

博 士 論 文

単相3線式配電線における
電力品質保証機能を有する
HEMS の制御法

(Control Strategies of
Home Energy Management System
with Power Quality Compensator
in Single-Phase Three-Wire Distribution Feeders)

2026 年 3 月

江 本 嶺 鷹

山口大学 大学院創成科学研究科
システム・デザイン工学系専攻

目次

第1章 序論	1
第2章 研究背景	5
2.1 気候変動対策と温室効果ガスの削減の国際的動向	5
2.2 再生可能エネルギーの導入拡大と電化の進展	6
2.3 電力システムの構造変遷とスマートグリッド・マイクログリッドの展開	9
2.4 配電方式と分散電源普及に伴う電力品質問題	13
2.5 系統連系における FRT 要件	19
2.6 単相3線式配電システムのシミュレーション結果	22
2.7 単相3線式配電用 PCS およびチャージャの各種先行研究	23
2.7.1 アクティブフィルタ機能	23
2.7.2 FRT 機能	24
2.8 先に提案した電力品質保証機能を有する EV 用双方向バッテリーチャージャ	25
2.9 先に提案した電力品質保証機能を有する EV 用双方向バッテリーチャージャの検討事項	29
2.10 DAB コンバータ	31
2.11 マルチレベルインバータ	35
2.11.1 ダイオードクランプ回路	35
2.11.2 カスケード接続インバータ	38
2.11.3 フライングキャパシタ回路	39
第3章 電力品質保証機能を有する EV 用双方向バッテリーチャージャの放電電力制御法	41
3.1 電力品質保証機能を有する EV 用双方向バッテリーチャージャの放電電力制御法	41
3.1.1 EV 用双方向バッテリーチャージャのシステム構成	41
3.1.2 逆潮流を防止する放電電流決定法	42
3.1.3 定常負荷におけるシミュレーション結果	44
3.1.4 負荷変動におけるシミュレーション結果	46
3.1.5 定常負荷における実験結果	48
3.1.6 負荷変動における実験結果	52
3.2 EV 用双方向バッテリーチャージャの変換器損失を考慮した新たな放電電力制御法	57
3.2.1 EV 用双方向バッテリーチャージャのシステム構成	57
3.2.2 実験結果	60
3.3 本章のまとめ	65
第4章 電力品質保証機能を有する EV 用双方向バッテリーチャージャのシームレス制御法	67
4.1 システム構成	67

4.2	電力品質保証機能を有する EV 用双方向バッテリーチャージャのシームレス制御法	69
4.3	シミュレーション結果	71
4.4	実験結果	74
4.5	本章のまとめ	82
第 5 章	単相 3 線式配電線における NPC インバータを用いた HEMS の電力品質保証機能	83
5.1	主回路構成	83
5.2	HEMS の電力品質保証制御法	85
5.3	定常負荷におけるシミュレーション結果	87
5.4	負荷変動時のシミュレーション結果	89
5.5	キャパシタの静電容量誤差を考慮したシミュレーション結果	93
5.6	本章のまとめ	94
第 6 章	単相 NPC インバータを用いた IPOS-DAB コンバータおよびバッテリー付 PCS の FRT 対応出力電力制御法	97
6.1	システム構成	97
6.1.1	主回路構成	97
6.1.2	制御ブロック	98
6.2	FRT 要件を満たす IPOS-DAB コンバータの出力電力制御	100
6.3	シミュレーション結果	103
6.3.1	通常系統電圧条件下でのシミュレーション結果	104
6.3.2	電圧 dip 発生時において残電圧 20%の時のシミュレーション結果	108
6.3.3	電圧 dip 発生時において残電圧 0%の時のシミュレーション結果	110
6.4	本章のまとめ	111
第 7 章	結論	113
	参考文献	117
	発表論文	125
	謝辞	127

目 次

2.1	世界の電力消費量の推移 (文献 (20) より引用)	6
2.2	世界の発電電力に対する再生可能エネルギーの割合 (文献 (1) より引用) . . .	6
2.3	同時同量の原則	7
2.4	北海道電力管内の電力需要に対する太陽光および風力発電の導入量 (文献 (27) より引用)	7
2.5	優先給電ルールに基づく出力制御等の順位	8
2.6	世界の車の販売台数における EV の割合 (文献 (32) より引用)	9
2.7	従来の電力系統	10
2.8	スマートグリッド	11
2.9	低圧配電方式	13
2.10	巻き線抵抗考慮した単相 3 線式配電 2 次側の簡略図: (a) 負荷平衡, (b) 負荷不平衡	18
2.11	低圧配電系統における太陽光発電の電圧低下耐量 ⁽⁶⁴⁾	21
2.12	低圧配電系統における太陽光発電の出力復帰条件: (a) 残電圧 20%以上, (b) 残電圧 20%未満 ⁽⁶⁴⁾	22
2.13	単相 3 線式配電における需要家のシステム構成	22
2.14	図 2.13 のシミュレーション結果	23
2.15	提案されている双方向バッテリーチャージャの回路構成	27
2.16	図 2.15 のシミュレーション結果	28
2.17	電力料金と FIT 買取価格の推移 ^(86,87)	29
2.18	検討する放電電力制御法の概要	31
2.19	DAB コンバータの回路図	32
2.20	DAB コンバータの等価回路図	32
2.21	DAB コンバータの電流経路	33
2.22	DAB コンバータのインダクタ電流	34
2.23	DAB コンバータの出力電流波形	34
2.24	レベル別出力波形の違い	36
2.25	マルチレベルインバータの基本原理 ^(104,105)	37
2.26	基本的なマルチレベル回路方式	37
2.27	インバータの比較: (a) 単相フルブリッジインバータ, (b) 単相 3 レベル NPC インバータ	38
2.28	単相 3 レベル NPC インバータのシステム構成	39
2.29	図 2.28 のシミュレーション結果	39
3.1	逆潮流を防止可能な放電電力制御法を用いた EV 用双方向バッテリーチャージャの構成図	42

3.2	逆潮流を防止可能な放電電力制御法を用いた EV 用双方向バッテリーチャージャのシミュレーション結果	46
3.3	負荷変動を模擬した EV 用双方向バッテリーチャージャの主回路構成図	47
3.4	放電電力制御法を用いた EV 用双方向バッテリーチャージャの負荷変動時におけるシミュレーション結果	48
3.5	逆潮流を防止可能な放電電力制御法を用いた EV 用双方向バッテリーチャージャの縮小モデルにおける主回路構成図	49
3.6	EV 用双方向バッテリーチャージャの未放電時の実験結果	51
3.7	逆潮流を防止可能な放電電流決定法を用いた EV 用双方向バッテリーチャージャの放電時の実験結果	52
3.8	放電電力制御法を用いた EV 用双方向バッテリーチャージャの負荷変動時における実験結果	54
3.9	放電電力制御法を用いた EV 用双方向バッテリーチャージャの負荷変動発生前における実験結果	55
3.10	放電電力制御法を用いた EV 用双方向バッテリーチャージャの負荷変動発生後における実験結果	56
3.11	変換器で発生する損失を考慮した放電電力制御法を実現する EV 用双方向バッテリーチャージャのシステム構成	58
3.12	図 3.11 における放電開始前の実験結果	61
3.13	図 3.11 における補正項を加算しない場合の放電時の実験結果	62
3.14	図 3.11 における補正項を加算した場合の放電時の実験結果	63
4.1	文献 (109) における G2V および V2G のシームレス切り替え制御の概略図	68
4.2	電力品質保証機能を有する EV 用双方向バッテリーチャージャに要求されるシームレス切り替え制御の概略図	68
4.3	電力品質保証機能を有する EV 用双方向バッテリーチャージャのシステム構成図	69
4.4	電力品質保証機能を有する EV 用双方向バッテリーチャージャのシームレス制御時のシミュレーション結果	72
4.5	電力品質保証機能を有する EV 用双方向バッテリーチャージャの実機主回路構成図	74
4.6	シームレスな動作切り替えを模擬できる実際の実験装置	76
4.7	電力品質保証機能を有する EV 用双方向バッテリーチャージャのシームレスな動作切り替えの実験シーケンス	77
4.8	電力品質保証機能を有する EV 用双方向バッテリーチャージャの充電開始前後の実験結果	78
4.9	電力品質保証機能を有する EV 用双方向バッテリーチャージャの EV 切り離し時における実験結果	79
4.10	電力品質保証機能を有する EV 用双方向バッテリーチャージャの放電開始前後の実験結果	80
5.1	電力品質保証機能を有する HEMS の主回路構成	84
5.2	電力品質保証機能を有する HEMS の制御ブロック	85
5.3	HEMS の電力品質保証のシミュレーション結果	89
5.4	電力品質保証機能を有する HEMS の負荷変動を模擬した主回路構成	90

5.5	Feeder2 負荷変動 (0.6 pu から 0.75 pu) 前後のシミュレーション結果	91
5.6	Feeder2 負荷変動 (0.75 pu から 0.6 pu) 前後のシミュレーション結果	92
5.7	直流キャパシタの静電容量が± 20%の誤差を有する場合のシミュレーション 結果	95
6.1	単相 NPC インバータを用いた IPOS-DAB コンバータおよびバッテリー付 PCS の主回路構成	98
6.2	主回路の簡易図: (a) 従来の DAB コンバータによって構成されたシステム, (b) IPOS-DAB コンバータによって構成されたシステム	98
6.3	提案する PCS の制御ブロック	99
6.4	DAB コンバータの 1 次側電流: (a) インターリーブ動作なしの場合, (b) イン ターリーブ動作ありの場合	100
6.5	FRT 要件を満たす残電圧に対する出力電力および電源電流の概要	101
6.6	残電圧に基づく出力電流指令値 P_{DCS}^* のフローチャート	102
6.7	図 6.1 および図 6.3 で構成されたシステムにおける通常電圧時のシミュレ ーション結果	105
6.8	図 6.4(a) および図 6.3 に示す従来形 DAB コンバータシステムにおけるシミュ レーション結果	106
6.9	カットコアの寸法: (a)CS-6.3,(b)CS-32	107
6.10	IPOS-DAB コンバータのインターリーブ動作時における DAB1 次側の電流波形	108
6.11	残電圧 20%の電圧ディップ発生時におけるシミュレーション結果	109
6.12	残電圧 0%の電圧ディップ発生時におけるシミュレーション結果	110

表 目 次

2.1	電力系統を取り巻く今後の課題 ⁽³⁶⁾	10
2.2	高調波が電気設備および機器に与える影響 ⁽⁵⁵⁾	15
2.3	再生可能エネルギー導入前後における電力品質問題の比較	16
2.4	単相 3 線式配電における課題の整理	19
2.5	低圧配電系統における発電設備の FRT 要件 (文献 (64) より引用)	20
2.6	中国電力株式会社料金プラン ^(88,89)	30
2.7	3 レベル NPC インバータのスイッチングパターン	38
2.8	基本的なマルチレベル回路方式の特徴	40
3.1	図 3.1 の回路定数	45
3.2	定常状態におけるバッテリー放電前後の電力フロー	45
3.3	シミュレーションにおける負荷変動発生前後の電力フロー	49
3.4	図 3.5 の回路定数	50
3.5	定常状態におけるバッテリー放電開始前後の電力フロー	52
3.6	実験における負荷変動発生前後の電力フロー	53
3.7	図 3.12, 図 3.13 および図 3.14 の電力フロー	64
4.1	図 4.3 の回路定数	73
4.2	図 4.5 の回路定数	75
5.1	図 5.1 の回路定数	88
5.2	追加する負荷の回路定数	90
5.3	アルミ電解コンデンサ (EKM201VSN152MR40S) のデータシートの抜粋	93
6.1	図 6.1 の回路定数	100
6.2	IPOS-DAB コンバータと従来 DAB コンバータの比較における電力フロー	107
6.3	図 6.11 のパワーフロー	109
6.4	図 6.12 のパワーフロー	111

第1章 序論

近年、カーボンニュートラル社会の実現に向けて、再生可能エネルギーの導入が急速に進んでいる。国際エネルギー機関（International Energy Agency: IEA）の報告によれば、世界の発電電力量に占める再生可能エネルギーの割合は年々増加傾向にあり、太陽光発電や風力発電をはじめとする分散型電源の電力系統への連系が拡大している⁽¹⁾。これに伴い、従来の大規模電源を用いた集中型の電力系統から、地域単位で分散電源が相互に協調する分散協調型電力系統へと、電力系統の構造的な変化が進行している⁽²⁾。一方で、変動性の高い再生可能エネルギー電源の増加は、系統周波数や電圧の安定性を損なう要因となりつつあり、需給バランスの維持と電力品質の確保が喫緊の課題となっている^(3,4)。日本においても、住宅用太陽光発電システムや電気自動車（Electric Vehicle: EV）の普及により、低圧配電系統にも多数の分散型電源が導入されている⁽⁵⁾。特に、EVは移動体であると同時に大容量の蓄電池を備えた電力貯蔵デバイスとしても活用できることから、系統側との双方向電力変換を可能とするEV用バッテリーチャージャの導入が進んでいる。このようなチャージャは、通常の充電動作に加えて、放電動作により家庭内や系統への電力供給を担うことができ、エネルギーの自家消費や系統安定化に貢献できることが期待されている^(6,7)。このような分散型電源の普及が進む一方で、低圧配電系統では単相3線式配電方式が採用されており、負荷の不均衡や非線形負荷の存在によって、不平衡電流や高調波電流の発生が避けられない。単相3線式では中性線を介して各負荷に200 Vおよび100 Vが供給されるため、各フィーダの負荷容量が不均衡になると中性線電流が増大し、変圧器や配線の過熱、電圧不平衡などを引き起こす。また、インバータやスイッチング電源を内蔵する電子機器の普及に伴い、高調波や無効電力による電力品質の劣化が顕著となっている。このような背景から、低圧配電系統の安定運用を維持するためには、各需要家において電力品質を監視・改善できる仕組みを備えることが今後ますます重要になると考えられる。これに対して、アクティブフィルタやアクティブパワーラインコンディショナを用いた電力品質補償技術が提案されている⁽⁸⁻¹⁵⁾。しかし、これらの専用装置を家庭単位で設置することは、コストや設置スペースの観点から現実的ではない。一方、家庭にはすでに、住宅用太陽光発電用のパワーコンディショナ（Power Conditioning System: PCS）やEV用双方向チャージャが設置されており、これら既設の電力変換装置に電力品質保証機能を付加できれば、新たな装置を追加せずに高調波・無効電流・不平衡電流の補償を実現できる。このように、PCSやチャージャを「アクティブフィルタ」

として機能させる研究は、コスト面・実装面の両立を図る上で有効なアプローチである。さらに、電圧ディップなどの瞬時電圧低下時にも連系を維持する Fault Ride-Through (FRT) 機能の付与が、低圧分散型電源にも求められるようになっている。そのため、単相3線式配電システムにおいては、電力品質保証機能と FRT 機能を統合した多機能 PCS およびバッテリーチャージャの研究が重要な課題となっている。

本論文は、7章構成としている。

第2章では、再生可能エネルギーの世界的な導入拡大の変遷と、それに伴う電力システム構成の変化および単相3線式配電における電力品質問題について述べる。また、電力品質保証機能を実現するためのアクティブフィルタ機能を有する PCS やバッテリーチャージャに関する先行研究を整理し、さらに、電圧低下時における連系維持を目的とした FRT 機能に関する研究動向について述べる。

第3章では、電力品質保証機能を有する EV 用双方向バッテリーチャージャに対し、家庭内負荷の消費電力に応じて放電電力を動的に決定し、系統への逆潮流を防止する放電電力制御法を提案している。まず、提案制御法の基本動作原理を示し、理論的にその有効性を明らかにしている。次に、シミュレーションおよび実験を通じて、家庭内負荷の消費電力に追従したバッテリー放電電力制御が可能であり、電源電流をほぼ零に抑制できることを確認している。さらに、変換器内部の変換損失を考慮した補償項を先の放電電流指令値に加算する新たな制御法を提案し、有効性を実験により確認した。以上より、シミュレーションおよび実験の両面から、提案する制御法により Vehicle to Home(V2H) 動作が実現し、逆潮流を完全に防止できることを確認している。

第4章では、電力品質保証機能を有する EV 用双方向バッテリーチャージャの実用化に向け、EV 未接続・充電 (Grid to Vehicle: G2V)・放電 (V2H) の各動作を、電力品質保証動作を維持したままシームレスに切り替える制御法を検討している。まず、直流キャパシタ電圧一定制御に基づく制御法を用いることで、バッテリーの電力が正 (放電)・負 (充電)・零 (未接続) のいずれの場合においても、力率 1.00 の平衡した正弦波電源電流を連続的に実現できることを理論的に示している。さらに、シミュレーションおよび実験により、各動作の切り替え時においても直流キャパシタ電圧が一定に保持され、電力品質が一貫して保証されることを確認している。以上により、提案システムは EV の接続状態や動作モードに依存せず、追加の制御アルゴリズムを必要とせず、電力品質を維持しながらシームレスな運転切り替えを実現できることを明らかにしている。

第5章では、単相3線式配電システムにおける電力品質保証効果の向上およびシステムの小型化を目的として、Neutral-Point-Clamped(NPC) インバータを用いた Home Energy Management System(HEMS) の電力品質保証制御法を検討している。まず、提案システムの主回路構成および制御アルゴリズムを示し、負荷電流の不平衡成分、無効成分、高調波成分を同時に補

償する制御法を理論的に導出している。本制御法では、負荷電流および補償電流のフィードバック演算を dq 軸座標上で行うことにより、シンプルな構成で高調波および不平衡電流の分離と補償を実現している。次に、シミュレーションを通じて、提案する HEMS が電源電流の高調波および不平衡成分を有効に抑制し、パッシブフィルタの小型化を実現できることを確認している。さらに、負荷変動時においても、電源電流の電力品質保証が維持され、キャパシタ電圧の安定動作が確保されることを明らかにしている。最後に、キャパシタ容量のばらつきを考慮したシミュレーションにより、素子誤差に対しても高いロバスト性を有することを確認している。これらの結果から、提案する NPC インバータを用いた HEMS の制御法は、単相 3 線式配電系統において負荷不平衡・無効電流・高調波電流を同時に補償し、電源電流を平衡で力率 1.00 の正弦波に維持できる有効な手法であることを示している。

第 6 章では、単相 NPC インバータ、Input-parallel output-series(IPOS) Dual-active-bridge(DAB) コンバータおよびバッテリーを組み合わせた PCS を対象に、日本の系統連系要件である FRT 要件に対応した出力電力制御法を提案している。提案する制御法は、電圧ディップ時の残電圧レベルに応じて出力電力指令値を段階的かつ連続的に変化させることで、インバータ素子の定格電流を超過することなく電力供給を継続できる点に特徴を有している。これにより、電圧低下時における過電流や素子破損を防止しつつ、FRT 要件で規定される出力電力の 100 ms および 200 ms 以内の回復を確実に達成する制御を実現している。さらに、単一ブリッジ構成と IPOS 構成の DAB コンバータを比較し、提案構成が電流分担によって導通損失を低減し、高効率な電力伝送を実現できることを明らかにしている。PSIM によるシミュレーション結果から、IPOS 構成が従来構成に比べて約 1.4% 高い効率を達成し、インターリーブ駆動によって 1 次側電流リップルの高周波化とパッシブフィルタの小型化が可能であることを示している。また、電圧ディップ時の過電流防止および出力電力の高速回復動作により、日本の FRT 要件を十分な余裕をもって満足することを確認している。以上により、提案する単相 NPC インバータおよび IPOS-DAB コンバータを組み合わせた PCS は、高効率・小型化・規格適合性を同時に満たす有効なシステムであることを示している。

第 7 章では、結論を述べる。

第2章 研究背景

2.1 気候変動対策と温室効果ガスの削減の国際的動向

地球温暖化に起因する気候変動が、世界的な社会・経済・環境リスクとして顕在化して久しい。1970年代以降、気候システムに対する人為的影響が科学的に明らかとなり、1988年には国連環境計画（UNEP）および世界気象機関（WMO）により「気候変動に関する政府間パネル（IPCC）」が設立された。IPCCの第一次評価報告書（1990年）は、温室効果ガスの増加が地球温暖化を引き起こす可能性を指摘し、これを契機として国際社会における枠組み形成が進められた。1992年、ブラジルのリオデジャネイロで開催された「国連環境開発会議（リオ地球サミット）」において、「気候変動に関する国際連合枠組条約（UNFCCC）」が採択された⁽¹⁶⁾。同条約は、大気中の温室効果ガス濃度を危険な水準に達しないよう安定化させることを目的とし、全世界が協調して温室効果ガス排出の抑制に取り組むための基本的枠組みを定めたものである。その後、1997年の第3回締約国会議（COP3）で採択された「京都議定書」では、先進国に対して「温室効果ガスを2008年から2012年の間に1990年比で約5%削減すること」が義務として定められた⁽¹⁷⁾。さらに、2015年のCOP21で採択された「パリ協定」では、世界共通の長期目標として「世界の平均気温上昇を産業革命前と比べて2℃より十分低く保ち、1.5℃に抑える努力を追求すること」が合意され、全締約国が温室効果ガス削減に向けた行動計画を策定・実施することが求められた⁽¹⁸⁾。これらの国際的枠組みの下で、各国は長期的な脱炭素化に向けた政策を進めており、とりわけ2050年までのカーボンニュートラルの実現が国際社会全体の共通目標として掲げられている。

日本においても、2020年に当時の菅義偉首相による所信表明演説において「2050年までに、温室効果ガスの排出を全体としてゼロにする、すなわち2050年カーボンニュートラル、脱炭素社会の実現を目指す」が公式に表明された。これにより、再生可能エネルギーの大規模導入による電力構成の転換・カーボンプライシングなどの税制および市場の改革・カーボンリサイクル等の技術革新を通じて、温室効果ガスの大幅削減と経済成長の両立を目指す方針が示された⁽¹⁹⁾。このように、温室効果ガス排出削減は人類共通の喫緊の課題として位置づけられており、再生可能エネルギーの導入促進、エネルギー効率の向上、さらには電力部門の低炭素化および運輸部門における電化の進展が、気候変動対策を実効的に推進する上で極めて重要な要素となっている。

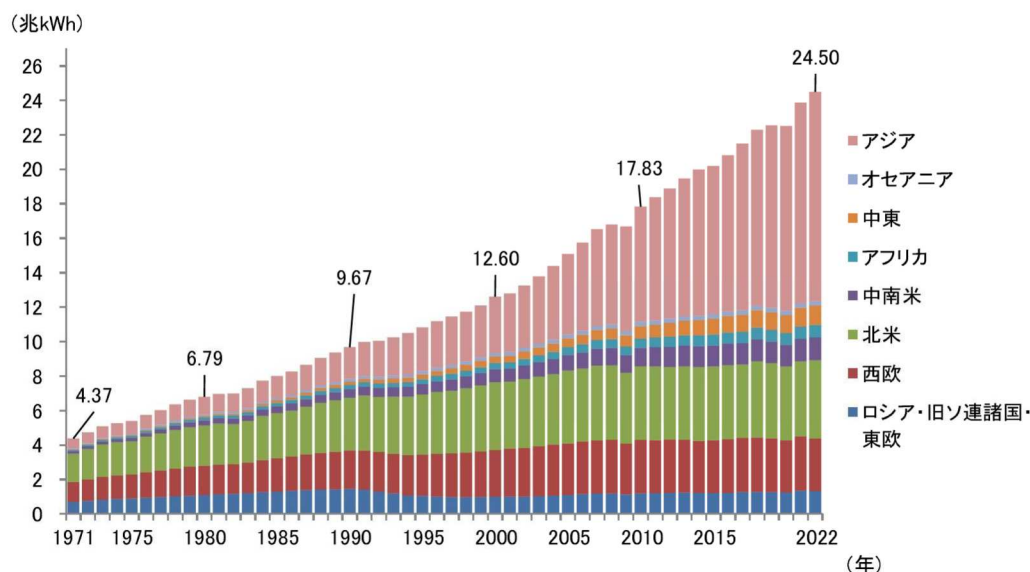


図 2.1 世界の電力消費量の推移 (文献 (20) より引用)

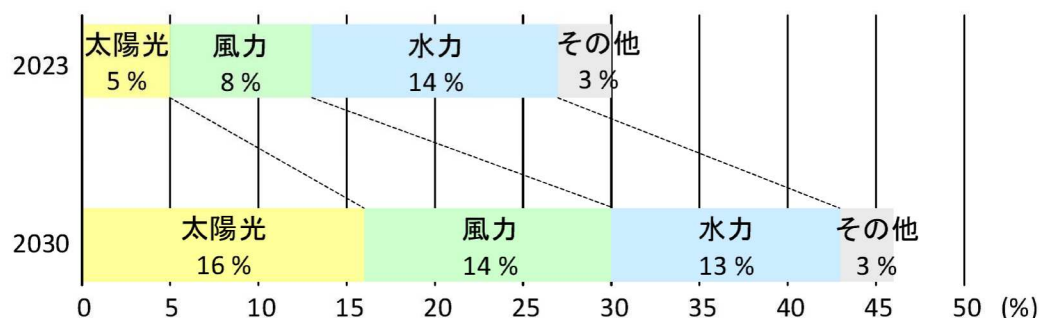


図 2.2 世界の発電電力に対する再生可能エネルギーの割合 (文献 (1) より引用)

2.2 再生可能エネルギーの導入拡大と電化の進展

2.1 で述べた国際的潮流を受け、温室効果ガス削減の実効性を高めるためには、再生可能エネルギーの導入拡大が不可欠である。図 2.1 に世界の電力消費量の推移を示す⁽²⁰⁾。電力の消費量は年々増加しており、最終エネルギー消費に占める電力の消費量の割合も、1980 年の 11.0% から 2022 年には 21.0% へと上昇している⁽²⁰⁾。このことから、発電部門の脱炭素化が極めて重要であることが分かる。2023 年にドバイで開催された COP28 において、「2030 年までに世界の自然エネルギーの設備容量を 3 倍にし、エネルギー効率の改善率を 2 倍にする」という目標が採択された⁽²¹⁾。図 2.2 に、2023 年時点および 2030 年目標達成時における世界の発電電力量に占める再生可能エネルギーの割合を示す⁽¹⁾。2030 年には、太陽光発電 (Photovoltaic Power Generation: PV) と風力発電を合わせると全発電量の約 30% を占めることが予測されている。これらの再生可能エネルギーは、時刻、季節、気象条件などにより出力が大きく変動するため、変動性再生可能エネルギー電源と呼ばれる。変動性再生可能エネ

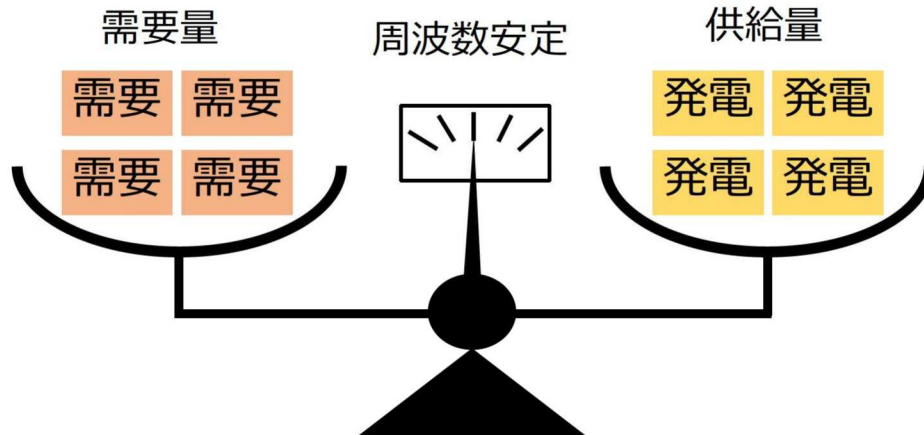


図 2.3 同時同量の原則

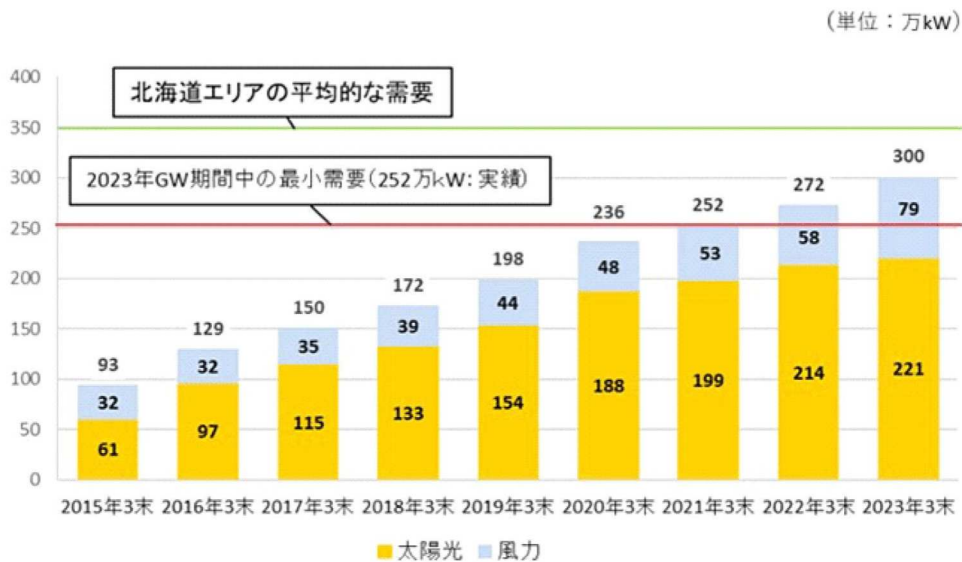


図 2.4 北海道電力管内の電力需要に対する太陽光および風力発電の導入量（文献 (27) より引用）

ルギーは電力システム運用に新たな課題をもたらす一方、燃料を必要とせず、特に PV は立地制約が少ない低コストな脱炭素電源として期待されている。また、我が国のようにエネルギー自給率が低い国においては、エネルギー安全保障の観点からも重要な電源として位置づけられている。しかしながら、発電電力量の予想が難しく、電力システムの基本原理である同時同量の原則を維持することが困難になる。同時同量の原則とは、図 2.3 に示すように、発電量と消費量を常に一致させて周波数を一定に保つことを意味する⁽²²⁾。このバランスが崩れると、産業用電動機の誤動作や製品品質の低下を招くほか、著しく周波数が乱れた場合には発電機が脱調することにより、大規模な停電が発生する可能性がある⁽²³⁾。実際、2018年9月6日に発生した北海道胆振東部地震では、複数の発電所が停止したことにより供給力が急激に低下し、北海道全域の停電（ブラックアウト）が発生した⁽²⁴⁾。この事例は、電力需

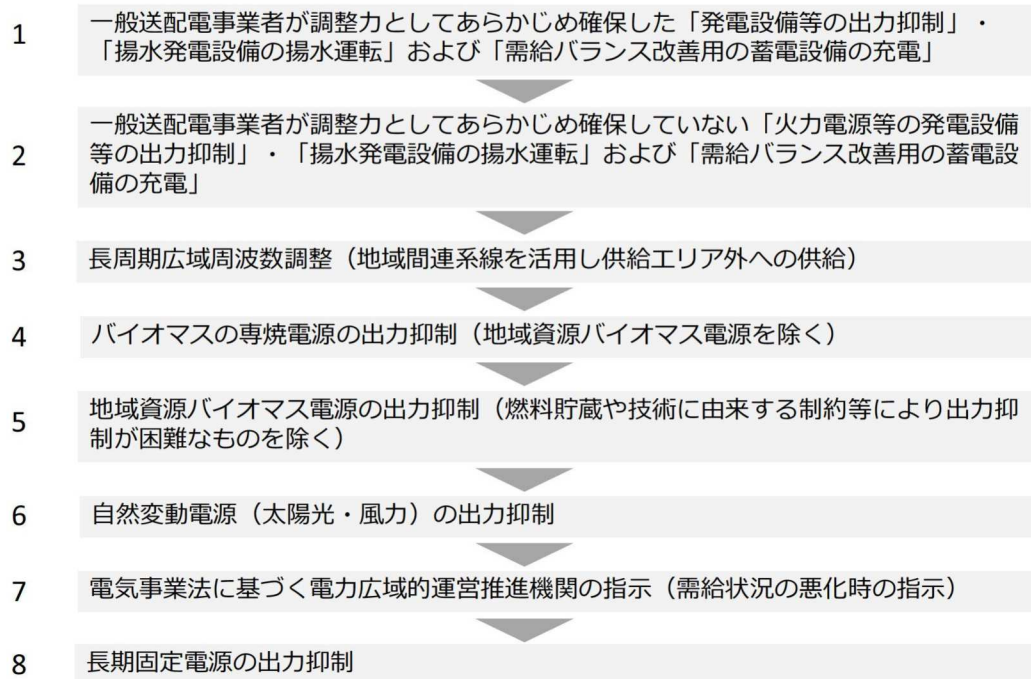


図 2.5 優先給電ルールに基づく出力制御等の順位

給バランスの維持が電力系統安定性の根幹をなすことを示す典型例である⁽²⁵⁾。

また、近年では、災害時に限らず、変動性再生可能エネルギーの大幅な導入拡大に伴い、平常時においても需給バランスの維持が難しくなっている。特に日本では、春季の大型連休が再生可能エネルギーの変動による需給調整上の最も困難な時期となっている。大型連休の間中は晴天が多く、PV の出力が増加する一方、企業活動の休止による産業需要の減少、および過ごしやすい気候による空調需要の低下により、全体の電力需要が大幅に減少する。その結果、需要量に対して供給力の大部分を再生可能エネルギーが占める状況が発生している⁽²⁶⁾。このことは、発電における CO2 排出量の削減という観点からは望ましいが、電力システムの安定的運用という観点からは新たな課題を生じさせている。図 2.4 に示すように、北海道電力管内では 2023 年 3 月末時点で、太陽光および風力発電の導入量が春季長期休暇中の最小需要（252 万 kW）を上回っており、今後のさらなる再生可能エネルギー導入拡大に伴い、電力システム運用の柔軟性向上が不可欠となっている⁽²⁷⁾。

現在、この需給バランスを維持するために、各地域で再生可能エネルギーの出力抑制が増加している。出力抑制の判断は、各電源種別間の優先順位に基づいて行われるが、そのルールは「電気事業者による再生可能エネルギー電気の調達に関する特別措置法施行規則」および電力広域的運営推進機関による「送配電等業務指針」において定められた優先給電ルールに基づいている^(28,29)。図 2.5 に優先給電ルールに基づく出力電力制御の順位を示す。図 2.5 より、変動性再生可能エネルギーによる電力は、カーボンニュートラル促進の観点から、他

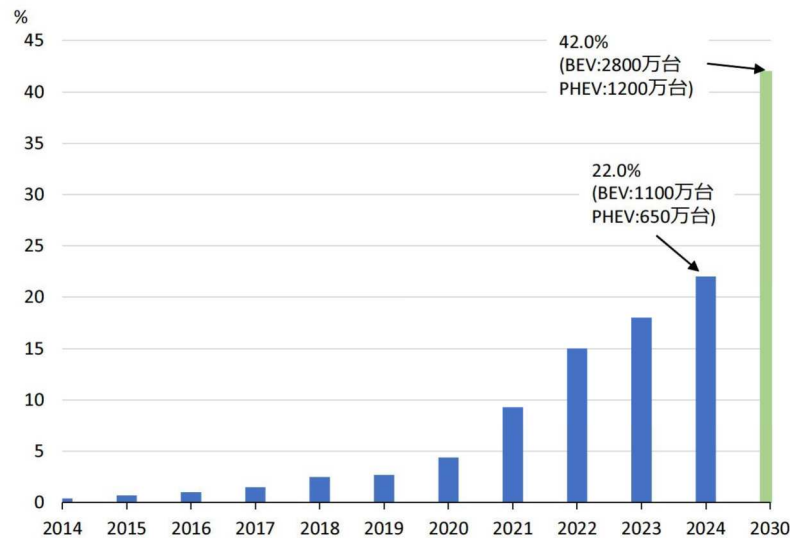


図 2.6 世界の車の販売台数における EV の割合 (文献 (32) より引用)

の電源に優先して活用されることが分かる。一方で、電気エネルギーを大規模に貯蔵して系統全体を賄うことは依然としてコスト面で困難であり、現在の需給調整の主軸は依然として火力発電が担っている。すなわち、「CO₂を排出しない再生可能エネルギー」を系統として受け止めるために、「CO₂を排出する火力」が現時点では裏方の役割を果たしている^(30,31)。

一方、運輸部門の温室効果ガス削減に向け EV の普及が急速に進んでいる。図 2.6 に世界の新車販売における EV 比率の推移を示す。2024 年時点で、Battery EV と Plug-in Hybrid EV の合計シェアは 22.0% を占めており、2030 年には 42.0% へ拡大すると見込まれている⁽³²⁾。EV が社会に大量導入されることは、車載蓄電池という分散型蓄電リソースが広範に普及することを意味し、変動性再生可能エネルギーの余剰吸収や系統周波数・電圧の安定化に資する新たな調整力として期待される^(6,33,34)。以上のように、変動性再生可能エネルギーの大規模導入と需要側の電化の進展は、従来の電源中心・一方向潮流を前提とした電力システムに対して、運用の柔軟性・可観測性・即応性の面で抜本的な変革を要請している。したがって、次節では、中央集権的な電源構成から分散・双方向型のスマートグリッドへと移行する背景とその概念を整理する。

2.3 電力系統の構造変遷とスマートグリッド・マイクログリッドの展開

従来の電力システムは、大規模集中電源から配電網へ一方向に電力を送電する構造と、階層的な運用体制によって高い信頼性を確保してきた。しかし、変動性再生可能エネルギーの大量導入および需要側電化の進展により、電力の供給・需要の時間変動が増大し、配電系統においても潮流の双方向化、電圧・周波数制御の高度化および分散型電源の協調制御が不可

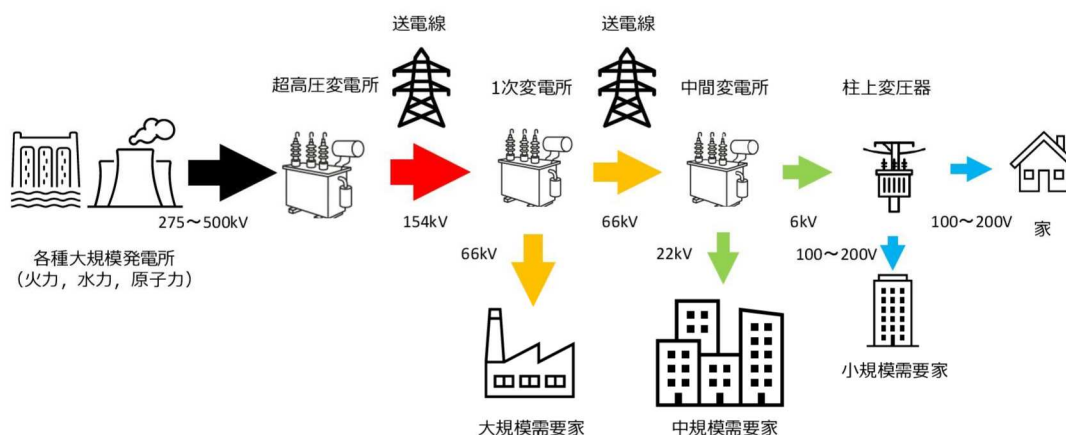


図 2.7 従来の電力系統

表 2.1 電力系統を取り巻く今後の課題⁽³⁶⁾

区分	詳細内容
電圧	・ 配電線の電圧維持の困難化
周波数	・ 短周期変動に対応できる周波数調整力の不足 ・ 再生可能エネルギーの大量導入による余剰電力の発生 ・ 太陽光発電および風力発電出力の不確実性 ・ 系統擾乱による分散電源の一斉停止
その他	・ 設備増強の代替手段の確立（デマンドレスポンスなど） ・ 分散型電源の単独運転防止機能の確立 ・ 双方向通信技術導入に対する通信セキュリティの確保

欠となっている。これに対応するため、情報通信技術を活用して需給・保護・市場を統合的に最適化するスマートグリッドの概念が国際的に提唱されている。⁽³⁵⁾ 本節では、中央集権型から分散協調型への構造的変遷を概観するとともに、スマートグリッドおよびマイクログリッドを中心とした新たな電力システムの基本概念と主要要素技術を整理する。

図 2.7 に従来の電力システムの概要を示す。従来の電力システムは、数 100 万 kW 級の大規模発電所で発電された電力を、超高压送電線を介して各需要家へ送電し、変電所で段階的に電圧を変換して供給する集中型構成となっていた。長年にわたり、この集中型システムによって世界の電力需要が賄われてきたが、2.1 で述べたような脱炭素化の潮流や、分散型電源の技術進展による発電効率の向上を背景に、大容量から小容量まで多様な発電設備が系統に連系されるようになった。さらに、PV や蓄電池が各需要家の敷地内に設置されることで、受電主体であった需要家が電力供給主体にもなるという構造変化が進行している。従来の集中型システムではこのような双方向潮流を想定しておらず、電圧変動・周波数維持・系統安定性などの新たな課題が顕在化している。表 2.1 に、電力システムを取り巻く今後の主要な課題を

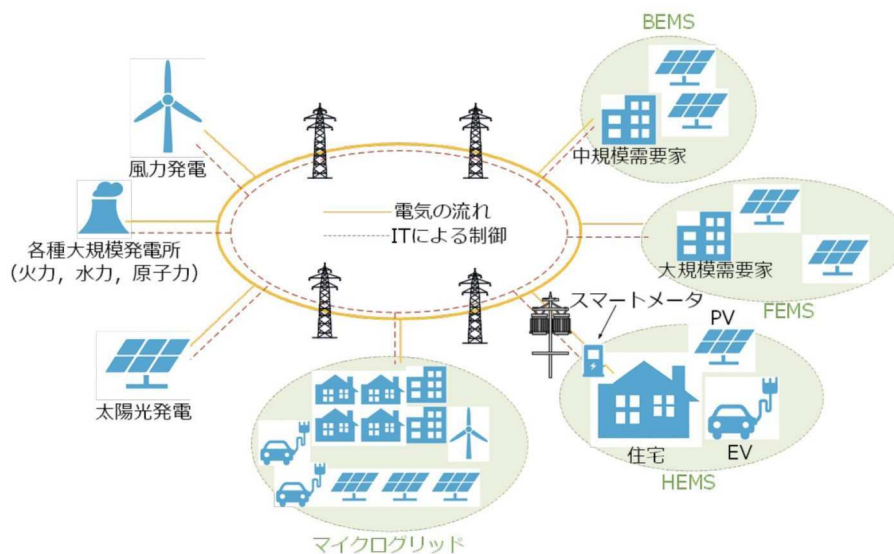


図 2.8 スマートグリッド

示す⁽³⁶⁾。これらのうち、配電線電圧の維持など一部の課題では対策が進んでいるものの、多くは依然として検討・実証段階にある⁽³⁷⁻³⁹⁾。これらの課題を包括的に解決する概念として、スマートグリッドが提案されている。図 2.8 にスマートグリッドの概要図を示す。スマートグリッドは、「従来からの集中型電源と送電系統との一体運用に加え、情報通信技術の活用により、PV 等の分散型電源や需要家の情報を統合・活用して、高効率、高品質、高信頼度の電力供給システムの実現を目指すもの」と一般的に考えられている⁽⁴⁰⁾。このようなシステムを構成するためには、「高効率、高品質、高信頼度の電力供給システムの実現を可能とするための新たな、または高度化された電力技術」の導入が不可欠である。スマートグリッドの概念は単なる情報化された電力網ではなく、発電・送電・配電・需要の各階層を情報通信ネットワークで統合制御する点に特徴がある。これにより、系統全体の需給バランスをリアルタイムで最適化するとともに、分散型電源や蓄電池を協調的に運用することが可能となる。現在までに、スマートグリッドを実現するための多様な要素技術が研究・実用化されており、主要要素技術には、以下のような階層構造が存在する^(33,41,42)：

- 上位階層：系統全体の最適化
分散電源を仮想的に統合・制御するバーチャルパワープラント、需要側の応答を活用して需給バランスを調整するデマンドレスポンス。
- 中位階層：地域・施設単位での最適運用
地域単位で独立運用可能なマイクログリッド。停電時は自立運転に移行でき、レジリエンス強化および地産地消の推進に寄与する。
- 下位階層：需要家レベルでのエネルギー最適化

各家庭やビル等のエネルギー管理を行うエネルギーマネジメントシステム（HEMS/BEMS/FEMS）。電力使用状況を可視化し、制御データを提供するスマートメータ。

これらの技術は、互いに連携しながら電力システム全体の効率化と柔軟性向上に貢献している。

そのなかでもスマートメータは、中核的な要素であり、欧米を中心に高い設置率を示している。日本においても、東日本大震災を契機とした電力システム改革を背景に導入が加速し、2024年3月末時点で設置率は99.9%に達している⁽⁴³⁾。また、2014年に設置された初期世代のスマートメータが10年の更新周期を迎えることから、2025年度より次世代スマートメータへの置き換えが順次開始される予定である⁽⁴⁴⁾。従来のスマートメータが取り扱う情報は、電力使用量・逆潮流値・時刻情報の3項目に限られ、30分間隔であった⁽⁴⁵⁾。これに対し、次世代スマートメータでは、5分間隔で有効電力量・無効電力量・電圧を計測可能であり、データ通信機能の強化によって需要予測精度の向上およびデマンドレスポンス制御の高度化が期待されている⁽⁴⁶⁾。また、米国のカリフォルニア州やテキサス州では、高調波成分の計測が可能な高機能スマートメータも導入されており、これにより需要家単位での電力品質評価や高度な需給制御が可能となっている⁽⁴⁷⁾。

一方、マイクログリッドはスマートグリッドの下位概念および構成要素として、限定された範囲（地域・施設単位）で自律的に電力需給を管理するシステムである⁽⁴⁸⁾。系統連系時には上位系統と協調運転を行い、停電時には自立運転へ移行できることから、レジリエンス向上・災害対応能力強化・送配電損失の低減に寄与する。また、地域エネルギー資源を活用した地産地消型のエネルギー利用を促進し、脱炭素社会実現に向けた重要な役割を担っている。

さらに、より小規模な単位でエネルギー最適化を担うのが、各需要家に導入されるエネルギーマネジメントシステム（Energy Management System: EMS）である。対象規模に応じて、工場向けの Factory EMS（FEMS）、ビル向けの Building EMS（BEMS）、家庭向けの Home EMS（HEMS）に分類される^(49,50)。これらのシステムは需要家のエネルギー利用を最適化し、経済合理性を高めるとともに、分散型電源との協調制御を通じて需給バランスの維持にも寄与する。特に家庭用の HEMS は、PV 設備や蓄電池、EV 充放電システムと連携し、発電電力の自家消費最大化を実現することで、家庭レベルでのカーボンニュートラル実現に寄与する重要な技術である。また、近年では、AI による需要予測や制御最適化技術の導入が進められており、家庭単位のエネルギーマネジメントが将来的には地域マイクログリッドやバーチャルパワープラントとの協調制御に発展していくことが期待されている⁽⁵¹⁾。このように、HEMS はスマートグリッドの最下層に位置しながらも、その情報基盤および制御ノードとして不可欠な役割を果たしている。

しかし現状では、工場やビルなど大規模需要家に付帯する発電設備を用いたバーチャルパワープラントおよびデマンドレスポンスサービスの商用展開は進んでいるものの、需給調整

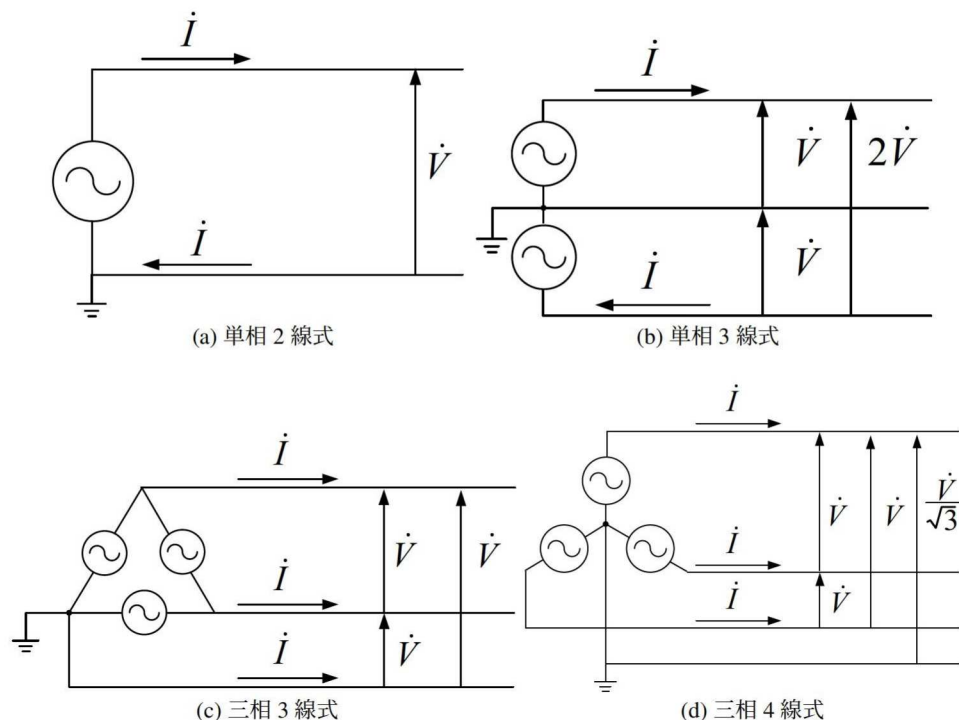


図 2.9 低圧配電方式

市場そのものは発展途上である。特に一般家庭においては、発電電力の自家消費を最大化することが経済的にも最も合理的な選択肢となっている。以上に示したように、新たな電力システムの進展により、配電系統内では電圧変動や高調波、不平衡電流などの電力品質面において、新規課題が顕在化すると予想される。次節では、これらの課題をより具体的に検討するため、家庭・事業所に電力を供給する配電方式の構成と、分散電源の普及に伴って顕在化する電力品質問題について整理する。

