昇降圧コンバータを多段接続した一石式電圧バランス充電器

正 員 鵜野 将年* 正 員 田中 孝治*

Single-Switch Equalization Charger Using Multiple Stacked Buck-Boost Converters for Series-Connected Energy-Storage Modules

Masatoshi Uno*, Member, Koji Tanaka*, Member

(2010年10月29日受付, 2011年4月6日再受付)

Series connections of energy-storage modules such as electric double-layer capacitors (EDLCs) and lithium-ion batteries result in voltage imbalance because of the nonuniform properties of individual modules. Conventional voltage equalizers based on traditional dc-dc converters require numerous switches and/or transformers, and therefore, their costs and complexity tend to increase. This paper proposes a novel single-switch equalization charger using multiple stacked buck-boost converters. The single-switch operation not only reduces the circuit complexity but also contributes to increasing the reliability. The fundamental operating principles and design procedures of key components are presented in detail. An experimental charge test using a 25 W prototype of the proposed equalization charger was performed for four series-connected EDLC modules whose initial voltages were intentionally imbalanced. Experimental results demonstrated that the proposed equalization charger could charge the series-connected modules preferentially in the order of increasing module voltage and that all the modules could be charged up to a uniform voltage level.

キーワード：蓄電モジュール, 昇降圧コンバータ, 電圧バランス充電器, 電気二重層キャパシタ

Keywords: energy-storage module, buck-boost converter, voltage equalization charger, Electric Double-Layer Capacitor (EDLC)

1. 緒 言

電気二重層キャパシタ (EDLC: Electric Double-Layer Capacitor) やリチウムイオン二次電池等の蓄電モジュール (以下, モジュールと呼ぶ) を直列に接続して使用する場合, 容量, 自己放電率, 内部インピーダンス等の各モジュール間の固体差に加えて環境温度のばらつき等により, 各モジュール間で電圧ばらつきが徐々に発生する。

直列接続したモジュールに対して充放電を行う場合, 充電ならびに放電可能なエネルギーは電圧の最も高いモジュールならびに電圧の最も低いモジュールにより制限を受けるため, 電圧ばらつきが発生した状態ではモジュールの充放電可能なエネルギーは損なわれてしまう。また, 一般的にモジュールの劣化は高電圧でより早く進行するため, 電圧の高いモジュールは電圧の低いモジュールよりも早期に劣化する, つまりモジュール間で劣化が不均一に進行することになる。その結果, モジュール間の容量ばらつきが拡大することでモジュール電圧は更にばらつき, 電圧ばらつき

がモジュール間の容量ばらつきを更に加速させる, といった具合の加速的劣化の悪循環に陥ってしまう。

モジュール間ならびにセル間の電圧ばらつきを解消する電圧バランス回路として様々な方式が提案されており, 各種方式の有効性について動作原理, ばらつき解消速度, 素子数, 拡張性, 等の観点から比較検討が行われている⁽¹⁾⁽²⁾。余剰な充電エネルギーを抵抗やトランジスタで熱として消費させることで電圧を均一化する各種の損失型の方式^{(3)~(6)}は構成が簡素である半面, 必然的に損失が発生してしまう。非損失型のバランス回路として, 昇降圧コンバータ^{(7)~(9)}やĆukコンバータ⁽¹⁰⁾⁽¹¹⁾等の双方向コンバータを用いた方式, スイッチトキャパシタ^{(12)~(14)}やその変形回路^{(15)~(17)}ならびに共振型スイッチトキャパシタ⁽¹⁸⁾を用いた各種方式が提案されている。これらの方式ではモジュールの直列接続数に比例した複数個のスイッチが必要となるため, 回路構成が複雑化する傾向がある⁽¹⁾。また, いずれの方式においてもモジュールに対してスイッチが並列に接続された回路構成となるため, 万が一スイッチが短絡状態で故障した場合においてはモジュールも短絡状態に陥る危険性を抱えている。

多巻線トランスを用いたフォワードコンバータ^{(19)~(21)}ならびにフライバックコンバータ⁽²²⁾⁽²³⁾方式では他方式と比較してスイッチの個数の大幅な削減が可能である。しかし, 各

* 宇宙航空研究開発機構
〒252-5210 相模原市中央区由野台 3-1-1
Japan Aerospace Exploration Agency
3-1-1, Yoshinodai, Chuo-ku, Sagami-hara 252-5210, Japan

巻線間で精密に特性を揃える必要があるため⁽²⁾⁽²⁰⁾⁽²¹⁾，直列接続数の多い用途への適用時にはトランスの設計が困難となる。更に，直列接続数を変更する際にはトランスの設計変更が必要となるため拡張性に乏しいのが現状である⁽¹⁾。

一石動作が可能な電圧バランス回路として Cockcroft-Walton (CW) 回路を用いたバランス回路⁽²⁴⁾⁽²⁵⁾が提案されている。CW 回路は主にコンデンサとダイオードの受動部品により構成可能であるため，各種の従来方式と比較して回路構成を飛躍的に簡素化することができる。CW 回路を用いた電圧バランス充電器⁽²⁶⁾，ならびに CW 回路を変形した電圧バランス充電器⁽²⁷⁾も提案されており，これらは電圧ばらつきを解消しつつセルやモジュールを均一な電圧で充電することが可能である。しかし，これらのバランス充電器方式では充電電圧を任意の値に微調整することができず，また，通常の CW 回路を用いて充電を行う場合は充電過程において一時的ではあるが電圧ばらつきが必然的に発生してしまうため⁽²⁶⁾⁽²⁷⁾，用途が限定される恐れがある。

本論文では昇降圧コンバータを多段接続した一石式電圧バランス充電器を提案する。本方式はトランスを必要とせず，且つ，一石で動作可能なため，各種の従来方式と比較して回路構成を大幅に簡素化することが可能である。また，本バランス充電器は時比率制御による昇降圧動作が可能であり，充電電圧を任意の値に制御することができる。第2章では提案充電器の構成と特徴について，第3章では動作原理について説明を行う。第4章では本方式に適した定入力電流-定電圧 (CIC-CV) 充電を用いた充電方式について，第5章では具体的な設計手順について述べる。第6章では直列接続した EDLC モジュールに対して本バランス充電器を用いた充電実験を行った結果より特性評価を行う。

