

卒業学位論文

PWM 制御と PFM 制御を併用した  
3 ポートコンバータ

平成 28 年度

茨城大学 工学部  
電気電子工学科

13T3019A 小山莉奈

# 要旨

1つの電源に対しコンバータが個別に必要である再生可能エネルギーシステム等の多電源システムは、システムの複雑化、高コスト化といった課題を有する。この課題を解決するため、システムにおける2台のコンバータを1台に集約した3ポートコンバータが提案されている。しかし、従来の3ポートコンバータは多巻線トランスを用いることによる設計難易度の増加、多数のスイッチを用いることによる回路構成ならびに制御の複雑化など、様々な問題を有している。

本研究ではPWM (Pulse Width Modulation) 制御とPFM (Pulse Frequency Modulation) 制御を併用した多巻線トランスが不要で且つスイッチ数を削減することが可能な3ポートコンバータを提案する。複数の派生方式を有する本3ポートコンバータは、2種の制御を用いて蓄電池電圧と負荷電圧をそれぞれ独立に制御できる。

本研究では3種の派生方式について動作解析ならびに比較を行い、その中から2方式を選定し実機検証を行った。実験結果より、一方式は蓄電池電圧と負荷電圧をそれぞれ独立に制御できることが示された。

# Three Port Converters Employing PWM and PFM Controls

## Abstract

Multiple power supply systems, such as renewable energy systems, need multiple converters in proportion to the number of power sources, hence resulting in increased system complexity and cost. Three port converters that can integrate two converters into a single unit have been proposed to overcome such problems. Most conventional three port converters, however, require a multi-winding transformer as well as numerous switches, increasing the circuit complexity and control difficulty.

In this research, novel three port converters containing no multi-winding transformer are proposed to achieve simplified system, circuit, and control. Based on the circuit-derivation concept, numerous topologies can be generated. Furthermore, they can control rechargeable battery voltage and load voltage independently by PWM and PFM controls, respectively.

Based on the detailed analysis and comparison for three derived topologies, two of them were selected for the experimental verification tests. The experimental results of the voltage conversion characteristics demonstrated the proposed converter can control battery and load voltages independently by PWM and PFM controls, respectively.

# 目次

第1章	はじめに	5
1.1	研究背景	5
第2章	基礎理論	6
2.1	PWM コンバータ	6
2.2	直列共振コンバータ	7
第3章	提案する3ポートコンバータ	11
3.1	従来の3ポートコンバータ	11
3.2	提案する3ポートコンバータの導出・制御方法	12
3.3	動作解析	13
3.3.1	基本方式(タイプA)の動作解析	13
3.3.2	非対称共振コンデンサ方式(タイプB)の動作解析	15
3.3.3	磁性素子統合方式(タイプC)の動作解析	18
3.4	タイプA~Cの比較	21
第4章	シミュレーション結果及び実機検証	22
4.1	タイプBのシミュレーション結果及び実機検証	22
4.1.1	理論動作波形と動作波形の比較	22
4.1.2	シミュレーションと試作回路における電圧変換特性の比較	24
4.2	タイプCのシミュレーション結果及び実機検証	26
4.2.1	理論動作波形と動作波形の比較	26
4.2.2	シミュレーションと試作回路における電圧変換特性の比較	27
第5章	考察	29
5.1	直流偏磁による動作への影響と対策	29
5.2	タイプBとタイプCの比較	30
第6章	まとめ	31

# 第1章 はじめに

## 1.1 研究背景

多電源システムの一例として太陽光発電システムのブロック図を図 1.1 に示す。太陽電池パネルの発電電力は天候により左右される。そのため、一般的に太陽光発電システムでは電力の安定化を目的として蓄電池を併用する。また、発電した電力を負荷に合わせた電力に変換するため太陽電池パネルと蓄電池に対しコンバータを個別に用いる必要がある。

このように多電源システムは、各電源に対しコンバータが個別に必要となるため、システムの複雑化、高コスト化といった課題を有する。この課題を解決するためにシステムにおける複数台のコンバータを1台に集約した3ポートコンバータが提案されている(図 1.2)。しかし、従来の3ポートコンバータの多くは多巻線トランスを用いることによる設計難易度の増加、多数のスイッチを用いることによる回路構成及び制御の複雑化など、様々な問題を抱えている。

本研究では多巻線トランスが不要で且つスイッチ数を削減することが可能な3ポートコンバータを提案する。また提案回路は2つの制御を併用して動作する。

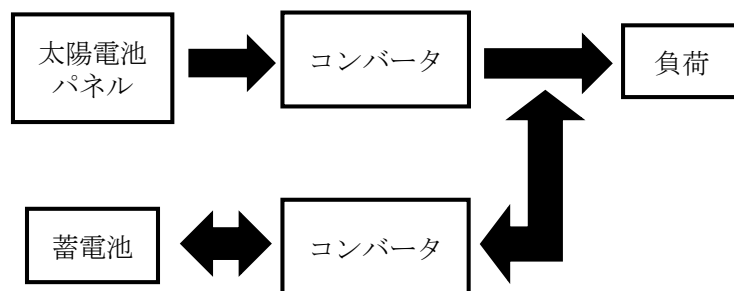


図 1.1 太陽光発電システムのブロック図

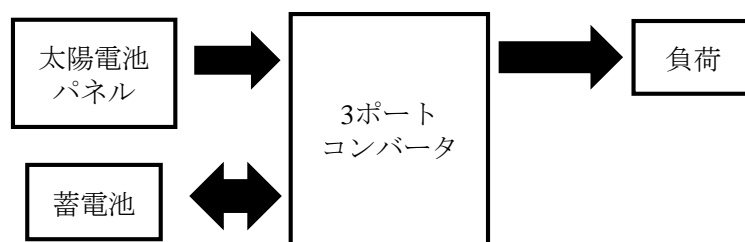


図 1.2 3ポートコンバータを用いたシステム

## 第2章 基礎理論

### 2.1 PWM コンバータ

図 2.1 に PWM コンバータの一種である降圧コンバータの回路構成を示す。降圧コンバータの理論動作波形、電流経路をそれぞれ図 2.2、2.3 に示す。入力電圧  $V_{in}$  はスイッチ  $S$  とダイオード  $D$  が交互に導通することにより、矩形波に変換される。その後インダクタ  $L$ 、コンデンサ  $C$  の平滑作用により、直流電圧  $V_o$  が負荷に対して出力される。これにより入力電圧  $V_{in}$  は降圧され出力電圧  $V_o$  になる。また  $L$  は  $S$  オン時にエネルギーを蓄積し  $S$  オフ時にエネルギーを放出し、その電流波形は三角波となる。

ここで  $t$  を任意の時間とし、 $d$  を 1 周期  $T$  における  $S$  のオン時間の割合をデューティとする。  $S$  のオン期間 ( $0 < t < dT$ ) において、  $L$  に電圧 ( $V_{in} - V_o$ ) が印加することにより  $L$  の磁束  $\Phi$  が増加する。  $S$  のオン時間を  $T_{on}$  とすると磁束  $\Phi$  の増加分  $\Delta\Phi_{on}$  と  $L$  に流れる電流  $i_L$  の増加分  $\Delta i_{Lon}$  は、

$$\Delta\phi_{on} = (V_{in} - V_o)T_{on} \quad (\text{式 2.1})$$

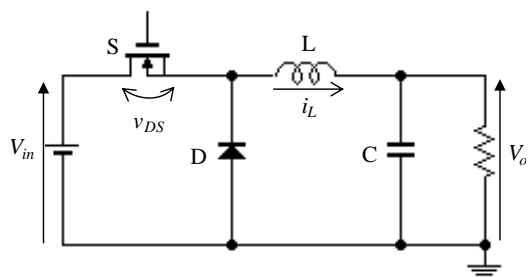


図 2.1 降圧コンバータの回路構成

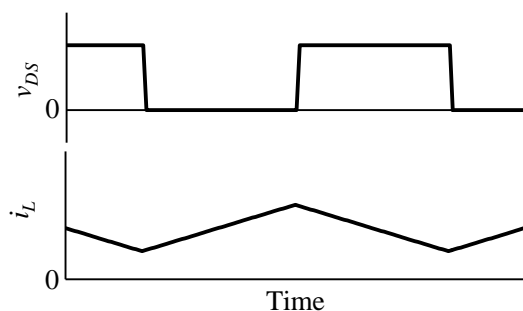


図 2.2 降圧コンバータの理論動作波形

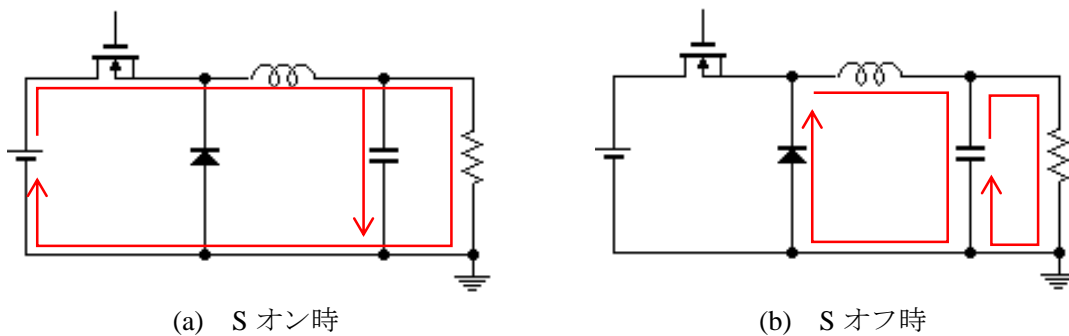


図 2.3 降圧コンバータの電流経路

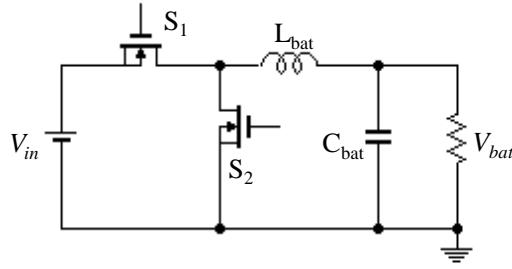


図 2.4 同期整流型コンバータ

$$\Delta i_{L_{on}} = \frac{(V_{in} - V_o)}{L} t \quad (\text{式 2.2})$$

と表される。 $S$  のオフ期間 ( $dT < t < (1-d)T$ ) において、 $D$  が導通して  $L$  に  $V_o$  が印加され  $L$  の磁束  $\Phi$  が減少する。 $S$  のオフ時間を  $T_{off}$  とすると磁束  $\Phi$  の減少分  $\Delta \Phi_{off}$  と  $i_L$  の減少分  $\Delta i_{L_{off}}$  は、

$$\Delta \phi_{off} = V_o T_{off} \quad (\text{式 2.3})$$

$$\Delta i_{L_{off}} = \frac{-V_o}{L} t \quad (\text{式 2.4})$$

となる。定常状態では  $\Delta \Phi_{on}$  と  $\Delta \Phi_{off}$  は等しくなるため (式 2.1) と (式 2.3) より、

$$(V_{in} - V_o) T_{on} = V_o T_{off} \quad (\text{式 2.5})$$

これを整理すると電圧変換比  $M$  は、

$$M = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{T_{on}}{T_{on} + T_{off}} = d \quad (\text{式 2.6})$$

