

修士学位論文

多段接続 Superbuck コンバータを基礎とした
電流センサレスバランス充電器の開発

平成 30 年度

茨城大学大学院理工学研究科

電気電子工学専攻

17NM610T XU QI

指導教員 鵜野 将年 准教授

要旨

電気二重層キャパシタ (EDLC: Electric Double-Layer Capacitor) やリチウムイオン電池 (LIB: Lithium-Ion rechargeable Battery) を複数個直列に接続した蓄電システムでは、各セルの電圧がばらついた状態で充電を行うと一部のセルが過充電となる恐れがあるだけでなく、充放電可能エネルギーの低下を招く。そのため、充電器に加えて各セル電圧を均一にするためのセル電圧バランス回路が必要となり、蓄電システムが複雑化する。また、従来の充電器における充電制御には電流センサが必要となるため、システムが高コスト化する。

本研究では Superbuck コンバータを基礎として、1 台で充電器とセル電圧バランス回路の両機能を併せ持つ電圧バランス充電器を提案する。提案回路は回路の複雑性の指標とされるスイッチ数が 1 つのみであり、且つ、電流センサを用いずに入力電流を制限可能なため、システムの簡素化のみならず回路の簡素化も達成する。また、簡単な回路の追加のみでセル数を拡張できるため、様々な用途に適用可能である。

提案回路の状態方程式を導出し、これを基に各素子の定数や寄生パラメータのばらつきが電圧バランス機能へ及ぼす影響を定量化した。また、提案回路の試作回路を用いて 4 直列の EDLC や LIB に対するバランス充電実験を行った。実験の結果、電圧ばらつきを解消しつつ充電できることを確認した。

Abstract

Abstract—In the battery systems consisting of series connected energy storage cells, such as electric double-layer capacitors (EDLCs) and lithium-ion batteries (LIBs), over-charging may be triggered under conditions that voltages of series-connected cells are imbalanced. In addition, the chargeable and dischargeable energy of the system may decrease. To address the voltage imbalance issues, a voltage equalizer is necessary in addition to a battery charger, hence increasing the system complexity. Furthermore, a current sensor is necessary for controlling the charging current in traditional energy storage systems, and it makes the system expensive.

This research proposes an equalization charger that merges charger and equalizer into a single unit. The proposed equalization charger operates with a single-switch, achieving the simplified system and circuit. In addition, the simplified circuit configuration with good extendibility makes it possible to be used for many purposes.

Based on the derived state-space equation, the influence of component tolerance on the voltage equalization performance was quantified. In addition, Experimental charging tests were performed using prototypes of the proposed charger for four LIBs and EDLCs connected in series under voltage-imbalanced conditions. As results of experiments, all cells were charged with eliminating voltage imbalance.

目次

1.	研究背景	5
2.	提案するバランス充電器.....	6
2.1.	回路の導出	6
2.2.	特徴	6
3.	動作解析	7
3.1.	電圧バランス原理.....	7
3.2.	各セル電圧が均一な場合.....	7
3.2.1.	電流連続モード (CCM : Continuous Conduction Mode)	7
3.2.2.	電流不連続モード (DCM : Discontinuous Conduction Mode)	9
3.3.	各セル電圧が不均一な場合.....	13
4.	受動素子のばらつきが電圧バランスに与える影響.....	15
4.1.	状態方程式の導出.....	15
4.2.	電圧バランス機能への影響.....	20
5.	直流等価回路	21
6.	実験	22
6.1.	5 W 試作回路.....	22
6.1.1.	動作波形.....	22
6.1.2.	電力変換効率.....	23
6.1.3.	EDLC を用いたバランス充電実験	24
6.1.4.	素子定数を意図的にばらつかせた充電実験.....	25
6.1.5.	直流等価回路を用いたシミュレーション.....	25
6.2.	20 W 試作回路.....	26
6.2.1.	動作波形.....	27
6.2.2.	電力変換効率.....	28
6.2.3.	EDLC を用いたバランス充電実験	28
6.2.4.	リチウムイオン電池を用いたバランス充電実験.....	29
7.	まとめ	30
8.	謝辞	30
9.	補足	31
9.1.	回路基板	31
9.2.	マイコンの設定.....	31

9.3. MATLAB を用いて伝達関数を求める方法	33
参考文献	35

1. 研究背景

電気二重層キャパシタ (EDLC: Electric Double-Layer Capacitor) やリチウムイオン電池 (LIB: Lithium-Ion rechargeable Batterie) は蓄電システムにおいて重要な役割を担う。これらのセル 1 つあたりの電圧は一般に数 V 程度と低いため、セルを複数個直列に接続することで用途の要求電圧を満たしている。各セルの電圧は寿命、放電深度、温度などの個体差に起因して徐々にばらつきが生じる [1]-[7]。電圧がばらついた状態でセルを充電する場合、過充電や蓄電システムの利用可能エネルギーの低下などの問題が発生する。また、一般的にセルの劣化は電圧が高いほうが早く進行する。すなわち、セル間の電圧の均衡が崩れると、セルの劣化が加速度的に進行することになる [4], [5]。

セル電圧のばらつきを解消するため、これまでに様々なセルバランス回路が提案されている。PWM コンバータやスイッチキャパシタコンバータを用いて隣接するセル間で電力を送る方式は、セル数に比例したスイッチが必要となるため、回路が複雑化・高コスト化する [6]。それに対して多段接続昇降圧コンバータを用いたバランス方式はセル数とは無関係に少個数のスイッチで動作可能なため、回路構成を簡素化することができる [4]。

また、蓄電システムでは Fig. 1(a) に示す通り電圧バランス回路に加えてバッテリーを充電するための充電器が必要となるため、システムが複雑化する。この課題を解決するため、1 台で充電器とバランス回路の両機能を併せ持つ電圧バランス充電器 (Fig. 1(b)) が提案されている。しかし、従来方式は SEPIC コンバータを基礎としているため、出力の電流リップルが大きい等の課題があった [4]。

本研究では出力の電流リップルを低減でき、且つ、電流センサを用いずに入力電流を制限可能な方式として、Superbuck コンバータを基礎としたバランス充電器を提案する。2 章では提案回路の導出方法と特徴を示す。3 章では回路のバランス原理や動作原理などについて述べる。4 章では提案回路の状態方程式を導出し、これを基に各素子のばらつきによる電圧バランス機能への影響について考察する。5 章では提案回路の直流等価回路を導出する。6 章では試作回路を用いた 4 直列の EDLC 及び LIB のバランス充電実験の結果を示す。

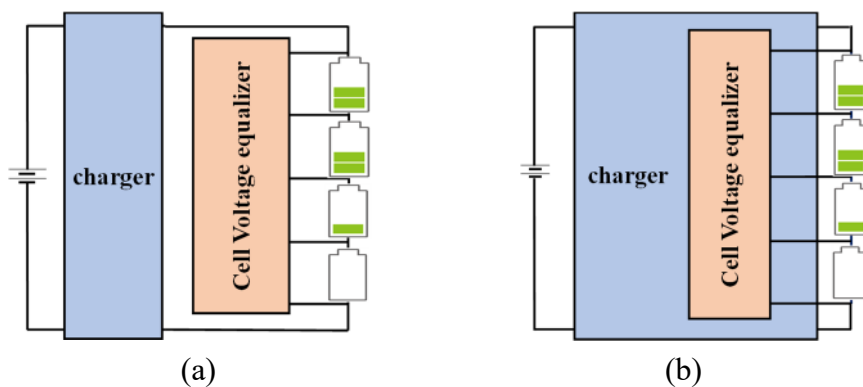


Fig. 1. Energy storage systems based on (a) charger with equalizer, (b) equalization charger.

2. 提案するバランス充電器

2.1. 回路の導出

Fig. 2(a)に示す Superbuck コンバータ中のコンデンサ C、インダクタ L、及びダイオード D からなる CLD 回路を多段接続することで、Fig. 2(b)に示す Superbuck コンバータを多段接続したバランス充電器が導出される。Superbuck コンバータは降圧チョップパの一種である。スイッチングによりインダクタの充放電を行うことにより動作する。

2.2. 特徴

従来の充電器における充電制御には電流センサが必要であり、システムが高コスト化する。提案するバランス充電器は電流不連続モード(DCM: Discontinuous Conduction Mode)で動作させることで回路の入力電流及びバランス電流が常に一定値以下に制限されるため、電流センサレスで充電が可能である。DCM の動作の詳細は 3 章で説明する。提案回路は Superbuck コンバータと同様に PWM 制御により動作する [8]。

一般にスイッチはゲートドライバ IC などの多数の周辺部品を必要とするため、スイッチ数は回路の複雑性を表す指標として用いられる。従来方式はセル数に比例した複数のスイッチが必要である一方、提案回路はスイッチ 1 つのみで動作可能であるため回路を簡素化できる。また、提案回路は CLD 回路の数を変更することで任意のセル数に対応可能であり、拡張性が高い。

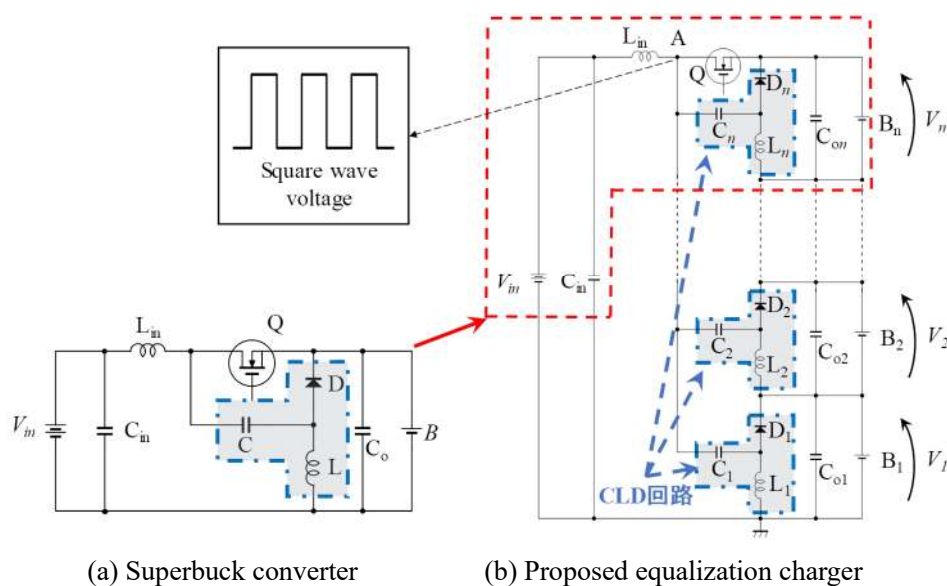


Fig. 2. Proposed equalization charger using multi-stacked Superbuck converters.

