

博士論文

単相3線式配電家庭の電力品質保証機能を
付加した電気自動車用スマートチャージャ

Smart Charger for Electric Vehicles With Power-
Quality Compensator for Household Consumers on
Single-Phase Three-Wire Distribution Feeders

平成27年3月

田中秀典

山口大学 大学院理工学研究科
情報・デザイン工学系専攻

目次

第 1 章	序論	1
1.1	研究背景	1
1.1.1	次世代電力供給網-スマートグリッド-	1
1.1.2	次世代家庭用電力供給システム-スマートハウス-	12
1.1.3	電気自動車の現状	20
1.2	本研究の目的	26
1.3	本論文の概要	26
第 2 章	電気自動車用バッテリーチャージャの分類と研究動向	29
2.1	電気自動車用バッテリーチャージャの分類	29
2.2	先に提案されている双方向バッテリーチャージャ	34
2.2.1	Single-Phase Bidirectional Battery Charger	34
2.2.2	Multi-Function Bi-directional Battery Charger	41
2.3	検討すべき課題	46
第 3 章	無効電力および不平衡有効電力補償機能を有する電気自動車用スマートチャージャ	49
3.1	システム構成および直流キャパシタ電圧一定制御を用いた簡易な制御法	49
3.2	計算機シミュレーション結果	57
3.2.1	計算機シミュレーション結果	58
3.2.2	スマートチャージャの変換器容量の検討	60
3.3	実験結果	65
3.3.1	実験装置の構成	65
3.3.2	実験結果	65
3.3.3	スマートチャージャの変換器容量の検討	67
3.4	本章のまとめ	70
第 4 章	変換器容量低減を目的とした電気自動車用スマートチャージャの制御法	71
4.1	負荷側有効電流演算ブロックを用いた無効電力調整法	71
4.1.1	スマートチャージャに流入する瞬時電力フローに着目したスマートチャージャの変換器容量の比較	77
4.1.2	直流キャパシタに使用した電解コンデンサの推定寿命の算出	78
4.2	計算機シミュレーション結果	81
4.2.1	計算機シミュレーション結果	81
4.2.2	スマートチャージャの変換器容量の比較	83
4.3	実験結果	88
4.3.1	実験結果	88

4.3.2	スマートチャージャの変換器容量の比較	90
4.3.3	スマートチャージャの体積および重量の比較	91
4.4	本章のまとめ	94
第 5 章	直流キャパシタ電圧一定制御を用いた電気自動車用スマートチャージャの簡易な 無効電力調整法	95
5.1	直流キャパシタ電圧一定制御を用いた簡易な無効電力調整法	95
5.2	計算機シミュレーション結果	100
5.2.1	計算機シミュレーション結果	101
5.2.2	スマートチャージャの変換器容量の比較	103
5.3	実験結果	107
5.3.1	実験結果	107
5.3.2	スマートチャージャの変換器容量および制御方式の演算時間の比較 . .	108
5.4	本章のまとめ	111
第 6 章	結論	113
	参考文献	115
	発表論文	123
	謝辞	125

目 次

1.1	世界共通のスマートグリッドの概念 ⁽³⁾	3
1.2	米国版スマートグリッドの概念 ⁽⁷⁾	4
1.3	欧州版スマートグリッドの概念 ⁽⁹⁾	5
1.4	日本版スマートグリッドの概念 ⁽⁴⁾	7
1.5	スマートハウスの構成例	13
1.6	HEMS の基本構成	14
1.7	スマートメータおよび関連システムの全体像	15
1.8	単相 3 線式配電方式の回路構成	16
1.9	巻線抵抗を考慮した単相 3 線式配電低圧側の簡略図 (a) 電流平衡状態 (b) 電流不 平衡状態	18
1.10	想定される電力品質の低下による割増電力料金制度の概念	20
1.11	EV および HV・PHV の保有台数推移および政府目標 ⁽⁴⁹⁾	21
1.12	電気自動車の基本構成	22
1.13	V2H システムの電力フロー	24
1.14	「LEAF to Home」のシステム構成	25
2.1	車載および据置充電器のシステム構成	30
2.2	専用および一体型充電器の回路構成例 (a) 専用充電器 (b) 一体型充電器 (モータ 駆動用インバータを共有) (c) 一体型充電器 (交流モータのインダクタンスを共有)	32
2.3	接触式および非接触式充電器のシステム構成	33
2.4	Kisacikoglu 氏らが提案した Single-Phase Bidirectional Battery Charger のシステ ム構成	37
2.5	各動作モードでの電源電圧, チャージャ電圧およびチャージャ電流のフェーザ	38
2.6	直流キャパシタの脈動電圧 Δv_{dc} および電流 i_{cap} 波形	40
2.7	Zhou 氏らが提案した Multi-Function Bi-directional Battery Charger の回路構成	44
2.8	(a) 3 レグインバータと (b) H ブリッジコンバータの回路構成	44
2.9	Zhou 氏らが提案した Multi-Function Bi-directional Battery Charger を構成してい るグリッドサイドインバータの回路構成	44
2.10	Zhou 氏らが提案した Multi-Function Bi-directional Battery Charger の制御プロッ ク (a) V2G モード (b) V2H モード (c) 充電モード	45
2.11	Kisacikoglu 氏らが提案した双方向バッテリーチャージャを単相 3 線式配電に接続 した場合のシステム構成および各部電圧電流波形のイメージ図	47
2.12	Zhou 氏らが提案した双方向バッテリーチャージャのシステム構成	47
2.13	Zhou 氏らが提案した双方向バッテリーチャージャのバッテリー充電動作させたとき のシミュレーション結果	48

3.1	無効電力と不平衡有効電力補償機能を有する電気自動車用スマートチャージャのシステム構成	51
3.2	バッテリー充電動作時の有効電力フロー図	54
3.3	単相 PLL の制御ブロック	55
3.4	$d-q$ 変換を用いた電流フィードバックの制御ブロック	57
3.5	スマートチャージャの定常動作時のシミュレーション波形 (a) バッテリー充電動作 (b) バッテリー放電動作 (c) バッテリー未接続動作	62
3.6	負荷急変条件下でのスマートチャージャ過渡動作時のシミュレーション波形 (a) バッテリー充電動作 (b) バッテリー放電動作	63
3.7	スマートチャージャの充放電動作開始時のシミュレーション波形 (a) バッテリー充電動作 (b) バッテリー放電動作	64
3.8	直流キャパシタ電圧一定制御を用いた電気自動車用スマートチャージャの実験構成	66
3.9	実験で使用したバッテリーモデル	66
3.10	スマートチャージャの定常動作時の実験波形 (a) バッテリー充電動作 (b) バッテリー放電動作 (c) バッテリー未接続動作	69
4.1	無効電力調整機能を有する電気自動車用スマートチャージャのシステム構成	74
4.2	スマートチャージャ動作時における電源電圧・電流および負荷電流のフェーズ (a) 電源の力率が 1.0 に制御された場合 (b) 電源の力率が 0.9 に制御された場合	74
4.3	電源の力率が 1.0 または 0.9 における 3 レグインバータ構成 PWM 整流器に流出入する瞬時電力と柱上変圧器低圧側電圧 v_L の関係 (a) バッテリー充電動作時 (b) バッテリー放電動作時	78
4.4	電源の力率が 0.9 における 3 レグインバータ構成 PWM 整流器に流出入する瞬時電力の脈動成分と直流キャパシタ電圧 v_{DC} の関係 (a) v_{DC} の上昇期間 (b) v_{DC} の降下期間	80
4.5	スマートチャージャの定常動作時のシミュレーション波形 (a) バッテリー充電動作 (b) バッテリー放電動作 (c) バッテリー未接続動作	85
4.6	負荷急変条件下でのスマートチャージャ過渡動作時のシミュレーション波形 (a) バッテリー充電動作 (b) バッテリー放電動作	86
4.7	スマートチャージャの充放電動作開始時のシミュレーション波形 (a) バッテリー充電動作 (b) バッテリー放電動作	87
4.8	変換器容量低減を目的とした無効電力調整法を用いた電気自動車用スマートチャージャの実験構成	89
4.9	スマートチャージャの定常動作時の実験波形 (a) バッテリー充電動作 (b) バッテリー放電動作 (c) バッテリー未接続動作	92
4.10	負荷急変条件下でのスマートチャージャ過渡動作時の実験波形 (a) バッテリー充電動作 (b) バッテリー放電動作	93
5.1	直流キャパシタ電圧一定制御を用いた簡易な無効電力調整法を適用した電気自動車用スマートチャージャのシステム構成	97
5.2	電源, LC フィルタおよびスマートチャージャの等価回路	99

5.3	フィルタキャパシタに流れる進相電流を考慮した3レグインバータ構成PWM 整流器に流出入する瞬時電力と柱上変圧器低圧側電圧 v_L の関係 (a) バッテリ充 電動作時 (b) バッテリ放電動作時	101
5.4	スマートチャージャの定常動作時のシミュレーション波形 (a) バッテリ充電動 作 (b) バッテリ放電動作	104
5.5	負荷急変条件下でのスマートチャージャ過渡動作時のシミュレーション波形 (a) バ ッテリ充電動作 (b) バッテリ放電動作	105
5.6	スマートチャージャの充放電動作開始時のシミュレーション波形 (a) バッテリ 充電動作 (b) バッテリ放電動作	106
5.7	スマートチャージャの定常動作時実験波形 (a) バッテリ充電動作 (b) バッテリ放 電動作	110

表 目 次

1.1	日本国内におけるスマートグリッド関連の技術開発および実証実験	11
1.2	電力品質評価の分類	17
1.3	柱上変圧器の二次側巻線抵抗 ⁽⁴²⁾	19
1.4	新車販売台数に占める PHV・EV および HV の割合と政府目標 ⁽⁴⁸⁾	21
1.5	EV パワーステーションの仕様	25
2.1	電気自動車用バッテリーチャージャの分類形式	30
2.2	Kisacikoglu 氏らが提案した Single-Phase Bidirectional Battery Charger の動作モード	37
2.3	チャージャ電圧およびチャージャ電流を制御変数とした場合における有効・無効電力の関係式	39
2.4	図 2.4 の回路定数	40
2.5	文献 (61) のシミュレーションで検討したチャージャ動作モード	40
3.1	図 3.1 の回路定数	59
3.2	ハードウェアの仕様	67
4.1	図 4.1 の回路定数	82
4.2	シミュレーションにおけるスマートチャージャの電流容量算出結果	88
4.3	実験におけるスマートチャージャの電流容量算出結果	94
4.4	第 3 章で提案した直流キャパシタ電圧一定制御を用いた制御方式と本章で提案した無効電力調整法を用いた制御方式の体積比較 ^(113, 114)	94
5.1	シミュレーションにおけるスマートチャージャの電流容量算出結果	103
5.2	実験におけるスマートチャージャの電流容量算出結果	111
5.3	実験における制御方式の演算時間測定結果	111

第1章 序論

1990年代から地球環境問題 (Environmental)、エネルギー資源枯渇問題 (Energy Security) および経済発展 (Economy) の3要素 (3E) が複雑に関係し合うトリレンマ問題に我々人類は直面している。その中でも、地球環境問題は人類全体の危機ととらえ、効率的なエネルギー利用の支援や再生可能エネルギー電源の導入促進を目的に新しい電力供給システムの検討が全世界的に盛んに取り組みられており、新産業・雇用創出などの産業政策も期待されている⁽¹⁾。したがって、新たな電力供給システムの実現はトリレンマ問題の解決につながると考えられる。

本論文では、需要家の最小単位である家庭側の省エネルギーを実現することを目的とする。本章では、新たな電力供給システムであるスマートグリッドの構成と日本国内外の取り組みについて述べる。次に、日本の家庭用電力供給システムの構成とその特徴について述べる。ここで、大容量な電気自動車用バッテリーの電力を自由に変換可能な充電器に着目し、その充電器を使用した家庭の電力品質保証の必要性について説明する。さらに、次世代家庭用電力供給システムの省エネルギーを目的とした電気自動車用スマートチャージャの制御法を提案する。提案した電気自動車用スマートチャージャによりバッテリーへ電力を蓄えたり、バッテリーから電力を取り出したりしながら、家庭の電力品質を保証できる。このスマートチャージャにより、需要家自身での自由なエネルギーマネジメントと電力品質保証を可能にし、次世代家庭用電力供給システムとの連系の実現と省エネルギーに貢献できる。最後に、本論文の研究目的と概要について述べる。

1.1 研究背景

1.1.1 次世代電力供給網-スマートグリッド-

次世代の電力供給網であるスマートグリッドはCO₂の排出を抑制する低炭素社会を実現する技術群であり、エネルギーの効率的な利用の支援や再生可能エネルギー電源の利用促進、地球温暖化対策のひとつとして注目されている。現在、世界で統一されたスマートグリッドの定義はなく、各機関でそれぞれ定義し使っている状況である⁽²⁾。国際電気標準会議 (International Electrotechnical Commission: IEC) は、スマートグリッドを「双方向の情報通信技術を用いて、センサーと分散的処理機能を兼ね備えた需要家、市場なども巻き込んだ電力ネットワーク」と定義している。IECの議論では、スマートグリッドが果たす機能を以下のように挙げている。

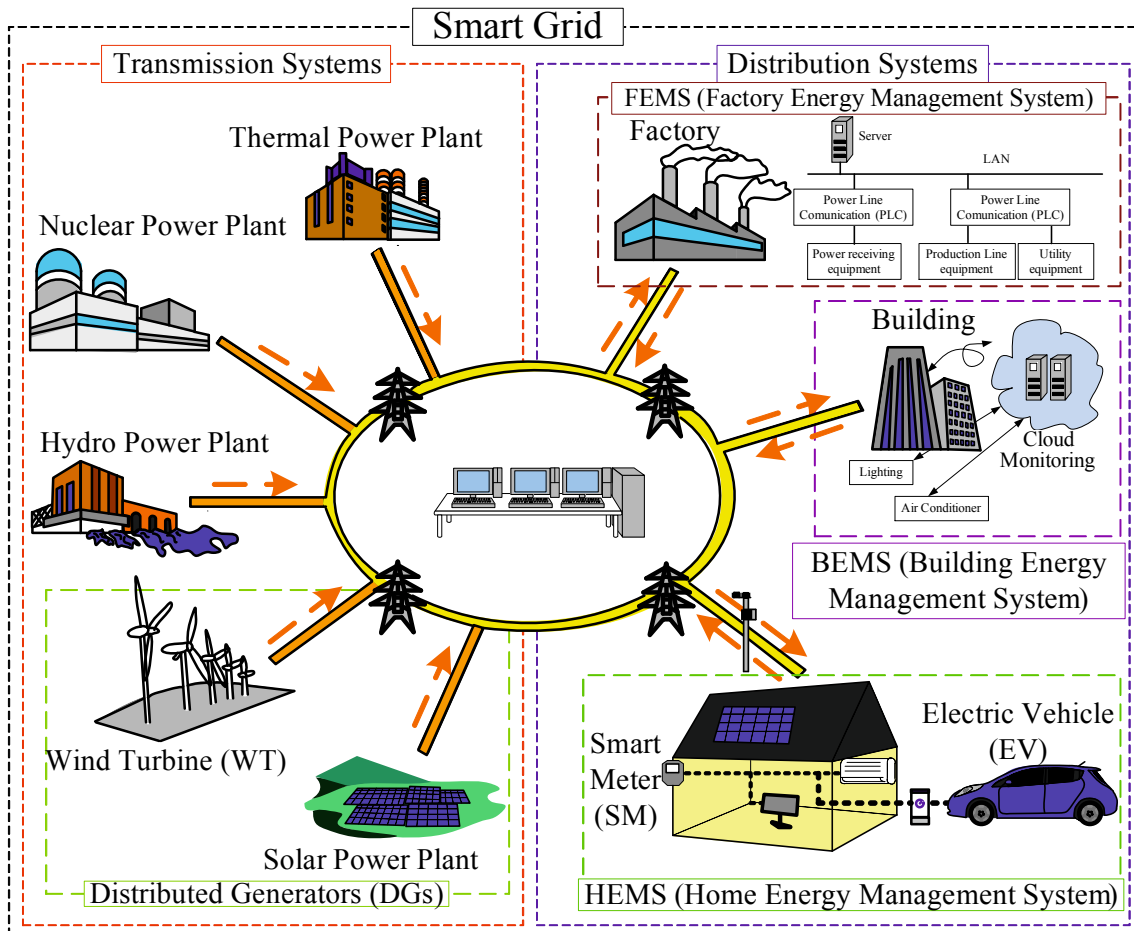
- 系統運用の自動化
- 電力品質の管理
- 太陽光発電や風力発電などの分散電源型電源の管理
- 電気料金などに反応して需要家が電気の消費量を増減させるデマンドレスポンス
- スマートメータリング
- 停電防止のための設備予防保全
- 停電範囲をできるだけ小さくし、できるだけ早く停電解消する停電管理
- エネルギー貯蔵の管理

また欧州テクノロジープラットフォーム (European Technology Platform: ETP) では、「接続されているすべての構成者を知的に統合し、接続可能で経済的かつ確実な電力を効率的に供給する電力ネットワークである」としている。このため、スマートグリッドは知的モニタリング技術、制御技術、情報通信技術およびセルフヒーリング技術を駆使して、サイズと技術を問わず発電機の接続と運用の改善をしていくとともに、消費者が電力供給システムの運用の最適化に関与し、システム全体の環境負荷の軽減および給電の信頼性、セキュリティ・レベルの強化を実現する。

さらに日本の資源エネルギー庁主催の「低炭素電力供給システムに関する研究会」では、「従来から集中型電源と送電系統の一体運用に加えて、情報通信ネットワークにより分散形電源や援護ユーザーの情報を統合・活用し、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」と定義している。

このような定義の違いはあるものの、世界共通のスマートグリッドの概念としては、「従来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太陽光発電などの分散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」がある。図 1.1 にスマートグリッドの共通概念⁽³⁾を示す。このスマートグリッドの構成要素として次の5つが挙げられる。

1. 双方向の電力／情報通信ネットワークと需給制御システム
2. 基幹電力系統に接続される大規模な自然エネルギー利用型電源
3. 需要家地域システム (離島マイクログリッドやスマートコミュニティ)
4. オンサイト型電源 (需要側に設置される電源) を含む需要家側システム

図 1.1 世界共通のスマートグリッドの概念⁽³⁾

5. 新しい配電ネットワーク

先に説明した定義の違いから生まれる各国のスマートグリッドの取り組みについて説明する^(3,4,5,6)。図 1.2 に米国版スマートグリッドの概念を示す⁽⁷⁾。2001 年にカリフォルニアで輪番停電が発生し、2003 年にはニューヨークも巻き込んだ北米大停電が発生している。米国で大停電が頻発する背景には、これまで発電所と送電線建設、そしてその保守に多額の資金を投入できなかったという現実がある。こうした中で、電力需要は今後も増加すると予想されており、これに必要な電力供給インフラの不足を需要家の機器を含む配電系統制御の高度化またはデマンドレスポンスで補おうとしている。ここでデマンドレスポンス (Demand Response: DR) とは、既存の発電所や送電線の最大容量に合うように電気料金をリアルタイムで変更するなどして需要家の電力消費量を調整することで、新しい発電所や送電線を建設する必要がない手法である。

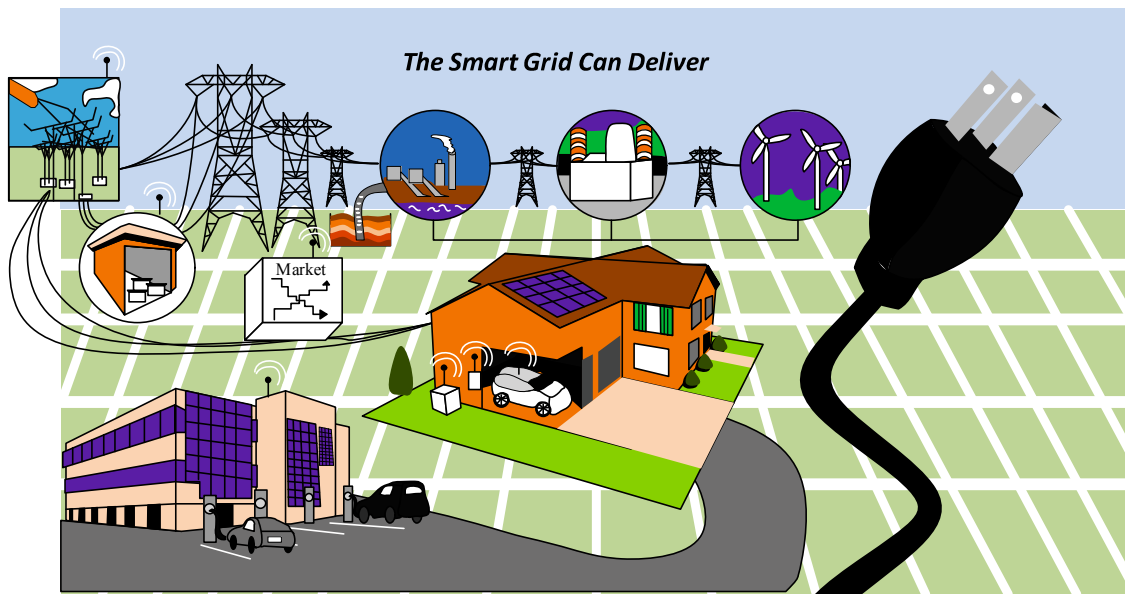


図 1.2 米国版スマートグリッドの概念⁷⁾

2005～2007年には米国ワシントン州で行われた GridWise 実証プロジェクトでは、系統需給調整を目的として周波数低下を検出し電化製品の通電を制御するコントローラを開発した。現在さらに詳細な導入効果検証 (Consumer Behavior Studies) を目的とした社会実証プロジェクト (約 10 件) が米国エネルギー省 (DOE) の管轄下で進められている。

産業育成の観点から、将来の電気自動車の普及を考え、配電系統の充電インフラを強化することも目的の一つとなっている。例えば、The EV Project の 2012 年度第 3 四半期報告書の情報収集結果⁸⁾より、夕方から夜間にかけての帰宅時電気自動車の充電需要が住宅負荷ピークと重なる可能性があり、配電系統の潮流・電圧分布を考慮して充電時間帯をシフトさせるスマート充電や EV および PHEV から電力を放電させる Vehicle to Grid (V2G) については、周波数制御への応用が先駆的に提案され、双方向電力制御、双方向通信を備えたインターフェースの要素技術開発や実証プロジェクトが進められている。

欧州では、大量に導入されている風力発電の運用にあたり、予測できない風力発電の出力変動を含めた全発電出力と電力需要をマッチングさせる必要がある。そのため、送電系統の運用の高度化を行うことが欧州版スマートグリッドの必要な課題である。図 1.3 に、欧州版スマートグリッドの概念を示す⁹⁾。実際に 2006 年 11 月には、風力発電からの電力系統内の分布を把握できずに、西ヨーロッパにおいて連系線切断による系統分断で周波数が変動し、発電機設備 10,900 MW (うち風力発電 4,892 MW) の解列が起き、1500 万軒の需要家が停電する大事故になった。風力発電の適地は北海沿岸などの特定の場所に集中するため、これらを送る送電線が

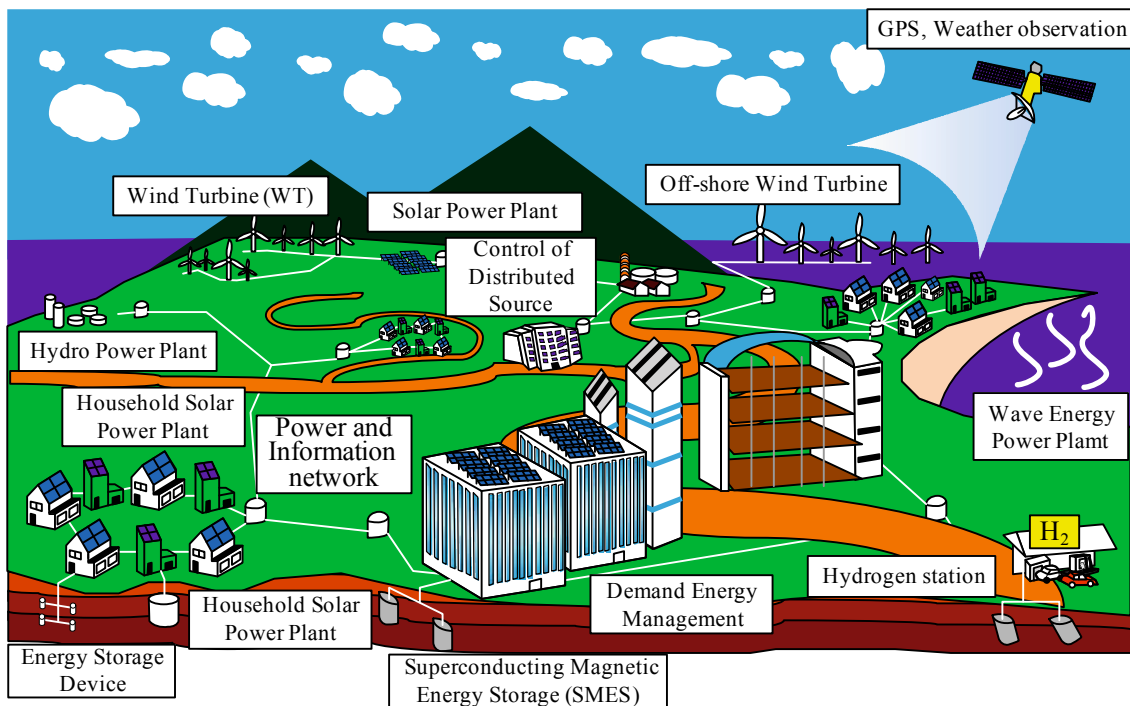


図 1.3 欧州版スマートグリッドの概念⁽⁹⁾

必要となるが、現状でも送電容量にほぼ空きがない状態であり、送電線容量の不足は風力発電導入の妨げになっている。

そこで、スペインの Red Electrica Espana 社では再生可能エネルギーコントロールセンター (CE-CRE) を設置し、風力発電出力の予測を行っている。48 時間先までの時間発電量と 10 日先までの日発電量を予測しており、時間量予測は 15 分ごとに更新、日発電量予測は 1 時間ごとに更新される。予測精度は一日先で 12%、3 日先で 20%、5 日先では 30% となっている。また、アイルランドでは、風力発電 Secure level 評価ツール (Wind Secure Level Assessment Tool: WSAT) があり、オンラインで Secure Wind Level (SWL) を計算し 24 時間後の風力発電出力制限値を予測する。なお、欧州では 2020 年までに省エネを 20% 推進し、再生可能エネルギーの 1 次エネルギーに占める割合を 20% に高め、温暖化ガスを 1990 年対比で 20% 削減する「20-20-20 計画」が推進されているため、これを実現する手段としてスマートグリッドが期待されている。

韓国では、2010 年に知識経済省がスマートグリッド構築を通じた低炭素グリーン成長を実現するため「スマートグリッド国家ロードマップ」を策定した⁽¹⁰⁾。このロードマップの初期事業として、知識経済省および韓国スマートグリッド協会の協力のもと、韓国電力公社 (KEPCO) が主体となって、済州島でスマートグリッドの実証試験を行っており、2011 年 5 月で中央集中電源中心の配電スマート化や 10 MW 級以下発電、貯蔵、制御装置実証および基本充電インフラ

の構築などを含む第一段階のインフラ構築が完了し、より大規模かつ分散型電源中心の配電スマーティ化へと移行する第2段階のインフラ構築に取り組んでいる。

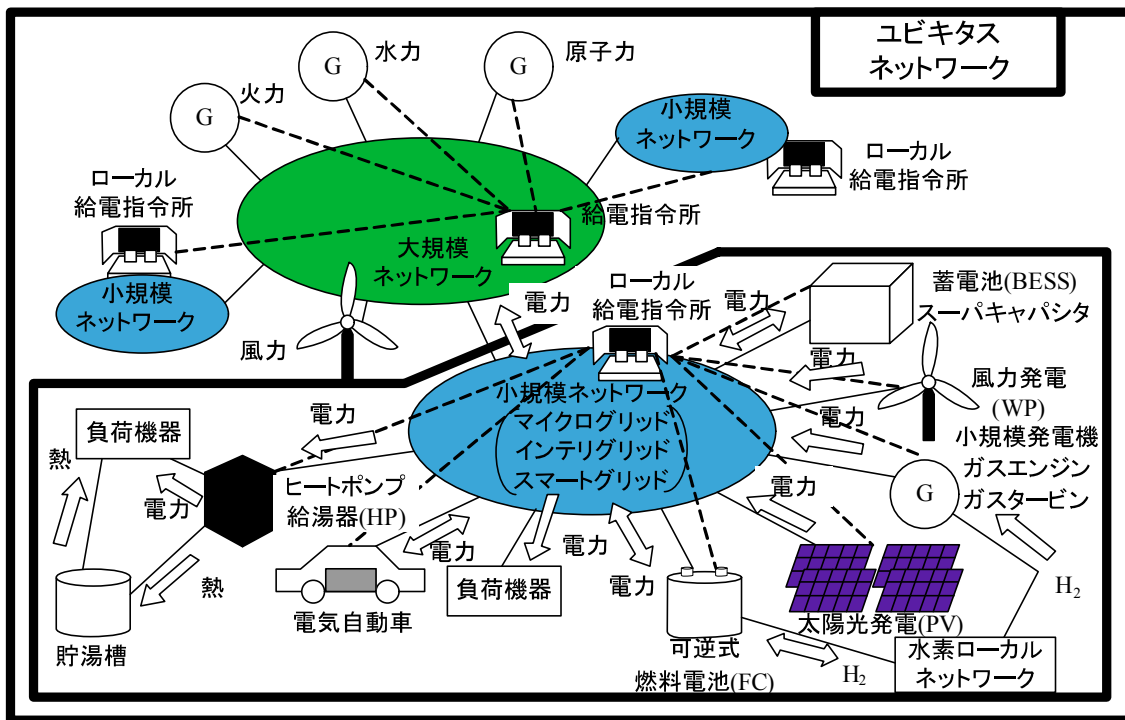
中国では、2000年以來電力需要が毎年10%以上増加し、停電時間も一需要家あたり年平均12時間で、この停電原因のうち95%は配電系統での問題といわれている。国家電網公司が中心となって2020年までにスマート(智能電網)とストロンググリッド化を目指している⁽¹¹⁾。この巨大な需要に対して西地域にある石炭火力発電と水力発電から何千キロメートルもの長距離送電をしていることに加え、2020年には再生可能エネルギーの割合を総エネルギーの15%とすることを狙っている。

このような状況の中で、中国版スマートグリッドではまず電力需要の伸びに合わせて超高压(Ultra High Voltage: UHV)送電システムの導入を図り、風力発電などを含めたあらゆる電源に対応する送電系統の安定化および高度化を図ること、その次に停電の大部分を占める配電系統の自動化を行うこと、最後に需要の伸びを抑制するために、スマートメータを設置することを考えているようである。

インドでは、伸び続ける電力需要に対してインド政府は2012年4月からの第12次5か年計画でも、2017年までに75,785 MWの電源開発を目指している⁽¹²⁾。すでに現状でピーク時の需要量に対して10%もの供給不足の状態になっていることや送電ロスが21.14%とインドネシアの9.14%やベトナムの10.14%と比較しても電力事情が非常に悪い⁽¹³⁾。そのため、中国と同様に送電系統においてUHV送電システムの導入を図るとともに、スマートメータによる電気使用量の把握と盗電の防止を行うことが当面のインド版スマートグリッドであると考えられる。

我が国日本では、太陽光発電の大量導入を主目的としてその際の系統の安定運用を行うことが求められる^(14,15)。そこで電力系統側と配電および需要家側の2つに分けて日本版スマートグリッドの取り組みについて説明する。図1.4に日本版スマートグリッドの概念を示す⁽⁴⁾。電力系統全体の取り組み⁽¹⁶⁾では、太陽光発電や風力発電等の再生可能エネルギーが大量に導入された場合、電圧や周波数等の電力品質面への影響が懸念されているが、局所的な影響を受けやすい配電側と比較して、系統側では広域的な側面への対応が必要となる。具体的には、需給バランスの確保や周波数調整力の確保、系統事故時の再生可能エネルギー電源一斉脱落による周波数の大幅低下の防止等、おもに周波数面での対応が問題となる。このため、天候の変化に柔軟に対応するための再生可能エネルギー電源の出力把握・予測技術、系統擾乱に対応するための運転継続特性(Fault Ride Through: FRT)要件化やシミュレータ技術等が必要となり、次に説明する。

文献(17)で提案されている電力系統制御エリアを対象とした風力発電出力予測システムは、統計手法に基づく誤差補正手法を気象モデルの予測結果に適用した点に特長がある。精度検証結果より、風力発電を多く導入する東北エリアにおいて当日・翌日予測ともいずれの季節の場

図 1.4 日本版スマートグリッドの概念⁽⁴⁾

合であっても、本プロジェクトでの目標精度 (平均絶対誤差率 MAE は当日予測 15%, 翌日予測 20%以下, 改善率 S_p は当日予測 20%, 翌日予測 30% 以上) を達成しており、日本における風力発電の導入促進の一助になると考えられる。

さらに太陽光発電の発電量を数値気象予報データを利用した予測技術⁽¹⁸⁾が開発されている。この開発された太陽光発電の予測方式として、本手法では汎用的に予測できる方式として近年主流となっている間接予測を採用し、高い統計処理技術を活用することにより、気象予報値から日射量を予測し、予測地域にある太陽光発電モジュールの特性を用いて発電量に変換するため、(1) 世界中のどの地域でも適用でき、(2) 最大 192 時間先までの予測が可能、(3) 多くの気象要素を用いているため、精度の高い発電量予測が可能、(4) 計算時間が 1 分以内とエネルギー管理 (Energy Management System: EMS) の計算更新周期 30 分よりも早く、システムへの負荷が小さい。

また太陽光発電用パワーコンディショナ (Power Conditioning System: PCS) に FRT 機能を持たせることで系統異常時の一斉脱落に対応できる。電圧耐量では、残電圧 30% が 1 秒継続しても運転を継続し、電圧復帰後 0.5 秒または 1 秒以内に電圧低下前の 80% 出力まで回復させること、周波数耐量では 50 Hz 系では 47.5 Hz~51.5 Hz, 60 Hz 系では 57.0 Hz~61.8 Hz の間で運転を継続すること、0.8 Hz 上昇 3 サイクルでも運転継続、2 Hz/秒の周波数低下 1.25 秒で

も運転継続などが議論されているが、FRT要件は単独運転検出とトレードオフの関係にあるため、両者を同時に満足させる必要がある。

一方、配電および需要家側の取り組み⁽¹⁹⁾では、太陽光発電等の分散電源が大量に配電線に連系されると、電圧変動が大きくなる現状に対する適正電圧管理や各家庭へのスマートメータ (Smart Meter: SM) の導入により高調波やフリッカ等の電力品質を悪化させる要因も「見える化」しその情報を活用した省エネや新しいサービス創出がある。

また、配電系統におけるスマートグリッドの主要技術として、EMS、電圧制御、蓄電池制御、パワーコンディショナ制御、DR および電気自動車の充電やAMI が挙げられ、次に説明する。電力品質が悪化する問題を解消する方法として、再生可能電源ごとにインテリジェンスを持たせ、電池制御と組み合わせて機器を一つの安定した電源として扱うローカルアプローチとシステム全体の制御能力を生かして再生可能エネルギー導入を可能にするシステムアプローチの二つがある⁽²⁰⁾。

ローカルアプローチの代表的な例として、PV (Photovoltaic Generation) と蓄電池を組み合わせる新たな価値を付加した先進的 PV システム (Advanced-Photovoltaic Generation System: Ad-PV systems) が挙げられる。この Ad-PV systems は、(1) 発電出力変動抑制、(2) 受電電力平準化 (ピークカットなどのタイムシフト)、(3) 停電時の電源バックアップ (瞬低対応含む)、(4) 系統制御 option (力率制御、電圧制御等) の4つの付加価値を提供できる。システムアプローチは個々の危機でなくグリッド全体として再生可能エネルギーの導入を可能にするように EMS で制御する手法であり、(1) 外部系統との連系線の潮流を EMS でリアルタイムに管理する、(2) エネルギー運用を最適化するエネルギー管理、(3) DR による需要バランスへの需要家の参加を実現することを目的としている。

システムアプローチの実例として、離島独立型系統新エネルギー導入実証事業がある。離島独立系統に太陽光発電が大量導入した場合の影響把握等を目的に、2010年より鹿児島県・沖縄県の各離島で大規模な実証試験が行われている。ここでは沖縄県宮古島で行われている宮古島メガソーラー実証は2010年10月より試験を開始し、系統側 (22 kV) に太陽光発電設備 3,000 kW、NAS 電池 3,000 kW が接続されるとともに、配電側 (6.6 kV) には太陽光発電設備 1,000 kW、NAS 電池 1,000 kW、リチウムイオン電池 100 kW、さらに需要家の任意の負荷パターンを設置できる模擬負荷装置や模擬負荷配電装置・無効電力補償装置 (Static Var Compensator: SVC) 等さまざまな設備が設置され、太陽光発電の出力変動や周波数変動の抑制効果の検証、太陽光発電のスケジュール運転の検証、模擬配電線路における太陽光発電と蓄電池の最適制御階層の検証等、多くの検証が行われている。配電系統の電圧制御は、変電所の負荷時タップ切替付変圧器 (Load Ratio control Transformer: LRT) による送電電圧調整、自動電圧調整器 (Step Voltage Regulator: SVR) のようなタップ制御、SVC による無効電力制御がある。これらの制御機器は

基本的には自律型であり設置点の電圧および電流を監視しつつ調整を行っているが、各機器の動作が他の機器に影響を及ぼし必要な動作を行わない、もしくはお互いの動作が干渉し安定しないなどの問題が懸念される。

文献(21)では、配電系統用アナログシミュレータ ANSWER (Active Network Systems With Energy Resources) を使うことで、今後の PV 導入目標(2020 年度時点で 2,800 万 kW, 2030 年度時点で 5,300 万 kW) に応じて以下 3 つの電圧制御手法の移行時期の目安として活用できる。一つ目は LRT や SVR, SVC がそれぞれ自端情報に基づく制御をする現状での自律分散方式電圧制御手法と、二つ目は季節に応じた系統の状況に合わせて自律分散制御機器の制御パラメータを適切な値に適宜変更する一つ目の制御を高度化した手法、三つ目はセンサー開閉器の計測情報をもとに系統全体が適正な電圧となる最適解を演算し、電圧制御機器を一括集中して制御する集中方式電圧制御である。評価結果は、2020 年以前の早い段階で現状の電圧制御方式の限界が現れ、2020 年～2030 年の前半まで現状方式を高度化した手法で対応可能であるが、2030 年以前に集中制御方式が必要となることが確認された。

ローカルアプローチ、システムアプローチおよびこれらの実証試験で使われる基本的な蓄電池制御技術であるハイブリッド制御と分散された蓄電池の統合制御について説明する。パワー電池であるリチウムイオン (Lithium ion: Li-ion) 電池とエネルギー電池であるナトリウム・硫黄 (NaS) 電池を組み合わせたハイブリッド制御技術が重要である。分散電源による変動抑制に対してはリチウムイオン電池を使用し、ピークシフトやタイムシフトに対しては NaS 電池でそれぞれ補償する。さらに分散配置された蓄電池を EMS または蓄電池 SCADA (Supervisory Control and Data Acquisition) で集中制御することで、仮想的な一つの蓄電池として制御する技術もあり、経済産業省の蓄電複合システムインターフェース国際標準化プロジェクトで開発が進んでいる。

電気自動車に積載される大容量バッテリーを蓄電装置として利用することで、負荷平準化を実現するための研究が盛んに行われている^(22, 23, 24)。家庭単位での検討として、PV を持つ家庭において PV の発電量の一部を EV 充電に割り当てることで電力系統への影響を抑制したり、非常時の避難施設として PV と組み合わせる自立型電力供給システムが提案され実験により有効性が確認されている。商業スペースの例としては、電気自動車の給電スタンドとして使用されている急速充電器を活用した PV-EV システムが提案されている。

文献(24)では、住宅 1,000 戸が一カ所に存在する地域住宅コミュニティにおいて、住宅には太陽光発電、電気自動車、固体高分子形燃料電池 (PEFC) およびヒートポンプが設置されており、そのコミュニティ内のサービスステーションには固体酸化物形燃料電池 (SOFC)、急速充電器および水素タンクが設置されている状況を想定している。電力潮流の最適化計算結果より、EV の充電および放電制御を用いることで、CO₂ の排出を最大 6.7% 削減可能であること

が確認されている。

また、EV導入の課題として夜から早朝にかけて電力需要パターンが変化し、深夜に配電系統の過負荷や瞬時電圧低下などに対しては十分な対策を講じなければならない。

スマートグリッドの情報通信技術を支える基盤技術である Advanced Metering Infrastructure (AMI: 高度メータ基盤) の役割は、米国国立エネルギー技術研究所 (National Energy Technology Laboratory: NETL) では次の7項目として挙げられている⁽²⁵⁾。

1. 需要家と系統の結合
2. 分散型電源等の監視・制御
3. 需要家の電力市場への参加
4. 電力品質問題の検出・分析
5. 系統の分散運用
6. 事故検出と復旧
7. 設備管理と系統運用の改善

需要家側のAMI構成要素として、(1) スマートメータ、(2) ホーム・エリア・ネットワーク (HAN) またはローカル・エリア・ネットワーク (LAN)、(3) 分散型電源 (Distributed Source: DS)、(4) 制御可能負荷 (Load Control Devices) が設置され、ここでは最も代表的なスマートメータについて説明する。スマートメータは静止型のプログラマブル機器で、(1) 時間帯別料金対応処理、(2) 需要家と電力事業者が使うデータの処理、(3) 検針、(4) 「不適切な電力使用」の制約またはDR、(5) 電力品質監視、(6) 不正あるいは盗電の検出および(7) 家庭内の他のインテリジェント機器との通信などの機能を有している。このスマートメータで電力事業者に提供されるデータとして、(1) 力率、(2) 系統の電力品質、(3) 地域間や機器間の位相差、(4) 系統設備の異常および容量、(5) 変圧器や送電線の負荷、(6) 電圧および電力消費プロファイルと電力消費予測、(7) 事故点情報、(8) 停電検出があり、今後新たなビジネスモデルが創出されることが想定される。

表1.1に日本で電力系統側と配電および需要家側の技術所得のために行われている技術開発や実証試験の実例を下記に示す。この表からも日本においても盛んにスマートグリッド周辺技術が研究開発されていることがわかる。

表 1.1 日本国内におけるスマートグリッド関連の技術開発および実証実験

件名 (略称含む)	主な目的と分野	
分散型新エネルギー大量導入 促進システム安定対策事業	太陽発電出力等の データ蓄積・分析	太陽光
風力発電出力予測技術	風力発電出力予測技術	風力
稚内メガソーラープロジェクト	大規模太陽光 発電の出力安定化	太陽光
ニューラルネットワークを用いた 太陽光発電予測技術	太陽光発電 出力予測技術	太陽光
蓄電池を用いた電力需給 制御システムの研究	蓄電池による需給 調整力の確保	蓄電池
系統連系円滑化蓄電システム 技術開発プロジェクト [Lib 実証]	再生可能エネルギーの 出力変動平滑化	蓄電池
蓄電池システムを用いて風力発電の 短周期出力変動を平滑化する技術	風力発電の短周期 出力変動抑制	風力
分散型電源大量導入システム 影響評価基盤整備事業	分散型電源大量導入時の 電力系統に与える影響評価	太陽光・ 風力
太陽光発電用パワーコンディショナ の瞬低回復時の運転安定化方式	市販 PV 用 PCS の瞬低 に対する運転特性評価	太陽光
離島独立型システム 新エネルギー導入実証事業	離島における PV 大量 導入時の影響把握他	マイクロ グリッド
次世代エネルギー・社会 システム実証事業	民生・運輸部門での CO ₂ 削減の見える化	スマート コミュニティ
負荷平準化機器導入効果実証事業	需要側管理による 省エネ・負荷平準化効果	スマート メータ
スマートハウス実証プロジェクト	家庭の CO ₂ 半減 と新サービス創出	スマート ハウス

1.1.2 次世代家庭用電力供給システム-スマートハウス-

2008年における家庭部門のCO₂排出量は1990年度比+34.2%の増加傾向にあり、家庭のエネルギーを効率よく利用することでCO₂排出抑制可能なHEMS機能を持つスマートハウスが注目を集めている。2009年度「スマートハウス実証プロジェクト」成果報告書において、日本におけるスマートハウスの定義として狭義にはエネルギー管理によるエネルギー最適化を図る住宅を指し、広義には地域・社会との連携によるエネルギー最適化を図るとともに、エネルギーの付加価値サービスを提供する住宅およびトータル・システムを指すものとしている⁽²⁶⁾。図1.5にスマートハウスの構成例を示す。スマートハウスの主な構成要素として、従来の家電機器に加え、分散電源として小規模太陽光発電(Photovoltaic)と小規模風力発電(Wind Generator)があり、負荷平準化を主目的とする蓄電池(Battery)および電気自動車用バッテリーが設置されることが想定される。スマートメータを中核とするHEMSは、家庭内のエネルギー使用状況を把握する監視機能、そのエネルギー使用状況を表示機器に表示する「見える化」機能および家庭内の家電機器や住宅設備機器を遠隔自動制御する制御機能を有している。具体的なHEMSの目的は、(1)エネルギー消費を低減する、(2)エネルギー消費ピークを抑える(ピークカット)、(3)エネルギー消費の時間帯を変える(ピークシフト、タイムシフト)の3つに分類できる。図1.6にHEMSの基本構成を示す。HEMSはエネルギー使用状況を表示するユーザー・インターフェース装置と家庭内の各種機器であるエネルギー計測機器、生活環境センシング機器、住宅設備機器、発電機器、家電機器、熱利用機器および蓄電機器とそれらの監視・制御を行うHEMSコントローラ(ホームゲートウェイ、ホームコントローラとも呼ばれる)で構成される。HEMSコントローラと家庭内の各種機器とは住宅利用に適したネットワーク(RS485, RS232C, Ethernet, 無線LAN, PLC, ZigBee)を介して連携される。HEMSによるエネルギー管理手法を以下に挙げる。

- 家庭内エネルギーの見える化
- 省エネガイド機能
- 自動制御
 - － ピークカット
 - － 設備機器連携による省エネ(通風, 日射遮断等)
 - － 蓄電池によるタイムシフト(ピークシフト, タイムシフト)

本研究ではスマートメータを用いた家庭内エネルギーの見える化および省エネガイドに着目する。家庭内エネルギーの見える化はHEMSの最も基本的な機能であり、家庭内の消費エネルギーおよび太陽光発電や風力発電などで発電されるエネルギーを計測しその事実を居住者に

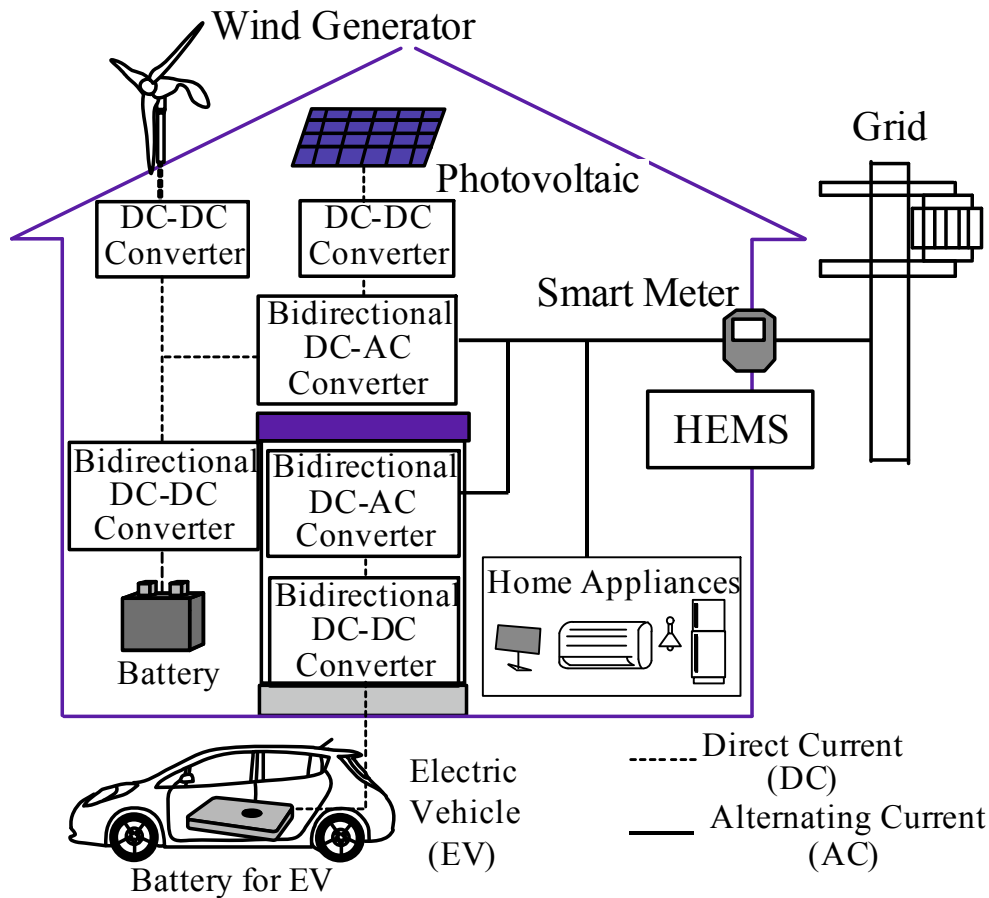


図 1.5 スマートハウスの構成例

知らせる。その結果として、居住者自身の気づきおよびエコ意識向上を促し、居住者自身によるエコ行動につながっていくことを期待する。家庭全体のエネルギー測定は電力メータ、ガスメータおよび分電盤で行われ、測定方法としてはスマートメータ導入、電力計測付き分電盤導入およびカレントトランス (Current Transformer: CT) による測定器接続が考えられる。各家電機器のエネルギー測定は、電流センサの組み込みやスマートタップの導入により実行可能である。なお、測定間隔は数分から 30 分間隔が一般的であるが、これはアプリケーション仕様や使用するネットワークの技術的制限に依存する。しかしながら、(1) 情報不足、(2) 限定合理性、(3) 惰性、(4) 関心・意識などの省エネルギーバリア⁽²⁷⁾があるため、製作支援とともに情報の見せ方を工夫する必要がある。

