

電流共振形プッシュプルコンバータ の動作特性解析

2020年3月

奥 雅貴

目 次

第 1 章 序論	1
1.1 研究背景・目的.....	1
1.2 本論文の概要.....	2
1.3 絶縁形コンバータ	3
1.4 共振スイッチ.....	12
1.5 絶縁共振形コンバータ	14
1.6 共振形プッシュプルコンバータ	19
1.7 DC-DC コンバータの解析手法.....	23
1.7.1 状態平均化法	23
1.7.2 拡張状態平均化法	24
第 2 章 電流共振半波形プッシュプルコンバータの定常状態解析	26
2.1 緒言.....	26
2.2 電流共振半波形プッシュプルコンバータ	27
2.3 定常状態における動作解析	29
2.3.1 解析モデルの構築	29
2.3.2 各状態における動作解析	33
2.3.3 状態平均化方程式	37
2.3.4 定常状態.....	38
2.4 実験結果と解析結果の比較	39
2.4.1 測定波形.....	40
2.4.2 内部損失抵抗と順方向電圧	41
2.4.3 励磁電流.....	42
2.4.4 負荷特性.....	43
2.4.5 出力制御時の周波数変化	45
2.5 内部損失抵抗の内訳	47
2.6 結言.....	50
第 3 章 電流共振半波形プッシュプルコンバータのサージ電圧解析	51
3.1 緒言.....	51

3.2	サージ電圧	52
3.2.1	サージ電圧の発生機構	53
3.2.2	サージ電圧解析	54
3.2.3	寄生容量	59
3.2.4	実験結果と解析結果の比較	60
3.2.5	サージ電圧の低減	61
3.3	結言	63
第4章	電流共振全波形プッシュプルコンバータの定常状態解析	64
4.1	緒言	64
4.2	電流共振全波形プッシュプルコンバータ	65
4.3	定常状態における動作解析	67
4.3.1	解析モデルの構築	67
4.3.2	内部損失及び励磁電流を無視した場合の解析結果	70
4.3.3	内部損失のみ考慮した場合の解析結果	71
4.3.4	内部損失及び励磁電流を考慮した場合の解析結果	72
4.4	実験結果と解析結果の比較	72
4.4.1	測定波形	73
4.4.2	内部損失抵抗と順方向電圧	74
4.4.3	励磁電流	75
4.4.4	出力制御時の周波数変化	76
4.5	近似式の導出	78
4.6	結言	80
第5章	電流共振全波形プッシュプルコンバータのサージ電圧解析	81
5.1	緒言	81
5.2	サージ電圧	81
5.2.1	サージ電圧の発生機構	83
5.2.2	サージ電圧解析	84
5.2.3	逆回復電流	88
5.2.4	寄生容量	90
5.2.5	実験結果と解析結果の比較	91

5.2.6	サージ電圧の低減	92
5.3	結言	93
第6章	結論	94
	謝辞	97
	参考文献	98

第 1 章 序論

1.1 研究背景・目的

スイッチング電源内部で電力変換を担っている DC-DC コンバータには小型・軽量・高効率であることが求められている。高いスイッチング周波数で動作を行うことにより小型化及び軽量化の実現が可能となる。一方で、スイッチ素子のターンオン時あるいはターンオフ時における損失(スイッチング損失)や高周波ノイズが増大し、効率が低下してしまうという課題があるが、1980 年代に開発されたソフトスイッチング技術によりこれらを低減することが可能になった[1]。ソフトスイッチング技術の代表例として、共振形コンバータが挙げられる。共振形コンバータは、零電圧スイッチング(ZVS)動作あるいは零電流スイッチング(ZCS)動作を行い、これによりコンバータの高周波動作と高効率化の両立を実現する[1], [2]。

共振形コンバータは絶縁形と非絶縁形に大別されるが、本論文では絶縁共振形コンバータを採り上げる。絶縁共振形コンバータは、絶縁機能だけではなく 1 次側短絡時に 2 次側が保護される(逆もまた同様)、昇降圧比の選択の自由度が高いといった特長を持つ。加えて、変圧器の漏れインダクタンスを共振用インダクタとして活用することができる。本論文では対象のコンバータとして、絶縁共振形の中でも使用する MOSFET の個数が比較的少ない、MOSFET のソースが同一のグラウンドに接続されているためスイッチの駆動回路の設計が容易である、昇圧特性を得易いという理由から電流共振形プッシュプルコンバータ(半波形・全波形)を選択した。

電流共振形プッシュプルコンバータの先行研究[3], [4]について、変圧器の励磁電流を考慮した解析が行われていない、内部損失の評価が不十分、コンバータの特性を記述する状態平均化方程式が得られていないという課題がある。励磁電流はコンバータの諸特性に影響を与えるため[5]、コンバータの動作特性について正確に把握し、設計の精度を高めるには励磁電流を考慮する必要がある。内部損失も同様にコンバータの諸特性に影響を与えるため、解析の精度を高めるためには内部損失の評価を十分に行う必要がある。

電流共振形プッシュプルコンバータを実際に動作させると、1 次側スイッチに高いサージ電圧が発生する。しかし、先行研究[3], [4]ではこのサージ電圧について

の調査が行われていない。スイッチに生じるサージ電圧あるいはスイッチに加わる電圧のピーク値を定量的に知ることは、素子の破損を未然に防止するという上で重要である。

本論文の目的として、電流共振形プッシュプルコンバータの動作特性を記述する状態平均化方程式の導出を行い励磁電流と内部損失が理論値の精度に与える影響を調べること、及び電流共振形プッシュプルコンバータの 1 次側スイッチに生じるサージ電圧について定量的に調べ、その低減を行うことが挙げられる。

1.2 本論文の概要

本論文は 6 章で構成され、内容は以下に示す通りである。

第 1 章では、研究背景・目的、本論文の概要について述べる。いくつかの絶縁共振形コンバータを紹介すると共に、本論文で採り上げる絶縁共振形コンバータの一種である共振形プッシュプルコンバータについて説明する。加えて、DC-DC コンバータの主な解析手法について述べる。

第 2 章では、電流共振半波形プッシュプルコンバータについて、変圧器の励磁電流及び内部損失を考慮した定常状態における動作解析を行い、導いた状態平均化方程式、内部損失の評価方法、励磁電流の算出結果を示す。解析結果の妥当性を確認するために実験を行い、解析結果との比較を行う。加えて、内部損失抵抗の内訳について示す。

第 3 章では、電流共振半波形プッシュプルコンバータの 1 次側スイッチに生じるサージ電圧の発生メカニズムを調べると共に、サージ電圧の解析を行い、実験結果と比較する。RC スナバの付加、SiC-MOSFET の使用によるサージ電圧の低減効果について調べる。

第 4 章では、電流共振全波形プッシュプルコンバータについて、内部損失及び励磁電流を考慮したモデルの導入を順次行い、これら 2 つの要素が理論値の精度に与える影響を調べる。加えて、解析結果を利用して特性を表す近似式を導き、妥当性を確認する。

第 5 章では、電流共振全波形プッシュプルコンバータの 1 次側の MOSFET に生じるサージ電圧の発生メカニズムを調べると共に、サージ電圧の解析を行い、実験結果と比較する。RC スナバの付加によるサージ電圧の低減効果について調べる。

第 6 章では、本論文の結論を述べる。

1.3 絶縁形コンバータ

本節では、基本の絶縁形コンバータについて紹介する。これらは入力と出力の間が変圧器で絶縁されており、主な利点として、感電防止や昇降圧比の拡大などが挙げられる。回路図について、入力側のバイパスコンデンサの表記は省略している。

図 1.1 にフライバックコンバータの回路図を、図 1.2 にフォワードコンバータの回路図を示す[2], [6]。これらは一石式の絶縁形コンバータであり、部品点数が少ないため、小型化・軽量化の実現が容易である、コストが低いという利点がある。

図 1.1 に示すフライバックコンバータでは、スイッチ S がオンの間に 1 次側巻線にエネルギーが蓄えられる。 S がオフになると、ダイオード D がオフからオンに切り替わり、蓄積されたエネルギーは負荷に放出される。この動作は、基本の昇降圧形コンバータと対応している。

図 1.2 に示すフォワードコンバータの動作は、基本の降圧形コンバータと対応している。実際に動作させると、変圧器の励磁電流は片方向にしか流れないため偏磁が起こり、素子の破損をもたらす恐れがある。偏磁とは、変圧器の励磁電流に直流電流が流れていることを指す。

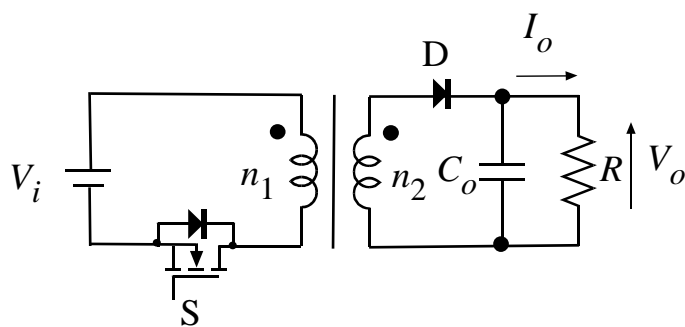


図 1.1 フライバックコンバータ

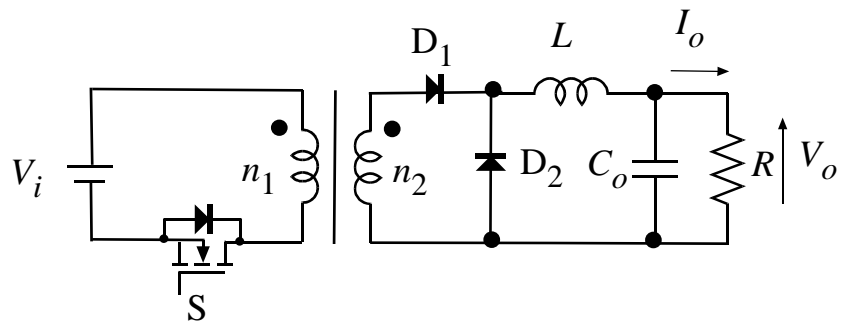


図 1.2 フォワードコンバータ

図 1.3 にリセット巻線を設けたフォワードコンバータの回路図を示す[2]。スイッチ S がオンのとき、1 次側巻線 n_1 に励磁エネルギーが蓄えられる。 S がオフになった直後に、蓄えられた励磁エネルギーはリセット巻線 n_a に移り、補助ダイオード D_a を通って入力電源 V_i に回生される。

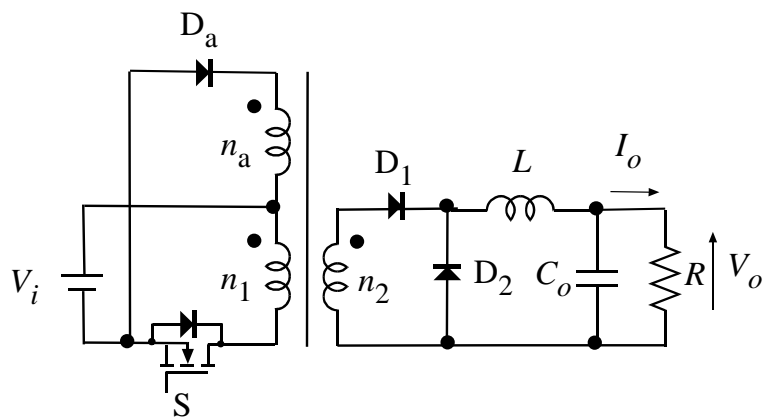


図 1.3 リセット巻線付きフォワードコンバータ

以下に、主な電圧源入力の多石式絶縁形コンバータ(1次側のみ)を示す。図 1.4 はプッシュプル方式、図 1.5 はハーフブリッジ方式、図 1.6 はフルブリッジ方式である[2]。これらのコンバータは、基本の降圧形コンバータの動作と対応している。

図 1.4 のプッシュプル方式(二石式)では、2 個のスイッチのソースと電源の負側が接続されているため、スイッチの駆動回路の設計が比較的容易であるという利点がある。一方で、スイッチ $S_1(S_2)$ に加わる電圧の最大値は入力電圧の 2 倍であるため、耐圧の高い素子を用いる必要がある。

図 1.5 のハーフブリッジ方式(二石式)では、分圧コンデンサが接続されているため、変圧器の偏磁によるコンバータの誤動作や素子の破損を防ぐことができる。変圧器に加わる電圧の最大値は入力電圧の半分であるため、耐圧の低い素子の使用が可能である反面、電力密度(単位体積当たりの出力電力)が低いという欠点もある。

図 1.6 のフルブリッジ方式(四石式)では、スイッチの個数が多くプッシュプル方式やハーフブリッジ方式と比較して駆動は難しいが、変圧器の巻線の数が少ない、変圧器に加わる電圧の最大値は入力電圧と等しい、高耐圧の素子を用いる必要がないという理由から、高電力密度の実現が容易であるという利点がある。

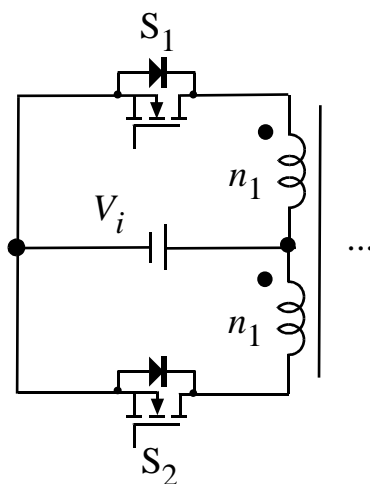


図 1.4 電圧源入力プッシュプル方式

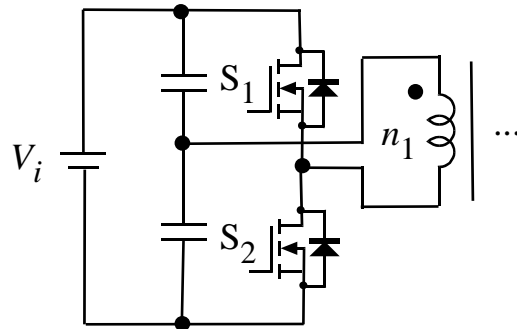


図 1.5 電圧源入力ハーフブリッジ方式

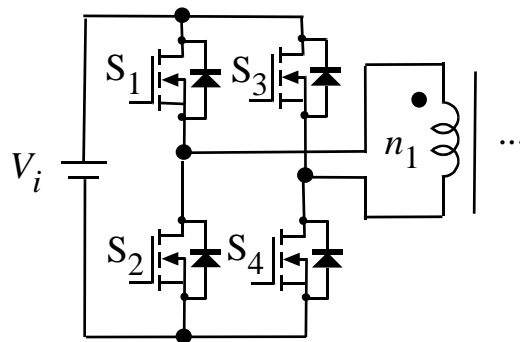


図 1.6 電圧源入力フルブリッジ方式

2 次側の整流回路(電流源出力)を以下に示す。図 1.7 はセンタタップ整流回路、図 1.8 はハーフブリッジ整流回路[4]、図 1.9 はフルブリッジ整流回路である。平滑リアクトル L と出力コンデンサ C_o で LC フィルタを構成する。図 1.4—1.9 より電圧源入力-電流源出力で多石式の絶縁形コンバータの 1 次-2 次の組み合わせは 9 通り存在する。

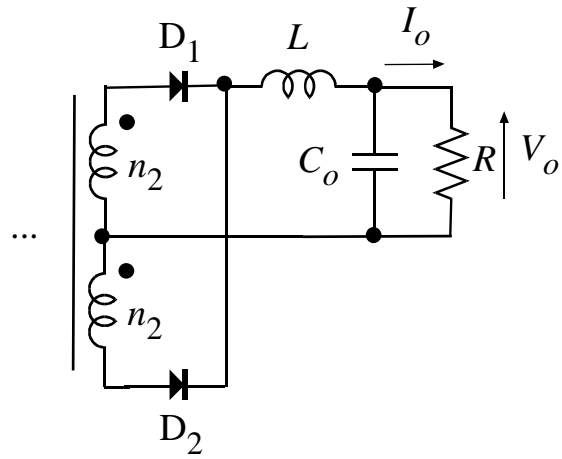


図 1.7 電流源出力センタタップ整流回路

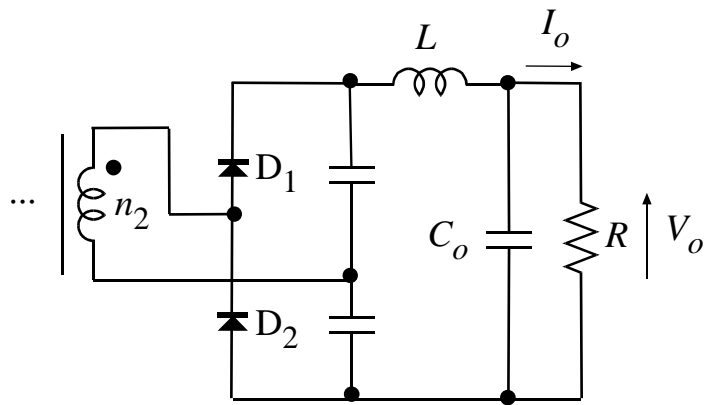


図 1.8 電流源出力ハーフブリッジ整流回路

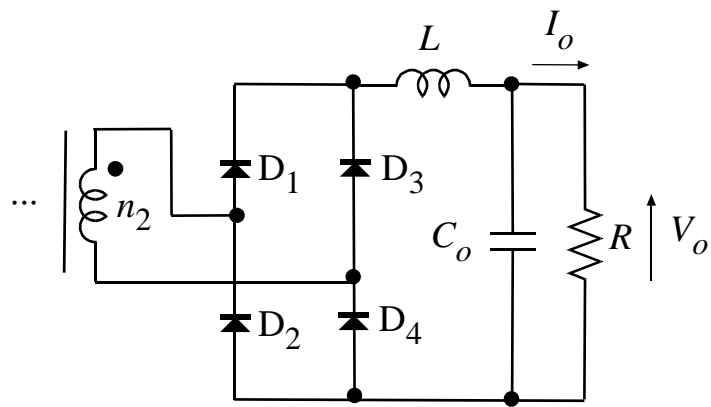
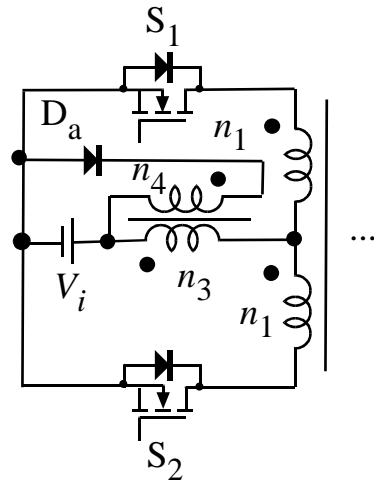


図 1.9 電流源出力フルブリッジ整流回路

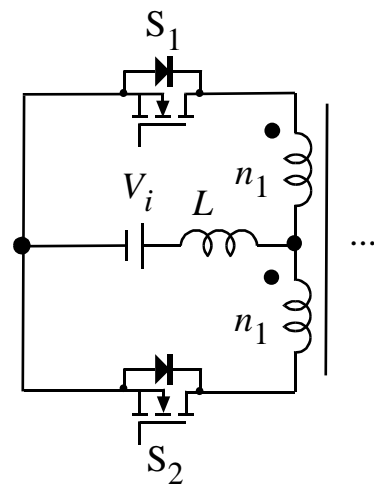
次に、主な電流源入力の多石式の絶縁形コンバータ(1次側のみ)を示す。図 1.10 はプッシュプル方式、図 1.11 はフルブリッジ方式である。図 1.10(a) [2], [7]及び図 1.11(a) [7]はエネルギー回生形である。図 1.10(b) [2]及び図 1.11(b) [7]は非エネルギー回生形であり、動作は基本の昇圧形コンバータに対応している。2次側は、図 1.7あるいは図 1.8、図 1.9の平滑リアクトル L を取り除いた電圧源出力回路である。

図 1.10(a)について、一方のスイッチがオンのとき、巻線 n_3 にエネルギーが蓄えられる。両方のスイッチがオフのとき、すなわちデッドタイムでは、蓄えられたエネルギーは巻線 n_4 に移り、ダイオード D_a を通過して入力電源 V_i に回生される。図 1.11(a)では、 $S_1, S_4(S_2, S_3)$ のスイッチペアがオンのとき、 n_3 にエネルギーが蓄えられ、全てのスイッチがオフのとき、蓄えられたエネルギーが電源に回生される。

図 1.10(b)について、両方のスイッチがオンのとき、リアクトル L にエネルギーが蓄えられる。一方のスイッチがオフのとき、蓄えられたエネルギーは放出され負荷に電力を供給する。図 1.11(b)では、 S_1 と S_4 、 S_2 と S_3 はそれぞれ同時にオン・オフする。全てのスイッチがオンのとき、 L にエネルギーが蓄えられ、 $S_1, S_4(S_2, S_3)$ のスイッチペアがオフのとき、蓄えられたエネルギーが放出される。

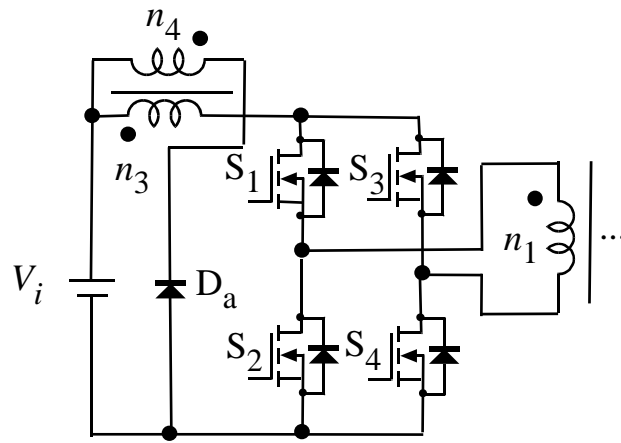


(a)

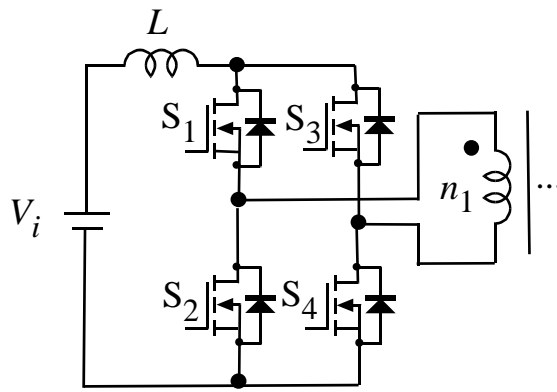


(b)

図 1.10 電流源入力プッシュプル方式



(a)



(b)

図 1.11 電流源入力フルブリッジ方式

絶縁形コンバータの出力容量と電圧変換率 M (内部損失は無視)について表 1.1 に示す[8], [9]。 D はスイッチの時比率、 $D'(=1-D)$ はスイッチのオフ時比率、 $n(=n_1/n_2)$ は1次-2次巻線間の巻数比、 $n_L(=n_3/n_4)$ は図 1.10(a)及び図 1.11(a)のリセット巻線付きリアクトルの巻数比である。

表 1.1 絶縁形コンバータの出力容量と電圧変換率

回路方式	出力容量	電圧変換率
フライバック	数十 W 以下	nD/D'
フォワード	数十-1.5kW 程度	nD
プッシュプル (電圧源入力形)	数百-数 kW 程度	nD
プッシュプル (電流源入力回生形)		$n(D - n_L D')$
プッシュプル (電流源入力非回生形)		n/D'
ハーフブリッジ (電圧源入力形)		$nD/2$
フルブリッジ (電圧源入力形)		nD
フルブリッジ (電流源入力回生形)		$n(D - n_L D')$
フルブリッジ (電流源入力非回生形)		n/D'

1.4 共振スイッチ

本節では、共振スイッチについて説明する。DC-DC コンバータのスイッチに LC 共振回路を組み合わせ、共振スイッチを構成することにより、PWM コンバータを共振形コンバータにすることができる。共振形コンバータは、電圧あるいは電流の波形を正弦波の一部にする。これによりスイッチング損失を低減することができる。

図 1.12 に電圧共振半波形スイッチの回路図を、図 1.13 に電圧共振全波形スイッチの回路図を、図 1.14 に電流共振半波形スイッチの回路図を、図 1.15 に電流共振全波形スイッチの回路図を、それぞれ電圧及び電流の波形の概形と併せて示す[1], [2], [10]。図 1.12 及び図 1.13 はスイッチ電圧 v_s が零になった直後にスイッチがオンに転じる。これを零電圧スイッチング (ZVS) 動作という。図 1.14 及び図 1.15 はスイッチに流れる電流 i_s が零になった直後にスイッチがオフに転じる。これを零電流スイッチング (ZCS) 動作という。図 1.13 及び図 1.14 はスイッチ S と直列にダイオードが接続されているため、ボディダイオードは導通せず $i_s \geq 0$ になる。また、図 1.12 と図 1.14、図 1.13 と図 1.15 はそれぞれ双対関係にある。

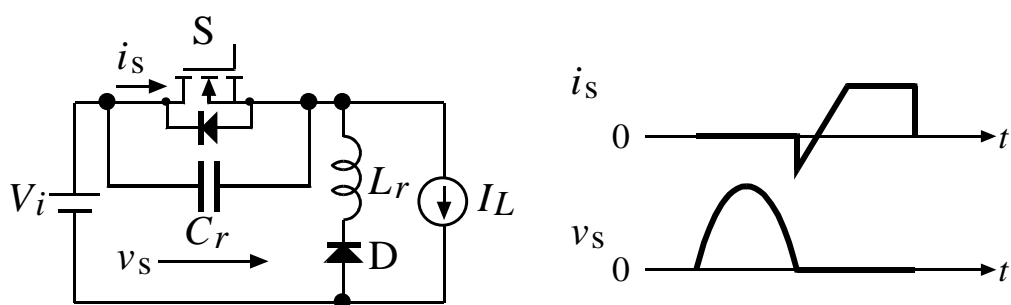


図 1.12 電圧共振半波形スイッチ

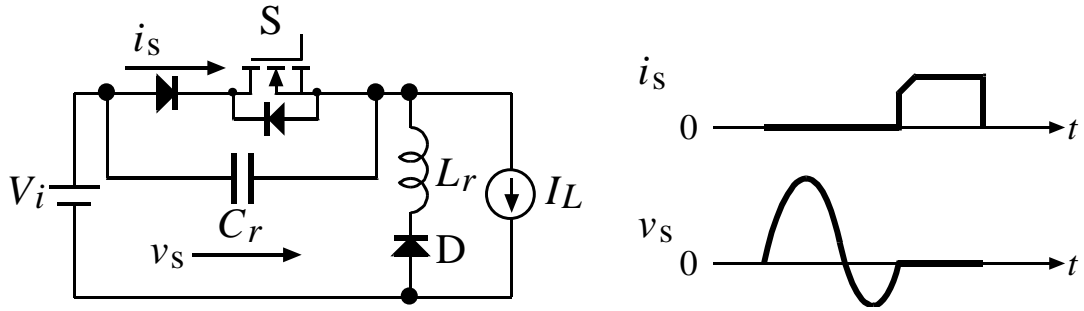


図 1.13 電圧共振全波形スイッチ

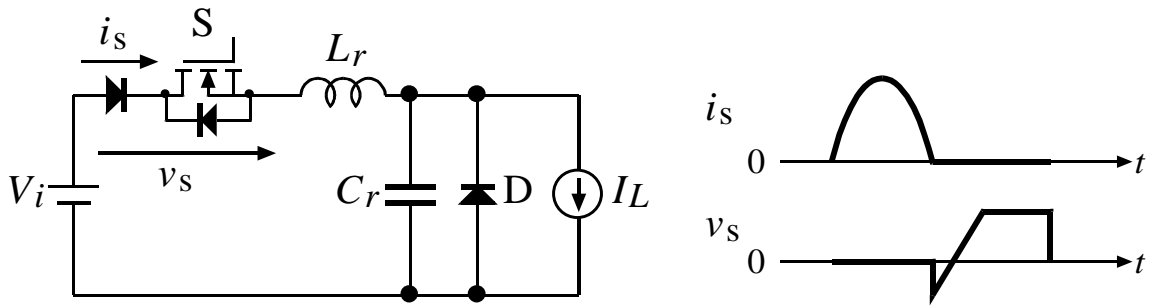


図 1.14 電流共振半波形スイッチ

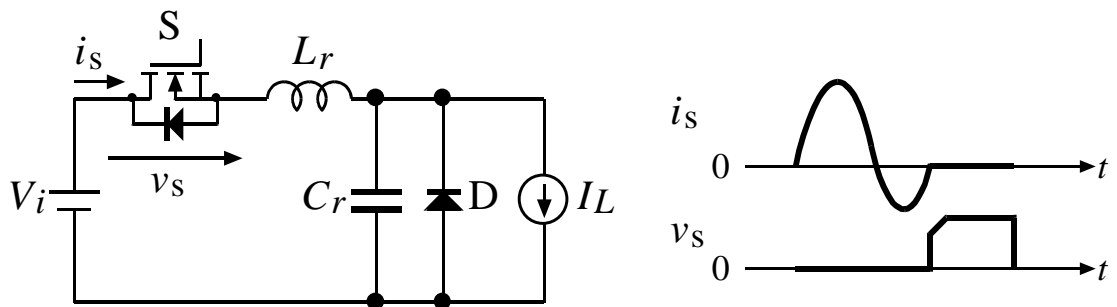


図 1.15 電流共振全波形スイッチ

1.5 絶縁共振形コンバータ

本節では、いくつかの絶縁共振形コンバータについて紹介する。本論文で採り上げる共振形プッシュプルコンバータについては次節で述べる。

図 1.16 にアクティブクランプ方式フォワードコンバータの回路図を示す[8]。アクティブクランプ方式は、能動素子(トランジスタ)やクランプコンデンサ、スイッチの寄生容量を用いてソフトスイッチングを実現する。スイッチスナバとも呼ばれる。スイッチ S の電圧波形の立ち上がり立ち下がりのみ共振動作(部分共振)を行うため、スイッチ素子のストレスを低減することができる。また、変圧器の励磁エネルギーは、スイッチ S がオフになった直後に補助スイッチ S_a とクランプコンデンサ C によってリセットされるので、リセット巻線は不要である。

