

修士論文

電流共振半波形プッシュプルコンバータの  
動特性について

平成 31 年 1 月 31 日

指導教員：田中 哲郎 准教授

鹿児島大学大学院理工学研究科

電気電子工学専攻

桑野 伸大

## 概要

DC-DC コンバータにおいては、スイッチング周波数の高周波化によって小型・軽量化しつつ、高周波化による効率低下を防ぐため、近年、共振形コンバータに代表されるソフトスイッチング技術が積極的に採用されている。本研究で扱う電流共振半波形プッシュプルコンバータについては、制御系の設計に必要な動特性に関して理論上は 2 次系と予想されるが、従来の実験では 1 次系に近い特性が得られていた。本研究は、このコンバータの周波数応答を周波数特性分析器を用いて良好な精度で測定し、理論との食い違いを検証することを目的とする。また、測定した周波数応答を用い、コンバータの定常特性に基づいて設計・作製したフィードバック制御回路の安定度についても検討を加える。

## 目次

第 1 章 序論	2
第 2 章 共振形コンバータ	4
2.1 共振形コンバータの概要	4
2.2 電流共振形コンバータ	4
2.3 電流共振形プッシュプルコンバータ	6
第 3 章 実験回路	11
3.1 コンバータ	11
3.2 制御回路	13
3.2.1 基準電圧回路・VCO 回路	14
3.2.2 信号回路	15
3.2.3 駆動回路	16
3.2.4 絶縁型フィードバック回路	17
3.2.5 リミッタ回路	18
第 4 章 実験結果	19
4.1 RC スナバ回路	19
4.2 静特性	22
4.2.1 負荷特性	22
4.2.2 周波数制御特性	24
4.3 動特性	26
4.4 フィードバック制御	28
4.4.1 定常特性	28
4.4.2 ループゲイン	30
第 5 章 結論	32
謝辞	33
参考文献	33

## 第 1 章 序論 [1] [2]

スイッチング電源の電力変換を担う DC-DC コンバータは、小型・軽量・高効率であることが求められ、多くの電子機器の電源に利用されている。

DC-DC コンバータを高周波動作させることによって、受動部品の小型化・軽量化が実現可能になるが、その一方で、スイッチング損失が増大し、効率の低下や発熱量の増大といった問題を招いてしまう。この問題への対策として、ZVS(零電圧スイッチング)や ZCS(零電流スイッチング)などのソフトスイッチング技術があり、これらの技術を用いたコンバータの一つである共振形コンバータの研究が行われている。共振形コンバータでは、共振動作によりスイッチの電流または電圧の一部を正弦波状に変化させる回路方式である。原理的には、スイッチの電流・電圧波形を正弦波状に変化させることにより電流波形と電圧波形の重なりが小さくなり、その結果、スイッチング損失とスイッチングサージの低減、スイッチング周波数の高周波化といった利点がもたらされている。

これらの技術を用いることで高周波化と高効率化を両立することができる。また、スイッチの電流・電圧の波形が半波か全波かにより、共振形コンバータは半波形か全波形に分けられる。

本研究では、電流共振半波形プッシュプルコンバータを取り扱う。このコンバータは電流入力形の絶縁形コンバータであり、基本の PWM コンバータでは昇圧形に対応する回路である。具体的な回路構成は、1 次側はプッシュプル、2 次側は共振回路を含むセンタタップ整流回路である。このコンバータは、スイッチ素子のソースが共通であることから、駆動回路の設計が容易である。また、電流入力形で昇圧特性を得やすい、といった利点がある。

本研究の目的は、電流共振半波形プッシュプルコンバータの静特性、動特性からフィードバック回路の設計を行い、フィードバック制御を実現することである。

本論文は以下の構成をとる。第 2 章では本研究の対象である共振形コンバータの基本動作について述べる。第 3 章では今回作製したコンバータおよびコンバータの駆動に必要な信号回路、及びフィードバック回路、リミッタ回路について述べる。第 4 章ではコンバータに付加した RC スナバ回路の設計と動作特性および効率について報告した後、フィードバック制御によって得られた結果について述べる。

る。最後に第 5 章では本研究におけるまとめについて述べる。結果として電流共振半波形プッシュプルコンバータの動特性において理論的には 2 次系となるはずだが実験結果は位相特性のみ 2 次系となりゲイン特性は 1 次系という結果になった。また、フィードバック制御においてはゲイン余裕および位相余裕のどちらにおいても余裕があるためフィードバック回路のさらなる検討が必要になると考えられる。

## 第 2 章 共振形コンバータ [1]

本章では、まず共振形コンバータの概要について述べ、次に本研究で用いた電流共振半波形プッシュプルコンバータについて説明する。

### 2.1 共振形コンバータの概要

現在、電子機器の電源部のほとんどは、従来のシリーズドロップ電源の代わりに軽量・小型・高効率のスイッチング電源でまかなわれている。電子機器の小型化に伴いスイッチング電源にも同時に小型化に必要な高周波動作が求められている。しかし、スイッチのターンオン・ターンオフ時のスイッチング損失はスイッチング周波数の高周波化に比例して増加するため、効率が低下してしまう。

このスイッチング損失を低減する方法として共振形コンバータに用いられているソフトスイッチング技術がある。この共振形コンバータはスイッチに流れる電流もしくは電圧を正弦波形の一部にすることでスイッチング時に電流波形と電圧波形の重なりが小さくなりスイッチング損失が低減される。

### 2.2 電流共振形コンバータ

図 2-1 に電流共振形コンバータの回路例を、図 2-2 に電流共振形コンバータの動作波形を示す。ダイオードの並列コンデンサ  $C_r$  およびスイッチ素子と直列に接続されたインダクタ  $L_r$  は、出力電流  $I_o$  に対し並列共振回路を構成している。共振用インダクタがスイッチと直列に接続される電流共振スイッチでは、スイッチに流れる電流の波形が正弦波の一部となる。

パワーデバイスにおいてスイッチング時に共振現象を利用し、ターンオフを電流零の状態で行うスイッチングを ZCS (零電流スイッチング) と呼ぶ。一般に、電流共振形コンバータはこの ZCS によるソフトスイッチング方式であり、スイッチング時に電流波形と電圧波形の重なりを小さくすることが可能であるため、PWM スイッチと比較してスイッチング損失を低減することができる。

電流共振形コンバータで ZCS を行うには、共振回路の共振周波数  $f_r$  がスイッチング周波数  $f_s$  を上回る必要がある。電流共振形ではスイッチに流れる電流波形が共振回路で決まるため、オン期間に制約がある。このため、出力電圧の制御はスイッチング周波数を可変して行われることが多い。以下に電流共振形の特徴をまとめる。

(1) 電流共振には出力電流に上限がありこれを超えると ZCS 動作しなくなる。そ

の場合、スイッチング損失やサージが増加する。

- (2) 電流共振は規格化スイッチング周波数  $F = \frac{f_s}{f_r}$  が PWM 方式におけるオン時比率と等価であり、オン期間が固定される。
- (3) 電流共振では、高周波化の妨げとなるダイオードの寄生容量を共振用コンデンサとして利用できる。
- (4) 電流共振はスイッチング周波数を高くするとオン時比率が増加し、出力電圧が上昇する。

上で述べた電流共振の特徴(1)について、数式を用いて説明する。まず、図 2-1 に示す電流共振形コンバータにおいてスイッチに流れるピーク電流  $I_{CP}$  は、

$$I_{CP} = I_o + \frac{V_i}{Z_r} \quad (2-1)$$

と表される。ここで、 $V_i$  は入力電圧、 $I_o$  は出力電流であり、 $Z_r$  は次式で定義される共振回路の特性インピーダンスである。

$$Z_r = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (2-2)$$

式(2-1)からわかるように、オン状態でスイッチに流れるピーク電流  $I_{CP}$  は出力電流  $I_o$  の増加と共に増大するため、電流共振形では PWM 形と比較して、定格電流の大きいスイッチ素子が必要となる。また、ZCS を行うためオン期間内に電流を零に戻す必要があり、このための条件は、計算上の負のピーク電流  $I_o - \frac{V_i}{Z_r}$  が零を下回ることであり、

$$I_o \leq \frac{V_i}{Z_r} \quad (2-3)$$

である。

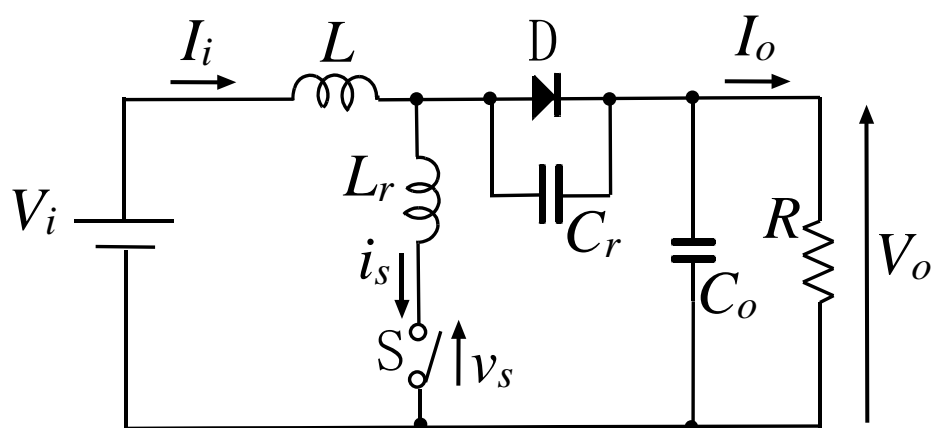


図 2-1 電流共振形コンバータ

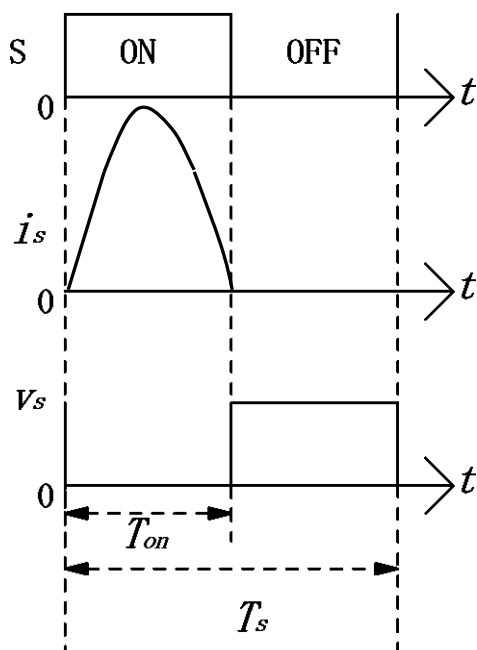


図 2-2 スイッチの電流・電圧波形

## 2.3 電流共振形プッシュプルコンバータ

図 2-3 に、本研究で対象とする電流共振半波形プッシュプルコンバータを示す。この回路は、1 次側が 2 つのスイッチ  $S_1, S_2$  によるプッシュプル回路および入力インダクタ  $L$  で、2 次側が共振用コンデンサ  $C_r$  を含むセンタタップ整流回路およ



び出力平滑用コンデンサ $C$ で構成される共振コンバータである。共振回路は共振用インダクタ $L_r$ および共振コンデンサ $C_r$ から成り、共振用インダクタ $L_r$ は図 2-3 には示されていないが、変成器の漏れインダクタンスを利用する。この共振回路により共振動作を行わせ、1 次側スイッチ $S_1, S_2$ の ZCS を実現する。

