

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～シミュレーション～

令和 2 年 1 月 31 日

指導教員：田中 哲郎 准教授

鹿児島大学理工学研究科

電気電子工学専攻

遠山 大輔

概要

DC-DC コンバータは高周波化することで、より小型・軽量にすることが可能であるが、単純な高周波化では、スイッチング損失により効率が低下し、それに伴って発熱量も増大する。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は、零電流スイッチング(ZCS)によりスイッチング損失低減が可能な共振形コンバータである。このコンバータの周波数応答は、理論上は 2 次系となるはずであるが、実験では 1 次系に近い特性を示した。本研究の目的は、このような理論との食い違いも含め、制御系を設計する上で必要となるコンバータ動特性の詳細を明らかにすることである。修論発表では、このコンバータの動特性を実験およびシミュレーションの両面から調べた結果について報告する。

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	電流共振半波形プッシュプルコンバータ	8
第3章	実験回路とシミュレーションモデル	12
3.1	コンバータ	12
3.2	制御回路	15
3.2.1	基準電圧回路・VCO回路	16
3.2.2	信号回路	17
3.2.3	駆動回路	17
3.3	シミュレーションモデル	19
3.3.1	LTspice	19
3.3.2	使用モデル	19
第4章	実験結果とシミュレーション結果(静特性)	20
4.1	動作波形	20
4.2	負荷特性	23
4.3	周波数制御特性	23
第5章	実験結果とシミュレーション結果(動特性)	26
5.1	VCO回路のシミュレーションモデル	26
5.2	シミュレーション結果のデータ処理	28
5.3	周波数応答	31
第6章	結論	35
	謝辞	36
	参考文献	37

第1章 序論

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・高効率という特長を持ち、現在、ほとんどの電子機器の電源部に使用されている。

DC-DC コンバータは、より高いスイッチング周波数で動作させることで、より小型化・軽量化されるという性質を持つが、同時にコンバータ回路のスイッチング損失が増大し、回路の小型化を阻害する発熱量の増大および電力効率の低下を招くといった問題が生じる[1]。これらの問題に対する有効な解決法として、ソフトスイッチング技術がある。ソフトスイッチング技術とは、零電圧スイッチング(ZVS)や零電流スイッチング(ZCS)のように、電流・電圧波形の重なりを小さくすることで、スイッチング損失を低減する技術の総称であり、代表的なものとして共振形コンバータがある[2]。ソフトスイッチング技術を用いることで、DC-DC コンバータの高周波化による小型化・軽量化と高効率化が両立可能になる。

一般に、DC-DC コンバータに関しては、回路のトポロジーや双対性の考えを用いて1つのコンバータ回路から別のコンバータ回路を導くことが可能である。これは、特に共振形コンバータにおいては、新しいコンバータ回路の導出に役立つ手法である。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は、既存の電圧共振形コンバータ[3]から回路の双対性の考えを用いて導出した回路である[4]。

電流共振半波形プッシュプルコンバータでは、回路動作が複雑なため、このコンバータの動特性に関する理論的な解析結果はまだ得られていない。複雑な回路動作を解析する方法として、一般には回路シミュレーションが有効とされているが、SPICEに代表される汎用回路シミュレータによるコンバータ回路のシミュレーションは、結果を得るのに時間がかかり過ぎるという理由から、これまで敬遠されがちであった。しかし、近年のコンピュータの計算能力の向上により、汎用回路シミュレーションによるコンバータ回路の動作解析でも、実用的な時間で結果を手にすることができるようになった。

以上の背景の下、本研究の目的は、制御系を設計する上で必要となるコンバータ動特性(周波数応答)の詳細を実験とシミュレーションから明らかにすることである。

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概要および電流共振半波形プッシュプル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の設計およびコンバータの駆動に必要な信号回路と駆動回路、さらにシミュレーションモデルについて述べる。第4章では、電流共振半波形プッシュプルコンバータの動作波形、負荷特性、および周波数制御特性について、実験結果とLTspice[5]による回路シミュレーション結果を報告し、両者の比較、検討を行う。第5章では、電流共振半波形プッシュプルコンバータの周波数応答について、実験結果と回路シミュレーション結果を報告し、両者の比較、検討を行う。最後に第6章で、本研究で行った議論についてまとめる。

結果として、電流共振半波形プッシュプルコンバータの各部動作波形について、シミュレーションによる実験波形はおおむね良好に再現されたが、回路の寄生要素が大きく関わる寄生振動がシミュレーションではうまく再現できなかった。また、電流共振半波形プッシュプルコンバータの周波数応答については、実験結果とシミュレーション結果の全体的な傾向は良く一致し、中域周波数においては、定量的にも良く一致した。

第 2 章 共振形コンバータ

本章では、最初に電流共振形コンバータを中心に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 [1], [2]

現在、電子機器の電源部の多くには小型・軽量・高効率のスイッチング電源が使用されている。電子機器の小型・軽量化に伴い、スイッチング電源の大部分を占める電力変換器(コンバータ)にも同様に小型・軽量化が求められている。コンバータ回路を小型・軽量化する有効な手法は、スイッチング周波数の高周波化である。スイッチング周波数を上昇させることにより、受動部品の値を小さくできるからである。しかし同時に、高周波動作に伴って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も増大するため、結果として、コンバータの効率低下、すなわち小型化を阻害するコンバータにおける発熱量の増加を招くという問題も生じる。

スイッチング損失を低減するための有効な手段として、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ある。共振形コンバータでは、電流もしくは電圧を正弦波の一部にすることによって、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し、零電圧スイッチング(ZVS)や零電流スイッチング(ZCS)と呼ばれる動作を実現する。一般に、ZVS や ZCS によりスイッチング損失の低減、サージやノイズの低減、及びスイッチング周波数の高周波化がもたらされる。

2.2 電流共振形コンバータ [1], [2]

図 2-1 に電流共振形コンバータの回路例を、図 2-2 にそのスイッチ波形を示す。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、入力電流 I_i 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。

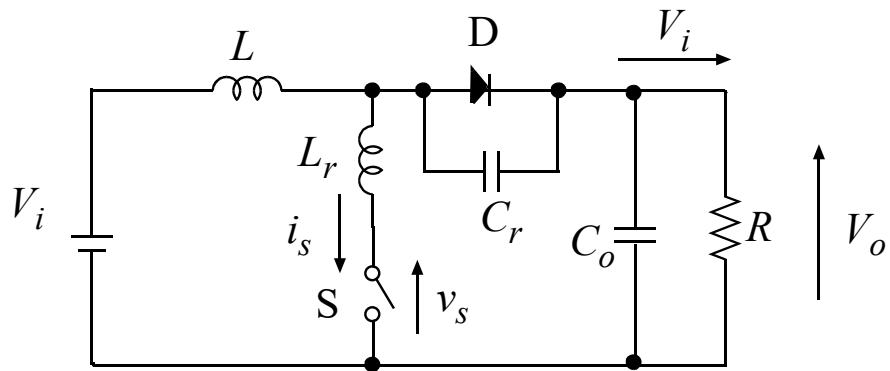


図 2-1 電流共振半波形昇圧コンバータ

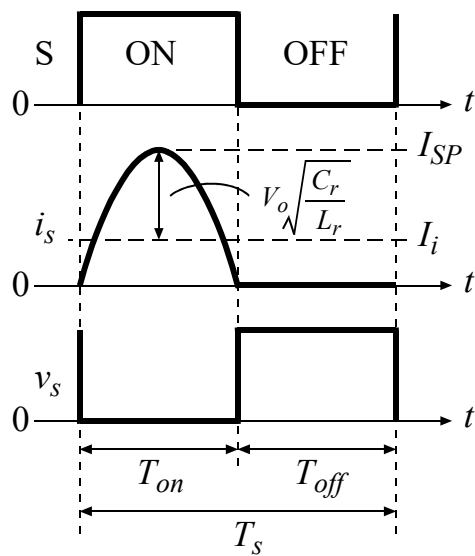


図 2-2 スイッチの電流・電圧波形

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、共振回路を持たない 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、オン期間を固定し、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_{SP} は、

$$I_{SP} = I_i + \frac{V_o}{Z_r} \quad (2-1)$$

と表される。ここで、 V_o は出力電圧、 I_i は入力電流であり、 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)から分かるように、オン状態でスイッチに流れるピーク電流 I_{SP} は入力電流 I_i 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

に戻す必要がある。このための条件は、計算上の負のピーク電流 $I_i - \frac{V_o}{Z_r}$ が零を下回ることより、

$$I_i \leq \frac{V_o}{Z_r} \quad (2-3)$$

である。

コンバータの内部損失を無視すると、電力の保存則より入力電力と出力電力は等しくなるから、

$$V_i I_i = V_o I_o \quad (2-4)$$

が成り立つ。式(2-4)を用いて式(2-3)の I_i を消去して整理すると、

$$I_o \leq \frac{V_i}{Z_r} \quad (2-5)$$

が得られ、図 2-1 に示す電流共振形コンバータには出力電流 I_o に関する上限が存在すること (ZCS 条件) が確かめられた。

2.3 電流共振半波形プッシュプルコンバータ [4]

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、既存の電圧共振半波形プッシュプルコンバータ [3] から回路の双対性を用いて導出した回路である。

この電流共振半波形プッシュプルコンバータは 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 2-4～図 2-7 にそれぞれ状態 (i)～(iv) におけるコンバータ動作を示す。以下では、図 2-4～図 2-7 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。