その課題を解決するために、収集したエネルギー使用状況を分析し、それに対してガイダンスを行うことによってユーザーのエコ活動を促す省エネガイドが有効であると考えられる。この手法では単なるアドバイスだけを表示させるのではなく、どこに無駄があるかやどのような省エネ行動をとるべきであるかを消費者自身に考えさせたり、家族一同が協力して取り組める

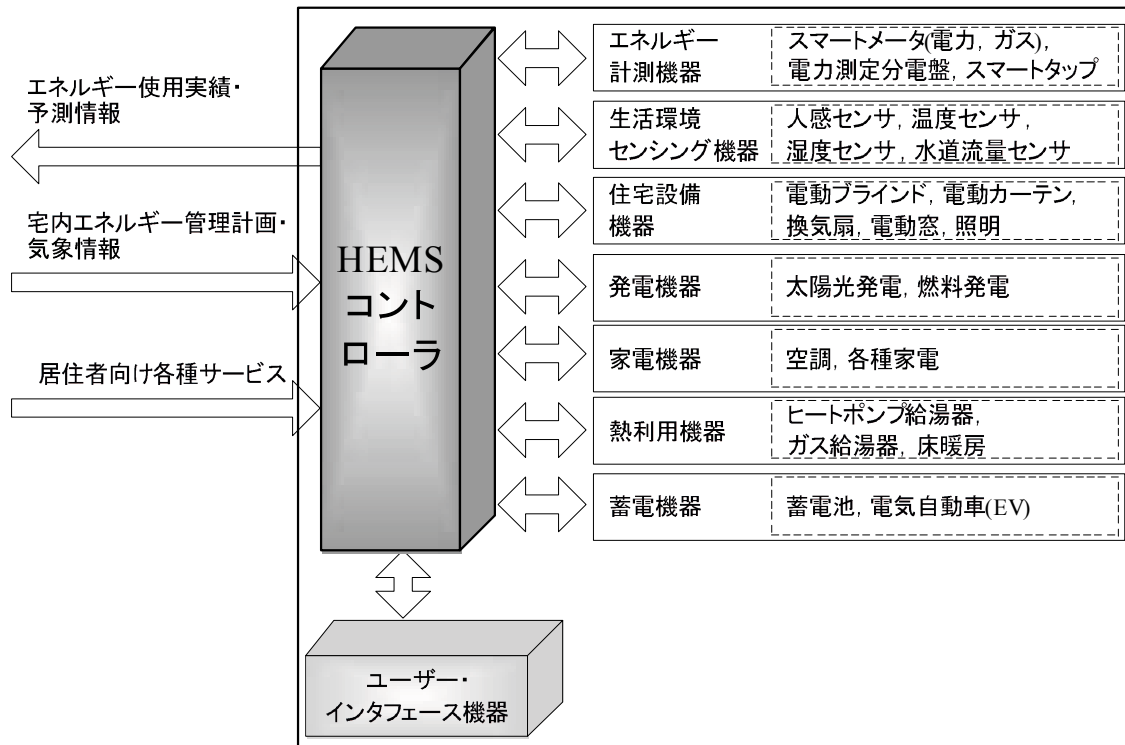


図 1.6 HEMS の基本構成

ようにしたりと情報の見せ方を工夫する。有効な省エネガイドはエネルギー管理の PDCA サイクル (Plan-Do-Check-Act サイクル) を可能にし、持続的な省エネ行動を促すことが期待できる。

また、日本経済産業省ではスマートメータの普及状況と新たなビジネスモデルの創出を目的にスマートメータ制度検討会が 2009 年から 2013 年 4 月までに計 14 回開催されている。その第 14 回配布資料⁽²⁸⁾では、低圧部門におけるスマートメータの導入完了時期が最も遅くなると予想される沖縄地方であっても平成 36 年度末に前倒した再計画が決定された。これに伴い、スマートメータを用いたデータ通信手法とそのデータの活用法についても議論されている。図 1.7 にスマートメータおよび関連システムの全体像を示す。このシステムの主な情報および電力のやり取りがあるルートをそれぞれ A ルート (電力会社-スマートメータ間)、B ルート (スマートメータ-家庭内 HEMS 間)、C ルート (電力会社-小売および民間事業者間) としている。提供開始時期に関しては、全電力会社とも B ルートである家庭内での消費電力および分散電源による逆潮流値、時刻情報のリアルタイム提供サービスの確立を平成 28 年 4 月をめどに優先的に進めている。A ルートおよび C ルートにおいては、家庭および工場など需要家における電力使用情報に料金情報や電力品質情報等が付加された情報を需要家が所得可能となるシステムを目指している。そのため、大量のデータを短時間に管理するための情報通信設備の構築が必要であり、提供開始には一定の時間が必要である。

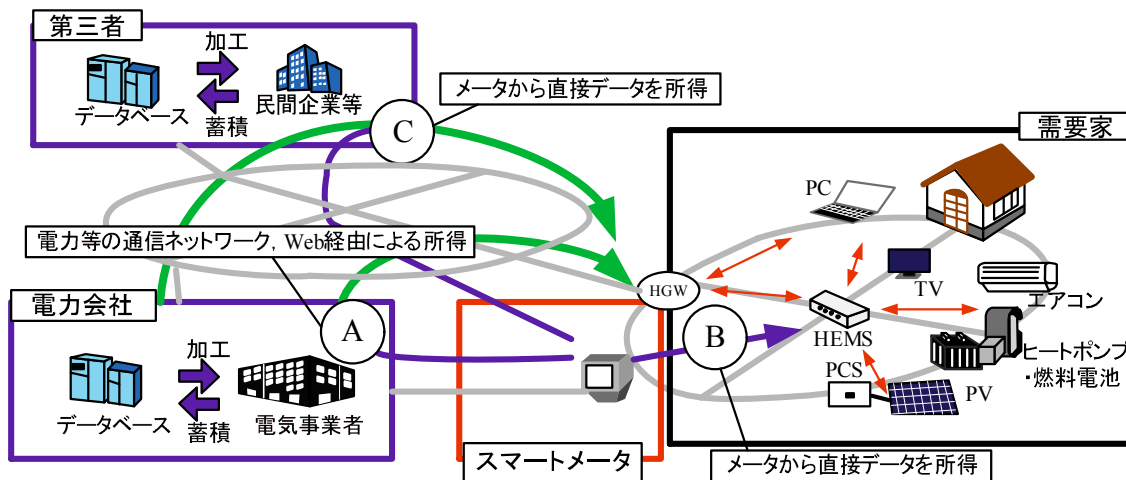


図 1.7 スマートメータおよび関連システムの全体像

関西電力では、Bルートによる見える化を利用したデマンドレスポンスの実証試験に取り組んでいる⁽²⁹⁾。表 1.1 で示した次世代エネルギー・社会システム実証プロジェクトのけいはんなエコシティで電力会社では初となるスマートメータのBルート通信を試験的に提供した。実施事項として、(1) Bルート通信による電気使用量「見える化」の実証、(2) デマンドレスポンスによる節電効果の検証、(3) Bルート通信の技術的評価を挙げている。このシステムで需要家の節電行動を支援するデマンドレスポンスを700軒を対象として平成24年7月から平成26年2月で実施する計画を立てている。また、同電力会社はスマートメータのデータを活用した配電設備形成の合理化に関しても検討を進めている。検討背景として、高度経済成長期に建設した配電設備が今後設備更新のタイミングを迎えるため、スマートメータのデータを活用することで、変圧器の容量低減、引き込み線のサイズ低減および計器の容量低減を目的としている。この配電設備の見直しをすることで、コスト低減効果は毎年約12億円と推測している。

一方、日本の家庭用配電方式として単相3線式配電方式が広く使用されている。図 1.8 に、単相3線式配電方式の構成を示す。この方式は、電源の単相変圧器の中性点から中性線を引き出し、両外線の電圧線と合わせて3線で負荷に供給する。柱上変圧器には単相用と三相用があり、三相用は単相変圧器2台でV結線または3台でΔ結線により供給するケースが多いが、三相変圧器も一部に使用される。また、高圧側の電圧により3kV用、6kV用および3/6kV共用のものがあるが、現在は6kV用および3/6kV共用が主である。単相容量は、5kVA、10kVA、20kVA、30kVA および50kVA の変圧器が主で、一部には75kVA、100kVA および150kVA などの大容量な変圧器も使用される⁽³⁰⁾。

単相3線式配電線の100V負荷は電圧線と中性線との間に接続され、200V負荷は両電圧線間に接続される。また、家庭内負荷が不平衡の場合、負荷電圧が不平衡となることや負荷の不

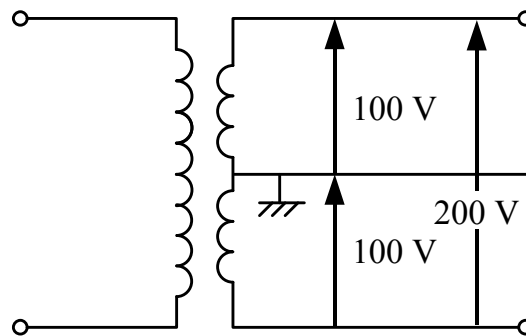


図 1.8 単相 3 線式配電方式の回路構成

平衡度合いが大きい場合は、中性線が断線すると大きな負荷電圧の不平衡が生ずる恐れがある。さらに中性線と電圧線が短絡すると、短絡しない側の負荷電圧が異常上昇する。このような現象を電力品質障害 (Power Disturbances) と総称される⁽³¹⁾。本学位論文で取り扱う電力品質について説明する^(32, 33, 34, 35, 36)。電力品質は主に IEC, IEEE および Conseil International des Grands Réseaux Électriques (Cigre) の各機関において、以下のように定義されている。

- IEC が定義する電力品質
 - 通常運転において需要家に供給される電力の特性を定義する集合であり、供給の連続性および電圧の特性 (対称性, 周波数, 振幅, 波形) に関するもの
- IEEE が定義する電力品質
 - 電子機器の動作に適した, かつ当該の電力供給線, 接地線および他の接続機器と共存できるような電力供給と接地の概念
- Cigre が定義する電力品質
 - 個々の需要家に影響を与える電力供給の全ての側面。すなわち, 供給信頼度, 高調波, 電圧上昇, 過電圧, 定常状態における電圧と周波数の変化幅, 三相不平衡などを表す。

表 1.2 に上述した共通の電力品質評価の分類を示す。この表から、電力品質の分類は主に供給電圧の振幅および波形に関連しており、文献 (37) の IEEEstd. 1159-1995 では電圧振幅に関する各種擾乱の定義がなされている。通常電圧動作範囲は電圧振幅の 90%~110%間であり、この振幅範囲で電圧変動が発生する。ノッチおよび過渡過電圧は電源周期の半周期未満の時間範囲で、通常電圧動作範囲外の電圧振幅である。瞬時電圧低下は電源周期の半周期から 1 分までの時間範囲で、電圧振幅の 10%~90%間である。電圧低下は 1 分以上の時間範囲で、電圧振幅の 80%~90%間である。瞬時電圧上昇は電源周期の半周期から 30 秒までの時間範囲で、電圧振幅の 110%~180%間である。短時間電圧上昇は 30 秒から 3 秒までの時間範囲で、電圧振幅の

表 1.2 電力品質評価の分類

電力品質の側面	電力品質障害の種類
Stability (電圧安定度)	Under Voltage (電圧低下) Over Voltage (電圧上昇) Voltage Sag (瞬時電圧低下) Voltage Swell (瞬時電圧上昇) Phase Shift (位相シフト) Flicker (フリッカ) Frequency Fluctuation (周波数変動)
Reliability (供給信頼度)	Momentary Interruption (瞬時停電) Temporary Interruption (短時間停電) Sustained Interruption (長時間停電)
Waveform (電圧, 電流波形)	Transient (過渡過電圧) Voltage Unbalance (電圧不平衡) Harmonics Voltage (高調波電圧) Harmonics Current (高調波電流) Notch (ノッチ)

110%~140%間である。長時間電圧上昇は3秒から1分までの時間範囲で、電圧振幅の110%~120%間である。過電圧は1分以上の時間範囲で、電圧振幅の110%~120%間である。瞬時停電は電源周期の半周期から3秒までの時間範囲で、電圧振幅の10%以下である。短時間停電は3秒から1分までの時間範囲で、電圧振幅の10%以下である。長時間停電は1分以上の時間範囲で、電圧振幅は0である。フリッカは電圧変動による光源のちらつきが視覚に与える影響を表す指標である。フリッカの発生要因として、多くの場合アーク炉の始動および停止による動作が挙げられる。高調波電圧および高調波電流は基本波周波数(通常、50 Hz または 60 Hz)の整数倍の周波数をもった成分である。高調波の発生原因は位相制御機能を持つ高出力の機器、コンデンサ入力形整流器により発生する現象である。電圧不平衡は主に三相電力システムの電圧の大きさが等しくかつ位相は120等間隔ではないことにより発生する現象である。この電圧不平衡問題は低圧配電系統に接続される多数の単相負荷が接続されることが原因であり、一般にそれらの単相負荷に流れる電流の大きさおよび位相はそれぞれ異なる。

本学位論文では、表 1.2 に示した電力品質の分類の中で電圧電流波形に含まれる電圧不平衡の原因である電流不平衡および電圧と電流の位相差で表現される力率に着目し、単相3線式配電家庭の電力品質を補償する。

次に、電流不平衡状態と電流平衡状態による柱上変圧器で発生する電力損失について検討する。図 1.9 に、柱上変圧器の二次側巻線抵抗 r [Ω] 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

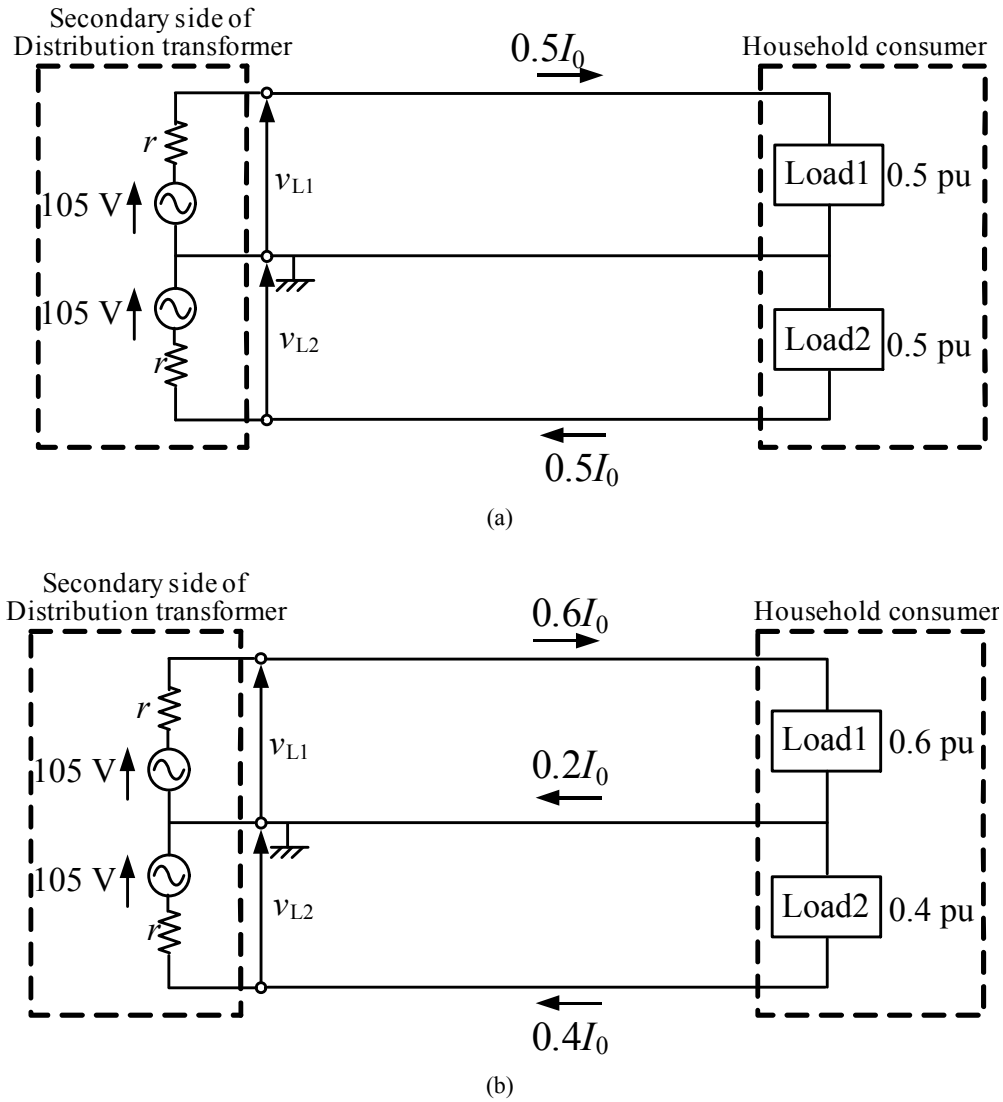


図 1.9 巻線抵抗を考慮した单相 3 線式配電低圧側の簡略図 (a) 電流平衡状態 (b) 電流不平衡状態

次側巻線抵抗の損失 w_1 は次式で与えられる。

$$w_1 = (0.5I_0)^2 r + (0.5I_0)^2 r = 0.5I_0^2 r \text{ [W]} \dots\dots\dots (1.1)$$

内線規定において、Load1 と Load2 の最大不平衡率は 40% と定められているため、Load1 が 0.6 pu で Load2 が 0.4 pu の負荷状態となった場合を考える⁽³⁸⁾。

同図 (b) に、Load1 と Load2 に不平衡負荷を接続した場合を示す。このとき、二次側巻線抵抗の損失 w_2 は次式で与えられる。

$$w_2 = (0.6I_0)^2 r + (0.4I_0)^2 r = 0.52I_0^2 r \text{ [W]} \dots\dots\dots (1.2)$$

表 1.3 柱上変圧器の二次側巻線抵抗⁽⁴²⁾

容量 S [kVA]	二次側抵抗分 r [m Ω]
5	95
10	40
20	16

(1.1) および (1.2) 式から、負荷が平衡の場合に比べ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。また、現在この損失補償責任は電力会社が負担している。

1 台の柱上変圧器内の損失は僅かでも、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。したがって、単相 3 線式配電では電源側の電流平衡化は柱上変圧器の損失を低減するために効果的である。現在、この問題を解消するため、柱上変圧器低圧側に単相 3 線式配電用電流バランスを設置する方式が提案されており、関連する発表論文が多く見られる^(39, 40, 41)。提案されている単相 3 線式配電用電流バランスから補償電流を出力することで、振幅および位相が等しい電源電流を得ることができる。その結果、柱上変圧器内の損失低減が可能となる。

表 1.3 に、現在使用されている 6600 V-210/105 V の柱上変圧器の容量別の二次側巻線抵抗分を示す⁽⁴²⁾。ただし、一次側および二次側合算の計算値であるが、一次側の抵抗分は巻数比の逆数の 2 乗つまり $1/5000$ 程度に小さくなり加算されているため、ここでは一次側の抵抗分は無視する。また、5 kVA の柱上変圧器が 1 世帯の電力を賄うものとする。表 1.3 より、5 kVA の柱上変圧器の二次側巻線抵抗による損失は 109 W (100%) となる。電源電流のアンバランスにより 4.32 W (4%) の損失が増加するが、柱上変圧器に単相 3 線式配電用電流バランスを設置することで、理想的には 4.32 W (4%) の損失低減効果がある。上述したスマートメータ導入による新たな電力料金体系への移行に伴い、各家庭毎で発生させている電力損失分は需要家自身が損失低減をすべきであると考え。ここで、1 世帯あたりの年間消費電力量は 5.43 MWh であることが知られている⁽⁴³⁾。

また、日本における総世帯数が 5195 万であることから、国内に 5 kVA の柱上変圧器が 5195 万台存在した場合を考える⁽⁴⁴⁾。したがって、柱上変圧器に単相 3 線式配電用電流バランスを設置することで、日本における柱上変圧器内の損失低減効果は次式で与えられる。

$$5.43 \text{ MWh} \times \frac{4.32}{5000} \times 5195 \text{ 万台} = 2.43 \times 10^5 \text{ MWh} \dots\dots\dots (1.3)$$

これは、現在稼働中の福山太陽光発電所の年間発電電力量 3.68×10^3 MWh の約 66 倍に相当し⁽⁴⁵⁾、一般家庭約 13 万世帯分の年間使用電力量に相当する。したがって、需要家自身での電力品質保証は電力会社が保証する柱上変圧器で発生した電力損失増加分を軽減することに効果的な手法である。

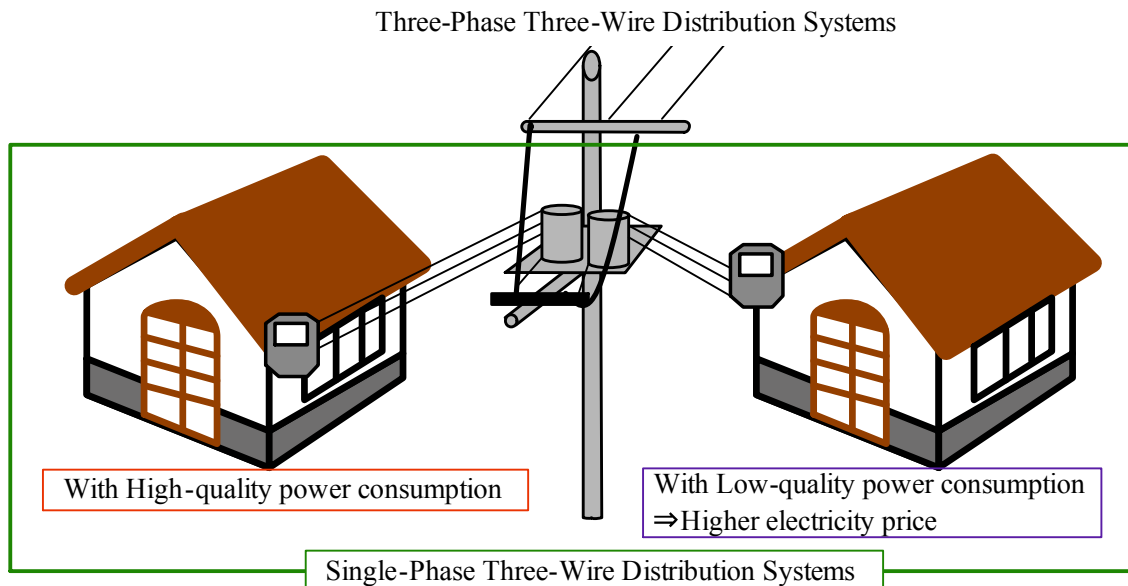


図 1.10 想定される電力品質の低下による割増電力料金制度の概念

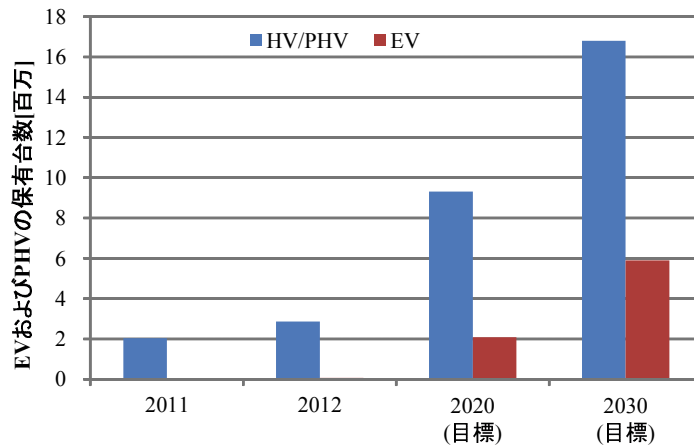
このような家庭用配電システムの現状から、スマートメータの電力品質把握機能を活用した電力会社の今後の方向性として、電力品質の低下による割増電力料金制度が想定される。図 1.10 に想定される電力品質の低下による割増電力料金差制度の概念を示す。電力会社は低い電力品質の需要家に高調波を多く発生する倍電圧整流回路型エアコンから力率改善 (Power Factor Correction: PFC) 機能付き整流回路型エアコンへの買い替え⁽⁴⁶⁾ や製品の需要をはるかに超えた製品の使用を控えるように促す。しかしながら、この要請に従わない需要家には割増料金で契約を更新することとなる。このとき、電力品質が高い家庭の電力料金と比較して、電力品質が低い家庭の電力料金を割増とする。したがって、スマートメータを有効活用した新たな産業創出と家電機器の技術発展により、需要家自身が電力品質保証をすべきであるという考え方が定着すると考えられる。

1.1.3 電気自動車の現状

政府が閣議決定した「日本再生戦略」の中で、グリーン成長戦略における次世代自動車普及目標として、2020年までに新車販売台数に占める次世代自動車の割合を最大50%、急速充電器5,000基および普通充電器200万基設置を掲げている⁽⁴⁷⁾。表1.4に新車販売台数に占めるPHV・EVおよびHVの割合推移および政府目標を示す⁽⁴⁸⁾。2012年において、PHV・EVの割合は0.57%だけであり、販売割合は増加しているものの、2020年までの政府目標である15~20%には程遠い現状となっている。HVにおいては、2012年で16.5%と政府目標最低値の20%の8割を超えている。図1.11にEVおよびHV・PHVの保有台数推移および政府目標を

表 1.4 新車販売台数に占める PHV・EV および HV の割合と政府目標⁽⁴⁸⁾

	2011	2012	2020 (目標)	2030 (目標)
PHV・EV	0.36%	0.57%	15～20%	20～30%
HV	13.4%	16.5%	20～30%	30～40%

図 1.11 EV および HV・PHV の保有台数推移および政府目標⁽⁴⁹⁾

示す⁽⁴⁹⁾。2012年においてHV・PHVの保有台数は約287万台に達する一方で、EVの保有台数は約5万6千台であり、2020年までのEVに関する政府目標である207万台とは程遠い現状であることが分かる。PHV・EVの割合が低い原因として、主に(1)一充電航続距離が短い(100～150 km)、(2)EVに積載されているバッテリーの価格が高価(20万円/kWh)、(3)充電インフラの不足が挙げられる。(1)および(2)の解決策として、バッテリーの高パワー密度化と低価格化である。(3)に関しては、充電器の規格統一化や課金システムが確立することによりさらなる普及が期待できる。

ここで、低公害車として期待されている電気自動車の基本構成について説明する。図 1.12 に電気自動車の基本構成を示す⁽⁵²⁾。電気自動車は(1)電池と車載充電器などの車載エネルギー源、(2)モータと制御装置で構成されるパワーユニット、(3)動力を車輪に伝達するパワートレインの3要素で構成されている。パワーユニットは主として推進用モータとその制御のためのインバータを指す。従来の電動車両は電池が直流であるため直流モータを使用することが多かった。直流モータはブラシが必要なことおよび重量が課題となるが、制御が簡便なため小型電動車両では多数使われている。小型車両以外の電気自動車の大部分では、現在交流モータが主に使用されている。交流モータとしては重量当たりの出力が大きい点で永久磁石同期モータが多く使われている。ただし、大型車両では誘導モータが使われている。モータの制御装置は直流モータの場合DC-DCコンバータが用いられ、交流モータではインバータが使用されている。両者

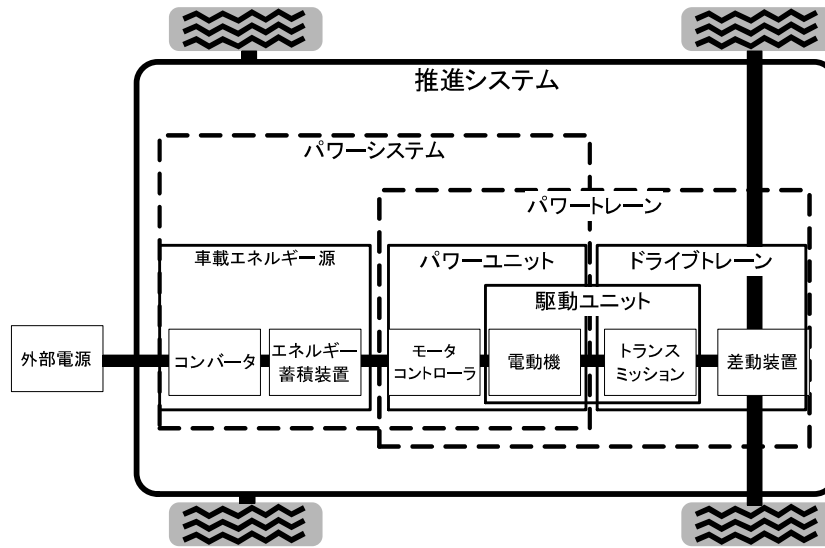


図 1.12 電気自動車の基本構成

とも減速時に運動エネルギーを回生して充電できるように双方向となる電力フローに制御可能な電力変換装置が必要である。

ドライブトレインはモータの出力を車輪に伝達する動力伝達要素である。エンジン車のドライブトレインと同じ機能であるが、モータは広い範囲にわたって高効率で使えるため、エンジン車のドライブトレインとは減速比などの考え方が大きく異なる。モータの回転数を高くして高減速比にするケースからモータで車輪を直接駆動するケースまでさまざまな構成手法がある。

電気自動車の特長はエネルギー効率がガソリン車と比較して非常に高い点である。水素・燃料電池実証プロジェクト総合効率 (Japan Hydrogen & Fuel Cell Demonstration Project: JHFC) と GHG (Green House Gases) 排出の分析報告書⁽⁵⁰⁾ では、一次エネルギーの採掘から車両走行まで (Well to Wheel: WtW) の 1 km 走行あたり一次エネルギー投入量 [MJ/km] と 1 km 走行あたり CO₂ 排出量 [g-CO₂/km] の観点から、内燃機関自動車 (ガソリン車およびディーゼル車)、ハイブリッド車、電気自動車、燃料電池自動車およびプラグインハイブリッド車を比較している。ガソリン給油のガソリン車は 2 MJ/km, 147 g-CO₂/km である一方、石油による火力発電から充電した電気自動車は 1.1 MJ/km, 88 g-CO₂/km であり、電気自動車の方が優位であることがわかる。

次に電気自動車用電池として 1990 年代初めでは鉛蓄電池が多く使われてきたが、エネルギー密度および出力密度が高くない。エネルギー密度は航続距離、出力密度は加減速の性能に大きく影響を与える。また鉛蓄電池は内部抵抗が大きいため、充放電効率も良くない。ただし、鉛蓄電池は価格が安いので電動車両全般では最も多く使われている。この欠点を改善するため、1990 年代後半にはニッケル水素電池や現在ではリチウムイオン電池が開発され、これら

はすべて鉛蓄電池に対し 2~3 倍の性能が得られるようになっている。例えば、日産自動車製リーフのリチウムイオンバッテリーは 192 セル 48 モジュール、パック電圧 360 V、エネルギー容量 24 kWh であり、三菱自動車製 i-MiEV のリチウムイオンバッテリーは 88 セル 22 モジュール、パック電圧 330 V、エネルギー容量 16 kWh である。一般に、ニッケル水素電池やリチウムイオン電池は使用状態により劣化状況が変化するため、常に使用環境および使用条件の制御であるバッテリーマネジメント (Battery Management System: BMS) が必要である⁽⁵¹⁾。BMS の代表的な機能として、以下の 8 つがある。

- バッテリーパック総電圧の検出
- 電流検出
- セル温度の検出
- SOC (State of Charge) の推定
- SOH (State of Health) の推定
- セル電圧の均等化
- セル、システムの故障診断
- 車両制御装置等との通信

特に電気自動車のバッテリーマネジメントでは広い SOC 範囲を使用し、できる限り航続距離を伸ばす努力とともに、上限 SOC および下限 SOC を設定することで、セル特性のばらつきや SOC 推定の誤差による過充電および過放電についても配慮しなければならない。また一般に、リチウムイオン電池は高 SOC 状態で放置すると劣化が促進されることが知られているが、電気自動車のバッテリーマネジメントにおいては劣化防止策として充電制御を行っている。

電気自動車用バッテリーを家庭用大容量蓄電装置として有効活用した例が Vehicle to Home (V2H) を実現している日産自動車の「Leaf to Home」である^(53, 54, 55, 56)。図 1.14 に EV パワーステーションを用いた家庭用電力供給システムの外観、表 1.5 に EV パワーステーションの仕様を示す。EV パワーステーションは EV 充電 (G2V) と家庭供給動作 (V2H) の 2 通りの動作があり、交流直流 (AC-DC) 変換器と直流直流 (DC-DC) 変換器からなる電力を双方向に変換できる装置 (双方向バッテリーチャージャ) である。EV パワーステーションの動作における電力フローについて説明する。図 1.13 に V2H システムの電力フローを示す。EV 充電動作時では、配電系統からの交流電力を EV パワーステーションにより直流電力に変換し、バッテリーに電力を蓄える。家庭供給動作時では、バッテリーに蓄えられた直流電力を EV パワーステーションにより系統と同期

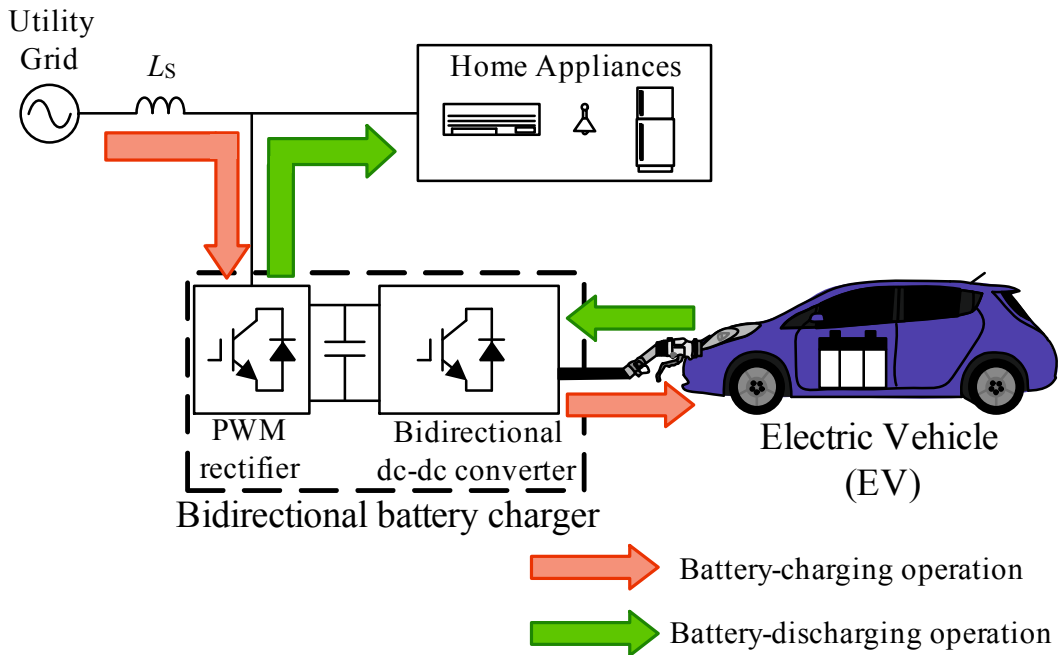


図 1.13 V2H システムの電力フロー

した交流電力に変換する。ただし、家庭内負荷の消費電力が小さい場合 EV パワーステーションが家庭供給動作することで、余剰電力が発生すると系統側への逆潮流となる動作 (V2G) も起こりうる。この現象を防止するため、この EV パワーステーションでは家庭供給動作時に系統と解列させている。また、V2H および V2G はともにバッテリー放電動作と表現できる。

この EV パワーステーションは現在の家庭用電力供給システムでの使用を想定しており、以下に示す 4 つの特長を有している。

- 電力のピークシフトが可能
- リーフをバックアップ用電源として活用
- 4 時間で充電可能
- 夜間電力を上手に活用

一つ目の特長は電力供給能力に余裕がある夜間にリーフを充電し、蓄えた電力を電力需要の高まる昼間に車の走行や家庭用電源に活用することで、電力消費のピークを緩和するピークシフトができる。また、充電開始時刻や給電開始時刻、バッテリー残量率の設定ができ、さまざまな使用状況においても対応可能である。二つ目は、停電の際にリーフに積載されている大容量バッテリーに充電した電力を家庭用のバックアップ電源としての使用もできる。このリーフのバッテリー容量は 24 kWh であり、これは日本の平均的な家庭で消費されている電力量の約 1 日

表 1.5 EV パワーステーションの仕様

EV 充電時		家庭供給時	
入力電圧	単相 AC 200 V	入力電圧範囲	DC 150–450 V
入力電流範囲	AC 0–36 A	入力電流範囲	DC 0–30 A
出力電圧範囲	CHAdeMO DC 50–500 V	出力電圧	単相 3 線式 AC 100V, 200V
最大入力電力	6 kW	出力電流範囲	AC 0–30 A
変換効率	Max 90% 以上	最大出力電力	6 kW
力率	99%以上	変換効率	Max 85%以上

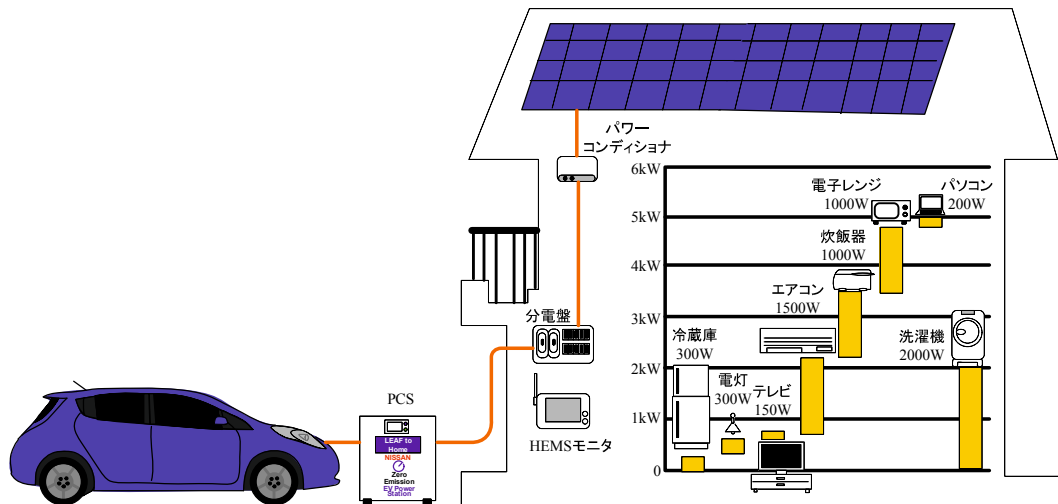


図 1.14 「LEAF to Home」のシステム構成

半分に相当する。EV パワーステーションはピークシフトに対応した自動切り替え機能を搭載しているため、系統からリーフまたはリーフから系統へと瞬時に切り替えることが可能である。三つ目は 100 V 系統から車載充電器を介して行われる普通充電では満充電になるまでに約 8 時間必要であるが、EV パワーステーションを用いることで 200 V の電源から給電できるため、約 4 時間で満充電が可能となる。四つ目に、夜間電力をリーフに充電し昼間に家庭へ給電した場合、昼間使用する電力量 (12 kWh) を平日毎日 (月間 21 日間) リーフから給電すると、1 カ月で約 4000 円節約となり家庭における経済性向上を図ることができる。ここで、電力料金代の節約算出に用いた条件として東京電力管内で「おトクなナイト 10」に契約した家庭であり、Leaf to Home のシステム全体効率を 80% としている。さらに、太陽光発電と連系させ系統電力消費の削減を図ることで、V2H しない場合と比較して住宅から発生する CO₂ 排出量を 22% 低減可能であること明らかにしている⁽⁵⁷⁾。

1.2 本研究の目的

これまで述べたように、日本の低圧配電方式として広く用いられている単相3線式配電において、スマートメータの導入とともに取得したデータを活用したデマンドレスポンス行動の要求と、家庭内負荷が不平衡な状態では負荷電流に不平衡が生じ、柱上変圧器内の発生損失が大きくなる問題がある。本研究の目的は、これらの要求および問題を解決可能な電気自動車用スマートチャージャを提案し、バッテリーの電力を双方向に電力融通しながら電源側の電流平衡化を実現することである。以下に、本研究の目的を要約する。

1. 無効電力および不平衡有効電力補償機能を有する電気自動車用スマートチャージャの制御法を提案し、その有効性を計算機シミュレーションおよび実験により明らかにする。
2. 変換器容量低減を目的とした電気自動車用スマートチャージャの無効電力調整法を提案し、その有効性を計算機シミュレーションおよび実験により明らかにする。
3. 直流キャパシタ電圧一定制御に基づく電気自動車用スマートチャージャの簡易な無効電力調整法を提案し、その有効性を計算機シミュレーションおよび実験により明らかにする。

1.3 本論文の概要

本論文は6章から構成されており、各章の概要は以下のとおりである。

第1章では、次世代電力供給網として注目を集めているスマートグリッドの現状を説明し、その最小単位である家庭用電力供給システムの特徴を示し、電気自動車の現状と新たな付加価値について説明する。さらに、本研究の目的と本論文の概要を述べる。

第2章では、電気自動車用バッテリーチャージャの現状について詳細に論じる。はじめに、電気自動車用バッテリーチャージャを(1)設置場所、(2)回路方式、(3)接続方式、(4)車両への入力電気波形および(5)電力フローの5つに分類する^(58,59,60)。次に、文献(61)で提案されている Single-Phase EV/PHEV Bidirectional Battery Charger について述べる。提案されている Single-Phase Bidirectional Battery Charger のシステム構成およびその制御法を明らかにする。次に、日本の家庭用配電に対応可能な文献(62)で提案されている Multi-Function Bidirectional Battery Charger についてそのシステム構成およびその制御法について詳細に述べる。これらの文献で提案された双方向バッテリーチャージャで検討すべき課題を明らかにする。

第3章では、無効電力および不平衡有効電力補償機能を有する電気自動車用スマートチャージャの制御法を提案する。直流キャパシタ電圧一定制御だけを用いた簡易な制御法で、電気自動車用充電器を用いて電源側の無効電力および不平衡有効電力を完全に補償できる点に特長がある。はじめに、3レグインバータ構成PWM整流器と双方向DC-DCコンバータからなる電

気自動車用スマートチャージャのパワーフローについて詳細に論じる。また、単相回路上の電流追従制御において d - q 座標上で PI 制御をすることでチャージャ電流の観測値が指令値と定常偏差なく追従可能である。パワーエレクトロニクス用回路シミュレータである PSIM を用いた計算機シミュレーションにより、提案した電気自動車用スマートチャージャの制御法の有効性を確認する。さらに、実験装置を構成し実験により提案した制御法の有効性を確認する。シミュレーションおよび実験結果から、直流キャパシタ電圧一定制御だけを用いた電気自動車用スマートチャージャにより、バッテリーの充放電動作を行いながら柱上変圧器低圧側で無効電力および不平衡有効電力を完全に補償できることを明らかにする。また、電気自動車を接続していない場合においても、家庭の電力品質を保証可能であることを確認する。しかしながら、スマートチャージャで電源側無効電力を完全に補償するため配電線の基準容量と同等な変換器容量が必要であり、大容量な装置になる問題がある。

第 4 章では、第 3 章で提起した課題を解決可能な変換器容量低減を目的とした電気自動車用スマートチャージャの無効電力調整法を提案する。提案する無効電力調整法は第 3 章では柱上変圧器低圧側の力率を 1 に制御していたが、電気供給約款⁽⁶³⁾ で定められている力率である 0.9 に調整することで、第 3 章で提案した制御法と比較して、スマートチャージャを循環する無効電力を低減できかつ直流キャパシタ容量を低減できる点に特長がある。はじめに、提案する無効電力調整法による変換器容量低減原理について説明する。次に、3 レグインバータ構成 PWM 整流器に流入する瞬時電力フローの観点から変換器容量を検討する。さらに、提案した変換器容量低減を目的とした電気自動車用スマートチャージャの有効性を計算機シミュレーションおよび実験により検証する。シミュレーションおよび実験結果から、配電線内で起こりうる最大の設備不平衡率 40% 条件下において、第 3 章で提案した制御法を用いた場合と比較して、直流キャパシタ容量を 37% 低減し、かつ電源側で力率が 0.9 でバランスした電源電流が得られることを明らかにする。しかしながら、家庭内負荷およびバッテリーの有効電力成分を検出する演算ブロックを用いているため、制御プログラムを実行する時間が長くなり、制御装置の演算負荷が大きくなる問題がある。

第 5 章では、直流キャパシタ電圧一定制御を用いた電気自動車用スマートチャージャの簡易な無効電力調整法を提案する。提案する直流キャパシタ電圧一定制御を用いた簡易な無効電力調整法は、家庭内負荷の有効無効電力を演算することなく、電源側で任意の無効電力だけを補償可能である点に特長がある。はじめに、負荷側電力演算が不要な無効電力調整法の制御原理について詳細に論じ、その有効性を計算機シミュレーションおよび実験により確認する。シミュレーションおよび実験結果から、第 4 章で使用した無効電力調整法と同等の変換器容量低減効果を実現し、かつ制御演算時間を 15.3% 低減できることを明らかにする。

第 6 章では、本研究で得られた研究成果および今後の研究課題について述べる。

第2章 電気自動車用バッテリーチャージャの分類と研究動向

本章では、電気自動車用バッテリーチャージャの現状について述べる。はじめに、電気自動車用バッテリーチャージャを5つに分類する^(58, 59, 60)。このなかで、文献(61)で提案されている4つの半導体スイッチ Insulated-Gate Bipolar Transistor (IGBT) からなるフルブリッジインバータを用いた Single-Phase Bidirectional Battery Charger の回路構成および制御法について説明する。次に、文献(62)により提案されている6つの IGBT からなる3レグインバータを用いた Multi-Function Bi-directional Battery Charger の回路構成および制御法を示す。これらの文献で提案された Bidirectional Battery Charger の解決すべき課題を明らかにする。

2.1 電気自動車用バッテリーチャージャの分類

本節では、電気自動車用バッテリーチャージャを(1)設置場所、(2)回路方式、(3)接続方式、(4)車両への入力電気波形および(5)電力フローの5つに分類し、それぞれについて説明する。

表 2.1 に電気自動車用バッテリーチャージャの分類形式を示す。(1)では設置方式の観点から、充電装置の設置場所を電気自動車に積載する車載充電器と電気自動車内部ではなく地上に設置した据置充電器がある。(2)では回路方式の観点から、バッテリーにだけ使用される専用充電器とバッテリー充電とモータ駆動の両方に使用される一体型充電器に分類する。(3)では接続方式の観点から、電気ケーブルを用いて充電プラグに直接接続する接触式と電界および磁界を用いてエネルギーを伝送する非接触式を紹介する。(4)では、車両に交流電力を出力する AC 充電器と車両に直流電力を出力する DC 充電器に分けられる。(5)では、系統からバッテリーの一方だけの電力変換である単方向と系統とバッテリー間の電力を双方向の電力変換をする双方向に分類する。

図 2.1 に車載および据置充電器のシステム構成を示す。同図(a)に車載充電器のシステム構成を示す。車載充電器(On-board charger)は単相電力系統に接続され、約8時間程度で満充電できる。例えば、三菱自動車 i-MiEV に搭載されている 16.0 kWh のバッテリーでは 200 V, 15 A 電源で約7時間の充電時間が必要とされており、車載充電器の出力電力は約 3 kW と推測できる⁽⁶⁴⁾。日産 Leaf に搭載された車載充電器の出力電力は 3.6 kW であり、200 V, 15 A 電源で 24 kWh のバッテリーを約8時間で充電できる⁽⁶⁵⁾。またテスラモーターズ Model S では出力電力

表 2.1 電気自動車用バッテリーチャージャの分類形式

分類形式	選択肢
設置方式	車載, 据置
回路方式	専用, 一体型
接続方式	接触式, 非接触式
車両への入力電気波形	AC, DC
電力フローの方向	単方向, 双方向

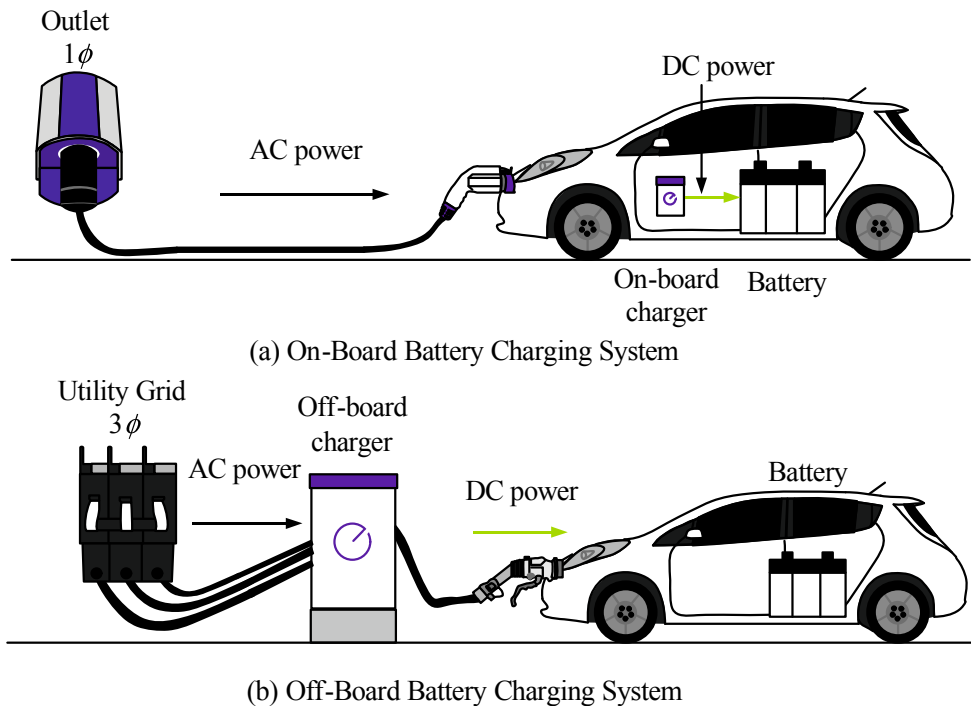


図 2.1 車載および据置充電器のシステム構成

10 kW の車載充電器が使用され, 200 V, 40 A 電源で 85 kWh のバッテリーを約 11 時間で充電可能である⁽⁶⁶⁾。これらの充電器が搭載されたそれらの電気自動車のバッテリーにだけ対応しているため, 専用充電器に分類される。

