

- 卒業論文 -

電気二重層キャパシタの電圧変動対策と 電気自動車への応用

平成18年2月13日提出

指導教員 堀 洋一教授

東京大学工学部電気工学科

40355 鈴木 武海

内容梗概

本論文では、電気自動車に蓄電池の代わりに電気二重層キャパシタを搭載する上で必要になるシステムについて考察し、特に電気二重層キャパシタの電圧変動補正のためのシステムとして直並列切替方式を提案する。まず始めに、電気自動車が普及していく上で抱えている蓄電池に関する問題点を明らかにし、電気二重層キャパシタがこれらの問題点を克服する可能性があることを示す。次に、電気二重層キャパシタの基本特性の測定を通じて電気二重層キャパシタの性質を理解する。続いて、電気二重層キャパシタの電圧変動とその補正システムによって電気自動車の加速・最高速度及び航続距離がどのように変わるかを検討し、直並列切替方式が有効であることを示す。そして、実際に電気二重層キャパシタの直並列切替回路を製作し実験を試みることで直並列切替方式の動作を確認する。最後に直並列切替回路を導入した場合の電気自動車のシステムに関して考察する。

目次

第1章	研究の目的と背景	3
1.1	石油依存社会の転換と自動車	3
1.2	電気で走る上での蓄電池の問題と電気二重層キャパシタの可能性	3
1.3	電気二重層キャパシタの出力電圧変動対策の必要性	4
1.4	本論文の構成	4
第2章	電気二重層キャパシタの構造と蓄電システムとしての特性	5
2.1	電気二重層とは	5
2.2	電気二重層キャパシタの化学電池に対する優位点	5
2.3	電気二重層キャパシタを有効利用するためのシステム	6
2.4	電気二重層キャパシタの基本特性の測定	6
2.4.1	充放電測定によるコンデンサとしての動作の確認	7
2.4.2	静電容量が変化することによる出力エネルギーの変化	7
第3章	電気自動車でのキャパシタの出力電圧変動の抑制による効果の検討	9
3.1	電圧変動抑制の方法	9
3.2	回転数 - トルク特性と持続時間の比較	9
3.3	比較から得られる結論	12
第4章	電圧変動抑制のための直並列切替回路の検討	13
4.1	直並列切替回路の原理	13
4.2	直並列切替の回路方式と長短	13
4.3	今回提案する直並列切替回路	14
第5章	直並列切替回路の試作と測定結果	16
5.1	リレーを用いた直並列切替回路の試作	16
5.1.1	回路の構成	16
5.1.2	回路動作の確認	16
5.1.3	リレースイッチを用いたことによるチャタリングの観測	17
5.1.4	ダイオードの働き	17
5.1.5	2リレー間のスイッチングタイミングについて	18
5.1.6	測定結果の考察と改良すべき点	18
5.2	半導体スイッチを用いた直並列切替回路	19
5.2.1	回路の構成	19
5.2.2	回路の製作	21
5.2.3	回路動作の確認	22
5.2.4	電流の移行の観測と突入電流	22
5.2.5	測定結果の考察と改良すべき点	23

第 6 章	多段直並列切替回路による機能の向上策と電気自動車への搭載	24
6.1	多段直並列切替回路によるキャパシタ間の電圧均等化	24
6.2	電気自動車へキャパシタを搭載する上での適切な直並列切替回路の段数とシステム	25
第 7 章	本論文のまとめと今後の課題	26
7.1	本論文のまとめ	26
7.2	今後の課題	26
参考文献		27
謝辞		28

第1章 研究の目的と背景

1.1 石油依存社会の転換と自動車

現在の人類の社会・経済活動において、石油は欠かすことのできない重要なエネルギー資源である。特に交通分野においては、ほぼすべての交通機関が石油エネルギーに頼っていると言ってよい。これは、石油のエネルギー密度が他のものに比べて高いこと、及び石油が液体であるが故比較的取り扱いが容易であることにより、エネルギー源を搭載しながら移動せざるを得ない乗り物にとって石油は大変適していたという事情が考えられる。しかし、このまま石油を人類のエネルギー源として頼り続けるわけには行かない。地球温暖化や大気汚染といった問題はもとより、近年石油の需給状況が逼迫してきているというかなり現実的な問題も突きつけられている。石油資源は当然無尽蔵ではない。今後も石油だけに頼って現在の社会・経済活動の維持を図ることは不可能であろう。

このようになってくると、節石油・脱石油の指向が出てくるのは至極当然である。交通機関、特に自動車の分野では現在実用化に向けてのさまざまな検討がなされているのは周知の通りである。ハイブリッドカー、燃料電池自動車から純電気自動車まで、すでに商品化され一般大衆に実用されているものからまだまだ研究段階のものまで品揃えは豊富である。図 1.1 に示すとおり、近年ハイブリッドカーは急激に普及し、純電気自動車も徐々にではあるがその台数を増やしている。これらの自動車に共通なことといえば、石油から電気へというエネルギー源の転換である。電気は直接自然界に埋蔵されているわけではない二次的なエネルギーであり、そもそも電気を発生するためにどのようなエネルギー資源を用いるべきかという点では大いに議論があるところであるが、直接的には環境負荷がなく最近のパワーエレクトロニクス的发展により制御が容易になった電気エネルギーは、自動車の動力源として極めて魅力的である。

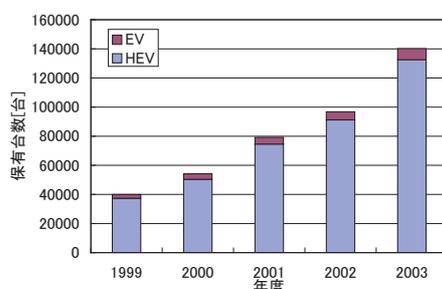


図 1.1: 日本における電気自動車の保有台数の変化 [1]

1.2 電気で走る上での蓄電池の問題と電気二重層キャパシタの可能性

石油資源の枯渇を念頭に置いた場合、自動車が目指すべき未来は完全に石油資源から独立することができる純電気自動車である。純電気自動車のメリットは資源・環境面に留まらない。モータはその電流値から簡単にトルクを知ることができ、トルク応答もエンジンよりも2桁速い。インホイールモータというエンジンには到底成し得ないレイアウトの採用が可能であり、四輪独立駆動をすることができる。これらの点を生かした粘着制御・姿勢制御を行った純電気自動車は内燃機関を用いた自動車をはるかに超えるパフォーマンスを示すだろう。

しかし、純電気自動車は未だ実用段階に達したとは言いがたい。わずかな実用化例も従来の自

動車に比べて極めて限定的な使用に留まっている。モータやインバータといった部品は充分実用に耐えるレベルに達しているが、蓄電池がまだ十分な性能に至っていないためである。鉛蓄電池の弱点として次のようなことが挙げられる。

まず、エネルギー密度が小さく、近年急激に普及したりリチウムイオン電池ですら1充電あたりの走行距離が伸びず石油の代替には不十分である。ただし、最近ではリチウムイオン電池の容量が急激に伸びており、床下スペースの有効活用など搭載方法を考えれば現在の自動車に匹敵するものができ始めている。

次に、化学電池は繰り返し使用すると容量が減少してしまうことが挙げられる。蓄電池の寿命が短いと大量の蓄電池を製造・廃棄する必要が生じ、希少金属の安定供給に対する不安や、環境に対しての負荷といった問題が生じる。

そして、化学電池は充電に長時間を要する。自動車にガソリンを補給するのがものの数分であることを考えると、これは電気自動車の重大な短所となる。

これらの化学電池にある問題点が根本的に解決しなければ、純電気自動車の本格的な普及はありえないであろう。では、なにか他の方法を用いて蓄電する方法は無いのか。そのひとつの解答となりうるものに電気二重層キャパシタ(EDLC)がある。キャパシタは従来はpF、 μ F程度の容量であり、電子回路上の素子として使用するもので電気エネルギーを溜めるものであるという認識は無かった。しかし、多孔質の活性炭の膨大な表面積を利用することにより、100F、1000Fといった従来までは到底考えられなかった容量のキャパシタの製作が可能になり、一躍脚光を浴びている。電気二重層キャパシタは従来の蓄電池に無いさまざまな特徴を備えており、上記の化学電池の問題点を解決する可能性を持っている。

1.3 電気二重層キャパシタの出力電圧変動対策の必要性

電気二重層キャパシタは電圧と残存容量に密接な関係があるが、このことは残存容量の把握の簡易化という良い面とともに、電圧が常に変動してしまうという欠点もあることを示している。インバータをはじめ多くの電気機器が入力は一定電圧であることを前提とされている。一方、電気二重層キャパシタは満充電の状態からできるだけ低い電圧まで使用したほうがより多くのエネルギーを利用できる(満充電の30%の電圧まで使用すれば約90%のエネルギーを取り出したことになる)ので、両者の間にはジレンマが存在する。電気自動車の[電気二重層キャパシタ] - [インバータ] - [モータ]というシステムを考えた場合には、インバータの入力電圧の変動に対する許容量を大きく取って残存容量低下時にはパワーが出なくなっても我慢して使用するか、電気二重層キャパシタとインバータの間にチョッパを挟むことにより、多少の効率低下には目をつぶって昇圧して使用するかが問題となる。また、キャパシタモジュールの直並列切替を行うことで、効率を犠牲にせずにある程度の電圧変動抑制を行うという手段もある。

1.4 本論文の構成

本論文では、電気自動車のエネルギー媒体として電気二重層キャパシタを採用するに当たって問題となるこの電圧変動対策について考察し、その中で特に直並列接続について実用性を検討し、どのようなシステムとして電気二重層キャパシタを電気自動車に搭載すべきかを提案することを目的としている。

まず第2章では電気二重層キャパシタの構造と性質について述べ、基礎的な特性の測定を通してこれらのことを理解する。続いて第3章では電気二重層キャパシタの電圧変動が電気自動車の走行にどの程度の影響を与えるかを考察し、電圧変動対策なし・チョッパによる昇圧・直並列切替それぞれについて比較することで電圧変動対策の必要性を述べる。第4章では直並列切替を行う上での回路の構成を示し、直並列切替に伴って発生する問題点を指摘する。第5章では実際に直並列切替回路を作成し実験をすることで直並列切替回路の実用性を示す。そして第6章で以上の議論を踏まえて電気二重層キャパシタを電気自動車に搭載する上でのシステムについて提案する。

第2章 電気二重層キャパシタの構造と蓄電システムとしての特性

2.1 電気二重層とは



(a) パワーシステム社 ECaSS スターターセット (b) 日清紡 100V キャパシタモジュール

図 2.1: 電気二重層キャパシタの外観

電気二重層は 1897 年に Helmholtz が発見した現象である。電解液に電極を浸したときに、電解液と電極との電位差がある範囲より小さければ電流は流れず（電気分解は起こらず）電極表面で溶媒分子がほぼ 2 層に分布している（正負両極の合計ではなく、片方だけで 2 層）現象が起こる。これを電気二重層と呼んでいる。電極と電解液の界面の状態は電流が流れず電荷が溜まっている状態なので、平行平板型コンデンサと似ている。このことから、電気二重層を利用してコンデンサを作ることができる。電気二重層キャパシタは、電極として多孔質の活性炭を用いることで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。電気二重層キャパシタは化学的な反応ではなく、物理的に電子を蓄えていることが化学電池とは違う大きな特徴である（従来の化学電池に対して「物理電池」と呼ばれることもある）。

