

LLC 共振形コンバータの高性能化に関する研究
Study on Performance Improvement of LLC Resonant Converter

2016 年 3 月

長崎大学工学研究科

村田 晃司

目次

第 1 章 緒論	1
1.1 まえがき	1
1.2 電源システムの構成	8
1.3 絶縁型 DC-DC コンバータの種類および特徴	9
1.4 ソフトスイッチング	13
1.5 準共振形変換回路	18
1.6 部分共振形変換回路	22
1.7 負荷共振形変換回路	23
1.7.1 直列共振形 DC-DC コンバータ	24
1.7.2 並列共振形 DC-DC コンバータ	27
1.7.3 直並列共振形 DC-DC コンバータ	29
1.7.4 LLC 共振形 DC-DC コンバータ	31
1.8 その他の共振形変換回路	35
1.8.1 共振リンク形変換回路	35
1.8.2 E 級共振形変換回路	37
1.9 LLC 共振形コンバータの研究動向	39
1.10 本研究の目的および意義	47
第 2 章 LLC 共振型コンバータの制御	48
2.1 まえがき	48
2.2 LLC 共振形コンバータの基本波近似によるゲイン特性	51
2.3 LLC 共振形コンバータの動作原理	53
2.4 LLC 共振形コンバータのデジタルフィルタを用いた制御	60
2.5 シミュレーション結果	68
2.6 むすび	71
第 3 章 LLC 共振形コンバータのインターリーブ	72
3.1 まえがき	72
3.2 従来制御の問題点	73
3.3 位相シフト LLC 共振形コンバータの動作原理	78
3.3.1 共振点付近での動作	78
3.3.2 共振点から離れた昇圧領域における動作	85
3.4 位相シフトの与える影響	88
3.5 インターリーブ LLC 共振形コンバータの構成	94
3.6 シミュレーションおよび実験結果	99

3.7	むすび	112
第 4 章	平均電流を用いた同期整流手法	114
4.1	まえがき	114
4.2	位相シフト LLC 共振形コンバータの同期整流	120
4.3	提案手法の原理	124
4.4	シミュレーションおよび実験結果	129
4.5	むすび	138
第 5 章	結論	140
	謝辞	143
	参考文献	144

数式記号・略称

PWM	パルス幅変調 (Pulse Width Modulation)	
PSM	位相シフト変調 (Phase Shift Modulation)	
PFM	周波数変調 (Pulse Frequency Modulation)	
ZVS	ゼロ電圧スイッチング (Zero Voltage Switching)	
ZCS	ゼロ電流スイッチング (Zero Current Switching)	
PSU	電源ユニット (Power Supply Unit)	
G	LLC 共振回路のゲイン	
F	規格化スイッチング周波数	
V_i	直流入力電圧	V
v_{ac}	交流入力電圧	V
V_o	出力電圧	V
v_b	インバータ出力電圧	V
$v_{i,ac}$	共振回路の入力電圧の交流成分	V
$v_{o,ac}$	共振回路の出力電圧の交流成分	V
$V_{i,ac}$	共振回路の入力電圧の実効値	V
$V_{o,ac}$	共振回路の出力電圧の実効値	V
v_{gsn}	ゲートソース間電圧	V
i_r	1 次側共振電流	A
i_m	1 次側励磁電流	A
i_o	2 次側電流	A
I_o	負過電流	A
T_c	2 次側電流の導通時間	s

I_{mp}	励磁電流のピーク値	A
I_{peak}	2次側電流のピーク値	A
f_s	スイッチング周波数	Hz
T_{on}	1次側ドライブ信号のオン時間	s
T_s	1次側ドライブ信号の1周期	s
D_p	1次側デューティ比	
Q_n	スイッチ	
D_n	ダイオード	
T	トランス	
n	トランスの巻き数比	
L_r	共振インダクタ/インダクタンス	H
L_m	励磁インダクタ/インダクタンス	H
C_r	共振キャパシタ/キャパシタンス	F
C_{sr}	直列共振キャパシタ/キャパシタンス	F
C_{pr}	並列共振キャパシタ/キャパシタンス	F
C_a	補助共振キャパシタ/キャパシタンス	F
L_f	出力平滑インダクタ/インダクタンス	H
L_p	1次側インダクタ/インダクタンス	H
C_o	出力平滑キャパシタ/キャパシタンス	F
R	出力抵抗	Ω
C_n	シャントキャパシタ/キャパシタンス	F
L_c	入力インダクタ/インダクタンス	H
V_L	共振インダクタの両端電圧	V
V_{cr}	共振キャパシタの両端電圧	V

t_dデッドタイム

s

第 1 章 緒論

1.1 まえがき

近年，スマートフォンやパソコン，さらにタブレット端末などの情報通信機器の普及に伴い，世界のデータ通信量は飛躍的に増加してきた。図 1-1 に米国の調査会社 IDC のレポートによるデータを示す。世界のデジタルデータ量は，2005 年の 1230 エクサバイトから 2020 年にはその 300 倍の 40,000 エクサバイトへ増加すると予測されている[1]。

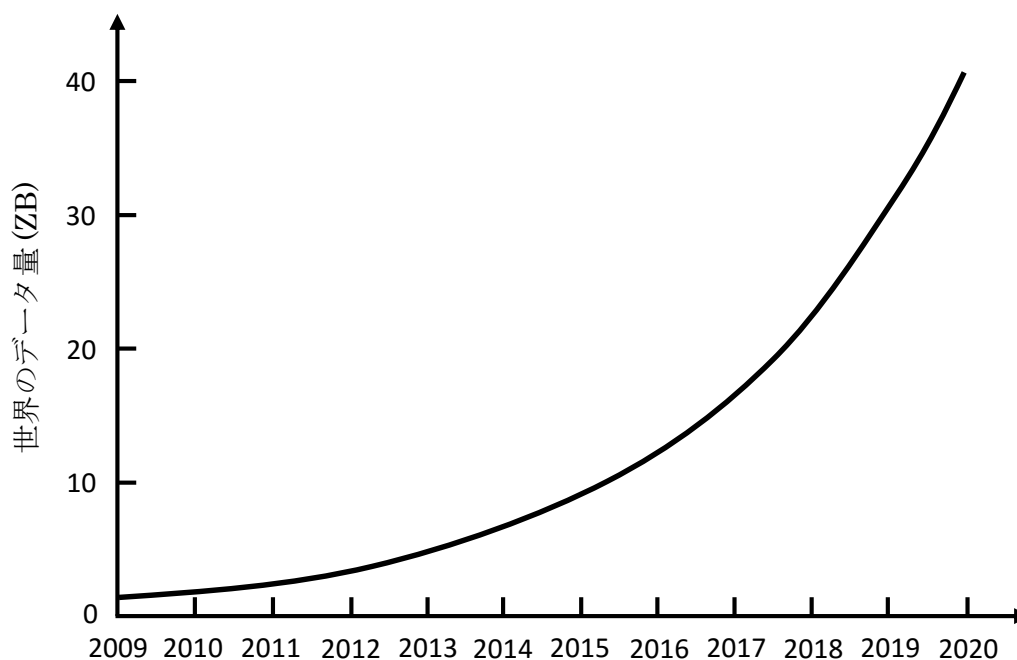


図 1-1 世界のデータ量の推移

このようなデータ処理量の増加に対応するため，データセンタの大規模化がさらに続いていくと考えられる。データセンタの大規模化に伴い，これまで以上に電源システムの小型化，高効率化が求められる。電源システムの小型化は，電源を高いスイッチング周波数で動作させることにより実現可能である。スイッチング電源の小型化のための重要な要素としてスイッチング周波数が挙げられる。1980 年ごろまでは，そのスイッチ

ング周波数の高周波化により電源の小形化が実現されてきた[2]。高周波化によりインダクタやキャパシタなどの受動部品、さらにトランスやフィルタ回路の小型化が可能となる。しかしスイッチング周波数を高くすることでスイッチング損失が増える。スイッチング損失はスイッチのターンオンおよびターンオフ時に発生し、そのスイッチング損失がスイッチング周波数に比例して増加する。従来の PWM コンバータでは、そのスイッチング損失が大きいため、高周波では大きな損失となる。またトランスの漏れインダクタによるサージ増大などによりさらに電力効率が低下し、その損失が熱となりヒートシンクなどの放熱部品の大型化が必要となる。また高周波スイッチングによるノイズの問題も重要な課題であり、電源の各部の電圧および電流の時間変化 dv/dt , di/dt の増加がノイズ源となる。これらの問題を解決し、電源を小型化する手法として、共振形コンバータが注目を集めた[3]-[7]。

1970 年に F. C. Schwarz らにより直列共振形コンバータが提案され高周波化により回路の小型化が可能であることが報告された[3]-[4]。その後、ソフトスイッチング技術によりスイッチング時の損失を小さくすることで高いスイッチング周波数を実現する手法が多く検討されてきた[5]-[7]。

共振形コンバータの特徴はスイッチング損失の低減により高周波での動作に適しており、回路の小型化が可能となる。またスイッチングノイズが小さく、ノイズ対策が容易となる。このように共振形コンバータは従来のハードスイッチングのコンバータに比べて、優れた特徴を持つ一方で欠点もある。

電圧波形を共振させた電圧共振形コンバータの場合、スイッチの電圧が共振波形であることからピーク電圧が大きく、耐圧の大きな素子が必要となる。耐圧の大きな素子はコストも高く、オン抵抗も大きいため導通損失も増大する。電流波形を共振させた電流共振形コンバータの場合は、ピーク電流が大きくなることにより、定格電流の大きい素子が必要となり、さらにスイッチの導通損失や巻き線ロスが増大する。共振形コンバ

ータは周波数制御で動作するため、周波数の変化幅が大きい場合、フィルタの設計が難しくなる。共振要素や補助スイッチの追加のためにコストが増大することも問題である。解析の面では従来の PWM コンバータに比べて複雑になる。従来の PWM コンバータの場合は、状態平均化法が用いられるが、共振形コンバータの場合は、スイッチング周期と共振周期がほぼ等しいことから、状態平均化法[8]では大きな誤差が生じる[9]。

1985年に K.-H. Liu らにより共振スイッチが提案された[10]-[11]。従来の PWM コンバータのスイッチをこの共振スイッチに置き換えることで、ゼロ電流スイッチングが可能となる。1990年にはゼロ電圧スイッチングが可能な共振スイッチが発表された[12]。これもゼロ電流スイッチングの共振スイッチと同様に、従来の PWM コンバータのスイッチを置き換えることで、従来の PWM コンバータを共振形コンバータにすることができる。

また 1980 年代後半に D.M. Divan らにより、共振 DC リンクコンバータも発明されていた[13]-[15]。この方式は DC リンク部分に共振回路をおくことで DC リンクを振動させることで、後段のブリッジ回路の全てのスイッチをソフトスイッチングさせるための方式である。1 相のコンバータに対しては追加部品も多く、この方式は 3 相以上のインバータで主に使用されている。

E 級増幅器が 1975 年に N. O. Sokal らにより発表された[16]。その後、1988 年にはアメリカのベル研究所の W. C. Bowman らによって 22MHz で動作する E 級共振形コンバータが発表された[17]-[18]。E 級スイッチングは超高周波動作に適していることから、高周波 DC-DC コンバータとして研究が行われてきた [19]-[21]。E 級スイッチングとはスイッチがターンオンする瞬間にスイッチの両端がゼロとなるだけでなく、その時間変化もゼロとなる条件でのスイッチングのことである。しかし E 級共振形コンバータは E 級動作する条件が厳しく、入力電圧や負荷変動といった回路条件の変化への対応が難しい。

したがって、DC-DC コンバータの用途では共振スイッチによりソフトスイッチングが研究の中心となった。共振スイッチを用いた手法の中でも整流方式が半波および全波で 2 種類あり、電圧共振と電流共振の 2 種類あるため、計 4 種類の共振形コンバータに 1 つの従来 PWM コンバータから変化させることができる。それら 4 方式の特徴について文献[22]で比較され高周波用途においては電圧半波共振形コンバータが最適な方式であるとされた。しかし、その電圧半波共振形コンバータは電圧が共振波形であるためスイッチの両端電圧が大きなピーク値を持つという欠点への対策として、多くの研究が行われてきた[23]-[28]。文献[23]ではスイッチの両端にかかる電圧のピークを抑えるためにスイッチの両端電圧をクランプする手法が提案された。ほかにも電流、電圧を矩形波のままゼロ電圧スイッチングをする試みがされてきた。1988 年の文献[24]で補助スイッチを用いない ZVS 動作の PWM コンバータも報告されている。また電圧共振形コンバータを含む共振形コンバータはスイッチング周波数が変動するという欠点に対して、PWM 制御が可能でゼロ電圧スイッチングが可能な方式も 1980 年代から報告されてきた[25]-[28]。

位相シフト変調を用いたフルブリッジ方式のコンバータも追加部品が必要なく、ゼロ電圧スイッチング可能な方式として注目を集めた。この位相シフト変調フルブリッジ方式コンバータはトランスの漏れインダクタンスやスイッチの寄生容量を有効活用することで追加部品なしに 1 次側スイッチのゼロ電圧スイッチングが可能である。さらに従来の PWM 方式のフルブリッジコンバータで必要であったスナバ回路も削減可能である。この方式は従来の PWM 方式のフルブリッジコンバータに代わり、通信用電源をはじめとする用途で現在でも広く用いられている[28]。この方式はトランスの漏れインダクタンスと 2 次側出力フィルタのインダクタンスに蓄えられたエネルギーでスイッチの寄生容量に蓄えられたエネルギーを放電することでゼロ電圧スイッチングを行うことができる。しかし、軽負荷ではスイッチの寄生容量を放電するエネルギーが不足する。

したがって、位相シフト変調フルブリッジ方式の DC-DC コンバータが軽負荷までゼロ電圧スイッチングするため追加の受動素子を用いて、ZVS を行う手法が研究されてきた[29]-[34]。能動素子を用いることにより循環電流を増加させずに軽負荷でのゼロ電圧スイッチングを実現する手法も提案されてきた[35]-[39]。

アクティブクランプ回路が 1981 年に B. Carsten らによって発表された[40]。アクティブクランプは様々な PWM コンバータに対して研究が行われ、その改良型も多く報告されてきた[41]-[44]。アクティブクランプを用いた回生制御型のフライバックコンバータはゼロ電圧スイッチングが可能であり、スイッチに印加される電圧は従来のフライバックコンバータと同等であることが特徴である[41]。この方式ではトランスを逆励磁によりゼロ電圧スイッチングが可能となる。回生型フライバックコンバータはトランスを逆励磁する回生電流を 2 次巻線から得る方法と 1 次巻線から得る手法がある。1 次側回生方式はトランスのリーケージインダクタンスに蓄えられたエネルギーが損失にならないという利点を持つ。しかし 2 次側の整流ダイオードが 1 次側のメインスイッチのターンオンと同時にオフ状態となるため、ターンオフリカバリが発生する欠点があった。そこで、2 次側電流を共振波形とすることで 2 次側整流ダイオードがゼロ電流ターンオフリカバリが発生しない手法が吉田幸司らによって提案された[42]。この方式は 2 次側整流ダイオードのゼロ電流スイッチングによりリカバリノイズがなくスパナ回路の容量が小さくでき、高速のダイオードが必要ないため、より低い順方向電圧降下のダイオードが使えるなど多くの利点を持つ。一方で 2 次側電流が共振電流であるため 2 次側のピーク電流が大きいという欠点も持つ。文献[45]では励磁電流によりゼロ電圧スイッチング可能なプッシュプル方式の DC-DC コンバータが提案された。この方式では追加のキャパシタもインダクタも必要がなく、PWM 制御が可能である。

絶縁型コンバータとして負荷共振形コンバータに関する研究が行われてきた[46]-[52]。負荷共振形コンバータの基本回路として、共振キャパシタが負荷に直列に接

続されている直列共振形コンバータ[46]と共振キャパシタが負荷に対して並列に接続されている並列共振形コンバータ[47],[48]が検討された。しかしどちらも解決すべき問題点があった。直列共振形コンバータの場合は軽負荷での出力電圧の制御が難しい。一方、並列共振形コンバータは無負荷でも出力電圧の制御が可能であるが、無負荷でも大きな循環電流が流れるという問題があった。またどちらの方式も循環電流は入力電圧が高くなるにつれて増加する。

そこで直並列共振形コンバータが提案された[49]-[52]。直並列共振形コンバータは直列共振形コンバータと並列共振形コンバータの問題点が解決され、循環電流は並列共振コンバータに比べ少なく、軽負荷での制御も可能であるため注目を集めた。しかしこの方式においても、入力電圧が高くなると循環電流は増加する。これらの方式は入力電圧が高くなるにつれて増加するため、高い入力電圧時に最適化して設計ができない。そこで、それらの問題点を解決した LLC 共振形コンバータが提案された[53]。LLC 共振形コンバータの電流は共振波形で低ノイズであり電圧はスイッチング時のみ共振する部分共振であることから、電圧共振のコンバータに比べ、耐圧の大きなスイッチは必要とされないという特徴を持つ。さらに LLC 共振回路の二つのインダクタンスはトランスの漏れインダクタンスと励磁インダクタンスを用いることができるため、回路の部品点数も多くない。従来の共振形コンバータは広い入力電圧範囲に対応する設計場合、通常運転時に高い循環電流が流れるなどの問題があったが、LLC 共振形コンバータは高い入力電圧時に効率を最適化できる。急な入力電圧の低下が考えられる用途でも LLC 共振形コンバータは高い入力電圧時に最適に設計で昇圧動作が可能であるため、AC-DC コンバータの後段の DC-DC コンバータとして多くの研究が行われてきた[54]-[57]。これまでデータセンタ用の PSU (Power Supply Unit) の AC-DC コンバータの後段の DC-DC コンバータには倍電流回路を用いた位相シフト変調フルブリッジコンバータや直並列共振形コンバータが多く用いられてきた[58]が、複数の文献で LLC 共振形コン

バータがより高い電力効率に設計することが可能であることが報告されている [59],[60]。しかし、その LLC 共振形コンバータにも幾つか問題点がある。したがって、それら問題点に対処する手法が求められる。

1.2 電源システムの構成

図 1-2 に低周波トランスを用いた電源システムの構成図を示す。電源システムは 50Hz または、60Hz の交流を低周波トランスで絶縁し、ダイオードおよび平滑キャパシタで構成される整流器によって直流電圧に変換しレギュレータによって任意の電圧を得ていた。

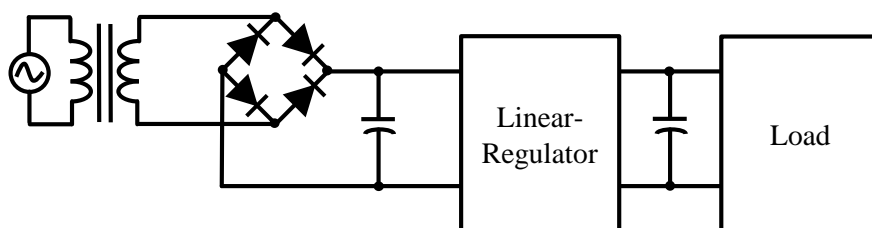


図 1-2 低周波トランスを用いた電源システム

高周波トランスを用いた電源システムの構成を図 1-3 に示す。現在では、低周波トランスは用いられず、絶縁は整流回路の後段の DC-DC コンバータで行うのが一般的になった。後段の DC-DC コンバータは数十 kHz~数百 kHz で動作するため、絶縁に用いるトランスを 50Hz または、60Hz の低周波トランスに比べて大幅に小さくできる利点がある。

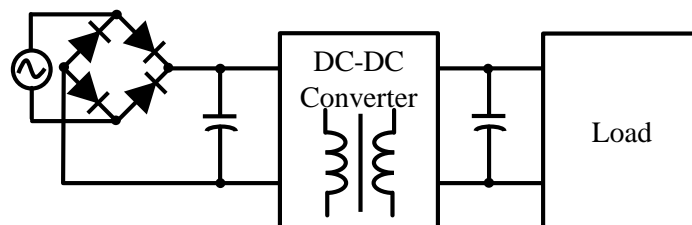


図 1-3 高周波トランスを用いた電源システム

1.3 絶縁型 DC-DC コンバータの種類および特徴

絶縁型コンバータにはいくつかの種類がある。絶縁型コンバータについて文献[61]で特徴がまとめられている。代表的なのがフライバックコンバータ、プッシュプル方式、フォワード方式、ハーフブリッジ方式、フルブリッジ方式である。フライバック方式の回路構成を図 1-4 に示す。本章の回路では、わかりやすく統一するためにすべてダイオード整流の回路図を用いているが、2 次側のダイオードはスイッチに代え同期整流を行うことで、低損失にすることが可能である。同期整流フライバック方式は制御するメインスイッチが一つであり、補助インダクタが必要ないため低コストである。小容量の電源に多く用いられる。欠点としては、入出力の電流リップルが大きいため大きな容量のキャパシタが必要となる。またトランスの片方向にのみ電流が流れるため、トランスの利用効率が悪いシングルエンド型である。

図 1-5 にフォワード方式の回路構成を示す。フォワード方式も制御されるメインスイッチは一つである。欠点としては、補助インダクタが必要となるやシングルエンド型であることが挙げられる。プッシュプル方式の回路図を図 1-6 に示す。プッシュプル方式の利点はトランスにプラス方向およびマイナス方向のどちらにも電流を流し電力を送るダブルエンド型であり、トランスの利用効率はシングルエンド型であるフライバック方式やフォワード方式の 2 倍である。欠点は 1 次側スイッチのオフ時のピーク電圧が高いことである。ハーフブリッジ方式の回路図を図 1-7 に示す。ハーフブリッジ方式もプッシュプル方式と同様にダブルエンド型であるためトランスの利用効率が良い。プッシュプル方式に対する利点は 1 次側スイッチのオフ期間にかかる電圧が入力電圧を超えないことや 1 次側巻線がひとつであるためトランスの利用効率が高いことが利点である。

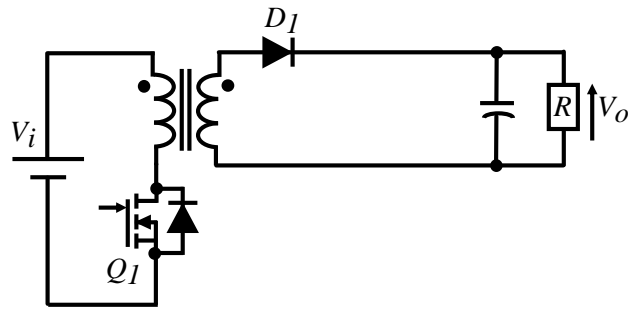


図 1-4 フライバック方式

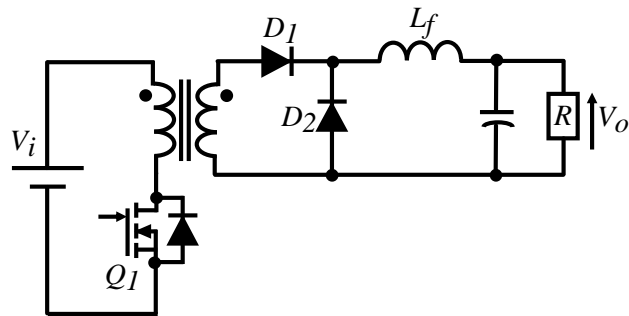


図 1-5 フォワード方式

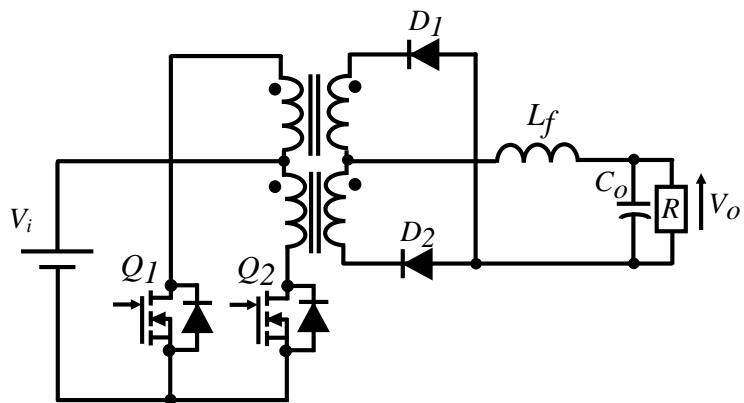


図 1-6 プッシュプル方式

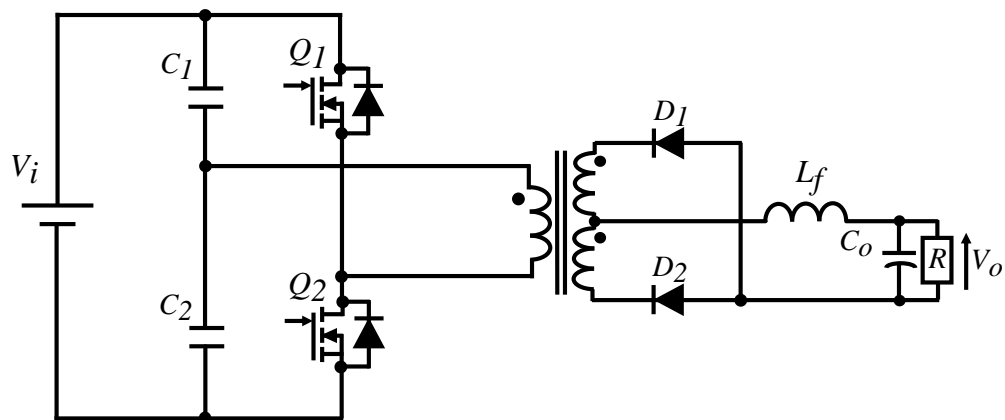


図 1-7 ハーフブリッジ方式

図 1-8 にフルブリッジ方式の回路図を示す。フルブリッジ方式の利点はハーフブリッジ方式と同様にダブルエンド型であり 1 次側巻線が一つであるため、トランスの利用効率が高いことである。また 1 次側スイッチのオフ期間にかかる電圧も入力電圧を超えず、ハーフブリッジ方式に対する優位点はフルブリッジ方式の入力電流はハーフブリッジ方式の入力電流の半分となるため、入力キャパシタに小さいものが使えることによるコスト低下。また半分の電流であるため、大電流用途で高効率となる。欠点としては、4 つのスイッチとその駆動回路が必要なことによるコスト増加である。

またフルブリッジ方式ではトランスにプラスの電圧がかかる期間とマイナスの電圧がかかる期間のアンバランスによる偏磁を避けなければならず、偏磁対策として一般的に 1 次側のトランスと直列にキャパシタを挿入することも多い。

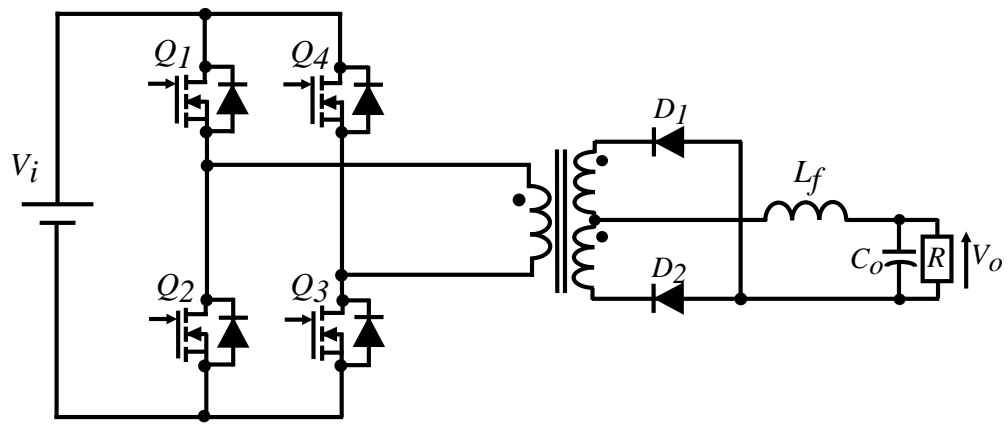


図 1-8 フルブリッジ方式

1.4 ソフトスイッチング

スイッチング電源の小型化や高効率化は大きな課題の一つである。スイッチング電源の小型化のためには、スイッチング周波数を高くする必要がある。高いスイッチング周波数によりインダクタンスやキャパシタンスなどの受動部品が値の小さいものが使用できるため、回路全体の小型化につながる。小型化と高効率化を同時に実現できる技術として、ソフトスイッチングの研究が広く行われてきた。

まずハードスイッチング電源の損失について図 1-9 で説明する。スイッチがオンすると、スイッチの両端電圧がゼロになる前にスイッチに電流が流れ始める。そのスイッチの両端電圧とスイッチに流れる電流の重なりが損失となる。スイッチがオンしている間は導通損失が発生する。さらにスイッチがオフするとき、スイッチの電流がゼロになる前にスイッチの両端電圧が上昇するためそこでもスイッチング損失が生じる。導通損失はスイッチング周波数に依存しないが、スイッチング損失はスイッチング周波数に比例して増加する。したがって、このスイッチング損失はスイッチング電源の高周波化および高効率化への障害となる。

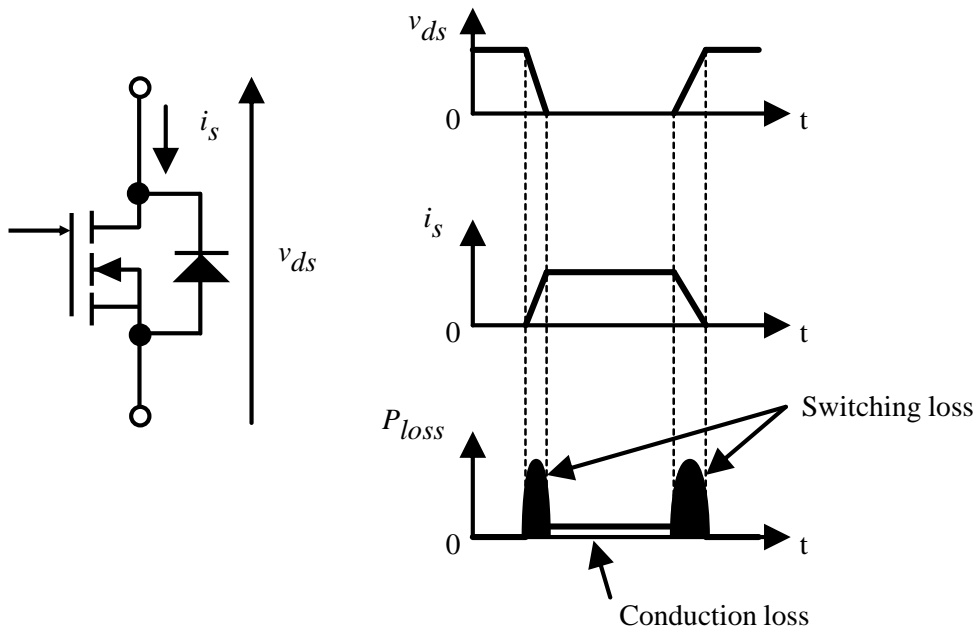


図 1-9 ハードスイッチング

ソフトスイッチングの動作原理を以下に示す。ゼロ電流スイッチングとは、ターンオンまたはターンオフ時にスイッチに流れる電流がゼロであることを指す。またゼロ電圧スイッチングとはターンオンまたはターンオフ時にスイッチの両端電圧がゼロであることを指す。まず図 1-10 に電流共振形のゼロ電流スイッチングの動作説明図を示す。スイッチがオンすると、電流が正弦波状に増加し減少する。電流がゼロになった後にスイッチをオフすることでオフ時のスイッチング損出は発生しない。

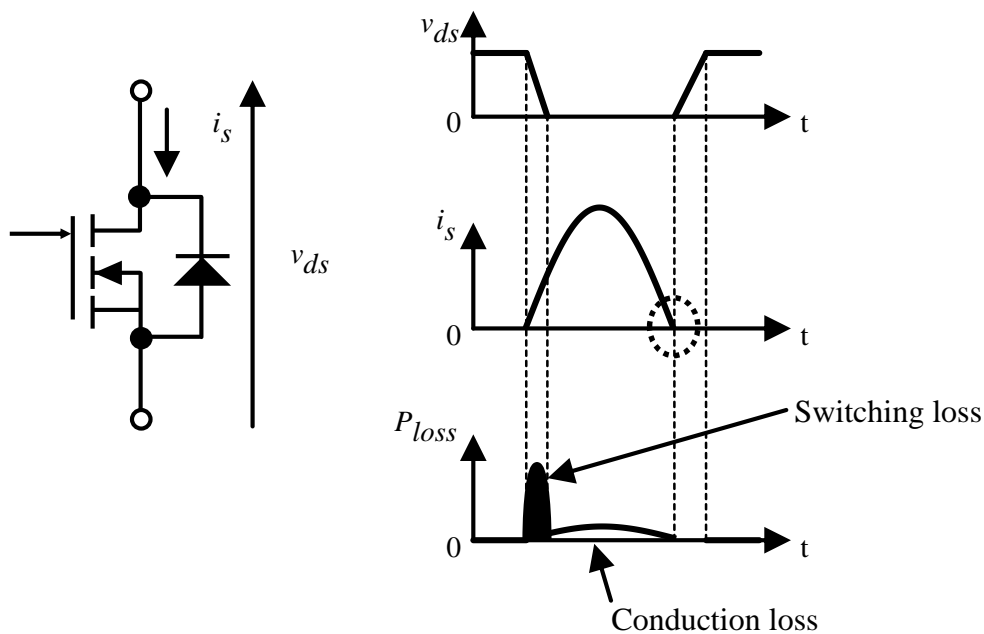


図 1-10 電流共振形ゼロ電流スイッチング

図 1-11 に電圧共振波形のゼロ電圧スイッチング動作を示す。電圧共振形ではスイッチの両端電圧がオフ時に正弦波状に増加し減少する。スイッチの両端電圧がゼロになった後にスイッチがオンすることでスイッチオン時のスイッチング損失が発生しない。

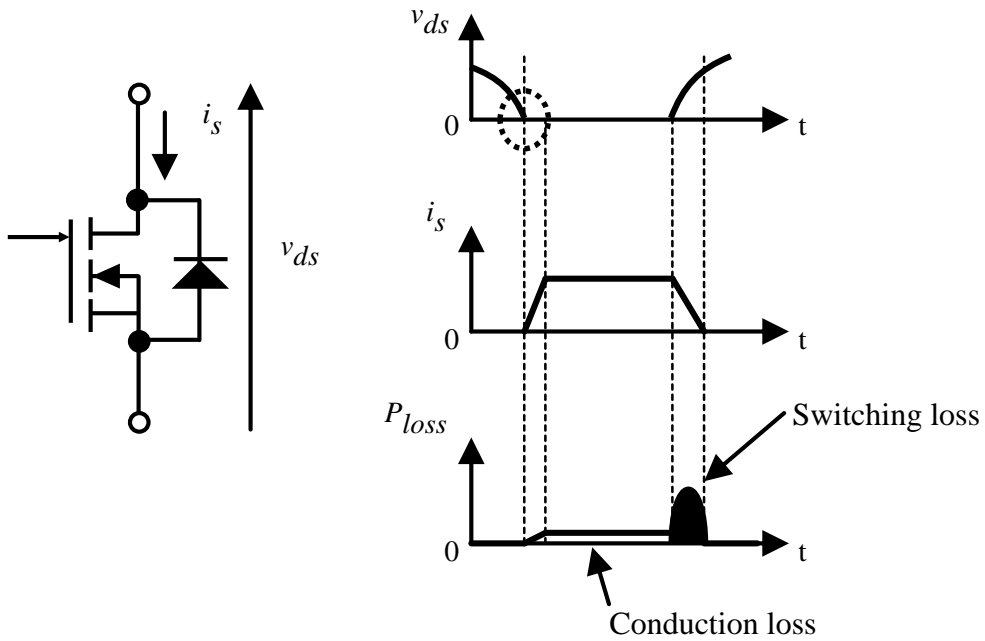


図 1-11 電圧共振形ゼロ電圧スイッチング

次に部分電圧共振によるゼロ電圧スイッチングについて図 1-12 を用いて説明する。
 部分電圧共振とは、スイッチング時に電圧を共振させる手法である。スイッチング時に
 スイッチの寄生キャパシタンスにたまったエネルギーを放電させることでゼロ電圧ス
 イッチングを実現する。

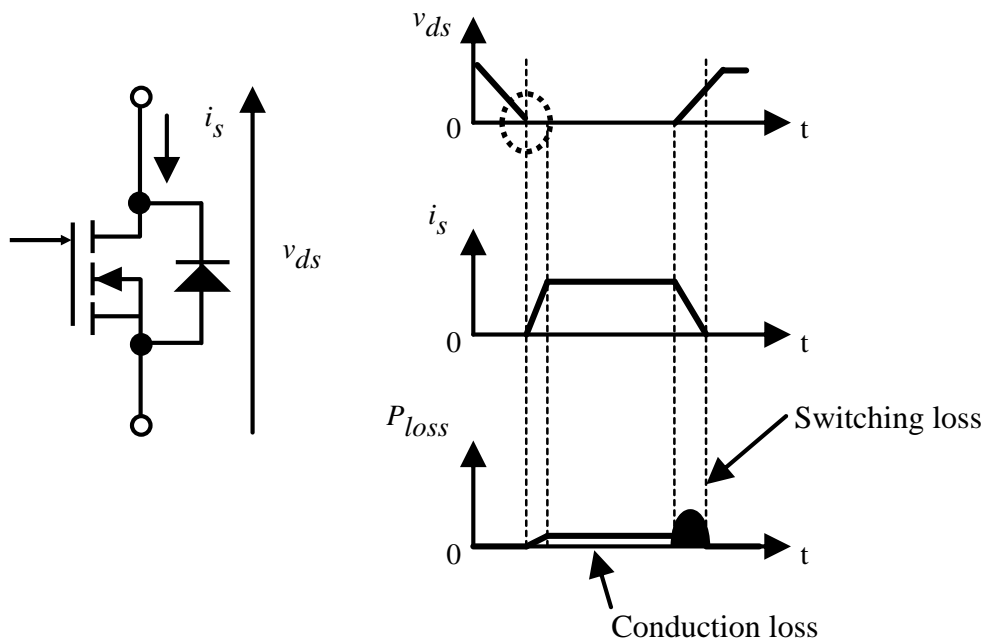


図 1-12 部分電圧共振形ゼロボルトスイッチング

1.5 準共振形変換回路

電圧共振スイッチおよび電流共振スイッチを用いたコンバータは準共振形変換回路に分類される。半波電流共振スイッチおよび全波電流共振スイッチの回路図を図 1-13 および図 1-14 に示す。従来の PWM コンバータのスイッチをその電流共振スイッチに変更することでスイッチに流れる電流が共振波形となりゼロ電流スイッチングが可能となる。これら電流共振スイッチを降圧型コンバータに適用した場合の回路図を図 1-15 および図 1-16 に示す。

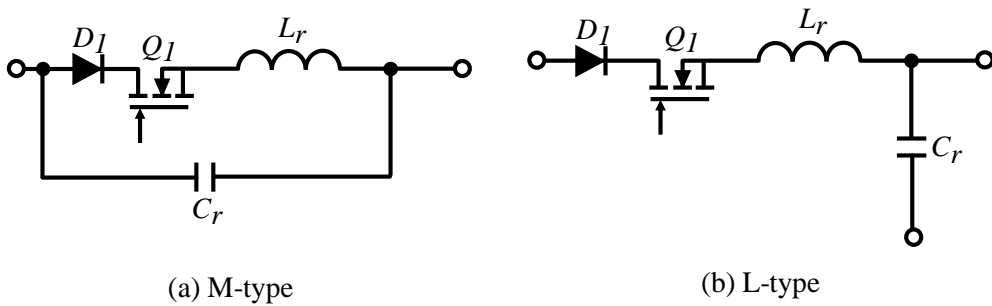


図 1-13 半波電流共振スイッチ

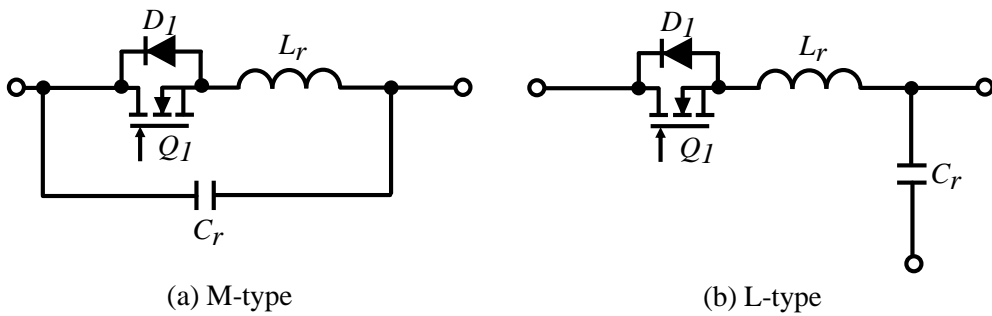


図 1-14 全波電流共振スイッチ

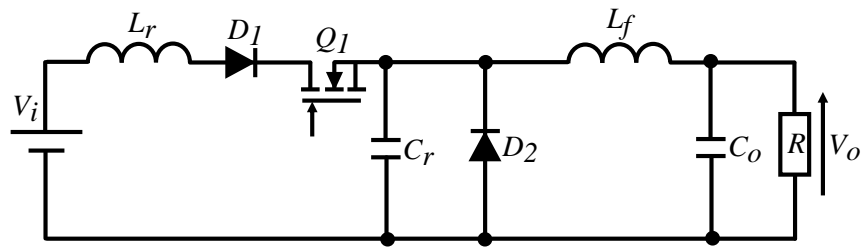


図 1-15 半波電流共振形降圧コンバータ

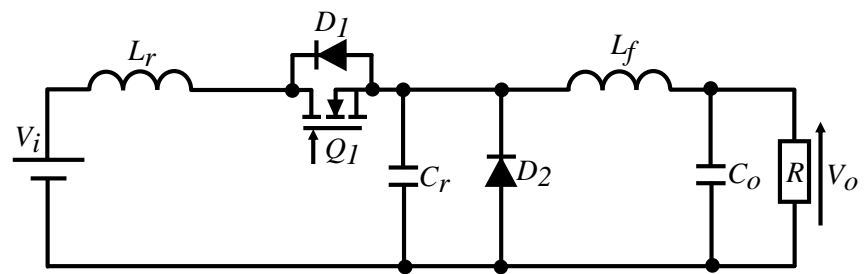


図 1-16 全波電流共振形降圧コンバータ

図 1-137 および図 1-148 に半波電圧共振スイッチおよび全波電圧共振スイッチの回路図を示す。従来の PWM コンバータのスイッチをこの電圧共振スイッチに置き換えることでスイッチの両端電圧が共振波形となりゼロ電圧スイッチングが可能となる。例としてゼロ電圧スイッチを用いた降圧型コンバータの回路図を図 1-159 および図 1-1620 に示す。