(式 2.6) より、出力電圧  $V_o$  は、

$$V_o = d V_{in} \quad (\text{式 2.7})$$

よって、PWM コンバータは  $d$  を操作することで  $V_o$  を制御でき、これを PWM 制御と呼ぶ。ただし  $T_{on}$  は  $T$  より長くないため、 $d$  の範囲を以下のように定義する。

$$0 < d < 1 \quad (\text{式 2.8})$$

降圧コンバータ内のダイオード  $D$  をスイッチ  $S_2$  に置き換えたものは一般的に同期整流型コンバータ (図 2.4) と呼ばれる。動作は先述した降圧コンバータと同様である。ダイオード  $D$  がスイッチ  $S_2$  に置き換えられているため、 $S_2$  のスイッチングにも周辺部品が必要となるが、従来の PWM コンバータと比較して高効率化を達成できる等のメリットがある。

## 2.2 直列共振コンバータ

図 2.5 に直列共振コンバータの回路構成の一例を示す。直列共振コンバータは電圧が  $0V$

でスイッチを切り替える ZVS (Zero Voltage Switching) により、スイッチング損失を低減できる。インダクタ  $L_r$  とコンデンサ  $C_r$  の共振により、 $L_r$  に流れる電流  $i_r$  は共振周波数  $f_r$  の不連続な正弦波となる。このときの  $f_r$  は (式 2.9) で与えられる。ただし  $f_r$  とスイッチング周波数  $f_s$  間には (式 2.10) の関係式が成り立つ。

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} \quad (\text{式 2.9})$$

$$f_s \leq f_r \quad (\text{式 2.10})$$

また、図 2.5 に示すコンバータではトランスの漏れインダクタンスを  $L_r$  として共振に利用するため、部品を追加する必要はない。

直列共振コンバータの理論動作波形 ( $d = 0.5$ ) 及び電流経路を図 2.6 と 2.7 にそれぞれ示す。直列共振コンバータは  $S_1$  と  $S_2$  のスイッチングにより、図 2.7 に示す(a)~(d)の 4 つのモードで動作する。

一般に直列共振コンバータは  $f_s$  を操作して出力電圧  $V_o$  を制御する。これを PFM 制御と呼ぶ。 $V_o$  は  $f_s$  の上昇につれて増加し、 $R_o$  の値にも左右される。

ここで、直列共振コンバータにおいて電流が流れないモード(b)と(d)を無視し  $f_r$  に対する基本波近似を用いて、出力電流  $I_o$ 、出力電圧  $V_o$ 、電力変換比  $M$  を求める。 $i_r$  の振幅を  $I_{rM}$ 、共振周期を  $T_r$  とすると、モード(a)、(c)の期間  $T_a$ 、 $T_c$  は等しく、

$$T_a = T_c = \frac{T_r}{2} \quad (\text{式 2.11})$$

である。共振電流  $i_r$  の大きさも等しいので出力電流  $I_o$  は、

$$I_o = \frac{1}{T} \left| \int_0^T i_r dt \right| = \frac{2}{T} \left| \int_0^{\frac{T_r}{2}} I_{rM} \sin 2\pi f_r t dt \right| \quad (\text{式 2.12})$$

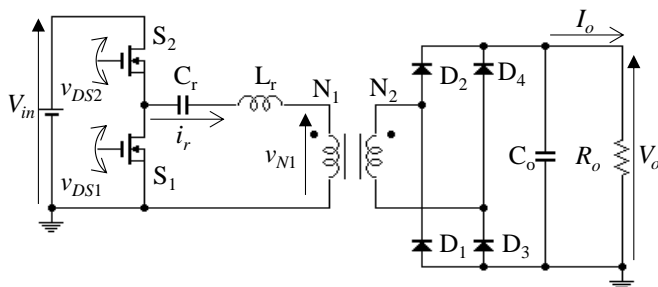


図 2.5 直列共振コンバータの一例

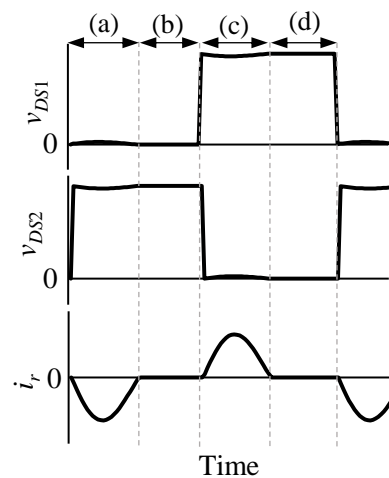


図 2.6 直列共振コンバータの理論動作波形 ( $d = 0.5$ )



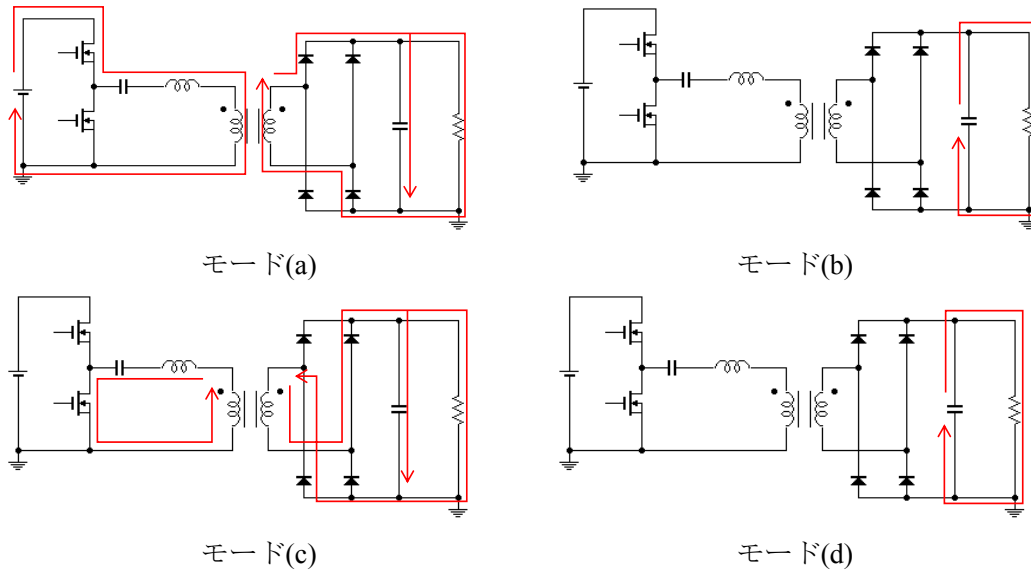


図 2.7 直列共振コンバータの電流経路

となり、 $T = \frac{1}{f_s}$ 、 $T_r = \frac{1}{f_r}$  を用いて、

$$I_o = \frac{2}{T} \frac{2}{2\pi f_r} I_{rM} = \frac{2I_{rM}}{\pi f_r T} = \frac{2}{\pi} \frac{f_s}{f_r} I_{rM} \quad (\text{式 2.13})$$

となる。また、トランスの 1 次側に印加される電圧  $v_{N1}$  は矩形波となり、その振幅は出力電圧  $V_o$ 、変圧比  $n$  を用いて、

$$v_{N1} = \frac{V_o}{n} \quad (\text{式 2.14})$$

と表せる。ここで変圧比  $n$  は 1 次側の巻数  $N_1$  と 2 次側の巻数  $N_2$  を用いて、

$$n = \frac{N_2}{N_1} \quad (\text{式 2.15})$$

である。 $v_{N1}$  をフーリエ級数展開し、基本波成分だけを取り出すと、基本波の振幅  $V_{N1M}$  は、

$$V_{N1M} = \frac{4}{\pi} \frac{V_o}{n} \quad (\text{式 2.16})$$

同様に、入力電圧  $V_{in}$  の基本波成分の振幅  $V_{inM}$  は、

$$V_{inM} = \frac{4}{\pi} V_{in} \quad (\text{式 2.17})$$

(式 2.16)、(式 2.17) より、共振回路部の抵抗成分を  $R_{res}$  とすると

$$I_{rM} = \frac{V_{inM} - V_{N1M}}{|Z|} = \frac{\frac{4}{\pi} \left( V_{in} - \frac{V_o}{n} \right)}{R_{res}} \quad (\text{式 2.18})$$

(式 2.13)、(式 2.18) より、出力電流  $I_o$  は、

$$I_o = \frac{2 f_s}{\pi f_r} \frac{\frac{4}{\pi} \left( V_{in} - \frac{V_o}{n} \right)}{R_{res}} = \frac{2 f_s}{\pi f_r} \frac{\frac{4}{\pi} \left( V_{in} - \frac{R_o I_o}{n} \right)}{R_{res}} \quad (\text{式 2.19})$$

これを整理して、

$$I_o = \frac{8n V_{in}}{\pi^2 n \frac{f_r}{f_s} R_{res} + 8R_o} \quad (\text{式 2.20})$$

出力電圧  $V_o$  について (式 2.20) より、

$$V_o = \frac{8n V_{in} R_o}{\pi^2 n \frac{f_r}{f_s} R_{res} + 8R_o} = \frac{8n V_{in}}{\pi^2 n \frac{f_r}{f_s} \frac{R_{res}}{R_o} + 8} \quad (\text{式 2.21})$$

電力変換比  $M$  は以下のようになる。

$$M = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{8n}{\pi^2 n \frac{f_r}{f_s} \frac{R_{res}}{R_o} + 8} \quad (\text{式 2.22})$$

# 第3章 提案する3ポートコンバータ

## 3.1 従来の3ポートコンバータ

図3.1に従来方式の3ポートコンバータの一例を示す。多巻線トランスを用いることで複数のコンバータを1台に統合し、太陽電池・蓄電池・負荷間での電力の授受を可能としている。この3ポートコンバータを使用することにより、多電源システムの簡素化ならびに低コスト化を実現できる。しかし、多巻線トランスを用いることによる回路設計難易度の増加、多数のスイッチを用いることによる回路構成及び制御の複雑化等様々な問題を有するため、多巻線トランスを必要とせず且つ少数個のスイッチで構成可能な回路方式が望まれる。