同図 (b) に据置充電器 (Off-board charger) のシステム構成を示す。据置充電器は三相電力系統に接続され, 30 分程度でバッテリー容量の 80% まで充電できる。現在, 据置充電器として急速充電器 (Rapid Charger) が日本国内外で多く普及している⁽⁶⁷⁾。例えば, 日産自動車の急速充電器では出力電力 44 kW, GS YUASA では 50 kW, 高砂製作所では 20 kW および 50 kW, 富士電機では 25 kW, 44 kW および 50 kW で設計され, 電気自動車のインレットと充電コネクタを合わせた充電カプラはいずれも CHAdeMO 方式を採用している。またスイスの ABB では出

力電力 20 kW および 22 kW であり、充電カプラは CHAdeMO 方式、コンボ方式および IEC 規格にそれぞれ対応させている。さらに、前述した V2H に用いる双方向電力変換器である EV パワーステーションはこの据置充電器に分類できる。また、据置充電器は電気自動車のバッテリー専用で作られた車載充電器とは異なり、充電するためにはバッテリーの電圧および電流の情報を知るを取得する技術 (Controller Area Network: CAN, PLC) が必要である。

図 2.2 に専用充電器と一体型充電器の回路構成例を示す。同図 (a) に専用充電器の構成例を示す。専用充電器はバッテリーの仕様にあった回路方式および制御法を取り入れることができる。

同図 (b) に示す一体型充電器はモータ駆動とバッテリー充電に用いる電力変換器を共有する方式^(68,69)や同図 (c) に示す一体型充電器はモータのインダクタンスを利用してバッテリーに充電する方式^(70,71)があり、いずれもモータ駆動とバッテリー充電の一部を共有した一体型であるため、専用充電器と比較して部品点数の面で有利となる。しかしながら同図 (c) では、モータのインダクタンスを利用するためインバータの出力電流ひずみを十分に抑制できず、系統の電力品質を低下させてしまう恐れがある。同様に、バッテリーにリップル成分が流入するとバッテリーの劣化を早める恐れがあるため、十分にリップル成分が小さくなるよう DC-DC コンバータを制御しなければならない。一般に、専用および一体型充電器ともにインバータ出力電流の力率改善機能が付加される。

図 2.3 に接触式と非接触式充電のシステム構成を示す。同図 (a) に接触式充電のシステム構成を示す。接触式充電器 (Contact Battery Charger) は充電カプラとケーブルを使って容易かつ安全に充電できることから、現在普通充電器や急速充電器に広く使用されている。充電カプラの規格に関しては前述のとおり SAE, IEC および CHAdeMO 等で標準化が進められており、ここで充電インターフェースについて説明する。同図 (a) において、IEC61851-1 では充電に用いられるインターフェースの名称を車両側から電源に向けて順にインレット、コネクタ、プラグ、アウトレット、インレットとコネクタを合わせてカプラとそれぞれ定義している。交流充電に関する充電インターフェースの規格は、日本提案をもとにアメリカでは 2010 年 SAE J1772 が規定され、IEC の規格は日本 (Type1)、ドイツ (Type2) およびイタリア (Type3) で 2011 年 7 月ではそれぞれ国際規格原案 (CDV) の段階で審議中である。直流充電に関する規格は、2010 年 7 月から IEC61851-23 で直流充電システムの規格化が開始され、9 月から IEC61851-24 で直流充電制御通信方式が開始および IEC62196-3 で直流カプラの規格化が開始されており、2012 年 11 月に国際標準 (IS) の発行が期待されている。直流充電システムでは、車両からの要求に従い充電設備側で充電電圧/電流を制御する Regulated (日本, SAE, ドイツおよび中国の案) と充電設備側は一定電圧で直流出力し車両がバッテリーに対し充電電圧と電流を制御する No-Regulated (ドイツ案) の 2 方式が提案されている。さらに直流充電制御通信方式は、(1) 日本・中国提案の CAN 通信、(2) 欧米・SAE 提案の PLC 通信および (3) 欧米・SAE 代案の In-Band 通信の

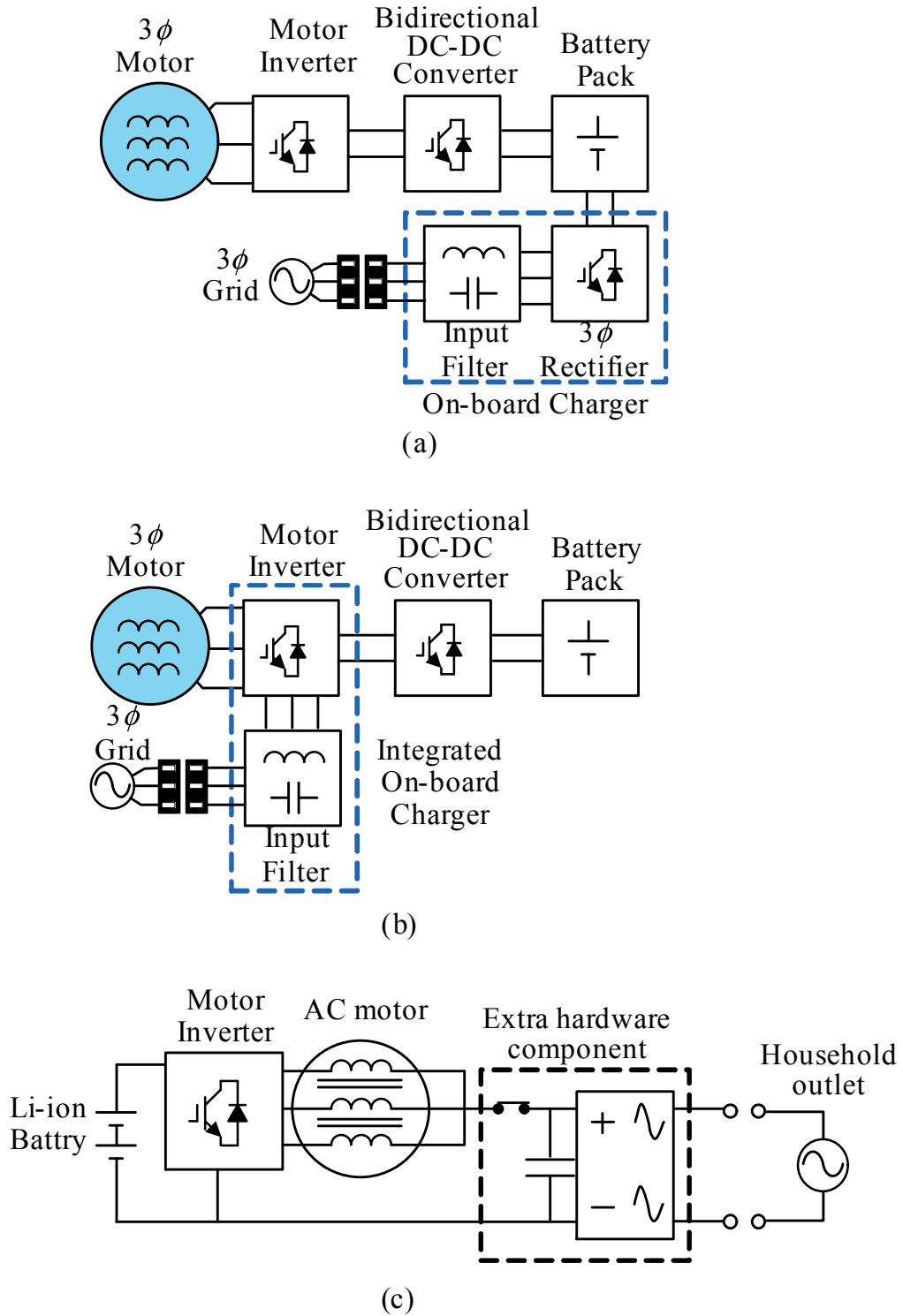


図 2.2 専用および一体型充電器の回路構成例 (a) 専用充電器 (b) 一体型充電器 (モータ駆動用インバータを共有) (c) 一体型充電器 (交流モータのインダクタンスを共有)

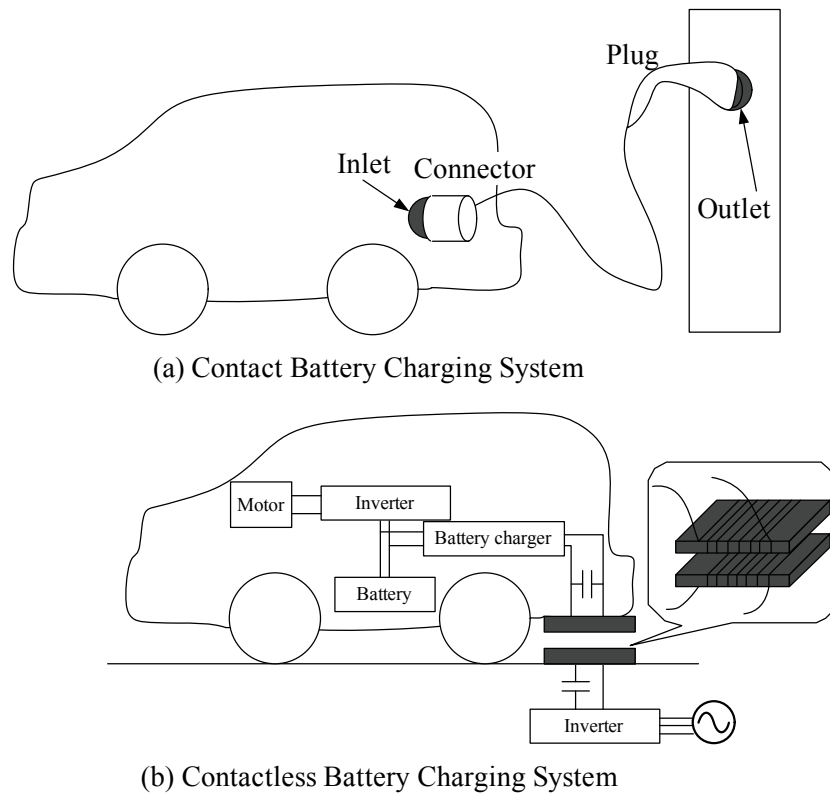


図 2.3 接触式および非接触式充電器のシステム構成

3方式が審議されている。直流専用カプラ（日本および中国）と交流直流統合型充電カプラであるコンボタイプ（SAEおよびドイツ）に二分されて標準化が進んでいるが流動的である。

同図(b)に非接触式充電のシステム構成を示す。非接触式充電器(Contactless Battery Charger)は充電カプラでの接点がないため、火花や摩耗が発生せず埃や水分の多い環境でもバッテリーへ電力伝送ができる方式である。非接触式電力伝送方式は主に3つに分類され、(1)電磁誘導方式、(2)マイクロ波方式および(3)電磁界共鳴方式がある^(72, 73)。同図(b)に示す電磁誘導方式は送電側コイルと受電側コイルの2つを近接させて配置し、送電側コイルに流れた電流で発生した磁束が受電側コイルを貫くことにより受信側に誘起される電力を負荷に伝送する方式である。マイクロ波方式は送電用アンテナからマイクロ波を送信し、受信用アンテナでそのマイクロ波を受信した後整流することで負荷に電力伝送する方式である。電磁界共鳴方式は送受信アンテナでコイルおよびコンデンサを使って電界および磁界を共鳴させることで、送信側から受信側へ電力を伝送する方式である。現在の電気自動車用非接触充電器には、電磁誘導方式および磁界共鳴方式が製品化に至っている状況である^(74, 75)。

AC充電器は車両に交流電力を供給する充電器である。一般には、前述した普通充電器がAC充電器に分類される。

DC 充電器は車両に直流電力を供給する充電器である。DC 充電器の種類には、急速充電器と太陽光発電や燃料電池を電源としてバッテリーへ充電する変換器がある。二つ目の例として、路上の電気自動車に充電可能なロードサービス用トラックがある⁽⁷⁶⁾。路上で電気自動車バッテリーの電力が失われた際、近くの充電ステーションまでの電力をこのトラックに搭載された燃料電池で補填する。文献(76)では10~15分間充電することで、1.8~9 km先のステーションまで走行を実現可能としている。

単方向充電器は現在広く使用されており、交流電力系統から電気自動車用バッテリーに充電する機能を有している。しかしながら、太陽光発電の大量導入による分散電源の増加やスマートグリッド構想により電気自動車用バッテリーに充電するだけでなく、系統や太陽光発電と連系することで新たなエネルギーマネジメントができる。それを実現するためには、充電器に電力伝送の双方向性が必要である。新たなエネルギーマネジメントの手法として、電力系統とのアンシラリーサービスであるG2V、HEMSとの双方向電力融通機能であるV2Hおよび電力系統に連系された太陽光発電や風力発電など変動電源の変動抑制機能であるVehicle to Renewables(V2R)がある⁽⁷⁷⁾。双方向充電器によるエネルギーマネジメントにより、電気自動車の普及促進とともに電力系統の信頼性向上につながることを期待されている^(77, 78, 79)。

現在一般的に使用される普通充電器は、接触式車載型単方向AC専用充電器であり、急速充電器は接触式据置型単方向DC専用充電器に分類できる。本研究の対象としている電気自動車用充電器は、接触方式据置型双方向DC専用充電器に分類される。

2.2 先に提案されている双方向バッテリーチャージャ

2.2.1 Single-Phase Bidirectional Battery Charger

文献(61)で提案されている4つの半導体スイッチからなるフルブリッジインバータを用いたSingle-Phase Bidirectional Battery Chargerの回路方式および制御法について述べる。

図2.4に、文献(61)で提案されているSingle-Phase Bidirectional Battery Chargerのシステム構成を示す。配電系統は240 Vの単相交流電源であり、回路構成はスイッチ $S_1 \sim S_4$ を用いたフルブリッジインバータと S_5 および S_6 からなる非絶縁型双方向DC-DCコンバータで構成されている。バッテリーは定電流定電圧充電方式が一般に用いられるリチウムイオンバッテリーを想定している。充電器の定格容量は日産Leafやシボレー Voltに搭載されている充電器容量である3.3 kWとしている。制御方式は直流キャパシタ電圧一定制御と無効電力一定制御から構成されている。系統電圧 v_S 、チャージャ電流 i_C を検出し無効電力 Q を演算する。さらに、無効電力指令値 Q^* との偏差をとりPIコントローラにより増幅する。また、直流キャパシタ電圧 v_{DC} の一定制御を行うため直流キャパシタ電圧 v_{DC} を検出し、直流キャパシタ電圧指令値 V_{DC}^* との偏差をPIコントローラで増幅する。その後、直流キャパシタ電圧一定制御により得られ

た i_p^* と無効電力から求めた i_Q^* を用いて、チャージャ電流指令値 i_C^* を生成する。このチャージャ電流の指令値から検出したチャージャ電流 i_C を差し引くことで、インバータから出力するチャージャ電流偏差 i_ε を (2.1) 式のように求める。

$$i_\varepsilon = i_C^* - i_C \quad \dots\dots\dots (2.1)$$

生成した i_ε を用いてヒステリシス比較PWMを行うことにより、インバータのスイッチング制御をしている。この制御法により、充放電動作しながら無効電力を補償可能であり、さらにスイッチング回数を低減できる。

この提案されている双方向バッテリーチャージャの動作原理について詳細に説明する。電源電圧 v_S 、チャージャ出力電圧 v_C およびチャージャ電流 i_C は次式で表すことができる。

$$\begin{aligned} v_S &= \sqrt{2}V_S \sin \omega t \\ v_C &= \sqrt{2}V_C \sin (\omega t - \delta) \\ i_C &= \sqrt{2}I_C \sin (\omega t - \theta) \\ &\dots\dots\dots (2.2) \end{aligned}$$

ここで、電源角周波数 $\omega = 2\pi f$ 、電源電圧に対するチャージャ電圧の位相差 δ および電源電圧に対するチャージャ電流の位相差 θ である。 v_S は v_C と i_C を使って次式で与えられる。

$$v_S = v_C + jX_C i_C \quad \dots\dots\dots (2.3)$$

ここで、 $X_C = 2\pi f L_C$ は系統連系インダクタ L_C のインピーダンスである。表 2.2 に Kisacikoglu 氏らが提案した Single-Phase Bidirectional Battery Charger の動作モードを示している。Single-Phase Bidirectional Battery Charger は表に示す動作モードに基づき、電流源動作および線形負荷として振舞う。 P_S は電源からバッテリーへ供給される有効電力、 Q_S は電源とバッテリー間でやり取りされる無効電力である。図 2.5 に各動作モードでの電源電圧、チャージャ電圧およびチャージャ電流のフェーザを示す⁽⁸⁰⁾。同図 (a) の動作モード 1 では、電源電圧 V_S に対してチャージャ電流 I_C が遅れ、チャージャ電圧 V_C は V_S と同位相となるため、 $P_S=0$ および Q_S は正でありチャージャは誘導性負荷として振舞う。同図 (b) の動作モード 2 では、同図 (a) と同様に V_S に対して I_C が進み、 V_C は V_S と同位相となるため、 $P_S=0$ および Q_S は負でありチャージャは容量性負荷として振舞う。同図 (c) の動作モード 3 では、 V_S に対して V_C が遅れ、 I_C は V_S と同位相となるため、 P_S は正および $Q_S=0$ でありバッテリーに充電する。同図 (d) の動作モード 4 では、同図 (c) と同様に V_S に対して V_C が進み、 I_C は V_S と同位相となり、 P_S は正および $Q_S=0$ でありバッテリーの電力を取り出す。同図 (e) の動作モード 5 では、動作モード 1 と 3 の組み合わせになり、 V_S に対して V_C および I_C とともに遅れ位相となるため、 P_S および Q_S はともに正でありチャージャは誘導性負荷でありながらバッテリーに充電する。同図 (f) の動作モード 6 で

は、動作モード2と3の組み合わせであり、 V_S に対して V_C は遅れ位相、 I_C は進み位相となるため、 P_S は正、 Q_S はともに負でありチャージャは容量性負荷でありながらバッテリーの電力を取り出す。ただし、文献(80)では表2.2の動作モード7および8に関しての検討がされていないため、ここで動作モード1~6までのフェーズのみを示している。この動作モード分析から、これらの動作モードを制御する手法は2つ考えられ、一方はチャージャ電圧 v_C とその位相 δ の制御と他方はチャージャ電流 i_C とその位相 θ の制御がある。表2.3にチャージャ電圧およびチャージャ電流を制御変数とした場合における有効・無効電力の関係式を示す。文献(61)で用いた制御方式は図2.4に示すヒステリシス比較PWMを用いた電流制御を採用しているため、チャージャ電流 i_C とその位相 θ を制御している。

さらに、電源側の無効電力を制御する場合、チャージャに流出入する無効電力によって直流キャパシタ電圧の脈動するため、これらの関係性を明確にしている⁽⁸¹⁾。無効電力と直流キャパシタ電圧の関係を検討する際に、電力変換時の損失がなくスイッチング周波数成分が直流キャパシタに流出しない条件とする。電源からチャージャに流出入する瞬時交流電力を e_{ac} 、直流キャパシタ C_{dc} に流出入する瞬時直流電力を e_{dc} とし、直流キャパシタ電圧 v_{dc} および直流キャパシタ電流 i_{cap} を次式と定義する。

$$v_{dc} = V_{dc} + \Delta v_{dc} \\ V_{dc} + \frac{\Delta V_{dc}}{2} \cdot \sin(2\omega t + \phi) \dots\dots\dots (2.4)$$

$$i_{dc} = C_{dc} \cdot 2\omega \cdot \frac{\Delta V_{dc}}{2} \cos(2\omega t + \phi) \dots\dots\dots (2.5)$$

ただし、 ϕ は直流キャパシタ電圧脈動成分の位相であり、電源電圧に対して進みを正とする。チャージャに流入する有効電力は双方向DC-DCコンバータへ流入する有効電力に等しいため、

$$I_{conv} \cdot V_{dc} = V_S \cdot I_C \cdot \cos \theta \dots\dots\dots (2.6)$$

ここで、 I_{conv} は双方向DC-DCコンバータの入力直流電流である。また、図2.4よりインバータの直流電流 i_{dc} は次式となる。

$$i_{dc} = i_{conv} + i_{cap} \dots\dots\dots (2.7)$$

図2.6は直流キャパシタの電圧および電流波形を示す。図2.6において理想状態では、 v_{dc} の最小値から最大値までに C_{dc} が蓄える全エネルギーは e_{ac} と e_{dc} と等しい。

$$\int_{t_{min}}^{t_{max}} v_{dc} i_{dc} dt = \int_{t_{min}}^{t_{max}} v_C i_C dt \dots\dots\dots (2.8)$$

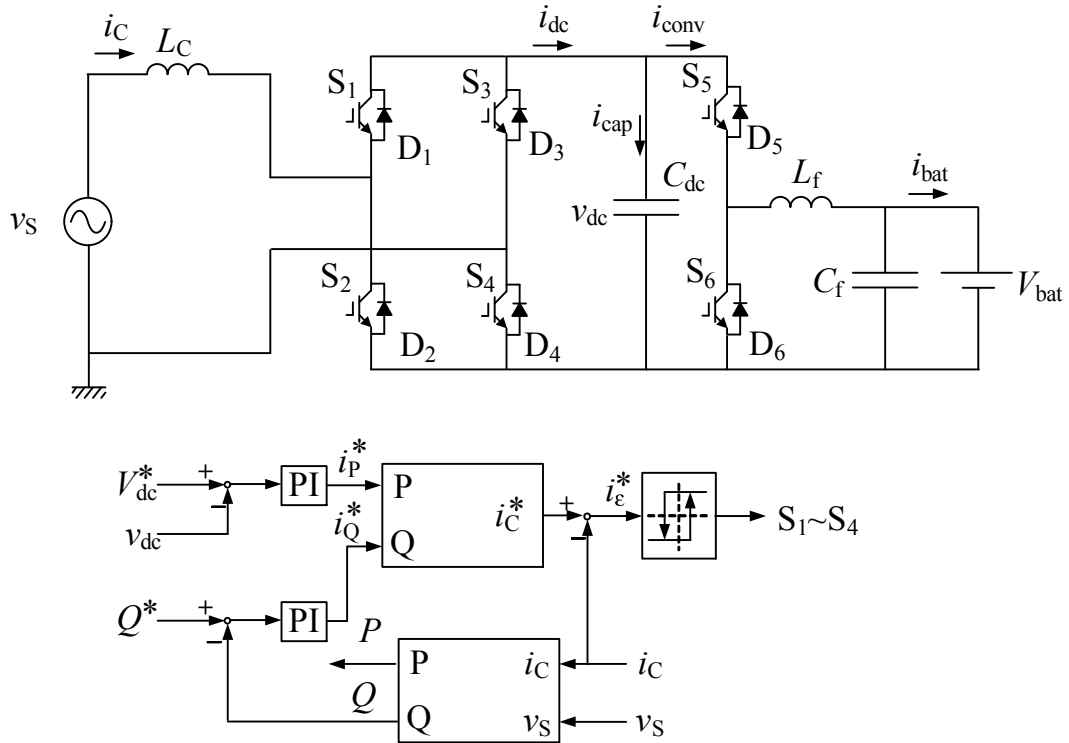


図 2.4 Kisacikoglu 氏らが提案した Single-Phase Bidirectional Battery Charger のシステム構成

表 2.2 Kisacikoglu 氏らが提案した Single-Phase Bidirectional Battery Charger の動作モード

Operation number	Active power P_S	Reactive power Q_S	Operation mode of the Charger
1	Zero	Positive	Inductive
2	Zero	Negative	Capacitive
3	Positive	Zero	Charging
4	Negative	Zero	Discharging
5	Positive	Positive	Charging and inductive
6	Positive	Negative	Charging and capacitive
7	Negative	Positive	Discharging and inductive
8	Negative	Negative	Discharging and capacitive

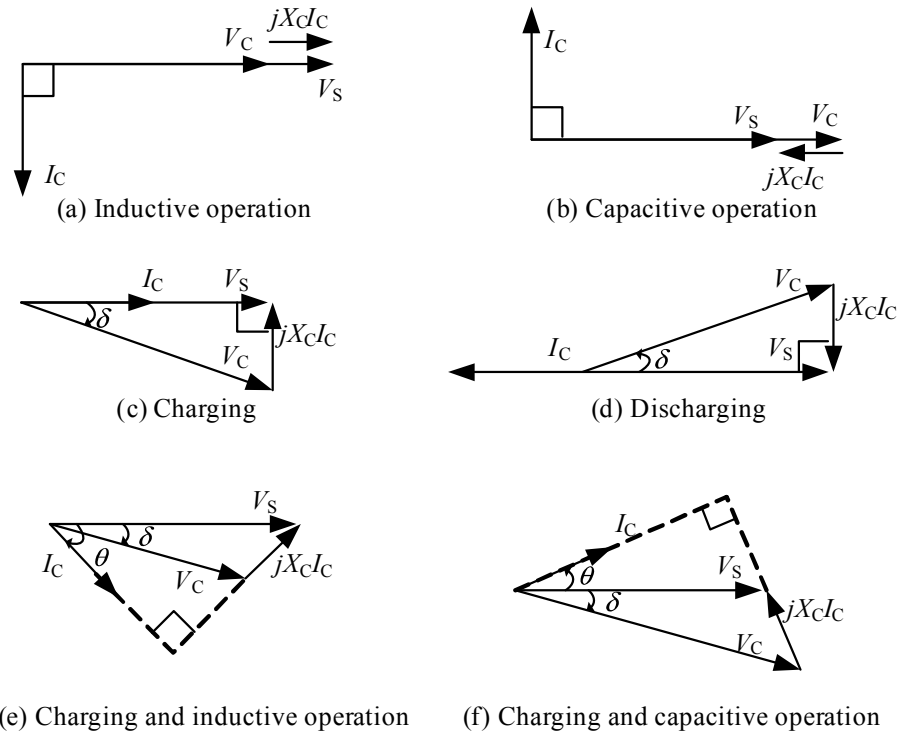


図 2.5 各動作モードでの電源電圧，チャージャ電圧およびチャージャ電流のフェーザ

ただし， v_{dc} の最小値となる時間 t_{min} および v_{dc} の最大値となる時間 t_{max} はそれぞれ次式である。

$$t_{min} = 1 / (-\pi/4\omega - \phi/2\omega)$$

$$t_{max} = 1 / (\pi/4\omega - \phi/2\omega)$$

直流キャパシタに充電するために必要な直流側のエネルギー E_{dc} は，次式となる。

$$\begin{aligned}
 E_{dc} &= \int_{t_{min}}^{t_{max}} v_c i_c dt \\
 &= \frac{V_S \cdot I_C \cdot \cos \theta \cdot \pi}{2\omega} + V_{dc} C_{dc} \cdot \Delta V_{dc} \\
 &\dots\dots\dots (2.9)
 \end{aligned}$$

同様に交流側のエネルギー E_{ac} については，次式となる。

$$\begin{aligned}
 E_{ac} &= \int_{t_{min}}^{t_{max}} v_{dc} i_{dc} d\omega t \\
 &= V_C I_C \cos(\theta - \delta) \frac{\pi}{2\omega} - \frac{1}{\omega} V_C I_C \cos(\phi + \delta + \theta) \\
 &\dots\dots\dots (2.10)
 \end{aligned}$$

理想状態では，(2.9) 式および (2.10) 式は等しいため，両式の第1項目は全エネルギーの有効電力成分で等しく，両式のそれぞれの第2項目は全エネルギーの無効電力成分の和と等しい。

表 2.3 チャージャ電圧およびチャージャ電流を制御変数とした場合における有効・無効電力の関係式

制御変数	有効電力 P	無効電力 Q
v_C, δ	$\frac{V_S \times V_C}{X_C} \sin \delta$	$\frac{V_S^2}{X_C} \left(1 - \frac{V_C}{V_S} \cos \delta\right)$
i_C, θ	$V_S \times I_C \times \cos \theta$	$V_S \times I_C \times \sin \theta$

したがって、直流キャパシタの脈動電圧 ΔV_{dc} は次式で与えられる。

$$\Delta V_{dc} = \frac{V_C I_C \cos(\phi + \delta + \theta)}{V_{dc} \omega C_{dc}} \dots\dots\dots (2.11)$$

ここで、位相 ϕ, δ および θ 、チャージャ電圧実効値 V_C およびチャージャ電流実効値 I_C は次式となる。

$$\begin{aligned} \phi &= -\theta - \delta \\ \theta &= \tan^{-1}(Q_S/P_S) \\ \delta &= \tan^{-1}\{X_C P_S / (V_S^2 - X_C Q_S)\} \\ V_C &= P_S X_C / (V_S \sin \delta) \\ I_C &= \sqrt{(P_S^2 + Q_S^2) / V_S} \end{aligned}$$

(2.11) 式に上記の ϕ, δ および θ, V_C および I_C を代入すると次式が与えられる。

$$\Delta V_{dc} = \frac{\sqrt{[P_S^2 X_C^2 + (V_S^2 - X_C Q_S)^2] \times [P_S^2 + Q_S^2]}}{V_S \omega C_{dc} V_{dc}} \dots\dots\dots (2.12)$$

(2.12) 式から、電源の電圧定格および電力定格に合わせた直流キャパシタ容量を検討可能である⁽⁸²⁾。表 2.4 にシミュレーションや理論計算によって選定したチャージャ定数を示す⁽⁸²⁾。表 2.5 に文献(61)のシミュレーションで検討した動作モードを示す。文献(61)のチャージャは定格 3 kVA を上限値とし、フル充電動作するモード 3 では充電電力 3 kW と充電と無効電力補償動作を同時にするモード 6 ではそれぞれ充電電力 2.12 kW、無効電力-2.12 kvar およびフル無効電力補償動作するモード 2 では無効電力-3 kvar で動作させている。この検討結果から、容量性負荷として振舞う場合であってもチャージャに特別な変更点がないこと、バッテリーへの影響がないことおよび 3 つの動作モードでは常に高調波含有率 (Total Harmonic Distortion: THD) 5% 以下の正弦波交流電流を出力できることを明らかにしている。

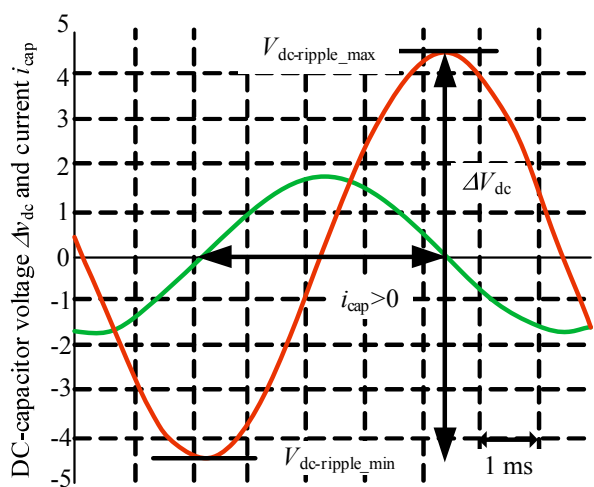


図 2.6 直流キャパシタの脈動電圧 Δv_{dc} および電流 i_{cap} 波形

表 2.4 図 2.4 の回路定数

Item	Symbol	Value
Grid voltage	V_S	240 V
AC inductor	L_C	1.5 mH
DC link capacitor	C_{dc}	2200 μ F
DC capacitor voltage	V_{dc}	500 V
Filter capacitor	C_f	416 μ F
Filter inductor	L_f	300 μ H
Switching frequency of dc-dc converter	f_{sw}	40 kHz

表 2.5 文献 (61) のシミュレーションで検討したチャージャ動作モード

Operation mode	Active power	Reactive power	Rated power	Simulation time
Mode3	3 kW	0 kvar	3 kVA	0-2 s
Mode6	2.12 kW	-2.12 kvar	3 kVA	2-4 s
Mode2	0 kW	-3 kvar	3 kVA	4-6 s

2.2.2 Multi-Function Bi-directional Battery Charger

文献 (62) で提案されている 6 つの半導体スイッチからなる 3 レグインバータを用いた Multi-Function Bi-directional Battery Charger の回路方式および制御法について述べる。

図 2.7 に、Zhou 氏らが提案した Multi-Function Bi-directional Battery Charger の回路構成を示す。配電システムはアメリカの家庭を想定しており、単相 3 線式配電の両外線は 240 V で、相電圧は 120 V の単相交流電源である。回路構成はスイッチ $S_1 \sim S_6$ を用いた 3 レグインバータ (Grid-side converter) と S_7 および S_8 からなる非絶縁型双方向 DC-DC コンバータ (Battery-side converter) で構成されている。バッテリーは 90 個のリチウムイオンバッテリーセルからなり、このバッテリー電圧は 180 V から 360 V と設定している。文献 (83) では、単相 3 線式配電連系用コンバータとして 3 レグインバータと H ブリッジコンバータの受動素子、電力消費および制御エフォートの観点から比較している。図 2.8 に 3 レグインバータと H ブリッジコンバータの回路構成を示す。H ブリッジコンバータと比較して 3 レグインバータの利点は、(1) 直流電圧平衡化の問題がないこと、(2) より小型な系統連系用フィルタ、(3) 直流キャパシタに流れるより小さな電流リップル、(4) 直流電圧の利用率向上の 4 つが挙げられている。入力電圧 240 V のときは、レグ LA とレグ LB がユニポーラ正弦波比較 PWM し、フルブリッジとして動作する。入力電圧 120 V のとき、レグ LA とレグ LN またはレグ LB とレグ LN がハーフブリッジとして動作する。レグ LN の制御は常に相電圧 120 V を維持するため、デューティ 50% 固定でスイッチングさせている。このチャージャの電力定格は 120 V 入力時は 5 kW、240 V 入力時は 10 kW としている。また非絶縁型双方向 DC-DC コンバータを用いているため、高周波トランスを用いた絶縁型双方向 DC-DC コンバータのような電氣的絶縁機能を有していない。チャージャの直流側に非絶縁型双方向 DC-DC コンバータを用いる際に、(1) 安全性、(2) 直流電流出力および (3) 高周波漏れ電流を考慮する必要がある。

安全面に関して、トランスがない場合バッテリーの端子がグラウンドと短絡しチャージャが動作しなくなる恐れがある。この対策として、漏電遮断器 (Ground Fault Interrupter: GFI) を使うことで、バッテリー端子とグラウンド間の漏れ電流を検出する。チャージャから直流電流が大量に出力された場合、配電用変圧器が飽和する恐れがある。この解決策として、系統側コンバータで正弦波出力電流制御し、かつ測定装置で発生するオフセットはデジタル制御装置の ADC ポートでキャリブレーションする。その電流追従制御には、PI 制御で発生する制御誤差をより小さくできる比例共振制御 (Proportional and Resonant (PR) Controller) を採用している。系統とバッテリー間のガルバニック接続がバッテリー端子とグラウンド間の寄生容量と受動フィルタとグラウンド間の寄生容量および充電ケーブルによる浮遊インダクタンスからなるコモンモード共振回路が形成される恐れがある。コンバータによって発生するコモンモード電圧の周波数が形成された共振回路の共振周波数に近い場合、大きなコモンモード電流が発生する。このコモンモード電

流は EMI (Electro Magnetic Interference: 電磁妨害) 問題を引き起こす原因である。この EMI 対策として、受動 EMI フィルタを使用している。

Multi-Function Bi-directional Battery Charger の動作モードは充電モード、V2G モードおよび V2H モードの 3 パターンある。図 2.9 に Zhou 氏らが提案した Multi-Function Bi-directional Battery Charger を構成しているグリッドサイドインバータの回路構成を示す。図 2.10 に Zhou 氏らが提案した Multi-Function Bi-directional Battery Charger の制御ブロックを示す。ただし、 G_{PI} は PI 制御器の伝達関数、 i_f はフィルタ電流、 i_C はキャパシタ電流および V_{an} は一相分のインバータ出力電圧である。同図 (a) に V2G モード時の制御ブロックを示す。V2G 制御は太陽光発電の MPPT (Maximum Power Point Tracking: 最大電力点追従) 制御や電源から最大電力を取り出す風力発電とは異なるため、バッテリー状態を十分に考慮する必要がある。V2G 制御によりチャージャから出力する有効電力指令値は電力分配アルゴリズムにより決定する。この電力分配アルゴリズムでは、電流振幅は系統から検出し位相角は単相 PLL (Phase-Locked Loop) を用いて作成し、直流バス電圧ループはバッテリーサイドコンバータで制御する。入力信号を i_L^* および V_{ab} とし、出力信号を i_L とした V2G 制御器の入出力関係式は次式となる。

$$i_L = \frac{G_C \times V_{dc}}{G_C \times V_{dc} + 2r_L + 2Ls} \cdot i_L^* - \frac{(1 - G_f \times V_{dc} + r_L C_f s + LC_f s^2)}{G_C \times V_{dc} + 2r_L + 2Ls} \cdot V_{ab} \quad \dots \quad (2.13)$$

ただし、 V_{ab} は系統電圧、 i_L は系統または負荷へ流れる電流、 V_{dc} は直流バス電圧、 r はインダクタの巻線抵抗、 C_f はフィルタキャパシタ、 L はフィルタインダクタ、 G_C は補償器および G_f はフィードフォワードループ補償器である。V2G モード時の出力電流は (2.13) 式で決定され、第 1 項目は理想電流指令値、第 2 項目は系統電圧と関係づけられている。一般に、 $G_f \times V_{dc} = 1$ 、 $|LC_f s^2| + |r_L C_f s| \ll |V_{dc} \times G_C|$ および $|r_L + Ls| \ll |V_{dc} \times G_C|$ となる条件下では、(2.13) 式は次式の理想伝達関数となる。

$$\frac{i_L}{i_L^*} = \frac{G_C V_{dc}}{G_C V_{dc} + r_L + Ls} \approx 1 \quad \dots \quad (2.14)$$

(2.14) 式は系統電圧に関係なく正確な電流追従制御が可能であることを示しており、これを達成するために G_C に PR 補償器を使用している⁽⁸⁴⁾。 G_C は次式で表現される。

$$G_C = K_P + K_i \cdot \frac{2\omega_C s}{s^2 + 2\omega_C s + \omega_0^2} \quad \dots \quad (2.15)$$

ここで、 K_P はシステムの動特性を決定する要素であり、 K_i は指令値と出力値間の位相シフト量を調整する要素である。 ω_C は遮断角周波数であり、 ω_C は基本波周波数に設定した共振角周波数 ω_0 より非常に小さな値に設定する。さらに、特定低次高調波成分を補償する制御器として、高調波補償器 (Harmonics Compensation: HC) を有する PR 制御器 (PR+HC) が提案されており⁽⁸⁵⁾、PR+HC の伝達関数は次式で与えられる。

$$G_C = K_P + K_i \cdot \frac{2\omega_C s}{s^2 + 2\omega_C s + \omega_0^2} + \sum_{n=3,5,7} K_{ih} \cdot \frac{2\omega_C s}{s^2 + 2\omega_C s + (h\omega_0)^2} \quad \dots \quad (2.16)$$

ここで, K_{ih} は低次高調波を補償するための積分値, h は低次高調波の次数である。

同図 (b) に V2H モード時の制御ブロックを示す。V2H 動作時ではキャパシタ電流追従制御を用いている。各相電圧を 120 V にバランス制御するために, フィルタキャパシタ電流追従制御ループを設け, 各相の電流ループは PR 制御器を有する電圧メジャーループを有している。V2H モードの数式モデルは次式となる。

$$v_o = \frac{G_C G_{PI} V_{dc}}{LC_f s^2 + (C_f r_L + C_f G_{PI} V_{dc}) s + G_C G_{PI} V_{dc} + C_f V_{dc} + 1} \cdot v_o^* + \frac{r_L + Ls}{LC_f s^2 + (C_f r_L + C_f G_{PI} V_{dc}) s + G_C G_{PI} V_{dc} + C_f V_{dc} + 1} \cdot i_L \dots \dots \dots (2.17)$$

G_C に PR 制御を用いることで, (2.17) 式の第 2 項目がゼロとできる。この V2H モード制御の特長はダイオード整流器などの非線形負荷による高歪み率を有する負荷電流の影響を受けないことである。ここで, (2.17) 式の第 2 項目が v_o の支配的要素となる場合, 変動している負荷電流条件下では電圧を正弦波に制御することはできない。したがって, V2G モードでは G_C に PR+HC 制御を用い, V2H モードでは G_C に PR 制御を用いている。

同図 (c) に充電モード時の制御ブロックを示す。グリッドサイドインバータは H ブリッジコンバータとして動作し, その制御アルゴリズムは電流マイナーループと電圧メジャーループで構成されている。電流マイナーループでは G_C に PR 制御器を用い, 位相検出は PLL により実行している。

次に, バッテリサイドコンバータの制御について説明する。V2G および V2H モードの時は直流バス電圧を制御するために昇圧コンバータとして動作させる。充電モードでは降圧コンバータとして動作させ, 制御方式は定電流定電圧制御方式を採用している。充電開始時は定電流制御を行い, バッテリの端子電圧が定格電圧に近づくと定電圧制御に変更する。

シミュレーションおよび実験により, V2G および充電モードでは入出力電流の高調波含有率に着目し, V2H モードでは出力電圧誤差と動特性の観点からそれぞれの制御器性能を評価している。THD が 3.7% を有する AC 120 V 入力, 5 kW 充電動作時では, 入力電流の THD は 1.2% 程度の低い歪み率を達成している。

120 V 入力, 抵抗負荷を用いた V2G モードでは, PR+HC 制御器を用いているため, PI 制御と比較して入力電流の低次高調波成分は効果的に減衰できることを明らかにしている。しかしながら, PR+HC 制御を用いた場合における入力電流の 9 次調波成分だけ PI 制御と比較して増幅されていることを確認している。

V2H モードでの制御ループ伝達関数を明らかにし, かつ 120 V 入力, 5 kW 出力および 240 V 入力, 10 kW 出力における負荷急変での安定な動作を確認している。

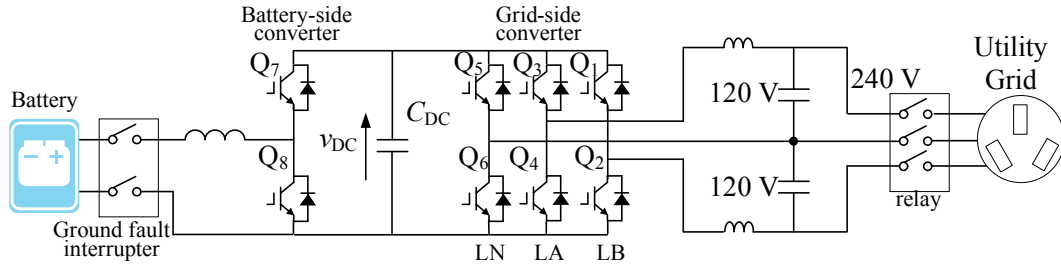


図 2.7 Zhou 氏らが提案した Multi-Function Bi-directional Battery Charger の回路構成

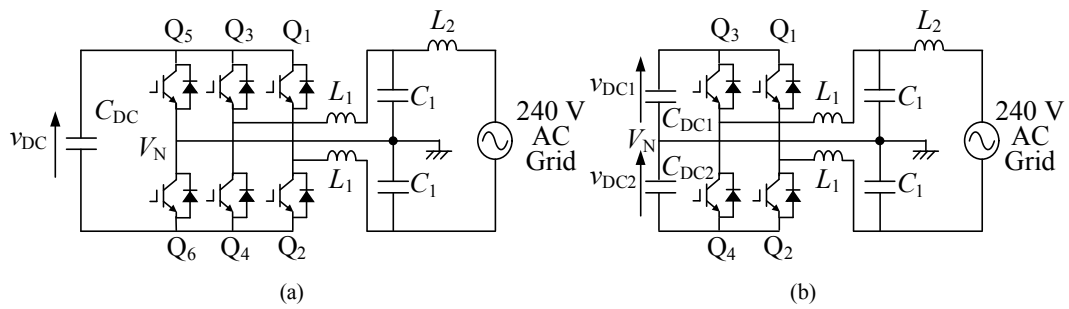


図 2.8 (a) 3 レグインバータと (b) H ブリッジコンバータの回路構成

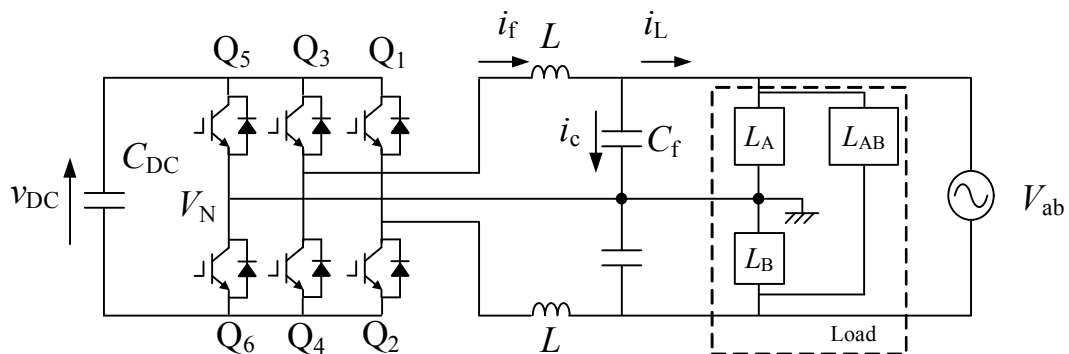


図 2.9 Zhou 氏らが提案した Multi-Function Bi-directional Battery Charger を構成しているグリッドサイドインバータの回路構成

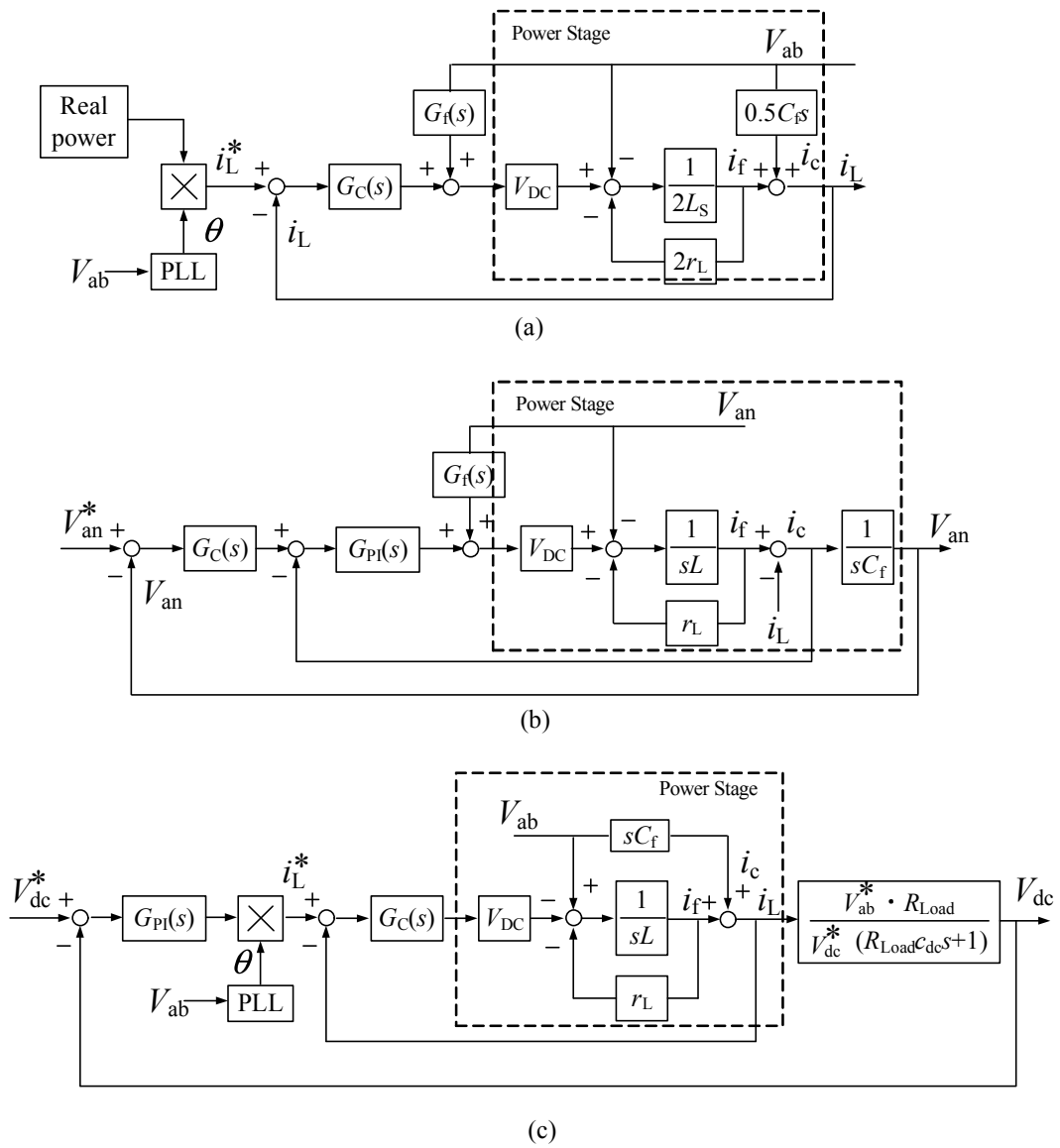


図 2.10 Zhou 氏らが提案した Multi-Function Bi-directional Battery Charger の制御ブロック (a) V2G モード (b) V2H モード (c) 充電モード