3. 動作解析

3.1. 電圧バランス原理

Fig. 2 に示すノード A にはスイッチングにより矩形波電圧が生成される。ノード A に接続されている各カップリングコンデンサ C_1 - C_n により直流成分が遮断され、交流である矩形波電圧のみが通過する。そのため、各 CLD 回路及びセルは交流的に並列接続されていると見なせる。以上より、提案回路は Fig. 3 示す交流等価回路に変形することができる。各 CLD 回路に矩形波電圧が入力された際、電圧が最も低いセルに電流が優先的に流れ、最終的にすべてのセル電圧が均一となる。

3.2. 各セル電圧が均一な場合

3.2.1. 電流連続モード (CCM : Continuous Conduction Mode)

代表して B_1 ~ B_4 の 4 直列のセルが接続された回路構成において、各セルの電圧が等しい場合の動作波形を Fig. 4、電流経路を Fig. 5 にそれぞれ示す。なお、本節では各インダクタの電流が連続的に変化する電流連続モード(CCM : Continuous Conduction Mode)時の動作を説明する。DCM 時の動作は 3.2.2 節で説明する。

Mode 1 ($0 \leq t < T_l$) [Fig. 5(a)]: Q がオンである。この期間では全てのセルとインダクタ L_{in} 及び L_i ($i=1..4$) が充電され、インダクタ電流 i_{Lin} と i_{Li} は直線的に上昇する。この期間中の L_{in} の電圧 v_{Lin} は以下の式で表される。

$$v_{Lin} = V_{in} - V_{st} \tag{1}$$

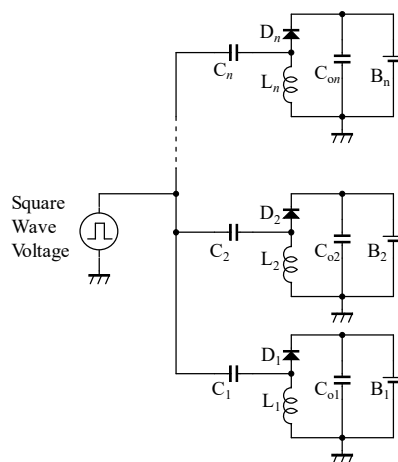


Fig. 3. AC equivalent circuit of the equalization charger using multiple stacked Superbuck converters.

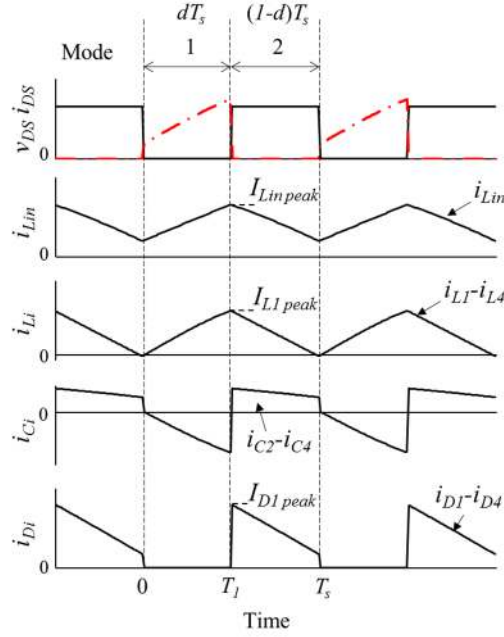


Fig. 4. Operating waveforms of the proposed equalization charger in CCM under voltage-equalized condition.

ここで V_{in} と V_{st} は Fig. 5(a) に示す入力電圧とストリング電圧である。

Mode 2 ($T_l \leq t < T_s$) [Fig. 5(b)]: Q がオフである。この期間では全てのインダクタは放電し、セルに電力を供給する。この期間中の v_{Lin} は以下の式で表される。

$$v_{Lin} = V_{in} - V_{C1} - V_1 - V_f \quad (2)$$

V_{C1} , V_1 と V_f は Fig. 5(b) に示すコンデンサ C_1 の電圧、セル B_1 の電圧、ダイオードの順方向降下電圧をそれぞれ表す。ここで、 V_{C1} は V_{in} と等しいため、

$$v_{Lin} = -V_1 - V_f \quad (3)$$

となる。更に、 V_f は無視できると仮定すると次式が得られる。

$$v_{Lin} = -V_1 \quad (4)$$

インダクタの1周期あたりの平均電圧は0となるので、式(1)と(4)より

$$(V_{in} - V_{st})dT_s - V_1(1-d)T_s = 0 \quad (5)$$

が得られる。各セル電圧が均一なので $V_1 = \frac{1}{4}V_{st}$ であることを考慮すると、 V_{st} は式(5)より次式で与えられる。

$$V_{st} = \frac{4d}{1+3d}V_{in} \quad (6)$$

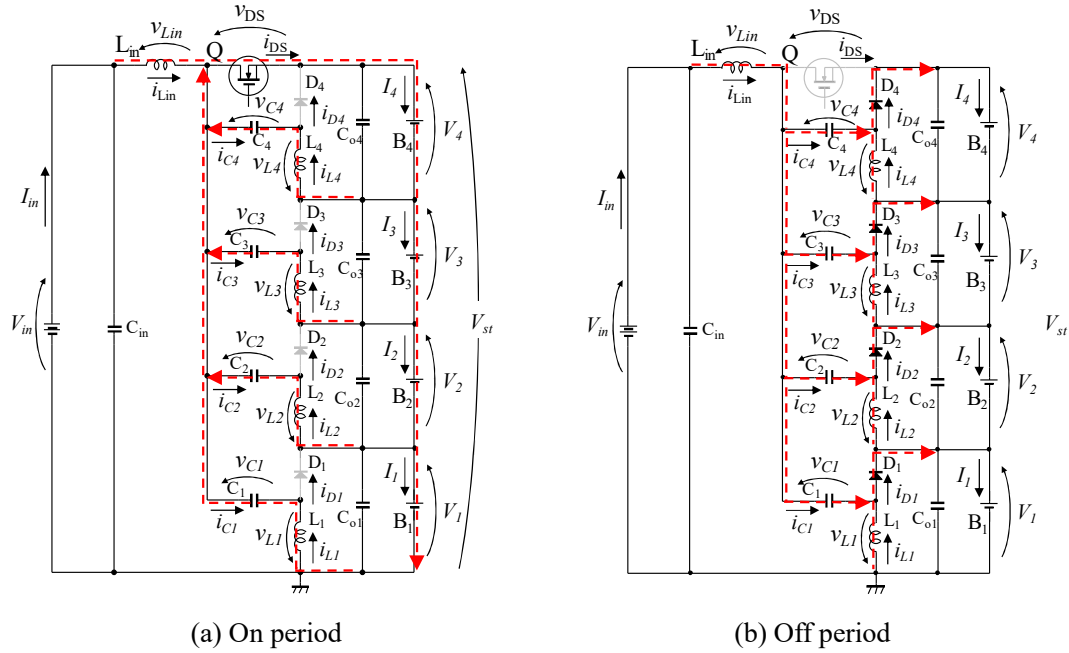


Fig. 5. Current flow directions of the proposed equalization charger in CCM under voltage-equalized condition.

この式は4セル用提案回路の入出力電圧変換比を表している。

また、同様の方法で Fig. 2(b)に示した n セル用提案回路の入出力電圧変換比は $V_1 = \frac{1}{n} V_{st}$ であることを考慮すると、次式で与えられる。

$$V_{st} = \frac{nd}{1 + (n-1)d} V_{in} \quad (7)$$

この式より、 V_{st} は V_{in} 、セル数 n と時比率 d に依存し、PWM 制御（時比率制御）が可能であることがわかる。

3.2.2. 電流不連続モード（DCM : Discontinuous Conduction Mode）

3.2.1 節では各インダクタの電流が連続的に変化する電流連続モード(CCM : Continuous Conduction Mode)での動作について述べた。しかし、提案回路は一定の条件を満たすことで、無制御で入力電流及びバランス電流を制限可能な電流不連続モード(DCM : Discontinuous Conduction Mode)で動作させることができる。DCM 動作時はスイッチのオフ期間中に各ダイオードが導通せず、インダクタ電流が一定になる。DCM 動作時の動作波形を Fig. 6、電流経路を Fig. 7 にそれぞれ示す。

Mode 1 ($0 \leq t < T_1$) [Fig. 7(a)] : Q がオンである。すべてのインダクタ L_{in} 及び L_i ($i=1\dots4$) が充電され、インダクタの電流 i_{Lin} と i_{Li} 電流は直線的に上昇する。この時、 L_{in} の電圧 v_{Lin} は 3.2.1 節の式(1)と同様である。一方、 L_i ($i=1\dots4$) の電圧 v_{Li} は以下の式で表される。

$$\begin{cases} v_{L1} = V_{C1} - (V_1 + V_2 + V_3 + V_4) = V_{C1} - V_{st} \\ v_{L2} = V_{C2} - (V_2 + V_3 + V_4) \\ v_{L3} = V_{C3} - (V_3 + V_4) \\ v_{L4} = V_{C4} - V_4 \end{cases} \quad (8)$$

ここで、カップリングコンデンサ C_i の電圧 V_{C_i} は以下の式で表される。

$$\begin{cases} V_{C1} = V_{in} \\ V_{C2} = V_{in} - V_1 \\ V_{C3} = V_{in} - V_1 - V_2 \\ V_4 = V_{in} - V_1 - V_2 - V_3 \end{cases} \quad (9)$$

式(9)を式(8)に代入すると以下の式が導かれる。

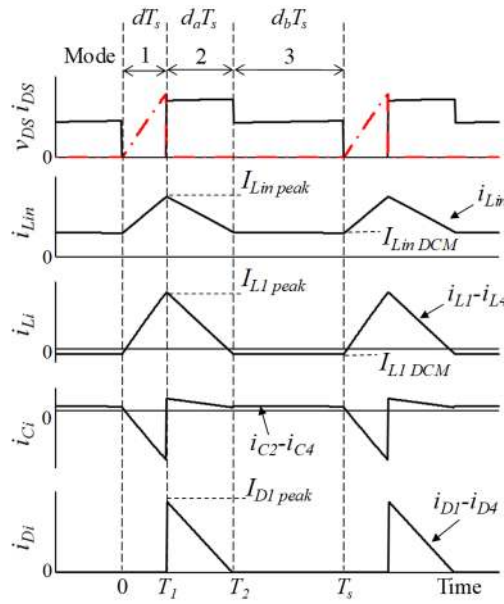


Fig. 6. Operating waveforms of the proposed equalization charger in DCM under voltage-equalized condition.

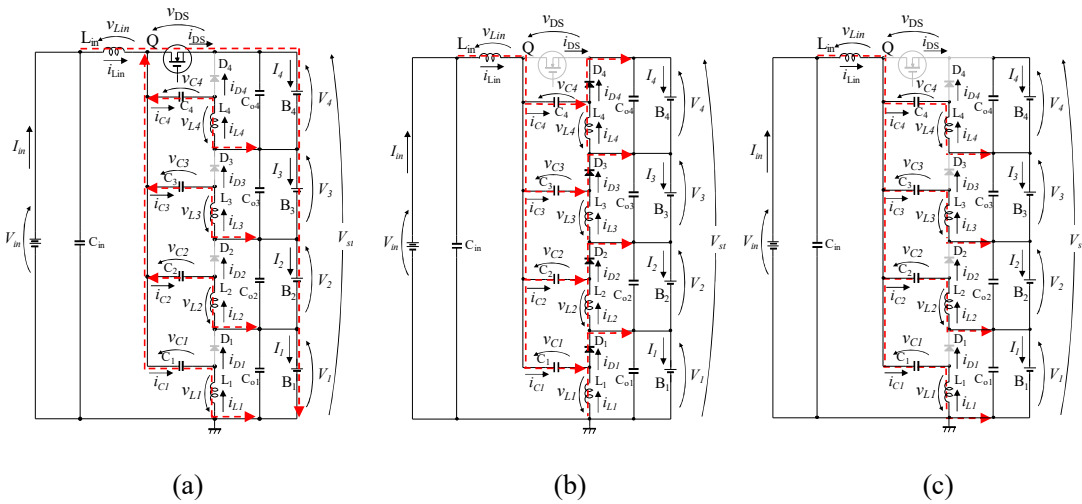


Fig. 7. Operating modes under voltage-equalized in DCM; (a) Mode 1, (b) Mode 2, and (c) Mode 3.