2.4 配電方式と分散電源普及に伴う電力品質問題

前節で述べたように、現在、スマートグリッドやマイクログリッドの展開および分散型電源の普及が急速に進展しつつある。これに伴い、配電系統においても、従来の一方向送電を前提とした運用から、双方向潮流を許容する柔軟なシステムへの転換が求められている。特に住宅や中小需要家レベルでは、PV、蓄電池、EVなどが多数導入されており、低圧配電系統における電力品質への影響が顕在化しつつある。本節では、まず日本における低圧配電方式の構成を整理し、続いて分散電源の普及に伴い顕在化する代表的な電力品質問題について述べる。

電流の伝送は主に交流によって行われている。交流送電は、簡単な構造の変圧器により容易に昇降圧できるため、高電圧化による送電損失の低減が可能である。また、電流が周期的

にゼロとなるため開閉が容易であり、三相交流を用いることで高効率な電力輸送が実現できる。さらに、交流機は直流機に比べて構造が単純で、メンテナンスの負担を軽減できるという特長を有する。一方、近年ではパワーエレクトロニクス技術の進展により、長距離送電では高電圧直流送電（High Voltage Direct Current: HVDC）が採用される事例も増加している。直流送電は線路リアクタンスによる電圧降下が生じないため、長距離送電において高効率であり、また交流送電に比べ電圧の最大値を抑えられることから、絶縁距離の縮小や鉄塔・絶縁物の小型化、さらには設備コストの低減が可能である⁽⁵²⁾。しかし、複雑な交直変換装置が必要であり、変換時に発生する高調波などの課題も存在する⁽⁵³⁾。

配電用変圧設備から各需要家への引込口までの伝送線路を、電力系統の中でも特に「配電系統」と呼ぶ。配電系統には特別高圧・高圧・低圧の3階層が存在するが、本研究では家庭および小規模需要家に電力を供給する低圧配電系統を対象とする。図2.9に主要な低圧配電方式を示す⁽⁵⁴⁾。配電方式は、図2.9(a)および図2.9(b)に示す単相配電方式と、図2.9(c)および図2.9(d)に示す三相配電方式に大別される。単相2線式配電は最も基本的な構成であり、小規模負荷に用いられる。これに対して、図2.9(b)の単相3線式配電では、相電圧に加えて2倍の線間電圧を利用することができるため、エアコンやIH調理器など比較的大電力を要する機器への電力供給に適している。また、住宅用PVシステムの系統連系方式としても広く採用されている。一方、図2.9(c)の三相3線式は、主に中・大規模需要家への供給に用いられ、三相对称電流の中性点において電流が相殺されることから、同一電圧・同一電力を単相送電よりも軽量の導体で送ることが可能である。なお、三相3線式配電では原則として単相負荷には直接配電を行わないため、単相負荷への供給には変圧器を介した単相配電設備が必要となる。このため、日本では、単相3線式配電と三相3線式配電を併用する方式が一般的であり、住宅・商業・産業分野の多様な需要形態に対応している。特に、住宅などの小規模需要家においては単相3線式配電が用いられており、本論文の対象方式である。次に、電力品質について詳細を述べる。

電力品質（Power Quality）とは、電力系統における電圧・周波数および波形が所定の範囲内に維持され、電力供給および電気機器の運転が正常に行われる状態を示す指標である^(55,56)。電力品質の悪化は、機器誤動作や損傷を引き起こすだけでなく、系統全体の安定性に影響し、場合によっては大規模停電に至ることもあるため、発電・送電・配電のすべての階層で監視・管理が求められている。電力品質の種類は、以下に示すとおりである⁽⁵⁵⁾。

1. 停電
2. 周波数
3. 電圧
4. 瞬時電圧低下

表 2.2 高調波が電気設備および機器に与える影響⁽⁵⁵⁾

種別	高調波による影響
音響・映像機器	素子の故障, 寿命低下, 性能低下, ちらつき, 雑音
情報機器	システム停止, 誤動作, 過熱, 不良応動
誘導機	回転数の変化, 効率低下, 過熱
ブレーカ, ヒューズ	誤動作, 溶断
制御機器	誤動作
コンデンサ, リアクトル	過熱, 異音, 振動, 焼損

5. 電圧フリッカ

6. 高調波

7. 電圧不平衡

停電は、電力供給が完全に途絶する現象であり、電力品質の定義に含めるかは意見が分かれるものの、電力供給信頼性の観点から極めて重要な要素である。停電は回数および継続時間で評価され、日本の停電回数および時間は国際的に見ても最も優れた水準にある。

周波数は2.2で述べたように、需給バランスの維持によって保たれており、電気事業法第26条では「一般送配電事業者は、その供給する電気の電圧及び周波数の値を経済産業省令で定める値に維持するように努めなければならない。」と規定されている⁽⁵⁷⁾。日本の各送配電事業者の周波数偏差の目標値は北海道、沖縄エリアで±0.3Hz、それ以外の地域では±0.2Hzと定めており、長年ほぼ100%の滞在時間を達成してきていた。しかし、再生可能エネルギーの設備容量の増大に伴い、特に春秋の軽負荷時において目標値滞在時間の低下が確認されている⁽⁵⁸⁾。

電圧は無効電力のバランスによって維持される。電気事業法施行規則第38条において、低圧需要家への供給電圧の範囲は、標準電圧100Vの場合で101V±6V、200Vの場合は202V±20Vと定められている⁽⁵⁹⁾。標準電圧に対して、1%定められた電圧が高い理由は、維持される電圧が責任分界点までの電圧を基準にしており、需要家の配電における電圧降下を考慮しているためである。従来は負荷増加時や送電距離の増加に伴う電圧低下が主な課題であったため、配電系統では電圧上昇を目的とした制御が行われてきたが、再生可能エネルギー導入の進展により、逆潮流による電圧上昇を抑制することが新たな課題となっている⁽⁶⁰⁾。

瞬時電圧低下は、雷などに起因する短絡事故や遮断器動作により、短時間に電圧が大きく低下または消失する現象であり、短絡電流による電圧降下を伴う「瞬低」と、遮断器開放による一時的な電力供給中断「瞬停」に大別される⁽⁵⁶⁾。従来は無停電電源装置（Uninterruptible

表 2.3 再生可能エネルギー導入前後における電力品質問題の比較

区分	再エネ導入前の主な課題	再エネ導入後に顕在化した課題
周波数	・火力・水力中心の集中型電源により需給バランスを安定維持 ・偏差は目標値（± 0.2～0.3 Hz）以内で長年安定	・PVや風力発電の出力変動により、軽負荷時に周波数偏差滞在時間が低下 ・出力予測誤差が周波数維持を困難化
電圧	・負荷増加や線路長に起因する電圧低下が主課題 ・変圧器タップ調整等で対応。	・PVの逆潮流による電圧上昇が新たな問題 ・末端需要家で過昇圧が発生し、連系保護リレーの誤動作を招く
瞬時電圧低下（瞬低）	・雷や短絡事故による電圧低下。需要家側 UPS 等で対策可能	・系統事故時に PCS が一斉停止し、需給バランスが崩壊 ・FRT 機能の導入が求められる
電圧フリッカ	・アーク炉や溶接機などの大容量変動負荷によるちらつき ・SVCやTCRで抑制	・再エネ PCS の過敏な保護動作や制御遷移時の電圧変動により、新たなフリッカ要因が発生
高調波	・整流器負荷による電流波形歪み ・THD 規程内で抑制	・インバータ機器の増加により高調波源が多様化 ・THD 抑制の重要性が増加
電圧不平衡	・単相負荷の偏りにより不平衡が発生 ・設備不平衡率 40%以内で運用	・単相 3 線式系統に片側接続された PV・EV 導入により、不平衡拡大や中性線電流増加が顕在化

Power Supply: UPS) などの需要家対策で十分であったが、再生可能エネルギーの導入に伴い、瞬時電圧低下発生時に PCS が一斉に停止することで需給バランスが崩れ、系統安定性を損なう事例が報告されている⁽⁶¹⁾。このため、PCS には瞬時電圧低下時でも動作を継続する FRT 機能の搭載が求められている。本論文で検討する PCS も FRT 要件を考慮した制御を実装しており、FRT 要件の詳細は次節で述べる。

電圧フリッカは、周期的または断続的な電圧変動により照明のちらつきを引き起こす現象である。主な原因は、アーク炉や溶接機などの大容量・変動負荷である。従来は静止型無効電力補償装置（Static Synchronous Compensator: STATCOM）やサイリスタ制御リアクトル（Thyristor Controlled Reactor: TCR）などの無効電力補償装置（Static Var Compensator: SVC）を用いて対策されてきたが、近年は PCS の過敏な保護設定によって新たにフリッカが発生する事例も報告されている⁽⁶²⁾。

高調波は基本周波数（50/60Hz）の波形に対して、3～40 倍の周波数成分が重畳することで波形が歪む現象である⁽⁵⁵⁾。高調波電流の指標として総合歪率（Total Harmonic Distortion: THD）が用いられている。基本波における電流の実効値を I_1 、高調波電流の実効値を I_h とお

くと、THD は、次式で定義されている。

$$\begin{aligned} \text{THD} [\%] &= \frac{\text{全高調波電流成分の実効値}}{\text{基本波の実効値}} \times 100 \\ &= \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{I_1} \times 100 \dots\dots\dots (2.1) \end{aligned}$$

表 2.2 に高調波が電気設備および機器に与える影響を示す。かつての家庭用電気機器は主にモータや抵抗負荷で構成されていたが、現在ではインバータ駆動機器が主流となっており、整流器の入力電流に起因する高調波が増加している。また、再生可能エネルギー用 PCS も自励式インバータを用いるため、新たな高調波発生源となっている。これらを抑制するため、我が国では高調波環境目標レベルを THD で定めており、低圧配電系統で 5%、特別高圧系統で 3% と定め、家電機器は IEC 61000-3-2、PCS は系統連系規程により高調波電流の系統への流出の抑制が義務づけられている^(63,64)。

以上に示したように再生可能エネルギーの普及は、従来の集中型電源システムでは想定されなかった形で電力品質へ影響を及ぼしている。表 2.3 に、再エネ導入前後における主要な電力品質課題の変化を整理する。このように、周波数や電圧の安定性に加え、逆潮流や高調波、さらには瞬時電圧低下時の PCS 挙動が新たな課題として顕在化している。

また、電力品質の指標一覧にはないが、本論文が対象とする単相 3 線式配電においては、設備不平衡率という指標も定められている。日本電気技術規格委員会の内線規程では、「低圧受電の単相 3 線式における中性線と各電圧側電線間の負荷は、平衡させること」とされているが、「やむを得ない場合は設備不平衡率を 40 % までとすることができる」と記載されている⁽⁶⁵⁾。ここで、設備不平衡率は、中性線と各電圧側電線間に接続される負荷設備容量 S_1 VA および S_2 VA の差と総負荷設備容量 $S_1 + S_2$ VA の平均値の比で定義され、次式で定義されている。

$$\text{設備不平衡率} = \frac{S_1 - S_2}{(S_1 + S_2)/2} \times 100 \dots\dots\dots (2.2)$$

図 2.10 に、柱上変圧器の二次側巻線抵抗 $r \Omega$ を考慮した単相 3 線式配電方式の簡略図を示す。 I_0 A は二次側定格電流を示している。同図 (a) に示す家庭内負荷が平衡状態の場合、二次側巻線抵抗の損失 p_{w1} は次式で与えられる。

$$p_{w1} = (0.5I_0)^2 r + (0.5I_0)^2 r = 0.5I_0^2 r \text{ W} \dots\dots\dots (2.3)$$

同図 (b) に、Load1 と Load2 に不平衡負荷を接続した場合を示す。内線規程において、Load1 と Load2 の最大不平衡率は 40 % となる Load1 が 0.6pu で Load2 が 0.4pu の負荷状態となった場合を考える⁽⁶⁵⁾。このとき、二次側巻線抵抗の損失 p_{w2} は次式で与えられる。

$$p_{w2} = (0.6I_0)^2 r + (0.4I_0)^2 r = 0.52I_0^2 r \text{ W} \dots\dots\dots (2.4)$$

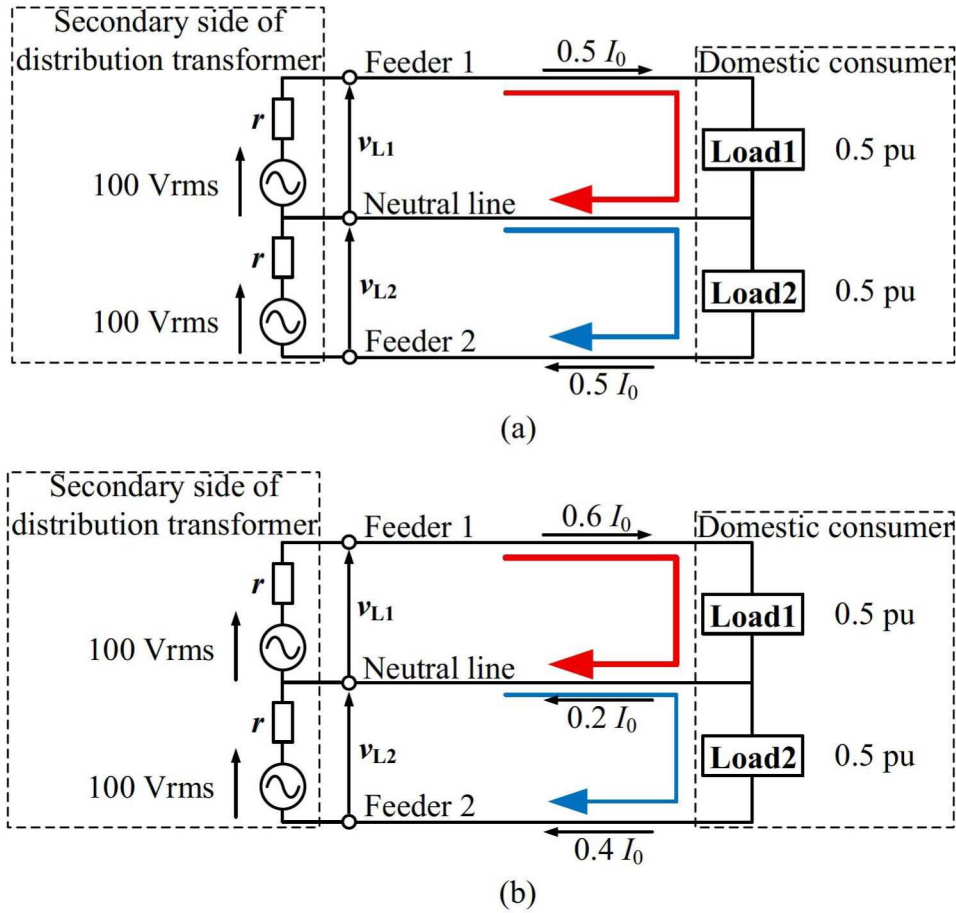


図 2.10 巻き線抵抗考慮した单相 3 線式配電 2 次側の簡略図：(a) 負荷平衡, (b) 負荷不平衡

(2.3) および (2.4) 式から、負荷が平衡状態の場合と比較し、最大不平衡時における柱上変圧器内の損失は最大 4 % 増加する。1 台の柱上変圧器内の損失が 4 % と僅かでも、電力系統全体には多くの柱上変圧器が設置されているため、系統全体では膨大な損失となる。また、配電線の線路インピーダンスによる損失増加も考えられるため、以上の計算より損失が大きいことが予想される。そのため、低圧配電系統における負荷平衡化は極めて重要である。以上のように、分散電源の導入拡大に伴い、低圧配電系統では電力品質を維持するための新たな課題が顕在化している。日本の住宅・中小需要家向け配電の主流である单相 3 線式配電においても、負荷不平衡や高調波、逆潮流などの影響が複合的に現れ、配電設備全体の損失増加や電圧変動を引き起こす懸念がある。これらの観点から、表 2.4 に单相 3 線式配電における主要な課題を整理する。表 2.4 に示すように、单相 3 線式配電では、負荷不平衡や高調波の発生に加え、瞬時電圧低下時の PCS 動作が系統安定性および電力品質に大きな影響を及ぼす。これらの課題に対応するため、PCS には瞬時電圧低下時においても系統運転を継続し得る機能が求められており、次節では、PCS に対する FRT 要件の詳細について述べる。

表 2.4 単相 3 線式配電における課題の整理

課題項目	内容	影響
負荷不平衡	・各線間の負荷差により中性線電流が発生し、柱上変圧器の損失増加や電圧不平衡を引き起こす	・変圧器損失の増加 ・系統電圧の不平衡化
高調波	・インバータ機器の整流入力電流に起因する高調波電流が発生	・機器の誤動作、過熱 ・THD 上昇による電力品質の劣化
電 圧 上 昇 (逆潮流)	・PV の逆潮流により末端電圧が上昇し、従来の電圧低下対策とは逆方向の課題	・再生可能エネルギーの出力電力制限
FRT 応答	・瞬時電圧低下時に PCS が一斉停止し、需給バランスが崩れる可能性	・系統安定度の低下、発電停止による再起動遅延

2.5 系統連系における FRT 要件

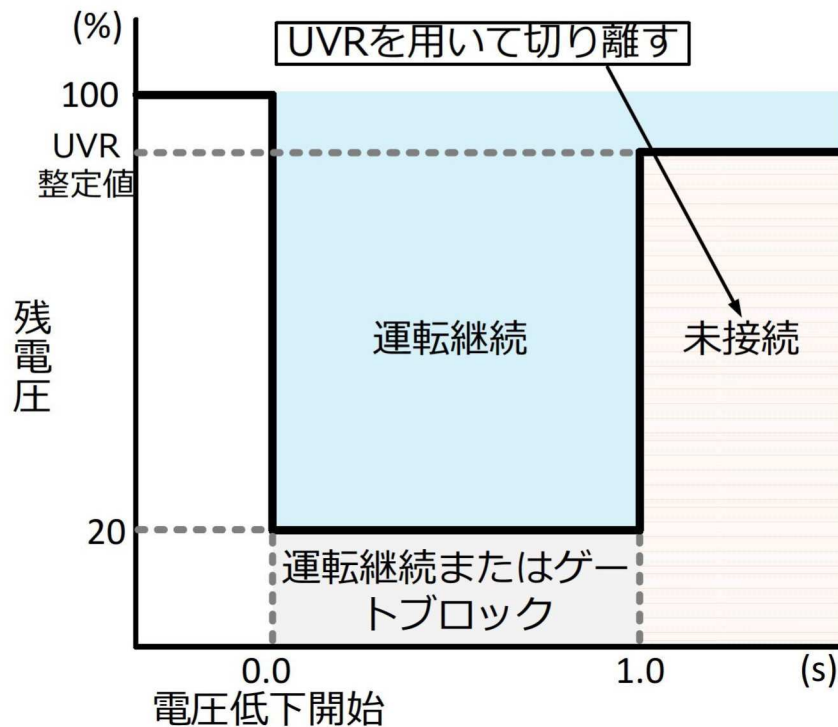
前節で述べたように、分散型電源の導入拡大により、電力システムでは周波数変動、電圧上昇、負荷不平衡、高調波の増大など、電力品質の維持を困難とする要因が顕在化している。これらの中でも、系統事故時の瞬時電圧低下に対する PCS の動作は、系統全体の安定性、特に需給バランスに直結する重要な課題である。従来の系統連系規程では、電圧低下時における PCS の動作基準が明確に定められておらず、メーカーや系統事業者の運用判断に委ねられていた。そのため、分散電源が系統内に多数連系された場合に、事故時の同時停止が周波数や電圧の急変を引き起こす懸念があった。こうした背景を受け、各国・地域では FRT 性能を定量的に定める基準整備が進められ、日本においても系統連系規程（JEAC 9701-2024）により FRT 要件が明文化されている⁽⁶⁴⁾。また、電圧低下に関する許容範囲や継続時間などの要求水準は、制度改定のたびに段階的に厳格化されてきた。本節では、PCS に求められる FRT 要件の概要について述べる。

再生可能エネルギーの多くは直流で発電され、それを系統に逆潮流する場合や家庭内で使用する場合には、PCS を介して交流に変換する必要がある。PCS は出力電力を一定に保つよう制御するため、系統電圧が急激に低下すると、出力電流は反比例的に増加する。その結果、過電流が検出されると PCS は保護動作により系統から脱落する。特に電力需要の少ない季節（日本では春・秋）において、多数の PCS が同時に停止すると、系統全体の周波数が急激に低下し、大規模停電を引き起こすおそれがある^(26,27)。2025 年 4 月 28 日にイベリア半島で発生した大規模停電も、直接的な要因は瞬時電圧低下ではないものの、再生可能エネルギーの高比率導入と低需要期が重なったことが一因とされており、再生可能エネルギーの系統連系における多面的な対策の必要性を示している⁽⁶⁶⁾。

表 2.5 低圧配電系統における発電設備の FRT 要件（文献 (64) より引用）

発電設備	有効電圧 20% 以上（運転継続）	有効電圧 20% 未満（運転継続またはゲートブロック）
[再生可能エネルギー発電設備]		
太陽光	・電圧低下持続時間 1.0 秒以下 ・電圧復帰後 0.1 秒以内に電圧低下前の出力の 80% 以上の出力まで復帰	・電圧低下持続時間 1.0 秒以下 ・電圧復帰後 0.2 秒以内に電圧低下前の出力の 80% 以上の出力まで復帰
風力	・電圧低下持続時間 1.0 秒以下 ・電圧復帰後 1.0 秒以内に電圧低下前の出力の 80% 以上の出力まで復帰	・電圧低下持続時間 1.0 秒以下 ・電圧復帰後 1.0 秒以内に電圧低下前の出力の 80% 以上の出力まで復帰
蓄電池	・電圧低下持続時間 1.0 秒以下 ・電圧復帰後 0.1 秒以内に電圧低下前の出力の 80% 以上の出力まで復帰	・電圧低下持続時間 1.0 秒以下 ・電圧復帰後 1.0 秒以内に電圧低下前の出力の 80% 以上の出力まで復帰
燃料電池	・電圧低下持続時間 0.3 秒以下 ・電圧復帰後 1.0 秒以内に電圧低下前の出力の 80% 以上の出力まで復帰	・電圧低下持続時間 0.3 秒以下 ・電圧復帰後 1.0 秒以内に電圧低下前の出力の 80% 以上の出力まで復帰
[単相発電設備]		
ガスエンジン	・電圧低下持続時間 0.3 秒以下 ・電圧復帰後 1.0 秒以内に電圧低下前の出力の 80% 以上の出力まで復帰	・電圧低下持続時間 0.3 秒以下 ・電圧復帰後 1.0 秒以内に電圧低下前の出力の 80% 以上の出力まで復帰
[複数入力型 PCS]		
太陽光＋蓄電池の組合せ	・電圧低下持続時間 1.0 秒以下 ・電圧復帰後 0.1 秒以内に電圧低下前の出力の 80% 以上の出力まで復帰	・電圧低下持続時間 1.0 秒以下 ・電圧復帰後 1.0 秒以内に電圧低下前の出力の 80% 以上の出力まで復帰

表 2.5 に低圧配電系統における発電設備の FRT 要件を示す⁽⁶⁴⁾。FRT 要件には、電圧低下に対する要件と周波数変動に対する要件の 2 種類があるが、本節では前者に焦点を当てる。瞬時電圧低下時の要件は、電圧低下耐量に関する要件と、出力復帰動作に関する要件の 2 点から構成されている。以下では、最も厳しい FRT 要件が課されている太陽光発電設備を例に、これら 2 つの要件について図を用いて説明する。図 2.11 に電圧低下耐量の概要を示す。この内容は、表 2.5 に示した要件を図示したものである。電圧低下開始時の残電圧が 20% 以上の場合は運転を継続し、20% 未満の場合は運転継続またはゲートブロックにより電圧復帰を待機することが求められる。これは、電圧が 0 V 近傍まで低下した場合には運転継続が困難となるため、残電圧 20% を境界値として運転動作に許容幅を持たせているものと考えられる。また、瞬時電圧低下が 1 秒以上継続し、PCS に内蔵される不足電圧継電器（Under

図 2.11 低圧配電系統における太陽光発電の電圧低下耐量⁽⁶⁴⁾

Voltage Relay: UVR) の整定値を下回る状態が続く場合には、リレー動作により系統から切り離される。一方、1 秒以内に電圧が UVR 整定値を上回る場合には、運転が継続される。

図 2.12 に出力復帰動作の概要を示す。上述の通り、電圧低下が 1 秒以上継続する場合には、リレーによって発電設備が系統から切り離されるため、ここでは電圧復帰が 1 秒以内に生じる場合の条件が定められている。(a) は瞬時電圧低下時の残電圧が 20% 以上の場合、(b) は残電圧が 20% 未満の場合を示している。太陽光発電の場合、残電圧が 20% 以上のときは電圧復帰後 0.1 秒以内に電圧低下前の 80% 以上に出力を復帰させる必要があり、残電圧が 20% 未満の場合は電圧復帰後 0.2 秒以内に同等の出力まで復帰させる必要がある。これらの要件により、短時間の電圧変動時でも系統安定度を維持しつつ再生可能エネルギーの供給継続が可能となっている。本節までに、再生可能エネルギー導入の必要性、電力系統構成の変遷、および分散型電源の普及に伴って顕在化した電力品質の問題について述べてきた。さらに、単相 3 線式配電に特有の負荷不平衡や高調波、電圧上昇などの課題を整理し、それらに関連して FRT 要件の概要を示した。次節では、これらの電力品質問題を解決するための先行研究を概観するとともに、先に提案された単相 3 線式配電系統対応のシステム構成とその検討課題について述べる。

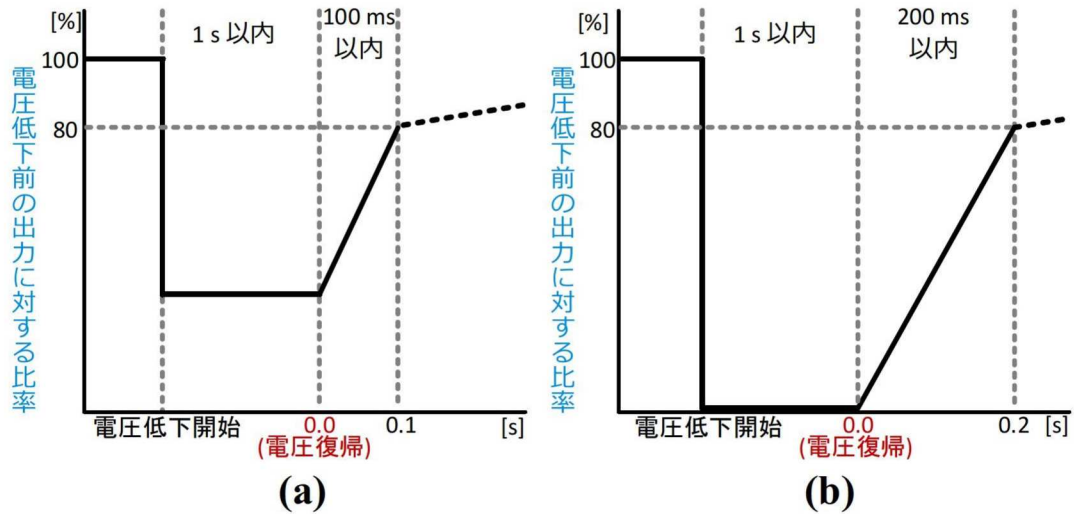


図 2.12 低圧配電システムにおける太陽光発電の出力復帰条件：(a) 残電圧 20%以上，(b) 残電圧 20%未満⁽⁶⁴⁾

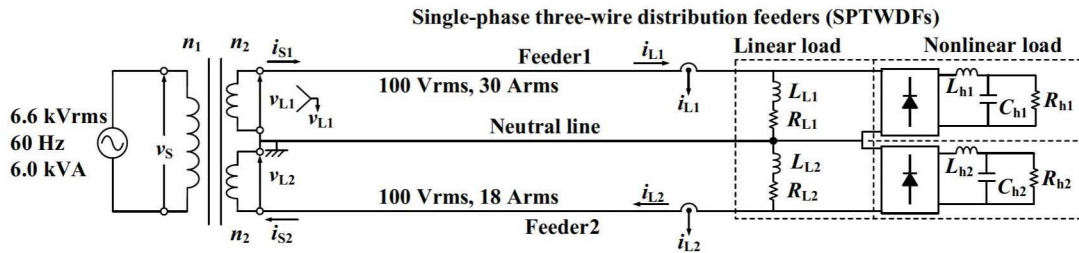


図 2.13 単相3線式配電における需要家のシステム構成

2.6 単相3線式配電システムのシミュレーション結果

前節では，分散型電源の導入拡大に伴う電力品質の維持課題と，それに対応する系統連系時の FRT 要件について述べた。本節では，これまでに整理した電力品質問題を具体的に可視化するため，単相3線式配電システムを対象としたシミュレーション結果を示す。図 2.13 に単相3線式配電における需要家のシステム構成を示す。

変圧器は柱上変圧器を模しており，1次側は 6.6 kV，2次側は線間 200 V，各 Feeder 100 V に変圧している。実際の柱上変圧器には，容量に応じて数軒から数十軒の需要家が接続されているが，システム解析を簡略化するため，本検討では 1 台の変圧器に対して 1 軒の需要家が接続されているものとした。前節で述べた電力品質問題を模擬するため，単相3線式配電線には負荷容量の異なる RL 線形負荷と，ダイオード整流器から構成される非線形負荷を接続している。したがって，負荷に流入する i_{L1} および i_{L2} は不平衡となり，かつ高調波成分を含んだ歪み波形となる。図 2.14 に，パッシブおよびアクティブ補償器を設置していない場合のシミュレーション結果を示す。図 2.14 は，上から受電端電圧 v_{L1} および v_{L2} ，電源電

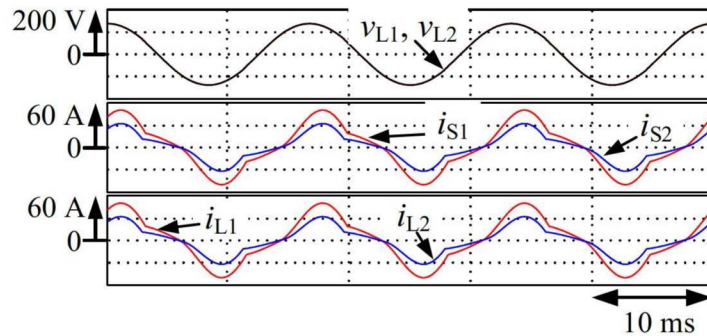


図 2.14 図 2.13 のシミュレーション結果

流 i_{S1} および i_{S2} , 負荷電流 i_{L1} および i_{L2} である。補償器が接続されていないため、電源電流と負荷電流の波形は一致している。電源電流 i_{S1} および i_{S2} の THD はそれぞれ 22.9% および 28.9% と高く、不平衡かつ大きく歪んでいることが確認できる。また、力率はそれぞれ約 0.85 であり、無効電流成分を含んでいる。低圧配電系統では、高調波電流や無効電流の流出に対する明確な規制や料金制度は現時点で存在しない。しかし、高圧需要家においては、力率に応じた電気料金の割引・加算制度が導入されており、さらに「高圧又は特別高圧で受電する需要家の高調波抑制対策ガイドライン」に基づき、受電電圧ごとに高調波流出電流の上限値が定められている^(67,68)。上限を超える場合には、高調波抑制設備の設置が義務付けられている⁽⁶⁷⁾。現状では低圧需要家に対して高調波電流や無効電流に関する制限は設けられていないが、スマートグリッドの進展、電力システム運用の複雑化および次世代スマートメータによる有効・無効・高調波電流の検出機能の高度化により、今後は低圧配電系統においても何らかの制限または料金制度が導入される可能性が高いと考えられる。本結果から、単相3線式配電系統では負荷不平衡や高調波電流が顕著であり、電力品質を維持するためには、これらを補償可能なアクティブ制御手法の導入が有効であると考えられる。また、文献(69)にもあるように電力品質保証装置を新設することなく既存の PCS を用いて行うことが構想として考えられている。次節では、単相3線式配電における、PV 用、蓄電池用の PCS および EV 用のバッテリーチャージャを対象としたアクティブフィルタ機能および FRT 機能に関する先行研究を整理する。

2.7 単相3線式配電用 PCS およびチャージャの各種先行研究

2.7.1 アクティブフィルタ機能

スマートグリッド化の進展に伴い、再生可能エネルギーの設備容量の急激な増加と同期発電機を有した発電機の相対的減少により、配電系統の電力品質・安定運用が困難になっている。そのため、電力規模の小さな低圧配電系統に接続された各需要家においても、系統の安

定運用に資する必要があると考えられる。日本の低圧配電方式は、単相 3 線式配電である。前節において単相 3 線式配電の電力品質の問題点について議論し、設置コストや設置面積確保の観点から、現在家庭に設置されている PCS や EV 用のバッテリーチャージャを用いて電力品質保証機能を実現することが望ましい。そこで本節では、チャージャ/PCS にアクティブフィルタ機能を付与・統合した研究を整理し、単相 3 線式への適用可能性・課題を明確化する。

文献 (70) において、三相 3 線式配電に連系するシステムにおいて、蓄電池と系統間における相互な電力伝送を実現させながら、負荷電流に含まれる高調波電流に対してを逆相注入で補償する方式が提案されている。本方式は高調波補償と有効電力注入を両立するが、検討範囲は主として高調波であり、無効電流に関しては検討されておらず、三相 3 線式配電のため、不平衡電流に関する検討も当然されていない。

文献 (71) では、単相 2 線式の AC 型の EV 充電器に対して並列にアクティブフィルタを接続し、EV 充電器が流出する高調波成分の系統への流出を抑制するシステムが提案されている。しかし、このシステムは EV 充電器が流出する高調波成分を抑制することのみ考えられており、充放電回路と補償回路が統合されていないため、HEMS システムを担う PCS に応用することは難しいシステムである。また、補償対象は高調波成分のみが検討されており、無効電流成分や不平衡成分を抑制することはできない。

文献 (72) では三相 3 線式配電の低圧配電系統に接続する PV システムにおいて、定格出力電力の利用量の向上および電力品質の問題をサポートするために、不平衡負荷に対する負荷の補償制御および無効電流補償機能を付加し、負荷の力率を向上させる機能を持っている。このシステムは PV の電流リミットを考慮した、補償機能の制御や補償の優先順位などを明確に定めており、実践的な研究が行われているが、PV 用システムであるため、本システムの双方向の電力伝送のやり取りは考えられておらず、単相 3 線式固有の不平衡負荷における中性線電流への対応は追加の検討が必要である。そのため、本論文では単相 3 線式配電に接続される、家庭用電気機器等が流出する高調波電流、不平衡電流および無効電流を補償する PCS を提案し、EV や蓄電池が PCS に接続されることを考慮し、双方向の電力伝送を実行可能なシステムを提案する。

2.7.2 FRT 機能

近年、分散型電源の導入拡大に伴い、配電系統における需給バランスと電圧安定性の確保が重要な課題となっている。そのため、電圧ディップなどの瞬時電圧低下時においても系統連系を維持するための FRT 機能の付与が求められている。本節では、系統連系インバータに適用されている FRT 機能に関する先行研究を整理し、単相 3 線式配電における FRT 機能の検討事項に関して検討する。

文献 (73) では、PV 向け単相 PCS において FRT 機能を実現するシステムが提案されている。このシステムは、パワーデカップリング回路を用いて電解コンデンサレス構成を採用し、長寿命化を図っている。瞬時電圧低下時において、出力電力一定制御から出力電流一定制御へ切り替えることで過電流を抑制し、FRT 要件を満たすシステムとなっている。しかしながら、電圧低下時の残電圧の範囲が明示されておらず、深刻な電圧低下時（0 V 付近）での動作検証は行われていない。また、電圧変動時における出力電力の動的制御は実施されておらず、需給バランス維持の観点では検討の余地が残されている。

文献 (74) では、仮想同期発電機概念を応用した制御によって、電圧低下時にも系統安定性を支援する方法が提案されている。提案システムは仮想慣性とダンピング効果を付与することで電圧支持性能を向上させるが、本報告では保持電圧 90% 程度の軽度な電圧低下に限定した検討に留まっており、深い電圧ディップ時の動作や単相系への適用は明示されていない。また、制御構造が複雑である点も、システム導入の障壁になりうる。

文献 (75) では、有効電流および無効電流の制御によって電圧低下時における系統の電圧維持を維持する方式が検討されている。本システムは電圧支持を積極的に行うことができるが、PV 用 PCS を対象とした片方向の電力伝送システムであり、蓄電池を含む双方向電力制御や放電動作への拡張は想定されていない。また、保持電圧が 0 V となるような深刻な電圧低下時の応答については検証されていない。以上の先行研究を整理すると、従来の FRT 研究は三相や PV 用 PCS を対象とした無効電流注入型制御が主流であり、単相低圧系統における深い電圧ディップ時の運転継続や、双方向電力伝送を考慮した FRT 制御の検討は十分に行われていないことが分かる。したがって、単相 3 線式配電系統においては、電圧低下時にもスイッチング素子の電流上限制約を満たしつつ、系統への電力供給を維持できる出力電力制御の検討が必要である。本論文では、これらの課題を踏まえ、深い電圧低下時においても FRT 要件を満たしながら、需給バランスの維持に寄与する出力電力制御方式を検討する。

2.8 先に提案した電力品質保証機能を有する EV 用双方向バッテリーチャージャ

本節では、2.7 で整理した単相 3 線式配電向け PCS およびチャージャの先行研究を踏まえ、未解決の課題の解消を目的として先に提案した EV 用双方向バッテリーチャージャの構成と制御について説明し、残る課題を明確化する。

文献 (76) では、単相 3 線式配電系統において、無効電力および不平衡有効電力を補償可能な EV 用双方向バッテリーチャージャが提案されている。また、文献 (77) では、直流キャパシタ電圧一定制御を用いた双方向バッテリーチャージャの制御法を対象として、高調波補償特性が検討されている。図 2.15 に、非線形負荷を考慮した家庭に EV 用双方向バッテリーチャージャを設置した場合のシステム構成を示す。低圧配電方式は単相 3 線式配電方式を想定して

おり、家庭内負荷 Load1 および Load2 は、RL 線形負荷およびダイオード整流器からなる非線形負荷で模擬している。ここで、線形負荷と非線形負荷はそれぞれ流れる電流が 50 % ずつと流れるように設定している。配電系統の高圧側は 6.6 kVrms, 5.0 kVA, 60 Hz をベースとしており、低圧側の定格は 105 Vrms, 24 Arms である。V_{bat} は日産自動車製リーフのリチウムイオンバッテリー (定格電圧: 360 V) であり、直流電圧源で模擬している。提案された双方向バッテリーチャージャは、スイッチ Q₁ から Q₆ から構成される 3 レグ構成 PWM 整流器、スイッチ Q₇ および Q₈ からなる双方向 DC-DC コンバータで構成される。3 レグ構成 PWM 整流器は電流バランスとして動作し、単相 3 線式配電において中性線に流れる中性線電流を吸収することで、電源電流 i_{S1} および i_{S2} をバランスした正弦波電流とすることができる。さらに 4 番目のレグは双方向 DC-DC コンバータとして動作し、バッテリーの充放電動作を実現する。また、EV 用双方向バッテリーチャージャの制御法として、直流キャパシタ電圧一定制御を用いている。直流キャパシタ電圧 v_{DC} をフィードバックし、PID 制御器により指令値との偏差を増幅することで、電源電流指令値 i_s^* を出力し、双方向バッテリーチャージャの出力電流指令値 i_{C1}^* , i_{C2}^* を生成している。一般的に、単相コンバータで有効・無効電力を補償する場合、電源側で補償すべき有効電力および無効電力を演算する必要がある⁽⁷⁸⁻⁸²⁾。一方、本制御法の特長は、直流キャパシタ電圧一定制御のみで、バッテリー未接続時または充放電動作時においても負荷電流の無効電力成分および不平衡有効電力成分を補償し、柱上変圧器の低圧側で力率が 1.00 かつバランスした電源電流を得ることができることである。次に、文献(77)で提案されている図 2.15 の、基本波電流フィードバック制御を有する双方向バッテリーチャージャについて、その電力品質保証効果を電力フローを用いて説明する。図 2.15 において、柱上変圧器高圧側電圧 v_S 、柱上変圧器低圧側電圧 v_{L1} および v_{L2} は正弦波とし、次式で表される。

$$v_S = \sqrt{2}V_S \cos \omega_S t \dots\dots\dots (2.5)$$

$$v_{L1} = v_{L2} = \sqrt{2}V_L \cos \omega_S t \dots\dots\dots (2.6)$$

また、負荷電流 i_{L1} および i_{L2} は不平衡状態で、無効電流と高調波電流を含むものとし、次式で与えられる。

$$\begin{aligned} i_{L1} &= \sqrt{2}\{I_{L11} \cos(\omega_S t - \phi_{L11}) + \sum_{n=2}^{\infty} I_{L1n} \cos(n\omega_S t - \phi_{L1n})\} \\ i_{L2} &= \sqrt{2}\{I_{L21} \cos(\omega_S t - \phi_{L21}) + \sum_{n=2}^{\infty} I_{L2n} \cos(n\omega_S t - \phi_{L2n})\} \dots\dots\dots (2.7) \end{aligned}$$

一方、電源側で 3 レグ構成 PWM 整流回路により i_{L1} および i_{L2} の無効電流成分、不平衡電流成分および高調波電流成分が補償され、電源電流 i_{S1}^* , i_{S2}^* および電源電流指令値 i_s^* は、力

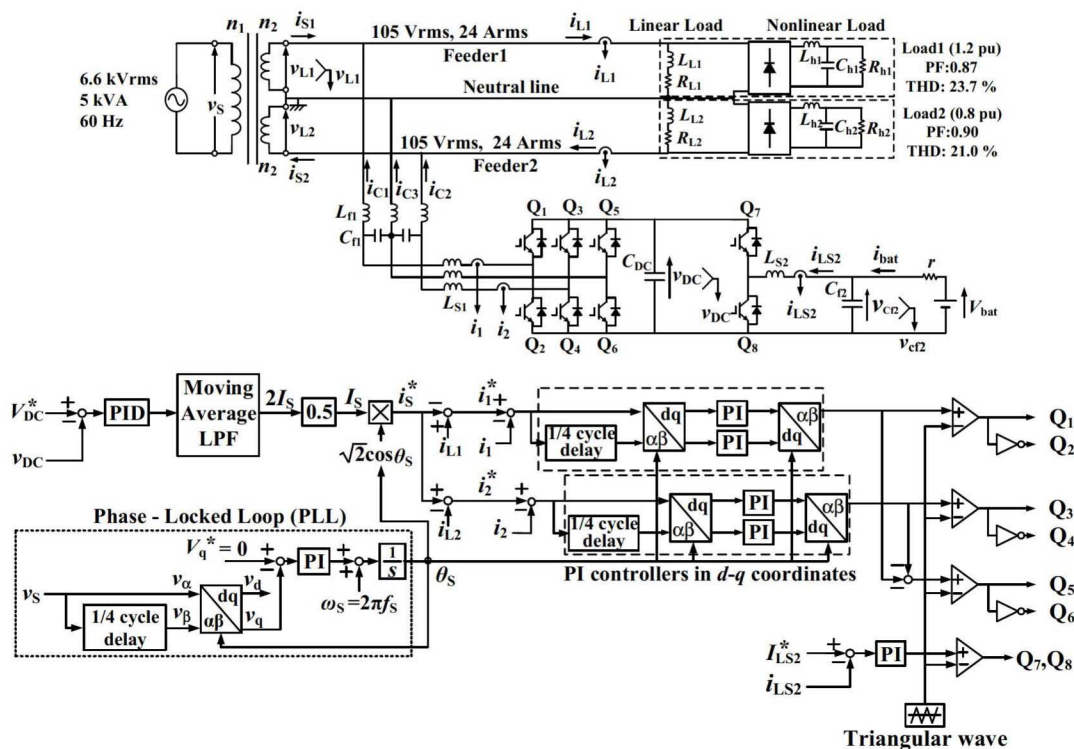


図 2.15 提案されている双方向バッテリチャージャの回路構成

率 1.00 で正弦波であるものとするため、次式で表される。

$$\begin{aligned} i_S^* &= i_{S1} = i_{S2} \\ &= \sqrt{2} I_S \cos \omega_s t \dots\dots\dots (2.8) \end{aligned}$$

(2.8) 式から、キルヒホッフの電流則より、バッテリーチャージャから出力される補償電流 i_{C1} , i_{C2} および i_{C3} は次式となる。

$$\begin{aligned} i_{C1} &= i_{L1} - i_S \\ i_{C2} &= -i_{L2} + i_S \\ i_{C3} &= -(i_{C1} + i_{C2}) \dots\dots\dots (2.9) \end{aligned}$$

一般に、単相インバータにおいて三角波比較方式 PWM と PI 制御器を用いた出力制御法では、定常偏差が残存する。この問題を解決するため、図 2.15 では単相回路における d - q 座標上で構成した PI 制御器を用いている。(2.9) 式より生成したバッテリーチャージャの出力電流指令値 i_{c1}^* と検出したバッテリーチャージャの出力電流 i_1 の偏差 i_{e1} を算出する。この偏差 i_{e1} を 1/4 周期ディレイブロックを用いて位相を 1/4 周期遅らせた電流 $i_{c1\beta}$ を生成する。これらを単相 PLL 回路を用いて発生した電気角 θ_s を用いて d - q 座標上に変換し、PI 制御器により指令値との偏差を増幅する。その後、逆 d - q 変換し、各レグの指令値を与える。さらに、三

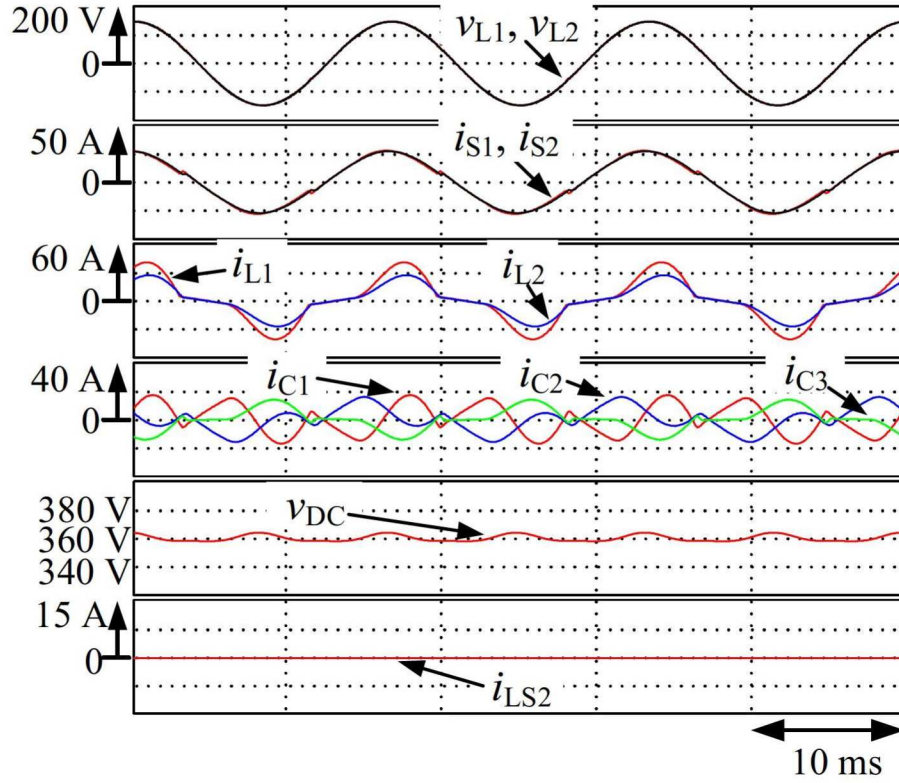


図 2.16 図 2.15 のシミュレーション結果

角波比較方式 PWM を用いて各レグをスイッチングしチャージャ電流 i_{C1} , i_{C2} および i_{C3} を出力する。ここで、3 レグ構成 PWM 整流回路へ流出入する瞬時電力 p_{Rec} は次式となる。

$$\begin{aligned}
 p_{\text{Rec}} &= -v_{L1} \cdot i_{C1} + v_{L2} \cdot i_{C2} \\
 &= V_L [(-I_{L11} \cos \phi_{L11} - I_{L21} \cos \phi_{L21} + 2I_S) \\
 &\quad + (-I_{L11} \cos \phi_{L11} - I_{L21} \cos \phi_{L21} + 2I_S) \cos 2\omega_S t \\
 &\quad + (-I_{L11} \sin \phi_{L11} - I_{L21} \sin \phi_{L21}) \sin 2\omega_S t \\
 &\quad + \sum_{n=2}^{\infty} (-I_{L1n} \cos \phi_{L1n} - I_{L2n} \cos \phi_{L2n}) \cdot \\
 &\quad \{\cos(n+1)\omega_S t + \cos(n-1)\omega_S t\} \\
 &\quad + \sum_{n=2}^{\infty} (-I_{L1n} \sin \phi_{L1n} - I_{L2n} \sin \phi_{L2n}) \cdot \\
 &\quad \{\sin(n+1)\omega_S t + \sin(n-1)\omega_S t\}] \dots\dots\dots (2.10)
 \end{aligned}$$

直流キャパシタ電圧一定制御により直流キャパシタ電圧 v_{DC} を一定に制御するには、双方向バッテリチャージャを構成する 3 レグ構成 PWM 整流回路へ流出入する瞬時電力 p_{Rec} の平均値はバッテリに供給される有効電力 P_{bat} と等しくならなければならない。このことから、