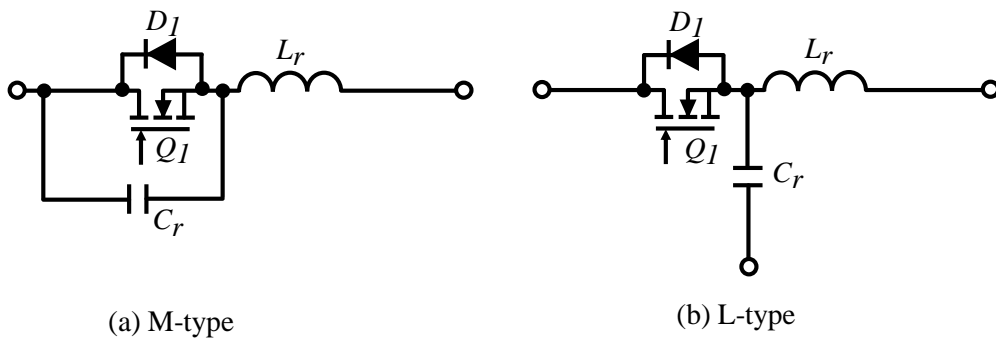


図 1-17 半波電圧共振スイッチ

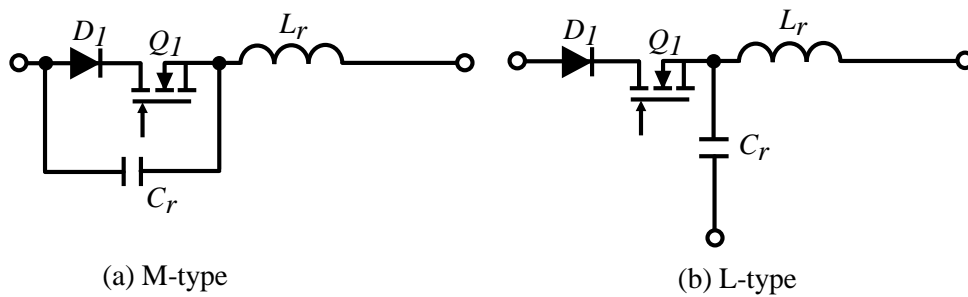


図 1-18 全波電圧共振スイッチ

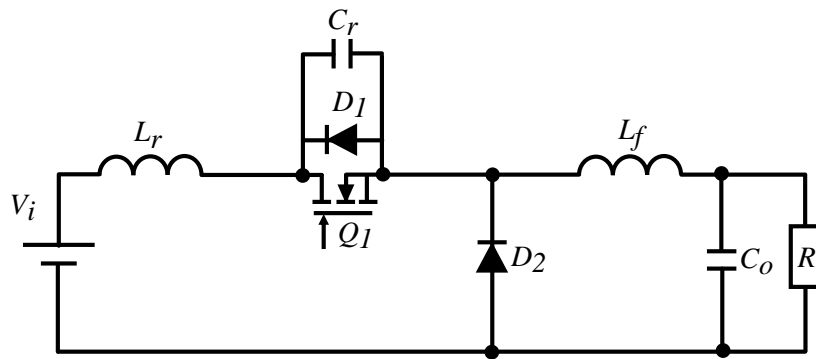


図 1-19 半波電圧共振形降圧コンバータ

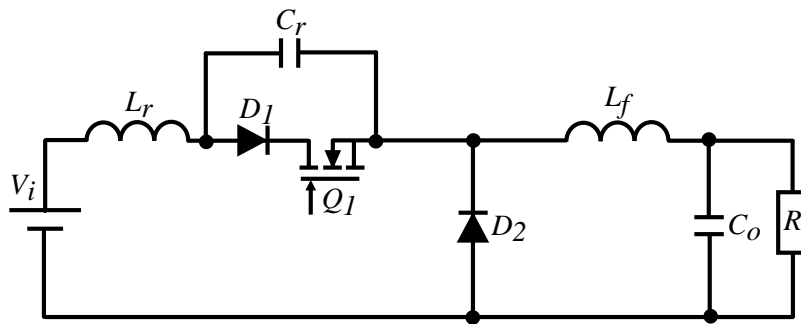


図 1-20 全波電圧共振形降圧コンバータ

1.6 部分共振形変換回路

位相シフト変調を用いたフルブリッジコンバータや負荷共振形コンバータはデータセンタなどで比較的大きな容量のスイッチング電源として、広く使われている。負荷共振形コンバータは周波数変調であるが、位相シフト変調を用いたフルブリッジコンバータの利点として固定周波数で動作し部分電圧共振によりゼロ電圧スイッチング (ZVS) があげられる。しかし軽負荷で ZVS するためには1次側に追加のインダクタが必要となる。また還流期間に導通損失が増大することが欠点である。

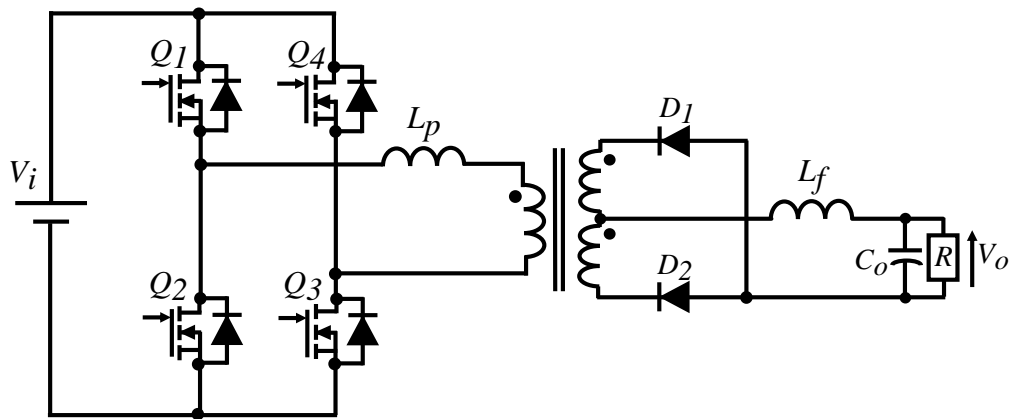


図 1-21 位相シフト変調フルブリッジコンバータの回路構成

1.7 負荷共振形変換回路

電源に対する要求は、高効率、高密度、大電力、小型化、低コスト化、低ノイズなど様々である。これらの要求を満たす候補として共振形コンバータがあげられる。共振形コンバータはソフトスイッチングによりスイッチング損失を低減することができるから高効率が期待できる。スイッチング損失が少ないことにより高周波動作においても、効率の低下が少なく回路の小型化に適している。高周波動作により受動素子の値およびサイズを小さくでき、コストの低減や回路の小型化ができ高密度化が可能であり、また電流または電圧が共振波形であることから低ノイズでもある。

インバータ回路の出力端子に共振回路を接続した共振形回路を負荷共振形変換回路と呼ぶ。共振回路の接続方法は様々な組み合わせがあり、LC共振回路を負荷に直列に接続したもの[46]を直列共振形コンバータ(**Series-loaded resonant converters**)、共振キャパシタンスを負荷に並列に接続したもの[47],[48]が並列共振形コンバータ(**Parallel-loaded resonant converters**)と呼ばれる。直列共振形コンバータは軽負荷時の制御が難しい問題がある。それに対して並列共振形コンバータは軽負荷から重負荷まで制御可能であるが、循環電流が大きいことから軽負荷での効率が低くなるという欠点がある。そこで直並列共振形コンバータ(**Series-parallel-loaded resonant converters**)が検討されてきた。この直並列共振形コンバータは直列共振形コンバータと並列共振形コンバータの双方の利点を持つ[49]-[52]。またそれらを固定周波数で動作させる研究として、1987年に直列共振形コンバータを固定周波数で動作させる手法が提案された[62]。その後、他の共振形コンバータも固定周波数で動作させる試みが1980年代後半から1990年ごろに多く発表されてきた[63]-[65]。

1.7.1 直列共振形 DC-DC コンバータ

直列共振形コンバータの回路図を図 1-22 に示す。直列共振形コンバータの共振回路は共振インダクタンス L_r および共振キャパシタンス C_r で構成される。その LC 共振回路は負荷に直列に接続されているため、直列共振形と呼ばれる。入力側のインバータのスイッチング周波数を変化させることにより LC 共振回路のインピーダンスが変化する。共振回路と負荷の分圧によって、出力電圧が変化する。直列共振形コンバータが LC 共振周波数で動作するとき、LC 共振回路のインピーダンスがゼロとなり入力電圧 E_i がトランスの 1 次側に印加される。ゲイン特性は LC 共振周波数で 1 となり、共振周波数より高いスイッチング周波数で動作させることで共振電流の位相が共振回路の入力電圧の位相に対して遅れる。それにより、スイッチに流れる電流はスイッチがオンする瞬間はマイナス方向に流れている。そのマイナス方向の電流がスイッチをオンする直前にスイッチの寄生容量にたまったエネルギーを放電させることでゼロ電圧スイッチングを行うことができる。また逆にスイッチング周波数を LC 共振周波数より低くすることで、共振電流の位相が共振回路の入力電圧の位相に対して進む。位相が進んだことにより共振回路の入力電圧がゼロになる前に共振電流はゼロとなる。したがって、この領域を ZCS 領域と呼ぶ。図 1-23 に示されるように直列共振形コンバータの共振回路のゲイン特性は常に 1 より小さい。横軸および縦軸は式(1-1)および(1-2)のように規格化している。

$$G_h = \frac{2 \cdot n \cdot V_o}{V_i} \quad (1-1)$$

$$F = \frac{f_s}{f_r} \quad (1-2)$$

通常、LC 共振周波数より高いスイッチング周波数領域である ZVS 領域が使われる。理由としてはゼロ電流スイッチ領域ではオフ時はゼロ電流でスイッチング可能であるが、オン時はハードスイッチングとなる。

スイッチング周波数が LC 共振周波数より低い領域では ZCS(ゼロ電流スイッチング)動作になる。直列共振形コンバータは 2 次側の整流回路が容量性フィルタであるため、ダイオードにかかる逆電圧は出力電圧の 2 倍であることが利点である。さらに ZVS 領域での動作ではスイッチング周波数が共振周波数より高いため、電流が連続であり、ピーク電流が小さい。また、ゲイン特性の図からわかるように、負荷が軽くなるにつれてスイッチング周波数を変えたときのゲイン G の変化幅が小さくなっていることがわかる。このため軽負荷の場合スイッチング周波数は出力電圧を一定にするために極めて高くする必要があり、軽負荷時の制御が困難であることがこの直列共振形コンバータの問題点ある。また直列共振形コンバータの動作点は入力電圧が最も低い時に最も LC 直列共振周波数に近づく。したがって、許容瞬時停電時間 (Hold up time) のために入力電圧の最低値を低く対応できるように設計すると、通常動作時の動作周波数は LC 共振周波数から離れることにより共振電流の位相は共振回路の入力電圧の位相から大きく遅れるため、オフ時の電流が大きくなりスイッチング損失も増加する。このように、広い入力電圧範囲へ対応するために通常動作時の電力効率を犠牲にする必要がある。

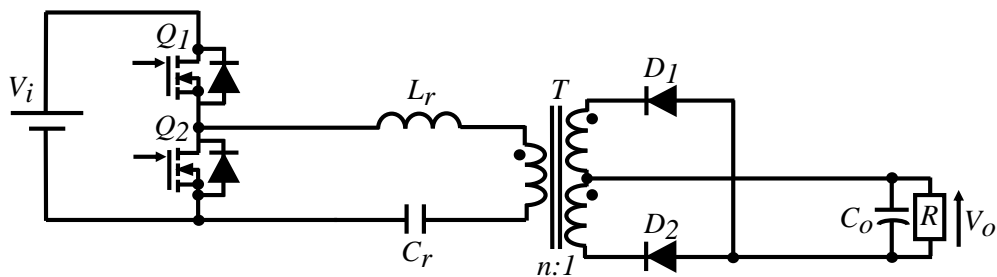


図 1-22 直列共振形コンバータ

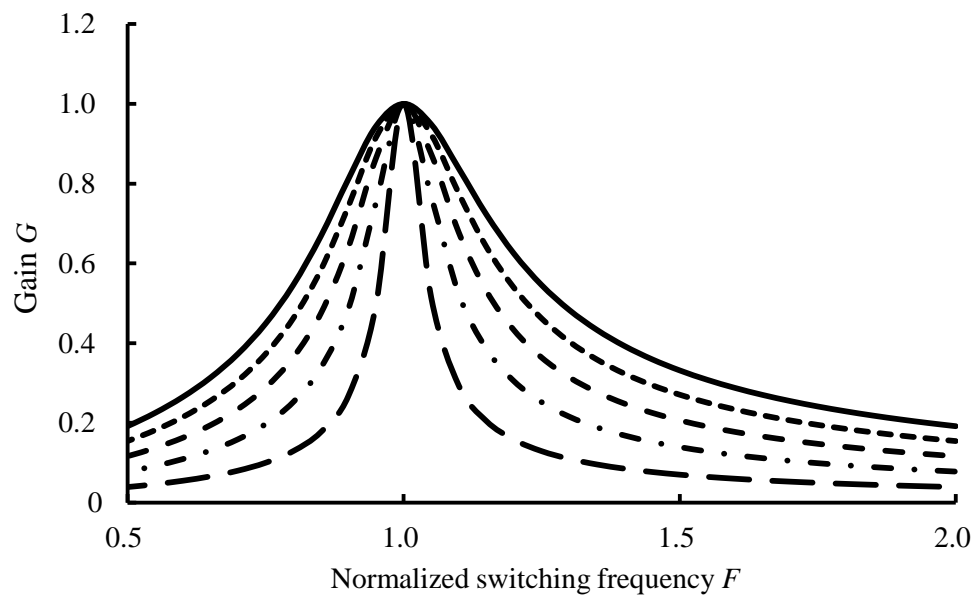


図 1-23 直列共振形コンバータのゲイン特性

1.7.2 並列共振形 DC-DC コンバータ

並列共振形コンバータの回路図を図 1-24 に示す。並列共振形コンバータは共振コンバータ同様に共振インダクタンスと共振キャパシタンスで構成されるが、共振キャパシタンスが負荷に並列に接続されているためこう呼ばれる。並列共振形コンバータのゲイン特性を図 1-25 に示す。また直列共振形コンバータと同様に ZVS 動作のために動作領域は LC 共振周波数の通常右側になるように設計される。軽負荷においてもゲイン特性が平坦にならないため、直列共振形コンバータで問題となる軽負荷のレギュレーションの問題は並列共振形コンバータではないが、循環電流が大きく軽負荷での効率が低下することが問題である。並列共振形コンバータは負荷が共振キャパシタンスと並列であるので、無負荷でも入力側から見た共振回路のインピーダンスはかなり小さくなる。したがって無負荷でも大きな循環電流が流れる。また直列共振形コンバータと同様に、入力電圧が高い時に LC 共振周波数に近づき、入力電圧が低下すると動作領域は LC 共振周波数に近づく。直列共振形コンバータと同様に並列共振形コンバータでは、コンバータは低い入力電圧では共振周波数の近くで動作し、高い入力電圧になると動作する領域が共振周波数から離れる。

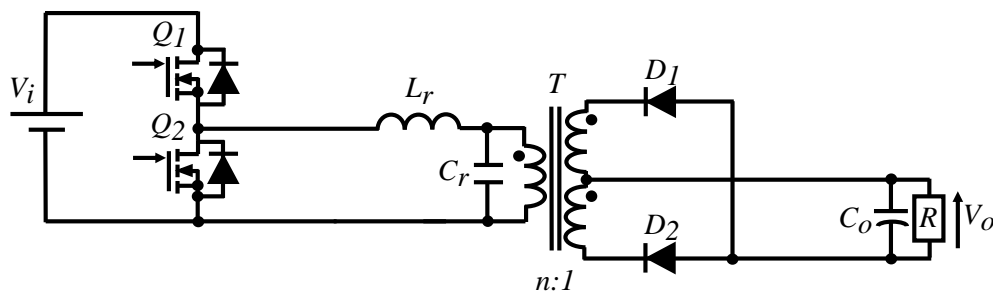


図 1-24 並列共振形コンバータ

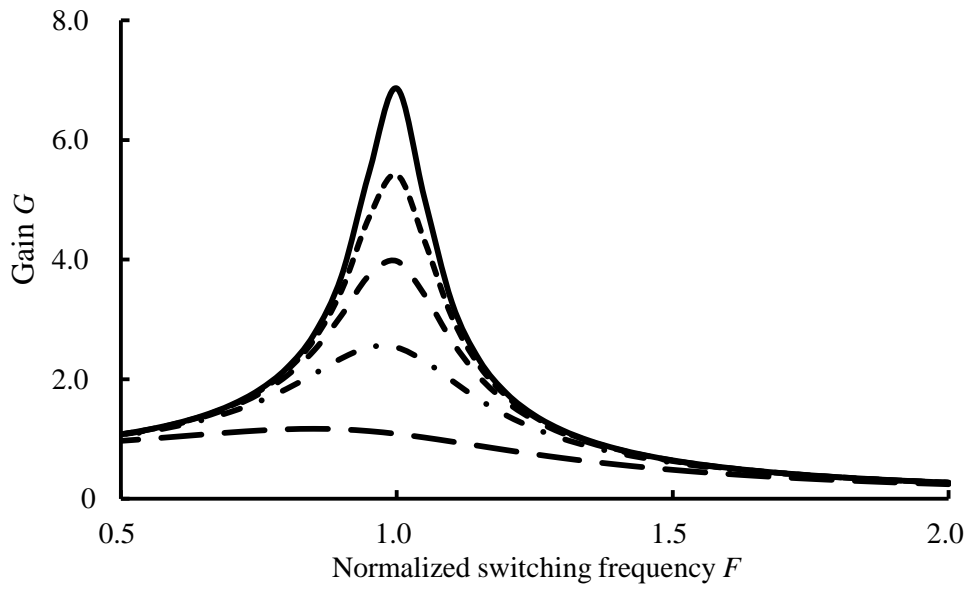


図 1-25 並列共振回路の周波数に対するゲイン特性

1.7.3 直並列共振形 DC-DC コンバータ

直並列共振形コンバータは図 1-26 に示されるように、直列共振形コンバータと並列共振形コンバータを組み合わせた回路構成になっている。直並列共振形コンバータのスイッチング周波数に対するゲイン特性を図 1-27 に示す。直並列共振形コンバータのゲイン特性は並列共振形コンバータと直列共振形コンバータを合わせたような特性を示す。直並列共振形コンバータの循環電流は並列共振形コンバータと比べ小さく、また並列キャパシタ C_p があることによって直並列共振形コンバータは無負荷の状態でも出力電圧を制御することができる。直列共振形コンバータや並列共振形コンバータと同じように直並列共振形コンバータでもゼロ電圧スイッチングで動作させるために共振周波数より高いスイッチング周波数で動作させる。図 1-27 から直並列共振形コンバータは直列共振形コンバータと比較して狭いスイッチング周波数範囲で出力電圧を制御可能であることがわかる。直列共振形コンバータや並列共振形コンバータと同様に入力電圧が低い時では直列並列共振形コンバータは共振周波数の近くで動作するが、入力電圧が高くなるとコンバータは共振周波数から離れ、高いスイッチング周波数領域で動作する。直列共振形コンバータや並列共振形コンバータと同様に入力電圧が高い場合、循環エネルギーやスイッチのターンオフ時の電流が増加する。

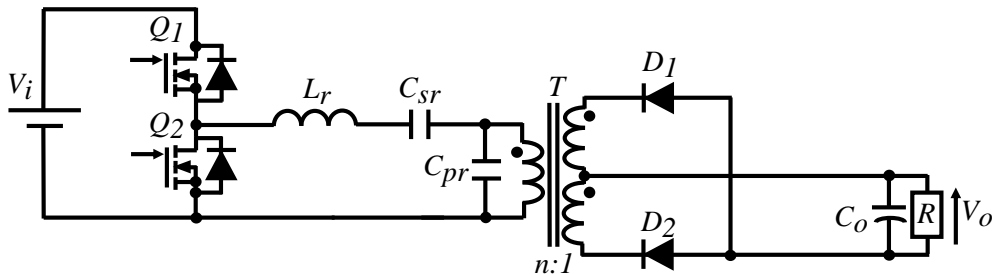


図 1-26 直並列共振形コンバータ

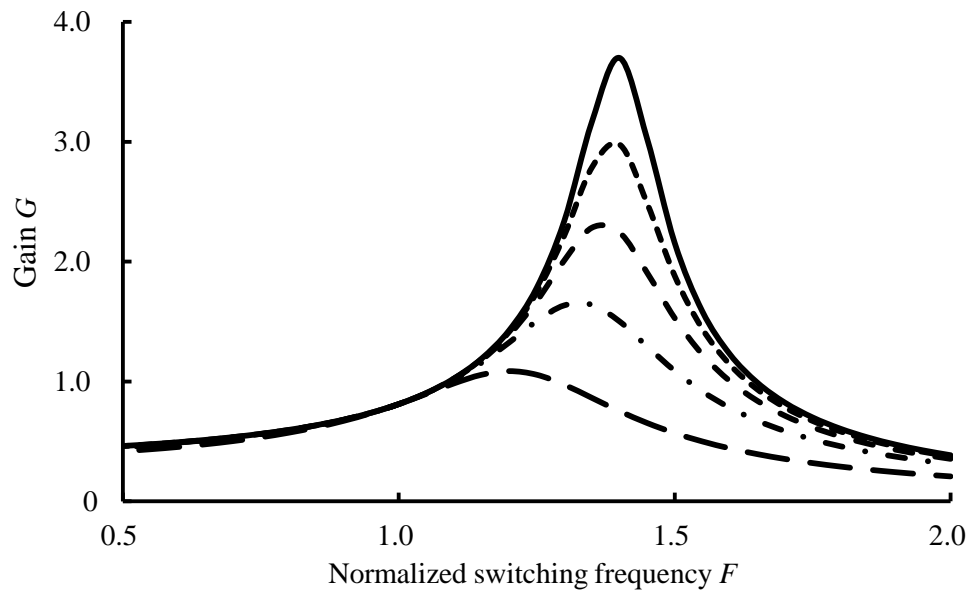


図 1-27 直並列共振形コンバータのゲイン特性

1.7.4 LLC 共振形 DC-DC コンバータ

LLC 共振形コンバータの回路構成を図 1-28 に示す。LLC 共振形コンバータの共振回路は共振インダクタンス L_r と共振キャパシタンス C_r および励磁インダクタンス L_m で構成される。 L_r および C_r は直列共振回路を構成するため、直列共振形コンバータの一種に分類されることが多いが、励磁インダクタンス L_m は負荷に対して並列に接続されるため直並列共振回路と呼ぶこともある。LLC 共振形コンバータのゲイン特性を図 1-29 に示す。LLC 共振形コンバータには二つの共振周波数があり、 L_r および C_r の直列共振周波数 f_{r1} および L_r 、 C_r および L_m の共振周波数 f_{r2} である。共振周波数 f_{r1} および f_{r2} はそれぞれ式(1-3)および(1-4)で表される。

LLC 共振コンバータの利点の一つは軽負荷のときの狭いスイッチング周波数範囲であり、もう一つの利点は無負荷でさえゼロ電圧スイッチングできるという点である。1 次側のスイッチの励磁インダクタンスに流れる励磁電流によって、無負荷から前負荷までゼロ電圧スイッチングが可能である。LLC 共振コンバータの動作領域は他の共振形コンバータと同様に ZVS 領域と ZCS 領域にわけられる。二つの共振周波数のうち高いほうの共振周波数 f_{r1} はゼロ電圧スイッチングの範囲内にあり、コンバータがこの周波数のあたりで動作するように設計できる。

LLC 共振回路のゲイン特性がピークとなるスイッチング周波数は無負荷の場合は、スイッチング周波数が共振周波数 f_{r2} と一致した場合であり、また負荷が重くなるにしたがって、LLC 共振回路のピークは高い周波数領域へシフトし、負荷短絡条件においてはゲインのピークが共振周波数 f_{r1} と一致する。このように重負荷では直列共振形コンバータと似たゲイン特性を持ち軽負荷では励磁インダクタンスの共振の影響で並列共振形コンバータにより昇圧動作が可能となる。負荷の変化と共にゼロ電圧スイッチングできる動作領域は変化する。そのため、最大負荷電流かつ最低入力電圧の時に最

低動作周波数となる。また最大入力電圧かつ無負荷時が通常動作の最大動作周波数となる。

$$f_{r1} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r \cdot C_r}} \quad (1-3)$$

$$f_{r2} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_r + L_m) \cdot C_r}} \quad (1-4)$$

また LLC 共振形コンバータのゲイン特性は ZVS 領域の中でもさらに二つに分類することができる。スイッチング周波数が f_{r1} 以下の ZVS 領域では 2 次側電流は不連続であり 2 次側スイッチはゼロ電流スイッチング可能である。一方、スイッチング周波数が f_{r1} 以上の ZVS 領域では、2 次側電流は連続となる。 f_{r1} 以下の動作領域の利点は 2 次側電流が正弦波状であり、低ノイズかつゼロ電流スイッチング可能であることであることや、狭い周波数変化幅で大きくゲイン特性を変えることができることである。この領域においては励磁インダクタンス L_m も L_r および C_r の直列共振に加わる。

スイッチング周波数が f_{r1} 以上の動作領域の利点は 2 次側電流が連続であるため、2 次側電流のピークが小さく、2 次側電流が連続であるため同期整流の実装が容易であるなどの利点がある。またこの領域においては、励磁電流は流れるが、励磁インダクタンス L_m は共振インダクタンス L_r および共振キャパシタンス C_r と共振しない。

動作は 2 つの期間に分けられ、初めの期間では L_m は出力電圧によってクランプされている状態で L_r は C_r と共振する。共振電流 i_r が励磁電流 i_m と同じ大きさになる時に L_r と C_r の共振期間が終了する、そして二つ目の期間が始まる。この二つ目の期間では、共振する部分が C_r と L_r と直列の L_m に変わる。このことから LLC 共振コンバータは複合共振コンバータと呼ばれている。 L_m と C_r の間の共振のため、ゲインのピークは L_m , L_r および C_r による共振周波数のときに現れる。

2次側の整流回路についても、ダイオードに流れる電流が正弦波の電流になっているためダイオードのリカバリである逆回復時間はほとんどなくゼロ電流スイッチングが可能である。整流回路は容量性フィルタでありインダクタンスを含まないため、ダイオードまたはスイッチにかかる電圧も出力電圧の2倍と小さいため、低耐圧のダイオードまたはスイッチを使うことができそれらの点でも高い効率が期待できる。さらに LLC 共振形コンバータは電流共振形であるため電流が正弦波状であり、電圧も部分共振しているため高調波成分が含まれておらずノイズも小さい。

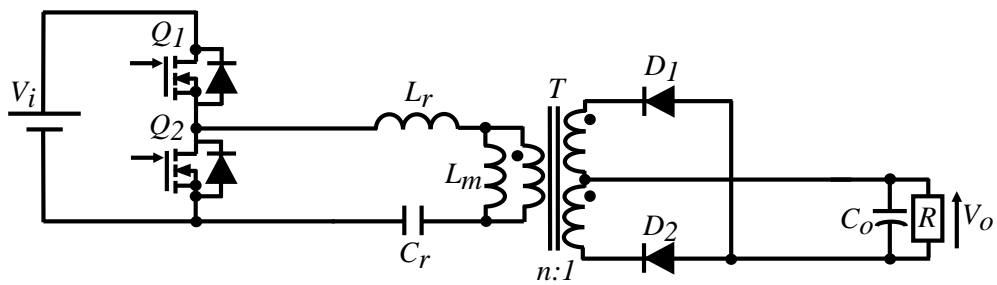


図 1-28 LLC 共振型コンバータ

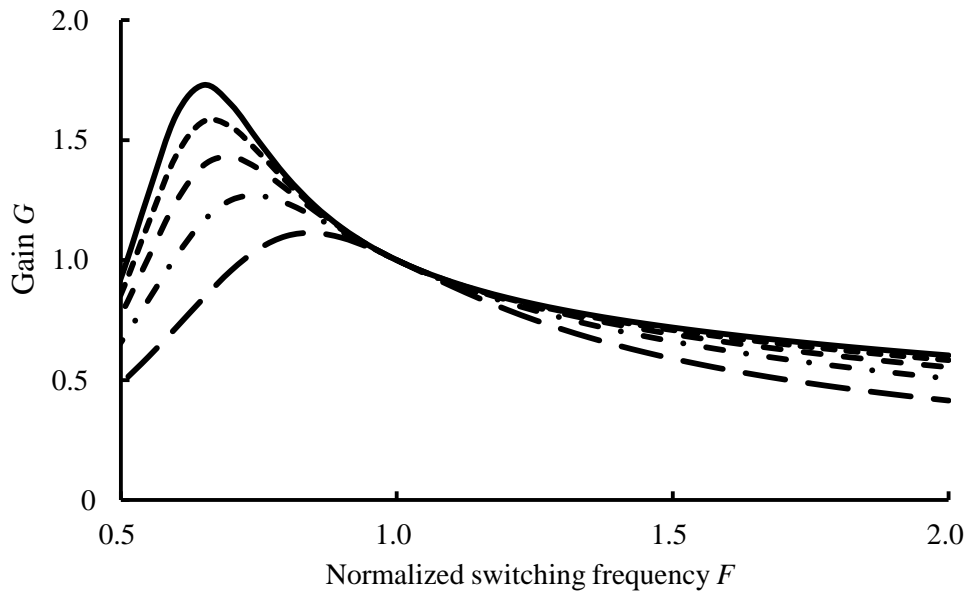


図 1-29 LLC 共振回路のゲイン特性

1.8 その他の共振形変換回路

1.8.1 共振リンク形変換回路

共振リンク形変換回路には共振 AC リンク形変換回路と共振 DC リンク形変換回路がある。共振 AC リンク形変換回路は AC リンク部に共振回路を用いて、全てのスイッチがソフトスイッチングを行う方式である。一方、共振 DC リンク形変換回路は、インバータ回路の直流部に共振回路を挿入し、DC リンク部の電圧がゼロとなる期間をつくり、インバータを構成する全てのスイッチがソフトスイッチングを行う方式である。共振 DC リンク方式も 3 相以上のインバータ回路に主に使用され、AC-DC コンバータでの使用した研究もある[66]。

以下に共振 DC リンク形変換回路の例を示す。

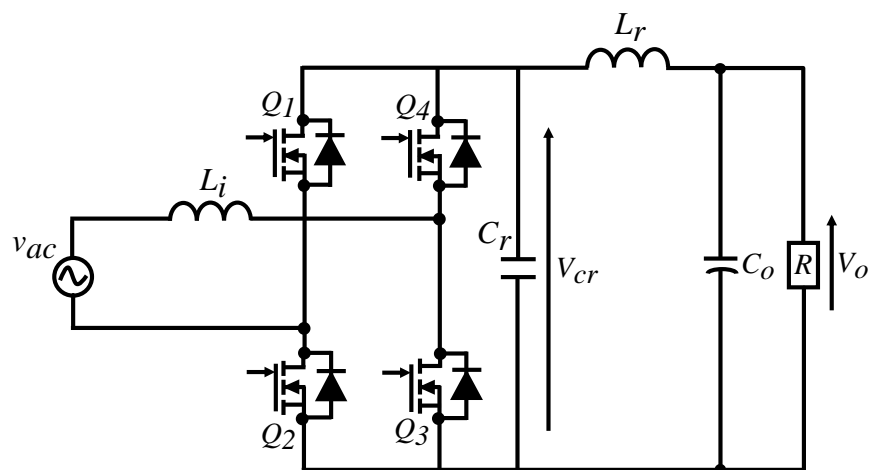


図 1-30 電圧共振 DC リンク単相 SMR

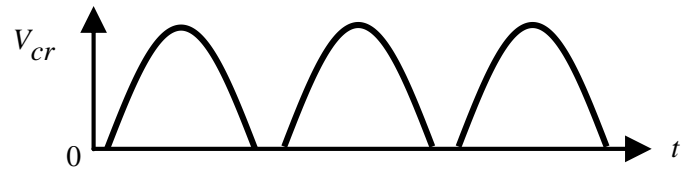


図 1-31 共振 DC リンク電圧

1.8.2 E 級共振形変換回路

E 級増幅器の回路図を図 1-32 に示す。E 級増幅器はチョークコイル L_f 、メインスイッチ Q_1 および Q_1 に並列接続されたシャントキャパシタ C_1 、直列共振インダクタ L_r および直列共振キャパシタ C_r で構成される。E 級増幅器は E 級動作条件を満足するスイッチングを行う。図 1-33 に E 級スイッチの動作説明図を示す。E 級スイッチングとはスイッチがターンオンする瞬間にスイッチの両端電圧がゼロであり、さらにその電圧の時間変化がゼロであるスイッチングのことを指す。

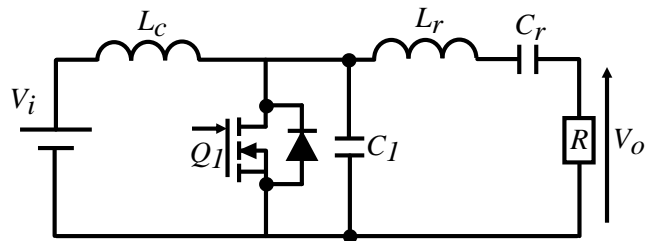


図 1-32 E 級増幅器

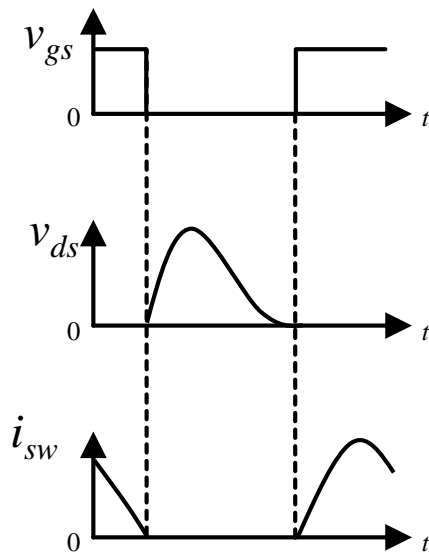
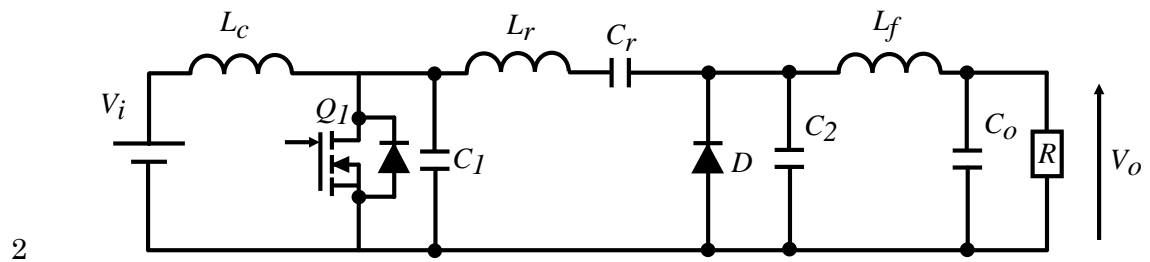


図 1-33 E 級スイッチング

E 級共振形変換回路は DC-DC コンバータとしても広く使われてきた。E 級共振形 DC-DC コンバータの用途では E 級インバータが高効率であっても、整流器側で電力効率が下がる。したがって、E 級スイッチングが可能なインバータと E 級スイッチング可能な整流器で構成される E² 級 DC-DC コンバータが用いられる。E² 級共振形 DC-DC コンバータの回路図を図 1-34 に示す[67]。



3 図 1-34 E² 級共振形 DC-DC コンバータ

3.1 LLC 共振形コンバータの研究動向

LLC 共振形コンバータの最適動作点は L_r と C_r の共振周波数 f_{r1} である。この共振周波数 f_{r1} においては、2次側電流が臨界モードで流れ、スイッチがオフする瞬間に電流がゼロとなる。そのため、循環電流も小さく、ゼロ電流スイッチングにより2次側整流回路における損失も小さい。最適な動作点である共振周波数 f_{r1} がゲイン特性のピークでなく ZVS 領域に位置することから、LLC 共振形コンバータは最適動作点である共振周波数 f_{r1} で動作し、入力電圧が低下した際はスイッチング周波数を下げることにより昇圧動作を行うことが可能である。LLC 共振形コンバータは AC-DC コンバータの後段のコンバータとして広く使われている理由は AC-DC コンバータの出力は一定であり、急な停電時でも上で述べたように通常時の効率を犠牲にすることなく昇圧動作を行い、出力電圧を一定にすることが可能であるためである [53]-[57]。さらに、LLC 共振形コンバータは以下のような利点を保持している。電流波形は正弦波状の共振波形であり、電圧波形も部分共振している。それにより1次側スイッチはゼロ電圧スイッチング動作し、2次側スイッチはゼロ電流スイッチング動作する。また2次側の出力平滑フィルタにインダクタが用いられないことから2次側整流スイッチは低耐圧のものを使用可能である。このように LLC 共振形コンバータは従来の共振形コンバータに比べ多くの利点を有するが、欠点も多く存在する。

1次側スイッチのゼロ電圧スイッチおよび2次側スイッチのゼロ電流スイッチにより高効率であるが、軽負荷においては、ゼロ電圧スイッチングのための循環電流のために、効率は低下する。軽負荷の効率の改善のためには、基本回路である降圧コンバータにおいても検討されてきた。パルス幅変調だけでなく周波数変調も取り入れることで、軽負荷から広い負荷範囲で高効率を実現された[68]-[71]。PFM 制御により軽負荷の周波数を下げることにより、軽負荷における効率低下の要因であるスイッチングロスなどを削減することができる。またデジタル制御においても、それらの検討は行われてきた

[72]-[74]。

LLC 共振形コンバータにおいては、周波数制御であるため、スイッチング周波数を下げることは動作点が移動することになる。またパルス幅を変えずに周波数を下げるとソフトスイッチングができないなどの問題も生じる。そのため、LLC 共振形コンバータの軽負荷の効率の改善のためには駆動パルスを一定周期でスキップする間欠制御が検討されてきた[75]-[80]。

また LLC 共振形コンバータは無負荷でもゼロ電圧スイッチングができることから、LLC 共振形コンバータと他の回路方式を組み合わせ、より高性能なコンバータを実現する研究も行われてきた[81]-[83]。

ソフトスタートおよび過電流時にはスイッチング周波数を共振周波数の数倍にしなければならない。過電流保護のための補助回路なども提案されたが、昇圧のゲイン幅を制限するなどの問題がある[84]-[86]。またソフトスタートについては、スイッチング周波数が十分に高くない場合、大きな電圧および電流ストレスがかかる。文献[87]で軌跡制御が提案された。軌跡制御では、最適な共振キャパシタ電圧および共振キャパシタを流れる電流が制御され、突入電流のないソフトスタートが実現された。たとえば、過電流やソフトスタートは LLC 共振形コンバータの大きな課題であった。また過電流や容易なソフトスタートが可能な方式として LLC 共振形コンバータのゲイン特性を変化させた LCCL 共振形コンバータや LCLCL 共振形コンバータも提案された[88]-[90]。図 1-35 および図 1-36 に LCCL 共振形コンバータおよび LCLCL 共振形コンバータの回路構成を示す。この LCLCL 共振形コンバータは電流ピークも小さいなどこれまでの共振形コンバータに対して利点を多く有する。

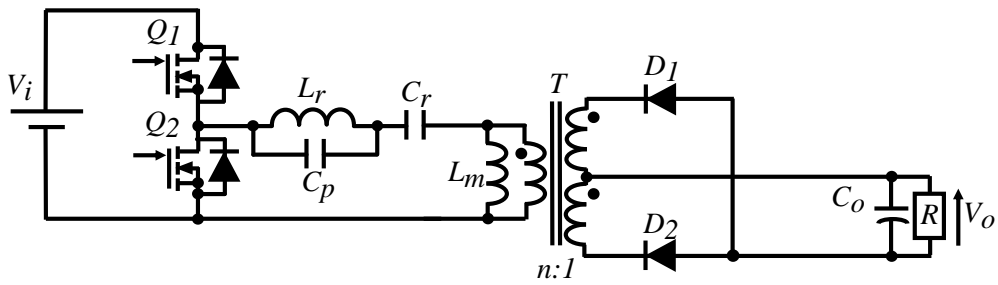


図 1-35 LCCL 共振形コンバータの回路構成

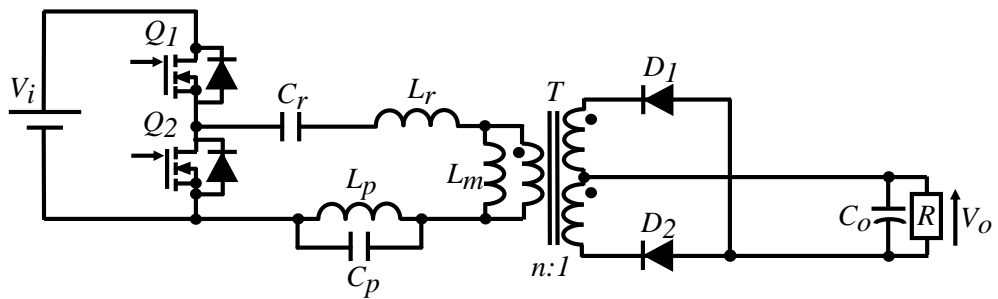


図 1-36 LCLCL 共振形コンバータの回路構成

LLC 共振回路をベースに回路方式などに改良を加えていく動きもある。文献[91]-[98]では LLC 共振形コンバータの昇圧手法が提案されている。この手法ではパルス幅に工夫することで昇圧動作を実現している。文献[94],[95]では補助スイッチを用いることで共振インダクタにエネルギーをためることにより昇圧動作が可能となっている。図1-37に補助回路を用いた LLC 共振形コンバータの回路図を示す。

