

修士論文

電流共振全波形プッシュプルコンバータ

～2次側ダイオード電流の

寄生振動解析と対策～

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

橋之口 優貴

## 概要

電流共振全波形プッシュプルコンバータは、電流入力形プッシュプルコンバータを共振化した回路で、変圧器の漏れインダクタンスを利用すると、共振化のための追加の部品としては共振用コンデンサだけで実現できる。このコンバータには、2つの MOSFET のソースがグラウンドに接続されているため駆動回路の設計が容易であり、また電流源入力で昇圧特性が得られやすいという利点がある。一方、実際に動作させると、2次側ダイオード電流に大きな寄生振動が生じ、この寄生振動により、ダイオードへのストレスの増大や効率低下という問題が発生する。本研究では、この寄生振動について、実験、シミュレーション及び解析を通じて定量的に調べ、その発生機構を明らかにするとともに、その対策法について検討する。

## 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 電流共振全波形プッシュプルコンバータ	7
第 3 章 実験回路	12
3.1 コンバータ	12
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	17
第 4 章 2 次側ダイオード電流の寄生振動	18
4.1 変圧器 2 次側巻線の影響	18
4.2 共振コンデンサの影響	21
4.3 シミュレーションによる検討	22
4.4 解析モデルによる検討	24
第 5 章 寄生振動の対策	27
5.1 実装による寄生インダクタンスの低減	27
5.2 最適な寄生インダクタンス値の検討	28
5.2.1 計算によるインダクタンス値の決定	29
5.2.2 シミュレーションによるインダクタンス値の決定	31
第 6 章 結論	36
謝辞	37
参考文献	37

## 第 1 章 序論

半導体スイッチのオン・オフにより電力変換を行うスイッチングコンバータには、小型、軽量、高効率であることが求められる。コンバータのコイル、コンデンサといった受動部品を小型・軽量化するには、スイッチング周波数の高周波化が有効な手段である。その一方で、半導体スイッチのスイッチング損失はスイッチング周波数に比例して増大するため、スイッチング周波数の高周波化には電力変換効率の低下や発熱量の増大という問題が伴う。この効率低下に対しては、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有効な対策である。

ソフトスイッチング技術を構成する重要な要素として、零電流スイッチング (ZCS) と零電圧スイッチング (ZVS) がある。ZCS では、回路の共振動作により、スイッチのターンオフ時にあらかじめ電流を零にすることで電流と電圧の重なりを小さくし、スイッチング損失の低減を図る。ZVS では、電圧に対して同様の操作を行ってスイッチング損失を低減する。

本研究で取り扱う電流共振全波形プッシュプルコンバータは、電流入力形プッシュプルコンバータを共振化した回路で、変圧器の漏れインダクタンスを利用すると、共振化のための追加の部品としては共振用コンデンサだけで実現できる。このコンバータは、2つの MOSFET のソースがグラウンドに接続されているため駆動回路の設計が容易であり、また電流源入力で昇圧特性が得られやすいという利点がある。しかし、このコンバータを実際に動作させると、2次側ダイオード電流に大きな寄生振動が生じる。この寄生振動により、ダイオードへのストレスの増大や効率低下という問題が発生する。

本研究では、この寄生振動の発生機構について、実験、シミュレーション及び解析を通じて定量的に調べ、この寄生振動が発生しない条件について検討し、対策を行う。

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について述べる。第 3 章では、本研究で用いた電流共振全波形プッシュプルコンバータ及びコンバータの駆動に必要な制御回路について述べる。第 4 章では、電流共振全波形プッシュプルコンバータの 2 次側ダイオード電流における寄生振動の発生機構を、実験とシミュレーションの両面から検討を行い、第 5 章で 2 次側ダイオード電流の寄生振動を低減するための対策を検討する。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、共振コンデンサの容量、配線やコンデンサの寄生のインダクタンス及び抵抗が2次側ダイオード電流の寄生振動に影響していることが分かった。寄生振動の周期、振幅を決定する要素については、共振コンデンサの容量、寄生のインダクタンス、抵抗及び状態3における電流の最終値であることを明らかにした。また対策を講じた結果、寄生振動の低減はできたが、回路の大型化や、コンバータ昇降圧比の低減といった副作用が生じ、対策内容についてさらに検討する必要があることが分かった。

## 第2章 共振形コンバータ

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全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]

現在、電子機器の電源部の多くは、従来のシールドロップ電源の代わりに小型・軽量・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、その電源部であるスイッチング電源にも、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という問題がある。

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、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、スイッチング時の電流波形と電圧波形の重なりを小さくしてスイッチング損失を低減する。

### 2.2 電流共振形コンバータ[1]

図 2-1 に電流共振形コンバータの例として電流共振半波形昇圧コンバータを、図 2-2 にその動作波形を示す。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、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。

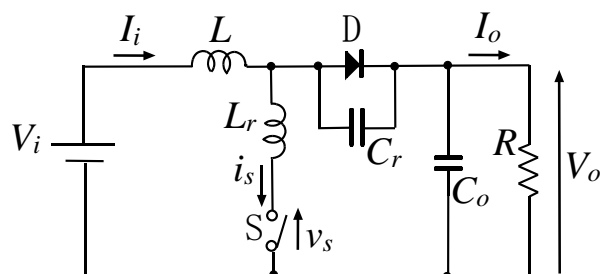


図 2-1 電流共振半波形昇圧コンバータ

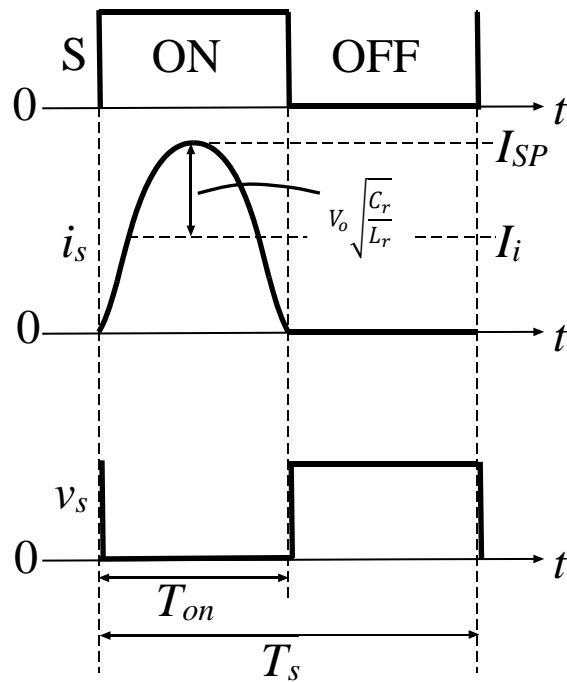


図 2-2 スイッチの電流・電圧波形

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零電流スイッチング(ZCS)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動作を行う。ZCS動作により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、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 $f_s=1/T_s$ 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 $T_{on}$ に制約がある(図 2-2)。このため、出力電圧の制御は、スイッチのオン期間を固定し、スイッチング周波数を可変とすることで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  $I_{SP}$  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り、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。

今、この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、出力電流に関して上限が存在することが確かめられた。



## 2.3 電流共振全波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全波形プッシュプルコンバータ [2][3] を、図 2-4 にコンバータの各部波形を示す。図 2-3 の回路は入力電源と直列にリアクトルが接続されており、一次側はスイッチ駆動が容易なプッシュプル、二次側は共振回路及びセンタタップ形全波整流回路で構成されている。図 2-3 中のスイッチの  $D_1, D_2$  は、MOSFET の寄生ダイオードである。

この電流共振全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 2-5～図 2-8 に状態 (i)～(iv) におけるコンバータ動作を示す。以下では、図 2-5～図 2-8 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。

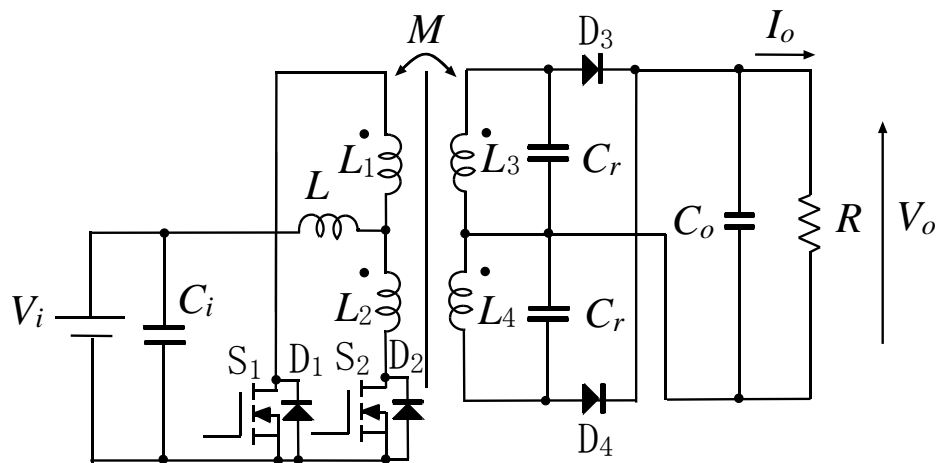


図 2-3 電流共振全波形プッシュプルコンバータ

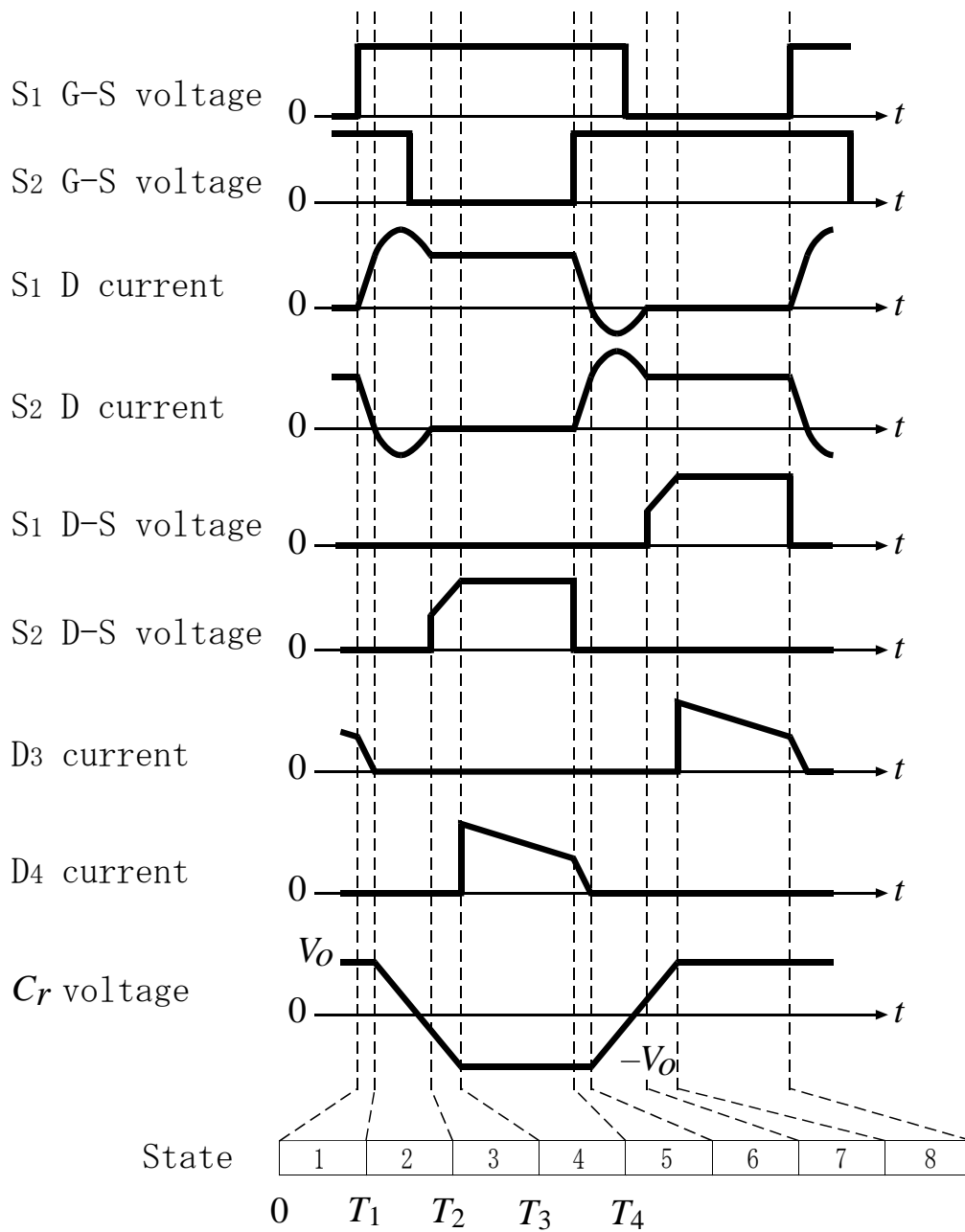


図 2-4 コンバータ各部波形

状態(i)  $S_1/D_1:ON, S_2/D_2:ON, D_3:ON, D_4:OFF$  (図 2-5)

