

卒業学位論文

インターリーブ双方向 PWM コンバータと
Dual Active Bridge コンバータを統合した電
動車両用マルチポートコンバータ

平成 30 年度

茨城大学 工学部

電気電子工学科

15T3042L 佐藤 元基

指導教員 鵜野 将年

要 旨

電動車両は電圧の異なる複数のバッテリーを有しており、各バッテリーの個別制御のために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。システムの簡素化のため、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。ここで、電動車両で用いられる各バッテリー間の電圧差は大きいため、電動車両用 MPC には高い電圧変換比が要求される。しかし、従来の MPC において回路1次側の2ポート間で電力伝送を行う場合、低電圧バッテリーポートにおける電流リップルが増加するという課題を有する。また、電流ストレスの低減を目的に2つのインダクタ電流をバランスさせる必要があるが、電流センサを用いて電流を計測しなければならないため、回路の高コスト化、複雑化の要因となっていた。本論文では、高い電圧変換比を有しつつ、定電圧バッテリーにおける電流リップルの低減と、無制御でのインダクタ電流のバランスが可能な MPC を提案する。また、提案 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

Electric vehicles (EV) employ multiple power sources. These systems tend to be complex and costly because multiple converters in proportion to the number of power sources are required to regulate each power source individually. In order to reduce the number of converters in these systems, multi-port converters (MPCs) which integrate multiple converters into a single unit have been proposed. MPC for EV requires high voltage conversion ratio because each battery has a large voltage difference. However, conventional MPC tends to increase current ripples of low voltage battery port. Moreover, two inductor currents need to be measured by using current sensors to achieve current balancing, increasing the cost and control complexity. In this paper, a novel MPC with high voltage conversion ratio and automatic current balancing capability is proposed. Thanks to its high voltage conversion ratio, current ripples of low voltage battery port can be reduced. Besides, operation analysis and experimental results are performed to verify the efficacy of the proposed MPC.

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	3
2.1	回路方式	3
2.2	回路の特徴	3
2.3	制御方法	4
第3章	詳細解析	4
3.1	動作モードの説明	4
3.2	動作モードの場合分け	5
3.3	低電圧バッテリーモード	6
3.4	出力特性	8
3.4.1	理論式の導出	8
3.4.2	理論式とシミュレーションの比較	11
3.5	電流リップルの低減	12
3.6	電流バランス機能	13
3.7	トランス利用率の向上	15
3.8	素子の低耐圧化	16
第4章	実機検証	16
4.1	実機製作	16
4.2	実験結果	18
第5章	まとめ	21

第 1 章 はじめに

1.1 研究背景

近年、地球温暖化の抑制に向け、電動車両の普及が進んでおり、自動車関連メーカー各社では、電動車両の更なる普及のため、より小型、且つ、低コストで高効率な電動車両システムの開発が進められている。電動車両には、図 1.1(a)に示すように走行用モータ駆動のための高電圧バッテリーに加えて補器類用の低電圧バッテリーが用いられており、各バッテリー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ためシステムが複雑化する傾向にある。システムの簡素化のため、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[1]-[3]。MPC は複数の電源を個別に制御可能であるため、図 1.1(b)に示すようにコンバータ台数の削減が可能である。しかし、電動車両に用いられる 3 つのバッテリーの電圧差は大きいいため、電動車両用 MPC には高い電圧変換比が求められる。

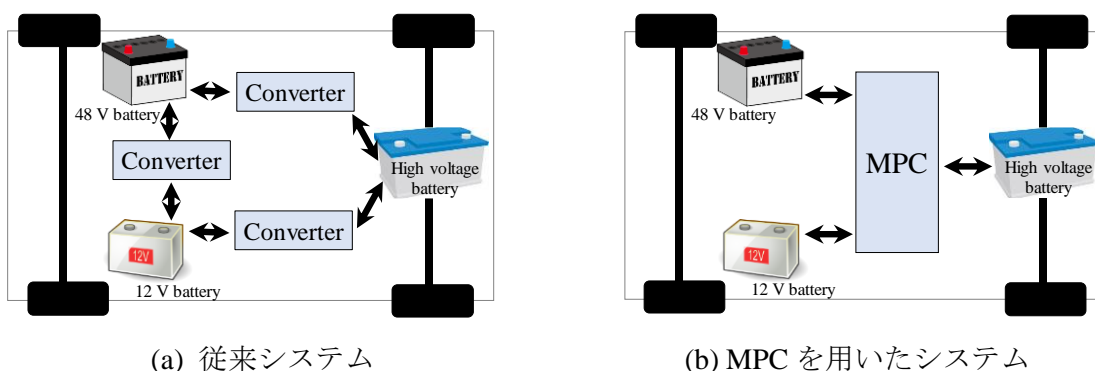


図 1.1 電動車両システムの例

1.2 従来方式の MPC

従来の MPC [4]の回路構成を図 1.2 に示す。1 次側、2 次側回路共にスイッチを使用した DAB (Dual Active Bridge) コンバータから構成される。また、1 次側回路は電流ストレス低減のため、2 つの相が電流を分担するインターリーブ方式を採用している。従来の回路では S_1 、 S_3 のデューティ比を調整する PWM 制御により V_L 、 V_M 間の電力伝送量を制御し、1 次側と 2 次側回路の 2 組のレグ間の位相差を調整するフェーズシフト制御により V_M 、 V_L 間の電力伝送量を制御する。

一般的な電動車両では、補器類を駆動するために 12 V バッテリと 48 V バッテリが用いられるが、従来回路において $V_M/V_L=4$ の電圧変換を行うにはデューティ比 $d=0.75$ で動作させる必要がある。しかし、 $d=0.75$ での動作させた場合、インターリーブコンバータ部における入出力電流リップルが増加するため、平滑コンデンサの大型化、ジュール損失の増加を招く原因となる。更に、高いデューティ比での動作はトランスの利用率低下の要因となる。また、インターリーブコンバータにおいて、電流ストレスの低減を目的に i_{LA} 、 i_{LB} を均一化させる必要があるが、多数の電流センサや制御回路を用いなければならないため、システムの高コスト化、大型化が問題となる。

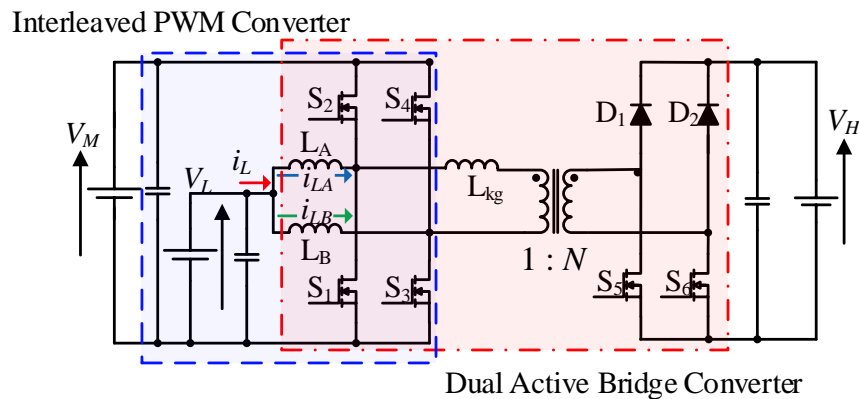


図 1.2 従来 MPC の一例

第2章 提案 MPC

2.1 回路方式

図 2.1 に示す提案 MPC はインターリーブ PWM コンバータと DAB コンバータの統合により導出される。従来回路と同様に提案回路は、低電圧バッテリー電流 i_L を 2 つの相が分担するインターリーブ方式を用いるため、素子の電流ストレスを低減可能である。また、1 次側と 2 次側回路の両方にスイッチを用いる DAB コンバータであるため、2 組のレグ (S_1, S_2 と S_5, S_6) 間の位相差を調整することで、 BAT_M 、 BAT_H 間で双方向の電力伝送が可能である。

