

- 修士論文 -

電池・キャパシタハイブリッド電源システムの研究
～Half Controlled Converter の改良と制御～

Research on Battery-Capacitor Hybrid Power Supply System
～Improvement and Control of Half Controlled Converter～

平成 23 年 2 月 8 日提出

指導教員：堀洋一教授

東京大学大学院
工学系研究科電気系工学専攻
37-096452 国枝 佑樹

内容梗概

電気自動車やハイブリッド車等への適用を目的としたエネルギーストレージシステムとして、電池とキャパシタそれぞれの特長を生かしたハイブリッド電源システムの有効性を示し、特にその制御を担うコンバータとして、従来に比べ大幅な小型化が可能な **Half Controlled (HC) Converter** の研究を行った。新しく必要となるキャパシタの電圧調整制御法を開発し、小型電気自動車への適用を目的に作製した回路による実験にて、その有効性を示した。また、従来の **Half Bridge Converter** と比較して、小型化、高効率化についての検証を行い、**HC Converter** の優位性を明らかにした。さらに、負荷変動に対してもキャパシタからの高出力アシスト制御ができることを、実機実験によって示した。

目次

第 1 章 序論	
1.1 研究背景	1
1.1.1 電気自動車の開発と電池技術	1
1.1.2 電池・キャパシタハイブリッド電源システム	3
1.2 研究目的	4
1.3 本論文の構成	4
第 2 章 電池・キャパシタハイブリッドシステムの要素技術	
2.1 エネルギーストレージデバイス	6
2.1.1 各種二次電池	6
2.1.2 電気二重層キャパシタ(Electric Double Layer Capacitor)	7
2.1.3 電池とキャパシタを併用する意義	9
2.2 ハイブリッド電源システムの構成 ～DC/DC コンバータ～	10
2.2.1 DC/DC コンバータの接続方式	10
2.2.2 Half Bridge Converter	11
第 3 章 Half Controlled Converter	
3.1 Half Controlled Converter の特長	14
3.2 Half Controlled Converter の動作	15
3.2.1 Half Controlled Converter の動作原理	15
3.2.2 2つのキャパシタ電圧の関係性	18
3.2.3 2つのキャパシタ容量比の設計指標	19
3.3 実使用条件における Half Controlled Converter の動作	20
3.4 キャパシタ電圧調整回路	22
3.4.1 キャパシタ電圧調整回路の構成と動作	22
3.4.2 キャパシタ電圧調整回路の制御法	23
3.4.3 数値シミュレーションによる検証	24
3.5 Half Controlled(HC) Converter の回路素子の検討	25
3.5.1 インダクタの大きさ	25
3.5.2 スイッチング素子における損失	27
3.6 小電力用基礎実験回路による検証	29
第 4 章 大電力用回路による電池・キャパシタ間充放電実験	
4.1 実験概要	31
4.1.1 実験装置	31

4.1.2	実験内容	34
4.2	実験結果	34
4.3	インダクタの小型化と損失の考察	35
4.4	まとめ	37
第5章	電池・キャパシタハイブリッド電源システムの制御	
5.1	電池・キャパシタハイブリッド電源システムの高出力アシスト制御	38
5.2	大電力用回路による抵抗負荷試験	39
5.2.1	実験概要	39
5.2.2	実験結果	40
5.3	まとめ	43
第6章	結論	
6.1	本論文のまとめ	44
6.2	今後の課題	44
	謝辞	46
	参考文献	47
	発表文献	49

第1章 序論

近年、電気自動車は普及への兆しを見せており、本格的な普及に向けての最も重要な要素の一つであるエネルギーストレージデバイスの高性能化が、非常に期待されている。その主流として考えられているリチウムイオン電池の開発は、ますます競争力を増している。

しかし一方で、電気二重層キャパシタを電池と併用して利用するシステムを構成し、それぞれの長所を生かして使用することで、高性能なエネルギーストレージシステムを実現しようという別のアプローチからの考え方も存在する。本研究は、電池・キャパシタハイブリッドシステムにおいて、特にその制御を担うコンバータ回路に着目し、回路の小型化に特長のある **Half Controlled Converter** と呼ばれるコンバータの研究を行い、実機実験によりその優位性を示したものである。

本章ではまず序論として、研究の背景および目的、本論文の構成について述べる。

1.1 研究背景

1.1.1 電気自動車の開発と電池技術

地球温暖化による現象は世界各地で確認され、年々状況は悪化している。地球温暖化の原因は、大気中の CO₂ 濃度の増加の影響が大きいといわれている。図 1.1 に示す化石燃料からの CO₂ 排出量^[1]をみると、1960,70 年代より特に石油からの CO₂ 排出量が大きく増加しており、これに伴い大気中の CO₂ 濃度も急激に増加している。一方、図 1.2 に示す日本の年平均気温の経年変化^[2]も、1970 年以降から上昇幅が増えており、化石燃料の消費増加が CO₂ 排出量増加につながり、気温を上昇させているといえる。運輸部門の CO₂ 排出状況は、世界でも日本でも全体の約 2 割を占めており、日本ではそのうち自動車交通が占める割合が約 9 割に達し^[3]、地球温暖化や大気汚染といった環境問題およびエネルギー問題に対する、自動車の影響は大きい。したがって、環境負荷が少なく、省エネルギーに貢献できる電気自動車など電気エネルギーを動力源とする電動車両の普及拡大が期待されている。

電気自動車の実用化に向けた開発は、過去に 2 度活発化した^[4]。1 度目は 1970 年代の前半である。米国で世界初の排ガス規制法であるマスキー法が導入されると同時に、日本でも排ガス規制が導入された。規制に合わせ政府は、通商産業省を中心に大型プロジェクトをスタートさせ、鉛蓄電池を使った電気自動車の開発が行われた。当時としては世界最高レベルの電気自動車が製作されたが、三元触媒などの開発によってガソリン自動車のクリーン化が進み、コストと性能面で大きく劣っていた電気自動車は結局普及することはなかった。2 度目は 1990 年代、カリフォルニア州政府が自動車メーカーに対し一定台数以上の電気自動車の販売を義務づける ZEV 法を導入した際である。この法律に対応するため、日

1.1 研究背景

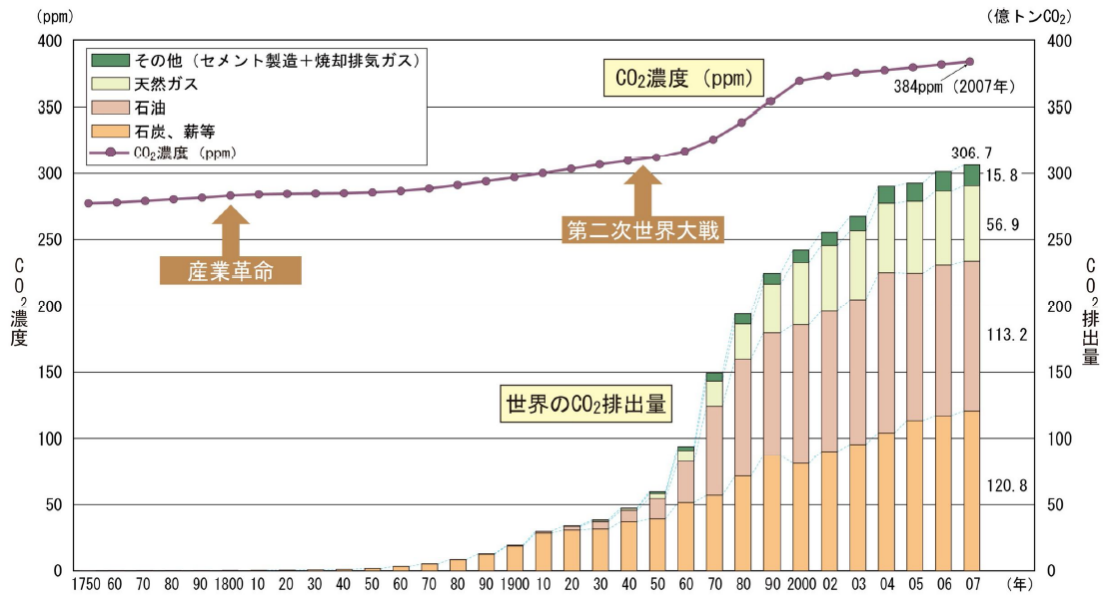
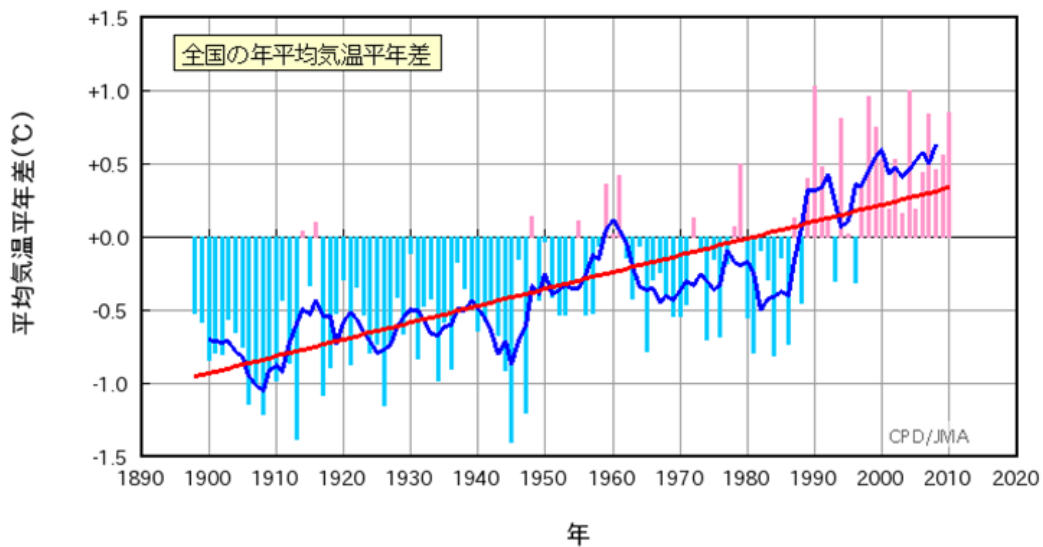


図 1.1 化石燃料等からの CO₂ 排出量と大気中の CO₂ 濃度の変化^[1]



棒グラフ: 各年の平均気温の平年値との差
 太線(青): 平年差の 5 年移動平均, 太線(赤): 長期的な変化傾向
 平年値は 1971~2000 年の 30 年平均値
 図 1.2 日本の年平均気温の平年差の経年変化(1898~2010 年)^[2]

米の自動車メーカーがこぞって電気自動車の開発を行った。バッテリーとして鉛蓄電池より高性能のニッケル水素電池が使用され、性能面で従来と比べて飛躍的に進歩したが、ガソリン車に対しては航続距離や寿命などで劣り、またコスト面でも依然として大きく劣っていたことから、普及するには至らなかった。

1.1 研究背景

このように過去 2 度いずれも失敗に終わった電気自動車の実用化であるが、その後、電池そのものは急速に進化を遂げている。ノート PC や携帯電話など消費電力の大きいポータブル機器が普及するにつれ、よりエネルギー密度の大きい電池が要求され、ニッケル水素電池、リチウムイオン電池が実用化された。特にリチウムイオン電池の登場による電池のエネルギー密度の向上はすさまじく、1975 年から 2005 年の 30 年間でエネルギー密度は 10 倍近くに飛躍的に向上した。リチウムイオン電池の性能向上により、近年再び電気自動車に期待が持たれ、今 3 度目の活発な動きが始まっている。2009 年 7 月下旬には三菱自動車「i-MiEV」と富士重工業「スバル プラグイン ステラ」、2010 年 12 月には日産自動車「リーフ」と、いずれもリチウムイオン電池を使用した量販タイプの電気自動車の発売が相次ぎ、2010 年は電気自動車元年とも呼ばれている。2012 年には、トヨタ自動車とホンダからの発売も予定されており、電気自動車時代の到来に向けて各分野が動き出している。

勿論、電気自動車の本格的な普及には、まだまだ多くの課題が残されている。中でも、エネルギーストレージ技術は非常に重要な要素であり、さらなる高性能化が強く期待されている。

1.1.2 電池・キャパシタハイブリッド電源システム

前項にて述べたように、電気自動車の本格的な普及に向けて、エネルギーストレージシステムの高性能化が要求されている。そこで、電気自動車用のエネルギーストレージシステムに要求される主な性能を以下に挙げる⁵⁾。

- 十分なエネルギー容量を持つ
車両性能としては航続距離に影響する。航続距離がどれくらいならば、実用的かという点に対しては様々な意見があるため明確な数値はないが、車両の搭載要件を満たすことが必要となる。
- 大電力の入出力が可能
加速時における高出力、減速時における大きな回生電力に対応することが求められる。車両性能としては加速性能、航続距離に影響する。
- 寿命が長い
車両性能としては航続距離に影響する。また、経済性にも直結する重要なポイントである。
- 小型・軽量である
車両性能としてはスペース、航続距離に影響する。限られたスペースに多くの容量を搭載するために、小型化が求められる。また、軽量化により車両全体のエネルギー効率が向上する。
- 急速充電が可能
電気自動車の利便性、有用性を高める。頻繁に充電しながら走るという使い方を実現する。

1.1 研究背景

これらの要求性能を実現するエネルギーストレージシステムは、現時点では存在しない。現在主流となっているリチウムイオン電池は、エネルギー密度は高いが、大電力の入出力(特に入力)や寿命、急速充電に難があるため、要求性能の全てを満たすことはできない。

そこで、上記性能を実現する方法として考えられるのが、電池とキャパシタのハイブリッドシステムである。詳しくは第 2 章で説明するが、キャパシタは大電力の入出力を得意とする、電池とは異なる特長を持ったエネルギーストレージデバイスである。大きなエネルギーを持った電池と電気二重層キャパシタを併用することで、高エネルギーかつ高出力なエネルギーストレージシステムを実現することができる。

1.2 研究目的

電池・キャパシタハイブリッド電源システムは、先の要求を満たす高性能なエネルギーストレージシステムを実現し得るシステムである。しかしながら、その実用例には、コマツユーティリティのフォークリフト^[6]への利用があるが、それ以外はほとんど見つからない。研究レベルでは、電池とキャパシタのそれぞれの入出力(電流)を制御するために欠かせない DC/DC コンバータの回路方式や制御法に関する研究^{[7][8][9]}がいくつかあるが、実用化を促進するためには、まだまだ明らかにしなければならない研究課題が多く存在する。例としては、システムの制御(DC/DC コンバータの制御とシステム全体のエネルギーフロー制御)の確立や、回生性能や航続距離の向上効果の評価・実証、キャパシタ搭載量の設計法の検討・確立が挙げられる。

本研究は、その中でもシステムの動作を実現する上で最も重要な DC/DC コンバータの制御の研究を行う。DC/DC コンバータには様々な種類が存在するが、Guidi らにより提案されている Half Controlled(HC) Converter と呼ばれるコンバータは、従来のものに対して素子の小型化、省容量化、高効率化が可能^[10]と言われており、電気自動車等の用途において非常に魅力的である。そこで本研究では、電池・キャパシタハイブリッド電源システムにおいて、制御に欠かすことのできない DC/DC コンバータとして、HC Converter の研究を行った。HC Converter の特長である小型化と損失低減について検討し HC Converter の優位性を示すことおよび、新たに必要となるキャパシタ電圧調整制御、そして負荷変動に対する高出力アシスト制御が実現できることを、実機実験にて示すことを目的とする。

1.3 本論文の構成

本論文の構成は以下の通りである。本章では、研究背景を説明し、本研究の位置づけと目的を述べた。第 2 章では、エネルギーストレージデバイスとして電池とキャパシタについて、さらにそれらのハイブリッドシステムにおいて重要となる DC/DC コンバータについて述べる。第 3 章では、本研究で用いる Half Controlled(HC) Converter の動作原理、特長

1.3 本論文の構成

を理論的に説明し、新たに必要となるキャパシタ電圧調整回路の制御法について述べる。第 4 章では、小型電気自動車への適用を目的とし作製した、**HC Converter** を用いた電池・キャパシタハイブリッド電源システムにて、キャパシタ電圧調整制御の有効性を示し、インダクタの小型化および損失についての検討を行う。第 5 章では、同回路にて抵抗負荷試験を実施し、負荷変動に対してキャパシタの特長を生かした高出力アシスト制御ができることを示す。そして最後に第 6 章で、本論文のまとめと今後の課題を述べる。

第2章 電池・キャパシタハイブリッド電源システムの要素技術

本章では、エネルギーストレージシステムの要素技術として、エネルギーストレージデバイスと DC/DC コンバータについて説明する。前者においては、本研究で利用する二次電池と電気二重層キャパシタ、そしてそれらの併用について、後者においては、現在よく用いられている Half Bridge Converter について述べる。

2.1 エネルギーストレージデバイス

地球規模での環境問題やエネルギー問題が大きくクローズアップされる中、電気自動車(EV)やハイブリッド自動車(HV)等の高性能化のためのキーデバイスとして、二次電池や電気二重層キャパシタへの期待が高まり、一層の性能向上が求められている。ここでは、それらについて説明する。

2.1.1 各種二次電池

代表的な二次電池には、鉛蓄電池、ニッケル水素電池、そしてリチウムイオン電池があり、これらはそれぞれの特徴にあわせて各種用途に使い分けられている。

鉛蓄電池は、1859年にプランテ(仏)による発明とされ、約150年の歴史を持つ現在最も一般的な蓄電池である。主要構成材料として鉛を使用しているため、比較的安価でなお且つリサイクルシステムが確立されている利点を有する^[11]。また、安全性に関しては、電解液に不燃性である希硫酸を使用するので発火等の心配は無い。

1900年頃から1990年代中頃までは、鉛蓄電池が電気自動車に使用されており、エンジン式の自動車にはスタータ用として定着して久しく、12V系の電池として現在も主流である。新型電池と比較して、エネルギー密度やパワー密度が小さい、充電効率が悪い等の短所がある他、PSOC(Partial State of Charge: 不完全充電状態)で運用すると、放電物質である硫酸鉛の不可逆な再結晶化(サルフェーション)が避けられないという本質的課題を抱えているが、これらの課題を解決する研究開発も継続的に実施されている^[5]。

ニッケル水素電池は、1980年代に開発され、1990年に実用化された電池である。ニッケルカドミウム電池と同じ正極と、新材料である水素吸蔵合金を使用した負極とを組み合わせた高容量電池として、1990年代前半にはノートPCや携帯電話に幅広く使用され、車載

2.1 エネルギーストレージデバイス

分野においては、1997年にトヨタ自動車が発表した初の量産ハイブリッドカー「プリウス」に採用された。その後のハイブリッド車にもニッケル水素電池が使用されており、ハイブリッド車の実用化および、本格的な自動車の電装化の急速な発展をもたらした電池であると言える。