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)  $S_1/D_1:ON, S_2/D_2:ON, D_3:OFF, D_4:OFF$  (図 2-6)

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)  $S_1/D_1:ON, S_2/D_2:OFF, D_3:OFF, D_4:OFF$  (図 2-7)

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)  $S_1/D_1:ON, S_2/D_2:OFF, D_3:OFF, D_4:ON$  (図 2-8)

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。2次側では $D_4$ がターンオフして共振動作が終了する。スイッチ $S_2/D_2$ がターンオンすると、状態(v)へ遷移する。

電流共振全波形プッシュプルコンバータの回路と動作の対称性から、状態(v)～状態(viii)は、それぞれ状態(i)～状態(iv)において、 $S_1/D_1 \leftrightarrow S_2/D_2$ 及び $D_3 \leftrightarrow D_4$ の置き換えを行った状態である。

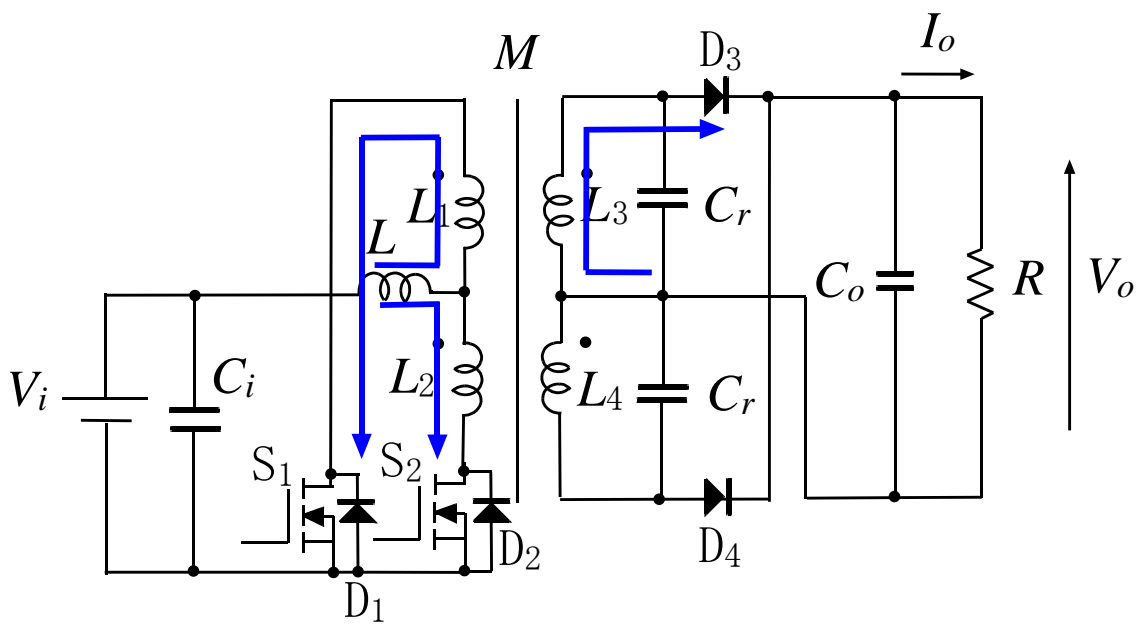


図 2-5 状態(i)におけるスイッチの状態と電流の経路  
 ( $S_1/D_1$ :ON,  $S_2/D_2$ :ON,  $D_3$ :ON,  $D_4$ :OFF)

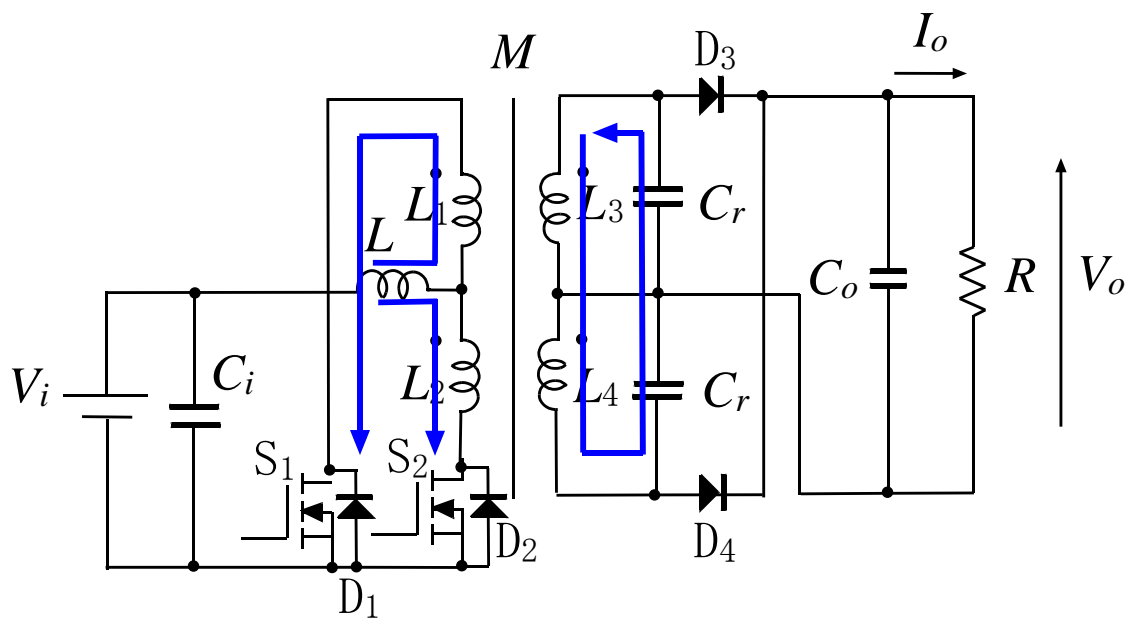


図 2-6 状態(ii)におけるスイッチの状態と電流の経路  
 ( $S_1/D_1$ :ON,  $S_2/D_2$ :ON,  $D_3$ :OFF,  $D_4$ :OFF)

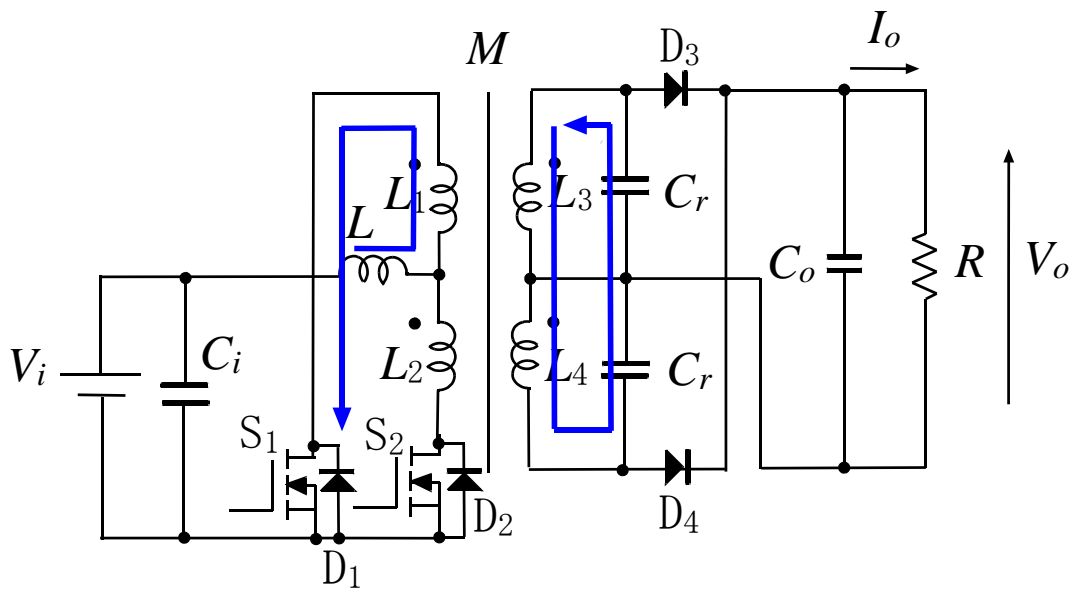


図 2-7 状態(iii)におけるスイッチの状態と電流の経路  
 ( $S_1/D_1$ :ON,  $S_2/D_2$ :OFF,  $D_3$ :OFF,  $D_4$ :OFF)

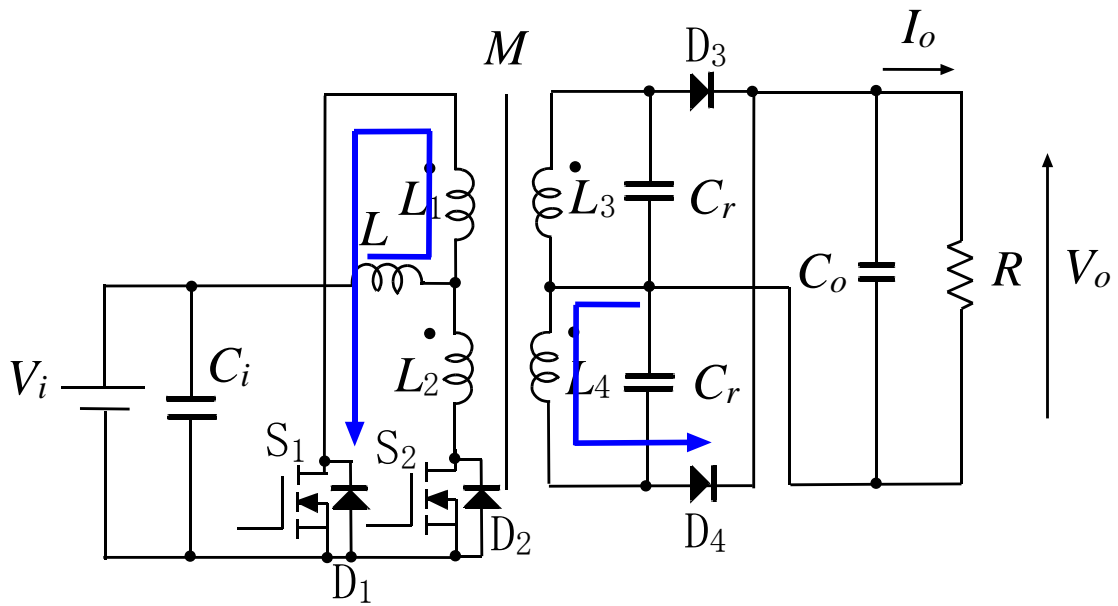


図 2-8 状態(iv)におけるスイッチの状態と電流の経路  
 ( $S_1/D_1$ :ON,  $S_2/D_2$ :OFF,  $D_3$ :OFF,  $D_4$ :ON)

