

卒業学位論文

PWM コンバータと
フェーズシフトコンバータを統合した
マルチポートコンバータ

2017 年 2 月 28 日

茨城大学 工学部
電気電子工学科

13T3042X 佐藤 祐介

指導教員 鵜野 将年

要 旨

太陽電池と蓄電池から構成される太陽光発電システムなど、1つのシステム内に複数の電源を内包する多電源システムは電源の数に応じた複数台のコンバータが必要となるため、システムが複雑化する傾向にある。そこでシステムの簡素化を目的とし、複数台のコンバータを1台に統合したマルチポートコンバータ（MPC: Multi-Port Converter）が研究されている。しかし、従来提案されている MPC は素子数が多いなどの課題がある。

本論文では PWM コンバータとフェーズシフトコンバータのスイッチを共有し、素子数を削減可能な MPC を導出する。そして導出した MPC について詳細解析と実機検証を行い、その有効性を確認した。

Abstract

Renewable energy systems, such as photovoltaic systems, generally contain multiple power sources. Multi-source systems tend to be complex because each power source requires a converter. Therefore, multi-port converters (MPCs) have been reported in order to achieve a simplified system. Conventional MPCs, however, have some problems such as the necessity of numerous components.

In this research, novel MPCs integrating switches of PWM and phase-shift converters are proposed. By sharing switches between the PWM and phase-shift converters, the proposed MPCs can reduce the number of components. In this paper, operation analysis and experimental results are performed to verify the efficacy of the proposed MPCs.

目次

第1章	はじめに	1
1.1	研究背景	1
1.2	従来方式の MPC	2
第2章	提案 MPC	4
2.1	導出	4
2.2	回路方式	5
2.3	制御方法	6
第3章	詳細解析	7
3.1	太陽光発電システムの動作モード	7
3.2	提案 MPC の動作の場合分け	9
3.3	PV モード	10
3.3.1	各動作モード	10
3.3.2	負荷電力の理論式の導出	12
3.3.3	蓄電池電圧の理論式	14
3.3.4	負荷側ポートの出力特性	14
3.3.5	蓄電池側ポートの出力特性	14
3.4	蓄電池モード	15
3.4.1	理論式の導出	16
3.4.2	出力特性	19
第4章	実機検証	20
4.1	実機製作	20
4.2	実験結果	21
4.2.1	PV モード	21
4.2.2	蓄電池モード	22
第5章	考察	23
5.1	最大負荷電力の導出	23
5.1.1	PV モード	23
5.1.2	蓄電池モード	24
5.2	デッドタイムの影響	26
5.2.1	想定外の動作モード	26
5.2.2	想定外の動作モードが発生する条件	28
第6章	まとめ	30

第 1 章 はじめに

1.1 研究背景

再生エネルギーの一層の普及促進のためには低コスト化が鍵であると言われている。低コスト化を妨げる要因の 1 つとして、再生エネルギーシステム内の各電源に個別のコンバータが必要となることによるコンバータ台数の増加が挙げられる。また、システム内に複数台のコンバータを有することは高コスト化のみならずシステムの複雑化の要因にもなり、再生エネルギーの普及促進に対する障害となっている。以下では、コンバータによるシステムの高コスト化及び複雑化の原因について 2 つの例を用いて説明する。

太陽電池 (PV: Photovoltaic) は日射量や温度により出力電力が変動する。そこで、太陽光発電システムは電力平準化用の蓄電池を併用することで安定した電力供給を可能にしている。すなわち、太陽光発電システムは負荷に対して太陽電池と蓄電池の 2 つの電源が接続されている (図 1.1(a))。この場合、PV パネル制御用のコンバータと蓄電池充放電制御用のコンバータの 2 台のコンバータが必要となるためシステムが複雑化する。一方、電気自動車は走行用モータ駆動のためのメイン電池に加えてシステム用の補助電池が用いられ、図 1.2(a) に示す通りこれらの電池間にコンバータを接続することで冗長性を高めている [1]。このような電気自動車の電源システムはモータや補機類への電力供給と 2 つの電池間の充放電制御のために複数台のコンバータが必要となる。

太陽光発電システムや電気自動車の電源システムなど、1 つのシステム内に複数の電源が接続された系のことを多電源システムと呼ぶ。前述のとおり、多電源システムは電源の数に応じてコンバータ台数が増加するためシステムが複雑化する傾向にある。そのためシステムの簡素化を目的とし、複数台のコンバータを 1 台に統合したマルチポートコンバータ (MPC: Multi-Port Converter) が提案されている。MPC は複数の電源を同時に制御できるため、図 1.1(b)、図 1.2(b) のようにコンバータ台数の削減が可能である。しかし、従来の MPC は 1.2 節で述べるように素子設計の難化や高コスト化などの課題が存在する。

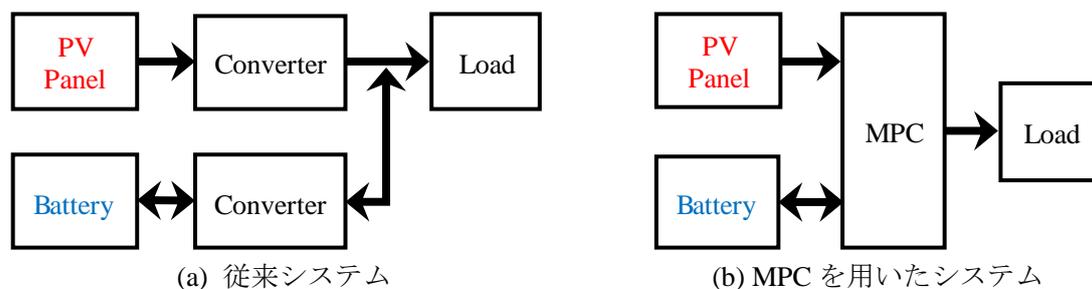
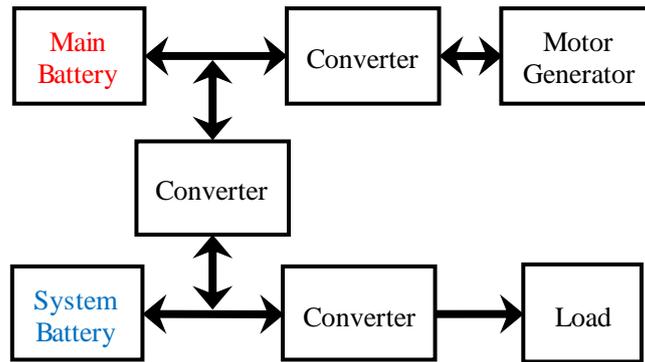
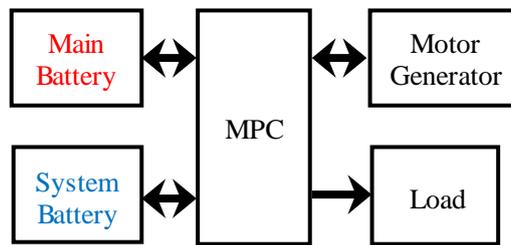


図 1.1 太陽光発電システムの例



(a) 従来システム



(b) MPC を用いたシステム

図 1.2 電気自動車における電源システムの例

1.2 従来方式の MPC

従来の MPC の例として磁気結合方式の回路構成を図 1.3 に示す。磁気結合方式は図 1.4 に代表される単位回路を各ポートに接続し、それらをトランスにより磁氣的に結合した構成となっている。単位回路としては図 1.4(a)–(c)にそれぞれ示すハーフブリッジ、フルブリッジ、BHB (Boost Half Bridge) などが用いられる[2]。

ここで磁気結合方式の MPC の動作原理について概括する。まず電源から供給された電力が単位回路のスイッチングにより交流に変換され、トランスを介して各ポートに伝送される。そして、伝送された交流電力を出力ポートの単位回路が整流することで、直流電力が出力される構成となっている。

MPC はポートを 3 つ以上有するので、トランスは 1 つのコアに対して 3 つ以上の巻線が接続された多巻線トランスが用いられる。一般にコンバータはトランスの寄生パラメータである漏れインダクタンスや励磁インダクタンスなどを回路要素として利用することが多く、多巻線トランスは設計の際に複数の巻線間で寄生パラメータを調整する必要があるため素子設計の難化やそれに伴う回路の高コスト化が問題となる。

また、磁気結合方式は各ポートに個別の単位回路を必要とするため、素子数が多くなる傾向にある。特に、単位回路の主要な構成要素であるスイッチはその駆動に多数の周辺部品を

要するため、素子数増加の大きな要因となっている。素子数の増加は高コスト化や回路の大規模化などの問題を引き起こす。

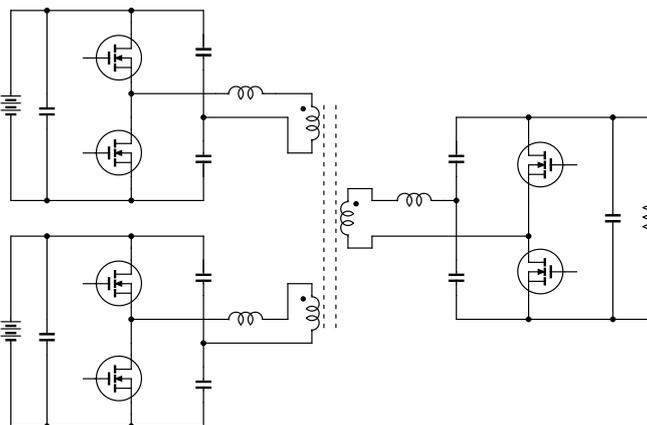
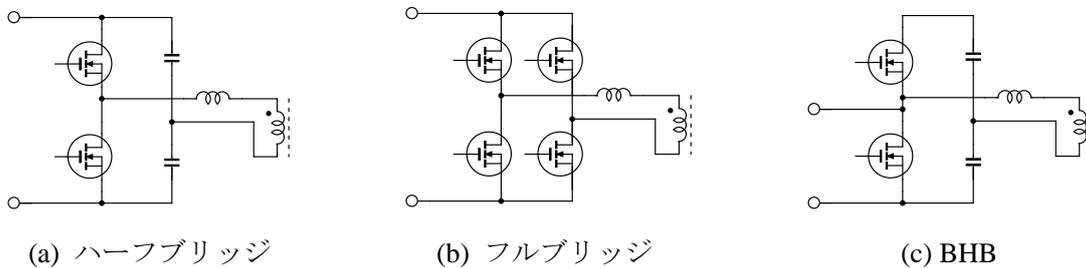


図 1.3 従来の MPC の例 (磁気結合方式)



(a) ハーフブリッジ

(b) フルブリッジ

(c) BHB

図 1.4 磁気結合方式を構成する単位回路の例

第2章 提案 MPC

2.1 導出

提案 MPC は PWM (Pulse Width Modulation) コンバータとフェーズシフト (PS: Phase-Shift) コンバータにおける類似の回路構成部分を共有することで導出される。提案 MPC の回路構成例を図 2.2 に示す。この MPC は図 2.1(a)と図 2.1(b)に示される PWM 及び PS コンバータ中の2つのスイッチ (Q_{1_a} 、 Q_{2_a} と Q_{1_b} 、 Q_{2_b}) を共有することにより導出される。

提案 MPC は多巻線トランスを必要としないため従来の MPC よりも設計が容易である。また、スイッチの共有によりスイッチ数及びその周辺部品点数を削減できるため、回路の低コスト化及び簡素化を実現できる。

