

平成 29 年度 修士論文

直列接続された太陽電池パネルの  
電気特性ばらつきを補償する  
スイッチトキャパシタコンバータを用いた  
電圧バランス回路

理工学研究科 電気電子工学専攻

16NM640L 山本 聖也

指導教員 鵜野 将年 准教授

# 要旨

複数の太陽電池（PV： Photovoltaic）パネルの直列接続により構成される PV ストリングにおいて、部分影やパネルの劣化等により各パネルの電気特性にばらつきが生じた場合にストリングからの抽出可能電力の低下や複数の最大電力点（MPP: Maximum Power Point）が発生するという問題が生じる。この問題を回避可能な種々の電圧バランス回路がこれまでに提案されている。

しかし、複数ストリングの並列接続により構成されるシステムにおいて、ストリング制御用コンバータと電圧バランス回路がストリング毎に必要なため、システムが複雑化ならびに高コスト化する。一方で、多直列パネルによって構成されるシステムではパネルの直列数の増加に伴う素子の高耐圧化やパネル数に応じて回路の再設計が必要となるという課題が発生する。

本研究では、上記の 2 システムに生じる課題を解決するべく、ディクソン方式のスイッチトキャパシタコンバータ（SCC: Switched Capacitor Converter）を基礎とした電圧バランス回路を提案する。複数ストリングの並列接続により構成されるシステムでは、システムの簡素化を目的として 2 台のコンバータを 1 台に集約した統合型コンバータを提案する。多直列パネルで構成されるシステムでは電圧バランス回路における素子耐圧の低減ならびに拡張性の向上を目的にディクソン SCC をモジュール化したモジュラーSCC を提案する。

本研究では、提案した 2 種のコンバータの有効性を検証するべく、各種の解析を行った。また実機検証により、ストリング制御を行いつつ電圧バランス回路として統合型コンバータが動作できることを確認した。加えて、モジュラーSCC についてはフィールドテストを実施し、最大抽出電力が 14.6%向上したことから各パネルの電気特性を均一化ができることが示された。

# Abstract

Photovoltaic (PV) strings consisting of PV panels connected in series have issues with partial shading and PV panels of deterioration, such as significant reduction in power yield and occurrence of multiple power point maxima. Therefore, various kinds of voltage equalizers have been proposed to solve these issues.

However, PV systems consisting of multiple strings connected in parallel require not only the voltage equalizer but also converters for string control, resulting in system complexity and cost. In PV systems consisting of multiple PV panels connected in series, the voltage stress of the circuit elements increases as the number of panels increased. This system cannot be readily extendibility without redesigning equalizer.

In this research, the voltage equalizers based the Dickson switched capacitor converter (SCC) are proposed to solve these issues in the two systems. The PWM converter integrating the voltage equalizer and the converter for string control (Integrated Converter) is proposed to contribute simplicity and low cost in the PV systems consisting of multiple strings connected in parallel. For PV systems consisting of multiple PV panels connected in series, the modular equalization architecture based on the Dickson SCC (Modular SCC) is proposed to decrease voltage stress of circuit elements and improve the extensibility.

The various analysis was performed and demonstrated the efficacy of the proposed converters. The experiment equalization test with the integrated converter was performed. The integrated converter can control the voltage of the PV string with equalization. And the field test has demonstrated the efficacy of the modular SCC. The modular SCC achieved 14.6% improvement in maximum extractable power.

# 内容

<b>1</b>	<b>研究背景</b>	4
<b>2</b>	<b>従来技術</b>	9
2.1	パネルの電気特性ばらつきに起因する問題の解決方法	9
2.2	ストリング to パネル方式の電圧バランス回路	10
2.3	隣接パネル間方式の電圧バランス回路	11
2.4	ディクソン SCC	12
<b>3</b>	<b>統合型コンバータ</b>	15
3.1	基本回路	15
3.2	統合型コンバータの導出	16
3.3	動作解析	17
3.4	統合型コンバータにおけるシミュレーション解析	18
<b>4</b>	<b>モジュラーSCC</b>	21
4.1	モジュラーSCC の導出	21
4.2	モジュラーSCC における素子耐圧の低減	22
4.3	モジュラーSCC におけるシミュレーション解析	23
<b>5</b>	<b>実機検証</b>	26
5.1	統合型コンバータの製作	26
5.2	統合型コンバータの実機検証	27
5.3	モジュラーSCC の製作	28
5.3.1	モジュラーSCC の試作回路	28
5.3.2	ゲートドライブについて	29
5.4	モジュラーSCC の実機検証	32
5.4.1	モジュラーSCC の有効性	32
5.4.2	モジュラーSCC の試作回路を用いたフィールドテスト	33
<b>6</b>	<b>まとめ</b>	36
<b>7</b>	<b>補足</b>	37
7.1	モジュラーSCC の実機検証	37
7.2	電圧源を用いたパネル特性の模擬	40
	参考文献	42
	謝辞	43

# 1 研究背景

近年、地球温暖化や化石燃料の枯渇などを背景として、再生可能エネルギーに注目が集まっている。その中でも太陽光エネルギーを電気エネルギーに変換する太陽電池（PV：Photovoltaic）パネルで構成される PV システムは中核的な役割を果たしている。

一般に PV パネルは、最小単位であるセルを複数個直列接続することで構成されるサブストリングを 3 個直列接続することにより構成される（図 1.1）。また、パネルを直列接続したものをストリングと呼ぶ。本研究では PV システムとして、図 1.2 に示す複数のストリングの並列接続により構成されるシステム（以降、システム A）と多直列パネルにより構成されるシステム（システム B）を取り上げる。

システム A、B における共通の課題として、パネルの一部にかかる影（部分影）やパネル

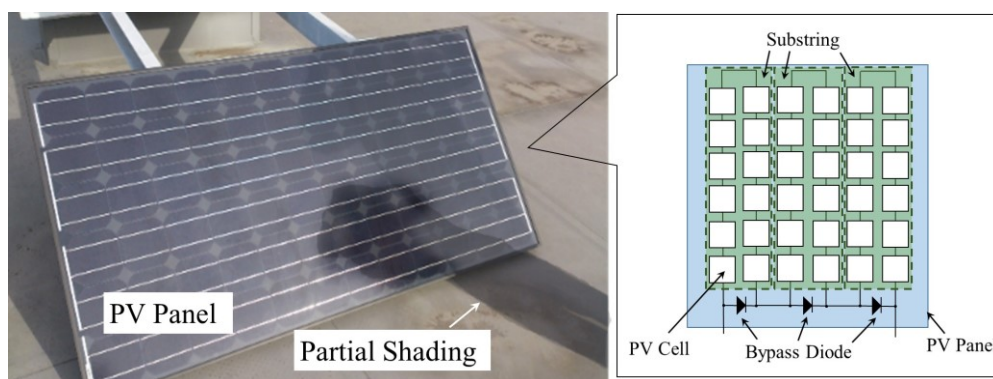
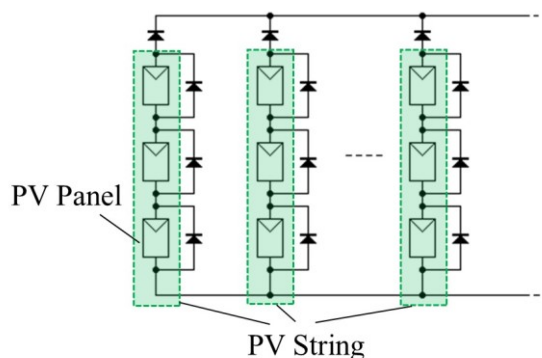
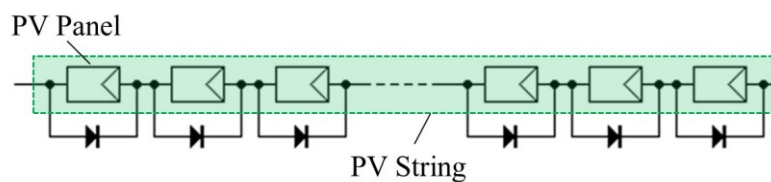


図 1.1. PV パネルの構成とパネルの一部にかかる部分影



(a) 複数の PV ストリングの並列接続により構成されるシステム（システム A）



(b) 多直列パネルにより構成されるシステム（システム B）

図 1.2. ストリングによって構成されるシステム

の劣化に伴う悪影響が挙げられる。部分影は建造物や樹木、落ち葉や鳥の糞などにより発生する。図 1.3 に部分影や劣化が生じた場合における各パネル特性ならびにストリング特性を示す。パネルは、部分影やパネルの劣化により電気特性が大きく変化する。例として、部分影がかかることでパネルの短絡電流は小さくなる (図 1.3(a))。よって、パネルの一部に部分影や劣化が生じた場合、その影響を受けたパネルは抵抗のように振る舞うため、ストリングから得られる抽出電力は大幅に低下する。

それに対し、各パネルにバイパスダイオードを並列接続することで部分影や劣化の影響を軽減できる。バイパスダイオードの導通により、影のかかったパネルを迂回した電流経路が形成され (図 1.3(b))、部分影や劣化による悪影響をストリング内の健全なパネルが受けることを防ぐ。このように、バイパスダイオードを接続することでストリングからの抽出可能電力の低下を抑えることができるものの、迂回したパネルからは電力を抽出できず、部分影やパネルの劣化による抽出可能電力の大幅低下の問題から完全に逃れることはできない。

加えて図 1.3(c)に示す通り、部分影や劣化の影響によりストリングの  $P-V$  特性に複数の MPP が発生する。これは、最大電力点追尾 (MPPT: Maximum Power Point Tracking) 制御を

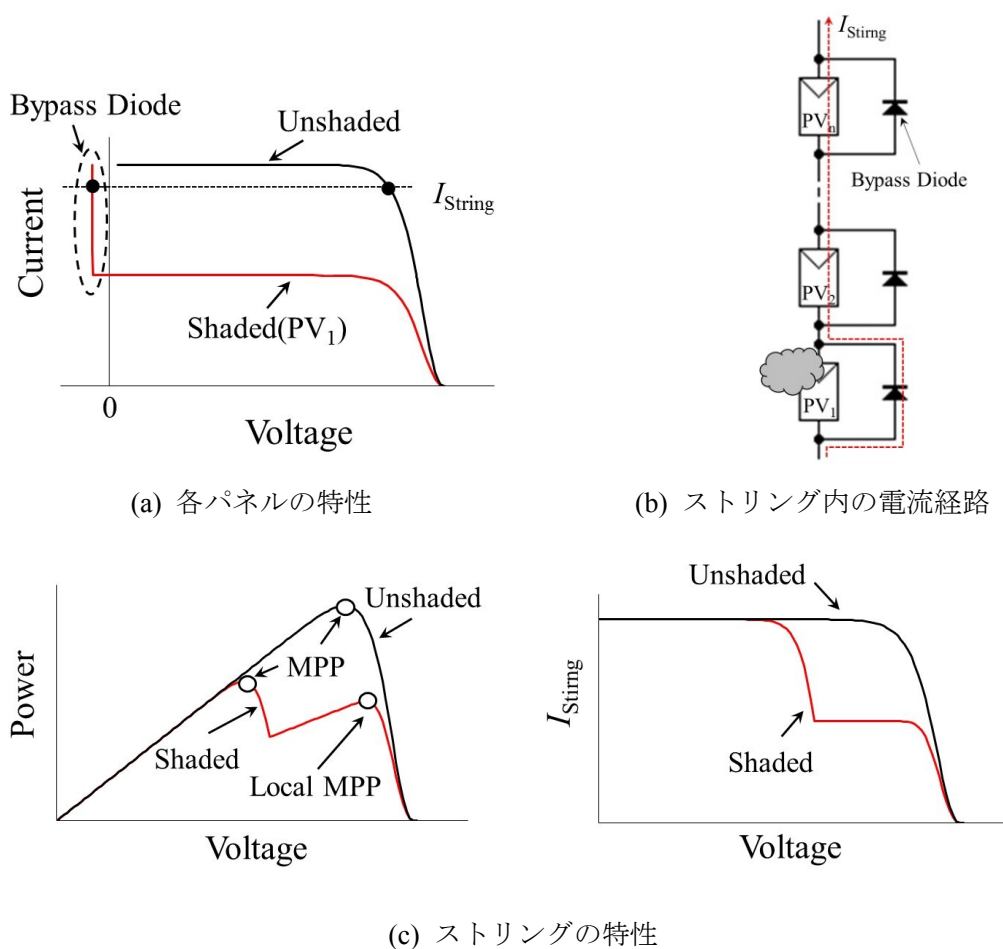


図 1.3. 電気特性ばらつきの有無によるストリングの特性

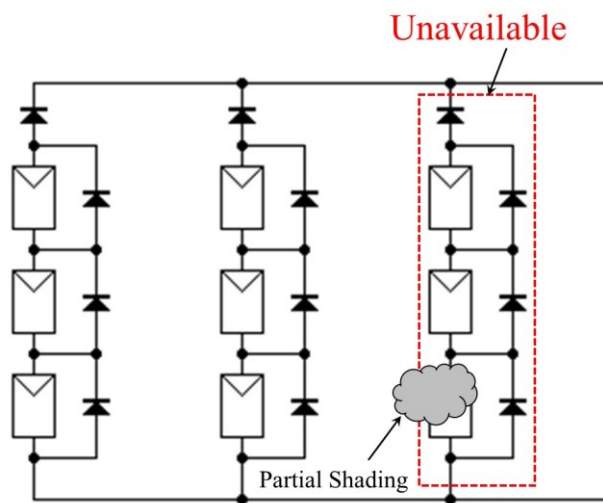


図 1.4. システム A における部分影の影響

行った際に誤動作の原因となる。複数の MPP が発生した場合においても MPPT の誤動作を回避できるアルゴリズム [1] が提案されているものの、バイパスダイオードに流れる電流を測定する必要性や複雑な制御を用いる等の課題を有している。また、MPPT の誤動作を回避できたとしても、部分影や劣化の生じたパネルから電力を抽出できないという深刻な問題は残されたままである。

またシステム A では、ストリング単体の場合と比較して部分影やパネルの劣化による悪影響が深刻となる。図 1.4 に示すように、システム A の各ストリング上部には電流の逆流を防ぐブロッキングダイオードが接続されている。上述したように、ストリングに部分影が生じた場合、部分影や劣化が生じたパネルに並列接続されたバイパスダイオードが導通し、電流を迂回させることで、ストリング全体が部分影の悪影響を受けることを防ぐ。しかし、パネルの電圧分だけ部分影や劣化の生じたストリングの電圧は健全なストリングと比較して低くなる。そのため、影や劣化の生じたストリングはブロッキングダイオードによって非導通となり、電力を抽出することができない。

そこで、各ストリングにストリング制御用コンバータを接続することで、ブロッキングダイオードによる抽出可能電力の低下の問題を解決できる。ストリング制御用コンバータは部分影の悪影響を受けたストリングと健全なストリングの電圧が等しくなるように動作する。しかし、ストリング内の部分影や劣化の生じたパネルから電力を抽出できないという問題が残存する。

上述した問題を解消するための手段として、種々の電圧バランス回路が提案されている。電圧バランス回路は各パネルの電気特性を疑似的に均一化することで部分影や劣化による悪影響を防止する。

しかし、システム A、B に電圧バランス回路を導入した際に課題が発生する。システム A において、ストリング毎に電圧バランス回路を接続することで部分影等による抽出可能電力の低下を回避できる (図 1.5)。しかし、ブロッキングダイオードによる抽出可能電力の