### 第3章 実験回路

本章では、まず電流共振全波形プッシュプル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。

#### 3.1 コンバータ

図 3-1 に本研究で作製した電流共振全波形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。

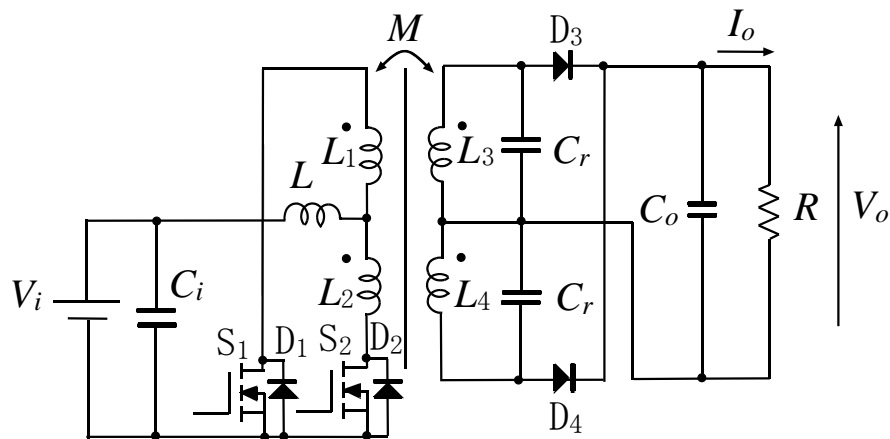


図 3-1 電流共振全波形プッシュプルコンバータ

表 3-1 回路パラメータ

入力電圧 $V_i$	48 V
入力コンデンサ $C_i$	100 $\mu$ F
出力コンデンサ $C_o$	100 $\mu$ F
共振用コンデンサ $C_r$	22 nF
平滑リアクトル $L$	212 $\mu$ H
変圧器 1 次側 $L_1, L_2$	160 $\mu$ H
変圧器 2 次側 $L_3, L_4$	160 $\mu$ H

表 3-2 使用素子

スイッチ $S_1, S_2$	SCT2280KE
ダイオード $D_3, D_4$	STTH8L06

### 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。また図3-3に駆動回路出力の実験波形を示した。

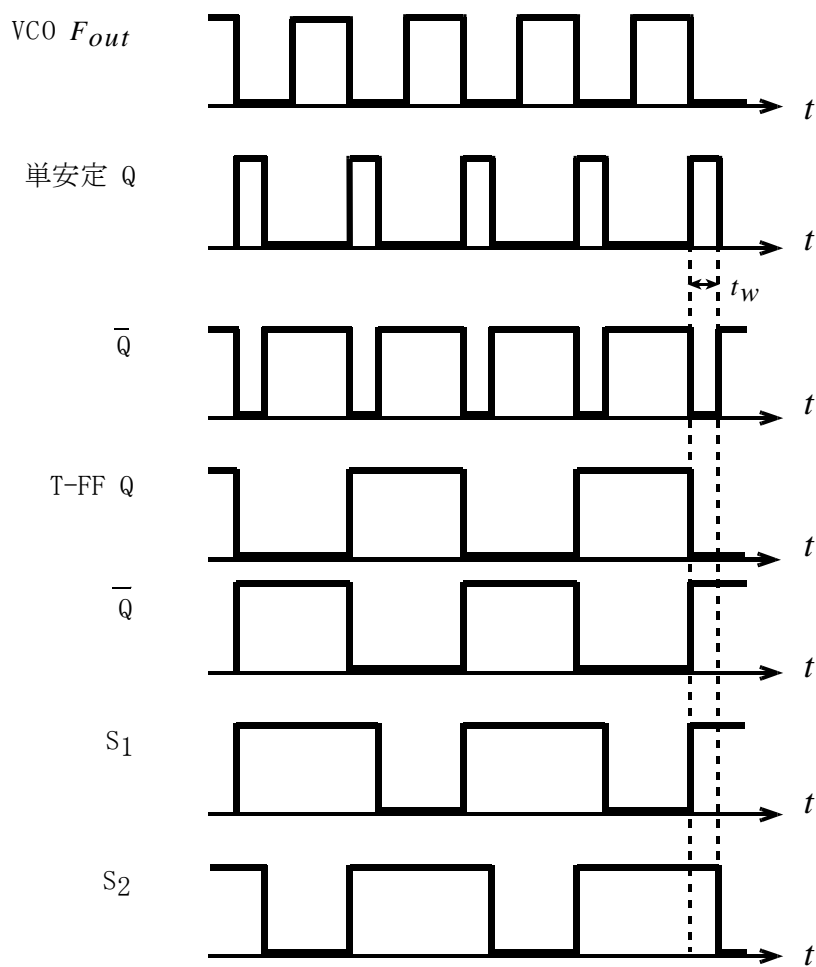


図 3-2 タイミングチャート

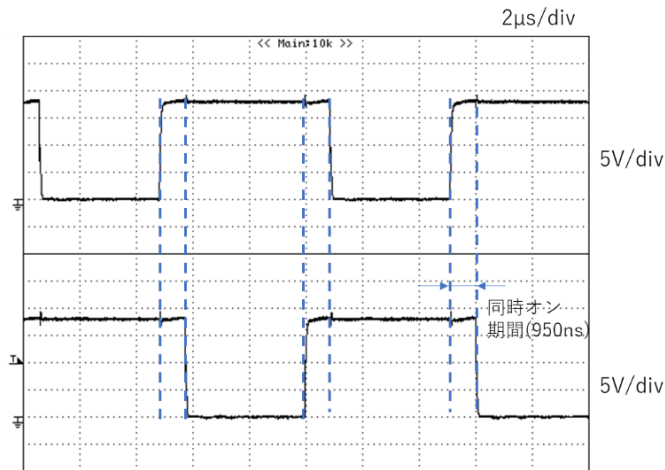


図 3-3 実験波形

(上：駆動回路出力波形 (S<sub>1</sub>) ,下：駆動回路出力波形 (S<sub>2</sub>) )

### 3.2.1 基準電圧回路・VCO 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 VCO 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 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(VCO)であり、図 3-5 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。

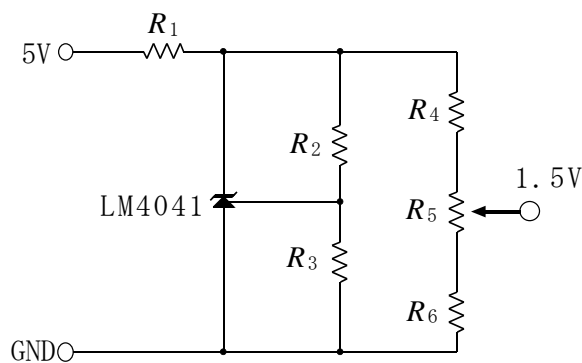


図 3-4 基準電圧回路

( $R_1 = 330[\Omega]$ ,  $R_2 = 1.8[\text{k}\Omega]$ ,  $R_3 = 1.2[\text{k}\Omega]$ ,  $R_4 = 3.9[\text{k}\Omega]$ ,  $R_5 = 1[\text{k}\Omega]$ ,  $R_6 = 1[\text{k}\Omega]$ )



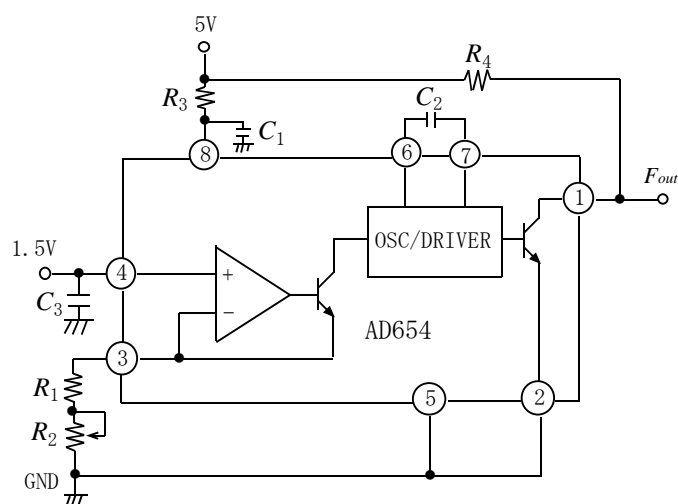


図 3-5 VCO 回路

$$(R_1 = 1[\text{k}\Omega], R_2 = 1[\text{k}\Omega], R_3 = 10[\Omega], R_4 = 5.1[\text{k}\Omega], C_1 = 0.1[\mu\text{F}], \\ C_2 = 390[\text{pF}], C_3 = 22[\text{nF}])$$

### 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  $t_w$  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-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 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、同時オン期間が付加された後、駆動信号として出力される。

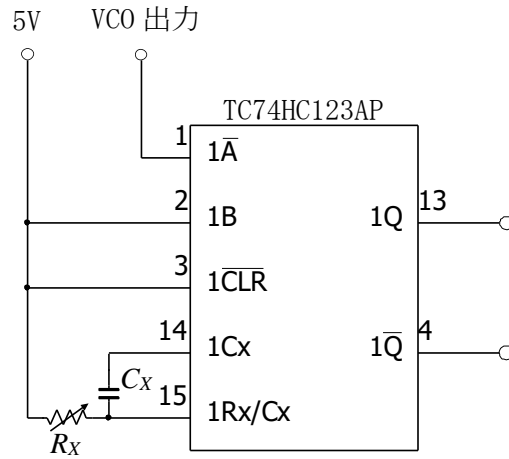


図 3-6 単安定マルチバイブレータ  
 $(R_x = 5.0[\text{k}\Omega], C_x = 1.0[\text{nF}])$

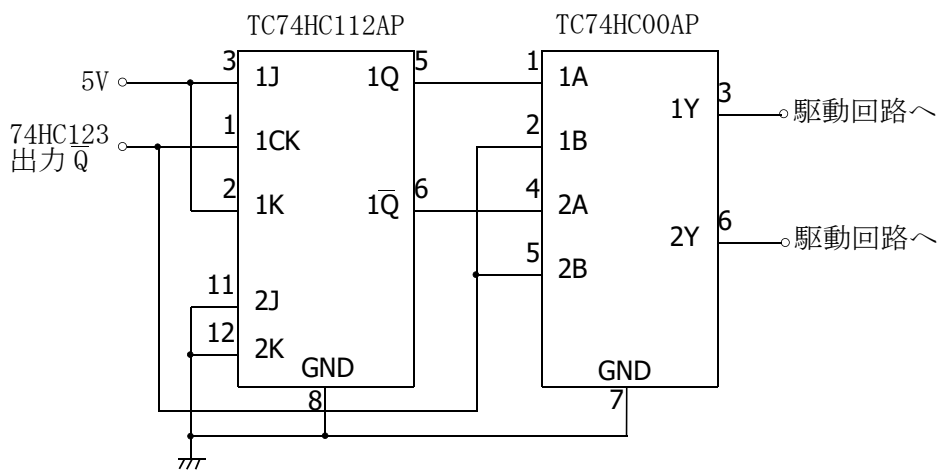


図 3-7 T-FF および NAND 回路

### 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 SiC-MOSFET(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。

