

平成 29 年度 修士学位論文

電気二重層キャパシタを用いた  
蓄電システムの簡素化に適した  
統合型セルバランス回路

理工学研究科 電気電子工学専攻

16NM638R 矢代 和輝

指導教官 鵜野 将年 准教授

# 要旨

電気二重層キャパシタ (EDLCs: Electric double-layer capacitors) を複数個直列に接続して構成する蓄電システムでは、各蓄電セルの電圧ばらつきに起因してセルの過充電や過放電を生じる恐れがあるだけでなく、充放電可能なエネルギーの低下を招く。このため、各セル電圧を均一にするセルバランス回路がこれまでに提案されている。従来の蓄電システムではセルバランス回路に加えて充放電器が用いられている。また、複数個のセルを1モジュールとし更にモジュールを直列に接続して構成する蓄電システムでは、更にモジュール用電圧バランス回路が必要になる。いずれのシステムにおいても、セルバランス回路のみならず充放電器やモジュール用バランス回路等のコンバータが必要になるため、システムが複雑化する。

本研究では、蓄電システムに必要不可欠な上記2種の回路のスイッチを共有することにより、1台で両回路の機能を有する統合型セルバランス回路を2種提案する。1つは充放電器と倍電圧整流回路にそれぞれ PWM コンバータと倍電圧整流回路を用いた方式である。もう一方は、モジュール用バランス回路とセルバランス回路に、スイッチトキャパシタコンバータ (SCC: Switched capacitor converter) と倍電圧整流回路を用いた方式である。いずれの提案方式においても、回路の複雑性の指標とされるスイッチ数を増やすことなく1台で2種の機能を実現できるため、システムの簡素化のみならず回路の簡素化も達成する。

両提案回路の試作機を用いて初期電圧にばらつきをもたせた多直列の EDLC に対する電圧バランス実験では、電圧ばらつきを解消しつつ充放電器またはモジュール用バランス回路の機能を有することが示された。

# Integrated Cell Voltage Equalizer Suitable for Simplification of Energy Storage Systems Consisting Series-Connected Electric Double-Layer Capacitors

*Abstract*—In the battery systems consisting series connected electric double-layer capacitors (EDLCs), the over-charging/-discharging may be triggered with charging/discharging under the voltages of the series-connected cells imbalanced condition. In addition, the chargeable and dischargeable energy of the system as a whole is significantly decreased. To address the voltage imbalance issues, a cell voltage equalizer has been proposed. Not only the cell voltage equalizer but the charge-discharge regulator is required in the traditional energy storage systems. Furthermore, in the systems using multiple modules consisting series-connection of cells, module voltage equalizer is also necessary. Since the cell voltage equalizer and the charge-discharge regulator/module voltage equalizer in the energy storage systems are required, the systems are prone to be complex.

To overcome these problems, this research proposed two integrated converters offering two functions by sharing the switch in each converter (i.e., the cell voltage equalizer and charge-discharge regulator/module voltage equalizer). One of the proposed converters integrates the charge-discharge regulator and the cell voltage equalizer based the bidirectional PWM converter and the voltage multiplier. Another one based on the switched capacitor converter and the voltage multiplier offers the module voltage equalizer and the cell voltage equalizer. Thanks to sharing the switch for derivation, the proposed converters can be achieved not only the system-level simplification but also a circuit-level simplification.

The voltage equalization test was performed using the prototype of the proposed converters for series-connected EDLCs under voltage-imbalanced condition. The results demonstrated the initial voltage imbalance was gradually eliminated, while charge-discharge regulator/module voltage equalizer functions were implemented.

# 目次

1	技術課題	5
2	提案する統合型セルバランス回路	7
2.1	統合型充放電器	7
2.1.1	回路導出	7
2.1.2	特徴	7
2.2	統合型モジュラーバランス回路	8
2.2.1	回路導出	8
2.2.2	特徴	10
3	動作解析	11
3.1	統合型充放電器	11
3.1.1	基本動作	11
3.1.2	PWM コンバータ	13
3.1.3	倍電圧整流回路	14
3.1.4	電圧バランスの原理	15
3.2	統合型モジュラーバランス回路	16
3.2.1	基本動作	16
3.2.2	スイッチトキャパシタコンバータ	19

3.2.3	電圧バランスの原理.....	20
4	直流等価回路.....	22
4.1	統合型充放電器.....	22
4.2	統合型モジュラーバランス回路.....	23
5	実験.....	24
5.1	統合型充放電器.....	24
5.1.1	試作回路.....	24
5.1.2	倍電圧整流回路単体特性.....	25
5.1.3	電力変換効率.....	26
5.1.4	バランス実験.....	26
5.1.5	直流等価回路を用いたバランスシミュレーション.....	30
5.2	統合型モジュラーバランス回路.....	34
5.2.1	試作回路.....	34
5.2.2	倍電圧整流回路.....	34
5.2.3	バランス実験.....	35
5.2.4	直流等価回路を用いたバランスシミュレーション.....	36
6	まとめ.....	40

# 1 技術課題

近年、高い出力密度や長寿命といった長所から、ハイブリッド電気自動車や無停電電源装置などの回生エネルギーシステム用途に電気二重層キャパシタ（EDLCs: Electric double-layer capacitors）が重要な役割を担っている。しかし、単電池（以降、セルと呼ぶ）あたりの起電力が低く、システムの要求電圧を満たすためにセルを複数個直列に接続する必要がある。複数個のセルが直列に接続された蓄電システムでは、セルの静電容量、内部抵抗や自己放電率等の個体差に起因して各セルの電圧に徐々にばらつきが生じる。Fig. 1 に示すように電圧がばらついたシステムでは、充電（放電）時に電圧の最も高い（低い）セルが過充電（過放電）状態になるのみならず、システム全体の充放電可能なエネルギーが大きく低下する [1], [2]。

電圧ばらつきを解消するために、これまでに各種のセル電圧バランス回路（以降、セルバランス回路と呼ぶ）が提案されている [3]。双方向 PWM コンバータ [4]–[10] やスイッチトキャパシタコンバータ（SCC: Switched capacitor converter） [11]–[19] を用いて隣接するセル間で電力の融通を行うバランス方式（以降、cell-to-cell 方式と呼ぶ）は、セル数に比例した複数個のスイッチが必要となるため、セルの直列数の増加に伴い回路が複雑化・高コスト化するといった課題を有する。それに対して、単入力多出力コンバータである多巻線フライバックコンバータ [20]–[23]、多段接続昇降圧コンバータ [24] や共振型倍電圧整流回路 [25], [26] を用いたバランス方式（以降、string-to-cell 方式と呼ぶ）はセル数とは無関係に少数個のスイッチのみで動作可能なため、cell-to-cell 方式に比べて回路構成を大幅に簡素化することができる。

従来の string-to-cell 方式の蓄電システムを Fig. 2(a), (b) に示す。Fig. 2(a) では、充放電器とセルバランス回路の 2 台のコンバータを必要とする。Fig. 2(b) では、セルバランス回路に加えて、複数個のセルを 1 モジュールとして各モジュールの電圧バランスを行うモジュール用バランス回路を用いている。セルバランス回路単体は簡素な構成であるも

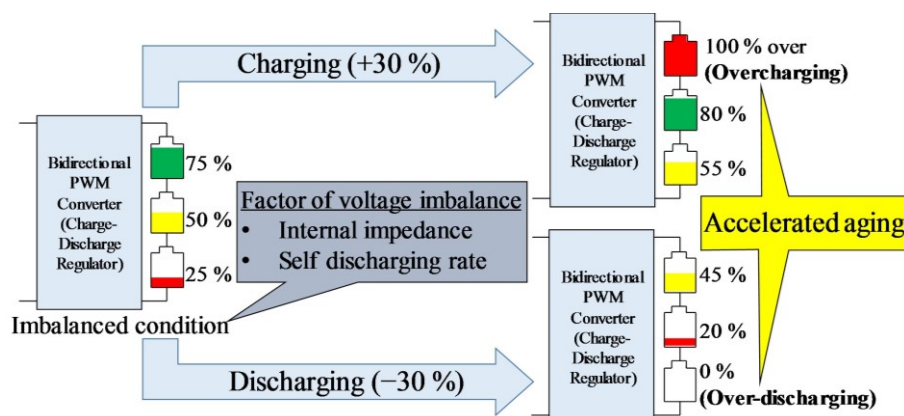


Fig. 1. Charge-discharge cycling under the voltage-imbalanced condition.

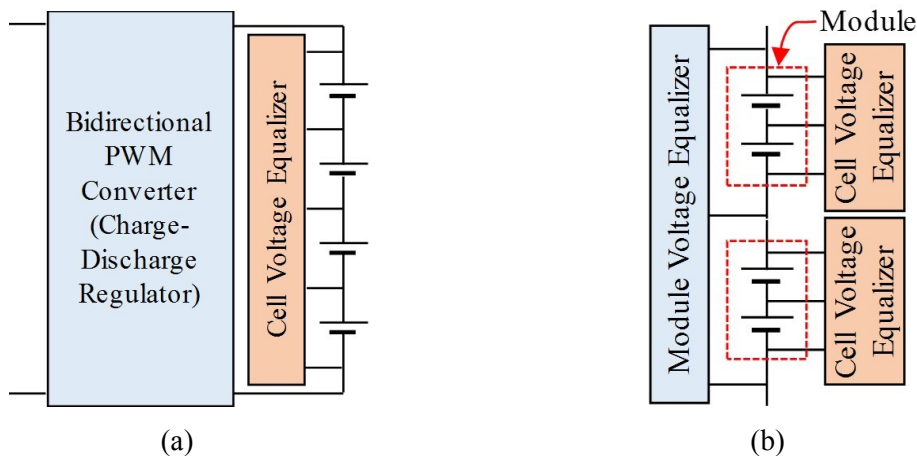


Fig. 2. Conventional energy storage systems using two converters, (a) bidirectional PWM converter and cell voltage equalizer, (b) module voltage equalizer and cell voltage equalizer.

この、モジュール用バランス回路とセルバランス回路の2種類のコンバータを必要とするためシステムの複雑化や高コスト化を招く。

本研究では、簡素な回路構成を維持しつつ2台のコンバータを1台に統合することでシステムの簡素化も達成可能な統合型セルバランス回路を2種類提案する。1つは、充放電器とセルバランス回路を統合した方式（以降、統合型充放電器と呼ぶ）である。もう一方は、モジュール用バランス回路とセルバランス回路を統合した方式（以降、統合型モジュラーバランス回路と呼ぶ）である。2章では、上記2種の統合型コンバータの導出方法と特徴をそれぞれ示す。3章では、それぞれの回路の動作原理やバランス原理などについて述べる。4章では、各提案回路の直流等価回路を数学的に導出する。5章では、両回路の試作回路を用いて初期電圧がばらついた多直列のEDLCに対してバランス実験を行い、直流等価回路を用いたバランスシミュレーション結果との比較を行う。

## 2 提案する統合型セルバランス回路

### 2.1 統合型充放電器

#### 2.1.1 回路導出

提案する統合型充放電器は Fig. 3 に示す 2 つのコンバータから導出される。Fig. 3(a) に示す双方向 PWM コンバータでは、従来の PWM コンバータにおけるインダクタを 2 つの直列インダクタ ( $L_1$  と  $L_2$ ) に置き換えている。従来の PWM コンバータと同様に  $L_1$  と  $L_2$  の両端には回路の入力電圧  $V_{in}$  に等しい振幅を有する矩形波電圧が生成される。 $L_2$  の両端には同図に示すように 2 つの直列インダクタにより分圧された振幅をもつ矩形波電圧が生じる。

Fig. 3(b) に示す倍電圧整流回路は 1 つのコンデンサと 2 つのダイオードからなる単位回路の多段接続より構成される。倍電圧整流回路は簡素なバランス回路として知られており、2 つスイッチ  $Q_H$  と  $Q_L$  を相補的にオンオフすることで、各平滑コンデンサ  $C_{out1} \sim C_{outn}$  の電圧  $V_1 \sim V_n$  は無制御で均一にできる。

PWM コンバータ部の  $L_2$  に生じる矩形波電圧を倍電圧整流回路の駆動に利用することによって、Fig. 4 に示す提案する 9 セル用統合型充放電器は導出できる。

#### 2.1.2 特徴

提案する統合型充放電器は、Fig. 3(a)、(b) に示した PWM コンバータと倍電圧整流回路におけるスイッチ ( $Q_H$  と  $Q_L$ ) の共有により導出されるため、スイッチ数の増加を招くことなく 2 種のコンバータの統合を実現する。そのため、Fig. 2(a) に示した個別のコ

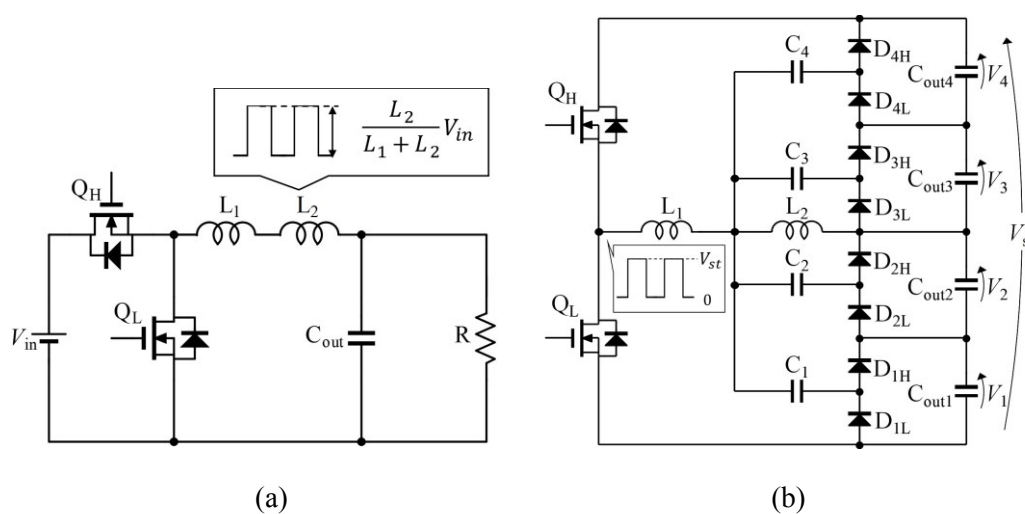


Fig. 3. Key elements for proposed integrated converter: (a) bidirectional PWM converter with inductor-based voltage divider, (b) voltage multiplier.



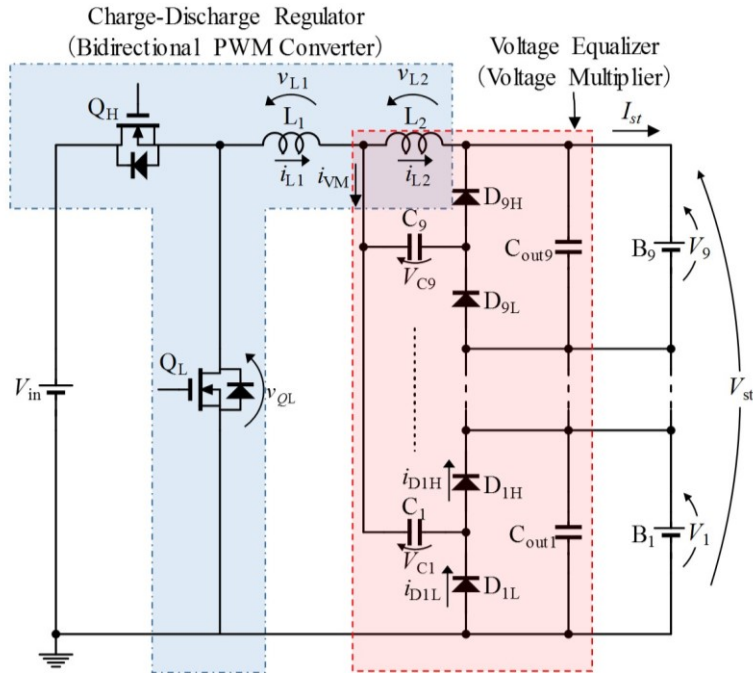


Fig. 4. Proposed voltage equalizer integrating charge-discharge regulator for nine cells connected in series.