2.3 検討すべき課題

文献(61)および(62)では、配電系統にチャージャだけが接続された回路構成で検討されており、不平衡状態となる家庭内負荷の電流を考慮した電流フィードバック制御系が構築されていない。そこで、これらの文献のチャージャと並列に不平衡状態の家庭内負荷が接続された場合について議論する。

図2.11にKisacikoglu氏らが提案した双方向バッテリーチャージャを単相3線式配電に接続した場合のシステム構成および各部電圧電流波形のイメージ図を示す。図2.11に示すように、この双方向バッテリーチャージャは200V負荷として接続される。この回路条件で、家庭内負荷Load1およびLoad2は絶えず不平衡状態になるため、負荷電流 i_{L1} および i_{L2} の振幅および位相が異なった波形となる。このとき、中性線に i_{L1} と i_{L2} の差分 i_{Ln} が流れ、柱上変圧器低圧側電圧 v_{L1} , v_{L2} に対する電源電流 i_{S1} , i_{S2} の位相差 ϕ_{L1} , ϕ_{L2} が発生する。これは家庭内負荷で発生した不平衡電力をチャージャで補償できないことを示している。したがって、このバッテリーチャージャは中性線に接続されていないため、不平衡電力により増加した柱上変圧器での電力損失を補償することができない。

図2.13にZhou氏らが提案した双方向バッテリーチャージャのシステム構成を示している。回路構成から不平衡電力補償について議論できないため、先に示した文献(62)の制御方式に着目する。文献(62)の制御方式のによるZhou氏らが提案した双方向バッテリーチャージャの動作をPowersim社製パワーエレクトロニクス用回路シミュレータであるPSIMで実行した。ただし、PSIMで表現した制御回路は文献を参考に構築した。図2.13にZhou氏らが提案した双方向バッテリーチャージャのバッテリー充電動作時におけるシミュレーション結果を示す。家庭内負荷Load1およびLoad2に流れる負荷電流 i_{L1} および i_{L2} が振幅および位相が異なった不平衡状態になっている。チャージャ電流 i_{f1} および i_{f2} は互いに逆相関係にある電流であり、この電流には主にバッテリーに融通する電力成分が含まれている。したがって、柱上変圧器低圧側に流れる電源電流 i_{S1} および i_{S2} は振幅および位相が異なった不平衡状態が維持されていることが確認できる。この電源側不平衡残存の理由として、3レグ目の $V_n = 0$ 制御によりチャージャの出力相電圧と v_{L1} , v_{L2} がそれぞれ一致するための基本波60Hz成分における条件は、 $i_{fn} \simeq 0$ かつ $i_{Sn} \simeq i_{Ln}$ にならなければならない。これは家庭内負荷で発生した不平衡電力をチャージャで補償できないことを示している。したがって、文献(62)のチャージャにおいても文献(61)と同様に不平衡電力を補償することができず、増加する柱上変圧器での電力損失を補償することができない。

両文献から検討すべき課題はチャージャと並列に接続される絶えず不平衡状態になる家庭内負荷を有する需要家が家庭の電力品質を保証することである。その理由として、想定される電力品質低下による柱上変圧器の電力損失増加分を需要家が担うべきであると考えられるためである。

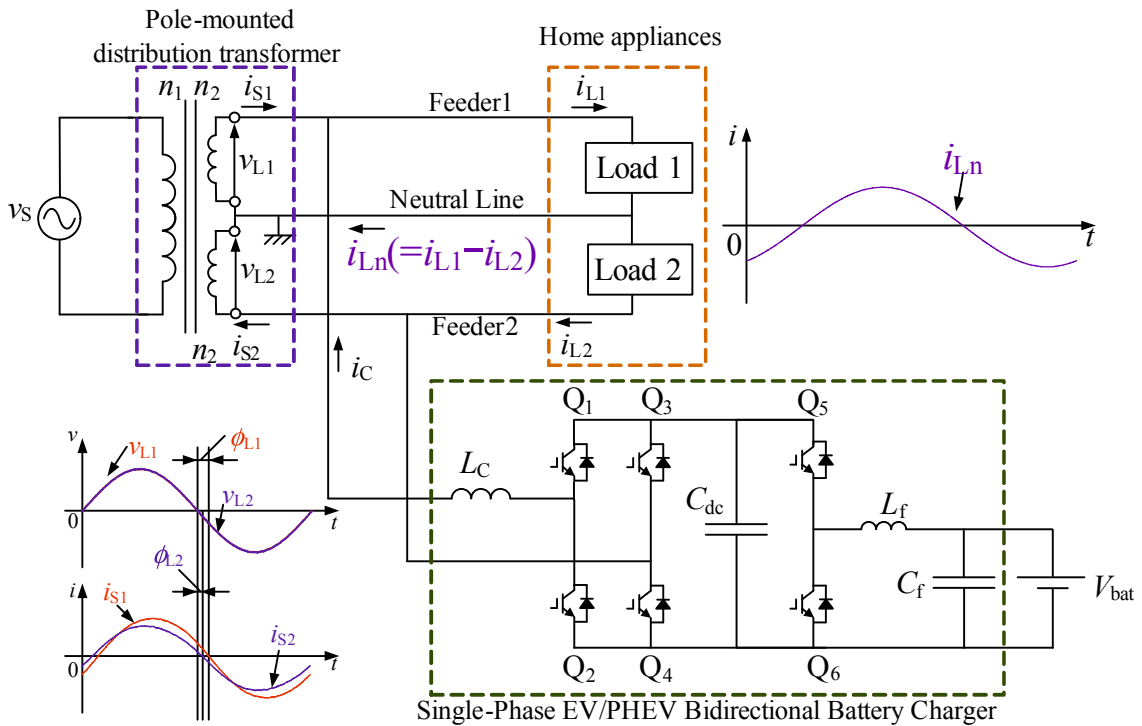


図 2.11 Kisacikoglu 氏らが提案した双方向バッテリーチャージャを単相 3 線式配電に接続した場合のシステム構成および各部電圧電流波形のイメージ図

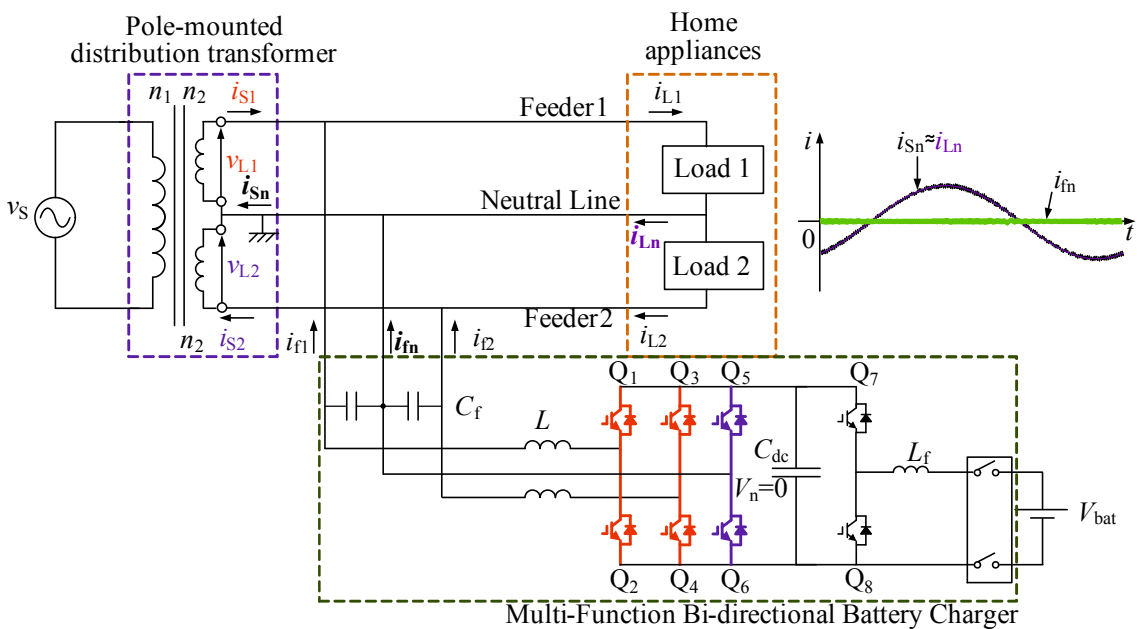


図 2.12 Zhou 氏らが提案した双方向バッテリーチャージャのシステム構成

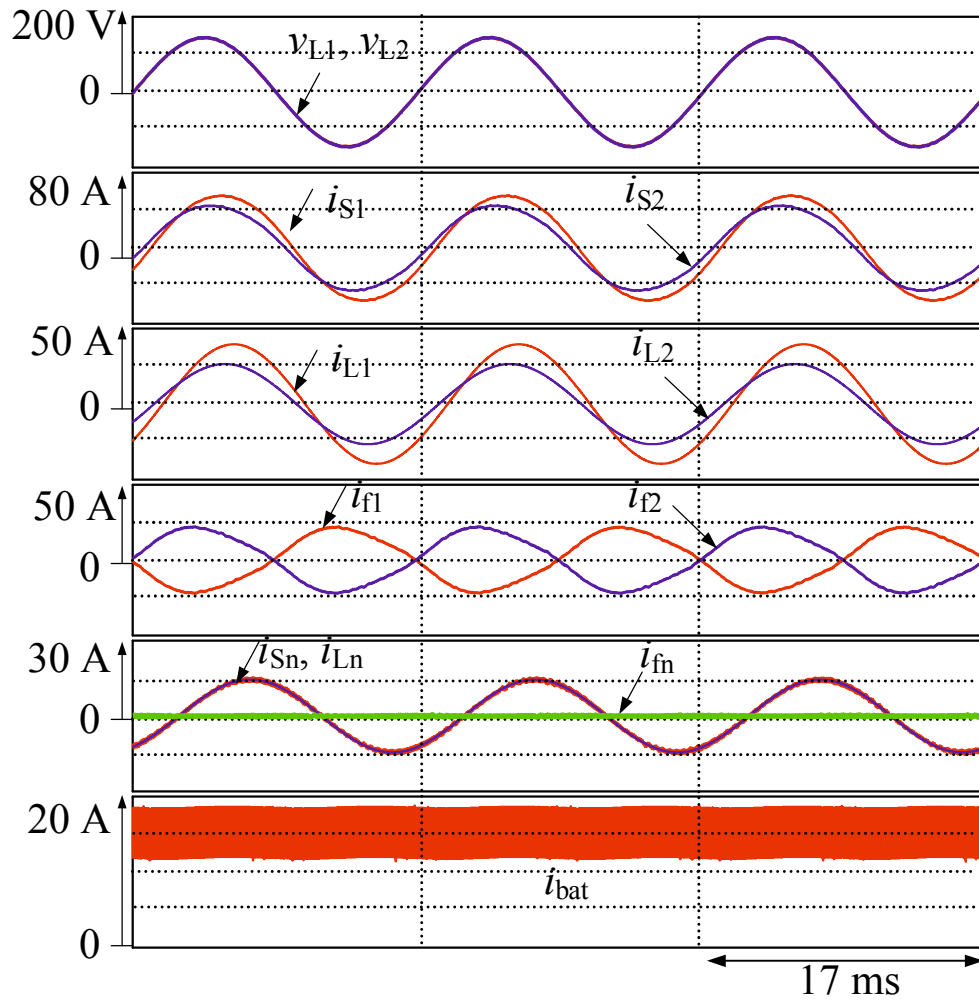


図 2.13 Zhou 氏らが提案した双方向バッテリーチャージャのバッテリー充電動作させたときのシミュレーション結果

第3章 無効電力および不平衡有効電力補償機能を有する電気自動車用スマートチャージャ

第2章では、文献(61)および(62)により提案されている電気自動車用双方向バッテリーチャージャで単相3線式配電で発生する不平衡電力を補償することが検討されていない点を指摘した。

本章では、単相3線式配電家庭の電力品質を低下させる無効電力および不平衡有効電力の補償機能を有する電気自動車用スマートチャージャ⁽⁸⁶⁾を提案し、その有効性を明らかにする。はじめに、スマートチャージャのパワーフローを検討し、3レグインバータ構成PWM整流器の直流キャパシタ電圧一定制御だけを用いた制御法^(87,88,89)により、力率が1でバランスした電源電流が得られることを理論的に明らかにする。提案した電気自動車用スマートチャージャの有効性を計算機シミュレーションおよび実験により確認する。シミュレーションおよび実験結果から、バッテリー充放電動作時およびバッテリー未接続時において、直流キャパシタ電圧一定制御だけを用いた簡易な制御方式を適用した電気自動車用スマートチャージャにより、配電系統で発生する無効電力および不平衡有効電力を補償し、柱上変圧器低圧側で力率が1でバランスした電源電流が得られることを明らかにする。

3.1 システム構成および直流キャパシタ電圧一定制御を用いた簡易な制御法

本節では、文献(61)で提案されているバッテリーチャージャのPWM整流器に1レグを追加し、無効電力および不平衡有効電力を補償可能である電気自動車用スマートチャージャの回路構成について説明する。図3.1に、無効電力および不平衡有効電力補償機能を有する電気自動車用スマートチャージャを家庭に設置した場合のシステム構成を示す。単相3線式配電線 Feeder1 と Feeder2 にそれぞれ家庭内負荷 Load1 および Load2 の家庭内負荷が接続されている。この家庭内負荷は一方の負荷に偏らないような配線になっているが、内線規程により“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”と定められている⁽³⁸⁾。設備不平衡率とは、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 , S_2 [VA] の差と総負荷設備容量 S_A [VA] の平均値の比で定義される。このとき、設備不平衡率は次式で与えられる。

$$\text{設備不平衡率} = \frac{S_1 - S_2}{S_A \times 0.5} \times 100 \text{ [%]} \dots\dots\dots (3.1)$$

そこで本学位論文では、家庭が電力会社と契約をしている契約電力を 5 kVA とし、その値を 1 pu の基準に設定した。このとき、設備不平衡率を 40% にするため Load1 を 0.6 pu, Load2 を 0.4 pu と決定した。設定した家庭内負荷の消費電力とバッテリーの電力と契約電力との関係に基づき、Case1 から Case3 に示すチャージャの使い方をする。Case1 としてバッテリーの充電電力と家庭内負荷の消費電力の合計が契約電力を超える場合、電力系統からの電力を要求するバッテリー充電動作はしない。Case2 として家庭内負荷の消費電力が契約電力を超えた場合には、それらの差分を EV 内のバッテリーから家庭内負荷へ電力供給は可能である。Case3 として家庭内負荷の消費電力より EV 内のバッテリーからの供給電力が大きくなる場合、系統へ逆潮流がないようにバッテリーの放電電力を制御する。シミュレーションに用いている柱上変圧器の高圧側は 6600 V, 5.0 kVA, 60 Hz をベースとしており、低圧側の定格は 105 V, 24 A である。 V_{bat} は電気自動車である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。提案するスマートチャージャは、スイッチ Q_1 から Q_6 を用いた 3 レグインバータ構成の PWM 整流器、スイッチ Q_7 および Q_8 からなる双方向 DC-DC コンバータで構成される。3 レグインバータ構成 PWM 整流器は電流バランスとして動作し、3 番目のレグを中性線に接続することで電源電流 i_{S1} および i_{S2} を平衡化できる^(40,41)。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させることで、バッテリーの充電および放電が可能となる。ここで、バッテリー充電動作時は系統の交流電力を 3 レグインバータ構成 PWM 整流器で直流に変換し、双方向 DC-DC コンバータの Q_7 をスイッチングおよび Q_8 を常時 OFF 状態とすることで降圧動作し、バッテリーに直流電力を供給する。バッテリー放電動作時には、双方向 DC-DC コンバータの Q_7 を常時 OFF 状態および Q_8 をスイッチングさせることで昇圧動作し、3 レグインバータ構成 PWM 整流器で交流に変換しバッテリーから系統に交流電力を供給する。

提案する電気自動車用スマート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^(87,88,89)。直流キャパシタ電圧 v_{DC} をフィードバックし、PI 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、チャージャ電流指令値 i_{SC1}^* および i_{SC2}^* を生成している。一般に、単相コンバータで有効無効電力を補償するためには、電源側で補償すべき有効無効電力を演算する必要がある^(90,91,92,93,94)。一方、この制御法の特長として直流キャパシタ電圧一定制御だけで、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 でバランスした電源電流を得ることができる。

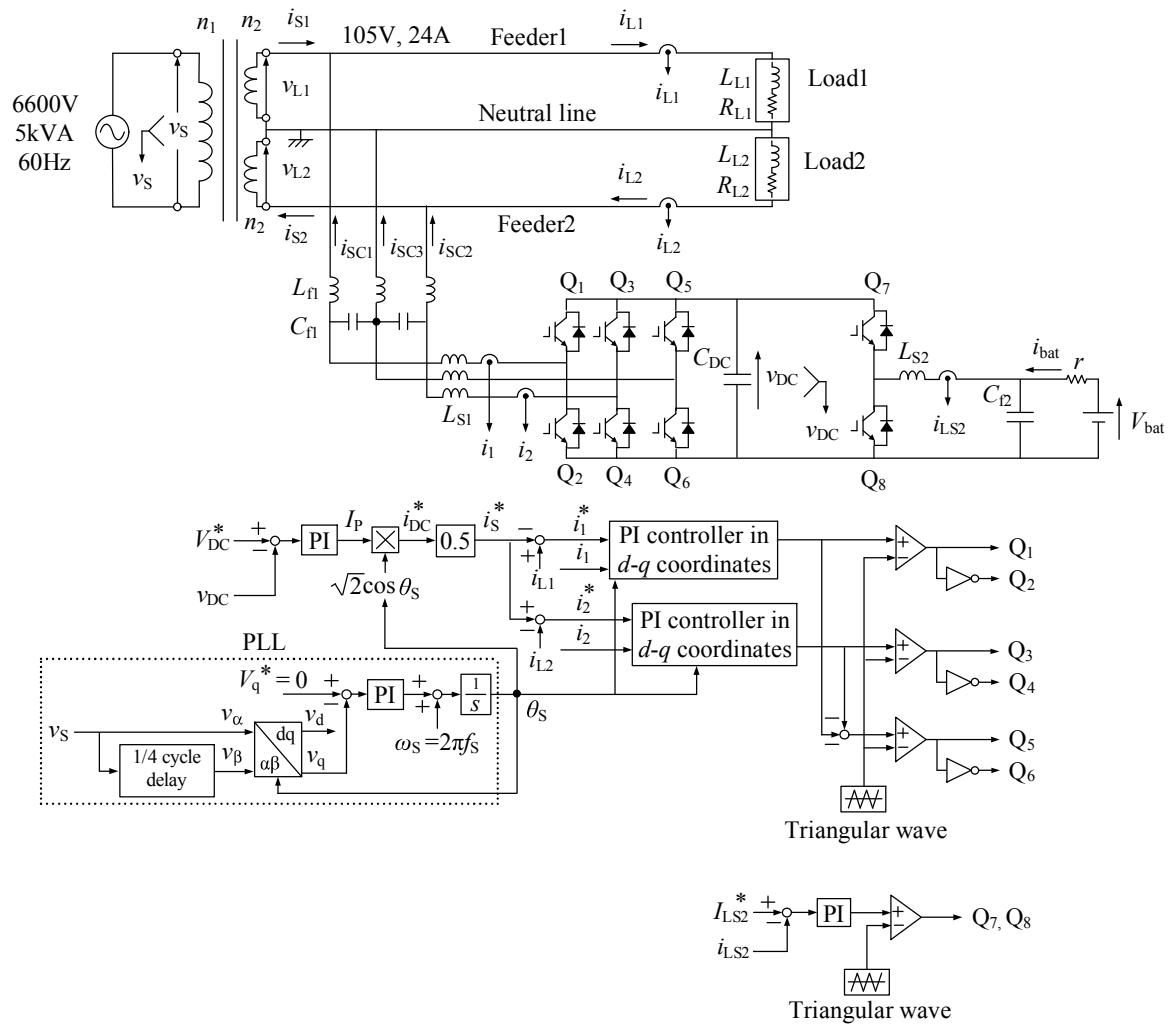


図 3.1 無効電力と不平衡有効電力補償機能を有する電気自動車用スマートチャージャのシステム構成

ここで、直流キャパシタ電圧一定制御を用いた3レグインバータPWM整流器の制御原理を詳細に述べる。図3.2にバッテリー充電動作時の有効電力フロー図を示す。高圧側電圧 v_S 、負荷電流 i_{L1} および i_{L2} が次式で与えられる。

$$\begin{aligned} v_S &= \sqrt{2}V_S \cos \omega_S t \\ i_{L1} &= \sqrt{2}I_{L1} \cos(\omega_S t - \phi_{L1}) \\ i_{L2} &= \sqrt{2}I_{L2} \cos(\omega_S t - \phi_{L2}) \\ &\dots\dots\dots (3.2) \end{aligned}$$

柱上変圧器の低圧側で力率が1でバランスした電流が得られると仮定し、低圧側電圧 v_{L1} および v_{L2} 、電源電流 i_{S1} および i_{S2} は次式のように与える。

$$v_{L1} = v_{L2} = \sqrt{2}V_L \cos \omega_S t \quad \dots\dots\dots (3.3)$$

$$i_{S1} = i_{S2} = \sqrt{2}I_S \cos \omega_S t \quad \dots\dots\dots (3.4)$$

系統から供給される有効電力 P_S および負荷に供給される有効電力 P_{Load1} 、 P_{Load2} はそれぞれ次のように表される。

$$\begin{aligned} P_S &= 2V_L \cdot I_S \\ P_{Load1} &= V_L \cdot I_{L1} \cos \phi_{L1} \\ P_{Load2} &= V_L \cdot I_{L2} \cos \phi_{L2} \\ &\dots\dots\dots (3.5) \end{aligned}$$

これらの有効電力関係式は次式となる。

$$P_S = P_{Load1} + P_{Load2} + P_{bat} \quad \dots\dots\dots (3.6)$$

したがって、(3.6)式より電源電流の振幅実効値 I_S はで与えられる。

$$I_S = \frac{I_{L1} \cos \phi_{L1} + I_{L2} \cos \phi_{L2}}{2} + \frac{P_{bat}}{2V_L} \quad \dots\dots\dots (3.7)$$

(3.6)および(3.7)式において、 P_{bat} は充電時を正とし、放電時を負と定義する。また、(3.7)式の第1項目は負荷の平衡有効電流成分で、第2項目はバッテリーの有効電力成分を表している。このとき、3レグインバータPWM整流器から出力するチャージャ電流 i_{SC1} 、 i_{SC2} および i_{SC3}

は(3.11)式となる。

$$\begin{aligned}
 i_{SC1} &= i_{L1} - i_{S1} \\
 &= \sqrt{2} \sqrt{\left(\frac{I_{L1} \cos \phi_{L1} - I_{L2} \cos \phi_{L2}}{2} + \frac{P_{bat}}{2V_L} \right)^2 + (I_{L1} \sin \phi_{L1})^2} \cos(\omega st - \phi_{SC1}) \\
 i_{SC2} &= -i_{L2} + i_{S2} \\
 &= \sqrt{2} \sqrt{\left(\frac{I_{L1} \cos \phi_{L1} - I_{L2} \cos \phi_{L2}}{2} - \frac{P_{bat}}{2V_L} \right)^2 + (I_{L2} \sin \phi_{L2})^2} \cos(\omega st + \phi_{SC2}) \\
 i_{SC3} &= -i_{SC1} - i_{SC2} \\
 &= -\sqrt{2} \sqrt{(I_{L1} \cos \phi_{L1} - I_{L2} \cos \phi_{L2})^2 + (I_{L1} \sin \phi_{L1} - I_{L2} \sin \phi_{L2})^2} \cos(\omega st - \phi_{SC3}) \\
 &\dots\dots\dots (3.8)
 \end{aligned}$$

ただし、チャージャ電流の位相 ϕ_{SC1} , ϕ_{SC2} および ϕ_{SC3} は、

$$\begin{aligned}
 \phi_{SC1} &= \tan^{-1} \left(\frac{2I_{L1} \sin \phi_{L1}}{I_{L1} \cos \phi_{L1} - I_{L2} \cos \phi_{L2} + \frac{P_{bat}}{V_L}} \right) \\
 \phi_{SC2} &= \tan^{-1} \left(\frac{2I_{L2} \sin \phi_{L2}}{I_{L1} \cos \phi_{L1} - I_{L2} \cos \phi_{L2} - \frac{P_{bat}}{V_L}} \right) \\
 \phi_{SC3} &= \tan^{-1} \left(\frac{I_{L1} \sin \phi_{L1} - I_{L2} \sin \phi_{L2}}{I_{L1} \cos \phi_{L1} - I_{L2} \cos \phi_{L2}} \right)
 \end{aligned}$$

である。このとき、チャージャ電流 i_{SC3} は負荷側中性線電流 i_{Ln} が流れ込むことを示している。以上より、3レグインバータPWM整流器へ流出入する瞬時電力 p_{SC} は次式となる。

$$\begin{aligned}
 p_{SC} &= v_{L1} \cdot (-i_{SC1}) + v_{L2} \cdot i_{SC2} \\
 &= P_{bat} + P_{bat} \cos 2\omega st \\
 &\quad - V_L (I_{L1} \sin \phi_{L1} + I_{L2} \sin \phi_{L2}) \sin 2\omega st \\
 &\dots\dots\dots (3.9)
 \end{aligned}$$

(3.4)および(3.9)式より、力率が1でバランスした電源電流 i_{S1} および i_{S2} が得られている場合、3レグインバータへ流入する瞬時電力 p_{SC} の平均値は P_{bat} となる。このことは、(3.7)式より直流キャパシタ電圧一定制御によって電源電流の振幅実効値 I_S に P_{Load1} , P_{Load2} および P_{bat} が含まれるようにチャージャ電流フィードバック制御できることを示している。したがって、バッテリーの充放電動作しながら力率が1でバランスした電源電流 i_{S1} および i_{S2} が得られる。また、バッテリーを接続していない場合において、バッテリーの有効電力は融通されないので $P_{bat} = 0$ となり、そのときの電源電流の振幅実効値 I_S は次式で与えられる。

$$I_S = \frac{I_{L1} \cos \phi_{L1} + I_{L2} \cos \phi_{L2}}{2} \dots\dots\dots (3.10)$$

(3.10)式には負荷の平衡有効電流成分だけが含まれていることが分かる。このとき、バッテリー

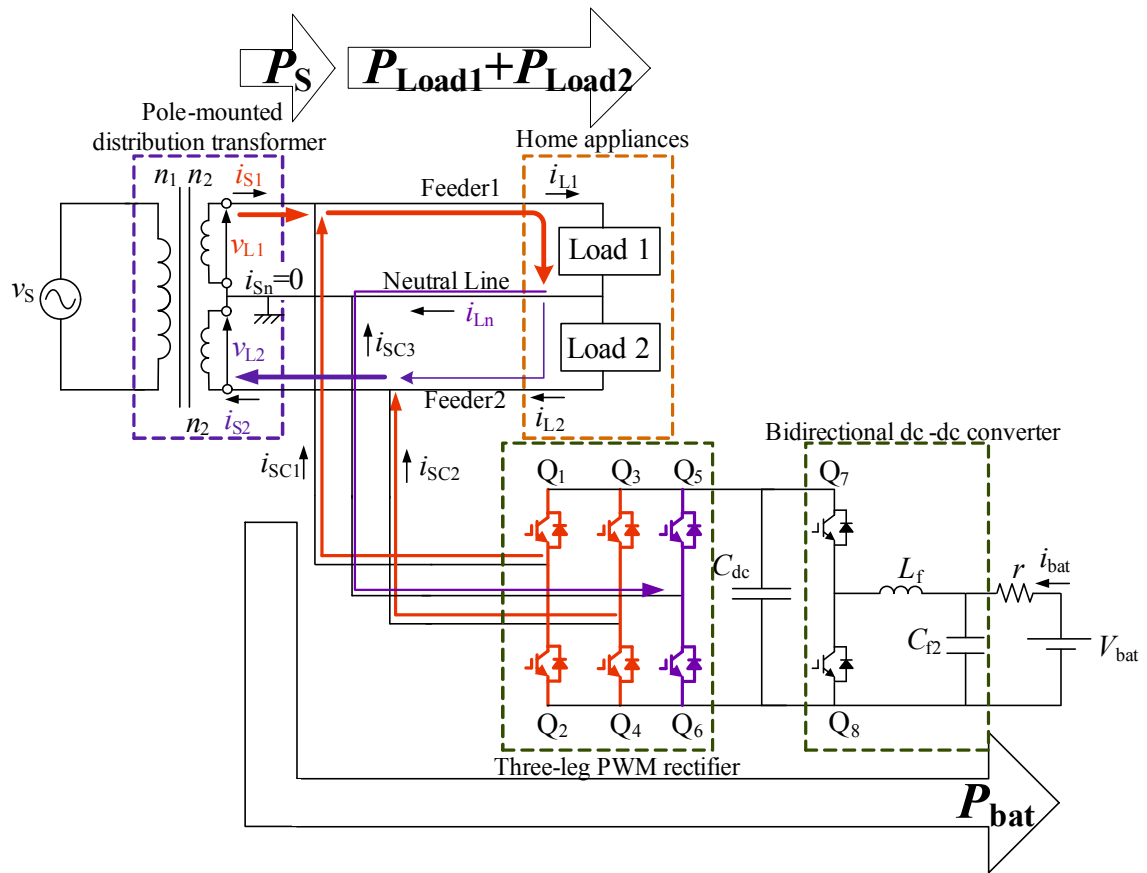


図 3.2 バッテリ充電動作時の有効電力フロー図

の充放電時と同様に (3.11) 式からチャージャ電流を求めると、次式となる。

$$\begin{aligned}
 i_{SC1} &= i_{L1} - i_{S1} \\
 &= \sqrt{2} \sqrt{\left(\frac{I_{L1} \cos \phi_{L1} - I_{L2} \cos \phi_{L2}}{2} \right)^2 + (I_{L1} \sin \phi_{L1})^2} \cos(\omega st - \phi_{SC1}) \\
 i_{SC2} &= -i_{L2} + i_{S2} \\
 &= \sqrt{2} \sqrt{\left(\frac{I_{L1} \cos \phi_{L1} - I_{L2} \cos \phi_{L2}}{2} \right)^2 + (I_{L2} \sin \phi_{L2})^2} \cos(\omega st + \phi_{SC2}) \\
 i_{SC3} &= -i_{SC1} - i_{SC2} \\
 &= -\sqrt{2} \sqrt{(I_{L1} \cos \phi_{L1} - I_{L2} \cos \phi_{L2})^2 + (I_{L1} \sin \phi_{L1} - I_{L2} \sin \phi_{L2})^2} \cos(\omega st - \phi_{SC3}) \\
 &\dots\dots\dots (3.11)
 \end{aligned}$$

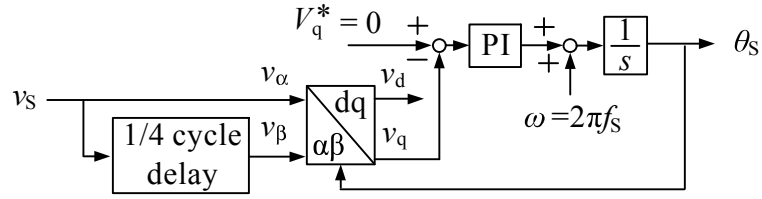


図 3.3 単相 PLL の制御ブロック

ただし，チャージャ電流の位相 ϕ_{SC1} , ϕ_{SC2} および ϕ_{SC3} は，

$$\begin{aligned} \phi_{SC1} &= \tan^{-1} \left(\frac{2I_{L1} \sin \phi_{L1}}{I_{L1} \cos \phi_{L1} - I_{L2} \cos \phi_{L2}} \right) \\ \phi_{SC2} &= \tan^{-1} \left(\frac{2I_{L2} \sin \phi_{L2}}{I_{L1} \cos \phi_{L1} - I_{L2} \cos \phi_{L2}} \right) \\ \phi_{SC3} &= \tan^{-1} \left(\frac{I_{L1} \sin \phi_{L1} - I_{L2} \sin \phi_{L2}}{I_{L1} \cos \phi_{L1} - I_{L2} \cos \phi_{L2}} \right) \end{aligned}$$

である。このとき，バッテリー接続している場合と同様に，チャージャ電流 i_{SC3} は負荷側中性線電流 i_{Ln} が流れ込むことを示している。3 レグインバータ PWM 整流器に流出入する瞬時電力 p_C は次式となる。

$$\begin{aligned} p_C &= v_{L1} \cdot (-i_{SC1}) + v_{L2} \cdot i_{SC2} \\ &= -V_L (I_{L1} \sin \phi_{L1} + I_{L2} \sin \phi_{L2}) \sin 2\omega_s t \\ &\dots\dots\dots (3.12) \end{aligned}$$

(3.4) および (3.12) 式より，力率が 1 でバランスした電源電流 i_{S1} および i_{S2} が得られている場合，3 レグインバータ構成 PWM 整流器へ流入する瞬時電力 p_C の平均値は 0 となる。このことは，(3.10) 式より直流キャパシタ電圧一定制御によって電源電流の振幅実効値 I_S に P_{Load1} , P_{Load2} が含まれるようにチャージャ電流フィードバック制御できていることを示している。したがって，バッテリーを接続していない場合においても，力率が 1 でバランスした電源電流 i_{S1} および i_{S2} が得られる。また，家庭の電力品質保証には電気自動車のバッテリーを使っていないことが明らかである。

以上の計算結果から，直流キャパシタ電圧一定制御だけを用いた制御法をスマートチャージャに適用することで，バッテリーの充放電動作時だけでなく，それ以外の場合においても無効電力と不平衡有効電力の補償が可能であることが分かる。

図 3.1 において，電源電圧位相を検出するため単相 Phase Locked loop (PLL) を用いている^(95, 96, 97, 98)。図 3.3 に単相 PLL の制御ブロックを示す。高圧側電圧 v_s を検出し $v_\alpha = v_s$ とする。次に v_α を 1/4 周期ディレイブロックを用いて v_α と直交した v_β を生成する。これらを PLL 出力である電気角 θ_s を用いて d - q 座標上に変換する。このとき， q 軸上の成分 v_q が 0 となる

ようにフィードバック制御を行うことで v_S と同期した電気角 $\theta_S = \omega_S t$ を検出する。なお、 ω は高圧側電圧の角周波数である。

さらに3レグインバータPWM整流器の制御法では、一般的には交流電流フィードバック制御にPI制御を用いることで定常偏差が残存する⁽⁹⁹⁾。チャージャ電流指令値は絶えず変化する時変値であるため、その追値制御は困難である。そこで、チャージャ電流 i_1 および i_2 の電流フィードバック制御を d - q 座標上で実現する⁽¹⁰⁰⁾。 d - q 座標上では基本波成分が直流量となることから、直流量で電流フィードバック制御を構築できるため上記の問題を解決できる。ここで、 d - q 座標変換についてチャージャ電流 i_1 を例に説明する。図3.1に示す高圧側電圧 v_S と、チャージャ電流 i_1 を i_α とおき、電流 i_α に対して1/4周期遅れた電流を i_β とおき、次式のように定義する。

$$\begin{aligned} v_S &= \sqrt{2}V \cos \omega_S t \\ i_\alpha &= \sqrt{2}I \cos(\omega_S t - \phi) \\ i_\beta &= \sqrt{2}I \sin(\omega_S t - \phi) \\ &\dots\dots\dots (3.13) \end{aligned}$$

i_α および i_β をPLL出力の電気角 θ_S を用いた変換行列により d - q 座標上に変換すると次式のように表される。

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \cos \theta_S & \sin \theta_S \\ -\sin \theta_S & \cos \theta_S \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \dots\dots\dots (3.14) \\ i_d &= \sqrt{2}I \cos(\omega_S t - \theta_S - \phi) \\ i_q &= \sqrt{2}I \sin(\omega_S t - \theta_S - \phi) \\ &\dots\dots\dots (3.15) \end{aligned}$$

電気角 θ_S と高圧側電圧 v_S の位相が同期したとき、 $\theta_S = \omega_S t$ となり、(3.15)式は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} I_d &= \sqrt{2}I \cos \phi \\ I_q &= -\sqrt{2}I \sin \phi \\ &\dots\dots\dots (3.16) \end{aligned}$$

(3.16)式は、 d - q 座標上では時変しない直流量としてフィードバック制御が可能であることを示している。また、電気角 θ_S を用いた逆変換行列により $\alpha\beta$ 座標上に逆変換すると次式のように表される。

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_S & -\sin \theta_S \\ \sin \theta_S & \cos \theta_S \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} \dots\dots\dots (3.17)$$

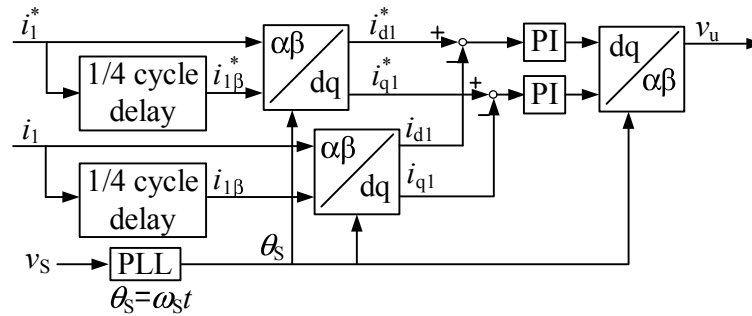


図 3.4 d-q 変換を用いた電流フィードバックの制御ブロック

$$\begin{aligned}
 i_\alpha &= \sqrt{2}I \cos(\theta_S - \phi) \\
 i_\beta &= \sqrt{2}I \sin(\theta_S - \phi) \\
 &\dots\dots\dots (3.18)
 \end{aligned}$$

先程と同様に、 $\theta_S = \omega_S t$ のとき (3.18) 式は次式のようにになる。

$$\begin{aligned}
 i_\alpha &= \sqrt{2}I \cos(\omega_S t - \phi) \\
 i_\beta &= \sqrt{2}I \sin(\omega_S t - \phi) \\
 &\dots\dots\dots (3.19)
 \end{aligned}$$

(3.19) 式は (3.13) 式と一致しており、 d - q 座標変換を用いることで制御理論に基づいた直流量での電流フィードバック制御が可能であることが分かる。

図 3.4 に、スイッチ Q_1 から Q_6 で構成される 3 レグインバータ PWM 整流器に用いた d - q 座標上における電流フィードバックの制御ブロックを示す。まず、生成したチャージャ電流指令値 i_1^* と検出したチャージャ電流 i_1 をそれぞれディレイブロックを用いて位相を 1/4 周期遅らせた電流を生成する。これらと PLL 出力の電気角 θ_S を用いて d - q 座標上に変換する。次に、その出力値を逆 d - q 変換し、各レグで三角波比較 PWM 方式を用いてスイッチングすることでチャージャ電流 i_1 および i_2 を制御する。 d - q 座標上の直流量で電流フィードバック制御を行うことで交流量での PI 制御と比較して追従性能が向上する。

3.2 計算機シミュレーション結果

本章で提案した直流キャパシタ電圧一定制御を用いたスマートチャージャの有効性を確認するため、計算機シミュレーションを行った。シミュレーションには、パワーエレクトロニクス用回路シミュレータである PSIM を用いた。表 3.1 にシミュレーションおよび実験に用いた回路定数を示す。定常状態における家庭内負荷 Load1 および Load2 の定数は、それぞれ 0.6 pu, 力率 0.8 および 0.4 pu, 力率 0.9 とした。さらに、家庭内負荷が急変した場合における電気自動車用スマートチャージャの過渡応答性を確認するため、負荷急変状態における家庭内負荷は Load2 を 0.8 pu, 力率 0.9 の一定負荷とし、Load1 はある時間で重負荷状態である 0.6 pu, 力率

0.8 から軽負荷状態である 0.27 pu, 力率 0.97 にステップ変化させる。バッテリー充電動作時におけるバッテリー電流 i_{bat} の指令値は -5 A とし, この電流値はシミュレーションでは, バッテリ電圧 360 V の時に 13 時間 20 分で満充電が完了な 0.075 C 充電, 実験ではバッテリー電圧 300 V の時に 16 時間で満充電が完了な 0.062 C 充電をそれぞれ想定している。シミュレーションおよび実験で用いた直流キャパシタ電圧一定制御の PI 制御器の定数は, 比例ゲイン $K_P=0.3$, 積分時間 $T_I=0.02\text{ s}$ としている。

3.2.1 計算機シミュレーション結果

図 3.5 は, 第 3 章で提案したスマートチャージャの定常動作時のシミュレーション結果を示す。同図 (a) に, 充電動作時のシミュレーション結果を示す。Load1 および Load2 がアンバランスであるため, 負荷電流 i_{L1} および i_{L2} は振幅および位相が異なっているが, スマートチャージャにより電源電流 i_{S1} および i_{S2} は力率が 1 でバランスしている。また, 双方向 DC-DC コンバータは降圧動作し, バッテリ電流の平均値が -5 A となっており, バッテリ電流指令値である -5 A と一致していることがわかる。ここで, 文献 (101) において, バッテリ充電時の直流電流リップルは 5% 以下にするように定められている。この時, バッテリ電流のリップル率を求めると 4.0% となった。ここで, 全高調波歪み率 THD は次式で定義されている⁽¹⁰²⁾。

$$\text{全高調波歪み率 THD} = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{I_1} \times 100[\%] \quad \dots\dots\dots (3.20)$$

文献 (102) のガイドラインにおいて, 電源電流の THD は 5% 以下と定められている。このときの i_{S1} および i_{S2} の THD を算出すると, それぞれ 2.0% および 3.2% となった。また, 電源電流 i_{S1} および i_{S2} の実効値を求めると, $I_{S1} = I_{S2} = 29\text{ A}$ であり, (3.7) 式から求められる計算値と良く一致している。

同図 (b) に, 放電動作時のシミュレーション結果を示す。同図 (a) と同様にアンバランスな負荷状態により負荷電流 i_{L1} および i_{L2} は振幅および位相が異なっているが, スマートチャージャにより電源電流 i_{S1} および i_{S2} は力率が 1 でバランスしている。また, 双方向 DC-DC コンバータは昇圧動作し, バッテリ電流の平均値が 5 A となっており, バッテリ電流指令値である 5 A と一致していることがわかる。この時のバッテリー電流のリップル率を求めると 4.2% となった。 i_{S1} および i_{S2} の THD は, それぞれ 4.8% および 2.9% である。さらに, 電源電流の実効値がそれぞれ $I_{S1} = I_{S2} = 12\text{ A}$ となり (3.7) 式から求められる計算値と一致している。

同図 (c) に, バッテリを接続していない場合のシミュレーション結果を示す。バッテリーが接続されていないため, 双方向 DC-DC コンバータは動作していない。図 3.5(a) および (b) と同様にアンバランスな負荷状態により負荷電流 i_{L1} および i_{L2} は振幅および位相が異なっているが, スマートチャージャにより電源電流 i_{S1} および i_{S2} は力率が 1 でバランスしている。 i_{S1} お

表 3.1 図 3.1 の回路定数

Item	Symbol	Value
Load1 (large load condition) (0.6 pu, power factor 0.8)	L_{L1}	5.8 mH
	R_{L1}	2.9 Ω
Load1 (small load condition) (0.27 pu, power factor 0.97)	L_{L1}	5.8 mH
	R_{L1}	8.0 Ω
Load2 (0.4 pu, power factor 0.9)	L_{L2}	6.3 mH
	R_{L2}	4.9 Ω
Filter inductor	L_{f1}	0.46 mH
Filter capacitor	C_{f1}	10.4 μF
Switching inductor for three-leg PWM rectifier	L_{S1}	1.0 mH
DC capacitor	C_{DC}	3000 μF
DC-capacitor voltage	V_{DC}^*	385 V
Switching inductor for bidirectional dc-dc converter	L_{S2}	3.3 mH
Filter capacitor for bidirectional dc-dc converter	C_{f2}	1000 μF
Battery voltage	V_{bat}	360 V
Battery current	I_{bat}^*	5 A
Internal resistance of battery	r	72 m Ω
Switching frequency	f_{SW}	10 kHz
Dead time	T_d	3.5 μs

よび i_{S2} の THD は、それぞれ 2.2% および 4.1% である。さらに、電源電流の実効値がそれぞれ $I_{S1} = I_{S2} = 20\text{A}$ となり (3.10) 式から求められる計算値と一致している。また、放電動作時の電源電流の実効値が 12 A であることから、バッテリーから家庭内負荷に供給することで、バッテリーを接続していない場合に比べて電源からの供給を 37% 低減でき電力のピークカットが可能であることも確認できる。

図 3.6 に Load1 を 0.6 pu から 0.27 pu に負荷急変し、家庭内負荷 Load2 を一定負荷とした条件下でバッテリー充放電動作させた時のスマートチャージャのシミュレーション結果を示す。同図 (a) にスマートチャージャをバッテリー充電動作させているときの負荷急変時シミュレーション結果を示す。負荷電流 i_{L1} および i_{L2} は位相が異なったアンバランスな電流波形になっている。しかしながら、負荷急変前後でスマートチャージャからチャージャ電流 i_{SC1} , i_{SC2} および i_{SC3} を出力することで、柱上変圧器低圧側の電源電流 i_{S1} および i_{S2} は力率が 0.99 でバランスしていることが確認できる。ただし、直流キャパシタ電圧の脈動最大値が 400 V 付近まで達しており、この原因としてスマートチャージャに流出入する無効電力が多いため、直流電圧一

定制御だけの制御系では過渡応答性が良くないと考えられる。同図 (b) に Load1 を 0.6 pu から 0.27 pu に負荷急変し、家庭内負荷 Load2 を一定負荷とした条件下でスマートチャージャをバッテリー放電動作させているときのシミュレーション結果を示す。 i_{L1} および i_{L2} は位相が異なったアンバランスな電流波形になっている。しかしながら、負荷急変前後でスマートチャージャから i_{SC1} , i_{SC2} および i_{SC3} を出力することで、柱上変圧器低圧側の i_{S1} および i_{S2} は力率が 0.99 でバランスしていることが確認できる。充電時と同様に、直流キャパシタ電圧の脈動最大値が 400 V 付近まで達しており、この原因としてスマートチャージャに流出入する無効電力が多いため、直流電圧一定制御だけの制御系では過渡応答性が良くないと考えられる。この負荷急変時のシミュレーション結果から、不平衡率 40% の負荷急変に対しては直流電圧の過渡応答性を犠牲にすることで直流電圧を 400 V 以下で動作可能である。

図 3.7 にスマートチャージャの充放電動作開始時のシミュレーション結果を示す。同図 (a) にスマートチャージャの充電動作開始時のシミュレーション結果を示す。バッテリー電流が 0 から指令値である -5 A に追従できるまでに 160 ms 要していることが確認できる。この時の v_{DC} の脈動率は 5% 程度であり、充電動作ができていることがわかる。同図 (b) にスマートチャージャの放電動作開始時のシミュレーション結果を示す。バッテリー放電動作開始とともに電流が立ち上がり、その後緩やかにバッテリー電流が指令値である 5 A に追従できるまでに 130 ms 程度要していることが確認できる。この時の v_{DC} の脈動率は 5% 程度であり、放電動作ができていることがわかる。この充放電動作開始時のシミュレーション結果から、バッテリー電流の増加に対しても負荷急変時と同様に、直流電圧の過渡応答性を犠牲にすることで直流電圧を 400 V 以下で動作可能である。

以上より、柱上変圧器低圧側で電源電流 i_{S1} および i_{S2} を力率が 1 でバランスした状態とし、かつバッテリーの有効電力を双方向に融通可能なスマートチャージャが構成可能であり、最大不平衡率の負荷急変および充放電開始時において、直流キャパシタ電圧の応答性を犠牲にすることで動作可能であることを確認した。

3.2.2 スマートチャージャの変換器容量の検討

本節では、直流キャパシタ電圧一定制御を用いた電気自動車用スマートチャージャの変換器容量について、シミュレーション結果を用いて検討する。一般に、電力変換装置の変換器容量を検討する場合には、皮相電力を評価指標としている。一般的な変換器容量 S_C は次式で定義される。

$$S_C = V_L \left(\sum_{n=1}^3 I_{SCn} \right) \text{ [VA]} \dots\dots\dots (3.21)$$

$$= \frac{V_L \left(\sum_{n=1}^3 I_{SCn} \right)}{2V_L \cdot I_A} \text{ [pu]} \dots\dots\dots (3.22)$$

しかしながら，中性線には電圧が印加されず，皮相電力による容量検討は中性線を有する3レグインバータ構成PWM整流器においては適切ではないと考えられる。そこで，単相3線式配電における電力変換装置の変換器容量を中性線および両外線に流れる電流実効値から評価する。したがって，スマートチャージャの電流容量 A_C は次式で定義される⁽¹⁰³⁾。

$$A_C = \frac{\sum_{n=1}^3 I_{SCn}}{2I_A} \text{ [pu]} \dots\dots\dots (3.23)$$

ただし， I_{SCn} は n ($n=1, 2, 3$) 線目のチャージャ電流実効値と家庭内負荷に供給する電流の定格電流実効値 I_A ($=24$ A) である。