提案 MPC は統合元である PWM コンバータと PS コンバータの種類によって様々な方式を導出することができる。回路方式の例を 2.2 節で紹介する。また、各ポート間の伝送電力の調整のために提案 MPC で用いられる制御手法を 2.3 節で説明する。

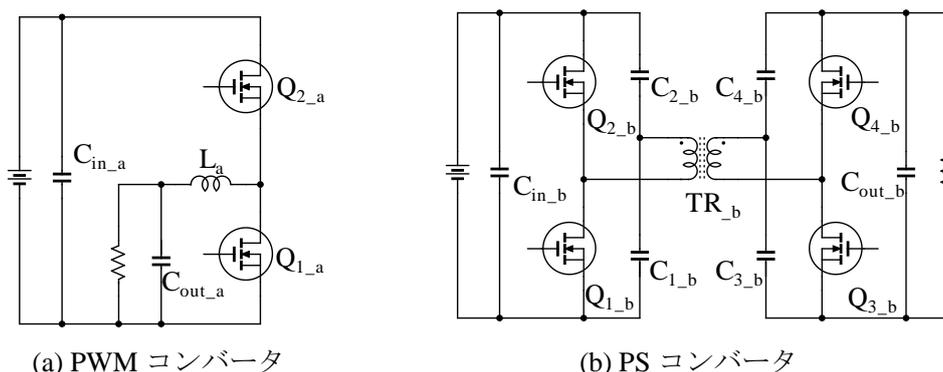


図 2.1 提案 MPC の統合元となる回路

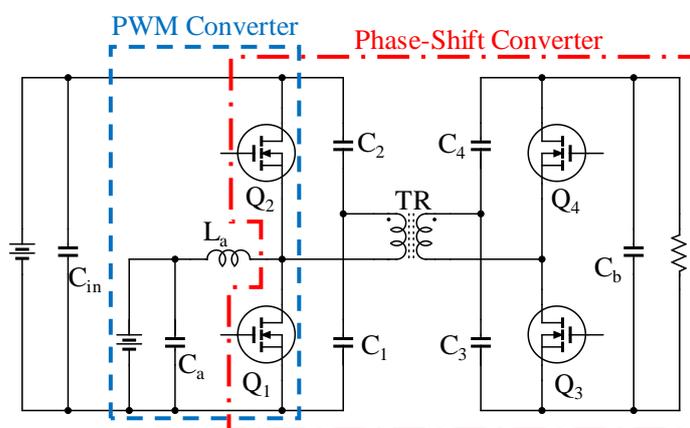
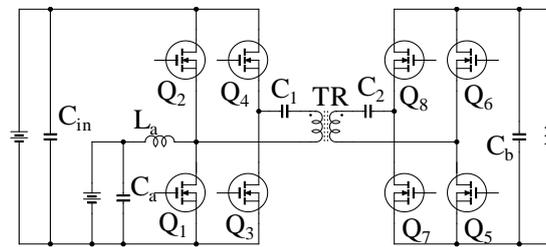


図 2.2 提案 MPC の回路構成

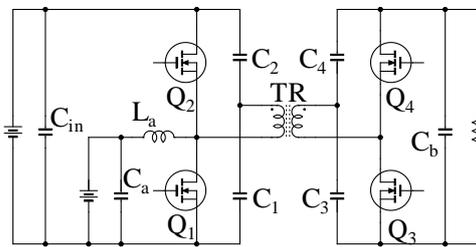
2.2 回路方式

提案 MPC は統合元である PWM コンバータと PS コンバータの種類によって様々な方式を導出することができる。回路方式の例を図 2.3 に示す。これらの MPC は PWM コンバータに降圧コンバータ、PS コンバータに諸方式の DAB (Dual Active Bridge) コンバータを用いている。

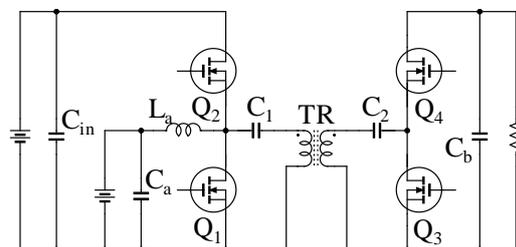
本論文では様々な回路方式の中から代表し、トランスが不要で回路構成が特に簡素な非絶縁ハーフブリッジ DAB 方式 (図 2.3(d)) について詳細解析及び実機検証を行う。



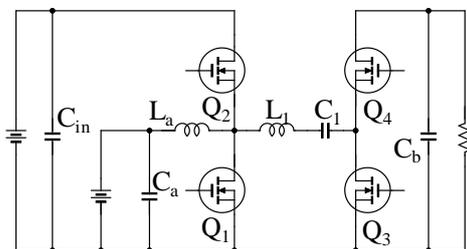
(a) フルブリッジ DAB 方式



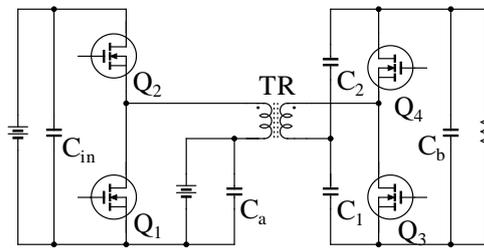
(b) ハーフブリッジ DAB 方式



(c) 非対称ハーフブリッジ DAB 方式



(d) 非絶縁ハーフブリッジ DAB 方式



(e) 磁性素子統合型ハーフブリッジ DAB 方式

図 2.3 提案 MPC の回路方式の例

2.3 制御方法

提案 MPC では PWM コンバータ側と PS コンバータ側の各出力にそれぞれ異なる制御を用いることで個別制御が可能となる。本節では非絶縁ハーフブリッジ DAB 方式を例に具体的な制御手法の説明を行う。

図 2.4 に MPC 中の各スイッチ (Q_1 – Q_4) の駆動信号を表す。 Q_1 と Q_2 、 Q_3 と Q_4 は互いに相補的にスイッチングを行う。ここで、PWM コンバータ側の出力は Q_2 及び Q_4 の 1 周期中の ON 時間の割合であるデューティ比 d を変化させる PWM 制御によって調整し、PS コンバータ側の出力は 2 組のレグ (Q_1 , Q_2 と Q_3 , Q_4) 間の位相差 φ を変化させる PS 制御を用いて調整する。すなわち、提案 MPC は d と φ の 2 つの自由度を用いることで 2 つの出力を個別に制御可能である。

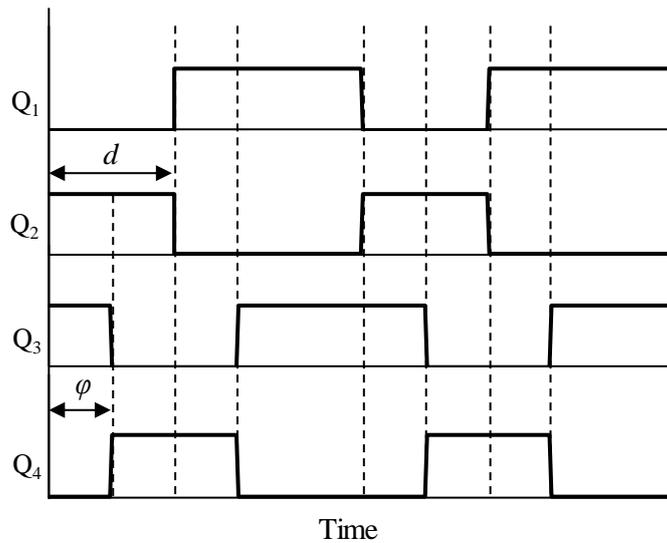


図 2.4 非絶縁ハーフブリッジ DAB 方式の各スイッチの駆動信号

第3章 詳細解析

3.1 太陽光発電システムの動作モード

本論文では MPC の用途として図 1.1 に示した太陽光発電システムを想定し、各動作モードに対して解析を行う。また、2.2 節で述べた通り、複数導出される提案方式の中から代表して図 3.1 に示す非絶縁ハーフブリッジ DAB 方式について解析を行う。ここで、PV に直列に接続されているダイオード D_{block} は逆流防止ダイオードと呼ばれ、これは電流の逆流による PV パネルの破損を防ぐ働きがある。また、提案 MPC の 2 つの出力は PWM コンバータ側に蓄電池、PS コンバータ側に負荷をそれぞれ接続するものとする。

太陽光発電システムは電力の供給源に注目すると、図 3.2(a)–(c)に示す PV モード、PV&蓄電池モード、蓄電池モードの 3 つのモードに分けることができる。

PV モードは PV パネルが負荷の要求を上回る電力を供給する場合に相当し、余剰の電力は蓄電池に蓄えられる。この時、分配する電力の調整は 2.3 節で説明した制御により行われる。

PV&蓄電池モードは日射量不足などの影響で PV パネル単体では負荷の要求する電力を供給できず、蓄電池が不足分の電力を補っている場合に該当する。当モードも PV モードと同様、2.3 節の制御により伝送電力を調整可能である。

蓄電池モードは夜間など PV パネルが発電を停止し、蓄電池のみが電力供給を行う場合を表す。この時、 D_{block} の働きにより PV パネルへの逆流電流は流れない。言い換えれば、PV パネルが接続されたポートは開放とみなすことができる。また、当モードの制御対象は負荷のみなので、PS 制御単体での制御が可能である。