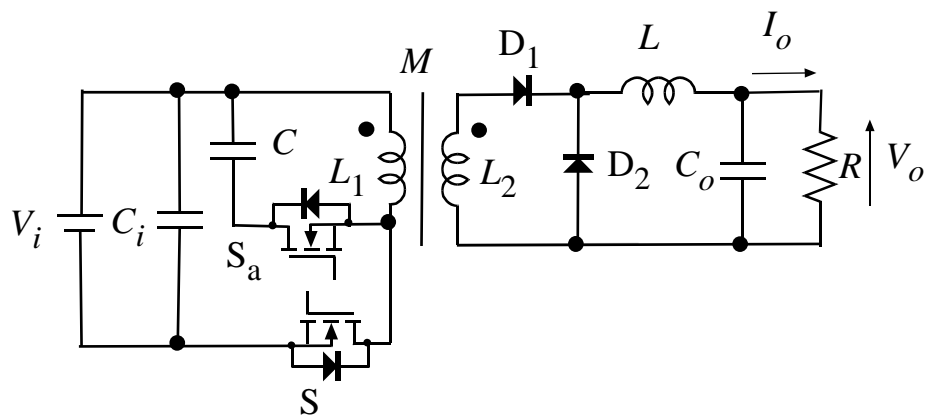


図 1.16 アクティブクランプ方式フォワードコンバータ

図 1.17 に位相制御(フェーズシフト)方式フルブリッジコンバータの回路図を、図 1.18 に同コンバータのスイッチ駆動波形を示す[11], [12]。回路構成は基本のフルブリッジコンバータと同じであり、応用例として電気自動車の車載用充電器などの大電力用機器が挙げられる[13], [14]。全てのスイッチの時比率が 50%であり、スイッチ S_1 と S_4 (S_2 と S_3)に位相差 θ を設けて動作させることで出力電圧を調整することができる。MOSFET の寄生容量と変圧器の漏れインダクタンスで共振動作(ZVS 動作)を行うため共振用のコンデンサやインダクタの外付けが不要である。

最近では図 1.17 のコンバータの 2 次側を同期整流器に置き換え、平滑リアクトル L を除去した DAB(Dual active bridge)コンバータがよく用いられている[8]。図 1.19 にその回路図を示す。図 1.19 の回路は双方向であり、電源と負荷を入れ替えた動作が可能である。図 1.17 のコンバータを実際に動作させると、2 次側ダイオードの逆回復特性やリアクトル L の影響によりサージ電圧が発生する[15]。図 1.19 では L が除去されているため、サージ電圧を抑制及び回路のさらなる小型化が実現できる。一方で、高周波ノイズの対策が必要になる。

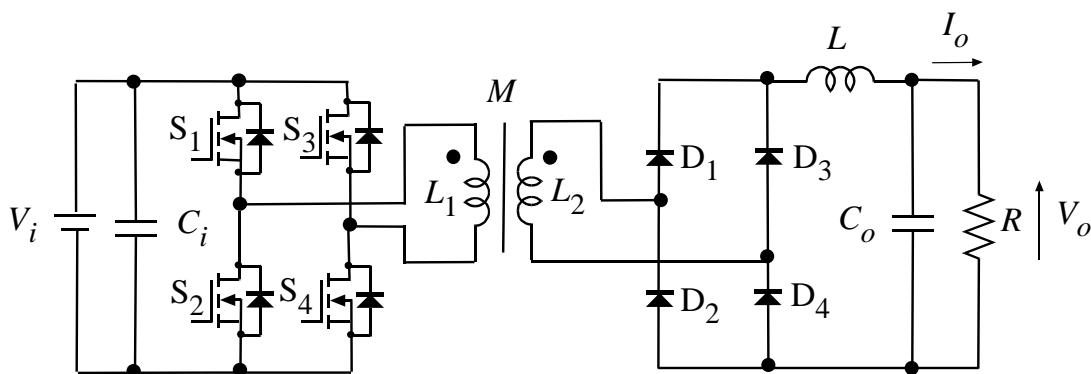


図 1.17 位相制御方式フルブリッジコンバータ

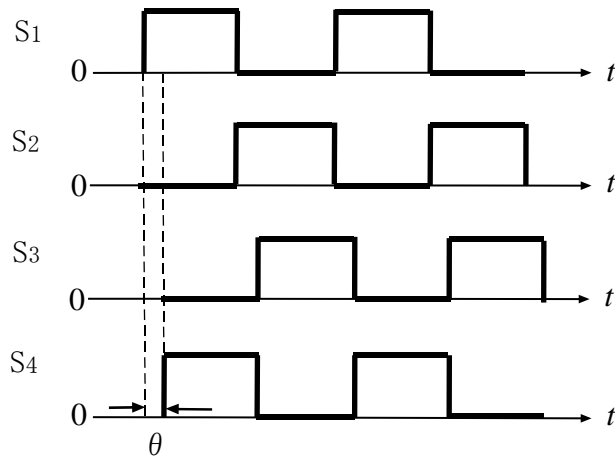


図 1.18 位相制御方式フルブリッジコンバータのスイッチ駆動波形

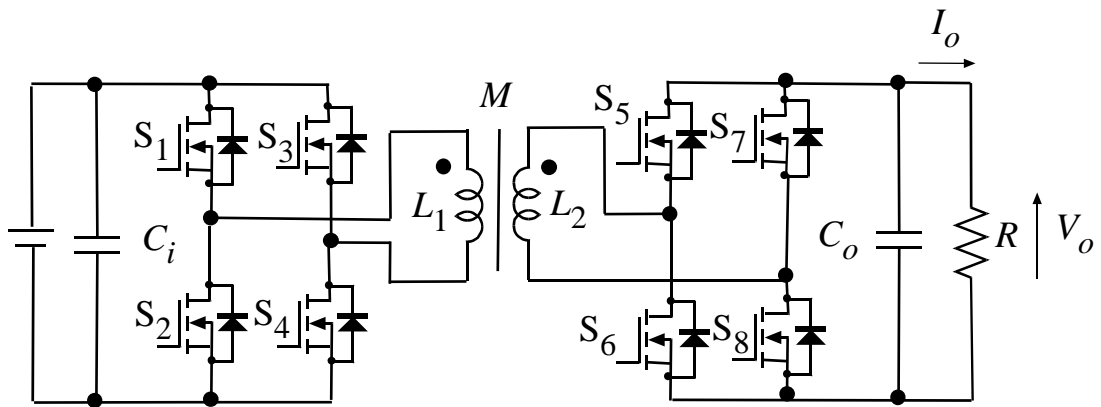


図 1.19 DAB コンバータ

図 1.20 に LLC コンバータの回路図を示す[16], [17], [18]。このコンバータは、励磁インダクタンス L_M と漏れインダクタンス L_r 、共振用コンデンサ C_r によって共振動作が行われる。漏れインダクタンスに加え、スイッチ S_1, S_2 に並列に入る寄生容量やボディダイオードといった寄生素子を回路部品として活用することができる。動作条件を満たせば、ZCS 動作と ZVS 動作の両立すなわち、複共振動作が可能となり非常に高い電力効率を実現することができる。絶縁共振形コンバータの中では比較的部品点数が少ないという利点もある。以上の理由から、近年では LLC コンバータの研究・開発が盛んに行われており、ワイヤレス給電などの小電力用機器[19]から電気自動車の車載用充電器などの大電力用機器[20]まで幅広く用いられている。

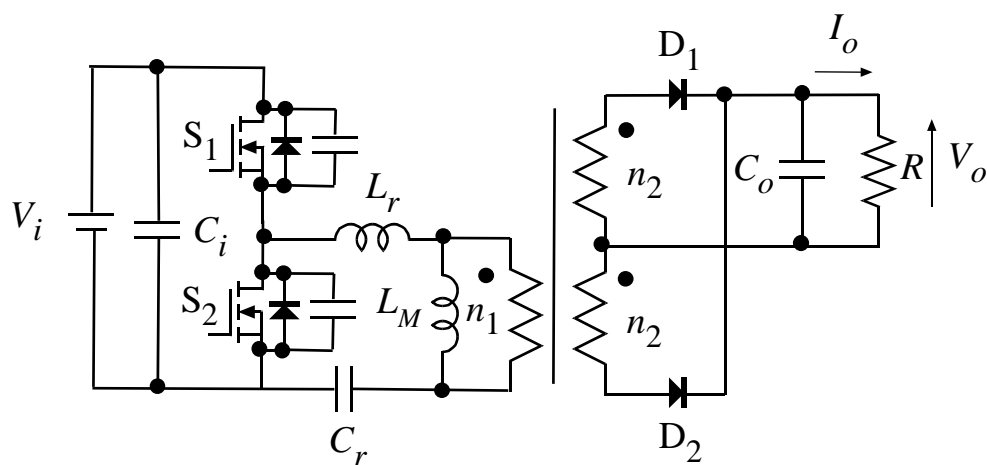


図 1.20 LLC コンバータ (理想変圧器による等価回路)

図 1.21 に電流共振形フルブリッジコンバータの回路図を示す [21], [22]。図 1.16、図 1.17、図 1.19、図 1.20 のコンバータは電圧源入力であるのに対し、このコンバータは電流源入力となっている。応用例の一つとして、太陽電池のパワーコンディショナが挙げられる [22]。

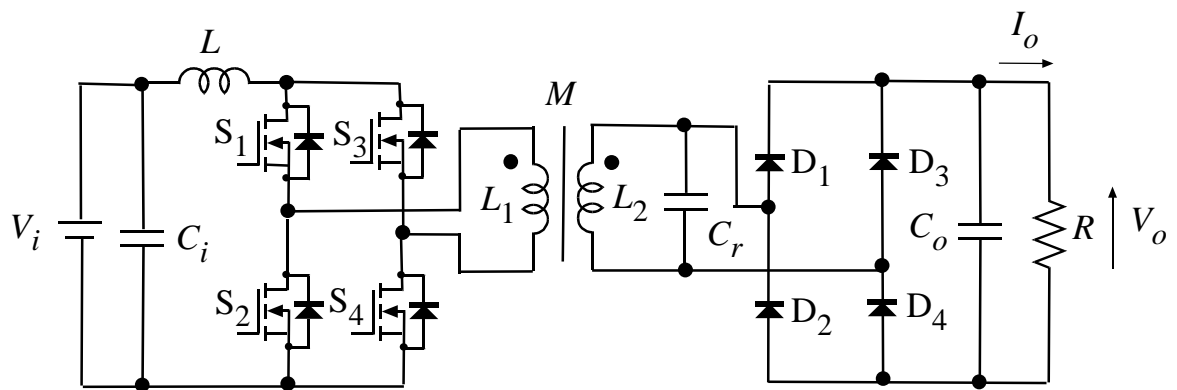


図 1.21 電流共振形フルブリッジコンバータ (電流源入力)

1.6 共振形プッシュプルコンバータ

本節では、共振形プッシュプルコンバータのファミリーについて説明する。共振形プッシュプルコンバータは理論上、電圧共振半波形(図 1.22) [23]、電圧共振全波形(図 1.23)、電流共振半波形(図 1.24) [24]、電流共振全波形(図 1.25) [3], [4] の4種類ある。2次側はセンタタップ整流回路で表記している。図 1.22 と図 1.23 のコンバータは1次側、図 1.24 と図 1.25 のコンバータは2次側が共振回路となっている。図 1.22 と図 1.23 のコンバータは基本の降圧形に対応し、図 1.24 と図 1.25 のコンバータは基本の昇圧形に対応する。なお、変圧器の励磁インダクタンスは双対性により変換できないため、図 1.22 と図 1.24(図 1.23 と図 1.25)の関係は不完全な双対回路となっている。応用例として、非接触充電器(電圧共振形) [23] や太陽電池のパワーコンディショナ(電流共振形)が挙げられる [4]。

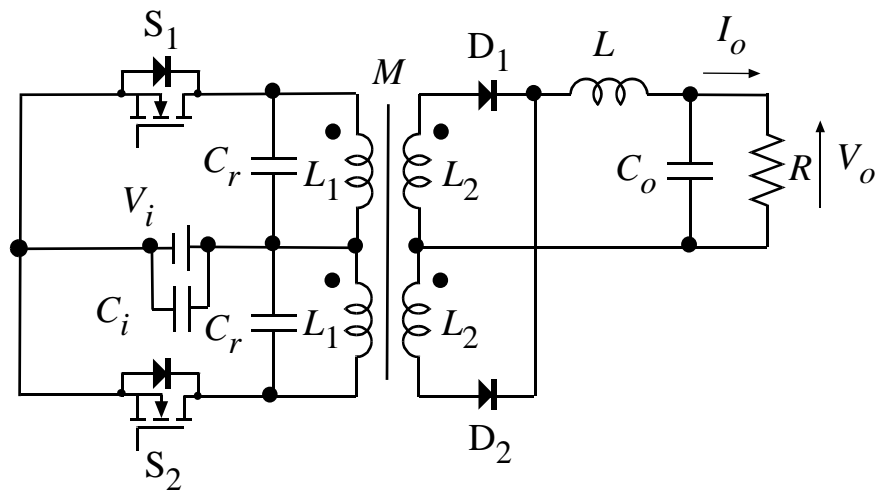


図 1.22 電圧共振半波形プッシュプルコンバータ

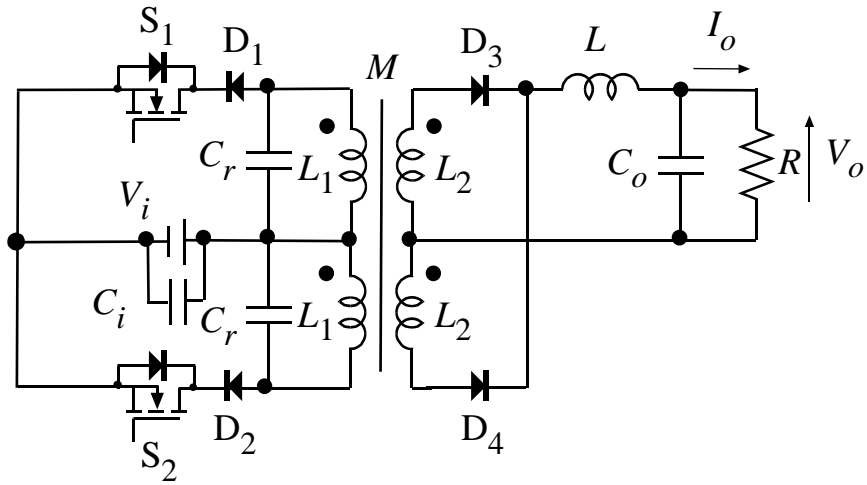


図 1.23 電圧共振全波形プッシュプルコンバータ

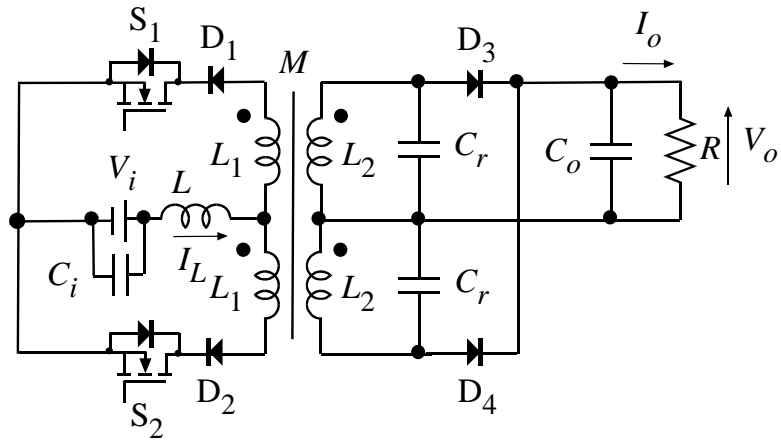


図 1.24 電流共振半波形プッシュプルコンバータ

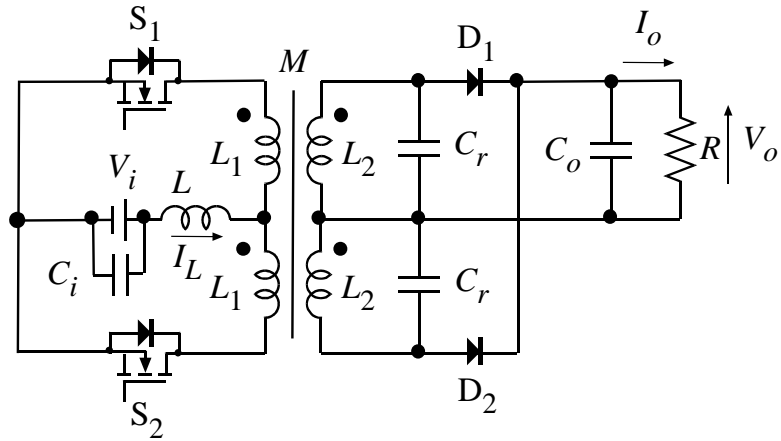


図 1.25 電流共振全波形プッシュプルコンバータ

表 1.2 に共振形プッシュプルコンバータの特徴を示す。基本の共振形コンバータ [1], [2] と同様に、負荷特性 (スイッチング周波数一定) において、半波形では、出力電圧の大きさは出力電流に大きく依存する。これにより、出力制御において、スイッチング周波数の大幅な変化が必要であり、広範囲の周波数での動作が可能な駆動回路の設計が必要となる。全波形では、内部損失を無視した場合、出力電圧の大きさは出力電流にほとんど依存しない。実際、内部損失は存在するが出力制御において、半波形と比べて周波数の大幅な変化が不要である。

表 1.2 共振形プッシュプルコンバータの特徴

種類	特徴	応用例
電圧共振半波形	<ul style="list-style-type: none"> ・ ZVS 動作を実現 ・ 電圧源入力-電流源出力 ・ ボディダイオードが導通 ・ 出力電圧制御において、周波数の大幅な変化が必要 	<ul style="list-style-type: none"> ・ 非接触充電器など [23]
電圧共振全波形	<ul style="list-style-type: none"> ・ ZVS 動作を実現 ・ 電圧源入力-電流源出力 ・ MOSFET とダイオードが直列接続 ・ 出力電圧制御において、周波数の大幅な変化が不要 	
電流共振半波形	<ul style="list-style-type: none"> ・ ZCS 動作を実現 ・ 電流源入力-電圧源出力 ・ MOSFET とダイオードが直列接続 ・ 電圧共振半波形と双対回路 (変圧器周辺は除く) ・ 出力電圧制御において、周波数の大幅な変化が必要 	<ul style="list-style-type: none"> ・ 太陽電池のパワーコンディショナなど [4]
電流共振全波形	<ul style="list-style-type: none"> ・ ZCS 動作を実現 ・ 電流源入力-電圧源出力 ・ ボディダイオードが導通 ・ 電圧共振全波形と双対回路 (変圧器周辺は除く) ・ 出力電圧制御において、周波数の大幅な変化が不要 	

1.7 DC-DC コンバータの解析手法

本節では、DC-DC コンバータの代表的な解析手法である状態平均化法及び拡張状態平均化法について説明する。

1.7.1 状態平均化法 [2]

スイッチング方式 DC-DC コンバータはスイッチのオン・オフを繰り返しているため、回路動作は時変となり非常に複雑になる。しかし、DC-DC コンバータは直流電力を得るために、ローパスフィルタを用いており、通常、スイッチング周波数が回路の固有周波数(カットオフ周波数)に比べて十分高く選ばれる。そのため、1 スwitchング周期当たりにおいて、リアクトル電流及びコンデンサ電圧のリプルは十分に小さいものとして考えることができる。このような場合、電流または電圧の 1 スwitchング周期当たりの平均値を変数とすることにより、スイッチを含む時変回路に対しても連続的な扱いが可能となる。このような DC-DC コンバータの動作解析手法を状態平均化法と呼ぶ。

コンバータを構成する半導体スイッチがオン・オフを繰り返すとする。それぞれの状態が線形であり、次のような状態方程式が得られたとする。

State 1 スイッチ:オン $[0, DT_s]$

$$\frac{dx}{dt} = \mathbf{A}_1 \mathbf{x} + \mathbf{b}_1 V_i \quad (1-1)$$

State 2 スイッチ:オフ $[DT_s, T_s]$

$$\frac{dx}{dt} = \mathbf{A}_2 \mathbf{x} + \mathbf{b}_2 V_i \quad (1-2)$$

\mathbf{x} は状態ベクトルであり、状態変数には主にリアクトル電流やコンデンサ電圧が選ばれる。 D はスイッチのオン時比率、 T_s はスイッチング周期、 $\mathbf{A}_1, \mathbf{A}_2, \mathbf{b}_1, \mathbf{b}_2$ はそれぞれ回路パラメータにより決定される係数行列、 V_i はコンバータの入力電圧を示している。PWM コンバータ(電流連続モード)の動作特性を記述する状態平均化方程式は以下のように表される。

$$\frac{d\bar{\mathbf{x}}}{dt} = \mathbf{A}\bar{\mathbf{x}} + \mathbf{b}V_i \quad (1-3)$$

ただし、

$$\mathbf{A} = D\mathbf{A}_1 + D'\mathbf{A}_2, \mathbf{b} = D\mathbf{b}_1 + D'\mathbf{b}_2, D' = 1 - D \quad (1-4)$$

1.7.2 拡張状態平均化法 [2]

状態平均化法では、時変回路を連続的に扱うことができる。一方で、PWM コンバータの電流不連続モードや共振形コンバータの動作解析には状態平均化法は適用できない。拡張状態平均化法は、高周波信号の 1 スイッチング周期の平均値を求めることにより、PWM コンバータ(電流連続モード・電流不連続モード)に加えて共振形コンバータの動作解析にも適用できる手法である。

図 1.26 に一般的な DC-DC コンバータの構成図を示す。高周波でスイッチング動作する回路にスイッチング周波数より十分低いカットオフ周波数のローパスフィルタを構成するリアクトル L とコンデンサ C が接続されている。このとき次式が成り立つ。

$$\frac{dx}{dt} = G\mathbf{y} \quad (1-5)$$

ただし、

$$G = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{C} \end{bmatrix}, \mathbf{x} = \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix}, \mathbf{y} = \begin{bmatrix} v_L \\ i_C \end{bmatrix} \quad (1-6)$$

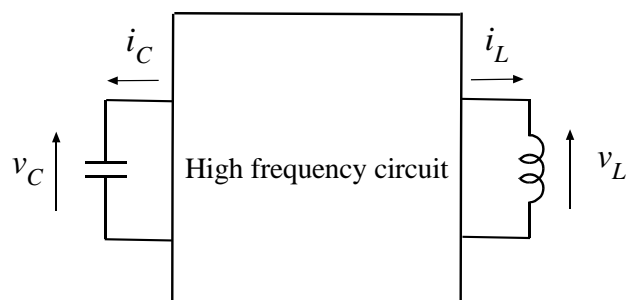


図 1.26 一般的な DC-DC コンバータの構成図

一般に LC フィルタのカットオフ周波数はスイッチング周波数より十分に低く、コンバータの低周波領域での特性はほとんどこれらの低周波用の L, C に支配されるので、コンバータの低周波領域での特性を理解するには、 L, C に関する状態変数 \mathbf{x} の振舞いを決定すればよい。通常、 \mathbf{x} の高周波成分は十分小さいのでこれを無視し、 \mathbf{x} の低周波成分を $\hat{\mathbf{x}}$ とする。一方、補助変数 \mathbf{y} は主に高周波成分で構成されている。拡張状態平均化法における状態平均化方程式は以下のように表される。

$$\frac{d\hat{\mathbf{x}}}{dt} = G\bar{\mathbf{y}} = \mathbf{0} \quad (1-7)$$

ただし、1 周期中の $\hat{\mathbf{x}}$ の変化は十分小さいと仮定し、 $\hat{\mathbf{x}}$ を一定として $\bar{\mathbf{y}}$ を求めることにする。

第 2 章 電流共振半波形プッシュプルコンバータの 定常状態解析

2.1 緒言

一般に、絶縁共振形コンバータでは、変圧器の励磁電流が出力特性をはじめとするコンバータ諸特性に影響を与える[5]。絶縁共振形コンバータの動作特性を正確に把握するためには、この励磁電流を考慮する必要がある。しかし、絶縁共振形コンバータにおいては、動作解析の複雑さを軽減するため、変圧器は励磁電流を無視した理想変圧器でモデル化されることが多い。

共振形コンバータの動作解析手法として拡張状態平均化法が知られているが、一般に励磁電流を考慮することは未知の初期値を導入することにつながるため、拡張状態平均化法による解析解を得ることを困難にする。一方、拡張状態平均化法には基づかないものの、共振形コンバータの一種である E 級共振 DC-DC コンバータについて、過渡解析により得た関係式を定常状態の仮定の下に数値的に解き、後戻りのない設計を可能にした例が報告されている(半解析的アプローチ)[25], [26]。拡張状態平均化法により得た関係式についても同様に、定常状態を仮定すれば、未知の初期値があっても比較的容易に数値解を得ることができる。したがって、設計目的等の数値解で十分な場合は、拡張状態平均化法に対しても同様のアプローチが有効であると考えられる。

以上の議論に基づき、本章では、励磁電流を考慮した絶縁共振形コンバータについて、半解析的アプローチにより定常特性を求め、励磁電流の有無が理論値の精度に与える影響を調べることを目的とする。解析対象として、本章では電流共振半波形プッシュプルコンバータを採り上げる[24]。このコンバータは、電圧共振半波形プッシュプルコンバータの双対回路であり、これまでの研究では動作特性について詳しく調べられていない。

