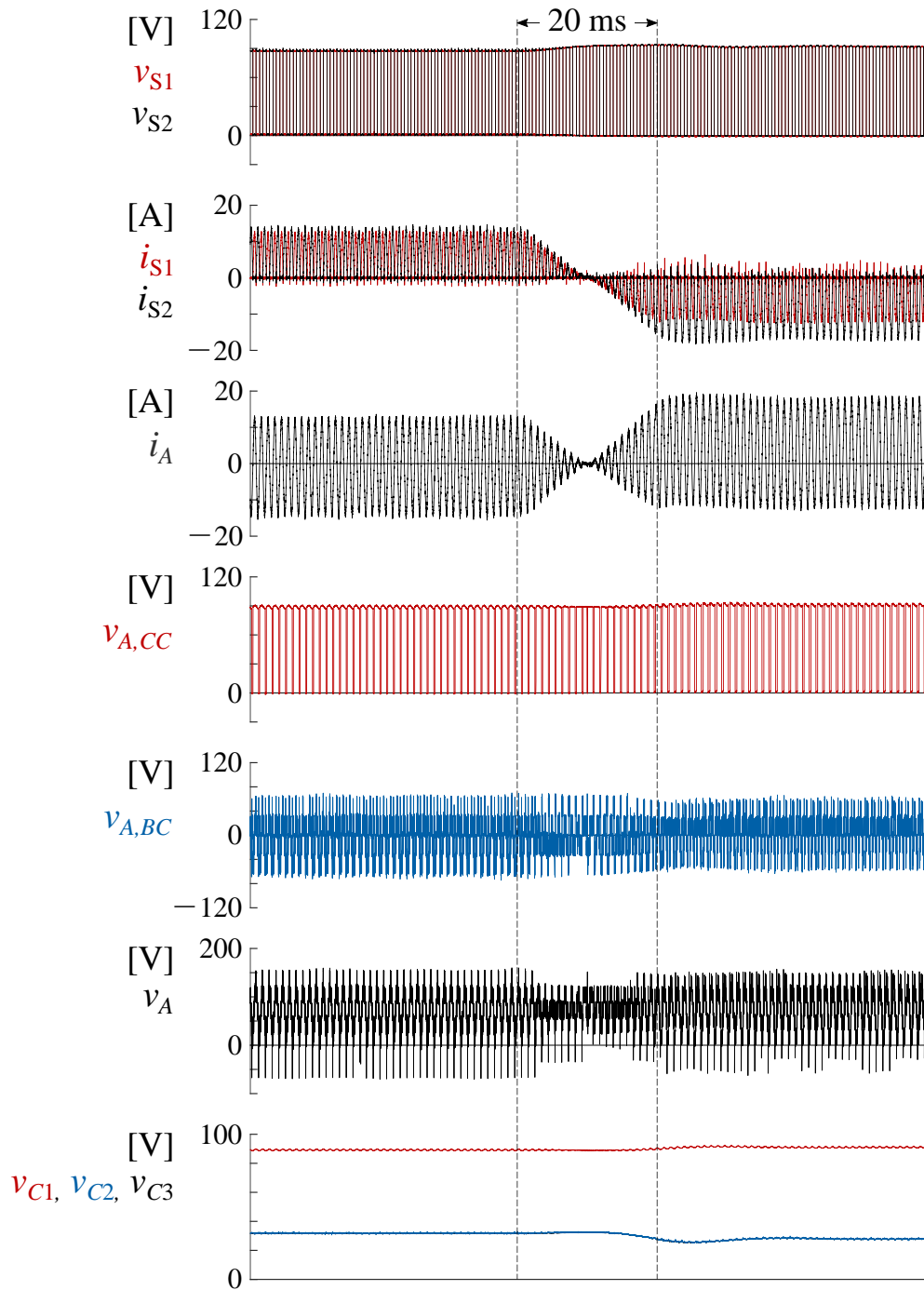


図 5.11: 過渡特性: 図 5.9 から図 5.10 へ 20 ms で電力潮流反転した実験波形 ( $p^* = 500 \text{ W}$  から  $p^* = -500 \text{ W}$ ,  $V_H = 150 \text{ V}$ ,  $V_L = 60 \text{ V}$ )