本章では代表して PV モードと蓄電池モードについて理論特性の導出を行う。

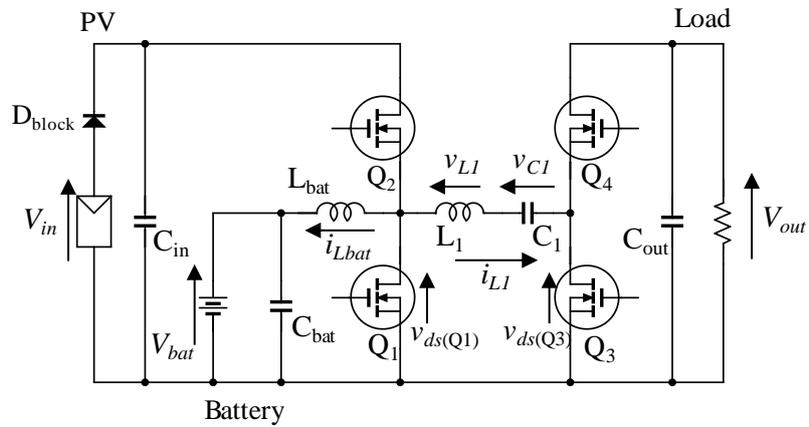


図 3.1 非絶縁ハーフブリッジ DAB 方式の回路構成

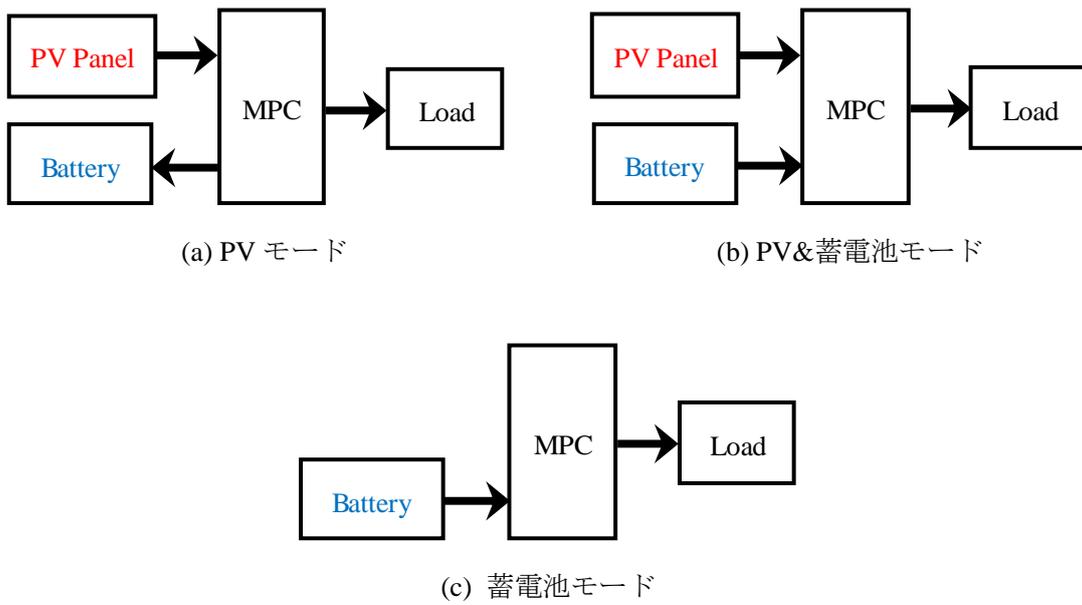


図 3.2 太陽光発電システムの動作モード

3.2 提案 MPC の動作の場合分け

以降の解析の準備として、本節で提案 MPC のスイッチングに関する場合分けを行う。提案 MPC の動作は Q_2 及び Q_4 の駆動信号における d と φ の関係から、CASE1-3 の 3 通りに場合分けすることができる (図 3.3 参照)。ここで、 φ_D は 360° で正規化した位相差であり式(1)で表される。

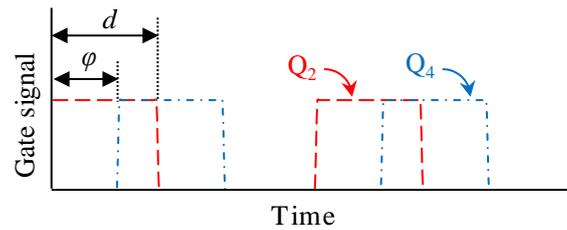
$$\varphi_D = \frac{\varphi}{360} \quad (1)$$

CASE 1 (図 3.3(a)) は $d \leq 0.5$ かつ $d > \varphi_D$ もしくは $d > 0.5$ かつ $1-d > \varphi_D$ の場合である。この場合 Q_2 と Q_4 が同時にオンになる期間は 1 周期中に 1 度だけである。

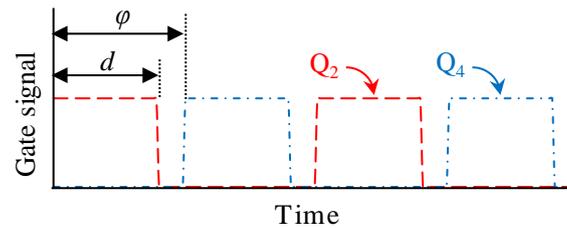
CASE 2 (図 3.3(b)) は $d \leq 0.5$ かつ $d \leq \varphi_D$ の場合である。この場合 Q_2 と Q_4 が同時にオンになることはない。

CASE 3 (図 3.3(c)) は $d > 0.5$ かつ $1-d \leq \varphi_D$ の場合である。この場合 Q_2 と Q_4 が同時にオンになる期間は 1 周期中に 2 度存在する。

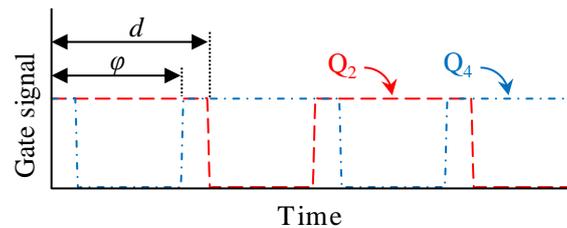
通常 PS コンバータは CASE 1 で動作させることが一般的なので、本章では代表して主に



(a) CASE 1



(b) CASE 2



(c) CASE 3

図 3.3 各部動作波形 (PV モード)

CASE 1 について解析を行う。

3.3 PV モード

3.3.1 各動作モード

PV モードにおいて、 $d=0.4$ 、 $\varphi=72^\circ$ (CASE 1) とした場合の非絶縁ハーフブリッジ DAB 方式の各部の動作波形を図 3.4 に示す。各スイッチの ON/OFF の状態により、1 周期中の動作は大まかに MODE 1-4 に分けられる。さらに、MODE 1 及び MODE 3 は途中で負荷に流れる電流の向きが反転するので、それぞれ MODE 1-a と MODE 1-b、MODE 3-a と MODE 3-b に分割される。各 MODE 中の電流経路を図 3.5 に示す。

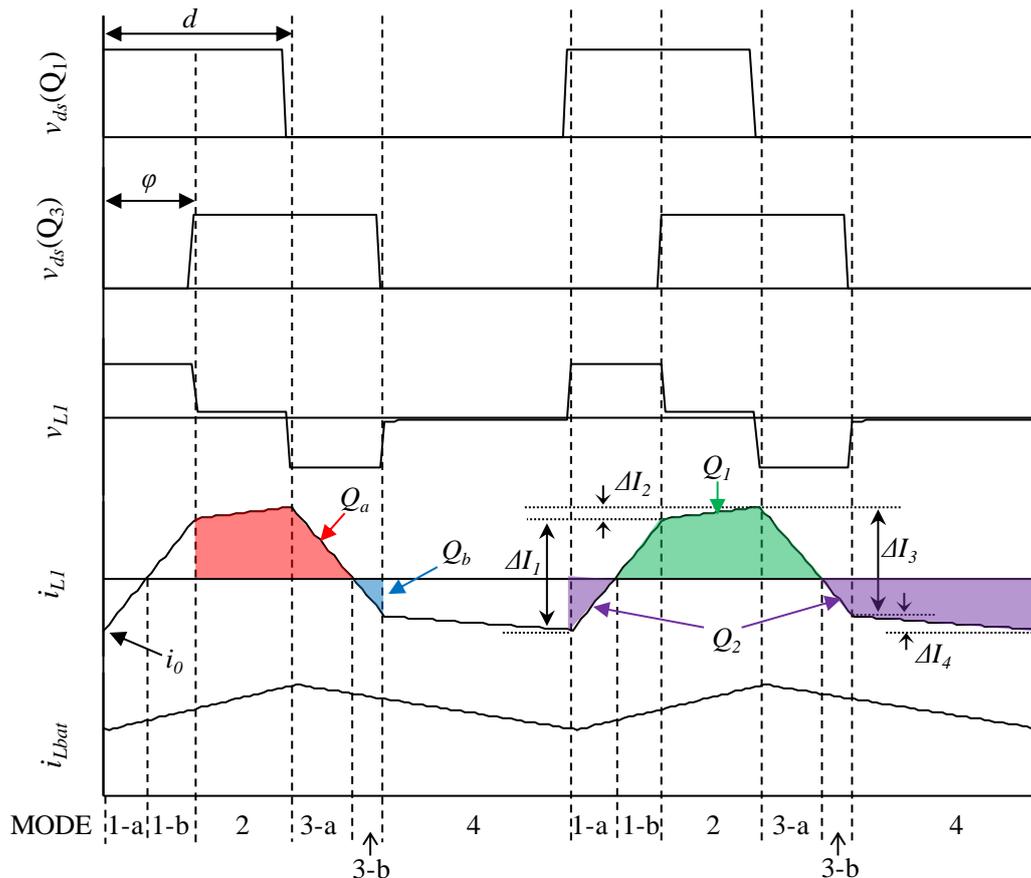
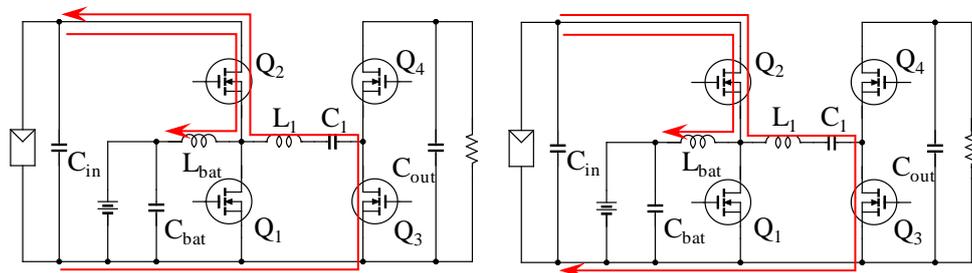
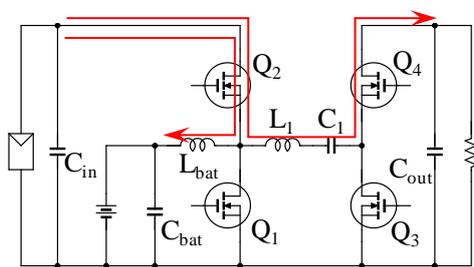


図 3.4 PV モード時の各部の動作波形 ($d=0.4$ 、 $\varphi=72^\circ$)

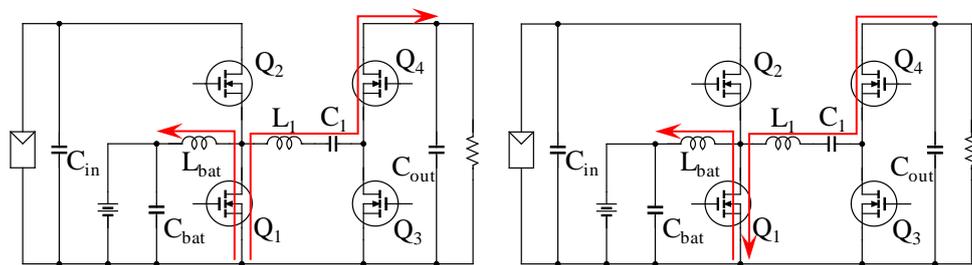


MODE 1-a

MODE 1-b

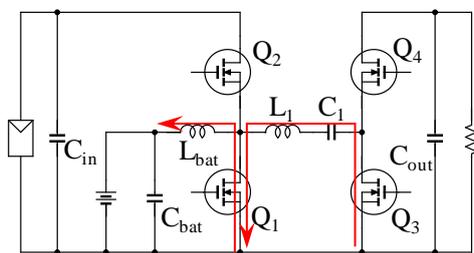


MODE 2



MODE 3-a

MODE 3-b



MODE 4

図 3.5 PV モード時の電流経路 (CASE 1)

MODE1-a (Q₂、Q₃がオン)

L₁には $V_{in} - V_{C1}$ 、L_{bat}には $V_{in} - V_{bat}$ の電圧が印加される。よって、 i_{L1} 、 i_{Lbat} 共に増加する。この時、負荷に電力は供給されていない。 i_{L1} が増加して正になると次のモードに移行する。

MODE1-b (Q₂、Q₃がオン)

