

平成 29 年度 修士学位論文

スタンドアロン太陽光発電システム用
スイッチトキャパシタ
マルチポートコンバータの開発

理工学研究科 電気電子工学専攻

16NM621X 杉山 一希

指導教員 鵜野 将年 准教授

要旨

太陽電池 (PV: Photovoltaic) システムなどの再生可能エネルギーシステムでは電力の安定化のためにバッテリーが併用される。このような PV システムでは PV パネルの制御と、バッテリーの充放電を制御するためのコンバータが個別に必要となるのに加え、部分影による抽出電力の低下を防ぐ部分影補償器が必要になるため、システムが複雑化ならびに高コスト化する。

本研究ではこの課題を解決するために、スイッチトキャパシタコンバータ (SCC: Switched capacitor converter) を基礎としたマルチポートコンバータ (MPC: Multi-port converter) を提案する (以降、SC-MPC)。SC-MPC は SCC 部分影補償器、PWM コンバータ、直列共振コンバータの間での素子共有により導出される。3 台の回路の集約による部品点数の削減により、回路及びシステムを飛躍的に簡素化することができる。また、SC-MPC は PWM コンバータと直列共振コンバータを用いてバッテリー電圧と負荷電圧を独立に制御できる。

SC-MPC ではパネル、バッテリー、負荷間の電力バランスに応じて PV モード、バッテリーモード、ハイブリッドモードの 3 種類の動作モードが存在し、それぞれの動作モードに対して詳細な動作解析を行った。また、定量比較として電荷移動解析を実施し、PV モードとバッテリーモードにおける各素子の電流ストレス値を明らかにした。最後に 60 セルストリング構成のパネル用 150 W 試作回路を用いて SC-MPC の各種機能を実機検証した。実験結果より、SCC によりパネルからの抽出電力が向上するのみならず、PWM 制御と PFM 制御によるバッテリー電圧と負荷電圧の独立制御が可能であることが示された。

Development of Switched Capacitor Multi-Port Converter for Standalone Photovoltaic Systems

Abstract—Renewable energy systems such as photovoltaic (PV) systems require batteries for steady power supply. PV systems consist of multiple dc-dc converters, including a converter for PV string control, a bidirectional converter for battery charge-discharge control, and a voltage equalizer to preclude partial-shading issues, are separately required. Hence, conventional systems are prone to be complex and costly. To cope with this issue, this research proposes the switched capacitor converter (SCC)-based multi-port converter (SC-MPC). The SC-MPC can be derived by integrating a bidirectional PWM converter, series-resonant converter (SRC), and SCC voltage equalizer. The PWM converter and SRC regulate battery and load voltages, respectively. Not only is the system as a whole dramatically simplified but also the circuit element count can be significantly reduced thanks to the integration. The SC-MPC operates in three modes—PV, battery, and hybrid modes depending on the power balance—and operation analyses were performed to investigate the details of each mode. As a quantitative analysis, charge vector analysis was conducted in PV and battery modes to determine the current stresses of elements in the SC-MPC. The 150-W prototype for 60-cell string PV panel was built for the experimental verification. The experimental results demonstrated the extractable maximum power from the PV string was significantly improved by the SCC, while the battery and load voltages were individually regulated by the PWM and PFM control.

内容

1	研究背景	4
2	SC-MPC	8
2.1	統合元回路および SC-MPC の導出	8
2.2	SC-MPC の特徴	9
3	動作解析	10
3.1	パワーフロー	10
3.2	制御ブロック	10
3.3	PV モードの動作解析	11
3.3.1	主要動作波形及び電流経路	11
3.3.2	部分影補償	13
3.3.3	PWM コンバータ	14
3.3.4	直列共振コンバータ	14
3.4	バッテリーモードの動作解析	15
3.4.1	周波数最適化 PWM 制御	15
3.4.2	主要動作波形および電流経路	17
3.5	ハイブリッドモードの動作解析	18
4	定量解析	19
4.1	電荷移動解析	19
4.1.1	PV モードの電荷移動解析	19
4.1.2	バッテリーモードの電荷移動解析	21
4.2	電流ピークの算出	22
4.3	電流ストレスの評価	24
5	実験結果	26
5.1	150 W 試作回路	26
5.2	電流電圧波形及び電力変換効率	27
5.3	電圧変換特性ならびにステップ応答	28
5.4	部分影補償実験	30
5.5	MPPT 実験	31
6	まとめ	33
7	補足	34
7.1	回路基板	34
7.2	各種プログラムのコード	35
7.3	疑似双方向電源	37
7.4	PI 補償を導入した MPPT 制御	37
7.5	実験系	38

1 研究背景

スタンドアロン太陽光発電（PV: Photovoltaic）システムなどの再生可能エネルギーシステムでは、負荷電力の安定化を目的に PV パネルの抽出電力と負荷電力の過不足分の電力を充放電するバッテリーが併用される。このような PV システムでは、パネルを最大電力点（MPP: Maximum power point）で動作させることで抽出電力を最大化する MPP 追尾（MPPT: MPP tracking）制御を行うパネル制御用のコンバータとバッテリーの充放電を制御する双方向コンバータがそれぞれに対して個別に必要なになる。さらに PV システムではパネルの一部分に発生する影（以降、部分影）の影響も考慮する必要がある。

部分影によって各 PV サブストリングの電気特性に差異が生じ、パネルからの抽出電力の低下ならびに複数の MPP の発生などの問題が発生する。この課題を解決するために、各種部分影補償器が提案されている [1],[2]。部分影補償器により MPP を 1 点に収束させ、パネルからの抽出電力を向上させることができる。

パネル制御用のコンバータ、双方向コンバータ、部分影補償器の 3 台のコンバータを個別に用いた PV システムのブロック図を Fig. 1 に示す。複数のコンバータを個別に使用することによってそれぞれの機能を最適化できるものの、システムはコンバータ台数に比例して複雑化ならびに高コスト化してしまう。この課題を解決する為に、複数台のコンバータを 1 台に集約したマルチポートコンバータ（MPC: Multi-port converter）が提案されている。MPC を用いることで複数台のコンバータを 1 台に統合することができるため、システムの簡素化ならびに低コスト化を実現できる。

従来 MPC では、ポート数を容易に増加できるという観点から多くの方式において多巻線トランスが用いられている [3]–[5]。このような MPC では複数のハーフブリッジコンバータ、フルブリッジコンバータを多巻線トランスを用いて 1 台に集約する。多巻線トランスを用いた MPC の一例として、Fig. 2(a)に示す方式では 3 台のフルブリッジコン

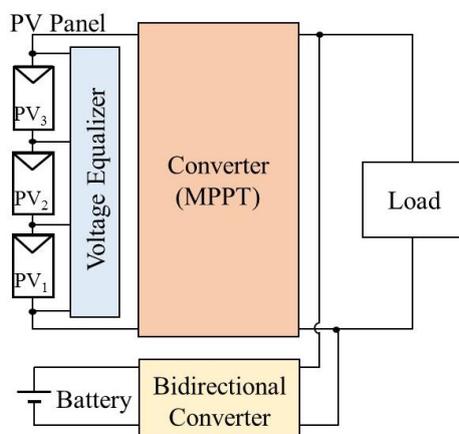
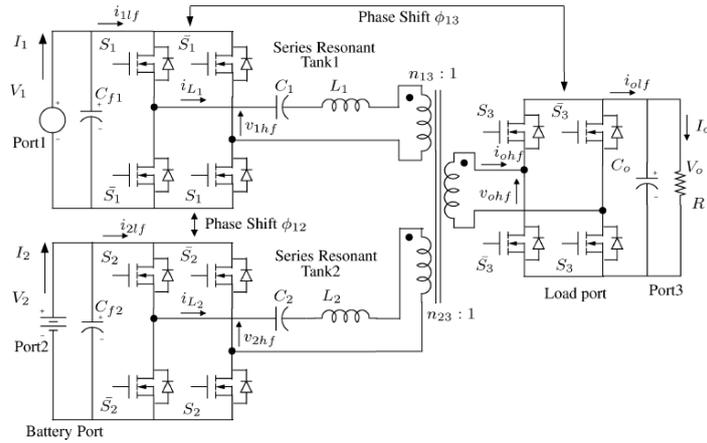
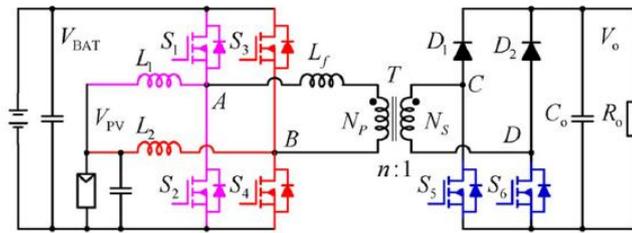


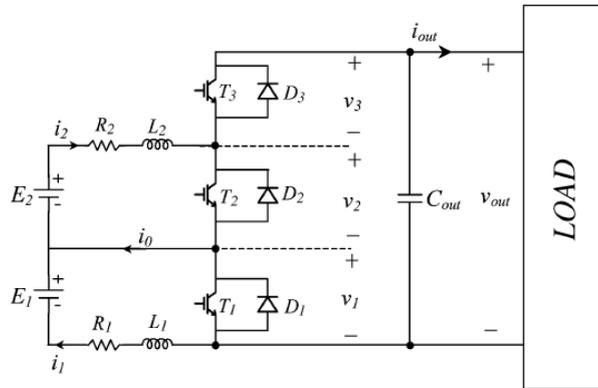
Fig. 1. Block diagram of conventional PV system.



(a)



(b)



(c)

Fig. 2. Conventional MPCs: (a) using multi-winding transformer [5], (b) using normal transformer [13], and (c) nonisolated MPC [19].

バータを 1 台に集約している。しかし多巻線トランスは回路の大型化を招くのみならず、回路の設計難易度を上昇させてしまう。加えて、これらの方式には Fig. 2(a)に示す通り多数のスイッチが必要であるため回路構成ならびに制御が複雑化する。一方、汎用的なトランスを用いた MPC も提案されている。複数の入出力を PWM 制御 [6]–[8]、PFM (Pulse frequency modulation) 制御 [9]、フェーズシフト制御 [10]–[14]を用いて個別に制御する。汎用トランスを用いた MPC の一例として Fig. 2(b)に示す方式は、PWM 制

御とフェーズシフト制御を併用している。しかし依然としてトランスが必要となるため、回路が大型化する課題が残存する。

これに対し、トランスが不要な非絶縁 MPC も提案されている。PWM 制御を用いた非絶縁 MPC では DC リンクのバスを共有することで複数のコンバータを統合している [15], [16]。しかし共有される素子数が少なく、回路の簡素化の観点において MPC としてのメリットが小さい。時分割方式の MPC ではポート数の増加に伴い各電源に対する実効デューティが低下するため、電力変換効率が悪化してしまう [17], [18]。非絶縁 MPC の一例として Fig. 2(c)に示すグラウンドが非共通の MPC では、実用の際のノイズが問題となる [19]。一方、2 種の PWM コンバータ間でスイッチならびに各種受動素子を統合することで実効デューティの低下を防ぎつつ、グラウンドが共通な MPC も提案されている [20]–[22]。

従来 MPC は、パネルとバッテリーに対して必要であった 2 台のコンバータを 1 台に集約することができる。しかしながら、いずれの方式においても部分影補償を行うことができないため、部分影補償器は個別に用意しなければならない。これに対し、先行研究において部分影補償器とパネルの制御を行うコンバータを 1 台に集約した統合型コンバータが提案されている [23]–[26]。

したがって、本研究では上記の統合型コンバータの発想を転用し、Fig. 3 に示すように、パネルとバッテリーに対して必要であった 2 台のコンバータのみならず、部分影補償器をも 1 台に統合した MPC システムを提案する。従来システムにおいて 3 台必要であったコンバータを 1 台に集約することで、飛躍的なシステムの簡素化、低コスト化を実現できる。提案システムを実現するにあたり、本研究では小型な部分影補償器として知られているスイッチトキャパシタコンバータ (SCC: Switched capacitor converter) を採用する。

SCC ではエネルギーを蓄積する素子として、インダクタやトランスなどの磁性素子でなくコンデンサを用いる。コンデンサは磁性素子と比較して 100~1000 倍のエネルギー密度を有するため回路の小型化が容易である [27], [28]。加えて、SCC はその動作とともに全てのコンデンサの電圧を均一化することができ、この性質を利用して部分影補

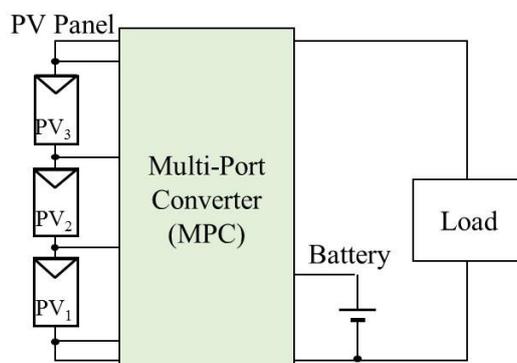


Fig. 3. Block diagram of proposed MPC system.