2.2 電気二重層キャパシタの化学電池に対する優位点

電気二重層を用いたキャパシタの特性としては次のことが言える。

- 劣化しにくい：電気二重層キャパシタは従来の化学電池に比べて繰り返し使用しても容量がほとんど減少しない。そのため、頻繁に回生ブレーキと加速を繰り返すような使用をしても自動車の寿命まで（あるいはそれ以上）同じ電気二重層キャパシタを用いることができる可能性がある。
- 大電流の吸収・放出が可能である：電気二重層キャパシタは内部抵抗が小さく、化学電池に比べて大電流を出し入れできる。これは、充電時間の大幅な短縮や力強い加速力をもたらすだろう。

- 材質の環境負荷：活性炭と有機電解液からなる電気二重層キャパシタはありふれた物質から製作が可能であり、また廃棄に関して環境負荷が小さい。
- 残存容量：化学電池の場合はある程度の定電圧性を有するため、外部から残存容量を推定することは容易ではなかった。しかし、電気二重層キャパシタはキャパシタであるため $U = \frac{1}{2}CV^2$ の式が示すとおり、残存容量が電圧値を調べるだけで簡単に知ることができる。

このように電気二重層キャパシタは従来の化学電池にない特性を持っている。エネルギー密度で見るとはようやく鉛蓄電池に追いつき、リチウムイオン電池に比べると1/10程度でまだまだであるが[2]、ナノゲートキャパシタなどの新しい技術による電気二重層キャパシタの開発が進んでおり、化学電池同等の性能が確保でき1充放電あたりのコストも下がれば[3]新たな蓄電システムとして純電気自動車で使用することは十分可能である。現在も電気自動車のほか、電力負荷平準化装置やUPS[4]、電気鉄道用電力貯蔵装置[5]といった用途でキャパシタの導入が検討されている。

2.3 電気二重層キャパシタを有効利用するためのシステム

電気二重層キャパシタを利用する場合はいくつか注意すべき点が存在する。

- 電気二重層が崩れ、電気分解が始まってしまう電圧以上ではキャパシタとして使用できない（有機系で概ね3[V]以下）。高電圧を得るためには多数セルの直列接続をする必要がある。セル間で電圧のばらつきを抑える回路（均等化回路・並列モニタ）が必要。
- キャパシタは充電電荷量により電圧が大きく異なる。定電流回路による充電、及び放電時の電圧低下を補う機構が必要。

電気二重層キャパシタの利点を引き出すためには、均等化回路や電圧低下に対する補償が重要な要素となる。均等化回路については、ツェナーダイオードを並列に挿入してある電圧値以上になったら電流をキャパシタからバイパスする方法[6]や、スイッチングコンバータを応用して電圧の違うキャパシタ間でエネルギーをやり取りする方法[7][8]が考えられている。一方で電圧低下を補償する方法としては、キャパシタの直並列切替やチョッパ回路で変圧することによる電圧変動抑制などが検討されている。

2.4 電気二重層キャパシタの基本特性の測定

ここで、電気二重層キャパシタが実際にキャパシタとしての基本特性である、電荷 Q [C] と電圧 V [V] との間の比例関係、すなわち、

$$Q = CV \quad (2.1)$$

の関係があることを確認したい。キャパシタは定電圧源に繋いで充電すると一時的に短絡状態になるため向いておらず、定電流源を用いて充放電する(図2.2)。定電流源を用いた場合、もしも式(2.1)が成立しているならば、電気二重層キャパシタをキャパシタンス C と内部抵抗 r の直列になったモデルと捉えた場合には、

$$V = Ir + \frac{I}{C}t \text{ (充電時) または } V = V_0 - Ir - \frac{I}{C}t \text{ (放電時)} \quad (2.2)$$

との関係になるはずである。ここでは、パワーシステム社から一般販売されている電気二重層キャパシタである「ECaSS スターターセット」を用いて上記関係が成立していることを確認する。

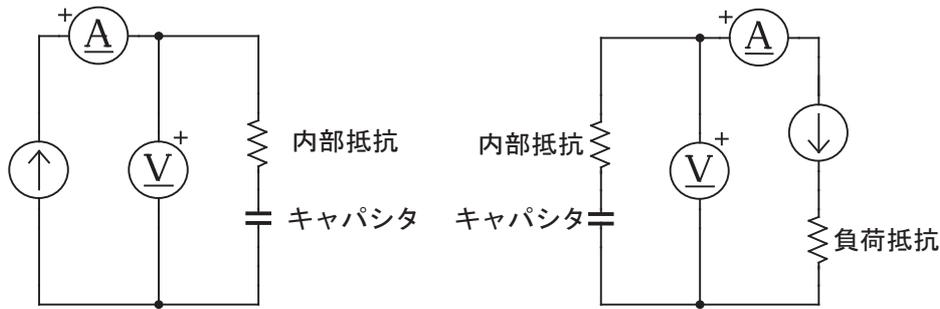


図 2.2: 定電流充電回路 (左) と定電流放電回路 (右)

ECaSS スターターセットは電気二重層キャパシタ 4 つを直列接続しており、1 つあたりの静電容量が 470 ± 10 % [F]、定格電圧が 2.5[V] 等価直列抵抗 (ESR) が 45[mΩ] となっており、4 つ直列の状態ではそれぞれ 117.5 ± 11.7 [F]、10[V]、180[mΩ] となるはずである。今回は定電流源として高砂製作所の安定化直流電源 GP0110-10R を使用し、1[A]、3[A]、5[A] での充放電特性を調べた。

2.4.1 充放電測定によるコンデンサとしての動作の確認

充電時、放電時の時間と電圧の関係を図 2.3 に示す。

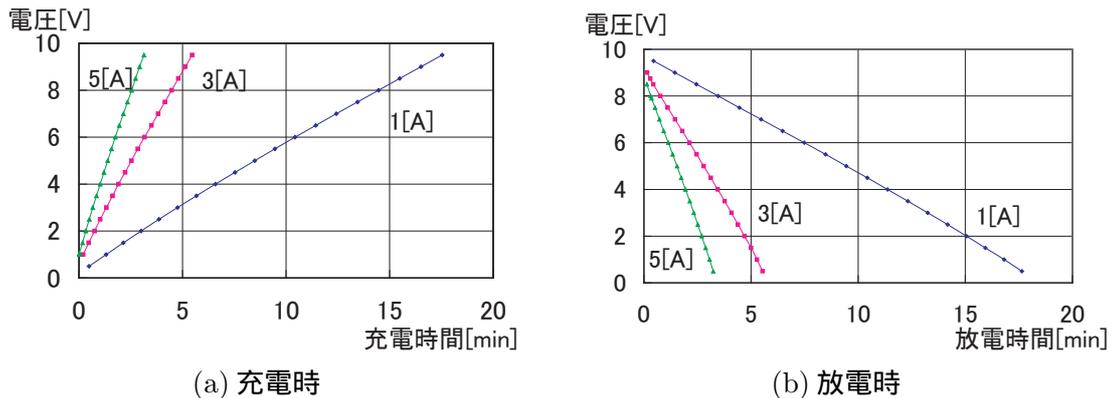


図 2.3: 定電流充放電の時間 - 電圧関係

見ての通りほぼきれいな直線の結果を得られている。このことから電気二重層キャパシタは実用上は $Q = CV$ の関係が成り立っているものとして取り扱ってほぼ問題がないと言える。ここで取られた線に最小二乗法を適用して求めた傾きから静電容量を求めると 114.4 [F] ~ 117.7 [F] と、やや低めであるが定格内の静電容量が得られていることがわかった。

2.4.2 静電容量が変化することによる出力エネルギーの変化

しかし、図 2.3 の線はほんのわずかに湾曲している。これをしっかりと示すために、「微分容量 C_1 」を次のように定義する。

$$C_1 = \frac{dQ}{dV} \quad (2.3)$$

もしも Q と V が完全な比例関係にあれば $C_1 = C$ (一定) のはずである。測定点が $0.5[V]$ ごとであるため完全な微分は不可能であるが、 $C_1 = \frac{\Delta Q}{\Delta V}$ として電圧ごとの微分容量のだいたいの値を求めたものが図 2.4 である。

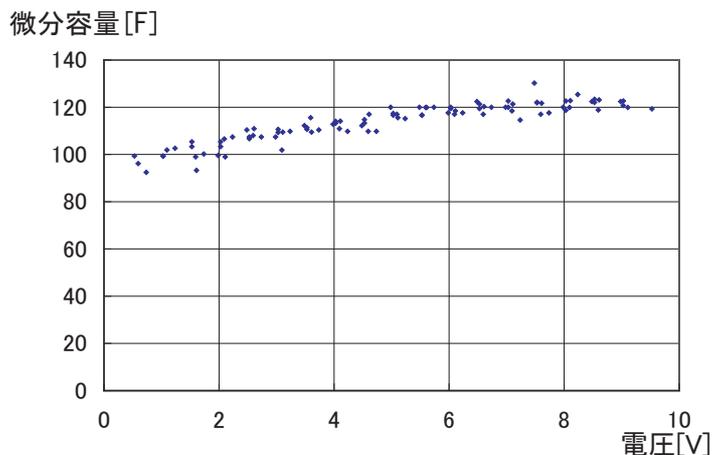


図 2.4: 電圧 - 微分容量の関係

この図からわかるとおり、電圧が高くなるにつれて微分容量は大きくなる傾向がある。電気二重層キャパシタは理想的なキャパシタではないことがわかる。ただし、微分容量が電圧が低いときに小さく、高いときに大きいという傾向は、図 2.3 において曲線が大きいほうに膨らむ特性が出ているということになる。これは、例えば最大電圧の 50 % の電圧まで電気二重層キャパシタを使用した場合に取り出せる電力量は理想的なキャパシタに比べて若干であるが増加していることを示している。今回のキャパシタの場合、図 2.4 から 2 次曲線近似で微分容量を求め、 $10[V] - 5[V]$ の電圧変化によって放出されるエネルギーを計算すると、キャパシタに蓄えられた全エネルギーに対する出力したエネルギーの割合は理想的な場合の 75.0 % から 76.9 % と 1.9 % ほど増していることがわかった。尚、このように電気二重層キャパシタが純粋なキャパシタとはやや異なった性能を示すので、キャパシタの電気的特性の正確な把握のためには、キャパシタと内部抵抗が直列になったモデルではなく図 2.5 のような分布定数のラダーモデルとして扱う必要がある [9]。

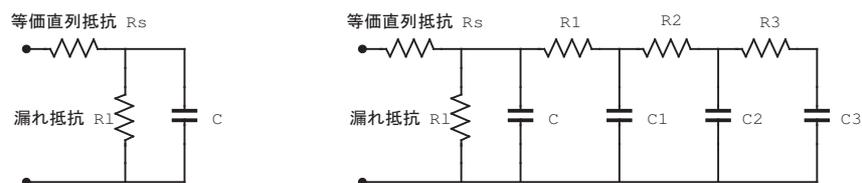


図 2.5: キャパシタの簡易モデル (左) とラダーモデル (右)

第3章 電気自動車でのキャパシタの出力電圧変動の抑制による効果の検討

3.1 電圧変動抑制の方法

電気二重層キャパシタの出力電圧は先に書いたとおり蓄電エネルギーにより大きく変動し、一方で通常の負荷は一定電圧の入力を前提としている。このことへの対応策は一般には次の種類の方法が考えられる [10]。