ンバータを用いた従来システムと比較して、統合型充放電器はシステムレベルの簡素化のみならず回路レベルの簡素化が可能である。一般に、スイッチ数に比例してゲートドライバ IC 等の周辺部品が増加するため、スイッチ数は回路の複雑性を表す代表的な指標として用いられる。Fig. 2(a)に示した従来システムではそれぞれのコンバータに2個ずつ、合計4個のスイッチを必要とするのに対し、提案回路では2個のみである。

2.1.1 項で述べたように、PWM コンバータが動作する限り  $L_2$  では矩形波電圧が生成される。すなわち、セル電圧が均一でありバランス電流が不要であったとしても倍電圧整流回路は駆動され続ける。したがって、不必要なバランス電流がセルに供給され続けることにより倍電圧整流回路内で損失が常時発生する。しかしながら、一般的にバランス電流は充放電電流の 1/100 程度でも電圧ばらつきを十分に解消可能である [30], [31]。バランス電流を十分小さく設計可能であるため、倍電圧整流回路部に起因する損失は PWM コンバータ部の損失に比べて十分小さく、無視することができる。

## 2.2 統合型モジュラーバランス回路

### 2.2.1 回路導出

提案する統合型モジュラーバランス回路は Fig. 3(b)に示した倍電圧整流回路と Fig. 5に示す SCC の2つのコンバータから導出される。倍電圧整流回路についての説明は、基本的に統合型充放電器に用いたものと同様であるため省略する。SCC は、ハイサイド

スイッチ  $Q_H$  とローサイドスイッチ  $Q_L$  を 50% に固定したデューティ比で相補的にスイッチングすることで動作する。スイッチングに伴い各コンデンサ  $C_{q1} \sim C_{qk}$  の電圧  $V_1 \sim V_k$  は自動的に均一になる。同図に示す  $Q_H$  と  $Q_L$  のノードに生成される矩形波電圧を倍電圧整流回路の駆動に利用することで Fig. 6 に示す提案する統合型モジュラーバランス回路は導出される。

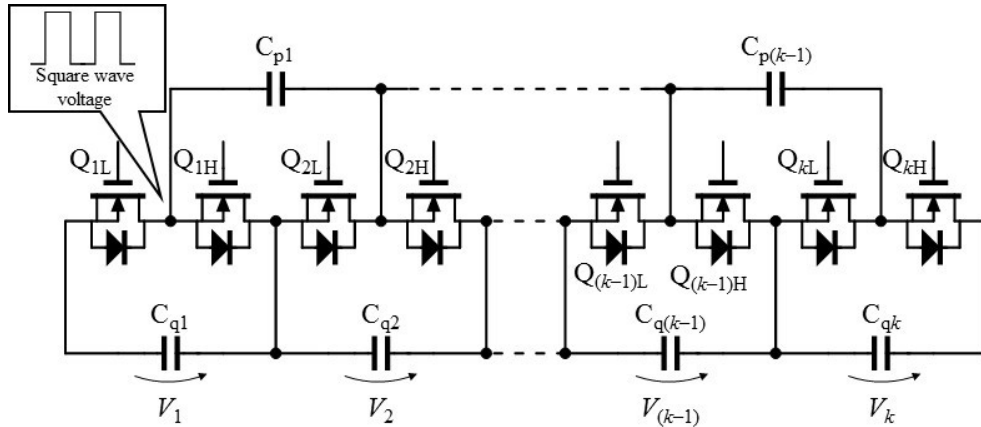


Fig. 5. Switched capacitor converter for proposed integrated converter.

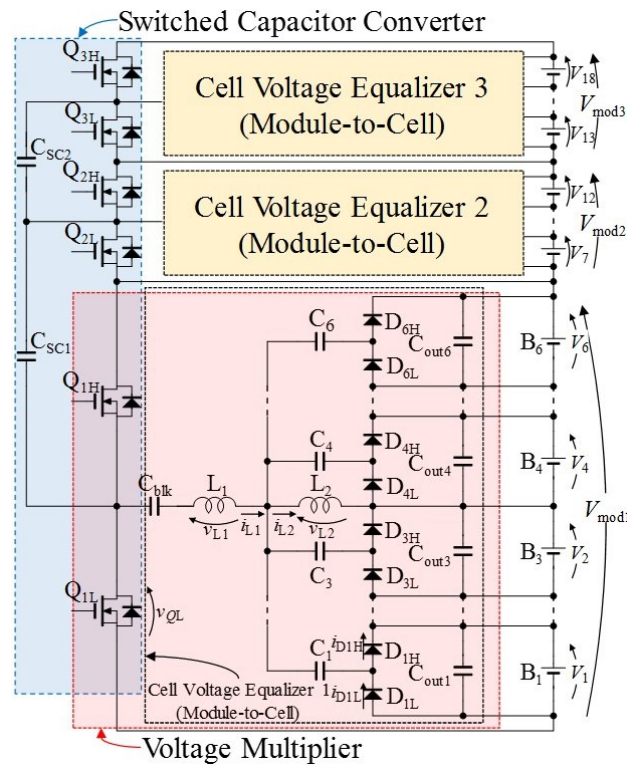


Fig. 6. Proposed cell voltage equalizer integrating module voltage equalizer.

### 2.2.2 特徴

SCC と倍電圧整流回路はそれぞれモジュール用バランス回路とセルバランス回路として動作する。提案する統合型モジュラーバランス回路は統合型充放電器と同様に倍電圧整流回路を統合元に採用しているため、スイッチ数の増加を招くことなく2種の回路の統合が可能である。したがって、システムレベルならびに回路レベルでの簡素化を達成できる。

Fig. 2(b)に示した従来のモジュール用バランス回路とセルバランス回路を個別に用いた  $k$  個のモジュールからなるシステムでは、合計で  $4k$  個のスイッチが必要になるのに対して、統合型モジュラーバランス回路では  $2k$  個のスイッチのみでモジュールバランスとセルバランスの双方を達成することができる。

SCC が動作する限り倍電圧整流回路は駆動され続けるため、全てのセル電圧がバランスした状態においても統合型充放電器と同様に各モジュール内にバランス電流が流れ続ける。しかし、2.1.2 項で述べたように充放電電流に比べて各モジュール内のバランス電流は十分小さくできるため、バランス電流に起因する損失は無視できる。

### 3 動作解析

#### 3.1 統合型充放電器

##### 3.1.1 基本動作

提案する統合型充放電器は、充電時と放電時ではそれぞれ降圧コンバータと昇圧コンバータとして動作する。本節では充電時の動作に対してのみ詳細解析を行うが、放電時の動作も同様に解析可能である。

セル  $B_i$  の電圧  $V_i (1 \leq i \leq n)$  が最も低い場合における主要な動作波形と  $i=1$  における電流経路をそれぞれ Fig. 7 と 8 に示す。

1) *Mode 1* ( $T_0 < t < T_1$ ):  $Q_H$  がターンオンし、倍電圧整流回路内のローサイドダイオード  $D_{iL}$  が導通する。直列インダクタ  $L_1$  と  $L_2$  の両端には  $V_{in} - V_{st}$  の電圧が印加される（ここで  $V_{st}$  はストリング電圧）。

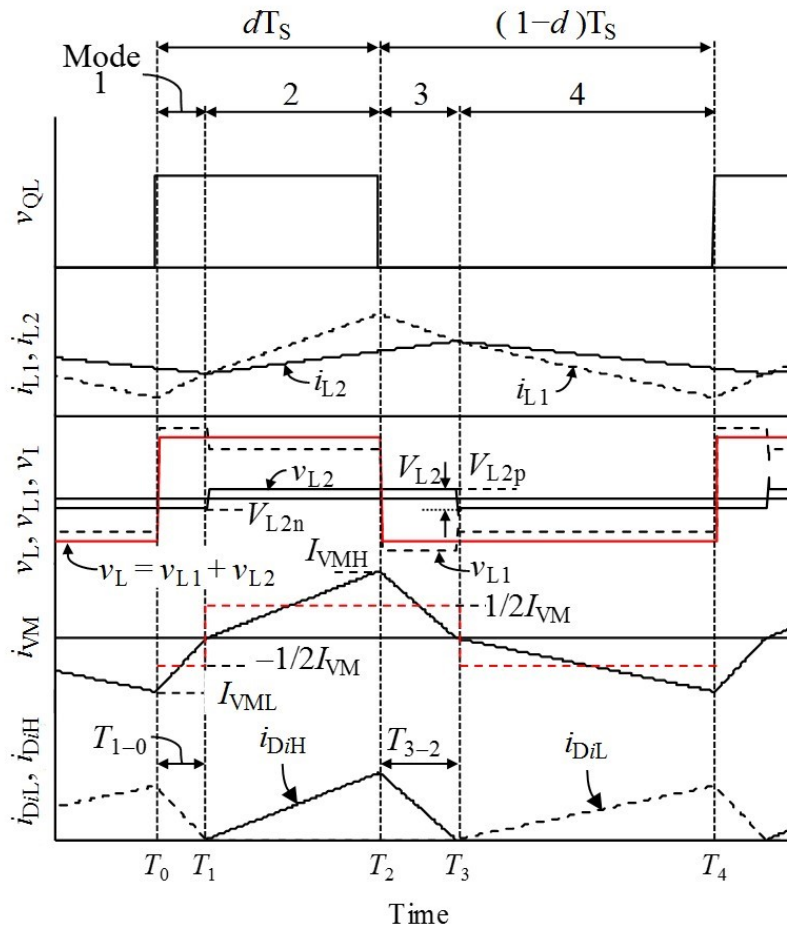


Fig. 7. Operation waveforms of proposed cell voltage equalizer integrating charge-discharge regulator during charging when  $V_i$  is the lowest in the string.

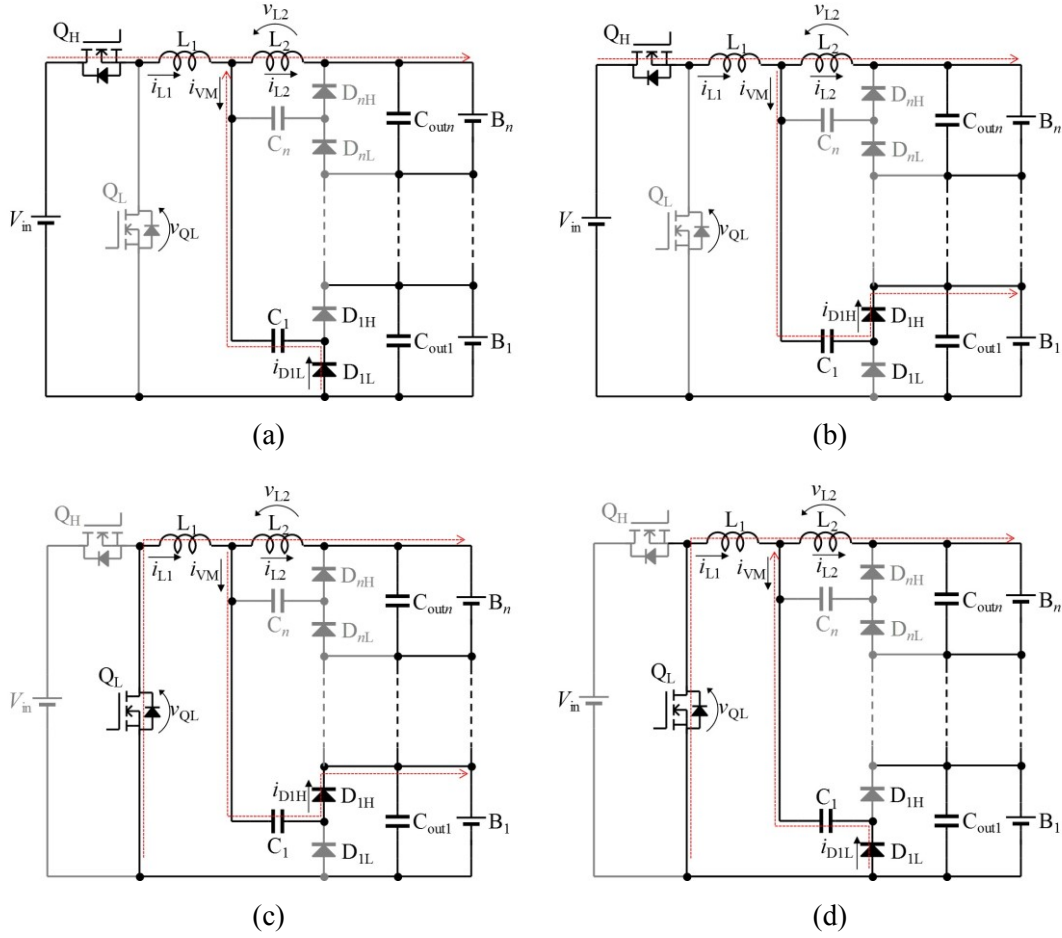


Fig. 8. Operation modes during charging when  $V_1$  is the lowest: (a) Mode 1, (b) Mode 2, (c) Mode 3 and (d) Mode 4.

$L_1$  と  $L_2$  の電圧  $v_{L1}$  と  $v_{L2}$  はそれぞれ正と負の極性となり、インダクタ電流  $i_{L1}$  は増加し  $i_{L2}$  は減少する。倍電圧整流回路の入力電流  $i_{VM}$  と  $D_{1L}$  の電流  $i_{D1L}$  は  $i_{L1}$  と  $i_{L2}$  の差に相当するため、Mode 1 における  $i_{VM}$  は式(1)で表される。

$$i_{VM-1}(t) = \frac{(L_1 + L_2)(V_{L2} - V_{ci})}{L_1 L_2} t - I_{VML} \quad (1)$$

ここで、 $V_{ci}$  はカップリングコンデンサ  $C_i$  の電圧、 $I_{VML}$  は Mode 1 における  $i_{VM}$  の初期電流を表す。 $i_{VM}$  と  $i_{D1L}$  が 0 に達すると、Mode 2 に移行する。

2) Mode 2 ( $T_1 < t < T_2$ ):  $i_{VM}$  はハイサイドダイオード  $D_{1H}$  に流れ始める。 $v_{L2}$  の極性と  $i_{VM}$  の方向は反転し、 $i_{L2}$  は直線的に増加し始める。一方、 $i_{L1}$  は引き続き増加し  $L_1$  と  $L_2$  の両端電圧  $v_L$  は Mode 1 と同様である。充電電流は  $L_2$  を介してストリングへ供給され、バランス電流は Fig.8 (b)に示すように  $D_{1H}$  を通じて電圧の最も低いセル  $B_i$  に供給される。Mode 2 における  $i_{VM}$  は次式で表される。

$$i_{VM-2}(t) = \frac{(L_1 + L_2)(V_{L2} - V_{ci} - V_i)}{L_1 L_2} (t - T_1) \quad (2)$$

3) *Mode 3* ( $T_3 < t < T_4$ ):  $Q_L$  がターンオンすると *Mode 3* が始まる。 $v_L$  の極性は反転し、 $-V_{st}$  の電圧が印加される。 $v_{L2}$  の極性は *Mode 2* と同様に正である。バランス電流は引き続き  $D_{iH}$  を通じて  $B_i$  に供給される。*Mode 3* における  $i_{VM}$  は式(3)で表される。

$$i_{VM-3}(t) = -\frac{(L_1 + L_2)(V_{ci} + V_i)}{L_1 L_2} (t - T_2) + I_{VMH} \quad (3)$$

ここで、 $I_{VMH}$  は *Mode 3* における  $i_{VM}$  の初期電流を表す。

4) *Mode 4* ( $T_3 < t < T_4$ ):  $i_{VM}$  の極性が反転すると *Mode 4* が開始する。 $L_1$  と  $L_2$  の両端には依然として  $-V_{st}$  の電圧が印加されるが、 $v_{L2}$  は反転する。したがって、*Mode 4* では  $i_{L1}$  と  $i_{L2}$  は減少する。*Mode 4* における  $i_{VM}$  は式(4)で表される。

$$i_{VM-4}(t) = -\frac{(L_1 + L_2)V_{ci}}{L_1 L_2} (t - T_3) \quad (4)$$

動作全体として、 $v_{L2}$  の極性は  $i_{VM}$  の極性に同期する。定常状態におけるコンデンサの平均電流は 0 であるため、 $i_{DiL}$  と  $i_{DiH}$  の平均電流は  $B_i$  に供給されるバランス電流に相当する。電圧の最も低いセルに並列接続されたダイオード  $D_{iL}$  と  $D_{iH}$  のみが導通するため、従来の倍電圧整流回路を用いたバランス回路 [25], [26] と同様、バランス電流は自動的にストリング内の電圧の最も低いセルに供給される。このため、電圧バランスのためのフィードバック制御は不要であり、PWM コンバータ部の制御のみで充放電機能と電圧バランス機能の双方を達成することができる。