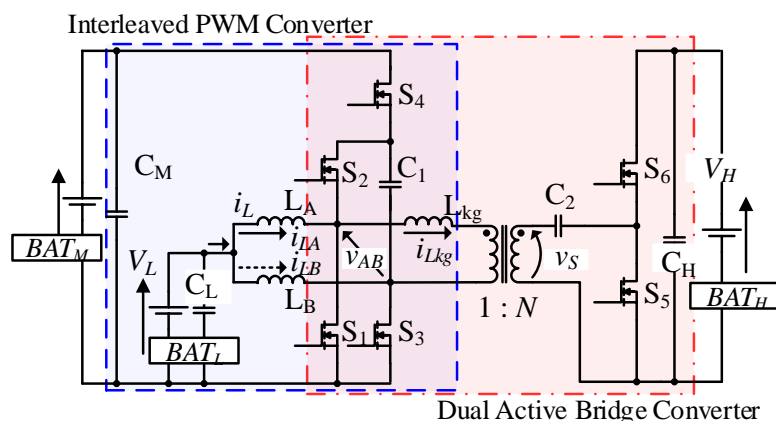


図 2.1 提案 MPC の回路構成

2.2 回路の特徴

提案回路では、従来回路と同様に PWM 制御とフェーズシフト制御の 2 つの制御手法で電圧変換及び、電力伝送量の調整を行う。提案回路の S_3, S_4 間にフライイングキャパシタ C_1 を挿入した構成となっている。これにより、インターリーブ PWM コンバータ部分における電圧変換比は従来回路に比べ 2 倍となるため、 $d = 0.5$ での動作時に $V_M/V_L = 4$ の電圧変換が可能である。従って、低電圧バッテリーに対する電流リップルの低減、トランス利用率の向上による回路の高効率化が可能となる。更に、 C_1 は電圧を受け持つため、従来方式に比べて S_1, S_3, S_4 の電圧ストレスを半減することができる。また、3 章で詳細な原理と電流経路について説明するが、スイッチング 1 周期における C_1 の電荷量保存則より、2 つのインダクタ電流 i_{L1} と i_{L2} は無制御でバランス可能である。

2.3 制御方法

提案 MPC では、インターリーブコンバータと DAB コンバータの統合により、2つの制御パラメータで、3つのバッテリー間の双方向電力変換が可能となる。

図 2.2 に MPC 中の各スイッチ (S_1 – S_6) の駆動信号を表す。 S_1 と S_2 、 S_3 と S_4 、 S_5 と S_6 は互いに相補的にスイッチングを行う。ここで、 S_1 及び S_3 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 BAT_L 、 BAT_M 間の電力伝送を行い、2組のレグ (S_1, S_2 と S_5, S_6) 間の位相差 φ を変化させる PS 制御を用いて BAT_M 、 BAT_H 間の電力伝送を行う。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。

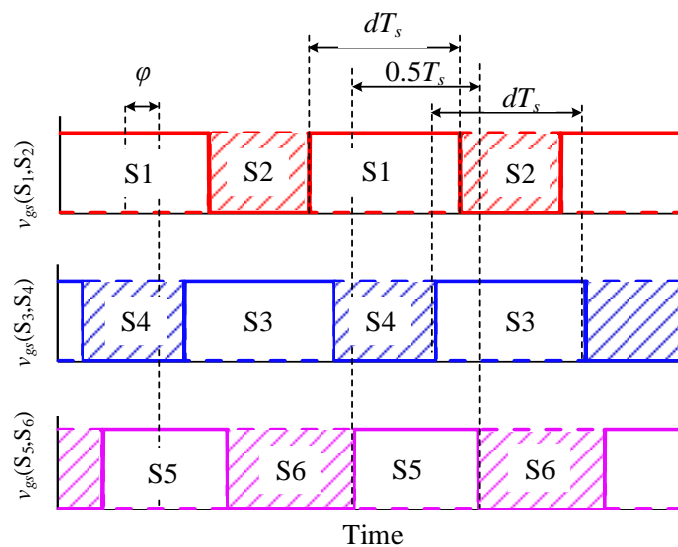


図 2.2 提案 MPC における各スイッチの駆動信号

第 3 章 詳細解析

3.1 動作モードの説明

本節では、提案する電動車両用 MPC の動作解析を行う。提案回路の動作は、 BAT_L (低電圧バッテリー) ポートから BAT_M (中電圧バッテリー) ポートと BAT_H (高電圧バッテリー) ポートへ電力供給を行う低電圧バッテリーモード、 BAT_M から BAT_L と BAT_H へ電力を供給する中電圧バッテリーモード、 BAT_H から BAT_L と BAT_M へ電力を供給する高電圧バッテリーモードの 3 つのモードに分けられる。本論文では、代表して低電圧バッテリーモード

について理論特性の導出、入出力電流リップルの低減、電流バランス動作、スイッチの低
 耐圧化、トランス利用率向上についての解析を行う。

3.2 動作モードの場合分け

以降の解析の準備として、提案 MPC の動作モードの場合分けを行う。S₁、S₃ が $d > 0.5$ の時、提案 MPC の動作モードは、 d と φ の関係から CASE 1 と CASE 2 の 2 通りに
 場合分けすることができる (図 3.1 参照)。ここで、 φ_D は位相差 φ を 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 は $\varphi_D \geq d/2 + 1/4$ の場合である。この場合、S₅ がオンし、S₁ がオフする期間が
 存在する。CASE 2 は $\varphi_D < d/2 + 1/4$ の場合である。この場合、S₅ がオンし、S₁ がオフす
 る期間が存在しないため、図 3.1(a)中の T_{CASE1} で示されるモードが無くなる。提案 MPC
 では CASE 1 の条件で回路を動作させることが前提であるため、本論文では代表して
 CASE 1 について解析を行う。

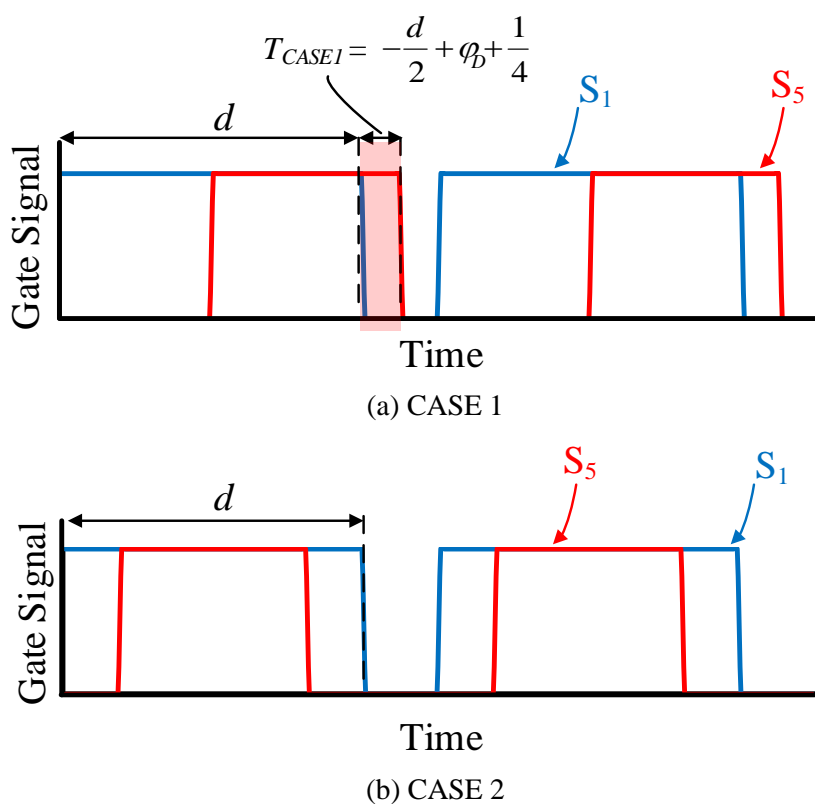


図 3.1 各ケースにおけるスイッチング波形($d > 0.5$ の時)