また、このコンバータは入力インダクタ $L$ を持つ電流入力形で、1 次側スイッチ $S_1, S_2$ を同時にオンする期間 $T_{ON}$ が必要である。このコンバータの出力制御は、この $T_{ON}$ を固定し、スイッチング周波数変調により行われる。

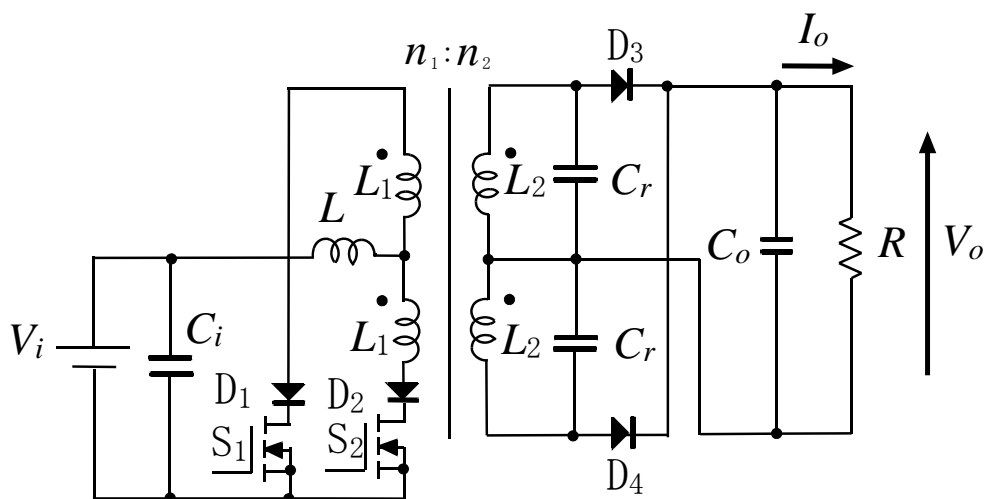


図 2-3 電流共振半波形プッシュプルコンバータ

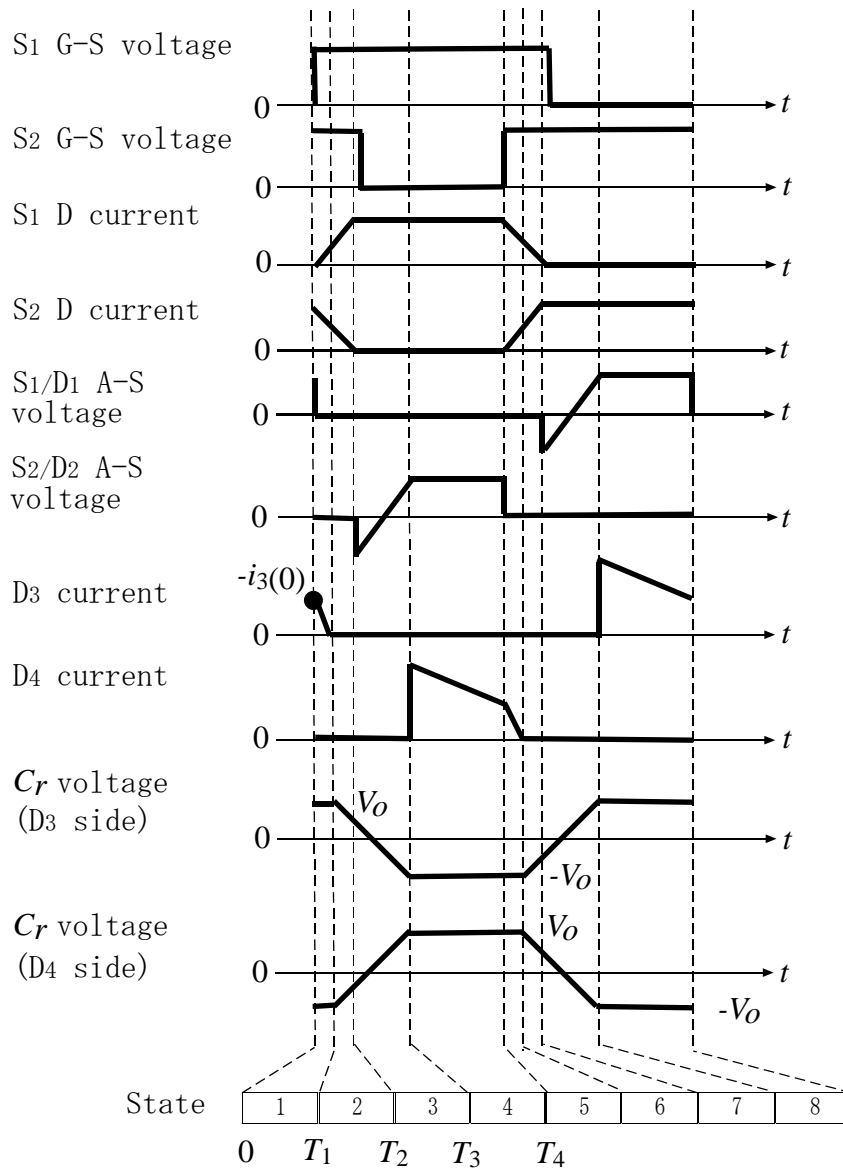


図 2-5 コンバータ各部波形

図 2-5 に電流共振半波形プッシュプルコンバータの各部波形を示す。[3]このコンバータは 1 周期中に 8 つの状態を持つ。回路が上下対称でそれぞれが互いに半周期ずれた動作を繰り返すため、8 つのうち半分の 4 つの状態について考えれば十分である。図 2-6～図 2-9 に状態 (i)～(iv) におけるコンバータ動作を示す。以下では、図 2-6～図 2-9 に示す各状態におけるスイッチの状態と電流の経路について説明する。

( i )  $S_1/D_1$ :ON,  $S_2/D_2$ :ON,  $D_3$ :ON,  $D_4$ :OFF

1 次側では $S_1(D_1) \cdot S_2(D_2)$ が同時オンとなり、リアクトル  $L$  にエネルギーが蓄積される。2 次側では $D_3$ のみ導通している。

( ii )  $S_1/D_1$ :ON,  $S_2/D_2$ :ON,  $D_3$ :OFF,  $D_4$ :OFF

1 次側では $S_1(D_1) \cdot S_2(D_2)$ の同時オン状態が続き、リアクトル  $L$  に引き続きエネルギーが蓄積される。2 次側では $D_3$ がターンオフし共振動作が始まる。

( III )  $S_1/D_1$ :ON,  $S_2/D_2$ :OFF,  $D_3$ :OFF,  $D_4$ :OFF

1 次側では同時オン期間が終了し、 $S_1(D_1)$ のみ導通している。2 次側では引き続き共振動作が行われる。

( IV )  $S_1/D_1$ :ON,  $S_2/D_2$ :OFF,  $D_3$ :OFF,  $D_4$ :ON

1 次側では引き続き $S_1(D_1)$ のみ導通し、リアクトル  $L$  に蓄積されたエネルギーが放出される。

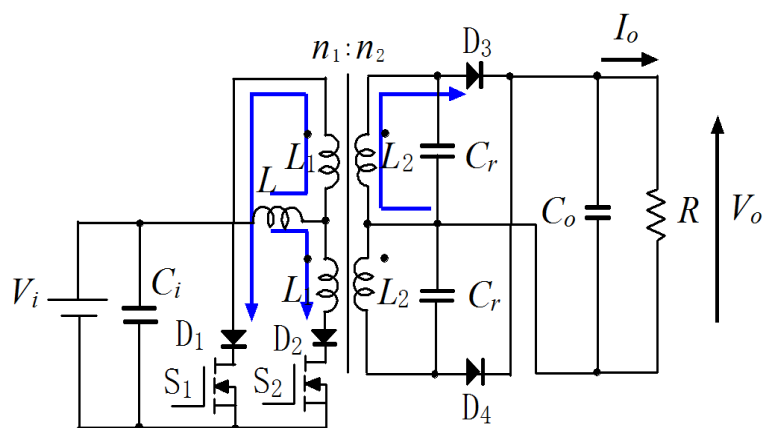


図 2-6 状態 ( i ) におけるスイッチの状態と電流の経路

( $S_1/D_1$ :ON,  $S_2/D_2$ :ON,  $D_3$ :ON,  $D_4$ :OFF)

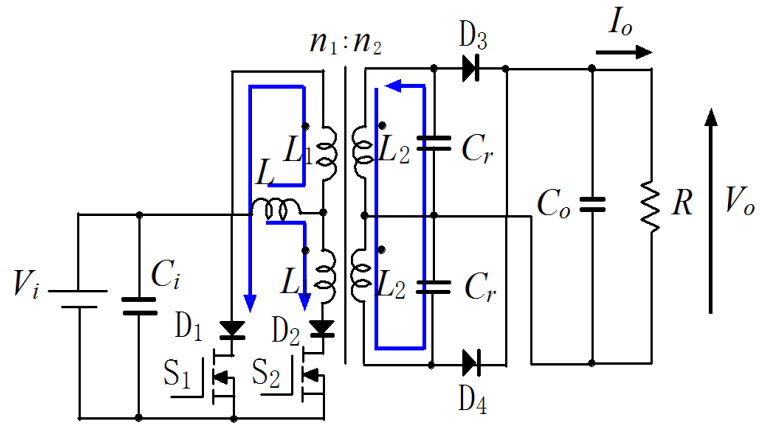


図 2-7 状態(ii)におけるスイッチの状態と電流の経路  
( $S_1/D_1$ :ON,  $S_2/D_2$ :ON,  $D_3$ :OFF,  $D_4$ :OFF)

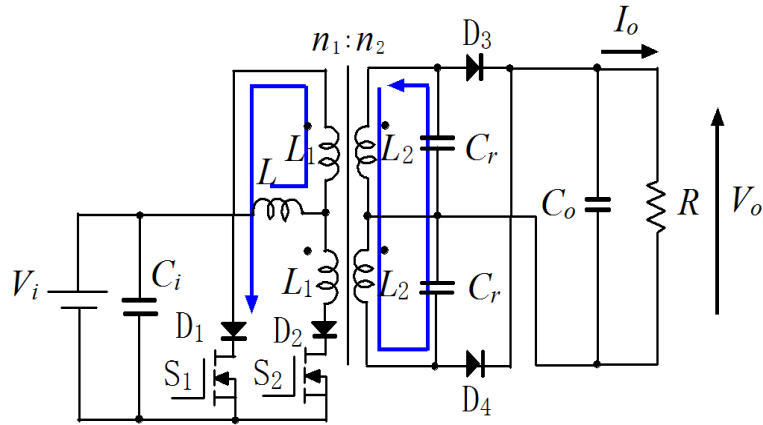


図 2-8 状態(III)におけるスイッチの状態と電流の経路  
( $S_1/D_1$ :ON,  $S_2/D_2$ :OFF,  $D_3$ :OFF,  $D_4$ :OFF)