### 3.1.2 PWM コンバータ

提案する統合型充放電器では、 $L_1$  と  $L_2$  は 1 つのインダクタとみなすことができるため、基本的な動作は従来の PWM コンバータと同様である。前項で述べたように、 $v_L$  は  $V_{in} - V_{st}$  と  $-V_{st}$  の間で振れるため、 $L_1$  と  $L_2$  の電圧時間積より統合型充放電器の電圧変換比は次式で与えられる。

$$\frac{V_{st}}{V_{in}} = d \quad (5)$$

ここで  $d$  は  $Q_H$  のデューティ比である。

$v_L$  は  $L_1$  と  $L_2$  により分圧されるため、倍電圧整流回路を駆動する矩形波電圧の振幅  $V_{L2}$  は式(6)で表される。

$$V_{L2} = \frac{L_2}{L_1 + L_2} V_{in} \quad (6)$$

### 3.1.3 倍電圧整流回路

Mode 1~2 と Mode 3~4 の動作の対称性から、Mode 1 と Mode 3 の期間  $T_{1-0} = T_1 - T_0$  と  $T_{3-2} = T_3 - T_2$  の間で次の関係が成立する。

$$T_{3-2} = \frac{1-d}{d} T_{1-0} \quad (7)$$

$i_{VM-1}(T_0)$  は  $i_{VM-4}(T_4)$  と等しいため、

$$I_{VML} = \frac{(L_1 + L_2)V_{ci}}{L_1 L_2} (T_s - T_3) \quad (8)$$

式(1)より  $I_{VML}$  は、

$$I_{VML} = \frac{(L_1 + L_2)(V_{L2} - V_{ci})}{L_1 L_2} (T_1 - T_0) \quad (9)$$

$T_3 = dT_s + T_{3-2}$  であることを考慮すると、 $V_{ci}$  は式(7)、(8)と(9)より次式で与えられる。

$$V_{ci} = \frac{V_{L2}}{\frac{(1-d)T_s}{T_{1-0}} + \frac{2d-1}{d}} \quad (10)$$

$L_2$  の電圧時間積から  $V_{ci}$  は、

$$V_{ci} = d(V_{L2} - V_i) + \left( \frac{2d-1}{d} \right) \frac{T_{1-0}}{T_s} V_i \quad (11)$$

式(10)と(11)から  $T_{1-0}$  は式(12)で表される。

$$T_{1-0} = \frac{-\left\{ \frac{(1-d)(2d-1)}{d} V_i + (2d-1)(V_{L2} - V_i) \right\} - \sqrt{\left\{ \frac{(1-d)(2d-1)}{d} V_i + (2d-1)(V_{L2} - V_i) - V_{L2} \right\}^2 - 4 \frac{(2d-1)^2}{d} V_i (1-d)(V_{L2} - V_i)}}{2 \left( \frac{2d-1}{d} \right) \frac{V_i}{T_s}} \quad (12)$$

$i_{VM}$  は倍電圧整流回路により整流され、直流電流  $I_{VM}$  として電圧の最も低いセルに供給される。 $I_{VM}$  は各モードの  $i_{VM}(t)$  の時間積分により、次式で表される。

$$\begin{aligned}
I_{VM} &= \frac{1}{2T_s} \int_0^{T_s} |i_{VM}(t)| dt \\
&= \frac{(1-d)(dT_s - T_{1-0}) \left( dT_s - \frac{2d-1}{d} T_{1-0} \right) (L_1 + L_2)}{2T_s L_1 L_2} (V_{L2} - V_i)
\end{aligned} \tag{13}$$

上式から分かる通り、 $V_i$ の増加とともに $I_{VM}$ は徐々に低下する。 $V_i$ が $V_{L2}$ に比べて十分小さいとき、式(13)は式(14)で近似することができる。

$$I_{VM} = \frac{(1-d)(dT_s - T_{1-0}) \left( dT_s - \frac{2d-1}{d} T_{1-0} \right)}{2T_s L_1} V_{in} \tag{14}$$

式(14)において $I_{VM}$ はセル電圧に無依存であり、たとえセル電圧が0であっても $I_{VM}$ は任意の値以下に制限される。したがって、提案回路はPWMコンバータ部の制御のみで充放電器とセルバランス回路の両機能を実現できる。

### 3.1.4 電圧バランスの原理

倍電圧整流回路の電圧バランス原理は倍電圧整流回路の直流等価回路を用いることで容易に理解することができる。倍電圧整流回路の直流等価回路はFig. 9に示すように、先行研究 [27]で示されているものと同一である。以下では等価抵抗 $R_{eq1}$ の導出を行う。

等価抵抗の導出はFig. 8に示すように、 $V_1$ がストリング内で最も低い状態を例に行う。各モードにおける $C_1$ の電圧 $V_{C1-1} \sim V_{C1-4}$ は次式で表される。

$$\begin{cases}
V_{C1-1} = V_{C1-4} = -V_{L2n} + V_{st} + V_D + \frac{1}{2} I_{VM} r \\
V_{C1-2} = V_{C1-3} = V_{L2p} + V_{st} - V_1 - V_D - \frac{1}{2} I_{VM} r
\end{cases} \tag{15}$$

ここで $r$ は倍電圧整流回路の電流経路における直列合成抵抗、 $V_{L2p}$ と $V_{L2n}$ はそれぞれ $V_{L2}$ のハイレベルとローレベルの電圧である。1スイッチング周期あたりの $C_1$ の電圧変動 $\Delta V_{C1}$ は式(15)より、

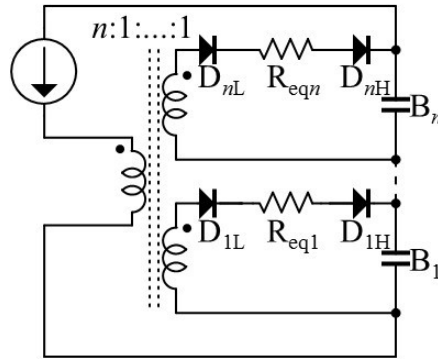


Fig. 9. DC equivalent circuit of voltage multiplier.



$$\begin{aligned}\Delta V_{C1} &= -2V_{C1-1} + 2V_{C1-2} \\ &= 2(V_{L2p} + V_{L2n}) - 2V_1 - 4V_D - 2I_{VM}r\end{aligned}\quad (16)$$

$I_{VM}$  は倍電圧整流回路により整流されるため、 $\Delta V_{C1}$  は、

$$\Delta V_{C1} = \frac{I_{VM}}{2C_1 f_s} \quad (17)$$

ここで  $f_s$  はスイッチング周波数、 $C_1$  はカップリングコンデンサ  $C_1$  の静電容量である。式(16)と式(17)から、

$$(V_{L2p} + V_{L2n}) = V_{L2} = 2V_1 + \frac{I_{VM}}{2} R_{eq1} + V_1 \quad (18)$$

ここで  $R_{eq1}$  はバランス電流が流れる経路における直列合成抵抗であり、次式で表される。

$$R_{eq1} = \frac{1}{2C_1 f_s} + 2r \quad (19)$$

本項では、 $R_{eq1}$  のみの導出を行ったが、他の等価抵抗  $R_{eq}$  も同様に式(19)で表される。

Fig. 9 に示す直流等価回路において、各セルは多巻線トランスにより並列接続されるため、トランス 1 次側より供給されるバランス電流は優先的に電圧の最も低いセルへと自動的に流れる。

## 3.2 統合型モジュラーバランス回路

### 3.2.1 基本動作

提案する統合型モジュラーバランス回路の動作は基本的に SCC と倍電圧整流回路の動作を組み合わせたものである。本節では、4 セルモジュールを 2 直列にした時の回路構成を例として動作原理の説明を行う。Fig. 10 に  $V_{mod1} < V_{mod2}$  かつ、セル  $B_i$  の電圧  $V_i$  ( $1 \leq i \leq 4$ ) がモジュール内で最も低い場合における主要な動作波形を示す。Fig. 11 に  $i = 1$  のときの電流経路を示す。倍電圧整流回路部分については基本的に 3.1.1 項で示した動作と同一であるため、以下では主に SCC 部分の説明を行う。

1) *Mode 1* ( $T_0 < t < T_1$ ): 各モジュール内のハイサイドスイッチ  $Q_{H1}$  と  $Q_{H2}$  がターンオンすると *Mode 1* が開始する。モジュール 2 →  $C_{SC1}$  → モジュール 1 の経路でモジュールバランス電流が流れ、フライングキャパシタ  $C_{SC1}$  が充電される。*Mode 1* におけるフライングキャパシタ  $C_{SC1}$  の電圧  $v_{SC}$ 、モジュールバランス電流  $i_{SC}$ 、セルバランス電流  $i_{VM}$  はそれぞれ式(20)、(21)、(22)で表される。

$$v_{SC-1}(t) = V_{mod2} - (V_{mod2} - V_{SCL}) e^{-\frac{1}{RC_{sc}} t} \quad (20)$$

$$i_{SC-1}(t) = \frac{V_{mod2} - V_{SCL}}{R} e^{-\frac{1}{RC_{sc}} t} \quad (21)$$

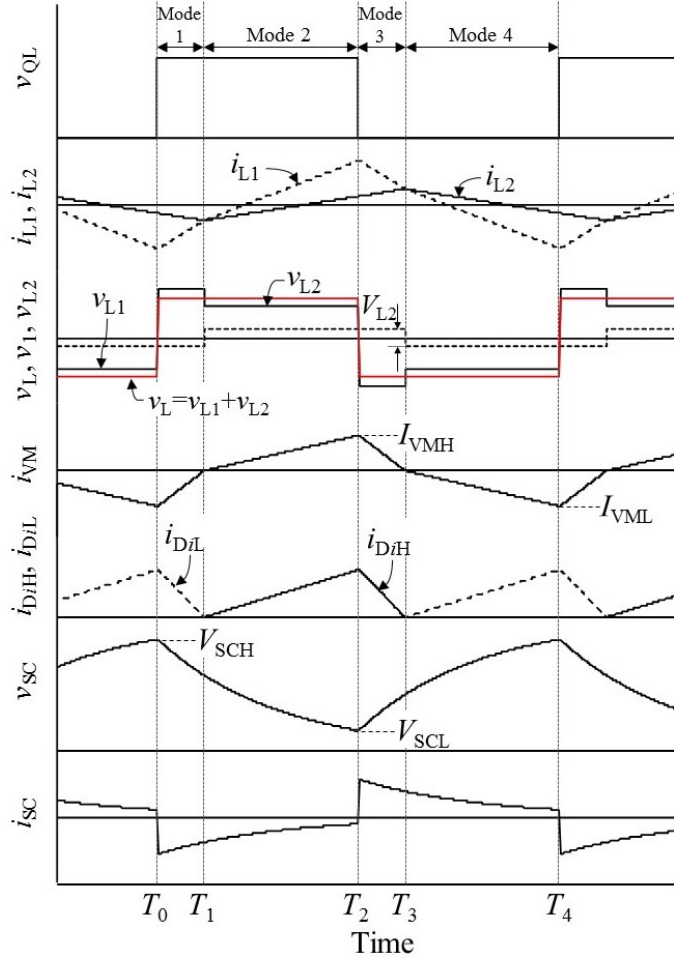


Fig. 10. Operation waveforms of proposed cell voltage equalizer integrating module voltage equalizer when  $V_i$  is the lowest in the module.

$$i_{VM-1}(t) = \frac{(L_1 + L_2)(V_{L2} - V_{ci})}{L_1 L_2} t - I_{VML} \quad (22)$$

ここで、 $V_{SCL}$ は Mode 1 における  $v_{SC}$ の初期電圧、 $R$ は  $i_{SC}$ の電流経路における直列合成抵抗、 $V_{ci}$ はカップリングコンデンサ  $C_i$ の電圧、 $I_{VML}$ は Mode 1 における  $i_{VM}$ の初期電流を表す。 $i_{VM}$ が 0 に達すると、Mode 2 に移行する。

2) Mode 2 ( $T_1 < t < T_2$ ): 引き続き、Mode 1 と同じ経路で  $C_{SC1}$ は充電され、倍電圧整流回路部ではハイサイドダイオード  $D_{iH}$ が導通し、Fig. 11(b)に示すようにセルバランス電流が  $B_i$ に供給される。

Mode 2 における  $v_{SC}$ 、 $i_{SC}$ 、 $i_{VM}$ はそれぞれ式(23)、(24)、(25)で表される。

$$v_{SC-2}(t) = V_{mod2} - (V_{mod2} - V_{SCL}) e^{-\frac{1}{RC_{sc}}(t-T_1)} \quad (23)$$

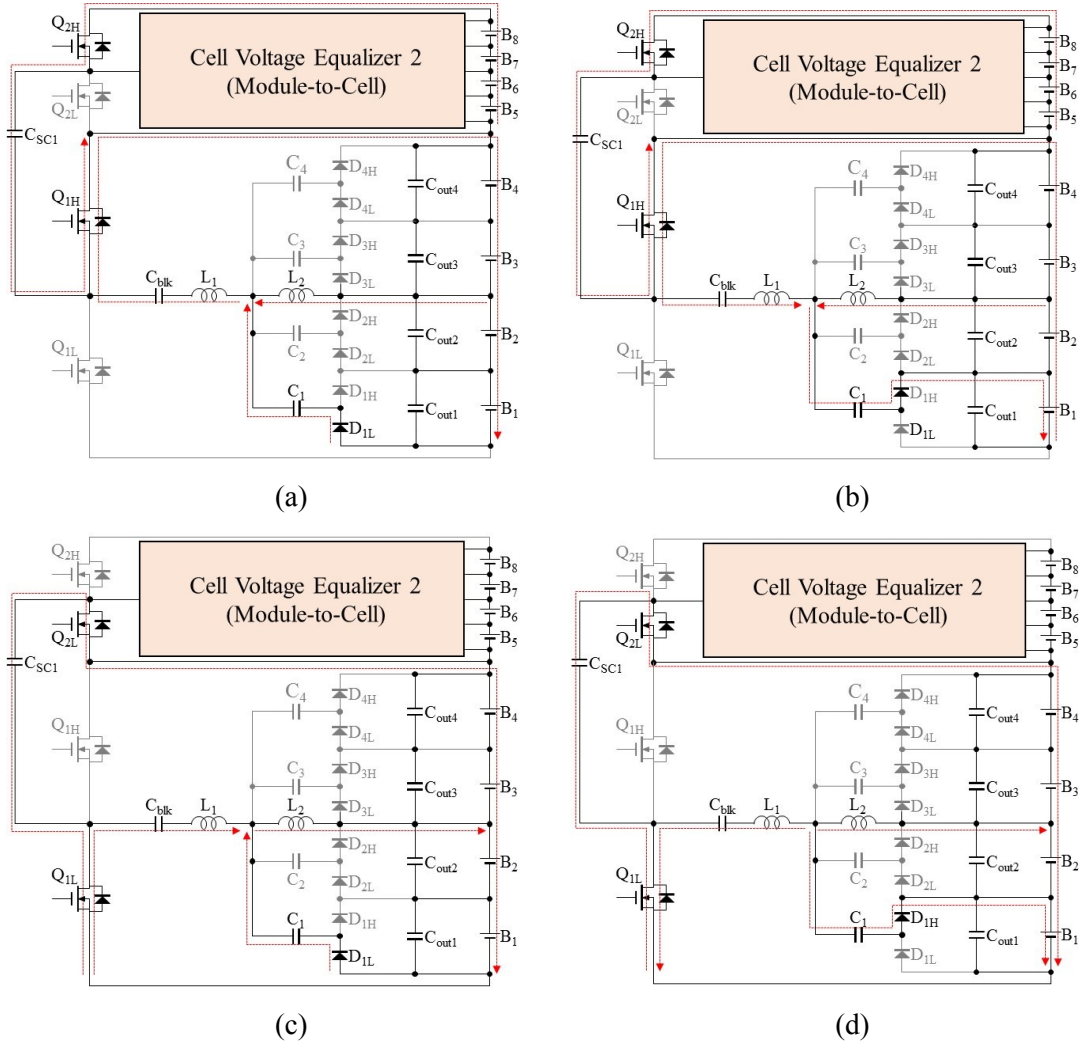


Fig. 11. Current flow path when the voltage of B<sub>1</sub> is the lowest in the module 1.