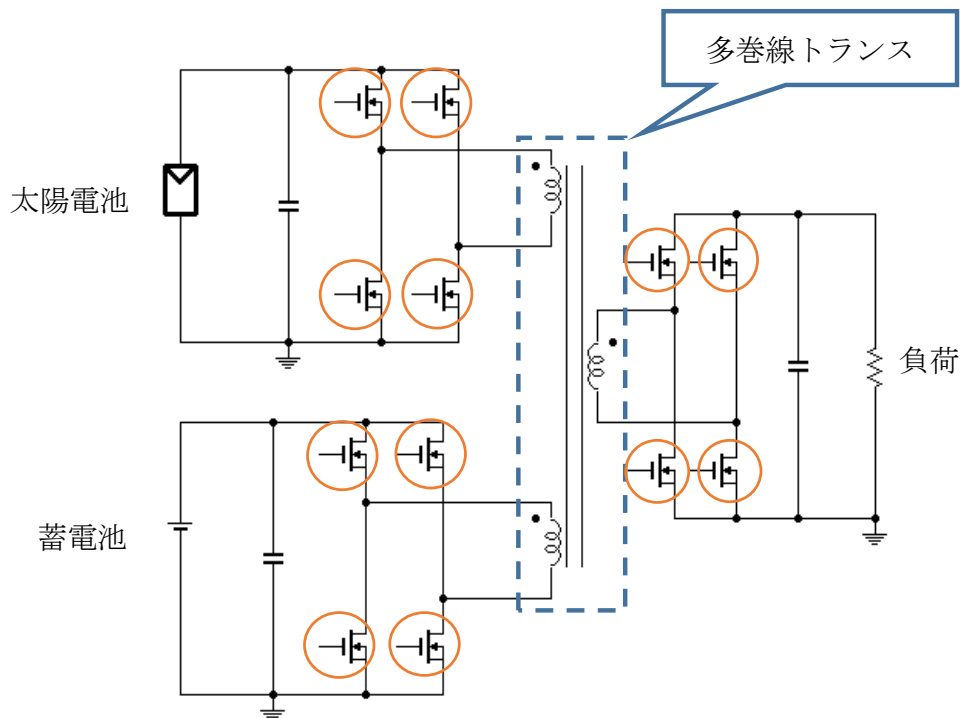


図 3.1 従来の3ポートコンバータの一例

## 3.2 提案する 3 ポートコンバータの導出・制御方法

提案する 3 ポートコンバータは PWM コンバータと共振形コンバータとの間における素子の共有により導出される。図 3.3 は提案する 3 ポートコンバータの一例であり、同期整流型の降圧コンバータ（図 3.2(a)）と直列共振コンバータ（図 3.2(b)）のスイッチを共有することで導出できる。提案回路は、PWM コンバータと共振型コンバータの組み合わせを変更することにより様々な派生回路を導出可能である。また提案回路は、多巻線トランスが不要な方式であり且つスイッチ数を大幅に削減できるため、回路構成が簡素となる。

提案回路は降圧コンバータ部において 1 周期  $T$  における  $S_2$  のオン期間の割合であるデューティ  $d$  の操作により蓄電池電圧  $V_{bat}$  を制御しつつ、共振形コンバータ部において  $f_s$  の操作により負荷電圧  $V_o$  を制御する。また  $d$  の変動により  $i_r$  を不連続波形とするためには、任意に設定した  $d$  の下限を  $d_{min}$ 、スイッチング周期を  $T_s$ 、共振周期を  $T_r$  とすると（式 3.1）で動作させる必要がある。

$$\frac{T_r}{2} \leq d_{min} T_s \quad (\text{式 3.1})$$

図 3.4 に提案回路の派生方式を示す。基本方式（以下タイプ A）、非対称共振コンデンサ方式（以下タイプ B）は降圧コンバータと、直列共振コンバータ又は非対称共振コンデンサを用いた直列共振コンバータを組み合わせた方式である。また磁性素子統合方式（以下タイプ C）はタイプ A 中の 2 つの磁性素子を 1 つに統合した方式である。

本研究ではこの 3 方式の派生回路における動作解析を行い、その中から 2 方式を選定してシミュレーション解析及び実機検証を行った。

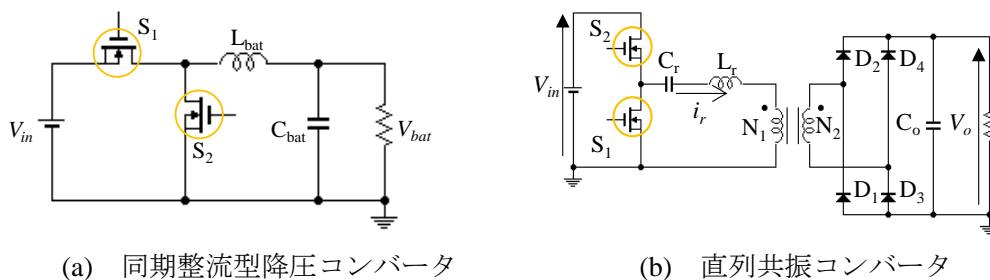


図 3.2 3 ポートコンバータを構成するコンバータ

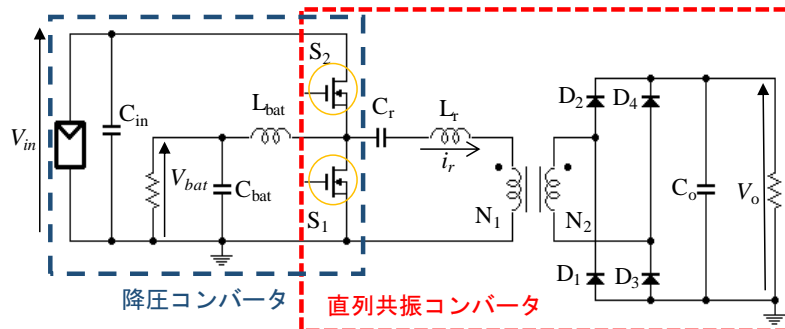


図 3.3 提案する 3 ポートコンバータの一例（タイプ A）

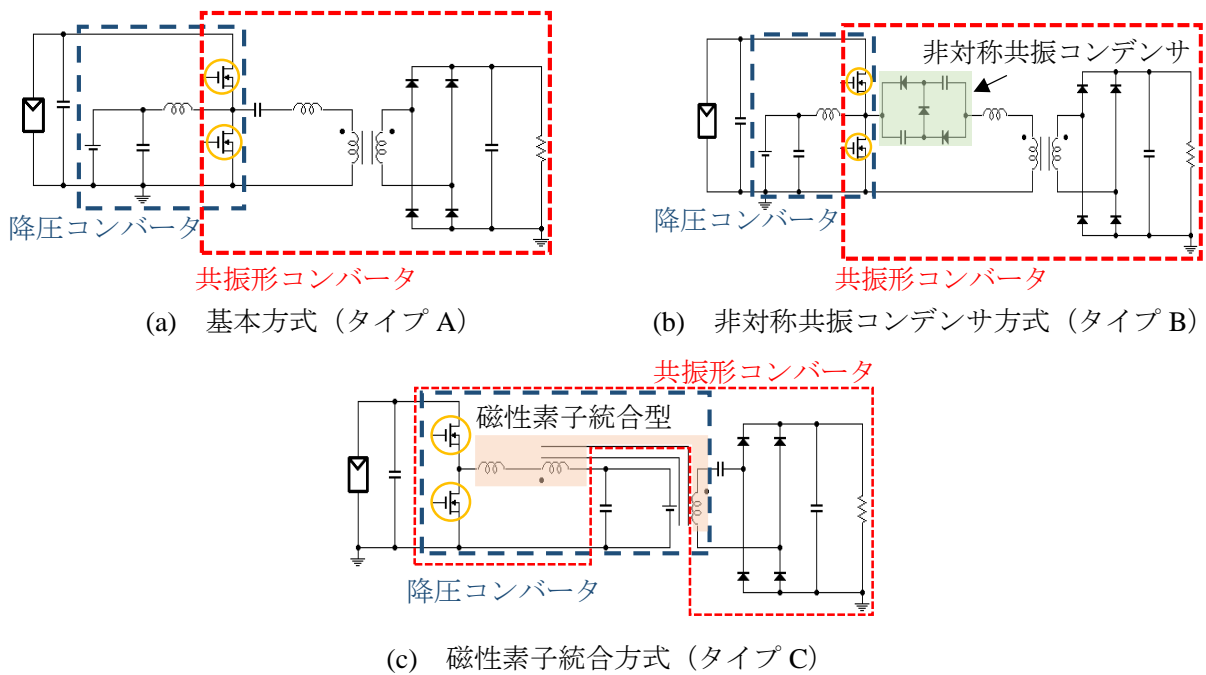


図 3.4 提案する 3 ポートコンバータの派生回路

### 3.3 動作解析

#### 3.3.1 基本方式 (タイプ A) の動作解析

タイプ A の蓄電池充電時 (図 3.5) の動作解析を行った。理論動作波形 ( $d=0.5$ ) 及び電流経路をそれぞれ図 3.6、図 3.7 に示す。PWM コンバータ部のインダクタ  $L_{bat}$  を流れる蓄電池電流  $i_{bat}$  は三角波となり、共振形コンバータ部を流れる  $i_r$  は正弦波となる。共振周波数  $f_r$  は (式 3.1) と同様であり、この時の  $L_r$  はトランスの漏れインダクタンスを利用する。電流経路は(a)~(d)のモードが存在する。

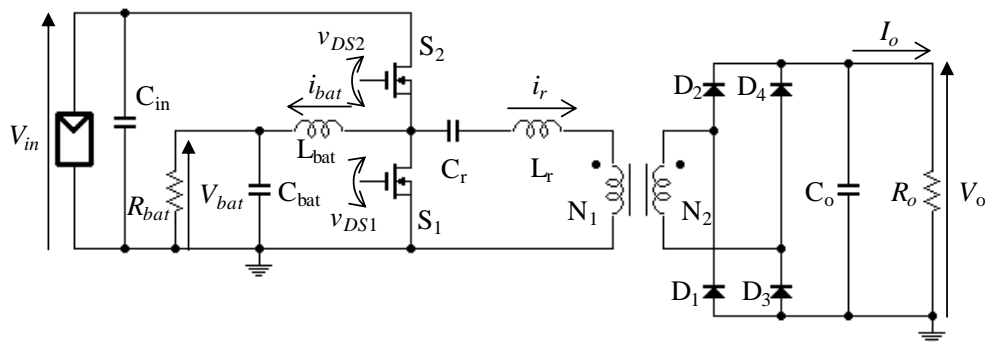


図 3.5 蓄電池充電時のタイプ A

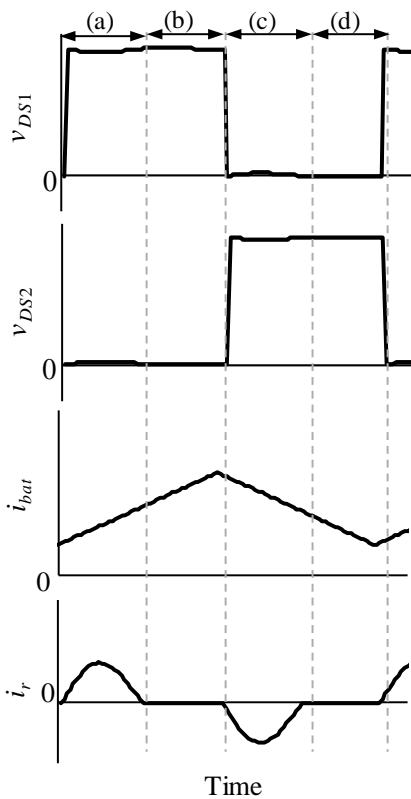


図 3.6 タイプ A の理論動作波形  
( $d = 0.5$ )