2.9 先に提案した電力品質保証機能を有する EV 用双方向バッテリーチャージャの検討事項

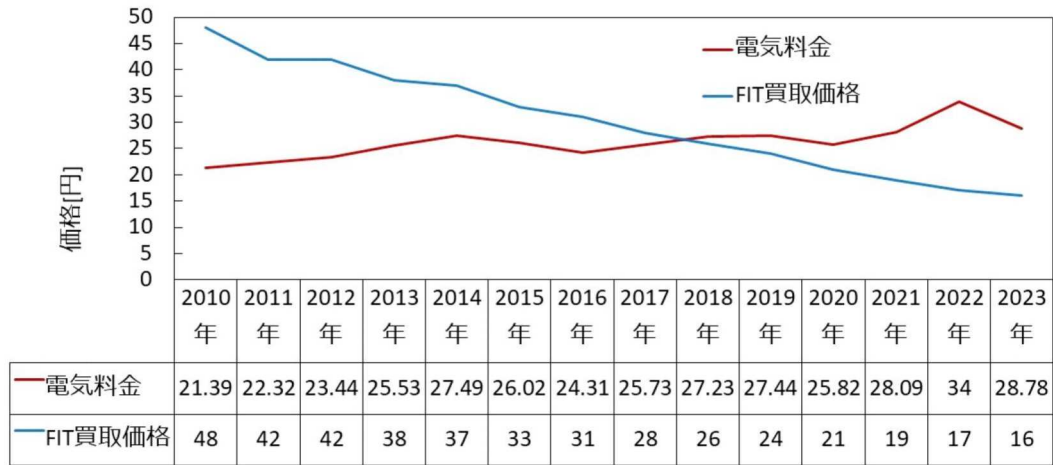


図 2.17 電力料金と FIT 買取価格の推移^(86, 87)

(2.10) 式より、次式が成り立つ。

$$\begin{aligned}\bar{p}_{\text{Rec}} &= V_L(-I_{L11} \cos \phi_{L11} - I_{L21} \cos \phi_{L21} + 2I_S) \\ &= P_{\text{bat}} \dots \dots \dots (2.11)\end{aligned}$$

(2.11) 式より、電源電流実効値 I_S は次式で与えられる。

$$I_S = \frac{I_{L11} \cos \phi_{L11} + I_{L21} \cos \phi_{L21}}{2} + \frac{P_{\text{bat}}}{2V_L} \dots \dots \dots (2.12)$$

したがって、単相 3 線式配電においては、図 2.16 に示すように、直流キャパシタ電圧一定制御系のみを用いることで、柱上変圧器低圧側において (2.8) 式で与えられる力率 1.00 のバランスした正弦波の電源電流を得ることができる。以上の不平衡有効電流、無効電流および高調波電流の制御を中心として、文献 (83) では高調波補償効果を改善する制御法の電力品質保証性能が、文献 (84) では、受電端電圧に高調波が含まれる場合の電力品質補償効果が、さらに文献 (85) では変換器容量の低減を目的とした無効電力調整機能を有するチャージャの電力品質保証機能が、それぞれシミュレーションおよび実験によって検証されている。しかし、これらの研究では、EV の充電電流および放電電流を定電流条件下のみで評価しており、HEMS を想定した放電電力制御の検討や、実用化を見据えたシームレスな動作切り替え制御については十分に議論されていない。そこで次章では、これらの課題を踏まえ、先に提案した双方向バッテリーチャージャの検討事項および改良点についてまとめる。

2.9 先に提案した電力品質保証機能を有する EV 用双方向バッテリーチャージャの検討事項

前節で述べたように、先に提案した EV 用双方向バッテリーチャージャは、単相 3 線式低圧配電系統における高調波電流、無効電流、不平衡電流の補償を実現し、電力品質保証機能の

表 2.6 中国電力株式会社料金プラン^(88,89)

充電時（夜間料金）	30.35 円
昼間料金	44.40 円
非 FIT 売電価格	7.15 円

有効性がシミュレーションおよび実験の両面から確認されている。しかしながら、これまでの研究では主に電力品質の観点に焦点が当てられており、HEMS を想定した放電電力制御は検討されていない。バッテリーの充放電電流を決定する要因は主に次の3点がある。

- バッテリーの残容量（State of charge: SOC）によって充放電電流を制御
- 系統が要求する電力に応じた充放電電流の制御
- 受電端電圧の状況によって充放電電流を制御

しかし、2.3 節で示したように、一般需要家が需給調整市場に直接参加することは現状では困難であり、家庭レベルで経済的な効果を得るためには、電気料金の最適化が最も現実的な手段であるといえる。図 2.17 に、日本における電力料金および再生可能エネルギー固定価格買取制度（Feed-in Tariff: FIT）による買取価格の推移を示す^(86,87)。近年、日本の電力料金は上昇傾向にあり、その主な要因として、国際的な燃料価格の高騰および再生可能エネルギー導入拡大に伴うコスト増加が挙げられる。また、FIT 買取価格の下落は、主に再生可能エネルギー設備の導入コストの低下および導入拡大による制度負担の増大を背景に、国民負担の抑制を目的として段階的に引き下げられてきたことによるものである。また、2009 年に開始された FIT 制度は、10 年間の買取期間を満了した設備が順次「卒 FIT」となり、売電価格が大幅に低下する。表 2.6 は、中国電力株式会社の電力料金を示したものである^(88,89)。夜間電力を用いて EV に蓄電した電力を昼間に系統へ逆潮流させた場合 23.20 円の損失が生じるのに対し、自家消費をした際は 14.15 円の利益をあげることができる。したがって、経済的観点からは、EV のバッテリーを単なる蓄電手段として用いるのではなく、EV の移動手段としての活用とのバランスによるが、家庭内の消費電力を賄う「自家消費型エネルギーシステム」として活用することが有効である。また、提案システムには EV を模擬したバッテリーのみしか模擬されていないが、多くの家庭には太陽光発電が設置されており、この余剰電力を系統へ逆潮流せず EV のバッテリーに蓄え、家庭内で消費することが最も需要家の経済的にメリットにつながる。この観点から、本論文では、EV のバッテリーに蓄えられた電力を放電する際に逆潮流を防止しながら家庭内負荷を賄うことのできる放電電力制御法を提案し、シミュレーションおよび実験結果によりその有効性を検証する。図 2.18 に検討する放電電力制御法の概要図を示す。

また、先に提案した EV 用双方向バッテリーチャージャは EV の未接続時にも電力品質保証

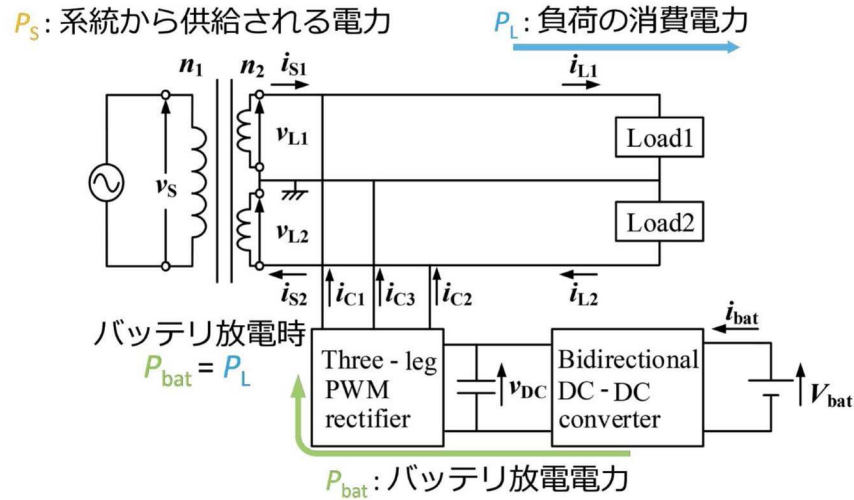


図 2.18 検討する放電電力制御法の概要

機能を維持できるよう設計されているため、充電動作（G2V）、放電動作（V2H/V2G）、および未接続動作（電力品質保証動作）の3つのモード間をシームレスに切り替える必要がある。本論文では、このモード切替時における電力品質保証機能の有効性についても、シミュレーションおよび実験により検討を行う。

また、住宅用 PCS では小型化・高効率化が求められており、近年では EV、太陽光発電、定置型蓄電池など多様な分散型電源が家庭内に設置されるケースが増加している。このため、本研究では、バッテリーチャージャのみならず HEMS 全体の電力制御を担う PCS としての活用を視野に入れ、直流部には DAB コンバータ、交流部には 3 レベル NPC インバータを用いて新たにシステムを構成した。この組み合わせにより、安全性を確保しつつ、システム全体の小型化と高効率化を同時に実現できる。2.5 で述べたように PCS は FRT 要件への適合を考慮する必要があるため、現在 EV 用のチャージャの充放電動作時においても FRT 要件を考慮することが検討されているため、FRT 要件を満たす制御法に関しても検討する。したがって、本論文では電力品質保証と系統安定性の両立を可能とする次世代 HEMS 用電力変換システムの検討を行う。

2.10 DAB コンバータ

本論文の第 6 章では、直流部の電力伝送に DAB コンバータを採用している。文献 (90) によると、EV 用バッテリーチャージャは一般のドライバによる家庭での使用を前提としているため、安全性の観点から出力部を系統から電氣的に絶縁し、非接地系とすることで感電リスクを低減する必要がある。また、太陽光発電 (PV) システムにおいても、では、PV モジュールと大地間の浮遊容量に起因する対地漏れ電流が発生しやすく、安全性の低下や誤動作検出

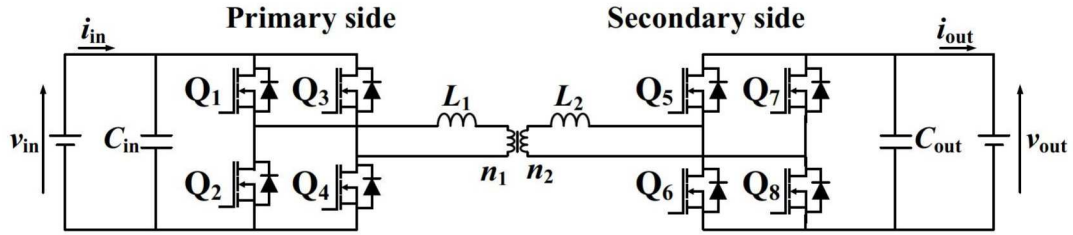


図 2.19 DAB コンバータの回路図

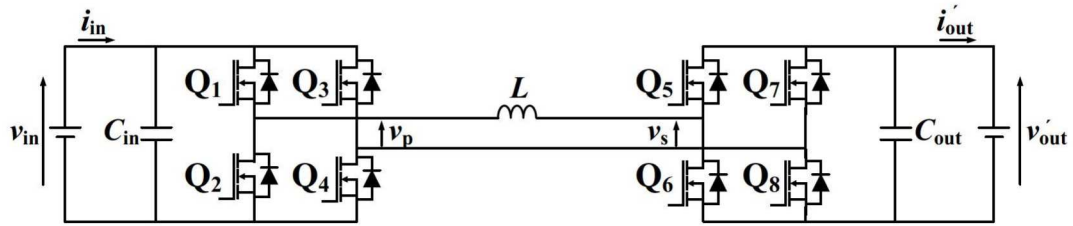


図 2.20 DAB コンバータの等価回路図

の要因となる^(91,92)。したがって、PV 側と系統側を絶縁することが望ましいとされる。一方で、絶縁を実現する系統連系トランスは大型・高コストであり、システム効率や設置性を低下させる要因となる。このため、近年は保護回路や漏れ電流検出回路を内蔵することで安全性を確保した非絶縁型 PCS も実用化されている。しかし、非絶縁構成ではコモンモード電圧変動に起因する漏れ電流を完全に抑制することは難しく、長期的信頼性の観点で課題が残る。これに対し、DAB コンバータは高周波トランスによって電氣的絶縁を維持しながら電力伝送が可能であり、安全性を確保したままトランスの小型・軽量化と高効率化を両立できる。また、双方向に電力伝送でき、フルブリッジ回路を1次側および2次側の双方に設けているため、大容量の電力伝送が可能であることも特徴である。以上より、本研究では安全性・小型化・高効率化に加え、HEMSに必要な双方向の大電力伝送を満たす直流電力変換部としてDAB コンバータを採用する。本節では、DABの基本構成と動作原理を述べ、その電力伝送特性を確認する⁽⁹³⁾。

図 2.19 に DAB コンバータの回路構成を示す。1 次側・2 次側の各フルブリッジは対角の素子を同時に ON/OFF し、矩形波電圧を生成する。1 次側電圧に対し 2 次側電圧を遅れ位相とすれば 1 次側 → 2 次側へ、進み位相とすれば 2 次側 → 1 次側へ電力が伝送される。図 2.20 は 2 次側の値を 1 次側の基準に換算し、変圧器を省略した DAB コンバータの等価回路である。以下に換算式を示す。

$$L = L_1 + \left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2 L_2 \quad \dots\dots\dots (2.13)$$

$$v_{out}' = v_{out} \frac{n_1}{n_2} \quad \dots\dots\dots (2.14)$$

$$i_{out}' = i_{out} \frac{n_1}{n_2} \quad \dots\dots\dots (2.15)$$

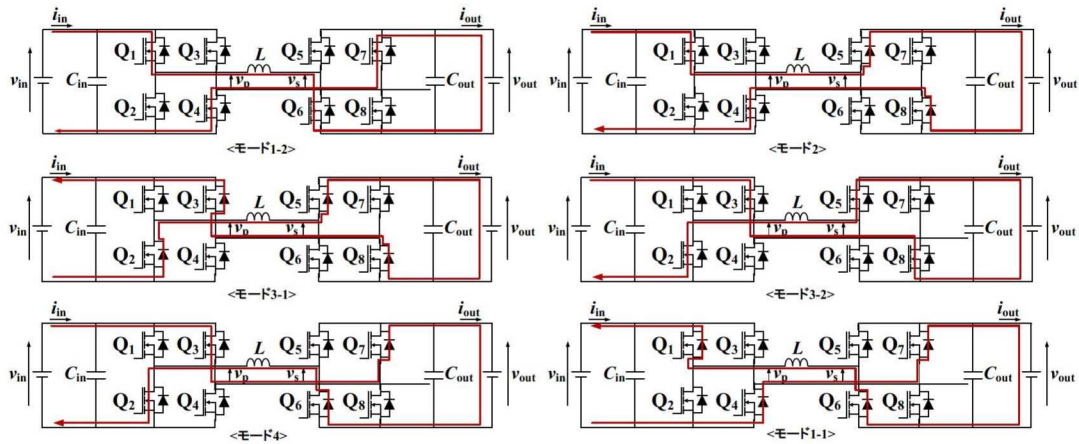


図 2.21 DAB コンバータの電流経路

以上の等価回路を用いて、DAB コンバータの動作を確認する。図 2.21 に示すように、DAB コンバータには 6 つの動作モードが存在する。以下にそれぞれの電流経路について説明を行う。

- ・モード 1-2

1 次側のブリッジは Q_1 および Q_4 が ON, 2 次側は Q_6 および Q_7 が ON となり, v_{in} と v_{out} が直列に接続され, 合成電圧が L に印可されるため電流は急速に増加する。

- ・モード 2

2 次側のブリッジの Q_6 および Q_7 が OFF, Q_5 および Q_8 が ON に切り替わったとき, Q_5 および Q_8 の並列ダイオードに転流するため, 1 次側電圧と 2 次側電圧の差分が L に印可され, 電流は傾きを変化させ増加を継続する。

- ・モード 3-1

1 次側のブリッジの Q_1 および Q_4 が OFF, Q_2 および Q_3 が ON に切り替わったとき, L に蓄積されたエネルギーにより, 電流は流れを維持しつつ, L には v_{in} と v_{out} の電圧が逆方向に印可され, 電流は急速に減少する。

- ・モード 3-2

L には引き続き v_{in} と v_{out} の電圧が逆方向に印可されるため, インダクタに流れる電流の極性はモード 3-1 と反転する。電流は Q_2 , Q_3 , Q_5 および Q_8 を流れ, v_{in} と v_{out} の電圧が直列に接続され, 合成電圧が L に印可され, 電流は急速に増加する。

- ・モード 4

2 次側のブリッジの Q_5 および Q_8 が OFF, Q_6 および Q_7 が ON に切り替わったとき, Q_6 および Q_7 の並列ダイオードに転流するため, 1 次側電圧と 2 次側電圧の差分が L に印可され, 電流は傾きを変化させ増加を継続する。

- ・モード 1-1

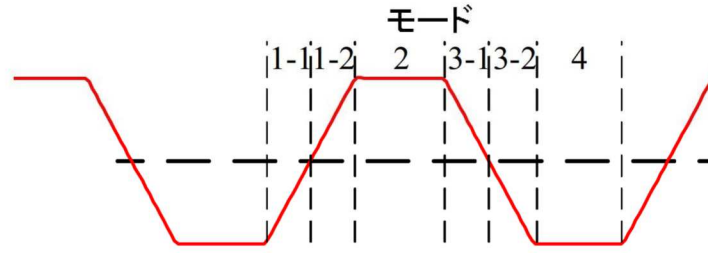


図 2.22 DAB コンバータのインダクタ電流

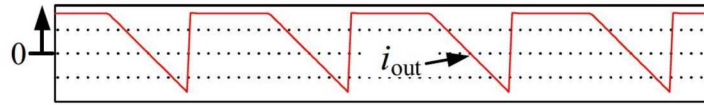


図 2.23 DAB コンバータの出力電流波形

1 次側のブリッジの Q_2 および Q_3 が OFF, Q_1 および Q_4 が ON に切り替わったとき, L に蓄積されたエネルギーにより, 電流は流れを維持しつつ, L には v_{in} と v_{out} の電圧が逆方向に印可され, 電流は急速に減少する。

図 2.23 にインダクタ L に流れる電流波形を示す。1 次側電圧と 2 次側電圧が等しい場合, モード 2 およびモード 4 では, インダクタ L に電圧が印可されず電流は一定となる。DAB の出力電流 i_{out} および出力電力 P_{out} の式は, 次式で与えられる。

$$i_{out} = \frac{V_1}{2\pi f_{sw} L} \phi \left(1 - \frac{\phi}{\pi}\right) \frac{n_1}{n_2} \quad \dots\dots\dots (2.16)$$

$$P_{out} = \frac{V_1 V_2}{2\pi f_{sw} L} \phi \left(1 - \frac{\phi}{\pi}\right) \frac{n_1}{n_2} \quad \dots\dots\dots (2.17)$$

出力電流および出力電力はそれぞれの矩形波電圧の位相差で決まることがわかる。図 2.23 に, DAB の出力電流波形を示す。DAB の出力電流には動作モードの説明でもわかるように動作 1 周期中に電流の極性が 2 度反転するため, 出力電流にはスイッチング周波数の 2 倍成分を主成分とするリプルが含まれる。PCS 出力電流にリプルが残存すると配電線インピーダンスによりリプル電圧が発生し, 蓄電池用の双方向チャージャではリプル電流が電池へ流入して発熱・劣化を招くおそれがあるため, リプル低減の工夫が不可欠である^(94,95)。先行研究では, 受動素子を用いて構成するパッシブフィルタ, 半導体素子を用いて構成するアクティブフィルタ, DAB コンバータの多層化によるリプルの低減が検討されている⁽⁹⁶⁻⁹⁸⁾。本研究では, パッシブフィルタを用いてリプル電流を減衰させ, 直流成分の抽出を行っている。一方で, PCS の小型・高効率化およびマルチレベルインバータの電圧バランス制御の観点から, DAB の 1 次側を 2 直列, 2 次側を 2 並列とする構成し, 制御上の工夫を加えることでパッシブフィルタの小型化を図った回路構成としている。

2.11 マルチレベルインバータ

本論文の第5章および第6章のシステムでは、系統連系を行うインバータとして3レベルNPCインバータを採用している。マルチレベルインバータは、従来の2レベルインバータと比較して、各スイッチング素子に印加される電圧を低減できること、インバータの出力電圧波形の変化幅が小さく高調波成分を抑制できること、スイッチング損失や電磁ノイズ (Electro Magnetic Interference: EMI) の発生を抑えられることなどの利点を有する⁽⁹⁹⁾。これにより、低耐圧・低オン抵抗のスイッチング素子を利用でき、導通損失の低減、高効率化および小型化が可能となる。加えて、高調波成分の低減により、従来必要であったLCフィルタの小型化や、場合によってはフィルタレス化も実現できる⁽¹⁰⁰⁾。その結果、装置の体積・重量・損失を低減しつつ、環境負荷の小さい高効率なインバータシステムの構築が可能となる。そのなかでも特に、トランスレス方式のマルチレベル電力変換器に対する注目度は高い⁽¹⁰¹⁾。図2.24に、インバータのレベル別出力波形の違いを示す。図2.24(a)は、2レベル波形、図2.24(b)は、マルチレベル波形 (7レベル) の例である。現在、使用されている電力変換器は2レベル構成であり、図2.24(a)のように、各相の出力電圧は2値のみを取り、そのパルス幅をPWM制御によって調整することで所望の出力電圧を得ている。一方、マルチレベル変換器は、回路内に複数の異なる電圧を保持し、それらを適切にスイッチングすることで、図2.24(b)のように3値以上の出力電圧を生成できる。これにより、出力波形の階調が増し、より正弦波に近い波形が得られる。この結果、スイッチング成分を除去するためのフィルタを小型化でき、系統へ流入する高調波電流を効果的に抑制することが可能となる。図2.25に、マルチレベルインバータの基本構成を示す。電圧形マルチレベルインバータの基本原理は、回路内に複数の異なる電圧をコンデンサ等で保持し、その分割電圧を主回路スイッチ素子のスイッチングによって選択することで、各相の出力電圧を多レベル化している。図2.26に代表的なマルチレベル回路方式を示す。これらは、(a)ダイオードクランプ型、(b)カスケードHブリッジ型、(c)フライングキャパシタ型に大別され、いずれも素子一つあたりに印加される電圧を分散させることで、出力電圧の高調波成分を低減することを目的としている。したがって、マルチレベル変換器は構造的に高調波や電磁ノイズの発生を抑制でき、2レベル変換器と同水準の高調波やノイズが許容される場合には、パッシブフィルタを小型化または除去することも可能である。

2.11.1 ダイオードクランプ回路

図2.26(a)に、ダイオードクランプ回路を示す。ダイオードクランプ回路は、単一の直流入力電圧を直列に接続した複数のキャパシタ (分割キャパシタ) により均等に分圧し、任意の分圧点電位をダイオードによりクランプすることでマルチレベル出力電圧を得る回路方式

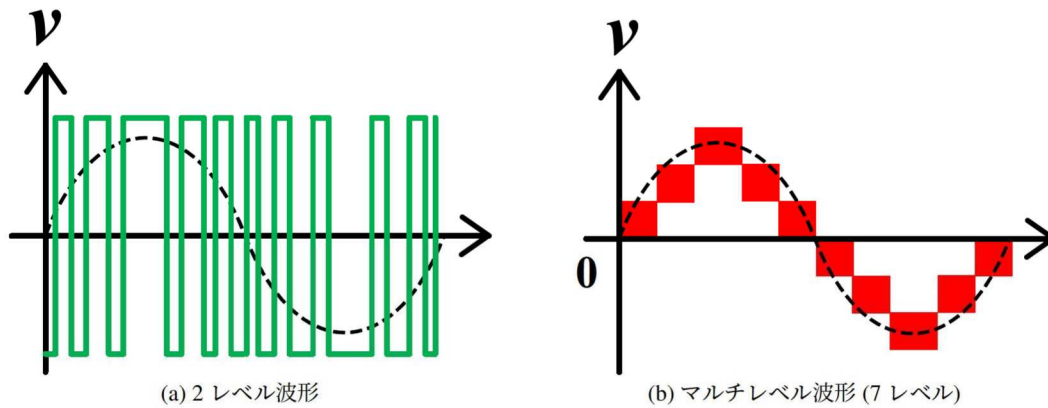


図 2.24 レベル別出力波形の違い

である。分割キャパシタによりマルチレベル電圧を実現するため、直流入力電源の絶縁は不要である。素子数を増やしてレベル数を増やすほど、各素子の定格耐圧を低くできる一方、主電流が通過する素子数が増加するため導通損が増加するデメリットがある。それを対策するために必要な素子数を減らすことの可能な逆阻止 IGBT を用いたアドバンスド T 型 NPC インバータなどの拡張方式が提案されている。また、4 レベル以上の回路では動作モードにより各キャパシタの充放電電荷量が不均一となり、電圧アンバランスが生じうるため、付加回路や電圧フィードバック等によるバランス制御が必要である。電圧のバランスを実現するために NPC 方式とフライングキャパシタ方式を組み合わせたアクティブ NPC (ANPC) インバータも検討されている。その中で 3 レベル NPC インバータは、機器点数・コンデンサ数の点で比較的簡潔な構成であり、制御も複雑化しないため、6.6 kV 級の中電圧用途（新幹線等）で実用化されているほか、400 V 級の低圧用途（PCS, UPS 等）でも応用と実用化が進んでいる^(102, 103)。実用化が進む NPC インバータの動作原理について説明する^(104, 105)。図. 2.27(a) に従来の単相フルブリッジインバータ、図. 2.27(b) に 3 レベル NPC インバータを示す。従来のインバータと NPC インバータを比較した際、NPC インバータのメリットは、スイッチング素子の耐圧を低減できる点、インバータの出力電圧の変化幅を低減できる点、出力電圧の高調波成分を低減できる点などが挙げられる⁽⁹⁹⁾。このことより、オン抵抗が低く、導通損失が少ない低耐圧のスイッチング素子が利用でき、スイッチング周波数の除去に必要な LC フィルタの小型化や、電子ノイズ (EMI) の発生を低減する効果がある⁽¹⁰⁰⁾。一方で、NPC インバータの直流側に接続される分割キャパシタの中性点はフローティングであるため、中性点電位が変動し、各スイッチング素子に耐圧を超過した電圧が印加される恐れや、制御の不安定を招く恐れがある。よって、中性点電位のバランスは非常に重要な要素である。表 2.7 に NPC インバータのスイッチングパターンおよびレグの出力電圧の関係について示す。

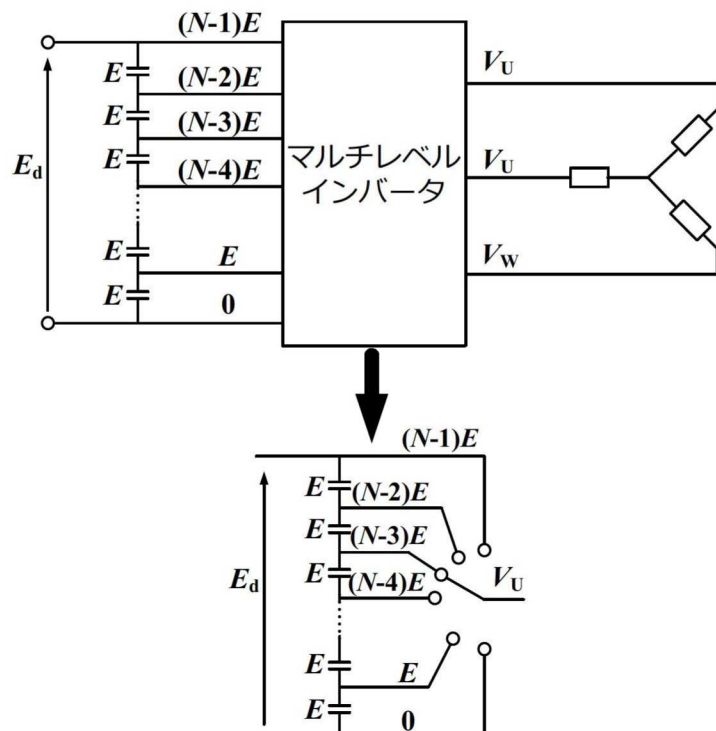


図 2.25 マルチレベルインバータの基本原理 (104, 105)

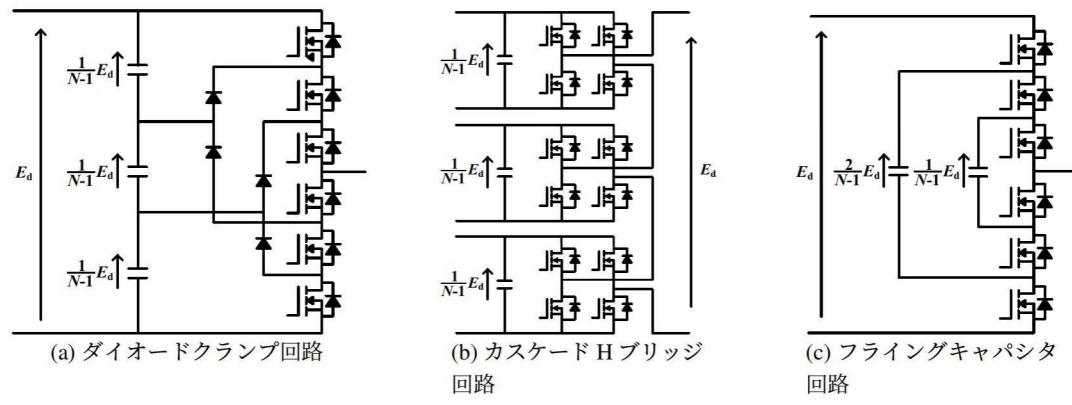


図 2.26 基本的なマルチレベル回路方式

NPC インバータのスイッチングパターンは Q_{11} と Q_{13} , Q_{12} と Q_{14} の間において相補的な関係で動作しており、レグの出力電圧は $E, E/2, 0$ の 3 パターンで動作する。NPC インバータの動作をシミュレーションで確認する。図. 2.28 に単相 3 レベル NPC インバータのシステム構成を示す。NPC インバータの Q_{11} と Q_{13} , Q_{12} と Q_{14} における相補的なスイッチングパターンを実現するために、2 個 1 組のキャリア波と 1 個の変調波を用いるユニポーラ変調方式にて三角波比較方式 PWM を行った⁽¹⁰⁵⁾。キャリア波は同位相の三角波を用いており、変調波の変調度は 0.7 としてシミュレーションを実施した。図 2.29 に図. 2.28 のシミュレーション

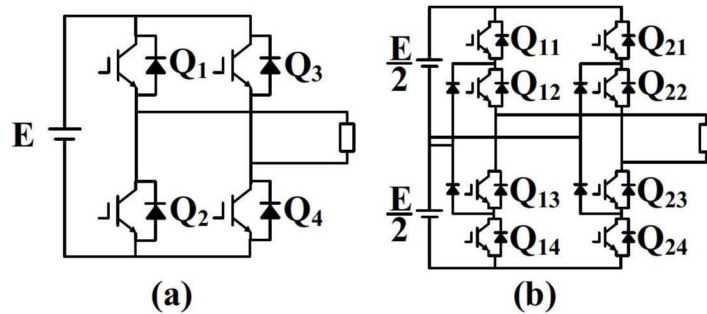


図 2.27 インバータの比較：(a) 単相フルブリッジインバータ，(b) 単相 3 レベル NPC インバータ

表 2.7 3 レベル NPC インバータのスイッチングパターン

相電圧	E	E/2	0
Q ₁₁	ON	OFF	OFF
Q ₁₂	ON	ON	OFF
Q ₁₃	OFF	ON	ON
Q ₁₄	OFF	OFF	ON

結果を示す。波形は上から、キャリア波および変調波、レグ1の出力電圧、レグ2の出力電圧、線間の出力電圧となっている。波形より、各レグの出力電圧は3レベル、線間の出力電圧は5レベルとなっており、NPC インバータを用いることで、マルチレベル波形を出力できていることが確認できる。

2.11.2 カスケード接続インバータ

図 2.26(b) に、カスケード H ブリッジ回路を示す。本方式は、一般的な 2 レベル H ブリッジを直列多段に接続し、各ブリッジ出力の和として多レベル出力を得る方式である^(106,107)。マルチレベルインバータでは電圧レベルを多段化することにより、2 レベルのインバータと比較してスイッチング周波数を低く抑えることができる。カスケード接続された各 H ブリッジ回路のグランドが異なるため、直流入力電源はブリッジごとに絶縁された電源を要する。与えられた直流入力電圧に対して、接続するブリッジの段数を増やすほど、出力できる電圧レベル数を増加でき、各主回路スイッチ素子およびキャパシタの耐電圧を低くすることが可能である。すなわち、接続する H ブリッジ回路の数を増やすほど、高電圧を扱うことができる。しかしながら、出力レベル数を増やすほど高調波を抑制できるが、主電流が通過する主回路スイッチ素子数が増加するため導通損が増加する。また、キャリア信号の位相シフトによって出力スイッチング周波数を上げることができ、デバイスの平均スイッチング周波数を下げることができる。これにより、空冷装置の小型化と損失の低減が可能となる。

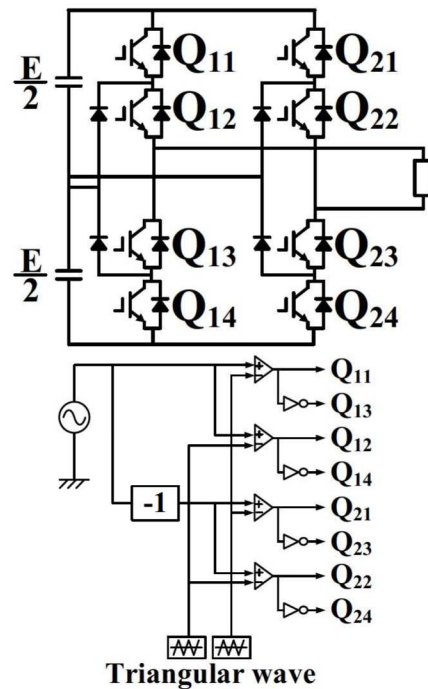


図 2.28 単相 3 レベル NPC インバータのシステム構成

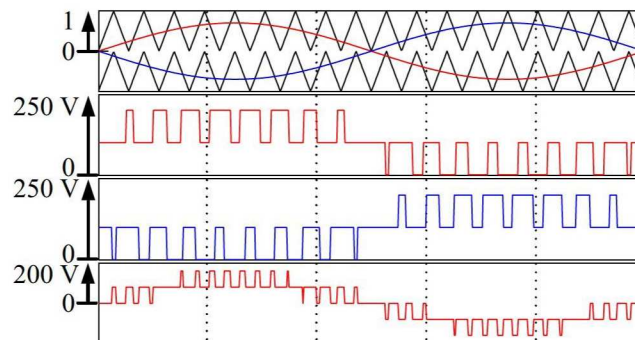


図 2.29 図. 2.28 のシミュレーション結果

2.11.3 フライングキャパシタ回路

図 2.26(c) に、フライングキャパシタ回路を示す。本方式は、回路内でフローティングしたキャパシタ（フライングキャパシタ）に複数の異なる電圧を保持し、それらの電圧値の加算及び減算によりマルチレベル出力電圧を得る回路方式である。ダイオードクランプ回路のような付加回路無しでフライングキャパシタの電圧値を規定値に保つことができる。カスケード H ブリッジ回路やダイオードクランプ回路方式と同様、レベル数を多くするほど各スイッチング素子の定格電圧を低くすることが可能だが、フライングキャパシタに関しては、各々が異なる電圧を保持し、最も電圧の高いフライングキャパシタは電源電圧に近い電圧値を保持する必要があるため、レベル数を増やしてもキャパシタの耐電圧を下げるできない

表 2.8 基本的なマルチレベル回路方式の特徴

回路方式	カスケード H ブリッジ	ダイオードクランプ	フライングキャパシタ
DC 入力電圧源の構成	各ブリッジに絶縁電源	単一電源	単一電源
スイッチ素子の所用耐圧	$E_d/(N-1)$	$E_d/(N-1)$	$E_d/(N-1)$
キャパシタの所用耐圧	$E_d/(N-1)$	$E_d/(N-1)$	$V_n=(N-1-n)E_d/(N-1)$
電圧アンバランス	生じない	動作モードにより生じる	生じない

という欠点がある。また、各フライングキャパシタには負荷電流が直接流れるため、発熱も考慮する必要がある⁽¹⁰⁸⁾。

表 2.8 に、基本的なマルチレベル回路方式の特徴を示す。表 2.8 について、 E_d は入力直流電源、 N はレベル数、 V_n は入力端から n 番目の電圧値を表している。DC 入力電圧源はカスケード H ブリッジのみ複数の絶縁電源を用いるが、その他の回路については単一電源のみで良い。キャパシタの所用耐圧については、カスケード H ブリッジ、ダイオードクランプについてはレベル数を多くすることで所用耐圧を低くすることができるが、フライングキャパシタについては、入力端から近いキャパシタほど所用耐圧を上げる必要がある。表 2.8 に示した式からもわかるように、入力端に一番近いキャパシタについては、電源電圧と同程度の所用耐圧をもったキャパシタが必要になる。以上を踏まえ、本論文のシステムでは、部品点数と制御の簡潔さ、単一 DC 電源で構成可能であることおよび DC リンク電圧が低圧域であるという前提から、3 レベル NPC インバータを採用した。これにより、素子 1 つあたりの所要耐圧を低減しつつ、出力電圧の高調波抑制によりフィルタの小型化を図り、システムの高効率・小型化と実装容易性の両立を実現する。

第3章 電力品質保証機能を有する EV 用双方向バッテリーチャージャの放電電力制御法

第3章では、電力品質保証機能を有する EV 用双方向バッテリーチャージャの放電電力制御法を提案する。前章では、先に提案した直流キャパシタ電圧一定制御を用いた EV 用双方向バッテリーチャージャの制御法を説明し、無効電力および不平衡有効電流に加えて、高調波電流の補償が可能であることを明らかにした。本章では、前章でも述べた成果を踏まえ、需要家の経済的メリットを最大化する観点から、双方向バッテリーチャージャが放電動作を行う際に逆潮流を防止するための放電電力制御法について計算機シミュレーションおよび実験によって確認する。

3.1 電力品質保証機能を有する EV 用双方向バッテリーチャージャの放電電力制御法

3.1.1 EV 用双方向バッテリーチャージャのシステム構成

図 3.1 に、単相三線式配電線における電力品質保証機能を有する EV 用双方向バッテリーチャージャに放電電力制御法を付加したシステム構成および制御ブロック図を示す。近年、多くの家庭用電気機器にはダイオード整流回路が内蔵されており、本研究ではこれを考慮して、抵抗とインダクタからなる線形負荷およびダイオード整流回路を用いた非線形負荷によって家庭内負荷を模擬している。さらに、Feeder1 および Feeder2 の負荷バランスは、日本電気技術規格委員会 (JESC) の内線規程に定められた最大不平衡率 40% に基づき設定しており、想定される不平衡負荷のワーストケースを模擬している⁽⁶⁵⁾。そのため、家庭内負荷に流入する電流 i_{L1} および i_{L2} は、無効成分および高調波成分を含む不平衡な波形となる。提案する EV 用双方向バッテリーチャージャは、スイッチ Q_1 から Q_6 によって構成される 3 レグ構成 PWM 整流回路と、スイッチ Q_7 および Q_8 から構成される双方向 DC-DC コンバータによって構成される。EV 内のバッテリーは直流電圧源 V_{bat} として模擬しており、これにより整流回路は正弦波で平衡した電源電流 i_{S1} と i_{S2} を実現できる。また、図 3.1 に示す制御ブロックは、文献 (76) および文献 (77) で提案された双方向バッテリーチャージャの制御法を基礎としている。本手法では、図 2.15 に示された制御ブロックに対して、3 次調波に同期し

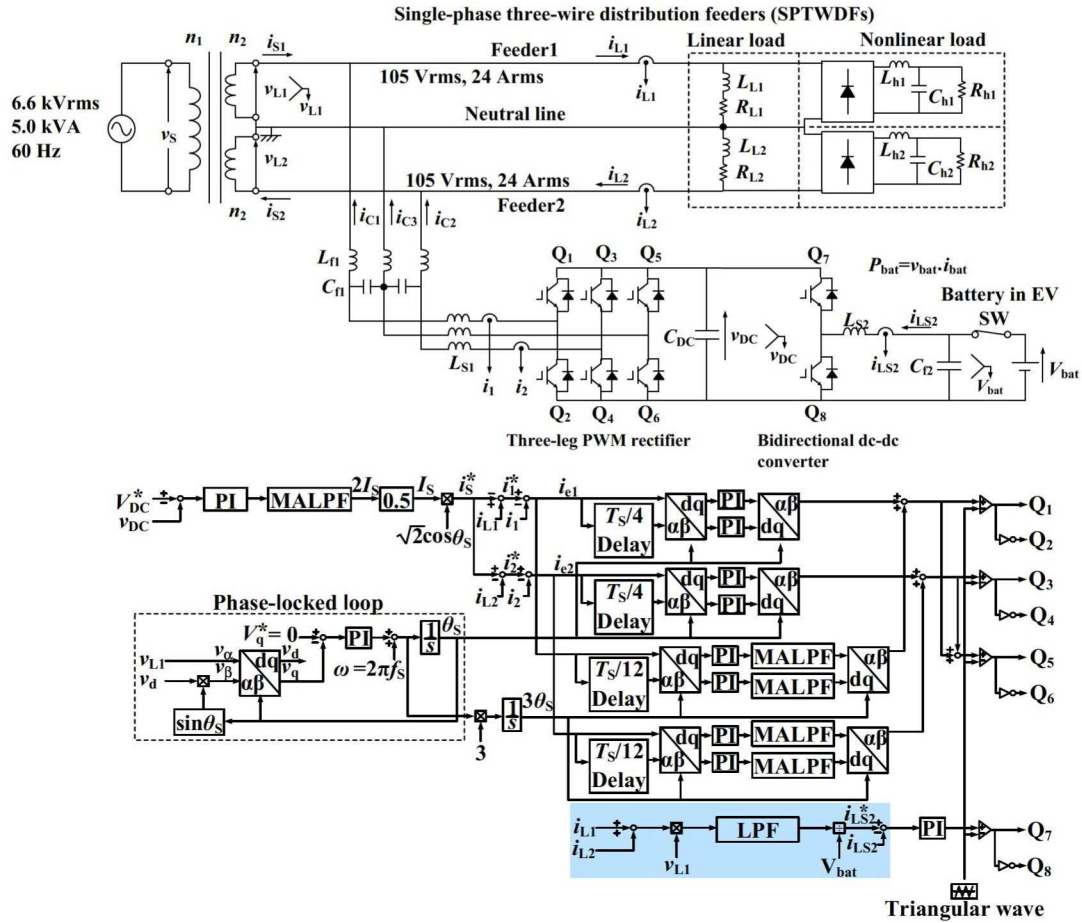


図 3.1 逆潮流を防止可能な放電電力制御法を用いた EV 用双方向バッテリーチャージャの構成図

た d-q 座標上の電流フィードバック制御を付加することで、電源電流の THD を低減することが可能である。この制御法における高調波補償の改善効果については文献 (83) にて確認されており、本研究においても、3 次調波に同期した d-q 座標上の電流フィードバック制御の有無における高調波補償の改善効果を検証したうえで制御ブロックへ実装している。制御ブロック図中の青塗りの部分が、本章で検討対象とする放電電力制御法の制御ブロックである。次節では、この制御部の基本原理について詳細に説明する。

3.1.2 逆潮流を防止する放電電流決定法

電力品質保証機能を有する EV 用双方向バッテリーチャージャの逆潮流を防止する双方向 DC-DC コンバータの放電電力制御法の基本原理について述べる。図 3.1 において、低圧側

電圧 v_{L1} および v_{L2} は正弦波で与えられる。このとき、それぞれの電圧は次式で表される。

$$v_{L1} = v_{L2} = \sqrt{2}V_L \cos \omega_S t \dots\dots\dots (3.1)$$

3 レグ構成 PWM 整流回路により i_{L1} および i_{L2} の無効電流成分、高調波電流成分および不平衡成分が補償され電源電流 i_{S1} および i_{S2} が力率 1.00 で正弦波であるとする。その時、 i_{S1} および i_{S2} は次式で表される。

$$\begin{aligned} i_{S1} &= i_{S2} \\ &= \sqrt{2}I_S \cos \omega_S t \dots\dots\dots (3.2) \end{aligned}$$

本システムの負荷条件より、負荷電流 i_{L1} および i_{L2} は不平衡であり、無効電流および高調波電流を含む。このとき、 i_{L1} および i_{L2} は次式で表される。

$$\begin{aligned} i_{L1} &= \sqrt{2}\{I_{L11} \cos(\omega_S t - \phi_{L11}) \\ &\quad + \sum_{n=2}^{\infty} I_{L1n} \cos(n\omega_S t - \phi_{L1n})\} \\ i_{L2} &= \sqrt{2}\{I_{L21} \cos(\omega_S t - \phi_{L21}) \\ &\quad + \sum_{n=2}^{\infty} I_{L2n} \cos(n\omega_S t - \phi_{L2n})\} \dots\dots\dots (3.3) \end{aligned}$$

3 レグ構成 PWM 整流回路から出力される補償電流 i_{C1} 、 i_{C2} および i_{C3} は、次式で表される。

$$\begin{aligned} i_{C1} &= i_{L1} - i_{S1} \\ i_{C2} &= -i_{L2} + i_{S2} \\ i_{C3} &= -(i_{C1} + i_{C2}) \dots\dots\dots (3.4) \end{aligned}$$

このとき、3 レグ構成 PWM 整流回路へ流出入する瞬時電力 p_{Rec} は次式となる。

$$\begin{aligned} p_{Rec} &= -v_{L1} \cdot i_{C1} + v_{L2} \cdot i_{C2} \\ &= V_L [(-I_{L11} \cos \phi_{L11} - I_{L21} \cos \phi_{L21} + 2I_S) \\ &\quad + (-I_{L11} \cos \phi_{L11} - I_{L21} \cos \phi_{L21} + 2I_S) \cos 2\omega_S t \\ &\quad + (-I_{L11} \sin \phi_{L11} - I_{L21} \sin \phi_{L21}) \sin 2\omega_S t \\ &\quad + \sum_{n=2}^{\infty} (-I_{L1n} \cos \phi_{L1n} - I_{L2n} \cos \phi_{L2n}) \cdot \\ &\quad \{\cos(n+1)\omega_S t + \cos(n-1)\omega_S t\} \\ &\quad + \sum_{n=2}^{\infty} (-I_{L1n} \sin \phi_{L1n} - I_{L2n} \sin \phi_{L2n}) \cdot \\ &\quad \{\sin(n+1)\omega_S t + \sin(n-1)\omega_S t\}] \dots\dots\dots (3.5) \end{aligned}$$

図 3.1 において、直流キャパシタ電圧一定制御ブロックにより v_{DC} が一定に保たれているものとする。このとき、双方向バッテリーチャージャを構成する 3 レグ構成 PWM 整流器へ流出

入する瞬時電力 p_{Rec} の平均値はバッテリーに供給される有効電力 P_{bat} と等しくならなければならない。したがって、 p_{Rec} の平均値 $\bar{p}_{\text{Rec}}$ は次式となる。

$$\begin{aligned}\bar{p}_{\text{Rec}} &= V_L(-I_{L11} \cos \phi_{L11} - I_{L21} \cos \phi_{L21} + 2I_S) \\ &= P_{\text{bat}} \dots \dots \dots (3.6)\end{aligned}$$

(4.6) 式より、(5.2) 式の電源電流実効値 I_S は次式で与えられる。

$$I_S = \frac{I_{L11} \cos \phi_{L11} + I_{L21} \cos \phi_{L21}}{2} + \frac{P_{\text{bat}}}{2V_L} \dots \dots \dots (3.7)$$

電源側で (4.7) 式の I_S をゼロにできれば、逆潮流を防止しながら V2H が実現できる。(4.7) 式において、 $P_{\text{bat}} = V_{\text{bat}} \times i_{\text{bat}}$ より、 i_{bat} は次式となる。

$$i_{\text{bat}} = -\frac{V_L(I_{L11} \cos \phi_{L11} + I_{L21} \cos \phi_{L21})}{V_{\text{bat}}} \dots \dots \dots (3.8)$$

したがって、放電時において双方向 DC-DC コンバータ指令値 I_{LS2}^* を (3.8) 式により与えることで逆潮流を防止しながら V2H 動作を実現できる。ここまでに基本原理について理論的に明らかにしたので、図 3.1 の放電電力制御法を実現する、青塗りの制御ブロックについて説明する。検出した i_{L1} および i_{L2} の和に v_{L1} を乗算することで負荷で消費される瞬時電力を算出し、カットオフ周波数を 5 Hz に設定したローパスフィルタ (LPF) を用いて負荷の瞬時消費電力の直流分を抽出することで負荷が消費する有効電力を求める。さらに、負荷の有効消費電力を V_{bat} で除算することで、双方向チョップの放電電流指令値 i_{LS2}^* を算出できる。以上により、提案法では負荷の消費電力に応じて動的に放電電力が決定され、逆潮流を生じることなく家庭内需要を満たすことができる。

3.1.3 定常負荷におけるシミュレーション結果

前節で提案した逆潮流を防止可能な新しい放電電力制御法の有効性を、PSIM を用いた計算機シミュレーションにより確認する。EV 用双方向バッテリーチャージャの制御アルゴリズムは C 言語で記述し、PSIM 上で動作する Dynamic Link Library (DLL) を用いて構成した。検出値の取り込みおよび演算した指令値の出力は、実験で使用予定の DSP と同様に、三角波比較方式 PWM の三角波 1 周期ごとに 1 回実行される。家庭内負荷 Load1 および Load2 は、内線規程で定められた設備不平衡の上限値である 40 % の不平衡条件を想定した。Load1 の負荷を 1.2 pu とし、力率および THD はそれぞれ 0.85 および 21.9 % とした。Load2 は 0.8 pu とし、力率および THD はそれぞれ 0.88 および 24.7 % とした。シミュレーション回路は図 3.1 に示す構成と同一であり、表 3.1 にシミュレーションに用いた回路定数を示す。図 3.2 に、図 3.1 における逆潮流を防止する EV 用双方向バッテリーチャージャの放電電力制御法のシミュレーション結果を示す。柱上変圧器低圧側の定格は 5.0 kVA、60 Hz、105 Vrms およ

