

家庭用分散電源のための充電用コンバータに関する研究
Study on Charging Converters for Household Distributed
Power Systems

2018年12月

長崎大学大学院工学研究科

服部 慎一郎

目次

数式記号・略称

第1章 緒論

1. 1	まえがき	1
1. 2	電源システムの歴史および構成	5
1. 3	家庭用分散電源に対する電源システムの役割	12
1. 3. 1	家庭用分散電源の構成	12
1. 3. 2	DC-DC コンバータの種類および特徴	19
1. 3. 3	AC-DC コンバータの種類および特徴	30
1. 3. 4	家庭用分散電源に関わる国際規格	32
1. 4	本研究の目的および意義	38

第2章 マイクロ EV 用充電器向け 1 石式 AC-DC コンバータ

2. 1	まえがき	41
2. 2	1 石式 AC-DC コンバータの回路構成および動作原理	44
2. 3	実験結果	50
2. 4	むすび	69

第3章 家庭用分散電源向け DC-DC コンバータ

3. 1	まえがき	70
3. 2	回路構成および動作原理	74
3. 3	実験結果	78

3. 4	むすび	88
第4章	結論	90
	謝辞	91
	参考文献	92

数式記号・略称

HEMS : Home Energy Management System

BEMS : Building Energy Management System

SNS : Social Networking Service

IoT : モノのインターネット (Internet of Things)

AC : 交流 (Alternating Current)

DC : 直流 (Direct Current)

PWM : パルス幅変調 (Pulse Width Modulation)

T_{on} : メインスイッチのオン時間 s

E_i : 入力電圧 V

e_o : 出力電圧 V

L : リアクトル H

i_L : リアクトル電流 A

C_o : 出力キャパシタ F

I_o : 負荷電流 A

T_r : スイッチング用パワー半導体

D : ダイオード

E_r : 出力電圧目標値 V

IC : 集積回路 (Integrated Circuit)

TTL : Transistor-Transistor Logic

VCO : 電圧制御発振器 (Voltage Controlled Oscillator)

F_v : 出力電圧検出における VCO の FM パルス列

Nv : 出力電圧検出における VCO の FM パルス数

Nr : 出力電圧目標デジタル値

A-D : アナログ-デジタル (Analog to Digital)

FM : 周波数変調 (Frequency Modulation)

Fi : リアクトル電流検出における VCO の FM パルス列

Ni : リアクトル電流検出における VCO の FM パルス数

DSP : Digital Signal Processor

es : リアクトル電流検出電圧 V

PID : 比例積分微分制御

SD : 電流検出開始信号

Ses : ピーク電流検出信号

Sw : スイッチング信号

eo[n] : 出力電圧のデジタル値

Aeo : 出力電圧検出における前置増幅器のゲイン

GAD : A-D 変換器のゲイン

NPID : PID 制御演算値

NB : PID 制御のバイアス値

KP : 比例制御係数

KI : 積分制御係数

KD : 微分制御係数

NI : 出力電圧における目標値との偏差の積分値

BF : 遅延バッファ

MUX : マルチプレクサ

TD : リアクトル電流検出開始時間 s

TDC : カウンタにおける 1 クロック毎の遅延時間 s

TDB : 遅延バッファ 1 個あたりの遅延時間 s

Ac : リアクトル電流検出における前置増幅器のゲイン

Ci : RC 積分回路のキャパシタ F

vrc : RC 積分回路出力電圧 V

Vth : しきい値電圧 V

Tcs : 電流検出時間 s

RC : 積分回路の時定数 s

Ipeak : リアクトル電流のピーク値 A

fs : スイッチング周波数 Hz

Ts : スイッチング周期 s

Ic : 臨界電流 A

G(s) : 降圧形コンバータの伝達関数

Hv(s) : PID 制御部の伝達関数

Hpv : 比例ゲイン 1/V

Hi : 積分ゲイン 1/(V·s)

HD : 微分ゲイン s/V

Hpi : 電流ゲイン s/A

H(s) : 提案方式における on および o の伝達関数

T(s) : 一巡伝達関数

i_T : トランス電流 A

e_T : トランス電流検出電圧 V

SDH, SDL : フルブリッジコンバータにおける電流検出開始信号

SH, SL : フルブリッジコンバータにおけるピーク電流検出信号

VB : バイアス電圧 V

vrc_H, vrc_L : フルブリッジコンバータにおける電流検出開始信号 V

i_{Tmax} : トランス電流の最大値 A

i_{Tmin} : トランス電流の最小値 A

NDrive : 過電流制限モードにおける MUX 出力デジタル値

IM : 過電流制限モード開始電流値 A

Io_set : 電流制限値 A

Noc : 過電流制限モードにおけるデジタル演算値

Tcs* : 過電流制限モード基準電流検出時間 s

Eo_oc : 過電流制限モード時の出力電圧定常値 V

Q : 制御回路における演算上限ビット数

第1章 緒論

1. 1 まえがき

近年、化石燃料を燃焼することで発生する二酸化炭素(CO₂)が要因となり引き起こされる環境汚染や気候変動がいっそう深刻となっている[1]-[3]。図 1.1 に示すように日本における CO₂ の排出量は約 12 億 600 万トンであり、CO₂ の主な排出源であるエネルギー転換部門がその 4 割を占めている[4]。そのため、エネルギー転換部門においては環境汚染源となる火力発電などから、太陽光や風力などの再生可能エネルギーへのエネルギーシフトが急務となっているが、図 1.2 に示すように再生可能エネルギーの普及は進んでいない。一方で太陽光や風力などの再生可能エネルギーの発電量は、設置する地域の天候や地形に大きく影響を受けるため、大規模な太陽光発電所などを建設し、それを常に安定した電力源として利用するには課題がある。また、電力の消費動向は産業分野では年々低下しているものの、一般家庭における消費電力は増加を続けている。そのため、一般家庭における消費電力の削減が必要であり、解決策の一つとして、一般家庭における家庭用分散電源システムの普及が期待されている[5]-[9]。

図 1.3 に経済産業省による家庭用分散電源の概略を示す。家庭用分散電源は各家庭に小規模発電設備を設置し、太陽光や風力などの再生可能エネルギーから発電を行う。発電した電力は、一般家庭で消費されるとともに、余剰電力を蓄電池に一時的に蓄え、再生可能エネルギーから発電される電力以上の電力が必要となる場合に蓄電池から放電し、電力供給の安定および平準化をはかる。しかしながら、電力供給を安定および平準化させるための蓄電池は、必要となる電力容量が大きく、高価であり、各家庭に必要な容量の蓄電池を設置するのは難しい。そこで、図 1.4 に示す排気ガスをださないパーソナルモビリティとして普及が期待される小型電気自動車(マイクロ EV)に搭載されてい

る蓄電池が、電力供給を安定および平準化させるための蓄電池の補助として期待されている[10]-[14]。家庭用分散電源において無駄なく再生可能エネルギーを使用するには、蓄電池に対し効率よく充電できることが重要となる。

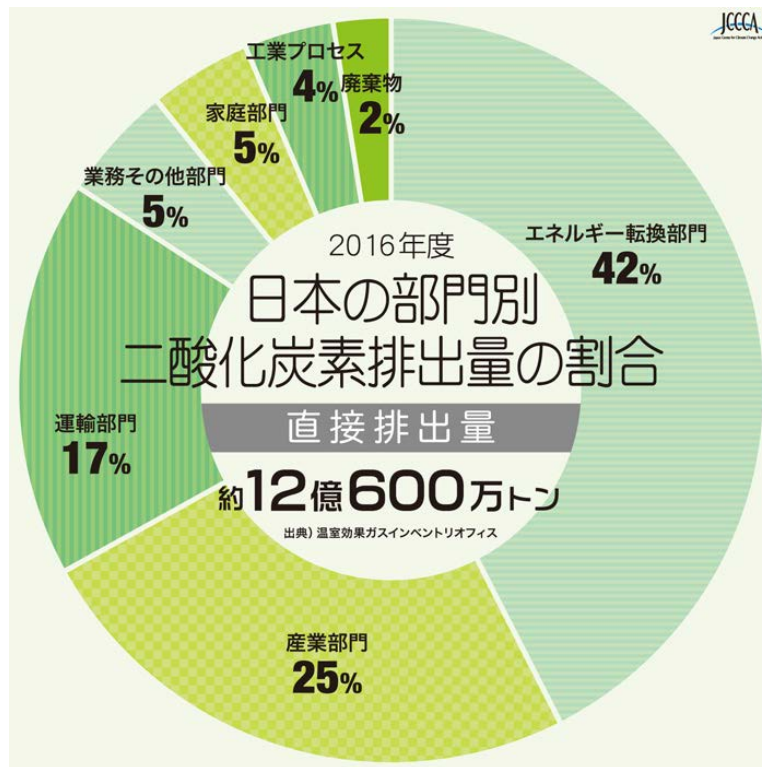


図 1.1 日本の部門別二酸化炭素排出量の割合(全国地球温暖化防止活動推進センター)

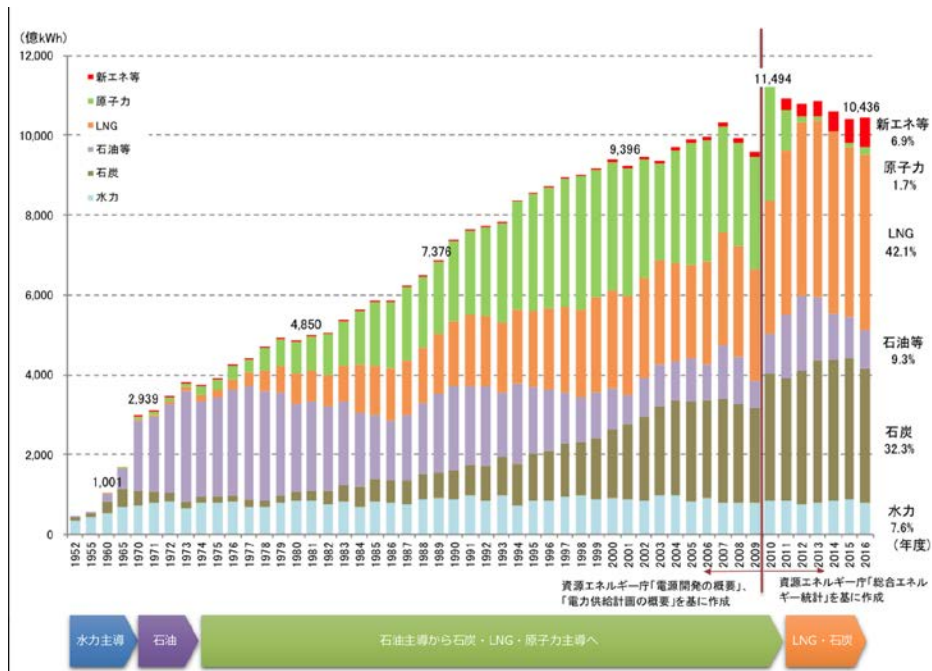


図 1.2 日本のエネルギー・発電の供給量割合(全国地球温暖化防止活動推進センター)

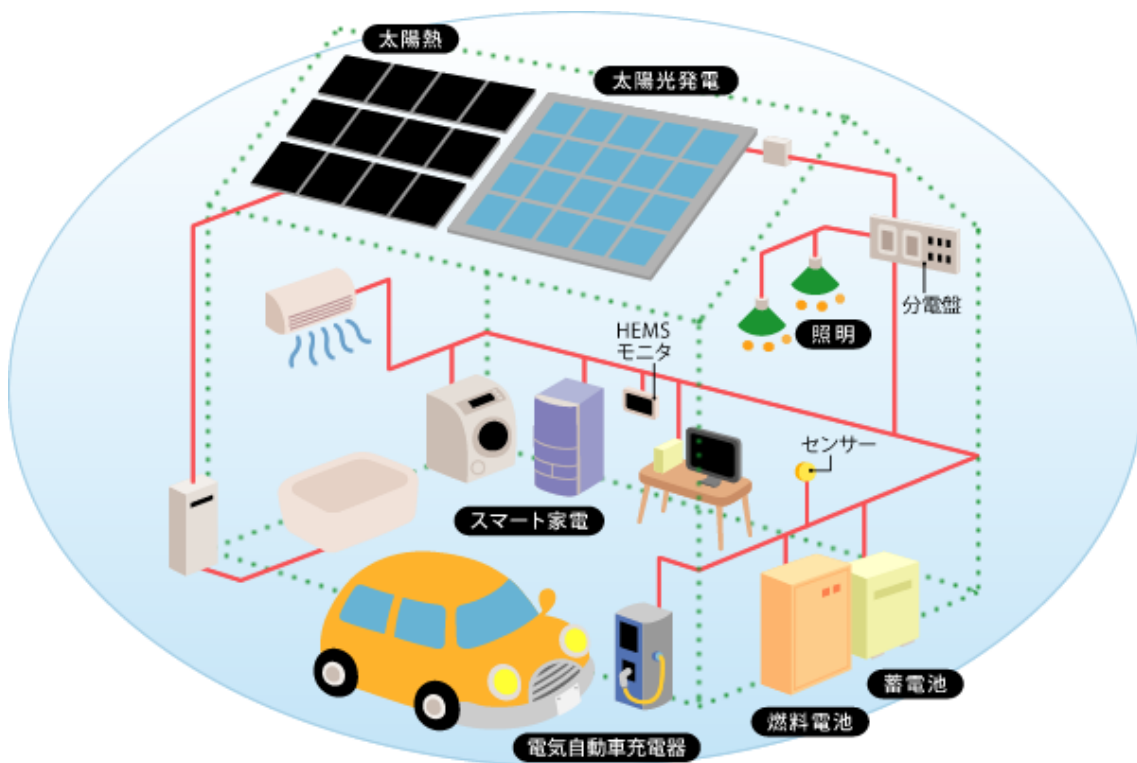


図 1.3 家庭用分散電源の概略(経済産業省資源エネルギー庁)

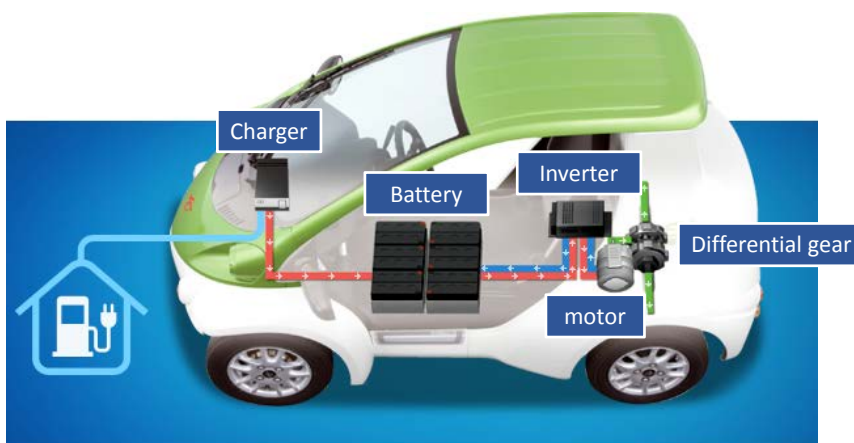


図 1.4 小型電気自動車概略図(トヨタ車体株式会社)

1. 2 電源システムの歴史および構成

家庭用分散電源のような蓄電池を接続した電源システムには固定電話、携帯電話、海底ケーブルなどの通信システムに電力を供給する装置として通信用電源がある[15]。通信システムは災害発生時も働き続けねばならないので長時間の停電にも耐えるように大容量の鉛蓄電池でバックアップされている。図 1.5 に通信システムの一般的な電源構成を示す。整流装置は蓄電池を充電しつつ通信装置に電力を供給する。停電時は蓄電池から通信装置に電力が供給される。蓄電池の定格電圧は通常 48V である。通信装置の中心は交換機であるが、近年はルーターなどの IP 系の通信装置が増加している。通信装置は CPU を初め他種類の半導体で構成される電子回路から成り立っており、5V、3.3V、1.8V など複数の電圧を必要とする。よって、通信装置の内部には蓄電池の 48V を各種の電圧に変換するための DC-DC コンバータが実装されている。整流装置と DC-DC コンバータは代表的な通信用電源である。

通信装置を構成している半導体はムーアの法則に従ってその集積度を急速に上昇させてきた[16]。集積度の上昇により、動作速度の高速化が可能となり、それに伴い消費電力の増加を招いている。よって、通信装置の単位体積あたりの消費電力は急速に増加してきた。小さなスペースに大きな電力を供給するために通信用電源は自らの小型化と同時にシステム構成の最適化が必要となった。そこで通信用電源はほぼ 10 年を単位としてその姿を大きく変えてきた。以下に年代別の通信用電源システムの変遷について述べる。

1970 年代においては、図 1.6 に示すように整流装置はサイリスタ整流器で構成されており、鉛蓄電池は開放型[17]で専用の電源室に設置されていた[18]。通信装置（電話交換機）の下部に 48V を 5V に変換する DC-DC コンバータが設置され、通信装置のプリント基（PR 板）に電力を供給していた。1970 年代は高周波電力変換技術の黎

明期であり、DC-DC コンバータはその先導的役割を果たした。

図 1.7 に 1980 年代の一般的な通信用電源システムを示す。高周波電力変換技術の進歩により数 kW クラスのスイッチング電源ユニットが実用化され、サイリスタ整流器はスイッチング電源に置き換えられた。蓄電池はシール型（制御弁式）となり、通信装置と同じ部屋に設置することが可能となった。通信装置の電力密度は 1970 年代と比較して約 2 倍となり、大きな電力を通信装置の PR 板に供給するために DC-DC コンバータは各シェルフに分散して設置されるようになった。また、DC-DC コンバータは小型化のために動作周波数の向上が図られ、数 100kHz となった。それに伴い高周波化の弊害を抑制するためにソフトスイッチングが実用化された[19]-[21]。

図 1.8 に 1990 年代の一般的な通信用電源システムを示す。整流装置は高調波対策が必須となり、高効率コンバータが普及した。また、小型化のために強制風冷が普及した。通信装置の電力密度はさらに倍増し、1 シェルフあたり 400W 以上となった。DC-DC コンバータは各 PR 板毎に実装され、オンボード型となった。このタイプの DC-DC コンバータの標準形状として図 1.9 に示すブリック型が普及した。

2000 年代では通信装置の電力密度はさらに向上し、CPU や FPGA など一つの LSI に数 10A の電流を供給する必要性が生じた。そこで、図 1.10 に示すように LSI の直近に非絶縁型の DC-DC コンバータ（降圧チョップ）を配置するようになった。これを POL (Point of Load) という[22]-[23]。POL に電力を供給するために中間バスラインが設けられた。