図 3.5(a) および (b) のシミュレーション結果から，直流キャパシタ電圧一定制御を用いた場合におけるスマートチャージャから出力する i_{SC1} ， i_{SC2} および i_{SC3} の実効値はそれぞれ 20.3 A，15.7 A および 10.5 A であった。(4.27) 式から電流容量を求めると 0.97 pu となる。この結果は，契約電力の基準電流容量である 1 pu と比較すると家庭用電気機器としてスマートチャージャが大容量な装置になる問題点を指摘している。その理由として，直流キャパシタ電圧一定制御だけの簡易な制御方式では，家電機器が発生させる無効電力を電源側で全て補償するためである。

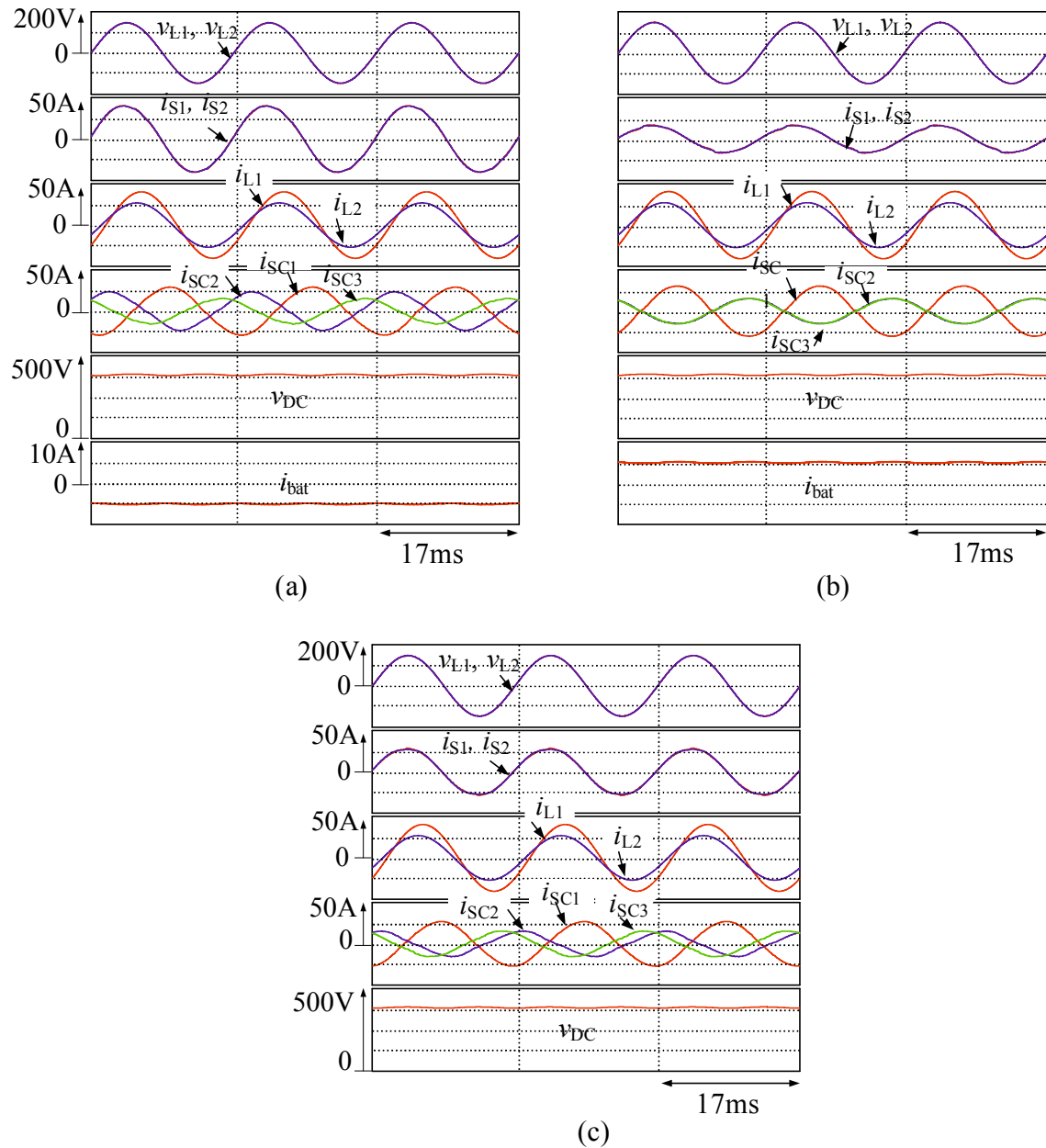
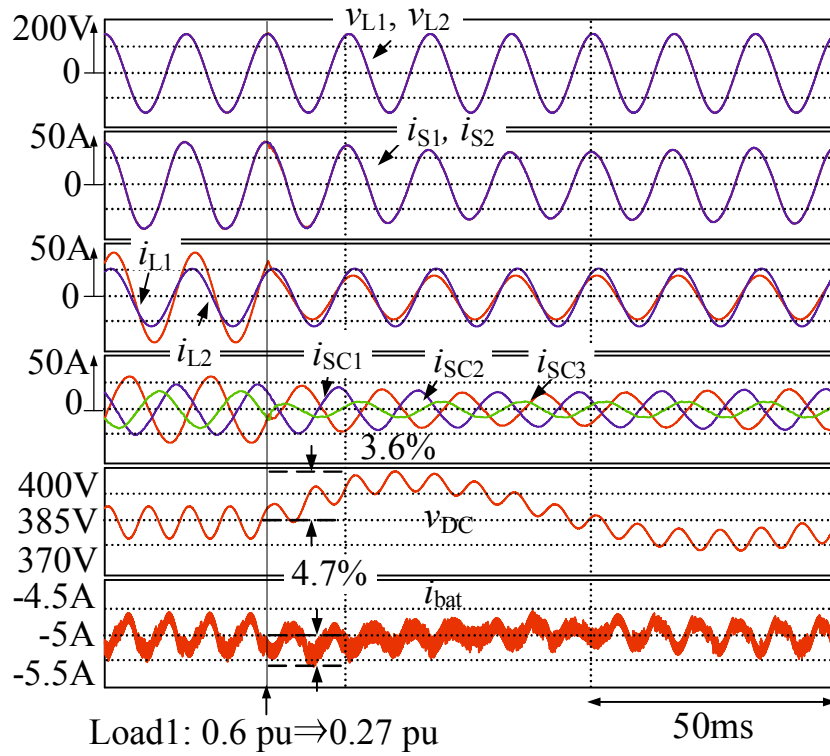
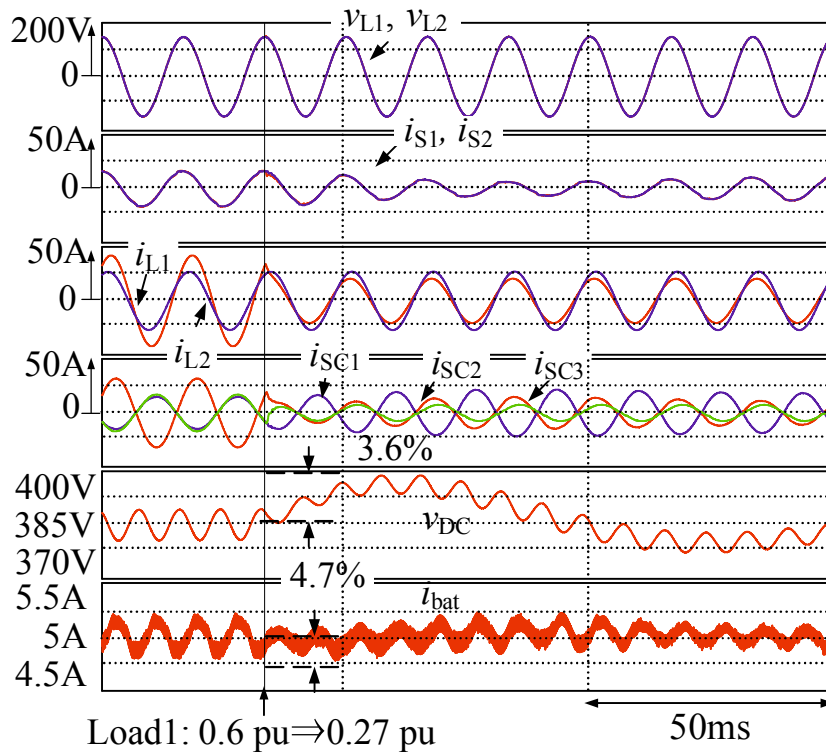


図 3.5 スマートチャージャの定常動作時のシミュレーション波形 (a) バッテリ充電動作 (b) バッテリ放電動作 (c) バッテリ未接続動作

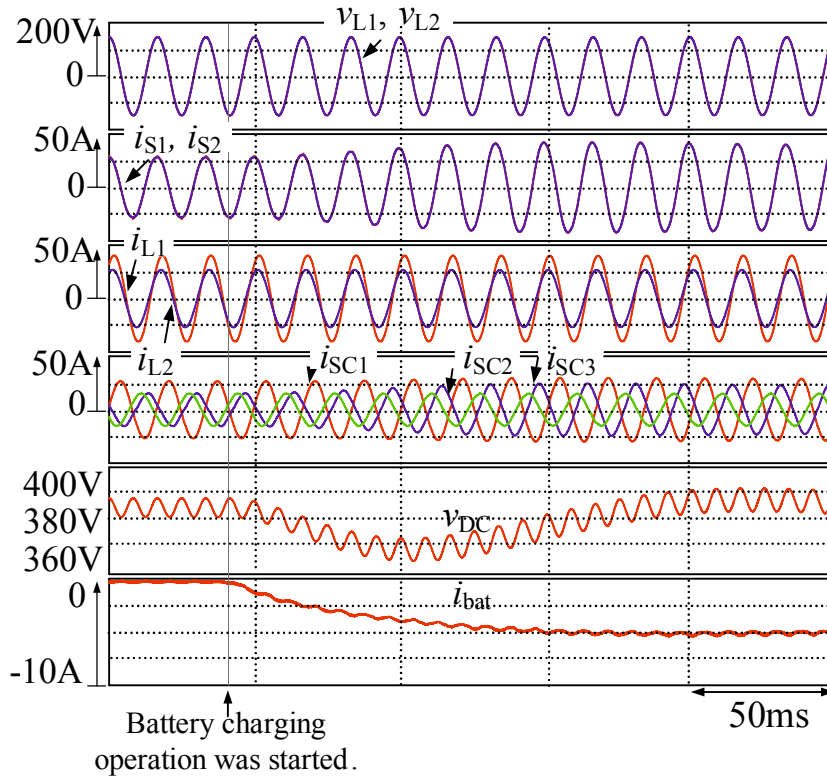


(a)

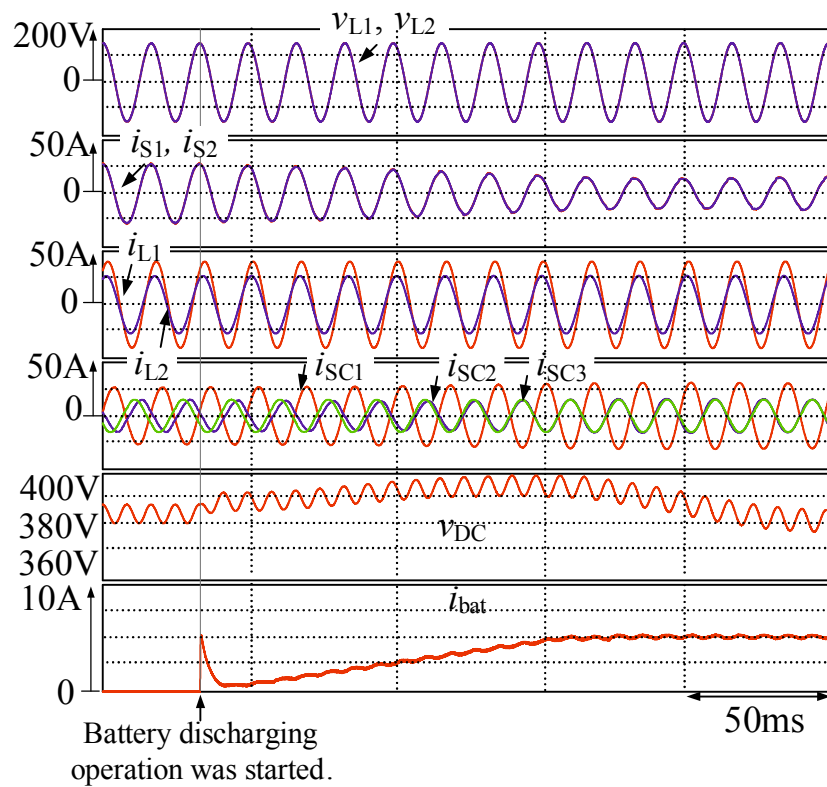


(b)

図 3.6 負荷急変条件下でのスマートチャージャ過渡動作時のシミュレーション波形 (a) バッテリ充電動作 (b) バッテリ放電動作



(a)



(b)

図 3.7 スマートチャージャの充放電動作開始時のシミュレーション波形 (a) バッテリ充電動作 (b) バッテリ放電動作

3.3 実験結果

本節では、実験により提案した直流キャパシタ電圧一定制御を用いたスマートチャージャの有効性を検証するため、実験装置を構成し実験による検討を行った。

3.3.1 実験装置の構成

図 3.1 では、高圧側が 6600 V であり研究室で実験装置を構成するのは困難である。そこで、高圧側の電圧を 210 V として実験装置を構成した。図 3.8 に、直流キャパシタ電圧一定制御を用いた電気自動車用スマートチャージャの実験装置構成を示す。高圧側の定格は 210 V, 5.0 kVA, 60 Hz であり、低圧側の定格は 105 V, 24 A である。なお、実験に用いた回路定数はシミュレーション時と同じであり、表 3.1 に示したとおりである。スマート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行には DSP (TMS320C6713, 225 MHz) を使用した。表 3.2 に、実験に用いた DSP ボードおよび PEV ボードの仕様を示す。検出した高圧側電圧 v_S , 負荷電流 i_{L1} および i_{L2} , チャージャ電流 i_1 および i_2 , 直流キャパシタ電圧 v_{DC} , バッテリ電流 i_{LS2} は、A/D 変換器を用いて 12 bit のデジタル量に変換され、サンプリング周期 0.1 ms ごとに DSP に取り込まれる。この DSP 内では、チャージャ電流指令値 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 DC-DC コンバータの制御および三角波比較 PWM 方式を一括して行っている。3 レグインバータ構成 PWM 整流器を構成する 6-in-1 IGBT モジュールは、三菱電機株式会社製の PM50RSA060, 双方向 DC-DC コンバータの 2-in-1 IGBT モジュールは三菱電機株式会社製の CM100DY-24A を用いた。図 3.9 に実験で用いたバッテリーモデルを示す。バッテリー充電時には 60 Ω の抵抗で模擬し、放電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 を用いた。

3.3.2 実験結果

図 3.10 に第 3 章で提案したスマートチャージャの定常動作時の実験結果を示す。同図 (a) に、双方向 DC-DC コンバータを降圧動作とし、バッテリーに電力を蓄える充電動作時の実験結果を示す。シミュレーション結果と同様にアンバランスな負荷状態であるため負荷電流 i_{L1} および i_{L2} は振幅および位相が異なっているが、スマートチャージャにより、振幅および位相が等しい電源電流 i_{S1} および i_{S2} が得られている。なお、低圧側電圧 v_{L1} および v_{L2} に対する電源電流 i_{S1} および i_{S2} の力率はそれぞれ 0.98 および 0.99 で、THD は 2.8% および 4.4% となり、文献 (102) の条件を満たしている。ここで、電源電流の実効値は $I_{S1} = 27$ A および $I_{S2} = 26$ A となり、シミュレーション結果と同等な結果が得られた。また、バッテリー電流の平均値は -5 A であり、バッテリー電流指令値である -5 A と一致していることがわかる。このとき、バッテリー電流のリプル率は 2.1% であり、この原因は実験時にはバッテリーを抵抗だけで模擬したためである。

同図 (b) は、双方向 DC-DC コンバータを昇圧動作とし、バッテリーから電力を取り出す放電

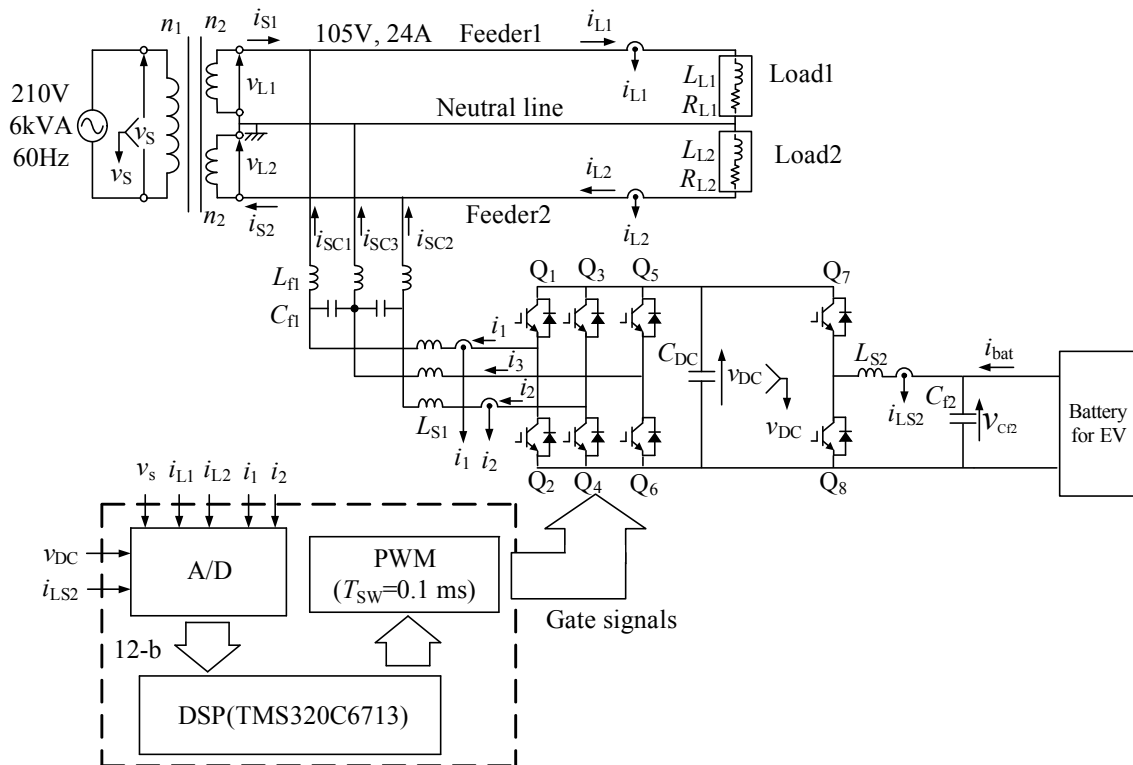


図 3.8 直流キャパシタ電圧一定制御を用いた電気自動車用スマートチャージャの実験構成

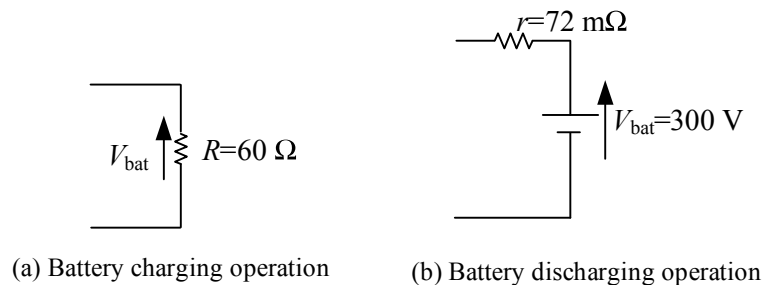


図 3.9 実験で使用したバッテリーモデル

動作時の実験結果を示している。バッテリー充電動作時と同様に、アンバランスな負荷状態であるため負荷電流 i_{L1} および i_{L2} は振幅および位相が異なっているが、スマートチャージャにより、振幅および位相が等しい電源電流 i_{S1} および i_{S2} が得られている。なお、低圧側電圧 v_{L1} および v_{L2} に対する電源電流 i_{S1} および i_{S2} の力率はともに 0.99 で、THD はそれぞれ 6.7% および 5.7% となり、ここで、 $I_{S1} = 12 \text{ A}$ および $I_{S2} = 11 \text{ A}$ となり、シミュレーション結果と一致した結果が得られている。また、バッテリー電流の平均値は 5 A であり、バッテリー電流指令値である 5 A と一致していることがわかる。このとき、バッテリー電流のリプル率は 4.7% である。充電動作時と比較し、THD がやや大きくなっているが、所望の電力をバッテリーから放電でき

表 3.2 ハードウェアの仕様
DSP ボード

DSP ボード		
CPU	TMS320C6713-225 MHz	
内蔵 RAM	64 kword (32 bit 長)	
外付け RAM	2 Mword (32 bit 長)	
外付け Flash ROM	256 kword (16 bit 長)	
PEV ボード		
PWM 生成機能	3 相 PWM 機能	電圧形三角波比較
	デッドタイム	20 ns ~ 10.22 μs
	キャリア同期割り込み	可能
AD 変換機能	入力チャンネル数	8 ch
	同時サンプリング数	4 ch
	分解能	12 bit
	変換時間	2 μs
	入力範囲	±5 V

ている。これらの実験結果は、シミュレーション結果と良く一致しており、実験結果の妥当性が確認できる。

同図 (c) に、双方向 DC-DC コンバータは動作させず、バッテリーから切り離した場合の実験結果を示す。アンバランスな負荷状態であるため負荷電流 i_{L1} および i_{L2} は振幅および位相が異なっているが、スマートチャージャにより、振幅および位相が等しい電源電流 i_{S1} および i_{S2} が得られている。なお、低圧側電圧 v_{L1} および v_{L2} に対する電源電流 i_{S1} および i_{S2} の力率はともに 0.99 で、THD はそれぞれ 4.1% および 5.1% となり、ほぼ規制値通りの電力品質に維持可能であることが確認できる。ここで、 $I_{S1} = I_{S2} = 19$ A となり、シミュレーション結果と一致した結果が得られている。さらに、放電動作時の電源電流の実効値が 12 A であることから、バッテリーから家庭内負荷に供給することでバッテリーを接続していない場合に比べて、電源からの供給を 37% 低減でき電力のピークカットが可能である。

したがって、電源電流 i_{S1} および i_{S2} を力率が 1 でバランスした状態とし、さらにバッテリーに有効電力を融通可能な EV 用スマートチャージャが構成可能であり、かつバッテリーから家庭へ電力を供給することによって電力のピークカットを行うことが可能であることが確認できる。

3.3.3 スマートチャージャの変換器容量の検討

本節では、直流キャパシタ電圧一定制御を用いた電気自動車用スマートチャージャの変換器容量について、シミュレーション結果を用いて検討する。変換器容量評価指標には、前章で定義したスマートチャージャの電流容量 A_C を用い、次式で定義される。

$$A_C = \frac{\sum_{n=1}^3 I_{SCn}}{2I_A} \text{ [pu]} \dots\dots\dots (3.24)$$

図 3.10(a) および (b) の実験結果から、直流キャパシタ電圧一定制御を用いた場合におけるスマートチャージャから出力する i_{SC1} 、 i_{SC2} および i_{SC3} の実効値はそれぞれ 20.8 A、15.5 A および 9.9 A であった。(4.27) 式から電流容量を求めると 0.96 pu となる。このなかで、バッテリーに融通する電力の比率はスマートチャージャの電流容量の 31% を占める。ここで、契約電力の基準電流容量である 1 pu と比較すると実験結果から算出されたスマートチャージャの電流容量 $A_C = 0.96$ pu となり、家庭用電気機器としてスマートチャージャが大容量な装置になる問題点が挙げられる。その理由として、直流キャパシタ電圧一定制御だけの簡易な制御方式では、家電機器が発生させる無効電力を電源側で全て補償するためである。

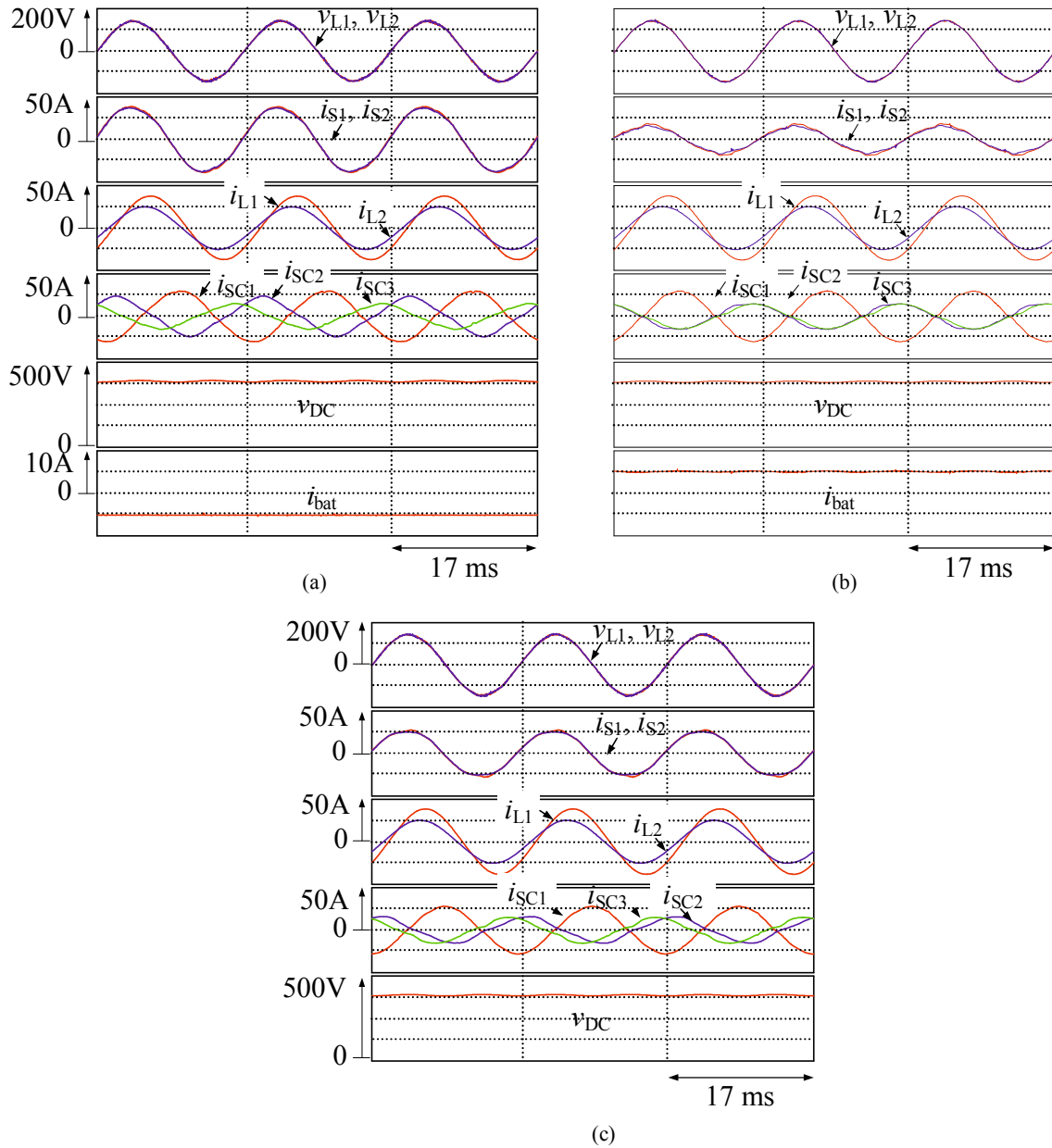


図 3.10 スマートチャージャの定常動作時の実験波形 (a) バッテリ充電動作 (b) バッテリ放電動作 (c) バッテリ未接続動作

3.4 本章のまとめ

本章では、無効電力および不平衡有効電力補償機能を有する電気自動車用スマートチャージャを提案し、その有効性を計算機シミュレーションおよび実験により明らかにした。一般に、パワーラインコンディショナを構成する電圧形PWMインバータには必ず直流キャパシタ電圧一定制御が用いられている。本章で提案した制御法の特長は追加のチャージャ電流演算ブロックを必要としないことである。はじめに、電気自動車用スマートチャージャを構成する3レグインバータ構成PWM整流器のパワーフローを検討し、3レグインバータ構成PWM整流器の直流キャパシタ電圧一定制御だけを用いた制御法で、バッテリーの充放電動作時およびバッテリーを接続していない時において力率が1でバランスした電源電流が得られることを計算式により明らかにした。シミュレーションおよび実験結果から、直流キャパシタ電圧一定制御だけを用いた簡易な制御法で、スマートチャージャでバッテリーの充放電動作をしながら柱上変圧器低圧側で力率が1でバランスした電源電流が得られることを明らかにした。しかしながら、契約電力の基準電流容量である1 pu に対し、実験結果から算出されたスマートチャージャの電流容量 $A_C = 0.96 \text{ pu}$ となり、家庭用電気機器としてスマートチャージャが大容量な装置になる問題点が挙げられた。その理由として、直流キャパシタ電圧一定制御だけの簡易な制御方式では、家電機器が発生させる無効電力を電源側で全て補償するためである。第4章では、この課題を解決可能な電気自動車用スマートチャージャの制御法について検討する。

第4章 変換器容量低減を目的とした電気自動車用スマートチャージャの制御法

第3章では、無効電力および不平衡有効電力補償機能を有する電気自動車用スマートチャージャを提案し、先に提案された双方向バッテリーチャージャ⁽⁶¹⁾の課題を解決できることを明らかにした⁽⁸⁶⁾。しかしながら、基本波無効電流を完全に補償することで、平衡負荷時で二線に定格電流が流れた時の電力容量に対し、スマートチャージャが家庭用電気機器として大容量な装置になる問題点が挙げられる。

本章では、文献(86)で提案されている電気自動車用スマートチャージャの問題点を解決可能な変換器容量低減を目的とした無効電力調整機能^(104, 105)を付加したスマートチャージャの制御法⁽¹⁰⁶⁾を提案し、その有効性を明らかにする。提案する無効電力調整法は、柱上変圧器低圧側の力率を文献(63)の電気供給約款で定められている規制下限値である0.9に制御できるため、スマートチャージャに流出入する無効電力を低減できる点に特長がある。その無効電力低減により、直流キャパシタ容量の低減も可能となる。はじめに、提案する負荷側有効電流演算ブロックを用いた無効電力調整法による変換器容量低減原理について詳細に説明する。次に、3レグインバータ構成PWM整流器に流出入する瞬時電力フローの観点から、第3章で検討した場合と比較して、瞬時有効電力を一定としながら瞬時電力振幅が小さくなることを明らかにする。またその瞬時電力フローから直流キャパシタに使用する電解コンデンサの寿命について検討する。さらに、提案した変換器容量低減を目的とした無効電力調整機能を付加した電気自動車用スマートチャージャの有効性を計算機シミュレーションおよび実験により検証する。シミュレーションおよび実験結果から、直流キャパシタ容量を低減し、かつ柱上変圧器低圧側でバランスした電源電流が得られることを明らかにする。

4.1 負荷側有効電流演算ブロックを用いた無効電力調整法

図4.1に、無効電力調整機能を有する電気自動車用スマートチャージャのシステム構成を示す。本章で用いているスマートチャージャの制御法は、柱上変圧器低圧側で任意の無効電力に制御する無効電力調整法である。この制御法により、負荷電流 i_{L1} および i_{L2} の無効電流を任意の大きさに補償し、スマートチャージャから出力するチャージャ電流 i_{SC1} 、 i_{SC2} および i_{SC3} の振幅を小さくすることができ、3レグインバータ構成PWM整流器の変換器容量を低減可

能となる。図 4.2 に電源側の力率が 1.0 または 0.9 における電源電圧，電源電流および負荷電流フェーザを示す。 \dot{V}_L は電源電圧フェーザ， \dot{I}_L は負荷電流フェーザ， \dot{I}_S は電源電流フェーザ， \dot{I}_{Lp} は \dot{I}_L の負荷電流の有効電流成分， \dot{I}_{Lq} は \dot{I}_L の負荷電流の無効電流成分を示している。同図 (a) に電源側の力率が 1.0 における電源電圧，電源電流および負荷電流フェーザを示す。力率が 1.0 でバランスした電源電流が得られた場合，スマートチャージャは家庭内負荷で発生した無効電力 \dot{I}_{Lq} を完全に補償するためチャージャ電流 \dot{I}_{SC} を出力する。したがって，大容量なスマートチャージャが必要となる。同図 (b) に電源側の力率が 0.9 における電源電圧，電源電流および負荷電流フェーザを示す。電気供給約款⁽⁶³⁾では，電源の力率は 0.9 まで許容されている。家庭内負荷で発生した任意な無効電流 $K\dot{I}_{Lq}$ だけを補償することで，電源の力率は 0.9 に制御される。ただし， $K = (I_{Lp} + I_{Sbat}/2) \cdot \tan(\cos^{-1} 0.9) / I_{Lq}$ である。電源の力率が 1.0 となる場合と電源の力率が 0.9 となる場合における \dot{I}_{SC} のフェーザを比較すると，電源の基本波無効電流成分を制御することでチャージャ電流振幅が低減できることを示している。したがって，スマートチャージャの変換器容量を低減できる。

次に無効電力調整法を用いた制御原理について詳細に検討する。図 4.1 において，柱上変圧器高圧側電圧 v_S ，家庭内負荷の負荷電流 i_{L1} および i_{L2} はそれぞれ次式で表すことができる。

$$\begin{aligned} v_S &= \sqrt{2}V_S \cos \omega st \\ i_{L1} &= \sqrt{2}I_{L1} \cos(\omega st - \phi_{L1}) \\ i_{L2} &= \sqrt{2}I_{L2} \cos(\omega st - \phi_{L2}) \\ &\dots\dots\dots (4.1) \end{aligned}$$

はじめに，単相 PLL を用いて発生された電気角 θ_S から $\sqrt{2}\cos \omega st$ を発生する。発生した $\sqrt{2}\cos \omega st$ を i_{L1} および i_{L2} と乗算し求められる瞬時電力 p_L を演算する。このとき， p_L は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} p_L &= \frac{1}{2} \left\{ (i_{L1} + i_{L2}) \cdot \sqrt{2} \cos \omega st \right\} \\ &= \frac{1}{2} \left\{ (I_{L1} \cos \phi_{L1} + I_{L2} \cos \phi_{L2}) + I_{L1} \cos(2\omega st - \phi_{L1}) + I_{L2} \cos(2\omega st - \phi_{L2}) \right\} \\ &\dots\dots\dots (4.2) \end{aligned}$$

移動平均 Low-Pass Filter (LPF) を用いて，(4.2) 式の 2ω 成分を取り除く。この移動平均 LPF の伝達関数 $H(z)$ は次式と与えられる。

$$H(z) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} z^{-n} \dots\dots\dots (4.3)$$

ただし， N はサンプル数である。負荷電流の有効電流実効値 I_{Lp} は次式となる。

$$\begin{aligned} I_{Lp} &= \frac{1}{2} \left\{ (i_{L1} + i_{L2}) \cdot \sqrt{2} \cos \omega st \right\} \\ &= \frac{1}{2} (I_{L1} \cos \phi_{L1} + I_{L2} \cos \phi_{L2}) \\ &\dots\dots\dots (4.4) \end{aligned}$$

この負荷電流の有効電流成分 I_{Lp} は, i_{L1} および i_{L2} の平均有効電力成分である。したがって, 平均負荷電流有効電流 i_{Lp} は次式で与えられる。

$$i_{Lp} = \sqrt{2}I_{Lp} \cos \omega st \quad \dots\dots\dots (4.5)$$

バッテリーに融通する電力を P_{bat} とし, 次式で表すことができる。

$$P_{bat} = V_{CF2} \cdot I_{LS2} \quad \dots\dots\dots (4.6)$$

ここで, V_{CF2} はバッテリー電圧 v_{CF2} の平均値および I_{LS2} はバッテリー電流 i_{LS2} の平均値である。電源から P_{bat} を供給するために必要な等価実効値 I_{Sbat} は次式で与えられる。

$$I_{Sbat} = \frac{P_{bat}}{V_L} \quad \dots\dots\dots (4.7)$$

I_{Sbat} を実効値とする有効電流 i_{Sbat} は次式となる。

$$\begin{aligned} i_{Sbat} &= \sqrt{2} \frac{P_{bat}}{V_L} \cos \omega st \\ &= \sqrt{2} I_{Sbat} \cos \omega st \\ &\dots\dots\dots (4.8) \end{aligned}$$

したがって, 電源電流指令値の有効電流成分 i_{Sp} は次式と与えられる。

$$\begin{aligned} i_{Sp} &= i_{Lp} + \frac{i_{Sbat}}{2} \\ &= \sqrt{2} \left(I_{Lp} + \frac{I_{Sbat}}{2} \right) \cos \omega st \\ &\dots\dots\dots (4.9) \end{aligned}$$

図 4.1 では, 負荷電流 i_{L1} , i_{L2} および i_{Sbat} の和を計算し, その和を 0.5 倍する。その後, 移動平均 LPF を使うことで有効電流成分 I_{Sp} を算出する。一方, 力率制御ゲイン K を有する無効電流 Ki_{Sq} は有効電流実効値 I_{Sp} と $\sqrt{2} \sin \omega st$ を乗算することで得ることができる。電源電流指令値 i_s^* は次式となる。

$$i_s^* = \sqrt{2} I_{Sp} (\cos \omega st + K \sin \omega st) \quad \dots\dots\dots (4.10)$$

ただし, $I_{Sp} = I_{Lp} + I_{Sbat}/2$ および $K = \tan(\cos^{-1} 0.9)$ である。さらに, 直流キャパシタ電圧を一定に制御するため直流キャパシタ電圧一定制御を付加する。この制御により, 直流キャパシタ電圧一定制御に必要な操作量 i_{DC}^* が求められる。このとき,

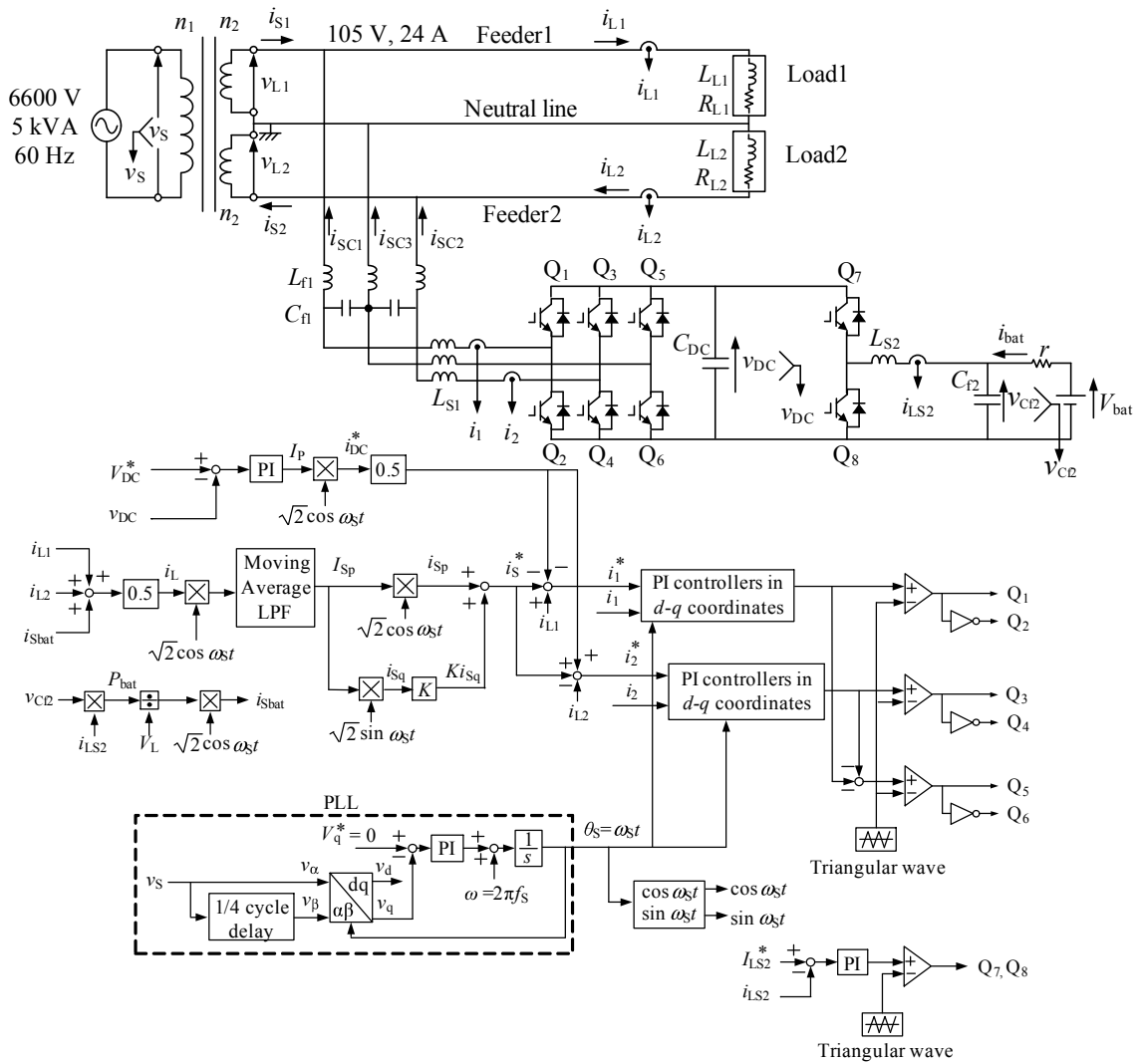


図 4.1 無効電力調整機能を有する電気自動車用スマートチャージャのシステム構成

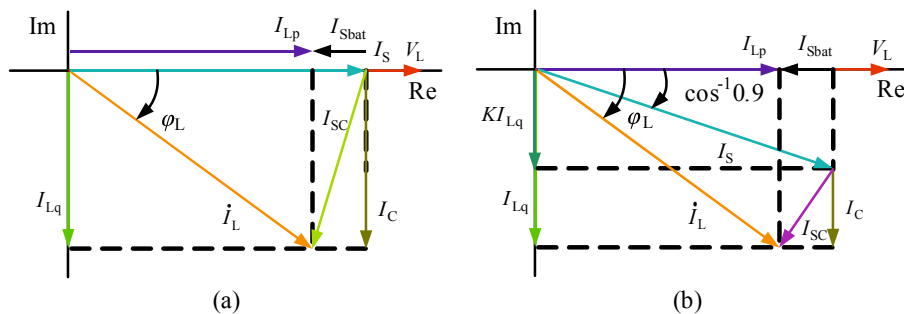


図 4.2 スマートチャージャ動作時における電源電圧・電流および負荷電流のフェーズ (a) 電源の力率が 1.0 に制御された場合 (b) 電源の力率が 0.9 に制御された場合

スマートチャージャの出力電流指令値は、

$$\begin{aligned}
 i_1^* &= i_{L1} - i_S^* - 0.5 \cdot i_{DC}^* \\
 i_2^* &= -i_{L2} + i_S^* + 0.5 \cdot i_{DC}^* \\
 i_3^* &= -i_1^* - i_2^* \\
 &\dots\dots\dots (4.11)
 \end{aligned}$$

となる。このとき、スマートチャージャから出力する LC フィルタ通過後のチャージャ電流 i_{SC1} , i_{SC2} および i_{SC3} は次式で表される。

$$\begin{aligned}
 i_{SC1} &= i_{L1} - i_{S1} \\
 &= \sqrt{2} \sqrt{\left(\frac{I_{L1} \cos \phi_{L1} - I_{L2} \cos \phi_{L2}}{2} + \frac{P_{bat}}{2V_L} \right)^2 + (I_{L1} \sin \phi_{L1} - KI_{Sp})^2} \cos(\omega st - \phi_{SC1}) \\
 i_{SC2} &= -i_{L2} + i_{S2} \\
 &= \sqrt{2} \sqrt{\left(\frac{I_{L1} \cos \phi_{L1} - I_{L2} \cos \phi_{L2}}{2} - \frac{P_{bat}}{2V_L} \right)^2 + (I_{L2} \sin \phi_{L2} - KI_{Sp})^2} \cos(\omega st + \phi_{SC2}) \\
 i_{SC3} &= -i_{SC1} - i_{SC2} \\
 &= -\sqrt{2} \sqrt{(I_{L1} \cos \phi_{L1} - I_{L2} \cos \phi_{L2})^2 + (I_{L1} \sin \phi_{L1} - I_{L2} \sin \phi_{L2})^2} \cos(\omega st - \phi_{SC3}) \\
 &\dots\dots\dots (4.12)
 \end{aligned}$$

ただし、チャージャ電流の位相 ϕ_{SC1} , ϕ_{SC2} および ϕ_{SC3} は、

$$\begin{aligned}
 \phi_{SC1} &= \tan^{-1} \left\{ \frac{2(I_{L1} \sin \phi_{L1} - KI_{Sp})}{I_{L1} \cos \phi_{L1} - I_{L2} \cos \phi_{L2} + \frac{P_{bat}}{V_L}} \right\} \\
 \phi_{SC2} &= \tan^{-1} \left\{ \frac{2(I_{L2} \sin \phi_{L2} - KI_{Sp})}{I_{L1} \cos \phi_{L1} - I_{L2} \cos \phi_{L2} - \frac{P_{bat}}{V_L}} \right\} \\
 \phi_{SC3} &= \tan^{-1} \left(\frac{I_{L1} \sin \phi_{L1} - I_{L2} \sin \phi_{L2}}{I_{L1} \cos \phi_{L1} - I_{L2} \cos \phi_{L2}} \right)
 \end{aligned}$$

である。このとき、チャージャ電流 i_{SC3} は負荷側中性線電流 i_{Ln} が流れ込むことを示している。したがって、無効電力調整法を適用したスマートチャージャに流入する瞬時電力 p_{SC} は、

$$\begin{aligned}
 p_{SC} &= -v_{L1} \cdot i_{SC1} + v_{L2} \cdot i_{SC2} \\
 &= -P_{bat} - P_{bat} \cos 2\omega st - Q_r \sin 2\omega st \\
 &\dots\dots\dots (4.13)
 \end{aligned}$$

となる。ただし、

$$Q_r = V_L (I_{L1} \sin \phi_{L1} + I_{L2} \sin \phi_{L2} - 2KI_{Sp})$$

とする。

(4.10) および (4.13) 式より、力率が 0.9 でバランスした電源電流 i_{S1} および i_{S2} が得られている場合、3 レグインバータ PWM 整流器へ流入する瞬時電力 p_{SC} の平均値は P_{bat} となる。この

ことは、(4.10) 式より無効電力調整法によって電源電流の振幅実効値 I_{Sp} に家庭内負荷有効電力およびバッテリー電力が含まれるようにチャージャ電流フィードバック制御できることを示している。したがって、バッテリーの充放電動作しながら力率が 0.9 でバランスした電源電流 i_{S1} および i_{S2} が得られる。また、バッテリーを接続していない場合において、バッテリーの有効電力は融通されないので $P_{bat} = 0$ となり、そのときの電源電流の振幅実効値 I_{Sp} は、

$$I_{Sp} = \frac{I_{L1} \cos \phi_{L1} + I_{L2} \cos \phi_{L2}}{2} \dots\dots\dots (4.14)$$

となり、負荷の平衡有効電流成分だけを含んでいる。このとき、バッテリーの充放電時と同様に (4.12) 式からチャージャ電流を求めると、次式となる。

$$\begin{aligned} i_{SC1} &= i_{L1} - i_{S1} \\ &= \sqrt{2} \sqrt{\left(\frac{I_{L1} \cos \phi_{L1} - I_{L2} \cos \phi_{L2}}{2} \right)^2 + (I_{L1} \sin \phi_{L1} - KI_{Sp})^2} \cos(\omega st - \phi_{SC1}) \\ i_{SC2} &= -i_{L2} + i_{S2} \\ &= \sqrt{2} \sqrt{\left(\frac{I_{L1} \cos \phi_{L1} - I_{L2} \cos \phi_{L2}}{2} \right)^2 + (I_{L2} \sin \phi_{L2} - KI_{Sp})^2} \cos(\omega st + \phi_{SC2}) \\ i_{SC3} &= -i_{SC1} - i_{SC2} \\ &= \sqrt{2} \sqrt{(I_{L1} \cos \phi_{L1} - I_{L2} \cos \phi_{L2})^2 + (I_{L1} \sin \phi_{L1} - I_{L2} \sin \phi_{L2})^2} \cos(\omega st - \phi_{SC3}) \\ &\dots\dots\dots (4.15) \end{aligned}$$

ただし、チャージャ電流の位相 ϕ_{SC1} , ϕ_{SC2} および ϕ_{SC3} は、

$$\begin{aligned} \phi_{SC1} &= \tan^{-1} \left\{ \frac{2(I_{L1} \sin \phi_{L1} - KI_{Sp})}{I_{L1} \cos \phi_{L1} - I_{L2} \cos \phi_{L2}} \right\} \\ \phi_{SC2} &= \tan^{-1} \left\{ \frac{2(I_{L2} \sin \phi_{L2} - KI_{Sp})}{I_{L1} \cos \phi_{L1} - I_{L2} \cos \phi_{L2}} \right\} \\ \phi_{SC3} &= \tan^{-1} \left\{ \frac{I_{L1} \sin \phi_{L1} - I_{L2} \sin \phi_{L2}}{I_{L1} \cos \phi_{L1} - I_{L2} \cos \phi_{L2}} \right\} \end{aligned}$$

である。3 レグインバータ PWM 整流器に流出入する瞬時電力 p_C は次式となる。

$$\begin{aligned} p_C &= v_{L1} \cdot (-i_{SC1}) + v_{L2} \cdot i_{SC2} \\ &= -V_L (I_{L1} \sin \phi_{L1} + I_{L2} \sin \phi_{L2} - 2KI_{Sp}) \sin 2\omega st \\ &\dots\dots\dots (4.16) \end{aligned}$$

