

博士論文

単相3線式配電線の電力品質保証機能
を付加した電気自動車用
スマートチャージャの制御法

Constant DC-Capacitor Voltage-Control-Based
Strategy of Smart Charger for Electric Vehicles
With Power-Quality Compensator in Single-Phase
Three-Wire Distribution Feeders

平成30年3月

池田 風花

山口大学 大学院創成科学研究科
システム・デザイン工学系専攻

目次

第1章	序論	1
1.1	家庭用単相3線式配電方式と電力品質	1
1.2	電気自動車の特徴および Vehicle-to-Home システム	11
1.3	本研究の目的	15
1.4	本研究の概要	16
第2章	電気自動車用双方向バッテリーチャージャの研究動向	19
2.1	電気自動車の充電器	19
2.2	先に提案された Single-Phase Bidirectional Battery Charger ^{(31) (32)}	21
2.3	先に提案した電気自動車用スマートチャージャ	30
2.4	単相回路の電力品質保証法	39
第3章	簡易な無効電力調整法を用いた電気自動車用スマートチャージャの変換器容量の低減法	43
3.1	システム構成	43
3.2	シミュレーション結果	50
3.3	実験結果	56
3.4	本章のまとめ	60
第4章	電源電圧に高調波電圧が含まれる場合の電気自動車用スマートチャージャの補償効果	61
4.1	システム構成	61
4.2	シミュレーション結果	69
4.3	本章のまとめ	76
第5章	直流キャパシタ電圧一定制御を用いた電気自動車用スマートチャージャの高調波補償	77
5.1	システム構成	77
5.2	シミュレーション結果	81
5.3	実験結果	88
5.4	本章のまとめ	94
第6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を用いた高調波補償法	95
6.1	システム構成	95
6.2	シミュレーション結果	99
6.3	実験結果	105
6.4	本章のまとめ	108

第 7 章 結論	113
発表論文	121

目次

1.1	日本の配電系統 ⁽¹⁾	2
1.2	三相4線式配電方式の構成図	3
1.3	単相3線式配電方式の構成図	3
1.4	三相3線式配電線から単相3線式配電線に変換する構成図	4
1.5	単相3線式配電家庭	5
1.6	単相3線式配電家庭の電力会社からみた理想状態	7
1.7	実際の単相3線式配電家庭	7
1.8	家庭用エアコンの主回路図 ⁽¹¹⁾	8
1.9	電気自動車の構成図	12
1.10	電気自動車を活用した Grid-to-Vehicle および Vehicle-to-Home システムの構成図	14
2.1	Kisacikoglu 氏らが提案した Single-Phase Bidirectional Battery Charger のシステム構成	22
2.2	各動作モードでの電源電圧, チャージャ電圧およびチャージャ電流のフェーザ	24
2.3	直流キャパシタの脈動電圧 Δv_{dc} および電流 i_{cap} 波形	28
2.4	Kisacikoglu 氏らが提案した双方向バッテリーチャージャを単相3線式配電線に接続した場合	29
2.5	無効電力と不平衡有効電力補償機能を有する電気自動車用スマートチャージャのシステム構成	31
2.6	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 ⁽³⁸⁾	35
2.7	単相 pq 理論 ⁽⁴⁶⁾ を単相2線式配電用バランサに応用した場合の制御回路図 .	41
2.8	FBD-method ⁽⁴⁸⁾ を単相3線式配電用バランサに応用した場合の制御回路図 .	41
3.1	変換器容量の低減を目的とした無効電力調整法を用いたスマートチャージャの回路図	44
3.2	スマートチャージャ動作時における電源電圧, 電流および負荷電流のフェーザ (a) 電源の力率を 1.00 に制御した場合 (b) 電源の力率を 0.90 に制御した場合	46
3.3	図 3.1 の充電動作時のシミュレーション結果	51
3.4	図 3.1 の放電動作時のシミュレーション結果	52
3.5	図 3.1 の縮小モデルを用いた実験回路 (a) 主回路図および制御回路, (b) バッテリー充電動作時のバッテリーモデル, (c) バッテリー放電動作時のバッテリーモデル	57
3.6	図 3.5 のバッテリー充電動作時の実験結果	58
3.7	図 3.5 のバッテリー放電動作時の実験結果	59
4.1	電源電圧に高調波電圧が含まれる場合のスマートチャージャのシステム構成図	62
4.2	単相 PLL 回路の波形	65

4.3	第3章で提案したスマートチャージャに用いた $d-q$ 座標上での PI 制御ブロック図	68
4.4	本章で提案したスマートチャージャに用いた $d-q$ 座標上での PI 制御ブロック図	68
4.5	電源電圧に高調波電圧を含む場合のスマートチャージャの主回路構成図 . . .	70
4.6	電源電圧 v_S の調波分析結果	71
4.7	図 4.1 のバッテリー充電動作時のシミュレーション結果	72
4.8	図 4.1 のバッテリー放電動作時のシミュレーション結果	73
4.9	図 4.1 のバッテリー未接続時のシミュレーション結果	74
5.1	家庭内に高調波発生源を有する場合の電気自動車用スマートチャージャのシステム構成図	78
5.2	図 5.1 のバッテリー充電動作時のシミュレーション結果	84
5.3	図 5.1 のバッテリー放電動作時のシミュレーション結果	85
5.4	図 5.1 のバッテリー未接続時のシミュレーション結果	86
5.5	図 5.1 の縮小実験モデルの回路図	89
5.6	スマートチャージャのバッテリー充電動作時の実験結果	91
5.7	スマートチャージャのバッテリー放電動作時の実験結果	92
5.8	バッテリー未接続時の実験結果	93
6.1	家庭内に高調波発生源を有する場合の電気自動車用スマートチャージャのシステム構成図	96
6.2	本章で提案するスマートチャージャのバッテリー充電動作時のシミュレーション結果	101
6.3	本章で提案するスマートチャージャのバッテリー放電動作時のシミュレーション結果	102
6.4	本章で提案するスマートチャージャのバッテリー未接続時のシミュレーション結果	103
6.5	図 6.1 の縮小モデルを用いた実験回路図 (a) 主回路図および制御回路図, (b) バッテリー充電動作時のバッテリーモデル, (c) バッテリー放電動作時のバッテリーモデル	106
6.6	バッテリー充電動作時の実験結果	109
6.7	バッテリー放電動作時の実験結果	110
6.8	バッテリー未接続時の実験結果	111

表目次

1.1	IEEE519-2014 で許容された電源電圧に含まれる高調波 ⁽⁷⁾	5
1.2	IEC61000-3-4 で許容された電流の許容値 ⁽¹²⁾	8
1.3	電気設備および機器に与える影響の種類	9
1.4	電気自動車・プラグインハイブリッド車・ハイブリッド車の台数	13
1.5	電気自動車・ガソリン車の航続距離	13
1.6	蓄電池の参考価格と補助金	15
2.1	山口県内の電気自動車用急速充電スポット数 ⁽³⁶⁾	20
2.2	Kisacikoglu 氏らが提案した Single-Phase Bidirectional Battery Charger の動作モード	25
2.3	チャージャ電圧およびチャージャ電流を制御変数とした場合における有効・無効電力の関係式	25
2.4	図 2.1 の回路定数	27
2.5	文献 (32) のシミュレーションで検討されたチャージャ動作モード	28
3.1	図 3.1 で用いた回路定数	53
3.2	家庭内負荷の負荷条件とスマートチャージャの電流容量の関係性	55
3.3	電源側の力率とスマートチャージャの電流容量の関係性	55
4.1	図 4.1 で用いた回路定数	70
4.2	PI 制御および PID 制御時の電源電流の THD	75
5.1	図 5.1 で用いた回路定数	83
5.2	家庭内負荷の負荷条件と THD およびスマートチャージャの電流容量の関係性	87
5.3	PI 制御および PID 制御時の電源電流の THD	87
5.4	図 5.5 に用いた回路乗数	90
6.1	図 6.1 で用いた回路定数	100
6.2	家庭内負荷の負荷条件と THD およびスマートチャージャの電流容量の関係性	105
6.3	図 6.5 に用いた回路定数	107

第1章 序論

日本の低圧配電では、産業用機器には三相3線式配電方式を使用しエアコンやパーソナルコンピュータなどの家電機器には単相3線式配電方式を用いている。これまで、一般家庭では電力会社から単相3線式配電線を介して電力を購入し使用するのが一般的であったが、2012年7月1日に一般家庭の屋根や壁に取り付けた太陽光パネルで発電した電力を電力会社が買い取ることを約束する「再生可能エネルギーの固定価格買取制度」が施行された。このため、電力会社が買い取る費用を各需要家から広く集める「再生可能エネルギー発電促進付加金」が行われており、全需要家の電気料金に上乗せされて請求されている。さらに、2016年4月1日には電力の自由化が施行され一般家庭では地域電力会社から電力を購入できることとなった。このように、日本の電力事情には劇的な変化がみられている。

中国電力株式会社の電気供給約款では、各家庭が電力を購入する際の家庭内の電力品質に関して各需要家の義務とする動きがみられている。近年、従来の積算型電力系はデジタル方式スマートメータへの交換が進んでいる。スマートメータを用いることで電力会社は各家庭の電力品質をデマンド時間の30分ごとに把握することが可能となり、電力品質の悪い家庭への割増電気料金制度が近い将来施行されることが考えられる。

European Union (EU) では、今後電気自動車化を強力に推し進めることを表明している。例えば、フランスのマクロン政権は2040年までにガソリン車とディーゼル車の国内での販売を禁止する方針を打ち出している。走行時に排気ガスを発生しない電気自動車は世界中で今後ますます普及してくると考えられ、山口県でも太陽光発電システムおよび電気自動車の大容量バッテリーを活用した Vehicle-to-Home (V2H) システムに補助金を支給し普及を促している。

1.1 家庭用単相3線式配電方式と電力品質

図 1.1 に、文献 (1) に示されている日本の配電系統の図を示す。日本では、工場など高圧配電に三相3線式配電方式を用い、家庭などの低圧配電に単相3線式配電方式を用いている。火力発電所および原子力発電所で発電した電力を送電線を用いて超高圧変電所、一次変電所、中間変電所およびは配電用変電所を介し、配電線を用いて柱上変圧器から各需要家に供給している。中国電力株式会社は、原料を石炭とし100万kWを出力する三隅発電所、天然ガスおよび石炭を原料とし78.1万kWを出力する三島発電所、天然ガス、重油および原

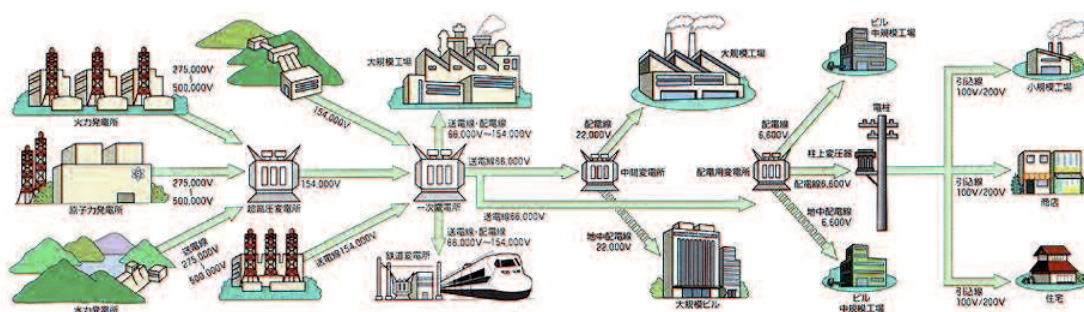


図 1.1 日本の配電系統 (1)

油を原料とし 120 万 kW を出力する玉島発電所，重油および原油を原料とし 85 万 kW を出力する岩国発電所，天然ガスを原料都市 140 万 kW を出力する柳井発電所，重油および原油を原料とし 70 万 kW を出力する下松発電所，石炭を原料都市 100 万 kW を出力する新小野田発電所および石炭および重油を原料とし 57.5 万 kW を出力する下関発電所の 8 つの火力発電所，水力発電所，および島根原子力発電所があり電力を賄っている⁽²⁾。また再生可能エネルギーを利用した発電所では，福山太陽光発電所および宇部太陽光発電所がある。太陽光発電は，エネルギー源が太陽光であるため枯渇の恐れがなく，製造時および廃棄時を除き地球温暖化に影響する CO₂ や大気汚染物質が排出される心配がないという利点があるが，発電量が日射により変動するため季節の天候の影響を受けるといった問題もある。中国電力株式会社では，2011 年 12 月に出力規模 3000 kW の福山太陽光発電所が運転開始され，2014 年 12 月には福山太陽光発電所と同じ出力規模 3000 kW の宇部太陽光発電所の運転が開始している。火力発電などと同等の大電力を得るには広大な面積が必要となるといった問題のある太陽光発電であるが，文献 (3) では広島県福山市のような瀬戸内地方の平坦地では設備利用率が高い立地であるため太陽光発電所の立地に適するとされており，中国電力株式会社の瀬戸内地方や日本で最も晴れの日が多い岡山県⁽⁴⁾ では太陽光発電に適していると考えられる。世界の家庭用低圧配電方式には，三相 4 線式配電方式および単相 3 線式配電方式が用いられている^(5,6)。図 1.2 に，EU 諸国，韓国および中国などで用いられている三相 4 線式配電方式の構成図を示す。三相 4 線式配電方式では，三相 3 線式配電線の中圧系統から変圧器を介し三相 4 線式配電線の低圧系統で家電機器が接続される家庭および工場などが接続される三相負荷の両方に同一系統で電力を供給している。また，図 1.3 に，北米および日本などで用いられている単相 3 線式配電方式の構成図を示す。単相 3 線式配電方式では，三相 3 線式配電線の高圧系統から変圧器を介し家電機器などの家庭へ単相 3 線式配電線の低圧系統で

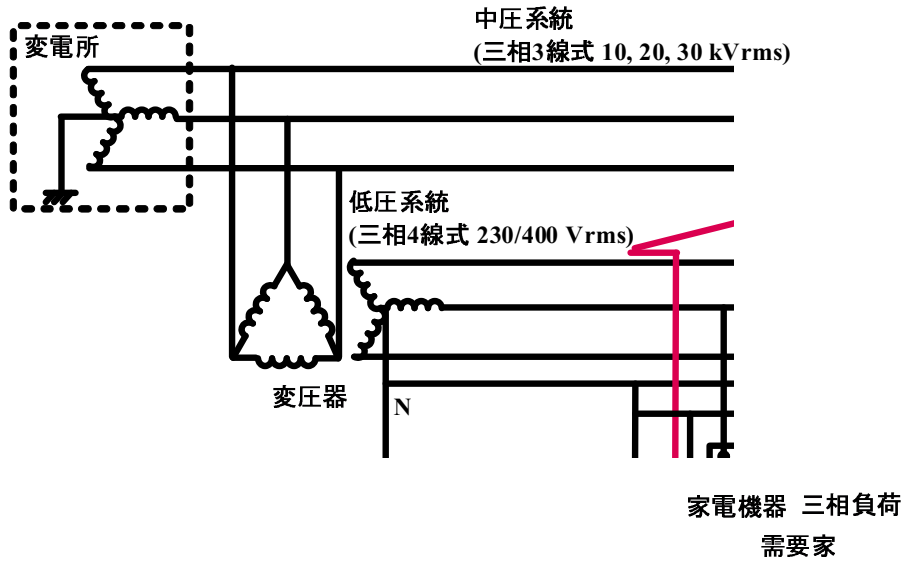


図 1.2 三相4線式配電方式の構成図

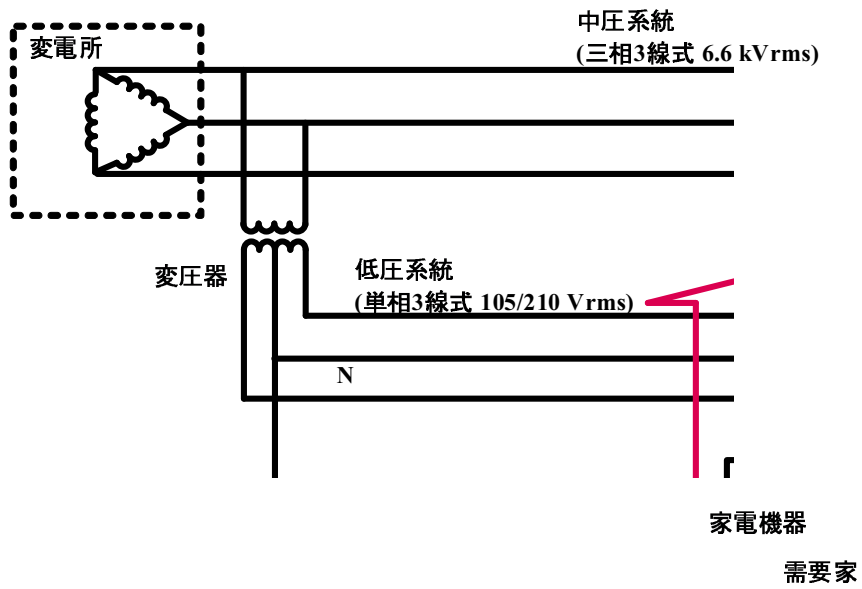


図 1.3 单相3線式配電方式の構成図

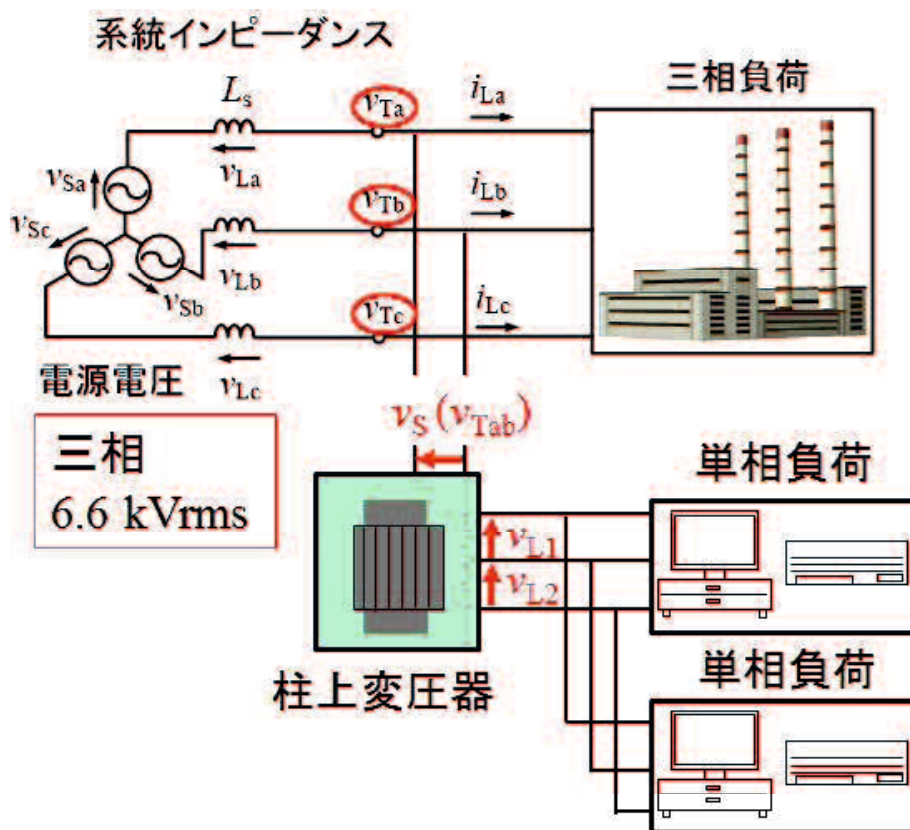


図 1.4 三相3線式配電線から单相3線式配電線に変換する構成図

電力を供給している。单相3線式配電方式では、工場などの三相低圧配電線は別系統に取っている。

図 1.4 に、三相3線式配電線から单相3線式配電線に変換する構成図を示す。日本の家庭用低圧配電方式として幅広く用いられている单相3線式配電線では、三相 6.6 kVrms の a 相および b 相の線間電圧 v_{Tab} を单相の電源電圧 v_s とし柱上変圧器に接続している。三相配電系統にはダイオード整流回路を含む工場などが接続されており、柱上変圧器一つに複数の需要家が接続されており家庭内負荷である家電機器はダイオード整流回路を含むことから各需要家に供給される電圧は必ずしも正弦波であるとは限らず、高調波電圧を含むと考えられる。表 1.1 に、The Institute of Electrical and Electronics (IEEE: 米国電気電子学会) が発行している IEEE519-2014 で許容されている電力系統から供給される電源電圧 v_s に含まれる高調波電圧について示す。日本の单相3線式配電方式では、6.6 kVrms であるため個別高調波

表 1.1 IEEE519-2014 で許容された電源電圧に含まれる高調波⁽⁷⁾

Bus voltage V	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 %

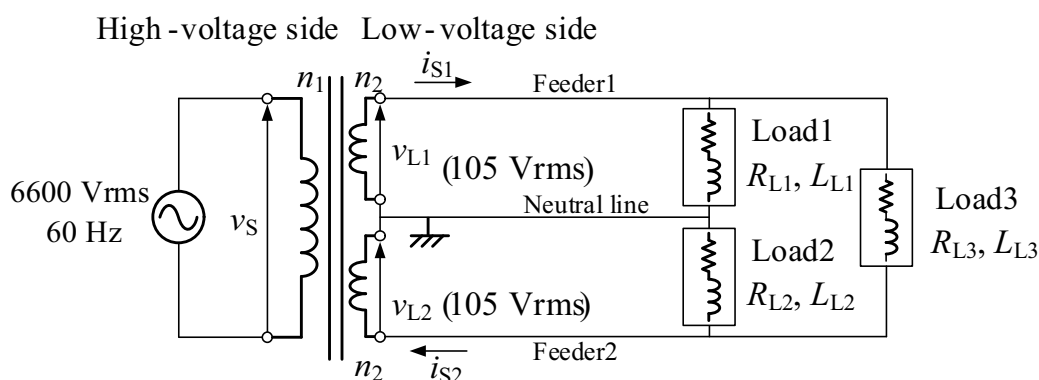


図 1.5 単相 3 線式配電家庭

(Individual harmonic) が 3.0 %以内および全高調波ひずみ率 Total Harmonic Distortion (THD) が 5.0 %以内まで許容されており，電源電圧 v_S は必ずしも正弦波とは限らず，高調波電圧を含むと考えられる。ここで， I_1 の基本波成分および I_n の高調波成分個別高調波を用いて THD は次式で表される。

$$\begin{aligned} \text{Individualharmonic} &= \frac{I_n}{I_1} \\ \text{TotalHarmonicDistortion} &= \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{I_1} \end{aligned} \tag{1.1}$$

図 1.5 に，日本の家庭用低圧配電方式として幅広く用いられている単相 3 線式配電の構成図を示す。電力系統から供給される電力を 6.6 kVrms および 60 Hz の電源で模擬し，柱上変圧器を用いて 6.6 kVrms を 105 Vrms に降圧している。柱上変圧器の中性点から中性線を引き出し，両外線の電圧線を合わせて 3 線で負荷に供給する。単相 3 線式配電の 100 V 負荷 Load1 および Load2 は，両外線 Feeder1 および Feeder2 と中性線との間との間に接続され，

200 V 負荷 Load3 は両外線 Feeder1 および Feeder2 間に接続される。

ここで、家庭内負荷 Load1 および Load2 は冷蔵庫やエアコンなどの家電機器である。单相3線式配電では、家庭内負荷 Load1 および Load2 が接続される家電機器の種類や使用状況に応じて流れる電流 i_{S1} および i_{S2} の振幅および位相が異なる不平衡状態となる。家庭内負荷に流れる電流 i_{S1} および i_{S2} の振幅が異なることで不平衡電流が発生し、柱上変圧器低圧側電圧 v_{L1} および v_{L2} との位相差により無効電流が発生する。

図 1.6 に、单相3線式配電の電力会社から見た理想状態の図を示す。家庭内負荷 Load1 および Load2 はそれぞれ 1.0 pu の平衡状態としたため、流れる電流 i_{S1} および i_{S2} はそれぞれ $1.0I_0$ の平衡状態となる。しかしながら、実際の单相3線式配電家庭では家庭内負荷 Load1 および Load2 は接続される家電機器の種類や使用状況に応じて時々刻々と変化し、不平衡状態である。図 1.7 に、実際の单相3線式配電の構成図を示す。单相3線式配電における中性線と各電圧側電線間の負荷は、内線規程により“やむを得ない場合は設備不平衡率を 40 %までとすることができる”と定められている⁽⁸⁾。設備不平衡率とは、中性線と各電圧側電線間に接続される負荷設備容量 S_1 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る。このとき、設備不平衡率は次式で与えられる。

$$\text{設備不平衡率} = \frac{S_1 - S_2}{S_A \times 0.5} \times 100 \% \quad (1.2)$$

家庭内負荷 Load1 および Load2 は、文献 (8) で許容された最大の不平衡率 40 % とし、Load1 を 0.6 pu および Load2 を 0.4 pu の不平衡状態としているため、流れる電流 i_{S1} および i_{S2} はそれぞれ $1.2I_0$ および $0.8I_0$ と不平衡状態となる。

さらに、单相3線式配電家庭の家庭内負荷に近年、家庭内負荷にダイオード整流回路を含むパワーエレクトロニクス製品が普及したことから高調波電流が問題となっている。図 1.8 に、ダイオード整流回路が内蔵された家電機器の一例として一般家庭用のインバータエアコンの主回路図⁽¹¹⁾を示す。单相 105 Vrms の電圧を入力とし、ダイオード D_1 から D_2 で構成される倍電圧整流回路を用いてキャパシタ C_H および C_L に直流 148.5 Vdc を出力し、キャパシタ C_D には 297 Vdc が印加される。また、スイッチ Q_1 から Q_6 で構成される 3 レグインバータを用いて交流に電力変換を行いモーターおよび Compressor を駆動している。このように、家電機器にはダイオード整流回路を内蔵したパワーエレクトロニクス製品が数多く存在し、高調波電流が問題となっている。

高調波が電気設備や機器に及ぼす影響は、焼損、過熱および異常音など高調波電流の影響によるものと、誤制御、精度のばらつきおよび誤動作など高調波電圧の印加によるものがある。表 1.3 に、高調波が電気設備および機器に与える影響の種類を示す。高調波の影響の度合いは、機器の寿命低下などの比較的軽微なものから機器の焼損および誤操作などの深刻な

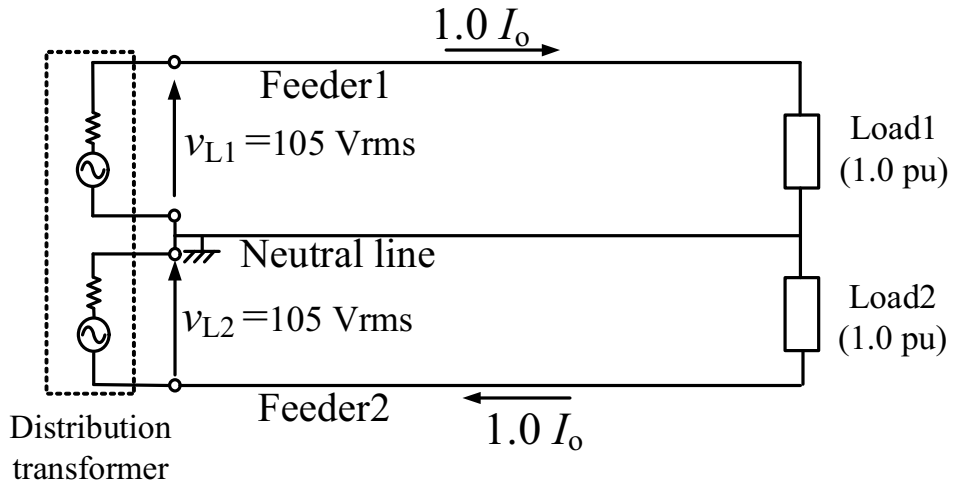


図 1.6 单相3線式配電家庭の電力会社からみた理想状態

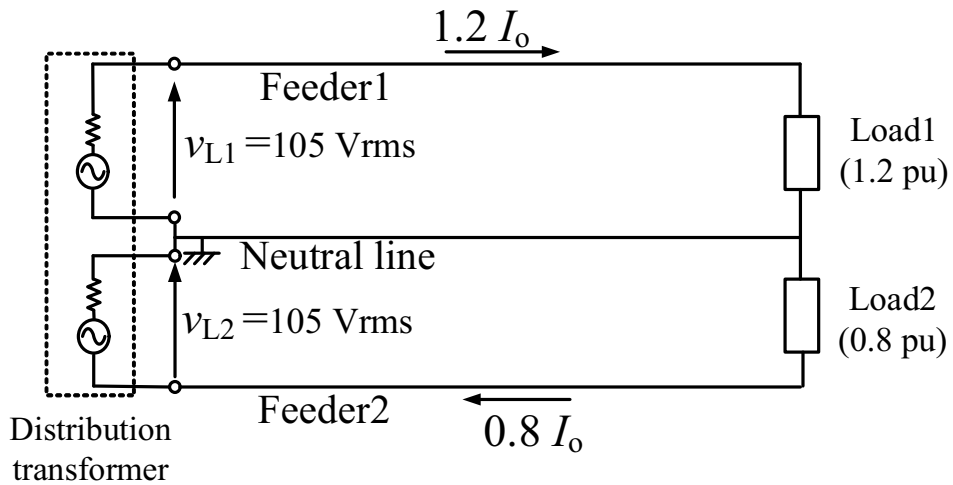
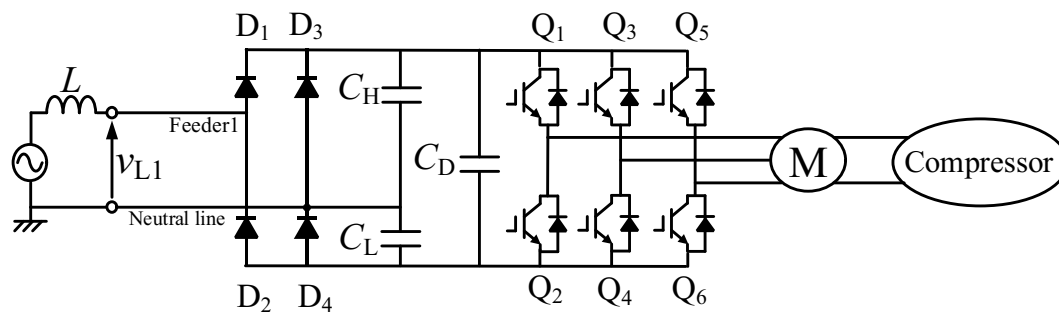


図 1.7 実際の单相3線式配電家庭

図 1.8 家庭用エアコンの主回路図⁽¹¹⁾表 1.2 IEC61000-3-4 で許容された電流の許容値⁽¹²⁾

Harmonic number	Admissible harmonic current $\frac{I_n}{I_1}$
3	21.6 %
5	10.7 %
7	7.2 %
9	3.8 %
11	3.1 %
13	2 %
15	0.7 %
17	1.2 %
19	1.1 %
21	$\leq 0.6 \%$
23	0.9 %
25	0.8 %
27	$\leq 0.6 \%$
29	0.7 %
31	0.7 %
≥ 33	$\leq 0.6 \%$

表 1.3 電気設備および機器に与える影響の種類

機器名	高調波に対する影響
音響機器 (テレビ, ステレオなど)	ダイオード, コンデンサなどの部品の故障, 寿命低下, 性能低下, 映像のちらつき, 雑音の発生
蛍光灯	過大な高調波電流の流入による加熱, 焼損
コンピュータ	高次高調波の誘導による電源回路部品の過熱
情報関連機器	雑音によるシステムの停止, 誤動作
誘導機	回転数の周期的変動, 効率低下, 二次側加熱
ブレーカ, ヒューズ	過大な高調波電流の流入による誤動作, 溶断
各種制御機器	制御信号のずれなどによる制御異常
コンデンサ, リアクトル	過大な高調波電流の流入による過熱, 異常音, 振動, 焼損

被害まで幅広く及んでいる⁽¹³⁾。このように、家庭内負荷で発生する不平衡有効電流、無効電流および高調波電流は単相3線式配電線の電力品質を低下させている。

次に、電力品質 (Power Quality) の定義について説明する。電気事業において、停電がないということのみ最も重要である。しかしながら、停電をしないことのみが電力品質がよいということではなく、周波数および電圧の実効値が規定値に保たれ電圧波形が正弦波であることが高品質な電力といえる。一方で、厳密な電力品質の定義は確立してない。IEC(国際電気標準会議)では、電力品質は「利用者に供給する電力の特性を定義するパラメータの集合で、供給の連続性と電圧特性に関わるもの」している。また、IEEEでは装置の運転に適切かどうかとの概念で電力品質を捉えており、電力品質自体の特別な定義にはこだわっていない。欧米の電力会社団体である Eurelectric による電力品質について最新のレポート「Power Quality in European Electricity Supply Networks -2nd edition」では、供給の連続性と電圧特性を包含した概念としている。しかしながら、IEC, IEEE および Eurelectric においても電力品質に関して厳密な定義はされていない。ここで、日本の電気共同研究第55巻第3号「電力品質に関する動向と将来展望(座談会)」(2001年1月)で示されている7つの項目がある⁽¹⁴⁾。

- 停電
- 周波数
- 電圧
- 瞬時電圧低下
- 電圧フリッカ

- 高調波
- 電圧不平衡

ここで、周波数および電圧は電気事業法⁽¹⁵⁾で60 Hz±0.1 Hz および101V ±6 V, 202V ± 20 Vと規定されており、单相3線式配電家庭において系統から供給される電圧は101 ± 6 V, 60 Hz ± 0.1 Hz でかつTHDが5.0%以内である。

2016年4月1日に、電力の自由化が施行され需要家は電力会社以外からも電気を購入することが可能となった。これまで、家庭の消費電力はアナログメータを用いてひと月に一回計測し電気料金が決定していたが、電力の自由化により電力会社以外から電気を買う場合はスマートメータに取り換える必要がある。スマートメータは静止型プログラマブル電力量計であり、時間帯別料金対応処理、遠隔監視および電力品質状況の把握が可能となる。電力会社は各家庭の電力品質をデマンド時間の30分間ごとに把握することが可能である^(16,17)。中国電力株式会社では、平成27年から平成35年の約9年間で一般家庭の全数である約500万台をスマートメータに交換する予定である⁽²⁾。また、九州電力では平成27年12月22日に、平成35年末までに九州電力地域すべてをスマートメータに取り換えるとしている⁽¹⁸⁾。メータは計量法に基づき、使用可能な期間がほとんどの低圧メータで10年と定められている⁽¹⁹⁾ためと考えられる。一方で、中国電力株式会社が2016年1月から施行している電気供給約款⁽²⁰⁾では、「力率の単位は、1パーセントとし、その端数は、小数点以下第1位で四捨五入いたします。」と記載されており、電源側の力率は90%(0.90)まで許容されている。また、力率割引および割増制度がある。文献(20)に示されている加重平均力率の算定を次式に示す。

$$\text{加重平均力率} = \frac{A + B + C}{\text{機器総容量}}$$

ここで、

$$A = 100 \% \times (\text{電熱器総容量})$$

$$B = 90 \% \times (\text{力率 } 90 \% \text{ の機器総容量})$$

$$C = 80 \% \times (\text{力率 } 80 \% \text{ の機器総容量})$$

(1.3)

電熱器は、ニクロム線などの電気抵抗の高い金属に電流を流して生じる熱を利用する加熱器であり、電気釜、電気暖房具、電気アイロンや電気コンロなどがある。この加重平均力率が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%割増している。また、35項「電気の使用に伴うお客さまの協力」については、「お客さまの電気の使用が、次の原因で他のお客さまの電気の使用を妨害し、もしくは妨害するおそれがある場合、または当社もしくは他の電気事業者の電気工作物に支障を及ぼし、もしくは支障を及ぼすおそれがある場合(この場合の判定は、その原因となる現象が最も著しいと認められる地

点で行います。)には、お客さまの負担で、必要な調整装置または保護装置を需要家場所に施設していただくものとし、とくに必要がある場合には、供給設備を変更し、または専用供給設備を施設して、これにより電気を使用していただきます。

- 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

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」は、内線規程⁽⁸⁾で許容された最大の不平衡率40%以内とし、「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」は、IEEE519-2014⁽⁷⁾を満足する範囲内とし、「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」および「ニ 著しい高周波または高調波を発生する場合」は、IEC61000-3-4を満足する範囲内とする場合は、各家庭に罰則はないと考えられる。これより単相3線式配電家庭から見る電力品質は、「電源側で位相と振幅が等しくかつ力率が0.90以上の正弦波を達成すること」とし、電力品質を保証するためには家庭内負荷で発生した不平衡有効電流、無効電流および高調波電流を家庭の義務で補償する必要があると考えられる。

1.2 電気自動車の特徴および Vehicle-to-Home システム

近年、電気自動車が注目を集めている。図1.9に電気自動車の構成図を示す。電気自動車(Electric Vehicles: EVs)は、バッテリー、コントローラおよびモータで構成されており、ガソリン車と異なりエンジンがないため大きなエンジン音や振動がなく、排気ガスがないことが特長である。また、電気を動力源としているため、ガソリン車のように石油に依存することなく天然ガス、原子力および自然エネルギーなど多様なエネルギーを使用することが可能である。ガソリン車では、ブレーキをかけ自動車を減速するときのエネルギーはブレーキパッドの熱として捨てられているが、電気自動車では自動車を減速させるときにタイヤの回転力で発電機を回し電気エネルギーに変換してバッテリーに戻す回生ブレーキを用いており、ガソリン車で捨てていた自動車を減速するときのエネルギーを活用することが可能である^{(21), (22)}。しかしながら、電気自動車はガソリン車に比べ航続距離が短いという欠点がある。ここで、電気自動車である日産自動車製リーフの24 kWh 駆動用バッテリー搭載車の航続距離は228 kmであり、30 kWh 駆動用バッテリー搭載車の航続距離は280 kmである。また、ガソリン車で

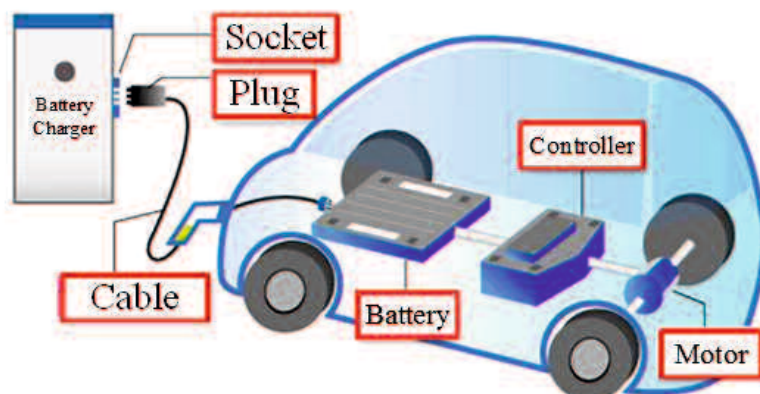


図 1.9 電気自動車の構成図

る日産自動車製ノートの航続距離は 1033 km であり、電気自動車はガソリン車に比べ航続距離が 1/5 程度であり電気自動車の充電設備充実が急務であると考えられる。

イギリスおよびフランスは、2017 年 7 月に 2040 年までにガソリン車やディーゼル車の販売を全面的に禁止すると発表しており、排気ガスによる都市部での深刻な大気汚染問題や地球温暖化に対応し、電気自動車の普及を促すことで関連技術の開発を後押ししている。また、ドイツでは 2030 年までにガソリン車などの販売を禁止する決議が採択され、オランダおよびノルウェーでは 2025 年以降のガソリン車の販売禁止が検討されている。世界最大自動車市場である中国では、ガソリン車やディーゼル車の製造および販売を禁止する方針を示し、今後導入時期を検討するとしている。これら各国の電気自動車に関する動向から、今後電気自動車事業はさらに拡大していくものと考えられる。ここで、トヨタ自動車では、2020 年までに電気自動車の量産体制を整え、電気自動車規格や開発を手掛ける社内組織を 2017 年初めて新設し、航続距離が 300 km 以上の電気自動車を開発するとしている。また、2019 年を目途に中国へ電気自動車を導入するとしている。また、本田技研工業株式会社では量産型 EV「アーバン EV コンセプト」をベースとした電気自動車を 2019 年に発売し、欧米で発売するすべての新型車に電気自動車やハイブリッド車 (Hybrid vehicles: HVs) などの電動モデルを用意し、2030 年までに世界販売の 2/3 を電気自動車やハイブリッド車電動車にすると計画している⁽²³⁾。また、日産自動車では電気自動車リーフを全面改良し、2017 年 40 kWh 駆動用バッテリー搭載車を販売し、航続距離は 400 km と従来の日産自動車製リーフの 1.4 倍を達成している⁽²¹⁾。これら各国の電気自動車に関する動向および自動車各社の今後の電気自動車に関する戦略から、今後電気自動車事業はさらに拡大し普及していくものと考えられる。

表 1.4 に、文献 (24) に示されている 2011 年から 2015 年の 5 年間の電気自動車、プラグインハイブリッド車、ハイブリッド車の台数をまとめた表を示す。年々電気自動車、プラグ

表 1.4 電気自動車・プラグインハイブリッド車・ハイブリッド車の台数

	2011年	2012年	2013年	2014年	2015年
電気自動車	22,262	38,707	54,757	70,705	805,511
プラグインハイブリッド車	4,132	17,281	30,171	44,012	57,130
ハイブリッド車	2,029,009	2,852,105	3,813,387	4,717,344	5,764,401

表 1.5 電気自動車・ガソリン車の航続距離

	日産リーフ		日産ノート (ガソリン車)
	24 kWh 駆動用バッテリー搭載車	30 kWh 駆動用バッテリー搭載車	
航続距離	228 km	280 km	1033 km

インハイブリッド車およびハイブリッド車は増えており今後も増えていくと考えられる。

一方で、文献(10)では日本の家庭一世帯あたりの年間全消費電力量は4423 kWhとされており、これを365日で割ることで日本の家庭一世帯あたりの一日の全消費電力量は12.1 kWhとなる。これより日産自動車製リーフの貯蔵電力量24 kWhおよび30 kWhは、家庭の消費電力量の約2日から2.5日分に相当すると計算できる。この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⁽²¹⁾。図 1.10 に、G2V システムおよび V2H システムの構成図を示す。配電系統、テレビや冷蔵庫などの家電機器である家庭内負荷、双方向バッテリーチャージャおよび電気自動車で構成している。まず、電力需要が低く、電気代が安価な夜間に双方向バッテリーチャージャを用いて交流から直流に電力変換を行い電気自動車のバッテリーを充電する。これが系統(Grid)から電気自動車(Vehicle)を充電するG2Vシステムである。また、夜間に電気自動車に蓄えた電力を電気代が高く電力需要の高い昼間に双方向バッテリーチャージャを用いて直流から交流に電力変換を行い家電機器へ融通する。日本では、電気自動車に蓄えた電力を系統に返し売電することは不可能であるが、電気自動車のバッテリーを補助電源として利用することで電力系統からの供給電力を低減することが可能である。これを自動車(Vehicle)から家庭へ電力を融通するV2Hシステムである。これらG2VシステムおよびV2Hシステムにより、電力のピークシフトが可能であり、夜間電力を上手に活用することで電気代を安くすることも可能である。また、停電などの非常時に電気自動車のバッテリーを補助電源としての使用が可能である。