3.3 低電圧バッテリーモード

$d > 0.5$ での動作時の各部の動作波形を図 3.2 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 Mode 1-6 に分けられる。ここで、 i_{LA} 、 i_{LB} 、 i_{Lkg} はそれぞれインダクタ L_A 、 L_B 、 L_{kg} を流れる電流であり、 v_{AB} 、 v_S 、 V_{C1} はそれぞれ、トランス 1 次側の電圧、トランス 2 次側の電圧、 C_1 に印加される電圧である。各モードにおける電流経路を図 3.3 に示す。

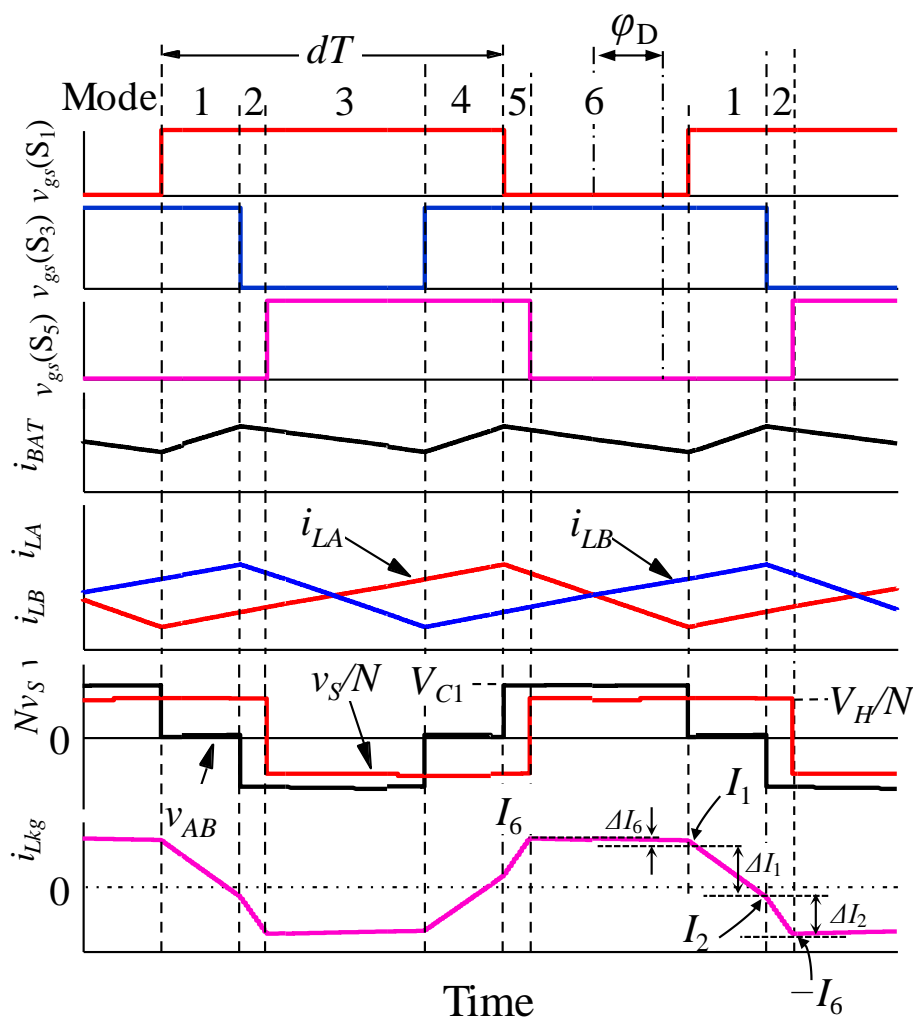


図 3.2 各部の動作波形

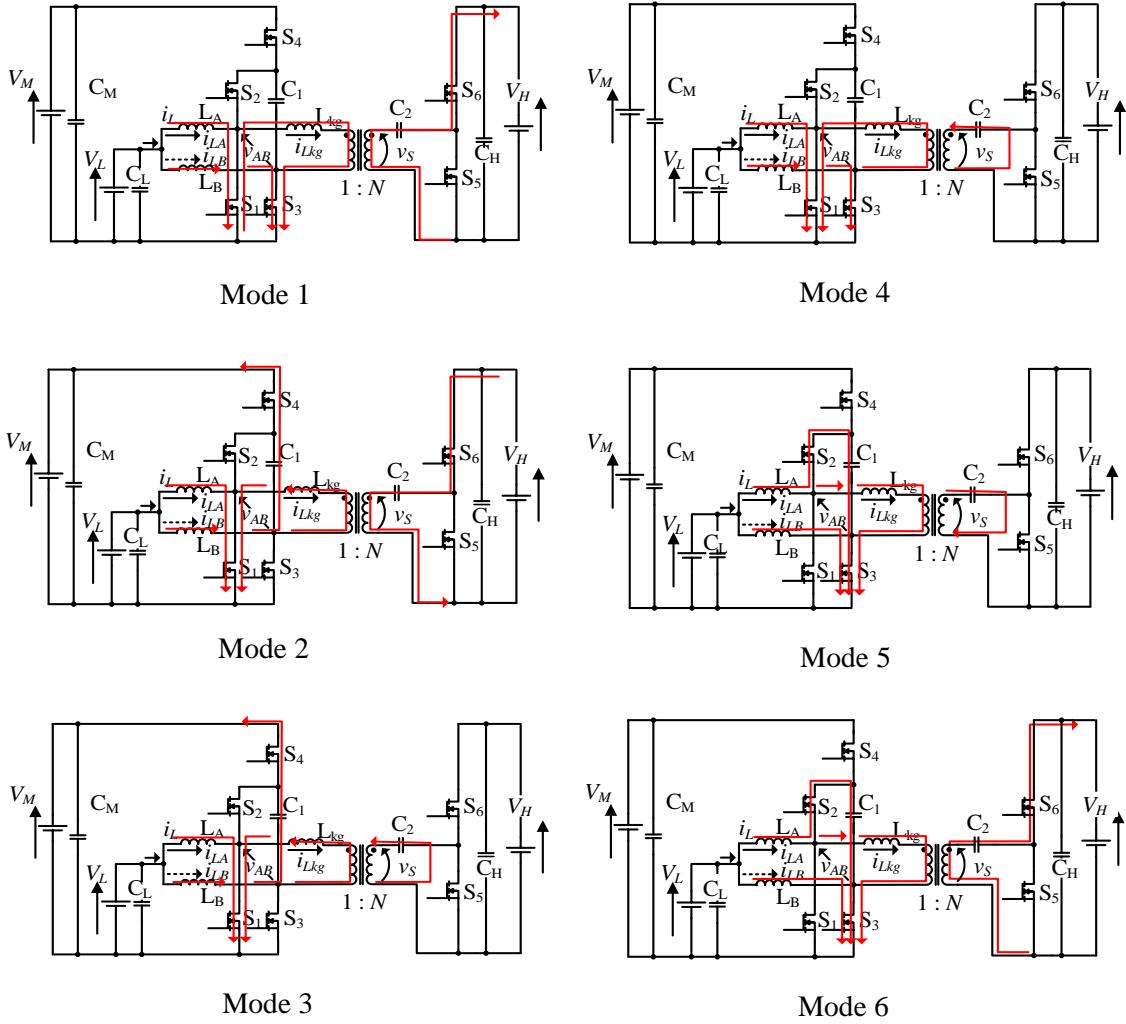


図 3.3 低電圧バッテリーモードにおける電流経路

Mode 1

S_1 、 S_3 、 S_6 がオンである。 L_A 、 L_B には V_L の電圧が印加される。よって i_{LA} と i_{LB} は共に増加する。 L_{kg} には $-V_H/N$ の電圧が印加されるため i_{Lkg} は減少する。この時、1次側回路から BAT_H ポートに電力が供給される。 S_3 がオフすると次のモードに移行する。

