

平成 29 年度 修士学位論文

多電源システムの小型・簡素化を実現する、
異なる 2 種の PWM コンバータを統合した
マルチポートコンバータ

理工学研究科 電気電子工学専攻

16NM624A 永田 光

指導教員 鵜野 将年 准教授

要旨

太陽光発電、風力発電、燃料電池等の再生可能エネルギーや電気自動車では、発電機を補助するためのバッテリーをシステム内に組み込む多電源システムを構成することが多い。これらの多電源システムでは負荷への供給電力とバッテリーの充放電電力を個別に制御するために複数台のコンバータが一般的に用いられる。そのため再生可能エネルギーを用いたシステムは往々にして複雑化及び高コスト化する傾向にある。そこでシステムの簡素化、低コスト化を目的として複数台のコンバータを1台へと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。しかし従来の MPC は非絶縁用途であってもトランスが必要であることや、非絶縁 MPC であっても低い実効デューティによる電力変換効率の悪化や各電源のグラウンドが共有でない等の課題が存在する。

これらの課題を解決するために、本研究では2つの異なる PWM コンバータを統合した非絶縁型 MPC を提案する。提案 MPC は2つの PWM コンバータのスイッチを共有することで導出され、素子数を削減しつつ、スイッチストリング間に挿入されたコンデンサによりスイッチの低耐圧化とインダクタの小型化も達成できる。すなわち回路の簡素化と同時に小型化も実現可能である。

提案 MPC の詳細解析に加えて回路サイズ、半導体素子ストレスの観点から従来 MPC 及び従来システムとの定量比較を行った。定量比較結果から回路中の受動素子サイズを従来 MPC と比較して 17.5%、個別に PWM コンバータを2台使用した従来システムと比べて 12.0%小型化可能であることを示した。さらに 240-W 試作回路を用いて各種実験を行った。実験結果より負荷電圧、バッテリー電圧を個別に制御できることを確認した。

Abstract

Additional power sources, such as rechargeable batteries and generators, have been employed in power systems since the advent of renewable energy systems such as photovoltaic (PV) systems, wind turbines, and fuel cells (FCs), and electric vehicles. Multiple converters in proportion to the number of power sources are necessary in such systems, resulting in increased system complexity and cost. Multi-port converters (MPCs) combining multiple converters into a single unit have been reported to achieve simplified systems at lower cost. However, the necessity of a transformer, decreased power conversion efficiency due to low effective duty cycle operation, and no common ground issues are of great concern in the conventional MPCs.

The nonisolated MPC integrating two different PWM converters is proposed in this research to solve the problems of the conventional MPCs, hence simplifying the circuit. The proposed MPC achieves size miniaturization of two inductors thanks to the capacitor inserted into switching string. In addition to the detailed operation analyses, the quantitative comparison with a conventional power system having two different PWM converters and a conventional MPC were performed. The comparison results revealed that the passive components of the proposed MPC could be miniaturized to 82.5% of that of the conventional MPC and to 88.0% of that of the conventional system. The 240-W prototype was built for the experimental verification. The results demonstrated the voltages of the load and battery could be independently controlled.

目次

1	はじめに	4
1.1	多電源システム.....	4
1.2	Multi-Port Converter.....	4
2	提案する非絶縁型 MPC	7
2.1	導出.....	7
2.2	特徴.....	8
3	動作解析	9
3.1	回路動作.....	9
3.1.1	PV モード.....	9
3.1.2	Battery モード.....	12
3.2	動作制約.....	13
3.2.1	デューティの制約.....	13
3.2.2	負荷による制約.....	14
4	定量比較	16
4.1	Size Metrics.....	17
4.2	Total Device Power Rating.....	18
5	デカップリングネットワーク	21
5.1	状態平均化法.....	22
5.2	設計方法.....	23
5.3	適用結果 (シミュレーション).....	23
6	実機検証	26
6.1	試作回路.....	26
6.1.1	駆動回路 (ゲートドライバ).....	29
6.1.2	信号生成回路.....	30
6.1.3	MPPT アルゴリズム 山登り法.....	31
6.1.4	実機基板作成.....	32
6.1.5	パワー回路素子選定方法.....	34
6.2	PV モード.....	35
6.3	Hybrid・Battery モード.....	38
6.4	電力バランス実験.....	39
7	まとめ	41

1 はじめに

1.1 多電源システム

太陽光発電 (PV: Photovoltaic) システム、風力発電、また燃料電池 (FC: Fuel Cell) 等の再生可能エネルギーシステムでは発電電力が不安定な再生可能エネルギーを補助するバッテリーがシステム内に組み込まれている。また近年普及が進む電気自動車でもモータ駆動用のバッテリーと併用して車内設備用バッテリーが使用されることが多く、モータと2つのバッテリー間で電力伝送が行われる。このような1つのシステム内に複数台の電源を有する多電源システムでは2つの電源を個別に制御しなければならない。そのため従来のシステムでは Fig. 1(a)のように負荷電力を制御するための単方向コンバータとバッテリーの充放電制御用の双方向コンバータの2台が必要となる。そのため再生可能エネルギーを用いたシステムは往々にして複雑化及び高コスト化する傾向にある。この課題を解決するために複数台のコンバータを1台へと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 (Fig. 1(b))。

1.2 Multi-Port Converter

MPC はそのポート間の絶縁の有無から絶縁型、部分絶縁型、そして非絶縁型の3つの方式に分類される。従来 MPC の一例を Fig. 2 へ示す。もっとも基本的な MPC は多巻線トランスによって複数のコンバータを統合した絶縁型 MPC であり[1]-[5]、各入出力ポートは電気的に絶縁されている。絶縁型 MPC の一例である Fig. 2(a)に示される方式では各ポートにフルブリッジ整流回路を用いているため大電力用途に適し、さらに各ポート間において双方向の電力伝送が可能である。一方部分絶縁型 MPC は絶縁型 DC-DC コンバータと非絶縁型 DC-DC コンバータの一部の素子を共有することで導出されるため、素子数を削減することが可能である[6]-[11]。Fig. 2(b)に示す部分絶縁型 MPC は昇降圧コンバータと絶縁型非対称ハーフブリッジコンバータのスイッチを共有することで導出され、回路の簡素化が可能である。このようや絶縁型、部分絶縁型 MPC は安全

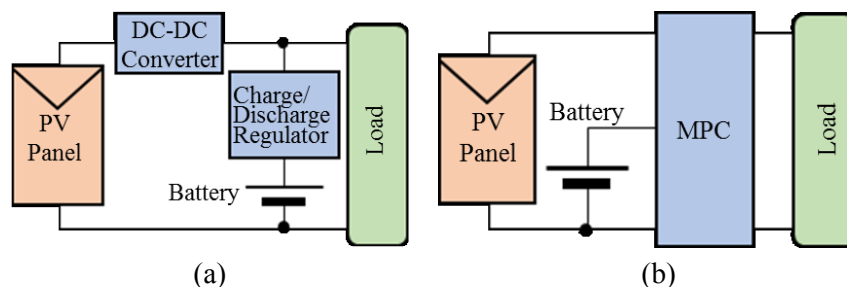


Fig. 1. Schematic diagrams of (a) conventional PV system and (b) MPC-based system.

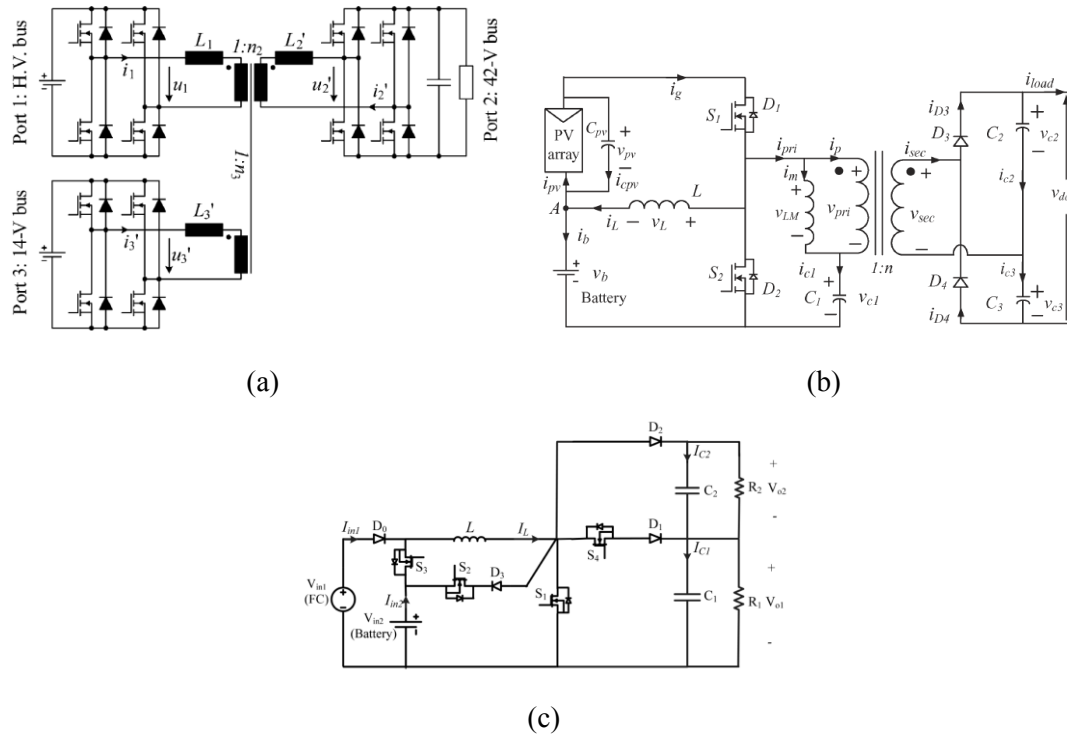


Fig. 2. Conventional MPC: (a) isolated MPC [2], (b) partially-isolated MPC [6], (c) nonisolated MPC [13].

性の観点から絶縁が必要とされる電気自動車等に適する一方、インダクタと比べて比較的大きなトランスを用いているため非絶縁用途に用いる場合、不必要に回路を大型化してしまう。

絶縁、部分絶縁型 MPC と同様に様々な種類の非絶縁型 MPC がこれまでに提案されているが、種々の課題が存在する[12]–[19]。例えば、Fig. 2(c)を一例とする時分割方式では、システム中の各電源が同時に負荷へ電力を供給することができない。そのため各電源に対する実効的なデューティが低下することで電流実効値が大きくなり、電力変換効率が悪化する[12], [13]。グラウンドが非共有の方式は少ない素子数を実現できる傾向があるが、実用の際に浮遊容量の大きな電源やバッテリーが接続されるためノイズや回路の誤動作の観点から実用的でない[14], [15]。また時分割方式以外の非絶縁型 MPC においても、電力変換段数の多い方式ではシステム全体の電力変換効率が悪化する[16], [17]。また回路の統合にあたり追加の素子が必要となる方式は回路の複雑化が避けられない[18]–[20]。

これらの課題を解決するために、本研究では2つの異なる PWM コンバータを統合した非絶縁型 MPC を提案する。提案 MPC は2つの PWM コンバータのスイッチを共有することで導出されるため簡素な回路を実現できる。また、すべての入出力ポートのグラウンドを共有しつつ高い実効デューティで動作させることができるため、前述した従

来 MPC の課題を解決可能である。さらにインダクタ以外にエネルギー蓄積素子として使用するコンデンサがスイッチの低耐圧化を実現するのみならずインダクタの小型化にも貢献する。本研究では回路の基本動作に加えて回路サイズ、半導体素子ストレスの観点から従来システムとの定量比較を行った。また MPC のような MIMO (Multi-Input Multi-Output) システムで発生する制御の相互干渉についても考察を行い、制御の相互干渉を取り除くデカップリングネットワークの設計も行った。さらに定格電力 240 W のプロトタイプを用いて実機検証を行った。

2 提案する非絶縁型 MPC

2.1 導出

Fig. 3 に示す 2 つの PWM 降圧コンバータのスイッチ (Q_{a1} 、 Q_{b2}) を共有することで Fig. 4 の提案回路が導出される。Converter A は半導体素子を 3 つ用いた単方向 PWM 降圧コンバータである。そして PV パネルと負荷の間の電力伝送を担い、負荷電圧の制御もしくはパネル電圧の制御を行う。一方 Converter B は一般的な双方向 PWM コンバータであり、バッテリーとの双方向電力伝送を行う。提案 MPC はこの 2 つのコンバータのスイッチを共有することで統合しているため非絶縁型 MPC へ分類される。

Fig. 4 中の Q_1 と Q_2 は Converter A 中の Q_{a1} として振る舞う一方、 Q_2 と Q_3 は Converter B の Q_{b2} として振る舞う。出力電圧 V_a と V_b はそれぞれ Q_3 と Q_1 のデューティを調整することで制御され、3 つのスイッチが同時にオンしないように Q_2 を制御する。

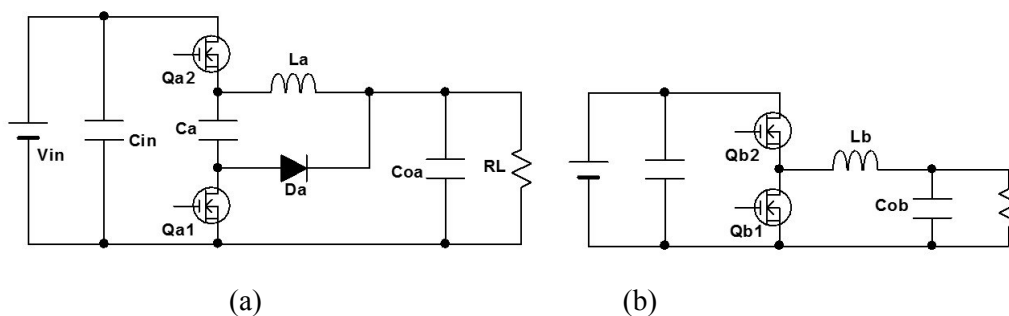


Fig. 3. PWM step-down converters for the proposed MPC: (a) Unidirectional PWM converter (Converter A), (b) bidirectional PWM converter (Converter B).

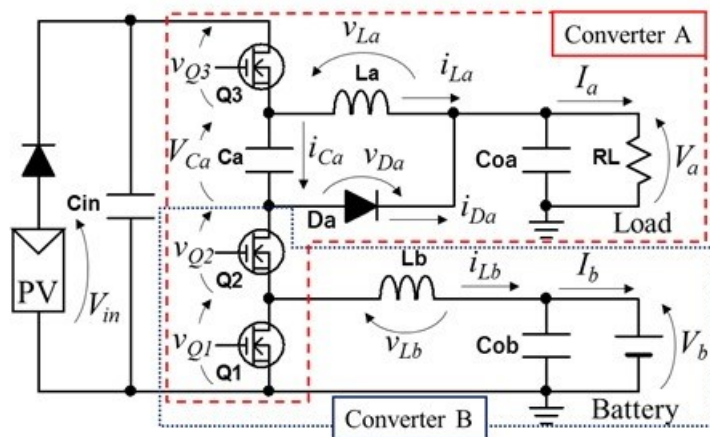


Fig. 4. Proposed nonisolated PWM MPC.