本章では、電流共振半波形プッシュプルコンバータについて、変圧器の励磁電流を考慮した動作解析を行い、導いた状態平均化方程式、内部損失の評価方法、励磁電流の算出結果を示す。解析結果の妥当性を確認するために実験を行い、解析結果との比較を行う。加えて、内部損失抵抗の内訳を示す。

2.2 電流共振半波形プッシュプルコンバータ

図 2.1 に電流共振半波形プッシュプルコンバータの回路図を示す。図中の V_i, I_L, V_o, I_o はそれぞれ定常状態における入力電圧、入力電流 (1 次側リアクトル電流)、出力電圧、出力電流を示している。図 2.1 の回路は、電流源入力及び電圧源出力で、変圧器をはさんで、1 次側はプッシュプル、2 次側はセンタタップ整流回路と共振回路という構成である。共振回路は、共振用コンデンサ C_r と変圧器の漏れインダクタンスから成り、1 次側スイッチの ZCS 動作を実現する。出力の制御はパルス周波数変調 (PFM) による。

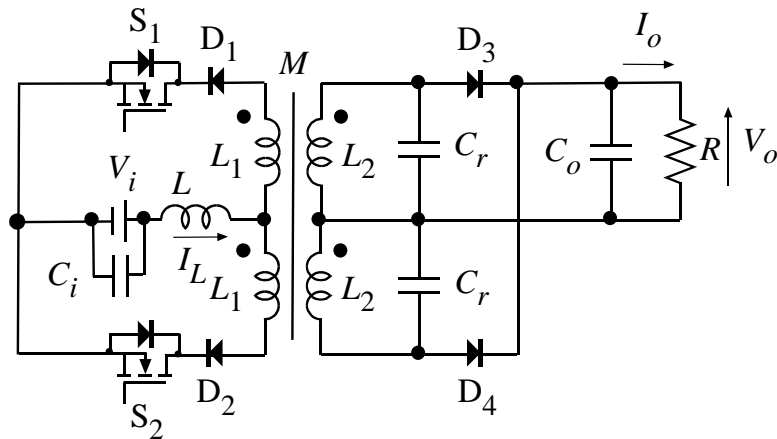


図 2.1 電流共振半波形プッシュプルコンバータ

図 2.2 にこのコンバータの定常状態における動作波形を、表 2.1 に状態シーケンスを示す。1 次側スイッチの S_1 と D_1 、 S_2 と D_2 は直列に接続されており、回路動作の上では、それぞれ 1 つのスイッチと見なせるため、これらのスイッチを S_1/D_1 、 S_2/D_2 と表示している。表 2.1 では、太字でスイッチ素子のオン・オフの切り替わりを示している。

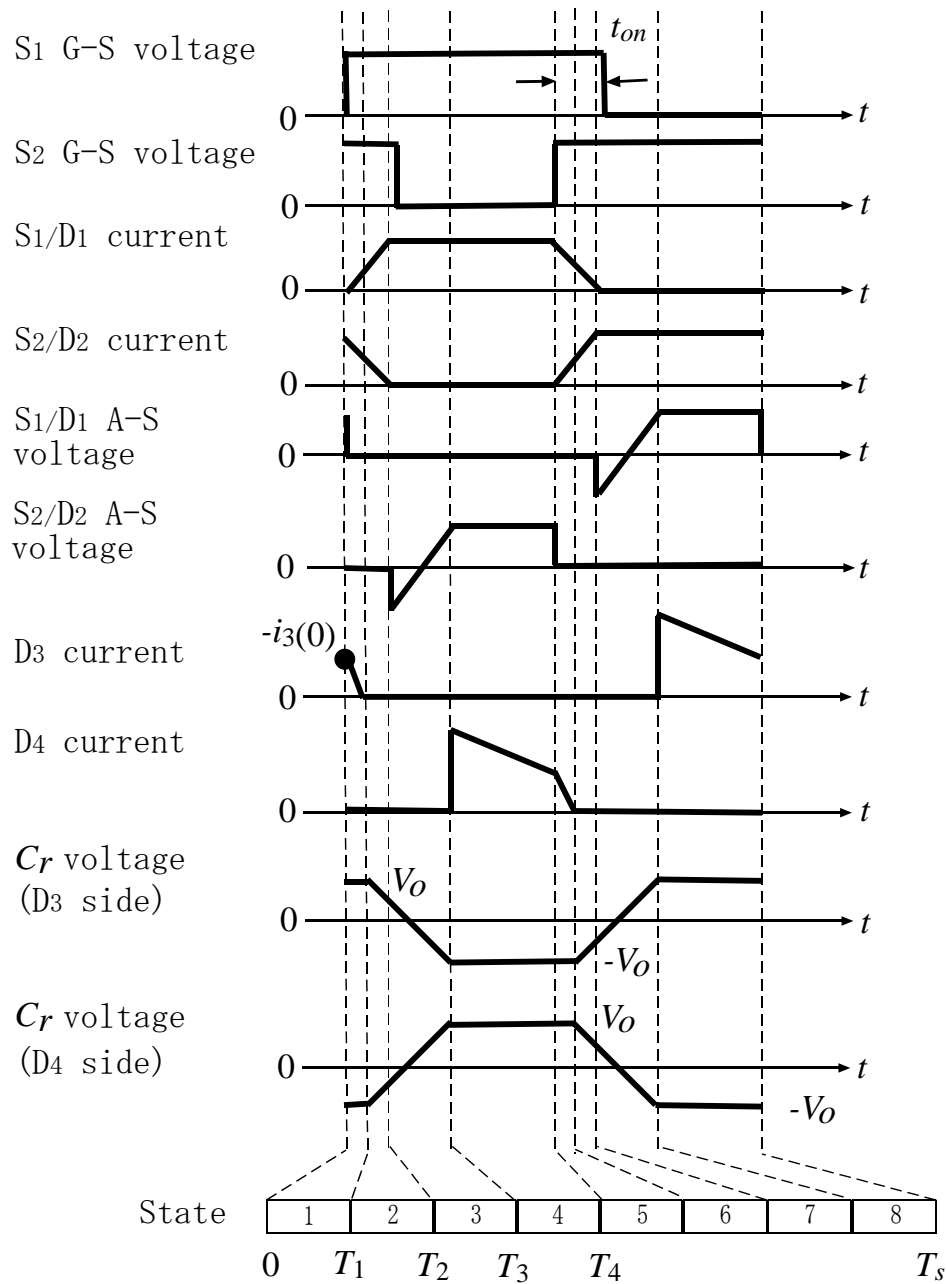


図 2.2 定常状態におけるコンバータの動作波形

表 2.1 状態シーケンス

State	S ₁ /D ₁	S ₂ /D ₂	D ₃	D ₄
1	ON	ON	ON	OFF
2	ON	ON	OFF	OFF
3	ON	OFF	OFF	OFF
4	ON	OFF	OFF	ON
5	ON	ON	OFF	ON
6	ON	ON	OFF	OFF
7	OFF	ON	OFF	OFF
8	OFF	ON	ON	OFF

図 2.2 に示す波形は、上から順に、S₁及びS₂のゲート-ソース (G-S) 間電圧、S₁/D₁ 及びS₂/D₂の電流、S₁/D₁及びS₂/D₂のアノード-ソース (A-S) 間電圧、ダイオードD₃及びD₄の電流、共振用コンデンサC_rの電圧である。図中の*-i₃(0)*は2次側ダイオード電流の初期値であり、励磁電流の初期値に関連する。T₁, T₂, T₃, T₄は状態遷移時刻、T_sはスイッチング周期である。

2.3 定常状態における動作解析

本節では、拡張状態平均化法を用いて[2], [27]、電流共振半波形プッシュプルコンバータの定常状態における動作解析を行う。

2.3.1 解析モデルの構築

拡張状態平均化法を用いて動作解析を行うにあたり、以下のような仮定をおき、図 2.3 に示す解析モデルを構築した[24], [28]。

仮定：

- (A) 変圧器の 1 次巻線同士、2 次巻線同士は巻数比 1:1 かつ密結合とし、1 次-2 次巻線間は、漏れインダクタンスを含む一般変圧器とする。
- (B) 1 次側リアクトル L は十分に大きく、短い期間では定電流源とみなせる。
- (C) 出力コンデンサ C_o は十分に大きく、短い期間では定電圧源とみなせる。
- (D) 内部損失抵抗は 1 次側リアクトル L の直列抵抗 r_L に集約する。
- (E) ダイオード $D_1 - D_4$ は全て同じ特性を持つ理想ダイオードとし、順方向電圧は電圧源 V_F として考える。
- (F) その他の回路素子は理想的なものとして扱う。

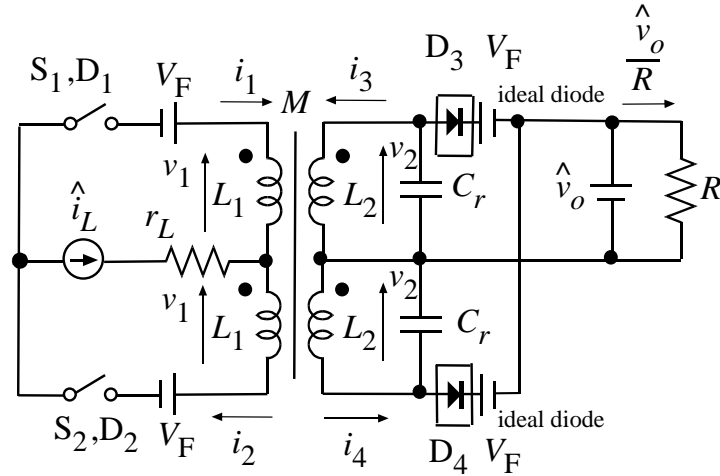


図 2.3 電流共振半波形プッシュプルコンバータの解析モデル

仮定(A)は、4巻線変圧器の扱いが煩雑になることを避けるためのものである。実際、仮定(A)より、変圧器の枝の特性式は次のように表せる。

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_1 & L_1 & M & M \\ M & M & L_2 & L_2 \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ i_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_1 & M \\ M & L_2 \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_1 + i_2 \\ i_3 + i_4 \end{bmatrix} \quad (2-1)$$

式(2-1)より4巻線の変圧器は2巻線に縮約できることが分かる。この変圧器モデルには、2次側整流回路をブリッジダイオード化するなど、このコンバータの巻線数の少ないバリエーションにも解析結果がそのまま適用できるという利点もある。

式(2-1)をそのまま回路図に書き換えると、図2.4のようになる[29], [30]。図2.4はインダクタンスのみで表現した2巻線の変圧器であり、 L_1, L_2 はそれぞれ変圧器の1次及び2次巻線の自己インダクタンス、 v_1, v_2 はそれぞれ1次側及び2次側の巻線電圧、 M は1次-2次巻線間の相互インダクタンス、 $i_1 + i_2, i_3 + i_4$ は連続量であり、それぞれ1次側巻線電流、2次側巻線電流の和を示す。

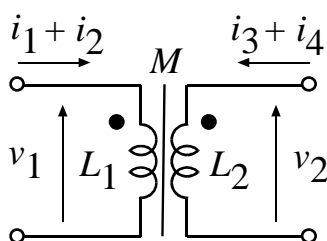


図 2.4 インダクタンスによる変圧器表現

次に図 2.4 の変圧器モデルを励磁インダクタンス、漏れインダクタンス、及び理想変圧器からなる変圧器表現に変換する。図 2.5 に変換した結果を示す。同図において、 L_M は2次側換算の励磁インダクタンス、 L_r は2次側換算の漏れインダクタンス、 i_{LM} は励磁電流、 n は巻数比であり、 L_1, L_2, M を用いて次式で表せる。

$$n = \frac{M}{L_1} \quad (2-2)$$

$$L_M = L_2 - L_r = nM = \frac{M^2}{L_1} \quad (2-3)$$

$$L_r = L_2 - \frac{M^2}{L_1} \quad (2-4)$$

$$i_{LM} = \frac{1}{n}(i_1 + i_2) + (i_3 + i_4) \quad (2-5)$$

各状態の解析には、図 2.4 の表現を用いると都合が良い。一方、解析結果をまとめる際には、漏れインダクタンス L_r による共振を明示でき、物理的なイメージがわかりやすい図 2.5 の表現が便利である。

仮定(B)、(C)より、1次側リアクトル電流 i_L 及び出力電圧 v_o は、直流電源として扱われる低周波の状態変数として考えることができ、それぞれ \hat{i}_L, \hat{v}_o とおく。仮定(D)は、状態平均化法でよく行われる仮定であり、具体的には、内部損失抵抗 r_L を直流電流源 \hat{i}_L に直列に入れることにより計算が簡単化されるという利点がある。厳密には、コンバータ各部における抵抗性の損失を個別に評価して r_L として集約するためには、評価箇所の電流の実効値を求める必要があるが、本論文では簡単のため、内部損失抵抗 r_L を定数とし、その値は効率の実験値より推定する。効率の実験結果については後述する。

その他、変圧器の巻線電流、巻線電圧、励磁電流は拡張状態平均化法という高周波の状態変数として扱う。

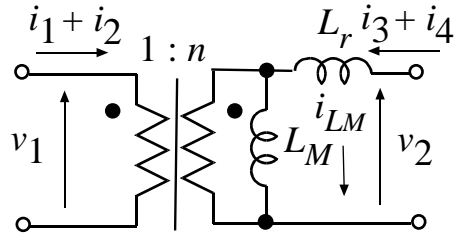


図 2.5 理想変圧器を用いた変圧器表現

2.3.2 各状態における動作解析

各状態における電圧及び電流の解析結果を以下に示す[24],[28]。このコンバータの動作はプッシュプル回路の動作の対称性を考慮すると、半周期の4状態(State 1—4)のみ考えればよい。図 2.6 に各状態における等価回路を示す。

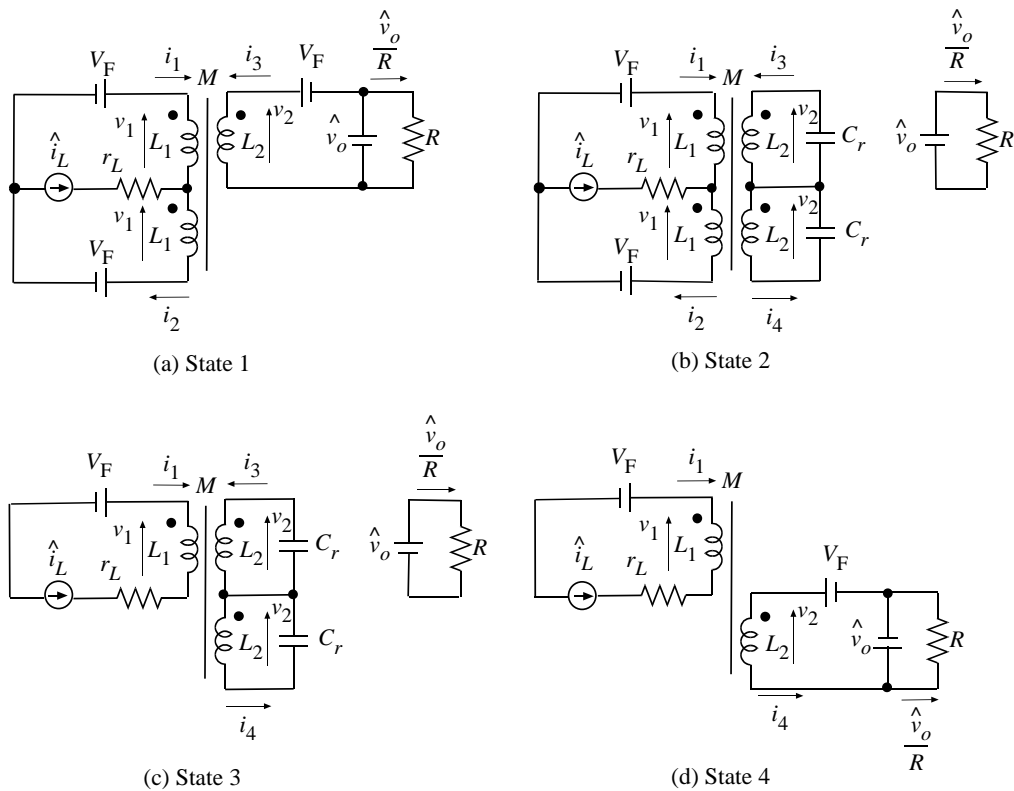


図 2.6 各状態における等価回路

State 1, $t: [0, T_1]$, 図 2.6(a)

1 次側では S_1/D_1 , S_2/D_2 が同時オンとなり、リアクトル L (等価回路では電流源 \hat{i}_L に含まれる) にエネルギーが蓄積される。2 次側では D_3 のみ導通する。

図 2.6(a) の等価回路から、この状態における変圧器の巻線電圧及び巻線電流は、以下のように求められる。

$$v_1 = 0 \quad (2-6)$$

$$v_2 = \hat{v}_o + V_F \quad (2-7)$$

$$i_1 = -\frac{M(\hat{v}_o + V_F)}{2L_1L_r} t \quad (2-8)$$

$$i_2 = i_1 + \hat{i}_L = -\frac{M(\hat{v}_o + V_F)}{2L_1L_r} t + \hat{i}_L \quad (2-9)$$

$$i_3 = \frac{\hat{v}_o + V_F}{L_r} t + i_3(0) \quad (2-10)$$

$$i_4 = 0 \quad (2-11)$$

ここで、 $i_3(0)$ は励磁電流に関連する 2 次側巻線電流の初期値である。State 2 への遷移条件は、 $i_3(T_1) = 0$ であり、 T_1 は次式で表される。

$$T_1 = -\frac{L_r}{\hat{v}_o + V_F} i_3(0) \quad (2-12)$$

この式が意味を持つためには $-i_3(0) > 0$ を満たさなければならない。

State 2, $t: [T_1, T_2]$, 図 2.6(b)

1 次側では S_1/D_1 , S_2/D_2 の同時オン状態が続き、 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。

図 2.6(b) の等価回路から、この状態における変圧器の巻線電圧及び巻線電流は、以下のように表せる。

$$v_1 = 0 \quad (2-13)$$

$$v_2 = (\hat{v}_o + V_F) \cos \frac{t-T_1}{\sqrt{2L_rC_r}} \quad (2-14)$$

$$i_1 = -\frac{M}{L_1} (\hat{v}_o + V_F) \sqrt{\frac{C_r}{2L_r}} \sin \frac{t-T_1}{\sqrt{2L_rC_r}} + \frac{Mi_3(0)}{2L_1} \quad (2-15)$$

$$i_2 = i_1 + \hat{i}_L = -\frac{M}{L_1} (\hat{v}_o + V_F) \sqrt{\frac{C_r}{2L_r}} \sin \frac{t-T_1}{\sqrt{2L_rC_r}} + \frac{Mi_3(0)}{2L_1} + \hat{i}_L \quad (2-16)$$

$$i_3 = i_4 = (\hat{v}_o + V_F) \sqrt{\frac{C_r}{2L_r}} \sin \frac{t-T_1}{\sqrt{2L_rC_r}} \quad (2-17)$$

State 3 への遷移条件は $i_2(T_2) = 0$ であり、

$$-\frac{M}{L_1}(\hat{v}_o + V_F)\sqrt{\frac{C_r}{2L_r}}\sin\frac{T_2-T_1}{\sqrt{2L_rC_r}} + \frac{Mi_3(0)}{2L_1} + \hat{i}_L = 0 \quad (2-18)$$

ここで、

$$\alpha_1 = \frac{T_2-T_1}{\sqrt{2L_rC_r}} \quad (0 < \alpha_1 \leq \frac{\pi}{2}) \quad (2-19)$$

とおく。式(2-18)を整理して α_1 を用いて表すと、次式が得られる。

$$\sin\alpha_1 = \left(\frac{i_3(0)}{2} + \frac{L_1}{M}\hat{i}_L\right)\frac{1}{\hat{v}_o+V_F}\sqrt{\frac{2L_r}{C_r}} \quad (2-20)$$

$\sin\alpha_1 \leq 1$ が ZCS 条件であり、次式で表される。

$$\hat{i}_L \leq \frac{M}{L_1}\left[(\hat{v}_o + V_F)\sqrt{\frac{C_r}{2L_r}} - \frac{i_3(0)}{2}\right] \quad (2-21)$$

この式は、ZCS 動作範囲は入力電流 \hat{i}_L に関して上限があることを示しており、これは電流共振形コンバータの特徴の一つである。

State 3, $t: [T_2, T_3]$, 図 2.6(c)

1 次側では同時オン期間が終了し、 S_1/D_1 のみ導通する。2 次側では引き続き共振動作が行われる。

変圧器の巻線電圧及び巻線電流は、次のように表せる。

$$v_1 = \frac{M}{L_2}(\hat{v}_o + V_F)\left(\cos\alpha_1\cos\frac{t-T_2}{\sqrt{2L_2C_r}} - \sqrt{\frac{L_2}{L_r}}\sin\alpha_1\sin\frac{t-T_2}{\sqrt{2L_2C_r}}\right) \quad (2-22)$$

$$v_2 = (\hat{v}_o + V_F)\left(\cos\alpha_1\cos\frac{t-T_2}{\sqrt{2L_2C_r}} - \sqrt{\frac{L_2}{L_r}}\sin\alpha_1\sin\frac{t-T_2}{\sqrt{2L_2C_r}}\right) \quad (2-23)$$

$$i_1 = -\hat{i}_L \quad (2-24)$$

$$i_2 = 0 \quad (2-25)$$

$$i_3 = i_4 = (\hat{v}_o + V_F)\left(\sqrt{\frac{C_r}{2L_2}}\cos\alpha_1\sin\frac{t-T_2}{\sqrt{2L_2C_r}} + \sqrt{\frac{C_r}{2L_r}}\sin\alpha_1\cos\frac{t-T_2}{\sqrt{2L_2C_r}}\right) \quad (2-26)$$

State 4 への遷移条件は、 $v_2(T_3) = -(\hat{v}_o + V_F)$ であり、

$$v_2(T_3) = (\hat{v}_o + V_F)\left(\cos\alpha_1\cos\frac{T_3-T_2}{\sqrt{2L_2C_r}} - \sqrt{\frac{L_2}{L_r}}\sin\alpha_1\sin\frac{T_3-T_2}{\sqrt{2L_2C_r}}\right) = -(\hat{v}_o + V_F) \quad (2-27)$$

ここで、

$$\alpha_2 = \frac{T_3 - T_2}{\sqrt{2L_2C_r}} \quad (2-28)$$

とおく。式(2-27)を整理して α_2 を用いて表すと、次式が得られる。

$$\sqrt{1 + \frac{L_2 - L_r}{L_r} \sin^2 \alpha_1} \sin(\alpha_2 + \beta) = -1 \quad \left(\pi < \alpha_2 + \beta < \frac{3}{2}\pi \right) \quad (2-29)$$

$$\tan \beta = \frac{\cos \alpha_1}{-\sqrt{\frac{L_2}{L_r}} \sin \alpha_1} \quad \left(\frac{\pi}{2} < \beta \leq \pi \right) \quad (2-30)$$

また、 i_3, i_4 の最終値は次式で表される。

$$i_3(T_3) = i_4(T_3) = k \left(\frac{i_3(0)}{2} + \frac{L_1}{M} \hat{i}_L \right) \quad (2-31)$$

k は1次-2次巻線間の結合係数であり、

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} = \sqrt{1 - \frac{L_r}{L_2}} \quad (2-32)$$

State 4, $t: [T_3, T_4]$, 図 2.6(d)

1次側では引き続き S_1/D_1 のみ導通し、 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 がターンオンし共振動作が終了する。

$$v_1 = -\frac{M}{L_2} (\hat{v}_o + V_F) \quad (2-33)$$

$$v_2 = -(\hat{v}_o + V_F) \quad (2-34)$$

$$i_1 = -\hat{i}_L \quad (2-35)$$

$$i_2 = 0 \quad (2-36)$$

$$i_3 = 0 \quad (2-37)$$

$$i_3 + i_4 = i_4 = -\frac{\hat{v}_o + V_F}{L_2} (t - T_3) + 2k \left(\frac{i_3(0)}{2} + \frac{L_1}{M} \hat{i}_L \right) \quad (2-38)$$

State 4 までで半周期となり、スイッチング周期 T_s を用いて表すと、

$$T_4 = \frac{T_s}{2} \quad (2-39)$$

が成り立つ。残りの State 5—8 の動作解析については、表 2.2 に示す置き換えを行うことによって、State 1—4 の解析結果がそのまま適用できる。

表 2.2 State 1—4 と State 5—8 の対応関係

Primary side	Switch	$S_1/D_1 \leftrightarrow S_2/D_2$
	Variable	$-i_1 \leftrightarrow i_2$
Secondary side	Switch	$D_3 \leftrightarrow D_4$
	Variable	$-i_3 \leftrightarrow i_4$
		$v_2 \leftrightarrow -v_2$

2.3.3 状態平均化方程式

図 2.7 に State 1—4 における 1 次側の簡易等価回路を、図 2.8 に出力部回路を示す。図 2.7, 2.8 より電流共振半波形プッシュプルコンバータの状態平均化方程式は次式で表される [24], [28]。

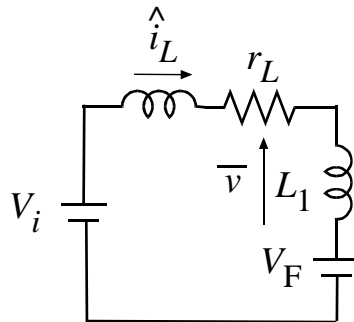


図 2.7 1 次側簡易等価回路

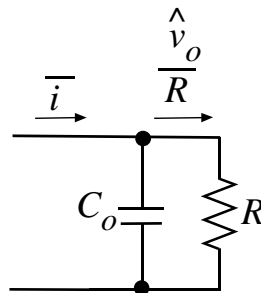


図 2.8 出力部回路

$$L \frac{d\hat{i}_L}{dt} = V_i - \bar{v} - r_L \hat{i}_L - V_F \quad (2-40)$$

$$C_o \frac{d\hat{v}_o}{dt} = \bar{i} - \frac{\hat{v}_o}{R} \quad (2-41)$$

ここで、 \bar{v} は1次側巻線に加わる電圧の半周期平均、 \bar{i} は2次側ダイオード電流の半周期平均である。以下に \bar{v} , \bar{i} の導出結果を示す。

$$\begin{aligned} \bar{v} &= \frac{2}{T_S} \int_0^{\frac{T_S}{2}} v \, dt = -\frac{2}{T_S} \int_0^{\frac{T_S}{2}} v_1 \, dt \\ &= \frac{2}{T_S} \left[\frac{M}{L_2} (\hat{v}_o + V_F) \left(\frac{T_S}{2} - T_3 \right) + 2M(1-k) \left(\frac{i_3(0)}{2} + \frac{L_1}{M} \hat{i}_L \right) \right] \end{aligned} \quad (2-42)$$

$$\bar{i} = \frac{2}{T_S} \int_0^{\frac{T_S}{2}} i \, dt = \frac{2}{T_S} \left[\frac{L_r i_3(0)^2}{2(\hat{v}_o + V_F)} - \frac{\hat{v}_o + V_F}{2L_2} \left\{ \left(\frac{T_S}{2} \right)^2 - T_3^2 \right\} + 2k \left(\frac{i_3(0)}{2} + \frac{L_1}{M} \hat{i}_L \right) \left(\frac{T_S}{2} - T_3 \right) \right] \quad (2-43)$$

式(2-42), (2-43)から、式(2-40), (2-41)に含まれる動作パラメータは、低周波の状態変数 \hat{i}_L, \hat{v}_o 、励磁電流に関連する初期値 $i_3(0)$ 、スイッチング周期 T_S 、遷移時刻 T_3 である。このうち T_3 は $\hat{i}_L, \hat{v}_o, i_3(0)$ から決定されるため、回路パラメータが与えられたときの独立な未知数は、 $\hat{i}_L, \hat{v}_o, i_3(0), T_S$ の4つである。実際には、操作量であるスイッチング周期 T_S など、これら4つのうち1つの値は与えられるため、残り3つの値を決定するには3つの関係式があればよい。今、2つの状態平均化方程式(2-42), (2-43)が得られており、残り1つの式は次節の定常状態の条件から導入される。