Mode 2

L_A には V_L 、 L_B には $V_L - V_{C1}$ が印加されるため i_{LA} は増加し、 i_{LB} は減少する。 L_{kg} には $V_{C1} - V_H/N$ の電圧が印加されるため i_{Lkg} は減少する。この期間では i_{Lkg} が負であるため、1次側回路から BAT_H ポートに送られる電力は無効電力となる。 S_5 がオンすると次のモードに移行する。

Mode 3

L_A と L_B にはMode 2と同様の電圧が印加されるため i_{LA} は増加し、 i_{LB} は減少する。 L_{kg} には $-V_{C1} + V_H/N$ の電圧が印加されるため、巻き数比 N の値によって i_{Lkg} の増減は変化する。Mode 3-5の期間では S_6 はオフとなっているため、1次側回路から BAT_H ポートに電力は伝送されない。 S_3 がオンすると次のモードに移行する。

Mode 4

L_A と L_B には V_L が印加され i_{LA} と i_{LB} は共に増加する。 L_{kg} には V_H/N が印加されるため i_{Lkg} は増加する。 S_1 がオフすると次のモードに移行する。

Mode 5

L_A には $V_L - V_{C1}$ 、 L_B には V_L が印加されるため i_{LA} は減少し、 i_{LB} は増加する。 L_{kg} には $V_{C1} + V_H/N$ が印加され i_{Lkg} は増加する。 S_5 がオフすると次のモードに移行する。

Mode 6

L_A と L_B にはMode 2と同様の電圧が印加されるため i_{LA} は減少し、 i_{LB} は増加する。 L_{kg} には $V_{C1} - V_H/N$ が印加されるため、巻き数比 N の値によって i_{Lkg} の増減は変化する。

3.4 出力特性

3.4.1 理論式の導出

1周期中に負荷に送られる電荷量より提案回路の BAT_H の出力特性を理論的に導出する。 S_6 がオンしている期間に BAT_H へ電力が伝送されるので、Mode 6、1、2において漏れインダクタンス L_{kg} を流れる電流 i_{Lkg} を積分した値が1周期中に BAT_H に送られる電荷量となる。

まず、図 2.1 の AB 間に印加される電圧 v_{AB} のピーク電圧を求める。 v_{AB} のピーク電圧は V_{C1} であることと、 L_A 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} は導出される。1周期の時間を T とすると、Mode 1-6の時間 T_1-T_6 はそれぞれ式(2)により表される。

$$\begin{aligned}
T_1 = T_4 &= d - \frac{1}{2} \\
T_3 = T_6 &= -\frac{d}{2} - \varphi_D + \frac{3}{4} \\
T_2 = T_5 &= -\frac{d}{2} + \varphi_D + \frac{1}{4}
\end{aligned} \tag{2}$$

3.1節で示した、各モード毎の L_A の印加電圧を用いて1周期の電圧時間積を計算すると以下の式を得る。

$$V_L(T_1 + T_2 + T_3) + (V_{C1} - V_L)(T_4 + T_5 + T_6) = 0 \tag{3}$$

式(3)を整理すると以下の式が求まる。

$$V_{C1} = V_{AB} = \frac{V_L}{1-d} \tag{4}$$

次に Mode 6、Mode 1、Mode 2 における $i_{L_{kg}}$ の変化量 ΔI_6 、 ΔI_1 、 ΔI_2 を求める。各モード中に L_{kg} に印加される電圧 $v_{L_{kg}}$ をインダクタンス L_{kg} で割ることで式(5)が求められる。

$$\begin{aligned}
\Delta I_6 &= \frac{v_{AB} - v_S/N}{L_{kg}} T_6 = \frac{v_{AB} - v_S/N}{L_{kg}} \left(-\frac{d}{2} - \varphi_D + \frac{3}{4}\right) \\
\Delta I_1 &= \frac{-v_S/N}{L_{kg}} T_1 = \frac{-v_S/N}{L_{kg}} \left(d - \frac{1}{2}\right) \\
\Delta I_2 &= \frac{-v_{AB} - v_S/N}{L_{kg}} T_2 = \frac{-v_{AB} - v_S/N}{L_{kg}} \left(-\frac{d}{2} + \varphi_D + \frac{1}{4}\right)
\end{aligned} \tag{5}$$

続いて、Mode 6、1、2 における $i_{L_{kg}}$ の初期値 I_6 、 I_1 、 I_2 を求める。まず、 I_6 の値を求める。 C_1 について、定常状態では電荷量保存則が成り立つため、正と負の電荷量は等しくなる。ここで、 S_5 は $d=0.5$ で動作しており Mode 3-5、Mode 6-2 のそれぞれの期間の長さは等しいため、 $i_{L_{kg}}$ は Mode 3-5、Mode 6-2 のそれぞれの期間で対称の波形となる。以上のことから、Mode 6 開始時と Mode 2 終了時の $i_{L_{kg}}$ の差 ($I_6 - I_2$) は $2I_6$ で表され、Mode 6-2 における $i_{L_{kg}}$ の変化量 ΔI_6 、 ΔI_1 、 ΔI_2 の合計と等しくなり (図 3.2 参照)、式(6)が成り立つ。

$$2I_6 = \Delta I_6 + \Delta I_1 + \Delta I_2 \tag{6}$$

式(6)に式(5)を代入すると以下の式が求まる。

$$I_6 = \frac{v_{AB}(2\varphi_D - 1/2) + v_S/2N}{2fL_{kg}} \tag{7}$$

また、 I_1 、 I_2 はそれぞれ $I_6 + \Delta I_1$ 、 $I_6 + \Delta I_1 + \Delta I_2$ であるため、式(8)、(9)で表される。

$$I_1 = \frac{v_{AB}(1-d) + v_S(d + 2\varphi_D - 1)/N}{2fL_{kg}} \tag{8}$$

$$I_2 = \frac{v_{AB}(d-1) + v_S(d - 2\varphi_D)/N}{2fL_{kg}} \tag{9}$$

電流が負荷へ供給されるのは、 S_6 がオンしている Mode 6-2 の期間である。このとき負荷に送られる電荷量 Q は該当モードの $i_{L_{kg}}$ の積分値であるため、式(10)で表される。

$$Q = \frac{v_{AB}(-d^2 - 4\varphi_D^2 + d + 2\varphi_D - 1/4)}{2f^2 L_{kg}} \quad (10)$$

式(10)で得られた電荷量 Q にスイッチング周波数を掛けると、インダクタ L_{kg} を流れる電流 $i_{L_{kg}}$ が求まる。

$$i_{L_{kg}} = \frac{v_{AB}(-d^2 - 4\varphi_D^2 + d + 2\varphi_D - 1/4)}{2f L_{kg}} \quad (11)$$