全般的にエネルギー密度の面では、リチウムイオン電池に比べて劣勢であるため、電気自動車やプラグインハイブリッド車用途には適用が難しいが、特にハイブリッド車に関しては10年以上の実績と、さらなる出力密度、寿命性能、コストパフォーマンスの改善により、今後も主役として使用される可能性は十分に存在すると考えられている。

リチウムイオン電池は、電気自動車用の電池として現在最も注目されている電池である。他の電池と比較してセル当たりの電圧が3~4Vと高く、高エネルギー密度、高出力、サイクル特性に優れる等の長所を持ち、その性能は現在も着実に向上している。その一方、可燃性である有機電解液を使用していることとエネルギー密度が高いことから、使用法を誤ると発熱、発火等の可能性がある。そのため、高容量化、高性能化に加え、安全性の向上が重要な課題となる。

同電池は1991年の実用化以降、軽量・高エネルギー密度という特長を生かし、それまで主流であったニッケル水素電池に替わり、ノートPCや携帯電話に広く使用されるようになった。車載分野においては、自動車メーカーや電池メーカーの多くは2008年初頭まで、リチウムイオン電池の使用には慎重な見方を示していた。しかし、2008年後半以降になると、環境に対する世界的な意識の高まりやガソリン価格の高騰、加えてリーマンショックによる景気後退などもあり、自動車メーカーは電気自動車やプラグインハイブリッド車の開発に注力するようになった^[12]。その後、電気自動車の発売が相次ぎ、2009年7月下旬に市場投入された三菱自動車の「i-MiEV」、富士重工業の「スバル プラグイン ステラ」、そして2010年12月に発売された日産自動車「リーフ」のエネルギーストレージデバイスには、いずれもリチウムイオン電池が採用された。更なる高性能化を目指し、電極、電解液、セパレーターの新材料やセル形状などについて、積極的な研究開発が行われている^[12]。

2.1.2 電気二重層キャパシタ(Electric Double Layer Capacitor)

電気二重層キャパシタ(EDLC)は、アルミ電解キャパシタの数倍の蓄電性能のあるエネルギーストレージデバイスである。電極として多孔質の活性炭を用いて表面積を稼ぐことで、静電容量を飛躍的に向上させたキャパシタである。海外では Super (Ultra) Capacitor ともよく呼ばれる。

その原理は、1879年にドイツの生理学・物理学者 Helmholtz によって発見された電気二重層現象である。導電性電極である活性炭と電解液を接触させると、活性炭と電解液の接触界面に電解液の分子1個相当の厚み(数10nm)の第1層目の絶縁層が形成される。この絶縁層の近傍では、電解液の分子がその周りを取り囲んだ電解液のイオンが拡散して、第2

2.1 エネルギーストレージデバイス

層目の絶縁層が形成され、第 1 層目と第 2 層目とで二重の絶縁層が形成される。この現象は正電極と負電極とで全く同じであり、両電極において電気二重層が形成される。第 2 層の絶縁層から離れた電解液中では、正イオンと負イオンとがほぼ均等に混在する状態となり、この領域では電位的に中間の状態となっている。

図 2.1 は電気二重層キャパシタの構造を模式的に示したものであり、活性炭に電圧を印加すると、正電極と負電極にそれぞれマイナスイオンとプラスイオンが、電解液分子 1 個分の第 1 層目の絶縁層を挟んで吸着される。正負のイオンがそれぞれの電極(活性炭電極)に吸着されることは、電気エネルギーが電極間に蓄積されるのと同じであるので等価的に静電容量として作用する^[13]。

イオンの電極への脱着による物理的な蓄電原理を利用した物理電池である電気二重層キャパシタは、化学反応を伴う二次電池ほどエネルギーは蓄えられないものの、次の 4 つの特長を持っている。

- 寿命が非常に長い
充放電に化学反応を伴わないため、劣化がほとんどない。
- 大電流での充放電が可能である
内部抵抗が小さいため、電流が大きくても損失が小さく、大電流で充放電を高効率に行うことができる。
- 環境に優しい
活性炭と有機電解液から構成され原料はどこにでも存在し、重金属を使うこともないため、環境負荷が小さい。
- 端子電圧から残存エネルギーが正確に分かる
電圧がそのまま残存エネルギーを表しており、電圧深度を深く利用することができる。

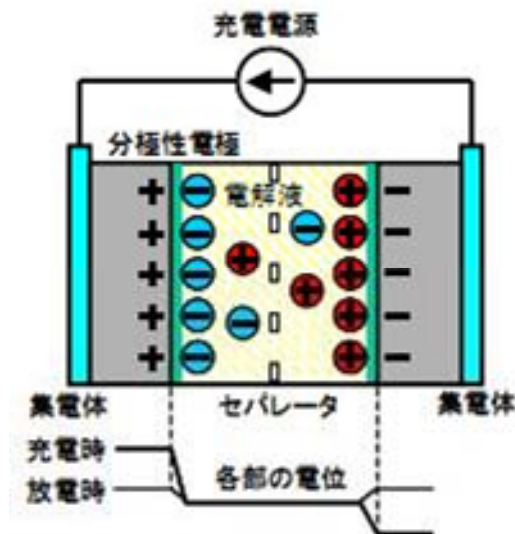


図 2.1 電気二重層キャパシタの構造

2.1 エネルギーストレージデバイス

このように電気二重層キャパシタは、二次電池が持たない様々な特長を持っており、高出力で長寿命な蓄電デバイスを強く求めるタイプのハイブリッド車や建設機械、あるいは電力システムや風力/太陽光発電における定置用蓄電装置など、様々な用途に利用される動きが拡大傾向にある^[14]。

本論文ではこれ以降、二次電池のことを単に「電池」、電気二重層キャパシタのことを単に「キャパシタ」と呼ぶこととする。

2.1.3 電池とキャパシタを併用する意義

ここまで、電池とキャパシタについて述べてきたが、それらにはそれぞれ得意分野、苦手分野があった。ここで、エネルギーストレージデバイスの能力を表す重要な指標である、エネルギー密度とパワー密度について、両者を比較したグラフ **Ragone plot** を図 2.2 に示す^[14]。エネルギー密度に関しては、鉛蓄電池を除くと電池が、キャパシタのおよそ 10 倍大きい。一方、パワー密度に関しては、開発レベルのサンプルではあるが日立製作所により 4500[W/kg]の HEV 用リチウムイオン電池が報告される^[15]など、高出力型の電池の開発も進んでいるが、やはりキャパシタの方が十分大きい。従って、以上より次のことがいえる。電池は、エネルギー容量ニーズ用途では極めて優位である。キャパシタは、出力・寿命ニーズ用途では極めて優位である。

電気自動車への利用を考えた場合、エネルギーストレージシステムに要求される性能として、1.2 節で述べた 5 点が挙げられた。そこで述べたように、エネルギーストレージシ

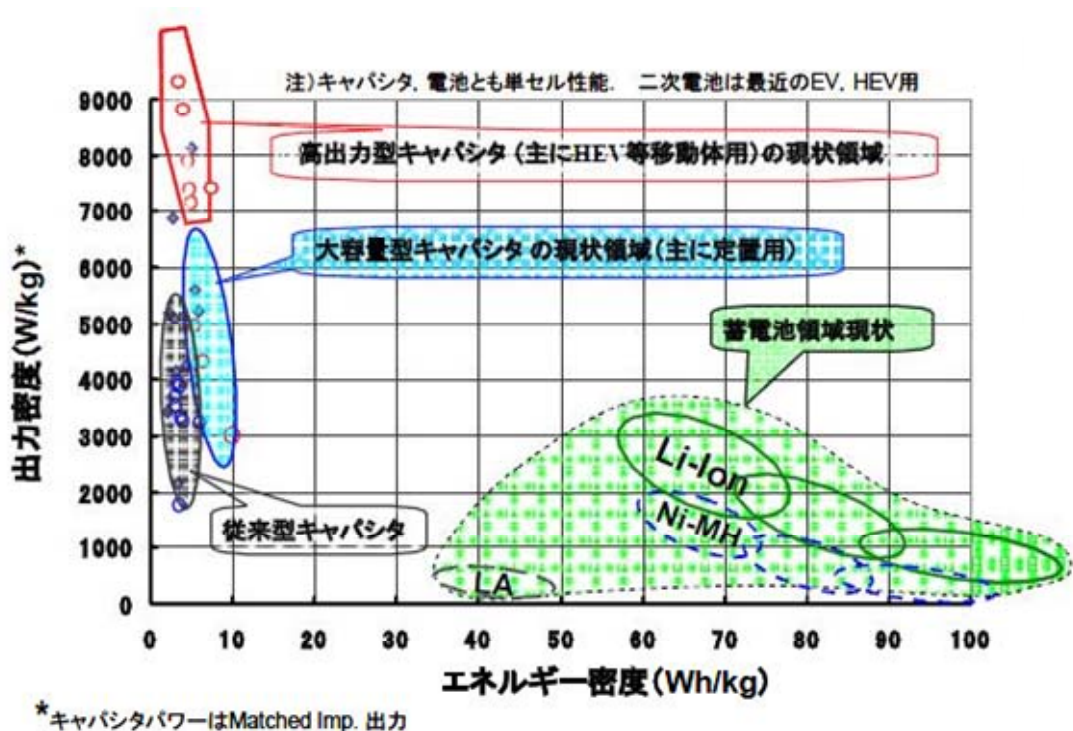


図 2.2 二次電池とキャパシタの性能比較(Ragone plot)

2.1 エネルギーストレージデバイス

テムには、大きなエネルギー容量を持つと同時に、大きな電力の出し入れが可能という性能が要求される。すなわち、エネルギー密度とパワー密度の両面に強いということが必要となるわけである。

そこで考えられているのが、電池とキャパシタの組み合わせによるハイブリッド電源システムである。ベースとなるエネルギー容量を電池が持ち、電池が苦手な大きな出力に対してキャパシタが対応することで、高エネルギーかつ高パワーな電源システムが実現される。加えて、急峻な電力はキャパシタから供給し、電池からはゆっくりとした電力を負担させることで、見かけ上電池の放電深度を浅くすることができる。化学電池は、一般的に放電深度が浅くなるとサイクル寿命が延びると言われているため、本システムでは電池寿命の増大を図ることができる^[13]。さらに、回生制動時における大電流の吸収をキャパシタにより行うことで、電池では取りきることのできない電力を回生することが可能となり、その電力の再利用により、航続距離が延長されるという効果も期待できる。

2.2 ハイブリッド電源システムの構成 ~DC/DC コンバータ~

複数のエネルギーストレージデバイスを併用するシステムにおいて鍵となるのは、こういったデバイスを使用するかという点だけでない。それらの各出力をどのように制御するかという点も非常に重要である。そこで必要となるのが DC/DC コンバータであり、これによりそれぞれの出力を細かく制御することができる。

2.2.1 DC/DC コンバータの接続方式

電池とキャパシタを併用したシステムにおける、DC/DC コンバータの接続方式を 2 つ示す。1 つは図 2.3 に示すキャパシタと直流リンクの間に DC/DC コンバータを接続する方式(直流リンク電圧一定形)、もう 1 つが図 2.4 に示すように電池と直流リンクの間に接続する方式(直流リンク電圧変動形)である。

図 2.3 の方式は、負荷電流に対応して DC/DC コンバータによりキャパシタの電流を制御し、電池の電流は間接的に制御されることになる。直流リンクの電圧は、電池電圧と等しくなりほぼ一定である。キャパシタ出力を負荷急変に追従させるためには、DC/DC コンバータの制御は高応答であることが必要となる。

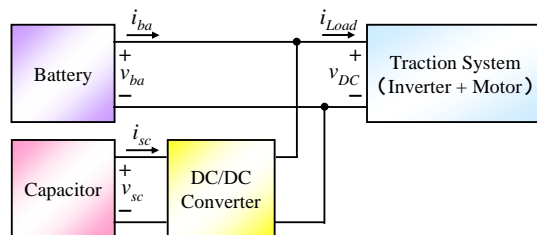


図 2.3 直流リンク電圧一定形接続方式

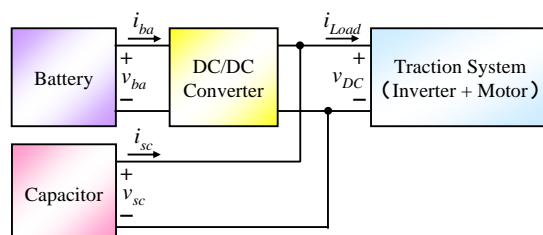


図 2.4 直流リンク電圧変動形接続方式

図 2.4 の方式は、負荷電流に対応して DC/DC コンバータにより電池の電流を制御し、キャパシタの電流は間接的に制御されることになる。直流リンクの電圧は、キャパシタ電圧と等しくなるため、変化する。負荷電力の大部分はキャパシタから供給し、電池はキャパシタのエネルギー補充のために用いるようにすると、DC/DC コンバータを省容量化することができる[13]。

用途によりそれぞれ使い分けることが考えられるが、既存のインバータは直流リンク電圧がほぼ一定である電池を対象として設計されているため、本研究では、キャパシタ側に DC/DC コンバータを接続する方式を採用する。

2.2.2 Half Bridge Converter

DC/DC コンバータには様々なタイプが存在する。高効率化、小型化、低ノイズ化、低コスト化などを図り、これまでに数多くの研究が行われている[16][17]。図 2.5 に代表的ないくつかの DC/DC コンバータを示す。ここに、Cascade buck-boost 形、Half Bridge 形、Cuk 形、SEPIC/Luo 形の回路構成図を示した。Schupbach らは、キャパシタを用いた HEV に使用する DC/DC コンバータとして、Cascade buck-boost 形に対し半分のスイッチング素子で構成される Half Bridge 形、Cuk 形、SEPIC/Luo 形の 3 つの回路それぞれについて、設計と解析を行った。その結果、インダクタの小型化およびスイッチング素子の省容量化、また効率の面から、Half Bridge 形が最も良いと報告されている[17]。その他にも、キャパシタを利用したハイブリッドシステムの多くの研究論文において、Half Bridge Converter が

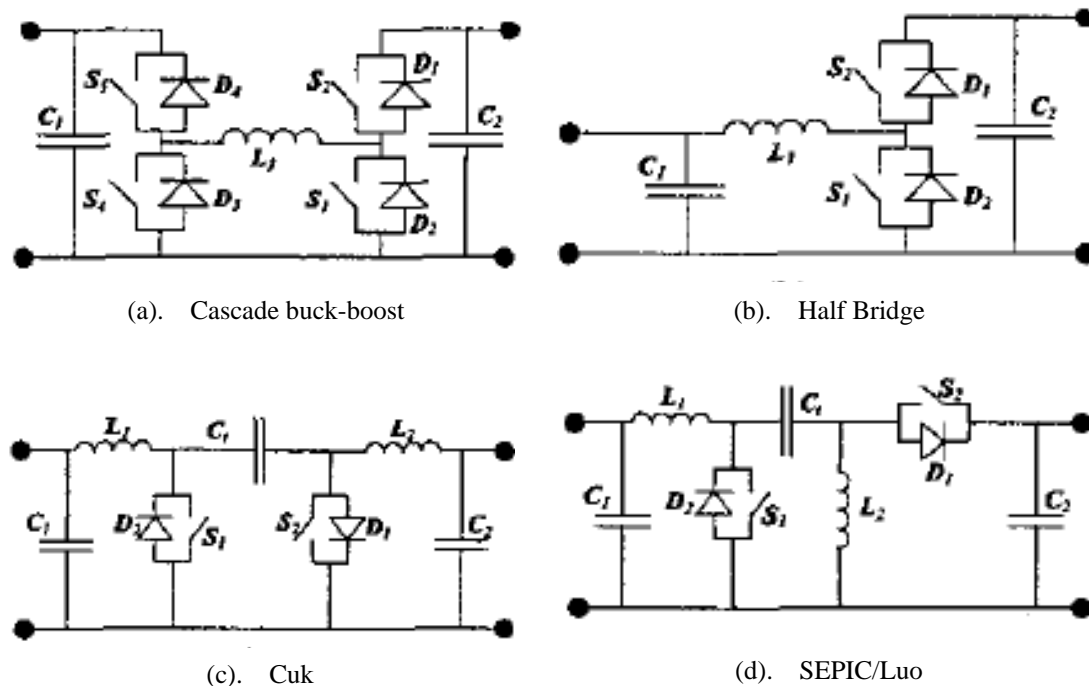


図 2.5 代表的な DC/DC コンバータ^[17]

2.2 ハイブリッド電源システムの構成 ~DC/DC コンバータ~

使用されている^[18]。実際の使用例としてはドイツ・マンハイム市交通局の路面電車(架線とキャパシタのハイブリッドシステム)が挙げられる^[19]。図 2.6 はその回路図である。

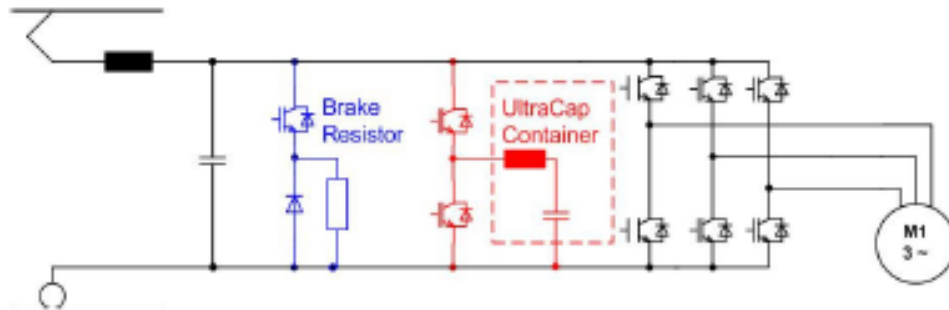


図 2.6 ドイツ・マンハイム市交通局の路面電車(Half Bridge Converter を使用)

ここで、Half Bridge Converter について、その動作原理を簡単に説明する。回路図を図 2.7 に、動作波形を図 2.8 にそれぞれ示す。Half Bridge Converter においては、式(2.1)の電圧方程式が常に成り立ち、これに従い電流 I_{HB} が流れる。

$$V_{SC} = V_L + V_{HB} \dots\dots\dots (2.1)$$

スイッチ SW1 と SW2 は相補的に ON/OFF され、SW1:OFF, SW2:ON の状態では、

$$V_{HB} = 0 \dots\dots\dots (2.2)$$

であり、電流 I_{SC} は図の矢印方向に増加するよう流れる。SW1:ON, SW2:OFF の状態では、

$$V_{HB} = V_{DC} \dots\dots\dots (2.3)$$

であり、電流 I_{HB} は図の矢印方向に減少するよう流れる。SW1 が ON の状態においてのみ、キャパシタは直流リンクとつながり、電流 I_{SC} を流すことができる。このスイッチ ON/OFF