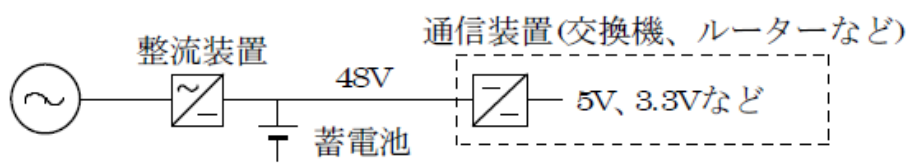


図 1.5 通信システムの電源構成

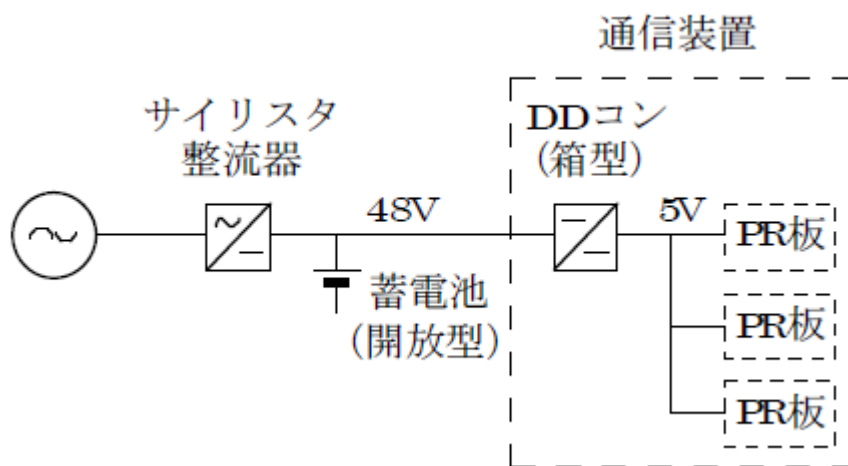


図 1.6 1970年代の通信用電源システムの構成

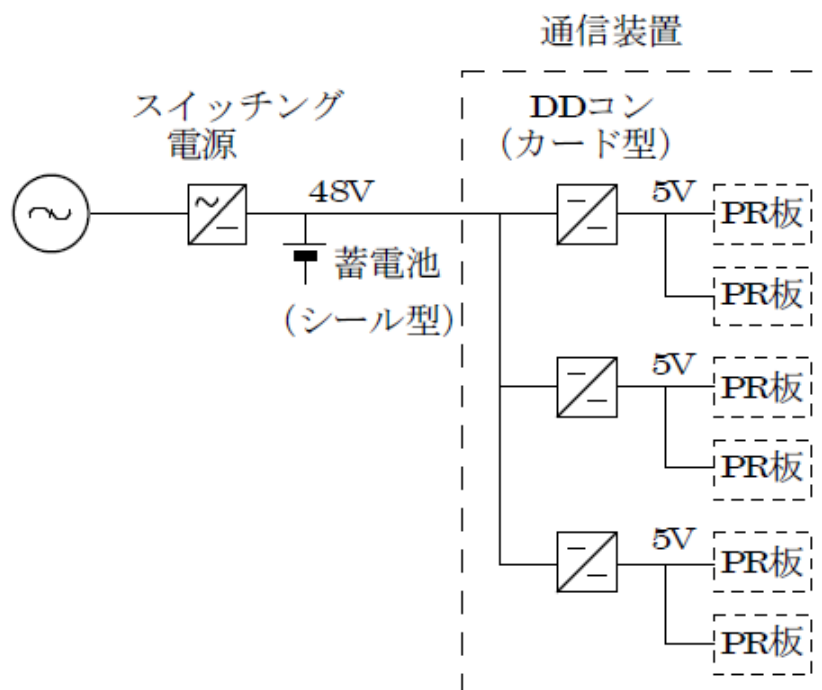


図 1.7 1980 年代の通信用電源システムの構成

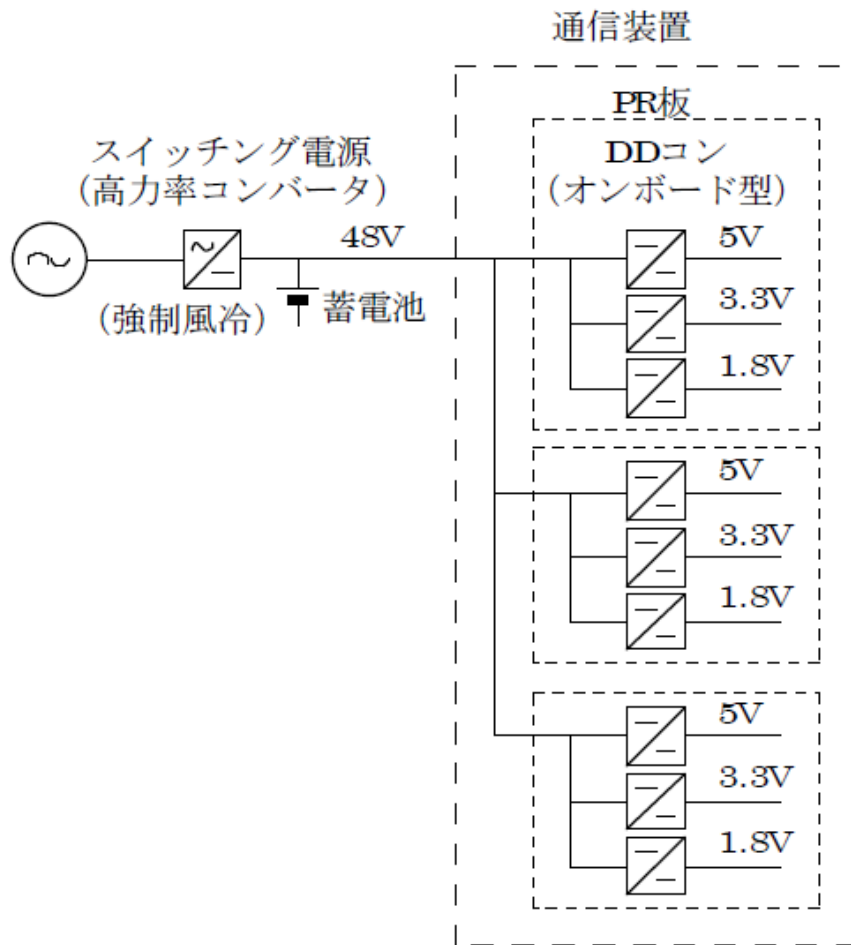


図 1.8 1990年代の通信用電源システムの構成

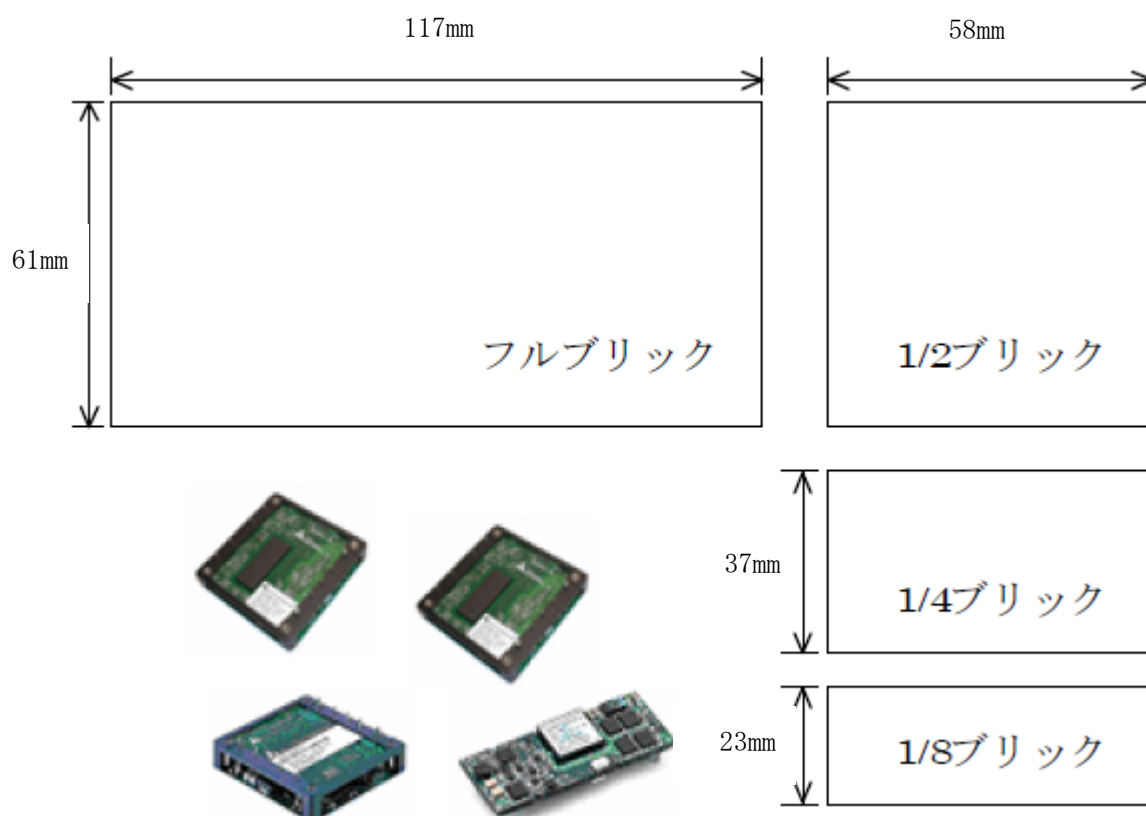


図 1.9 ブリック型 DC-DC コンバータ

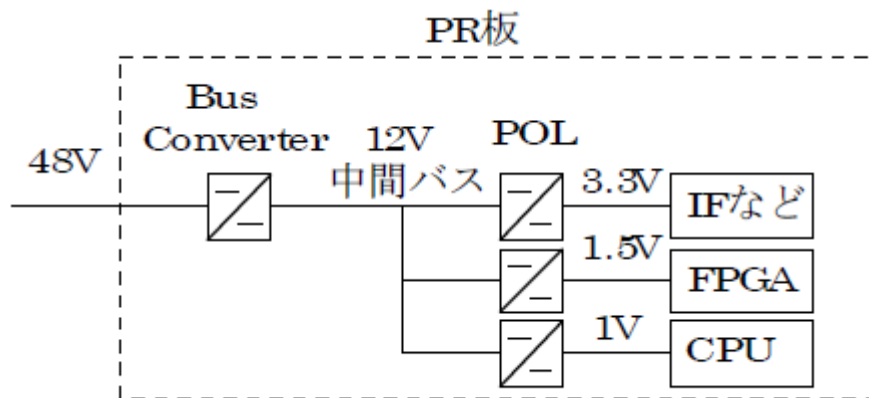


図 1.10 2000 年代の通信用電源システムの構成

1. 3 家庭用分散電源に対する電源システムの役割

1. 3. 1 家庭用分散電源の構成

図 1.11 に家庭用分散電源の概略を示す（再掲載）。家庭用分散電源は各家庭に小規模発電設備を設置し、太陽光などの再生可能エネルギーから発電を行う。発電した電力は家庭内の AC バス[24]-[28]および DC バス[29]-[38]を経由して各家電製品へ給電される。

AC バス給電においては図 1.12 に示すように最大電力点追従（MPPT : Maximum Power Point Tracking）機能付きの DC-DC コンバータと DC-AC インバータを組み合わせたパワーコンディショナーを介して再生可能エネルギーから発電した電力を AC バスに給電する[39]-[45]。AC バスから分電盤を介して一般家電製品へ電力を供給するとともに、余剰電力の蓄電と AC バス電圧安定のために蓄電池が接続される[46]-[50]。蓄電池は直流電力源のため、充電器として AD-DC コンバータ、放電器として DC-AC インバータが必要となる。

DC バス給電においては図 1.13 に示すように MPPT 機能付き DC-DC コンバータと DC バスに直接接続し DC バス電圧を安定させる DC-DC コンバータを介して再生可能エネルギーから発電した電力を DC バスに給電する。交流給電が必要な現在の一般家電製品へは DC-AC インバータを介して電力を供給する。AC バス給電と同様に余剰電力の蓄電と DC バス電圧安定のために蓄電池が接続されるが、蓄電池は直流電力源であるので、蓄電池を直接 DC バスに接続することができる。そのため、DC バスに直接接続し DC バス電圧を安定させる DC-DC コンバータには蓄電池を充電する機能も必要となる。

家庭用の太陽光発電は 3kW から 10kW 程度が一般的である。太陽光発電の電力分布

については文献[51]-[53]で調査されている。図 1.14 に一日における太陽光発電電力の分布を示す。太陽光発電は時間帯やその日の天候に大きな影響を受け、主に発電を行う昼間においても時間毎に大きな変動があり、太陽光発電導入の課題となっている。発電した電力は、一般家庭で消費されるが、余剰電力は蓄電池に一時的に蓄えられ、再生可能エネルギーから発電される電力以上の電力が必要な場合に蓄電池から放電し、電力供給の安定および平準化をはかる。ここで、余剰電力を貯蔵する蓄電池として一般的に使用されている蓄電池は鉛蓄電池、ニッケル水素電池、リチウムイオン電池、ナトリウム・硫黄電池の 4 種類であり、それぞれ電力密度や価格などが異なる[54]-[56]。電力供給を安定および平準化させるための蓄電池は必要となる電力容量が大いため、比較的安価な鉛蓄電池では容積および重量が大きくなり、一般家庭への設置は難しい。また、電力密度が大きいリチウムイオン電池はコンパクトであるため、必要とする容量の蓄電池を家庭に設置することは可能であるが、非常に高価なため、一般家庭での導入は難しい。そこで、排気ガスをださないパーソナルモビリティとして普及が期待される小型電気自動車(マイクロ EV)に搭載されている蓄電池が、電力供給を安定および平準化させるための蓄電池の補助として期待されている。小型電気自動車の蓄電池には鉛蓄電池、ニッケル水素電池、リチウムイオン電池のいずれかを用いるのが一般的である。

各蓄電池の詳細については文献[57]に特徴がまとめられており、その概要を表 1.1 に示す。鉛蓄電池は 1859 年にフランス科学者のガストン・プランテによって発明され、現在一般に流通している蓄電池の中で最も古い歴史を持つ。自動車の普及が進んだ 20 世紀中盤以降に車載用の蓄電池として需要が拡大した。鉛蓄電池は正極に二酸化鉛、負極に鉛、電解液に硫酸水溶液を用いる。起電力は硫酸濃度が濃いほど大きくなるが、通常の濃度では約 2.1V で、水溶液を電解液とする蓄電池のなかではもっとも高い。また公称電圧は 2.0V で、出力密度は 300W/kg 前後、エネルギー密度は 30~40Wh/kg である。構造としては漏液による周辺機器の腐食を避けるために密封構造とし、ベント形(開

放型)では充電時の酸霧の逸散や水の消耗を抑える目的で蓄電池の上部に排気栓が設けられている。またシール形(密閉形)では充電時に正極から発生する酸素を負極で反応吸収させ、負極を化学的に放電状態として水素の発生を抑え、補水を必要としない機能をもたせる。さらに定められた内圧を超えると作動する安全弁(制御弁)を備え、メンテナンスフリーとなっている。

ニッケル水素電池は、ニカド電池の負極を改良し、1990年に実用化された。正極にニッケル酸化化合物、負極に水素化合物、電解液に濃水酸化カリウム水溶液などのアルカリ溶液を用いる。エネルギー密度は60~120Wh/kg程度である。自己放電が多く、満充電後1年程度で充電容量が無くなっていたが、セパレータおよび負極材の改良により、自己放電は大幅に低減する。しかしながら、セパレータの影響により自己放電を大幅に低減したニッケル水素電池は電力容量を大きくできないという課題がある。

リチウムイオン電池は正極と負極の間をリチウムイオンが移動することで充電や放電を行う二次電池であり、1991年に実用化された。正極にリチウム遷移金属複合酸化物、負極に炭素材料、電解質に有機溶媒などの非水電解質を用いる。エネルギー密度は100~243Wh/kg程度である。充電時に電圧が上昇する際に、正極および負極が極めて強い酸化状態・還元状態に置かれ、他の低電圧の電池に比べて材料が不安定化しやすい。そのため、常用領域と危険領域が非常に接近しており、安全性確保のために充放電を監視する保護回路が必要である。急速あるいは過度に充電すると、正極側では電解液の酸化・結晶構造の破壊により発熱し、負極側では金属リチウムが析出する。これにより両極が直接繋がり、回路がショートする可能性がある。電池を急激に劣化させるだけでなく、最悪の場合は破裂・発火する。したがって、充電においては極めて高い精度での電圧制御が必要である。過放電では、正極のコバルトが溶出し、負極の集電体の銅が溶出してしまい二次電池として機能しなくなる。この場合も、電池の異常発熱に繋がる。エネルギー密度が高いために、短絡時には急激に過熱する危険性が大きく、有機溶剤の電

解液が揮発し、発火事故を起こす恐れがある。外力が加わることで電池内部で電極間の短絡が発生する場合もあり、衝撃に対する保護も必要である。現在、リチウムイオン電池は携帯電話、ノートパソコン、デジタルカメラ・ビデオ、携帯用音楽プレイヤーを始め幅広い電子・電気機器に搭載され、2010年にはリチウムイオン電池市場は1兆円規模に成長した。小型で軽量なリチウムイオン電池を搭載することで携帯用IT機器の利便性は大いに増大し、迅速で正確な情報伝達とそれにともなう安全性の向上・生産性の向上・生活の質的改善などに多大な貢献をしている。また、リチウムイオン電池は、自動車などの交通機関の動力源として実用化が進んでおり、電力の平準化やスマートグリッドのための蓄電装置としても精力的に研究がなされているが、他の二次電池と比較して、異常過熱する危険性が大きく、ケース構造を含めて安全性の確保が重要な課題となっている。

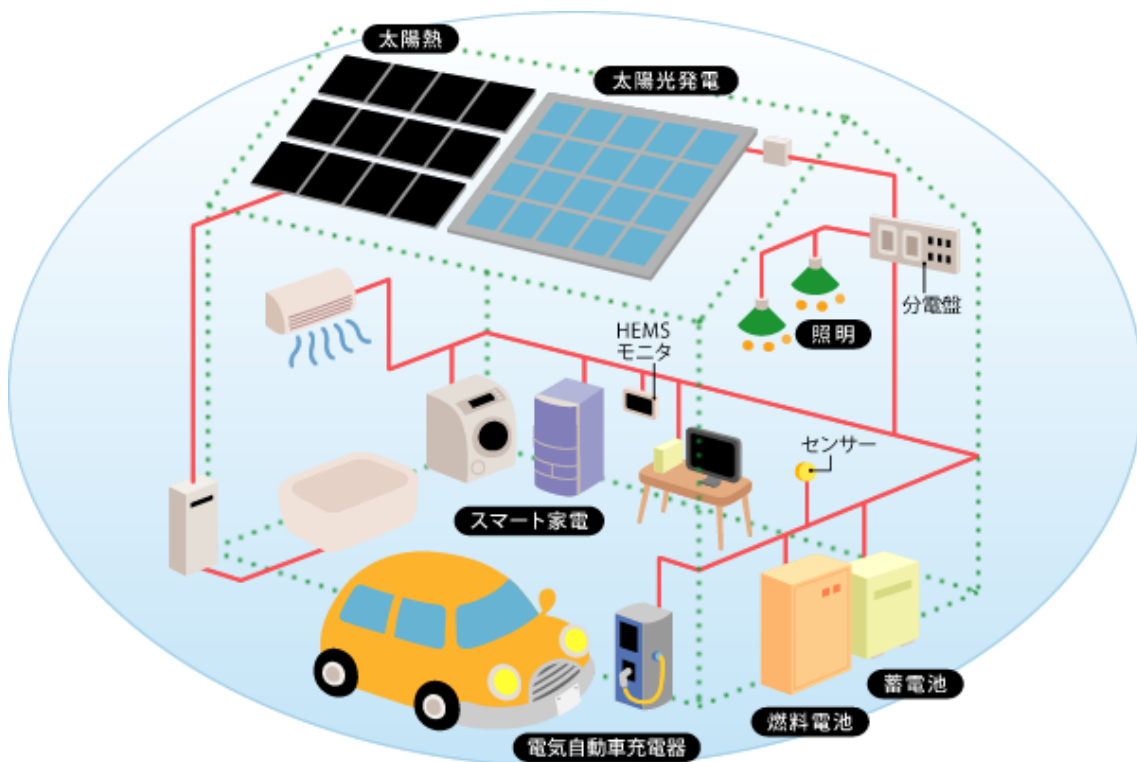


図 1.11 家庭用分散電源の概略(経済産業省資源エネルギー庁)(再掲載)

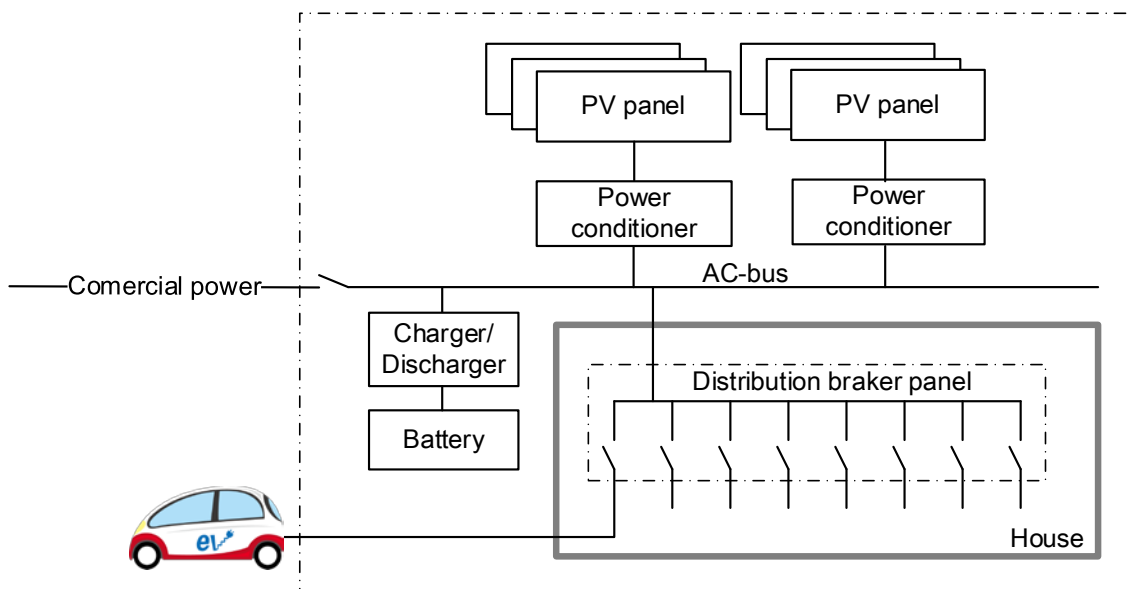


図 1.12 ACバス家庭用分散電源の概略

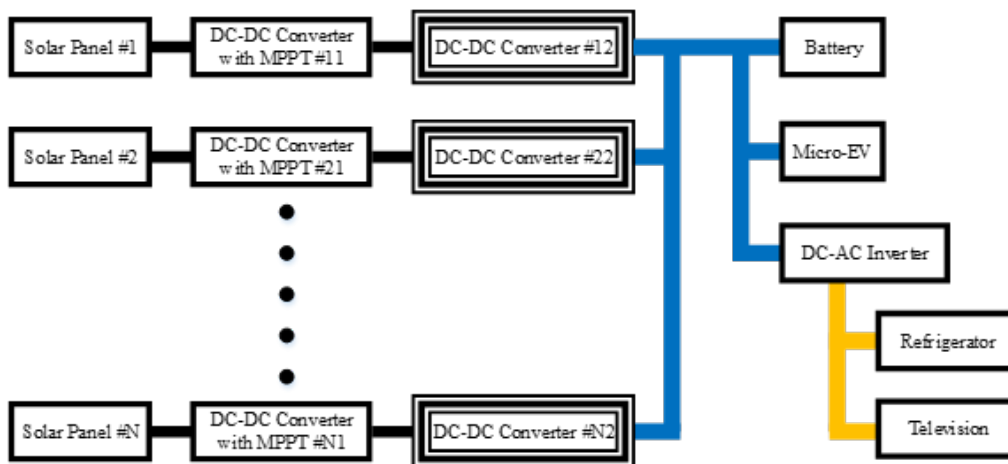


図 1.13 DC バス家庭用分散電源の概略

発生電力 (kW)

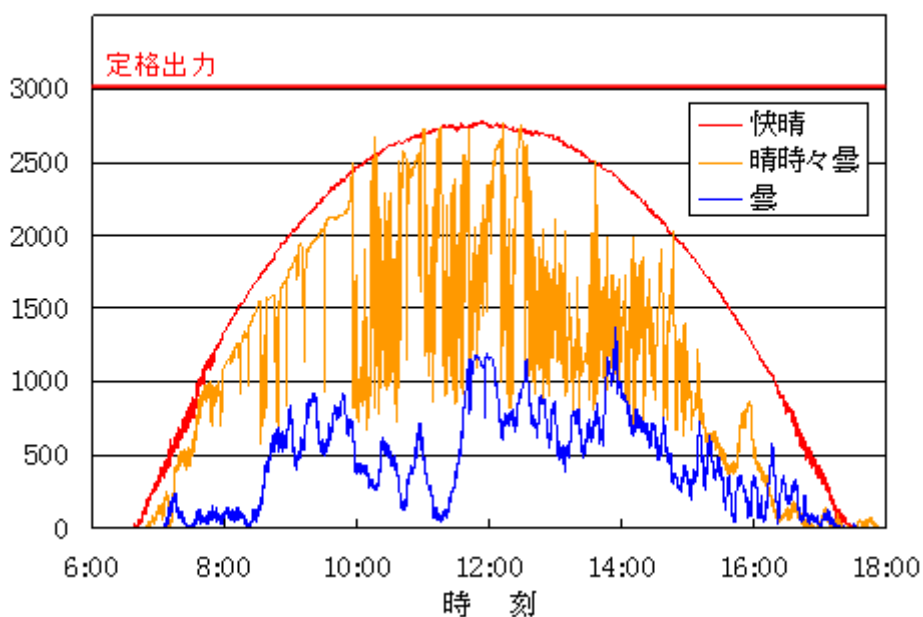


図 1.14 一日における太陽光発電電力の分布(九州電力)

表 1.1 蓄電池の特徴

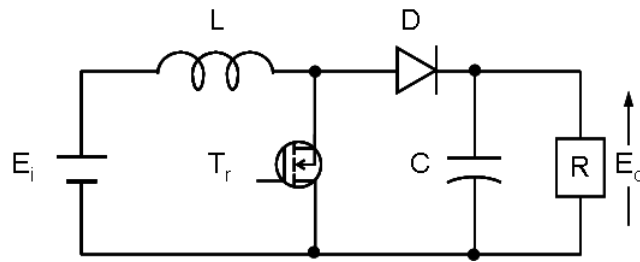
電池の種類	鉛蓄電池	ニッケル水素電池	リチウムイオン電池
正極	二酸化鉛	ニッケル酸化化合物	リチウム遷移金属 複合酸化物
負極	鉛	水素化合物	炭素材料
電解質	硫酸水溶液	濃水酸化カリウム水溶液などのアルカリ溶液	有機溶媒などの非水電 解質
交渉電圧(V)	2.1	1.2	3.7
エネルギー密度 (Wh/kg)	30~40	60~120	100~243
自己放電率(%/月)	3~20	30	8
安全性	○	○	△
サイクル寿命(回)	3000	2000	3500

1. 3. 2 DC-DC コンバータの種類および特徴

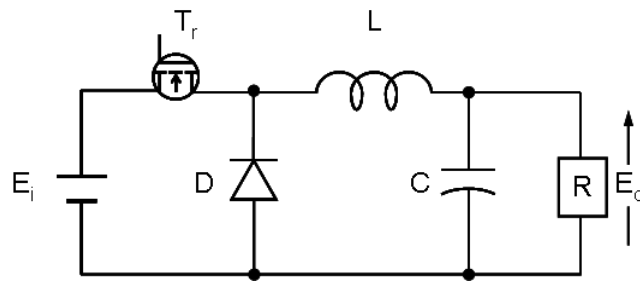
DC-DC コンバータは、大きく絶縁型と非絶縁型に分けられる。スイッチング方式の電源として用いられる非絶縁型 DC-DC コンバータには、図 1.15(a), (b)および(c)に示すように、昇圧形、降圧形および昇降圧形の 3 つの基本回路がある。これらの回路はエネルギー蓄積方式 DC-DC コンバータとも呼ばれ、図中のトランジスタ T_r がオンの期間にエネルギーがリアクトル L に蓄積され、オフの期間に蓄積されたエネルギーが負荷 R に放出される。そこで、このエネルギー蓄積のためのオン時間と放出のためのオフ時間の時比率を制御して、直流入力電圧から安定化された任意の直流出力電圧を得ることができる[58]。

そこで、ここでは図 1.15 に示した DC-DC コンバータの 3 つの基本回路、つまり昇圧形、降圧形、昇降圧形の動作原理について検討する。各回路動作の解析を簡単にするために次の仮定を設ける。

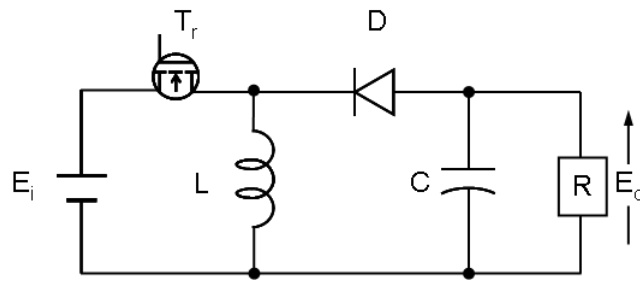
- (1) リアクトルのインダクタンス L および出力コンデンサのキャパシタ C は十分大きい。従って電圧、電流のリップルは無視できる。
- (2) ダイオード D の順方向電圧降下および順方向抵抗は零、逆方向抵抗は無限大とし、順方向電圧が正でオンとなり、電流が零または負でオフとなる。また、順方向および逆方向の回復時間は零とする。
- (3) トランジスタ T_r のオンおよびオフ期間における内部抵抗はそれぞれ零および無限大とし、オン期間における順方向電圧降下は零とする。また、トランジスタ T_r のターンオンおよびターンオフ時間はオンおよびオフ期間に比べ十分小さいものとして無視する。



(a) 昇圧形



(b) 降圧形



(c) 昇降圧

図 1.15 エネルギー蓄積方式 DC-DC コンバータの基本回路

図 1.16 に昇圧形 DC-DC コンバータの回路図を示す。この回路はトランジスタ T_R のオン・オフにより 2 つの動作状態に分けることができる。図 1.17 にそれぞれの状態の等価回路を示す。

動作状態 I (トランジスタ T_R がオン) では、ダイオード D がコンデンサ C により逆バイアスされ非導通となり、この期間にリアクトル L にエネルギーが蓄積される。このエネルギーを $W_{T_{on}}$ とすると、

$$W_{T_{on}} = \int_0^{T_{on}} E_i I_L dt = E_i I_L T_{on} \quad (1.1)$$

となる。

動作状態 II (トランジスタ T_R がオフ) では、リアクトル L が電流を流し続けようとするためにダイオード D は導通となり、この期間にリアクトル L から負荷 R にエネルギーが放出される。このエネルギー $W_{T_{off}}$ は、

$$W_{T_{off}} = \int_{T_{on}}^{T_{on}+T_{off}} (E_o - E_i) I_L dt = (E_o - E_i) I_L T_{off} \quad (1.2)$$