近年、このV2Hシステムや太陽光発電システム、蓄電池に都道府県別で補助金制度が導入され、V2Hシステムなどを国がサポートするようになっている⁽²⁵⁾。山口県では、「県産品

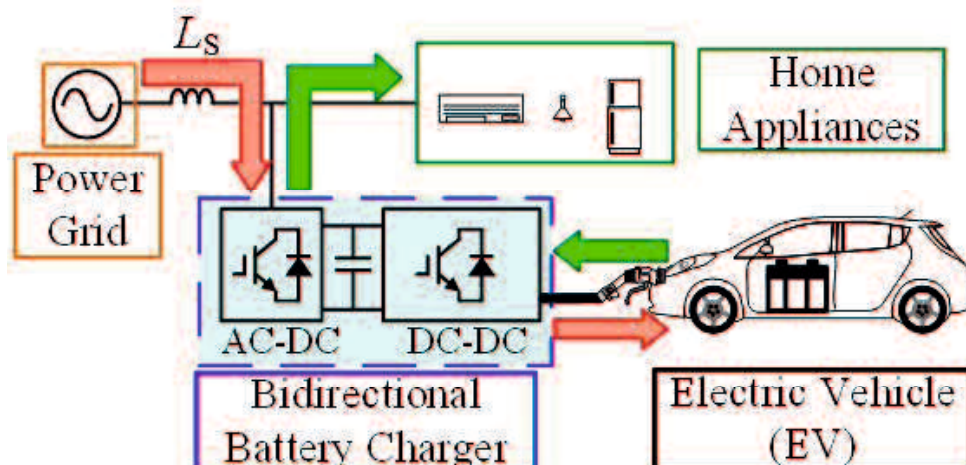


図 1.10 電気自動車を活用した Grid-to-Vehicle および Vehicle-to-Home システムの構成図

利用・やまぐち再エネ等補助金」制度があり、太陽光発電システム県産品として登録されたもの、太陽光発電システム県産品として登録されたもの蓄電池または V2H システムを導入することで、補助金を給付している⁽²⁶⁾。この制度は、「山口県内の住宅に自ら居住又は居住予定の個人」、「県税」及び「市町税のうち個人住民税」について滞納のない方」および「山口県産再生可能エネルギー関連設備等登録制度に登録された設備を導入する方」が対象である。ここで、太陽光発電システムは県産品として登録されたもののみ対象であるが、蓄電池および V2H システムは県産品以外も可能である。また、蓄電池および V2H システムのみでは補助金の対象ではなく、太陽光発電システムとの併用のみ補助金の対象となっている。山口県産品として登録した太陽光発電システムは、山口県内企業は長州産業(株)およびソーラーフロンティア(株)の2社のみであり、太陽光発電システムを導入した場合年間 0.8 万円/kW を上限金額 5 万円とし補助金が給付される。また、太陽光発電システムと蓄電池を導入した場合は、太陽光発電システムの 0.8 万円/kW に加え蓄電池の 0.6 万円/kW を上限 9.6 万円とし補助金が給付される。太陽光発電システムと V2H システムを導入した場合は、太陽光発電システムの 0.8 万円/kW に加え V2H システムの定額 5 万円の補助金が給付される。ここで、太陽光発電システムは太陽光モジュールまたはパワーコンディショナの出力が低いほうの 1.64 倍までの蓄電池の蓄電容量を補助されている。

ここで、蓄電池および V2H システムに用いる電気自動車を金銭的に比較する。表 1.6 に、文献(27)-(30)に基づき京セラ、シャープ、東芝およびパナソニックの蓄電池の蓄電容量、参考価格および補助金をまとめた表を示す。蓄電池の蓄電容量は 4.4 kWh から 7.1 kWh と電気自動車の 24 kWh, 30 kWh および 40 kWh に比べ小さい。また、日本の家庭一世帯当たりの年間全消費電力量は、4423 kWh であることから平均して 1 時間当たり 0.5 kWh となり、

表 1.6 蓄電池の参考価格と補助金

メーカー	型番	蓄電容量	参考価格	補助金
京セラ	EGS-LM72B	7.1 kWh	931,334 円	43,200 円
シャープ	JH-WBP17	4.4 kWh	1,682,667 円	26,400 円
東芝	ENG-B6630A2-N1	6.6 kWh	2,201,334 円	39,600 円
	ENG-B4425A2-N	4.4 kWh	1,718,667 円	26,400 円
パナソニック	LI-SF50AK	5.0 kWh	671,000 円	30,000 円
	PLJ-25532K	5.6 kWh	1,464,667 円	33,600 円

4.4 kWh から 7.1 kWh の蓄電容量は家庭の消費電力量の 8.8 時間から 14.2 時間分である。次に、蓄電池を非常時のバックアップ電源として用いる場合について中国電力株式会社のホームページで、台風が中国地方を通過した 2017 年 9 月 17 日の停電情報を確認した⁽²⁾。2017 年 9 月 17 日には、山口県周防大島町では合計 19 時間 24 分の停電が発生しており、また広島県三原市では 15 時 35 分から 17 時間 33 分間の長時間の停電が発生していた。これら停電の原因は、原因不明となっているが、台風により中国電力株式会社設備への樹木等の接触や強風による中国電力株式会社設備の故障などが考えられる。これより、蓄電池では停電時に家庭の消費電力を完全に賄えない可能性もあると考える。また表 1.6 より、V2H システムを導入した場合と比較し蓄電容量が小さく山口県からの補助金が安価であることより、今後蓄電池よりも電気自動車を利用する V2H システムに注目が集まると考えられる。

1.3 本研究の目的

これまで述べたように、日本の低圧配電方式として幅広く用いられている単相 3 線式配電方式には家庭内負荷の種類や使用状況により電力品質が低下する問題があり、中国電力株式会社の電気供給約款より電力品質保証は需要家の義務であると考えられる。また、環境面、世界情勢や補助金の面からみても電気自動車は今後ますます普及すると考えられ、V2H システムは今後ますます注目を集めると考えられる。そこで、先に提案している電気自動車の家庭用充電器に家庭の義務である電力品質保証機能を付加した電気自動車用スマートチャージャを実用化へ近づけるため、先に提案しているスマートチャージャの問題点を述べる。

1. 先に提案したスマートチャージャでは、家庭内負荷で発生した不平衡有効電流および無効電流を全て補償し、電源側で力率が 1.00 でバランスした電源電流を達成した。しかしながら、変換器容量が増大する問題がある。そこで、変換器容量の低減を目的とした簡易な無効電力調整機能を付加した電気自動車用スマートチャージャを提案し、その有効性を理論的、計算機シミュレーションおよび実験により明らかにする。

2. 系統から供給される電源電圧は、必ずしも正弦波とは限らず高調波電圧を含むものと考えられる。しかしながら、先に提案したスマートチャージャでは電源電圧に高調波電圧を含む場合について未考慮であった。そこで、電源電圧に高調波電圧を含む場合についての電気自動車用スマートチャージャの電力品質保証法について検討し、その有効性を理論的および計算機シミュレーションにより明らかにする。

3. 近年、家電機器にダイオード整流器を含むパワーエレクトロニクス製品が普及したことで、家庭内負荷で発生する不平衡有効電流および無効電流に加え高調波電流が問題となっている。しかしながら、先に提案したスマートチャージャでは、家庭内負荷で発生する高調波電流の補償に関して未検討であった。そこで、単相3線式配電線の家庭内負荷をRL線形負荷と並列にダイオード整流器からなる非線形負荷を接続し模擬し、電気自動車用スマートチャージャを用いて家庭内負荷で発生する不平衡有効電流、無効電流および高調波電流の補償について検討し、その有効性を理論的、計算機シミュレーションおよび縮小モデルを用いた実験により明らかにする。

1.4 本研究の概要

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、日本の低圧配電方式として幅広く用いられている単相3線式配電方式の特徴および問題点を示し、また電気自動車の特徴、世界情勢および補助金制度について説明し、電気自動車の活用法の一つであるV2Hシステムについて説明する。さらに、本研究の目的と本論文の概要を述べる。

第2章では、電気自動車の活用法の一つであるV2Hシステムを実現するための家庭用の双方向バッテリーチャージャおよび電力品質保証について論じる。はじめに、文献(31)-(34)で提案されているSingle-Phase EV/PHEV Bidirectional Battery Chargerについて述べ、この双方向バッテリーチャージャを日本の単相3線式配電線に接続した場合の問題点および検討すべき課題を述べる。次に、先に提案した電気自動車用スマートチャージャ⁽³⁵⁾についてそのシステム構成およびその制御法を説明し、解決すべき問題点を述べる。さらに、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単相の電力品質保証法としての特徴を述べる。

第3章では、直流キャパシタ電圧一定制御系が負荷側の有効電流の振幅を演算できることを明らかにし、この演算した有効電流にコントロールゲインを乗算することで電源側の無効電流を調整可能な簡易な制御法を提案し、負荷側の無効電流演算ブロックを省略し、かつ、変換器容量を低減可能であることを理論的に確認する。さらに、提案する簡易な無効電力調整法を用いた電気自動車用スマートチャージャの有効性を計算機シミュレーションおよび実験により確認する。計算機シミュレーションおよび実験結果より、提案した無効電力調整法

により、スマートチャージャを構成する3レグ構成PWM整流器の変換器容量を低減できることを明らかにする。

第4章では、6.6 kVrmsの高圧配電線にIEEE519-2014⁽⁷⁾に基づく指針を定められた高調波電圧を考慮した場合のスマートチャージャの不均衡有効電流および無効電流の補償効果を検討する。はじめに、スマートチャージャを構成する3レグ構成PWM整流回路に流入する瞬時電力フローを詳細に検討し、電源電圧に高調波電圧を含んだ場合においても家庭内負荷から発生する無効電流および不均衡有効電流を一括して補償可能であることを理論的に明らかにする。次に、計算機シミュレーションを用いて無効電流および不均衡有効電流の補償可能であることを確認する。シミュレーション結果から、電源電圧に高調波電圧を含む場合においても家庭内負荷から発生する無効電流および不均衡有効電流検出ブロックを用いることなく直流キャパシタ電圧一定制御のみで力率0.90でバランスした電源電流が達成可能であることを明らかにする。

第5章では、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高調波補償特性を検討する。スマートチャージャを構成する3レグ構成PWM整流回路に流入するパワーフローを詳細に検討し、家庭内負荷から発生する無効電力および不均衡有効電力に加えてダイオード整流回路が発生する高調波電流を一括して補償可能であることを理論的に明らかにする。次に、計算機シミュレーションを用いて無効電力および不均衡有効電力に加え高調波電流の補償できることを確認する。シミュレーション結果から、家庭内負荷から発生する無効電流、不均衡有効電流および高調波電流検出ブロックを用いることなく直流キャパシタ電圧一定制御のみで正弦波・平衡状態で力率が1.00の電源電流が達成可能であることを明らかにする。さらに実験装置を構成し、実験により高調波電流の補償効果を確認する。さらに、実験結果から、家庭内負荷で発生した基本波不均衡有効電流、無効電流および高調波電流がスマートチャージャで補償され、電源側で力率1.00でバランスした正弦波の電源電流が実現できることを明らかにする。

第6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を行う。家庭内負荷で発生する基本波不均衡有効電流および高調波電流の補償を行いながら、補償する無効電流を調整し電源側の力率を文献(20)の電気供給約款で許容された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容量を低減可能であることを明らかにする。さらに、計算機シミュレーションにより、家庭内負荷で発生した基本波不均衡有効電流、無効電流および高調波電流を補償し、力率0.90でバランスした正弦波の電源電流を達成しながら、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する。

第7章では、本論文の結論および今後の検討課題を述べている。

第2章 電気自動車用双方向バッテリーチャージャの研究動向

2.1 電気自動車の充電器

電気自動車は、車両に搭載する大容量の蓄電池をできるだけ短時間に充電するため大きな負荷電流を消費する。日本配電システム工業技術資料JWD-T33(第2版)では交流普通充電時に、6 Aを超える定格負荷電流となるものを「高負荷電動車両」とする。また、交流100 Vコンセントによる充電時の定格負荷電流が6 A以下のものを「軽負荷電動車両」とする。多くの電気自動車は高負荷電動車両となり、100 Vコンセントの充電時に6 A以下の定格負荷電流となる特定車種のプラグインハイブリッド自動車は軽負荷電動車両となる。一方で、電気自動車の充電設備は、大きく「普通充電設備」と「急速充電設備」の二つに分類可能である。普通充電設備は、電源には単相交流100 Vrmsまたは200 Vrmsを使用し、単相交流100 Vrmsの場合1時間でおおよそ10 km程度走行可能な充電が可能であり、単相交流200 Vrmsの場合30分でおおよそ10 km程度走行可能な充電が可能である充電設備であり、夜間等の車両を利用しない時間帯での充電が主体である。また急速充電設備は、電源は三相200 Vrmsであり高压受電が必要となる場合もあり、5分でおおよそ40 km程度走行可能な充電が可能である。バッテリー残量がほとんどない場合などの緊急時に、業務用で車両を頻繁に利用する場合などの利用が想定される。コネクタなどの物理的な接触なしに移動体に電力を供給するシステムで、電気自動車の場合では地上に埋め込まれた電磁コイルに対して斜体底部に設けた電磁コイルを正対させ、電磁誘導で電力を供給して充電する非接触充電システムは、開発されつつあるが、現在量産および製品化に至っていないため本学位論文では言及しない。また、場所に応じて駐車場には様々なタイプがあり、平置駐車場、自走式立体駐車場、機械式駐車場などの駐車場タイプに応じて充電設備の設置要件が異なる。

急速充電設備は、高速道路のサービスエリア、パーキングエリア、道の駅、カーディーラー、ガソリンスタンドなどパブリック充電で用いられている。表2.1に、文献(36)に示されている山口県内の電気自動車用急速充電スポット数を市町村別に示す。山口県内には、314台の急速充電器があり、山口市で58台、下関市で54台、宇部市で39台の順に多く急速充電器が設置されている。また、東京都では788台、大阪府で693台、福岡県で1388台の急速充電器が設置されており、また自動車産業が最も盛んな愛知県では1147台設置されている。これより福岡県で最も多くの急速充電器が設置されていることがわかる。普通充電設備は、

表 2.1 山口県内の電気自動車用急速充電スポット数⁽³⁶⁾

市町村	電気自動車 急速充電スポット数
阿武郡阿武町	1
岩国市	16
宇部市	39
大島群周防大島町	2
玖珂郡和木町	2
下松市	14
熊毛郡上関町	1
熊毛郡田布施町	0
熊毛郡平生町	0
山陽小野田市	13
下関市	54
周南市	18
長門市	19
萩市	29
光市	10
防府市	19
美祢市	14
柳井市	7
山口市	58
合計	314

戸建，マンション，ビルおよび屋外駐車場で用いられる。本学位論文では，戸建住宅へ電気自動車の普通充電器を研究対象としている。そこで，文献(37)に記載されている戸建住宅へ電気自動車の普通充電器を設置する場合の充電コンセント配線について

「電気自動車充電コンセント用分岐回路の電線は，20 A ないし 30 A 仕様としてください。また，1 分岐回路に 1 受口のコンセント 1 箇所(専用回路)とし，接地極付コンセントとして D 種設置工事を施さなければなりません。ただし，定格負荷電流が 6 A 以下の使用の電気自動車(軽負荷電動車両)を 100 V 回路で充電する場合に限り 1 分岐回路に複数受口のコンセント(一般回路)を利用することができます。

また，電気自動車充電用コンセントを施設する回路は高感度高速形の漏電遮断器(漏電ブレーカー)によって地絡保護されていなければなりません。」

と記載されている。これは，定格負荷電流が 6 A 以下のものは分岐ブレーカーから他の家電機器同様に一般回路に接続することが可能であり，定格負荷電流が 6 A を超えるものは主幹ブレーカーから別途電気自動車の充電設備への分岐ブレーカーを接続し，分岐ブレー

カーから専用回路として接続する必要があるということである。また住宅においては、主幹ブレーカーに定格感度電流 30 mA の高速形漏電流遮断器を設け、住宅の屋内電路全体の地絡保護をしており、住宅においては電気自動車充電用コンセントの分岐回路に漏電流遮断器を施設しない場合にあっても、主幹ブレーカーにより当該分岐回路の地絡短絡事故を保護することは可能であるが、地絡時には主幹ブレーカトリップにより住宅内は全停電となる。これより、停電時に主幹ブレーカを OFF とし、分岐ブレーカーを ON とすることで電気自動車の充電設備およびバッテリーを用いて単独運転を行うことが可能であると考えられる。

2.2 先に提案された Single-Phase Bidirectional Battery Charger ^{(31) (32)}

文献 (31)-(32) で先に提案されている Single-Phase Bidirectional Battery Charger (双方向バッテリーチャージャ) の回路方式および制御法について述べる。図 2.1 に、文献 (31) で提案されている双方向バッテリーチャージャのシステム構成図を示す。電源電圧 v_S は、配電系統の単相交流 240 V_{rms} である。双方向バッテリーチャージャは、スイッチ S_1 から S_2 で構成されるフルブリッジインバータ、直流キャパシタ C_{dc} およびスイッチ S_5 および S_6 で構成される非絶縁型双方向 DC-DC コンバータで構成している。また、電気自動車のバッテリーとして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おり、充電器の定格容量は日産自動車製リーフやシボレー Volt に搭載されている充電容量である 3.3 kW としている。

この双方向バッテリーチャージャの制御には、直流キャパシタ電圧一定制御および無効電力一定制御を用いている。系統から供給される電源電圧 v_S および双方向バッテリーチャージャが出力するチャージャ電流 i_C を検出し、無効電力 Q を演算する。次に、無効電力指令値 Q^* と演算した無効電力 Q の差分をとり PI 制御により増幅している。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}^* との差分を PI 制御により増幅している。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^* および無効電力一定制御により得られた i_Q^* を用いて、双方向バッテリーチャージャが算出するチャージャ電流指令値 i_C^* を演算している。このチャージャ電流指令値 i_C^* およびチャージャ電流 i_C の差分をとり、双方向バッテリーチャージャを構成するフルブリッジインバータが出力する電流偏差 i_e は次式で表される。

$$i_e = i_C^* - i_C \quad (2.1)$$

生成した、双方向バッテリーチャージャを構成するフルブリッジインバータが出力する電流偏差 i_e をヒステリシス比較 PWM を行うことにより、双方向バッテリーチャージャのフルブリッジインバータを構成するスイッチ S_1 から S_4 を制御している。この制御法により、電気自動車のバッテリーの充放電動作を行いながら無効電力を補償可能である。

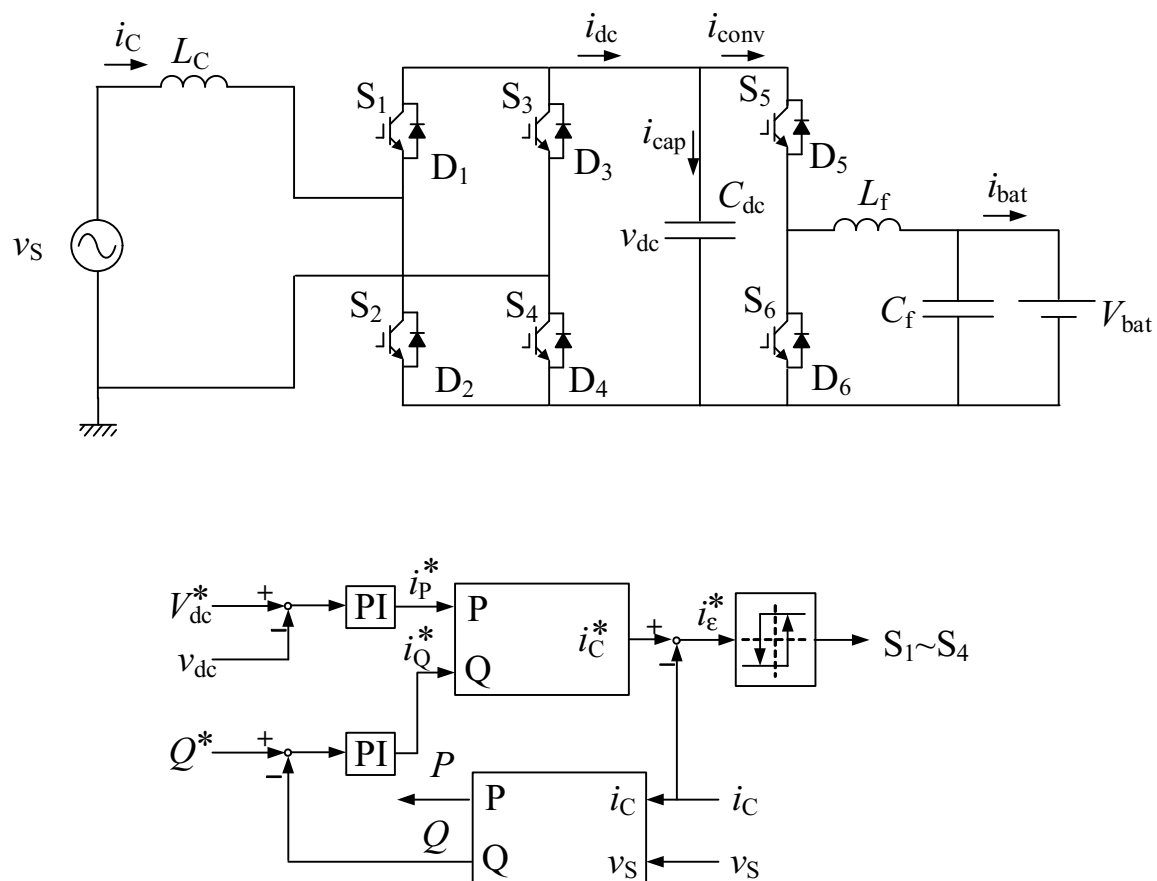


図 2.1 Kisacikoglu 氏らが提案した Single-Phase Bidirectional Battery Charger のシステム構成

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

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

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

$$v_S = v_C + jX_C i_C \tag{2.3}$$

ここで、 $X_C = 2\pi f L_C$ は系統連系インダクタ L_C のインピーダンスである。表 2.2 に Kisacikoglu 氏らが提案した双方向バッテリーチャージャの動作モードを示している。双方向バッテリーチャージャは表に示す動作モードに基づき、電流源動作および線形負荷として振舞う。 P_S は電源からバッテリーへ供給される有効電力、 Q_S は電源とバッテリー間でやり取りされる無効電力である。図 2.2 に各動作モードでの電源電圧、チャージャ電圧 v_C およびチャージャ電流 i_C のフェーザを示す⁽³²⁾。同図 (a) の動作モード 1 では、電源電圧 V_S に対してチャージャ電流 I_C が遅れ、チャージャ電圧 V_C は V_S と同位相となるため、 $P_S=0$ および Q_S は正でありチャージャは誘導性負荷として振舞う。同図 (b) の動作モード 2 では、同図 (a) と同様に V_S に対して I_C が進み、 V_C は V_S と同位相となるため、 $P_S=0$ および Q_S は負でありチャージャは容量性負荷として振舞う。同図 (c) の動作モード 3 では、 V_S に対して V_C が遅れ、 I_C は V_S と同位相となるため、 P_S は正および $Q_S=0$ でありバッテリーに充電する。同図 (d) の動作モード 4 では、同図 (c) と同様に V_S に対して V_C が進み、 I_C は V_S と同位相となり、 P_S は正および $Q_S=0$ でありバッテリーの電力を取り出す。同図 (e) の動作モード 5 では、動作モード 1 と 3 の組み合わせになり、 V_S に対して V_C および I_C ともに遅れ位相となるため、 P_S および Q_S はともに正でありチャージャは誘導性負荷でありながらバッテリーに充電する。同図 (f) の動作モード 6 では、動作モード 2 と 3 の組み合わせであり、 V_S に対して V_C は遅れ位相、 I_C は進み位相となるため、 P_S は正、 Q_S はともに負でありチャージャは容量性負荷でありながらバッテリーの電力を取り出す。ただし、文献 (32) では表 2.2 の動作モード 7 および 8 についての検討がされていないため、ここで動作モード 1~6 までのフェーザのみを示している。

この動作モード分析から、これらの動作モードを制御する手法は 2 つ考えられ、一方はチャージャ電圧 v_C とその位相 δ の制御と他方はチャージャ電流 i_C とその位相 θ の制御がある。表 2.3 にチャージャ電圧およびチャージャ電流を制御変数とした場合における有効・無

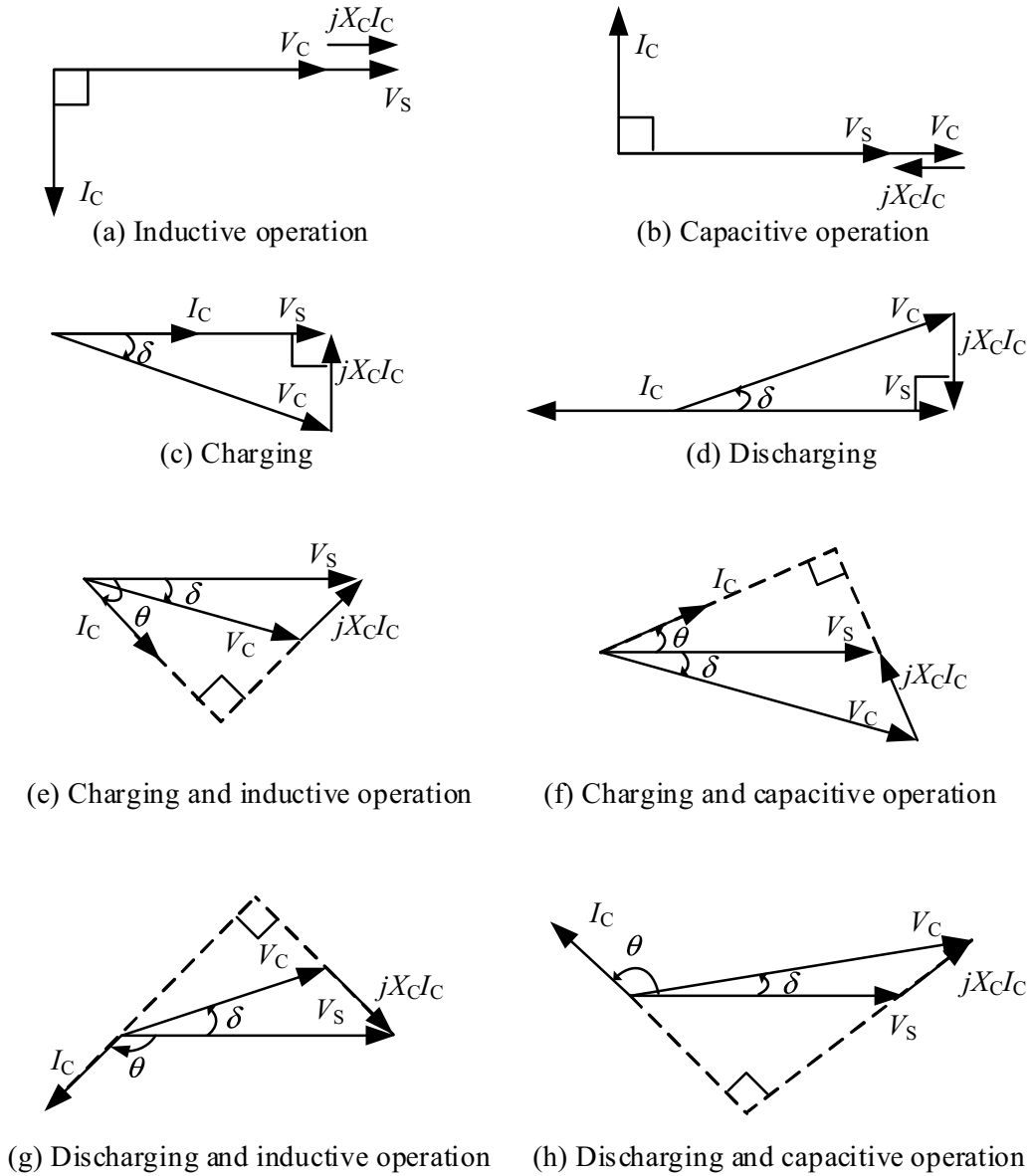


図 2.2 各動作モードでの電源電圧，チャージャ電圧およびチャージャ電流のフェーザ

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

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

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

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

効電力の関係式を示す。文献 (31) で用いた制御方式は図 2.1 に示すヒステリシス比較 PWM を用いた電流制御を採用しているため、チャージャ電流 i_C とその位相 θ を制御している。

さらに、電源側の無効電力を制御する場合、チャージャに流出入する無効電力によって直流キャパシタ電圧の脈動するため、これらの関係性を明確にしている⁽³²⁾。無効電力と直流キャパシタ電圧の関係を検討する際に、電力変換時の損失がなくスイッチング周波数成分が直流キャパシタに流出しない条件とする。電源からチャージャに流出入する瞬時交流電力を e_{ac} 、直流キャパシタ C_{dc} に流出入する瞬時直流電力を e_{dc} とし、直流キャパシタ電圧 v_{dc} および直流キャパシタ電流 i_{cap} を次式と定義する。

$$\begin{aligned}
 v_{dc} &= V_{dc} + \Delta v_{dc} \\
 &= V_{dc} + \frac{\Delta V_{dc}}{2} \cdot \sin(2\omega t + \phi) \\
 i_{dc} &= C_{dc} \cdot 2\omega \cdot \frac{\Delta V_{dc}}{2} \cos(2\omega t + \phi)
 \end{aligned}
 \tag{2.4}$$

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

$$I_{conv} \cdot V_{dc} = V_S \cdot I_C \cdot \cos \theta
 \tag{2.5}$$

ここで、 I_{conv} は双方向 DC-DC コンバータの入力直流電流である。また、図 2.1 よりインバータの直流電流 i_{dc} は次式となる。

$$i_{\text{dc}} = i_{\text{conv}} + i_{\text{cap}} \quad (2.6)$$

図 2.3 は直流キャパシタの電圧および電流波形を示す。図 2.3 において理想状態では、 v_{dc} の最小値から最大値までに C_{dc} が蓄える全エネルギーは e_{ac} と e_{dc} と等しい。

$$e_{\text{ac}} = e_{\text{dc}} \\ \int_{t_{\text{min}}}^{t_{\text{max}}} v_{\text{dc}} i_{\text{dc}} dt = \int_{t_{\text{min}}}^{t_{\text{max}}} v_{\text{c}} i_{\text{c}} dt \quad (2.7)$$

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

$$t_{\text{min}} = 1 / (-\pi/4\omega - \phi/2\omega) \\ t_{\text{max}} = 1 / (\pi/4\omega - \phi/2\omega) \quad (2.8)$$

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

$$E_{\text{dc}} = \int_{t_{\text{min}}}^{t_{\text{max}}} v_{\text{c}} i_{\text{c}} dt \\ = \frac{V_{\text{S}} \cdot I_{\text{C}} \cdot \cos \theta \cdot \pi}{2\omega} + V_{\text{dc}} C_{\text{dc}} \cdot \Delta V_{\text{dc}} \quad (2.9)$$

同様に交流側のエネルギー E_{ac} については、次式となる。

$$E_{\text{ac}} = \int_{t_{\text{min}}}^{t_{\text{max}}} v_{\text{dc}} i_{\text{dc}} d\omega t \\ = V_{\text{C}} I_{\text{C}} \cos(\theta - \delta) \frac{\pi}{2\omega} - \frac{1}{\omega} V_{\text{C}} I_{\text{C}} \cos(\phi + \delta + \theta) \quad (2.10)$$

理想状態では、(2.9) 式および (2.10) 式は等しいため、両式の第 1 項目は全エネルギーの有効電力成分で等しく、両式のそれぞれの第 2 項目は全エネルギーの無効電力成分の和と等しい。したがって、直流キャパシタの脈動電圧 ΔV_{dc} は次式で与えられる。

$$\Delta V_{\text{dc}} = \frac{V_{\text{C}} I_{\text{C}} \cos(\phi + \delta + \theta)}{V_{\text{dc}} \omega C_{\text{dc}}} \quad (2.11)$$

ここで、位相 ϕ 、 δ および θ 、チャージャ電圧実効値 V_{C} およびチャージャ電流実効値 I_{C} は次式となる。

表 2.4 図 2.1 の回路定数

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

$$\begin{aligned}
 \phi &= -\theta - \delta \\
 \theta &= \tan^{-1}(Q_S/P_S) \\
 \delta &= \tan^{-1}\{X_C P_S / (V_S^2 - X_C Q_S)\} \\
 V_C &= P_S X_C / (V_S \sin \delta) \\
 I_C &= \sqrt{(P_S^2 + Q_S^2)} / V_S
 \end{aligned}
 \tag{2.12}$$

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

$$\Delta V_{dc} = \frac{\sqrt{[P_S^2 X_C^2 + (V_S^2 - X_C Q_S)^2]} \times [P_S^2 + Q_S^2]}{V_S \omega C_{dc} V_{dc}}
 \tag{2.13}$$

(2.13) 式から、電源の電圧定格および電力定格に合わせた直流キャパシタ容量を検討可能である⁽³⁴⁾。表 2.4 にシミュレーションや理論計算によって選定したチャージャ定数を示す⁽³⁴⁾。表 2.5 に文献 (31) のシミュレーションで検討した動作モードを示す。文献 (31) のチャージャは定格 3 kVA を上限値とし、フル充電動作するモード 3 では充電電力 3 kW と充電と無効電力補償動作を同時にするモード 6 ではそれぞれ充電電力 2.12 kW、無効電力-2.12 kvar およびフル無効電力補償動作するモード 2 では無効電力-3 kvar で動作させている。この検討結果から、容量性負荷として振舞う場合であってもチャージャに特別な変更点がないこと、バッテリーへの影響がないことおよび 3 つの動作モードでは常に THD が 5 % 以下の正弦波交流電流を出力できることを明らかにしている。

文献 (31) および (32) では、配電系統にチャージャだけが接続された回路構成で検討されており、不平衡状態となる家庭内負荷の電流を考慮した電流フィードバック制御系が構築されていない。そこで、これらの文献のチャージャと並列に不平衡状態の家庭内負荷が接続された場合について議論する。

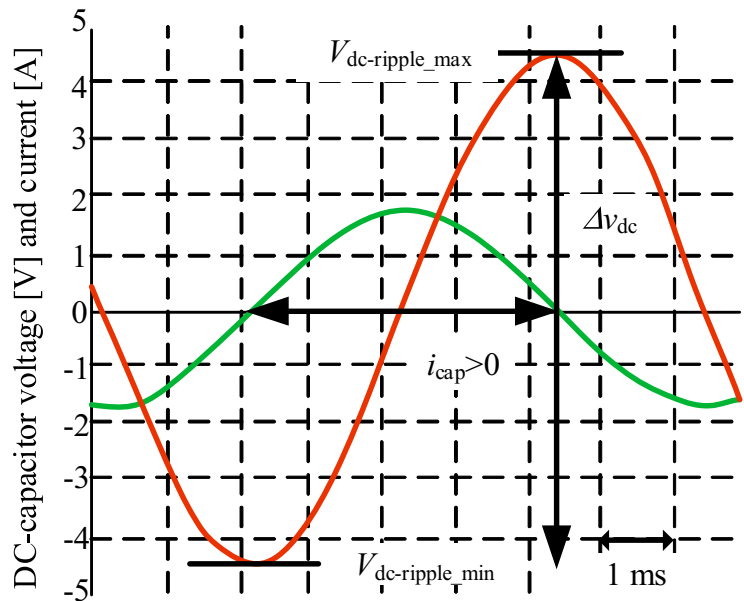
図 2.3 直流キャパシタの脈動電圧 Δv_{dc} および電流 i_{cap} 波形

表 2.5 文献 (32) のシミュレーションで検討されたチャージャ動作モード

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

図 2.4 に Kisacikoglu 氏らが提案した双方向バッテリーチャージャを単相 3 線式配電に接続した場合のシステム構成および各部電圧電流波形のイメージ図を示す。図 2.4 に示すように、この双方向バッテリーチャージャは 200 V 負荷として接続される。この回路条件で、家庭内負荷 Load1 および Load2 は絶えず不平衡状態になるため、負荷電流 i_{L1} および i_{L2} の振幅および位相が異なった波形となる。このとき、中性線に i_{L1} と i_{L2} の差分 i_{Ln} が流れ、柱上変圧器低圧側電圧 v_{L1} , v_{L2} に対する電源電流 i_{S1} , i_{S2} の位相差 ϕ_{L1} , ϕ_{L2} が発生する。これは家庭内負荷で発生した不平衡電力をチャージャで補償できないことを示している。したがって、このバッテリーチャージャは中性線に接続されていないため、不平衡電力により増加した柱上変圧器での電力損失を補償することができない。

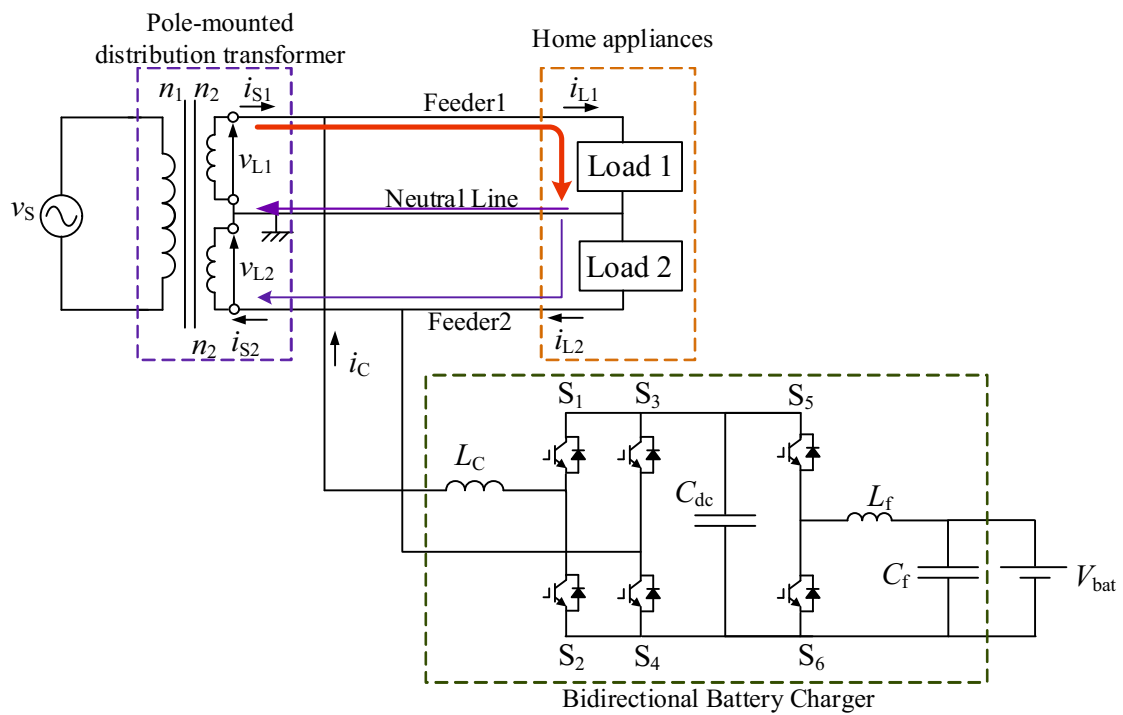


図 2.4 Kisacikogle 氏らが提案した双方向バッテリーチャージャを単相 3 線式配電線に接続した場合

2.3 先に提案した電気自動車用スマートチャージャ

次に、文献 (38) および (39) で提案されている単相 3 線式配電家庭の電力品質を低下させる無効電力および不平衡有効電力の補償機能を有する電気自動車用スマートチャージャについて述べる。

図 2.5 に、文献 (38) で提案されてい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。\$V_{\text{bat}}\$ は電気自動車である日産自動車製リーフのリチウムイオンバッテリー (定格電圧: 360 V) を直流電圧源で模擬している。文献 (38) で提案し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 整流器およびスイッチ \$Q_7\$ および \$Q_8\$ からなる双方向 DC-DC コンバータで構成されている。3 レグ構成 PWM 整流器は電力品質保証装置として動作し、3 番目のレグを中性線に接続することで電源電流 \$i_{s1}\$ および \$i_{s2}\$ を平衡化できる^{(40), (41)}。また 4 番目のレグは双方向 DC-DC コンバータとして動作しており、電気自動車のバッテリーの充電動作および放電動作を実現している。

電気自動車用スマートチャージャの制御法として、直流キャパシタ電圧一定制御を用いている^{(41), (42)}。直流キャパシタ電圧 \$v_{\text{DC}}\$ をフィードバックし、PI 制御器により指令値との偏差を増幅することで、電源電流指令値 \$i_s^*\$ を出力し、補償電流指令値 \$i_{\text{SC1}}^*\$ および \$i_{\text{SC2}}^*\$ を生成している。一般に、単相コンバータで有効無効電力を補償するためには、電源側で補償すべき有効無効電力を演算する必要がある^(43, 44, 49, 50, 51)。一方、この制御法の特長として直流キャパシタ電圧一定制御だけで、負荷電流の無効電力成分および不平衡有効電力成分を補償し、柱上変圧器の低圧側で力率が 1.00 でバランスした電源電流を得ることができる。

ここで、文献 (38) で提案された直流キャパシタ電圧一定制御を用いた 3 レグ構成 PWM 整流器の制御原理を詳細に述べる。電源電圧 \$v_s\$ および負荷電流 \$i_{L1}\$ および \$i_{L2}\$ が次式で与えられる。

$$\begin{aligned} v_s &= \sqrt{2}V_s \cos \omega_s t \\ i_{L1} &= \sqrt{2}I_{L1} \cos(\omega_s t - \phi_{L1}) \\ i_{L2} &= \sqrt{2}I_{L2} \cos(\omega_s t - \phi_{L2}) \end{aligned} \tag{2.14}$$

柱上変圧器の低圧側で力率が 1.00 でバランスした電流が得られると仮定し、低圧側電圧 \$v_{L1}\$ および \$v_{L2}\$、電源電流 \$i_{s1}\$ および \$i_{s2}\$ は次式のように与える。

$$\begin{aligned} v_{L1} &= v_{L2} = \sqrt{2}V_L \cos \omega_s t \\ i_{s1} &= i_{s2} = \sqrt{2}I_s \cos \omega_s t \end{aligned} \tag{2.15}$$