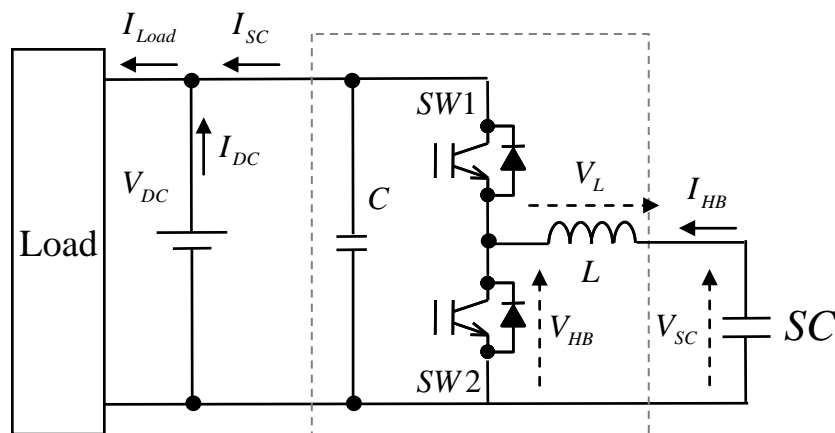


図 2.7 Half Bridge Converter 回路図

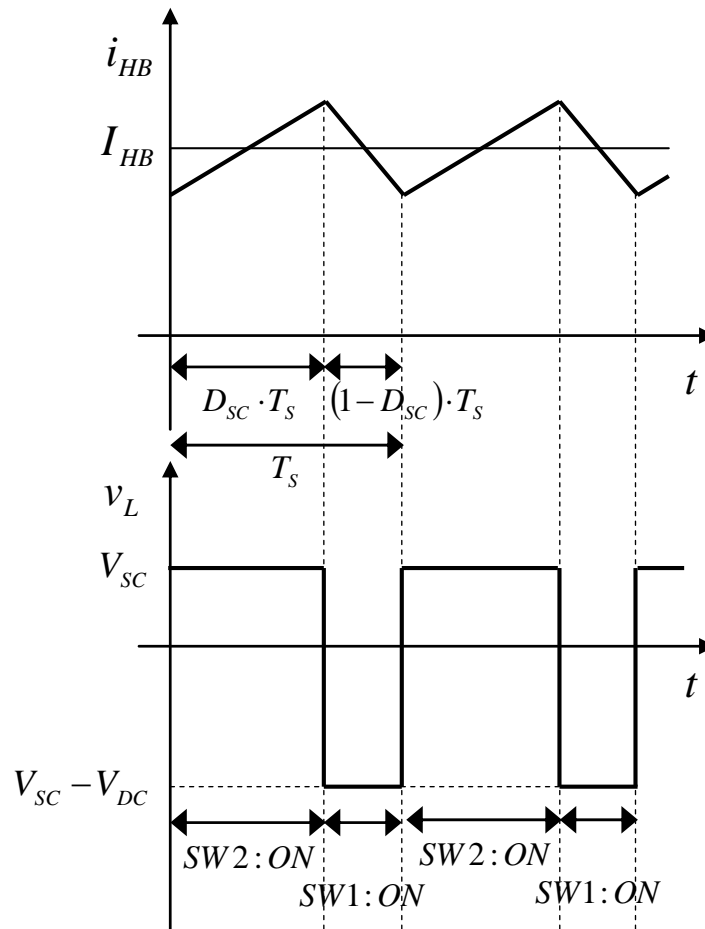


図 2.8 Half Bridge Converter 動作波形

のデューティー比 D_{SC} (スイッチング周期のうち, SW2 を ON する比率) を調整することで, 電流 I_{HB} を制御することができるのである。

回路構成はシンプルで, 素子の小型化, 省容量化, 効率の面からも良いと言われ, よく用いられている Half Bridge Converter であるが, これに対してさらに素子の小型化, 省容量化, 高効率化が可能なコンバータと提案されているのが, 本研究で使用する Half Controlled Converter である。その詳細は次章で述べる。

第3章 Half Controlled Converter

本章では、本研究で用いる Half Controlled(HC) Converter の特長、動作原理を理論的に述べた上で、新たに必要となるキャパシタの電圧調整回路についてその制御法を説明する。数値シミュレーション及び小電力用の基礎実験回路にて、HC Converter の動作を実現し、キャパシタ電圧調整制御の有効性を示すと共に、Half Bridge Converter に対する優位性を検証する。

3.1 Half Controlled Converter の特長

まず、本研究で用いる Half Controlled(HC) Converter とその比較対象である Half Bridge(HB) Converter の回路構成を図 3.1, 3.2 にそれぞれ示す。HC Converter 回路では、キャパシタが2つのバンク SC,0, SC,1 に分けられ、その片方(SC,1)にスイッチング素子、平滑用コンデンサ、インダクタから成るコンバータ回路が接続された構成になっている。

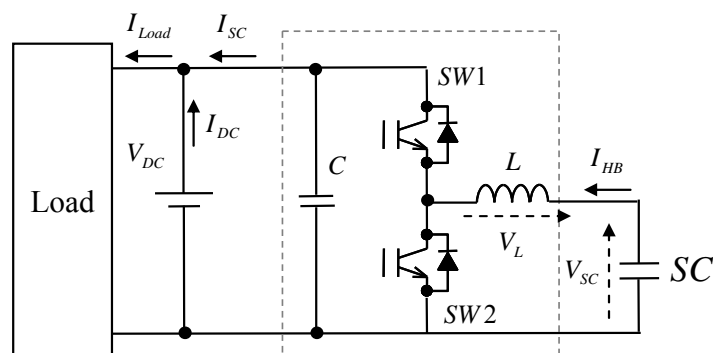


図 3.1 Half Bridge (HB) Converter

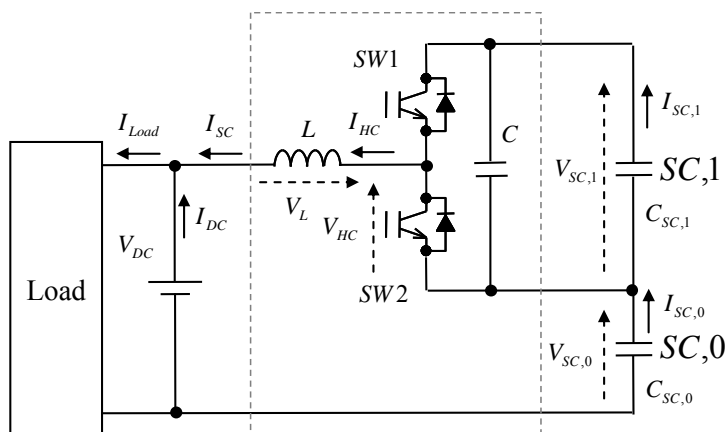


図 3.2 Half Controlled (HC) Converter

3.1 Half Controlled Converter の特長

HB Converter と比較すると、コンバータを構成する部品の数是不変だが、コンバータに対する電池とキャパシタの位置関係が反対であり、HC Converter においてはキャパシタ側が電池側より高圧になる。このトポロジーが、回路素子の小型化を可能にするミソとなっているのである。

ここで、インダクタ及びスイッチング素子を流れる電流 I_{HB} , I_{HC} に注目して、両コンバータ回路を比較してみよう。公正な比較を行うために、電池の電圧 V_{DC} は一定で等しく、またキャパシタ及びスイッチング素子の電圧定格が両回路において等しくなるよう、キャパシタの電圧の最大値を次式のように設定する。

$$V_{SC,Max} = V_{SC,0,Max} = V_{SC,1,Max} = V_{DC} \dots\dots\dots (3.1)$$

このとき、キャパシタからコンバータを通し DC リンクへある一定の電力 $P = V_{DC} I_{SC}$ を送ることを考える。まず HB Converter の場合、一定の電力を送り続けるには、キャパシタの電圧 V_{SC} が低くなると、電圧が低下した分だけ電流 I_{HB} を大きくして送らなければならない。一方 HC Converter では、インダクタが DC リンク側にあるため、電流 I_{HC} はキャパシタの電圧状態に依らず常に $I_{HC} = I_{SC}$ を流すだけで済む。これは即ち、HC Converter が HB Converter に対し、次の 2 つの大きな特長を持つことにつながる。

- (1) インダクタを流れる電流の最大値が小さくなるため、インダクタを大幅に小型化することができる。
- (2) スwitching素子を流れる電流の最大値が小さくなるため、スイッチング素子における損失を低減することができる。

スイッチング素子における損失の低減は、ヒートシンクの小型化にも直結するといえる。なお、キャパシタの総エネルギーのうち 75% を使用することを想定すると、HB Converter におけるインダクタ及びスイッチング素子を流れる電流 I_{HB} の最大値は式(3.2)で表され、HC Converter では、電流 I_{HC} の最大値をその半分にできることがわかる。

$$I_{HB,Max} = I_{SC} \cdot \frac{V_{DC}}{V_{SC,min}} = I_{SC} \cdot \frac{V_{DC}}{V_{DC}/2} = 2 \cdot I_{SC} \dots\dots\dots (3.2)$$

3.2 Half Controlled Converter の動作

3.2.1 Half Controlled Converter の動作原理

次に、HC Converter の動作原理について述べる。図 3.3 に HC Converter の動作波形を示す。HC Converter においては、式(3.3)の電圧方程式が常に成り立ち、これに従い電流 I_{SC} が流れる。

$$V_{DC} = -V_L + V_{HC} + V_{SC,0} \dots\dots\dots (3.3)$$

3.2 Half Controlled Converter の動作

通常の双方向チョップと同様，スイッチ SW1 と SW2 は相補的に ON/OFF され，SW1:ON, SW2:OFF の状態では(図 3.4(a))，

$$V_{HC} = V_{SC,1} \dots\dots\dots (3.4)$$

であり，電流 I_{SC} は図の矢印方向に増加するよう流れる。SW1:OFF, SW2:ON の状態(図 3.4(b))では，

$$V_{HC} = 0 \dots\dots\dots (3.5)$$

であり，電流 I_{SC} は図の矢印方向に減少するよう流れる。このスイッチ ON/OFF のデューティ比 D_{SC} (スイッチング周期のうち，SW1 を ON する比率)を調整することで，電流 I_{SC} を制御することができるのである。

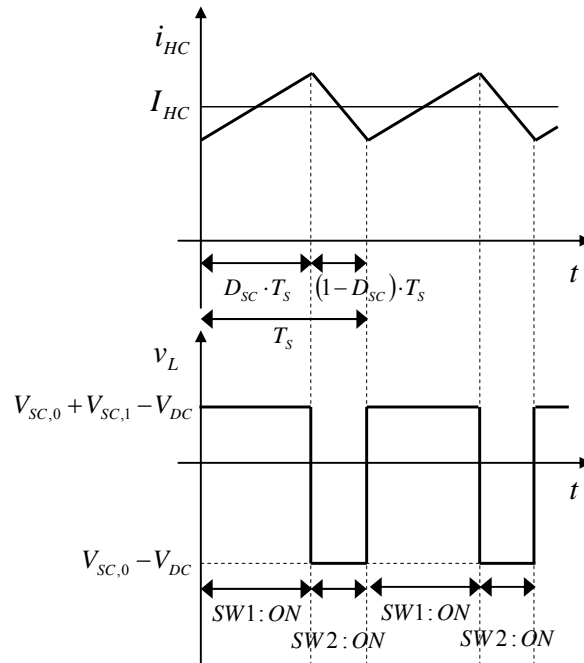
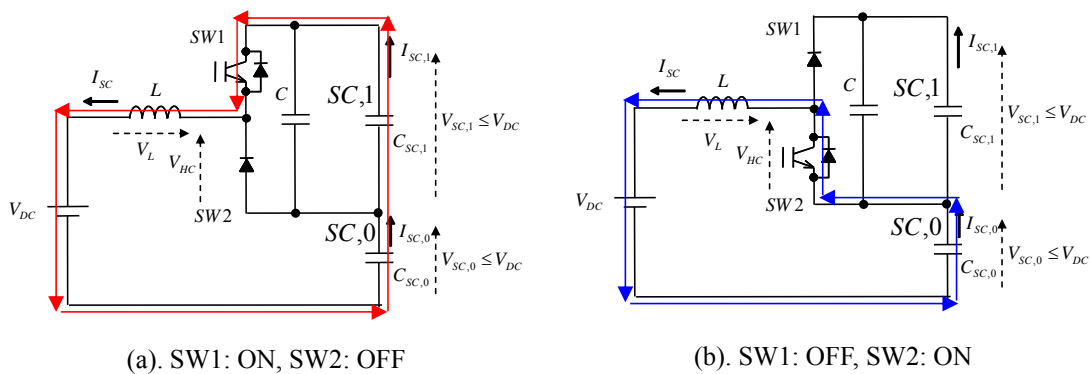


図 3.3 Half Controlled Converter の電流電圧波形



(a). SW1: ON, SW2: OFF

(b). SW1: OFF, SW2: ON

図 3.4 Half Controlled Converter の動作

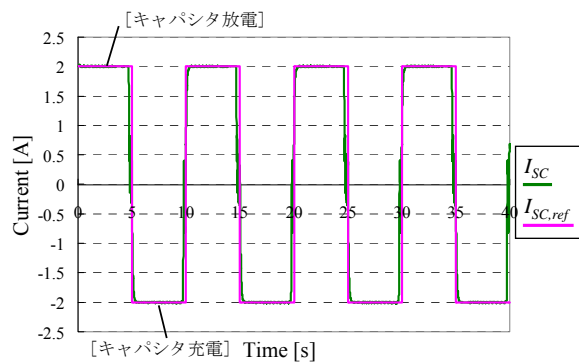
3.2 Half Controlled Converter の動作

ではここで、数値シミュレーションにより HC Converter によるキャパシタ充放電動作を示す。表 3.1 に示す条件にて、キャパシタの完全充放電(満充電状態から空状態の間)を繰り返した際の、電流波形と電圧波形を図 3.5 に示す。電流制御には PI 制御を用いており、ブロック線図は図 3.6 のようにかける

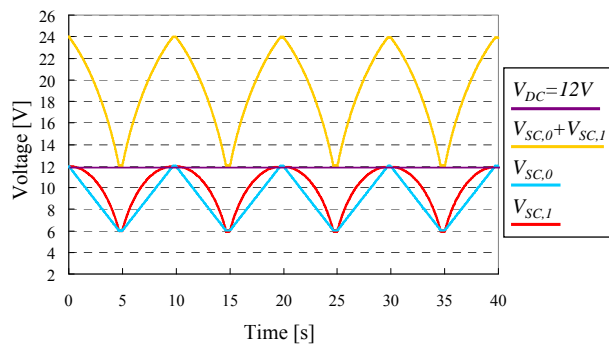
この基本動作より、次のことが確認できる。キャパシタを放電するとキャパシタ電圧は低下していき、電圧 $V_{SC,0} + V_{SC,1}$ が電池電圧 V_{DC} と等しくなったところで、これ以上放電できなくなる(空状態)。また、キャパシタを充電していくとキャパシタ電圧は上昇していき、電圧 $V_{SC,0}$ が電池電圧 V_{DC} と等しくなったところで、これ以上充電できなくなる(満充電状態)。これらは、それぞれ SW1 および SW2 のフリーホイールダイオードの存在により生じ

表 3.1 シミュレーション条件

内容: 2A の充放電を 5 秒毎に繰り返す。	
電池電圧: V_{DC}	12V
キャパシタ SC,0 最大電圧: $V_{SC,0}$	12V
キャパシタ SC,1 最大電圧: $V_{SC,1}$	12V
キャパシタ SC,0 容量: $C_{SC,0}$	0.522F
キャパシタ SC,1 容量: $C_{SC,1}$	1.566F
インダクタ: L	2mH
スイッチング周波数: f	20kHz



(a). 電流波形



(b). 電圧波形

図 3.5 キャパシタ充放電シミュレーション

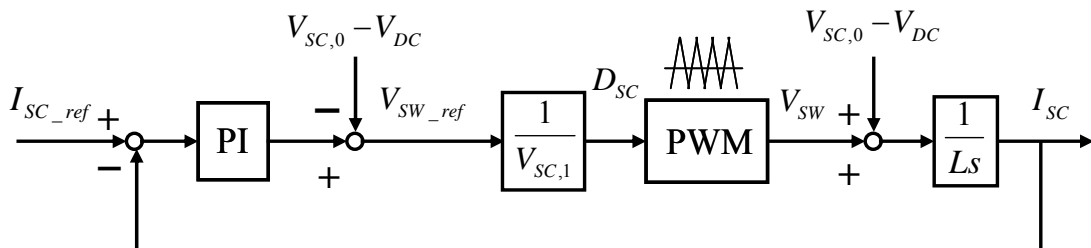


図 3.6 キャパシタ電流制御系ブロック線図

3.2 Half Controlled Converter の動作

る充放電の限界点であり、すなわち HC Converter の動作範囲は式(3.6),(3.7)によって定義されることを意味する。

$$V_{SC,0} + V_{SC,1} \geq V_{DC} \dots\dots\dots (3.6)$$

$$V_{SC,0} \leq V_{DC} \dots\dots\dots (3.7)$$

3.2.2 2つのキャパシタ電圧の関係性

さて、ここからは、図 3.5 に示した HC Converter のキャパシタ充放電動作における、キャパシタ SC,0 と SC,1 の電圧の関係性、数式を用いて理論的に説明する。

この回路の電圧方程式は式(3.3)で示されるが、いまインダクタ L に蓄えられるエネルギーは、キャパシタに蓄えられるものより非常に小さいため無視し、微小時間での定常状態を考えるとインダクタの平均電圧は零といえることができる。さらに、SW2 の電圧 V_{HC} をデューティ比 D_{SC} を用いて表すと、式(3.3)は次のように書くことができる。

$$V_{DC} = D_{SC} \cdot V_{SC,1} + V_{SC,0} \dots\dots\dots (3.8)$$

そして、それぞれのキャパシタバンクの電圧 $V_{SC,0}$, $V_{SC,1}$ は、 $Q = CV$ の関係から、

$$V_{SC,x}(t) = V_{SC,x}(0) + \frac{1}{C_{SC,x}} \cdot \int_0^t I_{SC,x}(\tau) d\tau \quad x = 0,1 \dots\dots\dots (3.9)$$