基本的な動作はMODE 1-aと同様である。この場合も同じく負荷に電力は供給されていない。Q₃がオフしQ₄がオンすると次のモードに移行する。

MODE 2 (Q₂、Q₄がオン)

L₁には $V_{in} - V_{out} - V_{C1}$ 、L_{bat}には $V_{in} - V_{bat}$ の電圧が印加される。よって、 i_{Lbat} は増加するが、 i_{L1} は V_{in} と V_{C1} 、 V_{out} の大小関係によって増減が変わる。この時、負荷に電力が供給される。Q₂がオフしQ₁がオンすると次のモードに移行する。

MODE 3-a (Q₁、Q₄がオン)

L₁には $-V_{out} - V_{C1}$ 、L_{bat}には $-V_{bat}$ の電圧が印加される。よって、 i_{L1} 、 i_{Lbat} 共に減少する。この時、負荷に電力が供給される。 i_{L1} が減少して負になると次のモードに移行する。

MODE 3-b (Q₁、Q₄がオン)

基本的にMODE 3-aと同様であるが、電流が逆転しているため負荷から電力が戻ってくる期間である。Q₄がオフしQ₃がオンすると次のモードに移行する。

MODE 4 (Q₁、Q₃がオン)

L₁には $-V_{C1}$ 、L_{bat}には $-V_{bat}$ の電圧が印加される。よって、 i_{Lbat} は減少するが、 i_{L1} は V_{C1} の正負によって増減が変わる。この時、負荷に電力は供給されない。Q₁がオフしQ₂がオンするとMODE 1-aに移行する。

3.3.2 負荷電力の理論式の導出

1周期中に負荷に送られる電荷量より、CASE 1のPSコンバータ側の出力特性を理論的に導出する。

まず、L₁における1周期中の電圧時間積が0になることから V_{C1} を導出する。1周期の時間を T とすると、MODE 1-4の時間 T_1 - T_4 はそれぞれ $T_1 = \phi_D T$ 、 $T_2 = (d - \phi_D)T$ 、 $T_3 = \phi_D T$ 、 $T_4 = (1 - d - \phi_D)T$ と表せる。3.3.1節で示した各MODE中にL₁に印加される電圧と T_1 - T_4 を用いて v_{L1} の時間平均を求めると以下の式になる。

$$(V_{in} - V_{C1})T_1 + (V_{in} - V_{out} - V_{C1})T_2 + (-V_{out} - V_{C1})T_3 + (-V_{C1})T_4 = 0$$

これを整理すると、 C_1 が十分に大きく電圧が一定とみなせる場合の V_{C1} が求まる。

$$V_{C1} = d(V_{in} - V_{out}) \quad (2)$$

次に、各MODE中の電流の変化量 ΔI_1 - ΔI_4 を求める。それぞれMODE中の電流波形の傾きは該当MODE中にL₁に印加される電圧 v_{L1} をインダクタンスの大きさ L_1 で割ることで導

かれ、それに各 MODE の時間 T_1 - T_4 を掛けて ΔI_1 - ΔI_4 を導出する。

$$\begin{aligned}
\Delta I_1 &= \frac{V_{in} - V_{Cl}}{L_1} T_1 = \frac{(1-d)V_{in} + dV_{out}}{L_1} \varphi_D T \\
\Delta I_2 &= \frac{V_{in} - V_{out} - V_{Cl}}{L_1} T_2 = \frac{(1-d)(V_{in} - V_{out})}{L_1} (d - \varphi_D) T \\
\Delta I_3 &= -\frac{V_{out} + V_{Cl}}{L_1} T_3 = -\frac{dV_{in} + (1-d)V_{out}}{L_1} \varphi_D T \\
\Delta I_4 &= -\frac{V_{Cl}}{L_1} T_4 = -\frac{d(V_{in} - V_{out})}{L_1} (1-d - \varphi_D) T
\end{aligned} \tag{3}$$

続いて、定常状態における C_1 の周期毎の電圧は変動しないことから、MODE 1-a 開始時における i_{L1} の大きさ i_0 を求める。題意より図 3.4 中の Q_1 と Q_2 が等しくなれば良いので、式(3)及び T_1 - T_4 を用い i_0 について等式を解くと式(4)が導かれる。

$$i_0 = -\frac{T}{2L_1} d \{ (1-d)V_{in} + (d + 2\varphi_D - 1)V_{out} \} \tag{4}$$

図 3.5 より、電流が負荷へ流れる期間は MODE 2 及び MODE 3-a である。このとき負荷に送られる電荷量 Q_a は該当 MODE 中に i_{L1} の波形が作る台形の面積で表される。一方、MODE 3-b は電流が負荷から戻ってくる期間であり、その時の電荷量は図 3.4 中の Q_b の面積を表す。1 周期中に負荷へ送られる電荷の合計 Q は Q_a と Q_b の和で表され、これを計算すると、

$$Q = 0.5T \{ 2di_0 + 2d\Delta I_1 + (d + \varphi_D)\Delta I_2 + \varphi_D\Delta I_3 \}$$

となる。この式に式(3)及び式(4)を代入すれば、電荷量 Q が求まる。

$$Q = \frac{T^2 V_{in}}{2L_1} \varphi_D (-2d^2 + 2d - \varphi_D) \tag{5}$$

式(5)で得られた電荷量 Q に T の逆数であるスイッチング周波数 f を掛けると、出力電流 I_{out} が求まる。

$$I_{out} = \frac{V_{in}}{2fL_1} \varphi_D (-2d^2 + 2d - \varphi_D) \tag{6}$$

式(6)で表される I_{out} に負荷電圧 V_{out} を掛けると、負荷に送られる電力 P_{out} が導出される。以上より、CASE 1 における負荷側の理論式の導出方法が示された。また、CASE 2、CASE 3 でも同様の方法で P_{out} を導出した。その結果を式(7)、式(8)にまとめる。

$d \leq 0.5$ のとき

$$\begin{cases} P_{out} = \frac{V_{in}V_{out}}{2fL_1} \varphi_D (-2d^2 + 2d - \varphi_D) & (CASE 1) \\ P_{out} = \frac{V_{in}V_{out}}{2fL_1} d^2 (1 - 2\varphi_D) & (CASE 2) \end{cases} \quad (7)$$

$d > 0.5$ のとき

$$\begin{cases} P_{out} = \frac{V_{in}V_{out}}{2fL_1} \varphi_D (-2d^2 + 2d - \varphi_D) & (CASE 1) \\ P_{out} = \frac{V_{in}V_{out}}{2fL_1} (1-d)^2 (1 - 2\varphi_D) & (CASE 3) \end{cases} \quad (8)$$

本来 PWM コンバータ側の操作量である d が理論式に含まれることから、PS 制御が PWM 制御の影響を受ける、いわゆる制御の相互干渉の存在が認められる。

3.3.3 蓄電池電圧の理論式

PWM コンバータとして用いている降圧コンバータの出力電圧 V_{bat} は式(9)で表されることが知られているため[3]、本論文では詳細な導出過程については省略する。導出方法を概括すると、1 周期中に PWM コンバータ側のインダクタ L_{bat} にかかる電圧の時間平均が 0 であることを利用して V_{bat} を導く。

$$V_{bat} = dV_{in} \quad (9)$$

理論式より、 V_{bat} は φ によらず PWM 制御でのみ制御可能であることがわかる。

3.3.4 負荷側ポートの出力特性

図 3.6 は式(7)及び式(8)で表される理論的な $P_{out} - \varphi$ 特性とシミュレーションから得られた $P_{out} - \varphi$ 特性の比較結果である。条件はいずれも $V_{in} = 36 \text{ V}$ 、 $V_{out} = 48 \text{ V}$ 、 $f = 100 \text{ kHz}$ 、 $L_l = 4.7 \text{ } \mu\text{H}$ 、 $C_l = 10 \text{ } \mu\text{F}$ とした。両特性が良い一致を示したことから、理論式の妥当性が確認できた。 d によって特性に違いが見られるが、いずれの d でも φ を変化させることで P_{out} が変動することから PS 制御によって P_{out} が制御可能であることがわかる。

3.3.5 蓄電池側ポートの出力特性

図 3.7 は式(9)で表される理論的な $V_{bat} - d$ 特性とシミュレーションから得られた $V_{bat} - d$ 特性の比較結果である。条件はいずれも 3.3.4 節と同じである。両特性の一致から、理論式の妥当性が示された。また、 V_{bat} が d に比例することから、PWM 制御によって V_{bat} が制御可能であることがわかる。

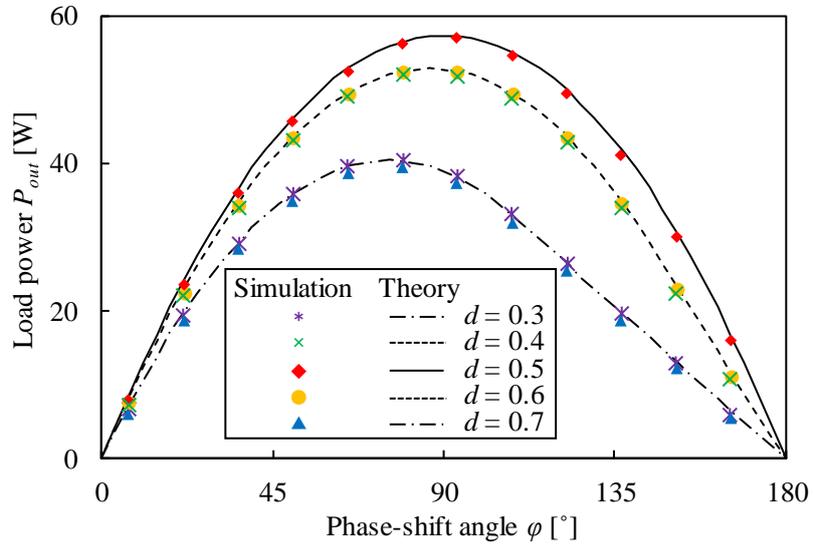


図 3.6 $P_{out} - \varphi$ 特性 (PV モード)

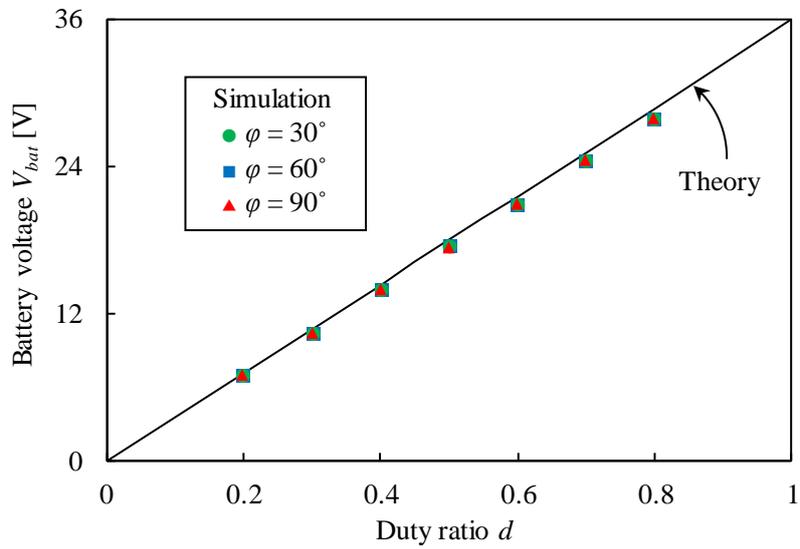


図 3.7 $V_{bat} - d$ 特性 (PV モード)

