

博士論文

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高調波補償

Harmonic Current Compensation With Constant  
DC-Capacitor Voltage-Control-Based Strategy of  
Smart Charger for Electric Vehicles

平成31年3月

西川 慧

山口大学 大学院創成科学研究科  
システム・デザイン工学系専攻



# 目次

<b>第 1 章</b>	<b>序論</b>	<b>1</b>
1.1	電気自動車の特徴および普及状況	1
1.2	単相 3 線式配電方式と電力品質保証の必要性	9
1.3	本論文の目的	16
1.4	本論文の概要	17
<b>第 2 章</b>	<b>関連する国内外の研究動向と本研究の位置づけ</b>	<b>21</b>
2.1	電気自動車用バッテリーチャージャの他の研究との比較	21
2.1.1	Single-phase bidirectional battery charger	24
2.1.2	文献 (36) で提案された双方向バッテリーチャージャの単相 3 線式配電への応用	29
2.2	先に提案した電力品質保証機能を有する電気自動車用スマートチャージャ	30
2.3	他の制御法と直流キャパシタ電圧一定制御の用いたスマートチャージャの制御法の比較	36
2.4	先に提案した電力品質保証機能を有する電気自動車用スマートチャージャの検討事項	40
<b>第 3 章</b>	<b>高調波補償特性の改善を目的としたスマートチャージャの電流制御法</b>	<b>45</b>
3.1	第 3 次調波に同期した $d-q$ 座標上の電流フィードバック制御を付加した電流制御法	45
3.2	シミュレーション結果	50
3.3	実験結果	54
3.3.1	実験プログラムの演算負荷低減およびスイッチング周波数の決定法	57
3.3.2	実験結果	61
3.4	本章のまとめ	63
<b>第 4 章</b>	<b>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高調波補償法</b>	<b>65</b>
4.1	システム構成およびパワーフローの検討	65
4.2	シミュレーション結果	69
4.3	実験結果	74
4.4	直流キャパシタ電圧に重畳するリップル電圧の検討	76
4.5	本章のまとめ	79
<b>第 5 章</b>	<b>電源電圧および負荷電流が歪んだ場合における電気自動車用スマートチャージャの高調波補償</b>	<b>81</b>
5.1	システム構成および制御法のパワーフローによる検討	81
5.2	シミュレーション結果	88
5.3	実験結果	90

---

5.4	本章のまとめ . . . . .	95
<b>第 6 章</b>	<b>電源電圧および負荷電流が歪んだ場合における電気自動車用スマートチャージャの無効電力調整法</b>	<b>97</b>
6.1	システム構成およびパワーフローの検討 . . . . .	97
6.2	シミュレーション結果 . . . . .	100
6.3	実験結果 . . . . .	105
6.4	本章のまとめ . . . . .	107
<b>第 7 章</b>	<b>結論</b>	<b>109</b>
	参考文献	115
	発表論文	121
	謝辞	123

## 目次

1.1	世界の Electric Vehicle (EV) および Plug-in Hybrid Electric Vehicle (PHEV) の保有台数推移 <sup>(3)</sup> . . . . .	2
1.2	我が国の EV および PHEV の保有台数の統計 <sup>(5)</sup> . . . . .	3
1.3	電気自動車の構造 <sup>(12)</sup> . . . . .	5
1.4	V2X の概念図 . . . . .	7
1.5	ネット・ゼロ・エネルギー・ハウス (ZEH) の構成図 . . . . .	8
1.6	エネファーム (燃料電池) と FIT 認定設備の太陽光発電が需要家に同時に接続された場合の例 <sup>(22)</sup> . . . . .	9
1.7	結線の回路図 . . . . .	10
1.8	単相 3 線式配電方式の構成図 . . . . .	11
1.9	単相 3 線式配電の配電モデル . . . . .	11
1.10	エアコンの回路構成図 . . . . .	12
1.11	単相 3 線式配電における負荷電流 $i_{L1}$ および $i_{L2}$ の電流波形 . . . . .	12
1.12	本論文の構成 . . . . .	18
2.1	PFC コンバータを用いた電気自動車用バッテリーチャージャの回路構成図 . . . . .	22
2.2	文献 (40) で提案されている電気自動車用バッテリーチャージャの主回路構成図 . . . . .	22
2.3	文献 (36) で提案されている Single-phase bidirectional battery charger のシステム構成 . . . . .	25
2.4	電気自動車用バッテリーチャージャの使用領域 . . . . .	25
2.5	文献 (36) で提案されている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 . . . . .	30
2.6	文献 (49) で提案されているスマートチャージャの回路構成 . . . . .	31
2.7	単相 $d$ - $q$ 変換ブロックの制御回路構成 . . . . .	33
2.8	文献 (49) で提案されているスマートチャージャの放電動作時の実験結果 . . . . .	35
2.9	並列形アクティブフィルタが接続された三相回路の回路構成 . . . . .	36
2.10	Single-phase PQ 理論を電気自動車用スマートチャージャに応用した場合における制御回路図 . . . . .	38
2.11	バッテリー放電動作時の電気自動車用スマートチャージャに図 2.10 の制御法を適用した場合のシミュレーション結果 . . . . .	39
2.12	ダイオード整流器を用いたコンデンサ・インプット整流回路 . . . . .	41
2.13	単相整流回路の負荷電流 $i_L$ に含まれる高調波電流の基本波に対する割合 . . . . .	42
2.14	文献 (49) におけるスマートチャージャ放電動作時の実験結果の電源電流 $i_{S1}$ および $i_{S2}$ の周波数解析結果 . . . . .	42
3.1	第 3 次調波に同期した $d$ - $q$ 変換を用いた電流フィードバック制御を付加したスマートチャージャ . . . . .	46

3.2	単相 PLL 回路を用いた 3 次調波の PLL 回路	47
3.3	プログラム内の基本波および 3 次調波の波形	48
3.4	提案した 3 次調波に同期した $d$ - $q$ 座標上の電流フィードバック制御により得られた変調波 $i_{u3}$ の周波数解析結果	50
3.5	放電動作時におけるシミュレーション結果	52
3.6	充電動作時におけるシミュレーション結果	53
3.7	電気自動車のバッテリー未接続時におけるシミュレーション結果	54
3.8	図 3.1 の縮小モデルにおける実験回路図	55
3.9	三角波比較方式 PWM の概略図	58
3.10	移動平均 LPF のアルゴリズムのフローチャート	58
3.11	半導体スイッチのスイッチング波形の概形	60
3.12	半導体スイッチのデッドタイムを考慮した三角波比較方式 PWM の波形	60
3.13	放電動作時における実験結果	62
3.14	充電動作時における実験結果	62
3.15	電気自動車のバッテリー未接続時における実験結果	63
3.16	図 3.13 の電源電流 $i_{S1}$ および $i_{S2}$ の周波数解析結果	64
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回路構成	66
4.2	スマートチャージャ放電動作時における Load1 についてのフェーザ図	68
4.3	LC フィルタにより発生する進相成分を考量した電気自動車用スマートチャージャの等価回路	70
4.4	LC フィルタのキャパシタ $C_{fl}$ により発生する進相電流 $i_{Cfla}$ がスマートチャージャの補償電流に与える影響	70
4.5	放電動作時におけるシミュレーション結果	71
4.6	充電動作時におけるシミュレーション結果	72
4.7	電気自動車のバッテリー未接続時におけるシミュレーション結果	73
4.8	放電動作時における実験結果	75
4.9	充電動作時における実験結果	75
4.10	電気自動車のバッテリー未接続時における実験結果	76
4.11	(4.10) 式で得られた $p_{AC}$ の波形	77
4.12	(4.17) 式により求めた直流キャパシタ電圧に重畳する 2 次調波のリプル電圧	79
4.13	バッテリー充放電動作時における直流キャパシタ電圧の実験結果	80
5.1	三相コンデンサインプットダイオード整流回路	82
5.2	電源電圧および負荷電流が歪んだ場合における電気自動車用スマートチャージャのシステム構成図	84
5.3	本論文で想定している電源電圧 $v_S$ のシミュレーション結果	84
5.4	電源電圧が歪んだ場合の単相 3 線式配電の電源側の等価回路	86
5.5	電源電圧が歪んだ場合のスマートチャージャによる高調波補償前後のフェーザ図	87
5.6	電源電圧 $v_S$ が単相 PLL 回路に与える影響	87
5.7	放電動作時におけるシミュレーション結果	89
5.8	充電動作時におけるシミュレーション結果	90
5.9	電気自動車のバッテリー未接続時におけるシミュレーション結果	91

---

5.10	図 5.2 の縮小モデルにおける実験回路図 . . . . .	92
5.11	NF 電源により出力した電圧波形の周波数解析結果 . . . . .	93
5.12	放電動作時における実験結果 . . . . .	93
5.13	充電動作時における実験結果 . . . . .	94
5.14	電気自動車のバッテリー未接続時における実験結果 . . . . .	94
6.1	電源電圧および負荷電流が歪んだ場合における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回路構成 . . . . .	98
6.2	電源電流の有効電流指令値 $i_s^*$ についてのフェーザ図 . . . . .	100
6.3	放電動作時におけるシミュレーション結果 . . . . .	102
6.4	充電動作時におけるシミュレーション結果 . . . . .	102
6.5	電気自動車のバッテリー未接続時におけるシミュレーション結果 . . . . .	103
6.6	放電動作時におけるスマートチャージャの過渡応答のシミュレーション結果 . . . . .	104
6.7	放電動作時における実験結果 . . . . .	106
6.8	充電動作時における実験結果 . . . . .	106
6.9	電気自動車のバッテリー未接続時における実験結果 . . . . .	107





## 表目次

1.1	国内の主要メーカーの電気自動車の走行性能 <sup>(7-10)</sup> . . . . .	4
1.2	交流伝送における各種電気方式の比較 <sup>(26)</sup> . . . . .	10
1.3	Voltage distortion limits . . . . .	14
1.4	Stage1 current emission values for simplified connection of equipment . . . . .	15
3.1	図 3.1 の回路定数 . . . . .	51
3.2	図 3.8 の回路定数 . . . . .	56
3.3	ハードウェアの仕様 . . . . .	56
4.1	直流キャパシタ電圧に重畳する 2 次調波のリプル電圧のシミュレーションおよび実験結果の比較 . . . . .	80
7.1	三菱電気株式会社製の IPM <sup>(71)</sup> および ROHM 社製の SCH2080KE <sup>(72)</sup> を用いた場合の基本波, 3 次調波および 5 次調波のサンプル数 . . . . .	112



# 第1章 序論

近年、資源節約や環境問題への関心の高まりを背景に、電気自動車 (EV: Electric Vehicle) が注目を集めている。電気自動車は、大容量バッテリーが搭載されていることから移動可能な蓄電池としても注目されている。大容量バッテリーを活用した Grid-to-Vehicle (G2V) および Vehicle-to-Home (V2H) システムが提案されている<sup>(1)</sup>。低電力需要で電気代が安価な深夜に電力系統から電力を購入し電気自動車のバッテリーに蓄える。これを G2V システムという。蓄えた電力は、電力需要が逼迫した電気代の高い昼間に家庭へ融通することができる。これを V2H システムという。これらを実現するためには、電気自動車用双方向バッテリーチャージャが必要である。我が国では、家庭用低圧配電方式として単相3線式配電方式が用いられている。単相3線式配電において、パワーエレクトロニクス機器を含む様々な種類の家電機器が接続されるため、電源電流は振幅と位相が異なる高調波を含んだ電流波形となり電力品質が低下している。一方、電力小売自由化により積算電力量計からスマートメータへの置き換えが行われている。スマートメータは、デジタル演算方式プログラマブル電力量計であり、電力会社が各家庭の電力品質をオンデマンド時間で把握可能である。今後スマートメータの普及により、各需要家に電力品質保証の義務が発生するものと考えている。このような背景から、先の研究では単相3線式配電の電力品質保証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、有効性を明らかにしている。本論文では、負荷電流が不平衡で、かつ、高調波電流が含まれている場合のみならず電源電圧に高調波電圧が含まれた場合の電気自動車用スマートチャージャの電力品質保証効果を明らかにし、より実用性の高い制御法を論じる。

本章では、電気自動車の特徴について述べ、電気自動車の普及状況を明らかにする。電気自動車の大容量バッテリーを活用した G2V および V2H システムについて説明し、電気自動車用双方向バッテリーチャージャの必要性を明らかにする。さらに、単相3線式配電方式の特徴および電力品質保証について説明する。スマートメータの普及により、今後各需要家に電力品質保証の義務が発生すること述べる。最後に、本論文の概要および目的について述べる。

## 1.1 電気自動車の特徴および普及状況

電気自動車は、電気のみ動力源として電動モーターを駆動し走行する自動車であり、以下に示す特徴がある<sup>(2)</sup>。

1. 走行中に CO<sub>2</sub> や排気ガスを出さないため低環境負荷

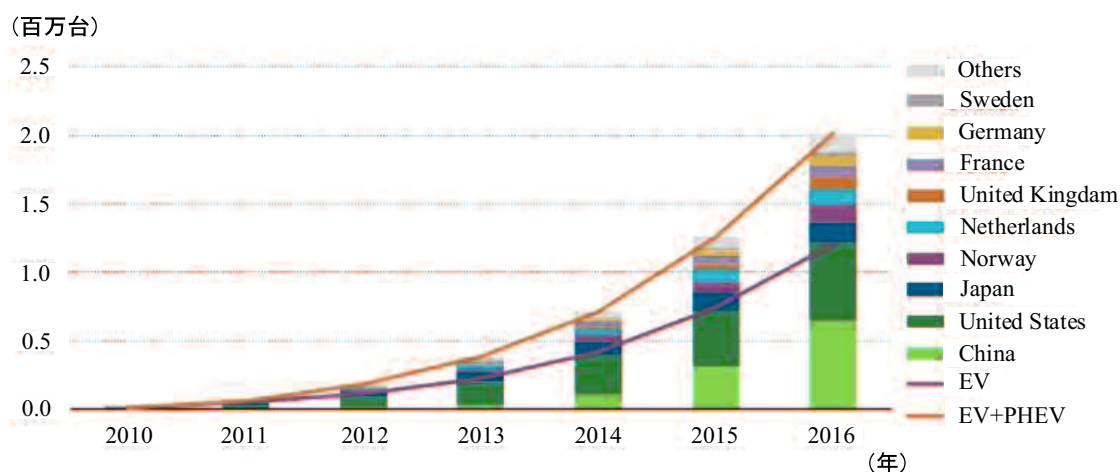


図 1.1 世界の Electric Vehicle (EV) および Plug-in Hybrid Electric Vehicle (PHEV) の保有台数推移<sup>(3)</sup>

2. 安価な夜間電力を利用して自宅で充電でき、さらに減速時に回生エネルギーを回収できるため、エネルギー効率はガソリン自動車の 3 倍近くなり経済的
3. ガソリン車と異なり、エンジンを使用しないかつエンジン・ルームも不要なことから走行時は静かで安定性や加速力が向上する

従来のガソリン車と比較し低環境負荷である電気自動車は次世代自動車と呼ばれ、資源節約や環境問題への関心の高まりを背景に世界で注目を集めている。長い航続距離を実現するために、エンジンおよび電気を効率よく使用する次世代自動車としてプラグインハイブリッド自動車 (PHEV: Plug-in Hybrid Electric Vehicle) がある。外部電源から車載バッテリーに充電可能であり、短距離走行時は電気で、長距離走行時はエンジンを使用し走行可能である。ここで、世界の電気自動車およびプラグインハイブリッド自動車の普及状況について明らかにする。図 1.1 に、2010 年から 2016 年までの世界の電気自動車およびプラグインハイブリッド自動車の保有台数の推移に関するグラフを示す<sup>(3)</sup>。2010 年頃から世界中で急速に普及が進んでおり、2016 年には次世代自動車全体で 200 万台を超えている。国別では、米国が最も保有台数が多く、次いで中国、日本、オランダの順であり、我が国は世界第 3 位である。中国では、環境汚染の問題の理由に加え重要な産業分野の 1 つとして電気自動車の普及に積極的な政策が施行されている。特に、2015 年に公布された製造業の持続的な発展を目指す「中国製造 2025」の中には省エネ・新エネ自動車事業が盛り込まれており、今後中国の電気自動車の保有台数は米国を抜き世界 1 位になることが予測される。

オランダでは、国の東西間の距離が約 160 km と非常に電気自動車の普及に有利な地形であり、2025 年までにエンジン車の販売を禁止することを決定している。

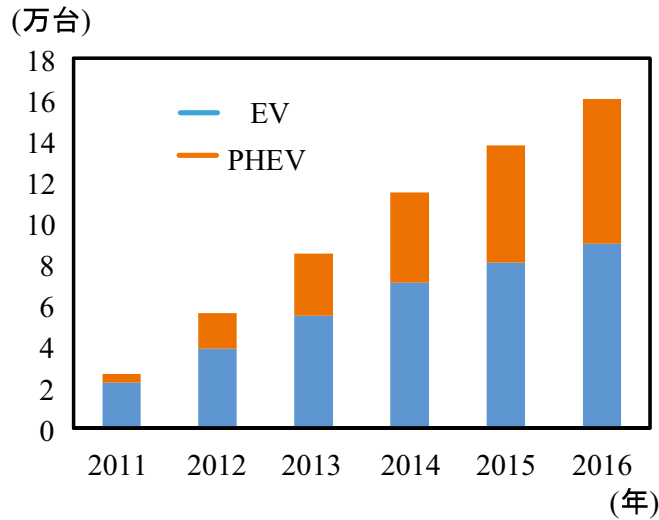


図 1.2 我が国の EV および PHEV の保有台数の統計<sup>(5)</sup>

我が国において、2015年に閣議された「日本再興戦略改訂2015」では、「2030年までに新車販売に占める次世代自動車の割合を5～7割とすることを目指す」との指針が示されており、その内のEVおよびPHEVの普及目標は20%～30%である<sup>(4)</sup>。さらに経済産業省が公表している「EV・PHVロードマップ」では、2020年のEV・PHEVの保有台数が最大で100万台を目標にしている。図1.2に、我が国のEVおよびPHEVの保有台数の統計を示す<sup>(5)</sup>。2016年の電気自動車の保有台数は乗用車、軽自動車およびその他も含めると8.9万台であり、2011年と比較し約4倍近くになっている。また、2017年における全自動車販売台数の次世代自動車の占める割合は36.02% (158.0万台)であり、内訳はハイブリッド自動車が31.2%、EVおよびPHEVが1.21%、燃料車およびクリーンディーゼル車が3.54%である<sup>(6)</sup>。EV・PHEVの普及促進のために、様々な補助金制度が施行されている。経済産業省の管轄である次世代自動車復興センターでは、電気自動車購入者に補助金を交付する「クリーンエネルギー自動車等導入費補助金 (CEV: Clean energy vehicle)」という補助金事業を行っている。クリーンエネルギー自動車等導入費補助金は、車種により補助金の金額が決まっており、かつ、次世代自動車の購入時にかかる自動車取得税および適用期間中の新車新規検査の際に納付する自動車重量税が減免されるエコカー減税と併用することができ、次世代自動車の購入費用を抑えることが可能である。電気自動車の充電インフラ事業に関しても、2013年に充電器整備のための基金として1005億円が次世代自動車復興センターの補助事業として活用され、2014年までに約1.4万基の充電器整備が支援された。現在も、「次世代自動車充電インフラ整備促進事業」による補助金制度があり、充電インフラ事業の普及促進を図っている。一方、電気自動車の普及モデルについて実証検討も行われている。2008年4月に「EV・PHVタウン構想推進検討会」を設立し、EV・PHEV普及のモデルとなる自治体を

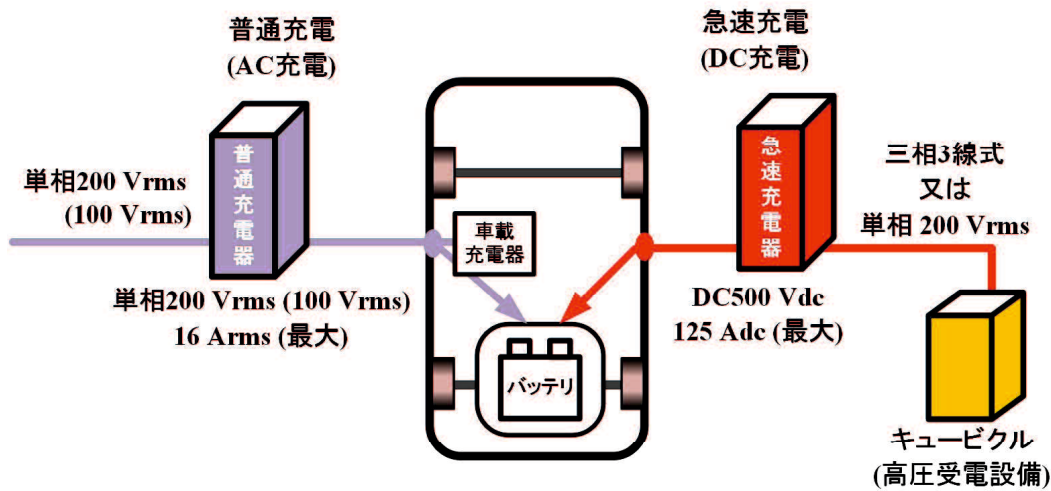
表 1.1 国内の主要メーカーの電気自動車の走行性能<sup>(7-10)</sup>

会社		EV		PHEV	
		日産自動車株式会社	三菱自動車工業株式会社	トヨタ自動車株式会社	本田技研工業株式会社
車種		LEAF	i-MiEV	Prius	CLARTIY
航続距離 (EV 走行時)		400 km	164 km	68.2 km	101.1 km
バッテリーの容量		40 kWh	16 kWh	8.8 kWh	17.0 kWh
充電時間	普通充電 (200 Vrms)	8 時間	7 時間	2 時間 20 分	6 時間
	急速充電	40 分 (約 80 %)	30 分 (約 80 %)	20 分 (約 80 %)	30 分 (約 80 %)

「EV・PHV タウン」として 2009 年 3 月に 8 都府県、さらに 2010 年 12 月に 10 府県を選定している。また、「EV・PHV タウンベストプラクティス集」など策定を通じた EV・PHEV 普及促進策のモデルケースの共有や、「EV・PHV タウンシンポジウム」などによる広報活動が行われている。

主な国内社製の電気自動車および PHEV の走行性能について説明する。表 1.1 に、国内の主要メーカーの EV および PHEV の走行性能を示す<sup>(7-10)</sup>。日産自動車株式会社の LEAF では、40 kWh もの大容量バッテリーが搭載されており航続距離は 400 km である。また、三菱自動車工業株式会社の i-MiEV においても、16 kWh もの大容量バッテリーが搭載されており航続距離は 164 km である。「NEDO 次世代自動車用蓄電池技術開発ロードマップ 2008」では、電気自動車の普及のために航続距離に関して議論がされており、2020 年までに 200 km および 2030 年までに 500 km の実現を目標にしている<sup>(11)</sup>。したがって、さらに長い航続距離を実現するために電気自動車に搭載されるバッテリーの大容量化が予測される。PHEV では、トヨタ自動車株式会社の Prius では 8.8 kWh、本田技研工業株式会社の CLARTIY では 17 kWh もの大容量バッテリーが搭載されており、それぞれ EV モードでの走行時の航続距離は 68.2 km および 101.0 km と日常の短距離運転時はほとんど EV 走行のみで使用可能な航続距離を達成している。

電気自動車に搭載されているバッテリーの充電方式は、普通充電方式および急速充電方式がある。図 1.3 に、一般的な電気自動車の構造を示す<sup>(12)</sup>。電気自動車の充電口の方式は、CHAdEMO (チャデモ) 方式およびコンボ方式がある。チャデモ方式とは、普通充電および急速充電の 2 つの給電口を用いた方式であり、国内の日産自動車株式会社の LEAF および三菱自動車工業株式会社の i-MiEV などが採用している。一方、1 つの給電口で充電を行うコンボ方式はアメリカおよびドイツ車などが採用している。本論文では、日本の家庭に設置する

図 1.3 電気自動車の構造<sup>(12)</sup>

電気自動車用の充電器を想定しているためチャデモ方式とする。

普通充電方式は、低圧側配電の单相 200 Vrms および 100 Vrms の交流電源を電気自動車に接続しバッテリーを充電する方式である。電気自動車に接続された交流電力は、電気自動車の内部にある車載充電器を介して交流から直流に変換され、直流で電気自動車のバッテリーに電力が供給される。電気自動車用普通充電器は、主に一般家庭に設置され、約 6 時間～8 時間でバッテリーが満充電となる。充電器の設備としては、コンセント型およびポール型がある。コンセント型は、専用の充電用コンセントに車載の充電ケーブルセットを接続し 100 Vrms または 200 Vrms で充電する充電器であり、初期設備コストが安いという利点がある。これらのコンセントおよびプラグは、一般社団法人日本配線システム工業会 (JWDS-0033) で規格化されており、流れる電流値によって分岐回路や専用回路を増設する必要がある。一方、ポール型は充電ケーブルが搭載されており、充電用コネクタを車両の充電口に接続するだけで充電可能である。ポール型はコンセント型と比較し設備コストが高い問題はあるが、制御装置がついており安全面で優位であると共に、充電開始および終了の制御など使用者に対し有益な機能を有している。したがって、電気自動車用普通充電器は用途に合わせてコンセント型およびポール型の選定を行うことが可能である。

急速充電方式は、高圧 6.6 kVrms の三相 3 線式配電および 200 Vrms の低圧三相 3 線式配電から急速充電器により交流から直流に変換し、電気自動車のバッテリーを充電する方式である。急速充電器は、普通充電器よりも充電容量が大きく充電時間が短いのが特徴であり、国内の主要メーカーでは約 30 分で約 80 % の充電が可能である。ここで、契約電力が 50 kW 未満の場合は小売電気事業者と低圧供給による契約を締結するが、50 kW 以上の場合には小売電気事業者と高圧供給による契約を締結する必要がある<sup>(13)</sup>。高圧供給による契約の場合には、契約者は高圧 6.6 kVrms から 100 Vrms および 200 Vrms に降圧するキュービクル式高圧

受電設備(キュービクル)の設置が必要であり、さらに電気主任技術者の選任・保安規程の届出が必要である。普通充電方式は、50 kW 未満で低圧供給による契約となる。しかしながら急速充電方式は50 kW 以上のものが多いことから高圧供給による契約にあたり、キュービクルの設置が必要である。したがって、急速充電器は主に公共施設などに設置され、道の駅などの目的地に着くまでに電気自動車のバッテリーを充電する経路充電および大型ショッピングモールなどの目的地で電気自動車のバッテリーを充電する目的地充電で採用されている。

我が国の電気自動車の充電インフラは、2018年時点で普通充電器は73万台および急速充電器(チャデモ方式)は7400台設置されている<sup>(12,14)</sup>。急速充電器に関して、一般財団法人電力中央研究所によると約30km毎に充電器が設置されれば電欠は起きないとされている<sup>(4)</sup>。ここで、道路の総延長距離(一般国道・都道府県道を指し、市町村道を除いたもの)は18万4000kmであることから、急速充電器は平均24.9kmあたりに一か所設置されている状況である。しかしながら、実際に県別に設置個所を見てみると30kmを超える地域があり、電気自動車の普及のためには電気自動車のバッテリーが電欠を起こさない充電インフラの普及が期待される。

電気自動車は低環境負荷の車として期待されている一方、大容量のバッテリーを搭載していることから移動可能な蓄電設備としても注目されている。経済産業省の「蓄電池戦略」では、2020年に世界全体の蓄電池市場規模は20兆円となると想定しており、日本の関連企業が50%のシェアを獲得することを目標に掲げている<sup>(15)</sup>。内訳は、大型蓄電池が35%、定置用蓄電池が25%および車載用蓄電池が40%を想定されており、車載用蓄電池の割合が一番大きい。ここで、日産自動車株式会社のLEAFに搭載されている40kWhの大容量バッテリーで賄うことが可能な家庭の電力量を計算する。文献(16)において、一般家庭の年間消費電力量は4618kWhである。したがって、一般家庭の一日の電力を求めると $4618\text{ kWh}/365(\text{日})=12.7\text{ kWh}$ であり、日産自動車株式会社のLEAFの大容量バッテリーは一般家庭の電力消費量の約3日分に相当する。

この電気自動車に搭載された大容量バッテリーを活用した、V2X (Vehicle-to-X) という概念が注目を集めている<sup>(17)</sup>。図1.4に、V2Xの概念図を示す。V2Xとは、電気自動車のバッテリーに蓄えた電力を電気機器(Load)に融通するV2L (Vehicle-to-Load)、電気自動車のバッテリーに蓄えた電力を家庭(Home)に融通するV2H (Vehicle-to-Home) および電気自動車のバッテリーに蓄えた電力を電力系統網(Grid)に逆潮流するV2G (Vehicle-to-Grid) などの総称である。一方、電力系統網から電気自動車のバッテリーに充電を行うことをG2V (Grid-to-Vehicle) という。G2V およびV2Xシステムを実現することで、電気自動車のバッテリーを介し系統、家庭および電気機器で電力を融通することができ、高効率な電力運用に貢献可能である。

本論文では、各家庭で実現可能なV2H およびG2Vシステムに着目し研究を行っている。V2H およびG2Vシステムを活用したスマートハウスおよびネット・ゼロ・エネルギー・ハ



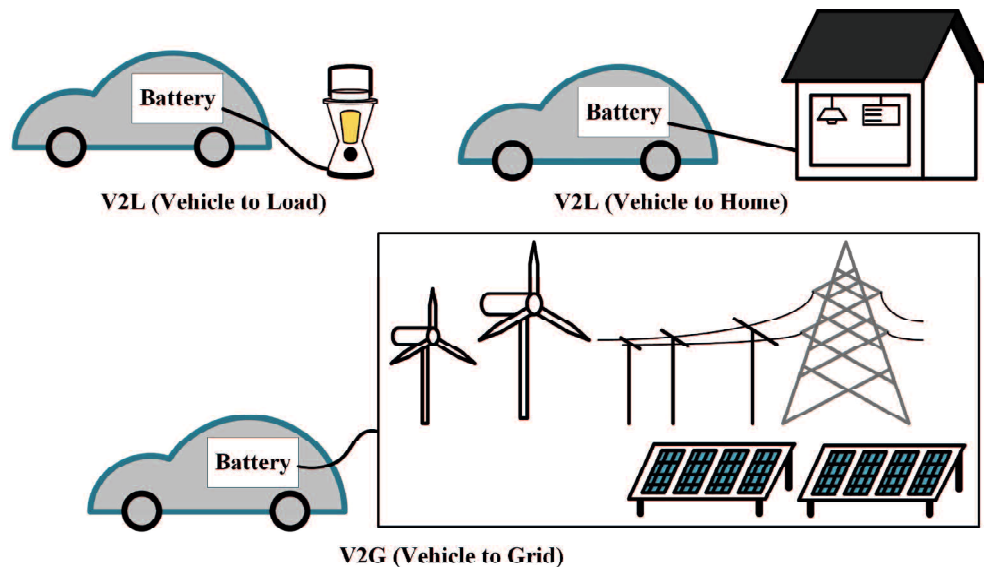


図 1.4 V2X の概念図

ウス (ZEH) について説明し、V2H および G2V システムにより各家庭で高効率で、かつ、経済的な電力運用を可能であることを明らかにすると共に課題について論じる。スマートハウスとは、経済産業省により「Information Technology (IT) を活用して家庭の消費電力を制御し、エネルギーの最適化を図る次世代の住宅」と定義されている<sup>(18-20)</sup>。スマートハウスをさらに発展させた次世代住宅が ZEH である。ZEH は経済産業省により、「外皮の断熱性能等を大幅に向上させるとともに、高効率な設備システムの導入により、室内環境の質を維持しつつ大幅な省エネルギーを実現した上で、再生可能エネルギーを導入することにより、年間の一次エネルギー消費量の収支がゼロとすることを目指した住宅」と定義されている。図 1.5 に、ZEH の構成図を示す。構成要素は、太陽光発電や小型風力発電など電気を作り出す発電設備、電気自動車や蓄電池など電力を蓄電し利用する電力貯蔵装置、V2H および G2V システムを実現可能な双方向バッテリーチャージャ、スマートメータや Home Energy Management System (HEMS) などのエネルギー管理システムおよび高効率な家電機器で構成される。スマートメータとは、情報通信機能を持った高機能電力メータであり後節で詳しく説明を行う。HEMS とはスマートメータと共に使用することで、各需要家において家庭内の電力の使用状況を目に「見える化」し、家電機器を最適運転するための「自動制御」を行うシステムを実現可能である<sup>(20)</sup>。これらのエネルギー管理システムに加え、高性能断熱材、給湯システムおよび高効率な家電機器を利用することで電力使用量を最小限に抑えることが可能である。政府のエネルギー基本計画では、「住宅については、2020 年までに標準的な新築住宅で、2030 年までに新築住宅の平均で ZEH を実現することを目指す」との指針が示されている<sup>(21)</sup>。その中で、電気自動車を活用した V2H および G2V システムは各家庭で電力を蓄える「蓄電」および高効率でかつ経済的なエネルギー運用の実現に貢献する。G2V システムによ

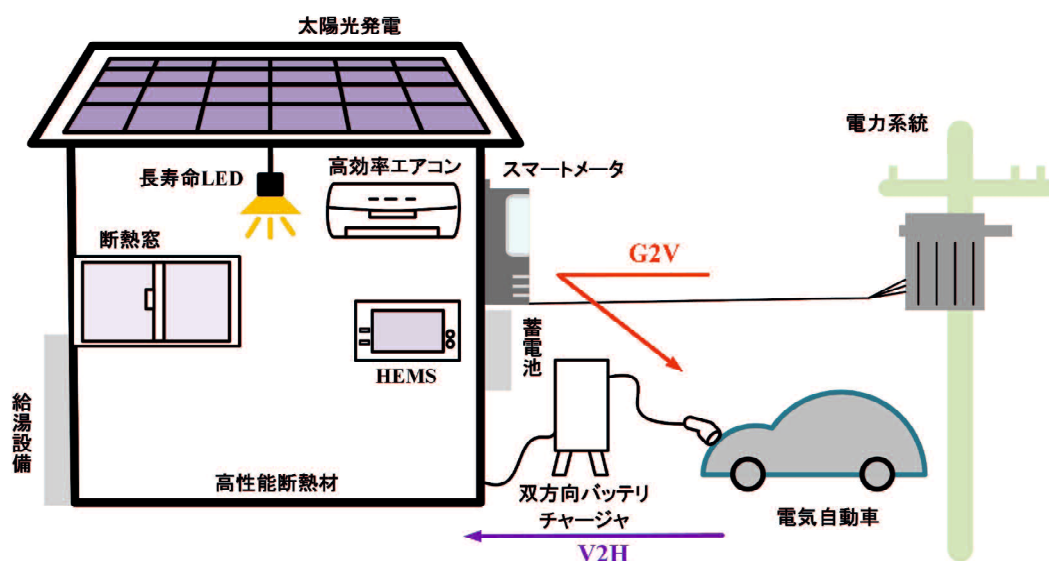


図 1.5 ネット・ゼロ・エネルギー・ハウス (ZEH) の構成図

り、低電力需要で電気代が安価な深夜電力を利用し電力系統から電気自動車のバッテリーへ電力を蓄える。電気自動車のバッテリーに蓄えた電力は、電力需要が逼迫した電気代の高い昼間に V2H システムで家庭に融通する。ここで、中国電力株式会社の「ぐっとずっと。プランナイトホリデーコース」では、夏季を除く期間ではデイトタイム (平日 9 時～21 時) の電気料金は 1 kWh で 36.53 円であるのに対し、ナイトタイム (平日 0 時～9 時および 21 時～24 時) の電気料金は 1 kWh で 17.87 円と深夜の電気料金は昼間の電気料金の約 2 分の 1 である。したがって、電気自動車を活用した V2H および G2V システムにより積極的に深夜電力を使用することで、各家庭の経済的な電力運用を実現でき、昼間の消費電力を抑えることで電力系統内の電力需給のピークシフトにも寄与する。

一方、現在我が国において電気自動車のバッテリーに蓄えた電力を電力系統に融通する G2V システムは法律で禁じられている<sup>(22)</sup>。固定価格買取制度は、再生可能エネルギーで発電した電気を電力会社が一定価格で一定期間買い取ることを国が約束する制度であり、電力会社が買い取る費用の一部を電気利用しているすべての人から賦課金として集めている<sup>(23)</sup>。しかしながら、FIT (固定価格買取制度) 法施行第 5 条 2 項 5 号ロには、「当該太陽光発電設備の設置場所を含む一の需要家場所 (一: 当該認定の申請に係る再生可能エネルギー発電設備について、当該設備に関する法令 (条例を含む) の規定を遵守していること。) に自家発電設備等とともに設置される場合にあつては、当該自家発電設備等が供給する電気が電気事業者に供給されない構造であること (当該自家発電設備等が電気事業者に供給する電気の量を的確に計測できる構造である場合を除く。)」と記載されており、1 軒の需要家内に FIT 認定設備と非認定設備が併存する場合には、FIT 制度に基づく買取料 (逆潮流量) を正確に計量するために非認定設備からの逆潮流は原則禁止されている。図 1.6 に、文献 (22) に記載されている

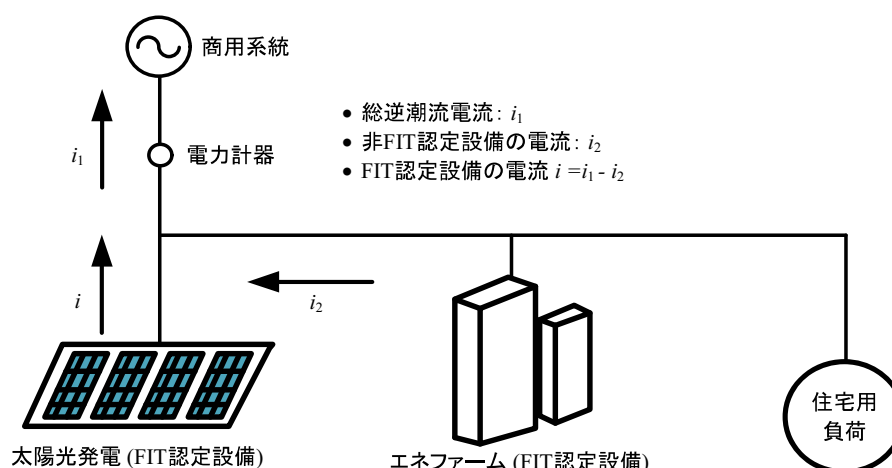


図 1.6 エネファーム (燃料電池) と FIT 認定設備の太陽光発電が需要家に同時に接続された場合の例<sup>(22)</sup>

エネファーム (燃料電池) と FIT 認定設備である太陽光発電が需要家に同時に接続された場合の例を示す。電力系統と需要家の間に流れる電流  $i_1$  に設置された電力量計では、FIT 認定設備である太陽光発電の売電電力量と非 FIT 認定設備のエネファームの電力量を区別することができない。非 FIT 認定設備の電流を計測するために、個別に電力計器を設置し FIT 認定設備の電力を求める方法があるが、電力計器の追加分を電気事業者または設置する需要家が設置代を受け持つ必要があり設備コストが高くなる問題がある。電気自動車のバッテリーに蓄えた電力を系統に逆潮流する V2G システムにおいても同様に、逆潮流量の計測が不可能であり禁止されている<sup>(22)</sup>。この問題については活発な議論がなされており、今後電力系統から電気自動車のバッテリーに電力を蓄える G2V および蓄えた電力を家庭に融通する V2H のみならず電気自動車のバッテリーに蓄えた電力を売る V2G が可能となることで、各家庭および電力系統でより高効率な電力運用可能な社会の実現が期待される。

電気自動車のバッテリーを活用した V2H および G2V システムを実現するためには、電気自動車に搭載されたバッテリーの充放電動作を行うことができる双方向に電力伝送可能な双方向バッテリーチャージャが必要である。

## 1.2 単相3線式配電方式と電力品質保証の必要性

家庭用配電方式には、単相2線式配電、単相3線式配電、低圧三相3線式配電および三相4線式配電方式があり、我が国では単相3線式配電方式が用いられている<sup>(24,25)</sup>。ここで、単相2線式配電、単相3線式配電、三相3線式配電および三相4線式配電の伝送特性を比較することで単相3線式配電の利点を明らかにする。図 1.7 に、各結線の回路図を示す。図 1.7(a) は単相2線式配電方式、同図 (b) は単相3線式配電方式、同図 (c) は Y 結線の三相3線式配

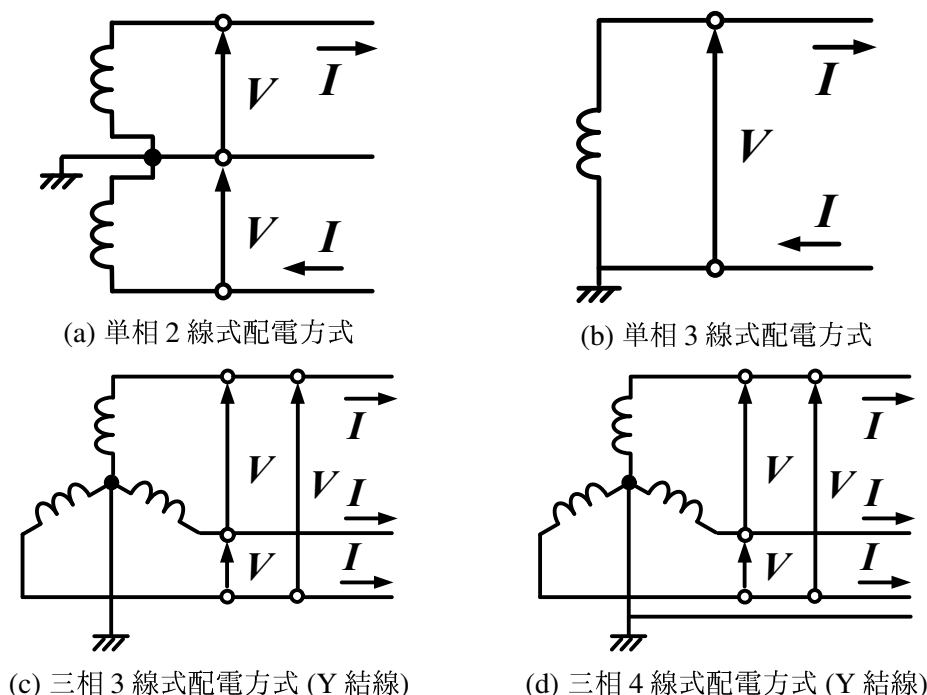


図 1.7 結線の回路図

表 1.2 交流伝送における各種電気方式の比較<sup>(26)</sup>

方式	電線 1 条あたりの伝送容量	電圧降下	銅量比
单相 2 線式	$\frac{VI \cos \phi}{2}$	$2I^2R \cos \phi$	100
单相 3 線式	$\frac{2VI \cos \phi}{3}$	$I^2R \cos \phi$	37.5
三相 3 線式	$\frac{\sqrt{3}VI \cos \phi}{3}$	$\sqrt{3}I^2R \cos \phi$	75
三相 4 線式	$\frac{\sqrt{3}VI \cos \phi}{4}$	$\sqrt{3}I^2R \cos \phi$	100

電方式および同図 (d) は Y 結線の三相 4 線式配電方式の回路図である。ここで、 $V$  は線間電圧および  $I$  は線路電流である。表 1.2 に、線路抵抗を  $R$  および力率を  $\cos \phi$  とした時の交流伝送における各種電気方式の比較を示す<sup>(26)</sup>。電線 1 条あたりの伝送容量から、伝送可能電力は单相 3 線式配電方式、三相 3 線式配電方式の順に大きい。また、送電損失が同一の場合における所要銅量の比である銅量比は单相 2 線式を 100 % とすると单相 3 線式は 37.5 % であり、電圧降下もまた单相 3 線式配電が一番小さい。したがって、单相 3 線式配電方式は他の配電方式と比較し、経済的に電力を需要家に配電可能である。单相 3 線式配電を採用しているのは、我が国以外に台湾および米国があり、商用電圧はそれぞれ台湾は 110 Vrms および 220 Vrms で米国は 115 Vrms および 230 Vrms である。

図 1.8 に、我が国の单相 3 線式配電方式の構成図を示す。高圧系統 6.6 kVrms の  $\Delta$  結線三相 3 線式配電から 2 線を取り出し、柱上変圧器により单相 105 Vrms および 210 Vrms へ降圧

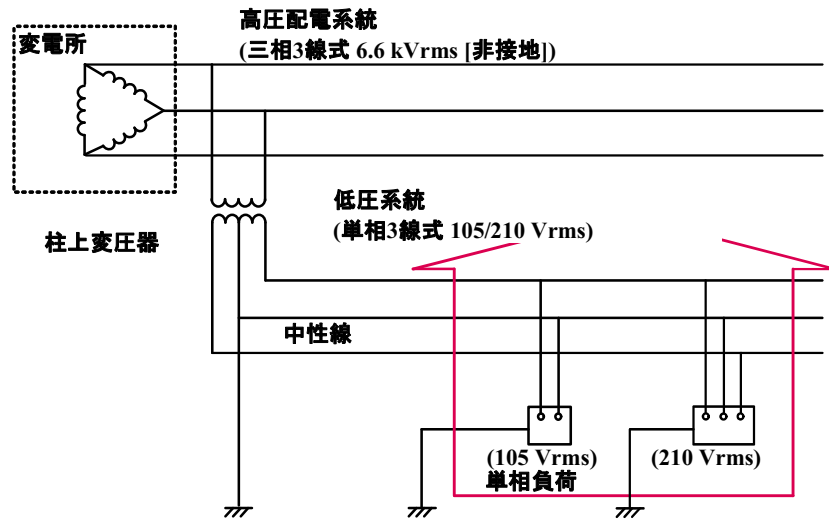


図 1.8 単相3線式配電方式の構成図

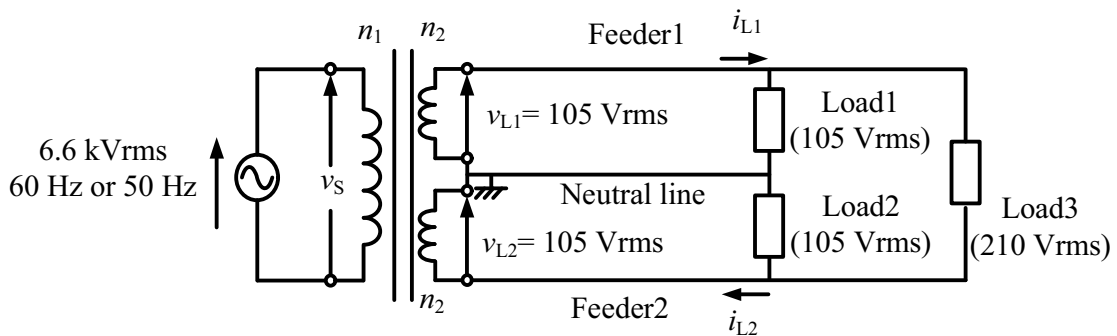


図 1.9 単相3線式配電の配電モデル

して中性線を含む3本の電線で需要家に電力を供給する。高圧系統の三相3線式配電は非接地で、かつ、一般に  $v$  相がグラウンドとなっており、工場等に電力を供給する低圧三相3線式配電は別系統である。電気事業法において、我が国の商用周波数は、東日本で  $50 \text{ Hz} \pm 0.1 \text{ Hz}$  および西日本で  $60 \text{ Hz} \pm 0.1 \text{ Hz}$  で、かつ、電圧値は  $101 \pm 6 \text{ V}$  および  $202 \pm 20 \text{ V}$  と定められている<sup>(27)</sup>。

ここで図 1.9 に、単相3線式配電方式の配電モデルを示す。単相3線式配電方式では、Feeder1 および Feeder2 と中性線の間それぞれ  $105 \text{ Vrms}$  負荷を、さらに Feeder1 および Feeder2 の両外線に  $210 \text{ V}$  負荷を接続することが可能である。例えば、扇風機やドライヤー等の一般家電機器には  $105 \text{ Vrms}$  を、エアコンなどの電力の大きい家電機器には  $210 \text{ Vrms}$  を同一系統で供給できる。

図 1.10 に、単相3線式配電に接続される代表的な負荷であるエアコンの回路構成図を示す。エアコンは、倍電圧整流回路、三相インバータおよび三相モータで構成されている<sup>(28)</sup>。倍電圧整流回路は、 $100 \text{ V}$  タイプのインバータエアコンに多く採用されている回路方式であ