電流 $I_{SC,0}$, $I_{SC,1}$ は、デューティ比 D_{SC} を用いて

$$I_{SC,0} = I_{SC} \dots\dots\dots (3.10)$$

$$I_{SC,1} = I_{SC} \cdot D_{SC} \dots\dots\dots (3.11)$$

と表される。ここで、式(3.8),(3.10),(3.11)を式(3.9)に代入すると、キャパシタ電圧に関する次の微分方程式が得られる。

$$V_{SC,1} \cdot dV_{SC,1} = \frac{C_{SC,0}}{C_{SC,1}} \cdot (V_{DC} - V_{SC,0}) \cdot dV_{SC,0} \dots\dots\dots (3.12)$$

この微分方程式を初期条件 $V_{SC,0}(0)$, $V_{SC,1}(0)$ として解くと、キャパシタバンク SC,1 の電圧 $V_{SC,1}$ が次式のように求められる。

$$V_{SC,1}(t) = \sqrt{V_{SC,1}^2(0) + \frac{C_{SC,0}}{C_{SC,1}} \left\{ 2 \cdot (V_{DC} - V_{SC,0}(0)) \cdot \Delta V_{SC,0}(t) - \Delta V_{SC,0}^2(t) \right\}} \dots\dots (3.13)$$

with $\Delta V_{SC,0}(t) = V_{SC,0}(t) - V_{SC,0}(0)$

$V_{SC,0}(0)$, $V_{SC,1}(0)$, $C_{SC,0}$, $C_{SC,1}$ は与えられる固定値であり、電池電圧 V_{DC} も一定の値をと

3.2 Half Controlled Converter の動作

るものとする、キャパシタ SC,1 電圧 $V_{SC,1}$ はキャパシタ SC,0 電圧 $V_{SC,0}$ により一意に決まるという関係を持つことを、式(3.13)は示している。先程の充放電シミュレーションでの電圧波形においても、この理論的な関係を保持しているのである。

3.2.3 2つのキャパシタ容量比の設計指標

また、式(3.13)にも含まれるキャパシタ SC,0, SC,1 の容量 $C_{SC,0}$ と $C_{SC,1}$ の比 $x = C_{SC,0}/C_{SC,1}$ をどう設計するかという点も、HC Converter を使用するにおいて重要である。ここでは、容量比をキャパシタのエネルギー利用率(キャパシタの持つ総エネルギーのうち利用できるエネルギーの割合)という指標を基に設計する方法について説明する。

キャパシタの充放電サイクルにおける、最大値 $V_{SC,0,Max}$, $V_{SC,1,Max}$ と最小値 $V_{SC,0,min}$, $V_{SC,1,min}$ を式(3.13)に代入することで得られる満充電状態と空状態のそれぞれの電圧関係式から、キャパシタ容量比について解くと、式(3.14)の関係式が導かれる。

$$x = \frac{C_{SC,0}}{C_{SC,1}} = \frac{V_{SC,1,Max}^2 - V_{SC,1,min}^2}{(V_{SC,0,Max} - V_{SC,0,min}) \cdot (2V_{DC} - V_{SC,0,Max} - V_{SC,0,min})} \dots\dots\dots (3.14)$$

これは、キャパシタ容量の比 x は各キャパシタ電圧の最大値、最小値をどう設計するかによって決定される、ということの意味している。あるいは、キャパシタをどの範囲で使用するか、即ちキャパシタのエネルギー利用率を基に、容量比が決定されると言い換えることもできる。

キャパシタのエネルギーは $E = CV^2/2$ で表されることから、エネルギー利用率は次のように書くことができる。

$$\frac{E_{SC,cycle}}{E_{SC,total}} = \frac{C_{SC,0} \cdot (V_{SC,0,Max}^2 - V_{SC,0,min}^2) + C_{SC,1} \cdot (V_{SC,1,Max}^2 - V_{SC,1,min}^2)}{C_{SC,0} \cdot V_{SC,0,Max}^2 + C_{SC,1} \cdot V_{SC,1,Max}^2} \dots\dots\dots (3.15)$$

電圧 $V_{SC,0}$, $V_{SC,1}$ の最大値は式(3.1)から V_{DC} である。電圧 $V_{SC,0}$, $V_{SC,1}$ の最小値は、式(3.6)の条件から得られる関係式

$$V_{SC,0,min} + V_{SC,1,min} = V_{DC} \dots\dots\dots (3.16)$$

と式(3.1)を式(3.14)に代入することで、次式のように算出される。

$$V_{SC,0,min} = V_{DC} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{1+x}} \right) \dots\dots\dots (3.17)$$

$$V_{SC,1,min} = V_{DC} \cdot \frac{1}{\sqrt{1+x}} \dots\dots\dots (3.18)$$

そこで、式(3.1),(3.17),(3.18)を式(3.15)に代入すると、エネルギー利用率は、キャパシタ容量比 x のみにて表すことができる。

3.2 Half Controlled Converter の動作

$$\frac{E_{SC,cycle}}{E_{SC,total}} = \frac{2x}{(1+x)\sqrt{1+x}} \dots\dots\dots (3.19)$$

この関係をグラフ化したものを図 3.7 に示す。グラフより、エネルギーを最も多く利用することを考えると、キャパシタ容量比を 2 とすれば 77% の利用率が得られることが分かる。本研究においては、キャパシタの電圧を最大からその半分までの間で使用すること、すなわち 75% のエネルギー利用率を目標とし、キャパシタ容量比 x は 1.4 から 3.0 の間で設計することとする。先程のシミュレーションにおいては $x = 3.0$ とした。

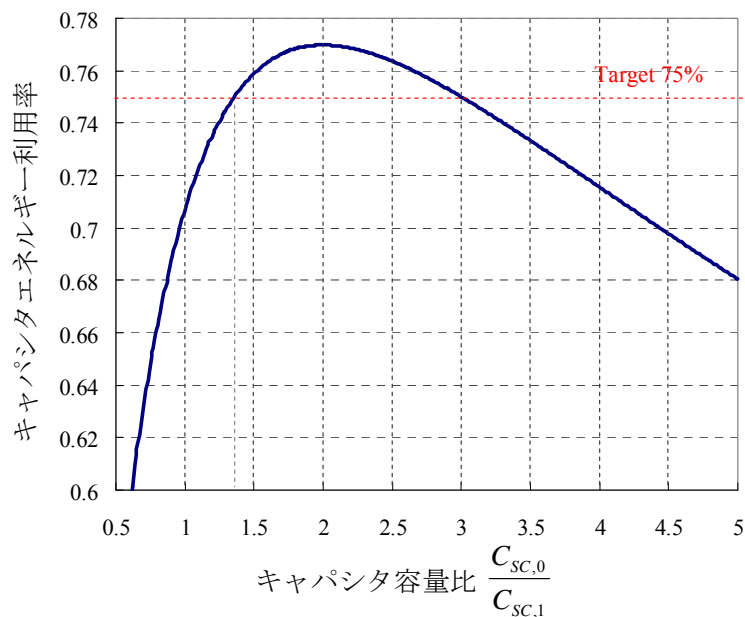


図 3.7 キャパシタ容量比とキャパシタエネルギー利用率の関係

3.3 実使用条件における Half Controlled Converter の動作

前節において、数値シミュレーションにてキャパシタ充放電の動作を示したが(図 3.5)、あれは理想状態におけるものであった。実システムにおいては、理想状態でのシミュレーションでは考慮されていなかった回路成分や損失などが存在する。そこで本節では、前節のシミュレーション(表 3.1 の条件)において、インダクタと直列に抵抗成分 $R = 200\text{m}\Omega$ を加えた条件にて、同様のキャパシタ充放電を行う数値シミュレーションの結果を示す。図 3.8(a)がキャパシタ電流波形、図 3.8(b)がキャパシタ電圧波形である。

電圧波形を見ると、キャパシタ充放電を繰り返していくうちに、電圧 $V_{SC,0}$ と $V_{SC,1}$ のバランスが崩れていくのがわかる。実条件では、抵抗成分によるエネルギー損失があるため、放電時には理想状態と同じ電流を流すために、デューティ比を高くすることで SC,1 がより多く利用され、逆に充電時には同じ電流を受け入れるために、デューティ比がより低

3.3 実使用条件における Half Controlled Converter の動作

くされ SC,1 への充電量が減少することにより生じているのである。その結果、SC,1 が十分に充電されないうちに SC,0 が $V_{SC,0} = V_{DC}$ (キャパシタの充電限界) に達するという現象が、サイクルを繰り返すごとに顕著に見られるようになり、充電後にキャパシタが持つエネルギー量は減少していく。そのため、充電だけでなく放電も充分に行うことができなくなっていることが電流波形からも分かり、キャパシタを有効に使用することができていない。

この結果より、抵抗成分や損失が存在する実際のシステムにて HC Converter を使用する場合、キャパシタを有効に利用するためには、SC,0、SC,1 の電圧 $V_{SC,0}$ 、 $V_{SC,1}$ のバランスを適切に調整する何らかの制御を行うことが、要求されるといえる。

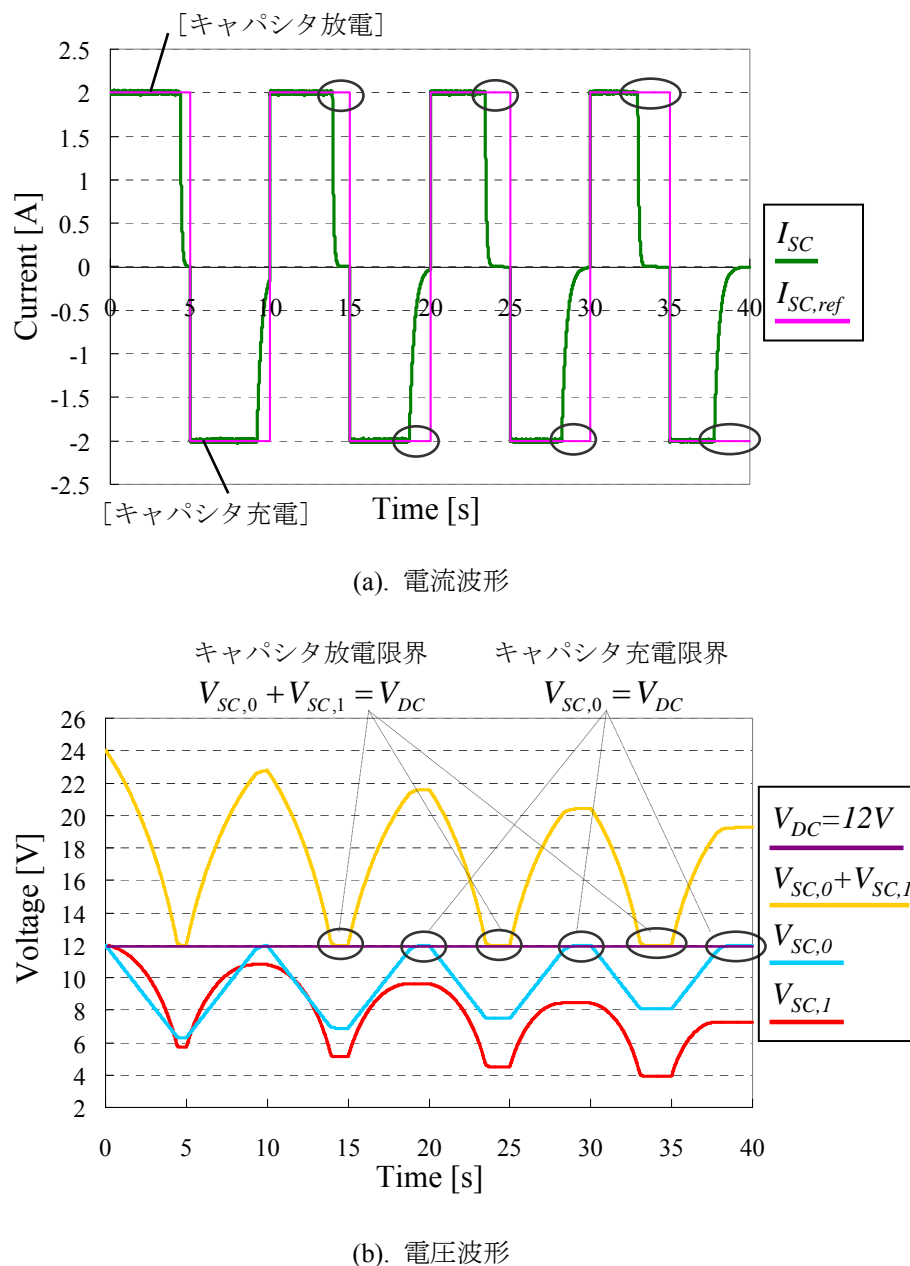


図 3.8 キャパシタ充放電シミュレーション結果 (抵抗成分考慮時)

3.4 キャパシタ電圧調整回路

そこで、SC,0、SC,1の電圧 $V_{SC,0}$ 、 $V_{SC,1}$ のバランスを調整する制御を行うために、新たに必要となるのが、本節で述べるキャパシタ電圧調整回路である。3.2.1項で示した理想状態における電圧 $V_{SC,0}$ 、 $V_{SC,1}$ の関係となるよう電圧の制御を行うことで、電圧バランスが崩れキャパシタを有効に利用できないという現象を解消する。

3.4.1 キャパシタ電圧調整回路の構成と動作

まず、キャパシタ電圧調整回路の構成を図 3.9 に示す。2つのスイッチング素子とインダクタ、平滑用コンデンサから成る回路である。次節にて説明するが、電圧調整のために流れる電流は、主回路の電流に比べ非常に小さいので、本回路は主回路に比べて十分小型に実現される。

本回路においては、常に次の電圧方程式に従って電流 I_{bal} が流れる。

$$V_{bal} = L_{bal} \frac{dI_{bal}}{dt} \dots\dots\dots (3.20)$$

SW3:OFF, SW4:ON の状態(図 3.10(a))では、

$$V_{bal} = V_{SC,0} \dots\dots\dots (3.21)$$

であり、電流 I_{bal} が図の矢印方向に増加するよう流れる。SW3:ON, SW4:OFF の状態(図 3.10(b))では、

$$V_{bal} = -V_{SC,1} \dots\dots\dots (3.22)$$

であり電流 I_{bal} が図の矢印方向に減少するよう流れる。スイッチングによるこの動作の繰り返して、インダクタを介してキャパシタバンク間のエネルギーの受け渡しを行い、電圧を調整する。

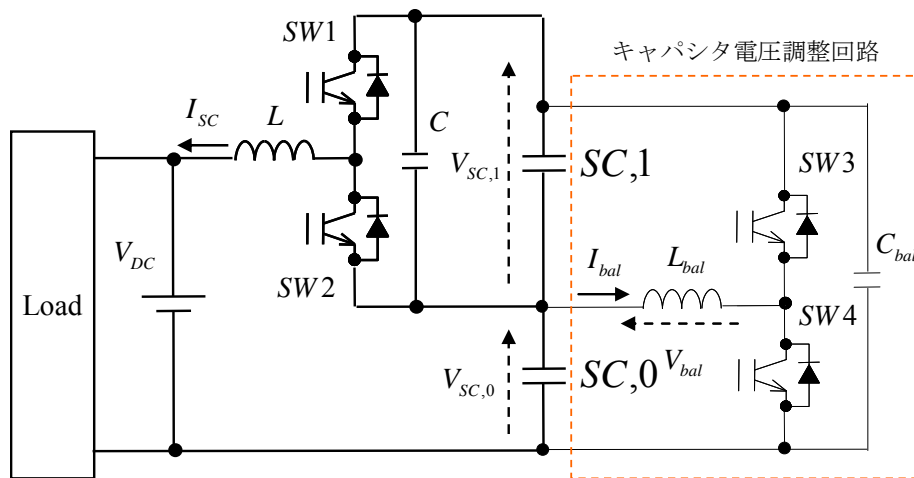


図 3.9 キャパシタ電圧調整回路

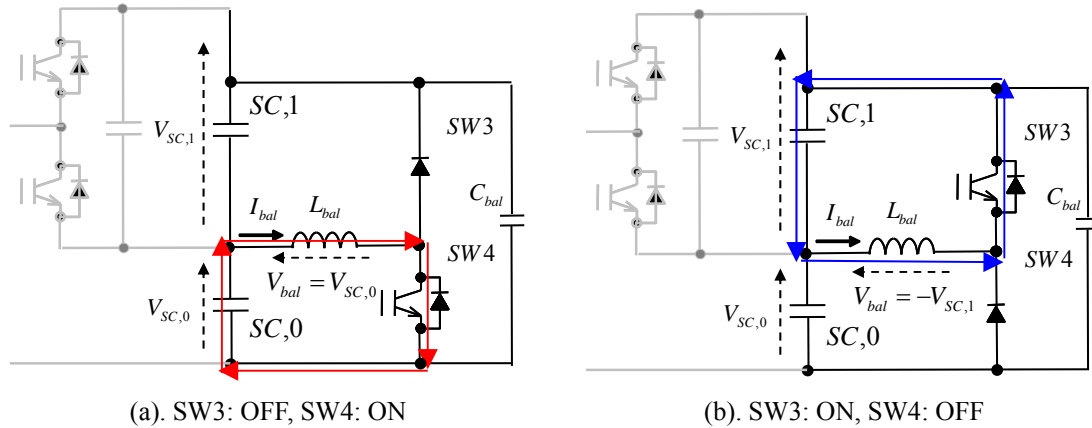


図 3.10 キャパシタ電圧調整回路動作

3.4.2 キャパシタ電圧調整回路の制御法

キャパシタ電圧調整回路においては、電圧が常に 3.2.1 項で示した理想状態での電圧 $V_{SC,0}$, $V_{SC,1}$ の関係となるよう、制御を行う。その制御系を図 3.11 に示す。理想状態での電圧 $V_{SC,0}$, $V_{SC,1}$ の関係を表していた式(3.13)を利用して電圧の指令値を作成し、電圧がその指令値に追従するよう電流を制御する構造となっている。

順を追って説明すると、センサにて検出した電圧値 $V_{SC,0}$ を式(3.13)に代入することで、その時点での電圧 $V_{SC,0}$ に対する $SC,1$ の理想電圧 $V_{SC,1}$ が算出される。これを $SC,1$ の電圧指令値 $V_{SC,1,ref}$ とし、センサにて検出した実際の値 $V_{SC,1}$ との差分をとり、ゲイン K を掛けることで電流の指令値 $I_{bal,ref}$ が得られ、PI 制御により電流 I_{bal} の制御を行う、という流れである。制御一周期の内 $SW4$ を ON する時間の比率をデューティ比 D_{bal} とすると、 D_{bal} は式(3.21),(3.22)より、

$$D_{bal} = \frac{V_{SC,1} + V_{bal}}{V_{SC,0} + V_{SC,1}} \dots\dots\dots (3.23)$$