$$v_{Li} = V_{in} - V_{st} \quad (10)$$

式(1)と式(10)より、 v_{Lin} と v_{Li} は同様であることがわかる。

インダクタ L_{in} と L_i の電流 i_{Lin} と i_{Li} は以下の式で表される。

$$i_{Lin} = \frac{V_{in} - V_{st}}{L_{in}} dT_s + I_{Lin.DCM} \quad (11)$$

$$i_{Li} = \frac{V_{in} - V_{st}}{L_i} dT_s + I_{Li.DCM} \quad (12)$$

$I_{Lin.DCM}$ と $I_{Li.DCM}$ は Fig. 6 に示すように Mode 3 における i_{Lin} と i_{Li} の値を表す。 i_{Lin} と i_{Li} のピーク値は以下の式で表される。

$$I_{Lin.peak} = \frac{V_{in} - V_{st}}{L_{in}} dT_s + I_{Lin.DCM} \quad (13)$$

$$I_{Li.peak} = \frac{V_{in} - V_{st}}{L_i} dT_s + I_{Li.DCM} \quad (14)$$

Q の電流 i_{DS} は全てのインダクタ電流の総和であり、かつ、 $I_{Lin.DCM}$ と $I_{Li.DCM}$ の総和は 0 であるため、式(11)と式(12)より i_{DS} は以下の式で表される。

$$i_{DS} = (V_{in} - V_{st}) \left(\frac{1}{L_{in}} + \sum_{k=1}^4 \frac{1}{L_k} \right) t \quad (15)$$

i_{DS} のピーク値 $I_{DS.peak}$ は以下の式で表される。

$$I_{DS.peak} = I_{Lin.peak} + \sum_{k=1}^4 I_{Li.peak} = (V_{in} - V_{st}) \left(\frac{1}{L_{in}} + \sum_{k=1}^4 \frac{1}{L_k} \right) dT_s \quad (16)$$

ここで、Q がオフになると、Mode 2 に移行する。

Mode 2 ($T_1 \leq t < T_2$) [Fig. 7(b)] : Q はオフである。全てのダイオードが導通し、各インダクタ電流は直線的に減少する。Mode 2 では、 v_{Lin} は 3.2.1 節の式(3)と同様であり、 v_{Li} は以下の式で表される。

$$v_{Li} = -V_i - V_f \quad (17)$$

よって、 v_{Lin} と v_{Li} は同様であることがわかる。各セル電圧は均一であるため、代表して $V_i = V_1$ とすると、 v_{Li} は次式で与えられる。

$$v_{Li} = -V_1 - V_f \quad (18)$$

また、Fig. 7 より Mode 1 と Mode 2 の間のインダクタの平均電圧は 0 となるので、式(3)と(18)から Mode 2 の時比率 d_a が導出される。

$$(V_{in} - V_{st})dT_s + (-V_1 - V_f)d_a T_s = 0 \quad (19)$$

$$d_a = \frac{V_{in} - V_{st}}{V_1 + V_f} d \quad (20)$$

Mode 2 中の i_{Lin} と i_{Li} は以下の式で表される。

$$i_{Lin} = -\frac{V_1 + V_f}{L_{in}} d_a T_s + I_{Lin,peak} \quad (21)$$

$$i_{Li} = -\frac{V_1 + V_f}{L_i} d_a T_s + I_{Li,peak} \quad (22)$$

各ダイオードの電流 i_{Di} ならびにダイオードのピーク電流 $I_{Di,peak}$ は以下の式で表される。

$$i_{Di} = \frac{i_{Lin}}{4} + i_{Lk} = I_{Di,peak} - (V_i + V_f) \left(\frac{1}{4L_{in}} + \frac{1}{L_i} \right) (t - T_1) \quad (23)$$

$$I_{Di,peak} = \frac{I_{Lin,peak}}{4} + I_{Li,peak} = \frac{I_{DS,peak}}{4} \quad (24)$$

Mode 3 ($T_2 \leq t < T_3$) [Fig. 7(c)] : Mode 3 は提案回路が DCM で動作する期間である。Mode 3 が存在する条件は以下の式で表される。

$$d_a < 1 - d \quad (25)$$

式(20)と式(25)より、DCM の動作条件は次式で与えられる。

$$d < \frac{V_1 + V_f}{V_{in} - V_{st} + V_1 + V_f} \quad (26)$$

1 周期中の C_i の平均電流は 0 であるため、インダクタ L_{in} の平均電流 I_{Lin} はスイッチオン時の平均電流 $I_{Q,ave}$ に相当する。式(24)より、 I_{Lin} は以下の式で表される。

$$I_{Lin} = I_{Q,ave} = \frac{1}{2} d I_{DS,peak} = \frac{d^2 T_s (V_{in} - V_{st})}{2L_x} \quad (27)$$

ここで、式中の L_x は

$$\frac{1}{L_x} = \frac{1}{L_{in}} + \sum_{k=1}^4 \frac{1}{L_k} \quad (28)$$

で表される。同様にインダクタ L_i の平均電流 I_{Li} はスイッチオン時のダイオードの平均電流 $I_{Di,ave}$ に相当する。式(24)より、 I_{Li} は以下の式で表される。

$$I_{Li} = I_{Di,ave} = \frac{1}{2} d_a I_{Di,peak} = \frac{d^2 T_s (V_{in} - V_{st})^2}{8L_x (V_i + V_f)} \quad (29)$$

式(27)と式(29)より I_{Lin} と I_{Li} は dT_s と L_x で決定されるため、入力電流及びバランス電流が制限可能であることが分かる。

3.3. 各セル電圧が不均一な場合

本節ではセル B_1 の電圧が最も低い場合を例に、電圧がばらついた場合における動作について説明する。主要な動作波形と電流経路をそれぞれ Fig. 8 と 9 に示す。本節では代表して DCM 時の動作のみを説明する。

Mode 1 ($0 \leq t < T_1$) [Fig. 9(a)] : Q がオンしすべてのインダクタが充電され、 i_{Lin} と i_{Li} は直線的に上昇する。 L_{in} , L_i , 及び D_i の電流と電圧の式は 3.2.2 節の *Mode 1* と同様である。

Mode 2 ($T_1 \leq t < T_2$) [Fig. 9(b)] : Q がオフすると *Mode 2* に移行する。ダイオード D_1 のみが導通し、 B_1 に電力が供給される。また、全てのインダクタ電流は直線的に減少する。 L_i の

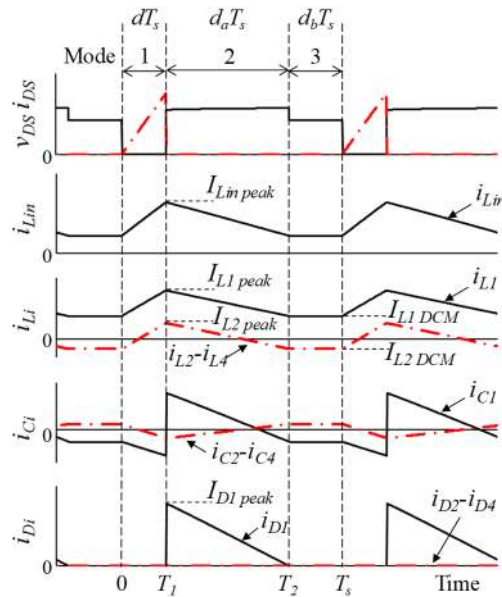


Fig. 8. Operating waveforms of the proposed equalization charger under voltage-imbalanced condition.

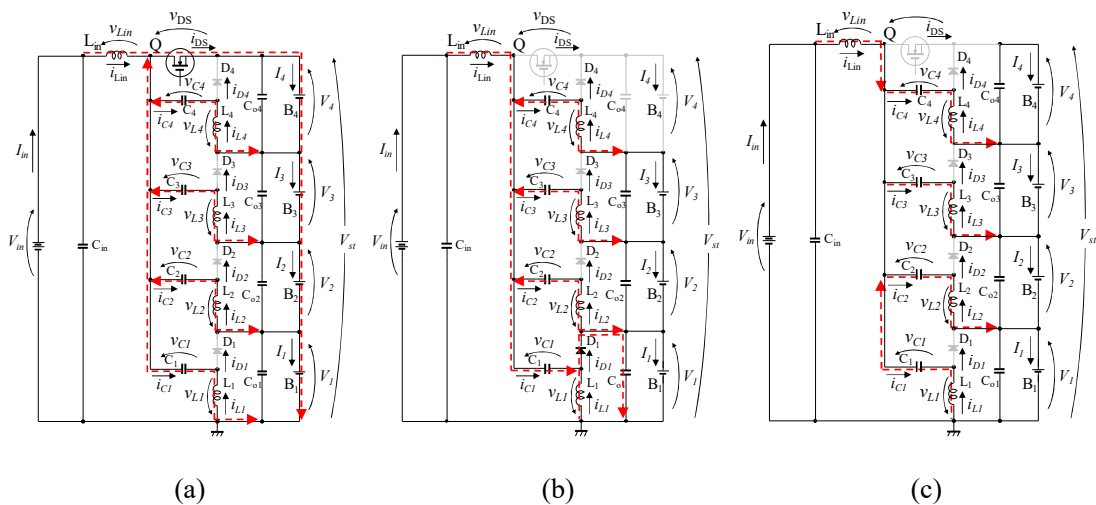


Fig. 9. Operating modes under voltage-imbalanced condition in (a) *Mode 1*, (b) *Mode 2*, and (c) *Mode 3*.

電圧 v_{Li} は以下の式で表される。

$$\begin{cases} v_{L1} = -V_1 - V_f \\ v_{L2} = -V_{C1} + V_{C2} - V_f \\ v_{L3} = V_2 - V_{C1} + V_{C3} - V_f \\ v_{L4} = V_2 + V_3 - V_{C1} + V_{C4} - V_f \end{cases} \quad (30)$$

式(9)を式(30)に代入すると次式が得られる。

$$v_{Li} = -V_i - V_f \quad (31)$$

L_{in} の電圧 v_{Lin} は 3.2.1 節の式(3)と同様であるため、式(31)と式(3)より、 v_{Lin} と v_{L1} は同様であることがわかる。Mode 2 中の i_{Lin} と i_{L1} は以下の式で表される。

$$i_{Lin} = -\frac{V_1 + V_f}{L_{in}} d_a T_s + I_{Lin.peak} \quad (32)$$

$$i_{Li} = -\frac{V_1 + V_f}{L_i} d_a T_s + I_{Li.peak} \quad (33)$$

Fig.9(b)の D_1 の電流 i_{D1} は全てのインダクタ電流の総和であり、以下の式で表される。

$$i_{D1} = i_{Lin} + \sum_{k=1}^4 i_{Lk} = I_{D.peak} - (V_1 + V_f) \left(\frac{1}{L_{in}} + \sum_{k=1}^4 \frac{1}{L_k} \right) (t - T_1) \quad (34)$$

D_1 のピーク電流 $I_{D1.peak}$ は以下の式で表される。

$$I_{D1.peak} = I_{Lin.peak} + \sum_{k=1}^4 I_{Lk.peak} = I_{DS.peak} \quad (35)$$

Mode 3 ($T_2 \leq t < T_3$) [Fig. 9(c)] : 各セル電圧が均一な場合と同様に、1周期中のカップリングコンデンサ C_i の平均電流が 0 であることから、 L_{in} の平均電流 I_{Lin} はオン時の平均電流 $I_{Q.ave}$ に相当する。 I_{Lin} は式(27)で与えられる。また、 L_i の平均電流 I_{Li} はオン時のダイオードの平均電流 $I_{Di.ave}$ に相当する。式(34)より、 I_{L1} は以下の式で表される。

$$I_{L1} = I_{D1.ave} = \frac{1}{2} d_a I_{D.peak} = \frac{d^2 T_s (V_{in} - V_{st})^2}{2L_X (V_1 + V_f)} \quad (36)$$

式(27)と式(36)より、 I_{Lin} と I_{Li} の値は dT_s と L_X で決定されるため、セル電圧が不均一の場合も入力電流とバランス電流は制限可能であることが分かる。

4. 受動素子のばらつきが電圧バランスに与える影響

コンデンサ、インダクタ、ダイオードなどの受動素子の定数や抵抗値がばらついている場合、提案回路の電圧バランス能力が損なわれる可能性がある。本章では受動素子のばらつきが電圧バランスに与える影響を定量的に解析する。