2.3.4 定常状態

定常状態では、

$$\frac{d\hat{i}_L}{dt} = 0, \quad \frac{d\hat{v}_o}{dt} = 0 \quad (2-44)$$

が成り立つ。定常状態では $\hat{v}_o = V_o, \hat{i}_L = I_L$ とおいて式(2-40), (2-41)に代入すると、

$$\bar{v} = V_i - (r_L I_L + V_F) \quad (2-45)$$

$$\bar{i} = \frac{V_o}{R} \quad (2-46)$$

また、定常状態のプッシュプルコンバータは半周期ごとに対称動作を行うため、初期値 $-i_3(0)$ についての関係式は式(2-38)を用いると、以下のように表せる。

$$i_3(0) = -i_4 \left(\frac{T_S}{2} \right) = \frac{\hat{v}_o + V_F}{L_2} \left(\frac{T_S}{2} - T_3 \right) + 2k \left(\frac{i_3(0)}{2} + \frac{L_1}{M} \hat{i}_L \right) \quad (2-47)$$

以上で、3つの未知数の決定に必要な3つの関係式(2-45), (2-46), (2-47)を得たことになる。しかし、ニュートン法に基づくソルバーを用いて求解を試みたところ

ろ、ソルバーに設定する初期値によっては効率 100%を超える解など、物理的な妥当性を欠く解に収束する現象が見られ、有効な数値解を安定して得ることが難しかった[28]。これは、3つの関係式からなる方程式系において、式の形から未知数 $i_3(0)$ に関する非線形性が強いためであると考えられた。そこで、式(2-46)の代わりに、回路の電力保存則から導かれる、定常状態においてコンバータが満たすべき次の関係式を利用することにした。

$$V_i I_L = r_L I_L^2 + V_F \left(I_L + \frac{V_o}{R} \right) + \frac{V_o^2}{R} \quad (2-48)$$

式(2-48)について、左辺は入力電力、右辺第一項は内部損失抵抗 r_L の消費電力(抵抗性の損失)、右辺第二項はダイオードの順方向電圧 V_F による電力損失(電圧性の損失)、右辺第三項は出力電力を示している。電圧性の損失は以下のようにして導いた。

$$\frac{2}{T_S} \int_0^{\frac{T_S}{2}} V_F [(-i_1 + i_2) + (-i_3 + i_4)] dt = V_F \left(I_L + \frac{V_o}{R} \right) \quad (2-49)$$

式(2-48)を I_L について解くと、

$$I_L = \frac{(V_i - V_F) - \sqrt{(V_i - V_F)^2 - 4r_L(V_o + V_F)\frac{V_o}{R}}}{2r_L} \quad (2-50)$$

である。ここで、2次方程式の解の符号選択は、内部損失のない ($r_L = 0, V_F = 0$) とき、

$$I_L = \frac{V_o^2}{V_i R} \quad (2-51)$$

となることを利用して行っている。最終的に、式(2-45), (2-47), (2-50)を用いて数値計算を行うことで、安定して数値解を得られるようになった。

2.4 実験結果と解析結果の比較

電流共振半波形プッシュプルコンバータを作製し、実験を行った。表 2.3 に使用素子を、表 2.4 に動作パラメータと回路パラメータを示す。実験は、ZCS 動作領域内で行った。解析結果に基づく理論値については、ZCS 動作条件の式(2-21)を満たし、図 2.2 に示す動作波形と整合する妥当な解のみを採用した。

表 2.3 使用素子

Switch	Type	Model No.
S_1, S_2	SiC-MOSFET	SCT2280KE
$D_1 - D_4$	SiC-SBD	SCS210AGC

表 2.4 動作パラメータと回路パラメータ

Symbol	Quantity	Parameter
V_i	Input voltage	48 V
t_{on}	Overlapped on-interval	600 ns
C_i	Input capacitor	100 μ F
L	Smoothing reactor	390 μ H
L_1	Primary side inductance	113.6 μ H
L_2	Secondary side inductance	145.0 μ H
M	Mutual inductance	125.5 μ H
k	Coupling coefficient	0.978
C_r	Resonant capacitor	19.7 nF
C_o	Output capacitor	100 μ F

2.4.1 測定波形

図 2.9 に 1 次側のスイッチ波形を示す。図 2.9 より、ドレイン電流が零になった直後に S_1/D_1 の A-S 間電圧が変化しており、ターンオフ時における電流と電圧の重なりがほとんどないことから ZCS 動作が行えていることを確認した。

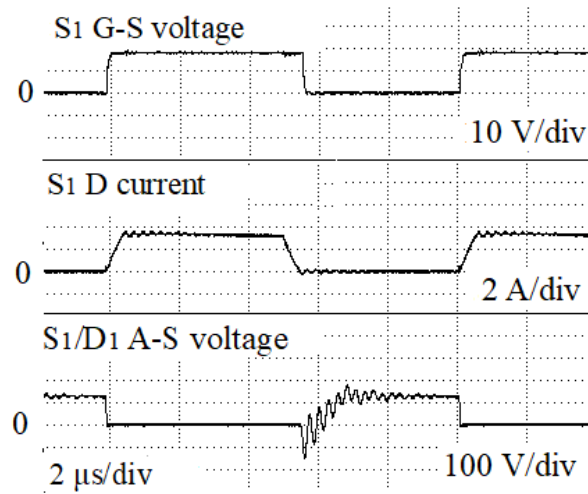


図 2.9 1 次側のスイッチ波形
 $(V_o = 70 \text{ V}, I_o = 2.0 \text{ A}, f_s = 1/T_s = 100 \text{ kHz})$

2.4.2 内部損失抵抗と順方向電圧

解析結果に基づいて定常特性を計算するには、内部損失抵抗 r_L 及び順方向電圧 V_F の値が必要である。

まず、内部損失抵抗 r_L については、効率の実験結果より推定した[31]。出力電流が比較的大きい領域では、全損失のうち抵抗性の損失の影響により、出力電流を大きくしていくにつれて効率が低下する。この領域では、効率はほぼ直線状に変化し、その傾きは内部損失抵抗 r_L の値によって決まる。本論文では実験と理論による効率の傾きが概ね一致するように選び、 $r_L = 1.0 \Omega$ とした。

次に、順方向電圧 V_F は、代表的なコンバータの動作点(スイッチング周波数 $f_s = 1/T_s = 100 \text{ kHz}$, 出力電流 $I_o = 2.0 \text{ A}$)におけるダイオードの動作温度の実測値に基づいてデータシートを参照し、 $V_F = 0.80 \text{ V}$ とした。

図 2.10 に効率の実験値と理論値の比較を示す。本章では、寄生容量の電力損失や磁気部品の鉄損といった出力電流に依存しない損失を考慮していないため、実験値と理論値に隔たりが残っている。

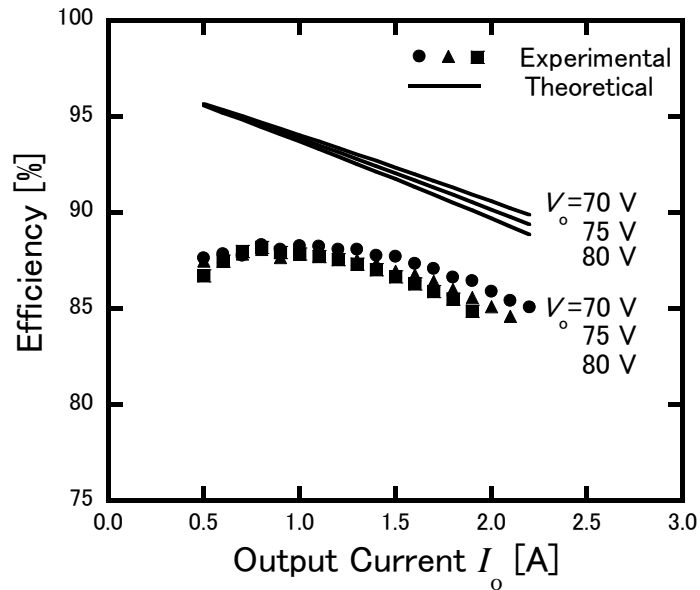


図 2.10 効率 (V_o 一定、抵抗性及び電圧性の損失のみ考慮)

2.4.3 励磁電流

図 2.11 に連続量である変圧器の励磁電流 i_{LM} と巻線電流の和 $i_1 + i_2, i_3 + i_4$ の半周期分の理論波形を示す。細い実線は各状態の切り替わりを示している。 i_{LM} の波形は式(2-5)から求め、その際の 1 次-2 次巻線間の巻数比 n は式(2-2)より $n = 1.10$ である。2 次巻線電流の初期値 $-i_3(0)$ は励磁電流の初期値 $i_{LM}(0)$ に関連するパラメータであり、定常状態におけるリアクトル電流 I_L を用いると次式で表される。

$$-i_3(0) = \frac{I_L}{n} - i_{LM}(0) \quad (2-52)$$

また、励磁電流 i_{LM} を無視した場合、式(2-52)より、

$$-i_3(0) = \frac{I_L}{n} \quad (2-53)$$

となり、決定すべき未知数が 1 つ減って 2 つになる。数値計算においては、式(2-47)が不要となる。一方、解析においては、初期値 $-i_3(0)$ が低周波の状態変数で表され、解析結果を非常にまとめやすくなることが分かる。

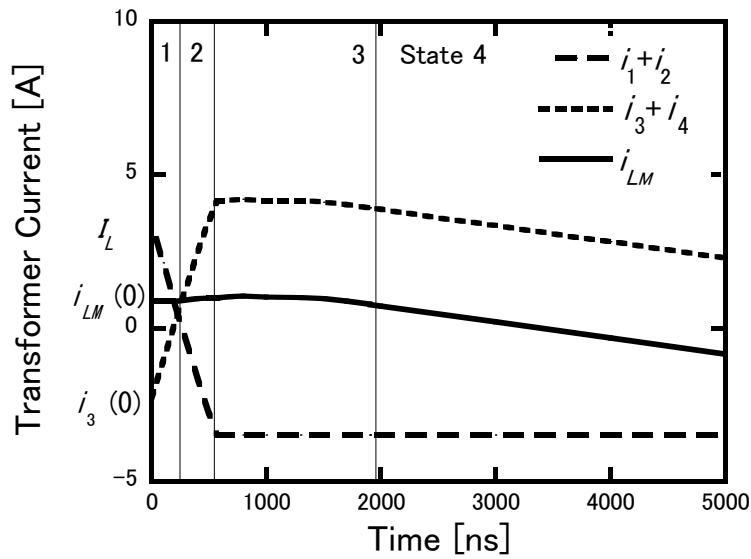


図 2.11 定常状態における励磁電流 i_{LM} と巻線電流 $i_1 + i_2, i_3 + i_4$ の理論波形
 $(V_o = 75 \text{ V}, I_o = 2.0 \text{ A}, f_s = 1/T_s = 100 \text{ kHz})$

2.4.4 負荷特性

図2.12に励磁電流を考慮した場合の負荷特性の解析結果を、図2.13に励磁電流を考慮した場合における2次側ダイオード電流の初期値 $-i_3(0)$ に対する出力電流の影響($f_s = 1/T_s$ 一定)を、図2.14に励磁電流を考慮していない場合の負荷特性の解析結果を、いずれも実験結果とともに示す。

図2.12(2.14)の実験結果から、スイッチング周波数 f_s が一定のとき、出力電圧は出力電流により大きく変化するという半波形コンバータの特徴が確認できる。同じ出力電流で比較すると、スイッチング周波数の上昇に伴い出力電圧が上昇しているのは電流共振形コンバータの特徴である。図2.12における実験と理論の誤差(理論値に対する実験値の相対誤差)は最大で10%程度となっている。図2.13では、出力電流の増大に伴い初期値 $-i_3(0)$ も増大していることが分かる。同じ出力電流で比較すると、スイッチング周波数の上昇に伴い $-i_3(0)$ も増大している。これらの特性は、次のように説明できる。図2.2に示すように、出力電流は主にState 4及びState 8の2次側ダイオード電流により供給されるが、同じスイッチング周波数の場合、出力電流の増大に伴いこれらの期間のダイオード電流も増大することになり、その結果、初期値の $-i_3(0)$ も増大する。同様に、同じ出力電流の場合、スイッチング周波数が上昇するとこれらの期間が短くなり、その分、ダイオード電流が

増大する必要がある。その結果、初期値の $-i_3(0)$ が増大する。実験と理論の比較について、誤差は20%以内となっている。図2.14では実験と理論の誤差は20-30%程度であることから、図2.12と比較すると、励磁電流を考慮に入れることによって解析の精度を改善できることが分かる。

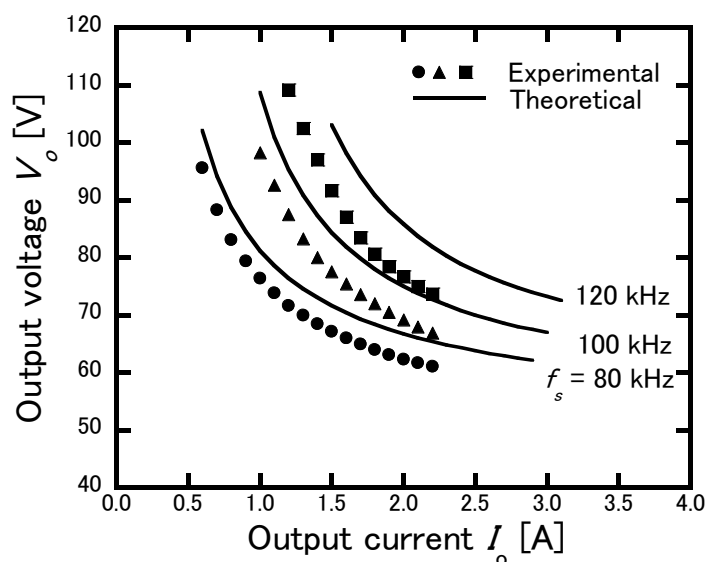


図2.12 負荷特性(励磁電流考慮あり、 $f_s = 1/T_s$ 一定)

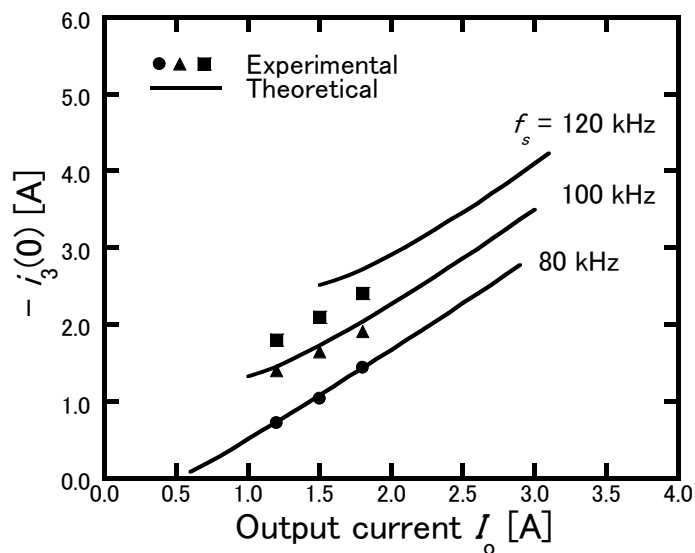


図2.13 初期値 $-i_3(0)$ に対する出力電流の影響($f_s = 1/T_s$ 一定)

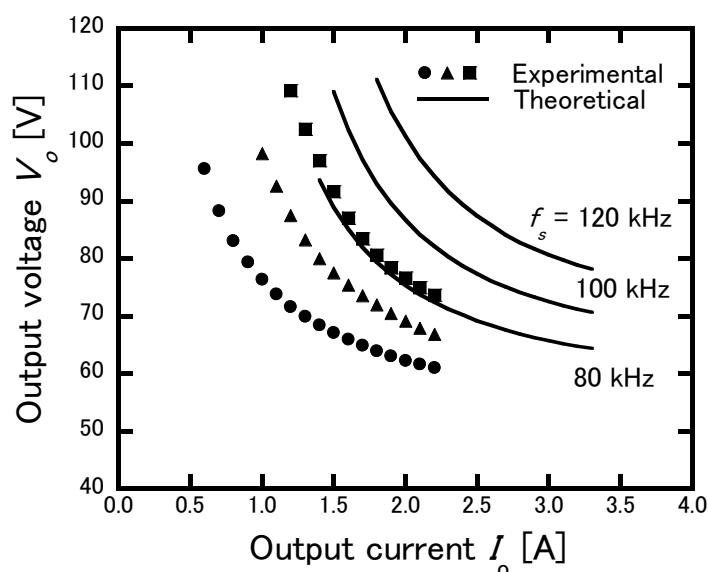


図2.14 負荷特性(励磁電流考慮なし、 $f_s = 1/T_s$ 一定)

2.4.5 出力制御時の周波数変化

図2.15に励磁電流を考慮した場合の出力制御(V_o 一定)時の周波数変化の解析結果を、図2.16に励磁電流を考慮した場合における2次側ダイオード電流の初期値 $-i_3(0)$ に対する出力電流の影響を、図2.17に励磁電流を考慮していない場合の出力制御時の周波数変化の解析結果を、いずれも実験結果とともに示す。図2.15(図2.17)の実験結果から、出力電圧を一定にするためには、出力電流の増大に伴いスイッチング周波数を高くする必要があることが分かる。同じ出力電流で比較すると、出力電圧の上昇に伴いスイッチング周波数が上昇する。これらの特性は、電流共振半波形コンバータの特徴である。図2.15における実験と理論の誤差は20%以内となっている。図2.16では、出力電流の増大に伴い初期値 $-i_3(0)$ も上昇していることが分かる。同じ出力電流で比較すると、出力電圧の上昇に伴い $-i_3(0)$ も上昇する。実験と理論の誤差は最大で40%程度となっている。図2.17では実験と理論の誤差は50%-300%程度であることから、励磁電流を考慮に入れることによって解析の精度を大きく高めることができていることが分かる。実際の応用では、出力電圧の制御が行われる場合がほとんどであり、図2.15と図2.17の誤差の比較から、電流共振半波形プッシュプルコンバータの制御時の定常特性を知るには、励磁電流を考慮することが非常に重要であることが分かる。

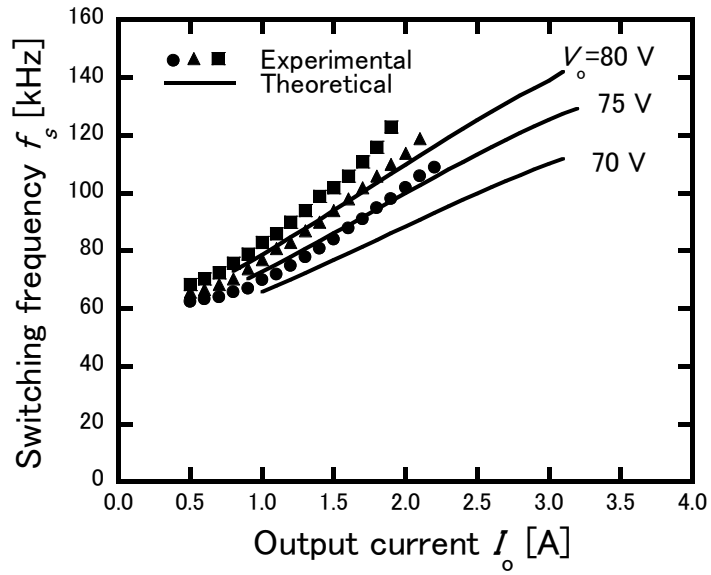


図2.15 出力制御時の周波数変化(励磁電流考慮あり、 V_o 一定)

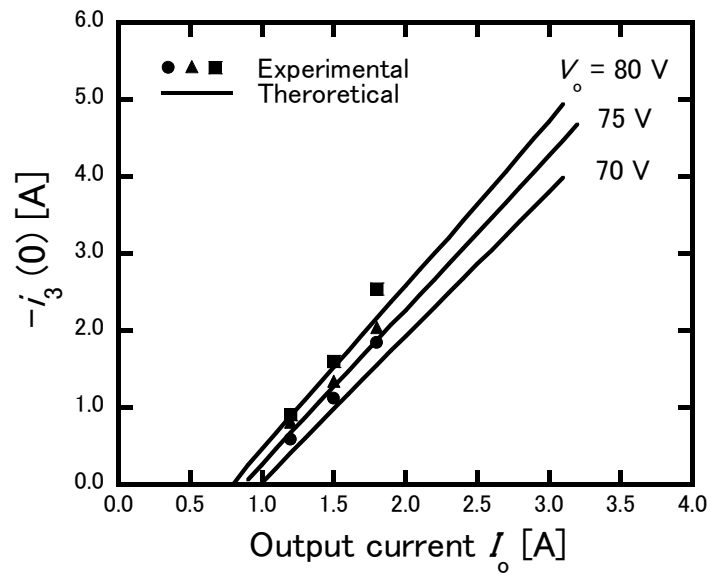


図2.16 初期値 $-i_3(0)$ に対する出力電流の影響(V_o 一定)

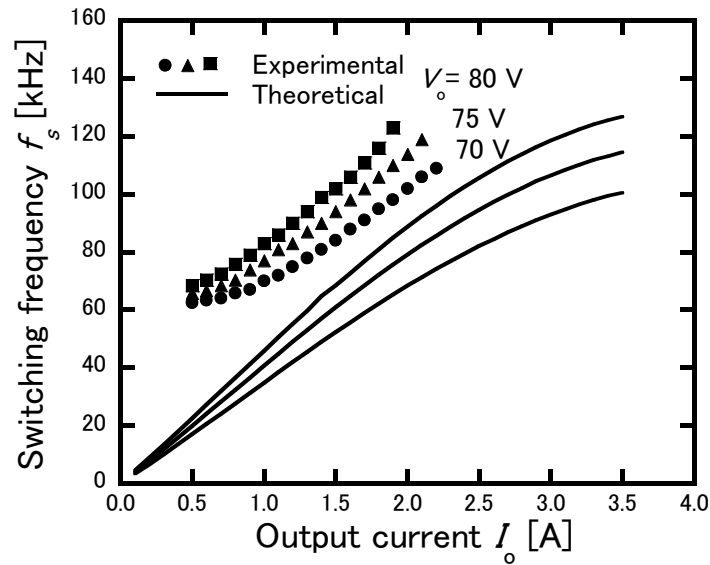


図2.17 出力制御時の周波数変化(励磁電流考慮なし、 V_o 一定)

2.5 内部損失抵抗の内訳

本節では、内部損失抵抗 r_L の内訳について調べた結果を述べる。前節では、電力効率から実験的に内部損失抵抗 r_L の値を $r_L = 1.0 \Omega$ としたが、 r_L の内訳を知るためにはコンバータ各部の抵抗値を入力側に換算する必要がある。本節では、コンバータ各部における抵抗性の損失を個別に評価し、得られた電力損失の値をもとにコンバータ各部の抵抗値を入力側に換算した結果について報告する。

コンバータ各部の抵抗値の算出方法及び算出結果を以下に示す。コンバータを動作させる場合には、スイッチング周波数 $f_s = 1/T_s = 100$ kHz, 出力電圧 $V_o = 70$ V, 出力電流 $I_o = 2.0$ Aの条件の下、測定を行った。

(1) 変圧器の巻線

巻線の抵抗値の算出方法は次の通りである。

- ・巻線の材料の抵抗率、断面積、長さから抵抗値を求める。ただし、表皮効果による影響のみ考慮し、近接効果や温度変化による影響は無視する。

材料の抵抗率 $1.68 \times 10^{-8} \Omega \cdot \text{m}$ (銅、常温)、半径0.4 mm、1次側巻線の長さ約70 cm、

2次側巻線の長さ約80cm、表皮深さ0.21 mm(100 kHz)のとき、1次側巻線抵抗及び2次側巻線抵抗の値は以下のように評価される。

$$1 \text{ 次側} : 1.68 \times 10^{-8} \times \frac{0.7}{\pi[(0.4 \times 10^{-3})^2 - \{(0.4 - 0.21) \times 10^{-3}\}^2]} \approx 30 \text{ (m}\Omega\text{)}$$

$$2 \text{ 次側} : 1.68 \times 10^{-8} \times \frac{0.8}{\pi[(0.4 \times 10^{-3})^2 - \{(0.4 - 0.21) \times 10^{-3}\}^2]} \approx 35 \text{ (m}\Omega\text{)}$$

(2) 半導体素子 (MOSFET、ダイオード)

半導体素子の抵抗値の評価方法は次の通りである。

- ・ 放熱器との接合部に絶縁シートを貼り、熱電対センサ及びデジタル温度計を用いて熱平衡状態時の表面温度を測定し、ジャンクション温度 (PN接合部の温度) を求める [32], [33]。
- ・ 使用素子のデータシートに記載されているグラフや計算式から抵抗値を求める。

図2. 18に半導体素子の温度変化のグラフを示す。図2. 18より、1次側ダイオードとMOSFETはコンバータを動作させてから約10分後に、2次側ダイオードは約5分後に熱平衡状態になっていることが分かる。熱平衡状態時における各素子の表面温度について、1次側ダイオードは130 °C、MOSFETは125 °C、2次側MOSFETは74 °Cという結果が得られた。

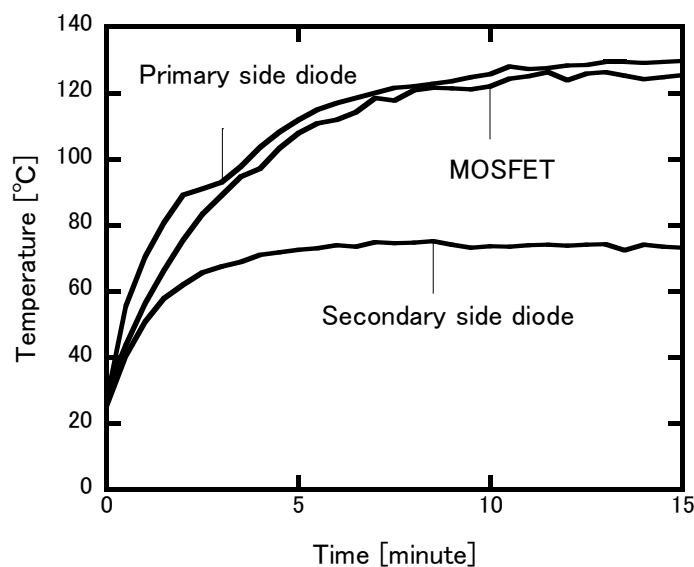


図2. 18 半導体素子の温度変化

図2.18の結果から半導体素子のジャンクション温度 T_j を求める。ジャンクション温度 T_j と表面温度 T は以下のように表される[32]。

$$T_j = T + R_{J-c}P \quad (2-54)$$

R_{J-c} (W/°C)は飽和状態における半導体素子のPN接合部と表面間の熱抵抗、 P は半導体素子の1スイッチング周期平均の消費電力を示している。熱抵抗 R_{J-c} はデータシートから確認することができる。消費電力 P は未知のパラメータではあるが、本研究では、オン状態時にダイオードに加わる電圧を約1.0V、MOSFETのオン抵抗を280 mΩ(標準値)と仮定して概算で求めた。ジャンクション温度の計算結果については後述する。

(3)その他

その他の抵抗値の評価結果は次の通りである。

- ・1次側リアクトルはデータシートより約70 mΩである。
- ・コンバータの入力と電源、出力と電子負荷をつなぐ配線の抵抗値はインピーダンスメータを用いて測定した。結果として、配線1本当たり約60 mΩであった。