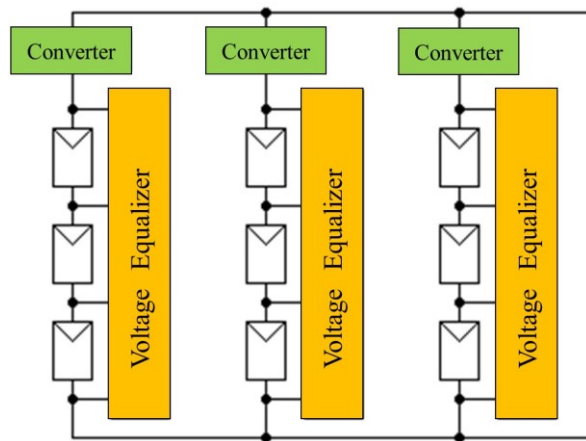
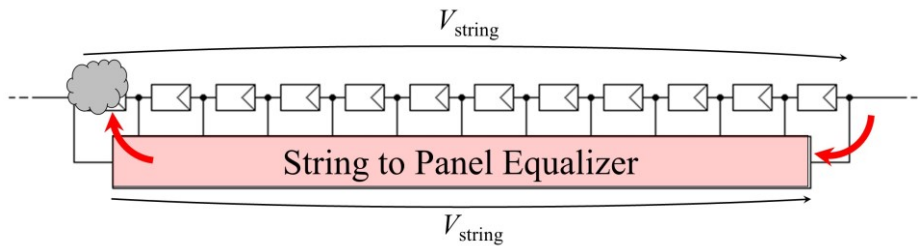
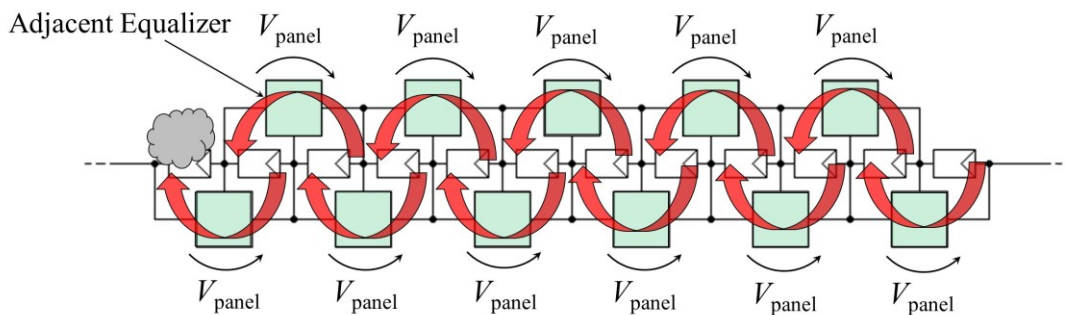


図 1.5. システム A における回路台数の増加



(a) ストリング to パネル方式の電圧バランス回路



(b) 隣接パネル間方式の電圧バランス回路

図 1.6 システム B に適用する場合の電圧バランス回路

低下を防ぐために、ストリング制御用のコンバータもまた接続する必要がある。よって、システム A はストリング毎に 2 台のコンバータが必要であるため、システムが複雑化ならびに高コスト化する。

システム B に電圧バランス回路を導入する場合を考える。ストリング to パネル方式 (図 1.6(a)) と隣接パネル間方式 (図 1.6(b)) に電圧バランス回路は大別される。前者をシステム B に適用した場合には、ストリング電圧  $V_{string}$  が電圧バランス回路に印加されるため、素子の高耐圧化が懸念される。加えて、パネルの直列数を変更すると  $V_{string}$  も変わるため、回路



の再設計が必要となる。

後者をシステム B に適用した場合、電圧バランス回路の印加電圧はパネル電圧  $V_{\text{panel}}$  であるため、前者と比較して素子を低耐圧化できる。また、パネル数によらず  $V_{\text{panel}}$  は変わらないため、回路の再設計は不要である。しかし、システム B に後者を適用した際には、多数の隣接したパネルを介した電力伝送を経て各パネルの電気特性を均一化するため、累積損失による電力変換効率への影響が深刻となる。よって、システム B に従来の電圧バランス回路を適用した場合には、電圧バランス回路の素子の高耐圧化、低拡張性ならびに電力変換効率の低下等の課題に直面する。

そこで、本研究ではシステム A とシステム B における課題を解決するべく、ディクソン方式のスイッチトキャパシタコンバータ (SCC: Switched Capacitor Converter) を基礎とした電圧バランス回路を提案する。システム A では、ストリング毎に必要な 2 台のコンバータを 1 台に集約する統合型コンバータを提案する。また、システム B については、ディクソン SCC を接続回路 (電圧バランス回路) により連結することで導出するモジュラー SCC 電圧バランス回路を提案する。

本研究では、システム A、B における提案電圧バランス回路に対して詳細解析ならびに実機検証を行うことで提案回路の有効性を示す。2 章では従来の電圧バランス回路の動作原理と概要について述べる。3 章、4 章では、システム A、B に提案した電圧バランス回路の導出と各種解析の結果を示す。5 章で実機検証結果を述べ、6 章をまとめとする。

## 2 従来技術

本章では、従来の電圧バランス回路の動作原理ならびに課題について説明する。

提案する電圧バランス回路はディクソン SCC を基礎として導出する。提案回路の動作を理解するためにディクソン SCC についても言及する。加えて、提案回路の設計指針ともなるディクソン SCC の等価抵抗について述べる。

### 2.1 パネルの電気特性ばらつきに起因する問題の解決方法

パネルの電気特性ばらつきに起因する問題を解決するために、各種の電圧バランス回路が提案されている。電圧バランス回路は各パネルの電気特性を均一化し、電気特性ばらつきに起因する各種の問題を防ぐ。

PV<sub>1</sub>に部分影もしくは劣化が発生した場合の電圧バランス回路の動作について図 2.1 に示すストリング to パネル方式の電圧バランス回路の概念図を用いて説明する。この回路は、影の掛かったパネルに対してストリングから電力再分配を行うことで各パネルの電気特性を均一化する。まず、電圧バランス回路は各パネル電圧  $V_{PV1} \sim V_{PV3}$  を  $V_{eq}$  に均一化する。この時、PV<sub>2</sub> と PV<sub>3</sub> にはストリング電流  $I_{string}$  が流れている。そこで、健全なパネルと部分影等の影響を受けたパネルの出力電流の差分に相当する補償電流  $I_{eq}$  を PV<sub>1</sub> に対して電圧バランス回路から供給する。これにより PV<sub>1</sub> の動作点を疑似的に PV<sub>2</sub> と PV<sub>3</sub> の動作点である ( $V_{eq}$ ,  $I_{string}$ ) に一致させる。この時、 $I_{string}$  の内  $I_{eq}$  を補償電流として利用するため電流  $I_{load}$  は、

$$I_{load} = I_{string} - I_{eq} \quad (1)$$

となる。よって、ストリングから得られる最大抽出可能電力は各パネルからの最大抽出可能電力を足し合わせたものに等しい。すなわち、全てのパネルから電力を抽出することができるため、最大抽出可能電力が向上する。また、電圧バランス回路の扱う電力は電気特性を均

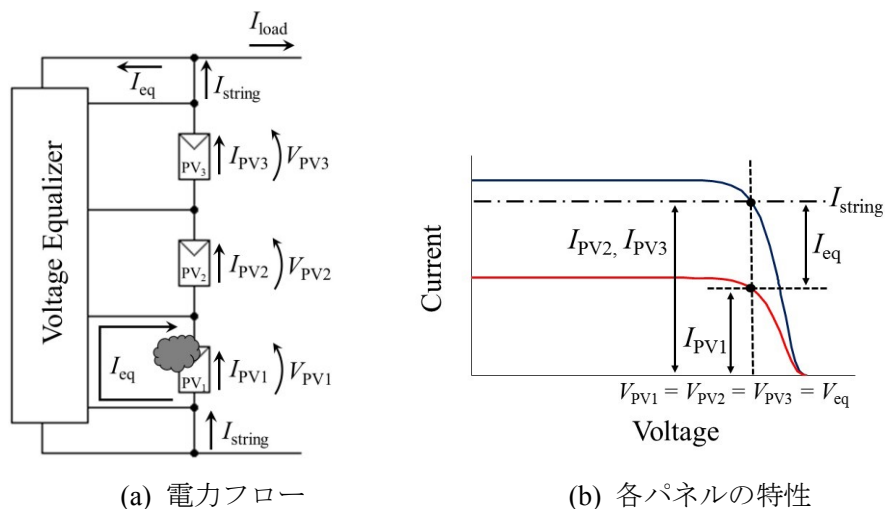


図 2.1. ストリング to パネル方式の電圧バランス回路における電気特性の均一化原理

一化する際に扱う電力、即ちパネル間の発電電力の差分のみであるため、ストリングからの抽出電力と比較して低い電力定格で電圧バランス回路を設計できる。これは隣接パネル間方式の電圧バランス回路においても同様である。

## 2.2 ストリング to パネル方式の電圧バランス回路

従来のストリング to パネル方式の電圧バランス回路について述べる。図 2.2(a)に示すのは多巻線フライバックコンバータを用いた電圧バランス回路 [2]である。一般にスイッチ数は回路構成の複雑さを示す指標となるが、この電圧バランス回路のスイッチは 1 個のみであるため、回路構成が簡素な方式である。この回路は、多巻線トランスを介して各パネル電圧が等しくなるように動作するため、各パネルの電気特性を均一化できる。しかし、多巻線トランスの設計、製作が困難という課題がある。加えて、スイッチ  $Q$  にストリング電圧が印加されるために高耐圧のスイッチが必要となる。

次に、ストリングを入力として動作する LLC 共振型コンバータを利用した倍電圧方式 [3]を取り上げる (図 2.2(b))。この方式は 2 つのスイッチ  $Q_H$ 、 $Q_L$  のスイッチングにより動作するため簡素な構成である。また、回路の中で最も大きなサイズ割合を占める磁性素子数は 1 つのみであるため、回路サイズの面でも有利である。回路動作としては、トランス 1 次側の LLC 共振型コンバータの  $Q_H$ 、 $Q_L$  のスイッチングにより発生した矩形波電圧が倍電圧整流回路を駆動することで、各パネルの電気特性を均一化する。この電圧バランス回路では、ストリング電圧が  $Q_H$  と  $Q_L$  に印加されるため、システム B で用いる際には  $Q_H$  と  $Q_L$  の高耐圧化が課題となる。加えて、パネルの枚数を変更する際にはトランスの再設計が必要となるため、拡張性は乏しい。

以上のことから、システム B に従来のストリング to パネル方式の電圧バランス回路を適

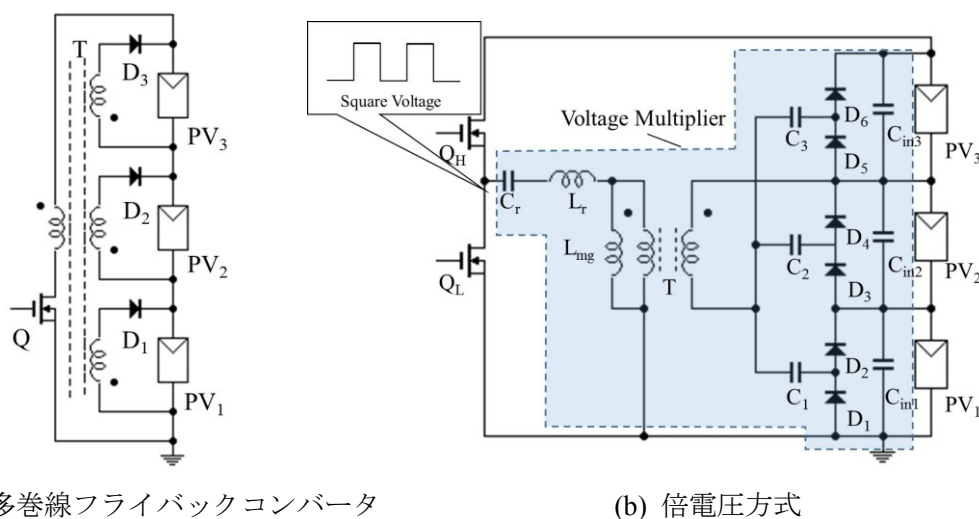


図 2.2. 従来のストリング to パネル方式の電圧バランス回路

用した際には、スイッチの高耐圧化と低拡張性が大きな課題となる。

## 2.3 隣接パネル間方式の電圧バランス回路

従来の隣接パネル間方式の電圧バランス回路を図 2.3 に示す。まず昇降圧コンバータを用いた電圧バランス回路 [4]について説明する。昇降圧コンバータの入出力は反転するため、図 2.3(a)に示すように昇降圧コンバータをストリングに接続し、スイッチ  $Q_1$ 、 $Q_3$  におけるデューティ  $d$  を 50%として動作させることで各パネルの電圧を均一化できる。しかし、隣接したパネル間での電力の授受しか行えないために、電力伝送による累積損失によって電力変換効率が低下するという課題がある。

次に Gyrator Resonant Switched Capacitor Converter (GRSCC) [5]の説明を行う (図 2.3(b))。このコンバータは、共振型 SCC を基礎とした電圧バランス回路で、各パネルにおいて MPPT を行うことで、部分影の悪影響を取り除くことができる。GRSCC は共振型 SCC を基にしているために回路を小型化でき、かつ高効率で動作できる。加えて、共振型 SCC のみでは実現できなかった MPP で各パネルを動作させることが可能である。しかし、従来の隣接パネル間方式の電圧バランス回路と同様にシステムとしての電力変換効率の低下が課題となる。また、MPPT 制御を行うための電流センサならびに電圧センサをパネル毎に必要とするためシステムが複雑化する。

システム B に隣接パネル間方式の電圧バランス回路を適用した際には、電力伝送の回数が多くなってしまうため、累積損失による電力変換効率への影響が深刻になる。

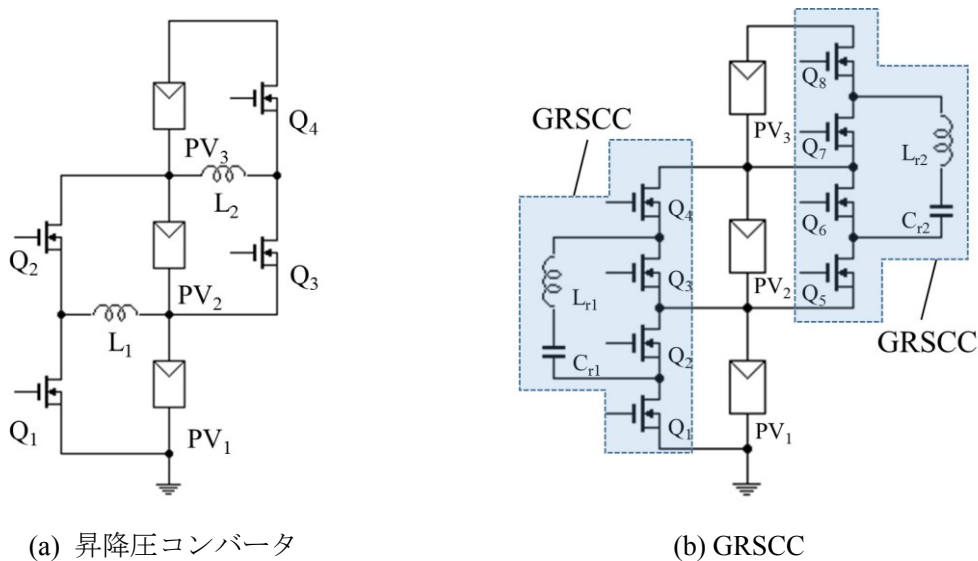


図 2.3. 従来の隣接パネル間方式の電圧バランス回路

## 2.4 ディクソン SCC

本研究では、システム A、B における電圧バランス回路について SCC を基礎として導出を行う。すでに種々の SCC が提案されているが [6]、本稿では図 2.4 に示すストリング to パネル方式の電圧バランス回路の 1 つであるディクソン SCC を取り上げる。ディクソン SCC はコンデンサとスイッチのみで構成されており、またコンデンサはインダクタと比較して 100~1000 倍の高いエネルギー密度を持つため、回路の小型化の観点で有用な回路方式である。ディクソン SCC は、本稿で取り上げた他のストリング to パネル方式の電圧バランス回路と比較して多数のスイッチを必要とするが、各スイッチ ( $Q_1$ ~ $Q_8$ ) の印加電圧はパネル電圧に等しいためスイッチを低耐圧化できる。ディクソン SCC において電氣的に両端に位置するフライングコンデンサ (図 2.4 では  $C_1$  ならびに  $C_4$ ) にはストリング電圧の半分に相当する電圧が印加される。そのため、ディクソン SCC をシステム B で適用する際には高耐圧のフライングコンデンサを用いる必要がある。

