

平成 29 年度 卒業学位論文

コンデンサ絶縁による
DC-DC コンバータを利用した
セル選択式バランス回路の
動作解析と実機検証

茨城大学 工学部

電気電子工学科

14T3072A 吉野 功司

指導教員 鵜野 将年 准教授

要旨

リチウムイオン二次電池や電気二重層キャパシタ（EDLC）等の蓄電セルが複数個直列に接続されたシステムでは、各セルの電圧がばらついた状態から充放電を行うと、過充電及び過放電を引き起こす恐れがある。そこでセル電圧のばらつきを解消するセルバランス回路がこれまでに各種提案されている。絶縁型 DC-DC コンバータを用いたセル選択式バランス回路は、電位の異なる任意の 2 セル間で直接電力伝送が可能である。しかしながら、回路の入出力の絶縁にトランスを用いているため回路の大型化を招く。

本研究では、回路の小型化を目的として、トランスに代わりコンデンサを用いて絶縁を行うコンデンサ絶縁並列共振形 DC-DC コンバータを提案する。提案回路は並列共振回路と倍電圧整流回路より構成されており、倍電圧整流回路を構成するコンデンサをカップリングコンデンサとして用いることでトランスレスの回路構成を実現する。並列共振回路は共振電流が不連続となる動作モードで動作させることにより、固定周波数で出力電流が定電流特性を示す。このため、回路の入出力電圧差が過大である場合にも、任意の出力電流値に制限することができる。試作回路を用いて、初期電圧にばらつきを持たせた 8 直列の EDLC に対して行ったバランス実験では、セルの初期電圧のばらつきは時間経過と共に徐々に解消され最終的に均一となったことから、提案回路の有効性が示された。

Analysis and Experimental verification of Direct Cell-to-Cell Voltage Equalizer Using Capacitively-Isolated DC-DC Converter

Abstract

Cell voltage imbalance causes over-charge or -discharge of series-connected energy storage cells such as lithium-ion batteries and electric double-layer capacitors (EDLCs). Therefore, various kinds of cell voltage equalizers have been proposed to eliminate cell voltage imbalance. Although direct cell-to-cell equalizer using an isolated dc-dc converter can transfer power directly between cell to cell, the circuit size is prone to be bulky due to the existence of transformer. In this paper, a direct cell-to-cell equalizer using capacitively-isolated dc-dc converter is proposed. This proposed circuit consists of parallel resonant circuit and voltage multiplier. Since This circuit operates discontinuous conduction mode (DCM), the parallel resonant circuit realize the inherent constant characteristic at a fixed frequency. The experimental equalization test was performed for eight EDLCs connected in series from a voltage-imbalanced condition. The voltage imbalance was eliminated by proposed equalizer, and the verification of the proposed equalizer was demonstrated.

目次

第1章 背景	1
1.1 セルバランス回路	1
1.2 基礎理論	5
1.3 従来回路	7
2章 提案回路	8
2.1 コンデンサ絶縁並列共振形 DC-DC コンバータ	8
2.2 セル選択スイッチ	9
2.3 動作解析	15
2.4 シミュレーション解析	17
3章 実機検証	19
3.1 回路製作	19
3.2 動作検証	23
3.3 バランス実験	25
4章 まとめ	28

第 1 章 背景

1.1 セルバランス回路

近年、リチウムイオン二次電池や電気二重層キャパシタ(EDLC)などの二次電池が幅広い用途で用いられている。一般的に蓄電セルは単セル当たりの起電力が低いため(リチウムイオン電池は 2.7~4.2 V、EDLC は 0~2.5 V)、複数個のセルを直列に接続しバッテリーを構成することにより負荷の要求電圧を満たしている。しかし、セルの個体差(容量や自己放電率、内部インピーダンスなど)や温度分布に起因し、各セルの電圧に徐々にばらつきが生じる。図 1.1 に示すようにセル電圧がばらついた状態で充放電を行う場合、電圧の最も高い(低い)セルが過充電(過放電)状態となり、セルの加速的な劣化を招く。よって、セルが複数個直列に接続されたシステムではセル電圧のばらつきを解消するためのセルバランス回路が必要不可欠となる。これまでに様々な方式のセルバランス回路が提案されているが、大きく損失型と非損失型に分けられる。

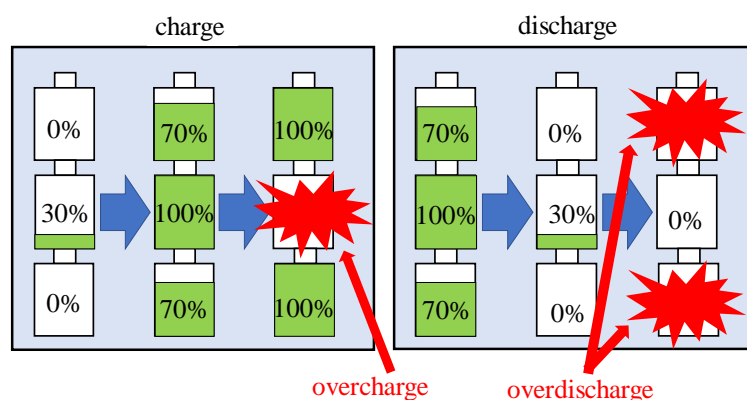


図 1.1 セル電圧ばらつきの問題

まず図 1.2 に示す損失型ではシャント方式が挙げられる。この方式では電圧の高いセルのエネルギーを抵抗で消費させることにより電圧をバランスさせることから簡素な回路構成となるが、セルのエネルギーがシャント回路で喪失されるのに加えてバランス時に発生する熱も問題となる。

非損失型はストリング to セル方式とセル to セル方式に大別されるが、いずれも直列接続されたセル (ストリング) のエネルギーを電圧の低いセルに再分配する方式であり、ストリングの持つエネルギーを喪失することなくバランスを達成する。ストリング to セル方式は低電圧セルに対して自動的にバランス電流を供給するため、セル電圧の計測やフィードバック制御が不要となる。またセル数によらずスイッチ数が 1 個または 2 個程度である。スイッチ 1 個あたりにつきゲートドライバを含む周辺部品が 5~10 個程度必要となることから、スイッチ数は回路の複雑さの指標となる。つまりこの方式では少数個のスイッチにより構成されるため、簡素な回路となる。代表的な例としてフライバック型多巻線トランス方式 [1]~[3]や、Zeta コンバータや絶縁型 Cuk コンバータなどの昇降圧コンバータを用いた方式 [4]、[5]が挙げられる。フライバック型多巻線トランス方式ではトランスを用いることから少数個のスイッチと受動部品で構成される。しかしトランス 2 次側パラメータの不一致はセル電圧の残留偏差の要因となる。よって、トランス 2 次側パラメータを一致させることが重要となるが、トランスの設計が飛躍的に困難となってしまう。またセル数の増加に伴いトランスの 2 次側の巻線が増加するため、多直列システムに対しては実用的ではない。Zeta コンバータや Cuk コンバータなどを用いた昇圧コンバータを用いたセルバランス回路では基本回路の昇圧コンバータに CLD フィルタ回路を多段接続したもので、スイッチが 1 つでありとても簡素な回路となる。しかし、セル数の増加に伴い、多数の CLD フィルタ回路が必要となってしまう。

セル to セル方式はさらに隣接セル間方式とセル選択方式に分けられる。図 1.4 に示す隣接セル間方式はスイッチトキャパシタコンバータ [6]~[9]や PWM コンバータ [10]~[12]を用いて隣接するセル間で電力伝送を行う。この方式ではコンバータを多段的に追加接続することで任意のセル数に対応可能であるため拡張性に優れる。しかし、セル数の増加に伴い電力伝送時に介するセル及びコンバータ数が増加するため、損失の増大を招く。また、スイッチやコンデンサ、インダクタなどの受動素子も増加することから、比較的小規模のシステムに適している。