2. 多段接続昇降圧コンバータを用いた一石式電圧バランス充電器

〈2・1〉 回路構成 Fig. 1 に本バランス充電器における昇降圧コンバータとして利用可能な各種方式を示す。2つのインダクタと1つのカップリングコンデンサを含んだ回路構成の SEPIC, Zeta ならびにĆuk コンバータが対象となる。入力インダクタ L_{in} とスイッチ Q 以降の回路部，すなわち C と D と L_{out} から成る回路部分を多段階に接続することで，Fig. 2 に示す本バランス充電器が導かれる。いずれも $B_1 \sim B_4$ の4直列の蓄電モジュールに対する回路構成例を示している。

本論文の以降では Fig. 2(a) の SEPIC コンバータを用いた充電器を例に説明を行う。Fig. 2(a) ではコンデンサ SC_i と等価直列抵抗 (ESR) r_i により構成される直列回路と平滑コンデンサ C_{out-i} の並列接続により， B_i ($i = 1 \dots 4$) のモジュールを等価的に表している。 $B_1 \sim B_4$ は $D_1-L_1 \sim D_4-L_4$ のダイオード-インダクタのペアの回路と並列に接続されており，それぞれのペアの回路の midpoint はカップリングコンデンサ $C_1 \sim C_4$ を介して L_{in} と Q の接続点と結ばれている。ここで， V_{in} ， C_{in} ， L_{in} ， Q ， C_1 ， D_1 ， L_1 ， B_1 で構成される

Fig. 1. Conventional buck-boost converters.

Fig. 2. Proposed single-switch equalization chargers using multiple stacked buck-boost converters.

回路は Fig. 1(a) の従来の SEPIC コンバータと同様の構成となっている。

〈2・2〉 主な特徴 Fig. 2 の各回路において存在するスイッチは Q のみであり，その他は全て受動部品である。従来の各種方式と比較して能動部品（スイッチ）の個数を大幅に削減可能であるため，特に直列接続数の多い用途においては回路構成を飛躍的に簡素化できる。また，本回路構成では $B_1 \sim B_4$ に対して並列に接続されるスイッチが存在せず，万が一スイッチがショートモードで故障した場合においても $C_1 \sim C_4$ のカップリングコンデンサにより $B_1 \sim B_4$ のショートは防止される。このように本方式は回路構成が簡素であり，且つ，スイッチの故障時においてもモジュール短絡を生じないことから各種の従来方式よりも高い信頼

性を実現できるものと考えられる。

本バランス充電器では入力インダクタ L_{in} に加えてモジュールの数と同数のインダクタ ($L_1 \sim L_4$ に相当) が必要となる。また、従来の SEPIC コンバータと同様で、 $C_1 \sim C_4$ のカップリングコンデンサには比較的大きなリプル電流が発生する。また、〈3・1〉節でも述べるように本バランス充電器では各モジュールにはカップリングコンデンサとインダクタからの電流が流れるためモジュールのリプル電流はカップリングコンデンサのそれよりも大きくなり、電圧均一性においては下段に位置するモジュール、特に B_1 のリプル電流が大きくなる。本バランス充電器を充電電流の大きな用途に適用する場合、これら複数の素子が電流定格を満足するよう設計を行う必要があるため、従来の降圧型や昇圧型コンバータを用いた充電器（電圧バランス機能なし）と比較して単位電力あたりの回路サイズは大型化してしまう傾向にある。よって、本バランス充電器は充電電流の小さな用途、もしくは単独使用ではなく電圧バランス機能を備えた補助充電器としての役割での従来充電器との併用、等に適しているものと考えられる。

3. 動作原理

〈3・1〉 モジュール電圧が均一の場合 $B_1 \sim B_4$ の電圧が均一性における各種の動作波形を Fig. 3 に、その際における電流経路を Fig. 4 にそれぞれ示す。

Fig. 4(a) に示すスイッチのオン期間では各インダクタの電流は増加し、全ての電流が Q に集中する。このとき、 $B_1 \sim B_3$ は $L_2 \sim L_4$ と $C_2 \sim C_4$ に対して放電しており、 B_4 に関しては電流は流れていない状態である。 $B_1 \sim B_4$ は直列に接続されているにもかかわらず、それぞれにおける電流値は異なる。例えば B_1 は $L_2 \sim L_4$ の 3 つのインダクタに対して放電を行う一方、 B_3 には L_4 に対する放電電流のみが流れるといった具合に、電気的に電源 V_{in} の近くに位置するモジュールほど大きな放電電流が流れることになる。

Fig. 3. Operating waveforms of the SEPIC-based equalization charger under voltage-equalized condition.

Fig. 4(b) に示すオフ期間では、 $L_1 \sim L_4$ の電流はそれぞれ低下しながら $B_1 \sim B_4$ に向かって流れ、 L_{in} の電流は $C_1 \sim C_4$ に対して分配される。オン期間と同様にオフ期間においても $B_1 \sim B_4$ に流れる電流はモジュール毎に異なることが分かる。例えば C_1 を経由する電流は B_1 のみに流れるのに対して、 C_4 を経由する電流は全てのモジュールに対して流れる。よって、電気的に V_{in} の近くに位置するモジュール、すなわち下段に位置するモジュールほど大きな充電電流が流れることになる。

