

卒業学位論文

PHEV 車体屋根に搭載される湾曲した
太陽電池パネル用補償器の開発

平成 29 年度

茨城大学 工学部

電気電子工学科

14T3028G 佐藤 颯人

指導教員 鵜野 将年 准教授

要旨

近年、太陽電池パネルを車体屋根に搭載した PHEV (Plug-in Hybrid Electric Vehicle) の開発が進んでいるが、屋根の湾曲により日射量が不均一となるため、パネルを構成するサブストリング間に電気特性ばらつきが常時発生する。サブストリング間に電気特性ばらつきが生じた場合、パネルの電力が大幅に低下することが広く知られている。更に、電気特性ばらつきによって複数の最大電力点 (MPP: Maximum Power Point) が発生するため、MPP 追尾制御の誤動作を招く恐れがある。

サブストリングの電気特性ばらつきによる悪影響を解消するため、「補償器」と呼ばれる電力変換器が提案されている。提案されている補償器の 1 つに、LLC 共振形インバータと倍電圧整流回路の組み合わせにより導出される LLC 共振形倍電圧回路 (従来 LLC 補償器) がある。従来 LLC 補償器はその他の補償器と比較して簡素な構成の補償器ではあるが、多直列サブストリングに対して適用した際にトランスの巻数比が増大する。これは従来 LLC 補償器においてトランス 1 次側に印加される電圧がサブストリングの合計電圧となり、トランスの巻数比がサブストリング数に比例するためである。したがってサブストリング数の多い車載用途として従来 LLC 補償器を適用する場合、トランスの巻数比が増大によるトランスの設計難化が懸念される。

本研究では上記の課題を解決するため、分圧回路を備えた LLC 共振形インバータと倍電圧整流回路から構成される補償器を提案する。提案補償器における分圧回路の働きにより、トランス 1 次側の印加電圧が従来 LLC 補償器と比較して半減する。そのためトランスの巻数比も半分程度に低減可能であり、トランスの設計難度を緩和可能である。種々の解析と実機検証の結果、提案補償器の有効性ならびに車載用途に適用する場合の課題が示された。

DPP Converter Using an LLC Resonant Voltage Multiplier with a Voltage Divider for Curved Solar Roof Mounted on PHEV Roof

Abstract

The mismatch in electrical characteristics of photovoltaic (PV) modules/substrings is well known for triggering various negative influences, such as reduction in power generation and occurrence of multiple maximum power points. Various kinds of differential power processing (DPP) converters have been proposed to solve the issues mentioned above. In recent years, the PHEV equipped with a PV panel on its roof (solar roof) has been developed and commercialized, but uneven solar radiation due to the curved roof results in mismatched PV characteristics.

As one of the conventional DPP converters, the two-switch LLC resonant voltage multiplier has been proposed. The two-switch configuration simplifies the circuitry compared to other conventional DPP converters. However, a transformer with a high turns ratio is necessary as the number of substrings increases. This DPP converter, therefore, needs to be modified for solar roofs comprising of numerous substrings.

In this paper, a DPP converter based on an LLC resonant voltage multiplier with a voltage divider is proposed for PHEV's solar roofs consisting of seven substrings. Various kinds of Experiments emulating mismatched conditions were performed. The experimental result demonstrated that the effectiveness of the proposed DPP converter and the problem in adopting it for the solar roof.

目次

第1章 研究背景	1
1.1 車載用 PV パネル	1
1.2 電気特性ばらつきによる悪影響	2
1.3 電気特性ばらつきの解決策	3
1.3.1 分散型 MPPT システム	4
1.3.2 補償器—隣接サブストリング間方式	4
1.3.3 補償器—パネル-サブストリング間方式	4
1.4 補償器の基本動作原理	5
第2章 LLC 共振形倍電圧回路	6
第3章 提案補償器と動作原理	8
3.1 1/2 分圧 LLC 共振形倍電圧回路	8
3.1.1 VD	8
3.1.2 LLC 共振形インバータ	9
3.1.3 ZVZCS (Zero Voltage Switching and Zero Current Switching)	9
3.1.4 VM	10
3.2 提案補償器の動作解析	10
第4章 シミュレーション解析及び実機検証	14
4.1 提案補償器のシミュレーション結果	14
4.2 実機製作	15
4.3 実機検証結果	16
4.3.1 動作波形	16
4.3.2 電力変換効率測定	17
4.3.3 提案補償器の出力 I - V 特性の測定	17
4.3.4 補償実験	19
4.4 今後の課題と解決策	20
4.4.1 解決策 I—別方式の補償器	20
4.4.2 解決策 II—サブストリング数の変更	21
4.4.3 解決策 II におけるシミュレーション結果	22
第5章 まとめ	24
参考文献	25
補足 A	26
補足 B	27
補足 C	28
謝辞	29

第 1 章 研究背景

1.1 車載用 PV パネル

近年、車体屋根に太陽電池（PV: Photovoltaic）パネルを搭載した PHEV（Plug-in Hybrid Electric Vehicle）の開発が活発に行われている。車載用 PV パネルが発電する電力は、車内換気やカーステレオ・カーナビゲーションシステム等の電子装備に用いられる。

パネルは通常、PV モジュールの最小単位であるセルを複数個直列に接続したサブストリングをさらに直列接続することで構成される（図 1.1）。一般的なパネルは 2~3 直列サブストリングで構成されるが、近年商用化されている車載用 PV パネルは 7 直列サブストリングで構成される。サブストリングを流れる電流は日射量に依存することが知られているが、図 1.2 に示すように車載用パネルでは車体屋根の湾曲によりサブストリングの日射量が不均一となるため、各サブストリングの電気特性に常時ばらつきが生じる。

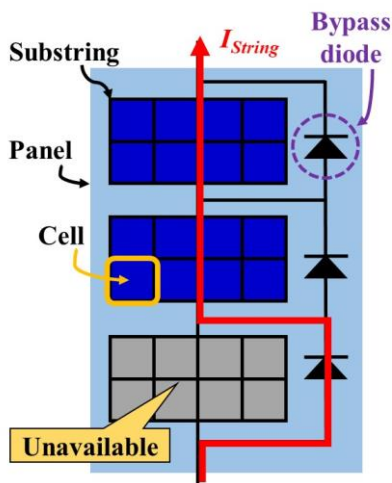


図 1.1. PV パネルの構造

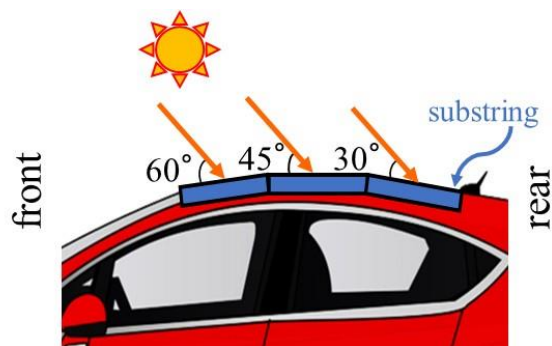


図 1.2. 車体屋根の湾曲による影響

1.2 電気特性ばらつきによる悪影響

電気特性ばらつきの有無によるパネルの $I-V$ 特性と $P-V$ 特性を図 1.3(a)、(b)にそれぞれ示す。またサブストリングの $I-V$ 特性を図 1.4 に示す。

各サブストリングは直列接続されているため、全てのサブストリングは同じ電流を共有する。そのため湾曲により高出力サブストリングと比較して日射量が低下したサブストリング（低出力サブストリング）が、日射量の多いサブストリング（高出力サブストリング）の出力電流を抑制してしまう。つまり、全サブストリングの出力電流が低出力サブストリングの出力電流と同等まで引き下げられるため、全てのサブストリングが低出力サブストリングとして動作してしまう。

前述の問題を回避するため、一般的にサブストリングにはバイパスダイオードが並列に接続される。各サブストリング間に電気特性ばらつきが発生した際には、低出力サブストリングに並列接続されたバイパスダイオードが導通することで、低出力サブストリングを迂回する電流経路が形成される。（図 1.5）。これにより低出力サブストリングが高出力サブストリングに及ぼす影響を回避できる。しかしバイパスされたサブストリングが利用不可となるため、パネルからの抽出電力が低下する。また電気特性の異なるサブストリングが直列接続されていることにより、パネルの $P-V$ 特性に複数の最大電力点（MPP: Maximum Power Point）が生じる。図 1.3(b)からわかるようにパネルの電力は動作電圧に依存するため、一般

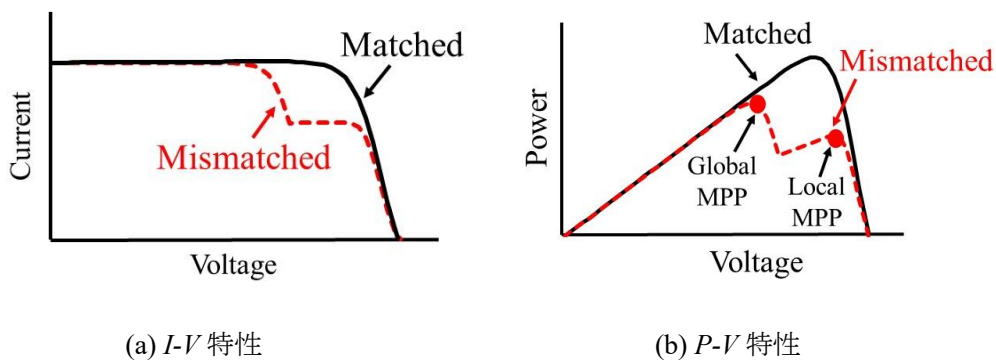


図 1.3. 電気特性ばらつきの有無によるパネルの特性

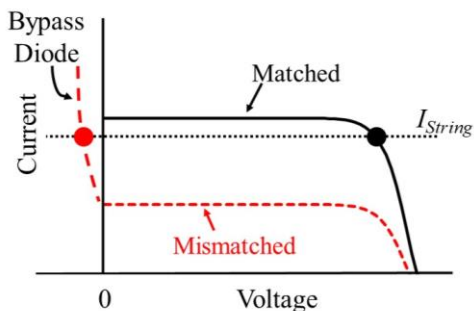


図 1.4. サブストリングの $I-V$ 特性

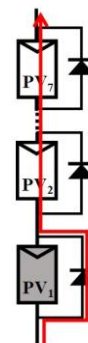


図 1.5. バイパス時の電流経路

的に PV システムではパネルの電力を最大化させる MPP 追尾 (MPPT: MPP Tracking) 制御を行う。MPPT 制御ではパネルの動作電圧に摂動を与えることで抽出電力の増減を判定し、抽出電力が増加するように動作電圧を変動させる。これを繰り返すことで MPP を追尾するが、一度 MPP へ到達した後はパネルの動作点が高電圧側、低電圧側のどちらへ移動しても抽出電力は低下するため、その他の MPP へ移動できない。したがって複数の MPP が発生した状況では、真の MPP (Global MPP) ではなく偽の MPP (Local MPP) でパネルが動作する可能性が生じる。