- 直並列切替 (図 3.1) : キャパシタのモジュールをいくつか用意しておき、満充電状態付近では並列接続で使用し、電圧が低下していくに従って直列接続に切り替えていく方式。図 3.1 では満充電状態から放電するに従って (a) (b) (c) と切り替える。電圧はある程度変動してしまうが、モジュール数を増やすことで変動幅を小さくすることができる。ただし、モジュール数の増加に伴い回路が複雑になり、モジュール間の電圧均等化などに課題が出る [11]。
- スイッチングレギュレータによる変圧 : チョッパ回路などを用いることで昇圧をしておく方法。チョッパ回路はモータを回すための全電力が通過するため、回路の効率が低いと大半のエネルギーをロスしてしまうことになる。どのように効率の高いチョッパ回路を製作するかが問題である。
- 機器の許容電圧変動を大きく取る : 機器の入力電圧の変動に対する許容値を大きく取っておいて、キャパシタを機器に直接接続する方式。

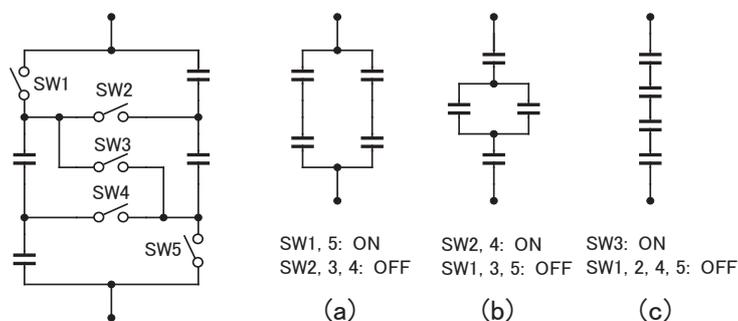


図 3.1: キャパシタモジュール 4 つの場合の直並列切替の回路

今回はキャパシタをそのまま機器に接続した場合・中間に効率 100 % の理想的な昇圧チョッパ回路を挟んだ場合・2 つのキャパシタを直列及び並列に切り替えることにより 2 段直並列接続の回路を製作した場合の 3 つについて出力特性や持続時間の比較を試みる。

3.2 回転数 - トルク特性と持続時間の比較

[キャパシタ] - [チョッパ] - [制御機] - [モータ] という構成と [キャパシタ] - [制御機] - [モータ] という構成、及び [直並列切替キャパシタ] - [制御機] - [モータ] という構成を比較するため

に、表 3.1 の通りの定数を持つ DC モータ（分巻、弱め界磁は考慮しない）の出力特性を考える。実際にはインバータを用いてブラシレス DC モータを回転させることになるが、インバータにより十分に制御されれば DC モータの場合と同様の特性が得られると考えられる。

表 3.1: 今回の比較に用いる DC モータの特性値

定格電圧	60[V]
定格電流	8.7[A]
極数 $2p$	4
巻線抵抗 R	1.4[Ω]
インダクタンス L	3.98[mH]
トルク定数 ϕ	0.35[Nm/A]

DC モータの電圧方程式及びトルクは、電圧 v [V]、電流 i [A]、トルク T [Nm]、回転速度 ω [rad/s] として次の式で表される。

$$v = iR + L \frac{di}{dt} + p\phi\omega \quad (3.1)$$

$$T = p\phi i \quad (3.2)$$

今回は定常状態を考えるので v 及び i を一定と考えてよいので、 $\frac{di}{dt} = 0$ として、この式を整理すると、

$$\begin{aligned} T &= \frac{p\phi v - p^2\phi^2\omega}{R} \\ &= \frac{p\phi v - p^2\phi^2 \frac{2\pi}{60} N}{R} \end{aligned} \quad (3.3)$$

(ただし N は毎分回転数 [rpm]) となる。尚、トルクの最高値は最大電流値により制限される。このモータに最大電圧 60[V] のキャパシタを搭載することを考える。キャパシタの残存容量を SOC [%] とすると、キャパシタ出力電圧 V [V] との関係は、

$$SOC = \frac{U}{U_0} \times 100 = \frac{V^2}{60^2} \times 100 \quad (3.4)$$

である。但し、直並列切替の場合には容量が半分のキャパシタが 2 つあり、個々のキャパシタが 30[V] を下回ったところで並列から直列に切り替えることを想定して、並列状態では式 3.4 と同じ、また直列状態では V を直並列接続回路全体の出力電圧と考えれば個々のキャパシタは電圧 $\frac{V}{2}$ であるので、

$$SOC = \frac{V^2}{120^2} \times 100 \quad (3.5)$$

である。これより、 SOC とモータ電圧 v との関係は、理想チョッパありの場合は SOC にかかわらず $0 \leq v \leq 60$ であり、キャパシタ直付けの場合は $0 \leq v \leq V = 6\sqrt{SOC}$ となる。また直並列切替では並列時はキャパシタ直付けと同様であり並列時は $0 \leq v \leq 12\sqrt{SOC}$ である。可能な回転数

N とトルク T の範囲は次の通りである。

$$\begin{aligned}
 0 \leq T \leq & \frac{60p\phi - p^2\phi^2\frac{2\pi}{60}N}{R} && \text{(理想チョッパあり)} \\
 0 \leq T \leq & \frac{6p\phi\sqrt{SOC} - p^2\phi^2\frac{2\pi}{60}N}{R} && \text{(キャパシタ直付け及び直並列切替並列時)} \\
 0 \leq T \leq & \frac{12p\phi\sqrt{SOC} - p^2\phi^2\frac{2\pi}{60}N}{R} && \text{(直並列切替直列時)}
 \end{aligned} \tag{3.6}$$

但しいずれの場合も $T \leq p\phi i_{max}$ である。これをグラフにすると図 3.2 を得る。

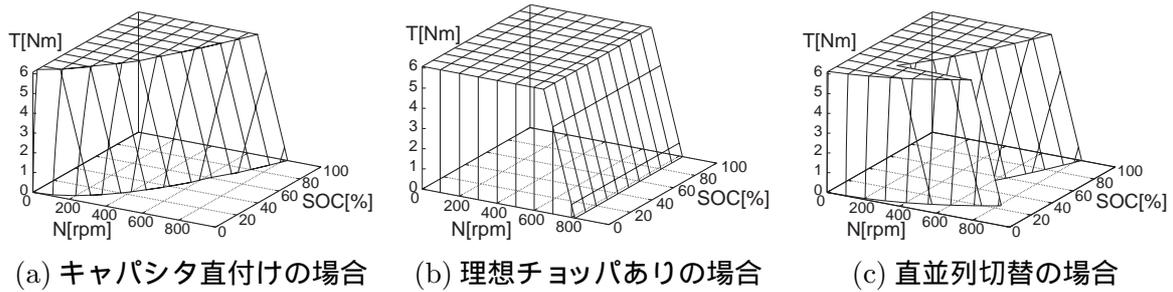
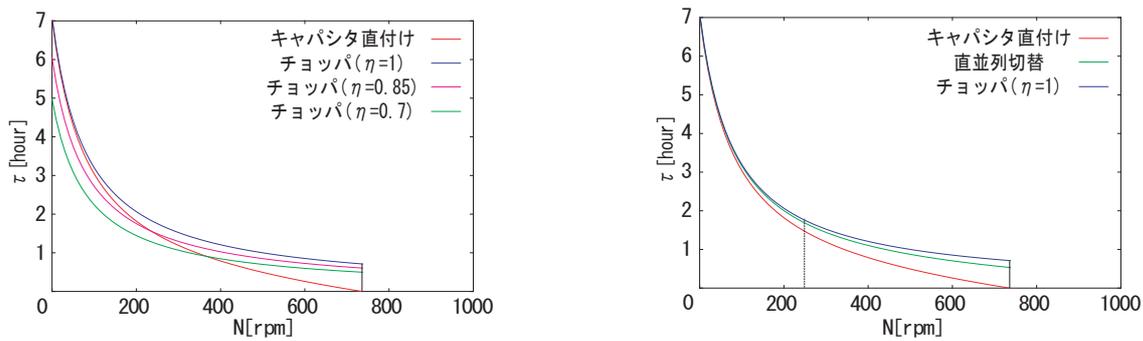


図 3.2: 回転数 - トルク特性の比較

この図から、キャパシタ直付けの場合に比べて理想チョッパを挿入した場合の方が運転可能範囲が大きいことがわかる。ただし、実際のチョッパはキャパシタ電圧がある程度より下がると昇圧不能になることを考慮すると、図 3.2(b) の運転可能範囲は SOC の高いほうへ圧縮された形となることに注意が必要である。また、直並列切替を採用するとキャパシタ直付けの場合に於いて SOC が小さい領域で運転可能範囲が縮小してしまうのをかなり補正していることがわかる。直列と並列の 2 段階のみの場合は回転数が約 250[rpm] までの範囲で理想チョッパとほとんど変わらない出力特性となるが、さらに多段の直並列切替を採用することで電圧の変動範囲を小さく抑えることでより高い回転数まで理想チョッパと遜色ない特性が得られるものと考えられる。

しかし、運転可能範囲が広くなっても、実際にその状態をある程度継続できなければ意味は無い。理想チョッパを介する場合は SOC が低下してきても高出力状態を維持できるが、その分一瞬でエネルギーを使い果たしてしまう。ここではさらに継続的な負荷状態でどの程度の運転が継続可能かを見てみたい。自動車の走行中の走行抵抗を継続的な負荷と考えた場合、通常は速度の 2 次関数で近似されるような曲線となるが、今回は簡単に速度によらず一定の走行抵抗 = 負荷トルクを考えたい。先の DC モータに 3[Nm] の負荷トルクがかかっている状態で、回転速度を一定に保ち続けた場合の継続時間を見てみたい。仮定として、キャパシタに蓄えられているエネルギーは、理想チョッパを用いた場合に 500[rpm] を 1[hour] 維持できるだけの量であると置く。横軸に回転速度 N [rpm]、縦軸に継続時間 τ [hour] を取ってグラフにしたものが図 3.3 である。(a) ではキャパシタ直付けの場合と、効率 $\eta = 1$ (理想チョッパ), 0.85, 0.7 のチョッパを挟んだ場合の比較であり、(b) はキャパシタ直付け・理想チョッパ・直並列切替の 3 つを比較したものである。

まず図 3.3(a) より、理想チョッパが存在すれば全回転領域でキャパシタ直付けよりも継続時間を長くすることができる。しかし、チョッパの効率が低下するに従い、特に低速・中速回転域でキャパシタ直付けの継続時間が上回る。次に (b) より、直並列切替を行うことによりキャパシタ直付けの場合に比べて理想チョッパへより近い継続時間を得られていることがわかる。ここで注意すべきなのがキャパシタの直並列切替が個々のキャパシタが 30[V] に達したところで行われると仮定しているため、実際に継続時間が延びているのは (b) 中の点線で示した約 250[rpm] より低



(a) キャパシタ直付けとチョッパの比較 (b) キャパシタ直付けと理想チョッパ及び直並列切替の比較

図 3.3: 回転速度と継続時間の関係

速側のみであることである。しかし、多段直並列切替を行えばこの領域は広がり、例えば 4 段切替（構成は後述）を行えば約 530[rpm] までの領域でキャパシタ直付けの場合を上回り理想チョッパに近い継続時間を得られる。

3.3 比較から得られる結論

以上の比較から次のことが言える。

- 理想的なチョッパを挿入できる場合は回転数 - トルク特性も持続時間もチョッパ直付けの場合に比べて改善できる。
- チョッパの効率を考えた場合、低回転領域や低出力領域で継続的に使う用途では継続距離が伸びず、エネルギーを無駄にする場合が考えられる。
- 多段の直並列切替回路を用いれば SOC が低くても理想チョッパに近い出力特性や継続時間が実現できる。