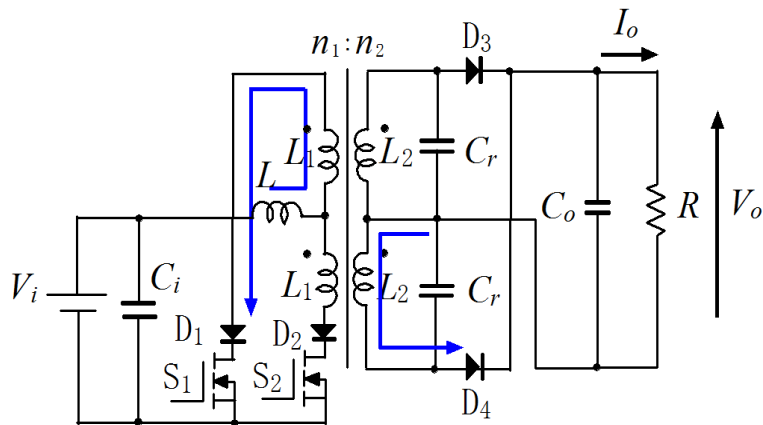


図 2-9 状態(IV)におけるスイッチの状態と電流の経路  
(IV) ( $S_1/D_1$ :ON,  $S_2/D_2$ :OFF,  $D_3$ :OFF,  $D_4$ :ON)

### 第 3 章 実験回路

本章では、まず本研究で用いたコンバータの設計について述べ、次に制御回路について述べる。コンバータ、制御、絶縁形フィードバックの各回路は図 3-1 に示すように接続される。

#### 3.1 コンバータ

図 3-2 に今回作製したコンバータの回路図を、表 3-1 に回路パラメータおよび動作パラメータを、表 3-2 に使用素子を示す。

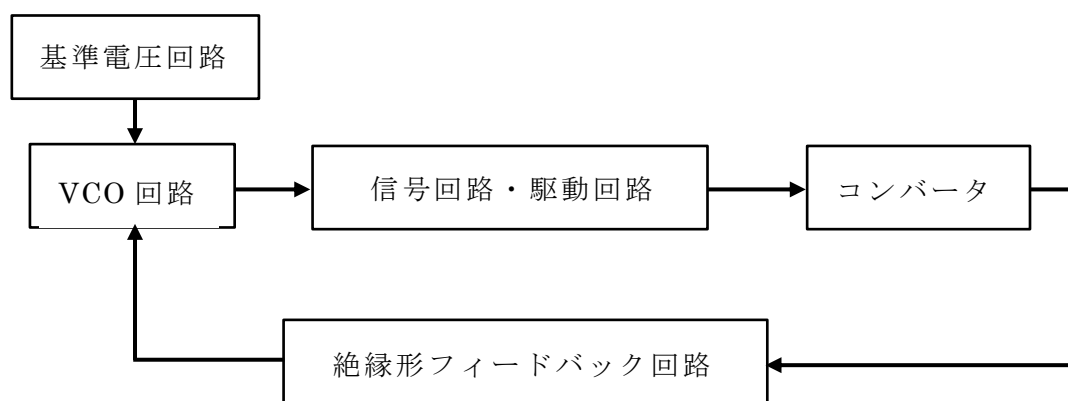


図 3-1 回路接続図

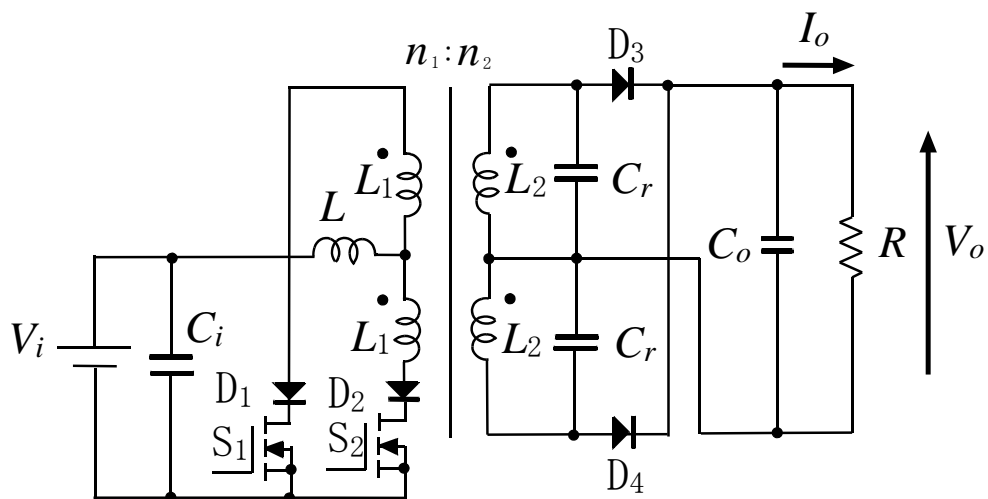


図 3-2 電流共振半波形プッシュプルコンバータ

表 3-1 回路パラメータおよび動作パラメータ

入力電圧 $V_i$	48V
出力電圧 $V_o$	96V
出力電流 $I_o$	2A
入力コンデンサ $C_i$	200 $\mu$ F
出力コンデンサ $C_o$	220 $\mu$ F
共振用コンデンサ $C_r$	22nF
平滑リアクトル $L$	313 $\mu$ H
変圧器 1 次側 $L_1$	146.7 $\mu$ H
変圧器 2 次側 $L_2$	183.8 $\mu$ H

表 3-2 使用素子

$S_1 \cdot S_2$	SCT2280KE
$D_1 \cdot D_2$	SCS210AG
$D_3 \cdot D_4$	STTH8L06D

共振動作を行うために必要な変圧器の設計手順を以下に示す。コアには、PC44PQ50/50-Z を用いた。

一次側の巻き数 $n_1$ は、次の条件を満たす必要がある。

$$\frac{n_1 B_s}{DT_S - (\text{同時オン期間}) \times 2} \geq 48 \quad (3-1)$$

データシートより使用コアは、飽和磁束密度  $B_s=510$  (mT),  $S=328 \times 10^{-6}$  (mm<sup>2</sup>) である。次に、 $D=0.6$ ,  $T_S = \frac{1}{f_s}=1.25 \times 10^{-5}$  (s),  $V_i=48$  (V) とし、コアが飽和状態にならないように最大磁束密度  $B_{max}=\frac{1}{2}B_s=255$  (mT) とすると、 $n_1 \geq 5.3$  となるので、6 回以上巻く必要がある。

今回は 10 回巻きとした。

二次側の巻き数 $n_2$ は電圧変換率を  $M \geq 2$  として、

$$M = \frac{V_o}{V_i} = \frac{n_2}{n_1} \times \frac{1}{1-D} \quad (3-2)$$

より、 $n_2 \geq 8$ となり、今回は 12 回巻きに決定した。二次側巻き数の決定は実験的に  
行った。以上の設計に基づき作製した変圧器のインダクタンス値は  
 $L_1 = 146.7 (\mu\text{H})$ ,  $L_2 = 183.8 (\mu\text{H})$  となった。

## 3.2 制御回路

制御回路は、基準電圧回路、VCO 回路、信号回路、駆動回路から構成されており、  
図 3-3 のタイミングチャートに示すように、信号回路で電流共振半波形プッシュ  
プルコンバータに必要な駆動波形の同時オン期間を設けている。

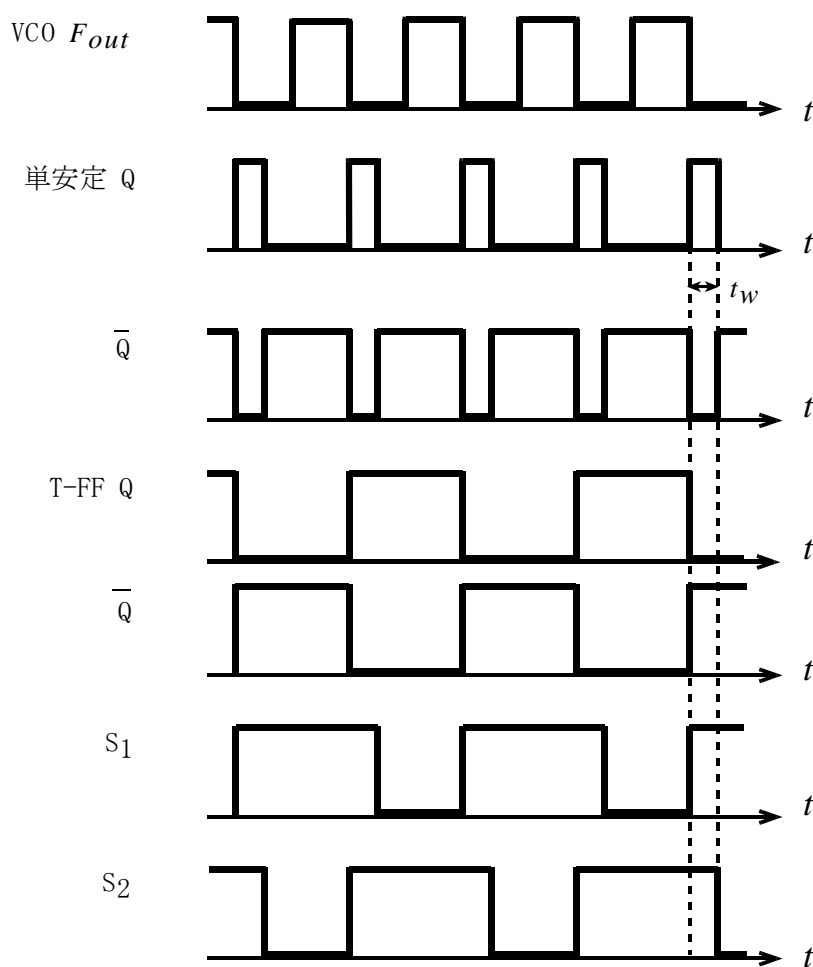


図 3-3 制御回路タイミングチャート

### 3.2.1 基準電圧回路・VC0 回路

図 3-4 にシャントレギュレータ IC (LM4041) を用いた基準電圧回路を示す。基準電圧回路は VC0 回路への入力電圧を作る回路である。また図 3-5 にモノリシック V/F コンバータ IC である AD654 を用いた VC0 回路の回路図を示す。AD654 は制御端子に加える電圧によって発信周波数を制御する発信器であり、可変抵抗  $R_2$  により出力周波数  $F_{out}$  を制御している。

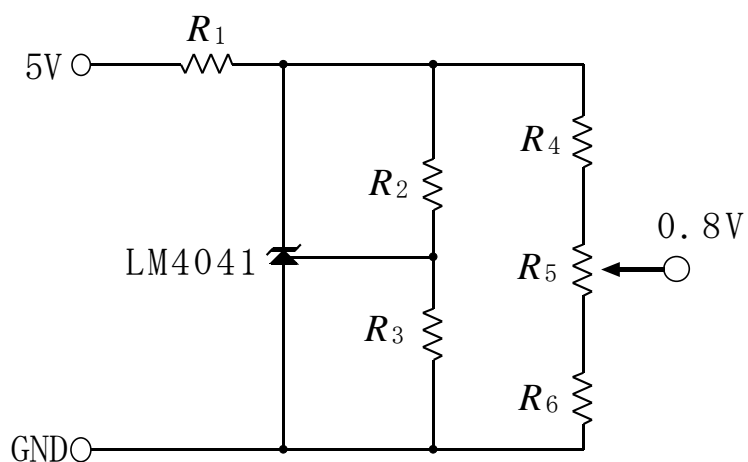


図 3-4 基準電圧回路

( $R_1 = 330\Omega$ ,  $R_2 = 1.8k\Omega$ ,  $R_3 = 1.2k\Omega$ ,  $R_4 = 3.9k\Omega$ ,  $R_5 = 1k\Omega$ ,  $R_6 = 1k\Omega$ )



