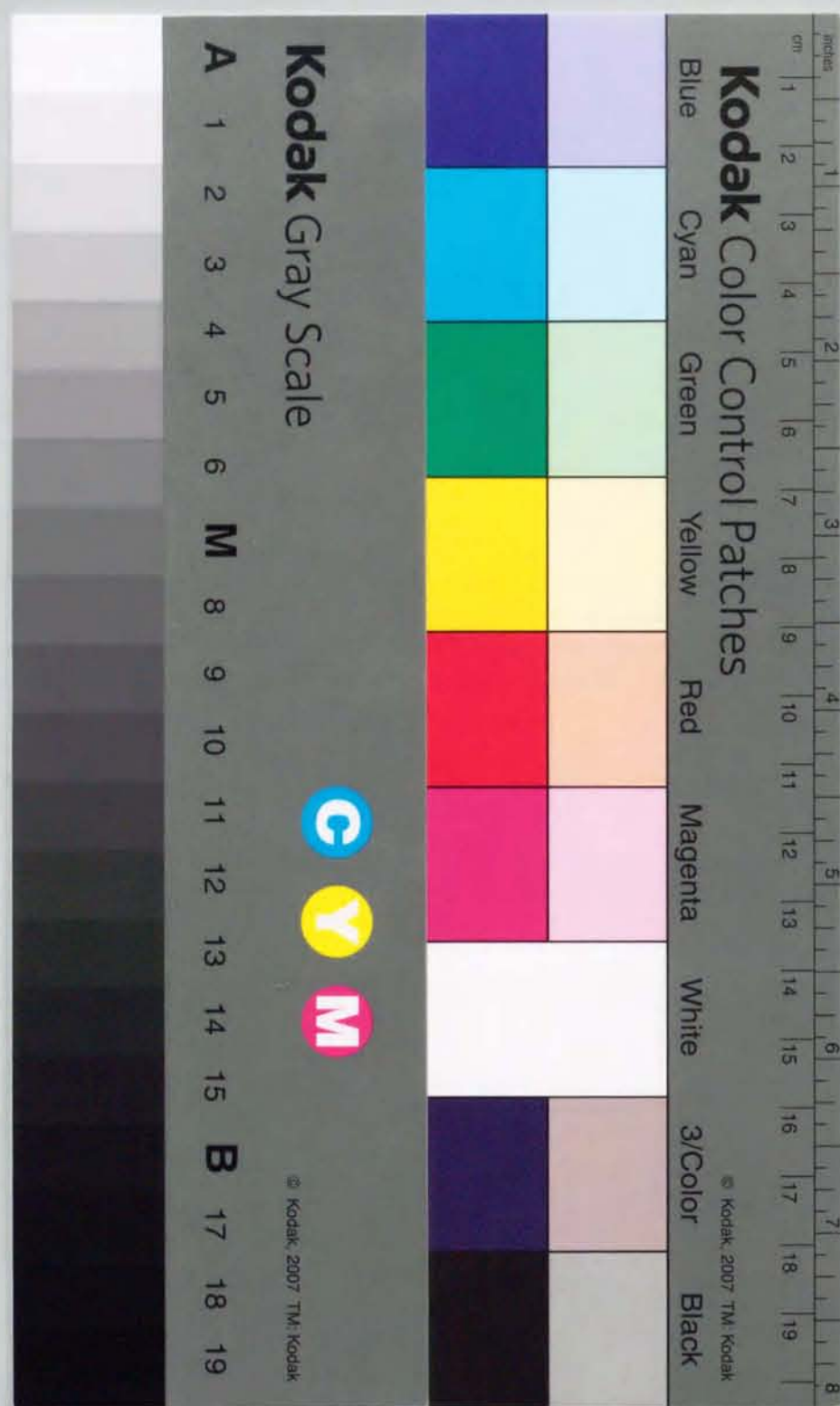


電流共振スイッチの応用によるAC-DCコンバータの
高効率化と小型化に関する研究

Studies Related to Realizing High Efficiency
and Miniaturization for AC-DC Converter
Applying a Current Resonant ZCS Switch

平成7年

日野 究



①
電流共振スイッチの応用によるAC-DCコンバータの
高効率化と小型化に関する研究

**Studies Related to Realizing High Efficiency
and Miniaturization for AC-DC Converter
Applying a Current Resonant ZCS Switch**

日野 究

目次

緒論	1
第1章 高周波化に向けての共振形電源	7
1.1 概説	7
1.2 高周波化に向けての共振形	9
1.2.1 共振形スイッチ	9
1.2.2 共振形の分類	11
1.2.3 電圧共振形 (ZVS)	15
1.2.4 部分共振形	21
1.2.5 電流共振形 (ZCS)	28
1.3 まとめ	35
第2章 電流共振形 AC-DC 定電圧コンバータ	39
2.1 概説	39
2.2 従来形 ZCS フォワードコンバータ	41
2.2.1 回路動作解析	40
2.2.2 動作特性	45
2.2.3 従来形コンバータの問題点	49
2.3 新共振方式	50
2.3.1 新方式 ZCS 共振方式の提案	50
2.3.2 動作解析	51
2.3.3 ZCS 動作及び ZCS 動作領域	59
2.3.4 軽負荷時の効率改善	64
2.3.5 動作諸特性	66

2.4 新方式コンバータの設計手法	71
2.4.1 設計手法	72
2.4.2 設計例	75
2.5 まとめ	78
備1 共振用コンデンサの初期値について	80
備2 共振電流振幅について	80
 第3章 単相整流回路への応用	 83
3.1 概説	83
3.2 高調波対策の現状とその対策	85
3.3 ZCS スイッチを用いた単相整流回路の提案	90
3.3.1 適用方法	90
3.4 昇降圧形 ZCS 単相整流回路	92
3.4.1 動作解析	92
3.4.2 入力電流とその高調波	96
3.5 フライバック形 ZCS 単相整流回路	101
3.6 フォワード形 ZCS 単相整流回路	107
3.6.1 動作解析	107
3.6.2 入力電流に関する検討	114
3.6.3 実験による検証	115
3.7 まとめ	120
 結論	 121
 謝辞	 125
参考文献	127
関連発表論文	135

緒論

サイリスタ等の各種半導体スイッチが開発されたことによって電力変換装置の小型軽量化、高効率化及び高機能化が計られ、今日のようなパワーエレクトロニクスの発展や電子機器製品の普及が実現された。さらに、これら半導体素子の発展と共に回路技術の研究も盛んに行われ、近年の半導体集積技術、実装技術の発展にともない電子機器製品の更なる小型化、高機能化が進んできている。しかし、電子機器製品の小型化が進むのに対して、その電源部は、集積化技術の適用が難しく小型化が立ち後れており、電子機器製品におけるその占有割合が大きくなるため、電源部の小型化の要求が高まってきている^{1), 2)}。今日の電源部には半導体スイッチ素子を応用したスイッチング電源と呼ばれるものが主流となっており、従来のものと較べるとスイッチング周波数が高くなり、小型軽量化がされている。このスイッチング電源のサイズを決定する主たるものは、リアクトル、変圧器等の磁気素子と平滑コンデンサであり、スイッチング周波数を高周波化する事により小型化が実現できる。しかし、現在のスイッチング方式はハードスイッチと呼ばれるものであり、半導体スイッチのスイッチング損がスイッチング周波数に比例して増加することが高周波化の妨げとなっている。ハードスイッチングでスイッチング損を低減するためには高速のスイッチスピードを持つ素子が必要となってくる。仮に超高速スイッチングの素子が開発され、低損失化が実現できるとしても高速化によりサージやノイズの発生が顕著になる等の問題も増大してしまう。このため高周波化に限界があり、現在その限界に近づきつつある。つまり、現在のスイッチング方式での小型化が限界にきていると考えることができる。

さらに小型化を妨げる要因としてスイッチング電源より発生する低次高調波の問題がある。低次高調波を多く含む電流が電力系統に流入することで他の機器の誤動作の原因となったり、進相用コンデンサを焼損させる原因となるなど電力系統の健全な運用に支障をきたす問題がここ最近取り上げられている³⁾。このため、低次高調波を抑制するための高調波規制が IEC にて検討されており、1996 年 1 月からは欧州連合で電子機器製品から発生する高調波の規制が開始される⁴⁾。また、日本においても高調波の問題が注目され、電子機器製品から発生する高調波の規制の導入が検討されている。

高調波抑制のために入力整流部に大きなインダクタを配し電流の導通角を広げる方法、

昇圧あるいは昇降圧のチョッパ回路を適用した単相整流回路(アクティブフィルタ)による対策が検討、報告されている。これらの方法で電源より発生する高調波は大幅に抑制できるが、電源部に高調波対策のためにこれらの回路を挿入することは電源部の大型化につながるものであり、電源の小型化の要求に反するものである。しかし、今後高調波の抑制のため対策回路を導入することは不可欠であると思われる。このため、導入される単相整流回路を小型化することが重要になる。単相整流回路の小型化の手法としてもスイッチング周波数の高周波化が考えられるが、これまでの方式では高周波化によりスイッチング損が比例的に増加するため高周波化が妨げられている。

このように電源回路、整流回路に求められる小型化の妨げとなっているスイッチング損失を低減し高周波化することを本研究の目的とする。スイッチング損失を低減してスイッチング周波数の高周波化を行う手段として共振形コンバータが注目され始めている。共振形コンバータは1970年代に、F. C. Schwarzにより電流共振形⁹⁾が、N. O. Sokalにより電圧共振形¹⁰⁾の基本概念が提案されており、最近になって電源の小型化の解決の手段として本格的な検討がされ始めたものである。これはスイッチング損、ノイズの発生を無くし高効率、高周波で動作させることが電源機器の小型化の近道であるという考えに基づき、0電流あるいは0電圧での無損失スイッチングを行うことの検討が始められたを意味する。F. C. Schwarz, N. O. Sokalにより提案された共振形はLCの共振回路によりスイッチングの時に0電流、あるいは0電圧でのスイッチングを実現し、半導体でのスイッチング損が発生しないために高効率、高周波での動作が可能となり、電源機器の小型化の可能性を有している。このため1980年代に入り高周波化のための共振形電源の研究が盛んとなり、共振スイッチの概念、応用回路、さらには部分共振など多くの回路方式が提案され^{7), 8)}、少数ではあるが実用化されている。これらの共振形電源はPWM(Pulse Width Modulation)方式による高周波化が限界に近づきつつあり、更なる高周波化による電源の小型化が求められている現状と共振形が低スイッチング損失、低ノイズの特徴があることを考えると今後その研究、開発が進み、応用分野も広がり実用化が進むと予想される。本研究は共振形の1方式による低損失化、高周波化を検討し、今後の実用化の一端を担うものとなっている。

共振回路を併用したスイッチは共振形スイッチ⁹⁾と呼ばれており、この中で電流共振スイッチはLCの共振回路によりスイッチに流れる電流を正弦波状にし、0電流スイッチング(Zero Current Switching, ZCS)を実現することでスイッチング損、ノイズの発生を抑制する回路方式である。このZCSスイッチには共振電流による半導体スイッチへの電流責

務が大きくなるが、電圧責務が比較的小さく、半導体スイッチの選択が容易に行える特徴がある。これに対し電圧共振スイッチはスイッチにかかる電圧を正弦波状にし、0電圧スイッチング(Zero Voltage Switching, ZVS)を行い、スイッチング損、ノイズの発生を抑制する回路方式である。このZVSスイッチには半導体スイッチの寄生容量を共振要素として取り込め高周波化に適しているとされているが、スイッチにかかる電圧責務が入力電圧の10倍以上かかることもあり、商用電源入力、あるいはそれ以外の高電圧入力の機器に用いるためにはスイッチング素子の選定が難しくなる。

本論文では、このような電源機器への要求と共振形スイッチ応用による電源の小型化の可能性を背景として、商用電源を入力とするAC-DCコンバータである定電圧電源と単相整流回路への電流共振スイッチの応用技術および特性改善を行う。さらに、これらコンバータの高効率化、高周波動作による小型化を目的としている。以下、各章に掲げた項目ごとにその概要を述べる。

第1章「高周波化に向けての共振形電源」では電子機器用電源への要求を実現する上での問題点、現段階での解決の方向について述べる。その1解決手法として、近年盛んに研究され、本研究の基礎ともなっている共振スイッチトポロジについて、各共振方式の有効性とその問題点について述べている。第1章での内容を概説すると以下のようである。

電子機器用電源は現在その電子機器において大きなスペースを占めているため、小型化の要求が高まっている。現在一般的に電子機器用電源に用いられているハードスイッチング方式であるPWM方式は高電流、高電圧でスイッチングを行いスイッチング損、ノイズの発生が避けられないためパワースwitchと呼ばれている。このため高周波化に伴いスイッチング損失、ノイズが比例的に増加し高周波化の妨げとなり、高周波化ひいては電源の小型化が限界に近づきつつある。

このスイッチング損、ノイズの低減のために0電流あるいは0電圧でスイッチングを行い、スイッチング損失を発生しない共振方式が注目されている。1980年代に入って盛んに研究がされ多くの回路方式が提案されている。この中で共振スイッチの概念が確立され、E級スイッチングトポロジなども提案されてきている。更にスイッチング時にのみ共振を利用し0電圧スイッチングを実現した部分共振方式も提案され、共振形に分類される回路方式は多岐に及んでいる。そこでその動作により共振スイッチを分類すると共にその特徴を示す。

電圧共振スイッチはスイッチ素子に並列に挿入されたコンデンサとその並列回路に直列

に接続されたインダクタにより構成され、主スイッチのオフ期間に共振が起こり正弦波状の共振電圧がスイッチの両端に発生する。このスイッチ電圧が0となるところでオン、オフのスイッチングを行うことで0電圧スイッチング(ZVS)を実現する。具体的には、スイッチ電圧が0となり逆並列に入れたダイオードが導通する期間内に主スイッチをオンする半波形、主スイッチに逆直列のダイオードを入れてコンデンサに負の電圧を発生させ、その期間内にスイッチをオンする全波形がある。電圧共振形は共振状態にあるオフ期間を固定し、オン期間を制御する周波数制御(Pulse Frequency Modulation, PFM)により出力の調整を行う。また、軽負荷時にZVS動作の制限があり、入力電圧の数倍～10倍程度までピーク電圧が発生することが知られている。これらの特長を基本的な回路方式を用いて簡単に示している

電圧共振形でスイッチングデバイスに発生する電圧責務を軽減し、PWM制御を行うことを目的に提案されたのがスイッチングの時にのみ共振を利用し、0電圧スイッチングを行う部分共振方式である。部分共振方式はスイッチング時の短期間のみ共振を利用するためスイッチの電圧責務は軽減されZVS動作、PWM制御ができるが、スイッチング素子が2つ以上必要で制御回路が複雑となる。多くの回路方式が提案されているが、ここでは代表的回路を紹介し部分共振形の紹介を行っている。

電流共振スイッチは主スイッチとインダクタが接続された直列回路とこの直列回路に並列に接続されるコンデンサにより構成され、主スイッチのオン期間に共振状態となり、スイッチに流れる電流を正弦波状として0電流スイッチング(ZCS)を実現する。具体的には主スイッチに直列にダイオードを入れスイッチに正の電流のみが流れ、電流が0となるとダイオードがオフしZCSを実現し、その後負の電圧が発生している期間内に主スイッチをオフする半波形、主スイッチに逆並列にダイオードを入れ負の共振電流がダイオードに流れる期間内に主スイッチをオフし、再び電流が0となるとダイオードが自然にオフし、ZCSとなる全波形に大別される。電流共振形は共振の起こるオン期間を固定し、オフ期間を制御するPFMにより出力がコントロールされる。電流共振形はZCS動作を行うため最大出力電流に制限があり、オン時の共振電流によりスイッチの電流責務が発生することが知られている。これらの特長を基本的な回路方式を用いて簡単に示している。

既存のスイッチングデバイスの面より共振形を考えると、入力電圧の比較的低いコンバータにおいては素子の寄生容量も共振要素として利用できる電圧共振形が最も適している。一方、商用電源を入力とする場合には、その電圧、整流方式によっては電圧共振形では発

生するピーク電圧に耐えうるスイッチングデバイスの選択が難しくなる。これに対し電流共振形では電圧、電流責務に耐えうる素子の入手は容易であり、部分共振形のような回路、制御の複雑さもない。しかし、寄生容量による影響が避けられないため今後の素子の改善に期待するところがあることについても述べている。

第2章「電流共振形AC-DC定電圧コンバータ」では前節で述べた電流共振スイッチを応用したコンバータの諸特性を示し、実用上好ましくない特性を持つことを明らかにして、この特性の克服のために提案した新しい共振方式のコンバータの動作、諸特性について従来形と比較しながらその有効性について述べている。更に、コンバータの設計の効率化のため、その初期段階に有効と思われる設計手法を提案している。この章を概説すると以下のようなものである

従来形ZCSコンバータは0電流スイッチングにより、スイッチング損が理論上無く、高周波動作が可能であるが、そのZCS動作領域が比較的狭い、軽負荷となるほど共振電流の振幅が大きくなり回路内の導通損が増加し効率低下が著しい、などの実用上好ましくない特性を有している。

そこで本章においてインダクタンスとコンデンサの直列共振回路をトランスに並列に配し、この共振によりオフ時のZCS動作を確保し、トランスの漏れインダクタンスを利用してオン時のZCS動作を実現する新しい共振方式を提案している。さらにこの方式では0電流スイッチングによりスイッチング損、ノイズの発生が小さく、高効率、高周波動作が可能、負荷の増加に対し共振電流振幅が緩やかに増加するため従来形と比べZCS動作領域が広い、軽負荷での効率向上がある、など有効な特性を持つことを明らかにする。

また、多出力電源における電圧変動、負荷急変動など実用上問題となる諸特性に関し解析、実験的な検証を行い、現在使用されているコンバータと比べても遜色のない特性を有し、実用に耐えうる特性を持つことを示している。

さらに、コンバータの実用化においてその手助けとなるコンバータの設計手法を回路解析より導出し、設計例を含めて述べている。提案形コンバータはその共振状態、トランスの2次側に現れる波形がPWM方式に類似しており、従来の共振形のように計算機の助けを借りることなく、出力や共振要素の決定が容易に行うことができる。このため提案される設計手法はコンバータの設計の初期段階に有効である事が示されている。

第3章「単相整流回路へのZCSスイッチの応用」では高調波問題について現状の概説を行い、高調波対策として現在提案されているPWM方式による単相整流回路で高周波化

の妨げとなっているスイッチング損、ノイズの発生、動作上の電流不連続の条件を克服し高周波動作を可能とする ZCS スイッチを用いた高調波対策法を提案し、ZCS スイッチを適用した各回路方式での高調波の抑制効果について論じている。この章を概説すると以下のようなものである。

近年、整流部を持つ電子機器より発生する高調波が電力系統、他の機器に影響を及ぼすことが問題となってきている。現在、この対策として入力整流部に昇圧あるいは昇降圧のチョッパ回路を適用した単相整流回路により対策が検討されており、その1方式である電流不連続形が制御、回路構成が簡単であり、低高調波を実現できるため実用化がされ始めている。不連続形の単相整流回路では固定スイッチングで動作するため入力部に流れる鋸波状の電流のピークが入力電圧に比例して変化する。この鋸波電流をローパスフィルタによりスイッチングの高周波を除去し、平均化することで入力電圧に比例した正弦波状の入力電流が得られ理論上力率が1となる。よって高調波成分が発生しない。しかし、スイッチ電流のピーク時にターンオフするパワースwitchングとなっているためスイッチング損、スイッチングノイズの発生が避けられない。さらに、インダクタの電流に不連続の条件が課されるため、電源の小型化の手段である高周波化に限界がある。

スイッチング損、ノイズ発生の低減を目的として単相整流回路のスイッチを ZCS スイッチに変更することを検討した。その適用方法として次の2つの方法が考えられる。

方法1：従来形と同様に鋸波状の電流を入力部に流し、共振電流はスイッチを含めた共振回路にのみ流す方法。

方法2：入力部も共振ループに含め、鋸波状の電流に代わり正弦波状の共振電流を入力部にも流す方法。

方法2では共振電流の振幅が入力電圧に比例して変化する特性を利用すれば、ローパスフィルタにより高周波成分を除去した入力電流は連続で高力率となる波形が得られる。本章では方法2を適用した高調波対策回路の理論的解析と実験的な結果についてシミュレーションを含めながら述べており、IECの高調波規制値を満足できると共に電流不連続の制限が無く、スイッチング損が小さいため高周波での動作が可能となり、小型の可能性であることを明らかにしている。さらに、これまで高調波対策回路には適さないとされていたフォワード形においても方法2の適用により実用化ができるほどに高調波成分が抑えられることを示している。

結論では本研究で得られた結果と今後の課題について述べている。

第1章 高周波化に向けての共振形電源

1.1 概説

サイリスタ等の半導体スイッチング素子が開発されて以来、半導体スイッチング素子の開発^{10), 11)}、発展はめざましいものがあり、今日の電子機器製品の小型軽量化、低価格化それに伴う各種電子機器製品の普及の基礎となっている。現在、電子機器用電源はこれら半導体素子の発展の恩恵を受けて、小型・軽量で損失が少なくなったスイッチング電源が用いられている。しかし、近年その進歩が著しい半導体集積技術、実装技術を駆使して電子機器本体がますます小型化、機能集約による高性能化、高付加価値化を伴いながら著しいコストの低減が行われているのに対して、その電源部は集積化技術の適用が困難であるために小型化が立ち後れており、これら電子機器本体に比べサイズとコストの両面で不釣り合いなものとなってきている。このため電源の一層の小型化と低価格化が厳しく求められ研究開発が進められている。スイッチング電源のサイズを決める主たる要因は、リアクトル、変圧器等の磁気素子^{12), 13)}と平滑コンデンサであり、共に動作周波数を高めることで小型化が可能となる。しかし、現在のスイッチング方式¹⁴⁾では図1-1に示したようにスイッチング時に能動領域を通して遷移するため電流電圧積によるスイッチング損が発生してしまう。さらにこの半導体スイッチでのスイッチング損は周波数に比例して増加する

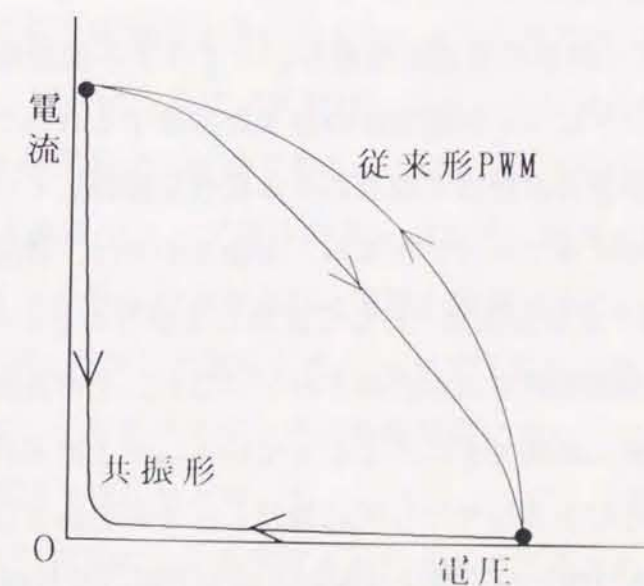


図1-1 半導体スイッチ素子のスイッチング軌跡

ため、スイッチング損を減少させ高周波化する為には高速のスイッチング素子が必要となり、素子のスイッチングスピードで高周波化の限界が決まると言っても良い。また、高速スイッチングに伴い、サージ電圧やノイズの発生が顕著になる等の問題もあり、現行の方式では高周波化が限界に近づいてきている。

このようなスイッチング損やノイズの発生の問題を解決し、スイッチング周波数を高める方法としてスナバー回路を用いた改善^{15)~18)} やマグアンプ等の可飽和磁心による改善^{19)~23)}、同期整流回路²⁴⁾などが報告されてきているが、最近になって共振形コンバータが注目を集めてきている^{25, 26)}。共振形コンバータは1970年 F. C. Schwarzにより電流共振形⁵⁾、1975年 N. O. Sokalにより電圧共振形⁶⁾の基本概念が提案され、1980年代に入って電源を小型化する問題を解決する手段として本格的に研究され始めた。共振形コンバータの基本概念は半導体スイッチを通る電流あるいはスイッチにかかる電圧を共振回路を用いて正弦波状にし、スイッチが能動状態となるターンオン及びターンオフ期間における損失を原理的に排除することにある。つまり、0電流あるいは0電圧でのスイッチングを実現し無損失スイッチング損を実現することを目的としている。さらに、電流、電圧を正弦波状にすることにより0電流あるいは0電圧でのスイッチングを行うと共に急峻な電流、電圧の変化を無くすことでサージ電圧やノイズの発生を効果的に抑制することができる。0電流あるいは0電圧でのスイッチングが実現されると半導体素子のスイッチング軌跡は図1-1に示すように能動領域を通らず電流・電圧積が小さくなり損失が少なくなる。このため従来の矩形波型と比較するとスイッチング速度をそれ程速くすることなくスイッチング損を低減できることがわかる。

部分共振形^{27), 28)}は電圧共振形の発展形であり、スイッチの能動期間付近のみに共振状態を作り0電圧スイッチングにより能動期間の損失を排除する方法であり、共振形の基本概念は維持されている。部分共振形は共振形の基本概念を維持しているため、コンバータを大別すると共振形に分類することもできるが、本論文では、構成上の混乱を避けるため、"共振形"には含めず"部分共振形"として区別して扱うこととする。