で与えられる。回路が定常状態であるならば、 $W_{T_{on}}$ と $W_{T_{off}}$ は等しく、式(1.1)および式(1.2)より

$$E_i I_L T_{on} = (E_o - E_i) I_L T_{off} \quad (1.3)$$

となる。これを E_o について整理すると、

$$E_o = \frac{T_{on} + T_{off}}{T_{off}} E_i = \frac{T_s}{T_{off}} E_i \quad (1.4)$$

ただし、 $T_s = T_{on} + T_{off}$ である。

式(1.4)から $T_s > T_{off}$ であるので昇圧動作することが分かる。

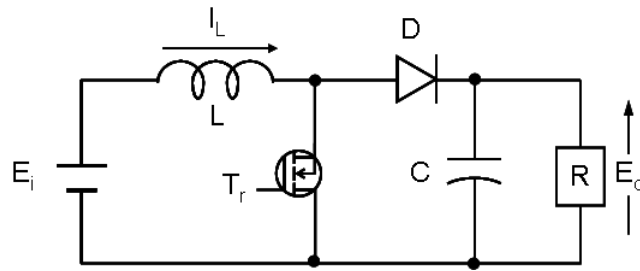
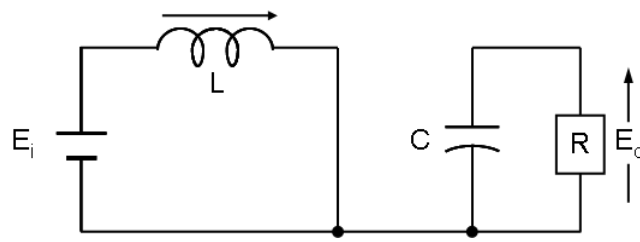
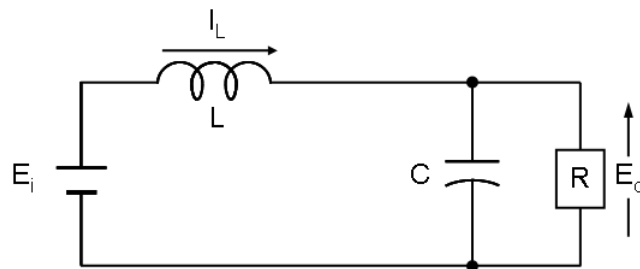


図 1.16 昇圧回路



(a) 動作状態 I



(b) 動作状態 II

図 1.17 昇圧形回路の等価回路

図 1.18 に降圧形 DC-DC コンバータの回路図を示す。この回路も昇圧形と同様に、トランジスタ T_r のオン・オフにより 2 つの動作状態に分けることができる。図 1.19 にそれぞれの状態の等価回路を示す。

動作状態 I (トランジスタ T_r がオン) では、ダイオード D は非導通となり、この期間にリアクトル L に蓄積されるエネルギー W_{Ton} は、

$$W_{Ton} = \int_0^{T_{on}} (E_i - E_o) I_L dt = (E_i - E_o) I_L T_{on} \quad (1.5)$$

となる。

動作状態 II (トランジスタ T_r がオフ) では、ダイオード D は導通となり、この期間にリアクトル L から負荷 R に放出されるエネルギー W_{Toff} は、

$$W_{Toff} = \int_{T_{on}}^{T_{on}+T_{off}} E_o I_L dt = E_o I_L T_{off} \quad (1.6)$$

で与えられる。回路が定常状態であるならば、 W_{Ton} と W_{Toff} は等しく、式(1.5)および式(1.6)より

$$(E_i - E_o) I_L T_{on} = E_o I_L T_{off} \quad (1.7)$$

となる。これを E_o について整理すると、

$$E_o = \frac{T_{on}}{T_{on} + T_{off}} E_i = \frac{T_{on}}{T_s} E_i \quad (1.8)$$

ただし、 $T_s = T_{on} + T_{off}$ である。

式(1.8)から $T_s > T_{on}$ であるので降圧動作することが分かる。

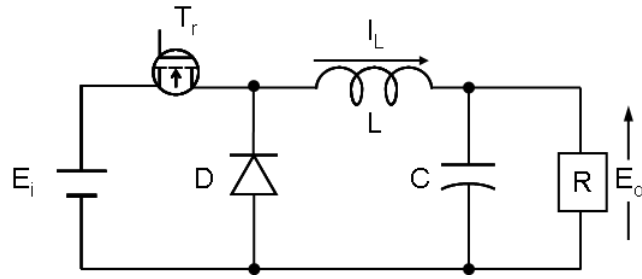
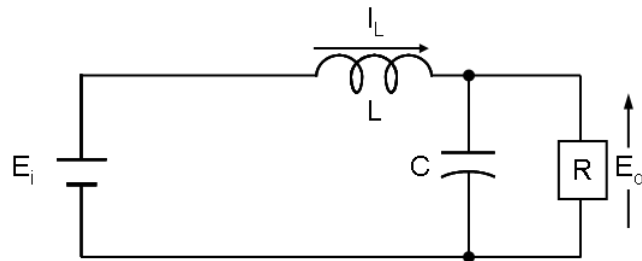
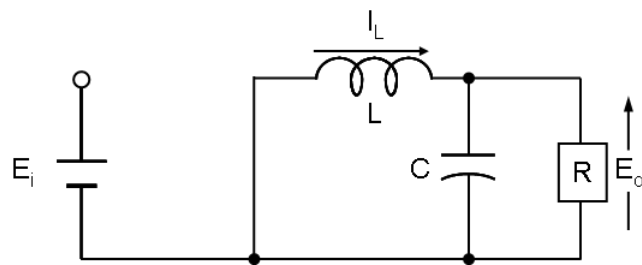


図 1.18 降圧形回路



(a) 動作状態 I



(b) 動作状態 II

図 1.19 降圧形回路の等価回路

絶縁型 DC-DC コンバータについては文献[59]-[63]にて方式毎に特徴がまとめられている。主なものにフライバック方式，フォワード方式，プッシュプル方式，ハーフブリッジ方式，フルブリッジ方式がある。

フライバック方式の絶縁型 DC-DC コンバータの概略を図 1.26 に示す。スイッチ TR1 が ON の時トランスにエネルギーを蓄積し，OFF の時 D1 を通してエネルギーを負荷 RL に供給する。TR1 が ON の時は C1 の放電でエネルギーを負荷に供給する。特徴として制御するメインスイッチが一つであり，補助インダクタが必要ないため低コストであるので，小型の電源に多用される。一方で入出力の電流リップルが大きいことため大きな容量のキャパシタが必要となる。またトランスの片方向にのみ電流が流れるため，トランスの利用効率が悪いという欠点がある。

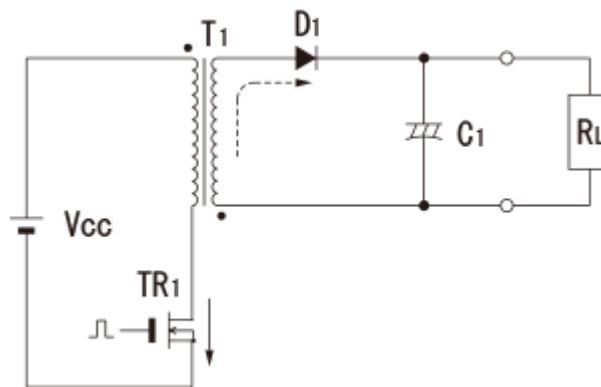


図 1.26 フライバック方式

フォワード方式の絶縁型 DC-DC コンバータの概略を図 1.27 に示す。スイッチ TR1 が ON の時にダイオード D1 およびコイル L1 を通して負荷 RL にエネルギーを供給すると同時に L1 にエネルギーを蓄積する。スイッチ TR1 が OFF の時は L1 が蓄積したエネルギーを放出し、負荷 RL1 に供給する。特徴としてフライバック方式と同様に制御するメインスイッチが一つで、トランス T1 に片方向のみ電流が流れるシングルエンド型であることから、トランスの利用効率が悪い。

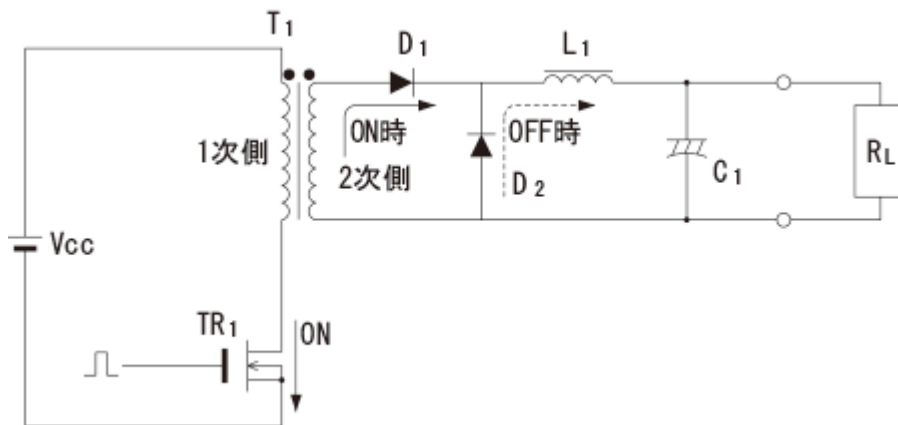


図 1.27 フォワード方式

プッシュプル方式の絶縁型 DC-DC コンバータの概略を図 1.28 に示す。プッシュプル方式はスイッチ TR1 および TR2 を交互に ON させ、ダイオード D1 および D2 で整流した後・コイル L1 を通して負荷 RL にエネルギーを供給すると同時に L1 にエネルギーを蓄積する。スイッチ TR1 および TR2 の両方が OFF 時は L1 が蓄積したエネルギーを放出し、負荷 RL1 に供給する。フライバック方式やフォワード方式と比較して、トランス T1 には両方向に電流が流れるダブルエンド型であることから、トランスの利用効率は高い。欠点としてスイッチ TR1 および TR2 の ON 幅の差でトランスが直流励磁しやすい。

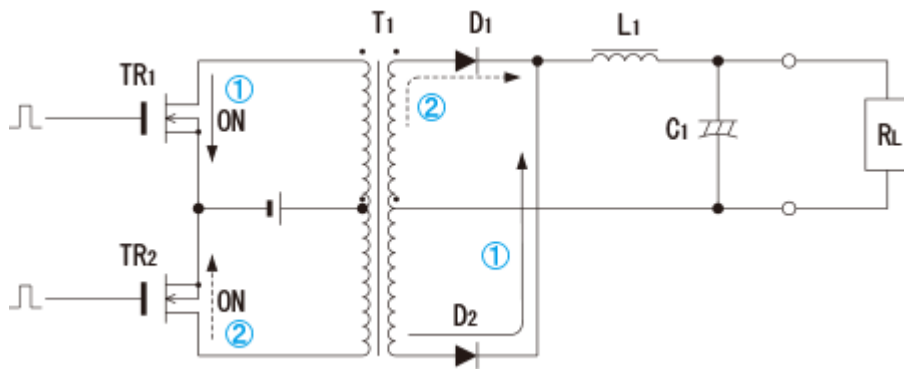


図 1.28 プッシュプル方式

ハーフブリッジ方式の絶縁型 DC-DC コンバータの概略を図 1.29 に示す。動作はプッシュプル方式と同様でスイッチ TR1 および TR2 を交互に ON させ、ダイオード D1 および D2 で整流した後・コイル L1 を通して負荷 RL にエネルギーを供給すると同時に L1 にエネルギーを蓄積する。スイッチ TR1 および TR2 の両方が OFF 時は L1 が蓄積したエネルギーを放出し、負荷 RL1 に供給する。プッシュプル方式と比較し、1 次側スイッチの OFF 期間にかかる電圧が入力電圧を超えないことや 1 次側巻線がひとつであるためトランスの利用効率が高いことが利点である。

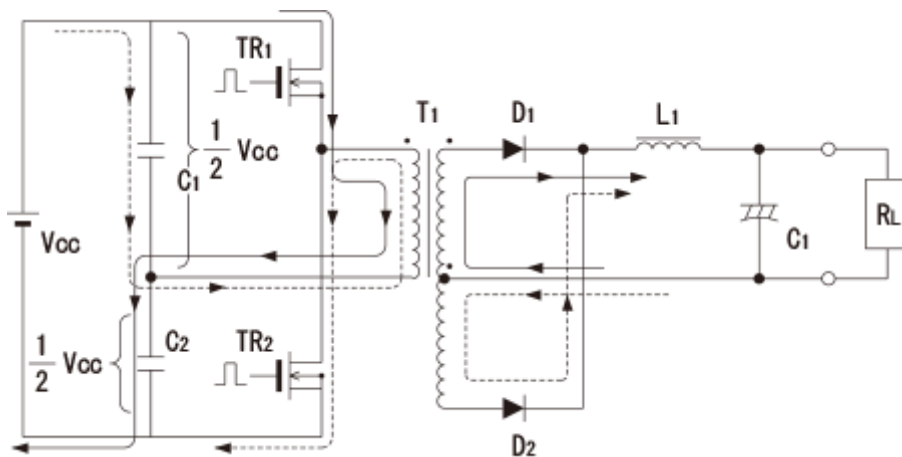


図 1.29 ハーフブリッジ方式

フルブリッジ方式の絶縁型 DC-DC コンバータの概略を図 1.30 に示す。動作は対となるスイッチ TR1 と TR4 の組合せおよび TR2 と TR3 の組合せを交互に ON する。ダイオード D1 および D2 で整流した後、コイル L1 を通して負荷 RL にエネルギーを供給すると同時に L1 にエネルギーを蓄積する。スイッチ TR1 および TR2 の両方が OFF 時は L1 が蓄積したエネルギーを放出し、負荷 RL に供給する。ハーフブリッジ方式と同様に、1 次側スイッチの OFF 期間にかかる電圧が入力電圧を超えないことや 1 次側巻線がひとつであるためトランスの利用効率が高いことが利点である。ハーフブリッジ方式に対する優位点はフルブリッジ方式の入力電流はハーフブリッジ方式の入力電流の半分となるため、入力キャパシタに小さいものが見込める。また半分の電流であるため、大電流用途で高効率となる。欠点としては、4 個のスイッチとその駆動回路が必要なことによるコスト増加である。

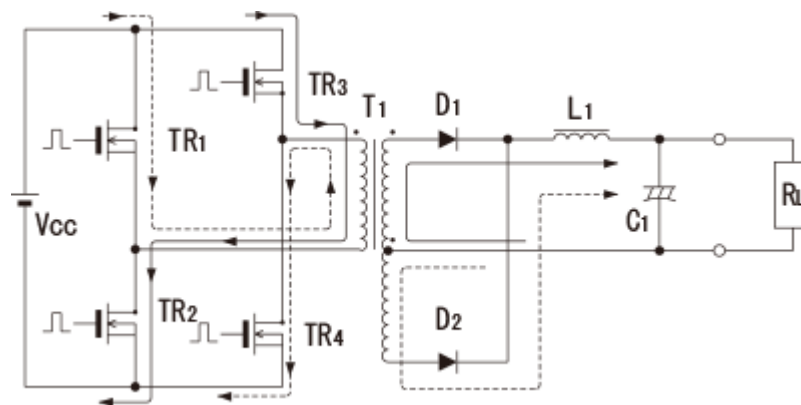


図 1.30 フルブリッジ方式

1. 3. 3 AC-DC コンバータの種類および特徴

AC-DC コンバータはトランス方式とスイッチング方式の二方式に分類される。

図 1.31 および図 1.32 にトランス方式の概略図および電圧波形の概略を示す。トランス方式は 50Hz または、60Hz の交流を低周波トランスで絶縁し、ダイオードおよび平滑キャパシタで構成される整流器によって直流電圧に変換する。

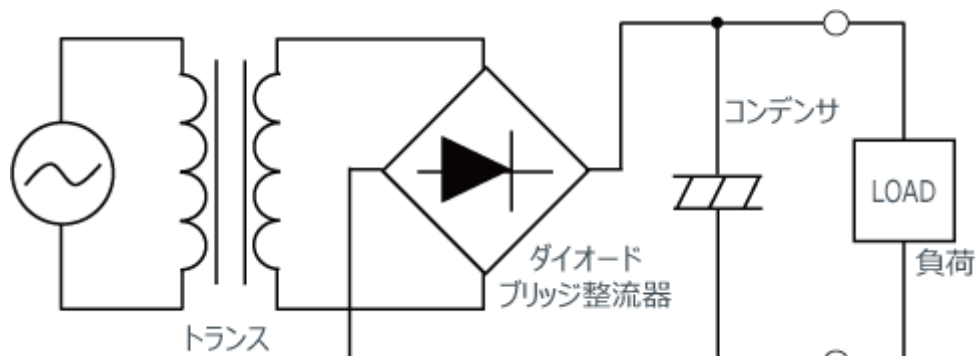


図 1.31 トランス方式

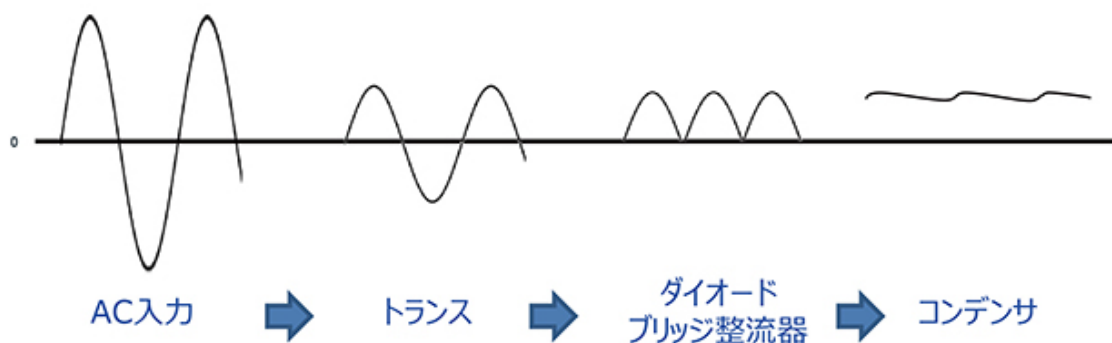


図 1.32 トランス方式電圧波形概略

次にスイッチング方式の概略図および電圧波形の概略を図 1.33 および図 1.34 に示す。スイッチング方式は入力交流電圧をそのままダイオードブリッジで整流し、後段の高周波トランスを含む DC-DC コンバータで絶縁する。DC-DC コンバータは数十 kHz~数百 kHz で動作するため、絶縁に用いるトランスを 50Hz または、60Hz の低周波トランスに比べて大幅に小さくできる利点がある。

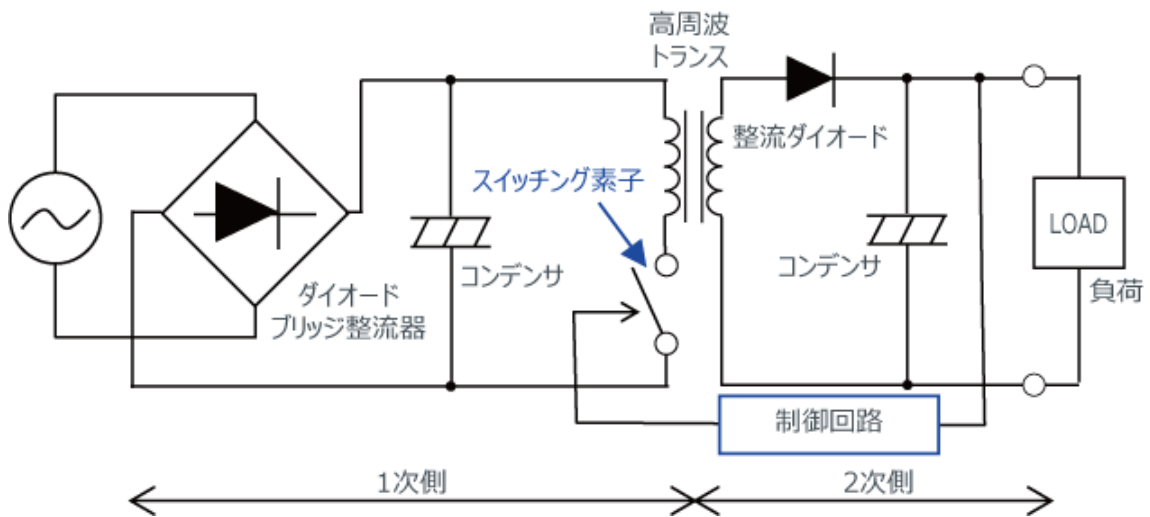


図 1.33 スイッチング方式

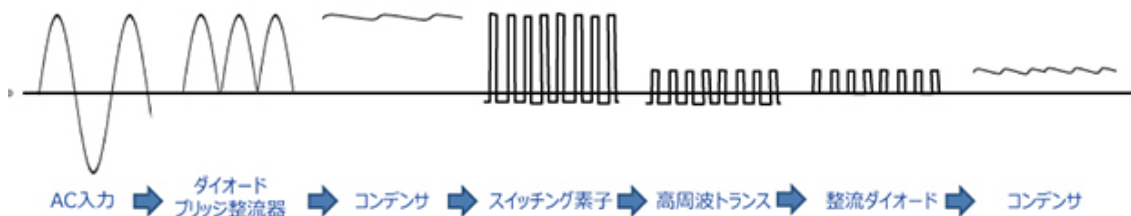


図 1.34 スイッチング方式電圧波形概略

1. 3. 4 家庭用分散電源に関わる国際規格

家庭用分散電源に使用するコンバータは一般家庭で使用するため、表 1.2 に示すような様々な安全規格に適合する必要がある[64]。特に電気機器として国際電気標準会議 (IEC : International Electrotechnical Commission) が定める国際規格 : IEC61000 への適合は必須となる。IEC61000 にて定められる国際規格のうち代表的な企画を表 1.3 に示す。IEC61000-4 番台の規格はイミュニティ試験に関する規格であり、雷や静電気などの外乱に対して機器が影響を受けないための規格となる。規格を満足するため、一般的には機器にバリスタやアレスタなどのノイズ除去素子を組み込み、印加されるノイズに対する耐量を上げることで対策を行う。一方、IEC61000-3 番台の規格は機器が交流電源に与える影響を制限する規格であり、対象機器がその他の機器に悪影響を及ぼさないための規格となる。対象機器に部品を追加するなど単純な対策では規格に適合することが難しく、入力電流の高調波を低減するために力率改善に関する制御が重要となる。特に電源高調波 : IEC61000-3-2 は AC-DC コンバータにおいて、規格適合が必須である。

電源高調波 : IEC61000-3-2(第 5 版 2018 年)は公共電源システムに注入される高調波電流の制限に関するものである。特定条件のもとで試験を受ける機器が引き起こす恐れのある入力電流の高調波成分の限度値を定めている。また、各相 16 A までの定格入力電流を持ち、公共低電圧システムに接続することを意図した電気・電子機器に適用する。規制対象となる機器が表 1.4 に示すクラス A, B, C, D の 4 クラスに分類される。各クラスの限度値を表 1.5 から表 1.8 に示す。なお、第 2 章にて提案する AC-DC コンバータはクラス A に分類される。

表 1.2 安全規格

<p>①基本安全規格： 全ての機械類で共通に使用する基本概念および設計原則を扱う規格</p>	<p>IEC：電気系</p>	<p>ISO：電気系以外</p>
<p>②グループ安全規格： 広範囲の機械類でしようできるような安全または安全装置を扱う規格</p>	<p>電気設備安全規格 (IEC60204-1) センサー一般安全規格 (IEC61496-1, 2, 3) 表示・マーキング規格 (IEC61310) 機能安全規格(IEC61508) 機械類機能安全規格 (IEC62061) スイッチ類規格 (IEC60947) EMC 規格(IEC61000) 防爆安全規格(IEC60079)</p>	<p>インタロック規格 (ISO14119) ガードシステム規格 (ISO14120) システム安全規格 (ISO13849-1) 安全関連部品規格 (ISO13849-2) 安全距離規格 (ISO13855, 13857) 非常停止規格(ISO13850) 再起動防止規格 (ISO14118) 両手操作装置規格 (ISO13851) マットセンサ規格 (ISO13856) 危険物質(ISO14123) 産業オートメーションシステム(ISO11161)</p>
<p>③個別機械安全規格： 特定の機械に対する詳細な安全要件を規定する規格</p>	<p>機械例：工作機械，産業用ロボット，エレベータ，無人搬送機，輸送機械など</p>	<p>-</p>