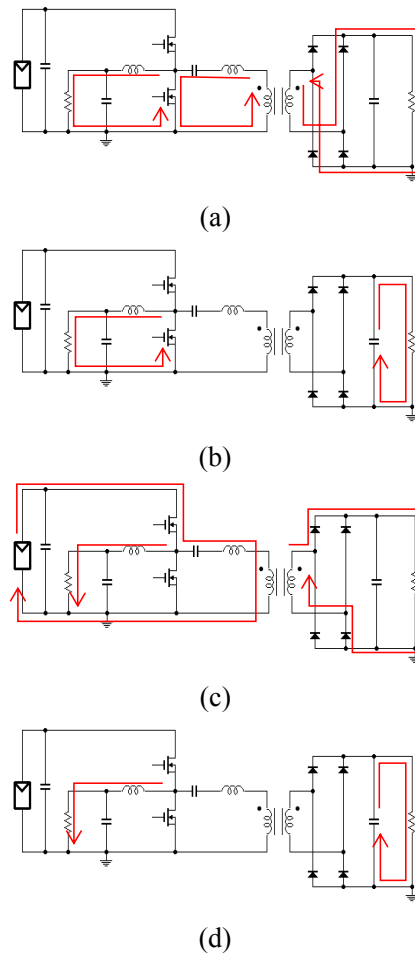


図 3.7 タイプ A の電流経路

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} \quad (\text{式 3.2})$$

蓄電池電圧  $V_{bat}$ 、蓄電池電流  $i_{bat}$ 、蓄電池電圧変換比  $M_{bat}$  は降圧コンバータ部に関連するものなので、2.1 節より、それぞれ以下のように表せる。

$$V_{bat} = dV_{in} \quad (\text{式 3.3})$$

$$\Delta i_{bat1} = \frac{-V_{bat}}{L_{bat}} t \quad (0 < t < dT) \quad (\text{式 3.4})$$

$$\Delta i_{bat2} = \frac{(V_{in} - V_{bat})}{L_{bat}} t \quad (dT < t < (1-d)T) \quad (\text{式 3.5})$$

$$M_{bat} = \frac{V_{bat}}{V_{in}} = d \quad (\text{式 3.6})$$

ここで  $\Delta i_{bat1}$ 、 $\Delta i_{bat2}$  はそれぞれ  $S_1$  オン時の蓄電池電流増加分及び  $S_2$  オン時の蓄電池電流減少分である。また、負荷電圧  $V_o$ 、負荷電流  $I_o$ 、負荷電圧変換比  $M_o$  は共振形コンバータ部に関

連するものなので、2.2 節より、それぞれ (式 3.7) 、 (式 3.8) 、 (式 3.9) と表せる。

$$V_o = \frac{8nV_{in}}{\pi^2 n \frac{f_r}{f_s} \frac{R_{res}}{R_o} + 8} \quad (\text{式 3.7})$$

$$I_o = \frac{8nV_{in}}{\pi^2 n \frac{f_r}{f_s} R_{res} + 8R_o} \quad (\text{式 3.8})$$

$$M_o = \frac{8n}{\pi^2 n \frac{f_r}{f_s} \frac{R_{res}}{R_o} + 8} \quad (\text{式 3.9})$$

### 3.3.2 非対称共振コンデンサ方式 (タイプ B) の動作解析

タイプ B の蓄電池充電時 (図 3.8) の動作解析を行った。理論動作波形 ( $d=0.5$ ) 及び電流経路をそれぞれ図 3.9、図 3.10 に示す。電流経路は(a)~(d)のモードが存在する。モード(a)、(c)では共振回路部分の電流経路が異なるため、共振コンデンサの合成容量も異なる。従って共振周波数が  $S_1$  オン時と  $S_2$  オン時で異なるため、 $i_r$  が流れない期間を他 2 方式と比べて短縮することが可能であり、共振形コンバータの利用率が向上する。電流経路からモード(a)、(c)の共振周波数  $f_{r1}$ 、 $f_{r2}$  はそれぞれ (式 3.10) 、 (式 3.11) で表すことができる。この時の  $L_r$  はトランスの漏れインダクタンスを利用したものである。

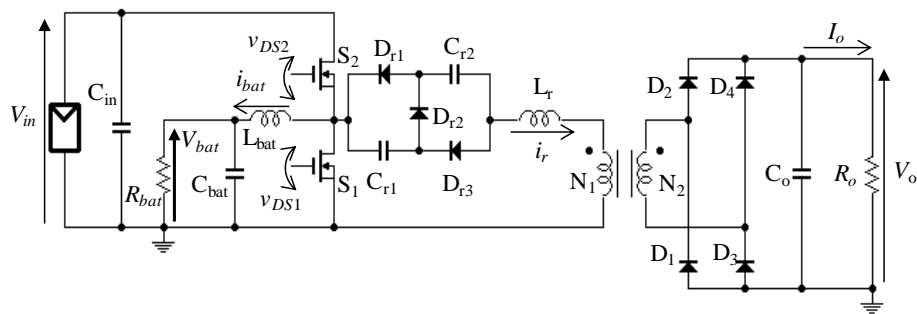


図 3.8 蓄電池充電時のタイプ B

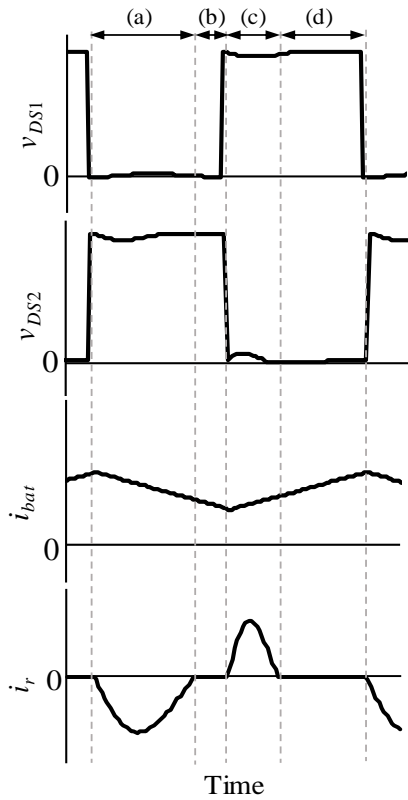


図 3.9 タイプ B の理論動作波形  
( $d = 0.5$ )

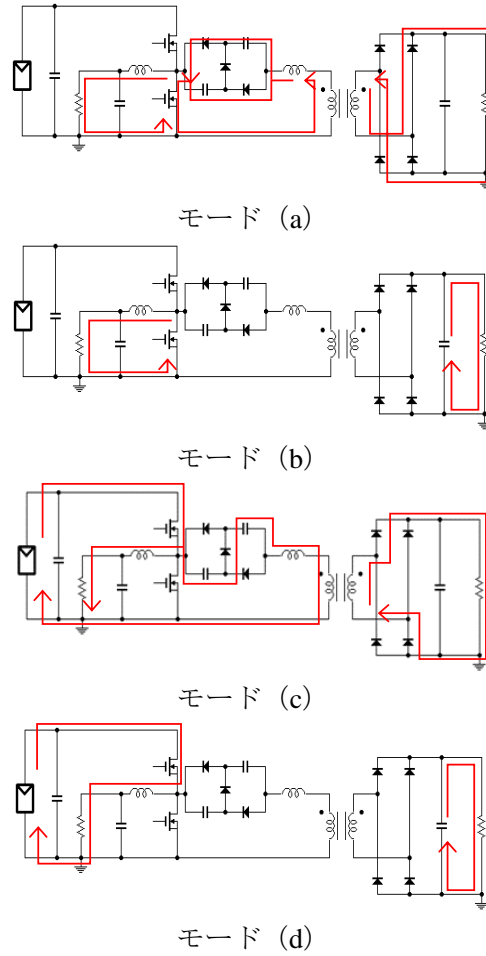


図 3.10 タイプ B の電流経路

$$f_{r1} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r(C_{r1} + C_{r2})}} \quad (\text{式 3.10})$$

$$f_{r2} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r \frac{C_{r1}C_{r2}}{C_{r1} + C_{r2}}}} \quad (\text{式 3.11})$$

蓄電池電圧  $V_{bat}$ 、蓄電池電流  $I_{bat}$ 、蓄電池電圧変換比  $M_{bat}$  は降圧コンバータ部に関連するものなので、2.1 節よりそれぞれ以下のように表せる。

$$V_{bat} = dV_{in} \quad (\text{式 3.12})$$

$$\Delta i_{bat1} = \frac{-V_{bat}}{L_{bat}} t \quad (0 < t < dT) \quad (\text{式 3.13})$$

$$\Delta i_{bat2} = \frac{(V_{in} - V_{bat})}{L} t \quad (dT < t < (1-d)T) \quad (\text{式 3.14})$$



$$M_{bat} = \frac{V_{bat}}{V_{in}} = d \quad (式 3.15)$$

ここで  $\Delta i_{bat1}$ ,  $\Delta i_{bat2}$  はそれぞれ  $S_1$  オン時の蓄電池電流増加分及び  $S_2$  オン時の蓄電池電流減少分である。また、負荷電圧  $V_o$ 、負荷電流  $I_o$ 、負荷電圧変換比  $M_o$  は直列共振コンバータ部に関連するものなので、2.2 節と同様の解析を行う。スイッチング周期を  $T$  とし、 $i_r$  の波高値を  $I_{rM}$ 、 $f_{r1}$ 、 $f_{r2}$  に対する共振周期をそれぞれ  $T_{r1}$ 、 $T_{r2}$  とすると、モード(a)、(c)の期間  $T_a$ 、 $T_c$  は、

$$T_a = \frac{T_{r1}}{2} \quad (式 3.16)$$

$$T_c = \frac{T_{r2}}{2} \quad (式 3.17)$$

よって  $I_o$  は、

$$I_o = \frac{1}{T} \int_0^T i_r dt = \frac{1}{T} \left\{ \int_0^{T_a} I_{rM} \sin \omega_{r1} t dt + \int_0^{T_c} I_{rM} \sin \omega_{r2} t dt \right\} = \frac{1}{\pi} f_s \left( \frac{1}{f_{r1}} + \frac{1}{f_{r2}} \right) I_{rM} \quad (式 3.18)$$