3.1 電力品質保証機能を有する EV 用双方向バッテリーチャージャの放電電力制御法

表 3.1 図 3.1 の回路定数

Item	Symbol	Value
Linear Load1 1.2 pu with power factor of 0.8	L_{L1}	12.1 mH
	R_{L1}	5.5 Ω
Non Linear Load1	L_{h1}	4.9 mH
	C_{h1}	470 μ F
	R_{h1}	10 Ω
Linear Load2 0.8 pu with power factor of 0.9	L_{L2}	15.9 mH
	R_{L2}	9 Ω
Non Linear Load2	L_{h2}	6.0 mH
	C_{h2}	330 μ F
	R_{h2}	16 Ω
Filter inductor	L_{f1}	0.46 mH
Filter capacitor	C_{f1}	10.0 μ F
Switching inductor	L_{S1}	1 mH
DC-capacitor	C_{DC}	2700 μ F
DC-capacitor voltage	V_{DC}^*	385 Vdc
Filter inductor for chopper	L_{S2}	3.3 mH
Filter capacitor for chopper	C_{f2}	1000 μ F
Battery voltage	V_{bat}	360 Vdc
Internal resistor of battery	r	72 m Ω
Switching frequency	f_{sw}	9.36 kHz

表 3.2 定常状態におけるバッテリー放電前後の電力フロー

	電源側有効電力	バッテリー放電電力	負荷の消費電力
バッテリーの放電開始前	4.4kW	0W	4.4kW
バッテリーの放電時	0W	4.5kW	4.5kW

び 24 Arms である。波形は上から、柱上変圧器の低圧側電圧 v_{L1} および v_{L2} 、電源電流 i_{S1} および i_{S2} 、負荷電流 i_{L1} および i_{L2} 、スマートチャージャが出力する補償電流 i_{C1} 、 i_{C2} および i_{C3} 、直流キャパシタ電圧 v_{DC} およびバッテリーの放電電流 i_{LS2} を示している。バッテリーの放電電流指令値 I_{LS2}^* は、図 3.2 に示している、started の時間から直流キャパシタ電圧 v_{DC} の急上昇を抑制するため 160 ms の時間をかけてランプ状に上昇させている。バッテリーの放電開始前において、負荷電流 i_{L1} および i_{L2} は不平衡状態で歪んだ波形となっている。このとき、 i_{L1} および i_{L2} の Total Harmonic Distortion (THD) は、それぞれ、21.8% および 24.7% である。一方、電源側では電力品質が保証されており、正弦波で平衡した電源電流 i_{S1} および i_{S2} となっている。このとき、 i_{S1} および i_{S2} の THD は、それぞれ、2.49% および 1.73% である。バッテリーの放電電流指令値 I_{LS2}^* が上昇すると電源電流 i_{S1} および i_{S2} の振幅が減少する様子が確認できる。定常状態におけるバッテリーの放電開始前とバッテリーの放電時におい

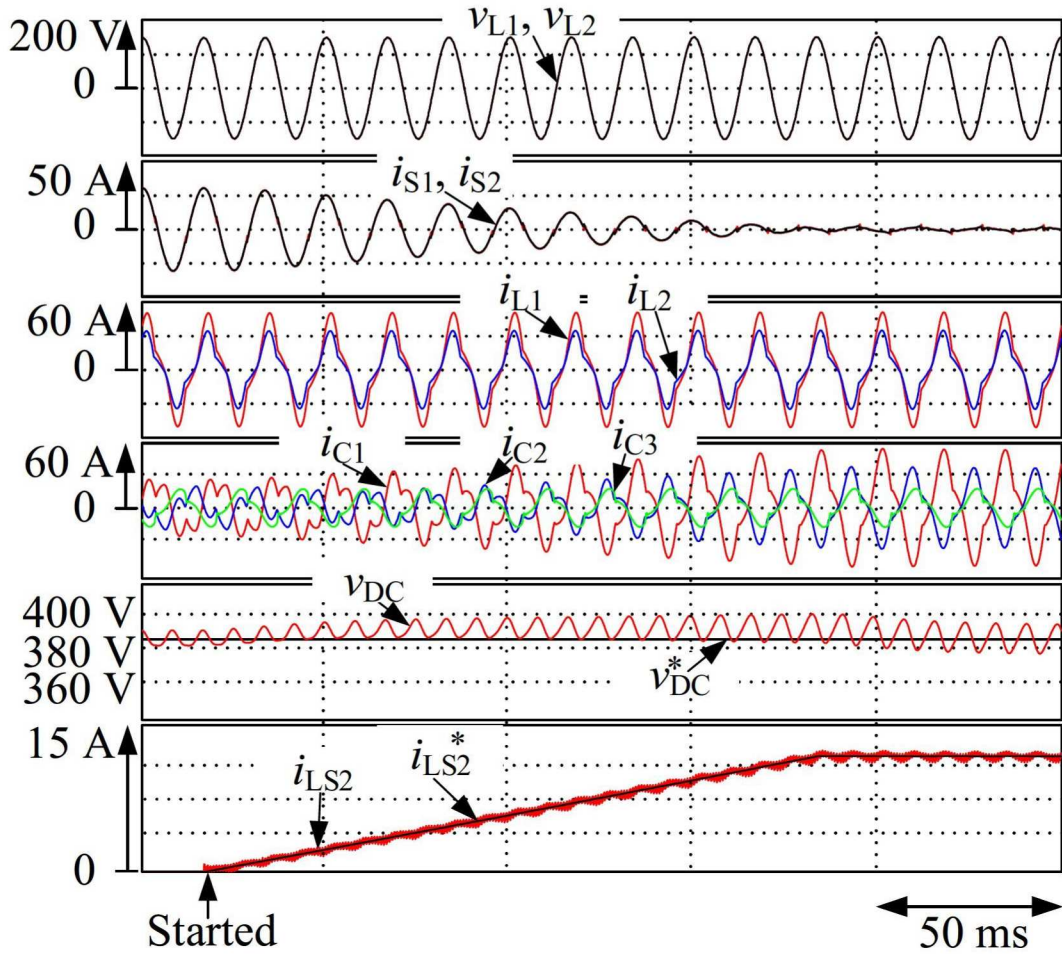


図 3.2 逆潮流を防止可能な放電電力制御法を用いた EV 用双方向バッテリーチャージャのシミュレーション結果

て、電源側有効電力、バッテリー放電電力および負荷の消費電力の関係を表 3.2 にまとめた。表 3.2 より、バッテリーの放電開始前には負荷で消費される電力が電源から供給されているのに対し、放電時には負荷で消費される電力がバッテリーの放電電力によって供給されていることがわかる。以上の結果から、電力品質保証機能を有する EV 用双方向バッテリーチャージャにおいて、提案した放電電力制御法により逆潮流を防止しながら V2H 動作を実現できることを確認した。

3.1.4 負荷変動におけるシミュレーション結果

3.1.2 節において、提案する放電電力制御法では、負荷の消費電力に応じて動的に放電電力が決定され、逆潮流を生じることなく家庭内需要を満たすことができるということを原理的に確認した。本節では、この放電電力制御法の動作特性をさらに検証するため、放電電力が

3.1 電力品質保証機能を有する EV 用双方向バッテリーチャージャの放電電力制御法

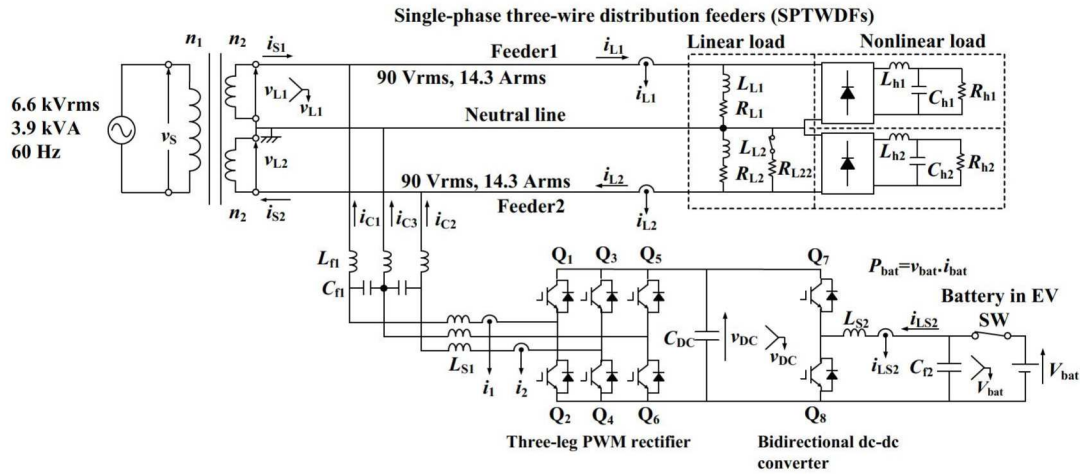


図 3.3 負荷変動を模擬した EV 用双方向バッテリーチャージャの主回路構成図

負荷変動に追従する様子をシミュレーションにより確認した。図 3.3 に、負荷変動を模擬できる主回路構成を示す。変更点は、Feeder2 の線形負荷に新たに $20\ \Omega$ の純抵抗負荷 R_{L22} を並列接続した点である。この抵抗負荷の接続／切り離しを切り替えることで、負荷変動を模擬している。図 3.4 に、負荷変動発生時のシミュレーション結果を示す。波形は上から、柱上変圧器の低圧側電圧 v_{L1} および v_{L2} 、電源電流 i_{S1} および i_{S2} 、負荷電流 i_{L1} および i_{L2} 、スマートチャージャが出力する補償電流 i_{C1} 、 i_{C2} および i_{C3} 、直流キャパシタ電圧 v_{DC} およびバッテリーの放電電流 i_{LS2} を示している。前節の定常負荷条件下におけるシミュレーション結果と同様に、負荷変動発生前では、バッテリーの放電電流 i_{LS2} の増加とともに電源電流 i_{S1} および i_{S2} の振幅が減少していることが確認できる。さらに、Feeder2 に純抵抗負荷 R_{L22} が接続され、負荷が増加した後も、放電電流 i_{LS2} が増加し、電源電流 i_{S1} および i_{S2} の振幅を零に抑制していることが波形から確認できる。また、負荷変動発生時には変換器出力電流が瞬時に変化するが、直流キャパシタ電圧 v_{DC} は一定に制御できていることがわかる。さらに、放電電流 i_{LS2} は急激に変化せず、緩やかに増加している。この挙動は、負荷の瞬時消費電力から有効電力を抽出する際に用いたデジタル 2 次バターワース形 LPF の時定数によるものであり、このフィルタの応答特性が直流キャパシタ電圧を安定に維持することに寄与していると考えられる。負荷変動発生前後における電源側有効電力、負荷の消費電力およびバッテリー放電電力の関係を表 3.3 に示す。表 3.3 より、負荷変動の有無にかかわらず、家庭内で負荷により消費される電力はバッテリーの放電電力によって供給されていることが確認できる。以上の結果から、電力品質保証機能を有する EV 用双方向バッテリーチャージャにおいて、放電電力制御法は負荷の消費電力に応じて動的に放電電力を決定し、逆潮流を防止しながら家庭内需要を満たすことができ、V2H 動作を実現できることをシミュレーションにより確認した。

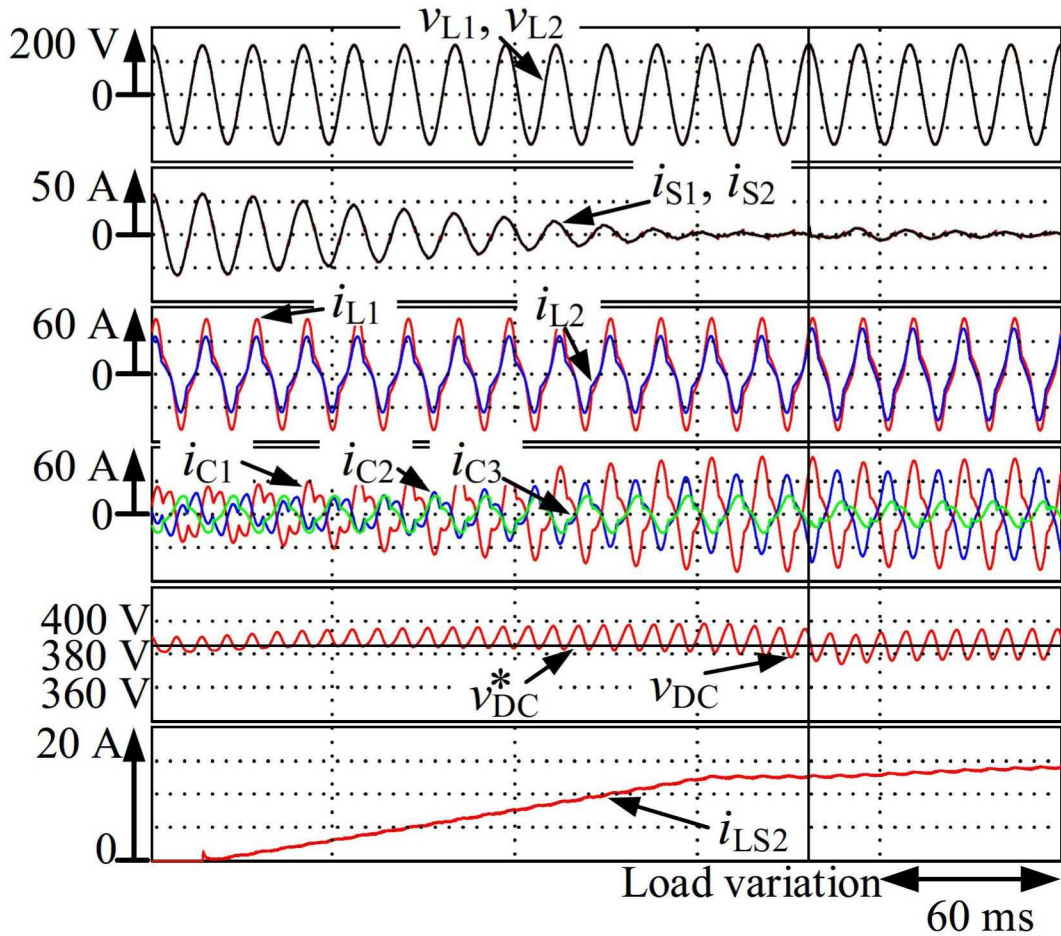


図 3.4 放電電力制御法を用いたEV用双方向バッテリーチャージャの負荷変動時におけるシミュレーション結果

3.1.5 定常負荷における実験結果

図 3.1 において、高圧側電圧は 6.6 kVrms であり、研究室レベルで実験装置を構成するのは困難である。そこで、高圧側電圧を 180 Vrms として縮小モデルの実験装置を構成した。このとき、変圧器の定格は 2.6 kVA であり、低圧側電圧は 90 Vrms および電源電流は 14.8 Arms である。図 3.5 に、構成した実験装置の主回路構成図を、表 3.4 に実験に用いた回路定数を示す。放電電力制御法に基づいた放電電流を用いる場合、シミュレーションと同一の負荷条件では、双方向バッテリーチャージャを構成する 3 レグ構成 PWM 整流回路の定格容量を超過してしまう。そのため、実験では家庭内負荷である Load1 および Load2 の抵抗値をシミュレーション時より大きく設定し、負荷の消費電力を抑制することで、チャージャからの出力電力を低減している。縮小モデルの実験装置において、直流キャパシタ電圧一定制御の指令値は 360 Vdc、バッテリーの放電電流の指令値は提案する放電電力制御法により生

3.1 電力品質保証機能を有する EV 用双方向バッテリーチャージャの放電電力制御法

表 3.3 シミュレーションにおける負荷変動発生前後の電力フロー

	電源側有効電力	バッテリー放電電力	負荷の消費電力
負荷変動発生前	0W	4.5kW	4.5kW
負荷変動発生後	0W	5.1kW	5.1kW

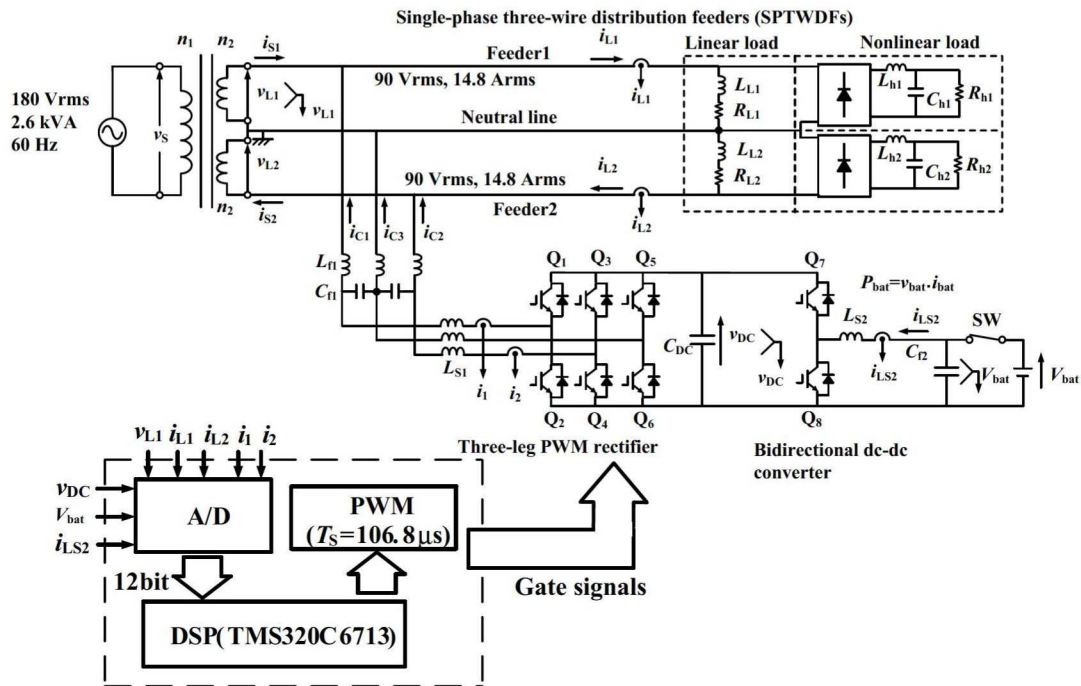


図 3.5 逆潮流を防止可能な放電電力制御法を用いた EV 用双方向バッテリーチャージャの縮小モデルにおける主回路構成図

成され、EV のバッテリーの電圧は 257 Vdc とした。EV のバッテリーは、研究室で所有している定格電圧 300 V の直流電圧源 HX0300-25 を用いた。双方向バッテリーチャージャの指令値演算および各制御アルゴリズムには DSP (TMS320C6713, 225 MHz) を使用した。検出した電源電圧 v_s 、負荷電流 i_{L1} および i_{L2} 、補償電流 i_1 および i_2 、直流キャパシタ電圧 v_{DC} 、バッテリー電流 i_{LS2} は、A/D 変換器により 12bit のデジタル量へ変換され、サンプリング周期 106.8 μs ごとに DSP へ取り込まれる。DSP 内では、双方向バッテリーチャージャの出力電流指令値 i_1^* および i_2^* の演算、直流キャパシタ電圧 v_{DC} 一定制御、双方向チョップの制御および三角波比較 PWM 方式の処理を一括して行っている。双方向バッテリーチャージャの 3 レグ構成 PWM 整流器には、MyWay 社製の 3 レグインバータの MWINV-9R122B を用いており、3 レグインバータを構成する 6-in-1 IGBT モジュールは、三菱電機株式会社製の PM50RSA060 を採用した。双方向 dc-dc コンバータは三菱電機株式会社製の 2-in-1 IGBT モジュールである CM100DY-24A を用いて構成した。

表 3.4 図 3.5 の回路定数

Item	Symbol	Value
Linear Load1	L_{L1}	12.1 mH
	R_{L1}	20 Ω
Non Linear Load1	L_{h1}	3.67 mH
	C_{h1}	470 μ F
	R_{h1}	10 Ω
Linear Load2	L_{L2}	12 mH
	R_{L2}	22 Ω
Non Linear Load2	L_{h2}	6 mH
	C_{h2}	330 μ F
	R_{h2}	16 Ω
Filter inductor	L_{f1}	0.46 mH
Filter capacitor	C_{f1}	10.4 μ F
Switching inductor	L_{S1}	1 mH
DC-capacitor	C_{DC}	2700 μ F
DC-capacitor voltage	V_{DC}^*	257 Vdc
Filter inductor for chopper	L_{S2}	3.3 mH
Filter capacitor for chopper	C_{f2}	1000 μ F
Battery voltage	V_{bat}	360 Vdc
Internal resistor of battery	r	72 m Ω
Switching frequency	f_{sw}	9.36 kHz

図 3.6 および図 3.7 に、図 3.5 における逆潮流を防止する EV 用双方向バッテリーチャージャの未放電時および放電電力制御法を用いた放電時の実験結果を示す。柱上変圧器低圧側の定格は 2.6 kVA, 60 Hz, 90 Vrms および 14.8 Arms である。波形は上から、柱上変圧器の低圧側電圧 v_{L1} および v_{L2} , 電源電流 i_{S1} および i_{S2} , 負荷電流 i_{L1} および i_{L2} , スマートチャージャが出力する補償電流 i_{C1} , i_{C2} および i_{C3} , 直流キャパシタ電圧 v_{DC} およびバッテリーの放電電流 i_{LS2} を示している。図 3.6 に示すバッテリー未放電時の波形では、負荷電流 i_{L1} および i_{L2} は不平衡状態で歪んだ波形となっているが、電源電流 i_{S1} および i_{S2} は力率が 1.00 で平衡な波形となっている。このとき、 i_{L1} および i_{L2} の Total Harmonic Distortion (THD) は、それぞれ、35.4% および 34.2% である。電源側では電力品質が保証され、正弦波で平衡した電源電流 i_{S1} および i_{S2} となっている。このとき、 i_{S1} および i_{S2} の THD は、それぞれ、7.51% および 5.54% である。図 3.7 は放電電流決定法により生成した放電電流指令値により放電時定常状態の波形である。バッテリーの放電時定常状態においては電源電流 i_{S1} および i_{S2} の振幅がほとんど零になっていることが確認できる。定常状態におけるバッテリーの放電開始前とバッテリーの放電時において、電源側有効電力、バッテリーの放電電力および負荷の消費電力の関係を表 3.5 に示す。表 3.5 より、バッテリーの放電開始前には家庭内負荷が系統電力により供給さ

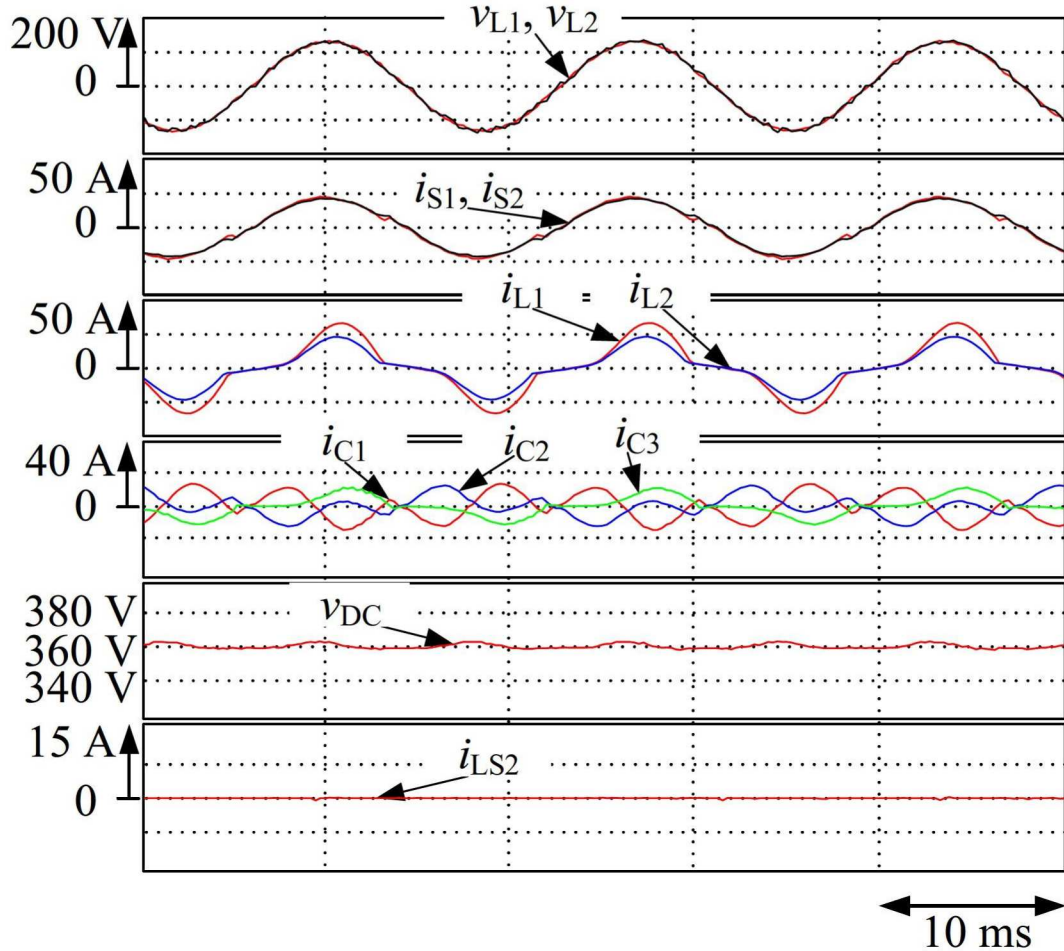


図 3.6 EV 用双方向バッテリーチャージャの未放電時の実験結果

れているのに対し、バッテリーの放電時には負荷消費電力がバッテリーの放電電力によって供給されていることが確認できる。以上より、電力品質保証機能を有する EV 用双方向バッテリーチャージャにおいて、放電電力制御法により、逆潮流を防止しながら V2H を実現できることを実験的に確認した。しかし、表 3.5 に示すとおり、シミュレーション結果とは異なり、実験ではバッテリー放電時における電源側有効電力を完全に零に抑制することはできなかった。このため、需要家の経済的メリットを最大化できていないことが確認された。現在の制御法では負荷の消費電力を演算し、同等の電力を EV のバッテリーから放電するように放電電流の制御を行っている。しかし、双方向バッテリーチャージャを構成するパワー半導体デバイスにおいて損失が生じるため、放電電力が負荷要求電力に対して不足する。その結果、不足分の電力が系統側から供給されることで、電源側有効電力が完全には抑制できていないことを実験的に明らかにした。これを改善するための新たな放電電力制御法については、3.2 以降で述べる。

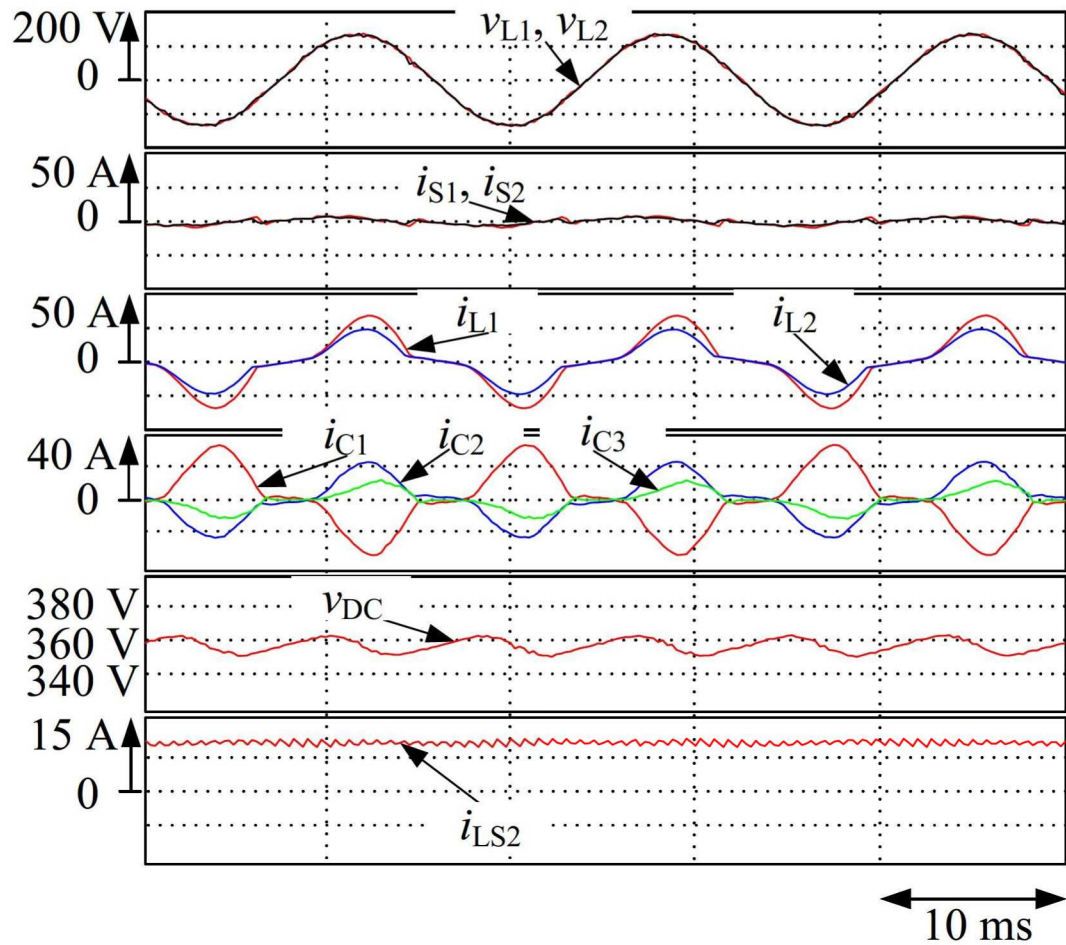


図 3.7 逆潮流を防止可能な放電電流決定法を用いた EV 用双方向バッテリーチャージャの放電時の実験結果

表 3.5 定常状態におけるバッテリー放電開始前後の電力フロー

	電源側有効電力	バッテリー放電電力	負荷の消費電力
バッテリーの放電開始前	2.6kW	0W	2.6kW
バッテリーの放電時	0.22kW	2.79kW	2.79kW

3.1.6 負荷変動における実験結果

3.1.2 節において、提案する放電電力制御法では、負荷の消費電力に応じて動的に放電電力が決定され、逆潮流を生じることなくバッテリー放電電力を用いて、家庭内需要を満たすことができることを原理的に確認した。本節では、この放電電力制御法の動作特性をさらに検証するため、負荷変動時における放電電力の追従性を実験により確認した。シミュレーションと同様に、Feeder2 の線形負荷に新たに $20\ \Omega$ の純抵抗負荷 R_{L22} を並列接続し、この抵抗負荷の接続／切り離しを切り替えることで負荷変動を模擬している。図 3.8, 図 3.9 および図 3.10 に負荷変動発生時の実験結果を示す。波形は上から、柱上変圧器の低圧側電圧 v_{L1} お

3.1 電力品質保証機能を有する EV 用双方向バッテリーチャージャの放電電力制御法

よび v_{L2} , 電源電流 i_{S1} および i_{S2} , 負荷電流 i_{L1} および i_{L2} , スマートチャージャが出力する補償電流 i_{C1} , i_{C2} および i_{C3} , 直流キャパシタ電圧 v_{DC} およびバッテリーの放電電流 i_{LS2} を示している。図 3.8 より, 純抵抗負荷 R_{L22} を並列に追加接続した負荷変動発生時には, Feeder2 の負荷電流 i_{L2} が増加していることが確認できる。一方で, 放電電力制御によりバッテリー放電電流 i_{LS2} はが負荷の消費電力の増加に応じて増加しており, 電源電流 i_{S1} および i_{S2} の振幅は零近傍に維持されていることが分かる。また, 負荷変動発生時には変換器出力電流が瞬時に変化するが, 直流キャパシタ電圧 v_{DC} は一定に制御できていることがわかる。さらに, 放電電流 i_{LS2} は急激に変化せず, 緩やかに増加している。この挙動は, 負荷の瞬時消費電力から有効電力を抽出する際に用いたデジタル 2 次バターワース形 LPF の時定数によるものであり, このフィルタの応答特性が直流キャパシタ電圧を安定に維持することに寄与していると考えられる。負荷変動発生前後における電源側有効電力, バッテリー放電電力および負荷の消費電力の関係を表 3.6 に示す。表 3.6 より, 負荷変動の有無にかかわらず, 家庭内の負荷が消費する電力はバッテリーの放電電力によって供給されていることが確認できる。また, 負荷増加に伴い消費電力が約 400 W 増加すると同時に, 系統側から供給される電力が約 80 W 程度増加していることがわかる。これは, 供給電力の増加により変換器の損失が増大し, その分が系統側から補われているためと考えられる。以上の結果から, 電力品質保証機能を有する EV 用双方向バッテリーチャージャにおいて, 提案する放電電力制御法は負荷の消費電力に応じて動的に放電電力を決定し, 逆潮流を防止しながら家庭内需要を満たすことができ, V2H 動作を実現できることを実験により確認した。

表 3.6 実験における負荷変動発生前後の電力フロー

	電源側有効電力	バッテリー放電電力	負荷の消費電力
負荷変動発生前	0.22kW	2.66kW	2.66kW
負荷変動発生後	0.30kW	3.08kW	3.08kW

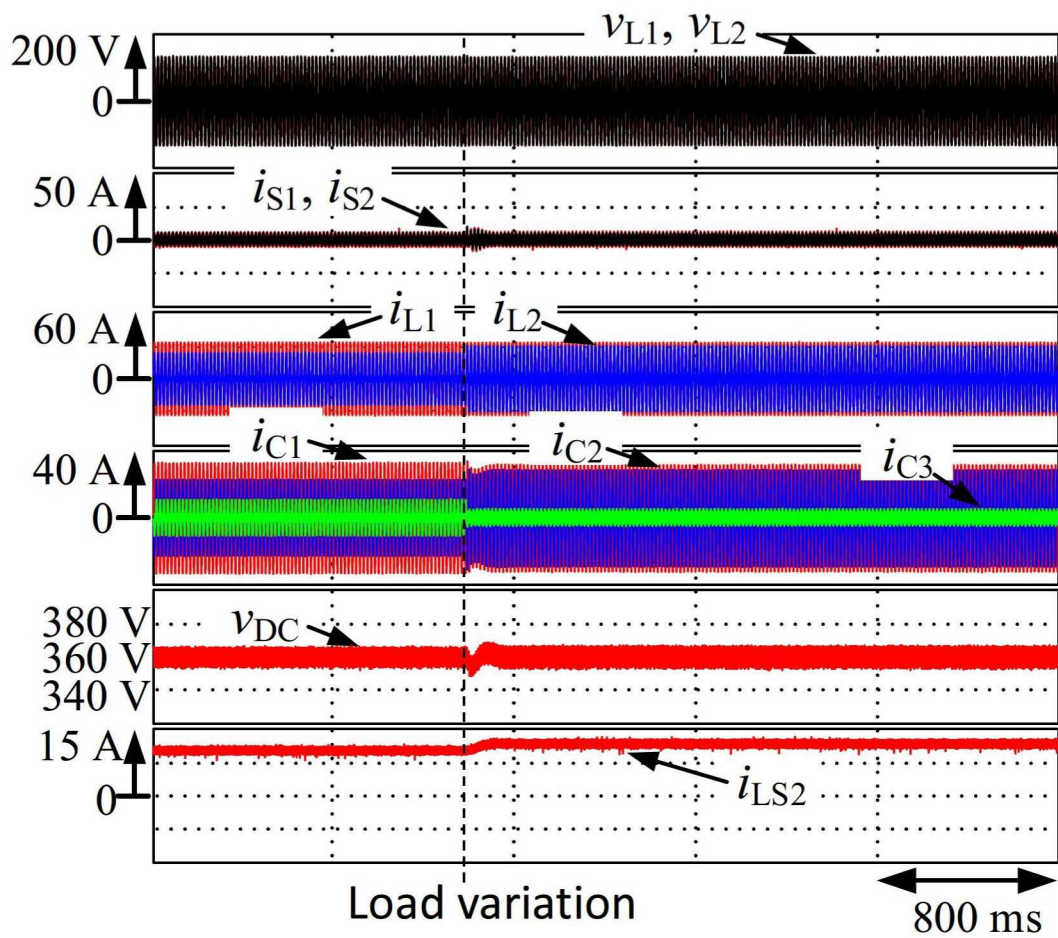


図 3.8 放電電力制御法を用いたEV用双方向バッテリーチャージャの負荷変動時における実験結果

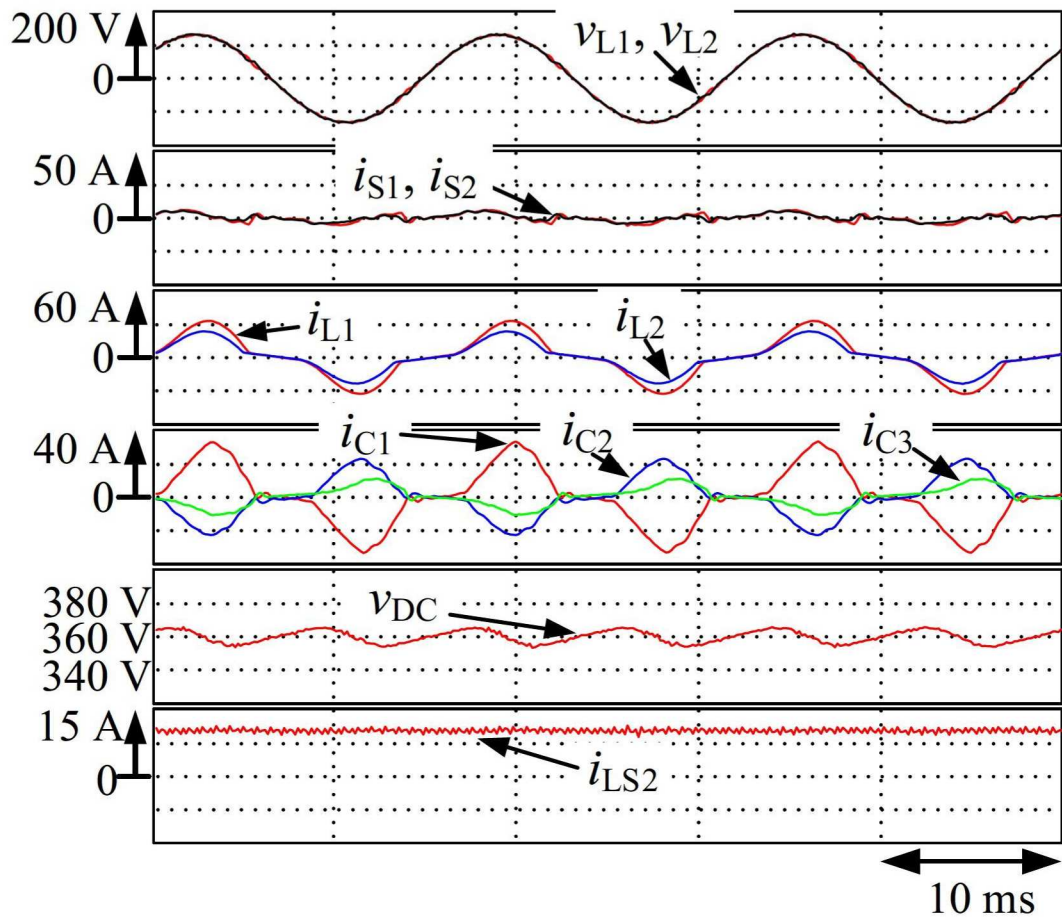


図 3.9 放電電力制御法を用いた EV 用双方向バッテリーチャージャの負荷変動発生前における実験結果

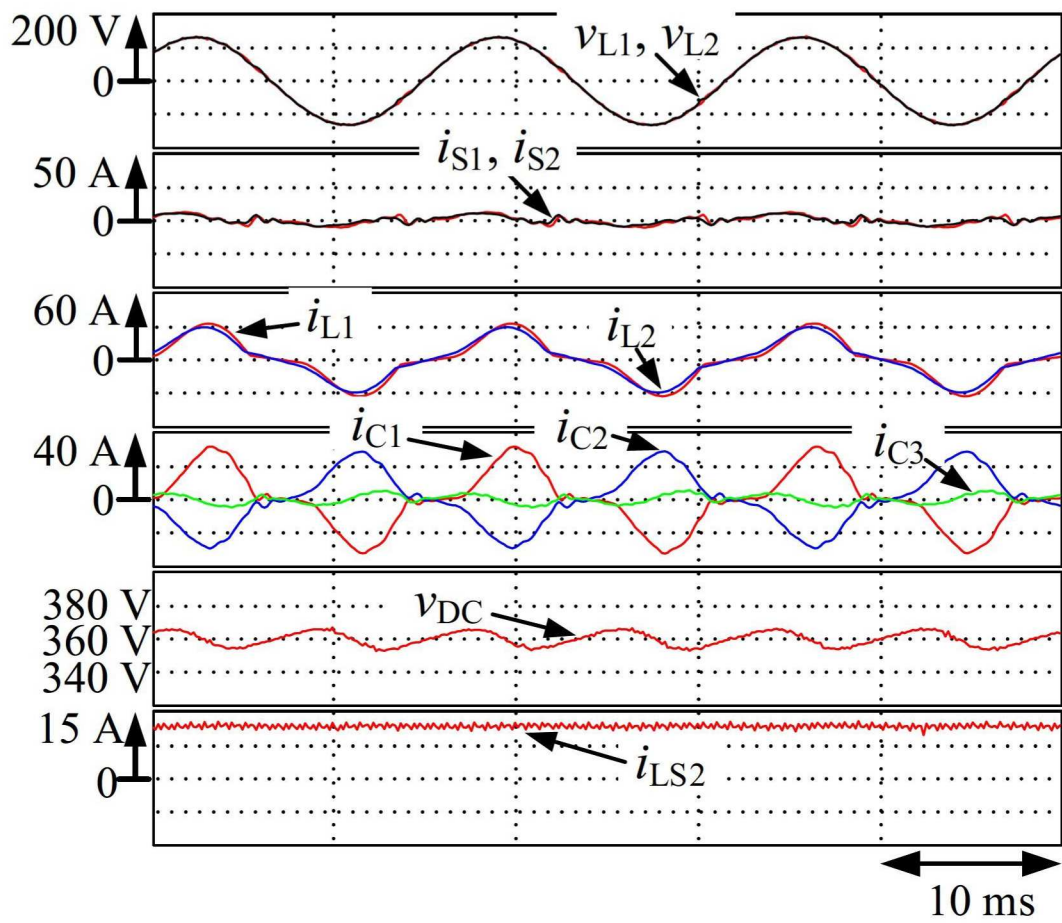


図 3.10 放電電力制御法を用いたEV用双方向バッテリーチャージャの負荷変動発生後における実験結果

3.2 EV 用双方向バッテリーチャージャの変換器損失を考慮した新たな放電電力制御法

3.2.1 EV 用双方向バッテリーチャージャのシステム構成

3.1 において、電力品質保証機能を有する EV 用双方向バッテリーチャージャの放電電力制御法を提案し、シミュレーションおよび実験によりその有効性を確認した。シミュレーションでは、負荷の消費電力と同等の電力がバッテリーの放電電力から供給され、提案した電力制御法の動作を満たした。一方、実験では、負荷の消費電力は原則としてバッテリー放電電力で賄われるものの、変換器内の損失が原因で数百 W 規模の電力が系統側からも供給される結果が得られた。そこで本章では、需要家の経済的メリットの最大化を目的として、系統側からの受電電力をさらに抑制するための新たな放電電力制御法について基本原理を示し、シミュレーションおよび実験により有効性を検証する。図 3.11 に、電力品質保証機能を有する EV 用双方向バッテリーチャージャの主回路構成と制御ブロック図を示す。近年、家庭用電気機器にはダイオード整流回路が用いられている。そこで、RL 線形負荷に加えダイオード整流回路を接続して家庭内負荷を模擬している。受電端電圧 v_{L1} および v_{L2} は次式で与えられる。

$$v_{L1} = v_{L2} = \sqrt{2}V_L \cos \omega_S t. \dots\dots\dots (3.9)$$

負荷に流入する電流 i_{L1} および i_{L2} は、不平衡で高調波電流を多く含んでいる。 i_{L1} および i_{L2} は、次式で与えられる。

$$\begin{aligned} i_{L1} &= \sqrt{2}\{I_{L11} \cos(\omega_S t - \phi_{L11}) \\ &\quad + \sum_{n=2}^{\infty} I_{L1n} \cos(n\omega_S t - \phi_{L1n})\}, \\ i_{L2} &= \sqrt{2}\{I_{L21} \cos(\omega_S t - \phi_{L21}) \\ &\quad + \sum_{n=2}^{\infty} I_{L2n} \cos(n\omega_S t - \phi_{L2n})\}. \dots\dots\dots (3.10) \end{aligned}$$

3 レグ構成 PWM 整流回路の制御には直流キャパシタ電圧一定制御のみを用いている。直流キャパシタ電圧一定制御により、 i_{L1} および i_{L2} に含まれる無効電流成分、不平衡電流成分および高調波電流成分が補償され、力率 1.00 の正弦波電源電流 i_{S1} および i_{S2} を実現できる。このとき、 i_{S1} および i_{S2} は、次式で与えられる。

$$\begin{aligned} i_{S1} &= i_{S2} \\ &= \sqrt{2}I_S \cos \omega_S t. \dots\dots\dots (3.11) \end{aligned}$$

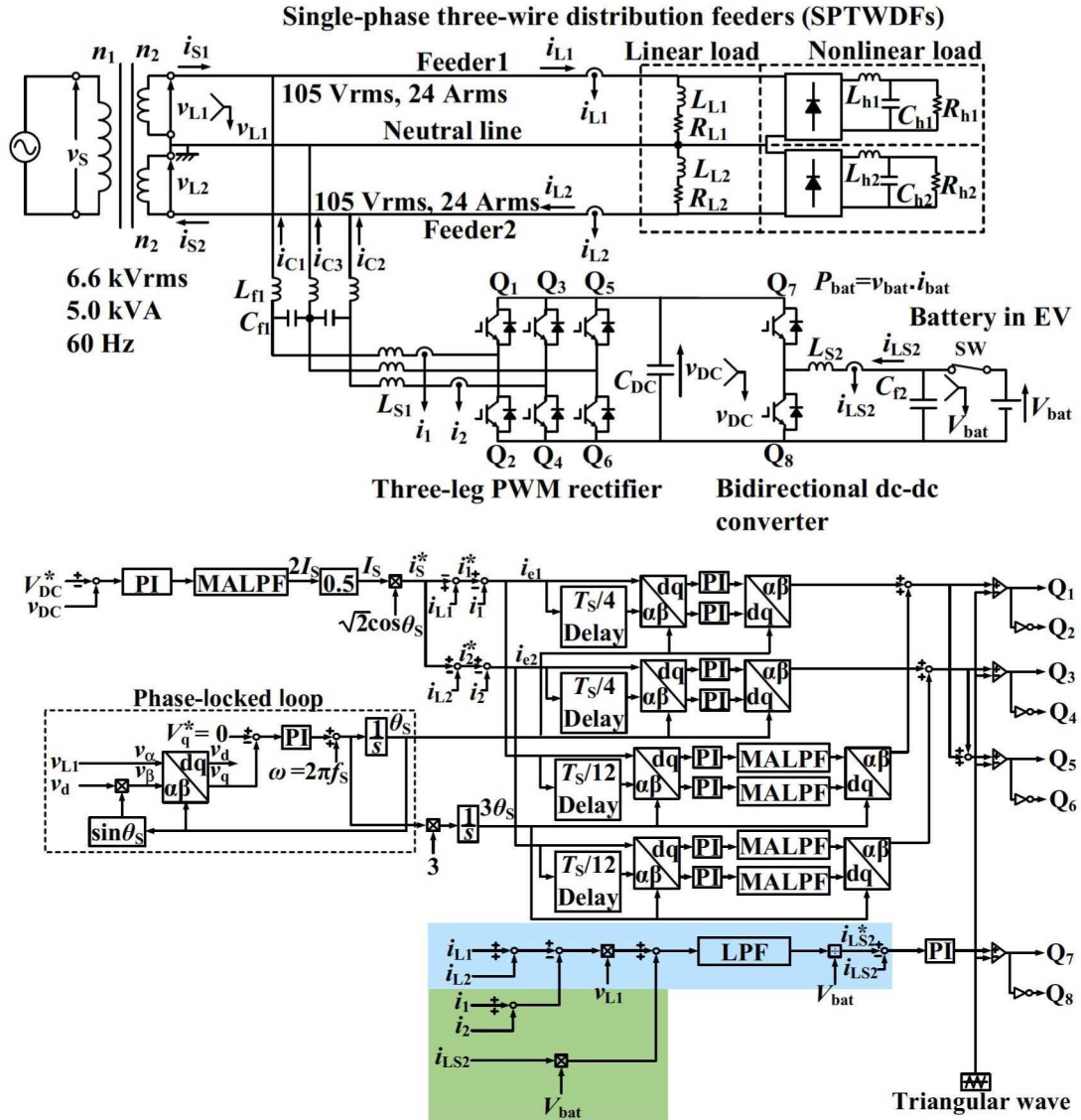


図 3.11 変換器で発生する損失を考慮した放電電力制御法を実現する EV 用双方向バッテリーチャージャのシステム構成

ここで、3 レグ構成 PWM 整流回路の出力電流 i_{C1}, i_{C2} , および i_{C3} は、次式で与えられる。

$$\begin{aligned} i_{C1} &= i_{L1} - i_{S1}, \\ i_{C2} &= -i_{L2} + i_{S2}, \\ i_{C3} &= -(i_{C1} + i_{C2}). \end{aligned} \quad (3.12)$$

(3.9) 式と (3.12) 式より、3 レグ構成 PWM 整流回路の瞬時電力 p_{SC} は、次式で与えられる。

$$p_{SC} = -v_{L1} \cdot i_{C1} + v_{L2} \cdot i_{C2}. \quad (3.13)$$

直流キャパシタ電圧一定制御により、直流キャパシタ電圧 v_{DC} が一定に保たれているとすると、(3.13) 式の平均値 $\bar{p}_{SC}$ はバッテリー放電電力 P_{bat} に等しい。このため、 $\bar{p}_{SC}$ は、次式となる。

$$\begin{aligned}\bar{p}_{SC} &= V_L(-I_{L11} \cos \phi_{L11} - I_{L21} \cos \phi_{L21} + 2I_S) \\ &= P_{bat} \dots \dots \dots (3.14)\end{aligned}$$