1.3 電気特性ばらつきの解決策

各サブストリングの電気特性ばらつきによる悪影響を解消するため、マイクロコンバータを各サブストリングに導入した分散型 MPPT システムや「補償器」と呼ばれる電力変換器が提案されている。本節ではそれらのシステムの概要について説明する。特に補償器は多くの方式が提案されており、ここでは代表的な方式として隣接サブストリング間方式とパネル-サブストリング間方式を取り上げる。

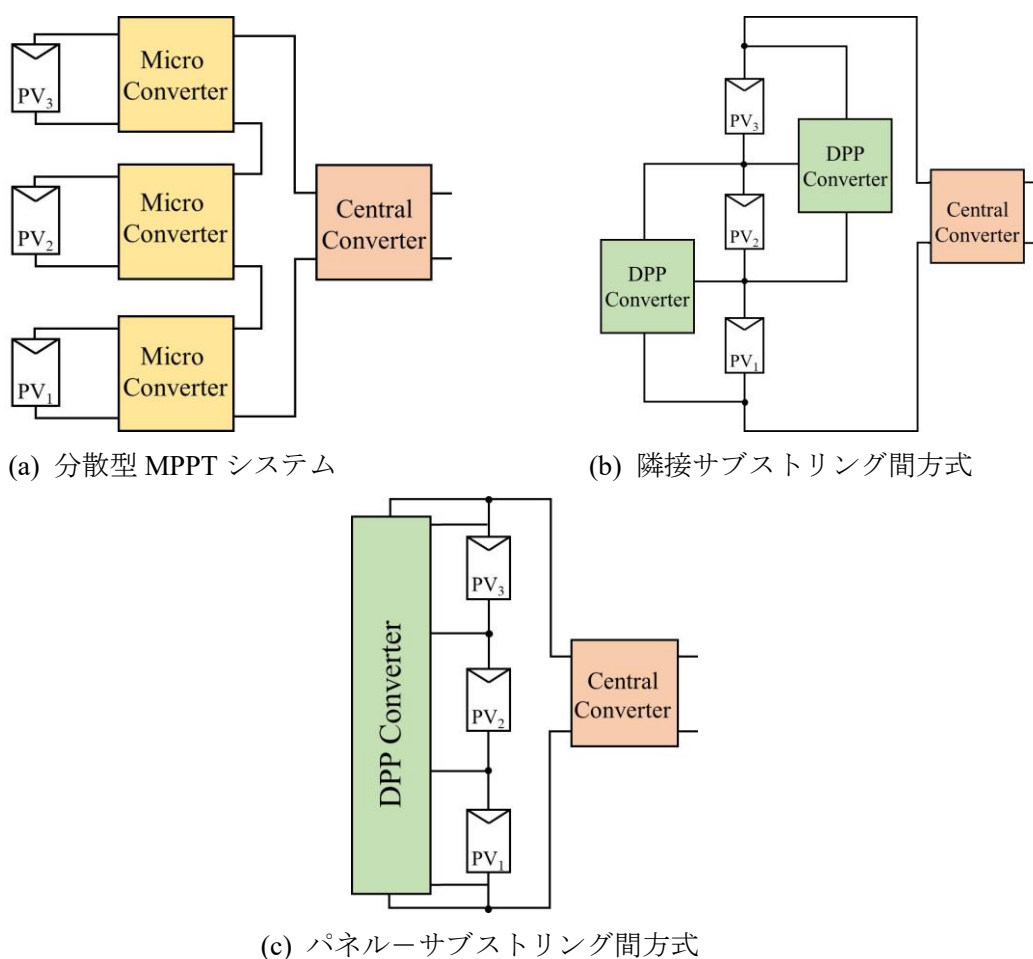


図 1.6. 電気特性ばらつきの各種解決策

1.3.1 分散型 MPPT システム

サブストリングの電気特性ばらつきに起因する各種問題の解決策の 1 つとして、各サブストリングにマイクロコンバータを接続した分散型 MPPT システム(図 1.6(a))がある[1][2]。この方式では電気特性ばらつきの有無に関わらず各サブストリングに対して個別に MPPT 制御を行うため、マイクロコンバータにより各サブストリングは MPP で動作可能となる。これにより電気特性ばらつきによる影響を解消できる。しかしサブストリングと同数のコンバータが必要となるため、システムが複雑化かつ高コスト化する。また各マイクロコンバータは後述する補償器とは異なりサブストリングの全電力を扱うため、大きな電力定格が要求される。

1.3.2 補償器—隣接サブストリング間方式

図 1.6(b)に示す隣接サブストリング間方式は、隣接したサブストリング間において双方向コンバータを採用した方式である[3]~[8]。本方式は隣接したサブストリング間において電力伝送を行うことで、各サブストリングの電気特性を疑似的に均一化する。また双方向コンバータが扱う電力は各サブストリングの電力の差分に相当するため、マイクロコンバータと比較して電力定格を小さく設計できる。

しかし隣接サブストリング間方式はサブストリング数に比例して多数のコンバータが必要となるため、サブストリング数の多い車載用途ではシステムの複雑化や高コスト化につながる。また隣接サブストリング間でのみ電力伝送を行うため、低出力サブストリングの位置によっては、補償電力が伝送先のサブストリングに到達するまでに複数台のコンバータを経由する。この場合、電力変換が複数回行われるため、システム全体における電力変換効率の低下が懸念される。

1.3.3 補償器—パネル-サブストリング間方式

パネル-サブストリング間方式を採用したシステムを図 1.6(c)に示す[9]~[10]。補償器がパネル電力の一部を低出力サブストリングに分配することで、疑似的に全サブストリングの電気特性を均一化する。

図 1.6(c)からわかるように、本方式はサブストリング数に依らず 1 台のコンバータで実現可能であり、隣接サブストリング間方式と比較してコンバータ台数を削減できる。そのため、隣接サブストリング間方式よりも簡素かつ低コストでシステムを実現できる。また隣接サブストリング間方式とは異なり、低出力サブストリングの位置に依らず補償電力は 1 台のコンバータのみを介することから、システムレベルでの電力変換効率の向上が期待できる。

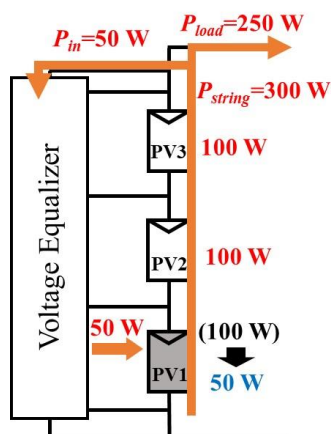
他の解決策と比較して、電力定格ならびに電力変換効率の点において優位であることから、本研究ではパネル-サブストリング間方式の補償器を採用する。

1.4 補償器の基本動作原理

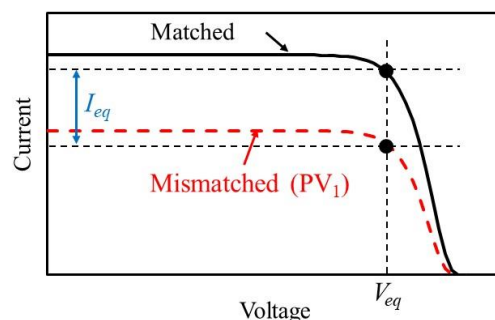
提案されている各補償器の厳密な動作原理は回路方式によって異なる。しかし基本的な補償原理は同様である。そこで本節ではパネル-サブストリング方式に分類される補償器の基本的な動作原理について述べる。

損失がない理想的な補償器を使用した場合の電力フローを図 1.7(a)に示す。ここでは最大 100 W 抽出可能なサブストリングを 3 直列接続して構成されるパネルを想定する。PV₁に照射される日射量が低下し、出力が 50 W 低下した場合、補償器はパネル電力の一部 (50 W) を低出力サブストリングに分配することで、低出力サブストリングの電気特性が擬似的に高出力サブストリングと同様であると見なすことができる。したがって、低出力サブストリングが利用可能となるため、補償電力を含めるとパネル電力は擬似的に 300 W となるが、補償電力である 50 W は電気特性ばらつきを解消するために補償器とパネルとの間で循環する。以上に示す原理より、電気特性ばらつきに起因する悪影響が補償器によって解消され、低出力サブストリングと高出力サブストリングの双方から本来抽出可能な電力である 250 W を取り出せる。また各サブストリングの電気特性が均一化されることでパネルの MPP が 1 点に収束し、MPPT 制御の誤動作を防止できる。

次にサブストリングの電気特性に基づいた補償器の動作原理を図 1.7(b)示す。電力フローによる説明と同様に PV₁ 出力低下が生じた状況を考える。補償器は全てのサブストリングの動作電圧を V_{eq} に均一化する。一般的に低出力サブストリングの電圧は低くなるため、補償器が低出力サブストリングに補償電流 I_{eq} (低出力サブストリングと高出力サブストリングとの差分電流に相当) を供給することで全サブストリングの動作点が一致し、電気特性ばらつきが解消される。



(a) 電力フロー



(b) 各サブストリングの I - V 特性

図 1.7. 電気特性ばらつきが発生した場合の補償器の動作

第2章 LLC 共振形倍電圧回路

パネル-サブストリング間方式に分類される補償器の1種として、図2.1に示す LLC 共振形インバータと倍電圧整流回路 (VM: Voltage Multiplier) で構成される補償器 (従来 LLC 補償器) が提案されている[10]。

従来 LLC 補償器ではトランス 1 次側の LLC 共振形インバータが動作することで交流電圧/電流を生成し、それによりトランス 2 次側の VM が駆動される。VM は入力される矩形波電圧のピークトゥピーク値をダイオードによって整流し、直流電圧として出力する。また VM 内のカップリングコンデンサの働きにより、交流成分のみを考慮すると全サブストリングが並列接続されていると見なすことができる (図 2.2)。したがって全てのサブストリング電圧が均一化されるため、1.4 節で述べた補償原理に従いサブストリングの電気特性ばらつきが解消される。

従来 LLC 補償器は使用スイッチ数がサブストリング数に依らず 2 つのみであり、また磁性素子も 1 つのみであるため、他の補償器と比較して簡素な回路である。その一方でサブストリング数の多い車載用パネルに用いる際には、トランスの設計難化という問題が発生する。従来 LLC 補償器におけるスイッチならびに共振タンクに印加される電圧は、サブストリングの合計電圧 (パネル電圧) V_{string} となる。また VM の入力電圧は 2 次巻線に誘起される矩形波電圧であるため、そのピークトゥピーク値は各サブストリングへ印加される電圧値に相当する。そのため、各サブストリング電圧が V_{string}/n (n : サブストリング数) となる