$v_{N1}$  をフーリエ級数展開し基本波成分だけを取り出すと、基本波の振幅  $V_{N1M}$  は、

$$V_{N1M} = \frac{4}{\pi} \frac{V_o}{n} \quad (式 3.19)$$

同様に、 $V_{in}$  の基本波成分の振幅  $V_{inM}$  は、

$$V_{inM} = \frac{4}{\pi} V_{in} \quad (式 3.20)$$

共振回路部の抵抗成分を  $R_{res}$  とすると、

$$I_{rM} = \frac{V_{inM} - V_{N1M}}{|Z|} = \frac{\frac{4}{\pi} \left( V_{in} - \frac{V_o}{n} \right)}{R_{res}} \quad (式 3.21)$$

(式 3.21)、(式 3.22) より負荷電流  $I_o$  は、

$$I_o = \frac{1}{\pi} f_s \left( \frac{1}{f_{r1}} + \frac{1}{f_{r2}} \right) \frac{\frac{4}{\pi} \left( V_{in} - \frac{V_o}{n} \right)}{R_{res}} = \frac{1}{\pi} f_s \left( \frac{1}{f_{r1}} + \frac{1}{f_{r2}} \right) \frac{\frac{4}{\pi} \left( V_{in} - \frac{R_o I_o}{n} \right)}{R_{res}} \quad (式 3.22)$$

これを整理して、

$$I_o = \frac{4nV_{in}}{\pi^2 n \frac{f_{r1}f_{r2}}{f_s(f_{r1} + f_{r2})} R_{res} + 4R_o} \quad (式 3.23)$$

負荷電圧  $V_o$  について (式 3.23) より、

$$V_o = \frac{4nV_{in}R_o}{\pi^2 n \frac{f_{r1}f_{r2}}{f_s(f_{r1} + f_{r2})} R_{res} + 4R_o} = \frac{4nV_{in}}{\pi^2 n \frac{f_{r1}f_{r2}}{f_s(f_{r1} + f_{r2})} \frac{R_{res}}{R_o} + 4} \quad (式 3.24)$$

よって負荷電圧変換比  $M_o$  は、

$$M_o = \frac{4n}{\pi^2 n \frac{f_{r1} f_{r2}}{f_s (f_{r1} + f_{r2})} \frac{R_{res}}{R_o} + 4} \quad (\text{式 3.25})$$

### 3.3.3 磁性素子統合方式（タイプ C）の動作解析

タイプ C の蓄電池充電時（図 3.11）の動作解析を行った。理論動作波形（ $d=0.5$ ）と電流経路をそれぞれ図 3.12、図 3.13 に示す。タイプ C における電流経路には(a)~(d)のモードが存在する。モード(a)、(c)において  $L_r$  は降圧コンバータ部と共振形コンバータ部の共有部分であるため、 $i_{Lr}$  は三角波電流に正弦波電流（漏れインダクタンス  $L_r$  と 2 次側のコンデンサ  $C_r$  の共振）が重畳した電流波形となる。  $C_r$  により 2 次側電流  $i_r$  の直流成分が遮断され、 $i_{Lr}$  は正弦波成分のみとなる。負荷側では整流された正弦波電流が流れ、コンデンサ  $C_o$  に電荷が蓄積される。モード(b)、(d)では  $L_r$  と  $C_r$  は共振せず  $i_{Lr}$  は直流成分のみとなる。  $C_r$  により直流成分は遮断され、 $i_r$  に電流は流れず  $C_o$  から電荷が放出される。  $i_r$  の共振周波数  $f_r$  は（式 3.26）と表せる。

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r n^2}} \quad (\text{式 3.26})$$

蓄電池電圧  $V_{bat}$ 、蓄電池電圧変換比  $M_{bat}$  は降圧コンバータ部に関連するものなので、2.1 節より、それぞれ（式 3.27）、（式 3.28）と表せる。

$$V_{bat} = dV_{in} \quad (\text{式 3.27})$$

$$M_{bat} = \frac{V_{bat}}{V_{in}} = d \quad (\text{式 3.28})$$

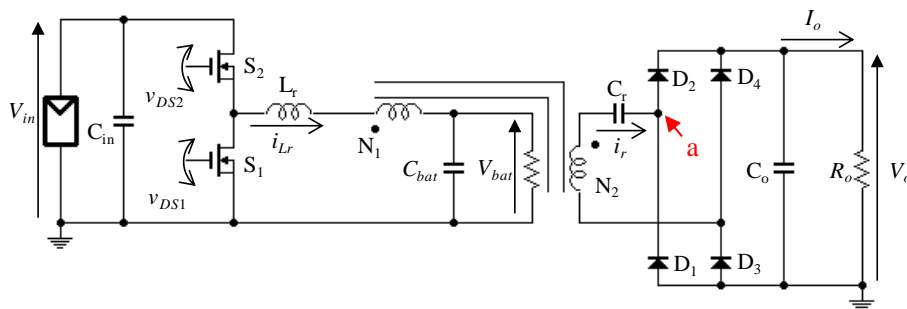


図 3.11 蓄電池充電時のタイプ C

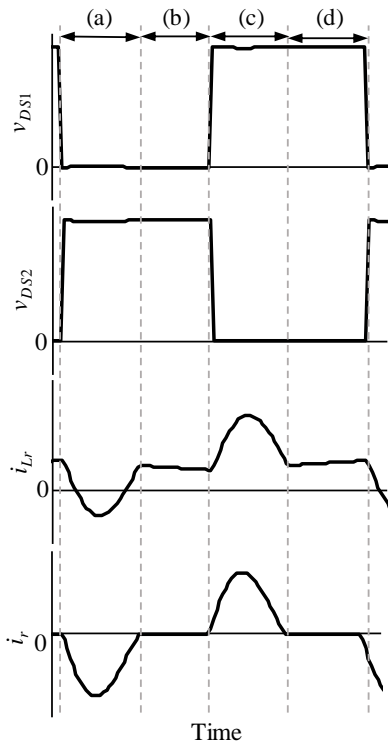


図 3.12 タイプ C の理論動作波形  
( $d = 0.5$ )

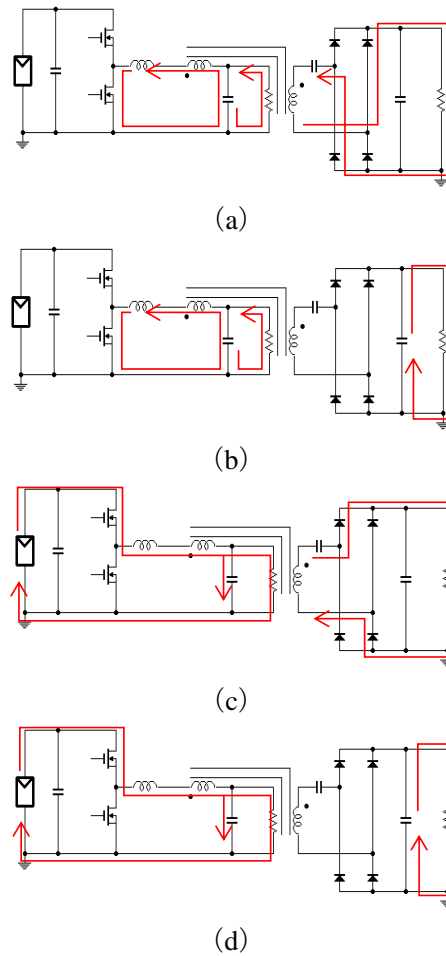


図 3.13 タイプ C の電流経路

蓄電池電流  $i_{bat}$  は  $i_{Lr}$  であり降圧コンバータと共振形コンバータの共有部分を通るため、 $i_r$  の最大値を  $I_{rM}$  とすると、 $S_1$  のオン期間の蓄電池電流  $i_{bat1}$ 、 $S_2$  のオン期間の蓄電池電流  $i_{bat2}$  は、

$$i_{bat1} = i_{Lr} = \frac{-V_{bat}}{L}t + nI_{rM} \sin \omega_r t \quad (式 3.29)$$

$$i_{bat2} = i_{Lr} = \frac{(V_{in} - V_{bat})}{L}t + nI_{rM} \sin \omega_r t \quad (式 3.30)$$

またスイッチング周期を  $T$  とし、 $i_r$  の波高値を  $I_{rM}$ 、共振周期を  $T_r$  とする。モード(a)、(c)の期間  $T_a$ 、 $T_c$  は等しく、

$$T_a = T_c = \frac{T_r}{2} \quad (式 3.31)$$

である。共振電流  $i_r$  の大きさも等しいので出力電流  $I_o$  は

$$I_o = \frac{1}{T} \int_0^T i_r dt = \frac{2}{T} \left| \int_0^{\frac{T}{2}} I_{rM} \sin 2\pi f_r t dt \right| \quad (\text{式 3.32})$$

となり、 $T = \frac{1}{f_s}$ 、 $T_r = \frac{1}{f_r}$  を用いて、

$$I_o = \frac{2}{T} \frac{2}{2\pi f_r} I_{rM} = \frac{2I_{rM}}{\pi f_r T} = \frac{2}{\pi} \frac{f_s}{f_r} I_{rM} \quad (\text{式 3.33})$$

となる。トランスの2次側に印加される矩形波の電圧  $v_{N2}$  をフーリエ級数展開し、基本波成分だけを取り出すと、基本波の振幅  $V_{N2M}$  は、

$$V_{N2M} = \frac{2}{\pi} n V_{in} \quad (\text{式 3.34})$$

であり、点 a の電圧  $V_{rec}$  は、

$$V_{rec} = \frac{2}{\pi} 2V_o = \frac{4}{\pi} V_o \quad (\text{式 3.35})$$

タイプ C の共振回路部の抵抗成分を  $R_{res}$  とすると、(式 3.34)、(式 3.35) より、

$$I_{rM} = \frac{V_{N2M} - V_{rec}}{R_{res}} = \frac{\frac{2}{\pi}(nV_{in} - 2V_o)}{R_{res}} \quad (\text{式 3.36})$$

と表せる。(式 3.33)、(式 3.34) より、

$$I_o = \frac{2}{\pi} \frac{f_s}{f_r} \frac{\frac{2}{\pi}(nV_{in} - 2V_o)}{R_{res}} = \frac{4}{\pi^2} \frac{f_s}{f_r} \frac{nV_{in} - 2I_o R_o}{R_{res}} \quad (\text{式 3.37})$$

これを整理して、

$$I_o = \frac{4nV_{in}}{\pi^2 R_{res} \frac{f_r}{f_s} + 8R_o} \quad (\text{式 3.38})$$

よって出力電圧  $V_o$  は (式 3.38) より、

$$V_o = R_o I_o = \frac{4nV_{in}R_o}{\pi^2 R_{res} \frac{f_r}{f_s} + 8R_o} \quad (\text{式 3.39})$$