(3.14) 式より、電源電流指令値 i_{S1}^* および i_{S2}^* の実効値 I_S は、次式で与えられる。

$$I_S = \frac{I_{L11} \cos \phi_{L11} + I_{L21} \cos \phi_{L21}}{2} + \frac{P_{bat}}{2V_L} \dots \dots \dots (3.15)$$

EV 内のバッテリーからの放電電力が系統へ逆潮流せず、家庭内で放電電力を全て消費する V2H 動作を実現するためには (3.15) 式の I_S がゼロとなるように放電電流 i_{LS2} を決定すればよい。ここで、(3.15) 式の P_{bat} は次式で与えられる。

$$P_{bat} = V_{bat} \cdot i_{LS2} \dots \dots \dots (3.16)$$

したがって、放電電流指令値 i_{LS2}^* は、次式で与えられる。

$$\begin{aligned}i_{LS2}^* &= \frac{V_L(I_{L11} \cos \phi_{L11} + I_{L21} \cos \phi_{L21})}{V_{bat}} \\ &= \frac{P_{Load}}{V_{bat}} \dots \dots \dots (3.17)\end{aligned}$$

(3.17) 式を用いて、EV 内のバッテリーの放電電流を決定すれば、家庭内負荷で消費される電力を EV 内のバッテリーから放電させることが可能となる。しかし、(3.17) 式で示した放電電流指令値 i_{LS2}^* を用いて放電電流を制御した場合でも、家庭内負荷で消費する電力を EV 内のバッテリーからの放電電力で完全に供給できない問題点があることを、3.1.5 で説明した。このことは、3 レグ構成 PWM 整流回路および双方向 DC-DC コンバータを構成するパワー半導体による損失が原因であることを実験により確認した。そこで本章では新しい制御方式を提案する。Fig. 3.11 の制御ブロック図において、緑色で示す部分が IGBTs で発生する損失分を考慮した新しい制御法である。具体的には、EV のバッテリーの放電電流 i_{LS2} と EV のバッテリー電圧 V_{bat} を乗算すると、バッテリーの放電電力 P_{bat} が算出される。さらに、3 レグ構成 PWM 整流回路の出力電流 i_1 および i_2 の和に、受電端電圧 v_{L1} を乗算することで、双方向バッテリーチャージャから出力される電力 P_{BBC} が算出できる。この P_{bat} と P_{BBC} の差が双方向バッテリーチャージャの内部で発生する変換損失である。これを補正項として (3.17) 式の i_{LS2}^* の指令値に加算することで、EV 内のバッテリーからの放電電力で家庭内負荷が消費する電力を完全に供給できる。この時の放電電流指令値 i_{LS2}^* は、次式で与えられる。

$$i_{LS2}^* = \frac{P_{Load} + (P_{bat} - P_{BBC})}{V_{bat}} \dots \dots \dots (3.18)$$

(3.18) 式を用いて EV 内のバッテリーからの放電電流指令値 i_{LS2}^* を与えることで、電源側への逆潮流を完全に防止しながら V2H が実現できる。これにより、EV 内のバッテリーの放電時における経済的な損失を回避可能である。

3.2.2 実験結果

図 3.11 の縮小実験モデルを構築し、提案するEV用双方向バッテリーチャージャの逆潮流を防止可能な放電電流制御法の有効性を確認した。本章で説明した変換機損失を考慮した新たな放電電力制御法は、主回路の変更点はないため、構築した縮小実験モデルの構成図は、3.1.5 に示すものと同様である。変圧器の定格は 2.6 kVA であり、低圧側電圧はそれぞれ 90 Vrms である。制御回路は、Digital signal processor (DSP) (TMS320C6713, 225 MHz) を用いて構築している。検出した受電端電圧 v_{L1} 、負荷電流 i_{L1} および i_{L2} 、補償電流 i_1 、および i_2 、直流キャパシタ電圧 v_{DC} 、バッテリー電圧 V_{bat} 、バッテリー電流 i_{LS2} は、12bit の A/D 変換器を介してサンプリング周期 $106.8 \mu s$ ごとに DSP に取り込まれる。図 3.12 にバッテリー放電開始前の実験結果を示す。負荷電流 i_{L1} および i_{L2} は不平衡かつ歪んだ波形となっており、Total harmonic distortion (THD) は、それぞれ、35.2 %および 34.1%である。一方、電源側では PWM 整流回路の出力電流 i_{C1} , i_{C2} , および i_{C3} により電力品質が保証され、正弦波で平衡した電源電流 i_{S1} および i_{S2} となっている。このとき、 i_{S1} および i_{S2} の THD は、それぞれ、12.6%および 8.63%である。また、バッテリー放電開始前であるため、放電電流 i_{LS2} は、0 A となっている。図 3.13 は (3.9) 式の放電電流指令値を用いて放電動作を行った実験結果である。図 3.12 の実験結果と比較し、電源電流 i_{S1} および i_{S2} の振幅がゼロに近づいており、家庭内負荷にはバッテリーから電力が供給されていることが確認できる。しかしながら、 i_{S1} および i_{S2} の実効値を求めると、それぞれ 2.15 Arms および 1.59 Arms であり、電源側からわずかであるが家庭内負荷に電力が供給されている。これは、双方向バッテリーチャージャを構成している IGBTs 内の損失が原因であることを指摘した。そこで、(3.10) 式を用いて実験を行った。Fig. 3.14 に、このときの実験結果を示す。図 3.13 と比較し、電源電流 i_{S1} および i_{S2} の振幅がさらに低減できている。表 3.7 に図 3.12、図 3.13 および図 3.14 のパワーフローを示す。図 3.12 のバッテリーの放電開始前において、家庭内負荷で消費される電力 2.6 kW は、電源側から供給されている。次に、(3.9) 式の放電電流指令値を用いた図 3.13 の実験結果では、バッテリーから $P_{bat}=2.79$ kW が放電されているが、電源側からも $P_S=0.22$ kW が供給されている。これは、双方向バッテリーチャージャ内で 0.22 kW の損失が発生しているためである。このとき、損失分は 8%である。一方、(3.10) 式を用いてバッテリーの放電電流指令値を与えた図 3.14 では、損失分を加えた放電電力 P_{bat} となっており、電源側から供給されている電力 P_S を 0.06 kW まで軽減できた。したがって、本論文で提案したEV内のバッテリーの放電電流制御を用いることで放電電力の系統への逆潮流を完全に防止でき、V2Hを実現している。これにより、需要家の売電時における経済的な損失発生を完全に回避できる。

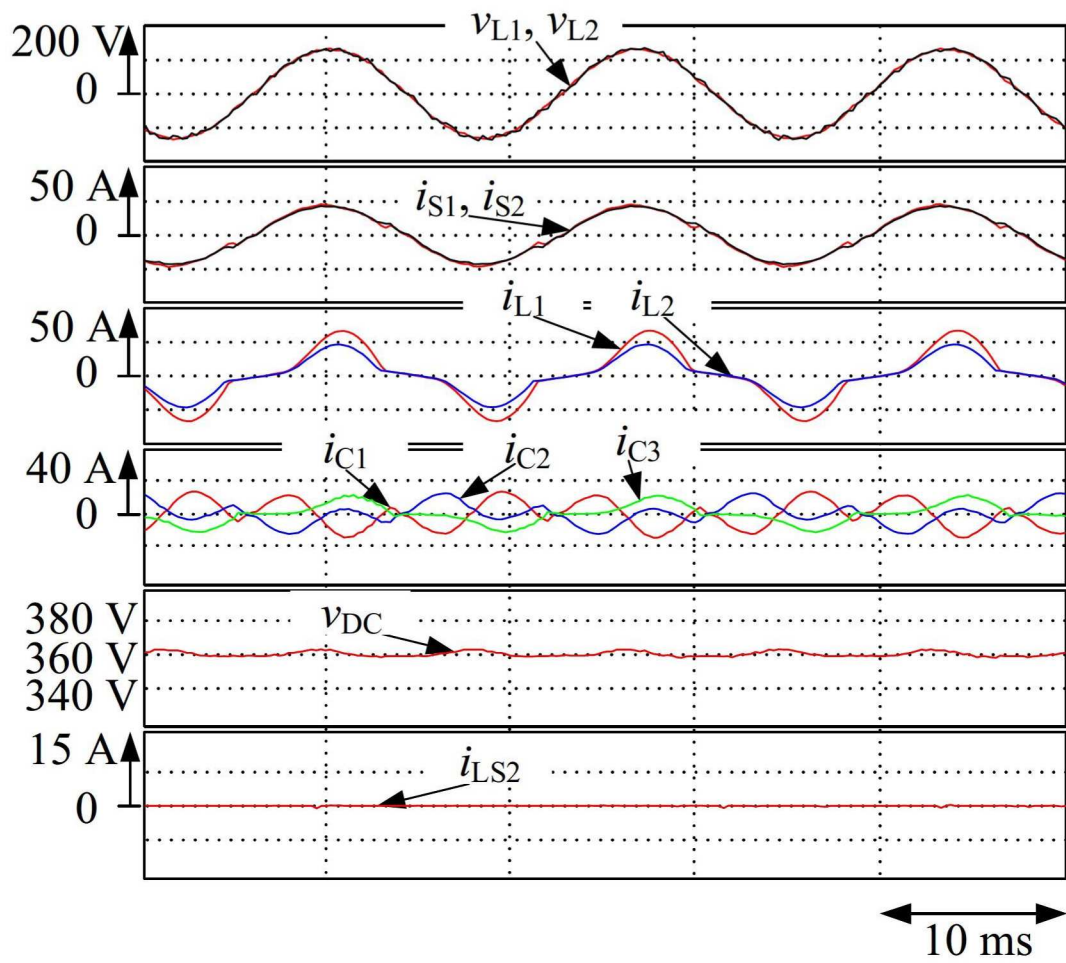


図 3.12 図 3.11 における放電開始前の実験結果

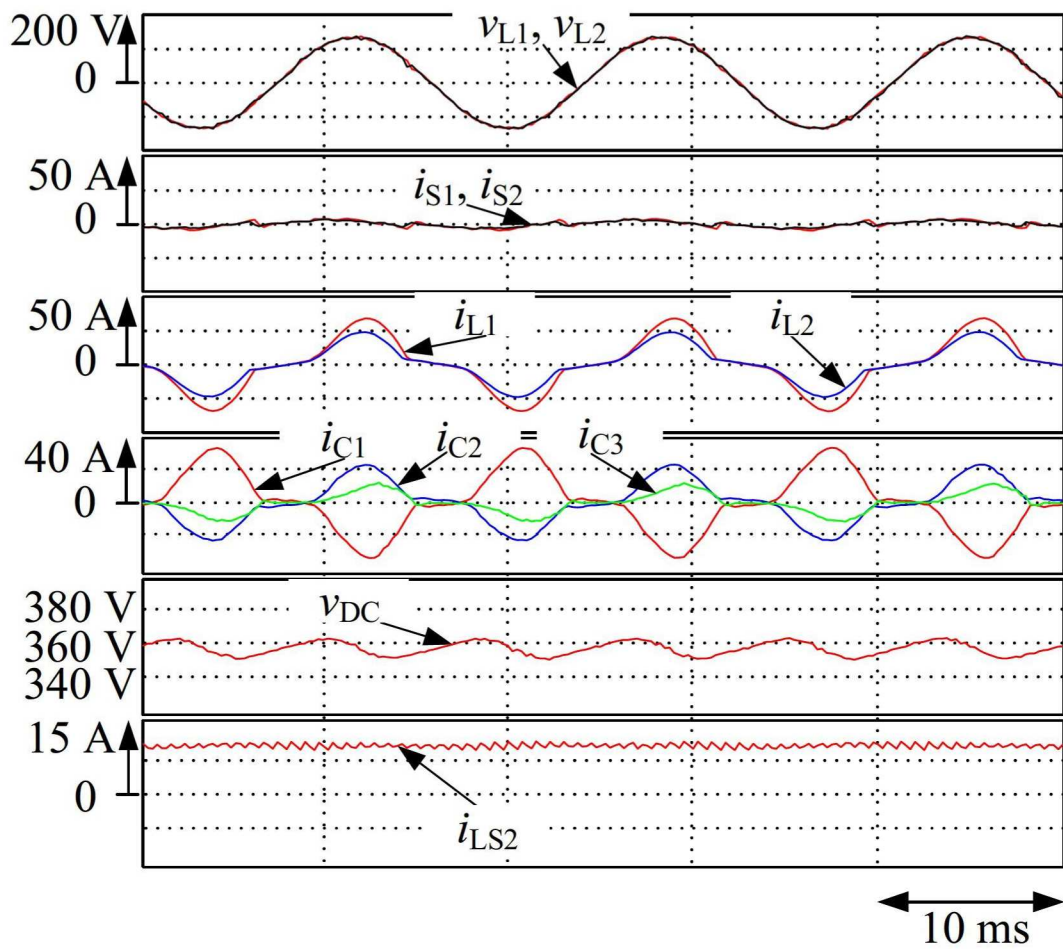


図 3.13 図 3.11 における補正項を加算しない場合の放電時の実験結果

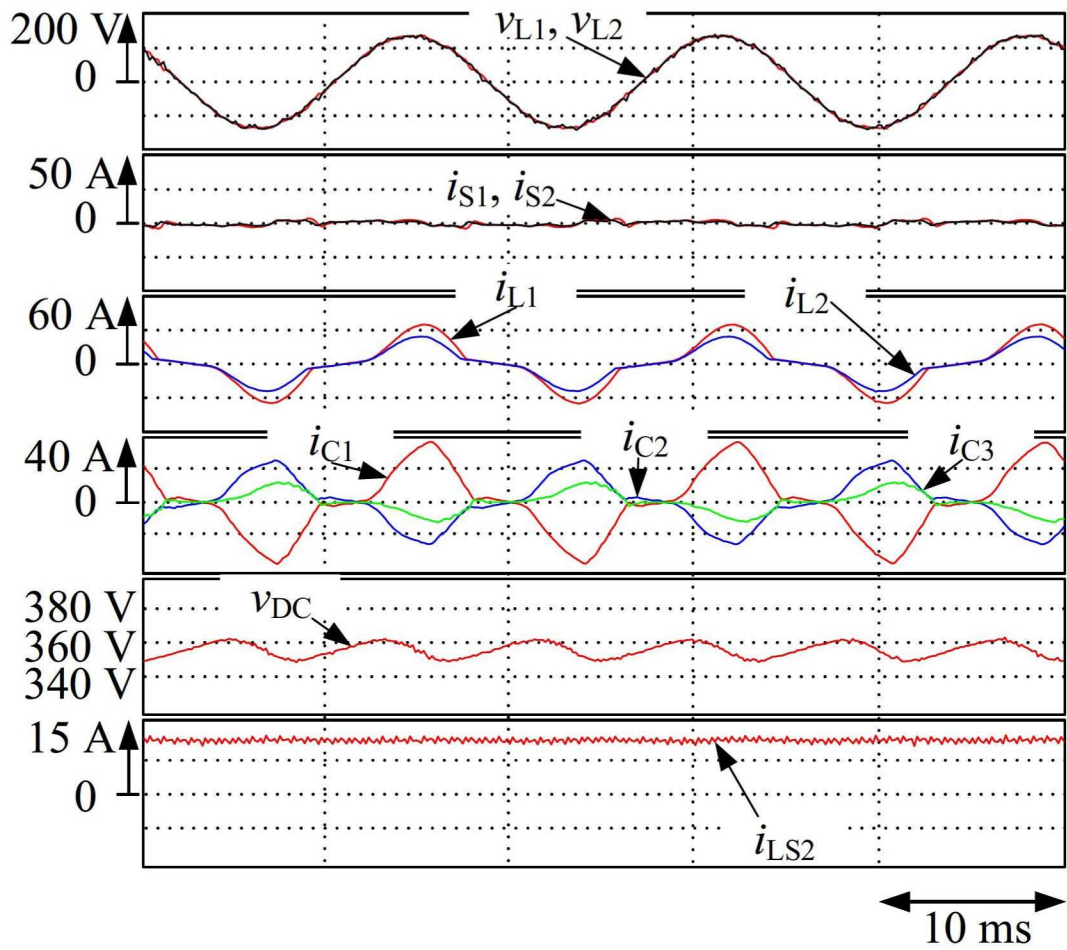


図 3.14 図 3.11 における補正項を加算した場合の放電時の実験結果

表 3.7 図 3.12, 図 3.13 および図 3.14 の電力フロー

	電源側有効電力	バッテリー放電電力	負荷の消費電力
バッテリーの放電開始前	2.6 kW	0 W	2.6 kW
(3.9) 式に基づく放電動作時	0.22 kW	2.79 kW	2.79 kW
(3.10) 式に基づく放電動作時	0.06 kW	2.99 kW	2.82 kW

3.3 本章のまとめ

本章では、電力品質保証機能を有する EV 用双方向バッテリーチャージャに対して、家庭内負荷の消費電力に応じて動的にバッテリーの放電電力を決定し、逆潮流を防止する放電電力制御法を提案した。理論検討およびシミュレーションにより、提案した制御法が負荷の消費電力に応じてバッテリーの放電電力を動的に調整し、家庭内需要を満たしながら電源側への逆潮流を防止できることを確認した。さらに、実験においても同様の動作を確認し、電源電流がほぼ零に抑制されることを実証した。しかし、実験結果ではパワー半導体素子による変換損失の影響により、わずかに電力が系統側から供給されることが明らかとなった。この問題を解決するため、本章では変換器内で発生する損失を補償する新たな放電電力制御法を提案した。新しい制御法では、バッテリー放電電力と双方向バッテリーチャージャ出力電力との差から変換器内部の損失を推定し、その補償項を放電電流指令値に加算することで、家庭内負荷の消費電力を EV バッテリーから完全に供給できることを示した。シミュレーションおよび実験の両面から、提案した制御法により逆潮流を完全に防止しつつ、損失を考慮した V2H 動作が実現できることを確認した。

第4章 電力品質保証機能を有する EV 用双方向バッテリーチャージャのシームレス制御法

提案する EV 用双方向バッテリーチャージャは、従来の双方向バッテリーチャージャと異なり、電力品質保証機能を有している^(76, 77, 83-85)。そのため、バッテリーチャージャに EV が接続されていない状態や、EV が接続されていてもバッテリーの充放電を行っていない状態においても、チャージャを構成する 3 レグ構成 PWM 整流回路は動作を継続し、電力品質保証機能を維持する必要がある。したがって、実用化に向けては、電力品質保証動作を継続したまま、バッテリーの充電動作、放電動作および未接続状態の各動作をシームレスに切り替えることのできる制御法を確立することが重要である。従来の双方向バッテリーチャージャにおける動作切り替えの制御法は、図 4.1 に示すように、文献 (109) において、充電動作を意味する Grid-to-vehicle (G2V)、放電動作を意味する Vehicle-to-home (V2H) とのシームレスな切り替えについて検討されている。しかしながら、これらの手法では、EV 未接続時における電力品質保証動作は考慮されていない。そこで本章では、電力品質保証動作を維持した状態で、図 4.2 に示すように、EV の未接続時、バッテリーの充電動作時 (G2V with PQC)、バッテリーの放電動作時 (V2G with PQC) の各動作間をシームレスな切り替えが実現できることを理論的に明らかにし、その有効性を PSIM を用いた計算機シミュレーションおよび実験により確認する。

4.1 システム構成

図 4.3 に、単相 3 線式配電における電力品質機能を有する EV 用双方向バッテリーチャージャの、各動作間のシームレスな運転切り替えを実現するシステム構成図を示す。近年、多くの家庭用電気機器にはダイオード整流回路が内蔵されている。これを考慮して、抵抗とインダクタからなる線形負荷とダイオード整流回路を用いた非線形負荷によって家庭内負荷を模擬している。さらに、Feeder1 および Feeder2 の負荷バランスは、日本電気技術規格委員会 (JESC) の内線規程に定められた最大不平衡率 40% に基づき設定しており、想定される不平衡負荷のワーストケースを模擬している。そのため、家庭内負荷に流入する電流 i_{L1} および i_{L2} は、無効成分および高調波成分を含む不平衡な波形となる。提案する EV 用双方向

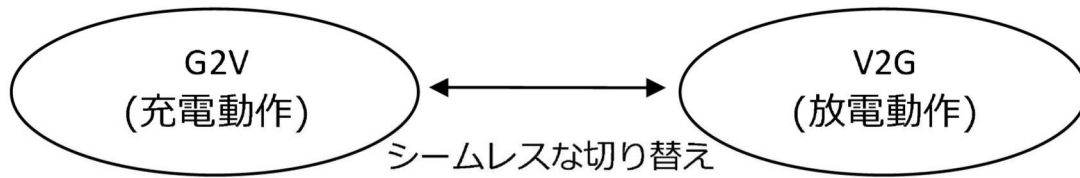


図 4.1 文献 (109) における G2V および V2G のシームレス切り替え制御の概略図

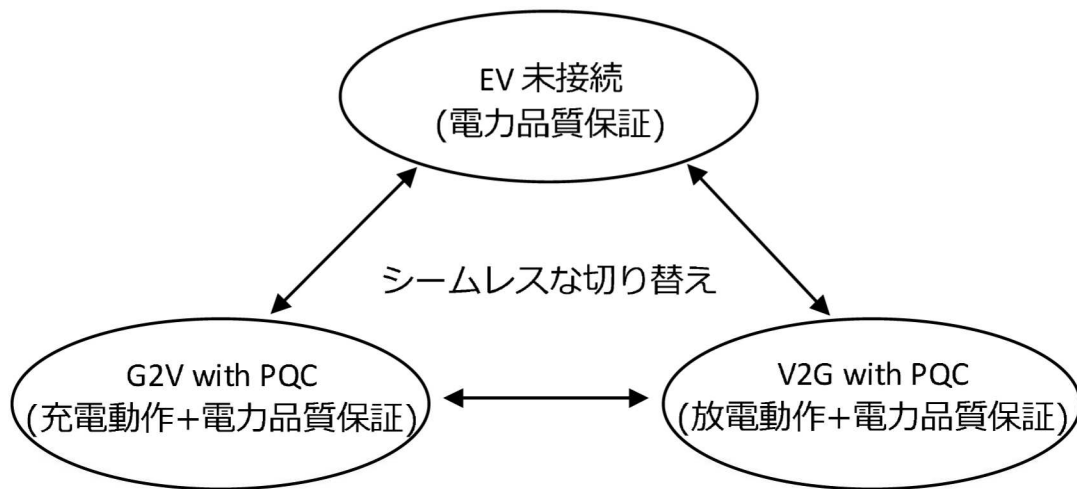


図 4.2 電力品質保証機能を有する EV 用双方向バッテリーチャージャに要求されるシームレス切り替え制御の概略図

バッテリーチャージャは、スイッチ Q_1 から Q_6 によって構成される 3 レグ構成 PWM 整流回路と、スイッチ Q_7 および Q_8 から構成される双方向 DC-DC コンバータによって構成される。EV 内のバッテリーは直流電圧源 V_{bat} として模擬しており、これにより整流回路は正弦波で平衡した電源電流 i_{s1} と i_{s2} を実現できる。また、図 3.1 に示す制御ブロックは、文献 (76) および文献 (77) で提案された双方向バッテリーチャージャの制御法を基礎としている。本制御法では、図 2.15 に示された制御ブロックに対して、3 次調波に同期した d-q 座標上の電流フィードバック制御を付加することで、電源電流の THD を低減することが可能である。この制御法における高調波補償の改善効果については文献 (83) にて確認されており、本研究においても、3 次調波に同期した d-q 座標上の電流フィードバック制御の有無における高調波補償の改善効果を検証したうえで制御ブロックに実装している。EV の接続および未接続動作の模擬はスイッチ SW によって行い、EV の充電動作および放電動作は、バッテリー電流 i_{LS2} が正のとき放電動作、負のとき充電動作として模擬できるため、バッテリー電流指令値 i_{LS2}^* を変化させることで各動作を再現する。以上のシステム構成に基づき、次節以降では各動作のシームレスな運転切り替えをシミュレーションおよび実験により検討する。

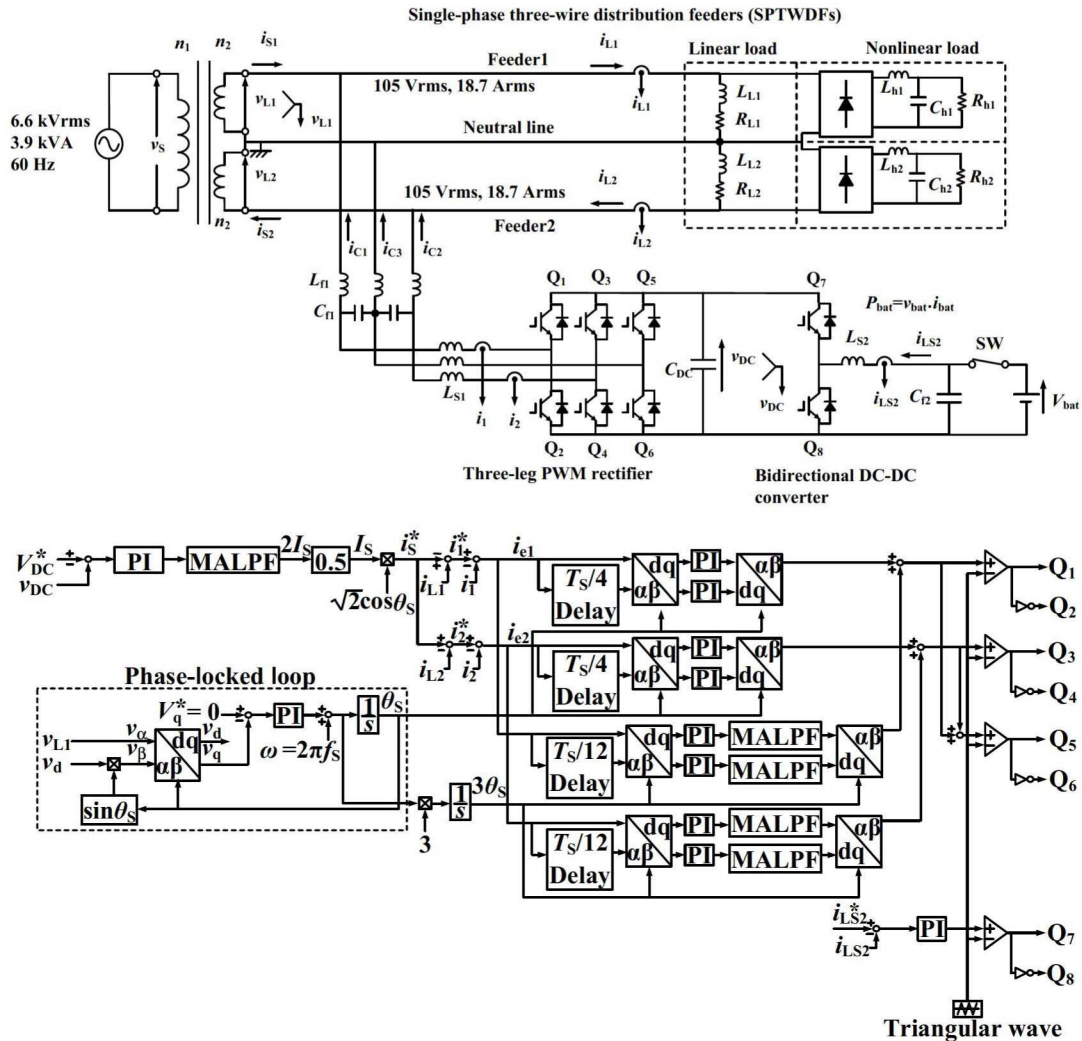


図 4.3 電力品質保証機能を有する EV 用双方向バッテリーチャージャのシステム構成図

4.2 電力品質保証機能を有する EV 用双方向バッテリーチャージャのシームレス制御法

ここでは、電力品質保証機能を有する EV 用双方向バッテリーチャージャのシームレス制御法について、理論的に明らかにする。図 4.3 において、柱上変圧器の低圧側電圧 v_{L1} および v_{L2} は正弦波である。このとき、 v_{L1} および v_{L2} は次式で与えられる。

$$v_{L1} = v_{L2} = \sqrt{2}V_L \cos \omega st \dots\dots\dots (4.1)$$

3 レグ構成 PWM 整流回路を用いた補償動作により i_{L1} および i_{L2} の無効電流成分、高調波電流成分および不平衡成分が補償され、電源電流 i_{S1} および i_{S2} が力率 1.00 で正弦波である

とする。このとき、 i_{S1} および i_{S2} は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} i_{S1} &= i_{S2} \\ &= \sqrt{2}I_S \cos \omega_S t \dots\dots\dots (4.2) \end{aligned}$$

一方、負荷電流 i_{L1} および i_{L2} は不平衡かつ無効電流および高調波電流を含むものとする。このとき、 i_{L1} および i_{L2} は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} i_{L1} &= \sqrt{2}\{I_{L11} \cos(\omega_S t - \phi_{L11}) \\ &\quad + \sum_{n=2}^{\infty} I_{L1n} \cos(n\omega_S t - \phi_{L1n})\} \\ i_{L2} &= \sqrt{2}\{I_{L21} \cos(\omega_S t - \phi_{L21}) \\ &\quad + \sum_{n=2}^{\infty} I_{L2n} \cos(n\omega_S t - \phi_{L2n})\} \dots\dots\dots (4.3) \end{aligned}$$

このとき、3レグ構成PWM整流回路から出力される補償電流 i_{C1} 、 i_{C2} および i_{C3} は、次式で与えられる。

$$\begin{aligned} i_{C1} &= i_{L1} - i_{S1} \\ i_{C2} &= -i_{L2} + i_{S2} \\ i_{C3} &= -(i_{C1} + i_{C2}) \dots\dots\dots (4.4) \end{aligned}$$

したがって、3レグ構成PWM整流回路へ流出入する瞬時電力 p_{Rec} は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} p_{\text{Rec}} &= -v_{L1} \cdot i_{C1} + v_{L2} \cdot i_{C2} \\ &= V_L [(-I_{L11} \cos \phi_{L11} - I_{L21} \cos \phi_{L21} + 2I_S) \\ &\quad + (-I_{L11} \cos \phi_{L11} - I_{L21} \cos \phi_{L21} + 2I_S) \cos 2\omega_S t \\ &\quad + (-I_{L11} \sin \phi_{L11} - I_{L21} \sin \phi_{L21}) \sin 2\omega_S t \\ &\quad + \sum_{n=2}^{\infty} (-I_{L1n} \cos \phi_{L1n} - I_{L2n} \cos \phi_{L2n}) \cdot \\ &\quad \{\cos(n+1)\omega_S t + \cos(n-1)\omega_S t\} \\ &\quad + \sum_{n=2}^{\infty} (-I_{L1n} \sin \phi_{L1n} - I_{L2n} \sin \phi_{L2n}) \cdot \\ &\quad \{\sin(n+1)\omega_S t + \sin(n-1)\omega_S t\}] \dots\dots\dots (4.5) \end{aligned}$$

図4.3において、直流キャパシタ電圧一定制御ブロックにより v_{DC} が一定に保たれているものと仮定する。このとき、3レグ構成PWM整流器へ流出入する瞬時電力 p_{Rec} の平均値 $\bar{p}_{\text{Rec}}$ はバッテリーに供給または差し戻される有効電力 P_{bat} と等しくならなければならない。したがって、 p_{Rec} の平均値 $\bar{p}_{\text{Rec}}$ は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} \bar{p}_{\text{Rec}} &= V_L (-I_{L11} \cos \phi_{L11} - I_{L21} \cos \phi_{L21} + 2I_S) \\ &= P_{\text{bat}} \dots\dots\dots (4.6) \end{aligned}$$

(4.6) 式より, (5.2) 式の電源電流実効値 I_S は次式で与えられる。

$$I_S = \frac{I_{L11} \cos \phi_{L11} + I_{L21} \cos \phi_{L21}}{2} + \frac{P_{bat}}{2V_L} \dots\dots\dots (4.7)$$

以上の結果より, 単相 3 線式配電において, 直流キャパシタ電圧一定制御のみを用いることで, 柱上変圧器低圧側において (5.2) 式で与えられる力率 1.00 で平衡した正弦波の電源電流を得ることができ, 電力品質保証機能が実現可能であることがわかる。また, P_{bat} が放電時に正, 充電時に負, バッテリ未接続時に 0 となるいずれの状態においても, 式 (4.7) に示す関係が成立するため, 追加の制御アルゴリズムを付加することなく, 電力品質保証機能が連続的に維持されることがわかる。以上より, 提案する EV 用双方向バッテリーチャージャは, 充電動作・放電動作・未接続状態の各動作間においても電力品質保証機能を損なうことなく, シームレスな運転切り替えが理論的に実現可能である。次節以降では, この理論を検証するため, PSIM を用いたシミュレーションおよび実験によりその有効性を確認する。

4.3 シミュレーション結果

前節で提案した EV 用双方向バッテリーチャージャのシームレス制御の有効性を PSIM を用いた計算機シミュレーションによって確認する。EV 用双方向バッテリーチャージャの制御アルゴリズムは C 言語を用いて記述し, PSIM 上で動作する Dynamic Link Library (DLL) を用いて構成した。検出値の取り込みおよび演算した指令値の出力は, 実験で使用予定の DSP と同様に, 三角波比較方式 PWM の三角波 1 周期毎に 1 回とする。家庭内負荷 Load1 および Load2 は内線規程で許容された設備不平衡の最大である 40 % の条件を考慮し, 回路定数はそれぞれ, Load1 の負荷を 1.2 pu とし, 力率および THD はそれぞれ 0.91 および 37.2 % とした。Load2 は 0.8 pu とし, 力率および THD はそれぞれ 0.92 および 32.9 % とした。シミュレーション回路は図 4.3 に示す構成とし, その回路定数を表 4.1 に示す。図 4.4 に, 図 4.3 における電力品質保証機能を有する EV 用双方向バッテリーチャージャのシームレス制御におけるシミュレーション結果を示す。柱上変圧器低圧側の定格は 5.0 kVA, 60 Hz, 105 Vrms および 18.7 Arms である。バッテリーの電流 i_{LS2}^* は放電時および充電時においてそれぞれ 5 A としており, 直流キャパシタ電圧の急上昇を避けるために 160 ms かけて上昇させている。波形は上から, 柱上変圧器の低圧側電圧 v_{L1} および v_{L2} , 電源電流 i_{S1} および i_{S2} , 負荷電流 i_{L1} および i_{L2} , スマートチャージャが出力する補償電流 i_{C1} , i_{C2} および i_{C3} , 直流キャパシタ電圧 v_{DC} , バッテリの電流 i_{LS2} および EV の接続未接続を模擬したスイッチ SW の ON/OFF 波形を示している。バッテリーの電流 i_{LS2} は放電動作時を正としてとっているため, 双方向バッテリーチャージャの動作はバッテリー電流が正の時は放電動作, バッテリ電流が負の時は充電動作を行っている。また, スイッチ SW は 1 のとき ON 状態 (EV 接続), 0 のとき OFF 状態 (未接続) を模擬している。負荷電流 i_{L1} および i_{L2} は不平衡状態で歪んだ波形となっている。このとき, 負荷電流 i_{L1} および i_{L2} の THD はそれぞれ 37.3% および 32.9% となってい

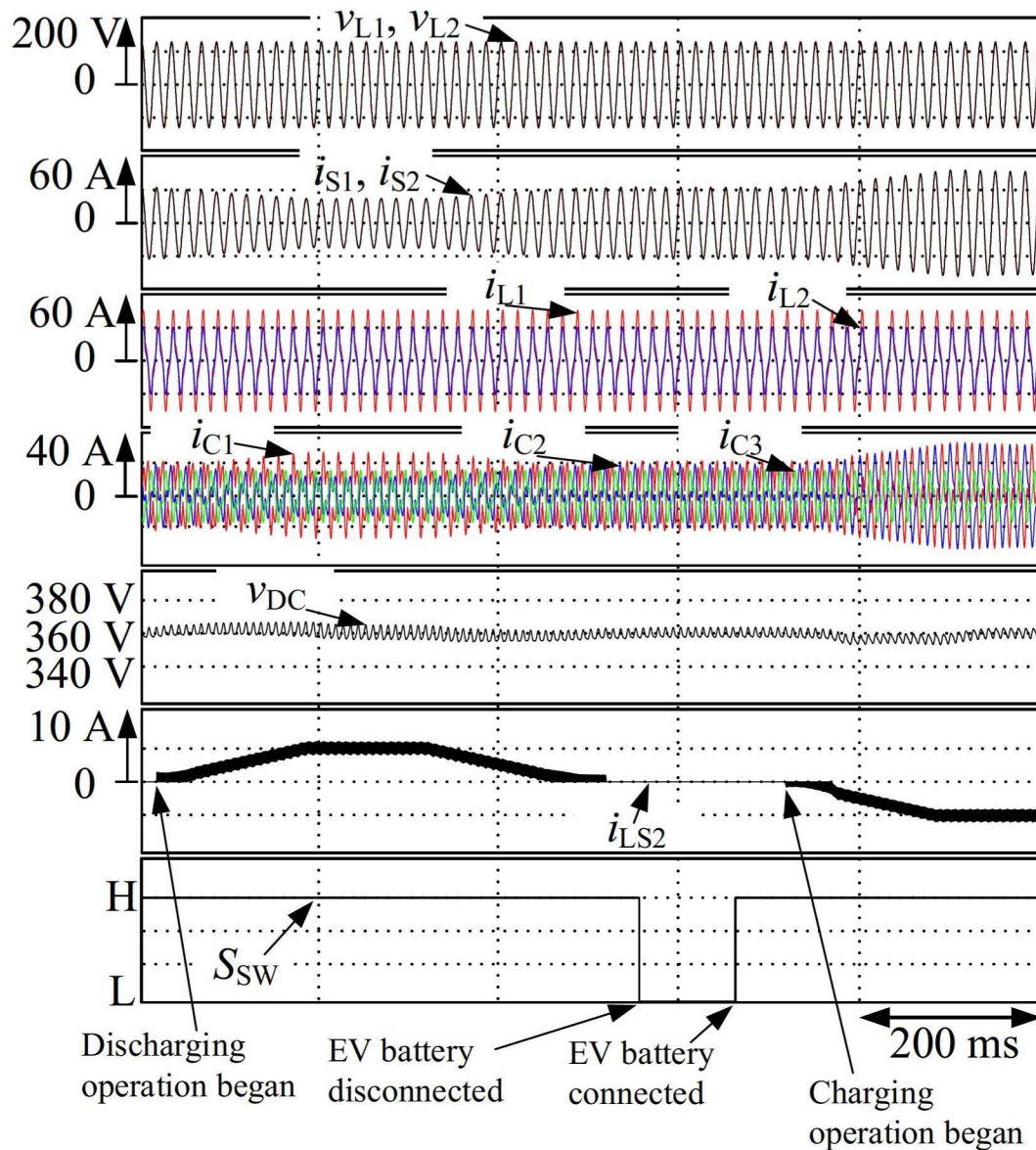


図 4.4 電力品質保証機能を有するEV用双方向バッテリーチャージャのシームレス制御時のシミュレーション結果

表 4.1 図 4.3 の回路定数

Item	Symbol	Value
Linear Load1 1.2 pu with power factor of 0.8	L_{L1}	12.1 mH
	R_{L1}	20 Ω
Non Linear Load1	L_{h1}	3.67 mH
	C_{h1}	470 μ F
	R_{h1}	10 Ω
Linear Load2 0.8 pu with power factor of 0.9	L_{L2}	12 mH
	R_{L2}	22 Ω
Non Linear Load2	L_{h2}	6.0 mH
	C_{h2}	330 μ F
	R_{h2}	16 Ω
Filter inductor	L_{f1}	0.46 mH
Filter capacitor	C_{f1}	10.0 μ F
Switching inductor	L_{S1}	1 mH
DC-capacitor	C_{DC}	2700 μ F
DC-capacitor voltage	V_{DC}^*	360 Vdc
Filter inductor for chopper	L_{S2}	3.3 mH
Filter capacitor for chopper	C_{f2}	1000 μ F
Battery voltage	V_{bat}	257 Vdc
Internal resistor of battery	r	72 m Ω
Switching frequency	f_{sw}	9.36 kHz

る。バッテリー放電時の定常状態における電源電流 i_{S1} および i_{S2} の THD はそれぞれ 5.92% および 3.71% となっており、放電時において電力品質保証機能の有効性を確認した。次に、EV は接続されているが放電動作および充電動作を行っていない状態における電源電流 i_{S1} および i_{S2} の THD はそれぞれ 3.13% および 2.04% となっており、電力品質保証機能の有効性を確認した。また、EV が未接続時の場合における電源電流 i_{S1} および i_{S2} の THD はそれぞれ 3.13% および 2.03% となっており、電力品質保証機能の有効性を確認した。最後に、バッテリー充電時の定常状態における電源電流 i_{S1} および i_{S2} の THD はそれぞれ 2.07% および 1.37% となっており、充電時において電力品質保証機能の有効性を確認した。これらの結果より、いずれの動作状態においても電源電流は正弦波で力率 1.00 を維持しており、電力品質保証機能の有効性が確認された。また、各動作のシームレスな切り替えが発生した場合においても直流キャパシタ電圧 v_{DC} は一定に保たれていることが確認でき、シームレスな動作遷移が実現していることが分かる。以上より、提案する EV 用双方向バッテリーチャージャは、充電動作 (G2V)、放電動作 (V2G)、および未接続状態において電力品質保証機能を有効に動作させつつ、各動作間のシームレスな運転切り替えを実現できることをシミュレーションにより確認した。

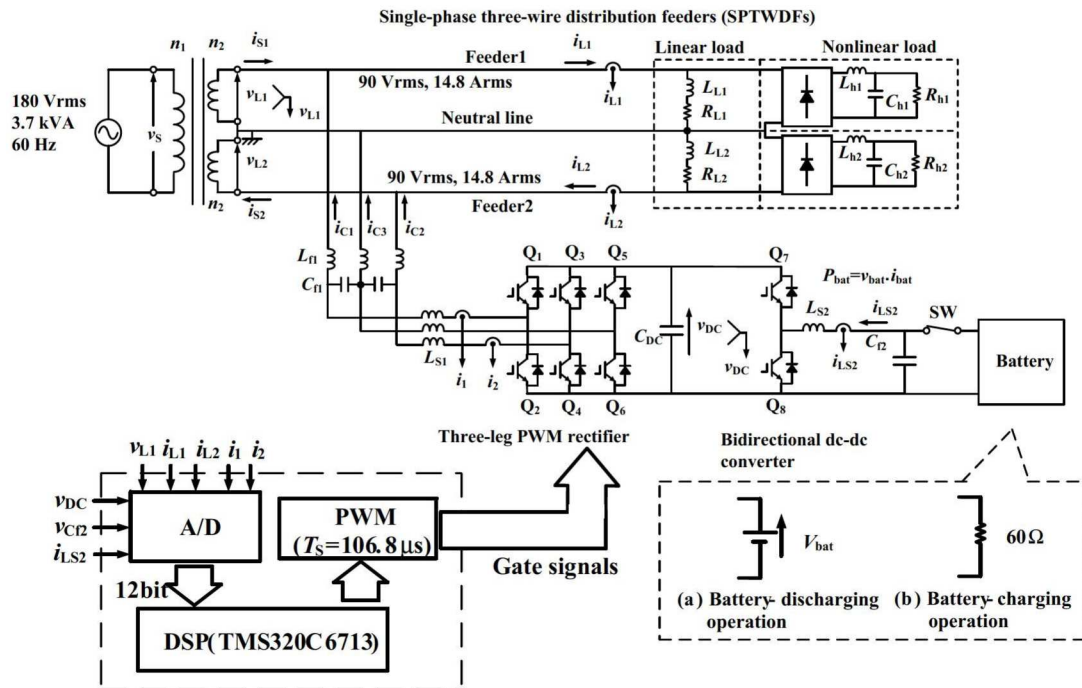


図 4.5 電力品質保証機能を有するEV用双方向バッテリーチャージャの実機主回路構成図

4.4 実験結果

図 4.3 では高圧側電圧は 6.6 kVrms であり，研究室レベルでの実験装置を構成するのは困難である。そこで，高圧側電圧を 180 Vrms とした縮小モデルの実験装置を構成した。このとき，変圧器の定格は 2.6 kVA であり，低圧側電圧は 90 Vrms および電源電流は 14.8 Arms である。図 4.5 に，構成した実験装置の主回路構成図，表 4.2 に実験に用いた回路定数を示す。縮小モデルの実験装置において，直流キャパシタ電圧一定制御の指令値は 360 Vdc，バッテリーの電圧は 257 Vdc とした。EV のバッテリーは，放電動作時には実験室で所有している定格電圧 300 V の直流電圧源 HX0300-25 を用い，充電動作時には 60 Ω の抵抗器を用いて模擬した。直流電源と抵抗器の切替えはブレーカで行い，ブレーカを OFF とすることで EV 未接続状態も検証可能とした。図 4.6 にシームレスな運転動作切り替えに用いる EV のバッテリーを模擬した部分の外観を示す。双方向バッテリーチャージャの指令値演算，および各制御アルゴリズムの実装には DSP (TMS320C6713, 225 MHz) を用いた。検出した電源電圧 v_s ，負荷電流 i_{L1} および i_{L2} ，補償電流 i_1 および i_2 ，直流キャパシタ電圧 v_{DC} およびバッテリー電流 i_{LS2} は，A/D 変換器を用いて 12bit のデジタル量に変換され，サンプリング周期 106.8 μs ごとに DSP に取り込まれる。この DSP 内では，バッテリーチャージャの出力電流指令値 i_1^* および i_2^* の演算，直流キャパシタ電圧 v_{DC} 一定制御，双方向チョップの制御および三角波比較 PWM 方式を一括して行っている。EV 用双方向バッテリーチャージャの 3 レグ構成 PWM

表 4.2 図 4.5 の回路定数

Item	Symbol	Value
Linear Load1	L_{L1}	12.1 mH
	R_{L1}	20 Ω
Non Linear Load1	L_{h1}	3.67 mH
	C_{h1}	470 μ F
	R_{h1}	10 Ω
Linear Load2	L_{L2}	12 mH
	R_{L2}	22 Ω
Non Linear Load2	L_{h2}	6 mH
	C_{h2}	330 μ F
	R_{h2}	16 Ω
Filter inductor	L_{f1}	0.46 mH
Filter capacitor	C_{f1}	10.4 μ F
Switching inductor	L_{S1}	1 mH
DC-capacitor	C_{DC}	2700 μ F
DC-capacitor voltage	V_{DC}^*	257 Vdc
Filter inductor for chopper	L_{S2}	3.3 mH
Filter capacitor for chopper	C_{f2}	1000 μ F
Battery voltage	V_{bat}	360 Vdc
Internal resistor of battery	r	72 m Ω
Switching frequency	f_{SW}	9.36 kHz

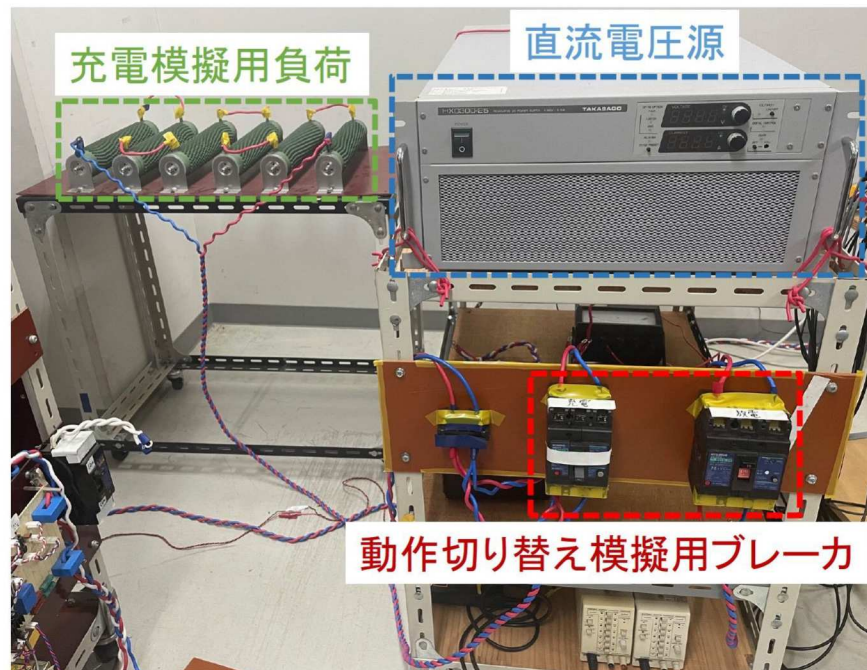


図 4.6 シームレスな動作切り替えを模擬できる実際の実験装置

整流器には、MyWay 社製の 3 レグインバータの MWINV-9R122B を用いており、3 レグインバータを構成する 6-in-1 IGBT モジュールは、三菱電機株式会社製の PM50RSA060 が使用されている。双方向 dc-dc コンバータは三菱電機株式会社製の 2-in-1 IGBT モジュールである CM100DY-24A を用いて構成した。図 4.7 に、電力品質保証機能を有する EV 用双方向バッテリーチャージャのシームレス制御の実験シーケンスを示す。実験手順は、充電動作、バッテリー未接続、放電動作の順でそれぞれの動作切り替えをシームレスに行っている。実験波形の測定には横河電機製の高速データアキュイジションユニット SL1000 を使用して波形の測定を行っている。測定機器の計測時間およびサンプリング周期の制約の都合上、シミュレーション結果の波形のようにシームレスな動作切り替えを一括して掲載するのは困難である。そのため、実験結果は充電動作、未接続時および放電動作の波形における代表波形を別図として掲示するが、実験はいずれも図 4.7 に基づいて、それぞれの動作切り替えをシームレスに行っている。