4.1. 状態方程式の導出

各素子の定数や寄生パラメータのばらつきによる電圧バランス機能への影響を定量化するため、Fig. 10 に示す 2 直列構成の提案回路について状態方程式を導出する。状態方程式は以下の式で表される。

$$\begin{cases} \frac{d}{dt}x(t) = Ax + Bu \\ \frac{d}{dt}y(t) = Cx \end{cases} \quad (37)$$

ここで、出力コンデンサ C_{o1} と C_{o2} の抵抗は無視できると仮定すると、状態変数 x 、入力ベクトル u と出力ベクトル y は以下の式で表される。

$$x = [i_{Lin} \quad i_{L1} \quad i_{L2} \quad v_{C1} \quad v_{C2} \quad v_1 \quad v_2]^T \quad (38)$$

$$u = [V_{in} \quad V_{f1} \quad V_{f2} \quad I_1 \quad I_2]^T \quad (39)$$

$$y = [v_1 \quad v_2]^T \quad (40)$$

オン期間：スイッチ Q がオンの場合、Fig. 11(a)から以下の式が成り立つ。

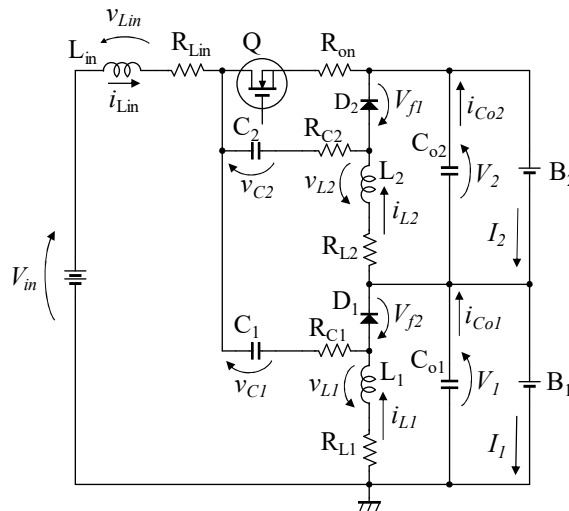


Fig. 10. Equalization charger for state-space modeling.

$$v_{Lin} = L_{in} \frac{di_{Lin}}{dt} = V_{in} - v_1 - v_2 - R_{Lin}i_{Lin} - R_{on}(i_{L1} + i_{L2} + i_{Lin}) \quad (41)$$

$$v_{L1} = L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = -v_1 - v_2 + v_{C1} - R_{on}(i_{L1} + i_{L2} + i_{Lin}) - R_{L1}i_{L1} - R_{C1}i_{C1} \quad (42)$$

$$v_{L2} = L_2 \frac{di_{L2}}{dt} = -v_2 + v_{C2} - R_{on}(i_{L1} + i_{L2} + i_{Lin}) - R_{L2}i_{L2} - R_{C2}i_{C2} \quad (43)$$

$$i_{C1} = C_1 \frac{dv_{C1}}{dt} = i_{L1} \quad (44)$$

$$i_{C2} = C_2 \frac{dv_{C2}}{dt} = i_{L2} \quad (45)$$

$$i_{Co1} = C_{o1} \frac{dv_1}{dt} = -i_{Lin} - i_{L1} + I_1 \quad (46)$$

$$i_{Co2} = C_{o2} \frac{dv_2}{dt} = -i_{Lin} - i_{L1} - i_{L2} + I_2 \quad (47)$$

式(41), (42), (43)の i_{C1} と i_{C2} に式(44), (45)を代入し、次の式を得る。

$$\frac{di_{Lin}}{dt} = -\frac{R_{Lin} + R_{on}}{L_{in}} i_{Lin} - \frac{R_{on}}{L_{in}} i_{L1} - \frac{R_{on}}{L_{in}} i_{L2} - \frac{1}{L_{in}} v_1 - \frac{1}{L_{in}} v_2 \quad (48)$$

$$\frac{di_{L1}}{dt} = -\frac{R_{on}}{L_1} i_{Lin} - \frac{R_{on} + R_{C1} + R_{L1}}{L_1} i_{L1} - \frac{R_{on}}{L_1} i_{L2} + \frac{1}{L_{in}} v_{C1} - \frac{1}{L_{in}} v_1 - \frac{1}{L_{in}} v_2 \quad (49)$$

$$\frac{di_{L2}}{dt} = -\frac{R_{on}}{L_2} i_{Lin} - \frac{R_{on}}{L_2} i_{L1} - \frac{R_{on} + R_{C2} + R_{L2}}{L_2} i_{L2} - \frac{1}{L_2} v_{C2} - \frac{1}{L_2} v_2 \quad (50)$$

式(48)-(50)及び式(44)-(47)より、各係数行列は以下の式で表される。

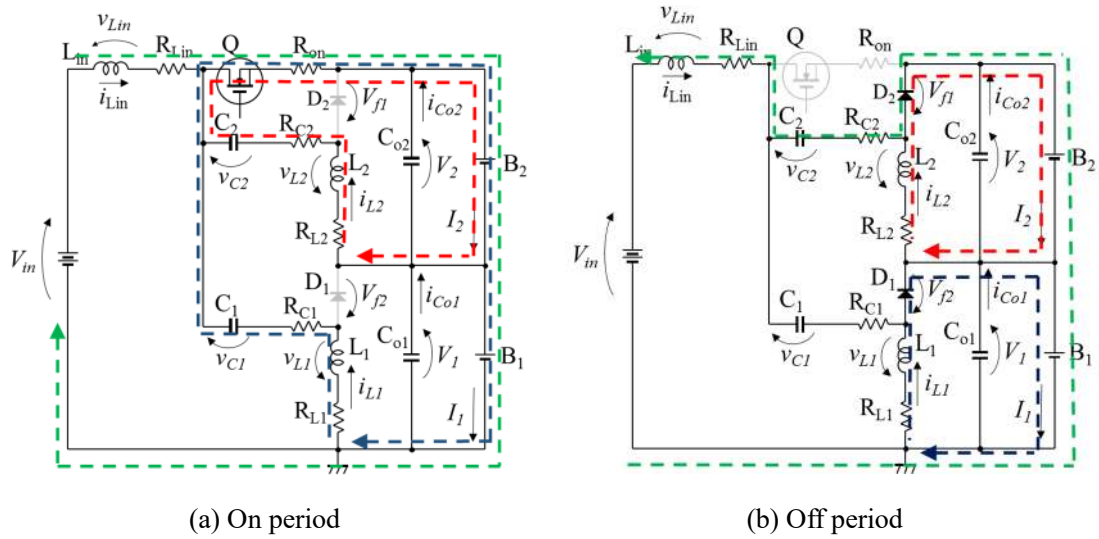


Fig. 11. Operation modes under voltage-balanced condition in (a) On period, and (b) Off period.

$$A_1 = \begin{bmatrix} -\frac{R_{Lin} + R_q}{L_{in}} & -\frac{R_q}{L_{in}} & -\frac{R_q}{L_{in}} & 0 & 0 & -\frac{1}{L_{in}} & -\frac{1}{L_{in}} \\ \frac{R_q}{L_1} & -\frac{R_q + R_{C1} + R_{L1}}{L_1} & -\frac{R_q}{L_1} & \frac{1}{L_1} & 0 & -\frac{1}{L_1} & -\frac{1}{L_1} \\ -\frac{R_q}{L_2} & -\frac{R_q}{L_2} & -\frac{R_q + R_{C2} + R_{L2}}{L_2} & 0 & \frac{1}{L_2} & 0 & -\frac{1}{L_2} \\ 0 & \frac{1}{C_1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_2} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{1}{C_{o1}} & -\frac{1}{C_{o1}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{1}{C_{o2}} & -\frac{1}{C_{o2}} & -\frac{1}{C_{o2}} & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (51)$$

$$B_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{in}} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_{o1}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_{o2}} \end{bmatrix} \quad (52)$$

$$C_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (53)$$

オン期間の状態方程式と出力方程式はそれぞれ以下の式で表される。

$$\frac{d}{dt}x(t) = A_1x + B_1u \quad (54)$$

$$\frac{d}{dt}y(t) = C_1x \quad (55)$$

オフ期間：スイッチ Q がオフの場合、Fig. 11(b)から以下の式が成り立つ。

$$v_{Lin} = L_{in} \frac{di_{Lin}}{dt} = V_{in} - v_1 - v_2 - v_{C2} - v_{f2} - R_{Lin}i_{Lin} + R_{C2}i_{C2} \quad (56)$$

$$v_{L1} = L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = -v_1 - V_{f1} - R_{L1}i_{L1} \quad (57)$$

$$v_{L2} = L_2 \frac{di_{L2}}{dt} = -v_2 - V_{f2} - R_{L2}i_{L2} \quad (58)$$

$$i_{C1} = C_1 \frac{dv_{C1}}{dt} = -\frac{v_2 - V_{f1} + V_{f2} - v_{C1} + v_{C2} + R_{C2}i_{C2}}{R_{C1} + R_{C2}} \quad (59)$$

$$i_{c2} = C_2 \frac{dv_{c2}}{dt} = \frac{v_2 - V_{f1} + V_{f2} - v_{c1} + v_{c2} - R_{C1}i_{c1}}{R_{C1} + R_{C2}} \quad (60)$$

$$i_{c01} = C_{o1} \frac{dv_1}{dt} = -i_{Lin} - i_{L1} + I_1 \quad (61)$$

$$i_{c02} = C_{o2} \frac{dv_2}{dt} = \frac{v_2 - V_{f1} + V_{f2} - v_{c1} + v_{c2} - R_{C1}i_{c1}}{R_{C1} + R_{C2}} - i_{L2} + I_2 \quad (62)$$

式(56), (57), (58)の i_{c1} と i_{c2} に式(59), (60)を代入し、次の式を得る。

$$\begin{aligned} \frac{di_{Lin}}{dt} = & -\frac{R_{Lin}R_{C1} + R_{Lin}R_{C2} + R_{C1}R_{C2}}{L_{Lin}(R_{C1} + R_{C2})} i_{Lin} - \frac{R_{C2}}{L_{Lin}(R_{C1} + R_{C2})} v_{C1} \\ & - \frac{R_{C1}}{L_{Lin}(R_{C1} + R_{C2})} v_{C2} - \frac{1}{L_{Lin}} v_1 - \frac{R_{C1}}{L_{Lin}(R_{C1} + R_{C2})} v_2 + \frac{1}{L_{Lin}} V_{in} \\ & - \frac{R_{C2}}{L_{Lin}(R_{C1} + R_{C2})} V_{f1} - \frac{R_{C1}}{L_{Lin}(R_{C1} + R_{C2})} V_{f2} \end{aligned} \quad (63)$$

$$\frac{di_{L1}}{dt} = -\frac{1}{L_{L1}} v_1 - \frac{1}{L_{L1}} V_{f1} - \frac{R_{L1}}{L_{L1}} i_{L1} \quad (64)$$

$$\frac{di_{L2}}{dt} = -\frac{1}{L_{L2}} v_2 - \frac{1}{L_{L2}} V_{f2} - \frac{R_{L2}}{L_{L2}} i_{L2} \quad (65)$$