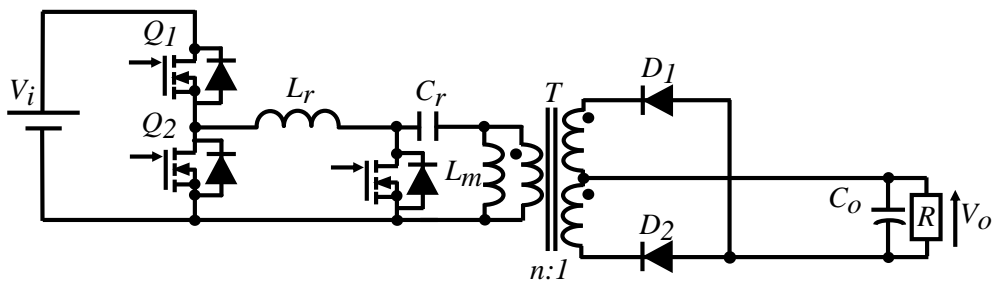


図 1-37 補助スイッチを用いた、固定周波数で昇圧可能な LLC 共振形コンバータ

LLC 共振形コンバータの欠点の一つとして挙げられるのが周波数変調であることから、固定周波数で動作するための技術も多く提案されてきた。また追加部品を用いない手法として、図 1-38 に示されるように 2 次側にフルブリッジの同期整流回路を用い、パルス幅に工夫することで昇圧動作する手法が提案された[96]-[98]。こちらも補助スイッチを用いた方式と同様に、共振インダクタにエネルギーをためることで昇圧動作を実現しており、その昇圧動作で出力電圧を可変させることにより、固定周波数動作を実現している。補助回路やパルスへの工夫、また位相シフト変調以外にも 3 レベル LLC 共振形コンバータによる固定周波数動作も検討されてきた[99],[100]。

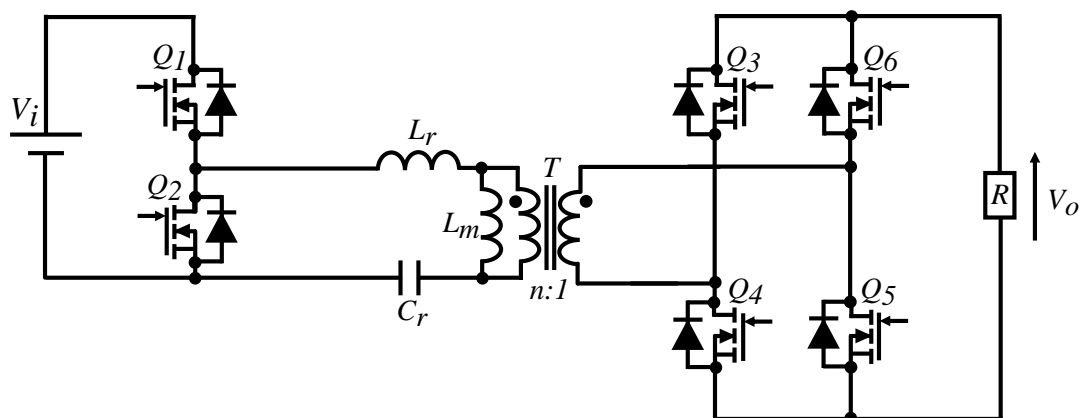


図 1-38 フルブリッジ同期整流回路により昇圧動作可能な LLC 共振形コンバータ

文献[101]では、補助共振キャパシタンスおよび二つのスイッチを追加することで、共振周波数を制御することにより出力電圧を制御する手法が提案された。図 1-39 に共振周波数制御による固定周波数で動作する LLC 共振形コンバータの回路構成を示す。

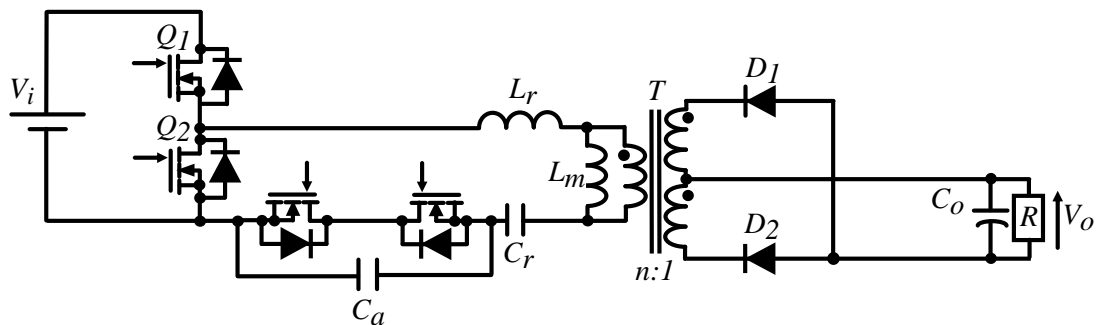


図 1-39 固定周波数動作が可能な LLC 共振形コンバータの共振キャパシタ制御

近年は AC-DC コンバータの後段の用途だけでなく，POL コンバータ[102]-[106]，再生可能エネルギー[107]-[113]，バッテリー充電器[114]や双方向性のコンバータ[115]-[120]など幅広い用途で応用が試みられている。このように LLC 共振形コンバータの研究は様々なアプリケーションで応用が研究されている回路方式である。

POL コンバータにおいては 48V 入力の POL や 380V から V まで LLC 共振形コンバータ一段で降圧することも検討されている。双方向への応用の用途では LLC 共振回路は逆方向動作では，LLC 共振形コンバータとして動作しない。LLC 共振形コンバータは入力側から見た共振回路と出力側から見た共振回路が非対称であり，逆方向に電力を送る際には LLC 共振形コンバータとして動作しない。LLC 共振形コンバータの逆方向動作についてその解析が行われた[115],[116]。

さらにシームレスな順方向動作および逆方向動作の切り替えも詳細に検討された[117]。また双方向の電力伝送に対して LLC 共振形コンバータの特性を得る研究も多く行われてきた。共振回路を左右対称にすることで，どちらの電力伝送においても LLC 共振形コンバータと同等のゲイン特性を持つ方式として，CLLC 共振形コンバータが検討された[118]。図 1-40 に入力側から見ても，出力側から見ても対象である双方向 LLC 共振形コンバータを示す。従来の双方向デュアルアクティブブリッジコンバータ(DAB)に対して，低いターンオフ電流と小さな循環電流を実現できる。また従来の DAB では

降圧動作のみしかできず広い入力電圧範囲に対応できない。この回路方式では二つの共振回路により回路の部品点数が増加し、さらに通常の LLC 共振形コンバータに対して昇圧範囲が小さくなる。さらに出力側を流れる電流がスイッチの寄生ダイオードを流れるため損失が増加する。それらの問題を解決するためにインダクタを一つ追加することで順方向および逆方向のどちらも LLC 共振形コンバータの特性が得られる回路方式が提案された[119],[120]。図 1-41 にその回路構成を示す。

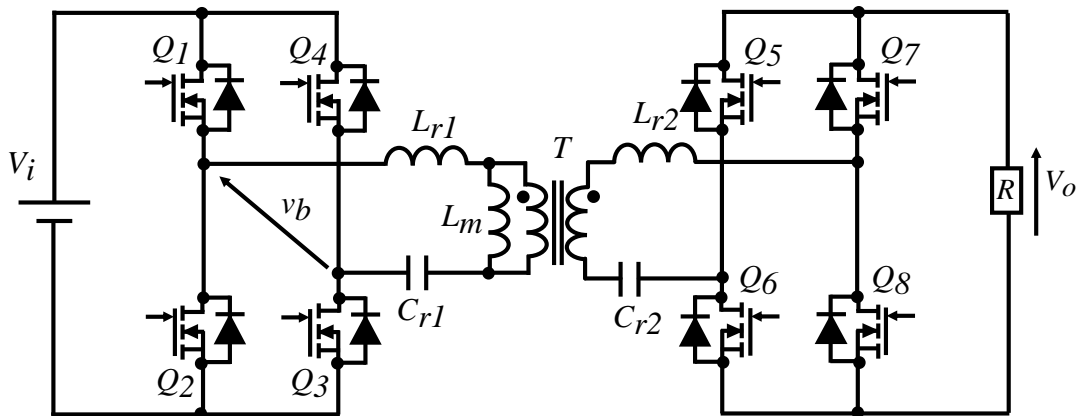


図 1-40 逆方向も LLC 共振回路として動作する CLLC 共振形コンバータ

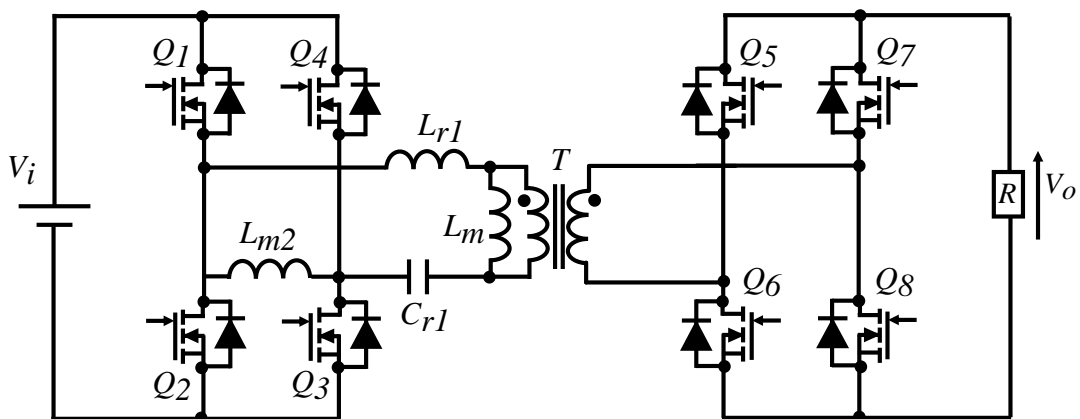


図 1-41 インダクタを追加した両方向 LLC 共振形コンバータ

また LLC 共振形コンバータを初めとする共振形コンバータのゲイン特性を得るため

には通常基本波による解析が行われる。基本波近似解析を用いた ZVS 条件の考察や設計手法の考察などについても研究が行われてきた[121-124]しかし LLC 共振形コンバータは共振インダクタンスと共振キャパシタンスの直列共振周波数以下では 2 次側電流が不連続になり、1 次側電流も励磁電流の影響で基本波の波形からの誤差が大きくなる。したがって、そこでより、正確なゲイン特性を得るために、基本波近似解析の理論は同じであり、高調波も考慮に入れることでゲイン特性の誤差が改善されるという報告がされた[125]。他の共振形コンバータにおいても同様に、基本派近似の誤差は指摘されてきた[126]。また文献[127]では LLC 共振形コンバータの 2 次側電流の不連続期間も考慮したモデルを使用することで従来の基本波近似解析を改善する手法も提案された。不連続期間も考慮したモデルを用いた基本波近似解析が行われた。基本波近似解析では正確なゲイン特性が得られないことから、基本波近似以外の手法で正確なゲイン特性を得られないことにより、LLC 共振形コンバータの設計時にゲイン特性に余裕をもって設計する必要がでてくるため文献 [128]-[130]では基本波近似解析に比べより正確なピークゲインを得ることができる手法を提案しその解析結果によるコンバータの設計手法を提案された。高い周波数領域でのゲイン特性の上昇なども報告され改善策が提案されている。解析による最適なデットタイムについての議論も[131]で議論された。

過渡応答の改善のための手法も多く検討されてきた。文献[132]-[133]ではデジタルフィルタを用いた LLC 共振形コンバータの動特性改善が検討された。文献[134]-[135]では低コスト化のための 1 次側トランス電圧のフィードバックによる出力電圧制御が行われた。文献[136]-[138]では LLC 共振形コンバータの電流モードが提案され、文献[138]-[140]で LLC 共振形コンバータの制御回路の設計手法も検討された。文献[141]-[142]では共振キャパシタから負過電流の平均値を計算する電流モードも提案されている。また文献[143]では軌跡制御を用いた過渡応答の改善も行われている。DC-DC コンバータの出力電圧の過渡応答は大変重要な改善すべき点であり、第 2 章で

LLC 共振形コンバータの制御手法について説明する。

2次側電流のリップルを改善するための手法も多くの研究がされてきた。電流リップルを改善するための回路構成の変更も検討された[144]-[146]。文献[147]では周波数制御により行っており、並列した各相の周波数が同期されていない。文献[148]-[155]ではパラメータ誤差を考慮していないインターリーブが検討されている。文献[156]-[168]では製造時のパラメータ誤差がインターリーブの電流バランスに与える影響への対策を検討している。文献[169]-[171]では位相シフト変調を用いた誤差対策を提案した。詳しくは3章で述べる。また位相シフト変調を LLC 共振形コンバータに用いる研究も近年活発になってきた[172]-[178]。また LLC 共振形の同期整流についても多くの研究がされてきた[179]-[189]。また検出回路も用いない同期整流も文献[188],[189]で検討された。さらに負過電流は多くの用途で検出され[190]-[193]負荷電流の平均値も共振キャパシタから演算する手法も提案された[194]。そのような研究背景から負荷電流の平均値を用いた新しい同期整流専用の検出回路を必要としない位相シフト変調 LLC 共振形コンバータの同期整流手法を提案する。詳しくは4章で述べる。

3.2 本研究の目的および意義

LLC 共振形コンバータは従来の共振形コンバータの問題点などがなく、電流共振および電圧部分共振で低ノイズである絶縁型コンバータとして広く用いられてきた。また容量として LLC 共振形コンバータはこれまで 1kW より大きな容量では用いられてこなかった。その主要な要因として、2 次側のピーク電流が大きいことが挙げられる。2 次側のピーク電流が大きいことから、損失および定格電流の大きな素子も必要となる。さらに大きなピーク電流により、出力平滑キャパシタも大容量のものが用いられる必要がある。これらの問題を解決する手法としてインターリーブ制御という手法がある。これまでインターリーブ制御は PWM 制御で広く用いられてきたが、PWM 制御の場合は周波数が固定であるためインターリーブ動作が容易であった。しかし LLC 共振形コンバータの場合は周波数制御であるため、共振回路のパラメータに誤差があった場合に共振回路間のゲイン特性に誤差が生じ、電流のバランスが不均等になってしまう問題がある。これまで、LLC 共振形コンバータのインターリーブ制御に関しては、回路パラメータの誤差があった場合の対策案が提案されてきたが、どの方式も補助回路が必要となるものや、冗長運転ができないなどの問題があった。本研究の目的は、補助回路を必要としないインターリーブ方式の提案である。第 3 章では LLC 共振形コンバータの大容量化の際に直面する問題であるインターリーブ制御に関して新しい解決策を提案し説明を行う。LLC 共振形コンバータ特有の問題である同期整流手法について新しい方式を提案する。提案する手法では、定電流モードや台数切り替えや過渡応答の改善のためなどに負荷電流が検出されることに着目し、負荷の平均電流から演算を行い、最適なパルス幅を導出するため同期整流用の検出回路を省略できる。第 4 章でその位相シフト変調を用いた LLC 共振形コンバータのための新しい同期整流手法について説明を行う。

第 2 章 LLC 共振型コンバータの制御

2.1 まえがき

DC-DC コンバータの制御手法は大きくわけて、パルス幅変調 (Pulse Width Modulation) および周波数変調 (Pulse Frequency Modulation) に分けられる。パルス幅変調は DC-DC コンバータのドライブ信号のパルス幅を変えることで出力電圧を変化させる。一方、周波数変調の場合は主に、共振形コンバータに用いられ、ドライブ信号の周波数を変化させることで共振回路のインピーダンスを変化させ出力電圧を変化させる。LLC 共振形コンバータにもこの周波数変調が用いられる。図 2-1 に示すように共振形 DC-DC コンバータは一般的に、DC-AC 変換部、共振回路、整流回路の 3 つの部分で構成される。入力段の DC-AC 変換部は直流-交流変換の役割をする。この入力段は一般的に 2 つのスイッチで構成されるハーフブリッジまたは 4 つのスイッチで構成されるフルブリッジで構成される。この 2 つまたは 4 つのスイッチのドライブ信号の周波数を変化させることで、次段の LLC 共振回路のインピーダンスを変化させる。図 2-2 にスイッチング周波数を変化させた場合のゲイン特性の概略図を示す。共振回路のゲイン特性は負過電流に依存にして大きく特性が変化する。

LLC のゲイン特性のピークは重負荷になるにつれて、高い周波数領域へ移動する。そのため、全負荷時のゲイン特性のピークとなるスイッチング周波数が最低動作スイッチング周波数となるため、そのスイッチング周波数で制限をかける。LLC 共振形コンバータの動作領域は大きく ZVS 領域と ZCS 領域に分けられる。ZCS 領域では、スイッチのターンオンはハードスイッチングとなり、通常は ZVS 領域が用いられる。ZVS 領域の中でもさらに 2 つの動作領域に分けて議論される。ZVS 領域内に直列共振インダクタおよび共振キャパシタの共振周波数が存在する。その直列共振周波数が LLC 共振形

コンバータの最適動作点となる。

直列共振形コンバータの場合、励磁インダクタンスは十分に大きく無視できる。LLC共振形コンバータの f_{r1} 以上の ZVS 領域についても、励磁インダクタンスが共振に参加する期間がないため、この領域では直列共振形コンバータの動作とほぼ同一である。この動作領域においては、スイッチング周波数の変化に対するゲイン特性の変化が小さいため、動作領域としてはあまり使われない。

f_{r1} 以下の ZVS 領域においては励磁インダクタンス共振インダクタンスおよび共振キャパシタンスと共振する。励磁電流により出力電圧を昇圧することができる。LLC共振形コンバータの f_{r1} 以下の ZVS 領域においてはスイッチング周波数の変化に対するゲイン特性の変化が大きい。小さなスイッチング周波数の変化で広い入力電圧範囲に対応できる。

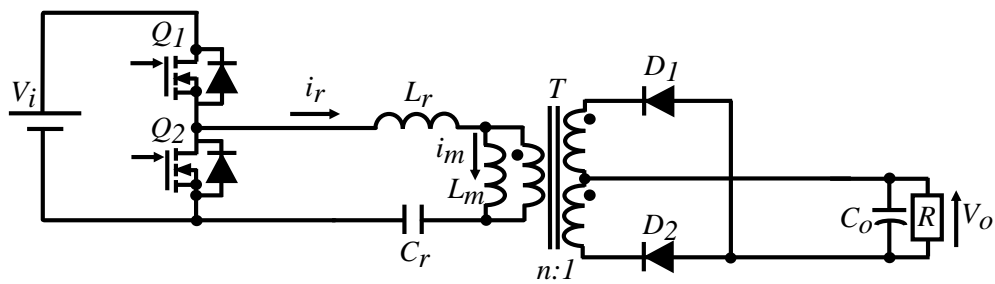


図 2-1 LLC 共振形コンバータ

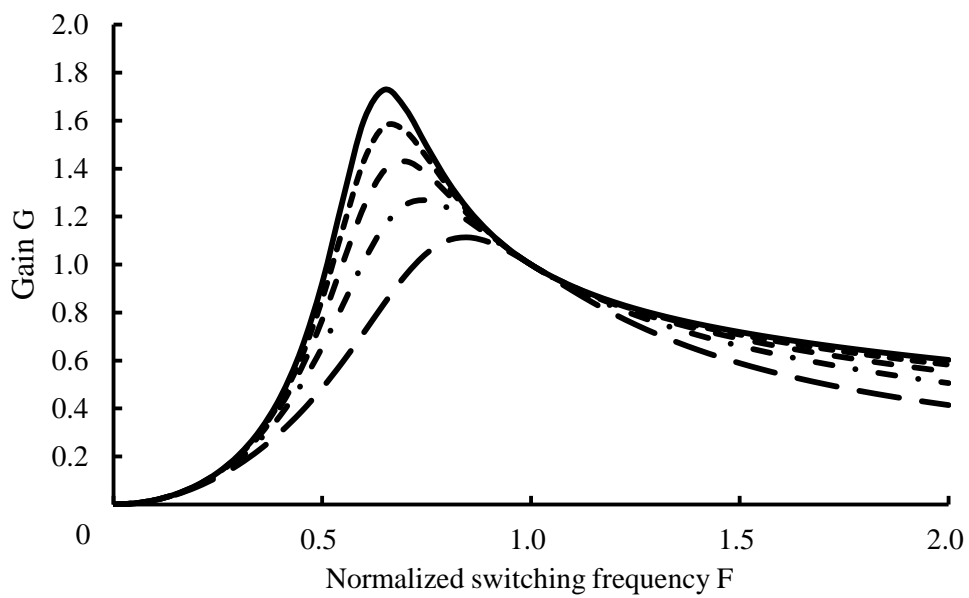


図 2-2 LLC 共振回路の動作領域

2.2 LLC 共振形コンバータの基本波近似によるゲイン特性

基本波近似による解析を以下に示す。LLC 共振形コンバータの基本構成図を図 2-3 に示す。LLC 共振形コンバータの入力段のインバータ部分は直流電圧 V_i をピーク電圧が V_i および $-V_i$ の交流電圧に変換する。共振形コンバータは電流波形などが共振波形であり、基本波成分に近いことから、インバータの出力電圧を基本波であると過程すると共振回路の入力電圧の基本波 $v_{i,ac}(t)$ は以下の式で表すことができる。

$$v_{i,ac}(t) = \frac{2}{\pi} V_i \sin(2\pi f_s t) \quad (2-1)$$

したがって、その実効値 $V_{i,ac}$ は

$$V_{i,ac} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} V_i \quad (2-2)$$

共振回路の出力電圧 $v_{o,ac}(t)$ は以下の式で表すことができる。

$$v_{o,ac}(t) = \frac{4}{\pi} V_o \sin(2\pi f_s t - \psi) \quad (2-3)$$

したがって、その実行値 $V_{o,ac}$ は

$$V_{o,ac} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_o \quad (2-4)$$

したがって、2次側整流回路は以下の等価抵抗で表現できる。

$$R_{ac} = \frac{v_{o,ac}(t)}{i_{o,ac}(t)} = \frac{V_{o,ac}}{I_{o,ac}} = \frac{8}{\pi^2} R_o \quad (2-5)$$

図 2-4 にそのモデルを示す。その入出力特性は以下のように導出できる。

$$G = \frac{V_{o,ac}}{V_{i,ac}} = \frac{j\omega L_m // R_{ac}}{j\omega L_r + \frac{1}{j\omega C_r} + j\omega L_m // R_{ac}} \quad (2-6)$$

整理すると次式のように表現できる。

$$G = \frac{-\omega^2 C_r L_m R_{ac}}{(-j\omega L_m L_r C_r)\omega^3 - (L_r C_r R_{ac} + L_m C_r R_{ac})\omega^2 + (jL_m)\omega + R_{ac}} \quad (2-7)$$

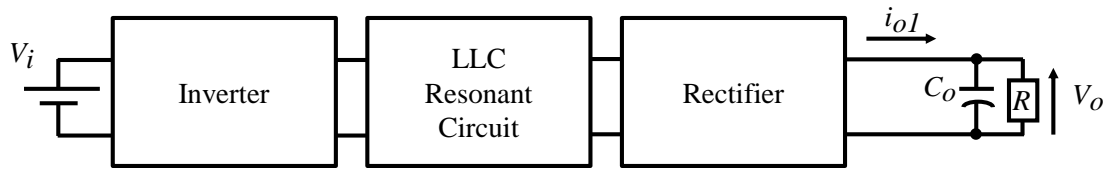


図 2-3 LLC 共振形コンバータの構成

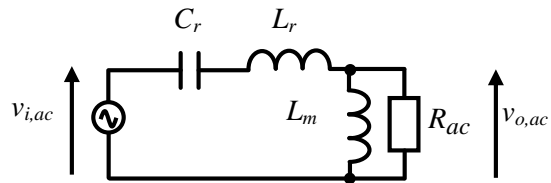


図 2-4 LLC 共振回路のゲイン特性導出のためのモデル

2.3 LLC 共振形コンバータの動作原理

図 2-5 に LLC 共振形コンバータの動作原理を示す。図 2-6 から図 2-15 に各期間の電流の流れを示す。

期間 1 ($t_0 \sim t_1$)

$t = t_0$ の直前はスイッチ Q_1 の寄生タイオードに電流が流れており、 $t = t_0$ でスイッチ Q_1 がゼロ電圧スイッチングでターンオフして始まる。この期間は、共振インダクタンスと共振キャパシタンスの共振期間であり、共振インダクタンス L_r には負の電流が流れている。この期間、2 次側電流が流れる。2 次側電流は正弦波状に増加する。この期間励磁インダクタンス L_m には出力電圧が印加され、励磁電流は線形的に増加する。そして 1 次側電流 i_r がゼロになった時、この期間が終了する。

期間 2 ($t_1 \sim t_2$)

この期間も L_r と C_r の共振期間で 1 次側から 2 次側へエネルギーを送る期間である。この期間も励磁インダクタンスには出力電圧が印加されており、線形的に増加する励磁電流がゼロになった時、この期間は終了する。

期間 3 ($t_2 \sim t_3$)

この期間も 1 次側から 2 次側へエネルギーを送る期間である。この期間は励磁電流 i_m が正になった時に始まる。この期間も励磁インダクタンスには出力電圧が印加され、共振インダクタンスと共振キャパシタンスが共振している。この期間は共振電流 i_r が励磁電流 i_m と一致したときに終了する。またこの瞬間に 2 次側電流もゼロとなる。

期間 4 ($t_3 \sim t_4$)

この期間は励磁電流 i_m と共振電流 i_r が一致し、2 次側電流がゼロとなった時に始ま

る。この期間は2次側の電流がゼロであり、1次側から2次側へ電力が送られていない期間である。励磁インダクタンスが共振キャパシタンスおよび共振インダクタンスが共振する。

期間 5 ($t_4 \sim t_5$)

この期間はスイッチ Q_1 がオフした時開始する。1次側の二つのスイッチがどちらもオフ状態であり、この期間にスイッチの寄生容量にたまったエネルギーの充放電を行うことでゼロ電圧スイッチング動作を行う。スイッチの寄生容量の充放電が終わるとスイッチの寄生ダイオードが導通する。この期間にスイッチ Q_2 をオンさせることでゼロ電圧スイッチングできる。

期間 6 ($t_5 \sim t_6$)

この期間はスイッチ Q_2 がゼロ電圧スイッチングでオンするときに始まる。共振電流が正弦波状に減少し共振電流 i_r がゼロになった時に、この期間が終わる。この期間の間、励磁インダクタンス L_m には出力電圧 $\cdot n \cdot V_0$ が印加されており、線形的に励磁電流 i_m が減少する。

期間 7 ($t_6 \sim t_7$)

この期間は共振電流がマイナスになった時開始する。この期間も共振インダクタンスと共振キャパシタンス C_r が共振しており、励磁電流 i_m には出力電圧 $\cdot n \cdot V_0$ が印加されている。この期間は励磁電流 i_m がゼロになった時、終了する。

期間 8 ($t_7 \sim t_8$)

この期間も励磁インダクタンス L_m には出力電圧 $\cdot n \cdot V_0$ が印加されており、共振インダクタンス L_r と共振キャパシタンス C_r の共振期間である。電力は2次側に伝送される。

期間 9 ($t_8 \sim t_9$)

この期間は励磁電流 i_m と共振電流が一致した時に始まり、この時、2次側電流がゼロとなる。この期間中、励磁インダクタンス L_m は共振キャパシタンス C_r および共振インダクタンス L_r と共振する。この期間 1次側から 2次側への電力の移動はない。

間である。励磁インダクタンスが共振キャパシタンスおよび共振インダクタンスと共振する。

期間 5 ($t_9 \sim t_{10}$)

この期間はスイッチ Q_2 がオフした時開始する。1次側の二つのスイッチがどちらもオフ状態であり、この期間にスイッチの寄生容量にたまったエネルギーの充放電を行うことでゼロ電圧スイッチング動作を行う。スイッチ Q_1 の寄生容量のエネルギーが放電されると、寄生ダイオードが導通する。この期間にスイッチ Q_1 をオンさせることでゼロ電圧スイッチングできる。

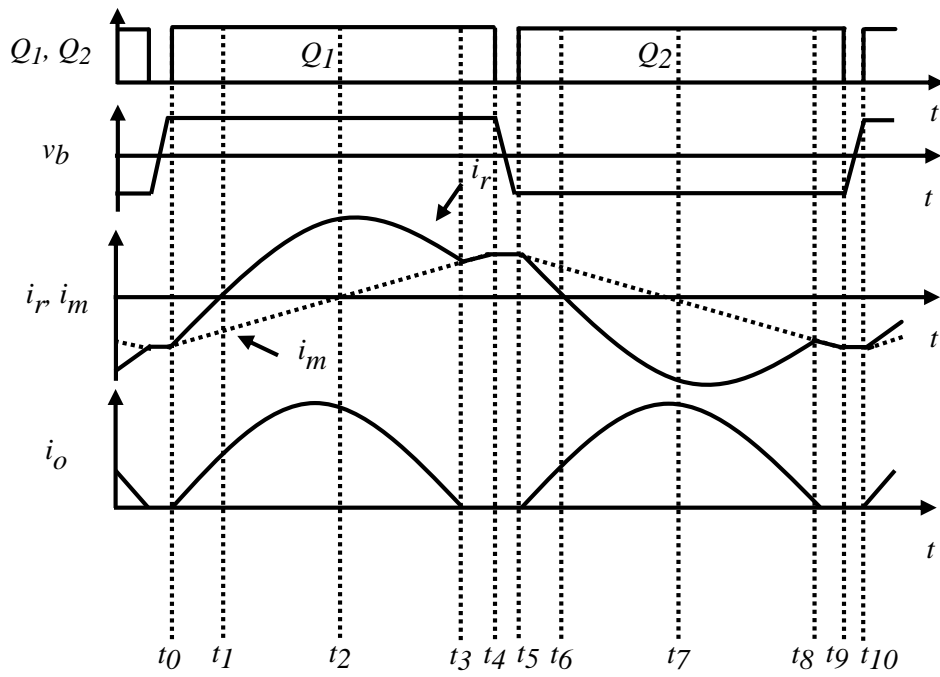


図 2-5 LLC 共振型回路の動作波形

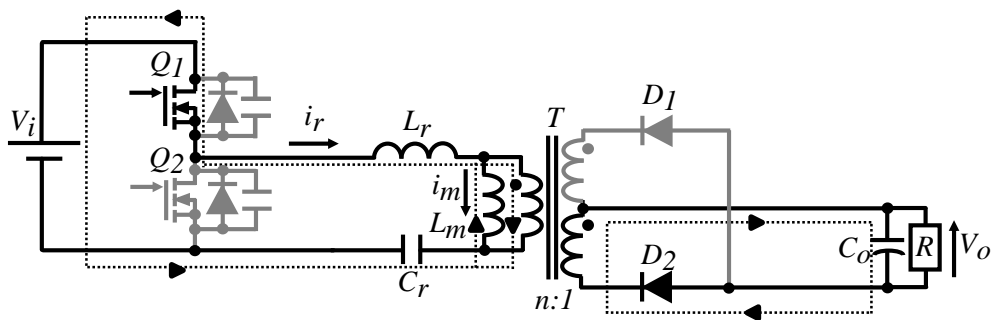


図 2-6 LLC 共振回路の期間 1 (t_0-t_1)

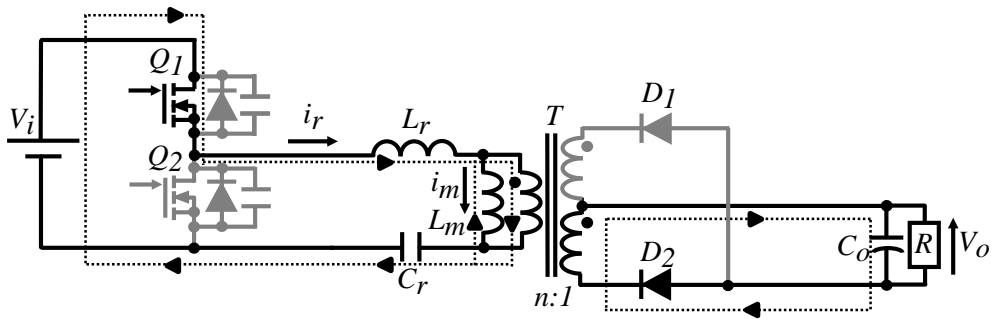


図 2-7 LLC 共振回路の期間 2 (t_1-t_2)

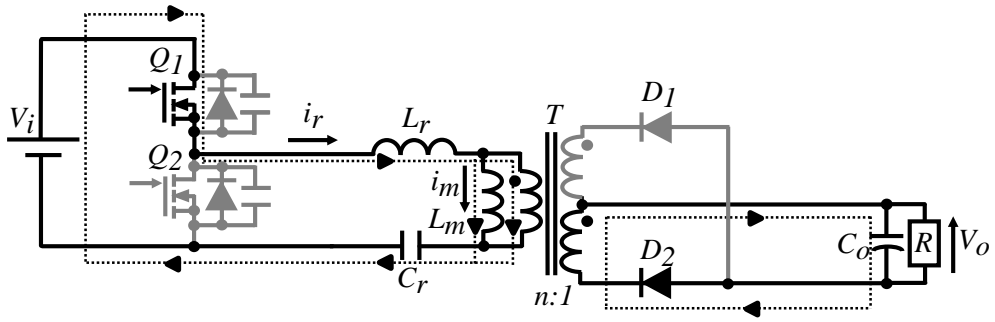


図 2-8 LLC 共振回路の期間 3 (t_2-t_3)

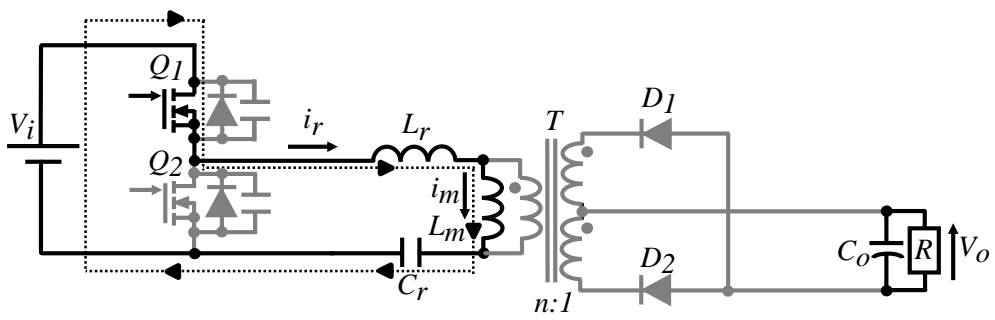


図 2-9 LLC 共振回路の期間 4 (t_3-t_4)

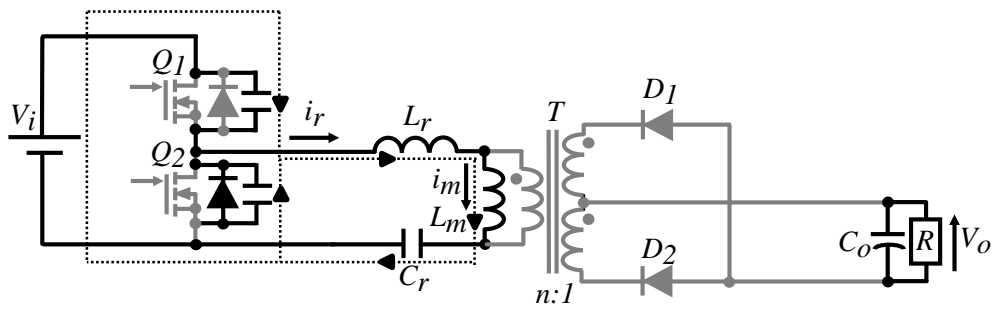


図 2-10 LLC 共振回路の期間 5 (t_4-t_5)

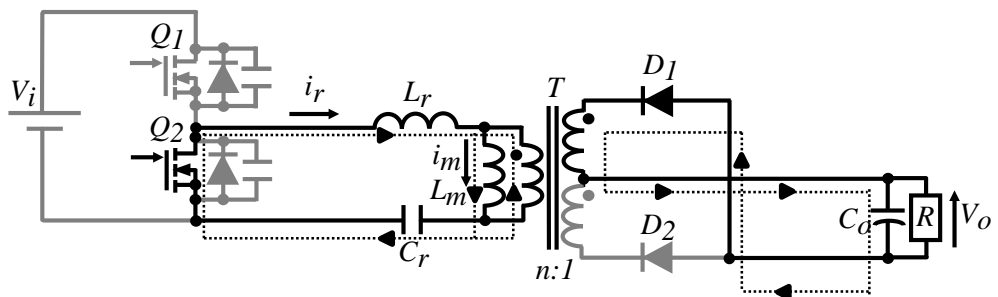


図 2-11 LLC 共振回路の期間 6 (t_5-t_6)

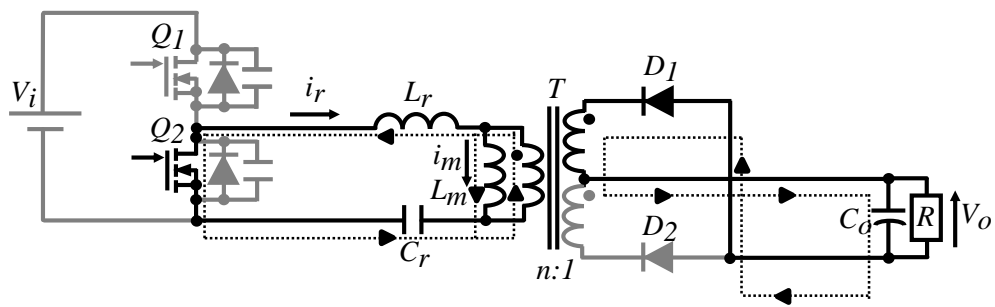


図 2-12 LLC 共振回路の期間 7 (t_6-t_7)

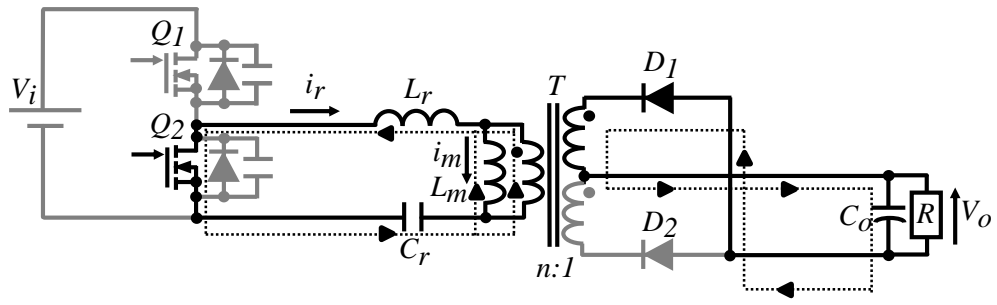


図 2-13 LLC 共振回路の期間 8 (t_7 - t_8)

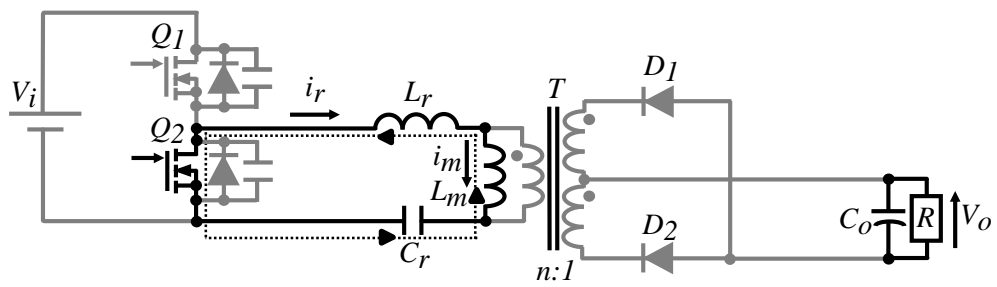


図 2-14 LLC 共振回路の期間 9 (t_8 - t_9)

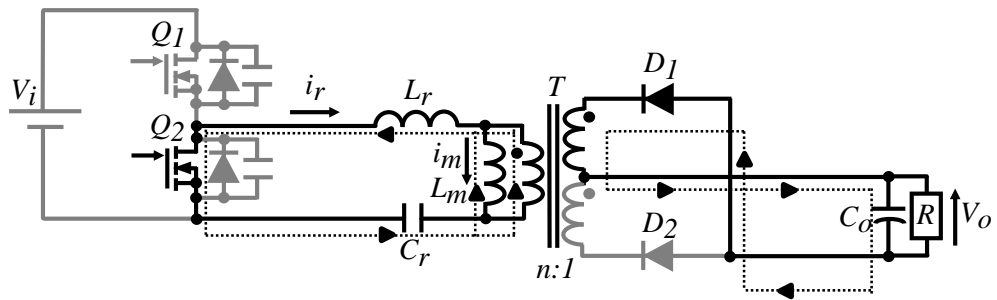


図 2-15 LLC 共振回路の期間 9 (t_9 - t_{10})

2.4 LLC 共振形コンバータのデジタルフィルタを用いた制御

前章で一般的な共振型コンバータおよび LLC 共振型コンバータについて述べた。共振形コンバータは負荷の状態により、ソフトスイッチングに必要なデッドタイム期間が異なり、それを調整できるという点からも特に共振型 DC-DC コンバータではデジタル制御が理想である。DC-DC コンバータにおいては、アナログ制御回路が低価格などの利点から広く使われている。しかし、デジタル制御はモニタリング機能、通信機能の付加が有利であり、制御パラメータを変更でき、制御性の優れた特性を期待できる。さらに近年、DSP などの低価格化が進み、デジタル制御に注目が集まってきている。

本章ではデジタルフィルタを用いた LLC 共振型コンバータの動特性について検証する。デジタル制御方式においては、A-D 変換および制御部の演算により、遅れ時間が生じる。そのため、アナログ方式に比べ動特性に問題がある。ここでは、従来のデジタルフィルタ方式と比較し、優れた過渡特性を示すデジタルフィルタ制御方式 LLC 共振型コンバータを提案する。

デジタルフィルタ制御方式 LLC 共振型 DC-DC コンバータにおいて直列共振周波数周波数を約 100 kHz と設定した場合、前章で述べた LLC 共振型コンバータにデジタルフィルタ制御を適用した場合の出力電圧の過渡応答について検討を行った。

図2-16にデジタル制御方式 LLC 共振型 DC-DC コンバータの回路構成を示す。 E_i は入力電圧、 R を負荷抵抗、 e_o は出力電圧、 Q_1 、 Q_2 は1次側スイッチ、 T はトランス、 L_m 、 L_r はそれぞれトランスの励磁インダクタと共振インダクタ、 D_1 、 D_2 はダイオード、 C_0 は出力平滑用キャパシタである。 LLC 共振型 DC-DC コンバータは3つの部分から構成される。2つのスイッチで構成されるパルス発生部、共振回路部、そして整流回路部で構成される。パルス発生部ではデューティ比がデッドタイムを含むほぼ50%のパルスが作られる。そしてそのパルスの周波数によって共振回路部のゲインが変えられる。共振回路部は共振キャパシタンス C_r 、共振インダクタンス L_r および励磁インダク