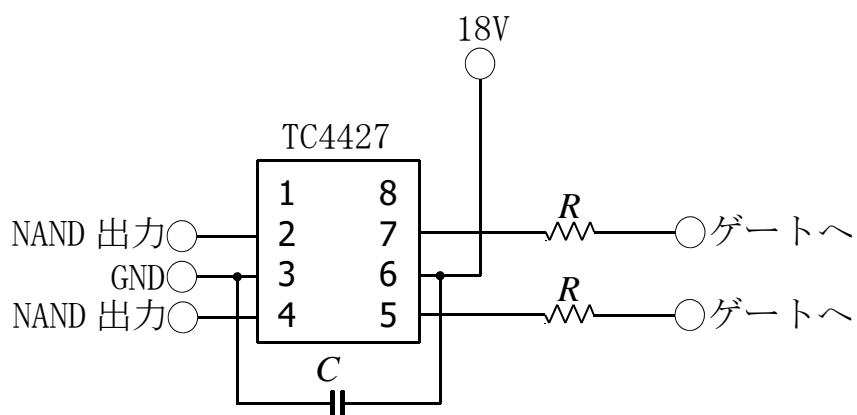


図 3-8 駆動回路

$$(R = 5.6[\Omega], C = 0.1[\mu\text{F}])$$

## 第4章 2次側ダイオード電流の寄生振動

電流共振全波形プッシュプルコンバータを実際に動作させると、2次側ダイオード電流に大きな寄生振動が生じる。この寄生振動により、ダイオードへのストレスの増大や効率低下という問題が発生する。本章では、この寄生振動の発生要因について検討する。

### 4.1 変圧器2次側巻線の影響

変圧器における2次側の2巻線間は理想的には密結合であるが、少なからず漏れインダクタンスが存在する。寄生振動に対するこの漏れインダクタンスの影響を見るため、2次側整流回路をブリッジダイオードに変更し、巻線及び共振コンデンサを1つに減らした回路で実験を行った。図4-1に2次側をフルブリッジ形全波整流回路とした回路を示す。各素子の値や測定条件はセンタタップ形と同様で、共振コンデンサに関しては表1の約2倍の値である40[nF]にしている。なお、この構成では変圧器の2次側が1巻線となり変圧器の小型化に繋がる。

センタタップ形全波整流回路とフルブリッジ形全波整流回路における、2次側ダイオード電流の波形を、それぞれ図4-2及び図4-3に示す。

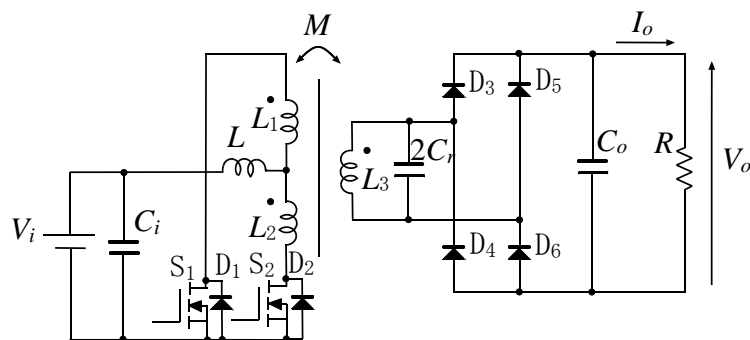


図4-1 電流共振全波形プッシュプルコンバータ  
(フルブリッジ形全波整流)

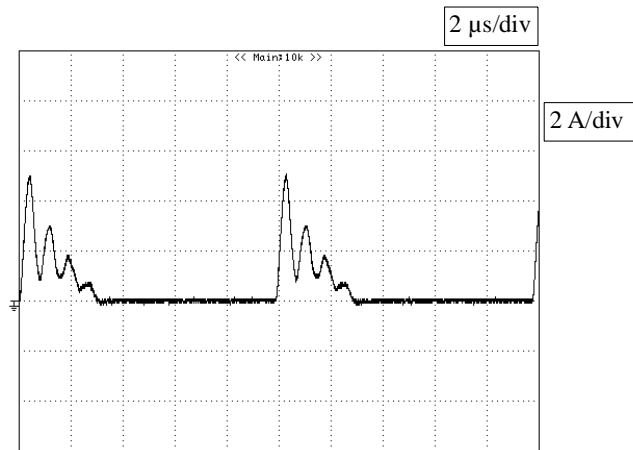


図 4-2 2次側ダイオード電流の波形  
(センタタップ形全波整流回路、 $f_s=100\text{kHz}$ 、 $I_o=1.0\text{A}$ )

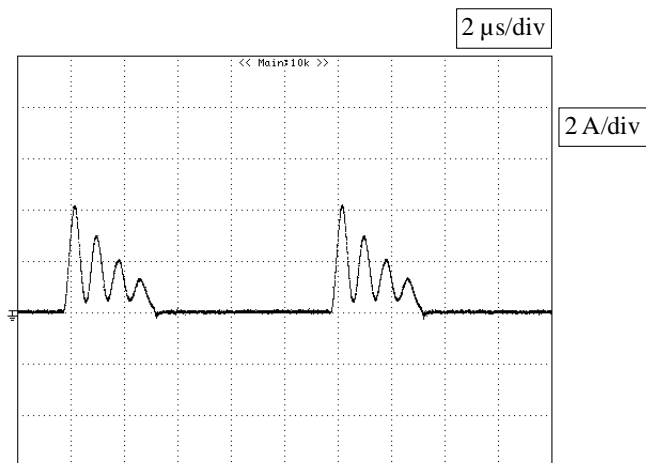


図 4-3 2次側ダイオード電流の波形  
(フルブリッジ形全波整流回路、 $f_s=100\text{kHz}$ 、 $I_o=1.0\text{A}$ )

図 4-2 及び図 4-3 について、2次側をセンタタップ形全波整流回路からフルブリッジ形全波整流回路に変更することで、波高値は 1[A]程度低減されているが、これはダイオードが増えたことにより整流回路の損失が増大し、減衰率が増加したためと考えられる。また、寄生振動の周期に大きな変化はなく、トランスにおける2次側2巻線間の漏れインダクタンスは、2次側ダイオード電流の寄生振動にほとんど影響しないことが分かった。

両整流方式によりコンバータ基本特性の比較として、図 4-4 に負荷特性を、図 4-5 に効率を示す。

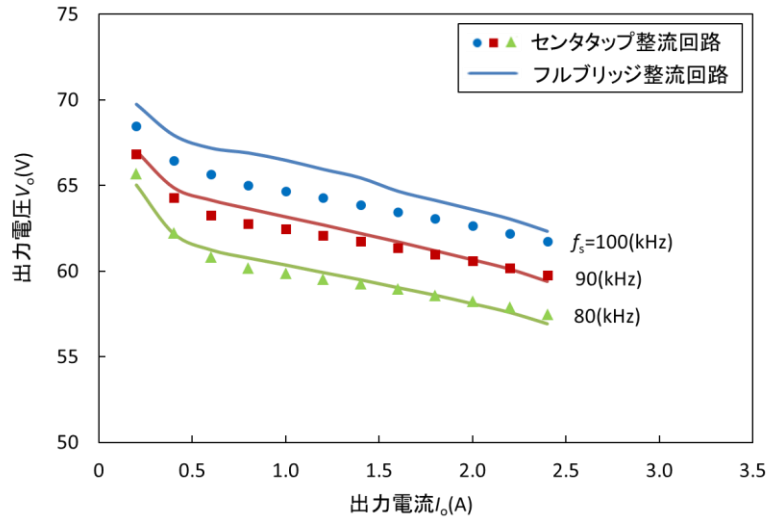


図 4-4 負荷特性

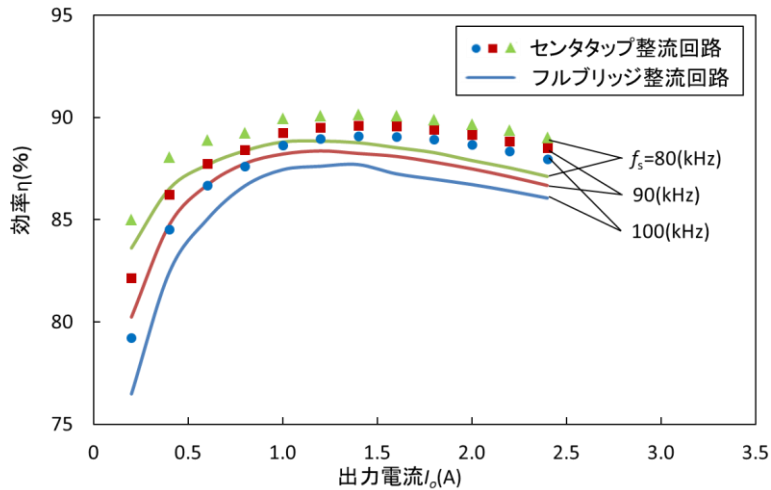


図 4-5 効率

図 4-4 の負荷特性においては、スイッチング周波数を一定にし、出力電流を変化させ出力電圧を測定した。図 4-4 より、センタタップ形全波整流回路とフルブリッジ形全波整流回路は、ほぼ同等の負荷特性を示すことが分かる。

図 4-5 は、同様にスイッチング周波数一定とし、両整流方式の電力効率を比較したものである。センタタップ形全波整流回路に対してフルブリッジ形全波整流回路の効率は、全体的に低い傾向にある。この原因は、フルブリッジ形全波整流回路では電流経路上にダイオードが 2 個存在し、これらの順方向電圧降下により効率が低下するためだと考えられる。

以上の結果から、両整流方式は寄生振動及び基本特性の面で大差なく、以降は2次側回路がより簡単なフルブリッジ形全波整流回路を用いて、寄生振動の検討を行う。

## 4.2 共振コンデンサの影響

共振コンデンサ  $2C_r$  の値を 40[nF]、60[nF]、80[nF]と変化させ、振動の周期  $T$  の2乗と  $2C_r$  の関係をプロットしたグラフを図 4-6 に示す。このグラフから両者は比例関係にあることが確認できる。この関係を説明する最も簡単なモデルは、共振コンデンサ  $2C_r$  と適当なインダクタンス  $L_p$  との共振回路である。すなわち、共振周期を  $T$  として、

$$T = 2\pi\sqrt{L_p \cdot 2C_r} \quad (4-1)$$

より、

$$T^2 = 4\pi^2(L_p \cdot 2C_r) \quad (4-2)$$

である。

式(4-2)と図 4-6 に示す直線の式( $2C_r$  の単位が[nF]であることに注意)から、インダクタンス  $L_p$  の値は、次のように評価できる。

$$L_p = \frac{1.686 \times 10^{-5}}{4\pi^2} = 0.427[\mu\text{H}] \quad (4-3)$$

このインダクタンス  $L_p$  の値は、回路に部品として存在するインダクタンスの値(表 3-1) より 1桁以上小さい。従って、寄生振動を引き起こすインダクタンス  $L_p$  は配線のインダクタンスや出力コンデンサの ESL によるものと考えられる。

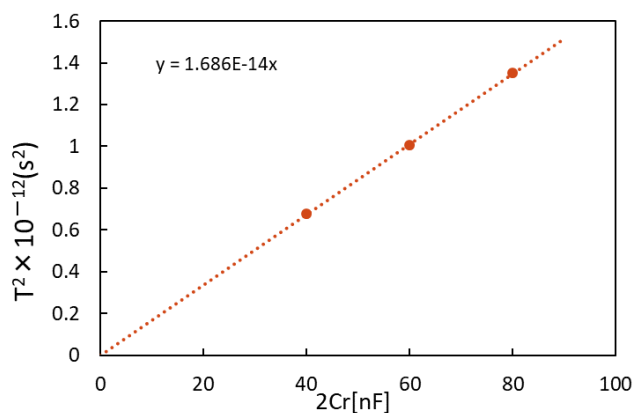


図 4-6 振動の周期に対する共振コンデンサの影響

### 4.3 シミュレーションによる検討

前節で、2次側ダイオード電流の寄生振動は、共振コンデンサ  $2C_r$  と寄生インダクタンス  $L_p$  からなる共振回路によるものであると推定した。このモデルの妥当性を確認するため、回路シミュレーションによる検討を行った。