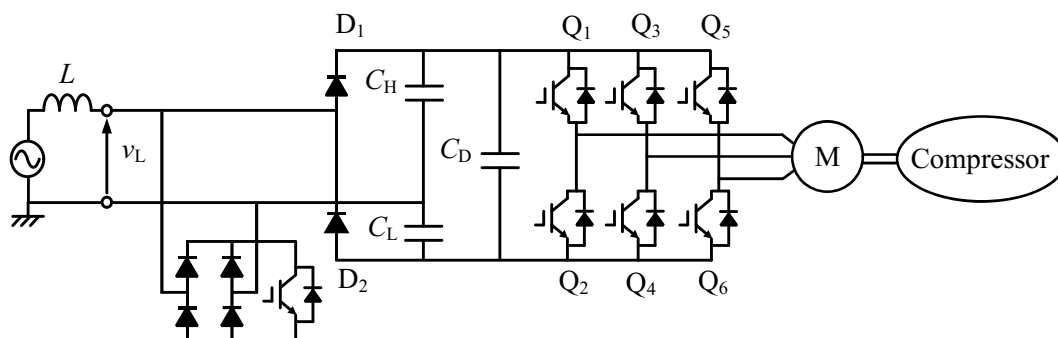
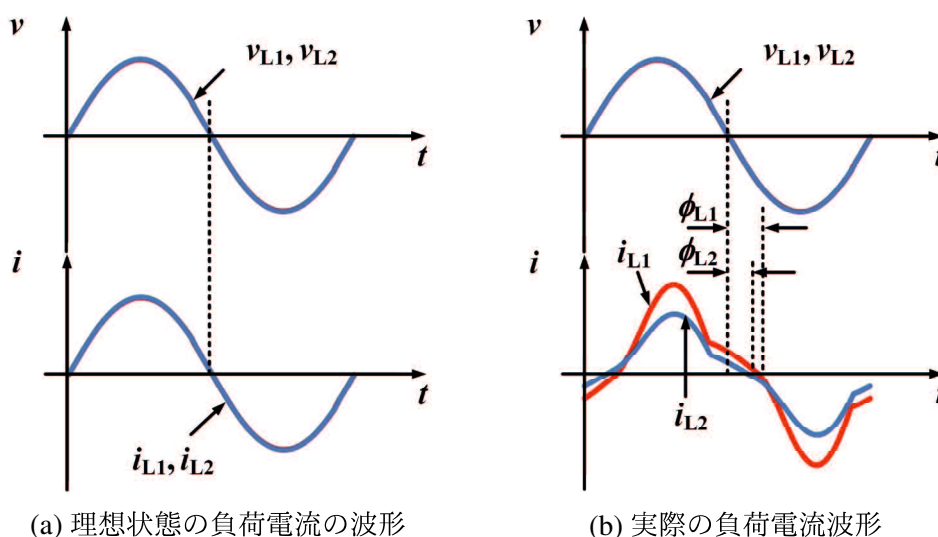


図 1.10 エアコンの回路構成図



(a) 理想状態の負荷電流の波形

(b) 実際の負荷電流波形

図 1.11 単相3線式配電における負荷電流  $i_{L1}$  および  $i_{L2}$  の電流波形

り、入力の交流電圧 105 Vrms から出力側で  $2\sqrt{2}$  倍の直流 296 Vdc の電圧を得ることができる。また、三相インバータは直流から任意の三相交流電圧を生成し三相モータを駆動している。このように、パワーエレクトロニクス回路を用いた家電機器は交流から直流に変換し電力を消費しており、冷蔵庫やテレビなどにも使用されている。ここで図 1.11 に、単相3線式配電における負荷電流  $i_{L1}$  および  $i_{L2}$  の電流波形を示す。図 1.11(a) が理想状態の負荷電流の波形、同図 (b) が実際の負荷電流の波形である。図 1.11(a) のにおいて、理想状態の負荷電流の波形は振幅と位相が等しい正弦波電流である。しかしながら、家庭内負荷の需要は単相3線式配電に接続される家電機器の種類や使用状況に依存することから、実際の負荷電流波形は図 1.11(b) のような大きく歪んだ波形となる。これは電力品質 (Power Quality) が低下している状態であり、負荷電流  $i_{L1}$  および  $i_{L2}$  を理想状態の電流波形に保つことを電力品質保証という。

次に、電力品質の定義について説明する。電力品質の定義として一義的に定められたもの

はないが、一般に以下の7項目で表される<sup>(29)</sup>。

1. 周波数
2. 電圧
3. 停電
4. 瞬時電圧低下
5. フリッカ
6. 高調波
7. 電圧不平衡

我が国において、周波数および電圧値は電気事業法で周波数が西日本で60 Hz±0.1 Hz および東日本で50 Hz±0.1 Hz、電圧値は101 Vrms±6 Vrms, 202 Vrms±20 Vrms と規定されている<sup>(27)</sup>。これらの値を大きく逸脱すると大規模な停電を招く恐れがあるため、電力会社は系統電力が需要と同時同量になるように発電機の出力などを調整している。

単相3線式配電において、各フィーダに様々な種類の負荷が接続されることから不平衡電流が発生する。不平衡電流は、系統を不安定にすることに加え、単相3線式配電の中性線に中性線電流が流れ系統の損失の増加や電圧降下の原因になる可能性がある。日本電気技術規格委員会(JESC)の内線規程では、「低圧受電の単相3線式における中性線と各電圧側電線間の負荷は、平衡させること。」とされているが、「やむを得ない場合は設備不平衡率を40%までとすることができる」と記載されている<sup>(30)</sup>。ここで、設備不平衡率は中性線と各電圧側電線間に接続される負荷設備容量 $S_1$  VA および $S_2$  VA の差と総負荷設備容量 $S_A$  VA の平均値の比で定義され以下の式で表される。

$$\text{設備不平衡率} = \frac{S_1 - S_2}{S_A \times 0.5} \times 100 \% \quad (1.1)$$

次に、高調波について説明する。近年、ダイオード整流器を用いたパワーエレクトロニクス機器が家庭内に普及している。これらの負荷は非線形負荷といい、交流電源からダイオード整流器を介し直流に変換され負荷に電力が供給される。しかしながら、ダイオード整流器を用いた家電機器は商用電源周波数(東日本:50 Hz, 西日本:60 Hz)の整数倍の周波数成分を有する高調波を発生する。高調波は基本波より高周波であることから、周波数により抵抗値などが変化するコンデンサやリアクトルに大きな影響を与える。このことより電力機器の加熱、焼損および振動や電子機器などの誤動作などを引き起こす。高調波障害抑制対策として、LCフィルタの設置、アクティブフィルタの設置および直列リアクトルの接続する方法があ

表 1.3 Voltage distortion limits

Bus voltage V at point of common coupling (PCC)	Individual harmonic (%)	Total harmonic distortion (THD) (%)
$V \leq 1.0 \text{ kV}$	5.0	8.0
$1 \text{ kV} < V \leq 69 \text{ kV}$	3.0	5.0
$69 \text{ kV} < V \leq 161 \text{ kV}$	1.5	2.5
$161 \text{ kV} < V$	1.0	1.5

る。高調波の指標として全高調波歪率 (THD : Total Harmonic Distortion) が用いられており、高調波電流の THD は次式で定義されている。

$$\begin{aligned} \text{THD} [\%] &= \frac{\text{全高調波の実効値}}{\text{基本波の実効値}} \times 100 \\ &= \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^h I_h^2}}{I_1} \times 100 \end{aligned} \quad (1.2)$$

IEEE (The Institute of Electrical and Electronics Engineers) では、IEEE standard 519<sup>TM</sup>-2014 で高調波は第 50 次 ( $h=50$ ) まで考慮し、必要に応じてさらに高次の高調波を考慮してもよいと記載されている<sup>(31)</sup>。表 1.3 に、IEEE standard 519<sup>TM</sup>-2014 で定められている各電圧値における THD の許容値を示す。我が国の家庭用低圧側配電方式である単相 3 線式配電方式において、6.6 kVrms の三相 3 線式配電から 2 線を取り出し電源電圧としている。したがって電源電圧は 6.6 kVrms であり、表 1.3 の 1 kVrms より大きく 69 kVrms 以下の範囲に含まれることから、THD は 5.0 % 以下で基本波に対する各次高調波の割合は 3.0 % まで許容されている。一方、IEC (International Electrotechnical Commission) では、IEC 61000-3-4 で高調波は第 40 次調波まで考慮すると記載されている<sup>(32)</sup>。IEC 6100-3-4 では、第 3 部電磁両立性 (EMC: Electro-magnetic compatibility) の第 4 節限界値の低電圧配電系統における定格電流が 16 A を超過する機器の高調波電流発生 の制限について言及しており、基本波電流に対する高調波電流の各次数の割合で評価する。表 1.4 に、Stage1 の機器の簡易接続のための電流発生値の許容値を示す。ここで、Stage1 は規格内で簡易接続にあたる。

上記の 7 項目の電力品質に加え、電力系統の安定運用に関わる要素として力率がある。力率は、皮相電力に対する有効電力の比であり電圧  $V$ 、電流  $I$  および力率を  $\cos \phi$  とすると以下の式で表される。

$$\begin{aligned} \text{力率 [PF]} &= \frac{VI \cos \phi}{VI} \\ &= \frac{VI \cos \phi}{\sqrt{(VI \cos \phi)^2 + (VI \sin \phi)^2}} \end{aligned} \quad (1.3)$$

ここで、 $VI \sin \phi$  は無効電力である。インダクタなどの誘導性負荷により、入力電圧に対して位相の遅れた無効電流が発生し力率が低下する。無効電力は、電気機器による電力消費が



表 1.4 Stage1 current emission values for simplified connection of equipment

Harmonic number $n$	Admissible harmonic current $I_n / I_1$ %	Harmonic number $n$	Admissible harmonic current $I_n / I_1$ %
3	21.6	21	$\leq 0.6$
5	10.7	23	0.9
7	7.2	25	0.8
9	3.8	27	$\leq 0.6$
11	3.1	29	0.7
13	2	31	0.7
15	0.7	$\geq 33$	$\leq 0.6$
17	1.2		
19	1.1	Even	$\leq 8 / n$ or $\leq 0.6$

ないため皮相電力量を増加させ、機器および設備の電力容量を増大させることや、電圧降下を発生させる原因になる。電力品質確保に係る系統連系技術要件ガイドラインでは、低圧配電線との連系について原則遅れの力率 0.85 以上とすることが定められている<sup>(62)</sup>。理想状態の力率は 1.00 ではあるが、一方で無効電力は系統の電圧調整に利用されることから力率 0.85 以上で任意の力率に調整される必要がある。

次に、スマートメータについて説明し、スマートメータの普及により今後各需要家に電力品質保証の義務が発生すること述べる。我が国において、2016 年 4 月から電力小売自由化が施行され、積算電力量計からスマートメータへの置き換えが行われている。エネルギー基本計画に基づいて 2020 年代には全世帯への導入を完了する予定になっており、中国電力株式会社では平成 27 年度から平成 35 年度までの期間で全家庭 (約 500 万台) に設置予定である。スマートメータは、デジタル演算方式プログラマブル電力量計であり、電流、電圧、電力および電力量を測定することができる。スマートメーターと従来の積算電力量計との違いは、大きく分けて以下の 3 点である。

- 測定した電力消費量をオンデマンド時間 (30 分間) ごとに無線送信可能
- 電力会社が遠隔操作でサービスの接続・切断可能
- 測定したデータを元に電力供給量の制御可能

したがって、電力会社は各家庭における使用電力量の定期検診が不要で、オンデマンド時間 (30 分間) ごとに各需要家の電力の使用状況を把握可能になる。

一方、中国電力の電気供給約款では低圧電力契約、臨時電力契約および農事電力契約のそれぞれに力率割引および割増制度が定められている<sup>(33)</sup>。電気機器の力率をそれぞれの入力

によって加重平均して得た加重平均力率を算定し、各需要家の力率を決定している。加重平均力率は、以下の式で表される。

$$\text{加重平均力率} = \frac{(A \times 100\%) + (B \times 90\%) + (C \times 80\%)}{\text{機器総量}} \quad (1.4)$$

ここで、 $A$  は電熱器総容量、 $B$  は力率 90 % の機器総容量および  $C$  は力率 80 % の機器総容量である。加重平均力率が 85 % を上回る場合は基本料金を 5 % 割引し、85 % を下回る場合は基本料金を 5 % 割増する。また中国電力の電気供給約款の 35 項「電気の使用に伴うお客さまの協力」では、電気の使用が、以下の原因で他の需要家に悪影響を及ぼす時、自己負担で必要な調整装置または保護装置を需要家場所に施設し、特に必要がある場合には、供給設備の変更または専用供給設備を施設しなければならないと記載されている。

- イ 負荷の特性によって各相間の負荷が著しく平衡を欠く場合
- ロ 負荷の特性によって電圧または周波数が著しく変動する場合
- ハ 負荷の特性によって波形に著しいひずみを生ずる場合
- ニ 著しい高周波または高調波を発生する場合
- ホ その他イ、ロ、ハまたはニに準ずる場合

スマートメータにより、電力会社は各需要家の電力の使用状況のみならず各家庭の電力品質を把握可能であり、電力品質の低下させる需要家と高い電力品質を維持している需要家を区別することが可能になる。現在の中国電力の電気供給約款では、一般家庭の電灯契約では力率 0.90 以上とされているが力率割引および割増制度などの制度は定められていない。しかしながら、スマートメータの普及により今後各家庭にも力率割引および割増制度のみならず不平衡電圧および高調波などにも制度が定められ、電力品質を低下させる需要家には割増料金を請求し、高い電力品質を維持している需要家には割引料金を請求する時代が間もなくやってくると考えられる。つまり、現在は電力品質保証を電力会社が一括して行っているが、今後は各需要家の責任となるということである。本論文では、将来的に現行の規格および制度を満たさない家庭に割増料金制度が課せられると予測し、力率および高調波の THD に関して現行の電気供給約款、IEC61000-3-4 および IEEE standard 519<sup>TM</sup>-2014 に沿って検討する。したがって、電源電流は力率 0.90 以上で IEC61000-3-4 の規格を満足することを理想状態とし、さらに電源電圧は IEEE standard 519<sup>TM</sup>-2014 を満足することとする。

### 1.3 本論文の目的

前節で述べた研究背景より、先の研究では単相 3 線配電の電力品質保証機能を有する電気自動車用スマートチャージャが提案されている<sup>(34)</sup>。電気自動車用スマートチャージャは、電

電気自動車用の双方向バッテリーチャージャに単相3線式配電方式の電力品質保証機能を付加したものであり、電気自動車のバッテリー充放電可能でかつ単相3線式配電方式の電力品質を補償することができるという特徴がある。

本論文では、負荷電流が不平衡で、かつ、高調波電流が含まれている場合のみならず電源電圧に高調波電圧が含まれた場合の電気自動車用スマートチャージャの電力品質保証効果を明らかにし、より実用性の高い制御法を論じる。以下に本論文の目的を要約する。

1. 電気自動車用スマートチャージャの出力電流制御ブロックに、3次調波に同期した  $d$ - $q$  座標上の電流フィードバック制御を付加することで電源電流の THD を低減可能なスマートチャージャの電流制御法を提案し有効性を明らかにする。
2. 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高調波補償法について検討を行い有効性を明らかにする。
3. 負荷電流のみならず電源電圧に高調波が含まれた場合における電気自動車用スマートチャージャの高調波補償効果について検討を行い有効性を明らかにする。
4. 電源電圧および負荷電流が歪んだ場合における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高調波補償法の検討を行い有効性を明らかにする。

## 1.4 本論文の概要

図 1.12 に、本論文の内容および構成を示す。本論文は7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、本研究の研究背景を述べた。第2章では、他の文献との比較を行うことで、関連する国内外の研究動向と本研究の位置づけを明らかにする。まず、他の文献で提案されている電気自動車用バッテリーチャージャについて説明する。特に、単相回路の電力品質保証機能を有する双方向バッテリーチャージャについて論じ、我が国の配電方式である単相3線式配電に適應できないことから、先に提案されている電気自動車用スマートチャージャの有用性を明らかにする。また、電力品質保証を実現するためのアクティブパワーラインコンディショナの制御方式として、三相回路の瞬時有効無効電力理論 ( $p$ - $q$  理論) と三相回路の瞬時有効無効電力理論を単相回路に応用した単相  $pq$  理論を詳細に述べる。これに対し、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方式の有用性を明らかにしている。しかしながら、単相回路では第3次調波が残存し電力品質保証効果を悪化させることを詳細に明らかにする。

第3章では、電源側の高調波補償特性の改善を目的としたスマートチャージャの電流制御法について検討する。単相回路で支配的な第3次調波を補償可能な第3次調波に同期した  $d$ - $q$  座標上の電流フィードバック制御を提案し、その有効性を明らかにする。また、基本波

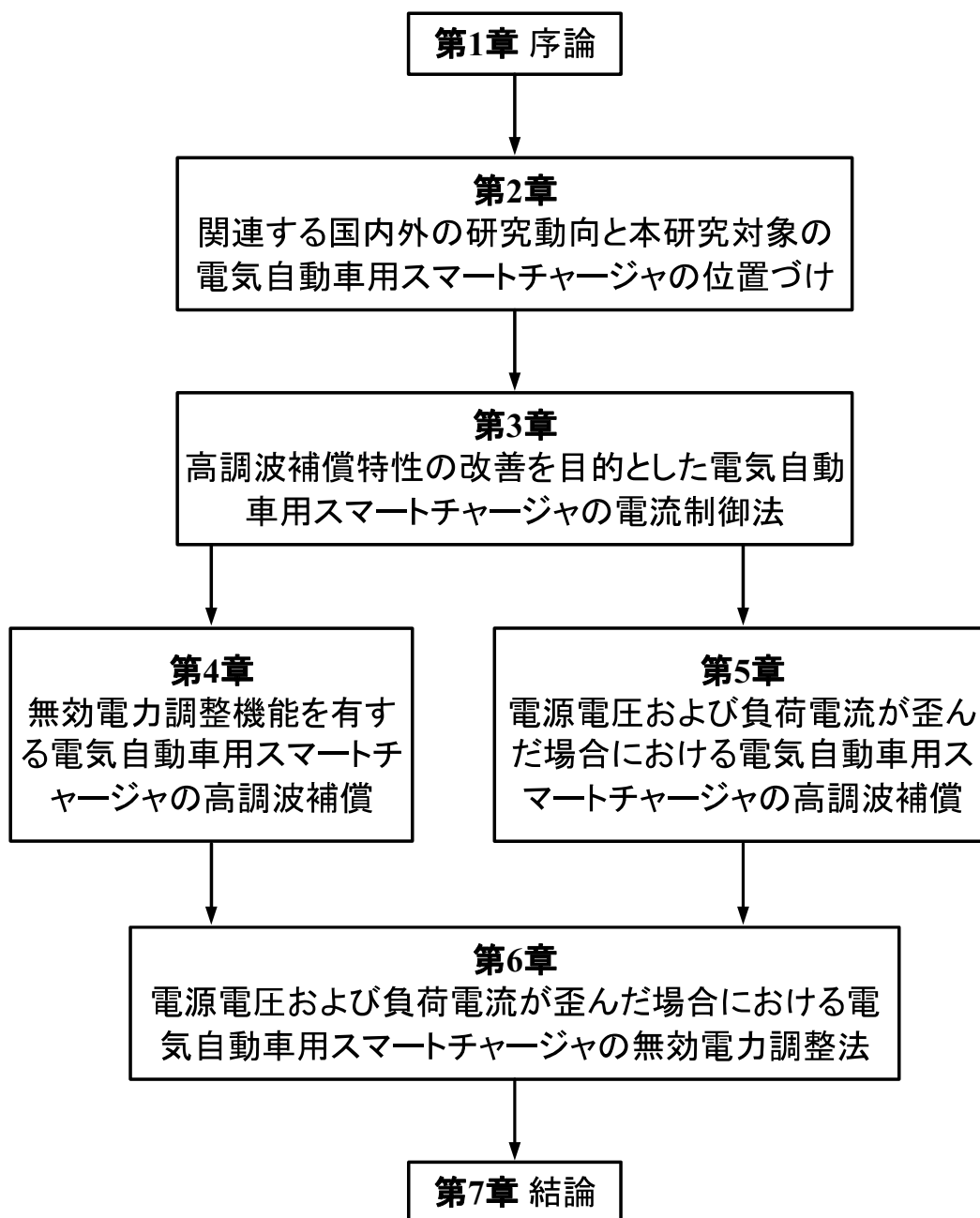


図 1.12 本論文の構成

および第3次調波に同期した  $d-q$  座標上の電流フィードバック制御を実現するためには、スイッチング周波数を基本波 60 Hz と第3次調波 180 Hz の公倍数とする必要があることを明らかにする。さらに、スマートチャージャの制御演算負荷低減について検討を行い、より実用的な制御アルゴリズムを実現する。シミュレーションおよび実験結果により、第3次調波を補償することで電源電流の THD を大幅に低減可能なことを明らかにする。

第4章では、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高調波補償法について検討する。第3章において、電源側の力率を 1.00 に制御しており変換機の容量が

増大する問題がある。そこで、直流キャパシタ電圧一定制御系内に簡易な無効電力調整ブロックを追加し、電源側の力率を電気供給約款で許容されている 0.90 に制御する。スマートチャージャを構成する 3 レグ方式 PWM 整流回路のパワーフローおよび電源電圧、電源電流、負荷電流および補償電流のフェーザ図により、電源側の力率を 0.90 に制御可能でかつスマートチャージャの変換器の容量を低減可能なことを明らかにする。さらにシミュレーションおよび実験結果により、提案したスマートチャージャの制御法の有効性を明らかにする。

第 5 章では、電源電圧および負荷電流が歪んだ場合における電気自動車用スマートチャージャの高調波補償法について検討している。配電系統に高調波電流が流れると、系統インピーダンスにより高調波電圧が発生する。これまで提案してきた電気自動車用スマートチャージャは非線形負荷が発生する高調波電流の補償効果のみ検討を行っており、電源側に高調波電圧が含まれた場合の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高調波補償効果について検討していない。IEEE standard 519<sup>TM</sup>-2014 では、電源電圧の THD が最大値で 5 %、かつ、各次数の基本波成分に対する割合を 3 % 以下とするように定められている。そこで、これらの指針を考慮して電源電圧を単相回路で典型的なフラットトップ電圧波形で模擬する。パワーフローを詳細に検討し、電源電圧および負荷電流が歪んだ場合でも電源側で平衡状態の正弦波で、かつ、力率が 1.00 の電源電流が実現できることを理論的に明らかにする。さらに、シミュレーションおよび実験結果により、電源電圧および負荷電流が歪んだ場合における提案したスマートチャージャの制御法の有効性を明らかにする。

第 6 章では、電源電圧および負荷電流が歪んだ場合における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検討する。第 5 章では、電源側の力率は 1.00 に制御されているが、スマートチャージャの変換器容量が増大する問題がある。そこで、第 4 章で提案した無効電力調整法を応用し、電源側の力率を 0.90 に制御することで、スマートチャージャの変換器容量を低減可能なことを明らかにする。パワーフローを詳細に検討し、電源電圧および負荷電流が歪んだ場合でも電源側で平衡状態の正弦波で、かつ、力率が 0.90 の電源電流が実現できることを理論的に明らかにする。シミュレーションおよび実験結果により提案したスマートチャージャの制御法の有効性を確認する。

第 7 章では、本論文で得られた結論について述べ、さらに今後の課題を明らかにする。



## 第2章 関連する国内外の研究動向と本研究の位置づけ

本章では、関連する国内外の研究動向と本研究の位置づけを明らかにする。はじめに、他の文献で提案されている電気自動車用バッテリーチャージャについて説明する。特に、M. C. Kisacikoglu 氏らにより提案されている単相回路用電力保証機能付き電気自動車用双方向チャージャが我が国の単相3線式配電に適用できないことを明らかにし、先に提案されている電力品質保証機能を有する電気自動車用スマートチャージャの有効性を明らかにする。電力品質保証を行うアクティブフィルタで用いられる制御法として、瞬時有効無効電力理論 (p-q theory) および単相回路に応用した単相 pq 理論について論じ、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の有効性を明らかにする。最後に、単相回路において第3次調波が電源電流に支配的に残存し THD が悪化させることを明らかにする。

### 2.1 電気自動車用バッテリーチャージャの他の研究との比較

一般に、電気自動車用バッテリーチャージャには Power factor correction (PFC) コンバータが多く用いられている<sup>(36,37)</sup>。図 2.1 に、PFC コンバータを用いた電気自動車用バッテリーチャージャの回路構成図を示す。PFC コンバータは、整流回路および昇圧チョップ回路で構成され、高調波の低減および入力側の力率の改善可能である<sup>(38)</sup>。それに加え、電気自動車用バッテリーチャージャに応用することで電力系統からバッテリーに電力を送電可能であり G2V システムを実現可能である。しかしながら、PFC コンバータは AC/DC 変換器にダイオード整流器を用いており、電気自動車のバッテリー放電動作が不可能であることから、バッテリーの電力を家庭に融通する V2H システムを実現することができない。したがって、電気自動車を活用した G2V および V2H システムを実現するために、電気自動車のバッテリー充放電動作可能な双方向バッテリーチャージャが必要であり、多くの研究者により研究が行われている。

単相回路用の電気自動車用バッテリーチャージャとして、フルブリッジインバータを用いた回路構成が提案されている<sup>(36,39,40)</sup>。フルブリッジインバータを用いた回路は、回路構成および制御回路が簡易であるといった利点がある。

文献 (40) において、アクティブパワーデカップリング回路を用いた単相回路用の車載バッテリーチャージャを提案し、検討されている。電気自動車の車載バッテリーチャージャには、長

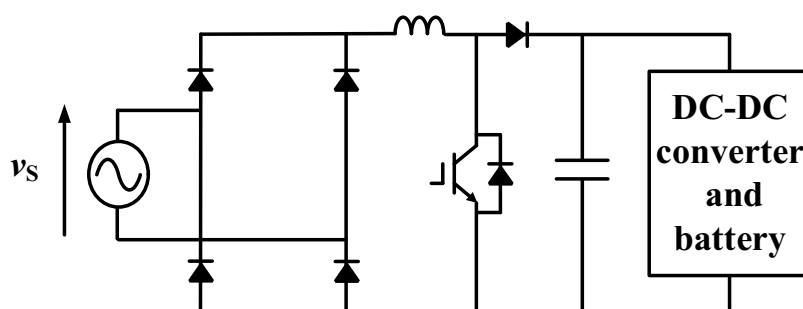


図 2.1 PFC コンバータを用いた電気自動車用バッテリーチャージャの回路構成図

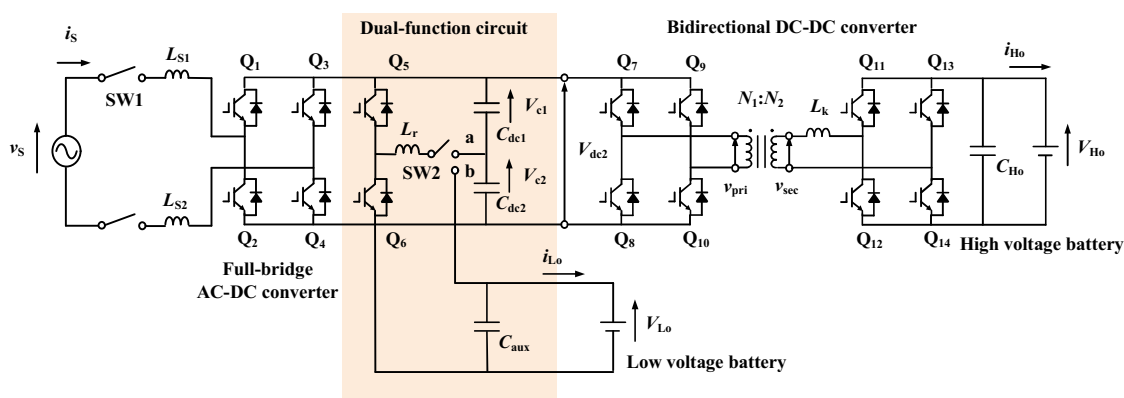


図 2.2 文献 (40) で提案されている電気自動車用バッテリーチャージャの主回路構成図

寿命で小型かつ軽量なものが求められている。単相回路において、インバータを接続すると直流キャパシタに電源周波数に対して2倍の周波数成分のリプルが重畳し、装置および制御系に悪影響を及ぼす。一般に、このリプルを低減するために変換器には大容量の電解キャパシタが用いられており、装置の寿命が短くなることやサイズに影響を与えている。

一方、アクティブパワーデカップリング回路を用いた単相回路の直流キャパシタに重畳するリプル低減が注目を集めている<sup>(41)</sup>。アクティブパワーデカップリング回路により、直流キャパシタに重畳する2次調波を補償することで必要なキャパシタ容量を低減可能であり、電解キャパシタから長寿命なフィルムキャパシタやセラミックキャパシタの適用が可能となる。以上の背景より、文献では直流キャパシタ部にアクティブパワーデカップリング回路として動作する低電圧 (LV: Low voltage) のバッテリーチャージャを追加した回路構成を提案している。

図 2.2 に、文献 (40) で提案されている電気自動車用バッテリーチャージャの主回路構成図を示す。フルブリッジインバータ、ハーフブリッジインバータを用いたアクティブパワーデカップリング回路、Dual-active-bridge (DAB) コンバータで構成されている。提案されているバッテリーチャージャは、High voltage (HV) バッテリおよびLV バッテリに電力を供給することが可能である。HV バッテリは電気自動車のトラクションモータの駆動に、LV バッ



テリは車載の電子機器類に電力を供給する。動作モードとして、V2G システム、G2V システムおよび HV バッテリから LV バッテリに電力を供給する 3 つのモードがある。文献 (40) において、特にハーフブリッジインバータを用いたアクティブパワーデカップリング回路を Dual-function circuit (DFC) として提案している。V2G および G2V システムを行う場合、DFC はアクティブパワーデカップリング回路として動作する。また、HV バッテリから LV バッテリに電力を供給するとき降圧チョップ回路として動作する。DAB コンバータは 2 つのフルブリッジインバータと変圧器を用いた絶縁型の DC-DC コンバータであり、フルブリッジインバータの交流電圧  $v_{pri}$  および  $v_{sec}$  の位相差を制御することで双方向に電力伝送が可能な回路である。大容量用途でスイッチング損失を低減可能なソフトスイッチング方式である ZVS (Zero voltage switching) を実現可能といった特長があり、多くの研究者により研究されている<sup>(42,43)</sup>。また変圧器を用いていることから、電力系統側とバッテリーの間を電氣的に絶縁可能である。しかしながら、パワーデカップリング回路は直流キャパシタに重畳する 2 次調波を低減可能な有用な方法ではあるが、2 つのキャパシタ電圧を平衡することが難しく制御が複雑になる。さらに、3 レグ構成 PWM 整流器と 2 つのキャパシタが必要であることから素子数が増える問題がある。また、同文献において単相 3 線式配電の電力品質保証について検討が行われておらず、将来の割増料金制度に対応することができない。

上記の充電器は、充電ケーブルを電気自動車に接続しバッテリーの充放電を行う充電方式である。一方、充電ケーブルが不要な充電方式として非接触給電方式があり、次世代の電気自動車用バッテリーチャージャとして注目を集めている<sup>(44-46)</sup>。接点を合わせる必要がないため充電時の配置に自由度があるなどの特長があり、さらに物理的な消耗部品もなく接点部の腐食防止も期待される。文献 (44) では、小型で高効率な無線電力伝送システムを設計および開発し有効性の検討が行われている。さらに、文献 (45) および (46) において、非接触給電方式を用いた双方向バッテリーチャージャが提案され有効性を確認している。しかしながら、非接触給電方式は現在の技術では電力の伝送距離が短く、伝送効率も改善が必要であり実用化に至っていない。また、同文献において単相 3 線式配電の電力品質保証について検討が行われておらず、将来の割増料金制度に対応することができない。

電力系統の電力品質保証可能な電気自動車用バッテリーチャージャとして、文献 (35) の Single-phase boost inverter-based electric vehicle charger および文献 (36) の Single-phase bidirectional battery charger が提案され研究が行われている。文献 (35) において、インターリーブ方式昇圧チョップ回路を用いて電気自動車用バッテリーチャージャを構成している。これにより、電気自動車のバッテリー充電動作時のみならずバッテリーが接続されていない場合においても系統の無効電力補償が可能である。しかしながら、文献 (35) において電気自動車のバッテリーから系統および需要家に電力を伝送する V2G および V2H システムについて詳細に検討されていない。したがって本節では、単相回路の無効電力補償について検討が行われている M. C.

Kisacikoglu 氏らにより提案された文献 (36) の Single-phase bidirectional battery charger について詳細に論じる。

### 2.1.1 Single-phase bidirectional battery charger

文献 (36) において, M. C. Kisacikoglu 氏らにより単相双方向バッテリーチャージャを用いた無効電力補償について詳細な検討が行われている。従来の PFC コンバータを用いた電気自動車用バッテリーチャージャを活用した無効電力補償において, 以下の問題点を指摘している。

1. 無効電力動作が昇圧チョッパ回路のインダクタの値に依存し, 無効電力の補償量に制限がある
2. 無効電力補償を行うためにはバッテリー充電動作を行わなければならない, バッテリーの充電率 (SOC: State of Charge) が満充電の時に無効電力補償が行うことができない

したがって, PFC コンバータを用いた電気自動車用バッテリーチャージャでは, 電力系統の無効電力補償を行うのは不可能である。そこで文献 (36) では, 電気自動車のバッテリーのみならず電力系統にも電力伝送可能な双方向バッテリーチャージャに着目し, 無効電力補償について検討を行っている。図 2.3 に, 文献 (36) で提案されている Single-Phase Bidirectional Battery Charger のシステム構成を示す<sup>(47,48)</sup>。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  $Q_1 \sim Q_4$  を用いたフルブリッジインバータと  $Q_5$  および  $Q_6$  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。このとき図 2.4 に, 提案されている電気自動車用バッテリーチャージャの使用領域を示す。 $P$  は有効電力および  $Q$  は無効電力を表しており, 正の向きが電力系統から電気自動車のバッテリーに流入する方向を示している。また,  $P$ -max および  $Q$ -max は, 電気自動車用バッテリーチャージャの皮相電力容量を示している。電気自動車用バッテリーチャージャを活用し無効電力補償を行うためには, 電気自動車用バッテリーチャージャは系統に対して誘導性負荷および容量性負荷として動作する必要がある。このとき, 提案されている電気自動車用バッテリーチャージャはバッテリーの充放電可能であり, 系統に対して誘導性負荷および容量性負荷として動作することで図 2.4 の 4 象限全ての動作が可能である。

制御方式は, 直流キャパシタ電圧一定制御および無効電力制御から構成されている。ここで, 提案されている電気自動車用バッテリーチャージャのフルブリッジインバータに流出入するパワーフローを求めることで制御の有効性を明らかにする。電力系統のインピーダンスは誘導性負荷  $L_S$  のみで模擬し, かつ, 正弦波の電源電圧とすると, 電源電圧  $v_S$  は以下となる。

$$v_S = \sqrt{2}V_S \sin \omega t \quad (2.1)$$

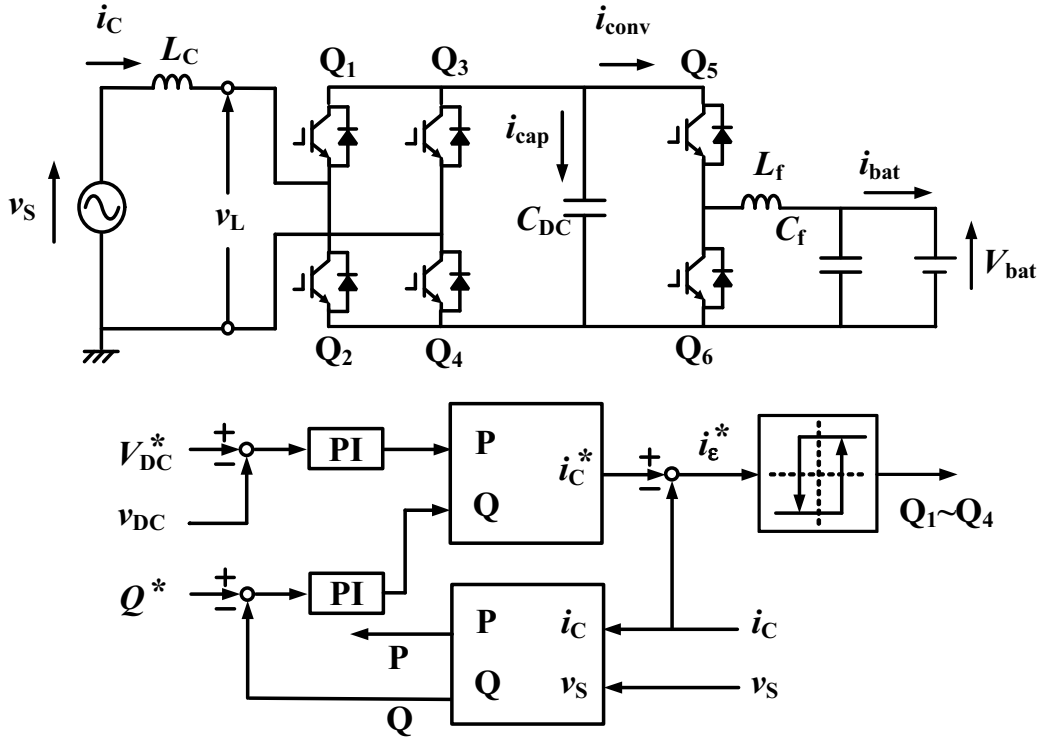


図 2.3 文献 (36) で提案されている Single-phase bidirectional battery charger のシステム構成

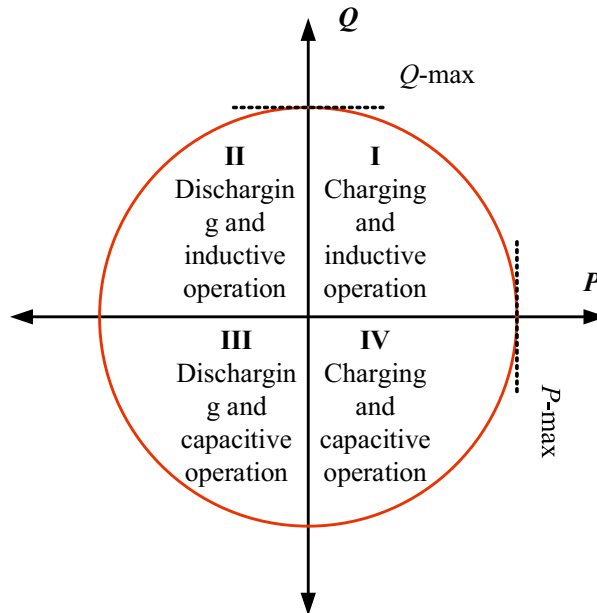


図 2.4 電気自動車用バッテリーチャージャの使用領域

一方、チャージャの出力電圧  $v_C$  はバッテリー充電時において電源電圧  $v_S$  より位相が  $\delta$  遅れるとすると以下の式で表される。

$$v_C = \sqrt{2}V_C \sin(\omega t - \delta) \quad (2.2)$$

(2.1) 式および(2.2) 式より、フェーザ図を用いてチャージャの出力電流  $i_C$  を算出すると、チャージャの出力電流  $i_C$  は以下となる。

$$i_C = \sqrt{2}I_C \sin(\omega t - \theta) \quad (2.3)$$

ここで、位相差  $\theta$  は以下の式で表される。

$$\theta = \tan^{-1} \left( \frac{V_S - V_C \cos \delta}{V_C \sin \delta} \right) \quad (2.4)$$

このとき、電源側の瞬時電力  $p_S$  は電源電圧  $v_S$  とチャージャの出力電流  $i_C$  の積で求めることができ、以下で導出される。

$$\begin{aligned} p_S &= v_S i_C \\ &= V_S I_C \cos \theta - V_S I_C \cos(2\omega t - \theta) \end{aligned} \quad (2.5)$$

一方、誘導性負荷  $L_S$  に流出入する瞬時電力  $p_L$  は以下の式で表される。

$$\begin{aligned} p_L &= v_L i_C \\ &= L_C \frac{di_C}{dt} i_C \\ &= \omega L_C I_C^2 \sin(2\omega t - 2\theta) \end{aligned} \quad (2.6)$$

電気自動車用バッテリーチャージャに流出入する瞬時電力  $p_C$  は、電源側の瞬時電力  $p_S$  から誘導性負荷  $L_S$  に流出入する瞬時電力  $p_L$  を差し引いた電力であり、(2.5) 式および(2.6) 式より以下の式で導出される。

$$\begin{aligned} p_C &= p_S - p_L \\ &= V_S I_C \cos \theta - V_S I_C \cos(2\omega t - \theta) - \omega L_C I_C^2 \sin(2\omega t - 2\theta) \end{aligned} \quad (2.7)$$

(2.7) 式において、直流キャパシタ電圧  $v_{DC}$  一定制御により直流キャパシタ電圧が一定に制御されたとき、チャージャに流出入する瞬時電力  $p_C$  の平均値  $\bar{p}_C$  は電気自動車のバッテリー電力  $P_{bat} = V_{bat} I_{bat}$  となる。このことから、チャージャの出力電流の実効値  $I_C$  は以下となる。

$$I_C = \frac{P_{bat}}{V_S \cos \theta} \quad (2.8)$$

したがって、直流キャパシタ電圧一定制御によりチャージャ電流の有効電流を算出可能であることを明らかにした。瞬時有効無効電力理論 (p-q theory) により、負荷側の無効電力を瞬

時に検出する<sup>(58,59)</sup>。任意の力率の指令値  $Q^*$  との偏差を PI 制御により増幅することで、無効電力補償が可能である。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 制御で増幅する。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、チャージャの出力電流指令値  $i_C^*$  を生成する。このチャージャの出力電流指令値  $i_C^*$  から検出したチャージャの出力電流  $i_C$  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  $i_e$  を (2.9) 式のように求める。

$$i_e = i_C^* - i_C \quad (2.9)$$

生成した  $i_e$  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。

同文献において、無効電力補償を考慮した直流キャパシタ容量および直流キャパシタに流れる直流電流の実効値、さらにそれに伴った直流キャパシタ電圧の値について検討が行われている。(2.7) 式において、電源周波数の 2 倍の周波数成分である 2 次調波成分の電力を  $p_{rip}$  とすると、以下で表される。

$$p_{rip} = P_{rip} \cos(2\omega t + \beta) \quad (2.10)$$

ここで、 $S = V_S I_C$  および  $Q_S = V_S I_C \sin \theta$  とすると、 $P_{rip}$  および  $\beta$  は以下の式で表される。

$$P_{rip} = \sqrt{S^2 + \left(\omega L_C \frac{S^2}{V_S^2}\right)^2} - 2\omega L_C \frac{S^2}{V_S^2} Q_S \quad (2.11)$$

$$\beta = \tan^{-1} \left( \frac{V_S I_C \sin \theta + \omega L_C I_C^2 \cos 2\theta}{-V_S I_C \cos \theta + \omega L_C I_C^2 \sin 2\theta} \right) \quad (2.12)$$

リップル電力は、直流キャパシタの電荷を充放電することで平衡化される。このとき、リップル電力により直流キャパシタで充放電される電力量  $E_{rip}$  は 2 次調波の 1/2 周期分の期間を積分することで算出可能である。積分期間を  $t_{min} = (\pi - \beta)/2$  および  $t_{max} = (2\pi - \beta)/2$  とすると、以下となる。

$$\begin{aligned} E_{rip} &= \int_{t_{min}}^{t_{max}} |p_{rip}| dt \\ &= \frac{1}{\omega} \sqrt{S^2 + \left(\omega L_C \frac{S^2}{V_S^2}\right)^2} - 2\omega L_C \frac{S^2}{V_S^2} Q_S \end{aligned} \quad (2.13)$$

一方、リップル電力により直流キャパシタで充放電される電力量  $E_{rip}$  はリップル電圧の最小値  $V_{dc-min}$  および最大値  $V_{dc-max}$  とすると以下の式で表される。

$$\begin{aligned} E_{\text{rip}} &= \frac{1}{2} C_{\text{dc}} (V_{\text{dc-max}}^2 - V_{\text{dc-min}}^2) \\ &= C_{\text{dc}} \Delta V_{\text{dc}} V_{\text{dc}} \end{aligned} \quad (2.14)$$

ここで、リップル電圧の最小値  $V_{\text{dc-min}}$  および最大値  $V_{\text{dc-max}}$  を用いて、直流キャパシタ電圧の変化量  $\Delta V_{\text{dc}}$  は  $\Delta V_{\text{dc}} = V_{\text{dc-max}} - V_{\text{dc-min}}$  および直流キャパシタ電圧  $V_{\text{dc}}$  は  $V_{\text{dc}} = (V_{\text{dc-max}} + V_{\text{dc-min}}) / 2$  で表される。(2.14) 式を (2.12) 式に代入することにより、直流キャパシタ  $C_{\text{dc}}$  を算出できる。このとき、直流キャパシタ  $C_{\text{dc}}$  は以下となる。

$$C_{\text{dc}} = \frac{\sqrt{S^2 + \left(\omega L_C \frac{S^2}{V_S^2}\right)^2 - 2\omega L_C \frac{S^2}{V_S^2} Q_S}}{\omega \Delta V_{\text{dc}} V_{\text{dc}}} \quad (2.15)$$

直流キャパシタ電圧の変化量  $\Delta V_{\text{dc}}$  および直流キャパシタ電圧  $V_{\text{dc}}$  は任意の値が与えられている。したがって、直流キャパシタ  $C_{\text{dc}}$  および電気自動車用バッテリーチャージャに流出入する無効電力の関係を明らかにした。

次に、直流キャパシタに流れる直流電流の実効値について検討する。直流キャパシタ電圧  $v_{\text{dc}}$  において、直流成分および電源周波数の2倍の周波数成分である2次調波成分で表すことができ、以下と定義する。

$$v_{\text{dc}} = V_{\text{dc}} + \frac{\Delta V_{\text{dc}}}{2} \sin 2\omega t \quad (2.16)$$

直流キャパシタ電流は、直流キャパシタ電圧を微分することで算出可能であり、以下の式で算出される。

$$i_{\text{cap}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \omega C_{\text{dc}} \Delta V_{\text{dc}} \cos 2\omega t \quad (2.17)$$

したがって、直流キャパシタ電流の実効値を (2.15) 式を用いて表すと、以下の式で表される。

$$I_{\text{cap}} = \frac{\sqrt{S^2 + \left(\omega L_C \frac{S^2}{V_S^2}\right)^2 - 2\omega L_C \frac{S^2}{V_S^2} Q_S}}{\sqrt{2} V_{\text{dc}}} \quad (2.18)$$

(2.18) 式より、直流キャパシタ電流の実効値および電気自動車用バッテリーチャージャに流出入する無効電力の関係を明らかにした。

最後に、直流キャパシタ電圧の適性値について検討する。PWM制御の変調波において、線形性を保ちつつ正弦波のチャージャ出力電流を達成するためには、直流キャパシタ電圧  $V_{\text{dc}}$  の値が出力電圧の実効値  $V_C$  の最大値  $\sqrt{2} V_C$  以上の値となる必要がある。ここで、フェーザ図よりチャージャの出力電圧のフェーザ  $\dot{V}_C$  は以下の式で表される。

$$\begin{aligned} \dot{V}_C &= \dot{V}_S - \dot{V}_L \\ &= \sqrt{2} \omega L_C \frac{P_S}{V_S} - j \sqrt{2} \left( V_S - \omega L_C \frac{Q_S}{V_S} \right) \end{aligned} \quad (2.19)$$

(2.15) 式より、出力電圧の実効値  $V_C$  は以下で導出される。

$$V_C = \sqrt{V_S^2 + \omega L_C \frac{S}{V_S} - 2\omega L_C Q_S} \quad (2.20)$$

したがって、直流キャパシタ電圧の限界値は (2.15) 式を用いて以下の関係となる。

$$V_{dc} \geq \sqrt{2 \left( V_S^2 + \omega L_C \frac{S}{V_S} - 2\omega L_C Q_S \right)} \quad (2.21)$$

以上の関係から、文献において 3.3 kVA および 6.6 kVA の双方向バッテリーチャージャを設計し、シミュレーションにより無効電力補償可能なことを明らかにしている。