償が行われる。

本研究では、システムの簡素化ならびに回路の小型化を実現するために SCC を基礎とした MPC (以降、SC-MPC) を提案する [29]。SC-MPC は PWM コンバータ、SCC、直列共振コンバータの 3 台の回路を 1 台に集約することで導出される。SC-MPC はパネルからの電力制御、バッテリーの充放電、部分影補償の 3 種の機能を 1 台で実現する。SC-MPC の導出方法およびその特徴を 2 章にて説明する。その後、詳細な動作解析を 3 章にて行う。SC-MPC はパネルからの抽出電力と負荷電力の大小関係に応じて、PV モード、バッテリーモード、ハイブリッドモードの 3 つの動作モードのいずれかで動作する。それぞれの動作モードについて詳細な動作解析を行う。続いて、定量解析としてキルヒホッフ電流則を基礎とした電荷移動解析を行い、MPC 内の素子の電流ストレスを明確化する。詳細を 4 章にて解説する。最後に 150 W 試作回路を用いて、各モードにおける詳細動作について実機検証を行った。その結果を 5 章で解説する。

2 SC-MPC

2.1 統合元回路および SC-MPC の導出

SC-MPC は PWM コンバータ、3 段構成の SCC、直列共振コンバータ、の 3 種の回路間での素子共有により導出される。統合元の 3 種の回路を Fig. 4 に示す。PWM コンバータは、バッテリーの充放電用のコンバータとしてよく用いられている。また SCC は部分影補償器のみならず [25], [26]、セルバランス回路としても用いられている [30]。共振形コンバータの中でも直列共振コンバータは最も簡素な構成であり、共振インダクタ L_r と共振コンデンサ C_r の間での共振を利用する。直列共振コンバータは L_r と C_r の値で一義的に決定される共振周波数を持ち、スイッチング周波数 f_s を操作する PFM 制御によって電圧制御を行う。

PWM コンバータと直列共振コンバータにおけるスイッチ Q_1 と Q_2 は相補的に動作し、スイッチングノードの電圧は V_{in} と 0 V の間で変化する。一方、SCC では奇数番号スイッチと偶数番号スイッチが相補的に動作し、スイッチングノード電圧は V_o の振幅をもって振れる。

提案する SC-MPC の回路構成を Fig. 5 に示す。PWM コンバータと共振コンバータ

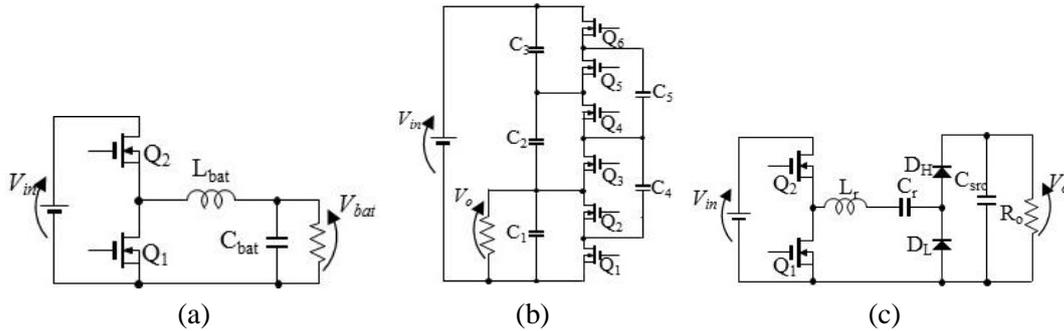


Fig. 4. Key elements for proposed SC-MPC, (a) bidirectional PWM converter, (b) switched capacitor converter (SCC), and (c) series resonant converter (SRC).

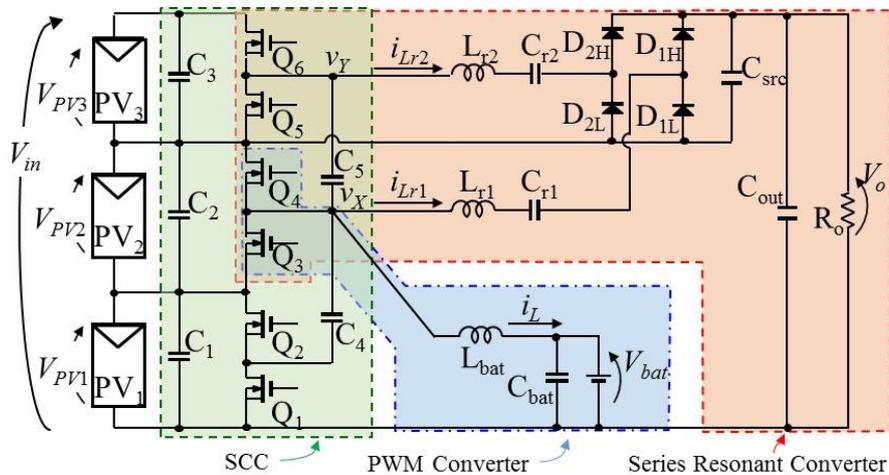


Fig. 5. Proposed SCC based MPC.

におけるスイッチ Q_1 と Q_2 を SCC 内の Q_3 と Q_4 、 Q_5 と Q_6 に統合することで導出される。ここで直列共振コンバータにおいて、共振電流の実効値を低下させるために共振タンクを 2 個用いている。SCC 内の偶数番号スイッチと奇数番号スイッチは統合前の SCC と同様で相補的に動作し、スイッチングノードでは矩形波電圧が生成される。PWM コンバータはスイッチングノード v_X の電圧により駆動され、主にバッテリーの制御に利用される。その一方、2 つの共振タンク、すなわち 2 つの直列共振コンバータはスイッチングノード v_X と v_Y の矩形波電圧により駆動される。言い換えると、SCC 内で生成される矩形波電圧は SCC のみならず、PWM コンバータと直列共振コンバータの駆動にも利用される。

2.2 SC-MPC の特徴

SC-MPC は 3 台のコンバータを 1 台に統合しているためシステムを飛躍的に簡素化できる。Fig. 1 に示した従来システムにおいて PWM コンバータ、直列共振コンバータ、SCC の 3 台の回路を個別に用いた際の合計スイッチ数は 10 個であるのに対して、SC-MPC ではスイッチの共有によりスイッチ数を合計 6 個まで削減できる。スイッチの駆動にはゲートドライブ回路などの周辺回路が必要になるため、スイッチの数に比例してシステムは複雑化してしまう。したがって回路内のスイッチ数を削減可能な SC-MPC はシステムの簡素化に大きく貢献する。さらにトランスが不要であるため、回路の大型化など従来 MPC のトランスに起因した問題は生じない。

SCC との統合により、PWM コンバータや直列共振コンバータにおける磁性素子の蓄積エネルギー量を低減することができるため、磁性素子の小型化を実現できる [25], [26]。例えば PWM コンバータ部では、SCC 内のコンデンサ $C_1 \sim C_5$ もエネルギーを蓄積するため、相対的に L_{bat} の蓄積エネルギーが低減される。磁性素子は回路の中でも大型な素子であるため、磁性素子の小型化は回路の小型化に繋がる。

SC-MPC はバッテリー電圧 V_{bat} と負荷電圧 V_o を PWM 制御と PFM 制御を用いてそれぞれ制御する。しかし、異なる制御を同一回路内で用いるため、制御の相互干渉が懸念される。そこでデューティ、スイッチング周波数、共振周波数を適切に設定することによって PWM コンバータと直列共振コンバータの間での相互干渉を理論的に回避する。詳細については 3.3 節にて解説する。また、パネル内の各サブストリング $PV_1 \sim PV_3$ に対し、SCC 内のコンデンサ $C_1 \sim C_3$ が並列に接続されている。コンデンサ $C_1 \sim C_5$ に印加される電圧は SCC の動作によって自動的に等しくなるため、部分影が発生した際にはこの SCC の性質を利用して部分影補償が行われる。さらに PWM コンバータは、バッテリー電圧を制御するのみならず、MPPT 制御にも用いられる。MPPT 制御時における動作については 3.5 節で述べる。

3 動作解析

3.1 パワーフロー

SC-MPC にはパネル、バッテリー、負荷のポートの電力バランスに応じて 3 種のパワーフローが存在する。Fig. 6 に示す通り PV モード、バッテリーモード、ハイブリッドモードのいずれかで動作する。SC-MPC の電力バランスは簡易的に以下の式で表される。

$$P_{in} = P_{bat} + P_o \quad (1)$$

ここで P_{in} 、 P_o 、 P_{bat} は、それぞれパネル電力、負荷電力、バッテリー電力である。

PV モード ($P_{in} > P_o$) ではパネルの電力を用いて負荷に電力供給を行う。さらに余剰電力を利用してバッテリーを充電する。このとき V_o と V_{bat} はそれぞれ直列共振コンバータと PWM コンバータで制御する。さらに部分影が生じた際には SCC が自動的に部分影補償を行う。このモードの詳細解析を 3.3 節で行う。

バッテリーモード ($P_{in} = 0\text{ W}$) ではパネルが負荷に電力を供給できない。したがってバッテリーが全ての負荷電力を供給する。このとき、電力が PWM コンバータと直列共振コンバータの両方を通るため V_o は偶数番号スイッチのデューティ d と f_s の双方に依存する。バッテリーモードでは、電力変換効率を改善するために、 V_o の制御に周波数最適化 PWM 制御を適用する。詳細を 3.4 節で述べる。

ハイブリッドモード ($P_{in} < P_o$) では、パネルの電力は負荷電力を下回っている。そのため、不足電力はバッテリーからの放電によって補われる。また、パネルの電力は PWM コンバータにより MPPT 制御される一方、 V_o は PFM 制御される。パネルが MPPT 制御されている場合、パネルからの抽出電力をほぼ一定とみなすことができるため、バッテリーが負荷電力の変動を吸収する。このモードの詳細を 3.5 節で述べる。

3.2 制御ブロック

3.1 節で述べた 3 種のモードにおける動作を実現するための制御ブロック図を Fig. 7

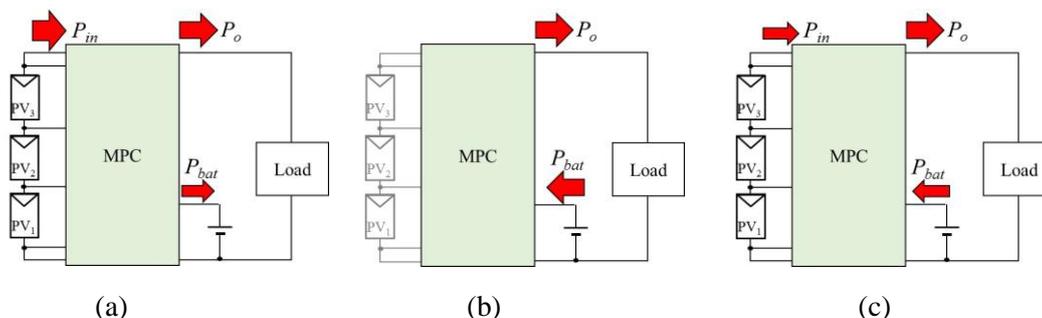


Fig. 6 Power flows, (a) PV mode, (b) battery mode, and (c) hybrid mode.

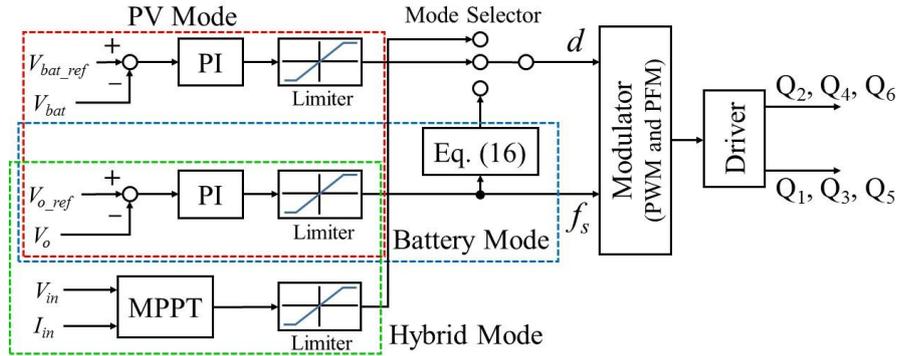


Fig. 7. Control block diagram.

に示す。いずれの動作モードであっても V_o は常に PFM 制御される。その一方、PWM コンバータは d によりバッテリーまたはパネルを制御するが、その制御対象は各ポート間の電力のバランスに応じて切り替えられる。 d は PV モードではバッテリーの制御に利用され、ハイブリッドモードではパネルの制御に利用される。バッテリーモードでは、 d と f_s の両方を操作することで周波数最適化 PWM 制御を実現する。

3.3 PV モードの動作解析

3.3.1 主要動作波形及び電流経路

この節では PV モードの動作解析を行う。その際、解析の簡略化のために 2 つの共振タンクのインピーダンスは等しいものとする。2 つの共振タンクに流れる電流 i_{Lr1} 、 i_{Lr2} は L_{r1} と C_{r1} 、 L_{r2} と C_{r2} との共振によって正弦波となる。このとき、共振周波数 f_r は以下の式で与えられる。

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} \quad (2)$$

各部の電流電圧波形と電流経路を Fig. 8 と Fig. 9 に示す。

1) *Mode 1*: Mode 1 は偶数番号スイッチがオンすると始まる。偶数番号スイッチがオンすることで SCC 内のコンデンサは C_2 と C_4 、 C_3 と C_5 の組み合わせで並列に接続される。この組み合わせは Mode 2 の終了まで維持される。PWM コンバータ部の L_{bat} の電流 i_L は直線的に上昇する。さらに共振回路部の電流 i_{Lr1} 、 i_{Lr2} が流れ始める。共振回路部の電流が 0 に到達したとき、Mode 2 に移行する。

2) *Mode 2*: i_L は Mode 1 と同様直線的に上昇するが共振回路部に電流が流れない（共振コンバータは非動作）。したがって SC-MPC は単に PWM-SCC として動作する。

3) *Mode 3*: 奇数番号スイッチがオンすると Mode 3 になる。SCC 内では並列接続されるコンデンサの組み合わせが変更される。Mode 4 の終わりまで C_1 と C_4 、 C_2 と C_5 の組み合わせで並列に接続される。Mode 3 では共振回路部に再び電流が流れ始める。この

とき Mode 1 とは逆向きに共振電流が流れる。また i_L は直線的に下降する。共振回路部の電流が 0 になったとき Mode 4 に移行する。

4) *Mode 4*: Mode 4 では直列共振コンバータが再び非動作となり、SC-MPC は PWM-SCC として動作する。Mode 4 の後は再び Mode 1 となる。

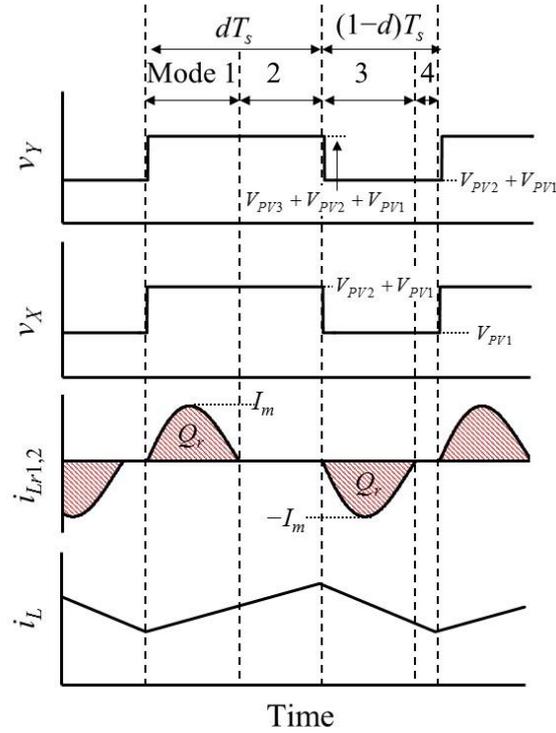


Fig. 8. Key operation waveforms in PV mode.