次に、コンバータ各部の抵抗値を入力側に換算する際に用いた式を以下に示す。

$$rI_{rms}^2 = r_i I_L^2 \quad (2-55)$$

両辺は各素子の1スイッチング周期あたりの消費電力の平均値であり、 r は素子の抵抗値、 I_{rms} は素子に流れる電流の実効値、 r_i は入力側に換算した素子の抵抗値、 I_L (=3.4 A)は入力電流(リアクトル電流)を示す。表2.5に各素子の抵抗値を入力側に換算した値を示す。()内はジャンクション温度である。表2.5の結果から、内部損失抵抗 $r_L = 1.0 \Omega$ の8割程度を説明することができる。加えて、半導体素子のオン抵抗が1.0 Ωの約半分を占めていることが分かった。

表2.5 内部損失抵抗 r_L の内訳

Device	value
S_1, S_2 (SiC-MOSFET) on resistance	380 m Ω (130°C)
D_1, D_2 (SiC-SBD) on resistance	70 m Ω (135°C)
D_3, D_4 (SiC-SBD) on resistance	25 m Ω (75°C)
Smoothing reactor L winding resistance	70 m Ω
Primary side winding resistance	30 m Ω
Secondary side winding resistance	15 m Ω
Wiring resistance	160 m Ω

2.6 結言

本章で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状態における動作解析を行った。解析モデルでは、変圧器は励磁電流を考慮した一般変圧器とし、内部損失については抵抗性及び電圧性の損失を考慮した。さらに、各状態における電圧や電流の式から状態平均化方程式を導いた。
- (2) 解析結果を用いて、効率、負荷特性、出力制御時の周波数変化の理論値の算出を行った。励磁電流を考慮することによって解析の精度をより高めることができることを示した。特に、実用上重要な出力制御時の周波数変化については、誤差を50%-300%から20%以内まで改善できるという結果を得た。
- (3) 内部損失抵抗 r_L の内訳について調べた。磁気部品の巻線抵抗、半導体素子のオン抵抗及び配線抵抗を考慮することにより、 $r_L = 1.0\Omega$ の8割程度を説明することができ、中でも半導体素子のオン抵抗が 1.0Ω の約半分を占めていることが分かった。

今後の課題として、特性を表す近似式の検討が挙げられる。

第3章 電流共振半波形プッシュプルコンバータの サージ電圧解析

3.1 緒言

絶縁共振形コンバータを実際に動作させると、種類によっては回路素子の理想的ではない特性などの影響によりスイッチ素子に高いサージ電圧が発生することがある[34]。この高いサージ電圧により、スイッチ素子の破損やコンバータの動作特性に悪影響をもたらす恐れがある。しかし、絶縁共振形コンバータのスイッチ素子に生じるサージ電圧及びその対策に関して記述されている論文は少ない。

以上より本章では、絶縁共振形コンバータのスイッチに発生するサージ電圧について解析的に調べ、解析結果に基づいてサージ電圧の低減を行うことを目的とする。解析対象として、本章では電流共振半波形プッシュプルコンバータを採り上げる。このコンバータを実際に動作させると、1次側スイッチに高いサージ電圧が発生する[35]。本章では、電流共振半波形プッシュプルコンバータのスイッチに生じるサージ電圧の発生機構を定量的に明らかにし、この結果を利用したサージ電圧の低減手法について述べる。解析結果より、サージ電圧の大きさは主に変圧器の漏れインダクタンス(1次側換算)、スイッチ素子の寄生容量、ボディダイオードの逆回復電流の大きさに依存することが示される。また、サージ電圧の低減手法としては、RC スナバの付加、ボディダイオードの逆回復特性に優れたSiC-MOSFETの使用が検討される。

3.2 サージ電圧

図 3.1 に電流共振半波形プッシュプルコンバータの回路図を示す。このコンバータの動作の詳細な説明については第 2 章を参照されたい。電流共振半波形プッシュプルコンバータを実際に動作させると、ターンオフ時に 1 次側スイッチにサージ電圧が発生する。図 3.2 にサージ発生時のスイッチ電圧波形 (Si-MOSFET R6025NZ1 を使用) を示す。MOSFET を除く使用素子、回路パラメータと動作パラメータについては第 2 章と同じである。一般的にサージ電圧の大きさは、寄生要素及びそれらに蓄積される初期エネルギーの大きさによって決まる [35]。以下では電流共振半波形プッシュプルコンバータに生じるサージ電圧の解析を行い、理論と実験の比較を行う。加えて、解析結果を用いてサージ電圧の低減を行う。

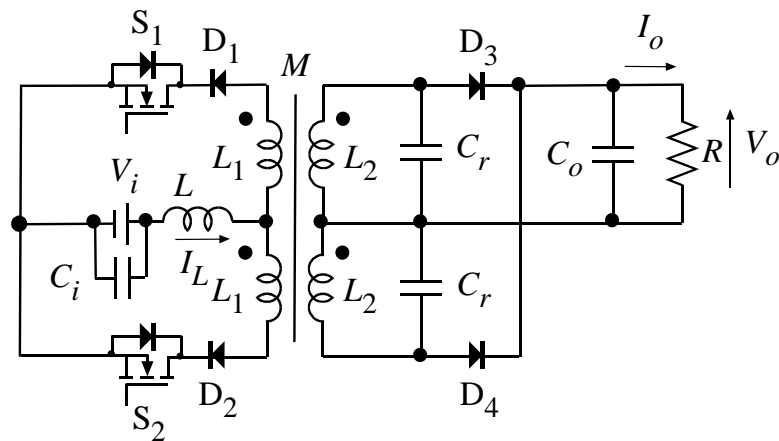


図 3.1 電流共振半波形プッシュプルコンバータ

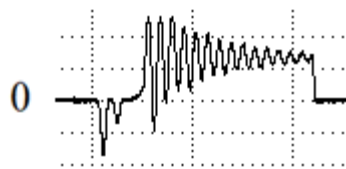


図 3.2 サージ発生時のスイッチ電圧波形 (100 V/div, 2 μs/div)

3.2.1 サージ電圧の発生機構

図 3.3 に S_2/D_2 のターンオフ時のスイッチ波形を示す(動作の対称性により、以下の議論は S_1/D_1 でも同様に成り立つ。)。図中の I_{rr} はボディダイオードの逆回復電流、 C_p は A-S 間の寄生容量(ダイオード寄生容量 C_D と MOSFET のドレイン-ソース間容量 C_S の合成容量)である。図 3.3 に示す波形の詳細を調べた結果、寄生要素の C 成分はスイッチ素子の寄生容量であると考えられ、図 3.3 の測定波形をもとに各状態におけるスイッチの等価回路を作成した(図 3.4) [35]。

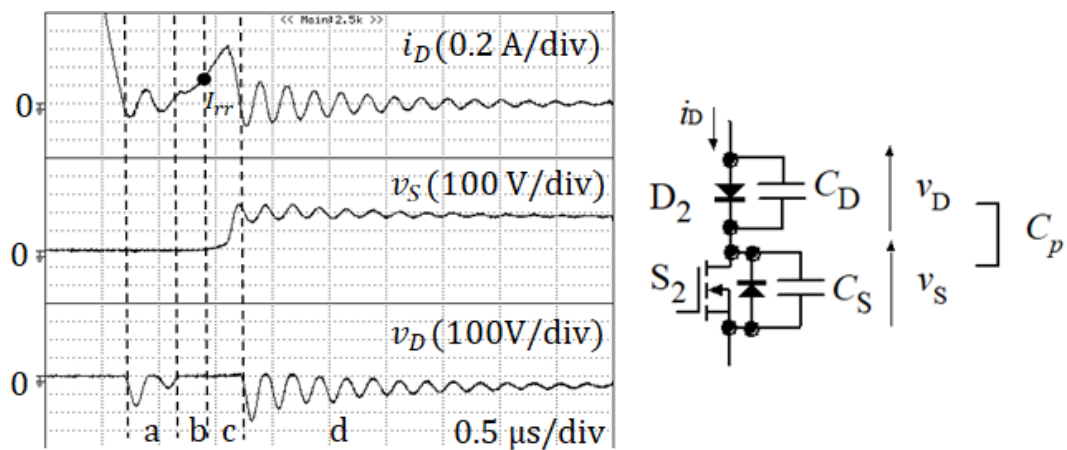


図 3.3 ターンオフ時のスイッチ波形

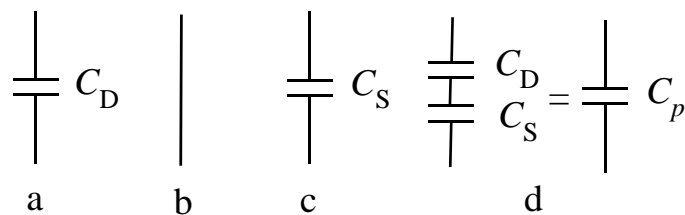


図 3.4 各状態におけるスイッチの等価回路

以下にターンオフ時の等価回路を用いて、各状態における動作について説明する。ただし、 D_2 (SiC-SBD SCS210AGC) は理想ダイオードとして考えている。

- a. D_2 はオフとなり、接合容量 C_D で電荷の充放電が行われる。
- b. D_2 はオンに転じる。 S_2 のボディダイオード内部に蓄えられた電荷が掃き出される。等価的に短絡と見なせる。
- c. S_2 のボディダイオード内部の電荷が全て掃き出されオフ状態となり、出力容量 C_S に電荷が充電され、その後サージ電圧が発生する。
- d. サージ電圧が発生した直後、再び D_2 はオフに転じる。

3.2.2 サージ電圧解析

図 3.5 にサージ電圧発生時の解析モデルを示す[35]。このモデルは、サージ電圧の原因の一つである寄生要素について定量的に知る上で必要である。モデルの構築にあたり以下の仮定をおいた。

仮定：

- (A) 変圧器の 1 次巻線同士、2 次巻線同士は巻数比 1 : 1 かつ密結合とし、1 次-2 次巻線間は、漏れインダクタンスを含む一般変圧器とする。
- (B) 1 次側リアクトル L は十分に大きく、短い期間では定電流源 I_L と見なせる。
- (C) スイッチの寄生容量 $C_p (= C_S)$ は線形である。
- (D) その他の回路素子は理想的なものとして扱う。

寄生の抵抗成分はモデルに含まれておらず、これにより計算が容易になる。具体的には、奇数階の微分項が表れず 4 次(複 2 次)までの解析が容易となる。まず、図 3.5 のモデルから、まずサージ電圧による振動の角周波数を求める。

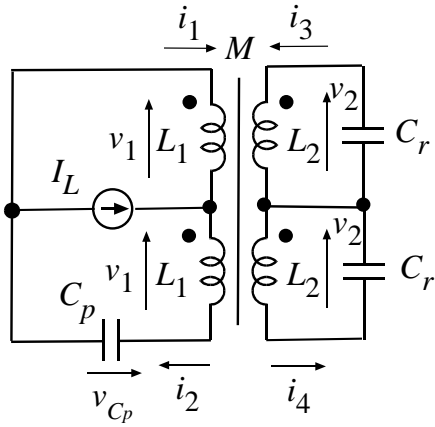


図 3.5 サージ電圧発生時の解析モデル

回路方程式は以下の通りである。

$$v_{C_p} = -2v_1 \quad (3-1)$$

$$i_2 = C_p \frac{dv_{C_p}}{dt} \quad (3-2)$$

$$v_1 = L_1 \frac{d}{dt}(i_1 + i_2) + M \frac{d}{dt}(i_3 + i_4) \quad (3-3)$$

$$i_3 = i_4 = -C_r \frac{dv_2}{dt} \quad (3-4)$$

$$v_2 = M \frac{d}{dt}(i_1 + i_2) + L_2 \frac{d}{dt}(i_3 + i_4) \quad (3-5)$$

$$-i_1 + i_2 = I_L \quad (3-6)$$

これらを v_1 について整理すると、最終的に次の 4 次 (複 2 次) の特性方程式が得られる。

$$4C_p \left(L_1 - \frac{M^2}{L_2} \right) \lambda^4 + \left(1 + \frac{2L_1 C_p}{C_r L_2} \right) \lambda^2 + \frac{1}{2C_r L_2} = 0 \quad (3-7)$$

これを解くと、

$$\lambda = \pm \sqrt{\frac{-b \pm \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a}} \quad (3-8)$$

ただし、

$$a = 4C_p \left(L_1 - \frac{M^2}{L_2} \right) = 4L_l C_p \left(L_l = L_1 - \frac{M^2}{L_2} \right) \quad (3-9)$$

$$b = \frac{2L_1}{L_2} \left(\frac{L_2}{2L_1} + \frac{C_p}{C_r} \right) \approx 1 \quad (C_r \gg C_p) \quad (3-10)$$

$$c = \frac{1}{2L_2 C_r} \quad (3-11)$$

ここで、 L_l は変圧器の 1 次側換算漏れインダクタンスを表す。 a は漏れインダクタ

ンス L_l と寄生容量 C_p による振動に関するパラメータ、 c は2次側インダクタンス L_2 と共振用コンデンサ C_r による振動に関するパラメータとなっている。

式(3-8)より、寄生容量に加わる電圧 v_{C_p} には角周波数が2つ存在することが分かる。これら2つの角周波数を $\omega_1, \omega_2 (\omega_1 < \omega_2)$ とおくと、以下のように表される。

$$\omega_1 = \text{Im} \left[\sqrt{\frac{-b + \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a}} \right] \quad (3-12)$$

$$\omega_2 = \text{Im} \left[\sqrt{\frac{-b - \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a}} \right] \quad (3-13)$$

実際には $C_r \gg C_p, L_2 \gg L_l$ が成り立ち、角周波数 ω_1, ω_2 は以下のように近似できる。

$$\omega_1 \approx \sqrt{\frac{1}{2L_2C_r}} \quad (3-14)$$

$$\omega_2 \approx \sqrt{\frac{1}{4L_lC_p}} \quad (3-15)$$

ω_1 は2次側の共振角周波数、 ω_2 は寄生容量 C_p と1次側換算漏れインダクタンス $L_l (= L_1 - M^2/L_2)$ の共振角周波数を示している。

以上より、オフ時のA-S間電圧 v_{C_p} は以下のように表せる。

$$v_{C_p} = A_1 \sin \omega_1 t + A_2 \cos \omega_1 t + B_1 \sin \omega_2 t + B_2 \cos \omega_2 t \quad (3-16)$$

ここで、 A_1, A_2, B_1, B_2 は定数である。実際には $\omega_1 \ll \omega_2$ (今回のコンバータでは約50倍)より、MOSFETがオフ状態(図3.4の状態c)になってからサージ電圧が発生する非常に短い期間では $A_1 \sin \omega_1 t + A_2 \cos \omega_1 t$ は非常に緩やかに変化するので、この部分を定数 C で置き換え、 v_{C_p} の角周波数については、 ω_2 のみ考慮すればよい。その場合、式(3-16)は次式に書き換えられる。

$$v_{C_p} \approx C + B_1 \sin \omega_2 t + B_2 \cos \omega_2 t \quad (C \text{は定数}) \quad (3-17)$$

図3.6に式(3-17)に基づくスイッチオフ時における簡易等価回路[3]を、図3.7にA-S間電圧波形を示す。ただし、角周波数 ω_1 がサージ電圧の振動成分に与える影響とダイオード D_2 の順方向電圧については考慮していない。 $L_p (= 4L_l)$ は寄生のインダクタンス成分(漏れインダクタンス)を示している。 V_R は定常状態におけるオフ時のA-S間電圧を示す。図3.6及び図3.7を用いて、以下にサージ電圧 V_{surge} の式の導出過程及び結果を示す。図3.7より、 $C = V_R$ である。

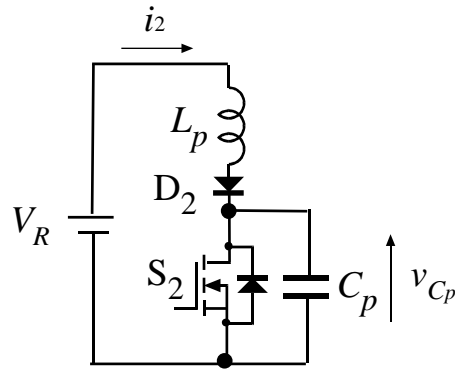


図 3.6 スイッチオフ時における簡易等価回路

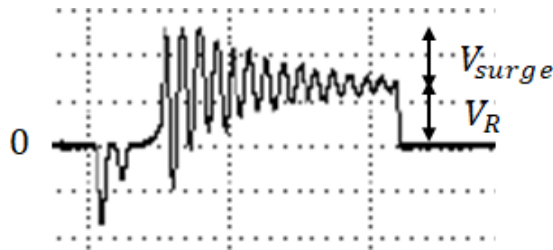


図 3.7 A-S 間電圧波形 (100 V/div, 2 μ s/div)

式(3-17)より、電流 i_2 は以下のようなになる。

$$i_2 = C_p \frac{dv_{Cp}}{dt} = C_p \omega_2 (B_1 \cos \omega_2 t - B_2 \sin \omega_2 t) \quad (3-18)$$

S_2 がオフになる時刻を $t = 0$ とした場合、 $v_{Cp} = v_S = 0$ 、 $i_2(0) = I_{rr}$ となる。 I_{rr} はボディダイオードの逆回復電流である(図 3.3 を参照)。式(3-17)の係数 B_1, B_2 は以下のように表せる。

$$B_1 = \frac{I_{rr}}{C_p \omega_2} = I_{rr} \sqrt{\frac{L_p}{C_p}}, B_2 = -V_R \quad (3-19)$$

となり、最終的に、

$$v_{Cp} = V_R + I_{rr} \sqrt{\frac{L_p}{C_p}} \sin \sqrt{\frac{1}{L_p C_p}} t - V_R \cos \sqrt{\frac{1}{L_p C_p}} t \quad (3-20)$$

を得る。サージ電圧 V_{surge} は v_{Cp} の最大値と V_R の差分であり、以下のように表せる。

$$V_{surge} = \sqrt{I_{rr}^2 \frac{L_p}{C_p} + V_R^2} \quad (3-21)$$

ただし、 V_R は定常状態解析の結果をもとに以下の式で表される。

$$V_R = \frac{2M}{L_2} V_o \quad (V_o \gg V_F) \quad (3-22)$$

式(3-21)は以下のように書き換えられる。

$$\frac{1}{2} C_p V_{surge}^2 = \frac{1}{2} L_p I_{rr}^2 + \frac{1}{2} C_p V_R^2 \quad (3-23)$$

式(3-23)はエネルギー保存則に関する式であり、左辺はサージエネルギー、右辺第一項は寄生インダクタンス(漏れインダクタンス)に蓄積される初期エネルギー、右辺第二項は寄生容量 C_p への蓄積される初期エネルギーを示す。

3.2.3 寄生容量

式(3-21)をもとにサージ電圧 V_{surge} を評価するため、ここでは寄生容量 C_p の推定方法について説明する。寄生容量 C_p は半導体スイッチに由来する容量を含んでおり、厳密には電圧依存性のパラメータであるが、本論文では線形と見なしている。

はじめに、電圧 v_{C_p} の波形に生じている寄生振動の周期 T を測定し、次に、周期 T と寄生要素の関係式

$$T = 2\pi\sqrt{L_p C_p} \quad (L_p = 4L_l = 20 \mu\text{H}) \quad (3-24)$$

より、寄生容量 C_p の値を求める[36]。図 3.8 に示す寄生容量 C_p に加わる電圧 v_{C_p} の測定波形から、 $T = 275 \text{ ns}$ となり、結果として $C_p = 96 \text{ pF}$ となった。

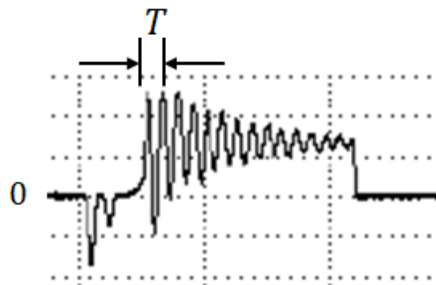


図 3.8 v_{C_p} の測定波形(100 V/div, 2 μs /div)

3.2.4 実験結果と解析結果の比較

解析により導いたサージ電圧の理論式の妥当性を確認するため、電流共振半波
形プッシュプルコンバータを作製し、寄生容量 C_p に並列に線形容量 C_{add} を付加して
サージ電圧の変化を見る実験を行った。動作パラメータ、回路パラメータについ
ては第2章を参照されたい。

図3.9にサージ電圧 V_{surge} の実験値と理論値を示す。同図の横軸の C_{add} は寄生容
量 C_p に並列に付加したコンデンサの容量値を表す。理論値では式(3-21)の C_p を $C_p +$
 C_{add} と置き換えて計算している。ボディダイオードの逆回復電流 I_{rr} については、測
定値を用いており、 $I_{rr} = 0.34 \text{ A}$ ($C_{add} = 0 \text{ pF}$)としている。定常状態におけるオフ時の
A-S間の電圧 V_R は、測定値と理論値はほぼ等しく、 $V_R \approx 120 \text{ V}$ であった。

実験値と理論値の比較について、 $C_{add} = 0 \text{ pF}$ のときは良好な結果が得られた。一
方で、付加容量 C_{add} の値を大きくするにつれて、実験値と理論値の隔たりが大き
くなっていることが分かる。理論値に対する実験値の最大誤差は約40%であった。誤
差の原因としては、実際の逆回復電流 I_{rr} は定数ではなく付加容量 C_{add} の値によ
って変化することが挙げられる。誤差を減らすためには、ボディダイオードの逆回復
電流の定量的評価が必要である。

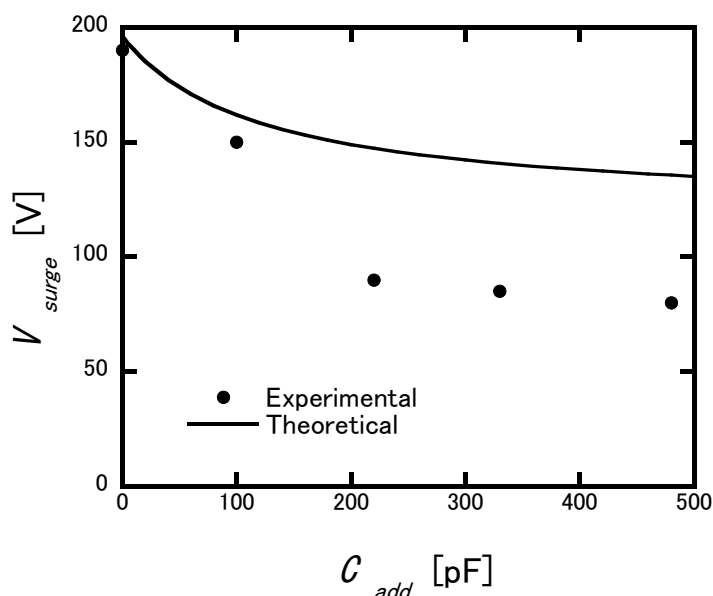


図 3.9 サージ電圧 V_{surge} の実験値と理論値
($f_s = 100 \text{ kHz}$, $f_s = 1.0 \text{ A}$)

3.2.5 サージ電圧の低減

検討したサージ電圧の低減手法として、RC スナバ回路の付加及び SiC-MOSFET の使用を行った。RC スナバは回路の部品点数が少なく設計が容易であり、参考文献 [36] の設計法をもとに、スナバ抵抗を 240Ω 、スナバコンデンサを 330 pF とした [36]。SiC デバイスは従来の Si デバイスと比べてキャリアライフタイムが非常に短いことから、ボディダイオードの逆回復特性が良好であり、サージ電圧発生の原因となる逆回復電流の大幅な低減が見込めるデバイスである。SiC-MOSFET には SCT2280KE を用いた。

図 3.10 に (a) サージ電圧の対策を施さなかったときのスイッチ波形、(b) 1 次側の Si-MOSFET・ダイオードペアに RC スナバを付加したときのスイッチ波形、(c) Si-MOSFET から SiC-MOSFET に取り換えたときのスイッチ波形を示す。図 3.10 においてサージ電圧の大きさはそれぞれ (a) 約 160 V 、(b) 約 80 V 、(c) 約 60 V であった ($f_s = 100 \text{ kHz}$, $I_o = 1.5 \text{ A}$ のとき)。SiC-MOSFET を用いることによりサージ電圧をより低減できたことから、電流共振半波形プッシュプルコンバータに生じるサージ電圧の観点からは、Si-MOSFET より SiC-MOSFET の使用が好ましいことが示された。

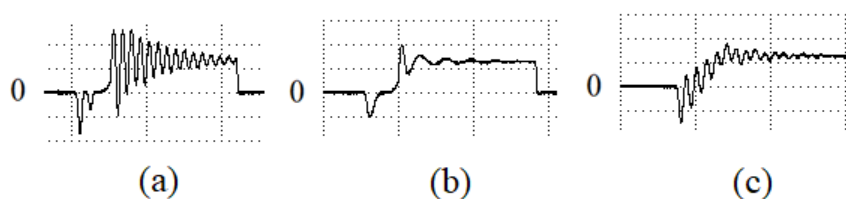


図 3.10 サージ電圧に対する RC スナバと SiC-MOSFET の効果
(100 V/div , $2 \mu\text{s/div}$)

次にスイッチング周波数 100 kHz 一定の下、ZCS 動作領域内で出力電流を変化させ、RC スナバを付加したとき及び SiC-MOSFET の使用したときの効率の変化を調べた。図 3.11 に測定結果を示す。RC スナバを用いた場合、Si-MOSFET を用いたときと比べ効率が低いことが分かる。一方、SiC-MOSFET を用いることによって Si-MOSFET を用いたときと比べ、出力電流 $I_o = 2.3 \text{ A}$ のときを除いて効率が改善した。これは、ボディダイオードによるターンオフ時の損失が低減されたことが原因であると考えられる。 $I_o = 2.3 \text{ A}$ のときのみ効率が下がった原因として MOSFET のオン抵抗 (Si-MOSFET R6025NZ1: 0.15Ω 、SiC-MOSFET SCT2280KE: 0.28Ω) による導通損が影響しているものと考えられる。なお、() 内の抵抗値は標準値を示している。

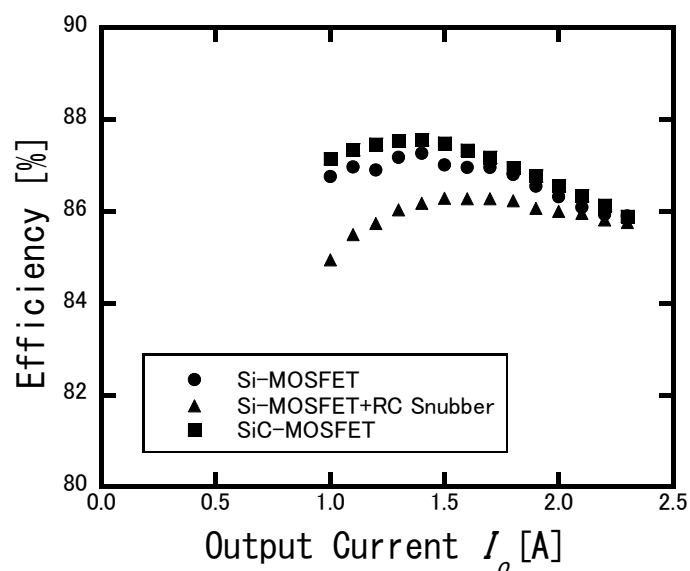


図 3.11 効率に対する RC スナバと SiC-MOSFET の影響

3.3 結言

本章で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1次側スイッチに生じるサージ電圧の発生メカニズムについて調べるとともに解析モデルを構築し、サージを含む電圧振動について解析的に調べた。結果として振動の角周波数はスイッチ素子の寄生容量と変圧器の漏れインダクタンス(1次側換算)に大きく依存し、サージ電圧の大きさはこれらの要素に加え、スイッチ素子であるMOSFETのボディダイオードの逆回復電流が影響していることが分かった。
- (2) サージ電圧の低減手法としてSi-MOSFETへのRCスナバの付加及びSiC-MOSFETの使用を行った。Si-MOSFETにRCスナバを付加したときと比べ、SiC-MOSFETをスナバなしで用いたときの方がサージ電圧及び電力効率の両面で優れた結果を示した。