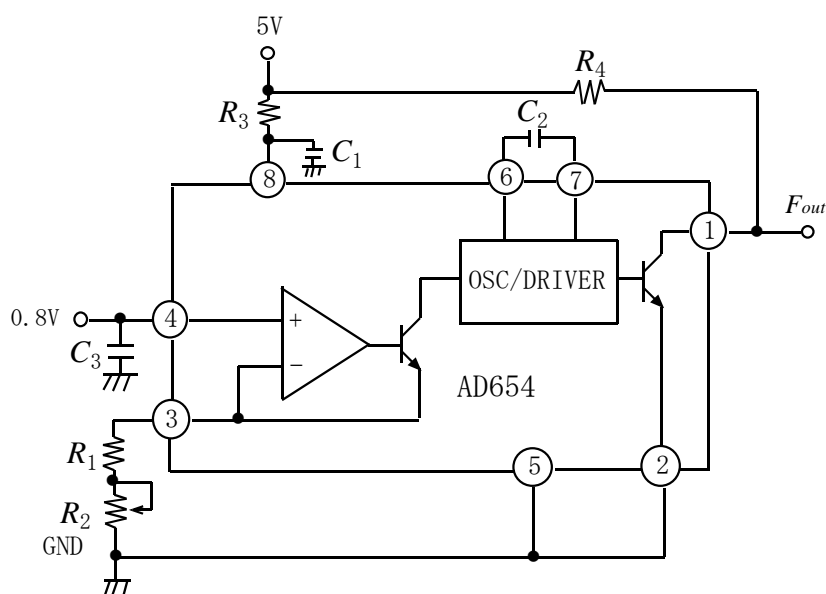


図 3-5 VCO 回路

$$\left( \begin{array}{l} R_1 = 1\text{k}\Omega, R_2 = 2\text{k}\Omega \\ R_3 = 10\Omega, R_4 = 6.8\text{k}\Omega \\ C_1 = 0.1\mu\text{F}, C_2 = 390\text{pF} \\ C_3 = 22\text{nF} \end{array} \right)$$

### 3.2.2 信号回路 [4]

図 3-6 に信号回路の単安定マルチバイブレータの回路図を示す。この回路は、VCO 回路出力  $F_{out}$  のパルスの立下りでトリガされ、 $R_x$  および  $C_x$  で決まるパルス幅を持つパルスを出力する。出力 Q のパルス幅は、電流共振形プッシュプルコンバータの駆動に必要な同時オン期間となり、その長さは  $R_x$  で調整できる。

図 3-7 は、ロジック IC を用いた駆動信号を出力する回路である。T-FF は JK-F で実現しており、単安定マルチバイブレータ  $\bar{Q}$  の立下りに同期し 2 分周された方形波を出力する。T-FF の出力 Q、 $\bar{Q}$  は単安定マルチバイブレータ出力  $\bar{Q}$  とともに NAND 回路に通され、駆動回路に送られる駆動信号が出力される。

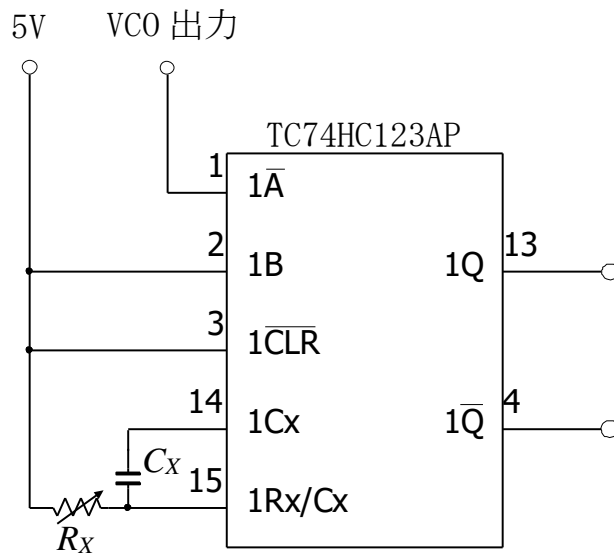


図 3-6 単安定マルチバイブレータ

$$(R_x = 5.0k\Omega, C_x = 1.0nF)$$

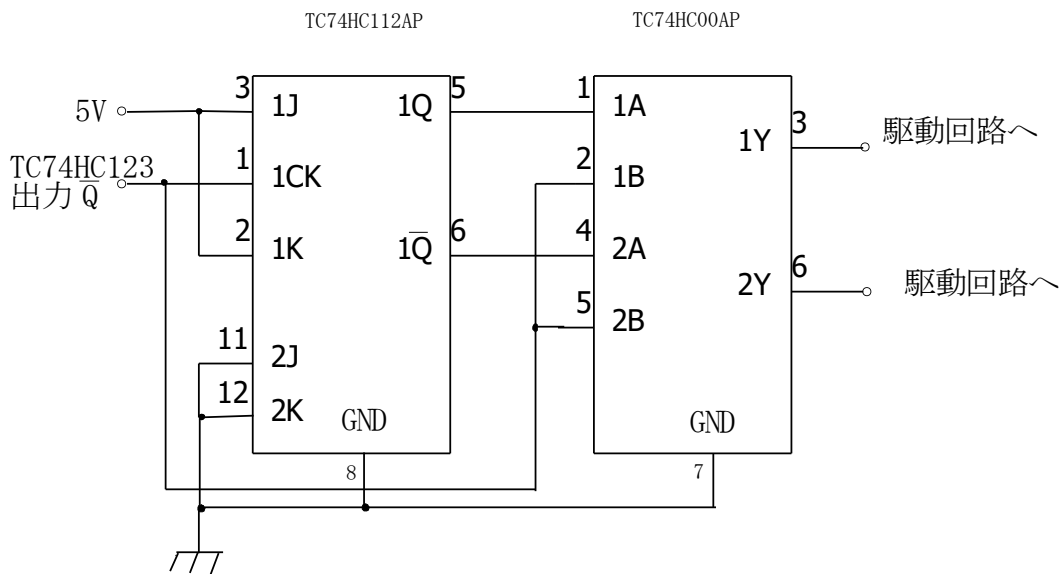


図 3-7 T-FF および NAND 回路

### 3.2.3 駆動回路

図 3-8 に駆動回路の回路図を示す。駆動回路は電流共振形コンバータのスイッチ素子である SCT2280KE を駆動するための回路であり、ドライブ IC である TC4427 を使用して構成している。 $R_1$  はノイズを低減させるためのダンピング抵抗であり、 $C$  は電源電圧の変動を防ぐためのバイパスコンデンサである。

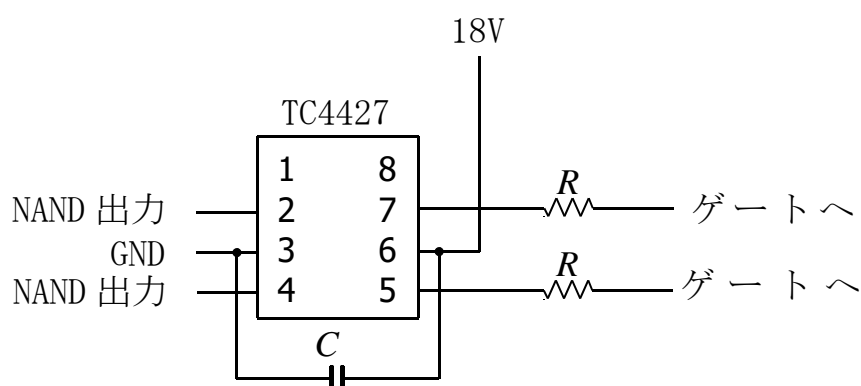


図 3-8 駆動回路

( $R_1 = 10\Omega$ ,  $C = 0.1\mu\text{F}$ )

### 3.2.4 絶縁形フィードバック回路[5][6]

図 3-9 に絶縁形フィードバック回路の回路図を示す。絶縁形フィードバック回路は、フォトカプラ、シャントレギュレータから構成される。電流共振半波形プッシュプルコンバータでは、入力側と出力側の絶縁をフォトカプラで行い、シャントレギュレータで出力電圧の誤差増幅を行うことによりフィードバック制御を行う。この時、 $V_{cc} = 5\text{V}$ である。

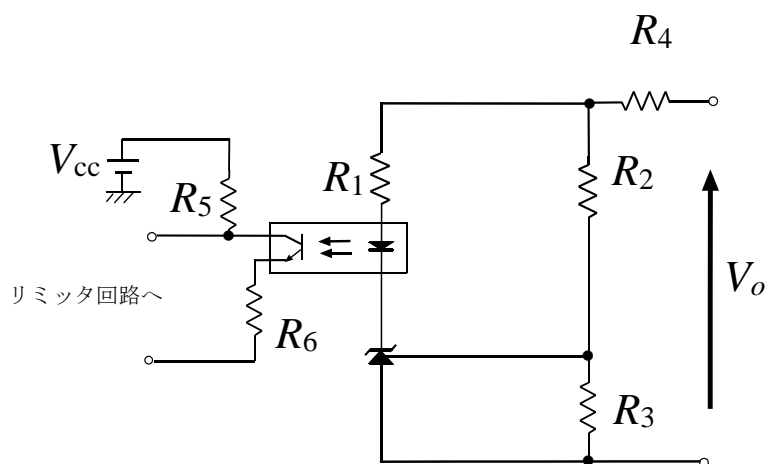


図 3-9 絶縁形フィードバック回路

( $R_1 = 1.3\text{k}\Omega$ ,  $R_2 = 30\text{k}\Omega$ ,  $R_3 = 10\text{k}\Omega$ ,  $R_4 = 20\text{k}\Omega$ ,  $R_5 = 1.8\text{k}\Omega$ ,  $R_6 = 100\Omega$ )

### 3.2.5 リミッタ回路

図 3-10 にリミッタ回路の回路図を示す。リミッタ回路は、ダイオードと電圧源から構成される。リミッタ回路はフォトカプラ出力電圧の振幅を上下一定範囲内に制限する回路であり、回路起動時の VC0 回路の破損を防ぐ為の保護回路として接続した。ダイオードは 1N5817RLG を使用した。

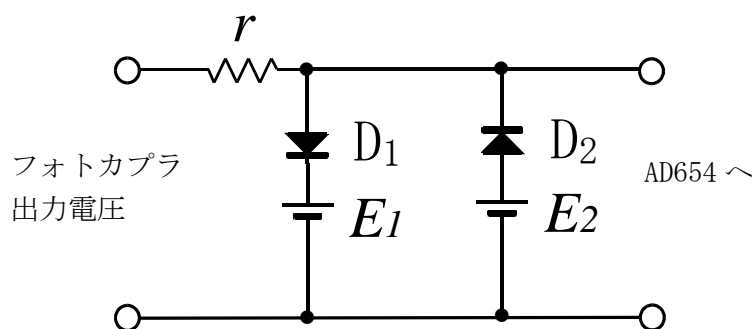


図 3-10 リミッタ回路

( $r = 1.2\text{k}\Omega$ ,  $E_1 = 0.9\text{V}$ ,  $E_2 = 0.7\text{V}$ )