と表すことができる。電圧 $V_{SC,1}$ が指令値 $V_{SC,1,ref}$ より小さければ、電流 I_{bal} を図の矢印方向に大きくするよう D_{bal} を高く、逆に電圧 $V_{SC,1}$ が指令値 $V_{SC,1,ref}$ より大きければ、電流 I_{bal} を矢印方向に小さくするよう、 D_{bal} を低くするという正負論理になっている。

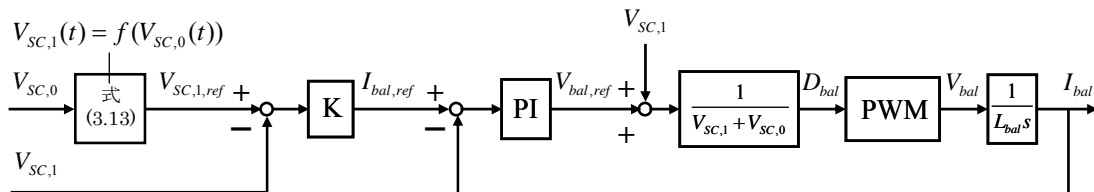


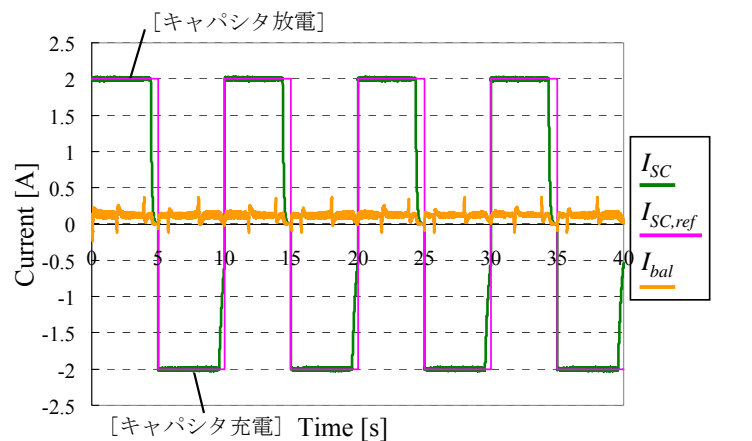
図 3.11 キャパシタ電圧調整制御系ブロック線図

3.4.3 数値シミュレーションによる検証

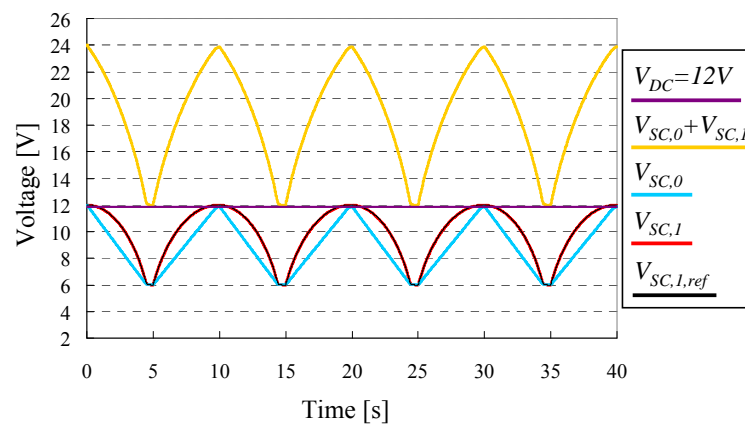
では、キャパシタ電圧調整回路の動作および有効性を、数値シミュレーションにて示す。シミュレーション条件は、3.3節にて行ったものと同じとし、キャパシタ電圧調整回路を接続の上、5秒毎に2Aの充放電を繰り返した。なお、キャパシタ電圧調整回路のインダクタ L_{bal} のインダクタンスは0.45mHとした。シミュレーション結果を図3.12に示す。

図3.12(b)より、電圧 $V_{SC,1}$ がその指令値 $V_{SC,1,ref}$ に追従し、理想状態における電圧関係(図3.5)とほぼ一致した充放電サイクルを示していることがわかり、2つのキャパシタ電圧 $V_{SC,0}$ 、 $V_{SC,1}$ のバランスが崩れる現象が解消された。同時に、図3.12(a)の電流波形においても、電圧調整回路を使用していない場合(図3.8)に見られたキャパシタ充放電が充分に行われない問題が、大きく改善されていることも確認できる。また、電圧調整回路を流れる電流は、定常的に0.15A程度、最大で0.4Aと、主回路を流れる2Aに比べ非常に小さいので、主回路に対して非常に小型に実現できると考えられる。

以上より、キャパシタ電圧調整回路の有効性が示された。



(a). 電流波形



(b). 電圧波形

図 3.12 キャパシタ充放電シミュレーション(キャパシタ電圧調整制御あり)

3.5 Half Controlled Converter の回路素子の検討

本節では、コンバータの構成部品であるインダクタの大きさおよび、スイッチング素子における損失についての検討を行う。前節 HC Converter にて行った 2A のキャパシタ充放電と、同じ条件の充放電シミュレーションを HB Converter にて行い、上記 2 項目についてそれぞれの場合を比較する。

HB Converter におけるキャパシタ SC の容量 C_{SC} は、HC Converter と同じエネルギーを持つように、

$$C_{SC} = C_{SC,0} + C_{SC,1} \dots \dots \dots (3.24)$$

と設計した。このときの、両コンバータ回路における電流の波形を図 3.13 に示す。

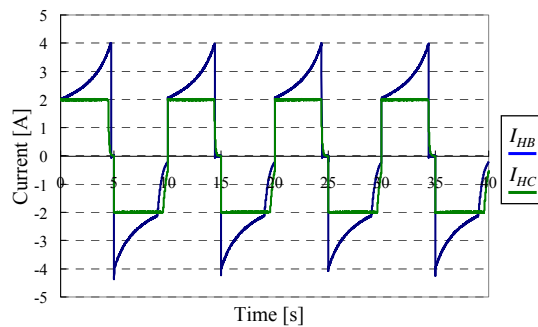


図 3.13 HC Converter 電流 I_{HC} と HB Converter 電流 I_{HB} の比較

3.5.1 インダクタの大きさ

インダクタの選定は、許容するリップルの大きさからインダクタンスを、流れる電流定格から電流容量をそれぞれ設計することで行うこととする。必要とされるインダクタを市販の製品から選定し、その大きさを比較する。

インダクタンスについては、電流リップルをキャパシタ充放電電流 2A の 10%(=0.2A) 以内に抑えるように設計した。HB Converter における電流リップル ΔI_{HB} は、図 2.8 に示した動作波形および、インダクタの電流電圧関係式 $v = L di/dt$ より、

$$\Delta I_{HB} = \frac{V_{SC}}{L} \cdot D_{SC} \cdot T_s = \frac{V_{SC}}{L} \cdot \frac{V_{DC} - V_{SC}}{V_{DC}} \cdot \frac{1}{f} \dots \dots \dots (3.25)$$

と表すことができる。 f はスイッチング周波数である。キャパシタ充放電にて変化する電圧 V_{SC} の V_{DC} から $V_{DC}/2$ まで(この場合は 12V から 6V まで)の各状態において、式(3.24)より、電流リップル ΔI_{HB} を計算すると、 $V_{SC} = V_{DC}/2 = 6V$ のときにリップルが最大となる。図 3.14(a) に示す通りに、最大のリップルを 0.2A 以下に抑えるようインダクタンスを設計すると、0.75mH という値が得られた。HC Converter においても同様に、図 3.3 に示した動作波形から、電流リップル ΔI_{HC} が

3.5 Half Controlled Converter の回路素子の検討

$$\Delta I_{HC} = \frac{V_{SC,0} + V_{SC,1} - V_{DC}}{L} \cdot D_{SC} \cdot T_S = \frac{V_{SC,0} + V_{SC,1} - V_{DC}}{L} \cdot \frac{V_{DC} - V_{SC,0}}{V_{SC,1}} \cdot \frac{1}{f} \quad (3.26)$$

と表され、キャパシタ電圧 $V_{SC,0} + V_{SC,1}$ の動作範囲(この場合は 24V から 12V まで)において ΔI_{HC} を計算し、最大となる ΔI_{HC} が 0.2A 以下となるよう設計すると(図 3.14(b)), 0.591mH という値が得られた。HC Converter のキャパシタ電圧調整回路のインダクタについては、数値シミュレーションにより波形を見ながら同様に設計を行った結果、0.95mH となった。

電流容量については、図 3.12, 3.13 より、電流定格が HB Converter の場合 4A, HC Converter の場合、主回路が 2A, 電圧調整回路が 0.4A であるから、その倍の電流容量を持たせるよう設計し、それぞれ 8A, 4A, 0.8A とした。

以上の条件に適合するそれぞれのインダクタを、タムラ製作所の製品(チョークコイル AHD シリーズ)^[20]から選定し、それらの体積の比較を行った結果を表 3.2 に示す。HC Converter に用いたインダクタについては、製品の都合上、設計よりも大きな電流容量での選定となっている。

表 3.2 より、HC Converter の主回路の L は HB Converter の L の 53% の体積となり、これにキャパシタ電圧調整回路を加えても、HB Converter の 64% の大きさで実現できることが示された。

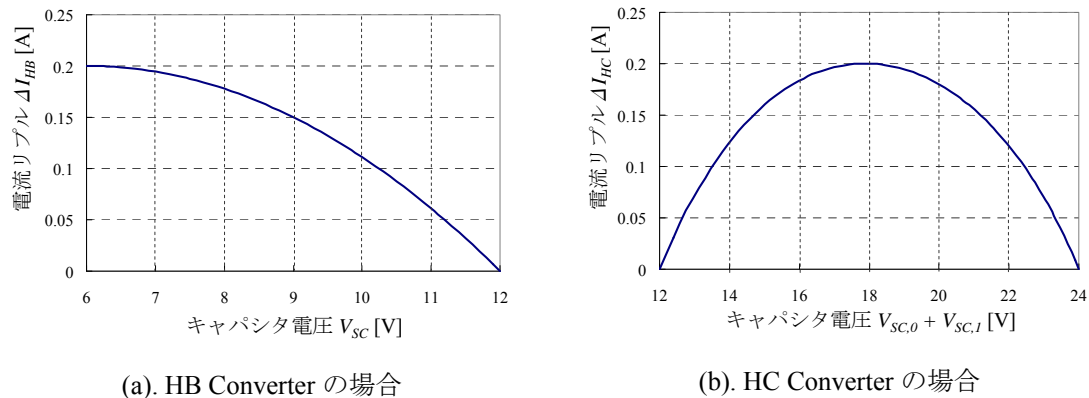


図 3.14 各キャパシタ電圧の状態におけるキャパシタ電流リップル

表 3.2 各インダクタの比較

Converter Type	HB	HC	
インダクタ	L	L	L _{bal}
インダクタンス	0.75 mH	0.6 mH	0.95 mH
定格電流	4.0 A	2.0 A	0.4 A
インダクタ電流容量	8.0 A	5.0 A	1.0 A
インダクタ体積	63.7 cm ³	33.9 cm ³	6.9 cm ³

3.5 Half Controlled Converter の回路素子の検討

また、図 3.15 に示したのは、HB, HC 両回路で同じインダクタ L を使用した場合に発生するリップルの最大値の比率 $\Delta I_{HC} / \Delta I_{HB}$ を、キャパシタのエネルギー利用率を 75%以上にするキャパシタ容量比 $x = 1.4 \sim 3$ の各場合において、式(3.25),(3.26)から算出した結果である。どの容量比においても ΔI_{HB} より ΔI_{HC} の方が小さい。即ち、同じ大きさのリップルを抑えるためには、HB Converter の方が大きなインダクタンスを必要とすることを意味し、容量比 x の設計に依らず、HC Converter の方がインダクタンスを小さくできるといえる。

一般に、インダクタの大きさには、①電流容量が大きくなれば、線材が太くなるため大きくなる。②インダクタンスが大きくなれば、巻き数が増えるため大きくなるという関係があるが、①だけでなく②の観点からも、HC Converter ではインダクタの小型化が可能であることが示された。

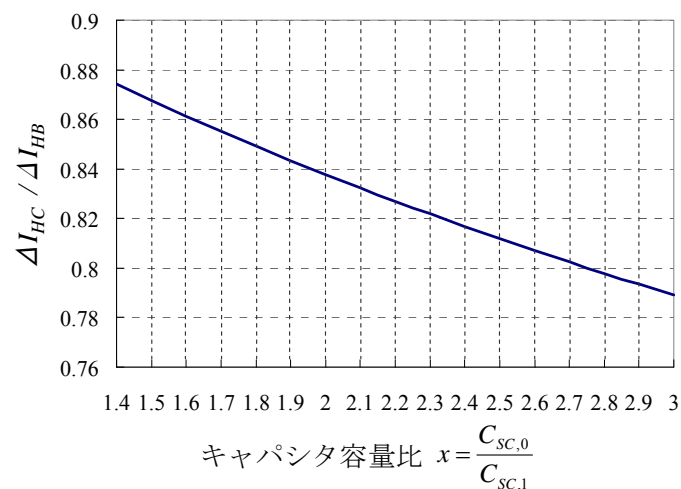


図 3.15 同一のインダクタ使用時における電流リップルの比較

3.5.2 スイッチング素子における損失

スイッチング素子における損失には、定常損失とスイッチング損失があり、定常損失はさらにオン損失とオフ損失に分けられる。オン損失 W_{ON} は、スイッチング素子が ON 状態のときのオン抵抗 $R_{SW(ON)}$ によるジュール損であり、流れる電流を I_{ON} 、オン時間を T_{ON} とおくと次式で表される。

$$W_{ON} = R_{SW(ON)} \cdot I_{ON}^2 \cdot T_{ON} \dots\dots\dots (3.27)$$

オフ損失については、OFF 状態で流れる電流は非常に小さいため、ここでは無視する。

スイッチング損失はスイッチング遷移期間における電力損失のことであるが、簡易的に計算するため、図 3.16 に示すよう ON/OFF 信号への応答には一定の時間 $\Delta T_{SW,ON}$ 、 $\Delta T_{SW,OFF}$ がかかり、電流、電圧変化は直線的であると仮定する。するとこのとき、OFF から ON に変化する 1 回のスイッチングにおける損失は、

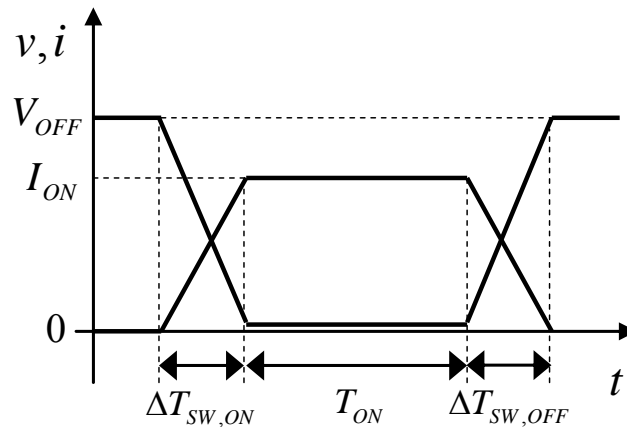


図 3.16 仮定するスイッチ動作

$$\begin{aligned}
 W_{SW} &= \int_0^{\Delta T_{SW,ON}} v \cdot i dt = \int_0^{\Delta T_{SW,ON}} \frac{I_{ON} \cdot V_{OFF}}{\Delta T_{SW,ON}^2} \cdot t \cdot (\Delta T_{SW,ON} - t) dt \\
 &= \frac{I_{ON} \cdot V_{OFF}}{6} \cdot \Delta T_{SW,ON}^3 \dots\dots\dots (3.28)
 \end{aligned}$$

と表される。ON から OFF の場合は $\Delta T_{SW,ON}$ が $\Delta T_{SW,OFF}$ になるだけで同様である^[21]。

以上の損失について、先のシミュレーションで、1 回のキャパシタ完全充放電を行った際に発生した損失を算出した結果を表 3.3 に示す。 $R_{SW(ON)}$, $\Delta T_{SW,ON}$, $\Delta T_{SW,OFF}$ の値は、次節の実験にて使用する MOSFET のデータシートより、両回路ともに、 $R_{SW(ON)}=44\text{m}\Omega$, $\Delta T_{SW,ON}=\Delta T_{SW,OFF}=35\text{ns}$ とした。

HC Converter のスイッチング素子における損失は、HB Converter のその 54% と、およそ半分になることがわかる。HB Converter では、キャパシタ電圧が低下した際に素子を流れる電流が大きくなることから、損失増加に大きく影響していると考えられる。また、HC Converter の電圧調整回路の損失は、主回路のその 1.5% と非常に小さいことも確認された。

表 3.3 各スイッチング素子における損失の比較

Converter Type	HB	HC	
スイッチング素子	SW1&SW2	SW1&SW2	SW3&SW4
オン損失	2.73 J	1.47 J	0.016 J
スイッチング損失	0.14 J	0.09 J	0.01 J
損失の合計	2.87 J	1.53 J	0.026 J

3.6 小電力用基礎実験回路による検証

本節では、ここまで数値シミュレーションにて行ってきた、HC Converter によるキャパシタ充放電制御および、キャパシタ電圧調整制御の動作検証のために、小電力用基礎実験回路を製作し、実験を行った。実験回路の外観を図 3.17、実験回路の諸元を表 3.4 に示す。なお、無負荷とし、電池とキャパシタの間で 4 秒毎に 1A の充放電を繰り返す。キャパシタ電圧調整制御を行っていない場合の実験結果を図 3.18(a)に、電圧調整制御を行った場合のものを図 3.18(b)にそれぞれ示す。

電圧調整制御を行わない場合は、充放電の 1 サイクル目から電圧 $V_{SC,0}$ と $V_{SC,1}$ のバランスが大きく崩れ、キャパシタへの充放電がほとんどできていない。これに対し、電圧調整