共振形コンバータには各種回路方式が提案されているが、その共振方式により様々な名称が付けられており、容易に理解できにくくなっている。そこで本章では各種共振形コンバータの動作の基本形式となる共振スイッチに着目し、その名称と分類上の位置づけを明確化する。さらに、その大分類となる電圧共振形、部分共振形及び電流共振形の基本動作、解決すべき問題点を応用例を示しながら明らかにする。

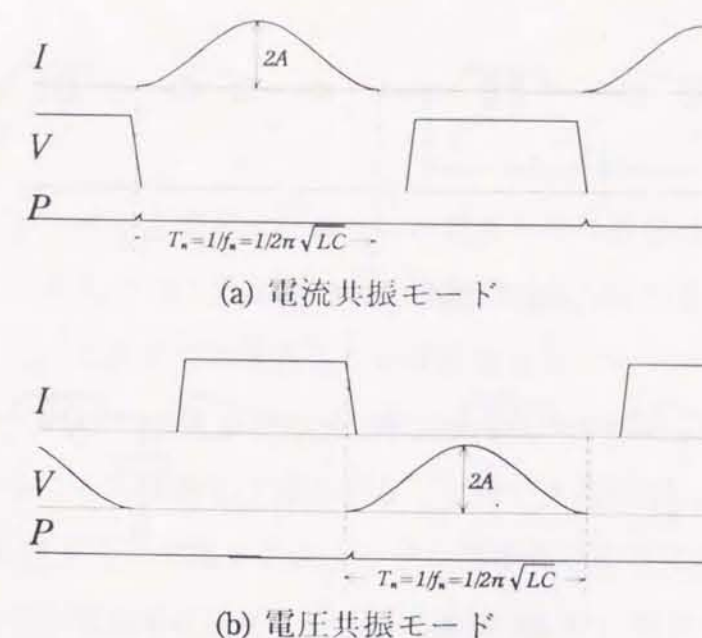


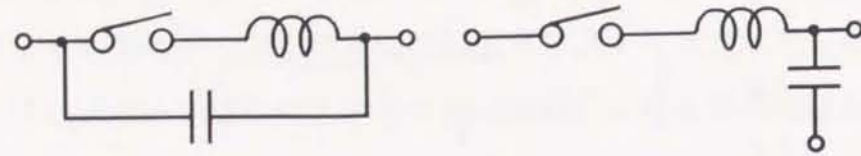
図 1-2 共振を利用した無損失スイッチングの原理

1.2 高周波化に向けての共振形

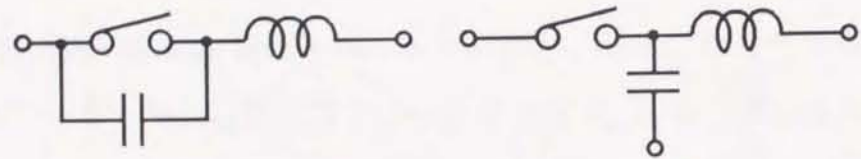
1.2.1 共振スイッチ (Resonant Switch)^{9), 29), 30)}

図1-2に共振を利用した無損失スイッチングの原理を示すために理想化した電流、電圧波形及びスイッチング損を示している。図1-2(a)の電流共振モードではスイッチを流れる電流を共振を用いて正弦波状とし、半導体スイッチが能動状態にあるターンオン及びターンオフの期間に0電流でその時間変化もほぼ0とすることで電流・電圧積がほとんど発生せずスイッチング損を低減できる。つまり、スイッチをオンし、 $A(1-\cos\omega t)$ で表される正弦波状の電流を一周期流してオフすれば、スイッチングの瞬間の電流変化 di/dt がほぼ0となる。ここで ω は共振角周波数である。このため、配線等により作られる寄生インダクタンス L による $L \cdot di/dt$ のサージ電圧の発生がなく、電流共振モードを利用すればスイッチング損失、ノイズの発生が抑制された電源が実現できる。

これに対して図1-2(b)に示した電圧共振モードでは共振現象を利用してスイッチにかかる電圧を正弦波状とし、半導体スイッチの能動状態において0電圧で、その時間変化も0とすることにより電流・電圧積がほぼ0となりスイッチング損が低減される。つまり、スイッチのオフ時にその両端にかかる電圧を $A(1-\cos\omega t)$ で表される正弦波電圧とし、一周期間かけた後、オンすればスイッチングの瞬間の電圧変化 dv/dt がほぼ0となる。このた



(a) 電流共振モードスイッチ



(b) 電圧共振モードスイッチ

図 1-3 共振スイッチの基本形

め、MOSFET 等のスイッチング素子の寄生容量 C による $C \cdot dv/dt$ の電流サージの発生がない。よって、電圧共振モードを用いてもスイッチング損、ノイズの発生が少ない電源を実現できる。

これらの動作を実現するために半導体スイッチに LC 共振回路を組み合わせたものが共振スイッチ (Resonant Switch) と呼ばれ、従来の矩形波形コンバータのスイッチをこれで置き換えることで共振形コンバータとできる。共振スイッチはスイッチに現れる共振状態により図 1-2 に示すような 2 つモードがあり、図 1-3 の基本形式を考えることができる。図 1-3(a) はスイッチに直列に共振用インダクタが入り、LC での共振が起きることでスイッチには共振電流が流れるため電流モード共振スイッチと呼ばれ、基本的に電圧源駆動となる。図 1-3(b) は基本的に電流源駆動の形を取り、交流的にスイッチの両端に共振用コンデンサが入ることで LC の共振が起これ共振電圧がスイッチの両端に現れるため電圧モード共振スイッチと呼ばれる。ここで示した共振スイッチは原理的には 1 サイクル全域にわたり共振現象を利用しなければならないが、実際にはこれに整流器を結合して部分的に共振を利用する準共振形 (Quasi Resonant Type) がほとんどであり、この準共振形が一般に共振形と呼ばれている。この方法ではスイッチを流れる電流またはスイッチの端子電圧が負になる期間に電流あるいは電圧を 0 に保ち、この期間内に次のスイッチング周期を始めることによりスイッチング損を低減することが可能となり、制御も容易になる。

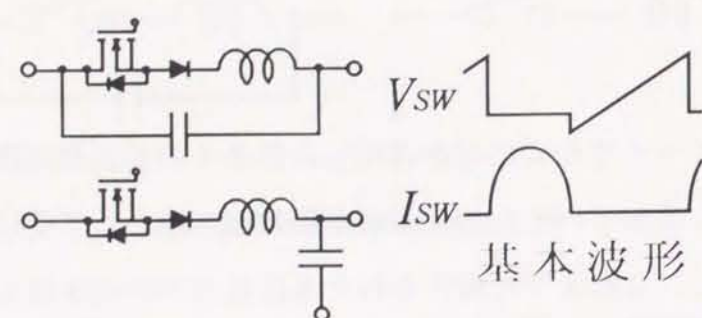
1.2.2 共振形の分類

これまでに共振スイッチやその応用を適用した数多くの共振形回路方式が報告されている。その方式は多岐に及んでいるため共振形が複雑な回路として受け取られる要因の一つとなっている。しかし、これまでに報告された共振形コンバータは先の共振スイッチとその応用と考えることではほぼ分類でき、ZCS/ZVS、全波形/半波形、全共振/半共振の 6 つのカテゴリーを用いることで体系的に整理することができる^{31),32)}。

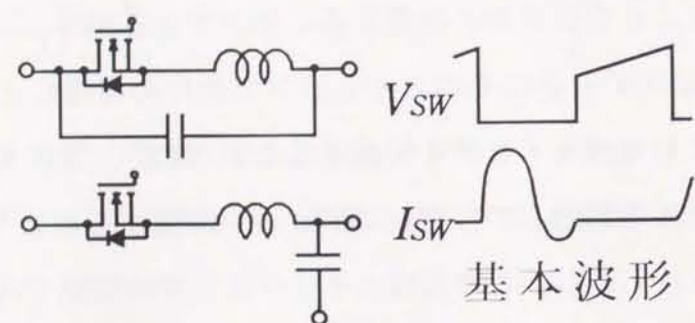
図 1-3 に示した共振スイッチはそのスイッチング動作の特徴により、電流共振モードは共振電流を利用して 0 電流スイッチを実現するため "ZCS"、電圧共振モードはスイッチの両端に現れる共振電圧を利用して 0 電圧スイッチを実現するため "ZVS" と呼ばれ、ここでの分類の基礎となる。しかし、この共振スイッチは実際の回路では整流器を接続することにより部分的に共振を利用することが多く、図 1-4、図 1-5 に示した共振形スイッチが用いられる。

ここで (a) は整流器の配置によりスイッチ素子に流れる電流あるいはスイッチにかかる電圧が正のみが現れる。つまり、図 1-4(a) の ZCS スイッチではスイッチ素子のオン期間に LC の共振が起こり、スイッチの電流は 0 から増加する。この共振電流がピークを迎えた後、再び 0 に戻るとスイッチ素子に直列に入る整流器により逆電流が阻止され共振が終了する。この動作ではスイッチ素子には正の電流のみが流れる。図 1-5(a) の ZVS スイッチではスイッチ素子がオフの期間に LC の共振によりスイッチの両端に共振電圧が現れる。この電圧はスイッチがオフされると 0 から増大した後、再び 0 に戻るとスイッチ素子に逆並列に入る整流器が導通するため共振コンデンサには正の電圧のみが発生する。整流器が導通している期間内にスイッチ素子をオンしておくと ZVS 動作が完了する。この様にスイッチに流れる電流あるいはスイッチにかかる電圧が正の半周期のみ現れる共振形スイッチは総称して "半波形" と呼ばれる。

これに対して (b) の場合、図 1-4(b) の ZCS スイッチでは共振電流が 0 にまで戻るとスイッチ素子に逆並列に入る整流器が導通し共振状態が維持され負の共振電流も流れる。負の電流が整流器を流れる期間内にスイッチ素子をオフしておけば再び電流が 0 に戻るとき整流器が自然にオフ状態となり ZCS 動作が完了する。図 1-5(b) の ZVS スイッチでは共振コンデンサの電圧が負になった場合でもスイッチ素子に直列に入る逆電流を阻止する整流

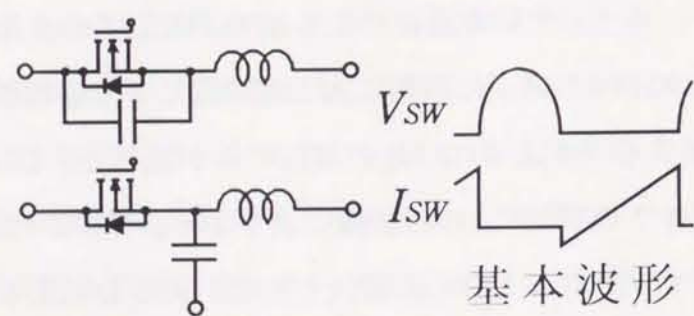


(a) 半波形

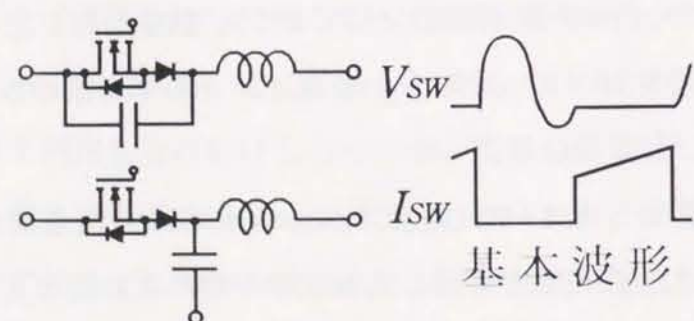


(b) 全波形

図 1-4 電流共振形スイッチ回路

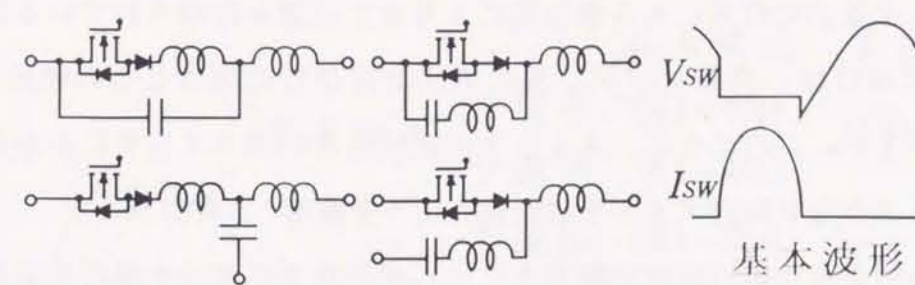


(a) 半波形

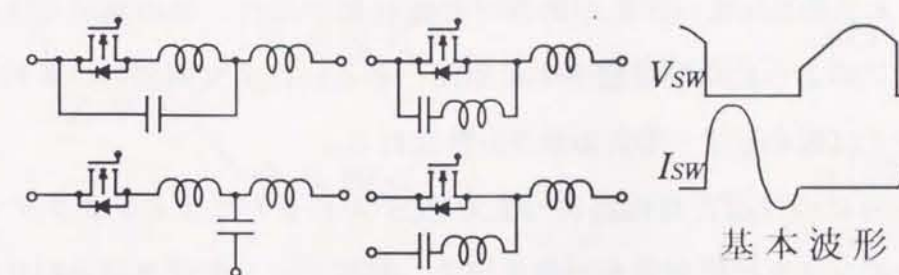


(b) 全波形

図 1-5 電圧共振形スイッチ回路

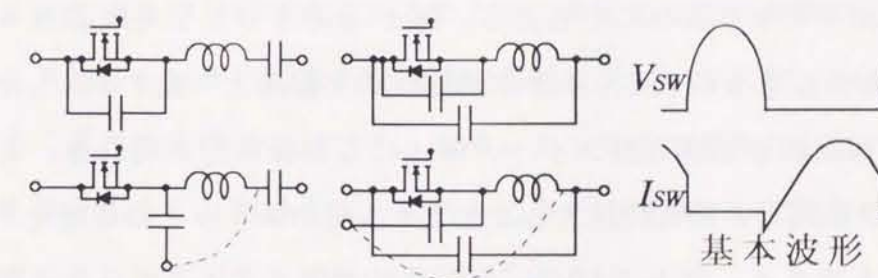


(a) 全共振 ZCS 半波形

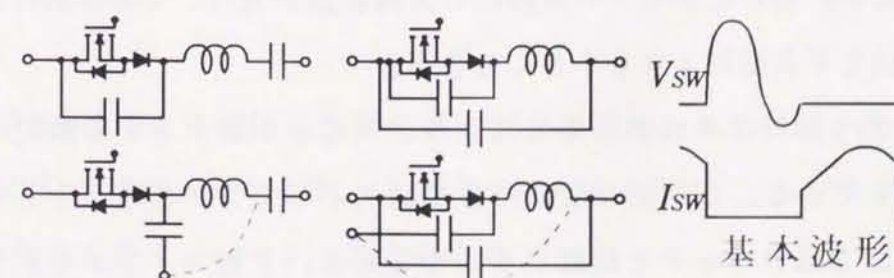


(b) 全共振 ZCS 全波形

図 1-6 全共振 ZCS スイッチ回路



(a) 全共振 ZVS 半波形



(b) 全共振 ZVS 全波形

図 1-7 全共振 ZVS スイッチ回路

器によりオフ状態が維持され、共振コンデンサには負の共振電圧も発生する。負の電圧が発生し、スイッチ素子に直列に入る整流器によりオフ状態が維持されている間にスイッチ素子をオンしておけば、共振コンデンサの電圧が再び0に戻るとこの整流器が導通し、ZVS動作を実現する。このように、スイッチの電流あるいはスイッチにかかる電圧が正・負ともに現れるような共振形スイッチは総称して"全波形"と呼ばれる。

ここまで論じてきた共振回路は共振要素2つ、すなわち必要最小限の共振要素、で共振回路を構成する場合であり、スイッチングデバイスが導通期間(オン期間)あるいは遮断している期間(オフ期間)のいずれかのみで共振状態が現れ、他の期間では非共振状態になってしまう。このように共振状態がオン期間、あるいはオフ期間のいずれかのみで現れるようなスイッチは総称して"半共振形"と呼ばれる。

共振要素をさらに付け加えた回路、つまりZCSスイッチにはインダクタンス、ZVSスイッチにはコンデンサを付け加えた回路ではオン期間、オフ期間共に共振状態を実現できるので"全共振形"と呼ばれる。この全共振形は"Full-Resonant", "Multi-Resonant"などの表現を用いる場合もある。全共振形スイッチのZCS形、ZVS形の基本回路構成と動作波形を図1-6、図1-7にそれぞれ示している。ここに示した回路は負荷の取り方によりダイオードを付け加えて取り抜くこともある。図1-6に示した全共振ZCSスイッチではオン期間に電流共振が起きそのスイッチング動作は半共振形と一致する。しかし、スイッチがオフしても共振回路が構成されスイッチ電圧にも共振状態が現れる。この全共振ZCSスイッチではオフ期間の共振を利用することでオン時のスイッチの電圧を半共振形よりも小さくすることもできる。図1-7に示した全共振ZVSスイッチではオフ期間の共振によりZVS動作を実現し、その動作は半共振形と同じである。さらに、スイッチが導通しても共振回路が構成されるためスイッチ電流にも共振状態が現れ、この共振によりスイッチのオフ時の電流値を半共振形よりも小さくできる。

さらに全共振ZVS形ではその動作条件により、スイッチがオンする瞬間に0電圧、0電流とすることもできる。このような動作をE級スイッチングと呼ぶこともあり、全共振ZVSスイッチはE級スイッチと呼ばれることもある。E級スイッチを用いたコンバータでの特性やE級スイッチとなる条件についての報告もされている。このE級スイッチを用いて22MHzもの高周波で動作させた報告³³⁾もある。全共振ZCSスイッチにおいてもスイッチのオフの瞬間に0電流、0電圧でスイッチングすることができ、E級スイッチと呼ぶこともできる。

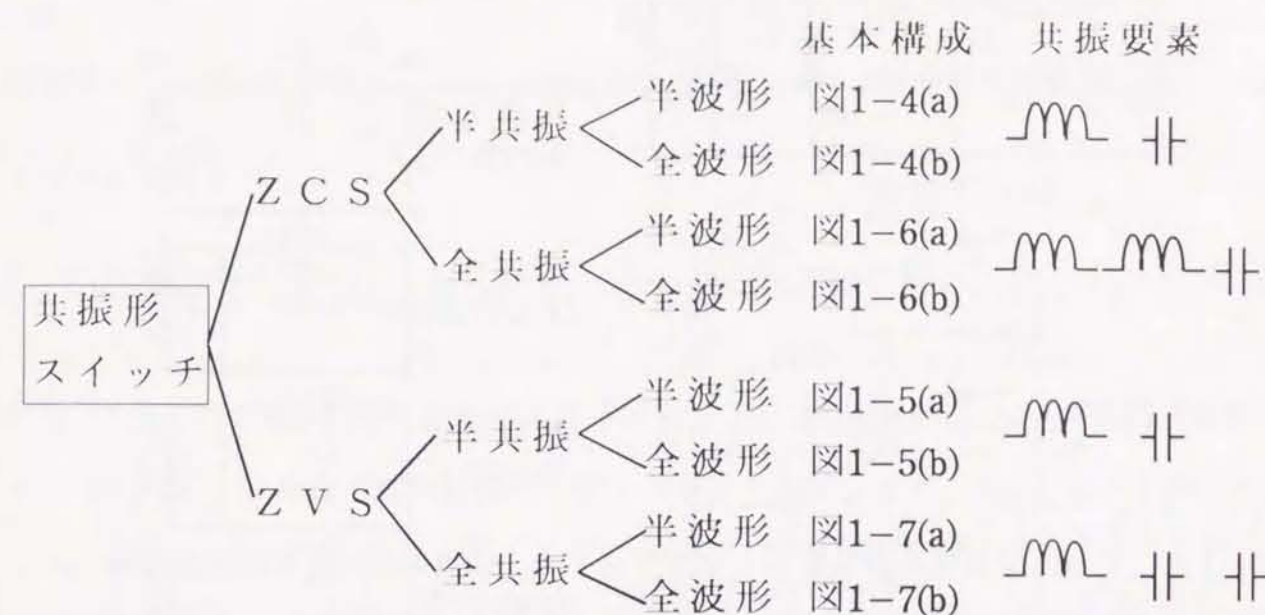


図 1-8 共振スイッチの分類図

本節でこれまでに示したカテゴリー ZCS/ZVS、全波形/半波形、全共振/半共振を用いて共振形スイッチを系統的に分類すると図1-8のようになる。これまでに報告された共振形コンバータは全てこの分類で表現することができその動作の理解が容易となる。

ここで示した共振スイッチは従来の矩形波の各種コンバータ回路、あるいはインバータ回路のスイッチに置き換えることができ、スイッチング損の発生が少ない高周波化に適したコンバータを構成することができる。このため多くの回路での共振形の研究報告がされており、少数ではあるが実用化されているものもある。

1.2.3 電圧共振形 (ZVS)

1975年 N.O.Sokalにより電圧共振形の基本概念が提案されて以来、多くの研究者により電圧共振(ZVS)形の研究が行われ、1石式コンバータ³⁴⁾⁻⁴⁵⁾、ハーフブリッジやフルブリッジのような多石のコンバータへの応用⁴⁶⁾⁻⁵⁰⁾、E級スイッチングに関するもの⁵¹⁾⁻⁵⁴⁾、多出力化の検討⁵⁵⁾、固定周波数での制御に関するもの⁵⁶⁾⁻⁶⁰⁾、共振形の低損失化^{61),62)}、インバータへの応用⁶³⁾⁻⁶⁹⁾、回路解析に関するもの⁷⁰⁾⁻⁷³⁾など多くの報告がされている。これら報告のほとんどは先に示した共振スイッチの概念により分類することができ、その応用の多さを伺い知ることができる。このことは従来の矩形波コンバータが全てそのスイッチ

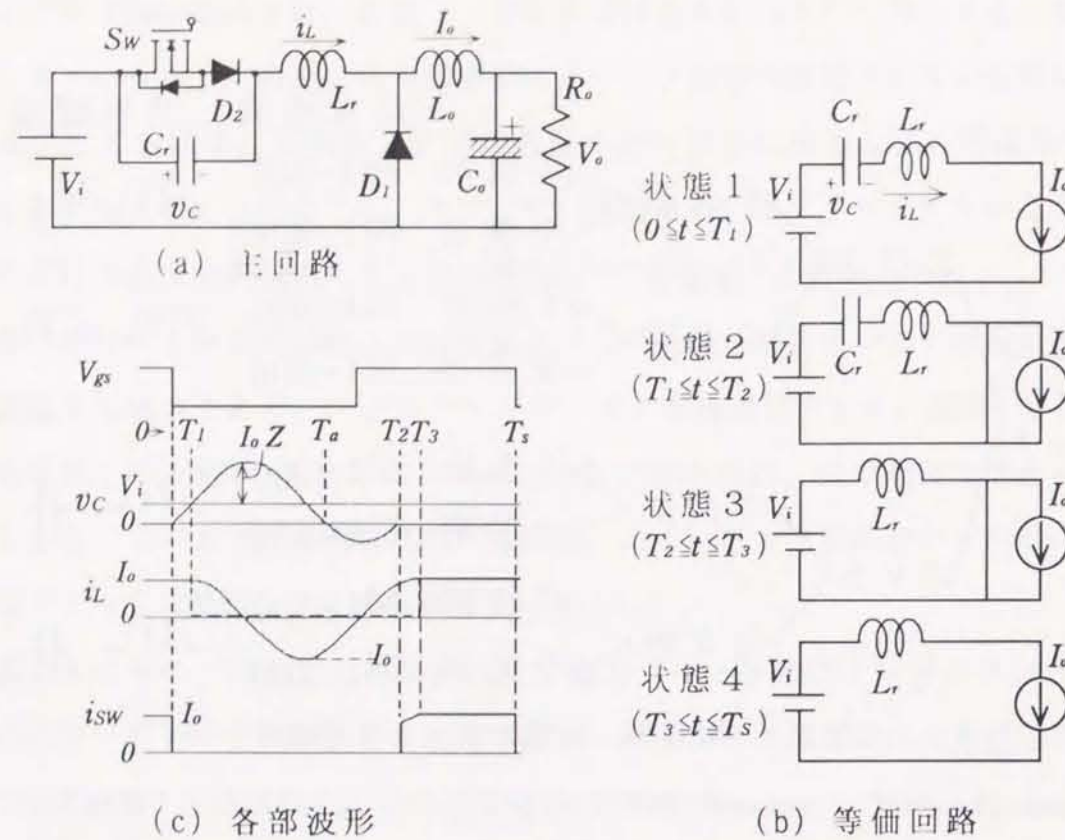


図 1-9 電圧共振全波形降圧コンバータ

部を共振スイッチに置き換え全て電圧共振形のコンバータとすることができることを表している。さらに各共振要素の配置法、寄生要素の利用等^{74)~76)}により電圧共振コンバータ回路方式はさらに増加する。このため全てのコンバータの諸特性を理解することは困難である。しかし、その基本特性は類似しており、その基本特性の把握は電圧共振形を理解する上で重要である。

本節では従来の矩形波形降圧コンバータのスイッチを図 1-5(b) に示す半共振 ZVS 全波形スイッチに置き換えた図 1-9(a) に示す電圧共振全波形降圧コンバータを用いて電圧共振形 (ZVS) の基本特性の把握を行う。その等価回路、各部波形を (b), (c) にそれぞれ示す。