以上のように、各モジュールにはスイッチングに伴い放電電流と充電電流が交互に流れる。下段に位置するモジュールには自身に対する電流のみならず上段のモジュールに対する電流も重畳して流れるため、下段のモジュール（特に B_1 ）のリプル電流は比較的大きくなる傾向がある。本バランス充電器と類似した構成である CW 方式のバランス充電器においても同様で、モジュール電圧が均一性においても充電過程において各モジュールには充放電電流が交互に流れ、下段に位置するモジュールほどリプル電流は大きくなる⁽²⁷⁾。これらに対して従来のスイッチトキャパシタを用いたバランス回路ではモジュール電圧が均一の場合、リプル電流は発生しない⁽²⁾⁽¹²⁾。

定常状態において各インダクタの平均電圧は 0 となるため、 $C_1 \sim C_4$ の平均電圧 $V_{C1} \sim V_{C4}$ は、

$$\begin{cases} V_{C1} = V_{in} \\ V_{C2} = V_{in} - V_1 \\ V_{C3} = V_{in} - (V_1 + V_2) \\ V_{C4} = V_{in} - (V_1 + V_2 + V_3) \end{cases} \dots\dots\dots (1)$$

Fig. 4. Current flow directions of the SEPIC-based equalization charger under voltage-equalized condition.

で表せる。ここで $V_1 \sim V_4$ は Fig. 2(a) に示す出力電圧に相当する。各インダクタにおける 1 周期あたりの電圧-時間積は 0 となるので、スイッチの時比率を D 、 $D_1 \sim D_4$ の順方向降下電圧を $V_{D1} \sim V_{D4}$ とすると、

$$\begin{cases} DV_{C1} &= (1-D)(V_1 + V_{D1}) \\ D(V_{C2} + V_1) &= (1-D)(V_2 + V_{D2}) \\ D(V_{C3} + V_1 + V_2) &= (1-D)(V_3 + V_{D3}) \\ D(V_{C4} + V_1 + V_2 + V_3) &= (1-D)(V_4 + V_{D4}) \\ &\dots\dots\dots(2) \end{cases}$$

が得られる。(1), (2) 式より $V_1 \sim V_4$ は、

$$V_i = \frac{D}{1-D} V_{in} - V_{Di} \dots\dots\dots(3)$$

へと一般化できる。この式より、本バランス充電器は従来の昇降圧コンバータと同様で時比率制御による昇降圧動作が可能であり、 V_{Di} が等しい限り各モジュールを均一な電圧で充電可能であることが分かる。

本バランス充電器の動作は理想的でありダイオードにおける損失以外は無視できると仮定すると、 I_{in} を平均入力電流、 $I_{B1} \sim I_{B4}$ を $B_1 \sim B_4$ に流れる平均電流として、

$$\begin{aligned} V_{in} I_{in} &= (V_1 + V_{D1}) I_{B1} + (V_2 + V_{D2}) I_{B2} \\ &+ (V_3 + V_{D3}) I_{B3} + (V_4 + V_{D4}) I_{B4} \dots\dots\dots(4) \end{aligned}$$

が得られる。モジュール B_i の平均電流を I_{Bi} 、起電力を V_{Bi} 、ESR を r_i とすると、 I_{Bi} は、

$$I_{Bi} = \frac{V_i - V_{Bi}}{r_i} \dots\dots\dots(5)$$

となり、各モジュールには起電力と ESR に応じた電流が流れることになる。Fig. 4 で説明したように、上段のモジュールに流れる充放電電流は下段のモジュールにも重畳するため各モジュールには異なるリプル電流が発生することになるが、(5) 式によれば各モジュールの V_{Bi} ならびに r_i が等しければ、各モジュールの平均電流は均一になることが分かる。

Fig. 4 より、各セルへの平均充電電力はそれぞれ、

$$\begin{cases} V_1 I_{B1} = V_1 \left\{ \begin{aligned} &D(-I_{L2} - I_{L3} - I_{L4}) \\ &+ (1-D)(I_{L1} + I_{Lin-1} + I_{Lin-2} + I_{Lin-3} + I_{Lin-4}) \end{aligned} \right\} \\ V_2 I_{B2} = V_2 \left\{ \begin{aligned} &D(-I_{L3} - I_{L4}) \\ &+ (1-D)(I_{L2} + I_{Lin-2} + I_{Lin-3} + I_{Lin-4}) \end{aligned} \right\} \\ V_3 I_{B3} = V_3 \{ D(-I_{L4}) + (1-D)(I_{L3} + I_{Lin-3} + I_{Lin-4}) \} \\ V_4 I_{B4} = V_4 (1-D)(I_{L4} + I_{Lin-4}) \\ \dots\dots\dots(6) \end{cases}$$

で表される。ここで、 I_{Li} は L_i の平均電流、 I_{Lin-i} は L_{in} から C_i に分配される平均電流である。一般的に、 B_i の蓄電モジュールの容量はコンデンサ C_i のそれと比べて十分大きいので、1 周期あたりの蓄電モジュールの電圧上昇は十

分小さく無視することができる。よって、(1) 式中の V_{Ci} の変化も無視でき、1 周期における C_i の電荷の収支は 0 となる。Fig. 4(a), (b) に示すように、オン期間において C_i に流れる平均電流は I_{Li} と等しく、オフ期間においては I_{Lin-i} と等しいため、スイッチングの周期を T_S とすると、

$$DT_S I_{Li} = (1-D) T_S I_{Lin-i} \dots\dots\dots(7)$$

が得られる。

D_i に流れる電流は単方向であり、その平均電流 I_{Di} は Fig. 4(b) より、

$$I_{Di} = (1-D)(I_{Lin-i} + I_{Li}) \geq 0 \dots\dots\dots(8)$$

(6)~(8) 式より、

$$I_{Li} = I_{Bi} = I_{Di} \geq 0 \dots\dots\dots(9)$$

となり、 L_i 、 B_i 、 D_i のそれぞれの平均電流は等しく、 B_i に流れる平均電流は充電方向のみとなることが分かる。

〈3・2〉モジュール電圧が不均一の場合 本バランス充電器を用いて電圧のばらついたモジュールに対して充電を行う場合、前節の (4), (5) 式によれば、最も電圧の低いモジュールに対して優先的に充電電流が流れることになる。本節では $V_{B3} < V_{B1} = V_{B2} = V_{B4}$ の場合を例にモジュール電圧不均一時における動作について説明を行う。