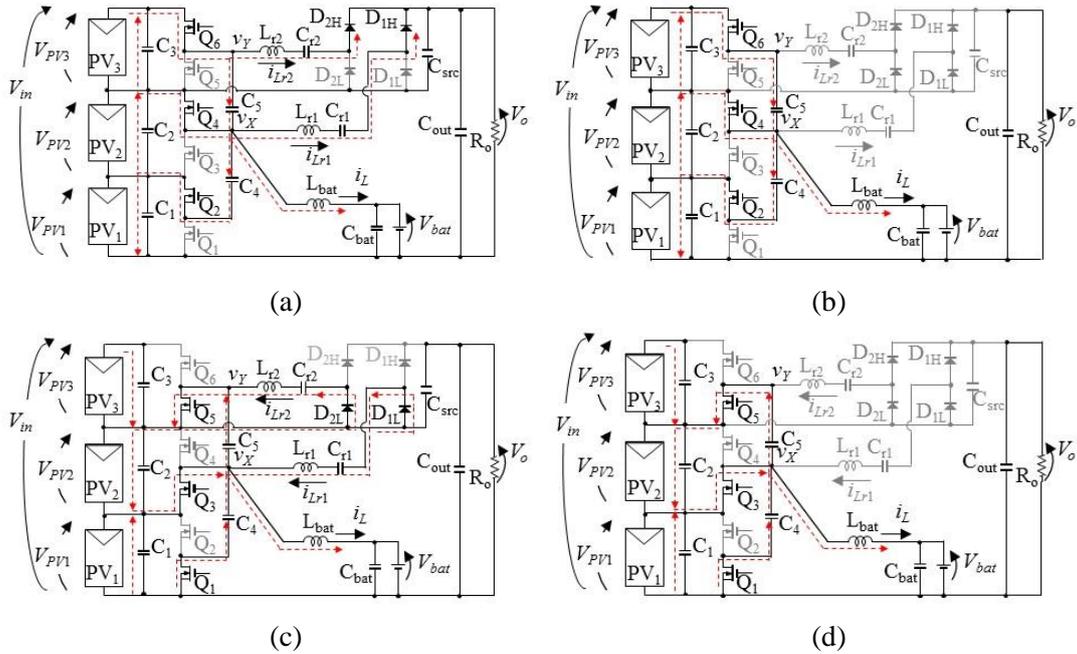


Fig. 9. Current flows in PV mode, (a) Mode 1, (b) Mode 2, (c) Mode 3, and (d) Mode 4.

動作全体をまとめると、スイッチング 1 周期において SCC 内の $C_1 \sim C_5$ は等価的に全て並列接続される。これによってスイッチングノード v_X と v_Y のピーク電圧はそれぞれ V_{PV2} と V_{PV3} になる。これらのスイッチングノードの電圧によって PWM コンバータと直列共振コンバータの双方が駆動される。

SC-MPC では PWM コンバータと直列共振コンバータを統合しているため、PWM 制御と PFM 制御の間で制御の相互干渉が懸念される。相互干渉の発生により、PWM コンバータにおける d の変動が直列共振コンバータの PFM 制御に影響を及ぼす可能性がある。そこで SC-MPC の相互干渉を避けるために、直列共振コンバータ部に非動作期間を設ける。非動作期間である Mode 2 と Mode 4 が d の変動に対してバッファの役割を果たし、直列共振コンバータと PWM コンバータの独立制御を可能にする。この独立制御のための具体的な動作条件として、共振周期の半分が dT_s または $(1-d)T_s$ よりも短くなるよう f_s を決定する。この関係により、動作範囲を以下のように表現することができる。

$$\frac{f_s}{2f_r} \leq d \leq 1 - \frac{f_s}{2f_r} \quad (3)$$

3.3.2 部分影補償

SC-MPC のスイッチング動作に伴い、SCC 部における $C_1 \sim C_5$ の電圧は全て均等化される。この性質を利用して SCC 部では自動的に部分影補償が行われる。SCC の特性は Fig. 10 に示す SCC の等価回路によって表すことができる [31]。ここで Fig. 10 中の等価抵抗 R_{eq} は以下のように表され、部分影補償の性能を表す指標として用いられる。

$$R_{eq} = \frac{1}{Cf_s} \frac{\exp\left(\frac{T_s}{\tau}\right) - 1}{\left\{ \exp\left(\frac{dT_s}{\tau}\right) - 1 \right\} \left\{ \exp\left(\frac{(1-d)T_s}{\tau}\right) - 1 \right\}} \quad (4)$$

SCC においては、 f_s が低く、かつ d が 0.5 から離れるほど部分影補償の性能が悪化する

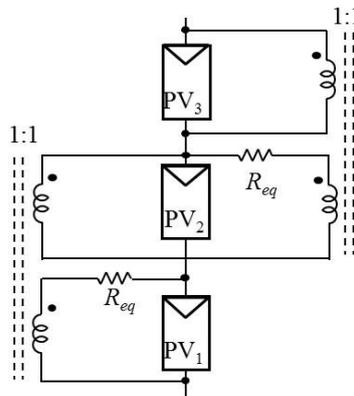


Fig. 10. Equivalent circuit of SCC.

る。したがって SC-MPC における SCC 部分影補償器の設計は d が 0.5 から最も遠ざかり、かつ f_s が最も低くなる条件でも要求仕様を満たすよう設計を行う。

3.3.3 PWM コンバータ

SC-MPC ではバッテリー電圧 V_{bat} の制御に PWM 制御を用いる。PWM コンバータはスイッチングノード v_X に接続されている。コンデンサ $C_1 \sim C_3$ の電圧をそれぞれ V_{PV1} 、 V_{PV2} 、 V_{PV3} とした際、 v_X の電圧は $V_{PV1} + V_{PV2}$ と V_{PV1} の間で振れる。SCC の性質により全てのコンデンサの電圧が $V_{PV}(=V_{in}/3)$ に均等化されると仮定したとき、PWM コンバータ部の電圧変換比 M_{bat} は d を用いて以下のように表される。

$$M_{bat} = \frac{V_{bat}}{V_{in}} = \frac{V_{bat}}{3V_{PV}} = \frac{1+d}{3} \quad (5)$$

3.3.4 直列共振コンバータ

SC-MPC は負荷電圧 V_o の制御に PFM 制御を用いる。通常、汎用的な共振形コンバータではソフトスイッチングを行うために f_s は f_r よりも高く設定する。しかし SC-MPC において d との相互干渉を避けるために f_r は f_s よりも高く設定する。直列共振コンバータ部の解析は Fig. 11 に示す通り、非動作期間である Mode 2 と Mode 4 を無視し、電流が連続しているものとした上で基本波近似を適用して行う。基本波近似により、入力部分と整流回路部分の矩形波電圧 v_{sw} 、 v_{rec} を式(6)のように正弦波で近似する。

$$\begin{cases} v_{sw} = V_{m-sw} \sin \omega_r t = \frac{2}{\pi} \frac{1}{3} V_{in} \sin \omega_r t \\ v_{rec} = V_{m-rec} \sin \omega_r t = \frac{2}{\pi} \left(V_o - \frac{2}{3} V_{in} + 2V_f \right) \sin \omega_r t \end{cases} \quad (6)$$

ここで V_f はダイオードの順方向電圧降下であり、 V_{m-sw} 、 V_{m-rec} は正弦波の振幅である。このとき、正弦波電流 i_{Lr} のピーク値 I_m は以下の式で表される。

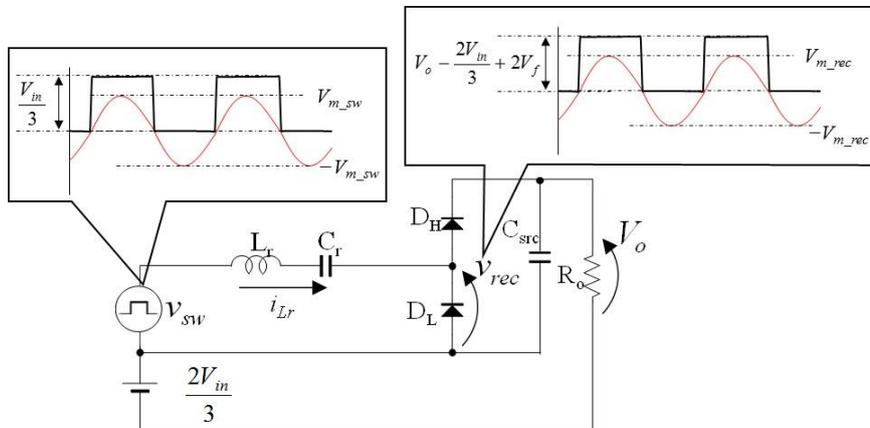


Fig. 11. Equivalent circuit of SRC.

$$I_m = \frac{\frac{2}{\pi}(V_{in} - V_o - 2V_f)}{|Z|} = \frac{\frac{2}{\pi}(V_{in} - V_o - 2V_f)}{R_{res}} \quad (7)$$

ここで Z は共振回路のインピーダンス、 R_{res} は共振回路部の抵抗である。ここで共振コンデンサ C_r に蓄えられる電荷 Q_r は以下のように表される。

$$Q_r = \int_0^{0.5T_r} I_m \sin \omega_r t dt = \frac{1}{\pi f_r} I_m \quad (8)$$

SC-MPC では共振タンクを 2 個用いるため、スイッチング 1 周期あたりの電荷の合計は $2Q_r$ となる。したがって出力電流 I_o は以下の式で表される。

$$I_o = \frac{2Q_r}{T_s} = 2Q_r f_s \quad (9)$$

式(8)、式(9)より、以下の関係が成立する。

$$I_o = 2 \frac{f_s}{\pi f_r} I_m \quad (10)$$

式(10)を式(7)に代入し、かつ $V_o = I_o R_o$ であることを考慮すると以下の式が成立する。

$$V_o = \frac{1}{1 + \frac{\pi^2 f_r R_{res}}{4 f_s R_o}} (V_{in} - 2V_f) \quad (11)$$

ここで R_o は負荷抵抗である。したがって、直列共振コンバータ部の電圧変換比 M_o は以下の式で表される。

$$M_o = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1}{1 + \frac{\pi^2 f_r R_{res}}{4 f_s R_o}} \left(1 - \frac{2V_f}{V_{in}} \right) \quad (12)$$

ここでスイッチング周波数に対する直列共振コンバータの電圧変換特性を評価するために正規化周波数 F を以下のように定める。

$$F = \frac{f_s}{f_r} \quad (13)$$

式(13)を式(12)に代入することで以下の式が得られる。

$$M_o = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1}{1 + \frac{\pi^2 R_{res}}{4F R_o}} \left(1 - \frac{2V_f}{V_{in}} \right) \quad (14)$$

3.4 バッテリモードの動作解析

3.4.1 周波数最適化 PWM 制御

バッテリが入力となるこのモードでは、負荷電圧 V_o の制御自由度として d と f_s の 2

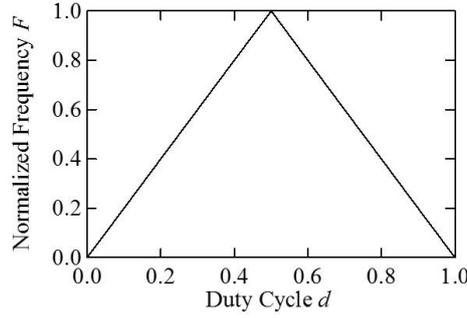


Fig. 12. Optimized F as a function of d .

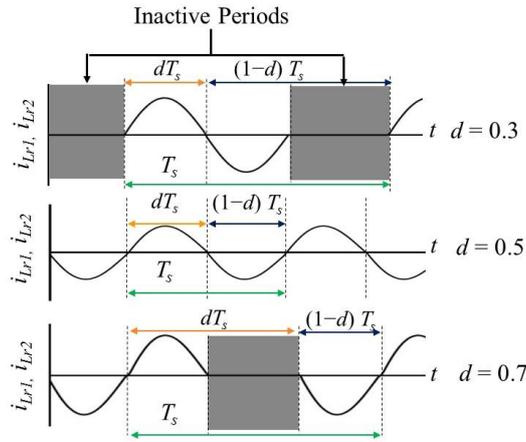


Fig. 13. Resonant currents in battery mode at $d = 0.3, 0.5,$ and 0.7 .

種類が存在する。バッテリーモードにおける V_o は PV モードにおける式(5)、式(14)より以下のように求めることができる。

$$V_o = \frac{1}{1 + \frac{\pi^2 R_{res}}{4F R_o}} \left(\frac{3V_{bat}}{1+d} - 2V_f \right) \quad (15)$$

バッテリーを入力とした場合、式(15)から V_o は d と f_s の両方に依存することが分かる。

3.2 節で述べたように、PV モードでは d と f_s の相互干渉を避けるために、直列共振コンバータ部で非動作期間が存在するよう f_s を決定する。しかし非動作期間が長すぎると、共振電流のピーク値が上昇し、電流実効値が増加する。電流実効値の増加に伴ってジュール損失が増大するため、より高い効率でバッテリーを放電するために非動作期間を短くすることが望ましい。この非動作期間を短縮するためにバッテリーモードでは周波数最適化 PWM 制御を適用する [32]。この制御では、以下の式(16)を満たすように dT_s または $(1-d)T_s$ が共振の半周期と一致するよう d と f_s を同時に操作する。

$$f_s = 2f_r \{0.5 - |d - 0.5|\} \quad (16)$$

上式に式(13)を代入することで、周波数最適化制御 PWM 制御を適用した際の d に対する F の特性を表すことができる。得られた特性を Fig. 12 に示す。 F は $d = 0.5$ において最大となり、 d が 0.5 から離れるにつれて直線的に低下する。また、 Fig. 13 に式(16)を

適用した際の共振回路部の電流波形を示す。例として $d=0.3$ 、 0.5 、 0.7 における波形を示す。PV モードにおいてスイッチング 1 周期あたりに 2 つ存在していた非動作期間が 1 つに減少していることが分かる。これにより、共振回路部の電流実効値ならびにジュール損失を低減することができる。

3.4.2 主要動作波形および電流経路

バッテリーモードの動作解析は、非動作期間が短縮されモード数が減ったことを除き、基本的に PV モードと同様である。また、動作自体は d の状態で変わらないため、本項では例として $d < 0.5$ の範囲における動作解析のみを扱う。 $d < 0.5$ の範囲における電流電圧波形ならびに電流経路を Fig. 14 と Fig. 15 に示す。

1) *Mode 1*: Mode 1 では偶数番号スイッチがオンとなり、 i_L は直線的に下降する。さらに共振回路部の電流 i_{Lr1} 、 i_{Lr2} が流れ始める。PV モードと同様に共振回路部の電流が 0 になったとき、Mode 2 に移行する。

2) *Mode 2*: Mode 2 における振る舞いは PV モードにおける Mode 3 とほぼ同様である。すなわち奇数番号スイッチがオンし、共振回路部の電流の向きが反転する。また i_L は Mode 1 とは逆に直線的に上昇し始める。共振回路部の電流が再び 0 になったとき、Mode 3 に移行する。

3) *Mode 3*: Mode 3 は直列共振コンバータにおける非動作期間である。 i_L は Mode 2 と同様、直線的に上昇する。この振る舞いは PV モードにおける Mode 4 の動作と相似であり、Mode 3 が終了した後は再び Mode 1 に状態が移行する。

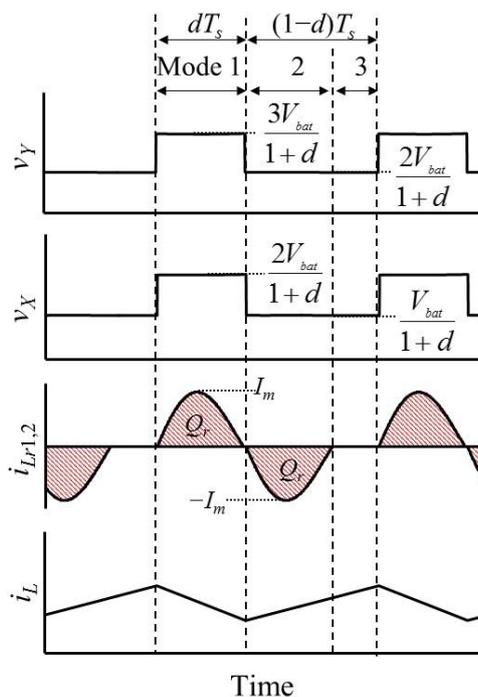


Fig. 14. Key operation waveforms in battery mode ($d < 0.5$).