実際の自動車の運転の場面においては、運転者から見た場合にいつアクセルを踏んでも同様の加速性能が得られることがポイントであるが、運転者が「同様の加速度」と感じる範囲であれば負荷への入力電圧はある程度の変動が許されると思われる。図 3.2(a) において立体図形を SOC 一定の平面で切断した断面を考えると、速度 0 付近でのトルクは SOC がかなり低下してきても電流リミットでの制限値相当の大きさを出せている。つまり、 SOC がごく僅かしか残っていないなら別だが、50[%] 程度の状態での始動加速はさほど変わらない。

SOC 減少での影響はむしろ最高速度が小さくなってしまふことのほうが大きく、最高速度をある程度のレベル以上に維持する必要がある場合にはキャパシタの電圧低下の補償が必要である。このときチョッパを挟むと、最高速度は SOC にかかわらず一定であるが、回路の作り方によってはかなりの効率低下が見られるので、エネルギーロスにつながるが。一方で直並列切替はスイッチング素子の on 電圧が十分に低いものを選べば効率はかなり上げることができ、電圧の変動はすなわち最高速度の変動も運転者が要求する速度領域より十分高いところで起こっていれば実質上問題ない。

このような観点から考えると、電気二重層キャパシタが蓄電エネルギー量により電圧が変動してしまう問題を解決する一つの方法として、効率面と自動車性能の面を折衷した観点から考えると、キャパシタの直並列切替による電圧変動補償が有効であると考えられる。さらに、自動車を駆動させるほどの大電流を扱うチョッパは巨大な体積・質量のチョークコイルを備える必要があるが、直並列切替の回路規模はコンパクトにできる可能性がある。以下、本論文ではこの直並列切替回路の具体的な構成と、実験を通じた実用性の確認を行っていく。

第4章 電圧変動抑制のための直並列切替回路の検討

4.1 直並列切替回路の原理

ここでは、電気二重層キャパシタの電圧変動抑制のための直並列切替回路の方式について検討したい。直並列切替回路で一番基本となる回路は2つのキャパシタを用いた並列と直列の切替回路である。この回路の実現は比較的単純であり、スイッチ3つを用いて実現できる(図4.1)。

ここで、並列時のこの直並列切替回路の満充電電圧(つまり、個々のキャパシタの最大電圧)

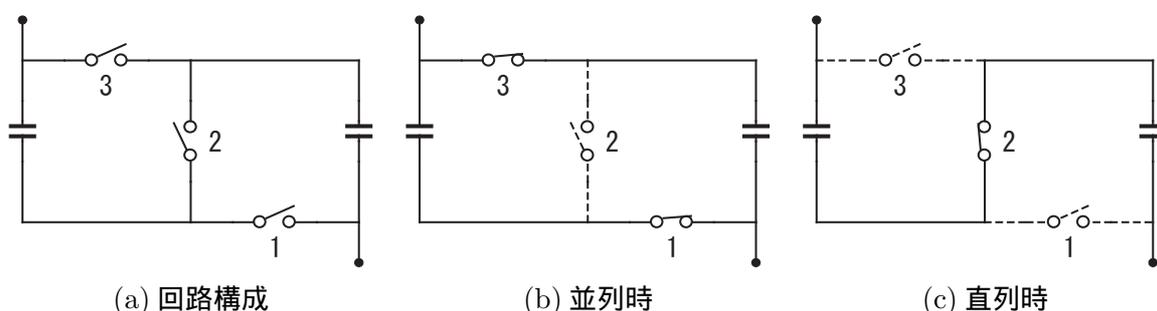


図 4.1: 直並列切替回路の基本となる回路

とこの回路に接続する負荷機器の最大許容電圧が一致しているものとして動作を考えれば、おおよそ次のようになる。まず、満充電で直並列切替回路が並列の状態から放電が始まり、出力電圧が徐々に低下し始める。そして、出力電圧が満充電電圧の半分に達したところで回路を直列に切り替えることで出力電圧は再び最大の電圧になり、また徐々に低下していく。この場合、負荷機器の許容電圧変動範囲は、満充電電圧を V_0 とした場合は

$$\frac{1}{2}V_0 \leq V \leq V_0 \quad (4.1)$$

よりも広くなければキャパシタの直並列切替をすることは意味を成さなくなってしまう。仮に、条件が一番厳しい式 4.1 の通りの許容範囲の機器の場合では、キャパシタに蓄えられたエネルギーの利用率は、何もしない直付けの場合に比べて 75% 93.75%に向上する。

4.2 直並列切替の回路方式と長短

機器の電圧許容変動範囲が式 4.1 よりもより厳しい場合にはより多段の直並列切替回路を検討する必要がある。具体的には、図 4.1 の回路を多数直列接続することで行える。多段直列接続の回路の動作を図 4.2 に示す。

この回路の動作について説明する。仮にキャパシタ $2n$ 個からなる、1 段の直並列切替回路を n 個直列にした回路を考える。満充電状態では全てが並列になっている状態である。ここから放電を開始して、電圧が下がってきたところで 1 段目を並列から直列に入れ替えることにより電圧を

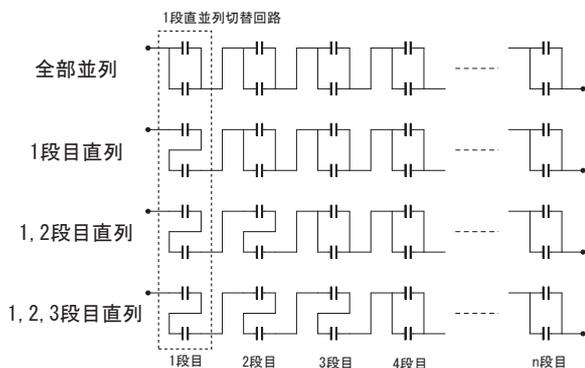


図 4.2: 多段直並列切替回路の構成

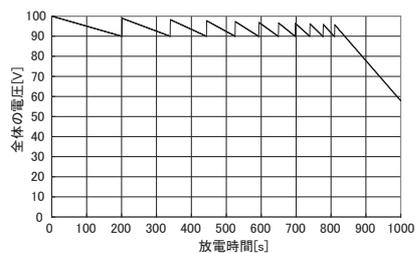


図 4.3: 10 段直並列切替回路による定電流放電の様子

上昇させる。再び電圧が低下してきたところで、今度は 2 段目を並列から直列に切り替える。この動作を次々に繰り返すことで個々のキャパシタの電圧低下に対処していき、最終的に全ての段が直列になるところまで繰り返すことになる。この回路による電圧変動範囲は全体の満充電電圧を V_0 と置いて、

$$\frac{n}{n+1}V_0 \leq V \leq V_0 \quad (4.2)$$

の範囲に収めることができる。具体的に 10 段の直並列切替回路で全体の満充電電圧が 100[V] であった場合、定電流負荷に繋いで放電させた場合の電圧推移を図 4.3 に示す。

この回路を用いた場合一つ考えなければならないこととして、直並列切替スイッチに保守低減のため半導体素子を使用した場合は on 電圧のためのロスを考えなければならないということである。実際、図 4.2 の回路に於いては 1 段分の直並列切替回路ごとにどのような電流パスであってもスイッチを 1 つ通過することになるので、多段の回路構成にした場合には半導体スイッチのロスは大きなものになることが予想される。この on 電圧でのロスを低減する方法として、図 4.4 のような回路を組むことでスイッチ数を減らす方法がある。電圧が最も高い状態では 2 つある SW0 を on にし、個々のキャパシタの電圧が低下するに従い on にするスイッチを SW1、SW2、……と替えていく方法である。この場合、回路上に入るスイッチの個数はどの状態・どの電流のルートでも 1 つである。キャパシタの回路上の配置は多少変更となるが、根本的な原理は図 4.2 の場合と変わっていない。

さらに考えなければならないのは横流の問題である。個々のキャパシタの静電容量や漏れ電流の量を完全に一致させることが難しいので、キャパシタは同一の静電容量のものを直列にして運用していても個々の電圧は時間が経つにつれてずれてくる。満充電状態に近い段階でこのずれによる過充電といった事態を防ぐためにキャパシタには均等化回路を用いることは先に述べたとおりであるが、直並列切替の時にもこのずれは大きな問題となる。すなわち、一度並列から直列に変わったキャパシタ対が再び並列に戻る時、電圧に差が出てしまっていると電圧の高いキャパシタから電圧の低いキャパシタに向かって大電流が流れる可能性があるということである。これに関しては、キャパシタ対が並列で運用されているときに、完全に並列にしてしまうのではなく、キャパシタに例えば 1 秒おきずつ交互に電流を通すことで回路的に繋いでしまわないようにして横流を回避する方法などが考えられている [12]。

4.3 今回提案する直並列切替回路

今回提案する直並列切替回路であるが、半導体スイッチ数は多いものの、図 4.1 を多数直列にしたものである図 4.2 の方式を提案したい。スイッチ数は多くなるものの、図 4.2 の方法を用いるこ

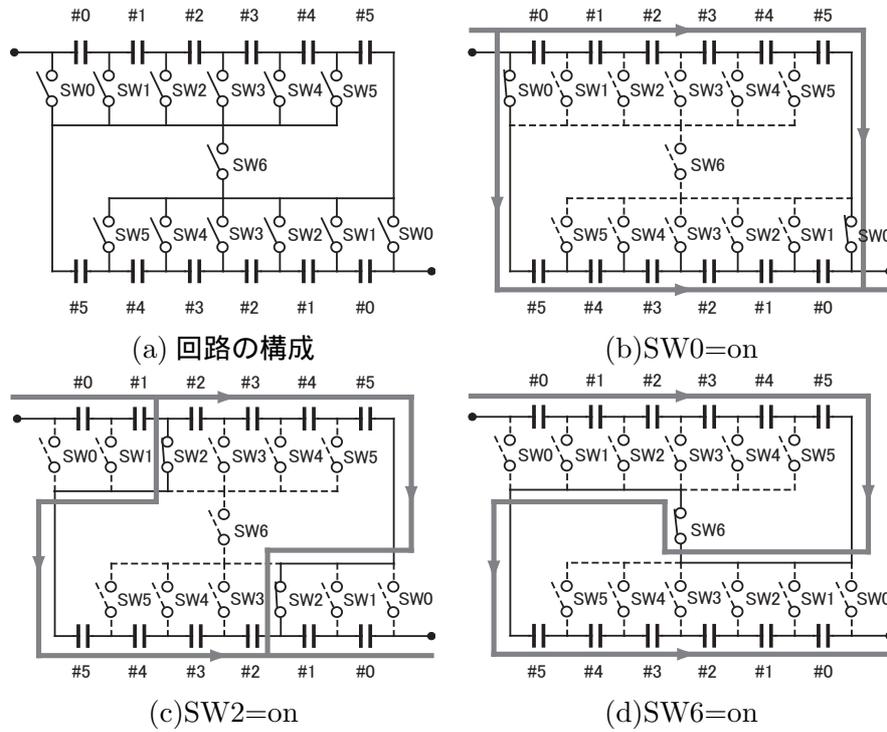


図 4.4: 半導体スイッチ数をできるだけ減らすことを考えた直並列切替回路

とにより図 4.4 に比べて個々のキャパシタの電圧のばらつきを抑えられるからである。図 4.4 の方法による場合、放電していくうちに異なるキャパシタ対の電圧は原理的にばらつきが出てしまう。運用しているうちにキャパシタごとの電圧が変わってしまうことによって負荷機器の許容最低電圧まで使用した場合のエネルギー利用率が、個々のキャパシタに電圧差がある場合には悪化してしまうことが考えられる。これは、 $2n$ 個のキャパシタが満充電状態で全てのキャパシタ対が並列であり全体の電圧が V_0 (個々のキャパシタの電圧は $\frac{V_0}{n}$) とし、放電して i 番目のキャパシタの電圧が v_i になったと仮定すると、エネルギー利用率 η は

$$\eta = 1 - \frac{n}{2V_0^2} \sum_{i=1}^{2n} v_i^2 \quad (4.3)$$

と表され、一方で数学的な事実として、

$$\sum_{i=1}^N x_i = a \quad \text{のとき} \quad \sum_{i=1}^N x_i^2 \geq \frac{a^2}{N} \quad (\text{但し等号は } x_1 = x_2 = \dots = x_N = \frac{a}{N} \text{ で成立}) \quad (4.4)$$