電圧不均一時における各種動作波形を Fig. 5 に、電流経路を Fig. 6 にそれぞれ示す（インダクタのリプル電流成分のみが流れる経路は破線で示している）。電圧の最も低い B_3 のみに対して充電を行う場合、(3) 式で表される出力電圧 V_i が $V_{B3} < V_i \leq V_{B1}$ であれば、(4), (5) 式で求まる充電電流が B_3 のみに対して流れることになる。すなわち I_{B1} 、 I_{B2} 、 I_{B4} は 0 となり、(9) 式より I_{D1} 、 I_{D2} 、 I_{D4} も 0 となるため D_1 、 D_2 、 D_4 はオフ期間においても非導通状態となる。一方、 L_1 、 L_2 、 L_4 の平均電流 I_{L1} 、 I_{L2} 、 I_{L4} も 0 となるが、スイッチングに伴うリプル電流は流れ続け、 L_1 、 L_2 、 L_4 の電流 i_{L1} 、 i_{L2} 、 i_{L4} は常に C_1 、 C_2 、 C_4 の電流 i_{C1} 、 i_{C2} 、 i_{C4} と等しくなる。

〈3・3〉不連続モード 以上では各インダクタの電流が連続的に変化する連続モード (CCM: Continuous Conduction Mode) について述べた。しかし、本バランス充電器による充電が進行すると、定電流-定電圧 (CC-CV: Constant Current-Constant Voltage) 充電や後述の定入力電流-定電圧充電により最終的に充電電流 I_{Bi} は低下する。この場合、(9) 式より各ダイオードの平均電流 I_{Di} も低下し、スイッチのオフ期間においてダイオード電流 i_{Di} が 0 となったときに本バランス充電器の動作は不連続モード (DCM: Discontinuous Conduction Mode) に移行する⁽²⁸⁾。

Fig. 4(b) において $i_{Lin-1} \sim i_{Lin-4}$ は共通して L_{in} を流れ、 $C_1 \sim D_1 \sim C_4 \sim D_4$ に対してそれぞれ流れている。ここで、 $C_1 \sim C_4$ の各インピーダンス (ESR を含む) は等しく、且つ、 $B_1 \sim B_4$ のそれよりも十分大きいと仮定する。この場合、Fig. 4(b) における $i_{Lin-1} \sim i_{Lin-4}$ の各経路のインピーダンスは $C_1 \sim C_4$ の各インピーダンスにより決定される等しい値となるため、

L_{in} の電流 i_{Lin} は $C_1 \sim C_4$ に対して均等に分配（4 等分）され $i_{Lin-i} = i_{Lin}/4$ であると見なすことができる。Fig. 3 に示す CCM での動作時において、スイッチがターンオンする直前（スイッチのオフ期間の末期）の i_{Di} を I_{Di-end} とすると、

$$I_{Di-end} = I_{Li} - \frac{V_i(1-D)T_S}{2L_i} + I_{Lin-i} - \frac{V_i(1-D)T_S}{2 \cdot 4L_{in}} \quad (10)$$

で表される。 L_i , L_{in} はそれぞれインダクタ L_i , L_{in} のインダクタンスである。 $I_{Di-end} = 0$ となったときに本バランス充電器の動作は CCM から DCM へと移行する。(7), (10) 式ならびに $I_{Di-end} = 0$ の条件より、DCM の境界条件は、

$$D = \sqrt{\frac{2I_{Lin}L_{in}L_i}{V_{in}T_S(4L_{in} + L_i)}} \quad (11)$$

となる。

DCM 移行時における各種の動作波形を Fig. 7 に、オフ期間にて $i_{Di} = 0$ となる場合（Fig. 7 中の T_b に相当）の電流経路を Fig. 8 にそれぞれ示す。オン期間、ならびにオフ期間で $i_{Li} > 0$ の際（ T_a 期間）における電流経路はそれぞれ Fig. 4(a), (b) と同様である。DCM においてダイオードが導通する期間 T_a は、

$$T_a = \frac{V_{in}}{V_i + V_{Di}}DT_S \quad (12)$$

で表され、DCM における入出力電圧の関係は(12)式より、

$$V_i = \frac{D}{D_a}V_{in} - V_{Di} \quad (13)$$

となる。ここで、 D_a は 1 周期における T_a の時比率である。

各ダイオードが非導通の状態となる T_b の期間では Fig. 8 のように $i_{Lin-i} = -i_{Li}$ となる。DCM においても定常状態であれば各インダクタの 1 周期における平均電圧は 0 となる

Fig. 7. Operating waveforms of the SEPIC-based equalization charger in discontinuous conduction mode.

Fig. 8. Current flow directions of the SEPIC-based equalization charger during T_b in discontinuous conduction mode.

Fig. 5. Operating waveforms of the SEPIC-based equalization charger under voltage-imbalanced condition.

Fig. 6. Current flow directions of the SEPIC-based equalization charger under voltage-imbalanced condition.