次に、ディクソン SCC における電圧バランス原理について説明する。ディクソン SCC は

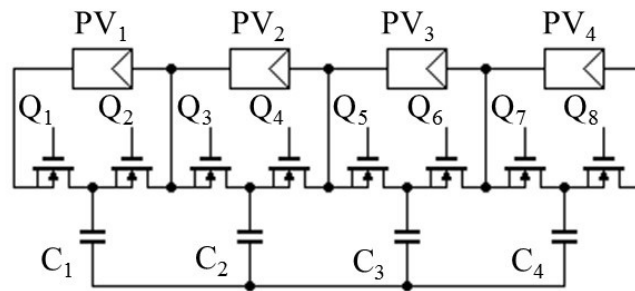


図 2.4. ディクソン SCC

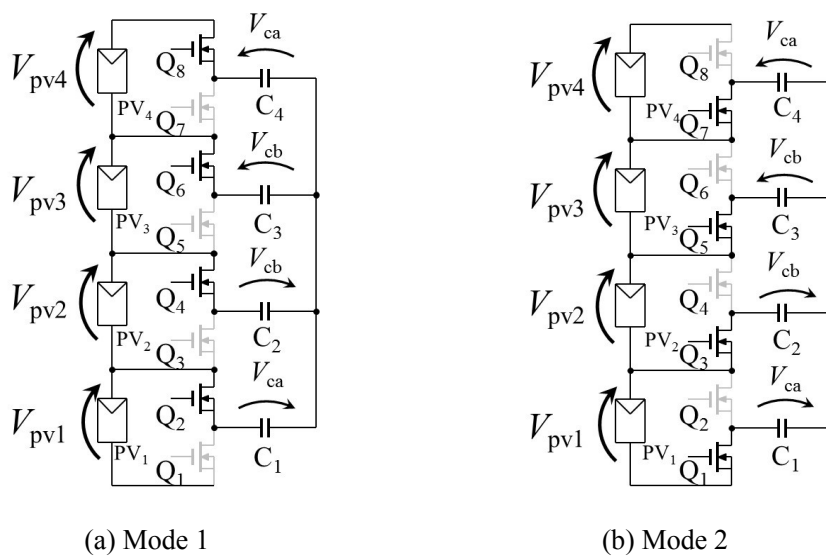


図 2.5. ディクソン SCC の動作原理

偶数番号と奇数番号のスイッチが交互にオン、オフを繰り返すことで動作する。図 2.5 に示すように、Mode 1 では偶数番号のスイッチがオン、奇数番号のスイッチがオフとなる。この時、PV<sub>2</sub> の電圧  $V_{pv2}$  は C<sub>1</sub> と C<sub>2</sub> の印加電圧の和に等しくなる。この関係から、

$$V_{pv2} = V_{ca} - V_{cb} \quad (2)$$

また、 $V_{pv2} \sim V_{pv4}$  は C<sub>1</sub> と C<sub>4</sub> の印加電圧の和に等しい。よって、

$$V_{pv2} + V_{pv3} + V_{pv4} = 2V_{ca} \quad (3)$$

Mode 2 では偶数番号のスイッチがオフで、奇数番号のスイッチがオンとなる。この時、 $V_{pv1}$  は C<sub>1</sub> と C<sub>2</sub> の印加電圧の和と考えられるので、

$$V_{pv1} = V_{ca} - V_{cb} \quad (4)$$

加えて PV<sub>1</sub>~PV<sub>3</sub> の電圧は、C<sub>1</sub> と C<sub>4</sub> に並列接続されていると考えられるため、

$$V_{pv1} + V_{pv2} + V_{pv3} = 2V_{ca} \quad (5)$$

式(2)、式(4)より、 $V_{pv1} = V_{pv2}$  が示される。また、式(3)と(5)より  $V_{pv2} + V_{pv3} + V_{pv4} = V_{pv1} + V_{pv2} + V_{pv3}$  となる。よって、 $V_{pv1} = V_{pv2} = V_{pv3} = V_{pv4}$  となるため、各 PV パネルの電圧は等しくなる。以上のように、ディクソン SCC は 2 つの Mode を高速で繰り返すことによって各パネル電圧を無制御で均一化できる。

また、ディクソン SCC では各パネル間における電力のやり取りを 2 つの C<sub>n</sub> ( $n=1 \sim n$ ) を介して行う。ディクソン SCC に接続される 2 枚のパネル間における電荷のやり取りを図 2.6 に示す簡易回路によって考えられる。簡易回路における C は 2 つの C<sub>n</sub> の合成容量となる。コンデンサ C の容量を C とする。簡易回路の S<sub>1</sub> と S<sub>2</sub> が交互に導通し、S<sub>1</sub> がオンの時に C は電圧  $V_1$  で充電される。また、S<sub>2</sub> がオン、S<sub>1</sub> がオフとなると C の電圧は  $V_2$  となる。この時、パネル PV<sub>a</sub> からパネル PV<sub>b</sub> に流れた電荷  $\Delta Q$  は、

$$\Delta Q = C(V_1 - V_2) \quad (6)$$

と示される。よって、スイッチング周期  $T_s$  において PV<sub>a</sub> から PV<sub>b</sub> に流れる電流  $i_Q$  は、

$$i_Q = \frac{\Delta Q}{T_s} = \frac{C(V_1 - V_2)}{T_s} \quad (7)$$

となる。スイッチング周波数を  $f_s (= 1/T_s)$  とすると、SCC の等価抵抗  $R_{eq}$  は、

$$R_{eq} = \frac{V_1 - V_2}{i_Q} = \frac{1}{Cf_s} \quad (8)$$

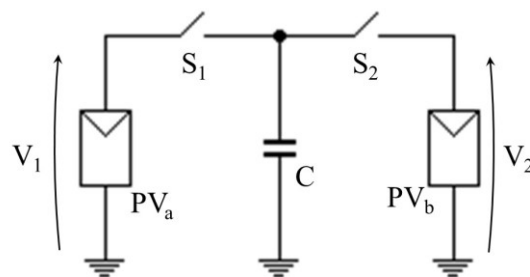


図 2.6. ディクソン SCC の簡易回路

となり、SCC は  $PV_a$  と  $PV_b$  を  $R_{eq}$  で接続した回路として考えることができる。式(8)より、 $R_{eq}$  は  $f_s$  または  $C$  を大きくすることで低減することができる。しかし、 $R_{eq}$  において、ある一定以上の  $f_s$  や  $C$  で動作させた場合にコンデンサの直列等価抵抗 ESR やスイッチのオン抵抗が支配的になる。そのため、周波数や  $C$  を必要以上に大きくする必要はない。

また  $R_{eq}$  をディクソン SCC の各パネルの電圧を均一化する能力（補償能力）として見なすことができる。図 2.6 において、 $R_{eq}$  を 0 とすると  $V_1 = V_2$  となる。すなわち、各パネル電圧を均一化する能力は  $R_{eq}$  に依存する。よって、SCC を基礎とした電圧バランス回路の設計を行う際には、適当な容量値のコンデンサを選択し、適切なスイッチング周波数とする必要がある。

### 3 統合型コンバータ

システム A ではストリング毎に 2 台の回路が必要となるため、システムが複雑化ならびに高コスト化する。そこで、システム A の簡素化と低コスト化を目的として、電圧バランス回路とストリング制御用コンバータを 1 台に集約した統合型コンバータを提案する。以下では、提案方式の導出、詳細解析の結果について述べる。

#### 3.1 基本回路

統合型コンバータは、PWM コンバータから導出できる。この PWM コンバータを以降では基本回路とする。基本回路はエネルギー蓄積素子としてインダクタ  $L$  に加えてコンデンサ  $C$  を使用するため、同じ電力規模の汎用 PWM 昇圧コンバータと比較して回路サイズを小型化できる。

図 3.1 に示すように基本回路は、 $Q_H$  と  $Q_L$  が交互にスイッチングすることで動作し、 $Q_H$  がオフ、 $Q_L$  がオンになると Mode 1 に移行する。Mode 1 ではエネルギーが  $L$  と  $C$  の両方に蓄えられる。この時のインダクタに印加される電圧  $V_L$  は、

$$V_L = V_{in} - V_c \tag{9}$$

となる。ここで  $V_c$  はコンデンサ  $C$  の電圧である。

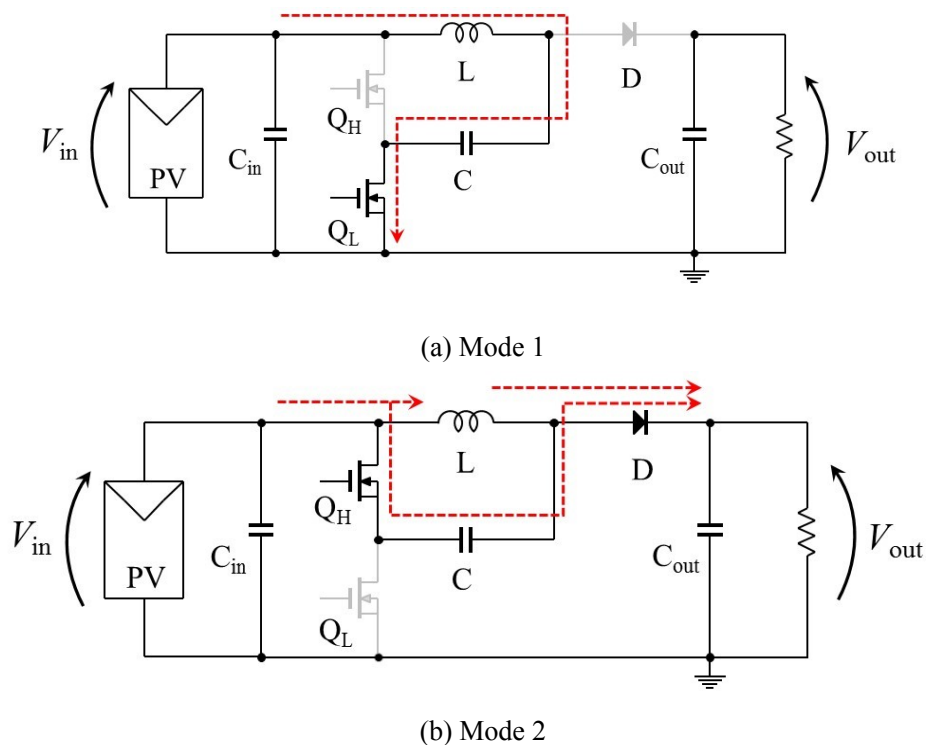


図 3.1. 基本回路の電流経路



Mode2 では  $Q_H$  がオン、 $Q_L$  がオフとなり  $L$  と  $C$  に蓄えられたエネルギーを放出し、負荷に電流が流れる。この時、 $V_L$  は入力電圧  $V_{in}$  を用いて次式で与えられる。

$$V_L = V_{out} - V_{in} \quad (10)$$

$L$  の電圧時間積が 0 になるという関係より、基本回路の出力電圧  $V_{out}$  はスイッチング 1 周期における  $Q_L$  のオン時間の割合であるデューティ  $d$  で次式のように表される。

$$V_{out} = (1 + d)V_{in} = FV_{in} \quad (11)$$

となる。よって、基本回路の電圧変換比が  $F = 1 + d$  であることが示された。 $F$  より、基本回路は昇圧コンバータであることがわかる。

### 3.2 統合型コンバータの導出

統合型コンバータを図 3.2 に示す。提案する統合型コンバータはディクソン SCC と基本回路間での素子共有により導出できる。そのため、本統合型コンバータはディクソン SCC 由来の電圧バランス機能と基本回路由来のストリング制御機能を 1 台で果たせるために、コンバータ台数の削減に伴うシステム A の簡素化と低コスト化を達成できる。

統合型コンバータはディクソン SCC と同様に無制御で電圧バランスを実現可能である。この時の電圧バランス原理に関してはディクソン SCC と同様であるため解説を省略する。統合型コンバータのストリング制御機能によりコンデンサ  $C_{out}$  の電圧がデューティによって変化する。これにより、統合型コンバータの出力電圧  $V_{out}$  を他のストリングに接続される統合型コンバータの  $V_{out}$  と等しくできるため、ブロッキングダイオードによる抽出電力の低

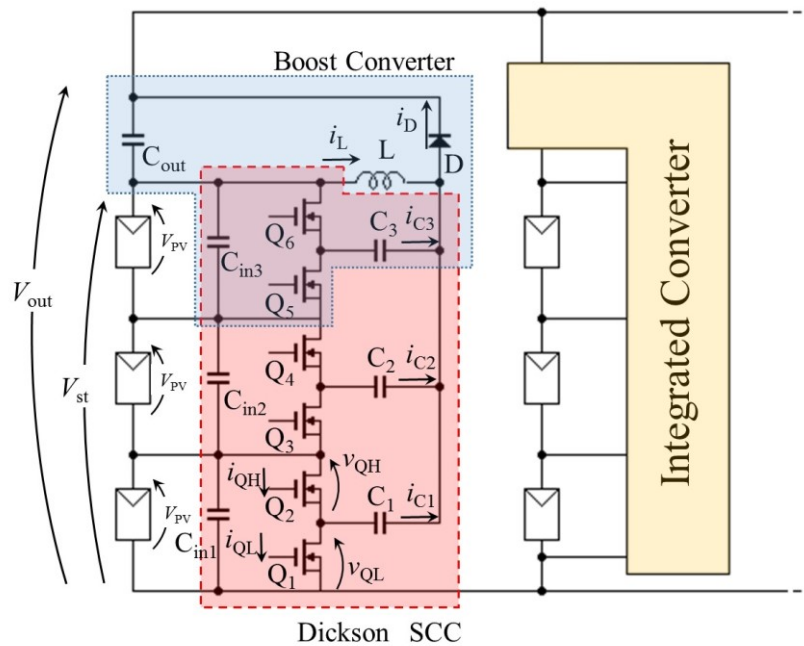


図 3.2. 提案する統合型コンバータ

下を防ぐ。

### 3.3 動作解析

上述したように統合型コンバータの主な動作はディクソン SCC ならびに基本回路と同様であり、奇数番号と偶数番号のスイッチが交互にスイッチングすることで動作する。統合型コンバータの動作波形を図 3.3、電流経路を図 3.4 に示す。ここでは、例として 3 枚のパネルに接続された統合型コンバータの動作について述べる。