状態 (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。

状態 (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。

状態 (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。

状態 (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。

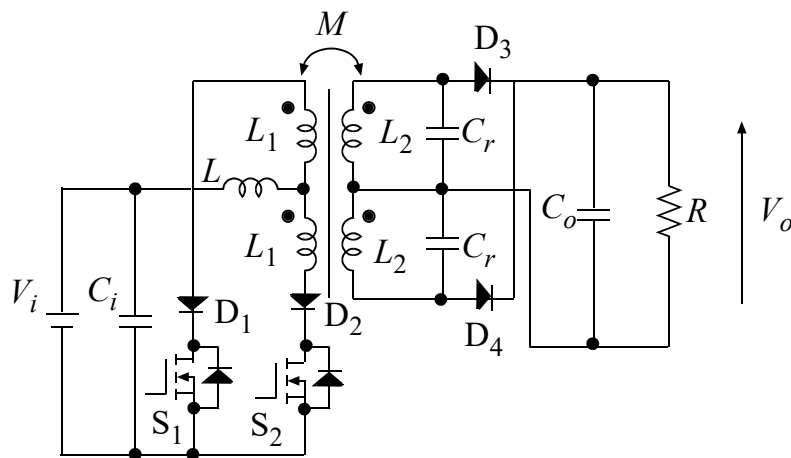


図 2-3 電流共振半波形プッシュプルコンバータ

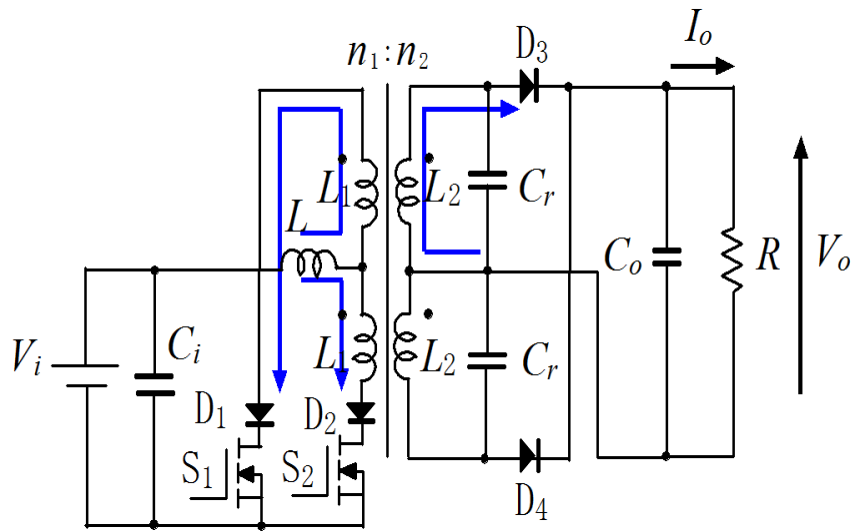


図 2-4 状態 (i) におけるスイッチの状態と電流の経路
 (S_1/D_1 :ON, S_2/D_2 :ON, D_3 :ON, D_4 :OFF)

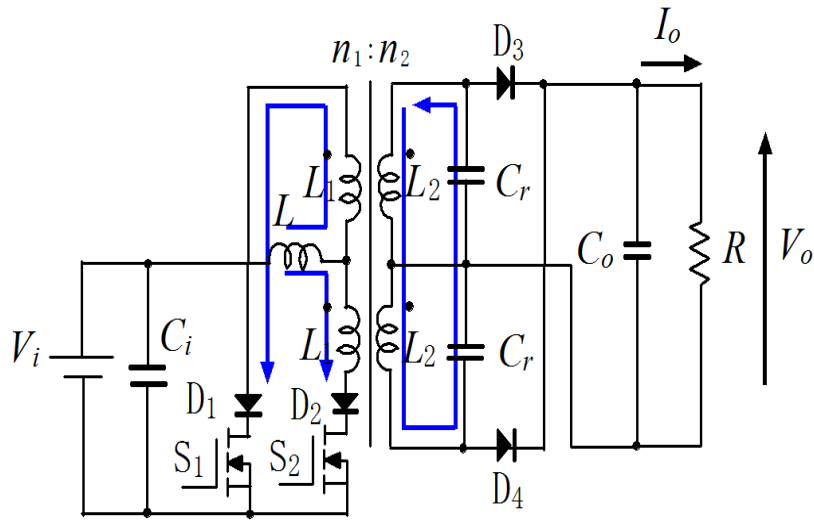


図 2-5 状態 (ii) におけるスイッチの状態と電流の経路
 (S_1/D_1 :ON, S_2/D_2 :ON, D_3 :OFF, D_4 :OFF)

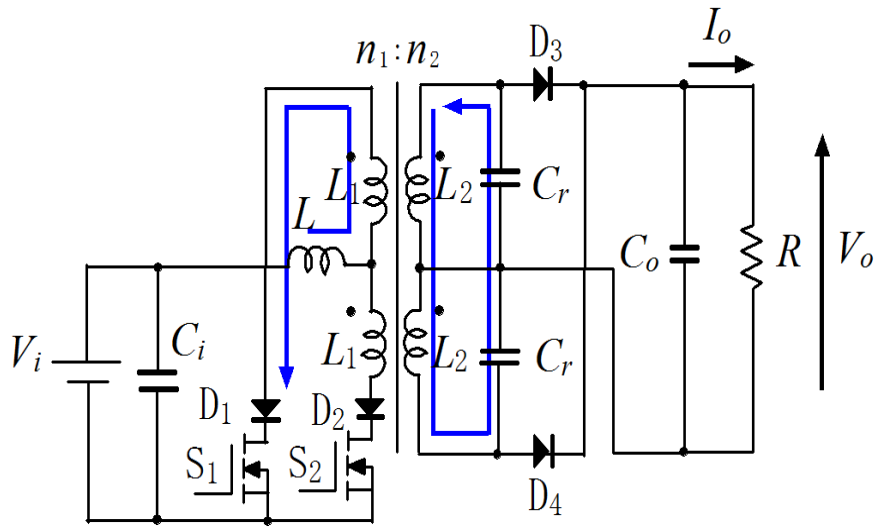


図 2-6 状態 (iii) におけるスイッチの状態と電流の経路
 (S_1/D_1 :ON, S_2/D_2 :OFF, D_3 :OFF, D_4 :OFF)

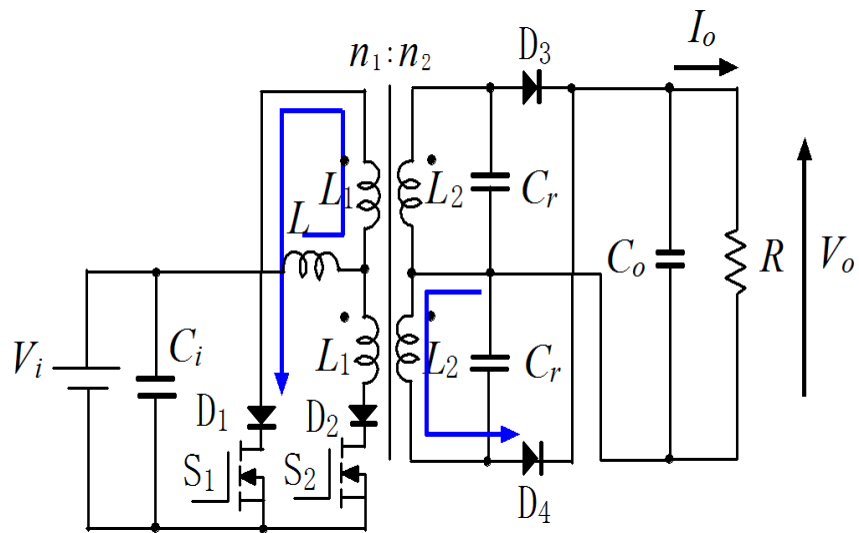


図 2-7 状態 (iv) におけるスイッチの状態と電流の経路
 (S_1/D_1 :ON, S_2/D_2 :OFF, D_3 :OFF, D_4 :ON)

スイッチ S_2/D_2 がターンオンすると、状態(iv)は終了し状態(v)へ遷移する。回路と動作の対称性から、状態(v)～(viii)は、それぞれ状態(i)～(iv)において、 $S_1/D_1 \leftrightarrow S_2/D_2$, $D_3 \leftrightarrow D_4$ の入れ替えを行った状態である。したがって状態(v)～(viii)におけるスイッチの状態と電流の経路は、以下の通りである。

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

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_4 のみ導通している。

状態(vi) 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く、リアクトル L に引き続きエネルギーが蓄積される。

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

1 次側では同時オン期間が終了し、 S_2/D_2 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。

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

1 次側では S_2/D_2 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。

第 3 章 実験回路とシミュレーションモデル

本章では、まず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の設計と制御回路について述べ、次にシミュレーションモデルについて述べる。

3.1 コンバータ

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

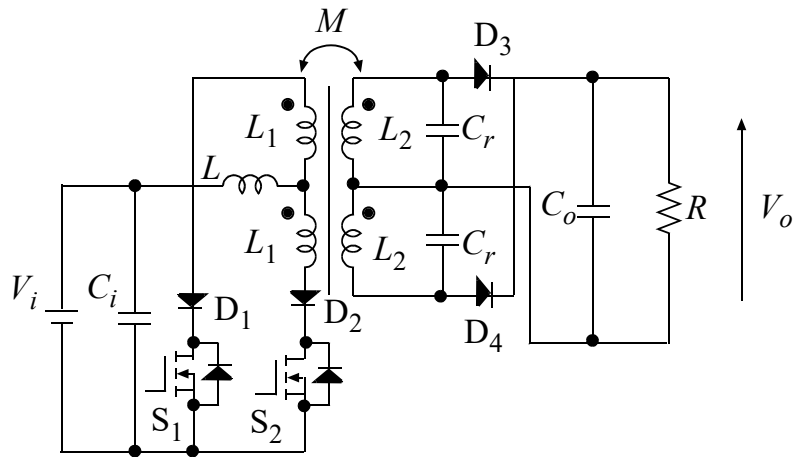


図 3-1 電流共振半波形プッシュプルコンバータ

表 3-1 使用素子

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

表 3-2 回路パラメータおよび動作パラメータ

入力電圧 V_i	48 V
出力電圧 V_o	96 V
出力電流 I_o	2 A
入力コンデンサ C_i	100 μ F
出力コンデンサ C_o	220 μ F
共振用コンデンサ C_r	22 nF
入力リアクトル L	306.2 μ H
1次巻線自己インダクタンス L_1	100.3 μ H
2次巻線自己インダクタンス L_2	142.8 μ H
相互インダクタンス M	114.0 μ H

回路パラメータの各値の決定方法について以下に示す。低域通過フィルタとして働く入力リアクトル L と出力コンデンサ C_o の固有周波数 f_c と、この f_c をスイッチング周波数 f_s の 1/100 以下とするための式は、次のように表される。

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_o}} \quad (3-1)$$

$$f_c \leq \frac{f_s}{100} \quad (3-2)$$

式(3-1)と式(3-2)を満たす LC_o の値は、次式のようになる。

$$LC_o \geq 39.0 \times 10^{-9} \left[\frac{1}{s^2} \right] \quad (3-3)$$

ここで、スイッチング周波数 $f_s = 80$ [kHz] とした。

リップル電流 ΔI_L は入力電流 I_{in} の 10% 以内が望ましいので、 $I_{in} = 4$ [A]、同時オン期間の長さ $DT_S = 600$ [ns] とし、表 3-2 から $V_i = 48$ [V] であるから、

$$I_L = \frac{V_i}{L} DT_S \leq \frac{1}{10} I_{in} = 0.4 \text{ [A]} \quad (3-4)$$

$$L \geq 72 \text{ [\mu H]} \quad (3-5)$$

が得られる。式(3-3)と式(3-5)より、 C_o を小さくするために $L = 300$ [μ H] と選ぶと、式(3-3)より

$$C_o \geq \frac{39.0 \times 10^{-9}}{300 \times 10^{-6}} \cong 130 \times 10^{-6} \text{ [F]} \quad (3-6)$$