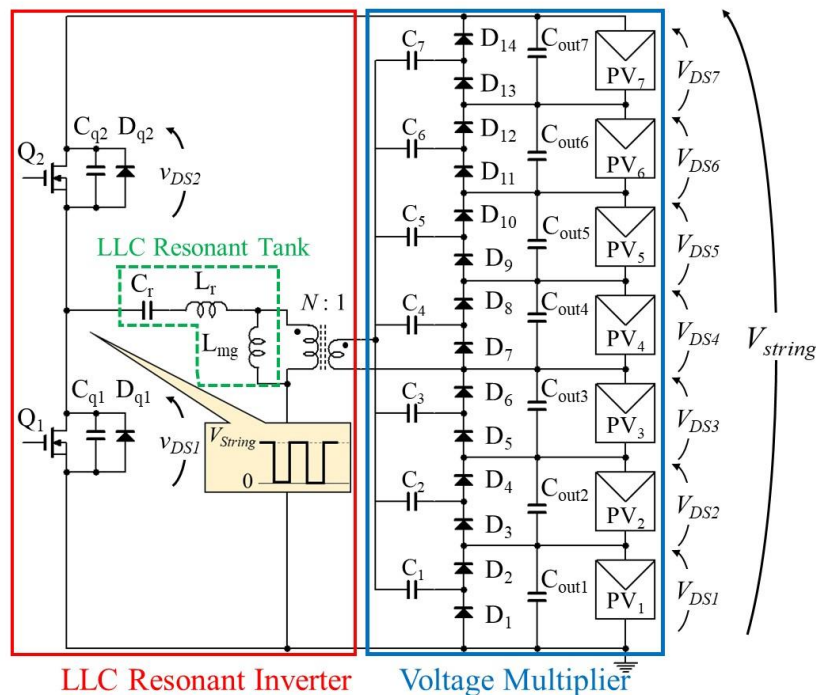


図 2.1. LLC 共振形倍電圧回路 (従来 LLC 補償器)

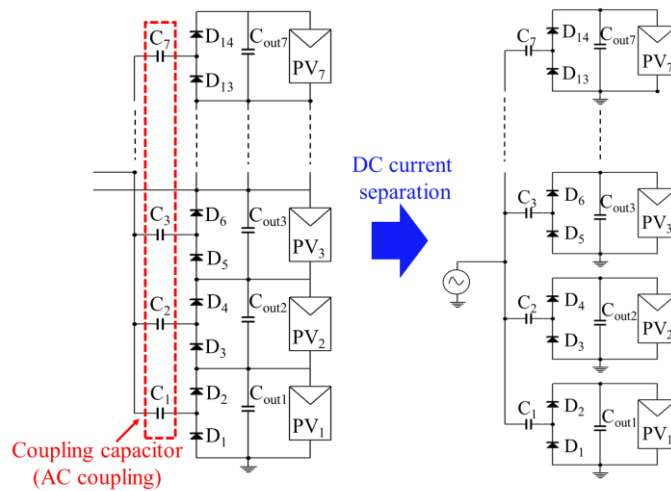


図 2.2. 交流結合によるサブストリングの電圧均一の原理

ようトランスの巻数比を $N:1$ ($N \neq n$) に設定する必要がある。このことからサブストリング数が多い車載用パネルに従来 LLC 補償器を適用する場合、巻数比がサブストリング数に比例して増大してしまう。またトランスは巻数比による電圧変換だけでなく励磁インダクタンス L_{mg} や漏れインダクタンス L_r のパラメータを考慮した設計が要求されるが、所望のパラメータで設計された既製トランスは殆ど存在せず自作する必要がある。そのため巻数比が増大した場合は各パラメータの最適化が困難になり、設計が難化する。そこで本研究では従来 LLC を基礎とした、トランスの巻数比を低減可能な補償器を提案する。

第3章 提案補償器と動作原理

3.1 1/2 分圧 LLC 共振形倍電圧回路

提案補償器は分圧回路 (VD: Voltage Divider) を備えた LLC 共振形インバータと VM の組み合わせにより導出される (図 3.1)。基本的な動作原理は第 2 章で述べた従来 LLC 補償器と同様である。

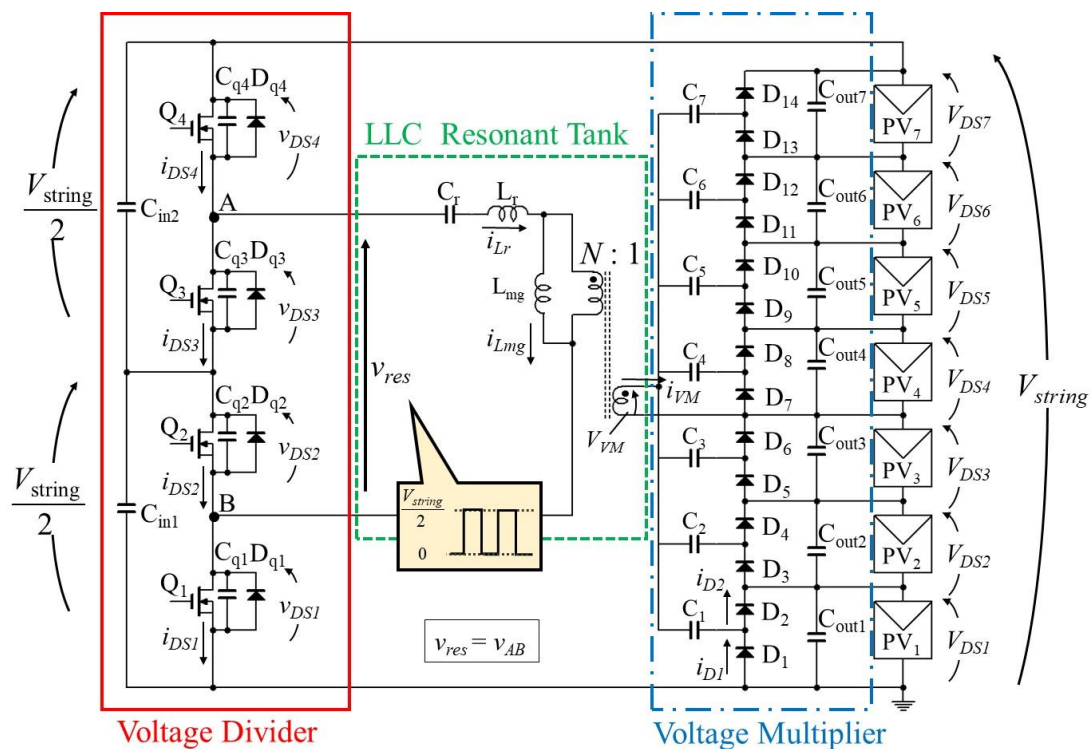


図 3.1. 1/2 分圧 LLC 共振形倍電圧回路 (提案補償器)

3.1.1 VD

提案回路における VD は従来 LLC 補償器との相違点である。提案補償器では、スイッチ Q_1 と Q_4 のデューティ d を 25%、 Q_2 と Q_3 の d を 75% に設定し、 Q_1 と Q_4 、 Q_2 と Q_3 の各位相を 180° ずらして動作させる。これにより、 $Q_1 \sim Q_4$ 及び入力コンデンサ $C_{in1} \sim C_{in2}$ 、共振コンデンサ C_r は d が 50% のスイッチトキャパシタのように単純な電圧バランス回路として動作し、それぞれのコンデンサに印加される電圧はパネル電圧の半分に相当する $V_{string}/2$ となる。さらに図 3.2 に示す各スイッチングパターンにおける電流経路からわかるように、VD の動作によって各スイッチに印加される電圧が $V_{string}/2$ となり、従来 LLC 補償器と比較するとスイッチに印加される電圧が半減する。同様に共振タンク (LLC Resonant Tank) に印加される

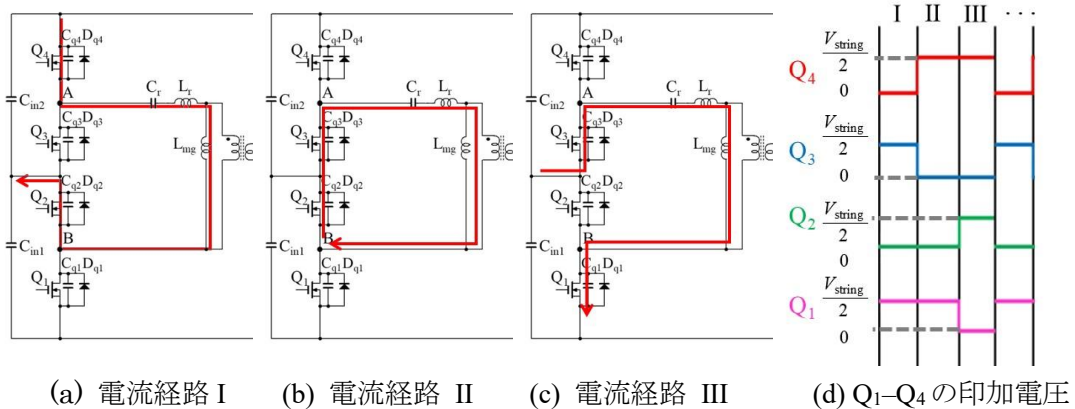


図 3.2. スイッチングによる分圧原理

電圧 v_{res} も $V_{string}/2$ となるため、従来 LLC 補償器と比較してトランスの巻数比を半分程度に低減可能となり、トランスの設計難度を緩和できる。

3.1.2 LLC 共振形インバータ

LLC 共振形インバータは L_r 、 L_{mg} と C_r による共振を利用した回路である。単に VM の駆動に要求される交流電圧/電流を生成するのみならず、後述するスイッチの寄生容量やボディダイオードを利用したソフトスイッチングが可能という利点を有する。そのため提案補償器では従来 LLC 補償器と同様に LLC 共振形インバータを採用する。

また提案回路は一般的な LLC 共振形インバータと同様に、 Q_1 – Q_4 のスイッチング周波数 f_s 、 L_r と L_{mg} と C_r の共振周波数 f_0 、 L_r と C_r の共振周波数 f_r が式 (3.1) を満たす必要がある。

$$\frac{1}{2\pi\sqrt{(L_{mg} + L_r)C_r}} = f_0 \leq f_s \leq f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} \quad (3.1)$$

3.1.3 ZVZCS (Zero Voltage Switching and Zero Current Switching)

実回路におけるスイッチのターンオン/オフには有限の時間が必要となる。通常のスイッチング (ハードスイッチング) では、スイッチのターンオン/オフ時にスイッチへの印加電圧、もしくはスイッチに流れる電流がゼロとならないためスイッチング損失が生じる。また高周波でスイッチングを繰り返す回路では、スイッチング損失が回路の効率低下の大きな要因となる。そこでソフトスイッチング (ゼロ電圧スイッチング (ZVS: Zero Voltage Switching) 及びゼロ電流スイッチング (ZCS: Zero Current Switching)) を導入することにより、スイッチング損失を低減し、回路の電力変換効率の向上が期待できる。特に LLC 共振形インバータではターンオン/オフの双方でソフトスイッチングを実現するため、理想的にはスイッチング損失を完全に無くすことが可能である。