Mode 1 では奇数番号のスイッチがオン、偶数番号のスイッチがオフとなり L にエネルギーを蓄え、各フライイングコンデンサ  $C_1 \sim C_3$  を介して電流が流れる。そのため、インダクタ電流  $i_L$  は直線的に増加し、 $C_1 \sim C_3$  に流れる電流を重畳すると  $i_L$  に一致する。この時、L に印加される電圧は  $C_3$  の印加電圧を  $V_{c3}$  とすると次式で示される。

$$V_L = V_{pv} - V_{c3} \quad (12)$$

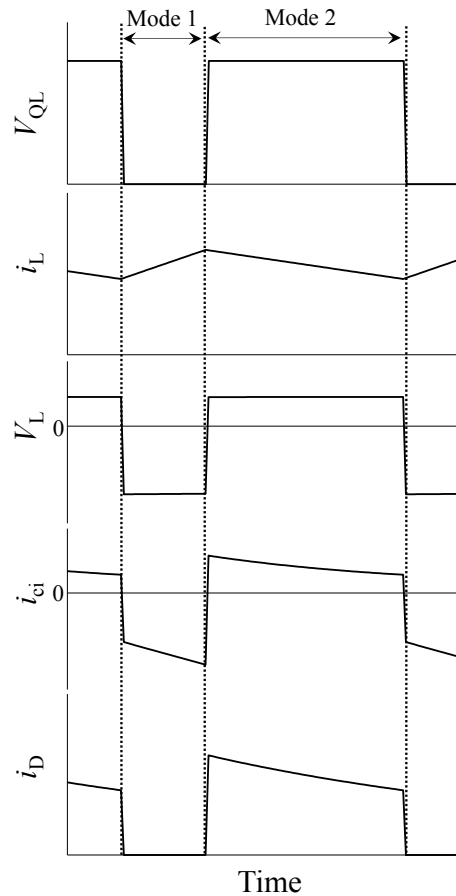


図 3.3. 統合型コンバータの動作波形

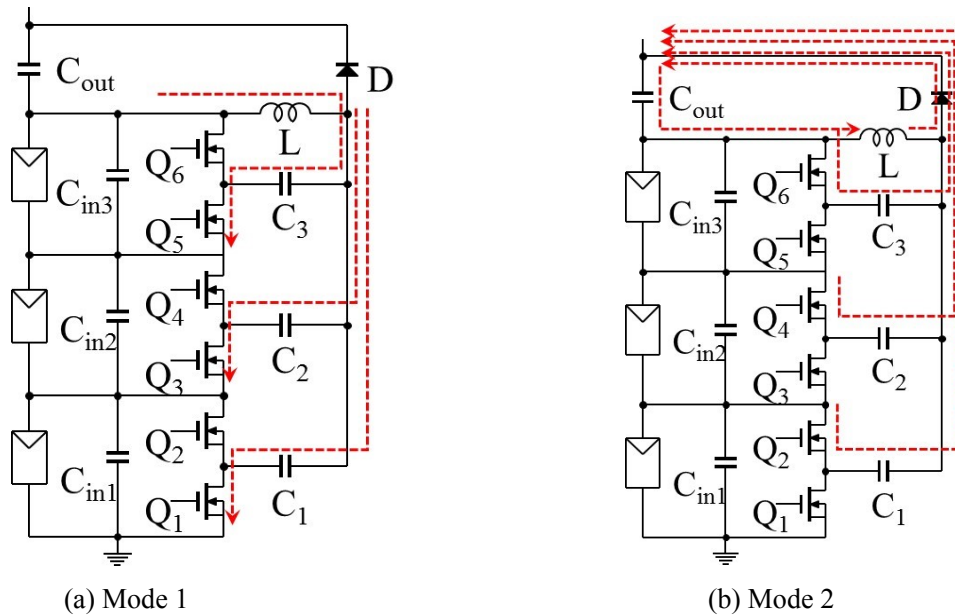


図 3.4. 統合型コンバータの電流経路

偶数番号のスイッチがオン、奇数番号のスイッチがオフとなると Mode 2 に移行する。Mode 2 では  $L$  と  $C_3$  が並列に接続されるため、 $L$  に印加される電圧は  $V_{c3}$  に等しい。また、 $i_L$  は直線的に減少し、 $L$  から放出されたエネルギーは  $C_1 \sim C_3$  が放出したエネルギーとともに負荷へと流れる。

スイッチング 1 周期における  $L$  の電圧時間積が 0 になるという関係から、統合型コンバータの電圧変換比  $M$  は次式で示される。

$$M = \frac{V_{out}}{V_{st}} = 1 + \frac{d}{3} \quad (13)$$

ここで、奇数番号スイッチのデューティを  $d$ 、ストリング電圧を  $V_{st}$ 、出力電圧を  $V_{out}$  とする。また、 $n$  枚のパネルに接続された統合型コンバータの電圧変換比  $M$  を同様に求めると、

$$M = 1 + \frac{d}{n} \quad (14)$$

となる。

### 3.4 統合型コンバータにおけるシミュレーション解析

シミュレーション解析ソフト (PSIM) を用いて統合型コンバータにおけるストリング制御機能と電圧バランス機能の有効性を確認した。シミュレーションに使用した系を図 3.5 に示す。Simulation Control において Time Step を設定し、Parameter File によって各素子における定数の設定を行った。また Signal Generator 部において、コンパレータにより  $d$  の値に等しい基準電圧と三角波を比較することで矩形波 (スイッチング信号) を生成する。生成した

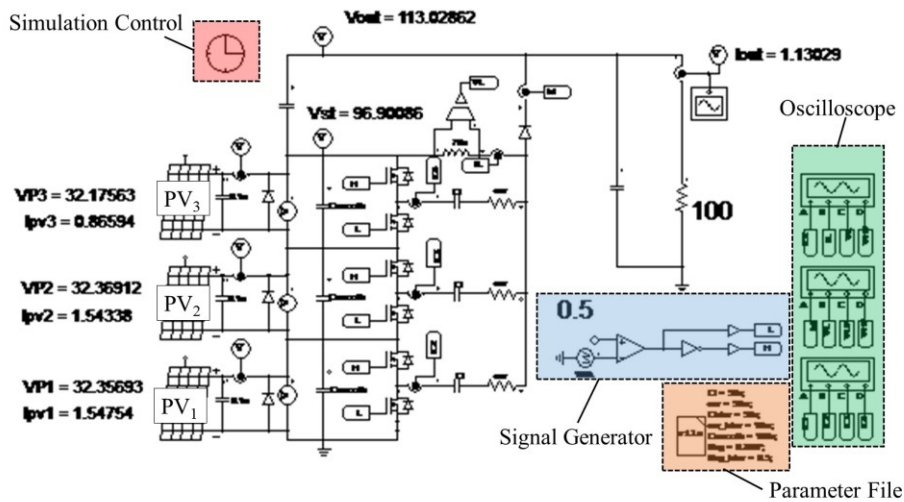


図 3.5. シミュレーションの系

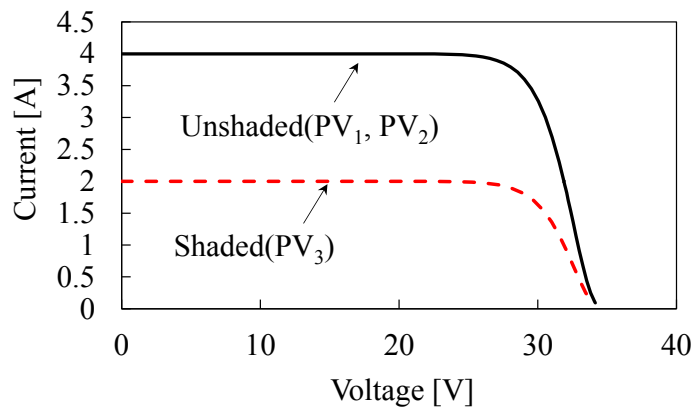


図 3.6. 使用した各パネル特性

矩形波の  $d$  は基準電圧を操作することで変更できる。また、三角波の周波数によりスイッチング周波数  $f_s$  を決定できる。シミュレーションでは、 $f_s$  を 100 kHz とした。そのため Time Step は  $f_s$  を考慮して設定し、0.1  $\mu$ s とした。以降のシミュレーションにおいても同様の設定でシミュレーションを実施した。

使用した各パネルの特性を図 3.6 に示す。まず、 $d$  を固定して負荷抵抗を変化させた場合におけるストリング特性を取得した。固定した  $d$  はそれぞれ 30%、50%、70%である。

シミュレーション結果を図 3.7 に示す。統合型コンバータにおける電圧バランス機能により、全ての  $d$  において最大抽出可能電力は改善され、複数あった MPP が 1 つに収束した。統合型コンバータを接続しない場合の最大抽出電力は 212 W であったのに対し、本統合型コンバータを用いることで最大抽出電力が 24%改善し、263 W の電力を抽出できた。また、 $d$  の変化によりストリングの  $P$ - $V$  特性が変化したことが確認できる。このことから、本統合型コンバータのストリング制御機能の有効性が示唆された。

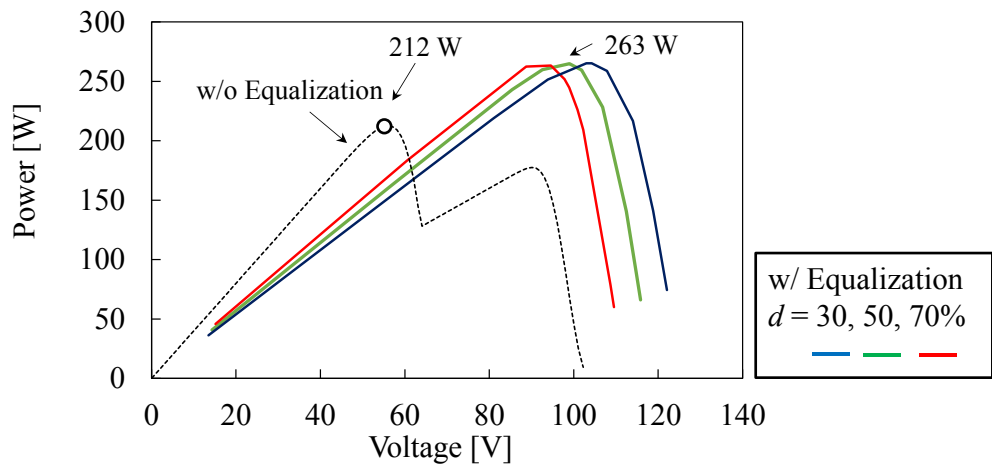


図 3.7. 統合型コンバータの有無と  $d$  の変化に伴うストリング特性の比較

## 4 モジュラーSCC

システム B の課題は、パネルの直列数の増加に伴う素子の高耐圧化と低拡張性である。本研究では、素子の低耐圧化ならびに回路の拡張性を向上できるモジュラーSCC を提案する。以下では、モジュラーSCC を導出し、詳細解析によって電圧バランス機能の有効性を確認する。

### 4.1 モジュラーSCC の導出

図 4.1 にモジュラーSCC の概念図を示す。図中のストリング to パネル方式の電圧バランス回路をモジュールとする。各モジュールは隣接モジュール間方式の電圧バランス回路によって接続される。モジュール A、B 内でパネルの電気特性ばらつきが発生した場合、ストリング to パネル方式の電圧バランス回路の動作によりモジュール内におけるパネルの電気特性を均一化する。加えて、隣接モジュール間方式の電圧バランス回路の動作により、各モジュール間の電気特性ばらつきを解消する。以上の動作によって、全てのパネルの電気特性を均一化し、部分影や劣化による悪影響を防ぐ。

図 4.2 に示すのは 4 パネル-2 モジュール構成のモジュラーSCC である。この回路は、4 パネル用ディクソン SCC を 1 モジュールとして、各モジュールを接続回路（隣接モジュール

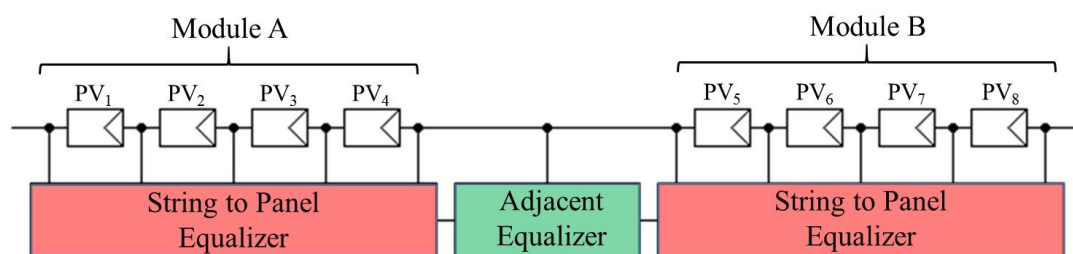


図 4.1. モジュラーSCC の概念図

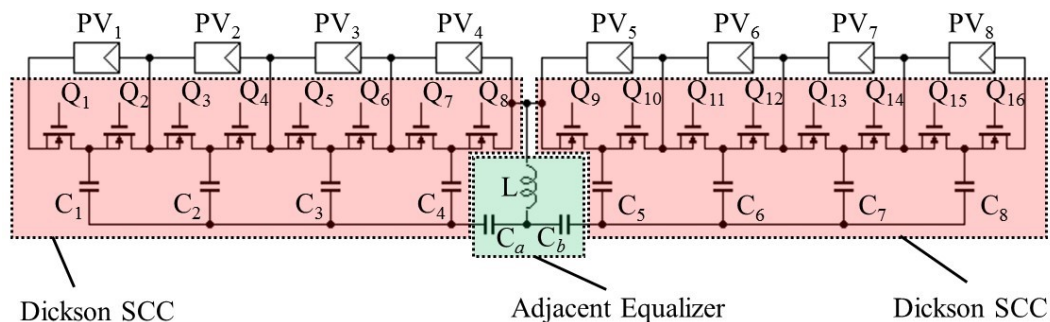


図 4.2. 4 パネル-2 モジュール構成のモジュラーSCC

間方式の電圧バランス回路) によって連結することで導出できる。図 4.1 の概念図を用いて説明したように、モジュール内ではディクソン SCC がパネルの電気特性ばらつきを解消し、モジュール間の電気特性ばらつきを接続回路が解消する。

モジュラー SCC は、ディクソン SCC と同様に偶数番号と奇数番号のスイッチをデューティ 50% で交互にスイッチングさせて動作する。この時、接続回路と  $Q_8$ 、 $Q_9$  が昇降圧コンバータとして振る舞うため、 $C_a$  と  $C_b$  の電圧が均一に分圧される ( $C$  分圧)。

## 4.2 モジュラー SCC における素子耐圧の低減

図 4.3 の 8 パネル用ディクソン SCC と 4 パネル-2 モジュール構成のモジュラー SCC の各コンデンサにおける印加電圧の比較を行った。この時、全てのパネル電圧が 40 V で均一化していると仮定した。さらに、全てのパネル電圧を 40 V とした時のモジュラー SCC とディクソン SCC における各コンデンサの印加電圧をシミュレーションにより取得した。表 4.1 に各コンデンサ電圧について示す。定常状態におけるディクソン SCC のフライングコンデ

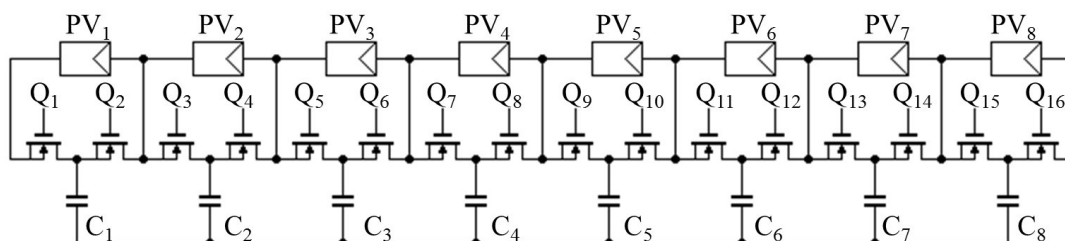


図 4.3. 8 パネル用ディクソン SCC

表 4.1. 各コンデンサの印加電圧による比較

Capacitor	Theory		Simulation	
	Conventional	Proposed	Conventional	Proposed
$C_1$	140	60	140	59.9
$C_2$	100	20	100	19.9
$C_3$	60	20	60	20.1
$C_4$	20	60	20	60.1
$C_5$	20	60	20	60.1
$C_6$	60	20	60	20.1
$C_7$	100	20	100	19.9
$C_8$	140	60	140	59.9
$C_a$	—	80	—	80.1
$C_b$	—	80	—	80.1