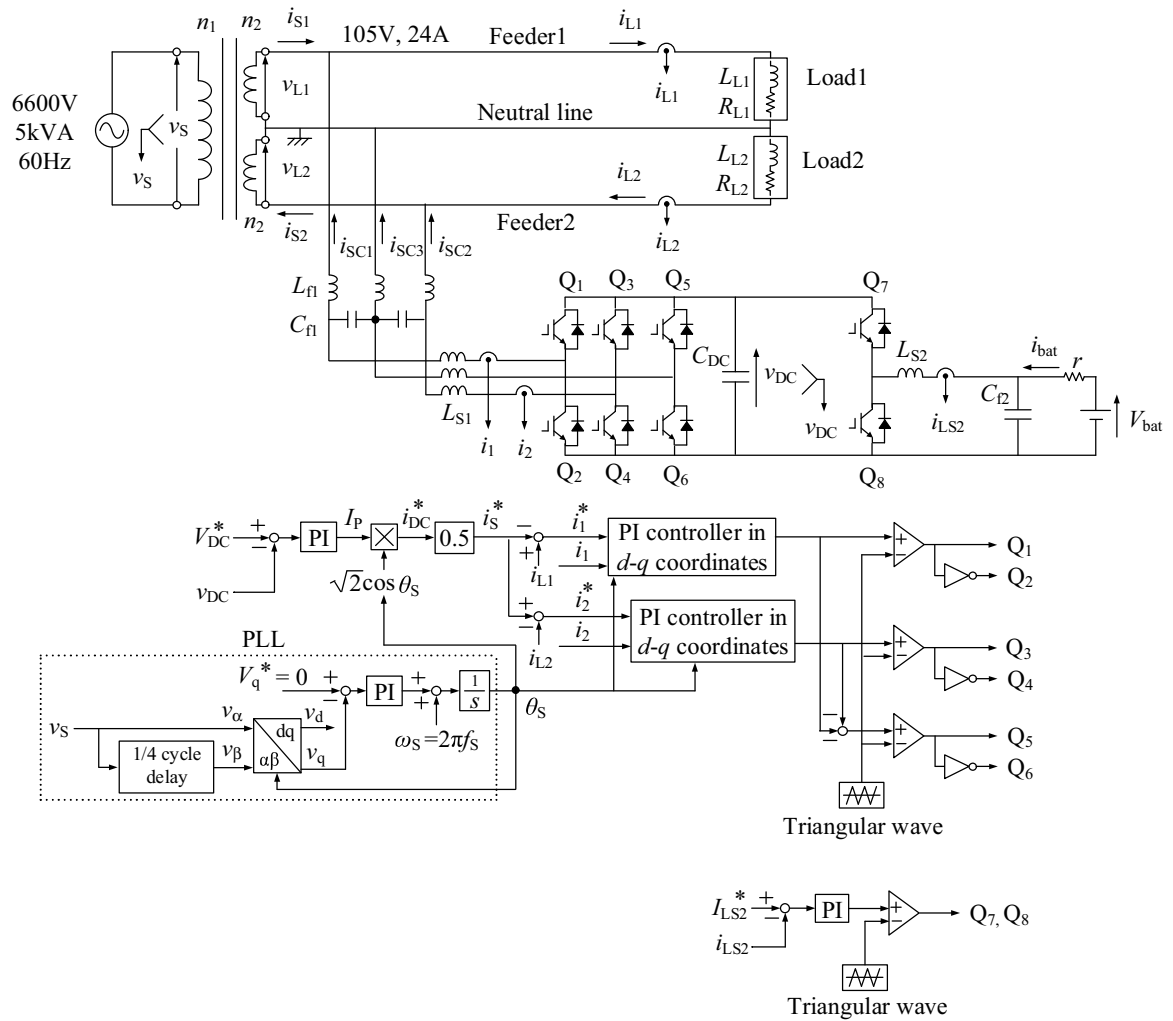


図 2.5 無効電力と不平衡有効電力補償機能を有する電気自動車用スマートチャージャのシステム構成

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

$$\begin{aligned} P_S &= 2V_L \cdot I_S \\ P_{Load1} &= V_L \cdot I_{L1} \cos \phi_{L1} \\ P_{Load2} &= V_L \cdot I_{L2} \cos \phi_{L2} \end{aligned} \quad (2.16)$$

これらの有効電力関係式は次式となる。

$$P_S = P_{Load1} + P_{Load2} + P_{bat} \quad (2.17)$$

したがって、(2.17) 式より電源電流の実効値 I_S は与えられる。

$$I_S = \frac{I_{L1} \cos \phi_{L1} + I_{L2} \cos \phi_{L2}}{2} + \frac{P_{bat}}{2V_L} \quad (2.18)$$

(2.17) および (2.18) 式において、 P_{bat} は充電時を正とし、放電時を負と定義する。また、(2.18) 式の第 1 項目は負荷の平衡有効電流成分で、第 2 項目はバッテリーの有効電力成分を表している。このとき、3 レグインバータ PWM 整流器から出力するチャージャ電流 i_{SC1} , i_{SC2} および i_{SC3} は (2.19) 式となる。

$$\begin{aligned} i_{SC1} &= i_{L1} - i_{S1} \\ &= \sqrt{2} \sqrt{\left(\frac{I_{L1} \cos \phi_{L1} - I_{L2} \cos \phi_{L2}}{2} + \frac{P_{bat}}{2V_L} \right)^2 + (I_{L1} \sin \phi_{L1})^2} \cos(\omega_S t - \phi_{SC1}) \\ i_{SC2} &= -i_{L2} + i_{S2} \\ &= \sqrt{2} \sqrt{\left(\frac{I_{L1} \cos \phi_{L1} - I_{L2} \cos \phi_{L2}}{2} - \frac{P_{bat}}{2V_L} \right)^2 + (I_{L2} \sin \phi_{L2})^2} \cos(\omega_S t + \phi_{SC2}) \\ i_{SC3} &= -i_{SC1} - i_{SC2} \\ &= \sqrt{2} \sqrt{(I_{L1} \cos \phi_{L1} - I_{L2} \cos \phi_{L2})^2 + (I_{L1} \sin \phi_{L1} - I_{L2} \sin \phi_{L2})^2} \cos(\omega_S t - \phi_{SC3}) \end{aligned} \quad (2.19)$$

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

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

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

$$\begin{aligned} p_{SC} &= v_{L1} \cdot (-i_{SC1}) + v_{L2} \cdot i_{SC2} \\ &= P_{bat} + P_{bat} \cos 2\omega st - V_L (I_{L1} \sin \phi_{L1} + I_{L2} \sin \phi_{L2}) \sin 2\omega st \end{aligned} \quad (2.20)$$

(2.15) および (2.20) 式より、力率が1でバランスした電源電流 i_{S1} および i_{S2} が得られている場合、3レグインバータへ流入する瞬時電力 p_{SC} の平均値は P_{bat} となる。このことは、(2.18) 式より直流キャパシタ電圧一定制御によって電源電流の振幅実効値 I_S に P_{Load1} 、 P_{Load2} および P_{bat} が含まれるようにチャージャ電流フィードバック制御できることを示している。したがって、バッテリーの充放電動作しながら力率が1.00でバランスした電源電流 i_{S1} および i_{S2} が得られる。

文献(38)では、バッテリー充電動作、バッテリー放電動作またはバッテリー未接続時において、スマートチャージャが家庭内負荷で発生した不平衡有効電流および無効電流を補償し、力率1.00でバランスした電源電流を達成している。

ここで、文献(38)で提案したスマートチャージャの変換器容量を求める。一般に、電力変換装置の変換器容量を検討する場合は、皮相電力 S_C を評価指標としている。

$$S_C = \frac{V_{L1}I_{C1} + V_{L2}I_{C2} + V_{Ln}I_{Cn}}{2V_L I_A} \text{ pu} \quad (2.21)$$

ここで、 V_L は各 Feeder の電圧 (105 Vrms) であり、 I_C は3レグ構成PWM整流器の出力電流の実効値、 I_A は各 Feeder の定格電流 (24 Arms) である。しかしながら、図2.5の3レグ構成PWM整流器では中性線に接続されるレグに電圧が印加されず皮相電力による容量検討ができない。そこで、単相3線式配電における電力変換装置の変換器容量を中性線および両外線に流れる電流実効値から評価する。ここで本論文では、電流容量 A_C を提案する。電流容量 A_C は次式で定義される。

$$A_C = \frac{\sum_{n=1}^3 I_{Cn}}{2I_A} \text{ pu} \quad (2.22)$$

スマートチャージャの電流容量 A_C はチャージャ電流 i_{C1} 、 i_{C2} および i_{C3} と家庭内負荷に供給する電流の定格電流実効値 $I_A (=24 \text{ A})$ である。文献(39)で提案された直流キャパシタ電圧一定制御を用い電源力率を1.00に制御した場合のスマートチャージャの充電動作時の電流容量 A_C を算出すると0.97 pu となり、スマートチャージャの変換器容量が増大することが確認できた。

一方で、文献 (39) ではスマートチャージャの変換器容量の低減法について検討が行われている。図 2.6 に、文献 (39) で先に提案されてい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を示す。制御法は、柱上変圧器低圧側で任意の無効電力に制御する無効電力調整法であり、この制御法により負荷電流 i_{L1} および i_{L2} の無効電流を任意の大ききで補償し、スマートチャージャから出力するチャージャ電流 i_{SC1} 、 i_{SC2} および i_{SC3} の振幅を小さくすることができ、スマートチャージャを構成する 3 レグ構成 PWM 整流器の変換器容量を低減可能となる。

図 2.6 において、柱上変圧器高圧側電圧 v_S 、家庭内負荷の負荷電流 i_{L1} および i_{L2} はそれぞれ次式で表すことができる。

$$\begin{aligned} v_S &= \sqrt{2}V_S \cos \omega_S t \\ i_{L1} &= \sqrt{2}I_{L1} \cos(\omega_S t - \phi_{L1}) \\ i_{L2} &= \sqrt{2}I_{L2} \cos(\omega_S t - \phi_{L2}) \end{aligned} \quad (2.23)$$

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

$$\begin{aligned} p_L &= \frac{1}{2} (i_{L1} + i_{L2}) \cdot \sqrt{2} \cos \omega_S t \\ &= \frac{1}{2} \left\{ (I_{L1} \cos \phi_{L1} + I_{L2} \cos \phi_{L2}) + I_{L1} \cos(2\omega_S t - \phi_{L1}) + I_{L2} \cos(2\omega_S t - \phi_{L2}) \right\} \end{aligned} \quad (2.24)$$

移動平均 Low-Pass Filter (LPF) を用いて、(2.24) 式の 2ω 成分を取り除く。この移動平均 LPF の伝達関数 $H(z)$ は次式と与えられる。

$$H(z) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} z^{-n} \quad (2.25)$$

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

$$\begin{aligned} I_{Lp} &= \frac{1}{2} \overline{(i_{L1} + i_{L2}) \cdot \sqrt{2} \cos \omega_S t} \\ &= \frac{1}{2} (I_{L1} \cos \phi_{L1} + I_{L2} \cos \phi_{L2}) \end{aligned} \quad (2.26)$$

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

$$i_{Lp} = \sqrt{2}I_{Lp} \cos \omega_S t \quad (2.27)$$

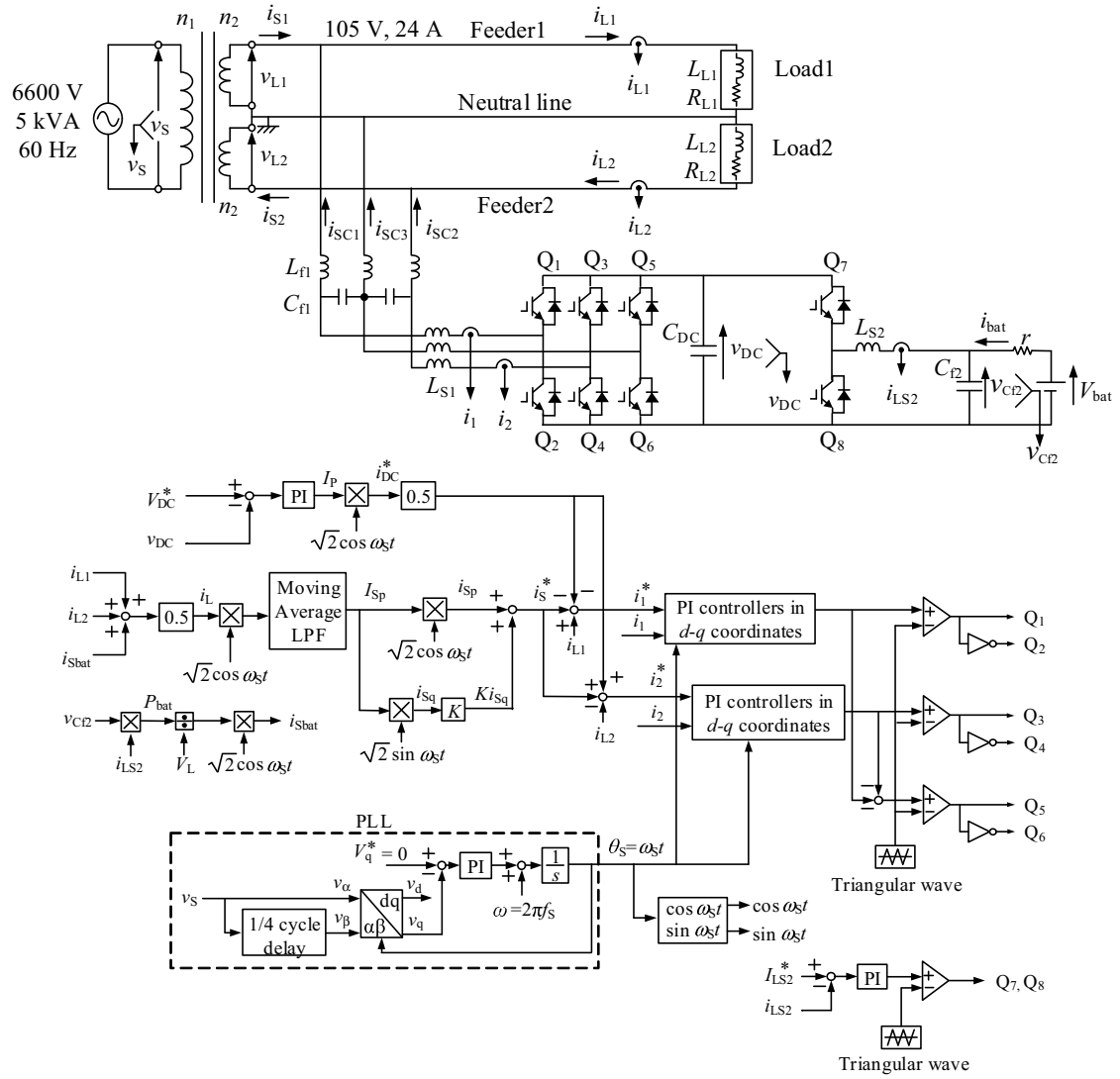


図 2.6 無効電力調整機能を有する電気自動車用スマートチャージャのシステム構成⁽³⁸⁾

バッテリーに融通する電力を P_{bat} とし、次式で表すことができる。

$$P_{\text{bat}} = V_{\text{Cr2}} \cdot I_{\text{LS2}} \quad (2.28)$$

ここで、 V_{Cr2} はバッテリー電圧 v_{Cr2} の平均値および I_{LS2} はバッテリー電流 i_{LS2} の平均値である。電源から P_{bat} を供給するために必要な等価実効値 I_{Sbat} は次式で与えられる。

$$I_{\text{Sbat}} = \frac{P_{\text{bat}}}{V_{\text{L}}} \quad (2.29)$$

I_{Sbat} を実効値とする有効電流 i_{Sbat} は次式となる。

$$\begin{aligned} i_{\text{Sbat}} &= \sqrt{2} \frac{P_{\text{bat}}}{V_{\text{L}}} \cos \omega_{\text{S}} t \\ &= \sqrt{2} I_{\text{Sbat}} \cos \omega_{\text{S}} t \end{aligned} \quad (2.30)$$

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

$$\begin{aligned} i_{\text{Sp}} &= i_{\text{Lp}} + \frac{i_{\text{Sbat}}}{2} \\ &= \sqrt{2} \left(I_{\text{Lp}} + \frac{I_{\text{Sbat}}}{2} \right) \cos \omega_{\text{S}} t \end{aligned} \quad (2.31)$$

図 2.6 では、負荷電流 i_{L1} 、 i_{L2} および i_{Sbat} の和を計算し、その和を 0.5 倍する。その後、移動平均 LPF を使うことで有効電流成分 I_{Sp} を算出する。一方、力率制御ゲイン K を有する無効電流 $K i_{\text{Sq}}$ は有効電流実効値 I_{Sp} と $\sqrt{2} \sin \omega_{\text{S}} t$ を乗算することで得ることができる。電源電流指令値 i_{S}^* は次式となる。

$$i_{\text{S}}^* = \sqrt{2} I_{\text{Sp}} (\cos \omega_{\text{S}} t + K \sin \omega_{\text{S}} t) \quad (2.32)$$

ただし、 $I_{\text{Sp}} = I_{\text{Lp}} + I_{\text{Sbat}}/2$ および $K = \tan(\cos^{-1} 0.90)$ である。さらに、直流キャパシタ電圧を一定に制御するため直流キャパシタ電圧一定制御を付加する。この制御により、直流キャパシタ電圧一定制御に必要な操作量 i_{DC}^* が求められる。このとき、スマートチャージャの出力電流指令値は、

$$\begin{aligned} i_1^* &= i_{\text{L1}} - i_{\text{S}}^* - 0.5 \cdot i_{\text{DC}}^* \\ i_2^* &= -i_{\text{L2}} + i_{\text{S}}^* + 0.5 \cdot i_{\text{DC}}^* \\ i_3^* &= -i_1^* - i_2^* \end{aligned} \quad (2.33)$$

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

$$\begin{aligned}
 i_{SC1} &= i_{L1} - i_{S1} \\
 &= \sqrt{2} \sqrt{\left(\frac{I_{L1} \cos \phi_{L1} - I_{L2} \cos \phi_{L2}}{2} + \frac{P_{bat}}{2V_L} \right)^2 + (I_{L1} \sin \phi_{L1} - KI_{Sp})^2} \cos(\omega st - \phi_{SC1}) \\
 i_{SC2} &= -i_{L2} + i_{S2} \\
 &= \sqrt{2} \sqrt{\left(\frac{I_{L1} \cos \phi_{L1} - I_{L2} \cos \phi_{L2}}{2} - \frac{P_{bat}}{2V_L} \right)^2 + (I_{L2} \sin \phi_{L2} - KI_{Sp})^2} \cos(\omega st + \phi_{SC2}) \\
 i_{SC3} &= -i_{SC1} - i_{SC2} \\
 &= \sqrt{2} \sqrt{(I_{L1} \cos \phi_{L1} - I_{L2} \cos \phi_{L2})^2 + (I_{L1} \sin \phi_{L1} - I_{L2} \sin \phi_{L2})^2} \cos(\omega st - \phi_{SC3})
 \end{aligned} \tag{2.34}$$

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

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

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

$$\begin{aligned}
 p_{SC} &= -v_{L1} \cdot i_{SC1} + v_{L2} \cdot i_{SC2} \\
 &= -P_{bat} - P_{bat} \cos 2\omega st - Q_r \sin 2\omega st
 \end{aligned} \tag{2.35}$$

となる。ただし、

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

とする。

(2.32) および (2.35) 式より、力率が 0.90 でバランスした電源電流 i_{S1} および i_{S2} が得られている場合、3レグ構成 PWM 整流器へ流入する瞬時電力 p_{SC} の平均値は P_{bat} となる。このことは、(2.32) 式より無効電力調整法によって電源電流の振幅実効値 I_{Sp} に家庭内負荷有効電力およびバッテリー電力が含まれるようにチャージャ電流フィードバック制御できることを示している。したがって、バッテリーの充放電動作しながら力率が 0.90 でバランスした電源電流 i_{S1} および i_{S2} が得られる。また、バッテリーを接続していない場合において、バッテリーの有効電力は融通されないので $P_{bat} = 0$ となり、そのときの電源電流の振幅実効値 I_{Sp} は、

$$I_{Sp} = \frac{I_{L1} \cos \phi_{L1} + I_{L2} \cos \phi_{L2}}{2} \quad (2.36)$$

となり、負荷の平衡有効電流成分だけを含んでいる。このとき、バッテリーの充放電時と同様に (2.34) 式からチャージャ電流を求めると、次式となる。

$$\begin{aligned} i_{SC1} &= i_{L1} - i_{S1} \\ &= \sqrt{2} \sqrt{\left(\frac{I_{L1} \cos \phi_{L1} - I_{L2} \cos \phi_{L2}}{2}\right)^2 + (I_{L1} \sin \phi_{L1} - KI_{Sp})^2} \cos(\omega_{St} - \phi_{SC1}) \\ i_{SC2} &= -i_{L2} + i_{S2} \\ &= \sqrt{2} \sqrt{\left(\frac{I_{L1} \cos \phi_{L1} - I_{L2} \cos \phi_{L2}}{2}\right)^2 + (I_{L2} \sin \phi_{L2} - KI_{Sp})^2} \cos(\omega_{St} + \phi_{SC2}) \\ i_{SC3} &= -i_{SC1} - i_{SC2} \\ &= \sqrt{2} \sqrt{(I_{L1} \cos \phi_{L1} - I_{L2} \cos \phi_{L2})^2 + (I_{L1} \sin \phi_{L1} - I_{L2} \sin \phi_{L2})^2} \cos(\omega_{St} - \phi_{SC3}) \end{aligned} \quad (2.37)$$

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

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

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

$$\begin{aligned} p_C &= v_{L1} \cdot (-i_{SC1}) + v_{L2} \cdot i_{SC2} \\ &= -V_L (I_{L1} \sin \phi_{L1} + I_{L2} \sin \phi_{L2} - 2KI_{Sp}) \sin 2\omega_{St} \end{aligned} \quad (2.38)$$

(2.32) 式および (2.38) 式より、力率が 1.00 でバランスした電源電流 i_{S1} および i_{S2} が得られている場合、3 レグインバータ構成 PWM 整流器へ流入する瞬時電力 p_C の平均値は 0 となる。このことは、(2.36) 式より無効電力調整法によって電源電流の振幅実効値 I_S に家庭内負荷有効電力が含まれるようにチャージャ電流フィードバック制御できていることを示している。したがって、バッテリーを接続していない場合において、力率が 0.90 でバランスした電源電流 i_{S1} および i_{S2} が得られる。

しかしながら、無効電力演算ブロックを用いた制御法により文献 (38) で提案したスマートチャージャの制御法と比較し、演算時間が長くなる課題がある。

そこで、有効・無効電力演算ブロックを用いず直流キャパシタ電圧一定制御を用いた簡易な制御法でスマートチャージャの変換器容量の低減について検討を行う必要がある。また、

電源電圧に含まれる高調波電圧を考慮しておらず、さらに家庭内負荷で発生した高調波電流の補償についても未検討であり、電源電圧に含まれる高調波電圧を考慮し、家庭内負荷で発生する高調波電流の補償についても検討を行う必要がある。

2.4 単相回路の電力品質保証法

先に提案した電気自動車用スマートチャージャ⁽³⁸⁾では、直流キャパシタ電圧一定制御を用いた制御法により有効・無効電力演算ブロック不要で有効電流の演算が可能という特長がある。

一方三相回路においては文献(45)で、三相電圧・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した瞬时有効無効電力理論(p-q theory)が提案されている。ここで、瞬时有効電力および瞬时无効電力は次式で表される。

$$\begin{aligned} p &= e_{\alpha}i_{\alpha} + e_{\beta}i_{\beta} \\ q &= e_{\alpha}i_{\beta} - e_{\beta}i_{\alpha} \end{aligned} \tag{2.39}$$

瞬时有効無効電力理論⁽⁴⁵⁾では、三相回路に対して瞬时有効電力 p と対等に取り扱うことのできる瞬时无効電力 q を導入し、瞬时无効電力を明確な意味を持つ物理量として一義的に定義することを可能にしている。これにより、瞬时无効電力を送れなく瞬時に検出して補償可能である。

ここで、瞬时有効無効電力理論⁽⁴⁵⁾を単相回路に応用した先行研究として、Single-phase PQ theory⁽⁴⁶⁾および Fryze-Buchholz-Depenbrock (FBD)-method⁽⁴⁷⁾を用いた制御法⁽⁴⁸⁾について説明し、これらの制御法と比較した直流キャパシタ電圧一定制御を用いたスマートチャージャの制御法の特徴を述べる。

図2.7に、文献(46)で提案されたSingle-phase PQ theoryを単相2線式配電用バランスに応用した場合の制御回路図を示す。受電端電圧 v_T および負荷電流 i_L を検出し、 $v_{T\alpha}$ 、 $i_{L\alpha}$ および $\pi/2$ 進んだ $v_{T\beta}$ 、 $i_{L\beta}$ を算出している。これらを α 相および β 相で受電端電圧および負荷電流を足し合わせ瞬時電力 p を算出し、LPFを用いて有効電力 \bar{p} を算出している。さらに、直流キャパシタ電圧一定制御および受電端電圧 $v_{T\alpha}$ および $v_{T\beta}$ の二乗から電源電流の実効値を算出している。一方で文献(38)で先に提案した電気自動車用スマートチャージャでは、直流キャパシタ電圧一定制御のみを用いて電源電流の実効値を算出可能である。これにより、負荷側の有効・無効電力演算を省略し簡易な制御法により電源電流の実効値を算出可能である。

また、図 2.8 に、文献 (48) で提案されてた FBD-method を単相 3 線式配電用バランサに応用した場合の制御回路図を示す。電源電圧 v_S を検出し単相 PLL 回路で算出した $\sqrt{2} \cos \omega t$ および負荷電流 i_{L1} および i_{L2} を乗算し足し合わせ、また直流キャパシタ電圧一定制御および LPF を用いて電源電流の実効値 I_P を算出している。文献 (38) で先に提案した電気自動車用スマートチャージャでは、直流キャパシタ電圧一定制御のみを用いて電源電流の実効値を算出可能である。これにより、負荷側の有効・無効電力演算を省略し簡易な制御法により電源電流の実効値を算出可能である。

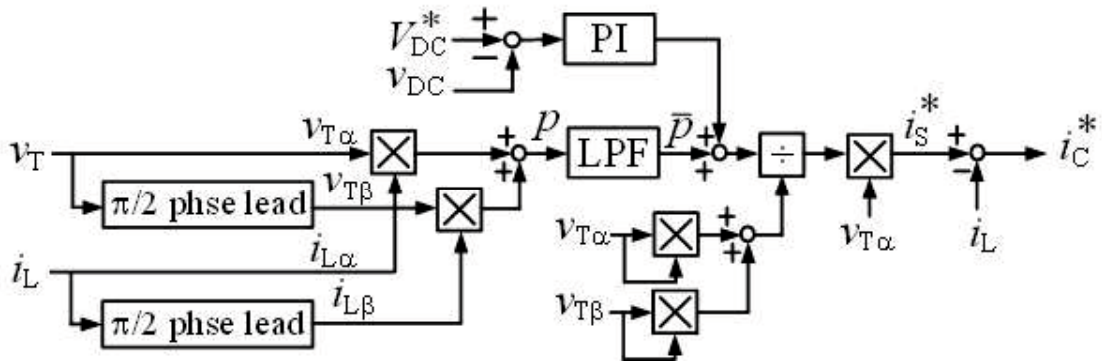


図 2.7 単相 pq 理論⁽⁴⁶⁾ を単相 2 線式配電用バランサに適用した場合の制御回路図

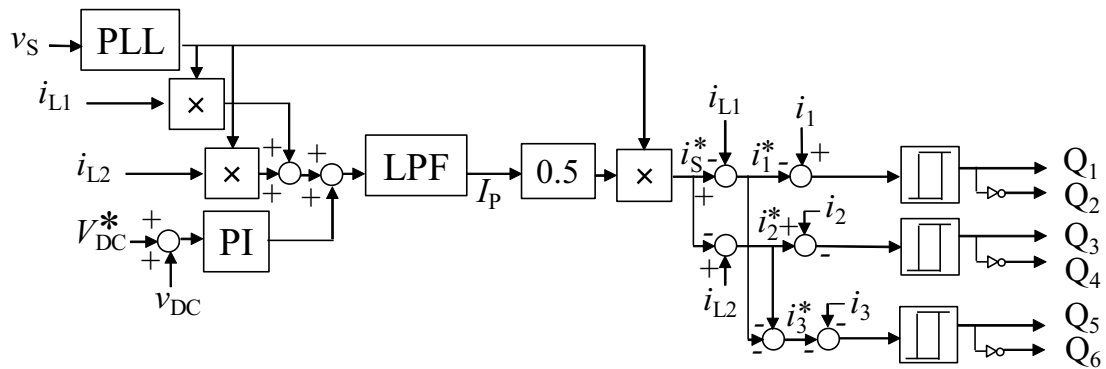


図 2.8 FBD-method⁽⁴⁸⁾ を単相 3 線式配電用バランサに適用した場合の制御回路図

第3章 簡易な無効電力調整法を用いた電気自動車用スマートチャージャの変換器容量の低減法

著者らの研究グループで提案している電気自動車用スマートチャージャの制御法では、負荷側で発生する無効電流および不平衡有効電流の演算ブロックを省略可能であり、直流キャパシタ電圧一定制御のみを用いた簡易な制御法で力率 1.00 でバランスした電源電流を実現できる⁽³⁸⁾。しかしながら、負荷側の無効電流をすべて補償するため、スマートチャージャを構成する3レグ構成PWM整流器の変換器容量が増大する欠点があった。そこで、負荷側の無効電流演算ブロックを付加し、電源側で無効電流調整する制御法を提案し、電気供給約款⁽²⁰⁾で許容されている電源側の力率を0.90に調整することで変換器容量を38%低減できることを明らかにしている⁽³⁹⁾。しかしながら、負荷側の無効電流演算ブロックを付加しているため、スマートチャージャの制御アルゴリズムが複雑となる問題点があった。そこで本章では、直流キャパシタ電圧一定制御系が負荷側の有効電流の振幅を演算できることを明らかにし、この演算した有効電流に比例ゲインを乗算することで電源側の無効電流を調整可能な簡易な制御法を提案し、負荷側の無効電流演算ブロックを省略し、かつ、変換器容量を低減可能であることを理論的に確認する。さらに、提案する簡易な無効電力調整法を用いた電気自動車用スマートチャージャの有効性を計算機シミュレーションおよび実験により確認する。計算機シミュレーションおよび実験結果より、提案した無効電力調整法により、スマートチャージャを構成する3レグ構成PWM整流器の変換器容量をバッテリー充電動作時に最大で38%低減できることを明らかにする。

3.1 システム構成

図3.1に、本論文で提案する無効電力調整法を用いた電気自動車用スマートチャージャのシステム構成を示す。はじめに、図3.1のスマートチャージャの主回路構成について詳細に述べる。日本国内の家庭用配電線を模擬するため、三相6.6 kVrmsから柱上変圧器を介して電圧105 Vrmsの单相3線式配電より家庭内負荷Load1およびLoad2に電力を供給している。ここで、柱上変圧器の降圧側定格は、6.6 kVrms, 5.0 kVA, 60 Hzとし、柱上変圧器低圧側の定格は105 Vrms, 24 Armsとした。 V_{bat} は、日産自動車製リーフのバッテリー(定格電

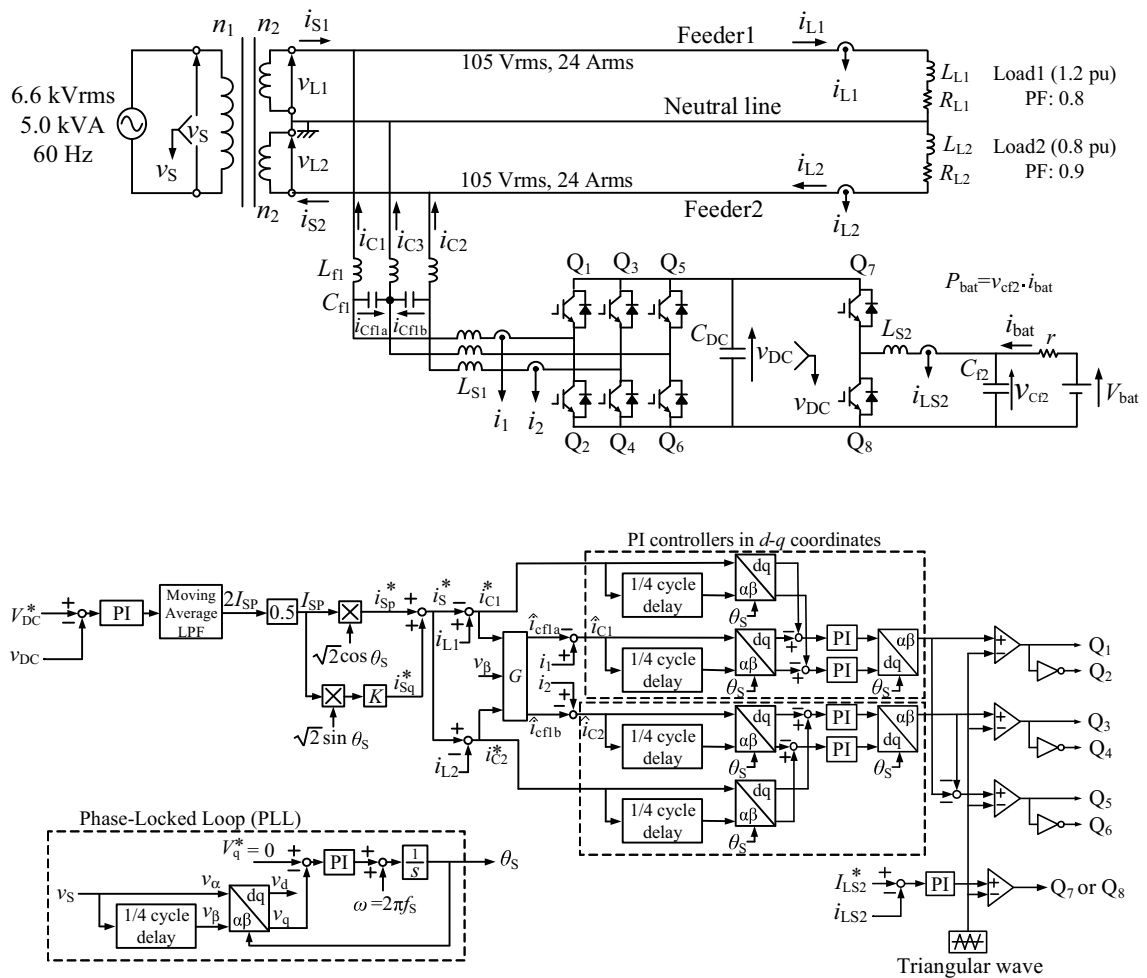


図 3.1 変換器容量の低減を目的とした無効電力調整法を用いたスマートチャージャの回路図

第3章 簡易な無効電力調整法を用いた電気自動車用スマートチャージャの変換器容量の低減法

圧: 360 Vdc) を想定しており直流電源で模擬している。電気自動車用スマートチャージャはスイッチ Q_1 から Q_6 で構成される3レグ構成PWM整流器とスイッチ Q_7 および Q_8 からなる双方向DC-DCコンバータで構成している。第2章で述べた通り、3レグ構成PWM整流器の Q_5 および Q_6 からなる3番目のレグを中性線に接続することで電源側でバランスした電流を得ることが可能である。また、LCLフィルタはスマートチャージャの出力電流 i_1 , i_2 および i_3 のスイッチングリップルを除去するために接続している。ここで、本論文で提案する変換器容量の低減を目的とした直流キャパシタ電流一定制御を用いた簡易な無効電力調整法の制御原理について述べる。はじめに、複素平面上で電源側で無効電流を調整することでスマートチャージャを構成する3レグ構成PWM整流器の変換器容量が低減できることを述べる。

図3.2に、電源電圧、電源電流および負荷電流のフェーザ図を示す。 \dot{V}_S は電源電圧 V_S のフェーザであり $\dot{V}_S = V_S$, \dot{I}_S は電源電流 i_{S1} および i_{S2} の平均電源電流フェーザを示している。 \dot{I}_L は負荷電流 i_{L1} および i_{L2} であり $\dot{I}_L = I_L e^{-j\phi_L}$, \dot{I}_{Lp} は負荷電流の有効成分のフェーザであり $\dot{I}_{Lp} = I_{Lp}$ で表される。 \dot{I}_{Lq} は負荷電流の無効成分のフェーザであり $\dot{I}_{Lq} = I_{Lq} e^{-j(\pi/2)}$ となる。 \dot{I}_C は平均補償電流フェーザであり $\dot{I}_C = I_C e^{-j\phi_L}$ で表される。 \dot{I}_{Sbat} はバッテリー電流 i_{Sbat} の有効電流フェーザであり $\dot{I}_{Sbat} = i_{Sbat}$ で表される。図3.2 (a) では、文献(38)で提案された電源側の力率を1.00に制御した場合のフェーザ図を示している。電源側の力率が1.00に制御するとき、スマートチャージャは家庭内負荷で発生した負荷電流の無効分 \dot{I}_{Lq} を完全に補償するためスマートチャージャの出力電流 \dot{I}_C の振幅が大きくなり、大容量なスマートチャージャが必要となる。一方、同図 (b) に本章で提案した電源側の力率が0.90に制御された場合のフェーザ図を示す。電気供給約款⁽²⁰⁾では、電源の力率は0.90まで許容されている。そこで、スマートチャージャは負荷電流の無効分 $\dot{I}_{Lq} - KI_{Sp}$ のみを補償することで電源側の力率を0.90に制御可能である。ここで、 I_{Sp} は電源電流実効値 I_S の有効分である。したがって、提案した無効電力調整法でスマートチャージャの出力電流は、図3.2 (a) の \dot{I}_C に比べ同図 (b) の \dot{I}_C を振幅を小さくでき、スマートチャージャの変換器容量を低減可能である。

次に、本論文で提案する簡易な無効電力調整法の制御原理について時間領域で論じる。図3.1において、電源で夏 v_S は正弦波であるものとし、次式で与えられる。

$$\begin{aligned} v_S &= v_\alpha \\ &= \sqrt{2}V_S \cos \omega_s t \end{aligned} \quad (3.1)$$

d - q 座標上で構成される単相Phase-Locked Loop (PLL)回路を用いて電源電圧 v_S に同期した電気角 $\theta = \omega_s t$ を演算する。検出した v_S を1/4周期ディレイブロックを用いて v_S と直行した v_β を生成する。この時 v_β は、次式で与えられる。

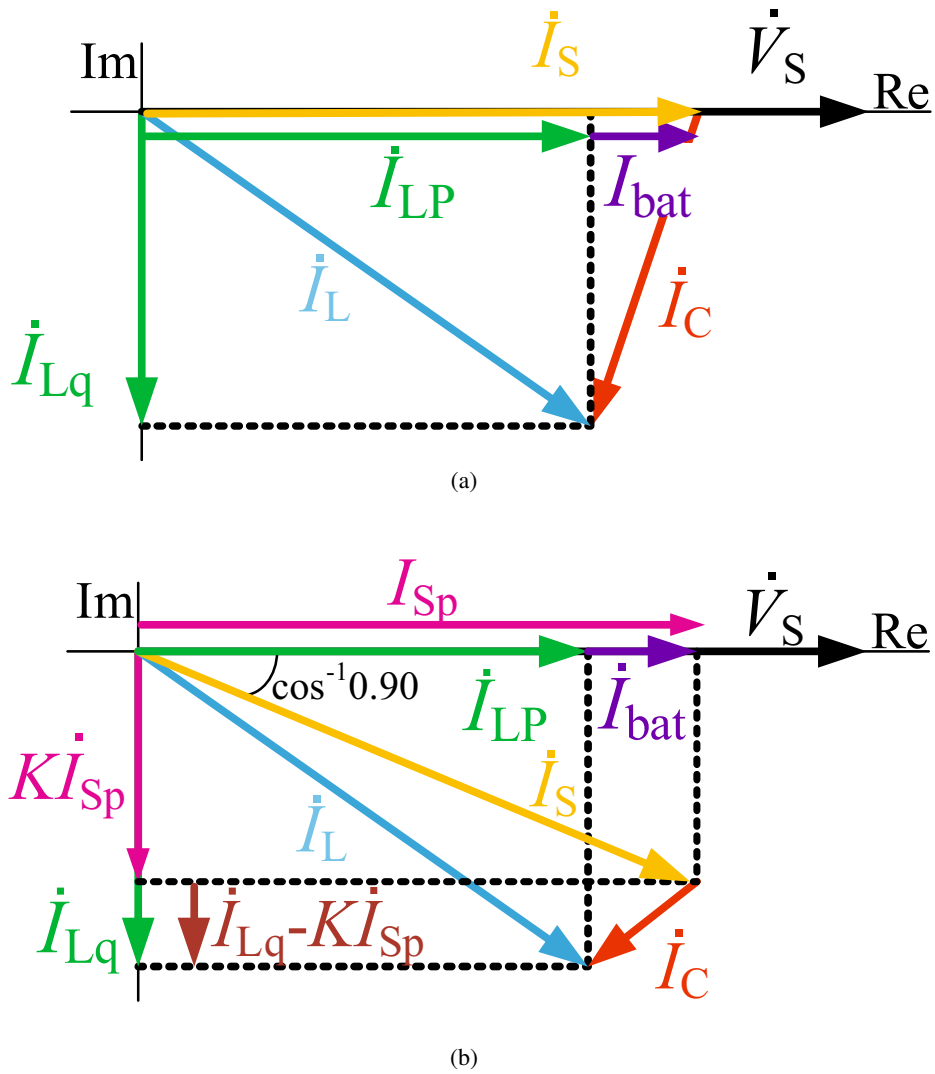


図 3.2 スマートチャージャ動作時における電源電圧，電流および負荷電流のフェーザ (a) 電源の力率を 1.00 に制御した場合 (b) 電源の力率を 0.90 に制御した場合

$$\begin{aligned} v_\beta &= \sqrt{2} \cos(\omega_S t - \frac{\pi}{4}) \\ &= \sqrt{2} V_S \sin \omega_S t \end{aligned} \quad (3.2)$$

(3.1) 式および(3.2) 式の v_α および v_β を単相 PLL 回路の出力である θ_S を用いて dq 座標上に変換する。このとき、 q 軸上の成分 v_q が 0 となるようフィードバック制御を行うことで電源電圧 v_S と同期した電気角 $\theta = \omega_S t$ を発生することができる⁽⁵²⁾⁻⁽⁵⁵⁾。柱上変圧器低圧側電圧 v_{L1} および v_{L2} および家庭内負荷に流れる負荷電流 i_{L1} および i_{L2} はそれぞれ次式で与えられる。

$$\begin{aligned} v_L &= v_{L1} = v_{L2} \\ &= \sqrt{2} V_L \cos \omega_S t \\ i_{L1} &= \sqrt{2} I_{L1} \cos(\omega_S t - \phi_{L1}) \\ i_{L2} &= \sqrt{2} I_{L2} \cos(\omega_S t - \phi_{L2}) \end{aligned} \quad (3.3)$$

柱上変圧器低圧側電圧 v_{L1} および v_{L2} は、電源電圧 v_S 同様に基本波成分のみとしており、負荷電流 i_{L1} および i_{L2} は振幅および位相が異なる不平衡状態としている。図 3.1 において、スマートチャージャは電源側で基本波不平衡有効電流分を補償し、さらに基本波無効電流を制御し柱上変圧器低圧側電圧 v_{L1} および v_{L2} より位相が ϕ だけ遅れた電源電流 i_{S1} および i_{S2} および電源電流指令値 i_S^* , i_{S1}^* および i_{S2}^* は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} i_S^* &= i_{S1} = i_{S2} \\ &= i_{Sp}^* + i_{Sq}^* \\ &= \sqrt{2} I_{SP} \cos \omega_S t + \sqrt{2} K I_{SP} \sin \omega_S t \\ &= \sqrt{2} I_{SP} (\cos \omega_S t + K \sin \omega_S t) \\ &= \sqrt{2} I_S \cos \phi (\cos \omega_S t + \frac{\sin \phi}{\cos \phi} \sin \omega_S t) \\ &= \sqrt{2} I_S \cos(\omega_S t - \phi) \end{aligned} \quad (3.4)$$

ここで、 K は $\tan \phi = \sin \phi / \cos \phi$ であり、 $\phi = \cos^{-1} 0.90$ である。(3.4) 式で与えられる電源電流 i_{S1} および i_{S2} を実現するためには、スマートチャージャは負荷電流 i_{L1} および i_{L2} の差分を出力する。このとき、スマートチャージャの出力電流指令値 i_{C1}^* , i_{C2}^* および i_{C3}^* は次式となる。

$$\begin{aligned} i_{C1}^* &= i_{L1} - i_S^* \\ i_{C2}^* &= i_S^* - i_{L2} \\ i_{C3}^* &= -i_{C1}^* - i_{C2}^* \end{aligned} \quad (3.5)$$