式(11)で導出された $i_{L_{kg}}$ はトランス 1 次側を流れる電流であり、2 次側を流れる電流は $i_{L_{kg}}$ を巻き数比 N で割った値となる。また v_{AB} 、 v_S はそれぞれ、 $V_M/2$ 、 $V_H/2$ で表されるため、 BAT_H ポートに伝送される電力 P_H は、式(12)で表される。

$$P_H = \frac{V_M V_H (-d^2 - 4\varphi_D^2 + d + 2\varphi_D - 1/4)}{8Nf L_{kg}} \quad (12)$$

CASE 2 の場合も同様に導出を行うと、式(13)が求まる。

$$P_H = \frac{V_M V_H \varphi_D (1-d)}{2Nf L_{kg}} \quad (13)$$

次に 1 次側回路のインターリーブコンバータ部分における低電圧バッテリーと中電圧バッテリーの電圧変換比を導出する。 L_B における 1 周期中の電圧時間積が 0 になることから、式(14)が成り立つ。

$$V_L(2d-1) + (V_L + V_{C1} - V_M)(1-d) + (1-d)V_{IN} = 0 \quad (14)$$

これをまとめると、式(15)が求まる。

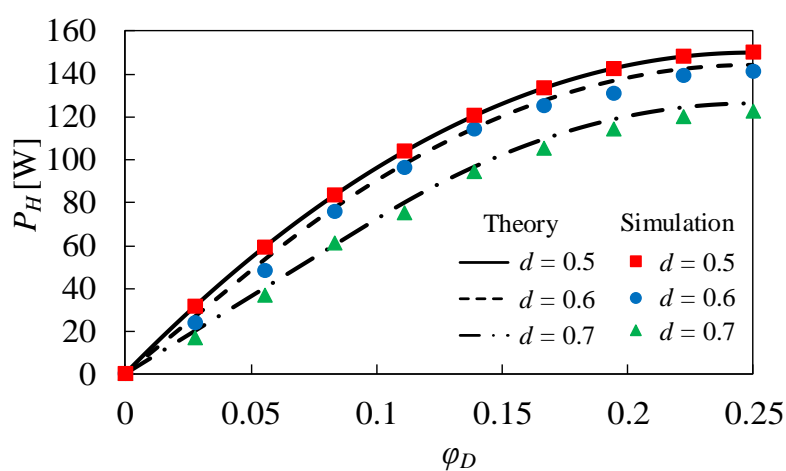
$$V_M = \frac{V_L}{1-d} + V_C \quad (15)$$

V_{C1} は式(4)で表されることから、低電圧バッテリーと中電圧バッテリーの電圧変換比は式(16)で求められる。

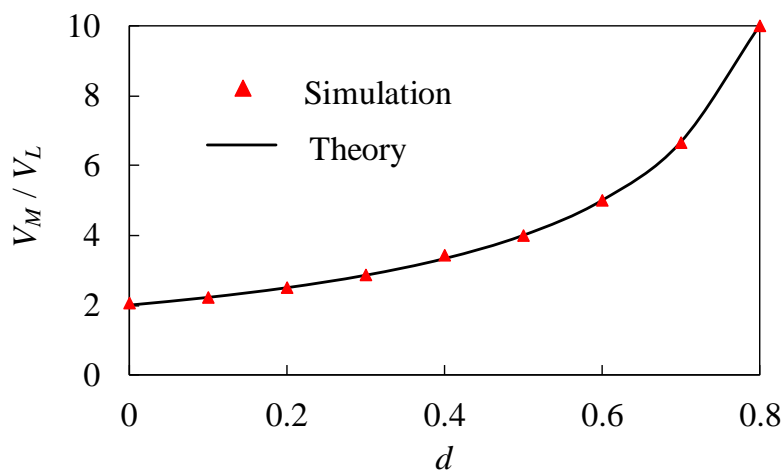
$$\frac{V_M}{V_L} = \frac{2}{1-d} \quad (16)$$

3.4.2 理論式とシミュレーションの比較

図 3.4(a)は低電圧バッテリーモードにおける理論的な P_H - ϕ_D 特性とシミュレーションから得られた P_H - ϕ_D 特性の比較結果である。条件は $V_M = 48$ V、 $V_H = 128$ V、 $N = 2.67$ 、 $L_{kg} = 2.4$ μ H、 $f = 150$ kHz とした。図 3.4(b)はインターリーブ PWM コンバータ部分における V_M - d 特性の理論値とシミュレーションの比較結果である。条件は $V_L = 12$ V、 $V_M = 48$ V、 $f = 150$ kHz とした。いずれの出力特性においても理論値とシミュレーションの結果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。



(a) P_H - ϕ_D 特性



(b) V_M/V_L - d 特性

図 3.4 理論値とシミュレーションと比較した出力特性

3.5 電流リップルの低減

電動車両には、カーナビや空調、ライトといった補器類を駆動するため、12 V、48 V のバッテリーが用いられる。しかし、図 1.2 で示した従来 MPC のインターリーブコンバータ部分において、低電圧バッテリー 12 V と中電圧バッテリー 48 V 間で電圧変換を行うためには、高いデューティ比で動作させる必要がある。従来回路のインターリーブ PWM コンバータにおける電圧変換比は式(17)で表される。

$$V_M = \frac{V_L}{1-d} \quad (17)$$

式(17)に示す通り、従来方式で 12–48 V の電圧変換を行うためには、 $d = 0.75$ で動作させる必要がある。しかし、 $d = 0.75$ で動作させた場合、図 3.5 で表されるように、 i_{LA} と i_{LB} のそれぞれの増減期間が一致せず、低電圧バッテリーを流れる電流 i_L のリップルが大きくなるという課題を有する。リップルの変動幅が大きいほど、実効電流が大きくなるため、 i^2R で表されるジュール損失が増加する。また、より大きな平滑コンデンサが必要となるため、回路の大型化の原因となる。

3.2 節の式(16)で導出した通り、提案回路ではフライングキャパシタ C_1 の役割により、インターリーブコンバータ部分における電圧変換比が従来方式の 2 倍となる。従って、 $d = 0.5$ で動作させた場合に 12–48 V の電圧変換が可能となる。図 3.6 にデューティ比 0.5 で動作させたときのインダクタ電流および低電圧バッテリー電流を示す。それぞれのインダクタを流れる電流 i_{LA} 、 i_{LB} の増加ならびに減少期間が一致し、且つ、位相が 180 度ずれるため、2 つのインダクタ電流が互いに相殺し、低電圧バッテリーにおける電流リップルを低減することが可能である。これにより、平滑コンデンサの小型化とジュール損失の低減が期待できる。