2.2 特徴

コンバータを個別に使用した場合と比べて、MPC を利用したシステムは複数のコンバータを1つの回路に集約することでシステムを簡素化できる。またスイッチを共有して導出されるため簡素かつ低コストに回路を実現できる。さらに PV パネルが負荷に電力を供給しつつ、同時にバッテリーの充放電も可能であるため各電源に対して高い実効デューティで動作可能である。さらに全ての入出力ポートはグラウンドを共有していることから1章で述べた従来の非絶縁型 MPC の課題を解決できる。

Q_2 と Q_3 の間に挿入されたコンデンサ C_a により各スイッチング素子の耐圧を下げることができる。従来の PWM 降圧コンバータでは各スイッチング素子へ入力電圧が印加される一方、提案 MPC では Converter A のスイッチストリング間に挿入されたコンデンサ C_a のおかげで各スイッチに印加される電圧は出力電圧 V_a となる。さらにエネルギー密度の高い C_a をインダクタと併用することでインダクタの受け持つエネルギーを減らすことができ、インダクタサイズの小型化が可能である。従来電源システムならびに従来 MPC と比べた際の受動素子サイズについては4.1節で述べる。

3 動作解析

3.1 回路動作

提案 MPC の動作モードは PV、Hybrid、Battery モードの 3 種に大別される。PV パネルの発電電力が負荷電力よりも十分大きい場合は PV モードで動作し、過剰な電力はバッテリーへ充電される (3.1.1 節)。PV パネルの発電電力が低下し負荷の要求電力を下回った場合、Hybrid モードへと移行する。Hybrid モードでは PV パネルが発電電力を負荷へ供給しつつ、不足分の電力はバッテリーにより補われる。夜間など、PV パネルが発電しない場合は Battery モードとなり、負荷の要求電力の全てをバッテリーが供給する (3.1.2 節)。

以降の動作解析において全ての素子は理想素子として扱い、スイッチ Q_1 から Q_3 の同時オンによる短絡を防ぐデッドタイムは考慮しないものとする。またコンデンサ C_a の時定数はスイッチング周期と比べて十分に大きく、 C_a を流れる電流 i_{Ca} はほぼ一定であるとする。

3.1.1 PV モード

PV パネルが負荷電力を供給し、余剰分はバッテリーへ充電される。PV モードにおける動作波形と電流経路を Fig. 5 と Fig. 6 に示す。また提案 MPC の制御ブロック図を Fig. 7(a)、PWM 信号生成回路を Fig. 7(b)に示す。提案 MPC は各モードによって Fig. 7(a)中のスイッチを切り替え、PV モードでは独立した PI コントローラによって V_a と V_b をそれぞれ制御する。

Mode 1 [Fig. 6(a)]: スイッチ Q_2 と Q_3 はオンであり、インダクタ電流 i_{La} 、 i_{Lb} は共に直線的に増加する。Mode 1 における各インダクタの印加電圧は式(1)で与えられる。

$$\begin{cases} v_{La} = V_{in} - V_a \\ v_{Lb} = V_{in} - V_{Ca} - V_b \end{cases} \quad (1)$$

ここで V_{Ca} はコンデンサ C_a の電圧である。コンデンサ C_a はダイオード電流 i_{Da} だけでなく L_b に流れる電流 i_{Lb} によっても充電される。これは C_a が Converter A と Converter B の両方の動作に関わることを意味し、3.2.2 節で後述する動作制約を引き起こす。

Mode 2 [Fig. 6(b)]: Q_2 がオフし Q_1 がオンすることで Mode 2 となり、 i_{La} は Mode 1 と同様に増加する一方、 i_{Lb} は減少に転ずる。Mode 1 と異なり、 C_a は i_{Da} にのみで充電される。Mode 2 での各インダクタの印加電圧は、

$$\begin{cases} v_{La} = V_{in} - V_a \\ v_{Lb} = -V_b \end{cases} \quad (2)$$

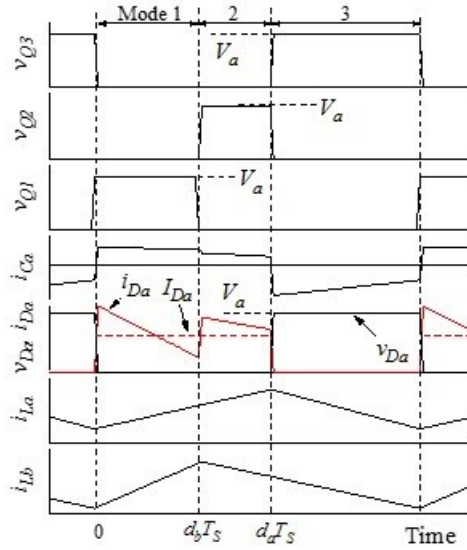


Fig. 5. Key operation waveforms in PV-powered operation mode.

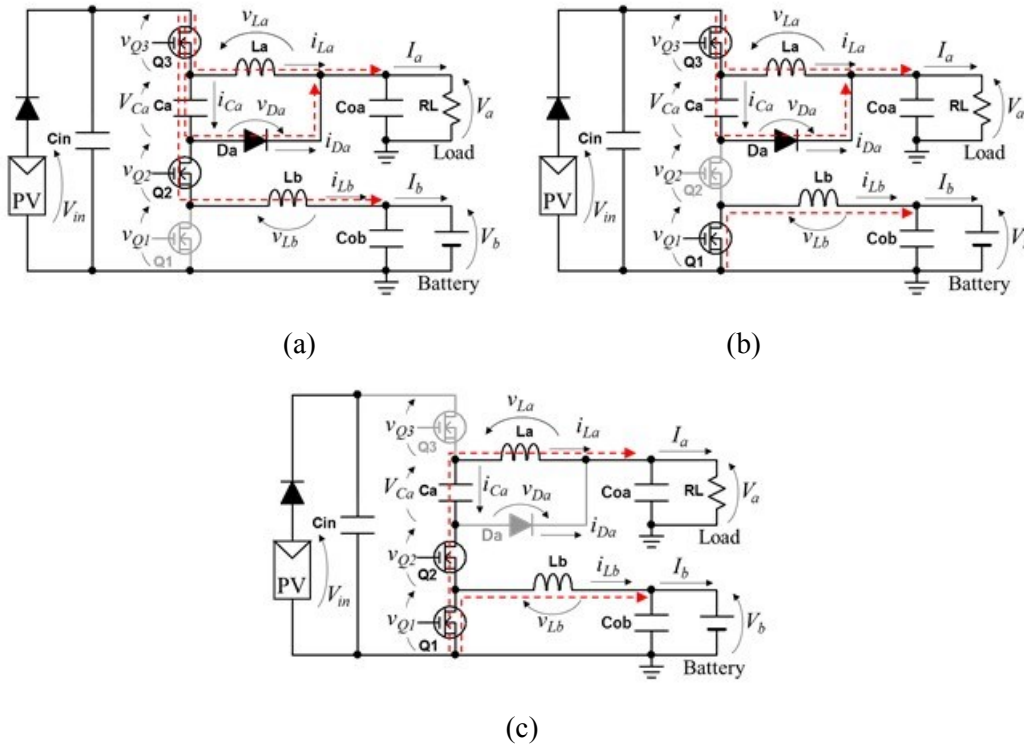


Fig. 6. Current flows in PV-powered operation mode: (a) Mode 1, (b) Mode 2, (c) Mode 3.

となる。また V_{Ca} は Mode 1 と Mode 2 の期間で L_a に印加される電圧と等しく、

$$V_{Ca} = V_{in} - V_a \quad (3)$$

で表される。Mode 1 と異なり、Mode 2 では C_a は i_{Da} によってのみ充電され、 $i_{Ca} = i_{Da}$ である。

Mode 3[Fig. 6(c)]: Q_2 と Q_3 がそれぞれオン、オフすることで Mode 3 となる。 C_a と L_a

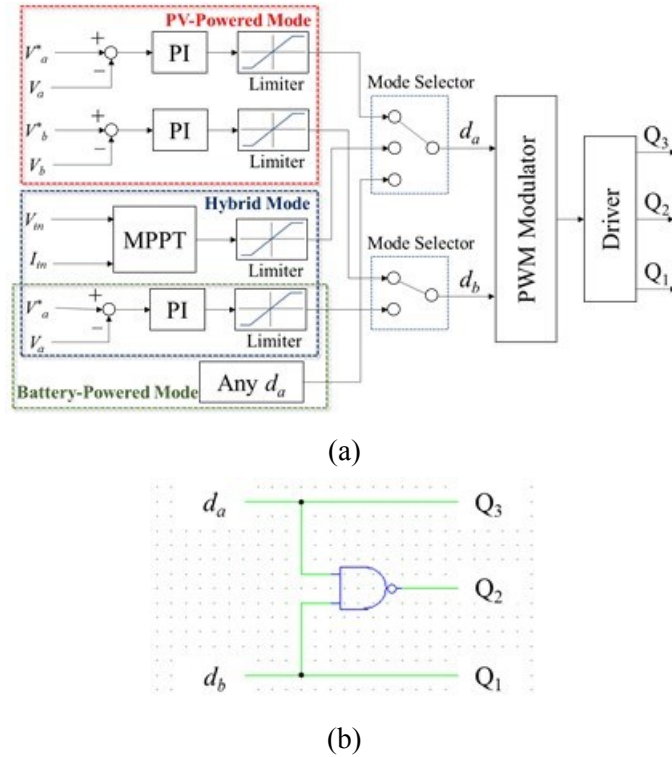


Fig. 7. (a) Control block diagram, (b) PWM modulator not considering dead time.

は直列に接続され、Mode 1 と 2 で充電された C_a に充電されたエネルギーを負荷へ放電する ($i_{Ca} = i_{La}$)。また、本モードにおける各インダクタの印加電圧は式(4)となる。

$$\begin{cases} v_{La} = V_{Ca} - V_a \\ v_{Lb} = -V_b \end{cases} \quad (4)$$

式(1)~(4)と、2つのインダクタの電圧時間積のバランスから提案 MPC の電圧変換比である式(5)及び(6)が導出される。

$$M_a = \frac{V_a}{V_m} = \frac{1}{2 - d_a} \quad (5)$$

$$M_b = \frac{V_b}{V_m} = \frac{d_b}{2 - d_a} \quad (6)$$

d_a と d_b はそれぞれ Q_3 のオンデューティと Q_1 のオフデューティである (Fig. 5 参照)。Converter B の電圧変換比である M_b は d_b だけでなく d_a にも依存するため、提案 MPC は負荷電圧 V_a とバッテリー電圧 V_b の間で相互干渉が発生する。しかし回路の状態方程式を元に導出するデカップリングネットワークを用いることでこの相互干渉を除去することが可能である[10], [18], [21]。デカップリングネットワークに関しては 5 章で述べる。

3.1.2 Battery モード

Battery モードでは Converter B とダイオード D_a が従来の昇圧型 PWM コンバータを構成し負荷へ直接電力の供給を行う。Battery モードにおける動作波形と電流経路を Fig. 8 と Fig. 9 に示す。Battery モードでは d_a は任意の値で固定され、 V_a は PI コントローラで制御される。

Mode 1[Fig. 9(a)]: Q_1 と Q_2 がそれぞれオンとオフとなり L_b は充電され i_{Lb} は増加する。 L_b に印加される電圧は式(7)である。

$$v_{Lb} = -V_b \quad (7)$$

Mode 2[Fig. 9(b)]: Q_1 がオフし、 Q_2 と D_a がオンになることで Mode 2 となり、 L_b はモード 1 で充電されたエネルギーを Q_2 と D_a を通して放電する。そのため i_{Lb} は減少し、 L_b の印加電圧は次式となる。

$$v_{Lb} = V_a - V_b \quad (8)$$

PV モードと同様に電圧時間積のバランスから Battery モードの電圧変換比は式(9)で表される。

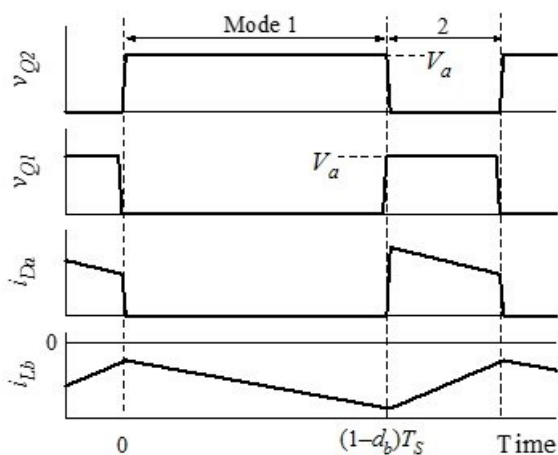


Fig. 8. Key operation waveforms in battery-powered operation mode.

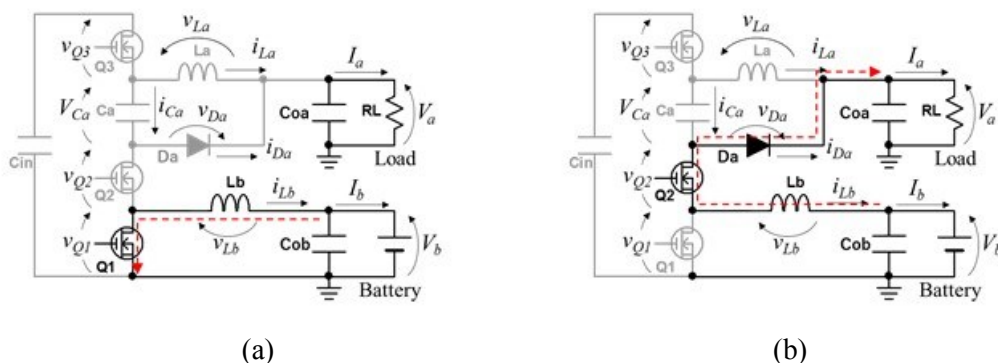


Fig. 9. Current flows in battery-powered operation mode: (a) Mode 1, (b) Mode 2.

$$\frac{V_b}{V_{in}} = \frac{1}{d_b} \quad (9)$$

実用の際には、 C_{in} への過大な電圧の印加を防ぐために Q_3 を駆動することが望ましい。この場合 C_{in} に印加される電圧は PV モードの電圧変換比、式(5)で決定される。 Q_3 を駆動せず回路を動作させた場合、漏れ電流が Q_3 のボディダイオードを通過して C_{in} を充電することで C_{in} に過大な電圧が印加されてしまう。 Q_3 のデューティは 3.2.1 節で述べる式(10)のデューティの制約内であれば任意に設定可能である。

3.2 動作制約

2つの PWM コンバータを1台へ統合しているため、電流経路が個別にコンバータを用いた時と異なる。そのため提案 MPC では2つの動作制約が発生する。

3.2.1 デューティの制約

所望の動作を保証するために Mode 2 が必要となることから、次式で与えられるデューティによる制約が発生する。

$$d_a > d_b \quad (10)$$

言い換えると、Converter B のハイサイドスイッチとして2つのスイッチ (Q_3 と Q_2) を用いているため、コンバータ A を制御する Q_3 がオフの時には PV パネルからバッテリーへ電力を供給できない。つまりどれだけ d_b を大きくしても、実質的な d_b はその最大値が d_a に制限されてしまう。

デューティの制約のみが観測できるような負荷の条件、つまり後述する負荷による制約を満たした状態において $d_a = 0.75$ で固定し、 d_b をスイープした際の理論電圧変換特性を Fig. 10 に示す。 $d_a = 0.75$ であるため d_b が 0.75 以上になる範囲においてバッテリー電圧を制御できないことが分かる。

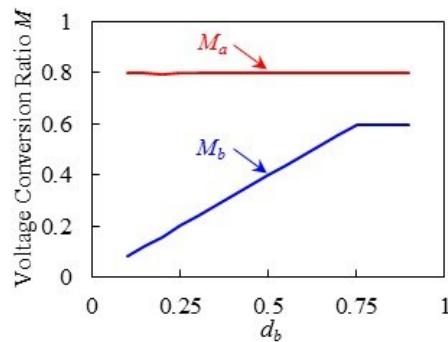


Fig. 10. Voltage conversion ratio under the condition violating (15).