$$i_{SC-2}(t) = \frac{V_{mod2} - V_{SCL}}{R} e^{-\frac{1}{RC_{sc}}(t-T_1)} \quad (24)$$

$$i_{VM-2}(t) = \frac{(L_1 + L_2)(V_{L2} - V_{ci} - V_i)}{L_1 L_2} (t - T_1) \quad (25)$$

3) *Mode 3* ( $T_3 < t < T_4$ ): ローサイドスイッチ  $Q_L$  がターンオンすると *Mode 3* が始まる。 $C_{SC2}$  を流れる電流  $i_{SC2}$  の極性は反転し、モジュール 1 にモジュールバランス電流が供給される。セルバランス電流は引き続き  $D_{iH}$  を通じて  $B_i$  に供給される。*Mode 3* における  $v_{SC}$ 、 $i_{SC}$ 、 $i_{VM}$  はそれぞれ式(26)、(27)、(28)で表される。

$$v_{SC-3}(t) = V_{mod1} - (V_{mod1} - V_{SCH}) e^{-\frac{1}{RC_{sc}}(t-T_2)} \quad (26)$$

$$i_{SC-3}(t) = \frac{V_{\text{mod1}} - V_{\text{SCH}}}{R} e^{-\frac{1}{RC_{sc}}(t-T_2)} \quad (27)$$

$$i_{VM-3}(t) = -\frac{(L_1 + L_2)(V_{ci} + V_i)}{L_1 L_2} (t - T_2) + I_{VMH} \quad (28)$$

ここで、 $I_{VMH}$ は Mode 3 における  $i_{VM}$  の初期電流を表す。

4) *Mode 4* ( $T_3 < t < T_4$ ):  $i_{VM}$  の極性が反転すると Mode 4 が開始する。Mode 3 に引き続き、 $C_{SC1} \rightarrow$  モジュール 1 の経路で  $C_{SC1}$  が放電し、モジュール 1 にモジュールバランス電流が供給される。Mode 4 における  $v_{SC}$ 、 $i_{SC}$ 、 $i_{VM}$  は式(29)、(30)、(31)で表される。

$$v_{SC-4}(t) = V_{\text{mod1}} - (V_{\text{mod1}} - V_{\text{SCH}}) e^{-\frac{1}{RC_{sc}}(t-T_3)} \quad (29)$$

$$i_{SC-3}(t) = V_{\text{mod1}} - (V_{\text{mod1}} - V_{\text{SCH}}) e^{-\frac{1}{RC_{sc}}(t-T_3)} \quad (30)$$

$$i_{VM-4}(t) = -\frac{(L_1 + L_2)V_{ci}}{L_1 L_2} (t - T_3) \quad (31)$$

定常状態におけるコンデンサの平均電流は 0 であることから、 $i_{DL}$  と  $i_{DH}$  の平均電流と、Mode 3 と 4 における  $i_{SC1}$  の平均電流はそれぞれ  $B_i$  とモジュール 1 に供給されるセル/モジュールバランス電流に相当する。倍電圧整流回路部では、統合型充放電器と同様に、電圧の最も低いセルに並列に接続されたダイオード  $D_{L}$  と  $D_{H}$  のみが導通するため、セルバランス電流は自動的にモジュール内の電圧の最も低いセル供給される。更に、詳細は 3.2.3 項で述べるが、SCC の動作に伴い各モジュールは等価的に並列接続されるため、モジュールバランス電流は電圧の高いモジュールから低いモジュールへ自動的に供給される。したがって、統合型モジュラーバランス回路は統合型充放電器と同様、電圧バランスのためのフィードバック制御を必要とすることなくセルバランスとモジュールバランスの双方を達成することができる。

### 3.2.2 スイッチトキャパシタコンバータ

定常状態におけるコンデンサの平均電流は 0 であるから、式(21)、(24)、(27)と(30)から  $V_{SCH}$  と  $V_{SCL}$  は次の関係がある。

$$V_{SCL} = V_{\text{mod2}} + V_{\text{mod1}} - V_{SCH} \quad (32)$$

$v_{SC-2}(T_2)$  は  $v_{SC-4}(T_4)$  に等しいことから、

$$V_{SCL} = \frac{V_{\text{mod1}} + V_{\text{mod2}} e^{-\frac{T_s}{2RC_{sc}}}}{1 + e^{-\frac{T_s}{2RC_{sc}}}} \quad (33)$$

式(32)と(33)より  $V_{SCH}$  は、

$$V_{SCH} = \frac{V_{\text{mod2}} + V_{\text{mod1}} e^{-\frac{T_s}{2RC_{sc}}}}{1 + e^{-\frac{T_s}{2RC_{sc}}}} \quad (34)$$

Mode 1 と 2 でモジュール 2 により  $C_{SC}$  に蓄えられたエネルギーは、Mode 3 と 4 でモジュール バランス 電流  $I_{SC}$  としてモジュール 1 に供給される。 $I_{SC}$  は Mode 3 と 4 の  $i_{sc}(t)$  の時間積分により、次式で表される。

$$\begin{aligned} I_{SC} &= \frac{1}{T_s} \int_{T_2}^{T_4} \{i_{SC-3}(t) + i_{SC-4}(t)\} dt \\ &= \frac{C_{SC} (V_{\text{mod2}} - V_{\text{mod1}}) \left(1 - e^{-\frac{T_s}{2RC_{sc}}}\right)}{T_s \left(1 + e^{-\frac{T_s}{2RC_{sc}}}\right)} \end{aligned} \quad (35)$$

### 3.2.3 電圧バランスの原理

2.2.1 項で述べたように、統合型モジュラーバランス回路は倍電圧整流回路と SCC をそれぞれセルバランス回路とモジュール用バランス回路として利用している。倍電圧整流回路の直流等価回路、等価抵抗値及びバランス原理についてはそれぞれ Fig. 9、式(19) と 3.1.4 項で示したものと同一である。そのため本項では、SCC 部の等価回路について説明を行う。SCC の等価回路は Fig. 12 に示すように、先行研究 [28] で示されているも

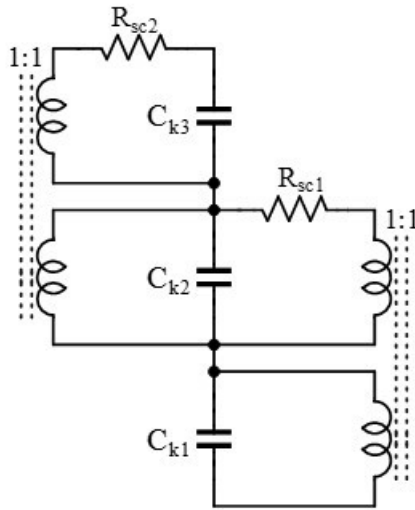


Fig. 12. DC equivalent circuit of SCC.

のと同じである。等価抵抗値  $R_{sc}$  は式(32)より次式で与えられる。

$$\begin{aligned} R_{sc} &= \frac{V_{\text{mod}2} - V_{\text{mod}1}}{I_{SC}} \\ &= \frac{T_s \left( 1 + e^{-\frac{T_s}{2RC_{sc}}} \right)}{C_{SC} \left( 1 - e^{-\frac{T_s}{2RC_{sc}}} \right)} \end{aligned} \quad (36)$$

Fig. 12 から分かるように、各コンデンサ  $C_{k1} \sim C_{k3}$  は等価的に理想トランスを介して並列接続されるため、自動的に電圧がバランスする。

## 4 直流等価回路

### 4.1 統合型充放電器

2.1.1 項で述べたように、統合型充放電器は PWM コンバータと倍電圧整流回路の組み合わせにより導出される。統合型充放電器の直流等価回路も同様に、PWM コンバータと倍電圧整流回路の直流等価回路の組み合わせから、Fig. 13 のように導出できる。直流等価回路に用いた PWM コンバータ部と倍電圧整流回路部のトランスはそれぞれ  $1:d$  と  $L_1+L_2:L_2:\dots:L_2$  の巻線比を有する理想多巻線トランスである。倍電圧整流回路部のトランスの 1 次側は定電流源  $I_{in\_VM}$  を介して PWM コンバータの入力に接続している。

導出した直流等価回路は高周波で動作するスイッチング素子を含まないため、Fig. 4 に示す提案回路と比べてシミュレーションに要する時間を大幅に短縮することができる。したがって、直流等価回路は素子定数のばらつきによるバランス結果への影響を調査する際に非常に有用である。直流等価回路を用いたバランスシミュレーションの結果は 5.1.5 項に示す。

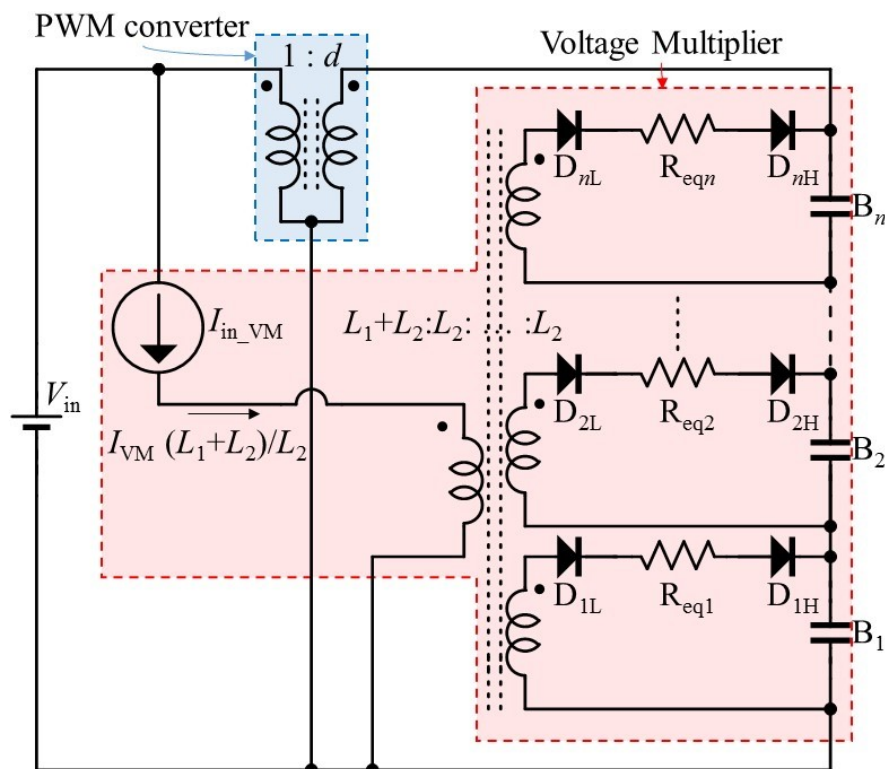


Fig. 13. DC equivalent circuit of cell voltage equalizer integrating charge-discharge regulator.

## 4.2 統合型モジュラーバランス回路

2.2.1 項で述べたように、統合型モジュラーバランス回路は SCC と倍電圧整流回路の組み合わせより導出される。統合型モジュラーバランス回路の直流等価回路も同様に、Fig. 12 と Fig. 9 にそれぞれ示した直流等価回路の組み合わせから、Fig. 14 のように導出できる。倍電圧整流回路部におけるトランスは、モジュールを構成するセル数  $m:1:\dots:1$  の巻線比をもつ理想多巻線トランスである。Fig. 14 に  $m=6$  のときの直流等価回路を示す。

倍電圧整流回路部の各トランスの 1 次側は、定電流源  $I_{in\_VM1}\sim I_{in\_VM3}$  を介して各モジュールに接続されている。SCC 部のトランスは 1:1 の巻線比をもつ理想トランスであり、等価抵抗  $R_{sc}$  を介して各モジュール間に接続されている。導出した等価回路を用いたバランスシミュレーションの結果については 5.2.4 項に示す。

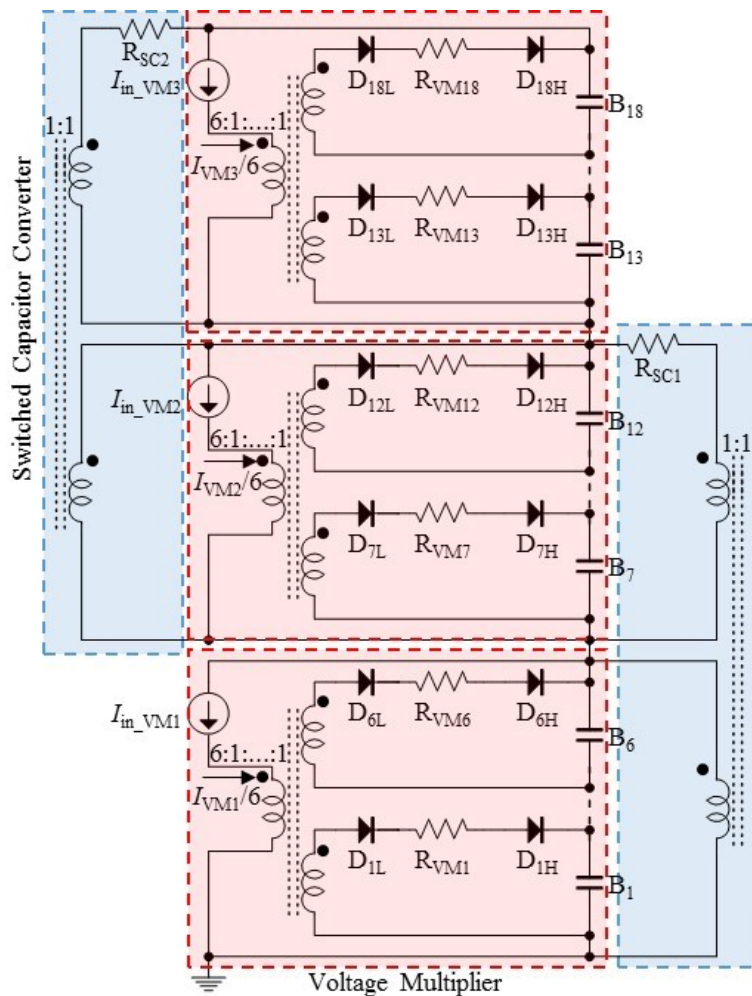


Fig. 14. DC equivalent circuit of voltage equalizer integrating module voltage equalizer.



## 5 実験

### 5.1 統合型充放電器

#### 5.1.1 試作回路

CAD ソフト EAGLE を用いて統合型充放電器を試作した。その際の注意点や用いた各種データは補足 7.1.1 に示す。試作した定格電力 25 W の 9 セル用統合型充放電器を Fig. 15 に示す。試作回路に使用した素子を Table 1 に示す。C<sub>in</sub> と C<sub>out1</sub>~C<sub>out9</sub> はそれぞれ PWM コンバータの入力と、倍電圧整流回路部の各セルに並列に接続している平滑コンデンサである。

2.1.2 項で述べたように、セル電圧のばらつき解消に必要なセルバランス電流は充放電電流の 1/100 程度とされている [30], [31]。しかしながら、バランス実験時間の短縮を目的に、1 A の充電電流に対して約 150 mA 程度のバランス電流が流れるよう式(13)に

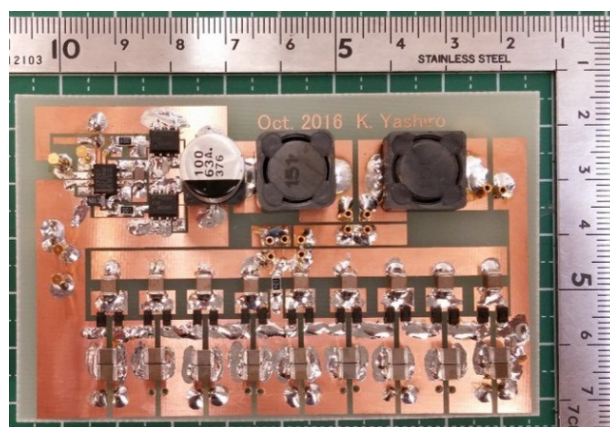


Fig. 15. Photograph of 25-W prototype of cell voltage equalizer integrating charge-discharge regulator for nine cells connected in series.