3.1.4 VM

2章で述べたように、VMは入力された矩形波電圧のピークトゥピーク値を出力する回路である。提案回路におけるVMの入力矩形波電圧はトランス2次側に発生する矩形波電圧であり、ピークトゥピーク値は $V_{string}/2$ と巻数比を掛けたものに等しい。また図3.3に示すVMの直流等価回路[10]において、サブistring電圧 V_{PVi} ($i=1\sim7$)、VMの各等価抵抗値 R_{eqi} 、補償電流 I_{outi} 、ダイオードの順方向電圧 V_D とトランス2次側電圧 V_{VM} の間には式(3.2)の関係が成り立つ。

$$V_{PVi} + 2V_D + R_{eqi}I_{outi} = V_{VM} \quad (3.2)$$

式(3.2)より出力低下サブistringに対し、自動的且つ優先的に補償電流を供給可能となる。

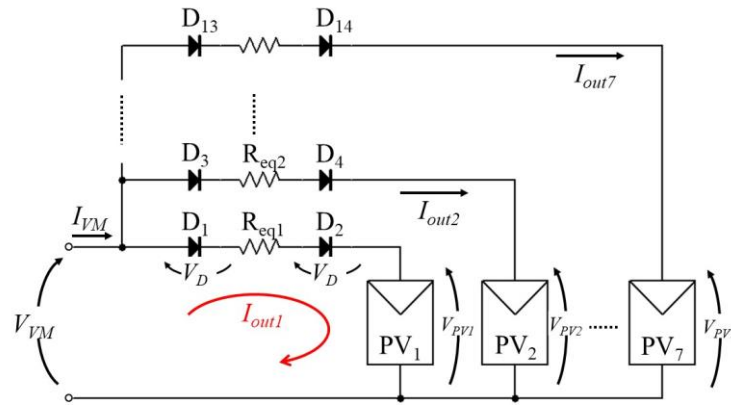


図 3.3. VM の直流等価回路

3.2 提案補償器の動作解析

提案補償器の理論動作波形を図3.4に示す。ただし Q_1 と Q_2 における動作波形は Q_3 と Q_4 の位相が 180° ずれたものと同じであるため省略する。また、ZVZCSを行うためにはスイッチの寄生容量の充放電期間及びボディダイオードの導通期間が必要である。この期間を作るためには共振電流の半波が各スイッチのオン期間に流れ切るように設計し、トランス2次側に電流が流れない期間を設ける。これを実現するため、式(3.3)を満たさなければならない。

$$f_r \geq 2f_s \quad (3.3)$$

例として PV_1 の出力が低下した場合の各Modeにおける電流経路を図3.5に示す。この時の各Modeにおける回路動作を以下に述べる。

Mode 1

Q₂とQ₄はオン状態となる。このときC_rとL_rが共振するため、L_rを流れる*i_{Lr}*は正弦波状に変化する。C₁~C₇は交流成分のみを通過させるため、L_{mg}には直流成分が流れる。これにより、L_{mg}を流れる*i_{Lmg}*は直線的に増加する。一方で*i_{Lr}*と*i_{Lmg}*の差分に相当する電流がトランス2次側に伝送される。VMではダイオードD₂が導通し、C₁を充電する。この時にD₂とC₁を通る電流も正弦波状である。C_rとL_rが共振を終了し、*i_{Lr}*と*i_{Lmg}*の差分電流がゼロとなるとMode2に移行する。

Mode 2

Q₂とQ₄は引き続きオン状態である。*i_{Lr}*と*i_{Lmg}*の差分電流はゼロとなるためトランス2次側に電流は伝送されない。このとき*i_{Lmg}*は増加し続け、Q₄の寄生容量C_{q4}に流れ始める。Q₄がZVSターンオフすると、Mode3に移行する。

Mode 3

Q₂がオン、Q₄はオフ状態であるが、*i_{Lmg}*によりQ₃、Q₄の寄生容量C_{q3}、C_{q4}がそれぞれ充電及び放電される。Mode2と同様にトランス2次側には電流が流れない。C_{q3}、C_{q4}の充電及び放電が完了し、Q₃のボディダイオードD_{q3}が導通することでMode4に移行する。

Mode 4

Q₂は引き続きオン状態である。このとき、L_rとC_rが再び共振を始めるため、トランス2次側には再び*i_{Lr}*と*i_{Lmg}*の差分電流が流れ始める。VMではD₁が導通し、C₁は放電する。D_{q3}が導通した状態(*v_{DS3}*=0)でQ₃がZVZCSターンオンするとMode5に移行する。Mode5~Mode8はMode1~Mode4と対称動作のため詳細な動作解析は省略する。

PV₁が出力低下した場合、補償器から供給される電流はC_{out1}~C_{out3}を流れる。トランス2次側電圧の極性が反転し、D₁とD₂が交互に切り替わり、C_{out2}及びC_{out3}は充放電されるため平均電流がゼロとなる。これにより、高出力サブストリングには補償電流が供給されない。一方、単方向にのみ電流が流れるためC_{out1}は充電され、PV₁に対して出力電源として機能するため、低出力サブストリングのみが補償される。