3.2.2 負荷による制約

もう1つの重要な制約が負荷による制約である。この制約は Converter A 中のコンデンサ C_a の電荷バランスによって発生する。3.1.1 節で述べたように、 C_a は i_{Da} だけでなく i_{Lb} によっても充電される。ここでは解析を簡単にするために i_{Da} 、 i_{La} 、 i_{Lb} を I_{Da} 、 I_{La} 、 I_{Lb} のように平均値を用いて計算する。また I_{Da} は Mode 1 と Mode 2 の2つの期間における i_{Da} の平均値である。これらを用いて各モードでの C_a の充放電電流 i_{Ca} は次のように表される。

$$i_{Ca} = \begin{cases} i_{Da} + i_{Lb} \approx I_{Da} + I_{Lb} & \text{(Mode 1)} \\ i_{Da} \approx I_{Da} & \text{(Mode 2)} \\ -i_{La} \approx -I_{La} & \text{(Mode 3)} \end{cases} \quad (11)$$

一方、コンデンサの平均電流は0になるため C_a の電荷バランスは次式で与えられる。

$$d_b I_{Lb} + d_a I_{Da} = (1 - d_a) I_{La} \quad (12)$$

バッテリー充電電流は L_b の平均電流と等しく ($I_b = I_{Lb}$)、負荷電流は I_{La} と $d_a I_{Da}$ の和で表される ($I_a = I_{La} + d_a I_{Da}$)。これらの関係を式(12)へ代入することで I_{La} と I_{Da} を次のように得る。

$$I_{La} = \frac{I_a + d_b I_b}{2 - d_a} \quad (13)$$

$$I_{Da} = \frac{I_a(1 - d_a) - d_b I_b}{d_a(2 - d_a)} \quad (14)$$

これらの関係から I_{La} と I_{Da} は Converter A だけでなく Converter B の影響も受けることがわかる。PV モード (Fig. 5、Fig. 6 参照) の動作を保证するために D_a は必ずオンする期間が無ければならない (つまり $i_{Da} > 0$)。この条件と式(13)、(14)から負荷による制約である式(15)を得る。

$$\frac{I_a}{I_b} > \frac{d_b}{1 - d_a} \quad (15)$$

式(5)と式(6)を式(15)へ代入することで P_a と P_b の最大電力バランス K を式(16)のように表すことができる。最終的にこの制約によって負荷とバッテリーとの電力バランスの最小値が一意に決定されてしまう。

$$K = \frac{P_a}{P_b} > \frac{1}{1 - d_a} \quad (16)$$

負荷による制約が $d_b = 0.5$ 以上の範囲で発生するよう負荷を調整したうえで $d_a = 0.75$ で固定し d_b をスイープした際の電圧変換比を Fig. 11 に示す。 $d_b = 0.75$ 以上の範囲で電圧を変更できなくなるのは前述したとおりデューティの制約によるものである。 $d_b = 0.5$ 以上の範囲で電圧変換比が理想特性 (式(5)、(6)) から逸脱してしまう。これは負荷による制約が発生しているためであり、この制約が発生している状態では式(16)を満たすよ

うに V_a と V_b が理想特性からずれて変化する。実用の際にはこの制約が発生しない範囲で使用する必要がある。

しかし、回路の複雑化を許容できるのであればこの制約を取り除くことが可能である。Fig. 12 に負荷による制約 (式(15)) を除去可能な回路構成を示す。D_a を Q_{Da} へ置き換えることで図中赤色の電流経路を実現する。これによって PV パネルからバッテリーへ直接電流が流れる経路に加えて、負荷の平滑コンデンサ C_{oa} からの経路が生まれる。式(15) を満たさない過剰なバッテリーへの電流が追加の電流経路を通り負荷へ供給されることで式(15)を除去できる。また、ダイオードをスイッチへ置き換えるため、ダイオードの導通損が無くなり電力変換効率が改善する。さらに Fig. 12 の青い経路を流れる電流が赤い経路の電流で打ち消され Q_{Da} のジュール損を抑えることもでき、効率改善につながる。しかし、スイッチが1つ増加することで信頼性が低下するだけでなく、スイッチを駆動するための周辺部品点数が増加し簡素性を損ねてしまう。

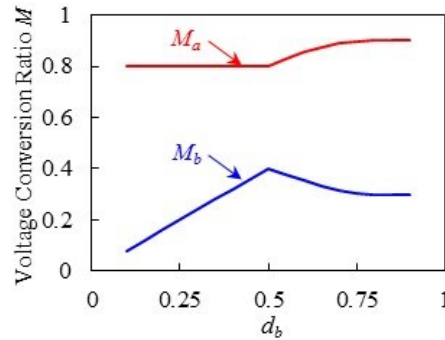


Fig. 11. Voltage conversion ratio under the condition satisfying (15).

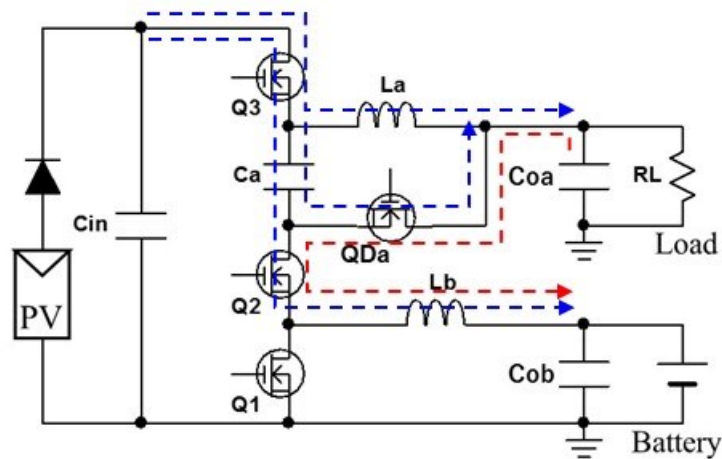
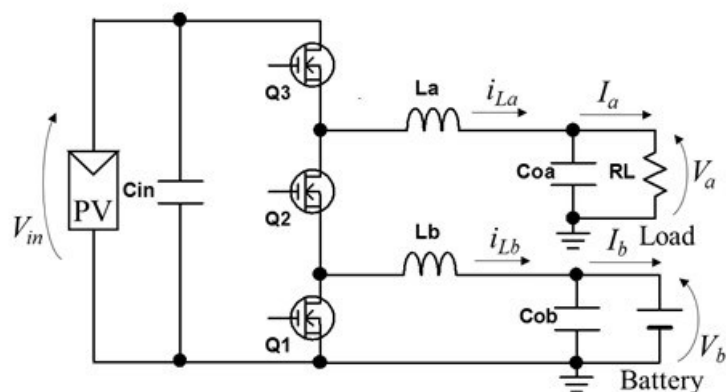


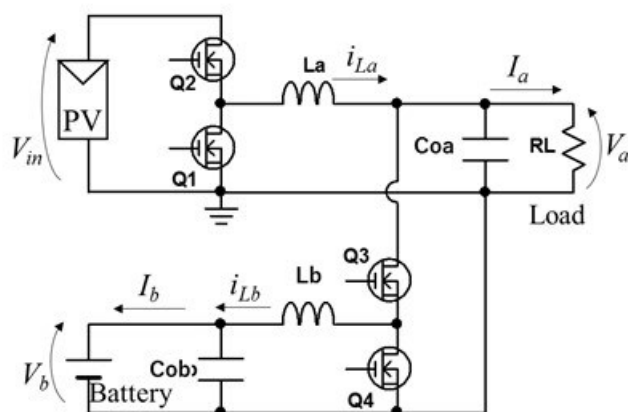
Fig. 12. Advanced proposed MPC eliminating the criteria (15).

4 定量比較

提案 MPC、従来の非絶縁型 MPC、2 つの降圧 PWM コンバータを個別に使用した従来システムの 3 つの間で回路サイズと半導体素子の電圧電流ストレスの観点から定量比較を行った。比較対象の回路を Fig. 13 に示す。それぞれの比較においてモード毎の比較は行わず、全ての動作モードでのワーストケース値を基に比較を行った。各比較に用いた条件は 6 章で述べる試作回路の製作条件 ($K=4$) と同じである。また、広い動作範囲で比較を行うため、負荷による制約を除去可能な Fig. 12 の方式を提案方式として比較に用いた。また比較において M_a の範囲を提案方式に揃えている ($M_a = 0.5 \sim 1$) が、従来 MPC と従来システムは $M_a = 0 \sim 1$ である。



(a)



(b)

Fig. 13. (a) Conventional nonisolated MPC [17] and (b) conventional power system having two separate converters.

4.1 Size Metrics

一般的にインダクタやコンデンサ等の受動素子のサイズはその素子が蓄えるエネルギー量に比例する。各回路方式における1スイッチング周期あたりの受動素子の蓄えるエネルギーを入力エネルギー E_{in} ($= V_{in}I_{in}T_s$) で正規化したものを Size Metrics S とし、式(17)で表す。

$$S = \frac{1}{E_{in}} \left(\sum_{\text{Inductors}} \frac{\beta E_L}{\alpha_L} + \sum_{\text{Capacitors}} \frac{E_C}{\alpha_C} \right) \quad (17)$$

ここで E_L と E_C はそれぞれインダクタとコンデンサの充電及び放電エネルギーである。そして α_L と α_C はインダクタとコンデンサのそれぞれ電流、電圧リプル率を示す。 S の値が小さければ小さいほど回路中の受動素子のサイズを小さくすることができる。 β はコンデンサのインダクタに対するエネルギー密度であり、一般的には β は 100~1000 程度である[21]。本研究では $\alpha_L = 0.3$ 、 $\alpha_C = 0.03$ 、 $\beta = 100$ の条件で比較を行った。

提案 MPC の L_a 、 L_b そして C_a の充放電エネルギーを Table I に示す。充電と放電の値を示しているが、定常状態ではそれぞれがバランスするため同じ値になる。Converter A は PV モードで最大の電力である負荷電力とバッテリー電力を扱う。そのため Converter A のエネルギー蓄積素子である L_a と C_a は PV モードにおいて最も大きなエネルギーを扱う。また Converter B は 3.2.2 節の電力分担割合 K によって PV モードでのバッテリー充電エネルギーに制限がかかるため、PV モードで扱う電力よりも Battery モードで扱う電力の方が大きくなる。

提案 MPC と従来の電源システムの Size Metrics の比較を Fig. 14 へ示す。入出力のフィルタコンデンサはそれぞれのシステムでほぼ同じ大きさであると仮定し省略する。Fig. 14(a)の赤い実線で囲まれた部分がデューティの制限によって縮小した提案 MPC の動作範囲である。提案 MPC はインダクタと比べて β 倍 (今回の比較では $\beta = 100$) のエネルギー密度を持つコンデンサをエネルギー蓄積素子として併用しているため従来方式よりも小型化できるが、動作制約によって動作範囲が縮小してしまう。後述する試作回路と同じ条件 (Fig. 14 中赤点) では、提案 MPC は従来 MPC に対して 17.5%、また従来システムに対しては 12.0%の小型化が可能である。従来 MPC が従来システムと比べ

TABLE I

Charged and discharged energies in passive element in proposed MPC

Element	Charged Energy	Discharged Energy
L_a	$(V_{in} - V_a)I_{La}d_aT_s$	$(V_{Ca} - V_a)I_{La}(1 - d_a)T_s$
L_b	$(V_{in} - V_{Ca} - V_a)I_{Lb}d_bT_s$	$V_bI_{Lb}(1 - d_b)T_s$
C_a	$V_{Ca}(d_bI_{Lb} + d_aI_{Da})T_s$	$V_{Ca}I_{La}(1 - d_a)T_s$

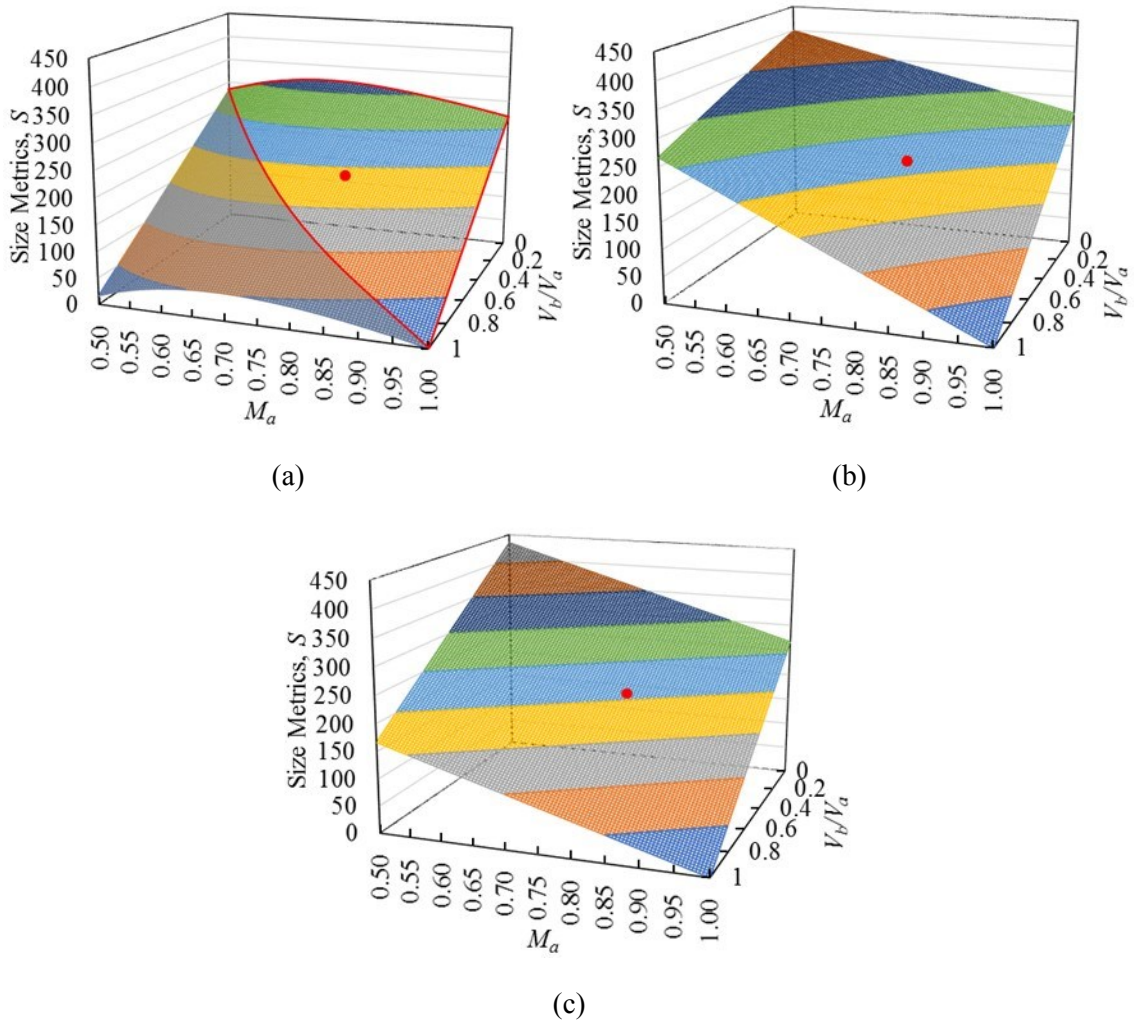


Fig. 14. Comparison on size metrics S among (a) proposed MPC, (b) conventional nonisolated MPC, and (c) conventional power system.