タンス L_m で構成される。そして直流電圧を得るために整流回路部で整流が行われるのが共振形DC-DCコンバータの一連の流れである。

図2-17にLLC共振回路の周波数—ゲイン特性を示す。LLC共振回路には2つの共振周波数 f_{r1} 、 f_{r2} がある。 f_{r1} は共振キャパシタンス C_r と共振インダクタンス L_r 、励磁インダクタンス L_m による共振周波数であり、 f_{r2} は共振キャパシタンスと共振インダクタンスによる共振周波数である。共振周波数 f_{r1} と f_{r2} の間の領域では、負荷の大きさによりZVS領域かZCS領域になる。また f_{r2} より高い周波数領域はZVS領域となる。通常、ZCS領域はオン時がハードスイッチングであり素子への負荷も損失も大きいため、LLC共振形コンバータはZVS領域である共振周波数 f_{r1} より大きい領域で動作させる。共振周波数 f_{r1} 、 f_{r2} はそれぞれ $f_{r1}=50\text{kHz}$ 、 $f_{r2}=100\text{kHz}$ である。

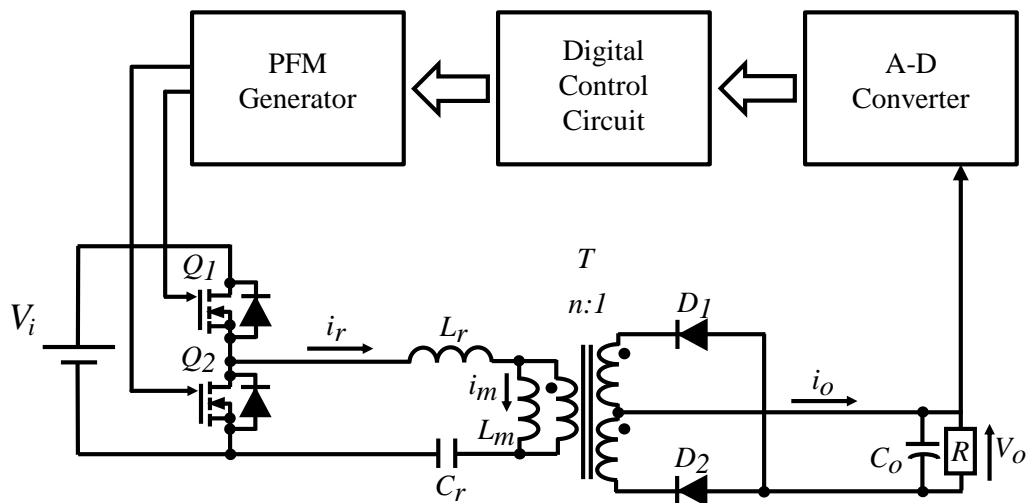


図 2-16 デジタル制御方式 LLC 共振型コンバータの構成

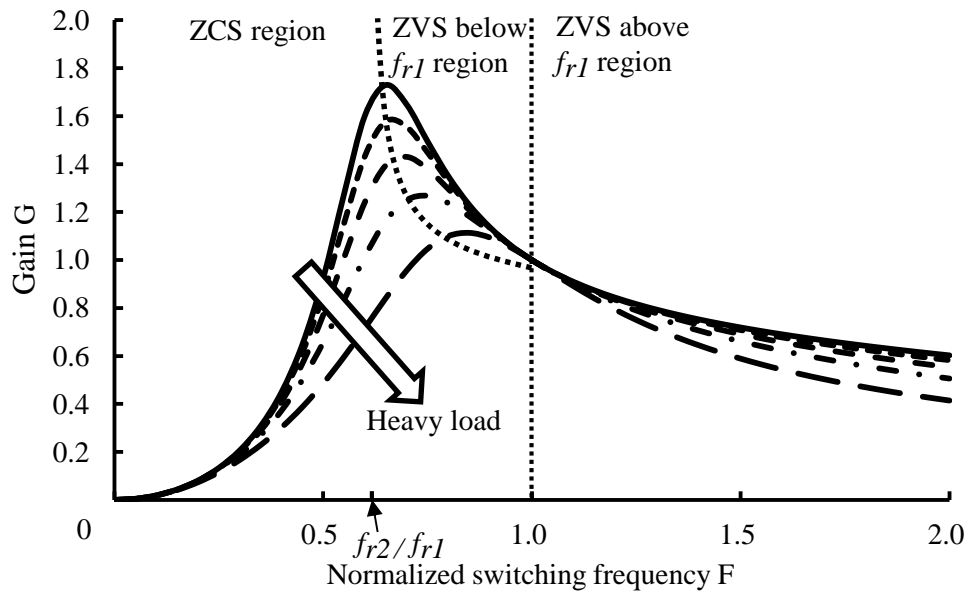


図 2-17 LLC 共振形コンバータの動作領域

図 2-18 に従来方式のデジタルフィルタ制御の構成を示す。図 2-18 の従来方式では、DC-DC コンバータの出力電圧 e_0 を A-D コンバータによりサンプリングを行う。なお、A-D 変換のサンプリング周期はスイッチング周期と同期をして行う。出力電圧 e_0 は A-D 変換器により A-D 変換を行いデジタル量 N_n に変換される。デジタル量に変換された出力電圧 N_n は演算器に入力することによりデジタルフィルタによる演算が行われる。演算器によりデジタル量 N_n を用いて PFM パルスのオン幅を決定する量 N_{Ton} を計算する。計算されたデジタル量 N_{Ts} で PFM 生成回路により PFM パルスを生成する。これを DC-DC コンバータのドライブに入力することによりフィードバックを行う。これらの一連の計算はサンプリング周期 T_{samp} およびスイッチング周期 T_s 同期して一つのシーケンスで行う。従来方式では、この一連の流れをシリアルに行われる。

図 2-19 に従来方式のサンプリング方式のタイムチャートを示す。図で示されるとおり、従来方式ではスイッチング周期に同期してサンプリングを行う。デジタルフィルタの演算を直列処理で演算を行い、その値がパルス PFM パルス生成回路へと送られる。そして 1 周期の周波数を決定される。

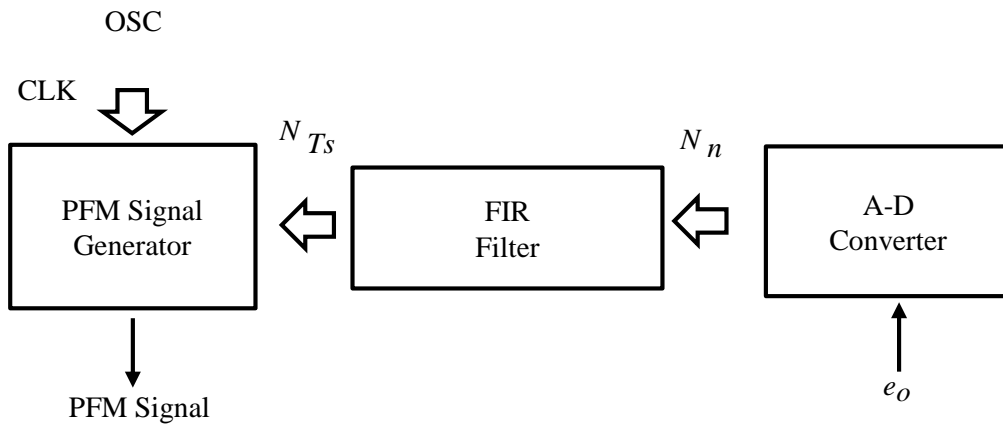


図 2-18 デジタル制御回路の構成

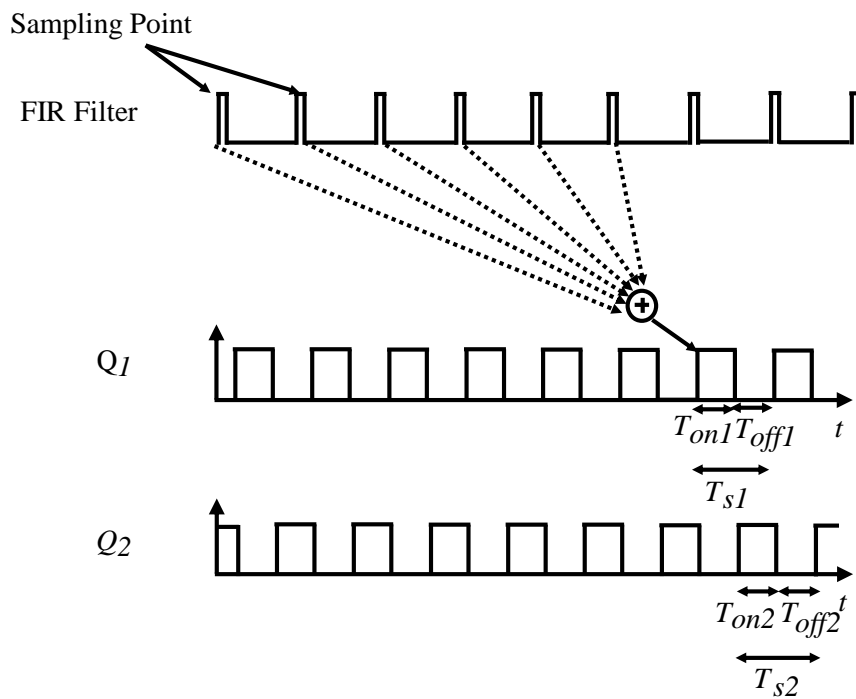


図 2-19 従来方式のサンプルタイミング図

図 2-20 に新提案方式のデジタル制御回路の回路構成を示す。提案方式では演算部を PD 制御部がデジタルフィルタに加えられる。PD 制御演算に対しては、1 周期期間に複数回のサンプリングを行う。デジタル制御部に関しては従来と同様 1 周期に 1 度だけ演算する。図 2-21 に提案方式デジタル制御回路のサンプリングタイミングチャートを示す。デジタル制御の演算は従来方式と同様のサンプリング方式である。それに対し、PD 制御演算部では 1 スイッチング周期に M 個のサンプリングを行う。そのため、1 スイッチング周期でオン幅 T_{on} は M 回の計算を行われる。これにより、PD 制御演算部では、PFM パルスのターンオン時間 T_{on} により近いサンプリング点が有効となる。その結果、従来方式では 1 スイッチング周期以上の遅れが存在していたのに対し、新提案方式では PD 制御の演算に限り、 T_s/M 程度の遅れに短縮することが可能となる。

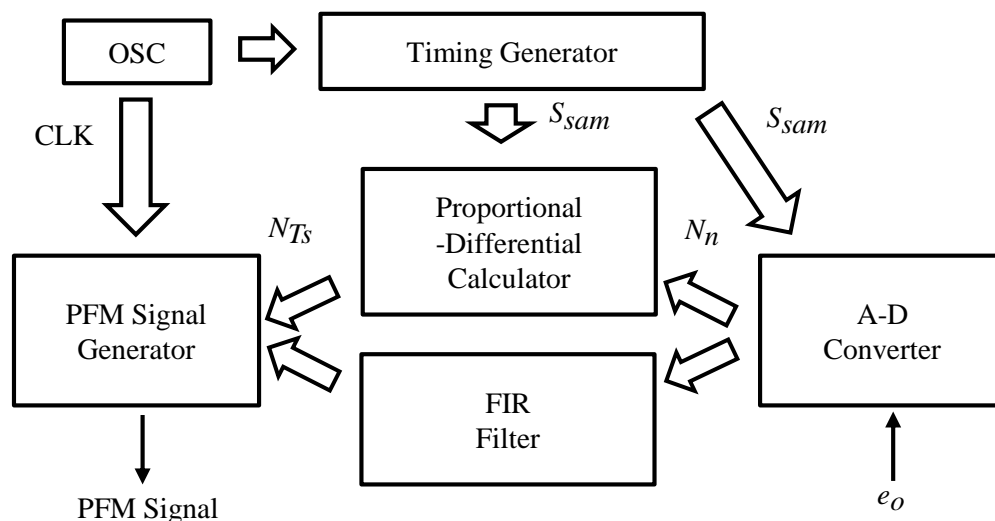


図 2-20 提案方式デジタル制御回路の構成

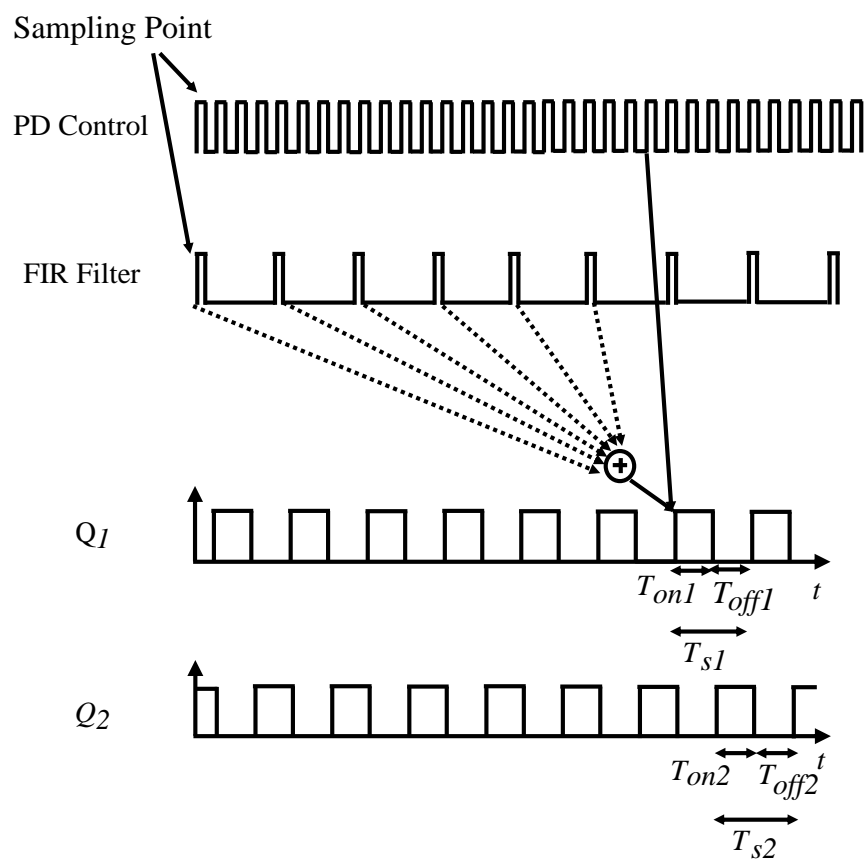


図 2-21 新提案方式デジタル制御回路のサンプリングタイミングチャート

2.5 シミュレーション結果

今回のシミュレーションで使用した回路パラメータは入力電圧 $V_1 = 50 \text{ V}$ ，出力電圧の目標値 $e_0 = 5 \text{ V}$ ，励磁インダクタ $L_m = 270 \text{ } \mu\text{H}$ ，漏れインダクタ $L_r = 80 \text{ } \mu\text{H}$ ，共振キャパシタンス $C_r = 30 \text{ nF}$ ，出力平滑キャパシタンス $C_0 = 100 \text{ } \mu\text{F}$ であり，A-D 変換器のビット数は 10 ビットである。

提案する方式を用いたデジタル制御方式 DC-DC コンバータの動作を PSIM によりシミュレーションを行い，従来のデジタルフィルタ制御方式との比較を行った。DC-DC コンバータの負過電流が 0.1 A から 1 A へステップ変化させ，その時の収束時間 T_{cv} を計測した。図 2-22 から図 2-25 に FIR フィルタと提案制御方式の出力電圧の過渡応答を示す。条件 1 では FIR のゲイン K_f は 1 である。FIR は通過帯域が 20 kHz から 25 kHz としている。定常偏差は 4% でアンダーシュートと収束時間はそれぞれ 1.8%，230 μs である。FIR フィルタのゲインを大きくすることで定常偏差を小さくできる。条件 2 では FIR のゲイン K_f は 3 とした。通過域は条件 1 と同じである。定常偏差は 2.2% に減った。アンダーシュートは条件 1 とほぼ同じであるが，収束時間が 2 倍になった。条件 3 では通過域を 17 kHz から 22 kHz として設計し遮断周波数を小さくした。FIR のゲイン K_f は 2 とした。定常偏差およびアンダーシュートはそれぞれ 2.1% および 1.9% であり，収束時間は 550 μs となった。図 2-25 に提案手法の出力電圧の過渡応答を示す。提案手法では高速 PD がデジタル制御と組み合わせられている。提案手法を用いることで制御定常偏差およびアンダーシュートはそれぞれ 1.1% および 1.6% となった。収束時間も大幅に改善され 80 μs となった。

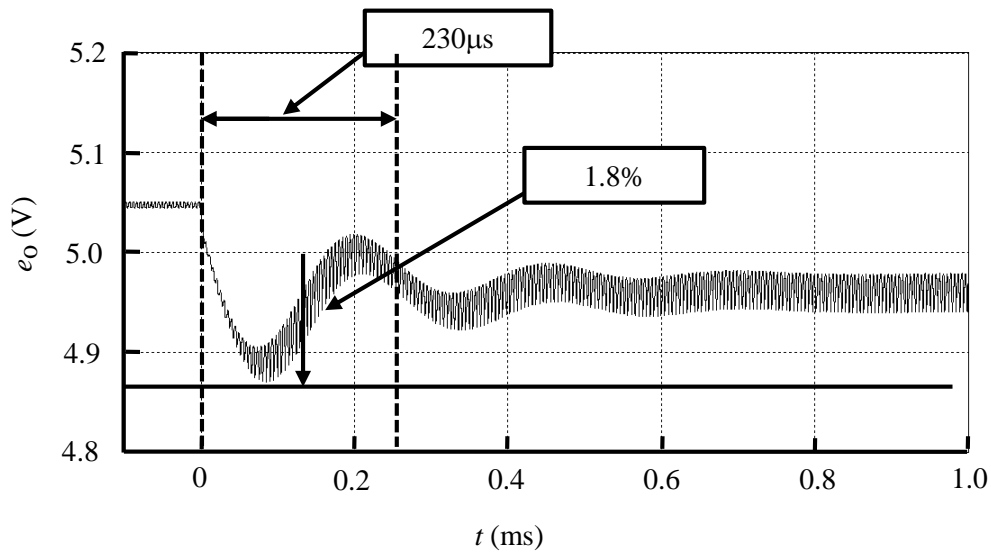


図 2-22 FIR フィルタによる出力電圧の過渡応答 (条件 1)

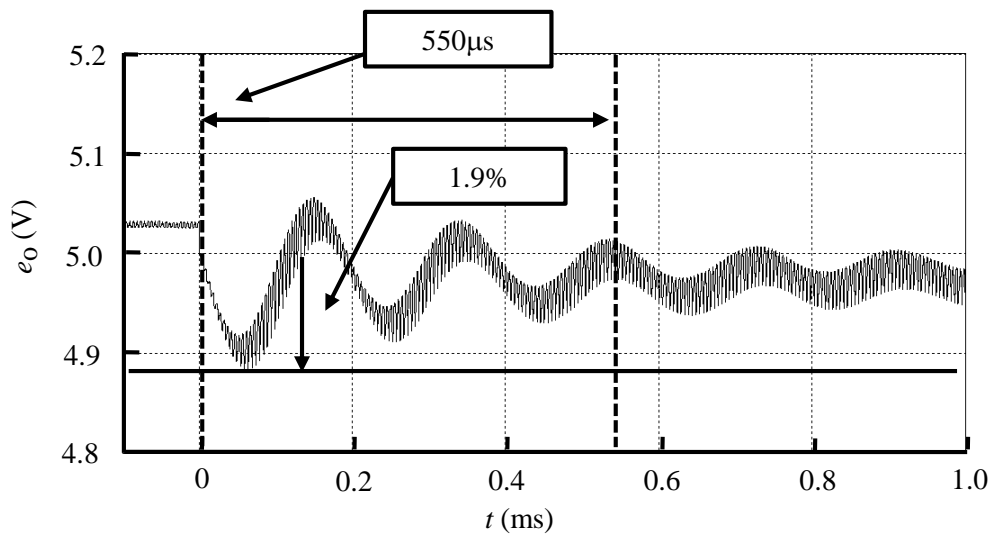


図 2-23 FIR フィルタによる出力電圧の過渡応答 (条件 2)

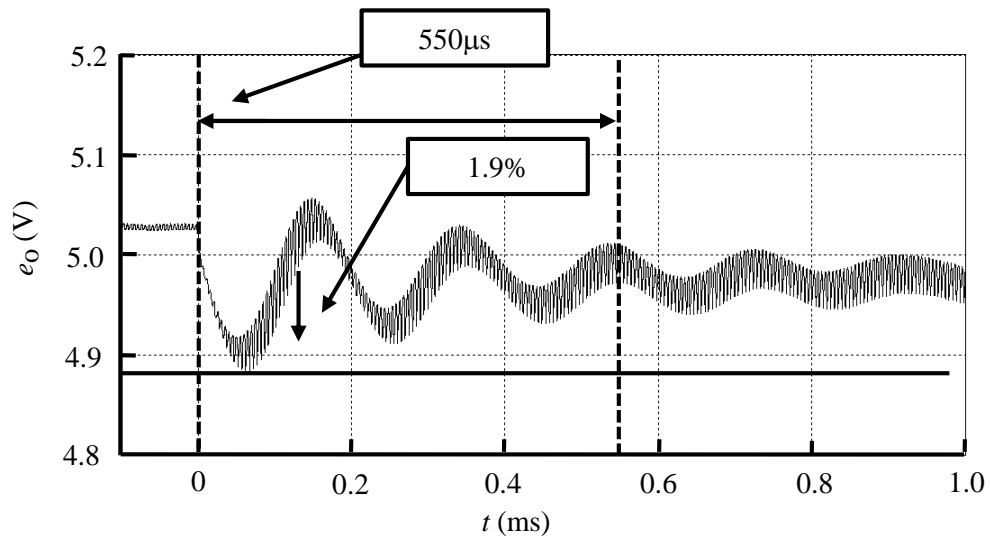


図 2-24 FIR フィルタによる出力電圧の過渡応答 (条件 3)

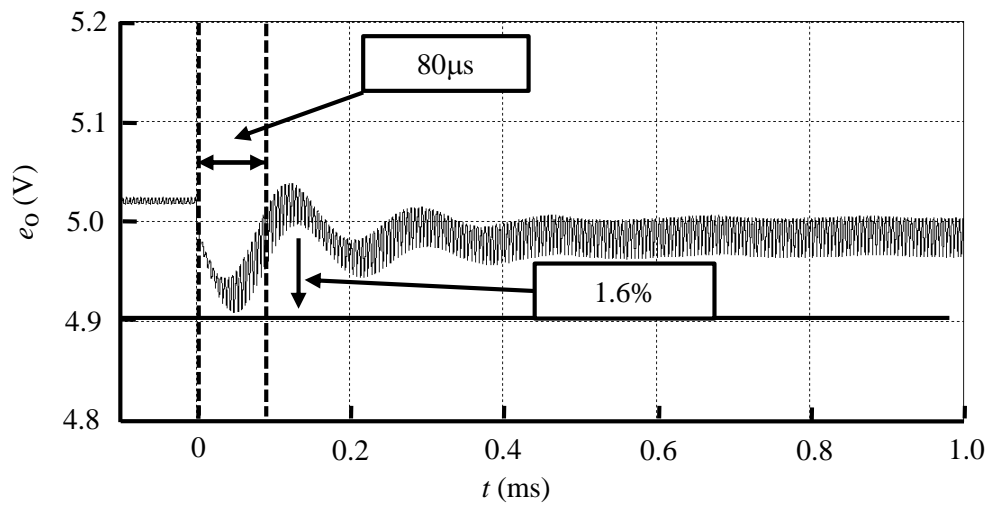


図 2-25 提案手法による出力電圧の過渡応答

2.6 むすび

本章では LLC 共振形コンバータの制御手法について議論した。デジタルフィルタ制御と比例微分制御を組み合わせた手法を提案した。本研究ではシンプルな構成であるデジタル FIR フィルタを用いた。デジタル FIR フィルタはシンプルな演算式であるが、高速な応答は実現できない。FIR フィルタの遮断周波数を変え、3 種類のフィルタを設計し、その出力電圧の応答を確認した。デジタル FIR フィルタと比例微分制御を組み合わせることで、デジタルフィルタ特有の負荷電流に対する出力電圧特性に傾きを持たせ、出力電圧の応答が改善可能となった。

以上、提案のデジタル制御方式 LLC 共振形 DC-DC コンバータの動作原理、過渡応答について議論し要約すれば次のようになる。

- (1) デジタルフィルタによる LLC 共振形コンバータの過渡応答を確認し、共振形コンバータであるため、ゲイン特性が負荷に依存し、定常偏差も得やすいことがわかった。
- (2) 提案方式は制御の回路構成もシンプルで過渡応答の改善にも効果がある。
- (3) これらの結果により、提案方式は負荷電流に対する出力電圧特性に傾きを持たせ、高速な過渡応答を同時に実現することができる。

第 3 章 LLC 共振形コンバータのインターリーブ

3.1 まえがき

直列共振形コンバータや並列共振形コンバータが用いられてきた。しかしそれらにはそれぞれ欠点があった。直列共振形コンバータは軽負荷時の出力電圧の制御に問題があり、並列共振形コンバータは循環電流が大きいという問題点があった。LLC 共振形コンバータは少ない循環電流で 1 次側のスイッチのゼロ電圧スイッチングも可能であり、軽負荷時の出力電圧制御の問題も見られない。

また LLC 共振形コンバータの特徴として、通常動作時に共振形コンバータの最適動作点で動作が可能である。LLC 共振回路の共振インダクタと共振キャパシタの直列共振周波数が ZVS 領域にある。したがって、通常動作時はその最適動作点である LC 共振周波数で動作し、入力電圧が上昇した際はスイッチング周波数をあげることで出力電圧を低下させ、逆に入力電圧が減少した際はスイッチング周波数を下げることで出力電圧を上昇させることが可能である。近年、情報社会においてデータ量の飛躍的な増加により通信機器の基盤となる電源システムの重要性が増してきた。その電源システム内において絶縁トランスを用いた共振形コンバータをはじめとする絶縁型 DC-DC コンバータが用いられる。ソフトスイッチングコンバータである LLC 共振形コンバータは従来の共振形コンバータに比べ多くの利点を保持している。1 次側スイッチはゼロ電圧スイッチング (ZVS) 動作し、2 次側のスイッチはゼロ電流スイッチング (ZCS) 動作する。しかしながら、2 次側電流のピークが大きく大容量のキャパシタが必要とされる。出力電流のピークを抑えるために 2 次側にインダクタを有する回路も提案された [144]-[146]。その回路図を図 3-1 に示す。しかし、この方式は 2 次側スイッチがゼロ電流スイッチングできず、LLC 共振形コンバータの特徴を失う。

3.2 従来制御の問題点

出力電流ピークを抑えるためにインターリーブ制御もこれまで検討されてきた。LLC 共振形コンバータでは、大きな電流ピークを防ぎ、2次側電流のリプルを低減するためにインターリーブ動作が検討されている。LLC 共振形コンバータは低ノイズであることから広く用いられているが、PWM 制御のインターリーブ制御と異なり、LLC 共振形コンバータのインターリーブ制御の実装には問題がある。PFM 制御である LLC 共振形コンバータでは PWM 制御と異なり、周波数が変化するため、周波数の同期が難しい。ある周波数において、回路パラメータ誤差により各相の共振回路が異なるゲイン特性を持つため、スイッチング周波数を同期した場合、電流のバランスが回路パラメータにより不均等になる。

インターリーブ制御は、コンバータの各相が同一周波数で動作することが必要であり、共振回路の誤差の影響を受けないインターリーブ制御が多く研究されている [156]-[168]。追加部品が必要のない周波数制御方式による電流バランスが提案された [157],[158]。この方式は、並列した各相の LLC 共振回路のパラメータを設計する際に、各相の LLC 共振回路のゲイン特性の傾きが異なるように設計することで、ゲイン特性に交点を作る。その交点で動作させることにより、スイッチング周波数を同期した条件で、並列した LLC 共振回路が同じゲイン特性を得ることができることから、並列した共振回路にパラメータ誤差があった場合でも、良好な電流のバランスが実現できる。しかしこの手法では、動作点がゲイン特性の交点のみに固定されてしまうため、出力電圧の制御を行うことができず、広い入力電圧範囲に対応することができない。LLC 共振形コンバータの前段に用いられている力率改善回路の出力電圧を制御することで、回路のパラメータ誤差が電流バランスにあたえる影響を改善する手法も提案された [159]-[161]。その回路構成を図 3-2 に示す。図からわかるように力率改善回路の相と同

じ数の LLC 共振形コンバータが必要になる。入力側を直列接続し、出力側をパラレル接続にする方式[162]-[163]を図 3-3 に示す。この提案された方式を用いることで、入力コンデンサでバランスがとられることにより出力電流のリップルは改善されるが、入力側が直列接続であるため、入力電流は単体運転の LLC 共振コンバータと同等である。スター接続によるインターリーブ手法[164]を図 3-4 に示す。論文でも 3 相の LLC 共振形コンバータが用いられているが、ここでは簡素化のため 2 相の LLC 共振形コンバータを図に示す。この方式では追加部品が必要ないが台数切り替えを行うことができない。片方の相のコンバータを駆動していない場合でも、共振キャパシタの接続部を通して、電流が流れる。駆動していない相の LLC 共振形コンバータにも電流が流れることにより、駆動している相の LLC 共振形コンバータも通常の LLC 共振形コンバータとしての動作ができない。

共振インダクタの制御による共振周波数制御[165]の回路図を図 3-5 に示す。この方式では補助インダクタで共振インダクタの値が制御される。しかし、補助インダクタを共振インダクタとして使用するため、トランスの漏れインダクタンスを共振インダクタとして利用できない欠点がある。追加の共振キャパシタの両端に FET をスイッチングすることで共振周波数を制御する手法[166]の回路図を図 3-6 に示す。各相の共振回路の誤差の影響をなくす手法である。提案された手法は各相に電流が循環する経路はなく、台数切り替えも可能であり、軽負荷でコンバータの台数を切り替えて少なくしている。しかし共振インダクタを制御する手法および共振キャパシタを制御する手法はどちらも補助回路が必要となる。

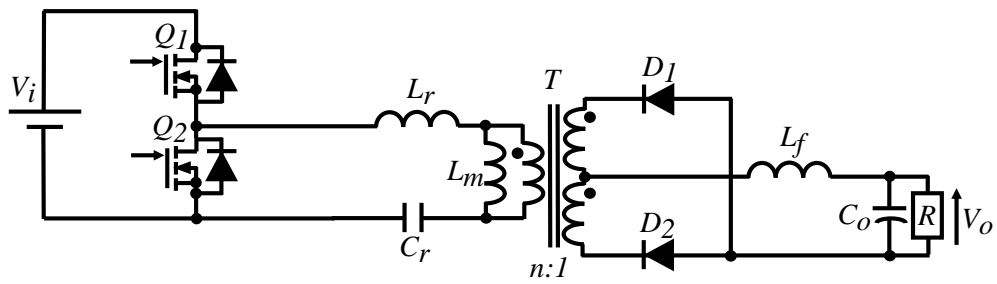


図 3-1 2 次側にインダクタをもつ新しい共振形コンバータ

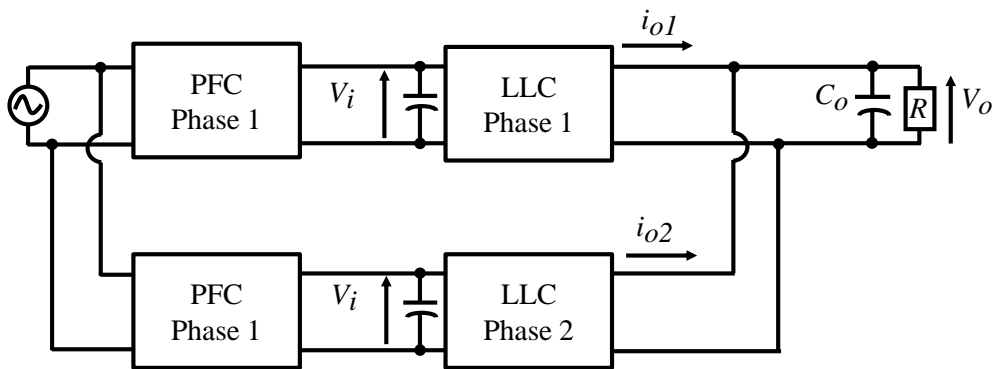


図 3-2 PFC を LLC 共振形コンバータの各相に配置したインターリーブ

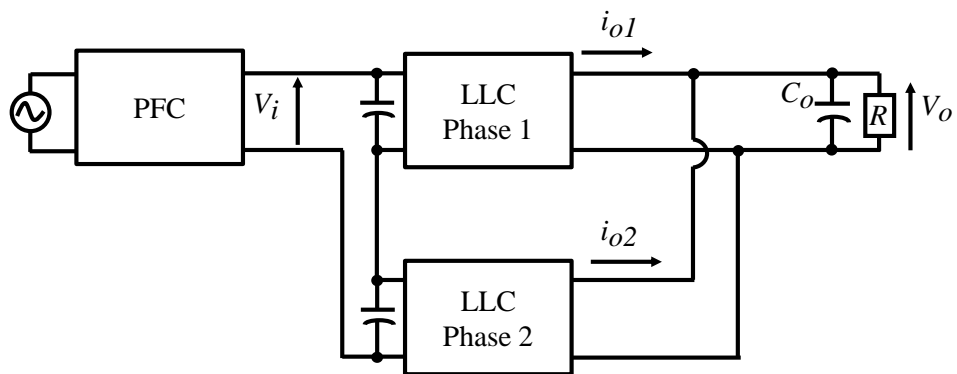


図 3-3 入力側が直列接続で出力側のみ並列接続のインターリーブ

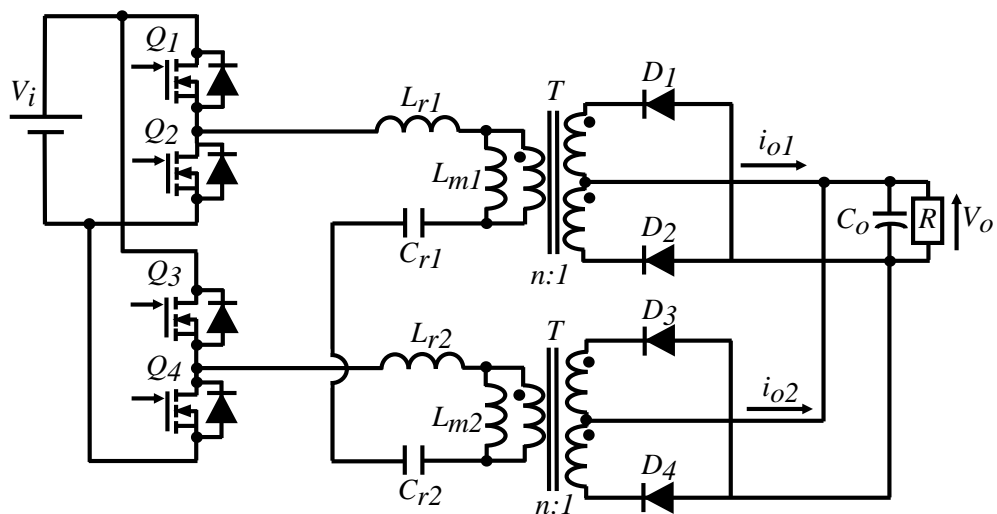


図 3-4 スター接続によるインターリーブ LLC 共振形コンバータ

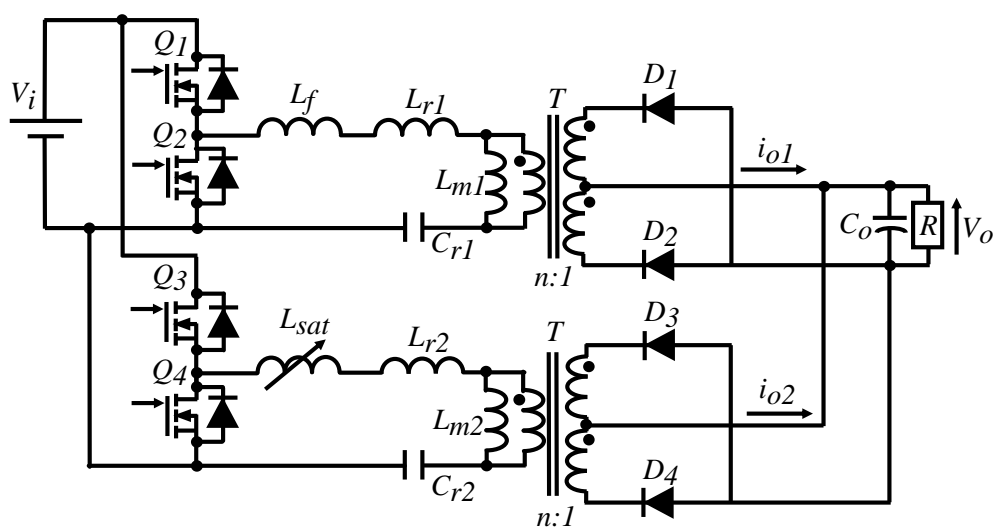


図 3-5 可変インダクタによるインターリーブ LLC 共振形コンバータ

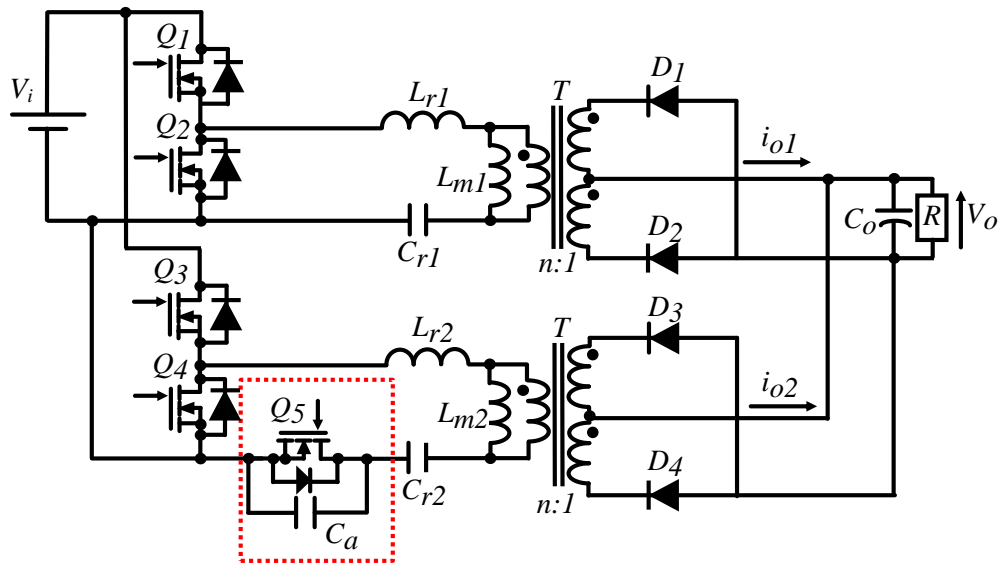


図 3-6 共振キャパシタ制御によるインターリーブ LLC 共振形コンバータ

3.3 位相シフト LLC 共振形コンバータの動作原理

3.3.1 共振点付近での動作

本章では補助回路を必要としない位相シフト変調を用いた LLC 共振電源のインターリーブ制御の動作原理を示し、位相シフト変調が LLC 共振形コンバータの動作に与える影響の検討および考察を行う。

位相シフト共振形コンバータの主回路の構成を図 3-8 に示す。LLC 共振形コンバータは入力段のフルブリッジ回路で DC-AC 変換を行いその電圧が共振回路の入力となる。最終段の整流回路で AC-DC 変換を行い、DC-DC コンバータとして動作する。 v_b は 1 次側フルブリッジ回路の出力電圧を示す。 Q_1-Q_4 はフルブリッジ回路を構成する 1 次側スイッチを示す。 L_r , L_m , C_r は共振インダクタ, 励磁インダクタ, 共振キャパシタを示す。 D_1-D_2 は 2 次側整流ダイオードを示す。 C_o は出力平滑キャパシタ, V_i および V_o はそれぞれ入力電圧および出力電圧を示す。 i_o は 2 次側電流を示す。

図 3-7 に周波数変調による LLC 共振形コンバータのゲイン特性を示す。本章で用いる回路方式はフルブリッジ方式の LLC 共振形コンバータである。共振回路の入力電圧の実効値がハーフブリッジタイプの 2 倍であるため、以下のように縦軸を規格化する。

$$G_f = \frac{n \cdot V_o}{V_i} \quad (3-1)$$

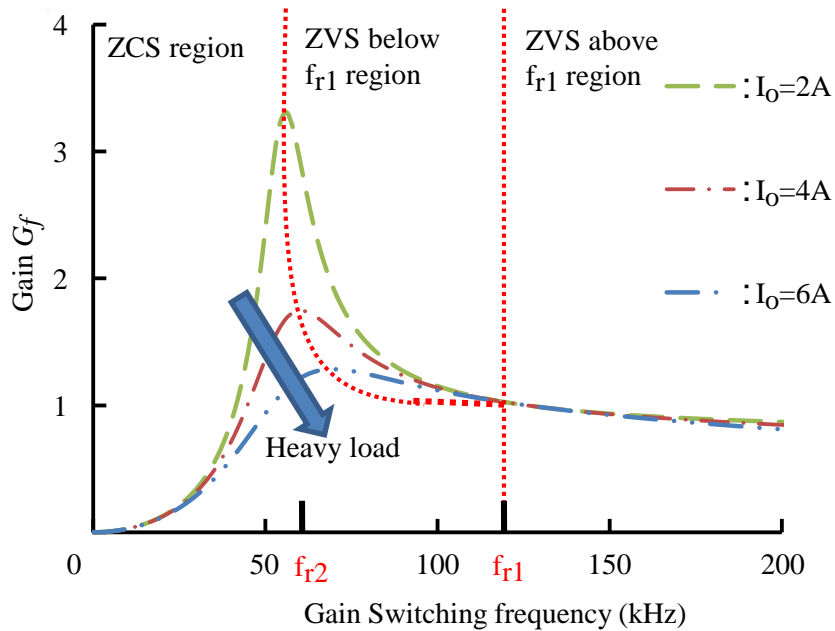


図 3-7 LLC 共振形コンバータのゲイン特性

図 3-9 に *LLC* 共振形コンバータの動作原理を示す。

$[t_0 - t_1]$: 共振インダクタ L_r と共振キャパシタ C_r が共振する。励磁インダクタは出力電圧にクランプされている。共振電流 i_r と励磁電流 i_m が一致した時に 2 次側電流 i_o がゼロとなる。