となり、電力変換比  $M_o$  は、

$$M_o = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{4nR_o}{\pi^2 R_{res} \frac{f_r}{f_s} + 8R_o} \quad (\text{式 3.40})$$

となる。

### 3.4 タイプ A~C の比較

3.2 節より、降圧コンバータと共振形コンバータのスイッチのみを共有してタイプ A とタイプ B は導出される。一方でタイプ C はスイッチのみならず磁性素子も共有されているため、他の 2 方式と比較して回路構成が簡素であり且つ小型化が可能となる。

また、タイプ A~C において理論動作波形を比較した (図 3.14)。図 3.14 からタイプ B だけ  $i_r$  が 0 の期間が短いことがわかる。これは 3.3.2 節で述べたように、モード(a)と(c)におけるタイプ B の共振周波数が異なるためである。これより、他 2 方式に比較してタイプ B は共振形コンバータ部の利用率が高いことが分かる。

以上のことから、他方式より優れている点をタイプ B とタイプ C は有しているため、この 2 方式についてシミュレーション解析及び実機検証を行い、2 種の制御により  $V_{bat}$  と  $V_o$  をそれぞれ独立に制御できるかを検証した。

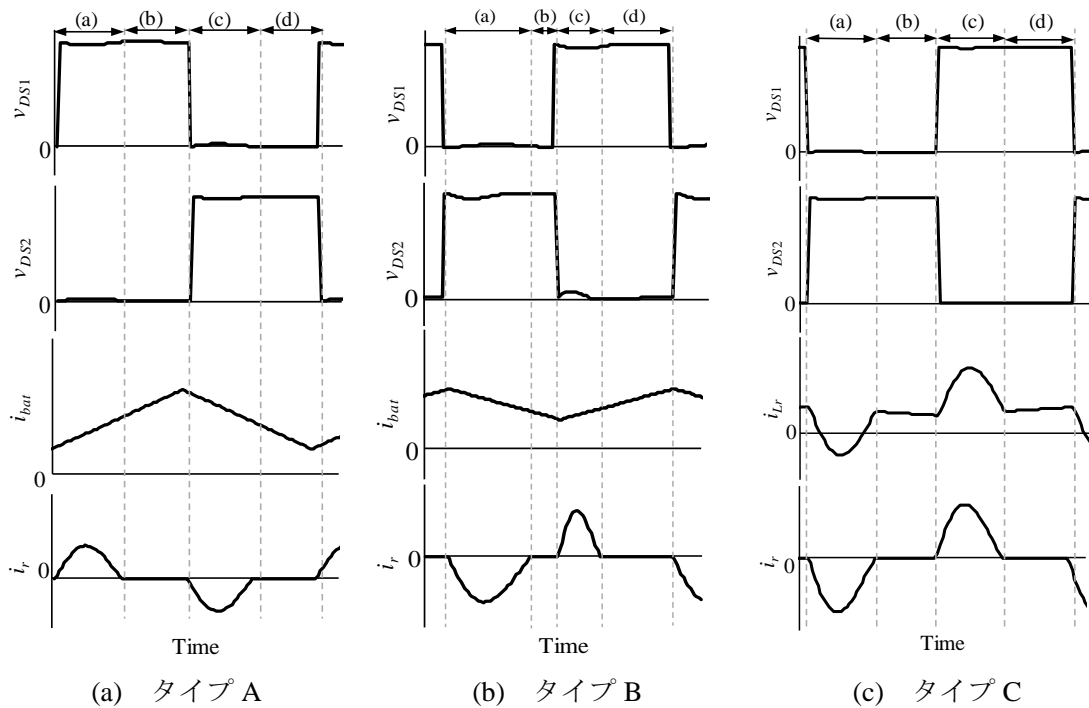


図 3.14 タイプ A~C の理論動作波形の比較

# 第 4 章 シミュレーション結果及び実機検証

## 4.1 タイプ B のシミュレーション結果及び実機検証

### 4.1.1 理論動作波形と動作波形の比較

表 4.1 に示す素子を用いたタイプ B の実機 (図 4.2) を製作し、動作波形を取得した。タイプ B の回路図、試作回路に用いたトランスのパラメータをそれぞれ図 4.1、表 4.2 に示す。実験条件は表 4.3 とした。ただし、 $P_{bat}$ 、 $P_o$  をそれぞれ蓄電池電力、負荷電力とし、 $S_1$  オン時の共振周波数  $f_{r1}$ 、 $S_2$  オン時の共振周波数  $f_{r2}$  は、 $L_r$  をトランスの漏れインダクタンスとして (式 3.9)、(式 3.10) を用いて求めたものとする。

表 4.1 タイプ B の試作回路に用いた素子一覧

素子	種類	値
$L_{bat}$	巻線チップインダクタ	42 $\mu$ H
$C_{r1}, C_{r2}$	フィルムコンデンサ	2 $\mu$ F
$D_{r1} \sim D_{r3}$	ショットキーバリアダイオード	
$D_1 \sim D_4$	ファストリカバリーダイオード	
$S_1, S_2$	MOSFET	
ゲートドライバ	IR2184	

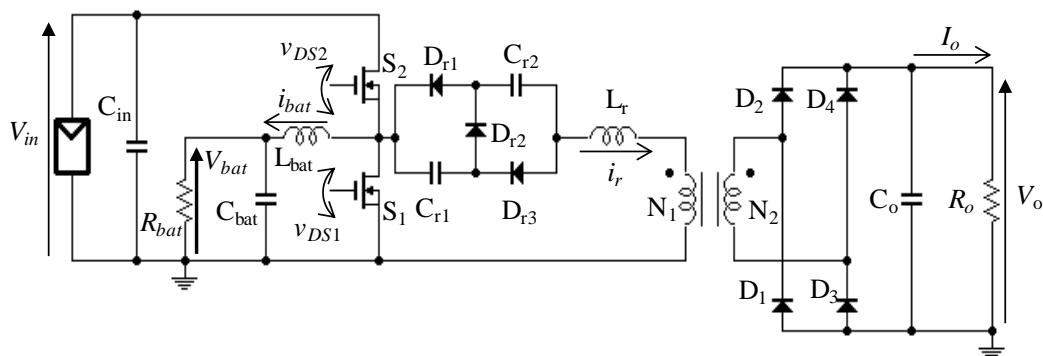


図 4.1 タイプ B の回路図

表 4.2 タイプ B の自作トランスのパラメータ

記号	値
$L_r$	0.33 $\mu\text{H}$
$L_{mg}$	1.15 mH
$N_1 : N_2$	1 : 6

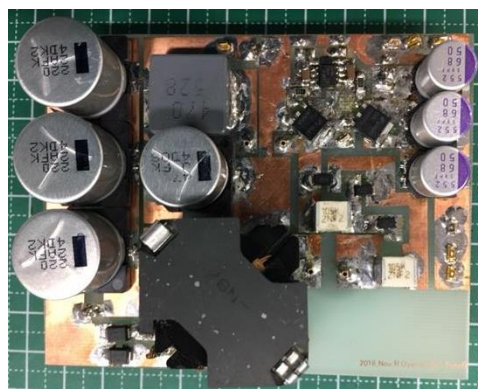


図 4.2 タイプ B の試作回路

表 4.3 タイプ B における実験条件

記号	値
$V_{in}$	30 V
$d$	0.5
$f_s$	100 kHz
$f_{r1}$	278 kHz
$f_{r2}$	139 kHz
$P_{bat}$	20 W
$P_o$	30 W

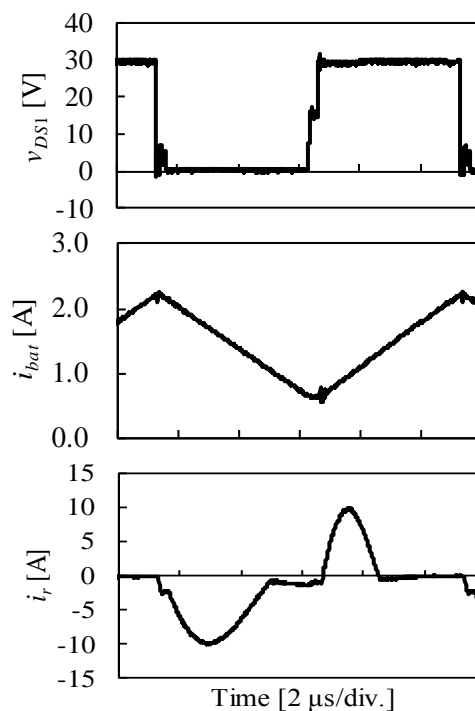


図 4.3 タイプ B の動作波形 ( $d=0.5$ )

タイプ B の試作回路において取得した動作波形を図 4.3 に示す。図 3.9 の理論動作波形と比較すると、 $i_{bat}$  はほぼ一致したのに対し  $i_r$  は一致しない部分が観察された。理論動作波形と異なり、 $i_r$  が 0 となる期間においても電流が流れている。これはトランスの励磁インダクタンス  $L_{mg}$  に流れる電流に関する。理論上  $L_{mg}$  にはごく僅かの電流しか流れないが、実際は大きな電流が流れていたものと考えられる。そのため、理論上は  $i_r$  が 0 である期間でも実際は電流が流れることにより、理論動作波形と動作波形は一致しなかった。 $L_{mg}$  に流れる電流  $i_{Lmg}$  が発散する現象を直流偏磁という。直流偏磁の詳細については 5.1 節で述べる。

#### 4.1.2 シミュレーションと試作回路における電圧変換特性の比較

タイプ B においてシミュレーション及び試作回路を用いて電圧変換特性を取得し、 $d$  と  $f_s$  の操作で蓄電池電圧変換比  $M_{bat}$  と負荷電圧変換比  $M_o$  がそれぞれ独立に制御可能かを検証した。電圧変換特性の取得方法を表 4.4 に示す。 $F$  を固定し  $d$  を変化させた時及び  $d$  を固定し  $F$  を変化させた時の  $M_{bat}$ 、 $M_o$  の変化を取得した。ここで  $F$  を (式 4.1) で表す正規化周波数とする。

$$F = \frac{f_s}{f_{r2}} \quad (\text{式 4.1})$$

シミュレーション条件及び電圧変換特性を表 4.5、図 4.4 に示す。図 4.4(a)は  $F$  を 0.5 に固定し  $d$  を変化させた時の電圧変換特性であり、図 4.4(b)は  $d$  を 0.5 に固定し  $F$  を変化させた時の電圧変換特性である。図 4.4(a)から  $d$  の操作により  $M_{bat}$  と  $M_o$  の双方が変動している。図 4.4(b)から  $F$  の増加により  $M_o$  は増加し  $M_{bat}$  は一定である。このことから、 $M_{bat}$  は  $d$  のみで制御されるが、 $M_o$  は  $F$  のみならず  $d$  の影響も受けることが分かる。従って、シミュレーションにおいて  $V_{bat}$  と  $V_o$  は 2 種の制御によりそれぞれ独立に制御することは不可能である。これは直流偏磁の影響である。詳しくは 5.1 節にて述べる。