3.4 蓄電池モード

3.4.1 理論式の導出

3.1節で説明した通り、蓄電池モード時は逆流防止ダイオード D_{block} の振る舞いにより PV パネルが接続されたポートを開放とみなすことができる。その場合の等価的な回路構成を図 3.8 に示す。また、 $d=0.4$ 、 $\varphi=72^\circ$ (CASE 1) とした場合の各部動作波形を図 3.9、各 MODE における電流経路を図 3.10 にそれぞれ示す。

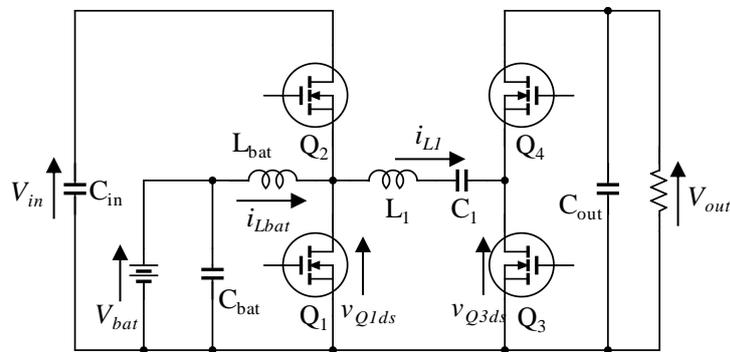


図 3.8 蓄電池モード時の回路構成

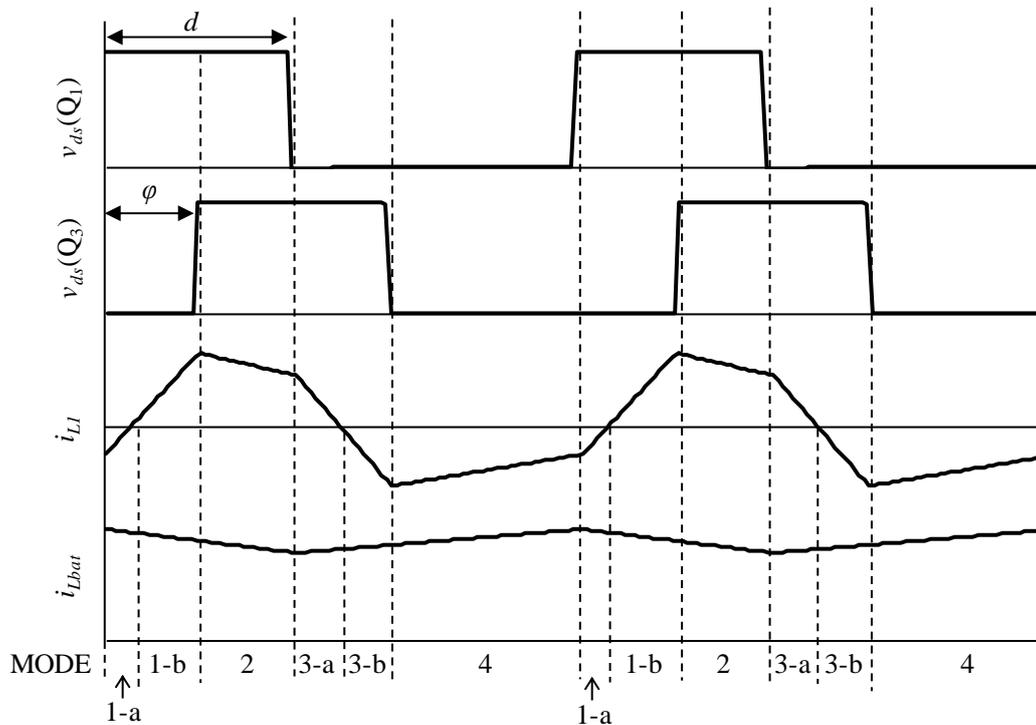


図 3.9 蓄電池モード時の各部動作波形 ($d=0.4$ 、 $\varphi=72^\circ$)

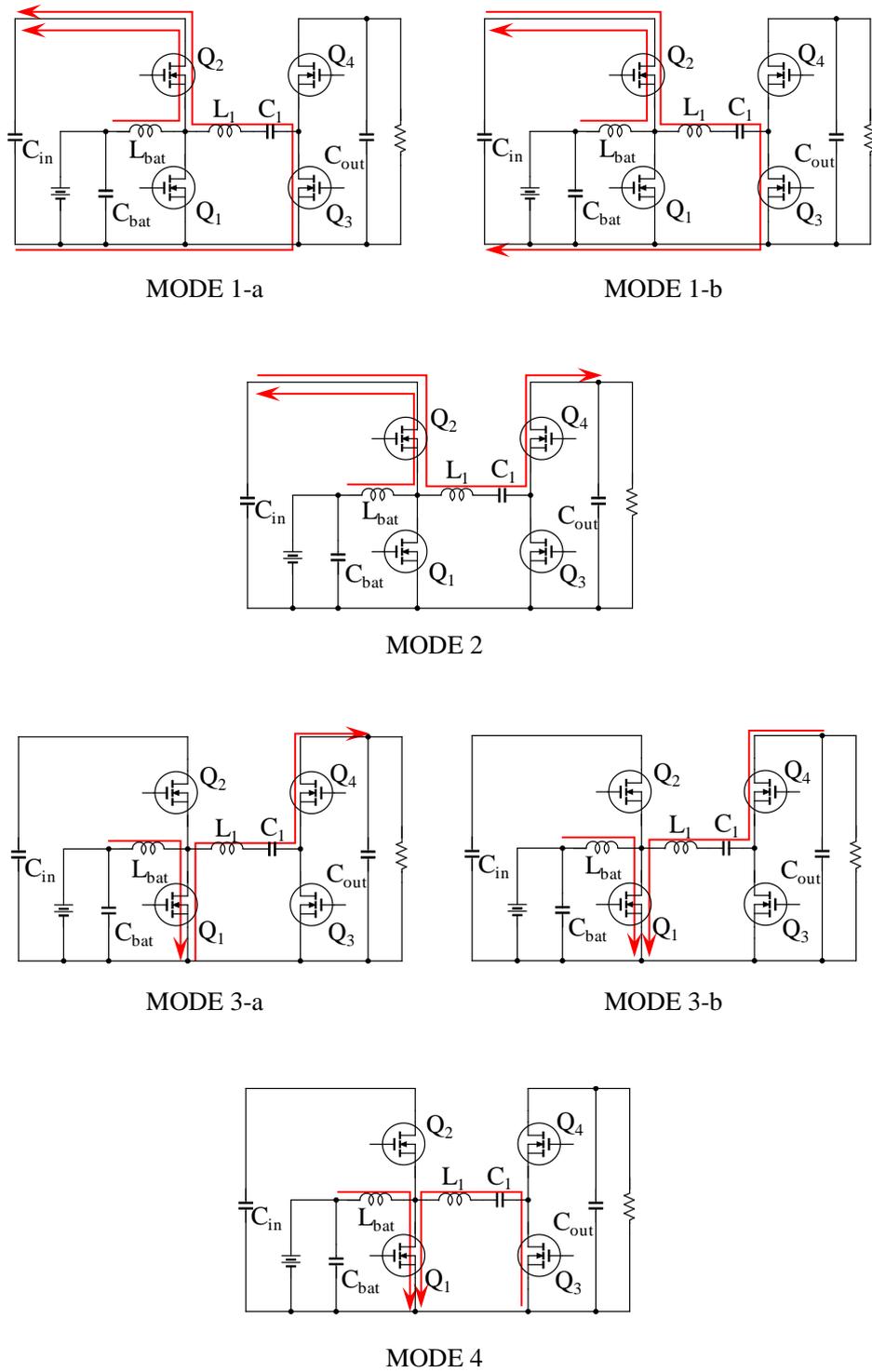


図 3.10 蓄電池モード時の電流経路 (CASE 1)

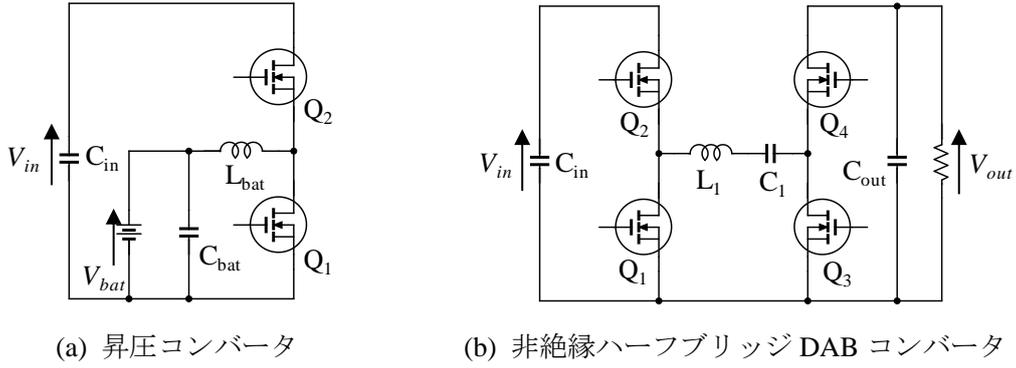


図 3.11 蓄電池モード時の等価的な構成回路

図 3.5 と図 3.10 に示した電流経路の違いから、蓄電池モード時の i_{Lbat} の向きは PV モードに対して反転していることがわかる。ここで、PWM コンバータとして用いている降圧コンバータは入出力を入れ替えると昇圧コンバータとして振る舞うことが知られているため、PWM コンバータ部分は入力に蓄電池、出力に C_{in} が接続された昇圧コンバータと考えることができる。また、 C_{in} を電圧源とみなすと PS コンバータ部分は PV モードと同様に非絶縁ハーフブリッジ DAB コンバータであると考えられる。このことから、蓄電池モードの回路構成は等価的に図 3.11(a) に示す昇圧コンバータと図 3.11(b) に示す非絶縁ハーフブリッジ DAB コンバータの組み合わせであるとみなすことができる。ここで、昇圧コンバータの出力電圧 V_{in} は d と V_{bat} を用いて式(10)で表されることが知られている。

$$V_{in} = \frac{V_{bat}}{d} \quad (10)$$

また、非絶縁ハーフブリッジ DAB コンバータの理論式は 3.3.1 節で導出した通り式(7)、式(8)で表される。式(10)を式(7)、式(8)に代入すると蓄電池モードにおける P_{out} の理論式が導出される。

$d \leq 0.5$ のとき

$$\begin{cases} P_{out} = \frac{V_{bat}V_{out}}{2fL_1} \frac{\varphi_D}{d} (-2d^2 + 2d - \varphi_D) & (CASE 1) \\ P_{out} = \frac{V_{bat}V_{out}}{2fL_1} d(1 - 2\varphi_D) & (CASE 2) \end{cases} \quad (11)$$

$d > 0.5$ のとき

$$\begin{cases} P_{out} = \frac{V_{bat}V_{out}}{2fL_1} \frac{\varphi_D}{d} (-2d^2 + 2d - \varphi_D) & (CASE 1) \\ P_{out} = \frac{V_{bat}V_{out}}{2fL_1} \frac{(1-d)^2}{d} (1 - 2\varphi_D) & (CASE 3) \end{cases} \quad (12)$$