となり、コンデンサの入手性を考慮して $C_o = 220$ [μ F] と決定した。また、入力コン

デンサ C_i として 100 [μF]、共振用コンデンサ C_r は実験的に選定し、22 [nF] を用いた。

次に入力リアクトル L の設計について示す。今回の実験では、フェライトコア PC40EER42-Z を用いることにし、データシートよりこのコアは飽和磁束密度 $B_s = 510$ [mT]、断面積 $S=194$ [mm^2] である。最大磁束密度 B_{max} は、コアを飽和させないよう飽和磁束密度の半分の $B_{max} = 255$ [mT] に設定した。入力電流(リアクトル電流)の最大値 I_{max} は、

$$I_{max} = I_{in} + \frac{\Delta I_L}{2} = 4.2 \text{ [A]} \quad (3-7)$$

である。リアクトルの巻数を n とすると、最大鎖交磁束 Φ_{max} に関し次の関係が成り立つ。

$$\Phi_{max} = nB_{max}S \geq I_{max}L \quad (3-8)$$

式(3-8)に各値を代入して巻数 n について解くと、

$$n \geq \frac{LI_{max}}{B_{max}S} \cong 25.5 \quad (3-9)$$

となり、リアクトルの巻数を $n = 26$ とした。

次に変圧器の設計手順を以下に示す。変圧器のコアには、PC44PQ50/50-Z を用いた。

1 次側の巻数 n_1 は、簡単のため共振動作を無視して変圧器の鎖交磁束を電圧時間積で評価すると、次の条件を満たす必要がある。

$$n_1 B_{max} S \geq V_i D T_s \quad (3-10)$$

データシートより使用コアは、飽和磁束密度 $B_s = 510$ [mT]、断面積 $S=328$ [mm^2] である。最大磁束密度 B_{max} は、コアを飽和させないために飽和磁束密度の半分の $B_{max} = 255$ [mT] とした。またここで、時比率 $D = 0.6$ 、 $T_s = \frac{1}{f_s} = 1.25 \times 10^{-5}$ [s]、 $V_i = 48$ [V] とすると、 $n_1 \geq 4.3$ となる。今回は余裕を見て $n_1 = 10$ とした。

2 次側の巻数 n_2 は電圧変換率 $\frac{V_o}{V_i} \geq 2$ として、

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{n_2}{n_1} \times \frac{1}{1-D} \geq 2 \quad (3-11)$$

より、 $n_2 \geq 8$ が得られる。最終的な 2 次側巻数 n_2 の決定は実験的に行い、 $n_2 = 12$ とした。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 $L_1 = 100.3$ [μH]、 $L_2 = 142.8$ [μH]、 $M = 114.0$ [μH] 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、及び駆動回路から構成されており、図3-2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 t_w を設けている。

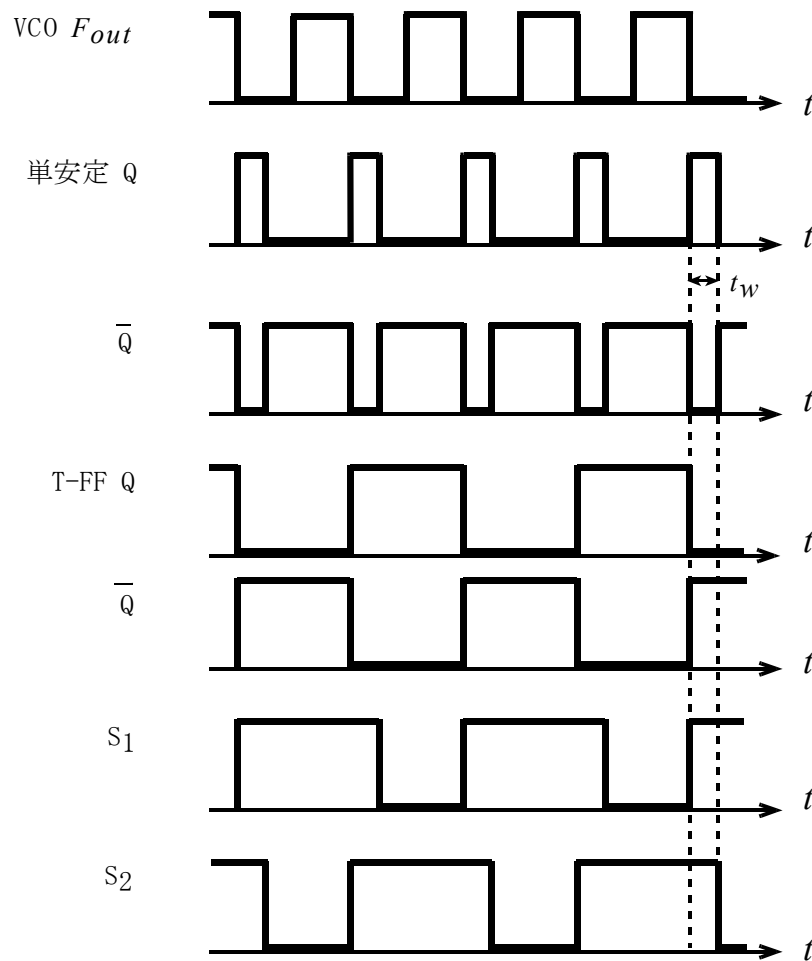


図 3-2 タイミングチャート

3.2.1 基準電圧回路・VCO 回路

図 3-3 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 VCO 回路への入力電圧を作る回路である。また図 3-4 にモノリシック V/F コンバータ IC である AD654 を用いた VCO 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振周波数を制御する発振器であり、図 3-4 の回路では可変抵抗 R_2 により出力周波数 F_{out} を調整する。

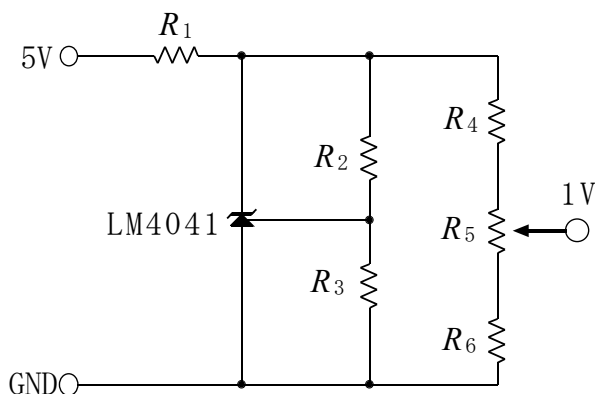


図 3-3 基準電圧回路

$$\left(R_1 = 330 [\Omega], R_2 = 1.8 [\text{k}\Omega], R_3 = 1.2 [\text{k}\Omega] \right. \\ \left. R_4 = 3.9 [\text{k}\Omega], R_5 = 1.0 [\text{k}\Omega], R_6 = 1.0 [\text{k}\Omega] \right)$$

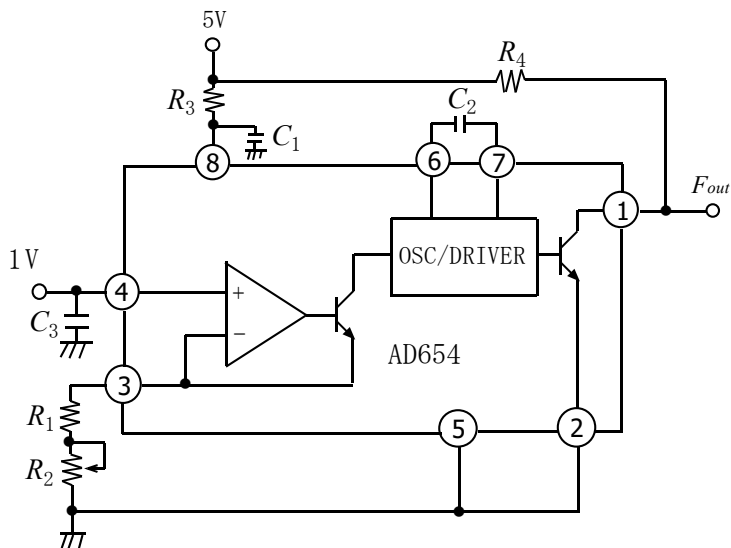


図 3-4 VCO 回路

$$\left(R_1 = 560 [\Omega], R_2 = 1 [\text{k}\Omega], R_3 = 10 [\Omega], R_4 = 5.1 [\text{k}\Omega] \right. \\ \left. C_1 = 0.1 [\mu\text{F}], C_2 = 330 [\text{pF}], C_3 = 22 [\text{nF}] \right)$$

3.2.2 信号回路 [6]

図 3-5 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 t_w を持つパルスを出力する。出力 Q のパルス幅は、電流共振半波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 3-6 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-FF 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、 F_{out} が 2 分周された位相差 180° の 2 つの基準信号を出力する。T-FF が出力する基準信号は、単安定マルチバイブレータ出力 \bar{Q} とともに NAND 回路に通されて同時オン期間が付加され、駆動信号として出力される。

3.2.3 駆動回路

図 3-7 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。ゲート抵抗 R は、駆動時に生じるゲート電圧のリングングを低減するためのダンピング抵抗で、コンデンサ 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。

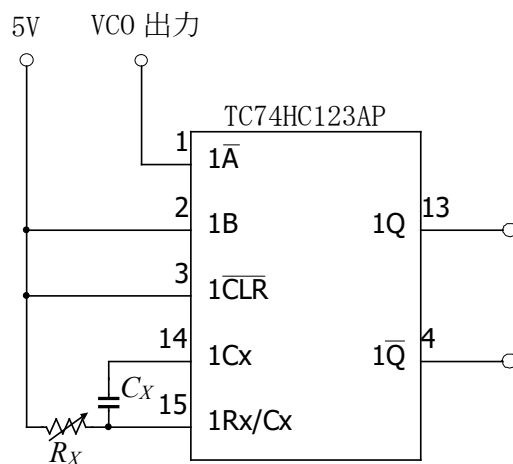


図 3-5 単安定マルチバイブレータ

($R_x = 5.0 \text{ [k}\Omega\text{]}$, $C_x = 1.0 \text{ [nF]}$)