### 2.1.2 文献 (36) で提案された双方向バッテリーチャージャの単相 3 線式配電への応用

文献 (36) において、我が国の家庭用低圧側配電方式である単相 3 線式配電への応用を検討する。図 2.5 に、文献 (36) で提案されている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。電気自動車用バッテリーチャージャは、単相 3 線式配電に 200 Vrms 負荷として接続される。このとき、文献 (36) で提案された双方向バッテリーチャージャにより G2V および V2H システムを達成可能である。家庭内負荷 Load1 および Load2 は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。ここで、提案されている電気自動車用バッテリーチャージャにより柱上変圧器高压側で無効電力補償可能である。しかしながら、柱上変圧器低圧側において中性線に流れる中性線電流を補償できないため中性線に  $i_{L1}$  と  $i_{L2}$  の差分  $i_{Ln}$  が流れることから、柱上変圧器低圧側電圧  $v_{L1}$  および  $v_{L2}$  に対する電源電流  $i_{S1}$  および  $i_{S2}$  の位相差  $\phi_{L1}$  および  $\phi_{L2}$  が発生し柱上変圧器低圧側で無効電力を補償することができない。さらに、単相 3 線式配電には電力品質の要素として不平衡有効電流がある。不平衡有効電流に関しても無効電流と同様に、提案されているバッテリーチャージャにより中性線に流れる中性線電流を補償することができないため補償することが不可能である。加えて、高調波については提案したバッテリーチャージャの出力電流の THD についてのみ検討が行われており、配電系統に接続される非線形負荷により発生する高調波の補償については未検討である。したがって、文献 (36) で提案されている電気自動車用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、柱上変圧器 2 次側で電力品質保証を行うことができず、電力品質が低い家庭の電力料金が高くなる割増料金制度が施行された場合対応することができない。

以上のことから、我が国の家庭用低圧側配電方式である単相 3 線式配電の電力品質保証機能を有する電気自動車用双方向バッテリーチャージャが必要である。

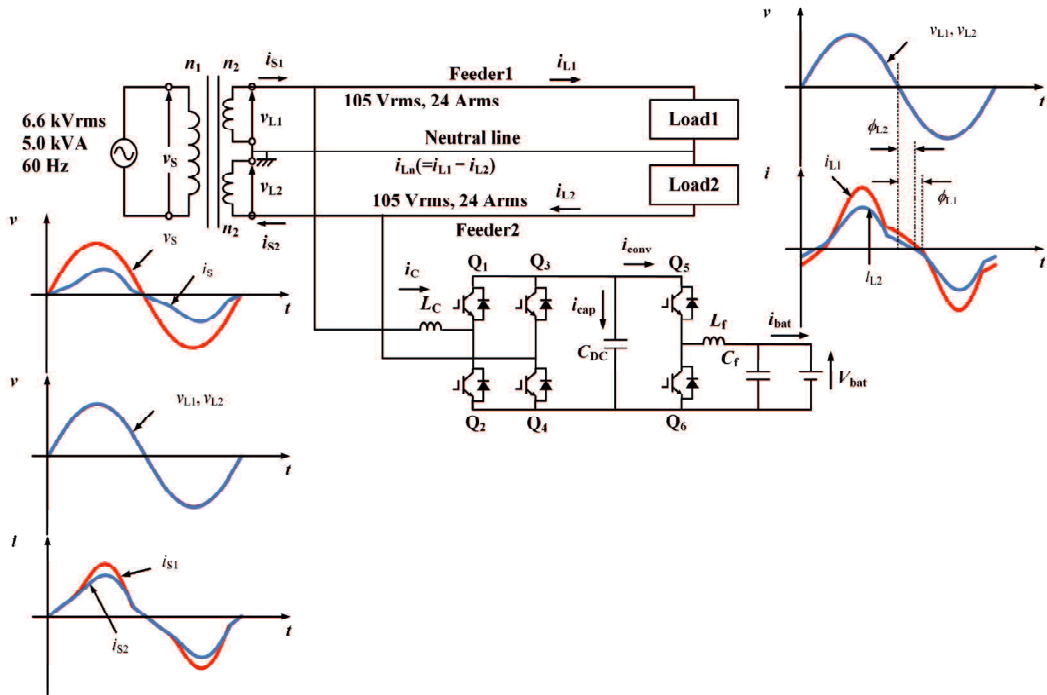


図 2.5 文献 (36) で提案されている双方向バッテリーチャージャを単相 3 線式配電に接続した場合のシステム構成および各部電圧電流波形のイメージ図

## 2.2 先に提案した電力品質保証機能を有する電気自動車用スマートチャージャ

文献 (34) において、単相 3 線式配電の電力品質保証である無効電力および不平衡有効電力を補償可能な電気自動車用スマートチャージャが提案されている。また、文献 (49) では、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制御法の高調波補償特性が検討されている。図 2.6 に、提案された高調波を考慮し非線形負荷を加えた家庭にスマートチャージャを設置した場合のシステム構成と制御ブロック図を示す。低圧配電方式は単相 3 線式配電方式を想定しており、家庭内負荷 Load1 および Load2 は RL 線形負荷およびダイオード整流器からなる非線形負荷で模擬している。ここで、線形負荷と非線形負荷はそれぞれ流れる電流が 50% ずつとなるように設計を行っている。配電系統の高圧側は 6.6 kVrms, 5.0 kVA, 60 Hz をベースとしており、低圧側の定格は 105 Vrms, 24 Arms である。 $V_{bat}$  は日産自動車製リーフのリチウムイオンバッテリー (定格電圧: 360V) であり、直流電圧源で模擬している。提案された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 レグ構成 PWM 整流器と、スイッチ  $Q_7$ ,  $Q_8$  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  $i_{S2}$  を平衡化することができる。さらに 4 番目のレグは双方向 DC-DC コンバータとして動作し、バッテリーへの充放電動作が可能となる。





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

$$\begin{aligned} i_{L1} &= \sqrt{2}\{I_{L11} \cos(\omega_s t - \phi_{L11}) + \sum_{n=2}^{\infty} I_{L1n} \cos(n\omega_s t - \phi_{L1n})\} \\ i_{L2} &= \sqrt{2}\{I_{L21} \cos(\omega_s t - \phi_{L21}) + \sum_{n=2}^{\infty} I_{L2n} \cos(n\omega_s t - \phi_{L2n})\} \end{aligned} \quad (2.24)$$

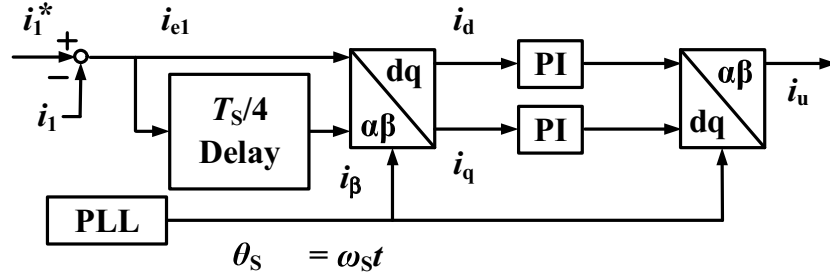
一方、電源電流は正弦波平衡状態で力率が1.00であるものとする。このとき、電源電流  $i_{S1}$ ,  $i_{S2}$  および電源電流指令値  $i_S^*$  は、次式で表される。

$$\begin{aligned} i_S^* &= i_{S1} = i_{S2} \\ &= \sqrt{2}I_S \cos \omega_s t \end{aligned} \quad (2.25)$$

(2.25) 式から、スマートチャージャの出力電流指令値は次式となる。

$$\begin{aligned} i_{C1}^* &= i_{L1} - i_S^* \\ i_{C2}^* &= -i_{L2} + i_S^* \\ i_{C3}^* &= -i_{C1}^* - i_{C2}^* \end{aligned} \quad (2.26)$$

一般に、単相インバータにおいて三角波比較方式 PWM と PI 制御器を用いた出力制御法では、定常偏差が残存する。この問題を解決するため、図 2.6 では単相回路における  $d$ - $q$  座標上で構成した PI 制御器を用いている<sup>(55)</sup>。(2.26) 式より生成したスマートチャージャの出力電流指令値  $i_{C1}^*$  と検出したスマートチャージャの出力電流  $i_1$  の偏差  $i_{e1}$  を算出する。この偏差  $i_{e1}$  を 1/4 周期ディレイブロックを用いて位相を 1/4 周期遅らせた電流  $i_{c1\beta}$  を生成する。これらを単相 PLL 回路を用いて発生した電気角  $\theta_s$  を用いて  $d$ - $q$  座標上に変換し、PI 制御器により指令値との偏差を増幅する。その後、逆  $d$ - $q$  変換し、各レグの指令値を与える。さらに、三角波比較方式 PWM を用いて各レグをスイッチングしチャージャ電流  $i_{C1}$ ,  $i_{C2}$  および  $i_{C3}$  を出力する。ここで、スマートチャージャを構成する 3 レグ構成 PWM 整流器へ流出入する瞬時電力  $p_{SC}$  は、次式となる。


 図 2.7 単相  $d$ - $q$  変換ブロックの制御回路構成

$$\begin{aligned}
 p_{SC} &= -v_{L1} \cdot i_{C1} + v_{L2} \cdot i_{C2} \\
 &= V_L \{ (-I_{L11} \cos \phi_{L11} - I_{L21} \cos \phi_{L21} + 2I_P) \\
 &\quad + (-I_{L11} \cos \phi_{L11} - I_{L21} \cos \phi_{L21}) \cos 2\omega st \\
 &\quad + (-I_{L11} \sin \phi_{L11} - I_{L21} \sin \phi_{L21}) \sin 2\omega st \\
 &\quad - \sum_{n=2}^{\infty} (I_{L1n} \cos \phi_{L1n} + I_{L2n} \cos \phi_{L2n}) \cos n\omega st \cos \omega st \\
 &\quad - \sum_{n=2}^{\infty} (I_{L1n} \sin \phi_{L1n} + I_{L2n} \sin \phi_{L2n}) \sin n\omega st \cos \omega st \} \quad (2.27)
 \end{aligned}$$

(2.27) 式において、直流キャパシタ電圧  $v_{DC}$  を一定とすると、スマートチャージャを構成する 3 レグ構成 PWM 整流器へ流出入する瞬時電力  $p_{SC}$  の平均値  $\bar{p}_{SC} = P_{bat}$  となる。このことから、(2.27) 式より次式を得る。

$$I_S = \frac{I_{L11} \cos \phi_{L11} + I_{L21} \cos \phi_{L21}}{2} + \frac{P_{bat}}{2V_L} \quad (2.28)$$

したがって、直流キャパシタ電圧一定制御系のみを用いることで、柱上変圧器低圧側で(2.25)式で与えられる力率 1.00 で平衡した正弦波の電源電流を得ることができる。

図 2.6 では、電源電圧の位相を検出する方法として単相 PLL 回路を用いている<sup>(56)</sup>。まず電源電圧  $v_S$  を検出し  $v_\alpha = v_S$  とする。次に  $v_\alpha$  の位相を 1/4 周期遅らせて  $v_\alpha$  と直交した  $v_\beta$  を生成する。これらを単相 PLL 回路から出力される電気角  $\theta_S$  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、検出した  $v_S$  の位相と同期した電気角  $\theta_S = \omega st$  が検出される。なお、 $\omega_S$  は電源電圧の角周波数である。

次に、単相  $d$ - $q$  変換についてスマートチャージャ出力電流指令値  $i_1^*$  を例に説明する。図 2.7 に、単相  $d$ - $q$  変換の制御ブロック図を示す。出力電流指令値  $i_1^*$  と検出値  $i_1$  とすると、偏差  $i_{e1}$  および偏差  $i_{e1}$  に対して 1/4 周期遅れた電流  $i_\beta$  は以下の式で表される。

$$\begin{aligned}
 i_{e1} &= \sqrt{2}I \cos(\omega st - \phi) \\
 i_\beta &= \sqrt{2}I \sin(\omega st - \phi)
 \end{aligned} \quad (2.29)$$

$i_{e1}$  および  $i_{\beta}$  を PLL 出力の電気角  $\theta_S$  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。

$$\begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \theta_S & \sin \theta_S \\ -\sin \theta_S & \cos \theta_S \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{e1} \\ i_{\beta} \end{pmatrix} \quad (2.30)$$

$$\begin{aligned} i_d &= \sqrt{2}I \cos(\omega_S t - \theta_S - \phi) \\ i_q &= \sqrt{2}I \sin(\omega_S t - \theta_S - \phi) \end{aligned} \quad (2.31)$$

電気角  $\theta_S$  と電源電圧  $v_S$  の位相が同期したとき、 $\theta_S = \omega_S t$  となり、(2.31) 式は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} I_d &= \sqrt{2}I \cos \phi \\ I_q &= -\sqrt{2}I \sin \phi \end{aligned} \quad (2.32)$$

(2.32) 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  $\theta_S$  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。

$$\begin{pmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \theta_S & -\sin \theta_S \\ \sin \theta_S & \cos \theta_S \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_d \\ I_q \end{pmatrix} \quad (2.33)$$

$$\begin{aligned} i_{\alpha} &= \sqrt{2}I \cos(\theta_S - \phi) \\ i_{\beta} &= \sqrt{2}I \sin(\theta_S - \phi) \end{aligned} \quad (2.34)$$

先程と同様に、 $\theta_S = \omega_S t$  のとき (2.34) 式は次式のようになる。

$$\begin{aligned} i_u &= \sqrt{2}I \cos(\omega_S t - \phi) \\ i_{\beta} &= \sqrt{2}I \sin(\omega_S t - \phi) \end{aligned} \quad (2.35)$$

ここで、 $i_u$  を三角波比較方式 PWM の指令値とし、各スイッチの信号を生成する。一般に、PI 制御は時間変化のある交流量と比較し時間変化のない直流量で行うことが好ましく、 $d$ - $q$  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。

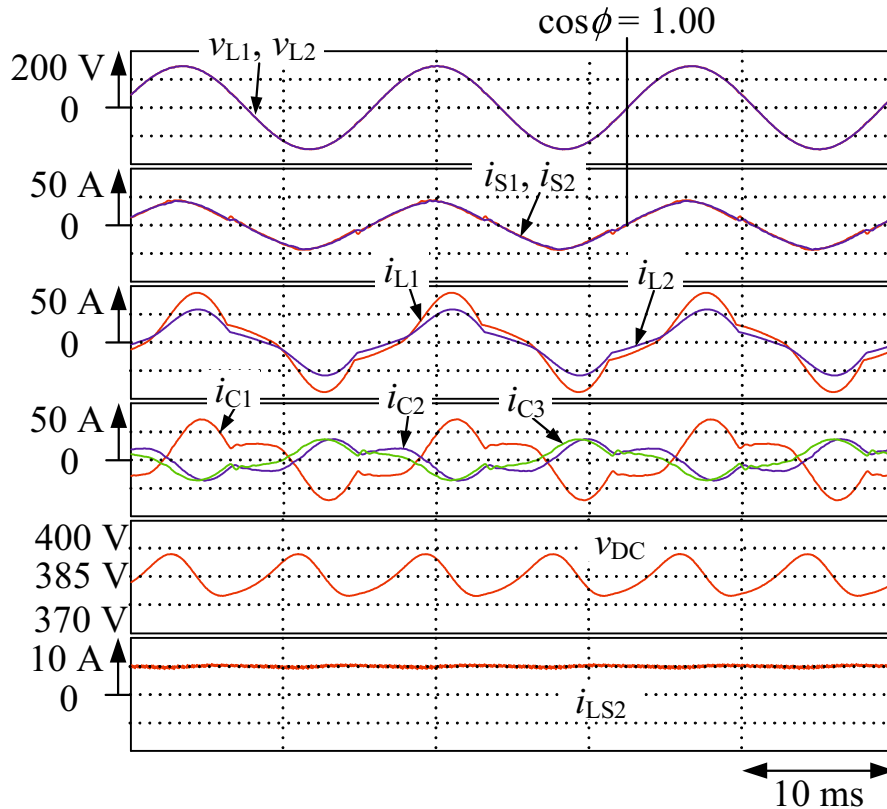


図 2.8 文献 (49) で提案されているスマートチャージャの放電動作時の実験結果

文献 (49) で提案されたスマートチャージャの実験結果を説明する。図 2.8 に、放電動作時における実験結果を示す。Load1 および Load2 は不平衡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電源電流  $i_{S1}$  および  $i_{S2}$  は振幅が等しく力率が 1.00 でバランスした状態となっている。また、双方向チョッパは昇圧チョッパとして動作し、バッテリー電流の平均値が 4.29 A<sub>dc</sub> となっており、バッテリーから放電している。ここで、電源電流  $i_{S1}$  および  $i_{S2}$  の THD は  $i_{S1}$  が 17.0 %、 $i_{S2}$  が 10.2 % である。したがって、電気自動車用スマートチャージャは、基本波無効電流および基本波不平衡有効電流のみならず高調波電流も補償可能である。

以上のことから、電気自動車用スマートチャージャにより電気自動車のバッテリー充放電動作を行いながら、各家庭で電力品質保証可能であり、今後のスマートメータの普及により施行されること予測される電力品質が低い家庭の電力料金が高くなる割増料金制度に対応可能である。

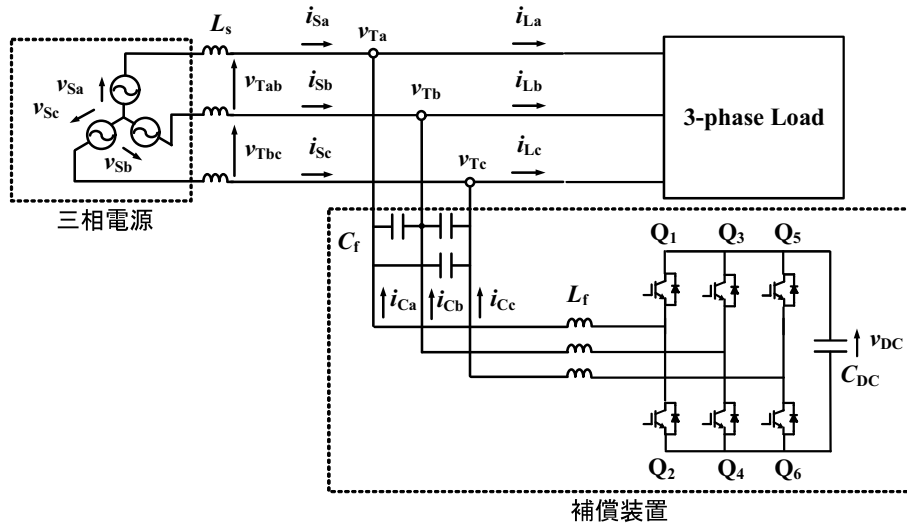


図 2.9 並列形アクティブフィルタが接続された三相回路の回路構成

### 2.3 他の制御法と直流キャパシタ電圧一定制御の用いたスマートチャージャの制御法の比較

本節では、先に提案されている電気自動車用スマートチャージャの制御アルゴリズムの優位性を明らかにする。電気自動車用スマートチャージャは、主制御として直流キャパシタ電圧一定制御を用いている。アクティブパワーラインコンディショナでは、負荷が発生する基本波有効、無効電流および高調波電流を演算する必要がある<sup>(54)</sup>。提案した電気自動車用スマートチャージャでは、アクティブパワーラインコンディショナで必ず用いられている直流キャパシタ電圧一定制御だけを用いている<sup>(57)</sup>。このことにより、有効電力および無効電力演算ブロック不要で有効電源電流指令値の演算が可能である。

文献(58)において、瞬時有効無効電力理論 (p-q theory) が提案されている。この論文は、三相回路において三相電圧および電流の瞬時値のみから世界で初めて瞬时无効電力を一義的に定義し、かつその物理的意味を明快に説明をしたものである。図 2.9 に、並列形アクティブフィルタが接続された三相回路の回路構成を示す。三相回路において、受電端電圧  $v_{Ta}$ ,  $v_{Tb}$  および  $v_{Tc}$  は以下の式で与えられる。

$$\begin{aligned}
 v_{Ta} &= \sqrt{2} \sum_{n=1}^{\infty} V_{Tn} \cos n\omega_s t \\
 v_{Tb} &= \sqrt{2} \sum_{n=1}^{\infty} V_{Tn} \cos n(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}) \\
 v_{Tc} &= \sqrt{2} \sum_{n=1}^{\infty} V_{Tn} \cos n(\omega_s t + \frac{2\pi}{3})
 \end{aligned}
 \tag{2.36}$$

### 2.3 他の制御法と直流キャパシタ電圧一定制御の用いたスマートチャージャの制御法の比較

また，電源電流  $i_{Sa}$ ， $i_{Sb}$  および  $i_{Sc}$  は 3 相平衡とすると以下の式で与えられる。

$$\begin{aligned} i_{Sa} &= \sqrt{2} \sum_{n=1}^{\infty} I_{Sn} \cos(n\omega_s t - \phi) \\ i_{Sb} &= \sqrt{2} \sum_{n=1}^{\infty} I_{Sn} \cos\{n(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}) - \phi\} \\ i_{Sc} &= \sqrt{2} \sum_{n=1}^{\infty} I_{Sn} \cos\{n(\omega_s t + \frac{2\pi}{3}) - \phi\} \end{aligned} \quad (2.37)$$

(2.36) 式および (2.37) 式より，三相二相 ( $\alpha$ - $\beta$ ) 変換を行う。したがって，受電端電圧の  $\alpha$  相成分  $v_{T\alpha}$  および  $\beta$  相成分  $v_{T\beta}$  および電源電流の  $\alpha$  相成分  $i_{S\alpha}$  および  $\beta$  相成分  $i_{S\beta}$  はそれぞれ以下の式で与えられる。

$$\begin{pmatrix} v_{T\alpha} \\ v_{T\beta} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_{Ta} \\ v_{Tb} \\ v_{Tc} \end{pmatrix} \quad (2.38)$$

$$\begin{pmatrix} i_{S\alpha} \\ i_{S\beta} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{Sa} \\ i_{Sb} \\ i_{Sc} \end{pmatrix} \quad (2.39)$$

このとき，瞬時有効電力  $p$  および瞬时无効電力  $q$  は次式で表される。

$$\begin{aligned} p &= v_{T\alpha} i_{S\alpha} + v_{T\beta} i_{S\beta} \\ q &= v_{T\alpha} i_{S\beta} - v_{T\beta} i_{S\alpha} \end{aligned} \quad (2.40)$$

瞬時有効無効電力理論では，三相回路に対して瞬時有効電力  $p$  および瞬时无効電力  $q$  を一義的に定義している。これにより，瞬時電力を遅れなく瞬時に検出して補償可能なことから三相回路に広く用いられている。

文献 (59) において，この瞬時有効無効電力理論を単相回路に応用した **Single-phase PQ** 理論が提案されている。図 2.10 に，先に提案された **Single-phase PQ** 理論を電気自動車用スマートチャージャに応用した場合における制御回路図を示す。ここで，文献 (59) では  $\alpha$  相成分から  $\beta$  相成分求めるのに  $T_s/4$  遅延ブロックを用いているが，本論文では現在変換器によく用いられている **PLL** 回路を応用することで演算負荷を低減可能な制御ブロック図で検討する。制御ブロックには，電気自動車用スマートチャージャと同様に **PLL** 回路および直流キャパシタ電圧を一定に制御する制御ブロックが含まれている。さらに，負荷側の瞬時有効電力演算ブロックも必要である。文献 (59) の，**Single-phase PQ** 理論について説明する。まず，柱上変圧器低圧側の電圧  $v_{L1}$  および  $v_{L2}$  および負荷電流  $i_{L1}$  および  $i_{L2}$  をそれぞれ検出す





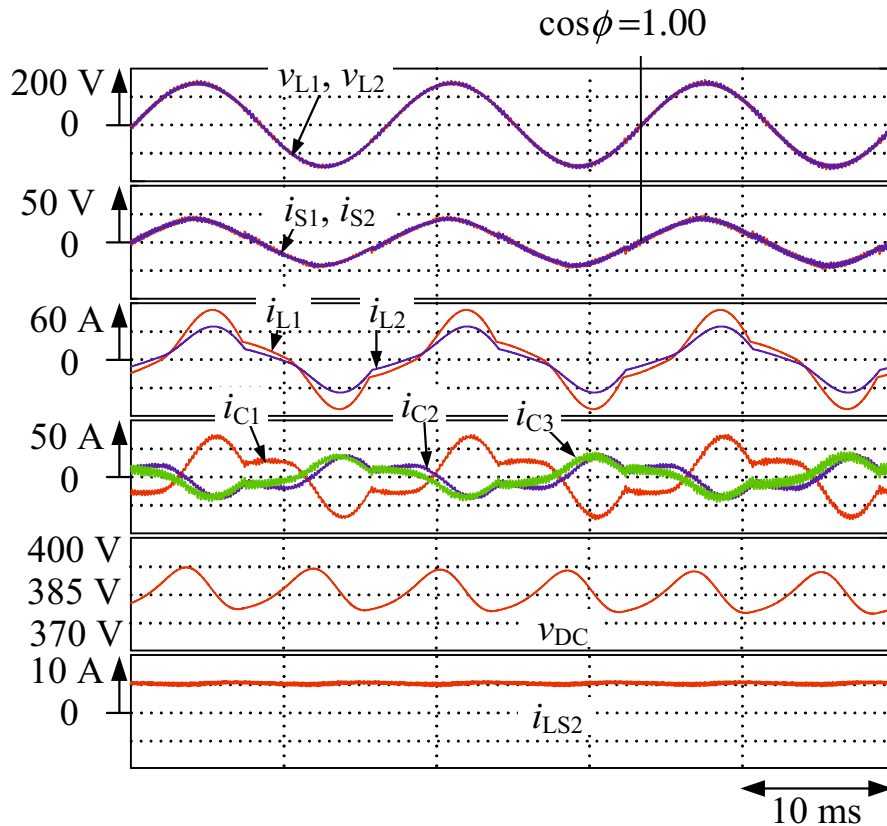


図 2.11 バッテリ放電動作時の電気自動車用スマートチャージャに図 2.10 の制御法を適用した場合のシミュレーション結果

を乗算することで有効電源電流指令値  $i_s^*$  を演算可能である。このとき、有効電源電流指令値  $i_s^*$  は以下の式で表される。

$$\begin{aligned}
 i_s^* &= \frac{v_{L1\alpha}}{v_{L1\alpha}^2 + v_{L1\beta}^2} \cdot \bar{p} \\
 &= \frac{\sqrt{2}(I_{L1F} \cos \phi_{L1F} + I_{L2F} \cos \phi_{L2F}) \cos h\omega_s t}{2} \quad (2.43)
 \end{aligned}$$

(2.43) 式より、有効電源電流指令値  $i_s^*$  には柱上変圧器低圧側の電圧の実効値は含まれていない。したがって、有効電源電流指令値  $i_s^*$  を生成するのに柱上変圧器低圧側の電圧の位相情報のみ必要である。一方、PLL 回路は柱上変圧器低圧側の電圧に同期した電気角  $\theta_s$  を生成可能である。柱上変圧器低圧側の電圧  $v_{L1}$  および  $v_{L2}$  の実効値  $V_{L1} = V_{L2} = 1$  としたとき、柱上変圧器低圧側の電圧  $v_{L1}$  および  $v_{L2}$  の電圧の  $\alpha$  相成分および  $\beta$  相成分は電気角  $\theta_s$  を用いることで  $\sqrt{2} \cos \theta_s$  および  $\sqrt{2} \sin \theta_s$  と表される。したがって、Single-phase PQ 理論をスマートチャージャの制御法に用いることで電源電流指令値  $i_s^*$  を演算可能である。

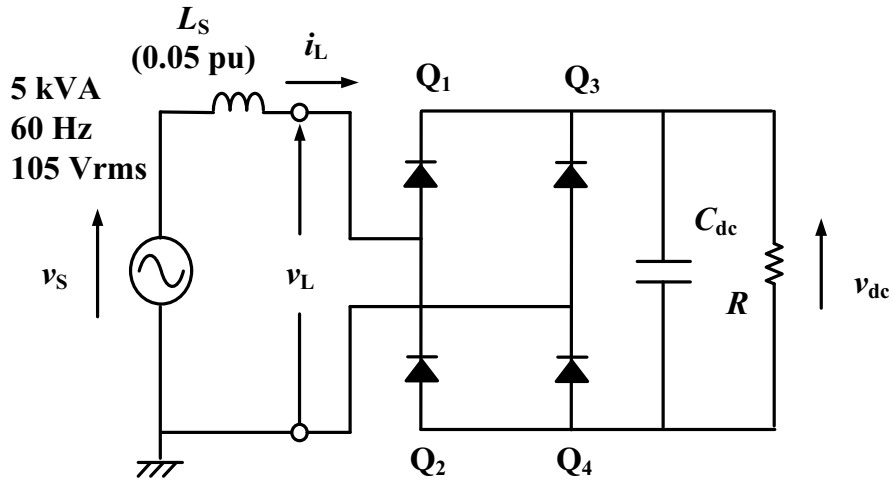
図 2.11 に、バッテリ放電動作時の電気自動車用スマートチャージャに図 2.10 の制御法を適用した場合のシミュレーション結果を示す。バッテリ電流  $i_{LS2}$  は指令値である 5 A<sub>dc</sub> に追

従っており、バッテリーから所望の電力を放電している。直流キャパシタ電圧  $v_{DC}$  は指令値である 385 Vdc で一定に制御されている。また、負荷電流  $i_{L1}$  および  $i_{L2}$  は Load1 および Load2 が不平衡であるため振幅および位相が異なった歪んだ波形となっているが、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 1.00 で振幅が等しくなっている。負荷電流  $i_{L1}$  および  $i_{L2}$  の THD はそれぞれ 23.4 % および 21.1 % であるが、電源電流  $i_{S1}$  および  $i_{S2}$  の THD はそれぞれ 11.0 % および 9.1 % である。したがって、図 2.10 の Single-phase PQ 理論に PLL 回路を用いることで有効電源電流指令値  $i_s^*$  を生成し、バッテリー放電動作を行いながら単相 3 線式配電の電力品質を補償することが可能であることを明らかにした。

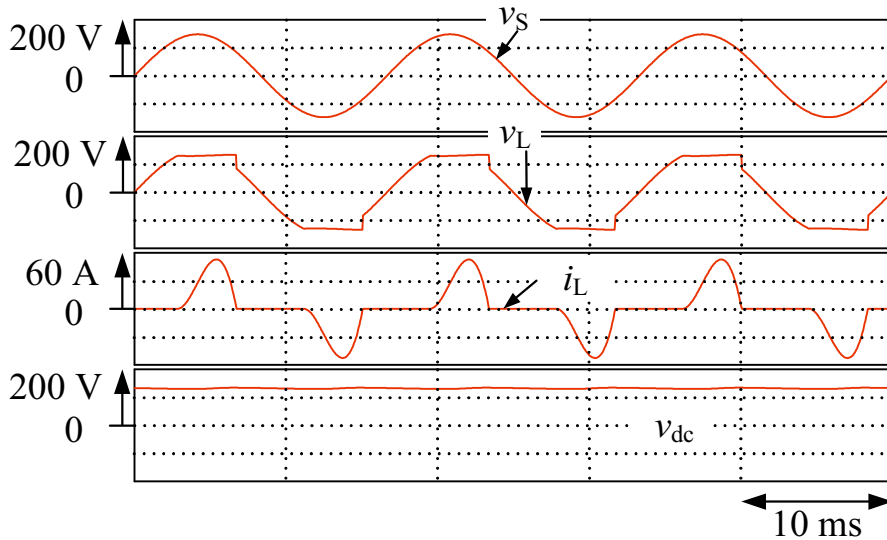
一方、電気自動車用スマートチャージャは直流キャパシタ電圧一定制御のみで有効電源電流指令値の演算が可能であり、有効効電力および無効電力演算ブロック不要である。したがって、電気自動車用スマートチャージャの制御アルゴリズムは文献 (59) の制御法と比較して簡易な制御を実現している。

## 2.4 先に提案した電力品質保証機能を有する電気自動車用スマートチャージャの検討事項

我が国において、高圧 6.6 kVrms は  $\Delta$  結線三相 3 線式配電方式で配電し、低圧側は単相 3 線式配電方式で家庭に電力を融通している。ここで、単相回路において電源電流に 3 次調波が支配的に残存する<sup>(66-69)</sup>。まず単相回路において、一般的な非線形負荷である単相整流回路について説明する。図 2.12 に、ダイオード整流器を用いたコンデンサ・インプット型の整流回路およびシミュレーション結果を示す<sup>(60)</sup>。図 2.12(a) が回路構成図、同図 (b) がシミュレーション結果である。回路構成は、フルブリッジのダイオード整流器、平滑キャパシタおよび負荷  $R$  で構成されている。シミュレーション条件は、電源側を 5 kVA の単相 3 線式配電の一相分である 2.5 kVA とし、電源に対しての 1 pu (23.8 Arms) の負荷を接続している。また、電源側のインピーダンスは電源に対して 5 % (0.05 pu) のインダクタ  $L_S$  で模擬し、負荷側は時定数  $\tau$  が電源周波数 (60 Hz) の周期  $T_S$  の 5 倍となるように抵抗  $R$  およびキャパシタ  $C_{dc}$  を設計した。シミュレーション波形は上から、電源電圧  $v_S$  の波形、入力電圧  $v_L$  の波形、負荷電流  $i_L$  の波形および出力電圧  $v_{dc}$  の波形を示している。負荷電流  $i_L$  は、出力電圧  $v_{dc}$  に対して入力電圧  $v_L$  の値が大きくなる入力電圧波形のトップ付近でのみ負荷へ流れることから、高調波電流を含む波形となる。さらに、入力電圧  $v_L$  は波形のトップで歪むフラットトップカーブ波形となり、高調波電圧を発生する。ここで、高調波電流の規格である IEC 61000-3-4 について検討する。図 2.13 に、負荷電流  $i_L$  に含まれる高調波電流の基本波に対する割合の結果を示す。結果より、単相整流回路の負荷電流  $i_L$  において 3 調波が最も支配的であり、次に 5 次および 7 次調波が大きくなっていることを明らかにした。また、負荷電流  $i_L$  は IEC 61000-3-4 を満たしておらず、本論文で検討を行った回路定数の単相整流回路



(a) 回路構成図



(b) シミュレーション結果

図 2.12 ダイオード整流器を用いたコンデンサ・インプット整流回路

において IEC 61000-3-4 を満足することができないことを明らかにした。この単相整流回路は、パワーエレクトロニクス機器を用いた家電機器に多く含まれており、今後高調波の問題はさらに深刻になることが考えられる。

ここで、先に提案されている電気自動車用スマートチャージャの高調波補償特性を明らかにするために、図 2.8 のスマートチャージャ放電動作時の実験結果の電源電流  $i_{S1}$  および  $i_{S2}$  を FFT 解析により調波分析する。図 2.14 に、スマートチャージャ放電動作時の実験結果における電源電流の周波数解析結果を示す。結果より、スマートチャージャにより補償後も電源電流に低次の奇数次成分が残存していることが確認できる。電源電流に含まれる高調波成分の割合を求めると、第 3 次調波で  $i_{S1}$  は 15.7 % および  $i_{S2}$  は 8.8 %、第 5 次調波で  $i_{S1}$  は

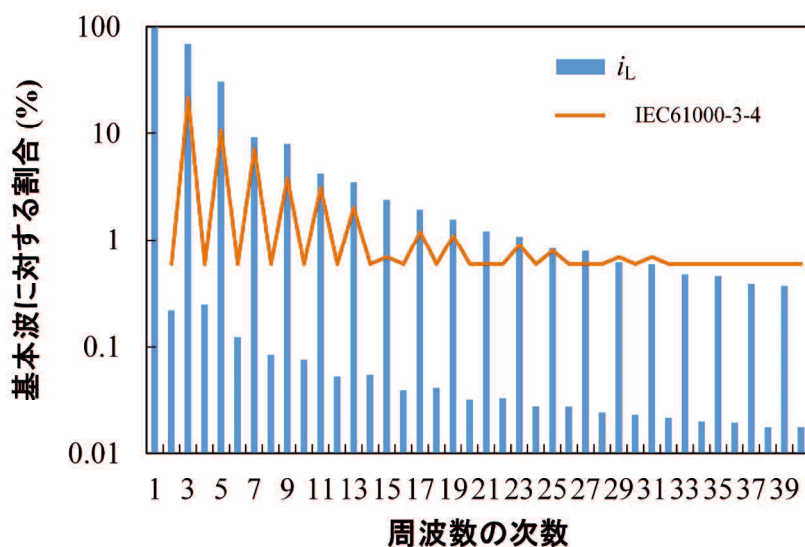


図 2.13 単相整流回路の負荷電流  $i_L$  に含まれる高調波電流の基本波に対する割合

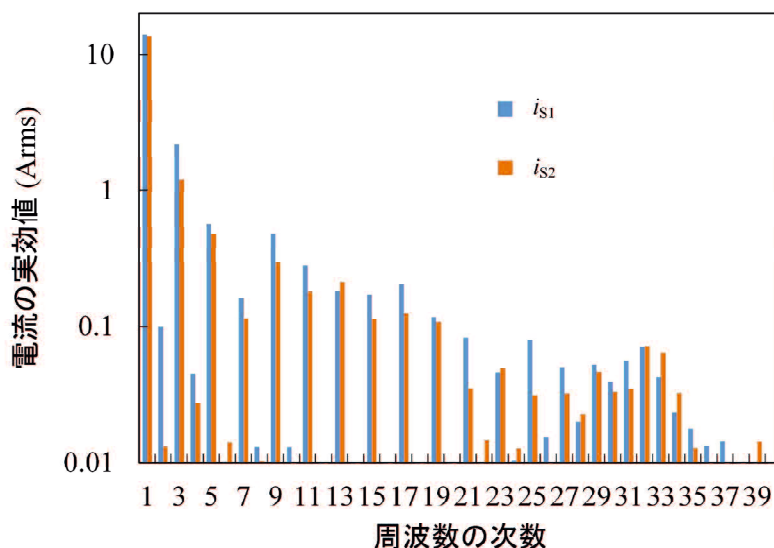


図 2.14 文献 (49) におけるスマートチャージャ放電動作時の実験結果の電源電流  $i_{S1}$  および  $i_{S2}$  の周波数解析結果

4.1 % および  $i_{S2}$  は 3.5 % および第 7 次調波で  $i_{S1}$  は 1.2 % および  $i_{S2}$  は 0.1 % である。このとき電源電流  $i_{S1}$  および  $i_{S2}$  の THD は 17.0 % および 10.2 % であり、スマートチャージャにより電力品質保証後の電源電流において単相回路で支配的な 3 次調波が残存し、電源電流  $i_{S1}$  および  $i_{S2}$  の THD を悪化させていることを明らかにした。

スマートチャージャ放電動作時において、電気自動車のバッテリーから家庭に電力を融通しており、電源電流  $i_{S1}$  および  $i_{S2}$  に含まれる基本波成分は電気自動車のバッテリーから融通される電力量だけ低減される。一方、電源電流において (1.2) 式より、基本波成分が小さくな

ると THD の値は大きくなる。したがって、スマートチャージャ放電動作時に電源電流  $i_{S1}$  および  $i_{S2}$  の THD は最も悪くなり、バッテリーから放電される電力に依存していることを明らかにした。本論文では、スマートチャージャの有効性の確認のため充放電流指令値は  $\pm 5 \text{ A dc}$  の定電流充放電動作で考慮しているが、実際にスマートチャージャの実用化に向けて充放電方式および電力量について検討する必要がある、さらに THD が悪化する可能性がある。したがって本論文では、単相回路において支配的な周波数成分である 3 次調波に注目する。

一方、文献 (61) においてアクティブフィルタの閉ループフィードバック制御系に各次数の補償ゲインを増幅可能な制御が提案されている。そこで本論文では、直流キャパシタ電圧一定制御系の電流フィードバック制御に応用し第 3 次調波に同期した  $d-q$  変換を用いた電流フィードバック制御を提案し有効性の検討する。3 次調波を補償することで、電源電流の THD を大幅に改善することが可能であることを明らかにする。ここで本論文における電源電流の THD の目標値は、最も電源電流の THD が悪化するスマートチャージャ放電動作時において THD が 5 % 程度で IEC6100-3-4 を満足することとする。

スマートチャージャにおいて、電源電流の THD が最も厳しい条件になるのは放電動作時であり、変換器の容量が一番増大するのは充電動作時である。本論文では、いかなる条件下においても提案した電流制御法が有効であることを明らかにするために、シミュレーションおよび実験結果において充電動作、放電動作およびバッテリー未接続時のそれぞれについて検討する。



## 第3章 高調波補償特性の改善を目的としたスマートチャージャの電流制御法

本章では、高調波補償特性の改善を目的としたスマートチャージャの電流制御法について論じる。はじめに、先に提案したスマートチャージャの3レグ構成PWM整流器の出力電流制御ブロックに、3次調波に同期した $d-q$ 座標上の電流フィードバック制御を付加することで電源電流のTHDを低減可能なスマートチャージャの電流制御法を提案する。提案したスマートチャージャの電流制御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討する。しかしながら、提案した電流制御アルゴリズムでは、5個の移動平均LPFを用いておりDSPの演算負荷が増大する問題がある。そこで、配列を用いた簡易な移動平均LPFを構築し制御プログラムの演算負荷を低減すると共に、三角波比較方式PWMにおけるスイッチング周波数の決定法について述べる。実験結果から、提案したスマートチャージャの電流制御法により従来の電流制御法を用いた場合と比較して、バッテリー放電動作時で電源電流 $i_{s1}$ および $i_{s2}$ のTHDをそれぞれ8.4%および3.6%低減可能なことを明らかにする。

### 3.1 第3次調波に同期した $d-q$ 座標上の電流フィードバック制御を付加した電流制御法

図3.1に、提案する3次調波に同期した $d-q$ 座標上の電流フィードバック制御を付加したスマートチャージャの回路構成図を示す。制御回路図において黒点線に囲まれた制御ブロックが提案する3次調波に同期した $d-q$ 座標上の電流フィードバック制御である。この電流制御法は大きく分けて以下の5つの制御ブロックで構成される。

1. 電源電圧に同期した3次調波のPLL回路
2. 3次調波の $T_S/12$ 周期遅延ブロック
3. 3次調波に同期した $d-q$ 座標変換ブロック
4. 2次調波以下の偶数次数の周波数を除去する移動平均LPF
5. PI制御器

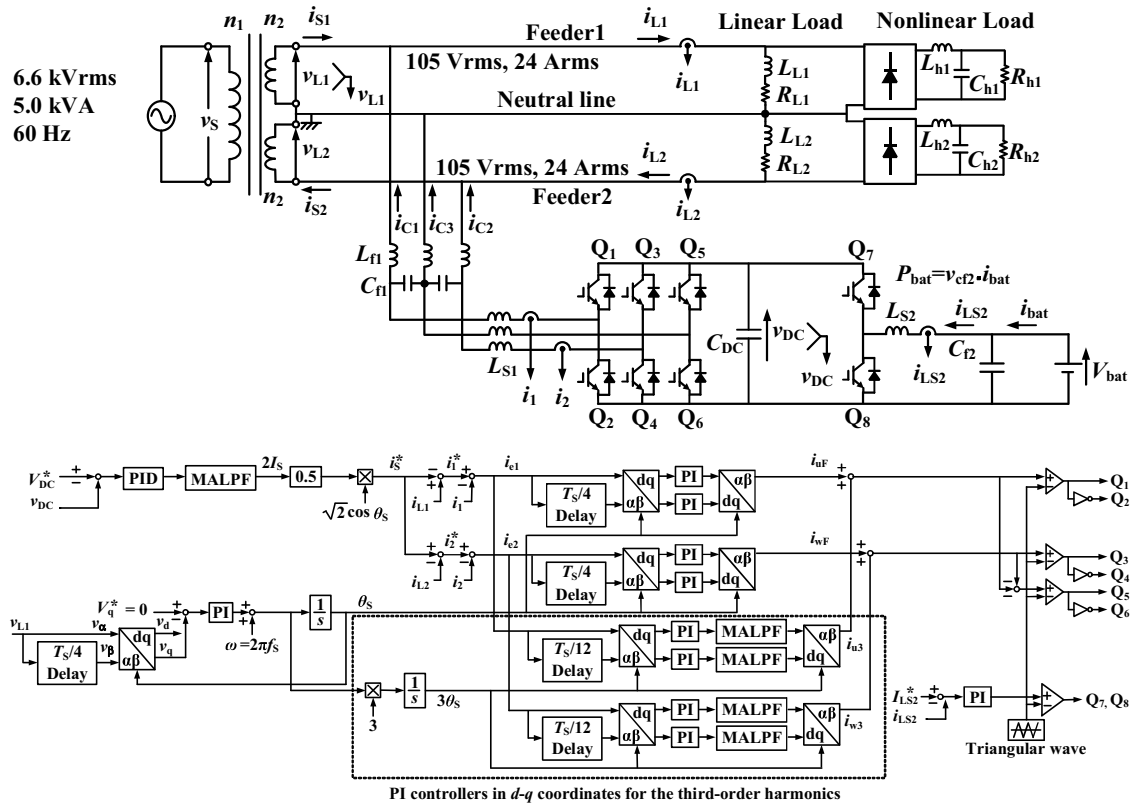
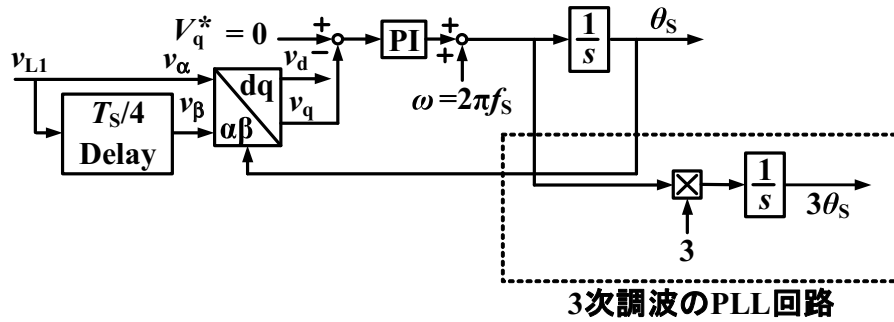


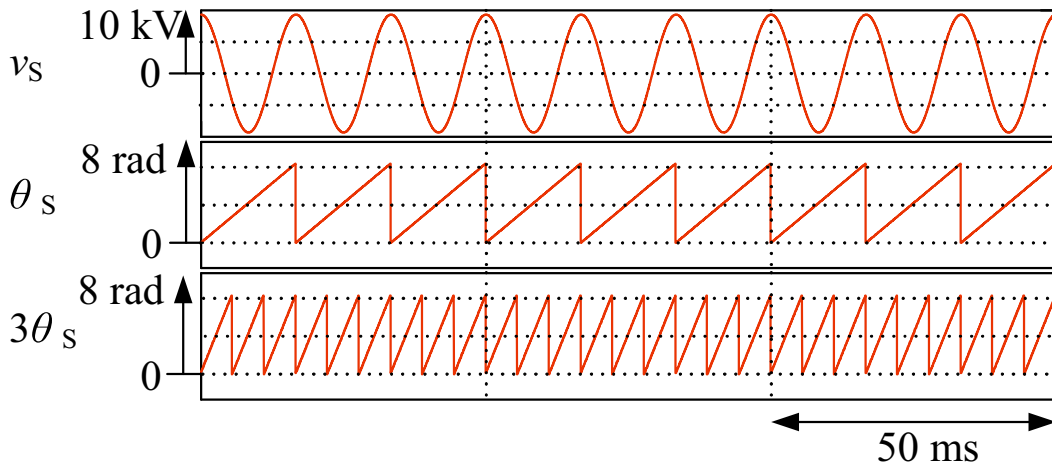
図 3.1 第3次調波に同期した  $d$ - $q$  変換を用いた電流フィードバック制御を付加したスマートチャージャ