ため、(1) 式を適用することができる。Fig. 8 の経路で電流が流れるとき C_i の電圧変化は無視できるものと仮定すると、 L_{in} ならびに L_i の電圧 v_{Lin} , v_{Li} の関係は、

$$v_{Lin} = v_{Li} \dots\dots\dots (14)$$

となる。インダクタの電圧は $v_L = L(di/dt)$ で表され、また、Fig. 8 の電流経路において $i_{Lin-i} = i_{Lin}/4 = -i_{Li}$ であるとする、(14) 式は、

$$L_{in} \frac{di_{Lin}}{dt} = L_i \frac{di_{Li}}{dt} = -\frac{L_i}{4} \frac{di_{Lin}}{dt} \dots\dots\dots (15)$$

へと変形でき、 $di_{Lin}/dt = 0$ ならびに $di_{Li}/dt = 0$ が導かれる。よって、 T_b の期間は各インダクタの電流は変化せず、Fig. 7 に示すように一定値となる。また、 T_b においては $v_L = L(di/dt)$ と (15) 式の関係より $v_{Lin} = v_{Li} = 0$ となるため、スイッチの電圧 v_{DS} は V_{in} と等しくなる。

C_i の 1 周期あたりの電荷の収支は DCM においても定常状態であれば 0 となるので、 T_b にて C_i と L_i に流れる一定電流を I_{i-b} として、

$$\frac{V_{in} T_{ON}^2}{2L_i} - I_{i-b} T_{ON} = \frac{(V_i + V_{Di}) T_a^2}{2 \cdot 4L_{in}} + I_{i-b} T_{OFF} \dots\dots\dots (16)$$

が得られる。これをまとめると、

$$I_{i-b} = \frac{4L_{in} V_{in} T_{ON}^2 - L_i (V_i + V_{Di}) T_a^2}{2 \cdot 4L_{in} L_i T_s} \dots\dots\dots (17)$$

となる。

DCM における平均入力電流 I_{in} ($= I_{Lin}$) は、

$$I_{Lin} = \frac{V_{in} T_{ON} (T_{ON} + T_a)}{2L_{in} T_s} + I_{in-b} \dots\dots\dots (18)$$

となる。ただし、 $I_{in-b} = 4I_{i-b}$ である。各モジュールへの平均充電電流は、

$$I_{Bi} = \frac{V_{in} T_{ON} (T_{ON} + T_a)}{2L_i T_s} - I_{i-b} \dots\dots\dots (19)$$

となる。

4. 定入力電流-定電圧 (CIC-CV) 充電方式

蓄電モジュールの充電には前述の CC-CV 充電が一般的に用いられる。この場合、蓄電モジュールの電圧と電流を計測し制御を行う。本バランス充電器では (3), (13) 式で示したように、CCM ならびに DCM のいずれのモードにおいても V_{Di} が等しい限り全てのモジュールは均一な電圧で充電されるため、いずれか一つのモジュール電圧を計測することで CV 充電を行うことができる。しかし、〈3・2〉節で説明したように本バランス充電器では電圧ばらつきが発生している場合は電圧の最も低いある一つのモジュールに対して優先的に充電電流が流れる。よって、CC 充電により各モジュールの充電電流を制限しつつ充電を行うためには全てのモジュール電流を計測する必要がある。

本バランス充電器の主な特徴の一つとして、2 章で述べた通り能動部品点数の大幅削減による回路構成の簡素化が挙げられる。しかし、全てのモジュールの充電電流を計測するためには直列接続数と同数の電流検出回路が必要となるため回路構成が複雑化してしまい、本バランス充電器の利点を損ねることになる。

各モジュールの充電電流を計測する代わりに、入力電流 I_{in} を計測して定入力電流 (CIC: Constant Input Current) となるよう制御を行うことで直列接続数とは無関係に電流検出回路を 1 つで済ませることができる。各モジュールの充電電流は (4), (5) 式により求まる。この場合、入力電圧 V_{in} が一定であれば入力電力も一定となるため、定電力充電となる。従来の CC 充電ではモジュールの定格電流を満足する任意の電流値で充電可能である一方、CIC 充電では充電の進行によるモジュール電圧の上昇に伴い充電電流は次第に低下する。CIC 充電では、モジュールに対する充電電流が最も大きくなる充電初期にモジュールの定格電流を満足するよう電流を設定する必要があるため、従来の CC 充電と比較して CV 充電に至るまでに長い時間を要する。

電圧ばらつきが発生している場合は〈3・2〉節で述べた通り電圧の最も低いモジュールに対して充電電流が優先的に流れるため、そのモジュールに対して充電電力が集中することになる。加えて、CIC 充電を用いる場合は各モジュールの充電電流は直接的に制御されないため、電圧ばらつき発生時には一部のモジュールに充電電力が集中することで比較的大きな電流が流れることになる。以上の理由からも本バランス充電器は〈2・2〉節で述べた小容量もしくは補助充電器としての用途に適しているものと考えられる。

5. 設計手順

本バランス充電器の設計手順は従来の SEPIC コンバータとほぼ同様であるが、電圧ばらつき発生時には〈3・2〉節で述べたように一部の素子に対して電流が集中する点が大きく異なる。よって、本バランス充電器の設計の際には電圧ばらつき発生時を想定した設計が必要となる。本章ではインダクタ、カップリングコンデンサ、平滑コンデンサの設計手順について述べる。なお、ここでは簡単のため、平均電流が 0 でリップル成分のみが流れる電流経路 (Fig. 6 中の破線)、ならびにダイオードにおける降下電圧 V_{Di} については考慮しないものとする。

〈5・1〉 インダクタ ばらつき発生時において B_i のモジュールに流れる最大平均充電電流 I_{Bi-max} は B_i の最低電圧を V_{Bi-min} として、

$$I_{Bi-max} = \frac{V_{in} I_{in}}{V_{Bi-min} + V_{Di}} \dots\dots\dots (20)$$

で表せる。なお (9) 式より、 L_i の最大平均電流 I_{Li-max} は I_{Bi-max} と等しくなる。 $V_{Bi} = V_{Bi-min}$ における時比率を D_{min} , I_{Li-max} に対するリップル率を Δ とすると、 L_i のインダクタンス L_i は、

$$L_i = \frac{V_{in} D_{min} T_S}{\Delta I_{Li-max}} \dots\dots\dots (21)$$

で表される。 L_i のピーク電流 $I_{Li-peak}$ は、

$$I_{Li-peak} = I_{Li-max} \left(1 + \frac{\Delta}{2}\right) \dots\dots\dots (22)$$