スマートチャージャが、(3.5) 式で与えられる指令値に追従した電流を出力するときスマートチャージャを構成する3レグ構成PWM整流器に流出入する瞬時電力 p_{SC} は次式となる。

$$\begin{aligned}
 p_{SC} &= -v_{L1} \cdot i_{C1}^* + v_{L2} \cdot i_{C2}^* \\
 &= v_L(-i_{L1} - i_{L2} + 2i_S^*) \\
 &= 2V_L(-I_{L1} \cos \phi_1 - I_{L2} \cos \phi_2 + 2I_{SP}) \\
 &= 2V_L(-I_{L1} \cos \phi_1 - I_{L2} \cos \phi_2 + 2KI_{SP}) \cos 2\omega_s \\
 &= 2V_L(-I_{L1} \sin \phi_1 - I_{L2} \sin \phi_2 + 2I_{SP}) \sin 2\omega_s
 \end{aligned} \tag{3.6}$$

ここで、スマートチャージャに流出入する瞬時電力 p_{SC} の半周期での平均値 \bar{p}_{SC} は、直流キャパシタ電圧一定制御により直流キャパシタ電圧 v_{DC} を一定に制御することで、電気自動車のバッテリーを充放電するための電力 P_{bat} となる。これより次式が成り立つ。

$$\begin{aligned}
 \bar{p}_{SC} &= \frac{1}{T_S} \int_0^{T_S/2} p_{SC} dt \\
 &= 2V_L(-I_{L1} \cos \phi_1 - I_{L2} \cos \phi_2 + 2I_{SP}) \\
 &= P_{bat}
 \end{aligned} \tag{3.7}$$

ここで、 P_{bat} は直流キャパシタ C_{DC} を介して双方向DC-DCコンバータおよび電気自動車のバッテリーを模擬している直流電源へ供給される電力である。これより、電源電流実効値の有効分 I_{SP} は次式となる。

$$\begin{aligned}
 I_{SP} &= \frac{I_{L1} \cos \phi_{L1} + I_{L2} \cos \phi_{L2}}{2} + \frac{P_{bat}}{2V_L} \\
 &= I_S \cos \phi
 \end{aligned} \tag{3.8}$$

したがって、直流キャパシタ電圧一定制御により直流キャパシタ電圧 v_{DC} を一定に制御することで、家庭内負荷で発生した不平衡有効電流および無効電流を補償し、電源側の力率が0.90となるバランスした電源電流実効値の有効分を算出可能である。

図3.1において、直流キャパシタ電圧指令値 V_{DC}^* および直流キャパシタ電圧 v_{DC} の差分をPI制御器により増幅し、直流キャパシタ C_{DC} の 2ω 成分を除去するための移動平均Low-pass filter (LPF) を用いて除去した後、0.5を乗算し一相分の電源電流実効値の有効分 I_{SP} を算出する。ここで、単相PLL回路を用いて算出した電気角 θ_S を用いて算出した $\cos \theta_S$ を乗算し $i_{Sp}^* = \sqrt{2}I_{SP} \cos \theta_S$ を算出する。また、無効電力調整法により電源電流を力率0.90に制御するための調整したフィードフォワードゲイン $K = \tan(\cos^{-1}0.90)$ および単相PLL回路を用いて算出した電気角 θ_S を用いて算出した $\sin \theta_S$ を乗算し $i_{Sq}^* = \sqrt{2}KI_{SP} \sin \theta_S$ を算出する。この i_{Sp}^* および i_{Sq}^* を足し合わせ、力率0.90でバランスした電源電流指令値 i_S^* を算出している。したがって、直流キャパシタ電圧一定制御により直流キャパシタ電圧 v_{DC} を一定に制御する

ことで、負荷電流の有効・無効電力演算ブロックなしで家庭内負荷で発生した不平衡有効電流および無効電流を補償し、電源側の力率が0.90となるバランスした電源電流指令値を算出可能である。

一方、電源側の無効電力を精度よく調整するためにはスイッチング周波数成分を除去するフィルタキャパシタ C_{f1} に電源側から流入する基本波進相電流を考慮する必要がある。各フィードに接続したフィルタキャパシタ C_{f1} に流れる電流予測値を \hat{i}_{Cf1a} および \hat{i}_{Cf1b} とし、電源電圧 v_s に対して1/4周期である90度位相が遅れた電圧 v_β とチャージャ電流 i_{C1}^* および i_{C2}^* を使って次式で表現できる。

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_{Cf1a} \\ \hat{i}_{Cf1b} \end{bmatrix} = G_C \cdot \begin{bmatrix} v_\beta \\ i_{C1}^* \\ i_{C2}^* \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

ただし、

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

である。このとき、フィルタキャパシタ通過後のチャージャ電流予測値 \hat{i}_{Cf1a} および \hat{i}_{Cf1b} は次式となる。

$$\begin{aligned} \hat{i}_{C1} &= i_1 - \hat{i}_{Cf1a} \\ \hat{i}_{C2} &= i_2 - \hat{i}_{Cf1b} \end{aligned} \quad (3.10)$$

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、単相回路における dq 座標上で構成した電流制御法を用いている。図3.1の dq 座標上でのPI制御法について述べる。負荷側電力演算が不要な無効電力調整法により生成したチャージャ電流 i_{C1}^* とフィルタキャパシタ C_{f1} に流れる電流を考慮したチャージャ電流予測値 \hat{i}_{Cf1a} 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 $i_{c1\beta}^*$ および $i_{c1\beta}$ を生成する。それらをPLL回路を用いて生成した θ_s を用いて、 dq 座標上に変換し dq 座標上の直流量を用いて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 ($\alpha\beta$ 変換) し、各レグで三角波比較PWM方式を用いて(3.5)式を満足するチャージャ電流 i_{C1} 、 i_{C2} および i_{C3} を制御する。さらに、スイッチング周波数12kHzで三角波比較方式PWMにより3レグ構成PWM整流器のスイッチ Q_1 から Q_6 を制御している。

3.2 シミュレーション結果

本章で提案した変換器容量低減を目的とした無効電力調整法を用いたスマートチャージャの有効性を確認するため、計算機シミュレーションを行った。シミュレーションでは、パワーエレクトロニクス用回路シミュレータである PSIM を用いた。

単相 3 線式配電における中性線と各電圧側電線間の負荷は、内線規程により“やむを得ない場合は設備不平衡率を 40 % までとすることができる”と定められている⁽⁸⁾。表 3.1 に、計算機シミュレーションに用いた回路定数を示す。不平衡率を最大の 40 % とするため Load1 は 1.2 pu および力率を 0.80 および Load2 は 0.8 pu および力率を 0.90 とした。制御系に用いた PI 制御器のゲインは、限界感度法で算出しシミュレーションを用いて微調整を行い決定している。本章では、直流キャパシタ電圧一定制御の PI 制御のゲインを $K_p=1.0$ および $T_i=0.1$ ms とし、 d - q 座標上での PI 制御のゲインは、 $K_p=0.5$ および $T_i=8$ ms とした。

図 3.3 に、充電動作時のシミュレーション結果を示す。上から柱上変圧器低圧側電圧 v_{L1} および v_{L2} 、電源電流 i_{S1} および i_{S2} 、家庭内負荷に流れる負荷電流 i_{L1} および i_{L2} 、スマートチャージャから出力される補償電流 i_{C1} 、 i_{C2} および i_{C3} 、直流キャパシタ C_{DC} の両端の電圧 V_{DC} 、バッテリーに流入する電流 i_{bat} を示している。図 3.3 のバッテリー充電動作時のシミュレーション結果において Load1 および Load2 がアンバランスであるため、負荷電流 i_{L1} および i_{L2} は振幅および位相が異なる不平衡状態となっているが、スマートチャージャからの補償電流 i_{C1} 、 i_{C2} および i_{C3} で補償することにより電源電流 i_{S1} および i_{S2} は力率 0.90 でバランスしている。また双方向 DC-DC コンバータは降圧動作し、バッテリー電流 i_{bat} は平均が -5 A となっておりバッテリー電流指令値の -5 A と一致していることが確認できる。バッテリ充電時のバッテリー電流リップル率は 2.9 % となり、文献 (56) で許容された定常状態の直流キャパシタ電圧のリップル率を 5.0 % 未満を満たしている。

図 3.4 に、バッテリー放電動作時のシミュレーション結果を示す。充電動作時と同様に負荷電流 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からの補償電流 i_{C1} 、 i_{C2} および i_{C3} で電源電流 i_{S1} および i_{S2} を力率 0.90 でバランスしている。バッテリーの放電動作時において、電気自動車のバッテリーの電力を家電機器へ融通することで、電源電流 i_{S1} および i_{S2} の振幅が充電動作時に比べ小さくなっていることが確認できる。また双方向 DC-DC コンバータは降圧動作し、バッテリー電流 i_{bat} は平均が +5 A となっておりバッテリー電流指令値の +5 A と一致していることが確認できる。バッテリー放電時のバッテリー電流リップル率は 3.7 % となり、文献 (56) で許容された定常状態の直流キャパシタ電圧のリップル率を 5.0 % 未満を満たしている。

これより、バッテリー充電動作時およびバッテリー放電動作時において、負荷電流 i_{L1} および i_{L2} が振幅および位相が異なる不平衡状態であってもスマートチャージャにより補償することで、電源側で力率 0.90 でバランスした電源電流 i_{S1} および i_{S2} を達成可能であることをシ

表 3.1 図 3.1 で用いた回路定数

Item	Symbol	Value
Load1 (1.2 pu, Power factor 0.8)	L_{L1}	5.8 mH
	R_{L1}	2.9 Ω
Load2 (0.8 pu, Power factor 0.90)	L_{L2}	6.3 mH
	R_{L2}	4.9 Ω
Filter inductor for three-leg inverter	L_{f1}	0.46 mH
Filter capacitor for three-leg inverter	C_{f1}	10.4 μF
Switching inductor for three-leg inverter	L_{S1}	1.0 mH
DC capacitor	C_{DC}	2200 μF
DC-capacitor voltage	V_{DC}^*	385 Vdc
Switching inductor for dc-dc converter	L_{S2}	3.3 mH
Filter capacitor for dc-dc converter	C_{f2}	1000 μF
Battery voltage	V_{bat}	360 Vdc
Battery current	I_{LS2}^*	5 Adc
Internal resistance of battery	r	72 m Ω
Switching frequency	f_{sw}	12 kHz
Dead time	T_d	3.5 μs

ミュレーションにより明らかにした。

次に、スマートチャージャの変換器容量について検討する。一般に、電力変換装置の変換器容量を検討する場合には、皮相電力 S_C を評価指標としている。電力変換器の容量は、次式で与えられる。

$$S_C = \frac{V_{L1}I_{C1} + V_{L2}I_{C2} + V_{Ln}I_{Cn}}{2V_L I_A} \text{ pu} \quad (3.11)$$

ここで、 V_L は各 Feeder の電圧 (105 Vrms) であり、 I_C は 3 レグ構成 PWM 整流器の出力電流の実効値、 I_A は各 Feeder の定格電流 (24 Arms) である。しかしながら、図 3.1 の 3 レグ構成 PWM 整流器では中性線に接続されるレグに電圧が印加されず皮相電力による容量検討ができない。そこで、単相 3 線式配電における電力変換装置の変換器容量を中性線および両外線に流れる電流実効値から評価する。ここで本論文では、電流容量 A_C を提案する。電流容量 A_C は次式で定義される。

$$A_C = \frac{\sum_{n=1}^3 I_{Cn}}{2I_A} \text{ pu} \quad (3.12)$$

スマートチャージャの電流容量 A_C はチャージャ電流 i_{C1} 、 i_{C2} および i_{C3} と家庭内負荷に供給する電流の定格電流実効値 $I_A (=24 \text{ A})$ である。文献 (39) で提案された直流キャパシタ電圧

一定制御を用い電源力率を 1.00 に制御した場合のスマートチャージャの充電動作時の電流容量 A_C を算出すると 0.97 pu となる。一方、本章で提案した直流キャパシタ電圧一定制御を用いた簡易な無効電力法により電源力率を 0.90 に制御した場合における i_{C1} , i_{C2} および i_{C3} の実効値はそれぞれ 16.6 Arms, 6.60 Arms および 10.6 Arms で、スマートチャージャの電流容量を算出すると 0.6 pu となる。したがって、シミュレーション結果より直流キャパシタ電圧一定制御を用いた制御法と比較して、無効電力調整機能を付加した制御法を用いることでスマートチャージャの電流容量が 38 % が低減可能であることを確認した。

表 3.2 に、家庭内負荷の負荷条件とスマートチャージャの電流容量の関係を示す。家庭内負荷 Load1 および Load2 の不平衡率を、40 %とした場合の 1.2 pu および 0.8 pu, 1.0 pu および 0.67 pu, 0.8 pu および 0.53 pu, 0.6 pu および 0.4 pu および 20 %とした場合の 1.2 pu および 1.0 pu, 1.0 pu および 0.67 pu, 0.8 pu および 0.53 pu, 0.6 pu および 0.43 pu とし、スマートチャージャが家庭内負荷で発生する不平衡有効電流および無効電流を補償し力率 0.90 でバランスした電源電流となるよう制御した場合の電流容量 A_C を算出している。家庭内負荷の力率は、Load1 で 0.8 および Load2 で 0.90 としている。不平衡率 40 %である Load1 を 1.2 pu, Load2 を 0.8 pu とした場合、スマートチャージャが出力する補償電流 i_{C1} , i_{C2} および i_{C3} はそれぞれ 7.01 Arms, 12.76 Arms および 10.38 Arms となり電流容量 A_C は 0.60 pu となる。同じく不平衡率 40 %である 1.0 pu および 0.67 pu, 0.8 pu および 0.53 pu および 0.6 pu および 0.4 pu と負荷の容量を小さくすると、スマートチャージャが出力する補償電流 i_{C1} , i_{C2} および i_{C3} の振幅は小さくなり、スマートチャージャの電流容量 A_C も 0.55 pu, 0.55 pu および 0.51 pu と家庭内負荷が大きくなるとともにスマートチャージャの電流容量 A_C が大きくなることを確認した。同様に、不平衡率が 20 %では、Load1 を 1.2 pu, Load2 を 1.0 pu とした場合、スマートチャージャが出力する補償電流 i_{C1} , i_{C2} および i_{C3} はそれぞれ 8.43 Arms, 10.65 Arms および 7.76 Arms となり電流容量 A_C は 0.52 pu となる。同じく不平衡率 20 %である 1.0 pu および 0.67 pu, 0.8 pu および 0.53 pu, 0.6 pu および 0.43 pu と負荷の容量を小さくすると、スマートチャージャの電流容量 A_C も 0.49 pu, 0.39 pu および 0.39 pu と家庭内負荷が大きくなるとともにスマートチャージャの電流容量 A_C が大きくなることを確認した。したがって、不平衡率が 40 %および 20 %の場合においても、家庭内負荷が大きくなるとスマートチャージャの電流容量が増大する。特に、不平衡率が 40 %で Load1 が 1.2 pu で Load2 が 0.8 pu の場合にスマートチャージャの電流容量 A_C が 0.60 pu と最大となる。これより、家庭内負荷は重くかつ不平衡率が大きいほど電流容量が大きくなることがわかる。

表 3.3 に、電源側の力率およびスマートチャージャの電流容量の関係を示す。家庭内負荷の負荷条件は、表 3.2 よりスマートチャージャの電流容量が最大となった不平衡率 40 %の Load1 を 1.2 pu および力率 0.90 および Load2 を 0.8 pu および力率 0.8 としている。電源側の力率を 1.00, 0.98, 0.96, 0.94, 0.92 および 0.90 に制御し、それぞれスマートチャージャ

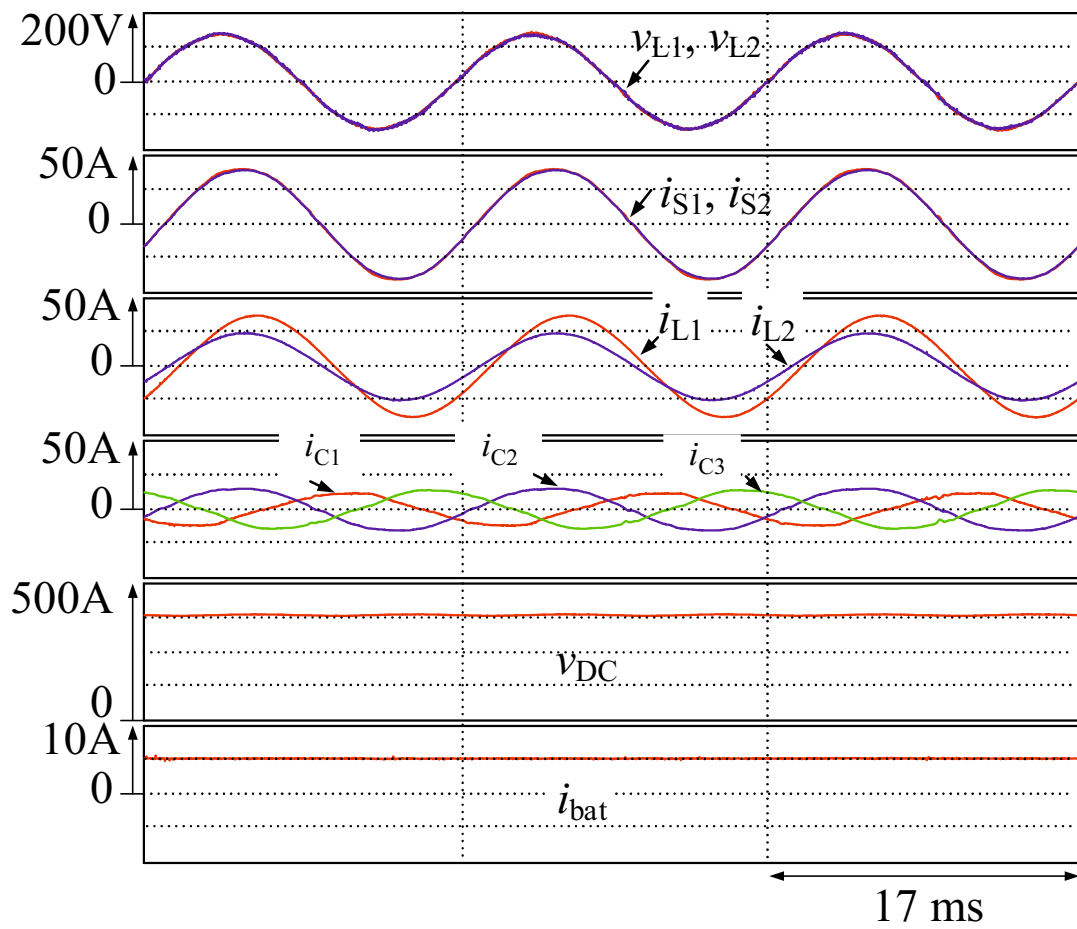


図 3.3 図 3.1 の充電動作時のシミュレーション結果

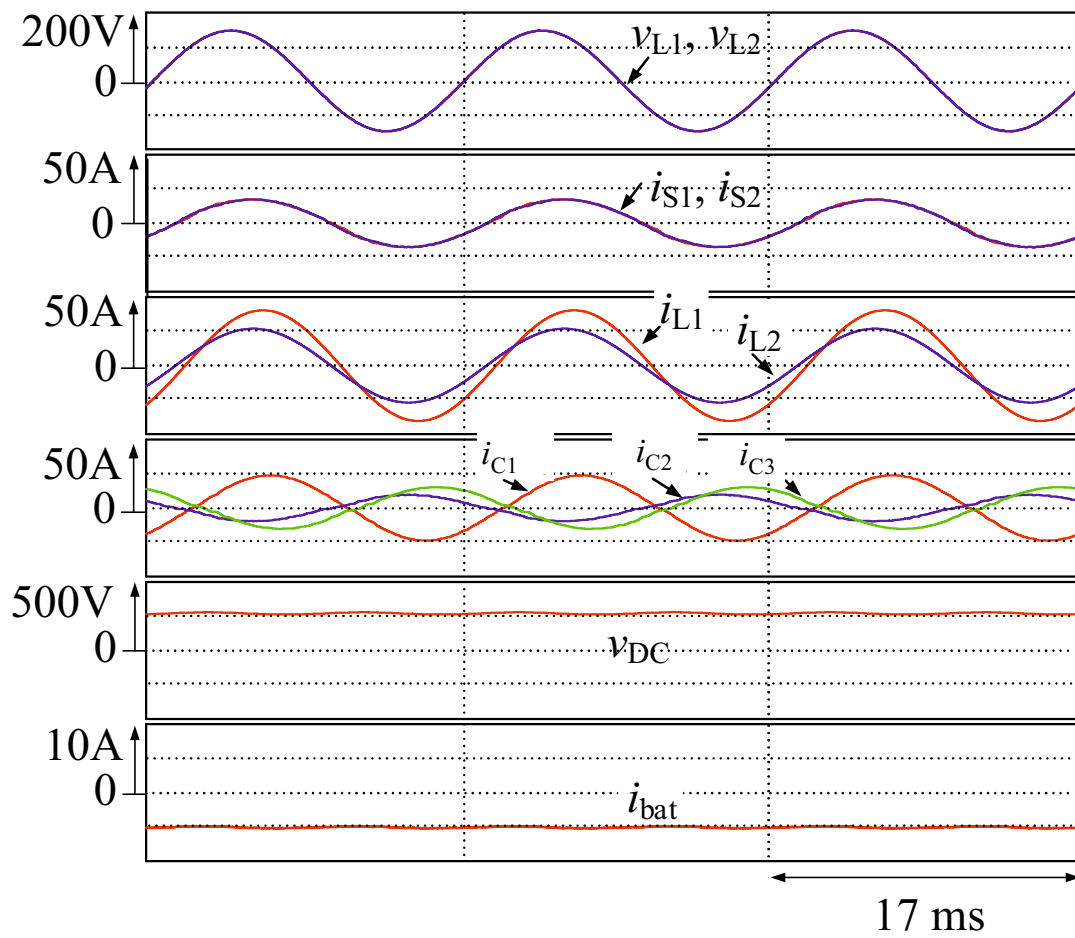


図 3.4 図 3.1 の放電動作時のシミュレーション結果

表 3.2 家庭内負荷の負荷条件とスマートチャージャの電流容量の関係性

Unbalanced ratio %	Load1 pu	Load2 pu	i_{C1} Arms	i_{C2} Arms	i_{C3} Arms	Current capacity A_C pu
40	1.2	0.8	7.01	12.76	10.38	0.6
	1.0	0.67	8.88	12.21	8.60	0.6
	0.8	0.53	6.97	11.75	6.88	0.6
	0.6	0.4	7.37	11.21	5.25	0.5
20	1.2	1.0	8.43	10.65	7.76	0.5
	1.0	0.67	8.36	10.43	5.84	0.5
	0.8	0.53	8.24	10.29	4.63	0.4
	0.6	0.43	8.36	10.15	3.61	0.4

表 3.3 電源側の力率とスマートチャージャの電流容量の関係性

Power factor of source side $\cos \phi$	Control gain $K = \tan(\cos^{-1} \phi)$	i_{C1} Arms	i_{C2} Arms	i_{C3} Arms	Current capacity A_C pu
1.0	0	18.6	14.5	10.5	0.9
0.98	0.20	13.1	12.0	10.4	0.9
0.96	0.29	10.9	12.0	10.4	0.7
0.94	0.36	9.3	11.7	10.4	0.7
0.92	0.43	8.0	12.2	10.4	0.7
0.90	0.48	7.0	12.8	10.4	0.6

の電流容量 A_C を算出した。電源側の力率を 1.00 に制御する場合は最も電流容量 A_C が増大し、電気供給約款で許容された力率の最大値 0.90 に制御する場合は最も電流容量 A_C が小さくなった。

3.3 実験結果

本節では、実験により提案した変換器容量の低減を目的とした無効電力調整法を用いたスマートチャージャの有効性を検討するため、実験装置を構成し実験による検討を行った。

図 3.1 では、高圧側が 6.6 kVrms であり研究室で実験装置を構成するのは困難である。そこで、高圧側の電圧を 200 Vrms として縮小モデルで実験装置を構成した。図 3.5 に、構成した電気自動車用スマートチャージャの実験装置を示す。高圧側の定格は 210 Vrms, 5.0 kVA, 60 Hz であり、低圧側の定格は 105 Vrms, 24 Arms である。なお、実験に用いた回路定数はシミュレーション時と同じであり、表 3.1 に示したとおりである。スマートチャージャから出力するチャージャ電流の指令値演算には、DSP(TMS320C6713, 225 MHz) を用いている。検出した電源電圧 v_S , 負荷電流 i_{L1} および i_{L2} , 直流キャパシタ電圧 v_{DC} , バッテリ電圧 v_{cf2} およびバッテリ電流 i_{LS2} は、12 bit の A/D 変換器を用いて DSP に取り込まれる。この DSP 内では、チャージャ電流指令値 i_{C1}^* および i_{C2}^* の演算、直流キャパシタ電圧 v_{DC} 一定制御、双方向 DC-DC コンバータの出力電流 i_{bat} の制御および三角波比較 PWM 方式を一括して行っている。3 レグ構成 PWM 整流器を構成する 6-in-1 IGBT モジュールは三菱電機株式会社製の P50RSA060, 双方向 DC-DC コンバータの 2-in-1 IGBT モジュールは三菱電機株式会社製の CCM100DY-24A を用いた。また、バッテリ充電動作時は 60 Ω の抵抗で模擬し、放電動作時は実験室で所有している定格電圧 300 Vdc の直流電圧源 HX0300-25 を用いた。

図 3.6 に充電動作時の実験結果を示す。上から柱上変圧器低圧側電圧 v_{L1} および v_{L2} , 電源電流 i_{S1} および i_{S2} , 家庭内負荷に流れる負荷電流 i_{L1} および i_{L2} , スマートチャージャから出力される補償電流 i_{C1} および i_{C2} , i_{C3} , 直流キャパシタ C_{DC} にかかる電圧 V_{DC} , バッテリに流入する電流 i_{bat} を示している。

図 3.6 のバッテリ充電動作時の実験結果において Load1 および Load2 がアンバランスであるため、負荷電流 i_{L1} および i_{L2} は振幅および位相が異なる不平衡状態となっているが、スマートチャージャからの補償電流 i_{C1} および i_{C2} , i_{C3} で電源電流 i_{S1} および i_{S2} を力率 0.90 でバランスしている。また双方向 DC-DC コンバータは降圧動作し、バッテリ電流 i_{bat} は平均が +5 A となっておりバッテリ電流指令値の +5 A と一致していることが確認できる。バッテリ放電時のバッテリ電流リップル率は 1.6 % となった。シミュレーションと比較して、バッテリ電流のリップル率が低下したのは実験時にはバッテリを抵抗のみで模擬したためである。

図 3.7 に、バッテリ放電動作時の実験結果を示す。充電動作時と同様に負荷電流 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からの補償電流 i_{C1} および i_{C2} ,

第3章 簡易な無効電力調整法を用いた電気自動車用スマートチャージャの変換器容量の低減法

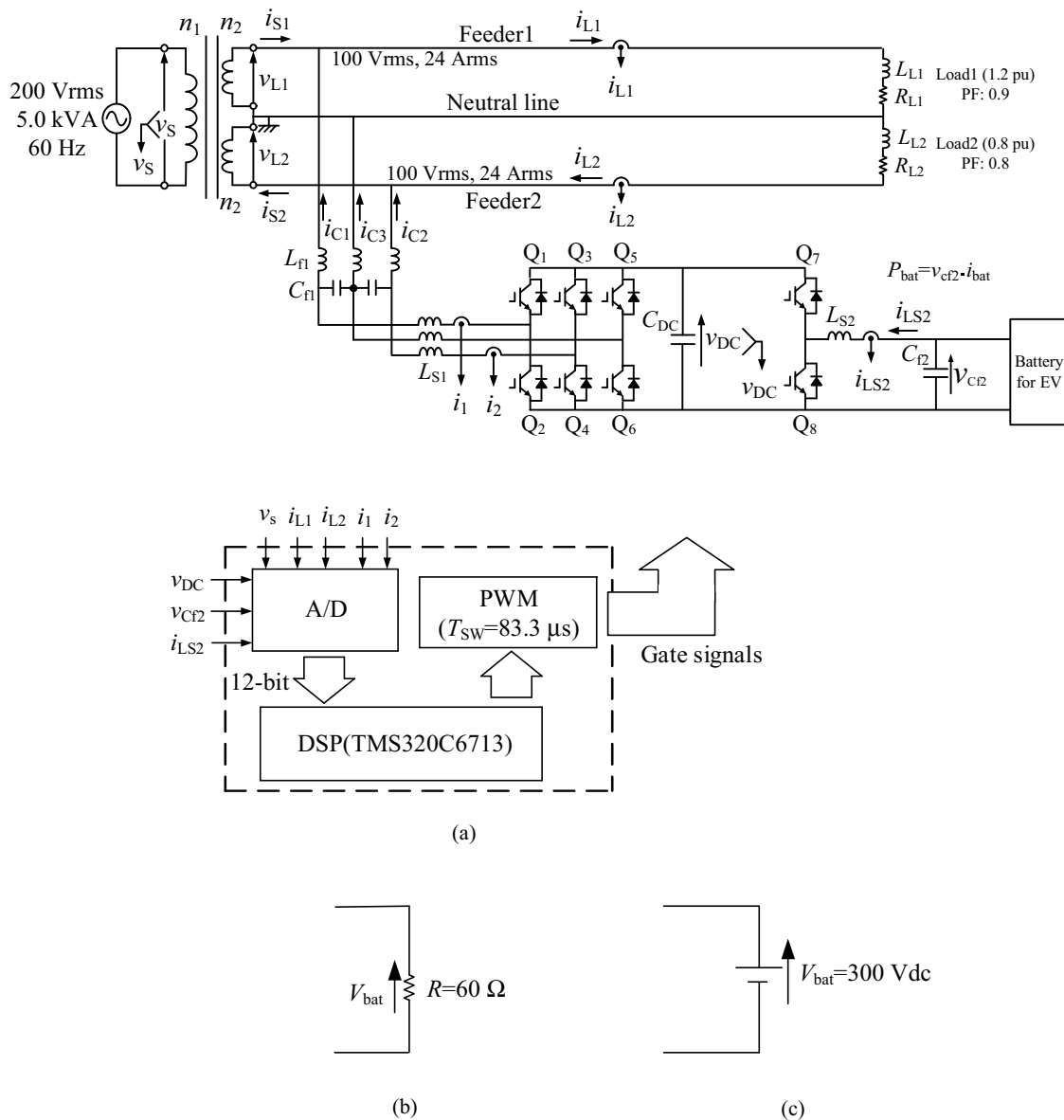


図 3.5 図 3.1 の縮小モデルを用いた実験回路 (a) 主回路図および制御回路, (b) バッテリ充電動作時のバッテリーモデル, (c) バッテリ放電動作時のバッテリーモデル

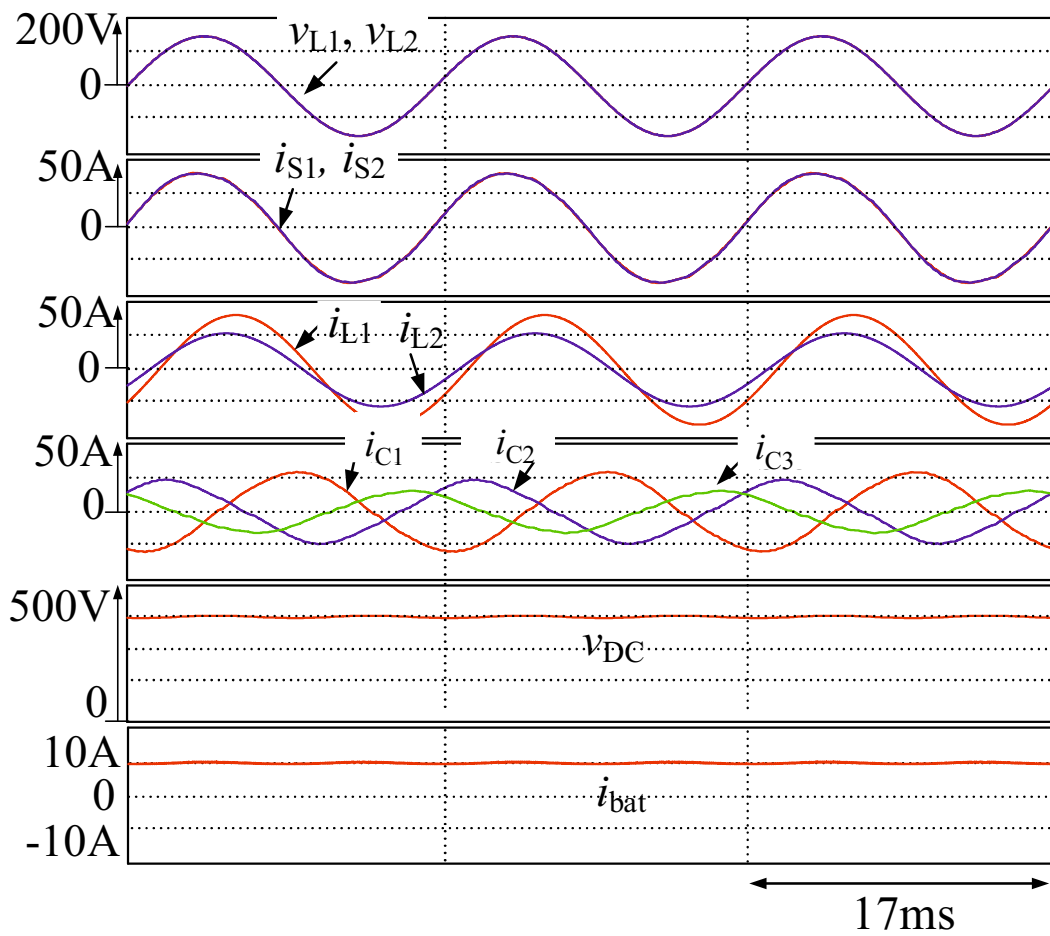


図 3.6 図 3.5 のバッテリー充電動作時の実験結果

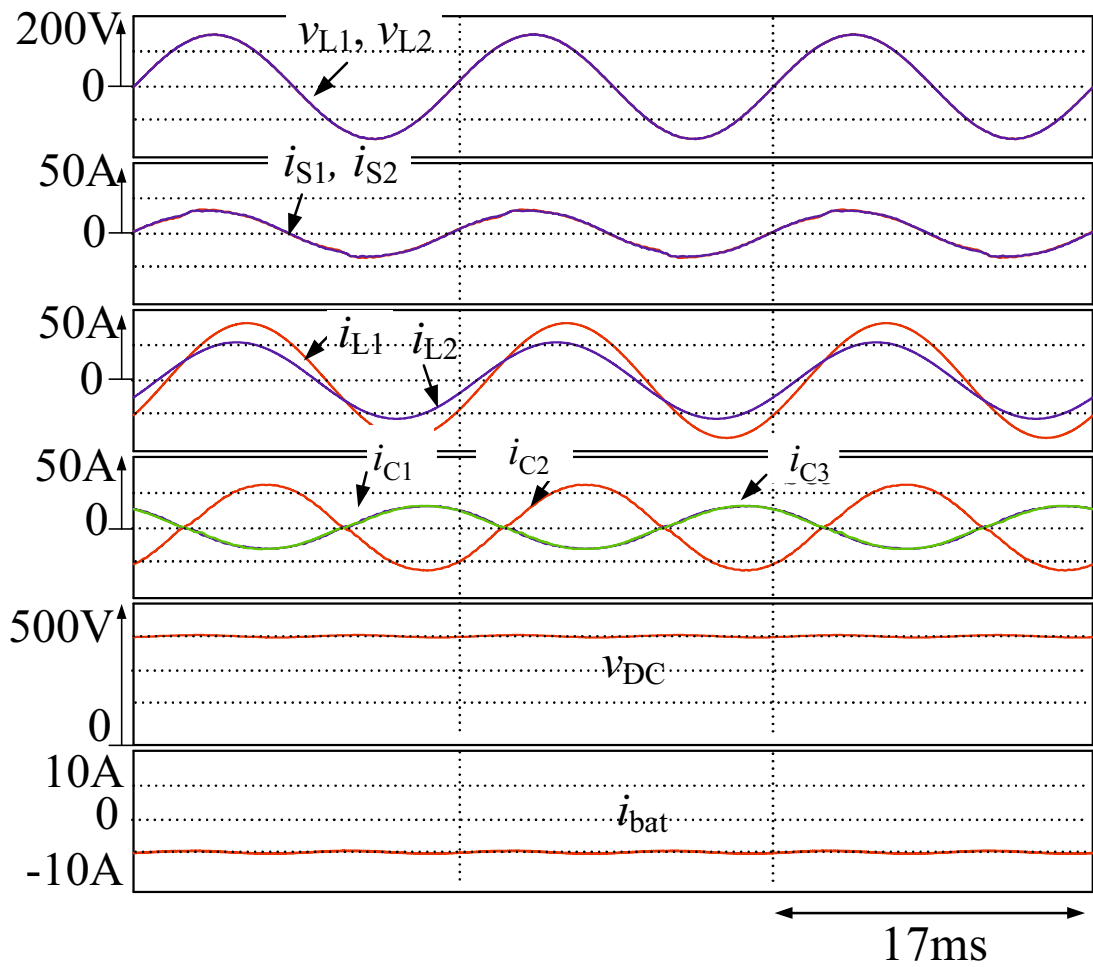


図 3.7 図 3.5 のバッテリー放電動作時の実験結果

i_{C3} で電源電流 i_{S1} および i_{S2} を力率 0.90 でバランスしている。また双方向 DC-DC コンバータは降圧動作し、バッテリー電流 i_{bat} は平均が-5 A となっておりバッテリー電流指令値の-5 A と一致していることが確認できる。バッテリー放電時のバッテリー電流リップル率は 4.1 % となった。これらの実験結果から、本章で提案した負荷側電力演算が不要な無効電力調整法の有効性が確認できる。

文献 (39) で提案された直流キャパシタ電圧一定制御を用い電源力率を 1.00 に制御した場合のスマートチャージャの出力電流 i_{C1} , i_{C2} および i_{C3} の実効値はそれぞれ 20.8 Arms, 15.5 Arms および 9.9 Arms であり, (3.11) 式で定義した電流容量を算出すると $A_C=0.97$ pu となる。一方, 本章で提案した直流キャパシタ電圧一定制御を用いた簡易な無効電力法により電源力率を 0.90 に制御した場合におけるスマートチャージャの出力電流 i_{C1} , i_{C2} および i_{C3} の実効値はそれぞれ 15.3 Arms, 5.68 Arms および 10.3 Arms であり, 電流容量を算出すると 0.61 pu となる。したがって, 直流キャパシタ電圧一定制御を用いた制御法と比較して, 無効電力調整機能を付加した制御法を用いることでスマートチャージャの電流容量が 36 % が低減可能であることを確認した。

3.4 本章のまとめ

本章ではまず, 簡易な無効電力調整法を用いて電源側の力率を電気供給約款⁽²⁰⁾で許容された 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の低減法を提案し, パワーフローを用いて家庭内負荷で発生した不平衡有効電流および無効電流を補償し力率 0.90 でバランスした電源電流を達成しながら, 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。また計算機シミュレーションを用いて, 家庭内負荷 Load1 および Load2 の不平衡率が内線規程⁽⁸⁾で許容された最大値の 40 % の不平衡状態において, スマートチャージャが不平衡有効電流および無効電流を補償し力率 0.90 でバランスした電源電流を達成しながら, バッテリー充電動作時において 38 % 低減可能であることを明らかにした。また, 家庭内負荷 Load1 および Load2 の不平衡率が 1.2 pu および 0.8 pu の 40 % 時において, スマートチャージャの電流容量が最も大きくなることを明らかにした。また, 無効電力調整法を用いて電源側の力率を 1.00, 0.98, 0.96, 0.94, 0.92 および 0.90 に制御した場合の電流容量 A_C を算出し, 電源側の力率を電気供給約款で許容された 0.90 に制御する場合が最も電流容量が小さくなることを明らかにした。さらに, 縮小モデルを用いた実験装置を構成し, 家庭内負荷 Load1 および Load2 の不平衡率が内線規程⁽⁸⁾で許容された最大値の 40 % の不平衡状態において, スマートチャージャが不平衡有効電流および無効電流を補償し力率 0.90 でバランスした電源電流を達成しながら, バッテリー充電動作時において 36 % 低減可能であることを明らかにした。

第4章 電源電圧に高調波電圧が含まれる場合の電気自動車用スマートチャージャの補償効果

本論文に関して先行研究を行った田中秀典氏の博士論文⁽³⁵⁾ならびに第3章で、電源電圧は高調波電圧を含まない基本波成分を考慮している。しかしながら、近年、低圧配電系統にはダイオード整流回路を含むパワーエレクトロニクス機器が数多く接続されている。これらの機器では、電源側から有効電力を受け取り高調波電力を配電系統側へ送り出している。このため、配電系統内の電流に高調波が含まれている。配電系統内のインピーダンスと高調波電流により配電電圧に高調波電圧が残存し、低圧配電系統電圧が歪んだ状態となる。IEEE519-2014⁽⁷⁾では、6.6 kVrms の高圧配電系統において THD が 5.0 %以内で、かつ、個別高調波電圧の実効値が基本波電圧実効値の 3.0 %以内とするように定めている。したがって、先行研究で提案したスマートチャージャの本格的な実用化のためには、配電系統電圧に高調波電圧が含まれた場合の不平衡有効電流ならびに無効電流の補償効果を検討する必要がある。そこで本章では、6.6 kVrms の高圧配電線に IEEE519-2014⁽⁷⁾に基づく指針を定められた高調波電圧を考慮した場合のスマートチャージャの不平衡有効電流および無効電流の補償効果を検討する。

はじめに、スマートチャージャを構成する 3 レグ構成 PWM 整流回路に流入する瞬時電力フローを詳細に検討し、電源電圧に高調波電圧を含んだ場合においても家庭内負荷から発生する無効電流および不平衡有効電流を一括して補償可能であることを理論的に明らかにする。次に、計算機シミュレーションを用いて無効電流および不平衡有効電流の補償可能であることを確認する。シミュレーション結果から、電源電圧に高調波電圧を含む場合においても家庭内負荷から発生する無効電流および不平衡有効電流検出ブロックを用いることなく直流キャパシタ電圧一定制御のみで力率 0.90 でバランスした電源電流が達成可能であることを明らかにする。

4.1 システム構成

図 4.1 に、電源電圧に高調波電圧が含まれる場合のスマートチャージャのシステム構成図を示す。日本国内の家庭用配電線を模擬するため第3章同様に、三相 6.6 kVrms から柱上変