## 第 4 章 実験結果

前節で設計及び作製を行った電流共振半波形プッシュプルコンバータを用いて静特性測定(負荷特性測定及び周波数制御特性)及び動特性測定の実験を行った。

また本章ではフィードバック回路接続後の定常特性及びループゲインについて報告する。以上の実験は全て RC スナバ回路を付加した状態で行っている。

### 4.1 RC スナバ回路[7]

コンバータのスイッチ波形を測定したところ、図 4-1 のような波形が得られ、アノード・ソース間電圧に寄生振動が現れていることがわかる。この寄生振動が回路の動作特性に影響を与える恐れがある。寄生振動は 1 次側のスイッチ素子がオフ時に発生していることから、図 4-2 に示すスイッチ S およびダイオード D の寄生容量( $C_s, C_D$ )が振動に関与する容量成分であると考えられる。そこで、この寄生振動を低減するためにスイッチ素子に並列に RC スナバを付加した。

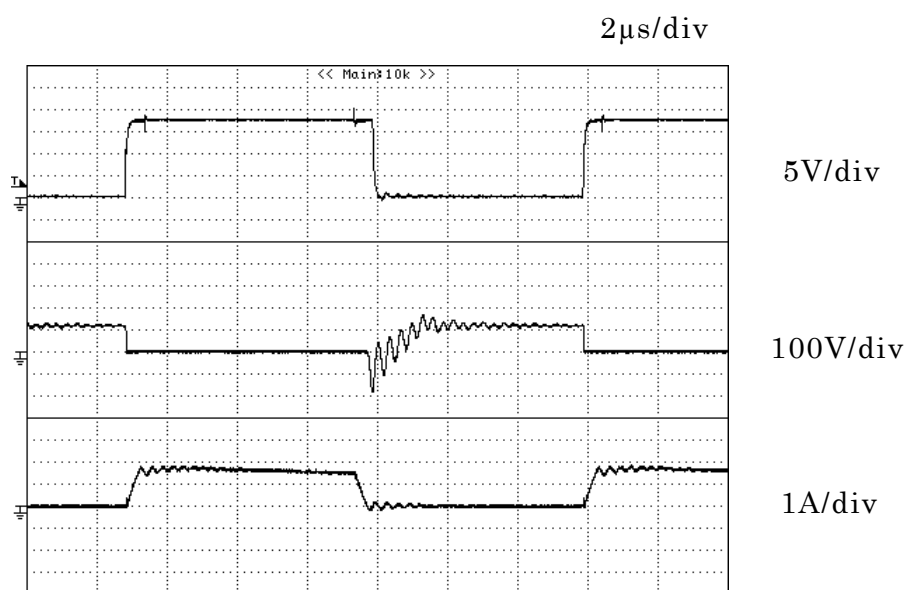


図 4-1 スイッチ波形

(上：駆動出力波形, 中：アノード・ソース間電圧, 下：ドレイン電流)

寄生の容量成分 $C_e$ とインダクタンス成分 $L_e$ の算出について述べる。1次側のスイッチ素子のアノード・ソース間にコンデンサ $C$ を並列接続し、振動の周期 $T$ を測定した。図4-のグラフと横軸の交点が $-C_e$ となる。インダクタンス成分は以下の式より算出する。

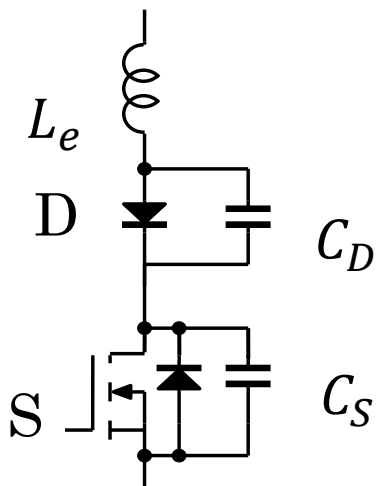


図 4-2 寄生要素モデル

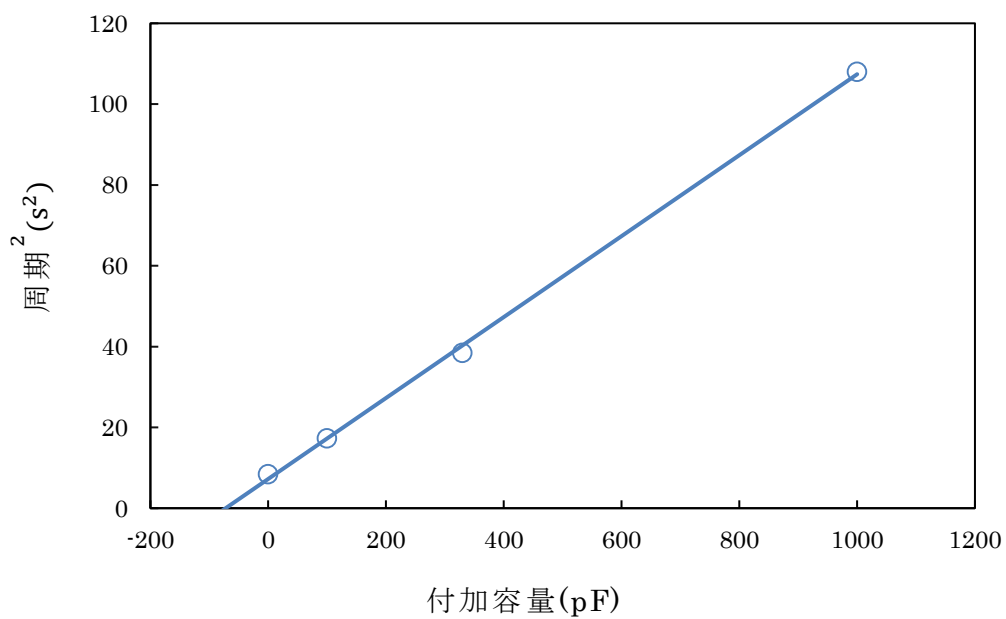


図 4-3  $C$  と  $T^2$  の関係

$$T = 2\pi \sqrt{L_e(C + C_e)} \Rightarrow T^2 = 4\pi^2 L_e[(C + C_e)]$$

図 4-3 のグラフと横軸の交点から  $C_e$  を読み取り、グラフの傾きから  $L_e$  を算出すると、 $C_e = 72.3 \text{ (pF)}$ 、 $L_e = 10 \text{ (}\mu\text{H)}$

となった。

RC スナバは、臨界制動およびスナバでの電力損失最小を条件にすると、これらの寄生要素の値から、以下のように選べば良いことが知られている。

$$C = 8C_e, R = (3\sqrt{3}/8)\sqrt{L_e/C_e}$$

したがって、RC スナバの回路パラメータは、 $R = 340(\Omega)$ 、 $C = 220\text{(pF)}$ とした。図 4-4 に RC スナバの回路図を示す。図 4-5 に RC スナバを用いたときのスイッチ波形を示す。図 4-1 と図 4-5 の波形を比較すると、RC スナバを用いたときは寄生振動が低減できていることが分かる。

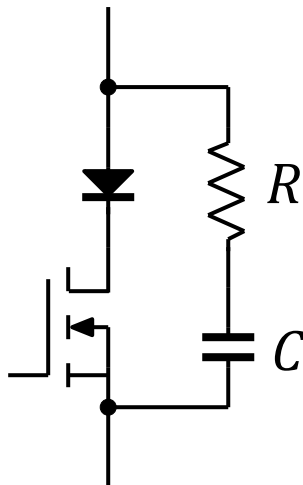


図 4-4 RC スナバ

$$[R = 340\Omega, C = 220\text{pF}]$$

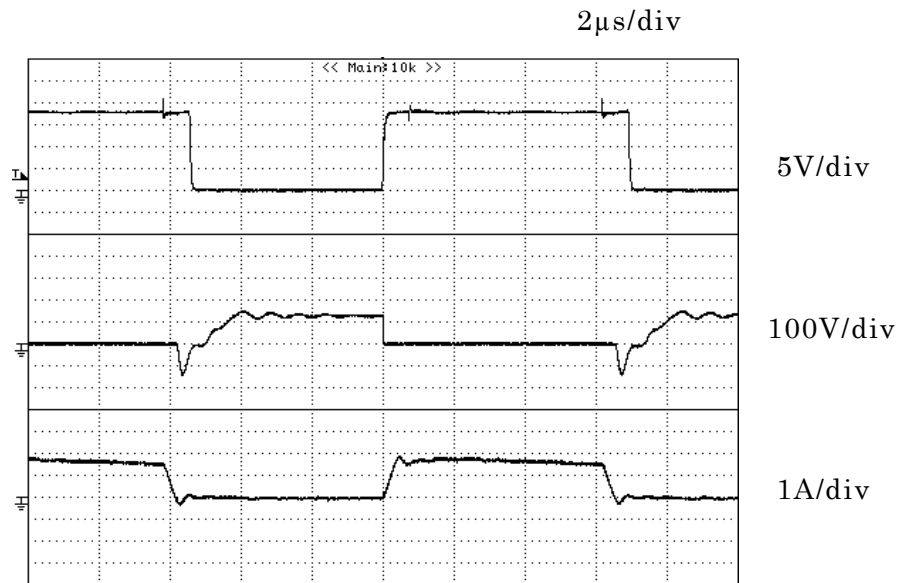


図 4-5 スイッチ波形 (RC スナバ付加時)

(上：駆動出力波形, 中：アノード・ソース間電圧, 下：ドレイン電流)

## 4.2 静特性

本節では、前節で設計及び作製を行った電流共振半波形プッシュプルコンバータを用いて、負荷特性および周波数制御特性の測定を行った。

### 4.2.1 負荷特性

前節で設計及び作製を行った電流共振半波形プッシュプルコンバータを用い、スイッチング周波数を一定にして出力電流を変化させたときの出力電圧を測定した。図 4-6、図 4-7 に RC スナバ回路付加時の負荷特性と効率特性を示す。図 4-6 の負荷特性から ZCS 動作を行うには出力電流に関して上限があり、スイッチング周波数の増大に伴い出力電圧が上昇することが分かる。これは、電流共振半波形プッシュプルコンバータでは 1 次側の 2 つのスイッチの同時オン期間が固定されるため、スイッチング周波数の上昇に伴ってスイッチの同時オフ期間が短くなり、スイッチの時比率が大きくなって出力電圧が上昇すると考えられる。一方、図 4-7 の効率特性は、平坦な特性を示しており、RC スナバ回路付加による効率の