まず電源電圧に同期した3次調波のPLL回路について説明する。目標は、電源電圧  $v_s$  に同期した3次調波の電気角  $3\theta_s$  を生成することである。そのために、単相PLL回路を用いた3次調波のPLL回路を提案する。図3.2(a)に、提案した3次調波のPLL回路の制御ブロックを示す。単相PLL回路のPI制御の制御量と基本波の角周波数を乗算し求めた電源電圧の基本波に同期した電気角の積分値を出力する。3次調波は基本波の3倍の角周波数で位相が進むことから、出力した積分値を3倍に増幅し電源電圧に同期した3次調波の電気角の積分値を求める。求めた積分値を、単相PLL回路と同様に積分し  $2\pi$  でリセットをすることにより3次調波の電気角を生成する。図3.2(b)に、電源電圧に同期した3次調波の電気角のシミュレーション結果を示す。シミュレーション結果において上から、電源電圧  $v_s$ 、単相PLL回路により生成した基本波の電気角  $\theta_s$  および提案した3次調波のPLL回路により生成された3次調波の電気角  $3\theta_s$  を示している。結果より、生成した電源電圧に同期した3次調波の電気角は、単相PLL回路により検出された電源電圧に同期した電気角の1周期に3周期の電気角を実現できている。しかしながら、提案する電源電圧に同期した3次調波のPLL回路は独自のフィードバックループを持っておらず、電源電圧  $v_s$  との位相に偏差が生じた場合、自らその偏差を補正することができない。そこで本論文では、3次調波の電気角  $3\theta_s$  と単相PLL回路の電源電圧  $v_s$  に同期した基本波の電気角  $\theta_s$  の間で基本波の1周期ごとに同





(a) 3次調波の PLL 回路の制御回路図



(b) 3次調波の電気角のシミュレーション結果

図 3.2 単相 PLL 回路を用いた 3 次調波の PLL 回路

期をとる。これにより、3次調波に同期した電気角  $3\theta_s$  は最低でも3次調波の3周期以内に電源電圧  $v_s$  との偏差の補正することが可能である。

次に、3次調波の  $T_s/12$  周期遅延ブロックについて説明する。ここで、 $T_s$  は基本波の周期である。単相回路における  $d$ - $q$  変換には、スマートチャージャの出力電流指令値と検出値の偏差である  $i_e$  を  $\alpha$  相成分としたとき、 $\alpha$  相成分および  $\alpha$  相に3次調波の  $T_s/4$  周期遅れた  $\beta$  相成分が必要である<sup>(55)</sup>。一方、実験およびシミュレーションのプログラムにおいて基本波のサンプル数は以下の式で決定している。

$$\text{サンプル数} = \frac{\text{スイッチング周波数}}{\text{基本波の周波数}} \quad (3.1)$$

文献(49)において、スイッチング周波数を 12 kHz としており、基本波 60 Hz の一周期は 200 サンプルである。このため、基本波の半周期は 100 サンプル、基本波の 1/4 周期である  $T_s/4$  周期は 50 サンプルで表される。しかしながら、3次調波は基本波の 1/3 周期であるため割り切ることができず、3次調波の 1/4 周期である  $T_s/12$  周期はプログラム

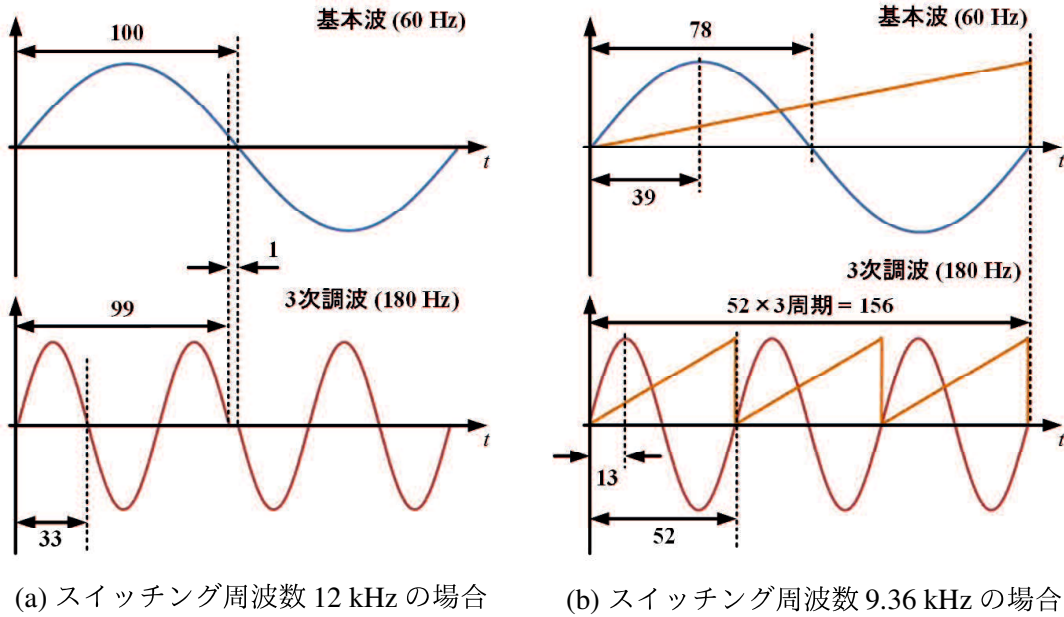


図 3.3 プログラム内の基本波および 3 次調波の波形

上で表すことができない。図 3.3(a) に、3 次調波の半周期を 33 サンプルで表した場合におけるプログラム内の基本波および 3 次調波の波形を示す。3 次調波の波形は基本波 1 周期毎に 1 サンプル分不足しており、3 次調波の検出値とシステム内のプログラムで同期をとることができない。そこで、スイッチング周波数を基本波と 3 次調波の公倍数である 9.36 kHz とし基本波と 3 次調波のサンプル数を同期させる。図 3.3(b) に、スイッチング周波数 9.36 kHz とした場合のプログラム内の基本波および 3 次調波の波形を示す。このとき基本波の半周期は 78 サンプルで表される。3 次調波の半周期は同様に 26 サンプルで表されることから、18 サンプルが 3 次調波の  $T_S/4$  周期となる。したがって、基本波に同期した  $d$ - $q$  座標上の電流フィードバック制御と 3 次調波に同期した  $d$ - $q$  座標上の電流フィードバック制御との間で同期させることが可能である。3 次調波の電気角  $3\theta_S$  とスマートチャージャの出力電流指令値と検出値の偏差である  $i_e$  の  $\alpha$  相成分および  $\alpha$  相に 3 次調波の  $T_S/4$  周期遅れた  $\beta$  相成分を単相回路における  $d$ - $q$  変換に代入することで、3 次調波に同期した  $d$ - $q$  座標上の電流フィードバック制御をシステム内で実現可能である。

ここで、提案した 3 次調波に同期した  $d$ - $q$  座標上の電流フィードバック制御について詳細に検討する。図 3.1 の Feeder 1 において、スマートチャージャ出力電流指令値  $i_1^*$  と検出値  $i_1$  の偏差を  $i_{e1}$  とおく。このとき偏差  $i_{e1}$  は基本波、3 次調波および 5 次調波のみの周波数成分を考慮すると以下の式で表される。

$$i_{e1} = \sqrt{2}I_F \cos(\omega_S t - \phi_F) + \sqrt{2}I_3 \cos(3\omega_S t - \phi_3) + \sqrt{2}I_5 \cos(5\omega_S t - \phi_5) \quad (3.2)$$

この偏差  $i_{e1}$  を  $\alpha$  相成分とし、3次調波の  $T_S/12$  周期遅延ブロックにより  $\alpha$  相に3次調波の  $1/4$  周期遅れた  $\beta$  相成分  $i_{\beta 31}$  を生成する。このとき、 $i_{\beta 31}$  は以下の式で表される。

$$\begin{aligned} i_{e31\beta} &= \sqrt{2}I_F \cos\left(\omega_S t - \phi_F - \frac{\pi}{6}\right) + \sqrt{2}I_3 \cos\left(3\omega_S t - \phi_3 - \frac{\pi}{2}\right) + \sqrt{2}I_5 \cos\left(5\omega_S t - \phi_5 - \frac{5\pi}{6}\right) \\ &= \sqrt{2}I_F \cos\left(\omega_S t - \phi_F - \frac{\pi}{6}\right) + \sqrt{2}I_3 \sin(3\omega_S t - \phi_3) + \sqrt{2}I_5 \cos\left(5\omega_S t - \phi_5 - \frac{5\pi}{6}\right) \end{aligned} \quad (3.3)$$

$i_e$  および  $i_{\beta 31}$  を、3次調波の電気角  $3\theta_S$  を用いた3次調波に同期した  $d$ - $q$  変換により  $d$ - $q$  座標に変換する。このとき、 $d$  軸成分を  $i_{d31}$  および  $q$  軸成分を  $i_{q31}$  とすると、3次調波に同期した  $d$ - $q$  変換行列は以下の式で表される。

$$\begin{pmatrix} i_{d31} \\ i_{q31} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos 3\omega_S & \sin 3\omega_S \\ -\sin 3\omega_S & \cos 3\omega_S \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{e1} \\ i_{\beta 31} \end{pmatrix} \quad (3.4)$$

(3.4) 式において、3次調波の PLL 回路により3次調波の電気角  $3\theta_S$  と電源電圧  $v_S$  の3次調波の位相  $3\omega_S t$  が同期したとき  $3\theta_S = 3\omega_S t$  となる。このとき、 $i_{d31}$  および  $i_{q31}$  は以下の式で表される。

$$\begin{aligned} i_{d31} &= \sqrt{2}I_3 \cos \phi_3 \\ &\quad + \frac{\sqrt{2}}{2}I_F \left\{ \cos(4\omega_S t - \phi_F) + \cos(2\omega_S t + \phi_F) \right. \\ &\quad \left. + \sin\left(4\omega_S t - \phi_F - \frac{\pi}{6}\right) + \sin\left(2\omega_S t + \phi_F + \frac{\pi}{6}\right) \right\} \\ &\quad + \frac{\sqrt{2}}{2}I_5 \left\{ \cos(8\omega_S t - \phi_5) + \cos(2\omega_S t - \phi_5) \right. \\ &\quad \left. + \sin\left(8\omega_S t - \phi_5 - \frac{5\pi}{6}\right) + \sin\left(2\omega_S t - \phi_5 - \frac{5\pi}{6}\right) \right\} \\ i_{q31} &= -\sqrt{2}I_3 \sin \phi_3 \\ &\quad + \frac{\sqrt{2}}{2}I_F \left\{ \cos\left(4\omega_S t - \phi_F - \frac{\pi}{6}\right) + \cos\left(2\omega_S t + \phi_F + \frac{\pi}{6}\right) \right. \\ &\quad \left. - \sin(4\omega_S t - \phi_F) - \sin(2\omega_S t + \phi_F) \right\} \\ &\quad + \frac{\sqrt{2}}{2}I_5 \left\{ \cos\left(8\omega_S t - \phi_5 - \frac{5\pi}{6}\right) + \cos\left(2\omega_S t - \phi_5 - \frac{5\pi}{6}\right) \right. \\ &\quad \left. - \sin(8\omega_S t - \phi_5) + \sin(2\omega_S t - \phi_5) \right\} \end{aligned} \quad (3.5)$$

(3.5) 式より、3次調波に同期した  $d$ - $q$  座標上において3次調波のみ直流量に変換されており、基本波は2次調波および4次調波の交流量に、5次調波は2次調波および8次調波の交流量にそれぞれ変換されている。しかしながら、提案した3次調波に同期した  $d$ - $q$  座標上の電流フィードバック制御において3次調波のみの補償量を出力する必要がある。したがって、3次調波に同期した  $d$ - $q$  座標上の  $d$  および  $q$  の座標上の両方に2次調波以下の偶数次数の周波数を除去する移動平均 LPF を追加する。これにより、3次調波のみの補償量を得ることがで

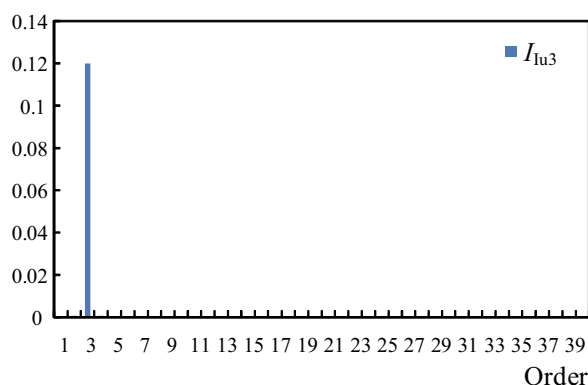


図 3.4 提案した 3 次調波に同期した  $d$ - $q$  座標上の電流フィードバック制御により得られた変調波  $i_{u3}$  の周波数解析結果

きる。このとき、3 次調波に同期した  $d$ - $q$  座標上の直流量をそれぞれ  $\bar{i}_{d31}$  および  $\bar{i}_{q31}$  とすると、 $\bar{i}_{d31}$  および  $\bar{i}_{q31}$  は以下の式で表される。

$$\begin{aligned}\bar{i}_{d31} &= +\sqrt{2}I_3 \cos \phi_3 \\ \bar{i}_{q31} &= -\sqrt{2}I_3 \sin \phi_3\end{aligned}\quad (3.6)$$

以上のことから、3 次調波に同期した  $d$ - $q$  変換により 3 次調波を直流量で PI 制御することにより、3 次調波の補償量を増加させることができる。3 次調波に同期した  $d$ - $q$  座標上の電流フィードバック制御における PI 制御パラメータは、限界感度法により決定した。PI 制御により 3 次調波の偏差を増幅し、3 次調波に同期した  $d$ - $q$  逆変換することで、3 次調波を補償するための変調波  $i_{u3}$  を得ることができる。図 3.4 に、提案した 3 次調波に同期した  $d$ - $q$  座標上の電流フィードバック制御により得られた変調波  $i_{u3}$  の FFT 解析による周波数解析結果を示す。結果より、 $i_{u3}$  には 3 次調波成分しか含まれていないことを明らかにした。したがって、3 次調波に同期した  $d$ - $q$  座標上の電流フィードバック制御をシステム内で実現することで、3 次調波に対する補償電流の指令値を増幅し、3 次調波成分を低減することにより電源電流の THD を大幅に改善可能である。

### 3.2 シミュレーション結果

本章で提案したスマートチャージャの制御法の有効性を検討するため、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シミュレータ PSIM を用いた。スマートチャージャの制御アルゴリズムには C 言語を用いて記述し、PSIM 上で動作する Dynamic Link Library (DLL) を用いて構成した。検出値の取り込みおよび演算した指令値の出力は、実験で用いる Digital Signal Processor (DSP) と同様に三角波比較方式 PWM の三角波 1 周期毎に 1 回とする。内線規程では、単相 3 線式配電においてやむを得ない場合は設備不

表 3.1 図 3.1 の回路定数

Item	Symbol	Value
Linear Load1 1.2pu with power factor of 0.8	$L_{L1}$	12.1 mH
	$R_{L1}$	5.5 $\Omega$
Non-Linear Load1	$L_{h1}$	3.67 mH
	$C_{h1}$	470 $\mu\text{F}$
	$R_{h1}$	10 $\Omega$
Linear Load2 0.8pu with power factor of 0.9	$L_{L2}$	12 mH
	$R_{L2}$	9 $\Omega$
Non-Linear Load2	$L_{h2}$	6 mH
	$C_{h2}$	330 $\mu\text{F}$
	$R_{h2}$	16 $\Omega$
Filter inductor	$L_{f1}$	0.46 mH
Filter capacitor	$C_{f1}$	10.4 $\mu\text{F}$
Switching inductor	$L_{S1}$	1.0 mH
DC capacitor	$C_{DC}$	2700 $\mu\text{F}$
DC-capacitor voltage	$V_{DC}^*$	385 Vdc
Filter inductor for chopper	$L_{S2}$	4.4 mH
Filter capacitor for chopper	$C_{f2}$	1000 $\mu\text{F}$
Battery voltage	$V_{bat}$	360 Vdc
Battery current	$I_{bat}^*$	5 Adc
Switching frequency	$f_{sw}$	9.36 kHz

平衡率を 40 %までとすることができると記載されている。したがって、これらの指針を考慮し家庭内負荷 Load1 および Load2 の設備不平衡率を 40 %とした。このとき回路定数はそれぞれ、Load1 の負荷を 1.2 pu とし、力率 PF および THD はそれぞれ 0.87 および 23.4 %とした。Load2 は 0.8 pu とし、PF および THD は 0.88 および 21.1 %とした。シミュレーション回路は図 3.1 のとおりである。表 3.1 にシミュレーションに用いた回路定数を示す。シミュレーションおよび実験結果において制御ゲインは以下の値とした。

- 直流キャパシタ電圧一定制御における PID 制御: 比例ゲイン  $K_P=0.6$ , 積分時間  $T_I=0.03$  s および微分時間  $T_D=0.01$  ms
- 基本波および 3 次調波に同期した  $d-q$  座標上の PI 制御: 比例ゲイン  $K_P=0.06$  および積分時間  $T_I=8$  ms
- 双方向 dc-dc コンバータの充放電電流制御における PI 制御: 比例ゲイン  $K_P=0.15$  および積分時間  $T_I=3$  ms

これらの値は、限界感度法により決定した。

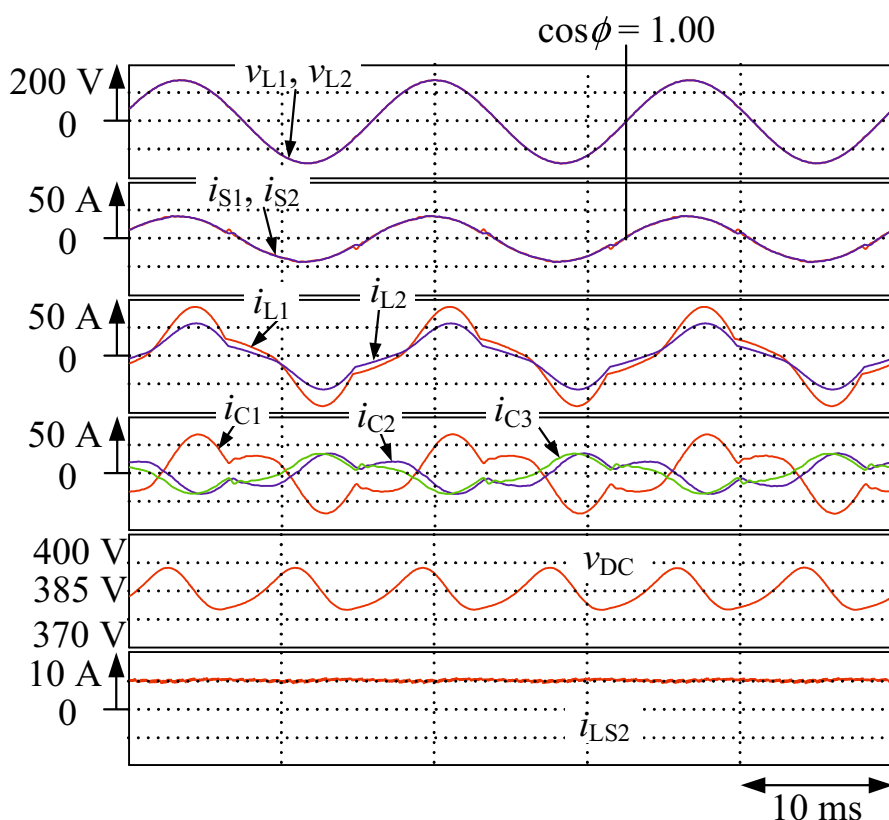


図 3.5 放電動作時におけるシミュレーション結果

図 3.5 に、スマートチャージャ放電動作時のシミュレーション結果を示す。スマートチャージャの放電動作時において双方向チョッパ回路は昇圧チョッパ回路として動作する。バッテリー電流  $i_{LS2}$  は指令値である 5 Adc に追従しており、バッテリーから所望の電力を放電している。直流キャパシタ電圧  $v_{DC}$  は指令値である 385 Vdc で一定に制御されている。また、負荷電流  $i_{L1}$  および  $i_{L2}$  は Load1 および Load2 が不平衡であるため振幅および位相が異なった歪んだ波形となっているが、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 1.00 で振幅が等しくなっている。電源電流  $i_{S1}$  および  $i_{S2}$  の THD は、それぞれ 4.9% および 3.7% である。一方、従来の電流制御法を用いた場合において、電源電流  $i_{S1}$  および  $i_{S2}$  の THD はそれぞれ 10.8% および 7.7% である。したがって、提案した電流制御法は従来の電流制御法を用いた場合と比較して、電源電流  $i_{S1}$  および  $i_{S2}$  の THD は  $i_{S1}$  で 5.9% および  $i_{S2}$  で 4.0% 低減可能であり、スマートチャージャの高調波補償特性を改善可能であることを明らかにした。

図 3.6 に、スマートチャージャ充電動作時のシミュレーション結果を示す。スマートチャージャの充電動作時において双方向チョッパ回路は降圧チョッパ回路として動作する。バッテリー電流  $i_{LS2}$  は指令値である 5 Adc に追従しており、バッテリーへ所望の電力を供給している。直流キャパシタ電圧  $v_{DC}$  は指令値である 385 Vdc で一定に制御されている。また、負荷電流

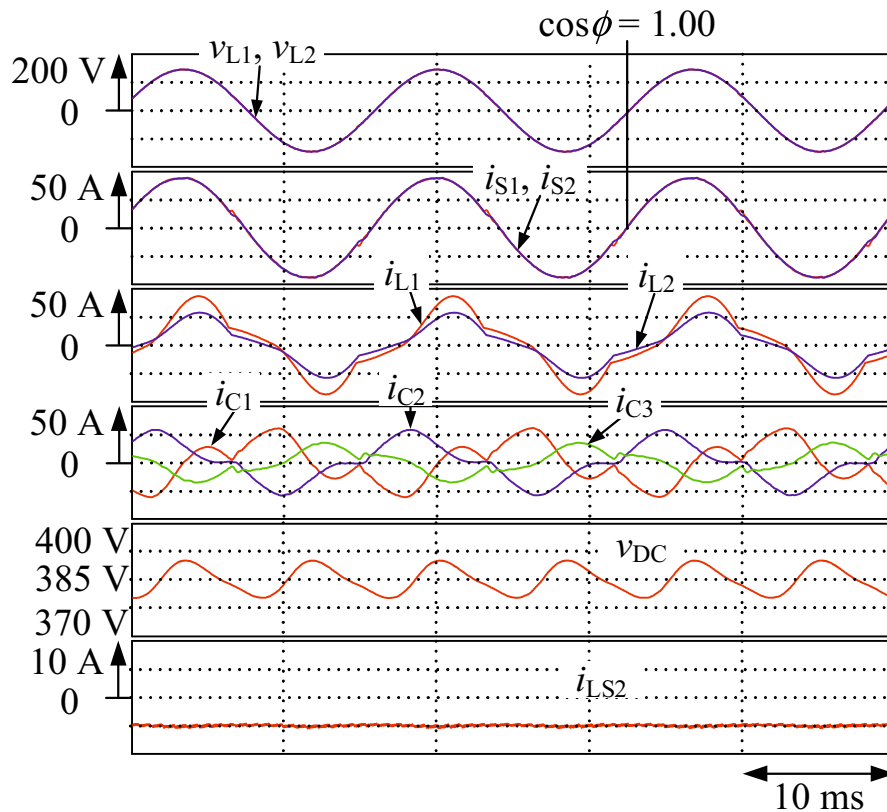


図 3.6 充電動作時におけるシミュレーション結果

$i_{L1}$  および  $i_{L2}$  は Load1 および Load2 が不平衡であるため振幅および位相が異なった歪んだ波形となっているが、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 1.00 で振幅が等しくなっている。電源電流  $i_{S1}$  および  $i_{S2}$  の THD は、それぞれ 2.0% および 1.8% である。

図 3.7 に、電気自動車のバッテリー未接続時におけるシミュレーション結果を示す。このとき、スマートチャージャはアクティブパワーラインコンディショナとして動作する。バッテリー電流  $i_{LS2}$  は 0 A dc である。直流キャパシタ電圧  $v_{DC}$  は指令値である 385 V dc で一定に制御されている。また、負荷電流  $i_{L1}$  および  $i_{L2}$  は Load1 および Load2 が不平衡であるため振幅および位相が異なった歪んだ波形となっているが、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 1.00 で振幅が等しくなっている。電源電流  $i_{S1}$  および  $i_{S2}$  の THD は、それぞれ 3.0% および 2.4% である。

以上のことから、提案した 3 次調波に同期した  $d$ - $q$  座標上の電流フィードバック制御を付加したスマートチャージャの制御法によりスマートチャージャの高調波補償特性を改善可能で、かつ、電源電流の THD が最も悪化するバッテリー放電動作時において目標値の 5% 程度に近づけることが可能なことを明らかにした。

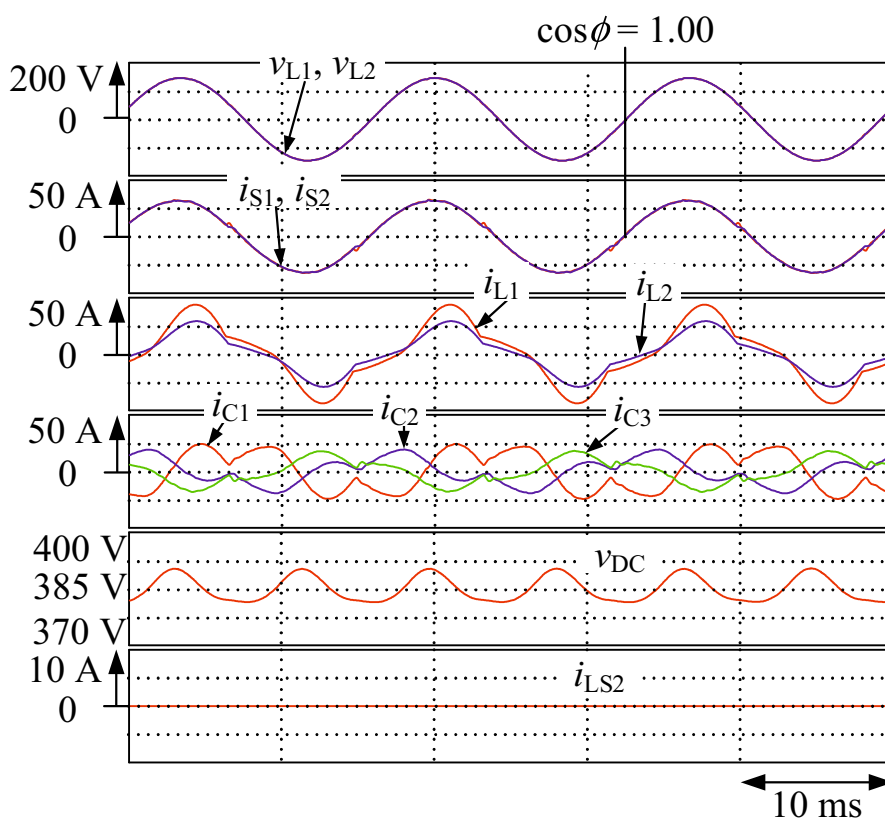


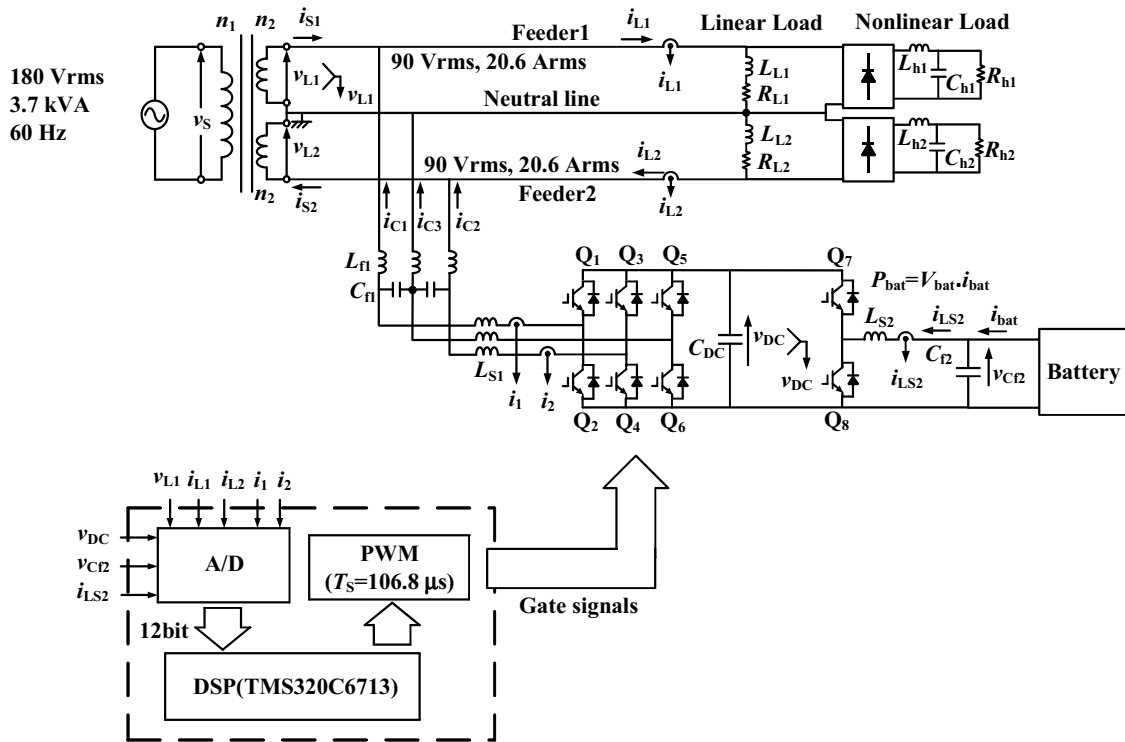
図 3.7 電気自動車のバッテリー未接続時におけるシミュレーション結果

### 3.3 実験結果

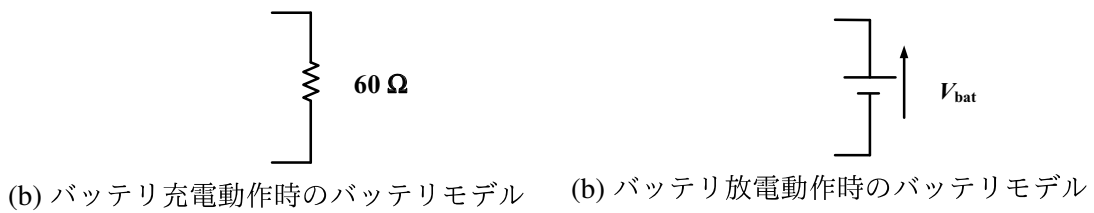
図 3.1 において、高圧側電圧は 6.6 kVrms であり、研究室レベルで実験装置を構成するのは困難である。そこで、高圧側電圧を 180 Vrms として縮小モデルの実験装置を構成した。このとき、変圧器の定格は 3.7 kVA であり、低圧側電圧は 90 Vrms および電源電流は 20.6 Arms である。図 3.8 に、構成した実験装置のブロック図を示す。

内線規程では、単相 3 線式配電においてやむを得ない場合は設備不平衡率を 40 % までとすることができると記載されている。したがって、これらの指針を考慮し家庭内負荷 Load1 および Load2 の設備不平衡率を 40 % とした。このとき回路定数はそれぞれ Load1 の負荷を 1.2 pu とし、力率 PF および THD はそれぞれ 0.85 および 26.3 % とした。Load2 は 0.8 pu とし、PF および THD は 0.87 および 23.5 % とした。表 3.2 に実験に用いた回路定数を示す。縮小モデルの実験装置において、直流キャパシタ電圧一定制御の指令値は 360 Vdc、バッテリーの充放電源流の指令値は 4.29 Adc およびバッテリーの電圧は 257 Vdc とした。電気自動車のバッテリーは、充電動作時は 60 Ω の抵抗で模擬し、放電動作時には実験室で所有している定格電圧 300 V の直流電圧源 HX0300-25 を用いた。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には DSP (TMS320C6713, 225 MHz) を使用した。表 3.3 に、実験に用いた





(a) 主回路および制御回路図



(b) バッテリ充電動作時のバッテリーモデル (b) バッテリ放電動作時のバッテリーモデル

図 3.8 図 3.1 の縮小モデルにおける実験回路図

表 3.2 図 3.8 の回路定数

Item	Symbol	Value
Linear Load1 1.2pu with power factor of 0.8	$L_{L1}$	12.1 mH
	$R_{L1}$	5.5 $\Omega$
Non-Linear Load1	$L_{h1}$	3.67 mH
	$C_{h1}$	470 $\mu$ F
	$R_{h1}$	10 $\Omega$
Linear Load2 0.8pu with power factor of 0.9	$L_{L2}$	12 mH
	$R_{L2}$	9 $\Omega$
Non-Linear Load2	$L_{h2}$	6 mH
	$C_{h2}$	330 $\mu$ F
	$R_{h2}$	16 $\Omega$
Filter inductor	$L_{f1}$	0.46 mH
Filter capacitor	$C_{f1}$	10.4 $\mu$ F
Switching inductor	$L_{S1}$	1.0 mH
DC capacitor	$C_{DC}$	2700 $\mu$ F
DC-capacitor voltage	$V_{DC}^*$	360 Vdc
Filter inductor for chopper	$L_{S2}$	4.4 mH
Filter capacitor for chopper	$C_{f2}$	1000 $\mu$ F
Battery voltage	$V_{bat}$	257 Vdc
Battery current	$I_{bat}^*$	4.29 Adc
Switching frequency	$f_{sw}$	9.36 kHz

表 3.3 ハードウェアの仕様

DSP ボード

CPU	TMS320C6713-225MHz
内蔵 RAM	64kword (32bit 長)
外付け RAM	2Mword (32bit 長)
外付け Flash ROM	256kword (16bit 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	20ns ~ 10.22 $\mu$ s
	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	8ch
	同時サンプリング数	4ch
	分解能	12bit
	変換時間	2 $\mu$ s
	入力範囲	$\pm$ 5V

DSP ボードおよび PEV ボードの仕様を示す。検出した電源電圧  $v_S$ 、負荷電流  $i_{L1}$  および  $i_{L2}$ 、補償電流  $i_1$  および  $i_2$ 、直流キャパシタ電圧  $v_{DC}$ 、バッテリー電流  $i_{LS2}$  は、A/D 変換器を用いて 12bit のデジタル量に変換され、サンプリング周期  $0.1068 \mu s$  ごとに DSP に取り込まれる。この DSP 内では、スマートチャージャの出力電流指令値  $i_1^*$  および  $i_2^*$  の演算、直流キャパシタ電圧  $v_{DC}$  一定制御、双方向チョップの制御および三角波比較 PWM 方式を一括して行っている。電気自動車用スマートチャージャの 3 レグ構成 PWM 整流器には、MyWay 社製の 3 レグインバータの MWINV-9R122B を用いており、3 レグインバータを構成する 6-in-1 IGBT モジュールは、三菱電機株式会社製の PM50RSA060 が使用されている<sup>(65)</sup>。双方向 dc-dc コンバータは三菱電機株式会社製の 2-in-1 IGBT モジュールである CM100DY-24A を用いて構成した。

### 3.3.1 実験プログラムの演算負荷低減およびスイッチング周波数の決定法

実験回路において、スマートチャージャの制御アルゴリズムは C++ で構築している。DSP 内で、C++ により構築されたスマートチャージャの制御アルゴリズムを用いて指令値の演算を行う。三角波比較方式 PWM により、算出した指令値を三角波で変調することで 3 レグ構成 PWM 整流器のスイッチ  $Q_1$  から  $Q_6$  および双方向 dc-dc コンバータのスイッチ  $Q_7$  および  $Q_8$  のスイッチング信号を生成している。双方向 dc-dc コンバータのスイッチ  $Q_7$  を例に三角波比較方式 PWM を説明する。図 3.9 に、三角波比較方式 PWM の概略図を示す。上側が、DSP により算出した指令値および三角波、下側が三角波比較 PWM により生成したスイッチ  $Q_7$  のスイッチング信号である。三角波のサンプリング周波数は、スイッチング周波数に等しく両者は同期している。検出した各電圧および電流値の DSP への入力および DSP により算出した指令値の出力は三角波の山で同時に行っており、入力した各電圧および電流から演算された指令値は次の三角波の山で出力されると共に、次の指令値を演算するための検出した各電圧および電流値の DSP への入力が行われる。したがって、サンプリング周期 1 周期以内にすべての制御アルゴリズムの演算を行う必要がある。しかしながら、提案したスマートチャージャの制御法には移動平均 LPF が直流キャパシタに重畳する 2 次の周波数成分を除去するために 1 個、3 次調波に同期した  $d$ - $q$  座標上の出力電流フィードバック制御に 4 個の計 5 個用いられており、DSP の演算負荷を増大させている。このとき、スマートチャージャの制御プログラム全体の演算時間を測定すると  $110.0 \mu s$  であり、5 個の移動平均 LPF 演算時間は  $44.3 \mu s$  であり全体の約 40 % を占めている。したがって、サンプリング周期内にスマートチャージャの制御プログラム全体の演算を終えるためにはスイッチング周波数を 9 kHz 以下にする必要がある。このことから、プログラムの演算時間が長くなるほどスイッチング周波数を下げる必要がありスマートチャージャの出力電流制御精度に影響を与える。

本論文では、移動平均 LPF のアルゴリズムに配列を応用することで、DSP の演算負荷を

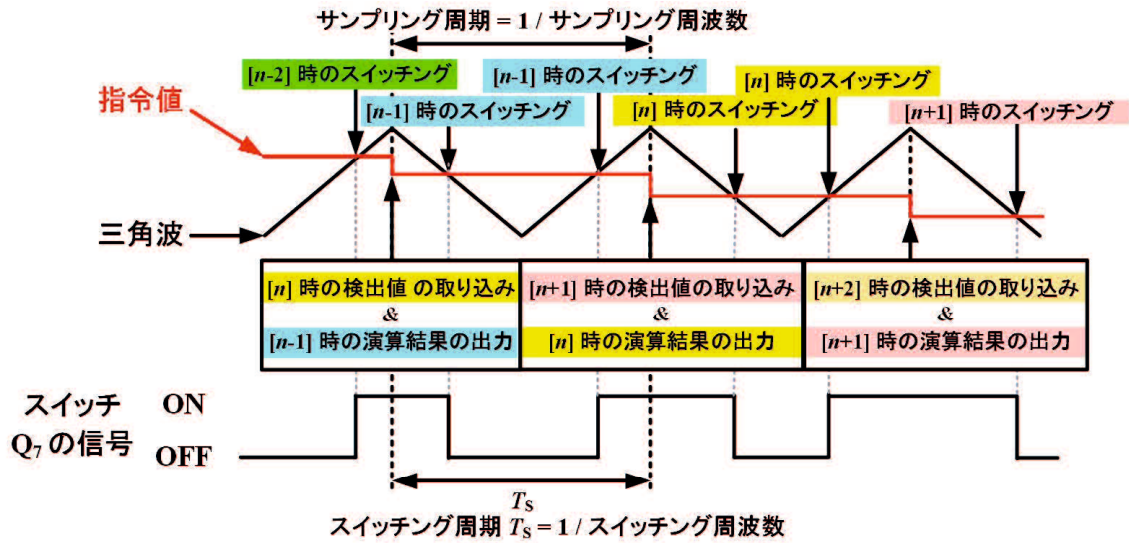


図 3.9 三角波比較方式 PWM の概略図

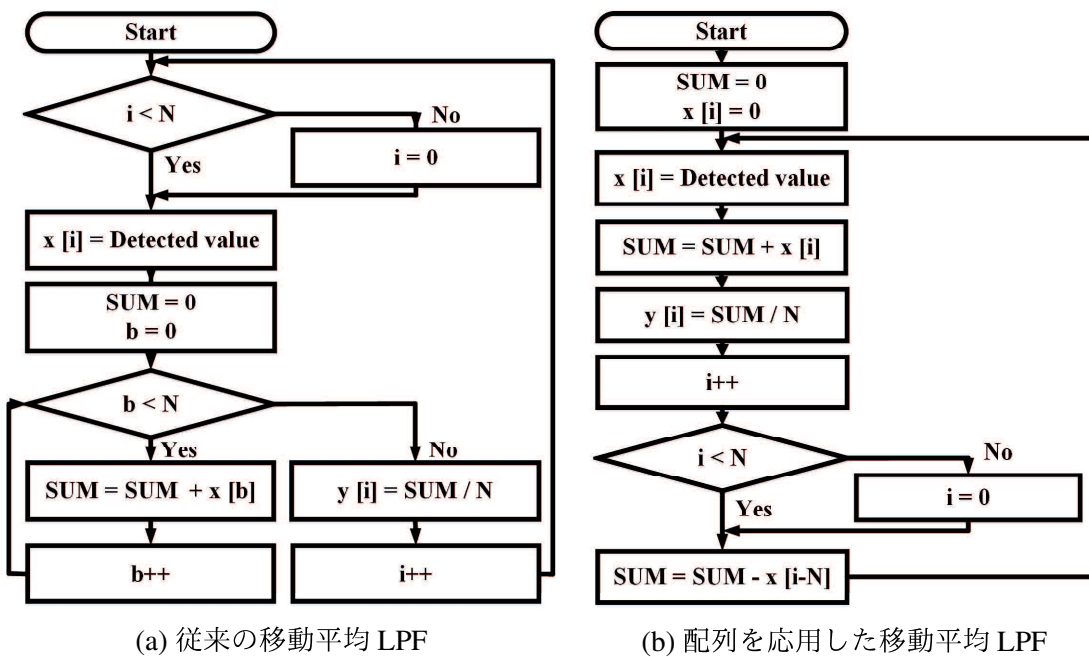


図 3.10 移動平均 LPF のアルゴリズムのフローチャート

低減する。図 3.10 に、移動平均 LPF のアルゴリズムのフローチャートを示す。図 3.10(a) は従来の移動平均 LPF のフローチャートを示しており、同図 (b) は提案する配列を応用した移動平均 LPF のフローチャートを示している。移動平均 LPF は、一般的な Finite Impulse Response (FIR) のデジタルフィルタの一種である<sup>(63)</sup>。除去したい周波数成分の 1 周期あたりのサンプル値の合計の平均を求めることで、その周波数成分以下の整数倍の周波数を除去可能である。図 3.10(a) において、除去したい周波数成分の 1 周期あたりのサンプル値の合

計を求めるために for 文を用いており、平均値  $y[i]$  は除去するための周波数成分の 1 周期あたりのサンプル数  $N$  とサンプル値  $x[b]$  を用いると次式となる。

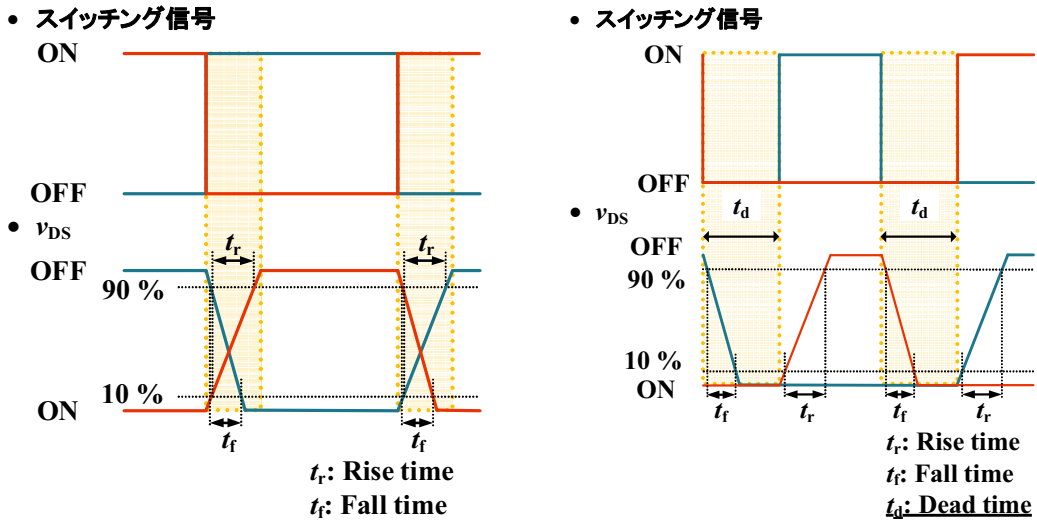
$$y[i] = \frac{\sum_{b=0}^{N-1} x[b]}{N} \quad (3.7)$$

for 文を用いて除去したい周波数成分の 1 周期あたりのサンプル値の合計を算出する場合、サンプリング周期の 1 周期内に除去したい周波数成分の 1 周期あたりのサンプル値をすべて足し合わせる必要がある。スイッチング周波数が 9.36 kHz のとき、2 次調波は 78 サンプルングで表されることから、2 次の周波数成分を除去するために必要な演算回数は 78 回となる。したがって、5 個の移動平均 LPF の演算回数は 390 回となり必要な演算回数が増大する。そこで、図 3.10(b) の配列を応用した移動平均 LPF のアルゴリズムに変更を行う。移動平均 LPF におけるサンプル値の合計  $SUM$ 、一番古いサンプル値  $x[i-N]$  および新しいサンプル値  $x[i]$  を用いると次式となる。

$$y[i] = \frac{SUM - x[i-N] + x[i]}{N} \quad (3.8)$$

サンプリング周期の 1 周期内に、移動平均 LPF におけるサンプリングの合計  $SUM$  から一番古いサンプル値  $x[i-N]$  を引き、新しいサンプル値  $x[i]$  を加える 2 回の演算のみで平均値  $y[i]$  を算出可能であり演算負荷を大幅に低減できる。このとき、5 個の移動平均 LPF の演算時間を求めると  $5.8 \mu\text{s}$  であり移動平均 LPF の演算時間を大幅に低減できた。また、スマートチャージャの制御プログラム全体の演算時間を測定すると  $72.0 \mu\text{s}$  であり、移動平均の制御アルゴリズム変更前の演算時間  $110.0 \mu\text{s}$  から  $38 \mu\text{s}$  低減可能であることを明らかにした。この演算時間  $72.0 \mu\text{s}$  から、設定可能なスイッチング周波数を算出すると  $1/72.0 \mu\text{s} = 13.8 \text{ kHz}$  であり、スイッチング周波数を最大で 13 kHz まで高くできる。これにより、より実用的なスマートチャージャの制御アルゴリズムを構築することができた。

次に、三角波比較方式 PWM におけるスイッチング周波数の決定法について説明する。3 レグ構成 PWM 整流器および双方向 dc-dc コンバータにおいて、レグと呼ばれる複数の半導体スイッチを直列接続したもので構成される。このとき、レグ短絡を防止するために 1 つのレグ間でスイッチを同時に ON することはできない。スイッチ  $Q_7$  および  $Q_8$  からなる双方向 dc-dc コンバータのレグを例に説明する。図 3.11 に、半導体スイッチのスイッチング波形の概形を示す。図 3.11(a) が理想のスイッチング波形、同図 (b) が実際のスイッチング波形である。理想のスイッチング波形は、遅れ時間なくスイッチが ON または OFF する状態であるが、実際の半導体スイッチにおいて立上り時間 (Rise time) および立下がり時間 (Fall time) が存在するため、レグ短絡を防止するためにデッドタイム (Dead time) を設ける必要がある。このとき図 3.12 に、半導体スイッチのデッドタイムを考慮した三角波比較方式 PWM の波形を示す。 $a$  は上下限リミッタの絶対値および  $f$  はスイッチング周波数である。したがって、三角波比較方式 PWM おいて最小パルスは半導体スイッチのデッドタイムに依存し、デッド



(a) 理想のスイッチング波形

(b) 実際のスイッチング波形

図 3.11 半導体スイッチのスイッチング波形の概形

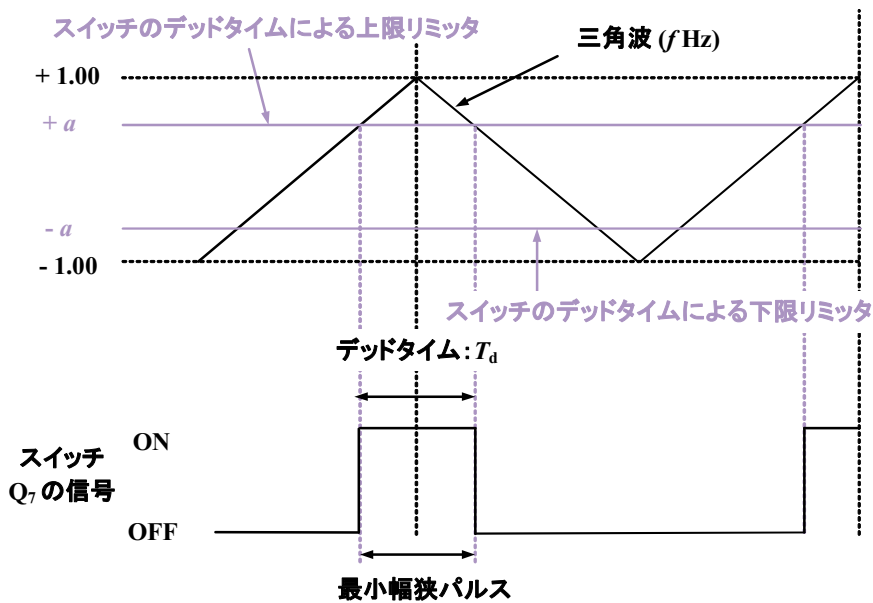


図 3.12 半導体スイッチのデッドタイムを考慮した三角波比較方式 PWM の波形

タイムおよびスイッチング周波数から上下限リミッタの値が決定される。ここで、デッドタイムを  $T_d$  とすると、三角波比較方式 PWM の上下限リミッタ  $a$  は以下の式で表される。

$$a \leq 1 - 2f_s T_d \quad (3.9)$$

実験に使用する半導体スイッチのデッドタイム  $T_d$  は  $3.5 \mu\text{s}$  であり、かつ、シミュレーション結果により三角波比較方式 PWM の上下限リミッタは 0.93 が適切であると判断した。したがって、(3.9) 式よりスイッチング周波数は 10 kHz 以下にする必要があることを明らかにした。