Table 1. Component values.

	Component	Value
Bidirectional Converter	C <sub>in</sub>	Aluminum Electrolytic Capacitor 100 $\mu$ F
	Q <sub>H</sub> , Q <sub>L</sub>	N-Ch MOSFET, FDS86240, R <sub>on</sub> = 19.7 m $\Omega$
	L <sub>1</sub>	100 $\mu$ H, 220 m $\Omega$
	L <sub>2</sub>	100 $\mu$ H, 220 m $\Omega$
Voltage Multiplier	C <sub>1</sub> -C <sub>9</sub>	Ceramic Capacitor 20 $\mu$ F
	D <sub>1</sub> -D <sub>18</sub>	Schottky Diode, PMEG1030EH, V <sub>D</sub> = 0.20 V
	C <sub>out1</sub> -C <sub>out9</sub>	Ceramic Capacitor 200 $\mu$ F

基づき L<sub>1</sub> と L<sub>2</sub> をともに 100  $\mu$ H とした。以下に示す各実験では、統合型充放電器は固定

のスイッチング周波数  $f_s = 100 \text{ kHz}$  と入力電圧  $V_m = 48 \text{ V}$  で回路を動作させた。

### 5.1.2 倍電圧整流回路単体特性

セル電圧のバランス時とアンバランス時の各状態における倍電圧整流回路の単体特性を取得するため、両状態における電流経路を模擬することが可能な Fig. 16 に示す回路構成において実験を行った。抵抗負荷をタップ X または Y に接続することで電圧バランス時とアンバランス時の電流経路を模擬することができる。

$d=0.3$ 、 $0.5$ 、 $0.7$  において取得した電力変換効率と出力電流特性を Fig. 17 に示す。いずれの状態においても出力電流特性は式(14)の理論値と良い一致を示した。

電圧バランス時の電力変換効率は電圧アンバランス時に比べて僅かに高くなった。電圧バランス時では  $I_{VM}/9$  のバランス電流が各セルに流れるのに対し、電圧アンバランス時では、 $I_{VM}$  のバランス電流が電圧の最も低いセルに集中する。このため、バランス時に比べて電圧アンバランス時のジュール損は増加することで僅かに電力変換効率が低下する。この傾向は、バランス電流が大きいほど顕著になる。

全体として、電力変換効率は最大で 30%程度と非常に低い結果となった。これは、 $L_1$  と  $L_2$  は PWM コンバータのインダクタとしても利用しており、バランス電流の経路における直列合成抵抗のうち、 $L_2$  の等価直列抵抗 (ESR: Equivalent series resistance) の占める割合が大きくなるためである。つまり、インダクタ電流のリプル率を一般的な PWM コンバータの設計目安とされている 30%程度になるよう  $L_1$  を設計した場合、それに伴い  $L_2$  も増加する。このため、 $L_2$  の ESR が増加し、電力変換効率の低下を招く。更に、倍電圧整流回路部のダイオードの順方向電圧降下はセル電圧の数十%程度を占めるため効率の低下につながる。しかし 2.1.2 項でも述べたように、バランス電流は充放電電流に比べて十分小さいため、電圧バランスに伴う損失はシステム全体の損失と比較して

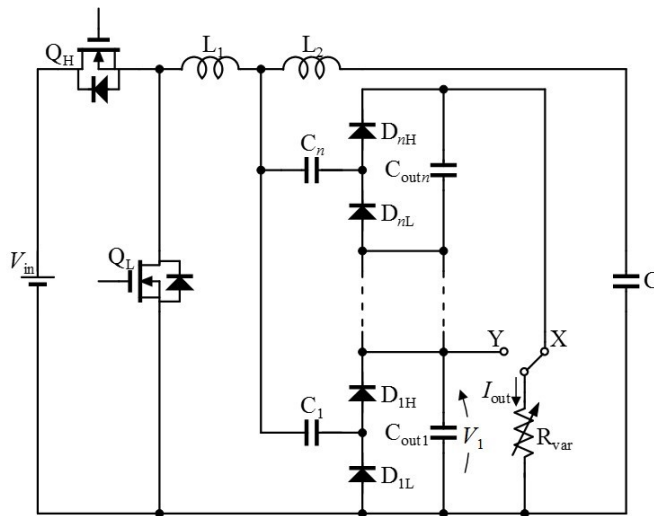


Fig. 16. Experimental setup for measuring the characteristic of the voltage multiplier.

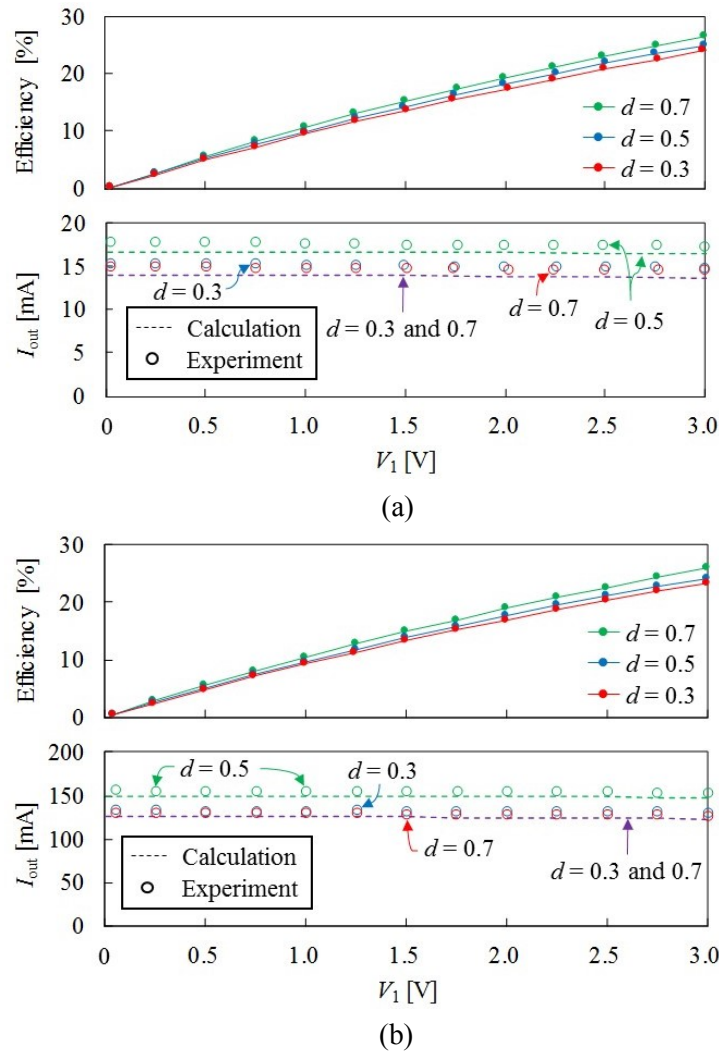


Fig. 17. Measured characteristics of voltage multiplier under (a) voltage balanced and (b) voltage-imbalanced conditions.

軽微であると考えられる。

### 5.1.3 電力変換効率

統合型充放電器の電力変換効率を出力電圧  $V_{st} = 12 \text{ V}$ 、 $18 \text{ V}$ 、 $24 \text{ V}$ 、 $30 \text{ V}$ 、 $36 \text{ V}$  の条件にて測定した。入力電圧とスイッチング周波数はそれぞれ  $48 \text{ V}$  と  $100 \text{ kHz}$  とし、出力電圧が一定値となるようデューティ比と負荷抵抗値を適宜調整した。

取得した効率を Fig. 18 に示す。一般的な PWM コンバータと同様、軽負荷時では主に MOSFET における寄生容量の充放電による固定損失に起因して効率が低下した。出力電圧が高くなるにつれて効率は増加し、 $V_{st} = 36 \text{ V}$  時に最大効率  $96.7\%$  を得た。

### 5.1.4 バランス実験

統合型充放電器の有効性を検証するため、9 直列の EDLC に対して電圧バランス実験

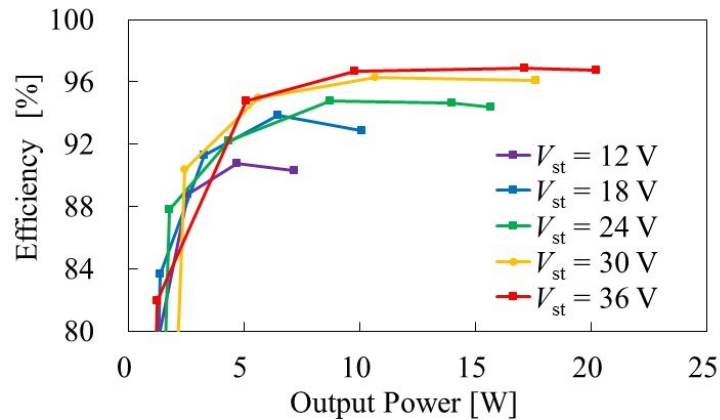


Fig. 18. Power conversion efficiency of cell voltage equalizer integrating charge-discharge regulator.

を行った。実験系のブロック図を Fig. 19 に示す。電流センサにはホールセンサ LTS6-NP を使用した。

各セルには定格電圧 2.5 V、静電容量が 400 F の EDLC (DXE series、nippon chemi-con) を使用し、各セルの初期電圧を 0.90~1.45 V の範囲で意図的にばらつかせた状態から実験を開始した。充電時と放電時はデジタルシグナルプロセッサ (DSP: Digital signal processor) を用いてそれぞれ 1.0 A–22.5 V の定電流定電圧 (CC–CV: Constant current–constant voltage) 充電と 15 W の定電力放電となるように制御した。DSP を使用するためのコード生成時の PSIM 画面図を Fig. 20 に示す。同図内に示す C ブロック (Mode Select と Feed Forward) はそれぞれ以下のように記述した。

-----Mode Select-----

float Vbus = x1;

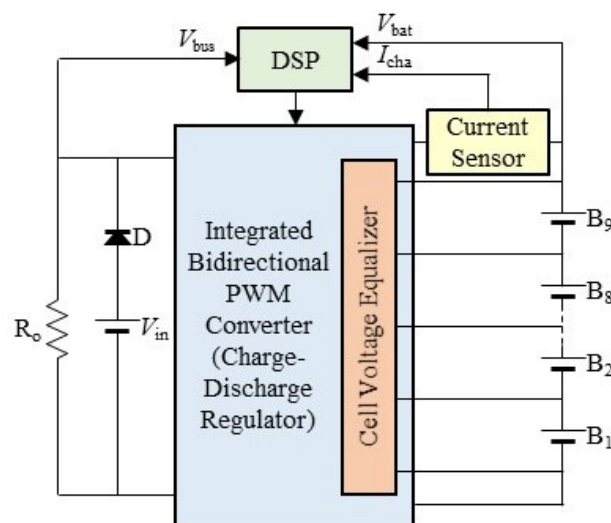


Fig. 19. Experimental setup for equalization test with charging and discharging.

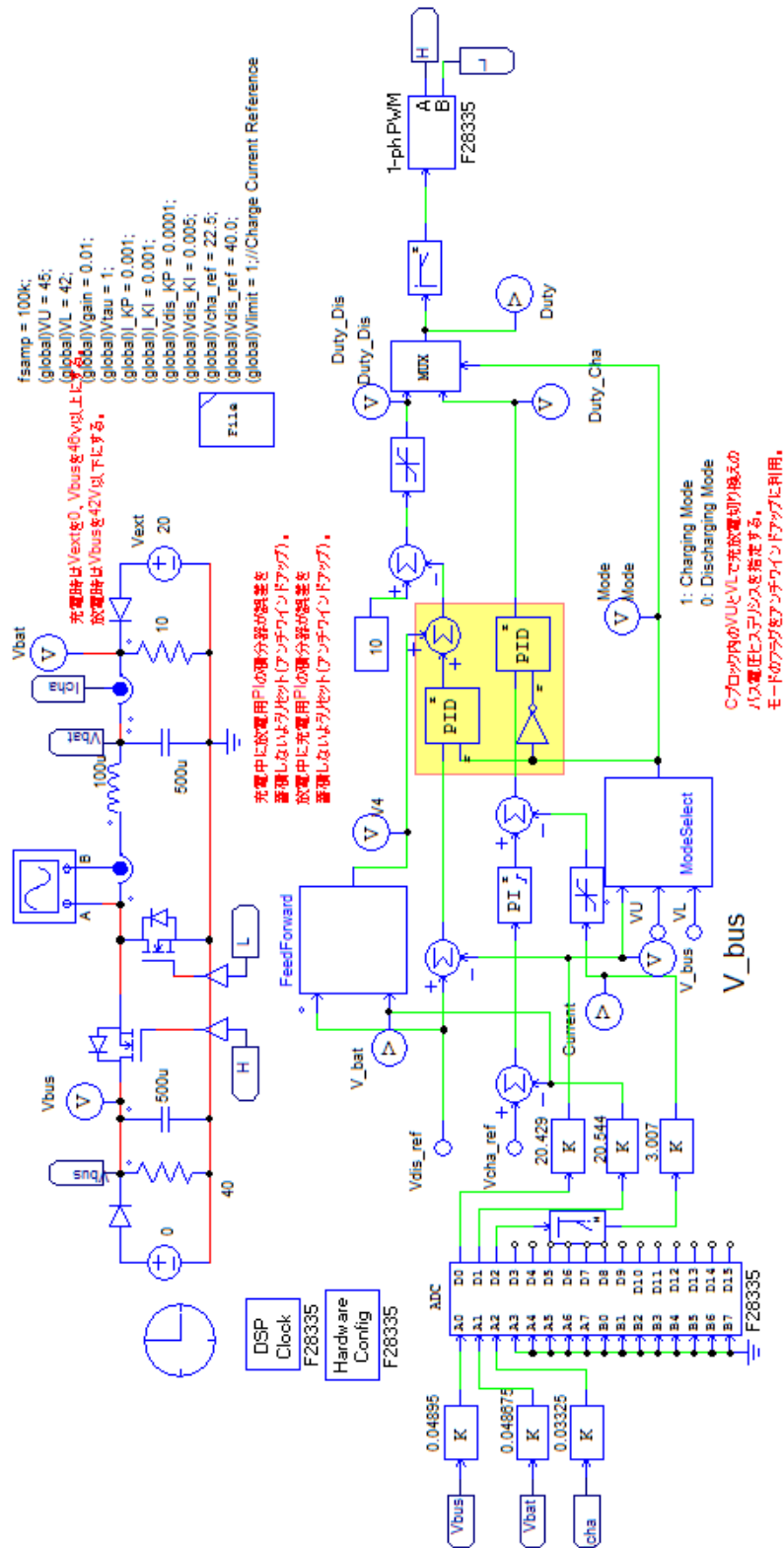


Fig. 20. Screen shot of PSIM for code generation.

float VU = x2;

float VL = x3;

```

static Mode = 0;
Mode = (Vbus>VU)?1:((Vbus<VL)?0:Mode);//1 なら充電器 0 なら放電器
y1 = Mode;
-----

-----Feed Forward-----
float Vref = 0.0;
float Vbat = 0.0;
float Duty = 0.0;
Vref = x1;
Vbat = x2;
Duty = 1-Vbat/Vref;

y1 = Duty*10;
-----

```

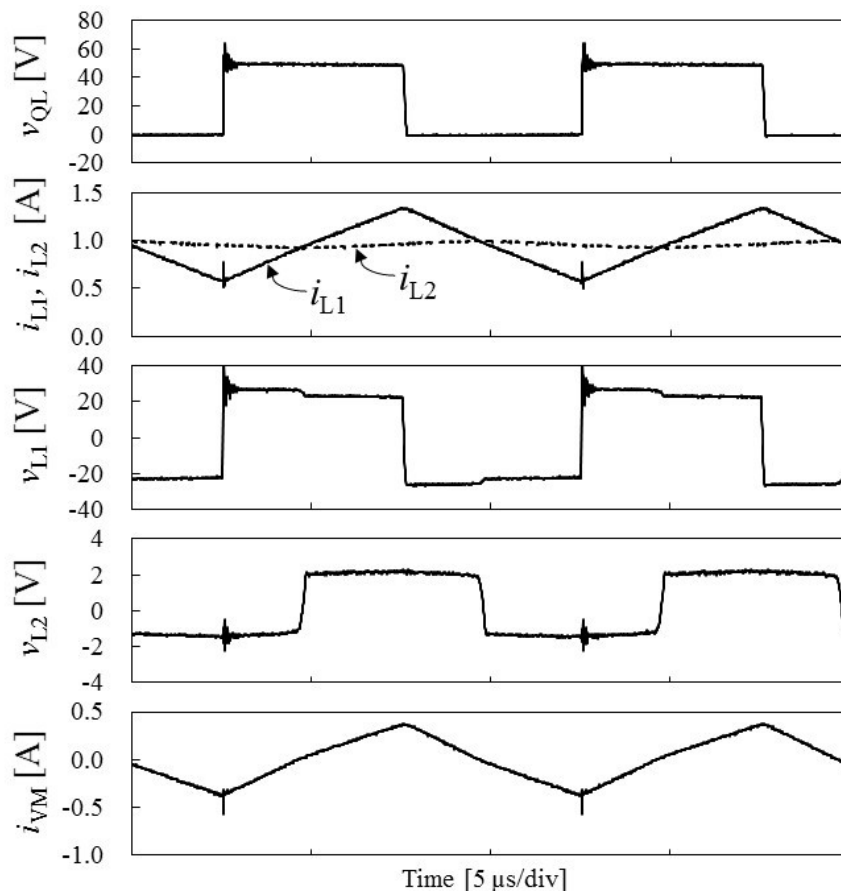


Fig. 21. Measured operation waveforms of proposed cell voltage equalizer integrating charge-discharge regulator during charging.