表 1.3 IEC 規格代表例

電源高調波 (機器入力電流相あたり 16A 以下)	国際規格：IEC 61000-3-2	単相/三相：100～240V 1 相当あたり 20A まで
電源電圧変動、フリッカ (機器入力電流相あたり 16A 以下)	国際規格：IEC 61000-3-3	単相/三相：100～240V 1 相当あたり 20A まで
静電気放電	国際規格： IEC61000-4-2	試験電圧：0.2kV-30kV
放射無線周波電磁界	国際規格： IEC61000-4-3	試験周波数範囲： 26MHz～6GHz
電气的ファストランジェント・バースト	国際規格： IEC61000-4-4	試験電圧：0.2kV- 4.8kV
サージ	国際規格： IEC61000-4-5	試験電圧：0.5k-15kV
無線周波電磁界伝導	国際規格： IEC61000-4-6	試験周波数範囲： 150kHz～80MHz
電源周波数磁界	国際規格： IEC61000-4-8	磁界強度：50A/m
パルス磁界	国際規格： IEC61000-4-9	パルス磁界レベル： 1kVA/m-1.5kVA/m
電圧ディップ／瞬時停電	国際規格： IEC61000-4-11	入力電圧：0%、40%、 70%、80%、100%

表 1.4 機器の分類

クラス A	平衡 3 相機器及び他のクラスに属さないすべての機器
クラス B	手持ち形電動工具
クラス C	照明機器
クラス D	消費電力 600W 以下のパーソナルコンピュータおよびモニタ、テレビ受信機

表 1.5 クラス A 限度値

高調波次数 n	最大許容 高調波電流 [A]
奇数高調波	
3	2.3
5	1.14
7	0.77
9	0.4
11	0.33
13	0.21
$15 \leq n \leq 39$	$0.15 \times 15/n$
偶数高調波	
2	1.08
4	0.43
6	0.3
$8 \leq n \leq 40$	$0.23 \times 8/n$

表 1.6 クラス B 限度値

高調波次数 n	最大許容 高調波電流 [A]
奇数高調波	
3	3.450
5	1.710
7	1.155
9	0.600
11	0.495
13	0.315
$15 \leq n \leq 39$	$0.225 \times 15/n$
偶数高調波	
2	1.620
4	0.645
6	0.450
$8 \leq n \leq 40$	$0.345 \times 8/n$

表 1.7 クラス C 限度値

高調波次数 n	照明装置の基本波入力 電流の百分率として表わされる最大 値 [%]
奇数高調波	
3	$30 \times \text{力率}$
5	10
7	7
9	5
$11 \leq n \leq 39$	3
偶数高調波	
2	2

表 1.7 クラス D 限度値(600W 以下)

高調波次数 n	電力比例限度値 [mA/W]	最大許容高調波電流 [A]
3	3.4	2.3
5	1.9	1.14
7	1	0.77
9	0.5	0.4
11	0.35	0.33
$13 \leq n \leq 39$	$3.85/n$	クラス A と同じ

1. 4 本研究の目的および意義

太陽光や風力などの再生可能エネルギーへのエネルギーシフトが急務となっているが、再生可能エネルギーを常に安定した電力源として利用するには課題がある。この課題の解決策の一つとして、一般家庭における家庭用分散電源システムの普及が期待されているが、家庭用分散電源システムに組込む蓄電池は、必要となる電力容量が大きく、高価であり、各家庭に必要な容量の蓄電池を設置するのは難しい。そこで、排気ガスをださないパーソナルモビリティとして普及が期待される小型電気自動車(マイクロ EV)に搭載されている蓄電池が、家庭用分散電源システムにおける蓄電池の補助として期待されている。家庭用分散電源において無駄なく再生可能エネルギーを使用するには、蓄電池に対し効率よく充電できることが重要となる。

家庭用分散電源システムは、家庭内において AC バスおよび DC バスいずれの利用も想定される。従来の家庭内電力インフラは AC バスである。AC バスの家庭用分散電源システムでは、再生可能エネルギーで発電した直流電力を DC-AC インバータで交流電力に変換し、AC バスに接続する。電力負荷である電気製品などは AC-DC コンバータにより交流電力を再度直流電力に変換し使用する。また、接続される蓄電池に対しても AC-DC コンバータを介して充電を行う必要があり、複数回電力変換を行うため、変換損失の低減が課題となる。AC バスから蓄電池を充電する AC-DC コンバータは昇圧型力率改善回路(PFC)と絶縁降圧型 DC-DC コンバータを組合せた二石式コンバータ(Two-Stage コンバータ)を用いるのが一般的である。二石式コンバータでは第 1 コンバータである PFC 回路で入力電流を制御することで入力高調波電流を抑制し、第 2 コンバータである DC-DC コンバータにて出力電圧および電流を安定化させる。入力電流の制御と出力の安定をそれぞれ個別のコンバータにて行うため、回路制御は容易であるが、二度の電力変換を行うため、電力変換効率は低くなる。

一方、DCバスの家庭用分散電源システムでは再生可能エネルギーで発電した直流電力をDC-DCコンバータを介してDCバスに直流のまま接続する。DCバスに接続するDC-DCコンバータの出力電圧および電流を蓄電池の特性に合わせて設定することで、蓄電池をDCバスから直接充電することができるが、再生可能エネルギーをDCバスに接続するDC-DCコンバータはバス電圧の安定と蓄電池の充電を同時に行う必要があり、並列動作のバランス制御を含めて、全体の制御が複雑となる。

そこで本論文では、まず、ACバスの家庭用分散電源システムに対して一石式のAC-DCコンバータ(Single-Stageコンバータ)を提案し検討を行う。従来の一石式コンバータはアクティブフィルタと高周波インバータの主スイッチを一つのスイッチで兼用させた複合回路方式電圧共振形インバータ回路で、主に照明機器に使用されていたが、電力効率が低く、充電器のような比較的高い電力を必要とする機器には不向きであった[65]-[66]。一方で、今回提案する一石式コンバータは単一のフルブリッジ回路で入力電流の制御と出力の安定を行う一石式コンバータである。従来二石式コンバータから前段に使用していたPFC回路を省略し、後段で使用していたDC-DCコンバータ回路で構成し、電力変換効率を高めている。入力電流の制御と出力の安定を同時に一つのコンバータで行うため、制御は複雑となるが、制御にデジタルシグナルプロセッサ(DSP)を用いたデジタル制御とすることでコンバータの入力・出力を同時に監視し制御を行うことで、一つのコンバータでも安定した出力が可能であることを確認する。

次に、自立運転しながら蓄電池を直接充電しつつ、同時にDCバスを安定されるフルブリッジDC-DCコンバータを提案する。DCバス電圧は一般的な蓄電池の電圧であるDC72Vの直流電力網を想定し、そこで使用されるDC-DCコンバータを提案し評価を行った。一般家庭における太陽光発電の容量は3kW~10kW程度のため、提案するDC-DCコンバータの定格出力電力は8kWとした。並列運転においては出力電力のバランス制御なしに、各コンバータが定格出力電力内で定電流および定電圧制御を自律的に

切替ることで、各コンバータ間の電力バランスにアンバランスが生じても問題なく充電できるかを検証する。また、蓄電池を充電中に DC バスから他の機器に電力を供給した場合も、DC バスが安定することを検証する。

本論文は、第 1 章から第 4 章で構成され、以下に各章の概要を示す

第 1 章では、本研究を行うに至った背景および要求とその問題点を明らかにし、本研究の位置付けを示す。

第 2 章では、提案する一石式 AC-DC コンバータの回路構成および動作原理を述べ、その静特性および動特性について検討する。

第 3 章では、提案するフルブリッジ DC-DC コンバータの回路構成および動作原理を述べ、その静特性および動特性について検討する。

第 4 章では、以上の成果を総括し、本論文で提案する家庭用分散電源のための DC-DC コンバータの今後の課題にふれ、結論とする。

第2章 マイクロ EV 用充電器向け一石式 AC-DC コンバータ

2.1 まえがき

太陽光や風力の再生可能エネルギーをエネルギー源として取り入れる家庭用分散電源は世界的な脱炭素化の取り組みにおいて、有力なソリューションとして普及が期待されている。しかしながら、日本のように四季があり天候の変化が多い気象環境において再生可能エネルギーの発電量は不安定であるため、図 2.1 に示すように、AC バスに接続した蓄電池の充放電による安定化が必要である。蓄電池の容量は大きいほど電力を安定化しやすい。そこで、EV に対して蓄電池としての補助的な役割が認識されるようになってきている。また、自然災害の多い日本においては、災害時の電力源として再生可能エネルギーに加えて EV の蓄電池は重要な電源となる。その場合、EV は図 2.1 に示すように分電パネルを介して家庭用分散電源に接続される。

しかし、一般的な EV はガソリン車に比べて高価で、家庭用の AC コンセントからの充電には長時間を要するため急速充電設備のない地域では普及が困難である。そこで、家庭用の AC コンセントからの充電でも比較的短時間で充電可能なマイクロ EV が買い物や荷物の配達など近距離移動用のためのパーソナルモビリティとして注目され、今後広く普及することが期待されている。

一般的にマイクロ EV は特別な充電スポットを必要としないよう、蓄電池充電器を車両に搭載している。また、航続距離を伸ばすには車両重量を軽くする必要があり、車載する充電器に対しても『充電時間が短い』、『家庭用商用電源から充電できること』とともに『小型・軽量であること』が求められる。マイクロ EV には重量を軽くするために通常の EV に比べて 10 分の 1 程度の小さな容量の蓄電池が搭載されている。蓄電池が小容量であるため、駐車中に頻繁に充電する必要があり、家庭用 AC コンセントからの

充電が必須となる。一般に家庭用商用電源には 15A 程度の分岐ブレーカが取り付けられており、充電するときの AC 電流は分岐ブレーカの容量以下という制限がある。そのため、限られた入力容量から最大の充電出力を得るために、充電器の効率は重要な要素である。

従来、充電器は力率改善回路 (PFC : Power Factor Correction) と DC-DC コンバータを組み合わせた Two-Stage コンバータ方式であり、充電器が大型化し、効率も低くなるという問題点がある。

一方、小型化および効率の観点から Single-Stage コンバータは非常に有効な方式であるが、これまで、家庭用商用電源を入力源とし、出力容量が 1kW を超えるような Single-Stage コンバータに関する詳細な報告はなされていない。

そこで、本論文ではマイクロ EV 用蓄電池の充電器に用いるための、入力電流の制御と蓄電池への充電制御を単一の DC-DC コンバータで行う方式を提案する。この方式によってマイクロ EV にとって重要な小型化のためのエネルギー密度の飛躍的向上と電力変換効率の向上を図ることができる。

本章では、Single-Stage コンバータ方式の充電器の蓄電池充電時の動作メカニズムを示し、電力密度の向上、効率の向上を動作の解析および実験によって明らかにする。

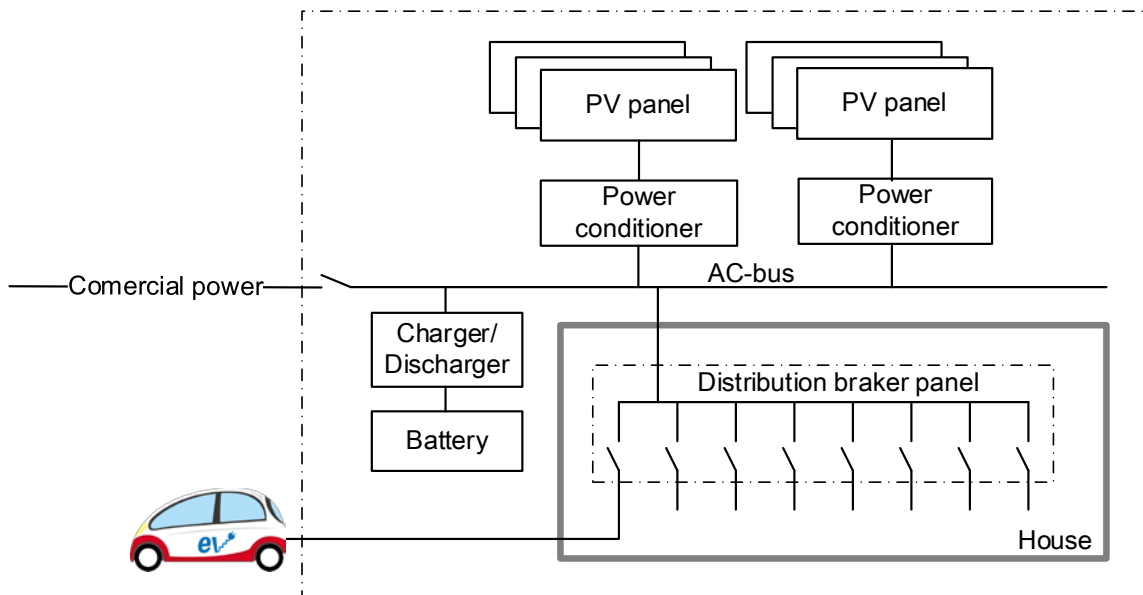


図 2.1 AC バス家庭用分散電源の概略(再掲載)

2. 2 一石式 AC-DC コンバータの回路構成および動作原理

図 2.2 は提案する Single-Stage コンバータ方式の充電器のブロック図である。交流入力を全波整流するための整流ダイオード, 主スイッチのスイッチングリップルを除去するローパスフィルタ, 主スイッチであるブリッジ回路, 絶縁トランス, 二次側整流ダイオードで構成される[67]-[70]。

提案した Single-Stage コンバータの制御回路において, 交流入力電圧を整流後に平滑化せず, 入力周波数の 2 倍の周波数をもった脈流電圧をブリッジ回路に入力し, 電力変換を行うことで, 入力電流の制御と平均出力電圧もしくは平均出力電流の制御を 1 つのコンバータで同時に行うことで PFC 機能を実現する。

一方, 従来の充電器は図 2.3 に示すように, 力率改善回路 (PFC : Power Factor Correction) [71]-[79]と DC-DC コンバータを組み合わせた Two-Stage コンバータ方式である[80]-[85]。家庭用商用電源から充電を行うために, 入力電流高調波を抑制のための PFC 制御回路を持った第 1 コンバータが昇圧動作することで入力電流を正弦波状に制御し, 第 2 コンバータである DC-DC コンバータが出力を安定させ, 蓄電池に充電を行う。そのため, 従来の Two-Stage コンバータ方式の場合, 家庭用商用電源から蓄電池に充電を行うには交流から高電圧直流, 高電圧直流から蓄電池電圧の直流へ 2 段の電力変換を行う必要があり, 充電器が大型化し, 効率も低くなるという問題点がある。

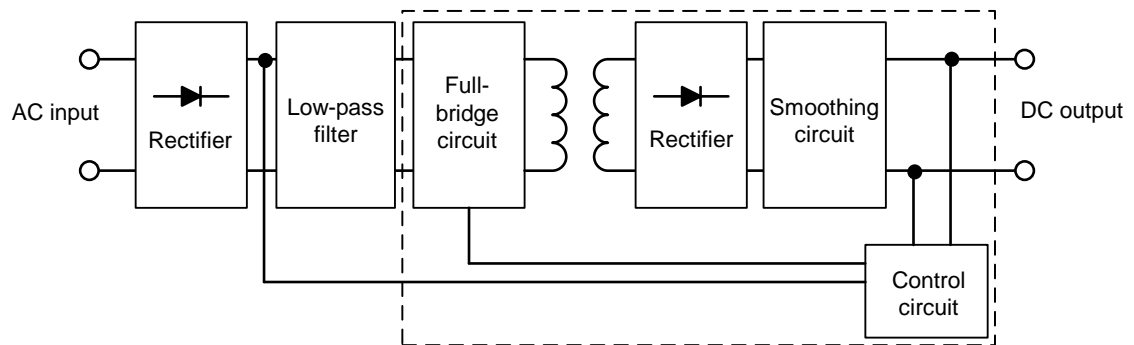


図 2.2 Single-Stage コンバータ回路ブロック図

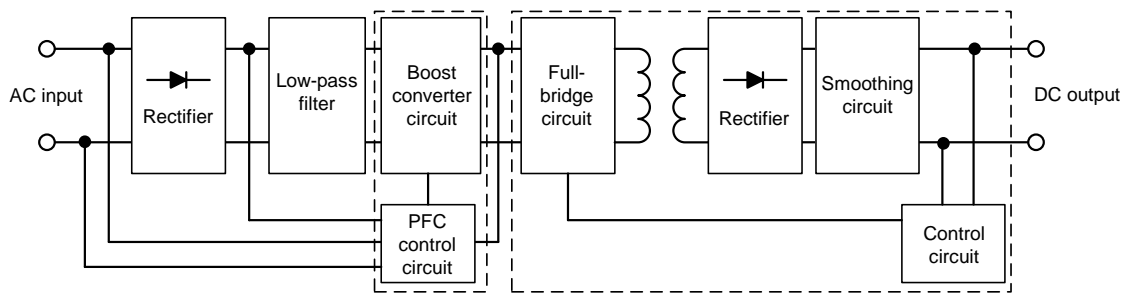


図 2.3 Two-Stage コンバータ回路ブロック図

Two-Stage コンバータ の回路を図 2.4 に、提案する Single-Stage コンバータの回路を図 2.5 に示す。

Two-Stage コンバータでは第 1 コンバータである昇圧コンバータで入力電流を正弦波形に制御しながら昇圧動作し、昇圧した電力をキャパシタ C1 に高電圧の DC として蓄える。そのため、キャパシタ C1 には高耐圧かつ高容量のコンデンサが必要となる。高耐圧かつ高容量のコンデンサはサイズが大きく、コストも高いため、Two-Stage コンバータは回路が大きく、コストも高くなる。

一方、Single-Stage コンバータは図 2.5 に示すように、Two-Stage コンバータの第 1 コンバータにあたる昇圧コンバータが無い。交流電圧を整流器にて整流した電圧を直接ブリッジ回路に入力し入力電流の制御と同時に平均出力電圧もしくは平均出力電流の制御を行うため、Two-Stage コンバータで必要な図 2.4 の C1 に相当する高耐圧かつ高容量のコンデンサも不要である。さらに電力変換に際し電力を蓄えるための図 2.4 における C2 に相当する高耐圧かつ高容量のコンデンサも不要である。したがって、提案する Single-Stage 方式は回路の小型化および低コスト化に非常に有効である。

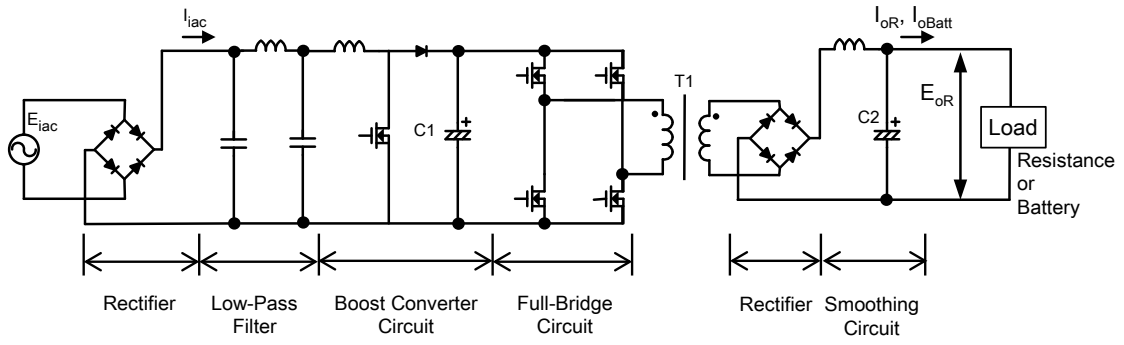


図 2.4 Two-Stage コンバータ回路図

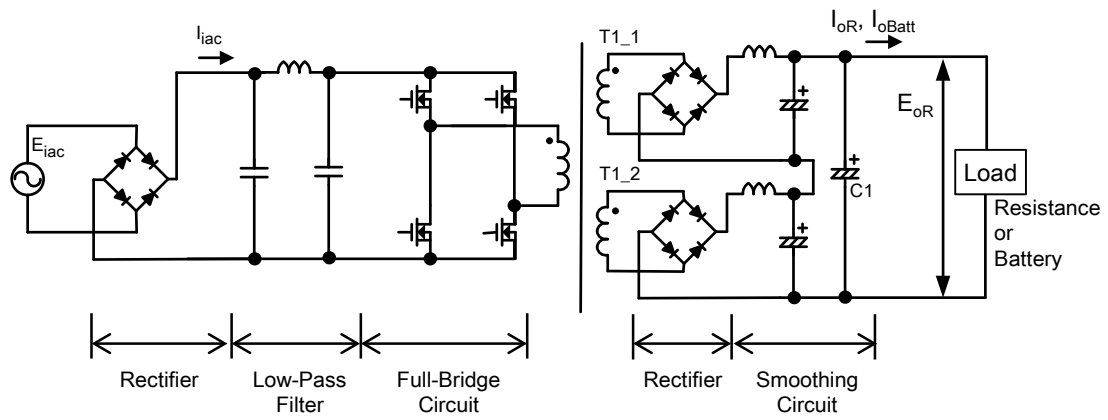


図 2.5 Single-Stage コンバータ回路図

図 2.6 に提案する Single-Stage コンバータ方式の充電器の制御ブロック図を示す。出力電圧 EO_Batt および出力電流 IO_Batt の平均値が蓄電池の仕様で決定する所定値となるように制御を行いながら、同時に入力電流が正弦波となるように制御を行う。具体的な動作を以下に述べる。

出力電流 IO_Batt を A-D コンバータ #1 で検出し、Output current average calculator で移動平均値 Nio_avg を計算する。Nio_avg を Output current P-I controller に送り式(1)に示す制御計算を行い、出力電流による補償値 NPI_io を決定する。

$$N_{PI_{eo}} = V_{NB} + V_{Kp}(V_{NR} - Ne_{0_avg}) + V_{Ki} \sum (V_{NR} - Ne_{0_avg,n}) \quad (1)$$

同様に出力電圧 EO_Batt に関しても A-D コンバータ #2 で検出後に平均化を行い、Neo_avg は Output voltage P-I controller に送られ式(2)に示す制御計算を行い、出力電圧に従って補償値 NPI_eo を決定する。

$$N_{PI_{io}} = I_{NB} + I_{Kp}(I_{NR} - Ni_{0_avg}) + I_{Ki} \sum (I_{NR} - Ni_{0_avg,n}) \quad (2)$$

出力電流補償値 NPI_io と出力補償補正值 NPI_eo は Comparing calculator で比較され、いずれか小さい値が出力補償値 NPI_o として入力電流の Input current reference generator に送られる。

Input current reference generator において、入力電圧の位相と同期した正弦波 SWei_ac と出力補償値 NPI_eo を式(3)に示す演算にて入力電流制御の基準値 Iref を算出し、Input current P-I controller に送る。

$$I_{ref} = SWei_{ac} \times N_{PI_o} \quad (3)$$

Input current P-I controller では, 入力電流 i_{i_ac} を A-D コンバータ #3 で検出した値 Ni_{i_ac} と入力電流制御の基準値 I_{ref} を式(4)に示す制御計算し, 制御量 N_{PI} を決定する。制御量 N_{PI} を PWM generator に送られ Gate drive circuit を介して主スイッチを駆動する。

$$N_{PI} = I_{ac}N_B + I_{ac}K_P(I_{ref} - Ni_{i_ac}) + I_{ac}K_I \Sigma(I_{ref} - Ni_{i_ac}) \quad (4)$$

また, 家庭用商用電源から電力を供給する場合, 分岐ブレーカが動作しないようにするため, 入力電流の実効値が 10A を超えないように, 出力電流の基準値を変化させながら充電を行う。