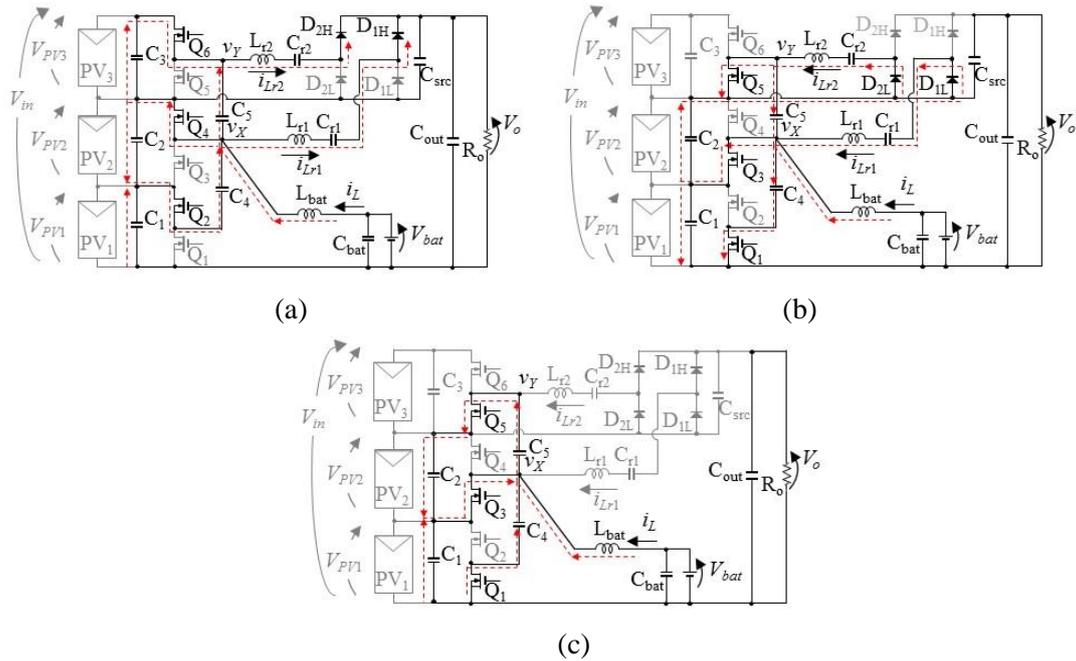


Fig. 15. Current flows in battery mode ($d < 0.5$), (a) Mode 1, (b) Mode 2, and (c) Mode 3.

以上の動作をまとめると $d < 0.5$ の範囲では非動作期間は **Mode 3** のみである。PV モードと比較すると、バッテリーモードでは非動作期間を短縮することができる。 $d = 0.5$ であるとき、非動作期間が無くなり共振回路部の電流が連続する。

3.5 ハイブリッドモードの動作解析

ハイブリッドモードでは、パネルの電力は負荷電力よりも少ないため、バッテリーが不足分の電力を供給する。このとき PWM コンバータはパネルに対して MPPT 制御を行う。ハイブリッドモードの電流電圧波形および電流経路の詳細については PV モードとバッテリーモードの組み合わせによって表現できるため、解説を省略する。部分影補償についても PV モードと同様であるため省略する。

MPPT 制御のアルゴリズムは、従来から用いられている手法の 1 つである山登り法を用いる。MPPT 制御には様々なアルゴリズムが存在するが、山登り法はその中でも比較的簡素に MPPT 動作を実現できる。パネルの電力は MPPT 制御によってほぼ一定となるため、負荷電力の変動はバッテリーが吸収する。また、MPPT 制御された状態でパネルの電力が負荷電力を上回った際には、余剰電力がバッテリーへと充電される。したがって MPPT 制御された状態ではパネルと負荷電力の大小関係に応じてバッテリーの充放電をシームレスに実現できる。

4 定量解析

4.1 電荷移動解析

SCC では入出力の電流ならびに素子の位置に応じて固有の電荷量の移動が発生するが、その具体的な値を知ることは容易ではない。その一方で、素子に流れる電流値は回路設計の重要な要素の一つであるため、キルヒホッフ電流則を基礎とした電荷移動解析 [33], [34] を適用することで各素子の電荷移動量を決定し、併せて電流ストレスを明らかにする。電荷移動解析は通常、デューティ比に応じた2つのモードでの電流経路を想定して行われるが、SC-MPC では非動作期間が存在するため導通モードが2つ以上存在する。したがって解析簡略化のために、Fig. 16 に示すように、正弦波電流を方形波電流に近似する。その際、方形波の電流振幅 I_{ave1} と I_{ave2} を以下のように定義する。

$$\begin{aligned} I_{ave1} &= \frac{Q_r}{d} = \frac{1}{\pi d} FI_m \\ I_{ave2} &= \frac{Q_r}{1-d} = \frac{1}{\pi(1-d)} FI_m \end{aligned} \quad (17)$$

4.1.1 PV モードの電荷移動解析

PV モードではサブストリングである PV₁~PV₃ が入力役割を果たすが、本項では解析を簡略化するために、部分影が発生しないものとしたうえで3個のサブストリングを1個の定電流源 I_m に置き換える。PV モードの Mode H、Mode L における電荷フローを Fig. 17 に示す。Mode H においてキルヒホッフ電流則より、

$$\begin{cases} 0 = -q_{c3} - q_{c5} - q_{r2} + dI_m \\ 0 = -q_{c2} + q_{c3} - q_{c4} + q_{c5} - dI_{bat} - q_{r1} + q_{src} \\ 0 = -q_{c1} + q_{c2} + q_{c4} \\ 0 = q_{r1} + q_{r2} - q_{src} - dI_o \end{cases} \quad (18)$$

同様に Mode L においてキルヒホッフ電流則より、

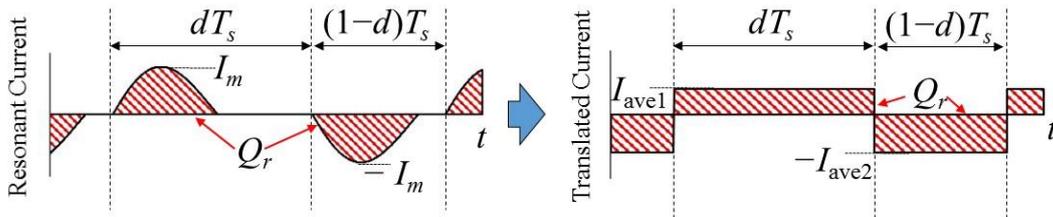


Fig. 16. Notional image of the resonant current approximation.

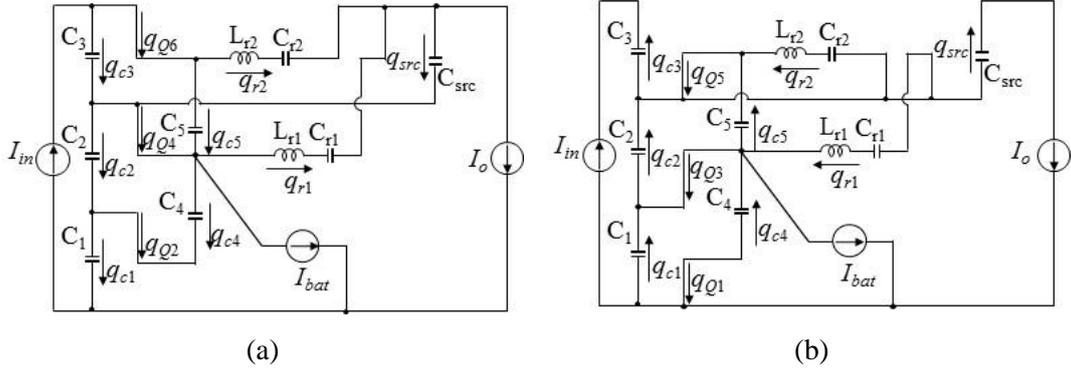


Fig. 17. Charge flows of PV mode in (a) Mode H and (b) Mode L.

$$\begin{cases} 0 = q_{c3} + (1-d)I_{in} \\ 0 = q_{c2} - q_{c3} + q_{c5} - q_{r1} - q_{src} \\ 0 = q_{c1} - q_{c2} + q_{c4} - q_{c5} - (1-d)I_{bat} + q_{r1} \\ 0 = q_{src} - (1-d)I_o \end{cases} \quad (19)$$

解析の簡素化のために、2つの共振タンクへ均等に電荷が分配されるとすると、以下の式が成立する。

$$q_{r1} = q_{r2} \quad (20)$$

また各スイッチを流れる電荷量について以下の式が成立する。

$$\begin{cases} q_{Q1} = -q_{c4} \\ q_{Q2} = -q_{c4} \\ q_{Q3} = q_{c4} - q_{c5} - (1-d)I_{bat} + q_{r1} \\ q_{Q4} = q_{c4} - q_{c5} + dI_{bat} + q_{r1} \\ q_{Q5} = q_{c5} + q_{r2} \\ q_{Q6} = q_{c5} + q_{r2} \end{cases} \quad (21)$$

式(18)~式(20)から

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ I_{bat} \\ I_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -1 & 0 & -1 & d & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 & -1 & 1 & 0 & -d & -1 & 0 & 1 & 0 \\ -1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & -1 & -d \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1-d & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & -1 & 0 & 1 & 0 & 0 & -1 & 0 & -1 & 0 \\ 1 & -1 & 0 & 1 & -1 & 0 & -(1-d) & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -(1-d) \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} q_{c1} \\ q_{c2} \\ q_{c3} \\ q_{c4} \\ q_{c5} \\ I_{in} \\ I_{bat} \\ q_{r1} \\ q_{r2} \\ q_{src} \\ I_o \end{bmatrix} \quad (22)$$

式(22)からコンデンサ電流 I_{ci} ($i = 1 \sim 5$) は以下のように与えられる。

$$\begin{cases} I_{ci} = \frac{q_{ci}}{d} \text{ (for } Q_2, Q_4, Q_6) \\ I_{ci} = \frac{q_{ci}}{1-d} \text{ (for } Q_1, Q_3, Q_5) \end{cases} \quad (23)$$

同様に、式(21)と式(23)からスイッチ電流 I_{Qj} ($j = 1 \sim 6$) は以下のように与えられる。

$$I_{Qj} = \begin{cases} \frac{q_{Qj}}{d} \text{ (for } Q_2, Q_4, Q_6) \\ \frac{q_{Qj}}{1-d} \text{ (for } Q_1, Q_3, Q_5) \end{cases} \quad (24)$$

式(17)と同様、2つの共振タンクにおいて以下の式が成立する。ここで $I_{ave1-r1,2}$ と $I_{ave2-r1,2}$ は2つの共振回路部の電荷 q_{r1} と q_{r2} を方形波電流に置き換えた際の電流振幅である。

$$\begin{cases} I_{ave1-r2} = \frac{q_{r2}}{d} \\ I_{ave1-r1} = \frac{q_{r1}}{d} \\ I_{ave2-r2} = \frac{q_{r2}}{1-d} \\ I_{ave2-r1} = \frac{q_{r1}}{1-d} \end{cases} \quad (25)$$

4.1.2 バッテリモードの電荷移動解析

バッテリモードの Mode H、Mode L における電荷フローを Fig. 18 に示す。Mode H においてキルヒホッフ電流則より、

$$\begin{cases} 0 = -q_{c3} - q_{c5} - q_{r2} \\ 0 = -q_{c2} + q_{c3} - q_{c4} + q_{c5} + dI_{bat} - q_{r1} + q_{src} \\ 0 = -q_{c1} + q_{c2} + q_{c4} \\ 0 = q_{r1} + q_{r2} - q_{src} - dI_o \end{cases} \quad (26)$$

同様に Mode L においてキルヒホッフ電流則より、

$$\begin{cases} 0 = q_{c3} \\ 0 = q_{c2} - q_{c3} + q_{c5} - q_{r1} - q_{src} \\ 0 = q_{c1} - q_{c2} + q_{c4} - q_{c5} + (1-d)I_{bat} + q_{r1} \\ 0 = q_{src} - (1-d)I_o \end{cases} \quad (27)$$

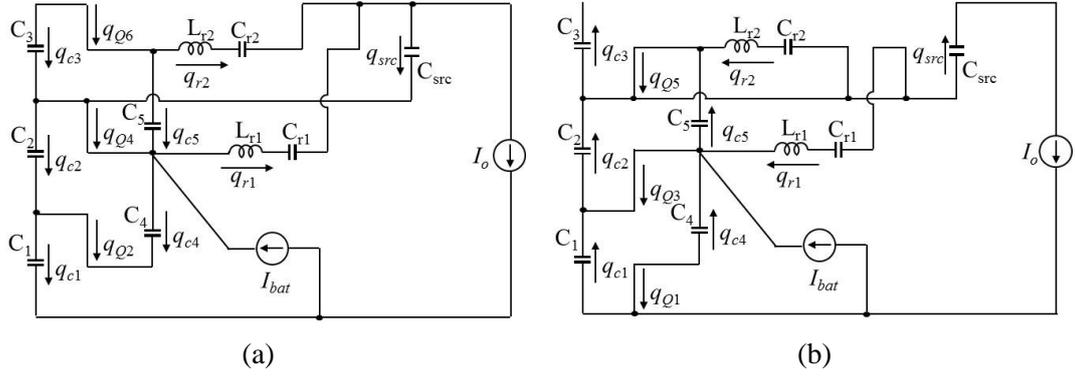


Fig. 18. Charge flows of battery mode in (a) Mode H and (b) Mode L.