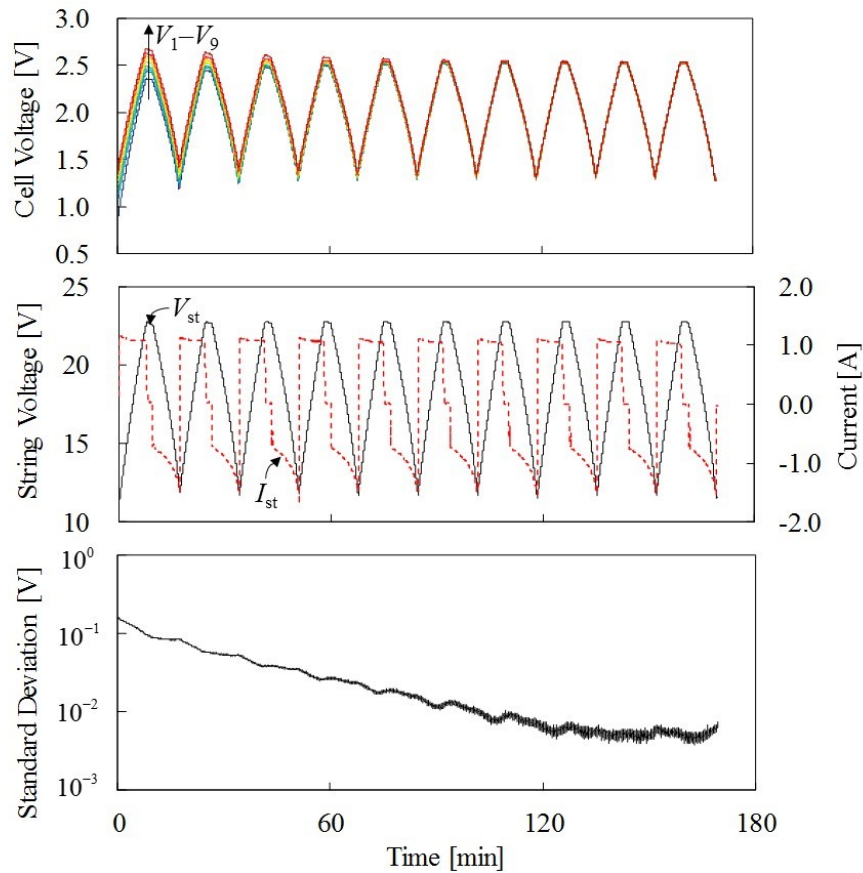


Fig. 22. Resultant voltage equalization test with charging-discharging cycling.

バランス実験時の充電時における動作波形を Fig. 21 に示す。測定した各部動作波形は Fig. 7 に示した理論波形と良い一致を示した。

電圧バランス実験の結果を Fig. 22 に示す。充放電サイクルの開始とともにストリング内の最も電圧の低いセル  $B_1$  は優先的にバランス電流が供給され、電圧ばらつきは充放電サイクルの進行とともに徐々に解消された。実験終了時では各セル電圧はほぼ均一となり、セル電圧の標準偏差は約 5.5 mV まで低下した。この結果より統合型充放電器はセルバランス回路と充放電器の 2 種の機能を有していることが実証された。

### 5.1.5 直流等価回路を用いたバランスシミュレーション

前項のバランス実験と同一の条件から、Fig. 13 に示した直流等価回路によるバランスシミュレーションを行った。シミュレーション回路図を Fig. 23 に示す。

セルには 10 mΩ の ESR をもつ静電容量 400 F のコンデンサを用い、等価抵抗値  $R_{eq}$  は式(19)より 820 mΩ とした。1 A に設定した定電流充電回路により各セルは充電され、 $V_{st} = 22.5$  V に達すると充電電流は全て最大ストリング電圧設定回路部のダイオードに流れ







```

double b = ((1-d)*(2*d-1))/d*Vcell + (2*d-1)*(VVM-Vcell) - VVM;
double c = d*Ts*(1-d)*(VVM - Vcell);
double t21 = (-b - sqrt((pow(b,2)-(4*a*c))))/(2*a);//
double L = (L1*L2)/(L1+L2);
double iVM = (pow(d,2)*Ts+(1-2*d)*t21)/(2*d*Ts*L)*(1-d)*(VVM-Vcell)*(d*Ts-t21);
y1 = t21;
y2 = iVM;

```

バランスシミュレーション結果を Fig. 24 に示す。前項に示したバランス実験結果と同様に、電圧の最も低いセル B<sub>1</sub> には優先的に充電され、電圧ばらつきは時間経過とともに解消された。

Fig. 24 から、バランス電流  $I_{eq1} \sim I_{eq9}$  は各セル電圧がストリング内で最も低くなると同

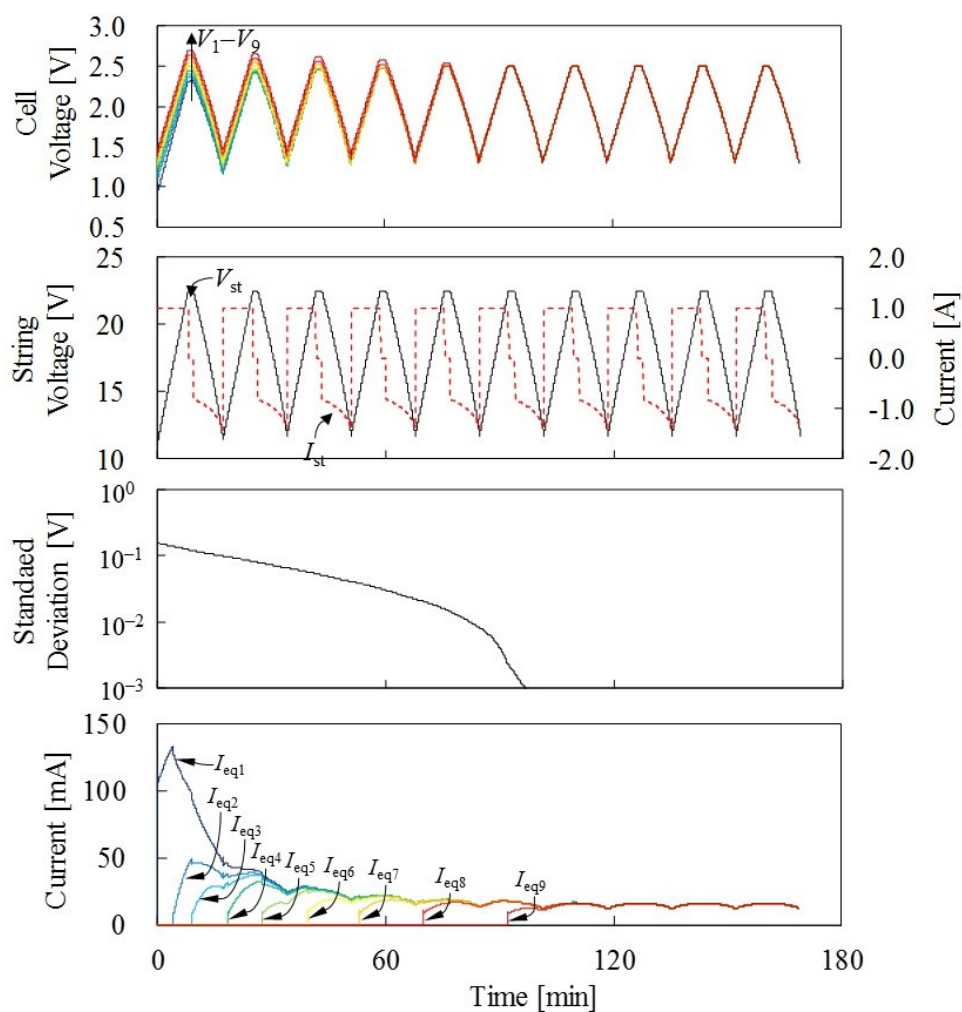
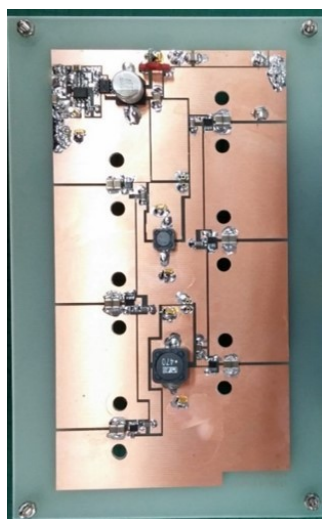


Fig. 24. Simulation voltage equalization profiles of nine cells connected in series with charge-discharge cycling.

時に流れ始めていることが分かる。例えば、 $V_1 = V_2 = V_3 < V_4 \sim V_9$  の条件では、 $B_1 \sim B_3$  がストリング内で電圧が最も低いセルに相当する。7 サイクル目では、全てのセル電圧が均一になるため、全てのバランス電流  $I_{eq1} \sim I_{eq9}$  が均等に各セルに流れた。バランスシミュレーションでは全てのコンデンサは同一の容量をもつ理想コンデンサであるため、静電容量の不一致に起因する電圧ばらつきは生じなかった。このため、EDLC の僅かな静電容量の不一致によりバランス実験では標準偏差が 5.5 mV 程度残存した一方、本シミュレーションでは標準偏差が 1 mV 以下まで低下した。全体として、シミュレーション結果は Fig. 22 に示すバランス実験とよく一致したことから、導出した直流等価回路の妥当性が示された。



(a)



(b)

Fig. 25. Photograph of 2.5-W prototype integrated module voltage equalizer for six cells connected in series: (a) component mounting surface, (b) EDLC mounting surface.

Table 2. Component values.

	Component	Value
Switched Capacitor Converter	$C_{sc1}$	Ceramic Capacitor 47 $\mu$ F
	$Q_{1L}, Q_{1H}$	Dual MOSFET, IRF7341, $R_{on} = 0.05 \Omega$
Voltage Multiplier	$L_1$	4.7 $\mu$ H, 16 m $\Omega$
	$L_2$	8.2 $\mu$ H, 60 m $\Omega$
	$C_1 \sim C_6$	Ceramic Capacitor 94 $\mu$ F
	$D_1 \sim D_{12}$	Schottky Barrier Dual Diode, $V_D = 0.3$ V
	$C_{out1} \sim C_{out6}$	Ceramic Capacitor 720 $\mu$ F

## 5.2 統合型モジュラーバランス回路

### 5.2.1 試作回路

試作した 2.5 W の 6 セル用統合型モジュラーバランス回路を Fig. 25 に示す。Fig. 25(a)、(b) はそれぞれ部品実装面と 400 F の EDLC を実装したときの写真である。Fig. 25(b) から明らかなように、基板サイズは EDLC のサイズにより一意的に決定される。試作回路に使用した素子を Table 2 に示す。本試作回路では、モジュール電圧が 15 V のとき最大セルバランス電流が 1.0 A となるように  $L_1$  と  $L_2$  をそれぞれ  $4.7 \mu\text{H}$  と  $8.2 \mu\text{H}$  とした。

### 5.2.2 倍電圧整流回路

セル電圧のバランス時とアンバランス時の各状態における倍電圧整流回路の単体特性を取得した。両状態の電流経路を模擬することができる Fig. 26 に示す回路構成において実験を行った。抵抗負荷をタップ X または Y に接続することで電圧バランス時とアンバランス時の電流経路を模擬することができる。

測定した倍電圧整流回路の特性を Fig. 27 に示す。 $V_1$  の増加とともに電力変換効率は増加し、 $V_1 = 3.0 \text{ V}$  時に最大効率 65.3% を得た。また、電圧バランス時における電力変換効率は電圧アンバランス時に比べて高かった。これは、5.1.2 項で述べたように電圧アンバランス時は電圧の最も低いセル  $B_1$  に電流が集中するためジュール損失が増加するためである。

5.1.2 項に示した倍電圧整流回路の効率と比較して、全体的に大きく効率が向上した。これは、Table 1 に示すように統合型充放電器における  $L_2$  の ESR は  $220 \text{ m}\Omega$  である一方、

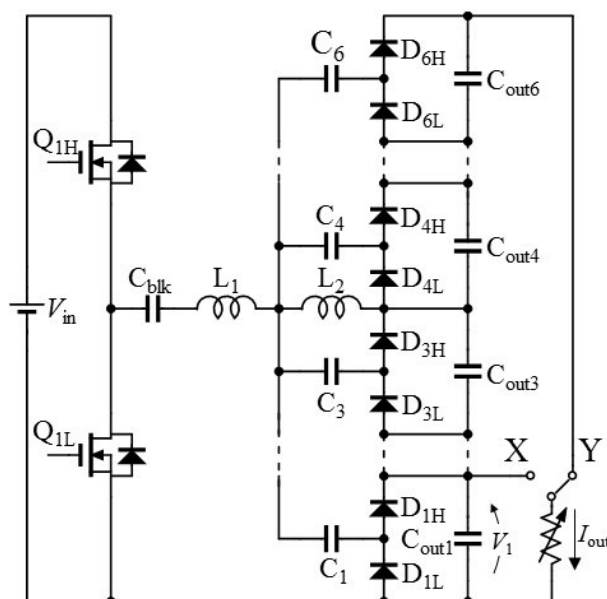


Fig. 26. Experimental setup for measuring the characteristic of the voltage multiplier.

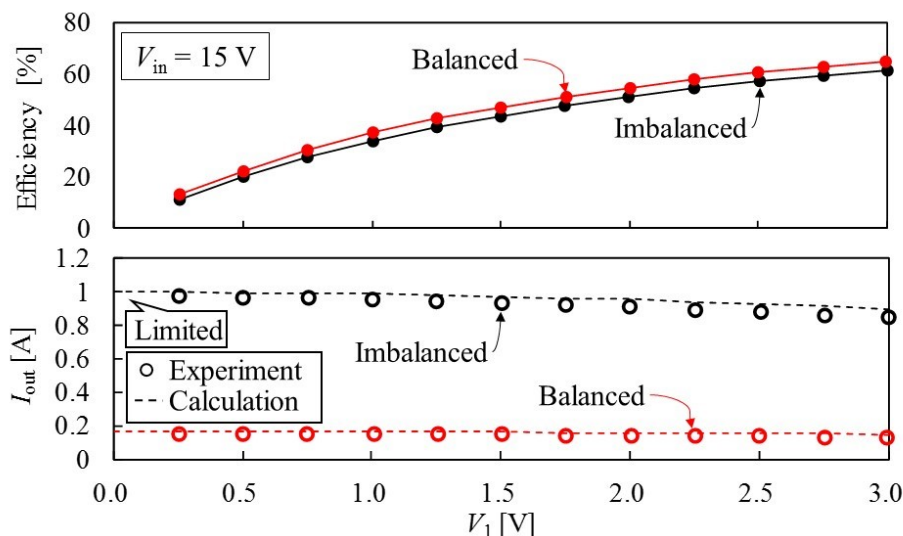


Fig. 27. Measured characteristics of voltage multiplier under voltage balanced and voltage-imbalanced conditions.