$[t_1 - t_2]$: この期間、共振キャパシタと共振インダクタおよび励磁インダクタが共振する。入力からエネルギーが共振回路に移動する。

$[t_2 - t_3]$: スイッチ $Q_1 \sim Q_4$ がオフの期間である。この期間にスイッチ Q_1, Q_3 および Q_2, Q_4 の寄生容量がそれぞれ充放電される。 $t = t_3$ でスイッチ Q_2 および Q_4 が ZVS 動作する。

図 3-10 に位相シフト制御を用いた LLC 共振形コンバータの動作原理を示す。位相シフト制御を用いた LLC 共振形コンバータの動作原理を以下に示す。

[$t_0 - t_1$]: この期間の動作は位相シフトなしの LLC 共振形コンバータと同様である。2 次側電流が $t = t_1$ でゼロとなる。

[$t_1 - t_2$]: 動作原理は位相シフトなしの LLC 共振形コンバータと同様であり、この期間の幅はデューティ比 D_p により決定される。この期間はスイッチ Q_3 がオフすることで終わる。

[$t_2 - t_3$]: スイッチ Q_3 と Q_4 の寄生容量が充放電され、スイッチ Q_4 が ZVS でオンする。スイッチ Q_1 および Q_4 がオンとなり、共振回路の入力電圧はゼロとなり、入力から共振回路へのエネルギーの移動はない。

[$t_3 - t_4$]: スイッチ Q_1 と Q_2 がオフしている。スイッチ Q_1 および Q_2 の寄生容量が充放電される。 $t = t_4$ でスイッチ Q_2 が ZVS でオンする。期間 $t = t_4 - t_8$ は期間 $t_0 - t_4$ の対象動作であり、動作原理は同様である。

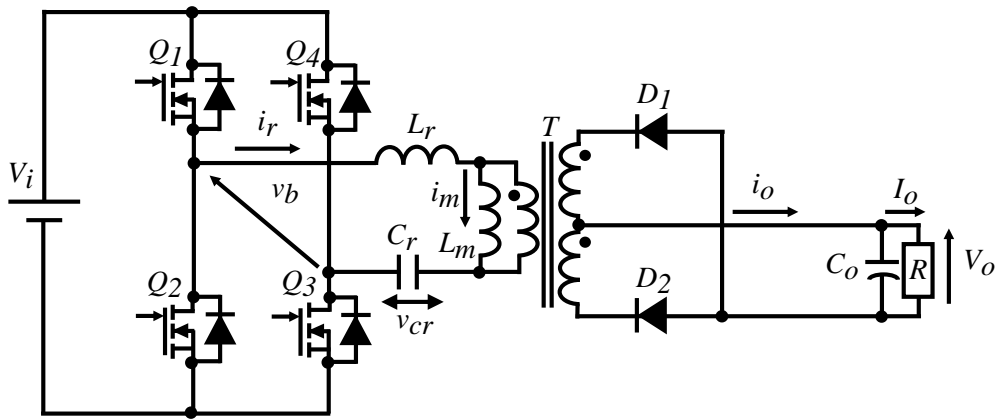


図 3-8 フルブリッジ LLC 共振形コンバータの回路構成

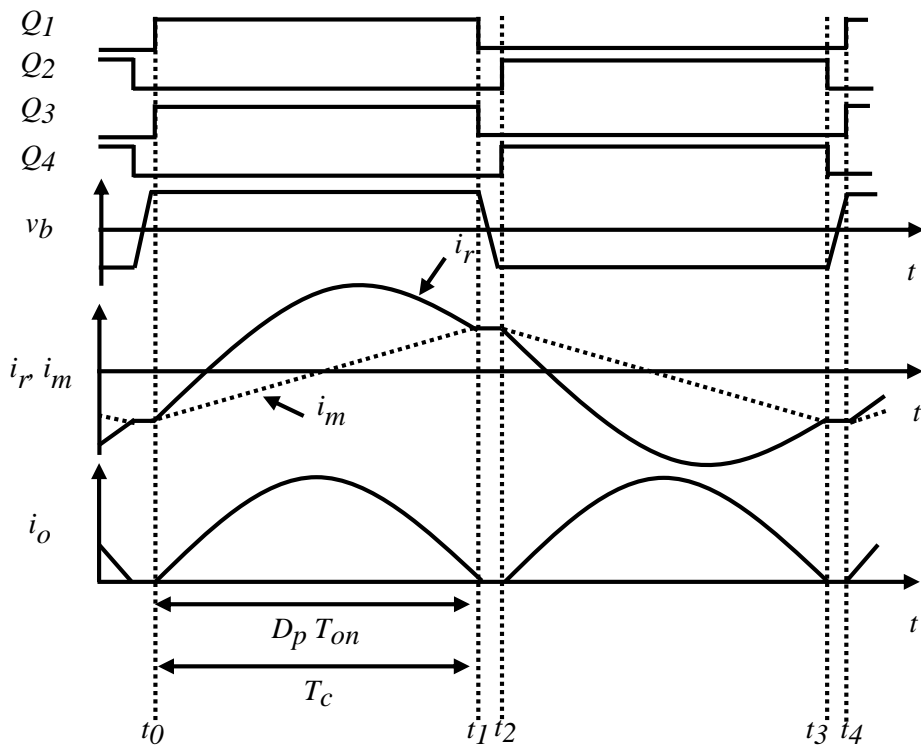


図 3-9 高入力電圧時の位相シフトなし LLC 共振形コンバータの動作

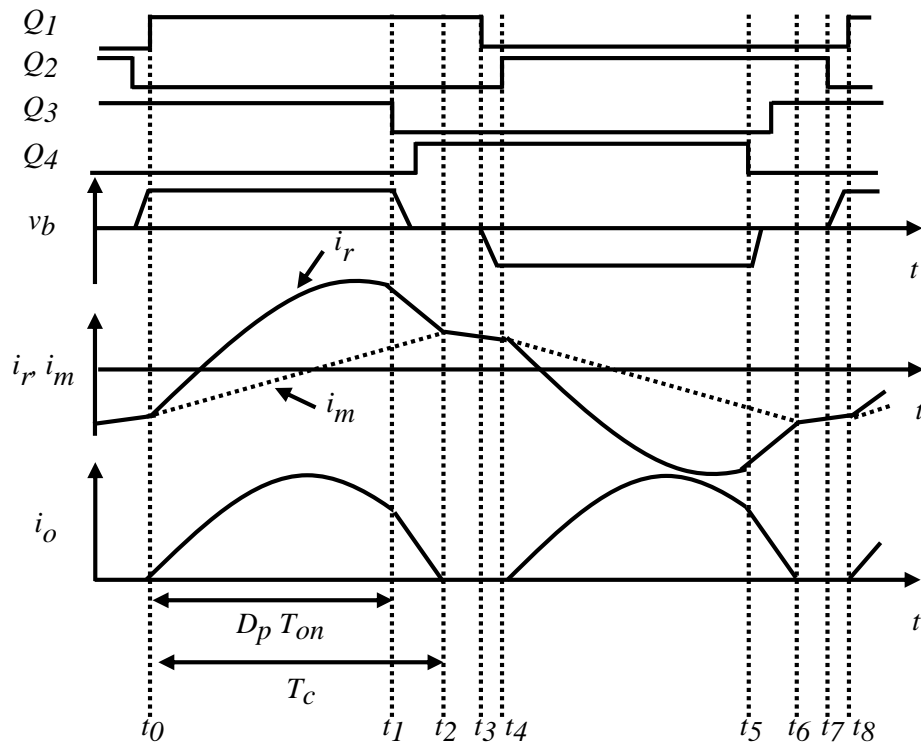


図 3-10 高入力電圧時の位相シフトを用いた LLC 共振形コンバータの動作

3.3.2 共振点から離れた昇圧領域における動作

図 3-11 に共振周波数での LLC 共振形コンバータの動作波形を示す。

[$t_0 - t_1$]: 共振回路の共振インダクタンス L_{r1} と共振キャパシタンス C_{r1} が共振する期間である。励磁インダクタンス L_{m1} は出力電圧でクランプされ共振しない。

[$t_1 - t_2$]: スイッチ $Q_1 - Q_4$ がオフの期間であり、この期間にスイッチ Q_2 および Q_4 の寄生容量が放電され、スイッチ Q_1 および Q_3 の寄生容量が充電される。 $t_2 - t_4$ の期間は、前半周期 $t_0 - t_2$ と同様に動作する。

図 3-12 に共振周波数または共振周波数以上の入力電圧が高い時の動作領域で位相シフト制御を用いた場合の動作原理を示す。

[$t_0 - t_1$]: この期間の動作は周波数制御を用いた LLC 共振形コンバータと同様である。共振回路の共振インダクタンス L_{r1} と共振キャパシタンス C_{r1} が共振する期間である。励磁インダクタンス L_{m1} は出力電圧でクランプされ共振しない。位相シフト制御では、スイッチ Q_3 , Q_4 のドライブ信号の位相をずらす。周波数制御においては、スイッチ Q_1 および Q_3 のオフするタイミングは同じである。位相シフト制御により t_1 のタイミングでスイッチ Q_3 がオフする。

[$t_1 - t_2$]: t_1 でスイッチ Q_3 がオフし、1 次側フルブリッジ回路出力電圧がゼロとなる。この期間は周波数制御の LLC 共振形コンバータと異なる期間である。共振電流が減少するが、2 次側へ電力は伝送され続ける。 $t = t_2$ で共振電流 i_r は励磁電流 i_{Lm} と等しくなる。

[$t_2 - t_3$]: この期間は 2 次側への電力の伝送は行われぬ。この期間は共振インダクタ L_r および共振キャパシタンス C_r の共振に励磁インダクタンス L_m も加わる。

[$t_3 - t_4$]: この期間はスイッチ Q_1 , Q_2 ともにオフしている。この間にスイッチ Q_1 , Q_2 の寄生容量のエネルギーを充放電する。 $t_4 - t_8$ の期間は、前半周期 $t_0 - t_4$ と同様に動作する。

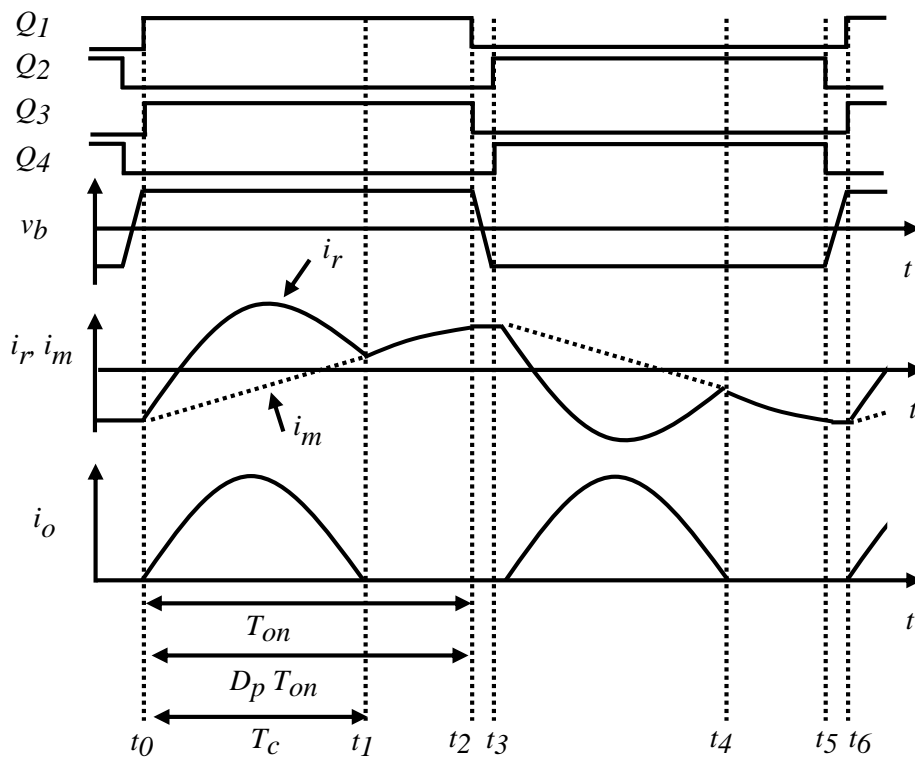


図 3-11 低入力電圧時の位相シフトなしの動作

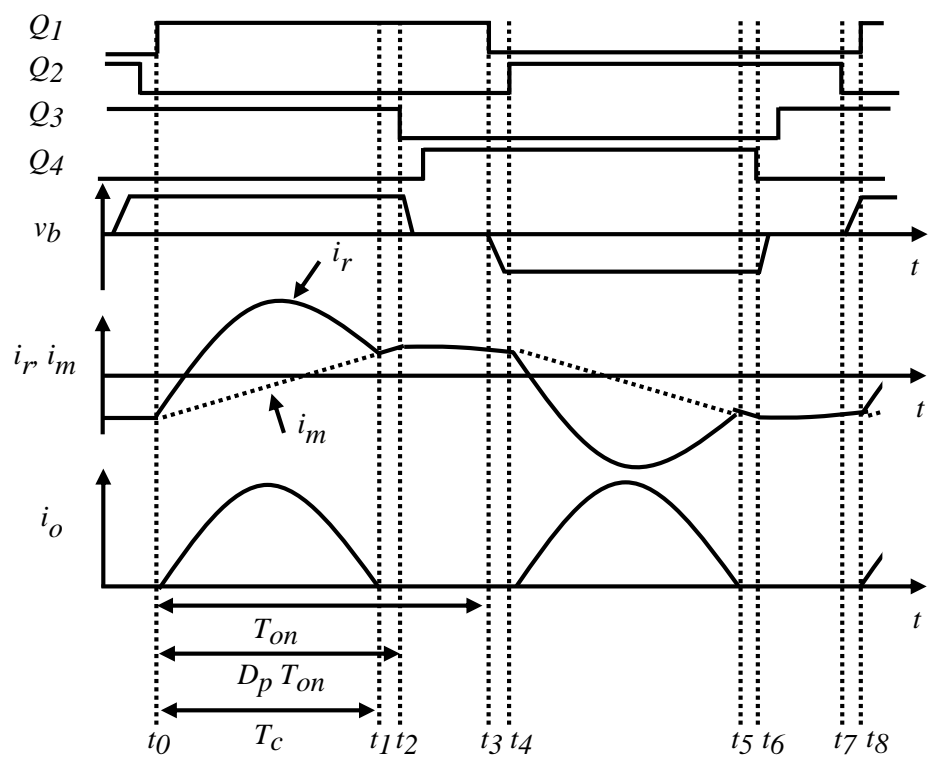


図 3-12 低入力電圧時の位相シフトを用いた場合の動作原理

3.4 位相シフトの与える影響

図 3-13 に入力電圧 $V_i = 30 \text{ V}$ の時のデューティ比が変化した際の効率の変化を示す。軽負荷である $I_o = 1 \text{ A}$ の時、デューティ比が小さくなるほど、効率が高い。重負荷である $I_o = 4 \text{ A}$ の時は、逆の傾向がありデューティ比が小さくなると効率が下がっている。図 3-14 にデューティ比が変化した際の周波数の変化を示す。デューティ比が小さくなると、出力電圧が減少するため動作周波数が低くなる。図 3-15 にデューティ比が変化した際のピーク電流の変化を示す。この動作領域では位相シフトが 2 次側電流の形に影響を与えず正弦波状に流れる。したがってピーク電流はデューティ比が変化してもほぼ一定となっている。

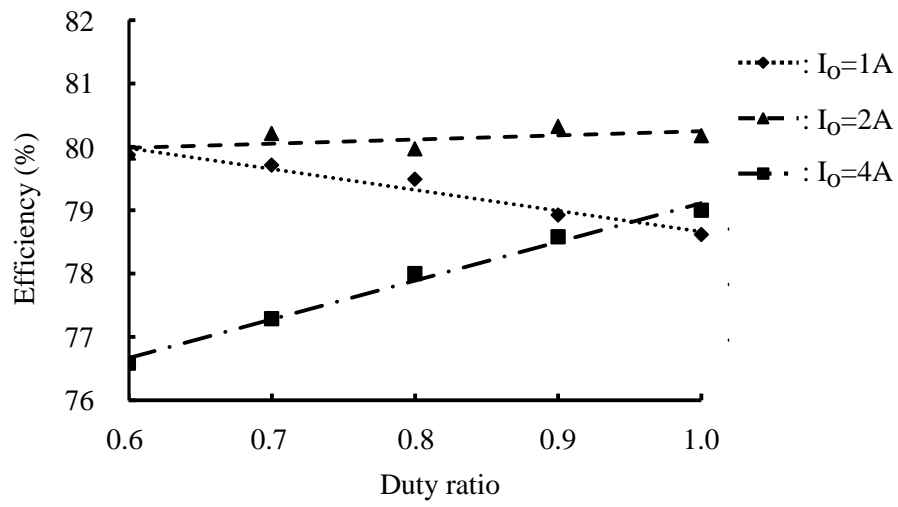


図 3-13 入力電圧 $V_i = 30 \text{ V}$ の時の位相シフトが電力効率に与える影響

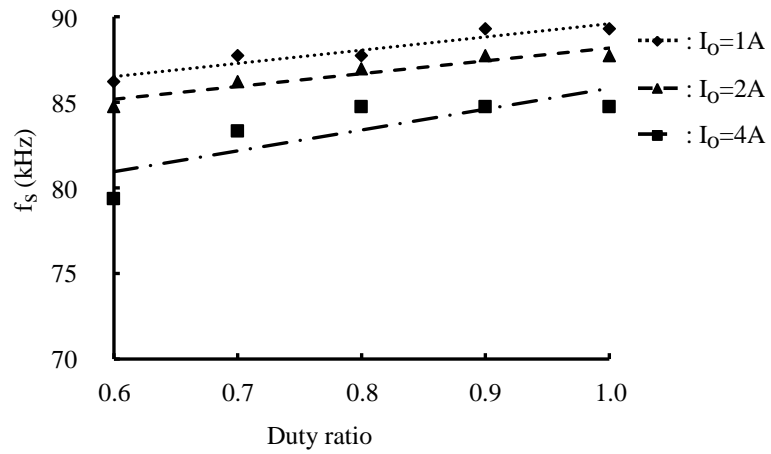


図 3-14 入力電圧 $V_i = 30 \text{ V}$ の時の位相シフトがスイッチング周波数に与える影響

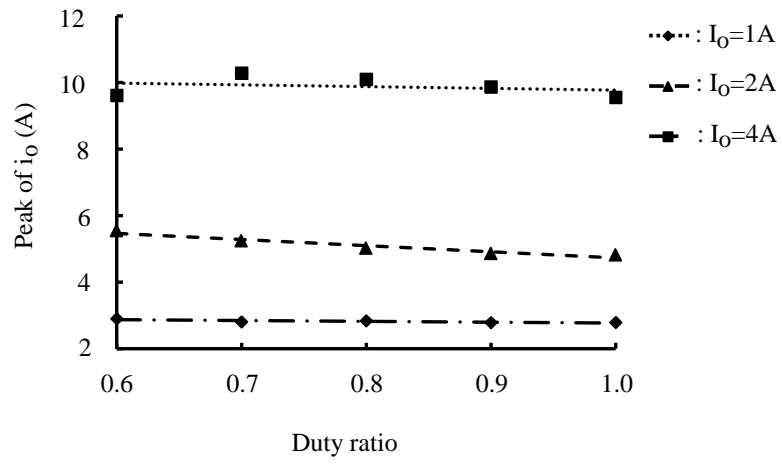


図 3-15 入力電圧 $V_i = 30\text{ V}$ の時の位相シフトが 2 次側電流のピークに与える影響

図 3-16 に入力電圧 V_i が 50 V の時のデューティ比の変化に対する効率の変化を示す。入力電圧 V_i が 50 V の場合も入力電圧 V_i が 30 V の時と同様に、重負荷ではデューティ比の減少に伴い効率が下がり、軽負荷では逆にデューティ比の減少とともに効率が上昇している。図 3-17 にデューティ比の変化に対する周波数の変化を示す。入力電圧 $V_i = 30$ V の時と同様にデューティ比が小さくなると出力電圧が低下するため、動作周波数がデューティ比の小さい領域では低い。図 3-18 にデューティ比の変化に対するピーク電流の変化を示す。この動作領域では、2 次側電流が位相シフトにより直接制御される。デューティ比が小さくなると 2 次側電流の不連続期間が長くなりピーク電流の増加につながる。したがって、この動作領域ではデューティ比の変化に対するピーク電流の増加が大きい。

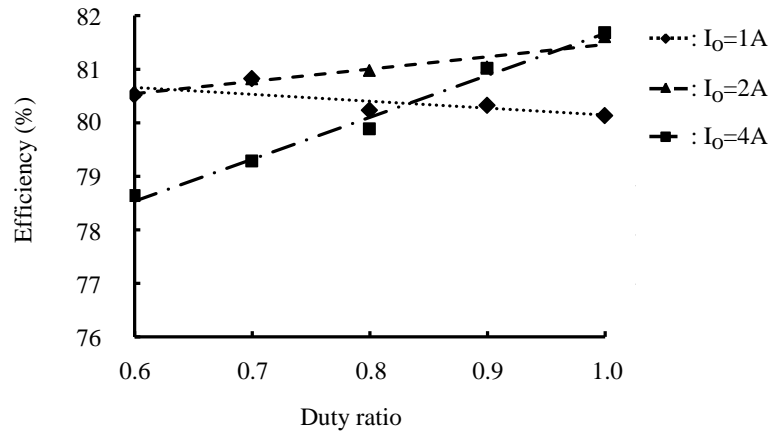


図 3-16 入力電圧 $V_i = 50 \text{ V}$ の時の位相シフトが電力効率に与える影響

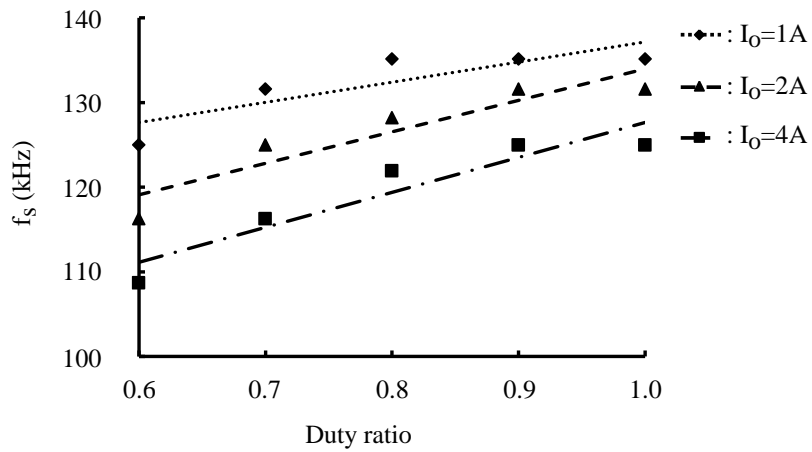


図 3-17 入力電圧 $V_i = 50 \text{ V}$ の時の位相シフトがスイッチング周波数に与える影響

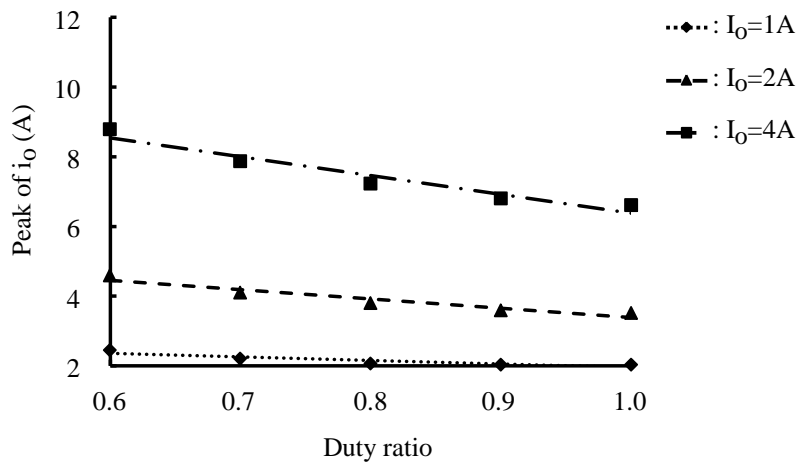


図 3-18 入力電圧 $V_i = 50 \text{ V}$ の時の位相シフトが 2 時側ピーク電流に与える影響

3.5 インターリーブ LLC 共振形コンバータの構成

図 3-19 にインターリーブ LLC 共振形コンバータの回路構成を示す。入力側および出力側どちらも並列接続されている。 v_{b1} , v_{b2} は 1 相目および 2 相目のフルブリッジ回路の出力電圧を示す。共振キャパシタンス C_{r1} および C_{r2} は 47 nF。共振インダクタンス L_{r1} および L_{r2} はそれぞれ 36 μH , 34 μH 。励磁インダクタンス L_{m1} , L_{m2} はそれぞれ 135 μH , 147 μH 。 i_{r1} および i_{r2} は 1 相目および 2 相目の 1 次側共振電流を示す。 i_{o1} および i_{o2} は 1 相目および 2 相目の整流回路の出力電流を示す。

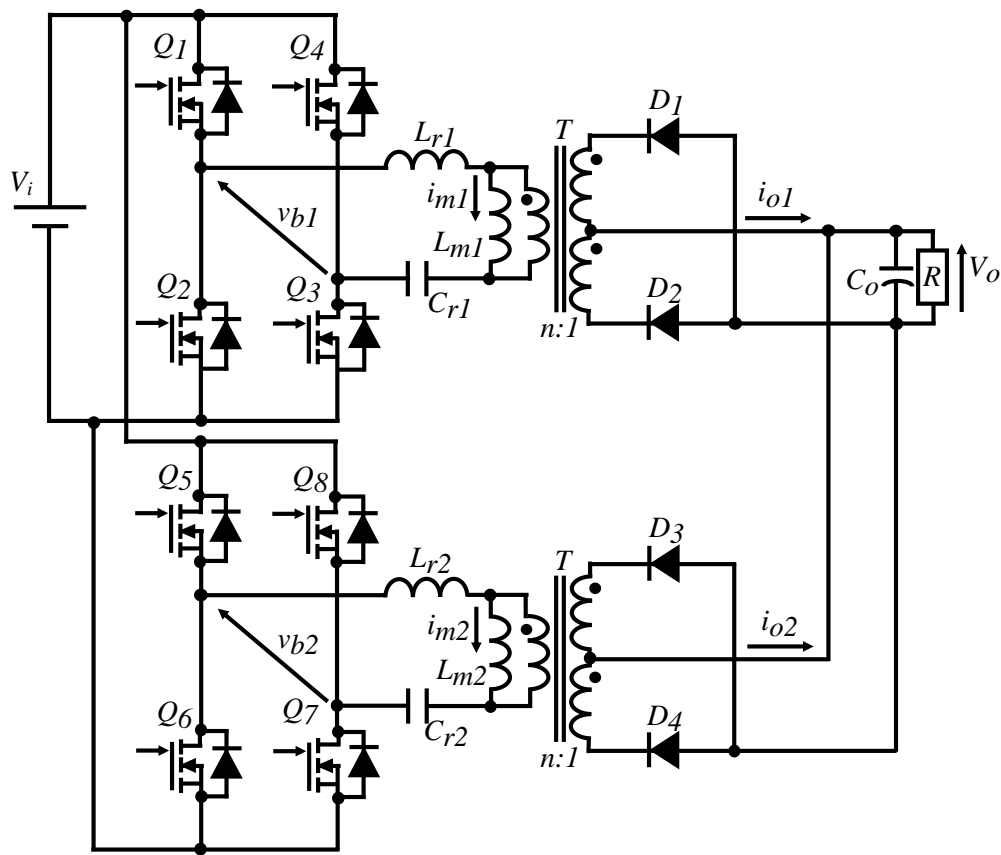


図 3-19 インターリーブ LLC 共振形コンバータ

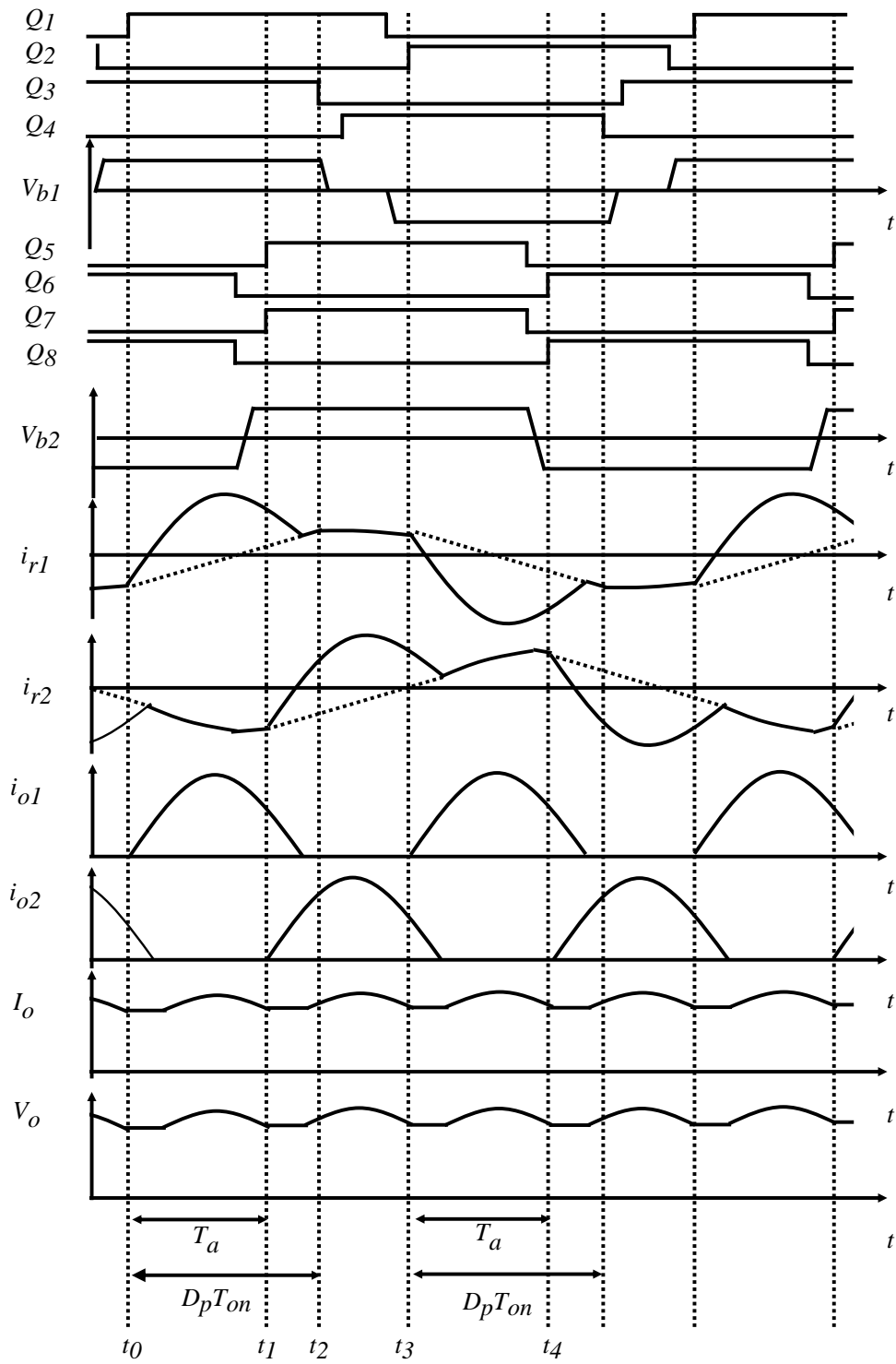


図 3-20 インターリーブ LLC 共振形コンバータの動作原理

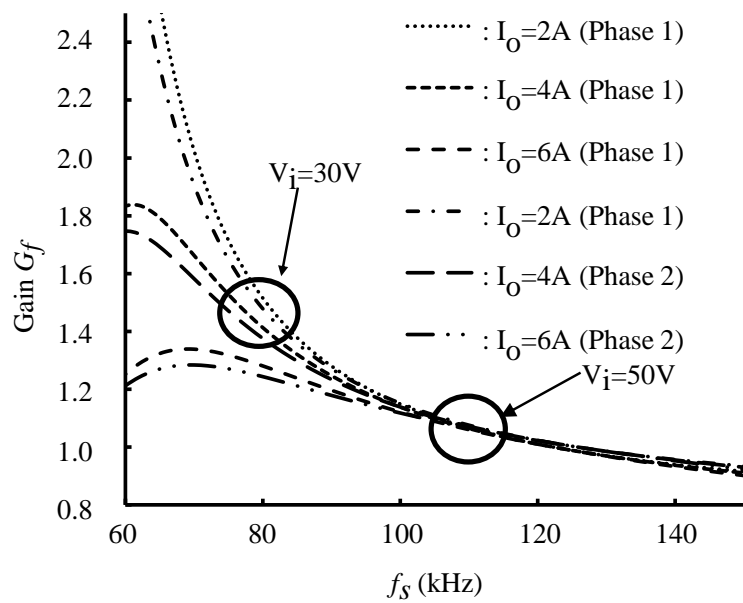


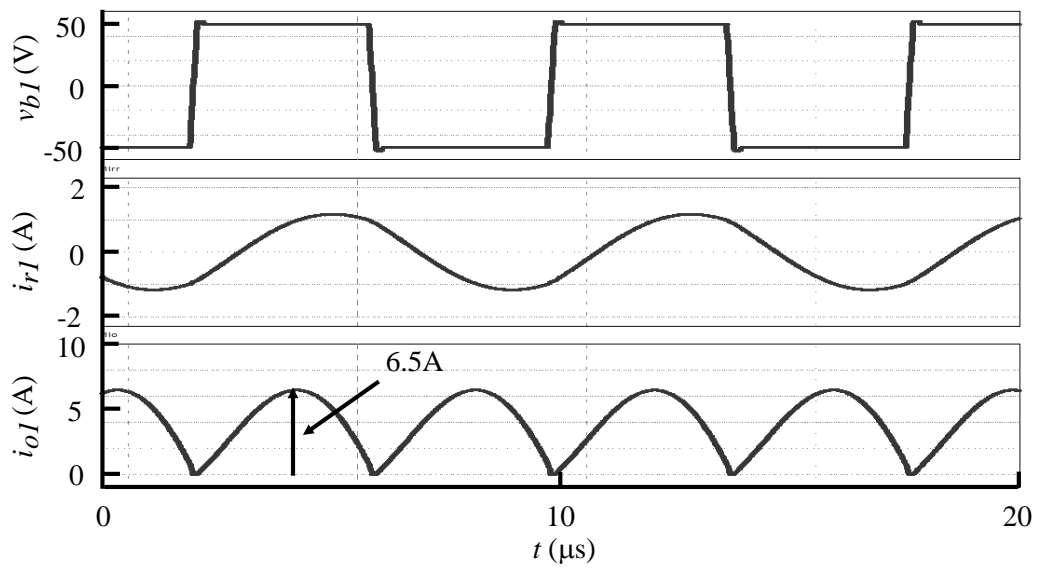
図 3-21 実験回路のパラメータでの基本波近似より導出したゲイン特性

3.6 シミュレーションおよび実験結果

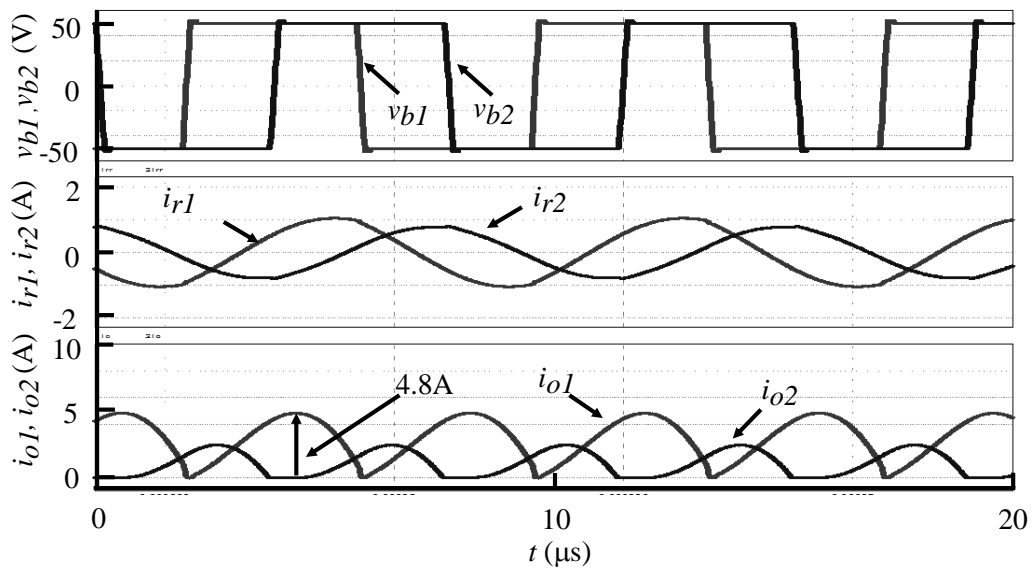
図 3-22 に入力電圧 $V_i = 50 \text{ V}$ の時のシミュレーション波形を示す。負荷電流は 4 A である。図 3-22(a) に単相の LLC 共振形コンバータのフルブリッジ回路の出力電圧, 1 次側共振電流 i_r および 2 次側電流のシミュレーション波形を示す。負荷電流は 4 A であるが, 2 次側電流のピークは 6.5 A となっている。

図 3-22(b) にインターリーブ時の LLC 共振形コンバータのシミュレーション波形を示す。周波数変調においては, デューティ比が最大であるためフルブリッジ回路の出力電圧がゼロとなる期間はない。回路パラメータによる誤差から 2 次側電流のバランスが悪く, インターリーブの効果が制限されている。

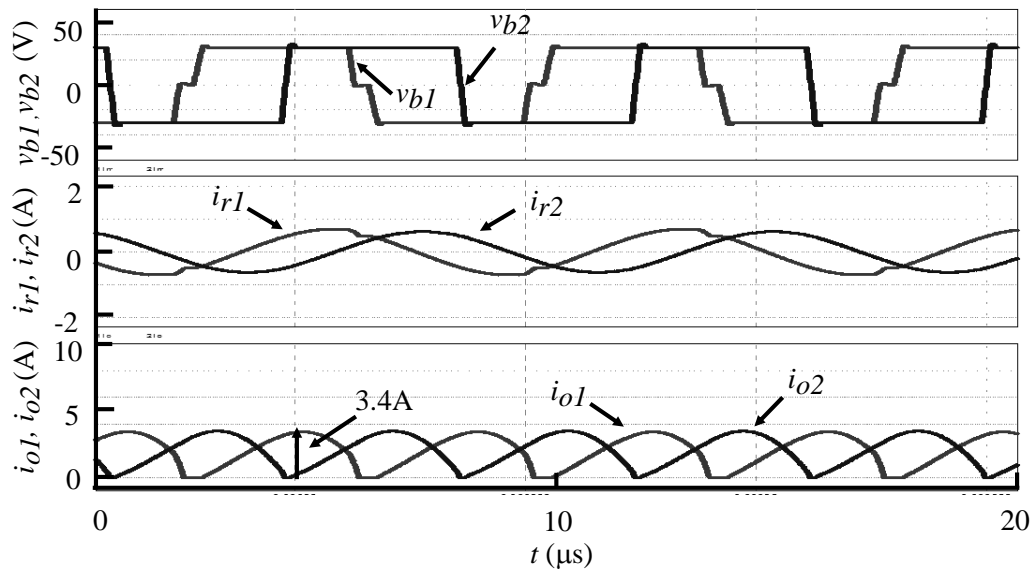
図 3-22(c) に位相シフト変調を適用したインターリーブ動作のシミュレーション波形を示す。図 3-22(b) に示したように 1 相目の LLC 共振形コンバータが多くを流しているため, 1 相目に位相シフト変調を適用した。その結果, 各相のスイッチング周波数を同期した状態で電流バランスを改善することができた。電流バランスが改善できることによりピーク電流も 3.4 A となった。



(a) 単相



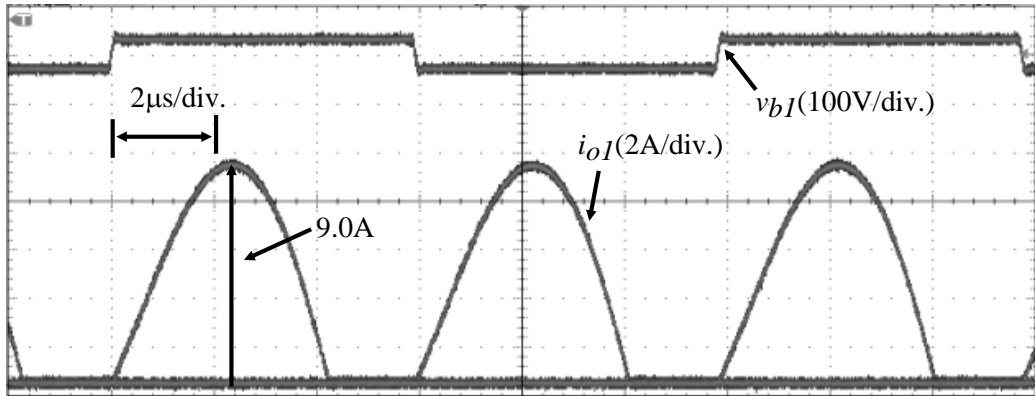
(b) 位相シフト変調なしのインターリーブ



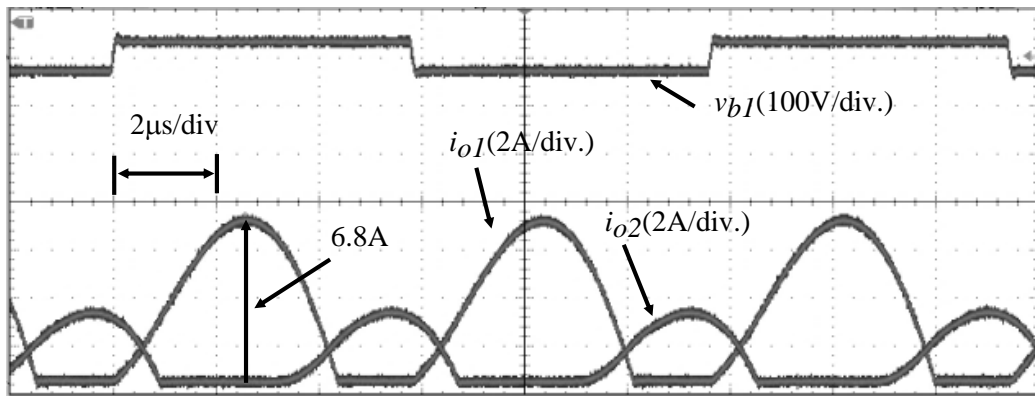
(c) 位相シフト変調を用いたインターリーブ

図 3-22 入力電圧 $V_i = 50 \text{ V}$ の時のシミュレーション波形

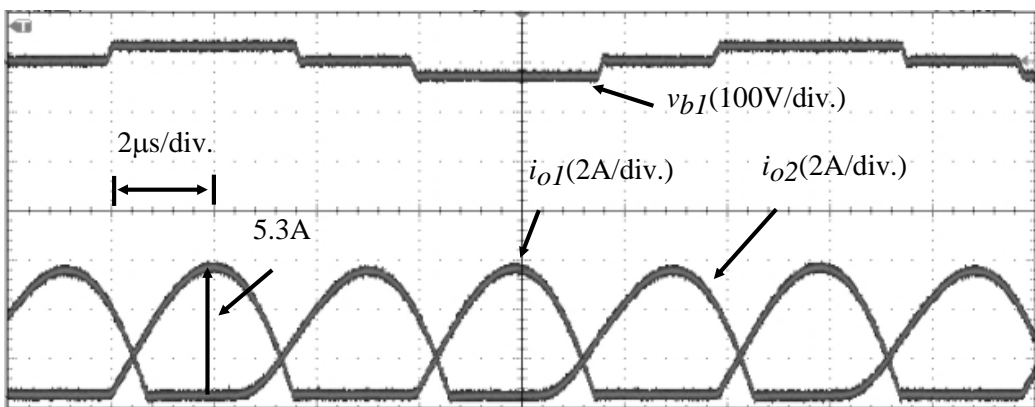
図 3-23 に実験結果を示す。図 3-23(a) に共振回路の入力電圧, 2 次側電流を示す。図に示されるように実験結果においても負荷電流 4 A であるが, ピーク電流は 6.2 A である。次に並列動作の一相目の共振回路の入力電圧, 2 次側電流および 2 相目の 2 次側電流の実験波形を図 3-23(b) に示す。ピーク電流は 4.1 A である。次に位相シフトを適用した場合の実験波形を図 3-23(c) に示す。周波数を同期した状態でも電流のバランスを変化させることができることが確認できた。