であるので、最終的な全キャパシタ対が直列状態であるときの全体の電圧が $\sum_{i=1}^{2n} v_i = V_{end}$ であるならばどのキャパシタの電圧も等しく $\frac{V_{end}}{2n}$ にした場合がエネルギー利用率が最大 ($\eta = 1 - \frac{V_{end}^2}{4V_0^2}$) になるからである。図 4.4 の構成にすると個々のキャパシタに電圧差があるためエネルギー利用率を最大にできない。一方、図 4.2 については、例えば全体のうち 1 段を直列にして電圧を維持するような場合にこの直列にする段を次々と入れ替えることで最終的にどのキャパシタの放電深度も一致させるようなことをすることでエネルギー利用率を最大にすることができるという利点がある。

以後、図 4.2 のうち最小単位である図 4.1 の回路について実際に製作をすることで実用性を検証していく。

第5章 直並列切替回路の試作と測定結果

5.1 リレーを用いた直並列切替回路の試作

5.1.1 回路の構成

電気二重層キャパシタの直並列切替回路の製作に当たり、まずはリレーを用いて放電時のみの切替を考慮した回路を試作してみることとした。キャパシタ2つとリレーを用いた直並列切替回路の回路図は次の図 5.1 の通りである。

以下、回路の具体的な動作の説明に移る。リレーの接点の状態としては1つあたり3状態（す

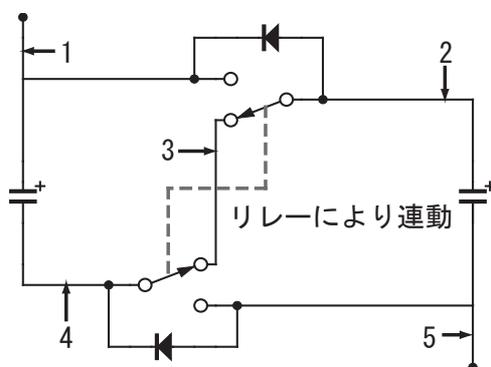


図 5.1: リレーを用いた直並列切替回路

なわち、一方に on・どちらにも接していない・他方に on) が考えられ、連動しても2つのリレーの動作にタイムラグがあると考えられるので、リレーの接点の状態により回路の構成は合計9種類考えられることとなる。この9種類それぞれについて電流の流れがどうなるかを図 5.2 に示す。定常的な状態は (1-1) の完全に直列の場合と (3-3) の完全に並列の場合の2つであるが、それ以外の過渡状態に於いてもダイオードに電流がバイパスすることで電流のルートが確保されている。これにより、リレーを切り替える瞬間に電流を遮断することでアークを発生してしまうといった事態を回避できるものと考えられる。

今回は放電時のみを扱ったが、充電時は図 5.1 の回路にさらにダイオードを2つ足して図 5.3 のようにすればよい。

5.1.2 回路動作の確認

実際に放電を行い、直並列切替を行った場合の回路全体の電圧（図 5.1 における 5 - 1 の電圧）と負荷抵抗に流れる電流を測定した結果を図 5.4 に示す。この図から、直並列切替により電圧及び電流が2倍になっている様子がわかり、直並列切替が正常に動作していることがわかった。

しかし、直並列切替を行うとリレーの接点に僅かであるがアークが飛んでいることが目視にて確かめられた。負荷抵抗を接続せず電流を流さない状態においてもアークは観察された。このアークは接点が離れる際に起こっているのではなく、接点が着くときにちょうど冬場に静電気が飛ぶのと同じように起こっているようであった。

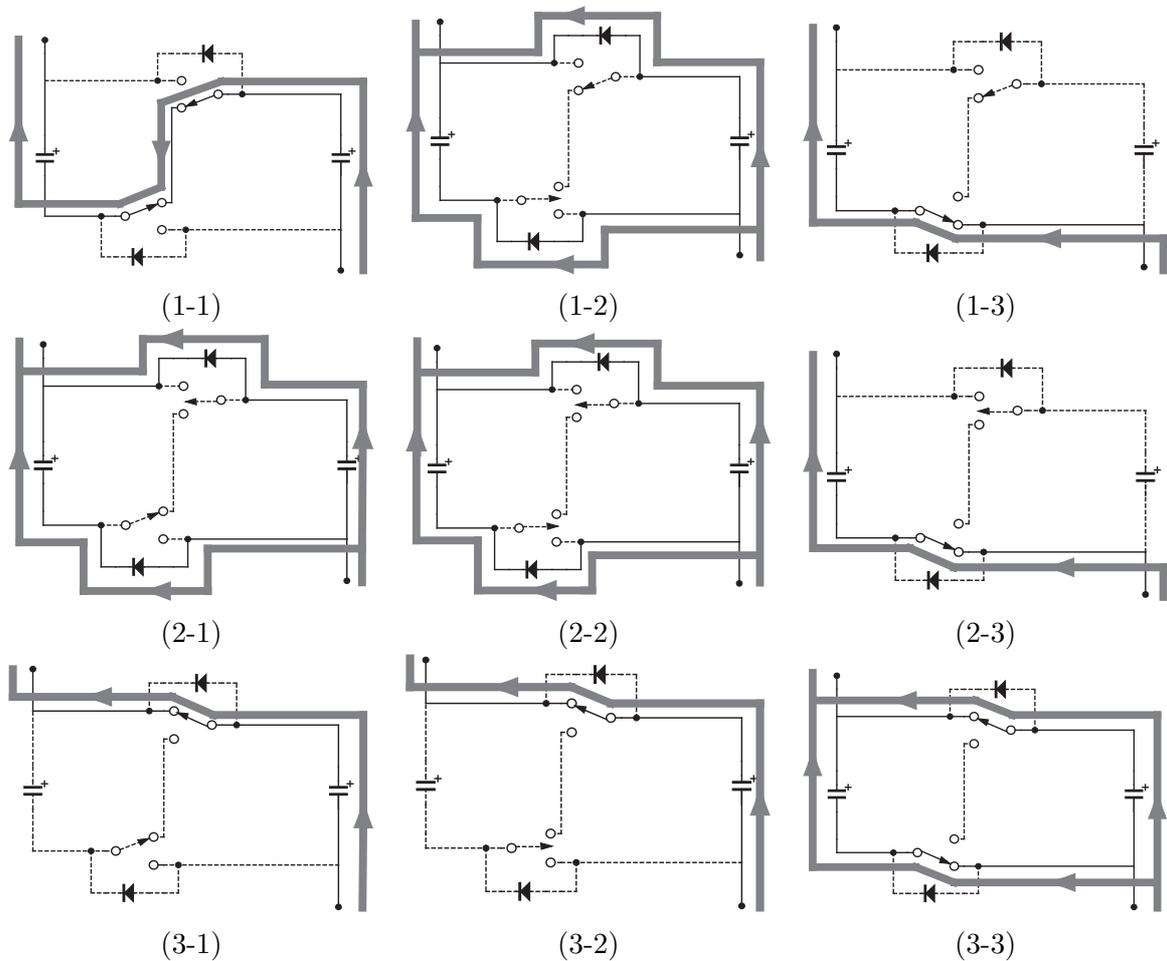


図 5.2: リレーの状態と電流の流れ方

5.1.3 リレースイッチを用いたことによるチャタリングの観測

次に直並列切替時における僅かな時間の電圧を観察した。図 5.1 での 2-1 及び 5-4 の電圧を測定したものを図 5.5 に示す。これらの図から、5-4 間と 2-1 間の電圧の変化にはメカニカルスイッチ特有のチャタリングが発生していることがわかる。また、電圧はほぼ完全に一致して変動していると言ってよい。これは図 5.2 における (1-1) の状態のみ 5-4 間と 2-1 間の電圧がキャパシタモジュールの電圧に等しく、そのほかの状態ではいずれも両者とも電圧 0 であるということとうまく対応しているといえる。

5.1.4 ダイオードの働き

次に 5-4 間のダイオードの電流と 5-1 間の電圧を測定した (図 5.6)。この図から、チャタリングによって接点が離れてしまっていると考えられる時間 (図 5.6 における A の区間) では、バイパス用のダイオードがうまく作用していることがわかる。ただし、電圧が中途半端な位置にあるとき (図 5.6 における B の区間、図 5.5 で矢印がついている部分に相当) は、ダイオードに電流がながれておらず、またスイッチはどちらの接点にもついていないとはかんがえにくく、どのような状態になっているのか不明である。

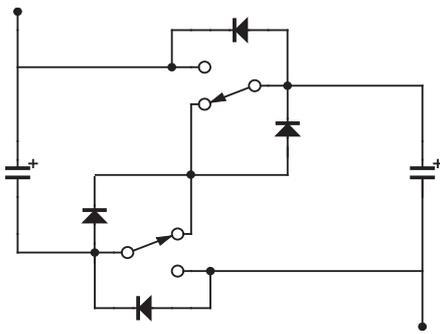


図 5.3: 充電時も考慮したリレーによる直並列切替回路

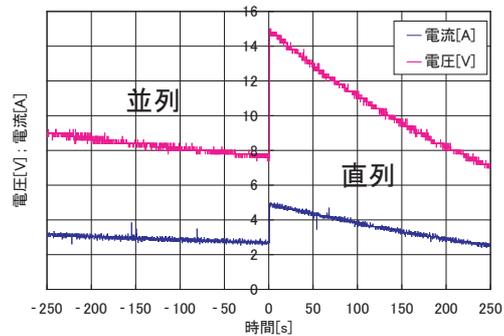


図 5.4: 直並列切替時における全電圧及び全電流

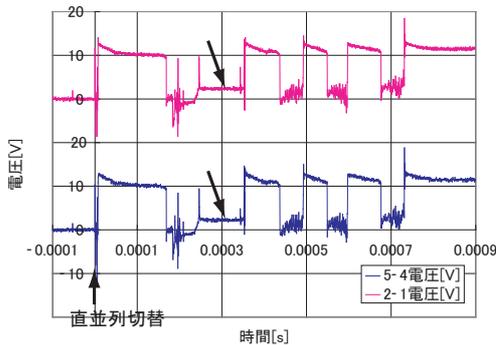


図 5.5: 切替直後の電圧挙動

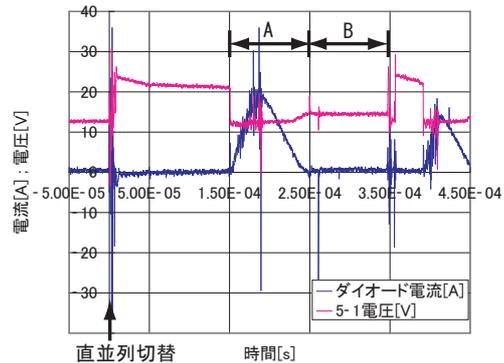


図 5.6: 直並列切替時の全電圧とダイオード電流の変化

5.1.5 2リレー間のスイッチングタイミングについて

2-1の電圧と2-3の電圧を同時に見ることでリレーのスイッチングタイミングのずれの観測を試みた(図5.7)。2-1間の電圧は基本的に接点が着いていて0[V]の状態と接点が離れておりキャパシタ電圧と等しい状態のどちらかである。一方、2-3間の電圧は接点が着いていて0[V]の状態(図5.2における(1-1)(1-2)(1-3)の状態)と、接点が離れていてキャパシタ電圧のちょうど半分(種々の影響を受け厳密に半分にはならないと考えられるが)がかかる状態(同じく(2-2)(2-3)(3-1)(3-3))及び接点が離れておりキャパシタ電圧がかかる状態(同じく(2-1)(3-1))の3状態が考えられる。実際にグラフを見るとこれら3状態のいずれかになっている様子が確認できる。