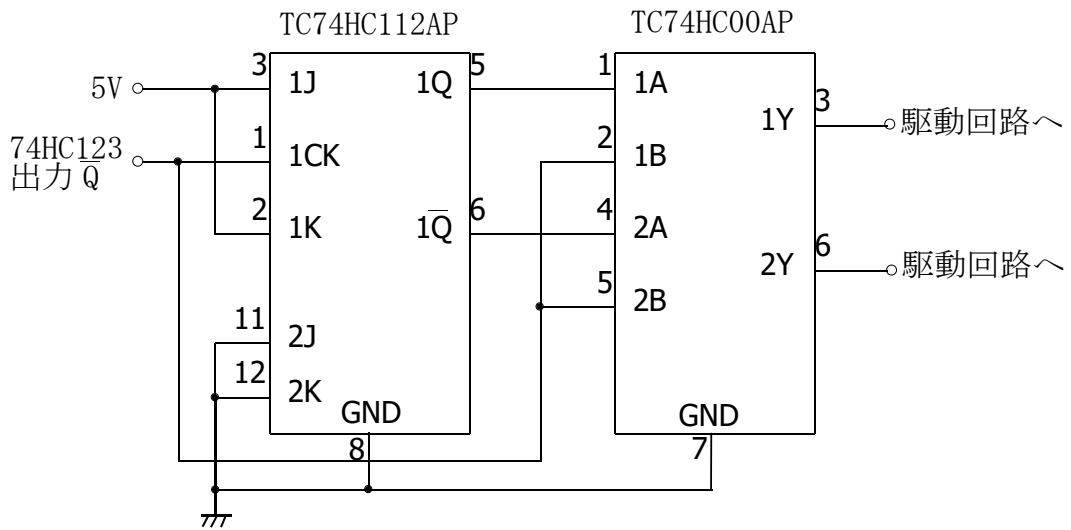


図 3-6 T-FF および NAND 回路

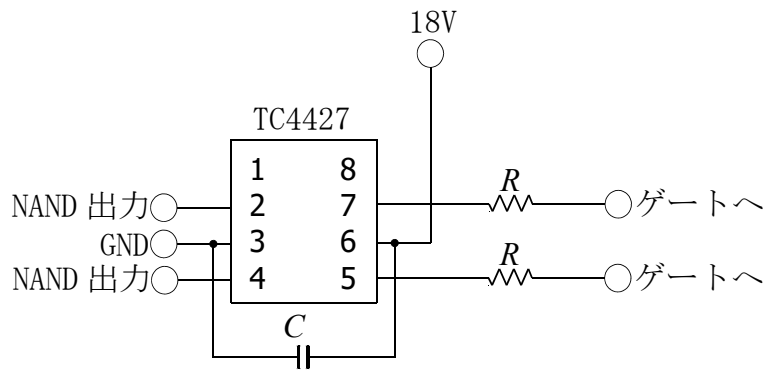


図 3-7 駆動回路

($R = 10 [\Omega]$, $C = 0.1 [\mu F]$)

3.3 シミュレーションモデル

本研究では、リニアテクノロジー(アナログ・デバイセズに吸収された)が開発した SPICE の派生ソフトウェアである LTspice XVII でシミュレーションを行った。

3.3.1 LTspice[5]

LTspice とは、アナログ・デバイセズのマイク・エンゲルハートが開発した SPICE 系回路シミュレータである。SPICE を改良することで、LTspice におけるスイッチング・レギュレータのシミュレーションは、通常の SPICE シミュレータと比べて非常に高速化されている。ほとんどのスイッチング・レギュレータにおいて波形表示を短時間で行うことができるのが LTspice の特徴の 1 つである。

3.3.2 使用モデル

図 3-8 に LTspice で作成したコンバータのシミュレーションモデルを示す。回路パラメータは実際のコンバータ回路と同様に設定した。また、シミュレーション中の解析エラーの発生を避けるため、1 次側のダイオードとスイッチにそれぞれ並列に抵抗を付加している。

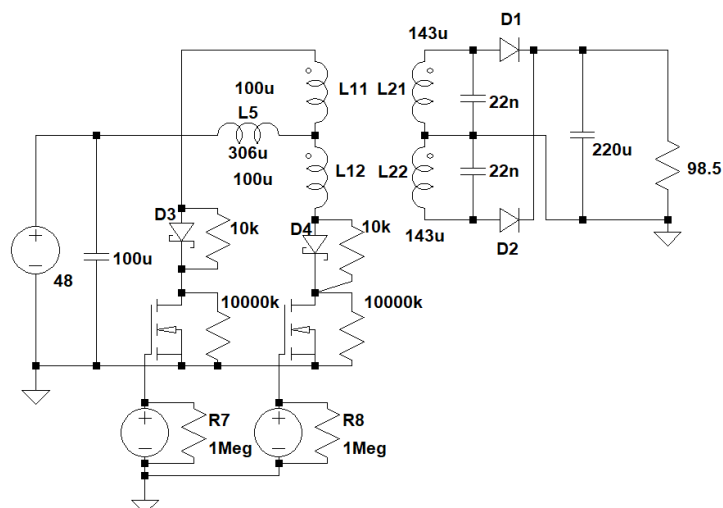


図 3-8 シミュレーションモデル

第 4 章 実験結果とシミュレーション結果(静特性)

本章では、前章の設計に基づき作製した電流共振半波形プッシュプルコンバータを用いて、各部の動作波形、負荷特性、及び周波数制御特性の測定を行った結果を示す。また、負荷特性及び周波数制御特性の実験の結果を LTspice[5]による回路シミュレーション結果と比較する。回路シミュレーションでは、3.3.2 節で説明したように、実験で用いた回路を単純にモデル化し、LTspice に入力した。

4.1 動作特性

図 4-1 にこのコンバータのスイッチ駆動波形とスイッチ波形としてのアノード・ソース間電圧、ダイオード電流波形を、図 4-2 にシミュレーションによるスイッチ駆動波形とスイッチのアノード・ソース間電圧、ダイオード電流波形を示す。実験で使用した回路パラメータおよび動作パラメータは、表 3-2 に示した通りである。図 4-1 の実験波形では、ダイオード電流が 0 になった直後に、アノード・ソース間電圧が変化し始めることから、ZCS 動作が行われていることが確認できる。図 4-2 のシミュレーション波形でも ZCS 動作を確認できる。

図 4-1 の実験波形と図 4-2 のシミュレーション波形を比較すると、スイッチ駆動波形とダイオード電流がシミュレーションにより良好に再現されているのに対し、スイッチのアノード・ソース間電圧については実験波形に見られる電圧寄生振動が、シミュレーションでは周波数も高く、その発生も負電圧の期間に限られており、十分に再現されていないことが分かる。これは、寄生振動の原因となる 1 次側半導体スイッチ・ダイオード周りの寄生容量が、シミュレーションモデルに十分に反映されていないためだと考えられる。

次に、図 4-3 に、スイッチ S_1 と S_2 の駆動波形と、ダイオード D_4 と D_3 の電流を、図 4-4 にシミュレーションによるスイッチ S_1 と S_2 の駆動波形と、ダイオード D_4 と D_3 の電流を示す。図 4-3 の実験波形から、2.3 節で述べたように、同時オン期間に一方の 2 次側ダイオードがターンオフし(状態(i)→状態(ii))、2 次側ダイオード電流では確認できない共振期間(状態(ii)、状態(iii))において、もう一方の 2 次側ダイオードがターンオンする(状態(iii)→状態(iv))ことが確認できる。図 4-4 のシミュレーション波形でも、同様の動作が確認できる。

図 4-3 と図 4-4 を比較すると、実験波形に見られる 2 次側ダイオード電流のターンオン時の寄生振動が、シミュレーションでは全く見られないことが分かる。これは、電流寄生振動発生時にオフ状態であるもう一方の 2 次側ダイオードの寄生容量や配線のインダクタンスが、シミュレーションモデルでは考慮されていないためだと考えられる。

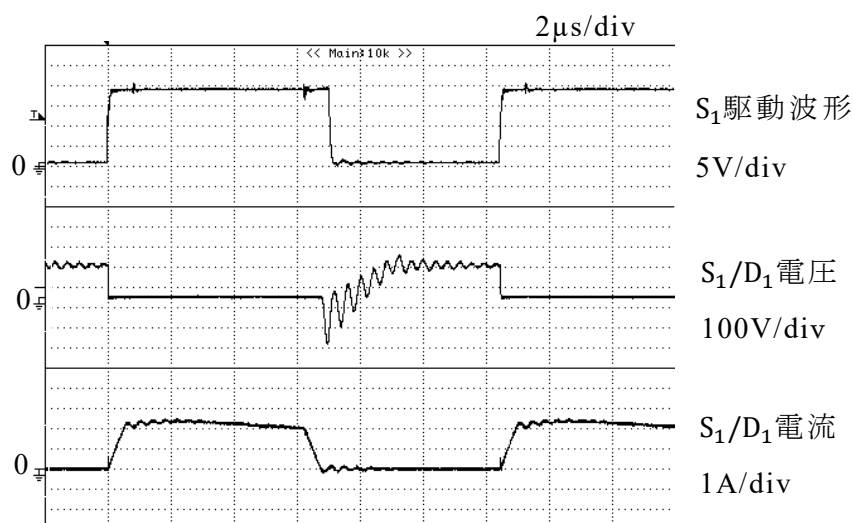


図 4-1 コンバータ各部波形

($V_o = 83.8$ [V], $I_o = 1.0$ [A], $f_s = 80$ [kHz], $t_w = 600$ [ns])

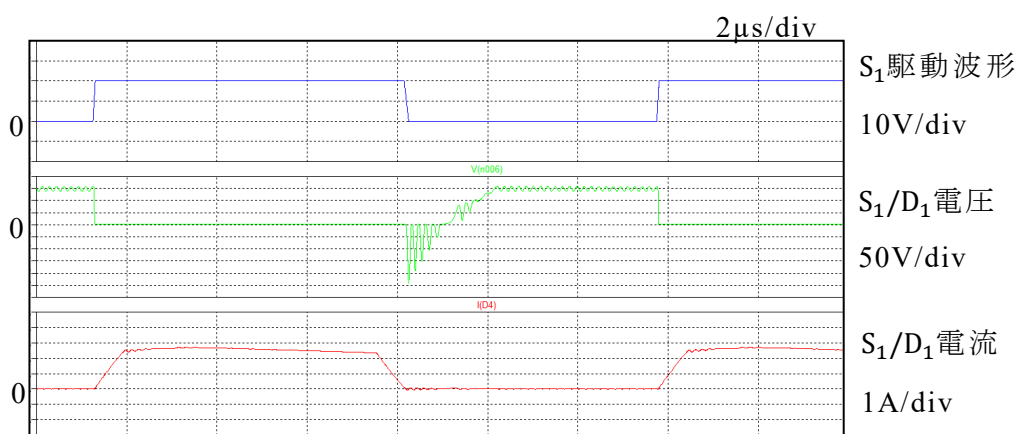


図 4-2 シミュレーション波形

($V_o = 91.7$ [V], $I_o = 1.0$ [A], $f_s = 80$ [kHz], $t_w = 600$ [ns])