このコンバータは、出力のインダクタは十分に大きく電流源として扱えると仮定すると、1 周期 T_s が図 1-9(b) に示す 4 つの状態に分けられる。ここで各状態において共振用インダクタ、コンデンサの電流、電圧をそれぞれ変数 i_L, v_c として状態方程式を立てると、

$$\text{状態 1} \quad \frac{dv_c}{dt} = \frac{I_o}{C_r}, \quad \frac{di_L}{dt} = 0 \quad (i_L(t) = I_o) \quad (v_c(t) = V_i \text{ の時、} D_1 \text{ がオンし状態遷移}) \quad (1-1)$$

$$\text{状態 2} \quad \frac{dv_c}{dt} = \frac{i_L}{C_r}, \quad \frac{di_L}{dt} = \frac{V_i - v_c}{L_r} \quad (v_c(t) = 0 \text{ の時、} Sw \text{ がオフし状態遷移}) \quad (1-2)$$

$$\text{状態 3} \quad \frac{dv_c}{dt} = 0, \quad (v_c(t) = 0), \quad \frac{di_L}{dt} = \frac{V_i}{L_r} \quad (i_L(t) = I_o \text{ の時、} D_1 \text{ がオフし状態遷移}) \quad (1-3)$$

$$\text{状態 4} \quad \frac{dv_c}{dt} = 0, \quad (v_c(t) = 0), \quad \frac{di_L}{dt} = 0, \quad (i_L(t) = I_o) \quad (t = T_s \text{ の時、} Sw \text{ がオンし状態 1 に}) \quad (1-4)$$

となり、これを解くと

$$i_L(t) = \begin{cases} I_o & (0 \sim T_1) \\ I_o \cdot \cos \omega(t - T_1) & (T_1 \sim T_2) \\ V_i / L_r \cdot (t - T_2) + I_o \cdot \cos \omega(T_2 - T_1) & (T_2 \sim T_3) \\ I_o & (T_3 \sim T_s) \end{cases}, \quad v_c(t) = \begin{cases} I_o / C_r \cdot t & (0 \sim T_1) \\ V_i + Z I_o \cdot \sin \omega(t - T_1) & (T_1 \sim T_2) \\ 0 & (T_2 \sim T_3) \\ 0 & (T_3 \sim T_s) \end{cases} \quad (1-5)$$

が得られ、図 1-9(c) に示した波形となる。ここで、 $\omega = 2\pi f_n = 1/\sqrt{L_r C_r}$ は共振角周波数であり、 $Z = \sqrt{L_r / C_r}$ は共振回路の特性インピーダンスを表す。また、 V_{gs} はスイッチングデバイスの駆動信号である。この結果、スイッチにかかる電圧は共振波形となり、スイッチ電流は矩形波となっていることがわかる。このようにオン期間が非共振状態であるためこのコンバータは半共振と呼ばれる。この回路では状態 2 の共振期間において共振コンデンサ電圧が $t = T_2$ で 0 となるがスイッチに直列に入るダイオード D_2 により逆電流が阻止されて、オフ状態が維持され負方向の電圧も生じて全波形となる。この負方向の電圧が生じている期間に駆動信号 V_{gs} により主スイッチをターンオンしても D_2 によりオフ状態は維持される。共振用コンデンサの電圧が負から再び 0 になると D_2 が導通し、順方向のスイッチ電流が流れ始め、0 電圧スイッチング (ZVS) が実現される。ここで、ZVS 動作を実現するためには状態 2 の共振により共振用コンデンサに負方向の電圧が生じる、あるいは、0 電圧となる必要がある。従って、式 1-5 から

$$I_o \geq V_i / Z \quad (1-6)$$

の最小負荷電流条件が課されることが判る。ここで示したように電圧共振形は軽負荷時に ZVS 動作の限界があり、最小負荷電流に制限がかかる。また、状態 2 の期間の共振によってスイッチの両端には降圧形で最大 $V_i + Z I_o$ の電圧がかかる。スイッチにかかる電圧は一般に入力電圧の数倍となり、回路構成によっては 10 倍もの電圧ストレスが発生することがある。この電圧ストレスと最小負荷電流条件の間にはトレードオフの関係があり、軽負荷での条件を緩和するために特性インピーダンス Z を大きく取ると、逆に重負荷時にスイッチにかかる電圧ストレスが急上昇してしまう。逆に電圧ストレスを低減させると軽負荷での ZVS 動作ができず、ZVS 形のメリットが無くなってしまう。

この電圧共振形コンバータの出力の制御を行うにはオフ期間を一定としてオン期間を制

御する周波数制御 (Pulse Frequency Modulation, PFM) となり、周波数が低くなるほど高出力となる。つまり、電圧共振形コンバータは 0 電圧スイッチングの実現のためオフ期間に共振状態を取り、その共振周波数は LC によりほぼ決定されるためオフ期間が一定となり、オン期間のみの制御により出力を可変する事となる。ここで、区間 $[T_1-T_3]$ がほぼ共振周期 ($T_n=1/f_n$) と等しいとして、共振インダクタ電流の平均値を考えると

$$I_L = I_o(T_s - T_n)/T_s = I_o(1 - f_s/f_n) \quad (1-7)$$

となる。これは入力電流の平均値と一致し、回路内での損失が無く入出力電力が等しく $V_o I_L = V_o I_o$ と仮定すると、入出力電圧とスイッチング周波数の関係が次のように導かれる。

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{I_L}{I_o} = 1 - \frac{f_s}{f_n} = 1 - \frac{T_{OFF}}{T_{OFF} + T_{ON}} \quad (1-8)$$

これより、オフ期間がほぼ T_n に等しく一定であることを考えるとスイッチのオン期間を制御して出力電圧が制御できることが判る。さらにこれは、矩形波の降圧コンバータでのオフ時比率 T_{OFF}/T_s を規格化スイッチング周波数 f_s/f_n で置き換えたこととなり、電圧共振全波形コンバータの動作特性は矩形波コンバータと基本的には等しいことを示している。その結果、出力電圧は負荷電流に依存せず定電圧特性が得られている。この負荷特性をスイッチング周波数による変化も含めて図 1-10 に示す。

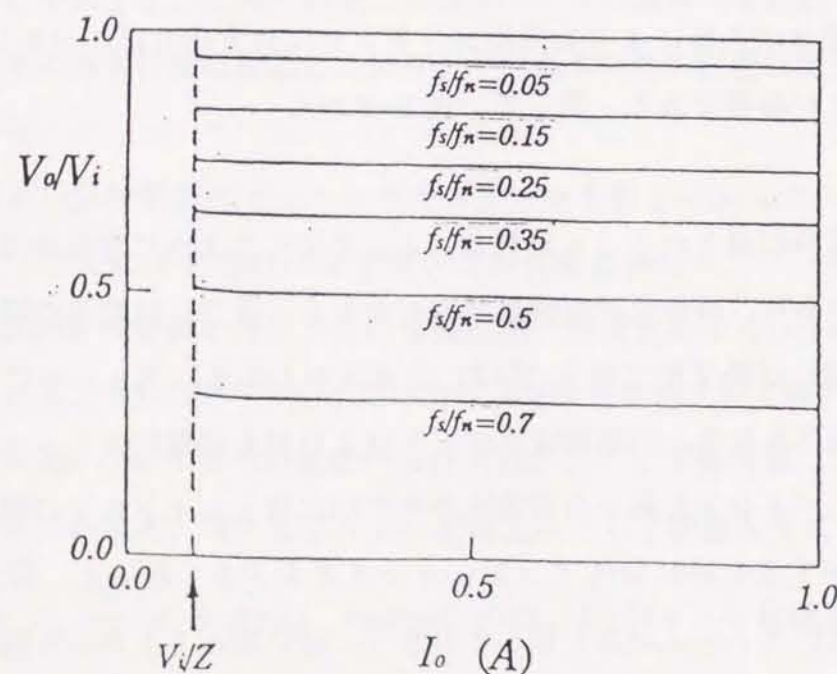


図 1-10 電圧共振全波形降圧コンバータ負荷特性

一方、図 1-9(a) に示した電圧共振全波形降圧コンバータよりスイッチ (MOSFET) に直列に入る逆電流阻止用ダイオード D_2 を取り除くと、状態 2 の共振により共振用コンデンサに発生する共振電圧が正から 0 になるところでスイッチに逆並列に入るダイオード (MOSFET の場合内蔵ダイオード) が自然導通し、スイッチは導通状態に移行する。このため、スイッチの両端には正方向の共振電圧のみが現れる半波形のコンバータとなる。半波形において共振形スイッチのオン状態への移行は逆並列ダイオードの自然導通により ZVS が実現されるが、主スイッチでは負の電流が逆並列ダイオードを流れている期間内にオン信号を加えて導通状態にすることで ZVS となりスイッチング損を発生しない。半波形においても ZVS の条件は、共振電圧が 0 にまで降下する点が存在することであり、全波形と同様に式 1-6 で与えられる最小負荷電流の条件が課されている。また、スイッチにかかる電圧ストレスも全波形と同様に降圧形では最大 $V_i + ZI_o$ の電圧がかかる。

この半波形においても入出力電圧比 ($X=V_o/V_i$) を同様に求めると

$$X = 1 - \frac{f_s}{2nf_n} \left[n + \sin^{-1}\left(\frac{r}{X}\right) + \frac{r}{2X} + \frac{X}{r} \left(1 + \sqrt{1 - \left(\frac{r}{X}\right)^2} \right) \right] \quad (1-9)$$

ここで、 $r=R_o/Z$ (規格化負荷抵抗)

複雑な式となるが、この式より負荷特性を求めたものを図 1-11 に示す。この結果、電圧共振半波形コンバータは出力インピーダンスの比較的大きい垂下特性を示すことが判る。

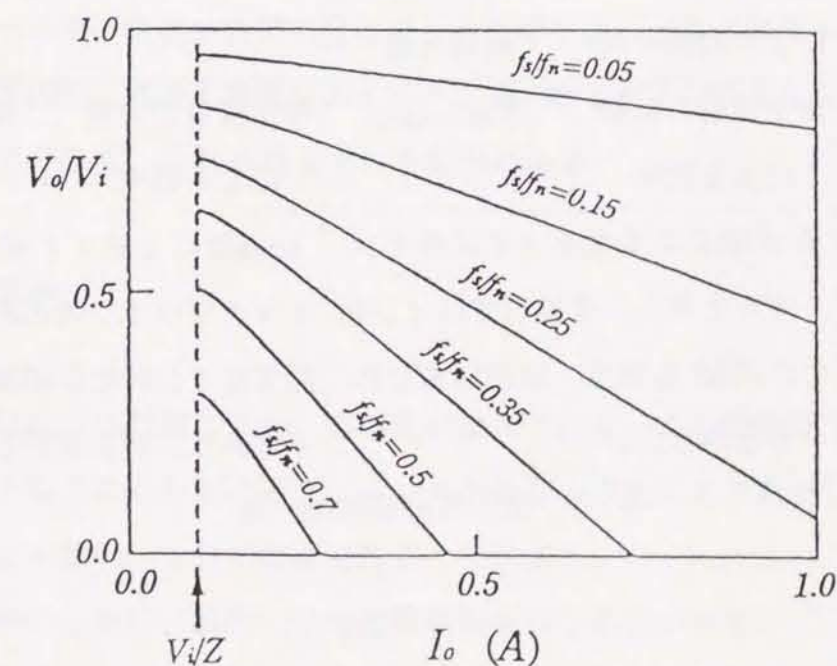


図 1-11 電圧共振半波形降圧コンバータ負荷特性

	半共振形		全共振形	
	全波形	半波形	全波形	半波形
スイッチング (共振スイッチ)	非0電流・0電圧ターンオン 非0電流・0電圧ターンオフ		非0電流・0電圧ターンオン 非0電流・0電圧ターンオフ 動作条件により0電流・0電圧 ターンオン可能 (E級スイッチング)	
ZVS条件	$I_o \geq V/Z$		軽負荷時に制限あり	
電圧ストレス	$Z \cdot I_o$ に関係し、入力電圧の数倍 から十倍までかかる		半共振形と同様	
スイッチ電流	非共振、矩形波コンバータと同じ		共振状態を取り、オフ時の電流 を半共振形より小さくもできる	
制御法	オフ期間固定、オン期間制御の PFM制御		半共振形と同様	
負荷特性	定電圧特性	垂下特性	電圧変動小さい	定電力特性に近い(電圧変動大)
周波数変動	理論上なし	大きい	小さい	大きい
寄生容量 の利用	逆電流阻止のD により利用不可	FETの寄生容量 利用可能	半共振形と同様	
オン時損失 (主スイッチ)	寄生容量の短絡 による損失	理論上なし	寄生容量の短絡 による損失	理論上なし
ノイズ	$L \cdot di/dt$ による電圧ノイズがオン 、オフで発生、全波形ではオン時 の $C \cdot dV/dt$ も発生。矩形波形と比 べると小さい。		$L \cdot di/dt$ によるノイズ発生。E級ス イッチではオフ時のみ発生。全波 形ではオン時に $C \cdot dV/dt$ の電流ノ イズあり。矩形波形と比べ小さい	

表1-1 電圧共振形特徴一覧

さらに、出力電圧の制御はオフ期間固定の周波数制御で行えることが判るが、出力電圧を
広範囲に定電圧に保つためには周波数変動が大きくなることが確認できる。

ここまで電圧共振降圧形コンバータを取り上げてその動作を示したが、他の矩形波形コ
ンバータにZVSスイッチを応用した場合でもその動作、制御方法、電圧ストレス、負荷
特性の傾向は一致しており、その特徴をまとめると表1-1のようになる。全共振形スイ
ッチを応用するとオン時のスイッチ電流も共振状態となり、ターンオフ時のスイッチ電流
を比較的小さくすることもできデバイスの責務の軽減、E級動作をさせターンオン時の
 $L \cdot di/dt$ の電圧ノイズの低減もはかれるメリットがある。その反面共振状態が複雑となり解
析が複雑になる、負荷変動による出力電圧変動が大きくなる、このため制御時の周波数変
動も大きくなる等のデメリットもある。

電圧共振形では、共振スイッチと他の回路要素との組み合わせによって、多くの回路方
式が構成できる。この中で半波形が寄生容量も共振要素として利用できターンオン損失が
無いため最も高周波化に適しているとされている。これに対して全波形はスイッチングデ
バイスの寄生容量(MOSFETでは出力容量 C_{oss})に蓄えられた電荷が D_2 により逆電流が阻
止されオフ期間内に放出できず、オンの瞬間に短絡電流として放出されるためノイズ、損
失が発生する問題がある。さらに、高周波化に適しているとされる半波形においても電圧
調整のためのスイッチング周波数変動が大きいこと、最低周波数で磁気素子、平滑コンデ
ンサの大きさが決定され高周波化のメリットが十分得られない、出力制御範囲が制限され
る、スイッチへの電圧責務が負荷の増加により急増することなど解決すべき点も多くある。
つまり、電圧共振形は理論上無損失スイッチングとなるが上記のような問題も残っており、
実用化に向けての研究、検討が進んでいる段階にある。

1.2.4 部分共振形

電圧共振形は以下の問題により、実用化が進んでいないことを前章で述べた。

- ・ スイッチ素子にかかるの電圧ストレスが負荷の増加により急増し、
入力電圧の数倍～10倍にまでなることがある。
- ・ 電圧調整のために一般的には周波数制御を行う必要があり、
周波数変動が大きいと高周波化のメリットが十分に得られない。
- ・ ZVS動作をさせるためには出力制御範囲が限定されてしまう。

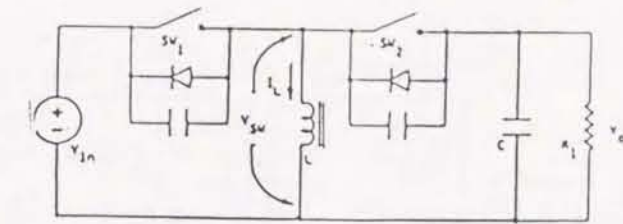
・半波形は制御時の周波数変動が大きく、

全波形は寄生容量によるターンオン損失がある。

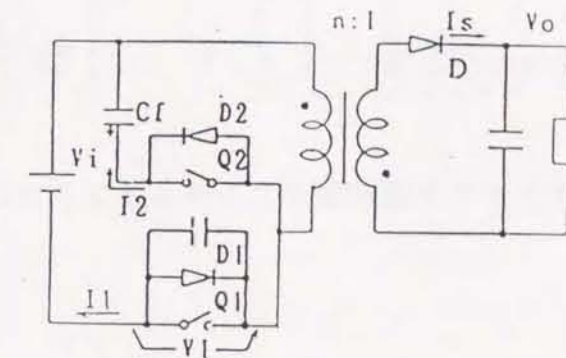
これらの問題点の解決に向かって各方面で研究、検討が行われている一方で、スイッチの電圧負担を軽減しながら0電圧による無損失スイッチングを実現するためにスイッチング時の短期間においてのみ共振現象を利用するように改良された部分共振形が注目され研究が行われている^{77)~79)}。部分共振形はスイッチングの短期間のみで共振現象を利用するため、電圧共振形の問題点を克服し、従来のPWMコンバータと同様の制御が行える。つまり、電圧共振形とPWM形の利点を組み合わせたようなコンバータである。このようなスイッチング時のみ共振を利用してZVSを実現するコンバータは研究者により様々な呼ばれ方をしており、部分共振形の他にも、ソフトスイッチングコンバータ、擬共振コンバータ、ZVS-PWMコンバータ、などがありそれぞれ特徴的なコンバータが報告されている。部分共振回路はその回路方式が多種多様であり、それぞれに特徴的な動作を有しているためにそれらの動作を統一的に示すことはできない。そこで本節ではこれまでに報告された部分共振形あるいはソフトスイッチングコンバータの代表的な方式を取り上げて、その動作原理について概説する。さらに、部分共振形に共通する特長と実用化に向けての問題点について述べる。本節で参照する回路図は参照した論文より引用しているため回路により表記に違いがある。

1) リアクトルあるいはトランスの励磁電流を利用した部分共振形^{80)~82)} (図1-12)

文献(80),(81)より引用した回路図を図1-12に示す。この方式はPWMコンバータの降圧形、昇圧形、昇降圧形、フライバック形における整流ダイオードを能動スイッチ素子(MOSFET等)に置き換えたもの、あるいは、1次側巻線に回生スイッチング素子と回生用コンデンサの直列回路を設けたものであり、基本的な部分共振コンバータである。2つのスイッチング素子は共通のオフ期間(デットタイム)を挟んで交互にオン、オフを繰り返す。この昇降圧形の回路は2つのスイッチ素子のデットタイムに共振を利用し巻線電圧を反転させることでZVSを実現する。つまり、 Sw_1 がオンの期間に励磁エネルギーを蓄えたのち、 Sw_1 がオフしデットタイムにはいるとスイッチに並列に配したコンデンサ(MOSFETの寄生容量)により Sw_1 の電圧が0から緩やかに上昇し出力電圧と一致したところで Sw_2 のダイオードが導通し、 Sw_1, Sw_2 共にZVS動作となる。 Sw_1 のオン期間に蓄えられた励磁エネルギーを Sw_2 のオン期間に出力に送り、エネルギーの放出後さらに、 Sw_2



昇降圧形



フライバック1次側回生形

図1-12 励磁電流を利用した部分共振形

の導通期間を持たせリアクトル(フライバック形ではトランス)を逆励磁しておく、回生スイッチ Sw_2 がオフしデットタイムにはいるとトランス(リアクトル)巻線電圧が反転し、コンデンサに蓄えられた電荷が放出されスイッチ電圧が立ち下がる。スイッチ電圧が0となると逆並列に入るダイオードが導通しオン状態となることで Sw_1 のZVSが実現する。このとき Sw_2 の電圧も緩やかに上昇し Sw_2 もZVS動作をとる。このようにデットタイムにおける巻線電圧の反転が共振現象であり、これによりZVS動作が可能となっている。この回路ではスイッチング周期を固定したままPWM制御ができ、さらに回生スイッチのオフのタイミングによっても出力の制御が行える特長がある。降圧形、昇圧形、フライバック形においても同様の動作を行いZVS動作ができる。この文献ではこのスイッチングをZero Voltage Resonant Transition (ZVRT)と呼んでいる。

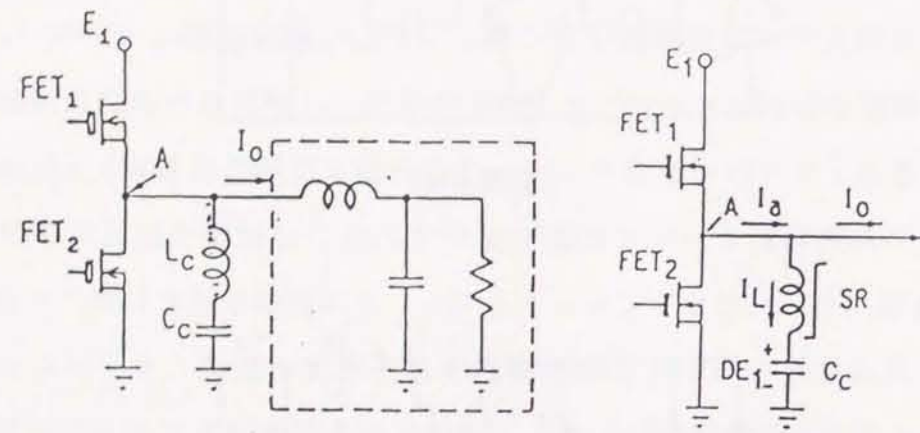


図 1-13 インダクタ電流形ソフトスイッチングコンバータ

2) インダクタ電流形ソフトスイッチングコンバータ⁸³⁾⁻⁸⁵⁾ (図 1-13)

文献 (83),(84) より引用した回路図を図 1-13 に示す。このコンバータは、線形あるいは可飽和磁心を用いた転流用インダクタと比較的大容量のコンデンサを直列接続した転流回路を図 1-13 のようにスイッチに並列に接続したもので、ZVS の実現するために必要な励磁電流は転流用インダクタから供給される。このためリアクトルの電流をほぼ一定に保つことができ出力の平滑コンデンサの負担を小さくできる。転流用インダクタの平均電流は 0 であるが、このインダクタ電流の最大値と最小値の間に負荷電流が位置すれば ZVS 動作が実現できる。可飽和のインダクタを用いると転流時にのみ飽和して励磁電流を流して ZVS を実現し、巻線抵抗、スイッチの導通損を低減できる。このコンバータも固定周波数で PWM 制御が可能であるが、負荷に対し励磁電流による制限がある。

3) トランスの励磁電流を利用した ZVS プッシュプルコンバータ^{86),87)} (図 1-14)

文献 (86) より引用し図 1-14 に示した。この方式は従来のプッシュプル形コンバータの 2 次側の整流用ダイオードを能動素子 (MOSFET) に置き換えたものであり、トランスの励磁電流を利用して ZVS を実現するもので、その動作は図 1-12 に示したトランスの励磁

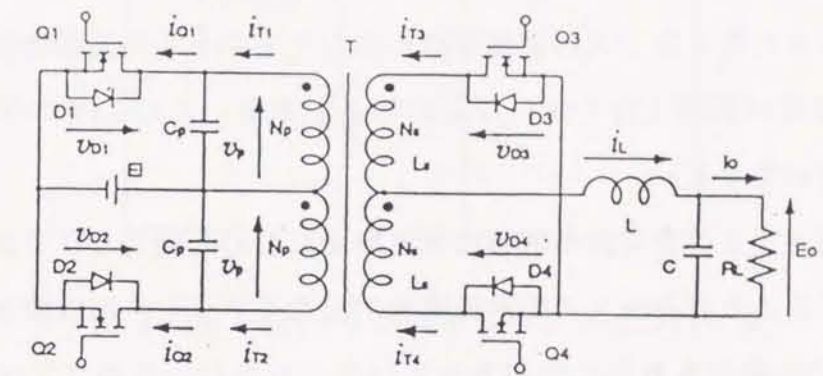


図 1-14 プッシュプル形部分共振形

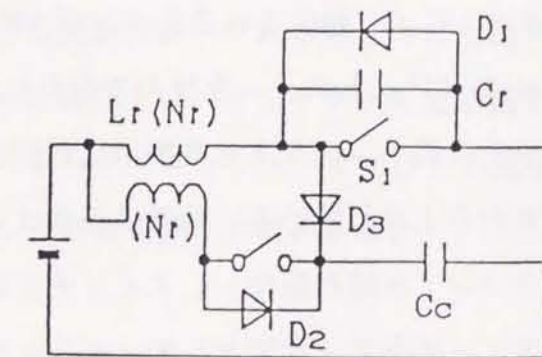


図 1-15 補助スイッチを用いた部分共振形

電流を利用した部分共振コンバータに類似している。このコンバータはインダクタ転流形と比べ ZVS のための追加部品が少なく、回路構成が簡単となる。また出力回路は直流的に絶縁され、固定周波での PWM 制御が可能であり、2 次側に低オン抵抗のスイッチングデバイスを使用できるためスイッチでの電圧降下による損失が少ない。さらに、従来のブッシュプル形でみられたトランスの励磁電流と出力リアクトルの励磁電流との相互作用により生じる出力電圧の異常上昇も無いなどの特長がある。この ZVS の手法は電流形ブッシュプルにも適用ができる。