各係数行列は以下の式で表される。

$$A_2 = \begin{bmatrix} \frac{R_{Lin}R_{C1} + R_{Lin}R_{C2} + R_{C1}R_{C2}}{L_{Lin}(R_{C1} + R_{C2})} & 0 & 0 & -\frac{R_{C2}}{L_{Lin}(R_{C1} + R_{C2})} & -\frac{R_{C1}}{L_{Lin}(R_{C1} + R_{C2})} & -\frac{1}{L_{Lin}} & -\frac{R_{C1}}{L_{Lin}(R_{C1} + R_{C2})} \\ 0 & -\frac{R_{L1}}{L_{L1}} & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_{L1}} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_{L2}}{L_{L2}} & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_{L2}} \\ -\frac{R_{C2}}{C_1(R_{C1} + R_{C2})} & 0 & 0 & \frac{1}{C_1(R_{C1} + R_{C2})} & -\frac{1}{C_1(R_{C1} + R_{C2})} & 0 & -\frac{1}{C_1(R_{C1} + R_{C2})} \\ -\frac{R_{C1}}{C_2(R_{C1} + R_{C2})} & 0 & 0 & -\frac{1}{C_2(R_{C1} + R_{C2})} & \frac{1}{C_2(R_{C1} + R_{C2})} & 0 & \frac{1}{C_2(R_{C1} + R_{C2})} \\ -\frac{1}{C_{o1}} & -\frac{1}{C_{o1}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{R_{C1}}{C_{o2}(R_{C1} + R_{C2})} & 0 & -\frac{1}{C_{o2}} & -\frac{1}{C_{o2}(R_{C1} + R_{C2})} & \frac{1}{C_{o2}(R_{C1} + R_{C2})} & 0 & \frac{1}{C_{o2}(R_{C1} + R_{C2})} \end{bmatrix} \quad (66)$$

$$B_2 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{in}} & -\frac{R_{C2}}{L_{in}(R_{C1}+R_{C2})} & -\frac{R_{C1}}{L_{in}(R_{C1}+R_{C2})} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{L_2} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_1(R_{C1}+R_{C2})} & -\frac{1}{C_1(R_{C1}+R_{C2})} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_2(R_{C1}+R_{C2})} & \frac{1}{C_2(R_{C1}+R_{C2})} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_{o1}} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_{o2}(R_{C1}+R_{C2})} & \frac{1}{C_{o2}(R_{C1}+R_{C2})} & 0 & \frac{1}{C_{o2}} \end{bmatrix} \quad (67)$$

$$C_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (68)$$

オフ期間の状態方程式と出力方程式はそれぞれ以下の式で表される。

$$\frac{d}{dt}x(t) = A_2x + B_2u \quad (69)$$

$$\frac{d}{dt}y(t) = C_2x \quad (70)$$

ここで、時比率 d を用いてオン期間とオフ期間の状態方程式と出力方程式を加重平均すると、各係数は以下の式で表される。

$$\begin{cases} A = A_1d + A_2(1-d) \\ B = B_1d + B_2(1-d) \\ C = C_1d + C_2(1-d) \end{cases} \quad (71)$$

$$A = \begin{bmatrix} \frac{R_{Lm}(R_{C1}+R_{C2})+(R_{om}R_{C1}+R_{om}R_{C2})d+R_{C1}R_{C2}(1-d)}{L_{in}} & -\frac{R_{om}d}{L_{in}} & -\frac{R_{om}d}{L_{in}} & -\frac{R_{C2}(1-d)}{L_{in}(R_{C1}+R_{C2})} & -\frac{R_{C1}(1-d)}{L_{in}(R_{C1}+R_{C2})} & -\frac{1}{L_{in}} & -\frac{R_{C1}+R_{C2}d}{L_{in}(R_{C1}+R_{C2})} \\ \frac{L_{in}}{R_{om}d} & -\frac{L_{in}}{(R_{om}+R_{C1})d+R_{L1}} & -\frac{L_{in}}{R_{om}d} & \frac{d}{L_1} & 0 & -\frac{1}{L_1} & -\frac{d}{L_1} \\ \frac{L_1}{R_{om}d} & -\frac{R_{om}d}{L_1} & -\frac{L_1}{(R_{om}+R_{C2})d+R_{L2}} & 0 & \frac{d}{L_2} & 0 & -\frac{1}{L_2} \\ \frac{L_2}{R_{C2}(1-d)} & \frac{d}{L_2} & -\frac{L_2}{L_2} & \frac{1-d}{C_1(R_{C1}+R_{C2})} & -\frac{1-d}{C_1(R_{C1}+R_{C2})} & 0 & -\frac{1-d}{C_1(R_{C1}+R_{C2})} \\ \frac{C_1(R_{C1}+R_{C2})}{R_{C1}(1-d)} & \frac{C_1}{C_1} & 0 & -\frac{1-d}{C_2(R_{C1}+R_{C2})} & -\frac{1-d}{C_2(R_{C1}+R_{C2})} & 0 & -\frac{1-d}{C_2(R_{C1}+R_{C2})} \\ \frac{C_2(R_{C1}+R_{C2})}{1} & 0 & \frac{C_2}{C_2} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{1}{C_{o1}} & -\frac{1}{C_{o1}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{R_{C1}+R_{C2}d}{C_{o2}(R_{C1}+R_{C2})} & -\frac{d}{C_{o2}} & -\frac{1}{C_{o2}} & -\frac{1-d}{C_{o2}(R_{C1}+R_{C2})} & -\frac{1-d}{C_{o2}(R_{C1}+R_{C2})} & 0 & -\frac{1-d}{C_{o2}(R_{C1}+R_{C2})} \end{bmatrix} \quad (72)$$

$$B = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{R_{C2}(1-d)}{L_m(R_{C1}+R_{C2})} & -\frac{R_{C1}(1-d)}{L_m(R_{C1}+R_{C2})} & 0 & 0 \\ L_{in} & -\frac{1-d}{L_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1-d}{L_2} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1-d}{C_1(R_{C1}+R_{C2})} & -\frac{1-d}{C_1(R_{C1}+R_{C2})} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1-d}{C_2(R_{C1}+R_{C2})} & \frac{1-d}{C_2(R_{C1}+R_{C2})} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_{o1}} & 0 \\ 0 & -\frac{1-d}{C_{o2}(R_{C1}+R_{C2})} & \frac{1-d}{C_{o2}(R_{C1}+R_{C2})} & 0 & \frac{1}{C_{o2}} \end{bmatrix} \quad (73)$$

$$C = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (74)$$

4.2. 電圧バランス機能への影響

各素子の定数や寄生パラメータのばらつきによる電圧バランス機能への影響を考察するため、導出された状態方程式から数値解析ソフトウェア MATLAB を用いて出力電圧の静特性を取得した(解析方法は補足 8.3 節に示す)。そして、各素子のパラメータを $\pm 10\%$ ばらつかせた場合の電圧誤差 $(v_1 - v_2)/v_1$ について、理論解析とシミュレーション解析から得られた値を比較した。その結果を Fig. 12 のトルネードダイアグラムに示す。条件はスイッチング周波数 $f_s = 50 \text{ kHz}$ 、入力電圧 $V_{in} = 12 \text{ V}$ とした。理論とシミュレーションの結果は良い一致を示したことから、導出された状態方程式の妥当性を検証した。

得られた結果から、ダイオードの順方向降下電圧が電圧誤差の最大の要因であることがわかった。しかし、 $\pm 10\%$ のばらつきに対して最大電圧誤差はわずか 1.8%であった。各素子の許容誤差における電圧バランスへの影響が小さかったことから、提案回路のバランス能力の高さが示された。

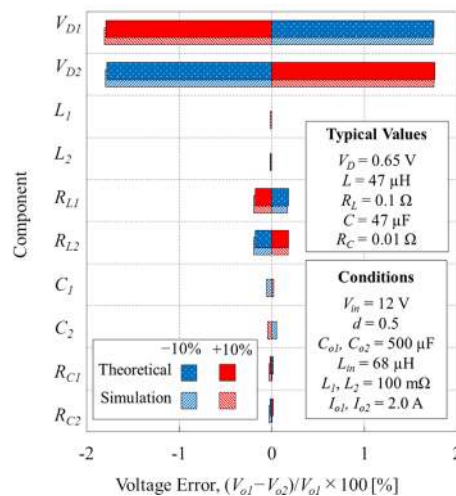


Fig. 12. Percentage impact of $\pm 10\%$ change in component values on voltage error.

5. 直流等価回路

各セルの充電電流はバランス電流 $I_{L1}-I_{L4}$ と入力電流 I_{Lin} の和で表すことができる。このことから、4セル用提案バランス充電器の直流等価回路は Fig. 13 で表される。電流源 I_{Lin} と $I_{L1}-I_{L4}$ はセル電圧が均一な場合は式(27)と式(29)で決定され、 $I_{L1}-I_{L4}$ はダイオードを介して各セルに流れる。一方、不均一な場合の I_{Lin} と $I_{L1}-I_{L4}$ は式(27)と式(36)で決定される。理想的な 1:1:1:1 の多巻線トランスを用いることで、電圧の最も低いセルに $I_{L1}-I_{L4}$ を優先的に流すことができる。この時、電圧の最も低いセルに接続されたダイオードのみが導通し、他のダイオードは導通しない。以上より、電圧が均一な場合、不均一な場合のどちらも同様の等価回路で表すことができる。

導出した直流等価回路を用いて、6.1.3 節のバランス充電実験と同じ条件でバランス充電シミュレーションを行った。その結果は 6.1.5 節で示す

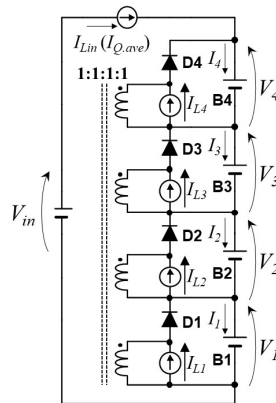


Fig. 13. DC equivalent circuit of integrated charger for four cells in series.

6. 実験

6.1. 5 W 試作回路

CAD ソフト EAGLE を用いて提案バランス充電器を試作した。その際の注意点や基板パターンは補足 8.1.1 節に示す。試作した定格電力 5 W の 4 セル用バランス充電器を Fig. 14 に示す。試作回路に使用した素子を Table I に示す。実験では試作回路をスイッチング周波数 $f_s = 50$ kHz、入力電圧 $V_{in} = 12$ V で動作させた

6.1.1. 動作波形

各セル電圧が均一な場合の動作波形を Fig. 15 に示す。実験はスイッチング周波数 $f_s = 50$ kHz、入力電圧 $V_{in} = 12$ V、時比率 $d = 0.2$ の条件で行った。スイッチとダイオードの電圧 v_{ds} , v_{DI} に共振が発生した。これはスイッチやダイオードの寄生キャパシタとインダクタ L_{in} や $L_1 \sim L_4$ が共振したものであるが、この共振は回路の動作に影響を及ぼさない。その他の波形は Fig. 7 に示した理論波形と良く一致した。全てのセル電圧が均一なため、バランス電流 $i_{L1} \sim i_{L4}$ は全てのセルへ均一に流れた。

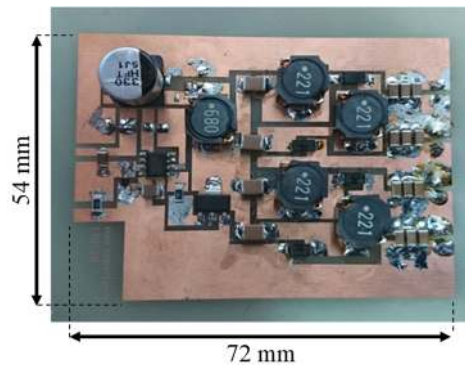


Fig. 14. Photograph of 5-W prototype.

Table I. Component values used for 5-W prototype.