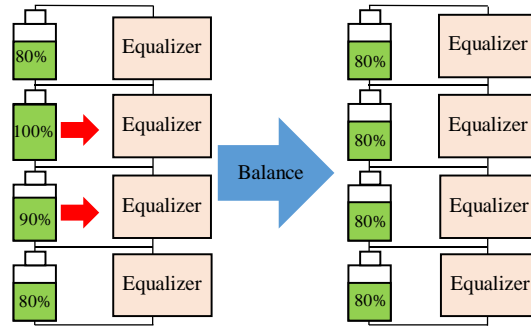


図 1.2 損失型

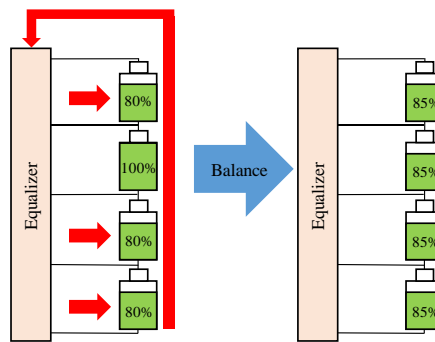


図 1.3 スtring to セル間方式

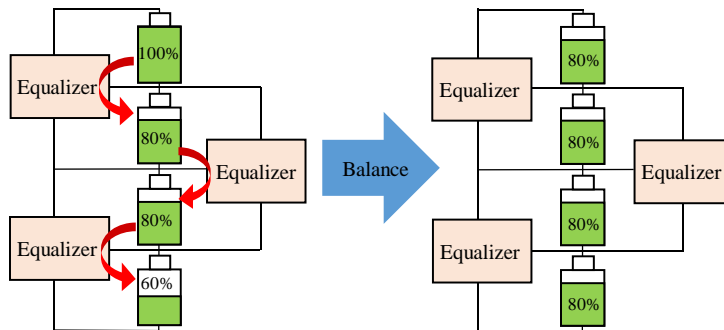


図 1.4 隣接セル間方式

セル選択方式では絶縁型コンバータを用いて直接電力伝送する方式や、コンデンサや LC 共振タンク等のエネルギー貯蔵デバイスを介してセル間で電力伝送を行う中間貯蔵方式 [13]、[14]が挙げられる。図 1.5 に示すセル選択方式ではセル数によらず 1 台のコンバータでのバランスが可能であるため、セルの直列接続数の多い大規模システムに適する。中間貯蔵方式ではエネルギー貯蔵デバイスが必要であることから、回路サイズが大型化してしまう。そこで本稿では大規模システムに向けたセルバランス回路として、絶縁型コンバータを用いて直接電力伝送を行うセル選択式バランス回路について言及する。

絶縁型コンバータを用いて直接電力伝送を行うセル選択式バランス回路では、セル選択スイッチと絶縁型コンバータを共に用いる。このセル選択式バランス回路の概念図を図 1.6 に示す。セルが複数個直列接続されている中から任意の 2 セルを選択する。この時選択された電位の異なる 2 セル間で電力伝送を行うため、絶縁型コンバータが必要となる。従来回路では絶縁のためにトランスを用いているが、トランスは回路サイズ大型化の要因となる。一般的にトランスに比べてコンデンサは小型のため、トランスに代わりコンデンサを用いて絶縁を行うことで、回路サイズの小型化が可能である。

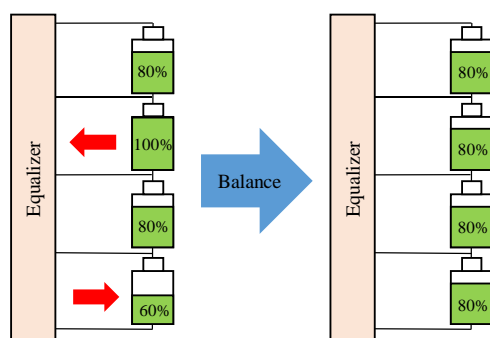


図 1.5 セル選択方式

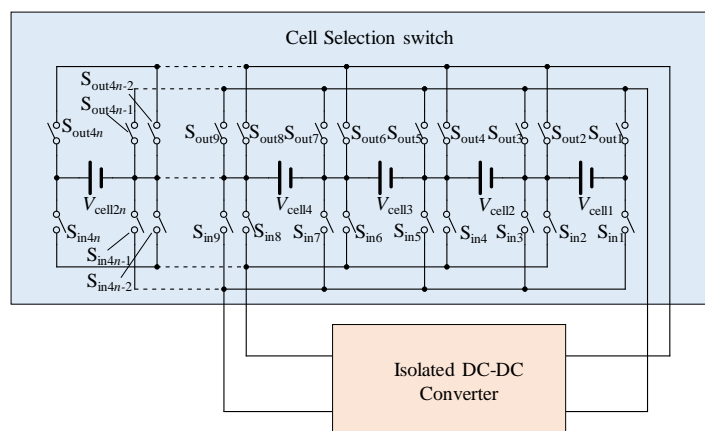


図 1.6 セル選択式バランス回路概念図

1.2 基本理論

1.2.1 倍電圧整流回路

倍電圧整流回路を図 1.7(a)、(b)に示す。この回路は矩形波電圧が印加されることにより駆動する。図 1.7(a)では倍電圧整流回路に負の電圧が、図 1.7(b)では正の電圧が印加されている。負の電圧印加時は電流がローサイドダイオード D_L を流れコンデンサ C が充電されるため、 C の電圧は図に示すように V_{square} となる。正の電圧印加時はハイサイドダイオード D_H が導通し、負荷には矩形波電圧とコンデンサの電圧が印加されるため、 V_{square} の 2 倍が出力される。

1.2.2 共振回路

インダクタ L とコンデンサ C を直列接続した回路は共振特性を持ち、LC 直列共振回路と呼ばれる。回路を図 1.8(a)に示す。ここで抵抗を R 、角周波数を ω とすると、この回路のインピーダンス Z は(1.1)式で表される。

$$Z = R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right) \quad (1.1)$$

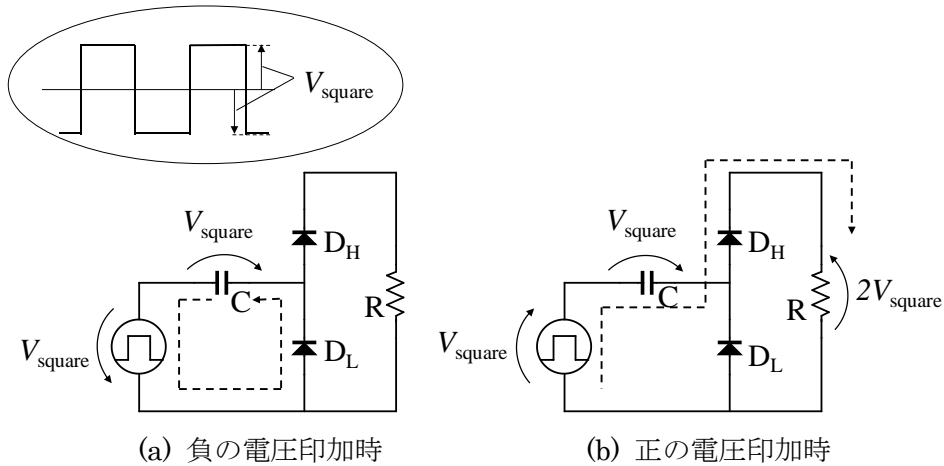


図 1.7 倍電圧整流回路

(1.1)式における虚数部がゼロになる角周波数を ω_0 とすると、 ω_0 は(1.2)式で表される。

$$\omega_0 L - \frac{1}{\omega_0 C} = 0 \quad (1.2)$$

(1.2)式を ω_0 でまとめると(1.3)式で表される。

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (1.3)$$

一般的に角周波数 ω は周波数 f を用いて(1.4)式で表される。

$$\omega = 2\pi f \quad (1.4)$$

(1.3)、(1.4)式より、共振周波数 f_r は(1.5)式で表される。

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (1.5)$$

LC 並列共振回路を図 1.8(b)に示す。この回路のアドミタンスを Y とすると、 Y は(1.6)式で表される。

$$Y = \frac{1}{R} + j(\omega C - \frac{1}{\omega L}) \quad (1.6)$$

虚数部がゼロになる角周波数を ω_0 とすると、直列共振回路の場合と同様に ω_0 は(1.3)式で表される。従って並列共振回路の共振周波数も(1.5)式で表される。

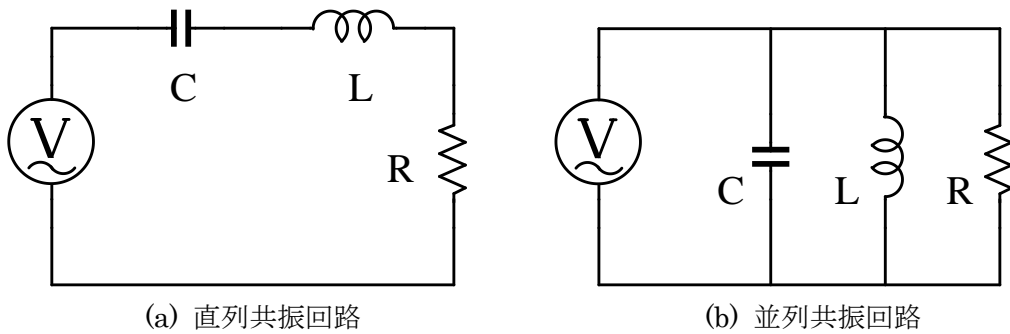


図 1.8 共振回路

1.3 従来回路

セル選択式バランス回路で用いられる従来の絶縁型 DC-DC コンバータを図に示す。従来回路では LLC 共振型コンバータを用いており、トランスにより絶縁を行う。Q_H と Q_L を交互にスイッチングさせ、トランス 1 次側に交流を生成する。生成した交流をトランス 2 次側の倍電圧整流回路により整流し、直流電流を負荷に供給する。一般的にトランスは他種の受動素子に比べ大型であることから、トランスは回路の大型化の要因となっている。