今後の取り組みとして、ボディダイオードの逆回復電流の定量的評価が挙げられる。

第 4 章 電流共振全波形プッシュプルコンバータの 定常状態解析

4.1 緒言

一般に絶縁共振形コンバータでは、変圧器の励磁電流がこれらの諸特性に影響を与えるため、これらのコンバータの動作特性を正確に把握するためには励磁電流を考慮する必要がある[5]。しかし、絶縁形共振コンバータの動作解析において、計算の簡単化のため励磁電流を無視した理想変圧器モデルが多く用いられている。

共振形コンバータの動作解析手法として拡張状態平均化法が知られているが、励磁電流の考慮により未知の初期値を求める必要があり、拡張状態平均化法による解析解を得ることを難しくする。一方、状態平均化方程式をはじめ拡張状態平均化法により得た関係式について、定常状態を仮定すれば、比較的容易に数値解が得られる(半解析的アプローチ)[25], [26]ことは、第 2 章で述べた通りである。

解析対象として本章では電流共振全波形プッシュプルコンバータを採り上げる[3], [4]。このコンバータに関する従来解析モデル[3], [4]には、変圧器の励磁電流が考慮されていないことに加えて、電力効率を既知のものとして与え動作に基づいた内部損失の評価が行われていない、コンバータの動作特性を記述する状態平均化方程式の形で結果が得られていないという問題点がある。

従来解析モデルに対し本章では、電流共振全波形プッシュプルコンバータについて、内部損失及び励磁電流を考慮したモデルの導入を順次行い、これら 2 つの要素が理論値の精度に与える影響を調べることを目的とする。本章では、内部損失及び励磁電流を考慮した定常状態解析を行い、状態平均化方程式を導く。実験結果と解析結果との比較を行い、従来解析手法に対しての精度の改善度を示す。加えて、コンバータの特性を表す近似式を導出し、近似のない理論値との比較を行って近似式の有用性を示す。

4.2 電流共振全波形プッシュプルコンバータ

図 4.1 に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。図中の V_i, I_L, V_o, I_o はそれぞれ定常状態における入力電圧、入力電流 (1 次側リアクトル電流)、出力電圧、出力電流を示している。図 4.1 の回路は、電流源入力及び電圧源出力で、変圧器をはさんで、1 次側はプッシュプル、2 次側はセンタタップ整流回路と共振回路という構成である。第 2 章、第 3 章で述べた電流共振半波形プッシュプルコンバータとは異なり、1 次側は MOSFET と直列接続されたダイオードがないため、ボディダイオードが導通する。共振回路は、電流共振半波形と同様に、共振用コンデンサ C_r と変圧器の漏れインダクタンスから成り、1 次側スイッチの ZCS 動作を実現する。出力の制御も同様に PFM による。

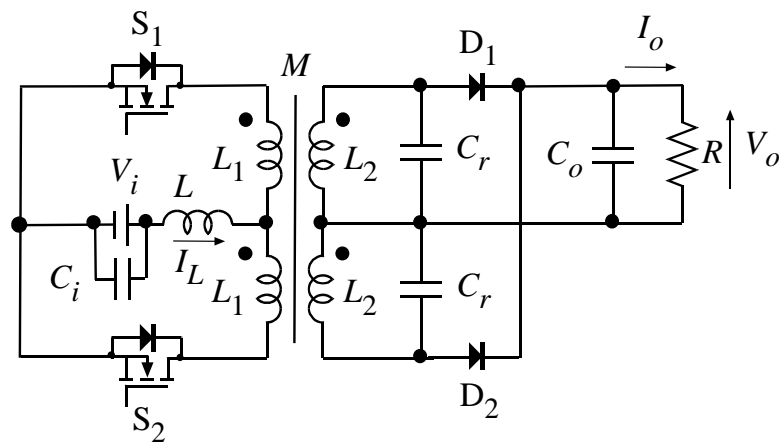


図 4.1 電流共振全波形プッシュプルコンバータ

図 4.2 にこのコンバータの定常状態における動作波形を、表 4.1 に状態シーケンスを示す。表 4.1 では、太字でスイッチ素子のオン・オフの切り替わりを示している。

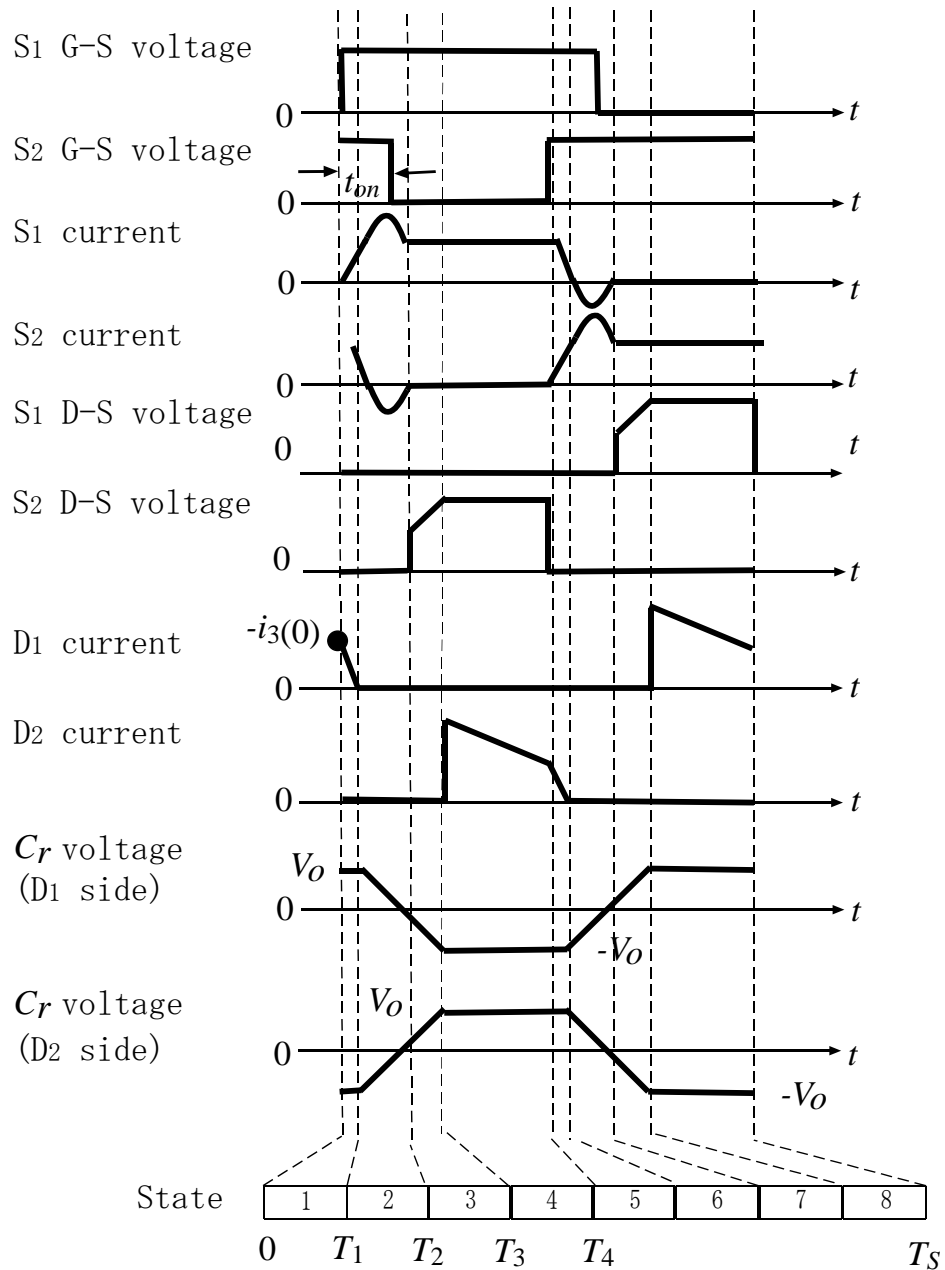


図 4.2 定常状態におけるコンバータの動作波形

表 4.1 状態シーケンス

State	S_1	S_2	D_1	D_2
1	ON	ON	ON	OFF
2	ON	ON	OFF	OFF
3	ON	OFF	OFF	OFF
4	ON	OFF	OFF	ON
5	ON	ON	OFF	ON
6	ON	ON	OFF	OFF
7	OFF	ON	OFF	OFF
8	OFF	ON	ON	OFF

図 4.2 に示す波形は、上から順に、 S_1 及び S_2 のゲート-ソース (G-S) 間電圧、 S_1 及び S_2 の電流、 S_1 及び S_2 のドレイン-ソース間 (D-S) 電圧、ダイオード D_1 及び D_2 の電流、共振用コンデンサ C_r の電圧である。図中の $-i_3(0)$ は 2 次側ダイオード電流の初期値であり、励磁電流の初期値に関連する。 T_1, T_2, T_3, T_4 は状態遷移時刻、 T_5 はスイッチング周期である。

4.3 定常状態における動作解析

本節では、拡張状態平均化法を用いて[2], [27]、電流共振全波形プッシュプルコンバータの定常状態における動作解析を行う。

4.3.1 解析モデルの構築

拡張状態平均化法を用いて動作解析を行うにあたり、以下のような仮定をおき、内部損失及び励磁電流を考慮した解析モデルを構築する[37], [38]。図 4.3 に構築した解析モデルを示す。解析モデルの詳細な説明は 2 章を参照されたい。

仮定：

- (A) 1次巻線同士、2次巻線同士は巻数比 1:1 かつ密結合とし、1次-2次巻線間は、励磁インダクタンス、漏れインダクタンスを含む一般変圧器とする。
- (B) 1次側リアクトル L は十分に大きく、短い期間では定電流源と見なせる。
- (C) 出力コンデンサ C_o は十分に大きく、短い期間では定電圧源と見なせる。
- (D) 内部損失抵抗は平滑リアクトル L の直列抵抗 r_L に集約する。
- (E) ダイオード D_1, D_2 は同じ特性を持つものとし、理想ダイオードと見なす。順方向電圧は電圧源 V_F として扱う。
- (F) その他の回路素子は理想的なものとして扱う。

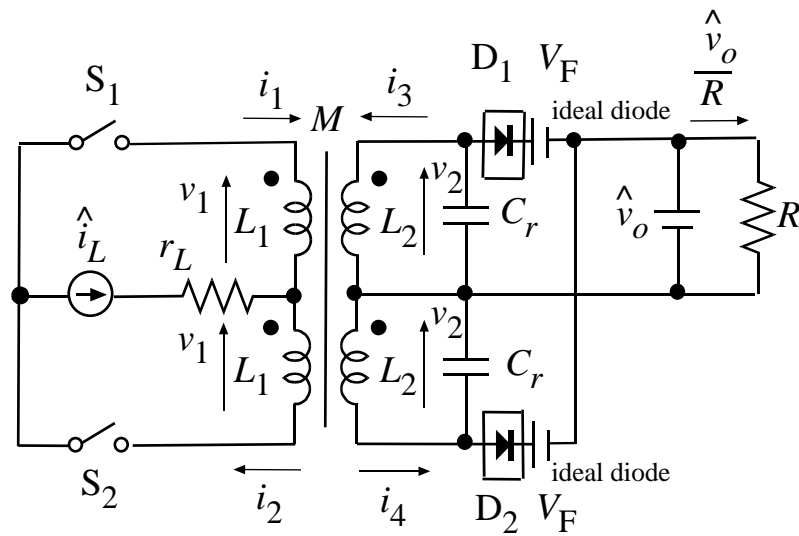


図 4.3 電流共振全波形プッシュプルコンバータの解析モデル

図 4.4 に各状態における等価回路を示す。電流共振全波形プッシュプルコンバータの各状態における電圧及び電流の解析結果については、第 2 章の電流共振半波形プッシュプルコンバータの定常状態における解析結果を、State 2 から State 3 への遷移条件（式(2-19)の α_1 の範囲）を除き、そのまま適用することができる。

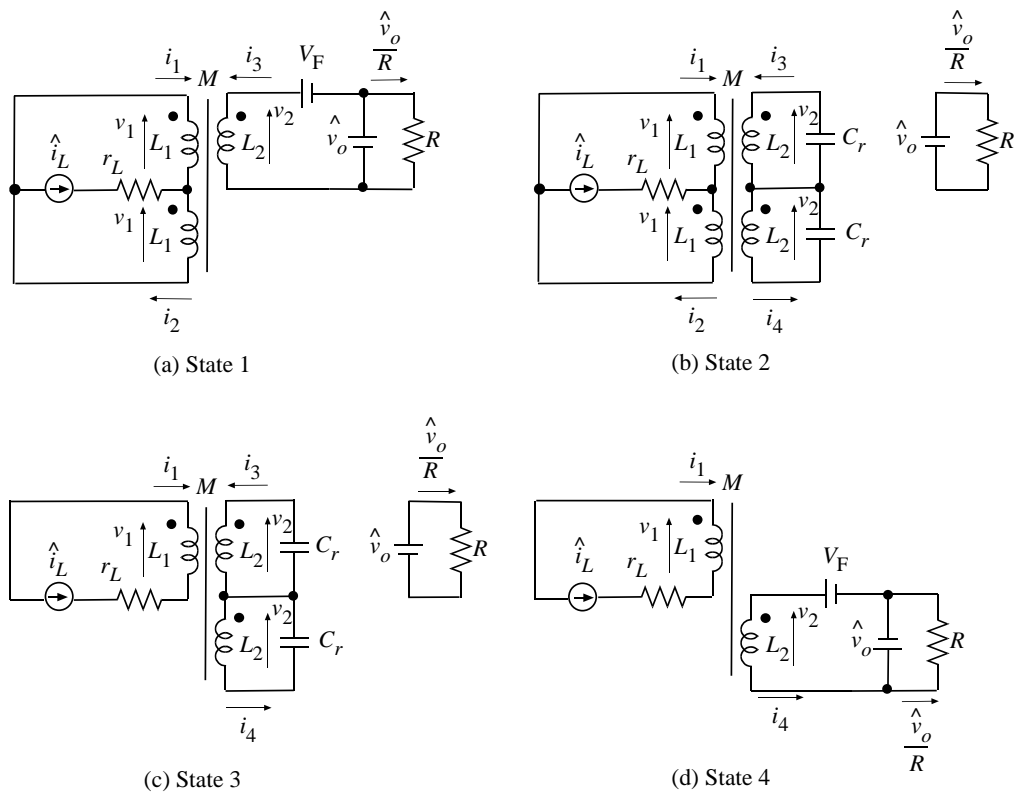


図 4.4 各状態における等価回路

State 1, $t:[0, T_1]$, 図 4.4(a)

1次側では S_1, S_2 が同時オンとなり、リアクトル L (等価回路では電流源 \hat{u}_L に含まれる)にエネルギーが蓄積される。2次側では D_1 のみ導通する。

State 2, $t:[T_1, T_2]$, 図 4.4(b)

1次側では S_1, S_2 の同時オン状態が続き、 L に引き続きエネルギーが蓄積される。2次側では D_1 がターンオフし共振動作が始まる。共振に伴い S_2 のドレイン電流は減少し、零に到達した直後に S_2 のボディダイオードが導通する。ボディダイオードの電流が零になると、State 3に切り替わる。

State 3, $t:[T_2, T_3]$, 図 4.4(c)

1次側では同時オン期間が終了し、 S_1 のみ導通する。2次側では引き続き共振動作が行われる。

State 4, $t:[T_3, T_4]$, 図 4.4(d)

1次側では引き続き S_1 のみ導通し、 L に蓄積されたエネルギーが放出される。2次側では D_2 がターンオンし共振動作が終了する。

4.3.2 内部損失及び励磁電流を無視した場合の解析結果

第2章の解析結果から、内部損失及び励磁電流を無視した場合におけるコンバータの特性を表す式の導出を行う。式(2-43)においてこれらの要素を無視することにより、出力電流 I_o は次式で表される。

$$I_o = \frac{V_o}{R} = \frac{V_i I_L}{V_o} = \frac{2}{T_s} \left[\frac{L_r I_L^2}{2n^2 V_o} + \frac{I_L}{n} \left(\frac{T_s}{2} - T_3 \right) \right] \quad (4-1)$$

ここで、 V_o は定常状態における出力電圧、 R は負荷抵抗、 I_L は定常状態時における入力電流(1次側リアクトル電流)、 T_s はスイッチング周期、 n は変圧器の1次-2次巻線間の巻数比、 L_r は変圧器の漏れインダクタンスである。式(4-1)と同じ内容の式が、電流共振全波形プッシュプルコンバータのバリエーションに対し、参考文献[21]で導かれている。

式(4-1)は以下のように書き換えられる。

$$\frac{2}{T_S} \sqrt{2L_r C_r} \left[\frac{1}{2} \sin \alpha_1 + \alpha_1 + \frac{1 + \cos \alpha_1}{\sin \alpha_1} \right] = 1 - \frac{nV_i}{V_o} \quad (4-2)$$

ただし、

$$T_3 = \frac{L_r I_L}{nV_o} + \sqrt{2L_r C_r} \left[\frac{1}{2} \sin \alpha_1 + \alpha_1 + \frac{1 + \cos \alpha_1}{\sin \alpha_1} \right] \quad (4-3)$$

$$\sin \alpha_1 = \frac{I_L}{2nV_o} \sqrt{\frac{2L_r}{C_r}} \left(\frac{\pi}{2} < \alpha_1 \leq \pi \right) \quad (4-4)$$

式(4-2)の左辺[]内について、 $\frac{\pi}{2} < \alpha_1 \leq \pi$ のとき

$$3.07 < \frac{1}{2} \sin \alpha_1 + \alpha_1 + \frac{1 + \cos \alpha_1}{\sin \alpha_1} \leq \pi \quad (4-5)$$

となり、最大値に対する最小値の相対誤差は約 2.2%であることから、

$$\frac{1}{2} \sin \alpha_1 + \alpha_1 + \frac{1 + \cos \alpha_1}{\sin \alpha_1} \approx \pi \quad (4-6)$$

と近似してもほとんど差し支えない。したがって、スイッチング周波数 $f_s (= 1/T_S)$ は以下のように表せる[39]。

$$f_s = \frac{1}{T_S} \approx f_r \left(1 - \frac{nV_i}{V_o} \right) \quad (4-7)$$

ここで、 $f_r (= 1/2\pi\sqrt{2L_r C_r})$ は共振周波数を示している。式(4-7)より、このモデルにおけるスイッチング周波数の大きさは入出力電圧及び巻数比だけで決まり、出力電流にほとんど依存しないことが分かる。

4.3.3 内部損失のみ考慮した場合の解析結果

第2章で述べたように、このコンバータの内部損失は内部損失抵抗 r_L 及びダイオードの順方向電圧 V_F でモデル化されている。出力電流を表す式(2-43)は、内部損失抵抗 r_L を含まないため、順方向電圧 V_F のみ考慮すればよい。すなわち、出力電流 I_o の式は式(4-1)の V_o を $V_o + V_F$ に書き換えるだけでよい。

$$I_o = \frac{V_o}{R} = \frac{2}{T_S} \left[\frac{L_r I_L^2}{2n^2(V_o + V_F)} + \frac{I_L}{n} \left(\frac{T_S}{2} - T_3 \right) \right] \quad (4-8)$$

ただし、

$$T_3 = \frac{L_r I_L}{n(V_o + V_F)} + \sqrt{2L_r C_r} \left[\frac{1}{2} \sin \alpha_1 + \alpha_1 + \frac{1 + \cos \alpha_1}{\sin \alpha_1} \right] \quad (4-9)$$

$$\sin \alpha_1 = \frac{I_L}{2n(V_o + V_F)} \sqrt{\frac{2L_r}{C_r}} \left(\frac{\pi}{2} < \alpha_1 \leq \pi \right) \quad (4-10)$$

入力電流 I_L を求めるため、次に示す入出力と損失の関係を表す電力保存則の式を利用する。

$$V_i I_L = r_L I_L^2 + (V_o + V_F) I_o \quad (4-11)$$

式(4-11)において、左辺は入力電力、右辺第一項は抵抗性の損失、右辺第二項は電圧性の損失を示す。式(4-6), (4-8), (4-9), (4-10), (4-11)より、スイッチング周波数 $f_s (= 1/T_s)$ は以下のように表せる。

$$f_s \approx f_r \left[\frac{nr_L}{V_o + V_F} I_L + \left(1 - \frac{nV_i}{V_o + V_F} \right) \right] \quad (4-12)$$

式(4-12)より、スイッチング周波数の大きさは入力電流(リアクトル電流)に比例することが分かる。

4.3.4 内部損失及び励磁電流を考慮した場合の解析結果

内部損失及び励磁電流を考慮すると、基本的に第2章で導いた関係式が全て必要となるが、既に述べたように、出力電流に関する式(2-43)は使用せず、代わりに電力保存則を表す式(2-48) (式(4-11)) を用いる。したがって、必要な式は巻線電圧の平均値を表す式(2-42)及び初期値 $i_3(0)$ に関する式(2-47)であり、以下に再掲する。内部損失及び励磁電流を考慮した場合における式は以下のように表せる。

$$V_i - r_L I_L = \frac{2}{T_s} \left[\frac{M}{L_2} (V_o + V_F) \left(\frac{T_s}{2} - T_3 \right) + 2M(1-k) \left(\frac{i_3(0)}{2} + \frac{L_1}{M} I_L \right) \right] \quad (4-13)$$

$$i_3(0) = \frac{V_o + V_F}{L_2} \left(\frac{T_s}{2} - T_3 \right) - 2k \left(\frac{i_3(0)}{2} + \frac{L_1}{M} I_L \right) \quad (4-14)$$

式(4-13)は状態平均化方程式の一部であり、1次側巻線電圧の半周期平均を示す。式(4-14)は2次側巻線電流の初期値 $i_3(0)$ の関係式を示す。導出過程については2章を参照されたい。式(4-11), (4-13), (4-14)の連立方程式を解くことにより、解析解が求まる。なお、励磁電流のみを考慮する場合は、内部損失を零($r_L = 0 \Omega$, $V_F = 0 V$) とおいて、同じ連立方程式を解けばよい。

4.4 実験結果と解析結果の比較

電流共振全波形プッシュプルコンバータを作製し、実験を行い、解析結果と比較した。表4.2に使用素子を、表4.3に動作パラメータと回路パラメータを示す。実験については、ZCS動作領域内で行った。解析については、内部損失及び励磁電流を考慮したモデルを構築し、これら2つの要素が理論値の精度に与える影響を調べた。なお、解析結果に基づく理論値の計算は、ZCS動作条件を満たし、かつ本論文で構築したモデルが適用できる(妥当な解が存在する)範囲で行った。

表 4.2 使用素子

Switch	Type	Model No.
S_1, S_2	SiC-MOSFET	SCT2280KE
D_1, D_2	SiC-SBD	SCS210AGC

表 4.3 動作パラメータと回路パラメータ

Symbol	Quantity	Parameter
V_i	Input voltage	48 V
t_{on}	Overlapped on-interval	600 ns
C_i	Input capacitor	100 μ F
L	Smoothing reactor	390 μ H
L_1	Primary side inductance	113.6 μ H
L_2	Secondary side inductance	145.0 μ H
M	Mutual inductance	125.5 μ H
k	Coupling coefficient	0.978
C_r	Resonant capacitor	19.7 nF
C_o	Output capacitor	100 μ F

4.4.1 測定波形

図 4.5 に 1 次側のスイッチ波形を示す。同図からわかるように、電流共振半波形と異なりスイッチに負電流が流れている期間、すなわちボディダイオードが導通する期間が存在する。ボディダイオードに流れる電流が 0 A になった直後に D-S 間電圧が変化しており、ターンオフ時における電流と電圧の重なりがほとんどないことから ZCS 動作が行えていることを確認した。

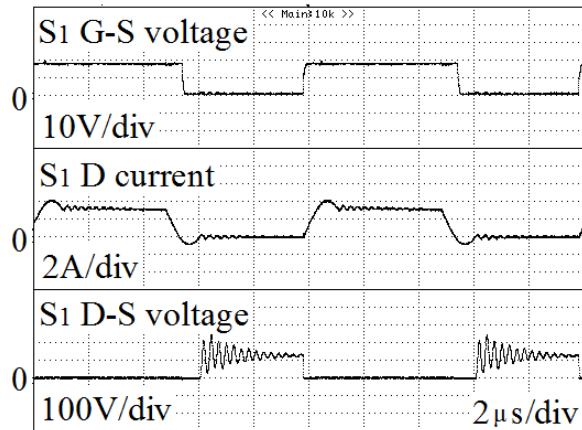


図 4.5 1 次側のスイッチ波形

($V_o = 67 \text{ V}$, $I_o = 2.0 \text{ A}$, $f_s = 1/T_s = 100 \text{ kHz}$)

4.4.2 内部損失抵抗と順方向電圧

解析結果に基づいて定常特性を計算するには、内部損失抵抗 r_L 及び順方向電圧 V_F の値が必要である。値の求め方は 2.4.2 節と同様であり、 $r_L = 0.9 \Omega$, $V_F = 0.85 \text{ V}$ とした。図 4.6 に効率の実験値と理論値の比較を示す。本章では、寄生容量の電力損や磁気部品の鉄損といった出力電流に依存しない損失、加えて、全波形に特有のボディダイオードによる損失を考慮していないため、実験値と理論値に隔たりが残っている。

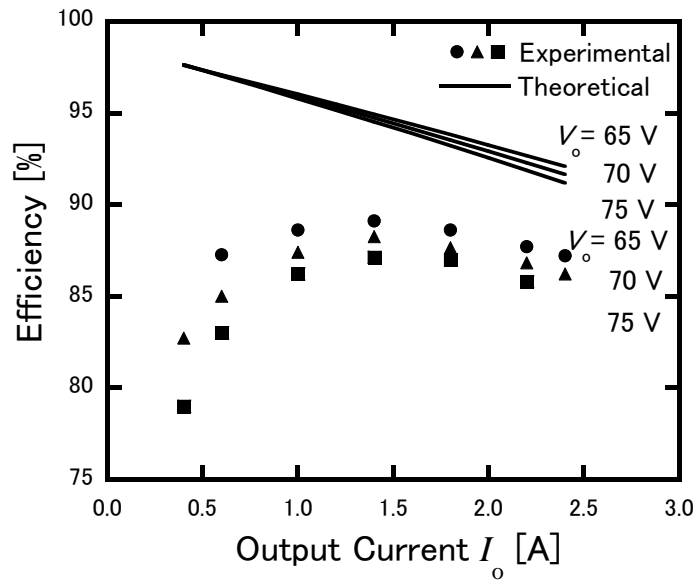


図 4.6 効率 (V_o 一定、抵抗性及び電圧性の損失のみ考慮)

4.4.3 励磁電流

図 4.7 に連続量である変圧器の励磁電流 i_{LM} と巻線電流の和 $i_1 + i_2, i_3 + i_4$ の半周期分の理論波形を示す。細かい実線は各状態の切り替わりを示している。