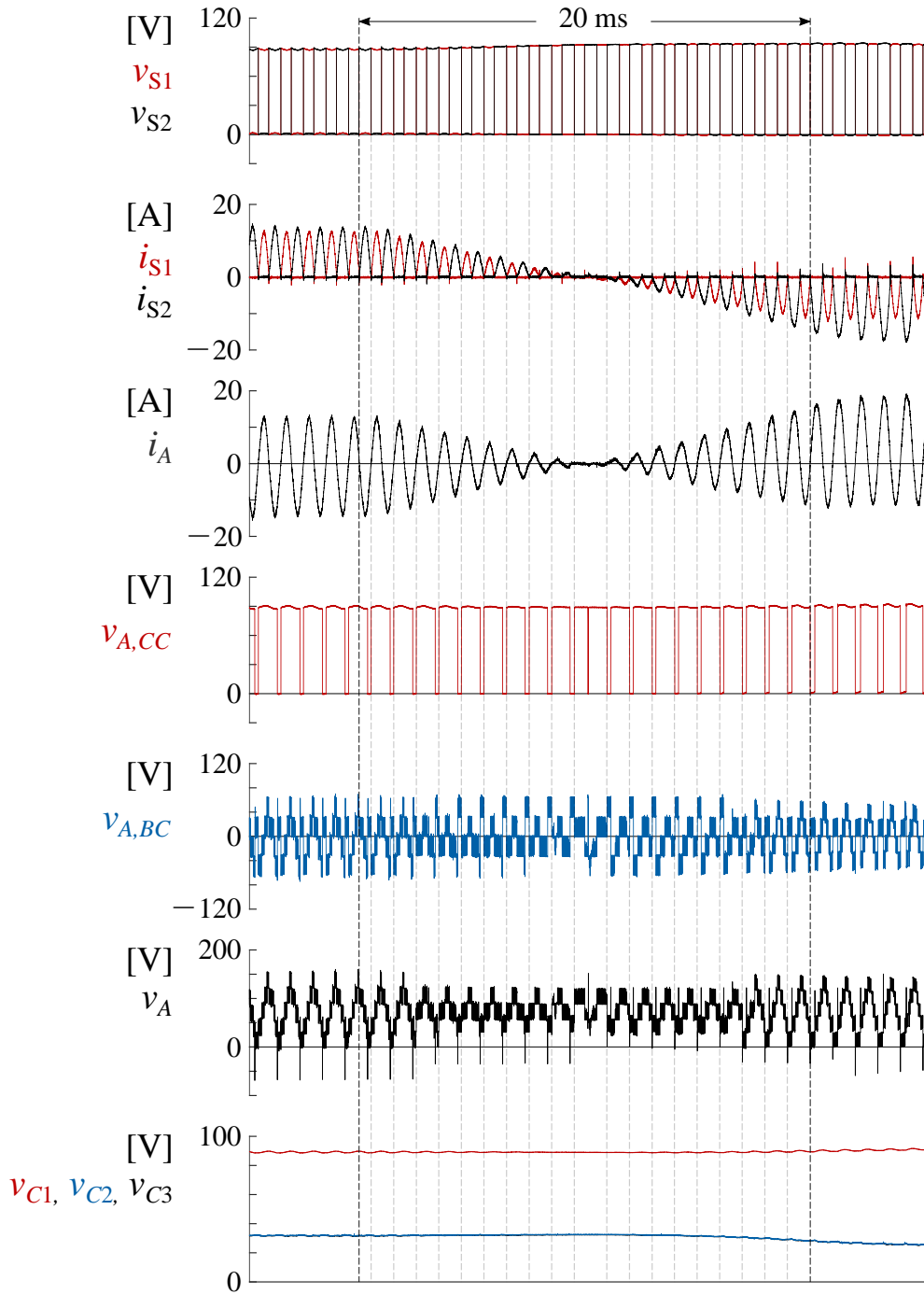


図 5.12: 図 5.11 の拡大波形

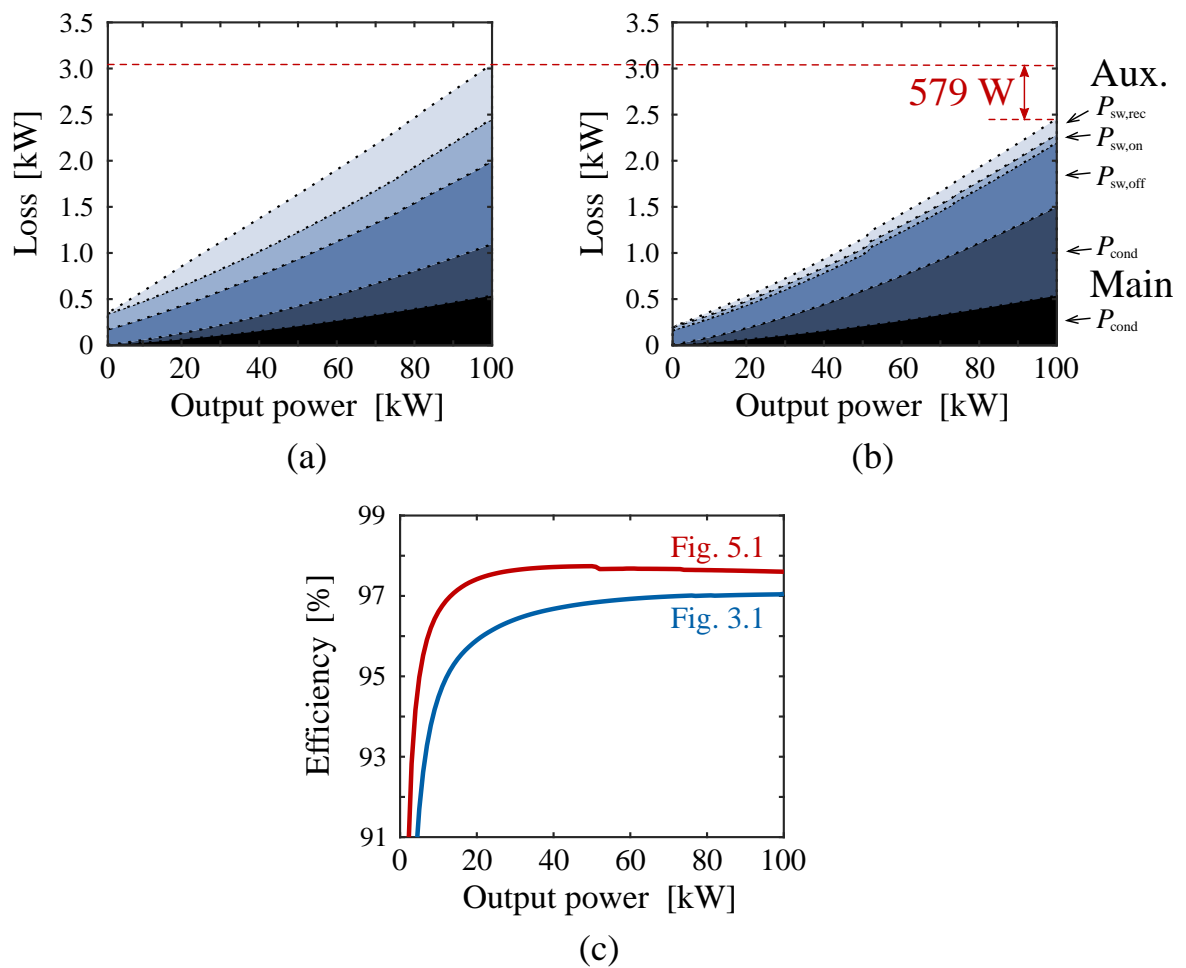


図 5.13: 100 kW 級の実スケールモデルをベースとした先行回路と提案回路の効率・損失解析結果 : (a) 先行回路の損失内訳, (b) 提案回路の損失内訳, (c) 先行回路と提案回路の効率比較



## 第6章

### 結論

本研究により得られた成果について要約する。

#### 6.1 本研究の成果

環境問題やエネルギー問題の解決が急務になる中で、鉄道は消費エネルギーを削減しつつ旅客の大量輸送が可能であり、今後も重要性が増加していくと予想される。我が国では、標準架線電圧が 1.5 kV の直流電化区間が全区間の過半数以上を占めており、上記電化区間の使用電力量低減や消費エネルギー抑制等の対策が要求されている。鉄道の省電力化を支えるコア技術の一つに電力回生ブレーキの適用がある。これは、車両減速時に伴う運動エネルギーを電気エネルギーに変換することで電力の再利用を実現できる。しかし、直流電気鉄道に適用される直流き電システムでは、一般的に三相送電系統からシリコン整流器を介してき電されるため、回生電力を系統側へ逆潮流することができない。したがって、回生電力の有効活用法には検討の余地が残されていた。

このような背景の中、近年では高性能蓄電池の登場により蓄電池電車の研究開発が行われている。これは、車両内部に電力貯蔵装置を搭載することで走行車両の回生電力を直接回収でき、回生電力の有効活用が可能である。一方、上記電車は従来車両に対し新たに蓄電池と DC-DC コンバータを搭載するため、設置スペースの確保や移動体質量の低減の観点から機器の小型・軽量化、即ち電力密度向上が強く要求されている。蓄電池電車に適用される DC-DC コンバータに双方向チョッパ回路がある。上記回路に用いられるインダクタは、変換器に対して体積・重量の占める割合が大きく、小型・軽量化を妨げる主要因となっていた。一般に、インダクタは動作周波数の高周波化により小型・軽量化を実現できる。しかし、直流電鉄用の DC-DC コンバータは高耐圧パワーモジュールを適用するため、スイッチング損失抑制の観点から動作周波数は 1.5 kHz 以下に制限

される。換言すると、高周波化によるインダクタの小型化は現実的ではなく、本件に関しては検討の余地が残されていた。そこで、本研究では蓄電池電車に適用される DC-DC コンバータの高電力密度化と高効率化が可能な回路方式と制御法について検討した。以下では、本論文の主要な成果を要約する。

**■第3章: 零電流スイッチングの活用による 1.5 kV 級 DC-DC コンバータの高周波動作の実現** 従来の直流電鉄用 DC-DC コンバータでは、スイッチング損失増大の観点からスイッチング周波数は 1.5 kHz 以下に制限されており、変換器の高電力密度化を妨げる要因となっていた。本課題の解決を目的として、本論文ではスイッチトキャパシタ変換器をベースとした双方向非絶縁形 DC-DC コンバータを提案した。これは、4 個のパワーデバイスから構成される主変換器と、複数台の双方向チョッパ回路をカスケード接続して構成される補助変換器を組み合わせることで主回路を形成し、補助変換器が電流制御を行うことで主変換器パワーデバイスの零電流スイッチングを実現できる点に特長がある。その結果、1.5 kV 級 DC-DC コンバータに対しても、従来回路では困難であった高周波スイッチング動作が可能となり、インダクタやコンデンサの小型化を実現可能となった。本章では、提案回路を 3 ユニットに多相多重構成した主回路構成に着目し、各相個別に電流制御を適用する制御システムを提案した。これは、各相のインダクタ電流において主変換器キャリア周波数成分と直流成分に分離することで、ロバストな電力制御と安定したコンデンサ電圧バランス制御を実現できる。設計・製作した 200 V, 2 kW ミニモデルによる実験検証より、定常時・負荷変動時・電源電圧変動時に関わらず、コンデンサ電圧の安定動作や主変換器パワーデバイスの ZCS を達成できることを実証した。さらに、蓄電池電車への搭載を想定し、架線電圧変動を考慮した変換器動作に関して PSCAD/EMTDC を用いたコンピュータシミュレーションより検証を行った。その結果、電圧変換比が 0.33 から 0.67 の幅広い動作範囲において ZCS が達成できることを明らかにした。

**■第4章: 高周波化のアプローチによる 1.5 kV 級 DC-DC コンバータの効率-電力密度特性の定量的評価** 本論文では、提案回路の効率-電力密度特性に関してパレートフロントカーブを用いた数値解析より定量的に評価し、提案回路が最も高電力密度化できる設計指針を提案した。提案回路は主変換器と補助変換器で使用するキャリア周波数が異なり、補助変換器に使用するチョッパセル数に設計自由度が存在する。これまでに、パレートフロントカーブを用いたマルチレベル変換器の性能評価に関する研究成果は多数

報告されているが、「2種類の異なるスイッチング周波数」と「チョップセル数」の関係が変換器の効率-電力密度特性に与える影響に関する検討事例は報告されていなかった。

本論文では、理論解析をベースとして提案回路の設計手法を検討し、主変換器キャリア周波数、補助変換器キャリア周波数、チョップセル数の3つのパラメータを包含した評価を実現した。1.85 kV, 100 kW 実スケールモデルをベースとした MATLAB を用いた数値解析より提案回路の効率-電力密度特性を定量的な評価を行い、その結果、チョップセル数  $N$  を増加した場合、スイッチング損失の減少より変換器効率は向上するが、コンデンサ体積の増加より電力密度は  $N = 4$  を境に飽和することを明らかにした。提案回路が最も高電力密度化が可能な  $N = 4$  構成時において変換器の全体積は  $14.1 \text{ dm}^3$  となることを明らかにした。上記結果は、提案回路が先行回路のインダクタ体積（単体）の  $24 \text{ dm}^3$  と比較した場合でも  $9.9 \text{ dm}^3$  体積低減が得られることを表しており、提案回路の高電力密度化の優位性を明らかにした。

**■第5章: 階調制御の適用による補助変換器の高効率化** 補助変換器のようなマルチレベル変換器はセル数を増加することで高電圧化が実現できるため、HVDC や高圧モータドライブをはじめとした高圧・大容量変換器の適用に対して優位性がある。これに対し、1.5 kV 級 DC-DC コンバータの場合は上記用途と比較し高電圧化の要求は少ないため、セル数を増加すると導通損失が増加し、変換器効率が悪化する恐れがある。一方、セル数が少ない場合は直流コンデンサ電圧を大きく設定する必要があり、スイッチング損失増大より変換器効率が悪化する問題が存在した。

本章では、第3章の提案回路における補助変換器の高効率動作化を目的として階調制御法を提案した。これは、補助変換器にチョップセルとブリッジセルを併用し、各セルには異なるコンデンサ電圧を与えて動作させる点に特長がある。チョップセルは主変換器と同一のスイッチング周波数で動作させることでスイッチング回数を低減し、さらに一周期に一回だけ ZCS を実現することでスイッチング損失を低減できる。一方、ブリッジセルは直流コンデンサ電圧の直流分を小さく与えることで、スイッチング周波数を高周波化した場合もスイッチング損失を低減できる。階調制御時においても、チョップセルとブリッジセルのコンデンサ電圧制御が可能であることを理論的に検討し、150 V, 500 W ミニモデルを用いた実験検証により制御法の有効性と妥当性を確認した。さらに、1.5 kV, 100 kW, 実スケールモデルをベースとした損失・効率解析を数値解析より検証し、幅広い出力動作範囲において高効率動作が可能であることを示した。