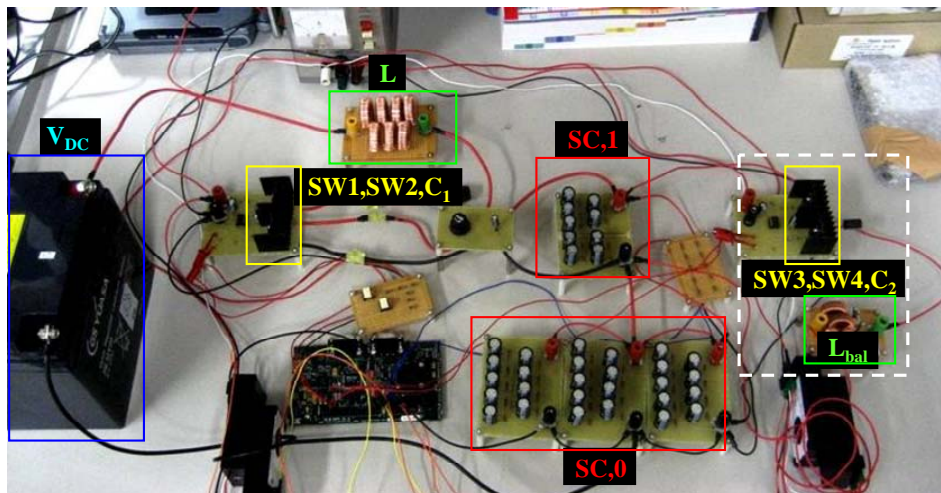


図 3.17 小電力用基礎実験回路の外観

表 3.4 実験回路諸元

電池	12V, 24Ah, 鉛蓄電池 GS YUASA “PE12V24”
キャパシタセル	4.7F, 2.7V, ESR: 0.4Ω(at 1kHz) nichicon, UM シリーズ
キャパシタバンク SC,1	0.522F, 24.3V, 9 セル直列接続 初期値 $V_{SC,1}(0)$: 11.7V
キャパシタバンク SC,0	1.566F, 24.3V, 9 直列 3 並列接続 初期値 $V_{SC,0}(0)$: 11.7V
主回路用インダクタ: L	3.54mH
調整回路用インダクタ: L_{bal}	1.6mH
平滑用コンデンサ: C_1, C_2	100uF
スイッチング周波数: f	20kHz

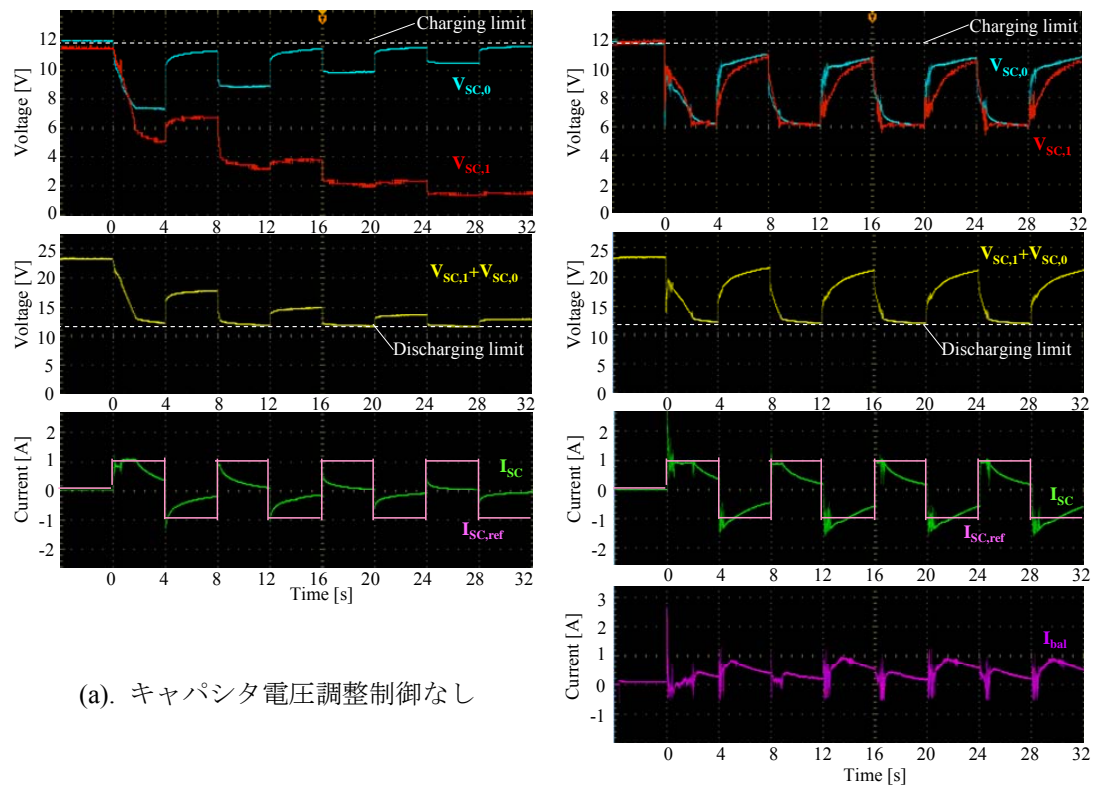


図 3.18 実験結果電圧電流波形

制御を行うと、電圧のバランスが崩れる現象が解消され、それにより充放電波形にも大きな改善が見られた。キャパシタ電圧調整制御の有効性が、実験的にも示されたといえる。

ただし、数値シミュレーションにおいては見られなかった現象が生じているので、それについて考察する。まず、充電と放電の切り替わり時において、キャパシタ電圧にステップ状の変化が生じている。これは、キャパシタの内部抵抗による影響と考えられ、その変化分 ΔV は充放電電流 I_{SC} と内部抵抗 $R_{SC(ESR)}$ の積で表される。本実験で使用した小容量タイプのキャパシタは、内部抵抗が 1 セルで 0.4Ω と比較的大きなものであったことに加え、短時間で 75% のエネルギーを取り出すという、キャパシタ容量に対して非常に大きな電流を流した実験であったため、上記の I_{SC} 、 $R_{SC(ESR)}$ の積で表される電圧の影響が非常に大きく現れた。さらに、これは損失を生むと同時に、電圧の理想サイクルからの大きなずれを引き起こす。そのため、電圧を調整するためには大きな電流を流すことが必要となり、電圧調整回路の電流が主回路の電流と同等の大きさになるという結果につながった。これは電圧調整回路が、主回路と同等の大きさになることを示唆するが、本実験回路特有の問題であることを強調する。次章で示す、大電力用回路で使用するキャパシタモジュールの内部抵抗は数 $10m\Omega$ 程度と小さく、充放電電流もキャパシタ容量に対しこれほど大きくはないため、大きな影響にはならず、電圧調整回路は主回路より充分小さく実現できる。

第4章 大電力用回路による電池・キャパシタ間充放電実験

本章では、小型電気自動車への適用を目的とし作製した、大電力用の Half Controlled Converter を用いた電池・キャパシタハイブリッド電源システムにおいて、キャパシタの充放電制御および、キャパシタ電圧の調整制御を実現した。大電力用回路においてもキャパシタ電圧制御の有効性を示し、インダクタの小型化および損失についての考察も行う。

4.1 実験概要

4.1.1 実験装置

小型電気自動車への適用を目的として作製した、大電力用回路の外観を図 4.1 に、実験回路構成図を図 4.2 に、諸元を表 4.1 にそれぞれ示す。

本回路構成においては、キャパシタは SC,0, SC,1 共に電池の電圧 60V 以下の範囲でそれぞれ使用することとなる。キャパシタが流すことのできる電流は、インダクタの電流容

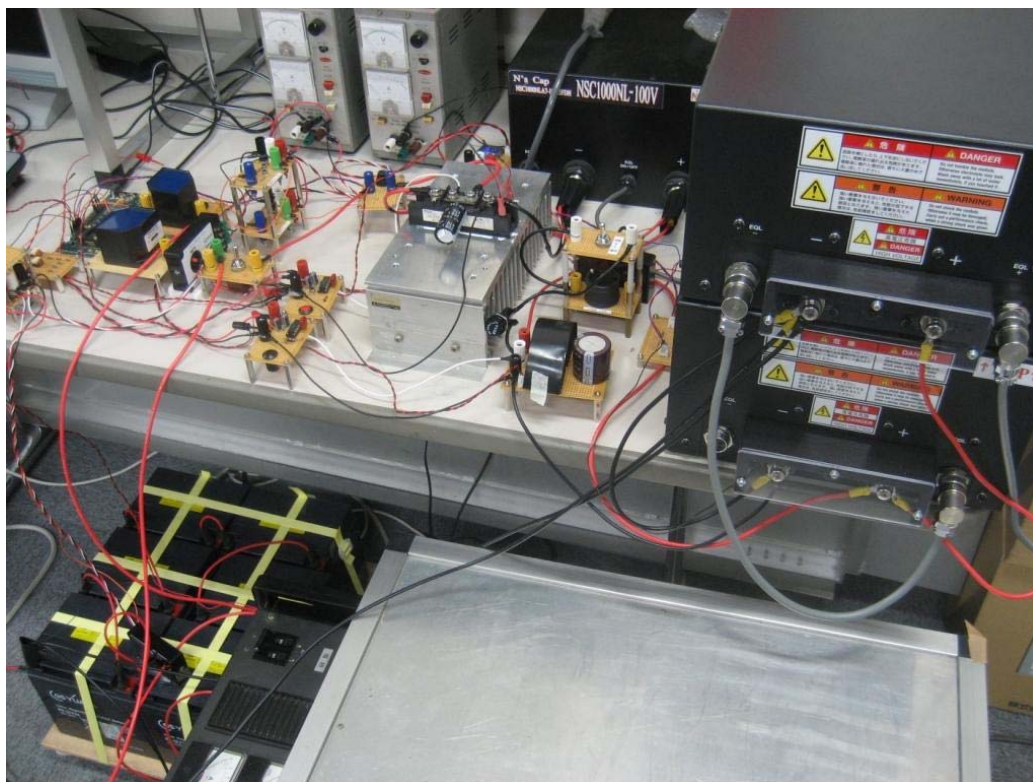


図 4.1 大電力用回路外観

4.1 実験概要

表 4.1 大電力用実験回路諸元

エネルギーストレージデバイス	
電池	60V, 24Ah, 鉛蓄電池 GS YUASA “PE12V24”(12V,24Ah), 5 直列接続
キャパシタバンク SC,1	25F, 100V, 電圧初期値 $V_{SC,1}(0)$: 46.15V 日清紡 100V モジュール“NSC1000NLA7-10025FDH”
キャパシタバンク SC,0	58.8F, 100V, 電圧初期値 $V_{SC,0}(0)$: 35.0V 日清紡 100V モジュール“MP036-04”(29.4F,100V), 2 並列接続
コンバータ回路素子	
主回路用インダクタ: L	1.0mH, 12A SCHURTER“DLFL-0147-12D5”(0.5mH,12A), 2 直列接続
調整回路用インダクタ: L_{bal}	3.9mH, 2.8A BOURNS“1140-392K-RC”
主回路スイッチング素子: SW1&SW2	500V, 50A, MOS-FET モジュール 富士電機 POWER MOS-FET “2MI50F-050”
調整回路スイッチング素子: SW3, SW4	400V, 10A, MOS-FET VISHAY Power MOSFET “IRF740LC”
主回路平滑用コンデンサ: C_1	200V, 470uF 日本ケミコン 小型アルミ電解コンデンサ
調整回路平滑用コンデンサ: C_2	350V, 560uF 日本ケミコン 小型アルミ電解コンデンサ
制御回路類	
DSP	Texas Instruments “TMS320F2808 eZdsp™”
ゲートドライブ IC	HALF-BRIDGE DRIVER International Rectifier “IR21094”
スイッチング周波数: f	20kHz
計測回路	
電流センサ	最大入力電流: $\pm 25A$, 出力電圧: 5V / 25A U_RD “HCS-20-SC-A-2.5”
電圧計測用分圧回路	炭素皮膜抵抗 $V_{SC,0}$ 計測用: 680k Ω , 20k Ω $V_{SC,0} + V_{SC,1}$ 計測用: 680k Ω , 10k Ω V_{DC} 計測用: 680k Ω , 20k Ω

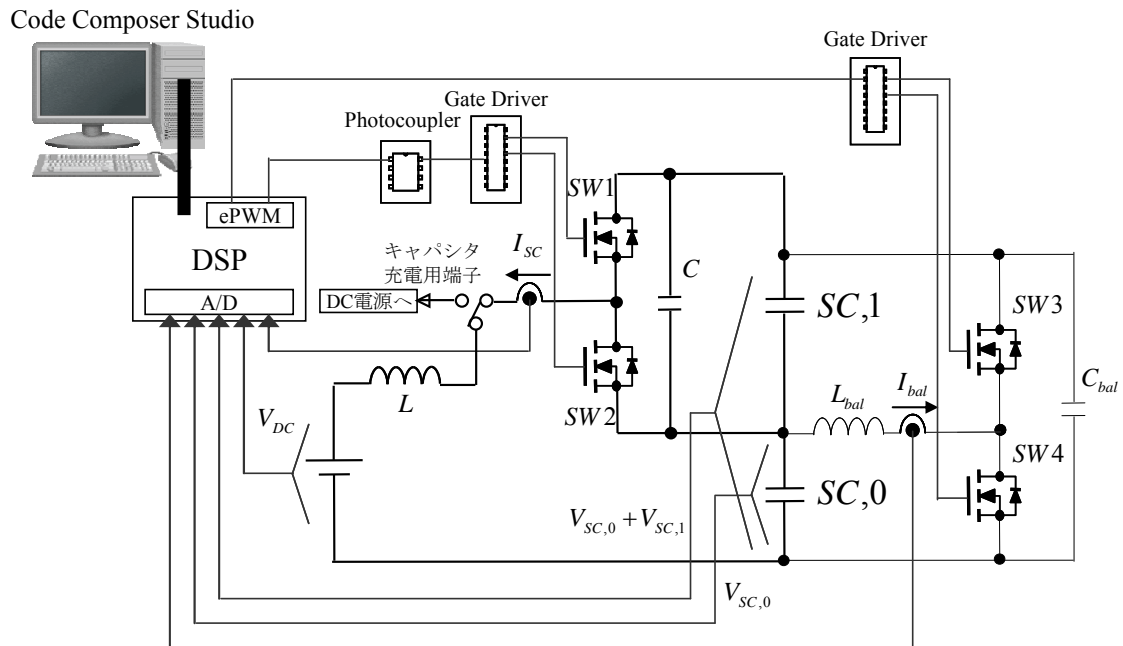


図 4.2 大電力用実験回路の構成

量から最大で 12A であり、電力として 720W までの入出力が可能である。キャパシタに 100V モジュールを使用しているため、鉛蓄電池については直列に同一のモジュールをさらに接続することにより、96V まで拡張することができる。

MOS-FET への制御信号を送るゲートドライバについては、一つ注意が必要である。図 4.2 に示すよう、主回路の MOS-FET(SW1, SW2) と調整回路の MOS-FET(SW3, SW4) とで、GND となる部分がそれぞれ異なる(主回路は SW2 のソース、調整回路は SW4 のソース)。DSP 内の GND は統一されており、今、回路の GND(電池のマイナス側)と等しくなっているため、主回路のゲートドライバを用いる際にはフォトカプラを間に挟み、絶縁しなければならない。

また、キャパシタの初期充電については、図 4.2 に示したスイッチをキャパシタ充電端子側に切り替えて、外部の DC 電源により行う。初めは SW1: ON, SW2: OFF とし、SC,0 と SC,1 を両方充電する。SC,1 の電圧が初期値に達したところで、SW1: OFF, SW2: ON にし SC,0 のみの充電に切り替え、その後 SC,0 の電圧が初期値に達したところで、充電が完了する。初期充電のために用いた切替スイッチにおける注意点は、キャパシタの総電圧 $V_{SC,0} + V_{SC,1}$ が電池の電圧 V_{DC} より低い状態で主回路側に切り替えてはいけないという点である。スイッチング素子 SW1 のフリーホイールダイオードの存在のため、電池・キャパシタ間の電位差により過電流が流れてしまい、素子が破壊されるためである。本回路では、過電流阻止のためにヒューズを挿入した。

4.1 実験概要

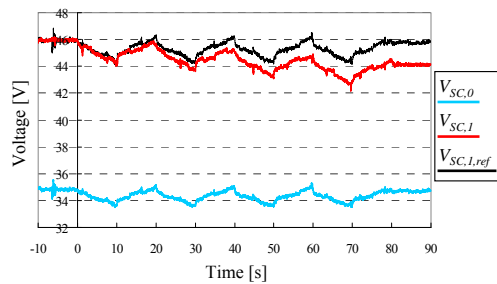
4.1.2 実験内容

本章で行う電池・キャパシタ間充放電実験では、使用する鉛蓄電池(GS YUASA “PE12V24”)の最大充電電流の仕様 $6A (=0.25C_{20} A)$ から、 $5A$ の充放電を行うこととする。このときの電力($300W$)は、小型電気自動車 COMS に搭載されているモータの定格出力 $290W$ を想定している。

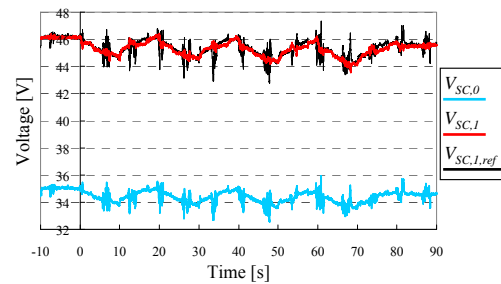
キャパシタの初期状態を、式(3.13)から与えられた関係となる $V_{SC,0} = 35V$, $V_{SC,1} = 46.15V$ とし、 $5A$ のキャパシタ充放電を 10 秒毎に繰り返す実験を行う。電圧調整制御の有無により、動作波形がどう変わるかをオシロスコープにより観察する。

4.2 実験結果

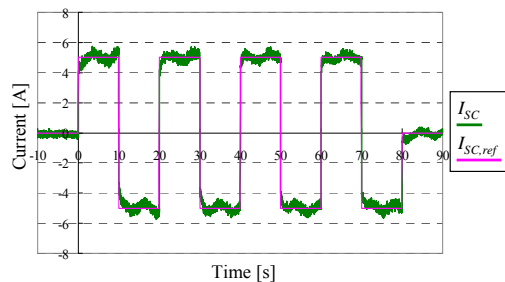
実験結果を図 4.3, 4.4 に示す。電圧調整制御のない場合(図 4.3)は、基礎実験と同様、電圧 $V_{SC,1}$ が充放電の繰り返しと共に低下し、電圧のバランスが崩れてしまう。 $V_{SC,1,ref}$ は、理想状態での関係から表される $V_{SC,0}$ に対する $V_{SC,1}$ を示している。今回の実験においては、キャパシタ電流への影響は見られないが、このまま長い時間使用すると、電圧のアンバランスにより、基礎実験の際のようにキャパシタが充分に利用できなくなると想像される。一方、電圧調整制御を行った場合(図 4.4)には、理想状態での関係となる指令値 $V_{SC,1,ref}$ に追従するよう電圧 $V_{SC,1}$ が調整されており、 $V_{SC,1}$ が低下していく現象が改善されている。電圧調整回路を流れる電流は最大でも $1.3A$ 程度と、主回路電流 $5A$ に対して $1/4$ 程度であった。