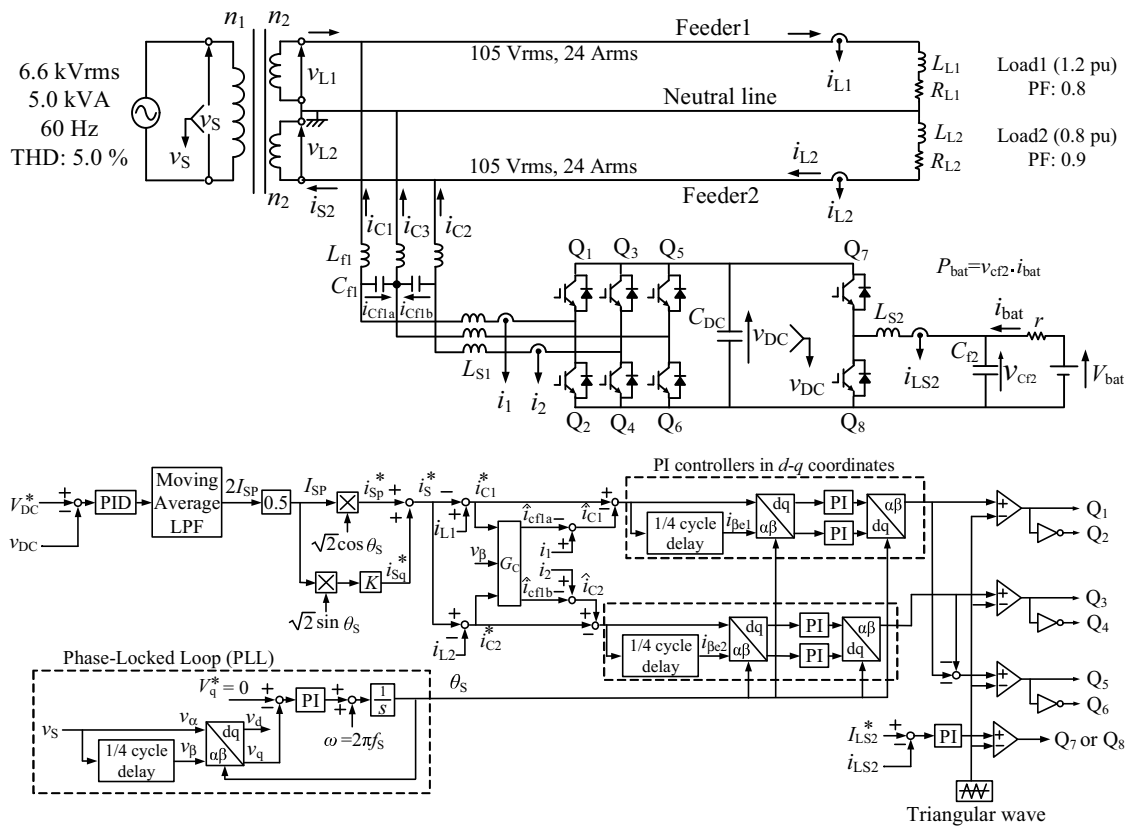


図 4.1 電源電圧に高調波電圧が含まれる場合のスマートチャージャのシステム構成図

圧器を介して電圧 105 Vrms の単相3線式配電線より家庭内負荷 Load1 および Load2 に電力を供給している。文献 (38) および第3章で論じた直流キャパシタ電圧一定制御を用いたスマートチャージャでは、電源電圧は高調波電圧を含まない基本波成分のみの正弦波電圧を仮定し、電源電圧に含まれる高調波については考慮していない。本章では、6.6 kVrms の高圧配電線に IEEE519-2014⁽⁷⁾ に定められた指針に基づく高調波電圧を考慮する。柱上変圧器高圧側電圧の定格は、6.6 kVrms, 5.0 kVA, 60 Hz で THD を 5.0 % とし、柱上変圧器低圧側の定格は 105 Vrms, 24 Arms とした。V_{bat} は、日産自動車製リーフのバッテリーを想定しており直流電源で模擬している。本章では、第3章で提案した簡易な無効電力調整法を付加したスマートチャージャを用いて、6.6 kVrms の高圧配電線に IEEE519-2014⁽⁷⁾ に定められた指針に基づく高調波電圧を考慮し、家庭内負荷で発生した無効電流および不平衡有効電流を補償し、力率 0.90 でバランスした正弦波の電源電流 i_{S1} および i_{S2} を達成可能であることを明らかにする。

次に、本論文で提案する電源電圧が高調波を含む場合における簡易な無効電力調整法の制御原理について時間領域で論じる。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} は基本波成分および高調波成分に分けて、次式で与えられるものとする。

$$\begin{aligned} v_S &= \sqrt{2}V_S \cos \omega_S t + \sqrt{2} \sum_{n=2}^{\infty} V_{Sn} \cos n\omega_S \\ v_L &= v_{L1} = v_{L2} \\ &= \sqrt{2}V_{L1} \cos \omega_S t + \sqrt{2} \sum_{n=2}^{\infty} V_{Ln} \cos n\omega_S t \end{aligned} \quad (4.1)$$

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、高調波電圧を含む歪んだ状態としている。また、家庭内負荷に流れる負荷電流 i_{L1} および i_{L2} は、振幅および位相が異なる不平衡状態であり、次式で表現できる。

$$\begin{aligned} i_{L1} &= \sqrt{2}I_{L1} \cos(\omega_S t - \phi_{L1}) \\ i_{L2} &= \sqrt{2}I_{L2} \cos(\omega_S t - \phi_{L2}) \end{aligned} \quad (4.2)$$

図 4.1 において、スマートチャージャは電源側で基本波不平衡有効電流分を補償し、さらに基本波無効電流を制御し柱上変圧器低圧側電圧 v_{L1} および v_{L2} より位相が ϕ だけ遅れた電源電流 i_{S1} および i_{S2} および電源電流指令値 i_S^* , i_{S1}^* および i_{S2}^* は次式で与えられる。

$$\begin{aligned}
i_S^* &= i_{S1} = i_{S2} \\
&= i_{Sp}^* + i_{Sq}^* \\
&= \sqrt{2}I_{SP} \cos \omega_S t + \sqrt{2}KI_{SP} \sin \omega_S t \\
&= \sqrt{2}I_{SP}(\cos \omega_S t + K \sin \omega_S t) \\
&= \sqrt{2}I_S \cos \phi (\cos \omega_S t + \frac{\sin \phi}{\cos \phi} \sin \omega_S t) \\
&= \sqrt{2}I_S \cos(\omega_S t - \phi)
\end{aligned} \tag{4.3}$$

ここで、 K は $\tan \phi = \frac{\sin \phi}{\cos \phi}$ であり、 $\phi = \cos^{-1} 0.90$ である。(4.3) 式で与えられる電源電流指令値 i_S^* 、 i_{S1}^* および i_{S2}^* を実現するためには、スマートチャージャは負荷電流 i_{L1} および i_{L2} の差分を出力する。このとき、スマートチャージャの出力電流指令値 i_{C1}^* 、 i_{C2}^* および i_{C3}^* は次式となる。

$$\begin{aligned}
i_{C1}^* &= i_{L1} - i_S^* \\
i_{C2}^* &= -i_{L2} + i_S^* \\
i_{C3}^* &= -(i_{C1}^* + i_{C2}^*)
\end{aligned} \tag{4.4}$$

スマートチャージャが、(4.4) 式で与えられる指令値に追従した電流を出力するときスマートチャージャを構成する 3 レグ構成 PWM 整流器に流出入する瞬時電力 p_{SC} は次式となる。

$$\begin{aligned}
p_{SC} &= -v_{L1} \cdot i_{C1} + v_{L2} \cdot i_{C2} \\
&= -V_L(I_{L1} \cos \phi_{L1} + I_{L2} \cos \phi_{L2} - 2I_{SP}) \\
&\quad - (V_L \cos 2\omega_S t + 2 \sum_{n=1}^{\infty} V_{Ln} \cos n\omega_S t)(I_{L1} \cos \phi_{L1} + I_{L2} \cos \phi_{L2} - 2I_{SP}) \\
&\quad - (V_L \sin 2\omega_S t + 2 \sum_{n=1}^{\infty} V_{Ln} \sin n\omega_S t)(I_{L1} \cos \phi_{L1} + I_{L2} \cos \phi_{L2} - 2I_{SP})
\end{aligned} \tag{4.5}$$

ここで、スマートチャージャに流出入する瞬時電力 p_{SC} の基本波の半周期での平均値 \bar{p}_{SC} は、直流キャパシタ電圧一定制御により直流キャパシタ電圧 v_{DC} を一定に制御することで、電気自動車のバッテリーを充放電するための電力 P_{bat} となる。これより次式が成り立つ。

$$\begin{aligned}
\bar{p}_{SC} &= \frac{1}{T_S} \int_0^{T_S/2} p_{SC} dt \\
&= -V_L(I_{L1} \cos \phi_{L1} + I_{L2} \cos \phi_{L2} - 2I_{SP}) \\
&= P_{bat}
\end{aligned} \tag{4.6}$$

ここで、 P_{bat} は直流キャパシタ C_{DC} を介して双方向 DC-DC コンバータおよび電気自動車のバッテリーを模擬している直流電源へ供給される電力である。これより、電源電流実効値の有

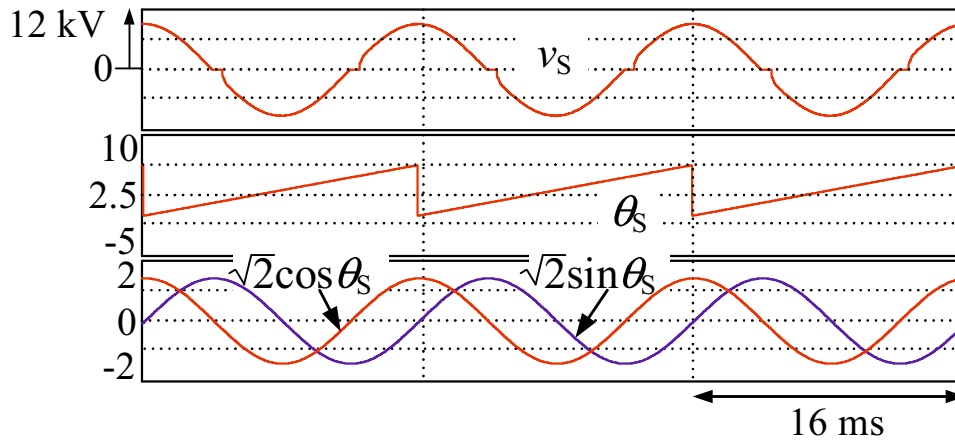


図 4.2 単相 PLL 回路の波形

効分 I_{SP} は次式となる。

$$\begin{aligned}
 I_{SP} &= \frac{I_{L1} \cos \phi_{L1} + I_{L2} \cos \phi_{L2}}{2} + \frac{P_{bat}}{2V_L} \\
 &= I_S \cos \phi \quad (4.7)
 \end{aligned}$$

したがって、直流キャパシタ電圧一定制御により直流キャパシタ電圧 v_{DC} を一定に制御することで、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} に高調波電圧を含み歪んだ場合においても、家庭内負荷で発生した不平衡有効電流および無効電流を補償し、電源側の力率が 0.90 となるバランスした電源電流実効値の有効分を算出可能である。

図 4.1 において、直流キャパシタ電圧指令値 V_{DC}^* および直流キャパシタ電圧 v_{DC} の差分を PID 制御により増幅し、直流キャパシタ C_{DC} の 2ω 成分を除去するための移動平均 LPF を用いて除去した後、0.5 を乗算し一層分の電源電流実効値の有効分 I_{SP} を算出する。一方で、単相 PLL 回路では電源電圧 v_S に同期した電気角 θ_S を算出している。図 4.2 に、単相 PLL 回路の波形を示す。上から検出する電源電圧 v_S 、単相 PLL 回路を用いて算出した電気角 θ_S および算出した電気角 θ_S を用いて算出した $\sqrt{2} \cos \theta_S$ および $\sqrt{2} \sin \theta_S$ の波形を示している。電源電圧 v_S は、THD が 5.0 % の歪んだ波形であるが、単相 PLL 回路を用いて算出した電源電圧 V_S に同期した電気角 θ_S を用いて導出した $\sqrt{2} \cos \theta_S$ および $\sqrt{2} \sin \theta_S$ は、歪みのない正弦波となっている。これより電源電圧に高調波電圧を含む歪んだ場合でも、単相 PLL 回路を用いて導出した電気角 θ_S は高調波を含まないということがわかる。ここで、単相 PLL 回路を用いて算出した電気角 θ_S を用いて算出した $\cos \theta_S$ を乗算し $i_{Sp}^* = \sqrt{2} I_{SP} \cos \theta_S$ を算出す

る。また、無効電力調整法により電源電流を力率 0.90 に制御するための調整したフィードフォワードゲイン $K = \tan(\cos^{-1}0.90)$ および単相 PLL 回路を用いて算出した電気角 θ_S を用いて算出した $\sin \theta_S$ を乗算し $i_{Sq}^* = \sqrt{2}KI_{SP} \sin \theta_S$ を算出する。この i_{Sp}^* および i_{Sq}^* を足し合わせ、力率 0.90 でバランスした電源電流指令値 i_S^* を算出している。したがって、直流キャパシタ電圧一定制御により直流キャパシタ電圧 v_{DC} を一定に制御することで、負荷電流の有効・無効電力演算ブロックなしで家庭内負荷で発生した不平衡有効電流および無効電流を補償し、電源側の力率が 0.90 となるバランスした電源電流指令値を算出可能である。

ここで、 dq 座標上で構成した PI 制御器の dq 変換ブロックの低減について検討する。図 4.3 に、第 3 章で提案したスマートチャージャに用いた dq 座標上での PI 制御器のブロック図を示す。直流キャパシタ電圧一定制御ブロックで算出した電源電流指令値 i_S^* および検出した負荷電流 i_{L1} および i_{L2} の差分をとり 3 レグ構成 PWM 整流器の出力電流指令値 i_1^* および i_2^* を導出している。ここで 3 レグ構成 PWM 整流器の出力電流指令値 i_1^* および検出した 3 レグ構成 PWM 整流器の出力電流 i_1 を次式で定義する。

$$\begin{aligned} i_1^* &= \sqrt{2}I_1^* \cos(\omega_S t - \phi_1) \\ i_1 &= \sqrt{2}I_1 \cos(\omega_S t - \phi_1) \end{aligned} \quad (4.8)$$

また、3 レグ構成 PWM 整流器の出力電流指令値 i_1^* および検出した 3 レグ構成 PWM 整流器の出力電流 i_1 より位相が 1/4 周期遅れた $i_{1\beta}^*$ および $i_{1\beta}$ を次式に示す。

$$\begin{aligned} i_{1\beta}^* &= \sqrt{2}I_1^* \sin(\omega_S t - \phi_1) \\ i_{1\beta} &= \sqrt{2}I_1 \sin(\omega_S t - \phi_1) \end{aligned} \quad (4.9)$$

ここで、3 レグ構成 PWM 整流器の出力電流 i_1 より位相が 1/4 周期遅れた $i_{1\beta}^*$, $i_{1\beta}$, 3 レグ構成 PWM 整流器の出力電流指令値 i_1^* および検出した 3 レグ構成 PWM 整流器の出力電流 i_1 より位相が 1/4 周期遅れた $i_{1\beta}^*$ および $i_{1\beta}$ を単相 PLL 回路を用いて算出した電源電圧 v_S に同期した電気角 θ_S を用いて $d-q$ 座標に変換する。(4.8) 式および (4.9) 式を dq 座標上に変換すると次式となる。

$$\begin{pmatrix} i_{d1}^* \\ i_{q1}^* \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \theta_S & \sin \theta_S \\ -\sin \theta_S & \cos \theta_S \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_1^* \\ i_{1\beta}^* \end{pmatrix} \quad (4.10)$$

$$\begin{pmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \theta_S & \sin \theta_S \\ -\sin \theta_S & \cos \theta_S \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_1 \\ i_{1\beta} \end{pmatrix} \quad (4.11)$$

(4.10) 式および (4.11) 式より

$$\begin{aligned}
 i_{de1} &= i_{d1}^* - i_{d1} \\
 &= \sqrt{2}(I_1^* - I_1)(\cos \theta_S \cos \phi_1 + \sin \theta_S \sin \phi_1) \cos \theta_S \\
 &\quad + \sqrt{2}(I_1^* - I_1)(\sin \theta_S \cos \phi_1 - \cos \theta_S \sin \phi_1) \sin \theta_S \\
 i_{qe1} &= i_{q1}^* - i_{q1} \\
 &= -\sqrt{2}(I_1^* - I_1)(\cos \theta_S \cos \phi_1 + \sin \theta_S \sin \phi_1) \sin \theta_S \\
 &\quad + \sqrt{2}(I_1^* - I_1)(\sin \theta_S \cos \phi_1 - \cos \theta_S \sin \phi_1) \cos \theta_S
 \end{aligned} \tag{4.12}$$

となる。

図4.4では、3レグ構成PWM整流器の出力電流指令値 i_1^* および検出した3レグ構成PWM整流器の出力電流 i_1 の差分をとり、 d - q 変換を行うため d - q 変換ブロックを合計2つ減らしている。ここで、3レグ構成PWM整流器の出力電流指令値 i_1^* および検出した3レグ構成PWM整流器の出力電流 i_1 の差分をとった i_{e1} および i_{e1} から位相が1/4周期遅れた $i_{e1\beta}$ を次式となる。

$$\begin{aligned}
 i_{e1} &= i_1^* - i_1 \\
 &= \sqrt{2}I_1^* \cos(\omega_S t - \phi_1) - \sqrt{2}I_1 \cos(\omega_S t - \phi_1) \\
 i_{e1\beta} &= \sqrt{2}I_1^* \sin(\omega_S t - \phi_1) - \sqrt{2}I_1 \sin(\omega_S t - \phi_1)
 \end{aligned} \tag{4.13}$$

ここで、 i_{e1} および $i_{e1\beta}$ を単相PLL回路を用いて算出した電源電圧 v_S に同期した電気角 θ_S を用いて d - q 座標に変換する。(4.8)式および(4.9)式より

$$\begin{aligned}
 \begin{pmatrix} i_{d1}^* \\ i_{q1}^* \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} \cos \theta_S & \sin \theta_S \\ -\sin \theta_S & \cos \theta_S \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{e1} \\ i_{e1\beta} \end{pmatrix} \\
 &= \begin{pmatrix} \cos \theta_S & \sin \theta_S \\ -\sin \theta_S & \cos \theta_S \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{1\alpha}^* - i_{1\alpha} \\ i_{1\beta}^* - i_{1\beta} \end{pmatrix} \\
 &= \begin{pmatrix} (i_{1\alpha}^* - i_{1\alpha}) \cos \theta_S + (i_{1\beta}^* - i_{1\beta}) \sin \theta_S \\ -(i_{1\alpha}^* - i_{1\alpha}) \sin \theta_S + (i_{1\beta}^* - i_{1\beta}) \cos \theta_S \end{pmatrix}
 \end{aligned}$$

となり、 d - q 変換ブロックを4つ用いる場合も2つに減らした制御法においても同様の結果が得られることが分かった。

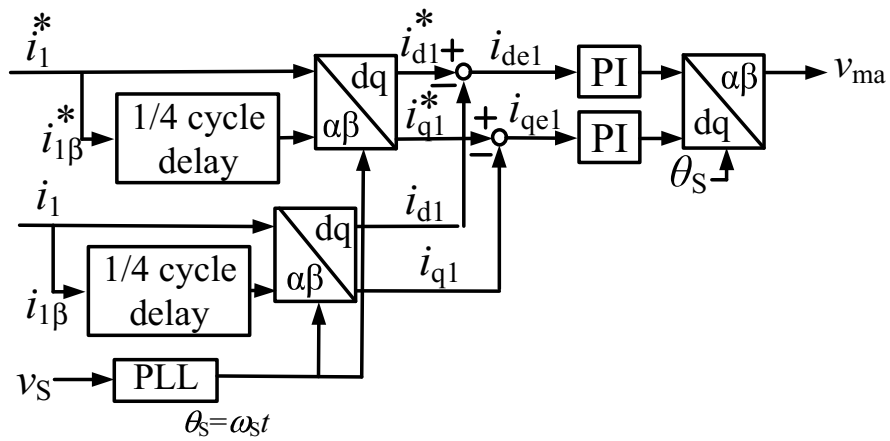


図 4.3 第 3 章で提案したスマートチャージャに用いた d - q 座標上での PI 制御ブロック図

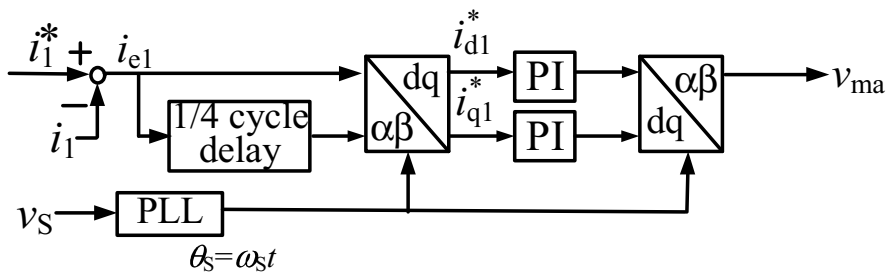


図 4.4 本章で提案したスマートチャージャに用いた d - q 座標上での PI 制御ブロック図

4.2 シミュレーション結果

本章で提案した電源電圧に高調波電圧を含む場合のスマートチャージャの補償効果の有効性を確認するために、計算機シミュレーションを行った。第3章同様に、シミュレーションではパワーエレクトロニクス用回路シミュレータである PSIM を用いた。表 4.1 に、計算機シミュレーションに用いた回路定数を示す。不平衡率を最大の 40 % とするため Load1 は 1.2 pu および力率を 0.80 および Load2 は 0.8 pu および力率を 0.90 とした。制御系に用いた PI 制御器のゲインは、限界感度法で算出しシミュレーションを用いて微調整を行い決定している。本章では、直流キャパシタ電圧一定制御の PID 制御のゲインを $K_p=1.0$, $T_I=0.1$ ms および $T_D=0.6$ ns とし、 $d-q$ 座標上での PI 制御のゲインは、 $K_p=0.5$ および $T_I=8$ ms とした。図 4.5 に、シミュレーションに用いた主回路図を示す。交流電源と並列にダイオード整流器からなる負荷を接続し、高調波電圧を含む歪んだ電源電圧 v_S を実現している。

図 4.7 に、図 4.1 のバッテリー充電動作時のシミュレーション結果を示す。上から電源電圧 v_S 、柱上変圧器低圧側電圧 v_{L1} および v_{L2} 、電源電流 i_{S1} および i_{S2} 、負荷電流 i_{L1} および i_{L2} 、スマートチャージャが出力する補償電流 i_{C1} 、 i_{C2} および i_{C3} 、直流キャパシタ電圧 v_{DC} 、バッテリー電流 i_{bat} の波形を示している。バッテリー電流 i_{bat} は -5 A dc でバッテリー充電動作を行っている。電源電圧は高調波電圧を含む歪んだ波形となっており、同様に柱上変圧器低圧側電圧 v_{L1} および v_{L2} も高調波電圧を含む歪んだ波形となっている。このとき、電源電圧 v_S は、6.6 kVrms, 5.0 kVA, 60 Hz および THD を 5.0 % としている。電源側に整流負荷を接続し、図 4.6 に、電源電圧の調波分析結果を示す。単相回路において支配的な、3 次高調波成分が 1.9 %、5 次高調波成分が 1.9 %、7 次高調波成分が 1.8 % であり、IEEE519-2014 の規格を満足する範囲で電源電圧が歪んだ状態を模擬している。また、負荷電流 i_{L1} および i_{L2} は振幅および位相が異なる不平衡状態となっているが、電源電圧に高調波電圧を含む場合においても、スマートチャージャは力率 0.90 でバランスした正弦波の電源電流 i_{S1} および i_{S2} を達成している。ここで、電源電流 i_{S1} および i_{S2} の THD は、それぞれ 2.4 % および 1.8 % であり、各次数で IEC61000-3-4⁽¹²⁾ の規格を満足している。また、直流キャパシタ電圧 v_{DC} のリップルは、0.5 % であり文献 (56) で許容された 5.0 % を満足している。

図 4.8 に、図 4.1 のバッテリー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_{bat} は +5 A dc でバッテリー放電動作を行っている。負荷電流 i_{L1} および i_{L2} は振幅および位相が異なる不平衡状態となっているが、電源電圧に高調波電圧を含む場合でも、スマートチャージャは力率 0.90 でバランスした正弦波の電源電流 i_{S1} および i_{S2} を達成している。ここで、電源電流 i_{S1} および i_{S2} の THD は、それぞれ 7.1 % および 6.7 % であり、各次数で IEC61000-3-4⁽¹²⁾ の規格を満足している。また、直流キャパシタ電圧 v_{DC} のリップルは、1.2 % であり文献 (56) で許容された 5.0 % を満足している。

図 4.9 に、図 4.1 のバッテリー未接続時のシミュレーション結果を示す。負荷電流 i_{L1} および

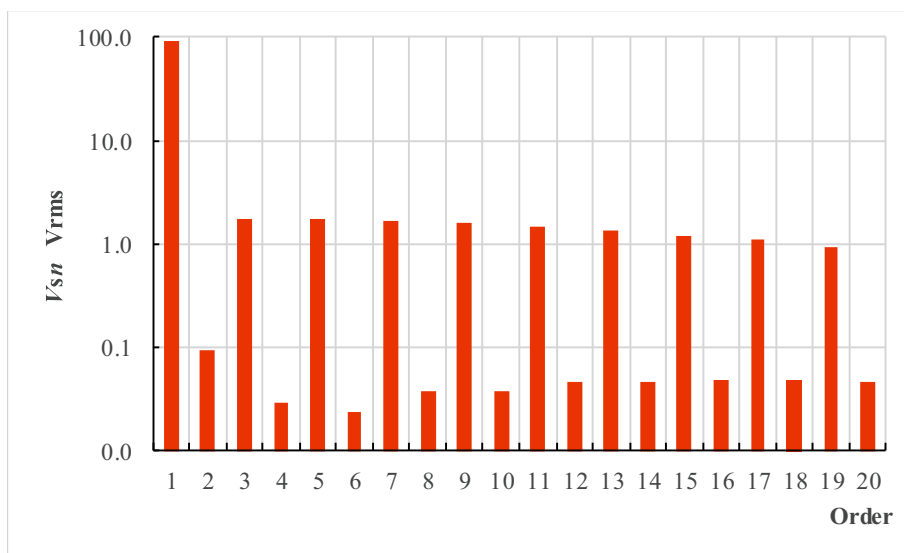


図 4.6 電源電圧 v_s の調波分析結果

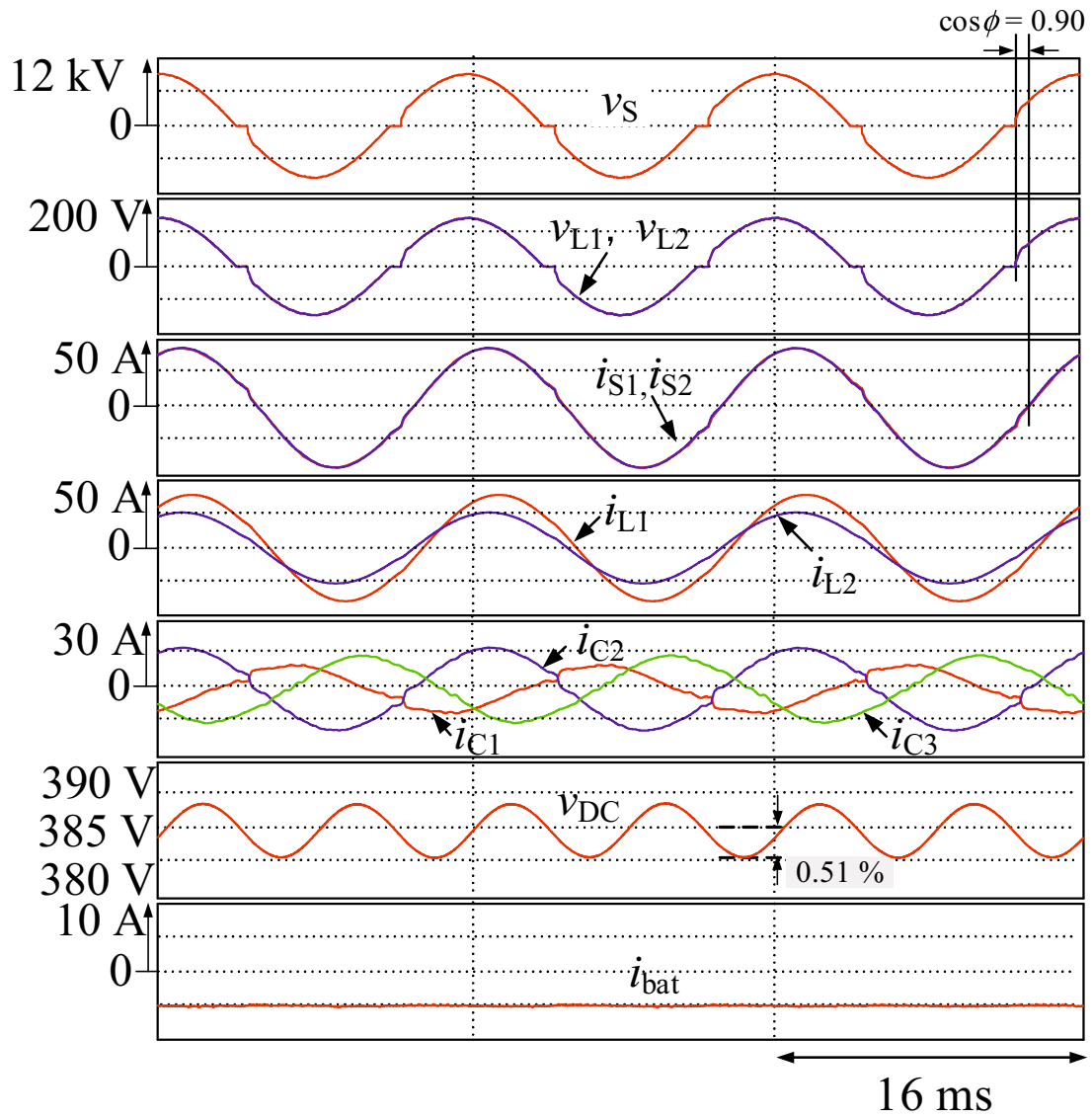


図 4.7 図 4.1 のバッテリー充電動作時のシミュレーション結果

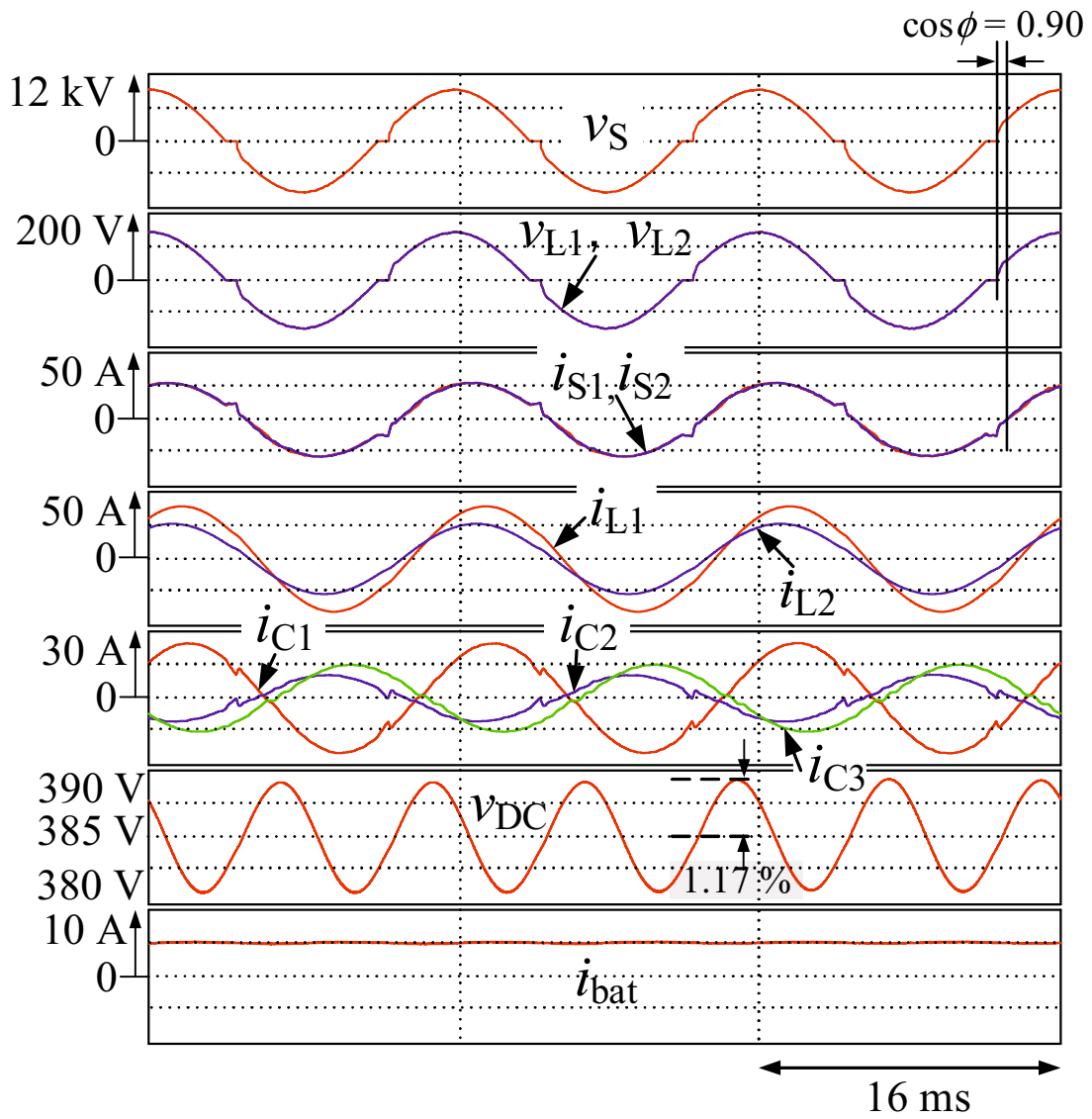


図 4.8 図 4.1 のバッテリー放電動作時のシミュレーション結果

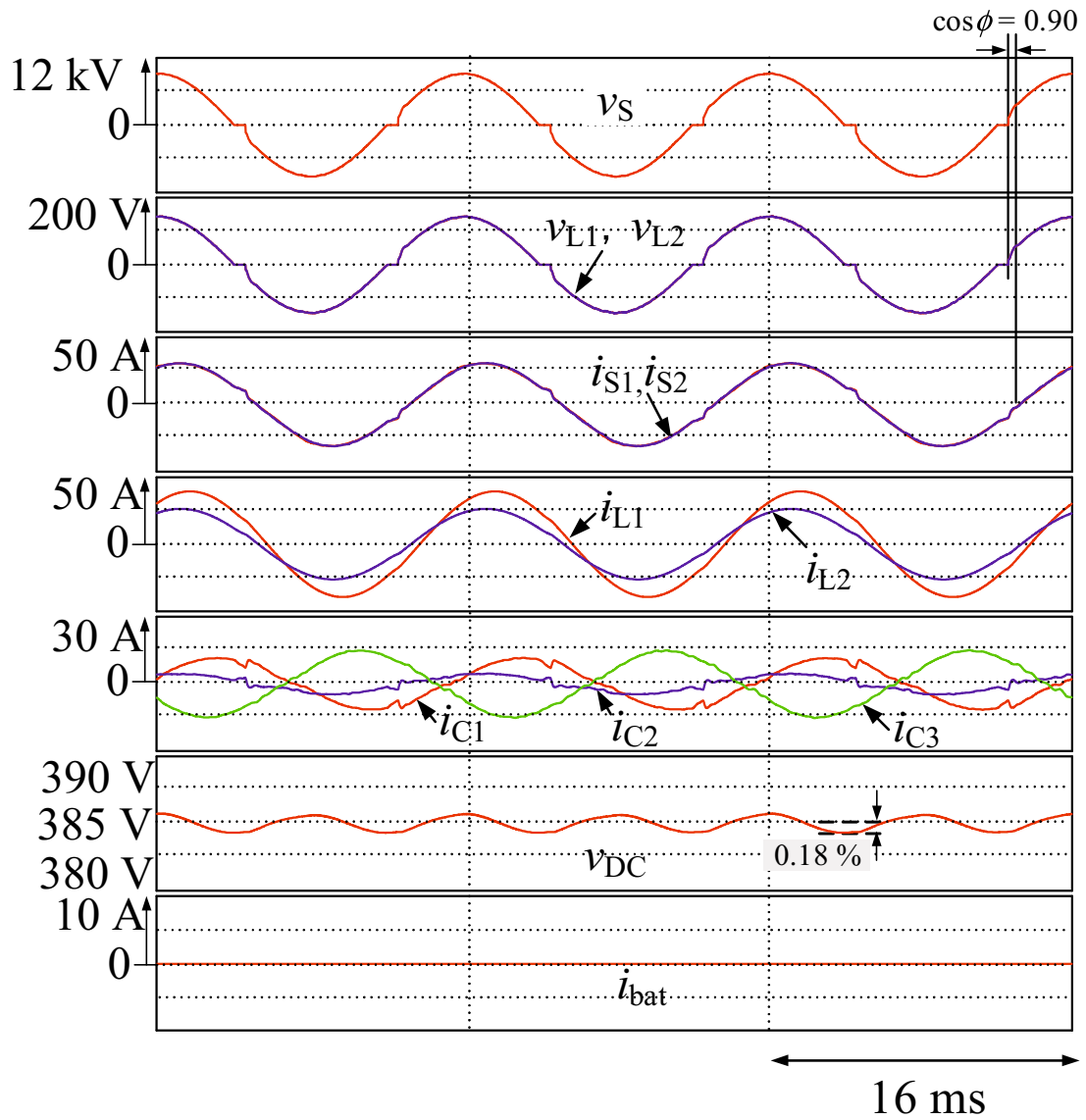


図 4.9 図 4.1 のバッテリー未接続時のシミュレーション結果

表 4.2 PI 制御および PID 制御時の電源電流の THD

	With PI controller		With PID controller	
	i_{S1}	i_{S2}	i_{S1}	i_{S2}
Battery-charging operation	4.5 %	4.1 %	2.4 %	1.8 %
Battery-discharging operation	7.5 %	7.5 %	7.1 %	6.7 %
Without battery	4.5 %	4.1 %	3.3 %	2.4 %

i_{L2} は振幅および位相が異なる不平衡状態となっているが、スマートチャージャにより補償することで力率 0.90 でバランスした正弦波の電源電流 i_{S1} および i_{S2} を達成している。ここで、電源電流 i_{S1} および i_{S2} の THD は、それぞれ 3.3 % および 2.4 % であり、各次数で IEC61000-3-4⁽¹²⁾ の規格を満足している。また、直流キャパシタ電圧 v_{DC} のリップルは、0.2 % であり文献 (56) で許容された 5 % を満足している。

図 4.7、図 4.8 および図 4.9 のシミュレーション結果より、電源電圧に高調波電圧を含み歪んだ場合でも、スマートチャージャは家庭内負荷で発生した不平衡有効電流および無効電流を補償し力率 0.90 でバランスした正弦波の電源電流を達成可能である。

表 4.2 に、電源電圧に高調波電圧を含む場合においてスマートチャージャの直流キャパシタ電圧一定制御に PI 制御を用いた場合および PID 制御を用いた場合の電源電流 i_{S1} および i_{S2} の THD をそれぞれ示す。バッテリー充電動作時、PI 制御を用いた場合の電源電流 i_{S1} および i_{S2} の THD はそれぞれ 4.5 % および 4.1 % であり、PID 制御を用いた場合の電源電流 i_{S1} および i_{S2} の THD はそれぞれ 2.4 % および 1.8 % であった。またバッテリー放電動作時、PI 制御を用いた場合の電源電流 i_{S1} および i_{S2} の THD はそれぞれ 7.5 % および 7.5 % であり、PID 制御を用いた場合の電源電流 i_{S1} および i_{S2} の THD はそれぞれ 7.1 % および 6.7 % であった。バッテリー未接続時、PI 制御を用いた場合の電源電流 i_{S1} および i_{S2} の THD はそれぞれ 4.5 % および 4.0 % であり、PID 制御を用いた場合の電源電流 i_{S1} および i_{S2} の THD はそれぞれ 3.3 % および 2.4 % であった。これらの結果より、PID 制御を用いることで電源電流の THD を改善可能である。

次に、スマートチャージャの変換器容量の検討を行う。第 3 章で論じた電流容量 A_C を用いて、本章で提案した電源電圧に高調波電圧を含む場合のスマートチャージャの変換器容量を算出した。図 4.7 のシミュレーション結果より、電流容量 A_C はバッテリー充電動作時において 0.60 pu であり、第 3 章で提案したスマートチャージャの電流容量 0.63 pu に比べ同等の変換器容量となった。これより、簡易な無効電力調整法を用いて電源側の力率を電気供給約款⁽²⁰⁾ で許容された 0.90 に制御することで、文献 (38) で提案した電源電圧が高調波電圧を含まず電源側の力率を 1.00 に制御する場合と比較し、電源電圧に高調波電圧を含み歪んだ場合においてもスマートチャージャの変換器容量を 35 % 低減可能であることがわかる。

4.3 本章のまとめ

本章ではまず、6.6 kVrms の高圧配電線に IEEE519-2014⁽⁷⁾ に定められた指針を定められた高調波電圧を考慮し、簡易な無効電力調整法を用いて電源側の力率を電気供給約款⁽²⁰⁾ で許容された 0.90 に制御することで、電源電圧に高調波電圧を含む場合においても、家庭内負荷で発生した不平衡有効電流および無効電流を補償し力率 0.90 でバランスした電源電流を達成しながら、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。また、直流キャパシタ電圧一定制御を用いた簡易な制御法で d - q 座標変換ブロック数の低減についても理論的に検討し、 d - q 座標変換ブロックを減らしても同様の結果となることを明らかにした。さらに計算機シミュレーションを用いて、家庭内負荷 Load1 および Load2 の不平衡率が内線規程⁽⁸⁾ で許容された最大値の 40 % の不平衡状態において、電源電圧に高調波電圧を含む場合においてもスマートチャージャが不平衡有効電流および無効電流を補償し力率 0.90 でバランスした電源電流を達成しながら、電源電圧に高調波電圧を含まず電源側の力率を 1.00 に制御する場合と比較し、バッテリー充電動作時において 35 % 低減可能であることを明らかにした。

第5章 直流キャパシタ電圧一定制御を用いた電気自動車用スマートチャージャの高調波補償

第1章の研究背景において、近年、ダイオード整流器を内蔵するパワーエレクトロニクス製品が家電機器に数多く使用されており、ダイオード整流回路が発生する高調波電流が問題となっていることを指摘した。第3章および第4章では、単相3線式配電線に接続される家庭内負荷をRL線形回路で模擬している。したがって、先に提案した直流キャパシタ電圧一定制御を用いた電気自動車用スマートチャージャの高調波補償特性を論じることが不可欠である。そこで、本章では、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高調波補償特性を検討する。スマートチャージャを構成する3レグ構成PWM整流回路に流入するパワーフローを詳細に検討し、家庭内負荷から発生する無効電力および不平衡有効電力に加えてダイオード整流回路が発生する高調波電流を一括して補償可能であることを理論的に明らかにする。次に、計算機シミュレーションを用いて無効電力および不平衡有効電力に加え高調波電流の補償できることを確認する。シミュレーション結果から、家庭内負荷から発生する無効電流、不平衡有効電流および高調波電流検出ブロックを用いることなく直流キャパシタ電圧一定制御のみで正弦波・平衡状態で力率が1.00の電源電流が達成可能であることを明らかにする。さらに実験装置を構成し、実験により高調波電流の補償効果を確認する。さらに、実験結果から、家庭内負荷で発生した基本波不平衡有効電流、無効電流および高調波電流がスマートチャージャで補償され、電源側で力率1.00でバランスした正弦波の電源電流が実現できることを明らかにする。