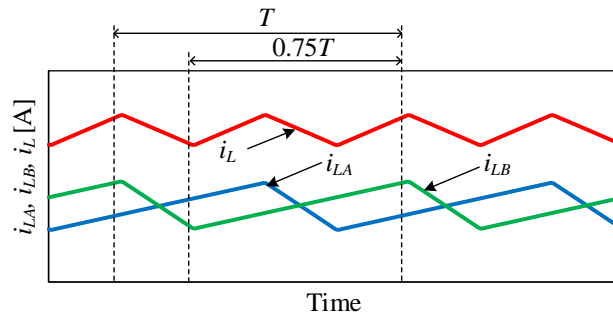


図 3.5 従来 MPC12-48 V 変換時のインダクタ及び低電圧バッテリーにおける電流波形

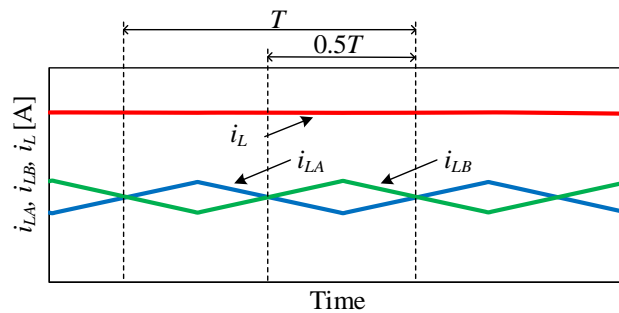


図 3.6 提案 MPC12-48 V 変換時のインダクタ及び低電圧バッテリーにおける電流波形

3.6 電流バランス機能

インターリーブコンバータでは、使用するインダクタのパラメータのばらつきやマイコンから生成される信号波形の遅延誤差等により、2つのインダクタを流れる電流にばらつきが生じる。インダクタを流れる電流にばらつきが生じると、電流ストレスやジュール損失の増加につながるため、一般的なインターリーブコンバータでは電流センサを用いたフィードバック制御を行うことで電流を均一化させる。しかし、複数の電流センサや制御回路が必要となるため、高コスト化や回路の複雑化につながる。

本論文で提案する回路では、フライングキャパシタ C_1 の1周期における電荷量保存則より電流センサ及び制御回路を必要とせず2つのインダクタ電流をバランスさせることが可能である。以下に電流バランスの原理を示す。例として、 $d=0.5$ で動作時の電流バランス原理について説明する。

提案回路を $d=0.5$ で動作させた際の動作モードは図 3.7に示され、Mode A と B の2通りに分けられる。ここで、 I_{LA} と I_{LB} はそれぞれインダクタ L_A と L_B を流れる電流であり、 I_{LkgA} と I_{LkgB} はそれぞれ Mode A と B においてインダクタ L_{kg} を流れる電流である。

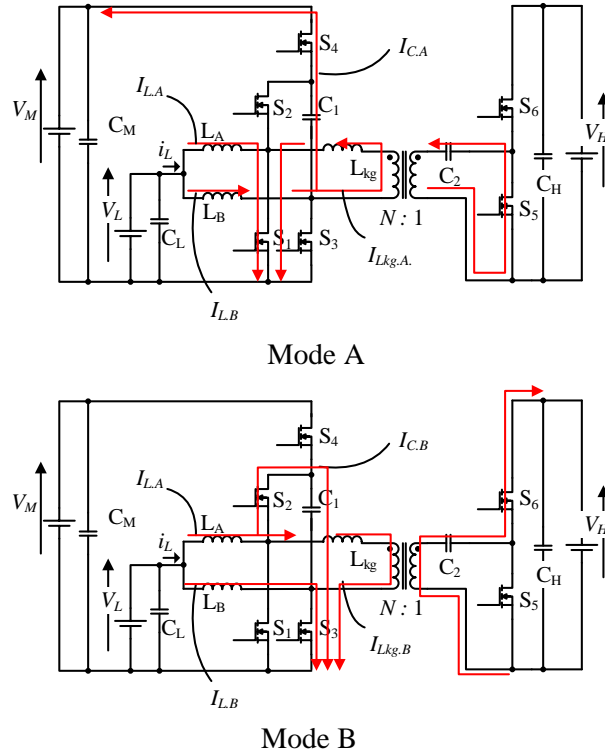


図 3.7 電流バランス原理

Mode A では、スイッチ S_1 、 S_4 、 S_5 がオンしているため、このモードにおいて C_1 を流れる電流 $I_{C,A}$ は式(18)で表される。

$$I_{C,A} = I_{L,B} - I_{Lkg,A} \quad (18)$$

次に Mode B では S_2 、 S_3 、 S_6 がオンするため、このモードにおいて C_1 を流れる電流 $I_{C,B}$ は式(19)で表される。

$$I_{C,B} = I_{L,A} - I_{Lkg,B} \quad (19)$$

C_1 による電荷量保存則より、式(20)が成り立つ。

$$I_{C,A}dT - I_{C,B}(1-d)T = 0 \quad (20)$$

式(20)に $d = 0.5$ を代入すると式(21)が得られる。

$$I_{C,A} = I_{C,B} \quad (21)$$

また、 C_1 と同様に 2 次側回路のコンデンサ C_2 による電荷量保存則より、式(22)が成り立つ。

$$I_{Lkg,A} = I_{Lkg,B} \quad (22)$$

次に、式(19)、(20)を式(21)、(22)にそれぞれ代入することで、 $I_{L,A} = I_{L,B}$ が導出される。従って、2つのインダクタを流れる電流は無制御でバランスすることがわかる。

3.7 トランス利用率の向上

従来回路および提案回路では、トランスに交流電圧を印加することで、1次側回路と2次側回路の電力伝送を行う。しかし、トランスを介した電力伝送が行われるのはトランス1次側に電圧が印加される期間のみであり、図3.1におけるMode 1、4の期間ではトランス1次側の印加電圧 v_{AB} が 0 V となるため、1次側回路から2次側回路への電力伝送は行われない。Mode 1の期間の長さは式(2)より $d-1/2$ で表され、この期間の長さは d に依存する。 d が低いほどこの期間は短く、 $d \leq 0.5$ の時この期間の長さは 0 となるため電力伝送が行われない無駄時間が無くなる。このことから、効率的な電力伝送のためには $d \leq 0.5$ での動作が望ましい。

従来 MPC では前述の通り、 $d = 0.75$ で動作させる必要があるため無駄時間が長く、トランスの利用率が低いことが課題であった。一方、提案 MPC は従来 MPC に比べて2倍の電圧変換比を有するため、 $d = 0.5$ での動作時に 12–48 V の電圧変換が可能である。これにより、電力伝送が行われない無駄時間が削減されるため、ジュール損失の低減によるトランス利用率の向上が可能である。図3.8、シミュレーションにより確認した、12–48 V 電圧変換時におけるトランス1次側の印加電圧を示す。赤線、青線で示される電圧波形はそれぞれ、提案 MPC ($d = 0.5$) と従来 MPC ($d = 0.75$) のトランス1次側電圧である。提案 MPC は、従来 MPC に比べてトランスに印加される期間が長く、トランスの利用率が向上していることが確認できる。

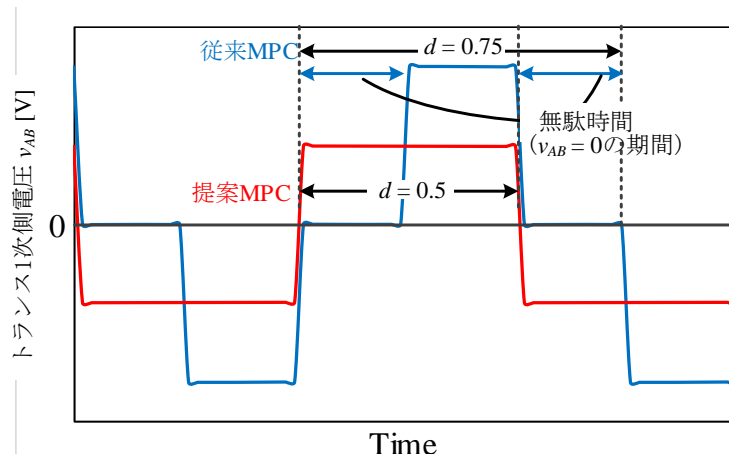


図 3.8 トランス 1 次側電圧

3.8 素子の低耐圧化

図 1.2、2.1 より、1 次側回路の各レグには、 V_M が印加される。従来回路では、各レグに印加される電圧 V_M を 1 つのスイッチが担うため、 S_1 – S_4 に印加される電圧は V_M で表される。次に、提案回路の各スイッチの印加電圧について考える。図 3.6 の Mode 6 図から、 S_1 には C_1 の両端電圧が印加され、印加電圧は V_{C1} で表される。次に S_3 、 S_4 の印加電圧について考える。 S_3 、 S_4 のレグに印加される電圧 V_M をフライングキャパシタ C_1 とスイッチ S_3 、 S_4 で分担しており、 S_3 、 S_4 に印加される電圧は $V_M - V_{C1}$ で表される。式 (4)、(15) から、 $V_{C1} = V_M/2$ であるため、 S_1 、 S_3 、 S_4 に印加される電圧は $V_M/2$ となり、スイッチの印加電圧は従来 MPC に比べ半減可能である。これにより、素子の低耐圧化が可能となるため、使用素子の小型化が期待できる。