図 4.8，図 4.9 および図 4.10 に電力品質保証機能を有する EV 用双方向バッテリーチャージャのシームレス制御における充電開始前後，EV 切り離し時および放電開始前後の実験結果を示す。柱上変圧器低圧側の定格は 2.6 kVA，60 Hz，90 Vrms および 14.8 Arms である。波形は上から，柱上変圧器の低圧側電圧 v_{L1} および v_{L2} ，電源電流 i_{S1} および i_{S2} ，負荷電流 i_{L1} および i_{L2} ，スマートチャージャが出力する補償電流 i_{C1} ， i_{C2} および i_{C3} ，直流キャパシタ電圧 v_{DC} およびバッテリーの放電電流 i_{LS2} を示している。家庭内負荷に流入する負荷電流 i_{L1}

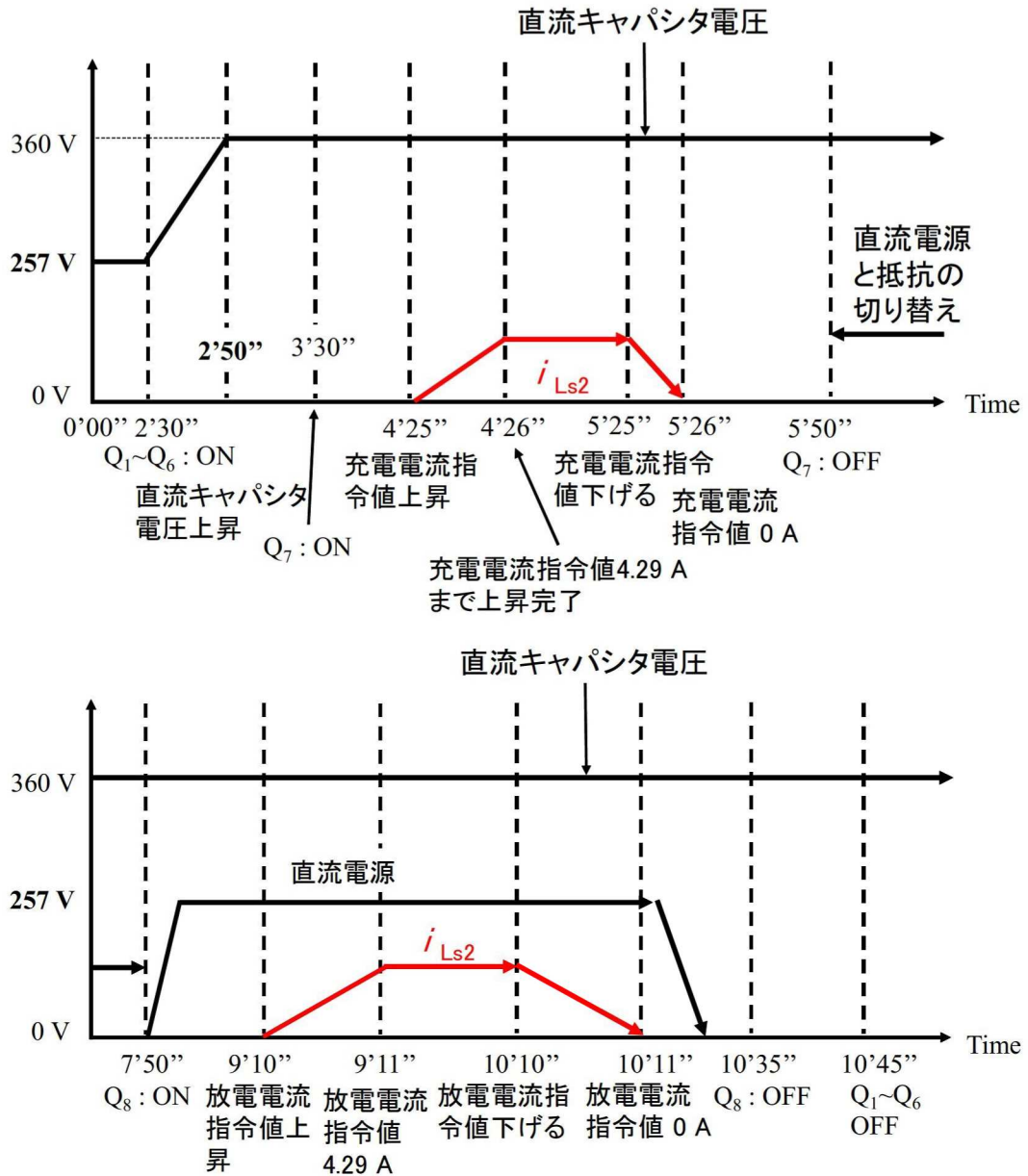


図 4.7 電力品質保証機能を有する EV 用双方向バッテリーチャージャのシームレスな動作切り替えの実験シーケンス

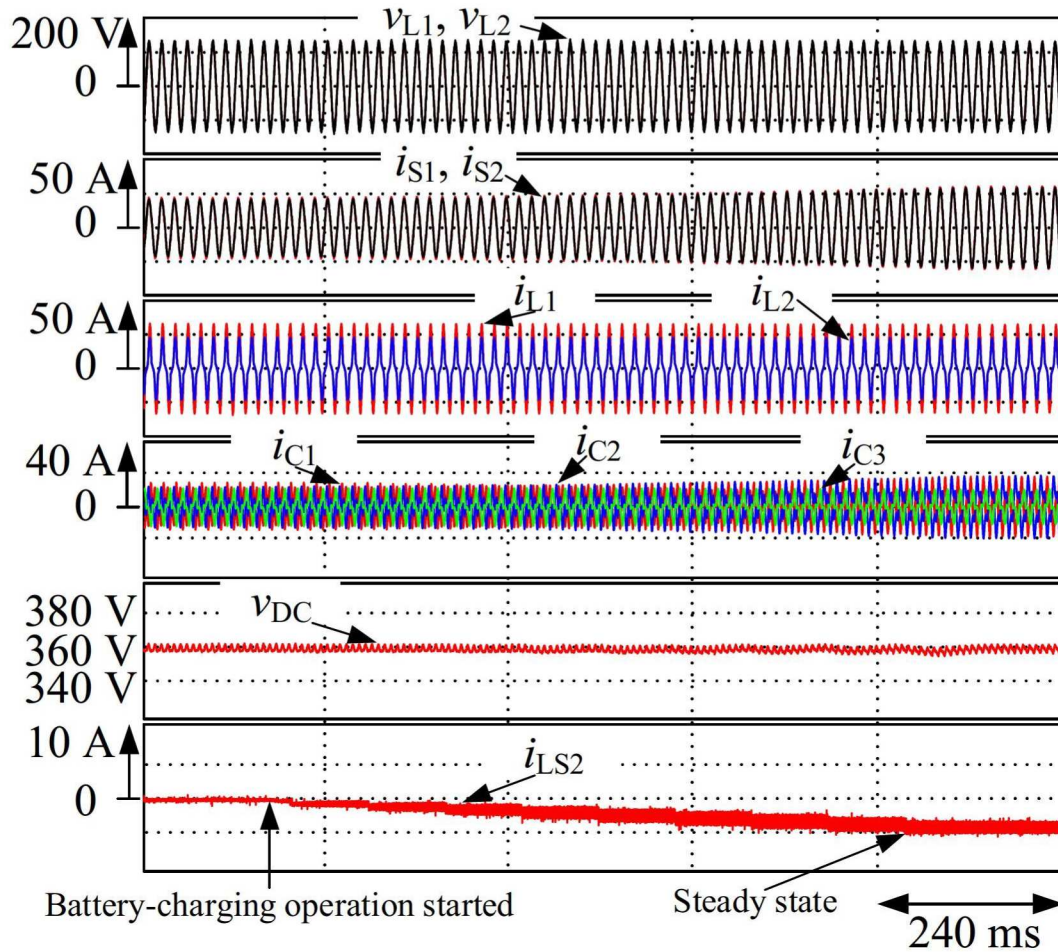


図 4.8 電力品質保証機能を有するEV用双方向バッテリーチャージャの充電開始前後の実験結果

および i_{L2} は高調波電流を含み不平衡状態であり、THD はそれぞれ 35.3% および 34.1% である。図 4.8 より、充電動作開始前において 3 レグ構成 PWM 整流回路の出力電流 i_{C1} 、 i_{C2} および i_{C3} により電力品質が保証され、正弦波で平衡した電源電流 i_{S1} および i_{S2} となっている。このとき、 i_{S1} および i_{S2} の THD は、それぞれ 6.79% および 5.01% である。さらに、充電動作が開始され定常状態における電源電流 i_{S1} および i_{S2} の THD は、それぞれ 5.59% および 3.96% であり、動作切り替えが生じた際にも電力品質保証機能が維持されていることがわかる。図 4.9 は、充電動作終了後に直流電源および抵抗に接続される両方のブレーカーを OFF にして、EV のバッテリーを切り離している時の波形である。EV 未接続時の場合においても、3 レグ構成 PWM 整流回路の出力電流 i_{C1} 、 i_{C2} および i_{C3} により電力品質が保証され、正弦波で平衡した電源電流 i_{S1} および i_{S2} となっている。このとき、 i_{S1} および i_{S2} の THD は、それぞれ 5.92% および 3.71% である。図 4.10 において、図 4.8 と同様に、放電動作開始前

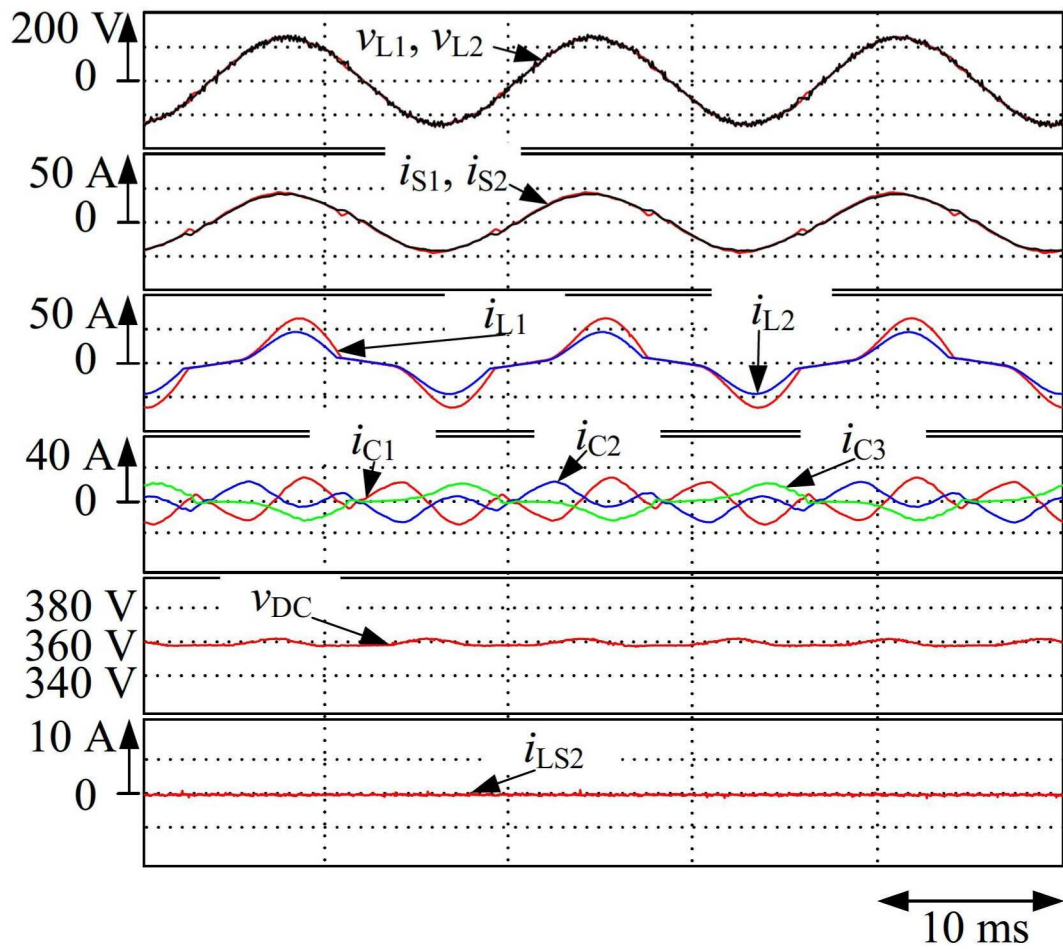


図 4.9 電力品質保証機能を有する EV 用双方向バッテリーチャージャの EV 切り離し時における実験結果

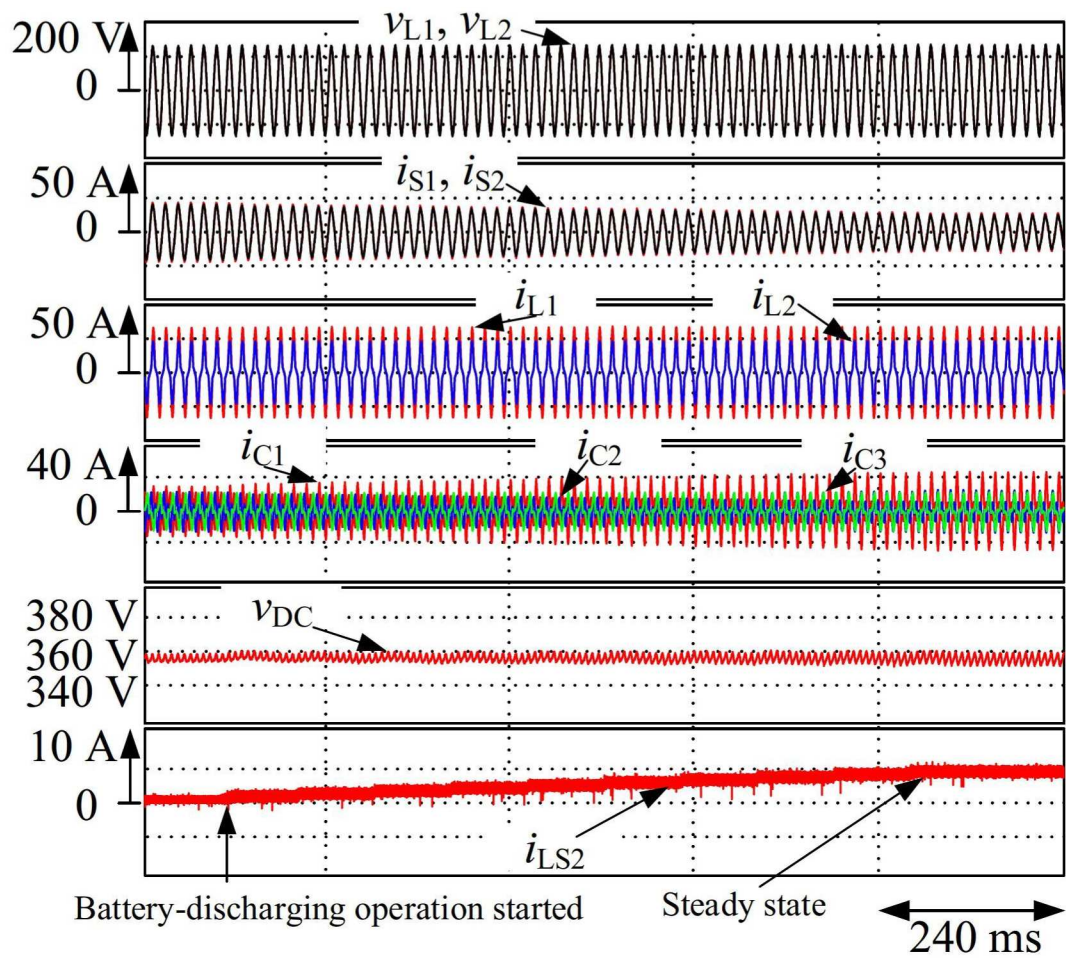


図 4.10 電力品質保証機能を有するEV用双方向バッテリーチャージャの放電開始前後の実験結果

において 3 レグ構成 PWM 整流回路の出力電流 i_{C1} , i_{C2} および i_{C3} により電力品質が保証され i_{S1} および i_{S2} の THD は, それぞれ 7.24% および 5.21% である。さらに, 放電動作が開始され定常状態における電源電流 i_{S1} および i_{S2} の THD は, それぞれ 11.7% および 7.75% であり,, 動作切り替えが生じた際にも電力品質保証機能が維持されていることがわかる。以上の実験結果から, 図 4.5 の電力品質保証機能を有する EV 用双方向バッテリーチャージャは, EV 内のバッテリー充電動作, 放電動作およびバッテリー未接続時のシームレスで連続的な運転動作切り替えが可能であり, 常に家庭内負荷で発生した不平衡有効電流, 無効電流および高調波電流を補償し, 力率 1.00 でバランスした正弦波の電源電流を実現可能であることを明らかにした。

4.5 本章のまとめ

本章では、電力品質保証機能を有するEV用双方向バッテリーチャージャの実用化に向け、電力品質保証動作を維持したまま、EV未接続・充電（G2V）・放電（V2G）の各動作をシームレスに切り替える制御法を検討した。まず、直流キャパシタ電圧一定制御に基づく制御を用いて、バッテリーの電力が正（放電）・負（充電）・零（未接続）のいずれの場合にも、力率1.00の平衡した正弦波の電源電流を連続的に実現できることを理論的に示した。さらに、PSIMを用いた計算機シミュレーションおよび縮小モデルを用いた実験により、動作切り替え前後を通じて直流キャパシタ電圧が一定に保持され、各動作の切り替え時においても、3レグ構成PWM整流回路が出力する補償電流 i_{C1}, i_{C2}, i_{C3} により電力品質が一貫して保証され、正弦波で平衡した電源電流 i_{S1}, i_{S2} を常時確保できることを確認した。以上より、提案システムは、EVの接続状態や動作モードの変化に依存せず、また、制御アルゴリズムを別途追加することなく、電力品質を維持しつつシームレスな運転切り替えを達成できることを明らかにした。

第5章 単相3線式配電線における NPC インバータを用いた HEMS の電力品質保証機能

前章までに、2レベルインバータを用いたEV用双方向バッテリーチャージャにおける電力品質保証機能および放電電力制御について検討を行い、その有効性を確認した。本章では、3レベル出力が得られる中性点クランプ式 (Neutral-point-clamped : NPC) インバータを適用し、単相3線式配電における Home Energy Managemnet system(HEMS) の電力品質保証機能について検討する。提案システムは、NPC インバータを用いて負荷電流の不平衡成分、無効成分および高調波成分を補償し、電源側電流を平衡かつ力率 1.00 の正弦波電流とすることを目的とする構成である。NPC インバータは、従来の2レベルインバータと比較して、スイッチング素子の耐圧を低減できること、インバータの出力電圧のステップ幅を低減し高調波を抑制できること、などの利点を有する。その結果、オン抵抗が低く、導通損失の少ない低耐圧のスイッチング素子が利用でき、スイッチング周波数成分の除去に必要な LC フィルタの小型化や、電圧の変化幅の低減により電子ノイズ (EMI) の抑制も期待できる。さらに、直流キャパシタ、フィルタ用インダクタおよびスイッチング素子の仕様に基づく定量的評価の結果、3レベル NPC インバータを用いたシステム構成は、2レベルインバータのシステム構成と比較して部品点数は増加するものの、システム全体の体積を約 1/4 まで低減可能であり、コストおよび損失の観点からも同等もしくは優位な特性を有することを確認した。本章ではまず、単相3線式配電線における NPC インバータを用いた HEMS のシステム構成および制御アルゴリズムを示し、提案システムの基本原理について述べる。ついで、PSIM を用いた計算機シミュレーションにより、提案する電力品質保証機能の有効性を検証する。

5.1 主回路構成

図 5.1 に、単相3線式配電線における電力品質保証機能を有する NPC インバータを用いた HEMS の主回路構成を示す。近年、多くの家庭用電気機器にはダイオード整流回路が内蔵されている。これを考慮して、抵抗およびインダクタから構成される線形負荷と、ダイオード整流回路を用いた非線形負荷によって家庭内負荷を模擬している。さらに、Feeder1 および Feeder2 の負荷バランスは、日本電気技術規格委員会 (JESC) の内線規程に定められ

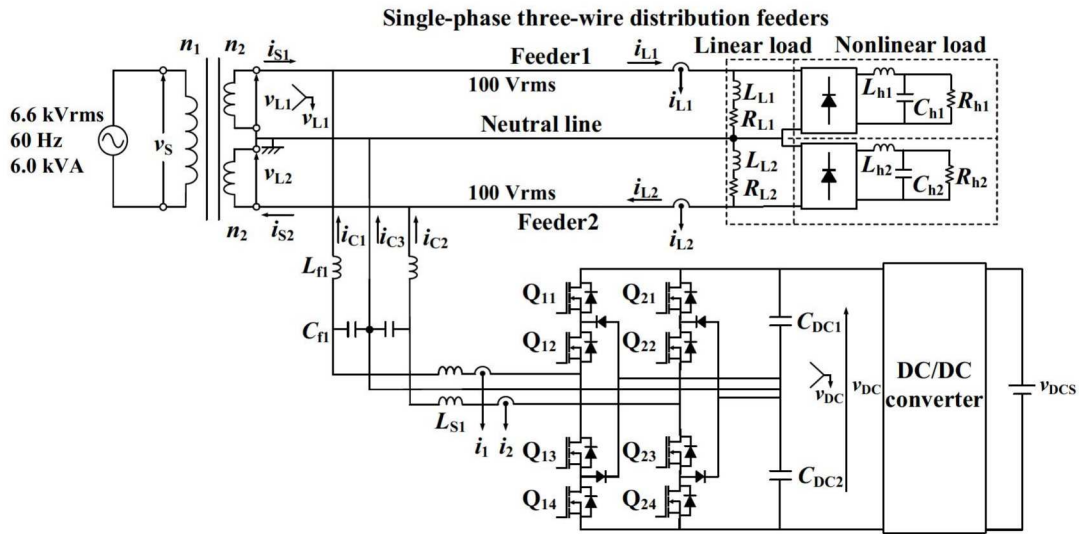


図 5.1 電力品質保証機能を有する HEMS の主回路構成

た最大不平衡率 40%に基づき設定しており、実系統で想定される不平衡負荷のワーストケースを模擬している⁽⁶⁵⁾。そのため、家庭内負荷に流入する電流 i_{L1} および i_{L2} は、無効成分および高調波成分を含む不平衡な波形となる。提案する HEMS は、スイッチ Q_{11} から Q_{24} で構成される 2 レグ構成の NPC インバータと、双方向 DC-DC コンバータおよび各種分散型電源を模擬した直流電圧源から構成される。前章までに示した主回路構成と比較すると、本構成では、単相三線式配電系統の各 Feeder に対してハーフブリッジ形インバータを適用し、補償電流を出力している点異なる。文献 (84) では、3 レグ構成のインバータを用いて各 Feeder に対してフルブリッジ形のインバータを構成することで、直流キャパシタを一括にし、各キャパシタの電圧変動を考慮しなくてもよい構成にしている。一方、NPC インバータでは、各アームの電圧を半減するために分割キャパシタが必要となる。このため、本システムでは 2 レグ構成の NPC インバータを採用し、必要なスイッチング素子の総数を低減している。また、前章までは EV のバッテリーとの電力の授受に双方向チョップを用いていたが、文献 (90, 91, 92) によると、系統と分散型電源の間は電氣的に絶縁することが望ましいとされている。そこで、本システムにおいても、絶縁型の DC-DC コンバータの適用を検討している。ただし、本章では提案システムを用いた電力品質保証機能の有効性の確認を主目的としているため、DC-DC コンバータの詳細に関しては割愛する。次節以降は、本システムの制御アルゴリズムについて詳細に説明する。

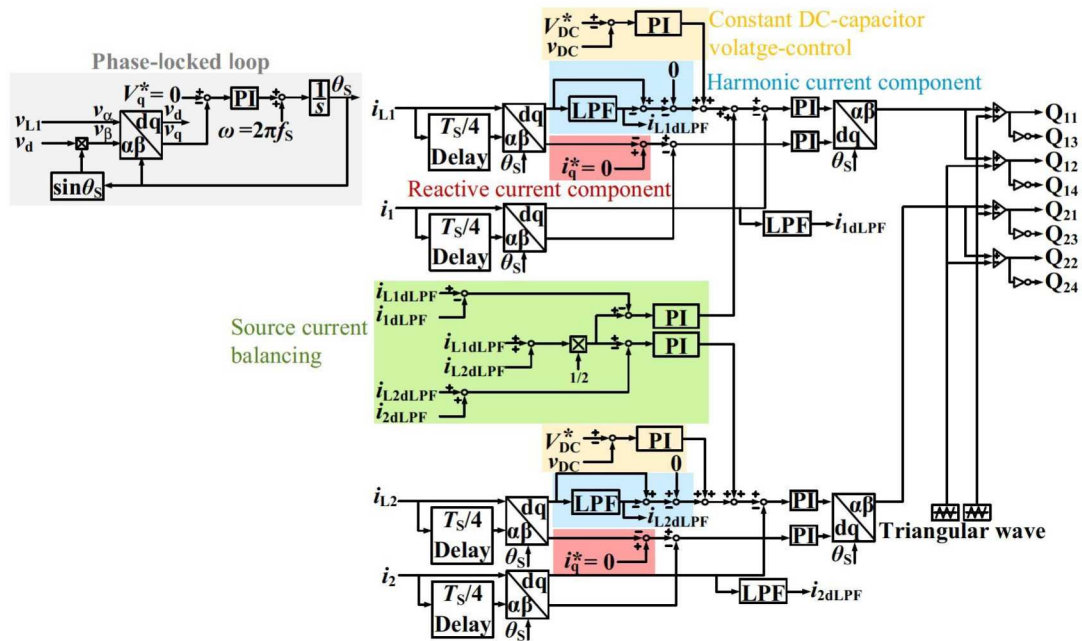


図 5.2 電力品質保証機能を有する HEMS の制御ブロック

5.2 HEMS の電力品質保証制御法

ここでは、単相 3 線式配電線における NPC インバータを用いた HEMS の電力品質保証制御について理論的に明らかにする。提案システムの制御ブロックを図 5.2 に示す。本制御系は主に、Phase-locked loop(PLL)、直流キャパシタ電圧一定制御、負荷電流に含まれる高調波成分の抽出および補償ブロック、無効電流制御ブロックおよび電源電流のバランス制御ブロックによって構成されている。以下では、各制御の役割およびシステム全体の制御アルゴリズムについて詳細に説明する。図 5.1 において、柱上変圧器の低圧側電圧 v_{L1} および v_{L2} は正弦波である。このとき、 v_{L1} および v_{L2} は次式で与えられる。

$$v_{L1} = v_{L2} = \sqrt{2}V_L \cos \omega_s t \dots\dots\dots (5.1)$$

灰色で示すブロックは、系統電圧と同期した電角 θ_s を生成する PLL である。PLL では、系統電圧を $\alpha\beta$ -dq 変換し、 q 軸成分 v_q が 0 になるよう PI 制御を行うことで、電角 θ_s を生成している。 $\alpha\beta$ -dq 変換に必要な仮想直交成分は d 軸成分 v_d に電角 θ_s を用いて、 $\sin\theta_s$ を乗算して生成し、系統電圧との位相偏差を 1 サンプル以内同期することが可能である。前節で説明した負荷条件より、負荷電流 i_{L1} および i_{L2} は、不平衡成分、無効成分およ

び高調波成分を含む。このとき、 i_{L1} および i_{L2} は次式で与えられる。

$$\begin{aligned}
 i_{L1} &= \sqrt{2}\{I_{L11} \cos(\omega_S t - \phi_{L11}) + \sum_{n=2}^{\infty} I_{L1n} \cos(n\omega_S t - \phi_{L1n})\} \\
 &= \sqrt{2}I_{L11} \cos \phi_{L11} \cos \omega_S t + \sqrt{2}I_{L11} \sin \phi_{L11} \sin \omega_S t \\
 &\quad + \sum_{n=2}^{\infty} \sqrt{2}I_{L1n} \cos \phi_{L1n} \cos n\omega_S t + \sum_{n=2}^{\infty} \sqrt{2}I_{L1n} \sin \phi_{L1n} \sin n\omega_S t \\
 i_{L2} &= \sqrt{2}\{I_{L21} \cos(\omega_S t - \phi_{L21}) + \sum_{n=2}^{\infty} I_{L2n} \cos(n\omega_S t - \phi_{L2n})\} \\
 &= \sqrt{2}I_{L21} \cos \phi_{L21} \cos \omega_S t + \sqrt{2}I_{L21} \sin \phi_{L21} \sin \omega_S t \\
 &\quad + \sum_{n=2}^{\infty} \sqrt{2}I_{L2n} \cos \phi_{L2n} \cos n\omega_S t + \sum_{n=2}^{\infty} \sqrt{2}I_{L2n} \sin \phi_{L2n} \sin n\omega_S t \dots\dots\dots (5.2)
 \end{aligned}$$

式 (5.2) で示される負荷電流 i_{L1} および i_{L2} に対して、電気角 θ_s を基準角とした、 dq 変換により直交座標成分に変換すると、 d 軸成分には、系統電圧と同相の有効電流成分である基本周波数成分および高調波成分が、 q 軸成分には、系統電圧と $\pi/2$ ずれた無効電流成分である基本周波数成分および高調波成分が現れる。このとき、基本周波数成分は直流量として現れる。負荷電流の d 軸および q 軸の成分は、次式のように表される。

$$\begin{aligned}
 i_{L1d} &= \sqrt{2} I_{L11} \cos \phi_{L11} + \sqrt{2} \sum_{n=2}^{\infty} I_{L1n} \cos((n-1)\omega_S t - \phi_{L1n}) \\
 i_{L1q} &= \sqrt{2} I_{L11} \sin \phi_{L11} + \sqrt{2} \sum_{n=2}^{\infty} I_{L1n} \sin((n-1)\omega_S t - \phi_{L1n}) \\
 i_{L2d} &= \sqrt{2} I_{L21} \cos \phi_{L21} + \sqrt{2} \sum_{n=2}^{\infty} I_{L2n} \cos((n-1)\omega_S t - \phi_{L2n}) \\
 i_{L2q} &= \sqrt{2} I_{L21} \sin \phi_{L21} + \sqrt{2} \sum_{n=2}^{\infty} I_{L2n} \sin((n-1)\omega_S t - \phi_{L2n}) \dots\dots\dots (5.3)
 \end{aligned}$$

青色で示すブロックは、式 (5.3) における d 軸成分の第2項以降、すなわち高調波成分を抽出し、0 との差分から、負荷電流に含まれる高調波に対して逆相の成分を生成して、インバータの d 軸の指令値とする機能を有する。赤色で示すブロックは、 q 軸成分を0と比較し、負荷の無効電流を打ち消すための指令値を生成する。これにより、負荷に含まれる高調波および無効電流に対して、インバータが逆相の補償電流を出力することが可能となる。次に、緑色で示す電源電流のバランス制御ブロックでは、式 (5.3) に示す、負荷電流の d 軸成分をローパスフィルタ (LPF) に通し、基本波の有効成分 i_{L1dLPF} および i_{L2dLPF} を抽出する。これらの平均値 $\overline{i_{LdLPF}}$ は次式で与えられる。

$$\overline{i_{LdLPF}} = \frac{\sqrt{2}(I_{L11} \cos \phi_{L11} + I_{L21} \cos \phi_{L21})}{2} \dots\dots\dots (5.4)$$

式 (5.4) で与えられる負荷電流の平均値 $\overline{i_{LdLPF}}$ と電源電流 i_{S1} および i_{S2} との偏差をそれぞれ PI 制御を用いて増幅し、その結果を d 軸成分に加算する。以上より、平衡な電源電流を実

現することが可能となる。さらに、インバータから補償電流を安定して供給するには、系統の電圧の最大値（約 282 V）を十分に上回る直流リンク電圧が必要がある。そのため、直流キャパシタ電圧一定制御を用いて、直流リンク電圧 v_{DC} が指令値 360 V を追従するように、指令値と検出値との偏差を PI 制御を用いて増幅させ、それを d 軸成分に加算することで、電圧を 360 V 一定に制御する。以上の各制御ブロックによって、インバータの補償電流指令値は、負荷電流に含まれる不平衡成分、高調波成分および無効成分を打ち消すように生成され、電源側で力率 1.00 の平衡な正弦波を実現できることを理論的に確認することができた。最後に、生成された補償電流指令値と補償電流の検出値を比較し、PI 制御を用いて演算することで補償電流のフィードバック制御が行われる。以上で演算された dq 軸成分に対して、逆 dq 変換を行い、補償電流の補償量を $\alpha\beta$ 成分に戻した後、その値を変調波として、ユニポーラ変調による三角波比較方式 PWM を用いてスイッチング信号を生成することで、単相 3 線式配電線における NPC インバータを用いた HEMS の電力品質保証機能を実現する。本章で提案する制御は、前章までに提案した制御と比較して、補償対象となる負荷電流および補償電流のフィードバックループを dq 軸座標で演算している点に特徴がある。前章までの制御においては、補償効果の悪い第 3 次の高調波に対して、PLL で算出した電気角 θ_s を 3 倍し、補償電流の 3 次の高調波成分のみを増加させ、高調波の補償効果を増加させる手法を用いていた。しかし、従来の制御法には、いくつかの問題があった。1 点目は、3 次高調波補償ブロックに、演算負荷の大きい移動平均 LPF を多用しなければならない点である。システムの制御は、検出した値を用いて、指令値を演算するまでの時間は搬送波である三角波の山ごとに、つまり搬送波の 1 周期以内に指令値の演算を終える必要がある。そのため、実際のシステムに実装する点において負荷の大きい演算の増加は、演算時間によるキャリア周波数の制限が生じる可能性があるため、あまり好ましくない。2 点目は、系統電圧の変動に対して、3 次調波の補償ブロックは、応答に時間がかかり、メインの補償電流制御を担う基本波の補償に対して、異なる位相の 3 次高調波の補償成分を出力する可能性がある。3 次調波に同期した電気角は、系統電圧に同期した電気角を 3 倍にすることで算出されている。そのため、3 周期に 1 度しか系統電圧の位相をフィードバックすることができない。これにより、瞬低や位相ジャンプなどの系統電圧の変動に対して、応答が悪くなる可能性がある。以上の点より、本章で提案する制御では、補償対象となる負荷電流および補償電流のフィードバックループを dq 軸座標で演算し、HEMS の電力品質保証制御を実現している。

5.3 定常負荷におけるシミュレーション結果

本節では、前節で提案した NPC インバータを用いた HEMS の電力品質保証制御の有効性を PSIM を用いた計算機シミュレーションによって確認する。制御アルゴリズムは C 言語を用いて実装し、PSIM 上で動作する Dynamic Link Library (DLL) を用いて構成した。検出値

表 5.1 図 5.1 の回路定数

Item	Symbol	Value
Linear Load1 1.0 pu with power factor of 0.86	L_{L1}	11 mH
	R_{L1}	5 Ω
Non Linear Load1	L_{h1}	4 mH
	C_{h1}	470 μ F
	R_{h1}	10 Ω
Linear Load2 0.6 pu with power factor of 0.85	L_{L2}	18 mH
	R_{L2}	9 Ω
Non Linear Load2	L_{h2}	4 mH
	C_{h2}	470 μ F
	R_{h2}	18 Ω
Filter inductor	L_{f1}	0.3 mH
Filter capacitor	C_{f1}	5 μ F
Switching inductor	L_{S1}	0.6 mH (6.7%)
DC-capacitor	$C_{DC1,2}$	1500 μ F
DC-capacitor voltage	V_{DC}^*	360 Vdc
Switching frequency	f_{sw}	20.4 kHz

の取り込みおよび演算した指令値の出力は、三角波比較方式 PWM の三角波 1 周期毎に 1 回とする。家庭内負荷 Load1 および Load2 は内線規程で許容された設備不平衡の最大である 40 % の条件を考慮し、回路定数はそれぞれ、Load1 の負荷を 1.0 pu とし、力率および THD はそれぞれ 0.86 および 23.9 % とした。Load2 は 0.6 pu とし、力率および THD はそれぞれ 0.85 および 29.9 % とした。シミュレーション回路は主回路を図 5.1 に、制御ブロックを図 5.2 示す構成とし、その回路定数を表 5.1 に示す。HEMS は住宅に設置されるシステムであるため、騒音について考慮し、可聴域の周波数を超過した 20.4 kHz の周波数のスイッチング周波数に設定している。システムの高周波化により、連系インダクタおよび LC フィルタの各素子の値を従来システムよりも小さくできる。また、2 レグ構成を採用することで、中性点に接続する各インダクタを省略でき、システムの小型化が可能となる。図 5.3 に、図 5.1 および図 5.2 で示す、単相 3 線式配電線における NPC インバータを用いた HEMS の電力品質保証制御におけるシミュレーション結果を示す。柱上変圧器低圧側の定格は 6.0 kVA, 60 Hz, 100 Vrms である。波形は上から、柱上変圧器の低圧側電圧 v_{L1} および v_{L2} , 電源電流 i_{S1} および i_{S2} , 負荷電流 i_{L1} および i_{L2} , HEMS が出力する補償電流 i_{C1} , i_{C2} および i_{C3} , 直流キャパシタ電圧 v_{CDC1} および v_{CDC2} , 直流リンク電圧 v_{DC} を示している。負荷電流 i_{L1} および i_{L2} は不平衡で歪んだ無効成分を含む波形となっている。このとき、負荷電流 i_{L1} および i_{L2} の THD はそれぞれ 23.9% および 29.9%, 力率はそれぞれ 0.86 および 0.85, 電流の実効値はそれぞれ 30.2 Arms および 18.2 Arms となっている。一方、電源電流 i_{S1} および i_{S2} は HEMS

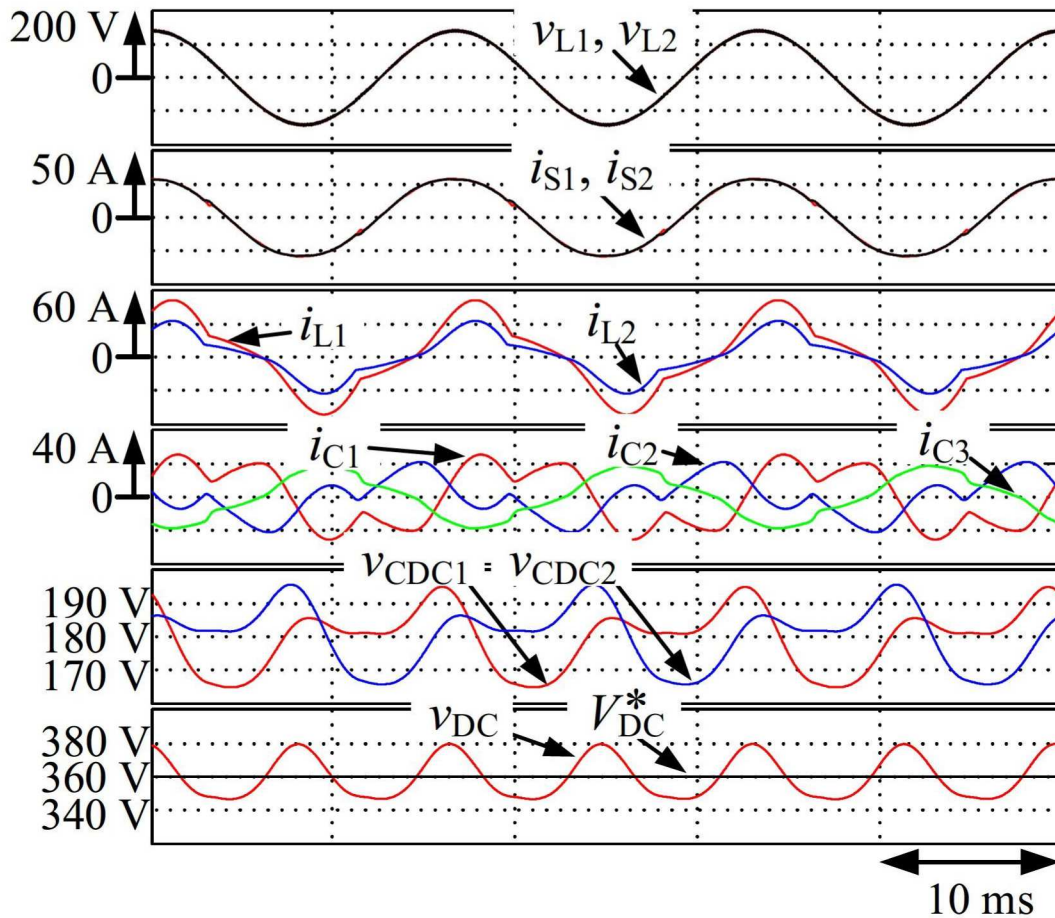


図 5.3 HEMS の電力品質保証のシミュレーション結果

の補償電流によって電力品質が保証されている。電源電流 i_{S1} および i_{S2} の THD はそれぞれ 2.74% および 3.46%，力率はそれぞれ 1.00，電流の実効値はそれぞれ 20.8 Arms となっている。また，直流リンク電圧 v_{DC} は指令値 360 Vdc を追従しており，電圧は一定に制御できていることが波形からわかる。そして，直流キャパシタ電圧 v_{CDC1} および v_{CDC2} もそれぞれ 180 Vdc でバランスしており，NPC インバータの正常な動作を確認することができる。以上のことより，HEMS の電力品質保証制御の有効性をシミュレーションにより確認した。

5.4 負荷変動時のシミュレーション結果

本節では，負荷変動時における動作をシミュレーションにより確認する。図 5.4 に負荷変動を模擬した主回路構成を示す。図 5.1 からの変更点は，Feeder2 に線形負荷を新たに並列に追加した点である。追加する負荷のそれぞれの定数は，表 5.2 に示す。負荷接続前の負荷

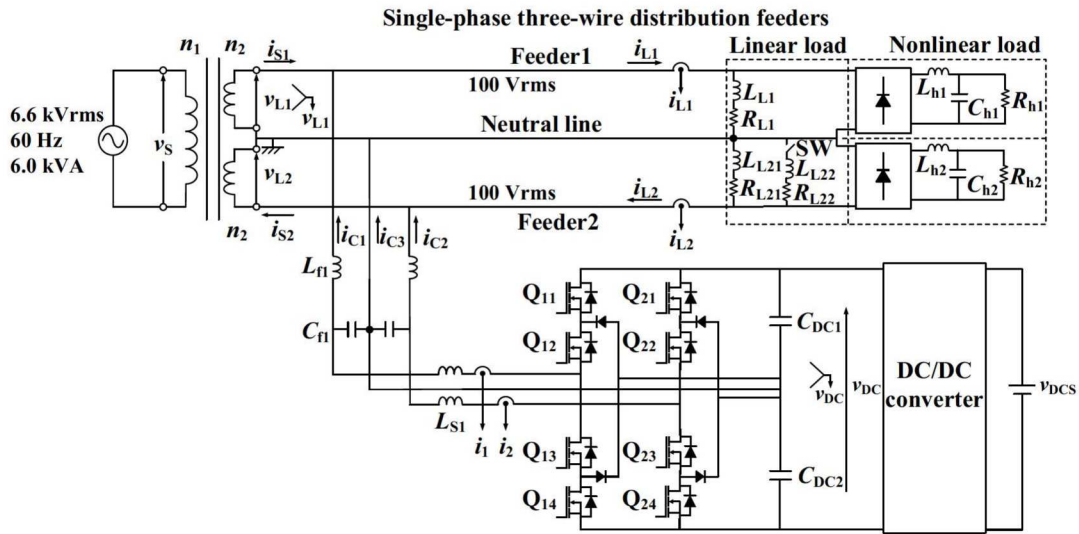


図 5.4 電力品質保証機能を有する HEMS の負荷変動を模擬した主回路構成

表 5.2 追加する負荷の回路定数

Item	Symbol	Value
Added Linear Load2	L_{L22}	30 mH
	R_{L22}	20 Ω

電流 i_{L2} は、力率 0.85, THD29.9%および実効値 18.2 Armsである一方、負荷接続後は、力率 0.86, THD24.0%および実効値 22.3 Armsである。図 5.5 および図 5.6 に負荷変動時のシミュレーション結果を示す。波形は上から、柱上変圧器の低圧側電圧 v_{L1} および v_{L2} , 電源電流 i_{S1} および i_{S2} , 負荷電流 i_{L1} および i_{L2} , HEMS が出力する補償電流 i_{C1} , i_{C2} および i_{C3} , 直流キャパシタ電圧 v_{DC1} および v_{DC2} , 直流リンク電圧 v_{DC} を示している。図 5.5 は、負荷を接続し、負荷電流 i_{L2} を瞬時に増大させたときのシミュレーション結果である。負荷電流は不平衡成分、無効成分および高調波成分を含んだ波形となっているが、電源電流は負荷変動発生前後において、電力品質が保証された波形となっている。負荷変動発生前の電源電流 i_{S1} および i_{S2} の THD はそれぞれ 2.53%および 3.01%, 力率はそれぞれ 1.00, 電流の実効値はそれぞれ 20.8 Arms となっており、負荷変動発生後の電源電流 i_{S1} および i_{S2} の THD はそれぞれ 2.55%および 2.87%, 力率はそれぞれ 1.00, 電流の実効値はそれぞれ 22.2 Arms となっている。また、直流リンク電圧 v_{DC} は負荷変動発生時、有効電力を供給するために電圧が 10 V 程度降下しているが、3 周期以内に指令値 360 Vdc に追従している。さらに、直流キャパシタ電圧 v_{DC1} および v_{DC2} も負荷変動発生後においてもそれぞれ 180 Vdc でバランスしていることが波形から確認でき、NPC インバータの正常な動作を確認することができる。図 5.6 は、負荷を切り離し、負荷電流 i_{L2} を瞬時に減少させたときのシミュレーション結

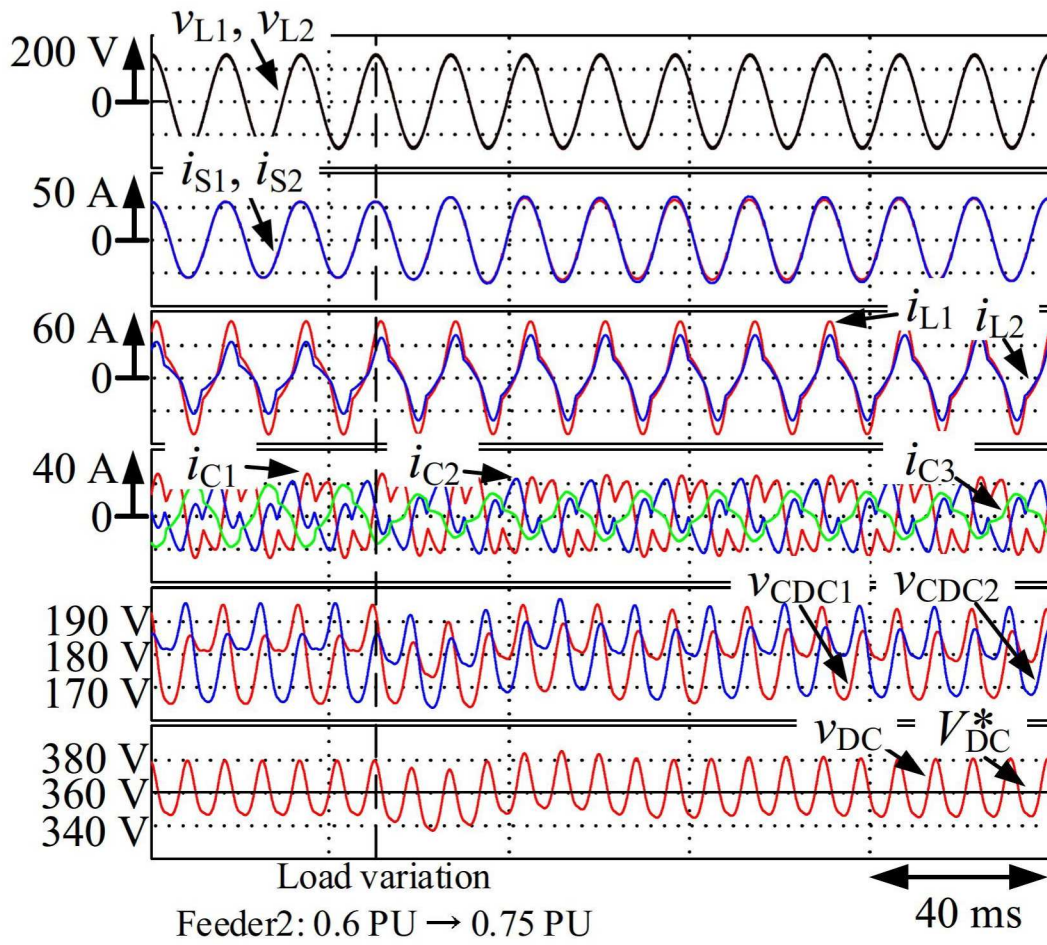


図 5.5 Feeder2 負荷変動 (0.6 pu から 0.75 pu) 前後のシミュレーション結果

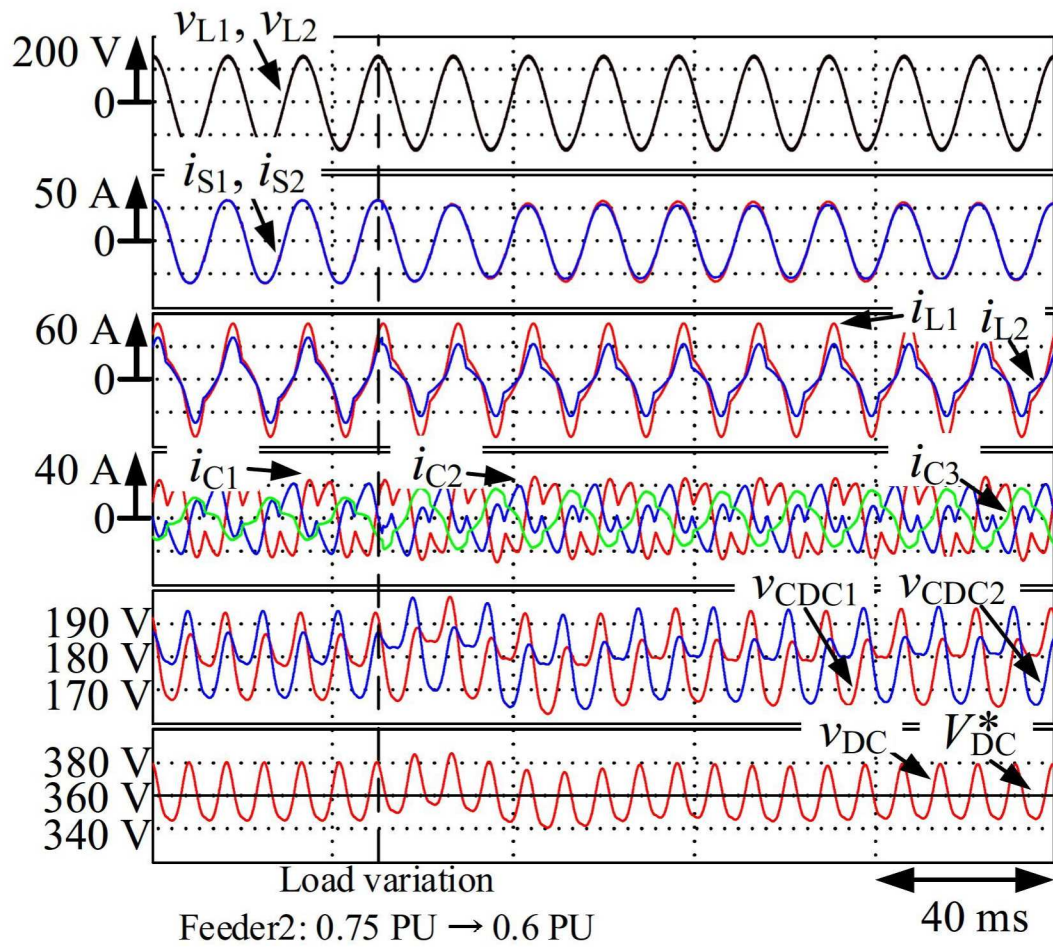


図 5.6 Feeder2 負荷変動 (0.75 pu から 0.6 pu) 前後のシミュレーション結果

表 5.3 アルミ電解コンデンサ (EKMQ201VSN152MR40S) のデータシートの抜粋

Item	Value
Rated voltage	200 Vdc
Capacitance	1500 μF
Capacitance tolerance	$\pm 20\%$
Temperature range	-25 to +105 $^{\circ}C$
Ripple current	2.8 Arms