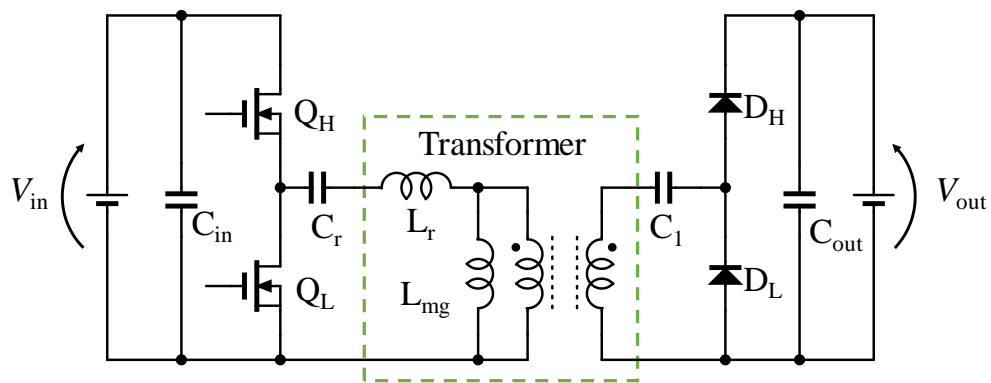


図 1.8 従来の絶縁型 DC-DC コンバータ

第2章 提案回路

2.1 コンデンサ絶縁並列共振形 DC-DC コンバータ

提案回路するコンデンサ絶縁並列共振形 DC-DC コンバータを図 2.1 に示す。共振インダクタ L_{r1} と L_{r2} 、共振コンデンサ C_r 、カップリングコンデンサ C_1 と C_2 、整流ダイオード D_H と D_L で構成されている。従来回路ではトランスを用いて絶縁を行っていたのに対し、提案回路はカップリングコンデンサ C_1 と C_2 を用いて絶縁をしている。一般的にトランス等の磁性素子と比較しコンデンサは小型であるため、絶縁に用いる素子の小型化が可能である。提案回路ではインダクタが2つ必要となり、磁性素子の数は増加しているが、このインダクタの電力規模は小規模であることから、小型なものとなる。これらを考慮すると提案回路は磁性素子点数が増加するものの、従来回路と比較し十分に小型化が可能であると考えられる。

並列共振回路は電流不連続モードで動作させることで固定周波数においても定電流特性を示すことが知られている[4]。よって、フィードバック制御を用いることなくバランス電流を所望の値以下に制限することができる。

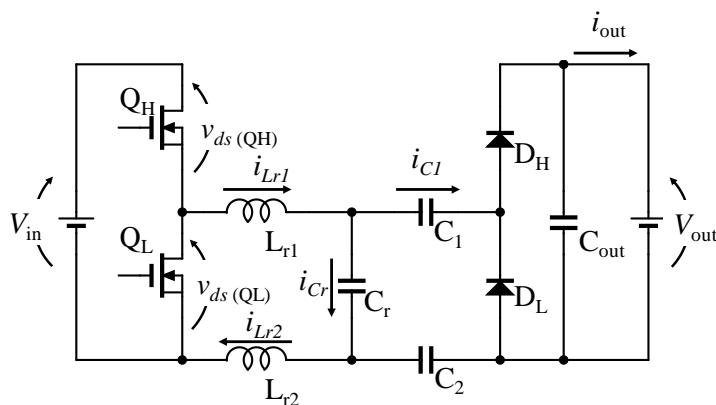


図 2.1 提案する絶縁型 DC-DC コンバータ

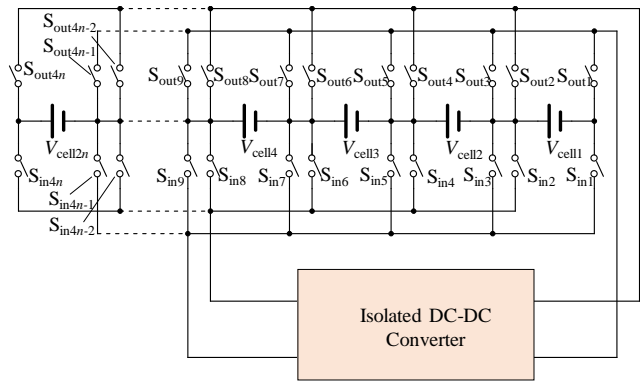
2.2 セル選択スイッチ

セル選択スイッチには様々な回路構成があり、図 2.2(a)及び(b)に具体例を挙げる。ただし n はセル数である。図 2.3(a)に示す方式では各セルに対して入力と出力にそれぞれハイサイドスイッチとローサイドスイッチが用いられる。すなわち、1つのセルに対してそれぞれ4つのスイッチが必要となる。図 2.2(b)に示す方式では $S_{in(even)}$ 、 $S_{in(odd)}$ 、 $S_{out(even)}$ 、 $S_{out(odd)}$ のスイッチを導入することにより、ローサイドとハイサイドでスイッチを分ける必要がなくなる。(a)方式と(b)方式でのスイッチ数を N_a 、 N_b とし、(2.1)、(2.2)式に示す。

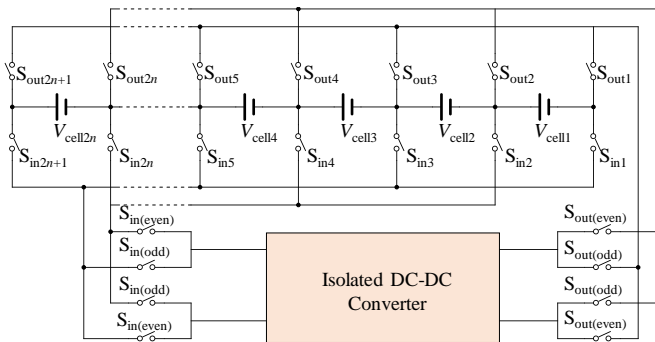
$$N_a = 4n \quad (2.1)$$

$$N_b = 2(n+1) + 8 \quad (2.2)$$

(2.1)、(2.2)式より $n = 5$ のとき両方式におけるスイッチ数が等しくなることがわかる。つまり $n = 6$ 以上の場合、(b)方式ではスイッチ $S_{in(even)}$ 、 $S_{in(odd)}$ 、 $S_{out(even)}$ 、 $S_{out(odd)}$ が増えているものの S_{in} と S_{out} のスイッチを減少させることができる。従って大規模システムを想定した場合、全体としてのスイッチ個数は(a)方式と比較し削減することができる。このような点から本研究では(b)方式を採用する。最後に提案回路と(b)方式を用いたセル選択式バランス回路を図 2.3 に示す。



(a)



(b)