また各スイッチの電荷量について以下の式が成立する。

$$\begin{cases}
 q_{Q1} = -q_{c4} \\
 q_{Q2} = -q_{c4} \\
 q_{Q3} = q_{c4} - q_{c5} + (1-d)I_{bat} + q_{r1} \\
 q_{Q4} = q_{c4} - q_{c5} - dI_{bat} + q_{r1} \\
 q_{Q5} = q_{c5} + q_{r2} \\
 q_{Q6} = q_{c5} + q_{r2}
 \end{cases} \quad (28)$$

2つの共振タンクの電荷 q_{r1} と q_{r2} が PV モードと同様に等しいと仮定すると式(26)、式(27)より

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ I_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -1 & 0 & -1 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 1 & -1 & 1 & d & -1 & 0 & 1 & 0 \\ -1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & -1 & -d \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & -1 & 0 & 1 & 0 & -1 & 0 & -1 & 0 \\ 1 & -1 & 0 & 1 & -1 & 1-d & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -(1-d) \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} q_{c1} \\ q_{c2} \\ q_{c3} \\ q_{c4} \\ q_{c5} \\ I_{bat} \\ q_{r1} \\ q_{r2} \\ q_{src} \\ I_o \end{bmatrix} \quad (29)$$

コンデンサ電流 I_{ci} とスイッチ電流 I_{Qj} は PV モードと同様、式(23)と式(24)で与えられる。また、 q_{r1} と q_{r2} は PV モードと同様に式(25)を用いて方形波電流に近似する。

4.2 電流ピークの算出

電荷移動解析による方形波電流は共振成分を含むが、その解析結果の値と真の電流ピークの値は一致しない。例として C_5 の電流 i_{c5} の実際の電流と近似によって得られた結

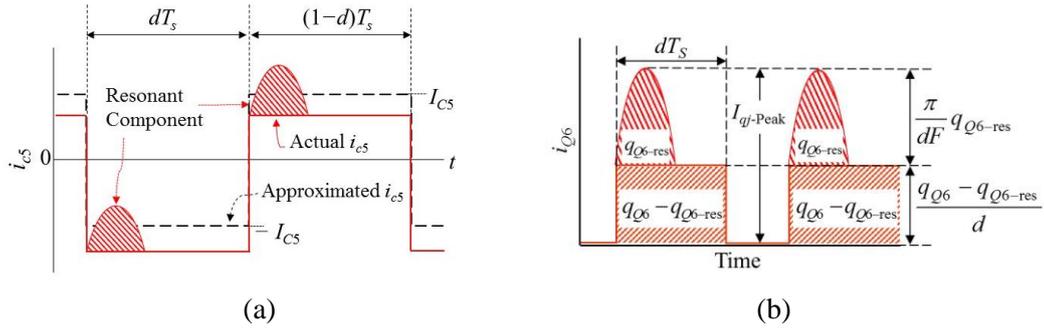


Fig. 19. (a)Actual and approximated current waveforms of i_{c5} (b) Current waveform of Q_6 containing resonant and square wave components.

果は Fig. 19(a)に示す通り、異なるピーク値を持つ。したがって、電荷移動解析によって得られたスイッチの方形波電流 I_{Qj} と実際のスイッチの電流ピーク値は当然一致しない。しかし、真の電流ピーク値は方形波電流に含まれる矩形波成分と共振成分から求めることができる。スイッチ Q_6 を例にとって解説する。

Fig. 19(b)に示す通り、 i_{Q6} は共振成分である q_{Q6-res} と矩形波成分である $q_{Q6} - q_{Q6-res}$ に分離することができる。さらに式(17)を利用すると分離した q_{Q6-res} から正弦波電流のピーク値が求まる。 Q_6 の電流ピーク $I_{Q6-Peak}$ は矩形波成分のピーク値と正弦波ピーク値の和で表すことができ、他のスイッチでも同様の方法で真のピーク値を得ることができる。スイッチ電流の共振成分は SCC 内のインピーダンスに依存した共振電流の分担から求めることができるが、本節では解析簡略化のために SCC 内に等しく共振電流が分担されるものとする。

共振成分に対する各モードの電荷フローを Fig. 20 に示す。Mode H では、 q_{r2} は C_3 と C_5 から等しく供給される。その一方、 q_{r1} は分担されることなく、回路内を循環している。同様に、Mode L では q_{r1} が C_2 と C_5 に等しく分流される。 q_{r2} は Mode H における q_{r1} と同様、分担されることなく回路内を循環している。以上のことから各 SCC 内の共振成分の電荷を以下のように表すことができる。ここで q_{ci-res} は各コンデンサにおける電荷の内の共振成分である。

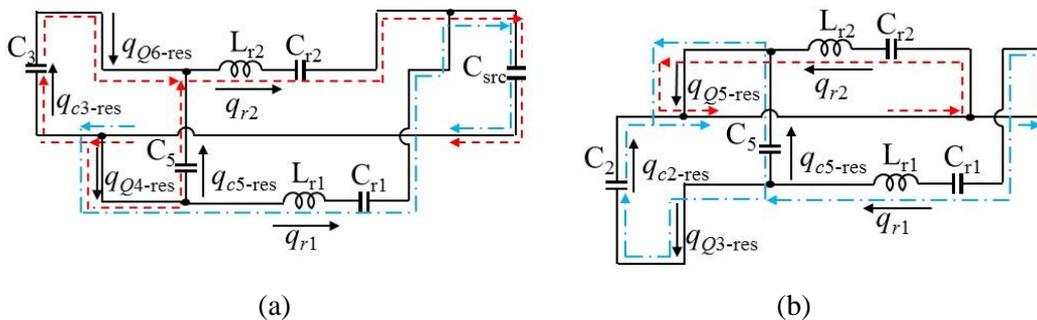


Fig. 20. Charge flows for resonant components in (a) Mode H and (b) Mode L.

$$\begin{cases} \frac{1}{2}q_{r2} = q_{c3\text{-res}} = q_{c5\text{-res}} \text{ (ModeH)} \\ \frac{1}{2}q_{r1} = q_{c2\text{-res}} = q_{c5\text{-res}} \text{ (ModeL)} \end{cases} \quad (30)$$

式(30)から、各スイッチの電荷における共振成分は以下のように表される。ここで $q_{Qj\text{-res}}$ は各スイッチの電荷における共振成分を表す。

$$\begin{cases} q_{Q6\text{-res}} = q_{c3\text{-res}} = \frac{1}{2}q_{r2} \\ q_{Q5\text{-res}} = q_{r2} + q_{c5\text{-res}} = q_{r2} + \frac{1}{2}q_{r1} \\ q_{Q4\text{-res}} = q_{r1} + q_{c5\text{-res}} = q_{r1} + \frac{1}{2}q_{r2} \\ q_{Q3\text{-res}} = q_{c2\text{-res}} = \frac{1}{2}q_{r1} \end{cases} \quad (31)$$

式(31)より、各スイッチの電流ピークを以下のように表すことができる。

$$\begin{cases} I_{Q6\text{-Peak}} = \frac{q_{Q6} - q_{Q6\text{-res}}}{d} + \frac{\pi}{dF} q_{Q6\text{-res}} = \frac{q_{Q6} - \frac{1}{2}q_{r2}}{d} + \frac{\pi}{2dF} q_{r2} \\ I_{Q5\text{-Peak}} = \frac{q_{Q5} - q_{Q5\text{-res}}}{1-d} + \frac{\pi}{(1-d)F} q_{Q5\text{-res}} \\ \quad = \frac{q_{Q5} - q_{r2} - \frac{1}{2}q_{r1}}{1-d} + \frac{\pi}{(1-d)F} \left(q_{r2} + \frac{1}{2}q_{r1} \right) \\ I_{Q4\text{-Peak}} = \frac{q_{Q4} - q_{Q4\text{-res}}}{d} + \frac{\pi}{dF} q_{Q4\text{-res}} \\ \quad = \frac{q_{Q5} - \frac{1}{2}q_{r2} - q_{r1}}{d} + \frac{\pi}{dF} \left(\frac{1}{2}q_{r2} + q_{r1} \right) \\ I_{Q3\text{-Peak}} = \frac{q_{Q3} - q_{Q3\text{-res}}}{1-d} + \frac{\pi}{(1-d)F} q_{Q3\text{-res}} = \frac{q_{Q3} - \frac{1}{2}q_{r1}}{1-d} + \frac{\pi}{2(1-d)F} q_{r1} \end{cases} \quad (32)$$

4.3 電流ストレスの評価

ここで PV モードならびにバッテリーモードでの各素子の電流ストレスを比較する。この比較により、どちらのモードで電流ストレスが高くなるかを知ることができ、併せて電流定格を決定できる。そして当然ながら、得られた結果の内、より高い数値をもとに電流定格を満たすよう素子を選定しなければならない。

5 章にて言及する 150 W 試作回路を想定し、PV モードとバッテリーモードの双方で V_o

Table I Comparison of the peak current for elements of SC-MPC.

	Component	Peak Current [A]	
		PV mode	Battery mode
Switches	Q ₁	3.05	7.95
	Q ₂	2.03	5.31
	Q ₃	0.66	9.61
	Q ₄	11.8	6.06
	Q ₅	19.7	4.91
	Q ₆	11.5	2.39
Capacitors in SCC	C ₁	1.83	4.78
	C ₂	4.88	14.4
	C ₃	6.47	2.39
	C ₄	3.05	7.96
	C ₅	10.4	5.42
SRC	L _{r1}	9.29	7.82
	C _{r1}	9.29	7.82
	L _{r2}	9.29	7.82
	C _{r2}	9.29	7.82
	D _{H1}	9.29	7.82
	D _{H2}	9.29	7.82
	D _{L1}	9.29	7.82
	D _{L2}	9.29	7.82
	C _{src}	14.9	12.1
PWM Converter	L _{bat}	2.61	6.82

= 28 V、 $P_o = 100$ W の条件下で各素子の電流ストレスに関する比較を行った。得られた結果を Table I に示す。得られた結果から、全ての素子は PV モードとバッテリーモードの双方を参照して選ぶ必要があることが明らかとなった。

ここで矩形波成分に共振成分が重畳し、かつ電流定格が素子選定において特に重要なスイッチに焦点を当てる。Table I からスイッチ Q₄~Q₆ は PV モードの方が、高い電流ピークを持つことが明らかとなった。PV モードではパネルからバッテリーを充電しつつ負荷電力を供給するため、入力電流源に近い素子に電流が集中する。その結果、PV モードで Q₄~Q₆ の電流ストレスが大きくなったと考えられる。一方、バッテリーモードでは負荷電力がバッテリーから供給されるため、バッテリーの近くのスイッチである Q₁~Q₃ に電流集中が起こり、電流ピークが高くなったと考えられる。

5 実験結果

5.1 150 W 試作回路

60セルストリング構成のパネルを想定した150W試作回路を用い各種実験を行った。実機写真ならびに素子定数をFig. 21とTable IIに示す。試作回路は $V_{in} = 30\text{ V}$ 、 $V_o = 28\text{ V}$ 、 $V_{bat} = 12\sim 16\text{ V}$ で動作し、定格時における負荷電力とバッテリーの充電電力はそれぞれ100Wと50Wである。また共振周波数 f_r は164kHzとした。ただし試作回路1号機(Fig. 21(a))は回路基板のパターンが一部細くなってしまい、バッテリーモードにおける定格電力100Wでの動作を達成できなかった。そこでパターンを改善した試作回路2号機(Fig. 21(b))を新たに製作した(回路基板については補足7.1節にて示す)。以降の節では部分影補償実験を除き、試作回路2号機にて取得した結果を示す。ただし部分影補償はその動作の性質上、他のポート間での電力変換(パネルから負荷、パネルからバッテリー、バッテリーから負荷)を伴わないため、試作回路2号機では検証を行わなかった。

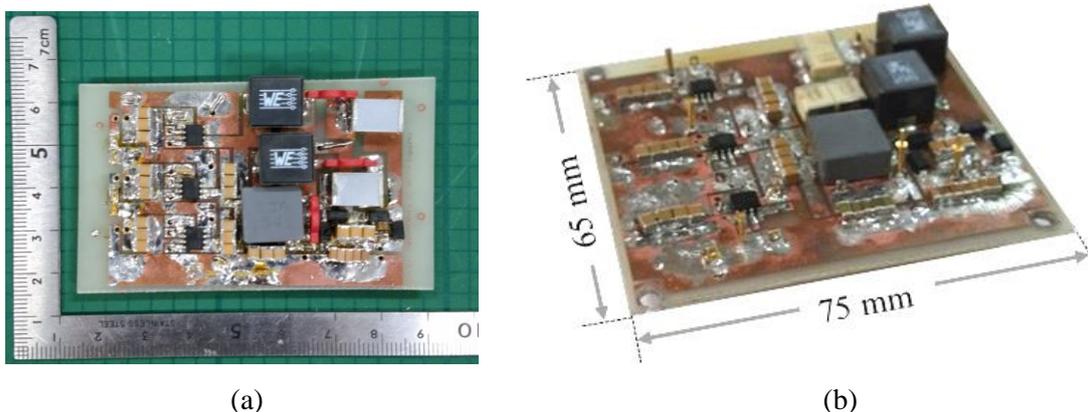


Fig. 21. Photograph of (a) first prototype and (b) second prototype.