となる。

入力インダクタ L_{in} のインダクタンス L_{in} は、

$$L_{in} = \frac{V_{in} D_{min} T_S}{\Delta I_{Lin-max}} \dots\dots\dots (23)$$

で表され、 L_{in} のピーク電流 $I_{Lin-peak}$ は、

$$I_{Lin-peak} = I_{Lin-max} \left(1 + \frac{\Delta}{2}\right) \dots\dots\dots (24)$$

となる。なお、 $I_{Lin-max}$ は L_{in} の最大平均電流である。

〈5・2〉 カップリングコンデンサ SEPIC コンバータにおける C_i のカップリングコンデンサには比較的大きなリプル電流が発生する。特に電圧ばらつき発生時、すなわち V_{Bi} の電圧が最も低いときには B_i に電流が集中すること、Fig. 5, Fig. 6 で示したように C_i にも電流が集中する。 C_i に集中して電流が流れた際における実効電流 I_{Ci-rms} は、

$$\begin{aligned} I_{Ci-rms} &= \sqrt{\frac{I_{Li}^2 D T_S + I_{Lin}^2 (1-D) T_S}{T_S}} \\ &= I_{Lin} \sqrt{\frac{1-D}{D}} \dots\dots\dots (25) \end{aligned}$$

で与えられる。

C_i のリプル電圧 $V_{Ci-ripple}$ は、 C_i の容量を C_i とすると、

$$V_{Ci-ripple} = \frac{I_{Lin} (1-D) T_S}{C_i} \dots\dots\dots (26)$$

となる。(1) 式と (25) 式より、 C_i の最大電圧 V_{Ci-max} は、

$$V_{Ci-max} = V_{Ci} + \frac{V_{Ci-ripple}}{2} \dots\dots\dots (27)$$

となり、各カップリングコンデンサは (25) 式と (27) 式を満足するよう選定する必要がある。

本バランス充電器の各カップリングコンデンサは L_{in} と Q の接続点に対して共通に接続されているため、Fig. 4 等で示したように電流は各コンデンサに分配される。一方、各コンデンサには (1) 式のとおり V_{in} や $V_1 \sim V_4$ に比例した電圧が印加されるため、直列数の増加に従い上段のコンデンサには高耐圧が要求される。それに対し、本バランス充電器と類似の構成を有する CW 方式^{(24)~(27)}はコンデンサが直列に接続された構成であるため、各コンデンサへの印加電圧は本方式と比較して低く抑えられる。しかし、Fig. 4 にて下段に位置する B_1 には自身に対する電流のみならず上段の $B_2 \sim B_4$ からの電流も流れるのと同じ具合で、CW 方式における下段側のコンデンサには自身に対する電流のみならず上段側コンデンサの電流も流れるため、直列数の増加に従い大きな定格電流容量を有するコンデンサが必要となる。

〈5・3〉 平滑コンデンサ 本バランス充電器では各モジュールに対して比較的大きなリプル電流が発生する。各モジュールに対して並列に接続される平滑コンデンサ (Fig. 2(a) 中の挿入図) は各モジュールにおけるリプル電流を考慮して設計する必要がある。Fig. 5, Fig. 6 で示した例では、オフ期間に電圧の最も低い B_3 に対して I_{Lin} と I_{L3} の電流が流れる。電圧ばらつき発生時に電圧の最も低いモジュール B_i における実効電流 I_{Bi-rms} は、

$$\begin{aligned} I_{Bi-rms} &= \sqrt{\frac{(I_{Li} + I_{Lin})^2 (1-D) T_S}{T_S}} \\ &= \frac{I_{Lin}}{D} \sqrt{1-D} \dots\dots\dots (28) \end{aligned}$$

で与えられる。

Fig. 5, Fig. 6 の例において、 B_3 よりも下段に位置する B_1 と B_2 にはオン期間には I_{L3} 、オフ期間には I_{Lin} の電流がそれぞれ流れる。よって、これらのモジュールにおける実効電流値は (25) 式で与えられるカップリングコンデンサの実効電流値と同等となり、 B_3 に対する実効電流よりも小さくなる。

6. 実 験

〈6・1〉 実験条件 4 直列の EDLC モジュール（静電容量 220 F、定格電圧 15 V）に対して、Fig. 9 に示す 25 W ($V_{in} = 28$ V) のバランス充電器を試作した。第 5 章で説明した設計手順に基づき、 $\Delta = 0.4$ 、 $V_{Bi-min} = 7.5$ V の条件のもと各素子のパラメータを Table 1 のように決定した。スイッチングレギュレータ IC (LTC1624, 200 kHz) を用いて I_{in} ならびに V_1 を検出し、CIC 充電時には $I_{in} = 0.9$ A、CV 充電時には $V_1 = 14.5$ V となるよう PWM 制御を行った。

$V_1 \sim V_4$ が均一時における電力変換効率（入力電力 $V_{in} I_{in}$ に対する $V_1 I_{B1} \sim V_4 I_{B4}$ の和の比率）を Fig. 10 に示す。横軸は合計の出力電圧、すなわち $V_1 \sim V_4$ の和である。約 50 V の合計出力電圧を境に動作モードは CCM と DCM の間で切り替わった。本試作器においては動作モードの切り替えに伴う電力変換効率の変化は見られず、平均で約 85% であった。

Fig. 9. A photograph of a 25 W prototype.

〈6・2〉 充電特性 $V_{B1} \sim V_{B4}$ の初期電圧を 7.5, 9.0, 10.5, 12.0 V とばらつかせた状態から CIC-CV 充電により充電実験を実施した結果を Fig. 11 に示す。電圧のばらつき具合に応じて充電過程を 4 つの期間 A～D に分割している。期間 A～D の任意の時間における動作波形を Fig. 12 に

Table 1. Component values.

C_{in}	Ceramic Capacitor, 30 μ F, 60 V
$C_{out1} \sim C_{out4}$	Ceramic Capacitor, 110 μ F, 25 V
$C_1 \sim C_4$	Ceramic Capacitor, 20 μ F, 60 V
L_{in}	150 μ H
$L_1 \sim L_4$	22 μ H
Q	MOSFET, IRF3410, $R_{on} = 39$ m Ω , 100 V
$D_1 \sim D_4$	Schottky Diode, MBRD660

Fig. 10. Power conversion efficiency of the prototype as a function of total output voltage.