図 2.2 セル選択方式

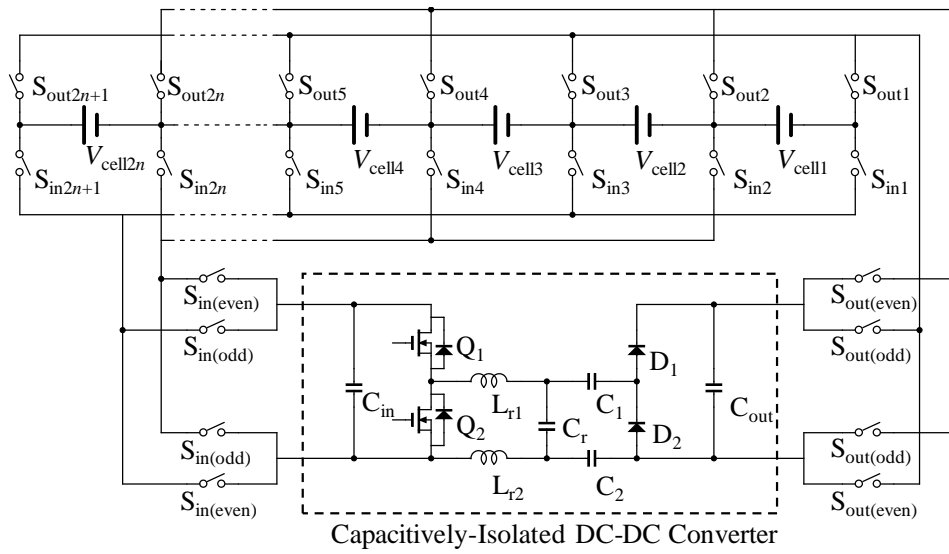


図 2.3 提案回路を用いたセル選択式バランス回路

セル選択スイッチの制御方法を説明する。制御方法のフローチャートを図 2.5 に示す。まず、一定周期で各セルの電圧を測定し、最大電圧 V_{\max} のセルと最小電圧 V_{\min} のセルを検出する。ここで V_{\max} と V_{\min} の差が 0.01 V を上回る場合、 V_{\max} のセルが入力の平滑コンデンサ C_{in} と並列に接続されるようにスイッチ群 S_{in} を操作する。同時に最小電圧 V_{\min} のセルが出力の平滑コンデンサ C_{out} と並列に接続されるようにスイッチ群 S_{out} を操作する。最大電圧セルが偶数番目のときは $S_{\text{in(even)}}$ を、奇数番目のときは $S_{\text{in(odd)}}$ を ON する。同様に最小電圧セルが偶数番目のときは $S_{\text{out(even)}}$ を、奇数番目のときは $S_{\text{out(odd)}}$ を ON する。これによりセルと提案回路の極性を合わせることができる。次に提案回路を駆動することにより、接続した 2 セル間で電力伝送を一定期間行う。一定期間経過後は提案回路を停止し、すべてのスイッチ群の接続を切り離す。その後フローチャートの最初に戻り、再び電圧の測定を行い V_{\max} と V_{\min} の比較を行う。ここでばらつきが 0.01 V を上回る場合は再び電力伝送を行う。この一連の動作の繰り返すことによりセル電圧のばらつきを解消する。電圧ばらつきが抑制され V_{\max} と V_{\min} の差が 0.01 V 以下である場合電力伝送は行われず、8 セル用のプログラムを以下に記述する。

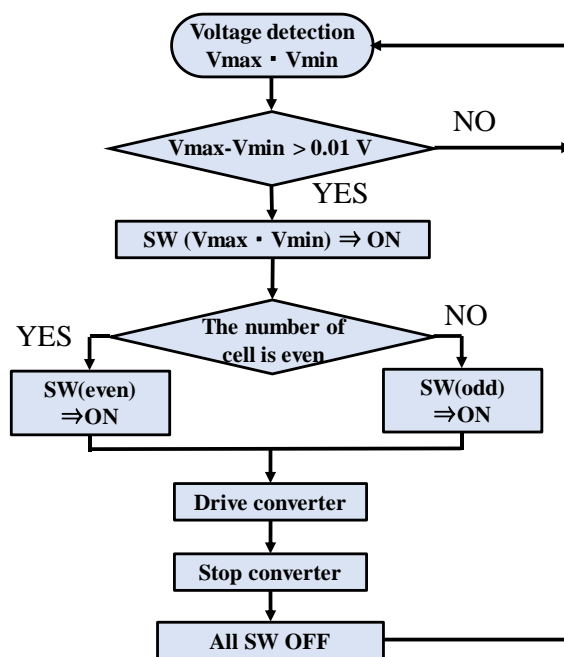


図 2.5 フローチャート

制御プログラム

```

double a[8]={x1, x2, x3, x4, x5, x6, x7, x8};
double max;
double min;
int i;
static int count=0; count++;
static int Y1=0;
static int Y2=0;
static int Y3=0;
static int Y4=0;
static int Y5=0;
static int Y6=0;
static int Y7=0;
static int Y8=0;
static int Y9=0;
static int Y10=0;
static int Y11=0;
static int Y12=0;
static int Y13=0;
static int Y14=0;
static int Y15=0;
static int Y16=0;
static int Y17=0;
static int Y18=0;
static int Y19=0;
static int Y20=0;
static int Y21=0;
static int Y22=0;
static int Y23=0;
static int Y24=0;

//検出したセル電圧から最大電圧セルと最小電圧セルを計算で求める//
max=a[0];
min=a[0];
for (i=0; i<=7; i++) {
    if(a[i]>max) {
        max=a[i];
    }
    if(a[i]<min) {
        min=a[i];
    }
}

if(max-min<=0.01) { //セル電圧が 10mV 以下であると全スイッチを OFF//
    Y1=0; Y2=0; Y3=0; Y4=0; Y5=0; Y6=0; Y7=0; Y8=0; Y9=0; Y10=0; Y11=0; Y12=0; Y13=0;
    Y14=0; Y15=0; Y16=0; Y17=0; Y18=0; Y19=0; Y20=0; Y21=0; Y22=0; Y23=0; Y24=1;
}

else //セル電圧が 10mV 以上で圧場合//
{
    if(count==1) {
        Y1=0; Y2=0; Y3=0; Y4=0; Y5=0; Y6=0; Y7=0; Y8=0; Y9=0; Y10=0; Y11=0; Y12=0;
        Y13=0; Y14=0; Y15=0; Y16=0; Y17=0; Y18=0; Y19=0; Y20=0; Y21=0; Y22=0; Y23=0; Y24=1;
    }

    if(count==2) { //Vmax, Vmin のセルのスイッチを ON//
        {
            if(max==a[0]) {
                Y1=1; Y2=1;
            }
            else if(max==a[1]) {
                Y2=1; Y3=1;
            }
            else if(max==a[2]) {

```



```

        Y3=1;Y4=1;
    }
    else if(max==a[3]) {
        Y4=1;Y5=1;
    }
    else if(max==a[4]) {
        Y5=1;Y6=1;
    }
    else if(max==a[5]) {
        Y6=1;Y7=1;
    }
    else if(max==a[6]) {
        Y7=1;Y8=1;
    }
    else if(max==a[7]) {
        Y8=1;Y9=1;
    }
}

{
    if(min==a[0]) {
        Y10=1;Y11=1;
    }
    else if(min==a[1]) {
        Y11=1;Y12=1;
    }
    else if(min==a[2]) {
        Y12=1;Y13=1;
    }
    else if(min==a[3]) {
        Y13=1;Y14=1;
    }
    else if(min==a[4]) {
        Y14=1;Y15=1;
    }
    else if(min==a[5]) {
        Y15=1;Y16=1;
    }
    else if(min==a[6]) {
        Y16=1;Y17=1;
    }
    else if(min==a[7]) {
        Y17=1;Y18=1;
    }
}

//Vmax と Vmin の偶奇により場合分け//
if(max==a[0] || max==a[2] || max==a[4] || max==a[6]) {
    Y19=1;
}
else if(max==a[1] || max==a[3] || max==a[5] || max==a[7]) {
    Y20=1;
}
if(min==a[0] || min==a[2] || min==a[4] || min==a[6]) {
    Y21=1;
}
else if(min==a[1] || min==a[3] || min==a[5] || min==a[7]) {
    Y22=1;
}
}

if(count==3) { //提案回路を駆動//
    Y23=1;Y24=0;
}
}

```

```

if(count==302) { //提案回路を停止//
    Y23=0;Y24=1;
}
if(count ==303) { //Nmax のセルのスイッチを OFF//
    Y1=0;Y2=0;Y3=0;Y4=0;Y5=0;Y6=0;Y7=0;Y8=0;Y9=0;Y10=0;Y11=0;Y12=0;
    Y13=0;Y14=0;Y15=0;Y16=0;Y17=0;Y18=0;Y19=0;Y20=0;Y21=0;Y22=0;Y23=0;Y24=1;
}
if(count==304) { //プログラムの最初に戻す//
    count=0;
}
y1=Y1; y2=Y2; y3=Y3; y4=Y4; y5=Y5; y6=Y6; y7=Y7; y8=Y8; y9=Y9;
y10=Y10; y11=Y11; y12=Y12; y13=Y13; y14=Y14; y15=Y15; y16=Y16;
y17=Y17; y18=Y18; y19=Y19; y20=Y20; y21=Y21; y22=Y22; y23=Y23; y24=Y24;

```

2.3 動作解析

コンデンサ絶縁並列共振形 DC-DC コンバータの動作は C_r に流れる電流 i_{Cr} の方向により 6 モードに分類される。ただし、ハイサイドスイッチとローサイドスイッチのデッドタイムは無視するものとする。ハイサイドスイッチとローサイドスイッチのドレイン-ソース電圧 ($v_{ds(QH)}$ 、 $v_{ds(QL)}$) 及び共振インダクタ、共振コンデンサ、カップリングコンデンサの電流 (i_{Lr1} 、 i_{Lr2} 、 i_{Cr} 、 i_{C1}) を図 2.6 に示す。また各モードにおける電流経路を図 2.7 に示す。

Mode 1

Q_H が ON し、 L_{r1} と L_{r2} の電流波形は正弦波状に変化する。 C_r から放電されるエネルギーが i_{Lr1} 、 i_{Lr2} の負の方向に流れる。 C_r の放電が終了し C_1 に電流が流れ始めると次のモードに移行する。