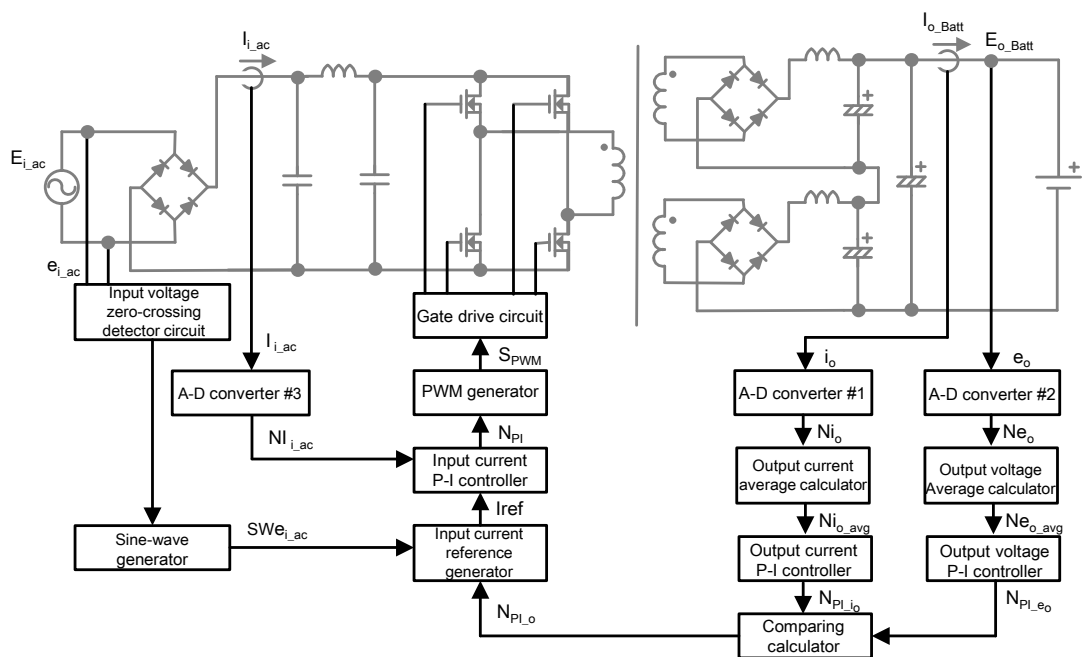


図 2.6 Single-Stage コンバータ制御ブロック図

2. 3 実験結果

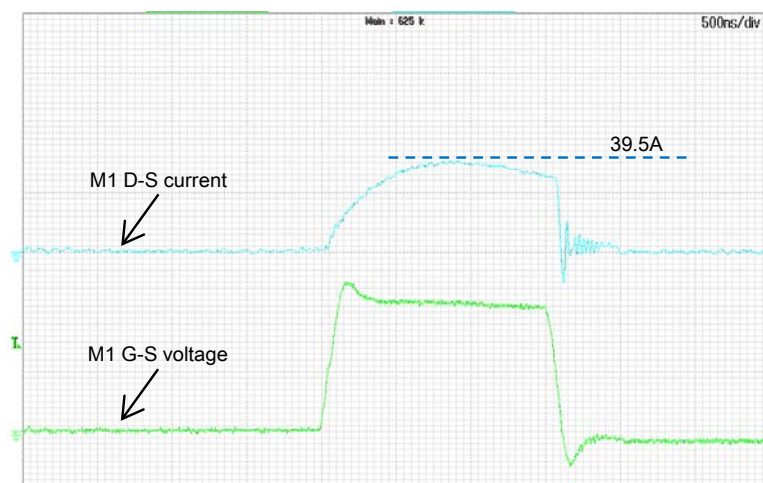
図 2.5 に示すように、今回提案する Single-Stage コンバータのブリッジ回路は入力電圧に対し高い出力電圧を得やすいフルブリッジ方式とした。トランスについては 2 項で述べたようにトランスの巻数比を高くする必要があるが、1 つのトランスで巻数比を高くした場合、2 次側の整流ダイオードに高耐圧整流ダイオードが必要となる。高耐圧整流ダイオードは一般に順方向電圧が高く損失が大きくなる。また、ダイオードのコストも高くなるため、今回は低い耐圧の整流ダイオードを使用できるようにトランスの 2 次側を整流後に直列接続した。

蓄電池充電において、コンバータの出力電圧は蓄電池電圧以上である必要がある。Single-Stage コンバータは交流入力を全波整流した脈流電圧をブリッジ回路にて電力変換を行うため、入力電圧ゼロクロス付近ではブリッジ回路に入力される脈流電圧が低くなり、結果として出力電圧も低くなる。そのため、入力電圧ゼロクロス付近では、充電に必要な電力を取り出せなくなり、入力電流の歪みが生じる。ブリッジ回路に入力される電圧が低い状態においても高い出力電圧を得るには、トランス T1 の巻数比を高くする必要がある。一方で、トランス T1 の巻数比を高くした場合、入力電圧ピーク付近では主スイッチのオン時間を短くする必要があるが、変換する電力は同じであるため、スイッチのオン時間が短くなった分、スイッチに流れる電流が増大し、結果としてスイッチの損失が増大する。

仮に、トランスの巻数比を 1:1 から 1:2 の 2 倍にした場合、入力電圧ピーク付近では主スイッチのオン時間は 2 分の 1 となり、主スイッチを流れる電流は 2 倍となる。そのためスイッチの平均損失は 2 倍、瞬時損失は 4 倍となり、効率が悪化する要因となる。従って、総合的に運用にあった特性をえるためには適切な巻数比の決定が重要である。本論文では巻数比 4:3, 1:1, 3:4 の 3 つに対して実験的に特性を比較して最適な巻

数比を決定した。尚，トランスは 2 直列で使用するため，合成巻数比はそれぞれ 2:3, 1:2, 3:8 となる。

各トランスを使用した場合の入力電圧ピークでのスイッチング波形を図 2.7 (a)~(c) に示す。



(a) Turn ratio = 4:3.



(b) Turn ratio = 1:1.



(c) Turn ratio = 3:4.

図 2.7 主スイッチ M1 スイッチング波形

各トランスにおいて、入力電圧ピークで主スイッチを流れる最大電流、出力電力 800W における主スイッチの電力損失、コンバータ効率および入力力率を表 2.1 に示す。コンバータ効率とコンバータ入力力率をグラフにしたものをそれぞれ図 2.8 および図 2.9 に示す。

表 2.1 トランス巻数比の違いによる特性比較

	Case 1	Case 2	Case 3
Turn ratio	4:3	1:1	3:4
Maximum current (A)	39.5	53.4	75.9
Main switch M1 power loss (W)	18.0	21.5	37.1
Efficiency (%)	88.2	84.8	79.1
Power factor (%)	95.0	97.4	98.1

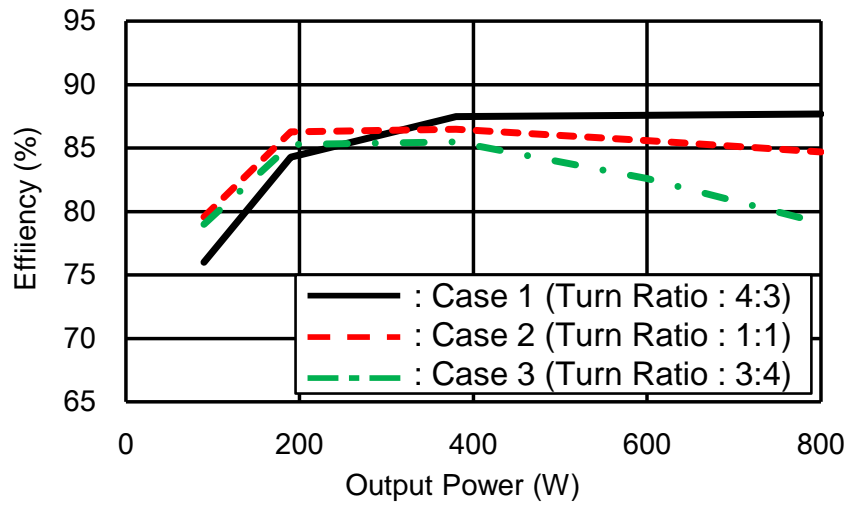


图 2.8 效率特性

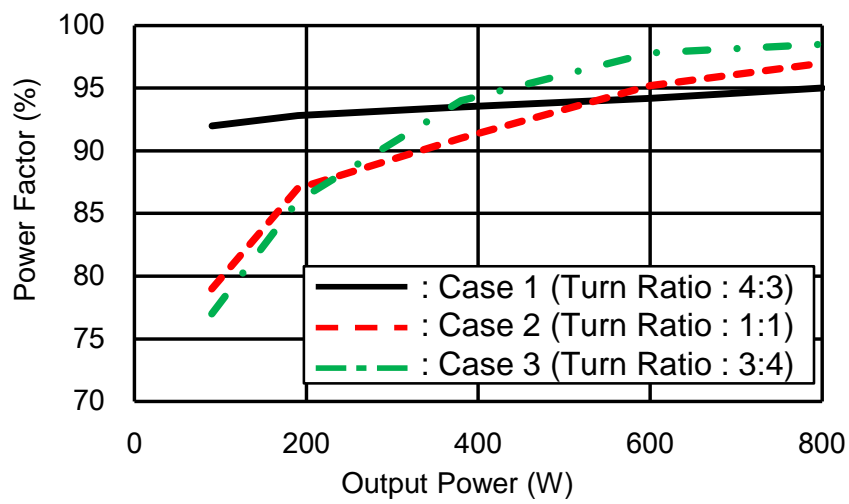


图 2.9 功率特性

この結果は、トランス巻数比を高くすることによる主スイッチの損失増加が効率低下の要因となっており、また、トランス巻数比を高くすることにより入力電圧ゼロクロス近辺でも高い出力を維持できることを示している。

効率については、巻数比 4:3 の時が最も高い。ただし、力率については巻数比 4.3 の時、他と比較して低いが、図 2.10 に示すように入力電流の高調波は IEC61000-3-2 クラス A の限度値以下であり規格を満たしている。従って、電力変換においてより重要な効率を優先し巻数比は 4:3 と決定した。

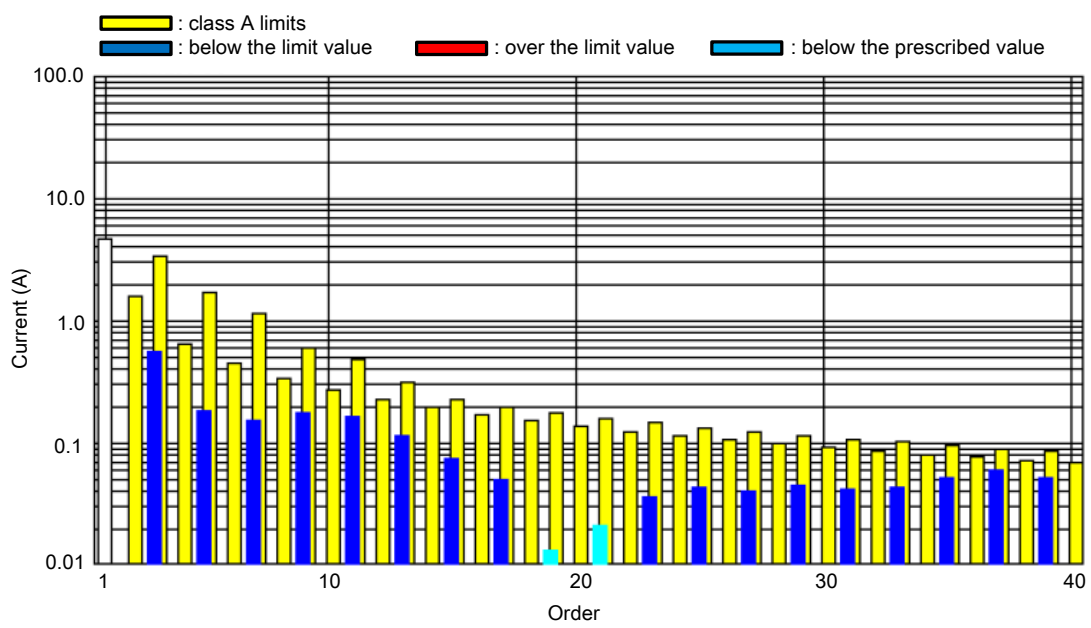
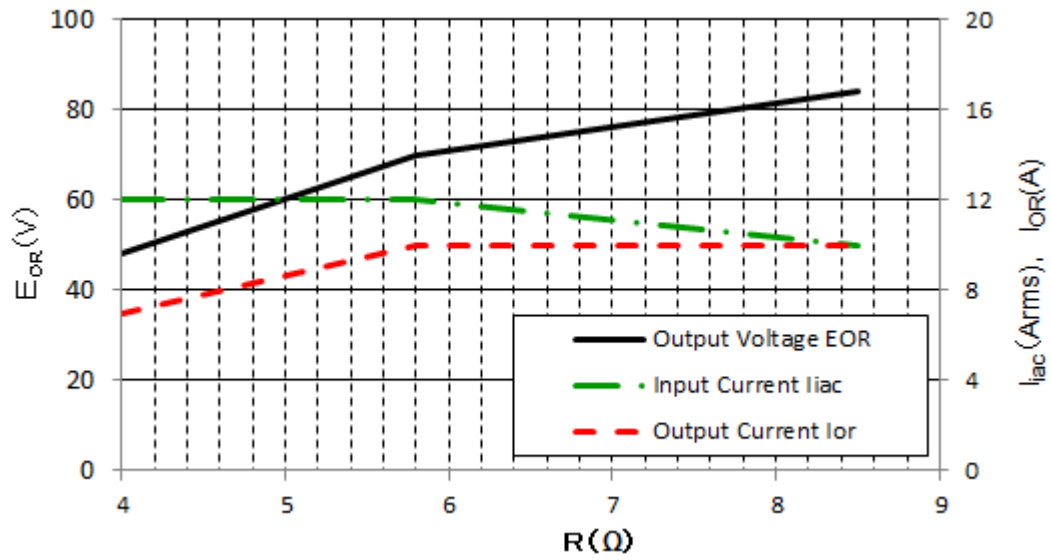


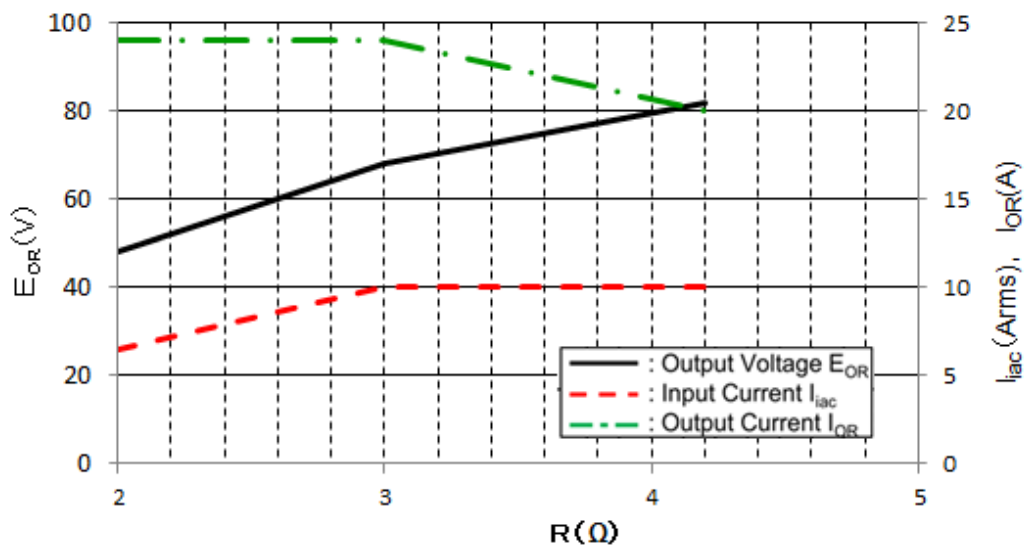
图 2.10 入力電流高調波

図 2.11 にトランス巻数比 4:3 におけるコンバータの出力特性を示す。コンバータは入力電圧に応じ入力電圧 100 Vrms で出力電流 12A, 入力電圧 200 Vrms で 24A の定電流動作を行うが、今回提案する充電器は家庭用コンセントから電力をとるため、分岐ブレーカ動作しないように出力電流を制御している。そのため、入力電圧 100Vrms の場合、5.8ohm 以上の負荷抵抗では出力電流が 12A から低下している。

今回提案する充電器は家庭用コンセントから電力をとるため、分岐ブレーカ動作しないように入力電流 10Arms からは出力電流を制限するため、入力電圧 100Vrms においては、5.8ohm 以上の負荷抵抗では出力電流が 12A から低下している。入力電圧 200Vrms においては 3ohm 以上の負荷抵抗では出力電流が 24A から低下している。出力電圧については、図 2.12 に示すように入力電圧の商用電源周波数に同期した 4V 程度のリップルを含んでいるが、平均出力電圧に変動はなく各出力電流と負荷抵抗に応じて安定した電圧となっている。



(a) $E_{iac} = 100$ Vrms.



(b) $E_{iac} = 200$ Vrms.

図 2.11 出力特性

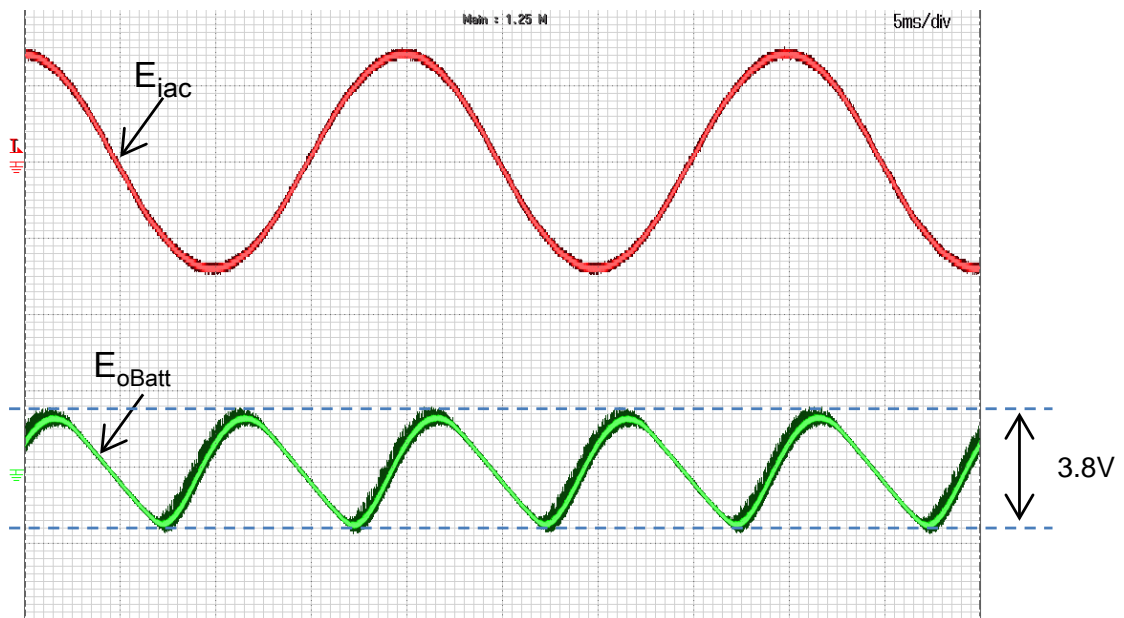


図 2.12 入力電圧および出力電圧波形

今回の実験には小型モビリティに一般的に搭載されている制御弁式鉛蓄電池 (VRLA: Valve-Regulated Lead-Acid Battery) を 6 直列接続し, 72V-60Ah, 4.2kWh の蓄電池として使用した。その諸元を表 2.2 に示す。

図 2.13 に Single-Stage コンバータで蓄電池を充電した時の出力電流波形, 図 2.14 に充電特性を示す。図 2.13 に示すように充電電流には商用電源周波数に同期した 1A 程度のリップル電流が発生しているが, 充電電流リップルに要求される充電電流 $\pm 10\%$ 以内であり, 蓄電池が要求する仕様を満たしている。また, 図 2.14 が示すように平均充電電流も変動はなく安定している。

表 2.2 バッテリセル諸元

Nominal voltage	12 V	
Nominal capacity	60 Ah	
Weight	21 kg	
Internal resistance at 25°C	At full charge	3.5 mΩ
Temperature dependence on capacity(1/3C)	45°C	111 %
	25°C	100 %
	0°C	84 %
Self-discharge at 25°C	Remain capacity after 3month storage	91 %

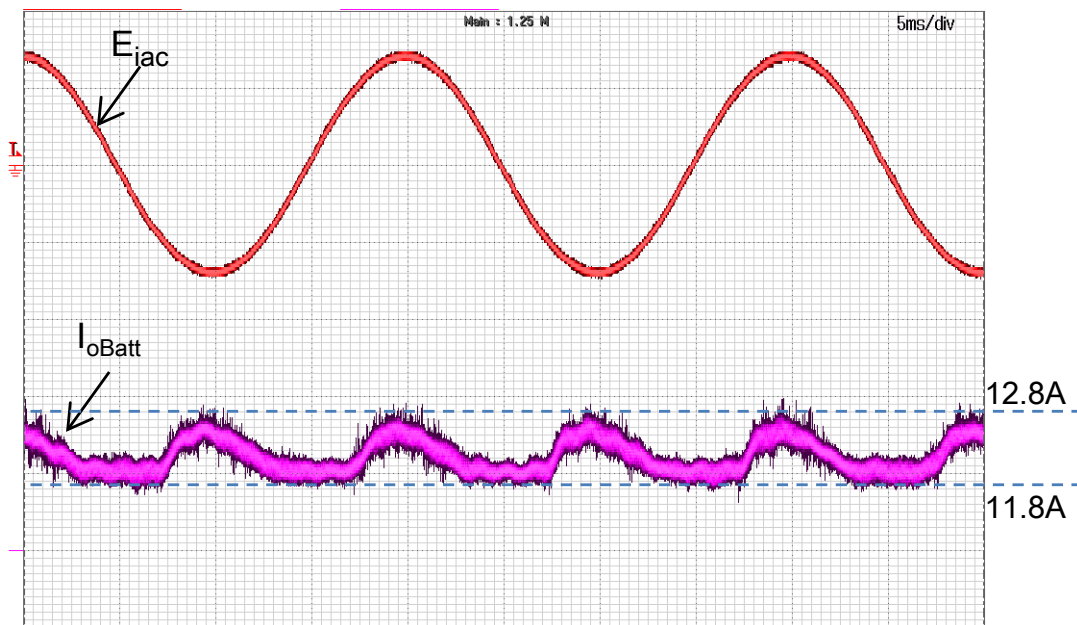


図 2.13 入力電圧および出力電流波形

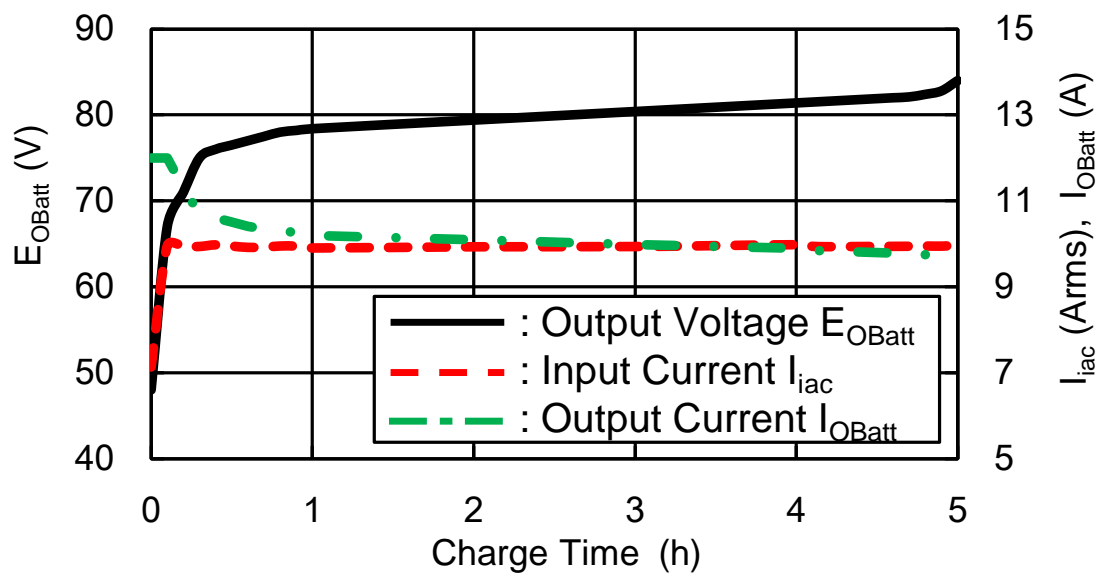
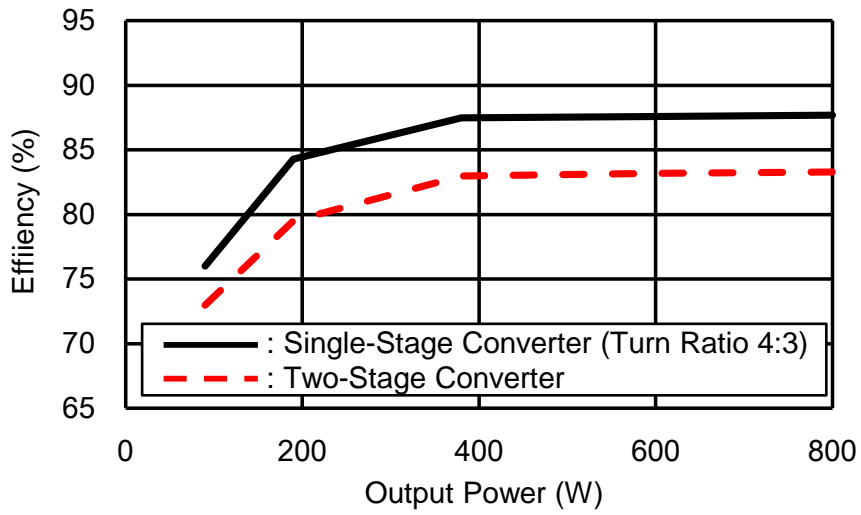


图 2.14 蓄電池充電特性

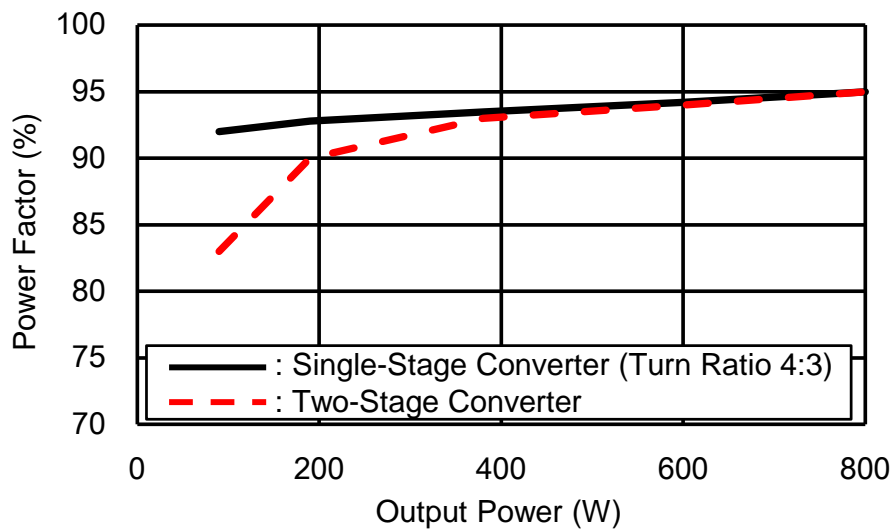
図 2.15 に入力電圧 100Vrms における Single-Stage コンバータと Two-Stage コンバータの効率と力率を示す。

充電時に主に使用される出力電力 800W での効率は Single-Stage コンバータでは 88.4%であり、Two-Stage コンバータの 83.7%に対し、4.7%高い効率を示している。力率は Single-Stage コンバータおよび Two-Stage コンバータでほぼ同等の 95%である。また、軽負荷時は Two-Stage コンバータは力率低下し、100W では 83%程度になっている。これは Two-Stage コンバータでは軽負荷時に間欠動作が発生しているためと考えられる。一方、提案した Single-Stage コンバータでは軽負荷時の間欠動作がなく、高い力率を維持している。

図 2.16 に入力電圧 200Vrms における Single-Stage コンバータと Two-Stage コンバータの効率と力率を示す。充電時に主に使用される出力電力 1600W での効率は Two-Stage コンバータは 85.5%に対し、Single-Stage コンバータは 88.9%で 3.4%高い効率を示している。力率は Single-Stage コンバータおよび Two-Stage コンバータほぼ同等で 94.5%である。また、軽負荷時は Two-Stage コンバータは力率低下し、200W では 82.5%程度になっている。これは Two-Stage コンバータでは入力電圧 100Vrms との時と同様軽負荷時に間欠動作が発生しているためと考えられる。一方、Single-Stage コンバータでは軽負荷時の間欠動作がなく、高い力率を維持している。

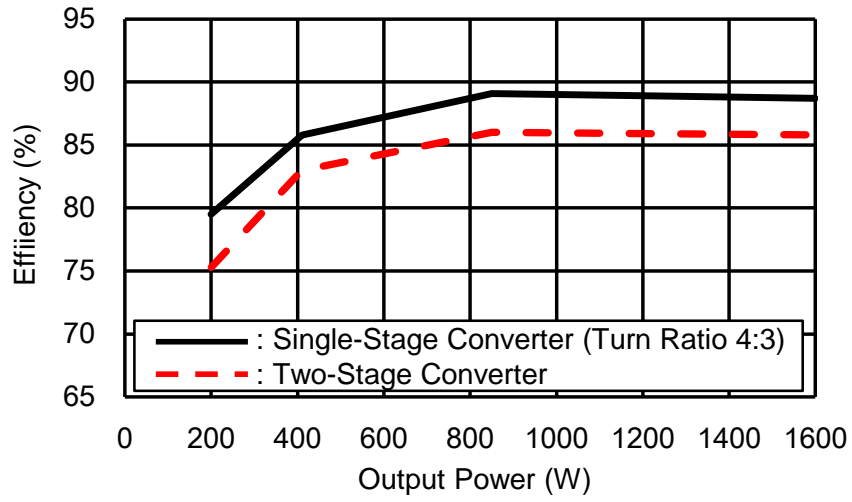


(a) Efficiency.