さらに、2 次側スイッチを可飽和磁心に置き換えたものも報告されており、転流期間中に 2 次側を遮断することでトランスの励磁電流が出力リアクトルに吸収されることを防止し、1 次側での ZVS 動作を有効に作用させている。しかし、このコンバータは出力電圧の制御が難しく、周波数制御をする必要がある。

4) 補助スイッチを用いた部分共振コンバータ^{88)~91)} (図 1-15)

図 1-15 に示す回路方式は文献 (88) より引用したものであり、電圧共振形でスイッチの両端に発生する電圧をある一定の低い電圧値でクランプし、スイッチの電圧責務を軽減して、低耐圧の素子を使用できるようにすることを目的に提案された回路である。つまり、電圧共振形にクランプ巻線、クランプ用コンデンサ、クランプダイオード、補助スイッチ及び補助スイッチの内蔵ダイオードにより構成されるクランプ回路を追加したものである。主スイッチと補助スイッチは小さなデットタイムを挟んで交互にオン、オフを繰り返す。主スイッチがオンされるとトランスのインダクタを共振用に利用し通常の電圧共振回路と同じ動作でスイッチの電圧が 0 から上昇し始める。共振によりコンデンサ電圧がクランプコンデンサの電圧に達するとクランプ回路が動作し、スイッチ両端の電圧をクランプできる。クランプした状態で補助スイッチをオン状態として、クランプコンデンサの電荷を入力に返還する。次に主スイッチをオンする前に補助スイッチをオフすると電荷の放出がクランプコンデンサから共振コンデンサに移りトランスと共振用コンデンサとトランスのインダクタの共振がおこり、スイッチ電圧が低下する。スイッチ両端の電圧、共振コンデンサの電圧が 0 となると主スイッチの内蔵ダイオードが導通し ZVS が実現される。この回路ではオフ期間の設定に自由度があり、従来の共振形のように周波数制御に捕らわれず固定周波数による PWM 制御が可能になっている。

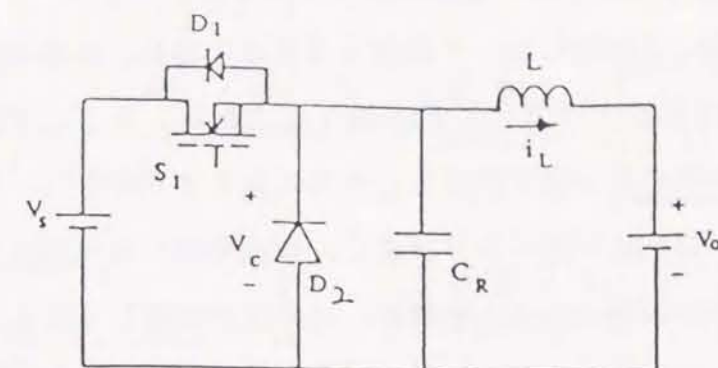


図 1-16 一石ソフトスイッチングコンバータ

5) 一石式ソフトスイッチングコンバータ^{92)~94)} (図 1-16)

これまで示してきたコンバータは従来形の整流ダイオードを能動スイッチに置き換える、あるいはインダクタ転流回路を多石のコンバータに追加したものであり、ZVS 動作のために 2 石以上の能動スイッチが必要であった。文献 (94) に示された一石式ソフトスイッチングコンバータは一石式で整流ダイオードの蓄積降下を積極的に利用してソフトスイッチングを行うコンバータとして提案された回路方式である。このコンバータは整流ダイオードの持つ蓄積時間に逆電流が流れ、これがちょうど能動スイッチのオン状態でリアクトルを逆励磁する場合と同じ動作をし、インダクタを逆励磁する事で ZVS 動作を実現する。しかし、一石式ソフトスイッチングコンバータでは出力電圧の PWM 制御は行えず、スイッチング周波数を変化して制御を行う必要がある。

これまでに報告された部分共振形コンバータには、ここで挙げた他にも、スイッチングスナバーを用いたもの⁹⁵⁾、共振ボールを用いたもの⁹⁶⁾など多くの回路方式^{97)~99)}があるが、部分共振形コンバータ全般に共通する特長をまとめると次のようになる。

- ・スイッチング時の短時間のみに共振現象が生じ、ZVS 動作を実現する。
- ・短時間の共振のみであるため PWM 方式同様に固定周波数で、時比率制御が行える。但し周波数制御の必要な例外もある。
- ・スイッチ素子の電圧ストレスが PWM 方式と同程度に抑えられる。
- ・一部の例外的な回路方式もあるが多石 (2 石以上) のスイッチング素子を必要とする。

- ・制御信号にはデットタイムが必要であり、この設定により ZVS 動作が左右される。
- ・ZVS 動作範囲、転流期間は負荷電流によって決まる。

本節では電圧共振形の実用化において問題となる電圧責務、周波数変動の特性をスイッチングの短時間のみで共振を利用して ZVS 動作を実現し、さらに PWM 制御を可能とした部分共振形コンバータの報告例を紹介し、その特長をまとめたが、部分共振形にも動作範囲が負荷電流あるいは転流回路により決まる、転流期間が負荷特性や動特性に及ぼす影響が大きい、回路動作が複雑となるため解析、回路設計が難しくなる、基本的には 2 石以上のスイッチング素子が必要となりその制御、回路構成要素が増えるなど解決すべき点も多く残されており一部実用化もされているが、研究開発が進んでいる段階である。しかし、現在の磁気素子、スイッチング素子を考えると高周波化の手法としては部分共振となる(有利である)との報告もあり^{79),100)}、今後、開発が進むと考えられる。

1.2.5 電流共振形 (ZCS)

スイッチング損失の低減のもう一つの手法である 0 電流スイッチングは電圧共振よりも 5 年早い 1970 年に F.C.Schwarz によりその基本概念が提案されている。電流共振形 (ZCS) も電圧共振形と同様に ZCS 共振スイッチの概念を従来の矩形波形コンバータのスイッチ部に適用することで全てのコンバータが ZCS コンバータとして構成できる¹⁰¹⁾。電流共振形はフルブリッジ形や、ハーフブリッジの様な多石の応用において実用化の報告がある¹⁾。一石式においても 1MHz で実用化された例もあり¹⁰²⁾、従来の矩形波コンバータへ応用した動作解析、実験報告など一石形¹⁰³⁾⁻¹¹³⁾、多石形¹¹⁴⁾⁻¹²³⁾ともに多くの報告がされている。さらに共振スイッチの適用方法¹⁰¹⁾、多出力化¹²⁴⁾⁻¹²⁶⁾、固定周波数での制御方法¹²⁷⁾⁻¹³⁰⁾、インバータへの応用¹³¹⁾⁻¹³⁴⁾など多くの研究が盛んに行われ、研究報告も多い。このように多くの回路方式での研究報告があるがその基本的動作は共通しており、簡単な回路を用いて電流共振形の基本特性の把握を行うことができる。

そこで、本節では降圧形コンバータのスイッチを半共振 ZCS 全波形スイッチで置き換えて得られる電流共振全波形コンバータ(図 1-17(a))を用いて電流共振形 (ZCS) の基本動作、特性の把握を行う。各動作状態での等価回路、各部動作波形を (b),(c) にそれぞれ示す。ここで出力のインダクタは十分に大きく電流源 I_o として扱えると仮定すると、1 スwitchング周期 T_s の間に図 1-17(b) に示した 4 つの状態を取り動作する。各状態に対して共

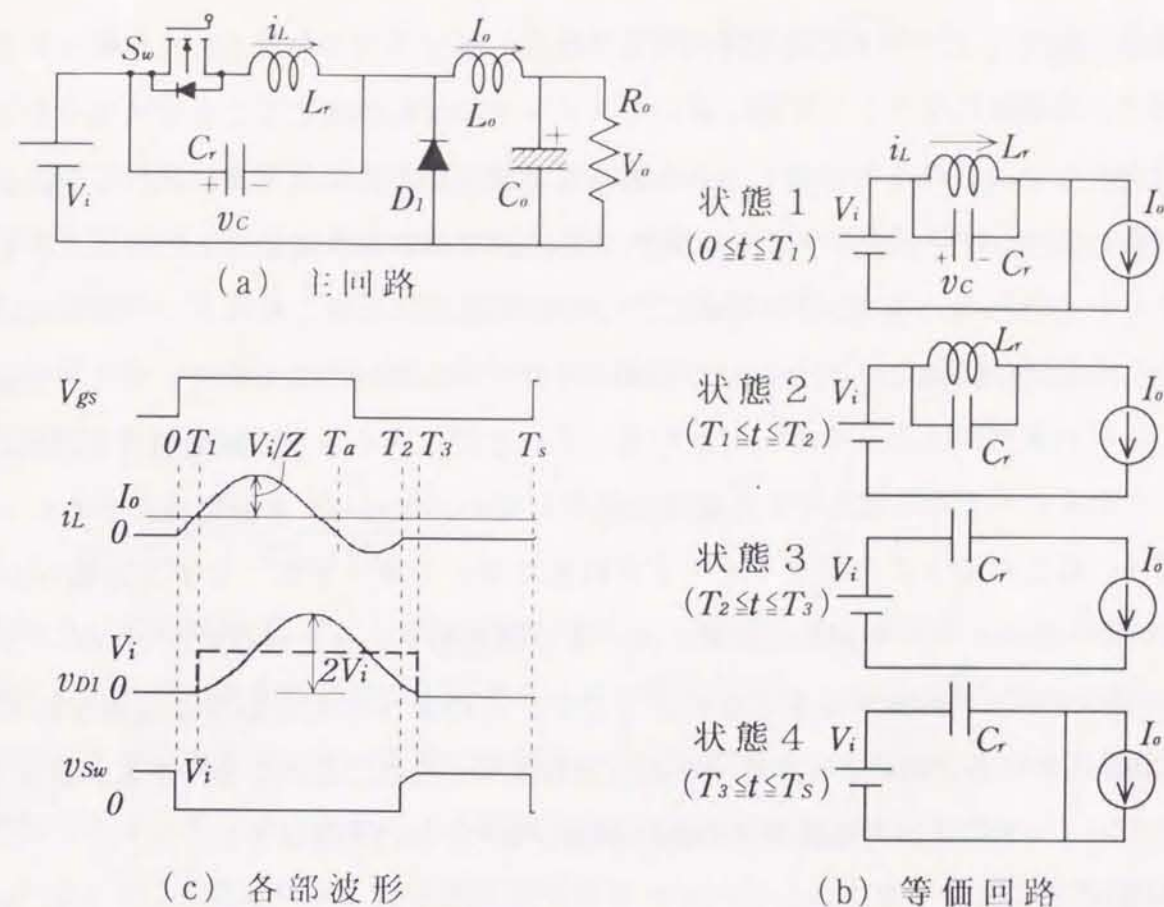


図 1-17 電流共振全波形降圧コンバータ

振用インダクタ電流、コンデンサ電圧を変数 i_L, v_c として状態方程式を立てる。

$$\text{状態 1 } \frac{di_L}{dt} = \frac{V_i}{L_r}, \quad \frac{dv_c}{dt} = 0, \quad (v_c(t) = V_i) \quad (i_L(T_1) = 0 \text{ の時、} D_1 \text{ がオフして状態遷移}) \quad (1-10)$$

$$\text{状態 2 } \frac{di_L}{dt} = \frac{v_c}{L_r}, \quad \frac{dv_c}{dt} = \frac{I_o - i_L}{C_r} \quad (i_L(T_2) = -I_o \text{ で、スイッチ部がオフし状態遷移}) \quad (1-11)$$

$$\text{状態 3 } \frac{di_L}{dt} = 0, \quad (i_L(t) = 0), \quad \frac{dv_c}{dt} = \frac{I_o}{C_r} \quad (v_c(T_3) = V_i \text{ で、} D_1 \text{ が導通して状態遷移}) \quad (1-12)$$

$$\text{状態 4 } i_L(t) = 0, \quad v_c(t) = V_i \quad (t = T_s \text{ で、主スイッチがオンし状態 1 に戻る}) \quad (1-13)$$

この状態方程式を解くと、

$$i_L(t) = \begin{cases} V_i/L_r \cdot t \\ I_o + (V_i/Z) \cdot \sin\omega(t - T_1) \\ 0 \\ 0 \end{cases}, \quad v_c(t) = \begin{cases} V_i \\ V_i \cdot \cos\omega(t - T_1) \\ I_o/C_r \cdot (t - T_2) + V_i \cdot \cos(T_2 - T_1) \\ V_i \end{cases} \quad \begin{matrix} (0 \sim T_1) \\ (T_1 \sim T_2) \\ (T_2 \sim T_3) \\ (T_3 \sim T_s) \end{matrix} \quad (1-14)$$

となり、これを波形で示すと図 1-17(c) のようになる。ここで、 $\omega = 2\pi f_n = 1/\sqrt{L_r C_r}$ は共

振角周波数であり、 $Z = \sqrt{L_r/C_r}$ は共振回路の特性インピーダンスを表す。この結果スイッチの電流は正弦波状になり、0電流においてスイッチの反転が起こることでスイッチング損失が発生しない。このとき、スイッチに流れる電流は正と負の両方向に流れる全波形となっている。また、オフ期間のスイッチ電圧は矩形波で非共振状態となっているため半共振形であることが判る。スイッチの導通に伴って正弦波状に上昇したスイッチ電流がピークを迎えた後再び0に戻ると、スイッチ電流はスイッチに逆並列に入るダイオードを通り流れる。この逆並列に入るダイオードが導通している間にスイッチの駆動信号 V_{gs} により主スイッチをオフしても0電圧であり損失は発生しない。さらに、共振電流はダイオードを流れ続け、0となるところでダイオードが自然にターンオフすることでZCS動作が実現されている。主スイッチに対してはダイオードが導通しているため0電圧でのターンオフとなりスイッチング損失が発生しない。ここで、このようなZCS動作が実現されるためには状態2における共振によりスイッチ電流が0以下になることが必要である。従って、電流共振コンバータには出力電流の最大値に制限があり、式1-14より

$$I_o \leq V_i/Z \quad (1-15)$$

の最大負荷電流に制限がある。ここで、等号が成り立つのは L_r - C_r の共振電流の振幅と出力電流が一致した場合であり、ZCS動作の限界である。電流共振形では、共振電流をスイッチに流すために従来の矩形波形と比べてスイッチ電流のピーク値が高くなり、降圧形においてはスイッチ電流のピークは

$$I_o + V_i/Z \quad (1-16)$$

となる。この電流ピークは各コンバータにおいて異なるが、一般に入力電流の数倍の電流ストレスとなることが知られている。この電流ピークと最大電流責務の間にはトレードオフの関係があり、より大きな出力電流を得るために特性インピーダンス Z を小さくすると電流責務が急増してしまう。共振電流による導通損を減らす為に共振電流を小さくするとZCSで動作する出力電流範囲が小さくなり、必要な最大出力電流をZCS動作の中で得られなくなることがあり、ZCS形のメリットが無くなってしまう。

電流共振形のコンバータにおいて出力電圧を制御するためには、オン期間を一定として、オフ期間を制御する周波数制御(PFM)が必要であり、周波数が高周波になるほど高出力側にシフトする。つまり、電流共振形はスイッチのオン期間に共振状態を取り、その共振周波数は回路での共振要素によってほぼ一定に固定されるためZCS動作を確保するため

には一定のオン期間が必要となる。このために出力を制御するにはオフ期間の制御が必要となる。

ここで、出力電圧と入力電圧の比 (V_o/V_i) を求める。環流ダイオード D_1 の電圧は状態2、3で共振状態となり、入力電圧 V_i を中心とする正弦波となる。その期間はほぼ共振周期 $T_n (=1/f_n)$ の一周期分に相当し、他の期間はダイオードが導通するため0となっている。このダイオード電圧の平均値は出力電圧と等しくなるため、この平均値より入出力電圧比を求めると

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{T_n}{T_s} = \frac{f_s}{f_n} \cdot \frac{T_{ON}}{T_{OFF} + T_{ON}} \quad (1-17)$$

となり、共振周期 T_n とオン期間がほぼ等しく一定であるため主スイッチのオフ期間を制御することで出力電圧の制御が行えることが判る。また、この式より電流共振全波形のコンバータの出力電圧が負荷電流に無関係で定電圧特性を有していることが判る。この負荷特性をスイッチング周波数による制御も含めて図1-18に示す。

一方、図1-17(a)に示した電流共振全波形コンバータの主スイッチに直列に逆電流を阻止する向きにダイオード D_2 を直列に入れると、状態2の共振によりスイッチに流れる共振電流が0となるところで逆電流阻止用ダイオード D_2 がオフし共振状態が終了する。こ

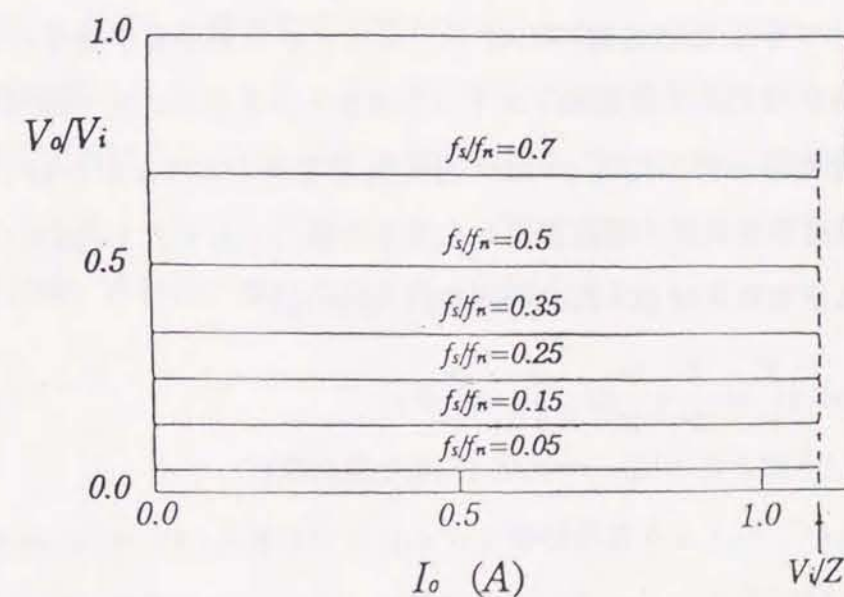


図 1-18 電流共振全波形降圧コンバータ負荷特性

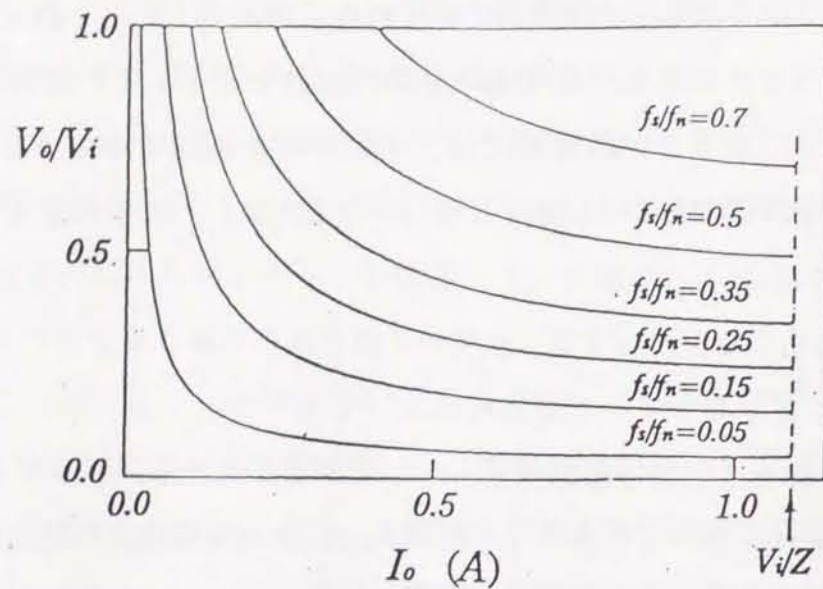


図 1-19 電流共振半波形降圧コンバータ負荷特性

のためスイッチには正方向の電流のみが現れる半波形のコンバータとなる。逆電流阻止用ダイオードがオフしたところでは共振用コンデンサ電圧は負である。その後、出力電流による充電が行われるが、コンデンサ電圧が負となっている期間(D_2 に逆電圧がかかる期間)内に主スイッチをオフすると ZCS 動作となり、スイッチング損失が発生しない。半波形においても ZCS 動作の条件は共振電流(スイッチ電流)が 0 以下にまで降下する点が存在することであり、全波形と同様に式 1-15 の最大負荷電流の条件が課されている。また、スイッチに流れる電流の最大値、電流責務も全波形と等しくなり式 1-16 として表される。半波形においても入出力電圧比($X=V_o/V_i$)を同様に求めると

$$X = \frac{f_s}{2\pi f_n} \left[\pi + \sin^{-1}\left(\frac{X}{r}\right) + \frac{X}{2r} + \frac{r}{X} \left(1 + \sqrt{1 - \left(\frac{X}{r}\right)^2}\right) \right] \quad (1-18)$$

但し、 $X=V_o/V_i$ (入出力電圧比)、 $r=R/Z$ (正規化負荷抵抗)

と、複雑な式となるがこの式より負荷特性を求めた負荷特性を図 1-19 に示す。この結果、半波形のコンバータは出力インピーダンスの比較的大きい垂下特性を示すことが判る。出力を一定にするためには軽負荷で著しく周波数が低下してしまい、周波数変動が大きくなることが確認できる。

ここまで降圧形コンバータに ZCS スイッチを適用し、その動作と基本特性を示したが、他のコンバータに ZCS スイッチを応用した場合でもその基本動作は類似しており、制御方法はオン期間を固定した周波数制御である。全共振形スイッチを用いるとオフ期間にも共振状態となりスイッチの両端の電圧にも共振状態が現れる。この共振より半共振形に比べオン時のスイッチ電圧を低く抑えることやオフ時に 0 電流 0 電圧でのスイッチングが実現でき、さらに $L \cdot di/dt$ の電圧スパイクを抑えることができる。しかし、その反面、動作が複雑となり解析が困難になる。全共振形の負荷特性、スイッチへのストレスは多少半共振形と異なるがその傾向は同じである。

電流共振形の特徴を半共振、全共振を合わせて表 1-2 に示している。全共振形とすることでオフ時の電圧も共振状態となり、ターンオフ時のスイッチ電圧を比較的小さく抑えることもできる、オフ時のノイズの低減ができるなどのメリットがある。その反面、共振の複雑さ、負荷変動による出力電圧、制御周波数変動が大きくなることに注意が必要である。

電流共振形のコンバータは、共振電流を利用して 0 電流スイッチングを行い、スイッチング損失、ノイズの発生が少ない特徴があるため ZCS スイッチの応用により多くの回路方式が提案、研究されている。しかし、その実用化例は数少ない。この理由として、共振電流をスイッチに流すため低オン抵抗の素子が必要となる、寄生容量による損失が発生する、寄生容量により ZCS 動作が影響される、などが考えられ、スイッチングデバイスの改良、発展が実用化の鍵となると思われる。しかし、現在のデバイスの性能で、商用電源(AC100V, 200V)への応用を考えるとデバイスの耐圧が比較的小さくて、大きな電流を流せる素子はすでに開発されているため電流共振形のほうが電圧共振形よりも実現の可能性が大きいと考える。しかし、回路面において電流責務の軽減、周波数変動の少ない制御や回路方式の開発、解析法の簡単化など今後検討、研究されるべき点も多い(7)(8)(15)。

	半共振形		全共振形	
	全波形	半波形	全波形	半波形
スイッチング (共振スイッチ)	0 電流・非 0 電圧ターンオン 0 電流・非 0 電圧ターンオフ		0 電流・非 0 電圧ターンオン 0 電流・非 0 電圧ターンオフ 動作条件により 0 電流・0 電圧 ターンオン可能 (E級スイッチング)	
ZCS 条件	$I_o \leq V_i/Z$		最大負荷に制限あり(定式化は複雑)	
電流ストレス	V_i/Z に関係し、入力電流の数倍		半共振形と同様	
スイッチ電圧	非共振、矩形波コンバータと同じ		共振状態、オフ時に半共振より小さくもできる。(ピークは大きい)	
制御法	オン期間固定、オフ期間制御の PFM制御		半共振形と同様	
負荷特性	定電圧特性	垂下特性	電圧変動小さい	電圧変動大きい
制御周波数変動	理論上なし	大きい	小さい	大きい
寄生容量の利用	逆電流阻止用 D により利用不可		半共振形と同様	
ターンオン損失 (主スイッチ)	寄生容量の短絡による損失あり		寄生容量の短絡による損失あり	
ノイズ	$C \cdot dV/dt$ による電流ノイズが発生。 オフ時にゲート、MOSFETの寄生容量の充電が必要となり、ZCS に影響する。		$C \cdot dV/dt$ による電流ノイズ発生。 E級スイッチではオン時のみ発生。 オフ時に寄生容量の充電により ZCSに影響する。	

表1-2 電流共振形の特徴一覧

1.3 まとめ

半導体スイッチング素子の開発、改良、その応用により従来に比べて小型化されたスイッチング電源は、あらゆる電子機器用電源として用いられるようになってきた。しかし、ここに来て半導体集積技術、実装技術の発展の恩恵を受けて電子機器本体の小型、低コストが進んでいるのに対し、その中にある電源部の小型化、低コスト化の立ち後れが指摘され、早急な改善が求められている現状を示した。現在、電源の小型化に向けてスイッチング周波数を高周波化する方向に進んでいるが、現状の矩形波コンバータでは高周波化に伴いスイッチング損失、ノイズが比例的に増加し、高周波化の限界に近づいている現状を示した。このため、高周波化のためにはスイッチング損の低減が鍵になっており、0 電圧あるいは 0 電流でスイッチングが行える共振形電源が注目されている。