果である。負荷変動発生前の電源電流 i_{S1} および i_{S2} の THD はそれぞれ 2.55% および 2.87%, 力率はそれぞれ 1.00, 電流の実効値はそれぞれ 22.3 Arms となっており, 負荷変動発生後の電源電流 i_{S1} および i_{S2} の THD はそれぞれ 2.52% および 3.00%, 力率はそれぞれ 1.00, 電流の実効値はそれぞれ 20.4 Arms となっている。また, 直流リンク電圧 v_{DC} は負荷変動発生時, 有効電力を受電するために電圧が 5 V 程度上昇しているが, 3 周期以内に指令値 360 Vdc に追従している。さらに, 直流キャパシタ電圧 v_{CDC1} および v_{CDC2} も負荷変動発生後においてもそれぞれ 180 Vdc でバランスしていることが波形から確認でき, NPC インバータの正常な動作を確認することができる。以上の結果から, 負荷変動発生時においてもキャパシタ電圧の変動およびアンバランスが発生することなく, NPC インバータの正常な動作を確認でき, 提案する電力品質保証機能の有効性も確認できた。

5.5 キャパシタの静電容量誤差を考慮したシミュレーション結果

本節では, 直流キャパシタ C_{DC1} および C_{DC2} の静電容量に誤差が生じた場合の動作をシミュレーションにより確認する。直流キャパシタに使用する電解コンデンサは, 静電容量の許容差が $\pm 20\%$ 程度で規定されており, 製品間でばらつきが生じる可能性がある。本システムにおいては, NPC インバータの動作における直流キャパシタ電圧の均衡が重要であり, 容量の不一致は分割電圧の偏りや DC リンク電圧変動を引き起こすおそれがある。表 5.3 に, 本回路の実機を制作する場合に想定される日本ケミコン社製のアルミ電解コンデンサ (EKMQ201VSN152MR40S) データシートの値を示す。表 5.3 に示した電解コンデンサにおいても, 静電容量の許容差は $\pm 20\%$ と規定されている。本節では, この許容差範囲内でのワーストケースとして, $C_{DC1} = 1200 \mu F (-20\%)$, $C_{DC2} = 1800 \mu F (+20\%)$ の条件下でシミュレーションを実施した。図 5.7 に, 直流キャパシタ C_{DC1} および C_{DC2} の静電容量が $\pm 20\%$ の誤差を有する場合のシミュレーション結果を示す。波形は上から, 柱上変圧器低圧側電圧 v_{L1} および v_{L2} , 電源電流 i_{S1} および i_{S2} , 負荷電流 i_{L1} および i_{L2} , HEMS が出力する補償電流 i_{C1} , i_{C2} および i_{C3} , 直流キャパシタ電圧 v_{CDC1} および v_{CDC2} , 直流リンク電圧 v_{DC} を示している。電源電流 i_{S1} および i_{S2} の THD はそれぞれ 3.39% および 3.94%, 力率はいずれも 1.00 であり, 電流の実効値は両線とも 20.8 Arms となった。これより, 静電容量にばらつき

があっても提案する電力品質保証制御が正常に動作することが確認できた。また、懸念していた直流キャパシタ電圧 v_{CDC1} および v_{CDC2} の電圧はそれぞれ 179.6 Vdc および 180.9 Vdc であり、偏差は 1.3 Vdc と、電圧の偏りは約 0.65% 程度である。以上より、電解コンデンサの製造誤差に起因する静電容量の誤差が存在しても、提案した HEMS の電力品質保証機能は有効であり、NPC インバータの直流キャパシタ電圧がバランスすることを確認した。

5.6 本章のまとめ

本章では、単相3線式配電線における電力品質の向上を目的として、NPC インバータを用いた HEMS の電力品質保証機能について検討した。

まず、提案システムの主回路構成および制御アルゴリズムを示し、負荷電流の不均衡成分、無効成分、高調波成分を同時に補償する制御法を理論的に導出した。本制御では、負荷電流および補償電流のフィードバック演算を dq 軸座標上で行うことで、高調波および不平衡電流の分離と補償をシンプルな制御構成で実現している。これにより、従来法で必要であった特定の高調波を補償するための制御ブロックを不要とし、計算負荷の軽減および系統電圧変動時においても拘束に応答できることを示した。

次に、PSIM による定常負荷におけるシミュレーションを実施し、提案する HEMS によって電源電流の高調波成分および不平衡成分が有効に抑制されることが確認した。また、スイッチング周波数を 20.4 kHz に設定することで可聴ノイズを回避しつつ、連系リアクトルおよび LC フィルタ素子の小型化を可能にしていることを示した。さらに、負荷変動時においては、瞬時的な電力変動に対しても電源電流の電力品質の補償を維持し、さらに、直流リンク電圧 v_{DC} は指令値 360 V に3周期以内で収束することを確認した。また、直流キャパシタ電圧 v_{CDC1} および v_{CDC2} は常に平衡状態を保ち、NPC インバータが安定に動作することを明らかにした。

最後に、直流キャパシタの静電容量ばらつきを考慮したシミュレーションを行い、 $\pm 20\%$ の容量誤差を与えた場合でも、キャパシタ電圧の偏差は 1.3 V (約 0.65%) に抑えられることを示した。この結果から、提案する HEMS の制御系は、実装時の素子ばらつきや製造誤差に対しても高いロバスト性を有することが確認された。

以上の検討結果から、提案した NPC インバータを用いた HEMS の電力品質保証制御は、単相三線式配電系統において、負荷不平衡・無効電流・高調波電流を同時に補償し、電源電流を平衡で力率 1.00 の正弦波に維持できる有効な手法であることを明らかにした。

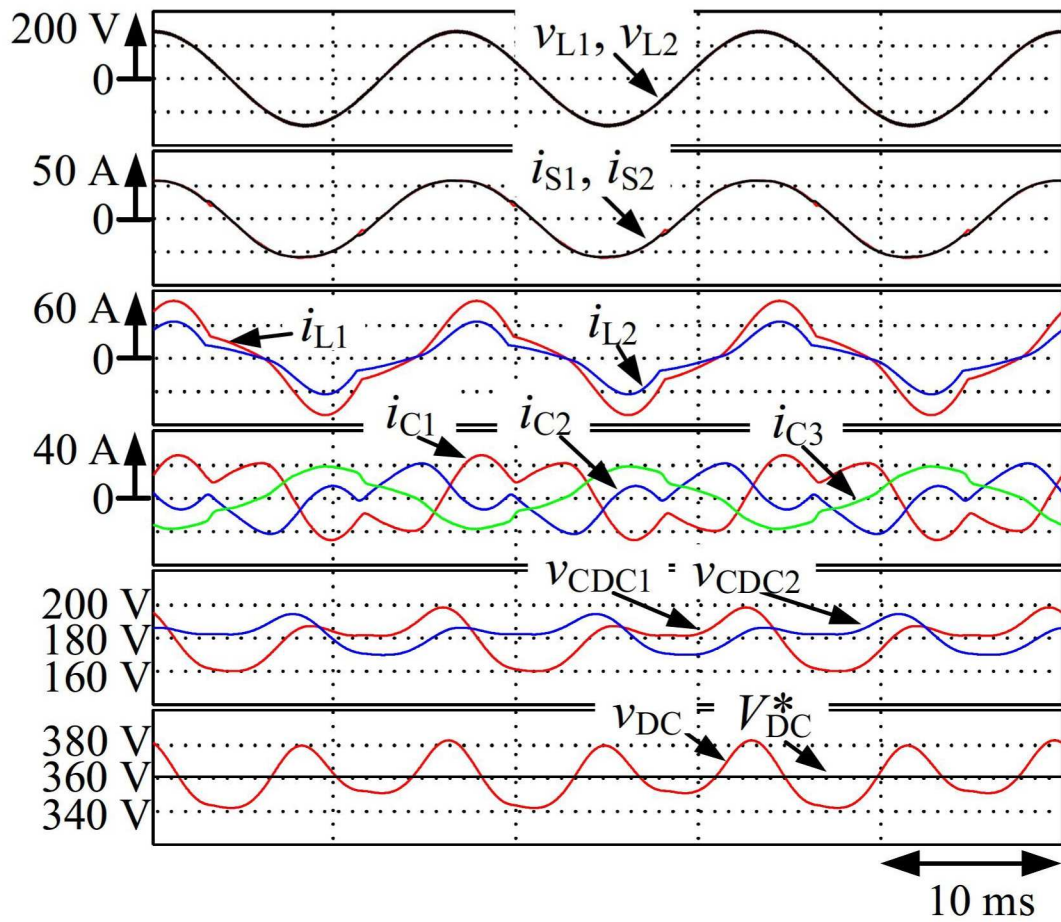


図 5.7 直流キャパシタの静電容量が±20%の誤差を有する場合のシミュレーション結果

第6章 単相NPCインバータを用いた IPOS-DAB コンバータおよびバッテリ 付PCSのFRT対応出力電力制御法

第5章では、単相3線式低圧配電系統におけるNPCインバータを用いたHEMSの電力品質保証機能の有効性を明らかにした。一方で、分散型電源の充放電を担うDC-DCコンバータの構成や、出力電力の制御に関しては詳細に検討をしていなかった。

本章では、3レベルNPCインバータと入力並列・出力直列(IPOS)DABコンバータおよびバッテリから成る単相PCSを対象とし、直流側電力伝送の基礎設計、日本のFRT要件に適合する系統電圧連動型の出力電力制御、DABコンバータのインターリーブ駆動によるDABの出力電流リプルの低減および高周波化について理論的に説明する。さらにAltair PSIMによる計算機シミュレーションにより、提案PCSが定格6.0 kWでの平常運転時にIPOS-DABの効率優位を示すとともに、20%ディップ時における過電流回避と出力電力が100 ms以内に所定値へ回復すること、0%ディップ時の出力電力が200 ms以内に所定値へ回復することを示す。以上により、小型・高効率・規格適合を同時に満たす住宅用PCSの有効性を確認する。

6.1 システム構成

6.1.1 主回路構成

図6.1に提案するシステムの主回路構成図を示す。本システムは、単相NPCインバータ、IPOS-DABコンバータおよび分散型電源を模擬した直流電圧源で構成されている。DC-DCコンバータにDABコンバータを採用する理由は、HEMSに不可欠な双方向の大電力伝送が可能であること、系統と分散型電源の電氣的絶縁により安全性が確保できるためである⁽⁹³⁾。図6.2に(a)一般的な1入力1出力のDABコンバータによって構成した場合のシステムおよび(b)IPOS-DABコンバータによって構成した場合のシステムを示す。(a)の場合、単一ブリッジで全電力を伝送するため、大電力伝送時にスイッチング素子などの導通損失が増大する。一方、(b)に示すIPOS構成では、2つのブリッジで電流を分担することにより導通損失を低減できる。さらに、直流リンクキャパシタ側のブリッジを直列接続にすることで、各ブリッジの電圧を分担し、低耐圧化を実現することで、効率を向上させることができる^(110,111)。本

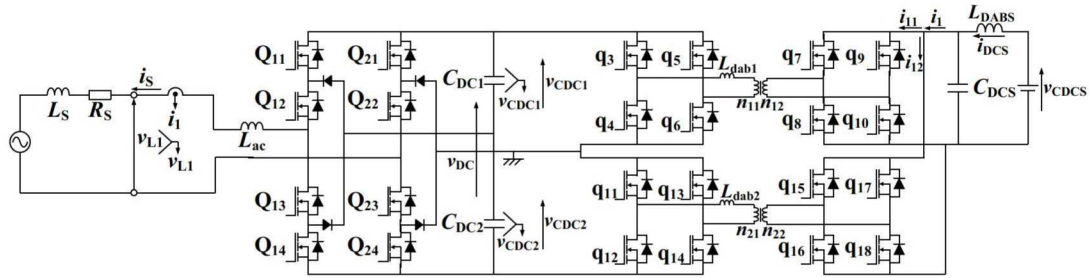


図 6.1 単相 NPC インバータを用いた IPOS-DAB コンバータおよびバッテリー付 PCS の主回路構成

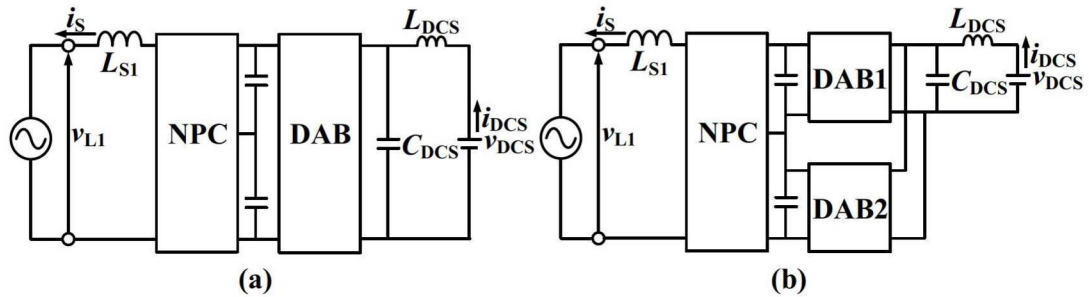


図 6.2 主回路の簡易図: (a) 従来の DAB コンバータによって構成されたシステム, (b) IPOS-DAB コンバータによって構成されたシステム

章では、これら 2 種類のシステムを比較し、提案構成による損失低減効果をシミュレーションによって確認する。

6.1.2 制御ブロック

図 6.3 に提案するシステムの制御ブロック図を示す。提案するシステムの制御ブロックは、PLL、NPC インバータの制御ブロックおよび IPOS-DAB コンバータの制御ブロックの 3 つで構成される。このうち、DAB コンバータの出力電力制御は、電圧ディップ発生時に Fault-ride through (FRT) 要件を満足するように設計されており、その詳細については次節以降で詳しく説明する。

PLL は、系統電圧の位相角 θ_s を抽出し、システムを商用周波数に同期させる役割を担う。単相系統電圧から、位相同期動作に必要な $\alpha\beta$ 成分を生成する。具体的には、 α 成分は系統電圧から直接得られ、 β 成分は d 軸電圧成分に $\sin \theta_s$ を乗じて生成される。これにより、 α 軸に対して直交する信号が得られる。得られた $\alpha\beta$ 成分は dq 座標系に変換され、PI 制御器によって q 軸電圧が 0 となるよう制御することで、正確な位相追従を実現する。角周波数 $\omega = 2\pi f_s$ を積分することにより、位相角 θ_s を求め、この値を以降の制御で使用する。

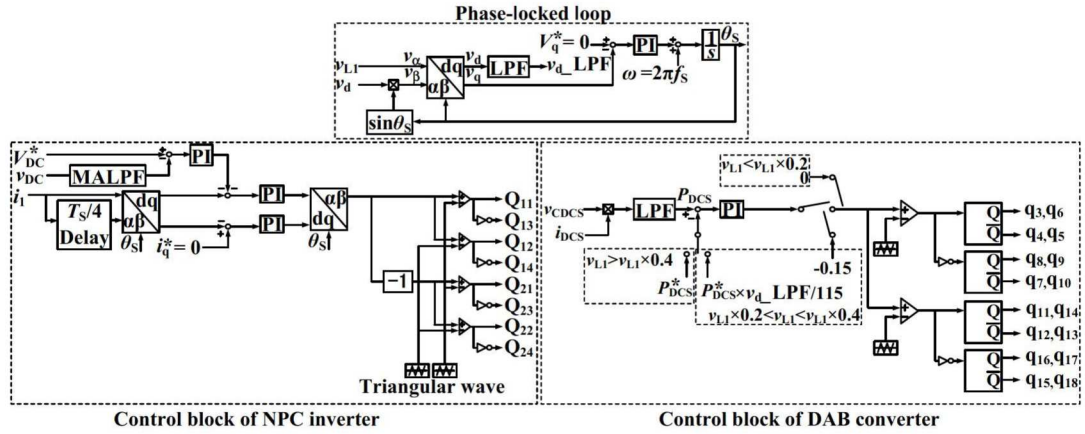


図 6.3 提案する PCS の制御ブロック

NPC インバータは、 dq 軸電流制御により系統電圧に対して力率 1.0 の運転を実現する。このため、 q 軸電流指令値を 0 に設定し、電流が系統電圧と同相となるよう制御する。 d 軸電流指令値は、直流リンク電圧制御器の出力から決定される。この制御器はキャパシタ電圧を一定に維持するよう設計されており、逆潮流時に十分な電圧差を確保するため、指令電圧は系統電圧のピーク値より高く設定されている。直流リンク電圧制御では、指令値と検出値の誤差を PI 制御器で増幅し、その出力を d 軸電流指令値として用いる。また、キャパシタ電圧は系統電圧の 2 倍の周波数で脈動するため、移動平均 LPF を用いて直流分を抽出し、安定した電圧制御を実現している。 dq 軸それぞれの電流誤差は PI 制御器で補償され、 $\alpha\beta$ 座標系に逆変換して PWM 変調信号を生成し、インバータの各スイッチング素子を駆動するゲート信号を得る。

DAB コンバータは、一次側と二次側のブリッジ間の位相差角を調整することで、直流電源の出力電力を制御する。この構成では、一次側および二次側ブリッジに印加される方形波電圧間の位相差によって、電力の方向と大きさが決定される。この位相差変調を実装するため、各ブリッジにおける 4 つのスイッチング素子のゲート信号は、単安定マルチバイブレータを用いて生成される。直流電源に流入または流出する瞬時電力は、直流側電流 i_{DCS} と電圧 v_{DCS} の積から算出され、この値を LPF に通して平均電力成分を抽出する。得られた信号を出力電力指令値 P_{DCS}^* と比較し、その誤差を PI 制御器で処理する。PI 制御器の出力により、DAB コンバータの電力伝送を調整する位相差指令値が決定される。本システムで採用する IPOS-DAB コンバータでは、2 つの DAB コンバータを一次側で並列接続し、同一の変調信号で駆動することで、両ブリッジ間で電力分担を均等化している。さらに、電流 i_{DCS} のリップル成分を低減するために、インターリーブ方式を適用した。これは、2 つの DAB コンバータのキャリア信号をスイッチング周期の 1/4 だけ位相をずらして駆動する手法である。

表 6.1 図 6.1 の回路定数.

Item	Symbol	Value
AC inductor	L_{ac}	1.5 mH (8.6%)
Inductors	$L_{dab1,2}$	66.2 μ H
Filter inductor	L_{DABS}	24 μ H
Filter capacitor	C_{DCS}	47 μ F
DC-link capacitors	$C_{DC1,2}$	2700 μ F
DC-capacitor voltage	V_{DC}^*	360 Vdc
Switching frequency	f_{SW}	20.4 kHz
DC source	v_{CDCS}	90 Vdc

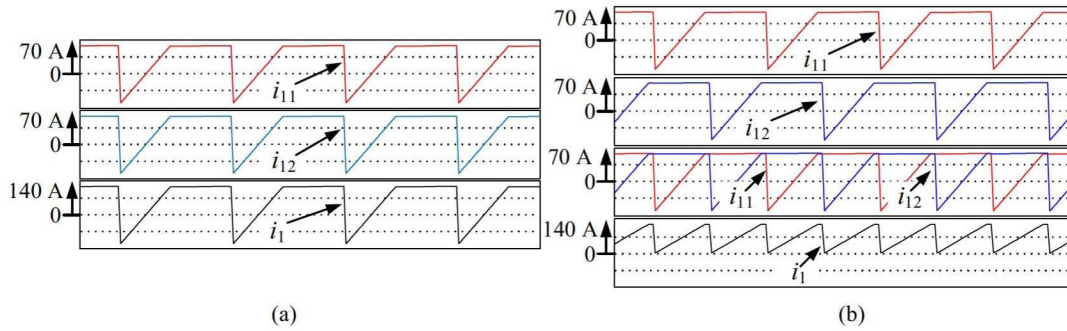


図 6.4 DAB コンバータの 1 次側電流：(a) インターリーブ動作なしの場合、(b) インターリーブ動作ありの場合

この位相ずれにより、2つの DAB 入力電流 i_{11} および i_{12} の高周波成分が部分的に打ち消し合い、合成電流 i_1 のリプルが低減される。図 6.4 に、インターリーブ動作の効果を示す。この波形は、図 6.1、図 6.3 および表 6.1 に基づいて描かれている。図 6.3 の制御ブロックおよび表 6.1 の回路定数については、次節で詳細に説明する。図 6.4(a) に示すように、両 DAB が同位相で動作する場合、それぞれの入力電流 i_{11} と i_{12} が重なり合い、合成電流 i_1 に大きなリプルが発生する。一方、図 6.4(b) に示すように、キャリア信号を $T_s/4$ だけ位相をずらしで駆動すると、 i_{11} と i_{12} が部分的に相殺され、合成電流 i_1 のリプル成分が抑制される。また、合成電流のリプル周波数が 2 倍に高調波化されるため、LC フィルタの小型化が実現できる。このように、インターリーブ動作によりフィルタの小型化が可能となり、システム全体の小型・高効率化に寄与する。

6.2 FRT 要件を満たす IPOS-DAB コンバータの出力電力制御

IPOS-DAB コンバータの制御方法の概要は、すでに 6.1.2 で示した。しかし、FRT 要件を満足するためには、出力電力制御が不可欠である。本節では、電圧ディップ発生時において、

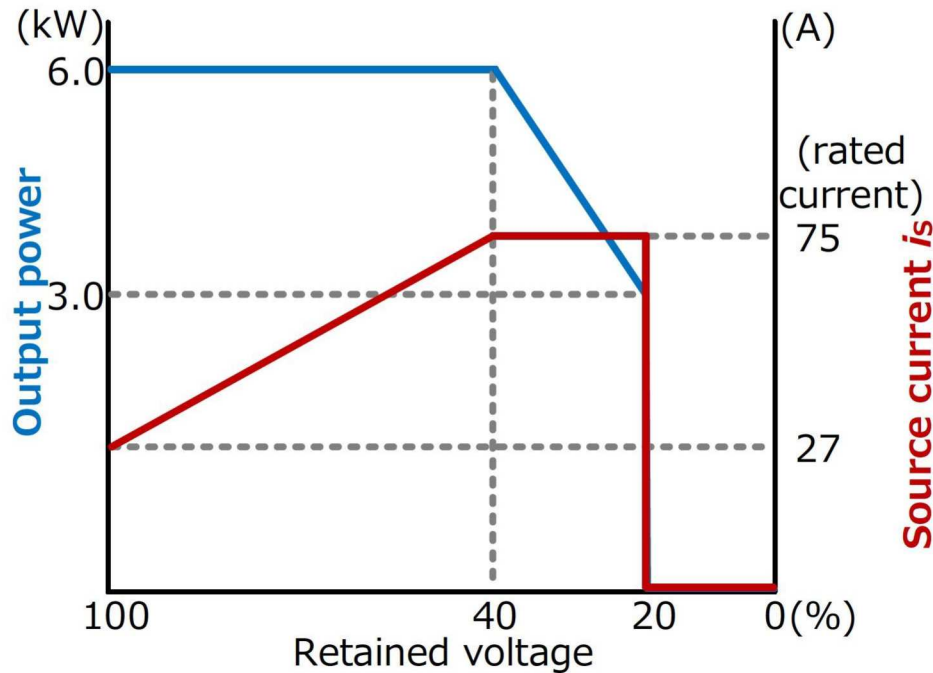


図 6.5 FRT 要件を満たす残電圧に対する出力電力および電源電流の概要

保持電圧レベルに基づいて動作する制御ロジックと連携した出力電力制御法を説明する。

電圧ディップが発生した際に出力電力指令値を一定に維持すると、インバータの出力電流が増加する。NPC インバータの出力電力は、出力電圧 v_{LI} と出力電流 i_s の積で表されるため、電圧が低下した場合、出力電力を一定に保つには電流を比例的に増加させる必要がある。例えば、電圧が 50 % 低下した場合、同一の出力電力を維持するには電流を 2 倍にする必要がある。しかし、このように増加した電流はインバータに使用されるスイッチング素子の定格電流を超過する可能性があり、結果として、過電流保護の作動やデバイス破損を引き起こすおそれがある。したがって、電圧ディップ時には適切な出力電力の低減を行うことが、デバイス定格を侵すことなく FRT 要件を満足させる上で重要となる。本システムでは、NPC インバータのスイッチング素子として IXYS 社製 Si-MOSFET（型番：IXFK150N30P3）を用いている。この素子の連続ドレイン電流定格は 150 A であるが、実運転においては安全余裕を考慮し、約 70 % のディレーティングが必要である。したがって、インバータ出力電流の上限を 75 Arms に設定した。この電流制限に基づき、出力電力指令値 P_{DCS}^* を保持電圧に応じて適応的に低減させることで、インバータ出力電流が安全動作範囲を超過しないようにしている。

図 6.5 に示すように、保持電圧が 40% 以上の場合、出力電力は 6.0 kW に維持される。このとき、出力電流は 75 Arms の許容範囲内にある。保持電圧が 20～40% の範囲では、出力

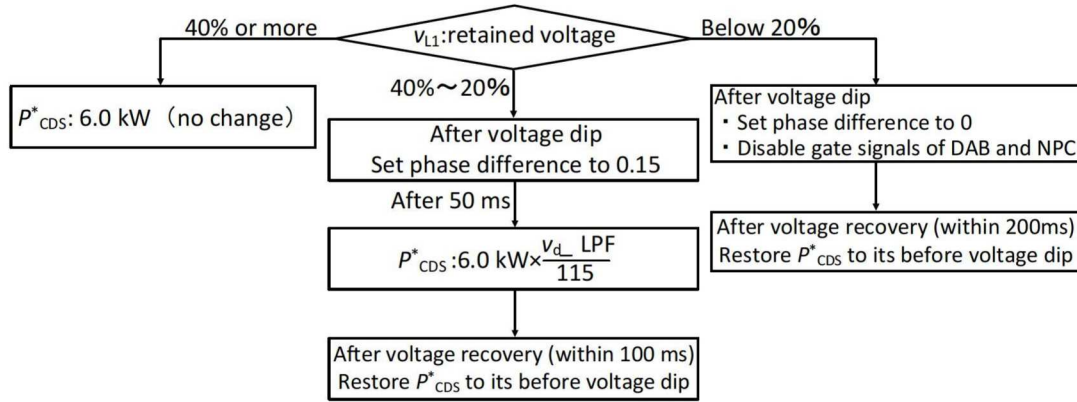


図 6.6 残電圧に基づく出力電流指令値 P_{DCS}^* のフローチャート

電流が 75 Arms を超えないように、電力指令値 P_{DCS}^* を線形的に低減する。保持電圧が 20% を下回る場合は、 P_{DCS}^* を 0 に設定し、電力伝送を完全に停止させる。これにより、過電流の発生を防止しつつ、FRT 要件への適合を確保している。出力電力制御戦略は、図 6.3 に示す制御ブロック内で実装されている。本システムでは、系統電圧の瞬時値を $v_{dL}PF$ として検出する。これは系統電圧 v_L の瞬時ピーク値を表している。 $v_{dL}PF$ の大きさに基づいて出力電力指令値 P_{DCS}^* が逐次更新される。保持電圧が 40% を超える場合、20~40% の範囲にある場合、および 20 % 未満に低下する場合に応じて、制御ロジックが分岐し、適切な電力指令値を設定する。この制御手順の流れを図 6.6 に示す。図は、保持電圧の値に基づいて P_{DCS}^* がどのように決定されるかを示している。保持電圧が 40% より高い場合、 P_{DCS}^* は 6.0 kW に維持される。これにより、出力電流を許容範囲内に保ちながら電力を供給できる。保持電圧が中間範囲（20~40%）の場合、制御ロジックはまず位相差を 0.15 に固定し 50 ms 間保持する。これは定格出力の約 20% に相当し、電圧ディップ初期の電流オーバーシュートを防止し、応答の安定性を確保するものである。この遅延時間の後、 P_{DCS}^* は次式で与えられる。

$$P_{DCS}^* = 6.0 \times \frac{v_{dL}LPF}{115} \dots\dots\dots (6.1)$$

この式は、インバータ出力電流が 75 Arms を超えないために必要な最大許容出力電力を算出するものである。式 (6.1) の分母 115 は、定格 RMS 系統電圧の 40% に対応するピーク電圧を表しており、これをしきい値として用いる。保持電圧がこのレベルを下回る場合、インバータの定格電流を超えないように出力電力を低減する必要がある。出力電力指令値をこの 40% 基準電圧に対して比例的にスケーリングすることにより、保持電圧が 20% まで低下しても、出力電流は 75 Arms 以内に維持される。この手法により、スイッチング素子の電流制限を尊重しつつ、系統との電力平衡を維持することができる。電圧が回復すると、出力電力指令値は故障前の値に 100 ms 以内に戻り、FRT 要件を満たす。保持電圧が 20% を下回った場

合は、位相差を0に設定し、NPC インバータおよびDAB コンバータ双方のゲート信号を停止させて、電力供給を完全に遮断する。これにより、キャパシタ電圧 v_{DC} の過大上昇を防止する。電圧が回復した際には、出力電力指令値は故障前の値に200 ms 以内で復帰し、FRT 要件を満足する。このような制御ロジックにより、各電圧条件下で適切に出力電力を制限し、デバイスの過電流を防止しながら FRT 基準に適合することが可能となる。最終的に、選択された出力電力指令値に対して、PI 制御器が DAB コンバータの位相差指令を調整し、瞬時電力 P_{DCS} が指令値に追従するよう制御する。このようにして、制御システムは系統電圧の瞬時値に基づき動的に出力電力を調整し、インバータの出力電流を安全範囲内に維持する。これにより、本システムは FRT 要件を確実に満たすことができる。

6.3 シミュレーション結果

提案する単相 NPC インバータを備えた PCS に IPOS-DAB コンバータおよび直流電源を組み合わせた構成において、Altair PSIM ソフトウェアを用いて計算機シミュレーションを行い、FRT 対応出力電力制御法の有効性を確認した。回路トポロジは 6.1.1 で示した構成に準拠しており、表 6.1 に提案 PCS のシミュレーションで用いた主要なパラメータを示す。本 PCS は住宅用システムとして一般的な定格出力 6.0 kW で設計されている。したがって、外付けインダクタンスは定格出力仕様に基いて選定した。すなわち、位相差が最大となる条件下でも DAB コンバータが 6.0 kW を出力できるよう、外付けインダクタンス $L_{dab1,2}$ を決定した。DAB コンバータの最大伝送電力 P_{max} は次式で表される。

$$P_{max} = \frac{V_1 V_2}{\omega L} \cdot \frac{\pi}{4} \dots\dots\dots (6.2)$$

ここで、 V_1 および V_2 はそれぞれ DAB コンバータの 1 次側（直流電源側）および 2 次側（NPC インバータ側）の電圧を示す。 $\omega = 2\pi f_{sw}$ はスイッチング周波数 f_{sw} に対応する角周波数であり、 $L_{dab1,2}$ は変圧器とコンバータブリッジ間の外付けインダクタンスである。したがって、位相差 $\phi = \frac{\pi}{4}$ の最大位相条件で 6.0 kW を伝送できるように $L_{dab1,2}$ を設定した。定格電圧およびスイッチング周波数を上式に代入することで、システムの送電要件を満たすインダクタンス値を適切に求めた。

外付けインダクタンスの設計に続き、直流リンクキャパシタの値を決定した。これは、系統周波数の 2 倍成分に起因する電力脈動による電圧リプルを抑制するためである。インバータ出力電流の力率が 1.0 で制御され、系統電圧が正弦波であると仮定すると、インバータの瞬時出力電力 $P_{inv(t)}$ は次式で表される。

$$P_{inv(t)} = \frac{V_{L1} I_s}{2} - \frac{V_{L1} I_s}{2} \cos(2\omega t) \dots\dots\dots (6.3)$$

式の第 2 項は系統周波数の 2 倍成分による電力リプルを示しており、これが直流リンクキャパシタに電圧リプルを生じさせる。以下、この成分を P_{invrip} と呼ぶ。このリプルにより発生

する電圧変動を定常電圧の±5%以内に抑えるため、 P_{invrip} によって生じるエネルギー変動を十分に吸収できるキャパシタ容量を求める。許容されるエネルギー変動量は、最大電圧 V_{max} と最小電圧 V_{min} の間で次式で表される。

$$P_{Crip} = \frac{1}{2}C_{DC}V_{max}^2 - \frac{1}{2}C_{DC}V_{min}^2 \dots\dots\dots (6.4)$$

$P_{invrip} = P_{Crip}$ とすると、目標リップル制約を満たすために必要な最小キャパシタンスは次式で与えられる。

$$C_{DC} = \frac{V_{L1}I_S}{\omega(V_{max}^2 - V_{min}^2)} \dots\dots\dots (6.5)$$

定格系統電圧 V_{L1} 、インバータ電流 I_S 、および±5%のリップル許容値を代入すると、分割キャパシタのそれぞれに必要な最小容量は $C_{DC1} = C_{DC2} = 1230 \mu F$ となる。この値は理論的な最小値であり、実際の実装では設計余裕と信頼性向上のため、およそ2倍の容量を採用する。表に示した C_{DC1} および C_{DC2} の値はこの設計方針に基づいてシミュレーションに適用した。

また、素子特性を詳細に反映させることで、損失およびスイッチング動作を現実的に評価できるようモデル化した。NPC インバータには IXYS 社製 Si-MOSFET (IXFK150N30P3) を用いた。定格ドレイン・ソース電圧は 300 V、最大連続ドレイン電流は 150 A、オン抵抗は 19 mΩ、ボディダイオードの順方向電圧降下は 1.5 V である。DAB コンバータの1次側フルブリッジには IXYS 社製 Si-MOSFET (IXFR180N15P) を使用し、定格電圧 150 V、最大連続ドレイン電流 100 A、オン抵抗 13 mΩ、ボディダイオードの順方向電圧降下 1.5 V である。2次側フルブリッジは NPC インバータと同じ IXFK150N30P3 を使用している。いずれの場合も、MOSFET のオン抵抗およびダイオード順方向電圧降下を考慮し、定常状態における導通損失を正確に再現した。また、DAB コンバータの変圧器は理想変圧器（巻数比 1:2）とし、コア損失および漏れインダクタンスは考慮しない。次節では、通常および電圧低下発生条件下におけるシミュレーション波形と電力フロー特性を示し、日本の FRT 要件に基づいて評価を行う。

6.3.1 通常系統電圧条件下でのシミュレーション結果

図 6.7 は、図 6.1 および図 6.3 で構成されたシステムにおいて、通常の系統電圧条件下で、直流電源から商用系統へ定格出力 6.0 kW を供給する場合のシミュレーション波形を示す。波形は上から、系統電圧 v_{L1} 、電源電流 i_S 、キャパシタ電圧 v_{CDC1} および v_{CDC2} 、直流リンク電圧 v_{DC} 、バッテリー電圧 v_{CDCS} 、バッテリー電流 i_{DCS} を示している。系統電流 i_S は力率 1 の正弦波であり、提案 PCS がバッテリーから有効電力を注入できていることを示す。また、 i_S の THD は 1.54% であり、系統連系規程で定められた 5.0% を十分に下回っている。キャパシタ電圧 v_{CDC1} と v_{CDC2} は良好に平衡しており、中点電位が安定している。直流リンク電圧 v_{DC}

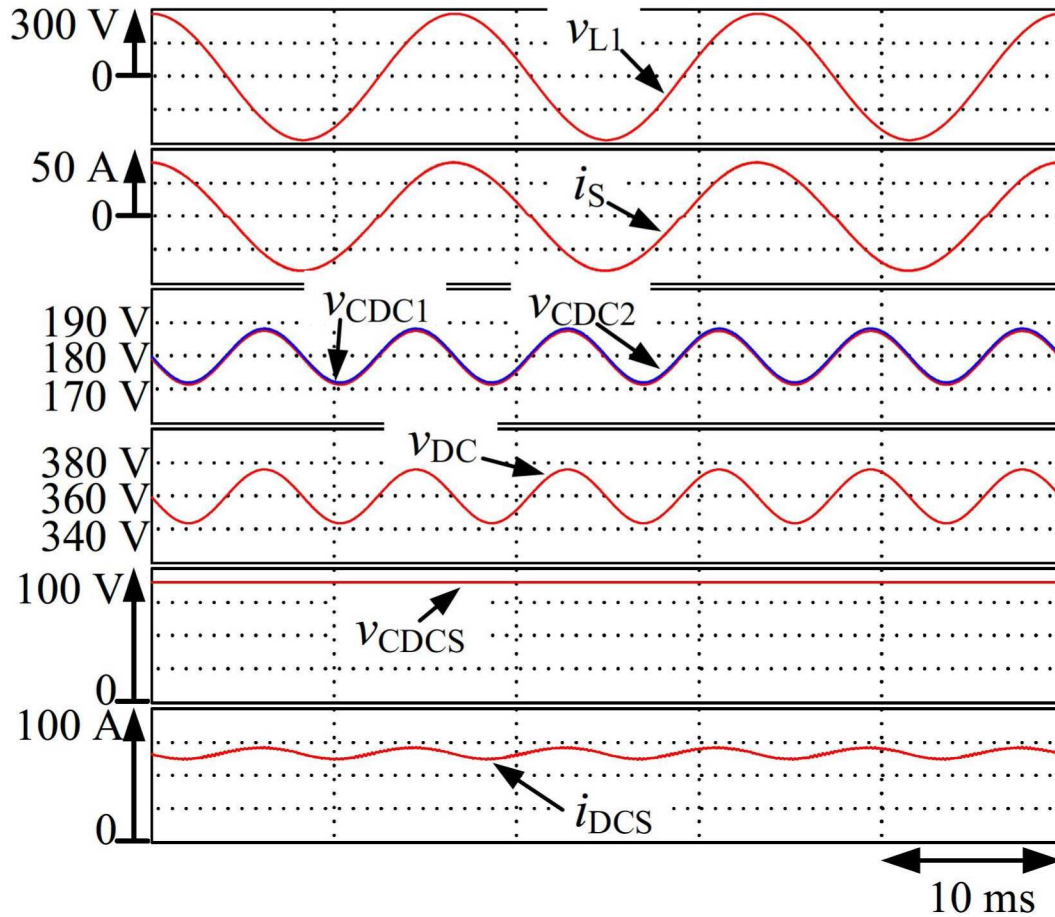


図 6.7 図 6.1 および図 6.3 で構成されたシステムにおける通常電圧時のシミュレーション結果

は約 360 V に維持され、電圧リプルは 5% 以内で設計目標を満たした。DAB コンバータはバッテリーから直流リンクキャパシタへ 6.0 kW を伝送し、直流リンクから系統への注入電力は約 5.71 kW であった。

さらに、6.1.1 で述べたように、従来形 DAB コンバータと IPOS-DAB コンバータ間の電力変換効率の差を検証するため、比較解析を行った。従来形 DAB コンバータは同一条件下でシミュレーションを行い、例外として 2 次側の MOSFET を Si-MOSFET (東芝, TK100L60W, VQ) に置換した。この素子は定格電圧 600 V, 最大連続ドレイン電流 101 A, オン抵抗 15 mΩ, ボディダイオード順方向電圧降下 1.7 V を有する。IPOS-DAB と同様に、定常状態の導通損失を正確にモデル化した。基本動作の検証には理想変圧器を用い、巻数比は 1:4 に設定した。図 6.8 は、通常系統電圧条件下でのシミュレーション波形を示す。ここで従来形 DAB システムは直流電源から商用系統へ定格 6.0 kW を供給する。IPOS-DAB の場合と同様にインバー

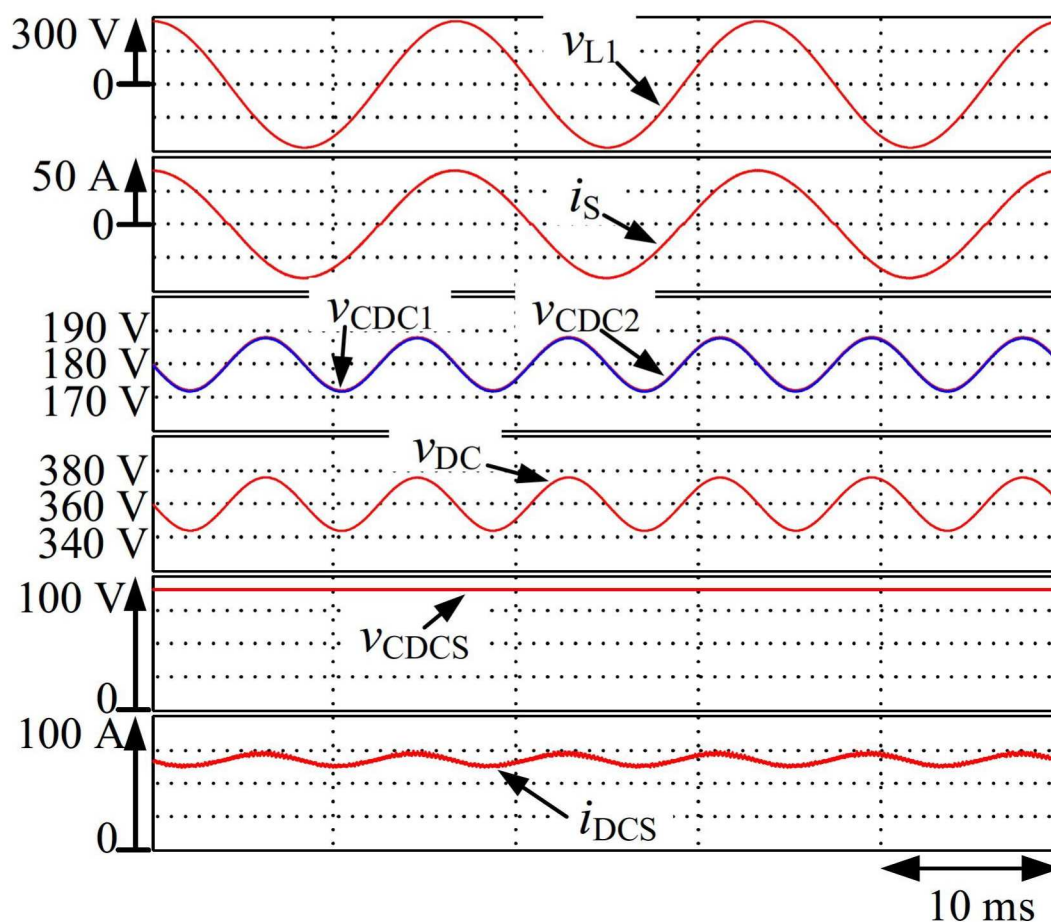


図 6.8 図 6.4(a) および図 6.3 に示す従来形 DAB コンバータシステムにおけるシミュレーション結果

タは力率 1.0 で動作し、系統への逆潮流を達成している。直流電源の出力は 6.07 kW で、系統注入電力は約 5.69 kW である。表 6.2 に両構成の電力フロー比較をまとめる。IPOS-DAB は効率 95.2%，従来 DAB は 93.8% であり、1.4% の効率向上に相当する。この結果は先行研究^(110,111) とよく一致し、IPOS 構成の優位性を支持する。また、本シミュレーションにおいては理想変圧器を仮定していることから、実機における鉄損・銅損を考慮すると効率差はさらに拡大する可能性がある。以上、これらの結果は、NPC インバータと IPOS-DAB コンバータを組み合わせた提案システムが小型・高効率化に適していることを示す。

DAB コンバータ 1 次側の電流リプルを低減するため、6.1.2 で説明したように、本提案システムでは 2 台の DAB をインターリーブ動作させる。図 6.10 はこのインターリーブ方式におけるシミュレーション結果を示す。上段 2 つは 2 台のインターリーブ DAB の一次側電流 i_{11} と i_{12} を、3 段目は合成電流 i_1 を示す。位相をずらさずに合成した場合と比べ、合成電流

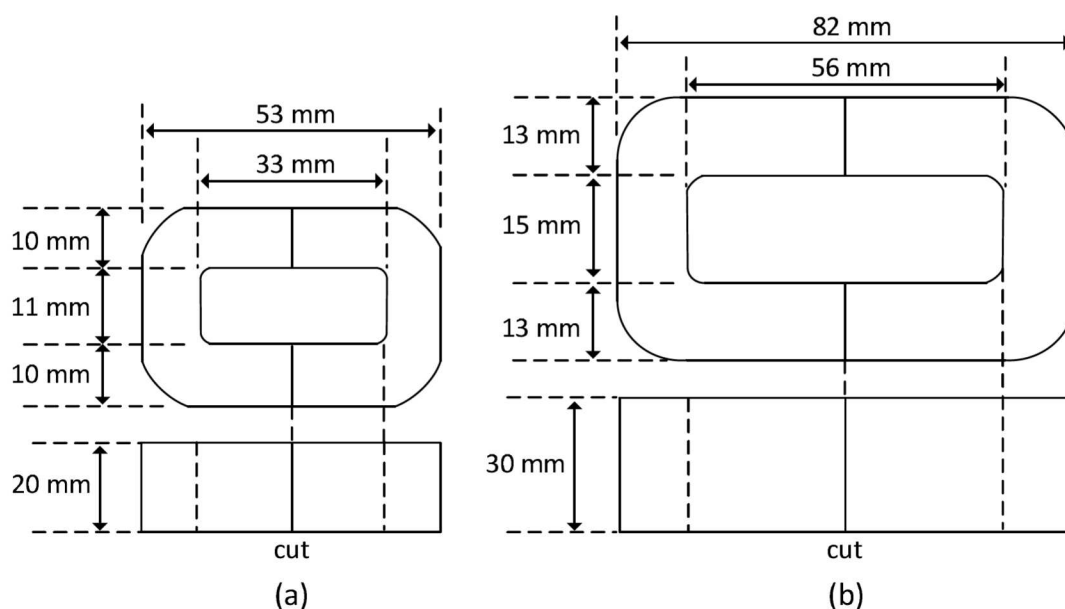


図 6.9 カットコアの寸法：(a)CS-6.3,(b)CS-32

表 6.2 IPOS-DAB コンバータと従来 DAB コンバータの比較における電力フロー

	DAB output power	Injected power
Conventional DAB converter [kW]	6.07	5.69
IPOS-DAB converter [kW]	6.00	5.71

のリプル振幅が大幅に低減している。また、インターリーブ駆動により、1 次側合成電流の支配的スペクトルは、インターリーブ動作前の $2f_{sw}$ から $4f_{sw}$ へ高周波化される。表 6.1 に示すように、DAB の 1 次側の LC フィルタのカットオフ周波数は 4.74 kHz であり、リプル周波数 $4f_{sw}$ (80 kHz) に対して約 1/20 の周波数で設計している。従来の DAB コンバータで同程度の減衰を実現する場合、カットオフ周波数を約 2.4 kHz まで下げる必要があり、その場合のインダクタンス L_{DABs} は約 3.8 倍の $90 \mu\text{H}$ が要求される。磁気設計においては、ピーク電流 70 A、導体断面積 14 mm^2 およびコア材にはアモルファス磁性材料を用いることを想定した。十分な磁気マージンを確保するために、許容磁束密度はアモルファス材料の飽和磁束密度の約半分に設定した。これらの条件の下では、 $24 \mu\text{H}$ のインダクタは 12 ターン巻きの CS-6.3 コアで実現でき、 $90 \mu\text{H}$ のインダクタは 22 ターン巻きの CS-32 コアが必要となる。図 6.9 は、磁気設計に使用したカットコアの寸法を示している。CS-32 のコア体積は CS-6.3 の約 3 倍であり、提案するインターリーブ型 IPOS-DAB 構成がインダクタのサイズとコスト削減に有効であることが確認できる。最下段は LC フィルタ通過後の出力電流 i_{DCS} を示し、高周波リプル成分が効果的に抑制されていることを確認できる。