図 4-7 にシミュレーションモデルを示す。図 4-7 では、簡単のため、 $2C_r \rightarrow C_r$  の置き換えを行って表記している（以下同様）。シミュレーションに用いる回路シミュレータは LTspice[5] である。図 4-7 に示すシミュレーションモデルにおいて、丸で囲った部分に前節で求めた寄生インダクタンス  $L_p$  ( $0.427[\mu\text{H}]$ ) を配置してある。

シミュレーション結果は次の通りである。図 4-8 に寄生要素を全く考慮しない場合の 2次側ダイオード電流の波形を、図 4-9 に寄生インダクタンス  $L_p$  を考慮した場合の波形を示す。両図の比較より、寄生インダクタンス  $L_p$  を考慮することで実験とほぼ同じ周波数の寄生振動が再現されていることが分かる。さらに、寄生インダクタンス  $L_p$  に抵抗分  $R_p$  を設定し、その値を調整して試行錯誤的に減衰率の再現を試みたところ、 $R_p=300[\text{m}\Omega]$  で実験波形がほぼ再現された（図 4-10）。

以上のシミュレーション結果と実験結果との比較から、前節で仮定した寄生振動の発生機構は妥当であり、寄生振動は共振コンデンサ  $C_r$  と寄生インダクタンス  $L_p$ （抵抗分  $R_p$ ）による共振であることが示された。

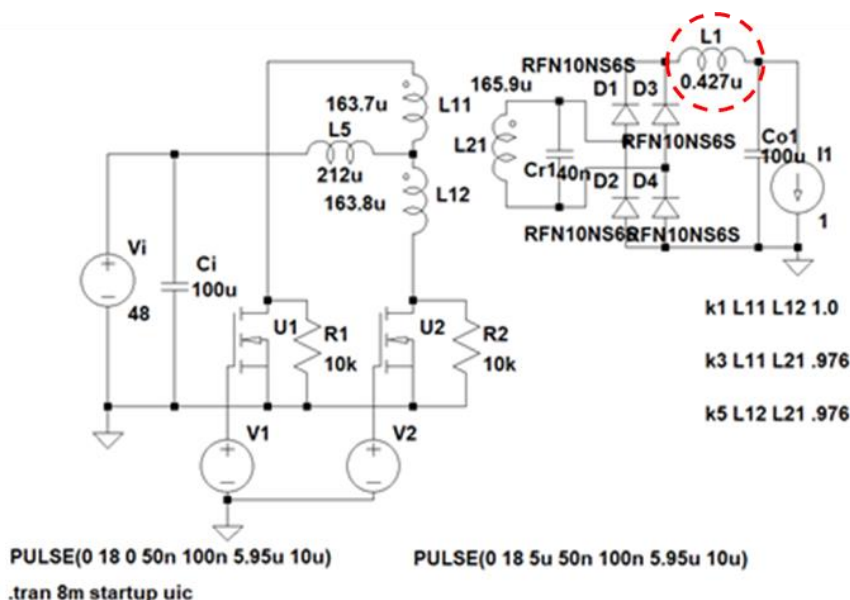


図 4-7 シミュレーションモデル( $2C_r \rightarrow C_r$ )



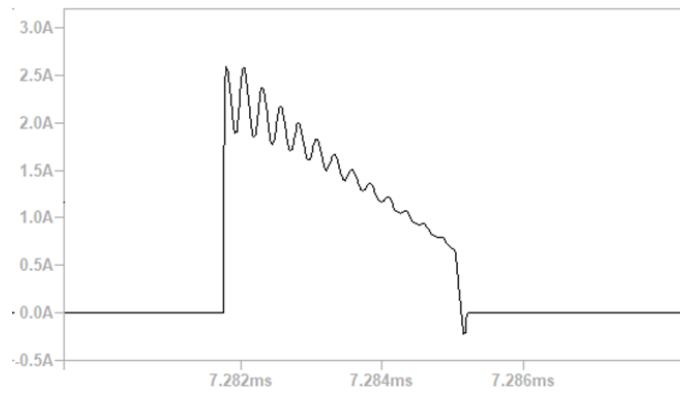


図 4-8 2次側ダイオード電流のシミュレーション波形  
(寄生要素なし,  $f_s=100\text{kHz}$ ,  $I_o=1.0\text{A}$ )

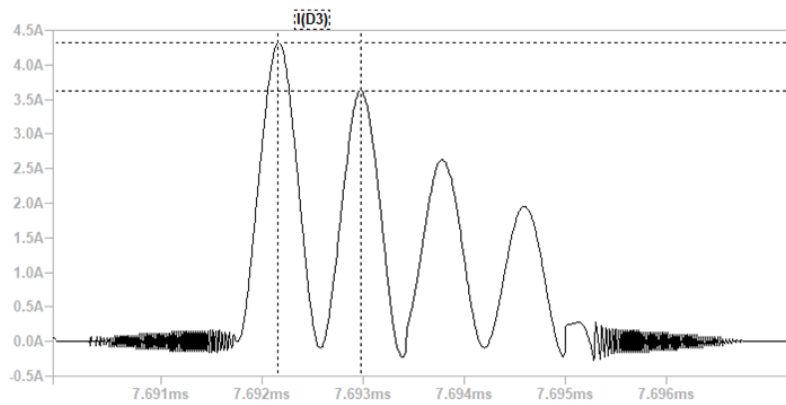


図 4-9 2次側ダイオード電流のシミュレーション波形  
(寄生インダクタンスあり,  $f_s=100\text{kHz}$ ,  $I_o=1.0\text{A}$ )

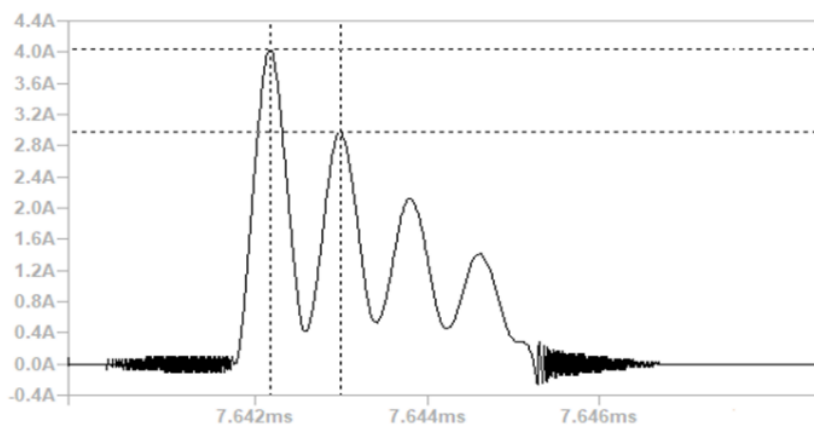


図 4-10 2次側ダイオード電流のシミュレーション波形  
(寄生のインダクタンスと抵抗あり,  $f_s=100\text{kHz}$ ,  $I_o=1.0\text{A}$ )

#### 4.4 解析モデルによる検討

2次側ダイオード電流に振動が生じる状態4(図2-4を参照)における電流の経路を図4-11に示す。図4-11において丸で囲んでいる部分に寄生のインダクタンス及び抵抗が存在するとして解析モデルを構築した。その解析モデルを図4-12に示す。

図4-12に示す解析モデルでは、1次側は電流入力形であるため定電流源 $I_L$ とし、配線のインダクタンス、抵抗及び平滑コンデンサのESL、ESRは $L_p$ 、 $R_p$ に集約している。図4-12に基づいて導いた回路方程式は、3階の微分方程式となるが、 $R_p=0$ の場合は、以下のように解析的に解くことができる。

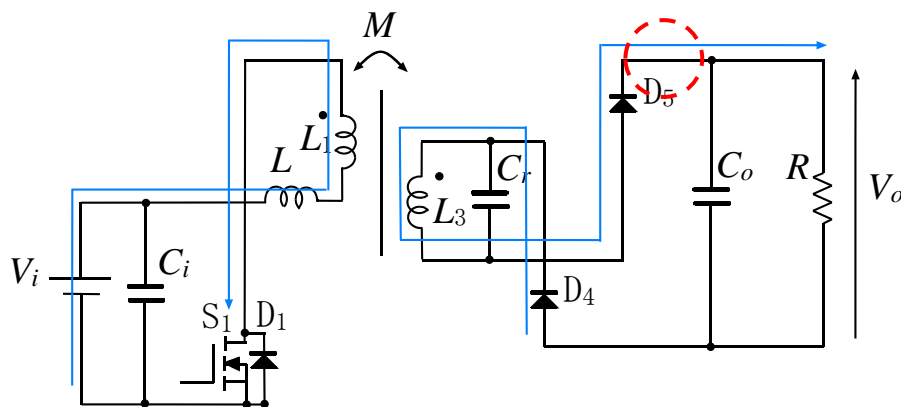


図 4-11 状態 4 の電流経路

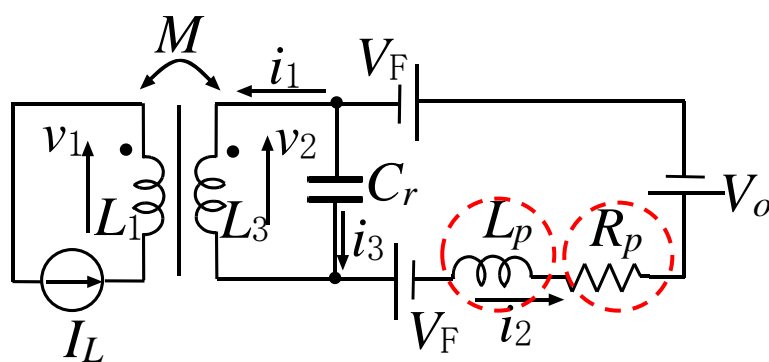


図 4-12 状態 4 の解析モデル

まず、変圧器の枝の特性式より、

$$v_1 = -L_1 \frac{di_L}{dt} + M \frac{di_1}{dt} \quad (4-4)$$

$$v_2 = -M \frac{di_L}{dt} + L_3 \frac{di_1}{dt} \quad (4-5)$$

ここで、

$$\frac{di_L}{dt} = 0 \quad (4-6)$$

であるから、

$$v_1 = M \frac{di_1}{dt} \quad (4-7)$$

$$v_2 = L_3 \frac{di_1}{dt} \quad (4-8)$$

である。また、

$$i_3 = C_r \frac{dv_2}{dt} \quad (4-9)$$

である。

次に、2次側について回路方程式を立てる。

$$L_p \frac{di_2}{dt} + 2V_F + V_o = 0 \quad (4-10)$$

$$i_2 = i_1 + i_3 \quad (4-11)$$

$$L_p C_r \frac{d^2 v_2}{dt^2} + \left(1 + \frac{L_p}{L_3}\right) v_2 + 2V_F + V_o = 0 \quad (4-12)$$