本章では ZVS あるいは ZCS で無損失スイッチングを行う共振スイッチを ZCS/ZVS, 半波形/全波形、半共振/全共振の各カテゴリでの動作を示すと共に共振スイッチの分類を行い、共振形の動作の理解を容易にした。また、電圧共振形、電流共振形の基本的動作、特性を降圧コンバータでの応用例を用いて示した。これにより、各共振方式における基本特性が明らかとなり、共振形の動作の理解を容易にすると共に、各コンバータにおける特徴と問題点を摘出する事で実用化に向けて、今後の課題を明確にした。さらに電圧共振形の問題点を克服するために提案された部分共振形についてもその報告事例を示しながら、共通する特長、実用化においての問題点を報告した。これら電圧共振形、部分共振形、電流共振形の特徴をまとめると表 1-3 のようになる。

現在のスイッチングデバイスでは、回路の複雑さを除くと高周波化に対しては部分共振形が最も有効であり、現在の高周波化の研究の対象と主軸となりつつある。しかし、部分共振形にはスイッチング素子が 2 つ以上必要、回路構成や動作が複雑、制御信号の作成が複雑、転流時間の影響、など高周波化において解決すべき点も多い。さらに高周波化が進むことを考えると回路構成や制御手法の簡単な共振形のほうがメリットを持ってくると予想される。その共振形が実用化されるためにも多くの克服すべき問題点はあるが、その中でもスイッチングデバイスの改善、発展が大きな要因を握っていることを述べた。

現状のスイッチングデバイスの面より共振形を考えると、入力電圧の比較的低いコンバータにおいては電圧共振形が適している。一方、商用電源のように入力電圧が高い場合に

	電圧共振形 (ZVS)	電流共振形 (ZCS)	部分共振形
スイッチング	ZVS (非0電流)	ZCS (非0電圧)	ZVS (非0電流)
無損失スイッチング制限	軽負荷時に制限あり $I_o \geq V_i/Z$ (一石半共振形)	最大負荷に制限あり $I_o \leq V_i/Z$ (一石半共振形)	転流期間、逆励磁期間により負荷範囲に制限がかかる
電圧ストレス	大きい。入力電圧の数倍から10倍程度	比較的小さい。従来形と同程度(全共振形で多少高くなる)	小さい。従来形矩形波形と同程度
電流ストレス	比較的小さい。従来形と同程度(全共振で多少高くなる)	大きい。入力電流の数倍。	小さい。従来形と同程度
制御方法	オフ期間固定の周波数制御	オン期間固定の周波数制御	一般にデットタイムを持ったPWM制御
回路、及び動作	1石+L+C以上で構成。部分共振と比べると簡単。	一石+L+C以上で構成。部分共振と比べると簡単	基本的に2石以上で構成。回路、動作ともに複雑
ノイズ及び損失発生要因	$L \cdot di/dt$ の電圧ノイズ 全波形は $C \cdot dV/dt$ の電流ノイズとC短絡による損失	$C \cdot dV/dt$ の電流ノイズとC短絡による損失	$L \cdot di/dt$ の電圧ノイズ

表1-3 無損失スイッチング方式の特徴の比較

は、その電圧、整流方式によっては電圧共振形で発生するピーク電圧に耐えうるスイッチングデバイスの選択が難しくなる。これに対し、電流共振形では電圧、電流責務に耐えうる素子の入手は容易であり、高電圧入力となるほど共振電流を小さく抑えられるため、電流共振形のデメリットが小さくなる。このため入力電圧の高い電源に対しては電流共振形が有効な回路方式となる。また、スイッチングデバイスは低オン抵抗、低出力容量化の方向に開発が進められており、この方向は電流共振形に必要な素子に近づくことであり、今後の素子開発に期待したい。

後章にて議論する電流共振形の応用においても今後のスイッチングデバイスの改善、発展に期待するところは大きい。共振形による高周波化の検討を行うことは次世代のスイッチング電源をめざす上で不可欠なことであり、その特性、動作の把握、特性改善、設計手法の確立を検討をすることは有用であると考えられる。

第2章 電流共振形 AC-DC 定電圧コンバータ

2.1 概説

スイッチング電源の小型軽量化のためにスイッチング周波数の高周波化が進められている。その中で高周波化の鍵となるスイッチング損失とノイズの低減のため前章で述べた無損失のスイッチングを理論上実現できる共振形スイッチ、共振形コンバータが注目され研究が盛んに行われている。共振形にはスイッチの電圧を0にしてスイッチングを行う電圧共振形 (ZVS)、0電流でのスイッチングを行う電流共振形 (ZCS) がある。これら共振形はそれぞれ電圧共振形には電圧責務、電流共振形には電流責務という問題点があることが指摘されている。その中で高周波化に向けて電圧共振半波形はスイッチングデバイスの寄生容量を共振要素として利用でき、最も適しているといわれているが、出力を制御するときの周波数変動幅が大きい、スイッチングデバイスにかかる電圧が入力電圧の数倍から10倍程度まで高くなることがあり、商用電源のような入力電圧の高い応用では電圧責務に耐えうるスイッチングデバイスの選定が難しくなる等の問題があり、実用化は進んでいない。

ここで、スイッチングデバイスの面から共振形を考える。電圧共振形はその特徴からも判るようにスイッチにかかる電圧が入力電圧の数倍となるため商用電源のような入力電圧の高い応用回路では電圧責務に耐えうるスイッチングデバイスの選定がかなり難しくなる。スイッチングデバイスも高耐圧化が進んではいるが現在のところ MOSFET では1kVが上限であり、さらなる高耐圧化は新しい半導体材料の出現に期待しなければならないところがある。これに対して、電流共振形ではスイッチに入力電流の数倍のピーク電流が流れる電流責務が発生するが、現行のスイッチングデバイスで十分に対応できると思われる。さらに入力電圧が高い応用では電流責務が小さくなる。しかし、電流共振形ではデバイスの寄生容量がオンの瞬間に短絡され、スイッチングノイズ、損失が発生し高周波化の妨げになることが知られている。このように、共振形は現在のスイッチングデバイスでは高周波化の決め手として用いることが難しく、デバイスの改良が待ち望まれている。現在の半導体スイッチングデバイスは高耐圧、大電流化に合わせて低オン抵抗化、出力容量低減の方向に研究が進んでおり、この低オン抵抗化、低出力容量化は電流共振形のデメリットをなくす方向であり、その動向が期待される。

現在のところ、スイッチングデバイスの高性能化に期待するところは大きい。電流共振形による高周波化の検討は次世代のスイッチング電源の高周波、小型化において重要である。そこで電流共振形によるスイッチング損失の低減、低ノイズ化を行い、スイッチング電源の小型化の検討を行った。

現在、その普及がめざましいOA関連の電子機器の中でプリンター、ファクシミリ、コピー機などの印刷用機器に用いられている電源には、・定電圧特性、・過渡応答が早いこと、・高効率、・小型であること、・瞬間的に大きな電流が得られること、などの特性が要求されることが多い。これらの電源として中、大容量のものには回路構成が簡単で、瞬間的に大電流が小さな電圧変動で得られるフォワード形コンバータがよく用いられている。そこで、フォワード形を対象として電流共振スイッチ(図1-4)を適用し検討を行った結果a), b)、次のような実用化するためには好ましくない特性があることを確認した。

- ・出力を定電圧に制御したとき、共振電流の振幅が出力電流の増加に伴い減少する。
- ・このためZCSで動作する負荷電流範囲、ZCS動作領域が狭くなる。
- ・大きな出力電流を得るためには共振回路のインピーダンスを小さくし共振電流を大きくする必要がある。
- ・このため、軽負荷での共振電流による導通損が増加し、効率の低下を招く。

そこで本論文では、0電流スイッチングを行えると伴にこれらの好ましくない特性を克服する新しい共振方式を提案する。この方式では L - C の直列共振回路をトランスに並列に配してオン期間に共振電流をスイッチに流すことでターンオフ時のZCS動作を実現できる。さらに、トランスに直列に小さなインダクタンスを接続し、ターンオン時の電流の急激な立ち上がりを抑制する事でターンオン時のZCS動作を実現する。この回路方式の特長は共振電流の振幅が負荷の増加に従って緩やかに増加することが上げられる。この特長によりZCS動作領域が拡大し、軽負荷時の共振電流による導通損が低減できる。

本章では、まず従来方式の回路を示し、その実用上好ましくないと思われる特性を明らかにする。次に、従来形の好ましくない特性を克服する新しい共振方式を提案し、その回路の理論的動作解析を行う。また、従来形との特性比較を行いながら本提案方式の有効性と諸特性を理論解析と実験により検証していく。最後に回路の設計の初期段階においてその設計を簡単にする設計手法を提案すると共にその有効性を検証する。

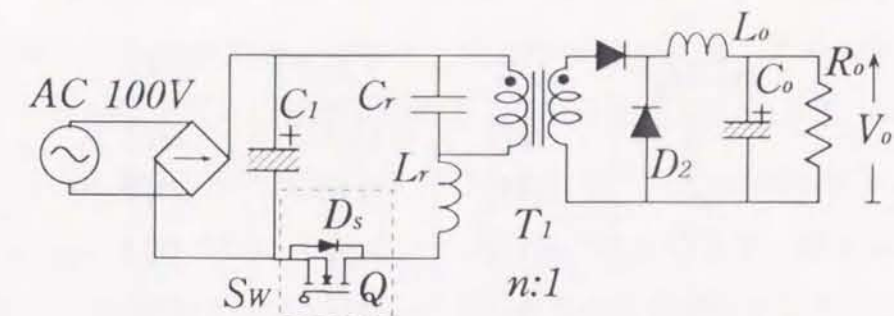


図2-1 従来形ZCSフォワードコンバータ

2.2 従来形ZCSフォワードコンバータ

プリンター等の電源によく用いられているフォワードコンバータに前章で示したZCSスイッチを適用し、スイッチング損、ノイズの低減による高周波化を検討した。プリンター用の電源では出力電圧が一定に制御され、ノイズを機器外に放出することなく動作する必要がある。よって適用する共振スイッチには定電圧特性があり、周波数変動が小さいことが要求される。このため基本的には出力電圧変動が小さくなる全波形の共振スイッチの適用を行った。

2.2.1 回路動作解析

図2-1にフォワード形AC-DCコンバータに図1-4-bに示した全波形ZCSスイッチを適用した従来形ZCSフォワードコンバータを示す。コンバータの解析においては入力コンデンサ C_1 は十分に大きく入力電圧 V_i が電圧源として扱えるものとして、DC-DCコンバータの解析を行った。また簡単化のため、出力のチョークインダクタ L_o は十分大きく電流源と考え、スイッチングデバイス(MOSFET, Diodes)は理想的であると仮定する。回路でのスイッチ Sw は主スイッチであるスイッチングデバイス Q とその内蔵ダイオード D_s により構成されるスイッチを意味する。この仮定により、このコンバータは表2-1に示した4つの動作状態を取り、以下の3つの動作モードが考えられる。

- ・モード1：このモードは一周期内にStage1-2-3-4-1のサイクルで動作状態が現れ、共振スイッチがオフする瞬間に共振コンデンサ電圧が正であるときに現れるモードである。

stage	Sw	D_1	D_2
1	on	off	on
2	on	on	off
3	off	on	off
4	off	off	on

表 2-1 回路動作状態

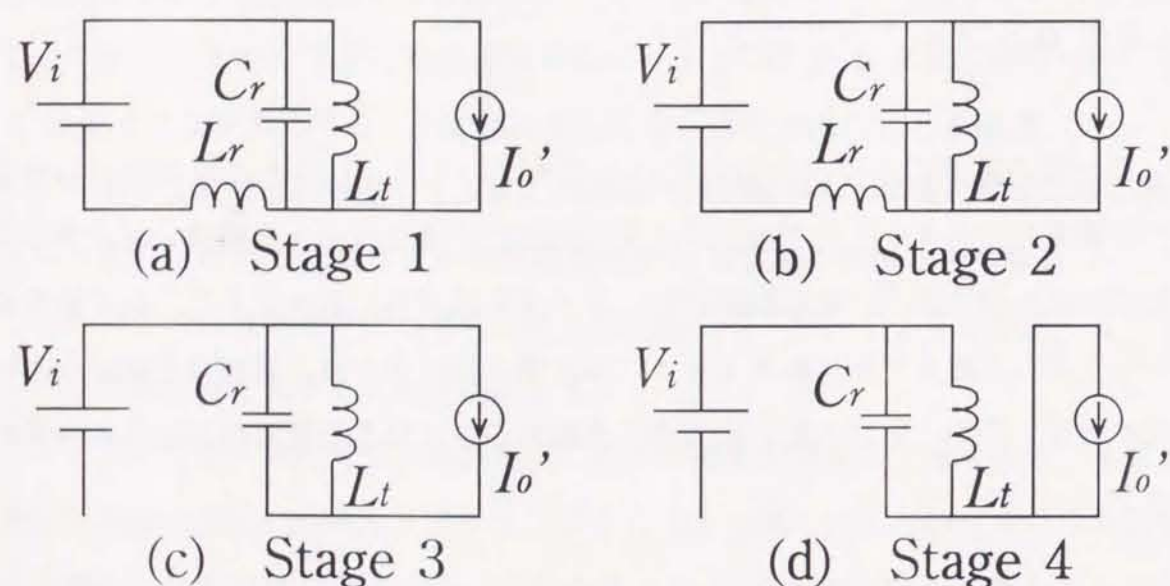


図 2-2 各状態における等価回路

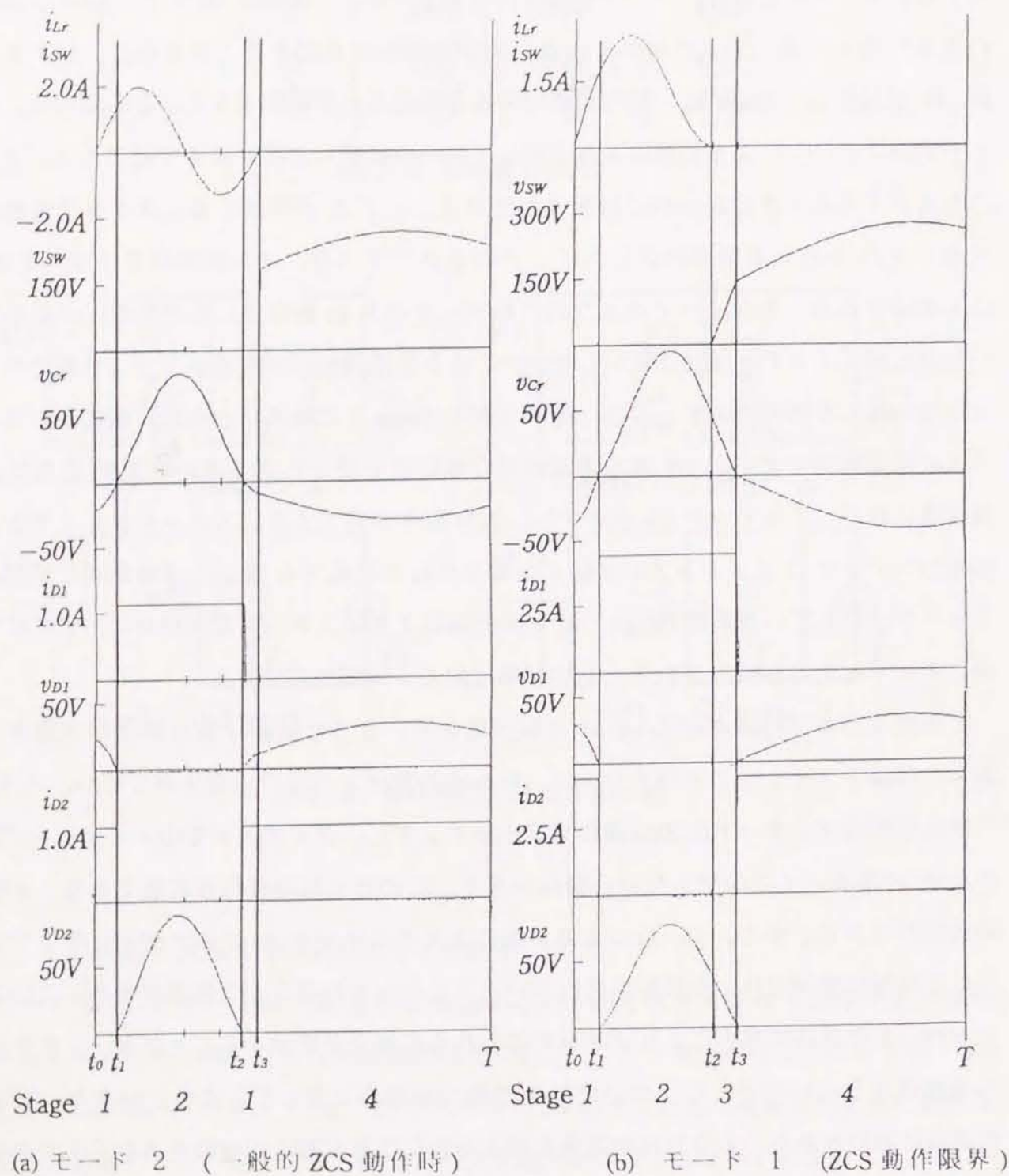
また、この状態は ZCS 動作の限界近くで現れる。

・モード 2：このモードは一周期内に Stage1-2-1-4-1 のサイクルで動作状態が現れ、共振スイッチのオン期間である共振期間内に共振コンデンサ電圧が 0 以下にまで低下することで、二次側のダイオード D_1 , D_2 がスイッチ Sw のオフ以前に反転したときに現れる。つまり、共振スイッチのオフ時にはコンデンサ電圧が 0 以下となっている。

・モード 3：共振スイッチのオフ期間が長く共振用コンデンサ C_r とトランスの励磁インダクタンスとの共振によりコンデンサ電圧がオフ期間内に正となり、二次側のダイオード D_1 , D_2 が反転してしまうために現れるモードである。このモードはオフ期間内に二次側に電力が伝達されるため、一般的な動作モードとして考えない。

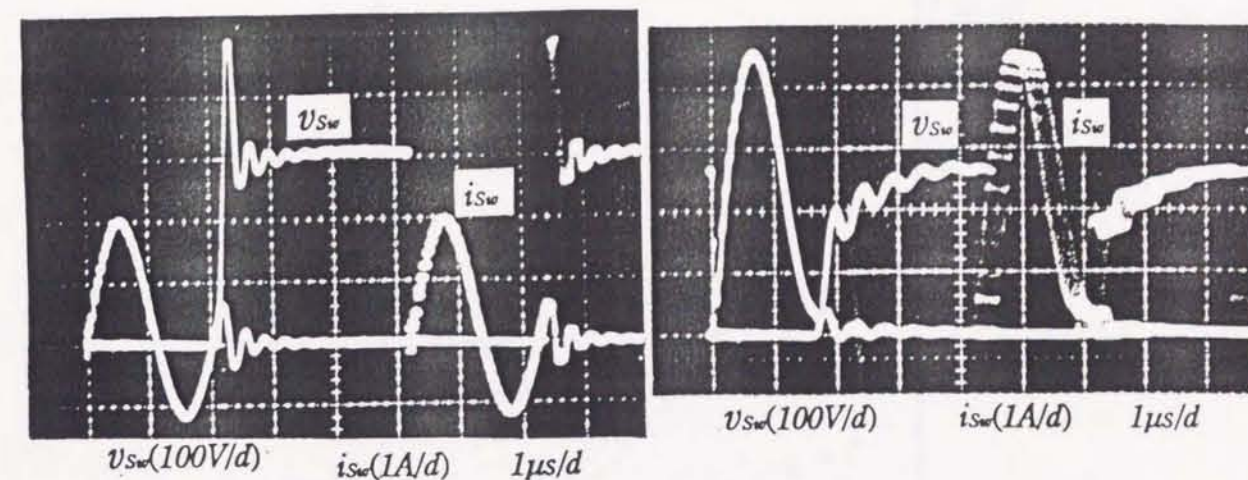
ここでは、一般的な動作モード 2 での動作を考える。各動作状態での等価回路を図 2-2 に、各部動作波形を図 2-3(a) に示す。主スイッチ Q がオンすると共振用インダクタには入力電圧と共振用コンデンサ電圧の差で表される電圧が印可され、スイッチ電流が上昇し始める。このときコンデンサ電圧は負であるため、二次側は D_1 オフ、 D_2 オンの状態のままである。 L_r - C_r の共振によりコンデンサ電圧が 0 にまで上昇すると、ダイオード D_1 , D_2 が反転し、Stage 2 に移行し出力に電力が送られる期間となる。この期間内にスイッチ電流は L_r - C_r による共振により上昇し、ピークに達した後 0 にまで低下する。0 以下となると主スイッチに逆並列に接続されたダイオード D_s が導通する。スイッチ電流がダイオード D_s を流れる期間内に主スイッチ Q をオフするが、オン状態はダイオード D_s により維持される。主スイッチのオフ時にはダイオード D_s が導通しており電圧が発生していないためスイッチング損は発生しない。この共振期間内に共振用コンデンサ電圧が 0 以下となると二次側のダイオード D_1 , D_2 が反転し Stage 1 に移る。さらに共振によりスイッチ Sw (逆並列ダイオード) を通る電流が再び 0 にまで戻るとダイオード D_s が自然に非導通状態に移行してスイッチ Sw がオフし、ZCS 動作が完了する。スイッチがオフすると共振用コンデンサ C_r とトランスの励磁インダクタ L_t の共振する Stage 4 の期間に移る。スイッチがオフしている期間 (Stage 4) での共振によりコンデンサ電圧が 0 にまで上昇する前に主スイッチ Q がオンされると初期状態に戻り一周期が完了する。

この従来形コンバータは L_r - C_r の共振回路を用いることにより ZCS 動作が実現されており、理論上スイッチでの損失がなく、 $L \cdot di/dt$ の電圧スパイクの発生が少ない、さらに、二次側の整流ダイオードは ZVS 動作でスイッチングし、ダイオードでのスイッチング損、 $C \cdot dv/dt$ の電流ノイズの発生がない特長がある。このため高周波化が可能であり、小型化の期待ができる。また、 C_r - L_t による共振により主スイッチ Sw のオフ期間に発生する電圧にも共振状態が現れ、全共振形のコンバータとなっていることが確認できる。この ZCS コンバータは負荷の増大によりスイッチに流れる直流分が増加することでスイッチを流れる電流は正方向にシフトし、ついには ZCS 動作の限界となってしまう。つまり、最大負荷電流に制限があり、大きな負荷電流を得るためには共振電流の振幅を大きくする必要がある。この ZCS 限界での各部動作波形を図 2-3(b) に示しているが、この従来形コンバータの ZCS 動作限界ではオフ時のスイッチング動作が 0 電流 0 電圧スイッチング (ZC-ZVS) 動作となっていることが判る。ZC-ZVS 動作によりオフ時の電圧の急峻な変化が無く $C \cdot dv/dt$ の電流ノイズが低減されることが判る。



$$C_r = 3.07\text{nF}, L_r = 40.7\mu\text{H}, f_n = 450\text{kHz}, L_t = 620\mu\text{H}$$

図 2-3 各部動作波形 (理論波形) $f_s = 200\text{kHz}$



一般的 ZCS 動作 ($f_s = 200\text{kHz}$)

ZCS 動作限界 ($f_s = 273\text{kHz}$)

$$C_r = 3.3\text{nF}, L_r = 38.2\mu\text{H}, L_t = 620\mu\text{H}, n = 11/3$$

図 2-4 スイッチング波形 (実験結果)

図 2-4 に実験によるスイッチング波形を示している。実験波形においては基本的には ZCS 動作が実現されているが、スイッチがオフされた後に電流が多少流れており、小さなスパイク状の電圧が発生しているのを確認することができる。これは、スイッチ (MOSFET) に出力容量があるため、オフ後に充電電流が寄生容量に流れ込むために起こっている。さらに、小さな容量に充電電流が流れる為、スパイク状の電圧が発生してしまい損失となる。この充電電流は出力容量の小さな MOSFET を用いると小さくなることを確認している。

2.2.2 動作特性

このコンバータが 0 電流スイッチングにより理論上スイッチング損の発生がなく、高周波化に適したコンバータであることを先に示した。ここでは従来形 ZCS フォワードコンバータの基本特性として、負荷変動特性、出力制御時の周波数変動、ZCS 動作領域、制御時の共振電流振幅変動特性の測定結果を示す。

全波形電流共振形コンバータは半共振形であれば定電圧特性があることは前章で示した。しかし、ここで示した ZCS フォワードコンバータは全共振形であるため図 2-5 に示した