低下は見られない。これは、スナバ回路付加によるスイッチング損失の低減と RC スナバによる損失がほぼ等しいことが原因であると考えられる。

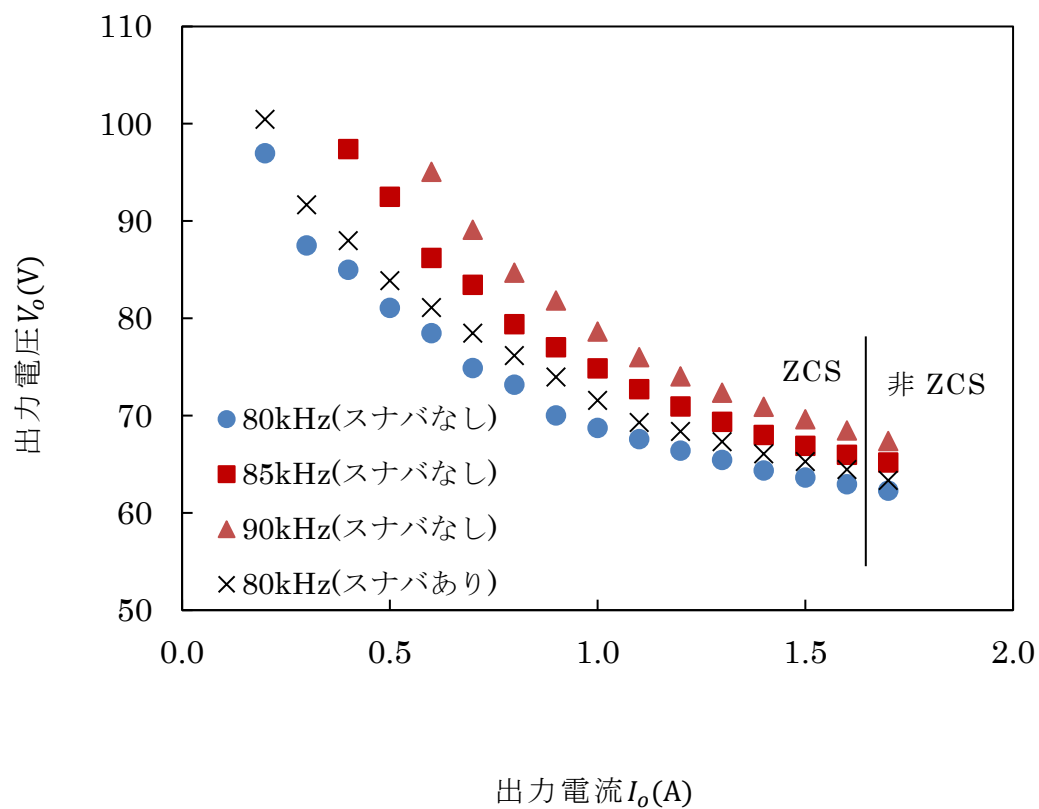


図 4-6 負荷特性

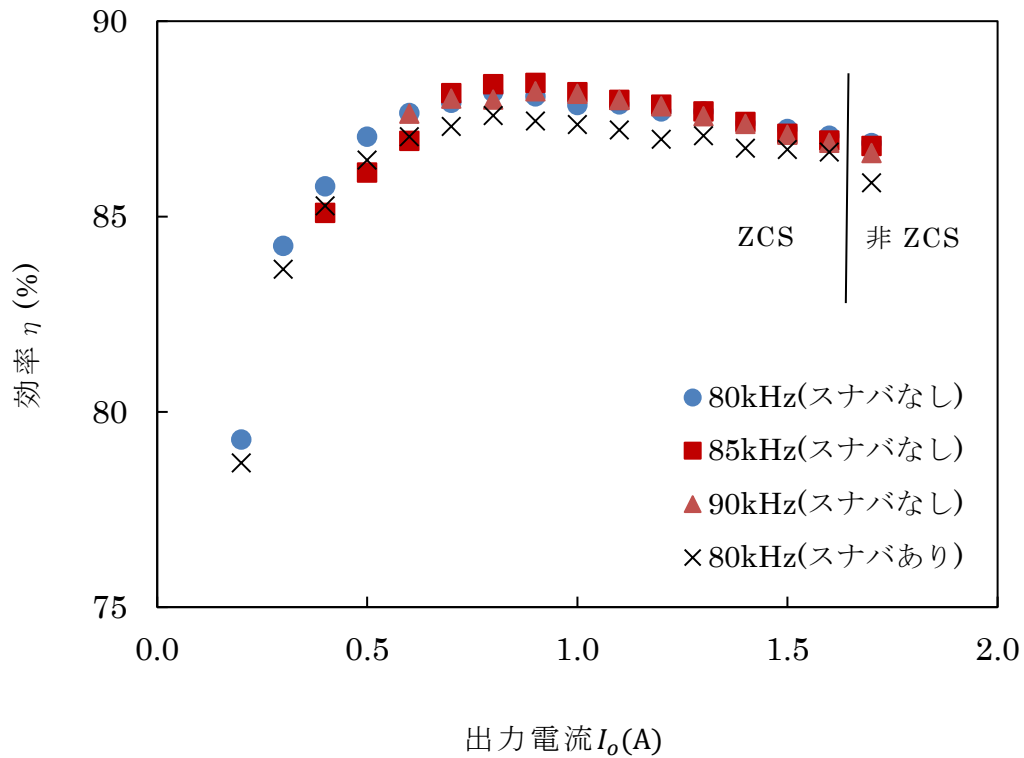


図 4-7 効率特性

#### 4.2.2 周波数制御特性

次に、ZCS 領域内で 2 つのスイッチの同時オン期間を設定し、出力電圧を一定にして出力電流を変化させたときのスイッチング周波数を測定した。図 4-8 に周波数制御特性を、図 4-9 に効率を示す。図 4-8 ではスイッチング周波数の増大に伴い出力電圧が上昇することが分かる。また、図 4-6 と合わせて見ると、スイッチング周波数が高いほど効率が低下しており、スイッチング損失の影響が残っていることが分かる。

図 4-9 の効率特性は平坦な特性を示しており、RC スナバ回路付加による効率の低下は見られない。原因は前節と同様であると考えられる。

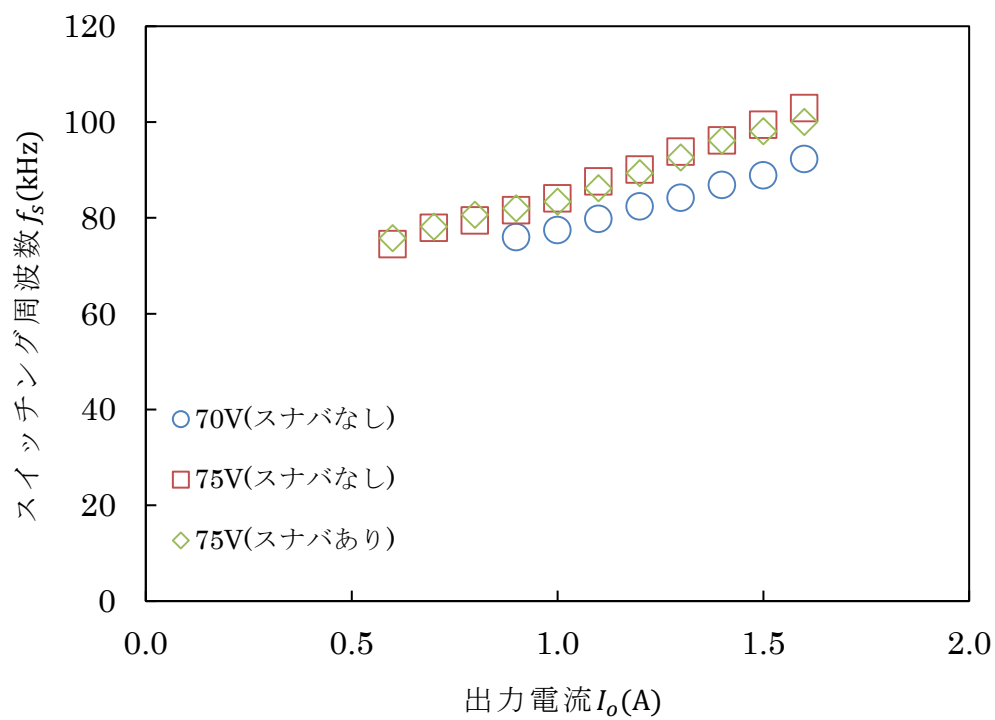


図 4-8 周波数制御特性

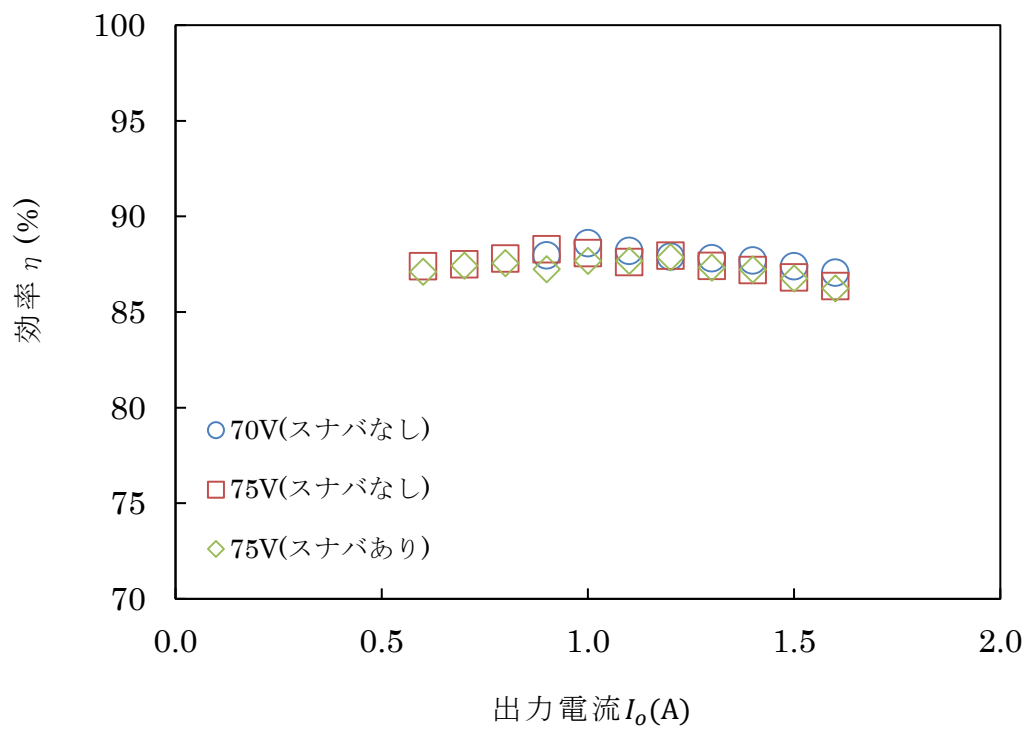


図 4-9 効率特性

### 4.3 動特性

本節では、電流共振半波形プッシュプルコンバータの動特性の測定結果を報告する。本実験ではファンクションジェネレータ(WF1974)とゲイン・フェーズ分析器(FRA51602)を用いて動特性測定を行った。動特性測定で用いた電圧制御発振器の回路を図 4-10 に示す。図 4-10 の回路は、節の電圧制御発振器(図-)において、スイッチング周波数に微小変動を与える為に、3.2.1 節の図 3-5 の基準電圧回路を取り外し、ファンクションジェネレータを DC オフセット 0.8V で接続した回路である。発振周波数は VCO 回路の制御端子(4 番ピン)に加える電圧で制御しており、制御端子の電圧を変動させることで、発振周波数に微小変動を与えている。スイッチング周波数  $f_s=80[\text{kHz}]$  に  $5[\%_{\text{pp}}] \sim 1.25[\%_{\text{pp}}]$  の周波数変動を与えるため、 $0.125[\text{V}_{\text{pp}}] \sim 0.03125[\text{V}_{\text{pp}}]$  の ramp 波及び正弦波を入力した。また、電子負荷が動特性測定に与える影響を取り除くため、電流共振半波形プッシュプルコンバータの負荷抵抗には  $75[\Omega]$  のメタルクラッド抵抗を用いた。このときのコンバータの出力電流は  $0.9[\text{A}]$  程度である。測定時には、直流成分を取り除くために、コンバータの出力にハイパスフィルタを接続している。