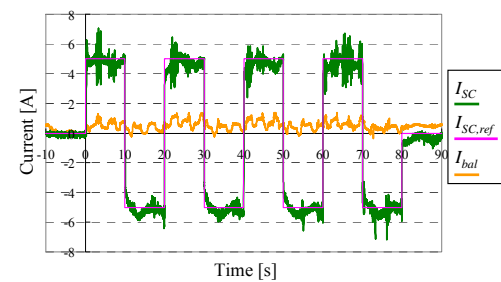
(a). 電圧波形



(a). 電圧波形



(b). 電流波形



(b). 電流波形

図 4.3 キャパシタ充放電 w/o 調整制御

図 4.4 キャパシタ充放電 with 調整制御

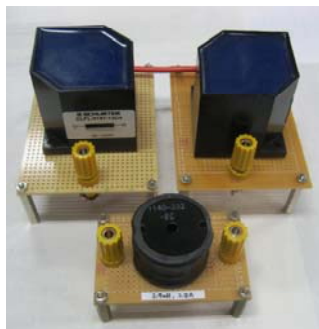
4.3 インダクタ小型化と損失の考察

ここでは 3.5 節で述べたのと同様にして、この場合における、HB Converter と HC Converter にて必要となるそれぞれのインダクタの大きさについて検討する。エネルギー利用率 75%のキャパシタ充放電を行う際に発生する最大のリップルを、主回路電流 5A の 12%(=0.6A)以下とするようインダクタンスを設計し、電流容量は電流定格の 2 倍の値とした。必要となるインダクタの仕様をまとめたものを表 4.2 に示す。主回路のインダクタについては、HAMMOND MANUFACTURING 社の製品から、電圧調整回路用については、BOURNS社の製品から選定し、その重量と体積を示した。(HB Converter の L については、1.25mH の製品がないため、代わりに 1.0mH のものを用いた。)

表 4.2 各インダクタの比較(大電力用回路)

Converter Type	HB	HC	
インダクタ	L	L	L _{bal}
インダクタンス	1.25 mH	1.0 mH	3.9 mH
定格電流	10.0 A	5.0 A	0.45 A
インダクタ電流容量	20.0 A	10.0 A	2.8 A
インダクタ重量	1.36 kg	0.45 kg	0.11 kg
インダクタ体積	376 cm ³	161 cm ³	16 cm ³

HC Converter のインダクタについては、電圧調整回路用インダクタは主回路用に比べ、重量で 25%、体積で 10%と非常に小型に実現されることがわかる。実験においては、入手の都合上 0.5mH のものを直列接続し使用したが、その大きさを比較すると、図 4.5 に示す通りである。HB Converter と比較すると、HC Converter 全体で、重量 41%、体積 47%となり、小型化効果が大きく得られる。



(上). HC_L [0.5mH, 12A] 2 直列

(下). HC_L_{bal} [3.9mH, 2.8A]

図 4.5 インダクタ大きさ比較

4.3 インダクタ小型化と損失の考察

また、本比較において用いた HAMMOND MANUFACTURING 社の 195 シリーズのインダクタ^[22]について、それらの重量および体積の、インダクタンスと電流容量に対する関係をプロットしたグラフを図 4.6 に示す。重量・体積ともに、インダクタンスに対してはおおむね 3 乗で、電流容量に対してはおおむね 2 乗で増加する関係にあることが読み取れる。このことから、さらなる大電力化を想定した場合、より大きな小型化効果が得られるであろうと期待できる。

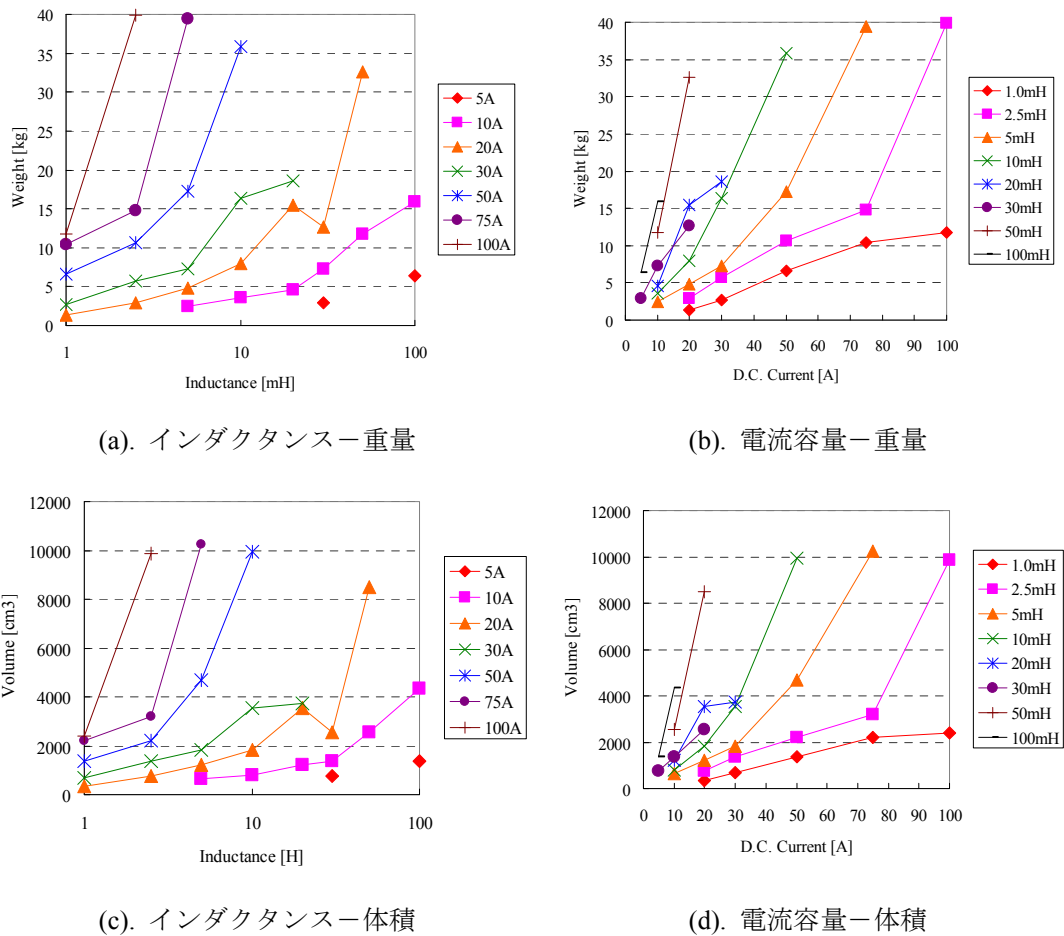


図 4.6 インダクタンスおよび電流容量の重量・体積との関係

次に損失に関する考察を行う。ここでは、実験結果より、キャパシタ充放電実験開始時(0sec)と 4 サイクル充放電終了時(80sec)それぞれにおける、キャパシタ所有エネルギーを算出することで充放電サイクル中の損失を比較する。表 4.3 に算出した結果をまとめる。

キャパシタ電圧調整制御を行うことにより損失は増加しているが、増加分は 107J と、電圧調整回路を使用しない場合の 7.2%に相当する量であり小さい。損失について 3.5 節で検討したとおり、HB Converter では HC Converter のおよそ 2 倍の損失が見込まれることから、この 107J という増加分は、非常に小さいものであるといえる。

4.3 インダクタ小型化と損失の考察

表 4.3 充放電サイクルにて回路全体で生じた損失

キャパシタ電圧調整制御の有無	制御なし		制御あり	
	0 sec	80 sec	0 sec	80 sec
時間: t				
SC,1 所有エネルギー: $E_{SC,1}(t)$	26335 J	24642 J	26565 J	25992 J
SC,0 所有エネルギー: $E_{SC,0}(t)$	35400 J	35605 J	36015 J	34993 J
合計エネルギー: $E_{SC}(t)$	61735 J	60247 J	62580 J	60985 J
損失: E_{Loss}	1488 J		1595 J	

4.4 まとめ

本章では、小型電気自動車への適用を目的とし作製した大電力用の回路において、電池・キャパシタ間の充放電実験を行い、キャパシタ電圧の調整制御を実現した。大電力用回路においてもキャパシタ電圧調整制御により、SC,0 と SC,1 の電圧バランスが崩れる現象が解消され、電圧調整制御の有効性が示された。

さらに、HB Converter と HC Converter にて同じ充放電動作を行う場合に必要とされるインダクタの大きさについて、実際の製品により現物比較を行った。その結果、HC Converter で必要とされるインダクタは、重量・体積ともに HB Converter の半分以下で実現されるということが分かった。また、損失については、電圧調整回路を用いることにより増加するが、それは、主回路における損失のわずか 7% にすぎず、倍の損失が見込まれる HB Converter との比較を考えた際には、非常に小さいものであることが分かった。これらより、HC Converter の優位性が、実機実験においても示された。

第5章 電池・キャパシタハイブリッド電源システムの制御

本章では、前章にてキャパシタ充放電実験を行った大電力用回路において、抵抗負荷を接続し、電池・キャパシタハイブリッド電源システムによる放電実験を行う。負荷変動に対して、キャパシタから高出力アシストを行う制御を施し、電池とキャパシタそれぞれの特徴を生かした出力制御を実現する。

5.1 電池・キャパシタハイブリッド電源システムの高出力アシスト制御

前章までの実験では自分で予め与えていたキャパシタ電流の指令値 $I_{SC,ref}$ を、負荷接続時には、負荷電流に応じて決定し、電流制御を行う必要がある。その制御においては、2.1.3項にて述べたように、電池とキャパシタそれぞれの特徴を生かした使い方をすることが大事な指針になる。具体的には、電池はエネルギー密度の高さを生かし、ベースとなる電力を供給し、電池の苦手な大電流の充放電の要求や急峻な変動に対しては、キャパシタが得意の高い入出力にて対応するという使い方である。

そこで、図 5.1 のブロック線図に示すようにして、キャパシタ電流指令値を作成する。電流センサにて検出された負荷電流にローパスフィルタとリミットをかけ、電池からの電流の指令値をつくる。それと負荷電流の差分をとることでキャパシタ電流の指令値としている。このローパスフィルタにより、急峻な負荷変動や細かい変動に対しては全てキャパシタがアシストするようにし、また、電池電流にリミットをかけることにより、大電流の充放電という電池に対して厳しい条件での使用を避けることができる。

図 5.2 に、数値シミュレーションにより、本制御にて電流の制御を行った負荷接続時の充

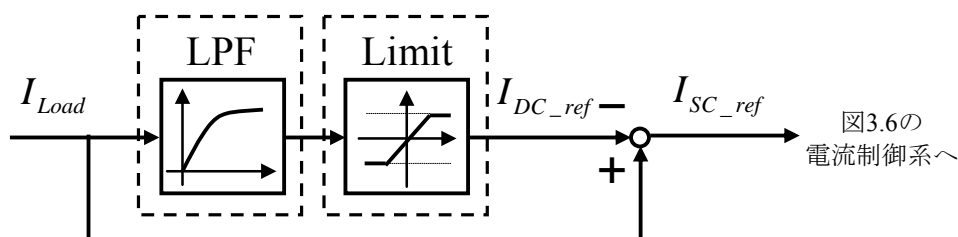


図 5.1 キャパシタ高出力アシスト制御の電流指令値生成ブロック図

5.1 電池・キャパシタハイブリッド電源システムの高出力アシスト制御

放電動作を示す。車が加速、定速走行、減速、停止をするのを模した負荷電流 I_{Load} に対し、電池とキャパシタが分担して入出力を行う。このときローパスフィルタの時定数を 3 秒、電池の電流リミットを放電 4A、充電 2A と設定した。急峻な負荷変動に対してキャパシタが素早く対応しており、またキャパシタが大きな電流での入出力アシストをすることで、電池の電流は設定したリミット内に抑えられるという目的の動作が実現されている。

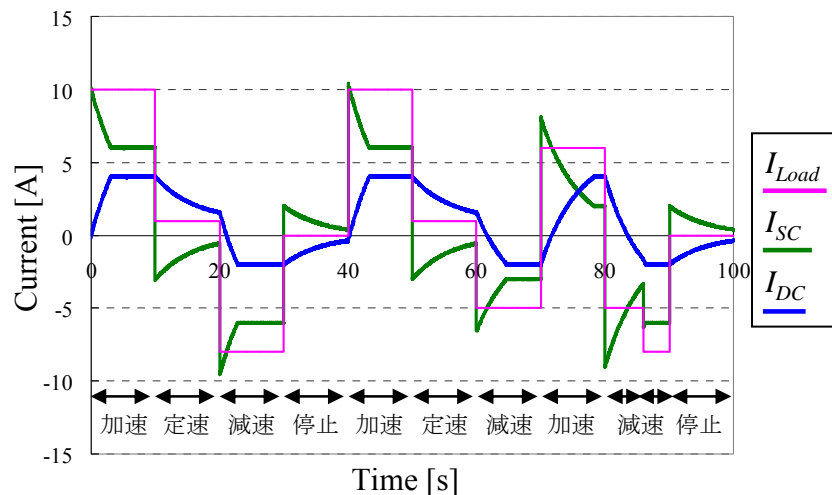


図 5.2 キャパシタからの高出力アシスト制御が実現された充放電波形

5.2 大電力用回路による抵抗負荷試験

ここで、可変抵抗器を負荷として接続し、前節にて示したキャパシタによる高出力アシスト制御を施した電池・キャパシタハイブリッド電源システムの放電実験を行う。

5.2.1 実験概要

実験装置は、前章にて使用した Half Controlled Converter を用いた大電力用実験回路に負荷として可変抵抗器(図 5.3)を接続したものとなる。各種仕様や初期条件は前章の実験と同じである。回路図を図 5.4 に示す。

およそ 10 秒毎(自動車のアクセル操作のサイクルがこの程度)に、可変抵抗器のハンドルを回し抵抗値を変化させることで、負荷電流を変動させる。初めの実験では、抵抗値を「 $\infty \Omega \rightarrow 6.3\Omega \rightarrow 16.5\Omega \rightarrow 10.2\Omega \rightarrow 24.4\Omega \rightarrow 11.3\Omega \rightarrow 24.4\Omega \rightarrow \infty \Omega$ 」と変化させた。最大で COMS に搭載されているモータの定格出力 $290W \times 2 = 580W$ を出力している。

制御における設定値としては、ローパスフィルタの時定数を 3 秒、電池電流のリミットを 5A とした。5A という値は、使用した電池のデータシートより、3 年という寿命の目安が保証される $0.25C_{20} A$ 以下での使用とすることから決定した。

また、時定数や電池電流のリミットを変えての実験も行う。



図 5.3 本実験の負荷: 可変抵抗器

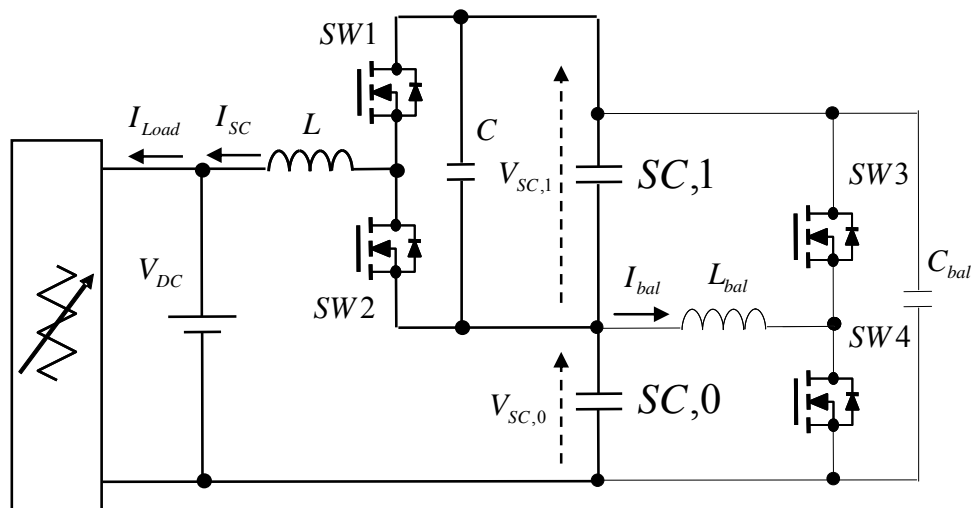
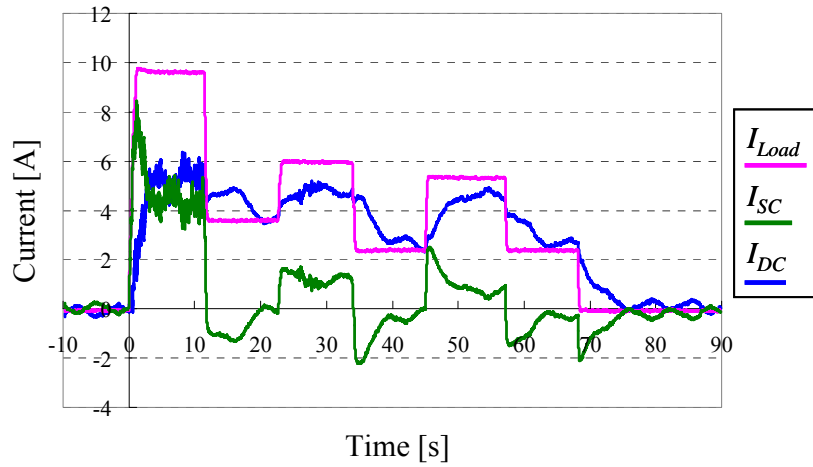


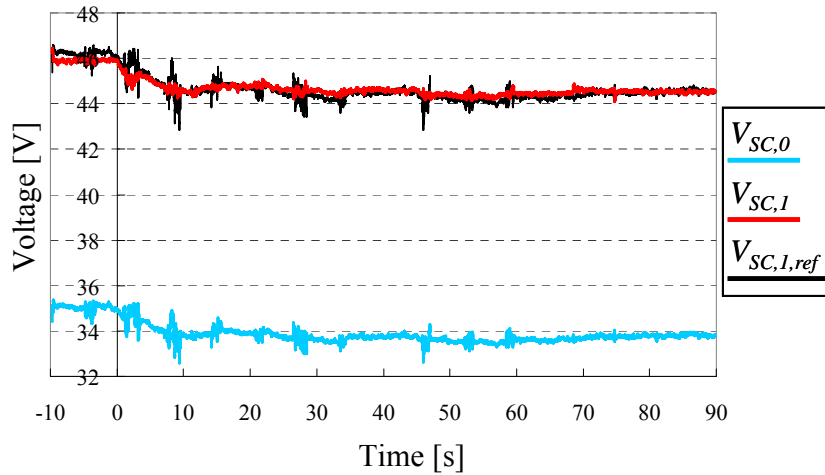
図 5.4 抵抗負荷試験回路図

5.2.2 実験結果

実験結果を図 5.5 に示す。図 5.5(a) に示した各電流波形より、負荷電流の急峻な変動に対し、キャパシタが素早く高出力アシストを行っており、その特長を生かした使い方が実現されている。その結果として、電池へのパルス的な出力要求を減少させることができる。さらに、大電流での出力が要求される場面(0s~12s : 9.5A, 23s~34s : 5.9A, 45s~57s : 5.3A)においても、キャパシタから出力を補助することで、今回使用した電池にとって厳しい条件での使用となる 5A 以上分をカットすることができている。これにより、電池のみでの動作に比べ、電池の寿命が向上することが期待できる。図 5.5(b) の電圧波形からは、キャパシタ電圧の調整制御も正常に動作していることが確認できる。