## 6.2 今後の展望

今後の展望を以下に要約する。

■**補助変換器の最適な電流制御法** 補助変換器はインダクタと組み合わせることで制御電流源として機能し、本論文ではインダクタ電流を正弦波状に電流制御することで主変換器パワーデバイスのZCSを実現した。一方、正弦波状に電流制御すると変換器出力の増加に伴いインダクタ電流のピーク値が増加してしまい、電流定格の制約からパワーデバイスの選定自由度が低下する。補助変換器は制御を工夫することで任意の電流波形を生成することができるため、制御性や変換器効率、電力密度、コストなどを考慮した場合に最適な制御方式を検討する必要がある。

■**直流コンデンサ電圧の動的制御法** 提案回路を更に高効率化する手法として、直流コンデンサ電圧の動的制御が挙げられる。本論文では直流コンデンサ電圧の直流量を一定値に制御して実験検証を行ったが、上記制御では低出力動作時にスイッチング損失を過剰に発生してしまう。したがって、変調度に余裕を持たせつつ直流コンデンサ電圧を動的に制御し、スイッチング損失の最小化を図る必要がある。一方、補助変換器の出力状態は伝送電力量と高圧側・低圧側直流電圧に依存するため、これらの影響を包含した指令値決定法を検討する必要がある。

■**階調制御方式の効率-電力密度評価** 第5章の提案回路は動作検証と任意の条件時における損失・効率解析の検討に留まっており、効率-電力密度評価は実施されていない。上記は第4章で提案した評価手法が適用可能であるが、本評価を実施するにあたりチョッパセルとブリッジセルに設定する直流コンデンサ電圧の最適動作電圧を定量的に解析する必要がある。さらに、各変数の理論式を導出し、ミニモデルを用いた実験検証より妥当性の確認を行う必要がある。

## 参考文献

- [1] 電気鉄道ハンドブック編集委員会：「改訂 電気鉄道ハンドブック」，コロナ社，2021.
- [2] 電気学会 電気鉄道における教育調査専門委員会：「最新 電気鉄道工学(三訂版)」，コロナ社，2017.
- [3] 鉄道電気利用における省エネルギー・新エネルギー技術の効果の検証調査専門委員会：「鉄道電気利用における省エネルギー・新エネルギー技術の効果の検証」，電気学会技術報告，no. 1499，2021-3.
- [4] 「運輸部門における二酸化炭素排出量」，国土交通省(2021年)，[Online]. Available: [https://www.mlit.go.jp/sogoseisaku/environment/sosei\\_environment\\_tk\\_000007.html](https://www.mlit.go.jp/sogoseisaku/environment/sosei_environment_tk_000007.html).
- [5] 深尾 正：「I.パワーエレクトロニクス技術への期待と果たすべき役割」，電学論 D, vol. 112, no. 1 pp. 2–5, 1992.
- [6] 多田隈 進, 川畑 隆夫, 宮下 一郎：「II.各種応用分野におけるパワーエレクトロニクスをめぐる新しい動き」，電学論 D, vol. 112, no. 2 pp. 100–106, 1992.
- [7] 保川 忍：「第2章鉄道・交通におけるエネルギーの有効利用」，電学論 D, vol. 112, no. 3 pp. 209–211, 1992.
- [8] R. Takagi and S. Sone, “More Intelligent DC Railway Electrical Power Systems with Traction Power Control,” *IEE Japan*, vol. 113-D, no. 6, pp. 808–816, 1993 (in Japanese)  
高木 亮, 曾根 悟：「列車の主回路電力制御を応用したインテリジェント化直流鉄道電力システム」，電学論 D, vol. 113, no. 6, pp. 808–816, 1993.

- [9] 能見 誠：「電力流に着目したチョッパ制御方式」, 電学論 D, vol. 108, no. 4, pp. 387–394, 1988.
- [10] R. Takagi and S. Sone, “A New PWM Method of a Three-Level Inverter Considering Minimum Pulse Width and Neutral Voltage Balance Control,” *IEE Japan*, vol. 113-D, no. 7, pp. 865–873, 1993 (in Japanese)  
川畑 隆夫, 小山 正人, 玉井 伸三, 藤井 俊行, 打田 良平：「GTO の最小パルス幅の影響と中性点電圧制御を考慮した 3 レベルインバータの変調法」, 電学論 D, vol. 113, no. 7 pp. 865–873, 1993.
- [11] J. K. Steinke, “Control Strategy for a Three Phase AC Traction Drive With Three-Level GTO PWM Inverter,” *PESC ’88 Record., 19th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, vol. 1, pp. 431–438, 1988.
- [12] 「世界初、営業運転鉄道車両で省エネを実証 主回路システム全体として約 40 % 省エネ 小田急電鉄車両での「フル SiC 適用 VVVF インバーター装置」実証結果のお知らせ」, 三菱電機 ニュースリリース, <http://www.mitsubishielectric.co.jp/news/2015/pdf/0622-a.pdf>, 2015.
- [13] K. Maki, M. Nogi, A. Tanaka and N. Satake, “Design and Efficiency Evaluation of a High-Efficiency Induction Motor for Railway Traction,” *IEE Japan*, vol. 134-D, no. 3, pp. 468–474, (Apr. 2014) (in Japanese)  
近藤 稔, 宮部 実, 海老塚 龍次, 花岡 幸司：「鉄道車両駆動用高効率誘導電動機の設計と効率評価」, 電学論 D, vol. 134, no. 4, pp. 468–474, 2014-4.
- [14] 廣田 航介：「PMSM システム導入の省エネ効果と阪急電鉄における主回路の変遷」, 鉄道車両と技術, No. 225, pp. 15–19, 2015.
- [15] 山本 光俊, 大宮司 充, 鈴木 明夫：「最近の電気鉄道地上設備用パワーエレクトロニクス装置」, 富士時報, vol. 79, no. 2, pp. 134–138, 2016.
- [16] 吉住 栄三, 吉沢 潤, 曾根高 真弓, 奥井 明伸, 国井 彦一, 野村 純一：「常磐新線向け PWM 変換装置の開発」, 第 41 回鉄道サイバネ・シンポジウム, no. 633, 2004.
- [17] M. Tsukamoto, K. Suehiro, T. Ito and S. Abe, “Improvement of Regenerative Elec-

- tric Power Utilization Factor by Use of Direct Current Feeder Voltage Compensation Equipment (DCVR),” *IEE Japan*, TER-92, vol. 8, no. 14, pp. 21–28, 1992 (in Japanese)
- 塚本 幹夫, 末弘 和夫, 伊東 利勝, 阿部 智: 「直流き電電圧補償装置 (DCVR) による回生電力利用率の向上について」, 電気学会研究会, TER-92, vol. 8, no. 14, pp. 21–28, 1992.
- [18] G. Morita, T. Hikosaka, H. Hayashida and M. Kato, “Design Method of a Variable Inductor to be Used for a Rectifier at Railway Substations,” *RTRI REPORT*, vol. 29, no. 12, pp. 11–16, (Apr. 2018) (in Japanese)
- 森田 岳, 彦坂 知行, 林田 広和, 加藤 昌史: 「整流器用可変リアクトルの設計手法」, 鉄道総研報告, vol. 32, no. 4, pp. 11–16, 2018-4.
- [19] 与儀 貴洋: 「PWM 制御 IGBT 回生インバータ」, 明電時報, vol. 333, no. 4, pp. 20–22, 2011.
- [20] 伊東 和彦: 「変電所用回生インバータにおける省エネ効果向上の取組み」, 鉄道と電気技術, vol. 26, no. 3, pp. 18–21, 2015.
- [21] 松村 寧, 勝俣 尚士, 川野 聡, 松本 真一: 「駅舎補助電源装置 “S-EIV”」, 三菱電機技報, vol. 89, no. 2, pp. 19–22, 2015.
- [22] 藤田 敬喜: 「駅舎補助電源装置 (S-EIV) の運用実績」, 平成 29 年電気学会産業応用部門大会, 5–S8–5, 2017.
- [23] K. Maki, M. Nogi, A. Tanaka and N. Satake, “Traction Energy Storage System using Series Compensation Converter,” *IEE Japan*, vol. 141-D, no. 8, pp. 654–660, (Aug. 2021) (in Japanese)
- 真木 康次, 野木 雅之, 田中 彰, 佐竹 信彦: 「直列補償型変換器を用いた電鉄用定置型蓄電システム」, 電学論 D, vol. 141, no. 8, pp. 654–660, 2021-8.
- [24] Z. Li, S. Hoshina, N. Satake and M. Nogi, “Development of DC/DC Converter for Battery Energy Storage Supporting Railway DC Feeder Systems,” in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 52, no. 5, pp. 4218–4224, 2016.
- [25] M. Farhadi and O. Mohammed, “Energy Storage Technologies for High-Power Ap-