表 4.4 電圧変換特性の取得方法

固定する値	変化させる値	測定する値
$F = 0.5$ で固定	$d$ を変化	$M_{bat}$ 、 $M_o$ の変化
$d = 0.5$ で固定	$F$ を変化	$M_{bat}$ 、 $M_o$ の変化

表 4.5 タイプ B におけるシミュレーション条件

記号	値
$L_{bat}$	42 $\mu$ H
$C_{r1}$ , $C_{r2}$	2 $\mu$ F
$L_r$	0.33 $\mu$ H
$L_{mg}$	1.15 mH
$N_1 : N_2$	1 : 6
$V_{in}$	30 V
$f_{r1}$	278 kHz
$f_{r2}$	139 kHz



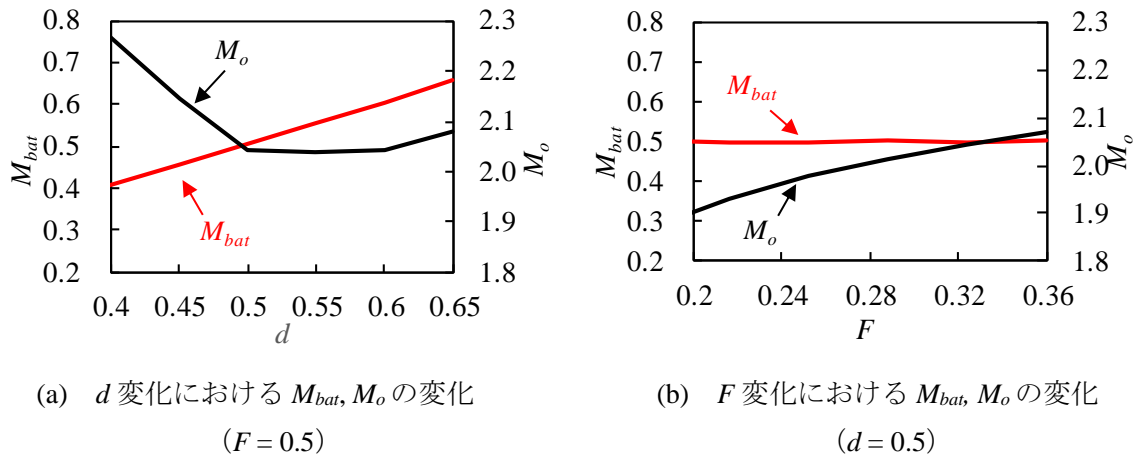


図 4.4 シミュレーションにおける電圧変換特性

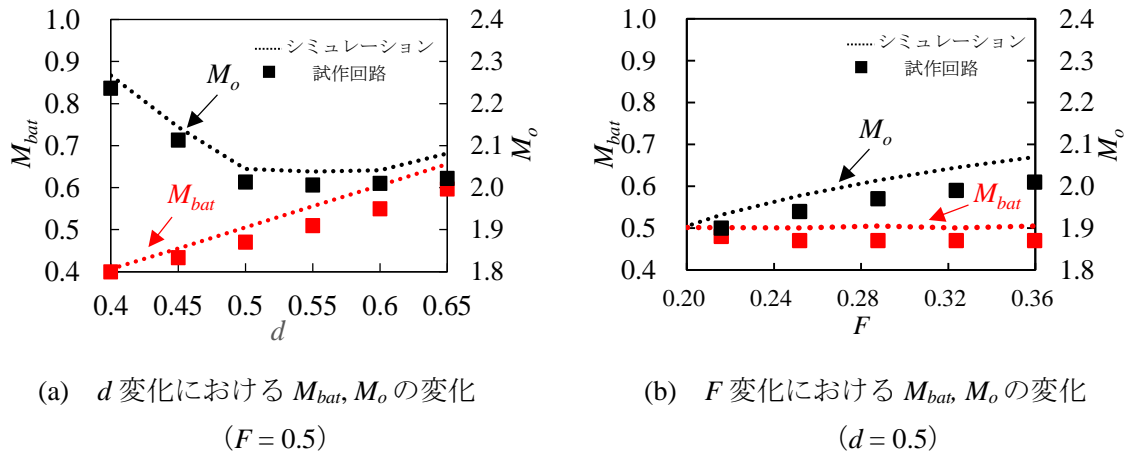


図 4.5 シミュレーションと試作回路における電圧変換特性の比較

図 4.5 にシミュレーションと試作回路における電圧変換特性の比較を示す。図 4.5 において点線がシミュレーション結果、マーカーが実験結果である。この時の実験条件は動作波形を取得した時の条件（表 4.1–4.3）と同じである。図 4.5(a)は  $F$  を 0.5 に固定し  $d$  を変化させた時の電圧変換特性である。 $d$  の増加により  $M_{bat}$  は増加し、 $M_o$  は  $0.4 < d < 0.5$  において減少し  $0.5 < d$  ではほぼ一定となっていることが分かる。これは  $d < 0.5$  において直流偏磁の影響を強く受けるからである。また図 4.5(b)は  $d$  を 0.5 に固定し  $F$  を変化させた時の電圧変換特性である。 $F$  の増加により  $M_o$  は増加しているが、 $M_{bat}$  は一定であることが分かる。この 2 つの実験データから  $M_{bat}$  は  $d$  のみで制御されるが  $M_o$  は  $F$  のみならず  $d$  の影響も受けることが示された。従って、 $V_{bat}$  と  $V_o$  は 2 種の制御によりそれぞれ独立に制御することは不可能であることが示された。

また、シミュレーション結果と実験結果は一致しなかった。これはシミュレーションで考慮しなかった、実験における寄生パラメータの影響であると考えられる。

## 4.2 タイプ C のシミュレーション結果及び実機検証

### 4.2.1 理論動作波形と動作波形の比較

表 4.6 に示す素子を用いたタイプ C の実機（図 4.7）を製作し動作波形を取得した。タイプ C の回路図を図 4.6 に示す。試作回路に用いたトランスのパラメータは表 4.7 の値である。実験条件は表 4.8 とし、共振周波数  $f_r$  は、 $L_r$  をトランスの漏れインダクタンスとして（式 3.25）を用いて求めたものである。

表 4.6 タイプ C の試作回路に用いた素子一覧

素子	種類	値
$C_r$	フィルムコンデンサ	0.23 $\mu\text{F}$
$D_1 \sim D_4$	ファストリカバリーダイオード	
$S_1, S_2$	MOSFET	
ゲートドライバ	IR2184	

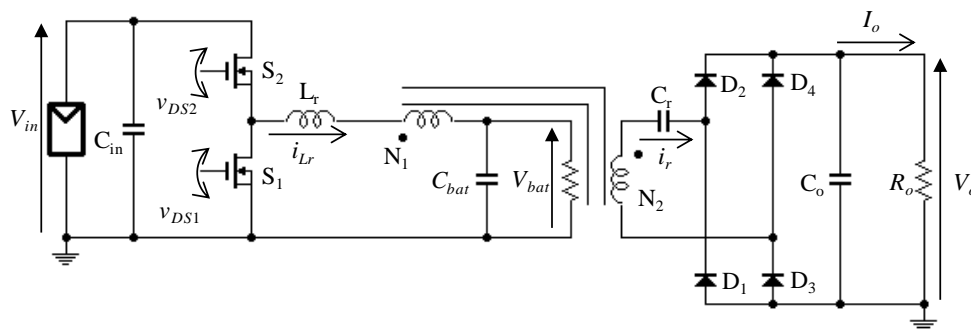


図 4.6 タイプ C の回路図

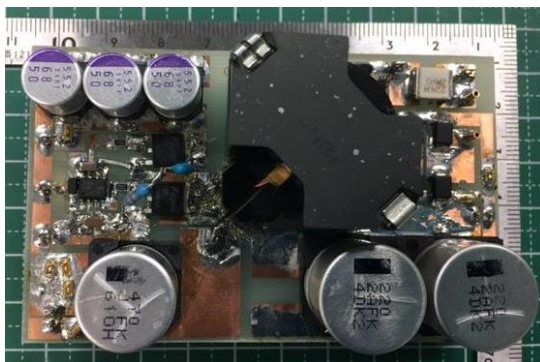


図 4.7 タイプ C の試作回路

表 4.7 タイプ C の自作トランスのパラメータ

記号	値
$L_r$	0.31 $\mu\text{H}$
$L_{mg}$	730 $\mu\text{H}$
$N_1 : N_2$	1 : 3

表 4.8 タイプ C の実験条件

記号	値
$V_{in}$	36 V
$d$	0.5
$f_s$	100 kHz
$f_r$	200 kHz
$R_{bat}$	10 $\Omega$
$R_o$	40 $\Omega$

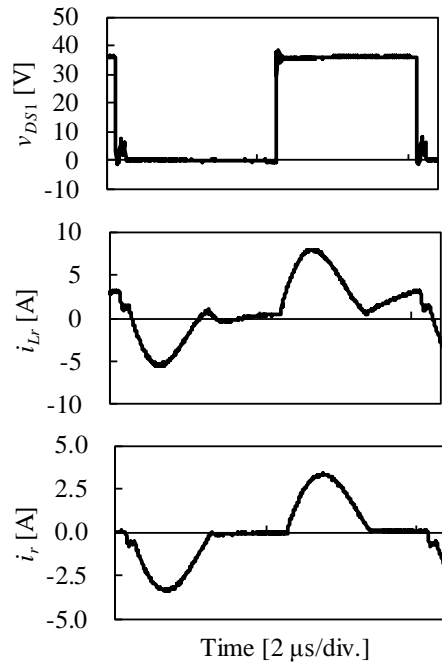


図 4.8 タイプ C の動作波形 ( $d=0.5$ )

タイプ C の試作回路において取得した動作波形を図 4.8 に示す。図 3.12 の理論動作波形と比較すると、 $i_r$  は理論動作波形とほぼ一致したが、 $i_{Lr}$  は一部理論動作波形と一致しない箇所があった。これは、蓄電池電力  $P_{bat}$  を十分に大きくしなかったため一致しなかったと考えられる。