(4.10) 式および (4.16) 式より、力率が 1 でバランスした電源電流 i_{S1} および i_{S2} が得られている場合、3 レグインバータ構成 PWM 整流器へ流入する瞬時電力 p_C の平均値は 0 となる。このことは、(4.14) 式より無効電力調整法によって電源電流の振幅実効値 I_S に家庭内負荷有効電力が含まれるようにチャージャ電流フィードバック制御できていることを示している。したがって、バッテリーを接続していない場合において、力率が 0.9 でバランスした電源電流 i_{S1} および i_{S2} が得られる。

以上の計算結果から、無効電力調整法を適用したスマートチャージャにより、バッテリーの充放電動作時だけでなく、それ以外の場合においても任意の無効電力と不平衡有効電力の補償が可能であることが分かる。

4.1.1 スマートチャージャに流入する瞬時電力フローに着目したスマートチャージャの変換器容量の比較

次に、3レグインバータ構成PWM整流器に流出入する瞬時電力フローの観点から、電源の力率が1.0または0.9となる場合におけるスマートチャージャの変換器容量低減効果を議論する。第3章で検討した電源の力率が1.0となる場合における3レグインバータ構成PWM整流器に流出入する瞬時電力フロー $p_{SC.1.0}$ は次式となる。

$$\begin{aligned}
 p_{SC.1.0} = & P_{bat} + P_{bat} \cos 2\omega st \\
 & -V_L(I_{L1} \sin \phi_{L1} + I_{L2} \sin \phi_{L2}) \sin 2\omega st \\
 & \dots\dots\dots (4.17)
 \end{aligned}$$

先に算出した電源の力率が0.9を達成できるスマートチャージャに流入する瞬時電力 $p_{SC.0.9}$ は、

$$p_{SC.0.9} = -P_{bat} - P_{bat} \cos 2\omega st - Q_r \sin 2\omega st \dots\dots\dots (4.18)$$

となる。ただし、

$$Q_r = V_L (I_{L1} \sin \phi_{L1} + I_{L2} \sin \phi_{L2} - 2KI_{Sp})$$

とする。これらの瞬時電力 $p_{SC.1.0}$ および $p_{SC.0.9}$ の関係を定量的に検討する。

図4.3は、バッテリー充放電動作時の電源の力率が1.0または0.9における3レグインバータ構成PWM整流器に流出入する瞬時電力と柱上変圧器低圧側電圧 v_L の関係を示す。同図(a)にバッテリー充電動作時での電源の力率が1.0または0.9における3レグインバータ構成PWM整流器に流出入する瞬時電力と柱上変圧器低圧側電圧 v_L の関係を示す。電源の力率が1.0における瞬時電力 $p_{SC.1.0}$ の振幅実効値は3.67kVAであり、有効電力成分である平均値は1.80kW、無効電力は3.19kvarと算出された。電源の力率が0.9における瞬時電力 $p_{SC.0.9}$ の振幅実効値は2.03kVAであり、有効電力成分である平均値は1.80kW、無効電力は0.94kvarと算出できた。

同図(b)にバッテリー放電動作時での電源の力率が1.0または0.9における3レグインバータ構成PWM整流器に流出入する瞬時電力と柱上変圧器低圧側電圧 v_L の関係を示す。電源の力率が1.0における瞬時電力 $p_{SC.1.0}$ の振幅実効値は3.24kVAであり、有効電力成分である平均値は1.80kW、無効電力は2.69kvarと算出された。電源の力率が0.9における瞬時電力 $p_{SC.0.9}$ の振幅実効値は2.38kVAであり、有効電力成分である平均値は1.80kW、無効電力は1.56kvarと算出できた。

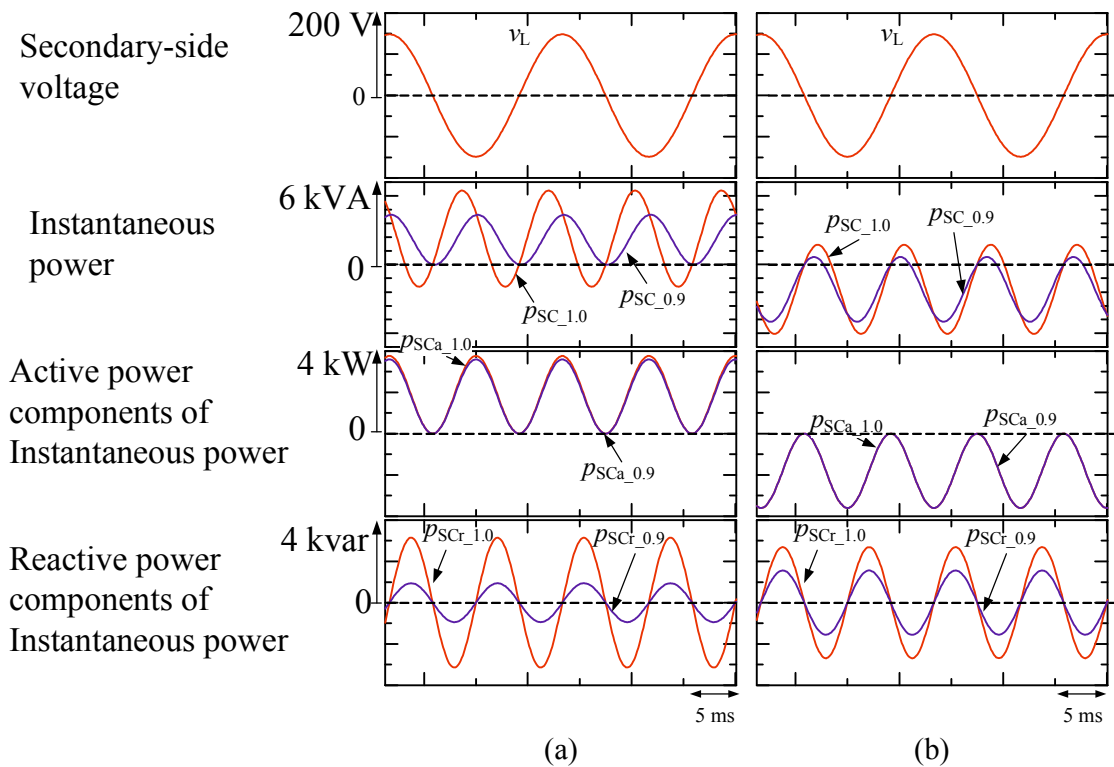


図 4.3 電源の力率が 1.0 または 0.9 における 3 レグインバータ構成 PWM 整流器に流出入する瞬時電力と柱上変圧器低圧側電圧 v_L の関係 (a) バッテリ充電動作時 (b) バッテリ放電動作時

この計算結果から、電源の力率が 1.0 となる場合のスマートチャージャに流出入する無効電力は 3.19 kvar およびスマートチャージャの変換器容量は 3.67 kVA であり、電源の力率が 0.9 となる場合のスマートチャージャに流出入する無効電力は 1.56 kvar およびスマートチャージャの変換器容量は 2.38 kVA となった。したがって、バッテリーに融通する有効電力を変えずに、3 レグインバータ構成 PWM 整流器に流出入する無効電力を 51% 低減でき、スマートチャージャの変換器容量を 35% 低減可能であることを明らかにした。

4.1.2 直流キャパシタに使用した電解コンデンサの推定寿命の算出

ここで、本章で提案した無効電力調整法により電源力率が 0.9 に制御した場合の瞬時電力フローから直流キャパシタに使用した電解コンデンサの推定寿命の検討を行う。図 4.4 に電源の力率が 0.9 における 3 レグインバータ構成 PWM 整流器に流出入する瞬時電力の脈動成分と直流キャパシタ電圧 v_{DC} の関係を示す。(4.13) 式より、 p_{SC} の脈動成分 $\tilde{p}_{SC,0.9}$ は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} \tilde{p}_{SC.0.9} &= -P_{bat} \cos 2\omega_S t - Q_r \sin 2\omega_S t \\ &= -P \cos(2\omega_S t - \phi_W) \\ &\dots\dots\dots (4.19) \end{aligned}$$

となる。ここで、 $P = \sqrt{P_{bat}^2 + Q_r^2}$ 、 $\phi_W = \tan^{-1} \frac{Q_r}{P_{bat}}$ である。 v_{DC} の上昇時にスマートチャージャへ流入する $\tilde{p}_{SC.0.9}$ は、 $t_0 + T_S/4$ から $t_0 + 3T_S/8$ の区間で上昇し、また v_{DC} の直流分 V_{DC} を 385 V とする。ここで、定常時における v_{DC} の脈動電圧を ΔV_{DC} とすると次式が成立する。

$$\int_{t_0+T_S/4}^{t_0+3T_S/8} \tilde{p}_{SC.0.9} dt = \frac{1}{2} C_{DC} \{V_{DC}^2 - (V_{DC} - \Delta V_{DC})^2\} \dots\dots\dots (4.20)$$

一方、 v_{DC} の下降時においても計算すると、

$$\int_{t_0+T_S/8}^{t_0+T_S/4} \tilde{p}_{SC.0.9} dt = \frac{1}{2} C_{DC} \{(V_{DC} - \Delta V_{DC})^2 - V_{DC}^2\} \dots\dots\dots (4.21)$$

となる。このとき、 v_{DC} 下降期間は $t_0 + T_S/8$ から $t_0 + T_S/4$ である。これらを整理すると、 ΔV_{DC} の二次方程式が得られる。

$$C_{DC} \Delta V_{DC}^2 - 2C_{DC} V_{DC} \Delta V_{DC} + \frac{\sqrt{P_{bat}^2 + Q_r^2}}{\omega_S} = 0 \dots\dots\dots (4.22)$$

$V_{DC} \gg \Delta V_{DC} > 0$ の条件では左辺第一項を無視でき、解の公式を適用すると、 ΔV_{DC} は次式で与えられる。

$$\Delta V_{DC} \approx \frac{\sqrt{P_{bat}^2 + Q_r^2}}{2\omega_S C_{DC} V_{DC}} \dots\dots\dots (4.23)$$

ここで、4.1.1 で求めた $P_{bat} = 1800$ W、 $Q_r = 1560$ var および $V_{DC} = 385$ V、 $C_{DC} = 2200$ μ F を代入すると、直流キャパシタ電圧の電圧リップル $\Delta V_{DC} = 3.73$ V となり、このとき電流リップルの実効値 I_{rip} は次式で表される。

$$I_{rip} = \frac{\Delta V_{DC} / \sqrt{2}}{X_{CDC}} \dots\dots\dots (4.24)$$

ただし、 $X_{CDC} = 1/2\omega_S C_{DC}$ である。 I_{rip} は 4.4 A となり、また電流リップルによるおおよその自己温度上昇 ΔT は次式で得られる⁽¹⁰⁷⁾。

$$\Delta T = \left(\frac{I_{rip}}{I_0} \right)^2 \cdot \Delta T_0 \dots\dots\dots (4.25)$$

ただし、 I_0 はカテゴリ上限温度での周波数補正された定格リップル電流実効値であり、文献(108)から $C_{DC} = 2200$ μ F のとき $I_0 = 7.2$ A、 ΔT_0 は定格リップル電流重畳時の自己温度上昇であり、 $T_0 = 5$ $^{\circ}$ C とした。このとき、 $\Delta T = 1.87$ $^{\circ}$ C と算出された。さらに、実験で使用する定格電圧 350 V 以上のネジ端子形電解コンデンサの推定寿命 L_n は次式で表される。

$$L_n = L_0 \cdot 2^{K_T} \cdot 2^{K_I} \cdot K_V \dots\dots\dots (4.26)$$

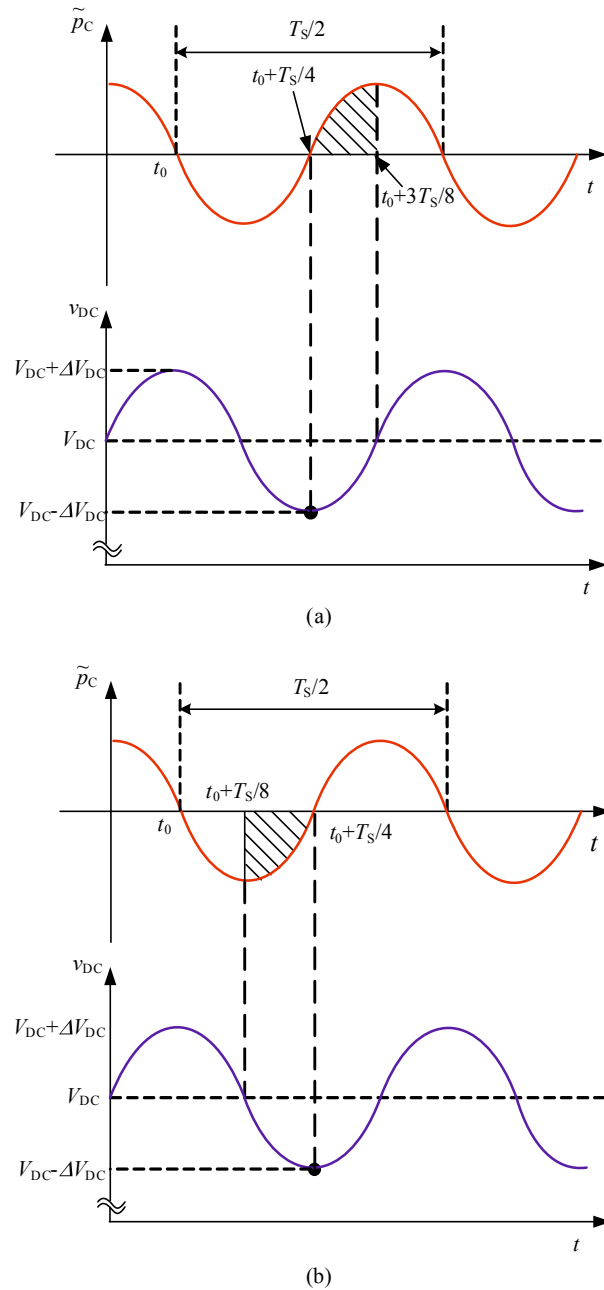


図 4.4 電源の力率が0.9における3レグインバータ構成PWM整流器に流出入する瞬時電力の脈動成分と直流キャパシタ電圧 v_{DC} の関係 (a) v_{DC} の上昇期間 (b) v_{DC} の降下期間

ただし、 $L_0 = 2000 \text{ h}$ はカテゴリ上限温度 T_0 で定格リプル電流 I_0 を印加した時の寿命時間、温度依存指数係数 $K_T = (T_0 + 5 - T_n - 25)/10$ 、 $T_0 = 80 \text{ }^\circ\text{C}$ はカテゴリ上限温度、 $T_n = 40 \text{ }^\circ\text{C}$ は実使用時の周辺温度、リプル電流依存指数係数 $K_I = (25 - \Delta t_n)/A$ 、 $A = 7$ はリプル電流周波数、発熱に依存する値および $K_V = 0.856$ は電圧軽減率をそれぞれ示している。したがって、本章で提案した無効電力調整法を適用したスマートチャージャを構成する直流キャパシタ C_{DC}

の推定寿命 L_n は 95618 h であり、約 11 年と算出される。一般に、電解コンデンサが電力品質補償装置の寿命を決定する^(109,110) ため、提案するスマートチャージャの寿命は 11 年程度と推定され、これは一般的な家電製品の設計標準使用期間である 10 年と同等である^(111,112)。

4.2 計算機シミュレーション結果

本章で提案した変換器容量低減を目的としたスマートチャージャの制御法の有効性を検証するため、シミュレーションを行った。表 4.1 にシミュレーションに用いた回路定数を示す。定常状態における家庭内負荷 Load1 および Load2 の定数は、それぞれ 0.6 pu, 力率 0.8 および 0.4 pu, 力率 0.9 とした。さらに、家庭内負荷が急変した場合における電気自動車用スマートチャージャの過渡応答性を確認するため、負荷急変状態における家庭内負荷は Load2 を 0.4 pu, 力率 0.9 の一定負荷とし、Load1 はある時間で重負荷状態である 0.6 pu, 力率 0.8 から軽負荷状態である 0.27 pu, 力率 0.97 にステップ変化させる。シミュレーションおよび実験で用いた直流キャパシタ電圧一定制御の PI 制御器の定数は、比例ゲイン $K_p=0.3$, 積分時間 $T_i=0.02$ s としている。

4.2.1 計算機シミュレーション結果

図 4.5 に第 4 章で提案したスマートチャージャの定常動作時のシミュレーション結果を示す。同図 (a) に、充電動作時のシミュレーション結果を示す。Load1 および Load2 がアンバランスであるため、負荷電流 i_{L1} および i_{L2} は振幅および位相が異なっている。しかしながら、スマートチャージャにより電源電流 i_{S1} および i_{S2} は力率が 0.9 でバランスしていることから、提案した無効電力調整法により制御されていることが確認できる。また、双方向 DC-DC コンバータは降圧動作し、バッテリー電流 i_{bat} の観測値が指令値である -5 A と一致していることがわかる。ここで、文献 (101) において、バッテリー充電時の直流電流リップルは 5% 以下にするように定められている。この時、バッテリー電流のリップル率を求めると 3.1% となった。

このときの i_{S1} および i_{S2} の THD を算出すると、それぞれ 1.4% および 0.8% となった。また、電源電流 i_{S1} および i_{S2} の実効値を求めると、 $I_{S1} = I_{S2} = 31$ A となり、(4.9) 式から求められる計算値と一致している。

同図 (b) に、バッテリー放電動作時のシミュレーション結果を示す。同図 (a) と同様にアンバランスな負荷状態であるが、提案したスマートチャージャの無効電力調整法により電源電流 i_{S1} および i_{S2} は力率が 0.9 でバランスしている。バッテリー充電動作時と同様に、提案した無効電力調整法により電源側の力率が制御されていることが確認できる。また、双方向 DC-DC コンバータは昇圧動作し、バッテリー電流の観測値が指令値である 5 A と一致していることがわかる。この時のバッテリー電流のリップル率を求めると 3.9% となった。 i_{S1} および i_{S2} の THD は、それぞれ 2.3% および 3.0% である。さらに、電源電流の実効値がそれぞれ $I_{S1} = I_{S2} = 12$ A とな

表 4.1 図 4.1 の回路定数

Item	Symbol	Value
Load1 (large load condition) (0.6 pu, power factor 0.8)	L_{L1}	5.8 mH
	R_{L1}	2.9 Ω
Load1 (small load condition) (0.27 pu, power factor 0.97)	L_{L1}	5.8 mH
	R_{L1}	8.0 Ω
Load2 (0.4 pu, power factor 0.9)	L_{L2}	6.3 mH
	R_{L2}	4.9 Ω
Filter inductor	L_{f1}	0.46 mH
Filter capacitor	C_{f1}	10.4 μF
Switching inductor for three-leg PWM rectifier	L_{S1}	1.0 mH
DC capacitor	C_{DC}	2200 μF
DC-capacitor voltage	V_{DC}^*	385 V
Switching inductor for bidirectional dc-dc converter	L_{S2}	3.3 mH
Filter capacitor for bidirectional dc-dc converter	C_{f2}	1000 μF
Battery current	I_{LS2}^*	5 A
Internal resistance of battery	r	72 m Ω
Switching frequency	f_{SW}	12 kHz
Dead time	T_d	3.5 μs

り, (4.9) 式から求められる計算値と一致している。

同図 (c) に, バッテリーを接続していない場合のシミュレーション結果を示す。この場合, 双方向 DC-DC コンバータは動作していない。図 4.5(a) および (b) と同様にアンバランスな負荷状態により負荷電流 i_{L1} および i_{L2} は振幅および位相が異なっているが, スマートチャージャにより電源電流 i_{S1} および i_{S2} は力率が 0.9 でバランスしている。 i_{S1} および i_{S2} の THD は, それぞれ 1.9% および 1.4% である。さらに, 電源電流の実効値がそれぞれ $I_{S1} = I_{S2} = 22$ A であった。放電動作時の電源電流の実効値が 12 A であることから, バッテリーから家庭内負荷に供給することでバッテリーを接続していない場合に比べて, 電源からの供給を 45% 低減でき, 電力のピークカットが可能である。

図 4.6 に Load1 を 0.6 pu から 0.27 pu に負荷急変し, 家庭内負荷 Load2 を一定負荷とした条件下でバッテリー充放電動作させた時のスマートチャージャのシミュレーション結果を示す。同図 (a) に負荷急変条件下でスマートチャージャをバッテリー充電動作させているときのシミュレーション結果を示す。負荷電流 i_{L1} および i_{L2} は振幅が異なったアンバランスな電流波形になっている。しかしながら, 負荷急変前後でスマートチャージャからチャージャ電流 i_{SC1}, i_{SC2} お

よび i_{SC3} を出力することで、柱上変圧器低圧側の電源電流 i_{S1} および i_{S2} は力率が 0.9 でバランスしていることが確認できる。また、直流キャパシタ電圧 v_{DC} の脈動率が 2.0% であり、安定した動作が確認できる。

同図 (b) に負荷急変条件下でスマートチャージャをバッテリー放電動作させているときのシミュレーション結果を示す。負荷電流 i_{L1} および i_{L2} は振幅が異なったアンバランスな電流波形になっている。しかしながら、負荷急変前後でスマートチャージャからチャージャ電流 i_{SC1} , i_{SC2} および i_{SC3} を出力することで、柱上変圧器低圧側の電源電流 i_{S1} および i_{S2} は力率が 0.9 でバランスしていることが確認できる。充電時と同様に、 v_{DC} の脈動率が 1.1% であり、安定した動作が確認できる。この負荷急変時のシミュレーション結果から、不平衡率 40% の負荷急変に対しては v_{DC} の脈動率が 2.0% 以下で安定した動作が可能である。

図 4.7 にスマートチャージャの充放電動作開始時のシミュレーション結果を示す。同図 (a) にスマートチャージャの充電動作開始時のシミュレーション結果を示す。バッテリー電流が 0 から指令値である -5 A に追従できるまで 17 ms 要していることが確認できる。この時の v_{DC} の脈動率は 5% 程度であり、所望の充電動作ができていることがわかる。

同図 (b) にスマートチャージャの放電動作開始時のシミュレーション結果を示す。バッテリー放電動作開始とともに電流が立ち上がり、その後緩やかにバッテリー電流が指令値である 5 A に追従できるまで 10 ms 程度要していることが確認できる。この時の v_{DC} の脈動率は 5% 程度であり、放電動作ができていることがわかる。この充放電動作開始時のシミュレーション結果から、バッテリー電流の増加に対しては直流電圧 400 V 以下で電源周波数の 1 周期程度でバッテリーの定電流制御ができる。

したがって、電源電流 i_{S1} および i_{S2} を力率が 0.9 でバランスした状態とし、かつバッテリーの有効電力を双方向に融通可能なスマートチャージャが構成可能であり、最大不平衡率の負荷急変および充放電開始時において、安定した動作が可能であることを確認した。

4.2.2 スマートチャージャの変換器容量の比較

本節では、直流キャパシタ電圧一定制御を用いた制御法と無効電力調整機能を有する制御法を用いた場合における電気自動車用スマートチャージャの変換器容量について、シミュレーション結果を用いて検討する。第 3 章で定義したスマートチャージャの電流容量 A_C は次式で定義される⁽¹⁰³⁾。

$$A_C = \frac{\sum_{n=1}^3 I_{SCn}}{2I_A} \text{ [pu]} \dots\dots\dots (4.27)$$

ただし、 I_{SCn} は n ($n=1, 2, 3$) 線目のチャージャ電流実効値と家庭内負荷に供給する電流の定格電流実効値 I_A ($=24$ A) である。(4.27) 式から第 3 章で提案した直流キャパシタ電圧一定制御

を用いた場合における電気自動車用スマートチャージャの電流容量 A_C を求めると 0.97 pu となる。一方、無効電力調整法を用いた場合における i_{SC1} 、 i_{SC2} および i_{SC3} の実効値はそれぞれ 16.7 A、6.68 A および 10.6 A で、スマートチャージャの電流容量を算出すると 0.71 pu となる。表 4.2 に、各制御方式におけるスマートチャージャの電流容量算出結果を示す。したがって、シミュレーション結果より直流キャパシタ電圧一定制御を用いた制御法と比較して、無効電力調整機能を付加した制御法を用いることでスマートチャージャの変換器容量が 27% 低減可能であることを確認した。4.1.1 で得られた計算結果と同等な結果が得られ妥当な結果であると結論づけられる。

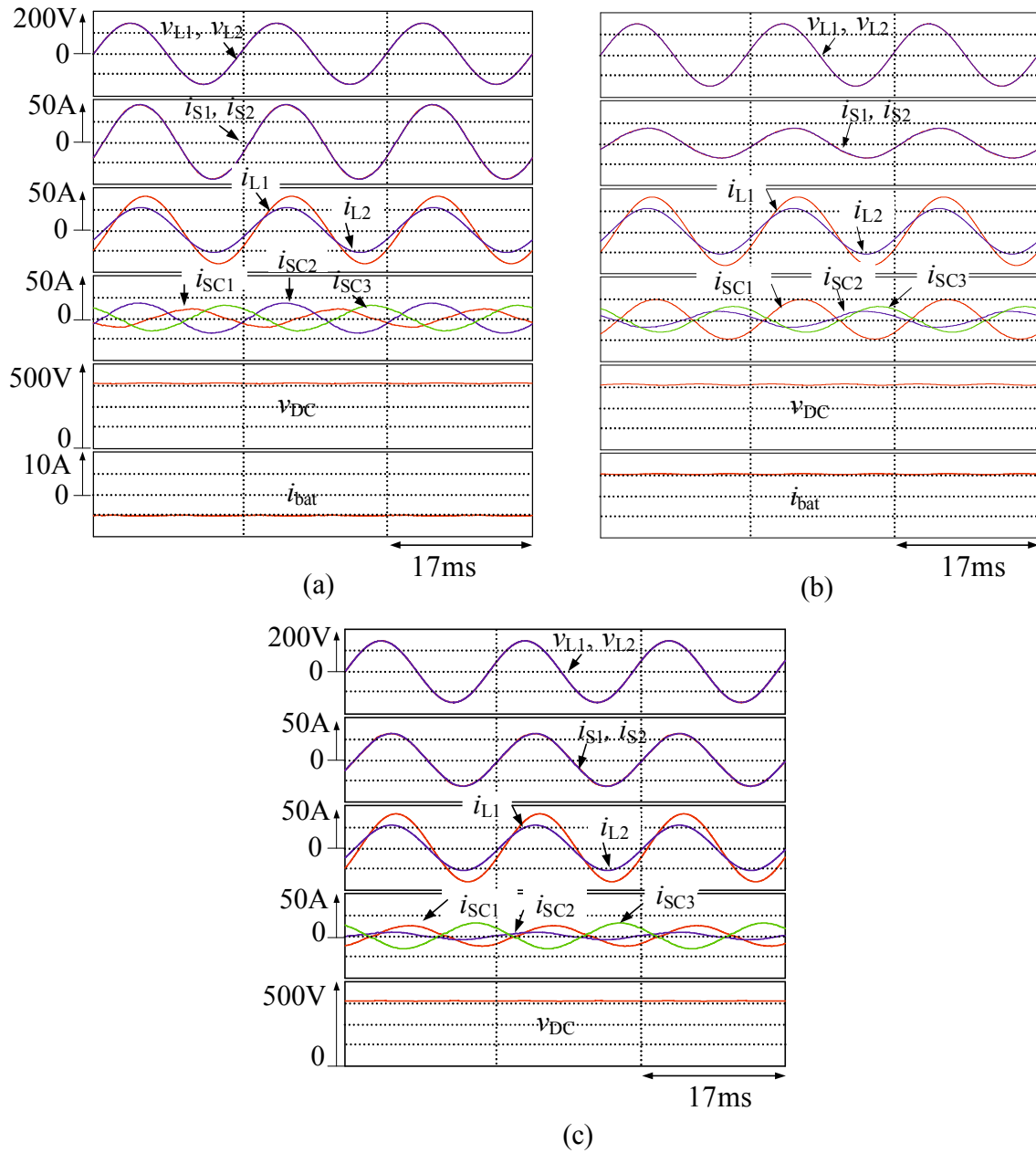
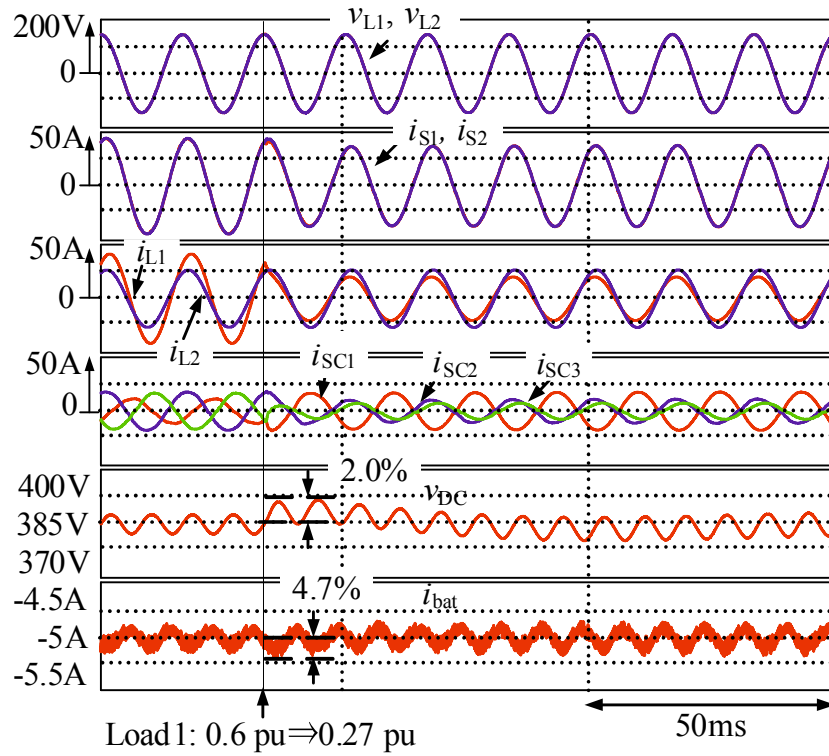
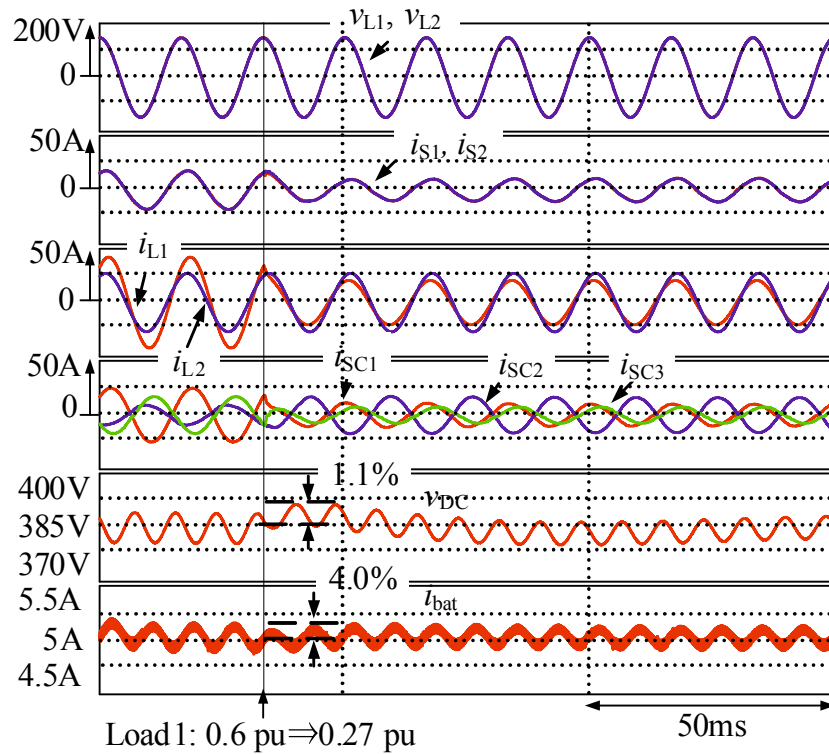


図 4.5 スマートチャージャの定常動作時のシミュレーション波形 (a) バッテリ充電動作 (b) バッテリ放電動作 (c) バッテリ未接続動作

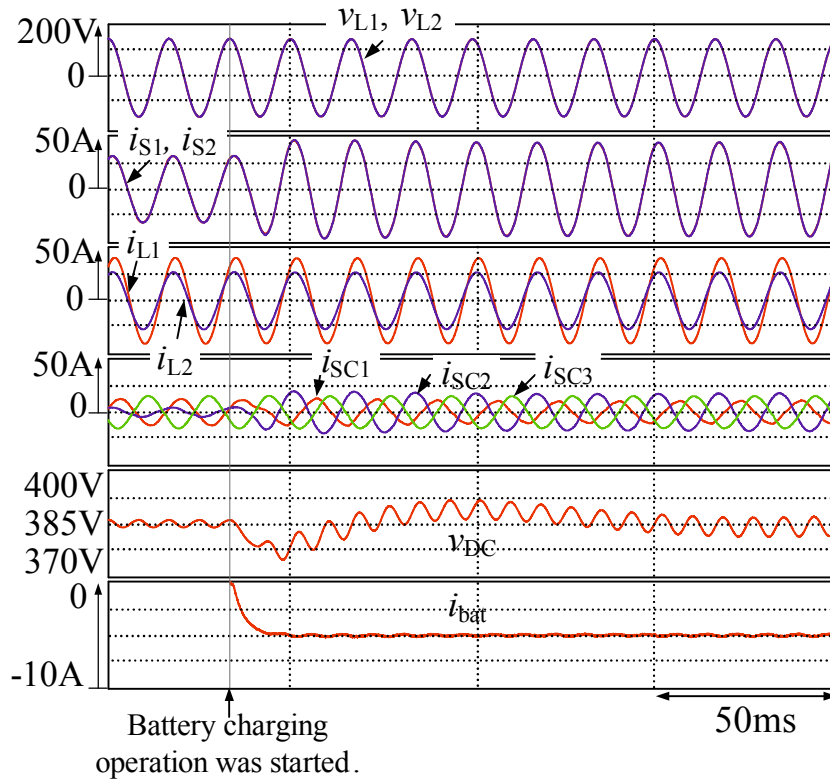


(a)

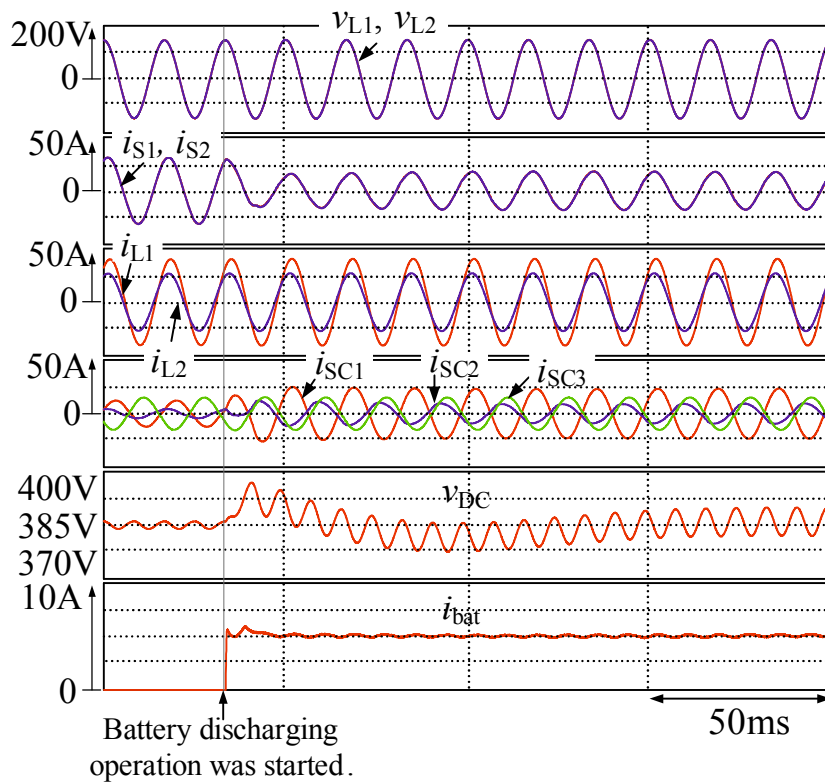


(b)

図 4.6 負荷急変条件下でのスマートチャージャ過渡動作時のシミュレーション波形 (a) バッテリ充電動作 (b) バッテリ放電動作



(a)



(b)

図 4.7 スマートチャージャの充放電動作開始時のシミュレーション波形 (a) バッテリ充電動作 (b) バッテリ放電動作

表 4.2 シミュレーションにおけるスマートチャージャの電流容量算出結果

制御法	スマートチャージャの 電流容量 A_C [pu]
直流キャパシタ電圧一定制御 (PF=1.0)	0.97
無効電力調整 (PF=0.9)	0.71

4.3 実験結果

本章で提案した電気自動車用スマートチャージャの無効電力調整法の有効性を検証するため、実験装置を構成し実験による検討を行った。

図 4.1 では、高圧側が 6600 V であり研究室で実験装置を構成するのは困難である。そこで、高圧側の電圧を 210 V として実験装置を構成した。図 4.8 に、変換器容量低減を目的とした電気自動車用スマートチャージャの実験装置構成を示す。高圧側の定格は 210 V, 5.0 kVA, 60 Hz であり、低圧側の定格は 105 V, 24 A である。なお、実験に用いた回路定数はシミュレーション時と同じであり、表 4.1 に示したとおりである。スマート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行には第 3 章で用いた DSP (TMS320C6713, 225MHz) を使用した。検出した高圧側電圧 v_S , 負荷電流 i_{L1} および i_{L2} , チャージャ電流 i_1 および i_2 , 直流キャパシタ電圧 v_{DC} , バッテリ電圧 v_{CF2} およびバッテリ電流 i_{LS2} は、A/D 変換器を用いて 12 bit のデジタル量に変換され、サンプリング周期 83.3 μ s ごとに DSP に取り込まれる。この DSP 内では、負荷側およびバッテリの有効電流 I_{Sp} の算出、チャージャ電流指令値 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 DC-DC コンバータの制御および三角波比較 PWM 方式を一括して行っている。3 レグインバータ構成 PWM 整流器を構成する 6-in-1 IGBT モジュールは三菱電機株式会社製の PM50RSA060, 双方向 DC-DC コンバータの 2-in-1 IGBT モジュールは三菱電機株式会社製の CM100DY-24A を用いた。実験で使用したバッテリモデルは第 3 章で示した図 3.9 と同様である。バッテリ充電時には 60 Ω の抵抗で模擬し、放電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 を用いた。

4.3.1 実験結果

図 4.9 は、第 4 章で提案したスマートチャージャの定常動作時の実験結果を示す。同図 (a) に、双方向 DC-DC コンバータを降圧動作させ、バッテリに電力を充電する充電動作時の実験結果を示す。シミュレーション結果と同様にアンバランスな負荷状態であるため負荷電流 i_{L1} および i_{L2} は振幅および位相が異なっているが、スマートチャージャにより、バランスした電源電流 i_{S1} および i_{S2} が得られている。なお、低圧側電圧 v_{L1} および v_{L2} に対する電源電流 i_{S1} および i_{S2} の力率はそれぞれ 0.9 で、THD はともに 2.0% となり、文献 (102) の条件を満たしてい

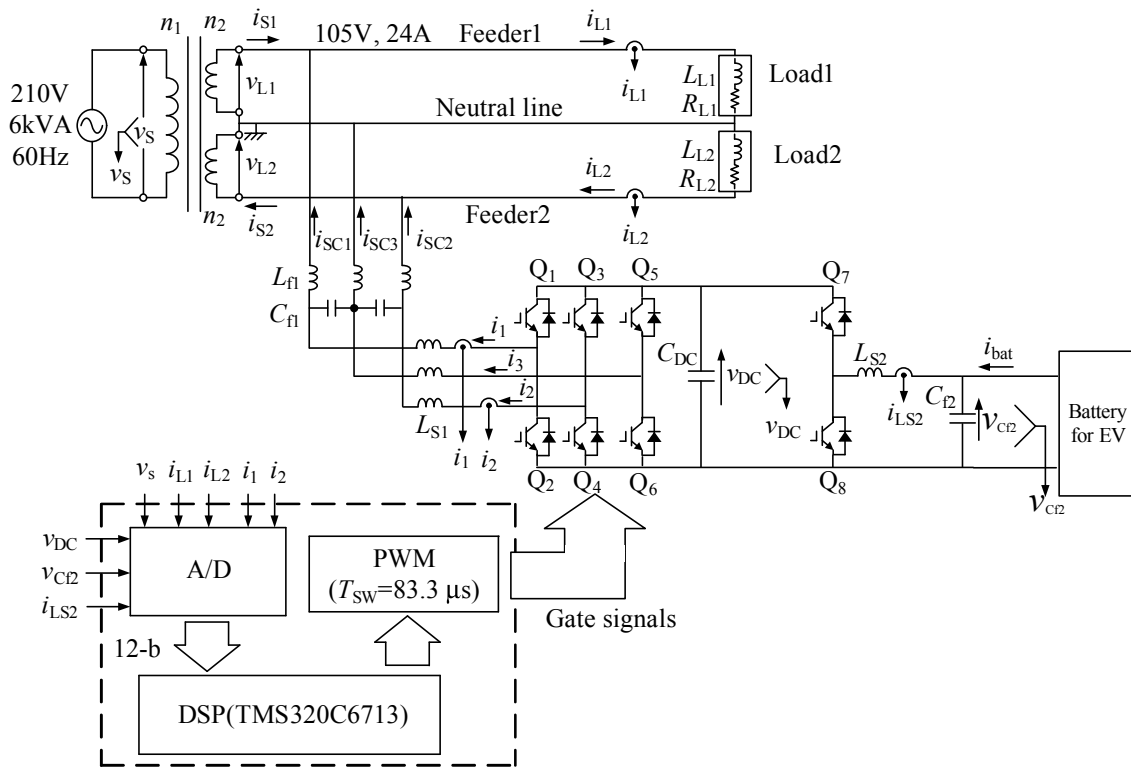


図 4.8 変換器容量低減を目的とした無効電力調整法を用いた電気自動車用スマートチャージャの実験構成

る。ここで、電源電流の実効値は $I_{S1} = I_{S2} = 28 \text{ A}$ となり、シミュレーション結果と同等な結果が得られた。また、バッテリー電流の平均値は -5 A であり、バッテリー電流の指令値である -5 A と一致していることが確認できる。このとき、バッテリー電流のリプル率は 1.1% であった。シミュレーション結果と比較してバッテリー電流のリプル率が低くなっている。これは、実験時にはバッテリーを抵抗のみで模擬したためである。

同図 (b) に、双方向 DC-DC コンバータを昇圧動作させ、バッテリーから電力を放電する放電動作時の実験結果を示す。放電時においても、アンバランスな負荷状態であるため負荷電流 i_{L1} および i_{L2} は振幅および位相が異なっているが、スマートチャージャにより、バランスした電源電流 i_{S1} および i_{S2} が得られている。なお、低圧側電圧 v_{L1} および v_{L2} に対する電源電流 i_{S1} および i_{S2} の力率はともに 0.9 で、THD はそれぞれ 4.5% および 4.3% となり、文献 (102) の規制を満たしている。ここで、 $I_{S1} = 12 \text{ A}$ および $I_{S2} = 11 \text{ A}$ となり、シミュレーション結果と一致した結果が得られている。また、バッテリー電流の平均値は 5 A であり、バッテリー電流の指令値である 5 A と一致していることが確認できる。このとき、バッテリー電流のリプル率は 3.4% である。これらの実験結果はシミュレーション結果と良く一致しており、実験結果の妥当性が確認できる。

同図(c)に、双方向DC-DCコンバータは動作させず、バッテリーから切り離した場合の実験結果を示す。アンバランスな負荷状態であるため負荷電流 i_{L1} および i_{L2} は振幅および位相が異なっているが、スマートチャージャにより、バランスした電源電流 i_{S1} および i_{S2} が得られている。なお、低圧側電圧 v_{L1} および v_{L2} に対する電源電流 i_{S1} および i_{S2} の力率はともに0.9で、THDはそれぞれ2.7% および2.0% となり、文献(102)の条件を満たしている。ここで、 $I_{S1} = 21\text{ A}$ および $I_{S2} = 20\text{ A}$ となり、シミュレーション結果と一致した結果が得られている。さらに、放電動作時の電源電流の実効値が12 Aであることから、バッテリーから家庭内負荷に供給することでバッテリーを接続していない場合に比べて、電源からの供給を43%低減でき、電力のピークカットが可能である。

図4.10にLoad1を0.6 puから0.27 puに負荷急変し、家庭内負荷Load2を一定負荷とした条件下でバッテリー充放電動作させた時のスマートチャージャのシミュレーション結果を示す。同図(a)に負荷急変時でスマートチャージャをバッテリー充電動作させているときのシミュレーション結果を示す。負荷電流 i_{L1} および i_{L2} は位相が異なりアンバランスな状態である。しかしながら、負荷急変前後でスマートチャージャからチャージャ電流 i_{SC1} , i_{SC2} および i_{SC3} を出力することで、柱上変圧器低圧側の電源電流 i_{S1} および i_{S2} は力率が0.9でバランスしていることが確認できる。また、直流キャパシタ電圧 v_{DC} の脈動率が1.9%であり、安定した動作が確認できる。

同図(b)に負荷急変時でスマートチャージャをバッテリー放電動作させているときのシミュレーション結果を示す。負荷電流 i_{L1} および i_{L2} は位相が異なりアンバランスな状態である。しかしながら、負荷急変前後でスマートチャージャからチャージャ電流 i_{SC1} , i_{SC2} および i_{SC3} を出力することで、柱上変圧器低圧側の電源電流 i_{S1} および i_{S2} は力率が0.9でバランスしていることが確認できる。充電時と同様に、 v_{DC} の脈動率が2.0%であり、安定した動作が確認できる。この負荷急変時のシミュレーション結果から、不平衡率40%の負荷急変に対しては v_{DC} の脈動率が2.0%以下で安定した動作が可能である。

したがって、電源電流 i_{S1} および i_{S2} を力率が0.9でバランスした状態とし、かつバッテリーの有効電力を双方向に融通可能なスマートチャージャが構成可能であり、最大不平衡率の負荷急変および充放電開始時において、安定した動作可能であることを確認した。

4.3.2 スマートチャージャの変換器容量の比較

本節では、直流キャパシタ電圧一定制御を用いた制御法と無効電力調整機能を有する制御法を用いた場合における電気自動車用スマートチャージャの変換器容量について実験結果を用いて検討する。変換器容量の検討には、3レグインバータ構成PWM整流器の出力電流に基づい

た電流容量 A_C を用い、次式で定義される。

$$A_C = \frac{\sum_{n=1}^3 I_{SCn}}{2I_A} \text{ [pu]} \dots\dots\dots (4.28)$$

図 4.9(a) および (b) の実験結果から、負荷側有効電流演算ブロックを用いた無効電力調整法を用いた場合における i_{SC1} , i_{SC2} および i_{SC3} の実効値はそれぞれ 15.5 A, 5.95 A および 10.1 A で、スマートチャージャの電流容量を算出すると 0.66 pu となる。このなかで、バッテリーに融通する電力の比率はスマートチャージャの電流容量の 45% を占める。表 4.3 に、各制御方式におけるスマートチャージャの電流容量算出結果を示す。したがって、実験結果より直流キャパシタ電圧一定制御を用いた制御法と比較して、無効電力調整機能を付加した制御法を用いることでスマートチャージャの変換器容量が 32% 低減可能であることを確認した。本研究で取り扱っている変換器容量低減率は単相 3 線式配電の家庭内負荷に 0.6 pu, 力率 0.8 と 0.4 pu, 力率 0.9 が接続されている場合で、直流キャパシタ電圧一定制御を用いた場合と比較して、無効電力調整法を適用した場合に得られる値である。

4.3.3 スマートチャージャの体積および重量の比較

表 4.4 は図 3.1 に示す直流キャパシタ電圧一定制御を用いた電気自動車用スマートチャージャと本章で提案した無効電力調整法を用いた電気自動車用スマートチャージャのを構成する 6-in-1 IGBT module と直流キャパシタの体積および重量を比較した結果を示している。体積および重量比較には、3 レグインバータ構成 PWM 整流器を構成する 6-in-1 IGBT module は三菱電機株式会社製定格 600 V, 30 A の PM30CSJ060 および定格 600 V, 20 A の PM20CSJ060 を用い、直流キャパシタは Kemet 社製 PEH200YL4150M および PEH200YT4220M を使用した^(113,114)。6-in-1 IGBT module に関しては、定格 600 V, 20 A および 30 A ではモジュール体積および重量は等しいことを確認した。また直流キャパシタに関しては、本章で提案した無効電力調整法を用いた制御方式で必要なキャパシタ容量、体積および重量は第 3 章で提案した直流キャパシタ電圧一定制御を用いた制御方式と比較してそれぞれ 33% 低減可能である。第 3 章で必要となる 3 レグインバータ構成 PWM 整流器の体積および重量は 150.2 cm³, 940 g であり、本章で必要な 3 レグインバータ構成 PWM 整流器の体積および重量は 112.1 cm³, 645 g となる。したがって、無効電力調整法を用いたスマートチャージャの方が直流キャパシタ電圧一定制御を用いたスマートチャージャより小容量な電力変換装置を実現できる。