5.1 システム構成

図5.1に、家庭内に高調波発生源を有する場合の電気自動車用スマートチャージャのシステム構成を示す。第3章および第4章同様に、電源となる柱上変圧器高圧側の定格は、6.6 kVrms, 5.0 kVA, 60 Hz とし、柱上変圧器低圧側の定格は105 Vrms, 24 Arms とした。 V_{bat} は、日産自動車製リーフのバッテリー(定格電圧: 360 Vdc)を想定しており直流電源で模擬している。本章では、家庭内負荷で発生する高調波電流補償についてまず検討を行うため、電源電圧は高調波電圧を含まない正弦波としている。また、単相3線式配電家庭の家庭内負

荷を RL 線形負荷と並列にダイオード整流器からなる非線形負荷を接続し家電機器である家庭内負荷 Load1 および Load2 を模擬している。文献 (38), 第3章および第4章で論じた直流キャパシタ電圧一定制御を用いたスマートチャージャでは, 家庭内負荷を RL 線形負荷のみで模擬し家庭内負荷で発生する高調波電流については考慮していない。本章では, 文献 (38) で提案した制御法を用いて有効・無効・高調波演算ブロックを用いることなく直流キャパシタ電圧一定制御のみを用いた簡易な制御法により家庭内負荷で発生した基本波不平衡有効電流, 無効電流および高調波電流を補償し, 電源側で力率 1.00 でバランスした正弦波の電源電流 i_{S1} および i_{S2} を達成可能であることを明らかにする。

図 5.1 において, 電源電圧 v_S および柱上変圧器低圧側電圧 v_L , v_{L1} および v_{L2} は基本波成分のみの正弦波とし, 次式で与えられるものとする。

$$\begin{aligned} v_S &= \sqrt{2}V_S \cos \omega_S t \\ v_L &= v_{L1} = v_{L2} \\ &= \sqrt{2}V_L \cos \omega_S t \end{aligned} \tag{5.1}$$

図 5.1 において, Load1 および Load2 には RL 線形負荷のみならずダイオード整流回路は接続されているため, 負荷電流 i_{L1} および i_{L2} は振幅および位相が異なる不平衡状態かつ高調波電流を含む歪んだ波形となる。ここで, 負荷電流 i_{L1} および i_{L2} は, 基本波成分および高調波成分の和であり次式となる。

$$\begin{aligned} i_{L1} &= \sqrt{2}I_{L1F} \cos(\omega_S t - \phi_{L1F}) + \sqrt{2} \sum_{n=2}^{\infty} I_{L1n} \cos(n\omega_S t - \phi_{L1n}) \\ i_{L2} &= \sqrt{2}I_{L2F} \cos(\omega_S t - \phi_{L2F}) + \sqrt{2} \sum_{n=2}^{\infty} I_{L2n} \cos(n\omega_S t - \phi_{L2n}) \end{aligned} \tag{5.2}$$

直流電圧一定制御を用いたスマートチャージャの制御法により家庭内負荷で発生した基本波不平衡有効電流, 無効電流および高調波電流が補償され, 柱上変圧器低圧側で力率が 1.00 でバランスした正弦波の電源電流指令値 i_{S1}^* および i_{S2}^* は次式で表現できる。

$$\begin{aligned} i_S^* &= i_{S1}^* = i_{S2}^* \\ &= \sqrt{2}I_S \cos \omega_S t \end{aligned} \tag{5.3}$$

ここで, I_S は電源電流指令値 i_S^* , i_{S1}^* および i_{S2}^* の実効値である。このとき, スマートチャージャが出力する補償電流指令値 i_{C1}^* , i_{C2}^* および i_{C3}^* は

$$\begin{aligned}
i_{C1}^* &= i_{L1} - i_{S1}^* \\
i_{C2}^* &= -i_{L2} + i_{S2}^* \\
i_{C3}^* &= -(i_{C1}^* + i_{C2}^*)
\end{aligned} \tag{5.4}$$

となる。スマートチャージャに流出入する瞬時電力 p_{SC} は次式で与えられる。

$$\begin{aligned}
p_{SC} &= -v_{L1} \cdot i_{C1}^* + v_{L2} \cdot i_{C2}^* \\
&= V_L [(-I_{L1F} \cos \phi_{L1F} - I_{L2F} \cos \phi_{L2F} + 2I_S) \\
&\quad + (-I_{L1F} \cos \phi_{L1F} - I_{L2F} \cos \phi_{L2F} + 2I_S) \cos 2\omega st \\
&\quad + (-I_{L1F} \sin \phi_{L1F} - I_{L2F} \sin \phi_{L2F}) \sin 2\omega st \\
&\quad + \sum_{n=2}^{\infty} (-I_{L1n} \cos \phi_{L1n} - I_{L2n} \cos \phi_{L2n}) \{\cos(n+1)\omega st + \cos(n-1)\omega st\} \\
&\quad + \sum_{n=2}^{\infty} (-I_{L1n} \sin \phi_{L1n} - I_{L2n} \sin \phi_{L2n}) \{\sin(n+1)\omega st + \sin(n-1)\omega st\}
\end{aligned} \tag{5.5}$$

図 5.1 において、直流キャパシタ電圧一定制御により直流キャパシタ電圧 v_{DC} を一定に制御した場合には、スマートチャージャに流出入する瞬時電力 p_{SC} の基本波の半周期での平均値 \bar{p}_{SC} は直流キャパシタ C_{DC} を介して電気自動車のバッテリーへ流出入する電力 P_{bat} に等しくなる。したがって、次式が成り立つ。

$$\begin{aligned}
\bar{p}_{SC} &= \frac{1}{T_S} \int_0^{T_S/2} p_{SC} dt \\
&= V_L (-I_{L1F} \cos \phi_{L1F} - I_{L2F} \cos \phi_{L2F} + 2I_S) \\
&= P_{bat}
\end{aligned} \tag{5.6}$$

(5.6) 式より、電源電流指令値 i_S^* 、 i_{S1}^* および i_{S2}^* の実効値 I_S は次式となる。

$$I_S = \frac{I_{L1F} \cos \phi_{L1F} + I_{L2F} \cos \phi_{L2F}}{2} + \frac{P_{bat}}{2V_L} \tag{5.7}$$

(5.7) 式は、スマートチャージャの直流電圧一定制御ブロックで (5.3) 式の実効値 I_S を演算できることを示している。これより、力率 1.00 でバランスした正弦波の電源電流指令値 i_S^* 、 i_{S1}^* および i_{S2}^* を算出可能である。

図 5.1 において、直流キャパシタ電圧指令値 $V_{DC}^* = 385 \text{ Vdc}$ および直流キャパシタ電圧 v_{DC} の差分を PID 制御器により増幅し、MALPF を用いて直流キャパシタ電圧 v_{DC} の 2ω 成分を除去し 0.5 を乗算し一相分の電源電流実効値 I_S を算出する。ここで、単相 PLL 回路を用いて算出した電気角 θ_S を用いて算出した $\cos \theta_S$ を乗算し i_S^* を算出する。したがって、直

流キャパシタ電圧一定制御により直流キャパシタ電圧 v_{DC} を一定に制御することで、負荷電流の有効・無効電力演算ブロックなしで家庭内負荷で発生した不平衡有効電流および無効電流を補償し、電源側の力率が 1.00 となるバランスした電源電流指令値を算出可能である。ここで算出した電源電流指令値 i_S^* と検出した負荷電流 i_{L1} および i_{L2} との差分をとり導出される 3 レグ構成 PWM 整流器の出力電流指令値 i_1^* , i_2^* および i_3^* を次式に示す。

$$\begin{aligned} i_1^* &= i_{L1} - i_S^* \\ i_2^* &= -i_{L2} + i_S^* \\ i_3^* &= -(i_1^* + i_2^*) \end{aligned} \tag{5.8}$$

さらに 3 レグ構成 PWM 整流器の出力電流指令値 i_1^* , i_2^* および i_3^* および検出した 3 レグ構成 PWM 整流器の出力電流 i_1 および i_2 との差分をとり、 i_{e1} および i_{e2} を PLL 回路を用いて生成した θ_S を用いて、 dq 座標上に変換し dq 座標上の直流量を用いて PI 制御器により指令値との偏差を増幅する。その後逆 dq 変換 ($\alpha\beta$ 変換) し、各レグで三角波比較方式 PWM を用いて (5.3) 式を満足するチャージャ電流 i_{C1} , i_{C2} および i_{C3} を制御する。さらに、スイッチング周波数 12 kHz で三角波比較方式 PWM により 3 レグ構成 PWM 整流器のスイッチ Q_1 から Q_6 を制御している。文献 (38) では、直流キャパシタ電圧一定制御に PI 制御を用いていたが、本章では、高調波電流を補償するため応答性を確保する観点から PID 制御を用いている。さらに、直流キャパシタ C_{DC} の電圧 v_{DC} に電源角周波数の 2 倍の成分が重畳されるが、これを除去するための Moving average LPF を付加している。

5.2 シミュレーション結果

本章で提案した、電気自動車用スマートチャージャを用いた高調波補償法の有効性を確認するため PSIM を用いた計算機シミュレーションを行った。

文献 (11) では、2000 年までにダイオード整流器を含むパワーエレクトロニクス製品が家電機器の 60 % を占めるとされている。しかしながら、家電機器には洗濯機、乾燥機、電熱器や照明などダイオード整流器を含まないパワーエレクトロニクス以外の製品が多々存在している。そこで本章では、単相 3 線式配電線の家庭内負荷を RL 線形負荷を 50 % およびダイオード整流器からなる非線形負荷を 50 % とし家電機器を模擬している。家庭内負荷 Load1 および Load2 は、文献 (8) の内線規程で許容された最大値の不平衡率 40 % とし、Load1 は、1.2 pu、力率が 0.87、THD は 23.4 % とし、Load2 は 0.8 pu、力率 0.88、THD を 20.1 % としている。表 5.1 に、シミュレーションによる検討で用いた回路乗数を示す。制御系に用いた PID 制御器のゲインは、限界感度法で算出しシミュレーションを用いて微調整を行い決定し

ている。本章では、直流キャパシタ電圧一定制御のPI制御のゲインを $K_P=1.0$, $T_I=0.1$ ms および $T_D=0.6$ ns とし、 d - q 座標上でのPI制御のゲインは、 $K_P=0.5$ および $T_I=8$ ms とした。

図 5.2 に、図 5.1 で提案したスマートチャージャのバッテリー充電動作時のシミュレーション結果を示す。上から、柱上変圧器低圧側電圧 v_{L1} および v_{L2} , 電源電流 i_{S1} および i_{S2} , 負荷電流 i_{L1} および i_{L2} , スマートチャージャが出力する補償電流 i_{C1} , i_{C2} および i_{C3} , 直流キャパシタ電圧 v_{DC} , 双方向 DC-DC コンバータのインダクタ電流 i_{LS2} の波形である。双方向 DC-DC コンバータのインダクタ電流 i_{LS2} は、バッテリー電流指令値 $i_{bat}^*=5$ A dc でバッテリーの充電動作を行っている。負荷電流 i_{L1} および i_{L2} は振幅および位相がことなる不平衡状態でかつ高調波電流を含む歪んだ波形であるが、スマートチャージャで補償することで電源電流 i_{S1} および i_{S2} は力率 1.00 でバランスした正弦波を達成している。直流キャパシタ電圧 v_{DC} のリップルは 1.35 % であり、文献 (56) で許容された 5.0 % を満足している。また、電源電流 i_{S1} および i_{S2} の THD は、それぞれ 4.6 % および 3.3 % であり、各次数において文献 (12) の IEC61000-3-4 の規格を満足している。

図 5.3 に、図 5.1 で提案したスマートチャージャのバッテリー放電動作時のシミュレーション結果を示す。双方向 DC-DC コンバータのインダクタ電流 i_{LS2} は、バッテリー電流指令値 $i_{bat}^*=+5$ A dc でバッテリーの放電動作を行っている。負荷電流 i_{L1} および i_{L2} は振幅および位相がことなる不平衡状態でかつ高調波電流を含む歪んだ波形であるが、スマートチャージャで補償することで電源電流 i_{S1} および i_{S2} は力率 1.00 でバランスした正弦波を達成している。直流キャパシタ電圧 v_{DC} のリップルは 1.2 % であり、文献 (56) で許容された 5.0 % を満足している。また、電源電流 i_{S1} および i_{S2} の THD は、それぞれ 12.6 % および 9.8 % であり、各次数において文献 (12) の IEC61000-3-4 の規格を満足している。

図 5.4 に、図 5.1 で提案したスマートチャージャのバッテリー未接続時のシミュレーション結果を示す。負荷電流 i_{L1} および i_{L2} は振幅および位相がことなる不平衡状態でかつ高調波電流を含む歪んだ波形であるが、スマートチャージャで補償することで電源電流 i_{S1} および i_{S2} は力率 1.00 でバランスした正弦波を達成している。直流キャパシタ電圧 v_{DC} のリップルは 1.35 % であり、文献 (56) で許容された 5.0 % を満足している。また、電源電流 i_{S1} および i_{S2} の THD は、それぞれ 6.6 % および 5.3 % であり、各次数において文献 (12) の IEC61000-3-4 の規格を満足している。

シミュレーション結果より、電気自動車のバッテリー充電・放電動作を行いながら、またバッテリー未接続時においても、負荷電流 i_{L1} および i_{L2} が振幅および位相が異なる不平衡状態でかつ高調波電流を含む歪んだ状態において、スマートチャージャは不平衡有効電流、無効電流および高調波電流を補償し、柱上変圧器の低圧側で不平衡有効電流、無効電流および高調波電流を補償し、力率 1.00 でバランスした正弦波の電源電流 i_{S1} および i_{S2} を達成可能である。

表 5.1 図 5.1 で用いた回路定数

Item	Symbol	Value
Load1 (1.2 pu, power factor: 0.85, THD: 22.5%)	R_{L1}	5.8 Ω
	L_{L1}	11.6 mH
	R_{h1}	12.5 Ω
	L_{h1}	4.7 mH
	C_{h1}	470 μF
Load2 (0.8 pu, power factor: 0.88, THD: 21.0%)	R_{L2}	9.3 Ω
	L_{L2}	15.6 mH
	R_{h2}	16.8 Ω
	L_{h2}	7.4 mH
	C_{h2}	330 μF
Filter inductor for three-leg inverter	L_{f1}	0.46 mH
Filter capacitor for three-leg inverter	C_{f1}	10.4 μF
Switching inductor for three-leg inverter	L_{S1}	1.0 mH
DC capacitor	C_{DC}	2200 μF
DC-capacitor voltage	V_{DC}^*	385 Vdc
Switching inductor for dc-dc converter	L_{S2}	3.3 mH
Filter capacitor for dc-dc converter	C_{f2}	1000 μF
Battery voltage	V_{bat}	360 Vdc
Battery current	I_{LS2}^*	5 Adc
Internal resistance of battery	r	72 m Ω
Switching frequency	f_{SW}	12 kHz
Dead time	T_d	3.5 μs

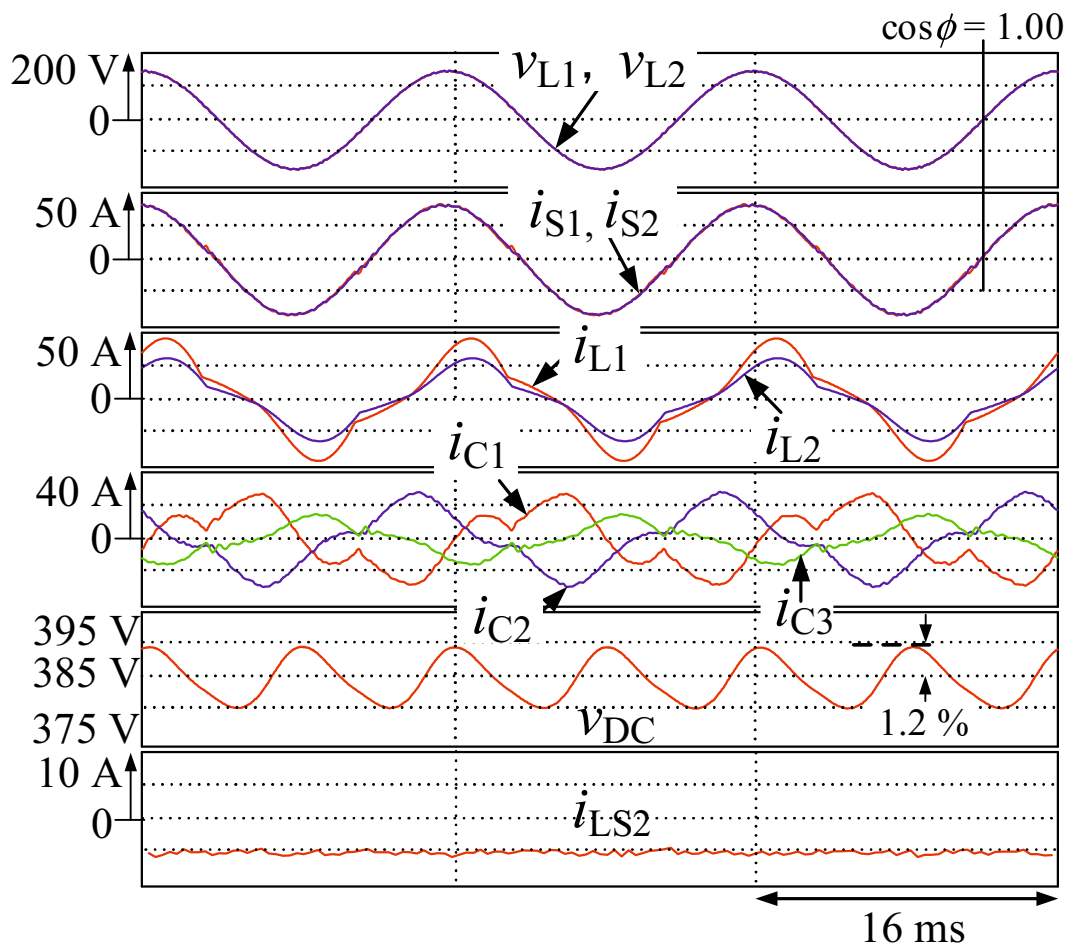


図 5.2 図 5.1 のバッテリー充電動作時のシミュレーション結果

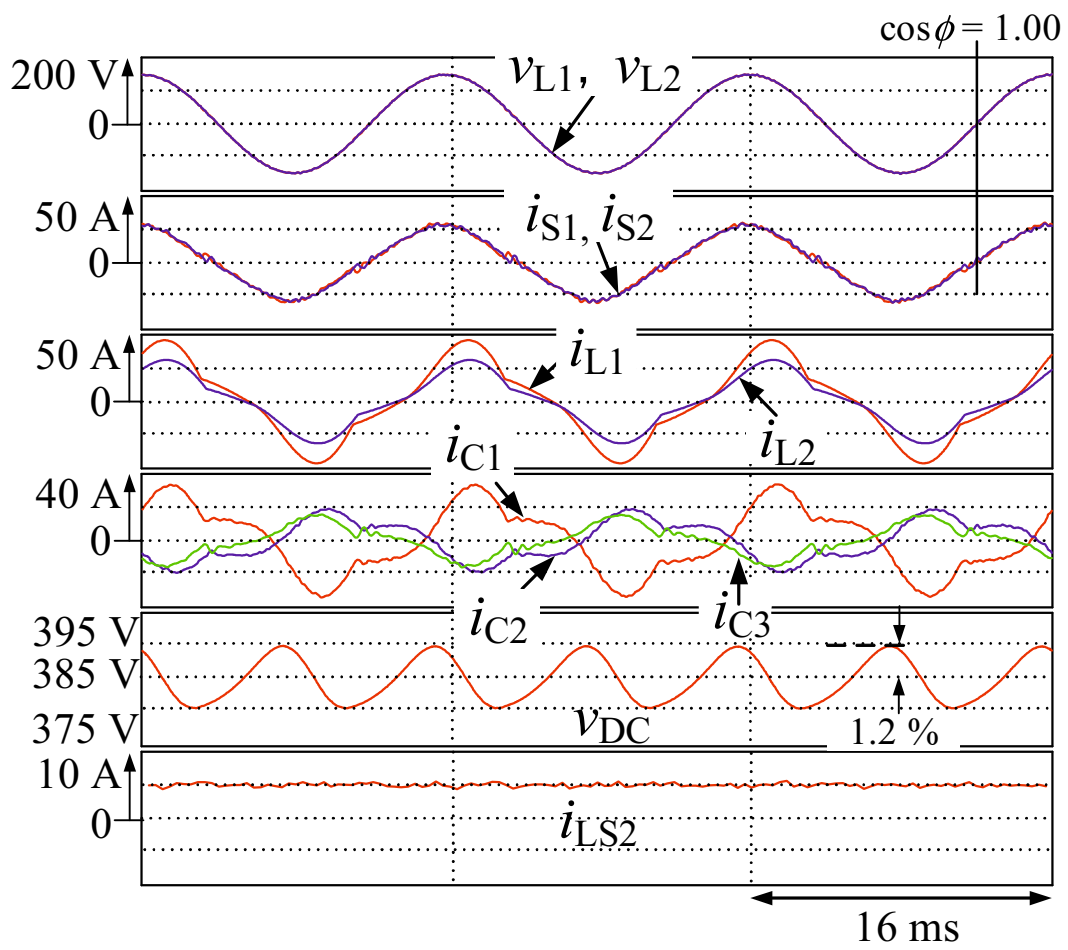


図 5.3 図 5.1 のバッテリー放電動作時のシミュレーション結果

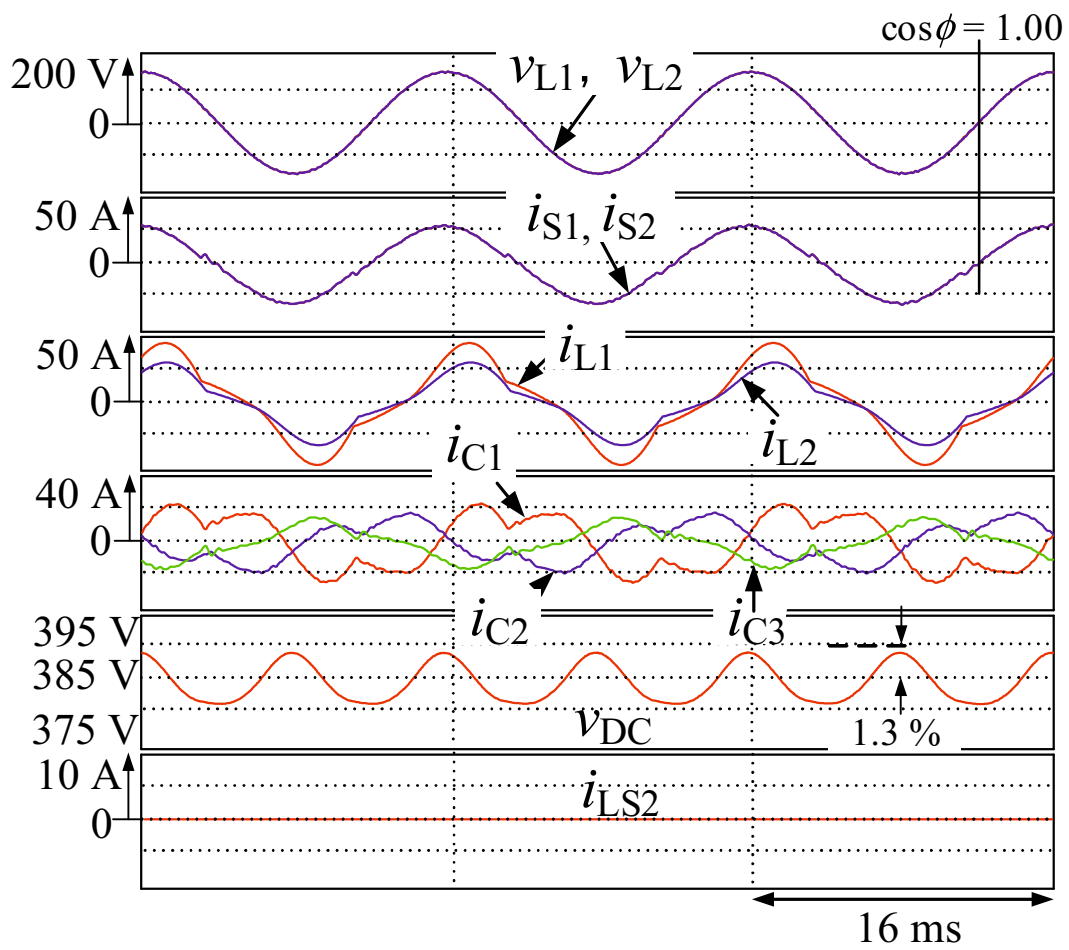


図 5.4 図 5.1 のバッテリー未接続時のシミュレーション結果

表 5.2 家庭内負荷の負荷条件と THD およびスマートチャージャの電流容量の関係性

Unbalanced Ratio	Load Conditions		THD Values				Current Capacity A_C
	Load1	Load2	i_{L1}	i_{L2}	i_{S1}	i_{S2}	
40%	1.2 pu	0.8 pu	23.6%	22.9%	4.2%	3.4%	0.91 pu
	1.0 pu	0.67 pu	23.8%	23.0%	4.3%	3.4%	0.83 pu
	0.8 pu	0.53 pu	25.0%	23.9%	4.3%	3.4%	0.76 pu
20%	1.2 pu	1.0 pu	22.6%	20.0%	3.8%	5.0%	0.85 pu
	1.0 pu	0.67 pu	23.6%	20.4%	3.7%	3.6%	0.78 pu
	0.8 pu	0.53 pu	25.0%	36.3%	2.5%	2.2%	0.72 pu

表 5.3 PI 制御および PID 制御時の電源電流の THD

	With PI controller		With PID controller	
	i_{S1}	i_{S2}	i_{S1}	i_{S2}
Battery-charging operation	3.3 %	2.1 %	3.3 %	2.1 %
Battery-discharging operation	9.9 %	7.3 %	9.7 %	7.3 %
Without battery	5.0 %	3.6 %	4.9 %	3.5 %

表 5.2 に、家庭内負荷の負荷条件と負荷電流および電源電流の THD およびスマートチャージャの電流容量の関係性を示す。家庭内負荷 Load1 および Load2 の不平衡率が 40 % の 1.2 pu および 0.8 pu, 1.0 pu および 0.67 pu および 0.8 pu および 0.53 pu および不平衡率 20 % の 1.2 pu および 1.0 pu, 1.0 pu および 0.67 pu および 0.8 pu および 0.53 pu の場合の、負荷電流 i_{L1} および i_{L2} および電源電流 i_{S1} および i_{S2} の THD およびスマートチャージャの電流容量 A_C の関係を示している。不平衡率 40 % で Load1 および Load2 を 1.2 pu および 0.8 pu とした場合のスマートチャージャの電流容量 A_C が 0.91 pu と最も増大することを明らかにした。

表 5.3 に、電源電圧に高調波電圧を含む場合においてスマートチャージャの直流キャパシタ電圧一定制御に PI 制御を用いた場合および PID 制御を用いた場合の電源電流 i_{S1} および i_{S2} の THD をそれぞれ示す。バッテリー充電動作時、PI 制御を用いた場合の電源電流 i_{S1} および i_{S2} の THD はそれぞれ 3.3 % および 2.1 % であり、PID 制御を用いた場合の電源電流 i_{S1} および i_{S2} の THD はそれぞれ 3.3 % および 2.1 % であった。またバッテリー放電動作時、PI 制御を用いた場合の電源電流 i_{S1} および i_{S2} の THD はそれぞれ 9.9 % および 7.3 % であり、PID 制御を用いた場合の電源電流 i_{S1} および i_{S2} の THD はそれぞれ 9.7 % および 7.3 % であった。バッテリー未接続時、PI 制御を用いた場合の電源電流 i_{S1} および i_{S2} の THD はそれぞれ 5.0 % および 3.6 % であり、PID 制御を用いた場合の電源電流 i_{S1} および i_{S2} の THD はそれぞれ 4.9 % および 3.5 % であった。これらの結果より、PID 制御を用いることで電源電流の THD を改善可能である。

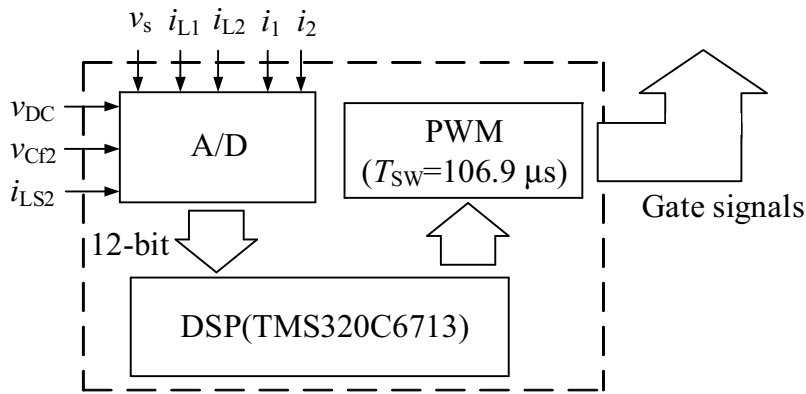
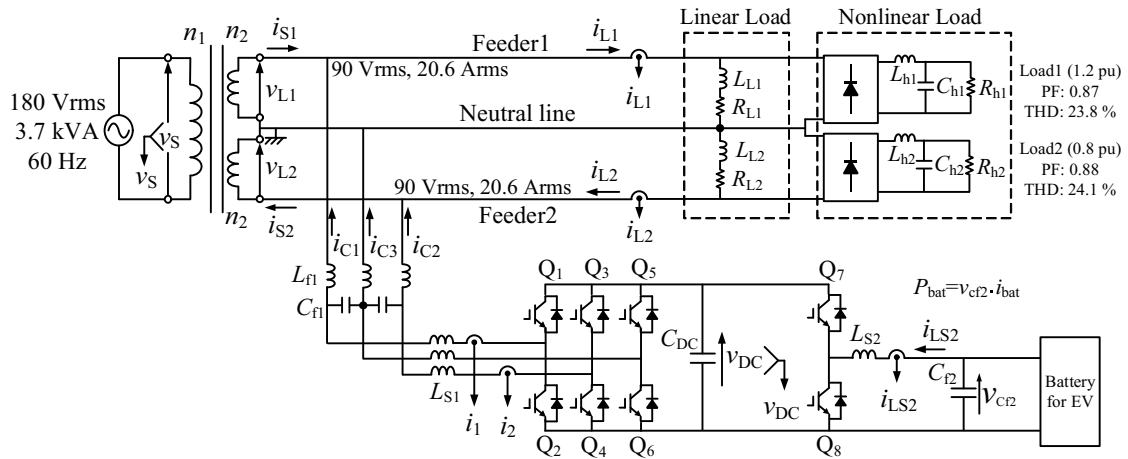
5.3 実験結果

図 5.5 に、実験に用いた回路図を示す。図 5.1 の柱上変圧器高圧側電圧は、6.6 kVrms であり、研究室レベルで実験装置を構築するのは困難である。また第 3 章で提案したスマートチャージャの実験結果では、柱上変圧器高圧側電圧を 180 Vrms としていたが、本章では家庭内負荷を変更したため柱上変圧器高圧側電圧を 180 Vrms, 3.7 kVA, 60 Hz および柱上変圧器低圧側電圧を 90 Vrms, 20.6 Arms の縮小モデルとしている。家庭内負荷である Load1 および Load2 はそれぞれ、1.2 pu, 力率 0.85, THD が 26.3 % および 0.8 pu, 力率 0.87, THD が 23.5 % とし、Load1 および Load2 の不平衡率は文献 (8) の内線規程で許容された最大値である 40 % としている。

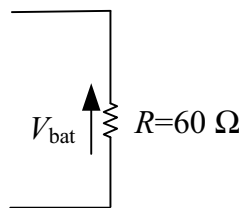
表 5.4 に、図 5.5 で用いた回路乗数を示す。電気自動車のバッテリーは、充電動作時は 60Ω の抵抗で模擬し、放電動作時は 257 Vdc の直流電源で模擬しており、バッテリー電流を 4.2 Arms としている。スマートチャージャから出力する補償電流の指令値演算には、DSP(TMS320C6713, 225 MHz) を用いており、検出した電源電圧 v_s 、負荷電流 i_{L1} および i_{L2} 、3 レグ構成 PWM 整流器の出力電流 i_1 および i_2 、直流キャパシタ電圧 v_{DC} 、バッテリー電圧 v_{cf2} および双方向 DC-DC コンバータのインダクタ電流 i_{LS2} は、A/D 変換器を用いて 12 bit のデジタル量に変換され、サンプリング周期 106.8 μ s ごとに DSP に取り込まれる。この DSP 内では、補償電流指令値 i_1^* および i_2^* の演算、直流キャパシタ電圧一定制御、双方向 DC-DC コンバータの制御および三角波比較方式 PWM を DSP 内で一括して行っている。

図 5.6 に、図 5.5 のスマートチャージャのバッテリー充電動作時の実験結果を示す。上から柱上変圧器低圧側電圧 v_{L1} および v_{L2} 、電源電流 i_{S1} および i_{S2} 、負荷電流 i_{L1} および i_{L2} 、スマートチャージャが出力する補償電流 i_{C1} 、 i_{C2} および i_{C3} 、直流キャパシタ電圧 v_{DC} 、双方向 DC-DC コンバータのインダクタ電流 i_{LS2} の波形を示している。負荷電流 i_{L1} および i_{L2} は振幅および位相が異なる不平衡状態でかつ高調波を含む歪んだ波形となっているが、スマートチャージャで補償することでバッテリーの充電動作を実現しながら電源電流 i_{S1} および i_{S2} は力率 1.00 でバランスした正弦波となっている。ここで、電源電流 i_{S1} および i_{S2} の THD を求めるとそれぞれ 7.5 % および 5.1 % であり、各次数において文献 (12) の IEC61000-3-4 の規格を満足している。また、直流キャパシタ電圧 v_{DC} のリップルは 1.2 % であり、文献 (56) で許容された 5.0 % を満足している。

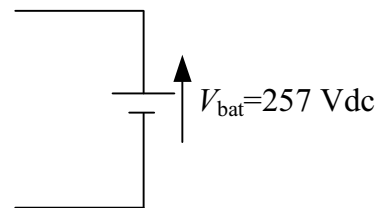
図 5.7 に、図 5.5 のスマートチャージャのバッテリー放電動作時の実験結果を示す。負荷電流 i_{L1} および i_{L2} は振幅および位相が異なる不平衡状態でかつ高調波を含む歪んだ波形となっているが、スマートチャージャで補償することでバッテリーの放電動作を実現しながら電源電流 i_{S1} および i_{S2} は力率 1.00 でバランスした正弦波を実現している。ここで、電源電流 i_{S1} および i_{S2} の THD を求めるとそれぞれ 17.0 % および 10.2 % であり、各次数において文献 (12) の IEC61000-3-4 の規格を満足している。また、直流キャパシタ電圧 v_{DC} のリップルは 1.7 % で



(a)



(b)



(c)

図 5.5 図 5.1 の縮小実験モデルの回路図

表 5.4 図 5.5 に用いた回路乗数

Item	Symbol	Value
Load1 (1.2 pu, power factor: 0.85, THD: 22.5%)	R_{L1}	5.8 Ω
	L_{L1}	11.6 mH
	R_{h1}	12.5 Ω
	L_{h1}	4.7 mH
	C_{h1}	470 μF
Load2 (0.8 pu, power factor: 0.88, THD: 21.0%)	R_{L2}	9.3 Ω
	L_{L2}	15.6 mH
	R_{h2}	16.8 Ω
	L_{h2}	7.4 mH
	C_{h2}	330 μF
Filter inductor	L_f	0.46 mH
Filter capacitor	C_f	10.4 μF
Switching inductor for three-leg inverter	L_{S1}	1.0mH
dc capacitor	C_{DC}	2700 μF
dc-capacitor voltage	V_{DC}^*	360 Vdc
Switching inductor for dc-dc converter	L_{S2}	4.4 mH
Filter capacitor for dc-dc converter	C_{f2}	2700 μF
Battery voltage	V_{bat}	257 Vdc
Battery current	I_{LS2}^*	4.2 A _{dc}
Switching frequency	f_{sw}	9.36 kHz
Dead time	T_d	3.5 μs

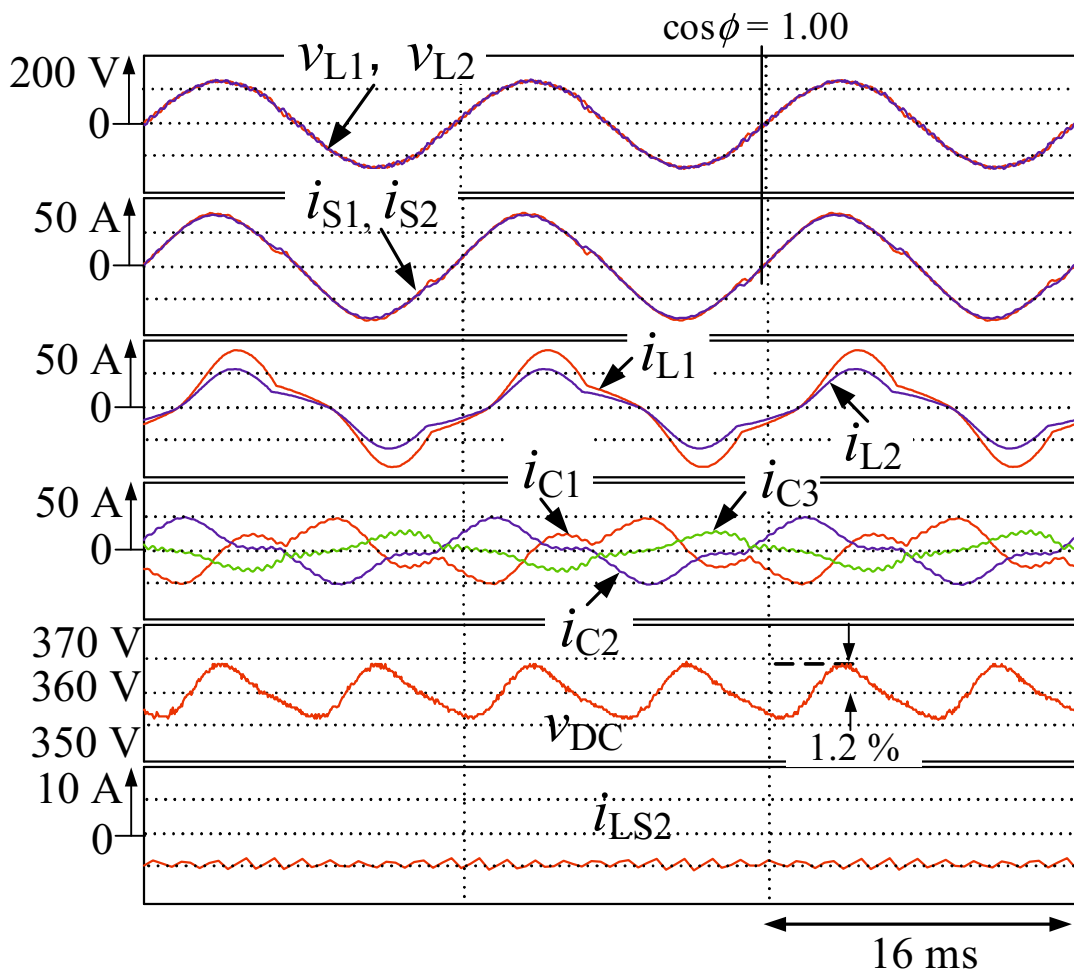


図 5.6 スマートチャージャのバッテリー充電動作時の実験結果

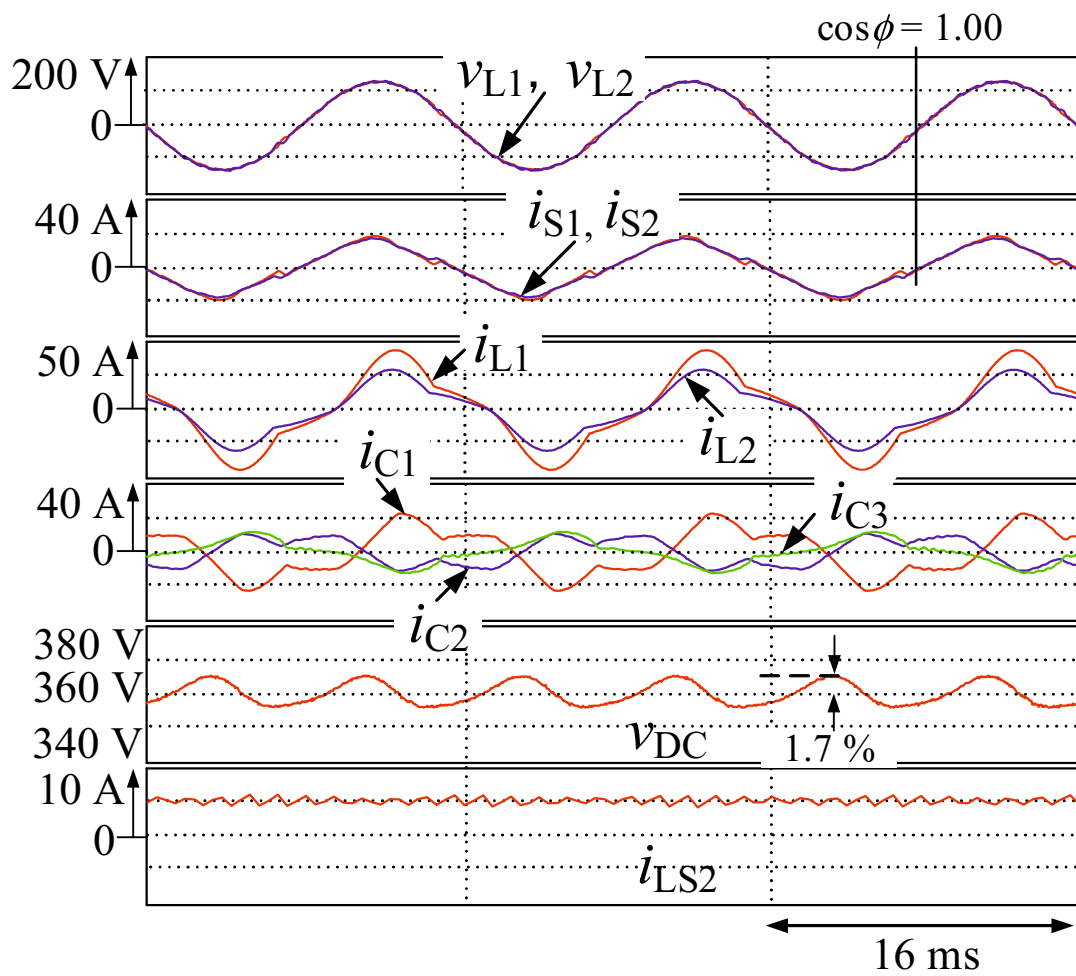


図 5.7 スマートチャージャのバッテリー放電動作時の実験結果

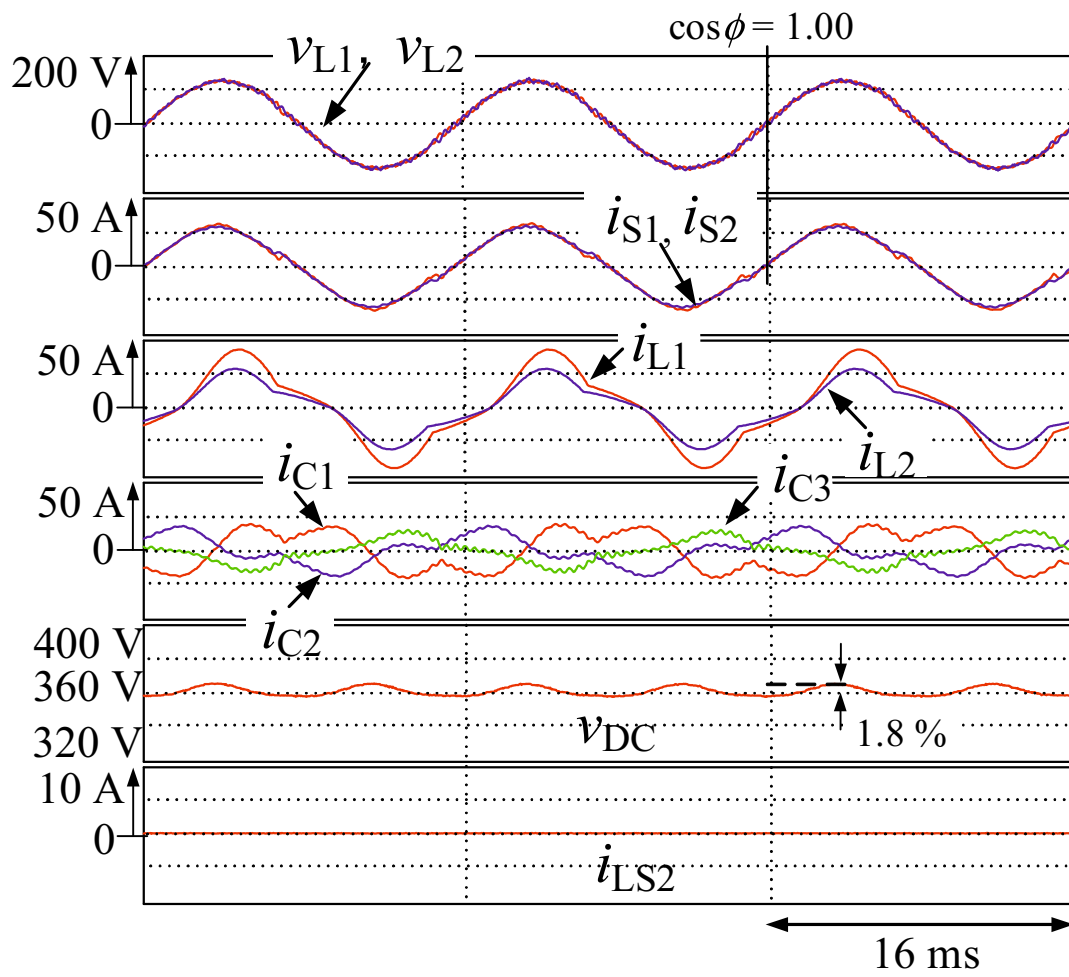


図 5.8 バッテリ未接続時の実験結果

あり、文献(56)で許容された5.0%を満足している。

図5.8に、図5.5のスマートチャージャのバッテリー未接続時の実験結果を示す。負荷電流 i_{L1} および i_{L2} は振幅および位相が異なる不平衡状態でかつ高調波を含む歪んだ波形となっているが、スマートチャージャで補償することでバッテリーの未接続時においても電源電流 i_{S1} および i_{S2} は力率1.00でバランスした正弦波となっている。ここで、電源電流 i_{S1} および i_{S2} のTHDを求めるとそれぞれ9.8%および5.6%であり、各次数において文献(12)のIEC61000-3-4の規格を満足している。また、直流キャパシタ電圧 v_{DC} のリプルは1.8%であり、文献(56)で許容された5.0%を満足している。