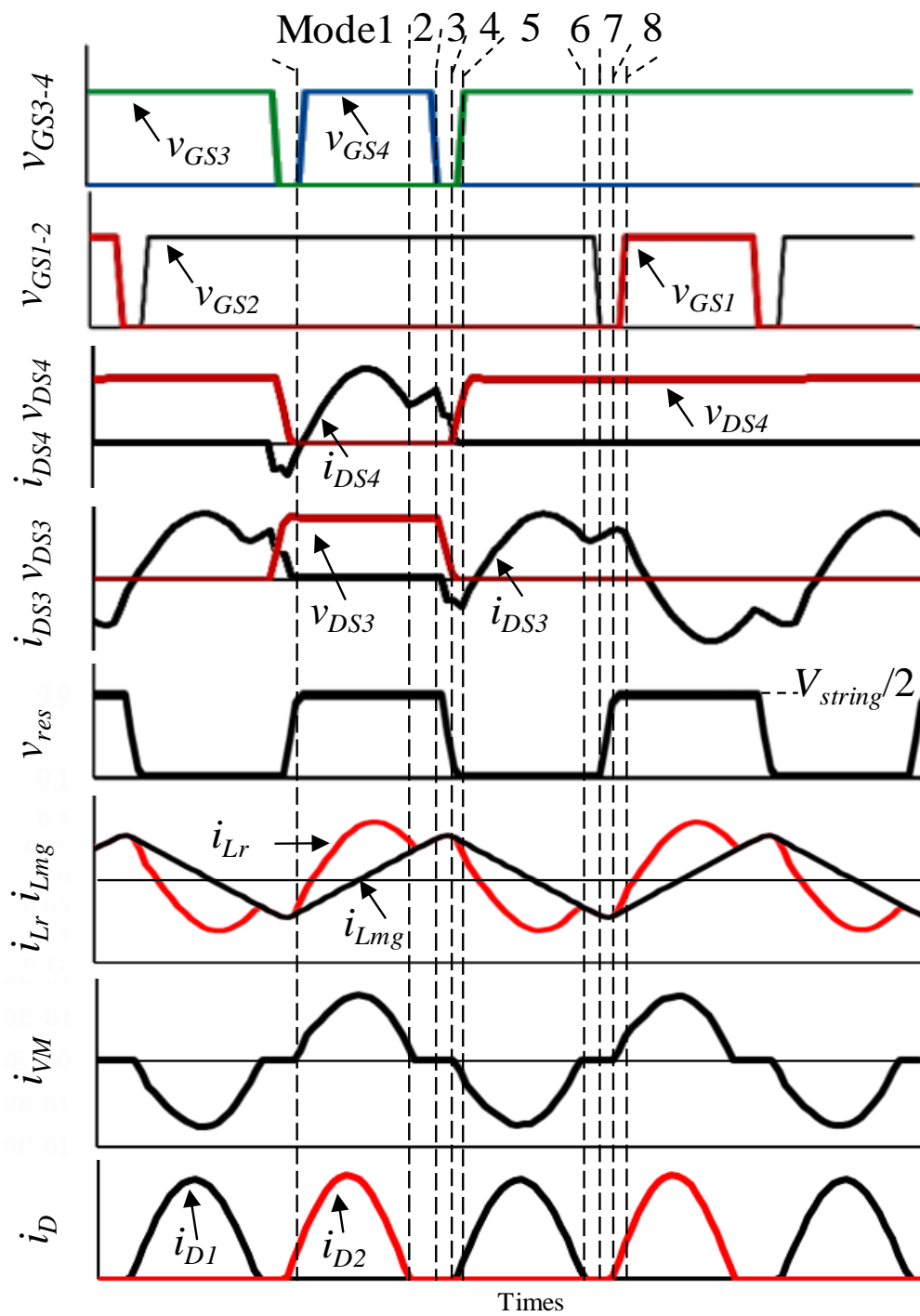


図 3.4. 提案回路における各部理論動作波形

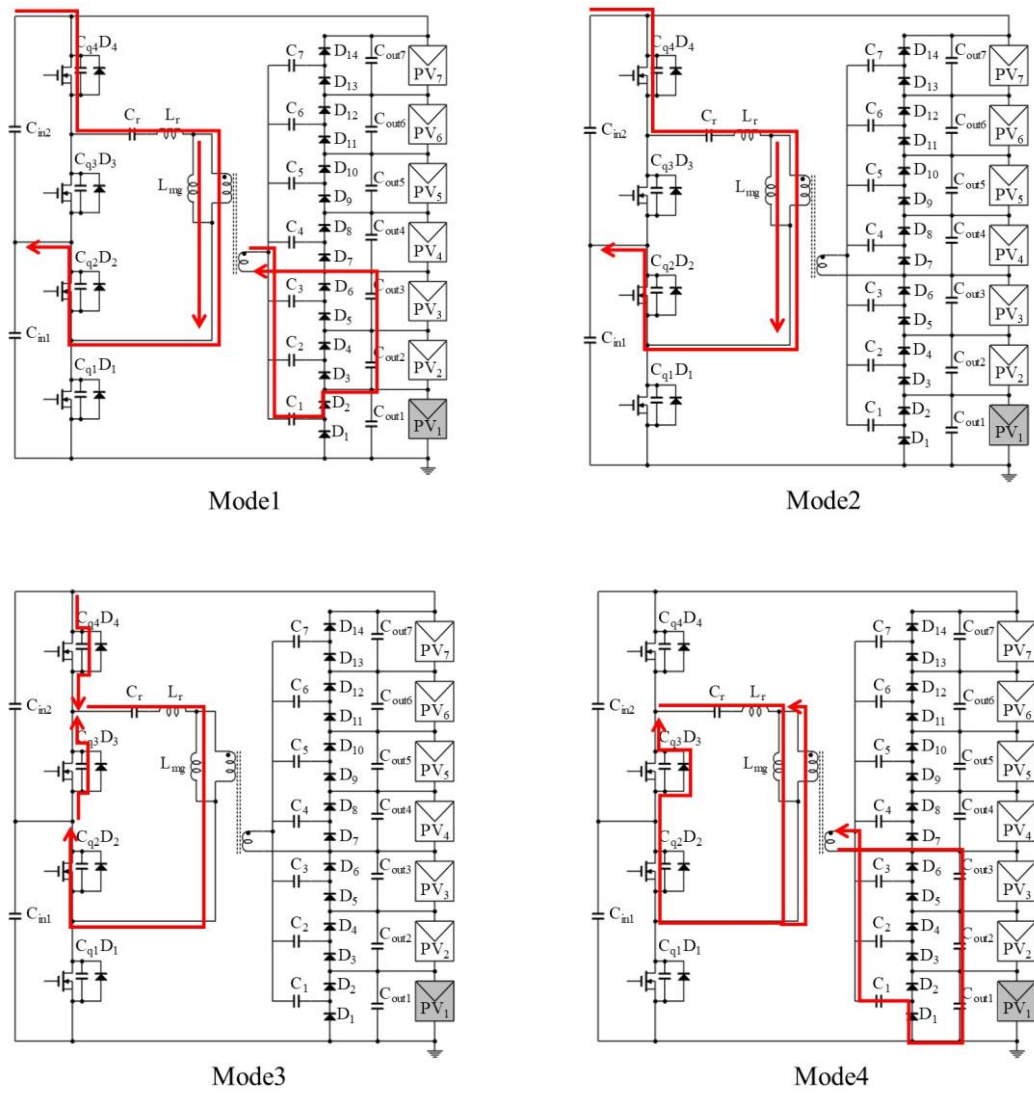


图 3.5. 電流経路

第4章 シミュレーション解析及び実機検証

4.1 提案補償器のシミュレーション結果

シミュレーションソフト PSIM を用いて提案補償器の動作解析を実施した。各サブストリングにおいて想定した出力の条件を変更して 2 種類のシミュレーション (シミュレーション(a)、シミュレーション(b)) を実施した。シミュレーションに用いた各サブストリングの電気特性を表 4.1、4.2 にそれぞれ示す (シミュレーション時の画面を補足 A に示す)。

シミュレーション(a)で取得したパネルの P - V 特性を図 4.1 に示す。シミュレーション(a)では短絡電流 2.52 A の PV₃~PV₇に対して、PV₁~PV₂に約 50%の電流低下が生じた状況を模擬した。補償を行わなかった場合、複数の MPP が観察され、パネル電力 P_{string} は最大で 60.6 W であったが、補償を行った場合では MPP が 1 点に収束し、かつ P_{string} は最大 63.2 W となった。補償器により最大抽出電力が 4.3%向上したため、提案補償器の有用性を確認した。

次にシミュレーション(b)で取得したパネルの P - V 特性を図 4.2 に示す。シミュレーション(b)では短絡電流 2.52 A の PV₅~PV₇に対して、PV₁~PV₄に約 60%の電流低下が生じた状況を模擬した。シミュレーション(a)と同様、最大抽出電力には改善が見られ、 P_{string} は補償を行わなかった場合で最大 36.9 W、補償を行った場合で最大 37.7 W となり、最大抽出電力は 2.2%向上した。一方でシミュレーション(a)とは異なり、MPP を 1 点に収束させることができなかった。この理由として、シミュレーション(a)と比較してシミュレーション(b)では電

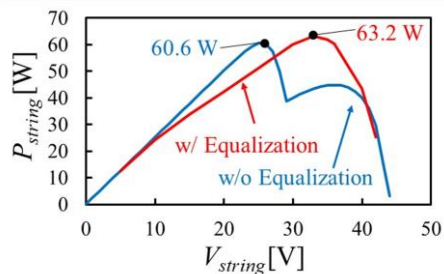


図 4.1. パネルの P - V 特性
(シミュレーション(a))

表 4.1. 各サブストリングの電気特性
(シミュレーション(a))

	V_{oc} [V]	I_{sc} [A]	V_{mp} [V]	I_{mp} [A]
PV ₃₋₇	6.35	2.52	5.08	2.39
PV ₁₋₂	6.31	1.30	5.04	1.00

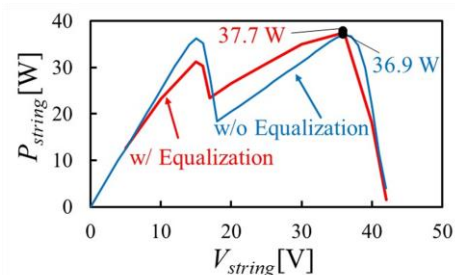


図 4.2. パネルの P - V 特性
(シミュレーション(b))

表 4.2. 各サブストリングの電気特性
(シミュレーション(b))

	V_{oc} [V]	I_{sc} [A]	V_{mp} [V]	I_{mp} [A]
PV ₅₋₇	6.35	2.52	5.08	2.39
PV ₁₋₄	6.00	1.00	4.80	0.95

流低下具合と低出力サブストリング数の増加に伴い補償器が扱う電力が増加し、ジュール損等の損失が増大したことによる補償電流の供給不足が原因と考えられる。

4.2 実機製作

製作した定格電力 60 W の試作回路を図 4.3 に示す。先行研究によりサブストリングレベルで補償を行う補償器の定格電力は、使用を想定するパネルの最大電力の約 30%程度で十分とされている[11]。今回想定するパネルの定格電力はおよそ 180 W であることから、60 W を補償器の定格電力とし、各素子に必要な耐圧と定格電流をシミュレーションにより確認した。試作回路に用いた素子一覧を表 4.3 に示す。また基板作成ソフト EAGLE における schematic (回路図) と board (銅パターン図) 画面を補足 B(a)、(b)に示す。



図 4.3 定格 60 W の試作回路

表 4.3. 素子一覧表

素子名	型番	定数	定格電圧	定格電流	備考
C_1-C_7	TMK316BBJ226ML-T	22 μ F \times 4並列	25 V		
$C_{out1}-C_{out7}$	C3216X5R1A107M160AC	100 μ F \times 3並列	10 V		
D_1-D_7	RSX501L			10 A	$V_F = 0.39$ V
C_r	F161SP474M063V	220 nF	63 V		
トランス		$L_r = 1.9$ μ H $L_{mg} = 199$ μ H			$r_{TP} = 286$ m Ω $r_{TS} = 10$ m Ω
Q_1-Q_4	IRF7341PBF		55 V	4.7 A	$R_{ON} = 50$ m Ω $C_{oss} = 190$ pF
ゲートドライバ	UCC27201DG4				

4.3 実機検証結果

4.3.1 動作波形

図 4.4 に示す実験系の様に定電圧源と可変抵抗 R_{var} を用いることで、実際にパネルを使用せずに低出力サブストリング発生時の電流経路を模擬できる。このとき R_{var} に流れる電流 I_{out} は補償器が低出力サブストリングに供給する補償電流に相当する。また R_{var} の抵抗値を変動させることで、 R_{var} に流れる電流（即ち、サブストリングの出力低下具合）を調整できる。使用を想定したパネルの MPP 電圧が 36 V であることから、入力電圧 $V_{in} = 36$ V とし、 $I_{out} = 1.0$ A に固定して図 4.5 に示す動作波形を取得した。

取得した動作波形と図 3.5 に示す理論動作波形を比較すると、概ね良い一致を示した。さらに各スイッチおよび共振タンクに印加される電圧は、想定した動作通り入力電圧 36 V の半分である 18 V となった。その一方で各スイッチのドレイン-ソース電圧 v_{DS} に着目すると、ターンオンならびにターンオフにおいて始めは緩やかな傾きをもって変化した。しかし、理論波形とは異なり、ある時点で波形の傾きが急激に変化しているため、ハードスイッチング

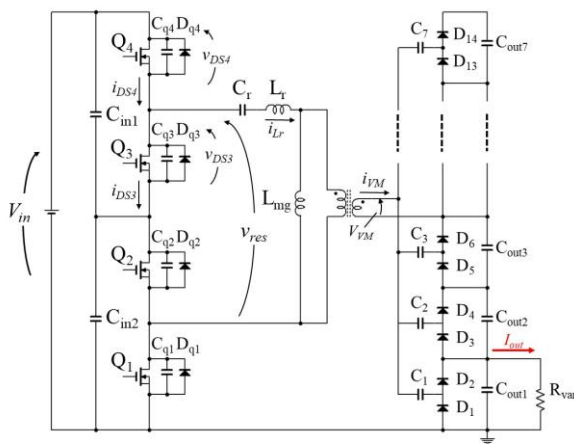


図 4.4. 動作波形取得時の実験系

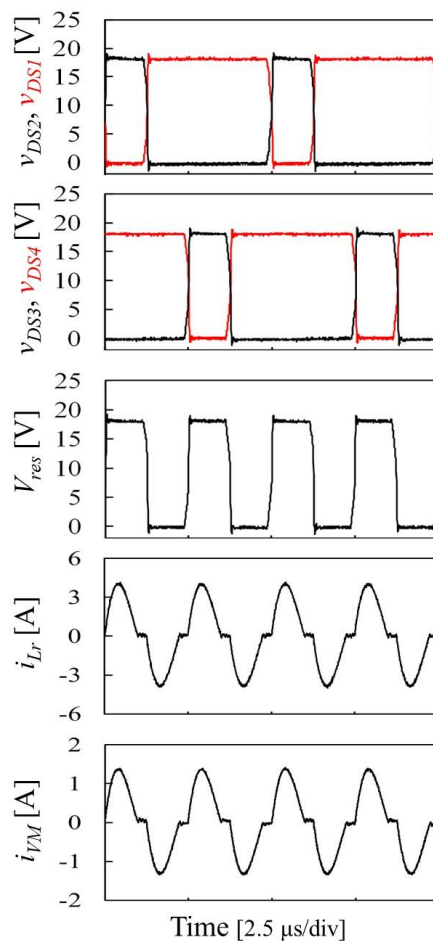


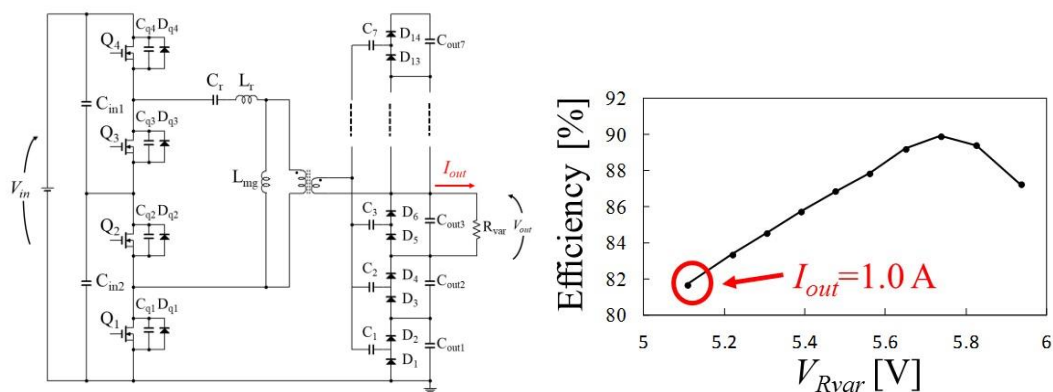
図 4.5. 動作波形

が観察された。これはデッドタイム（スイッチの短絡を回避するための無駄時間）が不十分であり、スイッチの寄生容量の充放電が完了する前にスイッチのターンオン/オフが始まったことが原因だと考えられる。