ンサ  $C_1$  および  $C_8$  には 140 V の電圧が印加される。しかし、モジュラー SCC における各モジュールは 4 パネル用ディクソン SCC として動作するため、 $C_1$ 、 $C_4$  ならびに  $C_5$ 、 $C_8$  に印加される電圧は従来の 4 パネル用ディクソン SCC に等しい。よって、 $C_1 \sim C_8$  の電圧ストレスを従来のディクソン SCC と比較して大幅に低減できる。モジュラー SCC における  $C_a$ 、 $C_b$  に印加される電圧の和はモジュール電圧に相当する 160 V となるが、 $C$  分圧によって  $C_a$  と  $C_b$  の印加電圧は 80 V になる。そのため、 $C_a$  と  $C_b$  についても低耐圧化を達成する。またシミュレーションにより取得した各コンデンサ電圧が理論結果と一致したことから、ディクソン SCC と比較してモジュラー SCC の  $C_1 \sim C_8$  を低耐圧化できることが裏付けられた。4 パネル用ディクソン SCC のモジュールを多段接続し、4 パネル- $m$  モジュール構成 ( $m = 1 \sim m$ ) のモジュラー SCC とした場合においても  $C_i$  ( $i$  は任意の整数) の印加電圧は変化しない。よって、モジュラー SCC は回路の拡張性を損なうことなく、コンデンサ耐圧を低減できる。

### 4.3 モジュラー SCC におけるシミュレーション解析

モジュラー SCC における電圧バランス機能の有効性と各コンデンサの印加電圧を確認す

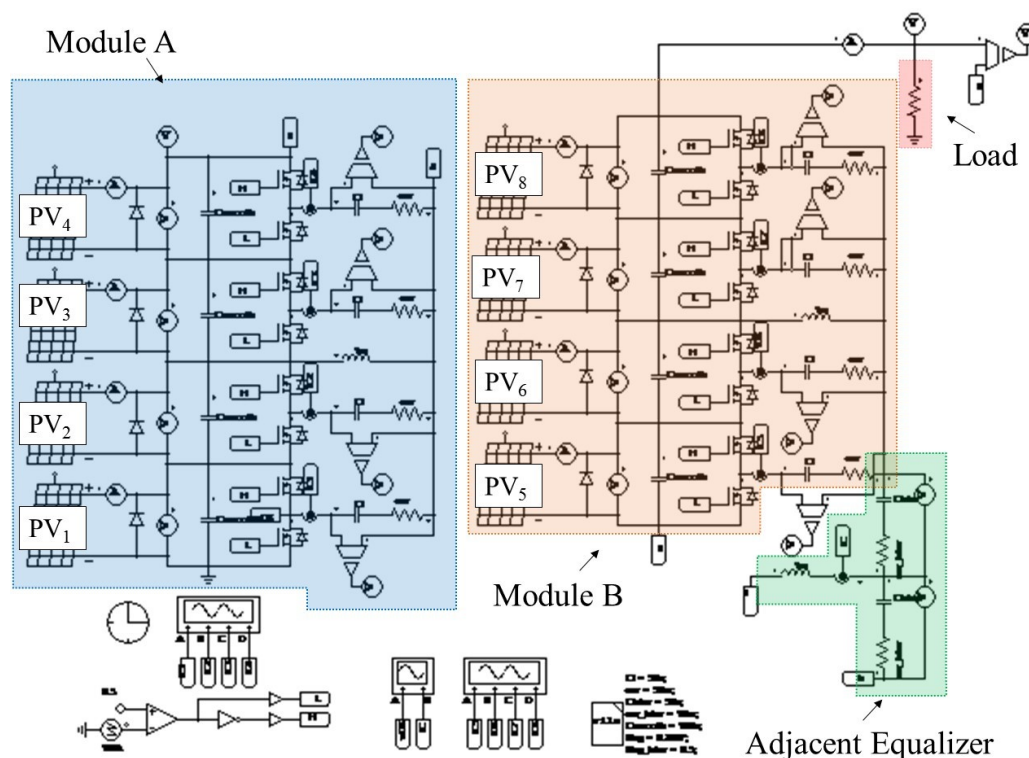


図 4.4. 使用したシミュレーションの系



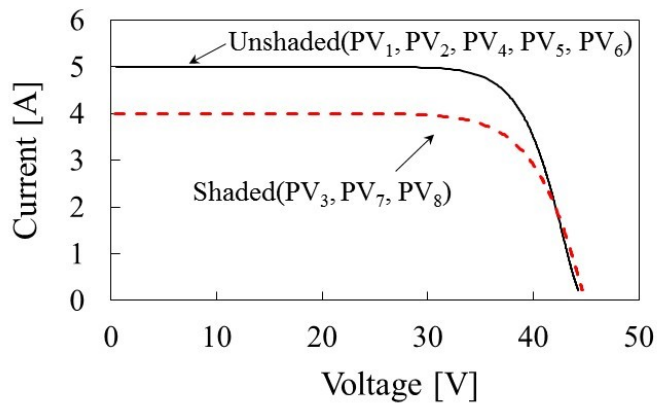


図 4.5. 使用した PV パネルの特性

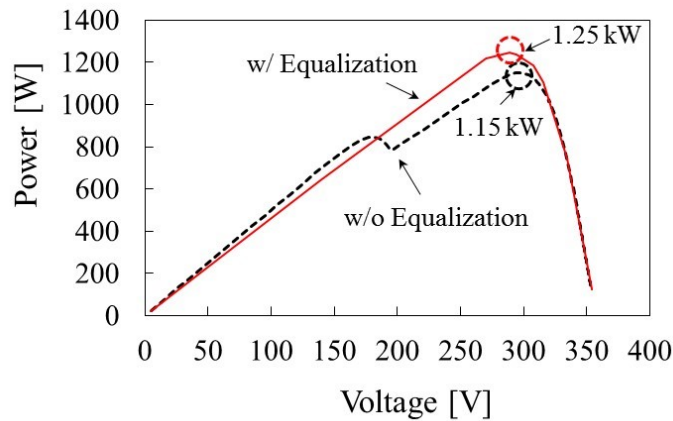


図 4.6. モジュラーSCCの有無によるストリング特性の比較

るために負荷抵抗の変化に対するストリング特性を取得した。図 4.4 に使用したシミュレーションの系、図 4.5 にモジュール A、B における各パネルの特性を示す。

図 4.6 に示す通り、モジュラーSCCを接続することでストリング特性における複数のMPPが1つに収束した。また、最大抽出可能電力がモジュラーSCCにおける電圧バランス機能によって8.7%向上した。また、MPP時における各モジュール電圧は、モジュールA側が145.0V、モジュールB側が143.9Vであり、接続回路が隣接モジュール間バランス回路として動作していることが示された。以上より、モジュラーSCCにおけるモジュール内ならびにモジュール間の電圧バランス機能の有効性が示された。

MPP時におけるモジュラーSCCの各コンデンサの印加電圧を表4.2に示す。C<sub>1</sub>~C<sub>8</sub>の印加電圧から各モジュールが4パネル用ディクソンSCCとして動作していることが確認できた。また、C分圧によってモジュール電圧の半分に相当する電圧がC<sub>a</sub>、C<sub>b</sub>に印加されていることが確認できる。よって、モジュラーSCCにおける各コンデンサの低耐圧化と接続回路におけるC分圧の有効性を確認できた。

表 4.2. MPP 時における各コンデンサの印加電圧

Capacitor	Voltage [V]
C <sub>1</sub>	54.4
C <sub>2</sub>	18.1
C <sub>3</sub>	18.1
C <sub>4</sub>	54.3
C <sub>5</sub>	54.0
C <sub>6</sub>	18.0
C <sub>7</sub>	17.9
C <sub>8</sub>	53.8
C <sub>a</sub>	72.5
C <sub>b</sub>	72.1

## 5 実機検証

### 5.1 統合型コンバータの製作

表 5.1 の素子を使用し、図 5.1 に示す統合型コンバータを製作した。3 枚の PV パネルで構成されるストリングでの使用を想定して電力定格は 500 W、スイッチング周波数  $f_s$  は 100 kHz とした。インダクタ電流  $i_L$  が 40% 以下のリップル率となるよう、L のインダクタンスは 58  $\mu\text{H}$  とした。また MOSFET にはパネル電圧が印加されるため、その 3 倍以上の耐圧 (200 V) を持つスイッチを選定した。フライングコンデンサ  $C_1\sim C_3$  については高耐圧が求められるため、100 V 耐圧のコンデンサとした。加えて、 $R_{eq}$  を低減するために 10  $\mu\text{F}$  のコンデンサを 4 並列とした。この時の  $R_{eq}$  は式(8)より  $f_s$  を 100 kHz とすると、0.25  $\Omega$  である。スイッチの駆動には同期整流タイプのゲートドライバ IRS2184F を使用した。ゲートドライバの駆動法については 5.3.2 項で詳細に述べる。

表 5.1. 統合型コンバータで使用した素子

Component	Value
MOSFET	BSC320N20NS3G, $R_{on} = 36 \text{ m}\Omega$
L	58 $\mu\text{H}$
D	Schottky Diode, SK86C, $V_f = 0.75 \text{ V}$
$C_{in}$	Ceramic Capacitor, 22 $\mu\text{F} \times 3$ , 50 V
$C_{out}$	Ceramic Capacitor, 22 $\mu\text{F} \times 4$ , 50 V
$C_1\sim C_3$	Ceramic Capacitor, 10 $\mu\text{F} \times 4$ , 100 V
Gate Driver	IRS2184F

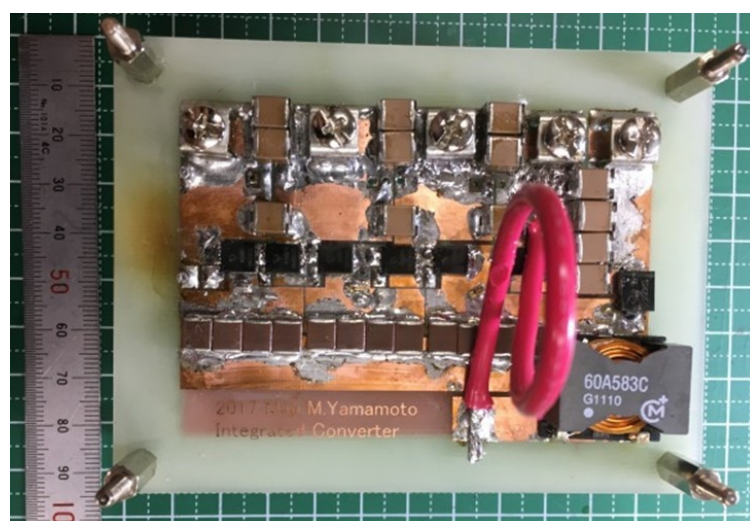


図 5.1. 500 W 試作回路

## 5.2 統合型コンバータの実機検証

実験条件として、 $d$  を 30%、50%、70% で固定し、負荷抵抗を変動させた。また、ソーラーアレイシミュレータ (SAS: Solar Array Simulator) を用いることで図 5.2 に示す各パネルの特性を模擬した。

試作回路の有無によるストリング特性を取得した結果を図 5.3 に示す。試作回路無しの場合に得られる最大抽出可能電力は 214 W であった。それに対し、試作回路を用いることで複数あった MPP が 1 つに集約され、 $d$  が 30% の時において最大抽出可能電力が 259 W まで向上した。また、他の  $d$  における最大抽出可能電力について  $d$  が 50% の時に 258 W、 $d$  が 70% の時に 261 W であった。MPP における PV 利用率は  $d = 30\%$  では 98.4%、 $d = 50\%$  では 97.9%、 $d = 70\%$  において 99.0% であった。いずれの  $d$  においてもストリングからの最大抽出可能電力を向上させることができたため、本統合型コンバータの電圧バランス機能の有効

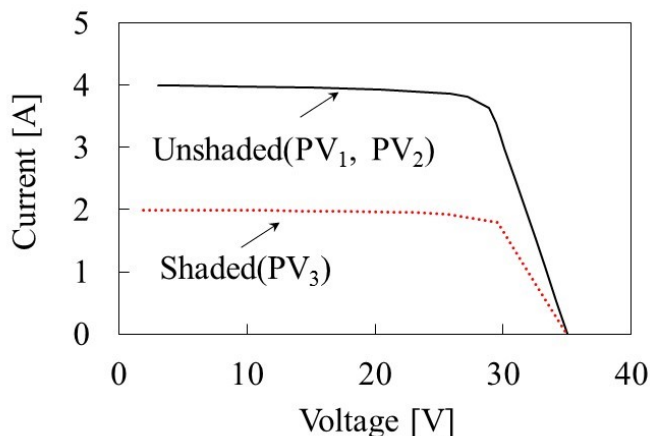


図 5.2. 各パネルの特性

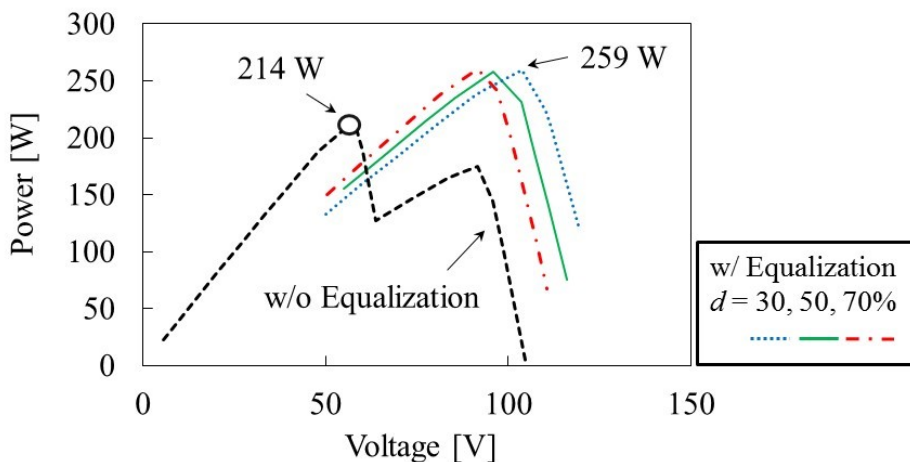


図 5.3. 試作回路の有無と  $d$  の変化に伴うストリング特性の比較

性が実証された。また、 $d$  によって MPP 電圧が変化したことから、ストリング電圧を操作できることがわかった。よって、統合型コンバータにおける電圧バランス機能とストリング制御機能の有効性が示された。

### 5.3 モジュラーSCC の製作

モジュラーSCC の有効性を確認するために試作回路を用いて実機検証を行った。製作したモジュラーSCC について説明した後に回路製作時に生じたゲートドライブの問題について述べる。

#### 5.3.1 モジュラーSCC の試作回路

表 5.2 はモジュラーSCC を製作する際に使用した素子であり、図 5.4 は試作した 4 パネル-2 モジュール構成のモジュラーSCC である。まず、4 パネル用ディクソン SCC の製作を行い、定格での動作を確認した。その後、試作したディクソン SCC を銅板で接続することでモジュラーSCC とした。同様の方法で  $m$  個のディクソン SCC 試作回路を接続することで、4 パネル- $m$  モジュール構成のモジュラーSCC に拡張可能である。

試作したモジュラーSCC の問題点として、回路サイズと接続回路部分のパターンならび

表 5.2. モジュラーSCC で使用した素子

Component	Value
MOSFET	BSC320N20NS3G, $R_{on} = 36 \text{ m}\Omega$
$C_1-C_8$	Ceramic Capacitor, $10 \mu\text{F} \times 5$ , 100 V
$C_a, C_b$	Ceramic Capacitor, $10 \mu\text{F} \times 4$ , 100 V
$C_{in}$	Ceramic Capacitor, $22 \mu\text{F} \times 3$ , 50 V
L	1 mH
Gate Driver	IRS2184F