(a) 単相



(b) 位相シフト変調を用いないインターリーブ



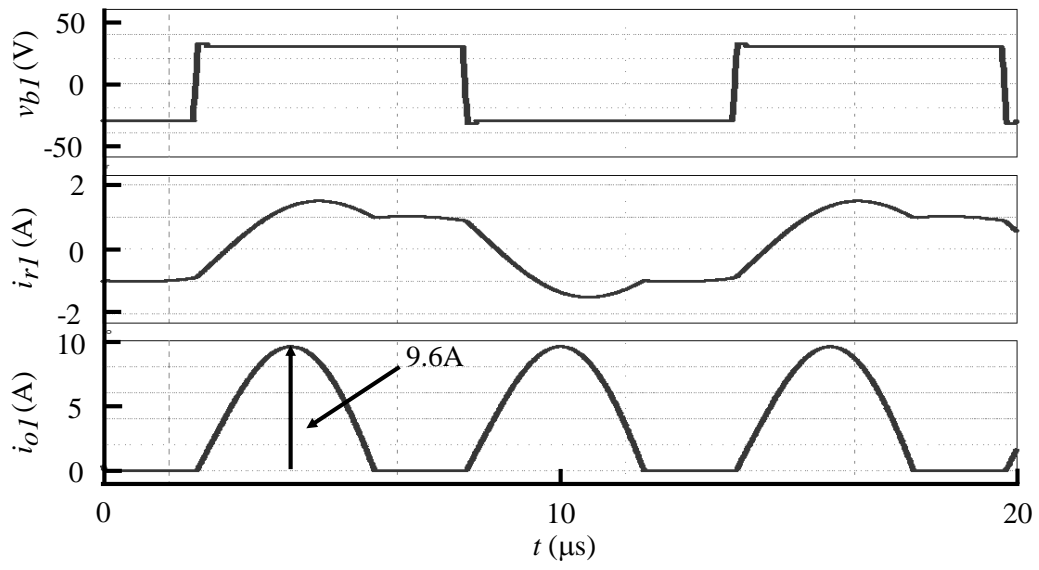
(c) 位相シフト変調を用いたインターリーブ

図 3-23 入力電圧 $V_i = 50\text{ V}$ の時の観測波形

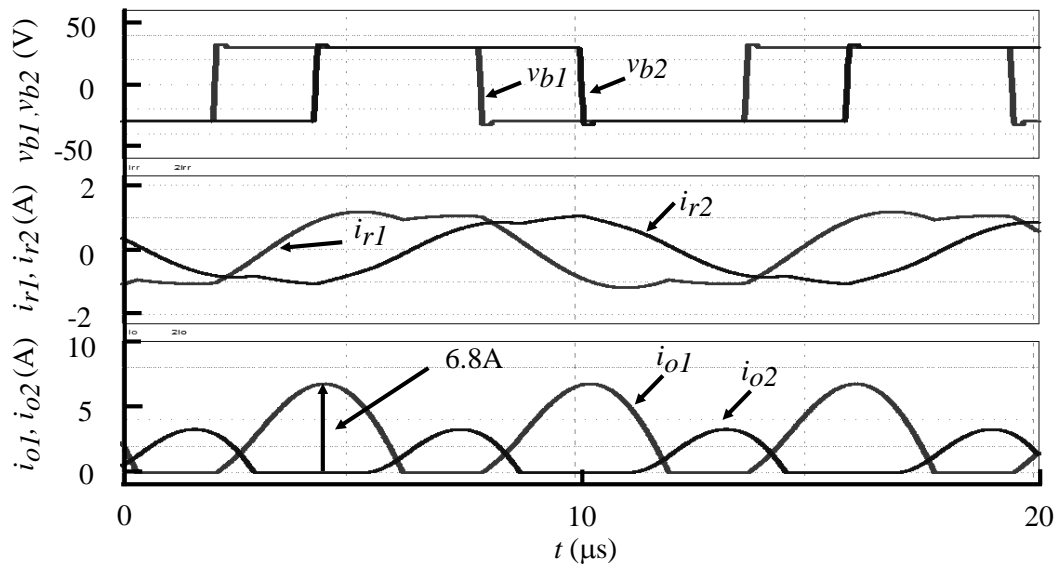
図 3-24 に LLC 共振形コンバータのシミュレーション波形を示す。入力電圧および出力電圧はそれぞれ 30 V, 5 V。負過電流は 4 A である。以上の条件で単相 LLC 共振形コンバータに位相シフトを用いない場合と用いた場合のインターリーブ方式と比較を行う。電流バランスの比較を行う。図 3-24(a) に単相の LLC 共振形コンバータのフルブリッジの出力電圧および 1 次側電流, 2 次側電流を示す。負荷電流 $I_O = 4 \text{ A}$ の条件で 2 次側電流のピークが 9.6 A 出ている。

図 3-24(b) に位相シフトを用いない場合の 2 次側電流波形を示す。共振回路のパラメータ誤差により, スイッチングを同期した状態ではゲイン特性の誤差から電流が不均等になっている。したがって, 電流ピークの改善幅が小さい。

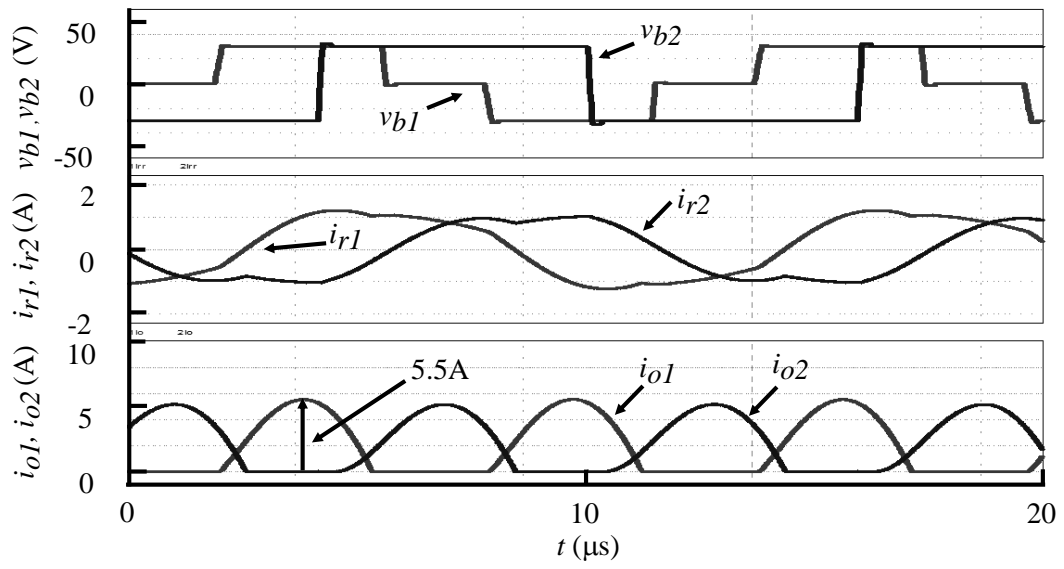
図 3-24(c) に位相シフトを用いた場合のインターリーブ LLC 共振形コンバータの波形を示す。1 次側電流および 2 次側電流のバランスが改善され, 2 次側電流のピークは 5.5 A となった。



(a) 単相



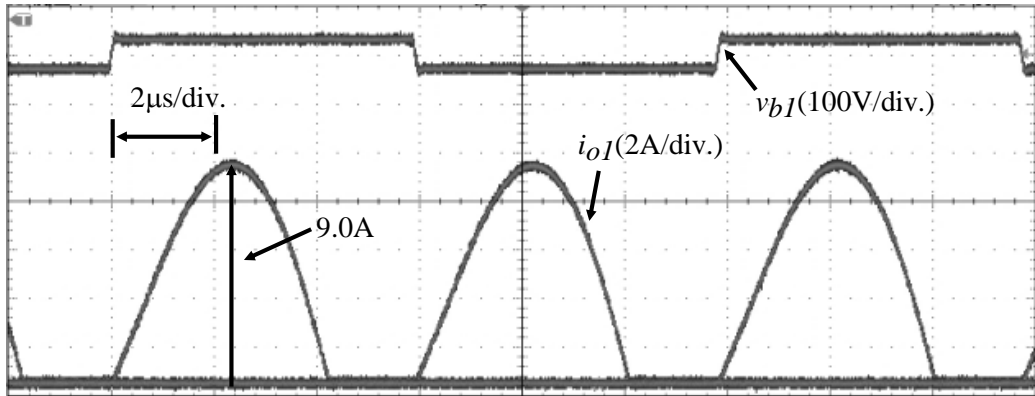
(b) 位相シフトなしのインターリーブ



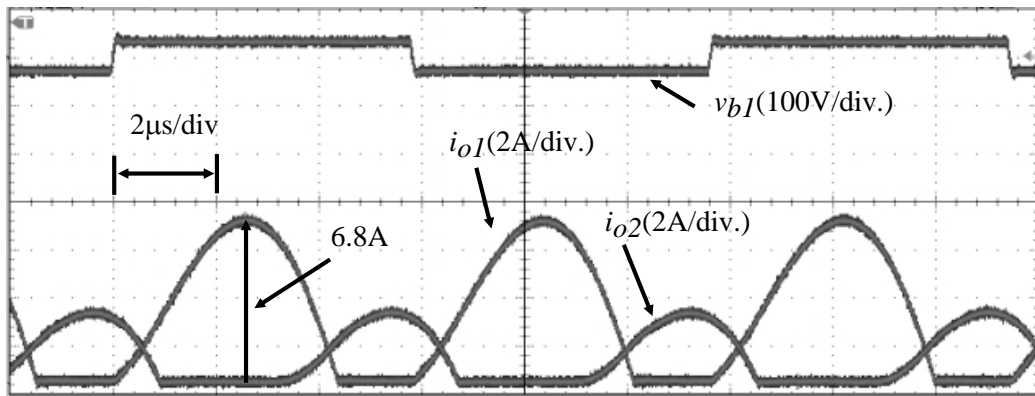
(c) 位相シフトありのインターリーブ

図 3-24 入力電圧が $V_i = 30 \text{ V}$ の時のシミュレーション波形

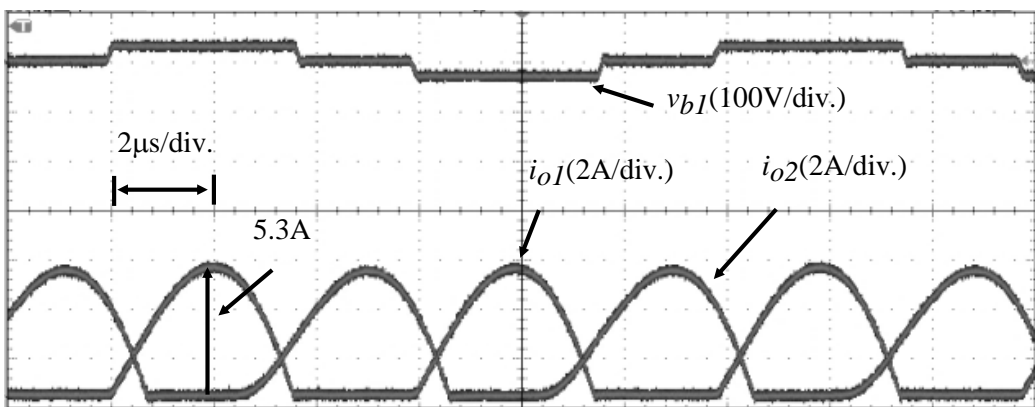
図 3-25(a) に単相の LLC 共振形コンバータの共振回路部の入力電圧およびトランスの 2 次側電流の観測波形を示す。条件は負荷電流が 4A であるが、図に示されるように 2 次側電流のピークは 9A となっている。図 3-25(b) および (c) に位相シフトがない場合とある場合の 2 次側の電流の観測波形を示す。インターリーブにすることで電流のピークが小さくなっているが、各共振回路のパラメータ誤差から電流のバランスが悪く、ピーク電流の改善幅が限定される。図 3-25(c) にゲイン特性の大きい相の LLC 共振形コンバータのフルブリッジ回路に位相シフトを適用した場合の観測波形を示す。



(a) 単相 LLC 共振形コンバータ



(b) パラメータ誤差がある場合のインターリーブ LLC



(c) 位相シフトを用いた LLC のインターリーブ

図 3-25 入力電圧 $V_i = 30\text{ V}$ の時の観測波形

図 3-26 に単相 LLC 共振形コンバータ，周波数変調のみのインターリーブおよび位相シフト変調を用いたインターリーブの効率を示した。理想的にはある負荷 I_o での 2 相のインターリーブ LLC 共振形コンバータの効率は各相の負荷電流は $1/2 I_o$ ずつとなるため，単相 LLC 共振形コンバータの負荷 $1/2 I_o$ の時の効率となる。 $I_o = 4 \text{ A}$ のとき，どちらの相も効率は約 79% である，一方インターリーブの効率は約 80% となっている。単相 LLC の各相に流れる電流は単相 LLC の半分であるため， $I_o = 4 \text{ A}$ のインターリーブ LLC の効率は $I_o = 2 \text{ A}$ の単相 LLC の効率とほぼ等しい。周波数変調のみのインターリーブの $I_o = 2 \text{ A}$ の時の効率は $I_o = 1 \text{ A}$ の 2 つの単相 LLC の効率の平均とほぼ同じである。図 3-13(a) で説明したように， $I_o = 1 \text{ A}$ の時の効率は PSM により増加している，図 3-14(b) に示されたように，位相シフト変調を用いた場合，動作周波数は位相シフト変調を用いない場合に比べて高い。したがって，1 次側励磁電流および 2 次側のピーク電流は減っている。位相シフト変調を用いたインターリーブの負荷 $I_o = 1 \text{ A}$ の時の効率は 2 つの単相 LLC 共振形コンバータの $I_o = 0.5 \text{ A}$ の時の効率よりも高い。

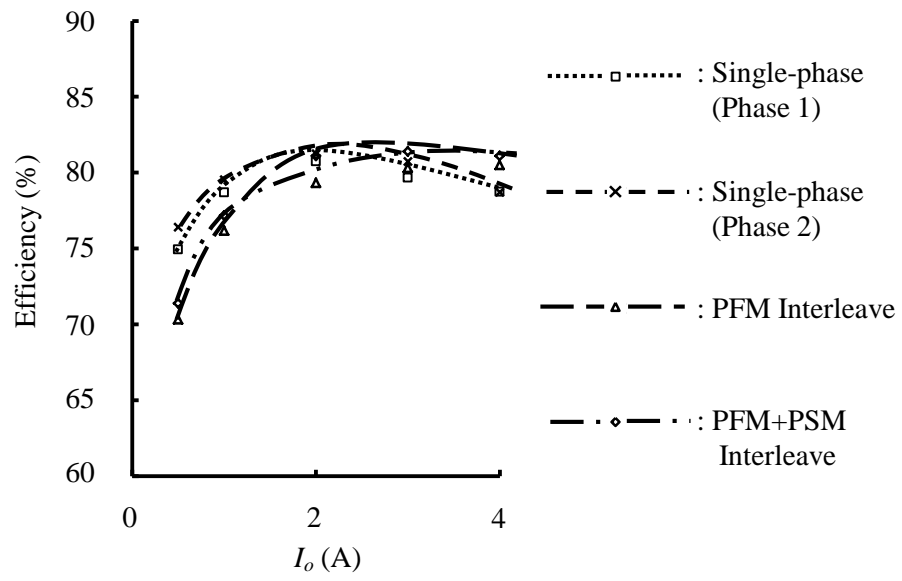


図 3-26 電力効率の比較

3.7 むすび

本章では位相シフト変調を用いたインターリーブ LLC 共振形コンバータの構成を提案し、その動作原理および位相シフト変調の与える影響について議論した。提案方式は補助回路が必要なく、位相シフト制御を用いることで周波数を同期し、電流バランスを改善することが可能である。

入力電圧が高い場合に LLC 共振形コンバータは共振インダクタンスと共振キャパシタンスの直列共振周波数付近で動作する。この条件においては、位相シフト変調により、共振回路の入力電圧がゼロとなる時、1 次側電流は励磁電流より大きな値であり、2 次側にも電流が流れている。位相シフト変調により共振回路の入力電圧がゼロとなることで、2 次側電流は、位相シフトを用いない場合と比べて減少する。この動作により 2 次側電流の導通期間が短くなるため、2 次側電流のピーク値が増加する。

一方、入力電圧が低い場合には LLC 共振形コンバータは共振インダクタンスと共振キャパシタンスの共振周波数に比べて、低い周波数で動作するため、2 次側電流は不連続となる。したがって、位相シフトを適用した場合の 2 次側電流ピークの増加はない。また 2 次側電流の波形も正弦波状を維持する。

位相シフト変調により 1 次側ブリッジ回路のデューティ比が小さくなった場合の周波数の変化では、共振周波数付近の動作では大きかった。したがって、共振周波数付近ではデューティ比が小さくなると電流のピークの増加する割合が大きいが、出力電圧の変化幅も大きいため、実際にインターリーブに位相シフトを適応した場合には、小さなデューティ比にする必要がないため、大きな問題とならないことがわかった。以上の議論から提案する手法は、周波数の低い昇圧領域でも周波数の高い降圧領域でも動作し、広い入力範囲や出力範囲のアプリケーションにも使用できる。提案する手法の有効性を確認するために、各相の共振回路の回路パラメータに誤差を作って実験を行った。提案手

法をもちいることで補助回路を用いず、スイッチング周波数を同期した状態で電流のバランスを改善できることを確認した。循環電流の流れる経路がないため、冗長運転での動作も可能である。提案手法を用いることで電流のリップルを小さくすることができる。それらをシミュレーションおよび実験で確認した。

第 4 章 平均電流を用いた同期整流手法

4.1 まえがき

電源システムにおいて、直流電圧はインバータによって交流電圧に変換され、また交流電圧は整流器によって直流電圧に変換される。DC-DC コンバータにおいても、絶縁型の場合は一度交流電圧に変換される。通常のダイオードは 0.7~1V ほどの順方向電圧降下がある。この順方向電圧降下と流れる電流の積はダイオードで消費される電力損失となり、それは熱となって放出される。電力損失は流れる電流に比例するため、低電圧の電源では高電圧の同じ電力の電源と比べ、流れる電流が大きいため、ダイオード整流における損失が無視できなくなる。近年、電子機器の高性能、高機能化によって、電源も大電力のものが用いられる。同じ駆動電圧の電子機器であるとする、大電力化によって電流量が増加したことになる、また低電圧動作の CPU や IC などの増加によって、電源に流れる電流は増加傾向にある[195],[196]。したがって、整流器での順方向電圧降下を下げることが、大変重要な課題である。ショットキーダイオードはより低い順方向電圧降下であるが、0.3V ほどの順方向電圧降下がある。したがって、さらにその損失を小さくするためには、等価的な順方向電圧降下をより小さくする必要がある。そこで FET を用いた同期整流手法がその解決策となる。ダイオードの順方向電圧降下と異なり、FET はオン抵抗が導通損失の原因となる。しかし、その等価的な順方向電圧降下はダイオードに比べて、きわめて小さいため、電力効率の改善が実現できる。

PWM コンバータの同期整流手法はすでに確立されている。例えば基本回路であるひとつのスイッチとひとつとダイオード、さらに LC フィルタで構成される降圧形コンバータの同期整流は容易である。メインスイッチのオン期間にメインスイッチとインダクタを通過して負荷側に電流が流れる。またメインスイッチのオフ期間はダイオードを通過

てインダクタのエネルギーが放出される。したがってこのメインスイッチがオフの期間にダイオードに電流が流れるため、メインスイッチのドライブ信号と対象のパルスを作成することで同期整流が実現可能である。LLC 共振形コンバータの場合は降圧形コンバータの同期整流と異なりオープンループでの同期整流の実装が困難となる。直列共振形コンバータの場合は2次側トランス電圧や大電流の流れない1次側電流を検出することが考えられる。次に LLC 共振形コンバータの同期整流を考える。LLC 共振形と従来の直列共振形の違いは励磁インダクタの大きさである。LLC 共振がたコンバータの励磁電流は小さく設定されるため回路の1次側には常に励磁電流が流れる。したがって1次側に流れる電流は2次側に送られる電流と励磁電流の合成電流となるため、2次側に流れる電流と異なる位相となる。またトランスの2次側電圧も励磁インダクタの影響で2次側電流の位相と異なる。

位相シフト変調の LLC 共振形コンバータの同期整流についても同様の問題がある。1次側フルブリッジ回路がオフしたあとも2次側へ電流が流れる期間がある。特にデューティ比が小さい場合や重負荷の場合にその期間は長くなる。そのためオープンループでの実装では重負荷やデューティ比が小さい領域で損失を増やす原因となる。

LLC 共振形コンバータに関して同期整流に関する研究が行われてきた [179]-[189]。2次側トランスの電圧の位相は2次側電流と一致しない。さらに LLC 共振形コンバータは2次側に伝送される電流だけでなく1次側に循環する励磁電流が流れているため、2次側電流の位相も1次側電流の位相と異なる。そのため、2次側電流の検出なしに同期整流のドライブ信号のパルス幅を決めることが難しい。このように2次側の電流検出が必要になる。しかし通常、LLC 共振形コンバータは高い降圧比の用途で用いられ、1次側電流は小さく2次側電流が大きい、2次側の電流検出は電力損失の原因となる。

周波数制御の LLC 共振形コンバータの同期整流について説明する。図 4-1 に理想のドライブ信号を示す。2 次側スイッチ Q_5 および Q_6 同期整流パルスのドライブ信号のオフのタイミングは 1 次側ドライブ信号 $Q_1 \sim Q_4$ と同期していないため、2 次側電流の検出回路が必要となる。

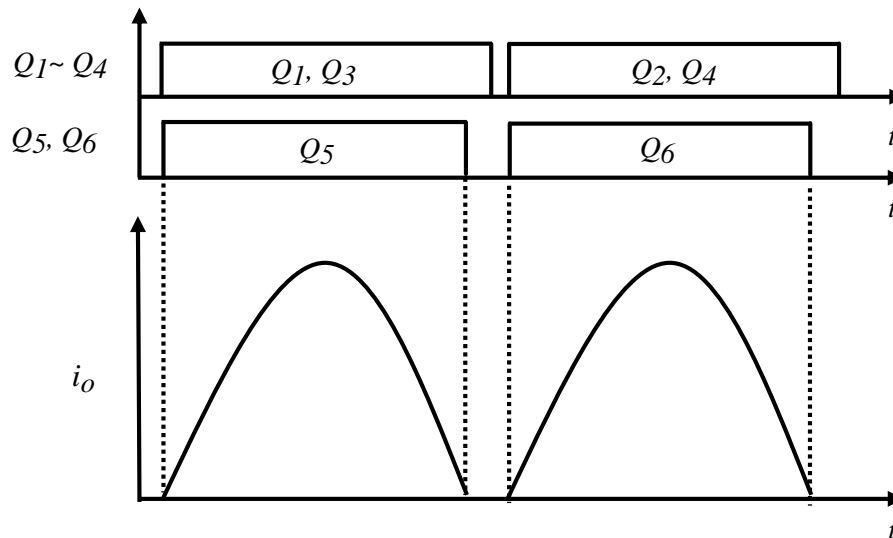


図 4-1 最適な同期整流パルス

図 4-2 に同期整流パルス幅が最適値より長い場合のドライブ信号および 2 次側電流の波形を示す。2 次側電流が減少しゼロになったと後、逆方向に電流が流れる。この逆方向の電流により、循環電流による損失さらにリップル電流が増加する。図 4-3 にスイッチ Q_1 および Q_2 が最適なタイミングより早くオフした場合のドライブ信号および 2 次側電流の波形を示す。スイッチ Q_1 および Q_2 が早くオフすることで、スイッチ Q_5 および Q_6 の寄生ダイオードに電流が流れ、導通損失が増大する。

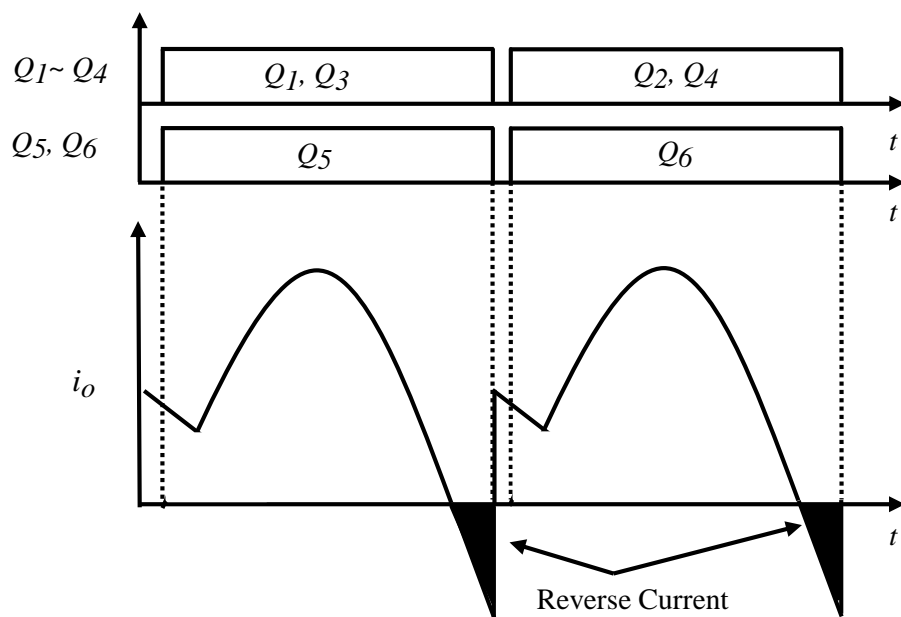


図 4-2 同期整流パルスが最適値に比べて長い場合

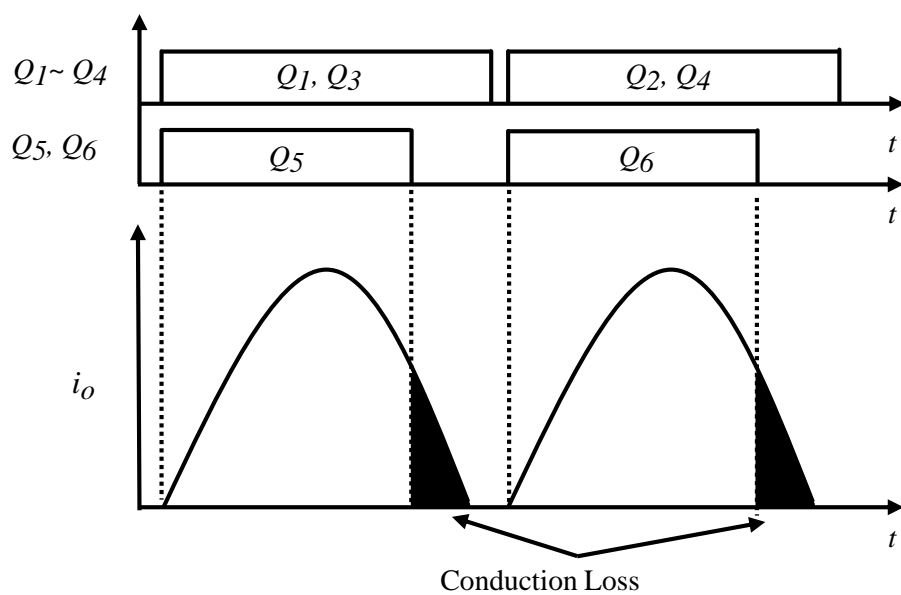


図 4-3 同期整流パルスが最適値に比べて短い場合

したがって共振インダクタンスと共振キャパシタンスの直列共振周波数以上で動作する同期整流が提案された[179]。2次側の導通損失を低減するために同期整流が用いられる。2次側の同期整流スイッチの両端の電圧から同期整流を行う手法が提案された[180]-[182]。参考文献[183],[184]では1次側電流を検出し、励磁電流をキャンセルすることで2次側に流れる電流の位相を得ている。倍電圧回路のLLC共振形コンバータのための同期整流が提案された。倍電圧回路のLLC共振形コンバータでは検出回路が一つであるが、センタータップタイプの場合は二つ必要となる。また複雑な回路が必要となる[185]。ダイオードの導通時間がゼロとなるように制御する同期整流手法も提案された[186],[187]。

文献[188]では。オープンループ同期整流手法が提案されている。オープンループでの同期整流パルス幅を固定としている。固定パルスであるため、検出回路は必要なく、パルス幅は必要なパルス幅の最小値に合わせている。常に同期整流パルスが最適値より早くオフするため検出回路ありの同期整流方式に比べると導通損失が大きいですが、ダイオード整流と比較して、大きな効率の改善が可能となる。この手法ではシンプルな制御でダイオード整流方式に比べ、大きな効率の改善が期待できる。文献[189]では出力電圧とデューティ比の積が一定であるという関係からの同期整流手法が提案された。

1980年代に共振形コンバータを固定周波数で動作させる試みは行われ、研究が行われてきた[62]-[64]。近年LLC共振形コンバータに位相シフト制御を用いる研究が多く多く報告されてきた[169]-[178]。現在は当時と異なり、デジタル制御が一般的に用いられる状況になっていることから、位相シフト変調と周波数変調を組み合わせる手法も多く報告されている[169]-[177]。しかし、周波数変調のLLC共振形コンバータで検討された非検出の同期整流手法[188],[189]はどちらも位相シフト制御LLC共振形コンバータには適用できない。

本章では、位相シフト変調を用いた LLC 共振形コンバータのための専用の検出回路を用いない同期整流手法を提案する。提案する手法では同期整流の最適なパルス幅は負荷電流の平均値から演算される。負荷電流はさまざまな用途で用いられる。例えば、定電流モードでも動作が必要となる充電器や、並列運転などである[190]-[193]。文献[194]では負過電流が検出はされていないが。平均電流が共振キャパシタの両端電圧の変化から演算されている。それは電流バランス制御にも使われ、その原理をもとに、過渡応答の改善も行われている。提案する手法では、この負過電流の平均値を活用することで、同期整流専用の検出回路が必要ない。次に位相シフト制御 LLC 共振形コンバータの問題点について議論する。

4.2 位相シフト LLC 共振形コンバータの同期整流

図 4-4 に同期整流方式位相シフト LLC 共振形コンバータの回路図を示す。前章までの 2 次側整流用のダイオードが FET に置き換わっている。図 4-5 に位相シフト LLC 共振形コンバータの同期整流の動作を図に示す。周波数変調方式ではスイッチ Q_1 および Q_3 のドライブ信号，スイッチ Q_2 および Q_4 のドライブ信号がそれぞれ同期していたが，スイッチ Q_3 および Q_4 のドライブ信号をスイッチ Q_1 および Q_2 のドライブ信号に対してシフトさせることで 1 次側ブリッジ回路のオン時間を変化させている。位相シフト LLC 共振形コンバータは固定周波数での動作も可能であり，近年研究が盛んに行われている。スイッチ Q_3 がオフすると，ブリッジ回路の出力電圧がゼロとなる。しかし電流は一定の傾きで減少する。したがって，最適な同期整流パルス幅は周波数制御の LLC 共振形コンバータと同様に，1 次側スイッチと同期しない。

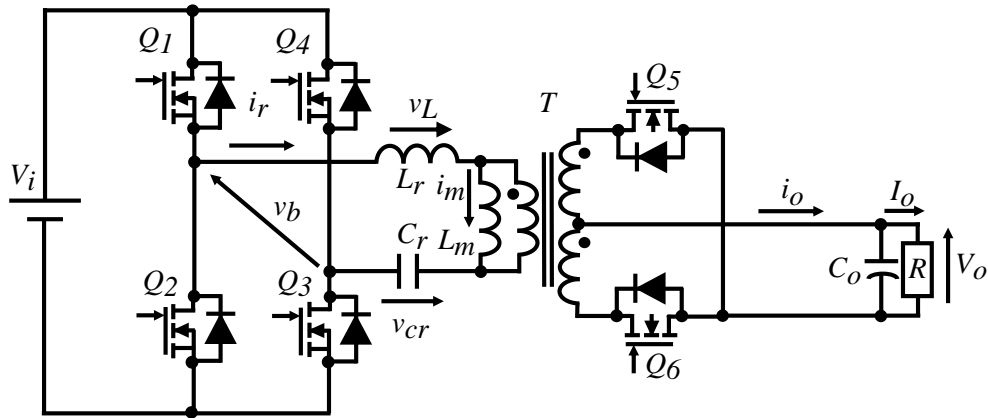


図 4-4 同期整流方式位相シフト LLC 共振形コンバータ

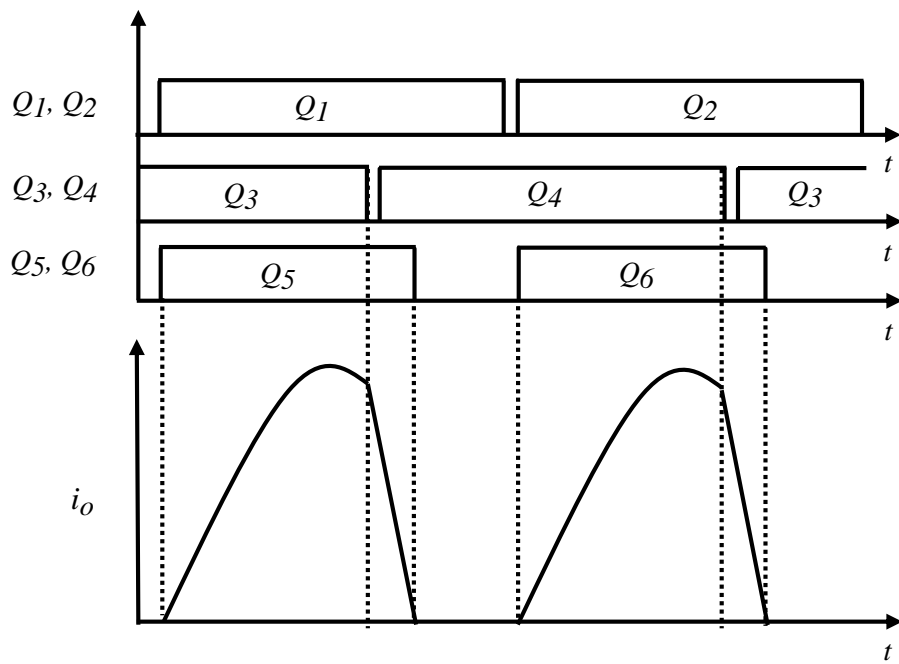


図 4-5 最適なドライブ信号

図 4-6 に同期整流パルスを 1 次側のオン時間と同期した場合のタイミング図を示す。スイッチ Q_5 のオンはスイッチ Q_1 のオンするタイミングと同期しオフするタイミングは Q_3 と同期している。図からわかるように、スイッチ Q_5 および Q_6 がオフした後も 2 次側にも電流が流れ、その期間電流が同期整流スイッチの寄生ダイオードに電流が流れるため導通損失が増大する。図 4-7 に同期整流パルス幅が長すぎる場合のタイミング図を示す。周波数制御と同様に同期整流ドライブ信号が最適なパルス幅より長い場合には、逆方向に電流が流れ導通損失の増加およびリップル電流の増加につながる。

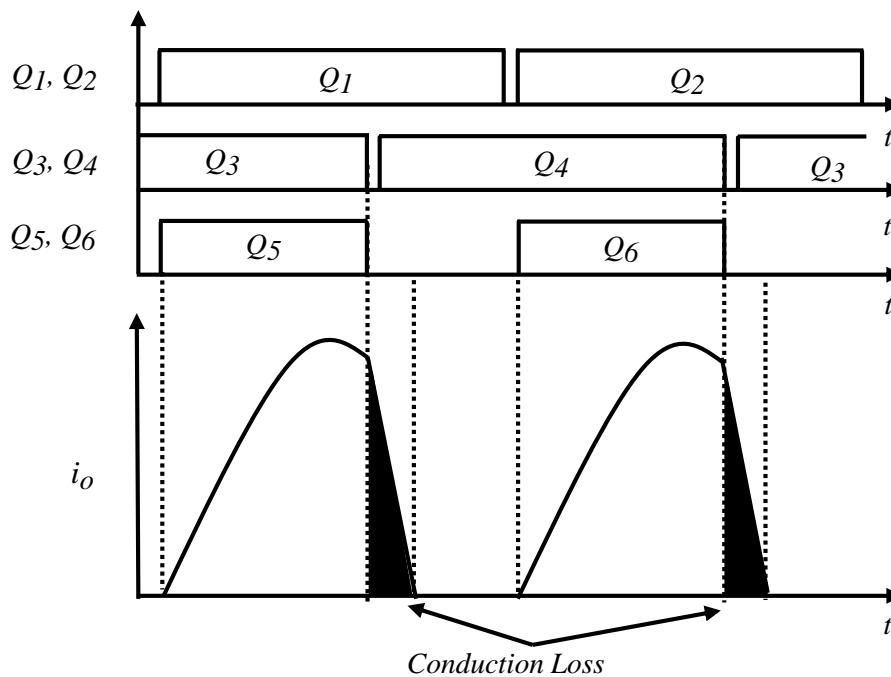


図 4-6 同期整流パルスが最適値に比べて短い場合

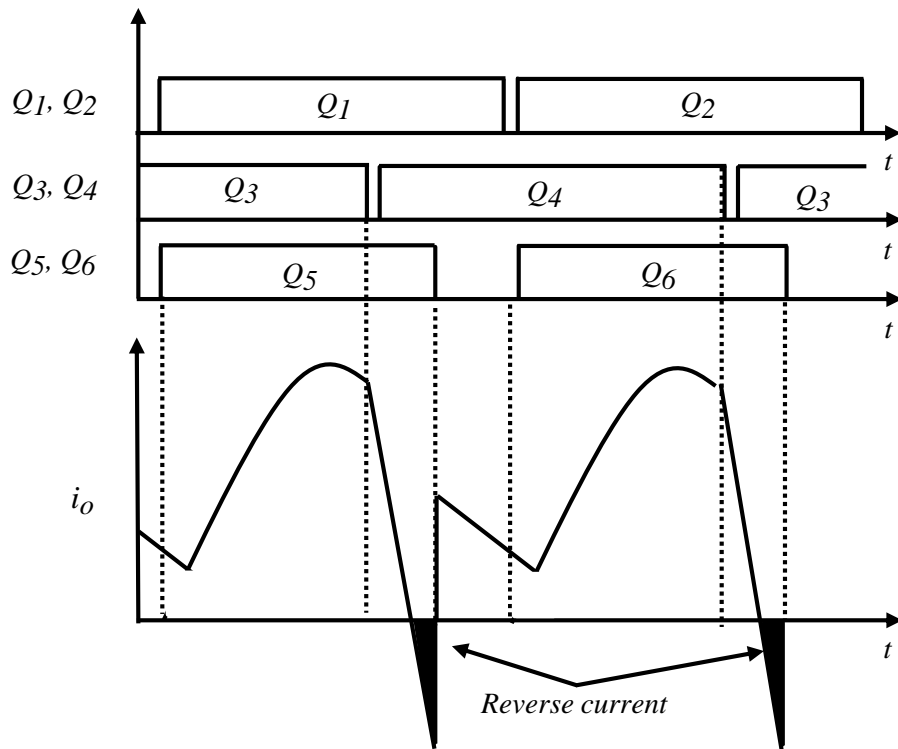


図 4-7 同期整流パルスが最適値に比べ長い場合

4.3 提案手法の原理

2次側電流の同期整流を行うために、2次側電流を3つの状態に分類する。その分類を図4-8に示す。

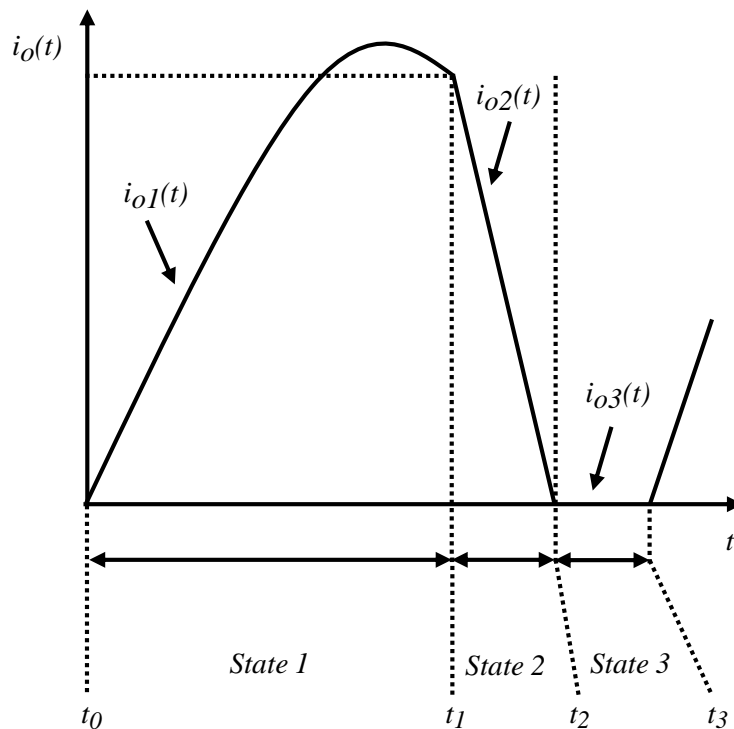


図 4-8 位相シフト変調 LLC 共振型コンバータの動作状態の分類

状態 1 の期間は共振インダクタンス L_r および共振キャパシタンス C_r の共振期間である。この期間の動作は周波数変調の LLC 共振形コンバータと同一である。状態 1 の期間は式(4-1)で表される共振周波数 f_{r1} で変化する正弦波と仮定する。

$$i_o(t) = I_{peak} \sin(\omega_r t) \quad (4-1)$$

ここで $\omega_r = 2\pi f_r$, $f_{r1} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}}$