- lications,” in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 52, no. 3, pp. 1953–1961, May-June 2016.
- [26] T. Konishi, S. Hase, Y. Nakamichi, H. Nara and T. Uemura, “Experimental Analysis of Voltage Drop Compensation in a DC Electrified Railway by Introducing an Energy Storage System Incorporating EDLCs,” *IEE Japan*, vol. 128-D, no. 2, pp. 85–93, (Feb. 2008) (in Japanese)  
小西 武史, 長谷 伸一, 中道 好信, 奈良 秀隆, 上村 正 : 「電気二重層キャパシタを用いた直流電気鉄道用電力貯蔵による電圧降下補償に関する検証」, 電学論 D, vol. 128, no. 2, pp. 85–93, 2008-2.
- [27] H. Kobayashi, J. Asano T. Saito and K. Kondo, “A Power Control Method to Save Energy for Wayside Energy Storage Systems in DC-electrified Railway System,” *IEE Japan*, vol. 135-D, no. 4, pp. 386–394, (Apr. 2015) (in Japanese)  
小林 宏泰, 浅野 純一, 齋藤 達仁, 近藤 圭一郎 : 「直流電気鉄道における省エネルギー化のための地上蓄電装置の電力制御」, 電学論 D, vol. 135, no. 4, pp. 386–394, 2015-4.
- [28] T. Ito, “The State of Energy-Saving Measures in the Field of Ground Power Equipment,” in *Conf. Rec. IEEJ Annu. Meeting*, 5-S1-2, pp. 8–11, 2018. (in Japanese)  
伊藤 努 : 「地上電力設備における省エネ施策の現状」, 電気学会全国大会, 5-S1-2, pp. 8–11, 2018.
- [29] 林屋 均 : 「鉄道地上設備における電力貯蔵装置応用」, 電気学会誌, vol. 140, no. 4, pp. 217–220, 2020-4.
- [30] 池田 和郎 : 「フライホイール式電車線電力蓄勢システム」, 鉄道と電気技術, vol. 2, no. 3, pp. 19–22, 1991.
- [31] A. B. Turner, “A Study of Wayside Energy Storage Systems (WESS) for Railway Electrification,” in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-20, no. 3, pp. 484–492, May 1984.
- [32] Y. Arai, H. Seino and K. Nagashima, “Development of Flywheel Test Equipment for Flywheel Energy Storage System with Cryo-cooled Superconducting Magnetic Bearings,” *RTRI REPORT*, vol. 25, no. 3, pp. 41–46, (Mar. 2011) (in Japanese)

- 荒井 有気, 清野 寛, 長嶋 賢 : 「冷凍機冷却型超電導フライホイール用試験装置の開発」, 鉄道総研報告, vol. 25, no. 3, pp. 41–46, 2011-3.
- [33] S. Mukoyama, K. Nakao, H. Sakamoto, T. Matsuoka, K. Nagashima, M. Ogata, T. Yamashita, Y. Miyazaki, K. Miyazaki, T. Maeda and H. Shimizu, “Development of Superconducting Magnetic Bearing for 300 kW Flywheel Energy Storage System,” in *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 27, no. 4, pp. 1–4, June 2017.
- [34] L. Zubieta and R. Bonert, “Characterization of Double-Layer Capacitors for Power Electronics Applications,” in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 36, no. 1, pp. 199–205, Jan.-Feb. 2000.
- [35] A. Berrueta, A. Ursua, I. S. Martin, A. Eftekhari and P. Sanchis, “Supercapacitors: Electrical Characteristics, Modeling, Applications, and Future Trends,” in *IEEE Access*, no. 7, pp. 50869–50896, 2019.
- [36] 根橋 久男, 高橋 慎, 上村 正, 今伸 一郎 : 「回生貯槽装置 (キャパポスト) の動作検証について」, 平成 29 年電気学会産業応用部門大会, 5–S8–2, 2017.
- [37] K. Nishimura, T. Takasaki and T. Sakai, “Development of Ni-MH Battery With a New Structure Suitable for Scaling-up and Verification Test,” *Studies in Science and Technology*, vol. 2, no. 2, pp. 113–116, 2013 (in Japanese)  
西村 和也, 高崎 智昭, 境 哲男 : 「Ni-MH 電池の大型化に適した新規電池構造の開発と性能実証」, 科学・技術研究, vol. 2, no. 2, pp. 113–116, 2013.
- [38] 鳥塚 正行, 児玉 茂樹, 細谷 和弘, 吉山 栄二 : 「大容量ニッケル水素電池 (「ギガセル」) を用いた鉄道システム用地上蓄電設備」, 鉄道と電気技術, vol. 22, no. 4, pp. 14–20, 2011.
- [39] 永浦 康弘, 大石 亨一, 嶋田 基巳, 金子 貴志 : 「蓄電池駆動システムにおける最新技術と展望」, 日立評論, vol. 98, no. 10–11, pp. 624–629, 2016.
- [40] G. Yoshikawa and Y. Taguchi, “Parameter-fitting Method based on Gradient Method for Thermal Circuit Model of a Lithium-ion Battery in a Battery-powered EMU,” *IEE Japan*, vol. 132-D, no. 7, pp. 736–746, (Apr. 2019) (in Japanese)

- 吉川 岳, 田口 義晃 : 「勾配法による蓄電池電车用リチウムイオン電池の熱モデルに関するパラメータ同定手法」, 電学論 D, vol. 139, no. 4, pp. 416–423, 2019-4.
- [41] X. Gong, R. Xiong and C. C. Mi, “Study of the Characteristics of Battery Packs in Electric Vehicles With Parallel-Connected Lithium-Ion Battery Cells,” in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 51, no. 2, pp. 1872–1879, March–April 2015.
- [42] 真岡 明洋, 五十 嵐洋, 栗野 文義 : 「回生電力貯蔵システムによる列車自立走行実証試験とその評価」, 日立評論, vol. 96, no. 9, pp. 590–593, 2014-9.
- [43] N. Satake, M. Nogi and S. Hoshina, “Stationary Traction Energy Storage System for Railway Transportation Systems,” *Toshiba Rev.*, vol. 69, no. 8, pp. 52–55, Aug. 2014. (in Japanese)  
佐竹 信彦, 野木 雅之, 保科 俊一郎 : 「鉄道向け回生電力蓄電システム」, 東芝レビュー, vol. 69, no. 8, pp. 52–55, 2014-8.
- [44] 「東芝二次電池 SCiB™」, [https://www.global.toshiba/content/dam/toshiba/jp/products-solutions/battery/scib/pdf/SCiB\\_toshiba.pdf](https://www.global.toshiba/content/dam/toshiba/jp/products-solutions/battery/scib/pdf/SCiB_toshiba.pdf), 2021.
- [45] 「国内初となる機能を搭載した回生電力貯蔵装置を多摩都市モノレール殿に納入 運用開始に先立ち、非常走行試験を実施」, GS ユアサ ニュースリリース, pp. 1–4, [https://www.gs-yuasa.com/webdata/img/gs160913540402/pdf\\_gs\\_160903315806.pdf](https://www.gs-yuasa.com/webdata/img/gs160913540402/pdf_gs_160903315806.pdf), 2016-9.
- [46] N. Satake, “Traction Energy Storage Systems Supporting Energy-Saving, Safe, and Resilient Railway Infrastructure,” *Toshiba Rev.*, vol. 76, no. 4, pp. 7–10, Jul. 2021. (in Japanese)  
佐竹 信彦 : 「省エネで安全かつ強靱な鉄道インフラを構築する回生電力貯蔵システム」, 東芝レビュー, vol. 76, no. 4, pp. 7–10, 2021-7.
- [47] 移動体エネルギーストレージシステムの適用調査専門委員会 : 「移動体エネルギーストレージシステムの適用」, 電気学会技術報告, no. 1442, 2019-3.
- [48] 鉄道電力供給における蓄電装置応用調査専門委員会 : 「鉄道電力供給における蓄

- 電装置応用技術」, 電気学会技術報告, no. 1359, 2015-12.
- [49] M. Ogasa and Y. Taguchi, “Development of a Dual Voltage Contact-wire/Battery Hybrid Power Conversion Circuit and Control Sequence,” *RTRI REPORT*, vol. 22, no. 9, pp. 29–34, (Sep. 2008) (in Japanese)  
小笠 正道, 田口 義晃 : 「複電圧架線ハイブリッド型の電力変換回路と制御法の開発」, 鉄道総研報告, vol. 22, no. 9, pp. 29–34, 2008-9.
- [50] Y. Sekijima, Y. Kudo, M. Inui, Y. Monden, S. Toda and I. Aoyama , “ Development of Energy Storage System for DC Electric Rolling Stock Applying Electric Double Layer Capacitor ,” *WCRR 2006 - 7th World Congress on Railway Research*, IP3, pp. 1–7, 2006.
- [51] D. Romano, F. P. Grimaldi, F. D. D. Vita, M. D. Corte, V. Rota, R. Schiavo, V. Improta and B. Cascone, “Catenary-Free Streetcar With on-Board Li-Ion Battery System ,” *Hitachi Review*, vol. 69, no. 6, pp. 69–75, 2020.  
D. Romano, F. P. Grimaldi, F. D. D. Vita, M. D. Corte, V. Rota, R. Schiavo, V. Improta and B. Cascone : 「路面電車の架線レス化を実現する車上搭載リチウムイオン電池システム」, 日立評論, vol. 102, no. 4, pp. 66–72, 2020.
- [52] Y. Kono, N. Shiraki, H. Yokoyama and R. Furuta, “Catenary and Storage Battery Hybrid System for Electric Railcar Series EV-E301,” *2014 International Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014 - ECCE ASIA)*., Hiroshima, pp. 2120–2125, 2014.
- [53] K. Ogura, K. Nishimura and Y. Oku, “A Bidirectional DC-DC Converter for Battery Electric Light Rail Vehicle and Its Test Run Results,” *2019 IEEE 13th International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS)*., Toulouse, France, pp. 1–6, 2019.
- [54] A. Rufer, “Energy Storage for Railway Systems Energy Recovery and Vehicle Autonomy in Europe,” *The 2010 International Power Electronics Conference - ECCE ASIA* -, Sapporo, 2010, pp. 3124–3127.
- [55] D. Ronanki, S. Singh, and S. Williamson, “Comprehensive Topological Overview