統合型モジュラーバランス回路に用いた  $L_2$  の ESR は  $60\text{ m}\Omega$  と、十分小さいことが要因の 1 つであると考えられる。

### 5.2.3 バランス実験

統合型モジュラーバランス回路の有効性を検証するため、18 直列の EDLC に対して試作した 6 セルモジュールを 3 直列にして電圧バランス実験を行った。各セルには定格電圧 2.5 V、容量が 400 F の EDLC (DXE series、nippon chemi-con) を使用し、各セルと各モジュールの初期電圧をそれぞれ 0.5~2.4 V と 11.5~12.5 V の範囲で意図的にばらつかせた状態から実験を開始した。

バランス実験開始時の動作波形を Fig. 28 に示す。測定した倍電圧整流回路部分の各部動作波形は Fig. 10 に示した倍電圧整流回路部分の理論波形と良い一致を示した。一方、SCC 部分の動作波形は理論波形と大きく異なっている。これは、モジュール間を接続するケーブルの寄生インダクタンスとフライングキャパシタ  $C_{sc}$  の共振によるものである。寄生インダクタンスはケーブル長に比例するため、モジュール間のケーブルを短縮することでその影響を低減することができる。

電圧バランス実験の結果を Fig. 29 に示す。実験開始とともに、各モジュール内の電圧の最も低いセル  $B_1$ 、 $B_7$ 、 $B_{13}$  は倍電圧整流回路により優先的にバランス電流が供給され、各モジュール内のセル電圧のばらつきは徐々に解消された。一方、モジュール電圧のばらつきは SCC により比較的速やかに解消された。各セルの初期電圧のばらつきは時間経過とともに解消され、最終的に全てのセル電圧の標準偏差は約 40 mV まで低下した。本実験結果より、統合型モジュラーバランス回路はモジュール用バランス回路とセルバランス回路の 2 種の機能を有していることが実証された。

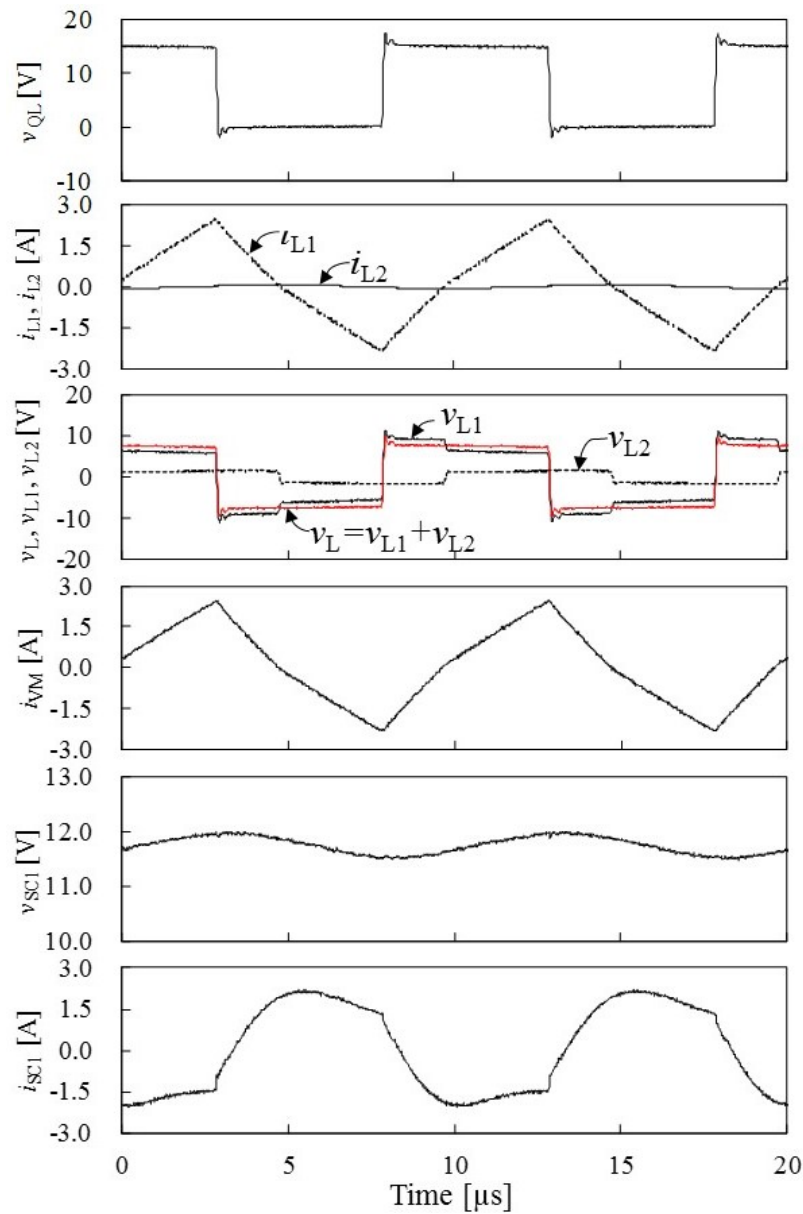


Fig. 28. Measured operation waveforms of proposed voltage equalizer integrating module voltage equalizer.

#### 5.2.4 直流等価回路を用いたバランスシミュレーション

Fig. 14 に示した直流等価回路を用いて、前項のバランス実験と同一の条件からバランスシミュレーションを行った。シミュレーション回路図を Fig. 30 に示す。

セルには  $10\text{ m}\Omega$  の ESR をもつ静電容量  $400\text{ F}$  のコンデンサを使用し、等価抵抗値  $R_{VM}$  と  $R_{SC}$  は式(19)と(36)よりそれぞれ  $353\text{ m}\Omega$  と  $179\text{ m}\Omega$  とした。Fig. 14 に示す定電流源  $I_{in\_VM1}\sim I_{in\_VM3}$  は式(13)に従うように簡易 C ブロックを用いてプログラムした。なお、記述したプログラムは 5.1.5 項に示したものと基本的に同一であるため省略する。

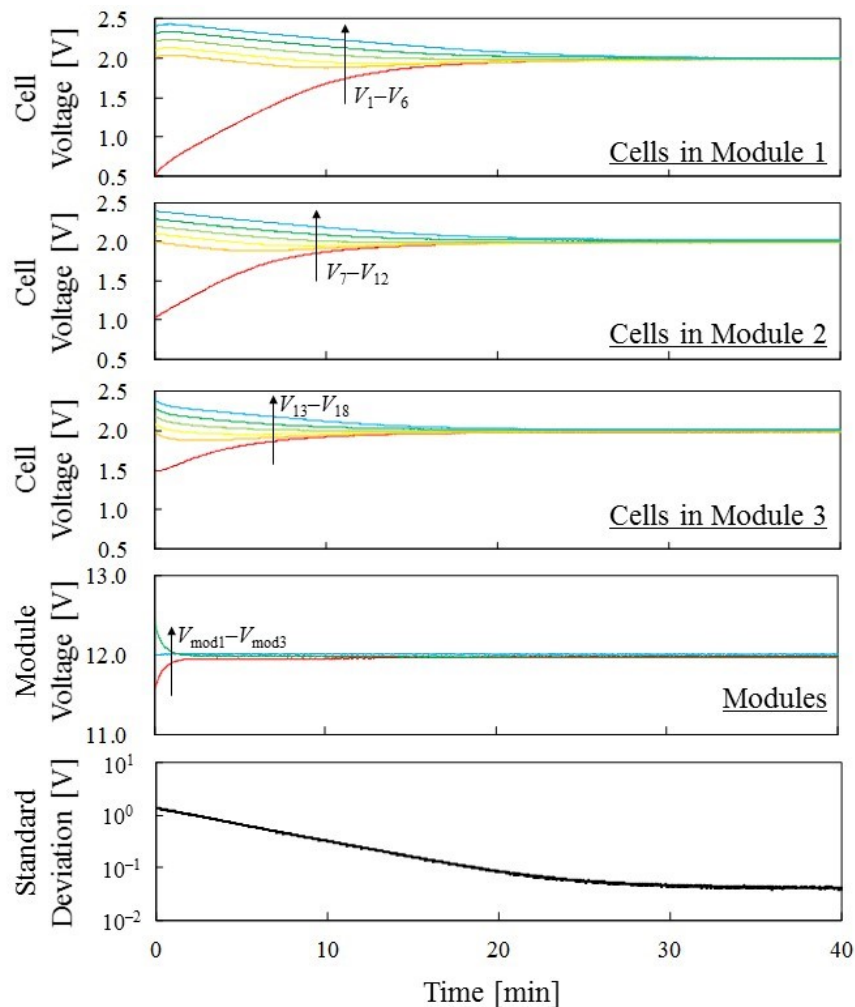


Fig. 29. Resultant voltage equalization test.

バランスシミュレーションの結果を Fig. 31 に示す。前項に示したバランス実験結果と同様に、各モジュール内の電圧の最も低いセル  $B_1$ 、 $B_7$ 、 $B_{13}$  は優先的に充電され、電圧ばらつきは徐々に解消された。

本バランスシミュレーションにおいても、全てのコンデンサは同一の容量をもつ理想コンデンサであるため、容量不一致に起因する電圧ばらつきは生じなかった。このため、Fig. 29 に示したバランス実験結果では、標準偏差が 40 mV 程度残存したのに対し、本シミュレーションでは 10 mV 以下まで低下した。全体として、シミュレーション結果は Fig. 29 に示すバランス実験結果と良い一致を示したため、導出した直流等価回路の妥当性が示された。



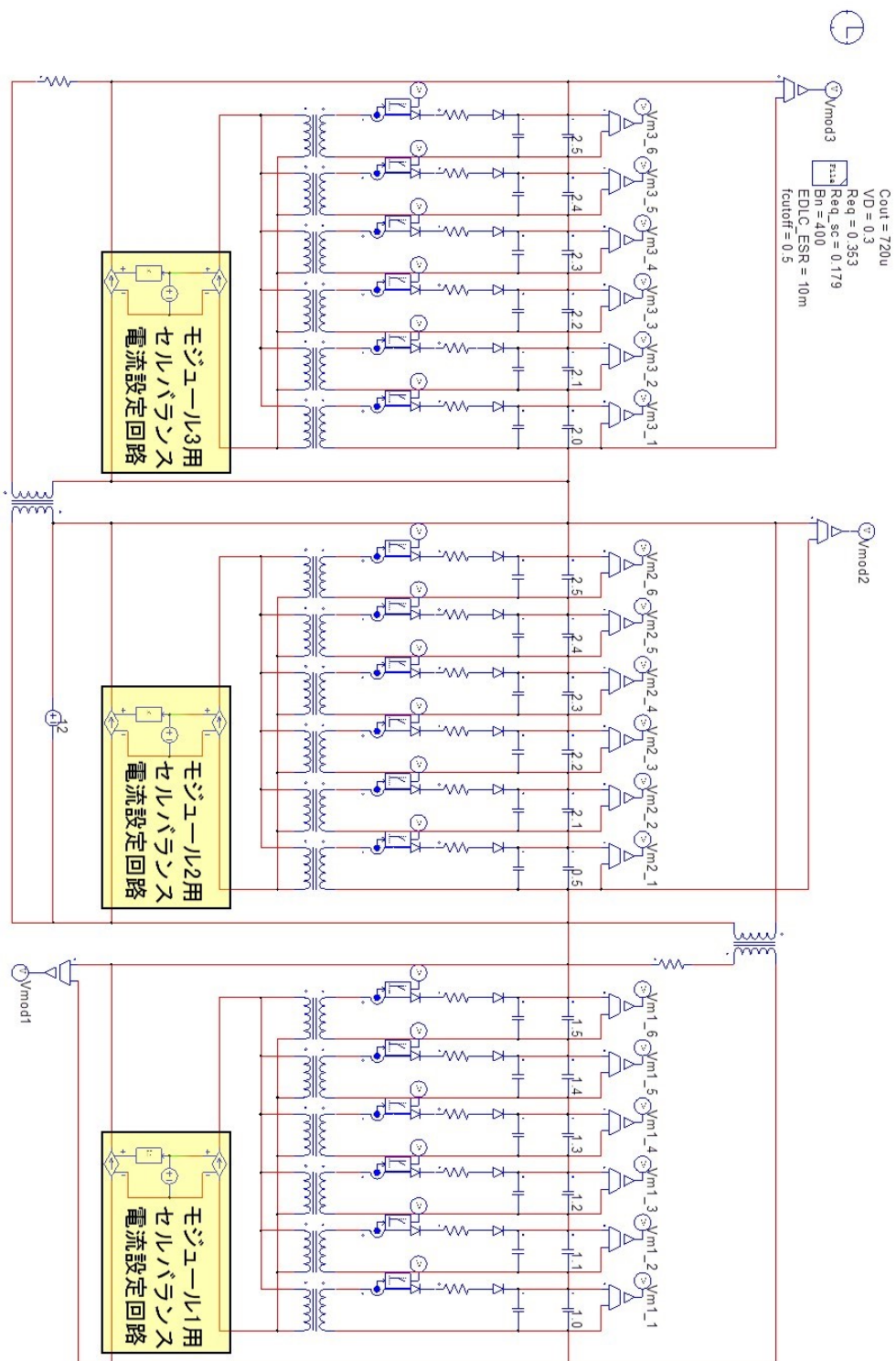


Fig. 30. DC equivalent circuit configuration for simulation of voltage equalization using cell voltage equalizer integrating module voltage equalizer.

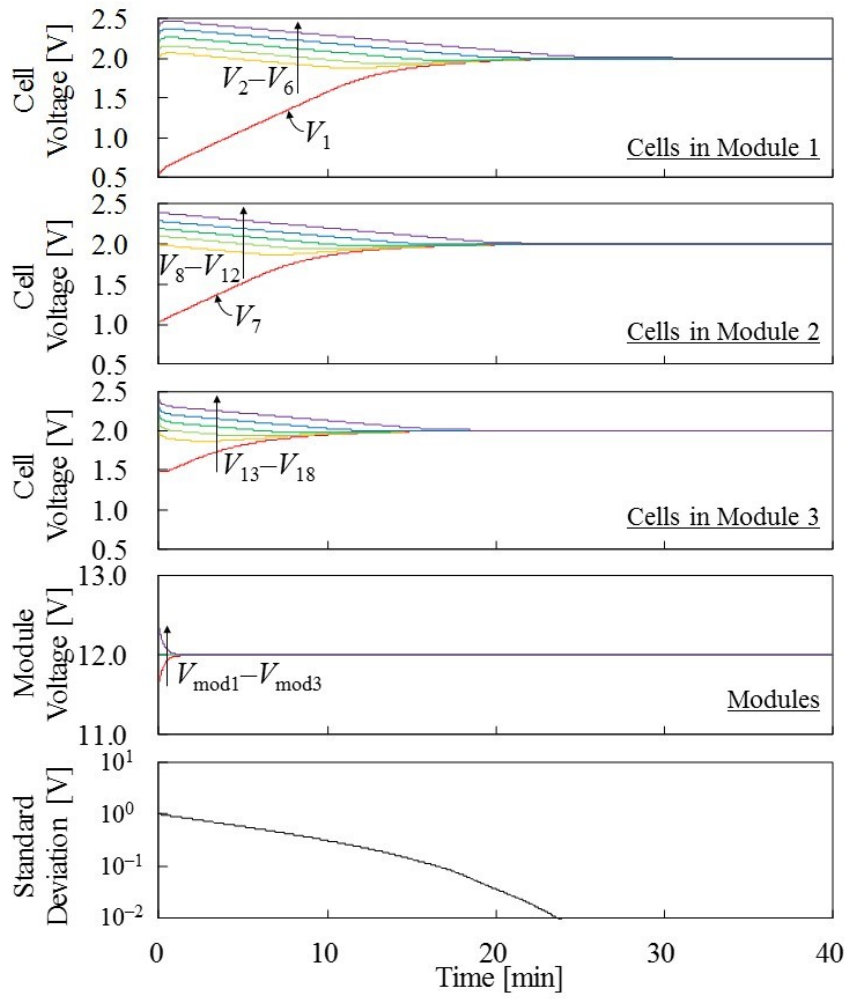


Fig. 31. Resultant voltage equalization simulation.