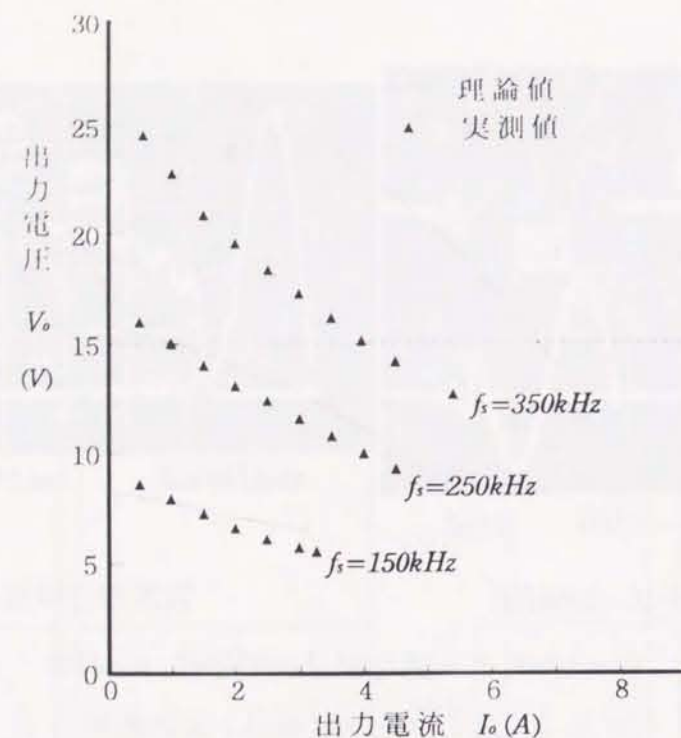


図 2-5 ZCS 負荷変動特性

負荷変動特性となる。これより次のことが明らかとなる。

- ・ 電圧変動が比較的小さく、スイッチング周波数が低いときには定電圧特性がある。
 - ・ しかし、周波数が高くなるに従って出力電圧変動が大きくなっている。
 - ・ スwitchング周波数を制御することで出力電圧を一定に制御することができる。
- この時の制御はオン期間を固定しオフ期間を制御する周波数制御 (PFM) である。
- ・ しかし、ZCS 動作限界により最大出力電流に制限がある。

この ZCS 動作限界はスイッチング周波数の増加に従って直線的に増加している。

従来形コンバータの動作範囲を確認するため図 2-6 に実験と理論解析によって得られた ZCS 動作領域を示している。ZCS 動作限界は出力電流が 3A 以上のところでは出力電流に比例して直線的に上昇している。また、3A のところで ZCS 動作限界電圧は出力電流に無関係に垂直に変化している。この ZCS 動作限界の左側が従来形コンバータが ZCS で動作できる ZCS 動作領域となる。実際のコンバータではスイッチング周波数に上下限が設けられるためコンバータの動作領域は最大、最小周波数での負荷変動と ZCS 動作限界により囲まれた領域となる。このコンバータの ZCS 動作限界は直線的に上昇するため大きな電流領域で動作が必要なときに問題となる。

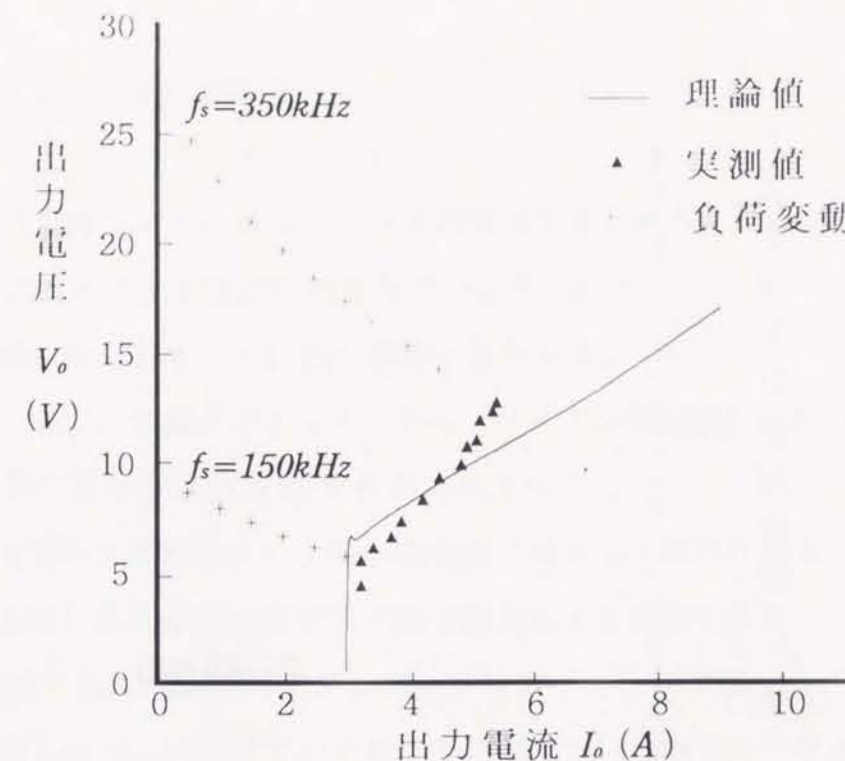


図 2-6 ZCS 動作領域

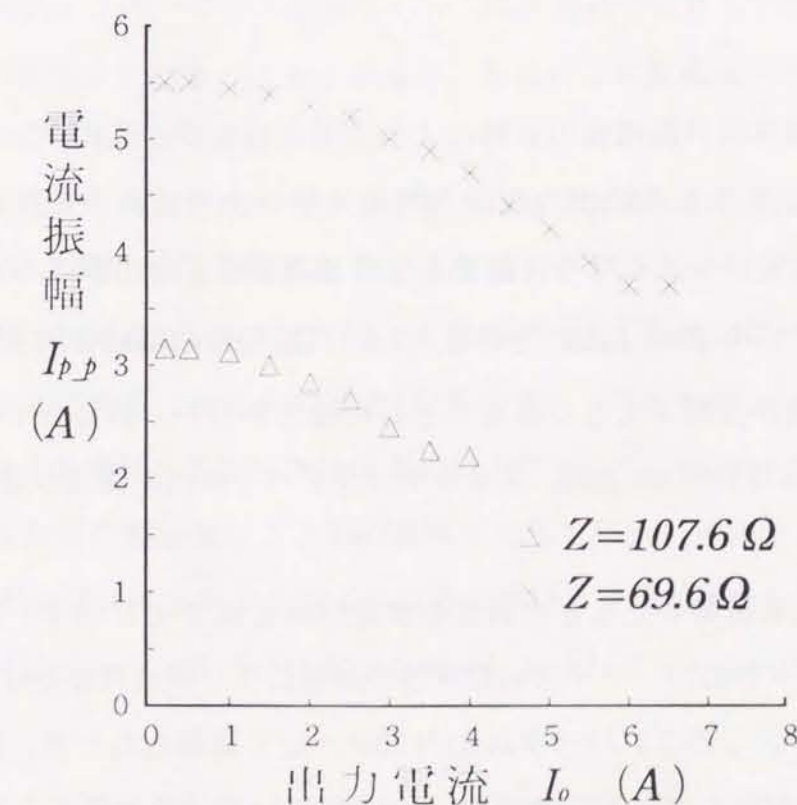


図 2-7 出力制御時共振電流振幅変化

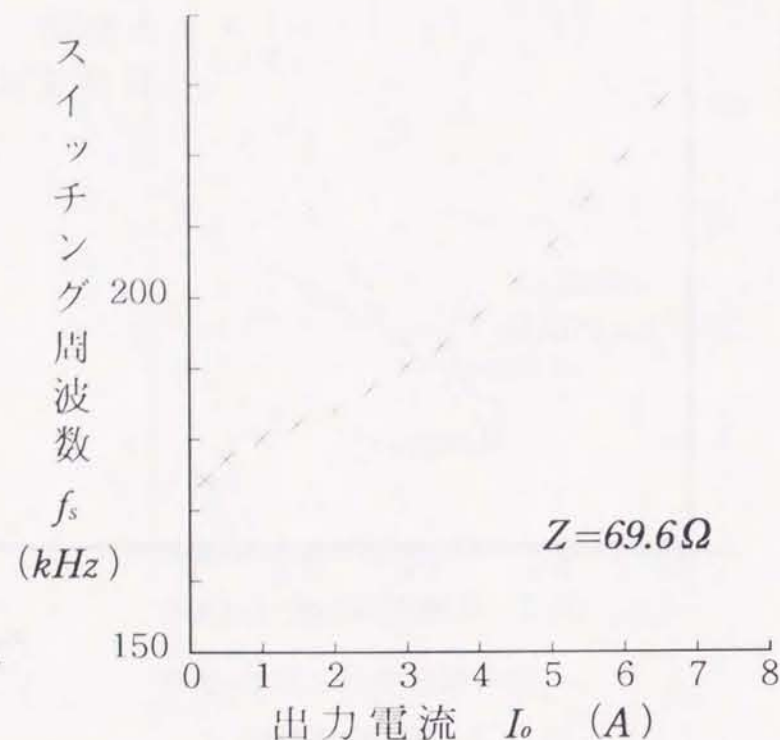


図 2-8 出力制御時周波数変動特性 ($V_o=15V$ 一定)

この ZCS 動作限界は共振電流の振幅により決定されるが、このコンバータの振幅変化は図 2-7 に示してあるように出力電流の増加に伴い小さくなる特性がある。このため ZCS 動作限界の電流が小さくなり、結果として ZCS 動作領域が狭くなってしまう。共振回路のインピーダンス $Z=\sqrt{L_r/C_r}$ を小さくし、共振電流の振幅を大きくすることで最大出力電流、ZCS 動作領域を大きく取ることも可能であるが、軽負荷での共振電流振幅が大きくなるために回路での導通損、スイッチングデバイスへの責務が増加する問題点が残る。

最後に出力電圧を制御したときの周波数変動特性を図 2-8 に示す。実際の電源用コンバータではフィルタの設計、ノイズの抑制等の問題により周波数変動はできるだけ小さく抑える必要がある。このコンバータは出力 $15V$ 一定で制御したとき、出力電流 $0.2-7.5A$ の範囲に対して周波数変動が $175-227kHz$ と比較的狭い範囲で制御できていることが判る。

2.2.3 従来形コンバータの問題点

ここで従来形 ZCS フォワードコンバータの特長をまとめると次のようになる。

- ・ ZCS 共振スイッチにより ZCS 動作が実現される。
- ・ 二次側整流ダイオードが ZVS 動作で動作する。
- ・ このために、理論上スイッチング損、ノイズが低減され、高周波化が可能である。
- ・ ZCS 動作限界では ZC-ZVS 動作が実現される。
- ・ 電圧変動が比較的小さく、低い周波数では定電圧特性がある。
- ・ このため比較的小さな周波数変動で出力電圧を制御できる。

このように従来形 ZCS フォワードコンバータはスイッチング損、ノイズの発生が少なく高周波動作に適したコンバータであるが、実用化において幾つかの好ましくない特性があることも確認された。その特性をあげると次のようである。

- 1) 共振電流振幅が負荷の増加に伴って減少する。
- 2) このために、ZCS で動作する出力電流範囲、ZCS 動作領域が狭くなる。
- 3) 共振回路のインピーダンスを小さくし、共振電流を大きくすれば最大出力電流、ZCS 動作領域を広げることができるが、軽負荷で共振電流が大きくなり、回路での導通損が増大する。
- 4) スwitchのオフ時に、スイッチング素子の寄生容量への充電電流が流れスイッチング損、小さな電圧スパイクが発生する。

スイッチング電源が多く用いられている OA 関係の機器、特に印刷用の機器ではその稼働時に大電流が必要であり、待機時には IC や表示ランプ等を動作させるだけの小さな電流でよい。このような機器への応用では効率の向上に加えて、軽負荷での損失の低減、大きな出力電流の確保が重要となり、上記の特性が実用化において問題となると思われる。ここで、4) の問題点はスイッチング素子の改善に期待しなければならないが、1) ~ 3) の問題点は回路的問題であり、実用化において改善しなければならない点であると考えられる。

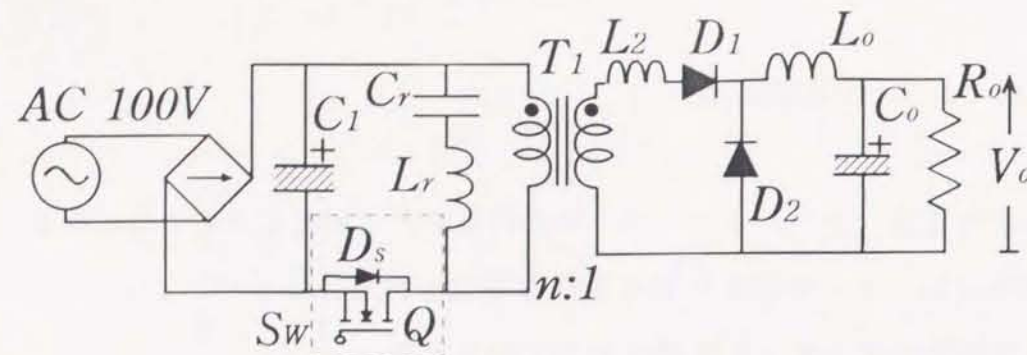


図 2-9 提案形 ZCS フォワード形コンバータ

2.3 新共振方式の提案

2.3.1 新方式 ZCS 共振方式の提案

従来形電流共振 ZCS フォワードコンバータの実用上好ましくない特性を克服するため新しい共振方式を提案する。提案形 ZCS フォワード形 AC-DC コンバータを図 2-9 に示している。回路はフォワード形コンバータのトランスに並列に L - C の直列共振回路を配し、さらにトランスに直列に小さなインダクタンスを接続することで ZCS スイッチを構成する。この方式では従来形に比べインダクタンスが 1 つ余分に必要であるが、このインダクタ L_2 は小さなもので良くトランスの漏れインダクタンスを利用すると従来形と同じ部品点数で実現することができる。但し、従来形の応用方式のように二次側共振によりトランスの漏れインダクタンスを主共振要素として用いることはできない。ここで提案する方式では L_r - C_r の共振電流をスイッチングデバイスに流すことでオフ時の ZCS 動作を実現し、オン時にはトランスに直列に入れた小さなインダクタ L_2 によりダイオード D_1 の電流の立ち上がり、つまり、スイッチ電流の立ち上がりを緩やかにすることで擬似的な ZCS 動作を実現し、スイッチング損、ノイズの発生を抑制することができる。現在のスイッチングデバイス (MOSFET) はオンのスピードは十分に速くなっており、完全な正弦波として ZCS を実現しなくともスイッチング損失は十分に低減できると考える。

このコンバータはオン時には L_r - C_r の直列回路によりスイッチ電流は共振状態を取り、スイッチのオフ期間には共振用コンデンサ C_r 、共振用インダクタ L_r とトランスの励磁インダクタ L_m による共振によりスイッチ電圧も共振状態となる全共振形のコンバータである。従来形のコンバータの動作と異なる点としては 1) オン時の ZCS 動作、2) トランスの

2 次側の動作、を上げることができる。従来形コンバータでは 2 次側に共振電圧が現れ整流ダイオードが ZVS で動作するのに対し、提案形コンバータではトランスの 2 次側にオン状態での共振電圧は現れず、入力電圧の巻数比倍の電圧が発生し 2 次側整流回路の動作は PWM 動作に近くなる。また、2 次側の整流ダイオードは ZCS 動作をすることでスイッチング損を発生しない。

2.3.2 動作解析

回路の動作を明確にするために回路解析を行うが、回路解析において簡単化のため次の仮定を用いる。

- 1) 回路中のスイッチングデバイス (Q , D_s , D_1 , D_2) は理想的であり、寄生容量はなく、動作の反転にかかる時間は無視できる。
- 2) 出力のチョークインダクタ L_o は十分に大きく、出力部は電流源 I_o に置き換えられる。
- 3) 入力部の平滑コンデンサ C_1 は十分に大きく、電圧リップルを無視でき定電圧源 V_i として扱う。
- 4) トランスは漏れが無いものとし、励磁インダクタンス L_m と巻数比 n を用いて等価回路で表せる。
- 5) 回路の内部抵抗、浮遊容量、寄生インダクタンスは無視できる。

スイッチ Sw 、ダイオード D_1 , D_2 の状態により動作状態を考えると、上記の仮定の下では表 2-2 に示した 5 つの動作状態が考えられる。ここでスイッチ Sw はスイッチングデバイス Q とその内蔵あるいは逆並列につけたダイオード D_s により構成されたスイッチである。

stage	Sw	D_1	D_2
1	on	on	on
2	on	on	off
3	off	on	on
4	off	on	off
5	off	off	on

表 2-2 提案形 ZCS コンバータ動作状態

提案形コンバータは負荷状態、スイッチング周波数により次の4つの動作モードを取ることが検討により確認できた。

モード1：この動作モードは一周内に Stage1-2-4-3-5-1 の状態を取り、共振コンデンサ C_r の電圧が主スイッチのオン時に負、 Sw がオフするときに正となる場合に現れる。この動作モードは ZCS 動作限界付近で観られる。

モード2：このモードは Stage1-2-3-5-1 の動作状態を取り、提案回路で最も良く現れる主要な動作モードである。このモードは共振コンデンサの電圧がスイッチ Sw の反転(オン、オフ)の時に共に負であるときに観られる。

モード3：このモードではスイッチ Sw のオフ期間に共振用コンデンサ C_r の電圧が正となり、整流ダイオード D_1 が導通するが出力電流にまで達せず、 D_2 が導通状態である。しない。このモードはスイッチング周波数が低いときに起こる可能性がある。

モード4：モード3と同じ条件で現れるが、 D_1 の電流が出力電流に達して、ダイオード D_2 がオフする場合である。

ここで、動作モード3および4はスイッチのオフ期間にも電流が2次側に流れてしまい、モード4では電力の伝達もある。このため出力電圧の制御を考えるとこれらのモード3と4は一般的なモードと考えることはできない。よって、本論文では動作解析、特性評価の対象をモード1と2に限定する。モード1と2の違いは Stage 4 が現れるかどうかであり、この Stage 4 は ZCS 動作限界付近での動作で現れるが短い期間である。このため本コンバータでの主要な動作モードはモード2と考えられる。

よって、ここでは動作モード2に関しての回路解析を示す。Stage 4 での状態は追記的に最後に示す。図2-10に提案形回路の主要な動作モードであるモード2における各状態の等価回路を示している。ここで出力部の電流源、トランスに直列に入れたインダクタンス L_2 はトランスの巻数比を用いて一次側に換算しており、トランスは励磁インダクタンス L_t に置き換えている。仮定4)においてトランスの漏れは無いとしているが、 L_2 にトランスの漏れインダクタンスを含ませて考えることもできるため、一般的トランスでの解析と一致すると考える。

ここで C_r , L_r , L_t , L_2 の電圧、電流をそれぞれ状態変数 v_c , i_r , i_t , i_2 として各状態において状態方程式を立て、回路解析を行う。

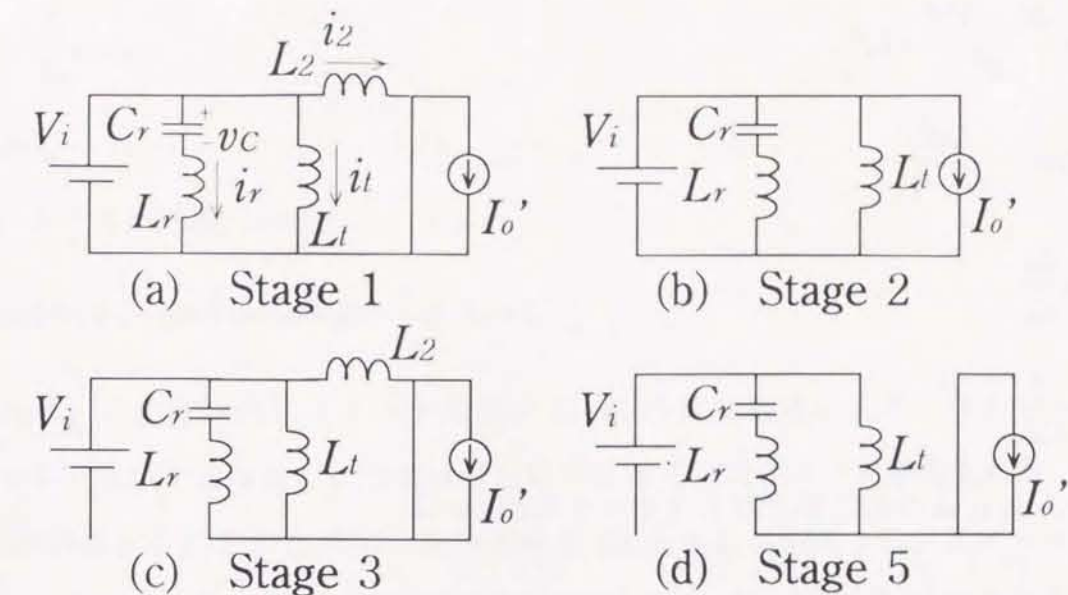


図 2-10 モード2における各状態の等価回路

Stage 1[t_0, t_1]

スイッチが $t=t_0=0$ でオンし、 L_r - C_r の共振が始まる。このとき、二次側のダイオード D_1 , D_2 は共にオン状態であり、二次側の電流 i_2 が出力電流と一致しダイオード D_2 がオフするまでつづく。図2-10(a)に示してある等価回路より状態方程式を立てると

$$\frac{dv_c}{dt} = \frac{i_r}{C_r}, \quad \frac{di_r}{dt} = \frac{V_i - v_c}{L_r}, \quad \frac{di_t}{dt} = \frac{V_i}{L_t}, \quad \frac{di_2}{dt} = \frac{V_i}{L_2}$$

となる。各状態変数の初期値をそれぞれ V_{ci} , I_{ri} , $-I_{ri}$, 0 であるとしてこれを解くと、

$$v_c(t) = (V_{ci} - V_i) \cos \omega t + \frac{I_{ri}}{C_r \omega} \sin \omega t + V_i \quad (2-1)$$

$$i_r(t) = (V_{ci} - V_i) C_r \omega \sin \omega t + I_{ri} \cos \omega t = X \sin(\omega t + \phi) \quad (2-2)$$

$$i_t(t) = \frac{V_i}{L_t} t - I_{ri} \quad (2-3)$$

$$i_2(t) = \frac{V_i}{L_2} t \quad (2-4)$$

が得られる。

ここで ω , ϕ , X , Z は以下のように表せる。

$$X^2 = \frac{(V_{Cl} - V_i)^2}{Z^2} + I_{rl}^2, \quad (2-5)$$

$$\phi = \tan^{-1} \frac{I_{rl} Z}{V_{Cl} - V_i}, \quad (2-6)$$

$$Z^2 = \frac{L_r}{C_r}, \quad (2-7)$$

$$\omega^2 = \frac{1}{C_r L_r} \quad (2-8)$$

ここで、 i_r , i_l , i_2 の和で表されるスイッチ電流 i_{sw} は

$$i_{sw}(t) = i_r + i_l + i_2 = X \sin(\omega t + \phi) + \frac{V_i}{L_l} t - I_{rl} + \frac{V_i}{L_2} t \quad (2-9)$$

となる。この式よりスイッチの電流は 0 から緩やかな傾きで上昇し、ZCS 動作でターンオンできていることが判る。この電流の立ち上がりはほぼ右辺第 4 項のトランスに直列にはいるインダクタの電流の立ち上がりと同じとなり、 L_2 によりスイッチ電流の立ち上がりを抑制して ZCS 動作を行うと考えることができる。この状態は L_2 の電流 i_2 が出力電流 I_o' まで上昇し、環流ダイオード D_2 がオフすると次の状態に移る。遷移時刻 t_1 は

$$t_1 = \frac{I_o' L_2}{V_i} \quad (2-10)$$

である。

Stage 2 [t_1 , t_2]

L_2 の電流が出力電流に達し、ダイオード D_2 がオフした状態。この Stage での C_r - L_r の共振状態は Stage 1 と同じである。この状態の等価回路を図 2-10(b) に示している。この等価回路より状態方程式を立てると

$$\frac{dv_C}{dt} = \frac{i_r}{C_r}, \quad \frac{di_r}{dt} = \frac{V_i - v_C}{L_r}, \quad \frac{di_l}{dt} = \frac{V_i}{L_l}, \quad \frac{di_2}{dt} = 0 \quad (i_2 = I_o')$$

となる。これを解くと

$$v_C(t) = (V_{Cl} - V_i) \cos \omega t + \frac{I_{rl}}{C_r \omega} \sin \omega t + V_i \quad (2-11)$$

$$i_r(t) = X \sin(\omega t + \phi) \quad (2-12)$$

$$i_l(t) = \frac{V_i}{L_l} t - I_{rl} \quad (2-13)$$

$$i_2(t) = I_o' \quad (2-14)$$

となり、スイッチ電流 i_{sw} は

$$i_{sw}(t) = i_r + i_l + i_2 = X \sin(\omega t + \phi) + \frac{V_i}{L_l} t - I_{rl} + I_o' \quad (2-15)$$

で表される。この期間内にスイッチ電流は L_r - C_r の共振電流により上昇しピークを迎えた後減少し、0 以下となる。この電流が 0 以下となるとスイッチに逆並列にはいるダイオード D_s が導通する。このため電流が負の期間 (D_s を流れる期間) に主スイッチ Q をオフしても電圧が発生していないため損失が発生しない。ダイオードを流れていたスイッチ電流が $t=t_2$ で再び負から 0 に達すると、このダイオード D_s が自然にオフ状態に移行し ZCS 動作が実現され、次の状態に移る。

この ZCS 動作が実現される条件はスイッチ電流が 0 以下にまで降下する点が存在することである。提案形のコンバータでトランスの励磁インダクタは大きく、電流変化が小さいと考えると、ZCS 動作条件は式 2-15 より

$$X \geq I_o' + I_l \quad (2-16)$$

となる。ここで I_l はトランスの励磁電流の平均値である。式 2-16 で等号が成り立つときは ZCS 動作の限界点であり、スイッチ電流がちょうど 0 にまで降下したときにスイッチがオフする場合である。