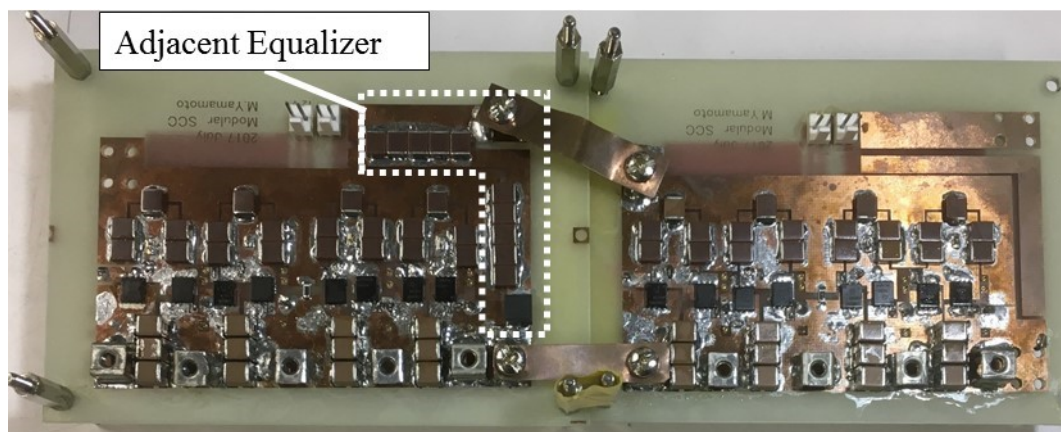


図 5.4. 試作したモジュラーSCC (4 パネル-2 モジュール構成)

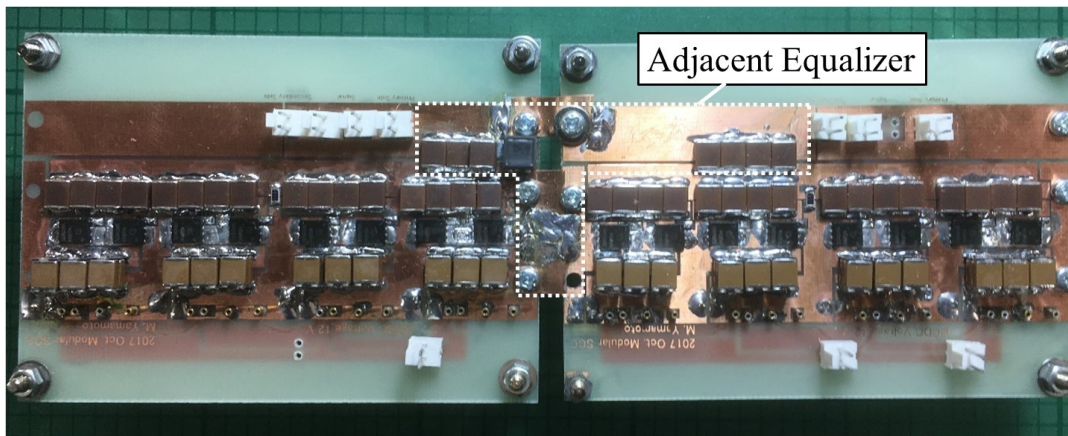


図 5.5. 改善したモジュラーSCC 試作回路 (4 パネル-2 モジュール構成)

に試作回路の接続に使用した銅板部分の長さが挙げられる。パターンには寄生インダクタが存在するため、長いパターンは回路の誤動作の原因となる。また、実験を重ねるにつれて端子台部分にクラッキングが発生した。

これらの問題を改善したモジュラーSCC 試作回路の写真を図 5.5 に示す。パターン部分が短くなるように素子配置等の変更を行った。加えて、端子台をコネクタに変更することで配線を接続する際に無理な力が基板に加わらないようにした。

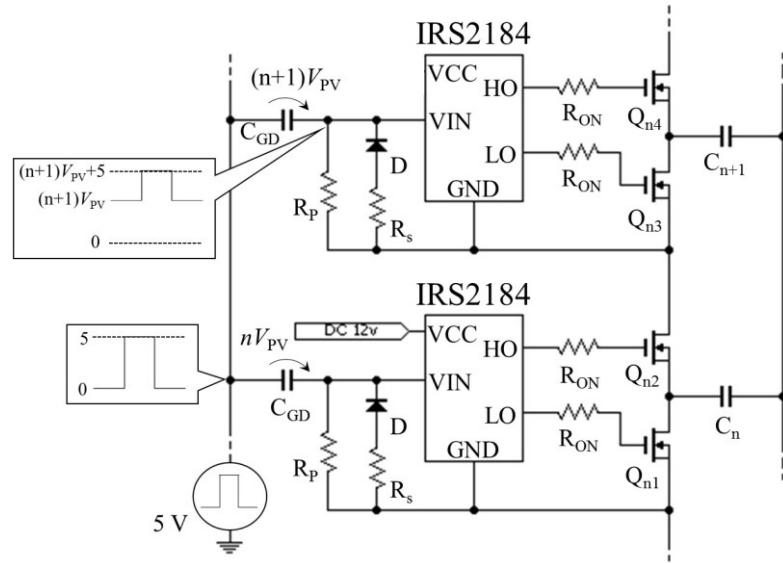
モジュラーSCC で使用した MOSFET については、流れる電流や耐圧が統合型コンバータと変わらないため同様の素子を選択した。コンデンサについては、耐圧を満たし、 $R_{eq}$  が  $1.0 \Omega$  以下となるように素子を選択した。接続回路の L は単に  $C_a$ 、 $C_b$  の電圧を分圧するために使用される。そのため、サイズが小さく、かつインダクタンスの大きい L を選択することでインダクタ電流におけるリップルを低減し、電力損失を抑えた。ゲートドライバに関しては、統合型コンバータと同じ素子を選択した。

モジュラーSCC における実機検証については、図 5.5 に示す試作回路を用いて行った。

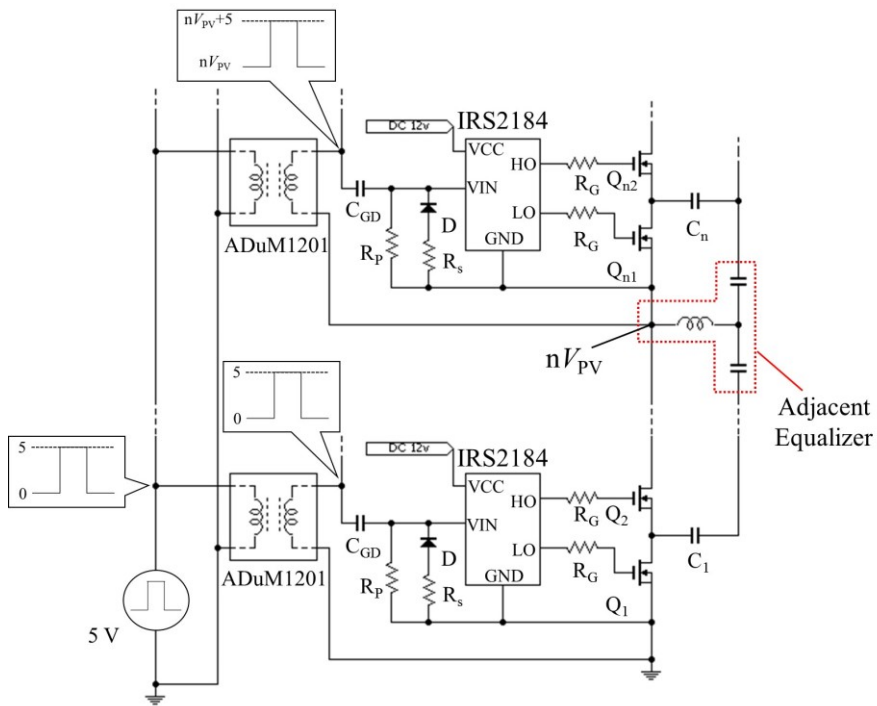
### 5.3.2 ゲートドライブについて

モジュラーSCC は図 5.6 の回路構成でスイッチを駆動している。ここでは、モジュラーSCC におけるゲートドライブについて述べる。試作した統合型コンバータについては図 5.6(a)の方法により、ゲートドライブを行った。

各ゲートドライバの COM は PV パネルの負極側に接続する。接続されたパネルの負極側を各ゲートドライバは GND 基準としている。GND を基準とする  $V_{CC}$  電圧でゲートドライバを駆動するため、各ゲートドライバの電源として絶縁型 DC-DC コンバータ (TMH1212S, TRASCOPE) を用いた。また、ゲートドライバを駆動するために GND を基準とした 5V の矩形波電圧入力が必要とする。しかし、各ゲートドライバにおける GND の電位が異なるためにコンデンサ  $C_{GD}$  を用いた AC カップリングにより、5V の矩形波電圧をゲートドライバ



(a) ゲートドライブ回路の構成

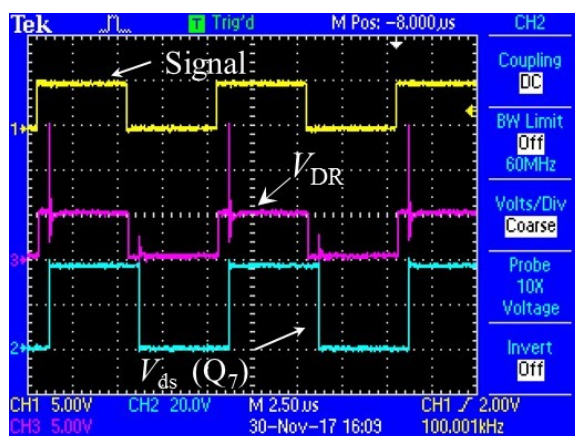


(b) 改善したゲートドライブ回路の構成

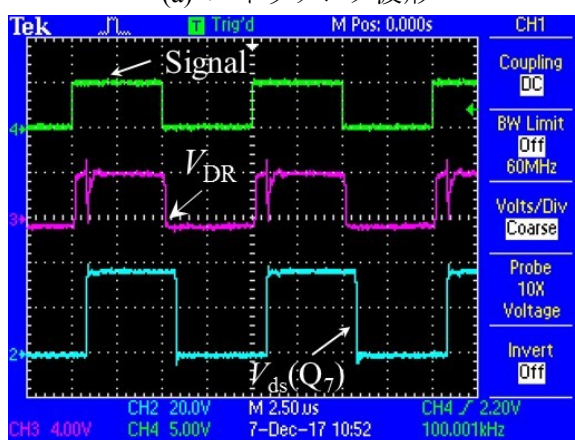
図 5.6. 提案回路におけるゲートドライブ回路の構成

に入力した。矩形波電圧がローの時にダイオード  $D$  はオンとなり、各ゲートドライバにおける  $GND$  の電位と  $C_{GD}$  に印加される電圧は等しくなる。矩形波電圧がハイになると  $D$  がオフとなり、 $5V$  の電圧がゲートドライバに入力される。この時、各ゲートドライバの基準としている  $GND$  の電位に応じた高電圧が  $C_{GD}$  に印加されるという問題がある。

また、回路駆動時にファンクションジェネレータの矩形波入力においてスパイク電圧が



(a) スイッチング波形



(b) 改善したスイッチング波形

図 5.7. スイッチング波形にみられるスパイクとその改善

発生し、それに伴うスイッチングの誤動作により定格動作（影無しパネルの開放電圧 45 V、短絡電流 5 A）を達成できないという問題が生じた。スパイク低減のため、D に 2 k $\Omega$  の抵抗  $R_s$  を直列接続したが、矩形波入力に生じたスパイクの影響を解消できなかった。

そこで、図 5.6(b)に示す通りに回路構成を変更した。この構成では、ADuM1201 というデジタルアイソレータを用いることで、矩形波信号を絶縁している。ADuM1201 により、ファンクションジェネレータの矩形波入力にスパイクが発生することを防いだ。

しかし、ファンクションジェネレータの入力信号に発生したスパイクを防ぐことができたものの、D と  $R_s$  間の電圧  $V_{DR}$  に生じたスパイクがゲートドライバの電圧定格を上回ることによってゲートドライバが破損した。図 5.7(a)に示すのは実際に  $V_{DR}$  に生じていたスパイク波形である。そこで、スパイク電圧の抑制のために抵抗  $R_p$  をツェナーダイオードに変更した。ツェナーダイオードはツェナー電圧  $V_Z$  が 6.2 V である RD6.2S-A を使用した。ツェナーダイオードにより改善した動作波形を図 5.7(b)に示す。ツェナーダイオードにより、スパイク電圧を抑制することでゲートドライバの破損を防ぐことができ、定格電力においてモジュラー SCC を動作できた。



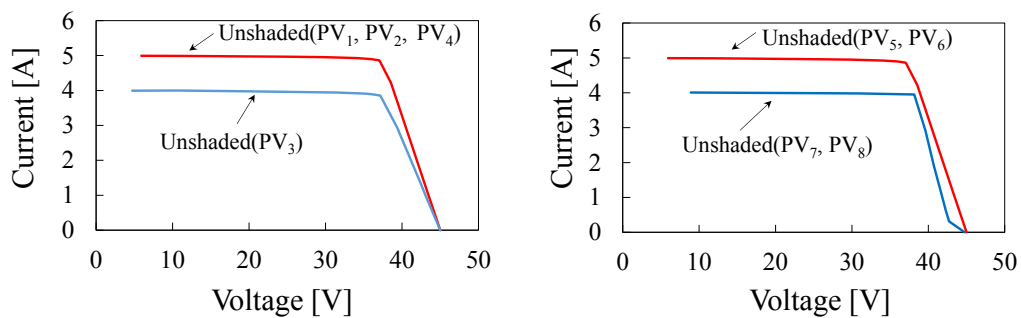
## 5.4 モジュラーSCC の実機検証

### 5.4.1 モジュラーSCC の有効性

実験に用いた各パネルの特性を図 5.8 に示す。この時、 $PV_1 \sim PV_6$  は SAS、 $PV_7$  と  $PV_8$  は電圧源を用いることで各パネルの特性を模擬した。電圧源を用いた理由としては、研究室内に SAS が 8 台なかったためである。そこで電圧源を用いて太陽電池パネルの等価回路を構成し、図 5.8(b) に示すパネル特性を模擬した（補足参照）。電圧バランス機能の有効性を検証するためにモジュラーSCC の有無によるストリング特性を取得した。さらに MPP 時における各コンデンサの電圧とモジュール電圧を取得した。

実験結果を図 5.9 に示す。取得したストリング特性より、モジュラーSCC を接続することで MPP が 1 つに集約した。加えて、電圧バランス機能によって最大抽出可能電力が 10.4% 向上し、1.34 kW の電力を抽出できた。この時の PV 利用率は 99.2% であった。よって、モジュラーSCC の電圧バランス機能の有効性が示された。

MPP 時における各コンデンサ電圧を表 5.3 に示す。モジュール内はディクソン SCC として動作するため、 $C_1 \sim C_4$ 、 $C_5 \sim C_8$  は各モジュール電圧の半分以下の電圧となることが実機検