- of Rolling Stock Architectures and Recent Trends in Electric Railway Traction Systems,” in *IEEE Transactions Transportation Electrification*, vol. 3, no. 3, pp. 724–738, Sept. 2017.
- [56] T. Ratniyomchai, S. Hillmansen, P. Tricoli, “Recent Developments and Applications of Energy Storage Devices in Electrified Railways,” in *IET Electrical Systems in Transportation*, vol. 4, no. 1, pp. 9–20, March 2014.
- [57] M. Steiner, M. Klohr and S. Pagiela, “Energy Storage System with Ultracaps on Board of Railway Vehicles,” *2007 European Conference on Power Electronics and Applications*, Aalborg, 2007, pp. 1–10.
- [58] S. Vazquez, S. M. Lukic, E. Galvan, L. G. Franquelo and J. M. Carrasco, “Energy Storage Systems for Transport and Grid Applications,” in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 12, pp. 3881–3895, Dec. 2010.
- [59] O. Masamichi, “Onboard Storage in Japanese Electrified Lines,” *Proceedings of 14th International Power Electronics and Motion Control Conference EPE-PEMC 2010*, Ohrid, 2010, pp. S7-9-S7-16.
- [60] 「2021年3月期決算説明会」, 東日本旅客鉄道株式会社, <https://www.jreast.co.jp/investor/guide/pdf/202103guide1.pdf>, 2021.
- [61] N. Soltau, E. Wiesner, E. Stumpf, S. Idaka, and K. Hatori, “Electric-Energy Savings Using 3.3 kV Full-SiC Power Modules in Traction Applications,” *IEEE Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER)*, Monaco, pp. 1–5 (2020).
- [62] 「鉄道に関する技術上の基準を定める省令」, e-Gov 法令検索, [Online]. Available: <https://elaws.e-gov.go.jp/document?lawid=413M60000800151>.
- [63] T. Yoshii, “Effect of Harmonic Voltages on DC-Output Voltage of 12-pulse Rectifier,” *IEE Japan*, vol. 138-D, no. 2, pp. 94–104, (Feb. 2018) (in Japanese)  
吉井 剣 : 「電源電圧の高調波が 12 パルス整流器の直流出力電圧に与える影響についての一考察」, 電学論 D, vol. 138, no. 2, pp. 94–104, 2018-2.
- [64] K. Ishikawa, S. Yukutake, Y. Kono, K. Ogawa and N. Kameshiro, “Traction Inverter

- That Applies Compact 3.3 kV / 1200 a SiC Hybrid Module,” *2014 International Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014 - ECCE ASIA)*, , pp. 2140–2144, 2014.
- [65] K. Hamada, S. Hino<sup>1</sup>, N. Miura, H. Watanabe, S. Nakata, E. Suekawa, Y. Ebike, M. Imaizumi, I. Umezaki and S. Yamakawa, “3.3 kV/1500 a Power Modules for the World’s First All-SiC Traction Inverter,” *Japanese Journal of Applied Physics*, vol. 54, no. 45, Feb. 2015.
- [66] A. Marzoughi, R. Burgos and D. Boroyevich, “Characterization and Performance Evaluation of the State-of-the-Art 3.3 kV 30 a Full-SiC MOSFETs,” in *IEEE Transactions on Industry Applications*, ,vol. 55, no. 1, pp. 575–583, Jan.-Feb. 2019.
- [67] 秦泉寺 敏正, 吉舗 幸信, 大塚 克昌, 浅野 伸也 : 「直流電気鉄道における上下線一括き電方式」, 電学論 D, vol. 107, no. 8, pp. 1057–1064, 1987.
- [68] 松井 正司 : 「き電タイポスの導入効果の検証」, 鉄道と電気技術, vol. 22, no. 4, pp. 21–25, 2011.
- [69] 松井 正司, 早野 治, 京泉 勉, 佐々木 一臣, 川原 敬治, 高田 尚紀, 中村 悦章, 延原 隆良 : 「上下タイキ電システム導入時における効果検証」, 平成 23 年電気学会産業応用部門大会, 3-12, pp. III–133–134, 2011.
- [70] H. Shigeeda and H. Morimoto, “Feeding-loss Reduction by Higher-voltage DC Feeding System adopting DC-to-DC Converters,” *RTRI REPORT*, vol. 29, no. 12, pp. 11–16, (Dec. 2015) (in Japanese)  
重枝 秀紀, 森本 大観 : 「電力変換装置を用いた高電圧直流き電方式による損失低減効果」, 鉄道総研報告, vol. 29, no. 12, pp. 11–16, 2015-12.
- [71] K. Kawahara, S. Hase, H. Morimoto, S. Umeda and N. Takahashi, “Compensation of Voltage Drop using Substation Support Equipment for DC Feeding System,” *IEE Japan*, vol. 123-D, no. 1, pp. 38–47, 2003 (in Japanese)  
川原 敬治, 長谷 伸一, 森本 大観, 梅田 繁樹, 高橋 則雄 : 「直流き電回路における変電所補完装置による電圧降下対策」, 電学論 D, vol. 123, no. 1, pp. 38–47, 2003.
- [72] 小笠 正道 : 「電気鉄道におけるパワーエレクトロニクス技術動向」, KEC 情報

- 誌, no. 224, pp. 39–45, 2013.
- [73] M. Ogasa and Y. Taguchi, “Power Flow Control of Trolley Hybrid Electric Vehicles,” *RTRI Report*, vol. 20, no. 7, pp. 5–10, (Jul. 2006) (in Japanese)  
小笠 正道, 田口 義晃:「ハイブリッド電車のパワーフロー制御」, 鉄道総研報告, vol. 20, no. 7, pp. 5–10, 2006-7.
- [74] 「新型車両「5000系」デビュー」, 安全・社会・環境報告書 2017 CSR レポート, pp. 8–9, [https://www.keio.co.jp/company/environment/social\\_environment/pdf/csr2017/keio\\_2017\\_00-11.pdf](https://www.keio.co.jp/company/environment/social_environment/pdf/csr2017/keio_2017_00-11.pdf), 2017.
- [75] 「横須賀・総武快速線用車両の新造について」, JR 東日本ニュース, pp. 3–4, <https://www.jreast.co.jp/press/2018/20180902.pdf>, 2018.
- [76] M. Steiner and J. Scholten, “Energy Storage on Board of DC Fed Railway Vehicles PESC 2004 Conference in Aachen, Germany,” *2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.04CH37551)*, vol. 1, pp. 666–671, 2004.
- [77] F. Lacote, “Alstom-Future Trends in Railway Transportation (Flywheel in Rotterdam),” *Japan Railway and Transport Review 2005*, no. 42, pp. 4–9, 2005.
- [78] J. Moskowitz and J. Cohuau, “STEEM: ALSTOM and RATP Experience of Supercapacitors in Tramway Operation,” *2010 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, pp. 1–5, 2010.
- [79] M. Murashima and T. Matsumoto, V. Rota, R. Schiavo, V. Improta and B. Cascone, “Electric Equipments of Type LH02 LRV with trolley and battery hybrid for Railway Technical Research Institute,” *Toyo Denki Review*, vol. 117, pp. 18–23, Aug. 2008.  
村島 稔, 松本 哲也:「財団法人鉄道総合技術研究所向け LH02 形架線ハイブリッド LRV 用電機品」, 東洋電機技報, vol. 117, pp. 18–23, 2008-8.
- [80] M. Ogasa, “Onboard Storage in Japanese Electrified Lines,” *Proceedings of 14th International Power Electronics and Motion Control Conference EPE-PEMC 2010*, pp. S7-9-S7-16, 2010.

- [81] 小笠 正道, 田口 義晃, 門脇 悟志, 仲村 孝行: 「バッテリー LRV の鉄道線走行エネルギー」, *RRR*, vol. 69, no. 5, pp. 16–19, 2012-5.
- [82] 鉄道車両駆動における蓄電装置応用調査専門委員会: 「鉄道車両駆動における蓄電装置応用技術」, 電気学会技術報告, no. 1307, 2014-5.
- [83] H. Takiguchi, “Overview of Series EV-E301 Catenary and Battery-Powered Hybrid Railcar,” *JR EAST Technical Review*, No. 51, pp. 45–50, 2015 (in Japanese)  
滝口 裕之: 「蓄電池駆動電車 EV-E301 系 (ACCUM) の概要」, *JR EAST Technical Review*, No. 51, pp. 45–50, 2015.
- [84] 東海 勝人: 「バッテリー電車で蓄電池システムの開発について」, 技術の泉, no. 28, pp. 7–8, 2013.
- [85] F. Caricchi, F. Crescimbin, F. G. Capponi and L. Solero, “Study of Bi-Directional Buck-Boost Converter Topologies for Application in Electrical Vehicle Motor Drives,” *APEC '98 Thirteenth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition*, vol. 1, pp. 287–293, 1998.
- [86] M. Ogasa, “Leading Edge Trend of Battery-driven Railway Electric Vehicles,” *RTRI REPORT*, vol. 29, no. 9, pp. 51–60, (Sep. 2015) (in Japanese)  
小笠 正道: 「バッテリー電車の最近の動向」, 鉄道総研報告, vol. 29, no. 9, pp. 51–60, 2015-9.
- [87] 「NEDO 二次電池技術 開発ロードマップ 2013」, 新エネルギー・産業技術総合開発機構 (NEDO), [Online]. Available: <https://www.nedo.go.jp/content/100535728.pdf>.
- [88] T. Nakamura, “Requirements and Transition of Onboard Reactor,” *RTRI REPORT*, vol. 34, no. 5, pp. 41–46, (May 2020) (in Japanese)  
仲村 孝行: 「車載リアクトルの用途と要件」, 鉄道総研報告, vol. 34, no. 5, pp. 41–46, 2020-5.
- [89] 西川 宏之: 「電気・電子工学ライブラリ 電気電子材料工学」, 数理工学社, 2013.
- [90] S. Kimura, Y. Itoh, W. Martinez, M. Yamamoto and J. Imaoka, “Downsizing Ef-