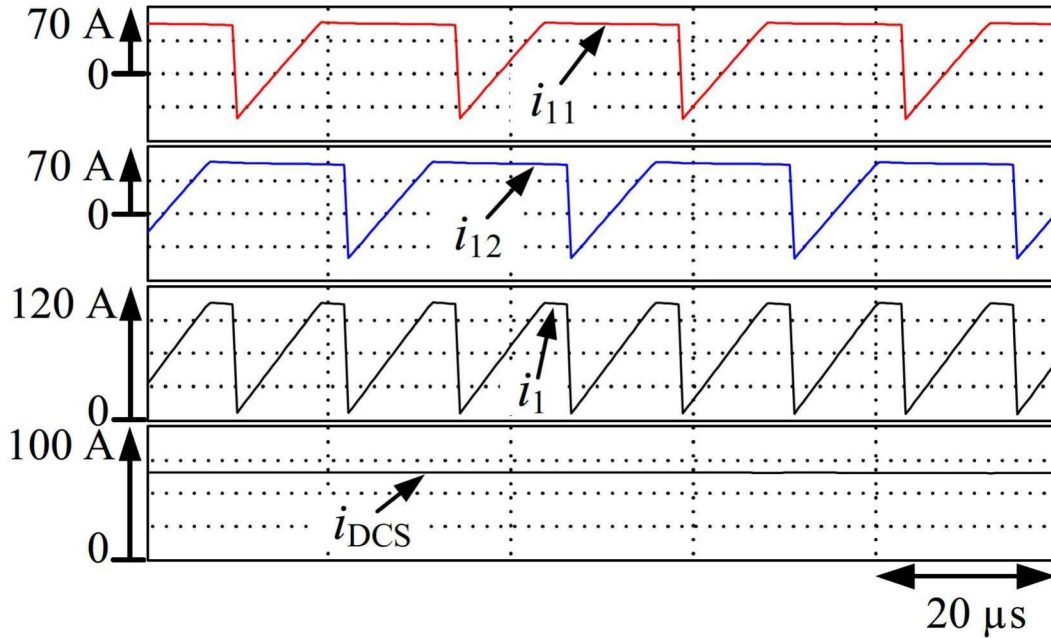


図 6.10 IPOS-DAB コンバータのインターリーブ動作時における DAB1 次側の電流波形

6.3.2 電圧 dip 発生時において残電圧 20%の時のシミュレーション結果

図 6.11 に、PCS が定格出力 6.0 kW を供給している状態で、系統電圧が公称値の 20%に低下した際のシミュレーション波形を示す。電圧ディップの継続時間は 500 ms である。図 6.6 の制御フローチャートにより、残電圧 v_{L1} が 20～40 %の範囲にある場合、DAB コンバータの出力電力は式 (6.1) によって減少する。この制御により、6.2 で述べたように、電源電流の過電流を効果的に防止できる。大幅な電圧低下にもかかわらず、系統電流 i_s の定常値は約 75 Arms に維持されている。この値は、スイッチング素子の安全動作領域に基づいて設定された上限電流に相当する。したがって、提案する出力電力制御は、系統電圧の擾乱発生時においても電源電流を安全範囲内に制御し、過電流を防いでいることが確認できる。また、電圧ディップ発生時においても、適切な出力電力制御によって、系統の需給バランスに悪影響を与えないことが確認できる。キャパシタ電圧 v_{CDC1} および v_{CDC2} は良好に平衡しており、電圧ディップ中でも中点電位が安定して、バランスしていることがわかる。直流リンク電圧 v_{DC} は一時的に変動を示すが、故障除去後は迅速に回復する。図の下段 2 つの波形は、直流電源の出力電圧 v_{DCS} と電流 i_{DCS} を示しており、DAB コンバータが電圧ディップ中でも途切れることなく直流電源から電力を取り出していることが確認できる。表 6.3 は、図 6.11 に対応する電力フローを示しており、電圧ディップ前・ディップ中・回復後の動作を比較している。電圧ディップ発生中は、電力制御に応じて、DAB 出力電力および系統への逆潮流

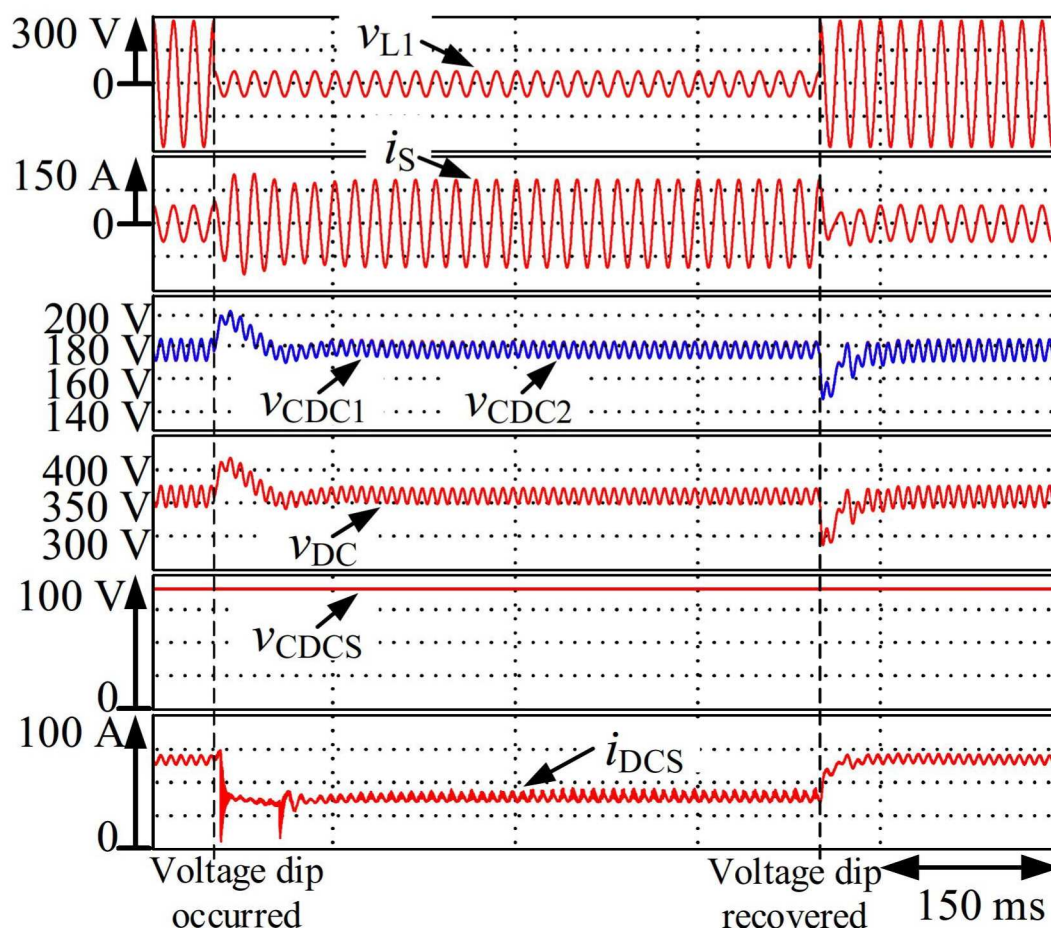


図 6.11 残電圧 20%の電圧ディップ発生時におけるシミュレーション結果

表 6.3 図 6.11 のパワーフロー

	Before voltage dip	During voltage dip	100 ms after voltage recovery
Injected power [kW]	5.71	3.19	5.75
DAB output power [kW]	6.00	3.51	6.07

電力が減少している。日本の FRT 要件によると、保持電圧が 20 % 以上の場合、電圧回復後 100 ms 以内に出力電力が電圧低下発生前のレベルに回復する必要がある。出力電力の回復時間は、電圧が回復した瞬間から、逆潮流電力が電圧低下発生前の 80% を超えるまでの時間として定義される。本シミュレーションでは、回復時間は 20 ms 以内であり、この要件を十分な余裕をもって満たしている。これらの結果から、提案システムは日本の FRT 要件を十分なマージンをもって満足し、深刻な電圧ディップ条件下においても安定かつ系統のレジリエンスの強化に寄与する動作を実現できることが確認された。

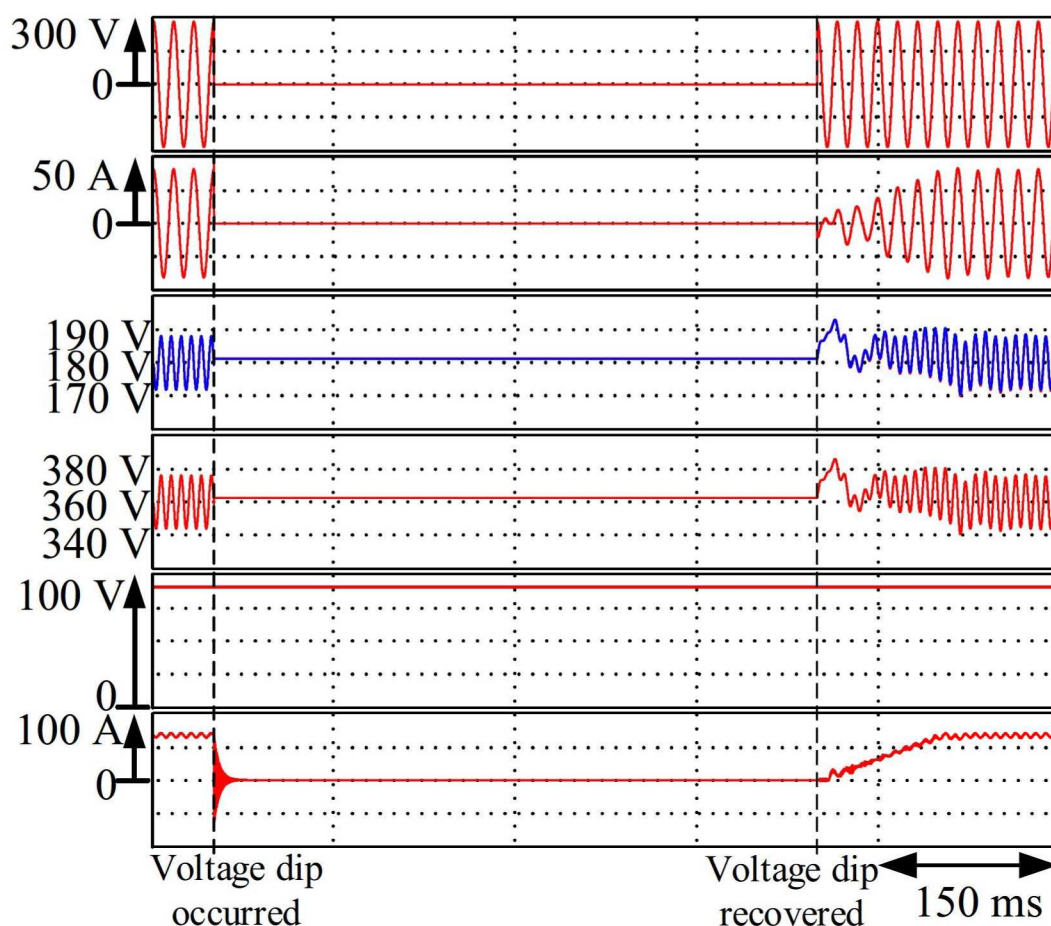


図 6.12 残電圧 0%の電圧ディップ発生時におけるシミュレーション結果

6.3.3 電圧 dip 発生時において残電圧 0%の時のシミュレーション結果

図 6.12 に、PCS が定格出力 6.0 kW で動作している状態において、系統電圧が公称値の 0%まで低下した際のシミュレーション波形を示す。電圧ディップの継続時間は 500 ms である。図 6.6 に示す制御フローに従い、系統電圧 v_{L1} が 20%未満に低下した場合、DAB コンバータの出力電力指令値は 0 に設定され、全てのスイッチング素子がオフとなり、電力伝送が停止される。これにより、系統への逆潮流を防止し、システムを保護する。この制御動作の詳細は、6.2 で説明している。系統電圧 v_{L1} は電圧ディップを模擬しており、瞬時に 0 V へ低下した後、500 ms 後に回復する。制御の結果、電源電流 i_s は電圧低下中に 0 となり、ゼロ電圧条件下では系統へ電流が注入されていないことが確認できる。表 6.4 は、このシミュレーションに対応する電力フローを示しており、電圧ディップ前・ディップ中・回復後の動作を比較している。電圧ディップ発生中は、DAB 出力電力および系統への逆潮流電力がとも

表 6.4 図 6.12 のパワーフロー

	Before voltage dip	During voltage dip	200 ms after voltage recovery
Injected power [kW]	5.71	0.00	5.67
DAB output power [kW]	6.00	0.00	5.94

に 0.00 kW に低下しており、制御どおり電力伝送が完全に停止していることを示している。電圧回復後は、電圧回復の瞬間から約 90 ms 以内に出力電力が電圧低下前の 80% を超えて回復している。電力回復時間は、電圧が回復した瞬間から逆潮流電力が故障前の 80% を超えるまでの時間として定義される。本シミュレーション結果では、日本の FRT 要件である、電圧回復後 200 ms 以内に故障前の 80% 以上に出力が回復することを満足している。これらの結果から、提案するシステムはこのような電圧ディップ発生時においても、系統への逆潮流を確実に防止し、FRT 要件に準拠して迅速に電力供給を再開できることが示された。

6.4 本章のまとめ

本章では、単相 NPC インバータ、IPOS-DAB コンバータおよびバッテリーを組み合わせた PCS を対象として、日本の系統連系要件である FRT 要件に対応した出力電力制御法を提案し、その有効性を計算機シミュレーションにより検証した。本章で提案した制御方式は、電圧ディップ時の残電圧レベルに応じて出力電力指令値を段階的かつ連続的に変化させることにより、インバータ素子の定格電流を超過することなく電力供給を継続できる点に特徴がある。これにより、電圧低下時における過電流や素子破損の危険を回避しつつ、FRT 要件で求められる出力電力の 100 ms および 200 ms 以内の回復を確実に達成する制御を実現した。

また、本章ではまず、従来の単ブリッジ構成 DAB コンバータと IPOS 構成 DAB コンバータの比較を行い、提案構成が電流分担により導通損失を低減し、高効率な電力伝送を実現できることを明らかにした。実際に PSIM によるシミュレーション結果では、IPOS 構成が従来構成に対して約 1.4 % 高い 95.2 % の効率を達成し、小型・高効率化に有効であることを示した。さらに、DAB コンバータのインターリーブ駆動により、1 次側電流の主リプル成分の周波数が高周波化することで、小容量 LC フィルタの適用が可能となり、システムの小形化に寄与することを明確にした。

シミュレーション結果から、20 % ディップ時には残電圧に応じた電力制御により過電流を防止しつつ、出力電力を 100 ms 以内に回復させ、0 % ディップ時には逆潮流を完全に防止した上で 200 ms 以内に出力電力を 80 % 以上へ回復させることを確認した。これらの結果は、本提案制御法が日本の FRT 要件を十分な余裕をもって満足することを示すものである。

以上の検討により、提案する単相 NPC インバータおよび IPOS-DAB コンバータを組み合

わせた PCS は、高効率・小型化・規格適合性を同時に満たすシステムとして有効であることを明らかにした。

第7章 結論

本論文では、低圧単相3線式配電系統における電力品質保証と連系維持（FRT）を両立することを目的に、EV用双方向バッテリーチャージャおよびPCSの回路構成ならびに制御法を提案し、計算機シミュレーションおよび実験により有効性を検証した。以下に各章の要点をまとめ、最終的な結論を述べる。

はじめに、第2章では、再生可能エネルギー導入の国際的動向とそれに伴う電力システム構成の変化、ならびに単相3線式配電特有の電力品質課題（負荷不平衡、高調波、無効電流）を整理した。さらに、PCSおよびEVチャージャへのアクティブフィルタ機能の付加とFRT機能に関する先行研究を整理し、本論文の位置づけと検討課題を明確化した。

第3章では、電力品質保証機能を有するEV用双方向バッテリーチャージャに対し、家庭内負荷の消費電力に応じて放電電力を動的に調整し、系統への逆潮流を防止する放電電力制御法を提案した。まず、理論的導出により基本動作原理を示し、シミュレーションおよび実験により電源電流をほぼ零に抑制できることを確認した。さらに、変換器内部における損失を考慮する新たな放電電力制御法を導入し、損失を考慮した条件下においても逆潮流防止が成立することを示した。そして、本制御法の実用性を確認するために、提案する放電電力制御の動作中に負荷変動を発生させ、負荷変動に応じて放電電力が動的に変化することをシミュレーションおよび実験により確認した。

第4章では、バッテリーチャージャの実用化において、EV未接続・充電（G2V）・放電（V2G）をシームレスに切り替える必要があるため、各動作のシームレスな切り替えが電力品質保証機能を維持したまま実現できることを確認した。まず、直流キャパシタ電圧一定制御に基づき、いずれの動作状態でも力率1.00の平衡正弦波電源電流を連続的に実現できることを理論的に確認した。そして、シームレスな切り替えを行った際にも電力品質保証機能が実現できることをシミュレーションおよび実験で確認した。以上のことから、提案する電力品質保証機能を有するEV用双方向バッテリーチャージャは追加アルゴリズムを要せずにシームレスな動作切替が可能であることを確認した。

第5章では、電力変換器の小型・高効率化を実現するために、NPCインバータを用いた電力品質保証機能を有するPCSのシステムを新たに構成し、負荷電流の不平衡・無効・高調波成分を同時に補償する制御法を導出した。 dq 軸上でのフィードバック演算により、簡素な構成で高調波および不平衡成分の補償を達成し、シミュレーションにて電源電流の品質

向上とフィルタの小型化を確認した。また、本システムの実用性について検証を行うために負荷変動時およびキャパシタ容量がばらつく条件下においてもシミュレーションを実施し、各キャパシタ電圧がバランスを維持したまま電力品質保証機能の有効性が確認できたため、システムがロバスト性を有することも確認した。

第6章では、単相NPCインバータとIPOS-DABコンバータおよびバッテリーで構成するPCSを対象に、日本のFRT要件に対応した出力電力制御法を提案した。電圧ディップ時の残電圧に応じて出力電力指令を段階的かつ連続的に調整することで、素子定格電流を超過させることなく電力供給と出力回復（100 ms / 200 ms 以内）を両立できることをシミュレーションより確認した。また、直流電力伝送を担うDABコンバータをIPOS構成とすることで、電流分担により導通損失を低減し、さらにインターリーブ駆動により1次側電流リップルの高周波化を実現し、パッシブフィルタの小型化に寄与できることをシミュレーションで確認した。

以上より、本論文は、電力品質保証機能を有するEV用双方向バッテリーチャージャの逆潮流防止を目的とする放電電力制御法、バッテリーチャージャの動作にかかわらずシームレスに電力品質保証が実現できることを確認し、提案システムにNPCインバータを用いた場合における新たな電力品質保証制御、NPCインバータおよびIPOS-DABコンバータにより構成したPCSにおいて、FRT要件に適合するための残電圧連動の出力電力制御の有効性をシミュレーションおよび実験により確認した。単相3線式配電において、電力品質の向上とFRT要件の同時達成がPCSおよびEVチャージャを活用しながら実現可能であることを明らかにした。

最後に、本研究における今後の検討課題について述べる。

- 第5章および第6章のシステム構成における実機検証
- NPCインバータおよびIPOS-DABコンバータにより構成したHEMSにおける電力品質保証機能とバッテリー電流制御の実現

第5章では、NPCインバータを用いたHEMSによる電力品質保証効果をシミュレーションにより確認したが、DC-DCコンバータに関しては未検討であり、HEMSの機能として重要な電力伝送について検討を行っていない。また、第6章ではNPCインバータとIPOS-DABコンバータで構成したPCSに対してFRT要件を満たす電力制御の動作確認を行ったが、単相2線式構成であり、需要家負荷を接続した条件での電力品質保証効果については評価していない。したがって、今後は第5章および第6章の内容を統合したHEMSを構成し、単相3線式配電系統において電力品質保証機能と充放電電力制御が両立可能であることを実機検証により実証する必要がある。

- 低圧配電系統モデルを構築し配電系統全体の電力品質の改善を検討

さらに、本学位論文では、各需要家が系統へ流出する高調波電流など、需要家側で発生する局所的な電力品質の問題に着目して検討を進めてきた。しかし、配電系統全体の電力品質には、分散型電源の逆潮流における受電端電圧の変動や需給バランスの変化に伴う周波数変動など、より広域で複雑な課題も顕在化している。今後は、複数の需要家を含む低圧配電系統モデルを構築し、分散型電源を有する需要家を用いた需給バランス制御や系統電圧維持の検討を行い、配電系統全体の電力品質改善につながるシステムの有効性を明らかにしていきたい。また、実用化への課題としては、現在市販されている PCS には用いられていない高精度な負荷電流検出が可能な電流センサの導入およびリアルタイム制御を実現するシステム構成が必要であることが挙げられる。加えて、流出する高調波電流、無効電流および不平衡電流を計測するため、配電盤近傍への電流センサ設置が不可欠である。現在、産業用の大容量 PCS においては、リアルタイム有効電力制御を実現する製品が存在するものの、無効電力補償および高調波補償を同時に実現するシステムは存在しない。さらに、電力品質保証を実現するためのセンサ配置は装置構成の複雑化を招くため、今後はより小型・高効率化に特化したシステム構成についても検討を進める必要がある。以上の検討を通じて、本研究で提案した電力品質保証機能を有する HEMS の各種制御法は、将来の低圧配電系統における高効率かつ高信頼な電力供給を実現するための有力な基盤技術となり得るものと考えられる。

参考文献

- (1) International Energy Agency (IEA), “Renewables 2024,”[Online] <https://www.iea.org/reports/renewables-2024> (accessed on 27 August 2025)
- (2) 電気学会：「スマートグリッドを支える電力システム技術」，オーム社，pp.1-5 (2014)
- (3) 経済産業省資源エネルギー庁：「再エネの主力電源化を実現するために」，[Online] <https://www.enecho.meti.go.jp/about/special/tokushu/saiene/shuryokudengen.html> (accessed on 27 August 2025)
- (4) 日新電機：「最近の高調波問題と対策について～再エネ主力電源化を迎えて～」，日新電機技報，Vol. 68, No. 1 (2023)
- (5) 一般社団法人 太陽光発電協会：「太陽光発電の導入拡大に向けた課題と規制・制度の改革要望」，p.30 (2024)
- (6) EV DAYS by 東京電力エナジーパートナー：「V2G」，[Online] <https://evdays.tepco.co.jp/glossary/v2g>
- (7) S. Yui, and K. Furuya, “V2X Products and Social Implementation in Japan-Prospects from a “Global Warming Problem” Perspective,” IEEJ Journal of Ind. Appl., Vol 12, No. 3, pp. 541–547 (2022)
- (8) 藤田崇之・飯田祥二：「単相三線式配電系統用電流バランスの一方式」，電気学会論文誌D（産業応用部門誌），Vol.125, No.12, pp.1145-1152 (2005)
- (9) 田中俊彦・福井博一・平木英治・渡邊修治・福岡 慎治：「電源電圧と負荷電流の相関に着目した単相三線式配電用電流バランスの制御法」，電気学会論文誌D（産業応用部門誌），Vol.127, No.6, pp. 675-681 (2007)
- (10) 馬場雄介・岡本昌幸・平木英治・田中俊彦・Seong Ryong Lee：「直流キャパシタ電圧一定制御を用いた単相三線式配電用電流バランスの制御法」，電気学会論文誌D（産業応用部門誌），Vol.132, No.5, pp. 581-587 (2012)
- (11) 近藤亮太・赤木泰文：「トランスレス・ハイブリッドフィルタにおける3レベルPWMコンバータの中性点電位制御」，電気学会論文誌D（産業応用部門誌），Vol.128, No.12, pp. 1388-1395 (2008)
- (12) S. -i. Hamasaki, K. Nakahara and M. Tuji : “Harmonics Compensation in High Frequency Range of Active Power Filter with SiC-MOSFET Inverter in Digital Control System,” *2018 International Power Electronics Conference (IPEC-Niigata 2018 -ECCE Asia)*, Niigata, Japan, pp. 3237-3242 (2018)
- (13) M. Fajardo, J. Viola, J. M. Aller and F. Quizhpi : “DC-link voltages balance method for single-phase NPC inverter operating with reactive power compensation,” *2019 IEEE 15th*

Brazilian Power Electronics Conference and 5th IEEE Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC), Santos, Brazil, pp. 1-6 (2019)

- (14) A. K. Bonala, S. R. Sandepudi and V. P. Muddineni : “Improved model predictive current control for single-phase NPC shunt active power filter,” *2016 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES)*, Trivandrum, India, pp. 1-6 (2016)
- (15) X. Zhang, G. Tan, T. Xia, Q. Wang and X. Wu : “Optimized Switching Finite Control Set Model Predictive Control of NPC Single-Phase Three-Level Rectifiers,” *in IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 35, No. 10, pp. 10097-10108 (2020)
- (16) 外務省：「気候変動に関する国際枠組み」, [Online] https://www.mofa.go.jp/mofaj/ic/ch/page22_003283.html (accessed on 27 August 2025)
- (17) 外務省：「気候変動に関する国際連合枠組条約の京都議定書」, [Online] https://www.mofa.go.jp/mofaj/gaiko/treaty/treaty_020413.html (accessed on 27 August 2025)
- (18) UNFCCC : “The Paris Agreement,” [Online] <https://unfccc.int/process-and-meetings/the-paris-agreement> (accessed on 27 August 2025)
- (19) 首相官邸：「第二百三回国会における菅内閣総理大臣所信表明演説」, [Online] https://www.kantei.go.jp/jp/99_suga/statement/2020/1026shoshinhyomei.html (accessed on 27 August 2025)
- (20) 経済産業省資源エネルギー庁：「二次エネルギーの動向」, [Online] <https://www.enecho.meti.go.jp/about/energytrends/202506/html/s-2-3.html> (accessed on 27 August 2025)
- (21) 経済産業省資源エネルギー庁：「日本の多様な再エネ拡大策で、世界の「3 倍」目標にも貢献」, [Online] https://www.enecho.meti.go.jp/about/special/johoteikyo/cop28_saiene.html (accessed on 27 August 2025)
- (22) 石井彰三・原築志：「電力工学総論」, オーム社, pp. 183-188 (2023)
- (23) 電気学会：「スマートグリッドを支える電力システム技術」, オーム社, pp. 18-20 (2014)
- (24) 経済産業省資源エネルギー庁：「日本初の“ブラックアウト”、その時一体何が起きたのか」, [Online] <https://www.enecho.meti.go.jp/about/special/johoteikyo/blackout.html> (accessed on 27 August 2025)
- (25) 木船辰平：「電力システムの基本と仕組みがよ〜くわかる本 [第3 版]」, pp. 30-31 (2023)
- (26) 経済産業省資源エネルギー庁：「再エネの発電量を抑える「出力制御」、より多くの再エネを導入するために」, [Online] https://www.enecho.meti.go.jp/about/special/johoteikyo/kyushu_syuturyokuseigy.html (accessed on 27 August 2025)
- (27) ほくでんネットワーク：「再生可能エネルギーの出力制御【需給バランスの制約】」, [Online] https://www.hepco.co.jp/network/renewable_energy/output_control/constraints/index.html (accessed on 27 August 2025)
- (28) 経済産業省：「再生可能エネルギー電気の利用の促進に関する特別措置法施行規則」, 2025 年 4 月 1 日施行

- (29) 電力広域的運営推進機関：「送配電等業務指針」，2015 年 4 月 28 日施行，2025 年 8 月 1 日変更
- (30) 石井彰三・原築志：「電理工学総論」，オーム社，pp. 30-31 (2023)
- (31) 経済産業省資源エネルギー庁：「再生可能エネルギー拡大に欠かせないのは「火力発電」!？」，[Online]<https://www.enecho.meti.go.jp/about/special/tokushu/saiene/tyoseiryoku.html> (accessed on 27 August 2025)
- (32) International Energy Agency (IEA). *Global EV Data Explorer*; [Online] <https://www.iea.org/data-and-statistics/data-tools/global-ev-data-explorer> (accessed on 27 August 2025)
- (33) 稲垣伸吉・鈴木達也：「EV を利活用したスマートグリッドの現状と展望」，IATSS Review (国際交通安全学会誌)，Vol. 47, No. 2, pp. 101-107 (2022)
- (34) Bijan Bibak, Hatice Tekiner-Moğulkoç: “A comprehensive analysis of Vehicle to Grid (V2G) systems and scholarly literature on the application of such systems,” *Renewable Energy Focus*, Vol. 36, pp. 1-20 (2021)
- (35) 合田忠弘・諸住哲：「スマートグリッド教科書」，インプレスジャパン，pp. 44-45 (2011)
- (36) 電気学会：「スマートグリッドを支える電力システム技術」，オーム社，pp. 42-51 (2014)
- (37) 田邊隆之：「配電系統運用にかかわる対策技術」，電気学会誌，Vol. 137, No. 4, pp. 216-219 (2017)
- (38) 山下光司：「系統事故時の電圧・周波数・安定度への影響の低減策」，電気学会誌，Vol. 137, No. 4, pp. 228-231 (2017)
- (39) 前田亮・福岡建志・吉岡康哉・原田慈：「電力系統課題に対するスマートインバータへの期待」，電気学会論文誌 B (電力・エネルギー部門誌)，Vol. 138, No. 6, pp. 412-415 (2018)
- (40) 新エネルギー・産業技術総合開発機構 (NEDO)：「NEDO 再生可能エネルギー技術白書 (9. スマートグリッドの技術の現状とロードマップ)」 (2010)
- (41) 飯野穰：「多目的階層型アグリゲータによるマルチサービスの効用に関する考察」，第 60 回自動制御連合講演会，SaC2-4 (2017)
- (42) 三谷拓也・西田豪・井村順一・大竹秀明：「階層化スマートグリッドにおけるアンサンブル需要予測について」，計測自動制御学会東北支部第 312 回研究集会，312-9 (2017)
- (43) 経済産業省資源エネルギー庁：「需要家側のエネルギーリソースの有効活用」，[Online] <https://www.enecho.meti.go.jp/about/whitepaper/2024/html/3-2-3.html> (accessed on 27 August 2025)
- (44) 送配電網協議会：「次世代スマートメーターの仕様について」，2022 年発行
- (45) 小林俊一：「スマートメータと双方向通信」，電気学会誌，Vol. 132, No. 10, pp. 698-701 (2012)

- (46) 次世代スマートメータ制度検討会：「次世代スマートメータ制度検討会取りまとめ」, [Online] https://www.meti.go.jp/shingikai/energy_environment/jisedai_smart_meter/20220531_report.html (accessed on 27 August 2025)
- (47) 第2回 次世代スマートメーター制度検討会：「スマートメーター仕様検討ワーキンググループの振り返り」 (2020)
- (48) NTT：「マイクログリッドとは？エネルギーの地産地消に貢献！停電被害も軽減する仕組み」, [Online] <https://www.rd.ntt/se/media/article/0013.html> (accessed on 27 August 2025)
- (49) 石垣圭久：「スマートシティの実現を見据えたエネルギーマネジメントシステム」, 精密工学会誌, Vol. 87, No. 6, pp. 496-500 (2021)
- (50) 馬場朗：「ホーム・エネルギー・マネジメント・システムの現状と今後の展開」, 応用物理, Vol. 81, No. 7, pp. 578-581 (2012)
- (51) 日立製作所：「地域エネルギーマネジメントシステムにおける AI 適用事例 HARUMI FLAG」, [Online] <https://www.hitachihyoron.com/jp/papers/2024/05/02/index.html> (accessed on 27 August 2025)
- (52) 新エネルギー・産業技術総合開発機構 (NEDO)：「直流送電の基本事項」, [Online] https://www.meti.go.jp/shingikai/energy_environment/chokyorikaitei/pdf/001_05_00.pdf
- (53) 福山直人・匂坂靖・禰里勝義・関根 泰次：「直流単独送電システムの電源側高調波特性」, 電気学会論文誌. B, Vol. 107, No. 6, pp. 283-290 (1987)
- (54) 依田正之：「電気エネルギー概論」, オーム社, pp. 147-148 (2008)
- (55) 能見和司：「高調波実践講座」, 科学情報出版株式会社, pp. 15-26 (2015)
- (56) 雪平謙二：「電力品質とその限度値」, 電気設備学会, Vol. 25, No. 10, pp. 767-771 (2005)
- (57) 経済産業省資源エネルギー庁：「電気事業法」, 1964 年制定
- (58) 第 101 回調整力及び需給バランス評価等に関する委員会：「中西エリアの周波数品質状況について」 (2024 年)
- (59) 経済産業省：「電気事業法施行規則」, 2021 年 4 月 16 日施行
- (60) 高木雅昭・田頭直人：「太陽光発電大量導入時の電圧上昇対策に関する考察－無効電力補償とデマンドレスポンスの比較－」, 電力中央研究所電力経済研究, No.62 (2015)
- (61) 甲斐隆章・藤本敏郎：「太陽光・風力発電系統連系技術」, オーム社, pp. 156-161 (2015)
- (62) グリッドコード検討会：「個別技術要件検討「電圧フリッカの防止」」, [Online] https://www.occto.or.jp/iinkai/gridcode/2023/files/gridcode_15_06.pdf (accessed on 27 August 2025)
- (63) IEC 61000-3-2; 2018, IEC, Geneva, Switzerland (2018)

- (64) 日本電気協会：「系統連系規定 JEAC9701-2024」 (2024)
- (65) 日本電気協会：「内線規程 JEAC8001」, pp. 35-37 (2016)
- (66) 永田正幸・電力中央研究所：「イベリア半島における大規模停電— スペインの報告書に見る停電の要因と電力系統の視点からの示唆 —」, [Online] <https://criepi.denken.or.jp/koho/seminar/250603/pdf/report-v2.pdf> (accessed on 27 August 2025)
- (67) 東京電力：「高調波抑制対策ガイドラインについて」, [Online] https://www.ryuki.com/wp/wp-content/themes/ryuki-engineering/images/technical/giju_s05_PFguide.pdf (accessed on 27 August 2025)
- (68) 東京電力エナジーパートナー：「高圧電力（契約電力 500kW 以上）」, [Online] https://www.tepco.co.jp/ep/corporate/plan_h/plan10.html (accessed on 27 August 2025)
- (69) 小林広武・電力中央研究所：「電気のより上手な利用に向けた 電中研の取り組み」, [Online] <https://criepi.denken.or.jp/koho/journal/eneco/2015/eneco.pdf> (accessed on 27 August 2025)
- (70) Rajesh Babu N., Venu Gopala Rao M. and Srinivasa Rao R.: “Battery energy integrated active power filter for harmonic compensation and active power injection,” *Sustainable Computing: Informatics and Systems*, Vol. 35, 10 pages (2022)
- (71) Jin Bao, Meimei Duan and Jun Li : “Research on new electric vehicle AC charging pile technology based on active filter function,” *AIP Advances*, Vol. 13, 075108, 8pages (2023)
- (72) Osorio F., Mantilla M.A., Rey J.M. and Petit J.F : “A Flexible Control Strategy for Multi-Functional PV Inverters with Load Compensation Capabilities Considering Current Limitations and Unbalanced Load Conditions,” *Energies*, Vol. 17, No. 17, 24 pages (2024)
- (73) T. Onodera and T. Shimizu : “Fault-Ride-Through (FRT) Characteristics of a Power-Decoupling-Type Photoinverter System,” *2019 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Anaheim, CA, USA, pp. 3207-3212 (2019)
- (74) J. Alipoor, Y. Miura and T. Ise : “Voltage sag ride-through performance of Virtual Synchronous Generator,” *2014 International Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014 - ECCE ASIA)*, Hiroshima, Japan, pp. 3298-3305 (2014)
- (75) M. A. Khan, A. Haque and V. S. B. Kurukuru : “Dynamic Voltage Support for Low-Voltage Ride-Through Operation in Single-Phase Grid-Connected Photovoltaic Systems,” *in IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 36, No. 10, pp. 12102-12111 (2021)
- (76) T. Tanaka, T. Sekiya, H. Tanaka, M. Okamoto and E. Hiraki : “Smart Charger for Electric Vehicles With Power-Quality Compensator on Single-Phase Three-Wire Distribution Feeders,” *in IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 49, No. 6, pp. 2628-2635 (2013)
- (77) Fuka Ikeda, Hiroaki Yamada, Toshihiko Tanaka, and Masayuki Okamoto : “Constant dcca-pacitor voltage-control-based harmonics compensation strategy of smart charger for electric vehicles in single-phase three-wire distributionfeeders” *Energies*, Vol. 10, No. 6, 13 pages (2017)
- (78) M. Saitou and T. Shimizu, “Generalized theory of instantaneous active and reactive powers in single-phase circuits based on hilbert transform,” *in Proc. 33rd IEEE Power Electron. Spec. Conf.*, Vol. 3, pp. 1419–1424 (2002)

- (79) 齊藤真・清水敏久：「ヒルベルト変換を用いた単相アクティブフィルタの d - q 座標での制御法」, 電気学会論文誌 D 分冊, vol. 122, no. 2, pp. 193–194, (2002)
- (80) M. Tarafdar. Haque, “Single-phase PQ theory,” in *Proc. 33rd IEEE Power Electron. Spec. Conf.*, Vol. 4, pp. 1815–1820 (2002)
- (81) M. Tarafdar. Haque, and T. Ise, “Implementation of single-phase pq theory,” in *Proc. Power Con. Conf. - Osaka*, Vol. 2, pp. 761–765 (2002)
- (82) C. Silvestre, D. M. Sousa and A. Roque, “Reactive power compensation using on board stored energy in Electric Vehicles,” in *Proc. of the 38th Annu. Conf. of the IEEE IES (IECON)*, pp. 5209–5214 (2012)
- (83) Nishikawa K, Ikeda F, Okamoto Y, Yamada H, Tanaka T and Okamoto M : “Improvement in Harmonic Compensation of a Smart Charger with a Constant DC-Capacitor Voltage-Control-Based Strategy for Electric Vehicles in Single-Phase Three-Wire Distribution Feeders,” *Energies*, Vol. 11, No. 6, 14 pages (2018)
- (84) F. Ikeda, K. Nishikawa, H. Yamada, T. Tanaka and M. Okamoto : “Compensation performance of smart charger with constant dc-capacitor voltage-control-based strategy for electric vehicles in single-phase three-wire distribution feeders under distorted source voltage conditions,” *2017 IEEE 3rd International Future Energy Electronics Conference and ECCE Asia (IFEEC 2017 - ECCE Asia)*, Kaohsiung, Taiwan, pp. 828-833 (2017)
- (85) H. Tanaka, F. Ikeda, T. Tanaka, H. Yamada and M. Okamoto : “Novel Reactive Power Control Strategy Based on Constant DC-Capacitor Voltage Control for Reducing the Capacity of Smart Charger for Electric Vehicles on Single-Phase Three-Wire Distribution Feeders” in *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, Vol. 4, No. 2, pp. 481-488 (2016)
- (86) 経済産業省資源エネルギー庁：「日本のエネルギー」 (2024)
- (87) 経済産業省資源エネルギー庁：「過去の買取価格・期間等」, [Online] https://www.enecho.meti.go.jp/category/saving_and_new/saiene/kaitori/kakaku.html (accessed on 27 August 2025)
- (88) 中国電力株式会社：料金プラン (ぐっとずっと。プラン電化 Style コース)
- (89) 中国電力株式会社：買取料金プラン (ぐっとずっと。グリーンフィット)
- (90) Y. Zhang et al : “Leakage Current Issue of Non-Isolated Integrated Chargers for Electric Vehicles,” *2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Portland, OR, USA, pp. 1221-1227 (2018)
- (91) I. Patrao, E. Figueres, F. González-Espín and G. Garcerá : “Transformerless topologies for grid-connected single-phase photovoltaic inverters,” *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, Vol. 15, No. 7, pp. 3423-3431 (2011)
- (92) X. Guo, Y. Yang, R. He, B. Wang and F. Blaabjerg : “Transformerless Z-Source Four-Leg PV Inverter With Leakage Current Reduction,” in *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 34, No. 5, pp. 4343-4352 (2019)
- (93) 平地克也：「DC/DC コンバータの基礎から応用まで」, オーム社, pp.178-193 (2018)

- (94) Goldammer E, Gentejohann M, Schlüter M, Weber D, Wondrak W, Dieckerhoff S, Gühmann C and Kowal J : “The Impact of an Overlaid Ripple Current on Battery Aging: The Development of the SiCWell Dataset,” *Batteries*, Vol. 15, No. 7, pages 16 (2022)
- (95) S. De Breucker, K. Engelen, R. D’hulst and J. Driesen : “Impact of current ripple on Li-ion battery ageing,” *2013 World Electric Vehicle Symposium and Exhibition (EVS27)*, Barcelona, Spain, pp. 1-9 (2013)
- (96) Yuya Abe and Hiroaki Yamada : “Experimental Verification of Ripple-Current Compensation for a DAB Converter with Matching Transformerless Series DC Active Filter in a DC Distribution Feeder,” *IEEJ Journal of Industry Applications*, Vol. 14, No. 3, pp. 507-508 (2025)
- (97) H. Mirzaee, B. Parkhideh and S. Bhattacharya : “Design and control of Series DC Active Filter (SDAF) for shipboard Medium-Voltage DC power system,” *2011 IEEE Electric Ship Technologies Symposium*, Alexandria, VA, USA, pp. 452-458 (2011)
- (98) Goto T, Pham T-T, Nguyen N-D, Yukita K and Nguyen D-D : “Mitigation of Low Harmonic Ripples Based on the Three-Phase Dual Active Bridge Converter in Charging Station Applications,” *Electronics*, Vol. 13, No.13, pages 20 (2024)
- (99) A. Nabae, I. Takahashi and H. Akagi : “A New Neutral-Point-Clamped PWM Inverter,” *in IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-17, No. 5, pp. 518-523 (1981)
- (100) 佐藤孝成・芳賀仁・近藤正示：「異なる直流電圧の電源を用いた単相マルチレベルインバータの波形改善法」, 電気学会論文誌D（産業応用部門誌）, Vol.136, No.1, pp.29-36 (2016)
- (101) 長谷川 勇, 濱田 鎮教, 小堀 賢司, 庄司 豊：「トランスレスマルチレベル高圧インバータの開発」, 明電時報, 通巻 352 号, No. 3 (2016)
- (102) 赤木泰文・秋田佳稔・青山育也・田中毅・大熊康浩・玉井伸三：「3 レベル中性点クランプインバータの誕生と実用化」, 基礎・材料・共通部門 電気技術史研究会, No.HEE20010, pages 6 (2020)
- (103) 辻本賢次・水野秀則・河合俊哉・白井伸明・高木俊明・桑原祐：「大容量太陽光パワーコンディショナの高性能化」, 愛知電機技報, No. 33, pp.19-23 (2012)
- (104) 松瀬貢規・齋藤涼夫：「基本から学ぶパワーエレクトロニクス」, オーム社, pp.164-170 (2012)
- (105) 電気学会・半導体電力変換システム調査専門委員会：「パワーエレクトロニクス回路」, オーム社, pp.140-183 (2000)
- (106) E. Villanueva, P. Correa and J. Rodriguez, “Control of a single phase H-Bridge multilevel inverter for grid-connected PV applications,” in *Proc. IEEE 13th EPE-PEMC*, pp. 466-470 (2008)
- (107) S. Kouro, B. Wu, A. Moya, E. Villanueva, P. Correa, and J. Rodriguez, “Control of a cascaded H-bridge multilevel converter for grid connection of photovoltaic systems,” in *Proc. 35th IEEE IECON*, pp. 4012-4018 (2009)
- (108) 小原 秀嶺, 釜我 昌武, 伊藤 拓巳, 佐藤 之彦：「フライングキャパシタマルチレベル変換

器におけるキャパシタ選定指針に関する検討」, 電学論 D, 131 巻 12 号, pp. 1393-1400 (2011)

- (109) M. Kwon, S. Jung, and S. Choi, "A high efficiency bi-directional EV charger with seamless mode transfer for V2G and V2H application," *2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Montreal, QC, Canada, pp. 5394-5399 (2015)
- (110) H. Zhang, G. Liu, S. Du, X. Guo, Z. Zhang and C. Hua, "A Novel Isolated Medium Voltage Inverter for Energy Storage Application," *2022 4th International Conference on Smart Power & Internet Energy Systems (SPIES)*, Beijing, China, pp. 523-526 (2022)
- (111) H. Zhang, J. Liang, J. Liang, M. Fu and H. Wang, "Wide Voltage Range Efficiency Enhancement Scheme for Input-Parallel-Output-Series DAB Converters in 800 V DC Micro-grids," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 40, No. 9, pp. 13716-13729 (2025)

発表論文

学術論文

- (1) Reo Emoto, Shun Okamoto, Fuka Ikeda, Masayuki Okamoto, Hiroaki Yamada, and Toshihiko Tanaka, “Control Strategy of Discharged Power with Bidirectional Battery Charger for EVs to Prevent Reverse Power Flow to Utility Grid,” *IEEJ Journal of Industry Applications*, Vol. 13, No. 3, pp. 346-347, 2024.
- (2) Reo Emoto, Hiroaki Yamada, and Tomokazu Mishima, “Output Power Control Method for Fault Ride-Through in a Single-Phase NPC-Inverter-Based Power Conditioning System with IPOS DAB Converter and Battery,” *Electronics*, Vol. 14, No. 21, 18 pages, 2025.

国際会議

- (1) Reo Emoto, Shun Okamoto, Fuka Ikeda, Masayuki Okamoto, Hiroaki Yamada, and Toshihiko Tanaka, “Preventing Reverse Power Flow to Utility Grid from Bidirectional Battery Charger for EVs With Power Quality Compensator Under Feed-in Tariff Program,” in *Proc. of 2024 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 1252-1258, 2024.
- (2) Reo Emoto, Shun Okamoto, Fuka Ikeda, Masayuki Okamoto, Hiroaki Yamada, and Toshihiko Tanaka, “A Seamless Operation of Bidirectional Battery Charger for Electric Vehicles with Power Quality Compensator,” in *Proc. of 2024 27th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, pp. 269-274, 2024.
- (3) Reo Emoto and Hiroaki Yamada, “Power Quality Compensation of an NPC Inverter-Based Home Energy Management System in Single-Phase Three-Wire Distribution Feeders,” in *Proc. of 2025 IEEE 14th Global Conference on Consumer Electronics (GCCE 2025)*, 2025.

口頭発表

- (1) 江本 嶺鷹, 山田 洋明, 田中 俊彦, 岡本 駿, 池田 風花, 岡本 昌幸:「電力品質保証機能を有する電気自動車用双方向バッテリーチャージャの放電電力決定法」, 2022 年度 (第 73 回) 電気・情報関連学会中国支部連合大会論文集, R22-04-03, 2pages, 2022
- (2) 江本 嶺鷹, 山田 洋明, 田中 俊彦, 岡本 駿, 池田 風花, 岡本 昌幸:「電力品質保証機能付き EV 用双方向バッテリーチャージャの新しい放電電流決定法」, 2023 年度 (第 74 回) 電気・情報関連学会中国支部連合大会論文集, R23-04-03, 2pages, 2023
- (3) 江本 嶺鷹, 山田 洋明, 田中 俊彦, 岡本 駿, 池田 風花, 岡本 昌幸:「電力品質保証機能を有する EV 用双方向バッテリーチャージャのシームレス制御法」, 令和 6 年電気学会全国大会, 4-122, pp. 203-204, 2024
- (4) 江本 嶺鷹, 山田 洋明, 田中 俊彦, 岡本 駿, 池田 風花, 岡本 昌幸:「固定価格買取制度における電力品質保証機能付き EV 用双方向バッテリーチャージャの逆潮流防止制御」, 2024 年電気学会産業応用部門大会, 1-75, pp. 285-288, 2024
- (5) Reo Emoto, Hiroaki Yamada, and Toshihiko Tanaka, “ Preventing Reverse Power Flow to Utility Grid from Bidirectional Battery Charger for EVs With Power Quality Compensator Under Feed-in Tariff Program, ” in *Proc. of the 26th IEEE Hiroshima Section Student Symposium (HISS 26th)*, TP-B-1, pp. 158-161, 2024.

謝辞

本論文を作成するにあたり、適切なご指導と多くのご助言をいただきました，山口大学 大学院創成科学研究科 山田洋明 准教授に，心より感謝するとともに厚く御礼申し上げます。特に最後の一年間は，昼夜を問わず多くの相談をさせていただき，時には焦りから考えのまとまらないままご相談をしてしまうこともありましたが，その都度，冷静かつ辛抱強く，懇切丁寧にご指導くださいました。また，論文執筆や学会発表に参加する貴重な機会を数多くいただきましたことにも，深く感謝申し上げます。研究室生活は苦しい時期もありましたが，充実した日々を過ごすことができ，自身の大きな成長を実感しております。

本研究を遂行するにあたり，論文執筆に関するご指導ならびに研究課題についての多くのご助言をいただきました，山口大学 大学院創成科学研究科 三島智和 教授に，厚く御礼申し上げます。

また，ご多忙の中，数多くのご指摘と的確なご助言をいただきました，本学位論文審査員である山口大学 大学院創成科学研究科 田村慶信 教授，村田英一 教授ならびに 森田実 准教授に厚く御礼申し上げます。

パワーエレクトロニクス研究室に配属されて以来，技術的なご指導のみならず，研究に向かう姿勢やキャリアに関する様々な相談に応じていただきました，旗手凌汰 氏，中東尚敬 氏，大堀裕太 氏，長嶺良憲 氏，渡邊玲唯 氏をはじめとする諸先輩方に，厚く感謝いたします。特に，博士後期課程の先輩として多くの助言と支えをいただいた佐飛優花 氏に深く感謝申し上げます。

また，研究室で長い時間を共に過ごし，互いに助け合い高めあった同期である 石川瑚太郎 氏，東佳一郎 氏に感謝申し上げます。さらに，芳村涼 氏，安部祐矢 氏，平田優生 氏をはじめとする研究室の皆様にも御礼申し上げます。和気藹々とした雰囲気の中で，非常に充実した研究室生活を送ることができました。

最後に，長年にわたり私の学生生活を応援し，支援していただいた 父 謙太郎，母 亜優美に心から感謝いたします。