Mode 2

C_1 、 C_2 及び D_2 が導通し、 C_1 と C_2 にそれぞれ電荷が蓄えられる。このモードで C_1 に蓄えられる電荷が Mode5 において負荷へ出力される。その間 i_{Lr1} 、 i_{Lr2} は減少し、0 に達すると次のモードに移行する。

Mode 3

i_{Lr1} 、 i_{Lr2} は正の方向に流れ始め、 L_{r1} 、 L_{r2} 及び C_r にエネルギーが蓄えられる。 Q_H が OFF することで次のモードへと移行する。

Mode 4

Q_L が ON し、Mode 3 で L_{r1} と L_{r2} に蓄えられたエネルギーによって C_r が充電される。電源からのエネルギー供給が無いため、 i_{Lr1} は減少する。 C_r の充電が終了し i_{Cr} の減少が始まると次のモードへと移行する。

Mode 5

C_r が完全に充電されることにより、Mode2 において C_1 に蓄えられた電荷が C_1 と D_1 を通じ負荷側に流れる。このとき C_1 に電流が流れない期間を設ける限り、負荷の変動によらず一定の電流を出力可能である。 i_{Lr1} 、 i_{Lr2} の電流が 0 に達すると次のモードへ移行する。

Mode 6

C_r が放電し、 i_{Lr1} 、 i_{Lr2} は負の方向へ流れる。 Q_L が OFF することでこのモードは終了し、再び Mode 1 に移行する。

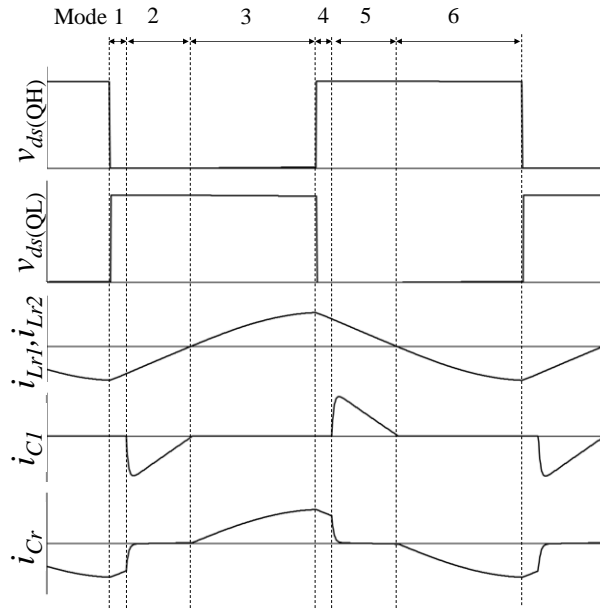


图 2.6 理論波形

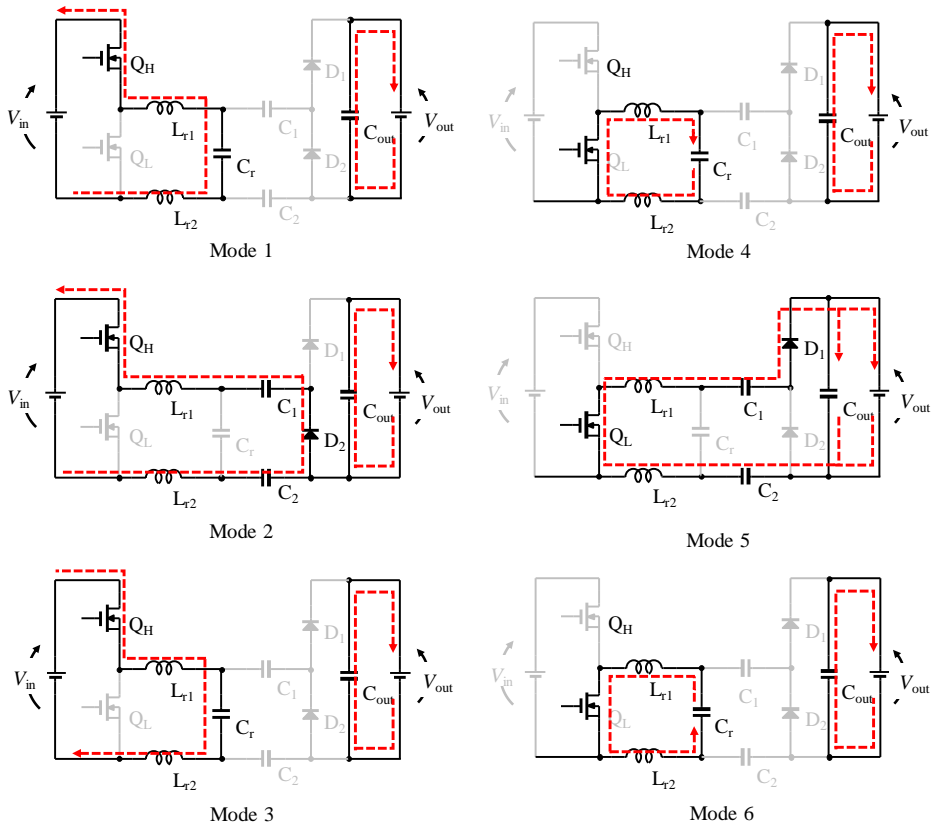


图 2.7 電流経路

2.4 シミュレーション解析

提案回路の有効性を検証するためにシミュレーションソフト PSIM を用いて解析を行った。PSIM での回路構成を図 2.8 に示す。各セルには 40 mF のコンデンサを用い、各セル電圧 $V_{\text{cell}1} \sim V_{\text{cell}8}$ の初期電圧を 0~2.5 V の範囲でばらつかせた。各素子の値は、 L_{r1} と L_{r2} は 1 μH 、 C_r は 1 μF 、 C_1 と C_2 は 47 μF とした。共振周波数は 112.5 kHz、スイッチング周波数は出力電流が 0.25 A となるように 150 kHz とした。2.3 章で述べたように最大電圧セルと最小電圧セルの 2 セル間のみで電力伝送が一定期間行われる。本バランスシミュレーションにおける電力伝送時間は 3 ms とした。

バランスシミュレーションの結果を図 2.9 に示す。 V_{max} 又は V_{min} に達していないセルの電圧は変化しないことから、選択された 2 セル間でのみ電力伝送が行われることが示された。また同図に示す拡大図より、電力伝送を 3 ms 行った後に再び V_{max} の検出が行われていることを確認した。最小電圧セルにおいても同様に 3 ms ごとに V_{min} の検出が行われている。

初期電圧のばらつきは時間経過と共に徐々に解消され、 V_{max} と V_{min} の差が 0.01 V 以下となった時点で図 2.5 に示すアルゴリズムに従い電力伝送は行われなくなった。本バランスシミュレーションは 1 s 程度で終了しているが、これはバランス時間短縮のために容量の小さいコンデンサをセルとして用いたからである。