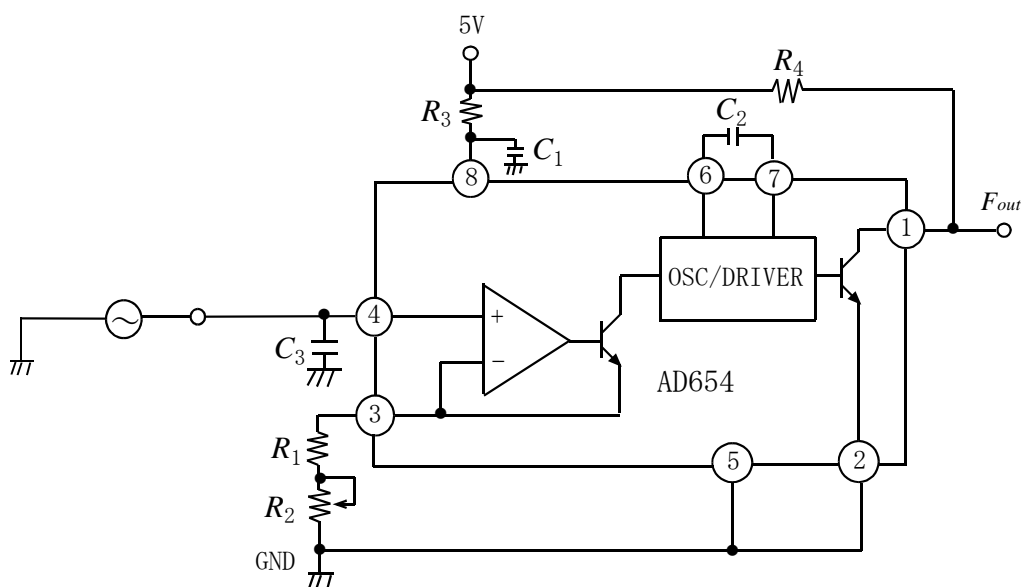


図 4-10 電圧制御発振器(動特性測定用)

また、動特性測定はスイッチング周波数変動 $\Delta f_s$ と FG からの信号の周波数の両方が適切に選択される必要がある。2.3 節の図 2-5 において $-i_3(0) = 0$ となると、8 つの状態のうち、状態 1, 5 が存在しなくなりコンバータの動作モードが変化する。

よって、動特性測定が正しく行える範囲を図 4-11 に示す。図 4-11 より、スイッチング周波数変動 $\Delta f_s = 1\text{kHz}$ で動特性の測定を行った。今回は、0.5Hz～8kHz で測定を行った。図 4-12 にボード線図を示す。

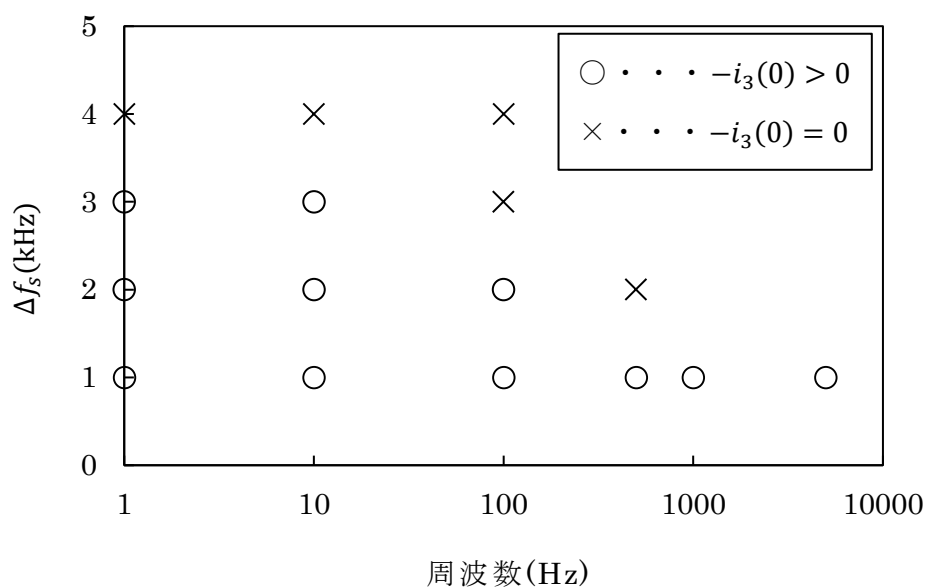


図 4-11 周波数と周波数変動による $-i_3(0)$ の有無

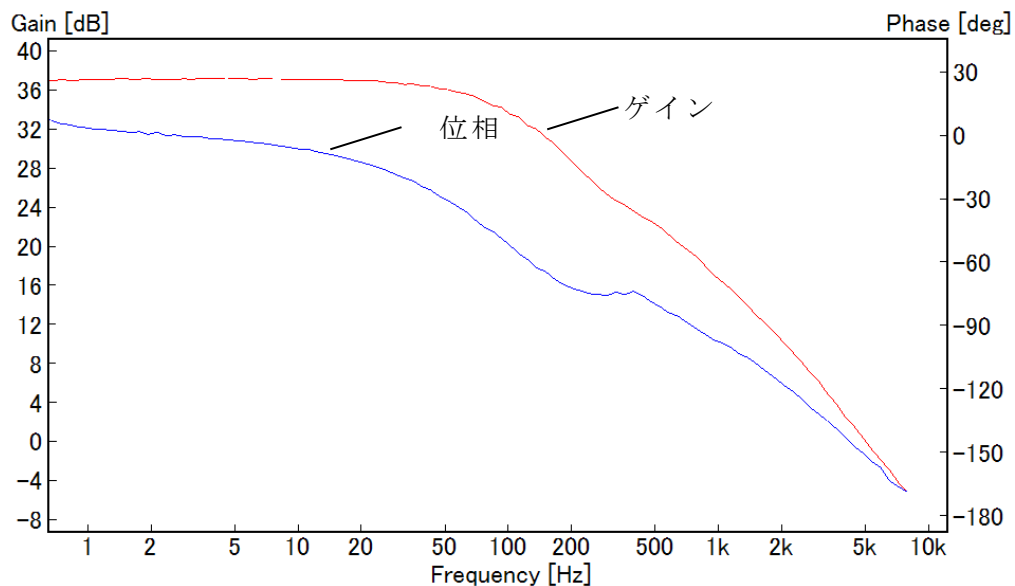


図 4-12 ボード線図 (コンバータ)

図 4-12 のゲイン特性の高周波領域では特性が  $-25[\text{dB/dec}]$  の傾きで直線的に変化している。また、位相特性においては、位相が  $0^\circ \sim -180^\circ$  まで遅れていることが確認できる。よってゲイン特性からは 1 次遅れ系に近い特性が得られ、位相特性からは 2 次遅れ系の特性が得られている。

また、いずれの特性も測定器の関係とハイパスフィルタの影響から有効な周波数の範囲は  $1\text{Hz} \sim 8\text{kHz}$  である。

これらの結果から、 $-i_3(0)$  の他にも回路の動作特性に影響を与える要素があると考えられ、今後の課題として挙げられる。

#### 4.4 フィードバック制御

本節では、電流共振半波形プッシュプルコンバータに 3.2.4 節と 3.2.5 節の図 3-9, 3-10 に示したフィードバック回路とリミッタ回路を接続し、フィードバック制御を行った。

まず、オープンループとクローズドループの時の定常特性の測定結果から定常

位置偏差および出力インピーダンスの算出について報告し、その後、ループゲインの測定結果を報告する。

#### 4.4.1 定常特性

フィードバック回路のボード線図を図 4-13 に示す。この図も 4.3 節の図 4-12 と同様の理由から有効な周波数の範囲は 1Hz~8kHz である。図 4-12 の動特性測定の測定結果からコンバータの直流ゲインが 38.5dB でフィードバック回路の直流ゲインが -25.5dB であったため定常位置偏差定数  $K_p$  は 4.46(13dB) となり定常位置偏差は、

$$\frac{1}{1+K_p} = \frac{1}{5.46} \quad (4-1)$$

となった。

次に、オープンループ時とクローズドループ時の負荷特性を図 4-14 に示す。

図 4-14 から出力インピーダンス  $Z$  は

$$Z = \frac{V_o}{I_o} = \frac{73.72-70.36}{1.6-0.5} = 3.05 \text{ (}\Omega\text{)} \quad (4-2)$$

となった。

次に、交点 [ $I_o = 0.8(\text{A})$ ,  $V_o = 73(\text{V})$ ] を基準として、誤差率の算出を行った。

$I_o = 1.2(\text{A})$  までは誤差率が 15% 程度であったが  $I_o = 1.3(\text{A})$  以降では誤差率が大きくなった。原因としては、オープンループ時の負荷特性が直線になっていない事と、制御方式が P 制御であることが挙げられる。

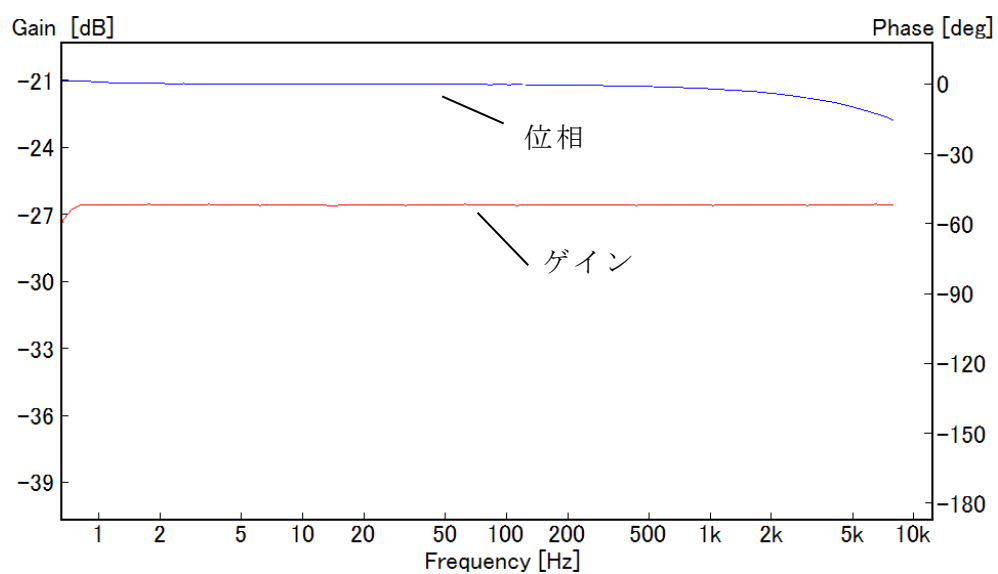


図 4-13 ボード線図 (フィードバック回路)