5.1.6 測定結果の考察と改良すべき点

今回の測定を受けて、電気二重層キャパシタの直並列切替は充分実現可能であることが実証できた。また、回路上に設置したバイパス用のダイオードも正常に機能している。

しかし、リレーという機械的なスイッチを用いたことにより次のような問題点が発生すると考えられる。

- チャタリング：電圧がすぐには切り替わらず振動的になる。負荷側に使用する機器によっては誤動作を引き起こす可能性がある。
- 微細なアーク：接点間に微細ではあるがアークの発生があるので、接点の寿命を縮める可能性がある。

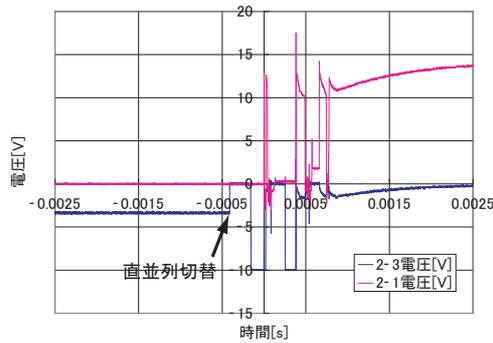


図 5.7: 直並列切替時のスイッチ端子間の電圧

- リレーの保守：機械的な構造を持つことにより、長期間の使用に於いては保守の手間がかかる。また、機械部品は故障の原因になる。

これらの問題を回避する方法のひとつに、リレーではなく半導体スイッチにより直並列切替を行う方法が考えられる。以下、半導体スイッチとしてパワートランジスタを用いることによりこれらの問題を回避できることを確かめ、回路としてより実用的なものを提示する。

5.2 半導体スイッチを用いた直並列切替回路

5.2.1 回路の構成

半導体スイッチを用いた直並列切替回路の作成に当たっては図 5.8 の通りのものを作成した。

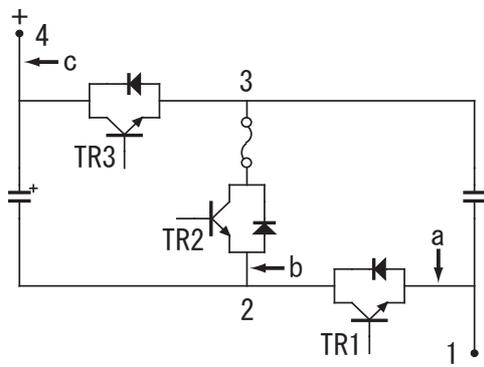


図 5.8: パワートランジスタによる直並列切替回路

ここで TR1 ~ TR3 はパワートランジスタで、各々寄生ダイオードが付随している。寄生ダイオードは後付したのではなく、半導体の構造上もとのパワートランジスタにどうしても付随してしまうものである。今回の用途ではこの寄生ダイオードも有効に利用されている（パワー MOSFET などと同様の回路を製作する際寄生ダイオードの特性が良くない場合などは、別にダイオードを接続する必要があると考えられる）。ここで TR1 ~ TR3 の動作と電流の流れ方について概説する。

充電時

充電時の半導体スイッチの on/off の状況と電流パスを示したものを図 5.9 に載せる（資料の一番最後のページに掲載）。まずキャパシタ個々の電圧が低い状態では、TR2 を on、TR1 及び TR3

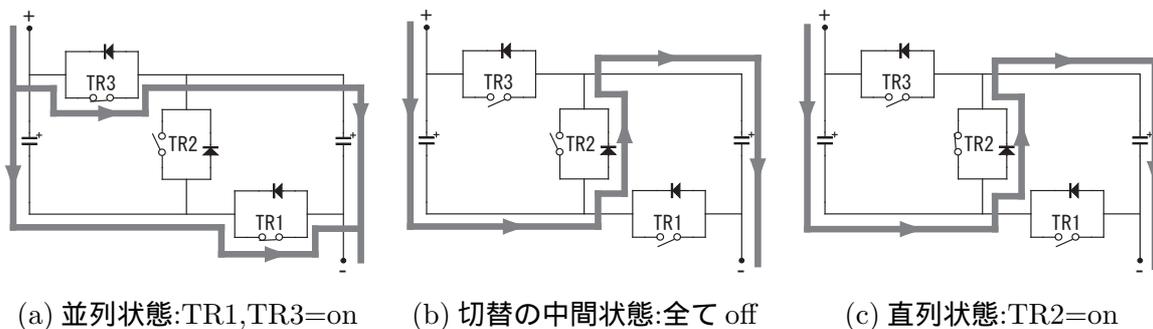


図 5.9: 直並列切替回路の充電時の挙動

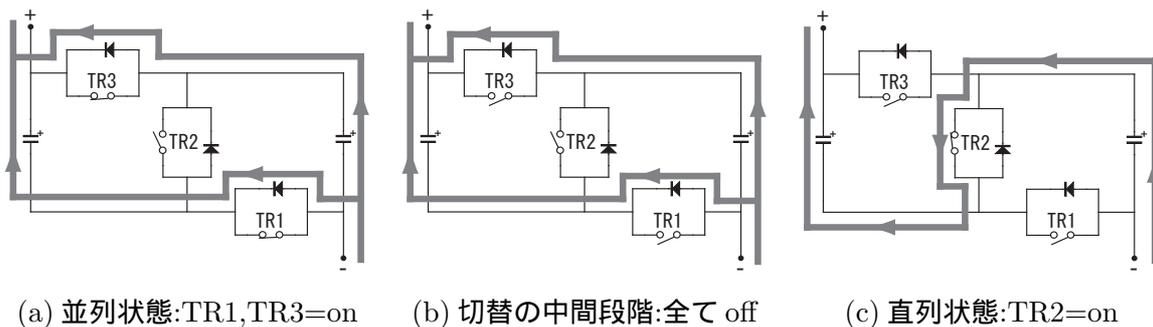


図 5.10: 直並列切替回路の放電時の挙動

を off とすることでキャパシタを直列接続する。このときは図 5.9(c) のとおりの電流パスとなる。ここでひとつ注意すべき点は、パワートランジスタの逆方向への電流増幅度は $h_{FE} = 0.1 \sim 3$ と小さい値であるので [13]、TR2 が on しても電流はほぼ全てが寄生ダイオードの方に流れることである。ここから電圧が上昇して並列状態になる場合には、一旦 TR1 ~ TR3 の全てを off にする (b) の中間状態にする。中間状態の電流パスは直列状態のそれと同じになる。ここでさらに TR1 及び TR3 を on にすることによって (a) の並列状態に移行する。尚、(c) の直列状態と (b) の中間状態との電流パスは変わらないが、電流の向きが突然充電から放電に変わるような事態に備えて定常状態では TR2 を on しておく必要がある。

放電時

放電時も充電時と同様の動作である。すなわち図 5.10 に示すとおり、(a) 並列状態では TR1 及び TR3 を on、TR2 を off とし、(b) 切替の中間状態では TR1 ~ TR3 の全てを off とし、(c) 直列状態では TR2 を on、TR1 及び TR3 を off とすることで回路を動作させる。電流がパワートランジスタを通るか寄生ダイオードを通るかは先に解説したように決まる。

回路の安全対策

TR1,TR3=on 全て off TR2=on と正しく動作すれば問題ないが、何らかの理由でキャパシタの正極と負極が短絡されてしまう事態が生じると（つまり TR1 と TR2、または TR3 と TR2 が同時に on されてしまうと）、数千 A の過大電流が回路に流れて回路の焼失及びキャパシタの損壊を生じ大変危険な状態となってしまう。このようなことにならないように回路に安全対策を導入している。具体的には次の通りである。

- パワートランジスタのターンオフにある程度時間が掛かるため、TR1～TR3の全てを off する中間状態の時間をターンオフ時間よりも充分長く取る。
- 誤信号がパワートランジスタに入力されて事故に至った場合にも速やかに回路を遮断できるように、図 5.8 のとおりに TR2 と直列にヒューズを挿入する。

また、何らかの理由によりベースドライバの電源が落ちてしまった場合は、充電時・放電時とも中間状態相当の回路になる。特に放電時にベースドライバの電源が落ちて誤って直列接続になって機器に過電圧がかかることはない。

5.2.2 回路の製作

一番主要な回路は図 5.8 の通りだが、さらに周辺を含めた全体の構成としては図 5.11 のようになる。パワートランジスタへの入力信号はすべて PIC からの指示による。PIC は、自動モードのときに直並列回路全体の出力電圧を参照して TR1～TR3 への出力信号を決定し、手動モードのときは並列/直列切替スイッチからの入力信号を元に出力信号を決定する。PIC からの出力信号はベースドライバで適切なベース駆動電流に変換され、直並列回路のパワートランジスタのベースへの入力となる。

先に述べたキャパシタの短絡防止のための中間状態の時間についてだが、今回用いたパワート

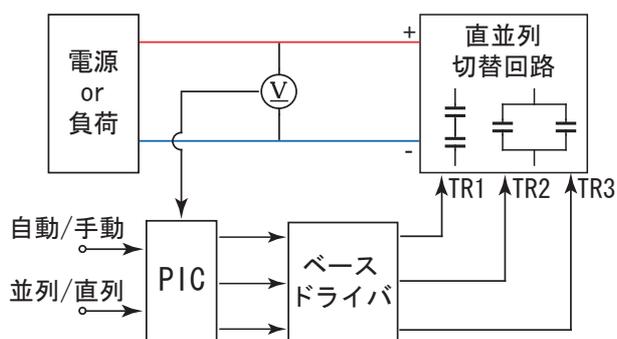


図 5.11: パワートランジスタを用いた直並列切替回路の全体の構成

ランジスタモジュールである三菱電機 QM30DH-Y の規格表よりターンオフに約 $15[\mu\text{s}]$ かかるこの事であったため、余裕を見て約 $50[\mu\text{s}]$ を確保している。図 5.12 に、並列 直列と切り替わる時の TR1 と TR2 のベース電圧の変化の様子を示す。