(a). 電流波形



(b). 電圧波形

図 5.5 高出力アシスト制御を施した抵抗負荷試験結果

また、フィルタの時定数3秒で電池電流のリミットを4Aに変更した実験結果を図5.6に、電池電流のリミットは5Aで、フィルタの時定数を5秒と1秒にした場合のものを図5.7, 5.8にそれぞれ示す。各波形より、いずれの条件においても、設定した通りに電流を制御することができていることが確かめられた。

さらに、急峻な負荷変動に対するキャパシタの応答に注目した波形を図5.9に示す。本実験においては、およそ5Aの負荷急変に対し、キャパシタが反応し立ち上がるまでに約2msを要している。今後モータ負荷を接続した場合、モータ制御の速さに対して十分速くキャパシタが対応できるかどうかを考慮した上で、制御系のゲイン等の調整を行う必要がある。

5.2 大電力用回路による抵抗負荷試験

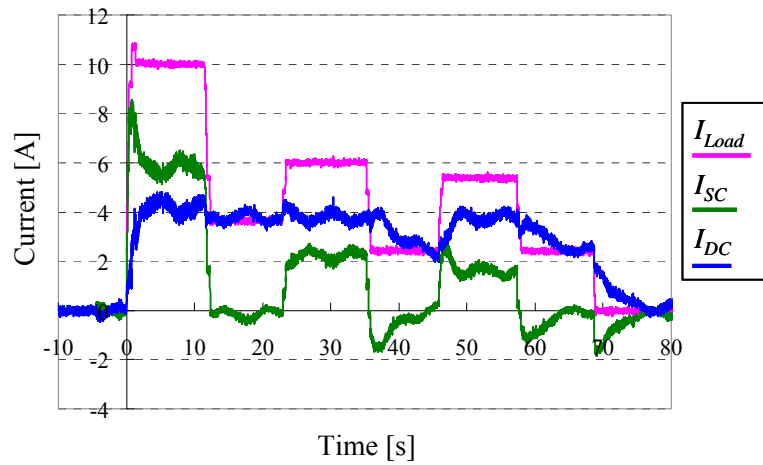


図 5.6 抵抗負荷試験電流波形(フィルタ時定数: 3 秒, 電池電流のリミット: 4A)

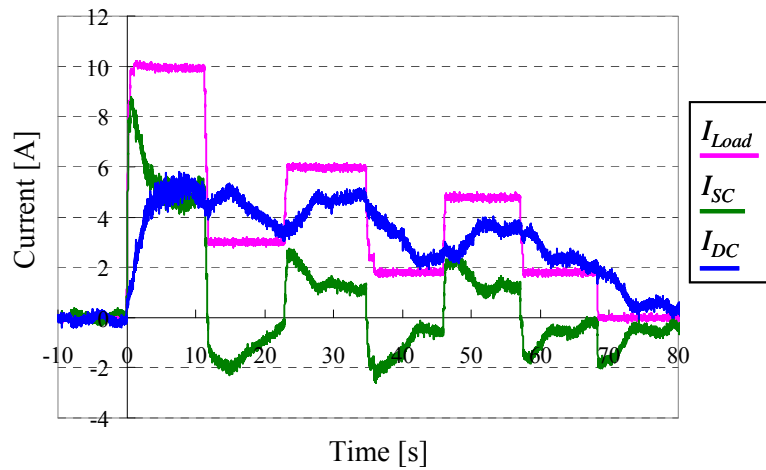


図 5.7 抵抗負荷試験電流波形(フィルタ時定数: 5 秒, 電池電流のリミット: 5A)

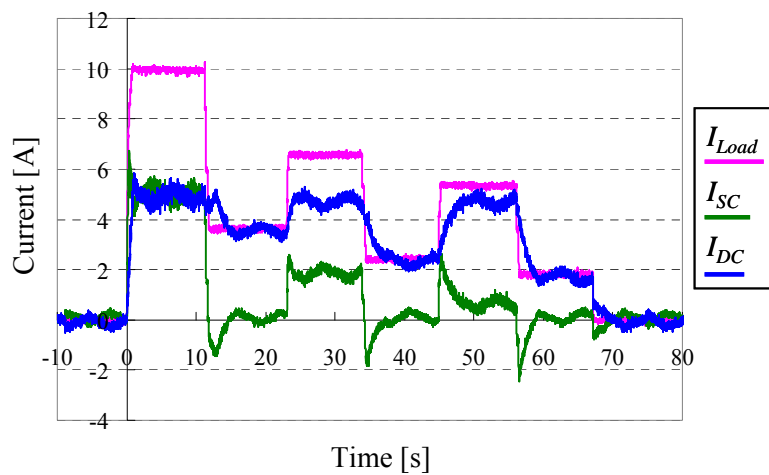


図 5.8 抵抗負荷試験電流波形(フィルタ時定数: 1 秒, 電池電流のリミット: 5A)

5.3 まとめ

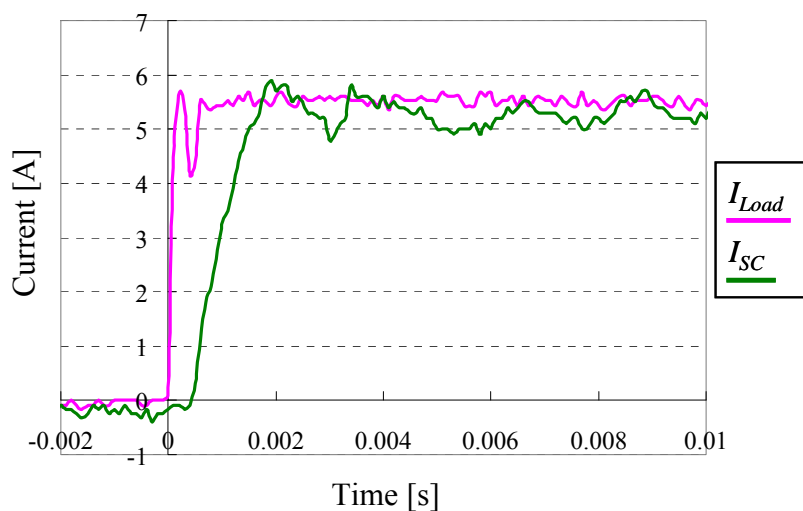


図 5.9 本実験におけるキャパシタ電流の応答性

5.3 まとめ

本章では、小型電気自動車への適用を目的とし作製した大電力用の電池・キャパシタハイブリッド電源システム回路にて、抵抗負荷による負荷試験を行った。HC Converterにおいて、キャパシタの電圧調整制御を行うと同時に、負荷変動に対してキャパシタから高出力なアシストを行うというキャパシタの特長を生かした制御を施した。本実験結果より、急峻な負荷変動に対して、キャパシタによる高出力アシストが実現され、電池へのパルスの出力要求が大きく減少した。また、キャパシタの併用により、電池の出力ピークをカットすることができた。高出力の授受が得意なキャパシタの特長を生かすことで、電池を優しい条件で使用することが可能となり、これにより電池寿命の向上が期待できる。本実験では行うことのできなかつた回生時には、電池では取りきることのできない大電流をキャパシタが吸収することにより、回生性能の向上も期待される。

第6章 結論

6.1 本論文のまとめ

本論文では、電気自動車等への適用を目的とした、電池・キャパシタハイブリッド電源システムにおいて、その制御を担う重要な要素である DC/DC コンバータとして、従来に比べ大幅な小型化が可能である Half Controlled(HC) Converter についての研究を行った。

HC Converter は、従来よく用いられる Half Bridge(HB) Converter と比較して、インダクタの大幅な小型化とスイッチング素子の損失低減を可能にするコンバータである。しかし、HC Converter はそのまま使用すると、2つに分けられたキャパシタの電圧間にアンバランスが生じ、キャパシタを有効に使用することができないため、2つのキャパシタ電圧を調整する回路が必要になる。理想状態におけるキャパシタ電圧の関係からのずれを補償するよう調整することで、電圧のアンバランス現象が解消され、十分なキャパシタ充放電を繰り返し行うことができるようになることを、数値シミュレーションおよび小型電気自動車への適用を目的とし作製した回路での実機実験により示した。

また、コンバータを構成する回路素子のうち、大型な素子であるインダクタについて、HB、HC 両コンバータでの現物比較を行った結果、HC 形では電圧調整回路のものは主回路のものに対して十分小さく、調整回路を含めても HB 形に比べ、重量で 41%、体積で 47% とそれぞれ半分以下になることが分かった。さらに HC 形では、インダクタンス値も電流容量も常に HB 形のそれより小さくなるため、さらなる大電力(大電流)化を試みた場合には、より大きな小型化効果が得られることが期待できる。スイッチング素子の損失についても、HC 形では HB 形の 54%とおよそ半分になるということが分かり、高効率化されると同時に、ヒートシンクの小型化にもつながると考えられる。

最後に、負荷接続時の電池・キャパシタの電流制御について、キャパシタからの高出力アシストを行う制御法を示し、抵抗負荷による実験にてその動作を実現した。キャパシタから高出力なアシストを行うことで、負荷変動に対する電池への出力要求を大きく減少させ、さらに電池の出力ピークを設定通りにカットすることができた。本論文では到達できなかったが、電池は特に大電流での充電が苦手であるので、本制御により回生制動時の大きな性能向上が期待できる。

6.2 今後の課題

今後の課題を以下に列挙する。

- モータ負荷による、回生も含めた実験の実施
回生制動時にキャパシタを積極的に使用することで、大電流の受け入れが苦

手な電池では取り切ることのできなかつた回生電力を回収することが可能になる。その電力の有効活用により、航続距離延長効果などが期待される。

- 走行状態やエネルギー残量に応じた制御法の検討

エネルギーストレージシステムを有効に使用するためには、本論文で示した高出力アシスト制御だけでなく、加速や再加速に備え電池からキャパシタへ蓄電補充を行う、あるいは制動に備えキャパシタのエネルギーを減らしておく等、その時々状況に応じた制御が必要になると思われる。キャパシタはその電圧から残存エネルギーが正確に分かるので、キャパシタ電圧をどのように管理するか、と言い換えることもできる。

- キャパシタ搭載量設計法の検討

キャパシタを単に併用させるだけでは、体積、重量、コストの増加を生むため、高出力アシスト等による効果を得るためにキャパシタを最低限どれだけ搭載すればよいのかを適切に設計することが、非常に重要である。電池のみの場合と比較するにおいて、同じ体積ベースでの比較、同じエネルギー容量(車両性能)ベースでの比較等、比較する条件の設定もポイントかと思われる。

- Half Controlled Converter ならではの良さの検討

回路の小型軽量化、高効率化の他にも Half Controlled Converter に利点があると、ますます面白い。HB Converter では不連続であるキャパシタから DC リンクへの電流が、HC Converter ではインダクタが DC リンク側に接続されていることにより連続的になる。これを制御的な利点につなげられないかと思っている。

謝辞

まず始めに、2年間にわたり、熱心かつ温かい御指導を賜りました、堀洋一教授に厚く御礼申し上げます。研究に関する的確な御指導、御助言はもとより、人生観や考え方などに関する深いお言葉、更には私の悪い部分や足りない部分を見抜いた貴重な御指摘も頂きました。先生のこれらの教育的な御指導のお陰で、この2年間で人間的にもひと回り大きく成長できたと思っております。ここに深く感謝致します。

藤本博志准教授には、研究に関する的確な御助言を頂くと共に、その情熱溢れる姿から研究者としてあるべき志の高さを学ばせて頂きました。呉世訓助教、居村岳広助教には、研究の相談から普段の研究室生活までの、幅広いサポートと親切なお気遣いを頂きました。内田利之技官には、実験装置の作製においての多くの有益なアドバイスを頂戴しました。心から感謝申し上げます。

また、本研究は、Guiseppe Guidi氏により提唱されている回路方式について実施しました。このような非常に興味深い回路の追尾研究をさせて頂くことを御承諾頂きましたこと、深く感謝申し上げます。研究の遂行に当たりましては、日清紡ホールディングス株式会社、吉川様、満屋様にキャパシタモジュールを御提供頂きました。深く御礼申し上げます。

千葉大学の近藤圭一郎先生をはじめとする、移動体用エネルギーストレージシステム技術調査専門委員会の委員の皆様、そしてキャパシタフォーラム会員の皆様にも、大変お世話になりました。それらの会合に参加させて頂くことは、エネスト技術やキャパシタ技術の知識を深める大変貴重な機会であったと同時に、最前線で御活躍されている方々とお話をさせて頂くことが、いつも私の研究への意欲を高めるきっかけになっておりました。ここに深く御礼申し上げます。

堀研究室OBの河島清貴氏には、研究から事務作業にわたるまで、基本となることを親身に教えて頂きました。博士課程2年の皆木亮氏とは、最もたくさん研究の議論をさせて頂きました。私の様子をよく気にかけても下さり、研究面だけでなく精神面でも非常に支えられました。同期の小柳拓也氏は、身近なことを色々と気軽に相談できる相手でした。いつかの飲み会で非常にくだけた話をしたのは、いい思い出です。同じく同期の加藤昌樹氏には、何と言っても実験回路の作製において、多大なアドバイスを頂きました。生研時代から2年間を共にした、博士課程3年のSalvucci Valerio氏、博士課程2年の南康鉉氏、修士課程2年の金潤河氏、修士課程1年の木村康人君、同Beh Tech Chuan君、同Kotchapansompote Palakon君、同Nguyen Binh Minh君、また学部時代からの繋がりのある修士課程1年の森脇悠介君、秘書の越智さん、降旗さん、その他堀研究室の皆様の支えのお陰で、ここまで辿り着くことができました。

最後に、私の研究をサポートして頂きました全ての方々に、心から感謝致します。

参考文献

- [1] 電気事業連合会, “ 原子力・エネルギー図面集 2011 年度版 ”,
<http://www.fepc.or.jp/library/publication/pamphlet/nuclear/zumenshu/index.html>
- [2] 気象庁ホームページ, “ 気象統計情報, 日本の年平均気温 ”,
http://www.data.kishou.go.jp/climate/cpdinfo/temp/an_jpn.html
- [3] 吉田裕明, “ 新エネルギー時代を駆ける電気自動車 ”, 三菱自動車 Technical review,
2010 No.22, pp.8-14,
http://www.data.kishou.go.jp/climate/cpdinfo/temp/an_jpn.html
- [4] 野田智輝, “ 電気自動車, プラグインハイブリッド自動車の普及に向けた経済産業省
の取り組み ”, 自動車技術, Vol.63, No.9, 2009
- [5] 移動体エネルギーストレージ技術調査専門委員会編, “ 移動体用エネルギーストレージ
技術の現状と展望 ”, 電気学会技術報告, 第 1161 号(D 部門), 2009.07
- [6] コマツユーティリティ NEWS, “ 世界初のバッテリーハイブリッドフォークリフト
を 2t 系へ拡充 ”, No.329, 2008.04.21
<http://www.komatsu-utility.co.jp/news/pdf/080421.pdf>
- [7] Y.Cheng et al, “Configuration and verification of the super capacitor based energy
storage as peak power unit in hybrid electric vehicles”, Power Electronics and
Applications 2007 European Conference
- [8] A. L. Allegre et al, “Influence of control strategies on battery/supercapacitor
hybrid Energy Storage Systems for traction applications”, IEEE Vehicle Power
and Propulsion Conference (VPPC), pp.213-220, 2009
- [9] J.N. Marie-Francoise et al, “42V Power Net with supercapacitor and battery for
automotive applications”, Journal of Power Sources 143, pp.275-283, 2005
- [10] G.Guidi et al, “Optimized Power Electronics Interface for Auxiliary Power Buffer
Based on Supercapacitors”, IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference
(VPPC), 2008
- [11] 電池工業会ホームページ, <http://www.baj.or.jp/knowledge/chronology.html>

- [12] Automotive Electronics, “ 群雄割拠の車載 Li イオン電池 ”, Vol.12 2011
<http://ednjapan.cancom-j.com/ae/issue/2011/1/79/7694>
- [13] 木下繁則著, 岡村迪夫監修, “ 電気二重層キャパシタ<EDLC>の特性と上手な使い方 ” 日刊工業新聞社, 2010.03
- [14] 佐々木正和, “ ハイブリッド車等へのキャパシタ応用の現状、可能性 ”, 電気学会産業応用部門大会, 2-O4-4, II-205~II-210, 平成 20 年
- [15] 日立製作所ニュースリリース, “ 車載用高出力型リチウムイオン電池の開発について ”, 2009.05.19
<http://www.hitachi.co.jp/New/cnews/month/2009/05/0519a-pre.pdf>
- [16] W.-Toke Franke et al, “A Detailed Analysis of a Power Converter to Buffer the Battery Voltage in Lift Trucks”, IEEE Industrial Electronics (IECON), pp.31-36, 2009
- [17] R.M. Schupbach et al, “Comparing DC-DC Converter for Power Management in Hybrid Electric Vehicles”, in Proc. of Electric Machines and Drives Conference, pp.1369-1374, 2003
- [18] D. Pavel et al, “The Energy Storage System with Supercapacitor for Public Transport”, IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), pp.1826-1830, 2009
- [19] M.Steiner et al, “Energy Storage System with UltraCaps on board of DC fed railway vehicles”, Conference on European Power Electronics-EPE2007
- [20] タムラ製作所ホームページ, “ 平滑用パーマロイダストチョークコイル ”,
<http://www.tamura-ss.co.jp/electronics/magnetic/pdf/ahd.pdf>
- [21] 河村篤男, “パワーエレクトロニクス学入門－基礎から実用例まで－”, コロナ社, 2007
- [22] HAMMOND MANUFACTURING ホームページ, “D.C. Reactors Heavy Current (195 Series)”,
<http://www.hammondmfg.com/195.htm>

発表文献

1. 国枝佑樹, 河島清貴, 内田利之, 堀洋一, “Half Controlled コンバータによる電池・キャパシタ併用システムにおけるキャパシタ電圧調整回路”, 電気学会 産業計測制御研究会, IIC-10-020, 2010,03
2. 国枝佑樹, 内田利之, 堀洋一, “Half Controlled Converter を用いた電池・キャパシタ併用電源システムの制御に関する研究”, 電気学会 自動車研究会, VT-10-014, 2010.08