4.3.2 電力変換効率測定

電力変換効率測定を行うため、図 4.6(a)に示す実験系を構成した。図 4.4 と類似しているが、 $C_{out1} \sim C_{out7}$ におけるジュール損や直流電圧が印加された際に静電容量が減少するバイアス特性の影響を考慮して、本実験では R_{var} の接続位置を変更した。

電力変換効率測定の結果を図 4.6(b)に示す。 V_{Rvar} が約 5.7 V 以下の重負荷領域において、 V_{Rvar} が低下するのに伴い変換効率が低下した。その一方で V_{Rvar} が 6.0 V から 5.7 V の軽負荷領域においては V_{Rvar} が低下するにつれ変換効率が向上し、効率が $V_{Rvar} = 5.7$ V でピークを迎えた。提案補償器における固定損とジュール損が一致するとき、電力変換効率はピークに達する。損失の内訳として、軽負荷時ではダイオードの順方向電圧 V_D による導通損 ($P_{loss} = IV_D$) が支配的である。一方、重負荷時には I_{out} が増加するため、トランスの巻線抵抗やコンデンサの等価抵抗等によるジュール損が支配的であったと考える。また想定するサブストリング間の最大電流低下はおよそ 1.0 A であり、その時の補償電流に相当する $I_{out} = 1.0$ A のとき、電力変換効率は約 81%であった。



(a) 電力変換効率測定時の実験系

(b) 電力変換効率

図 4.6. 電力変換効率測定

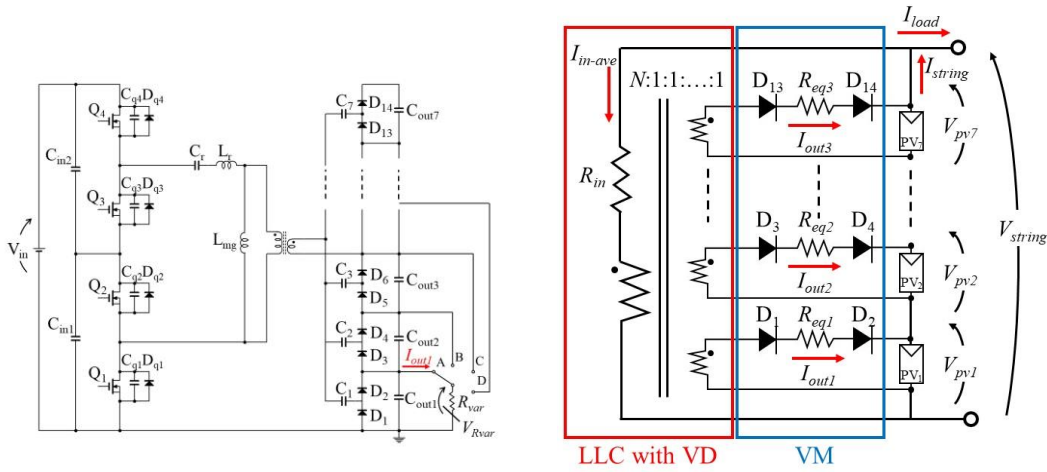
4.3.3 提案補償器の出力 I - V 特性の測定

提案補償器の出力 I - V 特性は補償器の性能（補償能力）の指標として考えることができる。実験系を図 4.7(a)に示す。抵抗 R_{var} を接続する端子 A~D を切り替えることで 1~4 つのサブストリングに出力低下が生じた状況を模擬できる。本実験では低出力サブストリング数を変化させ、それぞれの場合における出力 I - V 特性を $V_{in} = 36$ V に固定して測定した。

得られた実験結果から補償器の出力等価抵抗 R_{eq} を出力 I - V 特性の直線部分の傾きの逆数

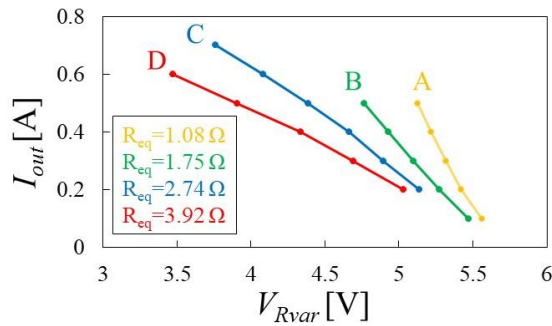
として算出できる。また R_{eq} は図 4.7(b)に示す提案補償器の直流等価回路[10]におけるトランス 1 次側の等価抵抗 R_m を 2 次側に換算し、2 次側の等価抵抗 R_{eqi} と足し合わせた抵抗値に相当する。したがって R_{eq} が小さいほど提案回路内で発生する損失が小さいことを意味しており、補償能力が高いと判断できる。

各端子 A~D に R_{var} を接続し、軽負荷から重負荷へと変更しつつ取得した出力 $I-V$ 特性を図 4.7(c)に示す。いずれの端子に R_{var} を接続した場合においても V_{Rvar} の低下とともに I_{out} が線形的に増加した。各端子における出力 $I-V$ 特性の傾きから R_{eq} を算出すると、低出力サブストリング数が増加するにつれて R_{eq} が増大した。この結果より、補償器内で発生するジュール損や電圧降下の影響が深刻化することで提案補償器が補償電流を供給できない可能性が示唆された。



(a) 出力 $I-V$ 特性測定時の実験系

(b) 提案補償器の直流等価回路



(c) 出力 $I-V$ 特性

図 4.7. 補償能力の測定実験

4.3.4 補償実験

サブストリングの電気特性を模擬する装置(SAS: Solar Array Simulator, E4361A and E4362A, Keysight Technologies)を使用した補償実験により、試作回路の有効性を検証した。

SASはサブストリングの I - V 特性を決定する4つのパラメータである開放電圧 V_{oc} 、短絡電流 I_{sc} 、MPP電圧 V_{mp} 、MPP電流 I_{mp} を設定することでサブストリングの電気特性を模擬できる。シミュレーションと同様、各サブストリングの電気特性を変えて2種類の補償実験(補償実験(a)、補償実験(b))を行った。それぞれの実験で使用した各サブストリングの電気特性をそれぞれ表4.4、4.5にそれぞれ示す。

図4.8に補償実験(a)で取得したパネルの P - V 特性を示す。補償を行わなかった場合、複数のMPPが観察され、 P_{string} は最大53.9Wであった。一方、補償を行うことでMPPは1点に収束し、 P_{string} は最大60.0Wであり、補償器なしの場合と比べ11.3%の電力向上を確認した。

次に補償実験(b)で取得したパネルの P - V 特性を図4.9に示す。補償実験(a)と同様に最大抽出電力に改善が見られ、 P_{string} は補償を行わなかった場合で最大34.6W、補償を行った場合で最大37.1Wとなり、最大抽出電力は7.2%向上したがMPPを1点に収束できなかった。

以上の補償実験結果は、シミュレーション結果と同様の傾向を示したため、低出力サブストリング数ならびに電流低下具合が増加した場合、補償不可であることが示された。

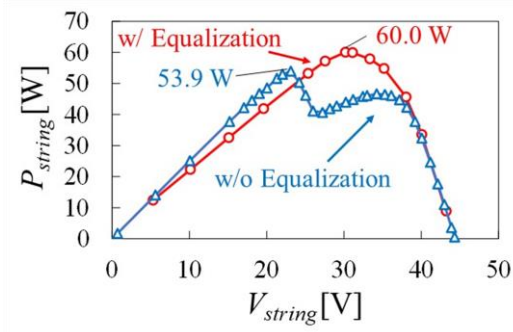


図 4.8. パネルの P - V 特性 (補償実験(a))

表 4.4. 各サブストリングの電気特性
(補償実験(a))

	V_{oc} [V]	I_{sc} [A]	V_{mp} [V]	I_{mp} [A]
PV ₃₋₇	6.35	2.52	5.08	2.39
PV ₁₋₂	6.31	1.30	5.04	1.00

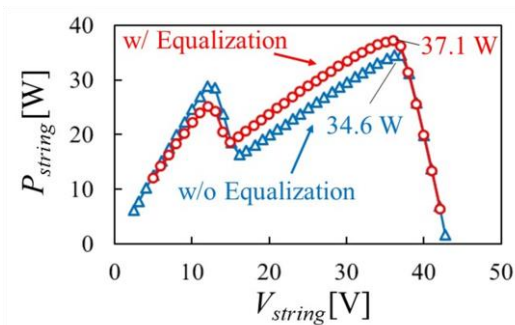


図 4.9. パネルの P - V 特性 (補償実験(b))

表 4.5. 各サブストリングの電気特性
(補償実験(b))

	V_{oc} [V]	I_{sc} [A]	V_{mp} [V]	I_{mp} [A]
PV ₅₋₇	6.35	2.52	5.08	2.39
PV ₁₋₄	6.00	1.00	4.80	0.95

4.4 今後の課題と解決策

4.4.1 解決策 I—別方式の補償器

シミュレーションと補償実験それぞれの結果から、低出力サブストリング数が多い車載用パネルに提案補償器を用いる場合、補償できない条件があることを確認した。

提案補償器はパネル-サブストリング間方式（1 入力多出力方式）を採用している。損失が発生しない理想的な条件における 1 入力多出力方式の電力フローを図 4.10(a)に示す。低出力サブストリング数に応じて、補償器が供給する電流は累積的に増大する。つまり補償器が扱う電力の増加に伴い、トランスやダイオード等における損失が増大してしまう。また、4.3.3 項で示したように低出力サブストリング数が増加した場合 R_{eq} が増大するため、補償能力が著しく低下してしまう。

以上の問題を解決するため、「多入力 1 出力方式」を採用した補償器を検討する。多入力 1 出力方式の電力フローを図 4.10(b)に示す。この方式は、低出力サブストリングの特性に全てのサブストリングの特性を均一化することで電気特性ばらつきを解消し、高出力及び低出力サブストリングの差分電力が補償器によって負荷へ供給される。高出力サブストリング数に対して低出力サブストリング数が多くなる車載パネルに対してこの方式を適用することで補償器の扱う電力を低減し、損失も低減可能であると考えられる。