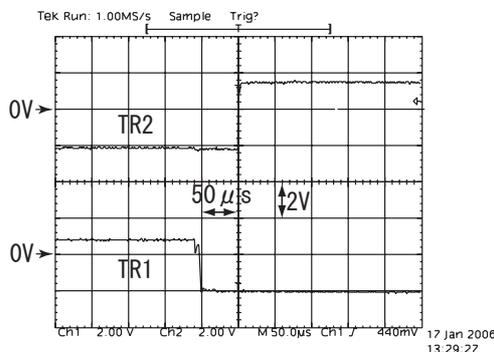


図 5.12: 並列 直列のときのベース電圧の変化

5.2.3 回路動作の確認

まずは回路が確実に並列と直列を切り替えられるかを確認する。充電時に直列 並列に入れ替わるときの電圧変化を図 5.13(a) に、また放電時に並列 直列に入れ替わるときの電圧変化を図 5.13(2) に示す。これらの図からまずは正常動作をしていることが確かめられる。以前に製作した

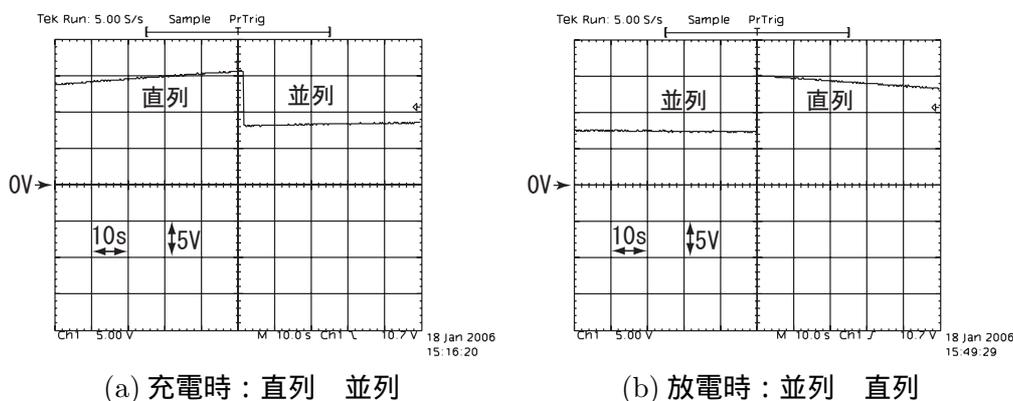


図 5.13: 直並列切替時の電圧変化

リレーによる直並列切替回路では切替時のチャタリングが問題となったが、これが無いことを短時間の観測によって確認する。TR1 のベース電圧と直並列切替回路の全電圧 (図 5.8 における 14 電圧) とを観測した。充電時の直列 並列によるものを図 5.14 に、放電時の直列 並列によるものを図 5.15 に示す。これらより、半導体スイッチでは非常に短時間のうちで確実にスイッチングが行われており、メカニカルスイッチに起こりがちなチャタリングの問題を回避していることがわかる。また、サージによる過電圧も特に発生していないことから、バイパスのダイオードへ電流がうまく移行していることが伺える。パワートランジスタを用いた直並列切替は成功していると考えられる。

5.2.4 電流の移行の観測と突入電流

今度は、図 5.8 で a と b の矢印をつけた点に電流センサを取り付け、回路切替時に流れる電流を観測することにする。特に充電時の直列 並列への切り替えについては、先に述べたとおり 2 つのキャパシタの間に電圧差が生じていた場合に横流が発生する可能性があるため、この様子を確認するためである。まず、定電流源から 4[A] の充電をしながら並列 直列に切り替えたときの電流の変化を図 5.16(a) に示す。この図を見ると、b 地点での電流は素早く切り替わることがわかるものの、a 地点には大電流が流れていることがわかる。この大電流の継続時間は約 2[ms]、ピークは約 30[A] と見ることができる。一見この大電流は横流のように見える。しかし、電気二重層キャパシタの個々の静電容量と内部抵抗を 200[F] 及び 10[mΩ] とし、電圧差が 0.1[V] あったと考えた場合、横流は 5[A] 及び 2[s] 程度になるはずで、この電流はそれより 6 倍も大きく時定数は 10^{-3} 倍も短いので横流とは考えにくい。

そこで、充電に使用した電源を調べてみたところ、出力端に電圧安定化のための 10000[μF] の電解コンデンサが並列に接続されていた。この電解コンデンサを取り外して同様に図 5.8 の a 地点と b 地点の電流を測定しなおしたもの (ただし充電電流は 3[A]) を図 5.16(b) に載せる。図の通り大きな突入電流は観測されず、電流はきれいに直列状態から並列状態へ移り変わっている様子が確認できる。よって、先の大電流は直並列回路が直列 並列と移り変わることによって電圧が半分になった時に、電源出力端の電解コンデンサが放電した電流と見てよいと考えられる。大電流防止のために直並列切替回路への充電時にはこの電解コンデンサは取り外して行う必要があると

考えられる。また、今回測定した限りでは巨大な横流の発生は確認されなかった。実験中たびたび直列と並列を切り替えていたため、電圧差は十分に小さくなっていったためと思われる。

一方、放電時の並列 直列の切替における図 5.8 の a 地点と b 地点の電流を測定したものを図 5.17 に載せる。ここでは回路全体の電流は並列時約 1.5[A]、直列時約 3[A]（定抵抗負荷のため電圧が 2 倍になって電流も 2 倍になる）としたものである。短時間のうちに綺麗に電流が移り変わっている様子が確認できる。並列 直列の切替は電流面からは特に問題が無いことがわかった。

5.2.5 測定結果の考察と改良すべき点

パワートランジスタを用いて直並列切替を行うことにより先のリレーに拠った場合に起こっていたチャタリングなどは起きず、スムーズに切替が行われていることが確認できた。しかし、直並列切替回路全体の電圧はキャパシタ 1 つの電圧と同じ（並列時）または 2 倍（直列時）とはならず、ずれていることが測定から得られた。これはパワートランジスタの on 電圧やダイオードの順電圧降下といった半導体スイッチ特有の問題点が存在することによると考えられる（キャパシタの内部抵抗はこれらの要素に比べて影響は充分小さい）。半導体での電圧降下が起こっていることはすなわち半導体で損失が生じていることを意味する。エネルギーを有効に利用するため、on 電圧の小さいスイッチング素子を選ぶなどの対策が必要である。

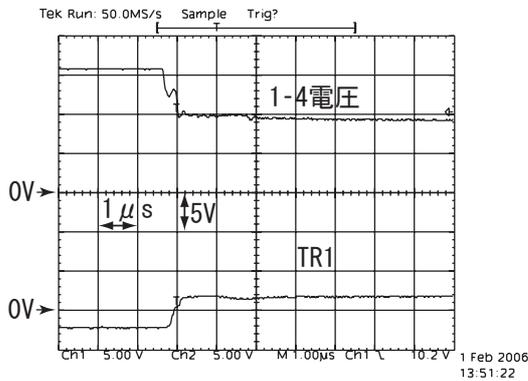


図 5.14: 充電時：直列 並列による電圧挙動

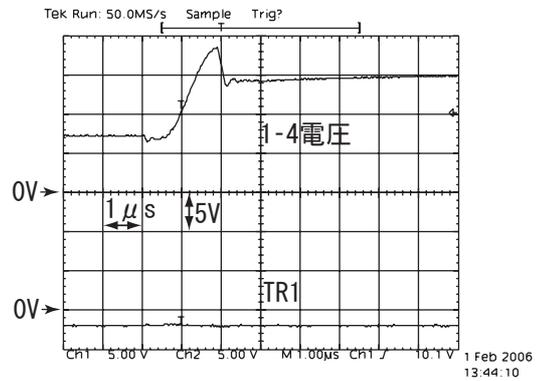
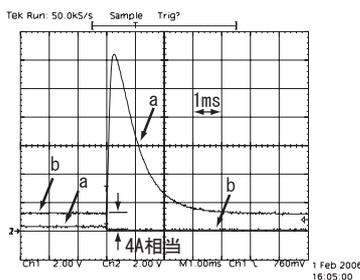
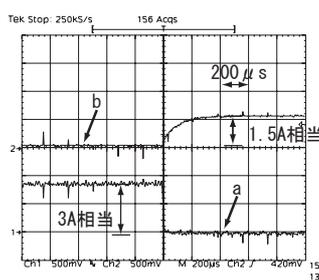


図 5.15: 放電時：並列 直列による電圧挙動



(a) 電源出力端コンデンサあり



(b) 電源出力端コンデンサなし

図 5.16: 充電時：直列 並列切替による電流移行

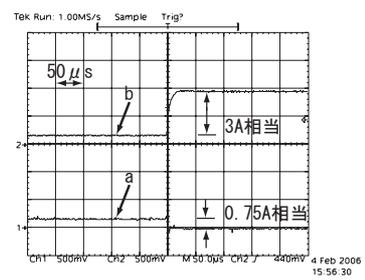


図 5.17: 放電時：並列 直列切替による電流移行

第6章 多段直並列切替回路による機能の向上策と電気自動車への搭載

6.1 多段直並列切替回路によるキャパシタ間の電圧均等化

先の図 4.4 の構成では放電が進むと違う段のキャパシタ間に電圧差が生じてきてしまうことを以前示した。これはキャパシタのエネルギー利用率を下げることになり、さらにキャパシタが違う電圧のまま放置されることにより劣化のスピードが変わるといった弊害があることが予想される。このようなことを避けるため図 4.2 の構成にして、キャパシタ間の電圧均等化について考えたい。

キャパシタに電圧差が生じてしまう要因には、静電容量や漏れ抵抗の差によるものと、直列か並列かの差によりキャパシタを動通する電流が変わることの2つが考えられる。この2つの電圧差を補正するのに、直列にしている段と並列にしている段を次々に入れ替えることを提案する。図 4.2 において、全体の電圧を維持するのに必要なのは直列になっている段と並列になっている段の個数であって、回路上の順番は問題にならない。

具体的に4段直並列切替回路で、3段が並列・1段が直列である場合について図 6.1 に示す。ここでは、直列にする段を1段目から次々に入れ替えていくことを繰り返している。この入れ替えを数秒ごとに行う。まず、キャパシタに動通する電流量の差による電圧差は、この入れ替えを行うことによってかなり小さく抑えることができる（全て直列または全て並列の場合は行う必要が無い）。さらに、同じ段に属する2個のキャパシタが直列で運用されている間に漏れ抵抗の差などにより発生する電圧差についても、まだ差が大きくならないうちに一旦並列に戻してやることで横流を最低限に抑えることができる。この方法では全て直列での運用の場合には働かせることができないが、全て直列の状態はそもそもガソリタンクがほとんど空の状態ですら車を走らせるようなものと考えれば通常ありえない範囲であり、まだ並列の段が残っているうちを常用範囲としてすべて直列になってしまった場合は非常用として運用する方法が考えられる。

実際にこのような多段の直並列回路を構成する上では、各段の電圧を測り、内部抵抗やスイッチング素子の電圧などを考慮した上で個々のキャパシタの状態を把握し、入れ替えの時間などを微妙に変化させることで実情に合わせて回路全体の出力を安定させキャパシタの電圧差も調整するようなシステムが考えられる。さらに、キャパシタの故障診断など複合的な役割も持たせることが可能であろう。