3.4.2 出力特性

図 3.12 は蓄電池モードにおける理論的な $P_{out}-\phi$ 特性 (式(11)と式(12)) とシミュレーションから得られた $P_{out}-\phi$ 特性の比較結果である。条件はいずれも $V_{bat}=14\text{ V}$ 、 $V_{out}=48\text{ V}$ 、 $f=100\text{ kHz}$ 、 $L_l=4.7\text{ }\mu\text{H}$ 、 $C_l=50\text{ }\mu\text{F}$ とした。両特性が良い一致を示したことから、理論式の妥当性が確認できた。PV モードは $d=0.5$ で負荷電力が最大となっていたが、蓄電池モードは $d=0.3$ 付近で最大となる。最大電力についての詳細な考察は 5.1 節で行う。

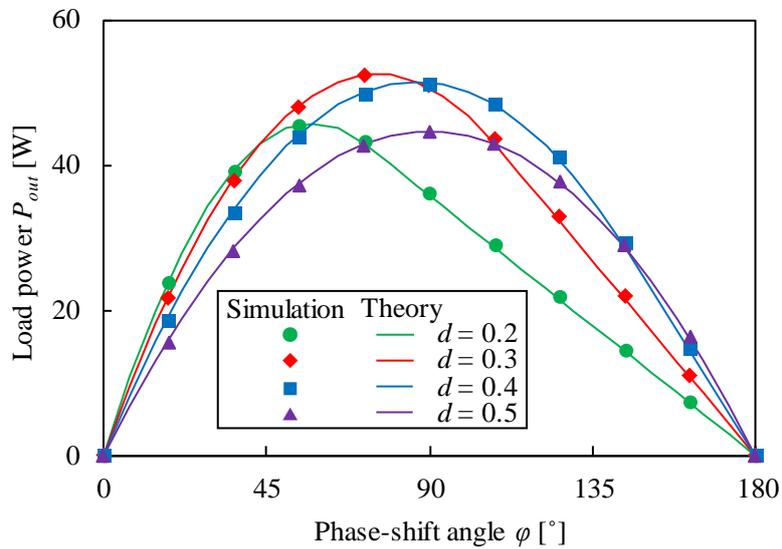


図 3.12 $P_{out}-\phi$ 特性 (蓄電池モード)

第 4 章 実機検証

4.1 実機製作

実際の動作を確認するため、非絶縁ハーフブリッジ方式の実機を製作した。入力是一般的な 72 セルストリング太陽電池が 1 枚接続されることを想定し、入力電圧を 36 V とした。蓄電池には 4 直列のリチウムイオン電池が接続されることを想定し、その変動範囲は 12–17 V とした。負荷は一般的に用いられている 24 V を想定した。また、各ポートの最大出力電力は蓄電池と負荷共に 100 W となるよう設計した。

実機に使用した素子を表 4.1 に示す。仕様を満足するようシミュレーションにより各素子にかかる電圧と電流の最大ストレスを確認し、素子の定数や定格を決定した。素子選定後、基板パターンとの設計と素子実装を行い図 4.1 に示す実機を製作した。

表 4.1 実機に使用した素子

素子名	型番	定数	定格電圧	定格電流
Q_1 – Q_4	FDD390N15A		150 V	26 A
L_1	SRP1770TA-4R7M	4.7 μ H		25 A
L_{bat}	SRP1770TA-470M	47 μ H		8.5 A
C_{in}	50SVPF68M	68 μ F \times 3 個	50 V	
C_1	C1210C106M5RACTU	10 μ F	50 V	
C_{bat}	EEVFK1J471M	470 μ F	63 V	
C_{out}	UCS2C331MHD	330 μ F \times 2 個	160 V	
ゲートドライバ	IRS2184S			



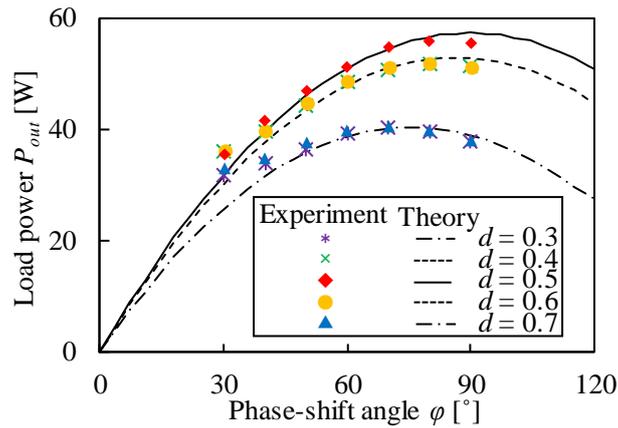
図 4.1 実機の写真

4.2 実験結果

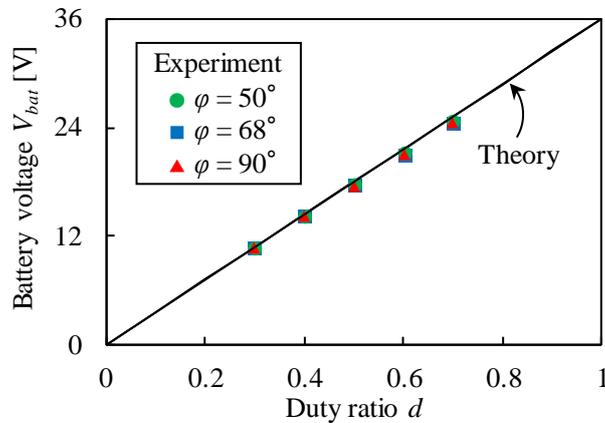
4.2.1 PV モード

$V_{in} = 36 \text{ V}$ 、 $V_{out} = 24 \text{ V}$ 、スイッチング周波数 $f = 100 \text{ kHz}$ の条件で PV モード時の負荷側及び蓄電池側の実機特性を取得した。理論特性（式(7)、式(8)）と実験結果の比較結果を図 4.2 に示す。図 4.2(a)は $P_{out} - \varphi$ 特性の比較、図 4.2(b)は $V_{bat} - d$ 特性の比較結果をそれぞれ表す。PV モードは PV パネルから電力が供給され蓄電池が充電されるモードであるが、今回は実験の簡単化のため蓄電池側に抵抗 $R_{bat} = 10 \Omega$ を接続することで蓄電池の充電動作を代替した。また、蓄電池の想定電圧とした $12\text{--}17 \text{ V}$ を式(9)に代入すると、デューティ比 d の範囲は $d = 0.33\text{--}0.47$ となる。しかし、今回は実験結果と理論特性の比較を目的とするため、 $d = 0.3\text{--}0.7$ の範囲で特性を取得した。

図 4.2(b)に示す $V_{bat} - d$ 特性の実験結果は理論特性と良い一致を示した。 d が大きくなるに従い V_{bat} が理論特性よりわずかに低くなるのは、 i_{Lbat} の上昇に伴うジュール損の増加が原因



(a) $P_{out} - \varphi$ 特性



(b) $V_{bat} - d$ 特性

図 4.2 理論特性と実験結果の比較 (PV モード)

であると考えられる。図 4.2(a)に示す $P_{out} - \varphi$ 特性は、主に $\varphi = 30^\circ$ 付近と $\varphi = 90^\circ$ で理論特性との不一致が確認された。 $\varphi = 90^\circ$ で P_{out} が理論特性よりも小さくなる原因は、 P_{out} の増加に伴う損失増加が影響していると考えられる。特に、実験時に L_1 が極めて高温となったことから、 L_1 に起因する銅損やヒステリシス損が損失の主な要因であると推測される。製作した実機では L_1 のコアとしてカルボニル鉄粉 (Carbonyl powder) を用いているが、これをヒステリシス損や銅損がより小さいインダクタに置き換えることで損失の低減が見込まれる。 $\varphi = 30^\circ$ 付近での特性の不一致は詳細解析時に考慮していないパラメータの影響であると予想する。このパラメータに関する詳しい考察は 5.2 節で行う。

4.2.2 蓄電池モード

$V_{bat} = 14 \text{ V}$ 、 $V_{out} = 24 \text{ V}$ 、 $f = 100 \text{ kHz}$ の条件で蓄電池モード時の実機特性を取得した。理論特性 (式(11)、式(12)) と実験結果の比較結果を図 4.3 に示す。 C_{in} の耐圧を考慮して $d = 0.3 - 0.5$ の範囲で実験を行った。

$d = 0.3 - 0.5$ のいずれの特性においても $\varphi = 60^\circ - 90^\circ$ 付近で理論値よりも小さい電力が出力される原因は、PV モードと同じく伝送電力増加に伴う損失増加の影響であると考えられる。図 3.11 に示した通り蓄電池モードは昇圧コンバータと非絶縁ハーフブリッジ DAB コンバータの 2 段の電力変換が行われるので、PV モードよりも大きな電力損失が生じる。また、 $d = 0.3$ において特に特性の差異が大きい。これは式(10)より $V_m = 46.7 \text{ V}$ であることから、 i_{L1} のリップル幅増加による銅損及びヒステリシス損の増加が主な原因であると推測される。 $d = 0.5$ 時の $\varphi = 10^\circ$ 、 $d = 0.4$ 時の $\varphi = 10^\circ - 20^\circ$ 、 $d = 0.3$ 時の $\varphi = 10^\circ - 40^\circ$ でそれぞれ生じる特性の不一致は、PV モードと同様の未考慮パラメータの影響であると考えられる。詳細は 5.2 節で述べる。

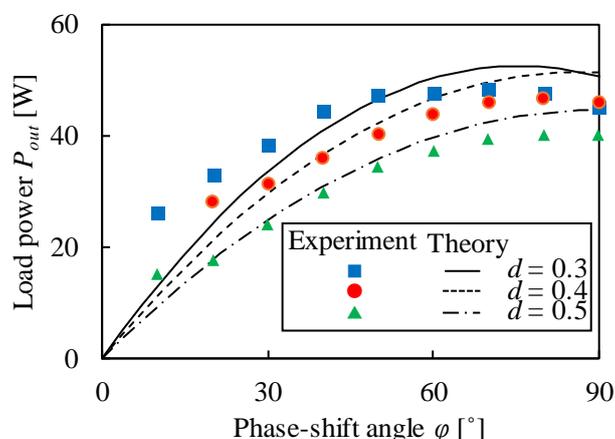


図 4.3 理論特性と実験結果の比較 (蓄電池モード)

第5章 考察

5.1 最大負荷電力の導出

5.1.1 PV モード

負荷電力 P_{out} は式(7)、式(8)で表されるが、本節では P_{out} の取りうる最大値 P_{max} 及びその時の d と φ の関係を導出する。 P_{out} の最大値は素子の定数や定格決定などの際に重要である。

PV モードの $P_{out}-\varphi$ 特性は $d=0.5$ を中心に d の変化に対して対象であるため、今回は $d \leq 0.5$ についてのみ考察を行う。まず、式(7)を改めて以下に示し、式(13)及び式(14)とする。

$$P_{out} = \frac{V_{in}V_{out}}{2fL_1} \varphi_D (-2d^2 + 2d - \varphi_D) \quad (d > \varphi_d) \quad (13)$$

$$P_{out} = \frac{V_{in}V_{out}}{2fL_1} d^2 (1 - 2\varphi_D) \quad (d \leq \varphi_d) \quad (14)$$