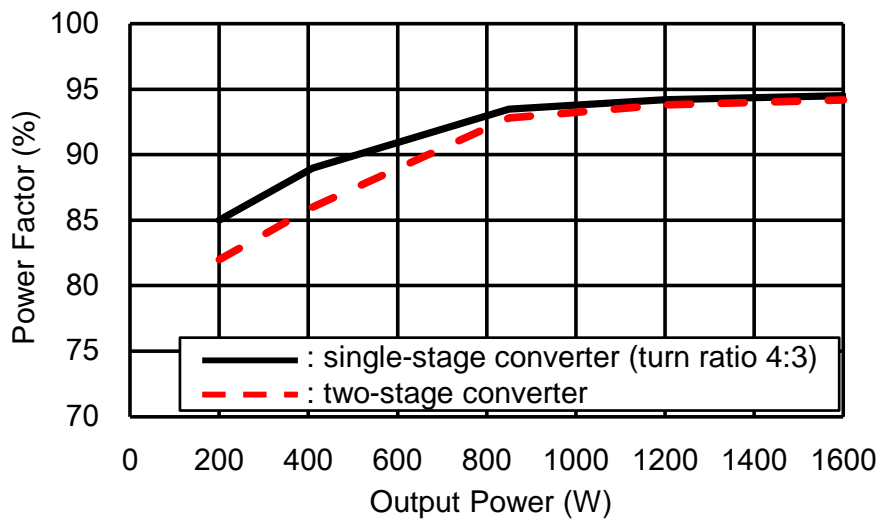


(b) Power factor

図 2.15 100Vrms 入力における効率および力率特性



(a) Efficiency.



(b) Power factor

図 2.16 200Vrms 入力における効率および力率特性

図 2.17 に本論文で提案した充電器の写真，表 2.3 に Two-Stage コンバータ充電器と Single-Stage コンバータの比較を示す。従来の Two-Stage コンバータ[86]の体積は 7736cm^3 であり，単位電力当たりの体積は $4.9\text{cm}^3/\text{W}$ ，重量は 4.2kg である。一方，提案した Single-Stage コンバータ充電器は体積が 3844cm^3 であり，単位電力あたりの体積は $2.4\text{cm}^3/\text{W}$ ，重量は 3.1kg である。Two-Stage コンバータに対して昇圧コンバータ部の削除および，効率改善による放熱フィンの小型化により，従来の Two-Stage コンバータ充電器に対し電力体積密度は 50.2% 向上，重量は 26.2% 削減した。この成果は，提案した Single-Stage コンバータが充電器の小型化軽量化に極めて有効であることを示している。

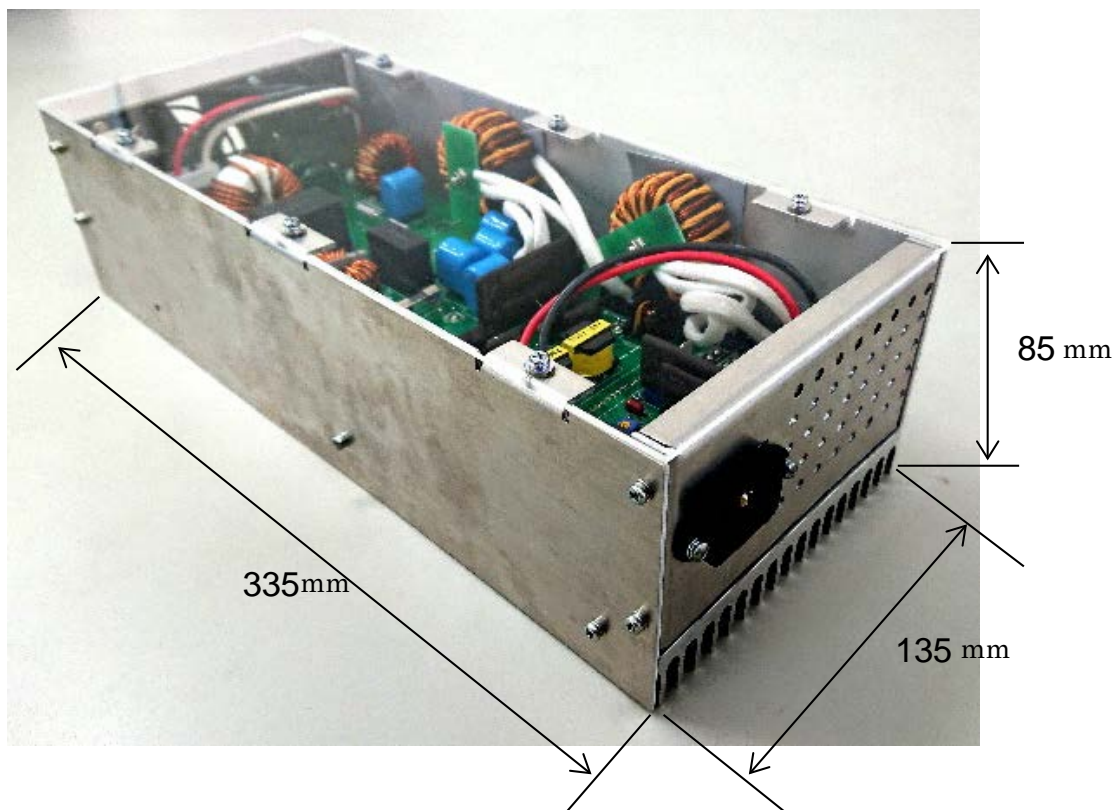


図 2.17 プロトタイプ充電器

表 2.3 充電器比較

	Two-Stage コンバータ	Single-Stage コンバータ
第 1 コンバータ	昇圧コンバータ	フルブリッジ型 DC-DC コンバータ
第 2 コンバータ	フルブリッジ型 DC-DC コンバータ	—
体積(cm ³)	7736	3844
回路部品重量(kg)	2.4	2.0
放熱フィンおよび ケース重量(kg)	1.8	1.1
充電器重量(kg)	4.2	3.1
電力体積密度(cm ³ /W)	4.9	2.4

2. 4 むすび

提案した **Single-Stage** コンバータ方式の充電器はマイクロ EV 用として求められる小型・軽量化、充電時間の短縮と家庭用商用電源からの充電に対し有効であることを動作解析および実験によって明らかにした。

その結果、**Two-Stage** コンバータと比較して、効率において入力電圧 100Vrms の場合 4.7%、入力電圧 200Vrms の場合、3.4%高く、力率において同等である。また、電力体積密度は 50.2%、重量は 26.2%削減し小型・軽量化できた。

また、商用電源周波数に由来する 100Hz および 120Hz のリップルが発生するが、蓄電池充電用途においては問題ない。

また、現在の家庭用分散電源は、家庭用電化製品が交流機器であることなどから、家庭用配電は AC バスが主流であるが、家庭用分散電源システム全体の効率化や再生可能エネルギー導入の普及などの観点から DC バスの有効性が多く提言されており、今後は DC バスの普及も期待されている。本論文で提案した **Single-Stage** コンバータは同じ回路構成で DC 入力にも対応でき、この観点からも家庭用分散電源システムにおいて **Single-Stage** コンバータ方式は有効な回路方式であると言える。

第3章 家庭用分散電源向け DC-DC コンバータ

3.1 まえがき

近年 CO₂ の抑制は世界的に喫緊の課題であり、あらゆる分野で脱炭素化を進めている。家庭においても熱源の電化やガソリン車から EV へのシフトなど化石燃料に代わる電力消費の急激な増加が予想されており、家庭での電力消費量の増加による商用発電の負担軽減は極めて重要な課題である。

そのために、各家庭で必要な電力を再生可能エネルギーで賄うことのできる家庭用分散電源は有力なソリューションであり、電力の効率的マネジメントの観点から[87]-[93]、家庭用分散電源において、DC バスが有力視され、今後の普及が期待されている。DC バスは AC バスのように太陽電池の直流出力を一旦交流出力に変換し、さらに直流に戻して蓄電池を充電するという複雑な手順を踏むことなく、最小の変換回数で充電を行うことが可能なため、電力効率の向上が期待できる。

家庭用分散電源は再生可能エネルギーによる電力源と蓄電池を併用して家庭内の機器に電力を供給し、発電と負荷の差を蓄電池の充放電で埋め合わせるようにする場合が一般的である。

ここで、EV の蓄電池を家庭用分散電源で充電する場合、比較的大きな電流で充電するため、単独の再生可能エネルギーによる電源で足りないときは複数の電源を用いた充電が必要である。複数システムの再生可能エネルギー源を接続した構成を図 3.1 に示す。

再生可能エネルギーである日射エネルギーは、太陽電池ユニットに接続された最適動作点制御による DC-DC コンバータによって電力として取り出され、電力系統として DC バスに接続するためのコンバータを通して DC バスへ送られる[94]-[96]。DC バスには上記の太陽電池と 2 つのコンバータを組み合わせた電源が複数台接続され、その電

力は、負荷としての交流機器へ DC-AC インバータを通して送られるとともに、蓄電池により平準化される。また、DC バスに接続された EV の蓄電池への充電が行われる。DC-AC インバータを介して家庭で消費される電力を除いて考えると、太陽電池から電力を取り出す回路自体が EV への搭載分も含んだ蓄電池への充電回路を兼ねる構成になっている。つまり、複数の異なった並列接続のエネルギー源から蓄電池に充電するシステムと考えることができる。

一般に、蓄電池への充電は単独のコンバータで行う。ただし、大容量蓄電池充電においては複数台のコンバータの並列運転で充電を行うこともあるが、その際は、並列接続された各コンバータ間の負荷バランスを調整するバランス回路を用いて、バランス良く電流を取り出すことが一般的である[97]-[102]。

大容量コンバータの単独運転よりも小容量コンバータを並列運転して負荷分散すると効率の良い動作点で運用でき、システム全体の効率は良い。また、小容量コンバータを大量生産することでコスト低減となる。

一方で、並列運転においてはバランス制御のために通信などで各コンバータ間を繋ぐ必要があり制御も複雑となる。特に、距離が離れたコンバータ同士を接続する場合は、接続網が複雑になる。

太陽電池電源システムにおいては、比較的離れたところに置かれた太陽電池からエネルギーを集積することが多いため、太陽光パネル 1 ユニット毎にコンバータを取り付けるのが一般的である。

結果として DC バスに接続するコンバータは並列となるが、離れたところに置かれているために、それらの電流の情報を集め、そのバランスをとることは難しい。

そして、何よりも、太陽光パネル毎に発電電力は異なるため、従来の並列運転制御では制御は極めて複雑になり現実的ではない。

様々な再生可能エネルギーを取り込む家庭用分散電源の普及においては、それぞれの

電源が単独で動作し、自律運転可能であることは重要な要素である。しかしながら、今後増えるであろう EV 用蓄電池の充電も考慮した電源のバランスに関する詳細な報告はなされていない。

本論文は、蓄電池を備え、太陽光から DC バスに直接接続する DC・DC コンバータの電力制御とシステム全体の電力の振舞いについて明らかにする。まず、このシステムモデルを示し、次に、蓄電池つまり DC バスの電圧の振舞い、コンバータの電力特性を示し、蓄電池充電時のシステム全体の動作メカニズムを明らかにする。

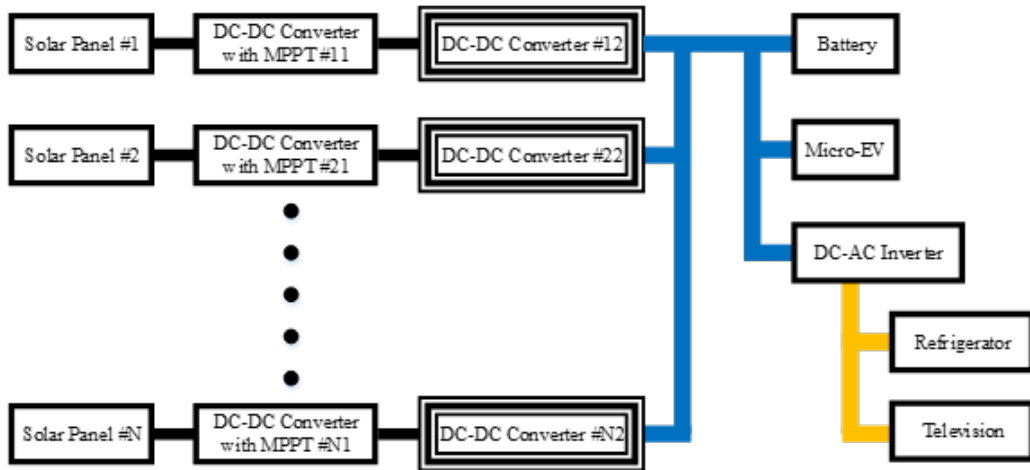


図 3.1 DC バス家庭用分散電源の概略(再掲載)

3. 2 回路構成および動作原理

リチウムイオン蓄電池は充電方法を誤ると発煙・発火を起こす可能性があり、充電電圧・充電電流は蓄電池毎に指定されている。リチウムイオン蓄電池の充電は一般的に定電流・定電圧充電方式で行う。定電流・定電圧充電方式は CCCV (Constant Current Constant Voltage) 充電方式と呼ばれ、始めに定電流で充電を行い、電池電圧が規定の値に到達したら過充電を防止するため、定電圧充電に移行する。

図 3.2 にリチウムイオン蓄電池の定電流・定電圧充電方式における典型的な充電特性を示す。充電電流 I_{oBatt_1} で充電を開始する。充電開始時間 t_0 のときの蓄電池電圧 E_{oBatt_0} から徐々に蓄電池電圧が上昇していき蓄電池電圧が E_{oBatt_1} になる充電時間 t_1 まで定電流充電を行う。蓄電池電圧が E_{oBatt_1} に到達後は、充電電圧 E_{oBatt_1} で定電圧充電を行う。定電圧充電で充電を進めると充電電流は徐々に減少し、充電電流下限値 I_{oBatt_1} まで低下する t_2 の時点で満充電と判断し充電完了する。

一般に、太陽光発電などで発電した電力を蓄電し、エネルギーマネジメントに使用するリチウムイオン蓄電池は、充電率 (SOC : States of Charge) 50%±10~20%の範囲で使用するのが一般的である。一方、EV 用途では車の走行距離の観点から、SOC 10~90%の範囲で使用する。そのため、時刻 t_0 において SOC 10%、時刻 t_1 において SOC 90%となるように E_{oBatt_0} および E_{oBatt_1} が蓄電池毎に設定されている。また、リチウムイオン蓄電池は SOC 100%近くまで充電を行うと蓄電池の劣化が進み蓄電池容量が低下するため、BMS (Battery Management System) によって時刻 t_1 ~ t_2 における定電圧充電は通常実施しない様に保護されている。以降、コンバータが定電流動作する期間を State 1、定電圧動作する期間を State 2 と呼ぶ。

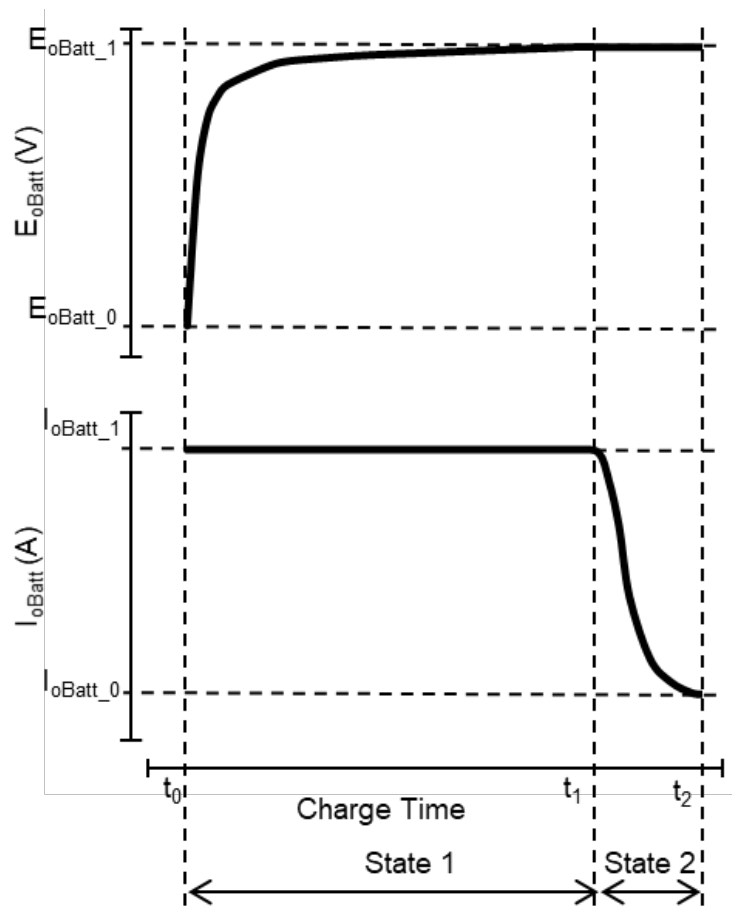


図 3.2 リチウムイオン蓄電池の充電特性

図 3.1 において、太陽光パネルに接続する DC-DC コンバータ with MPPT と DC バスに接続する DC-DC コンバータの組み合わせをコンディショナーと呼ぶ。本章ではコンディショナーを接続する DC バス側の DC-DC コンバータを複数台用いて蓄電池充電時の動作を実験によって明らかにする。

図 3.3 に DC-DC コンバータの回路ブロック，図 3.4 に実験回路を示す。実験では太陽光電池および MPPT 機能を有する DC-DC コンバータを模擬するため直流安定化電源を用い，2 台の DC-DC コンバータ(#12 および#22)を並列接続して，抵抗負荷に接続する。

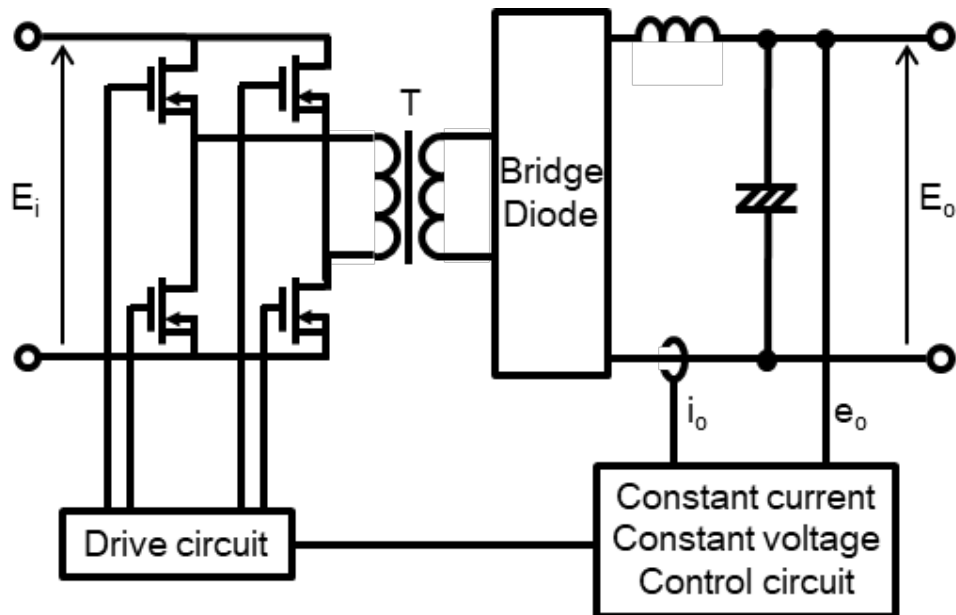


図 3.3 DC-DC コンバータ回路ブロック図

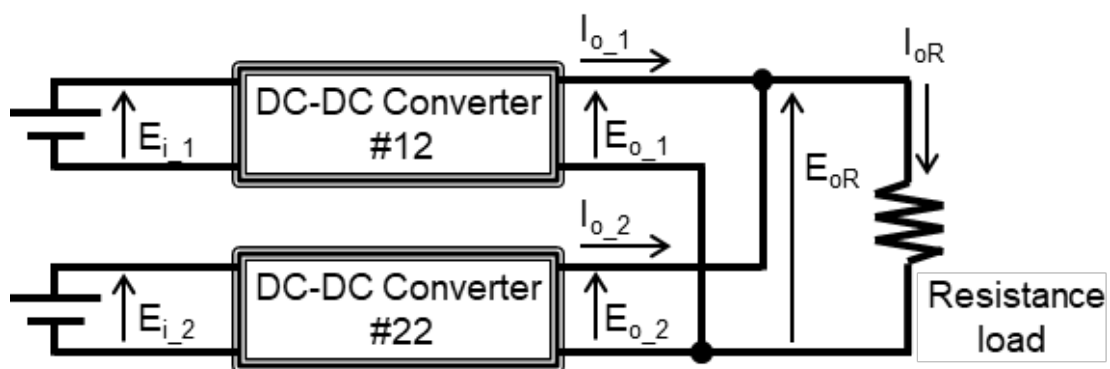


図 3.4 実験回路

3. 3 実験結果

図 3.5 に各 DC-DC コンバータ(#12 および#22)の出力特性を示す。DC-DC コンバータは定電流・定電圧動作 : CCCV (Constant Current Constant Voltage) 動作を行っており, 出力電圧 85V までは出力電流 80A の定電流出力を行ない, 出力電圧 85V になった時点で出力電圧 85V の定電圧出力に移行する。尚, 各コンバータは電圧・電流の検出系に 2%程度の誤差があり, 今回の実験に使用する DC-DC コンバータ(#12)は定電圧 85V, 定電流 80A, DC-DC コンバータ(#22)は定電圧 84V, 定電流 82A にて動作することを確認した。