Fig. 11. Experimental charge profiles of series-connected EDLC modules charged from an initially imbalanced condition.

Fig. 12. Resultant operating waveforms in the equalization charge test.

示す。

Fig. 12(a) に示す期間 A では i_{L1} を除く $i_{L2} \sim i_{L4}$ は等しく、それらの平均電流すなわち $I_{L2} \sim I_{L4}$ は 0 であり、(9) 式で示したように B_1 のみに対して充電が行われていることが分かる。期間 A では B_1 に対して充電電力が集中するため、Fig. 11 のように V_1 は全充電期間中において最も急勾配で上昇した。

V_1 が V_2 の初期電圧である約 9.0 V に到達後の期間 B では、Fig. 12(b) に示すように i_{L1} と i_{L2} は等しくなった。且つ、これらの平均電流値は正であるため、Fig. 11 のように V_1 と V_2 の電圧は均一に上昇した。一方、 i_{L3} と i_{L4} は依然として等しく、それらの平均電流は 0 であるため B_3 と B_4 の充電は行われず、期間 B においても V_3 と V_4 は一定のままであった。

同様に、 $V_1 \sim V_3$ が等しくなる期間 C では Fig. 12(c) のように $i_{L1} \sim i_{L3}$ は等しくなり、 i_{L4} の平均電流のみが 0 となった。続く期間 D では $i_{L1} \sim i_{L4}$ の全てが等しくなり、それらの平均電流値も正となるため (Fig. 12(d)), $V_1 \sim V_4$ の全ての電圧が均一に上昇する結果となった。

更に充電が進行すると、動作モードは DCM に移行した。 $V_1 \sim V_4$ が 14.0 V の際における動作波形を Fig. 12(e) に示す。Fig. 7 と同様の波形が得られており、ダイオード電流が 0 となる T_b の期間ではインダクタと MOSFET のドレインソース間容量による発振が見られた。 V_1 が 14.5 V に到達すると CIC 充電から CV 充電に移行することで $V_1 \sim V_4$ の上昇は止まり、それぞれの電圧は 14.5 V の一定値となった。

以上のように、本バランス充電器では〈3・2〉節で述べたように、電圧の低いモジュールに対して優先的に充電が行われることが示された。充電の進行とともに電圧ばらつきは解消され、最終的に全てのモジュールは 14.5 V の均一な電圧で充電された。

7. まとめ

本論文では、多段接続した昇降圧コンバータを用いた一石式電圧バランス充電器を提案し、SEPIC コンバータを用いた回路構成を例に特徴ならびに動作原理の詳細について述べた。充電対象となる直列接続された蓄電モジュールの

電圧均一時ならびに不均一時における動作原理の詳細について説明を行い，更には不連続モード（DCM）時の動作についても一般化を試みた。また，本バランス充電器の充電制御方式として適していると考えられる定入力電流-定電圧（CIC-CV）充電についても考察を行った。

初期電圧を意図的にばらつかせた4直列のECLCモジュールに対して，本バランス充電器を用いた充電実験を実施した。その結果，電圧の低いモジュールに対して優先的に充電が行われることにより電圧ばらつきは徐々に解消され，最終的に全てのモジュールを均一な電圧まで充電可能であることが示された。

文 献

- (1) J. Cao, N. Schofield, and A. Emadi: "Battery Balancing Methods: A Comprehensive Review", in Proc. IEEE VPPC'06, pp.1-6 (2008-9)
- (2) K.Z. Guo, Z.C. Bo, L.R. Gui, and C.S. Kang: "Comparison and Evaluation of Charge Equalization Technique for Series Connected Batteries", in Proc. IEEE PESC'06, pp.1-6 (2006-6)
- (3) M.J. Isaacson, R.P. Hollandsworth, P.J. Giampaoli, F.A. Linkowaky, A. Salim, and V.L. Teofilo: "Advanced Lithium Ion Battery Charger", in Proc. Battery Conference on Applications and Advances, pp.193-198 (2000-1)
- (4) A. Emori, K. Sakabe, Y. Kawahara, Y. Norimatsu, M. Kikuchi, T. Yamauchi, A. Kudou, and T. Horiba: "Development of the Control Circuits for the Li-Ion Battery Used in a HEV", *T. IEICE*, Vol.J91-B, No.1, pp.104-111 (2008-1) (in Japanese)
江守昭彦・坂部 啓・河原洋平・乗松泰明・菊池 睦・山内辰美・工藤彰彦・堀場達雄：「HEV用リチウムイオン二次電池制御回路の開発」，信学論 B, Vol.J91-B, No.1, pp.104-111 (2008-1)
- (5) T. Mizoguchi, K. Harada, and T. Ninomiya: "A New Parallel Monitor Circuit for Charging EDLCs", *T. IEE Japan*, Vol.130-D, No.4, pp.505-511 (2010-4) (in Japanese)
溝口武郎・原田克彦・二宮 保：「EDLC充電用並列モニタ回路の一構成法」，電学論 D, Vol.130, No.4, pp.505-511 (2010-4)
- (6) M. Uno: "Interactive Charging Performance of a Series Connected Battery with Shunting Equalizers", in Proc. IEEE INTELEC'09, pp.1-4 (2009-10)
- (7) K. Nishijima, H. Sakamoto, and K. Harada: "A PWM Controlled Simple and High Performance Battery Balancing System", in Proc. IEEE PESC'00, pp.517-520 (2000-6)
- (8) K. Nishijima, H. Sakamoto, and K. Harada: "Voltage Equalizing System for Series Connected Battery Cells", *T. IEICE*, Vol.J84-B, No.9, pp.1701-1708 (2001-9) (in Japanese)
西嶋仁浩・坂本 浩・原田耕介：「直列接続されたバッテリーの電圧バランス回路」，信学論 B, Vol.J84-B, No.9, pp.1701-1708 (2001-9)
- (9) C.S. Moo, Y.C. Hsieh, and I. S. Tsai: "Charge Equalization for Series-Connected Batteries", *IEEE Trans. Aerospace and Electronic Systems*, Vol.39, No.2, pp.704-710 (2003-4)
- (10) Y.S. Lee, M.W. Cheng, S.C. Yang, and C.L. Hsu: "Individual Cell Equalization for Series Connected Lithium-Ion Batteries", *IEICE Trans. Communications*, Vol.E89-B, No.9, pp.2596-2607 (2006-9)
- (11) Y.S. Lee and M.W. Cheng: "Intelligent Control Battery Equalization for Series Connected Lithium-Ion Battery Strings", *IEEE Trans. Industrial Electronics*, Vol.52, No.5, pp.1297-1307 (2005-10)
- (12) C. Pascual and P.T. Krein: "Switched Capacitor System for Automatic Series Battery Equalization", in Proc. IEEE APEC'97, pp.848-854 (1997-2)
- (13) J.W. Kimball, B.T. Kuhn, and P.T. Krein: "Increased Performance of Battery Packs by Active Equalization", in Proc. IEEE VPPC'07, pp.323-327 (2007-9)
- (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 (2007-1)
- (15) M. Uno and H. Toyota: "Supercapacitor-Based Energy Storage System with Voltage Equalizers and Selective Taps", in Proc. IEEE, PESC'08, pp.755-760 (2008-6)