以上のことから、実験におけるスイッチング周波数は演算負荷および使用するスイッチのデッドタイムを考慮し、提案した基本波および第3次調波に同期した  $d$ - $q$  座標上の電流フィードバック制御間で同期可能な基本波および3次調波の公約数の 9.36 kHz に決定した。

### 3.3.2 実験結果

図 3.13 に、スマートチャージャ放電動作時の実験結果を示す。スマートチャージャの放電動作時において双方向チョッパ回路は昇圧チョッパ回路として動作する。バッテリー電流  $i_{LS2}$  は指令値である 4.29 A<sub>dc</sub> に追従しており、バッテリーから所望の電力を放電している。直流キャパシタ電圧  $v_{DC}$  は指令値である 360 V<sub>dc</sub> で一定に制御されている。また、負荷電流  $i_{L1}$  および  $i_{L2}$  は Load1 および Load2 が不平衡であるため振幅および位相が異なった歪んだ波形となっているが、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 1.00 で振幅が等しくなっている。電源電流  $i_{S1}$  および  $i_{S2}$  の THD は、それぞれ 8.6 % および 6.6 % である。一方、従来の電流制御法を用いた場合において、電源電流  $i_{S1}$  および  $i_{S2}$  の THD はそれぞれ 17.0 % および 10.2 % である。したがって、提案した電流制御法は従来の電流制御法を用いた場合と比較して、電源電流  $i_{S1}$  および  $i_{S2}$  の THD は  $i_{S1}$  で 8.4 % および  $i_{S2}$  で 3.6 % 低減可能であり、スマートチャージャの高調波補償特性を改善可能であることが確認できる。

図 3.14 に、スマートチャージャ充電動作時の実験結果を示す。スマートチャージャの放電動作時において双方向チョッパ回路は降圧チョッパ回路として動作する。バッテリー電流  $i_{LS2}$  は指令値である 4.29 A<sub>dc</sub> に追従しており、バッテリーへ所望の電力を供給している。直流キャパシタ電圧  $v_{DC}$  は指令値である 360 V<sub>dc</sub> で一定に制御されている。また、負荷電流  $i_{L1}$  および  $i_{L2}$  は Load1 および Load2 が不平衡であるため振幅および位相が異なった歪んだ波形となっているが、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 1.00 で振幅が等しくなっている。電源電流  $i_{S1}$  および  $i_{S2}$  の THD は、それぞれ 4.4 % および 3.1 % である。

図 3.15 に、電気自動車のバッテリー未接続時における実験結果を示す。このとき、スマートチャージャはアクティブパワーラインコンディショナとして動作する。バッテリー電流  $i_{LS2}$  は 0 A<sub>dc</sub> である。直流キャパシタ電圧  $v_{DC}$  は指令値である 360 V<sub>dc</sub> で一定に制御されている。また、負荷電流  $i_{L1}$  および  $i_{L2}$  は Load1 および Load2 が不平衡であるため振幅および位相が異なった歪んだ波形となっているが、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 1.00 で振幅が等しくなっている。電源電流  $i_{S1}$  および  $i_{S2}$  の THD は、それぞれ 6.0 % および 4.2 % である。

図 3.13 において、電源電流  $i_{S1}$  および  $i_{S2}$  に含まれる周波数成分を求めるために FFT 解析による周波数解析を行った。図 3.16 に、図 3.13 の電源電流  $i_{S1}$  および  $i_{S2}$  の FFT 解析結果を示す。結果より、IEC61000-3-4 を満足していることが確認できる。電源電流  $i_{S1}$  および  $i_{S2}$  に含まれる 3 次調波の基本波に対する割合はそれぞれ  $i_{S1}$  は 5.5 % および  $i_{S2}$  は 3.8 % であり、

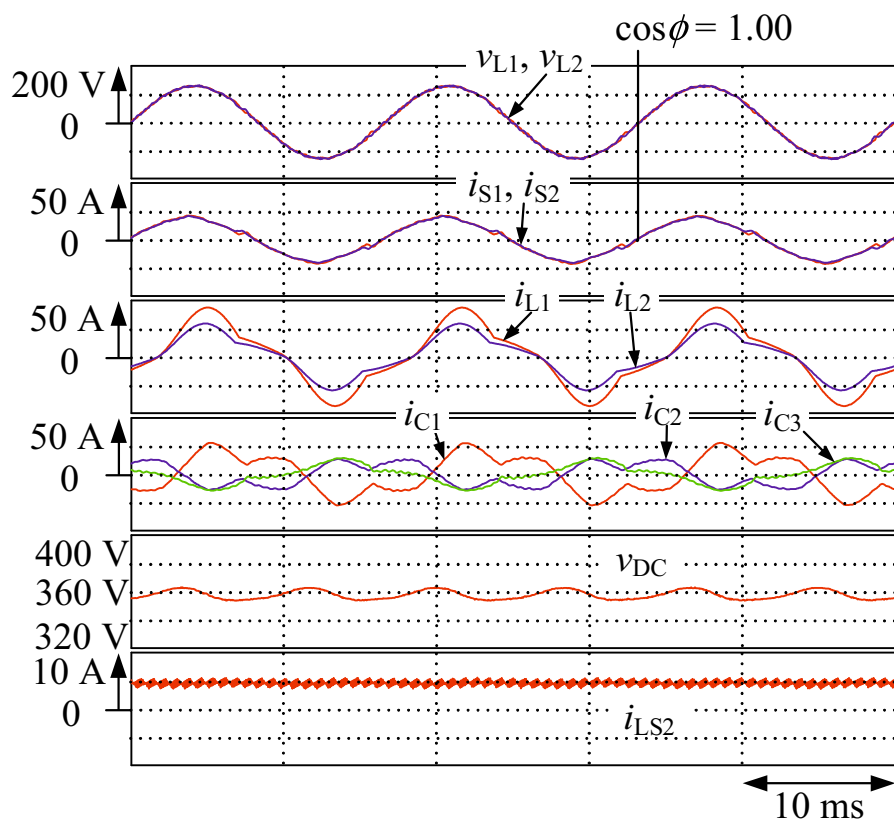


図 3.13 放電動作時における実験結果

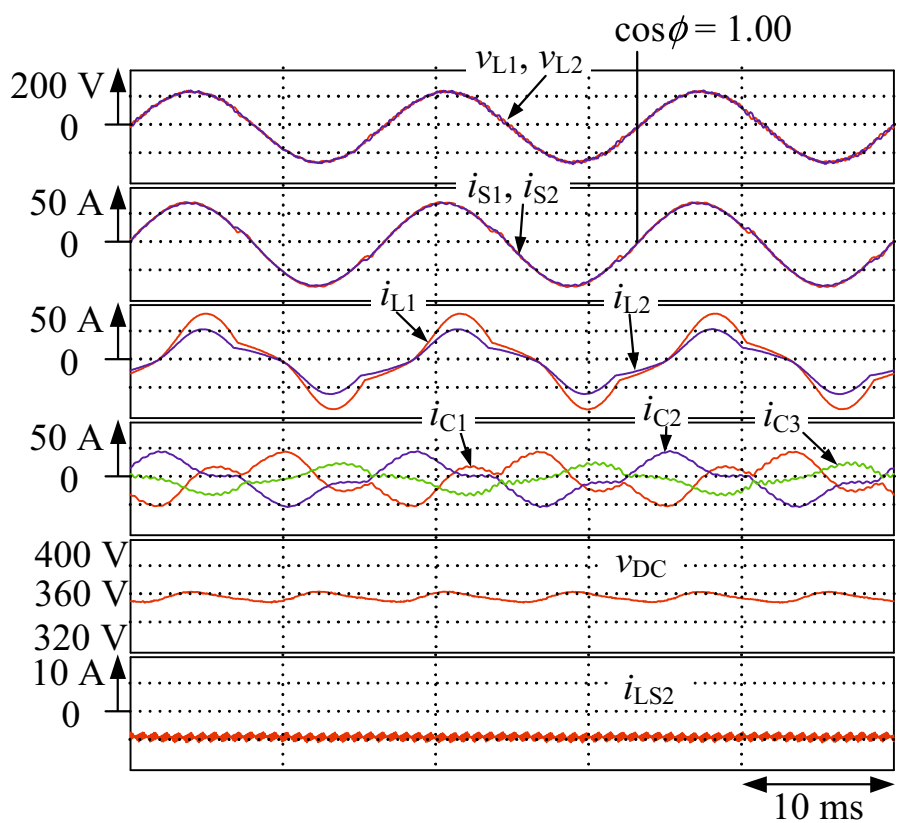


図 3.14 充電動作時における実験結果



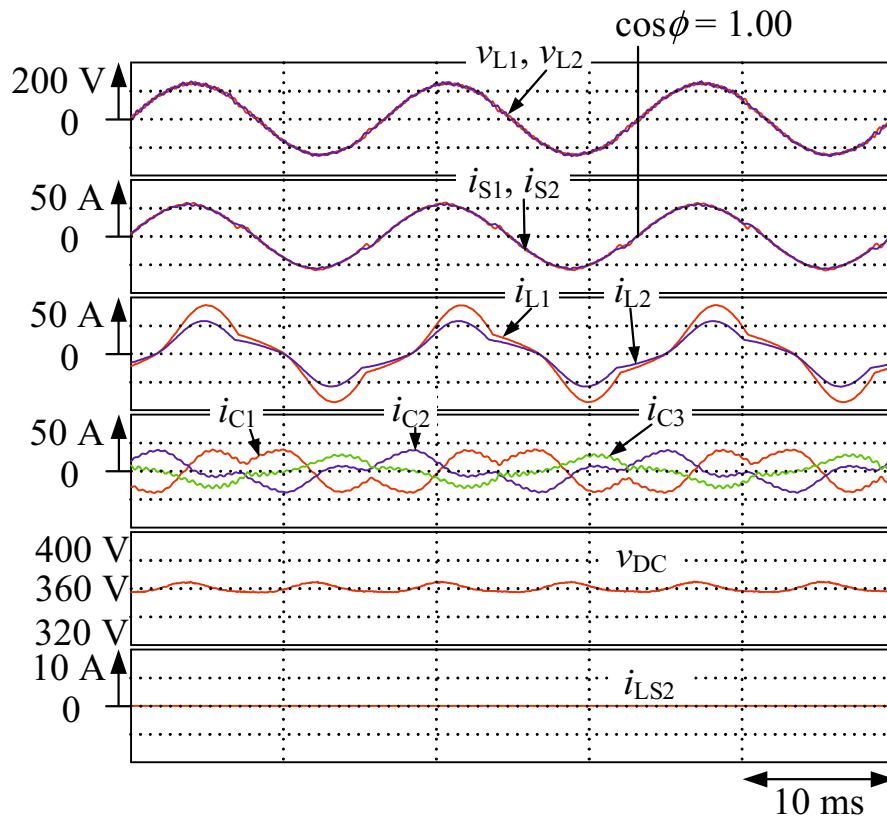


図 3.15 電気自動車のバッテリー未接続時における実験結果

従来の電流制御法を用いた場合と比較し提案した電流制御法では  $i_{S1}$  は 10.2 % および  $i_{S2}$  は 5.0 % と大幅に 3 次調波成分を低減可能なことを明らかにした。

以上のことから、提案した 3 次調波に同期した  $d$ - $q$  座標上の電流フィードバック制御を付加したスマートチャージャの制御法によりスマートチャージャの高調波補償特性を改善することで、電源電流の THD が最も悪化するバッテリー放電動作時において目標値の 5 % 程度に近づけることが可能で、かつ IEC61000-3-4 を満足することを明らかにした。したがって、提案した電流制御法により本論文の電源電流における THD の目標値を達成可能なことを明らかにした。

### 3.4 本章のまとめ

本章では、先に提案したスマートチャージャの 3 レグ構成 PWM 整流器の出力電流制御ブロックに、3 次調波に同期した  $d$ - $q$  座標上の電流フィードバック制御を付加することで電源電流の THD を低減可能なスマートチャージャの電流制御法を提案した。また、提案したスマートチャージャの電流制御法の有効性を計算機シミュレーションおよび実験による検討を行った。しかしながら、提案した電流制御アルゴリズムでは、5 個の移動平均 LPF を用いて

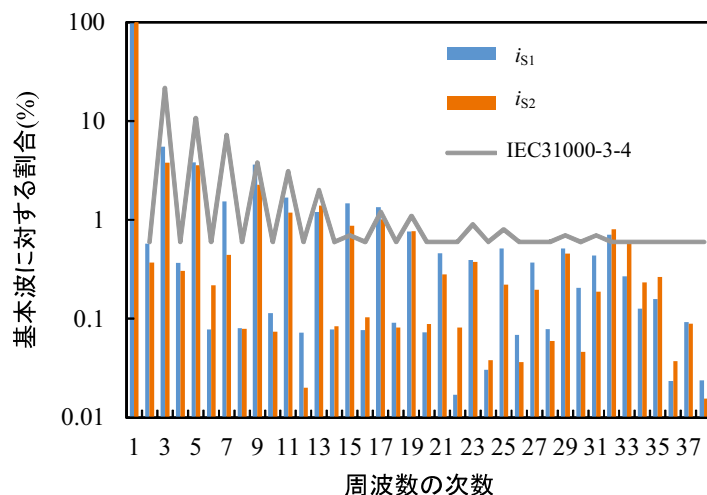


図 3.16 図 3.13 の電源電流  $i_{s1}$  および  $i_{s2}$  の周波数解析結果

おり DSP の演算負荷が増大する問題があった。そこで、配列を用いた簡易な移動平均 LPF を構築し制御プログラムの演算負荷を低減した。実験結果から、提案したスマートチャージャの電流制御法により従来の電流制御法を用いた場合と比較して、バッテリー放電動作時で電源電流  $i_{s1}$  および  $i_{s2}$  の THD をそれぞれ 8.4 % および 3.6 % 低減可能なことを明らかにした。さらに、電源電流の THD が最も悪化するバッテリー放電動作時において目標値の 5 % 程度に近づけることが可能で、かつ IEC61000-3-4 を満足することから、提案した電流制御法により本論文の電源電流における THD の目標値を達成可能なことを明らかにした。

## 第4章 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高調波補償法

本章では，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高調波補償法について論じる。第3章において，電源側の力率は1.00に制御されておりスマートチャージャの変換器の容量が増大する問題がある。はじめに，スマートチャージャの3レグ構成PWM整流器に流出入するパワーフローおよび電源電圧，電源電流，負荷電流およびスマートチャージャの出力電流のフェーザ図により，力率0.90で振幅の等しい正弦波の電源電流を達成可能なことを明らかにする。また，提案したスマートチャージャの電流制御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討する。実験結果により提案した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高調波補償法により，バッテリー放電動作時において第3章の結果と比較し電流容量を26%低減しながら振幅が等しい正弦波の電源電流  $i_{S1}$  および  $i_{S2}$  を達成可能なことを明らかにする。また，パワーフローより電源側の力率を調整した場合の直流キャパシタ電圧に重畳するリップル電圧について検討する。

### 4.1 システム構成およびパワーフローの検討

図4.1に，本章で検討する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を示す。家庭内負荷は，RL線形負荷およびダイオード整流器からなる非線形負荷を並列に接続し模擬している。制御回路において黒点線で囲まれた制御ブロックが，本章で追加した無効電力調整ブロックである。

ここで，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高調波補償法の有効性をパワーフローにより明らかにする。図4.1において，電源電圧  $v_S$  および柱上変圧器低圧側電圧  $v_{L1}$  および  $v_{L2}$  は正弦波とし，次式で表されるものとする。

$$v_S = \sqrt{2}V_S \cos \omega_S t \quad (4.1)$$

$$v_{L1} = v_{L2} = \sqrt{2}V_L \cos \omega_S t \quad (4.2)$$

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

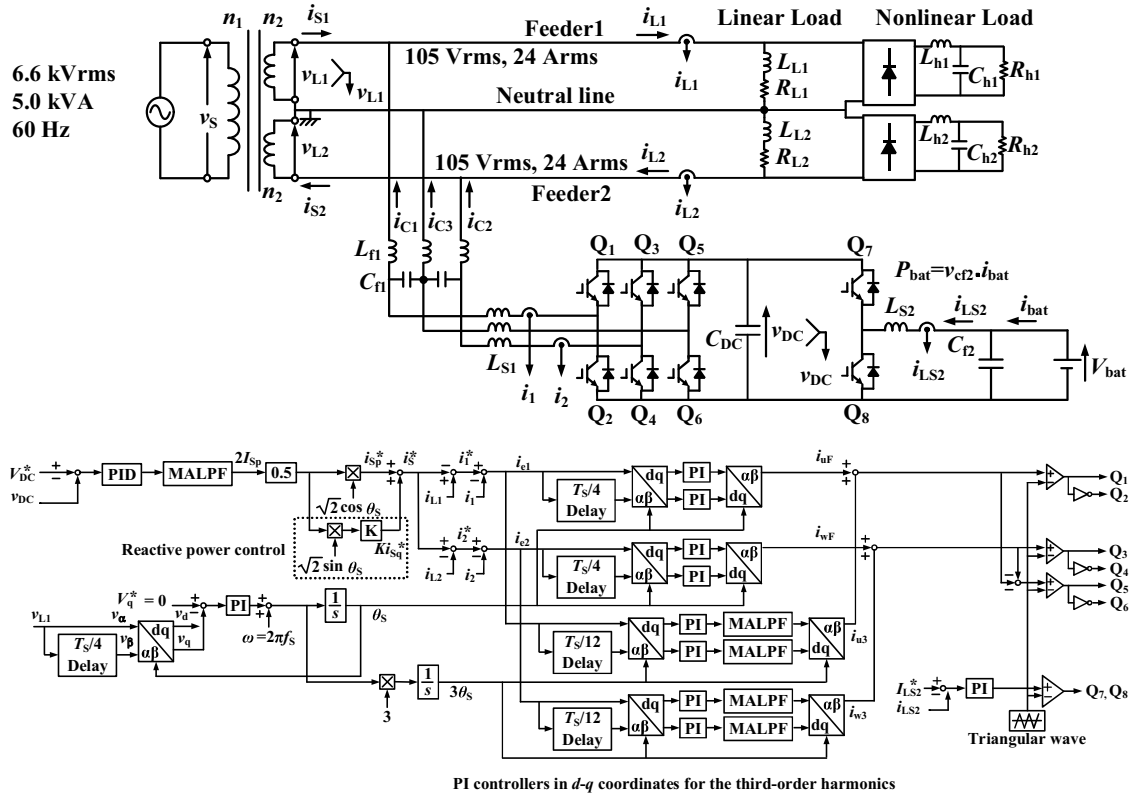


図 4.1 無効電力調整機能を有する電気自動車用スマートチャージャの回路構成

$$\begin{aligned}
 i_{L1} &= \sqrt{2}\{I_{L1F} \cos(\omega st - \phi_{L1F}) + \sum_{n=2}^{\infty} I_{L1n} \cos(n\omega st - \phi_{L1n})\} \\
 i_{L2} &= \sqrt{2}\{I_{L2F} \cos(\omega st - \phi_{L2F}) + \sum_{n=2}^{\infty} I_{L2n} \cos(n\omega st - \phi_{L2n})\}
 \end{aligned} \tag{4.3}$$

電源側の力率を 0.90 に制御するために、電源電流の有効電流指令値  $I_{Sp}$  にコントロールゲイン  $K = \tan(\cos^{-1} 0.90)$  を用いて無効成分を演算し、電源側の無効電流指令値  $KI_{Sp}$  を決定している。これらを加算し、正弦波平衡状態で、かつ、力率が 0.90 電源電流指令値は次式となる。

$$\begin{aligned}
 i_s^* &= i_{s1} = i_{s2} \\
 &= \sqrt{2}I_S \cos(\omega st - \phi) \\
 &= \sqrt{2}I_{Sp} \cos \omega st + \sqrt{2}KI_{Sp} \sin \omega st
 \end{aligned} \tag{4.4}$$

(4.4) 式から、スマートチャージャの出力電流指令値は次式となる。

$$\begin{aligned}
i_1^* &= i_{L1} - i_{S1}^* \\
i_2^* &= -i_{L2} + i_{S2}^* \\
i_3^* &= -(i_1^* + i_2^*)
\end{aligned} \tag{4.5}$$

電気自動車用スマートチャージャの補償電流  $i_{C1}$ ,  $i_{C2}$ , および  $i_{C3}$  がスマートチャージャの出力電流指令値  $i_1^*$ ,  $i_2^*$ , および  $i_3^*$  に制御されたとき, 補償電流  $i_{C1}$ ,  $i_{C2}$ , および  $i_{C3}$  は以下の式で表される。

$$\begin{aligned}
i_{C1} &= i_1^* \\
i_{C2} &= i_2^* \\
i_{C3} &= i_3^*
\end{aligned} \tag{4.6}$$

ここで, スマートチャージャを構成する3レグ構成PWM整流器へ流出入する瞬時電力  $p_{SC}$  は, 次式となる。

$$\begin{aligned}
p_{SC} &= -v_{L1} \cdot i_{C1} + v_{L2} \cdot i_{C2} \\
&= V_L [(-I_{L1F} \cos \phi_{L1F} - I_{L2F} \cos \phi_{L2F} + 2I_{Sp}) \\
&\quad + (-I_{L1F} \cos \phi_{L1F} - I_{L2F} \cos \phi_{L2F} + 2I_{Sp}) \cos 2\omega st \\
&\quad + (-I_{L1F} \sin \phi_{L1F} - I_{L2F} \sin \phi_{L2F} + 2KI_{Sp}) \sin 2\omega st \\
&\quad + \sum_{n=2}^{\infty} (-I_{L1n} \cos \phi_{L1n} - I_{L2n} \cos \phi_{L2n}) \cdot \{\cos(n+1)\omega st + \cos(n-1)\omega st\} \\
&\quad + \sum_{n=2}^{\infty} (-I_{L1n} \sin \phi_{L1n} - I_{L2n} \sin \phi_{L2n}) \cdot \{\sin(n+1)\omega st + \sin(n-1)\omega st\}]
\end{aligned} \tag{4.7}$$

(4.7) 式において, 直流キャパシタ電圧  $v_{DC}$  一定とするためには, スマートチャージャを構成する3レグ構成PWM整流器へ流出入する瞬時電力  $p_{SC}$  の平均値  $\bar{p}_{SC} = P_{bat}$  となる。このことから, (4.7) 式より次式を得る。

$$I_{Sp} = \frac{I_{L1F} \cos \phi_{L1F} + I_{L2F} \cos \phi_{L2F}}{2} + \frac{P_{bat}}{2V_L} \tag{4.8}$$

したがって, 直流キャパシタ電圧一定制御系のみを用いることで, 電源側の力率を 0.90 に制御した場合においても電源電流の有効電流指令値  $i_s^*$  の実効値  $I_{Sp}$  を演算可能なことを明らかにした。

電源電圧, 電源電流, 負荷電流およびスマートチャージャの出力電流のフェーザ図により, 直流キャパシタ電圧一定制御系内にコントロールゲイン  $K$  を用いた無効電力調整機能

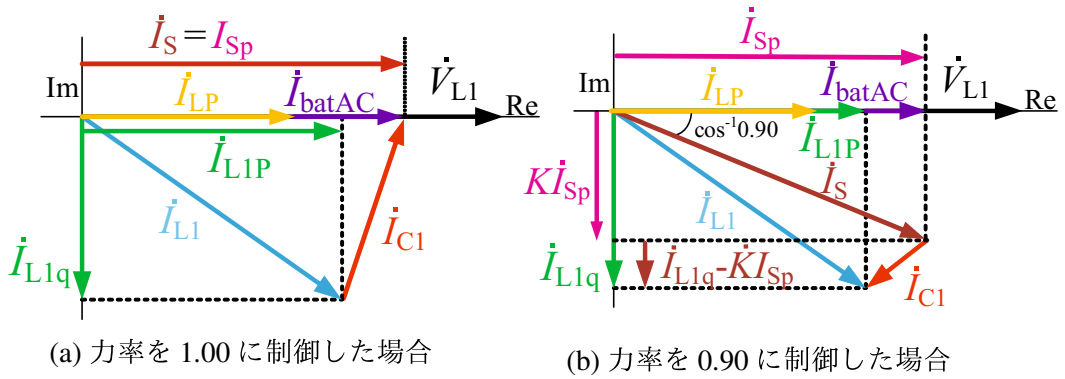


図 4.2 スマートチャージャ放電動作時における Load1 についてのフェーザ図

を付加するだけで力率を調整できることを明らかにする。日本の電気供給約款では電源側の力率は 0.90 まで許容されている<sup>(33)</sup>。そこで、本論文では電源側の力率の 0.90 一定に制御する。図 4.2 に、スマートチャージャ放電動作時における Load1 についてのフェーザ図を示す。図 4.2(a) は力率を 1.00 に制御した場合における電気自動車用スマートチャージャのフェーザ図、同図 (b) は力率を 0.90 に制御した場合における電気自動車用スマートチャージャのフェーザ図を示している。 $\dot{V}_S$  は電源電圧  $V_S$  のフェーザで  $\dot{V}_S = V_S$  であり、 $\dot{I}_{batAC}$  はバッテリーにより電源側に供給される交流電流のフェーザで  $\dot{I}_{batAC} = P_{bat}/2V_{L1}$  である。ここで、 $P_{bat}$  はバッテリー電力であり  $P_{bat} = V_{bat} \cdot i_{bat}$  および  $V_{L1}$  は柱上変圧器低圧側の電圧である。 $\dot{I}_{L1}$  は Load1 に流れ込む負荷電流  $I_{L1}$  のフェーザであり  $\dot{I}_{L1} = I_{L1}e^{-j\phi_{L1}}$  で、有効分のフェーザの  $\dot{I}_{L1p} = I_{L1p}$  および無効分のフェーザ  $\dot{I}_{L1q} = I_{L1q}e^{-j(\frac{\pi}{2})}$  に分けられる。 $\dot{I}_{Lp}$  は Load1 および Load2 にそれぞれ流れ込む負荷電流  $i_{L1}$  および  $i_{L2}$  の有効分  $\dot{I}_{L1}$  および  $\dot{I}_{L2}$  の平均値のフェーザであり、直流キャパシタ電圧一定制御により算出される電源電流指令値  $i_S^*$  の実効値のフェーザ  $\dot{I}_{Sp}$  は  $\dot{I}_{Sp} = \dot{I}_{Lp} + \dot{I}_{bat}$  で表される。図 4.2(a) において、電源側の力率を 1.00 に制御している。したがって、電源電流のフェーザ  $\dot{I}_S$  は  $\dot{I}_S = \dot{I}_{Sp}$  となる。このとき、Load1 の補償電流  $i_{C1}$  のフェーザ  $\dot{I}_{C1}$  のスカラー量  $|I_{C1}|$  は  $|I_{C1}| = \sqrt{(I_{Sp} - I_{Lp1})^2 + I_{L1q}^2}$  である。一方、図 4.2(b) において、電源側の力率を 0.90 に制御している。コントールゲイン  $K$  は  $K = \tan(\cos^{-1}0.90)$  であり、電源電流のフェーザ  $\dot{I}_S$  は  $\dot{I}_S = \dot{I}_{Sp} + K\dot{I}_{Sp}$  となる。このとき、Load1 の補償電流  $i_{C1}$  のフェーザ  $\dot{I}_{C1}$  のスカラー量  $|I_{C1}|$  は  $|I_{C1}| = \sqrt{(I_{Sp} - I_{Lp1})^2 + (I_{L1q} - KI_{Sp})^2}$  となり補償電流  $I_C$  の振幅を低減可能である。したがって、電源側の力率を 0.90 に制御することで電気自動車用スマートチャージャの変換器の容量を低減可能である。

図 4.3 に、LC フィルタにより発生する進相成分を考慮した電気自動車用スマートチャージャの等価回路を示す。一般に、アクティブフィルタにおいてスイッチング周波数除去のためにインバータの出力側には LC フィルタが必要である。図 4.3 において、電気自動車用スマートチャージャは電流源  $i_1$ 、 $i_2$  および  $i_3$  で模擬している。このとき、LC フィルタのキャパ

シタ  $C_{f1}$  および  $C_{f2}$  と電源側の電流ループを電流ループ 1 および 2 とすると、LC フィルタのキャパシタ  $C_{f1}$  および  $C_{f2}$  に流入する進相電流  $i_{Cf1a}$  および  $i_{Cf1b}$  が発生しスマートチャージャの補償電流に重畳する。実験において、柱上変圧器低圧側電圧は 90 Vrms、フィルタキャパシタ  $C_{f1}$  および  $C_{f2}$  は  $10.8 \mu\text{F}$  であり、フィルタキャパシタ  $C_{f1}$  および  $C_{f2}$  に流入する進相電流  $i_{Cf1a}$  および  $i_{Cf1b}$  の実効値は 300 mArms となる。したがって、無効電力調整をする場合に制御精度を悪化させる原因となる。文献 (64) において、この進相分をスマートチャージャの補償電流指令値に考慮可能な制御マトリックス  $G_C$  を提案し検討を行っている。図 4.3 に、力率を 0.90 に制御した場合の LC フィルタのキャパシタ  $C_{f1}$  により発生する進相電流  $i_{Cf1a}$  がスマートチャージャの補償電流に与える影響を示す。同図 (a) に LC フィルタのキャパシタ  $C_{f1}$  に流れ込む進相電流  $i_{Cf1a}$  の実験結果を、同図 (b) に進相電流  $i_{Cf1a}$  のフェーザ図を示す。図 4.3(a) の実験結果より、進相電流  $i_{Cf1a}$  の実効値は 333 mArms であり、理論値とほぼ一致している。図 4.3(b) のフェーザ図において、電源電流  $i_{S1}$  の実効値を 1 pu (=24 Arms) および電源電流指令値  $i_s^*$  の力率を 0.90 とすると、電源電流の有効分  $I_p$  は 21.6 Arms、電源電流の無効分  $I_q$  は 10.46 Arms および位相差  $\phi = \cos^{-1}(0.90)$  である。ここで、進相電流  $i_{Cf1a}$  の 333 mArms を考慮すると電源電流の無効分  $I_q'$  は 10.16 Arms となり、力率は  $\cos \phi' = 0.904$  となる。したがって、LC フィルタのキャパシタ  $C_{f1}$  により発生する進相電流  $i_{Cf1a}$  がスマートチャージャの補償電流に与える影響がわずかであり、本論文の条件においては演算負荷を考慮し制御マトリックス  $G_C$  は不要であることを明らかにした。

## 4.2 シミュレーション結果

本章で提案したスマートチャージャの制御法の有効性を検討するため、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シミュレータ PSIM を用いた。スマートチャージャの制御アルゴリズムには C 言語を用いて記述し、PSIM 上で動作する DLL を用いて構成した。検出値の取り込みおよび演算した指令値の出力は、実験で用いる DSP と同様に三角波比較方式 PWM の三角波 1 周期毎に 1 回とする。内線規程では、単相 3 線式配電においてやむを得ない場合は設備不平衡率を 40 % までとすることができると記載されている。したがって、これらの指針を考慮し家庭内負荷 Load1 および Load2 の設備不平衡率を 40 % とした。このとき回路定数はそれぞれ、Load1 の負荷を 1.2 pu とし、力率 PF および THD はそれぞれ 0.87 および 26.4 % とした。Load2 の負荷は 0.8 pu とし、PF および THD は 0.90 および 23.7 % とした。シミュレーション回路は図 4.1 のとおりである。回路定数は、本論文の第 3 章と同様の表 3.1 とする。シミュレーションおよび実験結果において制御ゲインは以下の値とした。

- 直流キャパシタ電圧一定制御における PID 制御: 比例ゲイン  $K_P = 0.6$ , 積分時間  $T_I = 0.03 \text{ s}$  および微分時間  $T_D = 0.01 \text{ ms}$

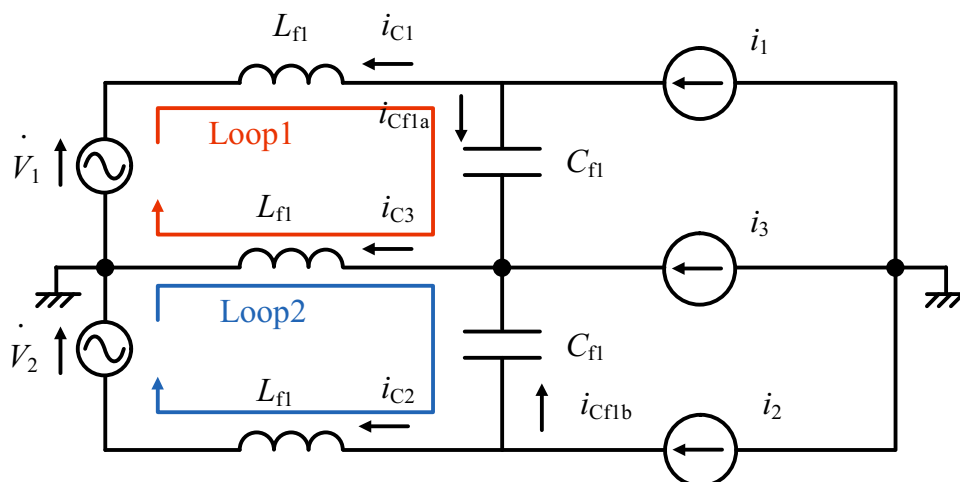
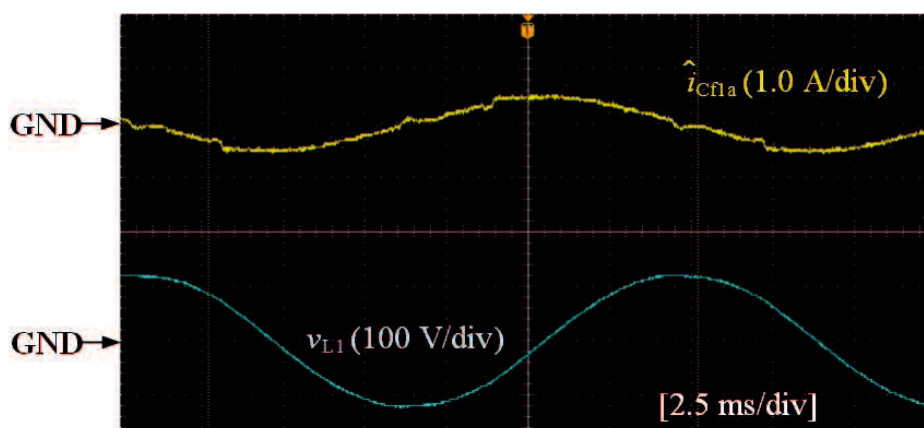
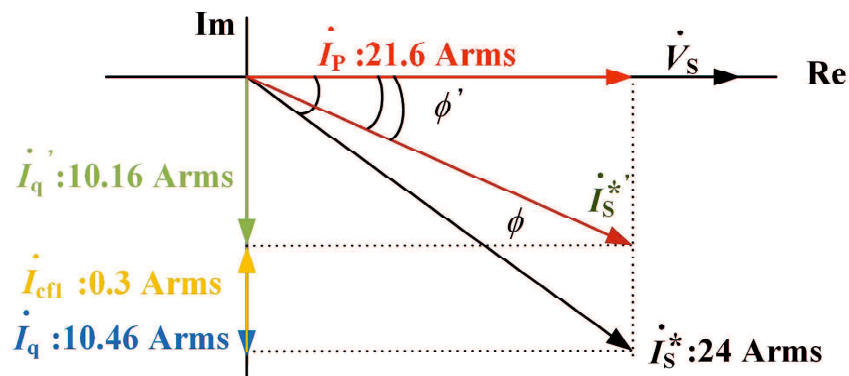


図 4.3 LC フィルタにより発生する進相成分を考量した電気自動車用スマートチャージャの等価回路



(a) LC フィルタのキャパシタ  $C_{fl}$  に流れ込む進相電流  $i_{Cfla}$



(b) 進相電流  $i_{Cfla}$  についてのフェーザ図

図 4.4 LC フィルタのキャパシタ  $C_{fl}$  により発生する進相電流  $i_{Cfla}$  がスマートチャージャの補償電流に与える影響



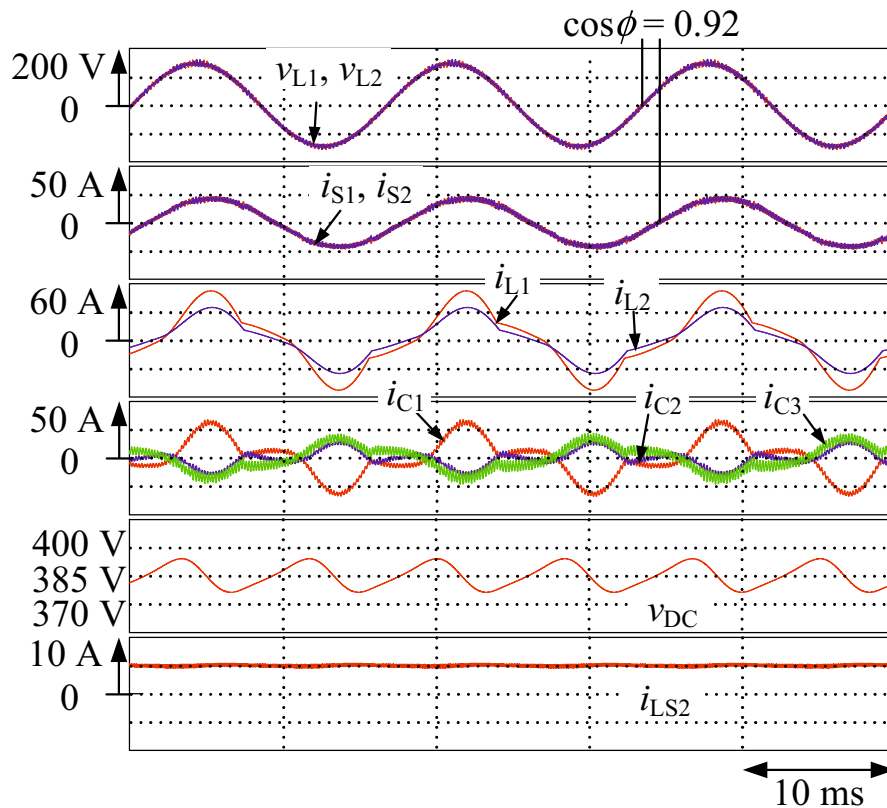


図 4.5 放電動作時におけるシミュレーション結果

- 基本波および3次調波に同期した  $d$ - $q$  座標上のPI制御：比例ゲイン  $K_P=0.06$  および積分時間  $T_I=8$  ms
- 双方向 dc-dc コンバータの充放電電流制御におけるPI制御：比例ゲイン  $K_P=0.15$  および積分時間  $T_I=3$  ms

これらの値は、限界感度法により決定した。また、コントロールゲイン  $K$  は電源側の力率を 0.90 に制御するために  $\tan(\cos^{-1} 0.90) = 0.48$  とする。

図 4.5 に、スマートチャージャ放電動作時のシミュレーション結果を示す。バッテリー電流  $i_{LS2}$  は指令値である 5 A dc に追従しており、バッテリーから所望の電力を放電している。直流キャパシタ電圧  $v_{DC}$  は指令値である 385 V dc で一定に制御されている。また、負荷電流  $i_{L1}$  および  $i_{L2}$  は Load1 および Load2 が不平衡であるため振幅および位相が異なった歪んだ波形となっているが、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 0.92 で振幅が等しくなっている。電源電流  $i_{S1}$  および  $i_{S2}$  の THD は、それぞれ 2.9% および 2.2% である。

図 4.6 に、スマートチャージャ充電動作時のシミュレーション結果を示す。バッテリー電流  $i_{LS2}$  は指令値である 5 A dc に追従しており、バッテリーへ所望の電力を供給している。直流キャパシタ電圧  $v_{DC}$  は指令値である 385 V dc で一定に制御されている。また、負荷電流  $i_{L1}$

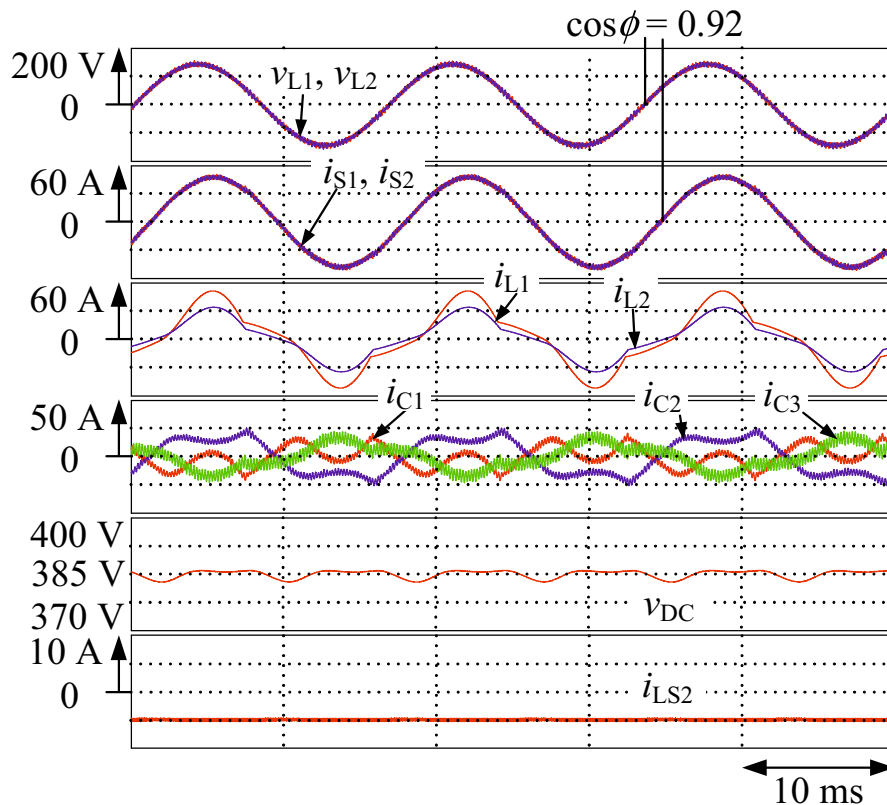


図 4.6 充電動作時におけるシミュレーション結果

および  $i_{L2}$  は Load1 および Load2 が不平衡であるため振幅および位相が異なった歪んだ波形となっているが、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 0.92 で振幅が等しくなっている。電源電流  $i_{S1}$  および  $i_{S2}$  の THD は、それぞれ 1.6 % および 1.0 % である。

図 4.7 に、電気自動車のバッテリー未接続時におけるシミュレーション結果を示す。このとき、スマートチャージャはアクティブパワーラインコンディショナとして動作する。バッテリー電流  $i_{LS2}$  は 0 A dc である。直流キャパシタ電圧  $v_{DC}$  は指令値である 385 V dc で一定に制御されている。また、負荷電流  $i_{L1}$  および  $i_{L2}$  は Load1 および Load2 が不平衡であるため振幅および位相が異なった歪んだ波形となっているが、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 0.92 で振幅が等しくなっている。電源電流  $i_{S1}$  および  $i_{S2}$  の THD は、それぞれ 1.6 % および 1.2 % である。

以上のことから、スマートチャージャの直流キャパシタ電圧一定制御系内に、コントロールゲイン  $K$  を用いた簡易な無効電力調整ブロックを追加することで、力率 0.90 に制御可能なことを明らかにした。

ここで、電気自動車用スマートチャージャの変換器の容量について詳細に検討する。一般に、電力変換器において電源側の電力を 1 pu とし、変換器における出力の皮相電力  $S_C$  で評価を行う。しかしながら、単相 3 線式配電線において、中性線は接地されていることから、

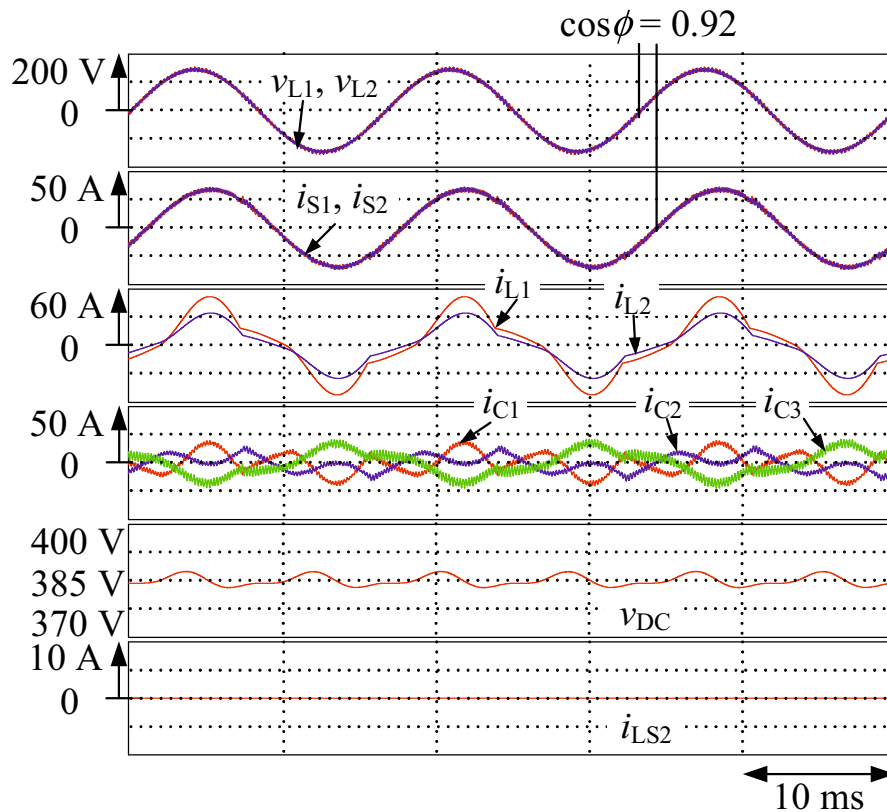


図 4.7 電気自動車のバッテリー未接続時におけるシミュレーション結果

中性線に接続される電気自動車用スマートチャージャの3レグ構成PWM整流器の3番目のレグには電圧が印加されず皮相電力により検討することができない。そこで文献(64)では、3レグ構成PWM整流器から出力される電流実効値のみで変換器の容量を議論可能な電流容量 $A_C$ が提案されている。提案されている電流容量 $A_C$ はスマートチャージャの出力電流実効値 $I_{C1}$ 、 $I_{C2}$ および $I_{C3}$ と家庭内負荷の定格電流実効値 $I_A (= 24 \text{ Arms})$ を用いて、以下の式で表される。

$$A_C = \frac{\sum_{n=1}^3 I_{Cn}}{2I_A} [\text{pu}] \quad (4.9)$$

図 4.5, 図 4.6, および図 4.7 のシミュレーション結果より、電流容量 $A_C$ は放電動作時、充電動作時およびバッテリー未接続時にそれぞれ0.66 pu, 0.63 pu および0.49 pu となる。一方、本論文の第3章の電流容量 $A_C$ は放電動作時、充電動作時およびバッテリー未接続時にそれぞれ0.83 pu, 0.88 pu および0.75 pu であり、電流容量 $A_C$ をそれぞれ約20%, 28% および35% 低減可能であることを明らかにした。