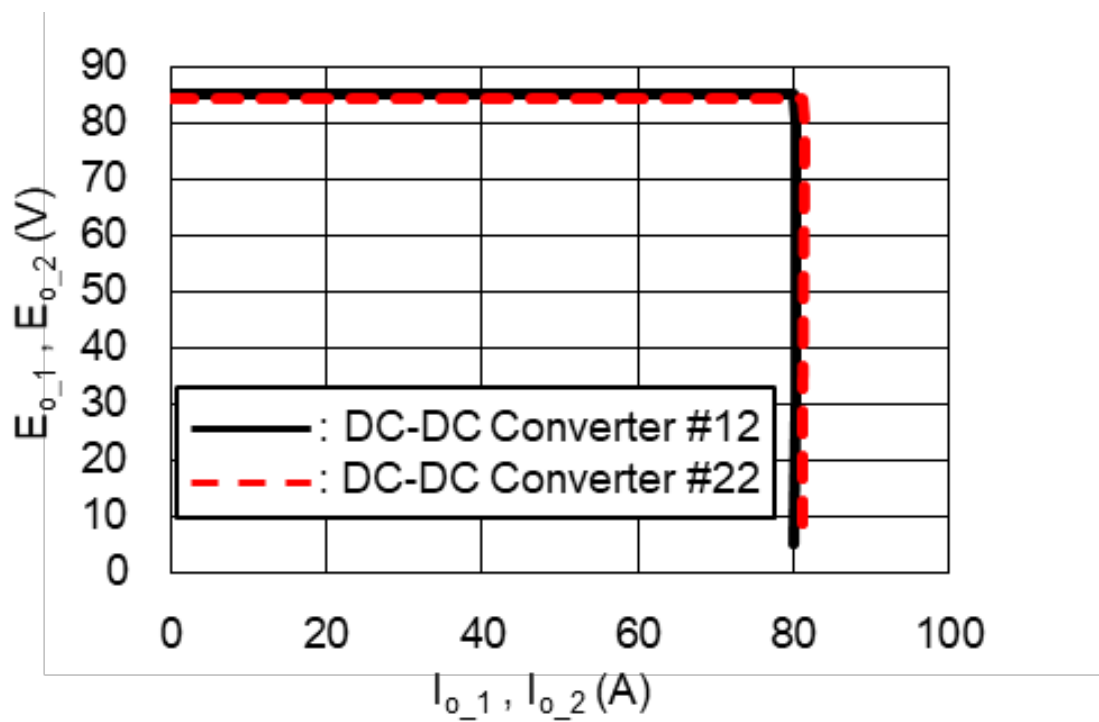


図 3.5 コンバータ#12 および#22 出力特性

図 3.6 は図 3.4 の DC-DC コンバータ#12 および#22 を並列に組み合わせ、出力電流 I_{oR} を 160A で動作させた場合に各負荷抵抗を変化させながら効率測定を行った結果を示す。なお、入力電圧 E_{i_1} および E_{i_2} は DC-DC コンバータ with MPPT の出力電圧の変動を想定し、240V、270V および 380V で測定を行った。マイクロ EV は 48V 系もしくは 72V 系の蓄電池を使うのが一般的である。

充電を行う場合のコンバータの出力電圧範囲は 48V 系のマイクロ EV の場合は 55 V から 65V であり、その範囲において測定結果の最大電力効率は 92.3% である。入力電圧 240V、270V、380V のいずれにおいても、出力電圧 55 V から 65V の範囲において、測定結果の電力効率は 91% 以上である。

72V 系のマイクロ EV では出力電圧範囲は 70V から 85V が想定され、最大電力効率は 93.2%、入力電圧 240V から 380V、出力電圧 70 V から 85V の範囲においても電力効率は 92.6% 以上である。

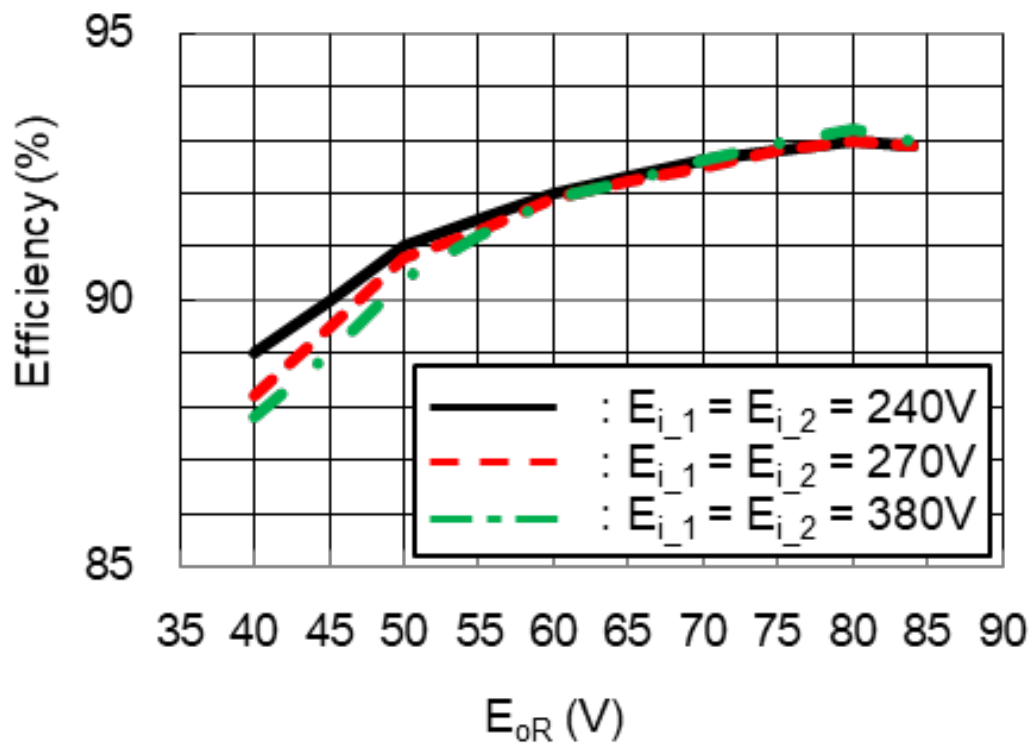


図 3.6 コンバータ#12 および#22 効率特性

図 3.7 に蓄電池を接続した実験回路を示す。実験に使用した蓄電池セルの諸元を表 1 に示す。表 3.1 に示すセルを 20 直列 3 並列接続し、97.5Ah の蓄電池として使用した。SOC10%時の蓄電池電圧は 70V、SOC90%時の蓄電池電圧は 85V である。

図 3.7 の回路で実験して得られたリチウムイオン蓄電池の充電特性を図 3.8 に示す。また、同じ時の DC-DC コンバータ#12 および#22 の出力電流を図 3.9 に示す。使用した蓄電池の特性から SOC10%における蓄電池電圧 E_{oBatt_1} は 70V、SOC90%における蓄電池電圧 E_{oBatt_2} は 85V である。充電電流 I_{oBatt} は、State 1 の定電流充電を 160A で行うように DC-DC コンバータ#12 および#22 の出力電流 I_{o_1} および I_{o_2} をそれぞれ 80A に設定した。尚、充電電流 I_{oBatt} が 0A となる時点で充電完了とした。

実験において、SOC10%から SOC90%までは各々のコンバータは 80A の定電流充電を行い、充電時間 t_1 が 40 分で SOC90%に到達し、その後 85V の定電圧充電(トリクル充電)を行って、SOC100%近くまで充電を行ない、 t_2 が 50 分の時点で充電完了した。

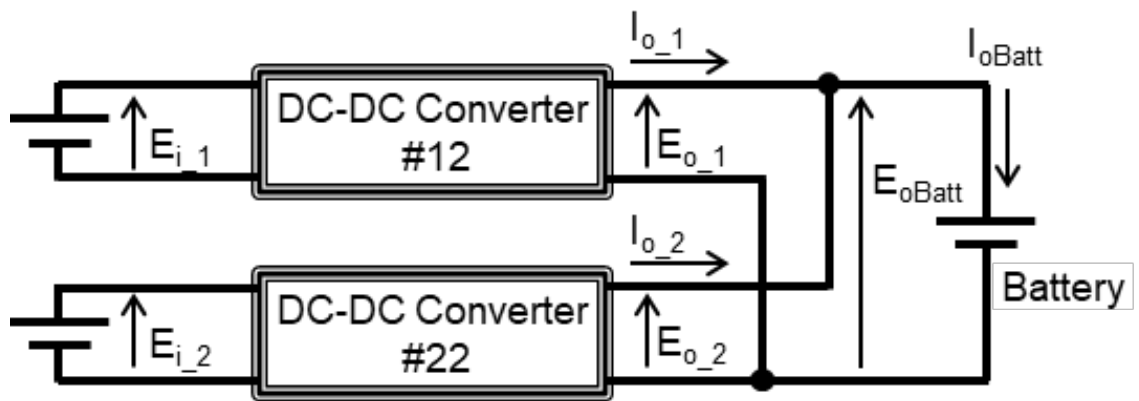


図 3.7 蓄電池を使用した実験回路

表 3.1 蓄電池諸元

Cathode Active Material	LMO with LNO
Anode Active Material	Graphite
Capacity	32.5 Ah
Nominal Voltage	3.75 V
Weight	787 g
Energy Density	157Wh/kg

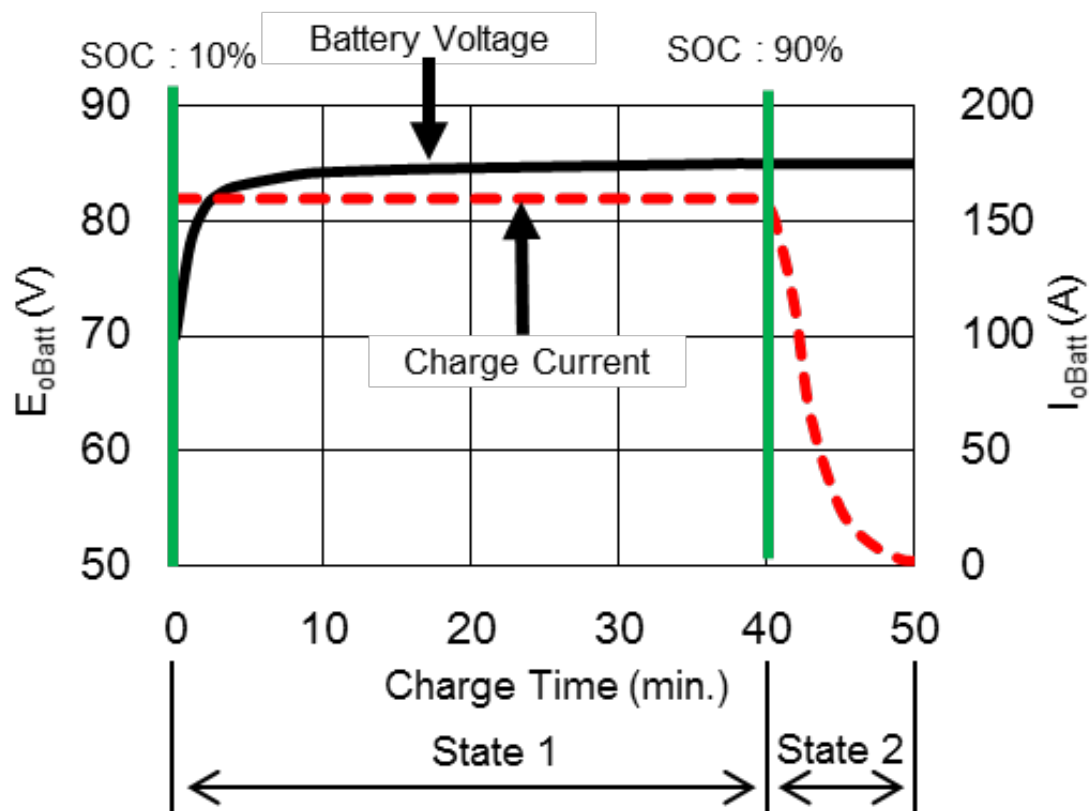


図 3.8 蓄電池充電特性

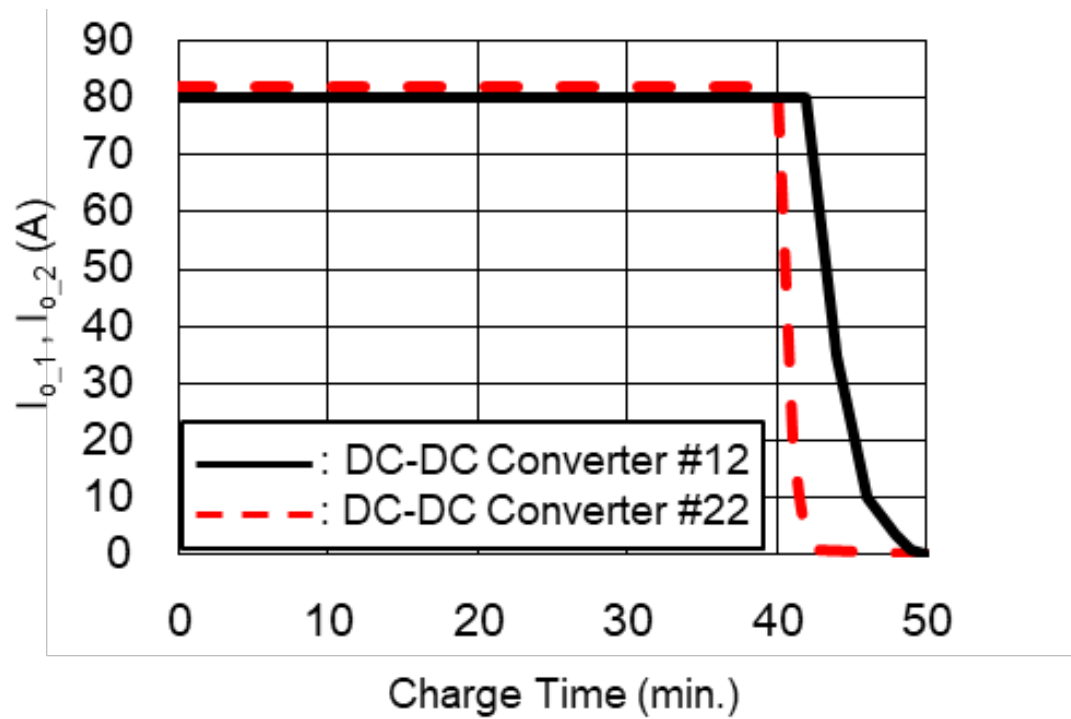


図 3.9 コンバータ#12 および#22 出力電流特性

State 1 においては 2 台の DC-DC コンバータはバランス制御なしで、出力電流それぞれほぼ 80A でバランスしている。State 2 では定電圧動作時の DC-DC コンバータ #12 と #22 の出力電圧の低いほうが先に定電圧動作に移行し、もう一方のコンバータは遅れて定電圧動作に移行した。State 1 においては図 3.6 に示すように最大電力効率 93.2%、全範囲においても電力効率 92.6%以上の効率の高い動作点で定電流充電している。State 2 の定電圧充電期間はコンバータ間の充電電流のアンバランスを生じているが、コンバータにおいては定格動作範囲内であり問題とならない。

並列接続された複数のコンバータで同時に EV 用蓄電池に充電するとき、State 1 においては各々のコンバータ間に制御系の制度のバラツキによる出力電流の差が生じていてもバランス制御なしで安定的に並列充電動作できている。これは State 1 での各コンバータが定電流動作していることによる。従って、EV 用のような蓄電池を充電する家庭用分散電源に接続する再生可能エネルギーのコンディショナーは定電圧動作だけでなく定電流動作可能なことが重要である。

DC バスから他の機器に電力を供給したときの DC バスの安定性について、実験回路を図 3.10 に示す。また、実験結果として DC-DC コンバータの出力電流 I_o 、バッテリー電圧 E_{oBatt} 、バッテリー電流 I_{oBatt} 、DC バスからの負荷電流 I_{oR} を図 3.11 に示す。図 3.11 において、初め充電段階は State2 の状態にある。この状態からスイッチ SW を ON すると抵抗負荷に負荷電流 I_{oR} が 155A 流れる。その時 DC バスの電圧は 86V から 82V 程度に低下して電圧を維持する。この時の図 3.11 の回路の各機器は以下のように動作している。コンバータは 86V の定電圧充電から自動的に 95A の定電流充電へと切り替わり出力を継続する。また、負荷電流に対するコンバータ出力の不足分を EV 用バッテリーが放電し、DC バス電圧を安定させている。スイッチ SW をオフすると、コンバータ出力は EV 用バッテリーへの定電流充電に即座に切り替わり、DC バス電圧が 86V まで上昇すると定電圧充電に切り替わり、充電を自律的に継続する。つまり DC バスに接続しているコンバータが DC バスの電圧によって定電流動作と定電圧動作を自動的に切り替えることによって DC バスの安定化を実現している。

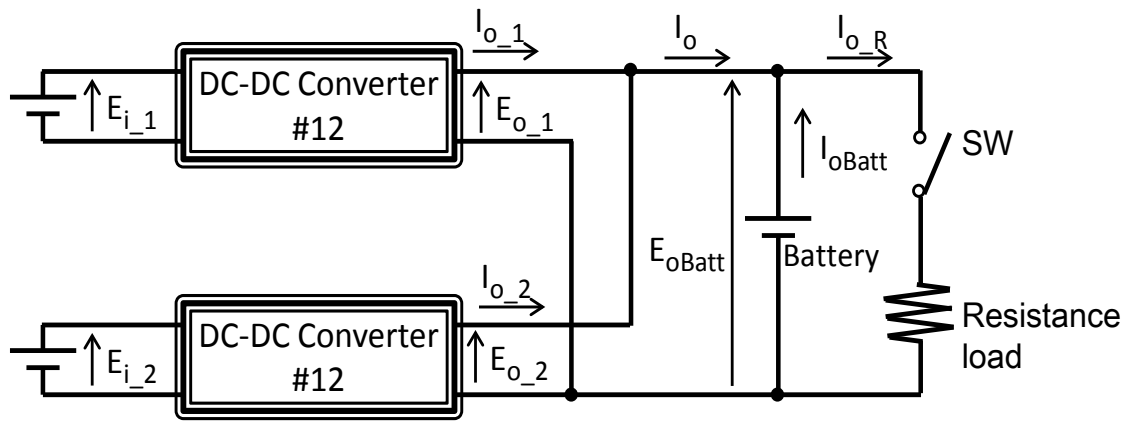


図 3.10 DC バスの安定性を確認するための実験回路

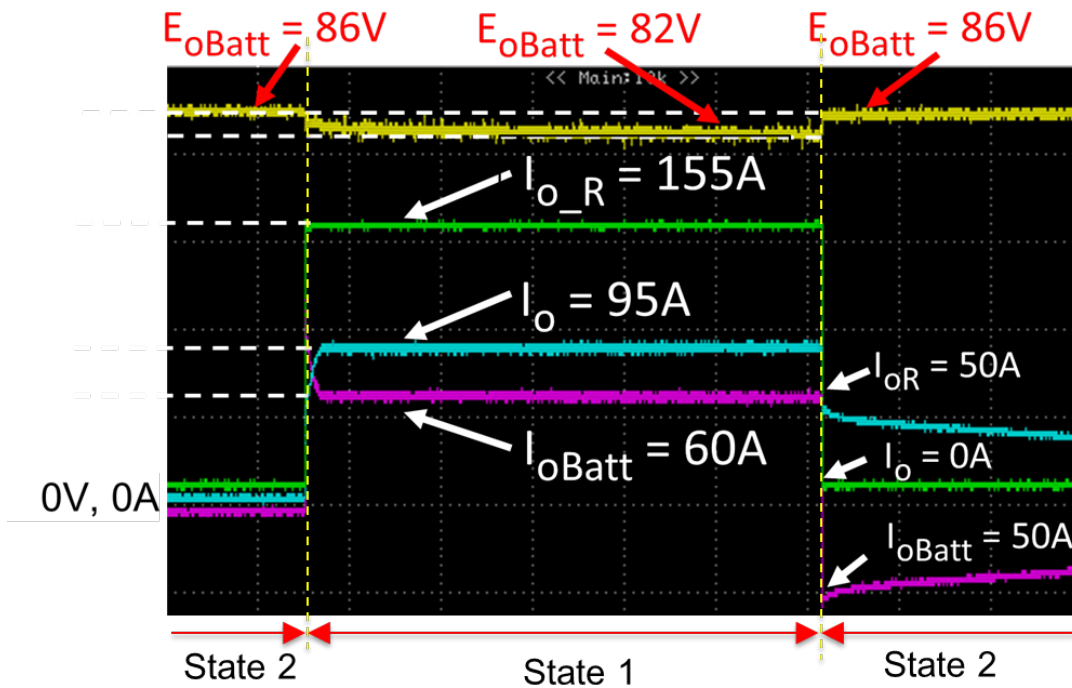


図 3.11 コンバータ出力波形

3. 4 むすび

家庭用分散電源向け DC-DC コンバータに関する評価のまとめを以下に記す。

- (1) 蓄電池充電期間中の収束時の短い期間では、電圧モードで操作するために、並列接続されたコンディショナーからは DC バスへの電圧が高い方からしか流れ出さないというアンバランス動作が起きるが、充電期間中の大部分を占める定電流モードでは、並列接続された各コンバータからは設定された定格値の電流がバランス良く取り出せることが分かった。
- (2) DC バスに接続する小容量のコンバータを並列運転することで、各々のコンバータの電力効率が良い動作点で充電動作し、72V 系蓄電池を充電する場合は最大効率 93.2%の高い電力効率で充電できることが分かった。
- (3) DC バスから他の機器へ電力を取り出した場合も、コンバータは定電流および定電圧充電を切り替えながら DC バスへの出力を継続し、バッテリーとの組み合わせによって DC バスの電圧が安定することを確認した。

今回の実験は 2 台のコンバータの並列運転によって行った。3 台以上の場合についても自律的に定電流動作するコンバータの場合、State 1 においては相互のバランス制御なしで安定的に並列充電できることが容易に予想できる。本章では、近い将来到来する EV 社会における再生可能エネルギーを中心とした分散電源の運用において小規模電源の並列運転で EV 蓄電池充電をバランス制御無しでできることを明らかにした。現在の家庭用分散電源においては、ローカルバスに接続する電源や蓄電池の電力をローカルバ

スの統括制御装置で制御するエネルギーマネジメントシステムが主流であるが、本論文の結果は多様な再生可能エネルギー由来の電源の活用を効果的に行うためには、電源相互の連携やバランス制御無しで高い効率で接続できる DC バスと自律型コンバータの組み合わせの普及が重要であることを示している。

第4章 結論

本論文では、家庭用分散電源のためのコンバータについて検討した。

本研究で得られた結論をまとめると次のようになる。

- (1) 提案した Single-Stage コンバータ方式の充電器は Two-Stage コンバータと比較して、効率において入力電圧 100Vrms の場合 4.7%、入力電圧 200Vrms の場合、3.4%高く、力率において同等である。また、電力体積密度は 50.2%、重量は 26.2%削減し小型・軽量化できた。
- (2) Single-Stage コンバータ方式の充電器は商用電源周波数に由来する 100Hz および 120Hz のリップルが発生するが、蓄電池充電用途においては問題ない。
- (3) DC バスから他の機器へ電力を取り出した場合も、コンバータは定電流および定電圧充電を切り替えながら DC バスへの出力を継続し、バッテリーとの組み合わせによって DC バスの電圧が安定することを確認した。
- (4) 提案した家庭用分散電源向け DC-DC コンバータの並列運転において、蓄電池充電期間中の収束時の短い期間では、電圧モードで操作するために、並列接続されたコンディショナーからは DC バスへの電圧が高い方からしか流れ出さないというアンバランス動作が起きるが、充電期間中の大部分を占める定電流モードでは、並列接続された各コンバータからは設定された定格値の電流がバランス良く取り出せることが分かった。
- (5) DC バスに接続する小容量のコンバータを並列運転することで、各々のコンバータの電力効率が良い動作点で充電動作し、72V 系蓄電池を充電する場合は最大効率 93.2%の高い電力効率で充電できることが分かった。

謝辞

本研究の遂行と論文作成にあたり、直接ご指導を賜り、研究全般にわたって終始ご指導とご鞭撻いただきました長崎大学大学院工学研究科の黒川不二雄教授（現在 長崎総合科学大学大学院 新技術創成研究所 特命教授）に心から感謝の意を表します。研究活動に関して多くのご助言をいただくなど、様々な面で支えて頂き、まことに有難うございました。

本論文の取りまとめに当たっては、同研究科 柴田裕一郎教授、辻峰男教授、樋口剛教授、山下敬彦教授、田中俊幸准教授、丸田英徳准教授に貴重なご助言とご指導を賜ったうえ、ご査読の労を煩わせました。ここに記して感謝の意を表します。