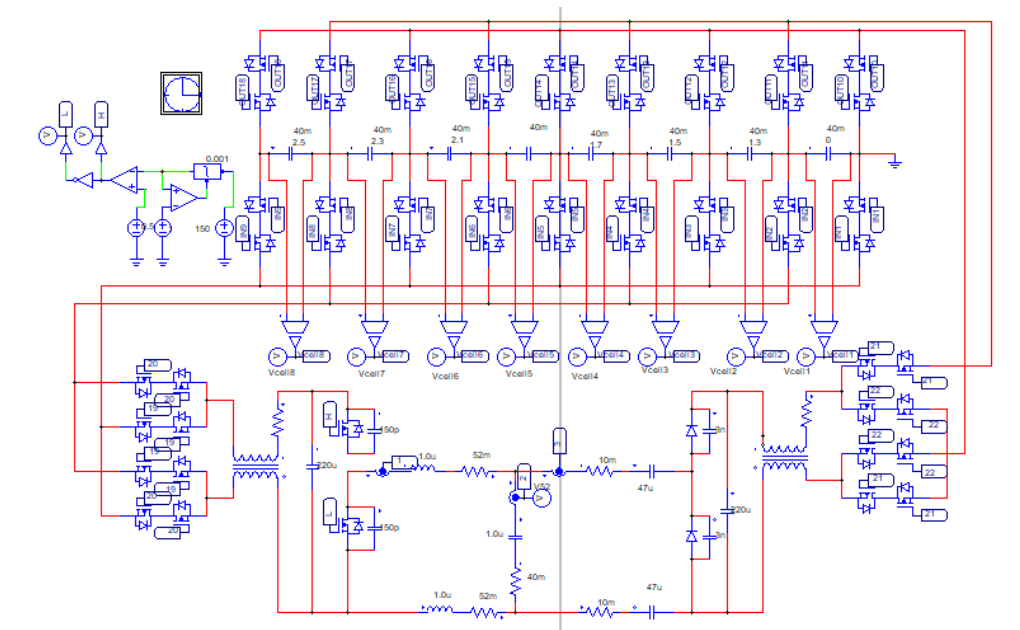


図 2.8 PSIM での回路構成

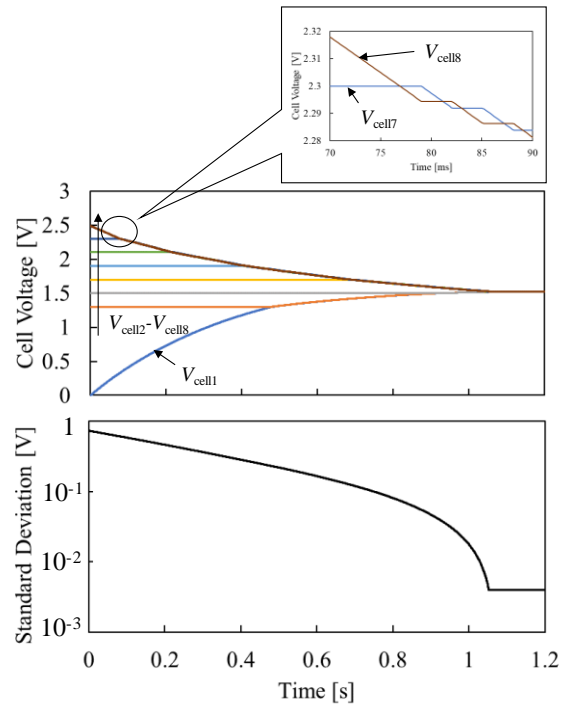


図 2.9 バランスシミュレーションによるセル電圧と標準偏差

第 3 章 実機検証

3.1 回路製作

実機回路を用いた動作検証を行うために、コンデンサ絶縁並列共振形 DC-DC コンバータ及び 12 セル用セル選択スイッチ実装回路をプリント基板設計用 CAD ソフト EAGLE を用いて製作した。コンデンサ絶縁並列共振形 DC-DC コンバータの schematic と board を図 3.1、3.2 に、セル選択スイッチ実装回路の schematic と board を図 3.3 と 3.4(a)、(b) に示す。ただし図 3.3 は例として 3 セル用の構成を示す。また、図 3.4 に示すセル選択スイッチ実装回路は両面基板を使用した。

コンデンサ絶縁並列共振形コンバータとセル選択スイッチに用いた素子を表 3.1、3.2 に、試作回路の写真を図 3.5、図 3.6(a)、(b) にそれぞれ示す。

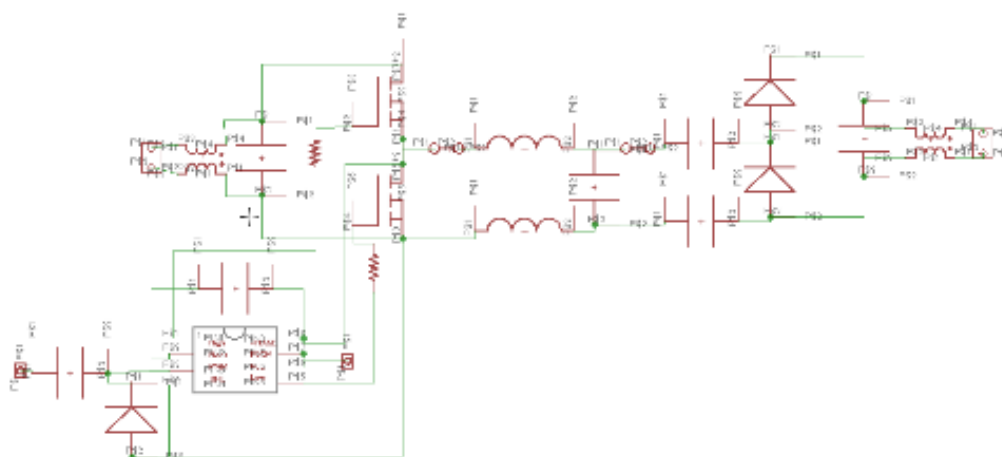


図 3.1 提案する絶縁型 DC-DC コンバータ (schematic)

December 2017
by K.Yoshino ver2.

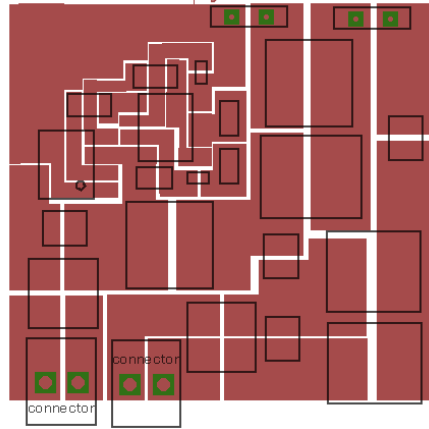


図 3.2 提案する絶縁型 DC-DC コンバータ (board)

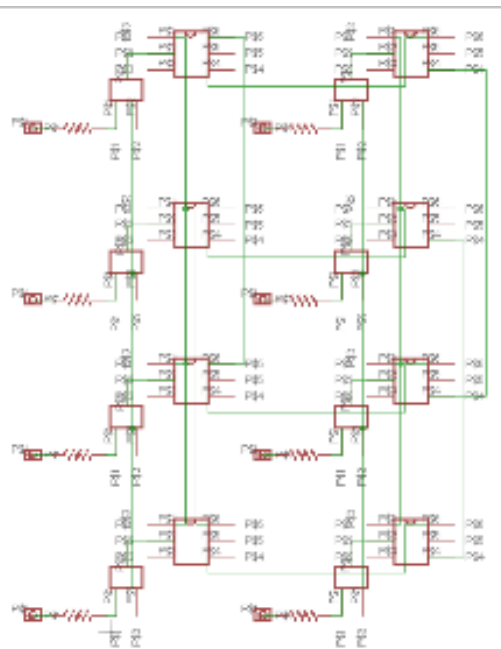
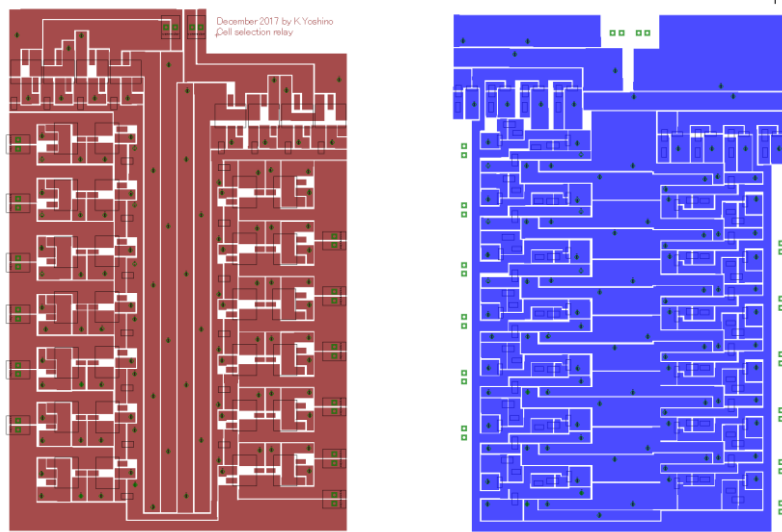


図 3.3 セル選択スイッチ実装回路 (schematic)



(a) 表 (b) 裏
 図 3.4 セル選択スイッチ実装回路 (board)

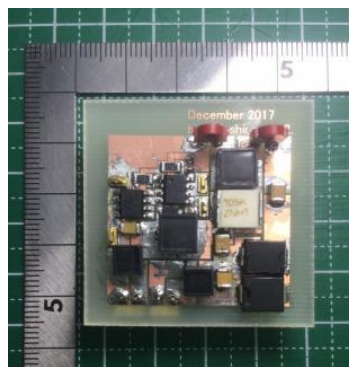
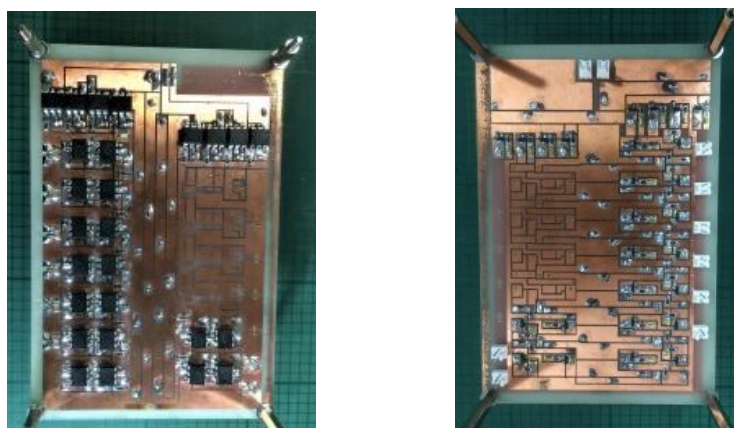