(a) モジュール A 側のパネル特性

(b) モジュール B 側のパネル特性

図 5.8. モジュール A、B における各パネルの特性

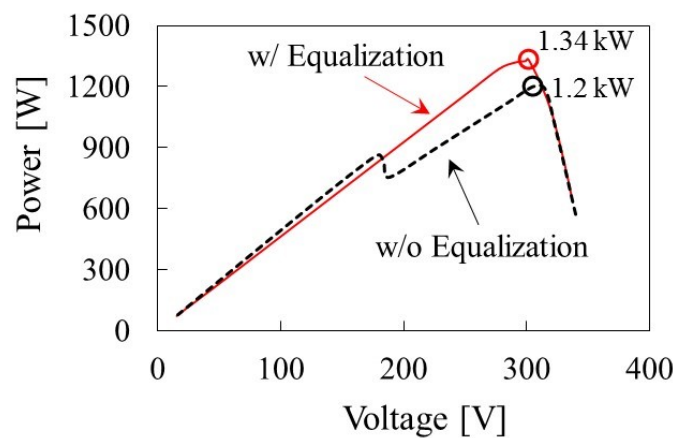


図 5.9. 試作回路の有無によるストリング特性の比較

表 5.3. モジュラーSCC における各コンデンサの印加電圧

Capacitor	Voltage [V]
C <sub>1</sub>	57.1
C <sub>2</sub>	19.2
C <sub>3</sub>	18.3
C <sub>4</sub>	55.9
C <sub>5</sub>	56.2
C <sub>6</sub>	18.8
C <sub>7</sub>	18.0
C <sub>8</sub>	54.5
C <sub>a</sub>	75.1
C <sub>b</sub>	74.3

証において確認できた。また、モジュール A の印加電圧は 151.7 V、モジュール B の印加電圧は 149.5 V であり隣接モジュール間バランス回路として接続回路が動作していることが示された。また、接続回路による C 分圧により、C<sub>a</sub> と C<sub>b</sub> の電圧はほぼ均一に分圧された。以上より、実機検証によってモジュラーSCC の有効性が示された。

#### 5.4.2 モジュラーSCC の試作回路を用いたフィールドテスト

試作したモジュラーSCC を用いてフィールドテストを実施した。実施した日時は 2018 年 1 月 19 日の 14:00 頃で天気は晴れであった。実験時の日射量は 260 W/m<sup>2</sup>~310 W/m<sup>2</sup> であった。各パネルの電圧  $V_{PV1} \sim V_{PV4}$  とストリング電流  $I_{string}$  の取得にはデータロガーを用いた。

フィールドテストの系を図 5.10 に示す。フィールドテストに 4 パネル-2 モジュール構成の試作回路を用いたが、モジュラーSCC は全てのパネル電圧を均一化するように動作するため、4 枚のパネルで構成されるストリングに対しても使用できる。

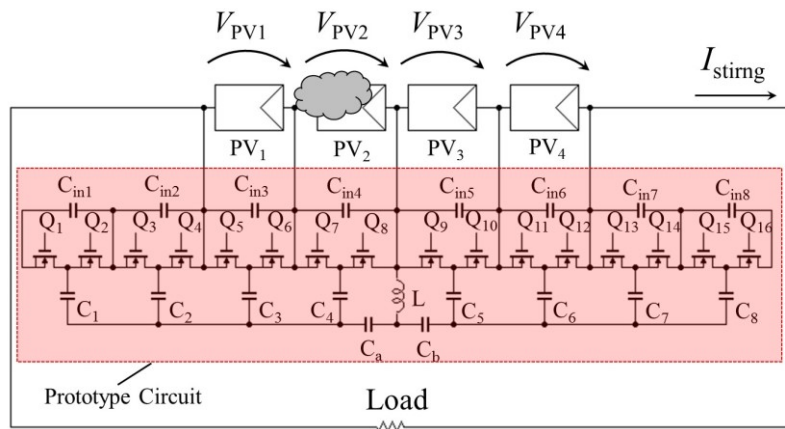
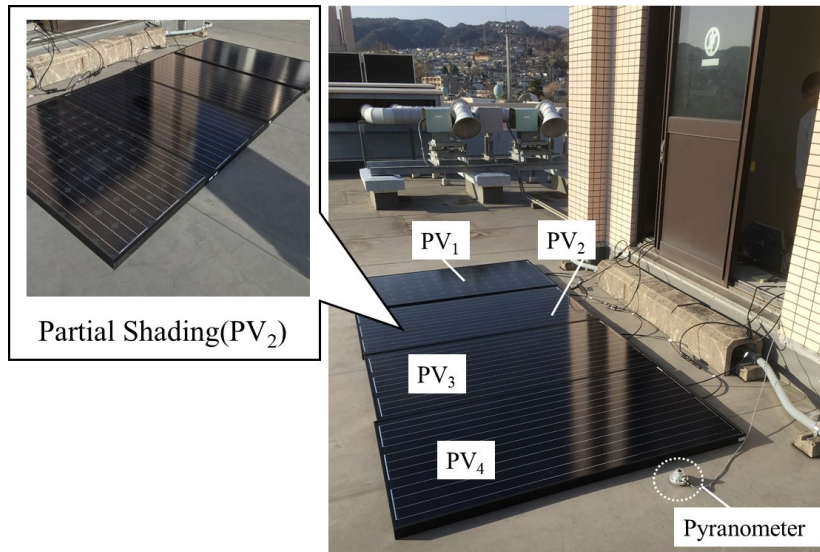
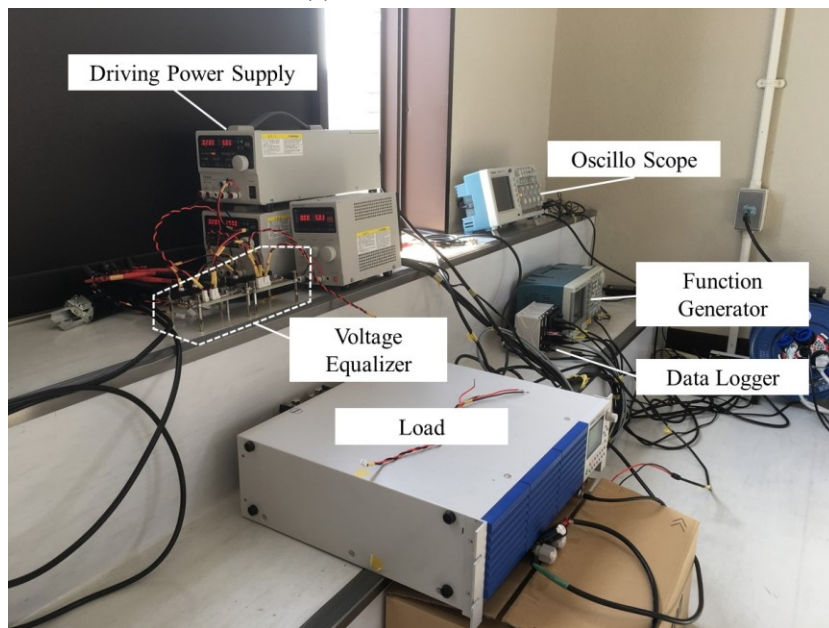


図 5.10. フィールドテストの系



(a) 屋外の実験風景



(b) 屋内の実験風景

図 5.11. フィールドテストの風景

フィールドテストの風景を図 5.11 に示す。配線の都合上、各パネルと試作回路を 2 m 程度の長さのケーブルにより接続した。この時、ケーブルの寄生インダクタが回路の動作に悪影響を及ぼす可能性がある。そのため、470  $\mu\text{F}$  の電解コンデンサを入力コンデンサ  $C_{in3}\sim C_{in6}$  に並列に接続した。また、PV<sub>2</sub> に意図的に部分影を発生させることで各パネルの電気特性にばらつきを持たせた (図 5.11(a))。試作回路ならびに測定器具等は直射日光や風の影響を防ぐために屋内に設置した (図 5.11(b))。

フィールドテストにより取得したストリング特性を図 5.12 に示す。試作回路を用いない場合の最大抽出可能電力が 146.5 W であったのに対し、試作回路を用いることで最大抽出

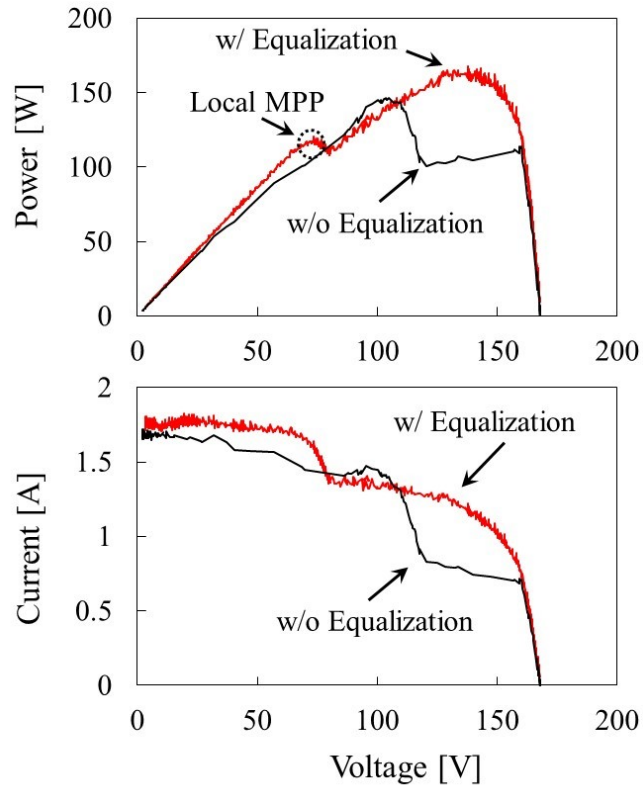


図 5.12. フィールドテストで得られた試作回路の有無によるストリング特性の比較

可能電力が 14.6% 向上し、167.9 W となった。また、モジュラー SCC を接続した際のストリング特性に Local MPP が発生している。これは、モジュラー SCC の誤動作によるものではなく、日射量の変化により発生したものである。実パネルを用いたフィールドテストの結果より、モジュラー SCC は各パネルの電気特性を均一化し、抽出可能電力を向上できることが示された。

## 6 まとめ

本研究では、システム A とシステム B における課題を解決するために、各システムに対してディクソン SCC を基礎とした電圧バランス回路をそれぞれ導出し、各種解析ならびに実機検証を行った。

システム A では、ストリング毎にストリング制御用のコンバータと電圧バランス回路が必要となるためシステムが高コスト化ならびに複雑化するという課題がある。これら 2 台のコンバータを 1 台に集約した統合型コンバータを提案することでシステムの低コスト化ならびに簡素化を達成した。

システム B では、電圧バランス回路における素子の高耐圧化と回路の低拡張性が問題となる。それに対し、ディクソン SCC を接続回路により任意の数だけ連結することで導出するモジュラー SCC を提案し、回路内の素子耐圧を低減しつつ従来のディクソン SCC と比較して拡張性を向上できる電圧バランス回路を実現した。

統合型コンバータとモジュラー SCC に対してシミュレーション解析を実施した。シミュレーション解析の結果から、各システムにおけるパネルの電気特性ばらつきを解消し、抽出可能電力が向上することを確認した。また、実機検証において統合型コンバータでは抽出可能電力を 21.4%、モジュラー SCC では 10.4%向上できた。加えて、モジュラー SCC ではフィールドテストを実施し、実際のパネルを用いた場合においても電気特性ばらつきに起因する問題を解決できることを確認した。

シミュレーションならびに実機検証の結果から、統合型コンバータがストリング制御を行いながら各パネルの電気特性を均一化できることが示された。加えて、モジュラー SCC は、ディクソン SCC と比較してコンデンサを低耐圧化しつつ、抽出可能電力を向上できることが示された。

結論として、電圧バランス回路を提案することで、ストリングを構成する各パネルの電気特性ばらつきによる抽出電力の低下を防ぎながら、システム A とシステム B における各種の課題を解決できた。

## 7 補足

### 7.1 モジュラーSCCの実機検証

本研究では、試作回路の基板を Eagle によって製作した。基板データは Schematic と Board データに分かれており、Schematic において回路図を作成し、Board 画面で素子配置を行う。試作した統合型コンバータとモジュラーSCC については、配線の長さに起因する寄生インダクタンスの影響がスイッチとゲートドライバに生じることを防ぐために、両面基板を用いた。使用した基板データを以下に示す。

- 統合型コンバータの製作

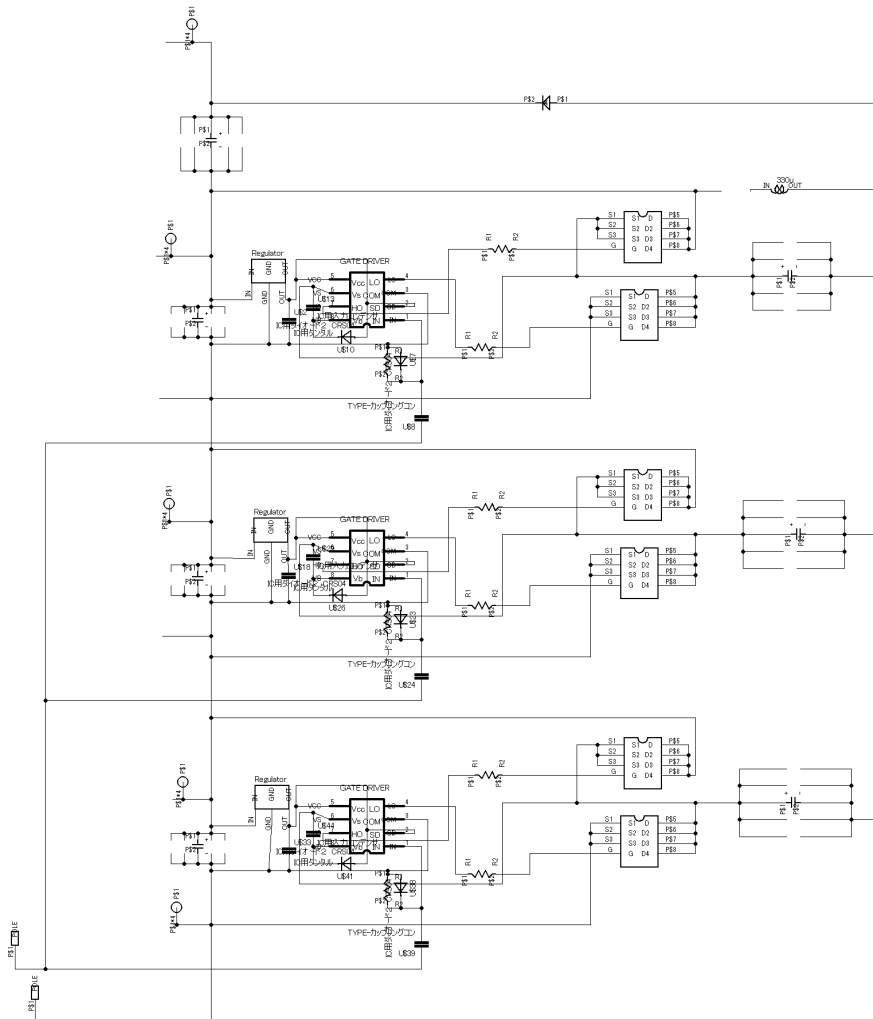
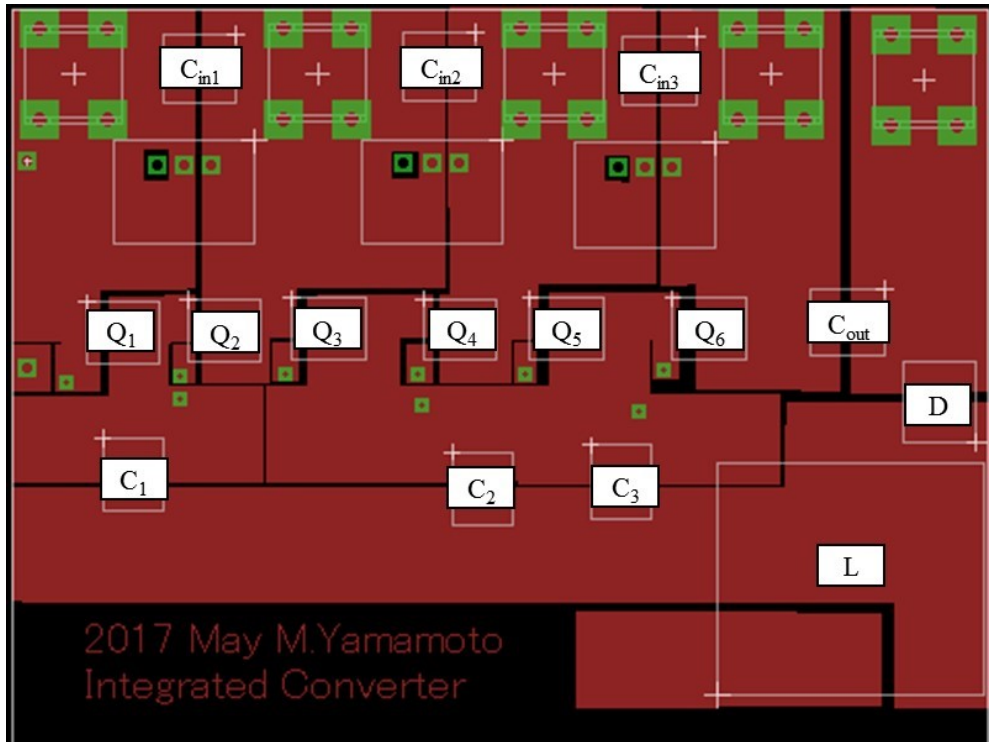
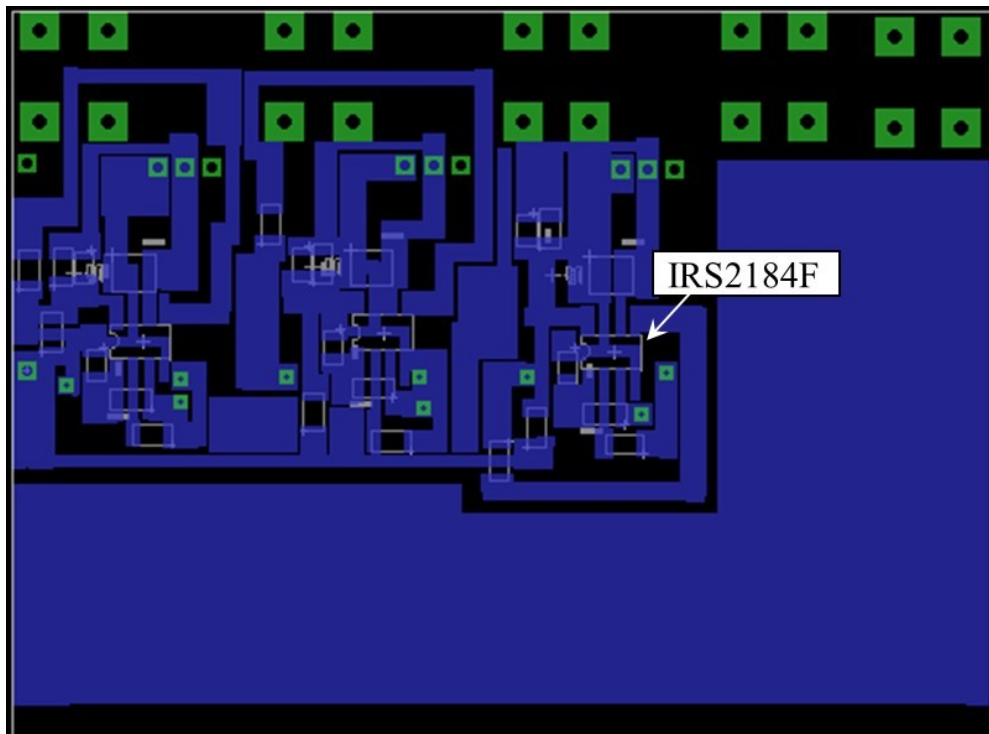