### 4.3 実験結果

図4.1において、高圧側電圧は6.6 kVrmsであり、研究室レベルで実験装置を構成するのは困難である。そこで、高圧側電圧を180 Vrmsとして縮小モデルの実験装置を構成した。このとき、変圧器の定格は3.7 kVAであり、低圧側電圧は90 Vrmsおよび電源電流は20.6 Armsである。実験装置の構成および回路定数は第3章と同様とする。また、コントロールゲイン  $K$  は電源側の力率を0.90に制御するために  $\tan(\cos^{-1} 0.88) = 0.54$  とする。実験結果において、コントロールゲイン  $K = \tan(\cos^{-1} 0.90) = 0.48$  に制御した場合、電源側の力率が0.92と0.02の誤差があった。三角波比較方式PWMにおいて、DSPで演算した指令値の出力は検出の取り込みを行った三角波の山の次の山で出力される。このとき基本波は156 サンプリングで表されることから、1 サンプリングあたり  $2.3^\circ$  となり検出値に対して出力される指令値に遅れが生じる。一方、力率0.90は  $25.5^\circ$  に相当する。したがって、三角波比較PWMにおける指令値の出力の遅れを考慮し制御される電源側の力率を算出すると  $\cos(25.5^\circ \pm 2.3^\circ) = 0.88$  および0.92となり実験結果と一致する。本論文の実験結果では電源側で力率0.90を達成するために、電源側を力率0.88に制御するコントロールゲイン  $K$  を用いることで三角波比較PWMにおける指令値の出力の遅れを補正した。

図4.8に、スマートチャージャ放電動作時の実験結果を示す。バッテリー電流  $i_{LS2}$  は指令値である4.29 Adcに追従しており、バッテリーから所望の電力を放電している。直流キャパシタ電圧  $v_{DC}$  は指令値である360 Vdcで一定に制御されている。また、負荷電流  $i_{L1}$  および  $i_{L2}$  はLoad1 および Load2 が不平衡であるため振幅および位相が異なった歪んだ波形となっているが、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0.90で振幅が等しくなっている。電源電流  $i_{S1}$  および  $i_{S2}$  のTHDは、それぞれ6.6%および5.5%である。

図4.9に、スマートチャージャ充電動作時の実験結果を示す。バッテリー電流  $i_{LS2}$  は指令値である4.29 Adcに追従しており、バッテリーへ所望の電力を供給している。直流キャパシタ電圧  $v_{DC}$  は指令値である360 Vdcで一定に制御されている。また、負荷電流  $i_{L1}$  および  $i_{L2}$  はLoad1 および Load2 が不平衡であるため振幅および位相が異なった歪んだ波形となっているが、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0.90で振幅が等しくなっている。電源電流  $i_{S1}$  および  $i_{S2}$  のTHDは、それぞれ3.9%および3.1%である。

図4.10に、電気自動車のバッテリー未接続時における実験結果を示す。このとき、スマートチャージャはアクティブパワーラインコンディショナとして動作する。バッテリー電流  $i_{LS2}$  は0 Adcである。直流キャパシタ電圧  $v_{DC}$  は指令値である360 Vdcで一定に制御されている。また、負荷電流  $i_{L1}$  および  $i_{L2}$  はLoad1 および Load2 が不平衡であるため振幅および位相が異なった歪んだ波形となっているが、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0.90で振幅が等しくなっている。電源電流  $i_{S1}$  および  $i_{S2}$  のTHDは、それぞれ4.7%および4.0%である。

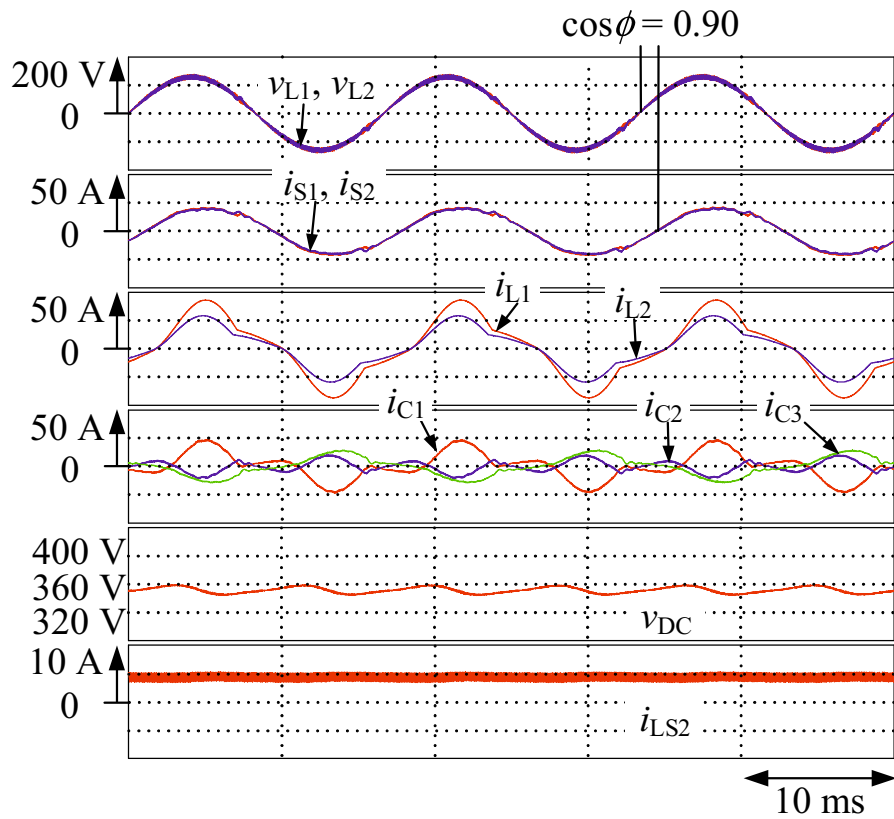


図 4.8 放電動作時における実験結果

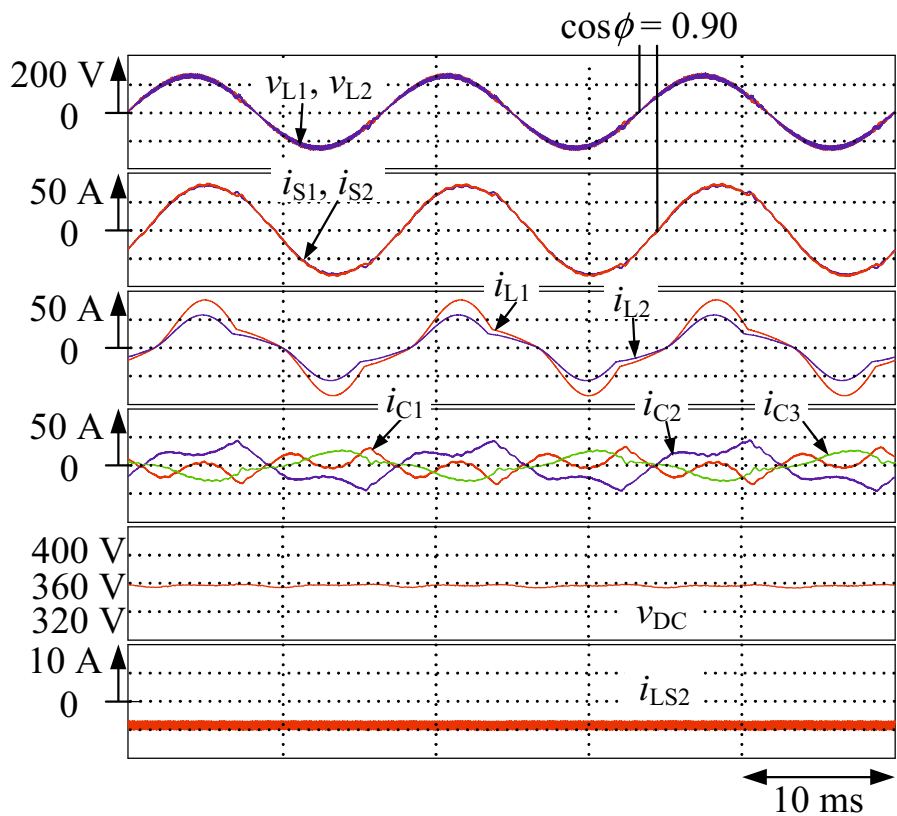


図 4.9 充電動作時における実験結果

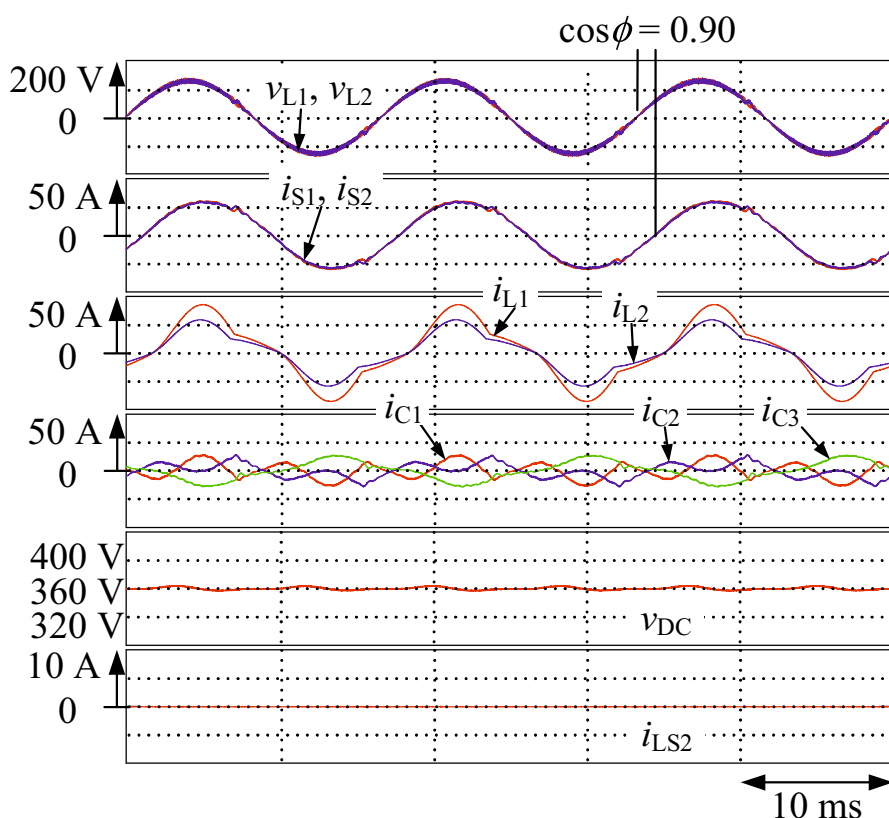


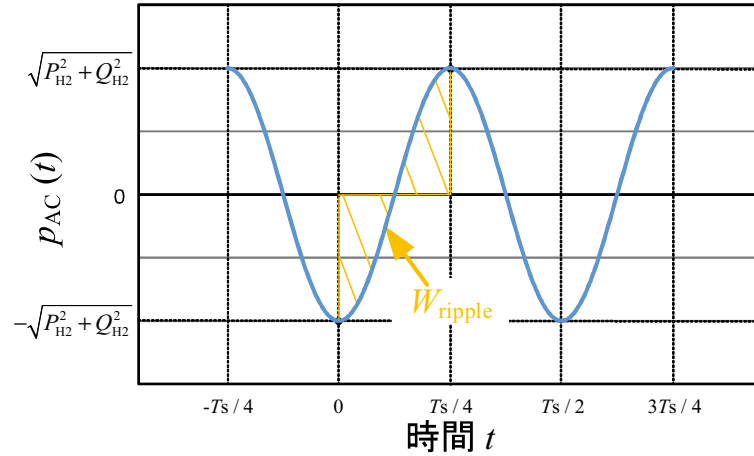
図 4.10 電気自動車のバッテリー未接続時における実験結果

以上のことから、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を行いつつ電源側で力率 0.90 で振幅が等しい正弦波の電源電流  $i_{S1}$  および  $i_{S2}$  を達成可能なことを明らかにした。

シミュレーションと同様に電流容量  $A_C$  を求める。実験において縮小モデルであるため、柱上変圧器低圧側の電圧  $v_{L1}$  および  $v_{L2}$  は 90 Vrms で家庭内負荷の定格電流実効値  $I_A$  は 20.6 Arms である。図 4.8, 図 4.9, および図 4.10 の実験結果より、電流容量  $A_C$  はそれぞれ 0.60 pu, 0.67 pu および 0.51 pu となる。一方、第 3 章の柱上変圧器低圧側電圧と電源電流の間の力率を 1.00 に制御した場合における電流容量  $A_C$  は放電動作時, 充電動作時およびバッテリー未接続時にそれぞれ 0.81 pu, 0.86 pu および 0.78 pu であり、電流容量  $A_C$  をそれぞれ約 26%, 22% および 35% 低減可能であることを明らかにした。

#### 4.4 直流キャパシタ電圧に重畳するリップル電圧の検討

シミュレーションおよび実験結果において、バッテリー充放電動作時およびバッテリー未接続時の直流キャパシタ電圧  $v_{dc}$  の波形が異なっている。そこで、パワーフローにより電源側の力率を制御した場合の直流キャパシタ電圧に重畳するリップル電圧  $v_{Crip}$  について検討する。ま


 図 4.11 (4.10) 式で得られた  $p_{AC}$  の波形

た本論文において、直流キャパシタ電圧に重畳するリップル電圧の中で支配的な周波数成分である電源周波数により発生する 2 次調波のリップル電圧に着目する。

(4.7) 式において、2 次調波の交流電力成分を  $p_{AC}$  とすると三角関数の合成より以下の式で表される。

$$\begin{aligned}
 p_{AC} &= (-I_{L1F} \cos \phi_{L1F} - I_{L2F} \cos \phi_{L2F} + 2I_{Sp}) \cos 2\omega_s t \\
 &\quad + (-I_{L1F} \sin \phi_{L1F} - I_{L2F} \sin \phi_{L2F} + 2KI_{Sp}) \sin 2\omega_s t \\
 &= \sqrt{P_{H2}^2 + Q_{H2}^2} \cos(2\omega_s t - \phi)
 \end{aligned} \tag{4.10}$$

ここで、 $P_{H2}$ 、 $Q_{H2}$  および  $\phi$  は以下で定義した。

$$\begin{aligned}
 P_{H2} &= V_L (-I_{L1F} \cos \phi_{L1F} - I_{L2F} \cos \phi_{L2F} + 2I_{Sp}) \\
 Q_{H2} &= V_L (-I_{L1F} \sin \phi_{L1F} - I_{L2F} \sin \phi_{L2F} + 2KI_{Sp}) \\
 \phi &= \tan^{-1} \frac{-Q_{H2}}{P_{H2}}
 \end{aligned} \tag{4.11}$$

ここで図 4.11 に、(4.10) 式で得られた  $p_{AC}$  の波形を示す。このとき、 $W_{ripple}$  は  $T_S$  を電源周波数とすると積分区間 0 s から  $T_S/4$  s の間で 2 次調波のリップル電圧により直流キャパシタに充電される電力を示しており、以下となる。

$$W_{ripple} = \int_0^{T_S} |p_{AC}| dt = \frac{\sqrt{P_{H2}^2 + Q_{H2}^2}}{\omega_S} \tag{4.12}$$

一方、直流キャパシタ電圧の最大値を  $V_{dc,max}$  および最小値  $V_{dc,min}$  とすると  $W_{ripple}$  は以下と

なる。

$$W_{\text{ripple}} = \frac{1}{2} C_{\text{dc}} (V_{\text{dc,max}}^2 - V_{\text{dc,min}}^2) = C_{\text{dc}} \Delta V_{\text{dc}} V_{\text{dc}} \quad (4.13)$$

ここで、 $\Delta V_{\text{dc}} = V_{\text{dc,max}} - V_{\text{dc,min}}$  および  $V_{\text{dc}} = (V_{\text{dc,max}} + V_{\text{dc,min}})/2$  であり、 $C_{\text{dc}}$  は直流キャパシタである。(4.12) 式および (4.13) 式より、直流キャパシタ  $C_{\text{dc}}$  は以下の式で表される。

$$C_{\text{dc}} = \frac{\sqrt{P_{\text{H2}}^2 + Q_{\text{H2}}^2}}{\omega_S \Delta V_{\text{dc}} V_{\text{dc}}} \quad (4.14)$$

一方、直流キャパシタ電圧  $v_{\text{dc}}$  は直流電圧成分  $V_{\text{dc}}$  および 2 次調波のリプル電圧成分で表すことができ、以下の式で定義する。

$$v_{\text{dc}} = V_{\text{dc}} + \frac{\Delta V_{\text{dc}}}{2} \sin(2\omega_S t - \phi) \quad (4.15)$$

直流キャパシタに流入する直流キャパシタ電流  $i_{\text{dc}}$  は、直流キャパシタ電圧  $v_{\text{dc}}$  を微分することで導出される。ここで、(4.14) を用いて直流キャパシタ電流  $i_{\text{dc}}$  を表すと以下の式となる。

$$i_{\text{dc}} = C_{\text{dc}} \frac{dv_{\text{dc}}}{dt} = \frac{\sqrt{P_{\text{H2}}^2 + Q_{\text{H2}}^2}}{V_{\text{dc}}} \cos(2\omega_S t - \phi) \quad (4.16)$$

したがって、直流キャパシタに流入する 2 次調波のリプル電圧  $v_{\text{Crip}}$  は、直流キャパシタ電流  $i_{\text{dc}}$  を積分することで求めることが可能であり、以下の式で表される。

$$v_{\text{Crip}} = \frac{1}{C_{\text{dc}}} \int i_{\text{dc}} dt = \frac{\sqrt{P_{\text{H2}}^2 + Q_{\text{H2}}^2}}{2\omega_S C_{\text{dc}} V_{\text{dc}}} \sin(2\omega_S t - \phi) \quad (4.17)$$

図 4.12 に、(4.17) 式に実験の回路定数を代入し求めた理論値の波形結果を示す。図 4.12(a) はスマートチャージャバッテリー放電動作時の直流キャパシタ電圧に重畳する 2 次調波のリプル電圧の波形および同図 (b) はスマートチャージャバッテリー充電動作時の直流キャパシタ電圧に重畳する 2 次調波のリプル電圧の波形である。結果より、電源側の力率を 0.90 に制御することで直流キャパシタ電圧に重畳する 2 次調波のリプル電圧を低減可能なことを明らかにした。これは、本論文で想定している Load1 および Load2 に流れる負荷電流  $i_{\text{L1}}$  および  $i_{\text{L2}}$  の力率が 0.90 以下であり、電源側の力率を 0.90 に制御することでスマートチャージャの補償電流の皮相容量を低減可能であるからだと考えられる。さらに、バッテリー放電動作と比較しバッテリー充電動作時は電源側の力率を制御した場合において直流キャパシタ電圧に重畳する 2 次調波のリプル電圧の低減量が大きいことを明らかにした。ここで、実験結果と比較を行う。図 4.13 に、バッテリー充放電動作時における直流キャパシタ電圧の実験結果を示す。図 4.13(a) は電側の力率を 1.00 に制御した場合および同図 (b) は電側の力率を 0.90 に制御した場合の直流キャパシタ電圧波形である。結果より、理論値と同様に電源側の力率を 0.90 に制御することで直流キャパシタ電圧に重畳するリプル電圧を低減可能なことを確認した。



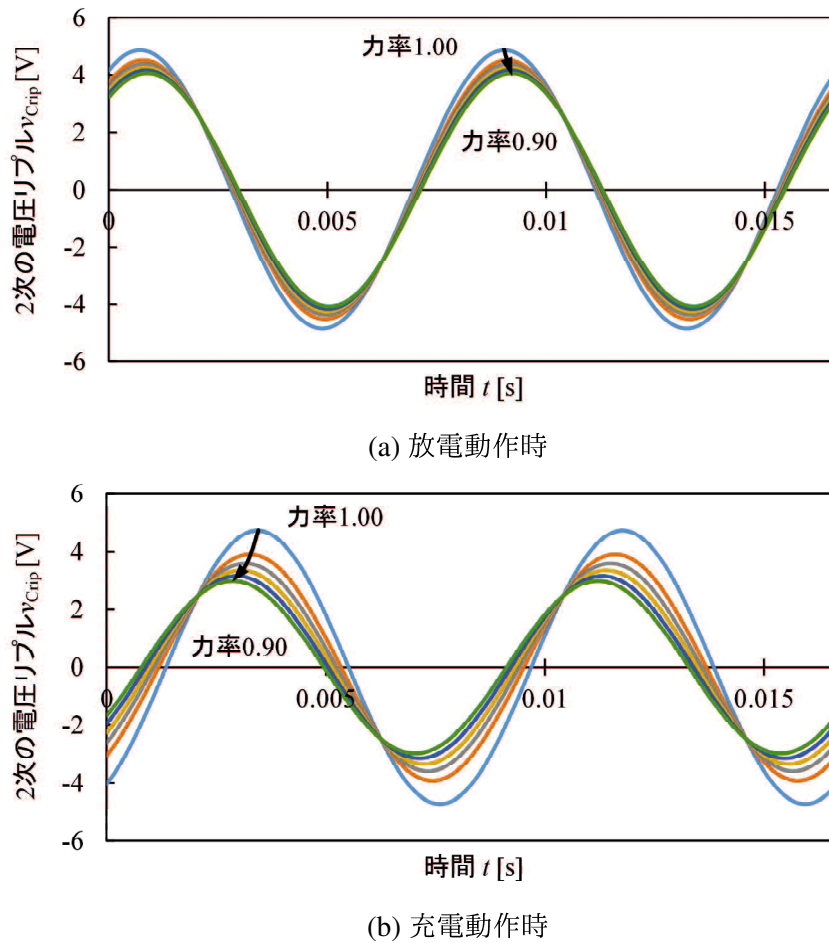


図 4.12 (4.17) 式により求めた直流キャパシタ電圧に重畳する 2 次調波のリプル電圧

ここで表 4.1 に、直流キャパシタ電圧に重畳する 2 次調波のリプル電圧のシミュレーションおよび実験結果の比較を示す。(4.17) 式により求めた理論値および実験結果において、電源側の力率を制御することで直流キャパシタ電圧に重畳するリプル電圧を低減可能なことを明らかにした。しかしながら、理論値および実験結果の間に誤差がある。これは、本論文において直流キャパシタ電圧に重畳するリプル電圧の中で支配的な周波数成分である電源周波数により発生する 2 次調波のリプル電圧のみ検討を行ったためであり、3 次調波により発生する 2 次調波のリプル電圧は考慮できていない。したがって、より正確な直流キャパシタ電圧に重畳するリプル電圧を検討するためには基本波のみならず高調波により発生するリプル電圧を考慮する必要がある。

## 4.5 本章のまとめ

第 3 章において、電源側の力率は 1.00 に制御されておりスマートチャージャの変換器の容量が増大する問題があった。そこで本章では、無効電力調整機能を有する電気自動車用ス

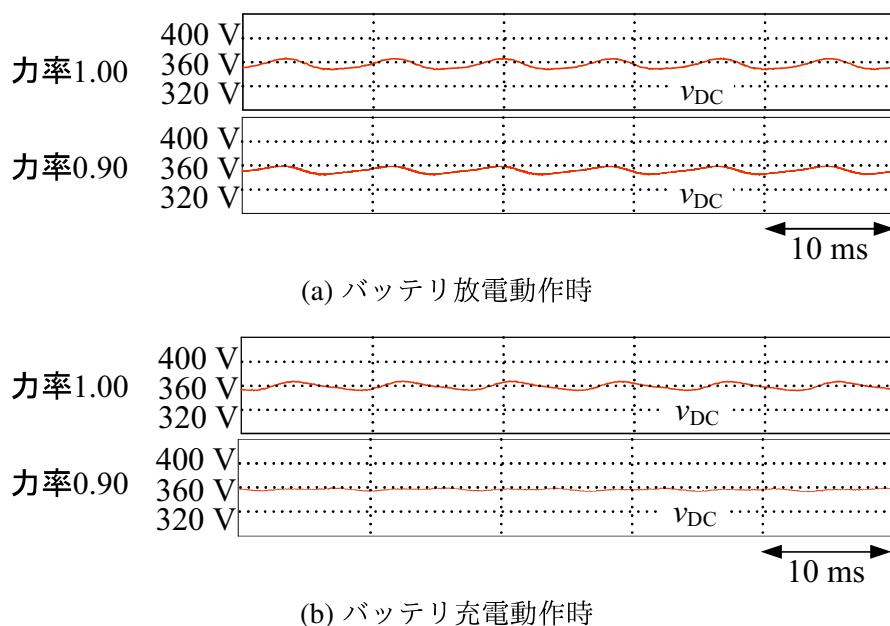


図 4.13 バッテリ充放電動作時における直流キャパシタ電圧の実験結果

表 4.1 直流キャパシタ電圧に重畳する 2 次調波のリプル電圧のシミュレーションおよび実験結果の比較

電源側の力率	放電動作		充電動作	
	1.00	0.90	1.00	0.90
(4.17) 式により求めた理論値	3.43 Vrms	2.88 Vrms	3.34 Vrms	2.11 Vrms
実験結果	2.95 Vrms	2.12 Vrms	2.30 Vrms	0.47 Vrms

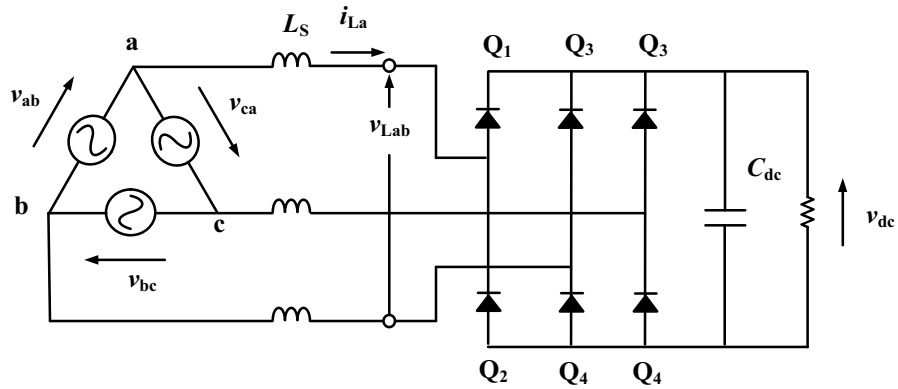
スマートチャージャの高調波補償法を提案した。電気供給約款では、電源側の力率は 0.90 まで許容されている。そこでスマートチャージャの直流キャパシタ電圧一定制御系内に、コントロールゲイン  $K$  を用いた簡易な無効電力調整ブロックを追加し、力率 0.90 に制御することでスマートチャージャの変換器容量を低減可能であることを明らかにした。スマートチャージャを構成している 3 レグ構成 PWM 整流に流出入するパワーフローおよび電源電圧、電源電流、負荷電流およびスマートチャージャのフェーザ図により、力率 0.90 で振幅の等しい正弦波の電源電流を達成可能なことを明らかにした。またシミュレーションおよび実験結果より、提案したスマートチャージャの有効性を明らかにした。実験結果により、バッテリー放電動作時において電源側の力率を 0.90 に制御することで第 3 章の結果と比較し電流容量を 26 % 低減しながら振幅が等しい正弦波の電源電流  $i_{S1}$  および  $i_{S2}$  を達成可能なことを明らかにした。

## 第5章 電源電圧および負荷電流が歪んだ場合における電気自動車用スマートチャージャの高調波補償

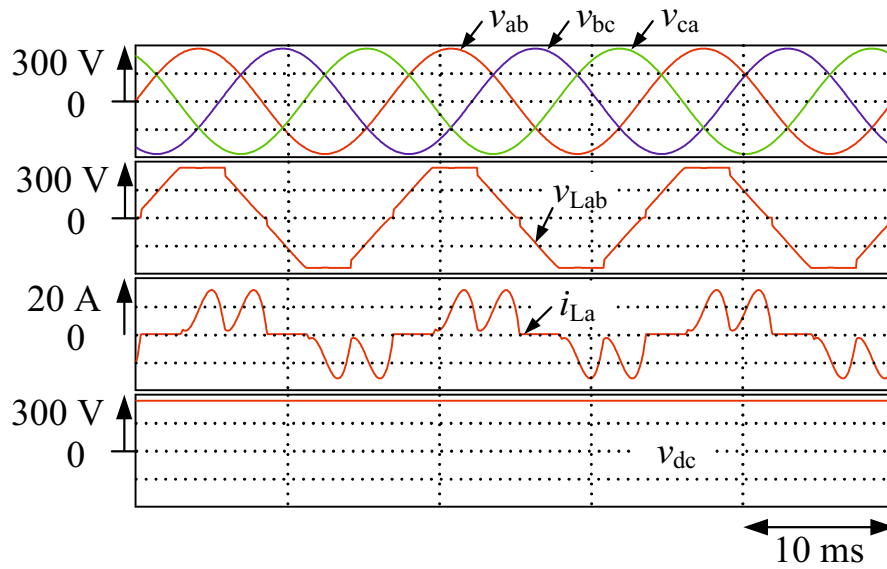
本章では、電源電圧および負荷電流が歪んだ場合における電気自動車用スマートチャージャの高調波補償法について検討する。負荷電流に高調波電流が含まれると、系統のインピーダンスにより電圧降下および高調波電圧が発生し電圧波形は波形のトップで歪むフラットトップカーブ波形となる。しかしながら、電源電圧が歪んだ場合における直流キャパシタ電圧一定制御を用いたスマートチャージャの高調波補償効果について検討されていない。国際規格である IEEE standard 519<sup>TM</sup>-2014 では、1 kV より大きく 69 kV 以下の電圧において THD の値は 5 % 以下で、かつ、各次高調波は 3 % と定められている。したがって、これらの指針を考慮して、電源電圧を単相回路で典型的なフラットトップカーブ波形で模擬する。はじめに、スマートチャージャの 3 レグ構成 PWM 整流器に流出入するパワーフローにより電源電圧および負荷電流に高調波が含まれた場合においても直流キャパシタ電圧一定制御のみで電源側の有効電力および無効電力を演算可能なことを確認する。シミュレーションおよび実験により、電源電圧および負荷電流が歪んだ場合における電気自動車用スマートチャージャの有効性を明らかにする。

### 5.1 システム構成および制御法のパワーフローによる検討

本節ではまず、三相回路において高調波により電圧が波形のトップで歪むフラットトップカーブ波形となることを一般的な整流回路である三相整流回路を用いて明らかにする。図 5.1 に、三相整流回路を示す。図 5.1(a) は三相整流回路の回路構成図、および同図 (b) はシミュレーション結果である。シミュレーション条件は、電源側を 5 kVA および線間電圧 200 Vrms とし、かつ、電源に対して 1 pu (=8.33 Arms) の非線形負荷を接続している。シミュレーション波形は上から、線間電圧  $v_{ab}$ 、 $v_{bc}$  および  $v_{ca}$  の波形、端子電圧  $v_{Lab}$  の波形、負荷電流  $i_{La}$  の波形および出力電圧  $v_{dc}$  の波形を示している。結果より、三相回路において高調波により端子電圧  $v_{Lab}$  は波形のトップで歪むフラットトップカーブ波形となることを明らかにした。我が国の高圧配電系統 6.6 kVrms の三相 3 線式配電において、接続される三相負荷のみならず単相 3 線式配電で生じた高調波により線間電圧はシミュレーション結果と同様に波形の



(a) 回路構成図



(b) シミュレーション結果

図 5.1 三相コンデンサ入力ダイオード整流回路

トップで歪むフラットトップカーブ波形となる<sup>(66-69)</sup>。さらに、単相3線式配電において三相3線式配電から2線を取り出し電源電圧 $v_S$ としている。したがって、単相3線式配電の電源電圧 $v_S$ の波形においても波形のトップで歪むフラットトップカーブ波形となる。国際規格のIEEE standard 519<sup>TM</sup>-2014では、1 kVより大きく69 kV以下の電圧においてTHDの値は5%以下と定められている。さらに高調波の各次調波の基本波に対する割合は3%以下と定められている。したがって、本論文ではこれらの指針を考慮して、電源電圧 $v_S$ はTHDが5%でかつ各次調波の割合は3%以下の波形のトップで歪むフラットトップカーブ波形で模擬する。

図5.2に、本章で検討する電源電圧および負荷電流が歪んだ場合における電気自動車用スマートチャージャのシステム構成図を示す。家庭内負荷は、RL線形負荷およびダイオード整流器からなる非線形負荷を並列に接続し模擬している。電源電圧 $v_S$ は、国際規格のIEEE standard 519<sup>TM</sup>-2014を満足する電圧波形で模擬した。図5.3に、電源電圧 $v_S$ のシミュレーション結果およびFFT解析による周波数解析した結果を示す。シミュレーション結果より、電源電圧 $v_S$ は波形のトップで歪むフラットトップカーブ波形であることが確認できる。またTHDは3.8%であり、各次数の高調波の各次調波の基本波に対する割合は3次調波で2.7%、5次調波で2.0%、および7次調波で1.2%である。このことより、シミュレーションにより本論文で想定している電源電圧を模擬可能なことを明らかにした。

ここで、電源電圧および負荷電流が歪んだ場合における電気自動車用スマートチャージャの制御法の有効性をパワーフローにより明らかにする。図5.2において、電源電圧 $v_S$ および柱上変圧器低圧側電圧 $v_{L1}$ および $v_{L2}$ は波形のトップで歪むフラットトップカーブ波形で歪んでおり、次式で表されるものとする。

$$\begin{aligned} v_S &= \sqrt{2}V_{SF} \cos \omega st + \sqrt{2} \sum_{n=2}^{\infty} V_{Sn} \cos n\omega st \\ v_{L1} = v_{L2} &= \sqrt{2}V_{LF} \cos \omega st + \sqrt{2} \sum_{n=2}^{\infty} V_{Ln} \cos n\omega st \end{aligned} \quad (5.1)$$

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

$$\begin{aligned} i_{L1} &= \sqrt{2}I_{L1F} \cos(\omega st - \phi_{L1F}) \\ &\quad + \sqrt{2} \sum_{k=2}^{\infty} I_{L1k} \cos(k\omega st - \phi_{L1k}) \\ i_{L2} &= \sqrt{2}I_{L2F} \cos(\omega st - \phi_{L2F}) \\ &\quad + \sqrt{2} \sum_{k=2}^{\infty} I_{L2k} \cos(k\omega st - \phi_{L2k}) \end{aligned} \quad (5.2)$$

第5章 電源電圧および負荷電流が歪んだ場合における電気自動車用スマートチャージャの高調波補償

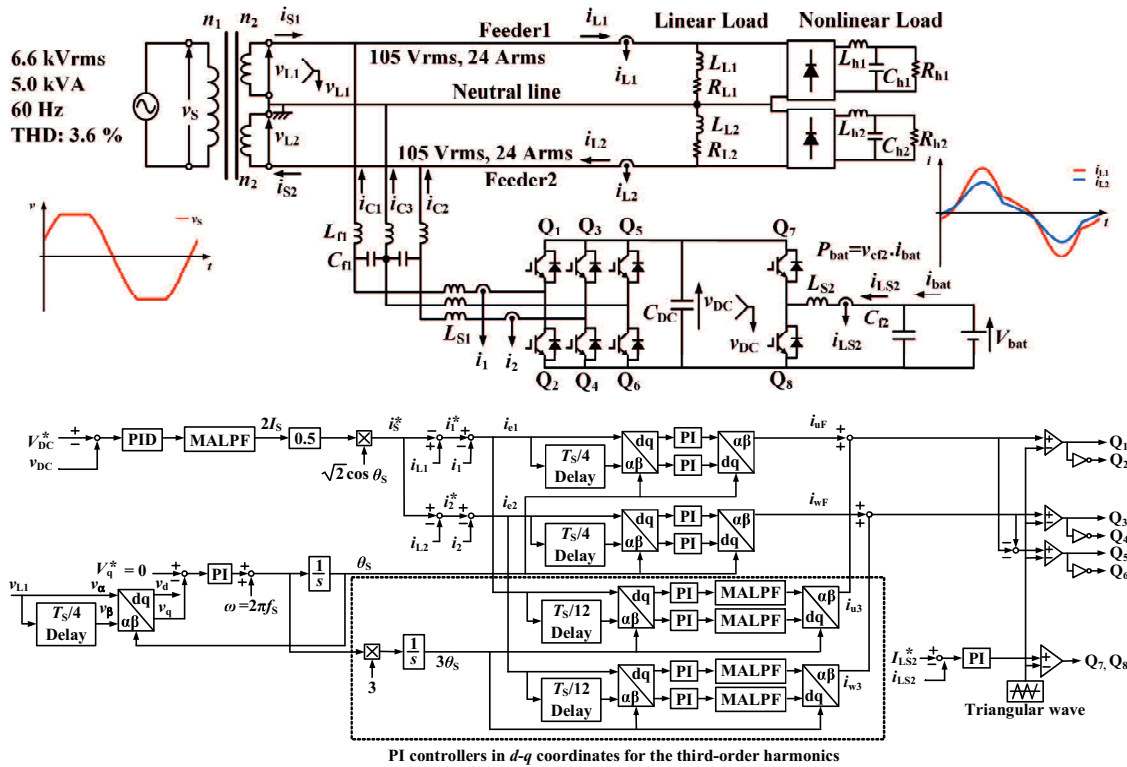
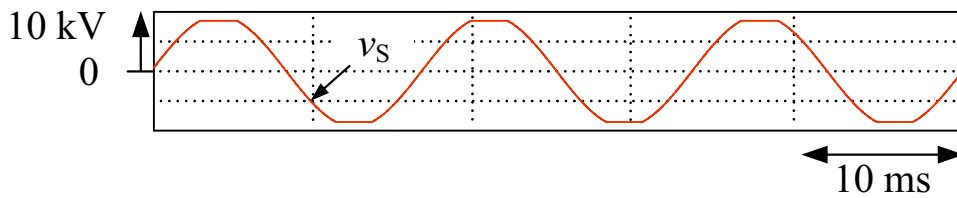
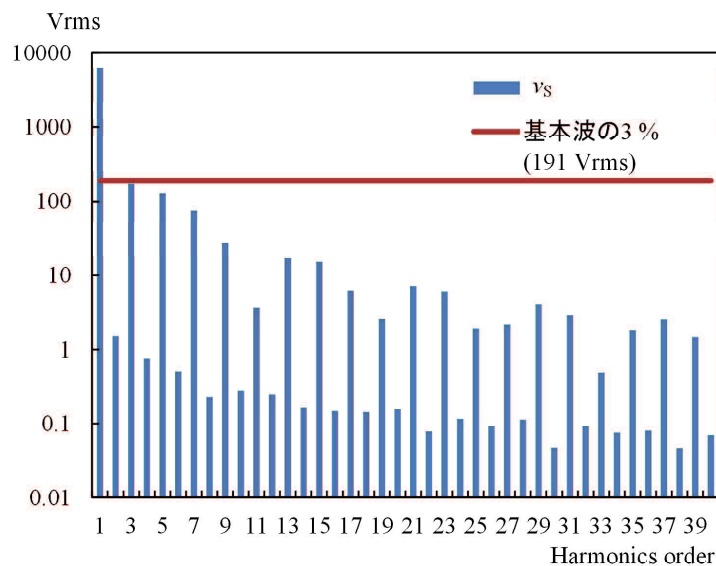


図 5.2 電源電圧および負荷電流が歪んだ場合における電気自動車用スマートチャージャのシステム構成図



(a) 電源電圧  $v_S$  の波形



(b) 周波数解析結果

図 5.3 本論文で想定している電源電圧  $v_S$  のシミュレーション結果

一方、電源電流は正弦波平衡状態で力率が1.00であるものとする。このとき、電源電流  $i_{S1}$ ,  $i_{S2}$  および電源電流指令値  $i_S^*$  は、次式で表される。

$$\begin{aligned} i_S^* &= i_{S1} = i_{S2} \\ &= \sqrt{2}I_S \cos \omega_s t \end{aligned} \quad (5.3)$$

(5.7) 式から、スマートチャージャの出力電流指令値は次式となる。

$$\begin{aligned} i_1^* &= i_{L1} - i_{S1}^* \\ i_2^* &= -i_{L2} + i_{S2}^* \\ i_3^* &= -(i_1^* + i_2^*) \end{aligned} \quad (5.4)$$

電気自動車用スマートチャージャの補償電流  $i_{C1}$ ,  $i_{C2}$ , および  $i_{C3}$  がスマートチャージャの出力電流指令値  $i_1^*$ ,  $i_2^*$ , および  $i_3^*$  に制御されたとき、補償電流  $i_{C1}$ ,  $i_{C2}$ , および  $i_{C3}$  は以下の式で表される。

$$\begin{aligned} i_{C1} &= i_1^* \\ i_{C2} &= i_2^* \\ i_{C3} &= i_3^* \end{aligned} \quad (5.5)$$

ここで、スマートチャージャを構成する3レグ構成PWM整流器へ流出入する瞬時電力  $p_{SC}$  は、次式となる。

$$\begin{aligned} p_{SC} &= -v_{L1} \cdot i_{C1} + v_{L2} \cdot i_{C2} \\ &= V_{LF} (-I_{L1F} \cos \phi_{L1F} - I_{L2F} \cos \phi_{L2F} + 2I_S) \\ &\quad + V_{LF} \{ (-I_{L1F} \cos \phi_{L1F} - I_{L2F} \cos \phi_{L2F}) \cos 2\omega_s t \\ &\quad + (-I_{L1F} \sin \phi_{L1F} - I_{L2F} \sin \phi_{L2F} + 2KI_S) \sin 2\omega_s t \} \\ &\quad - 2V_{LF} \sum_{k=2}^{\infty} (I_{L1k} \cos \phi_{L1k} \cos \omega_s t \cos k\omega_s t + I_{L2k} \cos \phi_{L2k} \cos \omega_s t \cos k\omega_s t \\ &\quad + I_{L1k} \sin \phi_{L1k} \cos \omega_s t \sin k\omega_s t + I_{L2k} \sin \phi_{L2k} \cos \omega_s t \sin k\omega_s t) \\ &\quad - 2 \sum_{n=2}^{\infty} V_{Ln} (I_{L1F} \cos \phi_{L1F} \cos \omega_s t \cos n\omega_s t + I_{L2F} \cos \phi_{L2F} \cos \omega_s t \cos n\omega_s t \\ &\quad - 2I_S \cos \omega_s t \cos n\omega_s t + I_{L1F} \sin \phi_{L1F} \sin \omega_s t \cos n\omega_s t \\ &\quad + I_{L2F} \sin \phi_{L2F} \sin \omega_s t \cos n\omega_s t) \\ &\quad - 2 \sum_{n=2}^{\infty} V_{Ln} \sum_{k=2}^{\infty} (I_{L1k} \cos \phi_{L1k} \cos n\omega_s t \cos k\omega_s t + I_{L2k} \cos \phi_{L2k} \cos n\omega_s t \cos k\omega_s t \\ &\quad + I_{L1k} \sin \phi_{L1k} \cos n\omega_s t \sin k\omega_s t + I_{L2k} \sin \phi_{L2k} \cos n\omega_s t \sin k\omega_s t) \end{aligned} \quad (5.6)$$

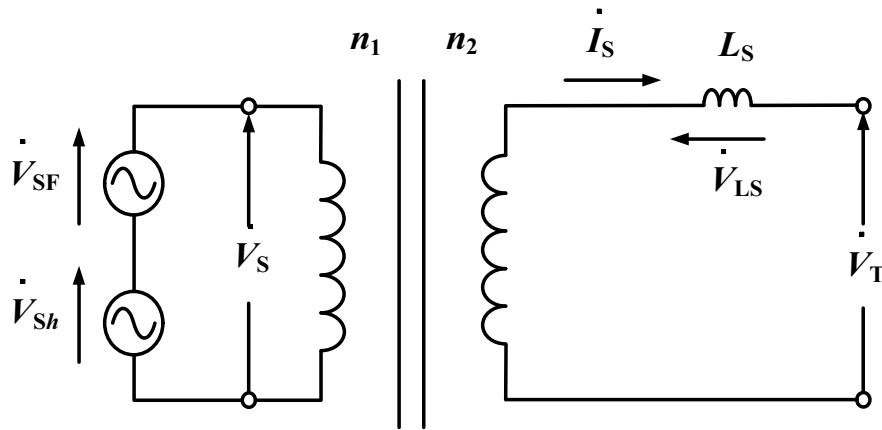


図 5.4 電源電圧が歪んだ場合の単相 3 線式配電の電源側の等価回路

(5.6) 式において，直流キャパシタ電圧  $v_{DC}$  一定となったとき，スマートチャージャを構成する 3 レグ構成 PWM 整流器へ流出入する瞬時電力  $p_{SC}$  の平均値  $\bar{p}_{SC} = P_{bat}$  となる。このことから，(5.6) 式より次式を得る。

$$I_S = \frac{\sum_{h=1}^{\infty} V_{Lh} (I_{Lh} \cos \phi_{L1h} + I_{L2h} \cos \phi_{L2h})}{2V_{LF}} + \frac{P_{bat}}{2V_{LF}} \quad (5.7)$$

ここで，負荷側の全有効電力  $P_L$  は以下の式で表される。

$$P_L = \sum_{h=1}^{\infty} V_{Lh} (I_{Lh} \cos \phi_{L1h} + I_{L2h} \cos \phi_{L2h})$$

したがって，直流キャパシタ電圧一定制御により，電源電圧および負荷電流が歪んだ場合においても力率 1.00 で振幅と位相が等しい正弦波の電源電流を達成可能であることを明らかにした。

ここで，電源電圧が歪んだ場合におけるスマートチャージャの高調波補償について検討する。図 5.4 に，電源電圧が歪んだ場合の単相 3 線式配電の電源側の等価回路を示す。電源電圧  $v_S$  は，高調波電圧を含んでいることから基本波成分のフェーザ  $\dot{V}_{SF}$  および高調波成分のフェーザ  $\dot{V}_{Sh}$  で表される。また，電源インピーダンスを  $L_S$  および電源電流のフェーザ  $\dot{I}_S = \dot{I}_{SF} + \dot{I}_{Sh}$  とすると，電源電流および電源インピーダンスの間に電圧降下  $\dot{V}_{LS} = \dot{V}_{LSF} + \dot{V}_{LSH}$  を生じる。 $\dot{V}_T$  は受電端電圧のフェーザである。このとき図 5.5 に，電源電圧が歪んだ場合のスマートチャージャによる高調波補償前後のフェーザ図を示す。図 5.5(a) がスマートチャージャによる高調波補償前のフェーザ図および同図 (b) がスマートチャージャによる高調波補償後のフェーザ図である。まず図 5.5(a) において，受電端電圧  $v_T$  には電源電圧  $v_S$  に含まれる高調波成分のみならず電源電流  $i_S$  に含まれる高調波電流と電源インピーダンス  $L_S$  との間に生じる高調波電圧成分を含むことから，受電端電圧のフェーザ  $\dot{V}_T$  は  $\dot{V}_T = \dot{V}_{SF} + \dot{V}_{Sh} + \dot{V}_{LSF} + \dot{V}_{LSH}$  となる。一方，図 5.5(b) においてスマートチャージャにより電力品質保証後において電源電流  $i_S$  は