- (16) M. Uno and H. Toyota: "Equalization Technique Utilizing Series-Parallel Connected Supercapacitors for Energy Storage System", in Proc. IEEE IC-SET'08, pp.999-1003 (2008-11)
- (17) A. Baughman and M. Ferdowsi: "Analysis of the Double-Tiered Three-Battery Switched Capacitor Battery Balancing System", in Proc. IEEE VPPC'05, pp.109-113 (2005-9)
- (18) K. Sano and H. Fujita: "A Resonant Switched-Capacitor Converter for Voltage Balancing of Several Capacitors Connected in Series", *T. IEE Japan*, Vol.129-D, No.6, pp.628-635 (2009-6) (in Japanese)
佐野憲一郎・藤田英明：「多直列接続したコンデンサの電圧均一化を目的とした共振形スイッチトキャパシタコンバータ」，電学論 D, Vol.129, No.6, pp.628-635 (2009-6)
- (19) M. Tang and T. Stuart: "Selective Buck-Boost Equalizer for Series Battery Pack", *IEEE Trans. Aerospace and Electronic Systems*, Vol.36, No.1, pp.201-211 (2000-1)
- (20) N.H. Kutkut, D.M. Divan, and D.W. Novotny: "Charge Equalization for Series Connected Battery Strings", *IEEE Trans. Industry Applications*, Vol.31, No.3, pp.562-568 (1995-5/6)
- (21) N.H. Kutkut, H.L. N. Wiegman, D.M. Divan, and D.W. Novotny: "Design Considerations for Charge Equalization of an Electric Vehicle Battery System", *IEEE Trans. Industry Applications*, Vol.35, No.1, pp.28-35 (1999-1)
- (22) Y.C. Hsieh, S.P. Chow, and C.S. Moo: "Balance Discharging for Series-Connected Batteries", in Proc. IEEE PESC'04, pp.2697-2702 (2004-6)
- (23) A. Baughman and M. Ferdowsi: "Evaluation of the New Sensorless Approach in Energy Storage Charge Balancing", in Proc. IEEE VPPC'06, pp.1-5 (2006-9)
- (24) K. Matsui, T. Tsuji, and M. Hasegawa: "A Novel Voltage Equalizer for Supercapacitor in Multiple-Connection", in Proc. IEEE PEDS'09, pp.1266-1271 (2009-11)
- (25) K. Matsui, M. Hasegawa, and K. Ando: "Further Development on Voltage Balancer for EDLCs Employing Cockcroft-Walton Circuit", in Proc. IEEE INTELEC'09, pp.1-6 (2009-10)
- (26) T. Nakashima, K. Matsui, and M. Hasegawa: "Novel Voltage Balancer for an Electric Double Layer Capacitor Employing a CW Circuit", *IEEJ, Annual Conf.*, 4-17 (2010) (in Japanese)
中嶋 巧・松井景樹・長谷川勝：「Cockcroft-Walton回路を用いた電気二重層キャパシタの均等電圧化」，IEEJ 全大, 4-17 (2010)
- (27) M. Uno and A. Kukita: "Charge Equalizer Using a Cockcroft-Walton Voltage Multiplier for Series-Connected Supercapacitors", in Proc. IEEE INTELEC'09, pp.1-5 (2009-10)
- (28) D.S.L. Simonetti, J. Sebastián, and J. Uceda: "The Discontinuous Conduction Mode Sepic and Cuk Power Factor Preregulators: Analysis and Design", *IEEE Trans. Industry Electronics*, Vol.44, No.5, pp.630-637 (1997-10)

鵜 野 将 年（正員）1979年7月5日生。2004年3月同志社大学大学院工学研究科電気工学専攻修了。同年，4月宇宙航空研究開発機構宇宙科学研究所に入所，現在に至る。主として蓄電源周辺のパワーエレクトロニクス，蓄電源の寿命評価，燃料電池システムに関する研究開発に従事。2009年電気学会優秀論文発表賞A。IEEE，電気化学会会員。

田 中 孝 治（正員）1963年7月11日生。1999年3月新潟大学大学院自然科学研究科修了。同年4月宇宙科学研究所衛星応用工学研究系助手，2003年同助教，2007年宇宙航空研究開発機構宇宙科学研究所宇宙情報エネルギー工学研究系准教授となり現在に至る。宇宙機のエネルギーシステムに関する研究に従事。博士（工学）。