次に位相シフト制御を適用すると状態 2 の動作が始まる。状態 2 の共振電流 $i_r(t)$ および励磁電流 $i_m(t)$ は式(4-2)および式(4-3)のように表現できる。

$$i_r(t) = i_r(t_1) - \frac{V_L}{L_r} t \quad (4-2)$$

$$i_m(t) = i_m(t_1) + \frac{nV_o}{L_m} t \quad (4-3)$$

式(4-2)および(4-3)より 2 次側電流 $i_o(t)$ は式(4-4)で表される。

$$i_o(t) = n\{i_r(t) - i_m(t)\} = i_o(t_1) - \left(\frac{V_L}{L_r} + \frac{nV_o}{L_m}\right)t \quad (4-4)$$

状態 3 の期間は電流が流れない。したがって、出力電流は以下の式で表すことができる。

$$i_o(t) = 0 \quad (4-5)$$

状態 2 の期間 t_c は状態 2 において $i_o(D_p\pi + t_c) = 0$ とおくことで式(4-6)のように表すことができる。

$$t_c = \frac{L_r L_m}{n(L_m V_L + L_r n V_o)} I_{peak} \sin\left(\frac{T_s}{T_r} D_p \pi\right) \quad (4-6)$$

ここで出力電流の平均値 I_o は式(4-7)で表現できる。

$$I = \frac{2}{T_s + 2t_d} \int_0^{\frac{T_s + 2t_d}{2}} i_o(t) dt \quad (4-7)$$

式(4-1), (4-4), (4-5), (4-7)より出力電流の平均値は以下のように計算できる。

$$I_o = \frac{2}{T_s + 2t_d} \int_0^{\frac{T_s + 2t_d}{2}} (i_{oi1}(t) + i_{oi2}(t) + i_{oi3}(t)) dt \quad (4-8)$$

ここで計算のために、式(4-9)から(4-12)のように定義する。

$$I_o = I_{oi1} + I_{oi2} + I_{oi3} \quad (4-9)$$

ここで

$$I_{oi1} = \frac{2}{T_s + 2t_d} \int_0^{\frac{T_s + 2t_d}{2}} i_{oi1}(t) dt \quad (4-10)$$

$$I_{oi2} = \frac{2}{T_s + 2t_d} \int_0^{\frac{T_s + 2t_d}{2}} i_{oi2}(t) dt \quad (4-11)$$

$$I_{oi3} = \frac{2}{T_s + 2t_d} \int_0^{\frac{T_s + 2t_d}{2}} i_{oi3}(t) dt \quad (4-12)$$

式(4-1)および式(4-10)より

$$I_{oi1} = \frac{T_r}{T_s + 2t_d} \frac{I_{peak} \{1 - \cos(\frac{T_s}{T_r} D_p \pi)\}}{\pi} \quad (4-13)$$

式(4-4)および式(4-11)より

$$I_{oi2} = \frac{2}{T_s + 2t_d} \{t_\alpha * I_{peak} \sin(\frac{T_s}{T_r} D_p \pi) - \frac{1}{2} t_\alpha^2 * n(\frac{V_L}{L_r} + \frac{nV_o}{L_m})\} \quad (4-14)$$

式(4-5)および式(4-12)より

$$I_{oB} = 0 \quad (4-15)$$

式(4-9), (4-13), (4-14), (4-15)より出力電流の平均値 I_o は以下の式で表せられる。

$$I_o = \frac{T_r}{T_s + 2t_d} \frac{I_{peak} \{1 - \cos(\frac{T_s}{T_r} D_p \pi)\}}{\pi} + \frac{2}{T_s + 2t_d} \{t_\alpha * I_{peak} \sin(\frac{T_s}{T_r} D_p \pi) - \frac{1}{2} t_\alpha^2 * n(\frac{V_L}{L_r} + \frac{nV_o}{L_m})\} \quad (4-16)$$

式(4-16)を I_{peak} に関して整理すると,

$$I_o = \frac{T_r}{T_s + 2t_d} \frac{\{1 - \cos(\frac{T_s}{T_r} D_p \pi)\}}{\pi} I_{peak} + I_{peak}^2 \frac{2}{T_s + 2t_d} \frac{L_r L_m}{nL_m V_L + L_r n^2 V_o} \{\sin(\frac{T_s}{T_r} D_p \pi)\}^2 \{\frac{1}{2}\} \quad (4-17)$$

したがって, I_{peak} は以下の式で表現できる。

$$I_{peak} = \frac{-b + \sqrt{b^2 + 4 * a * I_o}}{2a} \quad (4-18)$$

ここで

$$a = \frac{1}{T_s + 2t_d} \frac{L_r L_m}{nL_m V_L + L_r n^2 V_o} \{\sin(\frac{T_s}{T_r} D_p \pi)\}^2$$

$$b = \frac{T_r}{T_s + 2t_d} \frac{\{1 - \cos(\frac{T_s}{T_r} D_p \pi)\}}{\pi}$$

$$c = -I_o$$

状態 2 の期間の共振キャパシタの両端電圧 v_{cr} を求めるために、状態 2 の期間は十分に短くゼロと仮定する。その時の図を以下に示す。

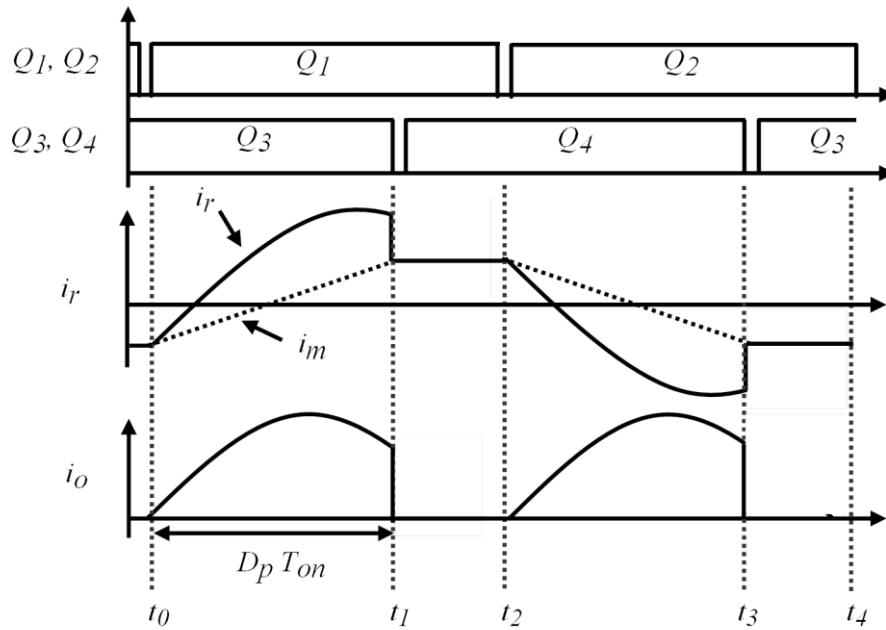


図 4-9 状態 2 における共振キャパシタの両端電圧の導出

そのとき状態 2 ($t = t_1$) におけるキャパシタ電圧は、

$$v_{cr}(t_1) = \frac{1}{2C_r} \int_0^{T_s+2t_d} \frac{I_o}{n} dt - \frac{1}{C_r} \int_{t_1}^{t_2-t_1} I_{mp} dt \quad (4-19)$$

上式を計算すると

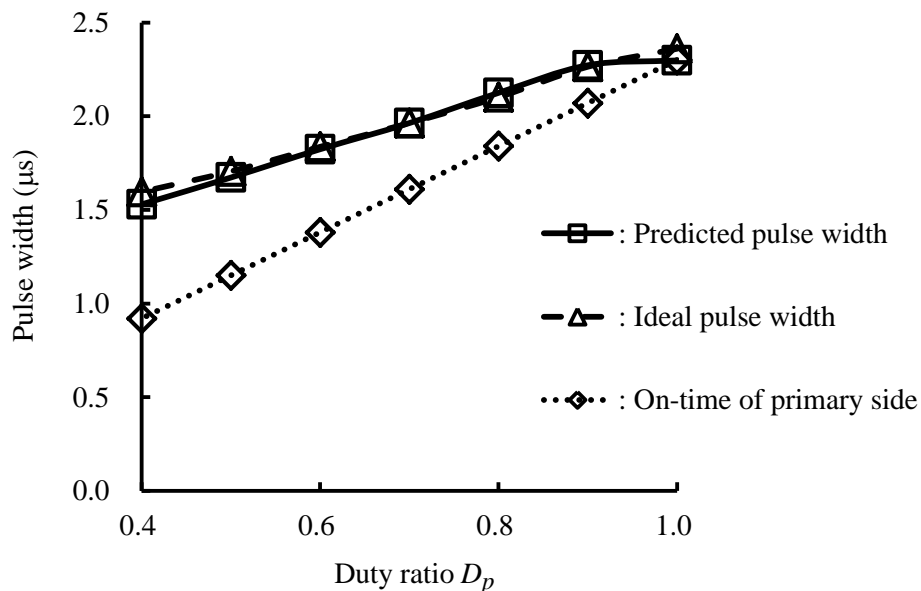
$$v_{cr}(t_1) = \frac{I_o}{4C_r n} (T_s + 2t_d) - \frac{D_p T_s}{4C_r} \frac{nV_o}{L_m} \frac{(1-D_p) T_s}{2} \quad (4-20)$$

したがって、状態 2 におけるインダクタ電圧は以下の式で表現できる。

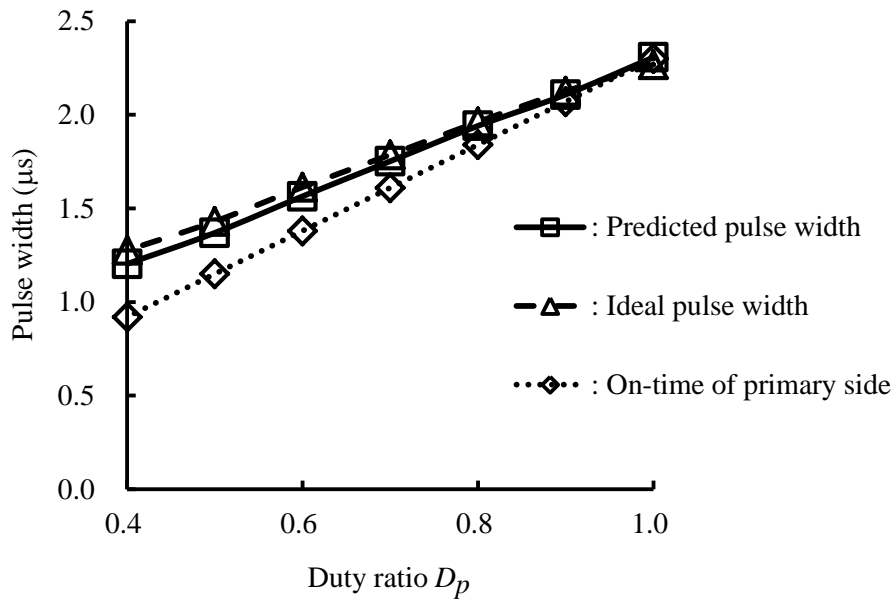
$$v_{Lr}(t_1) = v_{cr}(t_1) + nV_o = \frac{I_o}{4C_r n} (T_s + 2t_d) - \frac{D_p T_s}{4C_r} \frac{nV_o}{L_m} \frac{(1-D_p) T_s}{2} + nV_o \quad (4-21)$$

4.4 シミュレーションおよび実験結果

シミュレーションおよび実験におけるパラメータを以下に示す。共振インダクタンス L_r は $36 \mu\text{H}$ 、励磁インダクタンス L_m は $66 \mu\text{H}$ 、共振キャパシタンス C_r は 20 nF である。トランスの巻き数比は 9 である。出力電圧は 5V でスイッチング周波数 f_s は 192 kHz である。シミュレータは PSIM を用いている。図 4-10 にシミュレーションによる予測した同期整流パルス幅、理想のパルス幅および一次側のオン幅の比較を示す。図に示されるように、1 次側のオン時間と 2 次側の理想のオン時間には大きな差がある。デューティ比 D_p が減少すると理想のパルス幅は一次側オン時間と大きく異なっていることがわかる。また負荷が大きくなると、1 次側のオン時間と 2 次側同期整流のオン時間の差が大きくなっていることがわかる。



(a) $I_o = 4\text{A}$



(b) $I_0 = 1 \text{ A}$

図 4-10 シミュレーションによる理想のパルス幅と予測したパルス幅の比較

図 4-11 に負過電流が 4 A の時のオープンループによる同期整流と提案する同期整流の効率の比較を示す。デューティを下げていくと、オープンループの同期整流では、スイッチの寄生ダイオードが導通する期間が増加する。したがって、効率が大きく低下するが、提案する同期整流を用いることで、寄生ダイオードの導通期間を大幅に小さくすることができるため、効率が改善されている。デューティ比 0.4 では部分 ZVS となっている。負過電流の値からデッドタイム幅を制御することも可能である。図 4-12 に負過電流が 3 A の時の効率を示す。4 A の時と同様にデューティ比が小さくなると、提案手法の改善幅が大きくなる。図 4-13 に $I_0 = 2 \text{ A}$ の時の効率を示す。デューティ比が 0.4 の時、約 3% 効率の改善が確認できた。図 4-14 に $I_0 = 1 \text{ A}$ の時の効率を示す。 $I_0 = 1 \text{ A}$ の時は位相シフトを適用することで効率が上昇している。しかし Duty 比が 0.4 となっ

た時点で効率が低下している。これは部分 ZVS で動作していることが原因である。図 4-15 および図 4-16 にデューティ比ごとの効率の変化を示す。軽負荷では効率が上昇し、重負荷では位相シフト幅によって効率が減少していることがわかる。

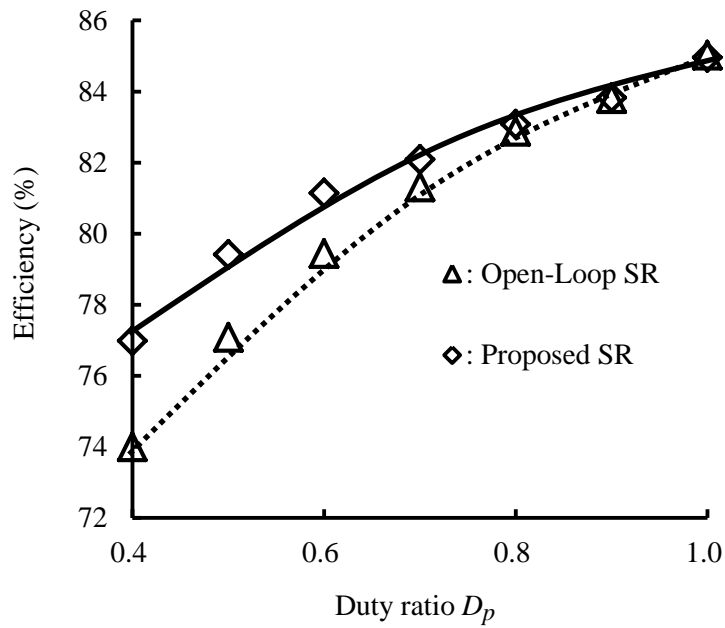


図 4-11 $I_O = 4 \text{ A}$ の時の効率

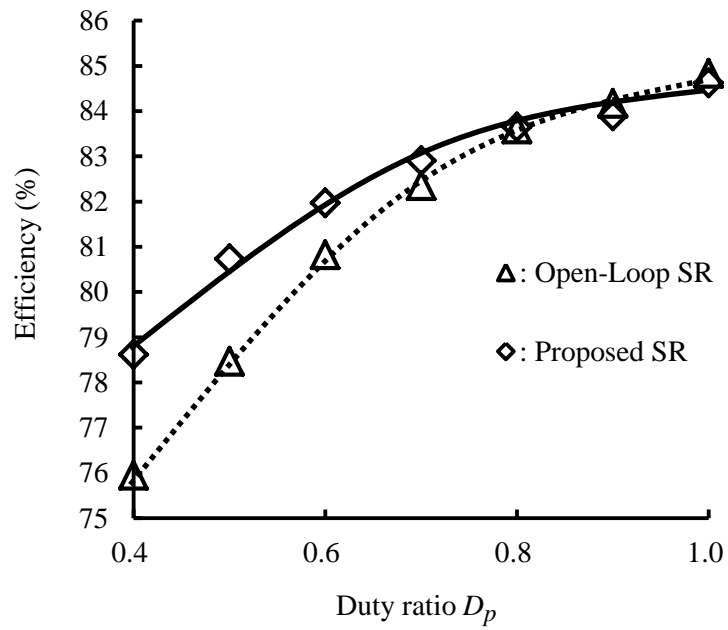


図 4-12 $I_O = 3\text{ A}$ の時の効率

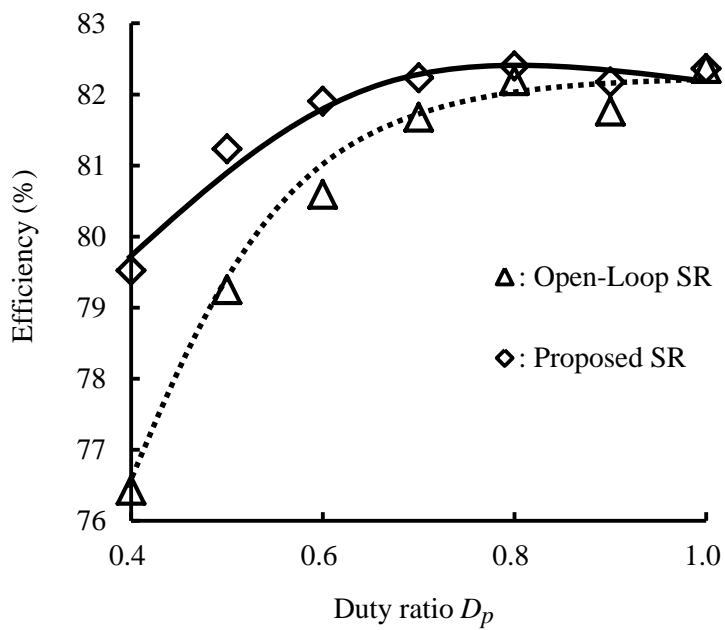


図 4-13 $I_O = 2\text{ A}$ の時の効率

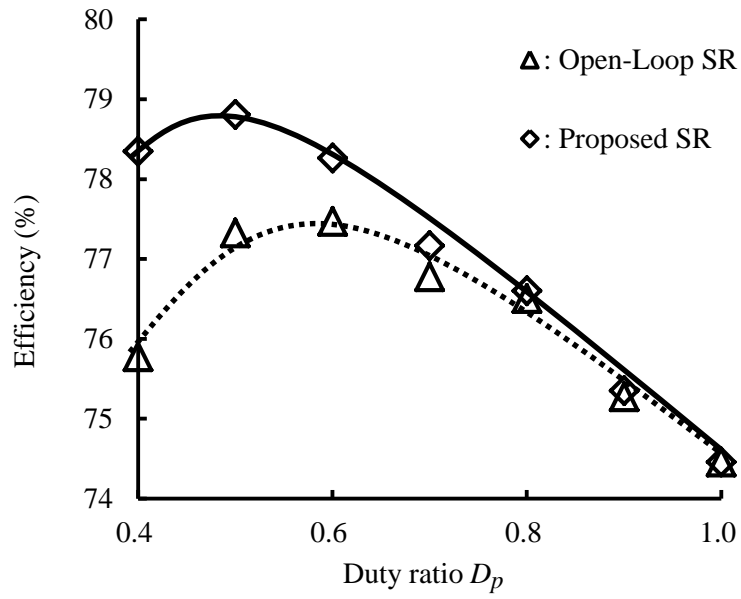


図 4-14 $I_O = 1$ A の時の効率

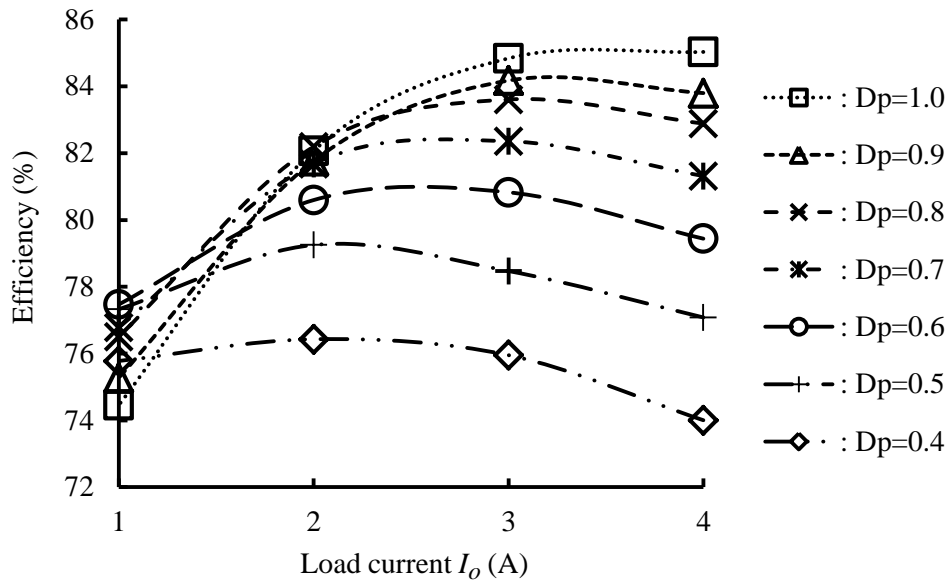


図 4-15 オープンループ同期整流のデューティごとの効率の変化

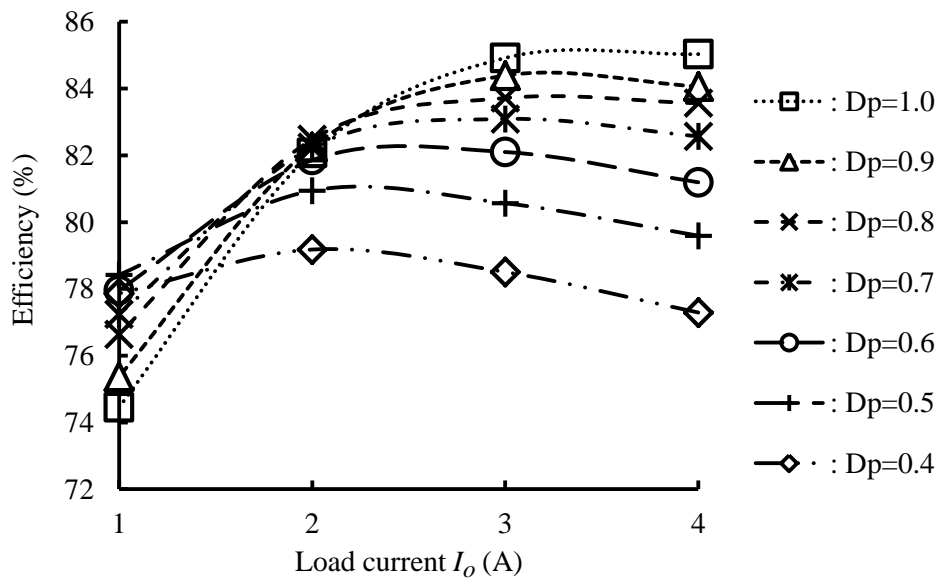
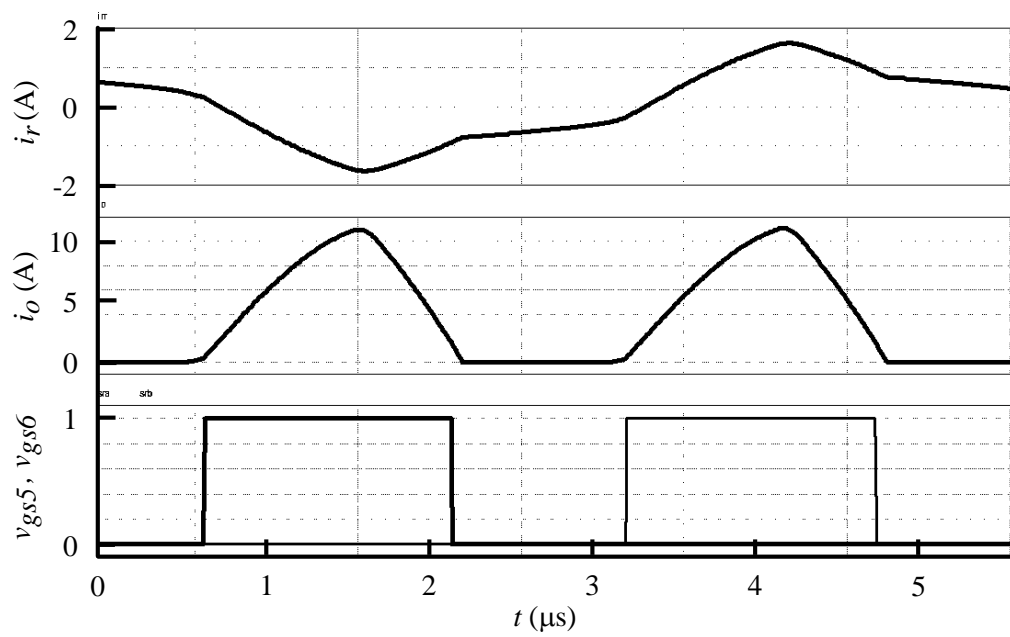


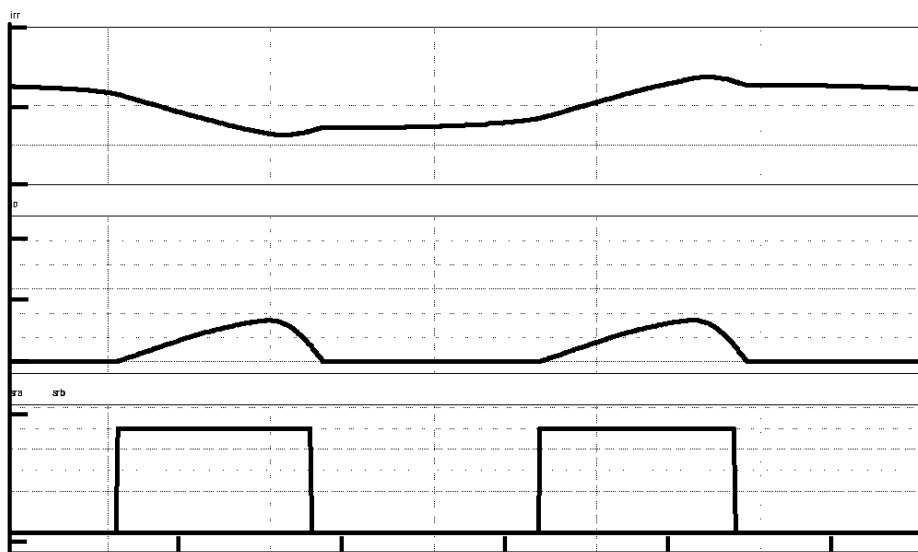
図 4-16 提案する同期整流のデューティ比ごとの効率の変化

提案する平均電流を用いた同期整流手法のシミュレーション結果を以下に示す。図 4-17(a)にデューティ比 $D_p = 0.4$ ，出力電流 $I_o = 4 \text{ A}$ の時の波形を示す。一次側フルブリッジ回路の出力がオフになった後も，2次側電流がほぼゼロになるまでスイッチ Q_5 および Q_6 のドライブ信号がオンしていることがわかる。図 4-17(b)に出力電流 $I_o = 1 \text{ A}$ の時の波形を示す。

図 4-18 に実験結果を以下に示す。実験の条件もシミュレーションと同様に，デューティ比 $D_p = 0.4$ である。図 4-18(a)は $I_o = 4 \text{ A}$ の時であり，図 4-18(b)は $I_o = 1 \text{ A}$ の時である。

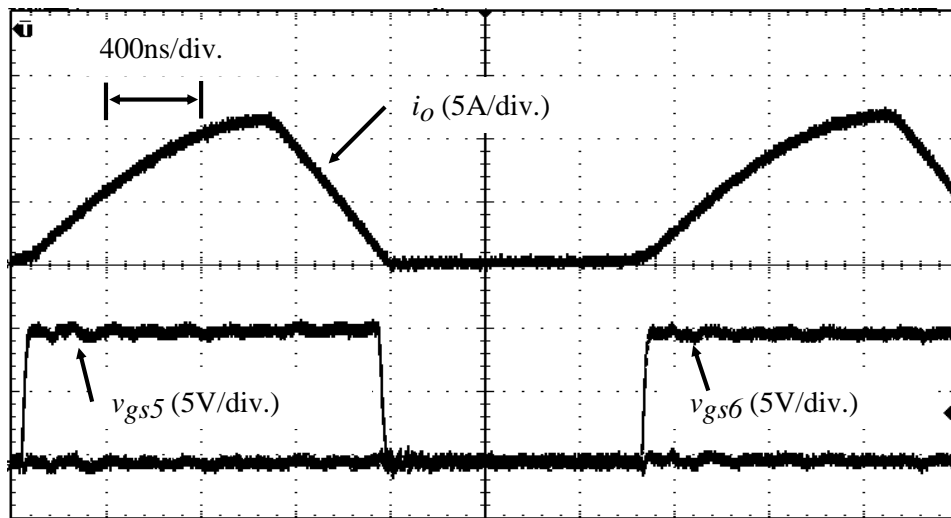


(a) $I_o = 4 \text{ A}$

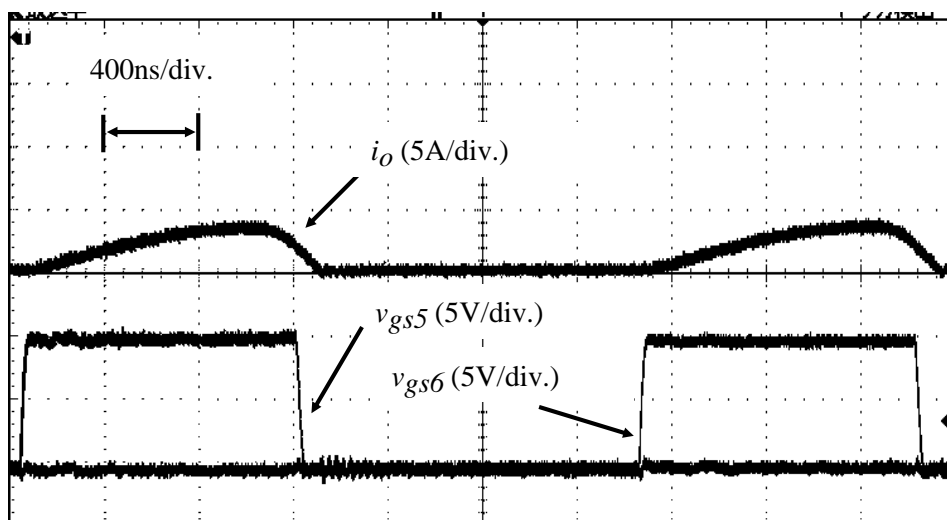


(b) $I_o = 1 \text{ A}$

図 4-17 提案する同期整流手法によるシミュレーション結果



(a) $I_o = 4 \text{ A}$



(b) $I_o = 1 \text{ A}$

図 4-18 提案する同期整流手法による実験波形

4.5 むすび

LLC 共振形コンバータの同期整流の実装はシンプルな手法では実現が難しい。LLC 共振形コンバータは 1 次側に励磁電流が循環するため、2 次側の電流位相と 1 次側の電流位相が一致しない。また 2 次側トランス電圧は 2 次側同期整流用スイッチがオフした後に変化するため、2 次側トランス電圧も 2 次側電流の位相と一致しない。したがって、2 次側同期整流のためには 2 次側電流を検出する必要がある。本章では、位相シフト変調を用いた LLC 共振形コンバータのための同期整流専用の検出回路を用いない手法を提案した。LLC 共振形コンバータは共振インダクタンスと共振キャパシタンスが共振している期間に 2 次側に電流が流れる。したがって、提案方式では、2 次側電流が共振インダクタおよび共振キャパシタの共振周波数で変化する正弦波であると過程して同期整流を行った。位相シフトを適用した場合の電流の変化は、負荷電流の平均値から演算される。その提案する手法の有効性を確認した。軽負荷時はデッドタイム期間の電流が小さいため、スイッチの寄生容量を充放電するために必要な期間が長く、ZVS 動作のための遷移期間が長い。そのため、共振回路の入力電圧がすぐにゼロとならないことから、その期間は電流の減少する時間変化が小さい。したがって、軽負荷時に、演算による最適なパルス幅と実際に必要なパルス幅の誤差が増加している。提案方式を用いることで軽負荷から重負荷まで、効率の改善が確認できた。重負荷時には 3% の効率の改善を確認した。

以下にまとめを記述する。

- (1) 軽負荷時は ZVS の遷移期間も長く、スイッチがオフした後も電圧がすぐにゼロにならないため、その期間は 2 次側電流の減少する割合が小さい、したがって、計算結果が実際に必要なパルス幅より小さくなってしまう。
- (2) シミュレーションおよび実験で提案する同期整流方式の有効性を確認した。

- (3) 今後は軽負荷でも正確な同期整流パルスを出力する手法を提案する必要がある。
- (4) 重負荷で約 3%の効率改善を確認した。

第 5 章 結論

本論文では LLC 共振形コンバータの高性能化に関する研究を行った。第 1 章で、共振形コンバータおよび LLC 共振形コンバータが注目を集めてきた背景について解説し、その LLC 共振形コンバータの最新の研究動向および問題点をまとめた。第 2 章では LLC 共振形の制御手法として、デジタルフィルタと比例微分制御を組み合わせた手法を提案した。デジタルフィルタはコンバータの負荷電流に対する出力電圧の特性に傾きを持たせるために用いられる。その中でも FIR フィルタは構成がシンプルであり、設計も用意である。しかしその一方で出力電圧の制御の応答が悪い。そこでデジタル FIR フィルタと比例微分制御を用いた制御により応答性も良く、負過電流に対する出力電圧の特性に傾きを持たせる制御を提案した。

LLC 共振形コンバータの重要な課題として、インターリーブ制御が挙げられる。インターリーブ制御のためには、それぞれの LLC 共振形コンバータが同期したスイッチング周波数で動作する必要がある。並列した LLC 共振形コンバータのそれぞれの回路パラメータ間に誤差があった場合に、その同期したスイッチング周波数においては、回路パラメータ誤差により異なるゲイン特性を持つことになる。したがって、それぞれの LLC 共振形コンバータが均等に分配された電力を伝送することができない。したがって、これまで多くの研究が行われてきたが、そのどれも冗長運転ができないものや補助回路が必要なものであった。第 2 章ではその解決策として、周波数変調と位相シフト変調を組み合わせることで回路パラメータの影響を軽減する手法を提案した。またその位相シフト変調が LLC 共振形コンバータに与える影響およびその動作についても詳細に議論した。本研究により、補助回路を追加することなく、信頼性の高いインターリーブ LLC 共振形コンバータを実現する手法を確立した。

次に LLC 共振形コンバータの主要な課題の一つである同期整流に関しても新たな提案を行った。同期整流手法は、2 次側電流の位相が 1 次側電流およびトランスの 2 次側

電圧と位相が一致しないため、多くの研究が行われてきた。近年は検出回路をなくすオープンループでの検討も行われてきたが、どの手法も位相シフト変調を用いた方式には対応できなかった。本論文では、多くの用途で検出または演算により用いられる負過電流の情報をもとに、同期整流パルス幅を決定できる手法を提案し、その精度および有効性を確認した。

したがって、本研究により、LLC 共振形コンバータの電流リップルの改善手法を確立し、近年適用が検討されている位相シフト変調方式の LLC 共振形コンバータの同期整流手法の部品点数の削減する手法を確立することによって、より様々な用途で LLC 共振形コンバータの使用が期待でき、LLC 共振形コンバータの応用範囲をさらに広めることに貢献した。

本論文の結論を要約すると以下のようなになる。

- (1) LLC 共振形コンバータの動特性の改善のために新しい制御手法を提案した。
- (2) LLC 共振形コンバータの回路パラメータに誤差があった場合に電流のバランスが不均等になることを確認した。
- (3) 位相シフト変調方式を用いたインターリーブ LLC 共振形コンバータを提案した。
- (4) 位相シフト変調方式を用いた LLC 共振形コンバータの効率の変化について調べ、軽負荷では効率が上昇するが、重負荷では効率が低下することから、周波数制御との組み合わせによるインターリーブ制御を提案した。
- (5) 位相シフト変調を用いた LLC 共振形コンバータのための新しい同期整流手法を提案した。
- (6) 提案する同期整流手法の誤差について検討した。
- (7) 位相シフトのデューティ比が大きい場合には、検出回路なしのオープンループの同期整流でも効率の低下は見られないが、位相シフトのデューティ比が小さくなった場合にはスイッチの寄生ダイオードに電流が流れる期間が増加し、効率の低

下がみられた。

(8) 提案する同期整流手法は、同じ同期整流検出回路なしのオープンループの同期整流に対して大幅に効率も改善できることを確認した。

(9) 重負荷やデューティ比が小さい領域で特に提案手法が有効であることを確認した。

第1章の研究動向で示したように、近年様々な用途に LLC 共振形コンバータは応用が試みられており、本研究の内容もそれらの応用への後押しとなるだろう。例えば、LLC 共振形コンバータは主に 1kW 以下の用途で用いられてきたが、複数台の並列動作により、さらなる大電力容量の用途でも応用が期待できる。並列運転だけでなく、スイッチング周波数が同期し、インターリーブ動作することで、出力平滑キャパシタも小さい容量のものが使用でき、さらなる電力密度の増加も期待される。またこれから電気自動車やスマートグリッドなどの普及が期待され、バッテリーの充電器としての動作が鍵となると考えられる。バッテリーなど広い入出力電圧範囲が必要な用途では、周波数変調だけでなく、パルス幅変調や位相シフト変調の組み合わせも検討すべき項目であり、実際にいくつか報告されており、本研究含むこれら技術は今後、デジタル制御の普及に伴い、より身近な技術になっていくと期待する。

謝辞

本研究の実施にあたり、テーマを与えていただき、終始ご指導とご鞭撻いただきました長崎大学大学院工学研究科の黒川不二雄教授に心から感謝の意を表します。また、本論文にまとめるに際して、同研究科 辻峰男教授, 同研究科 樋口剛教授, 同研究科 柴田裕一郎准教授には、機長なご助言とご指導を賜ったことを、ここに記して深く感謝の意を表します。

研究においてご援助戴いた本学丸田英徳助教に深く感謝致します。さらに研究生活を援助していただいた川原学技術職員に深く感謝致します。最後に本研究において、有意義な助言をして戴いた本研究室所属一同に深く感謝致します。

参考文献

- [1] J. Gantz and D. Reinsel, "The digital universe in 2020: Big data, bigger digital shadows, and biggest growth in the far east," IDC View, Dec. 2012.
- [2] 二宮 保, 東 徹, "共振形コンバータ--基本回路と問題点の対策手法," 電子技術, vol. 31, no. 3, pp. 72-79, 1989-3.
- [3] F. C. Schwarz, "A method of resonant current pulse modulation for power converters," IEEE Transactions on Industrial Electronics and Control Instrumentation, vol. IECI-17, no. 3, pp. 209-221, May 1970.
- [4] F. C. Schwarz and J. B. Klaassens, "A 95 percent efficient 1 kW dc converter with an internal frequency of 50 kHz," IEEE Power Electronics Specialists Conference Records, pp. 125-134, Jun. 1977.
- [5] W. A. Tabisz, P. M. Gradzki and F. C. Y. Lee, "Zero-voltage-switched quasi-resonant buck and flyback converters-experimental results at 10MHz," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 4, no. 2, pp. 194-204, Apr. 1989.
- [6] R. L. Steigerwald, "High-frequency resonant transistor dc-dc converters," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. IE-31, no. 2, pp. 181-191, May 1984.
- [7] 武石信三, 外川茂, 渡辺一史, 八鳥佐内, 平松利平, "部分共振と磁気制御による 2MHz スイッチング電源," 電子情報通信学会技術研究報告, vol. 87, no. 281, pp. 7-13, 1987-11.
- [8] R. D. Middlebrook and S. Cuk, "A general unified approach to modeling switching power converter stages," IEEE Power Electronics Specialists Conference Records, pp. 18-34, Jun. 1976.
- [9] 河津修平, 峰陽介, 石塚洋一, 二宮保, 安部征哉, "LLC 電流共振形 DC-DC コンバータの動特性解析について," 電子情報通信学会技術研究報告, EE2012-31, vol. 112, no. 396, pp. 17-22, 2013-1.
- [10] K.-H. Liu, R. Oruganti and F. C. Lee, "Resonant switches - Topologies and characteristics," IEEE Power Electronics Specialists Conference Records, pp. 106-116, Jun. 1985.
- [11] K.-H. Liu, R. Oruganti and F. C. Y. Lee, "Quasi-resonant converters topologies and characteristics," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. PE-2, no. 1, pp. 62-71, Jan. 1987.
- [12] K.-H. Liu and F. C. Y. Lee, "Zero-voltage switching technique in dc/dc converters," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 5, no. 3, pp. 293-304, Jul. 1990.
- [13] D. M. Divan, "The resonant dc link converter - A new concept in static power

- conversion,” IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 25, no. 2, pp. 317-325, Mar./Apr. 1989.
- [14] D. M. Divan and G. Skibinski, “Zero-switching-loss inverters for high-power applications,” IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 25, no. 4, pp. 634-643, Jul./Aug. 1989.
- [15] G. Venkataramanan and D. M. Divan, “Pulse width modulation with resonant dc link converters,” IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 29, no. 1, pp. 113-120, Jan./Feb. 1993.
- [16] N. O. Sokal and A. D. Sokal, "Class E - A new class of high-efficiency tuned single-ended switching power amplifiers," IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 10, no. 3, pp. 168-176, Jun. 1975.
- [17] W. C. Bowman, F. T. Balicki, F. T. Dickens, R. M. Honeycutt, W. A. Nitz, W. Strauss, W. B. Suiter and N. G. Ziesse, “A resonant dc-to-dc converter operating at 22 megahertz,” Proceedings of IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, pp. 3-11, Feb. 1988.
- [18] W. Nitz, W. Bowman, F. Dickens, F. Magalhaes, W. Strauss, W. Suiter and N. Zeisse, “A new family of resonant rectifier circuits for high frequency dc-dc converter applications,” Proceedings of IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, pp. 12-22, Feb. 1988.
- [19] R. Redl, B. Molnar and N. Sokal, “Class E resonant regulated dc/dc power converters: Analysis of operations and experimental results at 1.5 MHz,” IEEE Transactions on Power Electronics, vol. PE-1, no. 2, pp. 111-120, Apr. 1986.
- [20] H. Koizumi, M. Iwadare and S. Mori, “Class E² dc-dc converter with second harmonic resonant class E inverter and class E rectifier,” Proceedings of IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, pp. 1012-1018, Feb. 1994.
- [21] J. M. Rivas, D. J. Jackson, O. Leitermann, A. D. Sagneri, Y. Han and D. J. Perreault, “Design consideration for very high frequency dc-dc converters,” IEEE Power Electronics Specialists Conference Records, pp. 2287-2297, Jun. 2006.
- [22] 佐藤光勇, 尾原通正, 千田潤, “各種共振形コンバータの特性比較と技術的課題,” 電子情報通信学会技術研究報告, vol. 88, no. 171, pp. 79-84, 1988-9.
- [23] K. Watanabe, S. Takeishi, I. Norigoe and R. Hiramatsu, "Self running converter utilizing partial resonance", Proceedings of IEEE International Telecommunications Energy Conference, pp. 186-193, Oct./Nov. 1988.
- [24] C. P. Henze, H. C. Martin and D. W. Parsley, “Zero-voltage switching in high

frequency power converters using pulse width modulation,” Proceedings of IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, pp. 33-40, Feb. 1988.