Table II Component values

Component	Value
$Q_1\text{--}Q_6$	Dual MOSFET, IRF7905, $R_{on\text{-}even} = 21.8\text{ m}\Omega$, $R_{on\text{-}odd} = 17.1\text{ m}\Omega$
$L_{r1,2}$	0.47 μH
$C_{r1,2}$	Film Capacitor, 1.0 $\mu\text{F} \times 2$
$D_{H1,2}, D_{L1,2}$	Schottky Diode, RSX501L-20TE25, $V_f = 0.39\text{ V}$
C_{src}	Ceramic Capacitor, 47 $\mu\text{F} \times 3$
L_{bat}	33 μH
C_{bat}	Ceramic Capacitor, 22 $\mu\text{F} \times 5$
C_{out}	Ceramic Capacitor, 10 $\mu\text{F} \times 7$
$C_1\text{--}C_5$	Ceramic Capacitor, 47 $\mu\text{F} \times 4$
Gate Driver	MCP14628

5.2 電流電圧波形及び電力変換効率

PV モードにおける定格出力時の各部動作波形を Fig. 22(a)に示す。共振電流 $i_{Lr1,2}$ が完全に一致していなかったが、これは共振回路内のインピーダンスが不一致であることに起因している。しかし、取得した波形は Fig. 8 に示した理論波形と概ね良い一致を示した。続いてバッテリーモードにおいて $d = 0.5$ にて動作波形を取得した。Fig. 22(b)に示す通り、これらの波形も理論波形と概ね良い一致を示した。

続いてPV モードにおける電力変換効率を Fig. 23(a), (b)に示す。その際、 P_{bat} と P_o の合計値を Total Power とし、横軸に用いた。PV モードにおいては、 P_{bat} を固定させた場合、 P_o を固定させた場合とで電力変換効率を取得した。150 W の定格出力時における電力変換効率は約 94%であった。

続いてバッテリーモードにおける電力変換効率を Fig. 23(c)に示す。このとき周波数最適化 PWM 制御の有効性を確認するために、 $f_s = 100$ kHz に固定して d のみを変化させた場合における電力変換効率と、 $d=0.5$ に固定して f_s のみを変化させた場合における電力変換効率も取得し、同一グラフ上に示した。得られた結果から周波数最適化 PWM 制御によってバッテリー放電時の電力変換効率を改善可能であることが示された。

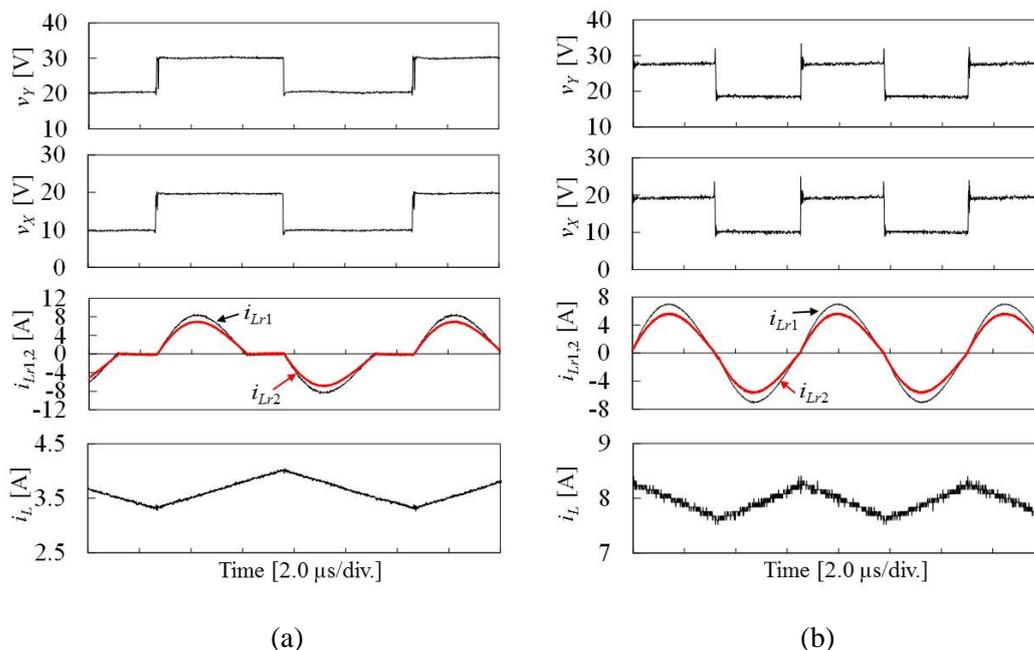


Fig. 22. Measured key waveforms in (a) PV mode, (b) battery mode ($d = 0.5$).

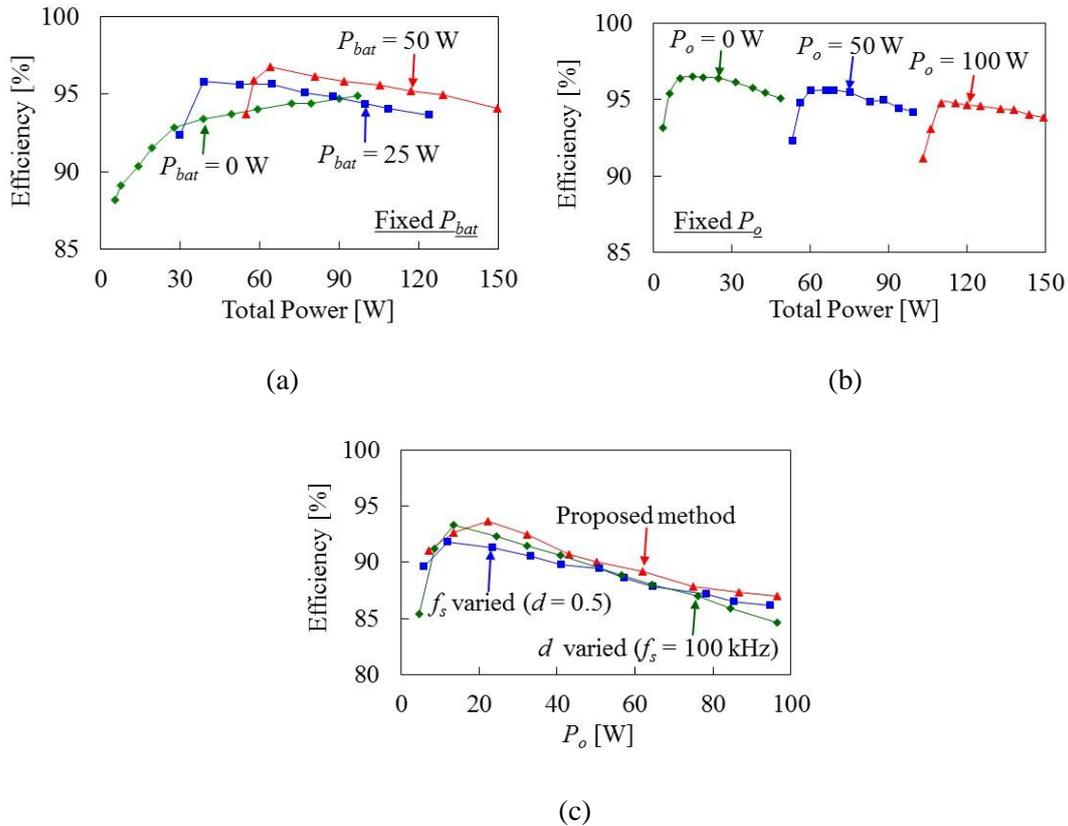


Fig. 23. Measured efficiencies (a) in PV mode at fixed P_{bat} , (b) in PV mode at fixed P_o , and (c) in battery mode.

5.3 電圧変換特性ならびにステップ応答

PWM 制御と PFM 制御を用いた独立制御について、電圧変換特性を取得することで検証した。ただし動作検証を簡素化するために、バッテリー部分は抵抗に置き換えた。また電圧変換比として式(5)と式(12)で定義した M_{bat} と M_o を用いた。 $F=0.61$ ($f_s=100$ kHz) とし、 d を変化させた際の結果を Fig. 24(a)に、 $d=0.5$ とし F を変化させた際の結果を Fig. 24(b)にそれぞれ示す。ここで直列共振コンバータの特性は負荷抵抗値に依存するため、 M_o については複数の負荷抵抗値において特性を取得した。

Fig. 24(a)に示す通り、 M_{bat} は d の増加に伴い上昇した。その一方、 F の変化に対してはほぼ無依存であった。 M_o については M_{bat} と逆の傾向が示された。以上の結果から、 M_{bat} と M_o 、すなわち V_{bat} と V_o が PWM 制御と PFM 制御によって独立に制御可能であることが示された。さらにこれらの特性は、式(5)と式(14)に示した理論特性と良い一致を示した。

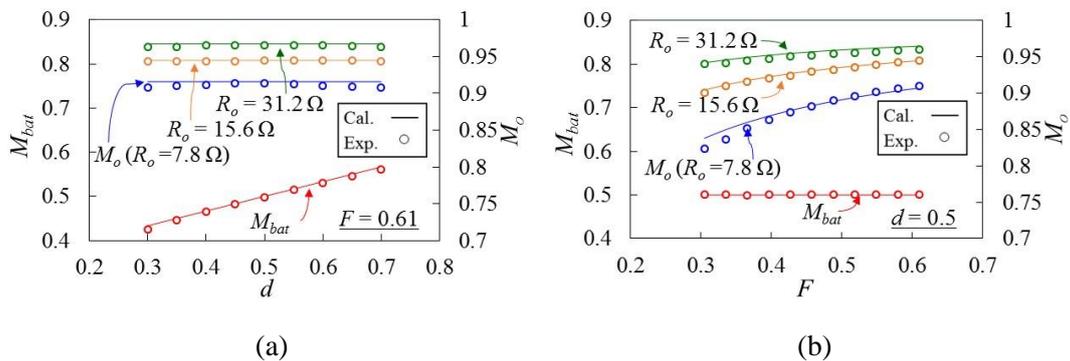


Fig. 24. Measured voltage conversion characteristics as a function of (a) duty d , (b) normalized switching frequency F .

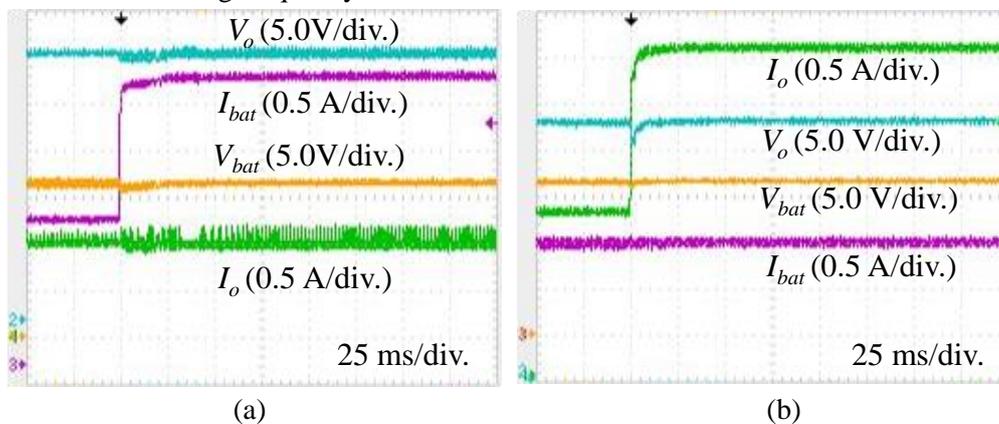


Fig. 25. Dynamic behavior with step change in output powers, (a) response with step change in battery power, (b) response with step change in load power.

Fig. 24 に示した実験結果から、定常的な相互干渉はほぼ無視できる。しかし回路内の寄生的な抵抗成分等により、過渡的にはわずかながら相互干渉が残る可能性がある。したがって SC-MPC 内の過渡的な相互干渉を検証するために、負荷をステップ状に変化させた際の V_{bat} と V_o の変動を確認した。この実験を行うにあたり、デジタルシグナルプロセッサとして TMS320C6657 を搭載した PE-Expert4 を用いてフィードバック制御を適用した。具体的なプログラムコードについては補足 7.2 節に示す。Fig. 25(a)に、 $V_{bat}=16$ V、 $V_o=28$ V、 $I_o=1.0$ A のもとで、 P_{bat} を 25 W から 50 W にステップ状に変化させた際の結果を示す。 I_{bat} の上昇に対し V_o が一定に保たれたため、 d は V_o に影響を与えないことが明らかとなった。同様に、 $V_{bat}=16$ V、 $V_o=28$ V、 $I_{bat}=1.0$ A のもとで、 P_o を 50 W から 100 W にステップ状に変化させた際の結果を Fig. 25(b)に示す。 I_o が上昇した際に V_o がわずかに低下したが、その期間は数ミリ秒程度と十分短いため、負荷への影響は無視できる。その一方、 I_o の上昇に対し V_{bat} が一定に保たれたため、 f_s と V_{bat} の間に相互干渉はほとんど存在しないことが示された。以上の結果から過渡的な相互干渉もほぼ無視できることが明らかとなった。

5.4 部分影補償実験

SC-MPCにおいて部分影補償の有無によるパネルの P - V 特性を $f_s = 50$ kHz または 100 kHz において取得した。 V_{bat} の部分には 16 V の定電圧 (CV: Constant voltage) モードの電子負荷を接続し、 d を変化させて P - V 特性を走査した。一方、直列共振コンバータ部は f_s による特性変化の影響をなくすために開放とした。すなわち、部分影補償実験を行う際、SC-MPC は単なる PWM-SCC として動作する。また各サブストリングの電気特性は Fig. 26(a) に示す通り、部分影によって PV_3 の出力電流が 40% まで低下した状態をソーラーアレイシミュレータ (E4360A, Agilent Technologies) を用いて模擬した。

部分影補償の有無による P - V 特性を取得した結果を Fig. 26(b) に示す。補償を行わなかった場合の抽出電力は最大で 96 W であり、さらに MPP が 2 点であった。それに対し、部分影補償によりパネルからの最大抽出可能電力が約 19 W 増加したのみならず、MPP も 1 点に収束した。さらに部分影補償を行った際、低周波の 50 kHz における抽出電力が高周波の 100 kHz における抽出電力と比較して 3 W 低下した。これは式(4)に示す R_{eq} の値が、 f_s の低下とともに増加したためであると考えられる。いずれの場合であっても、部分影補償による抽出電力の改善を確認できたことから、SC-MPC における部分影補償機能の有効性を確認した。

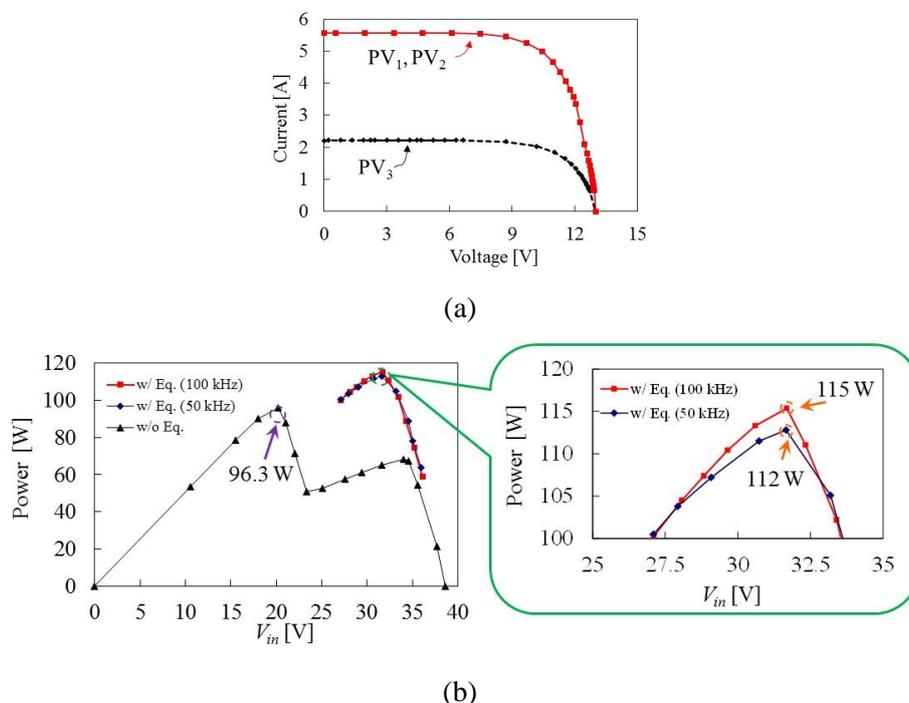


Fig. 26 Measured characteristics of (a) sub-string, (b) string with/without equalization.