図 7.1. 統合型コンバータの Schematic 画面



(a) 表面の Board 画面



(b) 裏面の Board 画面

図 7.2. 統合型コンバータにおける Board 画面

● モジュラーSCCの製作

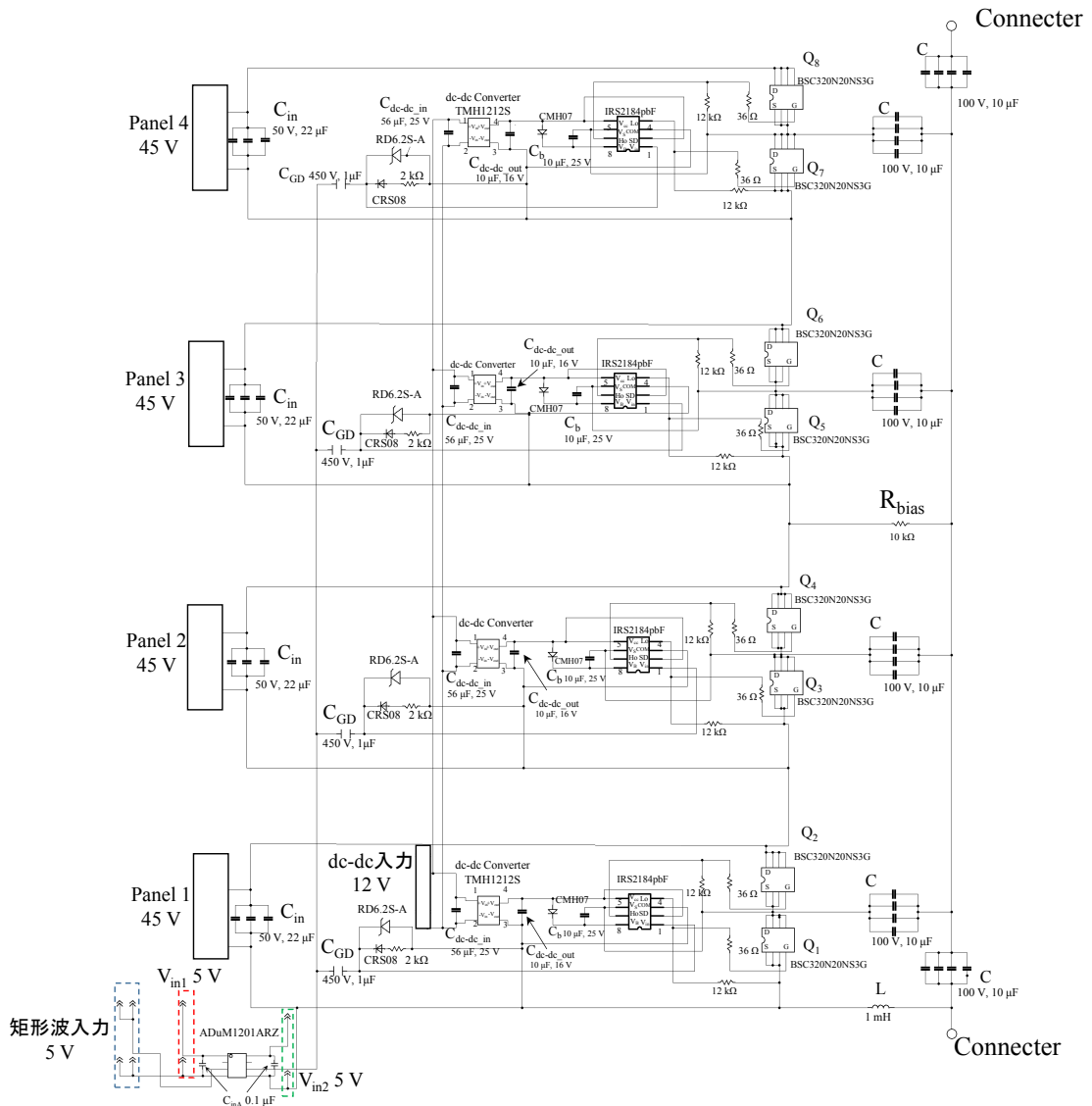
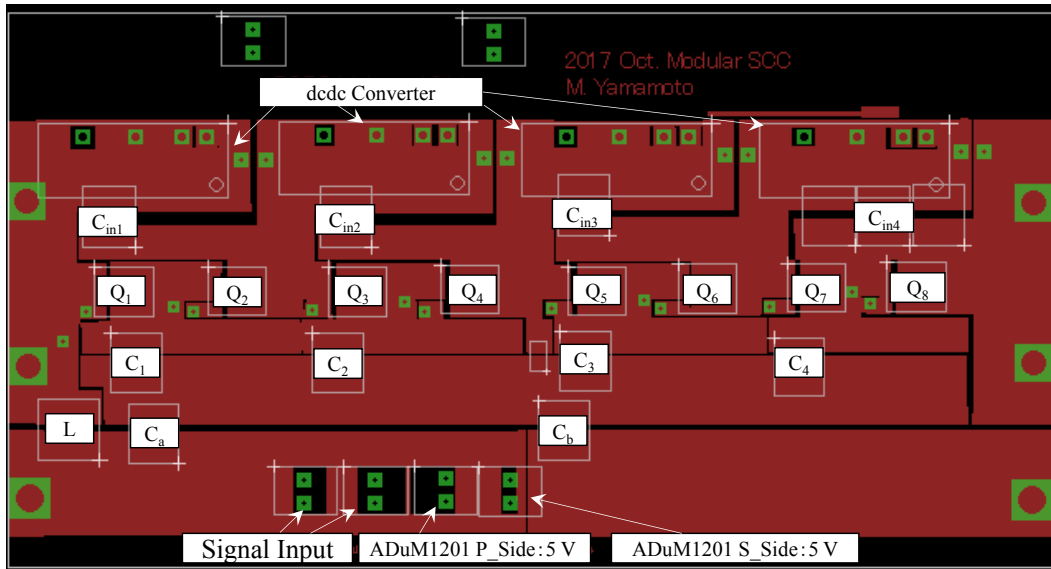
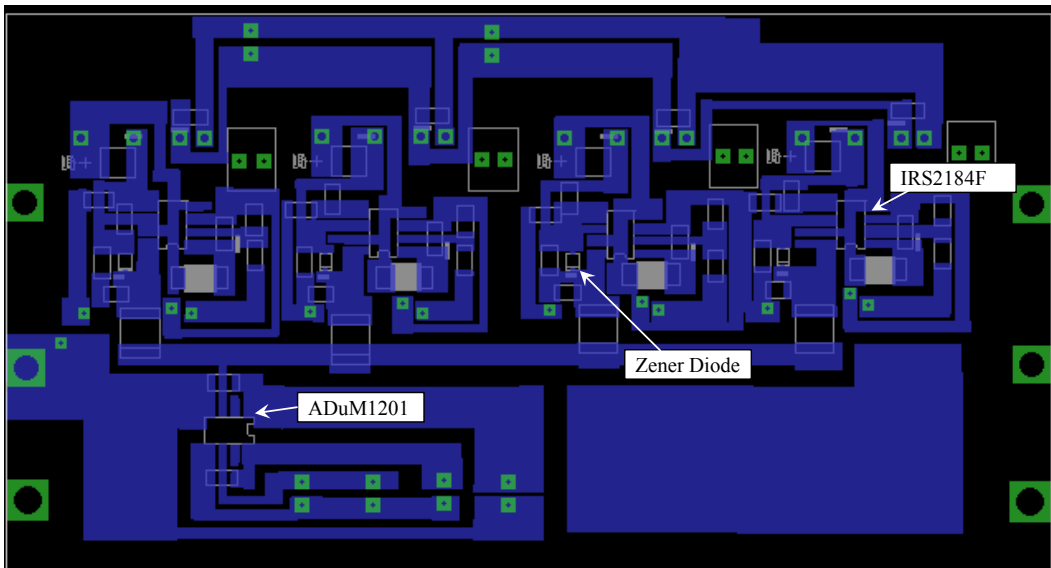


図 7.3. モジュラーSCCのSchematic画面





(a) 表面の Board 画面



(b) 裏面の Board 画面

図 7.4. モジュラーSCC における Board 画面

## 7.2 電圧源を用いたパネル特性の模擬

モジュラーSCC を用いた実機検証の際に、SAS の台数が不足した。そのため図 7.5 に示すように電圧源を用いてパネルの等価回路を構成することで、パネル特性の模擬を行った。電圧源の CV 値を 45 V、CC 値を 4 A と設定することで、パネルにおける開放電圧  $V_{oc} = 45$  V と短絡電流  $I_{sc} = 4$  A を模擬できる。また、並列抵抗  $R_p$  と直列抵抗  $R_s$  を MPP における電圧  $V_{mp}$  と電流  $I_{mp}$  ならびに  $V_{oc}$  と  $I_{sc}$  から次式によって求めることが出来る。

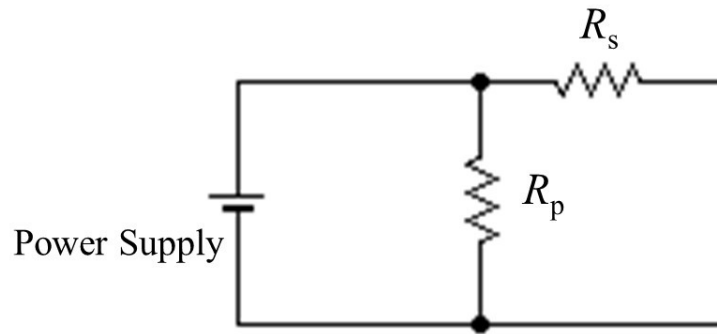


図 7.5 電圧源によるパネル特性の模擬

$$R_p = \frac{V_{mp}}{I_{sc} - I_{mp}} \quad (15)$$

$$R_s = \frac{V_{mp} - V_{mp}}{I_{mp}} \quad (16)$$

モジュラーSCCの実機検証を早急に行う必要があったために、 $R_s$ と $R_p$ の値を厳密に設定しなかった。この時の $R_s$ は $1.0\Omega$ 、 $R_p$ は $750\Omega$ であった。そのため、SASで得られたパネル特性との間に大きな差異が発生した。

しかし、このパネル特性の差異をパネルの電気特性の変化として捉えることができる。そのため本研究では電圧源でのパネル特性の模擬を妥当と考えた。

## 参考文献

- [1] Y. Wang and Y. Li, "High accuracy and fast speed MPPT methods for PV string under partially shaded conditions," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, pp. 235–245, Jan. 2016.
- [2] J. Du, R. Xu, X. Chen, Y. Li, and J. Wu, "A novel solar panel optimizer with self-compensation for partial shadow condition," in Proc. *IEEE Applied Power Electron. Conf. Expo.*, pp. 92–96, 2013.
- [3] M. Uno and A. Kukita, "Two-switch voltage equalizer using LLC resonant inverter and voltage multiplier for partially shaded series-connected photovoltaic modules," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 51, no. 2, Mar. /Apr. 2015.
- [4] P. S. Shenoy, K. A. Kim, B. B. Johnson, and P. T. Krein, "Differential power processing for increased energy production and reliability of photovoltaic systems," *IEEE Trans. Ind. Power Electron.*, vol. 28, no. 6, pp. 2968–2979, Jun. 2013.
- [5] A. Blumenfeld, A. Cervera, and M. M. pertz, "Enhanced differential power processor for PV systems: Resonant switched-capacitor gyrator converter with local MPPT," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electron.*, vol. 2, no. 4, pp. 883–892, Dec. 2014.
- [6] 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.

## 謝辞

指導教官の鵜野先生には、本論文を作成するにあたり、厳しくも温かいご指導を賜りました。終始、熱心なご指導を頂いた鵜野先生に感謝の意を表します。

研究遂行にあたり、ウインテスト株式会社の樋口様、小山様には実機製作の際のアドバイスなどご協力及びご助言をいただきました。感謝申し上げます。

同期の杉山君、永田君、篠原君、矢代君には研究の遂行にあたり、切磋琢磨し、互いに認め合った仲だと思っております。感謝の意を表します。

後輩の皆様、実験を行う際など、多大なるご協力ありがとうございました。感謝の意を表します。

佐藤颯人君とリュウ君と齋藤君には実験の準備などで多大なるご協力をいただきました。感謝申し上げます。