- [25] K. Harada and K. Murata, "Ferroresonant converters with high-frequency drive," IEEE Power Electronics Specialists Conference Records, pp. 355-359, Jun. 1983
- [26] G. Hua, C.-S. Leu, Y. Jiang and F. C. Lee, "Novel zero-voltage-transition PWM converters," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 9, no. 2, pp. 213-219, Mar. 1994.
- [27] C.-M. Wang, "Novel zero-voltage-transition PWM dc-dc converters," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 53, no. 1, pp. 254-22, Feb. 2006.
- [28] Q. Chen, A. Lotfi and F. C. Lee, "Design trade-offs for 5-V output off-line zero-voltage-switched PWM converters," Proceedings of IEEE International Telecommunications Energy Conference, pp. 616-623, Nov. 1991.
- [29] P. K. Jain, W. Kang, H. Soin and Y. Xi, "Analysis and design considerations of a load and line independent zero voltage switching full bridge dc/dc converter topology," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 17, no. 5, pp. 649-657, May 2002.
- [30] Y. D. Kim, C. E. Kim, K. M. Cho, K. B. Park and G. W. Moon, "ZVS phase shift full bridge converter with separated primary winding," Proceedings of IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, pp. 484-489, Sep. 2009.
- [31] I. Lee and G. Moon, "Soft-switching dc-dc converter with a full ZVS range and reduced output filter for high-voltage applications," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 28, no. 1, pp. 112-122, Jan. 2013.
- [32] C. Yufang, H. Wencong, L. Lirong and W. Danwen, "Research on the ZVS-PWM full-bridge converter based on UC3875," Proceedings of IEEE Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference, pp. 1-4, Mar. 2011.
- [33] Z. Chen, B. Ji, F. Ji and L. Shi, "Analysis and design considerations of an improved ZVS full-bridge dc-dc converter," Proceedings of IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, pp. 1471-1476, Feb. 2010.
- [34] M. Brunoro and J. L. F. Vieira, "A high-performance ZVS full-bridge dc-dc 0-50-V/0-10-A power supply with phase-shift control," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 14, no. 3, pp. 495-505, May 1999.
- [35] Y.-D. Kim, K.-M. Cho, D.-Y. Kim, B.-H. Lee, C.-H. Kim and G.-W. Moon, "Wide range ZVS phase shift full bridge converter with low conduction loss,"

- Proceedings of IEEE International Conference on Power Electronics and ECCE Asia, pp. 340-346, May/Jun. 2011.
- [36] I.-H. Cho, K.-M. Cho, J.-W. Kim and G.-W. Moon, "A new phase-shifted full-bridge converter with maximum duty operation for server power system," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 26, no. 12, pp. 1278-1285, Dec. 2011.
- [37] F. Bakan, N. Altintas and I. Aksoy, "An improved PSFB PWM dc-dc converter for high power and frequency applications," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 28, no. 1, pp. 64-74, Jan. 2013.
- [38] M. Cacciato and A. Consoli, "New regenerative active snubber circuit for ZVS phase shift full bridge converter," Proceedings of IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, pp. 1507-1511, Mar. 2011.
- [39] D. S. Wijeratne and G. Moschopoulos, "A ZVS-PWM full-bridge converter with reduced conduction losses," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 29, no. 7, pp. 3501-3513, Jul. 2014.
- [40] B. Carsten, "High power SMPS require intrinsic reliability," Proceedings of Power Conversion International Conference, pp. 118-132, Sept. 1981.
- [41] K. Harada and H. Sakamoto, "Switched snubber for high frequency switching," IEEE Power Electronics Specialists Conference Records, pp. 181-188, Jun. 1990.
- [42] 吉田幸司, 長瀬信義, 石井卓也, "電流共振1次側回生方式フライバックコンバータ," 電子情報通信学会技術研究報告, vol. 91, no. 481, pp. 1-6, 1992-2.
- [43] A. Elasser and D. A. Torrey, "Soft switching active snubbers for dc/dc converters," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 11, no. 5, pp. 710-722, Sep. 1996.
- [44] R. Watson, F. C. Lee and G. C. Hua, "Utilization of an active-clamp circuit to achieve soft switching in flyback converters," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 11, no. 1, pp. 162-169, Jan. 1996.
- [45] M. Shoyama and K. Harada, "Zero-voltage-switching realized by magnetizing current of transformer in push-pull dc-dc converter," Proceedings of IEEE International Telecommunications Energy Conference, pp. 640-647, Nov. 1991.
- [46] A. F. Witdski and R.W. Erickson, "Steady-state analysis of the series resonant converter", IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol. AES-21, no. 6, pp. 791-799, Nov. 1985.
- [47] N. Mapham, "An SCR inverter with good regulation and sine-wave output," IEEE Transactions on Industry and General Applications, vol. IGA-3, no. 2, pp.

176–187, Mar./April 1967.

- [48] S. D. Johnson and R. W. Erickson, “Steady state analysis and design of parallel resonant converter”, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 3, no. 1, pp. 93-104, Jan. 1988.
- [49] R. L. Steigerwald, “A comparison of half-bridge resonant converter topologies,” IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 3, no. 2, pp. 174-182, Apr. 1988.
- [50] R. Severns, “Topologies for three element resonant converters,” Proceedings of IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, pp. 712-722, Mar. 1990.
- [51] A. K. S. Bhat, “Analysis and design of a series parallel resonant converter”, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 8, no. 1, pp. 1-11, Jan. 1993.
- [52] R. L. Steigerwald “A comparison of half-bridge resonant converter topologies,” IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 3, no. 2, pp. 174-182, Apr. 1988.
- [53] B. Yang, F. C. Lee, A. J. Zhang and G. Huang, “LLC resonant converter for front end dc/dc conversion,” Proceedings of IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, vol. 2, pp. 1108-1112, Mar. 2002.
- [54] B. Lu, W. Liu, Y. Liang, F. C. Lee and J. D. van Wyk, “Optimal design methodology for LLC resonant converter,” Proceedings of IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, pp. 533-538, Mar. 2006.
- [55] M. Z. Youssef and P. K. Jain, “A front end self-sustained LLC resonant converter,” IEEE Power Electronics Specialists Conference Records, vol. 4, pp. 2651-2656, Jun. 2004.
- [56] D. Fu, P. Kong, S. Wang, F. C. Lee and M. Xu, “Analysis and suppression of conducted EMI emissions for front-end LLC resonant dc/dc converters,” IEEE Power Electronics Specialists Conference Records, pp. 1144-1150, Jun. 2008.
- [57] C. Zhao, X. Wu and Z. Qian, “The analysis and evaluation for the leakage inductance effects of two front-end dc/dc converters with capacitive output filter,” Proceedings of IEEE International Telecommunications Energy Conference, pp. 1-5, Sep. 2008.
- [58] U. Badstuebner, J. Biela, D. Christen and J. W. Kolar, “Optimization of a 5-kW telecom phase-shift dc–dc converter with magnetically integrated current doubler,” IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 58, no. 10, pp. 4736-4745, Oct. 2011.
- [59] C. Zhao, X. Wu and Z. Qian, “Design and comparison of two front-end dc/dc converters: LLC resonant converter and soft-switched phase-shifted full-bridge converter with primary-side energy storage inductor,” Proceedings of IEEE

- Applied Power Electronics Conference and Exposition, pp. 1073-1077, Feb. 2009.
- [60] T. Watanabe and F. Kurokawa “Efficiency comparison between phase shift and LLC converters as power supply for information and communication equipments,” Proceedings of IEEE International Telecommunications Energy Conference, pp. 332-336, Oct. 2015.
- [61] B. Bell and A. Hari, “Topology key to power density in isolated dc-dc converters,” Power Electronics Technology, pp. 16-20, Feb. 2011.
- [62] F.-S. Tsai, P. Materu and F. C. Lee, “Constant-frequency clamped-mode resonant converters,” IEEE Power Electronics Specialists Conference Records, pp. 557-566, Jun. 1987.
- [63] F.-S. Tsai and F. C. Lee, “A complete dc characterization of a constant-frequency, clamped-mode, series-resonant converter,” IEEE Power Electronics Specialists Conference Records, pp. 987-996, Apr. 1988.
- [64] Y. Chin and F. C. Lee, “Constant-frequency parallel-resonant converter,” IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 25, no. 1, pp. 133-142, Jan./Feb. 1989.
- [65] C. Q. Lee, S. Sooksatra and R. Liu, “Constant frequency controlled full-bridge LCC-type resonant converter”, Proceedings of IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, pp. 587-600, Mar. 1991.
- [66] 守屋一成, 米森秀登, 中岡睦雄, “部分共振 DC リンクを持つ ZVS-PDM 単相アクティブ AC-DC コンバータ,” 電子情報通信学会技術研究報告, vol. 92, no. 247, pp. 1-8, 1992-9.
- [67] M. K. Kazimierczuk and J. Jozwik, “Resonant dc/dc converter with class-E inverter and class-E rectifier,” IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 36, no. 4, pp. 468-478, Nov. 1989.
- [68] B. Arbetter, R. Erickson and D. Maksimovic, “DC-DC converter design for battery-operated systems,” IEEE Power Electronics Specialists Conference Records, vol. 1, pp. 103-109, Jun. 1995.
- [69] B. Arbetter and D. Maksimovic, “Control method for low-voltage dc power supply in battery-powered systems with power management,” IEEE Power Electronics Specialists Conference Records, vol. 2, pp. 1198-1204, Jul. 1997.
- [70] S. K. Baranwal, A. Patra and B. Culpepper, “Self oscillating control of a synchronous dc-dc buck converter,” Proceedings of IEEE Power Electronics Specialists Conference Records, vol. 5, pp. 3671-3674, Jun. 2004.
- [71] B. Sahu and G. A. Rincon-Mora, “An accurate, low-voltage, CMOS switching

- power supply with adaptive on-time pulse-frequency modulation (PFM) control,” *IEEE Transactions on Circuits and Systems I*, vol. 54, no. 2, pp. 312-321, Feb. 2007.
- [72] K. Wang, N. Rahman, Z. Lukic and A. Prodic, “All-digital DPWM/DPFM controller for low-power dc-dc converters,” *Proceedings of IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, pp. 719-723, Mar. 2006.
- [73] N. Rahman, K. Wang and A. Prodic, “Digital pulse-frequency/pulse-amplitude modulator for improving efficiency of SMPS operating under light loads,” *Proceedings of IEEE Workshop Computers in Power Electronics*, pp. 149-153, Jul. 2006.
- [74] X. Zhang, and D. Maksimovic, “Digital PWM-PFM controller with input voltage feed-forward for synchronous buck converters”, *Proceedings of IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, pp. 523-528, Feb. 2008.
- [75] B. Wang, X. Xin, S. Wu, H. Wu and J. Ying, “Analysis and implementation of LLC burst mode for light load efficiency improvement,” *Proceedings of IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, pp. 58-64, Feb. 2009.
- [76] Y.-C. Chen, T.-J. Liang, W.-J. Tseng, J.-Y. Lee and L.-S. Yang, “Design and implementation of LLC resonant converter with high efficiency at light load condition,” *Proceedings of IEEE International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems*, pp. 538-542, Jun. 2010.
- [77] J. Qin, Z. Moussaoui, J. Liu and G. Miller, “Light load efficiency enhancement of a LLC resonant converter,” *Proceedings of IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, pp. 1764-1768, Mar. 2011.
- [78] W. Feng, F. C. Lee, P. Mattavelli, D. Huang and C. Prasantanakorn, “LLC resonant converter burst mode control with constant burst time and optimal switching pattern,” *Proceedings of IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, pp. 6-12, Mar. 2011.
- [79] Y. Fang, D. Xu, Y. Zhang, F. Gao, L. Zhu and Y. Chen, “Standby mode control circuit design of LLC resonant converter,” *IEEE Power Electronics Specialists Conference Records*, pp. 726-730, Jun. 2007.
- [80] C.-H. Yang, T.-J. Liang, K.-H. Chen, J.-S. Li and J.-S. Lee, “LLC resonant converter controller with novel light load control,” *Proceedings of IEEE International Electronics and Application Conference and Exposition*, pp. 131-135, Nov. 2014.
- [81] C. Liu, B. Gu, J.-S. Lai, M. Wang, Y. Ji, G. Cai, Z. Zhao, C.-L. Chen, C. Zheng and P. Sun, “High-efficiency hybrid full-bridge–half-bridge converter with

- shared ZVS lagging leg and dual outputs in series,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 2, pp. 849-861, Feb. 2013.
- [82] Y. Chen, X. Pei, L. Peng and Y. Kang, “A high performance dual output dc-dc converter combined the phase shift full bridge and LLC resonant half bridge with the shared lagging leg,” *Proceedings of IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, pp. 1435-1440, Feb. 2010.
- [83] B. Gu, C.-Y. Lin, B. Chen, J. Dominic and J.-S. Lai, “Zero-voltage-switching PWM resonant full-bridge converter with minimized circulating losses and minimal voltage stresses of bridge rectifiers for electric vehicle battery chargers,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 10, pp. 4657-4667, Oct. 2013.
- [84] H. Figge, T. Grote, N. Fröhleke, J. Böcker and F. Schafmeister, “Overcurrent protection for the LLC resonant converter with improved hold-up time,” *Proceedings of IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, pp. 13-20, Mar. 2011.
- [85] X. Xie, J. Zhang, C. Zhao, Z. Zhao and Z. Qian, “Analysis and optimization of LLC resonant converter with a novel over-current protection circuit,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, no. 2, pp. 435-443, Mar. 2007.
- [86] C. Wa Tsang, M. P. Foster, D. A. Stone and D. T. Gladwin, “Analysis and design of LLC resonant converters with capacitor-diode clamp current limiting,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 3, pp. 1345-1355, Mar. 2015.
- [87] W. Feng and F. C. Lee, “Optimal trajectory control of LLC resonant converters for soft start-up,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 3, pp. 1461-1468, Mar. 2014.
- [88] D. Fu, F. C. Lee, Y. Liu and M. Xu, “Novel multi-element resonant converters for front-end dc/dc converters,” *Power Electronics Specialists Conference Records*, pp. 250-256, Jun. 2008.
- [89] T. Mishima, H. Mizutani and M. Nakaoka, “An LLC resonant full-bridge inverter-link dc-dc converter with an anti-resonant circuit for practical voltage step-up/down regulation,” *Proceedings of IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, pp. 3533-3540, Sep. 2012.
- [90] D. Fu, F. C. Lee, Y. Liu and M. Xu, “Novel multi-element resonant converters for front-end dc/dc converters,” *IEEE Power Electronics Specialists Conference Records*, pp. 250-256, Jun. 2008.
- [91] J. B. Lee, J. I. Baek, H. S. Youn, C. O. Yeon, C. Y. Lim and G. W. Moon, “A high efficiency half-bridge LLC converter with simple hold-up compensation circuit,”

- Proceedings of IEEE International Conference on Power Electronics-ECCE Asia, pp. 227-232, Jun. 2015.
- [92] D.-K. Kim, C.-O. Yeon, J.-H. Kim, Y. Jeong and G.-W. Moon, "LLC resonant converter with high voltage gain using auxiliary LC resonant circuit," Proceedings of IEEE International Conference on Power Electronics-ECCE Asia, pp. 1505-1512, Jun. 2015.
- [93] B.-C. Kim, K.-B. Park and G.-W. Moon, "Asymmetric PWM control scheme during hold-up time for LLC resonant converter," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 59, no. 7, pp. 2992-2997, Jul. 2012.
- [94] I.-H. Cho, Y.-D. Kim and G.-W. Moon, "A half-bridge LLC resonant converter adopting boost PWM control scheme for hold-up state operation," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 29, no. 2, pp. 841-850, Feb. 2014.
- [95] M.-T. Kuo and M.-C. Tsou, "Simulation of standby efficiency improvement for a line level control resonant converter based on solar power systems," Energies, vol. 8, no. 1, pp. 338-355, Jan. 2015.
- [96] A. Hariya, K. Matsuura, H. Yanagi, S. Tomioka, Y. Ishizuka and T. Ninomiya, "High frequency PWM-controlled current-mode resonant dc-dc converter with boost conversion," Proceedings of IEEE European Conference on Power Electronics and Applications, pp. 1-10, Sep. 2013.
- [97] A. Hariya, K. Matsuura, H. Yanagi, S. Tomioka, Y. Ishizuka, T. Ninomiya, "Five-megahertz PWM-controlled current-mode resonant dc-dc step-down converter using GaN-HEMTs," IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 51, no. 4, pp. 3263-3272, Jul./Aug. 2015.
- [98] A. Hariya, Y. Ishizuka, K. Matsuura, H. Yanagi, S. Tomioka and T. Ninomiya, "5MHz PWM-controlled current-mode resonant dc-dc converter with GaN-FETs," Proceedings of IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, pp. 1426-1432, Mar. 2014.
- [99] T. Jiang, J. Zhang, X. Wu, K. Sheng and Y. Wang, "A bidirectional three-level LLC resonant converter with PWAM control," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 31, no. 3, pp. 2213-2225, Mar. 2016.
- [100] F. Canales, P. Barbosa and F. C. Lee, "A wide input voltage and load output variations fixed-frequency ZVS dc/dc LLC resonant converter for high-power applications," IEEE Industry Applications Conference Record, vol. 4, pp. 2306-2313, Oct. 2002.
- [101] Z. Hu, Y. Qiu, L. Wang and Y.-F. Liu, "An interleaved LLC resonant converter operating at constant switching frequency," Proceedings of IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, pp. 3541-3548, Sep. 2012.

- [102] Y. Liu, A. Pratt, P. Kumar, M. Xu and F. C. Lee, "390V input VRM for high efficiency server power architecture," Proceedings of IEEE Applied Power Electronics Conference, pp. 1619-1624, Feb./Mar. 2007.
- [103] Y. Zhang, D. Xu, M. Chen, Y. Han and Z. Du, "LLC resonant converter for 48V to 0.9V VRM," Power Electronics Specialists Conference Records, vol. 3, pp.1848-1854, Jun. 2004.
- [104] M. Z. Youssef and P. K. Jain, "Design and performance of a resonant LLC 48V voltage regulator module with a self-sustained oscillation controller," Proceedings of IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, pp. 141-147, Feb./Mar. 2007.
- [105] M. Z. Youssef and P. K. Jain, "Analysis and design of a novel LLC 48V resonant self-oscillating voltage regulator module," Proceedings of IEEE Power Electronics Specialists Conference Records, pp. 252-258, Jun. 2007.
- [106] H. Nguyen, D. Maksimovic and R. Zane, "Active clamp LLC resonant converter for point-of-load applications," Proceedings of IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, pp. 1406-1412, Mar. 2013.
- [107] G. Oriti, A. L. Julian and T. D. Bailey, "PV power conditioning system with LLC resonant converter in DCM," Proceedings of IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, pp. 4262-4268, Sep. 2014.
- [108] G. Rubino, L. Rubino, N. Serbia, P. Ladoux and P. Marino, "LLC resonant converters in PV applications comparison of topologies considering the transformer design," Proceedings of IEEE International Conference on Clean Electrical Power, pp. 37-41, Jun. 2013.
- [109] C. Buccella, C. Cecati, H. Latafat and K. Razi, "A grid-connected PV system with LLC resonant dc-dc converter," Proceedings of International Conference on Clean Electrical Power, pp. 777-782, Jun. 2013.
- [110] H. Kato, S. Karasuyama, Y. Ishizuka, K. Ogasawara and K. Ueda, "Optimization of a transformer used for LLC resonant dc-dc converters for photovoltaic cells," Proceedings of IEEE International Telecommunications Energy Conference, pp. 1126-1131, Oct. 2015.
- [111] R. Seyezhai, G. Ramathilagam, P. Chitra and V. Vennila, "Investigation of half-bridge LLC resonant dc-dc converter for photovoltaic applications," International Journal of Innovative Research in Electrical, Electronics, Instrumentation and Control Engineering, vol. 1, no. 3, Jun. 2013.
- [112] C. Buccella, C. Cecati, H. Latafat and K. Razi, "Multi string grid-connected PV system with LLC resonant dc/dc converter," Journal of Intelligent Industrial

- Systems, vol. 1, no. 1, pp. 37-49, Jun. 2015.
- [113] Y. Navya and C. V. Kumar, "A novel solar PV based half-bridge LLC resonant converter using boost PWM control strategy," *International Journal & Magazine of Engineering, Technology, Management and Research*, vol. 2, no. 7, pp. 676-679, Jul. 2015.
- [114] F. Musavi, M. Craciun, D. S. Gautam, W. Eberle and W. G. Dunford, "An LLC resonant dc-dc converter for wide output voltage range battery charging applications," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 12, pp. 5437-5445, Dec. 2015.
- [115] S. Yang, S. Abe, T. Zaitso, J. Yamamoto, M. Shoyama and T. Ninomiya, "Consideration of operating characteristics for bi-directional LLC resonant converter," *International Journal of Renewable Energy Research*, vol. 2, no. 4, pp. 790-796, 2012.
- [116] S. Abe, T. Zaitso, J. Yamamoto, S. Yang, M. Shoyama and T. Ninomiya, "An analysis of symmetry and asymmetry bi-directional current resonant converter," *Proceedings of IEEE International Conference on Renewable Energy Research and Applications*, pp. 1-6, Nov. 2012.
- [117] S. Abe, T. Ninomiya, T. Zaitso, J. Yamamoto and S. Ueda, "Seamless operation of bi-directional LLC resonant converter for PV system," *Proceedings of IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, pp. 2011-2016, Mar. 2014.
- [118] J.-H. Jung, H.-S. Kim, M.-H. Ryu and J.-W. Baek, "Design methodology of bidirectional CLLC resonant converter for high-frequency isolation of dc distribution systems," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 4, pp. 1741-1755, Apr. 2013.
- [119] T. Jiang, X. Chen, J. Zhang and Y. Wang, "Bidirectional LLC resonant converter for energy storage applications," *Proceedings of IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, pp. 1145-1151, Mar. 2013.
- [120] T. Jiang, J. Zhang, X. Wu, K. Sheng and Y. Wang, "A bidirectional LLC resonant converter with automatic forward and backward mode transition," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 2, pp. 757-770, Feb. 2015.
- [121] S. De Simone, C. Adragna, C. Spini and G. Gattavari, "Design-oriented steady state analysis of LLC resonant converters based on FHA," *Proceedings of IEEE International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion*, pp. 200-207, May 2006.
- [122] C. Oeder and T. Duerbaum, "ZVS investigation of LLC converters based on FHA

- assumptions, Proceedings of IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, pp. 2643-2648, Mar. 2013.
- [123] C. Oeder, J. Goettle and T. Duerbaum, "Novel improved loss prediction for multi-resonant converter optimization based on the first-harmonic-approximation," Proceedings of International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management, pp.1-7, May 2014.
- [124] C. Oeder and T. Duerbaum, "A novel method to predict ZVS behavior of LLC converters," Proceedings of IEEE International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management, pp. 1-8, May 2014.
- [125] H. Huang, "FHA-based voltage gain function with harmonic compensation for LLC resonant converter," Proceedings of IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, pp. 1770-1777, Feb. 2010.
- [126] A. J. Forsyth, G. A. Ward and S. V. Mollov, "Extended fundamental frequency analysis of the LCC resonant converter," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 18, no. 6, Nov. 2003.
- [127] G. Ivensky, S. Bronshtein and A. Abramovitz, "Approximate analysis of resonant LLC dc-dc converter," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 26, no. 11, Nov. 2011.
- [128] X. Fang, H. Hu, J. Shen and I. Batarseh, "An optimal design of the LLC resonant converter based on peak gain estimation," Proceedings of IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, pp. 1286-1291, Feb. 2012.
- [129] X. Fang, H. Hu, Z. John Shen and I. Batarseh, "Operation mode analysis and peak gain approximation of the LLC resonant converter," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 27, no. 4, pp. 1985-1995, Apr. 2012.
- [130] X. Fang, H. Hu, F. Chen, U. Somani, E. Auadisiyan, J. Shen and I. Batarseh, "Efficiency-oriented optimal design of the LLC resonant converter based on peak gain placement," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 28, no. 5, pp. 2285-2296, May 2013.
- [131] R. Beiranvand, B. Rashidian, M. R. Zolghadri and S. M. H. Alavi, "Optimizing the normalized dead-time and maximum switching frequency of a wide-adjustable-range LLC resonant converter," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 26, no. 2, pp. 462-472, Feb. 2011.

- [132] K. Murata and F. Kurokawa, "Performance characteristics of LLC resonant converter using modified digital filter," Proceedings of IEEE International Telecommunications Energy Conference, pp. 279-283, Oct. 2013. (第 2 章)
- [133] K. Murata and F. Kurokawa, "Digitally controlled LLC resonant converter using modified FIR filter," Proceedings of IEEE International Conference on Electrical Machines and Systems, CD-ROM 4 pages, Oct. 2012. (第 2 章)
- [134] J.-B. Lee, C.-E. Kim, J.-K. Kim, C.-O. Yeon, Y.-D. Kim and G.-W. Moon, "A novel accurate primary side control (PSC) method for half-bridge (HB) LLC converter," Proceedings of IEEE International Power Electronics Conference, pp. 1738-1742, May 2014.
- [135] J.-B. Lee, C.-E. Kim, J.-K. Kim, J.-H. Kim, S.-C. Moon and G.-W. Moon, "A novel accurate primary-side control (PSC) method for half-bridge (HB) LLC converter," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 30, no. 4, pp. 1797-1803, Apr. 2015.
- [136] J. Jang, S. Choi, B. Choi and S. Hong, "Average current mode control to improve current distributions in multi-module resonant dc-to-dc converters," Proceedings of IEEE International Conference on Power Electronics - ECCE Asia, pp. 2312-2319, May/Jun. 2011.
- [137] C. H. Park, S. H. Cho, J. Jang, S. K. Pidaparthi, T. Ahn and B. Choi "Average current mode control for LLC series resonant dc-to-dc converters," Journal of Power Electronics, vol. 14, no. 1, pp. 40-47, Jan. 2014.
- [138] J. Jang, P. S. Kumar, D. Kim and B. Choi, "Average current-mode control for LLC series resonant dc-to-dc converters," Proceedings of IEEE International Power Electronics and Motion Control Conference - ECCE Asia, pp. 923-930, Jun. 2012.
- [139] J. Jang, M. Joung, B. Choi and H.-G. Kim, "Dynamic analysis and control design of optocoupler-isolated LLC series resonant converters with wide input and load variations," Proceedings of IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, pp. 758-765, Sep. 2009.
- [140] M. Joung, H. Kim and J. Baek, "Dynamic analysis and optimal design of high efficiency full bridge LLC resonant converter for server power system," Proceedings of IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, pp. 1292-1297, Feb. 2012.
- [141] Z. Hu, Y.-F. Liu and P. C. Sen, "Bang-bang charge control for LLC resonant converters," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 30, no. 2, pp. 1093-1108, Feb. 2015.
- [142] Z. Hu, L. Wang, Y.-F. Liu and P. C. Sen, "Bang-bang charge control for LLC resonant converters," Proceedings of IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, pp. 140-146, Sep. 2013.

- [143] C. Fei, W. Feng, F. C. Lee and Q. Li, "State-trajectory control of LLC converter implemented by microcontroller," Proceedings of IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, pp. 1045-1052, Mar. 2014.
- [144] J.-Y. Shin, H.-W. Kim, K.-Y. Cho, S.-S. Hwang, S.-K. Chung and G.-B. Chung, "Analysis of LLC resonant converter with current-doubler rectification circuit," Proceedings of IEEE International Power Electronics and Motion Control Conference and Exposition, pp. 162-167, Sep. 2014.
- [145] B. C. Hyeon and B. H. Cho, "Analysis and design of the $L_m C$ resonant converter for low output current ripple," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 59, no. 7, pp. 2772-2780, Jul. 2012.
- [146] B. C. Hyeon, J. T. Kim and B. H. Cho, "A half bridge LC resonant converter with reduced current ripple of the output capacitor," Proceedings of IEEE International Telecommunications Energy Conference, pp. 1-5, Oct. 2009.
- [147] G. Yang, P. Sardat, P. Dubus and D. Sadarnac, "High efficiency parallel-parallel LLC resonant converter for HV/LV power conversion in electric/hybrid vehicles," Proceedings of IEEE International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management, pp.1-9, May 2014.
- [148] K.-H. Yi and G.-W. Moon, "Novel two-phase interleaved LLC series-resonant converter using a phase of the resonant capacitor," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 56, no. 5, pp. 1815-1819, May 2009.
- [149] K.-H. Yi and G.-W. Moon, "A novel two phase interleaved LLC series resonant converter using a phase of the resonant capacitor," Journal of Power Electronics, vol. 8, no. 3, pp. 275-279, Jul. 2008.
- [150] K.-H. Yi, B.-C. Kim and G.-W. Moon, "A simple and novel two phase interleaved LLC series resonant converter employing a phase of the resonant capacitor," Proceedings of IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, pp. 754-757, Sep. 2009.
- [151] J.-E. Yeon, W.-S. Kang, K.-M. Cho, T.-Y. Ahn and H.-J. Kim, "Multi-phase interleaved LLC-SRC and its digital control scheme," Proceedings of IEEE International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, pp. 1189-1193, Jun. 2010.
- [152] B.-R. Lin, W.-R. Yang, J.-J. Chen, C.-L. Huang and M.-H. Yu, "Interleaved LLC series converter with output voltage doubler," Proceedings of IEEE International Power Electronics Conference, pp. 92-98, Jun. 2010.
- [153] M. Kim, "Two-phase interleaved LLC resonant converter with phase shedding

- control,” Proceedings of IEEE International Power Electronics Conference, pp. 1642-1645, Jun. 2010.
- [154] J.-Y. Lee, H.-Y. Shen and Y.-K. Chen, “Phase management control applied to two-phase interleaved half-bridge LLC resonant converter with phase-shift power factor correction,” Proceedings of IEEE International Symposium on Industrial Electronics, pp. 1-6, May 2013.
- [155] T. Jin and K. Smedley, “Multiphase LLC series resonant converter for microprocessor voltage regulation,” Proceedings of IEEE Industry Applications Conference Record, pp. 2136-2143, Oct. 2006.
- [156] B.-C. Kim, K.-B. Park and G.-W. Moon, “Analysis and design of two-phase interleaved LLC resonant converter considering load sharing,” Proceedings of IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, pp. 1141-1144, Sep. 2009.
- [157] H. Figge, T. Grote, N. Froehleke, J. Boecker and P. Ide, “Paralleling of LLC resonant converters using frequency controlled current balancing,” Proceedings of IEEE Power Electronics Specialists Conference, pp. 1080-1085, Jun. 2008.
- [158] F. Duan, M. Xu, X. Yang and Y. Yao, “Asymmetrical interleaving strategy and AVP concept for interleaved LLC resonant dc/dc,” Proceedings of IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, pp. 2003-2010, Mar. 2014.
- [159] H. Figge, T. Grote, F. Schafmeister, N. Fröhleke and J. Böcker, “Two-phase interleaving configuration of the LLC resonant converter - Analysis and experimental evaluation,” Proceedings of IEEE Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, pp. 1392-1397, Nov. 2013.
- [160] H.-S. Kim, J.-W. Baek, M.-H. Ryu, J.-H. Kim and J.-H. Jung, “The high-efficiency isolated ac-dc converter using the three-phase interleaved LLC resonant converter employing the Y-connected rectifier,” IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 29, no. 8, pp. 4017-4028, Aug. 2014.
- [161] H.-S. Kim, J.-W. Baek and J.-H. Jung, “Output current balancing method for three-phase interleaved LLC resonant converter employing Y-connected rectifier,” Proceedings of IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, pp. 1227-1232, Mar. 2014.
- [162] B.-C. Kim, K.-B. Park, C.-E. Kim and G.-W. Moon, “Load sharing characteristic of two-phase interleaved LLC resonant converter with parallel and series input structure,” Proceedings of IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, pp. 750-753, Sep. 2009.
- [163] G. Yang, P. Dubus and D. Sadarnac, “Analysis of the load sharing characteristics of the series-parallel connected interleaved LLC resonant

- converter,” Proceedings of IEEE Optimization of Electrical and Electronic Equipment, pp. 798-805, May 2012.
- [164] E. Orietti, P. Mattavelli, G. Spiazzi, C. Adragna and G. Gattavari, “Current sharing in three-phase LLC interleaved resonant converter,” Proceedings of IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, pp. 1145-1152, Sep. 2009.
- [165] E. Orietti, P. Mattavelli, G. Spiazzi, C. Adragna and G. Gattavari, “Two-phase interleaved LLC resonant converter with current-controlled inductor,” Proceedings of IEEE Brazilian Power Electronics Conference, pp. 289-304, Sep. 2009.
- [166] Z. Hu, Y. Qiu, L. Wang and Y.-F. Liu, “An interleaved LLC resonant converter operating at constant switching frequency,” IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 29, no. 6, pp. 2931-2943, Jun. 2014.
- [167] Z. Hu, Y. Qiu, Y.-F. Liu and P. C. Sen, “An interleaving and load sharing method for multiphase LLC converters,” Proceedings of IEEE Applied Power Electronics Conference, pp. 1421-1428, Mar. 2013.
- [168] M. Kobayashi and M. Yamamoto, “Current balance performance evaluations for transformer-linked three phase dc-dc LLC resonant converter,” Proceedings of IEEE International Conference on Renewable Energy Research and Applications, pp. 1-3, Nov. 2012.
- [169] K. Murata and F. Kurokawa, “An interleaved PFM LLC resonant converter with phase shift compensation,” IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 31, no. 3, pp. 2264-2272, Mar. 2016. (第 3 章)
- [170] K. Murata and F. Kurokawa, “Performance characteristic of interleaved LLC resonant converter with phase shift modulation,” Proceedings of IEEE International Telecommunications Energy Conference, pp. 1037-1041, Oct. 2015. (第 3 章)
- [171] K. Murata and F. Kurokawa, “A novel interleaved LLC resonant converter with phase shift modulation,” Proceedings of IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, pp. 2051-2056, Sep. 2014. (第 3 章)
- [172] P. Deck and C. P. Dick, “Improved modulation strategy for a LLC-type resonant converter in a solar application,” Proceedings of IEEE International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management, pp.772-779, May 2014.
- [173] C. P. Dick, P. Deck and A. Schmidt, “Optimized buck-mode modulation strategy and control of a LLC-type resonant converter in a solar application,” Proceedings of IEEE European Conference on Power Electronics and

- Applications, pp. 1-9, Aug. 2014.
- [174] N. Shafiei, M. Ordonez, M. Cracium, M. Edington and C. Botting, "High power LLC battery charger: Wide regulation using phase-shift for recovery mode," Proceedings of IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, pp. 2037-2042, Sep. 2014.
- [175] B. McDonald and F. Wang, "LLC performance enhancements with frequency and phase shift modulation control," Proceedings of IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, pp. 2036-2040, Mar. 2014.
- [176] J.-H. Kim, C.-E. Kim, J.-B. Lee, Y.-D. Kim, H.-S. Youn and G.-W. Moon, "A simple control scheme for improving light load efficiency in a full-bridge LLC resonant converter," Proceedings of IEEE International Power Electronics Conference, pp. 1743-1747, May 2014.
- [177] S. Liu, R. Ren, W. Meng, X. Zheng, F. Zhang and L. Xiao, "Short-circuit current control strategy for full-bridge LLC converter," Proceedings of IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, pp. 3496-3503, Sep. 2014.
- [178] X. Li, H.-Y. Li and G.-Y. Hu, "Modeling of a fixed-frequency resonant LLC dc/dc converter with capacitive output filter," Proceedings of IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, pp. 5456-5461, Sep. 2013.
- [179] G.-C. Hsieh, C.-Y. Tsai and W.-L. Hsu, "Synchronous rectification LLC series-resonant converter," Proceedings of IEEE Applied Power Electronics Conference, pp. 1003-1009, Feb./Mar. 2007.
- [180] D. Fu, Y. Liu, F. C. Lee and M. Xu, "A novel driving scheme for synchronous rectifiers in LLC resonant converters", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 24, no. 5, pp. 1321-1329, May 2009.
- [181] D. Fu, Y. Liu, F. C. Lee and M. Xu, "An improved novel driving scheme of synchronous rectifiers for LLC resonant converters," Proceedings of Applied Power Electronics Conference and Exposition, pp. 510 - 516, Feb. 2008.
- [182] D. Wang, L. Jia, J. Fu, Y.-F. Liu and P. C Sen, "A new driving method for synchronous rectifiers of LLC resonant converter with zero-crossing noise filter," Proceedings of IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, pp. 249-255, Sep. 2010.
- [183] C. Zhao, L. Bao-hong, J. Cao, Y. Chen, X. Wu and Z. Qian, "A novel primary current detecting concept for synchronous rectified LLC resonant converter," Proceedings of IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, pp. 766-770, Sep. 2009.
- [184] X. Wu, B. Li, Z. Qian and R. Zhao, "Current driven synchronous rectifier with primary current sensing for LLC converter," Proceedings of IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, pp. 738-743, Sep. 2009.

- [185] J. Zhang, J. Liao, J. Wang and Z. Qian, "A current-driving synchronous rectifier for an LLC resonant converter with voltage-doubler rectifier structure," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 4, pp. 1894-1904, Apr. 2012.
- [186] W. Feng, F. C. Lee, P. Mattavelli and D. Huang, "A universal adaptive driving scheme for synchronous rectification in LLC resonant converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 8, pp. 3775-3781, Aug. 2012.
- [187] W. Feng, D. Huang, P. Mattavelli, D. Fu and F. C. Lee, "Digital implementation of driving scheme for synchronous rectification in LLC resonant converter," *Proceedings of IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, pp. 256-263, Sep. 2010.
- [188] J. Wang and B. Lu, "Open loop synchronous rectifier driver for LLC resonant converter," *Proceedings of IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, pp. 2048-2051, Mar. 2013.
- [189] S. Abe, T. Zaitso, J. Yamamoto and S. Ueda, "Adaptive driving of synchronous rectifier for LLC converter without signal sensing," *Proceedings of IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, pp. 1370-1375, Mar. 2013.
- [190] K. Colak, E. Asa and D. Czarkowski, "Dual closed loop control of LLC resonant converter for EV battery charger," *Proceedings of IEEE International Conference on Renewable Energy Research and Applications*, pp. 811-815, Oct. 2013.
- [191] B.-C. Kim, K.-B. Park, C.-E. Kim, B.-H. Lee and G.-W. Moon, "LLC resonant converter with adaptive link-voltage variation for a high-power-density adapter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, no. 9, pp. 2248-2252, Sep. 2010.
- [192] M. Kim, "Two-phase interleaved LLC resonant converter with phase shedding control," *Proceedings of IEEE International Power Electronics Conference*, pp. 1642-1645, Jun. 2010.
- [193] T. Watanabe and F. Kurokawa, "Efficiency comparison between phase shift and LLC converters as power supply for information and communication equipments," *Proceedings of IEEE International Telecommunications Energy Conference*, pp. 332-336, Oct. 2015.
- [194] Z. Hu, Y.-F. Liu and P. C. Sen, "Cycle-by-cycle average input current sensing method for LLC resonant topologies," *Proceedings of IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, pp. 167-174, Sep. 2013.
- [195] W. J. Lambert, R. Ayyanar and S. Chickamenahalli, "Fast load transient regulation of low-voltage converters with the low-voltage transient processor," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, no. 7, pp. 1839-1854, Jul. 2009.
- [196] X. Zhou, M. Donati, L. Amoroso and F. C. Lee, "Improved light-load efficiency for synchronous rectifier voltage regulator module," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 15, no. 5, pp. 826-834, Sep. 2000.

- [197] K. Murata and F. Kurokawa, "A new synchronous rectification for phase shift modulation LLC resonant converter," *International Journal of Renewable Energy Research*, vol. 5, no. 4, pp. 1206-1211, Dec. 2015. (4 章)