Component	Value
Q	N-CHANNEL-MOSFET, $R_{ds} = 0.075 \Omega$
L_{in}	68 μ H, 155 m Ω
$L_1 \sim L_4$	47 μ H, 52.8 m Ω
C_{in}	Aluminum Electrolytic Capacitor 330 μ F
$C_1 \sim C_4$	Ceramic Capacitor 36 μ F
$D_1 \sim D_4$	Schottky Barrier Diode, $V_D = 0.84$ V
$C_{out1} \sim C_{out4}$	Ceramic Capacitor 300 μ F
Gate Driver	L6741

6.1.2. 電力変換効率

5 W 試作回路の電力変換効率を出力電圧 $V_{st} = 5 \text{ V}$ 、 7.5 V 、 10 V の条件にて測定した。出力電圧が一定値となるよう、 d と負荷の抵抗値を調整した。取得した効率を Fig. 16 に示す。 $V_{st} = 10 \text{ V}$ の時に最大効率 95.6% を得た。また、 V_{st} が高いほど電力変換効率は高くなった。これは、出力電力が同じ場合は V_{st} が低いほど大きな出力電流が流れ、ジュール損が増加したためである。

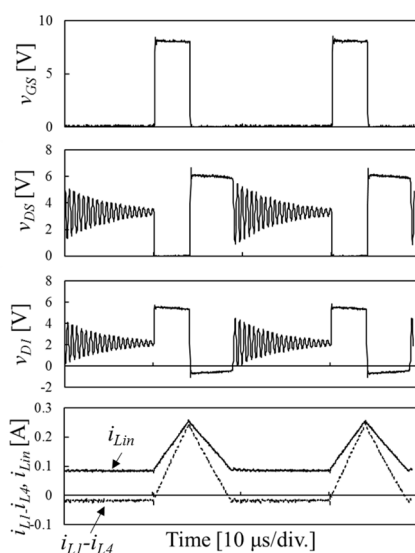


Fig. 15. Measured waveforms of 5-W prototype.

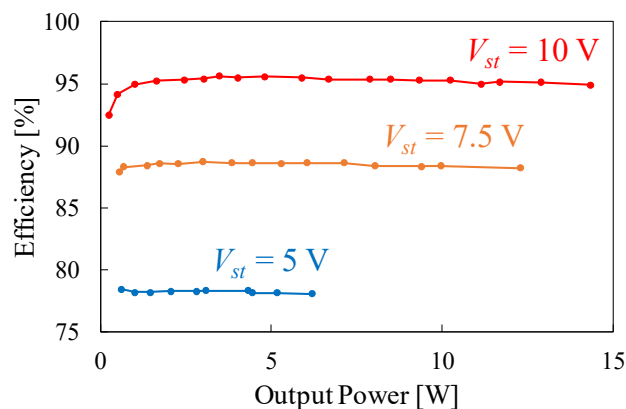


Fig. 16. Power conversion efficiency of 5-W prototype.

6.1.3. EDLC を用いたバランス充電実験

バランス充電器の有効性を検証するため、4 直列の EDLC に対して電圧バランス充電実験を行った。静電容量が 400 F の EDLC を使用し、各セルの初期電圧は 1.0~1.6 V の範囲で意図的にばらつかせた。実験はスイッチング周波数 $f_s = 50$ kHz、入力電圧 $V_{in} = 12$ V、時比率 $d = 0.10$ の条件で行った。

バランス充電実験の結果を Fig. 17 に示す。充電が進むにつれて電圧のばらつきは徐々に

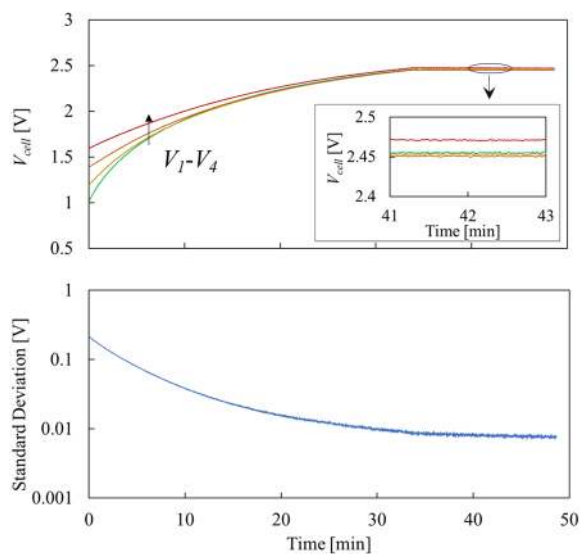


Fig. 17. Resultant charging profiles of EDLCs.

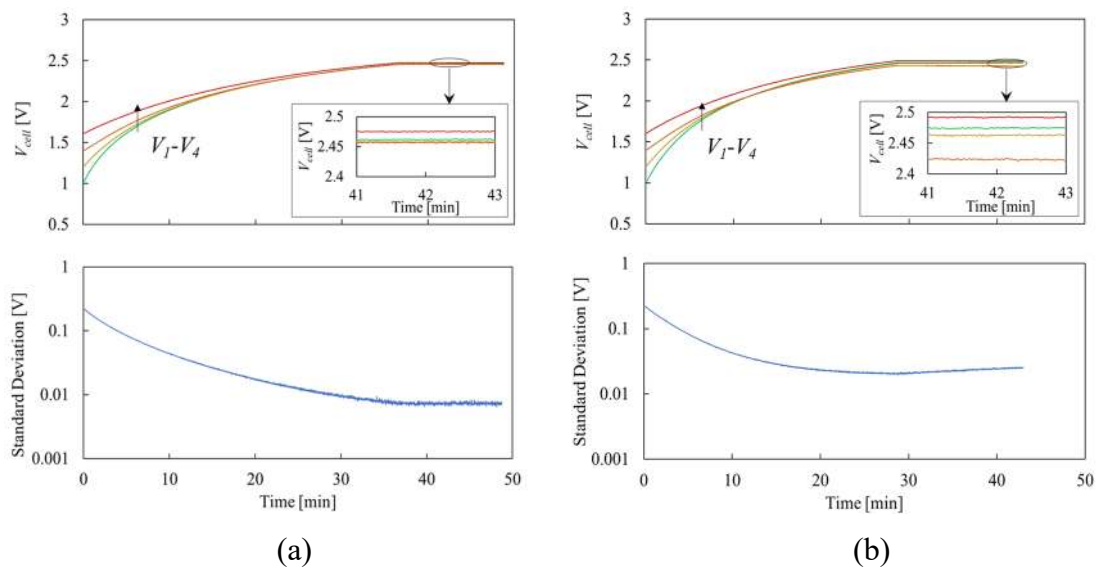


Fig. 18. Resultant charging profiles of EDLCs with (a) different diode forward voltage drop of diode D_1 (b) different inductor L_1 .

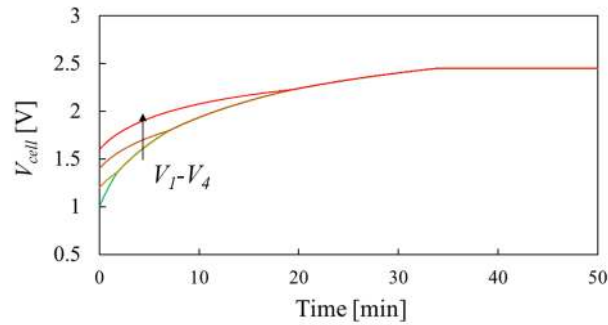


Fig. 19. Charging profiles of dc equivalent circuit.

解消された。出力電圧 V_{st} が 9.8 V となった後、定電圧(CV: Constant Voltage)充電となるようにマイクロコントローラ（以降、マイコン）を用いて d を制御した(マイコンの設定は補足 8.1.2 に示す)。最終的に標準偏差が 8 mV まで減少したことから、提案するバランス充電器が電圧ばらつきを解消しつつ充電可能であることが実証された。

6.1.4. 素子定数を意図的にばらつかせた充電実験

4.2 節では各素子の定数や寄生パラメータのばらつきによる電圧バランス機能への影響を解析し、素子のばらつきは電圧バランスにほぼ影響を及ぼさないことを示した。この解析の妥当性を検証するため、5 W 試作回路のダイオードの順方向降下電圧 V_f あるいは L_1 を意図的にばらつかせて充電実験を行った。実験結果を Fig. 18 に示す。素子のばらつきがない場合の実験（6.1.3 節）と同様に、スイッチング周波数 $f_s = 50$ kHz、入力電圧 $V_{in} = 12$ V、時比率 $d = 0.10$ の条件で行った。

ダイオード D_1 ($V_f = 0.51$ V) を $V_f = 0.53$ V のダイオードに変更した場合の充電結果を Fig. 18(a) に示す。充電が進むにつれて電圧のばらつきは徐々に解消され、全てのセルが 2.4 V となるまで充電された。標準偏差は 6 mV に減少した。

同様に、 L_1 (47 μ H、直流抵抗 $R_{L1} = 52.8$ m Ω) を 22 μ H、 $R_{L1} = 26.3$ m Ω のインダクタに変更して充電実験を行った。その結果を Fig. 18(b) に示す。同様に充電が進むにつれて電圧の不均一は徐々に解消された。標準偏差は 21 mV まで減少した。

これらの実験結果は Fig. 17 に示した素子ばらつきのない実験結果とほぼ同様であったことから、 D_1 と L_1 のばらつきは電圧バランスにほぼ影響を及ぼさないことが分かった。

6.1.5. 直流等価回路を用いたシミュレーション

6.1.3 節のバランス充電実験と同様の条件で、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。充電シミュレーション結果を Fig. 19 に示す。前節に示した

バランス充電実験結果と同様に、充電が進むにつれて電圧のばらつきは徐々に解消され、充電開始から 33 分程度で CV 充電に移行した。このことから、導出した直流等価回路の妥当性が示された。

6.2. 20 W 試作回路

5 W 試作回路の入力電流は 0.4 A であるため、Fig. 17 で示したように、セルを定格電圧 2.5 V まで充電するためには数十分の時間を要する。また、5 W 試作回路は入力電圧 $V_{in} = 12$ V を想定して設計したため、4 直列のリチウムイオン電池（定格電圧 4.2 V \times 4）を充電することはできない。そのため、Fig. 20 に示す 20 W 試作回路を製作した。回路に使用した素子を Table II に示す。

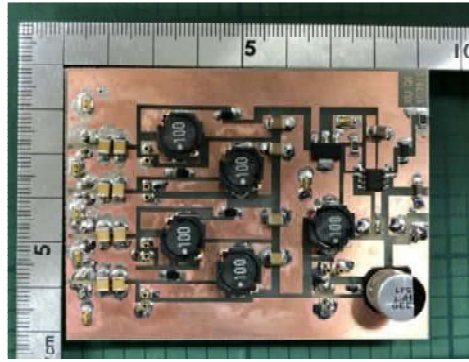


Fig. 20. Photograph of 20-W prototype.

Table II. Component values used for 20-W prototype.