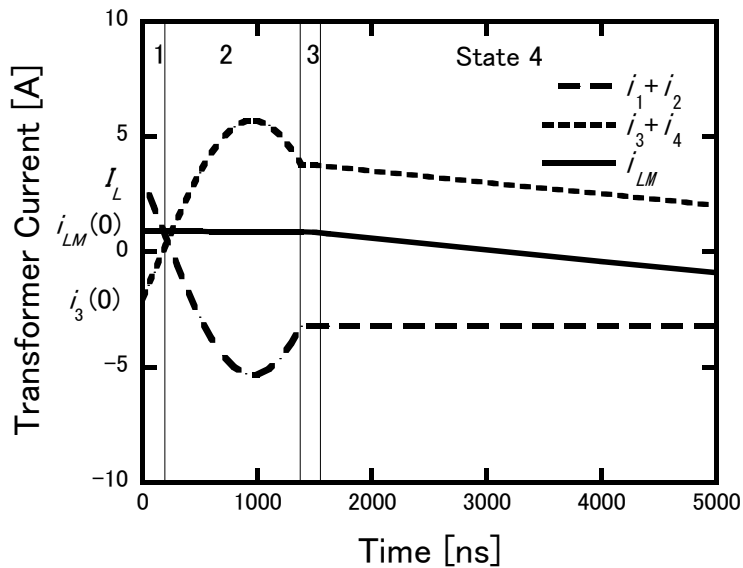


図 4.7 定常状態における励磁電流 i_{LM} と巻線電流 $i_1 + i_2, i_3 + i_4$ の理論波形
($V_o = 72 \text{ V}, I_o = 2.0 \text{ A}, f_s = 1/T_s = 100 \text{ kHz}$)

4.4.4 出力制御時の周波数変化

図 4.8 に内部損失を考慮した場合と考慮していない場合における出力制御時の周波数変化の解析結果(励磁電流考慮なし、出力電圧 V_o 一定)を実験結果とともに示す。内部損失を考慮していない場合の解析結果について、出力電圧 V_o が一定の場合、スイッチング周波数 $f_s(=1/T_s)$ の大きさは出力電流にほとんど依存しない。これは、内部損失を無視した場合の全波形コンバータの特徴である。一方、実験結果より、出力電圧を一定にするには出力電流の増大に伴いスイッチング周波数を高くする必要があることが分かる。内部損失を考慮した解析結果では、この特性が表現できている。図 4.8 における実験と理論の誤差(理論値に対する実験値の相対誤差)について、内部損失を考慮していない場合は 40-90%程度、内部損失を考慮した場合は 20-40%程度であることから、内部損失を考慮することで解析の精度を改善できることを確認した。

図 4.9 に励磁電流を考慮した場合と考慮していない場合の出力制御時の解析結果(内部損失考慮あり、出力電圧 V_o 一定)を実験結果とともに示す。図 4.9 における実験と理論の誤差について、励磁電流を考慮していない場合は 20-40%程度、励磁電流を考慮した場合は 10-20%程度であり、図 4.8 と図 4.9 より、内部損失の評価を行い、励磁電流を考慮することで解析の精度を高められることを確認した。実際の応用では、出力電圧の制御が行われる場合がほとんどであり、図 4.8 と図 4.9 の比較から、電流共振全波形プッシュプルコンバータの制御時の定常特性について知るためには、内部損失及び励磁電流を考慮することが非常に重要であることが示された。

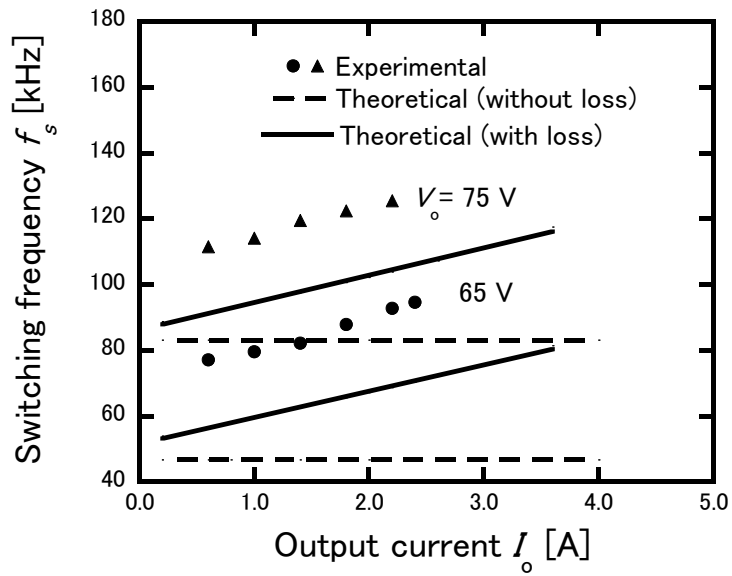


図 4.8 出力制御時の周波数変化の解析結果
(励磁電流考慮なし、出力電圧 V_o 一定)

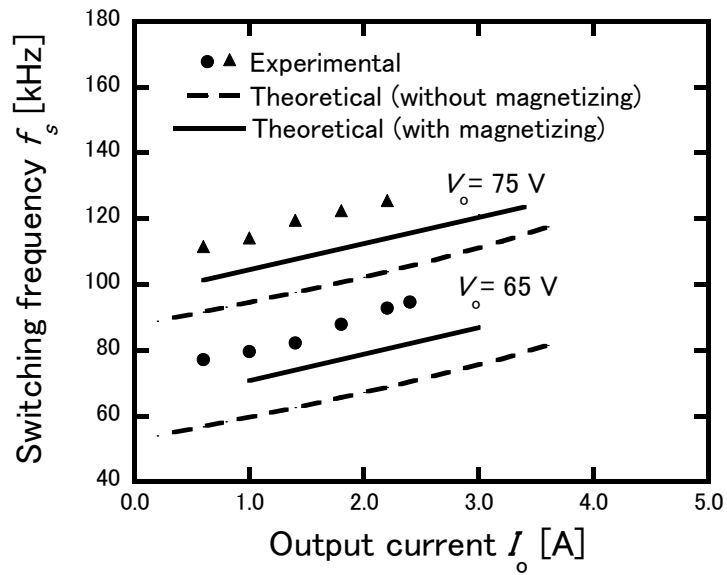


図 4.9 出力制御時の周波数変化の解析結果
(内部損失あり、出力電圧 V_o 一定)

4.5 近似式の導出

4.4.4節では、内部損失の評価を行い、励磁電流を考慮することにより、コンバータの解析の精度を高められることを確認した。一方で、励磁電流を考慮したモデルの構築を採用することで、導出される解析式が複雑になる。本節では、計算の簡単化を行うために、電流共振全波形プッシュプルコンバータの特性を表す近似式を導出し、近似のない理論値との比較を行って近似式の有用性を示す。

はじめに近似のない理論値として、図 4.10 に出力制御時の周波数変化の解析結果 ($V_o = 75\text{ V}$) を示す。スイッチング周波数 f_{s1}, f_{s3} の算出についてはそれぞれ 4.3.2 節, 4.3.3 節を、 f_{s2}, f_{s4} は 4.3.4 節を参照されたい。内部損失を考慮していない場合 ($r_L = 0\ \Omega, V_F = 0\text{ V}$) について、スイッチング周波数 f_{s1}, f_{s2} の大きさは、励磁電流の考慮の有無に関係なく出力電流の大きさにほとんど依存しない。一方、内部損失を考慮した場合 ($r_L = 0.9\ \Omega, V_F = 0.85\text{ V}$) については、スイッチング周波数 f_{s3} と f_{s4} はほぼ直線状に増加している。加えて、両者の傾きはほぼ等しい ($\Delta f_3/\Delta I_o \approx \Delta f_4/\Delta I_o = 7.9\text{ kHz/A}$)。この結果から、スイッチング周波数の変化の割合は励磁電流の考慮に関係なく、ほとんど内部損失で決まることが分かる。また、出力電流の減少に伴い f_{s1} と f_{s3} の差、 f_{s2} と f_{s4} の差は小さくなっている。これは出力電流の減少に伴い、内部損失の大きさが減少するからである。

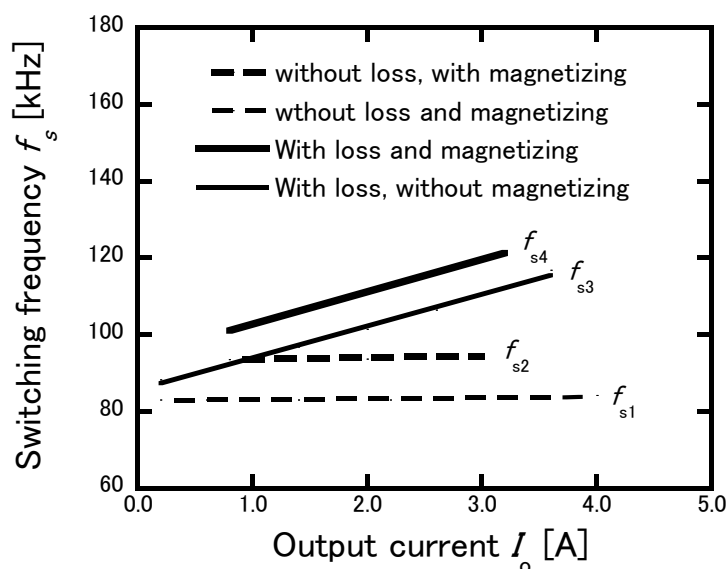


図 4.10 出力制御時における周波数変化 ($V_o = 75\text{ V}$)

次に、内部損失及び励磁電流を考慮した場合において、コンバータの特性を表す近似式を導出するにあたり、以下に示す仮定をおいた。

仮定：

(A) スイッチング周波数 f_{s3}, f_{s4} は出力電流に比例し、それぞれ $f_{s3} \approx a_3 I_o + b_3$,

$f_{s4} \approx a_4 I_o + b_4$ と表せる。

(B) f_{s3}, f_{s4} の1Aあたりのスイッチング周波数の変化量は等しい。

(C) 内部損失が非常に小さいとき、 $f_{s3} \approx f_{s1}, f_{s4} \approx f_{s2}$ が成り立つ。

仮定(B)について、スイッチング周波数 f_{s4} の傾き a_4 は式(4-12)より、以下のよう
に表せる。

$$a_4 = a_3 = \frac{f_r n r_L}{(V_o + V_F) M_i} \quad (4-15)$$

ここで、 $M_i (= I_L / I_o)$ は電流変換率である。

仮定(C)より、スイッチング周波数 f_{s3}, f_{s4} それぞれの切片 b_3, b_4 は f_{s1}, f_{s2} とほぼ等しく、 $b_3 \approx f_{s1}, b_4 \approx f_{s2}$ となる。

この結果から、近似式 $f_s (= f_{s4})$ は以下のようになる。

$$f_s \approx \frac{f_r n r_L}{(V_o + V_F) M_i} I_o + f_{s0} \quad (4-16)$$

ここで、 f_{s0} は内部損失がない場合のスイッチング周波数の大きさを示しており、 $f_{s0} \approx f_{s2}$ である。

導出した近似式の有用性を確認するため、図 4. 11 に内部損失及び励磁電流を考慮した場合における、近似式(4-16)から算出した理論値(実線)を、式(4-11), (4-13), (4-14)から算出した近似のない理論値(破線)と併せて示す。出力電圧が一定の場合において、電流変換率 M_i は各動作点で値が異なるが、本節では、電流変換率 M_i 数点の平均値 \overline{M}_i を求め、スイッチング周波数 f_s の算出を行っている。式(4-16)の切片 f_{s0} は式(4-11), (4-13), (4-14)を用いて算出を行っている($r_L = 0 \Omega, V_F = 0 \text{V}$ で計算)。図 4. 11 では、 $V_o = 65 \text{V}$ のとき $\overline{M}_i = 0.69$, $f_{s0} \approx 59 \text{kHz}$, $V_o = 75 \text{V}$ のとき $\overline{M}_i = 0.59$, $f_{s0} \approx 94 \text{kHz}$ という結果が得られた。近似式による理論値と近似の無い理論値は全体的によく一致しており、値の誤差は最大でも 3%($V_o = 75 \text{V}, I_o = 3.2 \text{A}$)、実線と破線の傾きの誤差は最大でも 2%であった。設計目的では、5%程度の精度があればよく、以上述べた結果より、本節で導出した近似式の有用性が示された。

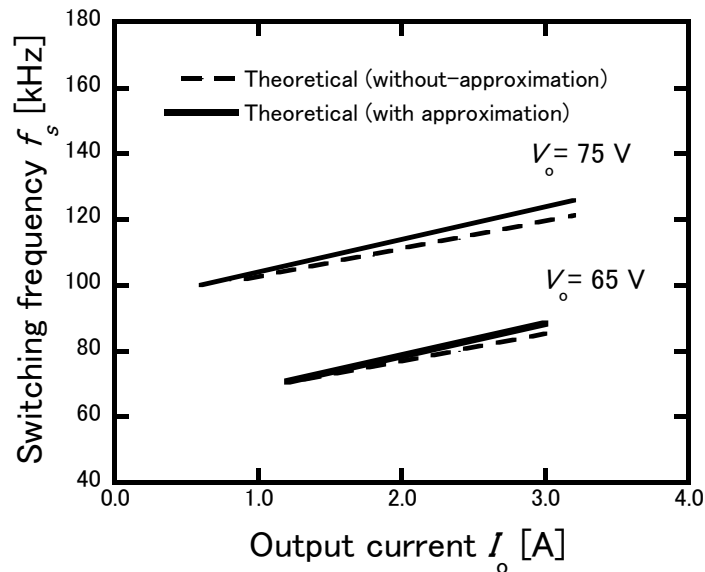


図 4.11 近似式による理論値と近似のない理論値の比較
(内部損失及び励磁電流あり)

4.6 結言

本章での議論は以下のようにまとめられる。

- (1) 第 2 章の結果を利用し、複数の解析モデルに対して電流共振全波形プッシュプルコンバータの動作解析を行った。最も複雑な解析モデルでは、変圧器は励磁電流を考慮した一般変圧器とし、内部損失については抵抗性の損失及び電圧性の損失を考慮した。
- (2) 解析結果を用いて出力制御時の周波数変化の理論値を算出し、実験結果との比較を行った。励磁電流及び内部損失を無視した従来の解析では誤差が 40-90% 程度となった。これに対し、内部損失の評価を行い、励磁電流を考慮することにより 10-20%程度まで改善できた。
- (3) 内部損失及び励磁電流を考慮した場合における、電流共振全波形プッシュプルコンバータの特性を表す近似式を導き、理論値の算出を行った。近似式のない理論値との比較を行った結果、全体的に値はよく一致していることを確認した。今後の課題として、コンバータの内部損失評価の精密化が挙げられる。

第 5 章 電流共振全波形プッシュプルコンバータの サージ電圧解析

5.1 緒言

第 3 章で述べた通り、絶縁共振形コンバータでは、種類によってはスイッチ素子に高いサージ電圧が発生することがある[34]。繰り返しになるが、この高いサージ電圧により、スイッチ素子の破損やコンバータの動作特性に悪影響をもたらす恐れがある。

本章の目的は、前章で動作解析した電流共振全波形プッシュプルコンバータのスイッチに発生するサージ電圧について解析的に調べ、解析結果に基づいてサージ電圧の低減を行うことである。このコンバータでも、第 3 章で扱った電流共振半波形と同様に、1 次側の MOSFET にサージ電圧が発生する。電流共振全波形プッシュプルコンバータに関する先行研究[3], [4]について、定常状態解析は行われているが、このサージ電圧については調べられていない。

本章では、電流共振全波形プッシュプルコンバータの 1 次側スイッチに生じるサージ電圧についての解析を行い、加えてサージ電圧の低減手法について述べる。解析結果より、サージ電圧の大きさは主に変圧器の漏れインダクタンス(1 次側換算)、スイッチ素子の寄生容量、ボディダイオードの逆回復電流の大きさに依存することを示す。RC スナバの付加によるサージ電圧の低減についても検討する。

5.2 サージ電圧

図 5.1 に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。このコンバータの動作の詳細な説明については第 4 章を参照されたい。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、ターンオフ時に 1 次側スイッチにサージ電圧が発生する。図 5.2 にサージ発生時のスイッチ電圧波形を示す。同コンバータに関する研究より、Si-MOSFET を用いると D-S 間電圧のピークが非常に高くなりこれを避けるため、ボディダイオードの逆回復特性に優れた SiC-MOSFET を用いている[37]。

第 3 章でも述べたように、一般的にサージ電圧の大きさは、回路の寄生要素及びそれらに蓄積される初期エネルギーの大きさによって決まる[35]。本節では電

流共振全波形プッシュプルコンバータに生じるサージ電圧の解析を行い、理論と実験の比較を行う。加えて、RC スナバの付加によりサージ電圧の低減を行う。

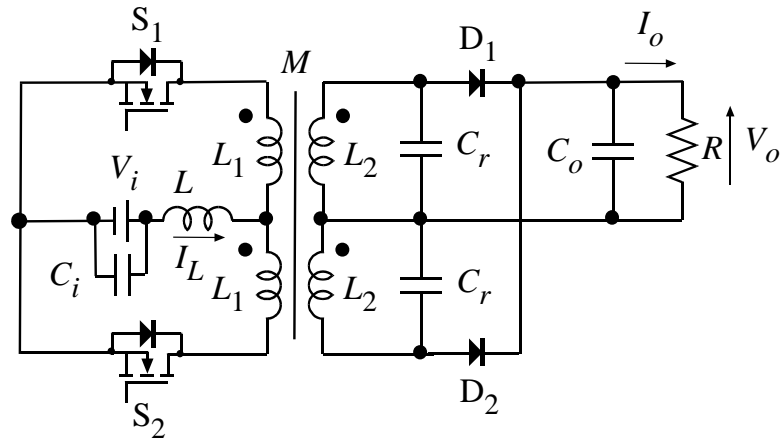


図 5.1 電流共振全波形プッシュプルコンバータ

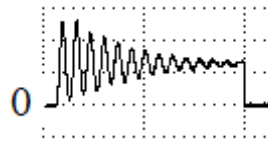


図 5.2 サージ発生時のスイッチ電圧波形 (100 V/div, 2 μ s/div)

5.2.1 サージ電圧の発生機構

図 5.3 にターンオフ時のスイッチ波形の概形と各期間における MOSFET の等価回路を示す。図中の MOSFET の等価回路を用いて、各期間 a—d の動作について説明する。

- ドレインからソース方向に電流が流れる。
- ボディダイオードが導通し、ソースからドレイン方向に電流が流れる。
- ボディダイオードは、逆回復状態となり内部に蓄えられた電荷が掃き出される。この期間では、ボディダイオードは短絡と見なせる。期間 c の終了時に流れている電流は逆回復電流と呼ばれる。ただし、ボディダイオードが理想的である場合、期間 c は存在せず逆回復電流の大きさは 0 A となる。
- MOSFET はオフ状態となり、寄生容量 C_p と見なせる。この寄生容量 C_p の充電とともに D-S 間電圧が上昇し、サージ電圧が発生する。

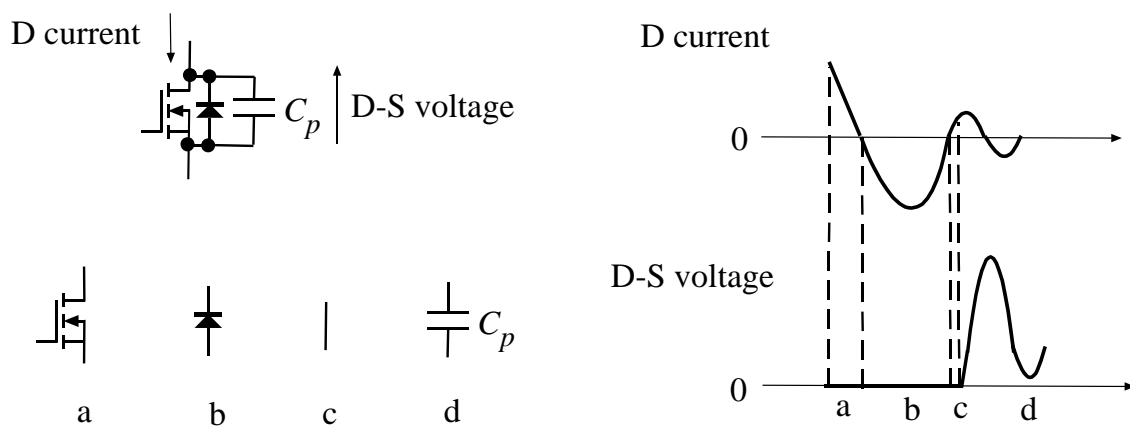


図 5.3 ターンオフ時のスイッチ波形と各期間における MOSFET の等価回路

5.2.2 サージ電圧解析

図 5.4 にサージ電圧発生時の解析モデルを示す[35], [40]。このモデル(第 3 章で述べた電流共振半波形と同一)は、サージ電圧の原因の一つである寄生要素について定量的に知る上で必要である。モデルの構築にあたり、3.2.2 節と同様に以下の仮定をおいた。

仮定：

- (A) 変圧器の 1 次巻線同士、2 次巻線同士は巻数比 1 : 1 かつ密結合とし、1 次-2 次巻線間は、漏れインダクタンスを含む一般変圧器とする。
- (B) 1 次側リアクトル L は十分に大きく、短い期間では定電流源 I_L と見なせる。
- (C) スイッチの寄生容量 C_p は線形である。
- (D) その他の回路素子は理想的なものとして扱う。

寄生の抵抗成分はモデルに含まれておらず、3.2.2 節で述べたように、奇数階の微分項が表れず 4 次(複 2 次)までの解析が容易となる。図 5.4 のモデルから、サージ電圧による振動の角周波数を求める。計算過程については 3 章と同様であるため、結果のみ示す。

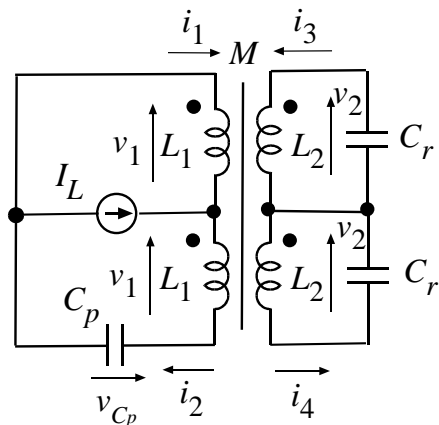


図 5.4 サージ電圧発生時の解析モデル

サージ電圧に含まれる振動の角周波数 $\omega_1, \omega_2 (\omega_1 < \omega_2)$ は以下のようになる。

$$\omega_1 \approx \sqrt{\frac{1}{2L_2C_r}} \quad (5-1)$$

$$\omega_2 \approx \sqrt{\frac{1}{4L_1C_p}} \quad (5-2)$$

ω_1 は2次側の共振角周波数、 ω_2 は寄生容量 C_p と1次側換算漏れインダクタンス $L_l (= L_1 - M^2/L_2)$ の共振角周波数を示している。

オフ時のD-S間電圧 v_{C_p} は以下のように表せる。

$$v_{C_p} = A_1 \sin \omega_1 t + A_2 \cos \omega_1 t + B_1 \sin \omega_2 t + B_2 \cos \omega_2 t \quad (5-3)$$

ここで、 A_1, A_2, B_1, B_2 は定数である。実際には $\omega_1 \ll \omega_2$ (今回のコンバータでは約50倍)より、スイッチがオフ状態になってからサージ電圧が発生する非常に短い期間では $A_1 \sin \omega_1 t + A_2 \cos \omega_1 t$ は非常に緩やかに変化するので、この部分を定数 C で置き換え、 v_{C_p} の角周波数については、 ω_2 のみ考慮する。その場合、式(5-3)は次式に書き換えられる。

$$v_{C_p} \approx C + B_1 \sin \omega_2 t + B_2 \cos \omega_2 t \quad (C \text{は定数}) \quad (5-4)$$

図5.5にスイッチオフ時における簡易等価回路を示す[2]。ただし、角周波数 ω_1 がサージ電圧の振動成分に及ぼす影響については考慮していない。同図において、 $L_p (= 4L_l)$ は寄生のインダクタンス成分(漏れインダクタンス)を示している。また、 V_R は次に述べるスイッチのオフ状態におけるD-S間電圧の初期値である(定常状態)。

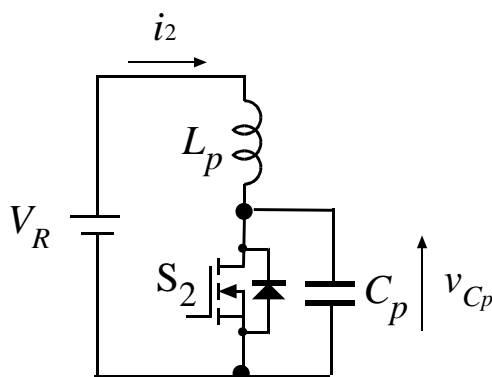


図 5.5 スイッチオフ時における簡易等価回路

図 5.6 に D-S 間電圧の波形の概形(定常状態時)を、図 5.7 に D-S 間電圧の測定波形を示す。図 5.6 について、 V_R はスイッチのオフ状態における D-S 間電圧の初期値、 $2MV_o/L_2$ は D-S 間電圧の最終値である。図 5.7 より、実際には寄生振動の 2 周期目の振幅が D-S 間電圧の最大値となっていることが分かる。これは、図 5.6 に示すように、 $V_R < 2MV_o/L_2$ という関係によるものである。本章では、D-S 間電圧に生じる寄生振動の 1 周期目のピーク値 V_p と初期値 V_R の差分をサージ電圧 V_{surge} として定義する。実験から得られた D-S 間電圧波形から V_R の値を特定し、サージ電圧の大きさを評価することは難しいため、本章では、サージ電圧の大きさの代わりにピーク電圧 V_p の大きさを評価し、実験値と理論値の比較を行う。以下にピーク電圧 V_p の式の導出過程および結果を示す。

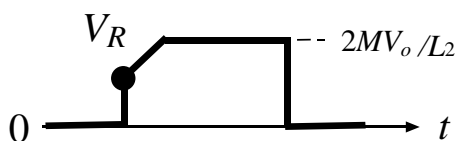


図 5.6 D-S 間電圧の波形(定常状態時)

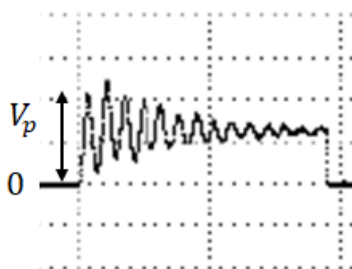


図 5.7 D-S 間電圧の測定波形(100 V/div, 2 μ s/div)

まず、図 5.6 より、 $C = V_R$ である。式(5-4)より、電流 i_2 は以下のようになる。

$$i_2 = C_p \frac{dv_{C_p}}{dt} = C_p \omega_2 (B_1 \cos \omega_2 t - B_2 \sin \omega_2 t) \quad (5-5)$$

スイッチ S_2 がオフになる時刻を $t = 0$ とした場合、 $i_2(0) = I_{rr}$ 、 $v_{C_p}(0) = 0$ となる。 I_{rr} はボディダイオードの逆回復電流を示している。逆回復電流 I_{rr} の算出方法については後述する。

次に、式(5-4)、(5-5)に上記の初期条件を適用すると、

$$B_1 = \frac{I_{rr}}{C_p \omega_2} = I_{rr} \sqrt{\frac{L_p}{C_p}}, B_2 = -V_R \quad (5-6)$$

となり、最終的に、

$$v_{C_p} = V_R + I_{rr} \sqrt{\frac{L_p}{C_p}} \sin \sqrt{\frac{1}{L_p C_p}} t - V_R \cos \sqrt{\frac{1}{L_p C_p}} t \quad (5-7)$$

を得る。

式(5-7)より v_{C_p} の最大値 V_p は以下のように表せる。

$$V_p = V_R + \sqrt{I_{rr}^2 \frac{L_p}{C_p} + V_R^2} \quad (5-8)$$

また、サージ電圧 V_{surge} は以下のようになる。

$$V_{surge} = V_p - V_R = \sqrt{I_{rr}^2 \frac{L_p}{C_p} + V_R^2} \quad (5-9)$$

ただし、 V_R は2.3.2節及び4.3.1節は定常状態解析の結果をもとに以下の式で表される[38]。

$$V_R = -\frac{2M}{L_2} (V_o + V_F) \cos \frac{T_2 - T_1}{\sqrt{2L_r C_r}} \left(\frac{\pi}{2} < \frac{T_2 - T_1}{\sqrt{2L_r C_r}} \leq \pi \right) \quad (5-10)$$