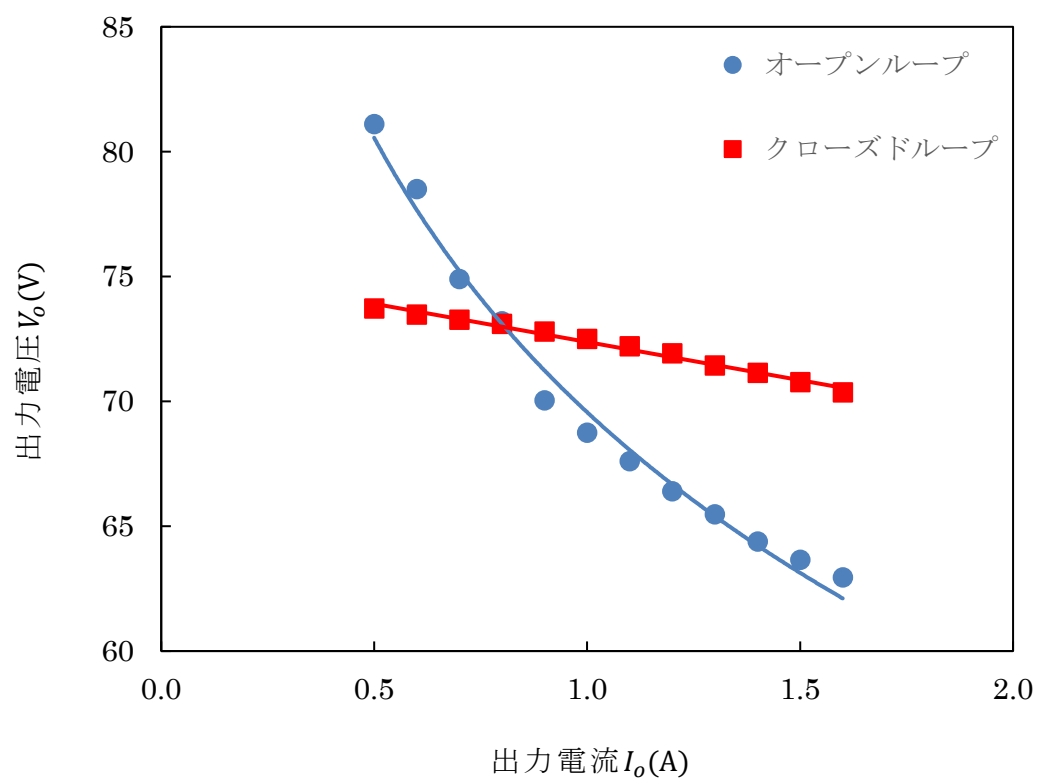


図 4-14 負荷特性



## 4.4.2 ループゲイン

ゲイン・フェーズ分析器 (FRA51602) を用いてループゲインの測定を行った。

3.2.5 節の図 3-10 に示したリミッタ回路の  $r$  の前に抵抗  $r_1$  を、 $r \gg r_1$  となるように接続した。今回は  $100\ \Omega$  の抵抗を用いた。測定結果を図 4-15 に、4.3 節の図 4-12 と 4.4.1 節の図 4-13 から計算で求めたループゲインを図 4-16 に示す。

また、それぞれの図においてゲイン余裕および位相余裕の算出を行った。図 4-15 においてゲイン余裕が約 25dB、位相余裕が約  $90^\circ$  となり、図 4-16 からはゲイン余裕が約 22dB、位相余裕が約  $100^\circ$  であることから、概ね一致しているが、図 4-15 において、周波数が 3kHz の時にゲインにピークが現れ、位相も  $-330^\circ$  まで遅れていることから、フィードバック回路の設計や測定時にさらなる改良の必要があると考えられる。

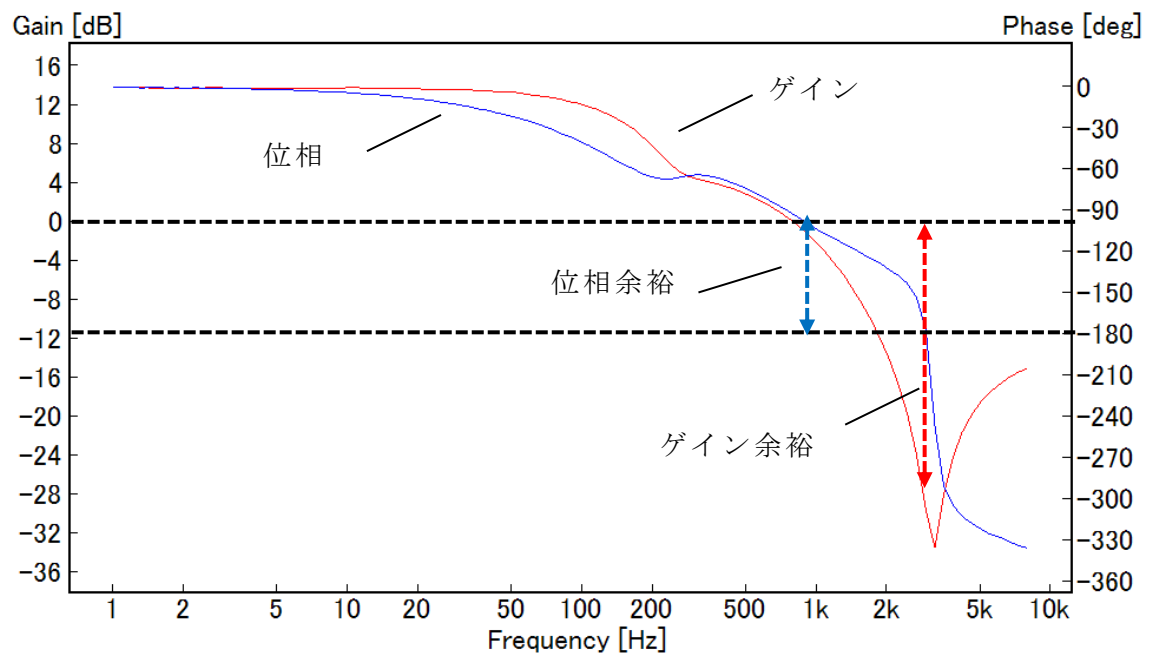


図 4-15 ループゲイン

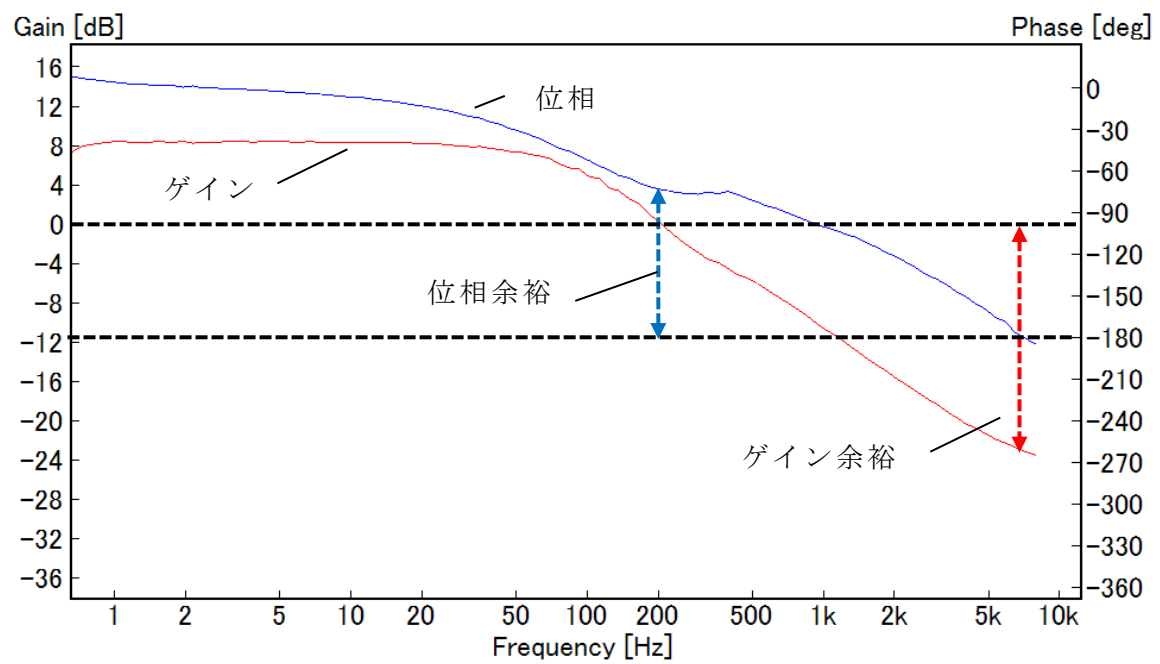


図 4-16 ループゲイン(コンバータとフィードバック回路から算出)

## 第 5 章 結論

本研究では、電流共振半波形プッシュプルコンバータの設計・作製を行った。また、このコンバータの静特性および動特性を測定し、フィードバック回路の設計・作製を行い、フィードバック制御を行った。本研究の議論は以下のようにまとめられる。

- (1) 電流共振半波形プッシュプルコンバータを製作し、静特性の測定を行った。スイッチング周波数を高くしていくと、スイッチのオフ期間がオン期間と比較して相対的に短くなり出力電圧が上昇するという、電流共振形の特性を確認した。また、コンバータの ZCS 動作領域には出力電流に関して上限があることを確認した。
- (2) 電流共振半波形プッシュプルコンバータの動特性の測定を行った。このコンバータは理論的には 2 次系であるが、測定結果は位相特性のみが 2 次系となり、ゲイン特性は 1 次系となった。改善策としては、測定方法や周波数変動幅の調節などが挙げられる。
- (3) フィードバック回路の設計・作製を行い、フィードバック制御を行った。ループゲインの測定結果から、ゲイン余裕が約 25dB、位相余裕が約  $90^\circ$  となった。この測定結果より、フィードバック回路のゲインを上げるように再設計を行うことで出力インピーダンスの値が小さくなり、良好な定常特性を得ることができる。

今後の課題としては、動特性とループゲインの正しい測定方法の確立と理論的解析が挙げられる。

## 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田中哲郎准教授に深く感謝致します。併せて田中准教授とともに多くの協力をして下さった、副査の八野知博教授ならびに川越明史准教授に深く感謝致します。また、研究にご協力頂いた研究室の方々に心から感謝致します。

## 参考文献

- [1] 原田耕介, 二宮保, 顧文建, “スイッチングコンバータの基礎”, コロナ社, 東京, 1992.
- [2] 原田耕介監修, “よくわかるスイッチング電源入門 ソフトスイッチング電源技術”, 日刊工業新聞社, 東京, 1999.
- [3] 奥雅貴, 田中哲郎, “電流共振半波形プッシュプルコンバータの定常特性解析”, 信学技報, EE2018-5, pp. 41-46, 2018 年 5 月.
- [4] 渡辺英夫, 長富富太郎, “電子回路 3”, 森北出版, 1989 年.
- [5] 片山泰志, “部分共振形プッシュプルコンバータの制御特性について一寄生振動の影響”, 鹿児島大学大学院電気電子工学修論, 2017 年 1 月.
- [6] 大山一郎, 二宮保, 庄山正仁, 根米健人, 財津俊行, “高精度多出力 DC-DC コンバータの安定性について”, 信学技報 TECHNICAL REPORT OF IEICE, EE98-7, pp. 47-48, 1987 年 6 月.
- [7] 加藤正行, “スイッチング電源用スナバ回路の解析”, 信学技報, PE87-6, pp. 37-41, 1987 年 5 月.