最初に、式(13)の最大値 P_{max1} が式(14)の最大値 P_{max2} よりも大きいことを示す。まず $d > \varphi_D$ の場合の最大値 P_{max1} を考える。式(13)を φ_D の2次関数とみなし平方完成を行うと式(15)を得る。

$$P_{out} = -\frac{V_{in}V_{out}}{2fL_1} \{\varphi_D - d(1-d)\}^2 + \frac{V_{in}V_{out}}{2fL_1} d^2 (1-d)^2 \quad (15)$$

式(15)は頂点が $(\varphi_D, P_{out}) = (d(1-d), V_{in}V_{out}/2fL_1 d^2 (1-d)^2)$ で下に凸の放物線を表す。 $d > d(1-d)$ より、頂点は $d > \varphi_d$ の範囲内にあるので P_{out} は $\varphi_D = d(1-d)$ の時に最大となり、その時の最大値 P_{max1} は式(16)で与えられる。

$$P_{max1} = \frac{V_{in}V_{out}}{2fL_1} d^2 (1-d)^2 \quad (16)$$

同様に、 $d \leq \varphi_d$ の場合の最大値 P_{max2} を考える。式(14)は φ_D に対して単調減少な関数なので P_{out} は $\varphi_D = d$ のときに最大となり、その時の最大値 P_{max2} は式(17)で表される。

$$P_{max2} = \frac{V_{in}V_{out}}{2fL_1} d^2 (1-2d) \quad (17)$$

P_{max1} と P_{max2} の差を計算すると

$$P_{max1} - P_{max2} = \frac{V_{in}V_{out}}{2fL_1} d^2 (1-d)^2 - \frac{V_{in}V_{out}}{2fL_1} d^2 (1-2d) = \frac{V_{in}V_{out}}{2fL_1} d^4 > 0 \quad (18)$$

となり P_{max1} は P_{max2} よりも大きいことがわかる。これは P_{max} が $d > \varphi_D$ (CASE 1) に存在することを意味し、そのときの最大値は P_{max1} であることから P_{out} は $\varphi_D = d(1-d)$ で式(19)に示す最大値 P_{max} を取ることが証明された。

$$P_{\max} = P_{\max 1} = \frac{V_{in}V_{out}}{2fL_1} d^2(1-d)^2 \quad (19)$$

また、式(19)は $d = 0.5$ で最大となり、その時の最大値 P_{\max} は式(20)で表される。

$$P_{\max}' = \frac{V_{in}V_{out}}{16fL_1} \quad (20)$$

5.1.2 蓄電池モード

式(10)より、蓄電池モードの理論式はいずれの CASE においても PV モードの理論式に $1/d$ を掛けることで導出される。このことと PV モードの P_{out} の最大値 P_{\max} は CASE 1 中に存在したことから、蓄電池モード時の P_{\max} も CASE 1 中に存在することが推定される。式(11)で表される CASE 1 時の P_{out} の理論式を改めて以下に示し、式(21)とする。

$$P_{out} = \frac{V_{bat}V_{out}}{2fL_1} \frac{\varphi_D}{d} (-2d^2 + 2d - \varphi_D) \quad (CASE 1) \quad (21)$$

以下、式(21)の最大値 P_{\max} を導出する。まず、式(21)を φ_D 及び d について偏微分して式(22)、式(23)を得る。

$$\frac{\partial P_{out}}{\partial d} = \frac{V_{bat}V_{out}}{2fL_1} \frac{\varphi_D}{d^2} (-2d^2 + \varphi_D) \quad (22)$$

$$\frac{\partial P_{out}}{\partial \varphi_D} = \frac{V_{bat}V_{out}}{2fL_1} \frac{-2d^2 + 2d - 2\varphi_D}{d} \quad (23)$$

式(22)、式(23)を 0 として極値を求めると、式(24)、式(25)が得られる。

$$\frac{\partial P_{out}}{\partial d} = 0 \rightarrow d = \sqrt{\frac{\varphi_D}{2}} \quad (24)$$

$$\frac{\partial P_{out}}{\partial \varphi_D} = 0 \rightarrow \varphi_D = -d^2 + d \quad (25)$$

これらの式は d 及び φ_D をそれぞれ式(24)、式(25)で決定すれば最大の電力を得られることを意味している。蓄電池モードは制御対象が P_{out} のみなので操作量は d と φ_D のどちらか一方を選択することができるが、今回は 3 章で行った解析と同様に φ_D で P_{out} を制御することを考える。式(21)に式(24)を代入し、 d を式(24)で決定した場合の P_{out} が導出される。

$$P_{out} = \frac{V_{bat}V_{out}}{fL_1} \varphi_D (1 - \sqrt{2\varphi_D}) \quad (26)$$

また、式(24)と式(25)を連立すると $d = 1/3$ 、 $\varphi_D = 2/9$ が得られ、これは P_{out} が最大となる条件を意味する。これらの値を式(21)に代入し、 P_{\max} は式(27)となることが導かれる。

$$P_{\max} = \frac{2V_{bat}V_{out}}{27fL_1} \quad (27)$$

ここで、図 3.12 と同様に d を固定した場合の特性と d を式(24)で決定した場合の比較結果

を図 5.1 に示す。条件は $V_{bat} = 14 \text{ V}$ 、 $V_{out} = 48 \text{ V}$ 、 $f = 100 \text{ kHz}$ 、 $L_l = 4.7 \text{ }\mu\text{H}$ とした。図 5.1 の結果に示される通り、 P_{out} を φ_D で制御する際任意に決定できるもう一方の操作量 d は式(24)で決定することで最大の電力を利用することができる。

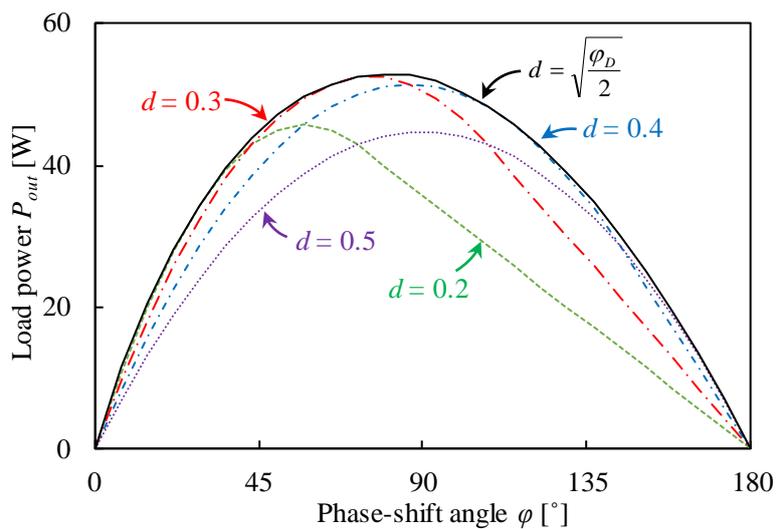


図 5.1 蓄電池モードの理論的出力特性

5.2 デッドタイムの影響

5.2.1 想定外の動作モード

MOSFET など実際のパワーデバイスにはオン-オフの切り替えに有限の時間を要することが知られている。そのため、各スイッチのターンオン時にデッドタイムと呼ばれるむだ時間を挿入することで電源短絡を回避している。3章ではスイッチング時のデッドタイムを考慮せずに解析を行ったが、本節では PV モード時にデッドタイムが原因で生じる新たな MODE について考察する。

非絶縁ハーフブリッジ DAB 方式はデッドタイムの影響により、図 3.5 では想定しなかった MODE が MODE 4 と MODE 1 の間に生じることがある。その時の動作波形を図 5.2 に示す。図 5.2 中の t_d は Q_1 がオンである MODE 4 と Q_1 がオフし Q_2 がオンする MODE 1 の間に挿入されるデッドタイムの時間を表し、この期間を MODE 5 とする。図 5.2 中の MODE 5-b では v_{Q1ds} が降下することが確認できるが、これはデッドタイム期間中に i_{Lbat} と $-i_{Ll}$ の大小が逆転することが原因で生じる現象である。 i_{Lbat} と $-i_{Ll}$ の大小が逆転する時刻(図中 Cross point)を t_c とすると、この現象は $t_c < t_d$ の条件を満たした場合に発生する。MODE 5-b の動作は 3章で導出した理論特性では考慮されていないため、4.2 節で示した実験結果と理論特性の不一致の大きな原因であると考えられる。

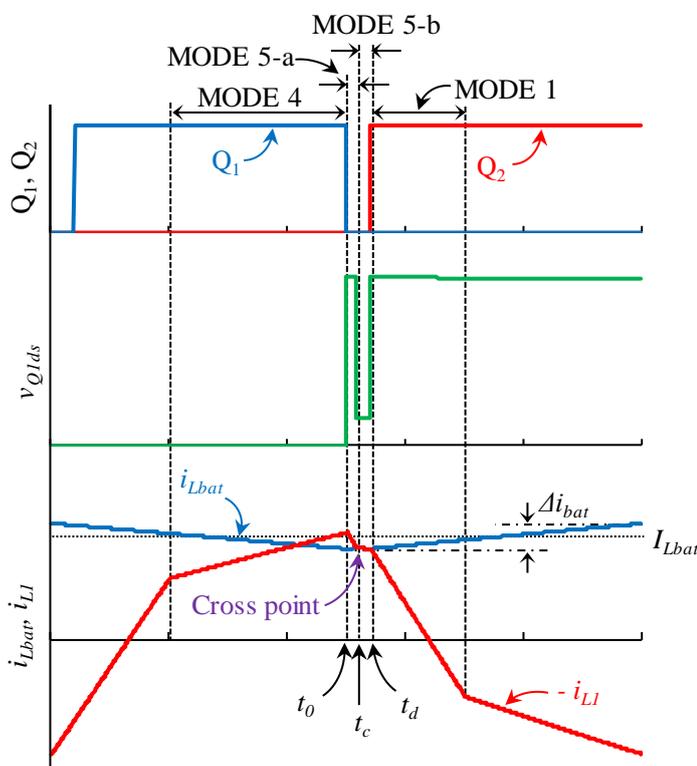


図 5.2 デッドタイムを考慮した場合の動作波形

図 5.3 にデッドタイム時及びその前後における電流経路を示す。ここで、 Q_1 – Q_4 に並列に接続されたダイオードはボディダイオードと呼ばれる MOSFET の寄生素子を表す。赤い矢印は i_{Ll} 、青い矢印は i_{Lbat} の経路をそれぞれ表している。 Q_1 と Q_3 がオンしている MODE 4 の状態から Q_1 がターンオフしデッドタイム期間 (MODE 5) へと動作が切り替わる際、 i_{Lbat} と i_{Ll} の関係により 2 種類の電流経路が考えられる。

1 つが $i_{Lbat} < -i_{Ll}$ の場合であり、これは MODE 5-a に該当する。MODE 5-a では Q_2 のボディダイオード D_{Q2} が導通し、図 5.3(b) に示す経路で電流が流れる。この状態から MODE 1-a (図 5.3(c)) に移行すると、 Q_2 のスイッチングはドレイン-ソース間の電位差が 0 の状態でターンオンするゼロボルトスイッチング (ZVS: Zero Voltage Switching) となり、スイッチング損失の低減が可能である。