てサイズが大きくなるのは L_b に印加される電圧が大きいため同じ電流リップル率で比較した場合、インダクタンスが増加するためである。また L_b に印加される電圧は提案 MPC と従来システムで変わらず、提案 MPC がより小型であるのは L_a と併用して C_a を用いているためである。

4.2 Total Device Power Rating

Total Device Power Rating (TDPR) は半導体素子の電圧電流ストレスの総和であり、次式で表される。

$$TDPR = \sum_{\text{Switches, Diodes}} \frac{V_{max} I_{max}}{P_{in}} \quad (18)$$

TDPR はその値がより小さい程、半導体素子へのストレスを低減できることを表してお

TABLE II

Voltage and current stresses of semiconductor devices in proposed MPC

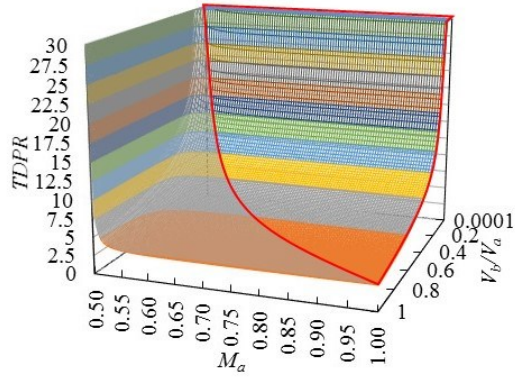
Element	Voltage (V_{max})	Current (I_{max})
Q ₁	V_a	$i_{Lb} \approx I_b$
Q ₂	V_a	$i_{Lb} \approx I_b$
Q ₃	V_a	$i_{La} + i_{Lb} + i_{Da} \approx I_{La} + I_b + I_{Da}$
D _a	V_a	$i_{Da} \approx I_b$

り、しばしばスイッチ数の異なる方式間での定量比較に用いられる[22][23]。

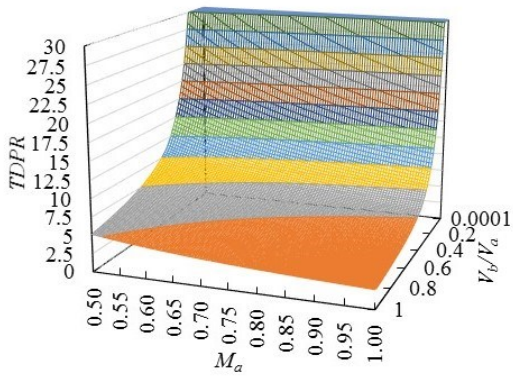
V_{max} と I_{max} は半導体素子の最大電圧と最大電流である。より小さい $TDPR$ であれば半導体素子に使われるシリコンの量を小さくすることができることを意味する。仮に比較する回路方式間で同量のシリコンを用いていた場合、 $TDPR$ の小さい方式の方がより高性能、例えば高効率になる可能性がある。

提案方式の V_{max} と I_{max} の値を Table II に示す。ここで I_{max} は平均電流を用いた。提案 MPC 中の半導体素子の電圧ストレスは全て V_a である。そして Q₃ は PV モードで最大電流となり、それ以外の Q₁、Q₂、D_a は Battery モードで最大電流となる。

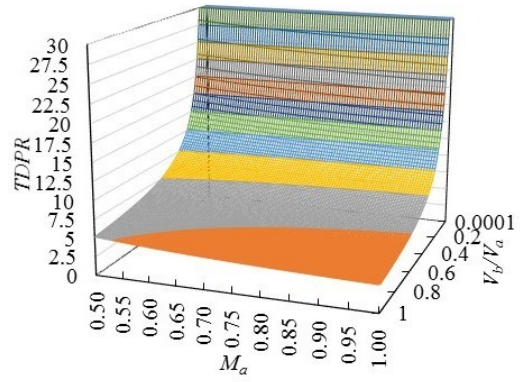
提案 MPC と従来方式の $TDPR$ の比較を Fig. 15 に示す。Fig. 15(a)の赤い実線で囲まれた部分が提案 MPC の動作範囲である。提案 MPC の $TDPR$ は M_a が 0.5 付近で急増するが、これは提案 MPC のデューティ d_a が極端な値（例えば $d_a = 0.1$ やそれ以下）となるためである。このような増加が従来システムに見られないのは、前述したように提案方式と従来 MPC、従来システムとの電圧変換比の範囲の違いによるものである。 M_a が 0.5 から離れるに従い、 $TDPR$ は従来 MPC や従来システムよりも小さい値となる。この $TDPR$ が減少する要因は各スイッチに印加される電圧が C_a によって低減されたことに起因する。一方、従来システムでは最大の入力電圧によって決定されるため電圧ストレスが提案 MPC よりも大きくなる。しかし、これが $TDPR$ の大幅な減少に繋がらないのは、提案 MPC が Battery モードにおいて Q₂ と D_a が直列に接続されるためである。そのため Q₁、Q₂、および D_a の電流ストレスが増大し $TDPR$ の増加を招く。



(a)



(b)



(c)

Fig. 15. Comparison on $TDPR$ among (a) proposed MPC, (b) conventional nonisolated MPC, and (c) conventional power system.

5 デカップリングネットワーク

3.1 節で説明したように、提案 MPC には 2 つの出力ポートの電圧 V_a と V_b の間に相互干渉が理論的に発生してしまう。このような出力や入力の相互干渉は MIMO システムにおいてはよく知られている問題であり、例えば 2 入力 2 出力のシステムであれば Fig. 16 のようなブロック線図となる。Fig. 16 に示す通り、本来であれば Output A は Input A のみによって制御したいが、Input B から影響を受けてしまう (H_{21} 成分)。提案 MPC では、入力がデューティ d_a と d_b であり、これらそれぞれが 2 つの出力 V_a と V_b へ影響を与える。

この課題はそれぞれの相互干渉を打ち消すようなフィルタ (デカップリングネットワーク) を導入することで解決できる。デカップリングネットワークを適用したブロック線図を Fig. 17(a) に示す。図中赤枠で囲われたものがデカップリングネットワークである。

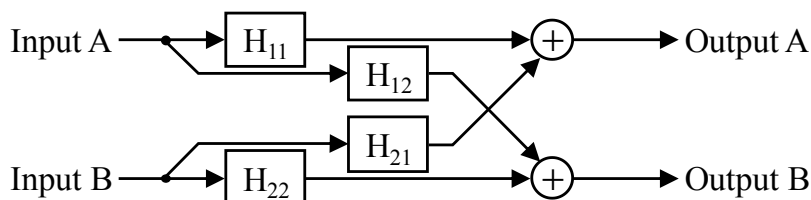
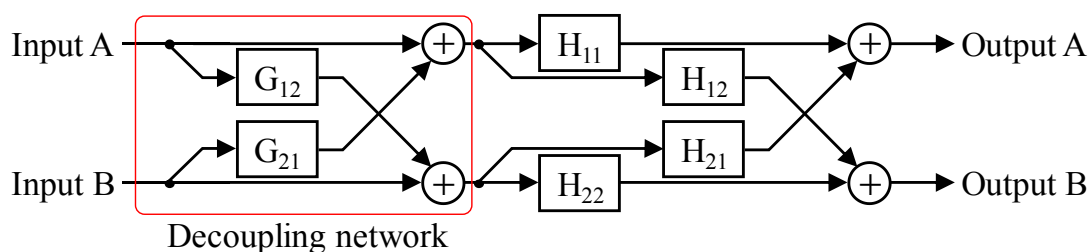
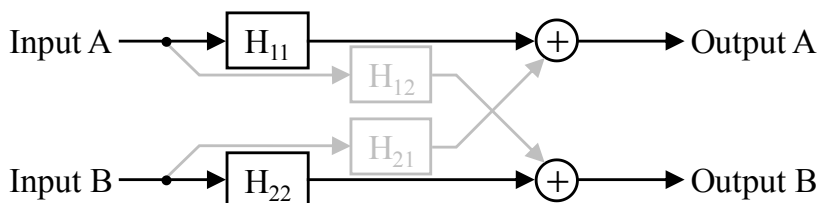


Fig. 16. Block diagram of two output system.



(a)



(b)

Fig. 17. Block diagram of (a) two output system with decoupling network, (b) equivalent diagram after introducing decoupling network.

る。この G_{12} 、 G_{21} が回路の相互干渉成分である H_{12} 、 H_{21} を打ち消すように作用する。結果、Fig. 17(b)のように MIMO システムを SISO (Single-Input Single-Output) システムの集合として扱うことができる。この関係を伝達関数で表すと次の式になる。

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_{11} & H_{12} \\ H_{21} & H_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & G_{12} \\ G_{21} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_{11} & 0 \\ 0 & H_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} \quad (19)$$

5.1 状態平均化法を用いた状態方程式の導出

デカップリングネットワークの設計に入る前に解析対象となる回路の伝達関数を導出する。本項では状態平均化法を用いて提案 MPC の状態方程式を導出した。

スイッチング電源は回路中のスイッチのオンオフによって電流経路が切り替わる。1つの期間のみの状態方程式はその期間の回路方程式を立てることで導出できるが、そのままでは回路全体の状態方程式とはならない。そのため各期間の状態方程式に各モードの期間の長さ、つまりデューティを重みとして掛け、それぞれを足すことで回路全体の状態方程式とする (状態平均化法)。

提案方式の状態方程式は一般的なコンバータの状態方程式の形、式(20)と(21)の形で表すと、各行列 A から D は式(24)から(27)のように表される。ここで状態変数 X と入力変数 I はそれぞれ式(22)と(23)である。これらの状態方程式は既に入力変数がデューティとなるように変形されている。

$$\frac{d}{dt} X = AX + BI \quad (20)$$

$$Y = CX + DI \quad (21)$$

$$X = \begin{bmatrix} \hat{i}_{La} & \hat{i}_{Lb} & \hat{v}_{Ca} & \hat{v}_a & \hat{v}_b \end{bmatrix}^T \quad (22)$$

$$I = \begin{bmatrix} \hat{d}_a & \hat{d}_b \end{bmatrix} \quad (23)$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{(1-D_a)}{L_a} & 0 & \frac{1-D_a}{L_a} & -\frac{1}{L_a} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{D_b}{L_b} & -\frac{1}{L_b} \\ -\frac{(1-D_a)}{C_a} & 0 & -\frac{D_a}{r_c C_a} & -\frac{D_a}{r_c C_a} & 0 \\ \frac{1}{C_{oa}} & -\frac{D_b}{C_{oa}} & -\frac{D_a}{r_c C_{oa}} & -\frac{(r_a + D_a R_a)}{r_c R_a C_{oa}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_b} & 0 & 0 & -\frac{1}{R_b C_{ob}} \end{bmatrix} \quad (24)$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{V_a r_c I_{La}}{L_a} & 0 \\ 0 & \frac{V_a}{L_b} \\ \frac{I_{La}}{C_a} & 0 \\ 0 & -\frac{I_{Lb}}{C_a} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (25)$$

$$C = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (26)$$

$$D = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (27)$$

ここで r_c は C_a の ESR、 R_a は負荷抵抗 ($R_a = V_a/I_a$)、 R_b はバッテリー側負荷抵抗 ($R_b = V_b/I_b$) である。

5.2 設計方法

一般的に受動素子が複数存在する回路の伝達関数を手計算で導出するのは非常に困難である。そこで状態方程式を導出するまでの過程を手計算し、実際の数値入力からは数値計算ソフト MATLAB を用いて行列計算やラプラス変換を行い、伝達関数を求める。

実際に計算した提案 MPC の理論周波数応答を Fig. 18 に示す。Fig. 18 より理論計算値とシミュレーション値が一致したことから導出したモデルの有効性が示された。

導出モデルから得られた伝達関数の H_{12} 、 H_{21} を打ち消すように G_{12} と G_{21} を設計すればデカップリングネットワークが導出される。

5.3 適用結果 (シミュレーション)

デカップリングネットワークを適用した提案 MPC の周波数応答のシミュレーション結果を Fig. 19 から Fig. 22 へ示す。Fig. 19 と Fig. 20 に H_{11} 、 H_{22} のデカップリングネットワーク適用前後の周波数応答を示す。結果から明らかなようにデカップリングネットワークを通したにもかかわらず出力の応答に変化は見られない。これはデカップリングネットワークが相互干渉分のみを打ち消すように設計を行ったからである。また Fig. 21 と Fig. 22 に相互干渉分、つまり H_{12} と H_{21} の出力応答を示す。Fig. 22 から明らかなように Fig. 18(b) では定常的に大きく影響していたが、Fig. 22(b) では理論的には -300 dB というまったく影響を与えない大きさまで減少している。一方シミュレーション結果では定常的な影響をほぼ打ち消すことに成功している。また理論とシミュレーションで大きな差が現れたのは理論が数式だけで計算したものであるのと異なり、シミュレーションで