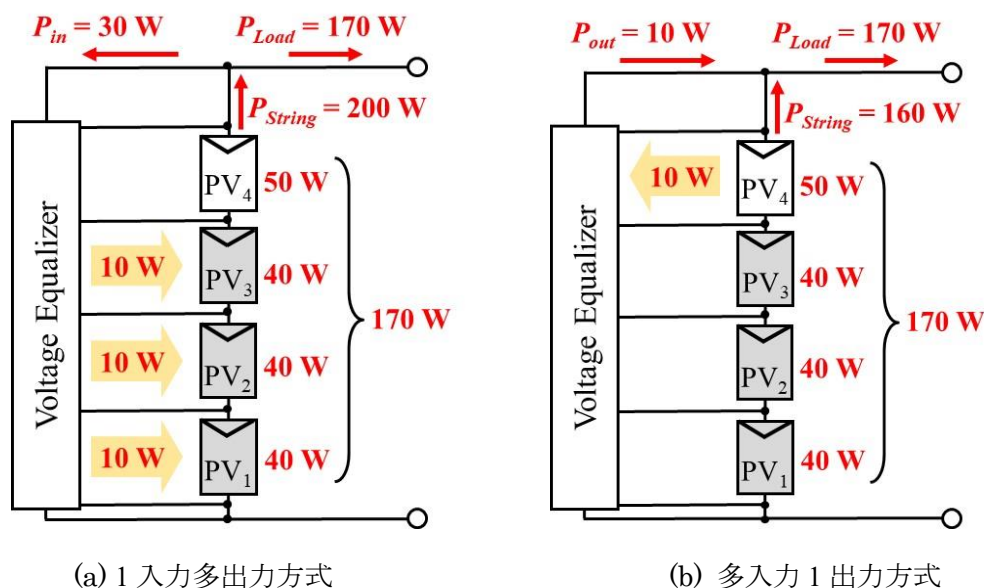


図 4.10. 方式別の電力フロー

4.4.2 解決策 II—サブストリング数の変更

2つ目の解決策としてサブストリング数の変更が挙げられる。現状の車載用パネルはサブストリング内の電気特性ばらつきが大きく、サブストリング間の電気特性ばらつきが小さくなるように構成されている（図 4.11(a)）。これはバイパスされるセル数を減らすためにサブストリングを細かく区分し、パネルの電力低下を緩和するためだと考えられる。提案補償器はサブストリング間で補償を行うため、サブストリング内の電気特性ばらつきが解消されず、電力の大幅な向上が見込めない。つまり、各サブストリング間の電気特性ばらつきが小さい条件や、各サブストリングの電圧が低い条件は VM 内の V_D による電圧降下の影響を受けやすいため、補償器にとって不利である。

そこで補償器を有効に使用するため、車載用パネルを 4 直列サブストリング構成に変更する方法が考えられる（図 4.11(b)）。4 サブストリング構成の場合、7 サブストリング構成と比較してそれぞれのサブストリング内の電気特性ばらつきは小さくなる。その一方でサブストリング間の電気特性ばらつきが大きくなるため、提案回路に代表されるようなサブストリングレベルの補償による改善幅が大きくなると考えられる。また、1 サブストリング当たりのセル数が多くなるため、サブストリング電圧が高くなる。VM の特性により V_{VM} と V_{PV} は等しくなるため、サブストリング電圧が高い場合 V_D や R_{eqi} 等における電圧降下の影響が小さくなる。

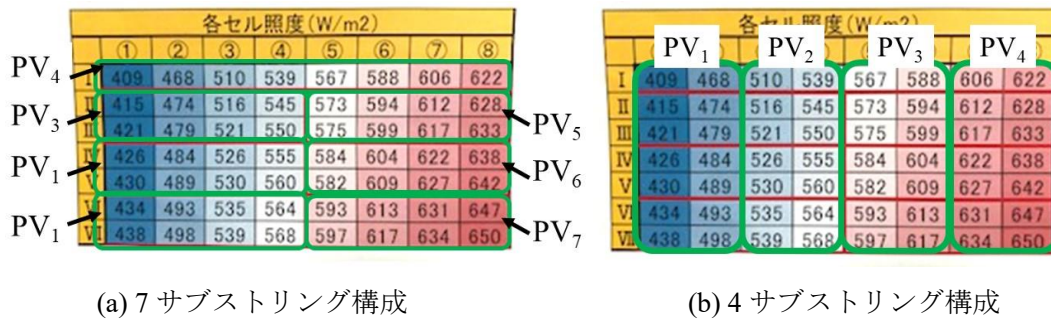


図 4.11. 日射照度分布

4.4.3 解決策 II におけるシミュレーション結果

本節では 7 直列サブストリング構成のパネルと 4 直列サブストリング構成のパネルを想定したシミュレーション結果を示す。各サブストリングの条件は小島プレス社の推定照度分布データを基に算出した。また 4 直列サブストリング構成に変更したときのシミュレーション画面を補足 C に示す。

7 直列サブストリングにおける各サブストリングの電気特性ならびに、取得したパネルの P - V 特性を表 4.6 と図 4.12 にそれぞれ示す。補償を行わなかった場合、複数の MPP が観察され、 P_{string} は最大で 32.0 W であった。一方、補償を行った場合、MPP が 1 点に収束し、 P_{string} は最大で 34.9 W となり補償を行わない場合と比べて最大抽出電力が 9.1% 向上した。

次に 4 直列サブストリングにおける各サブストリングの電気特性を表 4.7、取得したパネルの P - V 特性を図 4.13 にそれぞれ示す。補償を行わなかった場合、複数の MPP が観察され、 P_{string} は最大で 31.8 W であった。一方、補償を行った場合 MPP は 1 点に収束し、且つ補償を行わない場合の最大抽出電力と比較して補償時の MPP における P_{string} は 15.7% 向上し、36.8 W となった。

以上のシミュレーション結果より、7 直列サブストリングと 4 直列サブストリングにお

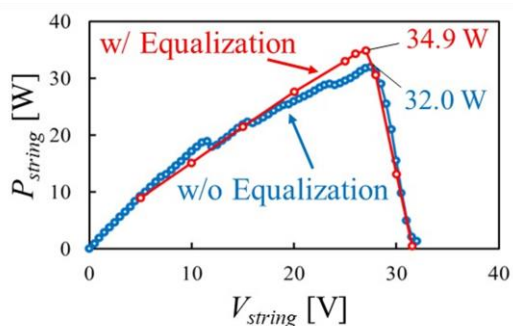


図 4.12. パネルの P - V 特性
(7 直列サブストリング構成)

表 4.6. 各サブストリングの電気特性
(7 直列サブストリング構成)

	PV ₁	PV ₂	PV ₃	PV ₄	PV ₅	PV ₆	PV ₇
I_{sc} [A]	1.46	1.35	1.26	1.14	1.89	1.82	1.71
V_{oc} [V]	4.58	4.55	4.52	4.49	4.71	4.69	4.66
I_{mp} [A]	1.39	1.28	1.2	1.08	1.8	1.73	1.62
V_{mp} [V]	3.66	3.64	3.62	3.59	3.77	3.75	3.73
P_{mp} [W]	5.09	4.66	4.34	3.88	6.79	6.49	6.04

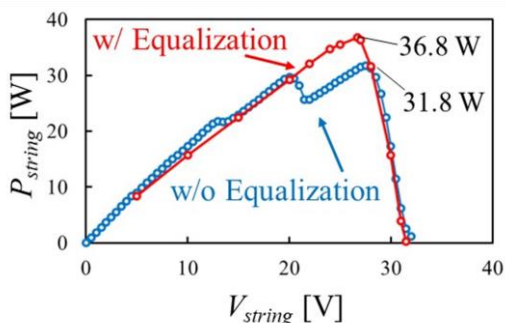


図 4.13. パネルの P - V 特性
(4 直列サブストリング構成)

表 4.7. 各サブストリングの電気特性
(4 直列サブストリング構成)

	PV ₁	PV ₂	PV ₃	PV ₄
I_{sc} [A]	1.14	1.51	1.72	1.86
V_{oc} [V]	7.85	8.04	8.15	8.22
I_{mp} [A]	1.08	1.43	1.63	1.77
V_{mp} [V]	6.28	6.43	6.52	6.58
P_{mp} [W]	6.78	9.19	10.63	11.65

る各パネルの P - V 特性を比較すると、補償器を使用しない場合では 7 直列サブストリング構成の方がパネルの最大抽出電力が大きいことがわかった。一方で補償器を使用した場合、4 直列サブストリング構成の方がパネルの最大抽出電力が大きくなるため、7 直列サブストリングから 4 直列サブストリング構成への変更することで補償器の有効性を高められる可能性が示唆された。

第5章 まとめ

本研究では、PHEV 車体屋根の湾曲がもたらす電気特性ばらつきによる悪影響を解消可能な補償器を提案した。同じサブストリング数に適用する従来 LLC 補償器に比べ、分圧回路を用いることでトランス 1 次側への印加電圧を半減できる。これにより、トランスの巻数比も半分程度に低減可能なため、トランスの設計難度の緩和が可能となる。

7 直列サブストリングにより構成される車載用パネルを想定したシミュレーションと実機検証から、出力の低下条件次第では現状の提案補償器では電気特性ばらつきの悪影響が残存する可能性があることが判明した。今後の研究では、サブストリング構成の変更、または別方式を用いた補償器の提案が必要である。

参考文献

- [1] M. Vitelli, "On the necessity of joint adoption of both distributed maximum power point tracking and central maximum power point tracking in PV systems," *Progr. Photovolt. Res. Appl.*, vol. 22, no. 3, pp. 283–299, Mar. 2014.
- [2] S. Poshtkouhi, V. Palaniappan, M. Fard, and O. Trescases, "A general approach for quantifying the benefit of distributed power electronics for fine grained MPPT in photovoltaic applications using 3-D modeling," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 11, pp. 4656–4666, Nov. 2012.
- [3] 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.
- [4] H. J. Bergveld, D. Büthker, C. Castello, T. Doorn, A. D. Jong, R. V. Otten, and K. D. Waal, "Module-level DC/DC conversion for photovoltaic systems: the delta-conversion concept," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 4, pp. 2005–2013, Apr. 2013.
- [5] S. Qin and R. C. N. P. Podgurski, "Sub-module differential power processing for photovoltaic applications," in Proc. *IEEE Applied Power Electron. Conf. Expo.*, pp. 101–108, 2013.
- [6] T. Shimizu, O. Hashimoto, and G. Kimura, "A novel high-performance utility-interactive photovoltaic inverter system," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 18, no. 2, pp. 704–711, Mar. 2003.
- [7] A. H. Chang, A. T. Avestruz, and S. B. Leeb, "Capacitor-Less Photovoltaic Cell-Level Power Balancing using Diffusion Charge Redistribution," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 2, pp. 537–546, Feb. 2015.
- [8] J. T. Stauth, M. D. Seeman, and K. Kesarwani, "Resonant Switched-Capacitor Converters for Sub-module Distributed Photovoltaic Power Management," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 28, no. 3, pp. 1189–1198, Mar. 2013.
- [9] 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.
- [10] M. Uno and A. Kukita, "Two-switch DPP converter using an LLC resonant inverter and voltage multiplier for partially shaded series connected photovoltaics modules," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 51, no. 2, pp. 1587–1601, Mar/Apr. 2015.
- [11] K. A. Kim, P. S. Shenoy, and P. T. Krein, "Converter rating analysis for photovoltaic differential power processing systems," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 30, no. 4, pp. 1987–1997, Apr. 2015.