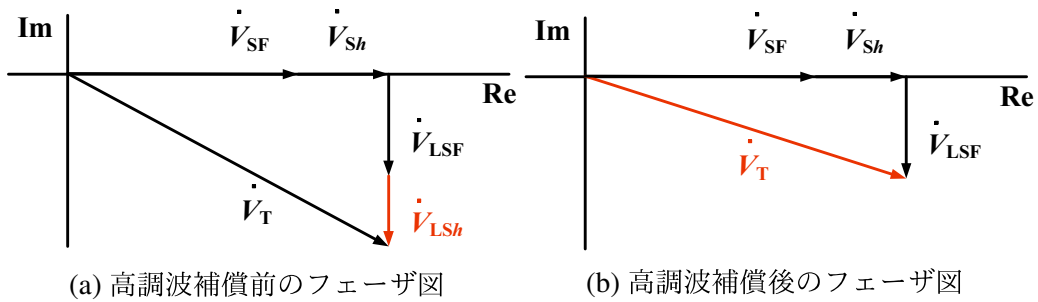


図 5.5 電源電圧が歪んだ場合のスマートチャージャによる高調波補償前後のフェーザ図

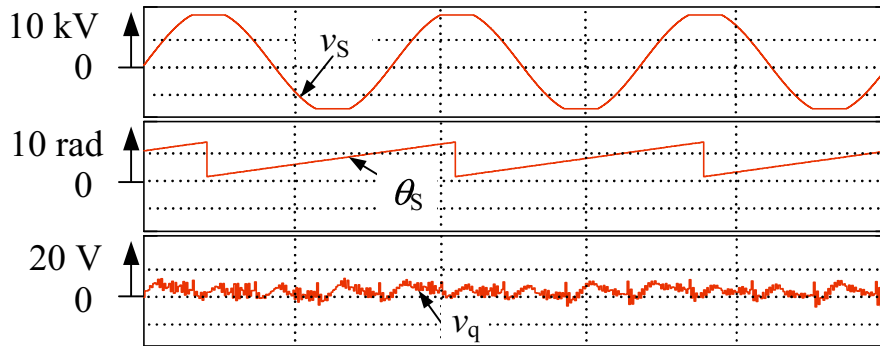


図 5.6 電源電圧  $v_S$  が単相 PLL 回路に与える影響

正弦波波形を達成し高調波電流は含まれないと仮定すると、電源電流の高調波成分のフェーザ  $\dot{I}_{Sh}$  は  $\dot{I}_{Sh} = 0$  となり、さらに電源インピーダンスの間に発生する高調波電圧成分のフェーザ  $\dot{V}_{Sh}$  は  $\dot{V}_{Sh} = 0$  となる。したがって、受電端電圧のフェーザ  $\dot{V}_T$  は  $\dot{V}_T = \dot{V}_{SF} + \dot{V}_{Sh} + \dot{V}_{LSF}$  となる。以上のことから、電源電圧が歪んだ場合のスマートチャージャの高調波補償とは、電源電流に含まれる高調波電流のフェーザ  $\dot{I}_{Sh} = 0$  とし、かつ、受電端電圧  $v_T$  に含まれる高調波電圧のフェーザ  $\dot{V}_{Th}$  を電源電圧に含まれる高調波電圧のフェーザ  $\dot{V}_{Sh}$  と等しくすることである。

電気自動車用スマートチャージャの制御アルゴリズムにおいて、単相 PLL 回路により電源側の位相情報を抽出している。このとき、フラットトップカーブ波形の電源電圧  $v_S$  が単相 PLL 回路に与える影響を検討する。図 5.6 に、電源電圧  $v_S$  が歪んだ場合における PLL 回路により生成された電気角  $\theta_S$  のシミュレーション結果を示す。上から、電源電圧  $v_S$ 、電気角  $\theta_S$  および単相 PLL 回路に用いられる単相  $d-q$  変換の  $q$  座標の波形である。結果より、電源電圧  $v_S$  が歪んだ場合でも電気角  $\theta_S$  に影響がないことを明らかにした。

## 5.2 シミュレーション結果

本章で提案したスマートチャージャの制御法の有効性を検討するため、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シミュレータ PSIM を用いた。スマートチャージャの制御アルゴリズムには C 言語を用いて記述し、PSIM 上で動作する DLL を用いて構成した。内線規程では、単相3線式配電においてやむを得ない場合は設備不平衡率を 40% までとすることができると記載されている。したがって、これらの指針を考慮し家庭内負荷 Load1 および Load2 の設備不平衡率を 40% とした。このとき回路定数はそれぞれ、Load1 の負荷を 1.2 pu とし、力率 PF および THD はそれぞれ 0.87 および 23.7% とした。Load2 は 0.8 pu とし、PF および THD は 0.90 および 20.9% とした。シミュレーション回路は図 5.2 のとおりである。また、回路定数は第 3 章と同様に表 3.1 とする。シミュレーションおよび実験結果において制御ゲインは以下の値とした。

- 直流キャパシタ電圧一定制御における PID 制御: 比例ゲイン  $K_P=0.6$ , 積分時間  $T_I=0.03$  s および微分時間  $T_D=0.01$  ms
- 基本波および 3 次調波に同期した  $d$ - $q$  座標上の PI 制御: 比例ゲイン  $K_P=0.06$  および積分時間  $T_I=8$  ms
- 双方向 dc-dc コンバータの充放電電流制御における PI 制御: 比例ゲイン  $K_P=0.15$  および積分時間  $T_I=3$  ms

これらの値は、限界感度法により決定した。

図 5.7 に、スマートチャージャ放電動作時のシミュレーション結果を示す。バッテリー電流  $i_{LS2}$  は指令値である 5 Adc に追従しており、バッテリーから所望の電力を放電している。直流キャパシタ電圧  $v_{DC}$  は指令値である 385 Vdc で一定に制御されている。また、負荷電流  $i_{L1}$  および  $i_{L2}$  は Load1 および Load2 が不平衡であるため振幅および位相が異なった歪んだ波形となっているが、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 1.00 で振幅が等しくなっている。電源電流  $i_{S1}$  および  $i_{S2}$  の THD は、それぞれ 3.5% および 2.6% である。

図 5.8 に、スマートチャージャ充電動作時のシミュレーション結果を示す。バッテリー電流  $i_{LS2}$  は指令値である 5 Adc に追従しており、バッテリーへ所望の電力を供給している。直流キャパシタ電圧  $v_{DC}$  は指令値である 385 Vdc で一定に制御されている。また、負荷電流  $i_{L1}$  および  $i_{L2}$  は Load1 および Load2 が不平衡であるため振幅および位相が異なった歪んだ波形となっているが、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 1.00 で振幅が等しくなっている。電源電流  $i_{S1}$  および  $i_{S2}$  の THD は、それぞれ 2.0% および 1.9% である。

図 5.9 に、電気自動車のバッテリー未接続時におけるシミュレーション結果を示す。このとき、スマートチャージャはアクティブパワーラインコンディショナとして動作する。バッテ

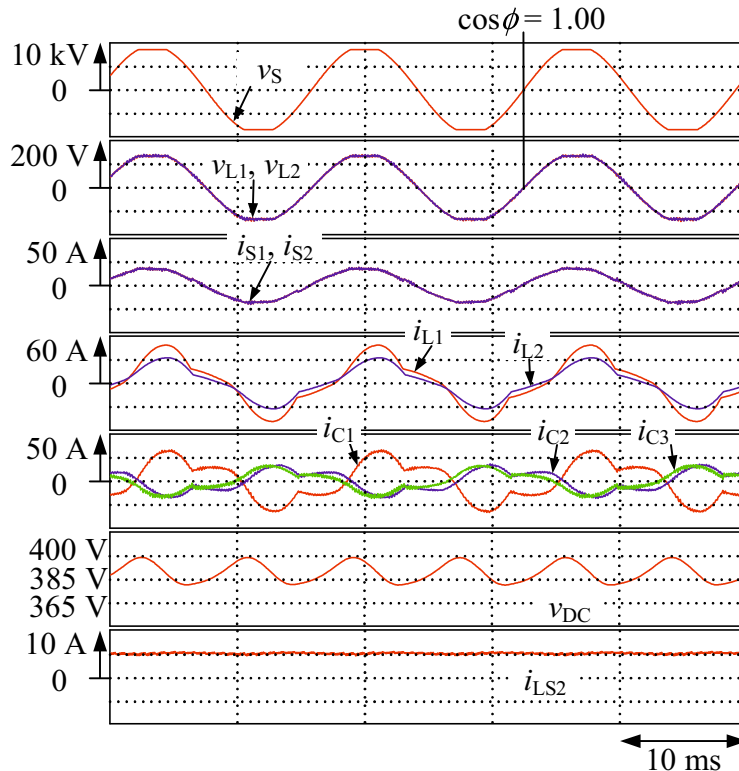


図 5.7 放電動作時におけるシミュレーション結果

り電流  $i_{LS2}$  は 0 A dc である。直流キャパシタ電圧  $v_{DC}$  は指令値である 385 V dc で一定に制御されている。また、負荷電流  $i_{L1}$  および  $i_{L2}$  は Load1 および Load2 が不平衡であるため振幅および位相が異なった歪んだ波形となっているが、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 1.00 で振幅が等しくなっている。電源電流  $i_{S1}$  および  $i_{S2}$  の THD は、それぞれ 2.1 % および 2.1 % である。

以上のことから、電源電圧および負荷電流が歪んだ場合においても電気自動車用スマートチャージャにより単相 3 線式配電の電力品質補償可能であることを明らかにした。

ここで、電源電圧および負荷電流が歪んだ場合において直流キャパシタ電圧一定制御のみで電源電流指令値  $i_S^*$  の実効値  $I_S$  を算出可能なことを明らかにする。スマートチャージャ放電動作時のシミュレーション結果より、負荷側の有効電力分  $P_L = 4.412$  kW である。また、柱上変圧器低圧側の電圧の基本波の実効値  $V_{LF}$  は 105 V rms である。バッテリーの電力  $P_{bat}$  は、放電電流  $i_{LS2}$  は 5.0 A dc およびバッテリー電圧  $V_{bat}$  は 360 V dc であることから 1.8 kW である。したがって (5.7) 式より、電源電流指令値  $i_S^*$  の実効値  $I_S$  は 12.4 Arms となる。一方、シミュレーション結果において電源電流指令値  $i_S^*$  の実効値  $I_S$  は 12.7 Arms である。以上のことから、電源電圧および負荷電流が歪んだ場合においても直流キャパシタ電圧一定制御のみで電源電流指令値  $i_S^*$  の実効値  $I_S$  を算出可能なことを明らかにした。

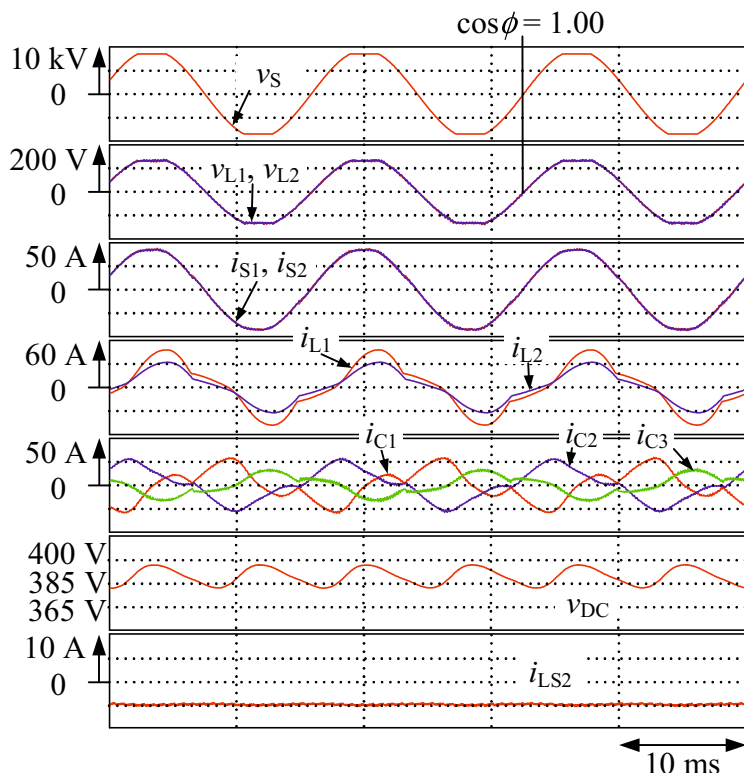


図 5.8 充電動作時におけるシミュレーション結果

### 5.3 実験結果

図 5.2 において、高圧側電圧は 6.6 kVrms であり、研究室レベルで実験装置を構成するのは困難である。そこで、高圧側電圧を 180 Vrms として縮小モデルの実験装置を構成した。このとき、変圧器の定格は 3.7 kVA であり、低圧側電圧は 90 Vrms および電源電流は 20.6 Arms である。図 5.10 に、実験装置の構成を示す。電源回路には、電源電圧歪を模擬可能な株式会社 NF 回路設計ブロックの電源回路シミュレータ（NF 電源）を用いた<sup>(70)</sup>。NF 電源において、電圧歪は波形の最大値と実効値の比である波高率 (CF : Crest factor) を調節することで模擬可能である。このとき、CF は以下の式で表される。

$$CF = \frac{\text{電圧の最大値}}{\text{電圧の実効値}} \quad (5.8)$$

とする。図 5.11 に、 $CF = 1.33$  のときの電圧波形の周波数解析結果を示す。実験結果より、THD は 3.7 % であり、各次数の高調波の各次調波の基本波に対する割合は 3 次調波で 2.7 %、5 次調波で 2.0 %、および 7 次調波で 1.2 % である。内線規程では、単相 3 線式配電においてやむを得ない場合は設備不平衡率を 40 % までとすることができると記載されている。したがって、これらの指針を考慮し家庭内負荷 Load1 および Load2 の設備不平衡率を 40 % とした。このとき回路定数は、Load1 の負荷を 1.2 pu とし、力率 PF および THD はそれぞれ 0.88

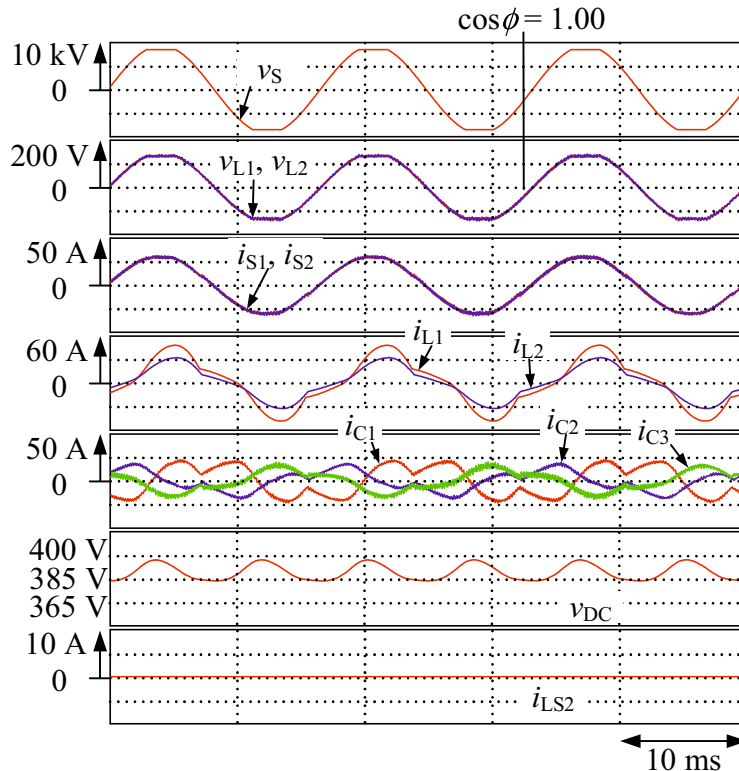
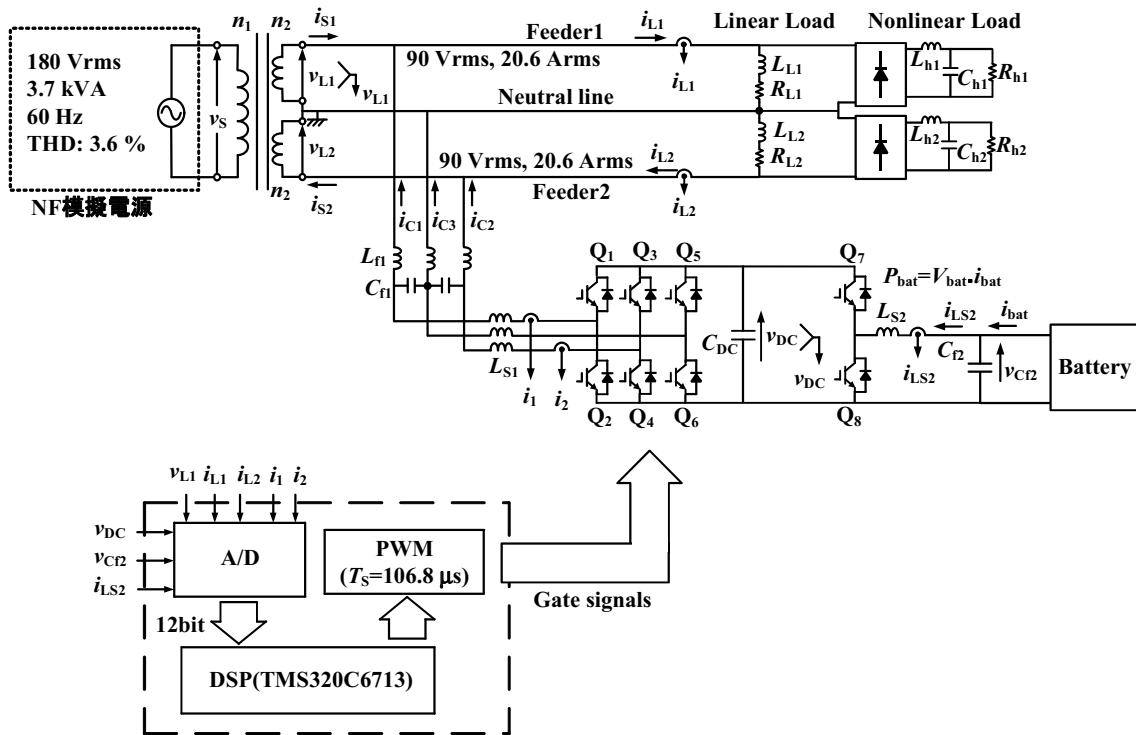


図 5.9 電気自動車のバッテリー未接続時におけるシミュレーション結果

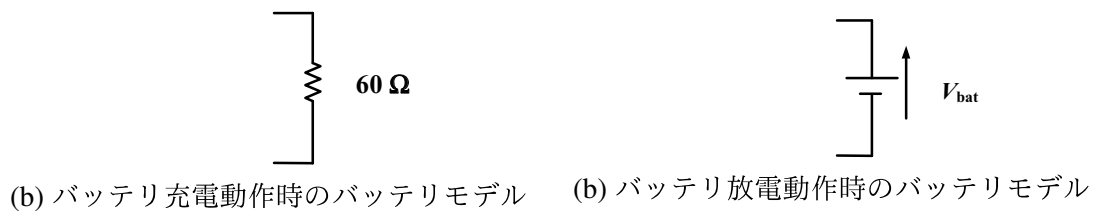
および 23.8 %とした。Load2 は 0.8 pu とし、PF および THD は 0.88 および 24.1 %とした。また、回路定数は第 3 章と同様に表 3.1 とする。

図 5.12 に、スマートチャージャ放電動作時の実験結果を示す。バッテリー電流  $i_{LS2}$  は指令値である 4.29 Adc に追従しており、バッテリーから所望の電力を放電している。直流キャパシタ電圧  $v_{DC}$  は指令値である 360 Vdc で一定に制御されている。また、負荷電流  $i_{L1}$  および  $i_{L2}$  は Load1 および Load2 が不平衡であるため振幅および位相が異なった歪んだ波形となっているが、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 1.00 で振幅が等しくなっている。電源電流  $i_{S1}$  および  $i_{S2}$  の THD は、それぞれ 7.1 % および 5.4 % である。また、電源電圧  $v_S$  の THD は 3.7 % であるのに対し、柱上変圧器低圧側電圧  $v_{L1}$  および  $v_{L2}$  の THD はそれぞれ 4.2 % および 4.2 % であり、電源電圧  $v_S$  より柱上変圧器低圧側電圧  $v_{L1}$  および  $v_{L2}$  の THD が大きくなっている。これは、電源電流  $i_{S1}$  および  $i_{S2}$  において  $THD \neq 0$  であり、電源インピーダンスとの間に高調波電圧を発生しているためである。

図 5.13 に、スマートチャージャ充電動作時の実験結果を示す。スマートチャージャの放電動作時において双方向チョップ回路は降圧チョップ回路として動作する。バッテリー電流  $i_{LS2}$  は指令値である 4.29 Adc に追従しており、バッテリーへ所望の電力を供給している。直流キャパシタ電圧  $v_{DC}$  は指令値である 360 Vdc で一定に制御されている。また、負荷電流  $i_{L1}$  およ



(a) 主回路および制御回路図



(b) バッテリ充電動作時のバッテリーモデル (b) バッテリ放電動作時のバッテリーモデル

図 5.10 図 5.2 の縮小モデルにおける実験回路図

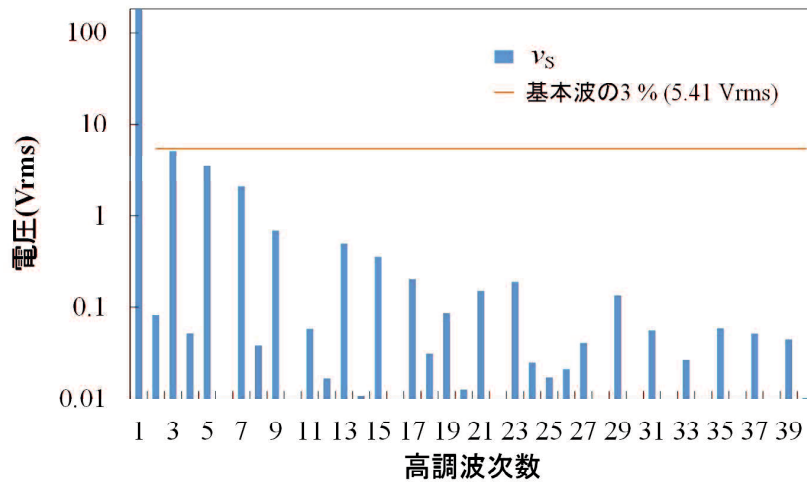


図 5.11 NF 電源により出力した電圧波形の周波数解析結果

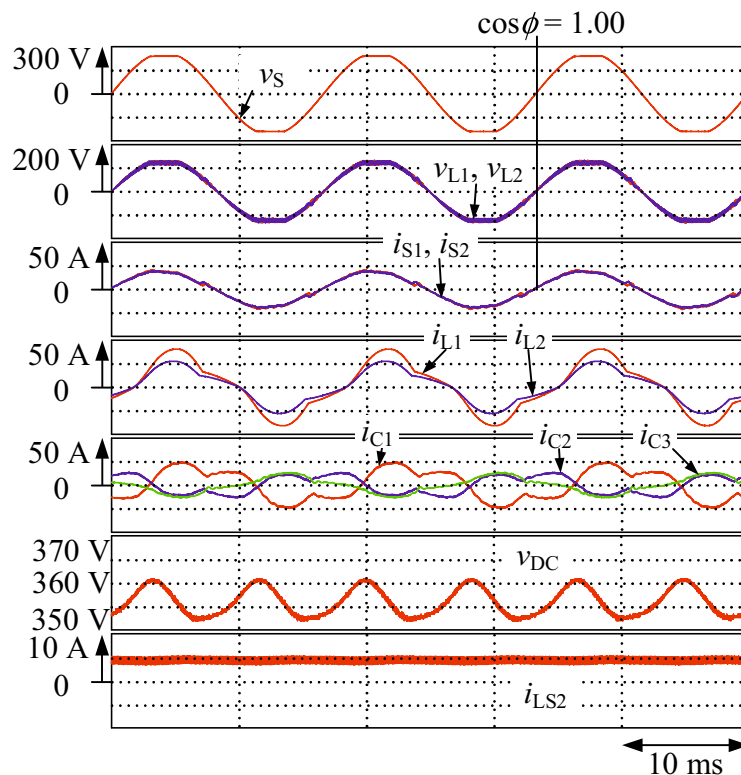


図 5.12 放電動作時における実験結果

び  $i_{L2}$  は Load1 および Load2 が不平衡であるため振幅および位相が異なった歪んだ波形となっているが、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 1.00 で振幅が等しくなっている。電源電流  $i_{S1}$  および  $i_{S2}$  の THD は、それぞれ 4.1% および 3.1% である。

図 5.14 に、電気自動車のバッテリー未接続時における実験結果を示す。このとき、スマート

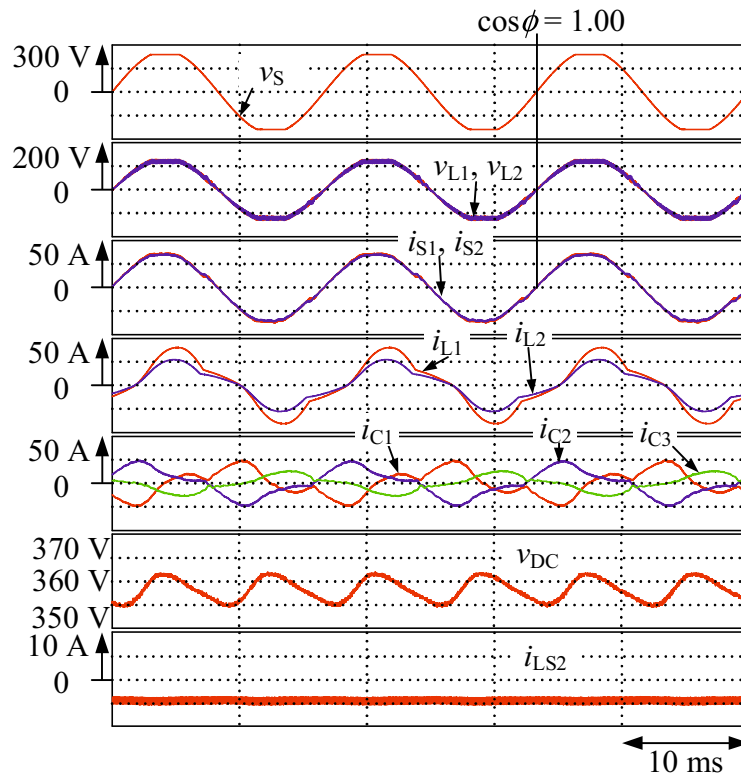


図 5.13 充電動作時における実験結果

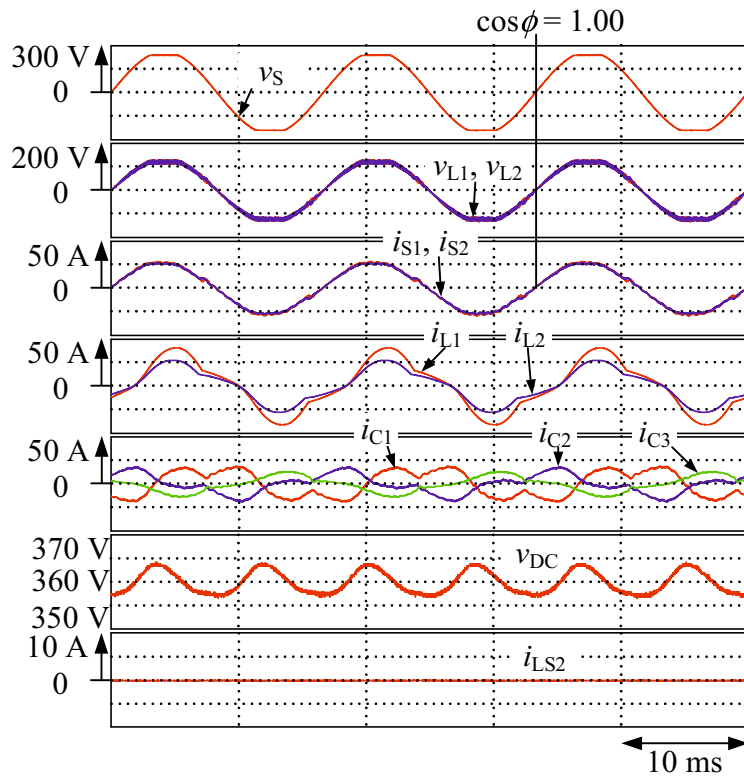


図 5.14 電気自動車のバッテリー未接続時における実験結果



チャージャはアクティブパワーラインコンディショナとして動作する。バッテリー電流  $i_{LS2}$  は 0 A<sub>dc</sub> である。直流キャパシタ電圧  $v_{DC}$  は指令値である 360 V<sub>dc</sub> で一定に制御されている。また、負荷電流  $i_{L1}$  および  $i_{L2}$  は Load1 および Load2 が不平衡であるため振幅および位相が異なった歪んだ波形となっているが、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 1.00 で振幅が等しくなっている。電源電流  $i_{S1}$  および  $i_{S2}$  の THD は、それぞれ 5.3 % および 4.1 % である。

以上のことから、電源電圧および負荷電流が歪んだ場合においても電気自動車用スマートチャージャにより単相 3 線式配電の電力品質補償可能であることを明らかにした。

## 5.4 本章のまとめ

本章では、電源電圧および負荷電流が歪んだ場合における電気自動車用スマートチャージャの高調波補償法について検討を行った。負荷電流に高調波電流が含まれると、システムのインピーダンスにより電圧降下および高調波電圧が発生し電圧波形は波形のトップで歪むフラットトップカーブ波形となる。国際規格である IEEE standard 519<sup>TM</sup>-2014 では、1 kV より大きく 69 kV 以下の電圧において THD の値は 5 % 以下で、かつ、各次高調波は 3 % と定められている。したがって、これらの指針を考慮して、電源電圧を単相回路で典型的なフラットトップカーブ波形で模擬した。スマートチャージャの 3 レグ構成 PWM 整流器に流出入するパワーフローにより電源電圧および負荷電流に高調波が含まれた場合においても直流キャパシタ電圧一定制御のみで電源側の有効電力および無効電力を演算可能なことを確認した。シミュレーションおよび実験により、電源電圧および負荷電流が歪んだ場合における電気自動車用スマートチャージャの有効性を明らかにした。



## 第6章 電源電圧および負荷電流が歪んだ場合における電気自動車用スマートチャージャの無効電力調整法

本章では、電源電圧および負荷電流が歪んだ場合における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検討する。第5章では、電源側の力率は1.00に制御されているが、スマートチャージャの変換器容量が増大する問題がある。そこで、第4章で提案した無効電力調整法を応用し、電源側力率0.90に制御することで、スマートチャージャの変換器容量を低減可能なことを明らかにする。はじめに、スマートチャージャの3レグ構成PWM整流器に流出入するパワーフローを詳細に検討し、電源電圧および負荷電流が歪んだ場合でも電源側で平衡状態の正弦波で、かつ、力率が0.90の電源電流が実現できることを理論的に明らかにする。シミュレーションおよび実験結果により提案したスマートチャージャの制御法の有効性を確認する。実験結果より、スマートチャージャ充電動作時に第5章の実験結果と比較し、変換器容量を27%低減可能なことを明らかにする。

### 6.1 システム構成およびパワーフローの検討

図6.1に、本章で検討する電源電圧および負荷電流が歪んだ場合における無効電力調整機能を有する電気自動車スマートチャージャのシステム構成図を示す。家庭内負荷は、RL線形負荷およびダイオード整流器からなる非線形負荷を並列に接続し模擬している。さらに、電源電圧 $v_S$ はTHDが5%でかつ各次調波の割合は3%以下の波形のトップで歪むフラットトップカーブ波形で模擬している。制御回路において黒点線で囲まれた制御ブロックが、本章で追加した無効電力調整ブロックである。

ここで、電源電圧および負荷電流が歪んだ場合における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制御法の有効性をパワーフローにより明らかにする。図6.1において、電源電圧 $v_S$ および柱上変圧器低圧側電圧 $v_{L1}$ および $v_{L2}$ は波形のトップで歪むフラットトップカーブ波形で歪んでおり、次式で表されるものとする。

$$v_S = \sqrt{2}V_{SF} \cos \omega_S t + \sqrt{2} \sum_{n=2}^{\infty} V_{Sn} \cos n\omega_S t \quad (6.1)$$

$$v_{L1} = v_{L2} = \sqrt{2}V_{LF} \cos \omega_S t + \sqrt{2} \sum_{n=2}^{\infty} V_{Ln} \cos n\omega_S t \quad (6.2)$$

第6章 電源電圧および負荷電流が歪んだ場合における電気自動車用スマートチャージャの無効電力調整法

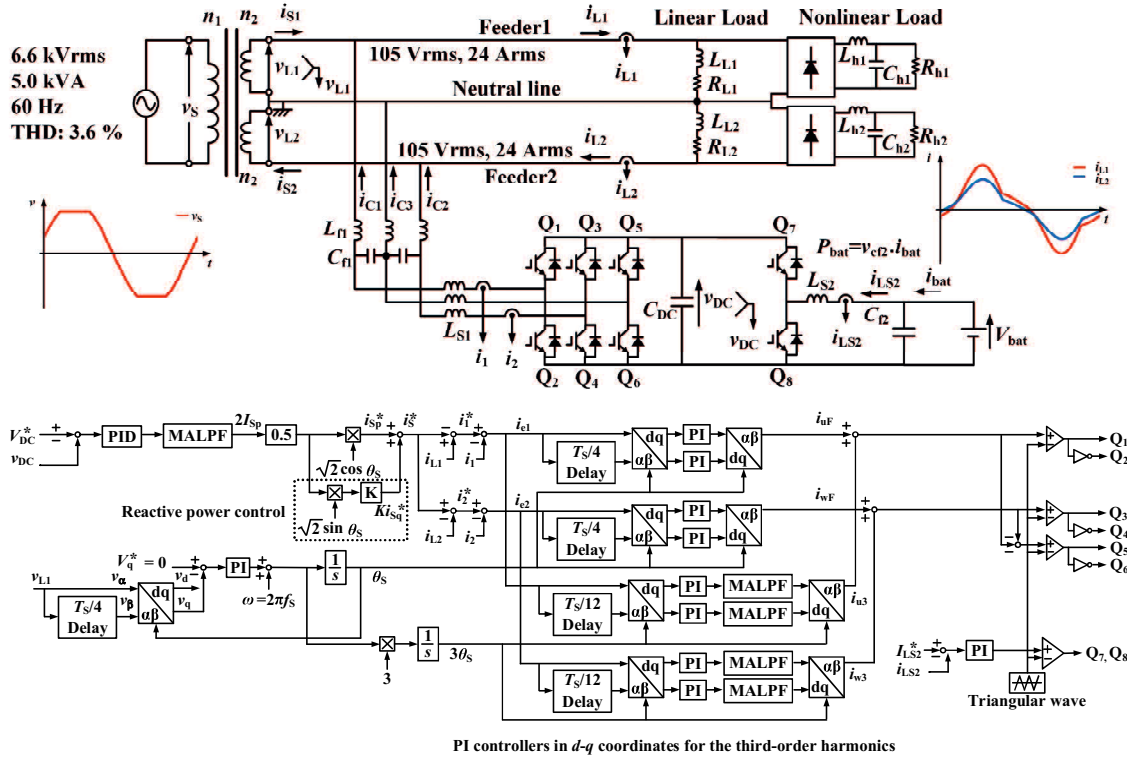


図 6.1 電源電圧および負荷電流が歪んだ場合における無効電力調整機能を有する電気自動車用スマートチャージャの回路構成

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

$$\begin{aligned}
 i_{L1} &= \sqrt{2}I_{L1F} \cos(\omega_S t - \phi_{L1F}) + \sqrt{2} \sum_{k=2}^{\infty} I_{L1k} \cos(k\omega_S t - \phi_{L1k}) \\
 i_{L2} &= \sqrt{2}I_{L2F} \cos(\omega_S t - \phi_{L2F}) + \sqrt{2} \sum_{k=2}^{\infty} I_{L2k} \cos(k\omega_S t - \phi_{L2k})
 \end{aligned}
 \tag{6.3}$$

電源側の力率を 0.90 に制御するために、電源電流の有効電流指令値  $I_{Sp}$  にコントロールゲイン  $K = \tan(\cos^{-1} 0.90)$  を用いて無効成分を演算し、電源側の無効電流指令値  $KI_{Sp}$  を決定している。これらを加算し、正弦波平衡状態で、かつ、力率が 0.90 電源電流指令値は次式となる。

$$\begin{aligned}
 i_S^* &= i_{S1} = i_{S2} \\
 &= \sqrt{2}I_S \cos(\omega_S t - \phi) \\
 &= \sqrt{2}I_{Sp} \cos \omega_S t + \sqrt{2}KI_{Sp} \sin \omega_S t
 \end{aligned}
 \tag{6.4}$$

(6.4) 式から、スマートチャージャの出力電流指令値は次式となる。

$$\begin{aligned}
i_1^* &= i_{L1} - i_{S1}^* \\
i_2^* &= -i_{L2} + i_{S2}^* \\
i_3^* &= -(i_1^* + i_2^*)
\end{aligned} \tag{6.5}$$

電気自動車用スマートチャージャの補償電流  $i_{C1}$ 、 $i_{C2}$ 、および  $i_{C3}$  がスマートチャージャの出力電流指令値  $i_1^*$ 、 $i_2^*$ 、および  $i_3^*$  に制御されたとき、補償電流  $i_{C1}$ 、 $i_{C2}$ 、および  $i_{C3}$  は以下の式で表される。

$$\begin{aligned}
i_{C1} &= i_1^* \\
i_{C2} &= i_2^* \\
i_{C3} &= i_3^*
\end{aligned} \tag{6.6}$$

ここで、スマートチャージャを構成する3レグ構成PWM整流器へ流出入する瞬時電力  $p_{SC}$  は、次式となる。

$$\begin{aligned}
p_{SC} &= -v_{L1} \cdot i_{C1} + v_{L2} \cdot i_{C2} \\
&= V_{LF} \left( -I_{L1F} \cos \phi_{L1F} - I_{L2F} \cos \phi_{L2F} + 2I_{Sp} \right) \\
&\quad + V_{LF} \left\{ \left( -I_{L1F} \cos \phi_{L1F} - I_{L2F} \cos \phi_{L2F} + 2I_{Sp} \right) \cos 2\omega st \right. \\
&\quad \left. + \left( -I_{L1F} \sin \phi_{L1F} - I_{L2F} \sin \phi_{L2F} + 2KI_{Sp} \right) \sin 2\omega st \right\} \\
&\quad - 2V_{LF} \sum_{k=2}^{\infty} \left( I_{L1k} \cos \phi_{L1k} \cos \omega st \cos k\omega st + I_{L2k} \cos \phi_{L2k} \cos \omega st \cos k\omega st \right. \\
&\quad \left. + I_{L1k} \sin \phi_{L1k} \cos \omega st \sin k\omega st + I_{L2k} \sin \phi_{L2k} \cos \omega st \sin k\omega st \right) \\
&\quad - 2 \sum_{n=2}^{\infty} V_{Ln} \left( I_{L1F} \cos \phi_{L1F} \cos \omega st \cos n\omega st + I_{L2F} \cos \phi_{L2F} \cos \omega st \cos n\omega st \right. \\
&\quad \left. - 2I_{Sp} \cos \omega st \cos n\omega st + I_{L1F} \sin \phi_{L1F} \sin \omega st \cos n\omega st \right. \\
&\quad \left. + I_{L2F} \sin \phi_{L2F} \sin \omega st \cos n\omega st - 2KI_{Sp} \sin \omega st \cos n\omega st \right) \\
&\quad - 2 \sum_{n=2}^{\infty} V_{Ln} \sum_{k=2}^{\infty} \left( I_{L1k} \cos \phi_{L1k} \cos n\omega st \cos k\omega st + I_{L2k} \cos \phi_{L2k} \cos n\omega st \cos k\omega st \right. \\
&\quad \left. + I_{L1k} \sin \phi_{L1k} \cos n\omega st \sin k\omega st + I_{L2k} \sin \phi_{L2k} \cos n\omega st \sin k\omega st \right) \tag{6.7}
\end{aligned}$$

(6.7) 式において、直流キャパシタ電圧  $v_{DC}$  一定とするためには、スマートチャージャを構成する3レグ構成PWM整流器へ流出入する瞬時電力  $p_{SC}$  の平均値  $\bar{p}_{SC} = P_{bat}$  となる。このことから、(6.7) 式より次式を得る。

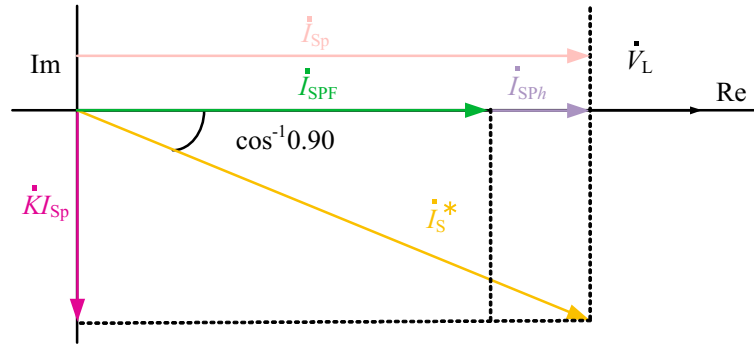


図 6.2 電源電流の有効電流指令値  $i_s^*$  についてのフェーザ図

$$I_{Sp} = \frac{\sum_{h=1}^{\infty} V_{Lh} (I_{Lh} \cos \phi_{L1h} + I_{L2h} \cos \phi_{L2h})}{2V_{LF}} + \frac{P_{bat}}{2V_{LF}} \quad (6.8)$$

したがって、直流キャパシタ電圧一定制御系のみを用いることで、電源側の力率を 0.90 に制御した際も電源電流の有効電流指令値  $i_s^*$  の実効値  $I_{Sp}$  を演算可能なことを明らかにした。

(6.7) 式において、電源電流の有効電流指令値  $i_s^*$  の有効分  $I_{Sp}$  には基本波電流の有効分のみならず高調波電流の有効分も含んでいる。ここで、直流キャパシタ電圧一定制御系にコントロールゲイン  $K$  を用いた無効電力調整機能を付加するだけで電源側の力率を調整可能なことを明らかにする。図 6.2 に、電源電流の有効電流指令値  $i_s^*$  についてのフェーザ図を示す。 $i_{Sp}$  は、直流キャパシタ電圧一定制御により算出した電源電流の有効電流指令値  $i_s^*$  の有効分のフェーザであり、 $i_{Sp} = i_s^*$  である。電源電流の有効電流指令値  $i_s^*$  の有効分  $i_{Sp}$  は、基本波電流の有効分のみならず電源電圧および負荷電流の間で次数の同じ高調波が高調波有効電力を生成することより、高調波電流の有効分も含む。したがって、基本波電流の有効分のフェーザ  $i_{SpF}$  および高調波電流の有効分のフェーザ  $i_{Sh}$  とすると、 $i_{Sp}$  は  $i_{Sp} = i_{SpF} + i_{Sh}$  で表される。 $KI_{Sp}$  は、電源電流の無効電流指令値であり、本論文の第 4 章と同様にコントロールゲイン  $K$  を掛け合わせることで算出可能であることから  $KI_{Sp} = KI_{Sp}e^{-j(\frac{\pi}{2})}$  で表される。ここで、電気自動車用スマートチャージャにより負荷電流を補償し、(6.4) 式で表される電源電流を達成したとき、高調波の有効電力は負荷側で基本波の有効電力となることから、電源側の力率は電源電流の有効電流指令値の有効分  $I_{Sp}$  と電源電流の無効電流指令値  $KI_{Sp}$  のみで決定される。したがって、電源電圧および負荷電流が歪んだ場合においても直流キャパシタ電圧一定制御系にコントロールゲイン  $K$  を用いた無効電力調整機能を付加することで電源側の力率を調整可能であることを明らかにした。

## 6.2 シミュレーション結果

本章で提案したスマートチャージャの制御法の有効性を検討するため、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シミュレータ PSIM を用いた。

スマートチャージャの制御アルゴリズムには C 言語を用いて記述し、PSIM 上で動作する DLL を用いて構成した。内線規程では、単相 3 線式配電においてやむを得ない場合は設備不平衡率を 40 % までとすることができると記載されている。したがって、これらの指針を考慮し家庭内負荷 Load1 および Load2 の設備不平衡率を 40 % とした。このとき回路定数はそれぞれ、Load1 の負荷を 1.2 pu とし、力率 PF および THD はそれぞれ 0.87 および 23.7 % とした。Load2 は 0.8 pu とし、PF および THD は 0.90 および 20.9 % とした。シミュレーション回路は図 6.1 のとおりである。また、回路定数は第 3 章と同様に表 3.1 とする。シミュレーションおよび実験結果において制御ゲインは以下の値とした。

- 直流キャパシタ電圧一定制御における PID 制御の比例ゲイン  $K_P=0.6$ 、積分時間  $T_I=0.03$  s および微分時間  $T_D=0.01$  ms
- 基本波および 3 次調波に同期した  $d$ - $q$  座標上の PI 制御の比例ゲイン  $K_P=0.06$  および積分時間  $T_I=8$  ms
- 双方向 dc-dc コンバータの充放電電流制御における PI 制御の比例ゲイン  $K_P=0.15$  および積分時間  $T_I=3$  ms

これらの値は、限界感度法により決定した。

図 6.3 に、スマートチャージャ放電動作時のシミュレーション結果を示す。バッテリー電流  $i_{LS2}$  は指令値である 5 Adc に追従しており、バッテリーから所望の電力を放電している。直流キャパシタ電圧  $v_{DC}$  は指令値である 385 Vdc で一定に制御されている。また、負荷電流  $i_{L1}$  および  $i_{L2}$  は Load1 および Load2 が不平衡であるため振幅および位相が異なった歪んだ波形となっているが、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 0.90 で振幅が等しくなっている。電源電流  $i_{S1}$  および  $i_{S2}$  の THD は、それぞれ 4.0 % および 3.2 % である。

図 6.4 に、スマートチャージャ充電動作時のシミュレーション結果を示す。スマートチャージャの放電動作時において双方向チョップ回路は降圧チョップ回路として動作する。バッテリー電流  $i_{LS2}$  は指令値である 5 Adc に追従しており、バッテリーへ所望の電力を供給している。直流キャパシタ電圧  $v_{DC}$  は指令値である 385 Vdc で一定に制御されている。また、負荷電流  $i_{L1}$  および  $i_{L2}$  は Load1 および Load2 が不平衡であるため振幅および位相が異なった歪んだ波形となっているが、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 0.90 で振幅が等しくなっている。電源電流  $i_{S1}$  および  $i_{S2}$  の THD は、それぞれ 1.6 % および 1.2 % である。

図 6.5 に、電気自動車のバッテリー未接続時におけるシミュレーション結果を示す。このとき、スマートチャージャはアクティブパワーラインコンディショナとして動作する。バッテリー電流  $i_{LS2}$  は 0 Adc である。直流キャパシタ電圧  $v_{DC}$  は指令値である 385 Vdc で一定に制御されている。また、負荷電流  $i_{L1}$  および  $i_{L2}$  は Load1 および Load2 が不平衡であるため振幅