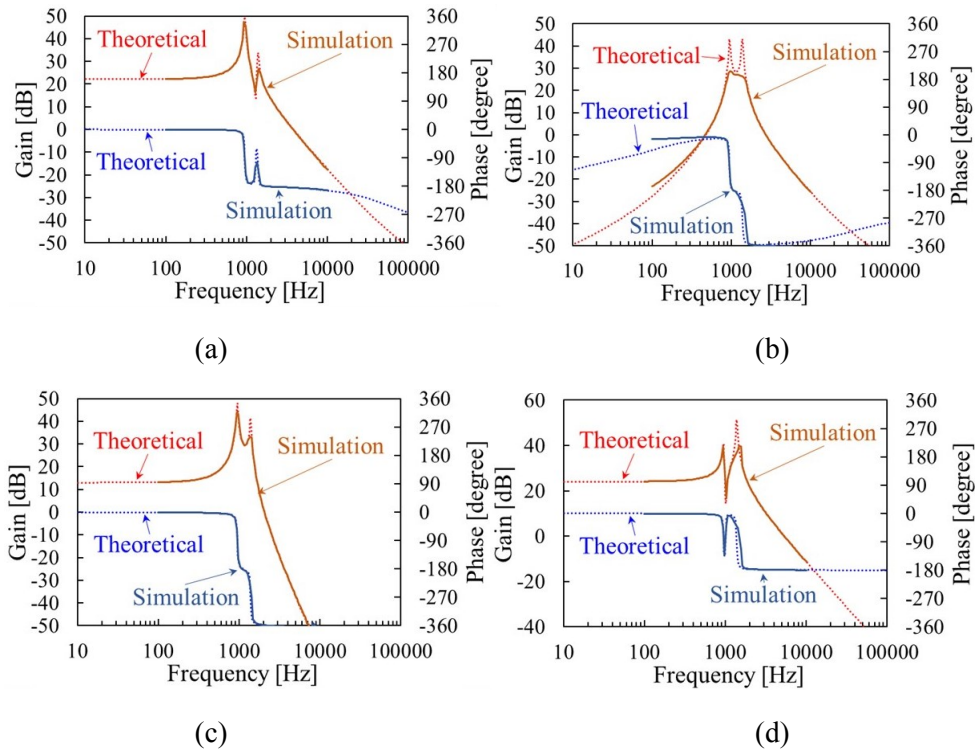


Fig. 18. Bode plot of the proposed MPC (a) H_{11} , (b) H_{12} , (c) H_{21} , (d) H_{22} .

は回路動作を再現しているためだと考えている。Fig. 20 がデカップリングネットワーク適用前と後で結果が変わらないのは、デカップリングネットワーク G_{21} の計算結果が非プロパーとなり実部品での実装が不可能であるため、 G_{21} は 0 として扱っているためである。非プロパーになった要因として伝達関数の導出時に計算ミスが生じた可能性がある。実際に時間領域で状態方程式をデューティの関数へ変換後、微小変化のみ取り出す方法では計算量が非常に多く、今回のようにミスを生む可能性が高い。そのため計算ミスの発生しうる手計算の量を大きく削減できるラプラス変換からのアプローチが望ましい。

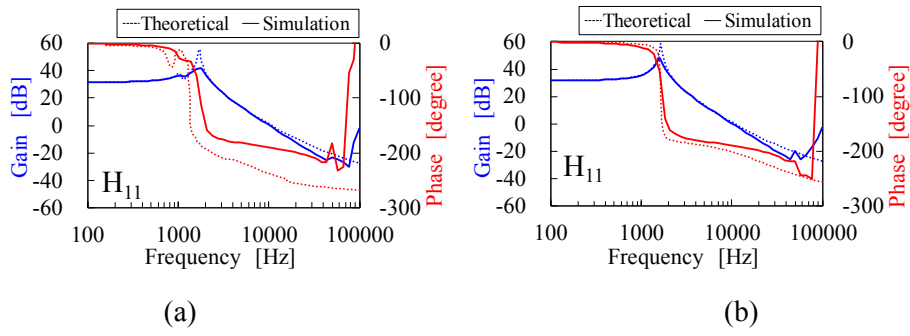


Fig. 19. Bode plot of H_{11} , (a) before decoupled, (b) after decoupled.

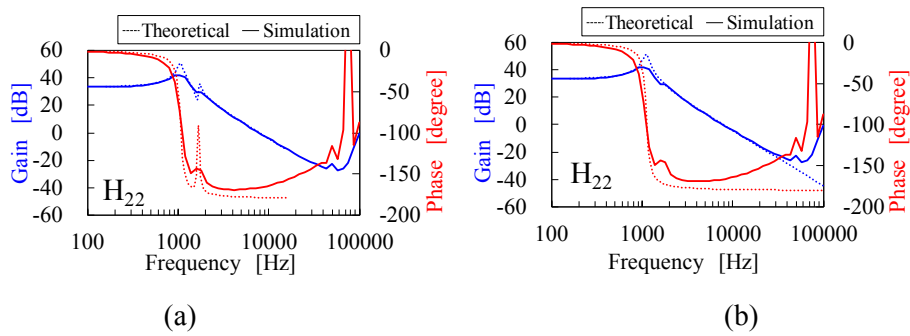


Fig. 20. Bode plot of H_{22} , (a) before decoupled, (b) after decoupled.

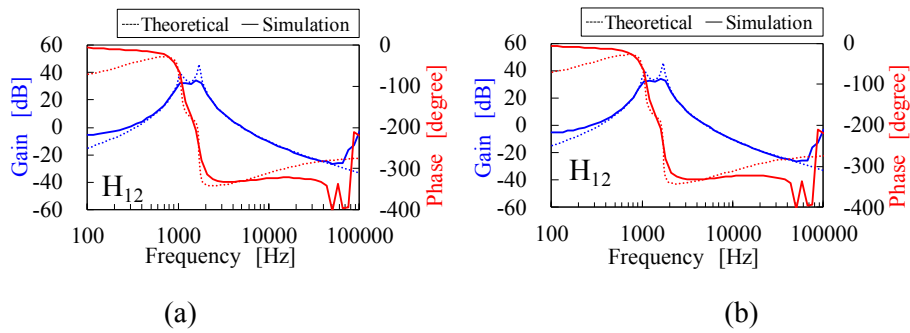


Fig. 21. Bode plot of H_{12} , (a) before decoupled, (b) after decoupled.

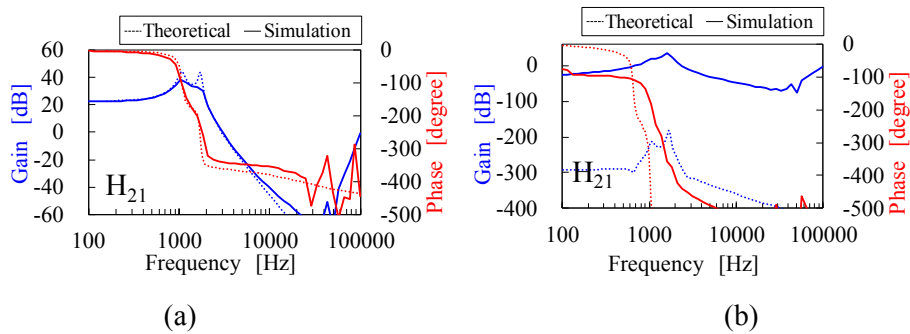


Fig. 22. Bode plot of H_{21} , (a) before decoupled, (b) after decoupled.

6 実機検証

6.1 試作回路

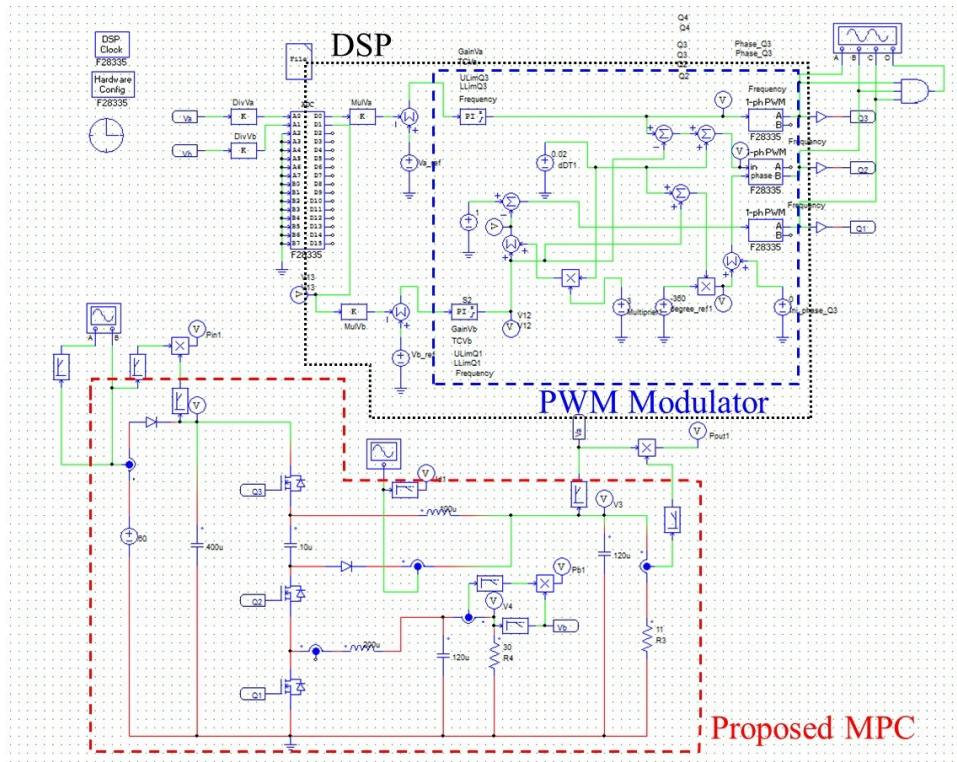
Fig. 23 に示す 240-W 試作回路を用いて各種実験を行った。試作回路に用いた各素子の定数を Table III に示す。入力電圧 $V_{in} = 60$ V、負荷電圧 $V_a = 48$ V、バッテリー電圧 $V_b = 24$ V、スイッチング周波数 $f_s = 100$ kHz の条件で実験を行った。また各実験ではフィードバック制御と駆動信号生成に DSP (Digital Signal Processor) (TMS320F28335, Texas Instruments)を用いた。DSP のプログラムは回路シミュレーションソフト PSIM の Sim Corder 機能で生成した。各実験で使用した DSP 用プログラム生成用の PSIM 画面のスクリーンショットを Fig. 24 から Fig. 26 に示す。



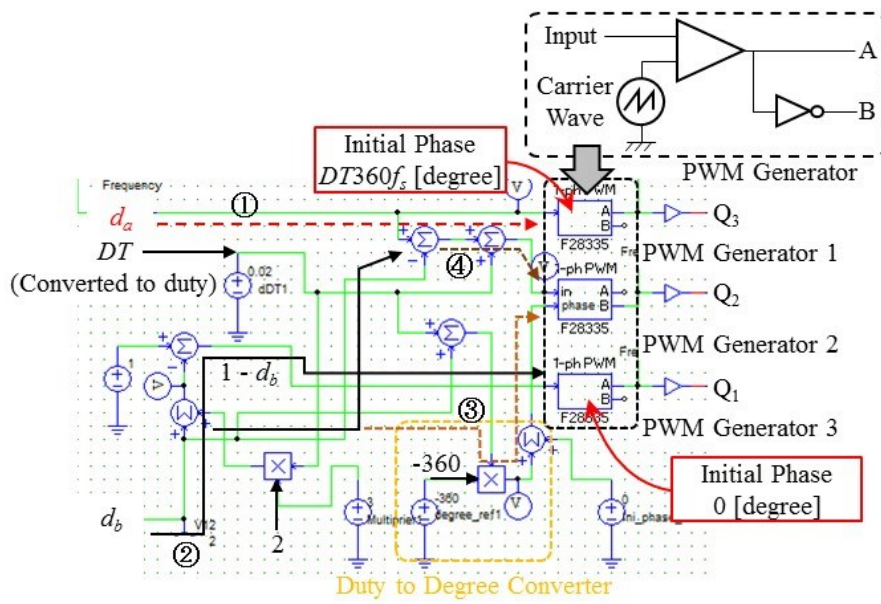
Fig. 23. Photograph of 240-W prototype.

TABLE III
Circuit element list

Element	Value
L_a	100 μ H
L_b	115 μ H
C_{in}	170 μ F
C_a	9.4 μ F
C_{oa}	440 μ F
C_{ob}	190 μ F
D_a	Schottky Diode, PDS4150, $V_F = 0.76$ V
$Q_1 - Q_3$	BSC360N15NS3, $R_{on} = 36$ m Ω

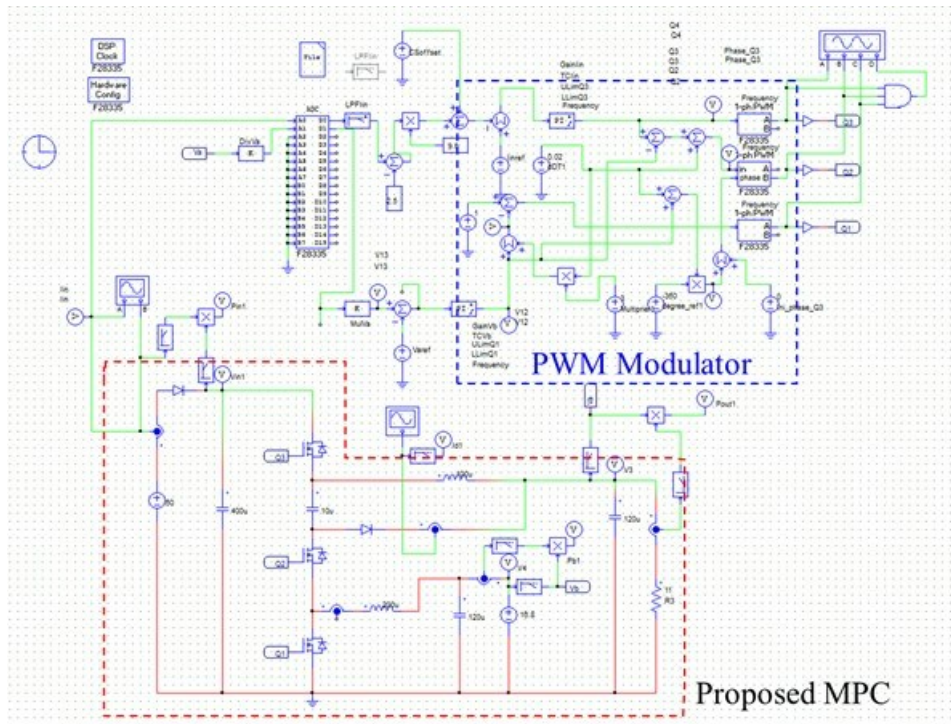


(a)