5.5 MPPT 実験

バッテリーのシームレスな充放電動作を検証するために SC-MPC において MPPT 制御を適用し、各ポート間での電力バランスについて確認した。MPPT 制御のアルゴリズムは山登り法を用い、MPP 時における電力を 50 W とした。MPPT 実験でも 5.4 節と同様、パネルの特性模擬にソーラーアレイシミュレータ (E4360A, Keysight Technologies) を使用した。山登り法のアルゴリズムを実現するために、5.3 節と同様に PE-Expert4 を用いた (制御プログラムは補足 7.2 節に示す)。MPPT 周期は 0.5 秒とし d の変化幅は 1% とした。またバッテリー部分にはリチウムイオン電池等の実際のバッテリーではなく、電源装置と電子負荷で構成される疑似双方向電源を用いた (詳細は補足 7.3 節にて示す)。負荷について $V_o = 28$ V 一定の下、負荷電力を 40 W から 60 W まで手動で変化させた。得られた結果を Fig. 27 に示す。

期間 1 ではバッテリーが余剰電力によって充電された。加えて充電電力は負荷電力の上昇とともに小さくなった。期間 2 においては負荷電力がパネルの電力を上回ったため、電力のバランスを保つためにバッテリーが放電した。負荷電力が減少し、パネルの電力を下回ると期間 3 となり、期間 1 と同様、バッテリーが再び充電された。またパネルの電力は、MPPT 制御により全ての期間でほぼ一定となった。得られた結果からパネルから常に最大電力を抽出しつつバッテリーを充放電できることが示された。

続いて、パネルの最大電力を 50 W、 $V_o = 28$ V としたうえで、負荷電力を 40 W から 60 W へステップ状に変化させた際の各ポートの出力変動を確認した。ただし MPPT 周期ごとにしか d を変化させられない従来の山登り法では、負荷の変動に追従できない可能性があったため、この実験を行うにあたり MPPT 制御アルゴリズムを従来の山登り法から PI 補償を導入した MPPT 制御に変更した。(プログラムコードについては補足 7.2 節、制御ブロックについては補足 7.4 節に示す)。得られた結果を Fig. 28 に示す。 I_o が上昇した瞬間、 I_{bat} の電流極性が反転し、バッテリーが充電状態から放電状態に変わっ

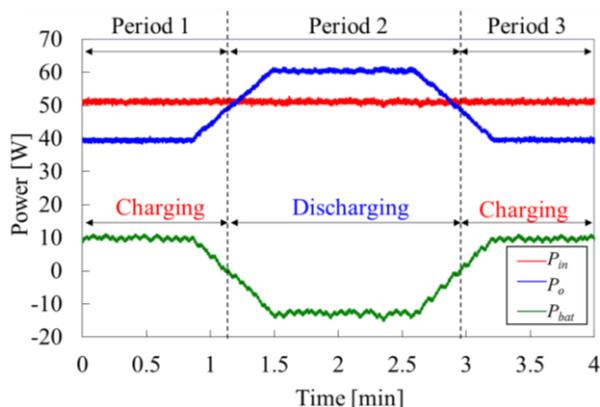


Fig. 27. Power balance test under MPPT controlled condition.

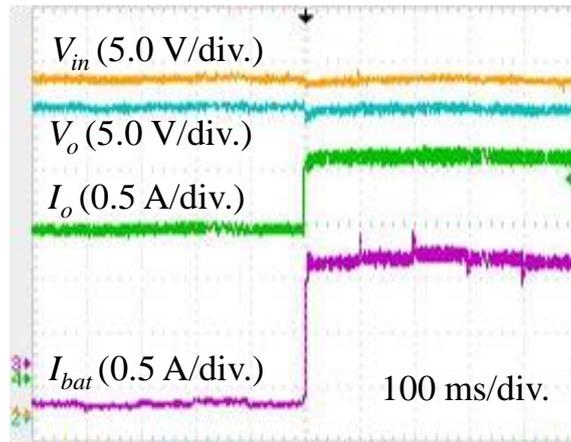


Fig. 28. Dynamic behavior with step change in load power under MPPT controlled condition.

た。 I_o が上昇した際 V_{in} と V_o がわずかに減少しているが、その期間は数ミリ秒と短く、MPPT 制御ならびに負荷への影響は無視できると考えられる。以上の結果から、SC-MPC はステップ状に負荷が変化した場合でも、パネルから常に最大電力を抽出しつつバッテリーを充放電できることが示された。

6 まとめ

PV システムの簡素化、小型化を目的に SCC を基礎とした MPC を提案した。SCC、PWM コンバータ、直列共振コンバータを 1 台に統合した SC-MPC は素子共有により、システムの簡素化を達成できる。さらに SCC を基礎としているため、回路の小型化も実現できる。

SC-MPC では各ポートの電力バランスに応じて 3 つの動作モードが存在する。PV モードでは直列共振コンバータ部における非動作期間により、バッテリー電圧と負荷電圧を d と f_s で独立に制御する。その一方、バッテリーモードでは周波数最適化 PWM 制御を適用して d と f_s を同時に操作し、非動作期間を短縮しジュール損失を低減する。ハイブリッドモードであるとき、パネルは MPPT 制御されているため負荷電力の変動をバッテリーが吸収する。

続いて、SC-MPC 内の素子の電流ストレスを求めるために電荷移動解析を行った。解析で得られた結果をもとに、電流ピークに関して PV モードとバッテリーモードの双方を比較した。得られた結果から各素子は PV モード、バッテリーモードの双方を参照して選定されなければならないことが示された。

150 W 試作回路を用いて各種機能の有効性を実機検証した。PV モードにおける電圧変換特性を取得した結果、バッテリー電圧と負荷電圧は d と f_s で独立に制御可能であることを明らかにした。続いてバッテリーモードにおいて周波数最適化 PWM 制御を適用することにより、バッテリー放電時の電力変換効率を改善可能であることを示した。また、部分影補償機能について検証した結果、補償により抽出電力が約 19 W 改善可能であることを確認した。最後に MPPT 制御を適用し、3 ポートにおける電力バランスを確認した。得られた結果からパネルから最大電力を抽出しつつ、バッテリーの充放電を行えることが示された。

7 補足

7.1 回路基板

プリント基板の作成にあたり、回路基板作成ソフト Eagle を用いた。Eagle には回路の配線を行う schematic 画面と実際のプリント基板上に素子を配置する board 画面の 2 種類が存在する。SC-MPC の schematic 画面を Fig. 29、試作回路 2 号機の board 画面を Fig. 30 にそれぞれ示す。

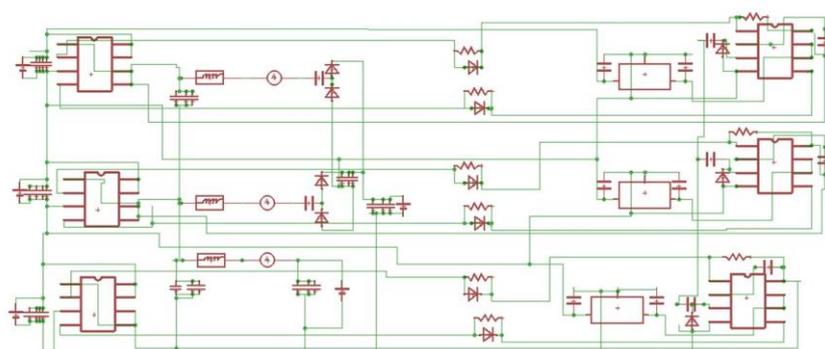
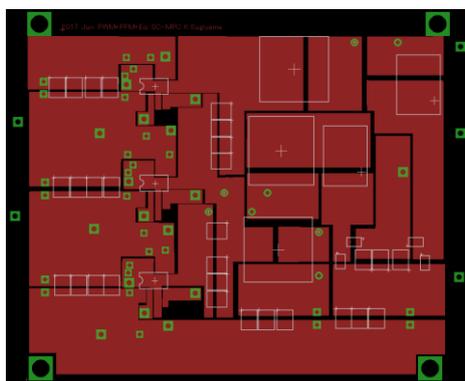


Fig. 29. Screen shot of schematic for SC-MPC.



(a)



(b)

Fig. 30. Screen shot of board (a) main circuit and (b) gate drive circuit.

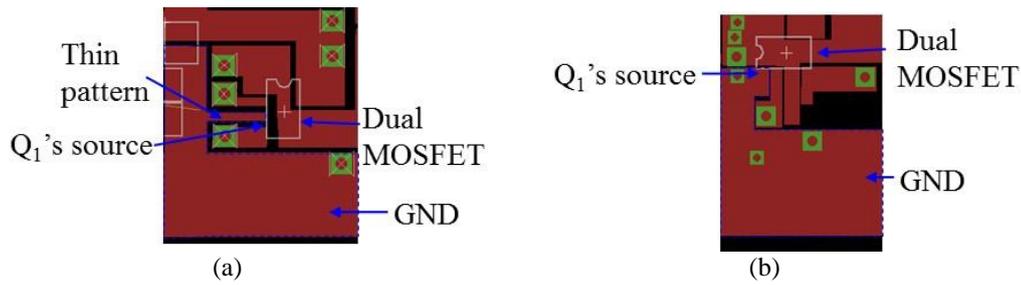


Fig. 31. Ground pattern of (a) first prototype (b) second prototype.

5.1 節で言及した通り、本研究では回路基板を 2 枚製作している。Fig. 31 に両試作回路の GND 部分の拡大図を示す。試作回路 1 号機のパターンでは Q_1 のソースから GND までが細いパターンで接続されている。主回路のパターンが細すぎる場合、寄生素子の影響が顕著に表れ、回路の動作が不安定になる傾向がある。特にスイッチから GND に繋がるラインが細いと、動作が不安定になりやすくトラブルの原因となる。それに対し試作回路 2 号機のパターンでは Q_1 のソースを GND パターンに直結させることで細い部分を無くし、回路の安定化を図った。

7.2 各種プログラムのコード

以下に、5.3 節のステップ変動実験において利用した実際のプログラムの主要部分である PI 補償器部分のコードを示す。PWM 制御と PFM 制御を同時に実現するためのコードである。

```
//-----バッテリー制御用 PI コントローラ (後退差分法) -----
Verr_bat = Vbat_ref - Vbat;           //バッテリー電圧の偏差
static float PI_PWM_old = 0.0;       //1 サンプル前の PWM 制御用 PI の出力
PI_PWM = PI_PWM_old + (K_PWM/(tau_PWM * fs))*Verr_bat; //PWM 制御用 PI の出力
PI_PWM = (PI_PWM > U_PI_PWM) ? U_PI_PWM : ((PI_PWM < L_PI_PWM) ?
L_PI_PWM : PI_PWM); //リミッタ
PI_PWM_old = PI_PWM;                 //次サンプル時用に値を格納
PI_PWM += K_PWM * Verr_bat;          //現サンプル時用の出力
PI_PWM = (PI_PWM > U_PI_PWM) ? U_PI_PWM : ((PI_PWM < L_PI_PWM) ?
L_PI_PWM : PI_PWM); //リミッタ

//-----負荷電圧制御用 PI コントローラ (後退差分法) -----
Verr_out = Vout_ref - Vout;          //負荷電圧の偏差
static float PI_PFM_old = 0.0;       //1 サンプル前の PFM 制御用 PI の出力
PI_PFM = PI_PFM_old + (K_PFM/(tau_PFM * fs))*Verr_out //PFM 制御用 PI の出力
PI_PFM = (PI_PFM > U_PI_PFM) ? U_PI_PFM : ((PI_PFM < L_PI_PFM) ? L_PI_PFM :
PI_PFM); //リミッタ
PI_PFM_old = PI_PFM;                //次サンプル時用に値を格納
```

```

PI_PFM += K_PFM * Verr_out;          //現サンプル時用の出力
PI_PFM = (PI_PFM > U_PI_PFM) ? U_PI_PFM : ((PI_PFM < L_PI_PFM) ? L_PI_PFM :
PI_PFM);          //リミッタ
//-----デューティと周波数の設定-----
pwmset = PI_PWM * 2 - 1;    //三角波振幅へ合わせる
fs = PI_PFM*1000;          //PFM 制御用 PI 出力をスイッチング周波数に設定

```

以下に、5.5 節で利用した実際のプログラムの主要部分である MPPT 制御部のコードを示す。デューティを用いた MPPT と PFM 制御を同時に実現するためのコードであるが、PFM 部分のコードは 5.3 節で用いたコードと同じであるため、省略する。

```

-----MPPT 制御機構 (デューティの初期値、変化幅など) -----
static int i;          //MPPT 用カウンタ
volatile float MPPTp = 0.5;    //MPPT 動作時間を決定
static double duty = 0.65;    //duty = デューティ d, 0.65 からスタート
static double dduty = 0.01;    //d の変化幅
//-----MPPT 制御機構 (山登り法) -----
if (i >= MPPTp*fs    //MPPTp 秒ごとに MPPT 動作する
    pc = vc * ic;
    pp = vp * ip;
    //MPPT algorism start//
        if(pc >= pp /*|| vc < 30*/) {
            dduty = 1 * dduty;
        }
        else{
            dduty = -1 * dduty;
        }
        duty = ( (duty - dduty > 0.80) ? 0.810 : ( (duty - dduty < 0.20) ? 0.190 : (duty - dduty) ) );
        vp = vc;
        ip = ic;
    }
i = i++;          // MPPT 秒以外ではカウントを増やし続ける