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に、電動車両用 MPC の実機を製作した。各ポートの電圧は実際の電動車両に用いられるバッテリーを想定し、 BAT_L ポートを 12 V、 BAT_M ポートを 48 V、 BAT_H ポートは 100 V とした。また、入力電力を 200 W として設計した。回路設計の流れとしては、シミュレーションソフト PSIM を用いて各素子に印加される電圧及び流れる電流値を確認し、使用する素子を決定した。次に、プリント基板製作用ソフト EAGLE を使用し、パターン設計を行った。図 4.1 に示されるパターンを基にエッチングを行い、選定した素子を実装することで図 4.2 の実機を製作した。試作回路に用いた素子を表 1 に示す。

表 1 実機に使用した素子

Items	Values
C_{PV}	Aluminum Electrolytic Capacitor, 136 μF
C_{BAT}	Aluminum Electrolytic Capacitor, 68 μF
C_{LOAD}	Aluminum Electrolytic Capacitor, 360 μF
C_1	Ceramic Capacitor, 40 μF
C_2	Ceramic Capacitor, 6.6 μF
Tr	$N = 0.375, L_{kg} = 2.2 \mu\text{F}, L_{mg} = 15.7 \mu\text{F}$
L_A, L_B	33 $\mu\text{F}, R_{dc} = 2.4 \text{ m}\Omega$
$S_1\text{--}S_4$	FDH055N15A, $V_{DS} = 150 \text{ V}, R_{on} = 5.9 \text{ m}\Omega$
S_5, S_6	SiHB28N60EF, $V_{DS} = 650 \text{ V}, R_{on} = 123 \text{ m}\Omega$
Gate Driver	ADuM3223ARZ

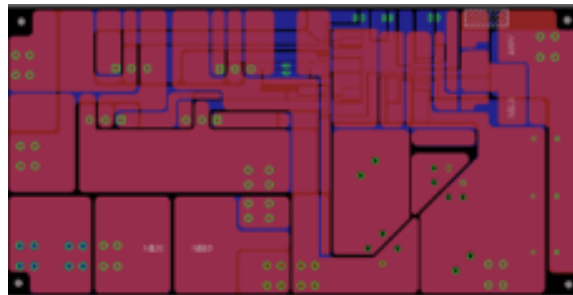


図 4.1 パターン設計図

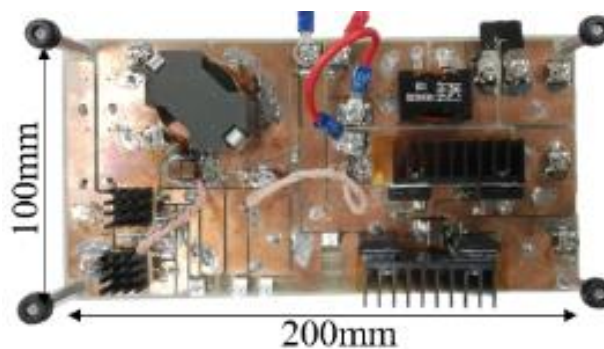


図 4.2 200 W 試作回路



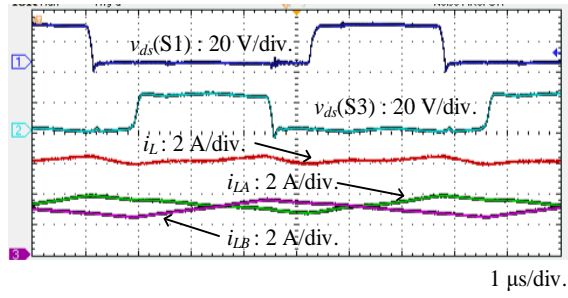
図 4.3 低電圧バッテリーモードにおける実験系

4.2 実験結果

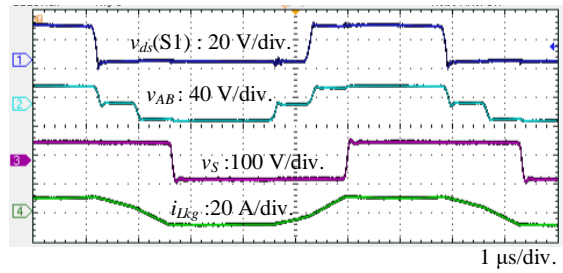
低電圧バッテリーモード

このモードでは BAT_L を入力とし、 BAT_M と BAT_H への電力伝送を行う。 $V_L = 12\text{ V}$ 、 $V_M = 48\text{ V}$ 、 $V_H = 128\text{ V}$ 、スイッチング周波数 $f = 150\text{ kHz}$ の条件で各ポートの実機特性を取得した。図 4.3 に低電圧バッテリーモードにおける実験系を示す。図 4.4 に入力電力 200 W で動作時に取得した各部動作波形を示す。図 3.1 の理論波形と良い一致を示したことから、試作回路の正常な動作を確認した。

図 4.5 に $d = 0.5$ で動作時のインダクタ電流、及び BAT_L ポートの電流を示す。この時、 i_{LA} と i_{LB} のリップルは互いに相殺し、 BAT_L ポートにおける電流リップルは低減されたことを確認した。また 2 つのインダクタ電流は無制御でバランスすることを確認した。図 4.6 に BAT_L ポートと BAT_M ポート間の電圧変換比を示す。取得した電圧変換比は理論特性とよく一致しており、 $d = 0.5$ 付近での動作時に $V_M/V_L = 4$ の電圧変換が可能であることを確認した。図 4.7 に P_H - φ_D 特性を示す。 φ_D の増加とともに理論特性からのずれが大きくなることが確認された。これは P_H の増加に伴うジュール損失の増加が影響していると考えられる。特に実験時にトランスの発熱が著しかったことから、トランスの巻き線抵抗によるジュール損失が主な要因であると考えられる。



(a)



(b)