図 3.5 コンデンサ絶縁並列共振形 DC-DC コンバータ 0.8 W プロトタイプ



(a) 表 (b) 裏

図 3.6 リレー実装回路

表 3.1 コンデンサ絶縁 DC-DC コンバータ素子表

Component	Value
L_{r1}, L_{r2}	1 μ H
C_r	Film Capacitor, 1 μ F
C_1, C_2	Ceramic Capacitor, 47 μ F
C_{in}, C_{out}	Ceramic Capacitor, 200 μ F
D_H, D_L	Schottky Barrier Diode, $V_f = 0.35$ V
Q_H, Q_L	IRF9910, $R_{on} = 14.6$ Ω
Gate Driver	MCP14628

表 3.2 セル選択スイッチ実装回路素子表

Component	Value
Photo MOS relay	LCA715S
NPN transistor	MMBTH24

3.2 動作検証

コンデンサ絶縁並列共振形 DC-DC コンバータの入力に直流安定化電源を、出力に電子負荷をそれぞれ接続し動作波形、電力変換効率及び出力電流特性を取得した。リチウムイオン電池に対する実用を想定し、入力電圧は 4.2 V とした。

実機回路を用いて取得した動作波形を図 3.7 に示す。 $v_{ds(QH)}$ と $v_{ds(QL)}$ のスイッチング時に着目すると、それぞれ正弦波状の電圧が生じている。この電圧が発生する期間は約 30 ns であるが、これはゲートドライバのデッドタイムと一致する。従ってデッドタイムの間にスイッチにおけるキャパシタンスと回路内のインダクタンスによる共振が発生していると考えられる。

i_{Cr} 、 i_{Cl} の動作波形は図 2.6 に示す理論波形と比較し、電流の立ち上がりにかかる時間が長い。これはシミュレーション時に想定していなかった回路内の抵抗成分やインダクタンスにより時定数が大きいことが原因であると考えられる。しかし C_1 に電流が流れない期間が設けられており、電流不連続モードでの動作を達成している。また i_{Cr} は本来 Mode2 及び Mode5 において導通しないが、正弦波状の電流が流れている。これは C_r のキャパシタンスと回路内のインダクタンスによる共振が原因であると考えられる。

電力変換効率及び出力電流特性を図 3.8 に示す。電力変換効率は最大で 42%程度となった。これは今回製作した回路の電力規模が比較的小さいため、にダイオードによる順方向降下電圧や回路内の抵抗成分による損失が大きいためであると考えられる。しかし、一般的にセルバランス回路に用いられる電力は充放電電力の 1/100 程度である。従って、バランス回路と充電器によって構成される蓄電システムにおいて、バランス回路の効率は大きな問題とはならない。また出力電流特性より、出力電流が 360 mA 以下に制限されていることが示された。

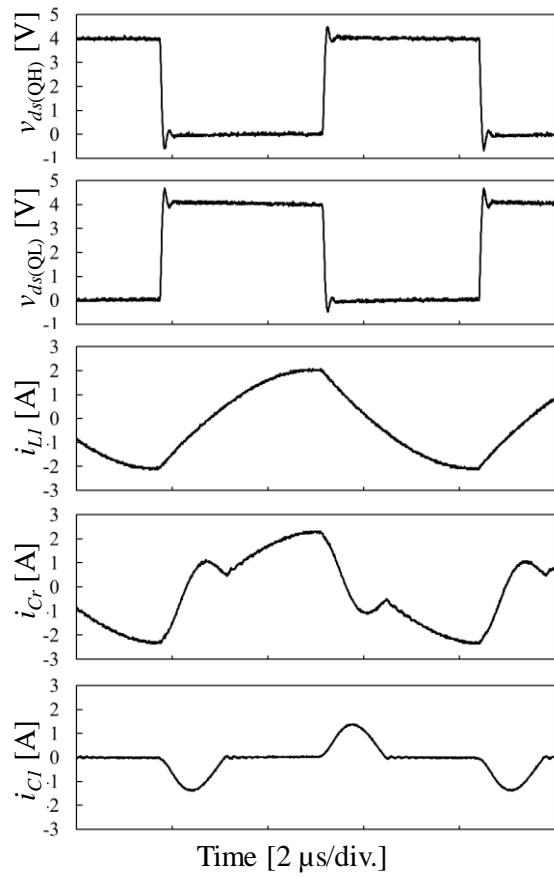


図 3.7 測定波形

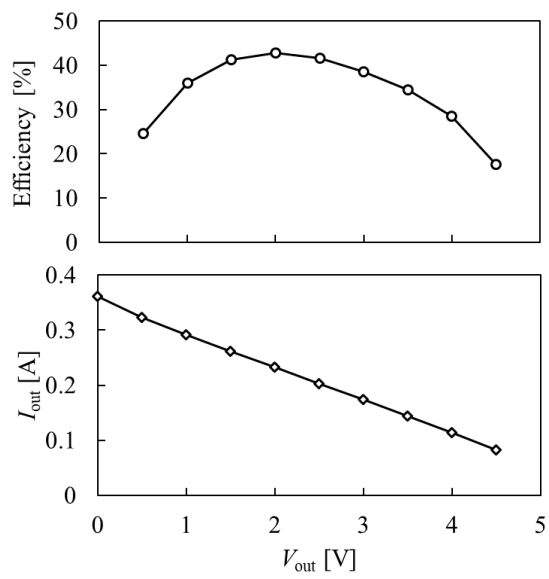


図 3.8 出力電流特性及び電力変換効率

3.3 バランス実験

400 F の EDLC8 直列に対して、 $V_{cell1} \sim V_{cell8}$ を 0~2.5 V の範囲で意図的にばらつかせた状態からバランス実験を行った。

各セル電圧を検出するには各セルの電位をマイコンに入力し、電位差からセル電圧を計算する必要がある。しかし、マイコンの入力電圧の定格が 3.3 V であるため、セル電圧を分圧して入力し、マイコン内で分圧前の電圧を求める必要がある。例として 4 セル用の分圧回路構成と PSIM での回路構成を図 3.9、図 3.10 に示し、 $V_{cell1} \sim V_{cell4}$ の計算式を(3.1)~(3.4)式に表す。

$$V_{cell1} = \frac{1+1}{1} \times V_1 \quad (3.1)$$

$$V_{cell2} = \frac{3+1}{1} \times V_2 - \frac{1+1}{1} \times V_1 \quad (3.2)$$

$$V_{cell3} = \frac{5+1}{1} \times V_3 - \frac{3+1}{1} \times V_2 \quad (3.3)$$

$$V_{cell4} = \frac{7+1}{1} \times V_4 - \frac{5+1}{1} \times V_3 \quad (3.4)$$

セルの直列接続数が多数の場合、分圧比とゲインを共に大きくする必要がある。この時オフセット電圧がゲインにより大きく増幅されることから、誤差が大きくなる。

そこで本実験ではセル電圧をより正確に検出するために差動アンプを用いた。差動アンプ(LT1990CS8#PBF)を用いることによりセル単体の電圧をそれぞれ検出できることから、分圧させる必要はなくなり、オフセット電圧による誤差も無視できる。

試作したコンデンサ絶縁 DC-DC コンバータとセル選択リレーを用いてバランス実験を行った。実験風景を図 3.11 に、バランス特性と標準偏差を図 3.12 に示す。 V_{max} 及び V_{min} のセル電圧が変化する間に V_{max} 又は V_{min} に達していないセルの電圧が変化していないことから、最大電圧セルと最小電圧セル間のみ電力伝送が行われていることが確認できた。また標準偏差は最終的に 10 mV 程度となり、従来のバランス回路と同等のバランス能力を有することが示された[4]。