- fects of Integrated Magnetic Components in High Power Density DC-DC Converters for EV and HEV Applications,” in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 52, no. 4, pp. 3294–3305, July-Aug. 2016.
- [91] K. J. Hartnett, J. G. Hayes, M. G. Egan and M. S. Rylko, “CCTT-Core Split-Winding Integrated Magnetic for High-Power DC-DC Converters,” in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 11, pp. 4970–4984, Nov. 2013.
- [92] T. Nakamura, Y. Taguchi and M. Ogasa, “Reduction in Ripple Current and Self-inductance by Using Electromagnetic Coupling of Reactor,” *IEE Japan*, vol. 132-D, no. 7, pp. 736–746, (July 2012) (in Japanese)  
仲村 孝行, 田口 義晃, 小笠 正道 : 「リアクトルの電磁結合活用による電流リップル振幅と自己インダクタンスの低減」, 電学論 D, vol. 132, no. 7, pp. 736–746, 2012-7.
- [93] T. Nakamura, Y. Taguchi and M. Ogasa, “Reduction in the Loss from Ripple Current with Electromagnetic Coupling of Air-core Reactor,” *IEE Japan*, vol. 133-D, no. 6, pp. 609–617, (June 2013) (in Japanese)  
仲村 孝行, 田口 義晃, 小笠 正道 : 「電磁結合空心リアクトルの実現による電流リップル損失の低減」, 電学論 D, vol. 133, no. 6, pp. 609–617, 2013-6.
- [94] T. Nakamura, “Clarification of No-load Loss in DC-DC Converter and Reduction in the Loss with Electromagnetic Coupling,” *IEE Japan*, vol. 135-D, no. 3, pp. 258–267, (Mar. 2015) (in Japanese)  
仲村 孝行 : 「直流-直流変換器に存在する無負荷損失の解明と電磁結合による低減」, 電学論 D, vol. 135, no. 3, pp. 258–267, 2015-3.
- [95] Y. P. Yeung, K. W. Cheng, S. L. Ho, K. K. Law and D. Sutanto, “Unified Analysis of Switched-Capacitor Resonant Converters,” *IEEE Trans. Power Electron.* vol. 51, no. 4, pp. 864–873, 2004.
- [96] M. Shoyama, T. Naka and T. Ninomiya, “Resonant Switched Capacitor Converter With High Efficiency,” *2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.04CH37551)*, vol. 5, pp. 3780–3786, 2004-6.
- [97] K. Sano and H. Fujita, “A New Control Method of a Resonant Switched-Capacitor

- Converter and the Application for Balancing of the Split DC Voltages in a Multilevel Inverter,” *IEE Japan*, vol. 127-D, no. 3, pp. 330–338, (June 2007) (in Japanese)  
佐野 憲一朗, 藤田 英明 : 「共振形スイッチトキャパシタコンバータの新制御法とマルチレベルインバータの直流電圧均一化回路への応用」, 電学論 D, vol. 127, no. 3, pp. 330–338, 2007-6.
- [98] T. A. Meynard and H. Foch, “Multi-level Conversion: High Voltage Choppers and Voltage-source Inverters,” *PESC '92 Record. 23rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, vol.1, pp. 397–403, 1992.
- [99] F. Hamma, T. A. Meynard, F. Tourkhani and P. Viarouge, “Characteristics and Design of Multilevel Choppers,” *Proceedings of PESC '95 - Power Electronics Specialist Conference*, vol.2, pp. 1208–1214, 1995.
- [100] J. Fabre, P. Ladoux, E. Solano, G. Gateau and J. Blaquiere, “MVDC Three-Wire Supply Systems for Electric Railways: Design and Test of a Full SiC Multilevel Chopper,” *in IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 53, no. 6, pp. 5820–5830, Nov.-Dec. 2017.
- [101] H. Ohnishi, M. Hagiwara, “Control and Experiment of a Bidirectional Chopper with an Auxiliary Converter,” *IEE Japan*, vol. 138-D, no. 7, pp. 644–654, (July 2018) (in Japanese)  
大西 晴菜, 萩原 誠 : 「補助変換器を有する双方向チョップパの制御法と動作検証」, 電学論 D, vol. 138, no. 7, pp. 644–654, 2018-7.
- [102] H. J. Ahmad and M. Hagiwara, “Interleaved Bidirectional Chopper With Auxiliary Converters for DC Electric Railways,” *in IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 36, no. 5, pp. 5336–5347, May 2021.
- [103] H. J. Ahmad and M. Hagiwara, “Modified Phase-Shifted PWM for Interleaved Bidirectional Chopper With Auxiliary Converters,” *2021 IEEE 12th Energy Conversion Congress & Exposition - Asia (ECCE-Asia)*, pp. 755–761, May 2021.
- [104] H. J. Ahmad and M. Hagiwara, “A Compact High-Power Noninverting Bidirectional Buck-Boost Chopper for Onboard Battery Energy Storage Systems,” *in IEEE Trans-*

*actions on Power Electronics*, vol. 37, no. 2, pp. 1722–1735, Feb. 2022.

- [105] S. Allebrod, R. Hamerski, and R. Marquardt, “New Transformerless, Scalable Modular Multilevel Converters for HVDC-Transmission,” in *Conf. Rec. Power Electronics Specialists Conference (PESC) 2008*, pp. 174–179, 2008.
- [106] B. Gemmell, J. Dorn, D. Retzmann, and D. Soerangr, “Prospects of Multilevel vsc Technologies for Power Transmission,” in *Conf. Rec. IEEE Transmission and Distribution Conference and Exposition 2008*, pp. 1–16, 2008.
- [107] T. Arai, K. Sekiguchi, H. Mochikawa, K. Sano, and H. Fujita, “Evaluation of Required Energy Storage in Neutral-Point-Clamped Modular Multilevel Converter for Downsizing Low-Voltage Grid Converters,” in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 36, no. 6, pp. 6774–6786, 2021.
- [108] F. Caricchi, F. Crescimbin, F. G. Capponi and L. Solero, “Study of Bi-Directional Buck-Boost Converter Topologies for Application in Electrical Vehicle Motor Drives,” *APEC '98 Thirteenth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition*, vol. 1, pp. 287–293, 1998.
- [109] M. Hagiwara, R. Maeda, and H. Akagi, “Application of a Modular Multilevel Cascade Converter (MMCC-SDBC) to a STATCOM -Control of Active Power and Negative-Sequence Reactive Power-,” *IEE Japan*, vol. 131-D, no. 12, pp. 1433–1440, (2011-12) (in Japanese)  
萩原 誠, 前田 亮, 赤木 泰文: 「モジュラー・マルチレベル・カスケード変換器 (MMCC-SDBC) の STATCOM への応用-有効電力・逆相無効電力制御」, 電学論 D, vol. 131, no. 12, pp. 1433–1441, (2011-12)
- [110] H. Fujita, S. Tominaga, and H. Akagi, “Analysis and Design of a DC Voltage-controlled Static Var Compensator Using Quad-series Voltage-source Inverter,” *IEEE Trans. Ind. Appl.* vol. 32, no. 4, pp. 970–977 (2014).
- [111] K. Oguma, F. Sasongko, M. Hagiwara, and H. Akagi, “Experimental Verification of a Front-To-Front (FTF) System Consisting of Two Modular Multilevel Cascade Converters Based on Double-Star Chopper Cells,” *IEE Japan*, vol. 135-D, no. 7, pp. 794–801,

- (2015-7) (in Japanese)  
小熊 功太, フィルマン・サソコ, 萩原 誠, 赤木 泰文: 「モジュラー・マルチレベル・カスケード変換器を用いた FTF(Front-To-Front) システムの実験検証」, 電学論 D, vol. 135, no. 7, pp. 794–801, (2015-7)
- [112] J. W. Kolar, U. Drogenik, J. Biela, M. L. Heldwein, H. Ertl, T. Friedli and S. D. Round, “PWM Converter Power Density Barriers,” *2007 Power Conversion Conference - Nagoya*, pp. 9–29, Apr 2007.
- [113] Y. Kashihara and J. Itoh, “Performance Comparison of the Efficiency and Power Density among Multilevel Converter Topologies for a PV Inverter by the Pareto-Front Curve,” *IEE Japan*, vol. 134-D, no. 2, pp. 209–219, (Feb. 2014) (in Japanese)  
檜原 有吾, 伊東 淳一: 「パレートフロントカーブを用いた PV 用マルチレベルトポロジーの効率とパワー密度の性能比較」, 電学論 D, vol. 134, no. 2, pp. 209–219, 2014-2.
- [114] R. M. Burkart and J. W. Kolar, “Comparative  $\eta$ - $\rho$ - $\sigma$  Pareto Optimization of Si and SiC Multilevel Dual-Active-Bridge Topologies With Wide Input Voltage Range,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 32, no. 7, pp. 5258–5270, July 2017.
- [115] T. Nakanishi and J. Itoh, “High Power Density Design for a Modular Multilevel Converter With an H-Bridge Cell Based on a Volume Evaluation of Each Component,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 33, no. 3, pp. 1967–1984, Mar. 2018.
- [116] R. Marquardt and A. Lesnicar, “A New Modular Voltage Source Inverter Topology,” in *Conf. Rec. EPE 2003.*, CD-ROM, (2003)
- [117] H. Akagi, “Classification, Terminology, and Application of the Modular Multilevel Cascade Converter (MMCC),” in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 11, pp. 3119–3130 (Nov. 2011)
- [118] Y. Okazaki, H. Mastui, M. M. Muhoroand, M. Hagiwara, and H. Akagi, “An Induction-Motor Control Method for Minimization of Capacitor-Voltage Fluctuations in a Modular Multilevel DSCC Inverter: Its Applications to a Quadratic-Torque Load,” *IEE Japan*, vol. 136-D, no. 5, pp. 336–345, (2016-5) (in Japanese)  
岡崎 佑平, 松井 仁志, M. Moses Muhoro, 萩原 誠, 赤木 泰文: 「モジュラー・マルチ

レベル DSCC インバータのコンデンサ電圧変化幅を最小化する誘導電動機の制御法: 二乗低減トルク負荷への応用」, 電学論 D, vol. 136, no. 5, pp. 336–345, (2016-5).