図 4.4 各部の動作波形

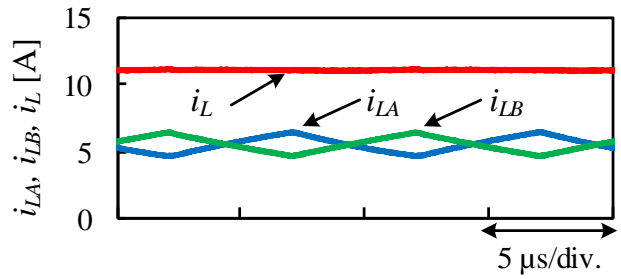


図 4.5 $d=0.5$ におけるインダクタおよび低電圧バッテリー電流

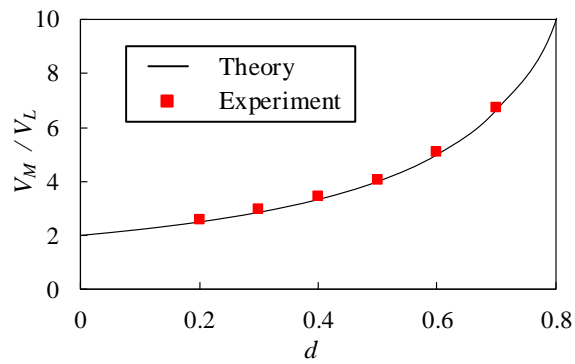


図 4.6 電圧変換比 V_M/V_L-d 特性

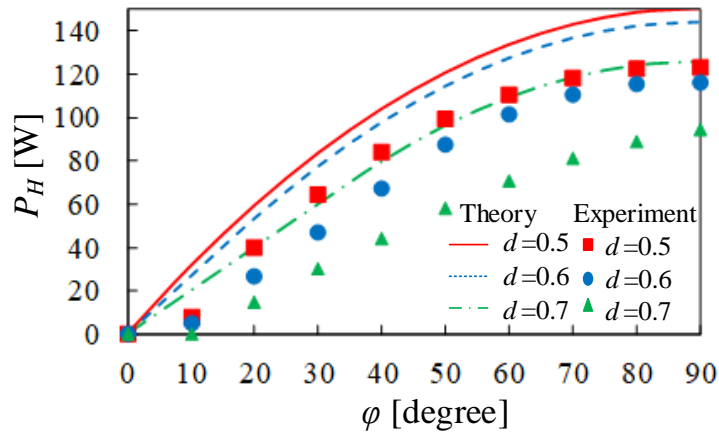


図 4.7 P_H - ϕ_D 特性

中電圧バッテリーモード

このモードでは BAT_M を入力とし、 BAT_L と BAT_H へ同時に電力伝送を行う。 $V_M = 48$ V、 $V_H = 128$ V、スイッチング周波数 $f = 150$ kHz の条件で各ポートの実機特性を取得した。 P_L を固定しつつ P_H を変化させて測定した時の電力変換効率を図 4.8 に示す。位相差 ϕ を変化させ BAT_H への伝送電力が増加するに伴い、電力変換効率が低下していることから、インターリーブ PWM コンバータ部分に比べ、DAB コンバータ部での損失が大きいことが考えられる。

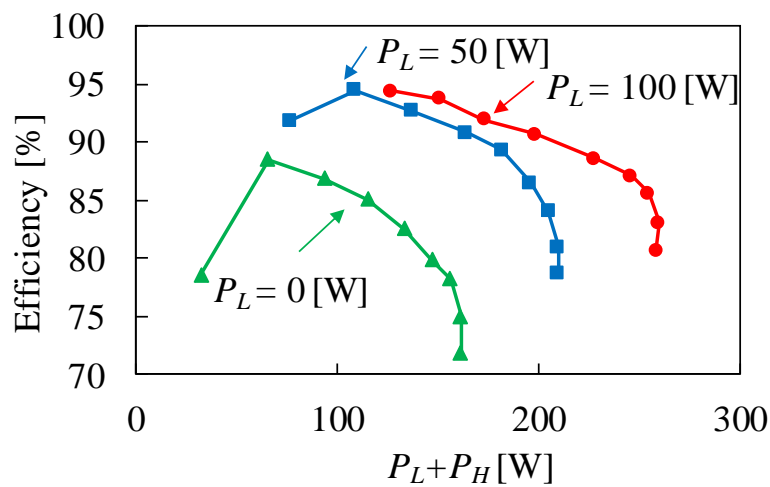


図 4.8 中電圧バッテリーモードにおける電力変換効率

高電圧バッテリーモード

このモードでは BAT_H を入力とし、 BAT_M へ電力伝送を行う。 $V_M=48\text{ V}$ 、 $V_H=128\text{ V}$ 、スイッチング周波数 $f=150\text{ kHz}$ の条件で各ポートの実機特性を取得した。図 4.9 に高電圧バッテリーモードにおける $P-\varphi_D$ 特性を示す。位相差 φ が負の値の時、2 次側回路から 1 次側回路へ電力が伝送されていることから、双方向の電力伝送が可能であることを確認した。また、位相差 φ の調節により電力量を調整可能であることを確認した。

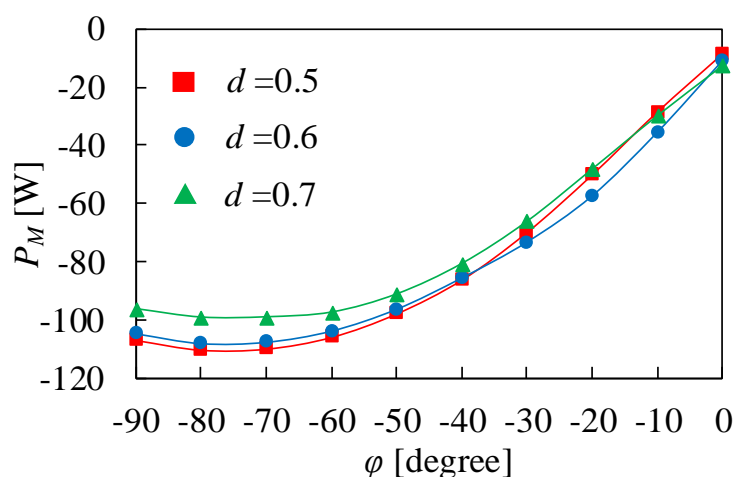


図 4.9 $P_M-\varphi_D$ 特性

第 5 章 まとめ

インターリーブ PWM コンバータと DAB コンバータを統合した電動車両用 MPC を提案した。従来回路にフライングキャパシタを追加することで、高い電圧変換比を実現した。これにより、低電圧バッテリーにおける入出力電流リップルの低減とトランス利用率の向上が可能である。更に、フライングキャパシタは定電圧を受け持つためスイッチの低耐圧化が可能である。また、フライングキャパシタの電荷量保存則により、2つのインダクタ電流を無制御でバランスさせることができる。

定格入力電力 200 W の試作回路を用いて行った実機検証により、 $d=0.5$ 付近での動作時に 12 V から 48 V に昇圧しつつ、2つのインダクタ電流が無制御でバランスすることを確認した。

今後は $d < 0.5$ での動作時における動作解析を行う予定である。また、実際の電動車両を想定し、定格出力 1 kW の実機を製作する予定である。

参考文献

- [1] H. Nagata and M. Uno, “Multi-port converter integrating two PWM converters for multi-power-source systems,” in Proc. Int. Future Energy Electron. Conf. 2017 (IFEEC 2017), pp. 1833–1838, Jun. 2017.
- [2] 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.
- [3] C. Zhao, S. D. Round, and J. W. Kolar, “An isolated three-port bidirectional dc–dc converter with decoupled power flow management,” IEEE Trans. Power Electron., vol. 23, no. 5, pp. 2443–2453, Sep. 2008.
- [4] J. Zhang, H. Wu, X. Qin, and Y. Xing: PWM Plus Secondary-Side Phase-Shift Controlled Soft-Switching Full-Bridge Three-Port Converter for Renewable Power Systems, IEEE Trans. Power Electron., vol. 62, no. 11, pp. 7061–7072, November 2015.

謝辞

本研究にあたり熱心なご指導を戴いた茨城大学工学部電気電子工学科 鵜野将年准教授に深謝致します。また、同研究室の皆様にも多くの助言を戴きました。特に多田喜耶先輩には研究に対する助言や論文の添削など、たくさんのお力添えを賜りました。ここに感謝の意を表し、謝辞にかえさせていただきます。