$t=t_2$ でスイッチ Sw がオフするがこの時の共振用コンデンサの電圧により次の動作状態が異なってくる。コンデンサ電圧が正の場合 ($v_C(t_2) > 0$)、二次側の環流ダイオード D_2 はオンせず Stage 4 に動作状態が移る。これが動作モード 1 である。コンデンサ電圧が 0 以下の場合 ($v_C(t_2) \leq 0$)、二次側の環流ダイオード D_2 がオンすることで動作状態が Stage 3 に移る。これが動作モード 2 である。

Stage 3 [t_2 , t_3]

スイッチ Sw がオフした瞬間の共振コンデンサの電圧が 0 以下であると、トランスにはコンデンサ電圧とほぼ等しい電圧がかかり、二次側にある環流用ダイオード D_2 が導通して L_2 に蓄えられたエネルギーがコンデンサのエネルギーに変換される期間となる。

Stage 3 での等価回路を図 2-10(c) に示し、これより状態方程式を立てると

$$\frac{dv_C}{dt} = \frac{i_r}{C_r}, \quad L_r \frac{di_r}{dt} = L_t \frac{di_t}{dt} - v_C, \quad L_t \frac{di_t}{dt} = L_2 \frac{di_2}{dt}, \quad i_r + i_t + i_2 = 0$$

となる。この状態での各状態変数の初期値を V_{C3} , I_{r3} , $I_{t3} = -(I_{r3} + I_o')$, $I_{23} = I_o'$ としてこの方程式を解くと

$$v_C(t) = V_{C3} \cos \omega_1(t-t_2) + \frac{I_{r3}}{C_r \omega_1} \sin \omega_1(t-t_2) \quad (2-17)$$

$$i_r(t) = -V_{C3} C_r \omega_1 \sin \omega_1(t-t_2) + I_{r3} \cos \omega_1(t-t_2) \quad (2-18)$$

$$\begin{aligned} i_t(t) &= -\frac{L_2}{L_t + L_2} i_r(t) - \frac{L_t}{L_t + L_2} I_{r3} - I_o' \\ &= \frac{L_2 V_{C3} C_r \omega_1}{L_t + L_2} \sin \omega_1(t-t_2) - \frac{L_2 I_{r3}}{L_t + L_2} \cos \omega_1(t-t_2) - \frac{L_t}{L_t + L_2} I_{r3} - I_o' \end{aligned} \quad (2-19)$$

$$\begin{aligned} i_2(t) &= -\frac{L_t}{L_t + L_2} i_r(t) + \frac{L_t}{L_t + L_2} I_{r3} + I_o' \\ &= \frac{L_t V_{C3} C_r \omega_1}{L_t + L_2} \sin \omega_1(t-t_2) - \frac{L_t I_{r3}}{L_t + L_2} \cos \omega_1(t-t_2) + \frac{L_t}{L_t + L_2} I_{r3} + I_o' \end{aligned} \quad (2-20)$$

となる。ここで $C_r - L_r - L_t - L_2$ による共振周波数 ω_1 は

$$\omega_1^2 = \frac{1}{C_r(L_r + l_m)}, \quad l_m = \frac{L_t L_2}{L_t + L_2} \quad (2-21)$$

で表される。

$t=t_3$ で L_2 のエネルギーが放出され電流が 0 となるとダイオード D_1 がオフし、次の状態に移る。

Stage 5 [t_3, t_0+T]

L_2 に蓄えられたエネルギーが放出され、ダイオード D_1 がオフすると出力電流が環流ダイオード D_2 により供給される状態となる。この Stage では $L_r - C_r - L_t$ による共振が起こりスイッチ電圧も共振状態となる。この Stage での等価回路を図 2-10(d) に示し、これより得られる状態方程式は

$$\frac{dv_C}{dt} = \frac{i_r}{C_r}, \quad \frac{di_r}{dt} = \frac{-v_C}{L_r + L_t}, \quad i_r + i_t = 0, \quad i_2(t) = 0$$

となる。この状態での初期値を V_{C5} , I_{r5} , $-I_{r5}$, 0 として方程式を解くと

$$v_C(t) = V_{C5} \cos \omega_2(t-t_3) + \frac{I_{r5}}{C_r \omega_2} \sin \omega_2(t-t_3) \quad (2-22)$$

$$i_r(t) = V_{r5} C_r \omega_2 \sin \omega_2(t-t_3) + I_{r5} \cos \omega_2(t-t_3) \quad (2-23)$$

$$i_t(t) = -i_r(t) = -V_{r5} C_r \omega_2 \sin \omega_2(t-t_3) - I_{r5} \cos \omega_2(t-t_3) \quad (2-24)$$

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

ここで $C_r - L_r - L_t$ の共振周波数 ω_2 は

$$\omega_2^2 = \frac{1}{C_r(L_r + L_t)} \quad (2-26)$$

で表される。共振用コンデンサ C_r の電圧が再び正となり、二次側のダイオード D_1 がオンする前に $t=t_0+T$ で主スイッチ Q がオンされると Stage 1 に戻り、提案形コンバータの動作モード 2 のスイッチングサイクルが終了する。

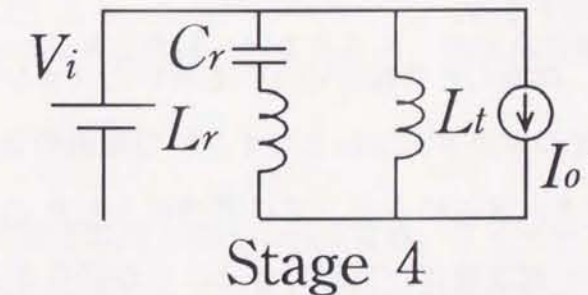


図 2-11 Stage 4 の等価回路

ここで動作モード 1 で現れる Stage 4 での動作解析を示しておく。スイッチ Sw がオフする。このときのコンデンサ電圧が正であるとダイオード D_2 は導通せず、コンデンサの電荷の出力への放出が L_r , L_t の電流と I_o により行われる。Stage 4 での等価回路を図 2-11 に示す。この等価回路から以下の状態方程式を導くことができる。

$$\frac{dv_C}{dt} = \frac{i_r}{C_r}, \quad L_r \frac{di_r}{dt} = L_t \frac{di_t}{dt} - v_C, \quad i_2(t) = I_o', \quad i_r + i_t + I_o' = 0$$

ここで、Stage 4 での各変数の初期値を V_{C4} , I_{r4} , $I_{t4} = -I_o'$, I_o' として解くと

$$v_C(t) = V_{C4} \cos \omega_2(t-t_2) + \frac{I_{r4}}{C_r \omega_2} \sin \omega_2(t-t_2) \quad (2-27)$$

$$i_r(t) = V_{C4} C_r \omega_2 \sin \omega_2(t-t_2) + I_{r4} \cos \omega_2(t-t_2) \quad (2-28)$$

$$i_l(t) = -i_r(t) - I_o' = -\{V_{C4} C_r \omega_2 \sin \omega_2(t-t_2) + I_{r4} \cos \omega_2(t-t_2) + I_o'\} \quad (2-29)$$

$$i_2(t) = I_o' \quad (2-30)$$

となる。コンデンサ電圧が0となると L_l の両端の電圧（トランスの電圧）も0となりダイオード D_2 が導通して次の状態に移る。この状態の維持時間 T_4 は

$$T_4 = \frac{1}{\omega_2} \tan^{-1} \frac{-V_{C4} C_r \omega_2}{I_{r4}} \quad (2-31)$$

となる。ここでトランスの励磁インダクタンス L_l が大きいと考えると式2-30, 2-26より、維持時間 T_4 は

$$T_4 = \frac{V_{C4} C_r}{I_o + I_l} \quad (2-32)$$

と置き換えることができる。 V_{C4} が数十ボルト、 C_r が数 nF であることを考えるとかなり短い時間であることが確認できる。

上述の動作解析により、提案した共振スイッチを用いたフォワードコンバータはトランスに直列に入れた小さなインダクタンスによりオン時の電流の立ち上がりを緩やかにすることで ZCS 動作を実現でき、さらにトランスに並列に入れた C_r-L_r の直列共振回路の共振電流を利用してオフ時の ZCS 動作が実現できることが明らかとなった。さらにスイッチのオフ時には $C_r-L_r-L_l$ による共振状態となり、スイッチ電圧に共振状態が現れスイッチのオン時、オフ時共に共振状態となる全共振形コンバータとなっている。

提案形コンバータは出力への電力伝達が Stage 2 の期間に起こり、この期間にトランスの2次側に現れる電圧は入力電圧の巻数比倍の電圧となるため次式によって伝達電力を容易に求めることができる。

$$W = \frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_2} \frac{I_o V_i}{n} dt = \frac{I_o V_i}{nT} (t_2 - t_1) \quad (2-33)$$

ここで式2-10で表される Stage 2 の開始時刻 t_1 を実用に合わせるため2次側での値に変換し式2-33に適用すると出力電力は

$$W = \frac{I_o V_i}{nT} \left(t_2 - \frac{nL_o L_2}{V_i} \right) \quad (2-34)$$

となる。ここで用いたインダクタンス L_2 はトランスの2次側から見たインダクタンスであり、 $T(=1/f_s)$ はスイッチング周期である。出力電力が $V_o I_o$ であるとするとき出力電圧は

$$V_o = \frac{V_i}{nT} \left(t_2 - \frac{nL_o L_2}{V_i} \right) \quad (2-35)$$

として求めることができる。ここで出力電流が小さい場合を考えるとダイオード D_1 の電流が出力電流まで達するまでの時間 t_1 は極めて短い時間となるためこれを無視すると Stage 2 の期間は C_r-L_r の共振周期 $T_n(=1/f_n)$ と等しいと考えることができ、出力電圧は

$$V_{o\text{light}} = \frac{V_i T_n}{nT} = \frac{V_i f_s}{n f_n} \quad (2-36)$$

となり、出力電流に関係なく共振周波数とスイッチング周波数の比で決定される。また、軽負荷状態、あるいはスイッチング周波数が低い場合には出力電流の影響が小さくなり定電圧特性が強くなることが判る。

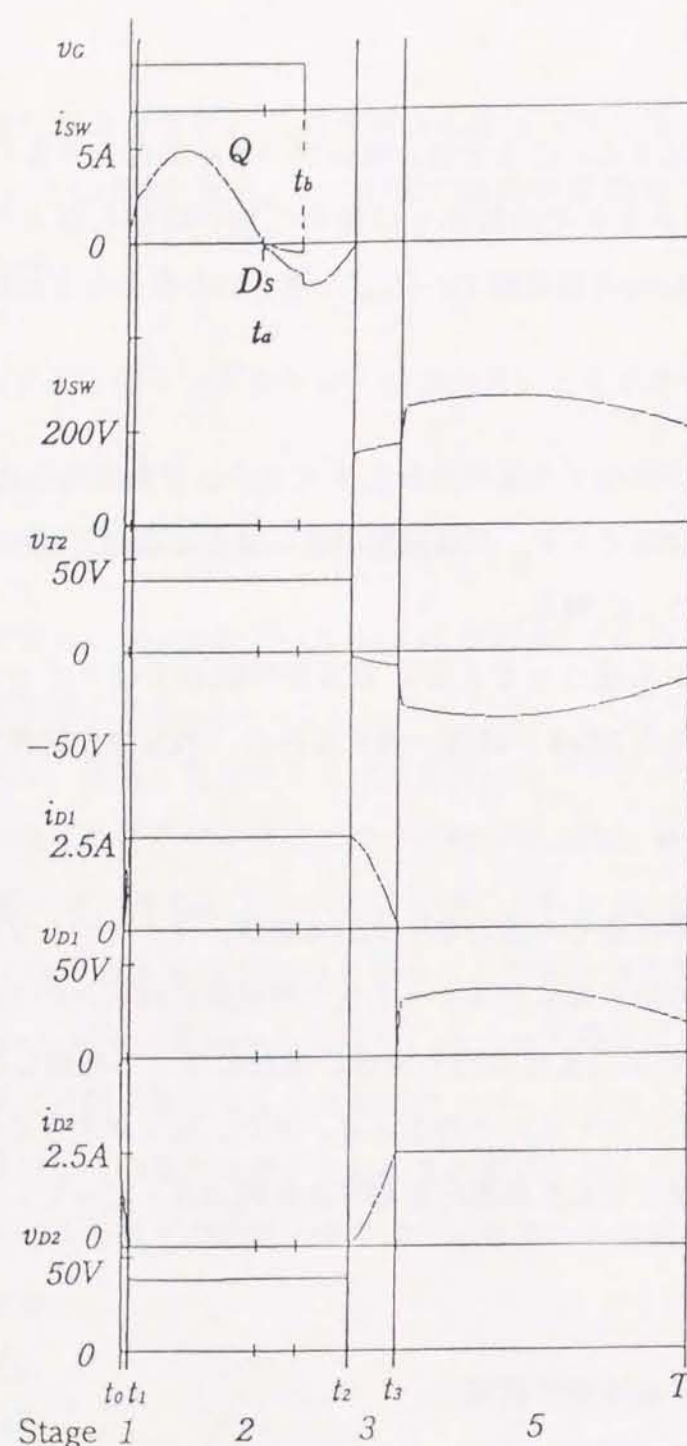
ZCS 動作の限界となる場合を考える。ZCS 動作限界ではスイッチがオフされる時刻 t_2 は共振電流が最低となる $3T_n/4$ とほぼ一致するため、ZCS 動作限界での出力電圧は

$$V_{o\text{crit}} = \frac{3V_i T_n}{4nT} - \frac{L_2}{T} I_o \quad (2-37)$$

となる。これより臨界状態での出力電圧は出力電流、スイッチング周波数に関して変化する事が判る。ここで出力電流とスイッチング周波数に何らかの比例関係があると仮定すれば ZCS 動作限界での出力電圧は出力電流の増加に従って増加しピークを迎えた後低下する下開きの凸形の変化をすると予想される。また、出力が大きくなった場合では出力電流の影響が無視できなくなるため電圧変動が比較的大きくなってしまふことがこの式より予想される。

2.3.3 ZCS 動作および ZCS 動作領域

前節で提案形コンバータの理論的動作解析を行ったが、解析で得られた各状態変数の方程式を用いて動作周波数 $f_s=200kHz$ での各部動作波形を求め、図2-12に示している。時刻 $t=0$ でスイッチがオンされるとスイッチ電流、ダイオード D_1 の電流は0から緩やかな



$C_r=3.07\text{nF}$, $L_r=40.7\mu\text{H}$, $f_n=450\text{kHz}$, $L_t=620\mu\text{H}$, $L_2=1.02\mu\text{H}$, $n=11/3$

図 2-12 理論解析による各部動作波形 ($f_s=200\text{kHz}$)

傾きで上昇しており ZCS 動作となっていることが確認できる。この傾きは式 2-4 で表されたように入力電圧、トランスに直列に入る小さなインダクタンス L_2 およびトランスの巻数比で決定される。ダイオード D_1 の電流が出力電流に達した後、スイッチ電流はピークを迎えその後 $t=t_a$ で 0 まで降下する。ここで主スイッチ Q に逆並列に入るダイオード D_s が導通し、 $t=t_b$ で主スイッチ Q がオフされても電圧が 0 であるためスイッチング損は発生せず、スイッチ Sw の導通状態も維持されている。 $t=t_2$ でダイオード D_s を通る電流が再び 0 となるとダイオードは自然にオフ状態に移行して ZCS 動作が実現されていることが判る。さらに二次側の整流ダイオード D_1 , D_2 は Stage 3 における共振によって 0 電流にてその状態が反転し ZCS 動作を行っていることを確認する事ができる。よって、提案した ZCS フォワードコンバータはスイッチ、ダイオードともに ZCS 動作による無損失スイッチングが可能であり、高周波化に適したコンバータであることが確認できる。

さらに ZCS 動作限界での動作を確認するため、図 2-13 に ZCS 動作限界における実験と理論解析により得られた各部波形を示している。時刻 $t=t_2$ でスイッチ電流がちょうど 0 となるのと同時にスイッチがオフされ、スイッチ電圧が 0 から緩やかに上昇して 0 電流・0 電圧スイッチング (ZC-ZVS) 動作となっていることが判る (理論波形)。しかし、実験波形においては $t=t_3, t_4$ でスイッチ電流、スイッチ電圧に電流の持ち上がり小さな電圧スパイクがあり、理論波形との異なりが確認できる。理論解析においては回路状態を理想的であるとして解析を行ったが、実際の回路では寄生容量、寄生インダクタンス、導通損があり、理想とは異なるために理論波形と実験波形に異なりが現れたと考える。さらに詳しく考察すると、スイッチングデバイス (MOSFET) には寄生容量である出力容量 C_{oss} があり、MOSFET がオフされていてもこの出力容量に充電電流が流れるためにスイッチ電流が 0 となるどころ ($t=t_3$) で電流が切れず正側に持ち上がってしまう。さらに小さな寄生容量に充電電流が流れるためスイッチ電圧は急峻な変化となり小さなスパイク状となってしまう。また、 $t=t_4$ において急峻な電圧変化 (dv_{sw}/dt) が起こると寄生容量があるため $C \cdot dv_{sw}/dt$ の電流変化が現れ電流が不正に流れる。これに伴って電圧波形もスパイク状となってしまう。このように、波形の異なりの要因としてスイッチングデバイスの寄生容量が大きく影響していると思われる。スイッチの電流、電圧にスイッチングデバイスの寄生容量による影響が現れている以外は理論解析、実験の結果は一致しており、この解析の妥当性が確認できる。

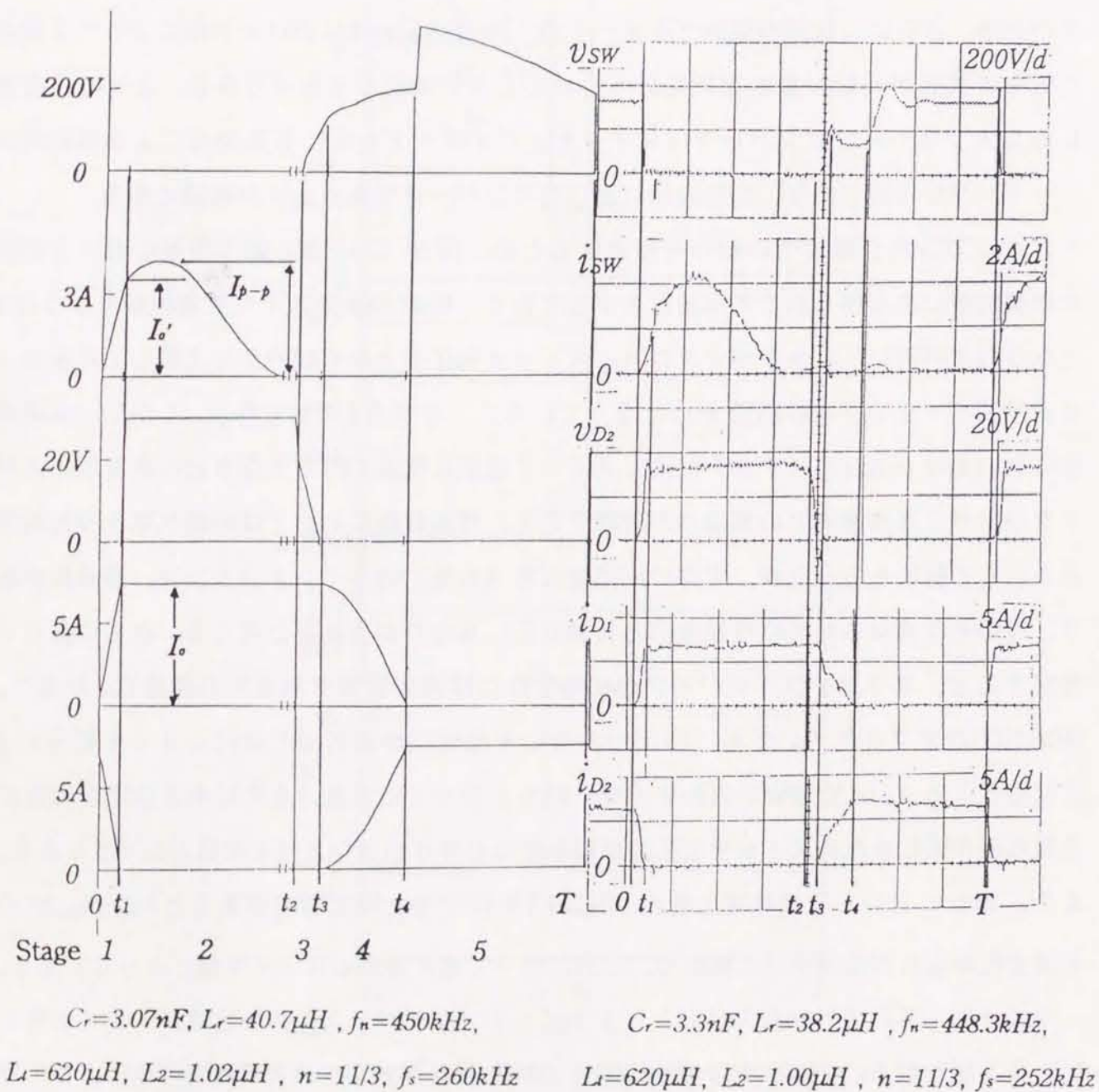


図 2-13 ZCS 動作限界での各部動作波形。

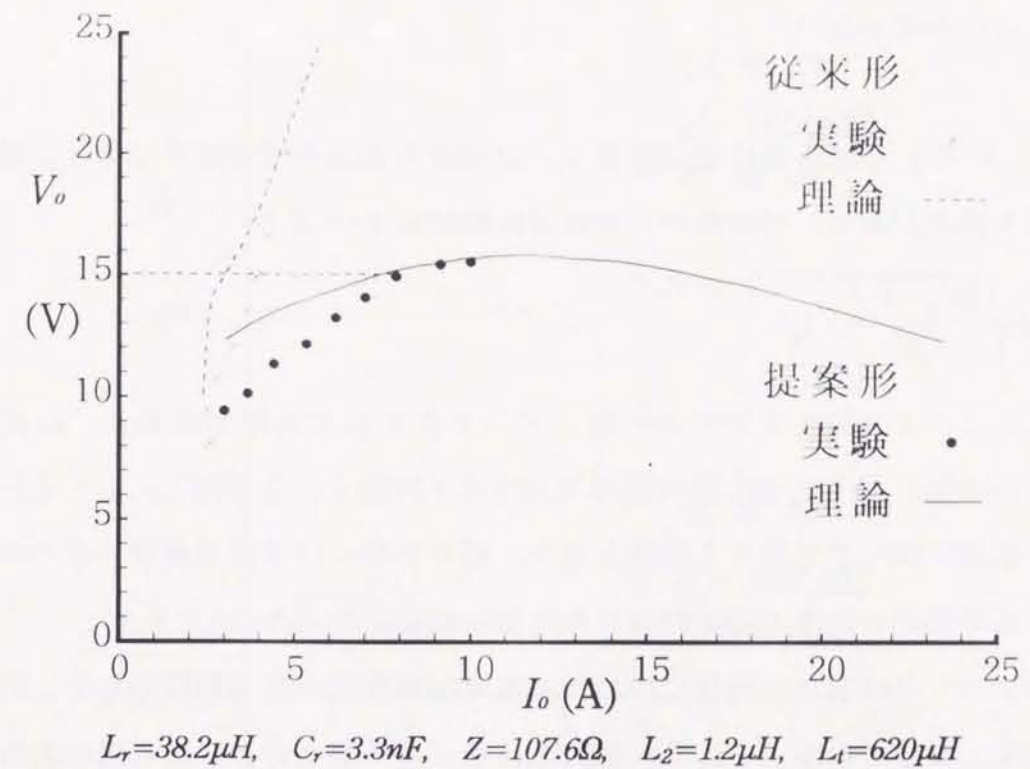


図 2-14 ZCS 動作領域

提案した ZCS フォワードコンバータが従来形の問題点の一つであった ZCS 動作領域の改善が行えることを確認するため、従来形、提案形の ZCS 動作限界での電流電圧特性を図 2-14 に示している。従来形が出力電流の増加に対して直線的に増加しその左側が ZCS 動作領域となるのに対して、提案形は出力電流の増加に対して凸形の曲線となり、その左上部が ZCS 動作領域となる。この結果、提案形コンバータは従来形と比べ ZCS 動作領域が広がっており ZCS 動作領域の問題点が改善されることが判る。実験結果においては ZCS 動作限界の電圧が低下する特性までは得られていないが、限界電圧は緩やかな曲線状に上昇する特性となっており、その左上部の ZCS 動作領域は従来形と比べかなり広くなることが判る。

さらに、出力を 15V 一定に制御する場合を考えると従来形では ZCS 動作で得られる出力電流が最大 4A であるのに対して、提案形では約 8A と 2 倍の出力電流まで得られている。このように提案形コンバータは ZCS 動作領域、ZCS での出力電流範囲が広くなり従来形の問題点が改善されることが確認できる。

2.3.4 軽負荷時の効率改善

図2-14 に示した ZCS 動作領域の拡大、最大出力電流の増加は共振電流振幅変化の特性改善に最も関係がある。提案形の共振電流振幅は式2-5より

$$I_{p-p} = 2 \sqrt{\frac{(V_{ci} - V_i)^2}{Z^2} + I_{ri}^2} \quad (2-38)$$

と表される。ここで共振用コンデンサ C_r 、インダクタ L_r の各初期値 V_{ci} 、 I_{ri} は出力制御時には出力の増加に伴ってその絶対値が増加する(付録1、2参照)。よって共振電流振幅は出力の増加に伴って増加する特性となり、軽負荷時には共振電流が小さくなる。これを確かめるため測定した出力制御時の共振電流振幅変化を図2-15に示す。