補足 A

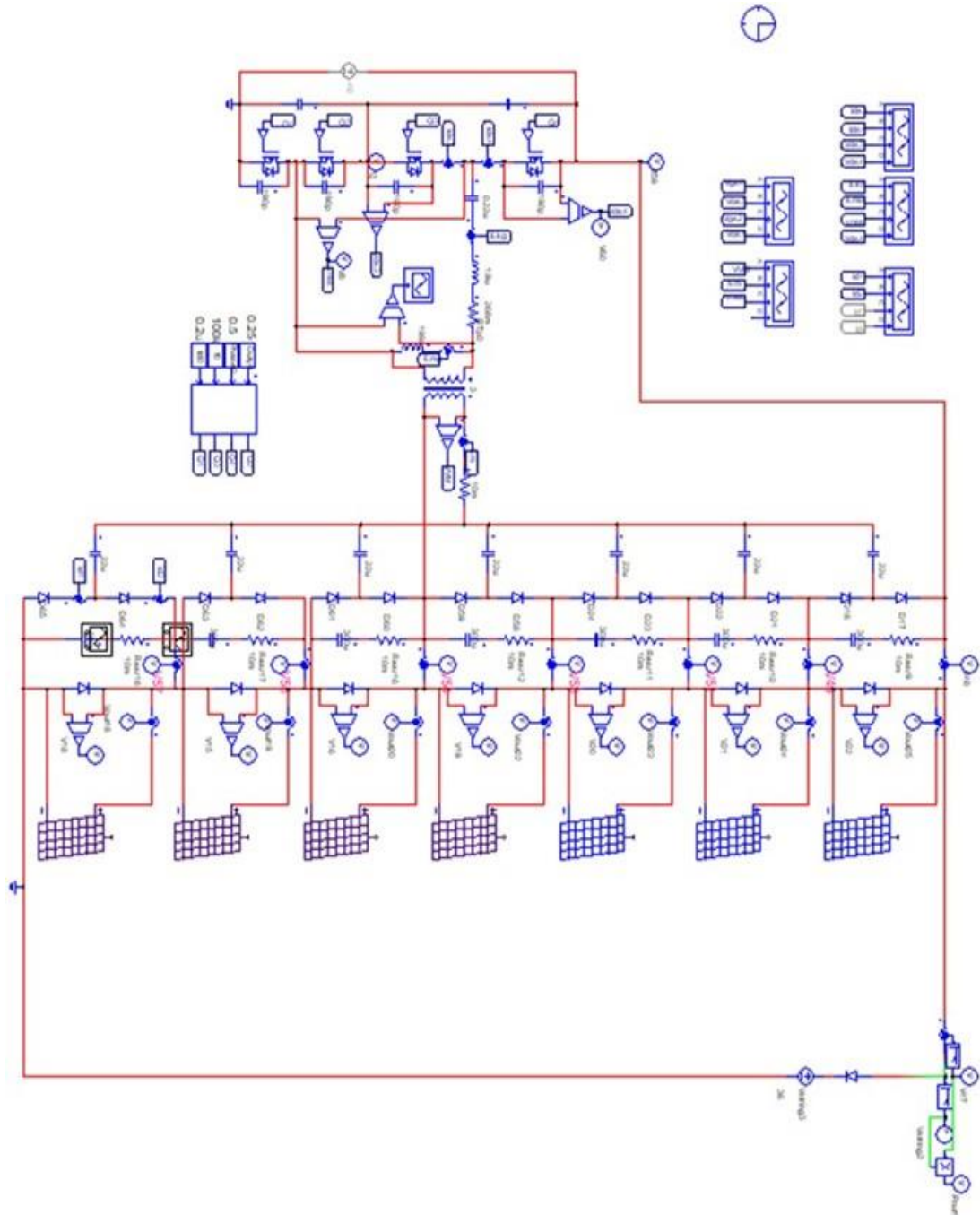
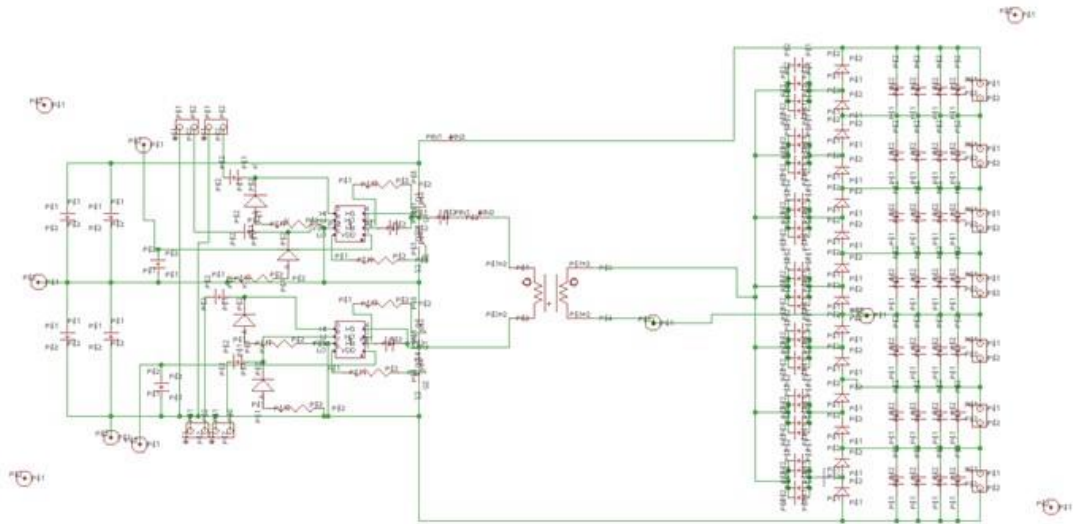
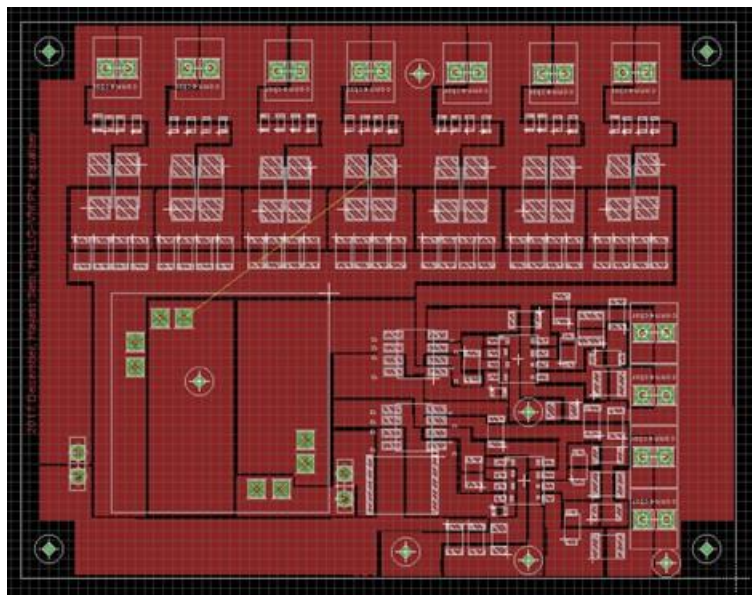


図 A. シミュレーション画面

補足 B



(a) schematic 画面



(b) board 画面

図 B. EAGLE における各画面

補足 C

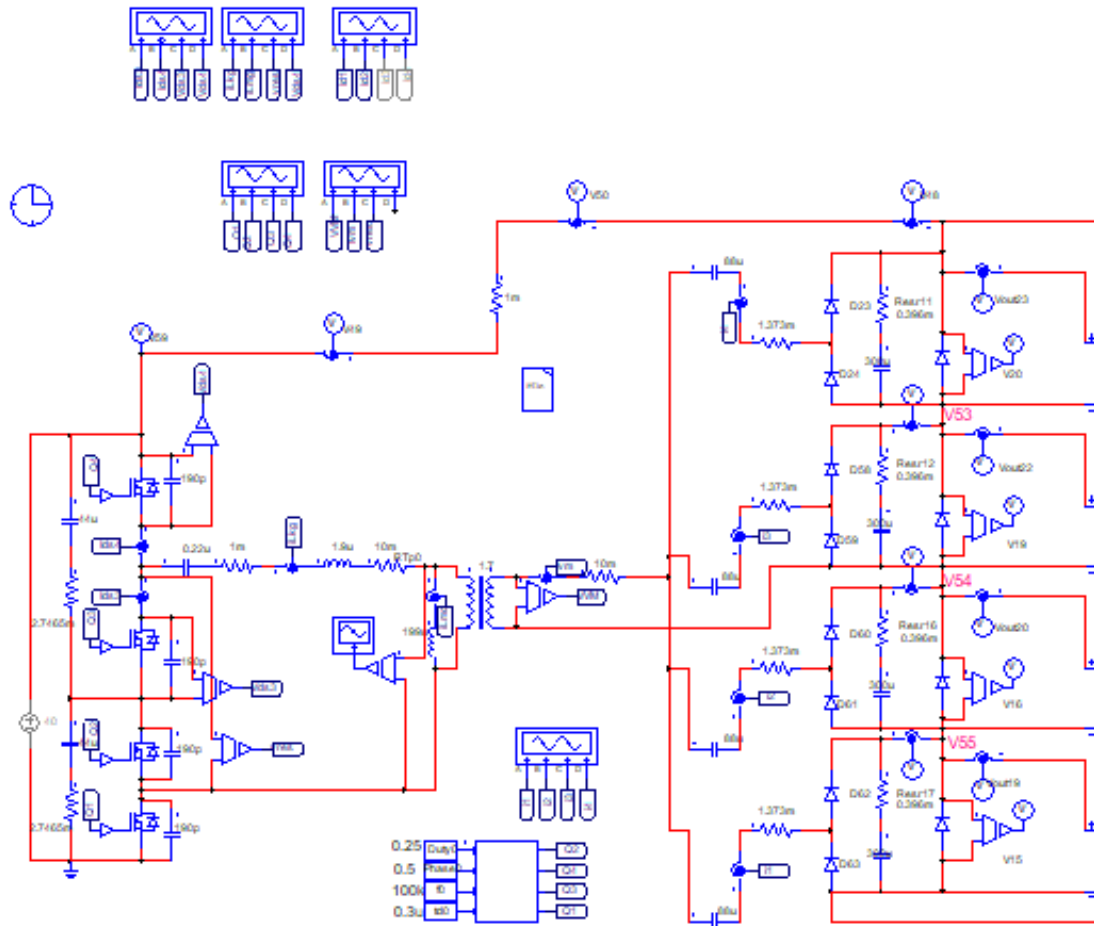


図 C. シミュレーション画面 (4 直列サブストリング構成)

謝辞

本研究を進めるにあたり、ご指導を頂いた卒業論文指導教員の鵜野将年准教授に感謝致します。また、研究室の皆様にも多くの助言を頂きました。特に、中根亨先輩、篠原俊樹先輩、山本聖也先輩をはじめとした補償器関連に携わる先輩方には研究だけでなく、論文等の添削など多大なるお力添えを受け賜りました。皆様に心からの感謝の気持ちと御礼を申し上げたく、謝辞にかえさせていただきます。