一方、 $i_{Lbat} > -i_{Ll}$ となる時刻 t_c がデッドタイム期間終了時刻 t_d よりも先に訪れると MODE 5-b が発生する。MODE 5-b では Q_1 のボディダイオード D_{Q1} が導通し、図 5.3(c) に示す経路

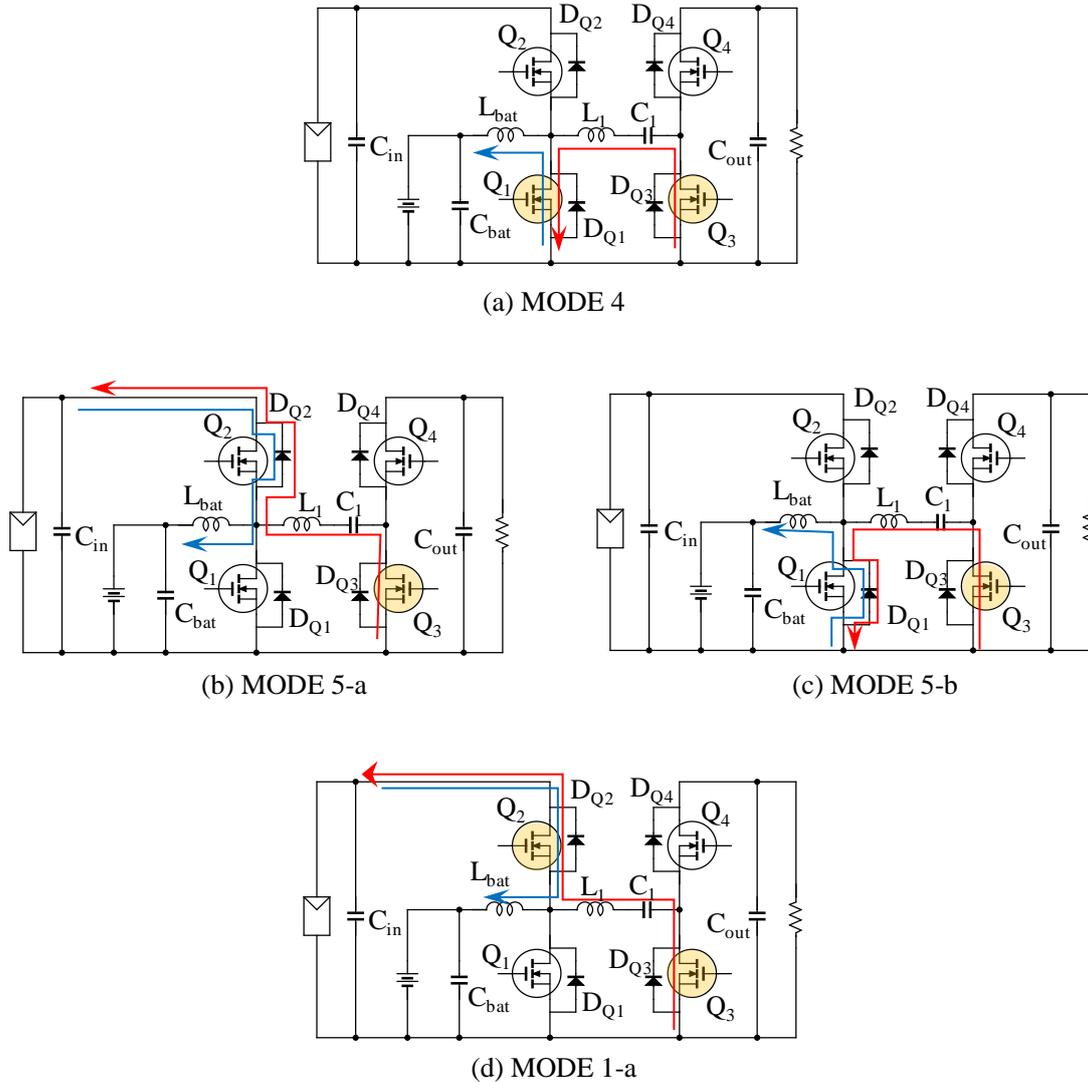


図 5.3 デッドタイムを考慮した場合の電流経路

で電流が流れる。この状態で Q_2 がターンオンし MODE 1-a に移行すると、 Q_2 のスイッチングはハードスイッチングになるばかりか D_{Q1} の逆回復による回路の短絡が生じる危険性がある。

5.2.2 想定外の動作モードが発生する条件

本節では MODE 5-b が発生する条件式を導出する。条件式は $i_{Lbat} > -i_{Ll}$ となる時刻 t_c とデッドタイム時間 t_d の比較から導出されるが、 t_d の値は使用しているスイッチの駆動回路（ゲートドライバ）によるものなので、本節では t_c の導出を目的とする。

t_c を導出するには MODE1 における i_{Lbat} と i_{Ll} の理論式が必要となる。まず、 i_{Ll} の数式化を行う。以降、図 5.2 に示す MODE 4 の終了時刻 t_0 からの経過時間を t とする。ここで、MODE 1 中 ($0 \leq t < \phi_D T$) の i_{Ll} の傾きは式(3)で示した ΔI_1 に T_l を除したものであり、 $t=0$ における i_{Ll} の初期値 i_0 は式(4)で既に示した。これらを用いて導出される MODE 1 時の i_{Ll} の理論式を式(28)に示す。

$$\begin{aligned}
 i_{Ll}(t) &= i_0 + \frac{(1-d)V_{in} + dV_{out}}{L_1} t \\
 &= -\frac{d(d+2\phi_D-1)V_{out}}{2L_1} T + \frac{(1-d)V_{in}}{L_1} \left(t - \frac{d}{2} T \right)
 \end{aligned} \tag{28}$$

次に i_{Lbat} の理論式を導くため、図 5.4 に示す降圧コンバータの各動作モードにおける電流経路を用いて解析を行う。降圧コンバータは Q_1 と Q_2 がそれぞれオンする 2 種類の動作モードが存在する。PS コンバータの解析で用いた MODE 1-4 をそのまま用いると、 Q_1 がオン時の動作は MODE 1-2、 Q_2 がオン時の動作は MODE 3-4 に該当する。図 5.4(a) に示す MODE 1-2 中に L_{bat} に印加される電圧 v_{Lbat} は $V_{in} - V_{bat}$ であり、その期間は dT である。同様に、図 5.4(b) に示す MODE 3-4 における v_{Lbat} は $-V_{bat}$ であり、その期間は $(1-d)T$ である。1 周期中に L_{bat} に印加される電圧の時間平均は 0 であることから、式(9)に示した関係式が得られる。また、 i_{Lbat} のリップル Δi_{Lbat} は各 MODE における i_{Lbat} の増減を計算することで求まり、式(29)で表される。

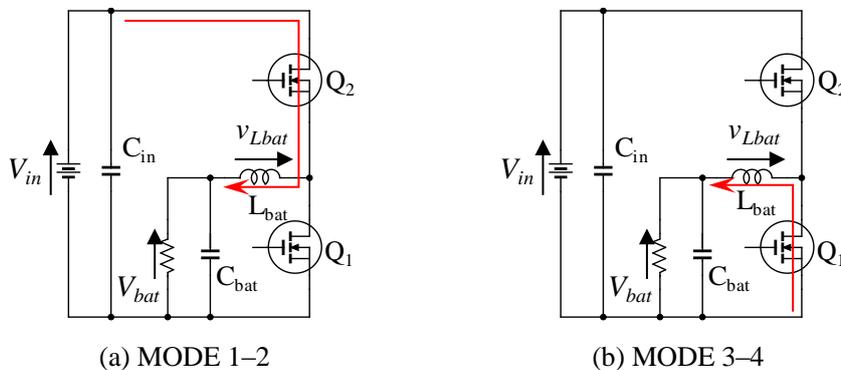


図 5.4 降圧コンバータの電流経路

$$\Delta i_{Lbat} = \frac{(1-d)V_{in}}{L_{bat}} dT \quad (29)$$

i_{Lbat} の平均電流を I_{Lbat} とすると、MODE 1-2 中 ($0 \leq t < dT$) の i_{Lbat} の理論式は式(30)で表される。

$$\begin{aligned} i_{Lbat}(t) &= I_{Lbat} - \frac{\Delta i_{Lbat}}{2} + \frac{(1-d)V_{in}}{L_{bat}} t \\ &= I_{Lbat} + \frac{(1-d)V_{in}}{L_{bat}} \left(t - \frac{d}{2} T \right) \end{aligned} \quad (30)$$

t_c は $i_{L1} = i_{Lbat}$ となる時間であるので、式(28)と式(30)を連立し式(31)を得る。

$$\begin{aligned} \frac{d(d+2\phi_D-1)V_{out}}{2L_1} T - \frac{(1-d)V_{in}}{L_1} \left(t_c - \frac{d}{2} T \right) &= I_{Lbat} + \frac{(1-d)V_{in}}{L_{bat}} \left(t_c - \frac{d}{2} T \right) \\ \rightarrow t_c &= \frac{d}{2} T + \frac{L_{bat}}{L_1 + L_{bat}} \frac{-2L_1 I_{Lbat} + d(d+2\phi_D-1)V_{out} T}{2(1-d)V_{in}} \end{aligned} \quad (31)$$

以上で、本節で目的とした t_c が導出された。デッドタイム時間 t_d が式(31)で表される t_c よりも大きい場合 MODE 5-b が発生し、理論特性との不一致や回路の破損といった悪影響をもたらす。

第6章 まとめ

PWM コンバータと PS コンバータのスイッチを共有することで、従来方式よりも設計が容易で、且つ、回路構成が簡素な MPC を提案した。提案 MPC から代表し、非絶縁ハーフブリッジ DAB 方式について太陽光発電システムを想定した各動作モードに対する出力特性の理論式を導出した。そして提案 MPC の実機を製作し、導出した理論特性との比較を行った。その結果、条件次第では望まない動作モードの発生により所望の特性が得られないことがわかった。

今後は他の方式について詳細解析と実機検証を行い、各方式の有効性を検証する。また、負荷からの電力回生を想定した双方向用途に関する解析を行う予定である。

参考文献

- [1] 石垣将紀, 伊東健一, 柳沢直樹, 戸村修二, 梅野孝治, “直流電源システムの統合を可能にする絶縁型マルチポートコンバータの提案,” *IEEJ Transactions on Industry Applications*, vol.134, no.10, pp.844–852, May 2014.
- [2] H. Tao, A. Kotsopoulos, J. L. Duarte, and M. A. M. Hendrix, “Family of Multiport Bidirectional DC-DC Converters,” *Electric Power Applications, IEE Proceedings*, vol.153, no.3, pp.451–458, May 2006.
- [3] 河村篤男, 横山智紀, 船渡寛人, 星伸一, 吉野輝雄, 『パワーエレクトロニクス学入門』, コロナ社 (2009) .

謝辞

本研究にあたり終始熱心にご指導を戴いた茨城大学工学部電気電子工学科パワーエレクトロニクス研究室 鵜野将年准教授に深謝いたします。そのご指導は研究内容のみならず社会人に必要な心構えなど有意義なものばかりであり、私の成長の糧になると感じております。また、同研究室の皆様にもたくさんの助言を戴きました。特に、永田光先輩は日頃からの助言や文章の添削などを通して多大なるお力添えを賜りました。ここに皆様への感謝の意を表し、謝辞に代えさせていただきます。