Component	Value
Q	N-CHANNEL-MOSFET, $R_{ds} = 0.075 \Omega$
L_{in}	10 μ H, 33 m Ω
L_1 - L_4	10 μ H, 33 m Ω
C_{in}	Aluminum electrolytic capacitor 330 μ F
C_1 - C_4	Ceramic Capacitor 36 μ F
D_1 - D_4	Schottky Barrier Diode, $V_D = 0.4$ V
C_{out1} - C_{out4}	Ceramic Capacitor 300 μ F
Gate driver	L6741

6.2.1. 動作波形

試作回路の動作波形を Fig. 21 に示す。実験はスイッチング周波数 $f_s = 50$ kHz、入力電圧 $V_{in} = 20$ V、 $d = 0.20$ の条件で行った。Fig. 21(a)はセル電圧が均一な場合($V_{1-4} = 3.5$ V)の動作波形である。一方、Fig. 21(b)はセル B_1 の電圧が最も低い場合($V_1 = 3.4$ V, $V_{2-4} = 3.8$ V)の波形である。5 W 試作回路と同様にスイッチとダイオードの電圧 v_{ds} , v_{DI} に共振が発生したが、回路動作への影響はない。その他の波形は Fig. 7 に示した理論波形と良く一致した。Fig. 21(a)は全てのセル電圧が均一であるため、 $i_{L1} \sim i_{L4}$ は全てのセルへ均一に流れた。電圧が不均一な場合 (Fig. 20(b))、電圧が最も低いセル B_1 にバランス電流 i_{L1} が優先的に流れた。

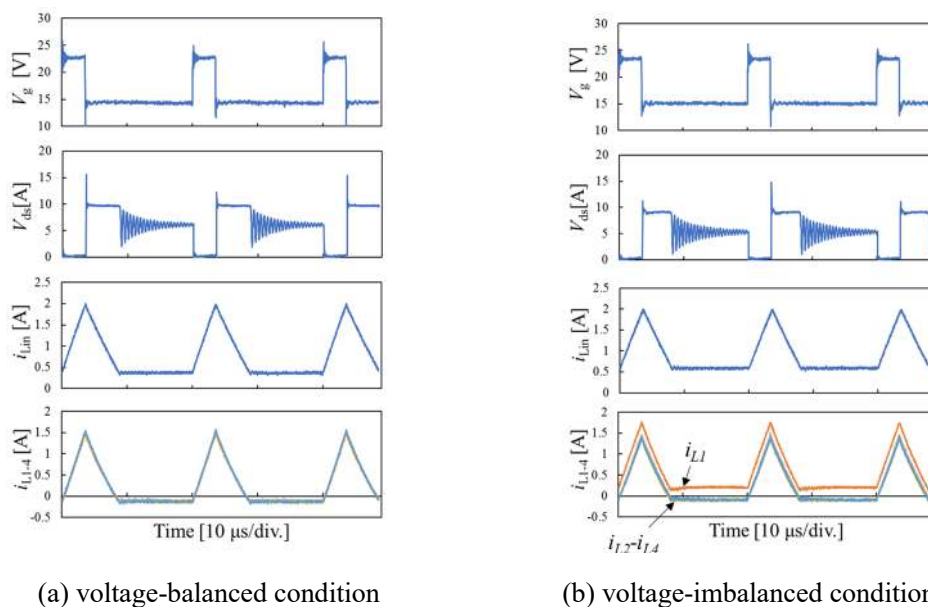


Fig. 21. Measured waveforms of 20-W prototype with (a) voltage-balanced condition, (b) voltage-imbalanced condition.

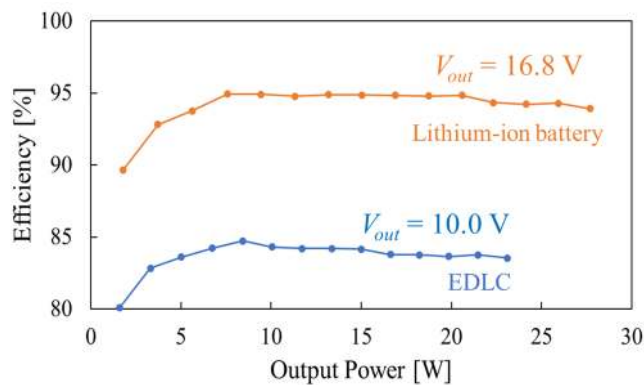


Fig. 22. Power conversion efficiency of 20-W prototype.

6.2.2. 電力変換効率

リチウムイオン電池と電気二重層キャパシタが満充電された時の電圧 ($V_{st} = 16.8\text{ V}$ 、 10.0 V) における効率を測定した。出力電圧が一定値となるよう時比率 d と負荷の抵抗値を調整した。取得した効率を Fig. 22 に示す。 $V_{st} = 16.8\text{ V}$ 時に最大効率 94.9% を得た。5 W 試作回路の電力変換効率と同じく、 V_{st} が高いほど電力変換効率は高くなった。これは、出力電力が同じ場合は V_{st} が低いほど大きな出力電流が流れ、ジュール損が増加したためである。

6.2.3. EDLC を用いたバランス充電実験

4 直列の EDLC に対してバランス充電実験を行った。各セルには定格電圧 2.5 V 、容量が 400 F の EDLC を使用し、初期電圧を $1.00\text{ V} \sim 1.35\text{ V}$ の範囲で意図的にばらつかせた。また、5 W 試作回路と同様に、マイコンを用いて出力電圧 V_{st} が設定値の 9.8 V に達した後に CV 充電が行われるように制御した。この実験は入力電流 I_{Lin} を 1 A 以下に制限するため、式(27)よりスイッチング周波数 $f_s = 50\text{ kHz}$ 、入力電圧 $V_{in} = 20\text{ V}$ 、初期ストリング電圧 $V_{st} = 4.1\text{ V}$ 、 $d = 0.10$ の条件で行った。

バランス充電実験の結果を Fig. 23 に示す。充電が進むにつれて電圧の不均一は徐々に解消された。標準偏差は初期の 170 mV から 6 mV に減少した。また、入力電流 I_{Lin} は DCM 動

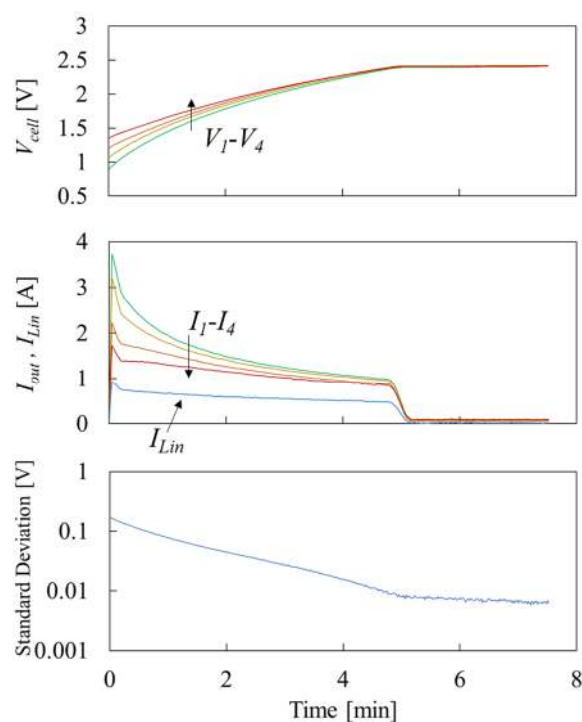


Fig. 23. Resultant charging profiles of EDLC.

作により設計通り自動的に 1 A 以下に制限され、出力電流 $I_1 \sim I_4$ も同様に制限された。CV 充電中は全てのセル電圧が 2.45 V で一定となった。以上より、提案回路が電圧ばらつきを解消しつつ充電可能であることが実証された。

6.2.4. リチウムイオン電池を用いたバランス充電実験

4 直列のリチウムイオン電池に対してバランス充電実験を行った。各セルには定格電圧 4.2 V、容量 3400 mAh のリチウムイオン電池を使用し、初期電圧を 2.95~3.25 V の範囲で意図的にばらつかせた。また、マイコンを用いて出力電圧 V_{st} が 16 V に達した後に CV 充電となるよう制御した。実験はスイッチング周波数 $f_s = 50$ kHz、入力電圧 $V_m = 20$ V、 $d = 0.20$ の条件で行った。

バランス充電実験の結果を Fig. 24 に示す。リチウムイオン電池が有する非線形特性の影響で EDLC と比べて結果が鮮明ではないものの、各セル間の最大の電圧差は初期の 300 mV から 50 mV に減少したことから、電圧ばらつきが解消できたことを確認した。

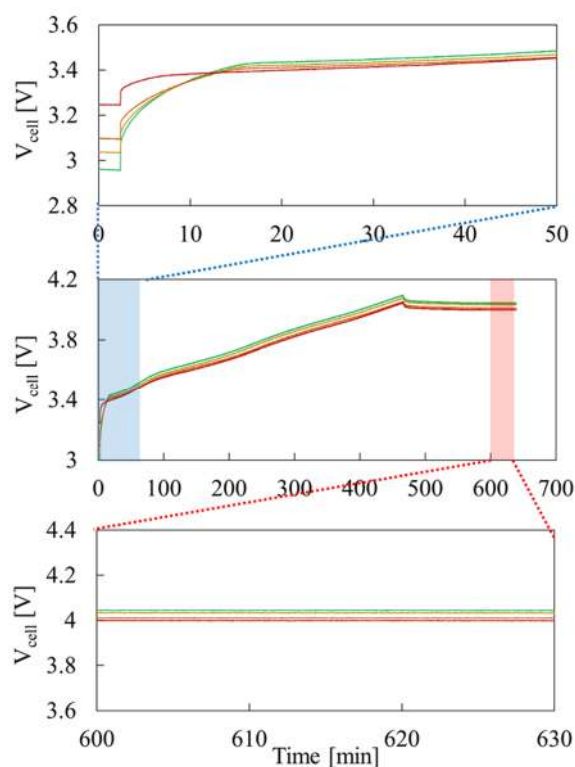


Fig. 24. Resultant charging profiles of lithium-ion batteries.

7. まとめ

本研究では出力の電流リップルを低減でき、且つ、電流センサを用いずに入力電流を制限可能な方式として、Superbuck コンバータを基礎としたバランス充電器を提案する。提案バランス充電器は1つのスイッチのみで動作可能であるため、システムの簡素化のみならず回路の簡素化も達成できる。また、CLD 回路の多段接続により構成されるため、拡張性が高いという利点を有する。

2セル用提案回路の状態方程式を導出し、これを基に各素子のばらつきによる電圧バランス機能への影響を分析した。解析の結果、ダイオードの順方向降下電圧 V_f のばらつきが電圧ばらつきの最大の原因であることが分かった。しかし、 $\pm 10\%$ の V_f のばらつきに対し、最大電圧誤差はわずか 1.8%であった。

2つの4セル用試作回路を用いて電気二重層キャパシタやリチウムイオン電池のバランス充電実験を行った。充電が進むにつれて電圧の不均一は徐々に解消されたことから、提案バランス充電器の有効性を確認した。

8. 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。本研究を進めるにあたり、熱心なご指導ご鞭撻をいただいた指導教員の鶴野将年准教授に深く感謝いたします。

卒業生の矢代さん、永田さん、杉山さん、山本さん、篠原さん、久重さん、M2の佐藤祐介君、長谷川君、斎藤君、中根君、井上君、M1の多田君、佐藤颯人君、吉野君、大豆生田君、相川君、劉君、五十嵐君、B4の佐藤元基君、佐々木君、上野君、本田君、岩崎君、そして程君、小山さん、大森さん、日本に留学している間にいろいろお世話になりました。本当にありがとうございました。

9. 補足

9.1. 回路基板

Fig. 14 と Fig. 20 に示した試作回路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 のウインドウで部品を配置して基板パターンを設計する。2 つの回路を試作する際に用いた Schematic と Board の画面を Fig. 25 と Fig. 26 に示す。20 W 試作回路は 5 W 試作回路から素子を変更しただけでなく、インダクタの電流を測定するためにジャンパ線を挿入するためのソケットピンを実装した。ジャンパ線の抵抗により回路の性能が悪化することを防ぐため、波形測定時以外は Fig. 27 に示すジャンパを使用する。

9.2. マイコンの設定

マイコンを使用するためのコード生成時の PSIM 画面図を Fig. 28 に示す。パラメータファイルは以下のように記述した。

```
(global)Vref=2
```

```
(global)Gain=0.01
```

```
(global)TimeConstant=0.01
```

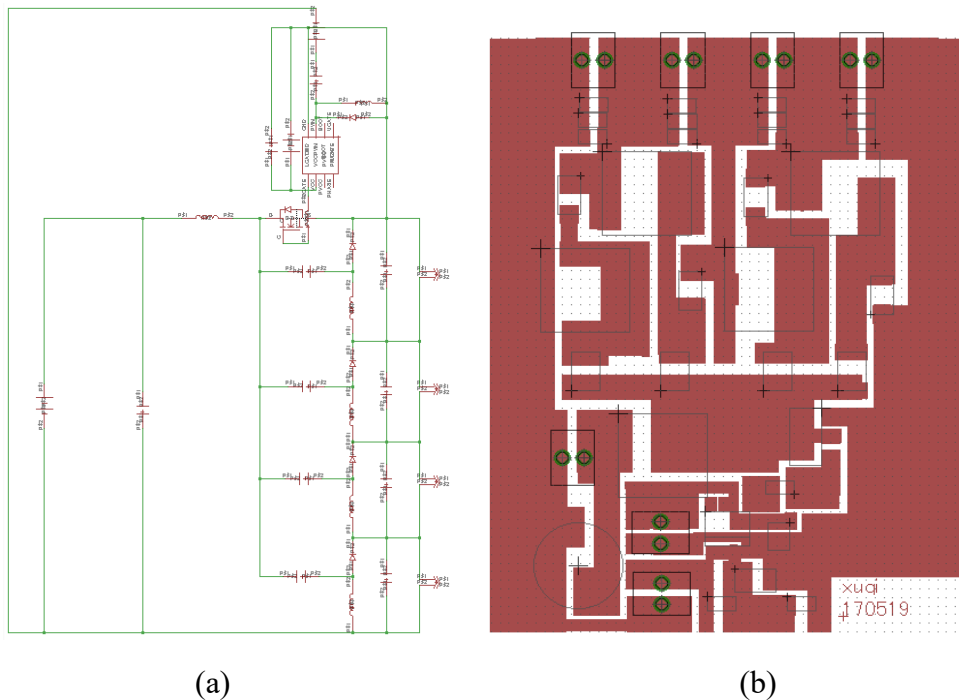


Fig. 25. Screenshot of (a) schematic and (b) board for 5-W prototype.