#### 4.2.2 シミュレーションと試作回路における電圧変換特性の比較

タイプ C において、4.1.2 節と同様にシミュレーション及び試作回路を用いて電圧変換特性を取得し、 $d$  と  $f_s$  の操作で蓄電池電圧変換比  $M_{bat}$  と負荷電圧変換比  $M_o$  がそれぞれ独立に制御可能かを検証した。電圧変換特性の取得方法は 4.1.2 節と同様で表 4.4 である。ここで  $F$  を (式 4.2) で表す正規化周波数とする。

$$F = \frac{f_s}{f_r} \quad (\text{式 4.2})$$

表 4.9、図 4.9 にシミュレーション条件、シミュレーションにおける電圧変換特性を示す。図 4.9(a) は  $F$  を 0.5 に固定し  $d$  を変化させた時の電圧変換特性である。 $d$  の増加により  $M_{bat}$  は増加し  $M_o$  は一定となっていることが分かる。また図 4.9(b) は  $d$  を 0.5 に固定し  $F$  を変化させた時の電圧変換特性である。 $F$  の増加により  $M_o$  は増加し  $M_{bat}$  は一定となっていることが分かる。従って、 $M_{bat}$  は  $d$  のみで制御され、 $M_o$  は  $F$  のみで制御されることが示された。よって、シミュレーションにおいて  $V_{bat}$  と  $V_o$  は  $d$  と  $f_s$  によりそれぞれ独立に制御できる。また図 4.10 から  $M_o$  の負荷  $R_o$  に対する特性を得た。これは  $M_o$  は  $R_o$  に左右されるためである。

表 4.9 タイプ C におけるシミュレーション条件

記号	値
$C_r$	0.23 $\mu\text{F}$
$L_r$	0.31 $\mu\text{H}$
$L_{\text{mg}}$	700 $\mu\text{H}$
$N_1 : N_2$	1 : 3
$R_{\text{bat}}$	10 $\Omega$
$V_{\text{in}}$	36 V
$f_r$	200 kHz

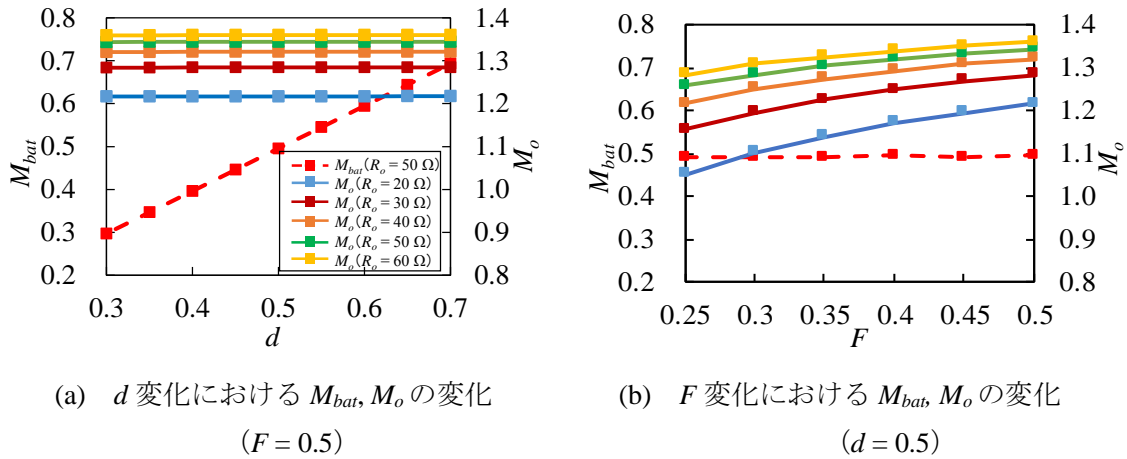


図 4.9 シミュレーションにおける電圧変換特性

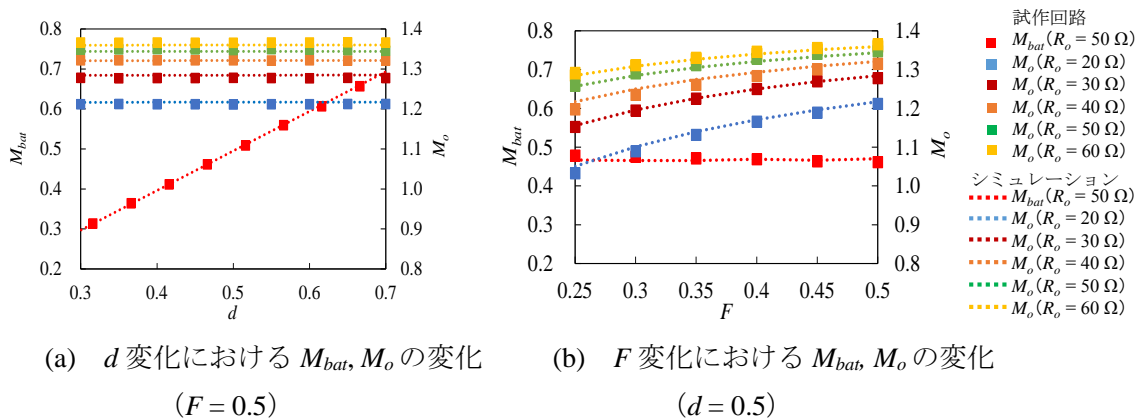


図 4.10 シミュレーションと試作回路における電圧変換特性の比較

図 4.10 にシミュレーションと試作回路における電圧変換特性を比較した結果を示す。図 4.10 から、シミュレーション結果と実験結果はほぼ一致した。従って実際に  $V_{bat}$  と  $V_o$  は 2 種の制御によりそれぞれ独立に制御できることが示された。

# 第5章 考察

## 5.1 直流偏磁による動作への影響と対策

タイプ B にて試作回路における動作波形・電圧変換特性がシミュレーション結果と異なる主な理由は直流偏磁現象である。直流偏磁とは、トランスの励磁電流  $i_{Lmg}$  が発散してしまう現象のことでスイッチング素子の破損や  $V_{bat}$ 、 $V_o$  をそれぞれ独立に制御できないことの原因となる。

タイプ B の理論動作波形と動作波形を比較した結果、本来は  $i_r$  が 0 となる期間においても実際には電流が流れていた。これは励磁インダクタンスの存在を無視した理論上では生じない直流偏磁が試作回路では発生したためと考えられる。

また図 4.5(a)と図 4.6(a)より、タイプ B では  $d < 0.5$  及び  $d > 0.6$  において  $M_o$  が上昇した。これは  $d < 0.5$  及び  $d > 0.6$  において直流偏磁が発生したためである。直流偏磁により  $i_{Lmg}$  が発散すると 2 次側に流れる電流も必然的に発散し、 $V_o$  の値も増加する。これにより  $d < 0.5$  及び  $d > 0.6$  において  $M_o$  が上昇したものと考えられる。

直流偏磁を抑制する方法としてコンデンサをトランスの 2 次側に直列につなぐという方法がある。例としてタイプ C の回路が挙げられる。3.3.3 節より、 $i_{Lr}$  は交流成分と直流成分を含んでいるが、2 次側のコンデンサ  $C_r$  により直流成分がカットされ、 $i_r$  は交流成分のみとなる。これにより、トランスの 1 次側電圧  $v_{N1}$  が減少し、直流偏磁を回避することができる。実際に 4.2 節から、タイプ C では直流偏磁が生じないことが分かる。

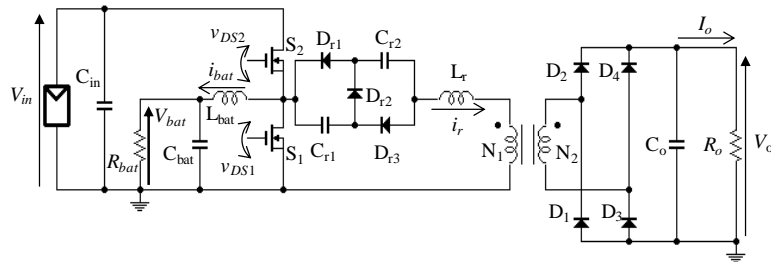


図 5.1 タイプ B の回路図

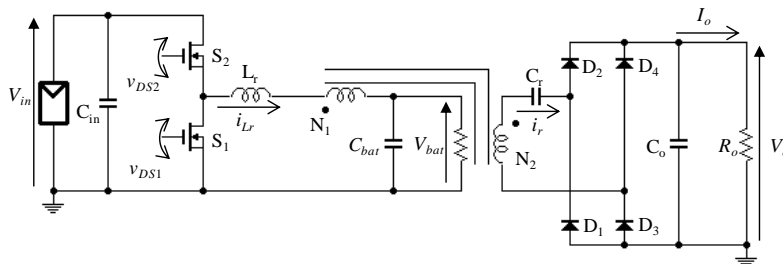


図 5.2 タイプ C の回路図

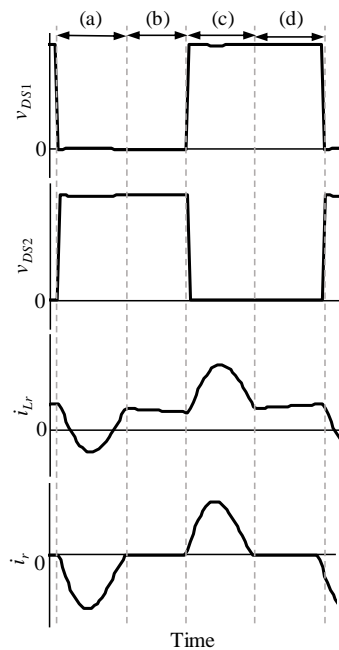


図 5.3 タイプ C の理論動作波形 ( $d=0.5$ )

## 5.2 タイプ B とタイプ C の比較

表 5.1 にタイプ B とタイプ C を比較した結果を示す。回路構成・回路サイズ・利用率は 3.4 節で述べた通りである。

5.1 節で示したように、タイプ B は直流偏磁により  $d$  と  $F$  の操作で独立に  $V_{bat}$  と  $V_o$  を制御できないため、制御が困難であり所望の動作を行うことが困難になると予想される。またタイプ C は直流偏磁が生じないため、 $d$  と  $F$  の操作で独立に  $V_{bat}$  と  $V_o$  を制御でき、制御を容易に行うことが可能である。

表 5.1 タイプ B とタイプ C の比較

方式	回路構成	回路サイズ	制御	回路利用率
タイプ B	複雑	大	困難	高
タイプ C	簡素	小	容易	低

## 第6章 まとめ

本研究では回路構成の簡素化を目的として PWM 制御と PFM 制御を併用した複数の 3 ポートコンバータを提案した。本研究では提案回路の派生方式である 3 方式について動作解析・比較を行い、その中から 2 方式を選択し、シミュレーション解析・実機検証を行った。その結果、非対称共振コンデンサ方式 (タイプ B) は共振コンバータ部を高い利用率で動作可能であるものの蓄電池電圧と負荷電圧を独立に制御できないため実用に適さず、磁性素子統合方式 (タイプ C) は小型であり蓄電池電圧と負荷電圧を独立に制御できることが示された。

## 参考文献

- [1] 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, pp. 2289–2297, Oct. 2009.

## 謝辞

本研究にあたり、ご指導を頂いた卒業論文指導教員の鶴野将年准教授に感謝致します。また、日頃から多くの助言を下さった杉山一希先輩をはじめとするパワーエレクトロニクス研究室の方々に感謝致します。