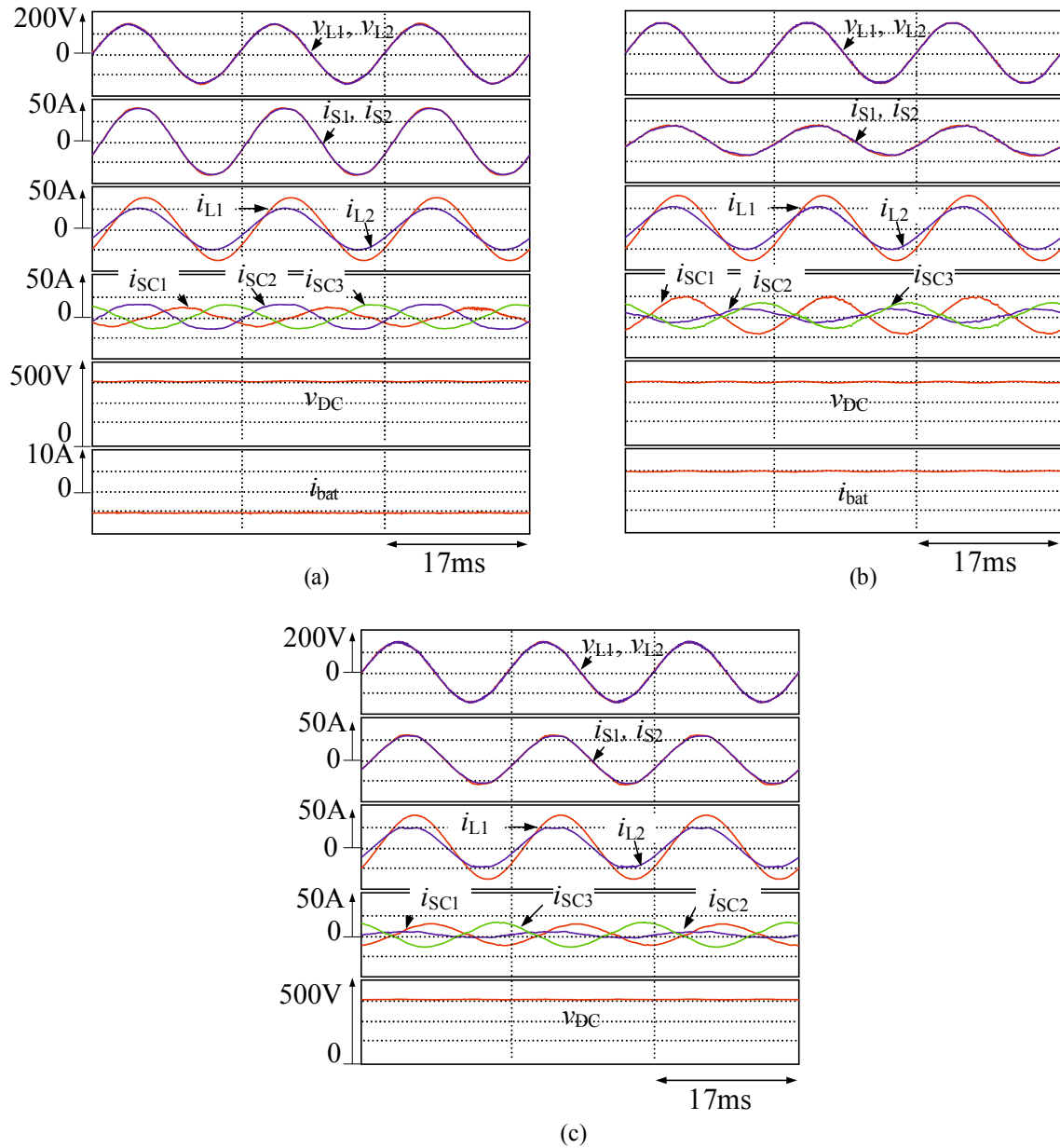
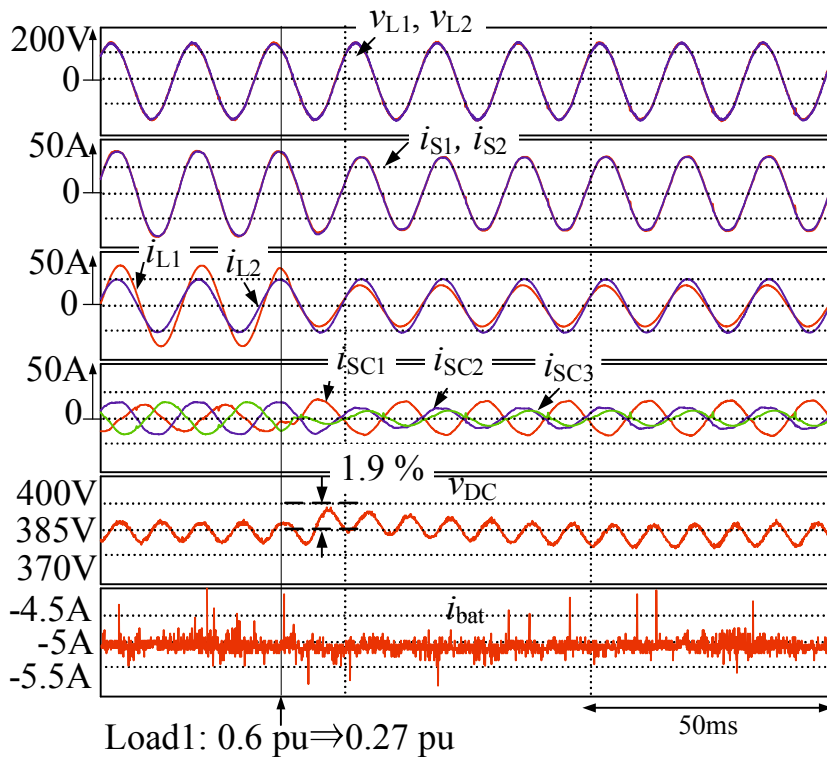
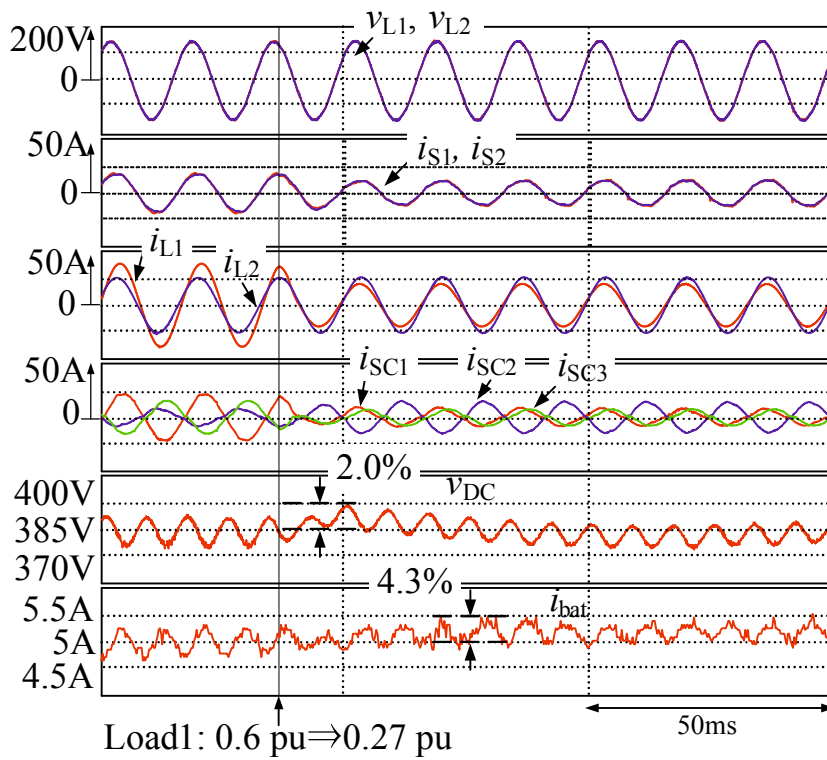


図 4.9 スマートチャージャの定常動作時の実験波形 (a) バッテリ充電動作 (b) バッテリ放電動作 (c) バッテリ未接続動作



(a)



(b)

図 4.10 負荷急変条件下でのスマートチャージャ過渡動作時の実験波形 (a) バッテリ充電動作 (b) バッテリ放電動作

表 4.3 実験におけるスマートチャージャの電流容量算出結果

制御法	スマートチャージャの電流容量 A_C [pu]
直流キャパシタ電圧一定制御 (PF=1.0)	0.96
無効電力調整 (PF=0.9)	0.66

表 4.4 第3章で提案した直流キャパシタ電圧一定制御を用いた制御方式と本章で提案した無効電力調整法を用いた制御方式の体積比較^(113,114)

第3章で提案した直流キャパシタ電圧一定制御を用いた電気自動車用スマートチャージャ	無効電力調整法を用いた電気自動車用スマートチャージャ
6-in-1 IGBT module 定格電圧：600 V 定格電流：30 A 体積：33.3 cm ³ × 1 個 = 33.3 cm ³ 重量：60 g × 1 個 = 60 g	6-in-1 IGBT module 定格電圧：600 V 定格電流：20 A 体積：33.3 cm ³ × 1 個 = 33.3 cm ³ 重量：60 g × 1 個 = 60 g
直流キャパシタ C_{DC} 直流キャパシタ容量：3000 μF 定格電圧：450 V 体積：58.5 cm ³ × 2 個 = 117 cm ³ 重量：430 g × 2 個 = 860 g	直流キャパシタ C_{DC} 直流キャパシタ容量：2200 μF 定格電圧：450 V 体積：78.8 cm ³ × 1 個 = 78.8 cm ³ 重量：585 g × 1 個 = 585 g

4.4 本章のまとめ

本章では、変換器容量低減を目的とした電気自動車用スマートチャージャの無効電力調整法を提案し、その有効性を計算機シミュレーションおよび実験により明らかにした。提案した負荷側有効電流演算ブロックを用いた無効電力調整法は、スマートチャージャに流出入する無効電力を低減し、変換器容量が低減できる点に特長がある。さらに、スマートチャージャに流出入する瞬時電力フローの観点から、本章の提案制御法により理論的に変換器容量低減効果が得られることを明らかにした。シミュレーションおよび実験結果から、本章の提案制御法を適用した電気自動車用スマートチャージャにより、柱上変圧器低圧側において電気供給約款で定められている力率が0.9でバランスした電源電流が得られることを明らかにした。このとき、変換器容量を32%低減できることを確認した。したがって、実用的な電気自動車用スマートチャージャを構成可能である。しかしながら、提案した無効電力調整法では負荷およびバッテリーの有効電力成分を計算するため、演算時間が長くなる課題がある。第5章では、この課題を解決可能な電気自動車用スマートチャージャの制御法を提案し、工学的な有用性を明らかにする。

第5章 直流キャパシタ電圧一定制御を用いた電気自動車用スマートチャージャの簡易な無効電力調整法

第4章では、変換器容量低減を目的とした電気自動車用スマートチャージャの無効電力調整法を提案し、シミュレーションおよび実験により有効性を明らかにした。一般に、電源の無効電力を補償する際には、負荷で発生する有効無効電力を演算する制御ステップが必要である^(90, 91, 92, 93, 94)。第4章で提案した無効電力調整法においても、家庭内負荷およびバッテリーの有効電流成分を計算するブロックを有しており、安価なスマートチャージャを構成するためには演算負荷を低減する必要がある。第3章で提案した簡易な制御方式である特長と第4章で提案した変換器容量が低減可能な制御方式である特長の2点を両立した制御方式を提案する⁽¹¹⁵⁾。

本章では、直流キャパシタ電圧一定制御を用いた電気自動車用スマートチャージャの簡易な無効電力調整法を提案する。はじめに、負荷側有効電流演算ブロックを不要とした無効電力調整法について説明する。次に、提案する負荷側有効電流演算ブロックを不要とした無効電力調整法の有効性を計算機シミュレーションおよび実験により検証する。シミュレーションおよび実験結果から、負荷側有効電流演算ブロックを不要とした無効電力調整法を用いることで、柱上変圧器低圧側で力率が0.9でバランスした電源電流が得られ、第4章で提案した有効電流演算ブロックを用いた無効電力調整法の場合と同等であることを明らかにする。さらに、第4章で提案した有効電流演算ブロックを用いた無効電力調整法と比較して、演算負荷を低減できることを明らかにする

5.1 直流キャパシタ電圧一定制御を用いた簡易な無効電力調整法

図5.1に、提案する負荷側電力演算が不要な無効電力調整法を用いた電気自動車用スマートチャージャのシステム構成を示す。図5.1の単相PLL回路において、柱上変圧器高圧側電圧 v_S を検出し $v_\alpha = v_S$ とすると、次に、 v_α を1/4周期ディレイブロックを用いて v_α と直交した v_β を生成する。これらを θ_S を用いて d - q 座標上に変換する。このとき、 q 軸上の成分 v_q が0とするようフィードバック制御を行うことで、 v_S と同期した電気角 $v_S = \theta_{St}$ を生成する。なお、 ω は電源電圧の角周波数である。図5.1において、柱上変圧器高圧側電圧 v_S 、低圧側電圧 v_{L1} および v_{L2} 、家庭内負荷の負荷電流 i_{L1} および i_{L2} はそれぞれ次式で与えられる。

$$\begin{aligned}
v_S &= \sqrt{2}V_S \cos \omega_S t \\
v_{L1} &= v_{L2} = \sqrt{2}V_L \cos \omega_S t \\
i_{L1} &= \sqrt{2}I_{L1} \cos(\omega_S t - \phi_{L1}) \\
i_{L2} &= \sqrt{2}I_{L2} \cos(\omega_S t - \phi_{L2}) \\
&\dots\dots\dots (5.1)
\end{aligned}$$

第3章で提案した直流キャパシタ電圧一定制御により家庭で発生する無効電流を完全に補償するとき、柱上変圧器低圧側で力率が1となることを明らかにしている。このことは、直流キャパシタ電圧一定制御だけを用いて負荷およびバッテリーの有効電流成分を算出できることを示している。直流キャパシタ電圧一定制御を用いて家庭内負荷 Load1 および Load2, バッテリの全有効電流実効値 I_P は次式となる。

$$\begin{aligned}
I_P &= I_{Lp} + I_{Sbat} \\
&= I_{L1} \cos \phi_{L1} + I_{L2} \cos \phi_{L2} + \frac{P_{bat}}{V_L} \\
&\dots\dots\dots (5.2)
\end{aligned}$$

したがって、電源側の各フィーダに流れる有効電流指令値 i_{Sp} は次式となる。

$$\begin{aligned}
i_{Sp} &= \sqrt{2} \cdot 0.5 (I_{Lp} + I_{Sbat}) \cos \omega_S t \\
&= \sqrt{2} I_{Sp} \cos \omega_S t \\
&\dots\dots\dots (5.3)
\end{aligned}$$

Feeder1 および Feeder2 にそれぞれの電源電流指令値は次式で表すことができる。

$$i_S^* = \sqrt{2} I_{Sp} \{ \cos \omega_S t + \tan(\cos^{-1} 0.9) \sin \omega_S t \} \dots\dots\dots (5.4)$$

このとき、スマートチャージャの出力電流指令値 i_{SC1}^* , i_{SC2}^* および i_{SC3}^* は次式となる。

$$\begin{aligned}
i_{SC1}^* &= i_{L1} - i_S^* \\
i_{SC2}^* &= -i_{L2} + i_S^* \\
i_{SC3}^* &= -(i_{SC1}^* + i_{SC2}^*) \\
&\dots\dots\dots (5.5)
\end{aligned}$$

(5.5) 式は、スマートチャージャから各フィーダへ i_{SC1}^* , i_{SC2}^* および i_{SC3}^* を出力することで、柱上変圧器低圧側でバッテリーの充放電動作をしながら力率が0.9でバランスした電源電流 i_{S1} および i_{S2} が得られることを示している。

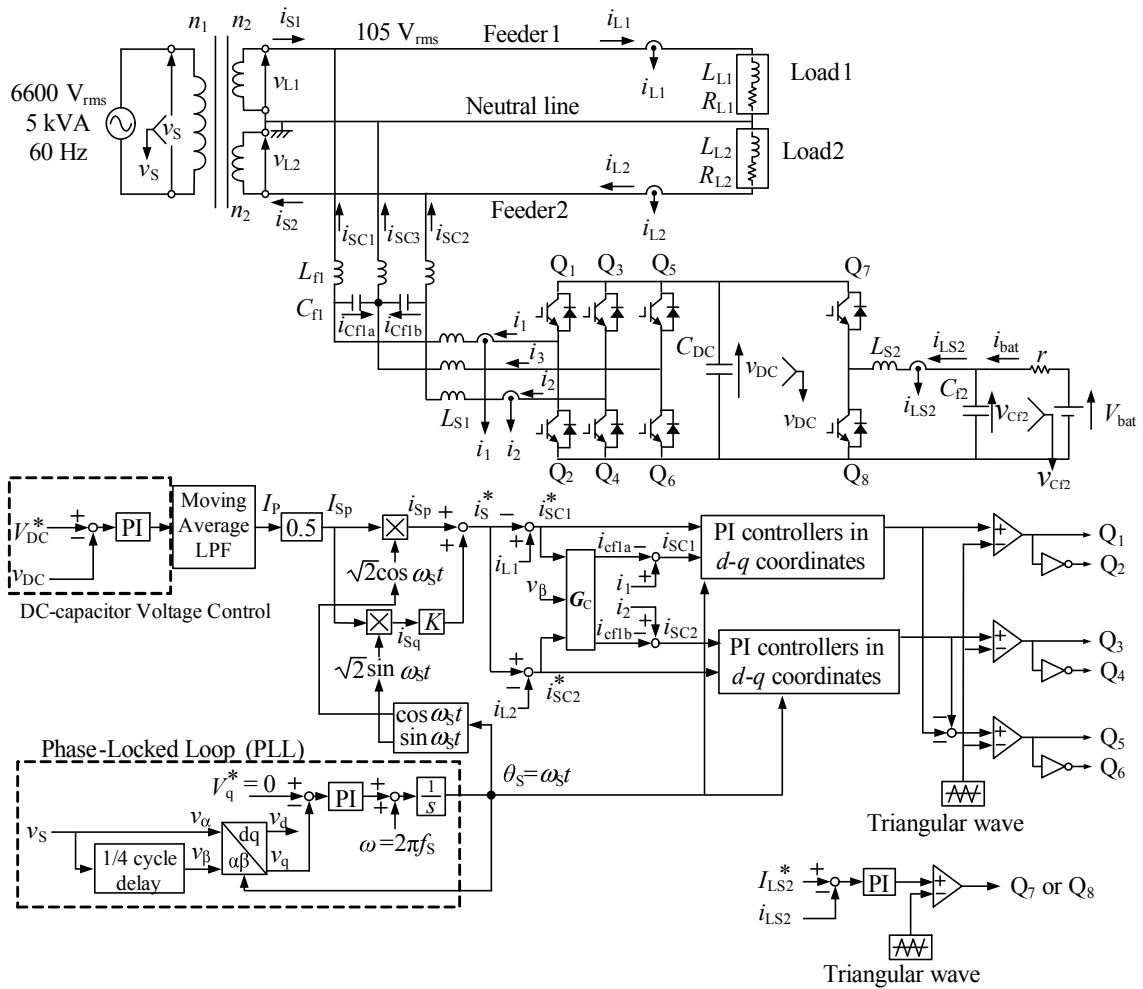


図 5.1 直流キャパシタ電圧一定制御を用いた簡易な無効電力調整法を適用した電気自動車用スマートチャージャのシステム構成

一方、電源側の無効電流を精度よく調整するためには、スイッチング周波数成分を除去するフィルタキャパシタ C_{f1} に流入する基本波進相電流を考慮する必要がある。従来、文献 (116) および文献 (117) では、フィルタキャパシタの電圧および電流のフィードバックループを追加することで、フィルタの LC と系統インピーダンスとの共振現象をダンピングできることが明らかにされている。しかしながら、LC フィルタの振舞いを検出するための電流センサが新たに必要であり、システムの低コスト化の阻害要素となる。この解決法として、ソフトウェア上の変更だけで LC 共振のダンピングを行う手法も提案されている⁽¹¹⁸⁾。本章で提案する制御法では LC フィルタのダンピング機能ではなく、変換器容量低減を主目的とした無効電力制御だけに着目し、ソフトウェアの変更だけの簡易なフィルタキャパシタ電流推測値算出ブロックを付加する。そこで、検出したチャージャ電流 i_1 および i_2 に C_{f1} へ流入する基本波進相電流が加算されるため、電源側において指令した無効電流に制御可能となる^(119, 120) 図 5.2 に電源、LC フィルタおよびスマートチャージャの等価回路を示す。キルヒホッフの電流則より、電源側チャージャ電流 i_{SC1} 、 i_{SC2} および i_{SC3} はコンバータ側チャージャ電流 i_1 、 i_2 および i_3 とフィルタキャパシタ電流 i_{Cf1a} および i_{Cf1b} を使って、次式で表すことができる。

$$\begin{aligned} i_{SC1} &= i_1 - i_{Cf1a} \\ i_{SC2} &= i_2 - i_{Cf1b} \\ i_{SC3} &= i_3 \\ &\dots\dots\dots (5.6) \end{aligned}$$

また、 i_{Cf1a} および i_{Cf1b} には $i_{Cf1a} + i_{Cf1b} = 0$ の関係式が成り立つ。図 5.2 で示される赤色および青色の電流ループにおける回路方程式はそれぞれ次式となる。

$$\begin{aligned} v_{L1} + j\omega L_{f1} i_{SC1} &= \frac{i_{Cf1a}}{j\omega C_{f1}} + j\omega L_{f1} i_{SC3} \\ v_{L2} + j\omega L_{f1} i_{SC3} + \frac{i_{Cf1b}}{j\omega C_{f1}} &= j\omega L_{f1} i_{SC2} \\ &\dots\dots\dots (5.7) \end{aligned}$$

各フィードに接続した C_{f1} に流れる電流予測値 \hat{i}_{Cf1a} および \hat{i}_{Cf1b} とし、柱上変圧器高圧側電圧 v_S の 90 度遅れた電圧 v_β とチャージャ電流指令値 i_{SC1}^* および i_{SC2}^* を使って、次式で表現できる。

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_{Cf1a} \\ \hat{i}_{Cf1b} \end{bmatrix} = \mathbf{G}_C \cdot \begin{bmatrix} v_\beta \\ i_{SC1}^* \\ i_{SC2}^* \end{bmatrix} \dots\dots\dots (5.8)$$

ただし、

$$\mathbf{G}_C = -\omega_S C_{f1} \begin{bmatrix} \frac{V_L}{V_S} & 2\omega_S L_{f1} & \omega_S L_{f1} \\ -\frac{V_L}{V_S} & \omega_S L_{f1} & 2\omega_S L_{f1} \end{bmatrix}$$

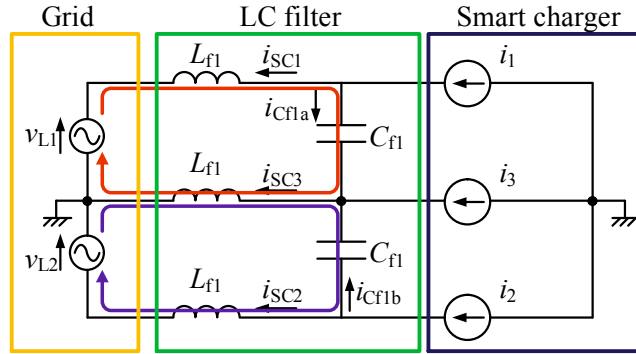


図 5.2 電源，LC フィルタおよびスマートチャージャの等価回路

このとき，フィルタ通過後のチャージャ電流予測値 \hat{i}_{SC1} および \hat{i}_{SC2} は次式となる。

$$\begin{aligned} \hat{i}_{SC1} &= i_1 - \hat{i}_{Cf1a} \\ \hat{i}_{SC2} &= i_2 - \hat{i}_{Cf1b} \\ &\dots\dots\dots (5.9) \end{aligned}$$

次に，フィルタキャパシタに流れる進相電流を考慮したスマートチャージャの瞬時電力フローについて検討する。3レグインバータ構成 PWM 整流器側チャージャ電流 i_1 および i_2 は系統側チャージャ電流 i_{SC1} および i_{SC2} とフィルタキャパシタ電流 i_{Cf1a} および i_{Cf1b} にそれぞれ分流する。(5.8) 式を用いて，電源力率が 0.9 となる場合の $i_{Cf1a.0.9}$ および $i_{Cf1b.0.9}$ はそれぞれ次式で与えられる。

$$\begin{aligned} i_{Cf1a.0.9} &= -\sqrt{2} \sqrt{\omega_S^2 C_{f1}^2 \cdot (V_L + 2\omega_S L_{f1} I_{SC1} \sin \phi_{SC1} - \omega_S L_{f1} I_{SC2} \sin \phi_{SC2})^2} \\ &\quad + \{\omega_S^2 L_{f1} C_{f1} \cdot (2I_{SC1} \cos \phi_{SC1} + I_{SC2} \cos \phi_{SC2})\}^2 \sin(\omega_S t + \phi_{Cf1a}) \\ i_{Cf1b.0.9} &= \sqrt{2} \sqrt{\omega_S^2 C_{f1}^2 \cdot (V_L - \omega_S L_{f1} I_{SC1} \sin \phi_{SC1} + 2\omega_S L_{f1} I_{SC2} \sin \phi_{SC2})^2} \\ &\quad + \{\omega_S^2 L_{f1} C_{f1} \cdot (2I_{SC1} \cos \phi_{SC1} + I_{SC2} \cos \phi_{SC2})\}^2 \sin(\omega_S t - \phi_{Cf1b}) \\ &\dots\dots\dots (5.10) \end{aligned}$$

ただし，フィルタキャパシタ電流の位相 ϕ_{Cf1a} および ϕ_{Cf1b} ，チャージャ電流実効値 I_{SC1} および I_{SC2} は

$$\begin{aligned} \phi_{Cf1a} &= \tan^{-1} \left\{ \frac{\omega_S L_{f1} \cdot (2I_{SC1} \cos \phi_{SC1} + I_{SC2} \cos \phi_{SC2})}{V_L + 2\omega_S L_{f1} I_{SC1} \sin \phi_{SC1} - \omega_S L_{f1} I_{SC2} \sin \phi_{SC2}} \right\} \\ \phi_{Cf1b} &= \tan^{-1} \left\{ \frac{\omega_S L_{f1} \cdot (2I_{SC1} \cos \phi_{SC1} + I_{SC2} \cos \phi_{SC2})}{V_L - \omega_S L_{f1} I_{SC1} \sin \phi_{SC1} + 2\omega_S L_{f1} I_{SC2} \sin \phi_{SC2}} \right\} \\ I_{SC1} &= \sqrt{\left(\frac{I_{L1} \cos \phi_{L1} - I_{L2} \cos \phi_{L2}}{2} \right)^2 + (I_{L1} \sin \phi_{L1} - K I_{Sp})^2} \\ I_{SC2} &= \sqrt{\left(\frac{I_{L1} \cos \phi_{L1} - I_{L2} \cos \phi_{L2}}{2} \right)^2 + (I_{L2} \sin \phi_{L2} - K I_{Sp})^2} \end{aligned}$$

となる。このとき、フィルタキャパシタに流れる瞬時電力 $p_{Cf1.0.9}$ は次式となる。

$$\begin{aligned} p_{Cf1.0.9} &= v_{L1} \cdot i_{Cf1a.0.9} - v_{L2} \cdot i_{Cf1b.0.9} \\ &= p_{Cf1a.0.9} - p_{Cf1b.0.9} \\ &\dots\dots\dots (5.11) \end{aligned}$$

したがって、フィルタキャパシタに流れる進相電流を考慮したスマートチャージャへ流出入する瞬時電力 $p_{SC.0.9.PWM+LC}$ は次式となる。

$$\begin{aligned} p_{SC.0.9.PWM+LC} &= -v_{L1} \cdot i_{SC1} + v_{L2} \cdot i_{SC2} \\ &= -v_{L1} \cdot (i_1 - i_{Cf1a.0.9}) + v_{L2} \cdot (i_2 - i_{Cf1b.0.9}) \\ &= p_{SC.0.9.PWM} + p_{Cf1.0.9} \\ &\dots\dots\dots (5.12) \end{aligned}$$

図 5.3 に、バッテリー充放電動作時におけるフィルタキャパシタに流れる進相電流を考慮したスマートチャージャに流出入する瞬時電力と柱上変圧器低圧側電圧 v_L の関係を示す。バッテリー充放電動作における有効電力フローの違いにより、スマートチャージャに要求される瞬時電力 $p_{SC.0.9.PWM+LC}$ が異なる。(5.12) 式において、フィルタキャパシタに流入する瞬時電力 $p_{Cf1.0.9}$ は大きさおよび方向は常に同じであるが、 $p_{SC.0.9.PWM+LC}$ はバッテリー充電動作とバッテリー放電動作では符号が異なる。これは、スマートチャージャの動作モードの違いにより電源力率の調整に影響を与えることを示している。同図 (a) から、バッテリー充電動作時における $p_{SC.0.9.PWM+LC}$ の大きさ 2.03 kVA に対して、 $p_{SC.0.9.PWM}$ の大きさは 1.95 kVA であり、 $p_{Cf1.0.9}$ は 0.087 kVA である。同図 (b) から、バッテリー放電動作時における $p_{SC.0.9.PWM+LC}$ の大きさ 2.38 kVA に対して、 $p_{SC.0.9.PWM}$ の大きさは 2.47 kVA であり、 $p_{Cf1.0.9}$ は 0.088 kVA である。したがって、フィルタキャパシタ電流を予測しながら直流キャパシタ電圧一定制御を用いることで、有効電力フローが異なるバッテリー充放電動作に関わらず、電源側で力率が 0.9 となる無効電力に調整できる。

5.2 計算機シミュレーション結果

本章で提案した直流キャパシタ電圧一定制御を用いた無効電力調整法を適用した電気自動車用スマートチャージャの有効性を確認するため、計算機シミュレーションを行った。シミュレーションには、パワーエレクトロニクス用回路シミュレータである PSIM を用いた。表 4.1 に示した第 4 章と同条件の回路定数を用いた。定常状態における家庭内負荷 Load1 および Load2 の定数は、それぞれ 0.6 pu, 力率 0.8 および 0.4 pu, 力率 0.9 とした。さらに、家庭内負荷が急変した場合における電気自動車用スマートチャージャの過渡応答性を確認するため、負荷急変状態における家庭内負荷は Load2 を 0.4 pu, 力率 0.9 の一定負荷とし、Load1 はある時間で重負荷状態である 0.6 pu, 力率 0.8 から軽負荷状態である 0.27 pu, 力率 0.97 にステップ変化させる。

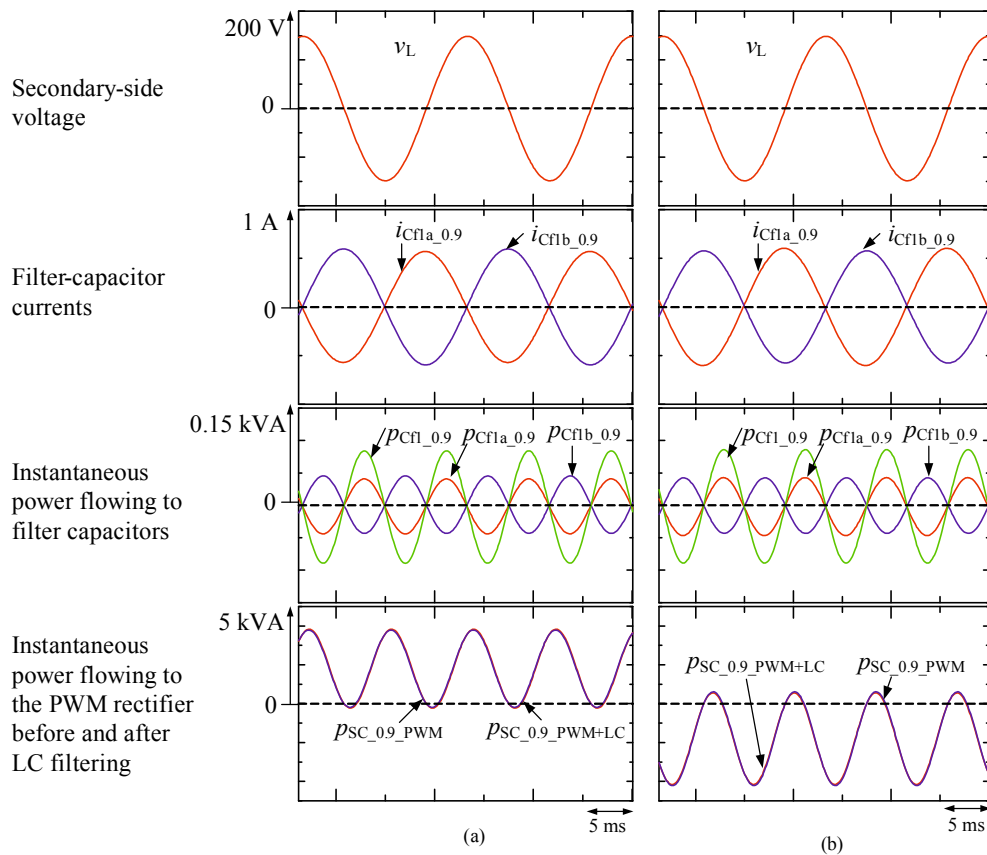


図 5.3 フィルタキャパシタに流れる進相電流を考慮した 3 レグインバータ構成 PWM 整流器に流出入する瞬時電力と柱上変圧器低圧側電圧 v_L の関係 (a) バッテリ充電動作時 (b) バッテリ放電動作時

5.2.1 計算機シミュレーション結果

図 5.4 は、第 5 章で提案するスマートチャージャの定常動作時のシミュレーション結果を示す。同図 (a) において、バッテリー充電動作時のシミュレーション結果を示している。Load1 および Load2 がアンバランスであるため、負荷電流 i_{L1} および i_{L2} は振幅および位相が異なっている。しかしながら、スマートチャージャにより電源電流 i_{S1} および i_{S2} は力率が 0.905 でバランスしていることを確認した。また、双方向 DC-DC コンバータは降圧チョッパとして動作し、バッテリー電流 i_{bat} が指令値である -5 A となっている。この時、バッテリー電流のリプル率を求めると 2.9% となった。文献 (102) のガイドラインにおいて、電源電流の THD は 5% 以下と定められている。このときの i_{S1} および i_{S2} の THD を算出すると、それぞれ 1.1% および 0.8% となった。

図 5.4(b) にバッテリー放電動作時のシミュレーション結果を示している。充電動作時と同様に i_{L1} および i_{L2} は振幅および位相が異なっているが、スマートチャージャにより i_{S1} および i_{S2} は力率が 0.904 でバランスしていることが確認できる。また、双方向 DC-DC コンバータは昇圧

チョッパとして動作し、 i_{bat} が指令値である 5 A となっている。このとき、バッテリー電流のリプル率を求めると 3.7% となった。また、 i_{S1} および i_{S2} の THD はそれぞれ 2.4% および 2.3% となった。これらのシミュレーション結果から、提案する負荷側電力演算が不要な無効電力調整法の有効性が確認できる。

図 5.5 に Load1 を 0.6 pu から 0.27 pu に負荷急変し、家庭内負荷 Load2 を一定負荷とした条件下でバッテリー充放電動作させた時のスマートチャージャのシミュレーション結果を示す。同図 (a) に負荷急変時でスマートチャージャをバッテリー充電動作させているときのシミュレーション結果を示す。負荷電流 i_{L1} および i_{L2} は位相が異なり不平衡な状態である。しかしながら、負荷急変前後でスマートチャージャからチャージャ電流 i_{SC1} , i_{SC2} および i_{SC3} を出力することで、柱上変圧器低圧側の電源電流 i_{S1} および i_{S2} は力率が 0.9 でバランスしていることが確認できる。また、直流キャパシタ電圧 v_{DC} の脈動率が 2.5% であり、安定した動作が確認できる。

同図 (b) に負荷急変時でスマートチャージャをバッテリー放電動作させているときのシミュレーション結果を示す。負荷電流 i_{L1} および i_{L2} は位相が異なり不平衡な状態である。しかしながら、負荷急変前後でスマートチャージャからチャージャ電流 i_{SC1} , i_{SC2} および i_{SC3} を出力することで、柱上変圧器低圧側の電源電流 i_{S1} および i_{S2} は力率が 0.9 でバランスしていることが確認できる。充電時と同様に、 v_{DC} の脈動率が 2.4% であり、安定した動作が確認できる。この負荷急変時のシミュレーション結果から、不平衡率 40% の負荷急変に対しては v_{DC} の脈動率が 2.5% 以下で安定した動作が可能である。

図 5.6 にスマートチャージャの充放電動作開始時のシミュレーション結果を示す。同図 (a) にスマートチャージャの充電動作開始時のシミュレーション結果を示す。バッテリー電流が 0 から指令値である -5 A に追従できるまで 17 ms 要していることが確認できる。この時の v_{DC} の脈動率は 5% 程度であり、充電動作ができていていることがわかる。

同図 (b) にスマートチャージャの放電動作開始時のシミュレーション結果を示す。バッテリー放電動作開始とともに電流が立ち上がり、その後緩やかにバッテリー電流が指令値である 5 A に追従できるまでに 21 ms 程度要していることが確認できる。この時の v_{DC} の脈動率は 5% 程度であり、放電動作ができていていることがわかる。この充放電動作開始時のシミュレーション結果から、バッテリー電流の増加に対しては直流電圧 400 V 以下で電源周波数の 1 周期程度でバッテリーの定電流制御ができる。

したがって、電源電流 i_{S1} および i_{S2} を力率が 0.9 でバランスした状態とし、かつバッテリーの有効電力を双方向に融通可能であり、最大不平衡率の負荷急変および充放電開始時において、安定した動作可能であることを確認した。

表 5.1 シミュレーションにおけるスマートチャージャの電流容量算出結果

制御法	スマートチャージャの 電流容量 A_C [pu]
直流キャパシタ電圧一定制御 (PF=1.0)	0.97
直流キャパシタ電圧一定制御を用いた 無効電力調整法 (PF=0.9)	0.70

5.2.2 スマートチャージャの変換器容量の比較

本節では、第3章で提案した直流キャパシタ電圧一定制御を用い電源力率を 1.0 に制御した場合と直流キャパシタ電圧一定制御を用いた簡易な無効電力調整法により電源力率を 0.9 に制御した場合のスマートチャージャの変換器容量を比較する。(4.27) 式から第3章で提案したスマートチャージャの電流容量を求めると 0.97 pu となる。一方、直流キャパシタ電圧一定制御を用いた無効電力調整法を用いた場合における i_{SC1} , i_{SC2} および i_{SC3} の実効値はそれぞれ 16.6 A, 6.60 A および 10.6 A で、スマートチャージャの電流容量を算出すると 0.70 pu となる。表 5.1 に、各制御方式におけるスマートチャージャの電流容量算出結果を示す。したがって、シミュレーション結果より直流キャパシタ電圧一定制御を用いた制御法と比較して、無効電力調整機能を付加した制御法を用いることでスマートチャージャの変換器容量が 28% 低減可能であることを確認した第4章で求めた計算式と同等であり妥当な結果であると結論づけられる。

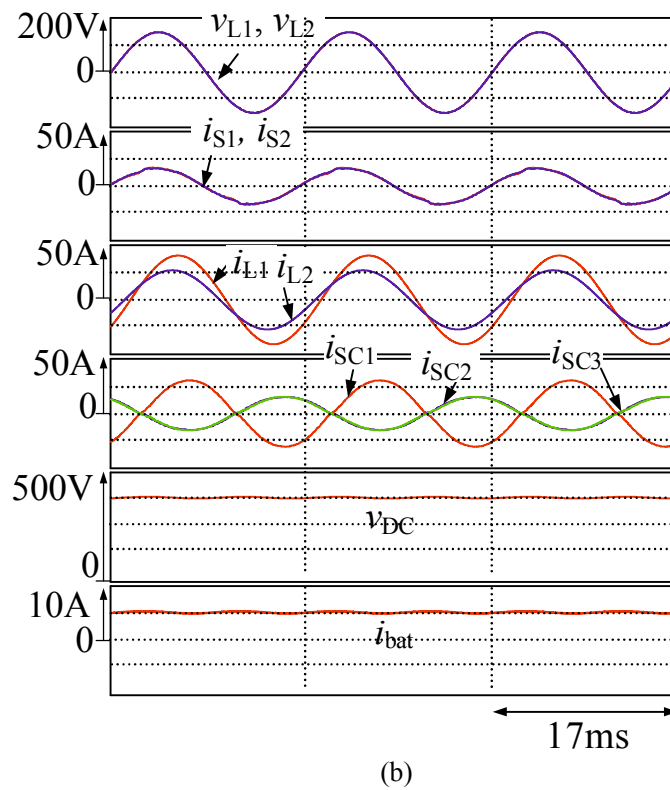
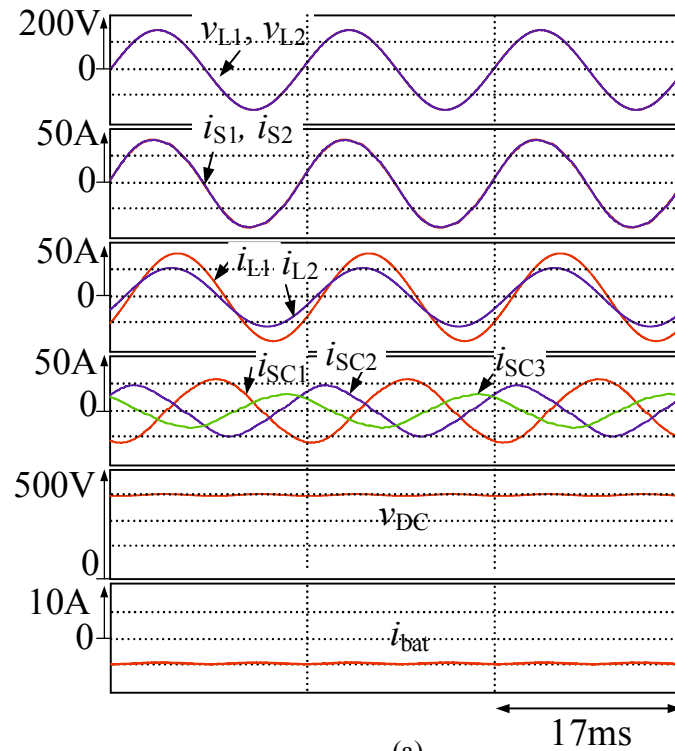
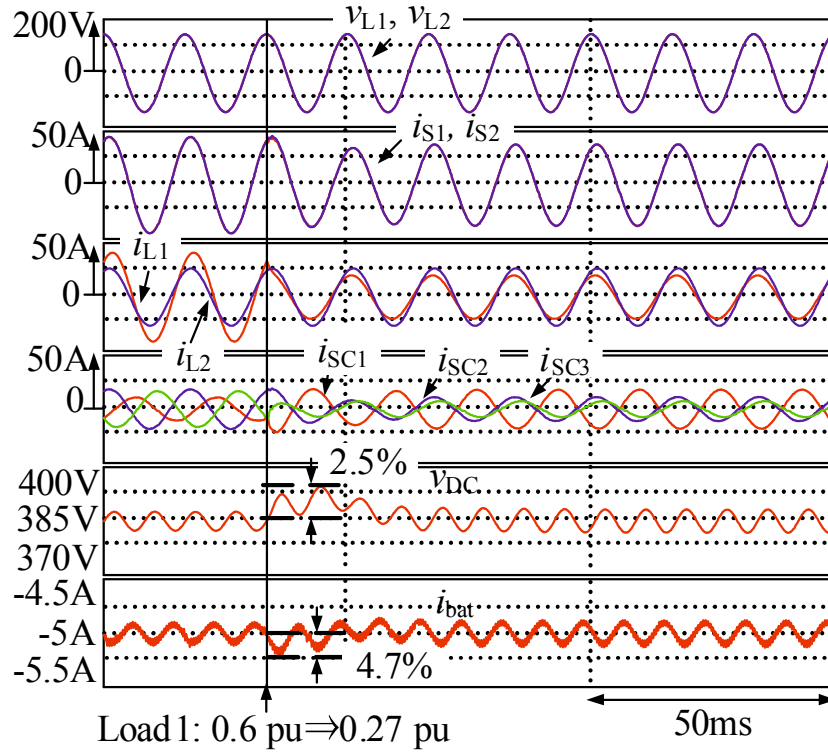
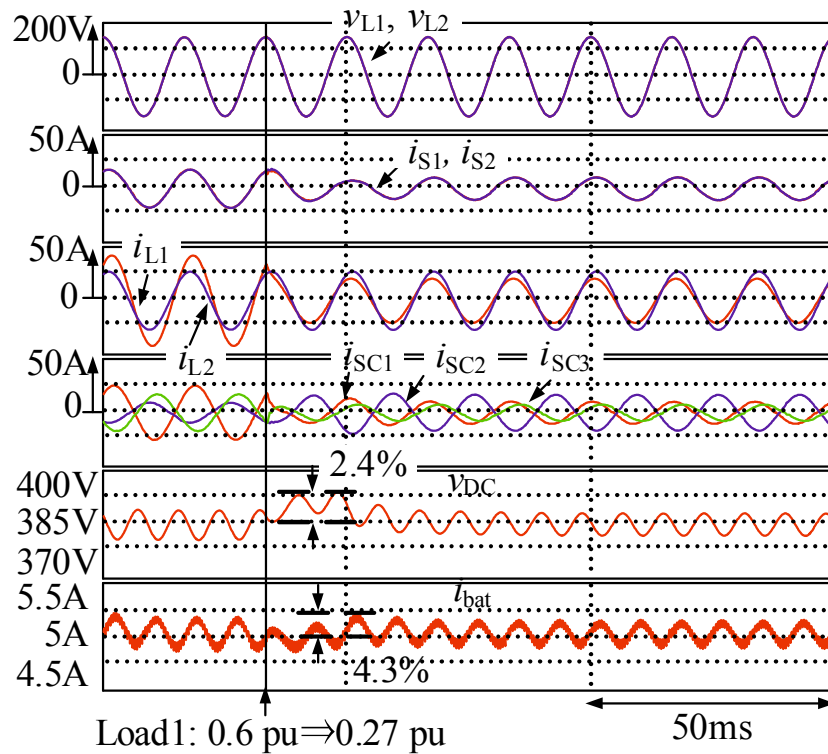


図 5.4 スマートチャージャの定常動作時のシミュレーション波形 (a) バッテリ充電動作 (b) バッテリ放電動作



(a)



(b)

図 5.5 負荷急変条件下でのスマートチャージャ過渡動作時のシミュレーション波形 (a) バッテリ充電動作 (b) バッテリ放電動作

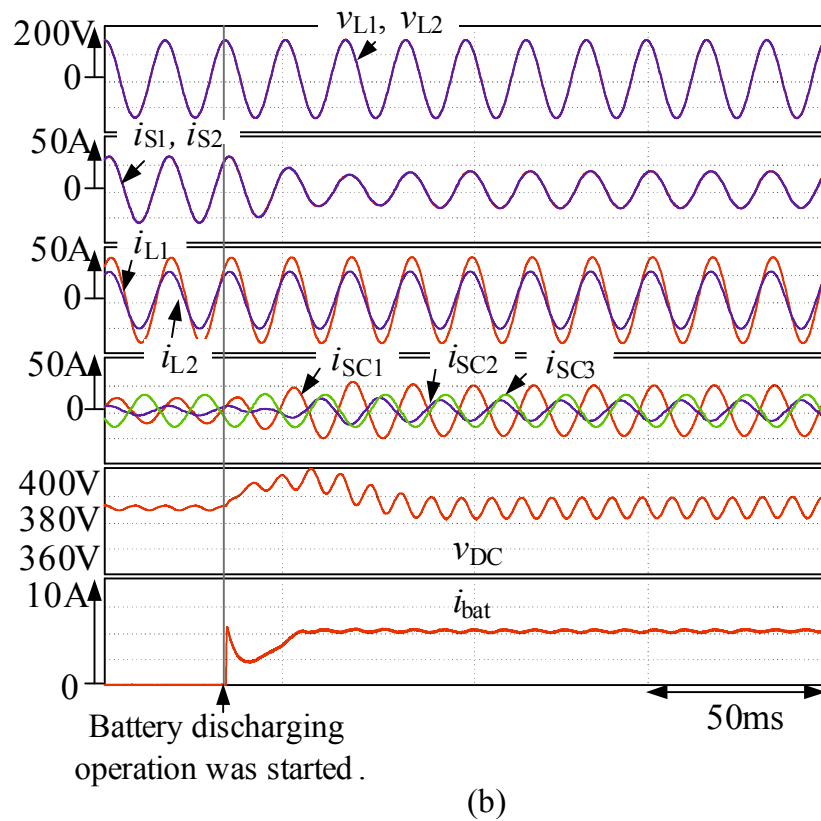
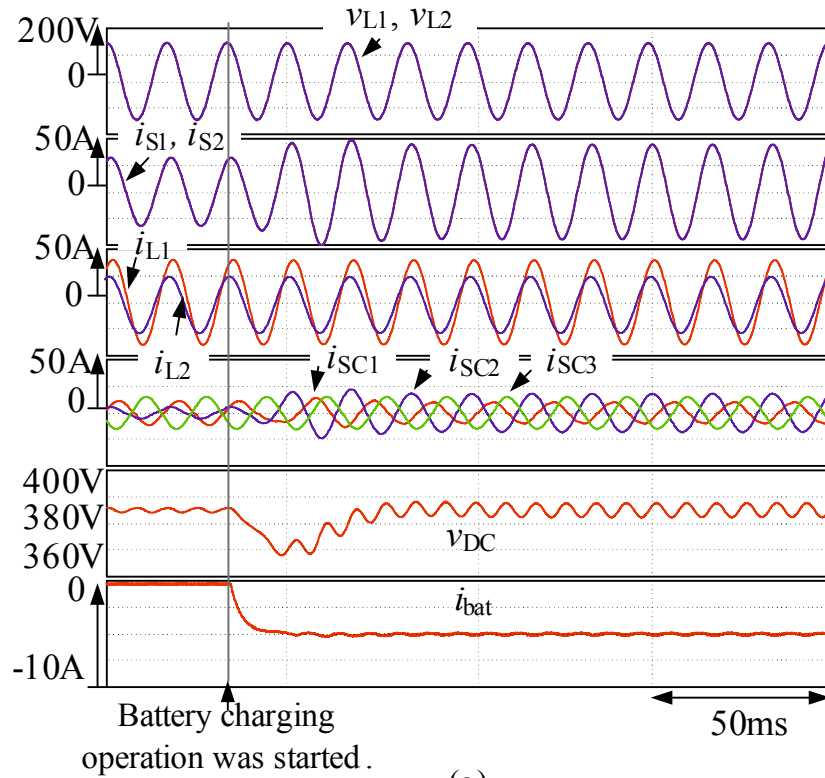