$1 \gg \frac{L_p}{L_3}$  より  $1 + \frac{L_p}{L_3} \approx 1$  と近似し、

$$\lambda = \frac{dv_2}{dt} \quad (4-13)$$

と置くと、

$$L_p C_r \lambda^2 + 1 = 0 \quad (4-14)$$

$$\lambda^2 = -\frac{1}{L_p C_r} \quad (4-15)$$

よって、角周波数は、

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L_p C_r}} \quad (4-16)$$

となり、 $v_2(t)$  を求めると、

$$v_2(t) = A \sin \frac{1}{\sqrt{L_p C_r}} (t - T_3) + B \cos \frac{1}{\sqrt{L_p C_r}} (t - T_3) - (2V_F + V_o) \quad (4-17)$$

となる。ここで  $A$ 、 $B$  は定数である。

式(4-8)、(4-9)、(4-11)より、

$$\frac{di_2}{dt} = \frac{v_2}{L_3} + C_r \frac{d^2 v_2}{dt^2} \quad (4-18)$$

$$\frac{di_2}{dt} = A \left( \frac{1}{L_3} - \frac{1}{L_p} \right) \sin \frac{1}{\sqrt{L_p C_r}} t + B \left( \frac{1}{L_3} - \frac{1}{L_p} \right) \cos \frac{1}{\sqrt{L_p C_r}} t - \frac{(2V_F + V_o)}{L_3} \quad (4-19)$$

$L_3 \gg L_p$  より  $\frac{1}{L_3} - \frac{1}{L_p} \approx -\frac{1}{L_p}$  と近似でき、 $i_2(t)$  は、

$$i_2(t) = \frac{A}{L_p} \sqrt{L_p C_r} \cos \frac{1}{\sqrt{L_p C_r}} (t - T_3) - \frac{B}{L_p} \sqrt{L_p C_r} \sin \frac{1}{\sqrt{L_p C_r}} (t - T_3) - \frac{(2V_F + V_0)}{L_3} (t - T_3) + C \quad (4-20)$$

となる。ここで  $C$  は定数である。

式(4-20)において  $t=T_3$  のとき、

$$i_2(T_3) = \frac{A}{L_p} \sqrt{L_p C_r} + C = 0 \quad (4-21)$$

であり、式(4-21)より、

$$C = -\frac{A}{L_p} \sqrt{L_p C_r} \quad (4-22)$$

となる。式(4-9)に式(4-17)を代入すると、

$$i_3(t) = c_r \left( \frac{A}{\sqrt{L_p C_r}} \cos \frac{1}{\sqrt{L_p C_r}} (t - T_3) - \frac{B}{\sqrt{L_p C_r}} \sin \frac{1}{\sqrt{L_p C_r}} (t - T_3) \right) \quad (4-23)$$

であり、式(4-23)において  $t=T_3$  のとき

$$A = \frac{\sqrt{L_p C_r}}{c_r} i_3(T_3) \quad (4-24)$$

となる。また、

$$i_3(T_3) = -i_1(T_3) \quad (4-25)$$

$$B = 0 \quad (4-26)$$

であり、式(4-20)、(4-22)、(4-24)、(4-26)より、

$$i_2(t) = -i_1(T_3) \cos \frac{1}{\sqrt{L_p C_r}} (t - T_3) - \frac{(2V_F + V_0)}{L_3} (t - T_3) + i_1(T_3) \quad (4-27)$$

となる。

式(4-27)に基づくプロット波形を図 4-13 に示す。図 4-13 と図 4-3 に示す実験波形を比較すると、減衰率を除き良く一致しており、解析結果の妥当性を確認できる。

2次側ダイオード電流  $i_2$  を表す式(4-27)より、 $L_p$ 、 $C_r$  により寄生振動の周期  $T$  が決まること、振幅は状態 3 における電流の最終値  $-i_1(T_3)$  により決まることが分かる。また、今回の式の導出において、寄生の抵抗  $R_p$  を無視しているため、減衰率の再現はできていない。

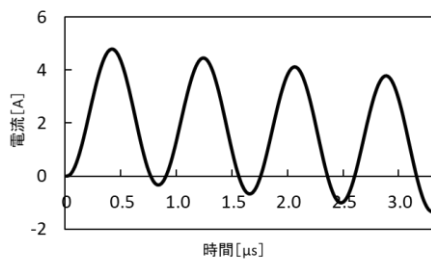


図 4-13 式(4-27)に基づくプロット波形

## 第5章 寄生振動の対策

本章では、寄生振動の対策として、実装上の工夫による寄生のインダクタンスの低減及び最適なインダクタンスについて検討を行った。

### 5.1 実装による寄生インダクタンスの低減

前章において、寄生振動の周期  $T$  は寄生インダクタンス  $L_p$ 、共振コンデンサ  $C_r$  によって決まることが示された。そこで、まず実装上の工夫により  $L_p$  を低減することを試みた。図 5-1 に寄生振動に影響する電流の経路を示すが、具体的には、この経路を短くし、配線の  $L_p$  を減らすことを行った。

図 5-2 に配線の長さ約 400[mm]における 2 次側ダイオード電流の波形を、図 5-3 に配線の長さを約 150[mm]とした場合の波形を示す。図 5-2 及び図 5-3 の波形から式(4-1)を用いて  $L_p$  の値を推定すると、図 5-2 の場合は 0.427[ $\mu\text{H}$ ]であったのに対し、図 5-3 の場合では 0.152[ $\mu\text{H}$ ]となった。実装上の工夫により、寄生のインダクタンス  $L_p$  を 0.275[ $\mu\text{H}$ ]低減できたことになる。その結果、寄生振動の周期は短くなり、減衰率が上がったため、振動は目立たなくなり、ピーク値は 0.2[A]程度低減された。しかし、コンバータの電力効率に関しては、大きな変化は見られなかった。

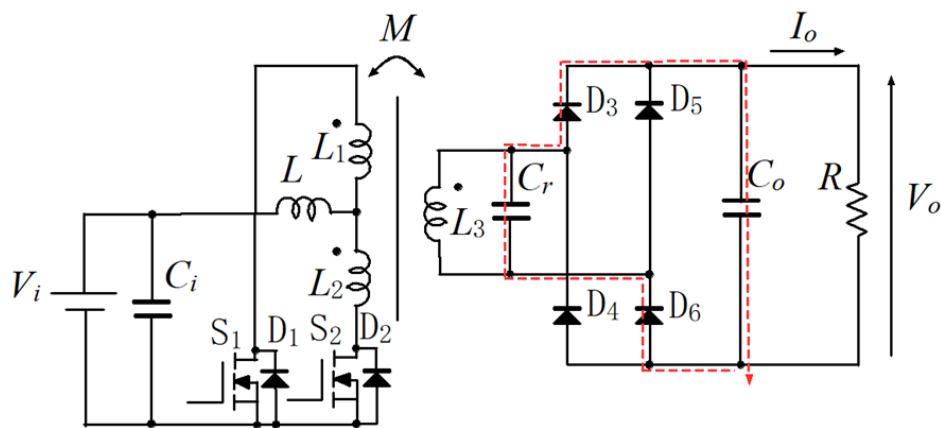


図 5-1 寄生振動に影響する電流経路

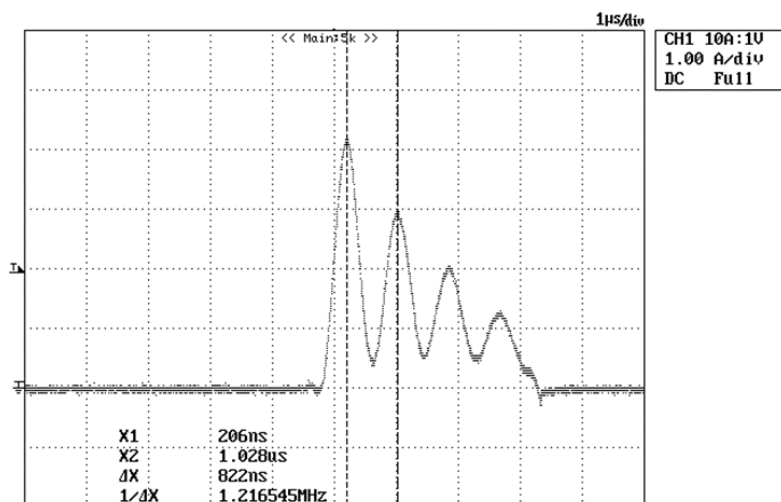


図 5-2 2次側ダイオード電流の波形(配線の長さ 400[mm])  
 $(f_s=100[\text{kHz}], I_o=1[\text{A}])$

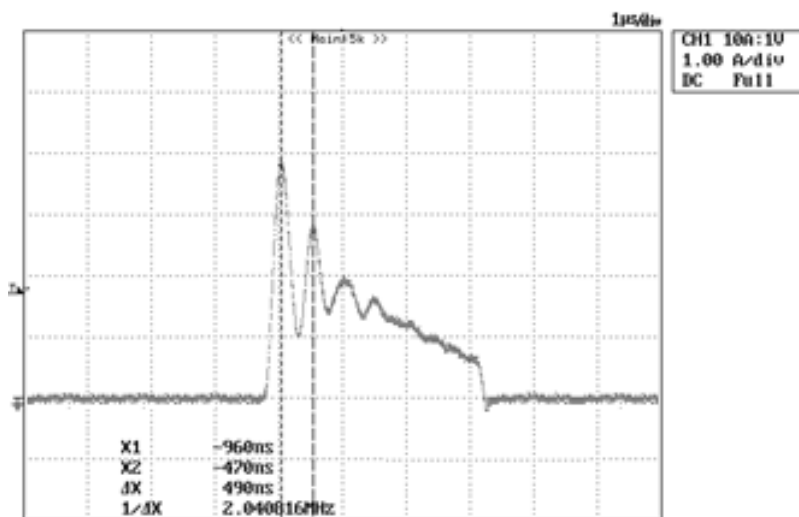


図 5-3 2次側ダイオード電流の波形(配線の長さ 150[mm])  
 $(f_s=100[\text{kHz}], I_o=1[\text{A}])$

## 5.2 最適な寄生インダクタンス値の検討

次に、図 5-1 に示す寄生振動に影響する電流経路上に、部品としてインダクタンス  $L'$  を付加することで、寄生振動の周期を長くし、寄生振動のピーク値を低減することを試みた。図 5-4 に部品として  $L'$  を付加した電流共振全波形プッシュプルコンバータの回路図を示す。