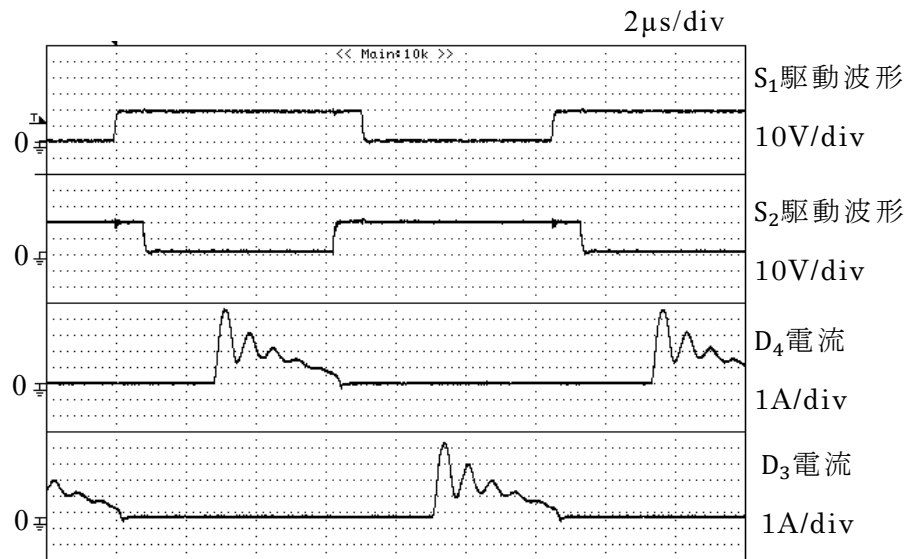


図 4-3 コンバータ各部波形

($V_o = 83.8$ [V], $I_o = 1.0$ [A], $f_s = 80$ [kHz], $t_w = 600$ [ns])

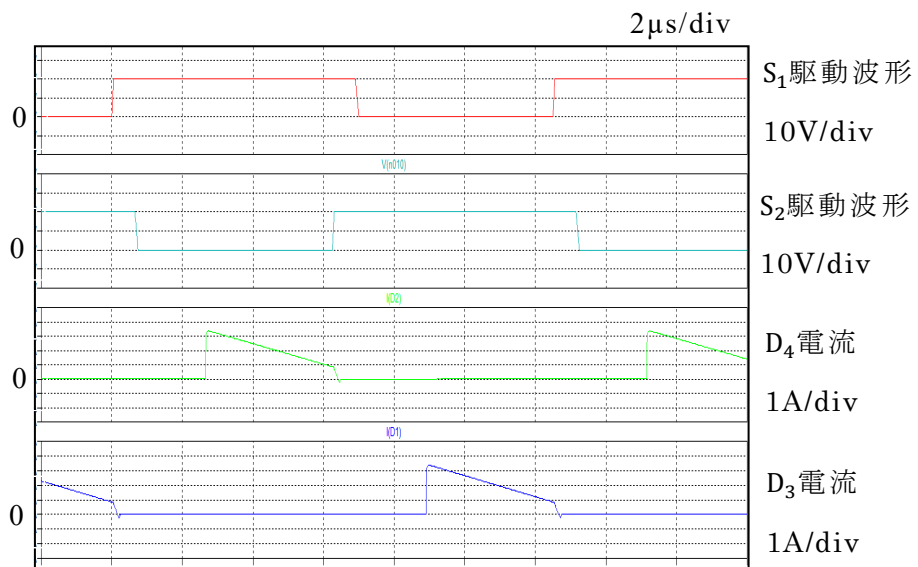


図 4-4 シミュレーション波形

($V_o = 91.7$ [V], $I_o = 1.0$ [A], $f_s = 80$ [kHz], $t_w = 600$ [ns])

4.2 負荷特性

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 4-5 に負荷特性の実験結果を、図 4-6 に効率特性の実験結果を示す。両者とも、シミュレーション結果もあわせて示している。図 4-5 の負荷特性の測定の際、今回作製したコンバータは出力電流が 1.3 [A] を超えると ZCS 動作を行えないことが分った。また同図から、スイッチング周波数の増大に伴って出力電圧が上昇するという、電流共振形の特徴が確認できる。一方、図 4-6 の効率特性からは、スイッチング周波数の上昇に伴って電力効率が低下することが確認できる。

図 4-5 と図 4-6 に示す実験結果とシミュレーション結果を比較すると、負荷特性が約 15% の最大誤差で一致しているのに対し、効率特性については、スイッチング周波数に対する大局的な傾向は一致しているものの、出力電流に対しては定量的に大きな差が生じている。これらの誤差は、今回用いた単純なシミュレーションモデルでは実験回路の寄生要素が十分に反映されておらず、特に効率を左右する内部損失がうまく表現できていないことが原因で生じていると考えられる。

4.3 周波数制御特性

電流共振半波形プッシュプルコンバータの制御特性として、ZCS 領域内で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の変化を測定した。図 4-7 に周波数制御特性の実験結果を、図 4-8 に効率特性の実験結果を示す。両者とも、シミュレーション結果をあわせて示している。図 4-7 から、出力電圧を上昇させるにはスイッチング周波数を高くする必要があるという、電流共振形の特徴が確認できる。また、図 4-8 の効率特性の実験結果から、出力電圧の上昇に伴い効率が低下することが分かるが、これにはスイッチング周波数に比例して増大するスイッチング損失が影響していると考えられる。

実験結果とシミュレーション結果を比較すると、周波数制御特性が 10% 程度の誤差で一致を見ているのに対し、効率に関しては出力電圧に対する全体的な傾向も一致しておらず、今回用いたシミュレーションモデルでは、コンバータの内部損失をうまく表せていないことが分った。

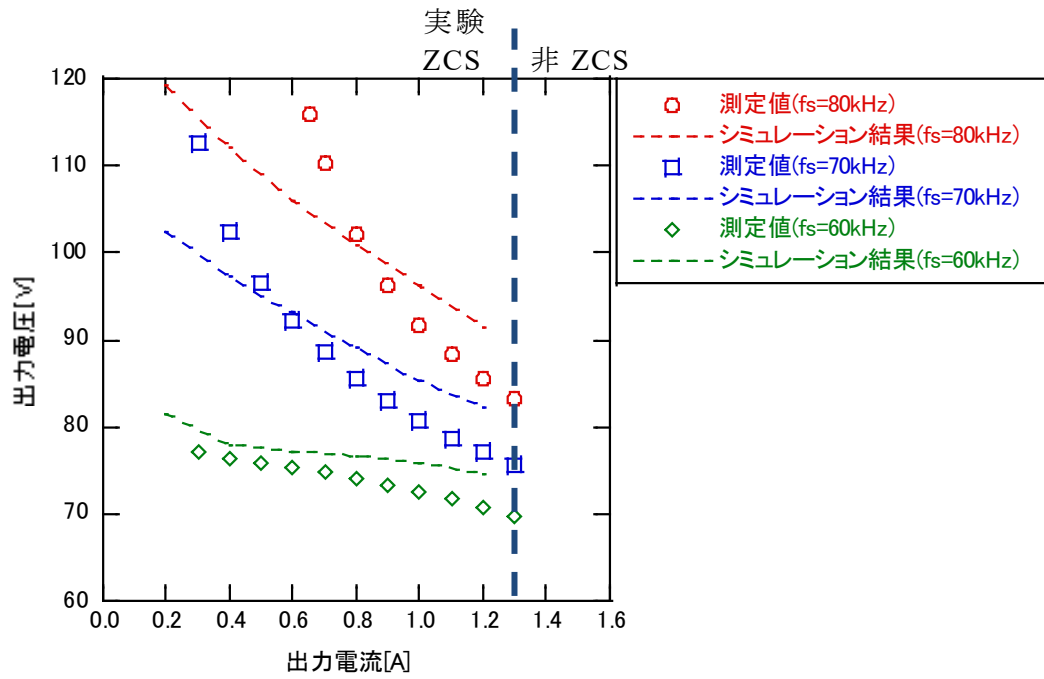


図 4-5 負荷特性の比較 (f_s 一定)

($V_i = 48$ [V], $t_w = 600$ [ns])

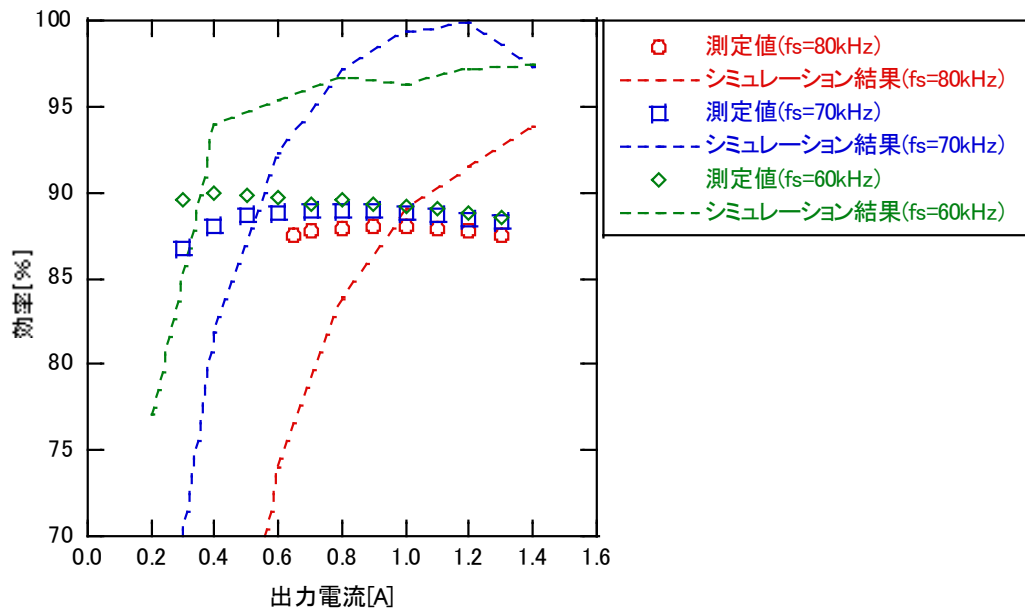


図 4-6 効率特性の比較 (f_s 一定)

($V_i = 48$ [V], $t_w = 600$ [ns])