ここで、 $V_F (= 0.85 \text{ V})$ は2次側ダイオードの順方向電圧、 T_1, T_2 は定常状態における状態遷移時刻(4章を参照)を示す。

式(5-10)は以下のように書き換えられる。

$$\frac{1}{2} C_p V_{surge}^2 = \frac{1}{2} L_p I_{rr}^2 + \frac{1}{2} C_p V_R^2 \quad (5-11)$$

電流共振半波形に対する式(3-23)と同様に、式(5-11)はエネルギー保存則に関する式である。この式の左辺はサージエネルギー、右辺第一項は寄生インダクタンス(漏れインダクタンス)に蓄積される初期エネルギー、右辺第二項は定常状態時における寄生容量 C_p への蓄積エネルギーを示す。

5.2.3 逆回復電流

本節では、式(5-8)をもとにピーク電圧 V_p を算出するのに必要な逆回復電流 I_{rr} の値を評価する。実験的に逆回復電流 I_{rr} の値を明確に決定するのは難しいため、逆回復期間におけるドレイン電流の瞬時値 $i_{rr}(t)$ を求め、逆回復電荷量 Q_{rr} と蓄積期間 t_{st} の関係式を導き、逆回復電流 I_{rr} の値の算出を行う[41],[42]。逆回復電荷量とは、ダイオードの逆回復期間 t_{rr} 中に流れる電流を時間積分したパラメータである。ここで、蓄積期間とは、ダイオードが逆回復状態に切り替わってから素子内部に蓄積された電荷が全て掃き出されるのに要する期間である。また、本論文では逆回復期間 t_{rr} を、蓄積期間 t_{st} と蓄積期間が終了してからボディダイオードの逆電流が0Aに達するまでの期間の和として定義する。

まず、逆回復状態が始まる時刻を $t=0$ し、逆回復状態時のドレイン電流を $i_{rr}(=i_2)$ とおく。図5.8にボディダイオードの(a)蓄積期間中($0 \leq t \leq t_{st}$)の簡易等価回路と(b)逆回復期間における電流 i_{rr} の波形の概形を示す。

図5.8(a)について、蓄積期間中のボディダイオードは短絡状態であり、

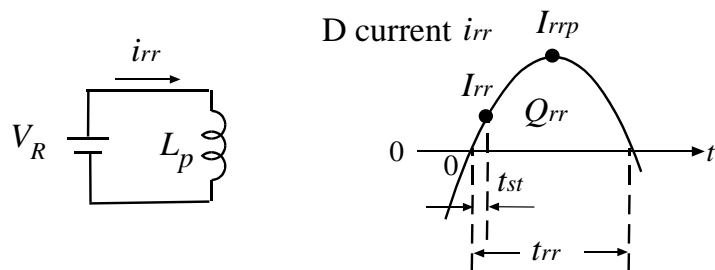
$$i_{rr} = \frac{V_R}{L_p} t \quad (0 \leq t \leq t_{st}) \quad (5-12)$$

が成り立つ。電流 i_{rr} は直線状に変化し、変化の傾きは初期値 V_R と寄生のインダクタンス L_p で決まる。式(5-12)より、逆回復電流 $I_{rr}(=i_{rr}(t_{st}))$ は、

$$I_{rr} = \frac{V_R}{L_p} t_{st} \quad (5-13)$$

となる。

蓄積期間が終了すると、ボディダイオードは等価的にコンデンサ C_p とみなすことができる(図5.3、図5.5を参照)。残りの逆回復期間($t_{st} \leq t \leq t_{rr}$)において、電流 i_{rr} は時刻の原点に注意して、式(5-5)、(5-6)を書き直すことにより以下のように表せる。



(a) 簡易等価回路 (b) ドレイン電流 i_{rr} の波形の概形

図5.8 蓄積期間中における簡易等価回路とドレイン電流 i_{rr} の波形の概形

$$i_{rr} = I_{rrp} \sin \left[\frac{t-t_{st}}{\sqrt{L_p C_p}} + \theta \right] \left(0 < \frac{t-t_{st}}{\sqrt{L_p C_p}} + \theta \leq \pi \right) \quad (5-14)$$

ただし、

$$\tan \theta = \frac{t_{st}}{\sqrt{L_p C_p}} \left(0 \leq \theta < \frac{\pi}{2} \right), I_{rrp} = V_R \sqrt{\frac{C_p}{L_p}} \sqrt{\frac{t_{st}^2}{L_p C_p} + 1} \quad (5-15)$$

式(5-14)について、 $t = t_{rr}$ のとき $i_{rr} = 0$ となるので、逆回復状態の終了時刻 t_{rr} は以下の関係式で表せる。

$$t_{rr} = t_{st} + \sqrt{L_p C_p} (\pi - \theta) \quad (5-16)$$

逆回復期間中($0 \leq t \leq t_{rr}$)の電流 i_{rr} の時間積分、すなわち逆回復電荷量 Q_{rr} は式(5-12), (5-14)より次式で表せる。

$$\begin{aligned} Q_{rr} &= \int_0^{t_{rr}} i_{rr} dt = \int_0^{t_{st}} i_{rr} dt + \int_{t_{st}}^{t_{rr}} i_{rr} dt = \frac{V_R}{2L_p} t_{st}^2 + C_p V_R \left(1 + \sqrt{1 + \frac{t_{st}^2}{L_p C_p}} \right) \\ &= \frac{V_R}{2L_p} t_{st}^2 + C_p V_p \end{aligned} \quad (5-17)$$

式(5-17)について、 V_p はD-S間電圧のピーク値(寄生振動1周期目)である(図5.6)。右辺第一項はダイオード内部から掃き出された電荷量すなわち蓄積電荷量、右辺第二項は寄生容量 C_p に充電された電荷量を表す。

以上より、逆回復電流 I_{rr} は、実験で測定しやすい逆回復電荷量 Q_{rr} から式(5-17)を用いて蓄積期間 t_{st} を求め、この蓄積期間の値を式(5-13)に代入することにより評価できる。

5.2.4 寄生容量

式(5-8)をもとにピーク電圧 V_p を評価するため、ここでは寄生容量 C_p の推定方法について説明する。寄生容量 C_p は半導体スイッチに由来する容量を含んでおり、厳密には電圧依存性のパラメータであるが、3.2.3節で述べたように、本論文では線形と見なしている。はじめに、電圧 v_{C_p} の波形に生じている寄生振動の周期 T を測定し、次に、周期 T と寄生要素の関係式

$$T = 2\pi\sqrt{L_p C_p} \quad (L_p = 4L_l = 20 \mu\text{H}) \quad (5-18)$$

より、寄生容量 C_p の値を求める[36]。図 5.9 に示す寄生容量 C_p に加わる電圧 v_{C_p} の測定波形から、 $T = 275 \text{ ns}$ となり、結果として $C_p = 96 \text{ pF}$ となった。

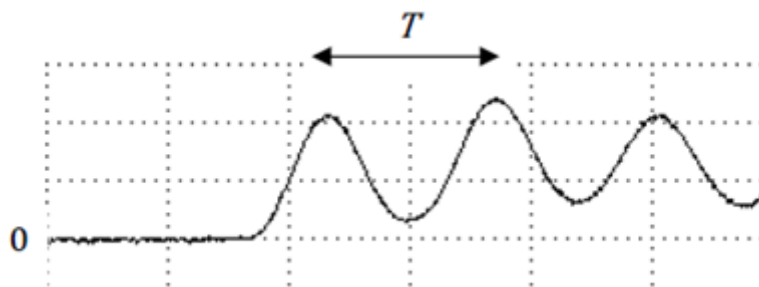


図 5.9 v_{C_p} 波形 (100 V/div, 2 μs /div)

5.2.5 実験結果と解析結果の比較

ピーク電圧 V_p に関する解析結果の妥当性を確認するため、電流共振全波形プッシュアップコンバータを作製し、実験を行った。使用素子や動作パラメータ、回路パラメータについては第4章を参照されたい。

図5.10にD-S間電圧に生じる寄生振動の1周期目のピーク電圧 V_p の解析結果を実験結果とともに示す。解析結果については式(5-8), (5-10), (5-17)を用い、各動作点における Q_{rr} の平均値($Q_{rr} = 22 \text{ nC}$)を式に与えて理論値を算出している。実験では、出力電圧を一定に保ちながら出力電流を変化させ、ピーク電圧 V_p の大きさを調べた。

図5.10から、同じ出力電圧で比較すると、実験値及び理論値ともに出力電流の上昇に伴いピーク電圧は下降する。通常は、出力電流が大きくなるにつれピーク電圧も増大するが、逆の傾向となっている。逆となる理由は、出力電流の上昇に伴い初期値 V_R が減少するからである。同じ出力電流で比較すると、出力電圧の上昇に伴いピーク電圧は上昇する。この理由は、出力電圧の上昇に伴い初期値 V_R が上昇するからである。実験と理論の誤差は15%以内となった。誤差を減らすためには、逆回復電流の精密な評価が必要である。

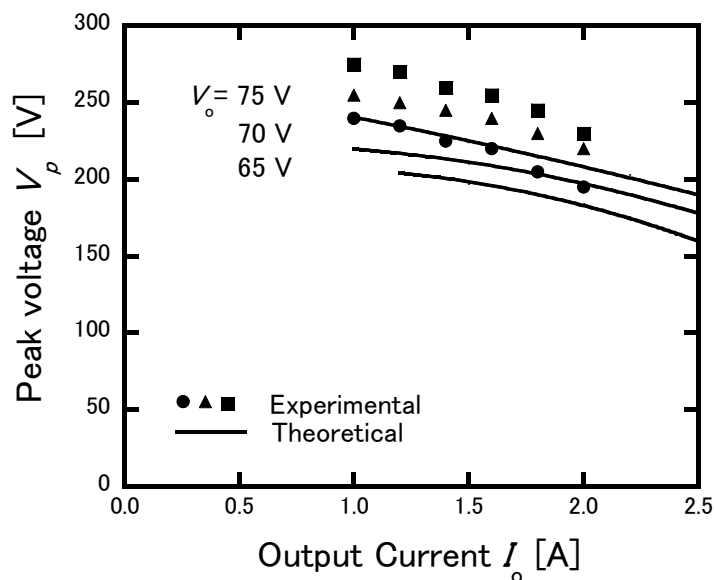


図 5.10 ピーク電圧 V_p の解析結果

5.2.6 サージ電圧の低減

本節では、サージ電圧低減手法として、1次側 MOSFET と並列に RC スナバ回路を付加することを検討する。RC スナバは回路の部品点数が少なく設計が容易であり、参考文献[36]の設計法をもとに、スナバ抵抗を $240\ \Omega$ 、スナバコンデンサを $330\ \text{pF}$ とした[36]。

図 5.11 にスナバ回路を付加する前後のピーク電圧の変化を、図 5.12 に効率に対する RC スナバの影響を示す。図 5.11 について、スナバ回路を付加することによりピーク電圧を $200\text{--}280\ \text{V}$ 程度から $150\text{--}200\ \text{V}$ 程度まで低減することができた。図 5.12 について、 $I_o > 1.4\ \text{A}$ の範囲では、RC スナバを付加した方がわずかに高い効率が得られた。RC スナバの付加によって低減された電力損失が RC スナバでの消費電力を上回っていることが原因であると考えられる。

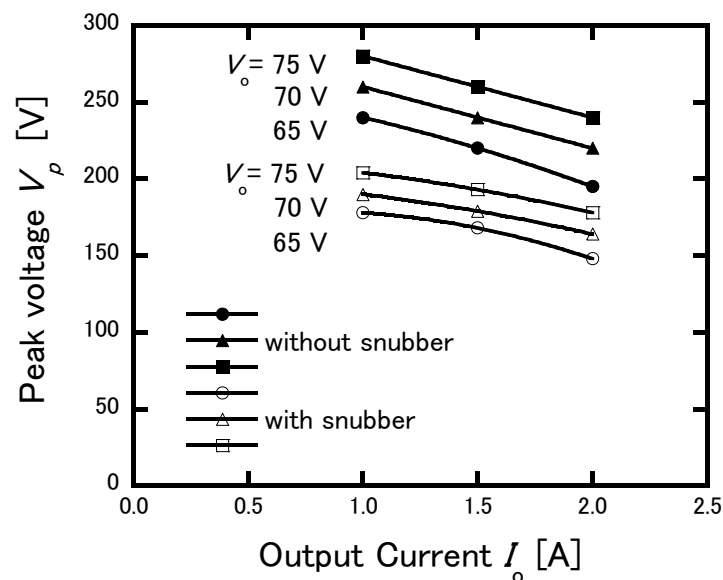


図 5.11 ピーク電圧の変化

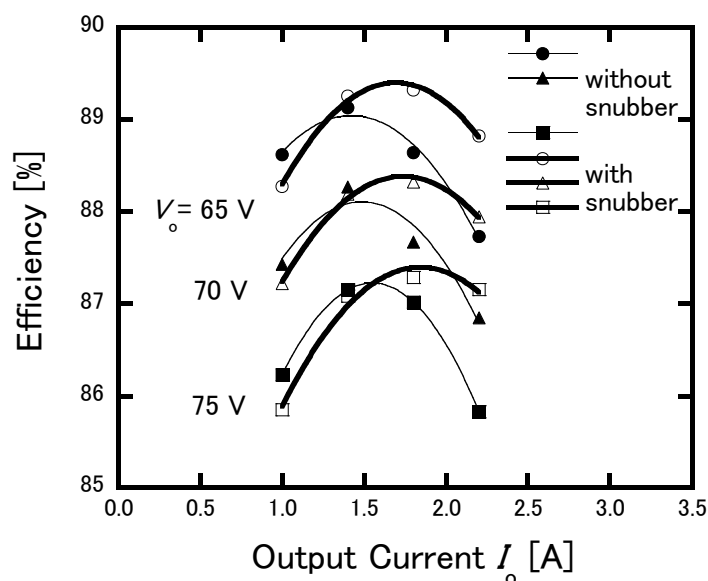


図 5.12 効率に対する RC スナバの影響

5.3 結言

本章で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 1 次側 MOSFET に生じるサージ電圧について、解析的に調べた。結果として、サージ電圧の大きさは漏れインダクタンス (1 次側換算)、MOSFET の寄生容量に加えて、ボディダイオードの逆回復電流の大きさに依存することが分かった。
 - (2) D-S 間電圧波形からサージ電圧の大きさを評価することは難しく、代わりに D-S 間電圧に生じる寄生振動の 1 周期目のピーク電圧の評価を行い、実験結果と解析結果の比較を行った。同じ出力電圧で比較すると、出力電流の上昇に伴いピーク電圧は下降するという、通常とは逆の傾向を示した。これは、出力電流の上昇に伴い初期値 V_R が減少するためである。実験結果と解析結果の誤差は最大で約 15% であった。
 - (3) サージ電圧の低減手法として、1 次側 MOSFET と並列に RC スナバを付加した。RC スナバを付加することにより、ピーク電圧を 200 – 280 V 程度から 150 – 200 V 程度まで低減することができた。出力電流が比較的大きい領域では、RC スナバを付加してもわずかに効率が上がった。
- 今後の取り組みとして、ボディダイオードの逆回復電流の精密な評価及びスナ

バ回路を用いずにサージ電圧の低減を行うことが挙げられる。

6 章 結論

本論文では、絶縁共振形コンバータのうち、電流共振半波形プッシュプルコンバータ及び電流共振全波形プッシュプルコンバータを採り上げた。本論文の目的は、次の2点であった。(1)電流共振形(半波形・全波形)プッシュプルコンバータの動作特性を記述する状態平均化方程式の導出を行い、励磁電流と内部損失が理論値の精度に与える影響を調べること。(2)電流共振形(半波形・全波形)プッシュプルコンバータの1次側スイッチに生じるサージ電圧について定量的に調べ、その低減を行うこと。行った研究の内容及び得られた成果について以下に総括する。

電流共振形プッシュプルコンバータ(半波形・全波形)の定常状態解析についての研究内容及び研究成果は次の通りである。

- (1)半波形コンバータの解析モデルでは、変圧器は励磁電流を考慮した一般変圧器とし、内部損失については抵抗性及び電圧性の損失を考慮した。さらに、各状態における電圧や電流の式から状態平均化方程式を導いた。
- (2)半波形コンバータの解析結果を用いて、効率、負荷特性、出力制御時の周波数変化の理論値の算出を行った。励磁電流を考慮することによって解析の精度をより高めることができることを示した。特に、実用上重要な出力制御時の周波数変化については、誤差を50%-300%から20%まで改善できるという結果を得た。
- (3)半波形コンバータの内部損失抵抗 r_L の内訳について調べた。磁気部品の巻線抵抗、半導体素子のオン抵抗及び配線抵抗を考慮することにより、 $r_L = 1.0\Omega$ の8割程度を説明することができ、中でも半導体素子のオン抵抗が 1.0Ω の約半分を占めていることが分かった。
- (4)半波形コンバータの解析結果を利用し、複数の解析モデルに対して全波形コンバータの動作解析を行った。最も複雑な解析モデルでは変圧器は励磁電流を考慮した一般変圧器とし、内部損失については抵抗性の損失及び電圧性の損失を考慮した。
- (5)全波形コンバータの解析結果を用いて出力制御時の周波数変化の理論値を算

出し、実験結果との比較を行った。励磁電流及び内部損失を無視した従来の解析では誤差が 40-90%程度となった。これに対し、内部損失の評価を行い、励磁電流を考慮することにより 10-20%程度まで改善できた。

- (6) 内部損失及び励磁電流を考慮した場合における、全波形コンバータの特性を表す近似式を導き、理論値の算出を行った。近似式のない理論値との比較を行った結果、全体的に値はよく一致していることを確認した。

電流共振形プッシュプルコンバータ(半波形・全波形)のサージ電圧解析についての研究内容及び研究成果は次の通りである。

- (1) 電流共振形プッシュプルコンバータ(半波形・全波形)の1次側スイッチに生じるサージ電圧の発生メカニズムについて調べるとともに解析モデルを構築し、サージを含む電圧振動について解析的に調べた。結果として振動の角周波数はスイッチ素子の寄生容量と変圧器の漏れインダクタンス(1次側換算)に大きく依存し、サージ電圧の大きさはこれらの要素に加え、スイッチ素子である MOSFET のボディダイオードの逆回復電流が影響していることが分かった。
- (2) 半波形コンバータのサージ電圧の低減手法として Si-MOSFET への RC スナバの付加及び SiC-MOSFET の使用を行った。Si-MOSFET に RC スナバを付加したときと比べ、SiC-MOSFET をスナバなしで用いたときの方がサージ電圧及び電力効率の両面で優れた結果を示した。
- (3) 全波形コンバータの場合、D-S 間電圧波形からサージ電圧の大きさを評価することは難しく、代わりに D-S 間電圧に生じる寄生振動の 1 周期目のピーク電圧の評価を行い、実験結果と解析結果の比較を行った。同じ出力電圧で比較すると、出力電流の上昇に伴いピーク電圧は下降するという、通常とは逆の傾向を示した。これは、出力電流の上昇に伴い初期値 V_R が減少するためである。実験結果と解析結果の誤差は最大で約 15% であった。
- (4) 全波形コンバータのサージ電圧の低減手法として、1 次側 MOSFET と並列に RC スナバを付加した。RC スナバを付加することにより、ピーク電圧を 200 – 280 V 程度から 150 – 200 V 程度まで低減することができた。出力電流が比較的大きい領域では、RC スナバを付加してもわずかに効率が上がった。

研究を通して、高い効率を得やすいという点では電流共振全波形プッシュプルコンバータの方が、サージ電圧(ピーク電圧)の低減を容易に行えるという点では電流共振半波形プッシュプルコンバータの方がそれぞれ有利であるということが分かった。

本論文で述べた研究をさらに発展させるためには、以下に示す課題への取り組みが必要である。

- ・ 電流共振プッシュプルコンバータ(半波形・全波形)の定常状態解析について、内部損失の評価をより精密に行う。
- ・ 電流共振半波形プッシュプルコンバータのサージ電圧解析について、ボディダイオードの逆回復電流の定量的評価を行う。電流共振全波形プッシュプルコンバータのサージ電圧解析については、ボディダイオードの逆回復電流のより精密な評価及びスナバ回路を用いずにサージ電圧の低減方法について検討する。

謝辞

本研究の遂行にあたり、終始ご指導、ご助言くださった田中哲郎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生に心から感謝致します。そして、副査である山本吉朗教授、八野知博教授、崇城大学の西嶋仁浩准教授に深く感謝致します。

参考文献

- [1] 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.
- [2] 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.
- [3] K.Radha Sree, Akshay Kumar Rathore, “Impulse Commutated Zero-Current Switching Current-Fed Push-Pull converter: Analysis, Design, and Experimental Results”, IEEE trans. Industrial. Electronics, vol.62, no.1, pp.363-370, Jan. 2015.
- [4] S.Nitesh Kumar, Dinesh Kumar, “Soft-Switching Current-Fed Push-Pull Converter for 250-W AC Module Applications”, IJSETR, vol.04, issue39, pp.8521-8528, Sep. 2015.
- [5] Sung-Soo Hong, Sang-Ho Cho, Chung-Wook Roh, and Sang-Kyoo Han, “Precise Analytical Solution for the Peak Gain LLC Resonant Converter”, Journal of Power Electronics, vol.10, no.6, pp.680-685, Nov. 2010.
- [6] 落合政司, “スイッチング電源の原理と設計”, オーム社, 東京, 2015.
- [7] Giulio Simonelli, Oliver El Korashy, Hadrien Carbonnier, “Watkins-Johnson Topology Integrated in a Full-Bridge Converter”, DOI:10.1051/e3sconf/20171614004, Jan. 2017.
- [8] 平地克也, “DC/DC コンバータの基礎から応用まで”, 電気学会, 東京, 2018.
- [9] 落合政司, “スイッチング電源回路の設計入門”, 日刊工業新聞社, 東京, 2018.
- [10] 落合政司, “共振形スイッチングコンバータの基礎”, オーム社, 東京, 2019.
- [11] 喜多村守他, “グリーンエレクトロニクス 高効率・低雑音の電源回路設計”, CQ 出版社, 東京, 2010.

- [12] 喜多村守他, “グリーンエレクトロニクス デジタル制御電源の実践研究”, CQ 出版社, 東京, 2013.
- [13] 望月賢人, 富永麗司, 湊純司, 中井久史, “小型高出力車載充電器の開発”, Panasonic Technical Journal, vol.61, No.1, pp.47-51, 2015年5月.
- [14] 嶺岸瞳, 山岡正拓, 崎山一幸, 山田徹, “車載充電器における伝導ノイズシミュレーション技術の開発”, Panasonic Technical Journal, vol.61, No.1, pp.52-56, 2015年5月.
- [15] 山中寿史, 土本和秀, 烏山将太郎, 石塚洋一 “デジタルコントローラを用いた 380V 系フルブリッジ DC-DC コンバータの低ノイズ化について”, 信学技報, vol.116, no.429, pp.195-200, EE2016-85, 2017年1月.
- [16] Hong Huang, “Designing an LLC Resonant Half-Bridge Power Converter”, TEXAS INSTRUMENTS Power Supply Design Seminar, 2010.
- [17] Sam Abdel-Rahman, Infineon Technologies North America (IFNA) Corp “Resonant LLC Converter : Operation and Design 250W 33Vin 400Vout Design Example”, Application Note AN 2012-9 V1.0, Sep. 2012.
- [18] 村田晃司, “LLC コンバータの高性能化に関する研究”, 長崎大学博士論文, 2016年2月.
- [19] Lan Jianyu, Tang Houjun, Bai Liangyu, Genxin, “Wireless Energy Transmission System Based on LLC Resonant Converter”, PRZEGLAD ELEKTROTECHNICZNY, ISSN 0033-2097, R.89 NR, Jul. 2013.
- [20] Y. S. DOW, H. H. KIM, Y. I. KWON, B. Y. KIM, J. C. KIM, “A Study of 6.6kW on Board Charger for Electric Vehicle”, EVS28 KINTEX, Korea, May. 2015.
- [21] Rei-Yi Chen, Tsorng-Jun 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.
- [22] R Nareshkumar, M. R. Ramteke, and H. M. Suryawanshi, “Closed-Loop Control of Current-Fed Full-Bridge Parallel Resonant Soft-Switched DC-DC Boost Converter for PV Applications”, IECON 2016-42nd Annual Conference of

- the IEEE Industrial Electronics society, Florence, pp.2462-2467, Oct. 2016.
- [23] 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.
- [24] 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, vol.118, no.21, EE2018-5, pp.41-46, 2018年5月.
- [25] N. Bertoni G. Frattini, R. Massolini, F. Pareschi, R. Rovatti, and G. Setti, “A new semi-analytic approach for class-e resonant dc-dc converter design”, 2015 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS), pp.2485-2488, May 2015.
- [26] N. Bertoni G. Frattini, P. Albertini, F. Pareschi, R. Rovatti, and G. Setti, “A first implementation of a semi-analytically designed class-e resonant dc-dc converter”, 2015 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS), pp.221-224, May 2015.
- [27] 二宮保, 中原正俊, 東徹, 原田耕介, “共振形コンバータの統一的解析法”, 信学論 B, vol. J72-B1, no.10, pp.857-867, 1989年10月.
- [28] 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状態解析について”, 信学論 B, vol. J103-B, no.1, pp.11-21, 2020年1月.
- [29] Masahito Shoyama, Koosuke Harada, “Zero-Voltage-Switching Realized by Magnetizing Current of Transformer in Push-Pull DC-DC Converter”, IEICE TRANS. COMMUN., vol.E75-B, no.11 pp.1171-1178, Nov. 1992.
- [30] 大野克郎, 西哲生, “大学課程 電気回路(1) 第3版“, オーム社, 東京, 2008.
- [31] 原田耕介監修, “スイッチング電源ハンドブック 第2版”, 日刊工業新聞社, 東京, 2000.
- [32] ロームホームページ, “素子温度の計算方法”, https://www.rohm.co.jp/electronics-basics/transistors/tr_what7, 参照 2019年5月.
- [33] 計測自動制御学会温度計測部会, “温度計測 基礎と応用”, コロナ社, 2018.

- [34] 土本和秀, “高電圧直流給電システムに用いる高電力密度絶縁形 DC-DC コンバータの開発に関する研究”, 長崎大学博士論文, 2016年3月.
- [35] 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における電圧サージの発生機構と低減手法について”, 信学技報, vol.117, no.315, EE2017-38, pp.15-20, 2017年11月.
- [36] 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.
- [37] 岩下翔, 田中哲郎, “電流共振全波形プッシュプル コンバータの定常状態における動作解析”, 信学技報, vol.117, no.424, EE2017-46, pp23-28, 2018年1月.
- [38] 奥雅貴, 田中哲郎, “電流共振全波形プッシュプルコンバータの定常状態解析”, 信学技報, vol.118, no.387, pp.1-6, EE2018-38, 2019年1月.
- [39] 奥雅貴, 田中哲郎, “電流共振全波形プッシュプルコンバータの定常状態解析について～特性近似式～”, 信学技報, vol.119, no.217, pp.47-51, EE2019-34, 2019年10月.
- [40] 奥雅貴, 田中哲郎, “電流共振全波形プッシュプルコンバータにおけるサージ電圧解析とその低減手法について”, 信学技報, vol.119, no.146, EE2019-24, pp.43-48, 2019年7月.
- [41] 土本和秀, 二宮保, 中尾貴一, シマンジョランレジエキ, 山口浩, 大橋弘通, 安部征哉, 加賀雅人, 福井昭圭, “高電圧直流給電システムにおける絶縁形 DC-DC コンバータのサージ電圧解析,” 信学技報, vol. 111, no. 72, EE2011-5, pp.47-52, 2011年5月.
- [42] Josef Lutz, Heinrich Schlangenotto, Uwe Scheuermann, Rik De Doncker, “Semiconductor Power devices Physics, Characteristics, Reliability”, Springer, Berlin Heidelberg, 2011.