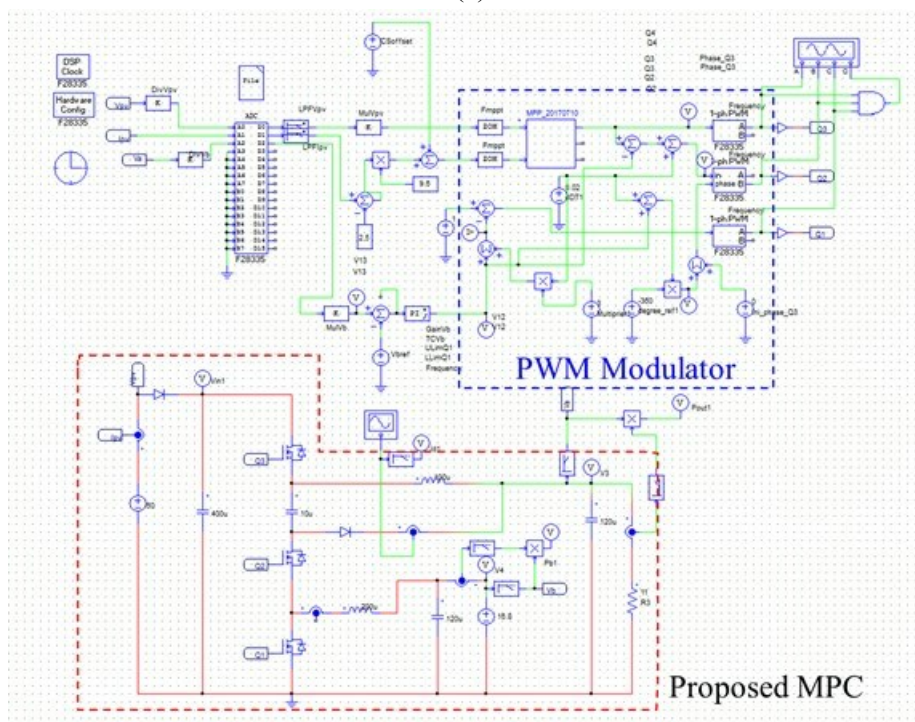


(b)

Fig. 24. (a) Screenshot of proposed MPC and control block in PV-powered operation mode, (b) PWM Modulator



(a)



(b)

Fig. 25. Screenshot of proposed MPC and control block in PV-battery hybrid operation mode with, (a) regulated input current, (b) MPPT control.

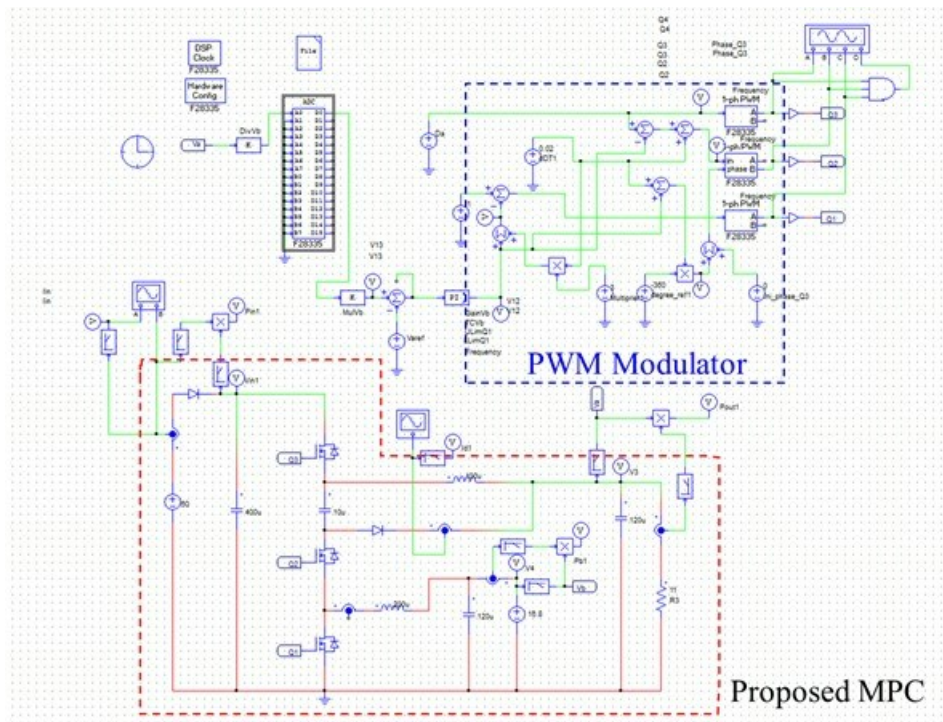


Fig. 26. Screenshot of proposed MPC and control block in battery-powered operation mode

6.1.1 駆動回路（ゲートドライバ）

市販されているゲートドライバはハイサイドスイッチとローサイドスイッチを同時に導通させないようにドライバ IC 内部でデッドタイム DT を設けているものが多い。しかし、提案 MPC ではデッドタイムの設定方法が Fig. 27 に示すように複雑でありこのようなデッドタイムを実現するゲートドライバ IC は市販品にはない。そこで複数のゲートドライバを組み合わせてスイッチを駆動した。そのためハイサイド、ローサイドを個別に駆動可能なゲートドライバ（UCC27201, Texas Instruments）を Q_1 、 Q_2 の駆動に用い、入力回路とゲートドライブ回路が絶縁されている絶縁型ゲートドライバ（ADuM3221, Analog Devices）を Q_3 の駆動に用いた。 Q_3 の駆動に絶縁型ゲートドライバを用いたのは、Fig. 6 の電流経路からわかるように Q_3 のソース電位が V_{Ca} と V_{in} の間で変化し、一般的な非絶縁型ゲートドライバは使用できないためである。またゲートドライバの電源にも注意しなければならない。 Q_1 、 Q_2 用ゲートドライバの電源は汎用安定化電源を用いることができたが、 Q_3 のソース電位が揺れるため Q_3 用の絶縁型ゲートドライバの電源には用いることができなかった。汎用安定化電源を用いた時、電源装置の筐体の持つ大きな浮遊容量の充放電に伴うノイズによって Q_3 のゲートドライバが誤動作した。そこで基板上に実装可能な小型の絶縁型 DC-DC コンバータ（NCS3S4812SC, Murata Manufacturing）を Q_3 のゲートドライバ用の電源に使用した。また Q_1 、 Q_2 用のゲ

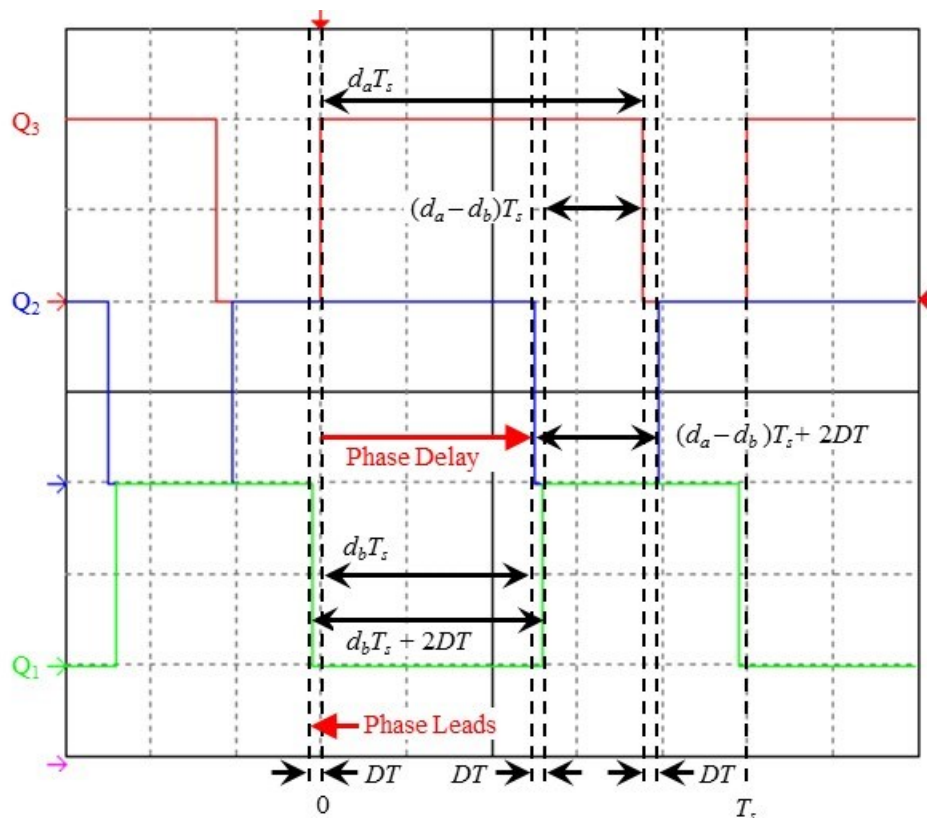


Fig. 27. Driving signal for proposed MPC.

ートドライバにも同じ絶縁型 DC-DC コンバータを使用し、 Q_3 のゲートドライバと共に回路の任意の入力出力ポートから電源を供給できるよう回路パターン設計を行った。

6.1.2 信号生成回路

信号生成回路はどの動作モードに関しても同じであるため Fig. 24 を用いて説明する。Fig. 24(a) 中赤枠が提案 MPC、黒枠が DSP にプログラムとして実装する制御回路部、青枠が PWM 信号合成回路である。また提案 MPC の DT を考慮した駆動信号波形を Fig. 27 に示す。理論的には NAND 回路 1 つのみで駆動信号を生成できるが (Fig. 7(b))、 DT を考慮すると信号の生成方法が複雑になる。デッドタイムを考慮した駆動信号生成回路を Fig. 24(b) に示す。

Fig. 24(b) の PWM Generator が各スイッチの駆動信号を生成する PWM 生成ブロックである。PWM 生成ブロックではキャリア波の位相を個別に設定でき、デューティ、もしくはデューティと位相の両方を入力する。本信号生成回路では Q_2 にのみデューティと位相を外部から設定可能なブロックを使用し、 Q_1 、 Q_3 はデューティのみを入力するブ

ロックを用いた。また各 PWM Generator は出力が A と B の 2 つがあり、A からは入力されたデューティをオンデューティとした信号が出力され、B からは A の信号を反転した信号が出力される (Fig. 24(b)中 PWM Generator)。今回の回路では各スイッチの駆動信号は全て位相がずれているためそれぞれ別々のキャリア信号を用いた。Q₃ と Q₁ は位相が固定され、Q₃ の位相は 0 度で他の全ての PWM Generator ブロックの基準とし、Q₁ の PWM 生成ブロックは DT 分位相を進めた。また各スイッチングタイミングにおけるデッドタイムを Fig. 27 に示す。

Q₃ のデューティとなる d_a は PWM Generator 3 へ直接入力した (Fig. 24(b)中①)。

Q₁ のオフデューティが d_b だが、Fig. 27 のようにデッドタイムも考慮する必要がある。そのため d_b に $2DT$ を足した後、オフデューティにするために 1 から引くことで反転すると Q₁ の駆動信号となる (Fig. 24(b)中②)。

最後に一番複雑な Q₂ の駆動信号の生成方法を説明する。Q₂ の駆動信号は Fig. 27 より明らかであるように信号の開始位置とデューティの両方が変化する。Q₂ の駆動信号の開始位相は d_b 分位相を遅らせた。次にデューティだが、 d_a から d_b を引いたものに DT を 2 つ分足したものである (Fig. 24(b)中④及び Fig. 27 参照)。しかしこのデューティは Q₂ のオンデューティであるため、PWM Generator の B 側出力を使い信号を反転してオフデューティへ変換する。

6.1.3 MPPT アルゴリズム 山登り法

提案 MPC を PV システムで使用する場合、PV パネルを MPPT 制御できることが重要である。提案回路でも Hybrid モードにおいて MPPT 制御を行うため、PSIM の C ブロック機能を用いて MPPT アルゴリズムを実装した (Fig. 25(b))。またサンプリング周期は C ブロックへの入力に挿入するゼロ次ホールド (ZOH: Zero Order Hold) ブロックを用いて設定する。ZOH ブロックはサンプリング周期毎に入力信号の値を保持するブロックである。ZOH ブロックを C ブロックの入力へ挿入することで C ブロックの呼び出しタイミングを ZOH ブロックのサンプリング周波数によって決定することができる。使用したアルゴリズムは山登り法である。実際に用いたプログラムを Fig. 28 に示す。

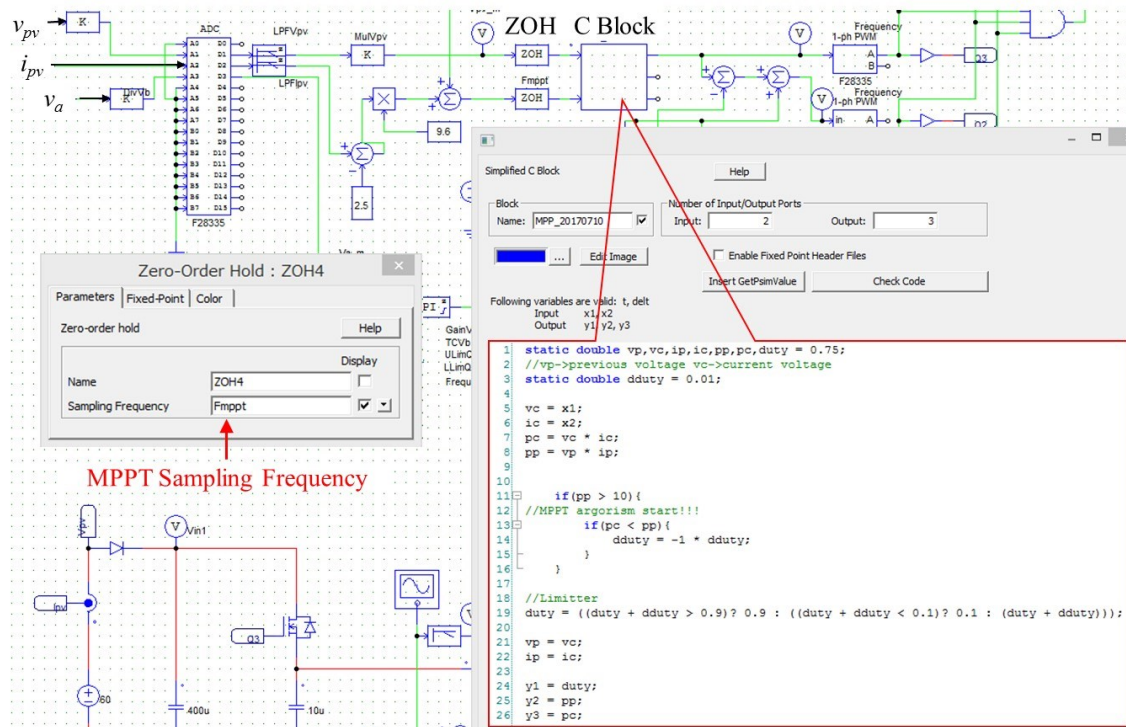
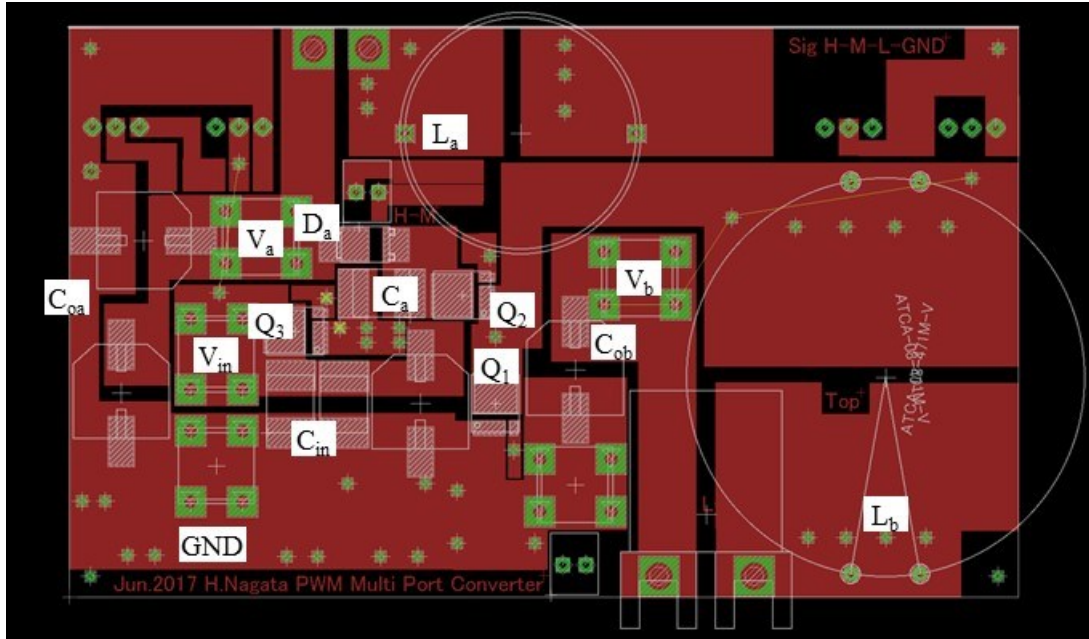


Fig. 28. C block and MPPT algorithm.