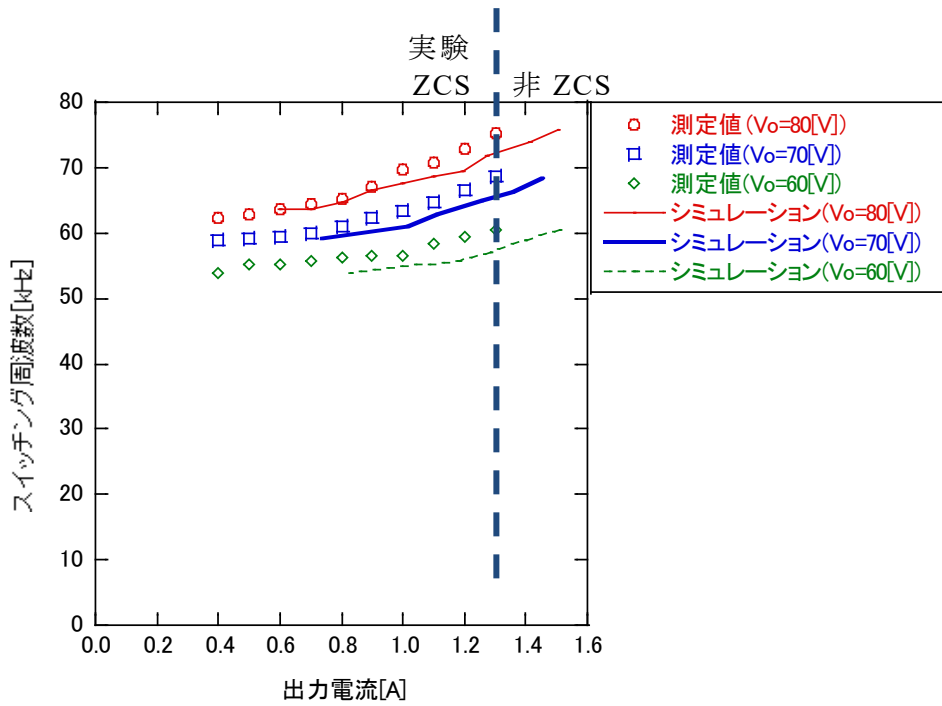


図 4-7 周波数制御特性の比較 (V_o 一定)

($V_i = 48$ [V], $t_w = 600$ [ns])

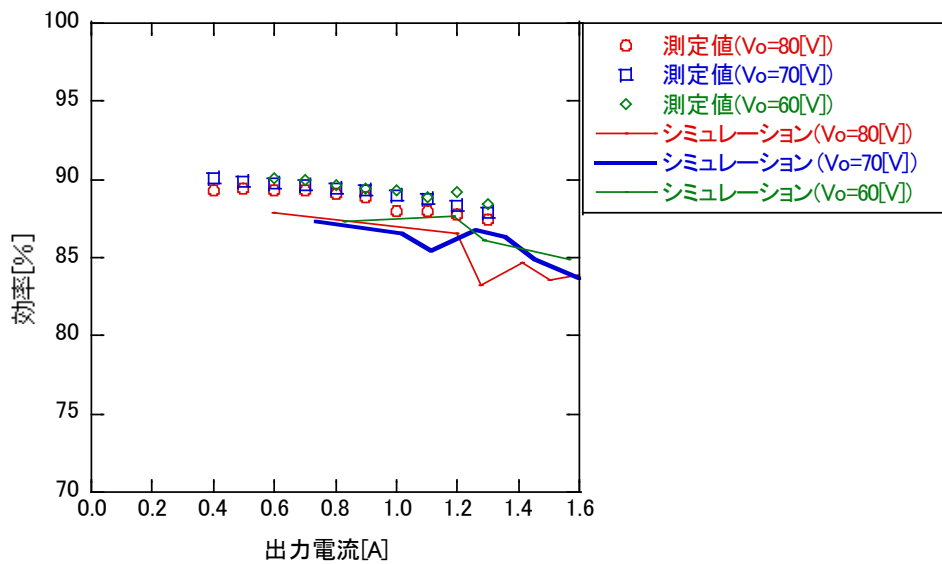


図 4-8 効率特性の比較 (V_o 一定)

($V_i = 48$ [V], $t_w = 600$ [ns])

第 5 章 実験結果とシミュレーション結果(動特性)

本章では、電流共振半波形プッシュプルコンバータの動特性(周波数応答)の実験結果とシミュレーション結果を報告する。実験では、gain-phase analyzer (FRA51602)を用いて周波数応答測定を行った。回路シミュレーションでは、実験で用いた制御回路をモデル化し、シミュレーション時間を短縮するため、VCO 回路については機能モデルを構築して LTspice に入力した。

5.1 VCO 回路のシミュレーションモデル

制御回路中の VCO 回路を使用 IC の SPICE モデルを用いてモデル化すると、IC の動作を模擬するため、目的のシミュレーションに長い時間がかかる。これを避けるため、VCO 回路の機能を模擬するモデルの構築[7]を行った。構築したモデルを図 5-1 に、それぞれのモデルが担う役割を表 5-1 に示す。また作成したシミュレーションモデルの駆動出力波形を図 5-2 に示す。

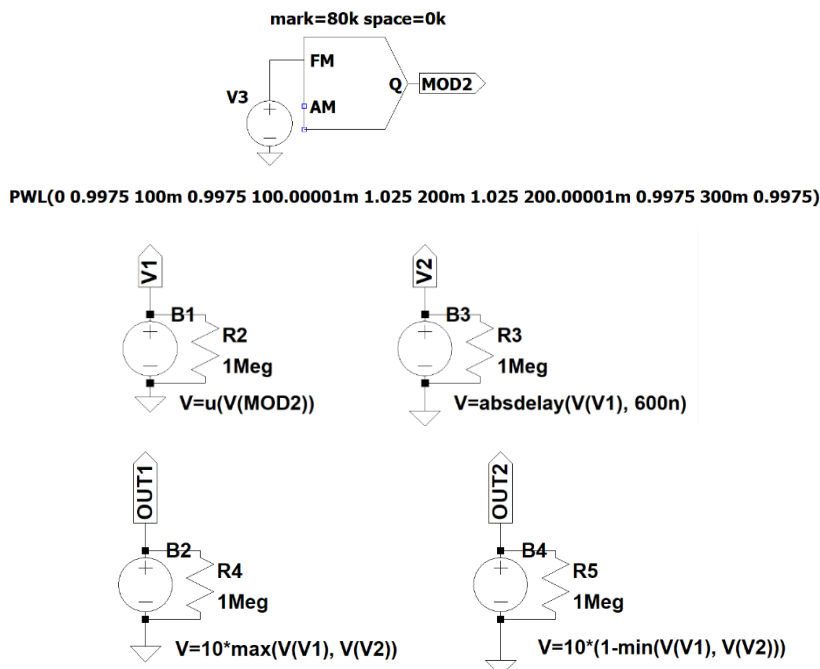


図 5-1 VCO 回路のシミュレーションモデル

図 5-2 より、図 5-1 に示すモデルを用いると、実験で用いた回路と同様に、同時オン時間を保ったままスイッチング周波数を変化させることが可能であることが確認できる。

表 5-1 VCO 回路の各モデルの役割

モデル	役割
MOD2	V3 の出力 0[V]→スイッチング周波数 0[Hz](正弦波)を出力 V3 の出力 1[V]→スイッチング周波数 80[kHz](正弦波)を出力
V1	MOD2 から得た正弦波を矩形波に変換
V2	V1 から得た矩形波を同時オン期間(600[ns])だけ遅らせた波形に変換
OUT1	V1 と V2 どちらかがオンになっている時間をオン、それ以外がオフとなる矩形波を出力
OUT2	V1 と V2 どちらもオンになっている時間をオフ、それ以外がオンとなる矩形波を出力

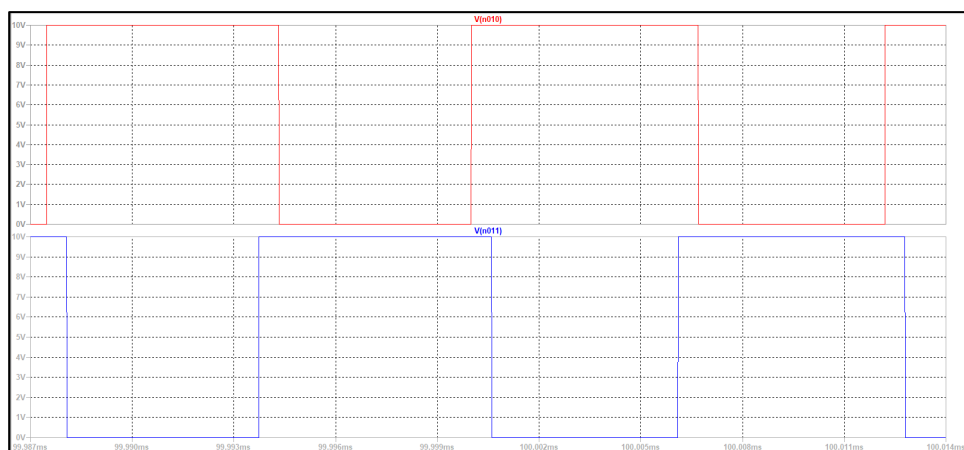


図 5-2 駆動出力波形(同時オン時間 600[ns])
(上:OUT1 下:OUT2)

5.2 シミュレーション結果のデータ処理

本節では、シミュレーションで得たデータから目的の周波数応答(周波数伝達関数)を算出するデータ処理法について述べる。本研究では、周波数伝達関数を求めるための方法として、適当な入力に対する過渡応答をシミュレーションする手法を採用した。この手法の利点は、1回の過渡応答のシミュレーションで周波数伝達関数の計算に必要な全てのデータが得られる、という点にある。シミュレーションで得た時間波形データの周波数領域への変換は、時間波形データの再サンプリングも同時に行える LTspice に搭載の FFT(Fast Fourier Transformation)機能を利用した。

具体的な周波数伝達関数の算出手順は、次の通りである。

まず、3.3.2 節で述べたシミュレーションモデルを用いて、300[ms]の過渡応答のシミュレーションを行う。最初の 100[ms]でコンバータを初期状態から定常状態へ収束させ、残りの 200[ms]が周波数伝達関数を算出するための対称方形波入力である。したがって、FFT 後の周波数データの分解能は $1/(200[\text{ms}])=5[\text{Hz}]$ である。入力する対称方形波のピーク・ピーク値は、スイッチング周波数 f_s の変動幅 Δf_s に対応している。周波数伝達関数の算出にあたっては、事前に様々な大きさの Δf_s でシミュレーションを行って、コンバータの特性が線形と見なせる範囲の Δf_s を用いる必要がある。得られた入力電圧と出力電圧のシミュレーション結果を図 5-3 に示す ($\Delta f_s = 400[\text{Hz}]$)。