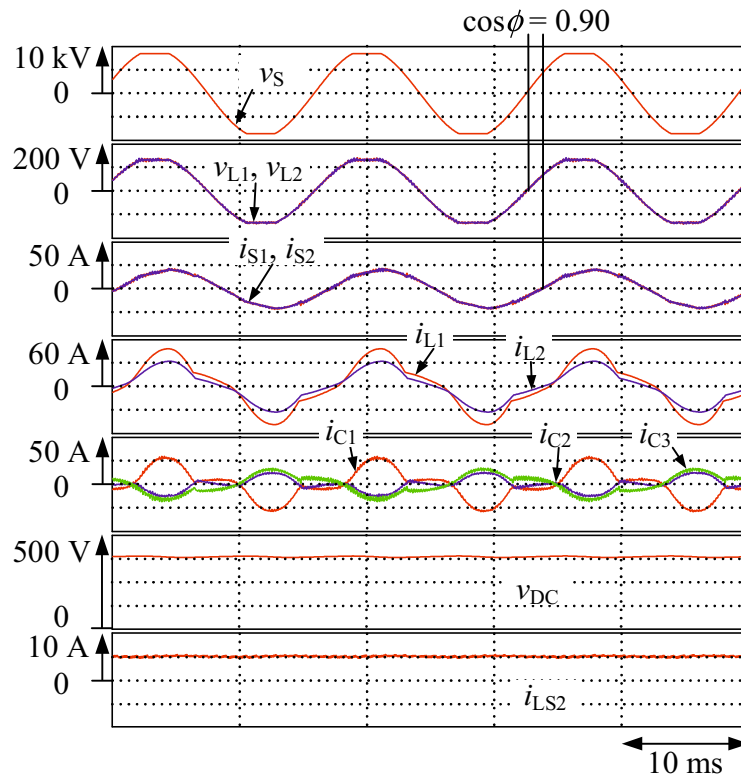


図 6.3 放電動作時におけるシミュレーション結果

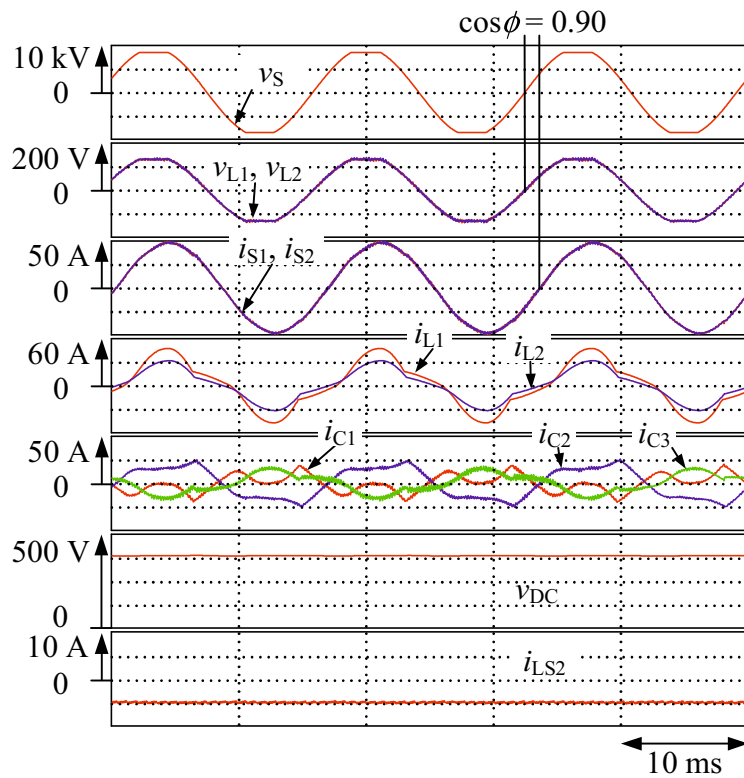


図 6.4 充電動作時におけるシミュレーション結果



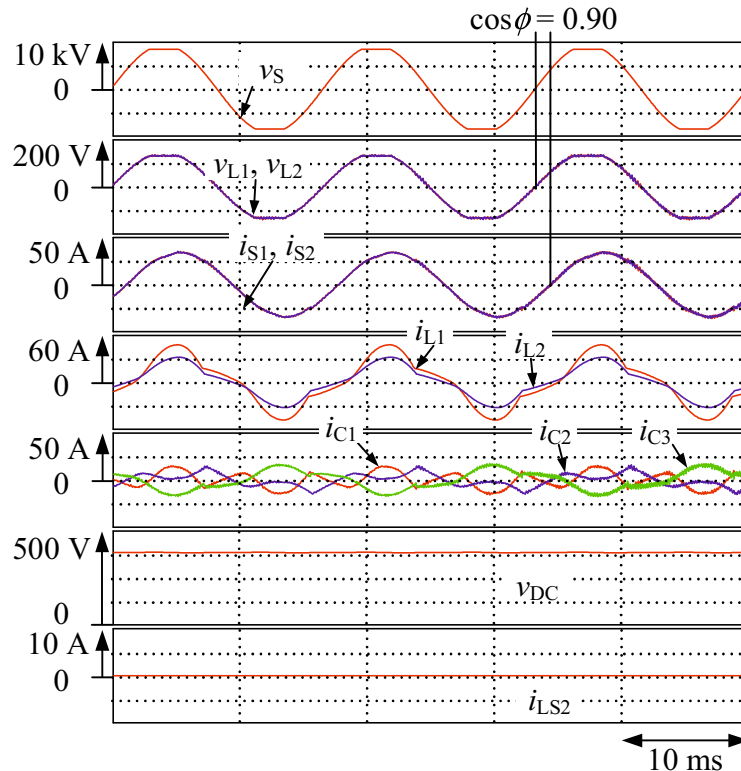


図 6.5 電気自動車のバッテリー未接続時におけるシミュレーション結果

および位相が異なった歪んだ波形となっているが、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 0.90 で振幅が等しくなっている。電源電流  $i_{S1}$  および  $i_{S2}$  の THD は、それぞれ 2.3% および 1.7% である。

以上のことから、電気自動車用スマートチャージャにより電源電圧および負荷電流が歪んだ場合においても力率 0.90 で振幅の等しい正弦波の電源電流  $i_{S1}$  および  $i_{S2}$  を達成可能であることを明らかにした。

ここで、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。(4.9) 式より、電流容量の計算すると放電動作時で 0.67 pu、充電動作時で 0.71 pu およびバッテリー未接続時で 0.50 pu であった。一方、第 5 章の柱上変圧器低圧側電圧と電源電流の間の力率を 1.00 に制御した場合のシミュレーション結果において、電流容量の計算すると放電動作時で 0.84 pu、充電動作時で 0.90 pu およびバッテリー未接続時で 0.74 pu であった。したがって、スマートチャージャにより電源側の力率を 0.90 に制御することで電流容量  $A_C$  をそれぞれ約 20%、21% および 33% 低減可能であることを明らかにした。

単相 3 線式配電方式において、接続される家電機器の需要および種類は時々刻々と変化する。スマートチャージャの制御系における過渡応答特性は、直流キャパシタ電圧一定の移動平均 LPF による基本波の 1/4 周期の遅れ、かつ、電流フィードバック制御および PLL 回路の

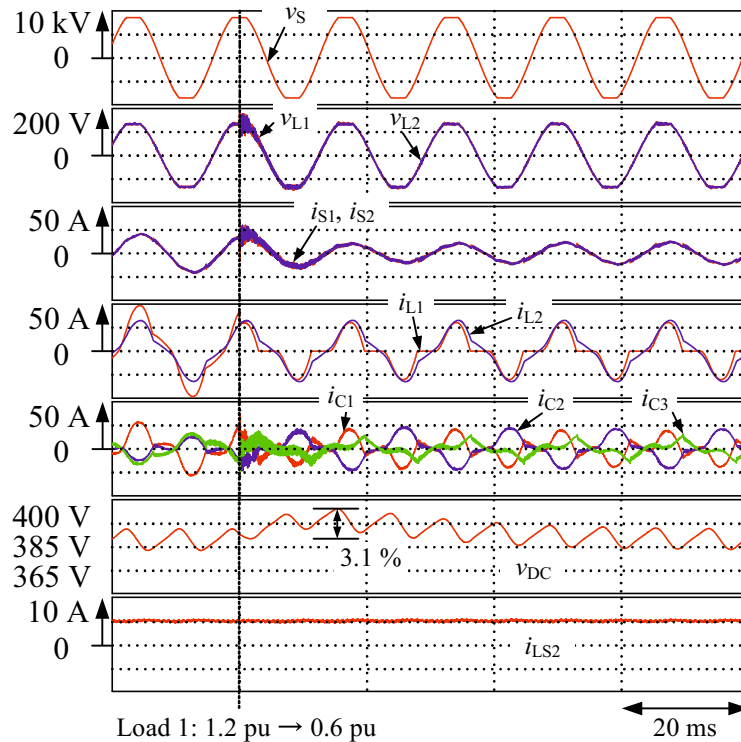


図 6.6 放電動作時におけるスマートチャージャの過渡応答のシミュレーション結果

単相  $d$ - $q$  変換に用いられる基本波の  $1/4$  周期遅延ブロックに依存する。そこで、負荷急変時におけるスマートチャージャの過渡応答特性について検討する。シミュレーションは、最も厳しい条件である電源電流の振幅が最も小さくなる放電動作時で、かつ、過渡応答時に直流キャパシタ電圧が上昇する重負荷から軽負荷への変化を模擬する。また、Feeder1 に接続された Load1 のみ負荷変動が起こることを想定し、Load1 から RL 線形負荷を取り除き負荷急変を模擬する。このとき、Load1 は 1.2 pu から 0.6 pu へ変化するが、過渡応答前後で Feeder2 に接続された 0.8 pu の負荷 Load2 に対して内線規程の不均衡率 40 % を満たす。図 6.6 に、放電動作時におけるスマートチャージャの過渡応答のシミュレーション結果を示す。結果より、電源電流は基本波周期の  $1/4$  周期以内に振幅と位相が等しい状態を達成可能で、かつ、直流キャパシタ電圧は基本波周期の 3 周期以内に定常状態となることを明らかにした。また、直流キャパシタ電圧のリプルは最大で 3.1 % である。直流キャパシタ電圧は、使用する半導体スイッチの耐圧に関係している。このとき、スマートチャージャにおいて負荷変動時に直流キャパシタ電圧の上昇率を  $\pm 10$  % 以下に抑えることが可能である。以上より、負荷急変時におけるスマートチャージャの制御法の有効性を明らかにした。

### 6.3 実験結果

図 6.1 において、高圧側電圧は 6.6 kVrms であり、研究室レベルで実験装置を構成するのは困難である。そこで、高圧側電圧を 180 Vrms として縮小モデルの実験装置を構成した。このとき、変圧器の定格は 3.7 kVA であり、低圧側電圧は 90 Vrms および電源電流は 20.6 Arms である。実験装置の構成および回路定数は本論文の第 5 章と同様とする。

図 6.7 に、スマートチャージャ放電動作時の実験結果を示す。バッテリー電流  $i_{LS2}$  は指令値である 4.29 Adc に追従しており、バッテリーから所望の電力を放電している。直流キャパシタ電圧  $v_{DC}$  は指令値である 360 Vdc で一定に制御されている。また、負荷電流  $i_{L1}$  および  $i_{L2}$  は Load1 および Load2 が不平衡であるため振幅および位相が異なった歪んだ波形となっているが、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 0.90 で振幅が等しくなっている。電源電流  $i_{S1}$  および  $i_{S2}$  の THD は、それぞれ 7.1 % および 6.0 % である。

図 6.8 に、スマートチャージャ充電動作時の実験結果を示す。スマートチャージャの放電動作時において双方向チョッパ回路は降圧チョッパ回路として動作する。バッテリー電流  $i_{LS2}$  は指令値である 4.29 Adc に追従しており、バッテリーへ所望の電力を供給している。直流キャパシタ電圧  $v_{DC}$  は指令値である 360 Vdc で一定に制御されている。また、負荷電流  $i_{L1}$  および  $i_{L2}$  は Load1 および Load2 が不平衡であるため振幅および位相が異なった歪んだ波形となっているが、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 0.90 で振幅が等しくなっている。電源電流  $i_{S1}$  および  $i_{S2}$  の THD は、それぞれ 3.7 % および 3.0 % である。

図 6.9 に、電気自動車のバッテリー未接続時における実験結果を示す。このとき、スマートチャージャはアクティブパワーラインコンディショナとして動作する。バッテリー電流  $i_{LS2}$  は 0 Adc である。直流キャパシタ電圧  $v_{DC}$  は指令値である 360 Vdc で一定に制御されている。また、負荷電流  $i_{L1}$  および  $i_{L2}$  は Load1 および Load2 が不平衡であるため振幅および位相が異なった歪んだ波形となっているが、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 1.00 で振幅が等しくなっている。電源電流  $i_{S1}$  および  $i_{S2}$  の THD は、それぞれ 4.9 % および 3.8 % である。

以上のことから、電気自動車用スマートチャージャにより電源電圧および負荷電流が歪んだ場合においても力率 0.90 で振幅の等しい正弦波の電源電流  $i_{S1}$  および  $i_{S2}$  を達成可能であることを明らかにした。

ここで、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。(4.9) 式より、電流容量の計算すると放電動作時で 0.58 pu、充電動作時で 0.66 pu およびバッテリー未接続時で 0.49 pu であった。一方、第 5 章の柱上変圧器低圧側電圧と電源電流の間の力率を 1.00 に制御した場合の実験結果より電流容量の計算すると放電動作時で 0.79 pu、充電動作時で 0.84 pu およびバッテリー未接続時で 0.75 pu であった。したがって、電流容量  $A_C$  をそれぞれ約 27 %、21 % および 35 % 低減可能であることを明らかにした。

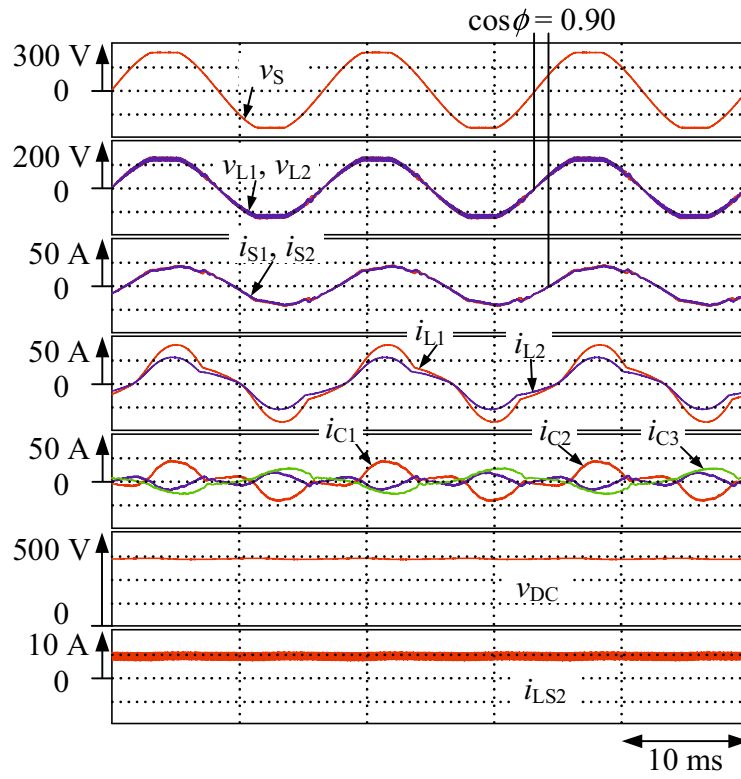


図 6.7 放電動作時における実験結果

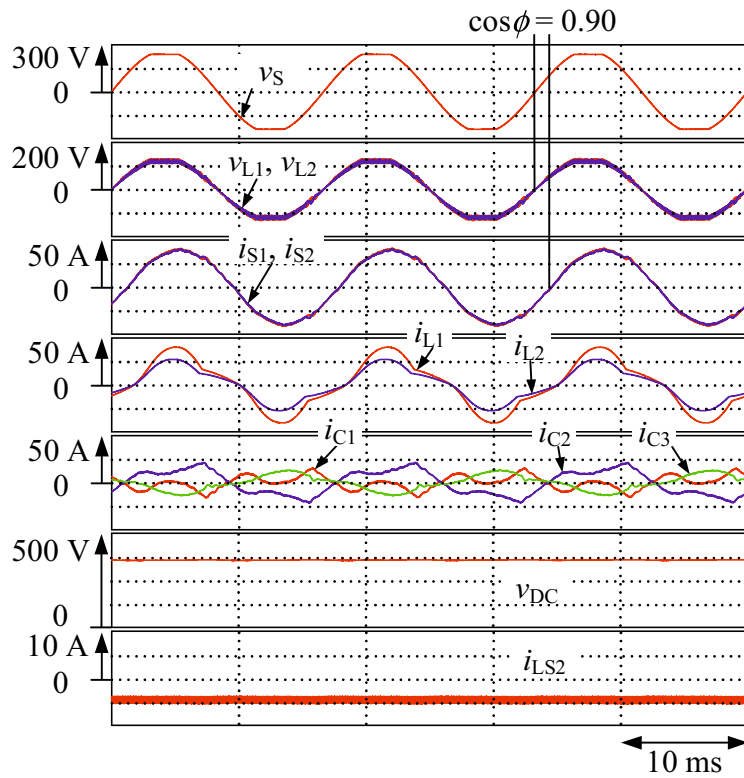


図 6.8 充電動作時における実験結果

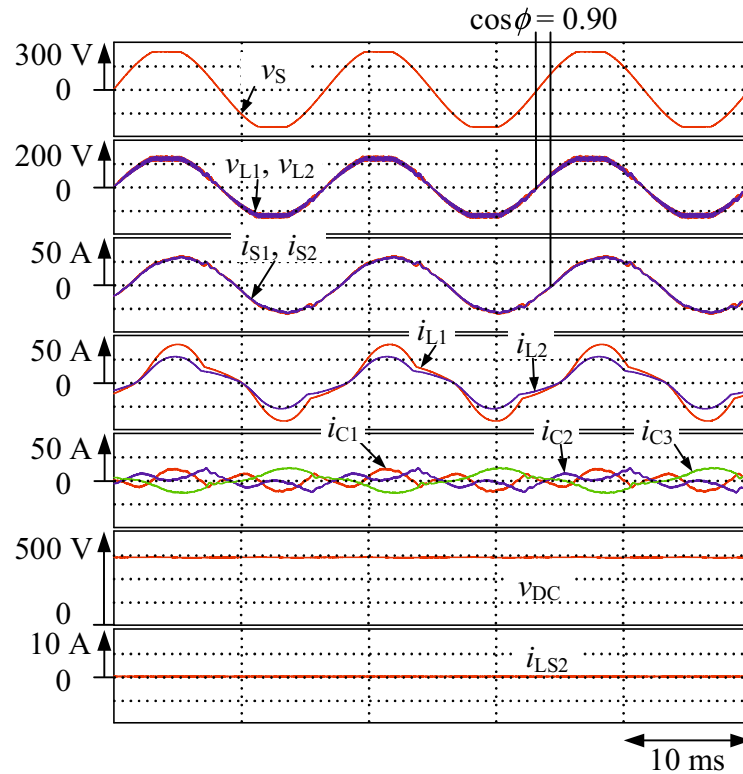


図 6.9 電気自動車のバッテリー未接続時における実験結果

## 6.4 本章のまとめ

本章では、電源電圧および負荷電流が歪んだ場合における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検討を行った。第5章では、電源側の力率は1.00に制御されているが、スマートチャージャの変換器容量が増大する問題があった。そこで、第4章で提案した無効電力調整法を応用し、電源側力率0.90に制御することで、スマートチャージャの変換器容量を低減可能なことを明らかにした。スマートチャージャの3レグ構成PWM整流器に流出入するパワーフローを詳細に検討し、電源電圧および負荷電流が歪んだ場合でも電源側で平衡状態の正弦波で、かつ、力率が0.90の電源電流が実現できることを理論的に明らかにした。シミュレーションおよび実験結果により提案したスマートチャージャの制御法の有効性を確認した。実験結果より、スマートチャージャ放電動作時に第5章の実験結果と比較し、変換器容量を27%低減可能なことを明らかにした。



## 第7章 結論

本論文では、負荷電流が不平衡で、かつ、高調波電流が含まれている場合のみならず電源電圧に高調波電圧が含まれた場合の電気自動車用スマートチャージャの電力品質保証効果を明らかにし、より実用性の高い制御法について論じた。

本論文の第1章では、電気自動車の特長および普及状況について説明した。電気自動車には大容量バッテリーが搭載されており、電気自動車を活用した V2H および G2V システムが注目されていることを述べた。V2H および G2V システムは、電気需要が低い夜間で電力系統から電気自動車に電力を蓄え、電気需要の高い昼間に電気自動車から家庭に電力を融通することができることから、各家庭で高効率な電力運用が可能である。これらの有用なシステムを実現するためには、双方向バッテリーチャージャの必要性を明らかにした。一方、我が国の低圧側配電方式である単相3線式配電方式の特徴について説明し、電力品質保証の必要性について述べた。2016年4月から電力小売自由化が施行され、従来の積算電力計から電力会社が各家庭の電力品質を把握可能となるスマートメータへの置き換えが行われていることを述べ、これらの電力品質は今後各需要家の責任となることを論じた。つまり、電力品質が高い家庭には電気料金が割引され、電力品質が低い家庭には割増料金制度が課せられる可能性があることである。さらに、本研究の目的および本研究の概要について述べた。

第2章では、関連する国内外の研究動向と本研究の電気自動車用スマートチャージャの位置づけを明らかにした。はじめに、他の文献で提案されている電気自動車用バッテリーチャージャについて単相回路用のパワーデカップリング回路を用いた車載バッテリーチャージャおよび三相回路用のマトリクスコンバータを用いたバッテリーチャージャについて説明し、特徴および提案されているバッテリーチャージャにおいて電力品質保証について検討が行われておらず将来の割増料金制度に対応することができないことを明らかにした。また、電気自動車用双方向バッテリーチャージャによる単相回路の無効電力補償について検討が行われている M. C. Kisacikoglu 氏らにより提案された Single-Phase Bidirectional Battery Charger について詳細に述べ、我が国の単相3線式配電に応用できないことから、電気自動車用スマートチャージャの有用性を明らかにした。アクティブフィルタの制御法として、瞬時有効無効電力 ( $p-q$  理論) および単相回路に応用した単相  $pq$  理論について論じ、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制御法は簡易な制御法を実現できていることを明らかにした。三相整流回路および単相整流回路について説明し、単相回路において第3次調波が支配的に

電源電流に残存することを明らかにした。さらに、先に提案されている電気自動車用スマートチャージャにより電源電流を補償後も単相回路において支配的に残存する第3次調波が電源電流の THD を悪化させることを明らかにした。そこで、電気自動車用スマートチャージャにより補償後の電源電流の THD の目標値を、最も THD が悪化するスマートチャージャの放電動作時において THD が 5 %程度で、かつ、IEC 61000-3-4 の規格を満足することとした。

第3章では、高調波補償特性の改善を目的としたスマートチャージャの電流制御法について論じた。先に提案したスマートチャージャの3レグ構成 PWM 整流器の出力電流制御ブロックに、3次調波に同期した  $d$ - $q$  座標上の電流フィードバック制御を付加した電流制御法を提案した。基本波および第3次調波に同期した  $d$ - $q$  座標上の電流フィードバック制御を実現するためには、スイッチング周波数を基本波 60 Hz と第3次調波 180 Hz の公倍数とする必要があることを明らかにした。さらに、スマートチャージャの制御アルゴリズムの演算負荷低減に取り組んだ。移動平均 LPF に配列を応用することで大幅に演算負荷を低減可能なことを明らかにし、より実用的なスマートチャージャの制御アルゴリズムを実現した。また、三角波比較方式 PWM におけるスイッチング周波数決定法について論じた。シミュレーションおよび実験結果により提案したスマートチャージャの電流制御法の有効性を明らかにした。実験結果から、提案したスマートチャージャの電流制御法により従来の電流制御法を用いた場合と比較して、バッテリー放電動作時で電源電流  $i_{s1}$  および  $i_{s2}$  の THD をそれぞれ 8.4 % および 3.6 % 低減可能なことを明らかにした。さらに、電源電流の THD が最も悪化するバッテリー放電動作時において目標値の 5 %程度に近づけることが可能で、かつ、IEC61000-3-4 を満足することから、提案した電流制御法により本論文の電源電流における THD の目標値を達成可能なことを明らかにした。

第3章において、電源側の力率は 1.00 に制御されておりスマートチャージャの変換器の容量が増大する問題があった。そこで第4章では、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高調波補償法を提案した。スマートチャージャの直流キャパシタ電圧一定制御系内に、コントロールゲイン  $K$  を用いた簡易な無効電力調整ブロックを追加し、電気供給約款で許容されている力率 0.90 に制御する。スマートチャージャの3レグ構成 PWM 整流器に流出入するパワーフローおよび電源電圧、電源電流、負荷電流およびスマートチャージャの出力電流のフェーザ図を検討することで、スマートチャージャの変換器容量を低減しながら力率 0.90 で振幅と位相が等しい電源電流を達成可能なことを明らかにした。また、電気自動車用スマートチャージャの LC フィルタのキャパシタに流入する進相電流について論じ、本論文の条件において進相電流が電源側の力率に与える影響は小さいことを明らかにした。シミュレーションおよび実験結果により提案したスマートチャージャの電流制御法の有効性を明らかにした。実験結果により、バッテリー充電動作時において電源側の力率を 0.90 に制御することで第3章の結果と比較し電流容量を 22 %低減可能で、かつ、振幅が等しい正



弦波の電源電流を達成可能なことを明らかにした。

第5章では、電源電圧および負荷電流が歪んだ場合における電気自動車スマートチャージャの高調波補償法について検討を行った。負荷電流に高調波電流が含まれると、系統のインピーダンスにより電圧降下および高調波電圧が発生する。しかしながら、電源電圧が歪んだ場合における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高調波補償効果について未検討であった。国際規格である IEEE standard 519<sup>TM</sup>-2014 では、1 kV より大きく 69 kV 以下の電圧において THD の値は 5 % 以下で、かつ、各次高調波は 3 % と定められている。したがって、これらの指針を考慮して、電源電圧を単相回路で典型的なフラットトップカーブ波形で模擬した。スマートチャージャの 3 レグ構成 PWM 整流器に流出入するパワーフローにより電源電圧および負荷電流に高調波が含まれた場合においても直流キャパシタ電圧一定制御のみで電源側の有効電力および無効電力を演算可能なことを明らかにした。電源電圧の位相情報を抽出している PLL 回路において電源電圧歪みが与える影響についてシミュレーションにより検討を行い、電源電圧に高調波電圧が含まれた場合においても出力される電気角に影響がないことを確認した。シミュレーションおよび実験により、提案したスマートチャージャの有効性を明らかにした。実験において、電源回路に NF 電源を用いて本論文で想定している電源電圧を模擬可能なことを明らかにした。実験結果より、電源電圧および負荷電流が歪んだ場合においても電気自動車スマートチャージャにより力率 1.00 で振幅と位相が等しい電源電流を達成可能なことを明らかにした。

第6章では、電源電圧および負荷電流が歪んだ場合における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検討を行った。第5章では、電源側の力率は 1.00 に制御されているが、スマートチャージャの変換器容量が増大する問題があった。そこで、第4章で提案した無効電力調整法を応用し、電源側力率 0.90 に制御することで、スマートチャージャの変換器容量を低減可能なことを明らかにした。スマートチャージャの 3 レグ構成 PWM 整流器に流出入するパワーフローを詳細に検討し、電源電圧および負荷電流が歪んだ場合でも電源側で平衡状態の正弦波で、かつ、力率が 0.90 の電源電流が実現できることを理論的に明らかにした。電源電圧、電源電流、負荷電流およびスマートチャージャの出力電流のフェーズ図を検討することで電源電圧に高調波が含まれた場合においても、コントロールゲイン  $K$  を用いた簡易な無効電力調整機能ブロックのみで電源側の力率を 0.90 に制御可能であ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により提案したスマートチャージャの電流制御法の有効性を明らかにした。さらに、シミュレーションでスマートチャージャの過渡応答特性について検討を行い、電源電流は基本波周期の 1/4 周期以内に振幅と位相が等しい状態を達成可能で、かつ、直流キャパシタ電圧は基本波周期の 3 周期以内に定常状態となることを明らかにした。実験結果により、バッテリー放電動作時において電源側の力率を 0.90 に制御することで第5章の結果と比較し電流容量を 27 % 低減可能で、かつ、振幅が等しい

表 7.1 三菱電気株式会社製の IPM<sup>(71)</sup> および ROHM 社製の SCH2080KE<sup>(72)</sup> を用いた場合の基本波, 3 次調波および 5 次調波のサンプル数

		三菱電気株式会社製の IPM を用いた場合	ROHM 社製の SCH2080KE を用いた場合
デッドタイム		3.5 $\mu$ s	200 ns
サンプル数	基本波	120	900
	3 次調波	40	300
	5 次調波	24	180

正弦波の電源電流を達成可能なことを明らかにした。

以上のことから, 負荷電流が不平衡で, かつ, 高調波電流が含まれている場合のみならず電源電圧に高調波電圧が含まれた場合の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電力品質保証効果の有効性を明らかにし, より実用性の高い制御法を実現した。提案した電気自動車スマートチャージャにより, 電気自動車を活用した V2H および G2V システムを実現すると共に, 近年普及しているパワーエレクトロニクス機器が発生する高調波に対応可能であることを明らかにした。

最後に本研究における今後の課題として, 以下のことが挙げられる。

1. 制御性能向上を目的とした電気自動車用スマートチャージャの高周波化
2. 負荷側の力率が 0.90 を上回った場合のスマートチャージャの無効電力調整法の検討

電気自動車用スマートチャージャのさらなる高調波補償特性改善のために, 本論文の第 3 章で提案した第 3 次調波に同期した  $d$ - $q$  座標上の電流フィードバック制御を単相回路において 3 次調波の次に支配的に電源電流に残存する 5 次調波に応用することが考えられる。しかしながら本論文のスマートチャージャは, 三菱電気株式会社製の IGBT の IPM (Intelligent power module)<sup>(71)</sup> を用いて構成されており, スイッチング周波数に限界がある。このとき, 三角波比較方式 PWM において変調波の上下限リミッタが 0.93 となるスイッチング周波数 10 kHz 以下で, かつ, 基本波, 3 次調波および 5 次調波の間で同期可能なスイッチング周波数は 7.2 kHz となる。したがって, 各周波数におけるサンプル数が減少することで制御性能が悪化する可能性がある。そこで, 現在注目を集めている高周波半導体デバイスである SiC-MOSFETs への取り換えを検討する必要がある。ここでは, SiC-MOSFET の例として ROHM 社製の SCH2080KE<sup>(72)</sup> について説明する。このとき, 半導体スイッチのデッドタイムは 200 ns とすることができ, スイッチング周波数の上限値は 175 kHz まで上げることが可能で, かつ, 基本波, 3 次調波および 5 次調波の間で同期可能なスイッチング周波数である 54 kHz に設定可能である。表 7.1 に, 三菱電気株式会社製の IPM および ROHM 社製

の SCH2080KE を用いた場合の基本波，3 次調波および 5 次調波のサンプル数を示す。結果より，高周波半導体デバイスである SiC-MOSFETs に変更することで各周波数に対してサンプル数を大幅に増加することが可能なことから高周波成分に対して制御性能を向上可能であり，さらに第 5 次調波に同期した  $d-q$  座標上の電流フィードバック制御の追加可能であることからスマートチャージャの高調波補償特性を改善可能である。

また本論文において，スマートチャージャの変換器容量低減のために無効電力調整により電源側の力率を電気供給約款で許容されている 0.90 に制御した。しかしながら，負荷側の力率が 0.90 以上であるとき電源側の力率を 0.90 に制御することで負荷側に対して電源側で力率を低下させることのみならず，負荷側の力率が 0.90 より 1.00 に近いときにスマートチャージャの変換器容量を逆に増加させる可能性がある。そこで，負荷側の力率が 0.90 を上回った場合のスマートチャージャの無効電力調整法の検討する必要がある。



## 参考文献

- (1) ニチコン株式会社: <http://www.nichicon.co.jp/top.html> (2018)
- (2) 経済産業省: 「EV とは」, <http://www.meti.go.jp/policy/automobile/evphv/what/ev.html> (2017)
- (3) International Energy Agency, “Global EV Outlook 2017,”  
[http://www.meti.go.jp/meti\\_lib/report/H28FY/000026.pdf](http://www.meti.go.jp/meti_lib/report/H28FY/000026.pdf), 2017.
- (4) 経済産業省製造産業局自動車課: 「エネルギー使用合理化促進基盤設備委託費 (EV・PHV  
の充電インフラに関する調査) 調査報告書」 (2017)
- (5) 一般法人次世代自動車振興センター: 「EV 等 保有台数統計」 (2017)
- (6) 経済産業省: 「自動車新時代戦略会議資料」 (2018)
- (7) 日産自動車株式会社: <http://www.nissan.co.jp/>
- (8) トヨタ自動車株式会社: <https://toyota.jp/>
- (9) 本田技研株式会社: <https://www.honda.co.jp/>
- (10) 三菱自動車工業株式会社: <https://www.mitsubishi-motors.cchademoo.jp//>
- (11) NEDO 技術開発機構 燃料電池・水素技術開発部 蓄電池技術開発室: 「NEDO 次世代自  
動車用蓄電池技術開発 ロードマップ 2008」 (2008)
- (12) 一般社団法人 電動車両用電力供給システム協議会: <http://evpossa.or.jp/index.html> (2018)
- (13) 経済産業省 国土交通省: 「電気自動車・プラグインハイブリッド自動車のための充電設  
備設置にあたってのガイドブック」 (2017)
- (14) CHAdeMO 協議会: <https://www.chademo.com/ja/> (2018)
- (15) 経済産業省 蓄電池戦略プロジェクトチーム: 「蓄電池戦略」 (2012)
- (16) 経済産業省: 「家庭の省エネ徹底ガイド」 (2013)
- (17) 泉達也, 廣田将義, 畑中健一, 磯山芳一, 佐野勝彦, 高山浩一: 「“V2X”に対応した双方  
向充電ユニット」 SEI テクニカルレビュー, no. 185 (2014)
- (18) 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)

- (19) 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)
- (20) TOYOTA HOME 株式会社ホームページ: <http://www.toyotahome.co.jp/smarthouse/>
- (21) 経済産業省 資源エネルギー省 省エネルギー対策課: 「ZEH ロードマップ検討委員会 とりまとめ」 (2015)
- (22) 経済産業省 省エネルギー庁 新エネルギーシステム課: 「逆潮流について」 (2016)
- (23) 経済産業省省エネルギー庁: 「再生可能エネルギーの固定価格買取制度 固定価格買取制度とは」, [http://www.enecho.meti.go.jp/category/saving\\_and\\_new/saiene/kaitori/surcharge.html](http://www.enecho.meti.go.jp/category/saving_and_new/saiene/kaitori/surcharge.html) (2017)
- (24) 梶川 拓也: 「[海外の現状と展望] 海外の電力事情」, 建築設備士, pp. 9-13 (2006)
- (25) 倉田 栄治: 「海外の電力事情 (アジアを中心に)」, 電気設備学会誌, vol. 28, no. 3, pp. 171-177 (2008)
- (26) 松浦 虔士: 「電気エネルギー伝送工学」, オーム社, pp.6-8, pp36-38 (2008)
- (27) 竹野 正二: 「電気法規と電気施設管理」, 東京電機大学出版局 (2015)
- (28) 植杉通可, 金澤秀俊, 蛭間淳之, 宮崎浩, 神戸崇幸: 「力率改善型エアコン用单相倍電圧コンバータ回路」, 電気学会論文誌 D, vol. 119, no. 5, pp.592-598 (1999)
- (29) 一般社団法人 電気協同研究会: 「電気事業の基本的な考え方 (一般編)」 (2014)
- (30) 日本電気技術規格委員会: 「内線規程 JESC 8001-2016」, 日本電気協会, p. 35 (2016)
- (31) IEEE 519<sup>TM</sup>-2014, “Recommended practices and requirements for harmonic control in electric power system,” 2014.
- (32) IEC 61000-3-4, “Rapport technique technical report,” 1998.
- (33) 中国電力株式会社: 「電気供給約款」 (2016)
- (34) T. Tanaka, T. Sekiya, H. Tanaka, E. Hiraki, and M. Okamoto, “Smart charger for electric vehicles with power quality compensator on single-phase three-wire distribution feeders,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 49, no. 6, pp. 2628-2635, 2013.
- (35) D. B. W. Abeywardana, P. Acuna, B. Hredzak, R. P. Aguilera and V. G. Agelidis, “Single-phase boost inverter-based electric vehicle charger with integrated vehicle to grid reactive power compensation,” *IEEE Transaction on Power Electronics*, vol. 33, no. 4, pp. 3462-3471, 2018.
- (36) M. C. Kisacikoglu, B. Ozpineci, and L. M. Tolbert, “EV/PHEV bidirectional charger assessment for V2G reactive power operation,” *IEEE Transaction on Power Electronics*, vol. 28, no. 12, pp. 5717-5727, 2013.

- (37) F. Musavi, W. Eberle, and W. G. Dunford, "A hight-performance single-phase bridgeless interleave PFC converter for plug-in hybrid electric vehicle battery chargers," *IEEE Transaction on Industry Applications*, vol. 47, no. 4, pp. 1833-1843, 2011.
- (38) 金東海: 「パワースイッチング工学」, オーム社, p 208 (2014)
- (39) J. G. Pinto, V. Monteiro, H. Goncalves, B. Exposto, D. Pedrosa, C. Couto, and J. L. Afonso, "Bidirectional battery charger with grid-to-vehicle, vehicle-to-home technologies," in *Proc. of IEEE Industrial Electronics Conference (IECON)*, 2013, pp. 5934-5939.
- (40) H. V. Nguyen and D. C. Lee, "Single-phase multifunctional onboard battery chargers with active power decoupling capability," in *Proc. of 2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2018, pp. 3434-3439.
- (41) 伊東 淳一, 櫻庭 友和, レ ホアイ ナム, 渡辺 大貴, 日下 佳祐: 「電流不連続モードで動作する昇圧形アクティブバッファを用いた単相系統連系インバータ」, 電気学会論文誌 D, vol. 138, no. 5, pp.453-462 (2018)
- (42) R. W. A. A. De Doncker, D. M. Divan, M. H. Kheraluwala, "A three-phase soft-switched high-power-density DC/DC converter for high-power applications," *IEEE Transaction on Industry Applications*, vol. 27, no. 1, pp. 63-73, 1991.
- (43) H. Yamanaka, H. Yamada, T. Tanaka and M. Okamoto, "LED Current Control Method of Dimmable LED Driver With Dual Active Bridge DC-DC Converter for 1kW-Class LED Floodlight," in *Proc. of IFEEC 2017 -ECCE Asia*, 2017, P203-1-1464, 6 pages.
- (44) P. Ning, J. M. Miller, O. C. Onar, C. P. White and L. D. Marlino, "A compact wireless charging system development," in *Proc. of 2013 Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2013, pp. 3045-3050.
- (45) 望月大樹, 仲達崇一郎, 渡辺宏, 境野翔, 金子裕良, 阿部茂, 保田富夫: 「一方向非接触給電から拡張容易な双方向非接触給電システム」, 電気学会論文誌 D 分冊, vol. 133, no. 7, pp. 707-713 (2013)
- (46) U. K. Madawala and J. Thrimawithana, "A bidirectional inductive power interface for electric vehicles in V2G systems," *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 10, pp. 4789-4796, 2011.
- (47) M. C. Kisacikoglu, B. Ozpineci, and L. M. Tolbert, "Reactive power operation analysis of a single-phase EV/PHEV bidirectional battery charger," in *Proc. of 8th Int. Conf. Power Electron.-ECCE Asia*, 2011, pp. 585-591.
- (48) M. C. Kisacikoglu, B. Ozpineci, L. M. Tolbert, and F. Wang, "Single-phase inverter design for V2G reactive power compensation," in *Proc. of IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo.*, 2011, pp. 808-814.
- (49) F. Ikeda, T. Tanaka, H. Yamada, and M. Okamoto, "Simple harmonics compensation method for smart charger with constant dc-capacitor voltage-control for electric vehicles in single-phase three-wire distribution feeders," *IEEJ Journal of Industry Applications*, 2018, vol. 8, no. 1.
- (50) M. Saitou and T. Shimizu, "Generalized theory of instantaneous active and reactive powers in single-phase circuits based on hilbert transform," in *Proc. of 33rd IEEE Power Electron. Spec. Conf.*, 2002, vol. 3, pp. 1419-1424.

- (51) 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)
- (52) M. Tarafdar. Haque, “Single-phase pq theory,” in *Proc. of 33<sup>rd</sup> IEEE Power Electron. Spec. Conf.*, 2002, vol. 4, pp. 1815-1820.
- (53) M. Tarafdar. Haque, and T. Ise, “Implementation of single-phase pq theory,” in *Proc. of Power Con. Conf. - Osaka*, 2002, vol. 2, pp. 761-765.
- (54) 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)*, 2012, pp. 5209-5214.
- (55) R. S. Zhang, “Control of Single Phase Power Converter in  $d$ - $q$  Rotating Coordinates,” United States Patent, No. US 6,621,252 B2, 2003.
- (56) L. N. Arruda, S. M. Silva, and B. J. C. Filho, “PLL structures for utility connected systems,” in *Conference Record of the 36<sup>th</sup> IEEE-IAS Annual Meeting*, 2001, pp. 2655-2660.
- (57) T. S. Win, T. Tanaka, E. Hiraki, M. Okamoto, and S. R. Lee. “Novel control algorithm for active load balancer in three-phase four-wire distribution systems,” *IEEJ Journal of Industry Applications*, vol. 3, no. 3, pp. 286-287, 2014.
- (58) H. Akagi, Y. Kanazawa, and A. Nabae, “Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage components,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 41, no. 4, pp. 523-527, 1992.
- (59) M. Tarafdar Haque, “Single-phase PQ theory,” in *Proc. of 33<sup>rd</sup> IEEE Power Electron. Spec. Conf.*, 2002, vol. 4, pp. 1815-1820.
- (60) 穂刈治英:「電源整流・平滑回路」,  
[http://konomi.nagaokaut.ac.jp/Open/kenshu/group/group\\_17/hokari1.pdf](http://konomi.nagaokaut.ac.jp/Open/kenshu/group/group_17/hokari1.pdf) (2005)
- (61) P. Mattavelli, “A closed-loop selective harmonic compensation for active filters,” *IEEE Transaction on Industry Applications*, vol. 37, no. 1, pp. 81-89, 2001.
- (62) 日本電気技術規格委員会:「系統連系規定 JEAC 9701-2016」, 日本電気協会, p. 42 (2016)
- (63) 三谷政昭:「デジタルフィルタデザイン」, 株式会社昭和堂, p4, pp55-67 (1989)
- (64) 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 Transactions on Industry Applications.*, vol. 51, no. 1, Jan.Feb., pp. 315-324, 2015.
- (65) MyWay プラス株式会社:「インバータユニット MWINV-9R122B ユーザーズマニュアル」 (2011)
- (66) 井上昌彦:「電力系統の高調波伝搬特性に関する一考察」, 電気学会論文誌 B 分冊, vol. 103, no. 7, pp. 459-466 (1983)
- (67) 北澤公規:「配電系統の高調波に関する諸問題」, 電気学会雑誌, vol. 101, no. 9, pp. 846-850 (1981)



- (68) 井上昌彦：「電力系統の高調波と無効電力対策」, 電気学会論文誌 D 分冊, vol. 108, no. 12, pp. 1074-1077 (1988)
- (69) 橋本栄二：「電力系統の高調波の現状と対策」, 電気学会論文誌, vol. 110, no. 7, pp. 561-566 (1990)
- (70) 株式会社 NF 回路設計ブロック：「低周波イミュニティ試験ソフトウェア 2010 ES0406C 取扱説明書」 (2010)
- (71) Mitsubishi Electric: “PS21767 datasheet”(2007)
- (72) ROHM: “SCH2080KE datasheet”(2013)



## 発表論文

### 学術論文

- (1) Kei Nishikawa, Fuka Ikeda, Yuki Okamoto, Hiroaki Yamada, Toshihiko Tanaka and Masayuki Okamoto, “Improvement in Harmonic Compensation of a Smart Charger with a Constant DC-Capacitor Voltage-Control-Based Strategy for Electric Vehicles in Single-Phase Three-Wire Distribution Feeders,” *MDPI Energies* 2018, vol.11, no.6, 2018.
- (2) Kei Nishikawa, Fuka Ikeda, Toshihiko Tanaka, Hiroaki Yamada, and Masayuki Okamoto, “Constant DC-Capacitor Voltage-Control-Based Strategy for Harmonics Compensation in Smart Charger for Electric Vehicles in Single-Phase Three-Wire Distribution Feeders With Reactive Power Control,” *IEEJ Journal of Industry Applications*, vol. 8, no. 1, pp.116-123, 2019.

### 国際会議

- (1) Kei Nishikawa, Fuka Ikeda, Hiroaki Yamada, Toshihiko Tanaka, and Masayuki Okamoto, “Improvement of Harmonics Compensation Performance of Smart Charger With Constant DC-Capacitor Voltage Control for Electric Vehicles in Single-Phase Three-Wire Distribution Feeders,” in *Proc. of 2<sup>nd</sup> IEEE Southern Power Electronics Conference (SPEC) 2016*, 2016, Auckland, New Zealand, 8<sup>th</sup>, 6 pages.
- (2) Fuka Ikeda, Kei Nishikawa, Yuki Okamoto, Hiroaki Yamada, Toshihiko Tanaka, and Masayuki Okamoto, “Harmonics Compensation With Constant DC-Capacitor Voltage-Control-Based Strategy of Smart Charger for Electric Vehicles in Single-Phase Three-Wire Distribution Feeders Under Distorted Source Voltage and Load Currents Conditions,” in *Proc. of IEEE Energy Conversion Congress and Expo. (ECCE) 2017*, 2017, Cincinnati, OH, USA, 3<sup>rd</sup>, pp. 2975-2982.
- (3) Kei Nishikawa, Fuka Ikeda, Hiroaki Yamada, Toshihiko Tanaka, and Masayuki Okamoto, “Reducing Capacity of Smart Charger for Electric Vehicles in Single-Phase

Three-Wire Distribution Feeders with Constant DC-Capacitor Voltage-Control-Based Reactive Power Control Strategy,” in *Proc. of 21<sup>st</sup> IEEE International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS) 2018*, 2018, Jeju, Korea, 10<sup>th</sup>, pp. 2576-2581.

## 口頭発表

- (1) Kei Nishikawa, Masaya Akase, Seita Hikosaka, Hiroaki Yamada, and Toshihiko Tanaka, “Power Conversion Efficiency Comparison of IGBTs-Based and SiC-MOSFETs-Based PWM Inverters,” in *Proc. of International Conference on Innovation Application Research and Education (ICIARE) 2017*, 2017, Organized session 1-1, pp. 40-41.
- (2) Kei Nishikawa, Fuka Ikeda, Hiroaki Yamada, Toshihiko Tanaka, and Masayuki Okamoto, “Reducing the Calculation Time of DC-Capacitor Voltage-Control-Based Strategy in Smart Charger for Electric Vehicles in Single-Phase Three-Wire Distribution Feeders,” in *Proc. of 19<sup>th</sup> IEEE Hiroshima Section Student Symposium (19<sup>th</sup> HISS)*, 2017, A1-2, pp. 3-4.
- (3) 西川慧・池田風花・岡本祐樹・山田洋明・田中俊彦・岡本昌幸：「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-制御プログラムの演算負荷低減法-」，平成 29 年度 (第 68 回) 電気・情報関連学会中国支部連合大会，R17-04-07 (2017)
- (4) 西川 慧・池田風花・山田洋明・田中俊彦・岡本昌幸：「無効電流調整機能を有する電気自動車用スマートチャージャの高調波電流補償」，平成 30 年電気学会全国大会，vol.4, pp.202-203 (2018)

## 謝辞

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、研究の遂行、論文の執筆など懇切丁寧にご指導を賜りました山口大学 大学院創成科学研究科 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。学部4年生のときにいただいた「分からないことを分かったふりをするな。分かるまで聞け。」という言葉がとても強く心に残っており、土日祝日関係なく実験および研究のご指導いただきました。また、学会および論文誌の論文執筆の際も何度も添削していただき、推敲していただきました。

本研究を遂行するにあたり、研究のご指導、また有益なご助言をいただき、多くのご指導を賜りました山口大学 大学院創成科学研究科 山田洋明 准教授に心から感謝するとともに厚く御礼申し上げます。同郷で研究室のOBでもある山田洋明 准教授には、研究のこと以外にも多くのことをご指導いただきました。

本学位論文をまとめるにあたり、ご多忙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本学位論文審査員の山口大学 創成科学研究科 山口真悟 教授、若佐裕治 教授、西藤 聖二 准教授に厚く御礼申し上げます。さらに、外部審査員として本学位論文を審査していただきました首都大学東京 大学院理工学研究科 和田圭二 准教授ならびに宇部工業高等専門学校 電気工学科 池田風花 助教に心から御礼申し上げます。

定例の研究報告、学会発表の練習などで常に的確なご指摘をいただきました宇部工業高等専門学校 電気工学科 岡本昌幸 教授に厚く御礼申し上げます。

前年まで同研究テーマの先輩として共に研究を行い、本論文の外部審査員として加わっていただきました宇部工業高等専門学校 電気工学科 池田風花 助教ならびに博士後期課程に進学するにあたり、ご助言ならびに有益なご意見をいただき、著者の研究生活に多くのご支援を賜りました柴田翔 氏(現、株式会社明電舎)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に配属以来、励まし合い切磋琢磨しながら長く時間をともにした同期の司城卓也 氏、谷本琢真 氏、常盤歩夢 氏、成定 佑樹 氏、堀昂平 氏、三谷彰 氏、半田湧一 氏に深く感謝いたします。特に、同期に博士後期課程に進学した司城卓也 氏、常盤歩夢 氏には博士後期課程進学後、研究について時には激しく議論するなど、すばらしい同期に恵まれ、有意義な研究生活を送ることができました。パワーエレクトロニクス研究室の博士後期課程 野田勇二郎 氏には、社会人の目線から多くのご指導をいただき深く感謝い

たします。また，チーム **Smart Charger with APLC** としてともに研究および実験を行った岡本祐樹氏，濱崎晃旗氏，彦坂征汰氏をはじめとするパワーエレクトロニクス研究室の博士前期課程，学部の方々にも感謝いたします。

最後に，長年に渡り筆者の学生生活にご理解とご協力をいただき，25年間と長い間支援し続けていただいた，父 敦彦，母 須美香ならびに兄 領，弟 興に心から感謝申し上げます。また，これまで著者をご支援いただいた全ての方に感謝いたします。