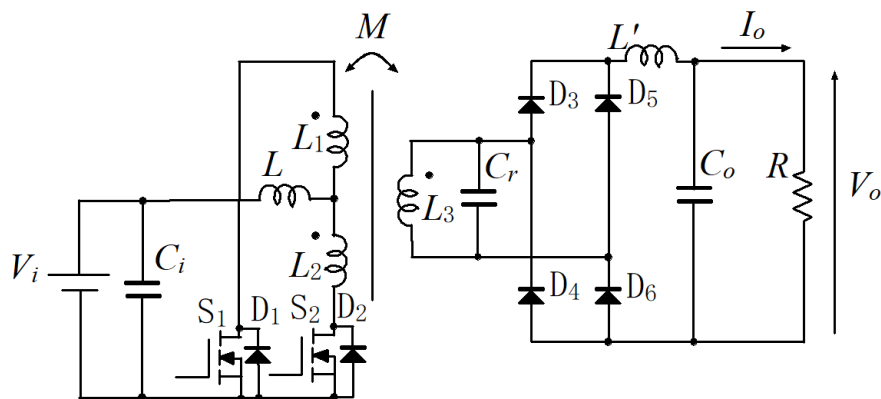


図 5-4 部品として  $L'$  を付加した回路

### 5.2.1 計算によるインダクタンス値の決定

寄生振動の理想的な波形として、図 5-5 に 1/4 周期だけ現れる寄生振動の概形を点線で示す。図 5-5 に示すように、電流の流れる期間は  $3.4[\mu\text{s}]$  であることを考慮し、理想的な波形が得られるよう以下の計算により  $L'$  を求めた。

$$T = 2\pi\sqrt{L'C_r} \quad (5-1)$$

$$3.4 \times 10^{-6} \times 4 = 2\pi\sqrt{L' \times 40 \times 10^{-9}} \quad (5-2)$$

$$L' = 117[\mu\text{H}] \quad (5-3)$$

式(5-3)より  $L'$  は  $117[\mu\text{H}]$  と求まった。

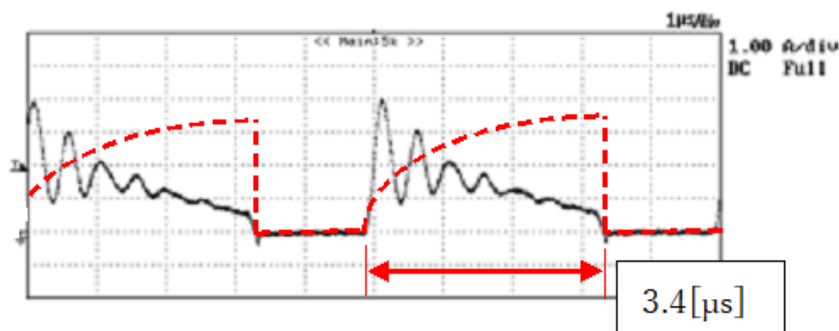


図 5-5 1/4 周期の寄生振動の理想的な概形

インダクタンス  $L'$ として、 $117[\mu\text{H}]$ に近い  $105[\mu\text{H}]$ の既製部品を付加して実験を行った。図 5-6 に 2 次側ダイオード電流の波形を示す。図 5-6 より、スイッチング時に、スパイクの発生が見られた。原因として、整流ダイオードの逆回復特性が影響していると考えられる。

また、図 5-7 に 1 次側スイッチの波形を、図 5-8 に負荷特性の測定結果を、図 5-9 に負荷特性測定時の効率を示す。図 5-7 より  $L'(105[\mu\text{H}])$ を取り付けることで、ドレイン-ソース間電圧波形が大きく変化しており動作自体が変わったと考えられる。図 5-8、図 5-9 について、2 次側に  $L'$ を付加することで、出力回路が降圧形に近づくため、出力電圧が低下している。一方、効率に関しては、大きな変化は見られなかった。



図 5-6  $L' = 105[\mu\text{H}]$ のときの 2 次側ダイオード電流の波形

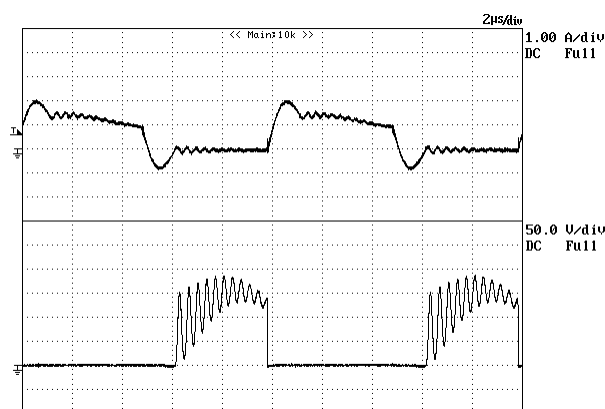


図 5-7  $L' = 105[\mu\text{H}]$ のときの 1 次側スイッチの波形( $f_s=100[\text{kHz}]$ ,  $I_o=1[\text{A}]$ )

(上：ドレイン電流 下：ドレイン-ソース間電圧)



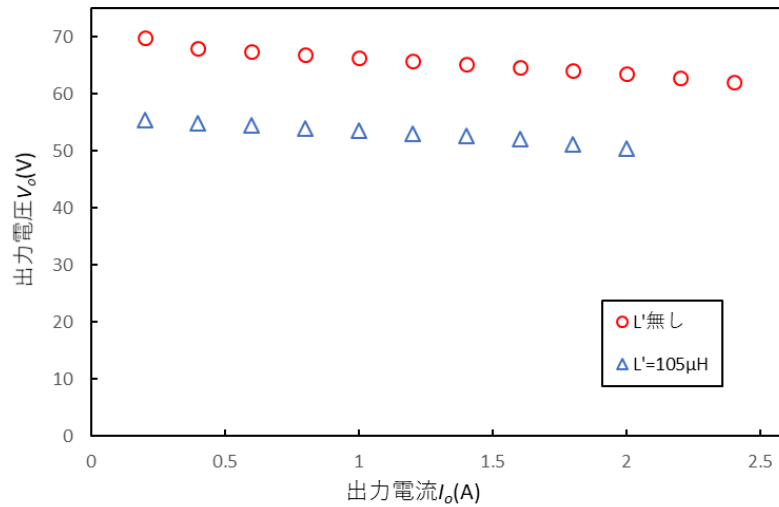


図 5-8  $L' = 105[\mu\text{H}]$ の有無による負荷特性の変化( $f_s=100[\text{kHz}]$ 一定)

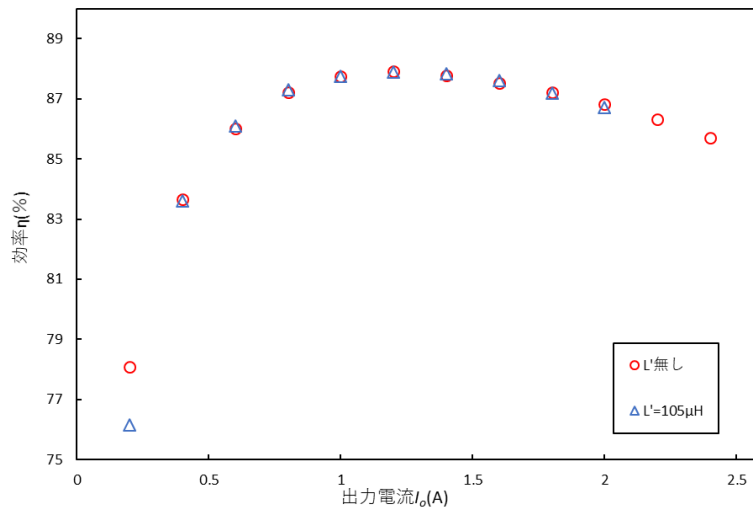


図 5-9  $L' = 105[\mu\text{H}]$ の有無による効率の変化( $f_s=100[\text{kHz}]$ 一定)

## 5.2.2 シミュレーションによるインダクタンス値の決定

寄生振動のピーク値が小さくなるよう、シミュレーションにより、インダクタンス  $L'$  の値を決定する。試行錯誤の結果、 $L'=20[\mu\text{H}]$  の時が、最も寄生振動のピーク値が小さかった。図 5-10 にシミュレーション回路を、図 5-11 に  $L'=20[\mu\text{H}]$  のときのシミュレーション波形を示す。

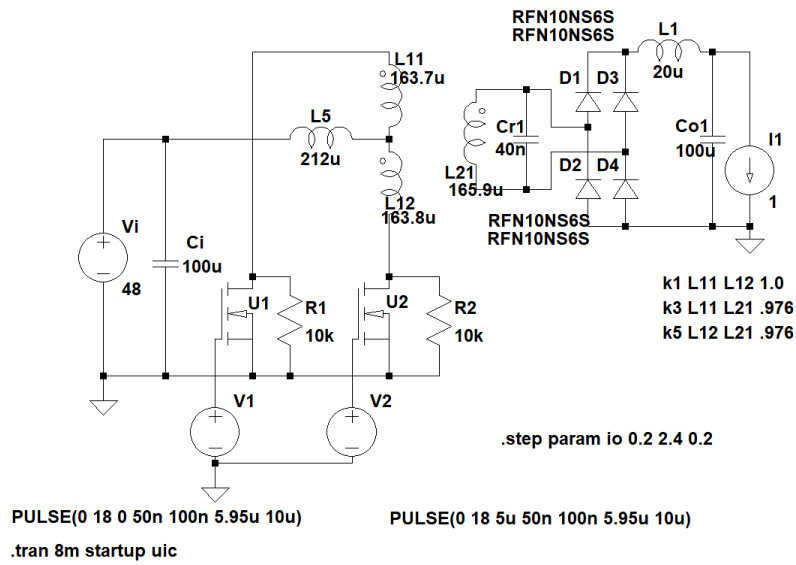


図 5-10  $L'=20[\mu\text{H}]$ のときのシミュレーション回路

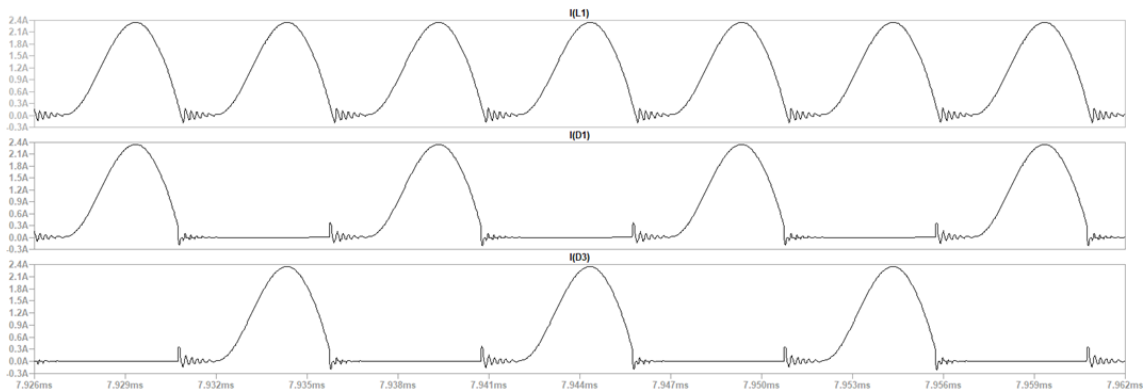


図 5-11  $L' = 20[\mu\text{H}]$ のときのシミュレーション結果  
(上 :  $L_1$  電流 中 :  $D_1$  電流 下 :  $D_2$  電流)

次に、実際の回路に  $20[\mu\text{H}]$ に近い  $18.3[\mu\text{H}]$ の  $L'$ を付加し、波形の観測を行った。図 5-12 に、 $L' = 18.3[\mu\text{H}]$ のときの 2 次側ダイオード電流波形を、図 5-13 に 1 次側スイッチの波形を示す。図 5-12 より、電流のピーク値は  $2.2[\text{A}]$ 程度であった。 $L'$ を付加する前の回路の電流波形(図 4-3 参照)では  $4.2[\text{A}]$ 程度あり、約  $2[\text{A}]$ の低減ができたことになる。また、図 5-13 より、 $L' = 18.3[\mu\text{H}]$ を付加することで、1 次側スイッチのドレイン-ソース間電圧波形が変化し、コンバータの動作が変わっていることが分かる。

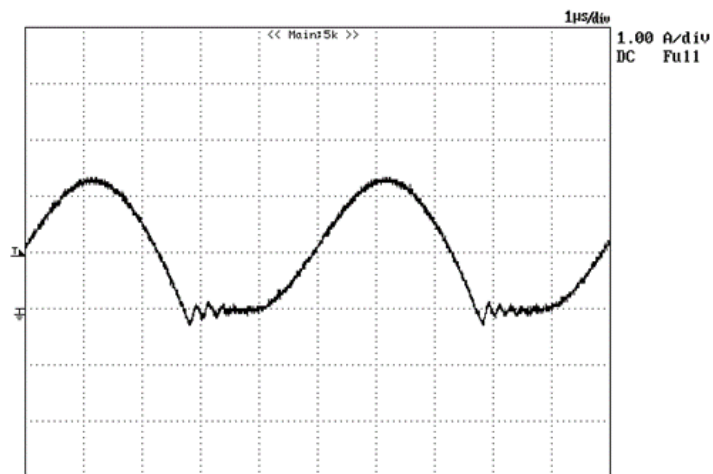


図 5-12  $L_p = 18.3[\mu\text{H}]$ のときの 2 次側ダイオード電流波形 ( $f_s=100[\text{kHz}], I_o=1[\text{A}]$ )