5.4 本章のまとめ

本章では、家庭内負荷をRL線形負荷と並列にダイオード整流器からなる非線形負荷を接続し模擬した单相3線式配電家庭に電気自動車用スマートチャージャを接続した場合の高調波補償法について検討した。スマートチャージャでは、負荷側の有効・無効・高調波演算ブロックなしで直流キャパシタ電圧一定制御のみを用いた簡易な制御法により、家庭内負荷で発生した不平衡有効電流、無効電流および高調波電流を補償し、力率1.00でバランスした正弦波の電源電流を達成可能であることを理論的に明らかにした。さらに、計算機シミュレーションにより、バッテリー充電・放電動作時およびバッテリー未接続時において、家庭内負荷で発生した不平衡有効電流、無効電流および高調波電流を補償し、力率1.00でバランスした正弦波の電源電流を達成可能であることを確認した。また家庭内負荷の負荷条件を変え、負荷電流および電源電流のTHDおよびスマートチャージャの電流容量 A_C を算出し、家庭内負荷Load1およびLoad2の不平衡率40%の1.2 puおよび0.8 puの場合のスマートチャージャの電流容量 A_C が0.91 puと最も増大することを明らかにした。さらに、直流キャパシタ電圧一定制御のPI制御をPID制御に変更することで、電源電流 i_{S1} および i_{S2} のTHDを改善できることを明らかにした。また縮小モデルを用いた実験により、バッテリー充電・放電動作時およびバッテリー未接続時において、家庭内負荷で発生した不平衡有効電流、無効電流および高調波電流を補償し、力率1.00でバランスした正弦波の電源電流を達成可能であることを確認した。

第6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を用いた高調波補償法

第3章では、電源側の力率を文献(20)の電気供給約款で許容された0.90に制御する無効電力調整法を有する電気自動車用スマートチャージャの電力品質保証法を提案し、その有効性を理論的、計算機シミュレーションおよび縮小モデルを用いた実機検討により明らかにした。しかしながら、単相3線式配電家庭の家庭内負荷をRL線形負荷で模擬し家庭内負荷で発生した基本波不平衡有効電流および無効電流の補償についてのみ検討を行っており、高調波電流については検討を行っていない。一方、第5章では単相3線式配電家庭の家庭内負荷をRL線形負荷と並列にダイオード整流器からなる非線形負荷を接続し模擬し、電気自動車用スマートチャージャを用いて家庭内負荷で発生する基本波不平衡有効電流、無効電流に加え高調波電流の補償法を提案し、その有効性を理論的、計算機シミュレーションおよび縮小モデルを用いた実機検討により明らかにした。しかしながら、電源側の力率を1.00に制御しておりスマートチャージャの変換器容量に関して検討を行っていなかった。

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検討を行う。家庭内負荷で発生する基本波不平衡有効電流および高調波電流の補償を行いながら、補償する無効電流を調整し電源側の力率を文献(20)の電気供給約款で許容された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容量を低減可能であることを明らかにする。さらに、計算機シミュレーションにより、家庭内負荷で発生した基本波不平衡有効電流、無効電流および高調波電流を補償し、力率0.90でバランスした正弦波の電源電流を達成しながら、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する。

6.1 システム構成

図6.1に、家庭内に高調波発生源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。電源となる柱上変圧器の高圧側の定格は、6.6 kVrms, 5.0 kVA, 60 Hzとし、柱上変圧器低圧側の定格は105 Vrms, 24 Armsとした。 V_{bat} は、日産自動車製リーフのバッテリー(定格電圧: 360 Vdc)を想定しており直流電源で模擬している。本章では、家庭内負荷で

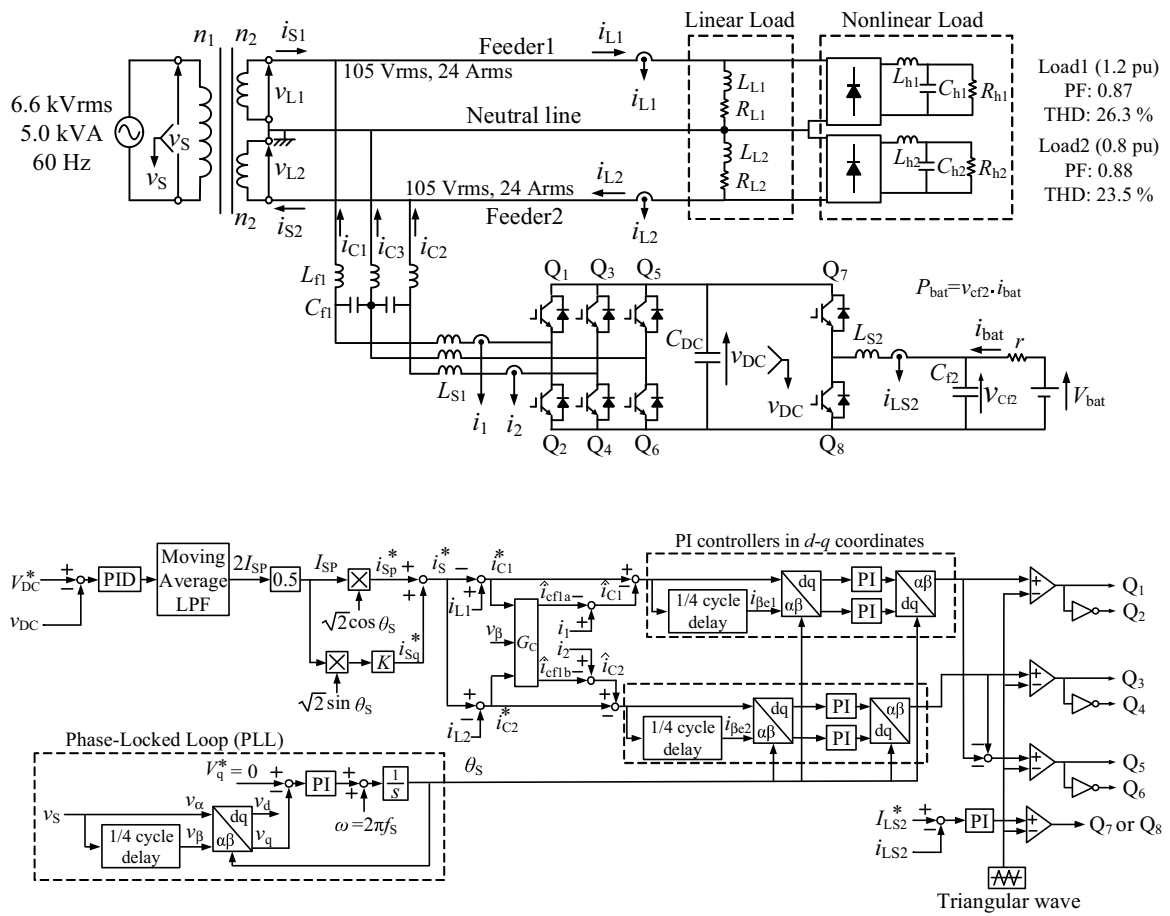


図 6.1 家庭内に高調波発生源を有する場合の電気自動車用スマートチャージャのシステム構成図

第6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を用いた高調波補償法

発生する高調波電流補償についてまず検討を行うため、電源電圧は高調波電圧を含まない正弦波としている。また第5章同様に、単相3線式配電家庭の家庭内負荷をRL線形負荷と並列にダイオード整流器からなる非線形負荷を接続し家電機器である家庭内負荷 Load1 および Load2 を模擬している。第5章では、家庭内負荷で発生する高調波電流の補償について検討を行ったが、電源側の力率を1.00に制御しスマートチャージャの変換器容量については検討を行っていない。そのためスマートチャージャの電流容量 A_C が0.91 pu と増大する問題があった。本章では、有効・無効・高調波演算ブロックを用いることなく直流キャパシタ電圧一定制御のみを用いた簡易な制御法により家庭内負荷で発生した基本波不平衡有効電流および高調波電流を補償し、簡易な無効電力調整法を用いてスマートチャージャが補償する無効電流を調整し、力率0.90でバランスした正弦波の電源電流を達成しながら、スマートチャージャの電流容量 A_C を低減可能であることを明らかにする。

図6.1において、単相3線式配電線の電源電圧 v_S は基本波成分のみの正弦波とし、次式に示す。

$$v_S = \sqrt{2}V_S \cos \omega_S \quad (6.1)$$

電源電圧 v_S を柱上変圧器を用いて降圧した柱上変圧器低圧側電圧 v_L 、 v_{L1} および v_{L2} を、次式に示す。

$$\begin{aligned} v_L &= v_{L1} = v_{L2} \\ &= \sqrt{2}V_L \cos \omega_S \end{aligned} \quad (6.2)$$

電源電圧 v_S 同様、柱上変圧器低圧側電圧 v_{L1} および v_{L2} は基本波成分のみの正弦波としている。次に、家庭内負荷に流れる負荷電流 i_{L1} および i_{L2} を次式に示す。

$$\begin{aligned} i_{L1} &= \sqrt{2}I_{L1F} \cos(\omega_S t - \phi_{L1F}) + \sqrt{2} \sum_{n=2}^{\infty} I_{L1n} \cos(n\omega_S t - \phi_{L1n}) \\ i_{L2} &= \sqrt{2}I_{L2F} \cos(\omega_S t - \phi_{L2F}) + \sqrt{2} \sum_{n=2}^{\infty} I_{L2n} \cos(n\omega_S t - \phi_{L2n}) \end{aligned} \quad (6.3)$$

負荷電流 i_{L1} および i_{L2} は、振幅および位相が異なる不平衡状態でかつ高調波を含む歪んだ波形であり、基本波成分と高調波成分にわけ(6.3)式となる。ここで、スマートチャージャで補償することで力率0.90でバランスした正弦波の電源電流指令値 i_S^* 、 i_{S1}^* および i_{S2}^* を次式に示す。

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

ここで、 i_{Sp}^* は直流キャパシタ電圧一定制御を用いて算出した電源電流実効値 I_{SP} に単相 PLL 回路を用いて算出した電気角 θ_S を用いて算出した $\cos \theta_S$ を乗算した値であり、 i_{Sq}^* は I_{SP} に $\sin \theta_S$ およびコントロールゲイン $K = \tan(\cos^{-1} 0.90)$ を乗算した値である。また、 I_{SP} 電源電流実効値の有効分であり、 $I_S \cos \phi$ である。(6.4) 式で与えられる電源電流指令値 i_{S1}^* および i_{S2}^* を実現するためには、スマートチャージャは負荷電流 i_{L1} および i_{L2} の差分を出力する。このとき、スマートチャージャの出力電流指令値 i_{C1}^* 、 i_{C2}^* および i_{C3}^* は次式となる。

$$\begin{aligned}
i_{C1}^* &= i_{L1} - i_{S1}^* \\
i_{C2}^* &= -i_{L2} + i_{S2}^* \\
i_{C3}^* &= -(i_{C1}^* + i_{C2}^*)
\end{aligned} \tag{6.5}$$

スマートチャージャが、(6.5) 式で与えられる指令値に追従した電流を出力するとき、スマートチャージャを構成する 3 レグ構成 PWM 整流器に流出入する瞬時電力 p_{SC} は次式となる。

$$\begin{aligned}
p_{SC} &= -v_{L1} \cdot i_{C1} + v_{L2} \cdot i_{C2} \\
&= V_L [(-I_{L1F} \cos \phi_{L1F} - I_{L2F} \cos \phi_{L2F} + 2I_{SP}) \\
&\quad + (-I_{L1F} \cos \phi_{L1F} - I_{L2F} \cos \phi_{L2F} + 2I_{SP}) \cos 2\omega_S t \\
&\quad + (-I_{L1F} \sin \phi_{L1F} - I_{L2F} \sin \phi_{L2F} + 2KI_{SP}) \sin 2\omega_S t \\
&\quad + \sum_{n=2}^{\infty} (-I_{L1n} \cos \phi_{L1n} - I_{L2n} \cos \phi_{L2n}) \{\cos(n+1)\omega_S t + \cos(n-1)\omega_S t\} \\
&\quad + \sum_{n=2}^{\infty} (-I_{L1n} \sin \phi_{L1n} - I_{L2n} \sin \phi_{L2n}) \{\sin(n+1)\omega_S t + \sin(n-1)\omega_S t\}]
\end{aligned} \tag{6.6}$$

直流キャパシタ電圧一定制御を用いて、直流キャパシタ電圧 v_{DC} を一定に制御することで、スマートチャージャに流出入する瞬時電力の平均値 \bar{p}_{SC} は P_{bat} となる。これより、次式が成り立つ。

$$\begin{aligned}
 \bar{p}_{SC} &= \frac{1}{T_S} \int_0^{T_S/2} p_{SC} dt \\
 &= V_L (-I_{L1F} \cos \phi_{L1F} - I_{L2F} \cos \phi_{L2F} + 2I_{SP}) \\
 &= P_{bat}
 \end{aligned} \tag{6.7}$$

これより、電源電流 i_{S1} および i_{S2} の実効値の有効分 I_{SP} を算出すると

$$\begin{aligned}
 I_{SP} &= \frac{I_{L1F} \cos \phi_{L1F} + I_{L2F} \cos \phi_{L2F}}{2} + \frac{P_{bat}}{2V_L} \\
 &= I_S \cos \phi
 \end{aligned} \tag{6.8}$$

となる。図 6.1 の回路において、直流キャパシタ電圧一定制御を用いて直流キャパシタ電圧 v_{DC} を一定に制御することで、スマートチャージャに流出入する瞬時電力 p_{SC} の平均値 \bar{p}_{SC} は P_{bat} となる。これにより、電源電流指令値 i_S^* 、 i_{S1}^* および i_{S2}^* の実効値の有効分 I_{SP} を算出可能である。電源電流の実効値の有効分 I_{SP} に $\sqrt{2} \cos \theta_S$ および無効電力調整法で算出した $K \sin \theta_S$ を乗算することで、力率 0.90 でバランスした正弦波の電源電流 i_{S1} および i_{S2} を達成可能である。

6.2 シミュレーション結果

本章で提案した無効電力調整法を付加した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確認するため、計算機シミュレーションを行った。

第5章同様に、単相3線式配電線の家庭内負荷を RL 線形負荷を 50% およびダイオード整流器からなる非線形負荷を 50% とし家電機器を模擬している。家庭内負荷 Load1 は 1.2 pu, 力率が 0.87, THD は 23.4% とし, Load2 は 0.8 pu, 力率が 0.88, THD を 20.1% としている。

電源を 6.6 kVrms, 60 Hz および 5.0 kVA とし、柱上変圧器を用いて 105 Vrms および 24 Arms としている。家庭内負荷 Load1 および Load2 は、文献 (8) の電気供給約款で許容された最大値 40% とし, Load1 を 1.2 pu, 力率 0.87 および THD を 26.3%, Load2 を 0.8 pu, 力率 0.88 および THD を 23.5% としている。表 6.1 に、シミュレーションによる検討で用いた回路定数を示す。制御系に用いた PID 制御器のゲインは、限界感度法で算出しシミュレーションを用いて微調整を行い決定している。本章では、直流キャパシタ電圧一定制御の PI 制御のゲインを $K_P=1.0$, $T_I=0.1$ ms および $T_D=0.6$ ns とし, $d-q$ 座標上での PI 制御のゲインは, $K_P=0.5$ および $T_I=8$ ms とした。

図 6.2 に、図 6.1 で提案したスマートチャージャのバッテリー充電動作時のシミュレーション結果を示す。上から、柱上変圧器低圧側電圧 v_{L1} および v_{L2} , 電源電流 i_{S1} および i_{S2} , 負荷電流 i_{L1} および i_{L2} , スマートチャージャが出力する補償電流 i_{C1} , i_{C2} および i_{C3} , 直流キャパシタ電圧 v_{DC} , 双方向 DC-DC コンバータのインダクタ電流 i_{LS2} の波形である。双方向 DC-DC コンバータのインダクタ電流 i_{LS2} は、バッテリー電流指令値 $i_{bat}^*=5$ Adc でバッテリーの充電動作

表 6.1 図 6.1 で用いた回路定数

Item	Symbol	Value
Load1 (1.2 pu, power factor: 0.85, THD: 22.5%)	R_{L1}	5.8 Ω
	L_{L1}	11.6 mH
	R_{h1}	12.5 Ω
	L_{h1}	4.7 mH
	C_{h1}	470 μF
Load2 (0.8 pu, power factor: 0.88, THD: 21.0%)	R_{L2}	9.3 Ω
	L_{L2}	15.6 mH
	R_{h2}	16.8 Ω
	L_{h2}	7.4 mH
	C_{h2}	330 μF
Filter inductor for three-leg inverter	L_{f1}	0.46 mH
Filter capacitor for three-leg inverter	C_{f1}	10.4 μF
Switching inductor for three-leg inverter	L_{S1}	1.0 mH
DC capacitor	C_{DC}	2200 μF
DC-capacitor voltage	V_{DC}^*	385 Vdc
Switching inductor for dc-dc converter	L_{S2}	3.3 mH
Filter capacitor for dc-dc converter	C_{f2}	1000 μF
Battery voltage	V_{bat}	360 Vdc
Battery current	I_{LS2}^*	5 Adc
Internal resistance of battery	r	72 m Ω
Switching frequency	f_{SW}	12 kHz
Dead time	T_d	3.5 μs

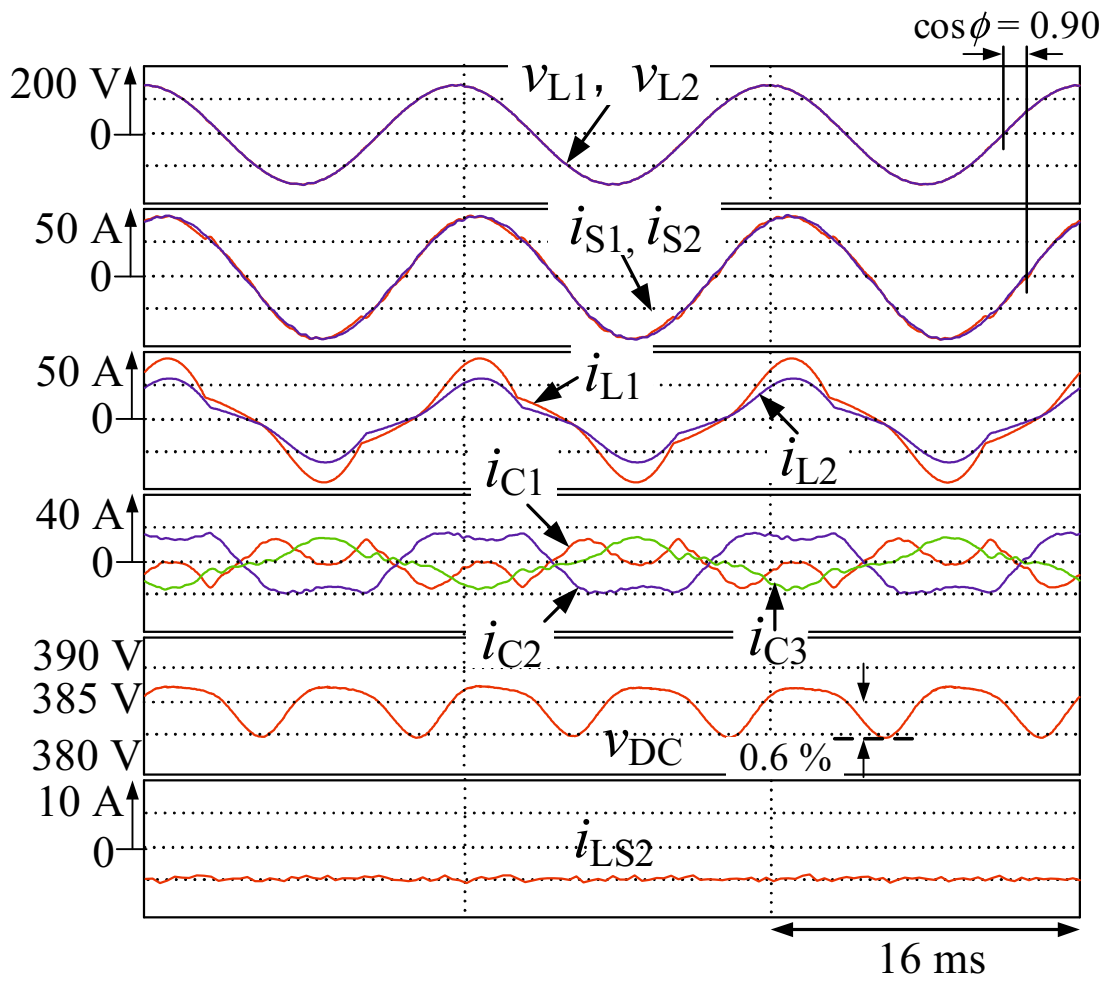


図 6.2 本章で提案するスマートチャージャのバッテリー充電動作時のシミュレーション結果

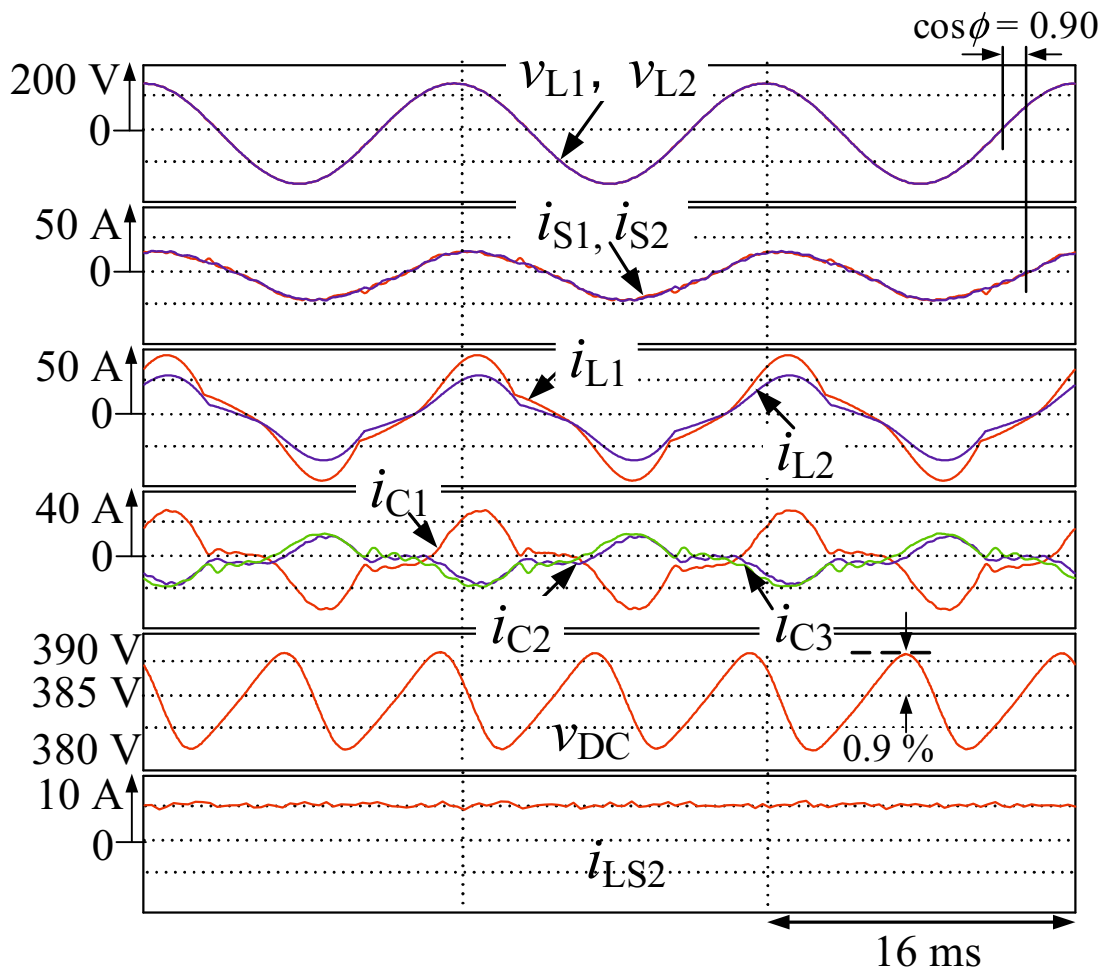


図 6.3 本章で提案するスマートチャージャのバッテリー放電動作時のシミュレーション結果

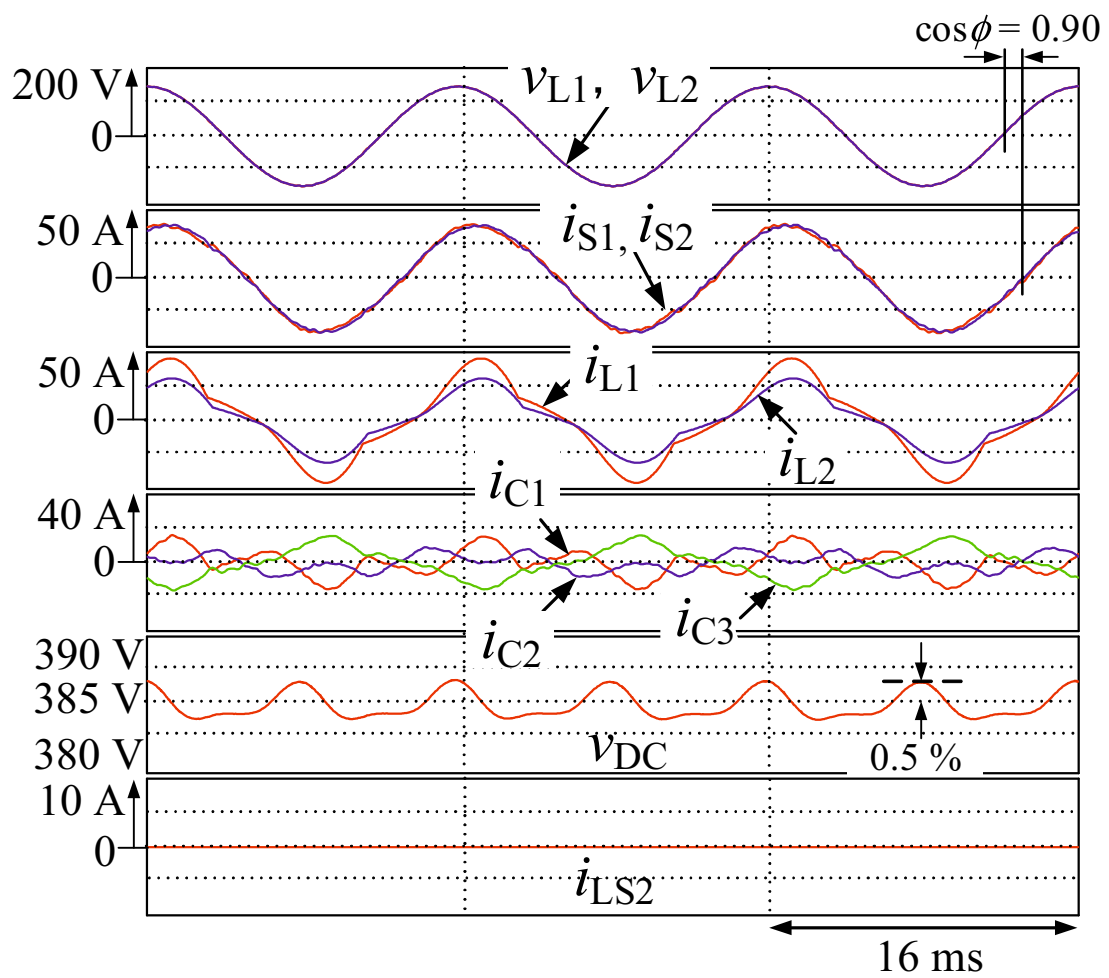


図 6.4 本章で提案するスマートチャージャのバッテリー未接続時のシミュレーション結果

を行っている。負荷電流 i_{L1} および i_{L2} は振幅および位相がことなる不平衡状態でかつ高調波電流を含む歪んだ波形であるが、スマートチャージャで補償することで電源電流 i_{S1} および i_{S2} は力率 0.90 でバランスした正弦波を達成している。直流キャパシタ電圧 v_{DC} のリップルは 0.6 % であり、文献 (56) で許容された 5.0 % を満足している。また、電源電流 i_{S1} および i_{S2} の THD は、それぞれ 4.7 % および 1.6 % であり、各次数において文献 (12) の IEC61000-3-4 の規格を満足している。

図 6.3 に、図 6.1 で提案したスマートチャージャのバッテリー放電動作時のシミュレーション結果を示す。双方向 DC-DC コンバータのインダクタ電流 i_{LS2} は、バッテリー電流指令値 $i_{bat}^* = +5 \text{ A}$ dc でバッテリーの放電動作を行っている。負荷電流 i_{L1} および i_{L2} は振幅および位相がことなる不平衡状態でかつ高調波電流を含む歪んだ波形であるが、スマートチャージャで補償することで電源電流 i_{S1} および i_{S2} は力率 0.90 でバランスした正弦波を達成している。直流キャパシタ電圧 v_{DC} のリップルは 0.9 % であり、文献 (56) で許容された 5.0 % を満足している。また、電源電流 i_{S1} および i_{S2} の THD は、それぞれ 9.6 % および 6.8 % であり、各次数において文献 (12) の IEC61000-3-4 の規格を満足している。

図 6.4 に、図 6.1 で提案したスマートチャージャのバッテリー未接続時のシミュレーション結果を示す。負荷電流 i_{L1} および i_{L2} は振幅および位相がことなる不平衡状態でかつ高調波電流を含む歪んだ波形であるが、スマートチャージャで補償することで電源電流 i_{S1} および i_{S2} は力率 0.90 でバランスした正弦波を達成している。直流キャパシタ電圧 v_{DC} のリップルは 0.5 % であり、文献 (56) で許容された 5.0 % を満足している。また、電源電流 i_{S1} および i_{S2} の THD は、それぞれ 6.3 % および 2.8 % であり、各次数において文献 (12) の IEC61000-3-4 の規格を満足している。

シミュレーション結果より、電気自動車のバッテリー充電・放電動作を行いながら、またバッテリー未接続時においても、負荷電流 i_{L1} および i_{L2} が振幅および位相が異なる不平衡状態でかつ高調波電流を含む歪んだ状態において、スマートチャージャは不平衡有効電流、無効電流および高調波電流を補償し、柱上変圧器の低圧側で不平衡有効電流、無効電流および高調波電流を補償し、力率 0.90 でバランスした正弦波の電源電流 i_{S1} および i_{S2} を達成可能である。

第 3 章で提案した電流容量 A_C の式を用いてスマートチャージャの変換器容量を算出する。図 6.2、図 6.3 および図 6.4 において、電流容量 A_C を求めると、それぞれ 0.63 pu、0.66 pu および 0.75 pu となった。第 4 章で提案した、電源側の力率を 1.00 に制御するスマートチャージャのバッテリー充電動作時、放電動作時およびバッテリー未接続時において電流容量 A_C を算出すると、それぞれ 0.63 pu、0.66 pu および 0.75 pu であった。これより、無効電力調整法を用いて電源側の力率を 0.90 に制御することで、スマートチャージャの電流容量を 28 %、20 % および 35 % 低減できた。

表 6.2 に、家庭内負荷の負荷条件と負荷電流および電源電流の THD およびスマートチャー

表 6.2 家庭内負荷の負荷条件と THD およびスマートチャージャの電流容量の関係性

Unbalanced Ratio	Load Conditions		THD Values		Current Capacity
	Load1	Load2	i_{L1}	i_{L2}	A_C
40%	1.2 pu	0.8 pu	23.6%	22.9%	0.63 pu
	1.0 pu	0.67 pu	23.8%	23.0%	0.60 pu
	0.8 pu	0.53 pu	25.0%	23.9%	0.57 pu
20%	1.2 pu	1.0 pu	22.6%	20.0%	0.53 pu
	1.0 pu	0.67 pu	23.6%	20.4%	0.52 pu
	0.8 pu	0.53 pu	25.0%	36.3%	0.52 pu

チャージャの電流容量の関係性を示す。家庭内負荷 Load1 および Load2 の不平衡率が 40 % の 1.2 pu および 0.8 pu, 1.0 pu および 0.67 pu および 0.8 pu および 0.53 pu および不平衡率 20 % の 1.2 pu および 1.0 pu, 1.0 pu および 0.67 pu および 0.8 pu および 0.53 pu の場合の, 負荷電流 i_{L1} および i_{L2} の THD およびスマートチャージャの電流容量 A_C の関係を示している。不平衡率 40 % で Load1 および Load2 を 1.2 pu および 0.8 pu とした場合のスマートチャージャの電流容量 A_C が 0.63 pu と最も増大することを明らかにした。

6.3 実験結果

図 6.5 に, 実験に用いた回路図を示す。図 6.1 の柱上変圧器高圧側電圧は, 6.6 kVrms であり, 研究室レベルで実験装置を構築するのは困難である。そこで, 柱上変圧器高圧側電圧を 180 Vrms, 3.7 kVA, 60 Hz および柱上変圧器低圧側電圧を 90 Vrms, 20.6 Arms の縮小モデルとしている。家庭内負荷である Load1 および Load2 はそれぞれ, 1.2 pu, 力率 0.85, THD が 26.3 % および 0.8 pu, 力率 0.87, THD が 23.5 % とし, Load1 および Load2 の不平衡率は文献 (8) の内線規程で許容された最大値である 40 % としている。

本章で提案した, 無効電力調整機能を有するスマートチャージャの高調波補償の有効性を確認するため, 縮小モデルを用いた実機での検討を行った。図 6.5 に, 実験に用いた回路図を示す。柱上変圧器の高圧側は, 180 Vrms, 3.7 kVA および 60 Hz とし, 柱上変圧器を用いて 90 Vrms および 24 Arms に降圧している。ここで, 家庭内負荷 Load1 および Load2 の不平衡率は, 文献 (8) の内線規程で許容された最大値である 40 % とし, Load1 を 1.2 pu, 力率 0.87 および THD を 24.1 %, Load2 を 0.8 pu, 力率 0.88 および THD を 24.1 % としている。表 6.3 に, 図 6.5 に用いた回路定数を示す。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, 放電動作時は 257 Vdc の直流電源で模擬しており, バッテリ電流を 4.2 Arms としている。スマートチャージャから出力する補償電流の指令値演算には, DSP(TMS320C6713, 225 MHz) を用いており, 検出した電源電圧 v_s , 負荷電流 i_{L1} および i_{L2} , 3 レグ構成 PWM

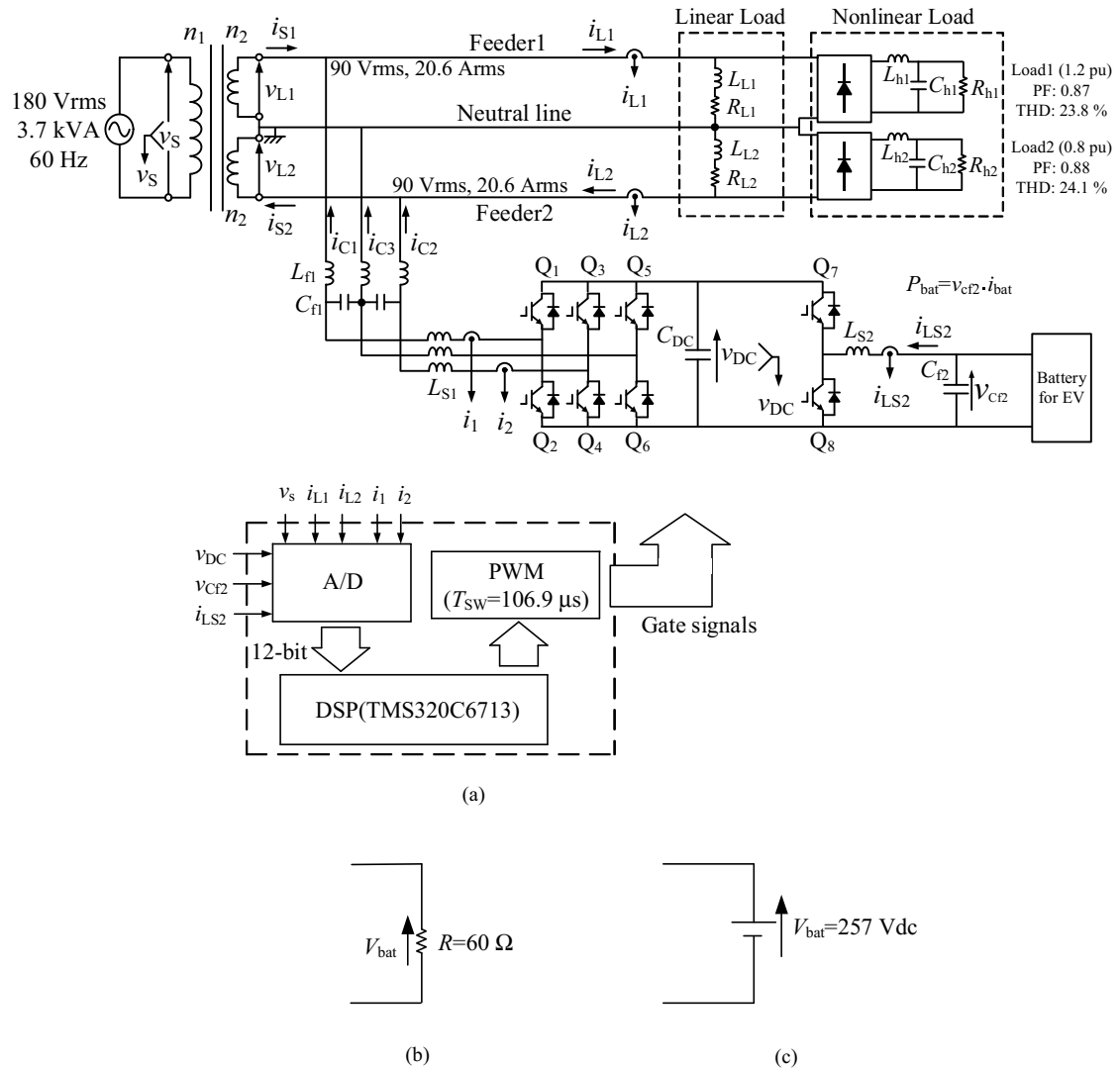


図 6.5 図 6.1 の縮小モデルを用いた実験回路図 (a) 主回路図および制御回路図, (b) バッテリ充電動作時のバッテリーモデル, (c) バッテリ放電動作時のバッテリーモデル

表 6.3 図 6.5 に用いた回路定数

Item	Symbol	Value
Filter inductor for three-leg PWM rectifier	L_{f1}	0.46 mH
Filter capacitor for three-leg PWM rectifier	C_{f1}	10.4 μ F
Switching inductor for three-leg PWM rectifier	L_{S1}	1.0 mH
DC capacitor	C_{DC}	2700 μ F
DC-capacitor voltage	V_{DC}^*	360 Vdc
Switching inductor for dc-dc converter	L_{S2}	4.4 mH
Filter capacitor for dc-dc converter	C_{f2}	1000 μ F
Battery voltage	V_{bat}	257 Vdc
Inductor current	I_{LS2}^*	4.3 Adc
Switching frequency	f_{SW}	9.36 kHz
Dead time	T_d	3.5 μ s

整流器の出力電流 i_1 および i_2 , 直流キャパシタ電圧 v_{DC} , バッテリ電圧 v_{cf2} および双方向 DC-DC コンバータのインダクタ電流 i_{LS2} は, A/D 変換器を用いて 12 bit のデジタル量に変換され, サンプリング周期 $106.8 \mu\text{s}$ ごとに DSP に取り込まれる。この DSP 内では, 補償電流指令値 i_1^* および i_2^* の演算, 直流キャパシタ電圧一定制御, 双方向 DC-DC コンバータの制御および三角波比較方式 PWM を DSP 内で一括して行っている。