本研究において貴重なアドバイスを頂いた長崎大学大学院工学研究科 江藤春日教授、長崎総合科学大学 松井信正教授、梶原一宏講師に心から感謝の意を表します。

長崎大学大学院 博士後期課程へ進学の機会を与えてくださったイサハヤ電子株式会社 代表取締役会長 兼 社長 井寄春生様に深く感謝いたします。本研究は製品設計開発業務と同時進行で進められました。学業と開発業務の両立にご配慮いただきました常務取締役 瀬上昭夫様、設計1部 部長 徳永秀昭様に感謝いたします。

参考文献

- [1] 環境省 大気汚染対策, <http://www.env.go.jp/seisaku/list/air.html>
- [2] Global EV outlook 2017, International Energy Agency.
- [3] Siddhartha A. Singh, Giampaolo Carli and Najath A. Azeez, "Modeling and power flow control of a single phase photovoltaic/grid interconnected modified Zsource topology based inverter/charger for electric vehicle charging infrastructure," Proc. of 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, pp. 7190-7196, Oct. 2016.
- [4] 国立環境研究所, "日本国温室効果ガスインベントリ報告書," 2018年4月.
- [5] Hieu T. Nguyen, Duong T. Nguyen and Long B. Le, "Energy management for households with solar assisted thermal load considering renewable energy and price uncertainty," IEEE Trans. on Smart Grid, Vol. 6, no. 1, pp. 301-314, Jan. 2015.
- [6] Ankita Gupta, Bhanu Pratap Singh and Rajesh Kumar, "Optimal provision for enhanced consumer satisfaction and energy savings by an intelligent household energy management system," Proc. of 2016 IEEE 6th International Conference on Power Systems, pp. 1-6, Mar. 2016.
- [7] Jayalakshmi N. S., D. N. Gaonkar and Amrut Naik, "Design and analysis of dual output flyback converter for standalone PV/Battery system," International Journal of Renewable Energy Research, vol. 7, no. 3, pp. 1032-1040, 2017.
- [8] Y. Liu, W. Du, H. F. Wang, L. Y. Xiao and S. T. Dai, "The influence of the spatiotemporal complementarities of countrywide dispersed wind power on the

- China electricity system," Proc. of International Conference on Sustainable Power Generation and Supply, pp. 1-8, Sep. 2012.
- [9] Chanhyeok Kim, Hyeonseok Park, Seongho Ji and Daeseok Rho, "Analysis for the mal-function of protective devices (Re-closer) at the primary feeders with dispersed power sources," Proc. of Transmission & Distribution Conference & Exposition: Asia and Pacific, pp. 1-4, Oct. 2009.
- [10] Christophe Pillot, "Micro hybrid, HEV, P-HEV and EV market 2012–2025 impact on the battery business," Proc. of 2013 World Electric Vehicle Symposium and Exhibition, pp. 1-6, Nov. 2013.
- [11] Gangchul Kim, Chongpyo Cho, Youngdug Pyo and Wookhyun Lee, "The development of stand-alone battery pack for micro mobility EV," Proc. of IEEE Transportation Electrification Conference and Expo, Asia-Pacific, pp. 874-876, Jun. 2016.
- [12] T. Sakagami, Y. Shimizu and H. Kitano, "Exchangeable batteries for micro EVs and renewable energy," Proc. of 2017 IEEE 6th International Conference on Renewable Energy Research and Applications, pp. 701-705, Nov. 2017.
- [13] Yan Li, Peng Han, Jinkuan Wang and Xin Song, "Modeling and optimization oriented to the micro-grid-EV joint system," Proc. of 12th International Conference on Natural Computation, Fuzzy Systems and Knowledge Discovery, pp. 336-341, Aug. 2016.
- [14] Xinyi Lu, Nian Liu, Qifang Chen and Jianhua Zhang, "Multi-objective optimal scheduling of a DC micro-grid consisted of PV system and EV charging station," Proc. of 2014 IEEE Innovative Smart Grid Technologies, pp. 487-491, May. 2014.
- [15] 安川昌毅, 岩橋秀樹, 川村尚志, 静野隆之, 塙俊浩, 鈴木雅之, 須玉徹, 高橋奈緒, "

- 通信システム用ハイブリッド電源制御技術," 電子情報通信学会大会講演論文集, no. 2013, pp. 326, 2013年3月.
- [16] S. Adee, "the data: 37 Years of Moore's Law," *IEEE Trans. on Spectrum*, Vol. 45, no. 5, pp. 56, May. 2008.
- [17] 日本自動車工業会, "クルマとバッテリー," 2016年2月
- [18] Yingwei Huang, Seyyedmilad Ebrahimi, Navid Amiri, Zhenyu Shan and Juri Jatskevich, "Parametric dynamic phasor modeling of thyristor-controlled rectifier systems including harmonics for various operating modes," *IEEE Trans. on Energy Conversion*, Vol. 32, no. 4, pp. 1626-1629, Dec. 2017.
- [19] R. H. Ashique and Z. Salam, "A family of true zero voltage zero current switching (ZVZCS) nonisolated bidirectional DC–DC converter with wide soft switching range," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 64, no. 7, pp. 5416-5427, Feb. 2017.
- [20] T. Halder, "Selection of switching skills of the power MOSFET in the static converter," *Proc. of 2017 14th IEEE India Council International Conference*, pp. 1-6, Dec. 2014.
- [21] M. Packnezhad and H. Farzanehfard, "A fully soft-switched ZVZCS Full-Bridge PWM converter," *Proc. of 2009 IEEE Symposium on Industrial Electronics & Applications*, pp. 801-806, Oct. 2009.
- [22] 石塚洋一, 二宮保, "スイッチング電源の基礎と高電力効率化技術," 電子情報通信学会技術研究報告, 集積回路, no. 112, pp. 1-5, 2012年7月.
- [23] 山本貴之, 安部征哉, 松本聡, "パワーSoC用多出力POLの制御方法," 電子情報通信学会技術研究報告, 信学技報, no. 114, pp. 37-42, 2015年1月.
- [24] C.-J. Tsai, C.-Y. Tang, Y.-M. Chen and Y.-R. Chang, "Adaptive AC line current

- modulation for active power conditioners," Proc. of 2015 IEEE 2nd International Future Energy Electronics Conference, pp. 1-6, Nov. 2015.
- [25] Sérgio Augusto Oliveira da Silva, Azauri Albano de Oliveira and Vinícius Dário Bacon, "Single-stage threephase grid-tied PV system with universal filtering capability applied to DG systems and AC microgrids," IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 32, no. 12, pp. 9131-9142, Dec. 2017.
- [26] Y. Furukawa, H. Nakamura, H. Eto, Ilhami Colak and F. Kurokawa, "Quick response wide input range dc-dc converter for renewable energy system," International Journal of Renewable Energy Research, vol. 7, no. 4, pp. 1979-1988, 2017.
- [27] Yunhui Huang, Xiaoming Yuan, Jiabing Hu, Pian Zhou and Dong Wang, "DC-Bus voltage control stability affected by AC-Bus voltage control in VSCs connected to weak AC grids," IEEE Trans. on Emerging and Selected Topics in Power Electronics, Vol. 4, no. 2, pp. 445-458, Sep. 2015.
- [28] Ian C. Evans, R. Limpaecher, "High power clean DC bus generation using AC-link AC to DC power voltage conversion, DC regulation, and galvanic isolation," Proc. of 2009 IEEE Electric Ship Technologies Symposium, pp. 290-301, Apr. 2009.
- [29] Yang Liu, Yuejin Tang, Jing Shi, Xiaohan Shi, Jiayi Deng and Kang Gong, "Application of small-sized SMES in an EV charging station with DC bus and PV system," IEEE Trans. on Applied Superconductivity, vol. 25, no. 3, Jun. 2015.
- [30] Zheming Jin, Mehdi Savaghebi, Juan C. Vasquez, Lexuan Meng and Josep M. Guerrero, "Maritime DC microgrids - a combination of microgrid technologies and maritime onboard power system for future ships," Proc. of 2016 IEEE 8th

International Power Electronics and Motion Control Conference, pp. 179-184, May 2016.

- [31] Karthik Palaniappan, Swachala Veerapneni and Robert Cuzner, "Assessment of the feasibility of interconnected smart DC homes in a DC microgrid to reduce utility costs of low income households," Proc. of 2017 IEEE Second International Conference on DC Microgrids, pp. 467-473, Jun. 2017.
- [32] Arvind H. Kadam, Rishi Menon and Sheldon S. Williamson, "A novel bidirectional three-phase AC-DC/DC-AC converter for PMSM virtual machine system with common DC bus," Proc. of 2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, pp. 1944-1951, Apr. 2018.
- [33] Karthik Palaniappan, Swachala Veerapneni and Robert Cuzner, "Assessment of the feasibility of interconnected smart DC homes in a DC microgrid to reduce utility costs of low income households," Proc. of 2017 IEEE Second International Conference on DC Microgrids, pp. 467-473, Jun. 2017.
- [34] Parimalram Achintya Madduri, Jason Poon and Javier Rosa, "Scalable DC microgrids for rural electrification in emerging regions," IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, Vol. 4, no. 4, pp. 1195-1205, Dec. 2016.
- [35] Kožljak Armin and Akšamović Abdulah, "Hybrid ac-dc electrical installations on low-voltage level," Proc. of 2015 IEEE International Conference on Renewable Energy Research and Applications, pp. 438-442, Nov. 2015.
- [36] Shaghayegh Kazemlou, Shahab Mehraeen, Hossein Saberi and Sarangapani Jagannathan, "Stability of the small-scale interconnected dc grids via output-feedback control," IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power

Electronics, vol. 5, no. 3, pp. 960-970, Sept. 2017.

- [37] Efim A. Aksenov, Valery D. Yurkevich and Gennady S. Zinoviev, "Current-sharing and DC bus voltage control system design of paralleled DC-DC converters," Proc. of 2016 17th International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices, pp. 617-622, Aug. 2016.
- [38] S. Kazemlou, S. Mehraeen, H. Saberi, S. Jagannathan, "Stability of the small-scale interconnected dc grids via output-feedback control", IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, vol. 5, no. 3, pp. 960-970, Sept. 2017.
- [39] H. Nademi, Z. Soghomonian and L. Norum, "A robust predictive MPPT strategy: An enabler for improving the photovoltaic conversion source," Proc. of 2017 IEEE 6th International Conference on Renewable Energy Research and Applications, pp. 1086-1091, Nov. 2017.
- [40] K. Kajiwara, N. Matsui and F. Kurokawa, "A new MPPT control for solar panel under bus voltage fluctuation," Proc. of 2017 IEEE 6th International Conference on Renewable Energy Research and Applications, pp. 1265-1270, Nov. 2017.
- [41] R. Khanna, Q. Zhang and W. E. Stanchina, "Maximum power point tracking using model reference adaptive control," IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 29, no. 3, pp. 1490-1499, Mar. 2014.
- [42] Bikram Sah and Gudey Venkata Eswara Satish Kumar, "A comparative study of different MPPT techniques using different dc-dc converters in a standalone PV system," Proc. of 2017/2016 IEEE Region 10 Conference, pp. 1690-1695, Nov. 2016.

- [43] Bharath K R and Eenisha Suresh, "Design and implementation of improved fractional open circuit voltage based maximum power point tracking algorithm for photovoltaic applications," *International Journal of Renewable Energy Research*, vol. 7, no. 3, pp. 1109- 1113, 2017.
- [44] M. A. Abdourraziq, M. Ouassaid, M. Maaroufi, "Single-sensor based MPPT for photovoltaic systems", *International Journal of Renewable Energy Research*, vol. 6, no. 2, pp. 570-576, 2016.
- [45] Y. Jiang, J. A. Abu Qahouq, T. A. Haskew, "Adaptive step size with Adaptive-perturbation-frequency digital MPPT controller for a single-sensor photovoltaic solar system", *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 28, no. 7, pp. 3195-3205, Jul. 2013.
- [46] Amira Nisar and Mini Shaji Thomas, "Comprehensive control for microgrid autonomous operation with demand response," *IEEE Trans. on Smart Grid*, Vol. 8, no. 5, pp. 2081-2089, Sept. 2017.
- [47] Annette Werth, Nobuyuki Kitamura and Kenji Tanaka, "Conceptual study for open energy systems: distributed energy network using interconnected DC nanogrids," *IEEE Trans. on Smart Grid*, Vol. 6, no. 4, pp. 1621- 1630, Jul. 2015.
- [48] Wessam El-Baz and Peter Tzscheutschler, "Autonomous coordination of smart buildings in microgrids based on a double-sided auction," *Proc. of 2017 IEEE Power & Energy Society General Meeting*, pp. 1-5, Jul. 2016.
- [49] S. L. Arun and M. P. Selvan, "Intelligent residential energy management system for dynamic demand response in smart buildings," *IEEE Systems Journal*, pp. 1-12, Jan. 2017.
- [50] M. M. G. Lawan, J. Raharijaona and M.B. Camara, "Power control for

decentralized energy production system based on the renewable energies — using battery to compensate the wind/load/PV power fluctuations," Proc. of 2017 IEEE 6th International Conference on Renewable Energy Research and Applications, pp. 1132-1138, Nov. 2017.

- [51] 小林浩昭, 南川英樹, 市川修, "太陽光発電の発電量測定装置の開発と応用," 職業能力開発研究誌, no. 31, pp. 106-111, 2015 年.
- [52] 小林浩昭, 荒井純一, "他の地域の発電量データを利用した太陽光発電の短期予測," 電気学会電力技術・電力系統技術合同研究会, pp.119-124, 2014 年
- [53] 資源エネルギー庁, "再生可能エネルギー各電源の導入の動向について," 2015 年 3 月.
- [54] 資源エネルギー庁, "次世代自動車用電池の将来に向けた提言," 2006 年 8 月.
- [55] 国立研究開発法人新エネルギー・産業技術総合開発機構(NEDO), "車載用蓄電池分野の技術戦略策定に向けて," 2015 年 10 月.
- [56] T. Matsushima and T. Horie, "Residual capacity estimation of stationary Lithium-ion secondary cells in telecommunications systems using a brief discharg," Proc. of International Telecommunications Energy Conference, pp. 1-7, Sep. 2006.
- [57] I. Suzuki, T. Shizuki, and K. Nishiyama, "High Power and Long Life Lithium-ion Battery for Backup Power Sources," Proc. of International Telecommunications Energy Conference, pp. 317-323, Oct. 2006.
- [58] C. M. C. Duarte, I. Barbi, "A New Family of ZVS-PWM Active-Clamping DC-to-DC Boost Converters: Analysis Design and Experimentation," IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 12, no. 5, pp. 824-831, Sep. 1997.
- [59] A. Mohammad, Md. S. Rahaman, S. K. Rahman, O. Ahmed, A. I. Aziz and T. U.

- Muntakim, "Impact of source resistance on duty ratio and output voltage of a DC to DC step down converter," Proc. of 2015 IEEE International Conference on Electrical, Computer and Communication Technologies, pp. 1-4, Mar. 2015.
- [60] M. H. Rashid, "DC-DC converters," Proc. of Power Electronics Circuits Devices and Applications, pp. 166-224, 2004.
- [61] B. Bell and A. Hari, "Topology key to power density in isolated dc-dc converters," Power Electronics Technology," pp. 16-20, Feb. 2011.
- [62] Julio C. Maragaño-Schmidt and José Renes-Pinheiro, "Comparative study of Full-Bridge and Double Half-Bridge converters," Proc. of 2015 CHILEAN Conference on Electrical, Electronics Engineering, Information and Communication Technologies, pp. 1067-1074, Oct. 2015.
- [63] G.J. Maass, A. Ferrari de Souza and I. Barbi, "Analysis and experimentation of a forward converter with active clamping and output rectifier using a center tapped transformer," Proc. of 2001 IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference, pp. 1767-1772, Jun. 2001.
- [64] 飯塚幸三, 坂倉省吾, "世界の規格便覧 第1巻 国際編," 日本規格協会, 2005年3月
- [65] 小山琢士, 下川宗一郎, 石塚洋一, 黒川不二雄, 松尾博文, 木村研吾, 青池 南城, "バックライト用圧電トランス—石式駆動回路の比較," 電子情報通信学会技術研究報告, EE, 電子通信エネルギー技術, no. 102, pp. 83-88, 2002年5月.
- [66] 下川宗一郎, 石塚洋一, 黒川不二雄, 松尾博文, 木村研吾, 青池 南城, "バックライト用圧電トランスの駆動回路方式の比較について," 電子情報通信学会技術研究報告, EE, 電子通信エネルギー技術, no. 100, pp. 79-84, 2001年2月.
- [67] S. Hattori, F. Kurokawa and K. Ueno, "Performance Characteristics of Single-

- Stage AC-DC Full-Bridge Converter,” Proc. of IEEE International Conference on Power Electronics and ECCE Asia, pp. 1-6, Jun.2015. (2.2)
- [68] S. Hattori and F. Kurokawa, “Single Stage AC-DC Full-Bridge Converter for Battery Charger,” Proc. of IEEE International Telecommunication Energy Conference, pp. 242-247, Oct. 2015. (2.2)
- [69] S. Hattori, H. Eto and F. Kurokawa, "High power density battery charger for plug-in micro EV," International Journal of Renewable Energy Research, vol. 8, no. 2, pp. 1006-1015, Jun. 2018. (2.2)
- [70] S. Hattori, H. Eto, J. Wang and F. Kurokawa, " Performance characteristics of high power density battery charger for plug-in micro EV,” Proc. of IEEE International Power Electronics and Application Conference and Exposition, Nov. 2018. (2.2)
- [71] Jizhe Wang; H. Eto and F. Kurokawa, "A novel zero-voltage-switching approach for predictive boundary conduction mode PFC converter," Proc. of International Conference on Renewable Energy Research and Applications, pp. 723-727, Nov. 2017.
- [72] M. Abedi and B. Erzen, "A hybrid-switching based bridgeless PFC converter for on-board battery chargers using predictive current control," International Journal of Renewable Energy Research, vol. 2, no. 4, pp. 645-651, 2012.
- [73] P. R. Mohanty, A. K. Panda and D. Das, "An active PFC boost converter topology for power factor correction," Proc. of 2015 Annual IEEE India Conference, pp. 1-5, Dec. 2015.
- [74] Mihaela-Codruta Ancuti, M. Svoboda, S. Musuroi, A. Hedes, Nicola-Valeriu Olarescu and M. Wienmann, "Boost interleaved PFC versus bridgeless boost

- interleaved PFC converter performance/efficiency analysis," Proc. of 2014 International Conference on Applied and Theoretical Electricity, pp. 1-6, Oct. 2014.
- [75] H.Z.Azazi, E. E. EL-Kholy, S.A.Mahmoud and S.S.Shokralla, "Review of passive and active circuits for power factor correction in single phase, low power AC-DC converters," Proc. of the 14th International Middle East Power Systems Conference, Dec. 2010.
- [76] C. Marxgut, J. Biela and J.W. Kolar, "Interleaved triangular current mode (TCM) resonant transition, single phase PFC rectifiers with high efficiency and high power density," Proc. of 2010 IEEE International Power Electronics Conference, pp. 1725-1732, Jun. 2010.
- [77] M. Bhuvanewari and R.Suresh Kumar, "A high efficiency power factor correction using interleaved boost converter with fuzzy logic control," International Journal of Engineering Science and Technology, vol. 5, no. 6, Jun. 2013.
- [78] Ibrahim M. Safwat and Wu Xiaohua, "Comparative study between passive PFC and active PFC based on Buck-Boost conversion," Proc. of 2017 IEEE 2nd Advanced Information Technology, Electronic and Automation Control Conference, pp. 45-50, Mar. 2017.
- [79] H. Wei, "Power factor correction circuits," Power Electronics Handbook, Elsevier Inc., pp. 1-25, 2006.
- [80] B. T. Vankayalapati, R. Singh and Vinod Kumar Bussa, "Two stage integrated on-board charger for EVs," Proc. of 2018 IEEE International Conference on Industrial Technology, pp. 1807-1813, Feb. 2017.

- [81] M. Yilmaz and P.T. Krein, "Review of battery charger topologies charging power levels and infrastructure for plug-in electric and hybrid vehicles," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 28, no. 5, pp. 2151-2169, May 2013.
- [82] M. Yilmaz and P.T. Krein, "Review of integrated charging methods for plug-in electric and hybrid vehicles," *Proc. of 2012 IEEE International Conference on Vehicular Electronics and Safety*, pp. 346-351, Jul. 2012.
- [83] S. Haghbin, S. Lundmark, M. Alakula and O. Carlson, "Grid-connected integrated battery chargers in vehicle applications: Review and new solution", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 2, pp. 459-473, Feb. 2013.
- [84] I. Subotic, N. Bodo, E. Levi and M. Jones, "Onboard integrated battery charger for evs using an asymmetrical nine-phase machine," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 5, pp. 3285-3295, May 2015.
- [85] I. Subotic, N. Bodo, E. Levi, "Single-phase on-board integrated battery chargers for evs based on multiphase machines," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 9, pp. 6511-6523, Sep. 2016.
- [86] THE NIKKEI,
<https://www.nikkei.com/article/DGXNZO44765250Z00C12A8LX0000/>," Aug. 2012.
- [87] Y. Yang, H. Li, A. Aichhorn, J. Zheng, and M. Greenleaf, "Sizing strategy of distributed battery storage system with high penetration of photovoltaic for voltage regulation and peak load shaving," *IEEE Trans. on Smart Grid*, vol. 5, no. 2, pp. 982–991, Mar. 2014.
- [88] C. Molitor, S. Gross, J. Zeitz, and A. Monti, "MESCOS-A multienergy system cosimulator for city district energy systems," *IEEE Trans. on Industrial*

- Informatics, vol. 10, no. 4, pp. 2247–2256, Nov. 2014.
- [89] V. Larsson, L. Johannesson Mardh, B. Egardt, and S. Karlsson, "Commuter route optimized energy management of hybrid electric vehicles," *IEEE Trans. on Intelligent Transportation Systems*, vol. 15, no. 3, pp. 1145–1154, Jun. 2014.
- [90] C. Zhao, S. Dong, F. Li, and Y. Song, "Optimal home energy management system with mixed types of loads," *CSEE Journal of Power and Energy Systems*, vol. 1, no. 4, pp. 29–37, Dec. 2015.
- [91] J. Giri, "Proactive management of the future grid," *IEEE Power and Energy Technology Systems Journal*, vol. 2, no. 2, pp. 43–52, Jun. 2015.
- [92] V. Murugesan, Y. Chakhchoukh, V. Vittal, G. T. Heydt, N. Logic, and S. Sturgill, "PMU Data Buffering for Power System State Estimators," *IEEE Power and Energy Technology Systems Journal*, vol. 2, no. 3, pp. 94–102, Sep. 2015.
- [93] A. M. Dizqah, A. Maheri, K. Busawon, and A. Kamjoo, "A multivariable optimal energy management strategy for standalone dc microgrids," *IEEE Trans. on Power Systems*, vol. 30, no. 5, pp. 2278–2287, Sep. 2015.
- [94] S. Hattori, K. Kajiwara, N. Matsui and F. Kurokawa, "72V DC bus output full-bridge converter in solar power system for micro EV," *Proc. of International Conference on Renewable Energy Research and Applications*, pp. 544-547, Nov. 2017. (3.1)
- [95] S. Hattori, H. Eto, K. Kajiwara and F. Kurokawa, "An evaluation of charging power balance of EV battery for household distributed power system," *International Journal of Renewable Energy Research*, vol. 8, no. 1, pp. 1-6, Mar. 2018. (3.1)
- [96] S. Hattori, H. Eto, J. Wang and F. Kurokawa, " Experimental verification of DC

bus voltage stability for household distributed power system with micro EV battery," Proc. of International Conference on Renewable Energy Research and Applications, Oct. 2018. (3.1)

- [97] Hung-Chi Chen, Che-Yu Lu and Uma Sankar Rout, "Decoupled master-slave current balancing control for three-phase interleaved boost converters," IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 33, no. 5, pp. 2278–2287, May 2018.
- [98] Y. Panov , J. Rajagopalan and F. C. Lee, "Analysis and design of N paralleled DC-DC converters with master-slave current-sharing control," Proc. of IEEE Appl. Power Electron. Conf., vol. 1, pp. 436–442. 1997.
- [99] V. J. Thottuvelil and G. C. Verghese, "Analysis and control design of paralleled DC/DC converters with current sharing," IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 13, no. 4, pp. 635–644, Jul. 1998.
- [100]G. Guoyong and S. Bingxue, "Design of multi-phase DC-DC converter with master-slave current sharing control," Proc. of IEEE Conf. Comput., Commun., Control Power, vol. 3, pp. 1990–1993, 2002.
- [101]Kun-Da Wu, Ming-Hao Chiu, Chih-Shiun Jheng, Jiann-Jong Chen, Yuh-Shyan Hwang, Yi-Tsen Ku and Cheng-Chieh Yu, "A new multiphase buck converter with optimum-damping-control and current-balanced techniques," Proc. of 2017 International Conference on Applied System Innovation, pp. 1320–1323, May 2017.
- [102]O. Garcia, P. Zumel, A. de Castro, P. Alou and J.A. Cobos, "Current self-balance mechanism in multiphase buck converter", IEEE Trans. on Power Electronic, vol. 24, no. 6, pp. 1600-1606, Jun. 2009.