次に、得られた入力波形と出力波形のデータを hamming 窓で FFT 処理した結果(ゲイン特性)をそれぞれ図 5-4 と図 5-5 に示す。これらの図では、スイッチング周波数 $f_s = 80[\text{kHz}]$ に対し、状態平均化法における周波数伝達関数の上限周波数(目安)である $f_s/10$ を考慮し[1]、周波数の上限を 20[kHz]としている。FFT 処理の際の窓関数としては、矩形窓が最も高い周波数分解能を有するが、対称方形波入力による過渡応答シミュレーションで矩形窓を用いると、偶数次の高調波成分がわずかに残る(理論上は零である)ため、偶数次のデータを取り除く必要が生じる。これを避けるため、本研究では、窓関数として hamming 窓を採用する。hamming 窓は、FFT 処理における代表的な窓関数の 1 つであるが、周波数分解能が低く、これを用いることにより周波数領域でデータが平滑化されるため、今回のような場合に偶数次のデータを取り除く必要がなくなる。

最後に、これらの FFT 結果から、周波数伝達関数は次の式で求められる。

$$(\text{周波数伝達関数}) = (\text{出力の FFT 結果}) / (\text{入力 of FFT 結果}) \quad (5-1)$$

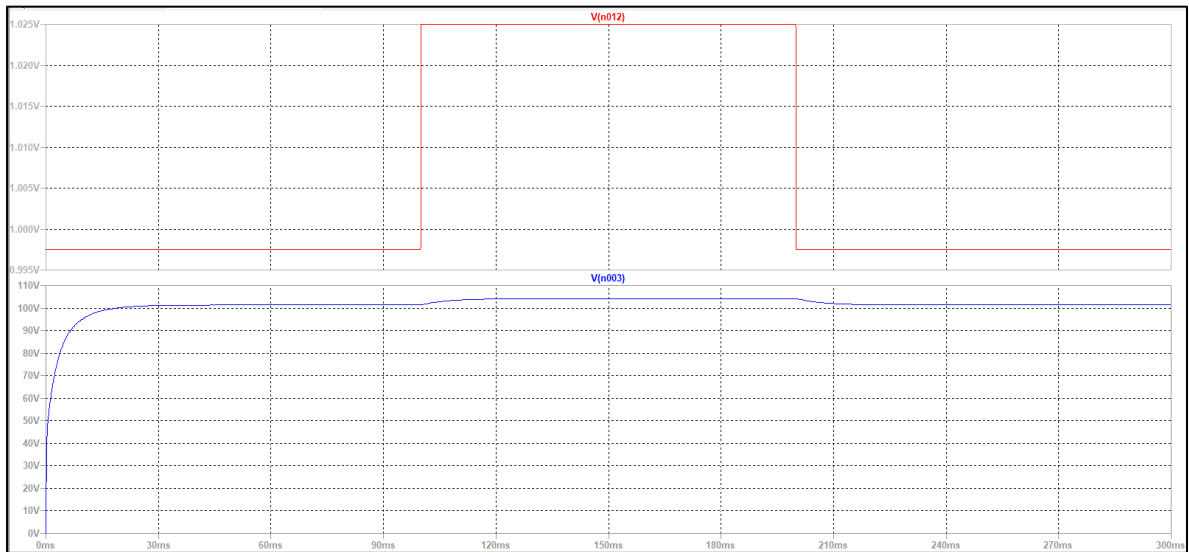


図 5-3 シミュレーション結果(上:入力電圧 下:出力電圧)

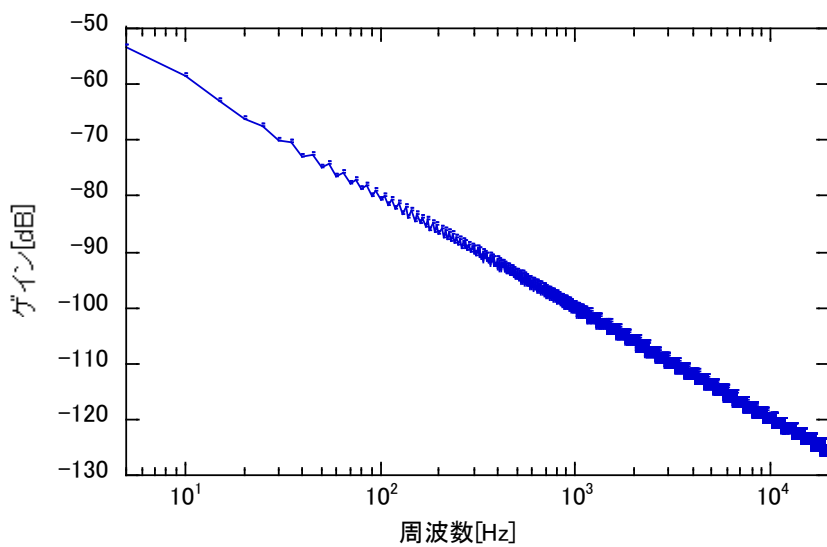


図 5-4 入力の FFT (hamming 窓)

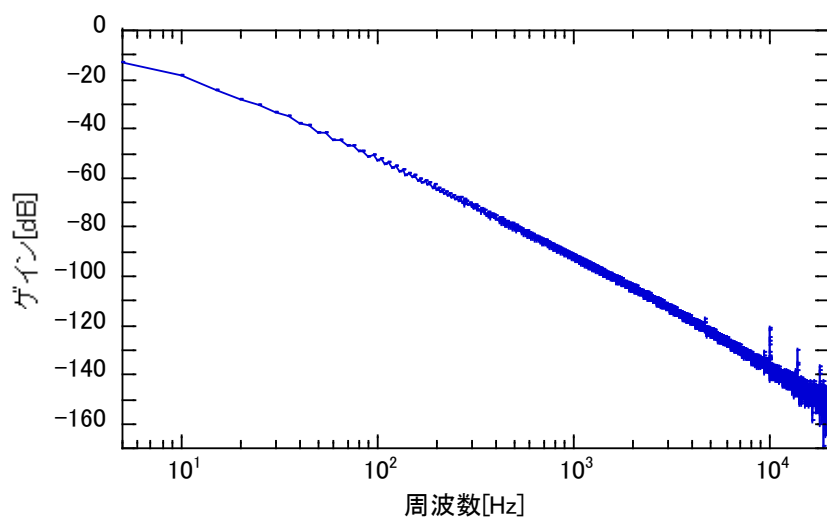


図 5-5 出力の FFT (hamming 窓)

5.3 周波数応答

本節では、周波数応答(周波数伝達関数)を実験結果とシミュレーション結果の両面から検討する。周波数応答測定にあたり、第4章の静特性測定で用いた電流共振半波形プッシュプルコンバータ回路に以下の変更を加えた。

まず、コンバータの周波数応答に電子負荷が与える影響を取り除くため、負荷抵抗 R_o には $98.5[\Omega]$ のメタルクラッド抵抗を用いた。スイッチング周波数 $f_s=80[\text{kHz}]$ のときの出力電流は $0.92[\text{A}]$ である。

次に、1次側スイッチに発生するサージ電圧が測定に与える影響を低減するため、図5-6に示すように、1次側スイッチのアノード・ソース間にRCスナバ($R=200[\Omega]$, $C=470[\text{pF}]$)を付加した[8]。

最後に、スイッチング周波数(VCO入力)からコンバータ出力への周波数応答測定の際に、不要となるコンバータ出力の直流成分を除去するため、コンバータ出力にRCハイパスフィルタ($R=10[\text{k}\Omega]$, $C=200[\mu\text{F}]$)を接続した。ハイパスフィルタのカットオフ周波数は、周波数応答の測定範囲の下限周波数より十分低くなるように選んでいる。

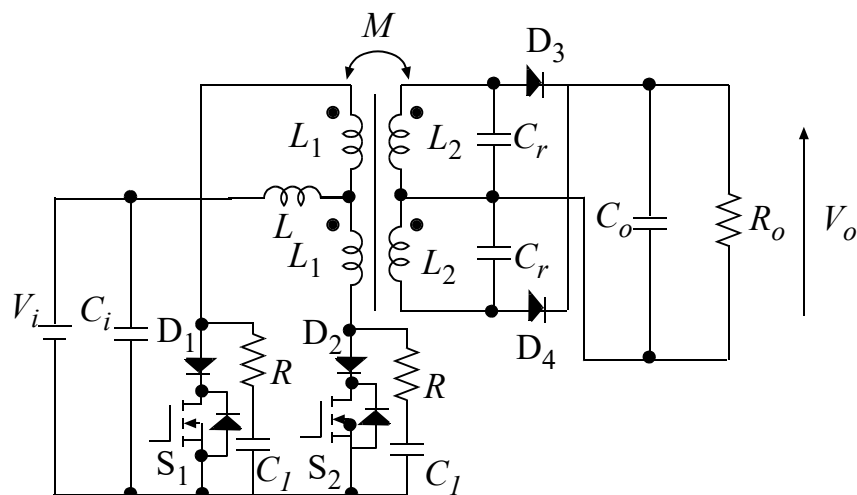


図 5-6 電流共振半波形コンバータ(動特性測定用)

図 5-7 と図 5-8 に、スイッチング周波数の変動幅 $\Delta f_s = 400[\text{Hz}]$ のときのゲイン特性と位相特性をそれぞれ示す。また、図 5-9 と図 5-10 に、変動幅 $\Delta f_s = 4[\text{kHz}]$ のときのゲイン特性と位相特性をそれぞれ示す。変動幅 $\Delta f_s = 400[\text{Hz}]$ の場合は、入力レベルが小さく、実験とシミュレーションのいずれも高い周波数領域においてデータに含まれるノイズが大きくなっている。一方、変動幅 $\Delta f_s = 4[\text{kHz}]$ の場合は、入力レベルが十分で、高い周波数領域に現れるノイズが小さくなっている。入力の変動幅の異なる両者を比較すると、特性はいずれも良く一致し、変動幅 $\Delta f_s = 4[\text{kHz}]$ でも線形の範囲内で実験およびシミュレーションが行えていることが確認できる。したがって、以下では、入力レベルが大きくノイズの小さい変動幅 $\Delta f_s = 4[\text{kHz}]$ のデータを用いて考察を進める。

図 5-9 と図 5-10 に示される実験結果とシミュレーション結果を比較すると、両者の全体的な傾向は良く一致し、特に中域周波数(10[Hz]~3[kHz])においては、ゲイン特性および位相特性とも定量的にも良く一致している。高域周波数(3[kHz]~20[kHz])においては、シミュレーション結果の方が低い周波数で位相が大きく遅れ出し、それに呼応する形でゲイン特性の傾きがやや急峻に変化している。一方、低域周波数(1[Hz]~10[kHz])では、実験結果にデータの暴れが見え、この暴れは図 5-7 および図 5-8 ではより顕著である。このような低域周波数における実験結果の暴れの原因は良く分かっていないが、周波数応答の測定開始時にコンバータに生じる過渡現象が影響している可能性がある。