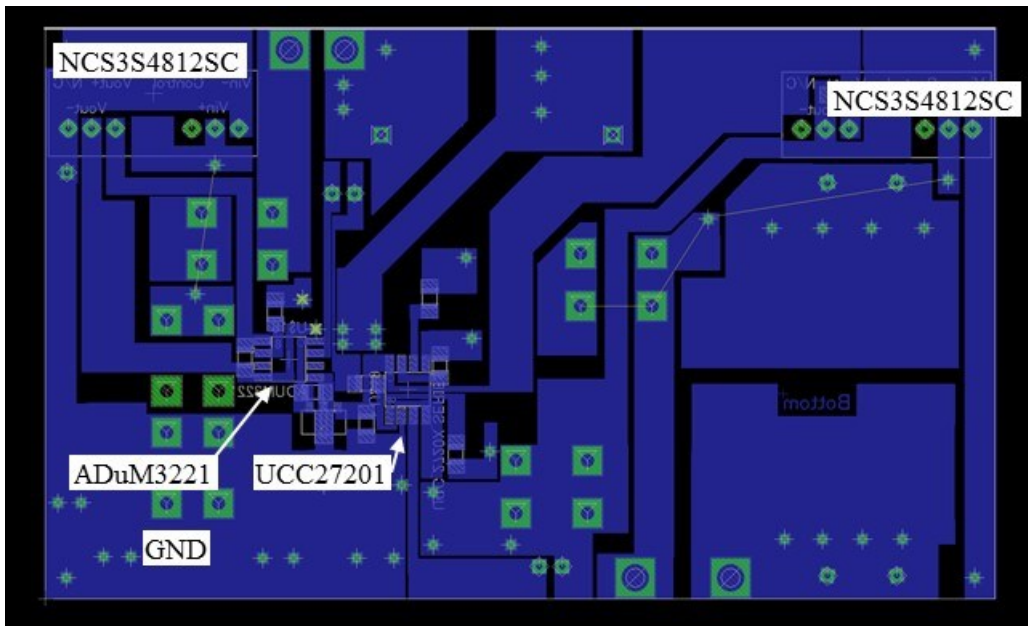
6.1.4 実機基板作成

Fig. 23 に示した試作回路の基板製作に用いた Board 図（実際の回路パターン）と Schematic 図（回路図）を Fig. 29 と Fig. 30 に示す。

Fig. 29(a)がパワー回路部分、つまり Fig. 4 に示す提案回路部分である。パワー回路は大電流が流れ、さらにスイッチ Q_1 – Q_3 によって電流経路を高速で切り替えるため寄生パラメータの影響を強く受ける。そのため Fig. 29(a)のように大電流が流れる経路のパターンは全て太くなるように設計した。さらに大電流が流れるスイッチやダイオードは激しく発熱するためパターンを広くし、加えてこれらの素子の近くに熱容量の大きなインダクタを配置して素子の熱を吸収させる。また Fig. 29(b)がパワー回路部の裏に位置するゲートドライバ周辺回路のパターンである。スイッチのゲート、ソースの配線を長くしないように極力スイッチのすぐ裏にゲートドライバを優先的に配置した。特にスイッチのソースとゲートドライバを接続するパターンは短くなるように配置した。またゲートドライバや三端子レギュレータ等の各種 IC の誤動作防止のために IC の電源ピンの直近へデカップリングコンデンサを必ず配置する。



(a)



(b)

Fig. 29. Circuit pattern of the prototype, (a)power circuit, (b)driving circuit.

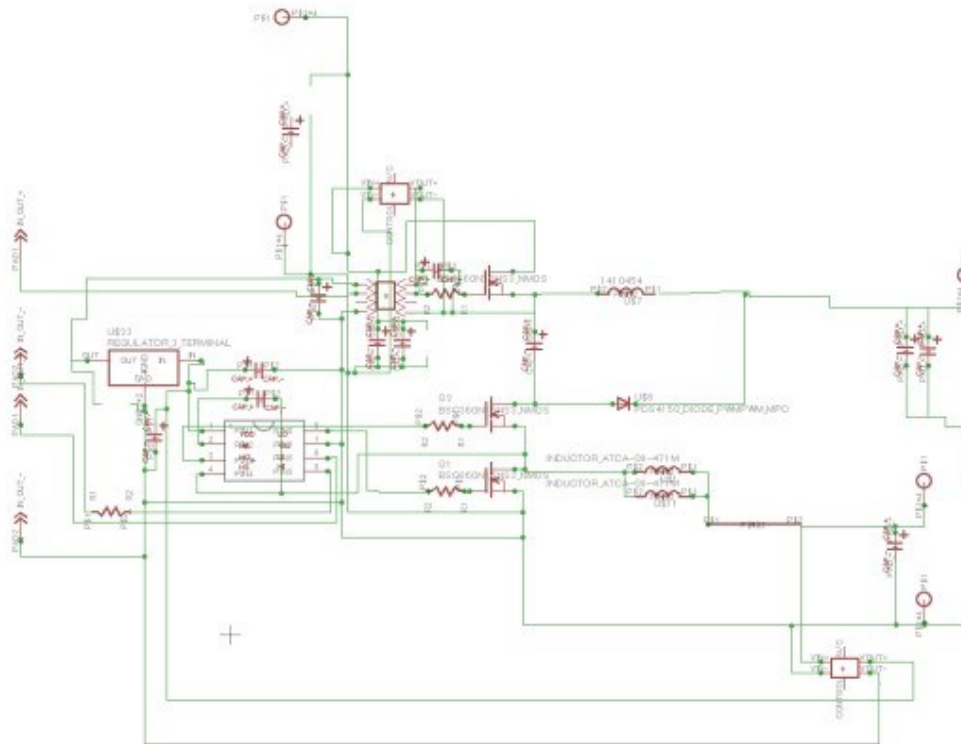


Fig. 30. Schematic diagram of the prototype.

6.1.5 パワー回路素子選定方法

試作回路の素子定数は Table III に示した通りである。本項ではそれらの素子とゲートドライバの選定方法について述べる。

まず各スイッチング素子 Q_1 – Q_3 、 D_a は、回路中の寄生パラメータの影響で理論的に発生しうる電圧の数倍の電圧スパイクが印加される可能性があるため、耐圧が理論印加電圧の 3 倍 (144 V) 以上となるように選定した。また耐圧と同時に重要になるのが定格電流である。提案 MPC の Q_1 と Q_2 および D_a は Battery モードにおいて昇圧コンバータを構成し、定格負荷時の 8.3 A の大電流に耐える必要がある。一方 PV モードでの最大電流は 1.6 A と小さい。そのため Battery モードにおけるスイッチの電流からスイッチ (BSC360N15NS3, Infineon Technologies) 及びダイオード (PDS4150, Diodes Zetex) を選定した。また IC のパッケージも選定にあたり重要となる。パワー回路では IC 自体の寄生素子も動作に影響を与えるため、極力表面実装の素子を選ぶべきである。今回選定した BSC360N15NS3、PDS4150 はハイパワー向けの表面実装タイプであるが、同じ耐圧、定格の挿入実装部品も存在する。しかし挿入実装部品はピンの足が長く、配線が長くなりがちで等価直列抵抗 (ESR: Equivalent Series Resistance) や寄生パラメータが大きくなり回路動作に悪影響を与える。例外として後述するインダクタだけは配線が長くても配

線のインダクタンスがインダクタに吸収されるため配線の長さの優先度は低い。

各入出力コンデンサは PSIM 上で実際に流れた電流と電圧リップルを元に選定した。提案回路の入力、負荷ポートの電圧は高いため (48 V) に電解コンデンサを使用した。電解コンデンサにはコンデンサの充放電に伴う最大の電流、リップル電流が決められておりシミュレーション結果からリップル電流を超えないように並列数を増やした。また耐圧に合うセラミックコンデンサを利用できるのであれば電解コンデンサと併用することで電圧リップルを改善できる。電解コンデンサは ESR が比較的大きく、周波数特性が悪い。一方セラミックコンデンサは ESR が小さく周波数特性が良いため電解コンデンサと並列に用いると入出力コンデンサの周波数特性を改善でき、出力電圧リップルの平滑能力が向上する。

電力変換の重要な要素であるインダクタは定格電流と必要なインダクタンスで選定する。インダクタンスは一般的に定格負荷時の電流に対して 30% のリップル電流になるよう設計する。一方、定格電流についてはリップルを考慮した最大電流が定格電流を超えないように注意した。定格電流を超えるとインダクタのコアが飽和し大電流が流れ回路が破壊される。以上の点に注意して L_a (1410454, C&D Technologies) を選んだ。またインダクタ 1 つでは定格電流を満たせない場合はインダクタを複数並列に用いる。実際に試作回路においては Battery モードの大電流に耐えるために L_b (HKBS-14D090-4010, Toho Zinc Corporation) を 2 並列にしている。

電力伝送を担うカップリングコンデンサ C_a は大電流が流れるため、ESR の高い電解コンデンサやタンタルコンデンサなどは適さない。そこで C_a にはセラミックコンデンサを使用し、ESR を考慮したシミュレーションにより 10% 程度の電圧リップルを許容して容量を決定した。

最後にパワー回路の部品ではないが、破損しやすい Q_1 と Q_2 のゲートドライバの選定にあたる注意点を述べる。ゲートドライバと接続するパワー回路の電圧の 3 倍に耐えることができるゲートドライバの選定が必要である。具体的にはハイサイドスイッチ (Q_2) のソースの電位の 3 倍である 144 V を超える耐圧を持つゲートドライバが必要であった。しかし今回使用したゲートドライバ (UCC27201) の耐圧は 120 V であったため、重負荷時においてゲートドライバの破損が頻発した。

6.2 PVモード

負荷電力 $P_a = 200$ W、バッテリー電力 $P_b = 20$ W 時の動作波形を Fig. 31 に示す。この実験で使用した DSP のプログラム生成に用いた回路及び制御ブロック図が Fig. 24(a) である。動作波形は 3.1.1 節で示した動作波形 Fig. 5 と良い一致を示した。

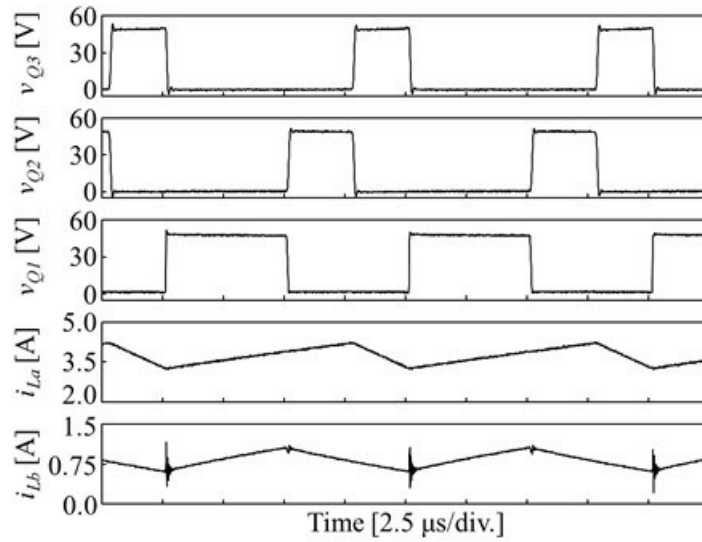


Fig. 31. Measured key operation waveforms at full load of 200 W in PV-powered operation mode.

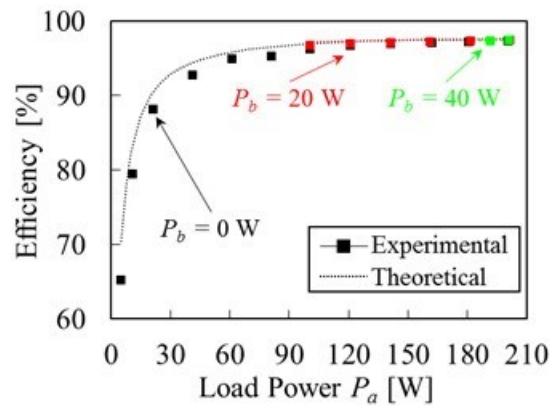


Fig. 32. Measured power conversion efficiencies in PV-powered operation mode.