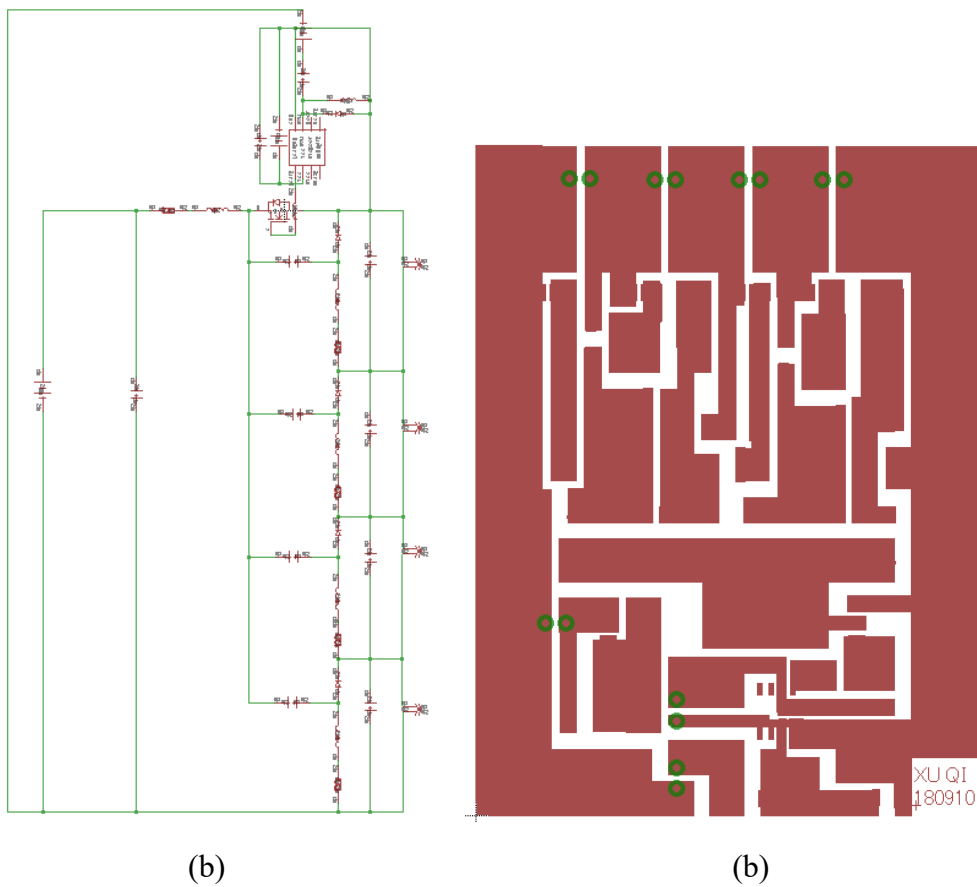


Fig. 26. Screenshot of (a) schematic and (b) board for 20-W prototype.

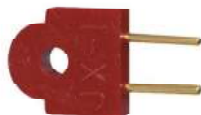


Fig. 27 Jumper.

(global)LoLimit=0.001

(global)UpLimit=0.2

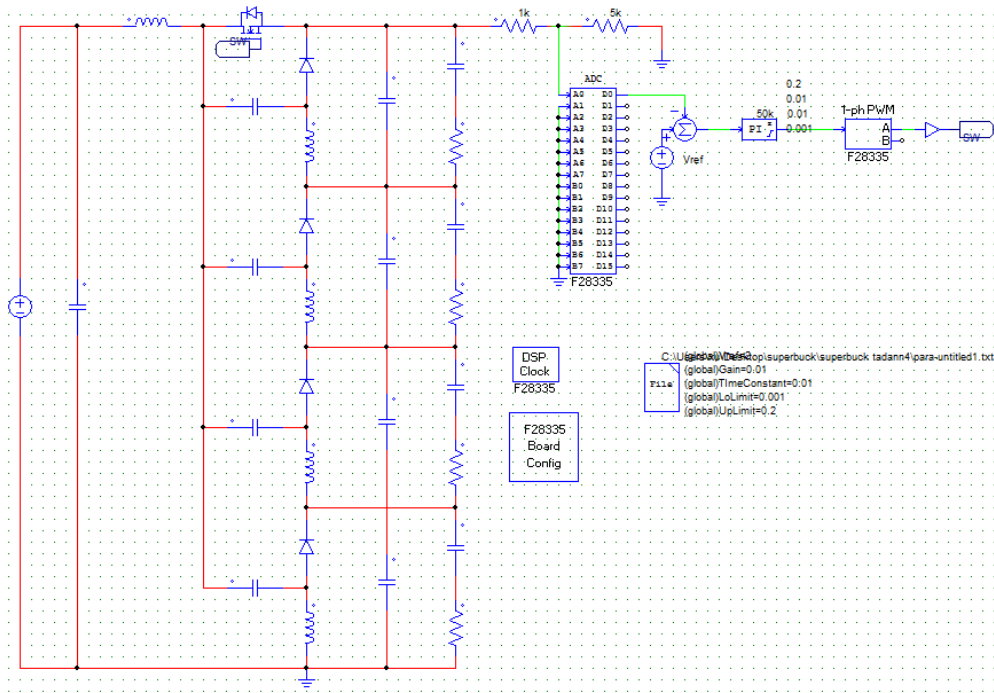


Fig. 28. Screenshot of PSIM for code generation.

9.3. MATLAB を用いて伝達関数を求める方法

4.1 章で求めた式(37)から、時比率 d を含む各変数の微小変化分を考慮した式に変形すると、次の式(75)を得る。

$$\begin{cases} \frac{d}{dt}(x + \Delta x) = (A + \frac{\partial A}{\partial d} \Delta d)(x + \Delta x) + B(u + \Delta u) \\ y + \Delta y = C(x + \Delta x) \end{cases} \quad (75)$$

定常項と 2 次微小項を除くと、次の式(76)を得る。

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \Delta x = A \Delta x + \frac{\partial A}{\partial d} \Delta d \Delta x + B \Delta u \\ \Delta y = C \Delta x \end{cases} \quad (76)$$

ラプラス変換により伝達関数の形に変形すると、次の式(77)を得る。

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \Delta x(s) = A \Delta x(s) + \frac{\partial A}{\partial d} \Delta d \Delta x(s) + B \Delta u(s) \\ \Delta y = C \Delta x \end{cases} \quad (77)$$

$\frac{d}{dt} \Delta x(s) = A \Delta x(s) + \frac{\partial A}{\partial d} \Delta d \Delta x(s) + B \Delta u(s)$ を次の式(78)に変形する。

$$(sI - A) \Delta x = A \Delta x + \frac{\partial A}{\partial d} \Delta d \Delta x \quad (78)$$

ここで、 I は単位行列である。式(78)から Δx を得る。

$$\Delta x = (sI - A)^{-1}(A\Delta x + \frac{\partial A}{\partial d}\Delta dx) \quad (79)$$

式(79)を式(77)の $\frac{d}{dt}y(t) = C\Delta x(s)$ に代入すると、次の式(80)を得る。

$$\Delta y = C(sI - A)^{-1}(A\Delta x + \frac{\partial A}{\partial d}\Delta dx) \quad (80)$$

式(80)を伝達関数 $G(s) = \Delta x/\Delta d$ に変形すると、次の式(81)を得る。

$$G(s) = C(sI - A)^{-1}\frac{\partial A}{\partial d}\Delta x \quad (81)$$

式中の $\frac{\partial A}{\partial d}$ の項は自分で計算する必要があるが、他の部分は以下のコードにより MATLAB

上で計算できる。

```
I = tf([1 0 0 0 0 0 0], 7); //s の定義
sI = [1, 0, 0, 0, 0, 0, 0; 0, 1, 0, 0, 0, 0, 0; ...; 0, 0, 0, 0, 0, 0, 1]; //sI の定義
sImA = sI - A;
InvsImA = Inv(sImA); //逆行列の計算
x = InvsImA * dAd;
Gs = D * x;
bode(Gs); //ボード図を出力
```

参考文献

- [1] Q. Xia, Z. L. Wang, Y. Ren, B. Sun, D. Z. Yang, Q. Feng. “A reliability design method for a lithium-ion battery pack considering the thermal disequilibrium in electric vehicles,” *Journal of Power Sources.*, vol, 386, pp. 10-20, May 2018.
- [2] M. Uno and A. Kukita, “String-to-Battery Voltage Equalizer Based on a Half-Bridge Converter With Multistacked Current Doublers for Series-Connected Batteries,” *IEEE Power Electron.*, vol. 34, no. 2, pp. 1286-1298, Feb. 2019.
- [3] M. Uno and A. Kukita, “Bidirectional PWM Converter Integrating Cell Voltage Equalizer Using Series-Resonant Voltage Multiplier for Series-Connected Energy Storage Cells,” *IEEE Power Electron.*, vol. 30, no. 6, pp. 3077–3090, Feb. 2015.
- [4] M. Uno and K. Tanaka, “Single-Switch Equalization Charger Using Multiple Stacked Buck-Boost Converters for Series-Connected Energy-Storage Modules,” *IEEJ Transaction on Industry Applications.*, vol. 131 no. 10, pp. 1203-1211, Apr. 2011.
- [5] D. Satou, N. Hoshi, and J. Haruna, “Cell Voltage Equalization Circuit for an Electric Double-Layer Capacitor and a Lithium-Ion Battery Using an LC Series Circuit,” *IEEJ Transaction on Industry Applications.*, vol. 134, no. 2, pp. 175-184, Oct. 2013.
- [6] K. Yashiro and M. Uno, “Transformer-Less Bidirectional PWM Converter Integrating Voltage Multiplier-Based Cell Voltage Equalizer for Series-Connected Electric Double-Layer Capacitors,” *IEEE Power Electron.*, Jul. 2018.
- [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] P. Jia, Trillion Q. Zheng and Y. LI, “Parameter Design of Damping Networks for the Superbuck Converter,” *IEEE Power Electron.*, vol. 28, no. 8, pp. 3845–3859, Aug. 2013.