## 6 まとめ

本研究では、電気二重層キャパシタを用いた蓄電システムの簡素化に適した2種の統合型バランス回路を提案した。

バランス回路と充放電器を統合した統合型充放電器は倍電圧整流回路とPWMコンバータより構成されており、総スイッチ数の増加を招くことなく回路の統合を達成する。9セル用の試作回路を用いたバランス実験では、各セルの初期電圧のばらつきが充放電サイクルとともに徐々に解消され、最終的に均一になった。

セルバランス回路とモジュールバランス回路を統合した統合型モジュラーバランス回路は倍電圧整流回路とSCCから構成されており、総スイッチ数の増加を招くことなく回路の統合を達成する。試作回路を用いた18セルに対するバランス実験では各セルと各モジュールの初期電圧は時間経過とともに徐々に解消され、最終的に均一になった。

バランス実験結果より、両試作回路とも統合元の機能を有しつつ電圧バランスが可能であることを実証した。

素子定数のばらつきによる電圧バランス結果への影響を容易に検証可能な、両提案回路の直流等価回路を数学的に導出し、バランスシミュレーションを行った。シミュレーション結果は、試作回路を用いた電圧バランス実験結果と良い一致を示したことから導出した直流等価回路の妥当性が示された。

## 7 補足

### 7.1 回路基板

#### 7.1.1 統合型充放電器

Fig. 15 に示した統合型充放電器は、回路基板作成ソフト EAGLE を用いて作成した。EAGLE では、Schematic と呼ばれるウインドウで回路図を作成し、その後 Board ウインドウで部品を配置して実機を製作する。

ボードを作成する際、以下の点に注意した。

- I. グラウンドを一点に集中させる
- II. ゲートドライバの出力からスイッチのゲートまでのパターンを短くする
- III.  $Q_H$  のソースと  $Q_L$  のドレインを近くする
- IV. 倍電圧整流回路部のダイオードの接合容量を小さくする

上記の注意点をふまえ、作成した Schematic と Board を Fig. 32(a)、(b)に示す。

#### 7.1.2 統合型モジュラーバランス回路

Fig. 25 に示した統合型モジュラーバランス回路を試作するにあたり用いた Schematic と Board を Fig. 33(a)、(b)に示す。基本的にゲートドライバ部分は統合型充放電器のボ

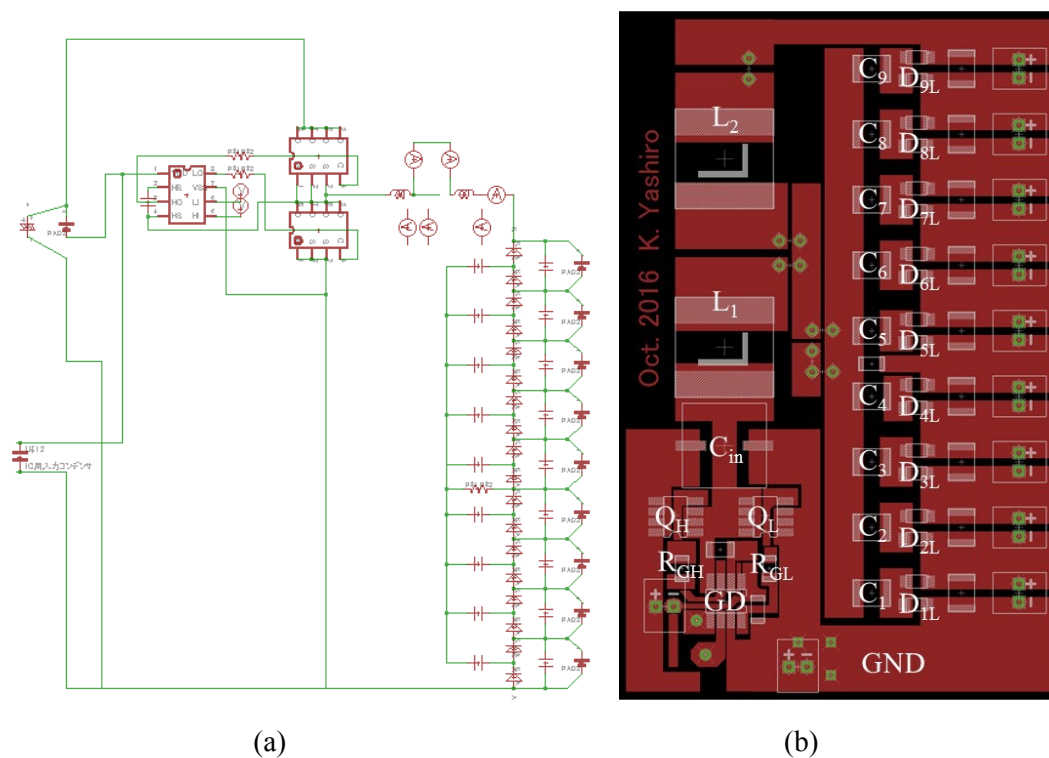
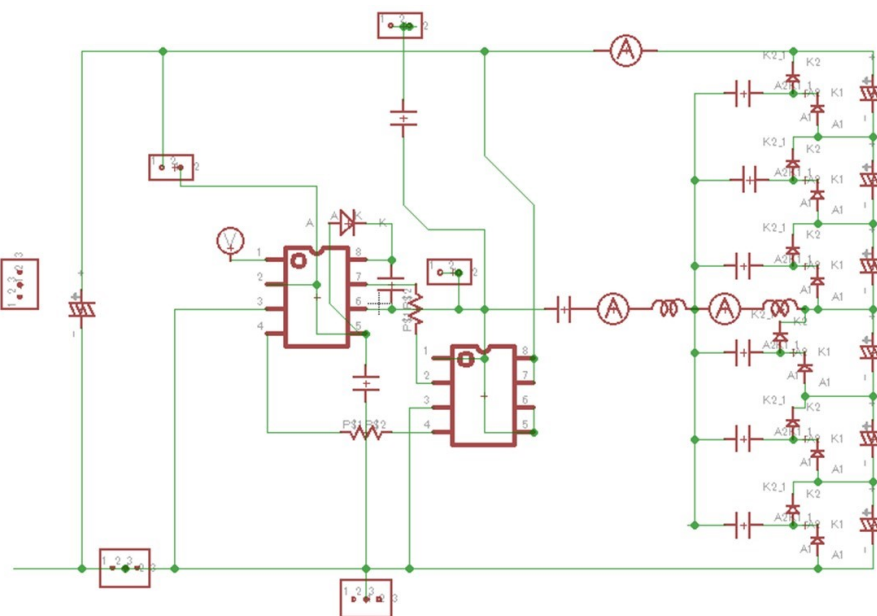
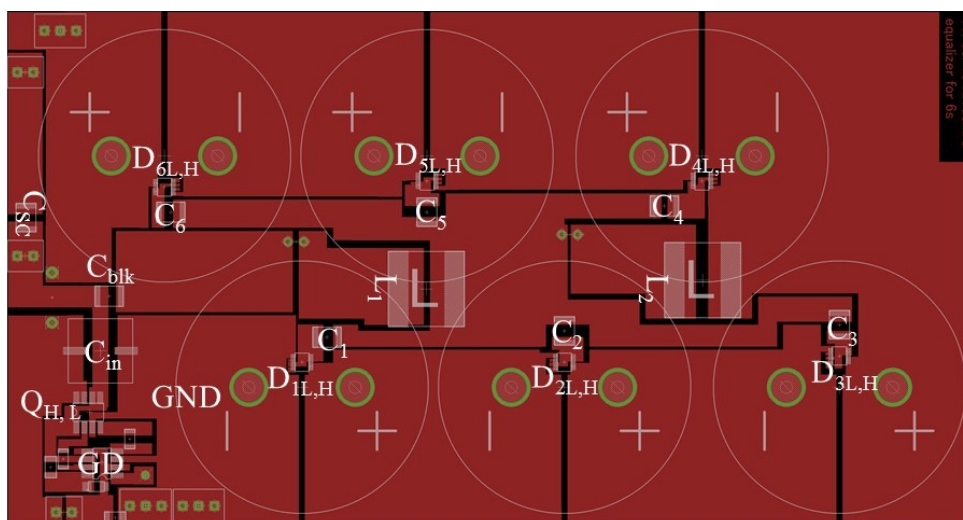


Fig. 32. Screen shot of (a) schematic and (b) board for cell voltage equalizer integrating charge-discharge regulator.



(a)



(b)

Fig. 33. Screen shot of (a) schematic and (b) board for cell voltage equalizer integrating module voltage equalizer.

ードと同様である。ボードを作成する際の注意点は基本的に前項に示したものと同一であるため省略する。試作の際、モジュール間を接続するケーブルは可能な限り短くなるように注意した。

## 7.2 統合型モジュラーバランス回路用信号生成回路

モジュールを直列接続する場合、モジュール2とモジュール3のゲートドライバはフローティング状態となる。このため、ゲートドライバに入力する矩形波信号はダイオー

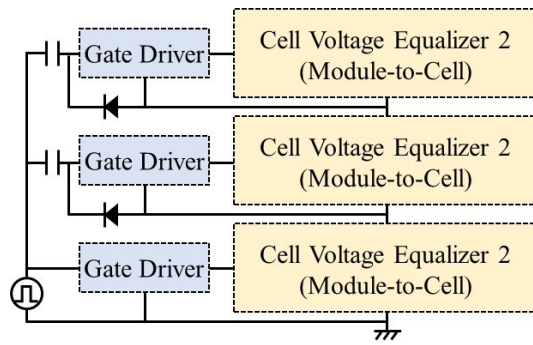


Fig. 34. Driving circuit for floating gate driver.

ドとコンデンサからなるフローティングドライバ用の信号入力回路を作成し、Fig. 34 に示すように接続した。

## 参考文献

- [1] M. Uno and K. Tanaka, "Accelerated charge-discharge cycling test and cycle life prediction model for supercapacitors in alternative battery applications," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 59, no. 12, pp. 4704–4712, Dec. 2012.
- [2] M. Uno and A. Kukita, "Cycle life evaluation based on accelerated aging testing for lithium-ion capacitors as alternative to rechargeable batteries," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, no. 3, pp. 1607–1617, Mar. 2016.
- [3] J. G. Lozano, E. R. Cadaval, M. I.M. Montero, M. A. G. Martinez, "Battery equalization active methods," *J. Power Sources*, vol. 246, pp. 934–949, Jan. 2014.
- [4] P. A. Cassani and S. S. Williamson, "Feasibility analysis of a novel cell equalizer topology for plug-in hybrid electric vehicle energy-storage systems," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 58, no. 8, Oct. 2009, pp. 3938–3946.
- [5] 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.
- [6] 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.
- [7] Y. S. Lee and M. W. Cheng, "Intelligent control battery equalization for series connected lithium-ion battery strings," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 52, no. 5, pp. 1297–1307, Oct. 2005.
- [8] Y. S. Lee, M. W. Cheng, S. C. Yang, and C. L. Hsu, "Individual cell equalization for series connected lithium-ion batteries," *IEICE Trans. Commun.*, vol. E89-B, no. 9, pp. 2596–2607, Sep. 2006.

- [9] C. S. Moo, Y. C. Hsieh, and I. S. Tsai, "Charge equalization for series-connected batteries," *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, vol. 39, no. 2, pp. 704–710, Apr. 2003.
- [10] P. A. Cassani and S. S. Williamson, "Feasibility analysis of a novel cell equalizer topology for plug-in hybrid electric vehicle energy-storage systems," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 58, no. 8, pp. 3938–3946, Oct. 2009.
- [11] A. Baughman and M. Ferdowsi, "Double-tiered switched-capacitor battery charge equalization technique," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 55, no. 6, Jun. 2008, pp. 2277–2285.
- [12] C. Pascual and P. T. Krein, "Switched capacitor system for automatic series battery equalization," in *Proc. IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo.*, pp. 848–854, Feb. 1997.
- [13] J. W. Kimball, B. T. Kuhn, and P. T. Krein, "Increased performance of battery packs by active equalization," in *Proc. IEEE Veh. Power Propulsion Conf.*, pp. 323–327, Sep. 2007.
- [14] R. Lu, C. Zhu, L. Tian, and Q. Wang, "Super-capacitor stacks management system with dynamic equalization techniques," *IEEE Trans. Magnetics*, vol. 43, no. 1, pp. 254–258, Jan. 2007.
- [15] M. Uno and K. Tanaka, "Influence of high-frequency charge-discharge cycling induced by cell voltage equalizers on the life performance of lithium-ion cells," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 60, no. 4, May 2011, pp. 1505–1515.
- [16] M. Uno and H. Toyota, "Supercapacitor-based energy storage system with voltage equalizers and selective taps," in *Proc. IEEE Power Electron. Specialist Conf.*, pp. 755–760, Jun. 2008.
- [17] M. Uno and H. Toyota, "Equalization technique utilizing series-parallel connected supercapacitors for energy storage system," in *Proc. IEEE Int. Conf. Sustainable Energy*, pp. 999–1003, Nov. 2008.

- [18] H. S. Park, C. H. Kim, K. B. Park, G. W. Moon, and J. H. Lee, "Design of a charge equalizer based on battery modularization," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 58, pp. 3216–3223, Sep. 2009.
- [19] Y. Yuanmao, K. W. E. Cheng, and Y. P. B. Yeung, "Zero-current switching switched-capacitor zero-voltage-gap automatic equalization system for series battery string," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 7, pp. 3234–3242, Jul. 2012.
- [20] A. M. Imtiaz, F. H. Khan, and H. Kamath, "Time shared flyback converter" based regenerative cell balancing technique for series connected Li-ion battery strings," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 12, Dec. 2013, pp. 5960–5975.
- [21] 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.
- [22] 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.
- [23] C. H. Kim, M. Y. Kim, and G. W. Moon, "A modularized charge equalizer using a battery monitoring IC for series-connected Li-ion battery strings in electric vehicles," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 8, Aug. 2013, pp. 3779–3787.
- [24] M. Uno and K. Tanaka, "Single-switch cell voltage equalizer using multistacked buck–boost converters operating in discontinuous conduction mode for series-connected energy storage cells," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 60, no. 8, Oct. 2011, pp. 3635–3645.

- [25] 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.
- [26] 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, Feb. 2014, pp. 812–828.
- [27] M. Uno and A. Kukita, "Bidirectional PWM converter integrating cell voltage equalizer using series-resonant voltage multiplier for series-connected energy storage cell," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 6, pp. 3017–3090, Jun. 2015.
- [28] M. Uno and A. Kukita, "PWM converter integrating switched capacitor converter and series-resonant voltage multiplier as equalizers for photovoltaic modules and series-connected energy storage cells for exploration rovers," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 32, no. 11, pp. 8500–8513, Nov. 2017 .
- [29] Y. Kazuki and M. Uno, "Transformer-less bidirectional PWM converter integrating cell voltage equalizer using voltage multiplier for series-connected energy storage cells," in Proc. *IEEE Int. Future Energy Electron. Conf. (IFEEEC)*, pp. 1322–1327, Jul. 2017.
- [30] J. W. Kimball, B. T. Kuhn, and P. T. Krein, "Increased performance of battery packs by active equalization," in Proc. *IEEE Veh. Power Propulsion Conf.*, pp. 323–327, Sep. 2007.
- [31] S. West and P. T. Krein, "Equalization of valve-regulated lead-acid batteries: Issues and life test results," in Proc. *Int. Telecommun. Energy Conf.*, pp. 439–446, Sep. 2000.



## 謝辞

本論文は筆者が茨城大学大学院理工学研究科電気電子工学専攻パワーエレクトロニクス研究室で行った研究をまとめたものである。本研究を遂行するにあたり、熱心なご指導をいただいた指導教員の鶴野将年准教授をはじめ、3年間共に切磋琢磨し成長をしてきた篠原君、杉山君、永田君、山本君に深く感謝いたします。

M1の井上君、斎藤君、佐藤君、許君、中根君、長谷川君とB4の佐藤君、多田君、大豆生田君、吉野君との日々の議論を通して新しい視点の発見や、見分を深めることができました。本当にありがとう。