図 6.7 に, 図 6.5 に示すスマートチャージャの縮小モデルを用いたバッテリ放電動作時の実験結果を示す。負荷電流 i_{L1} および $i_{L2}\%$ は, 振幅および位相が異なる不平衡状態でかつ高調波を含む歪んだ波形であるが, スマートチャージャにより補償することで力率 0.90 でバランスした正弦波の電源電流 i_{S1} および i_{S2} を達成している。ここで, 電源電流 i_{S1} および i_{S2} の THD を算出すると, それぞれ 16.2 % および 9.8 % となり, 負荷電流 i_{L1} および i_{L2} の THD に比べ低減できたことから高調波電流を補償できたことがわかる。

図 6.8 に, 図 6.5 に示すスマートチャージャの縮小モデルを用いたバッテリ未接続時の実験結果を示す。負荷電流 i_{L1} および $i_{L2}\%$ は, 振幅および位相が異なる不平衡状態でかつ高調波を含む歪んだ波形であるが, スマートチャージャにより補償することで力率 0.90 でバランスした正弦波の電源電流 i_{S1} および i_{S2} を達成している。ここで, 電源電流 i_{S1} および i_{S2} の THD を算出すると, それぞれ 9.4 % および 5.5 % となり, 負荷電流 i_{L1} および i_{L2} の THD に比べ低減できたことから高調波電流を補償できたことがわかる。

また, 図 6.6, 図 6.7 および図 6.8 の電源電流 i_{S1} および i_{S2} の各次数高調波は, 文献 (12) の IEC61000-3-4 の規格を満足している。

ここで, 図 6.6, 図 6.7 および図 6.8 のバッテリ充電動作時, バッテリ放電時およびバッテリ未接続時の電流容量 A_C を算出すると, それぞれ 0.63 pu, 0.66 pu および 0.49 pu であった。一方で, 無効電力調整法を用いず電源側の力率を 1.0 に制御する場合のバッテリ充電動作時, バッテリ放電動作時, バッテリ未接続時における電流容量 A_C はそれぞれ, 0.91 pu, 0.82 pu, 0.76 pu であり, 無効電力調整法を用いることでスマートチャージャの変換器容量を, バッテリ充電動作時, バッテリ放電動作時およびバッテリ未接続時においてバッテリ充電動作時, バッテリ放電動作時およびバッテリ未接続時それぞれ 24 %, 20 % および 36 % 低減している。

6.4 本章のまとめ

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検討した。スマートチャージャでは, 家庭内負荷で発生する基本波不平衡有効電流および高調波電流の補償を行いながら, 補償する無効電流を調整し電源側の力率を文献 (20) の電気供給約款で許容された 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容量を低減可能であることを明らかにした。さらに, 計算機シミュレーションにより,

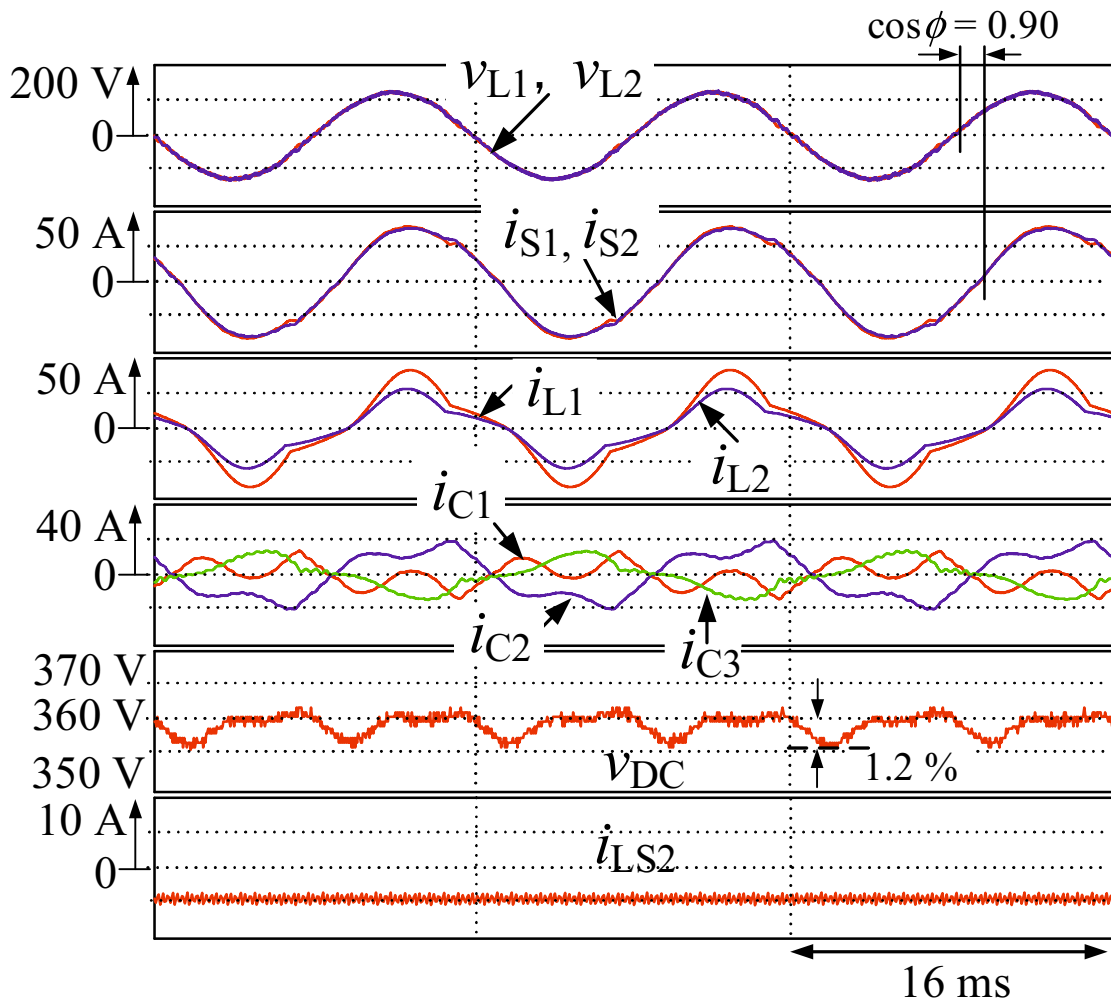


図 6.6 バッテリ充電動作時の実験結果

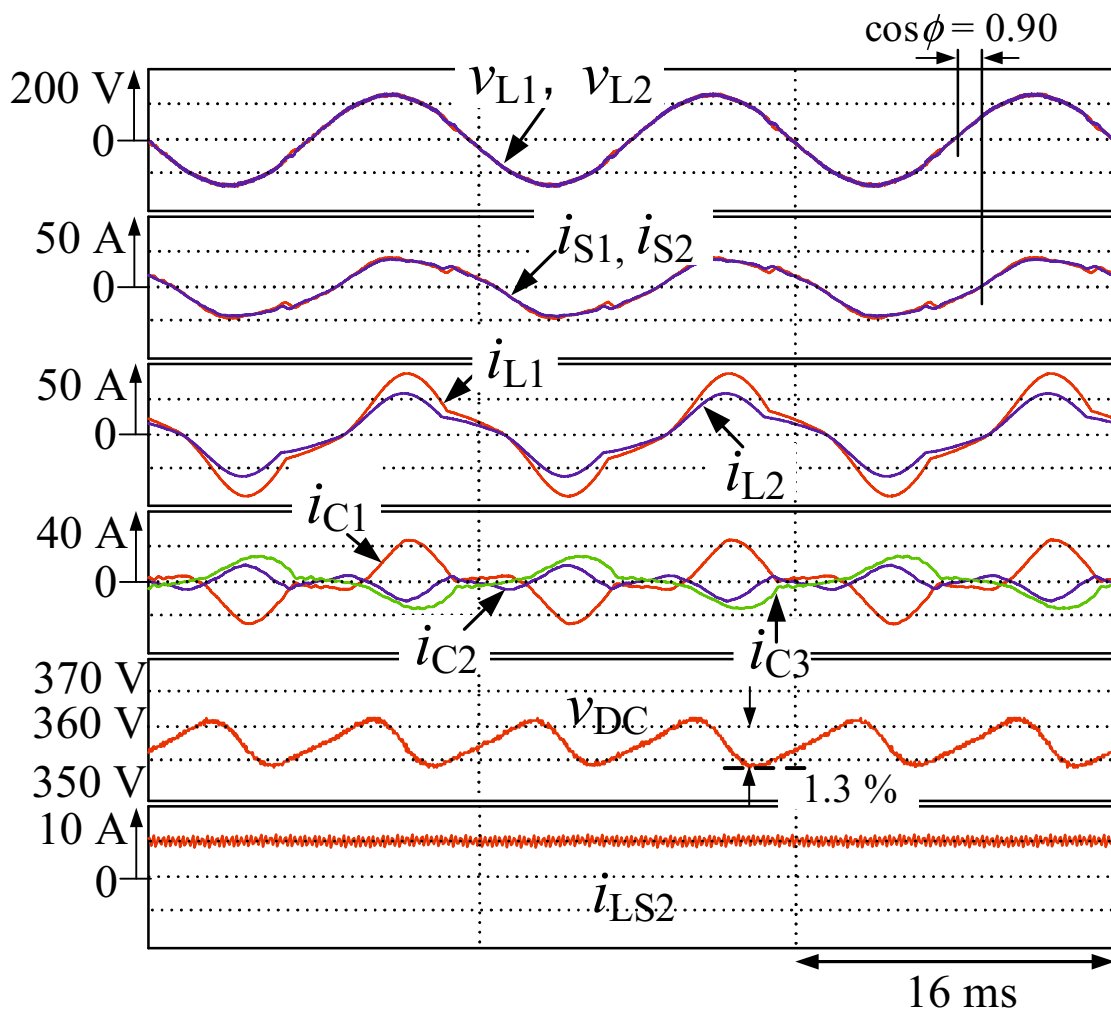


図 6.7 バッテリ放電動作時の実験結果

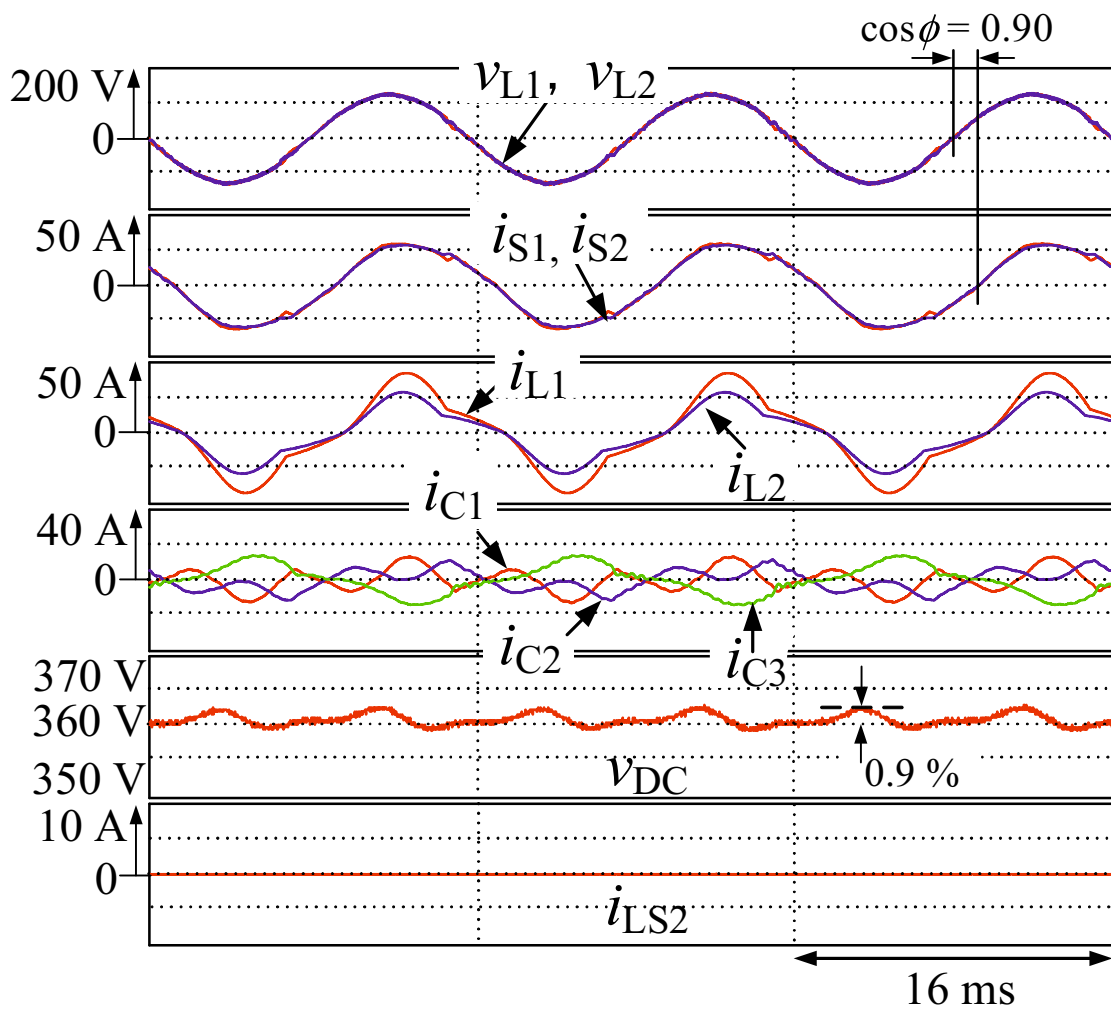


図 6.8 バッテリ未接続時の実験結果

バッテリー充電・放電動作時およびバッテリー未接続時において、家庭内負荷で発生した不平衡有効電流、無効電流および高調波電流を補償し、力率 0.90 でバランスした正弦波の電源電流を達成可能であることを確認した。また家庭内負荷の負荷条件を変え、負荷電流および電源電流の THD およびスマートチャージャの電流容量 A_C を算出し、家庭内負荷 Load1 および Load2 の不平衡率 40 % の 1.2 pu および 0.8 pu の場合のスマートチャージャの電流容量 A_C が 0.63 pu と最も増大することを明らかにした。さらに、計算機シミュレーションにより、家庭内負荷で発生した基本波不平衡有効電流、無効電流および高調波電流を補償し、力率 0.90 でバランスした正弦波の電源電流を達成しながら、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。また縮小モデルを用いた実験により、バッテリー充電・放電動作時およびバッテリー未接続時において、家庭内負荷で発生した不平衡有効電流、無効電流および高調波電流を補償し、力率 0.90 でバランスした正弦波の電源電流を達成可能であることを確認した。また、家庭内負荷 Load1 および Load2 の不平衡率 40 % の 1.2 pu および 0.8 pu の場合のスマートチャージャの電流容量 A_C を 24 % 低減可能であることを明らかにした。

第7章 結論

本学位論文では、単相3線式配電線の電力品質保証機能を付加した電気自動車用スマートチャージャの制御法を提案し、その有効性を明らかにした。初めに、日本の低圧配電方式として幅広く用いられている単相3線式配電の特徴および問題点を述べ、中国電力株式会社の電気供給約款などの規格から今後の日本の家庭に必要な不可欠となる電力品質保証について述べた。また、近年普及が加速している電気自動車の特長および山口県内の補助金制度、各国の電気自動車に関する戦略から今後ますます電気自動車は世の中に普及してくると提言した。第2章では、電気自動車の充電器の分類や規格を述べ、電力品質保証機能を付加した電気自動車の充電器の先行研究として、先に提案された双方向バッテリーチャージャおよび電気自動車用スマートチャージャについて説明しその課題を明らかにした。

第3章では、スマートチャージャを構成する3レグ構成PWM整流器の変換器容量低減を目的とした簡易な無効電力調整法を提案し、その有効性を明らかにした。スマートチャージャに流し出入するパワーフローを詳細に検討し、提案した無効電力調整法を用いて電源側の力率を制御しながら、バランスした電源電流を実現できることを理論的に明らかにした。計算機シミュレーションを用いて、家庭内負荷 Load1 および Load2 の不平衡率が内線規程⁽⁸⁾で許容された最大値である40%の不平衡状態において、スマートチャージャが不平衡有効電流および無効電流を補償し力率0.90でバランスした電源電流を達成できることを明らかにした。スマートチャージャの変換器容量を検討するため、本学位論文では電流容量 A_C を定義した。シミュレーション結果から A_C を求めると、0.60 pu となる。バッテリー充電動作時においてスマートチャージャの変換器容量を電源側の力率を1.00に制御する場合と比較し、電流容量 A_C を38%低減可能であることを明らかにした。このとき、家庭内負荷 Load1 および Load2 をそれぞれ1.2 pu および0.8 pu で不平衡率が40%の状態がスマートチャージャの変換器容量が最も大きくなることを明らかにした。電源側の力率を1.00から0.90の間で制御した場合の電流容量 A_C を算出し、電源側の力率を電気供給約款⁽²⁰⁾で許容された0.90に制御する場合が最もスマートチャージャの変換器容量が小さくなることを明らかにした。さらに、縮小モデルを用いた実験装置を構成し、実験により本章で提案した無効電力調整法の有効性を確認した。家庭内負荷 Load1 および Load2 の不平衡率が内線規程(12)で許容された最大値の40%の不平衡状態において、スマートチャージャが不平衡有効電流および無効電流を補償し力率が0.90でバランスした電源電流を達成しながら、バッテリー充電動作時

においてスマートチャージャの変換器容量を電源側の力率を 1.00 に制御する場合と比較し、電流容量 A_C を 36 % 低減可能であることを明らかにした。

第 4 章では、6.6 kVrms の高圧配電電圧に IEEE519-2014⁽⁷⁾ に定められた指針に基づいた高調波電圧を考慮し、第 3 章で提案した簡易な無効電力調整法を用いて電源側の力率を電気供給約款⁽²⁰⁾ で許容された 0.90 に制御しながら電源電圧に高調波電圧を含む場合においても、家庭内負荷で発生した不平衡有効電流および無効電流を補償し力率 0.90 でバランスした電源電流を実現できることをスマートチャージャに流出入するパワーフローから理論的に明らかにした。このとき、スマートチャージャを構成する 3 レグ構成 PWM 整流器の電流フィードバック制御ブロックに用いられている d - q 座標変換ブロック低減について検討した。第 3 章では、3 レグ構成 PWM 整流器の電流フィードバック制御ブロックに 4 個の d - q 座標変換ブロックを使用していたが、これを 2 個に低減できることを理論的に明らかにした。これにより、実験装置を構成する際の演算時間を短縮することができ、より実用性の高いスマートチャージャの制御法が実現できる。さらに計算機シミュレーションを用いて、家庭内負荷 Load1 および Load2 の不平衡率が内線規程⁽⁸⁾ で許容された最大値である 40 % の不平衡状態において、電源電圧に高調波電圧を含む場合においてもスマートチャージャが不平衡有効電流および無効電流を補償し力率が 0.90 でバランスした電源電流を達成できることを明らかにしている。このとき、電源電圧に高調波電圧を含まない状態で、かつ、電源側の力率を 1.00 に制御した場合と比較し、バッテリー充電動作時においてスマートチャージャの電流容量 A_C を 35 % 低減可能であることを明らかにした。

近年、インバータエアコンに代表されるようにパワーエレクトロニクス機器が内蔵された家電製品が増えている。しかしながら、第 3 章および第 4 章では家庭内負荷に RL 線形負荷だけを考慮していた。そこで、第 5 章では、家庭内負荷を RL 線形負荷と並列にダイオード整流器からなる非線形負荷を接続し、家庭内にパワーエレクトロニクス機器が内蔵された家電製品を模擬した場合のスマートチャージャの高調波電流補償について検討した。第 3 章および第 4 章で述べたように、本学位論文のスマートチャージャでは負荷側の有効無効電流の演算ブロックを用いることなく直流キャパシタ電圧一定制御のみを用いた簡易な制御法により、家庭内負荷で発生した不平衡有効電流および無効電流を補償している。本章では、直流キャパシタ電圧一定制御のみを用いた簡易な制御法により家庭内負荷で発生した不平衡有効電流ならびに無効電流に加え高調波電流を補償可能であり、力率 1.00 でバランスした正弦波の電源電流を達成可能であることをスマートチャージャに流出入するパワーフローから理論的に明らかにした。計算機シミュレーションにより、バッテリー充放電動作時およびバッテリー未接続時において、家庭内負荷が発生した不平衡有効電流、無効電流および高調波電流を補償し、力率 1.00 でバランスした正弦波の電源電流を達成可能であることを確認した。また、直流キャパシタ電圧一定制御の制御器を PI 制御から PID 制御に変更することで、電源

電流 i_{S1} および i_{S2} の THD を改善できることを明らかにした。さらに、縮小モデルを用いた実験により、バッテリー充電・放電動作時およびバッテリー未接続時において、家庭内負荷で発生した不平衡有効電流、無効電流 および高調波電流を補償し、力率 1.00 でバランスした正弦波の電源電流を達成可能であることを確認した。家庭内負荷 Load1 および Load2 をそれぞれ 1.2 pu および 0.8 pu とし、不平衡率が 40 % の場合にスマートチャージャの電流容量 A_C を求めるとシミュレーション結果では 0.91 pu であり実験結果では、0.82 pu となった。第3章で述べたようにスマートチャージャの本格的な実用化のためにはスマートチャージャを構成する 3 レグ PWM 整流器の変換器容量低減が不可欠である。

第6章では、無効電力調整機能を付加した電気自動車用スマートチャージャの高調波補償法について検討した。第3章で提案した直流キャパシタ電圧一定制御のみを用いた簡易な無効電力調整法により家庭内負荷が発生する基本波不平衡有効電流および高調波電流の補償しながら、電源側の力率を文献(20)の電気供給約款で許容された 0.90 に制御できることをスマートチャージャに流出入するパワーフローから理論的に明らかにした。計算機シミュレーションにより、バッテリー充放電動作時およびバッテリー未接続時において、家庭内負荷が発生した不平衡有効電流、無効電流および高調波電流を補償し、力率 0.90 でバランスした正弦波の電源電流を達成可能であることを確認した。また家庭内負荷の負荷変動を考慮し、前章までの検討結果と同様に家庭内負荷 Load1 および Load2 がそれぞれ 1.2 pu および 0.8 pu で不平衡率が 40 % の条件下でスマートチャージャの電流容量 A_C が 0.63 pu の最大値となることを明らかにした。第5章の電源側力率を 1.00 に制御した場合と比較し、バッテリー充電動作時においてスマートチャージャの電流容量 A_C を 36 % 低減可能であることを明らかにした。さらに、実験装置を構成し縮小モデルを用いた実験により、有効性を確認した。実験結果より、家庭内負荷が発生した基本波不平衡有効電流、無効電流および高調波電流を補償し、力率 0.90 でバランスした正弦波の電源電流を達成できることを確認した。実験結果から、スマートチャージャの電流容量 A_C は 0.91 pu であり、電源側力率を 1.00 に制御した場合と比較し、バッテリー充電動作時においてスマートチャージャの電流容量 A_C を 24 % 低減可能であることを明らかにした。

以上から、本学位論文では単相 3 線式配電線の電力品質保証機能を付加した電気自動車用スマートチャージャの制御法を提案し、その有効性を明らかにした。提案した制御法を用いたスマートチャージャにより、今後求められる需要家自身による単相 3 線式配電線の電力品質保証を行うことで、中国電力株式会社の電気供給約款から予測される割増電気料金制度に対応でき、今後の日本の配電システムに対応可能であると考えられる。

最後に、本研究における今後の検討課題として、以下のことが挙げられる。

1. 複数の需要家が接続された場合における電気自動車用スマートチャージャを用いた電力品質保証の実機検討⁽⁵⁷⁾

-
2. 電源電圧および負荷電流が歪んだ場合の電気自動車の電力品質保証特性⁽⁵⁸⁾
 3. 停電時における電気自動車用スマートチャージャの電力平衡法と単独運転防止機能の検討

参考文献

- (1) 東京電力ホールディングス: <https://www4.tepco.co.jp/ir/kojin/setsubiindex-j.html>
- (2) 中国電力株式会社ホームページ: <http://www.energia.co.jp/index.html>
- (3) 宅野和大, 平木英治, 田中俊彦, 岡本昌幸: 「福山太陽光発電所の公開データを用いたメガソーラ発電所の発電コストの試算」, 平成 24 年度電気学会全国大会, 7-075, pp. 108-109 (2013)
- (4) 岡山まるごと情報発信ポータルサイト「大好き!晴れの国おかやま」: <http://www.mirtokuharenokuni-okayama.jp/>
- (5) 梶原拓也: 「海外の現状と展望 海外の電力事情」, 建築設備士, pp. 9-13 (2016)
- (6) 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)
- (7) IEEE519-2014, “Recommended practices and requirements for harmonic control in electrical power system,”, 2014
- (8) 日本電気技術規格委員会: 「内線規程 JESC E0005」, 日本電気協会, p. 32 (2005)
- (9) 一般財団法人省エネルギーセンター: 「平成 24 年度エネルギー使用合理化促進基盤整備事業(待機時消費電力調査) 報告書」 (2013)
- (10) 平成 27 年住民基本台帳人口・世帯数: <http://www.soumu.go.jp/menu-news/01gyosei02-03000062.html>, 総務省
- (11) M. Uesugi, H. Kanazawa, A. Hiruma, H. Miyuzaki, T. Kanbe, “Single-phase twice voltage PFC converter for air conditioner.” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 1999, 119, pp. 592-598.
- (12) IEC61000-3-4. Electromagnetic Compatibility (EMC) Part 3-4: Limits-limitation of emission of harmonic currents in low-voltage power supply systems for equipment with rated current greater than 16 A; International Electrotechnical Commission: Geneva, Switzerland, 1998.
- (13) 松浦虔士編著: 「新世代工学シリーズ 電気エネルギー伝送工学」, 株式会社オーム社, 電気エネルギー伝送工学
- (14) 九州電力株式会社, 能見和司: 「設計技術シリーズ 電力品質問題と対策/ 解決法 高調波実践講座」, 2015 年 2 月 23 日初版発行
- (15) 電気事業法: <http://www.houko.com/00/01/S39/170.HTM>

- (16) 東京電力エナジーパートナーホームページ: <http://www.tepco.co.jp/ep/private/smartlife/smartmeter.html>
- (17) 東京電力パワーグリッドホームページ: <http://www.tepco.co.jp/pg/technology/smartmeterpj.html>
- (18) 九州電力株式会社ホームページ: <http://www.kyuden.co.jp/notice-151222.html>
- (19) 計測法: <http://www.houko.com/00/01/H04/051.HTM>
- (20) 中国電力株式会社: 電気供給約款, 2016年1月1日施行
- (21) 日産自動車株式会社ホームページ: <http://ev.nissan.co.jp/LEAFTOHOME>
- (22) 北海道 EV・PHV 普及促進検討研究会ホームページ: <http://www.ev-phv-hokkaido.com/structure>
- (23) アセットアライブ投資レポート「EV自動車各社の今後の戦略」, 2017年10月4日, <http://www.asset-alive.net/article.php?mode=show&seq=8337>
- (24) 経済産業省ホームページ <http://www.meti.go.jp/policy/automobile/evphv/information/system.html>
- (25) 省エネドットコムホームページ: <http://www.shouene.com/>
- (26) 山口県庁ホームページ: <http://www.pref.yamaguchi.jp/cms/a155000/saieneh/saiene.html>
- (27) 京セラ株式会社ホームページ: <http://www.kyocera.co.jp/lithium/>
- (28) シャープ株式会社ホームページ: <http://www.sharp.co.jp/e-solution/battery/>
- (29) 東芝ライテック株式会社ホームページ: <http://feminity.toshiba.co.jp/feminity/service/enegoon.html>
- (30) Panasonic ホームページ: <http://www2.panasonic.biz/es/souchikuene/chikuden/>
- (31) 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*, pp. 585591, 2011.
- (32) M. C. Kisacikoglu, B. Ozpineci, and L. M. Tolbert, "Examination of a PHEV bidirectional charger system for V2G reactive power compensation," in *Proc. of IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo.*, pp. 458465, 2010.
- (33) M. C. Kisacikoglu, B. Ozpineci, and L. M. Tolbert, "Effects of V2G Reactive Power Compensation on the Component Selection in an EV or PHEV Bidirectional Charger," in *Proc. IEEE Energy Conversion Cong. and Expo. (ECCE)*, pp. 870–876, 2010.
- (34) M. C. Kisacikoglu, B. Ozpineci, L. M. Tolbert, and F. Wang, "Single-phase inverter design for V2G reactive power compensation," in *Proc. IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo.*, pp. 808–814, 2011.
- (35) 田中秀典: 「単相3線式配電家庭の電力品質保証機能を付加した電気自動車用スマートチャージャ」, 博士論文(2015)

- (36) アユダンテ株式会社ホームページ: <https://ayudante.jp/company-jp.htm>
- (37) 経済産業省・億度交通省: 「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年6月
- (38) 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 Trans. on Industry Applications*, vol. 40, no. 6, pp. 2628-2635, 2013.
- (39) Hidenori Tanaka, Toshihiko Tanaka, Takaaki Wakimoto, Eiji Hiraki, and Masayuki Okamoto, “Reduced-capacity smart charger for electric vehicles on single-phase three-wire distribution feeders with reactive power control,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 51, no. 1, Jan.Feb., pp. 315324, 2015.
- (40) 福井博一, 平木英治, 田中俊彦: 「直流電圧一定制御を用いた単相三線式配電用電流バランスの制御法」, 電気学会論文誌D分冊(研究開発レター), vol. 130, no. 7, pp. 935–936 (2010)
- (41) 馬場雄介, 岡本昌幸, 平木英治, 田中俊彦, Seong Ryong Lee: 「直流キャパシタ電圧一定制御を用いた単相三線式配電用電流バランスの制御法」, 電気学会論文誌D分冊, vol. 132, no. 5, pp. 581–587 (2012)
- (42) 田中俊彦, 石倉規雄, 福井博一, 平木英治: 「直流電圧一定制御を用いた電気鉄道用パワーコンディショナの制御法」, 電気学会論文誌D分冊(研究開発レター), vol. 128, no. 2, pp. 145–146 (2008)
- (43) M. Saitou and T. Shimizu, “Generalized Theory of Instantaneous Active and Reactive Powers in Single-Phase Circuits based on Hilbert Transform,” *in Proc. 33rd IEEE Power Electron. Spec. Conf.*, vol. 3, pp. 1419–1424, 2002.
- (44) 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)
- (45) H. Akagi, Y. Kanazawa, and A. Nabae, “Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage components,” *IEEE Trans. Ind.* vol. 41, no. 4, pp. 523-527, 1992.
- (46) M. Tarafdar Haque, “Single-phase PQ theory,” *IEEE Power Electron. Spec. Conf.*, vol. 4, pp. 1815-1820, 2002.
- (47) Depenbrol M., “The FBD-method, a generally applicable tool for analyzing power relation,” *IEEE Trans. on Power System*, vol. 8, pp. 381-386, 1993.
- (48) Z. Sun, X. Jiang, D. Zhu, and G. Zhang, “A novel power quality compensator topology for electrified railway,” *IEEE Trans. on Power System*, vol. 9, No. 4. pp. 1036-1042, 2004.
- (49) M. Tarafdar. Haque, “Single-Phase PQ Theory,” *in Proc. 33rd IEEE Power Electron. Spec. Conf.*, vol. 4, pp. 1815–1820, 2002.
- (50) M. Tarafdar. Haque, and T. Ise, “Implementation of single-phase pq theory,” *in Proc. Power Con. Conf. - Osaka*, vol. 2, pp. 761–765, 2002.

- (51) C. Silvestre, D. M. Sousa, and A. Roque, "Reactive power compensation using on board stored energy in Electric Vehicles," in *Proc. of the 38th Annu. Conf. of the IEEE IES (IECON)*, pp. 5209–5214, 2012.
- (52) L. N. Arruda, S. M. Silva, and B. J. C. Filho, "PLL structures for utility connected systems," *Conf. Rec. of the 36th IEEE IAS Annu. Meeting*, pp. 2655–2660, 2001.
- (53) S. M. Silva, B. M. Lopes, B. J. C. Filho, R. P. Campana, and W. C. Boaventura, "Performance evaluation of PLL algorithms for single-phase grid-connected systems," *Conf. Rec. of the 39th IEEE IAS Annu. Meeting*, pp. 2259–2263, 2004.
- (54) D. Yazdani, A. Bakhshai, G. Joos, and M. Mojiri, "A single-phase adaptive synchronization tool for grid-connected converters," in *Proc. of the 34th Annu. Conf. of the IEEE IES (IECON)*, pp. 526–529, 2008.
- (55) R. M. S. Filho, P. F. Seixas, P. C. Cortizo, A. B. Torres, and A. F. Souza, "Comparison of three single-phase PLL algorithms for UPS applications," *IEEE Trans. Industrial Electronics*, vol. 55, no. 8, pp. 2923–2932, 2008.
- (56) <http://www.gs-yuasa.com/us/technic/vol8/pdf/008-01-060.pdf>.
- (57) F. Ikeda, T. Tanaka, H. Yamada, and M. Okamoto, "Smart charger for electric vehicles on single-phase three-wire distribution feeders with constant dc-capacitor voltage control under multiple household customers," *International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS2015)*, 2015, 26p9-10, 6pages.
- (58) F. Ikeda, K. Nishikawa, Y. Okamoto, H. Yamada, T. Tanaka, and M. 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," *Proceedings of IEEE Energy Conversion Congress & Expo (ECCE2017)*, 2017, P6104, pp. 2975-2982.

発表論文

学術論文

- (1) Hidenori Tanaka, Fuka Ikeda, Toshihiko Tanaka, Hiroaki Yamada, and Masayuki Okamoto, “Novel reactive power control strategy based on constant dc-capacitor voltage control for reducing the capacity of smart charger for electric vehicles on single-phase three-wire distribution feeders,” *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, Vol. 04, No. 2, pp. 481-488 (2016)
- (2) Fuka Ikeda, Toshihiko Tanaka, Hiroaki Yamada, Masayuki Okamoto, “Constant dc-capacitor voltage-control-based harmonics compensation algorithm of smart charger for electric vehicles in single-phase three-wire distribution feeders,” *IEEJ Journal of Industry Applications*, Vol. 5, No. 5, pp. 405-406 (2016)
- (3) Fuka Ikeda, Hiroaki Yamada, Toshihiko Tanaka, and Masayuki Okamoto, “Constant dc-capacitor voltage-control-based harmonics compensation strategy of smart charger for electric vehicles in single-phase three-wire distribution feeders,” *Energies 2017*, Vol. 10, No. 6, 13pages (2017)

国際会議

- (1) Toshihiko Tanaka, Fuka Ikeda, Hidenori Tanaka, Hiroaki Yamada and Masayuki Okamoto, “Novel simple harmonics compensation method for smart charger with constant dc-capacitor voltage control for electric vehicles on single-phase three-wire distribution feeders,” *Proceedings of IEEE Energy Conversion Congress & Expo (ECCE2015)*, pp. 5411-5416 (2015)
- (2) F. Ikeda, T. Tanaka, H. Yamada, and M. Okamoto, “Smart charger for electric vehicles on single-phase three-wire distribution feeders with constant dc-capacitor voltage control under multiple household customers,” *International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS2015)*, 26p9-10, 6pages (2015)

- (3) Fuka Ikeda, Kei Nishikawa, Hiroaki Yamada, Toshihiko Tanaka and Masayuki Okamoto, “Constant dc-capacitor voltage-control-based strategy for harmonics compensation of smart charger for electric vehicles in single-phase three-wire distribution feeders with reactive power control,” *Proceedings of IEEE Energy Conversion Congress & Expo (ECCE2016)*, EC-0859, 7pages (2016)
- (4) Fuka Ikeda, Kei Nishikawa, Hiroaki Yamada, Toshihiko Tanaka and Masayuki Okamoto, “Compensation performance of smart charger with constant dc-capacitor voltage-control-based strategy for electric vehicles in single-phase three-wire distribution feeders under distorted source voltage conditions,” *IFEEC 2017 -ECCE Asia*, O23-4-1589, 6pages (2017)

口頭発表

- (1) 池田風花, 田中秀典, 山田洋明, 田中俊彦, 岡本昌幸:「基本波電流フィードバック制御系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」, 平成 27 年電気学会全国大会, 4-106, pp. 176-177 (2015)
- (2) 池田風花, 西川慧, 山田洋明, 田中俊彦, 岡本昌幸:「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を用いた高調波補償」, 平成 28 年電気学会全国大会, Vol. 4, pp. 254-255 (2016)
- (3) 西川慧, 池田風花, 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の高調波補償特性の改善」, 平成 28 年電気学会全国大会, Vol. 4, pp. 260-261 (2016)
- (4) 池田風花, 西川 慧, 山田洋明, 田中俊彦, 岡本昌幸:「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始動法の検討」, 平成 28 年電気学会産業応用部門大会, pp.373-376 (2016)
- (5) Fuka Ikeda, Hiroaki Yamada, Toshihiko Tanaka, and Masayuki Okamoto, “Constant dc-capacitor voltage-control-based strategy of smart charger for electric vehicles in single-phase three-wire distribution feeders under multiple domestic consumers,” *Proceedings of 18th IEEE Hiroshima Section Student Symposium (18th HISS)*, A1-8, pp.21-24 (2016)
- (6) 池田風花, 西川 慧, 山田洋明, 田中俊彦, 岡本昌幸:「無効電力調整機能を有する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」, 平成 29 年電気学会産業応用部門大会, 1-47 (2017)

- (7) 西川 慧, 池田風花, 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の高調波補償特性改善法」, 平成 29 年電気学会産業応用部門大会, 1-48 (2017)
- (8) 岡本祐樹, 池田風花, 西川 慧, 山田洋明, 田中俊彦, 岡本昌幸:「正弦波充放電を用いた電気自動車用スマートチャージャの直流キャパシタ容量低減」, 平成 29 年電気学会産業応用部門大会, 1-48 (2017)
- (9) 池田風花, 西川慧, 岡本祐樹, 山田洋明, 田中俊彦, 岡本昌幸:「電源電圧および負荷電流が歪んだ場合の電気自動車用スマートチャージャの高調波補償法」, 平成 29 年度 (第 68 回) 電気・情報関連学会中国支部連合大会, R17-04-04 (2017)
- (10) 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)

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4年間の本研究の全課程を通して、適切なお指摘並びに多くのご助言をいただきました山口大学大学院創成科学研究科システム・デザイン工学系専攻 田中俊彦教授に心から感謝の意を表すとともに熱く御礼申し上げます。

本研究の遂行にあたり的確なお指導をいただき、困難に直面した際にはパワーエレクトロニクス研究室の卒業生の先輩としても様々な面で助けていただきました山田洋明講師に心より感謝申し上げます。

また、報告会などで本研究に対する適切なお指摘をいただきました宇部工業高等専門学校岡本昌幸教授に厚く御礼申し上げます。岡本教授には、就職先を考える上で博士後期課程1年次に宇部工業高等専門学校で1週間のインターンシップをご紹介いただき、高専への就職を考えるきっかけや進路決定に関して多くの助言をいただきました。

本論文をまとめるにあたり、ご多忙中にも関わらず数多くのご意見ならびにご助言をいただきました山口大学大学院創成科学研究科 久保洋教授、山口真悟教授、若佐裕治准教授ならびに首都大学東京大学院理工学研究科 和田圭二准教授に厚く御礼申し上げます。

また、山口大学工学部電気電子工学科唯一の女性教員であり、進路相談や研究生生活での悩みなど話を聞いて適切なお助言をいただき支えていただき、博士学位論文公聴会でも暖かく見守っていただいた甲斐綾子准教授に心より感謝の意を表すとともに熱く御礼申し上げます。

博士学位論文公聴会へも遥々ご出席いただいた”Grandfather in research”である東京工業大学 赤木泰文特任教授に心より御礼申し上げます。博士後期課程2年次には、東京工業大学赤木・萩原研究室を見学させていただき、研究交流会という勉強する機会を設けていただきました。博士前期課程1年次に参加した国際会議 ICEMS2015 でお話させていただいた後、学会でお会いした際に進路選択や今後の研究についてご助言をいただき、TIA パワーエレクトロニクスサマースクールに参加した際には研究室を見学させていただいた筑波大学数理物質系物理工学域 磯部高範准教授をはじめとする筑波大学パワーエレクトロニクス研究室の皆様心より感謝いたします。また、IFEEC2017-ECCE Asiaに参加した際に研究室を訪問し見学させていただき、自分の研究分野をどう切り開くかなど貴重なお話を聞かせていただいた台湾の National Sun Yat-sen University(中山大学)の Prof. Tzung-Lin Lee に厚く御礼申し上げ

げます。

初めて発表し参加した2015年3月に東京都市大学で開催された電気学会全国大会では、会場内で女性に会うことがありませんでした。そのように女性が少ない分野において、産業応用部門大会での女性エンジニアの会を主催していただき、また、IEEE ECCEでのWoman in Engineering (WIE) などパワーエレクトロニクス分野の女性と交流する機会に連れて行っていただきました。東芝三菱電機産業システム株式会社川上紀子氏に心より御礼申し上げます。

パワーエレクトロニクス研究室に配属され本研究テーマを遂行するにあたりいつも丁寧に教えていただいた富士電機株式会社田中秀典氏に深く感謝いたします。また、実験装置やプログラムに関して時間に際限なく終えていただき、進路を考える際にもご助言を多々いただいた米子工業高等専門学校石倉規雄助教、企業的観点からの研究に関するご指摘をいただいた東芝三菱電機産業システム株式会社馬場雄介氏、東芝キャリア(株)加藤慶一氏ならびに株式会社日本製鋼所岩田啓氏をはじめパワーエレクトロニクス研究室の先輩方に深く感謝いたします。

博士前期課程1年次から3年間共に研究に励んだ博士後期課程西川慧氏に心より厚く御礼申し上げます。また、期間短縮修了制度を活用し博士後期課程に進学し、また創成科学研究科の第一期生とし苦労が多かった中で、共に乗り越えながら研究生活を過ごした同期柴田翔氏ならびにIFEEC2017-ECCE Asia および ECCE2017 と1年に2度のIEEE主催の年次会議を共に乗り越えた博士後期課程司城卓也氏、研究や論文作成をはじめ研究室生活においても紳士的にサポートしてくれた常盤歩夢氏、時間に際限なくまた土日祝日を返上し投稿する論文を添削してくれた博士前期課程岡本祐樹氏らに深く感謝の意を表します。また、博士学位論文をまとめるにあたり隣の席でサポートしてくれた博士前期課程高村賢弥氏をはじめパワーエレクトロニクス研究室の皆様にも厚く御礼申し上げます。

山口大学工学部電気電子工学科から女子一人で大学院理工学研究科博士前期課程ならびに大学院創成科学研究科博士後期課程へ進学するにあたり、応援し共に喜び悩んでくれた山口大学工学部電気電子工学科の同期古澤有希子氏、松田菜摘氏(旧姓:末富)、道盛美樹氏に感謝いたします。また、山口大学大学院理工学研究科電子情報システム工学専攻唯一の女性同期であり、北九州工業高等専門学校から3年次編入の話から工業高等専門学校に興味を持つきっかけを与えてくれた越智郁氏に厚く御礼申し上げます。

最後に、厳しくも25歳まで親の脛をかじりながら学位取得を目指すことを許し、支えてくれた両親に心から感謝いたします。