図 5-9 および図 5-10 に示される周波数応答から、電流共振半波形プッシュプルコンバータの周波数伝達関数は、2つの1次遅れ要素が結合した2次系と考えられるが、高域周波数において位相が $-180[^\circ]$ に漸近しないことから、伝達関数が右半面に零点を持つ可能性が示唆される。傍証として、電流共振半波形プッシュプルコンバータは基本の昇圧形コンバータに対応しており、昇圧形コンバータの伝達関数は条件により右半平面に零点を持ち得ることが知られている[1]。

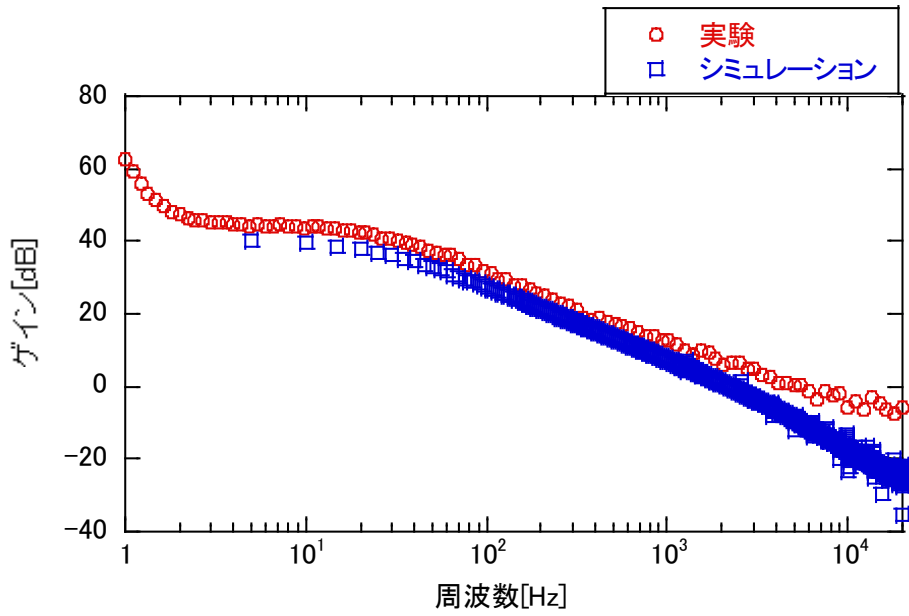


図 5-7 ゲイン特性 ($\Delta f_s = 400[\text{Hz}]$)

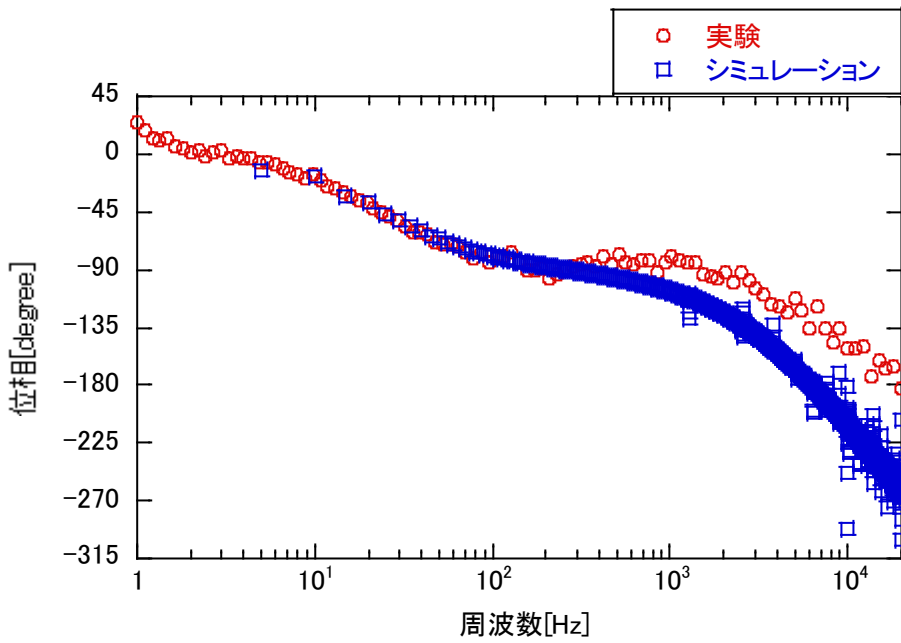


図 5-8 位相特性 ($\Delta f_s = 400[\text{Hz}]$)

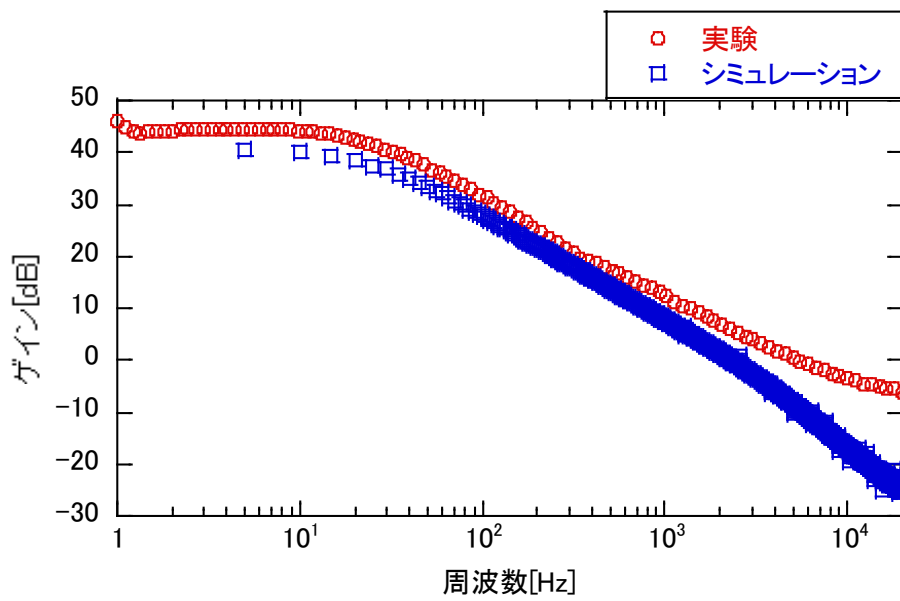


図 5-9 ゲイン特性 ($\Delta f_s = 4$ [kHz])

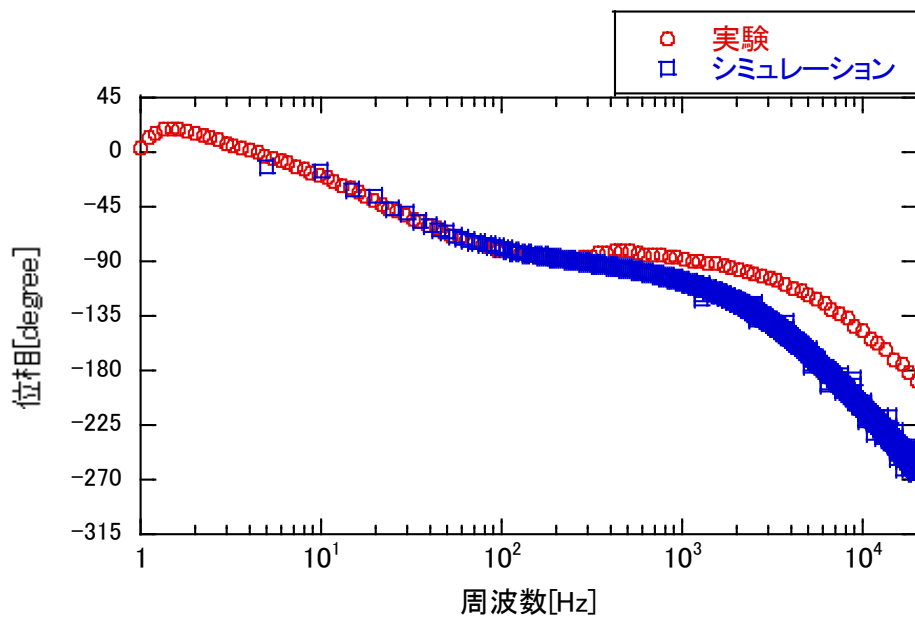


図 5-10 位相特性 ($\Delta f_s = 4$ [kHz])

第 6 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静特性と動特性について実験および LTspice による回路シミュレーションにより調べた。

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の各部動作波形について、実験結果とシミュレーション結果の比較を行った。シミュレーションにより実験波形は、以下に述べる 2 点を除き、おおむね良好に再現された。再現されなかった 2 点は、1 次側半導体スイッチ・ダイオードの電圧波形、および 2 次側ダイオード電流波形である。いずれも回路の寄生要素が大きく関わる寄生振動が、シミュレーションではうまく再現されなかった。
- (2) 負荷特性および周波数制御特性を測定し、電流共振半波形プッシュプルコンバータでは、スイッチング周波数を高くすると出力電圧が上昇することを実験的に確認した。同様の特性は、シミュレーション結果からも確認した。一方、効率特性については、シミュレーションモデルに内部損失が十分に反映されておらず、実験結果と定量的に大きな差が生じる結果となった。
- (3) 周波数応答を測定し、シミュレーション結果と比較した結果、両者の全体的な傾向は良く一致し、中域周波数(10[Hz]~3[kHz])においては、定量的にも良く一致した。実験とシミュレーションの結果から、電流共振半波形プッシュプルコンバータの周波数伝達関数は、2 つの 1 次遅れ要素が結合した 2 次系で、右半平面に零点を持つことが示唆された。

今後の課題として、シミュレーションで再現できなかった寄生振動や一致が悪かった内部損失を表現できるように、シミュレーションモデルを改良することが挙げられる。また、周波数応答測定における低域周波数データの暴れの原因を明らかにすることも今後の検討課題の 1 つである。

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、また、副査の八野知博教授、山本吉朗教授に深く感謝致します。また、研究にご協力頂いた院生の奥さん、橋之口君、有馬君、幡野君、学部生の蛇嶋君、谷口君、北野君、有村君に感謝致します。

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] 北村浩康, 有村直, 大橋敏治, 阪上正昭, 池田昌樹, 折笠仁一, “ソフトスイッチングを利用した高効率低ノイズ工具用充電器”, 松下電工技報, no.79, pp.104-109, 2002年11月.
- [4] 奥 雅貴, “電流共振形プッシュプルコンバータの動作特性について”, 鹿児島大学大学院修士論文, 2017年1月.
- [5] リニアテクノロジー, “Linear Technology - デザイン・シミュレーション”, <http://www.linear-tech.co.jp/designtools/software/#LTspice>, 参照 Feb. 13, 2018.
- [6] 渡辺英夫, 長富富太郎, “電子回路3”, 森北出版, 1989年.
- [7] Ayumi's Lab 訳, “Spice3f5 マニュアル(日本語訳)”, 2002年2月.
- [8] 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.