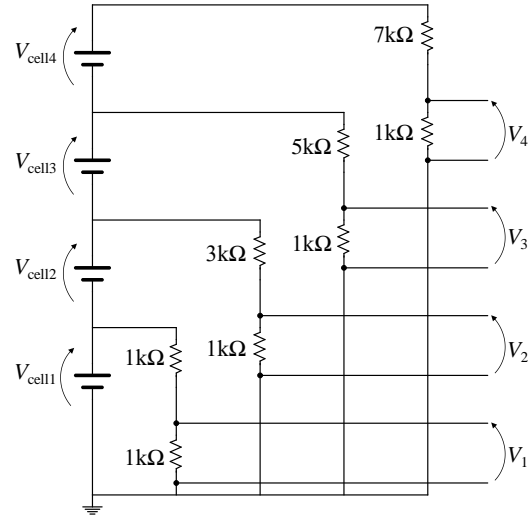


図 3.9 セル電圧の分圧回路構成

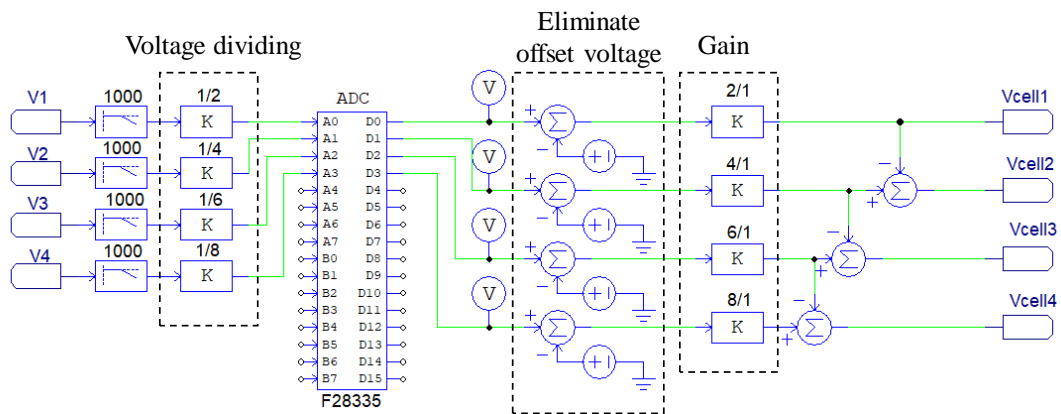


図 3.10 PSIM での分圧構成

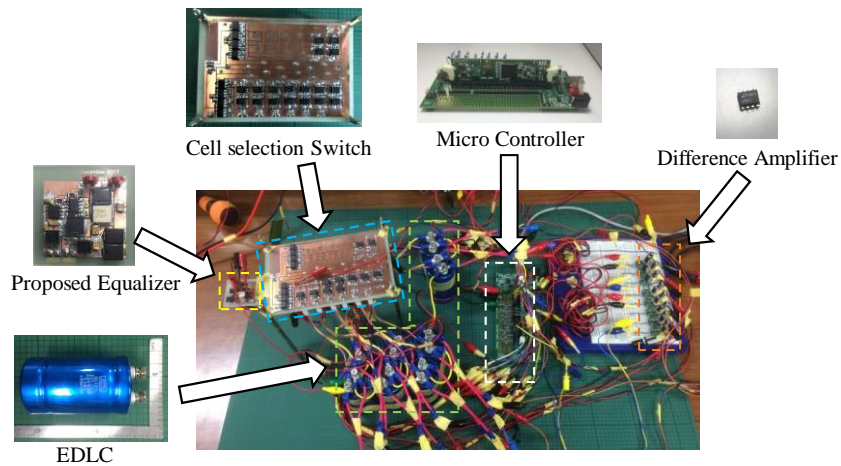


図 3.11 実験風景

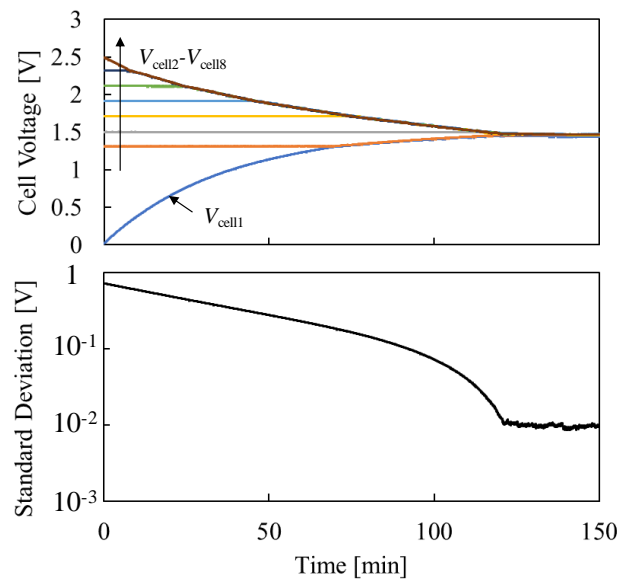


図 3.12 実機検証におけるセル電圧と標準偏差

第4章 まとめ

セル選択式バランス回路における従来の絶縁型DC-DCコンバータは絶縁のためにトランスを必要とすることから回路が大型化するという課題を有している。本研究ではトランスに代わりコンデンサを用いて絶縁を行うコンデンサ絶縁並列共振形DC-DCコンバータを提案した。セル選択スイッチを動作させるプログラムを作成し、シミュレーションソフトPSIMを用いて有効性を確認した。シミュレーション解析の結果をもとにコンデンサ絶縁並列共振コンバータ及び12セル用セル選択スイッチを試作した。試作回路を用いてバランス実験を行った結果、時間経過と共にセル電圧のばらつきが解消されたことから提案回路の有効性が示された。

参考文献

- [1] Y. H. Park, S. Y. Choi, Y. J. Choi, and R. Y. Kim, J. T. Cho, “A Novel Charge Equalizer with Auxiliary Circuit to Control the Allowable Charging and Discharging Current of the Lithium-Ion Battery,” in Proc. *IEEE Int. Future Energy Electron. Conf. (IFEEEC)*, pp. 500–505, Jul. 2017.
- [2] T. Anno, and H. Koizumi, “Double-input bidirectional dc/dc converter using cell-voltage equalizer with flyback transformer,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 6, Jun. 2015, pp. 2923–2934.
- [3] Y. Shang, B. Xia, C. Zhang, N. Cui, J. Yang, and C.C. Mi, “An Automatic Equalizer Based on Forward-Flyback Converter for Series-Connected Battery Strings,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, to be published.
- [4] M. Uno, and A. Kukita, “Double-Switch Equalizer Using Parallel-or Series-Parallel-Resonant Inverter and Voltage Multiplier for Series-Connected Supercapacitors” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 2, pp. 812–827, Feb. 2014.
- [5] M. Uno, and K. Tanaka, “Double-switch single-transformer cell voltage equalizer using a half-bridge inverter and voltage multiplier for series-connected supercapacitors,” *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 61, no. 9, Nov. 2012, pp. 3920–3930.
- [6] Y. Ye, K.W.E. Cheng, Y.C.Fong, X. Xue, and J. Lin, “Topology, Modeling, and Design of Switched-Capacitor-Based Cell Balancing Systems and Their Balancing Exploration,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 32 no. 6, pp. 4444–4454, Jun. 2017.
- [7] Y. Shang, B. Xia, F. Lu, C. Zhang, N. Cui, and C.C. Mi, “A Switched-Coupling-Capacitor Equalizer for Series-Connected Battery Strings,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 32, no. 10, pp. 7694–7706, Oct. 2017.
- [8] Y. Ye and K.W.E. Cheng, “Modeling and Analysis of Series-Parallel Switched-Capacitor Voltage Equalizer for Battery/Supercapacitor Strings,” *IEEE J. Emerging*

- Selected Topics in Power Electron.*, vol. 3 no. 4, pp. 977–983, Dec. 2015.
- [9] Y. Shang, Q. Zhang, N. Cui, and C. Zhang, “A Cell-to-Cell Equalizer Based on Three-Resonant-State Switched-Capacitor Converters for Series-Connected Battery Strings,” *Energies*, vol.10, no. 206, 2017.
- [10] P. A. Cassani and S. S. Williamson, “Feasibility analysis of a novel cell equalizer topology for plug-in hybrid electric vehicle energy-storage system,” *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 58, no. 8, pp. 3938–3946, Oct. 2009.
- [11] T. H. Phung, A. Collet, and J. Crebier, “An optimized topology for next-to-next balancing of series-connected lithium-ion cells,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 9, Sep. 2014, pp. 4603–4613.
- [12] K. Nishijima, H. Sakamoto, and K. Harada, “A PWM controlled simple and high performance battery balancing system,” in Proc. *IEEE Power Electron. Spec. Conf.*, pp. 517–520, Jun. 2000.
- [13] K. M. Lee, Y. C. Chung, C. H. Sung, and B. Kang, “Active Cell Balancing of Li-Ion Batteries Using LC Series Resonant Circuit,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 9, pp. 5491–5501, Sep. 2015.
- [14] Y. Shang, C. Zhang, N. Cui, and J. M. Guerrero, “A Cell-to-Cell Battery Equalizer With Zero-Current Switching and Zero-Voltage Gap Based on Quasi-Resonant LC Converter and Boost Converter,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 7, pp. 3731–3747, Jul. 2015.

謝辞

本研究にあたり、ご指導を頂いた鶴野将年准教授に深く感謝いたします。また長谷川航輝先輩を始め、多くの助言を頂いた研究室の皆様にも厚くお礼を申し上げたく、謝辞にかえさせていただきます。