図 5.6 スマートチャージャの充放電動作開始時のシミュレーション波形 (a) バッテリ充電動作 (b) バッテリ放電動作

5.3 実験結果

本章で提案した負荷側有効電流演算が不要な簡易な無効電力調整法の有効性を検証するため、実験装置を構成し実験による検討を行った。

研究室で実験装置を構成するために、図 5.1 に示す実システムで使用する高圧側電圧 6600 V から 210 V に縮小し、その実験装置は第 4 章で用いた図 4.8 と同様である。高圧側の定格は 210 V, 5.0 kVA, 60 Hz であり、低圧側の定格は 105 V, 24 A である。なお、実験に用いた回路定数はシミュレーション時と同一の表 4.1 とした。スマート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行には第 3 章で用いた DSP(TMS320C6713, 225 MHz) を使用した。検出した高圧側電圧 v_S , 負荷電流 i_{L1} および i_{L2} , チャージャ電流 i_1 および i_2 , 直流キャパシタ電圧 v_{DC} , バッテリ電圧 v_{CF2} およびバッテリ電流 i_{LS2} は, A/D 変換器を用いて 12 bit のデジタル量に変換され, サンプリング周期 83.3 μ s ごとに DSP に取り込まれる。この DSP 内では, 直流キャパシタ電圧 v_{DC} 一定制御, チャージャ電流指令値 i_1^* および i_2^* の演算, 双方向 DC-DC コンバータの制御および三角波比較 PWM 方式を一括して行っている。スマートチャージャおよびバッテリの模擬に用いた素子はそれぞれ第 3 章および第 4 章と同様である。

5.3.1 実験結果

図 5.7 第 5 章で提案するスマートチャージャの定常動作時の実験結果を示す。同図 (a) に, 双方向 DC-DC コンバータを降圧動作させ, バッテリに電力を充電する充電動作時の実験結果を示す。シミュレーション結果と同様にアンバランスな負荷状態であるため負荷電流 i_{L1} および i_{L2} は振幅および位相が異なっているが, スマートチャージャにより, バランスした電源電流 i_{S1} および i_{S2} が得られている。なお, 低圧側電圧 v_{L1} および v_{L2} に対する電源電流 i_{S1} および i_{S2} の力率はそれぞれ 0.9 で, THD はそれぞれ 1.4% および 1.1% となり, 文献 (102) の条件を満たしている。ここで, 電源電流の実効値は $I_{S1} = I_{S2} = 28$ A となり, シミュレーション結果と同等な結果が得られた。また, バッテリ電流の平均値は -5 A であり, バッテリ電流の指令値である -5 A と一致していることが確認できる。このとき, バッテリ電流のリプル率は 1.6% であった。シミュレーション結果と比較してバッテリ電流のリプル率が低くなっている。これは, 実験時にはバッテリを抵抗のみで模擬したためである。

同図 (b) に, 双方向 DC-DC コンバータを昇圧動作させ, バッテリから電力を放電する放電動作時の実験結果を示す。放電時においても, アンバランスな負荷状態であるため負荷電流 i_{L1} および i_{L2} は振幅および位相が異なっているが, スマートチャージャにより, バランスした電源電流 i_{S1} および i_{S2} が得られている。なお, 低圧側電圧 v_{L1} および v_{L2} に対する電源電流 i_{S1} および i_{S2} の力率はともに 0.9 で, THD はそれぞれ 4.9% および 3.9% となり, 文献 (102) の規制を満たしている。ここで, $I_{S1} = I_{S2} = 12$ A となり, シミュレーション結果と一致した結果

が得られている。また、バッテリー電流の平均値は5 Aであり、バッテリー電流の指令値である5 Aと一致していることが確認できる。このとき、バッテリー電流のリプル率は4.1%である。これらの実験結果はシミュレーション結果と良く一致しており、実験結果の妥当性が確認できる。

5.3.2 スマートチャージャの変換器容量および制御方式の演算時間の比較

本節では、直流キャパシタ電圧一定制御を用いた制御法と直流キャパシタ電圧一定制御を用いた無効電力調整法における電気自動車用スマートチャージャの変換器容量について検討する。変換器容量の検討には、3レグインバータ構成PWM整流器の出力電流に基づいた電流容量 A_C を用い、次式で定義される。

$$A_C = \frac{\sum_{n=1}^3 I_{SCn}}{2I_A} \text{ [pu]} \dots\dots\dots (5.13)$$

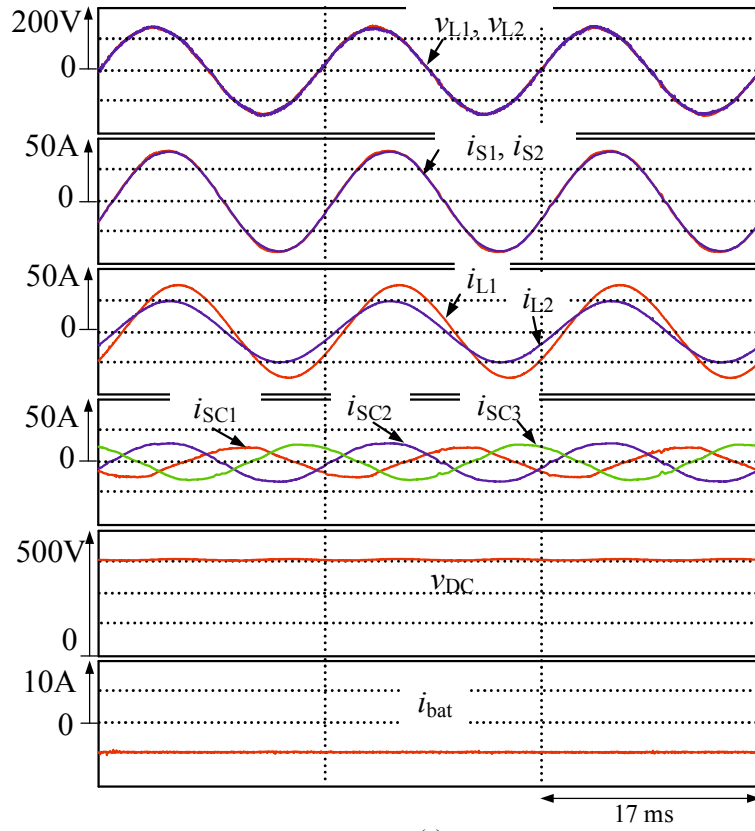
図 5.7(a) および (b) の実験結果から、直流キャパシタ電圧一定制御を用いた場合におけるスマートチャージャから出力する i_{SC1} , i_{SC2} および i_{SC3} の実効値はそれぞれ 20.8 A, 15.5 A および 9.9 A であった。(4.27) 式から電流容量を求めると 0.96 pu となる。一方、図 5.7 の実験結果から、直流キャパシタ電圧一定制御を用いた無効電力調整法の場合における i_{SC1} , i_{SC2} および i_{SC3} の実効値はそれぞれ 15.3 A, 5.68 A および 10.3 A で、スマートチャージャの電流容量を算出すると 0.65 pu となる。このなかで、バッテリーに融通する電力の比率はスマートチャージャの電流容量の 46% を占める。表 5.2 に、各制御方式におけるスマートチャージャの電流容量算出結果を示す。したがって、実験結果より直流キャパシタ電圧一定制御を用いた制御法と比較して、無効電力調整機能を付加した制御法を用いることでスマートチャージャの変換器容量が 32% 低減可能であることを確認した。

次に、第4章で提案した負荷側有効電流演算ブロックを用いた無効電力調整法と本章で直流キャパシタ電圧一定制御を用いた無効電力調整法における制御方式の演算時間について検討をする。これらの制御方式を実行する制御装置は先に表 3.2 で示した性能である DSP (TMS320C6713, 225MHz) を用いた。制御アルゴリズムの演算時間の測定法は、DSP のタイマカウンタの値を読み込む関数 `timer0_read()` および `timer1_read()` を使用する。記述した制御方式の最初に $t_0 = \text{timer0_read}()$ を最後に $t_1 = \text{timer1_read}()$ を記述し、それらの時間差 $t = t_1 - t_0$ を読み取る。そして、内蔵されているカウンタ値を N_{count} とすると、 N_{count} は読み取った時間差 t を使って次式で与えられる⁽¹²⁾。

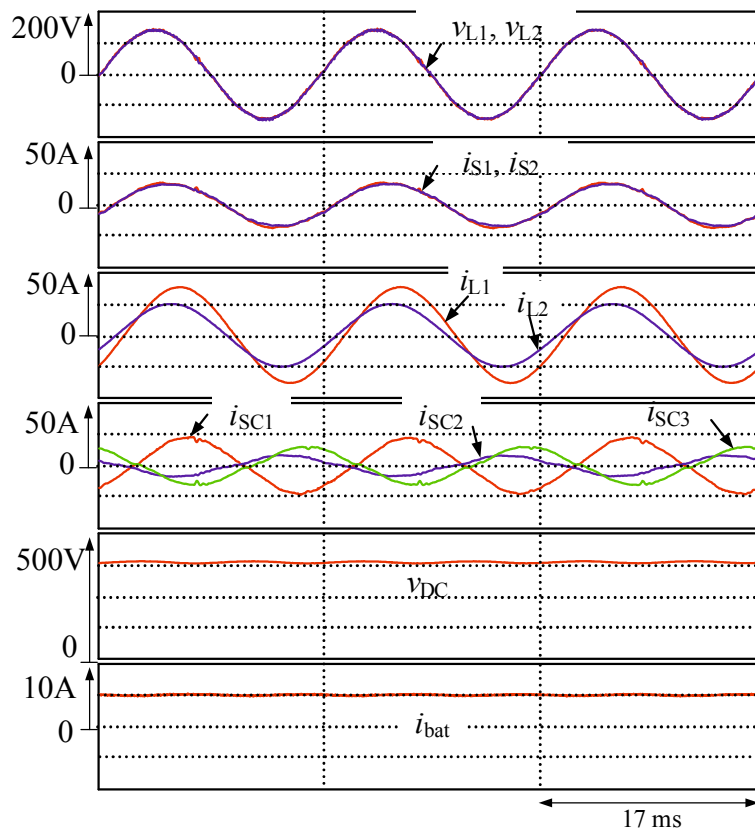
$$N_{\text{count}} = \frac{t}{17.7777[\text{ns}]} \dots\dots\dots (5.14)$$

負荷側有効電流演算ブロックを用いた無効電力調整法に必要な制御方式の時間は 67.4 μs となった。このなかで、負荷側有効電流演算ブロックで要した演算時間は 10.4 μs であった。直流

キャパシタ電圧一定制御を用いた無効電力調整法で必要な演算時間は $57.0\ \mu\text{s}$ となった。表 5.3 に、各制御方式を用いた場合の演算時間測定結果を示す。したがって、負荷側有効電流演算ブロックを用いた無効電力調整法と比較して直流キャパシタ電圧一定制御を用いた無効電力調整法の方が、演算時間が 15% 低減可能であることを明らかにした。これは直流キャパシタ電圧一定制御を用いた無効電力調整法は第 4 章の制御法と比較し、演算負荷が小さくできることを示している。



(a)



(b)

図 5.7 スマートチャージャの定常動作時実験波形 (a) バッテリ充電動作 (b) バッテリ放電動作

表 5.2 実験におけるスマートチャージャの電流容量算出結果

制御法	スマートチャージャの 電流容量 A_C [pu]
直流キャパシタ電圧一定制御 (PF=1.0)	0.96
直流キャパシタ電圧一定制御を用いた 無効電力調整 (PF=0.9)	0.65

表 5.3 実験における制御方式の演算時間測定結果

制御方式	演算時間 [μ s]
負荷側有効電流演算ブロックを用いた 制御法 (第 4 章)	67.4
直流キャパシタ電圧一定制御を用いた 無効電力調整法 (本章)	57.0

5.4 本章のまとめ

本章では、直流キャパシタ電圧一定制御を用いた電気自動車用スマートチャージャの簡易な無効電力調整法を提案した。はじめに、負荷側有効電流演算ブロックを不要とした無効電力調整法について説明した。次に、提案する負荷側有効電流演算ブロックを不要とした無効電力調整法の有効性を計算機シミュレーションおよび実験により検証した。シミュレーションおよび実験結果から、負荷側有効電流演算ブロックを不要とした無効電力調整法を用いることで、柱上変圧器低圧側で力率が0.9でバランスした電源電流が得られ、第3章で提案した直流キャパシタ電圧一定制御を用いた場合と比較して、スマートチャージャの変換器容量を32%低減し、かつ第4章で提案した負荷側有効電流演算ブロックを用いた無効電力調整法と比較して、演算時間を15%低減でき、演算負荷の低減が可能であることを明らかにした。したがって、本章で提案した直流キャパシタ電圧一定制御を用いた簡易な無効電力調整法を用いた電気自動車用スマートチャージャは小容量な電力変換装置かつ安価な制御装置で構成可能であると結論づけられる。

第6章 結論

本論文では、単相3線式配電家庭の電力品質保証を目的とした電気自動車用スマートチャージャを提案し、その制御法の有効性を明らかにした。

はじめに、次世代電力供給網であるスマートグリッドの概要を紹介し、日本の低圧配電方式として広く用いられている単相3線式配電の電力供給システムの特徴について述べた。家庭用電力供給システムにスマートメータ導入が推進されており、10年後には需要家の電力品質状況が把握されることを述べた。また、単相3線式配電において不平衡な負荷状態により柱上変圧器内の損失が増加することを明らかにした。したがって、需要家自身が電力品質保証の責任を担う必要があることを提言した。

第3章では、上記想定される課題に対して、家庭に設置される電気自動車用充電器を利用する。家庭で発生する無効電力および不平衡有効電力を補償することを目的に、直流キャパシタ電圧一定制御を用いた電気自動車用スマートチャージャの制御法を提案し、その有効性を明らかにした。はじめに、提案した直流キャパシタ電圧一定制御を用いた電気自動車用スマートチャージャの制御原理について述べた。次に、パワーエレクトロニクス用回路シミュレータであるPSIMを用いた計算機シミュレーションによりスマートチャージャの有効性を確認した。また試作実験装置を構成し、実験により提案方式の有効性を確認し、需要家がスマートチャージャを設置することで、電力品質保証が可能であることを明らかにした。

第4章では、変換器容量の低減を目的とした電気自動車用スマートチャージャの無効電力調整法を提案した。はじめに、提案した電気自動車用スマートチャージャの無効電力調整法についてフェーザおよび瞬時電力フローについて論じた。次に、提案した変換器容量の低減を目的とした電気自動車用スマートチャージャの無効電力調整法の有効性を計算機シミュレーションおよび実験により検証した。シミュレーションおよび実験結果から、柱上変圧器低圧側で力率が0.9でバランスした電源電流が得られることを明らかにした。このとき、スマートチャージャの変換器容量を32%低減可能であることを確認した。

第5章では、直流キャパシタ電圧一定制御を用いた電気自動車用スマートチャージャの簡易な無効電力調整法を提案し、計算機シミュレーションおよび実験により検証した。シミュレーションおよび実験結果から、第3章で提案した直流キャパシタ電圧一定制御を用いた場合と比較して、スマートチャージャの変換器容量を32%低減し、かつ第4章で提案した負荷側有効電

流演算ブロックを用いた無効電力調整法と比較して、演算時間を15%低減し、演算負荷の低減ができることを明らかにした。したがって、実用的な電気自動車用スマートチャージャを構成可能であることを明らかにした。

本研究における今後の検討課題として、以下のことが挙げられる。

- 複数の需要家が接続された場合における電気自動車用スマートチャージャを用いた電力品質保証の実験的検証⁽¹²²⁾
- 高調波負荷に対するスマートチャージャの電流フィードバック制御の特性検証⁽¹²³⁾
- V2H動作時に逆潮流をさける電気自動車用スマートチャージャの簡易な電力制御法の検討
- 電気自動車用スマートチャージャの投資効果に関する検討

以上から、本論文では単相3線式配電家庭の電力品質保証機能を付加した電気自動車用スマートチャージャを提案し、その有効性を明らかにした。提案した電気自動車用スマートチャージャにより、日本で低圧配電方式として主流である単相3線式配電に広く用いられている柱上変圧器内の損失を低減し、かつ電気自動車の大容量バッテリーの電力を自由に融通可能である。柱上変圧器低減効果は、国内に柱上変圧器が5000万台以上設置されていることを考慮すると、理想的には現在稼働中の福山太陽光発電所の年間発電電力量の約66倍に相当する電力会社の電力損失補償に要する費用の削減が期待できる。したがって、提案した電気自動車用スマートチャージャによりスマートメータを導入する日本家庭用電力供給システムの想定される需要家自身による電力品質保証を実行でき、電力会社が補償する柱上変圧器の電力損失増加分を軽減可能になると考えられる。

参考文献

- (1) 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, 56-57, 194-205, 242-248, 292-301, (2011)
- (2) 横山明彦, 合田忠弘, 林泰弘, 浅野浩志, 坂東茂, 今井伸一, 林秀樹, 木槻純一, 新井正伸, 山田竜也, 姉川尚史, 弥栄邦俊:「スマートグリッドの構成技術と標準化」, 日本規格協会, pp. 19-22, (2011)
- (3) 横山明彦:「よりスマートなグリッドの構築に向けて (I)」, 電気学会論文誌, vol. 130, no. 2, pp. 94-97, (2010)
- (4) 横山明彦:「よりスマートなグリッドの構築に向けて (II)」, 電気学会論文誌, vol. 130, no. 3, pp. 163-167, (2010)
- (5) 浅利真宏, 小林広武:「スマートグリッド技術」, 平成 23 年電気学会産業応用部門大会講演論文集, vol. 2, 2-S15-1, pp. II-211-II-214, (2011)
- (6) 造賀芳文, 飯岡大輔:「スマートグリッド実現に向けた欧米諸国における取組み」, 平成 25 年電気学会全国大会講演論文集, vol. 6, 6-S11-5, pp. S11(15)-S11(18), (2013)
- (7) The U.S. Department of Energy Homepage: <http://energy.gov/oe/articles/modernizing-grid-keeping-dialogue-going>
- (8) ECOTality, “The EV Project Q3 2012 Report,” (2012)
- (9) European Technology Platform SmartGrids, “Vision and Strategy for Europe’s Electricity Networks of the Future,” (2006)
- (10) 李秀ちよる, 澤田貴之, 伊藤賢次, 松尾秀雄, 佐土井有里:「韓国スマートグリッド事業の推進戦略と成果-済州道スマートグリッド実証事業を題材として-」, 名城論叢 2013 年 7 月, 第 14 巻, 第 1 号, pp. 111-137, (2013)
- (11) 周意誠:「中国におけるスマートグリッド標準化の最新動向及び今後の展望」, 平成 26 年産業応用部門大会講演論文集, vol. 5, 5-S12-2, pp. V-55-V-60, (2014)
- (12) プライスウォーターハウスクーパース株式会社:「新興国展開戦略支援室コラム」, <http://www.pwc.com/jp/ja/advisory/services-focus/emerging-markets-strategy/column/vol4.jhtml>
- (13) GLOBAL NOTE:「送電ロス率 国際比較統計・推移」, <http://www.globalnote.jp/post-3711.html>
- (14) 横山明彦:「再生可能エネルギー大量導入に向けたスマートグリッドの現状と将来展望」, 平成 25 年電気学会全国大会講演論文集, vol. 1, 1-H5-1, pp. H5(1)-H5(4), (2013)

- (15) 牛尾剛：「スマートグリッドの概念と電力系統を取り巻く課題」，平成25年電気学会全国大会講演論文集，vol. 6, 6-S11-2, pp. S11(3)–S11(6), (2013)
- (16) 下村公彦：「スマートグリッド実現に向けた系統側の取組み」，平成25年電気学会全国大会講演論文集，vol. 6, 6-S11-3, pp. S11(7)–S11(10), (2013)
- (17) 早崎宣之，青木功，谷川亮一，福田寿：「電力系統制御エリアを対象とした風力発電出力予測システムの開発」，日本機械学会第13回動力・エネルギー技術シンポジウム講演論文集，no. 08-9, (2008)
- (18) 石橋直人，飯坂達也，勝野徹：「太陽光発電の発電量予測技術」，富士電機技報 2013, vol. 86, no. 3, pp. 207–210, (2013)
- (19) 森 健二郎：「スマートグリッド実現に向けた配電・需要家側の取組み」，平成25年電気学会全国大会講演論文集，vol. 6, 6-S11-4, pp. S11(11)–S11(14), (2013)
- (20) 林秀樹：「再生可能エネルギー導入をもたらすエネルギー管理と蓄電池制御」，電気学会誌，vol. 132, no. 10, pp. 684–687, (2012)
- (21) 林泰弘：「次世代送配電系統最適制御技術実証事業」その1 配電系統の電圧変動抑制技術の開発」，平成25年電気学会全国大会講演論文集，vol. 1, 1-H5-2, pp. H5(5)–H5(7), (2013)
- (22) 北條昌秀，三谷康範，樋口登，山口浩，西村和則，雪田和人：「エネルギーバッファとしての車載及び定置型蓄電池の応用」，平成25年電気学会全国大会講演論文集，vol. 6, 6-S8-4, pp. S8(10)–S8(13), (2013)
- (23) 伊藤孝典，道永勝久，大芝正嗣，堀恵輔，小山博康，吉本健太，横山晋也，芦田有治，詫間隆史：「太陽光発電・蓄電池付き電気自動車用急速充電器「PV-EV システム」の開発」，GS Yuasa Technical Report 2011年12月，vol. 8, no. 2, pp. 47–52, (2011)
- (24) 菊池一成，小田拓也，伊藤雅一，柏木孝夫：「車載電池を活用したスマートコミュニティ内の最適エネルギーシステム」，平成24年電気学会全国大会講演論文集，vol. 6, 6-106, pp. 185–186, (2012)
- (25) National Energy Technology Laboratory for the U.S. Department of Energy Office of Electricity Delivery and Energy Reliability, “ADVANCED MERTERING INFRASTRUCTURE,” Feb., 2008, http://www.netl.doe.gov/File%20Library/research/energy%20efficiency/smart%20grid/whitepapers/AMI-White-paper-final-021108-2-APPROVED_2008_02_12.pdf
- (26) 株式会社三菱総合研究所：「平成21年度 スマートハウス実証プロジェクト報告書」，(2009)
- (27) 木村宰：「省エネルギー政策の実効性評価と改善提案」，電力中央研究所フォーラム2010研究成果発表会資料，p. 9, (2010)
- (28) 経済産業省：「スマートメーター制度検討会(第14回)-配布資料，資料3 スマートメーター導入促進に伴う課題と対応(案)」，http://www.meti.go.jp/committee/summary/0004668/pdf/012_03_00.pdf
- (29) 経済産業省：「スマートメーター制度検討会(第14回)-配布資料，資料8 スマートメーターに関する取組み(関西電力提供資料)」，http://www.meti.go.jp/committee/summary/0004668/pdf/014_08_00.pdf

- (30) 高橋琢二, 堀之内利之:「大学電気・電子工学シリーズ 送配電工学」, 槇書店, pp. 173-174, pp. 179-181, (1982)
- (31) On Power website: <http://www.onpower.com/pdf/EPRICostOfPowerProblems.pdf>
- (32) 村上直樹:「電力品質の定義と測定法」, NTT Building Technology Institute 2005, pp. 1-7, (2005)
- (33) Ewald F. Fuchs, and Mohammad A. S. Masoum, “Power Quality in Power Systems and Electrical Machines,” ELSEVIER, pp. 1-54, (2008)
- (34) 林祐輔, 伊瀬敏史, 辻毅一郎:「品質別電力供給における電力品質の定義と交流形電力改質センターの構成」, 電気学会論文誌 B 分冊, vol. 122, no. 12, pp. 1384-1394, (2002)
- (35) 松浦虔士編著:「電気エネルギー伝送工学」, オーム社, pp. 70-71, (2008)
- (36) 電力中央研究所:「電中研レビュー第 39 号 新時代に向けた電力システム技術」, no. 39, (2000)
- (37) IEEE Std 1159-1995, “IEEE Recommended Practice for Monitoring Electric Power Quality,” (1995)
- (38) 日本電気技術規格委員会:「内線規程 JESC E0005」, 日本電気協会, p. 32, (2005)
- (39) 藤田崇之, 飯田祥司:「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 分冊, vol. 125, no. 12, pp. 1145-1152, (2005)
- (40) 田中俊彦, 福井博一, 平木英治, 渡邊修治, 福間慎治:「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 分冊, vol. 127, no. 6, pp. 675-681, (2007)
- (41) 馬場雄介, 菅原和也, 岡本昌幸, 平木英治, 田中俊彦:「直流電圧平衡化回路を有するハーフブリッジインバータを用いた単相三線式配電用電流バランス」, 電気学会論文誌 D 分冊, vol. 131, no. 7, pp. 880-887, (2011)
- (42) 株式会社 ダイヘン:「柱上変圧器の巻線抵抗」, (2012)
- (43) 京都市環境政策局:「平成 20 年度 京都市内のご家庭における電気・都市ガス月間使用量」, (2008), <http://www.city.kyoto.lg.jp/kankyo/page/0000043199.html>
- (44) 総務省統計局:「総世帯および世帯の種類別世帯数」, (2010)
- (45) 中国電力株式会社:「中国電力 福山太陽光発電所」, (2011), <http://www.energia.co.jp/solar/index.html>
- (46) 高橋勲:「種々の高力率整流回路」, 電気学会論文誌 D 分冊, vol. 119, no. 5, pp. 568-569, (1999)
- (47) 次世代自動車戦略研究会:「次世代自動車戦略 2010」, (2010)

- (48) 次世代自動車振興センター：「平成 24 年電気自動車・充電インフラ等の普及に関する調査報告書」, http://www.cev-pc.or.jp/chosa/pdf/2012_1_honpen.pdf
- (49) 環境省：「次世代自動車普及戦略」, <http://www.env.go.jp/air/report/h21-01/4.pdf>
- (50) 日本自動車研究所：「総合効率と GHG 排出の分析」, 平成 22 年度 JHFC 報告書, p. 102, (2010)
- (51) 電気学会・移動体用エネルギーストレージシステム技術調査専門委員会：「電池システム技術-電気自動車・鉄道へのエネルギーストレージ応用-」, オーム社, pp. 27-37, 203-244, (2012)
- (52) 森本雅之：「電気自動車 電気とモータで動く「クルマ」のしくみ」, 森北出版株式会社, pp. 18-25, 72-76, (2009)
- (53) 日産自動車ニュースリリース: http://www.nissan-global.com/JP/NEWS/2011/_STORY/110802-01-j.html
- (54) 今関隆志：「2次電池の充放電システム」, 特開平 10-271694, (1998)
- (55) 岩田和朗, 谷口正明, 寺本正彦：「電気自動車を用いた家庭用電力供給システム」, 特開平 11-178234, (1999)
- (56) 岩田和朗, 谷口正明, 寺本正彦：「家庭用電力供給システム」, 特開平 11-178237, (1999)
- (57) 経済産業省 中部経済産業局ホームページ: http://www.chubu.meti.go.jp/jisedai_jidoushiya/forum/pdf/121218date_01.pdf
- (58) Mithat C. Kisacikoglu, Abdulkadir Bedir, Burak Ozpineci, and L. M. Tolbert, "PHEV-EV Charger Technology Assessment with an Emphasis on V2G Operation," *Office of Scientific and Technical Information Technical Report*, Mar., pp. 22-46, (2012)
- (59) M. Yilmaz, and P. T. Krein, "Review of Benefits and Challenges of Vehicle-to-Grid Technology," in *Proc. IEEE Energy Conversion Cong. and Expo. (ECCE)*, pp. 3082-3089, (2012)
- (60) Manuele Bertoluso, Nima Zabihi, and Giuseppe Buja, "Overview on Battery Charger for Plug-in Electric Vehicles," in *Proc. 15th Int. Power Electron. Motion Control Conf., EPE-PEMC 2012 ECCE Europe*, pp. LS4d.1-1-LS4d1-7, (2012)
- (61) Mithat C. Kisacikoglu, Burak Ozpineci, and L. M. Tolbert, "Reactive Power Operation Analysis of a Single-Phase EV/PHEV Bidirectional Battery Charger," in *Proc. 8th Int. Conf. Power Electron.-ECCE Asia*, pp. 585-591, (2011)
- (62) Xiaohu. Zhou, G. Wang, S. Lukic, S. Bhattacharya and A. Huang, "Multi-Function Bi-directional Battery Charger for Plug-in Hybrid Electric Vehicle Application," in *Proc. IEEE Energy Conversion Cong. and Expo. (ECCE)*, pp. 3930-3936, (2009)
- (63) 中国電力株式会社：「電気供給約款」, p. 46, (2012)
- (64) 三菱自動車ホームページ： <http://www.ev-life.com/charging/step.html>

- (65) リーフ主要装備一覧 : <http://ev.nissan.co.jp/LEAF/PDF/leaf.specsheet.pdf>
- (66) テスラモーターズホームページ : <http://www.teslamotors.com/jp/models/specs>
- (67) CHAdeMO ホームページ : <http://www.chademo.com/wp/japan/chademoqc/>
- (68) Rambabu Surada, and Alireza Khaligh, "A Novel Approach towards Integration of Propulsion Machine Inverter with Energy Storage Charger in Plug-In Hybrid Electric Vehicles," in *Proc. 36th Annu. Conf. the IEEE Ind. Electron. Soc.*, pp. 2487–2492, (2010)
- (69) Serkan, and Alireza Khaligh, "Cost Effective Solutions to Level 3 On-board Battery Chargers," in *Proc. Twenty-Seventh Annu. IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo.*, pp. 2121–2127, (2012)
- (70) Weng Kwai Thong, and Charles Pollock, "Low-Cost Battery-Powered Switched Reluctance Drives with Integrated Battery-Charging Capability," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 36, no. 6, Nov.–Dec. 2000, pp. 1676–1681, (2000)
- (71) Shuang Zhao, Saeid Haghbin, Oskar Wallmark, Mats Leksell, Sonja Lundmark, and Ola Carlson, "Transient modeling of an integrated charger for a plug-in hybrid electric vehicle," in *Proc. 2011-14th European Conf. Power Electron. Appl. (EPE2011)*, pp. 1–10, (2011)
- (72) 粟井郁雄 : 「とことん基礎から理解する “磁界共鳴型” ワイヤレス給電 “磁界共鳴”型と電磁誘導型はどう違う?」, 日経エレクトロニクス, pp. 2–11, (2011)
- (73) 鈴木工業株式会社ホームページ : <http://www.suzuki-kogyo.net/ih/others02.html>
- (74) Conductix-Wampfler ホームページ : <http://www.conductix.us/en/news/2011-02-15/award-conductix-wampfler-wireless-charging-electric-vehicles>
- (75) 長野日本無線株式会社ホームページ : <http://www.njrc.jp/press/Press1106-01.pdf>
- (76) AAA NewsRoom ホームページ : <http://newsroom.aaa.com/2011/07/ev-charging-statio/>
- (77) 経済産業省, 次世代自動車振興センター : 「EV・PHV タウンシンポジウム-in 大阪 - 各種発表資料」, pp. 90–127, (2012)
- (78) Jasna Tomic, and Willett Kempton, "Using fleets of electric-drive vehicles for grid support," *Journal of Power Source*, vol. 168, pp. 459–468, (2007)
- (79) I. Cvetkovic, T. Thacker, D. Dong, G. Francis, V. Podosinov, D. Boroyevich, F. Wang, R. Burgos, G. Skutt, and J. Lesko, "Future Home Uninterruptible Renewable Energy System with Vehicle-to-Grid Technology," in *Proc. IEEE Energy Conversion Cong. and Expo. (ECCE)*, pp. 2675–2681, (2009)
- (80) M. C. Kisacikoglu, B. Ozpineci, and L. M. Tolbert, "Examination of a PHEV Bidirectional Charger System for V2G Reactive Power Compensation," in *Proc. IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo.*, pp. 458–465, (2010)

- (81) M. C. Kisacikoglu, B. Ozpineci, and L. M. Tolbert, "Effects of V2G Reactive Power Compensation on the Component Selection in an EV or PHEV Bidirectional Charger," in *Proc. IEEE Energy Conversion Cong. and Expo. (ECCE)*, pp. 870–876, (2010)
- (82) M. C. Kisacikoglu, B. Ozpineci, L. M. Tolbert, and F. Wang, "Single-phase inverter design for V2G reactive power compensation," in *Proc. IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo.*, pp. 808–814, (2011)
- (83) X. Zhou, S. Lukic, and A. Huang, "A Comparison of Converter Topologies for Vehicle-to-Grid Applications: Three-leg Converter versus H-bridge Converter," *Proc. of the 35th Annu. Conf. of the IEEE IES (IECON)*, pp. 3747–3752, (2009)
- (84) D. N. Zmood and D. G. Holmes, "Stationary Frame Current Regulation of PWM Inverters with Zero Steady-Error," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 18, no. 3, pp. 814–822, (2003)
- (85) C. Lascu, L. Asiminoaei, I. Boldea, and F. Blaabjerg, "Frequency response analysis of current controllers for selective harmonic compensation in active power filters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 2, pp. 337–347, (2009)
- (86) 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," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 49, no. 6, Nov.–Dec., pp. 2628–2635, (2013)
- (87) 田中俊彦, 石倉規雄, 福井博一, 平木英治: 「直流電圧一定制御を用いた電気鉄道用パワーコンディショナの制御法」, 電気学会論文誌 D 分冊 (研究開発レター), vol. 128, no. 2, pp. 145–146, (2008)
- (88) 福井博一, 平木英治, 田中俊彦: 「直流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 分冊 (研究開発レター), vol. 130, no. 7, pp. 935–936, (2010)
- (89) 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 分冊, vol. 132, no. 5, pp. 581–587, (2012)
- (90) 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)
- (91) 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)
- (92) M. Tarafdar. Haque, "Single-Phase PQ Theory," in *Proc. 33rd IEEE Power Electron. Spec. Conf.*, vol. 4, pp. 1815–1820, (2002)
- (93) M. Tarafdar. Haque, and T. Ise, "Implementation of Single-Phase pq Theory," in *Proc. Power Con. Conf. - Osaka*, vol. 2, pp. 761–765, (2002)
- (94) 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)

- (95) L. N. Arruda, S. M. Silva, and B. J. C. Filho, "PLL Structures for Utility Connected Systems," *Conf. Rec. of the 36th IEEE IAS Annu. Meeting*, pp. 2655–2660, (2001)
- (96) S. M. Silva, B. M. Lopes, B. J. C. Filho, R. P. Campana, and W. C. Boaventura, "Performance Evaluation of PLL Algorithms for Single-Phase Grid-Connected Systems," *Conf. Rec. of the 39th IEEE IAS Annu. Meeting*, pp. 2259–2263, (2004)
- (97) D. Yazdani, A. Bakhshai, G. Joos, and M. Mojiri, "A Single-Phase Adaptive Synchronization Tool for Grid-Connected Converters," in *Proc. of the 34th Annu. Conf. of the IEEE IES (IECON)*, pp. 526–529, (2008)
- (98) R. M. S. Filho, P. F. Seixas, P. C. Cortizo, A. B. Torres, and A. F. Souza, "Comparison of Three Single-Phase PLL Algorithms for UPS Applications," *IEEE Trans. Industrial Electronics*, vol. 55, no. 8, pp. 2923–2932, (2008)
- (99) 金東海:「パワースイッチング工学 パワーエレクトロニクス基礎理論」, 電気学会, pp. 122-123, (2008)
- (100) R. S. Zhang, "CONTROL OF SINGLE PHASE POWER CONVERTER IN D-Q ROATAING COORDINATES," *United States Patent*, No. US 6,621,252 B2, (2003)
- (101) 堀恵輔, 道永勝久, 大芝正嗣, 伊藤孝典, 小山博康, 芦田有治, 山口雅英:「電気自動車用急速充電器「EVC-50KA」の開発」, GS Yuasa Technical Report 2011年6月, vol. 8, no. 1, pp. 60–65, (2011), http://www.gs-yuasa.com/us/technic/vol8/pdf/008_01_060.pdf
- (102) IEEE 519-1992, "Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power System," 1992.
- (103) Hidenori Tanaka, Takaaki Wakimoto, Toshihiko Tanaka, Masayuki Okamoto, and Eiji Hiraki, "Reducing Capacity of Smart Charger for Electric Vehicles on Single-Phase Three-Wire Distribution Feeders with Reactive Power Control," *IEEJ Journals on Ind. Appl.*, vol. 3, no. 6, pp. 437–445, (2014)
- (104) H. Fukui, E. Hiraki, T. Tanaka, and S. Fukuma, "A New Control Method of Current Balancer for Single-Phase Three-Wire Secondary Distribution Systems Using the Correlation and Cross-Correlation Coefficients," *IEEJ Trans. IA*, vol. 128, no. 1, pp. 34–40, (2008)
- (105) 石倉規雄, 平木英治, 田中俊彦:「変換器容量の低減を目的とした電気鉄道用パワーコンディショナの制御法」, 電気学会論文誌 D 分冊, vol. 120, no. 9, pp. 907–913, (2009)
- (106) H. Tanaka, T. Tanaka, T. Wakimoto, E. Hiraki, and M. Okamoto, "Reduced-Capacity Smart Charger for Electric Vehicles on Single-Phase Three-Wire Distribution Feeders With Reactive Power Control," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 51, no. 1, Jan.–Feb., pp. 315–324, (2015)
- (107) 日本ケミコン株式会社:「TECHNICAL NOTE – アルミ電解コンデンサの上手な使い方 –」, CAT. No. 1001P, p. 8, (2012)
- (108) 日本ケミコン株式会社: 高耐圧品 アルミ大形電解コンデンサ ネジ端子形 85 °C データシート,
http://www.chemi-con.co.jp/cgi-bin/CAT_DB/SEARCH/cat_db_al.cgi?e=j&j=k&h=ERWE451LGC222MD96M

- (109) 篠原 勝次, 実成 義孝, 入佐 俊幸, 今村 浩 : 「平滑回路なし電圧形インバータ駆動誘導電動機の解析法と基礎特性」, 電気学会論文誌 D 分冊, vol. 109, no. 9, pp. 637-644, (1989)
- (110) 石黒 章夫, 古橋 武, 石田 宗秋, 大熊 繁, 内川 嘉樹 : 「空間ベクトルを用いた PWM 制御サイクロコンバータの出力電圧制御」, 電気学会論文誌 D 分冊, vol. 110, no. 6, pp. 655-663, (1990)
- (111) Panasonic ホームページ : <http://panasonic.co.jp/chouki/>
- (112) 内閣府ホームページ : <http://www.esri.cao.go.jp/jp/stat/shouhi/shouhi.html#taikyuu>
- (113) ineltron Power Semiconductors website: http://www.ineltron.de/english/mitsubishi_modules.htm
- (114) Electronic Components KEMET CHARGED website: http://www.kemet.com/Lists/ProductCatalog/Attachments/391/KEM_A4034_PEH200.pdf
- (115) 田中秀典, 田中俊彦, 岡本昌幸, 平木英治 : 「負荷側電力演算が不要な電気自動車用スマートチャージャの無効電力調整法」, パワーエレクトロニクス学会誌, vol. 40, (2015) (平成 27 年 3 月掲載決定)
- (116) 佐藤之彦, 宮澤秀毅, 片岡昭雄 : 「電流形 PWM 整流回路の交流入力電流波形の一改善法」, 電気学会論文誌 D 分冊, vol. 112, no. 8, pp. 703-711, (1992)
- (117) P. A. Dahono, Y. R. Bahar, Y. Sato, and T. Kataoka, “Damping of Transient Oscillations on the Output LC Filter of PWM Inverters by Using a Virtual Resistor,” *Proc. IEEE Power Electron. Drive Systems (PEDS)*, pp. 403-407, (2001)
- (118) 根葉保彦, 古山英二, 坂口潤 : 「PWM 電流形電力変換器における過渡共振の簡易抑制法」, 電気学会論文誌 D 分冊 (研究開発レター), vol. 118, no. 2, pp. 264-265, (1998)
- (119) 外山浩司, 水野修, 竹下隆晴, 松井信行 : 「電流形三相 PWM コンバータにおける入力電圧・電流の過渡振動抑制」, 電気学会論文誌 D 分冊, vol. 117, no. 4, pp. 420-426, (1997)
- (120) 陳建峰, 竹下隆晴 : 「補償電流位相調整による配電系統用アクティブフィルタの制御」, 平成 17 年電気学会産業応用部門大会講演論文集, vol. 1, no. 1-29, pp. I-149-I-152, (2005)
- (121) マイウェイ技研株式会社 : 「パワエレ用デジタル制御システム PE-Expert3/C6713 Function Reference Manual」, p. 21, (2005)
- (122) 田中秀典, 山田洋明, 岡本昌幸, 田中俊彦 : 「複数の需要家が接続された単相三線式配電における電気自動車用スマートチャージャの補償特性」, 平成 25 年電気学会産業応用部門大会講演論文集, vol. 1, no. R1-3-2 1-64, pp. I-287-I-288, (2014)
- (123) 田中秀典, 山田洋明, 岡本昌幸, 田中俊彦 : 「電気自動車用スマートチャージャを用いた高調波補償」, 平成 26 年度電気・情報関連学会中国支部第 65 回連合大会, no. 5-6, p. 394, (2014)

発表論文

学術論文

- (1) Toshihiko Tanaka, Tsukasa Sekiya, Hidenori Tanaka, Masayuki Okamoto, and Eiji Hiraki, “Smart Charger for Electric Vehicles With Power-Quality Compensator on Single-Phase Three-Wire Distribution Feeders,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 49, no. 6, Nov.–Dec., pp. 2628–2635, (2013)
- (2) Hidenori Tanaka, Takaaki Wakimoto, Toshihiko Tanaka, Masayuki Okamoto, and Eiji Hiraki, “Reducing Capacity of Smart Charger for Electric Vehicles on Single-Phase Three-Wire Distribution Feeders with Reactive Power Control,” *IEEJ Journals on Ind. Appl.*, vol. 3, no. 6, pp. 437–445, (2014)
- (3) Hidenori Tanaka, Toshihiko Tanaka, Takaaki Wakimoto, Eiji Hiraki, and Masayuki Okamoto, “Reduced-Capacity Smart Charger for Electric Vehicles on Single-Phase Three-Wire Distribution Feeders With Reactive Power Control,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 51, no. 1, Jan.–Feb., pp. 315–324, (2015)
- (4) 田中秀典, 田中俊彦, 岡本昌幸, 平木英治: 「負荷側電力演算が不要な電気自動車用スマートチャージャの無効電力調整法」, *パワーエレクトロニクス学会誌*, vol. 40, (2015) (平成27年3月掲載決定)

国際会議

- (1) Toshihiko Tanaka, Tsukasa Sekiya, Hidenori Tanaka, Masayuki Okamoto, and Eiji Hiraki, “Smart Charger for Electric Vehicles With Power Quality Compensator on Single-Phase Three-Wire Distribution Feeders,” in *Proc. of the IEEE PELS/IAS Energy Conversion Cong. and Expo. (ECCE)*, pp. 3075–3081, (2012)
- (2) Hidenori Tanaka, Toshihiko Tanaka, Takaaki Wakimoto, Eiji Hiraki, and Masayuki Okamoto, “Reduced-Capacity Smart Charger for Electric Vehicles on Single-Phase Three-Wire Distribution Feeders With Reactive Power Control,” in *Proc. of the IEEE PELS/IAS Energy Conversion Cong. and Expo. (ECCE)*, pp. 5158–5164, (2013)
- (3) Hidenori Tanaka, Toshihiko Tanaka, Hiroaki Yamada, and Masayuki 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 *the IEEE Int. Power Electron. and Appl. Conf. and Expo. (PEAC)*, pp. 726–731, (2014)

口頭発表

- (1) 田中秀典, 関谷司, 岡本昌幸, 平木英治, 田中俊彦:「電気自動車用スマートチャージャ」, 平成 23 年度電気・情報関連学会中国支部第 62 回連合大会, no. 5-5, pp. 481-482, (2011)
- (2) 田中秀典, 関谷司, 岡本昌幸, 平木英治, 田中俊彦:「無効電力と不平衡有効電力補償機能を有する電気自動車用スマートチャージャ」, 平成 23 年度電子情報通信学会電子通信エネルギー技術研究会 (EE 研) 信学技報 (IEICE Technical Report), vol. 111, no. 305, pp. 25-29, (2011)
- (3) 田中秀典, 関谷司, 岡本昌幸, 平木英治, 田中俊彦:「無効電力と不平衡有効電力補償機能を有する電気自動車用スマートチャージャ」, 平成 24 年電気学会全国大会講演論文集, vol. 4, no. 171, pp. 291-292, (2012)
- (4) 田中秀典, 岡本昌幸, 平木英治, 田中俊彦:「無効電力と不平衡有効電力補償機能を有する電気自動車用スマートチャージャ」, 平成 24 年電気学会産業応用部門大会講演論文集, vol. 4, no. R4-1 4-3, pp. IV-87-IV-92, (2012)
- (5) 田中秀典, 脇本貴章, 岡本昌幸, 平木英治, 田中俊彦:「変換器容量低減を目的とした電気自動車用スマートチャージャの制御法」, 平成 25 年電気学会全国大会講演論文集, vol. 4, no. 182, pp. 313-314, (2013)
- (6) 田中秀典, 脇本貴章, 岡本昌幸, 平木英治, 田中俊彦:「変換器容量低減を目的とした電気自動車用スマートチャージャの制御法」, 平成 25 年電気学会産業応用部門大会講演論文集, vol. 1, no. R1-1 4-3, pp. I-63-I-68, (2013)
- (7) 田中秀典, 脇本貴章, 岡本昌幸, 平木英治, 田中俊彦:「無効電力調整機能を有する電気自動車用スマートチャージャ」, the 15th IEEE Hiroshima Student Symposium, vol. (a), no. 23, pp. 67-68, (2013)
- (8) 田中秀典, 田中俊彦, 岡本昌幸, 平木英治:「負荷側有効電力演算が不要な電気自動車用スマートチャージャの無効電力調整法」, 平成 26 年電気学会全国大会講演論文集, vol. 4, no. 150, pp. 252-253, (2014)
- (9) 田中秀典, 田中俊彦, 岡本昌幸, 平木英治:「負荷側電力演算が不要な電気自動車用スマートチャージャの無効電力調整法」, パワーエレクトロニクス学会第 202 回定例研究会, JIPE-40-04, (2014)
- (10) 田中秀典, 山田洋明, 岡本昌幸, 田中俊彦:「複数の需要家が接続された単相三線式配電における電気自動車用スマートチャージャの補償特性」, 平成 26 年電気学会産業応用部門大会講演論文集, vol. 1, no. R1-3-2 1-64, pp. I-287-I-288, (2014)
- (11) 田中秀典, 山田洋明, 岡本昌幸, 田中俊彦:「電気自動車用スマートチャージャを用いた高調波補償」, 平成 26 年度電気・情報関連学会中国支部第 65 回連合大会, no. 5-6, p. 394, (2014)

謝辞

本論文の作成にあたり、山口大学工学部電気電子工学科4年次にパワーエレクトロニクス研究室に配属以来4年間に渡り、研究への取り組み方や研究の醍醐味ならびに論文執筆など徹底的に本研究の遂行に多大なご指導を賜りました山口大学大学院理工学研究科 田中俊彦 教授に心より感謝するとともに厚く御礼申し上げます。日頃から熱心に研究について、田中教授は激励しつつ辛抱強く導いてくださいました。

本研究を遂行するにあたり、研究の方向と進め方について昼夜を問わず適宜ご指導と有益なご助言をいただき、多くのご支援を賜りました岡山大学大学院自然科学研究科 平木英治 教授(前：山口大学大学院理工学研究科 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。

また、宇部工業高等専門学校 岡本昌幸 准教授、山口大学大学院理工学研究科 山田洋明 講師には研究報告会で常に的確なご指摘とご助言をしていただき大変感謝しております。群山大学工科大学 Prof. Seong Ryong Lee をはじめとする郡山大学校パワーエレクトロニクス研究室の関係者の皆様と私の研究について長時間にわたる有意義なディスカッションをさせていただき大変感謝しております。

本論文をまとめるにあたり、ご多忙中にも関わらず数多くのご意見ならびにご助言をいただきました山口大学大学院理工学研究科 江鐘偉 教授、大林正直 教授、西藤聖二 准教授に厚く御礼申し上げます。

山口大学工学部から大学院博士後期課程在籍時、有益なご意見ならびにご助言をいただき、著者の研究生活に多くのご支援を賜りました馬場雄介 氏(現：東芝三菱電機産業システム株式会社)、関谷司 氏(現：九州電力株式会社)、廣川貴之 氏(現：パナソニック株式会社)、Tint Soe Win 氏をはじめとする諸先輩方に深く感謝いたします。

パワーエレクトロニクス研究室で本研究を遂行するにあたり、多くの議論やご支援をいただき、日々励まし合い切磋琢磨しながらともに研究生活を過ごした同期の石橋卓治 氏、伊藤北斗 氏、宅野和大 氏、田中裕高 氏、平岡崇 氏ならびに松井光生 氏らに深く感謝の意を表します。また、パワーエレクトロニクス研究室在籍時に研究生活をともにしてきた皆様およびゴルフ部で関わった多くの方々に厚く御礼申し上げます。

最後に、長年に渡り著者の学生生活にご理解とご協力を頂き、最後まで温かく見守ってくださった父 良一、母 ヒトミ、兄 直也ならびに親族一同に心より感謝いたします。また、これまで著者をご支援いただいた全ての方に深く感謝いたします。