- [119] P. N. Murgatroyd, “The Brooks Inductor: a Study of Optimal Solenoid Cross-sections,” in *IEE Proceedings B - Electric Power Applications*. vol. 133, no. 5, pp. 309–314, Nov. 1986.
- [120] R. Barrera-Cardenas, T. Isobe and M. Molinas, “Optimal Design of Air-core Inductor for Medium/high power DC-DC Converters,” *2016 IEEE 17th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*., Trondheim, 2016, pp. 1–8
- [121] U. Drofenik, G. Laimer and J. W. Kolar, “Theoretical Converter Power Density Limits for Forced Convection Cooling,” *Proc. Int. Exhib. Conf. Power Electron., Intell, Motion Renewable Energy Energy Manage.*, pp. 608–619, Jun. 2005.
- [122] E. Asahina, Y. Ueda, A. Nagai and M. Ishitobi, “Loss Analysis Using Split Models of Litz Wire,” *Transaction of the Magnetics Society of Japan (Special Issues)*, vol. 5, no. 1, pp. 50–54, (May 2021) (in Japanese)  
朝雛 えみり, 上田 祐資, 永井 歩美, 石飛 学 : 「分割モデルを用いたリッツ線における損失発生メカニズムの解析」, 日本磁気学会論文特集号, vol. 5, no. 1, pp. 50–54, (2021-05).
- [123] T. Kashiwagi, H. Hasegawa, Y. Sakamoto, and Y. Kato, “Configuration of Non-contact Power Supply Coil for Railway,” *RTRI REPORT*, vol. 26, no. 5, pp. 41–46, (May 2012) (in Japanese)  
柏木 隆行, 長谷川 均, 坂本 泰明, 加藤 佳仁 : 「在来方式鉄道用非接触給電装置に用いるコイルの構成」, 鉄道総研報告, vol. 26, no. 5, pp. 41–46, (2012-05).
- [124] T. Kashiwagi, H. Hasegawa, Y. Kato, Y. Sakamoto, and K. Ukita, “Study of the Loss by the Proximity Effect of the Conductor in Contactless Power Supply Coils,” *RTRI REPORT*, vol. 27, no. 7, pp. 29–34, (Jul. 2013) (in Japanese)  
柏木 隆行, 長谷川 均, 加藤 佳仁, 坂本 泰明, 浮田 啓悟 : 「非接触給電コイルにおける導体の近接効果による損失の検討」, 鉄道総研報告, vol. 27, no. 7, pp. 29–34, (2013-07).

- [125] S. Kawahara, K. Umetani and E. Hiraki, “AC resistance Prediction of Litz Wire Planer Spiral Coil Based on Litz wire Loss Model,” *2020 23rd International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, 2020, pp. 1541–1546.
- [126] 「フィルムコンデンサ」, [online], Available: <https://industrial.panasonic.com/cdbs/www-data/pdf/RDI0000/ast-ind-152810.pdf>, (2020-12)
- [127] “2MBI550VN-170-50”, pp. 1–4, [online], Available: <https://www.poweralia.com/cdnassets/pdf/2mbi550vn-170-50.pdf>.
- [128] “2MBI600XDE120-50”, pp. 4–8, [online], Available: [https://cdn-3a4dd4ab.ozdisan.com/ETicaret\\_Dosya/525470\\_3916040.pdf](https://cdn-3a4dd4ab.ozdisan.com/ETicaret_Dosya/525470_3916040.pdf).
- [129] “CM600DY-13T”, pp. 6–7, [online], Available: [https://www.mitsubishielectric.com/cn/semiconductors/content/product/powermodule/igbt/t\\_series/cm600dy-13t\\_e.pdf](https://www.mitsubishielectric.com/cn/semiconductors/content/product/powermodule/igbt/t_series/cm600dy-13t_e.pdf).
- [130] N. Hatano, Y. Kishida and A. Iwata, “A. STATCOM Using the New Concept of Inverter System With Controlled Gradational Voltage,” *IEE Japan*, vol. 127-D, no. 8, pp. 789–795, (2007-8) (in Japanese)  
羽田野 伸彦, 岸田 行盛, 岩田 明彦 : 「階調制御型変換器を用いた自励式無効電力補償装置」, 電学論 D, vol. 127, no. 8, pp. 789–795, (2007-8)
- [131] H. Fujita, “A High-Efficiency Solar Power Conditioner Using a Zigzag-Connected Chopper Converter,” *The 2010 International Power Electronics Conference - ECCE ASIA -*, 2010, pp. 1681–1687.
- [132] T. Urakabe, K. Fujiwara, T. Kawakami and N. Nishio, “High Efficiency Power Conditioner for Photovoltaic Power Generation System,” *The 2010 International Power Electronics Conference - ECCE ASIA -*, 2010, pp. 3236–3240.
- [133] Fang Zheng Peng, Jih-Sheng Lai, J. W. McKeever and J. VanCoevering, “A Multilevel Voltage-Source Inverter With Separate DC Sources for Static VAR Generation,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 32, no. 5, pp. 1130–1138, Sept.-Oct. 1996.



## 研究業績

### 学会誌論文

- [1] 手崎 和明・石田 侑次・萩原 誠: 「3 レベルフライングキャパシタ変換器をベースとした双方向非絶縁形 DC-DC コンバータの制御法と実験検証」, 電気学会論文誌 D (産業応用部門誌), Vol. 140, No. 6, pp. 458-467 (2020-6).  
K. Tesaki, Y. Ishida and M. Hagiwara, “Control and Experimental Verification of a Bidirectional Non-isolated DC-DC Converter Based on Three-level Flying-Capacitor Converters,” *IEEJ Journal of Industry Applications*, vol. 10, no. 1, pp. 114–1123, Jan. 2021.
- [2] K. Tesaki and M. Hagiwara, “Control and Experimental Verification of a Bidirectional Non-isolated DC-DC Converter Based on Switched-Capacitor Converters,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 36, no. 6, pp. 6501–6512, Jun. 2021.
- [3] 手崎 和明・萩原 誠: 「3 レベルフライングキャパシタ変換器をベースとした双方向非絶縁形 DC-DC 変換器の効率・電力密度評価」, 電気学会論文誌 D (産業応用部門誌), Vol. 141, No. 9, pp. 718-728 (2021-9).

### 国際会議

- [4] K. Tesaki and M. Hagiwara, “A Bidirectional Non-isolated DC-DC Converter Based on Switched-Capacitor Converters for DC Electric Railways,” in *Proc. 2020 IEEE ECCE*, Detroit, MI, USA, Oct. 2020, pp. 613–620.
- [5] K. Tesaki and M. Hagiwara, “Efficiency and Power Density Evaluations of Bidirectional Non-isolated DC-DC converter Based on Flying-capacitor Converters,” in *Proc. 2020 IEEE EPE*, Ghent, Belgium, Sep. 2021, pp. 1–10.
- [6] K. Tesaki, K. kinutani and M. Hagiwara, “High-efficiency Operation of a Bidirectional Non-isolated DC-DC Converter Based on Flying-capacitor Converters,” in *Proc. 2021*

*IEEE ECCE*, Vancouver, Canada, Oct. 2021.

## 国内会議

- [7] 手崎 和明・萩原 誠: 「スイッチトキャパシタ変換器をベースとした高圧・大容量双方向非絶縁形 DC-DC コンバータの制御法と動作検証」, 2019 年電気学会半導体電力変換/モータドライブ合同研究会, SPC-19-018/MD-19-018, 奈良, 2019 年 1 月.
- [8] 手崎 和明・萩原 誠: 「スイッチトキャパシタ変換器をベースとした双方向 DC-DC コンバータのクラスタ数に関する検討」, 令和元年電気学会産業応用部門大会, vol. 1, no. 5, pp. 57–60, 2019 年 8 月.
- [9] 手崎 和明・萩原 誠: 「スイッチトキャパシタ変換器をベースとした双方向非絶縁形 DC-DC コンバータ: 実験とシミュレーションによる動作検証」, 2020 年電気学会半導体電力変換/モータドライブ合同研究会, SPC-20-033/MD-20-033, 大阪, 2020 年 1 月.
- [10] 手崎 和明・萩原 誠: 「スイッチトキャパシタ変換器をベースとした双方向非絶縁形 DC-DC コンバータの電流リップル解析」, 令和 2 年電気学会全国大会, vol. 4, no. 72, pp. 115–116, 2020 年 3 月.
- [11] 手崎 和明・萩原 誠: 「スイッチトキャパシタ変換器ををベースとした双方向非絶縁形 DC-DC コンバータ: パワーフロー解析による直流コンデンサ電圧変動の理論解析」, 2020 年半導体電力変換 家電・民生自動車合同研究会, SPC-20-164/HCA-20-057/VT-20-053, pp. 119–122, 2020 年 9 月.
- [12] 手崎 和明・萩原 誠: 「フライングキャパシタ変換器をベースとした双方向非絶縁形 DC-DC コンバータの電力密度に関する性能評価」, 2021 年電気学会半導体電力変換/モータドライブ合同研究会, SPC-21-040/MD-21-040, 2021 年 1 月.
- [13] 手崎 和明・萩原 誠: 「フライングキャパシタ変換器をベースとした双方向非絶縁形 DC-DC コンバータ: 階調制御方式の実験検証」, 令和 3 年電気学会産業応用部門大会, vol. 1, no. 57, pp. 205–208, 2021 年 8 月.