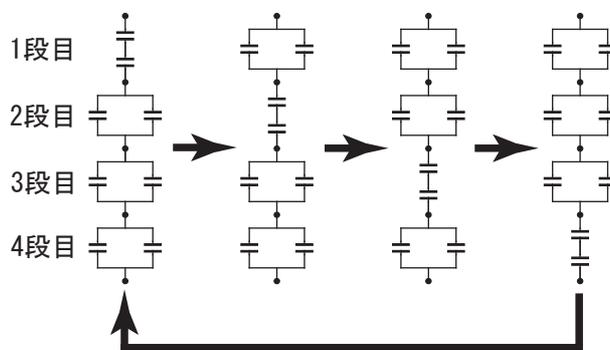


図 6.1: 4段直並列切替回路におけるキャパシタ間電圧均等化の方法

6.2 電気自動車へキャパシタを搭載する上での適切な直並列切替回路の段数とシステム

電気自動車へキャパシタを搭載する場合の具体的な接続段数はどのようにすべきかを考えたい。キャパシタ $2n$ 個を用いた場合の n 段直並列切替回路では電圧の変動範囲は、

$$\frac{n}{n+1}V_0 \leq V \leq V_0 \quad (\text{式 4.2 の再掲}) \quad (6.1)$$

である。負荷機器の許容電圧変動範囲がこれと同じだとすると、全体の最低電圧は $V_{end} = \frac{n}{n+1}V_0$ であり、もし最終段まで放電が進み $2n$ 個のキャパシタが全て直列接続になっている状態で最低電圧まで放電しきった時に、全てのキャパシタの電圧が揃えられたとして式 4.3 よりエネルギー利用率を計算すれば、

$$\eta = 1 - \frac{1}{4} \left(\frac{n}{n+1} \right)^2 \quad (6.2)$$

となる。以上から明らかなように、キャパシタの直並列接続の段数が増加すると電圧変動は小さくすることができるが、一方でキャパシタの利用率は低下していきキャパシタの性能を引き出せなくなることである。単純に直並列切替の段数を増やせばよいというものではない。

実際の電気自動車へ搭載する場合には、自動車の最高速度といった電圧の変動による影響を受ける部分と、1 充電あたりの走行距離といったキャパシタのエネルギー利用率に影響を受ける部分のバランスを決めて適正な段数を定める必要がある。実際には自動車の走行性能は実際のドライバーが使用する範囲に対して過大に設定される場合が多いことを考慮すると、最高速度つまり電圧はかなりの変動を許されると考えられる。実際に現在電気を用いて走行する乗り物として最も普及している電気鉄道に於いては、架線電圧はかなり変動するものの運行の常用範囲に影響を及ぼさないように機器の設計など十分に考慮されたものになっている。電気自動車の設計に於いては電気鉄道ほどの尤度を持たせるわけには行かないが、それでも 3 段または 4 段程度の直並列切替回路で対応するのが現実的といえる。

一方、今回は実験で示せなかったものの、直並列回路の出力電圧が極端に変わるので、この影響によりショックが生じたり場合によっては空転を生じる可能性が残る。電圧がステップ状に変化することで乗り心地がギクシャクするばかりでなく、場合によっては電気自動車の不安定な挙動の原因になりかねない。文献 [11] では、実際に簡単な直並列切替回路によって電気自動車を駆動するに当たり、直並列切替回路にさらに並列に容量の大きな電解コンデンサを挿入することで (図 6.2) 切替時に問題なく運転が継続できると記されているが、今回提案したような複雑な切替を行う直並列切替回路に於いても電解コンデンサの挿入といった簡単なことで衝撃などが起こらないようにできるか、それとも μs オーダーで切替タイミングに工夫を施すなど複雑なことが必要なのかは今後の検討課題といえる。

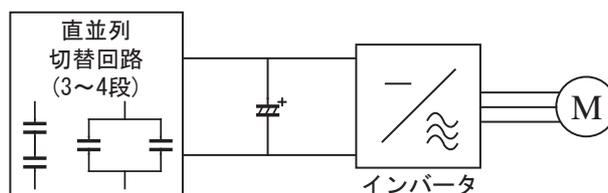


図 6.2: 電気自動車へキャパシタを搭載した場合の電気システム

第7章 本論文のまとめと今後の課題

7.1 本論文のまとめ

本論文では、電気自動車の蓄電素子として電気二重層キャパシタを用いた場合のシステムの構築を目指した。

具体的には、まず電気二重層キャパシタがそのエネルギー蓄積量によって電圧が変動してしまうことが電気自動車の性能に与える影響について検討した。キャパシタをインバータに直接つける構成ではキャパシタの電圧が低下してきてしまった場合に十分な性能を発揮できないことと、昇圧チョッパによって電圧低下を補償した場合はチョッパ効率が低下することによって1充電での走行距離の低下といった問題が存在することを述べ、キャパシタがどのような充電状態でもある程度以上の性能を維持することとエネルギーの損失による走行距離の低下を防ぐことという双方の観点から見た場合にはキャパシタの直並列切替によって電圧変動を小さくする方法が有効であると考えられることを示した。

次に直並列切替回路の構成を示し、基本となる2個のキャパシタの直並列切替回路を複数個直列接続した回路を構成することにより、電圧変動を所望のものより小さくするような回路を作成することができることを示した。

続いて、実際にリレースイッチ及びパワートランジスタを用いて基本となるキャパシタ2個の回路を試作し、充放電試験を行うことにより、このシステムに実用性があることを示した。また、リレースイッチを用いた場合にはチャタリングやアークといった問題が存在することを確認し、パワートランジスタを用いた場合には半導体での損失の問題があることを示した。

そして、以上のことを踏まえ、電気自動車に電気二重層キャパシタを搭載する上で考えられるシステムについて提案した。

7.2 今後の課題

今後、さらに電気二重層キャパシタの直並列切替回路により電気自動車を駆動することを考えた場合、以下のことを確かめる必要がある。

まず、多段直並列切替回路の製作と実験の必要がある。今回は1段の直並列切替回路であったが、実用上は先に述べたとおり3段~4段の回路で実現されることが考えられる。今回は提案するにとどまった横流の抑制やキャパシタ全体を均等に用いることによるエネルギー利用率向上といったことについて、4段程度の直並列切替回路を製作の上実現可能かどうか確認する必要がある。

次に、実際に直並列切替回路によりモータを駆動する実験の必要がある。今回の直並列切替回路の実験では定電流充電・定抵抗放電の試験に限られたため、まずは放電負荷についてMGセットを用いるなどして実際にモータを駆動する実験を行って切替時のショックなどどの程度なのかを確認する必要がある。また、この実験で安全性などについて十分に確認された場合は、実際に電気自動車にこのシステムを搭載して走行試験をし、力行および回生について問題が無いか、あるいはシステムの耐久性なども確認する必要がある。

参考文献

- [1] 財団法人日本自動車研究所, ”電気自動車等保有台数統計 (推定値)”,
<http://www.jari.or.jp/ja/denki/denki.html>
- [2] 木下 繁則, 山田 淳, ”電気二重層キャパシタの実用化研究”, 車両技術 228 号, pp.86-99, 2004
- [3] 岡村 迪夫, ”太陽光発電やパワーコンディショナ応用とキャパシタ蓄電の得失 ~ 蓄電技術の新しい時代へ ~”, 電子技術 2002 年 12 月号, pp.37-40
- [4] 篠原 勝次, 山本 吉朗, 飯森 憲一, 柳田 洋平, 五所 嘉宏, ”電気二重層コンデンサを用いた無停電電源装置の動作特性と補償可能な最大負荷”, 電気学会論文誌 D, 124 巻, 8 号, 2004, pp.799-806
- [5] 小西 武史, 長谷 伸一, 中道 好信, 奈良 秀隆, 上村 正, ”電気二重層キャパシタと蓄電池を併用した電気鉄道用電力貯蔵装置の基礎研究”, 電気学会論文誌 D, 125 巻, 11 号, 2005, pp.1047-1053
- [6] 岡村 迪夫, ”電気二重層キャパシタと蓄電システム 第 2 版”, 日刊工業新聞社, pp.144-158, 2001
- [7] Dirk Linzen, Stephan Buller, Eckhard Karden, Rik W. De Doncker, ”Analysis and Evaluation of Charge-Balancing Circuits on Performance, Reliability, and Lifetime of Supercapacitor Systems”, IEEE Transactions of Industry Applications, Vol.41, No.5, September/October 2005, pp.1135-1141
- [8] 森 和也, 高橋 真吾, 長谷部 章雄, 関 純子, 伊藤 孝彦, ”電気二重層キャパシタの電圧平準化装置” 電気学会論文誌 D, 123 巻, 12 号, 2003, pp.1406-1413
- [9] 六藤 孝雄, ”大容量電気二重層キャパシタを採用した瞬時電圧低下補償装置開発技術”, 電子技術 2002 年 9 月号, PP.52-58
- [10] 杉本 重幸, 小川 重明, 勝川 裕幸, 水谷 浩, 岡村 迪夫, ”電気二重層キャパシタ電力貯蔵装置のバンク直並列切替回路の検討”, 電気学会論文誌 B, 122 巻, 5 号, 2002, pp.607-615
- [11] 高原 英明, 佐藤 弘之, 山田 淳, ”電気二重層キャパシタの直並列切替回路を適用した純電気自動車の実験による検討”, 平成 13 年度電気学会産業応用部門大会講演論文集 III, pp.1433-1436
- [12] 東光電気株式会社, 株式会社パワーシステム, ”キャパシタ蓄電装置”, 特許公開番号 特開 2005-287110
- [13] トランジスタ技術編集部, ”パワー MOSFET の実践活用法”,
<http://www.cqpub.co.jp/column/books/2001a/320120PowerMOSFET/default.htm>, 2000

謝辞

本論文の執筆にあたり、私の所属する堀研究室のメンバーの皆様には大変にお世話になりました。

教授の堀洋一先生には、研究者としての心構えから始まり、細部にいたるまで丁寧にご指導していただきました。真に感謝しております。技官の内田利之さんには、回路の製作に当たり技術的な面を中心に指導をしていただきました。また、秘書の越智由里子さんには研究生活をさまざまな面でサポートしていただきました。

研究員の畠直輝さんには電子回路の製作や測定に際して助言をさせていただきました。同じく研究員の呉世訓さんには、シミュレーションソフトの扱い方など丁寧に教えていただきました。研究員の李練兵さんは秋には研究室を離れられましたが、私の測定結果に対して適切なコメントを頂くなど私の研究の初期に於いて大変お世話になりました。

D3の張炳勳さんも9月で研究室を離れられましたが、研究室内での細かい仕事など教えていただきました。D2の賀鵬さんのいつも研究熱心な姿勢には見習うべき所が多く、今後の目標にしたいと思います。

M2の河島清貴さんは堀研究室のメンバーの中でも特に私の研究について逐一助言していただきました。研究に挫けそうになったときに叱咤激励して下さったことは今でも忘れません。M2の青木良文さんの研究に対する目線は非常に鋭く、論文の書き方についても多くのことを学びました。M2の劉小星さんには同期モータやインバータに関して詳しく教えていただきました。M2の李微さんには、制御の基礎についてわかりやすく解説していただきました。M2の呉魯さんは、研究を進める上での手本となりました。

M1の吉田憲吾さんには、その明るい性格でいつも励まされました。M1の中村則仁さんには、研究だけではなくプライベートなことでもお世話になりました。M1の趙莉さんの勤勉さは是非見習いたいと思います。

同じ卒論生の小池卓志君・中邨勉君・中西大輔君・金間泰樹君は、初めての研究生生活の苦楽を共にしました。互いに協力し合い目標に向かって努力できたことは今後の人生に於いても大きな財産となることでしょう。

研究生の耿聡さんは秋から研究室のメンバーとなったばかりですが、おかげで楽しく研究生生活を過ごすことができました。

堀研究室の他にも大勢の方々にお世話になりました。キャパシタを快く貸し出してくださいました日清紡の榎原様と中村様には感謝してもしきれません。

このように大勢の皆様にご助けられて本論文を執筆することができました。厚く御礼申し上げます。