P_a をスイープし、 P_b を0から40 Wで固定した時の電力変換効率を Fig. 32 に示す。PV モードにおける電力変換効率は式(28)で表される。

$$\eta_{pv} = \frac{P_a + P_b}{P_{in}} \quad (28)$$

定格負荷時 $P_a = 200$ W、 $P_b = 40$ における電力変換効率は 97.3%であった。点線が理論変換効率であり、プロットされた点が試作回路の電力変換効率である。また $P_b = 0$ W、及び $P_a = 200$ W 時の理論損失内訳をそれぞれ Fig. 33(a)と(b)に示す。どの電力においてもスイッチを駆動するゲートドライバの損失が全体の損失の多くを占め、Fig. 33(a)における $P_a = 200$ W 時においてジュール損と一致し最高効率となることがわかる。一方、Fig. 33(b)のように損失は P_b の変化に対して大きな影響を受けなかった。これは

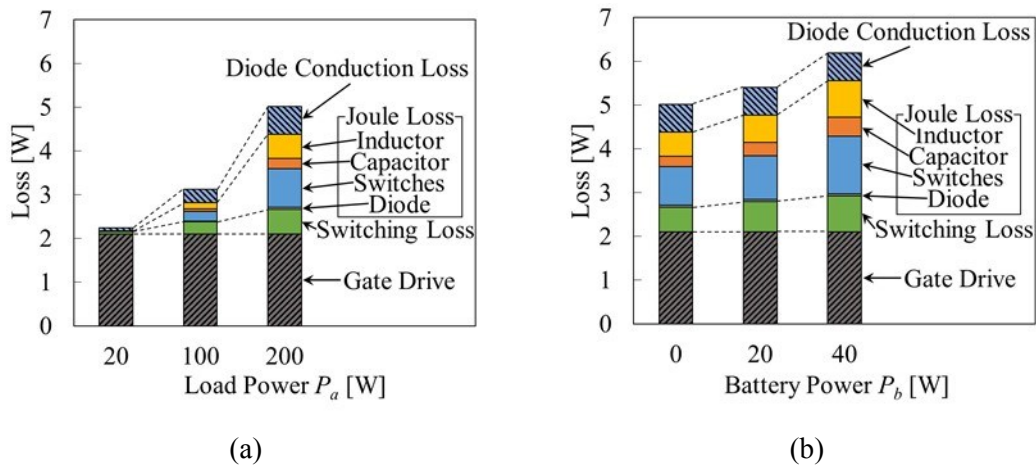
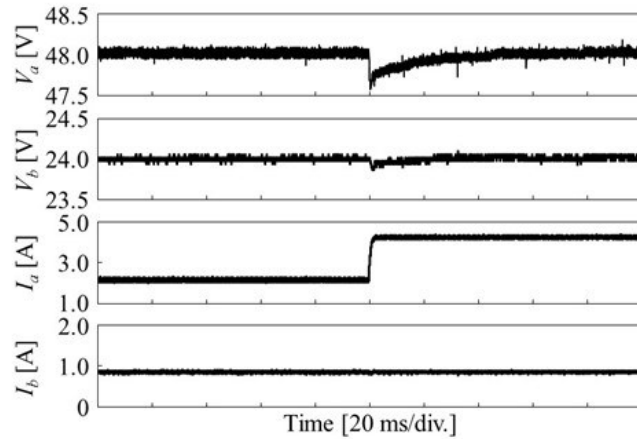


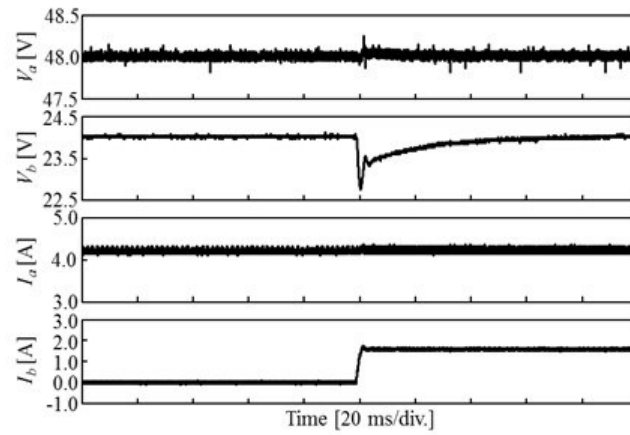
Fig. 33. Theoretical loss breakdowns in PV-powered operation mode at (a) fixed $P_b = 0$ W and (b) fixed $P_a = 200$ W.

Converter A で扱うエネルギーが最大 200 W である一方、Converter B は最大でも 40 W で、扱うエネルギーが大きく違うためである。

制御の相互干渉を確認するために負荷変動実験を行った。 I_a と I_b をステップ状に変化させた時の出力応答を Fig. 34 に示す。 I_a の変動は Fig. 34(a) のように V_a の急減を引き起こすだけでなく V_b も減少させた。一方 V_a は d_b の影響を理論的には受けないはずであるが、Fig. 34(b) のように I_b の変化に対し、 V_a もわずかに変化した。この相互干渉は理論解析では考慮していない ESR などの寄生パラメータによって引き起こされる。相互干渉はあるものの、負荷とバッテリーを個別に制御するのみで十分高速な応答を得ることができ、その相互干渉も小さかった。そのため 5 章で述べたデカップリングネットワークを導入しても十分な効果を得られないと判断した。



(a)



(b)

Fig. 34. Measured transient responses to step change in (a) load current I_a and (b) battery current I_b .

6.3 Hybrid・Batteryモード

$P_a=200\text{ W}$ における Battery モードにおける各部動作波形を Fig. 35 に示す。各部動作波形は Fig. 7 に示す理論動作波形と一致した。この実験で使用した DSP のプログラム生成に用いた回路及び制御ブロック図が Fig. 25 と Fig. 26 である。また d_a は 0.75 で固定し、入力コンデンサ C_{in} への過大な電圧が印加されるのを防いだ。

式(29)で表される Hybrid、Battery モードにおける電力変換効率を Fig. 36 に示す。

$$\eta_{\text{hybrid,battery}} = \frac{P_a}{P_{in} + P_b} \quad (29)$$

最大負荷 $P_a=200\text{ W}$ 、 $P_{in}=0\text{ W}$ 、つまり Battery モードにおける定格負荷時の電力変換効率は 94.7%であった。さらに P_{in} の増加に伴い効率は上昇した。これは P_{in} の増加によって Converter B への電力集中が緩和されたためである。また Converter A よりも

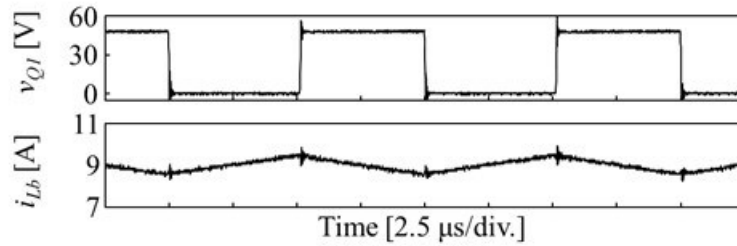


Fig. 35. Measured key operation waveforms in battery-powered operation mode.

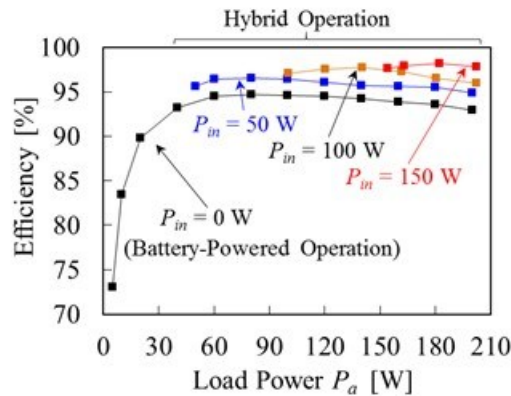


Fig. 36. Measured power conversion efficiencies in battery-powered and hybrid operation modes.

Converter B と D_a で構成させる昇圧 PWM コンバータ (Fig. 9(b)) の方が効率が低いため、Converter A の分担電力が増加するにつれて効率が大きく改善する。

6.4 電力バランス実験

実際の PV システムにおいては接続された PV パネルから最大の電力を抽出するために MPPT (Maximum Power Point Tracking) 制御が用いられる。提案 MPC において、MPPT 制御を行いつつ負荷制御が可能であることを示すために電力バランス実験を行った。実験に用いた DSP のプログラム生成に用いた回路図及び制御ブロックが Fig. 25(b) である。Converter B が負荷電圧を 48 V に制御し、Converter A が負荷電圧を電圧源として MPPT 制御され PV パネルから最大電力を抽出する。

Fig. 37 に結果を示す。MPPT アルゴリズムは山登り法を用い、サンプリング周期は 2 sec、デューティの変化幅は 1% とした。また PV パネルの模擬装置としてソーラーアレイシミュレータ (E4360A, Keysight Technologies) を入力電源として用い、PV パネルの最大電力を 0 W から 70 W に変化させ、負荷電力が 100 W となるように電子負荷を定抵抗モードで固定した。

Period 1 では PV パネルが利用できず、バッテリーモードで動作する。Period 2 で PV パ

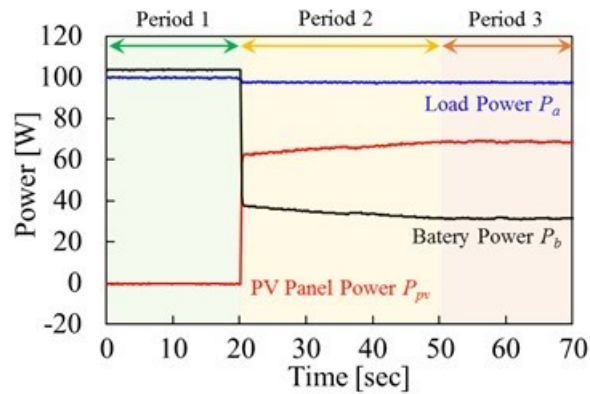


Fig. 37. Experimental results of power balancing test employing MPPT control.

ネルの MP を 70 W へ変化させると、PV パネルの供給電力は MPPT 制御によって徐々に増加しながら最大電力となるまで増加を続けた。Period 2 の初期で急激に PV パネルの供給電力が増加したが、これは電力を切り替えた時点で既に V_{in} が PV パネルに印加されているため、その電圧を動作点として PV パネルが駆動したためである。Period 3 では PV パネルは最大電力点で動作し PV パネルとバッテリーが共同して負荷へ電力を供給した。このとき最大電力である 70 W を PV パネルが供給し、不足分である 30 W がバッテリーから供給された。

7 まとめ

本研究では従来の非絶縁型 MPC の課題を解決可能な簡素な非絶縁型 PWM MPC を提案した。2つの異なる PWM コンバータのスイッチを共有することで1つの回路へ統合し、回路の簡素化と低コスト化を達成する。加えて提案 MPC はスイッチストリング間へ挿入されたコンデンサによって、半導体素子の低耐圧化や受動素子の小型化を実現する。

詳細解析から電圧変換比と動作制約を数学的に導出し、さらに提案 MPC と従来 MPC、PWM コンバータを2台用いた従来システムとの定量比較を受動素子サイズ、半導体素子ストレスの観点から行った。定量比較から従来 MPC や従来システムと比べてより小さい受動素子サイズ、素子ストレスを達成できることがわかった。

詳細解析によって導出された特性を確認するために 240 W 試作回路を用いて各種実験を行った。定格電力である 240 W における効率は 97.3%であった。負荷変動に伴う出力電圧の過渡応答から負荷とバッテリー間の相互干渉はあるものの、各ポートを個別に制御できることを確認した。さらに MPPT 制御を用いた電力バランス実験を実施し、PV パネルから最大電力を抽出しながら負荷電圧を一定に制御できることを示した。

参考文献

- [1] J.L. Duarte, M. Hendrix, and M.G. Simoes, “Three-port bidirectional converter for hybrid fuel cell systems,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, no. 2, pp. 480–487, Mar. 2007.
- [2] C. Zhao, S. D. Round, J. W. Kolar, “An isolated three-port bidirectional DC-DC converter with decoupled power flow management,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, no. 5, Sep. 2008, pp. 2443–2453.
- [3] H. Tao, J.L. Duarte, and M.A.M. Hendrix, “Three-port triple-half-bridge bidirectional converter with zero-voltage switching,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, no. 2, pp. 782–792, Mar. 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 Trans. 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 Trans. Power Electron.*, vol. 24, no. 10, Oct. 2009, pp. 2289–2297.
- [6] 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, Jul. 2015, pp. 4148–4157.
- [7] W. Li, J. Xiao, Y. Zhao, and X. Xiangning, “PWM pulse phase angle shift control scheme for combined multiport DC/DC converters,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 3, Mar. 2012, pp. 1479–1489.
- [8] 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, Jan. 2007, pp. 341–345.
- [9] 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, Mar. 2010, pp. 637–649.
- [10] M. C. Mira, Z. Zhang, A. Knott, and M. A. E. Andersen, “Analysis, design, modeling, and control of an interleaved-boost full-bridge three-port converter for hybrid renewable energy systems,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 32, no. 2, Feb. 2017, pp. 1138–1155.
- [11] 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, Nov. 2008, pp. 3035–3046.
- [12] 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, May 2015, pp. 3163–3172.

- [13] 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, Apr. 2015, pp. 1818–1835.
- [14] 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, Jan. 2007, pp. 301–308.
- [15] 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, Feb. 2010, pp. 617–623.
- [16] L. Solero, A. Lidozzi, and J. A. Pomilo, "Design of multiple-input power converter for hybrid vehicles," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 20, no. 5, Sep. 2005, pp. 1007–1016.
- [17] N. Katayama, S. Tosaka, T. Yamanaka, M. Hayase, K. Dowaki, and S. Kogoshi, "New topology for DC-DC converters used in fuel cell-electric double layer capacitor hybrid power source systems for mobile devices," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 52, no. 1, Jan. 2016, pp. 313–321.
- [18] F. Nejabatkhah, S. H. Hosseini, M. Sabahi, and S. M. Niapour, "Modeling and control of a new three-input DC-DC boost converter for hybrid PV/FC/Battery power system," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 5, May 2012, pp. 2309–2324.
- [19] Z. Zhou, H. Wu, X. Ma, and Y. Xing, "A non-isolated three-port converter for stand-alone renewable power system," in Proc. 38th Annual Conf. on IEEE Ind. Electron. Society, *IECON 2012*, Oct. 2012.
- [20] H. Zhu, D. Zhang, B. Zhang, 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. 4937–4944
- [21] Y.M. Chen, A.Q. Huang, and X. Yu, "A high step-up three-port DC–DC converter for stand-alone PV/battery power systems," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 11, Nov. 2013, pp. 5049–5062.
- [22] W. Qian, D. Cao, J. G. C. Rivera, M. Gebben, D. Wey, and F. Z. Peng, "A switched-capacitor dc-dc converter with high voltage gain and reduced component rating and count," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 48, no. 4, pp. 1397–1406, Jul./Aug. 2012.
- [23] L. He, "High-performance bridge modular switched-capacitor converter with small component requirement based on output impedance analysis for low loss," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 10, pp. 4668–4680, Oct. 2013.

謝辞

本研究を進めるにあたり、ご指導を頂いた指導教員の鶴野将年准教授に感謝いたします。また日々互いに質問をぶつけ合い共に切磋琢磨したパワーエレクトロニクス研究室の皆さまに感謝します。