## 共著論文

- [14] 石田 侑次・手崎 和明・萩原 誠: 「3 レベルフライングキャパシタ変換器をベースとした双方向非絶縁形 DC-DC コンバータの制御法と実験検証」, 2019 年電気学

- 会半導体電力変換/モータドライブ合同研究会, SPC-20-036/MD-20-036, 大阪, 2020年1月.
- [15] 絹谷 和馬・手崎 和明・萩原 誠・田口 義晃: 「FCC をベースとした双方向非絶縁形 DC-DC 変換器: 台形波電流制御の実験検証」, 令和3年電気学会全国大会, vol. 4, no. 19, pp. 29–30, 2021年3月.
- [16] 松本 花奈, 手崎 和明, 萩原 誠: 「補助変換器を用いた双方向コンデンサ絶縁型 DC-DC コンバータの実験検証」, 2022年電気学会半導体電力変換/モータドライブ合同研究会, SPC-22-036/MD-22-036, 2022年1月.
- [17] K. Kinutani, M. Hagiwara, K. Tesaki and Y. Taguchi, "Application of Trapezoidal-wave Current Control Method to DC-DC Converter Based on Flying-capacitor Converter," in *2021 IEEE International Future Energy Electronics Conference (IFEEC)*, pp. 1–6, Nov. 2021.
- [18] K. Matsumoto, K. Tesaki and M. Hagiwara, "Control and Performance of Capacitively-Isolated Bidirectional DC-DC Converter with Auxiliary Converters for Electric Railways," in *IPEC 2022, Himeji*, to be presented.

## 博士論文に含まれない修士課程での研究業績

### 国内会議

- [19] 手崎 和明・市川 耕作・萩原 誠・赤木 泰文・大開 美子: 「6.5-kV, 400-A, SiC-MOSFET/SBD デュアルモジュールの熱量測定法によるターンオフ損失測定」, 平成31年電気学会全国大会, vol. 4, no. 13, pp. 20–21, 北海道, 2019年3月.
- [20] 生出 珠之助・手崎 和明・市川 耕作・萩原 誠・赤木 泰文・大開 美子・西沢 昭則: 「6.5kV 耐圧 SiC-MOSFET モジュールの連続スイッチング試験」, 2018年電気学会半導体電力変換/モータドライブ合同研究会, SPC-18-024/MD-18-024, 兵庫, 2018年1月.

### 表彰

- [21] 2019年電気学会部門大会優秀論文発表賞 (部門表彰) ([8] に関して)



## 謝辞

まず初めに、本研究を遂行するにあたり、ご指導頂きました萩原 誠 准教授に厚く御礼申し上げます。先生にはご多忙の中、研究遂行で生じた問題に対する的確なご助言をはじめ、論文執筆、学会発表にいたるまで、多くの時間を割いて丁寧にご指導頂きました。私は修士課程在学時から実に自由に研究を行って参りましたが、先生は私の力を信じて温かくご指導くださり、その時折で正しい道に進めるようご教示頂いた結果としてこのように論文を書き上げることができました。また、数多くの学会発表の機会を頂き、その都度論文を細かく添削頂いた結果、工学論文の執筆技術や発表技術を磨くことができました。これまでの研究生活で先生からご教示賜りました様々なことを忘れずに、今後の研究者・技術者としての人生を実りあるものにしていく所存です。

藤田 英明 教授におかれましては研究遂行の折々に豊富な経験や深い専門知識に基づく鋭いご指摘や貴重なご意見などを数多く賜りました。時には厳しいご指摘も頂き、研究の厳しさ、そして奥深さを学ばせて頂きました。先生と意見を交わす際は毎回新しい発見があり、己の知見の未熟さを痛感しながらも研究者としての見識を備えることの重要性を学び、また貴重な経験を重ねることができました。心より御礼申し上げます。

佐野 憲一朗 助教におかれましても、研究輪講などを通して貴重なご意見を賜りました。研究室の運営や学生生活のサポートなど、研究以外の面でも大変お世話になりました。心より御礼申し上げます。

論文発表会などを通してご指導ご鞭撻頂きました千葉 明 教授、竹内 希 准教授、清田 恭平 准教授、浦壁 隆浩 特任教授、原田 茂樹 特任准教授に御礼申し上げます。ご多忙の中、外部審査員をご承諾賜り、有益なご指摘を頂きました長岡技術科学大学伊東 淳一 教授に厚く御礼申し上げます。また、既に退官・転任された赤木 泰文 特任教授/名誉教授、葛本 昌樹 元・特定教授(三菱電機)、堀口 剛司 元・特定准教授(三菱電機)、椋木 康滋 氏(三菱電機)にも、在任中にお世話になりましたこと、心より御礼申し上げます。

修士課程の時に研究室の先輩として研究輪講でご指導頂いた米田 昇平 氏 (現・東京海洋大学), 高木 一斗 氏 (現・GSユアサインプラシステムズ), Cristian Garces 氏, Hadi Setiadi 氏 (現・横浜国立大学) に御礼申し上げます。研究輪講や学内発表は常に明瞭かつ簡潔なプレゼンテーションであり, また質疑では意欲的に質問される姿勢などから, 博士課程の学生としての心構えを学ぶことができました。厚く御礼申し上げます。

山口 大輝 氏 (現・産総研) には, 博士課程在学中から研究や学生生活に関する多くのご助言を頂きました。心より御礼申し上げます。

修士課程在学中にご指導・ご鞭撻を賜りました元・研究員の市川 耕作 氏 (元・東芝三菱電機産業システム), 三井 陽平 氏 (現・三菱電機), 生出 珠之助 氏 (現・鉄道総合技術研究所) に深く御礼申し上げます。市川 耕作 氏には日々の高電圧実験を中心に実験装置の扱い方など様々のご指導や, 企業でのご経験を活かした貴重なご助言とご指摘を賜りました。生出 珠之助 氏には日々の実験や研究の議論を通し, 研究姿勢の基礎をご教示頂きました。ここに重ねて御礼申し上げます。

博士課程在学中に研究室の先輩・同輩・後輩として, 議論や実験の場などで大変お世話になりました斉藤 健一郎 氏 (現・三菱電機), Fiqih Tri Fathulah Rusfa 氏, Hamzeh Ahmad 氏, 羽根田 峻 氏, Nuilers surasak 氏, Nikola Krneta 氏, Qiao Linyue 氏に深く感謝申し上げます。羽根田 峻 氏には研究の専門的な議論や実験のサポート, 日々の雑談など研究生生活全般で大変お世話になりました。日本人の博士学生が少ない中で, 先輩は常に私の前を歩き導いてくださったおかげで安心して研究生生活を送ることができました。また, 実験室に行くと必ず先輩がいらっしやり, 日々熱心に実験を積み重ねられている姿に競争心を抱き, 私も負けじと研究に励む原動力になっていました。心より感謝申し上げます。Nikola Krneta 氏は同期であり, 席も隣であったことから, 他の誰よりも苦楽を共にしてきました。お互いの研究で議論し, 実験を手伝い, 他愛もない話で騒ぎ, 時には一緒に旅行に出かけて, 研究室生活においてあなたとは貴重な時間を共有してきました。また, 日頃から英語と日本語を織り交ぜて会話することで, 互いの語学力を高めあうことができ, 私の英会話力は大幅に向上できたと自負しております。あなたと出会い一緒に研究生生活を送って私はとても幸せでした。心より感謝申し上げます。社会人博士である石井 佑季 氏 (三菱電機), 新井 卓郎 氏 (東芝インフラシステムズ), 中嶋 純一 氏 (三菱電機) には本研究遂行にあたり企業の技術者の視点から有益なご助言を頂いたこと御礼申し上げます。同じ研究グループの後輩として, 日頃から熱心な議論や実験のご協力を頂いた石田 侑次 氏 (現・本田技研工業株式会社), 絹谷 和馬 氏, 松本 花奈 氏, 山田 竜也 氏をはじめとし, 研

研究室にて助力頂きました多くの先輩, 同輩や後輩の皆さまに感謝申し上げます。

常日頃, 煩雑な事務処理を代行頂き円滑な研究遂行を助けてくださいました秘書の遠山 佳代子 氏, 井上 華枝 氏に心より感謝申し上げます。本研究遂行にあたり貴重なご助言を頂きました鉄道総合技術研究所の福田 典子 氏, 田口 義晃 氏をはじめ, 諸氏に深く御礼申し上げます。

私は学外教育研究活動として **Ph. D. Candidates of Power Electronics in Japan (PPEJ)** に参加させて頂きました。コロナ禍でオンライン活動が主体となる中, 「電気学生が主役! 業界研究チャンネル (電研チャンネル)」の企画運営などを通して, 学内の研究活動だけでは得られない経験を積み, 若手研究者の人脈を広げることができました。ともに組織運営に携わった **PPEJ** 元代表 東京都立大学の白井 諒 氏, 同大学 林 真一郎 氏, 同大学 三井 晃司 氏をはじめ, ご協力を頂きました関係者各位のご尽力に感謝いたします。

私がパワーエレクトロニクス分野に興味を抱き, 本分野の研究を志す機会を与えてくださった芝浦工業大学 高見 弘 教授に厚く御礼申し上げます。研究室で先生から頂いたご指導をきっかけにパワエレの奥深さや学問を究める楽しさを知ることができ, これまでに有意義な研究生活を送ることができました。

なお, 本研究は, **JSPS 科学研究費補助金 (19H02125)** の助成を受けて行われました。ここに付記し, 御礼申し上げます。

最後に, 度重なる進学にも関わらずその都度私を信じて温かく見守り, 学業に専念できるように理解を惜しまず, これまでの学生生活を支えてくださった両親と姉, 祖父母, 親族の皆様我心から感謝致します。