```

また、PI 補償を導入した MPPT 制御では上記コード内の duty とバッテリー電圧 V_{bat} を利用して指令値 V_{in_ref} を生成し、フィードバックした V_{in} との偏差を算出して PI 補償を行う。したがって MPPT 制御を行うコードに以下の記述が追加される。ただし、偏差を算出した以降の PI 補償器

部分のコードは、バッテリー制御用 PI コントローラ部分の Verr_bat を Verr_in に変更したのみであるため省略する。

```
Vin_ref = 3 / (1 + duty) * Vbat //入力電圧指令値生成
Verr_in = (Vin_ref - Vin) * (-1); //入力電圧の偏差
```

7.3 疑似双方向電源

MPPT 実験においてバッテリー部分にはリチウムイオン電池等の実際の電池ではなく、Fig. 32 に示す疑似双方向電源を用いた。疑似双方向電源は、電源装置、ダイオード、CV モードの電子負荷の組み合わせによって構成され、実際のバッテリーにおいて発生する過充電や過放電などの危険を伴うことなく充放電動作を模擬することができる。充電時には電子負荷が電力を消費する。その際、ダイオードが電源装置への電流流入を防ぐ。その一方、放電時は電源装置からダイオードを通して電力が供給される。このとき、電子負荷への電流流入を防ぐために、電源装置の電圧 V_{st} は電子負荷の電圧 V_L よりも低く設定しなければならない。

7.4 PI 補償を導入した MPPT 制御

従来の山登り法では MPPT の動作周期でしか d を変更できない。したがってパネルの動作点が MPP に収束するまでに時間を要する。それに対し、MPPT 制御に PI 補償を導入した場合、従来の山登り法と比較してより短い時間でパネルの動作点を MPP に収束させることができる。そのためより高速に MPPT 制御を実現することができる。PI 補償を導入した MPPT 制御のブロック図を Fig. 33 に示す。この制御を行う場合、Fig. 7 内の MPPT 制御を行う部分のブロックが Fig.

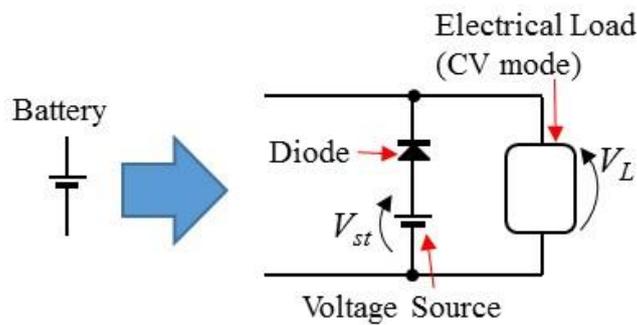


Fig. 32. Artificial bidirectional power supply.

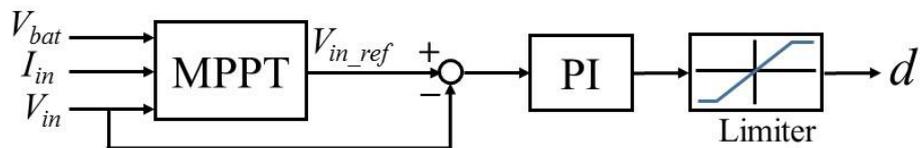


Fig. 33. Block diagram of MPPT control with PI control.

33 のブロック図に変更される。7.2 節で示した通り、フィードバックした V_{bat} を利用して V_{in} の指令値 V_{in_ref} を生成しフィードバックした V_{in} との偏差を計算し、PI 補償を行う。

7.5 実験系

5 章で行った実験系のブロック図を Fig. 34 示す。バッテリーポートにおいて図中のタップを X、Y、Z に切り替えることで、電圧変換特性取得実験、部分影補償実験、MPPT 実験の系を再現できる。また部分影補償実験の際は R_o を開放にする。ここで図中の PE-Expert4 と SC-MPC の間はフォトカプラ (TLP117, Toshiba) によって電氣的に絶縁されている。これは SC-MPC から伝搬するノイズによって、PE-Expert4 が破壊されるのを防ぐためである。ただし使用したフォトカプラは仕様上、論理反転を起こすため PE-Expert4 や SC-MPC との接続の際には、その点に注意する必要がある。MPPT 実験を行う場合、電流センサで入力電流 I_{in} を計測する。電流センサは I_{in} に応じた電圧 V_{sens} を出力するが、その関係は以下の式で表される。

$$V_{sens} = 9.6(I_{in} - 2.5) \quad (33)$$

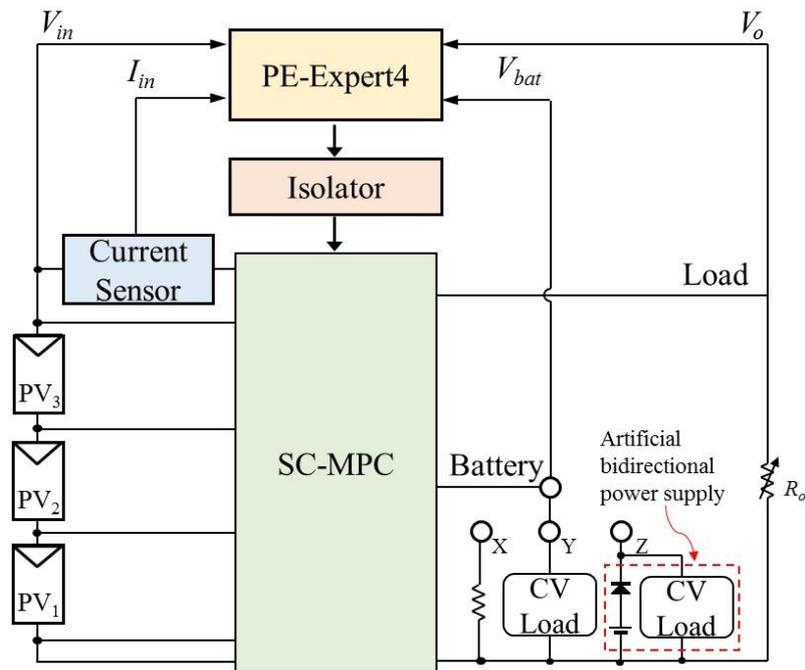


Fig. 34. Experimental setup.

参考文献

- [1] M. Uno and A. Kukita, "Two-switch voltage equalizer using an LLC resonant inverter and voltage multiplier for partially-shaded series-connected photovoltaic modules," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 51, no. 2, Mar/Apr. 2015, pp. 1587–1601.
- [2] J. T. Stauth, M. D. Seeman, and K. Kesarwani, "Resonant switched-capacitor converters for sub-module distributed photovoltaic power management," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 3, pp. 1189–1198, Mar. 2013
- [3] C. Zhao, S. D. Round, and J. W. Kolar, "An isolated three-port bidirectional DC-DC converter with decoupled power flow management," *IEEE Ind. Electron.*, vol. 23, no. 5, pp. 2443–2453, Sep. 2008.
- [4] H. Tao, A. Kotsopoulos, J.L. Duarte, and M.A.M. Hendrix, "Transformer-coupled multiport ZVS bidirectional dc–dc converter with wide input range," *IEEE Power Electron.*, vol. 23, no. 2, pp. 771–781, Mar. 2008.
- [5] H. Krishnaswami and N. Mohan, "Three-port series-resonant dc–dc converter to interface renewable energy sources with bidirectional load and energy storage ports," *IEEE Power Electron.*, vol. 24, no. 10, pp. 2289–2297, Oct. 2009.
- [6] H. A. Atrash, F. Tian, and I. Batarseh, "Tri-modal half-bridge converter topology for three-port interface," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, no. 1, pp. 341–345, Jan. 2007.
- [7] Z. Qian, O.A. Rahman, H.A. Atrash, and I. Batarseh, "Modeling and control of three-port dc/dc converter interface for satellite applications," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 25, no. 3, pp. 637–649, Mar. 2010.

- [8] D. Debnath and K. Chatterjee, "Two-stage solar photovoltaic-based stand-alone scheme having battery as energy storage element for rural deployment," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 7, pp. 4148–4157, Jul. 2015.
- [9] X. Sun, Y. Shen, W. Li, and H. Wu, "A PWM and PFM Hybrid Modulated Three-Port Converter for a Standalone PV/Battery Power System," *IEEE J. Emerging Selected Topics Power Electron.*, vol. 3, no. 4, pp. 984–1000, Dec. 2015.
- [10] G. J. Su, and L. Tang, "A multiphase, modular, bidirectional, triple-voltage DC–DC converter for hybrid and fuel cell vehicle power systems," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, no. 6, pp. 3035–3046, Nov. 2008.
- [11] W. Li, J. Xiao, Y. Zhao, and X. He, "PWM plus phase angle shift (PPAS) control scheme for combined multiport DC/DC converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 3, pp. 1479–1489, Mar. 2012.
- [12] H. Wu, P. Xu, H. Hu, Z. Zhou, and y. Xian, "Multiport converters Based on integration of full-bridge and bidirectional DC–DC topologies for renewable generation systems," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 2, pp. 856–869, Feb. 2014.
- [13] J. Zhang, H. Wu, X. Qin, and Y. Xing, "PWM plus secondary-side phase-shift controlled soft-switching full-bridge three-port converter for renewable power systems," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 11, pp. 7061–7072, Nov. 2015.
- [14] W. Li, C. Xu, H. Luo, Y. Hu, X He, and C. Xia, "Decoupling-controlled triport composited DC/DC converter for multiple energy interface," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 7, pp. 4504–4513, Jul. 2015.
- [15] P. Yang, C. K. Tse, J. Xu, and G. Zhou, "Synthesis and analysis of double-input single-output dc/dc converters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 10, pp. 6284–6295, Oct. 2015.

- [16] A. Hintz, U. R. Prasanna, and K. Rajashekara, "Novel modular multiple-input bidirectional DC–DC power converter (MIPC) for HEV/FCV application," *IEEE Trans Ind. Electron.*, vol. 62, no. 5, pp. 3068–3076, May 2015.
- [17] K. Gummi and M. Ferdowsi, "Double-input DC–DC power electronic converters for electric-drive vehicles—topology exploration and synthesis using a single-pole triple-throw switch," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 2, pp. 617–623, Feb. 2010.
- [18] A. Nahavandi, M. T. Hagh, M. B. B. Sharifian, and S. Danyali, "A nonisolated multiinput multioutput DC–DC boost converter for electric vehicle applications," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 4, pp. 1818–1835, Apr. 2015.
- [19] M. Marchesoni and C. Vacca, "New DC–DC converter for energy storage system interfacing in fuel cell hybrid electric vehicles," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, no. 1, pp. 301–308, Jan. 2007.
- [20] H. Zhu, D. Zhang, B. hang, and Z. Zhou, "A nonisolated three-port DC–DC converter and three-domain control method for PV-battery power systems," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 8, pp. 4937–4947, Aug. 2015.
- [21] H. Zhu, D. Zhang, Q. Liu, and Z. Zhou, "Three-port DC/DC converter with all ports current ripple cancellation using integrated magnetic technique," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 31, no. 3, pp. 2174–2186, Mar. 2016.
- [22] H. Nagata and M. Uno "Multi-port converter integrating two different PWM converters for renewable energy systems," in *Proc. Int. Conf. Electrical Engineering (ICEE)*, 90237, July 2016.

- [23] 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.
- [24] Uno and A. Kukita, "Single-switch single-magnetic PWM converter integrating voltage equalizer for series-connected photovoltaic modules under partial shading" in *Proc. IEEE Energy Conversion Cong. Expo., ECCE*, pp. 5618–5625, Sep. 2014.
- [25] 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, Jun. 2017.
- [26] M. Uno and A. Kukita, "PWM converter integrating switched capacitor voltage equalizer for photovoltaic modules under partial shading," in *Proc. IEEE EPE'15 ECCE Europe*, pp. 1–10, 2015.
- [27] S. R. Sanders, E. Alon, H. P. Le, M. D. Seeman, M. Jhon, and V. W. Ng, "The road to fully integrated DC-DC conversion via the switched-capacitor approach," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 9, pp. 4146–4155, Sep. 2013.
- [28] Y. Lei, W.C. Liu, and R.C.N.P. Podgurski, "An analytical method to evaluate and design hybrid switched-capacitor and multilevel converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 33, no. 3, pp. 2227–2240, Mar. 2018.
- [29] M. Uno and K. Sugiyama, "PWM- and PFM-controlled switched capacitor converter-based multiport converter integrating voltage equalizer for photovoltaic systems" *Int. Future Energy Electronics Conf. (IFEEEC), ECCE Asia*, pp. 1499-1504, Jun. 2017, Kaousiung, Taiwan.

- [30] 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.
- [31] 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.
- [32] T. Shinohara and M. Uno, “New control technique for single-switch single-magnetic integrated converter for photovoltaic strings under partially-shaded condition,” *Int. Conf. Electrical Engineering (ICEE)* 90235, Jul. 2016.
- [33] M. D. Seeman and S. R. Sanders, “Analysis and optimization of switched-capacitor dc-dc converters,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, no. 2, pp. 841–851, Mar. 2008.
- [34] B. Oraw and R. Ayyanar, “Load adaptive, high efficiency, switched capacitor intermediate bus converter,” in *Proc. IEEE Int. Telecommun. Energy Conf.*, INTELEC'07, pp. 1872–1877, Feb. 2007.

謝辞

本研究を進めるにあたり、3年間熱心なご指導を頂いた指導教員の鶴野将年准教授をはじめ、研究室がスタートした当時から、本当に様々な意味で苦楽を共にした篠原君、永田君、矢代君、山本君に感謝します。M1、B4の皆さんからは日々の議論から鋭い指摘を得られ、時には雑談をし、実り多い時間を過ごせました。

技術的にも知識的にも、有意義な時間を過ごせたこのパワーエレクトロニクス研究室に対する感謝の意を本修士学位論文の締め言葉に代えさせていただきます。3年間本当にありがとうございました。