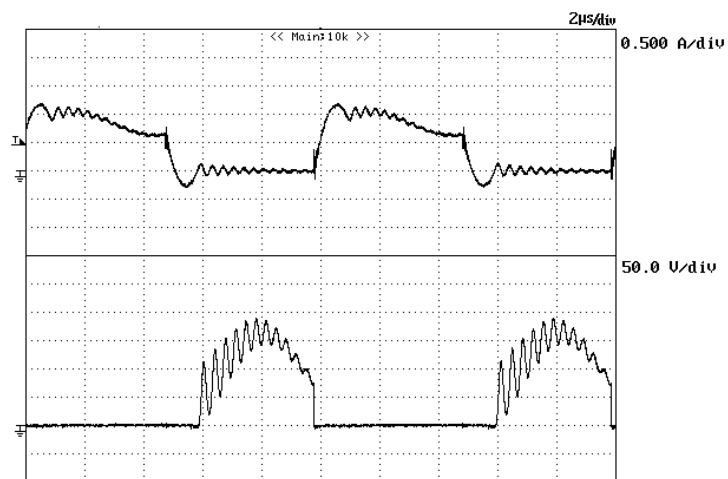


図 5-13  $L_p = 18.3[\mu\text{H}]$ のときの 1 次側スイッチ波形 ( $f_s=100[\text{kHz}], I_o=0.6[\text{A}]$ )

(上：ドレイン電流 下：ドレイン-ソース間電圧)

次に、インダクタンス  $L'$  の有無が負荷特性に与える変化を図 5-14 に、効率に与える変化を図 5-15 に示す。

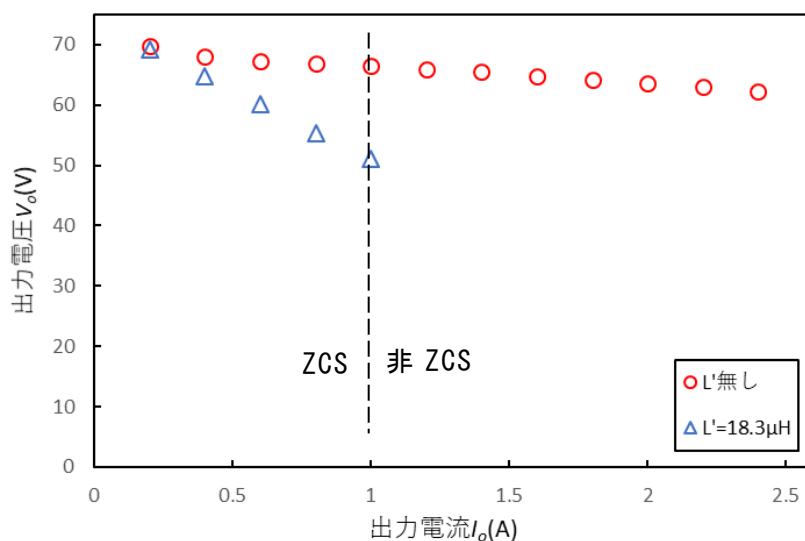


図 5-14  $L' = 18.3[\mu\text{H}]$ の有無による負荷特性の変化( $f_s=100[\text{kHz}]$ 一定)

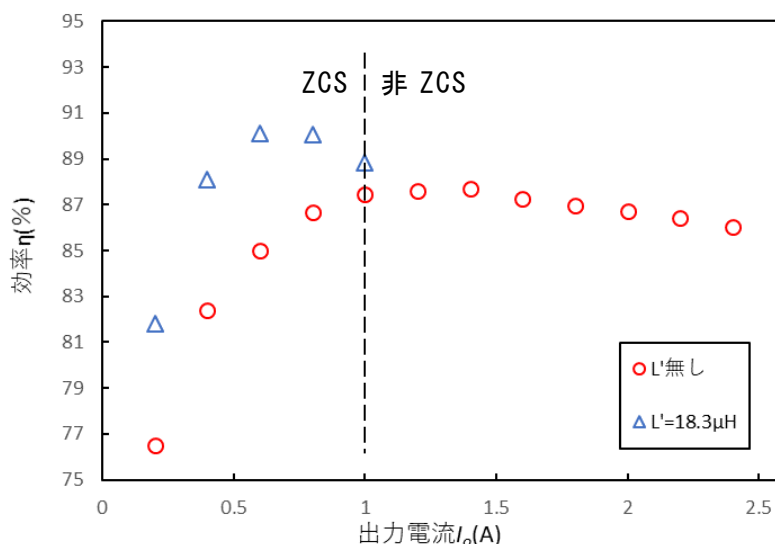


図 5-15  $L' = 18.3[\mu\text{H}]$ の有無による効率の変化( $f_s=100[\text{kHz}]$ 一定)

図 5-14、図 5-15 より、 $L' = 18.3[\mu\text{H}]$ を付加することで、出力電流の増減による出力電圧の変化が大きくなり、出力インピーダンスが増大したことが分かる。また、ZCS領域の上限が  $1[\text{A}]$ となり、大幅に狭まったが、効率に関しては、 $L' = 18.3[\mu\text{H}]$ を付加することで数%向上したことが分かる。

さらに、インダクタンス  $L'$ の有無が周波数制御特性に与える変化を図 5-16 に、効率に与える変化を図 5-17 に示す。

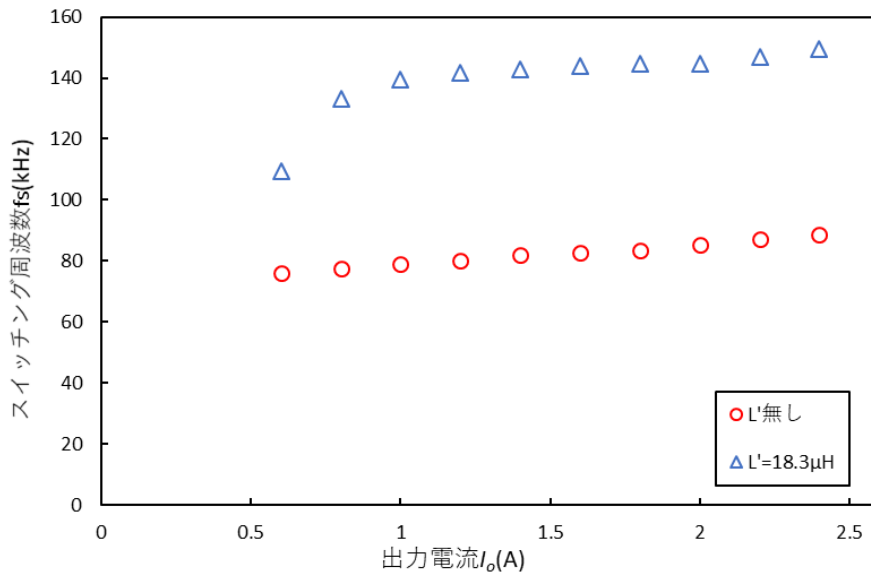


図 5-16  $L' = 18.3[\mu\text{H}]$ の有無による周波数制御特性の変化( $V_o=60[\text{V}]$ 一定)

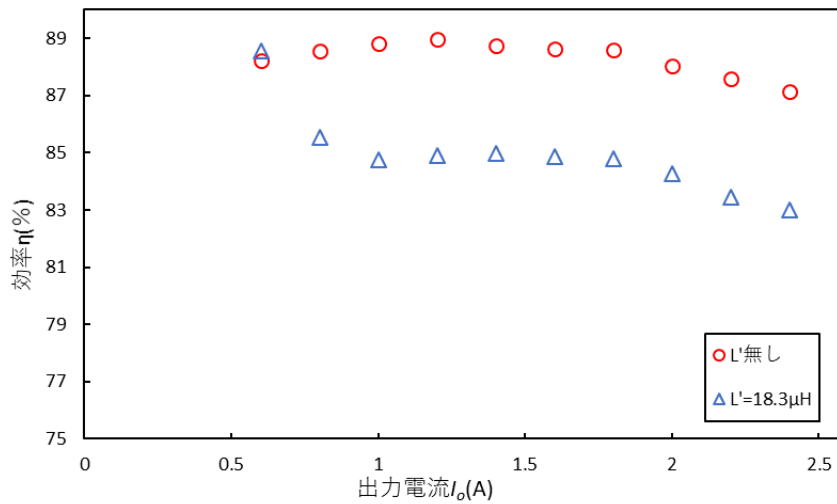


図 5-17  $L' = 18.3[\mu\text{H}]$ の有無による効率の変化( $V_o=60[\text{V}]$ 一定)

図 5-16、図 5-17 より、 $V_o=60[\text{V}]$ 一定という条件において、 $L' = 18.3[\mu\text{H}]$ を付加すると、スイッチング周波数は  $40[\text{kHz}]$ 程度上昇することが分かる。これは、スイッチング損失に加えて、鉄損や銅損といったスイッチング周波数に依存する損失の増大を意味し、そのため効率が  $5[\%]$ 程度低下したと考えられる。

## 第 6 章 結論

本研究では、電流共振全波形プッシュプルコンバータの寄生振動について、実験、シミュレーション及び解析を通じて定量的に調べ、その発生機構を明らかにし、対策について検討した。

本研究の議論は以下のようにまとめられる。

- (1) 電流共振全波形プッシュプルコンバータの 2 次側ダイオード電流における寄生振動の発生機構を、実験とシミュレーションの両面から検討した。その結果、共振コンデンサの容量、配線やコンデンサの寄生のインダクタンス及び抵抗が 2 次側ダイオード電流の寄生振動に影響していることが分かった。
- (2) 配線、コンデンサの寄生成分を考慮した解析モデルを構築し、2 次側ダイオード電流の解析解を近似的に導出した。その結果、寄生振動の周期、振幅を決定する要素は共振コンデンサの容量、寄生のインダクタンス、抵抗及び状態 3 における電流の最終値であることが分かった。
- (3) 寄生振動の対策として、寄生のインダクタンスの低減及び最適なインダクタンスの検討を行った。その結果、20[ $\mu\text{H}$ ]程度の  $L$  を付加することで、2 次側ダイオード電流の寄生振動のピークは低減できるものの、コンバータの特性が大きく変化することが分かった。

今後の課題としては、20[ $\mu\text{H}$ ]程度の  $L$  を付加することで変化したコンバータ特性について、実験及びシミュレーションにより詳細に調べることが挙げられる。

## 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、また、副査の山本吉朗教授、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院生の奥さんに感謝致します。

## 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] Rei-Yi Chen, Tsorng-Juu Liang, and Jiann-Fuh, “Study and Implementation of a Current-Fed Full-Bridge Boost Dc-DC Converter with Zero-Current Switching for High-voltage Applications”, IEEE Trans. Ind. Appl., vol.44, no.4, pp.1218—1226, Jul./Aug. 2008.
- [3] K. Radha Sree, Akshay Kumar Rathore, “Impulse Commutated Zero-Current Switching Current-Fed Push-Pull Converter: Analysis, Design, and Experimental Results”, IEEE Trans. Ind. Electron., vol.62, no. 1, pp.363—370, Jan. 2015.
- [4] 渡辺英夫, 長富富太郎, “電子回路 3”, 森北出版, 東京, 1989 年.
- [5] リニアテクノロジー, “Liner 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.