従来形コンバータは負荷の増加に伴い共振電流振幅が低下する特性のため、出力電流幅を狭める結果となっている。この為、出力電流を大きく取るためには共振回路のインピーダンス下げ共振電流を大きくする必要がある、軽負荷での導通損の増加、スイッチングデバイスへの電流責務の増加が問題となる。これに対して、提案形のコンバータは負荷電流の増加に対して緩やかではあるが共振電流振幅は増加しており、出力電流範囲が広がっている。また、理論解析結果とも良く一致している。さらに、同程度の最大出力電流が得られる従来形のコンバータ ($Z=69.6$) と比較すると、提案形は最大負荷では同程度の振幅となり、軽負荷時には従来形の 65% と小さい共振電流振幅となるため、軽負荷における導通損、電流責務を軽減することができている。

図2-16 に示した提案形と従来形の出力制御時の効率変化より、次のことがいえる。

- ・提案形コンバータは最大負荷電流付近で最大効率 82% と従来形と同程度の高効率が得られる。
- ・効率 80% 以上の高効率を維持できる負荷電流範囲が従来形と比べ広い。
- ・軽負荷における効率が従来形と比べ約 8% 向上している。

軽負荷での効率の向上、高効率を維持する電流範囲の拡大はこれまでに述べてきた共振電流振幅の特性が影響しており、導通損が軽負荷ほど軽減されている結果と考えることができる。この特性はプリンターなどの印刷機器用電源のような軽負荷での動作待機状態の長い電源においては経済効率を考える上で重要であり、提案形コンバータが実用に適した特性を有していることが判る。

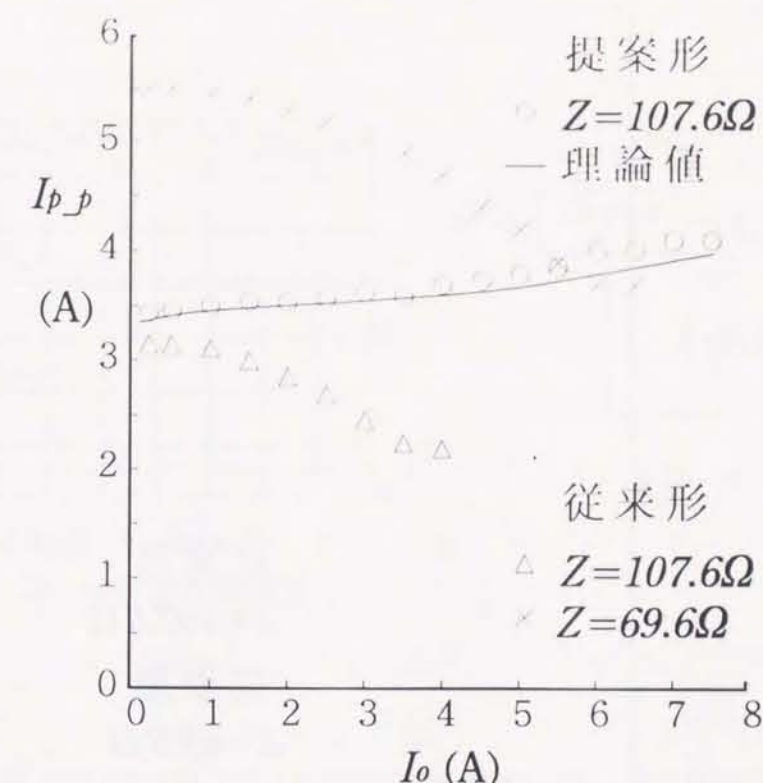


図 2-15 共振電流振幅変化 ($V_o=15V$)

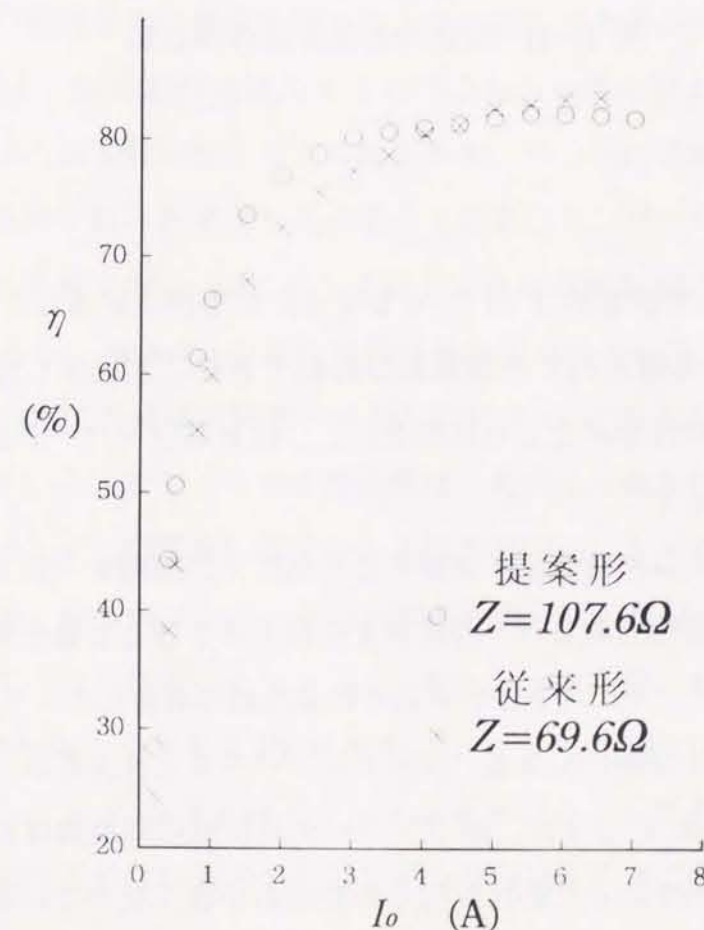


図 2-16 出力制御時効率変動 ($V_o=15V$)

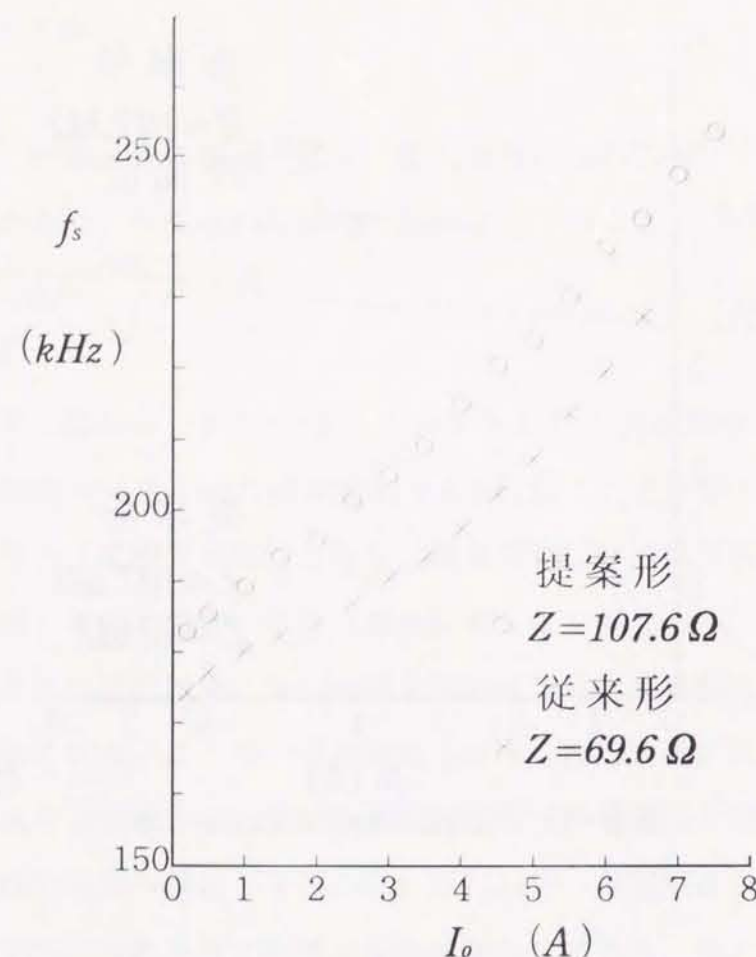
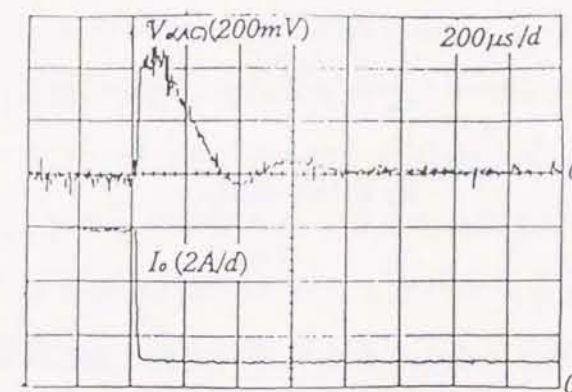


図 2-17 制御周波数変動 ($V_o=15V$)

2.3.5 動作諸特性

2.3.3、2.3.4 節において提案形コンバータが従来形の実用上好ましくない特性を改善し、広い ZCS 動作領域を持ち軽負荷での導通損が軽減できることを示した。さらに、ここでは実用上把握が必要な特性を測定した結果を示し、提案形コンバータが実用に耐えうる特性を有していることを示す。

電流共振形コンバータは出力電圧を制御するためにオン期間を一定としてオフ期間を制御する周波数制御が一般的であるが、周波数変動が大きすぎると最低周波数でトランス等の磁気素子、平滑コンデンサの大きさが決定されるため高周波化のメリットが小さくなり、ノイズフィルターの設計も難しくなる。提案形コンバータと従来形コンバータの出力制御時の周波数変動を図 2-17 に示すが、両コンバータ共に制御周波数は負荷の増加に従って直線的に上昇し、全波形であるため比較的その変動も小さくなっていることが判る。提案形は全体に周波数が高いがその変化の割合は従来形よりも幾分小さな変動で全負荷範囲に



$C_o=470\mu H, L_o=0.2mH$
図 2-18 負荷急変動特性

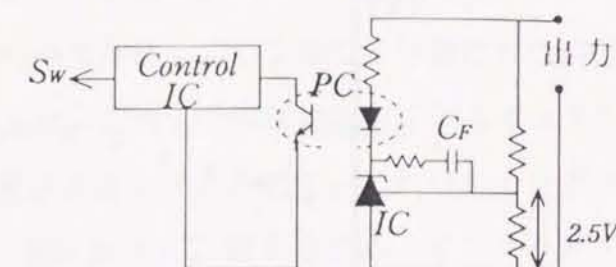
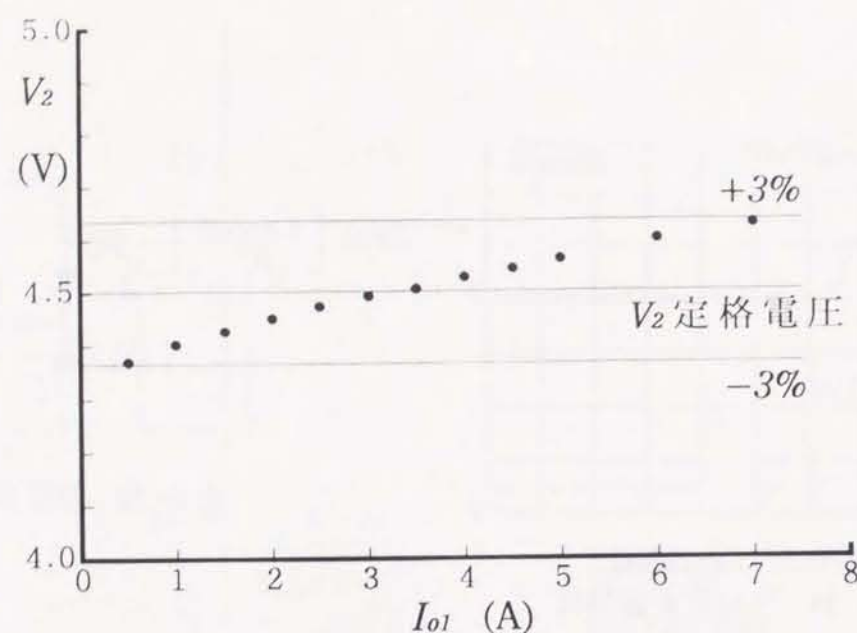


図 2-19 制御回路

対して動作周波数 $180\text{--}255\text{kHz}$ で安定に制御できている。共振周波数との比で周波数変動幅を表すと $0.4\text{--}0.57$ となり、比較的変動が少ないことが判る。また、この比はほぼスイッチのオンデューティ比と等しくなっている。

プリンター等の印刷機器では動作状態では大きい出力電力が必要であるが、待機状態では表示ランプの点灯、IC の動作を維持するだけの小さな電力でよい。また、この動作が外部からの信号により瞬間的に切り替えられるため、用いられる電源には負荷急変動に対して速い応答と安定性が特に要求される。そこで提案形コンバータの負荷を急激に切り替えたときの出力電圧変動を図 2-18 に示している。負荷電流が $6A$ から $1A$ に急激に変化した場合を示しているが、 $500mV_{pp}$ の電圧変動が現れるが約 $1ms$ で安定して定格電圧 ($15V$) に戻っている。この電圧変動は定格電圧に対して約 3.3% の大きさであり、一般的電圧変動の許容内に入っている。また、その応答時間は一般的に市販されている電源の応答時間と同等であり、プリンター用電源に要求される応答時間内に入っており、実用化に耐えうる値であると考ええる。提案形コンバータの出力の制御に用いた制御回路は図 2-19 に示した、簡単で最も良く用いられているシャントレギュレータを用いたものである。今回の実験で用いた値は 100kHz で動作する PWM 形のコンバータと同値のものであり、高周波化していくことでコンデンサ C_F を小さくしゲインをあげることでより高速の制御が安定して行える。また、電圧変動は出力の平滑コンデンサ容量を大きくすることでさらに小さくすることができる。



$V_1=15V$, $R_2=4.5\Omega$, $L_1=1.5\mu H$, $L_2=0.8\mu H$, $L_t=740\mu H$

図 2-21 2 出力クロスレギュレーション特性

プリンター等の電源には出力端が複数ある多出力コンバータが要求されることが多い。多出力コンバータで問題となるのは、一つの出力のみを検出しフィードバックにより制御している場合の他の出力に電圧変動が発生する、クロスレギュレーション特性である。提案形におけるクロスレギュレーション特性を把握するため出力 $15V$ と $4.5V$ の 2 出力を持つコンバータを作成し、クロスレギュレーション特性を測定し図 2-21 に示している。ここで出力 V_1 は $15V$ 一定となるようにフィードバック回路 (図 2-19) により制御し、出力 V_2 は固定抵抗 $R_2=4.5\Omega$ を接続し非制御として測定を行った。出力 V_1 の出力電流の増加に従って、非制御の出力 V_2 の電圧は上昇しており、その変動幅は定格出力電圧の $\pm 3\%$ 以内である。実用化において、この変動幅であれば十分に適用できると思われる。但し、非制御出力が高電圧となる場合、電圧変動をさらに押さえる必要のある場合には問題となる可能性があり、何らかの対策が必要となる。

ここで 2 出力の提案形コンバータに対して 2.3.2 節で行ったのと同様の状態解析を行い非制御出力の電圧変動の方程式を求めると

$$\Delta V_2 = \frac{KR_2L_1f_s + V_2L_2}{R_2 + L_2f_s} \Delta f_s \quad (2-39)$$

となる。ここで L_1 , L_2 は各出力巻線に直列に接続された小さなインダクタンスであり、実際のコンバータにおいては各出力側からみたトランスの漏れインダクタンスである。 K はトランスの結合を表す定数である。この式より非制御の出力電圧変動はほぼスイッチング周波数の変動に比例しており、一つの出力のみを制御している場合には避けられない問題となることが判る。さらに、このクロスレギュレーション特性には直列に入るインダクタンス (トランスの漏れインダクタンス) の影響が大きいことが判る。これらのインダクタンスはオン時の電流の立ち上がりを決め、ZCS 動作に影響するため、インダクタンスの決定には十分な注意が必要であることが確認できる。

本節では定電圧コンバータを実用化する上で必要と思われる諸特性を評価した。提案形コンバータでは比較的小さな周波数変動により広い負荷範囲が制御できており、負荷急変動に対しても簡単な制御回路により現存の定電圧コンバータ (PWM 形) と同程度の応答と安定性が得られていた。さらに、2 出力のコンバータに対してクロスレギュレーション特性を測定し、その変動が比較的小さいことを確認した。これら特性と先の ZCS 動作、ZCS 動作領域、効率変化等の特性の評価により、提案形コンバータが十分に実用化が可能な特性を有していると考えられる。EMI ノイズに関しては十分な検討ができず今後の課題として残ってはいるが、共振形はスイッチングノイズを発生しにくい回路方式であることから十分に実用化においてメリットが生まれると考えている。

2.4 新方式コンバータの設計手法

電子機器用電源を実用化する上で回路の設計が容易に行えることは設計、回路検討の時間短縮ができるため重要である。現在、実用化されている PWM 形の電源はこれまでにある程度の設計手法が確立されているのに対して、共振形はその回路方式が新しく、回路動作が複雑となるためその設計手法はまだ十分に確立されていない。従来形 ZCS フォワードコンバータにおいても

- ・共振状態を利用するためその動作が複雑である、
- ・スイッチのオン期間においても共振状態が複数存在する、
- ・トランスの二次側に共振電圧が現れるため出力電圧の定式化が簡単に行えない、

などの理由により簡単な設計手法が確立されていない。このため、設計にはコンピュータを用いてその動作を確認しながら行う必要がある。

これに対して本論文で提案した ZCS フォワードコンバータは

- ・電力伝達がほぼ 1 つの回路状態で行われる、
- ・そのとき、トランスの二次側は入力電圧の巻数比倍の電圧となる、

ことより出力電圧の定式化が容易に行え、トランスの励磁インダクタンス、スイッチ S_w のオン期間に簡単な仮定を用いることで簡単な設計手法を導くことができる。

ここでは提案する設計手法が簡単な仮定を導入することで回路定数を決定でき、電源設計の初期段階において十分適用できることを設計例を用いて示す。この回路の設計手法は与えられた電源の仕様から共振用インダクタ L_r 、共振用コンデンサ C_r 、小さなインダクタンス L_2 、トランスの巻数比 N 、励磁インダクタンス L_l の最低値を求めることを目的とし、回路設計の初期段階で適用可能なものである。

入力電圧	V_i	: 141.4V (ac100V)
出力電圧	V_o	: 15V(controlled)
出力電流	I_o	: 0.3-7.5A
共振周波数	$f_n=1/T_n$: 450kHz
スイッチング周波数	$f_s=1/T$: 180-260kHz

表 2-2 電気的特性

2.4.1 設計手法

ここでは表 2-2 に示した電気的特性を持つ提案形 ZCS フォワードコンバータの設計手法を示す。ここで、示したスイッチング周波数は目標値であり、設計段階により ZCS 動作等を確実にするため変更することもある。設計において次のような仮定を用いる。

- 1) 二次側の整流ダイオードによる電圧効果 V_D は $0.5V$ である。
- 2) 軽負荷において出力電流 I_o は小さく、Stage 1 の期間 $[0, t_1]$ は無視できる。
- 3) 軽負荷において励磁電流 i_t も十分に小さい。
- 4) このため、軽負荷でのスイッチのオン期間 $[0, t_2]$ は C_r-L_r の共振周期 T_n に一致する。
- 5) トランスの励磁インダクタンスは大きく励磁電流 i_t の変化は十分に小さい。
- 6) 軽負荷においてトランスに発生する電圧には直流分がない。
- 7) 軽負荷において共振用コンデンサの初期値はオフ期間のトランスの電圧の平均値で置き換えられる。(付録 1)
- 8) 最大負荷は ZCS 動作限界で達成される。
- 9) このためスイッチのオン期間は共振周期の $3/4$ に等しくなる。
- 10) 共振電流の振幅 X は最大出力電流の一次側換算値で置き換えられる。(付録 2)

上記仮定と表 2-2 に示した電気的特性よりトランスの巻数比 N 、共振要素 C_r 、 L_r 、インダクタンス L_2 、励磁インダクタンスの条件の順に回路設計を行う。

1): トランスの巻数比 N の決定

提案形の出力電圧の式 2-35 より右辺第 2 項を無視し(仮定 2)、これに軽負荷におけるスイッチング周期 T_{max} 、仮定 1), 4) を適用するとトランスの巻数比 N (2 次側 / 1 次側) は

$$N = \frac{N_2}{N_1} = \frac{(V_o + V_D) T_{max}}{V_i T_n} \quad (2-40)$$

として表すことができる。

2): 特性インピーダンスおよび共振用インダクタ C_r , L_r の決定

次にコンバータが全負荷範囲において ZCS で動作とするために共振回路の特性インピーダンス $Z = \sqrt{L_r/C_r}$ を決定する。提案形コンバータの ZCS 動作条件は式 2-16 で $X \geq I_o + I_t$ と表される。ここで右辺第 2 項の励磁電流の平均値は負であるので(付録 2)、最大出力電流の一次側換算値により共振電流の振幅を表せば、

$$(仮定 10) \quad X = NI_{omax} \quad (2-41)$$

となる。提案形コンバータの共振電流振幅は図 2-15 で示されたように軽負荷で最も小さくなる。そこで軽負荷において式 2-41 の共振電流振幅となるように設計を行えば全負荷範囲で ZCS 動作を確保することができる。よって式 2-41 と式 2-5 よりインピーダンスを決定すればよい。この時、軽負荷において励磁電流が十分に小さいと仮定(仮定 3)すると式 2-5 の右辺第 2 項が無視でき、特性インピーダンス Z は

$$Z = \frac{|V_{Cl} - V_i|}{NI_{omax}} \quad (2-42)$$

となる。ここで、トランスにかかる電圧が直流成分を持たないと仮定した場合(仮定 6)、共振用コンデンサの初期値 V_{Cl} はオフ期間のトランスの平均電圧で表され(仮定 7)、

$$V_{Cl} = -\frac{V_i T_n}{T_{max} - T_n} \quad (2-43)$$

となる(付録 1)。

共振回路の特性インピーダンスが求められると、式 2-7 および共振周波数 f_n より共振要素 C_r , L_r を以下のように決定できる。

$$C_r = \frac{1}{2\pi Z f_n} \quad (2-44)$$

$$L_r = Z^2 C_r \quad (2-45)$$

3): インダクタンス L_2 の決定

次に、オン時の電流の立ち上がりを決めるトランスに直列に入るインダクタンス L_2 を決定する。最大負荷電流が ZCS 動作限界において達成され、この時のスイッチのオン期間、スイッチング周波数がそれぞれ、 $3/4 \cdot T_n$ 、 $f_{Smax} = 1/T_{min}$ であるとする(仮定 8, 9)。この仮定を式 2-35 に適用し、 L_2 に関して整理すると

$$L_2 = \frac{V_o + V_D}{I_{omax}} \left(\frac{3V_i}{4(V_o + V_D)} NT_n - T_{min} \right) \quad (2-46)$$

となり、 L_2 を求めることができる。しかし、インダクタンス L_2 はスイッチのオン時の電流の立ち上がりを決める重要な項目であり、スイッチ電流の立ち上がりも考慮に入れる必要がある。スイッチ電流の立ち上がりは式 2-9、仮定 5、付録 1 より

$$\frac{di_{Sw}}{dt} = V_i \left(\frac{t_2}{L_r(T - t_2)} + \frac{1}{L_2} \right) \quad (2-47)$$

と表される。式 2-46 により求めたインダクタンス L_2 を代入し、スイッチ電流の立ち上がりを確認し、もし立ち上がりがきい場合には L_2 の値を大きく取るため、最大スイッチング周波数を大きくする必要がある。逆に立ち上がりを滑らかにするために L_2 を大きくしすぎると周波数の変動幅が大きくなりすぎる問題が生じる。よって、式 2-46、式 2-47 式より適切な値に決定する必要がある。電流の立ち上がりの傾斜がどの程度が適切であるか確認することが今後の課題となつて残っているが、経験的な値としては $(1.0 \sim 1.5) \times 10^8 \text{ A/s}$ 程度で良好な特性が得られている。

4): 励磁インダクタンス L_t の最低値の決定

最後にスイッチのオフ期間に起こる $C_r-L_r-L_t$ による共振によりトランスの二次側の整流ダイオード D_t がオンして、動作モード 3 あるいは 4 が現れることがないようにトランスの励磁インダクタンスの最低値を決定する必要がある。モード 3 が現れる条件は共振用コンデンサの電圧がオフ期間内に 0 以上となることである。共振用コンデンサの電圧がスイッチング周期の終わりで 0 となる軽負荷時を考えると共振用コンデンサ電圧は一周期内で図 2-22 のように動作すると考えられる。これより、モード 3 が現れないためには $C_r-L_r-L_t$ による共振の半周期を最低周波数でのオフ期間以上にとればよいことが推定できる。よって、モード 3、4 が現れない励磁インダクタンスの条件は

$$L_t \geq \frac{(T_{\max} - T_n)^2}{\pi^2 C_r} - L_r \quad (2-48)$$

となる。

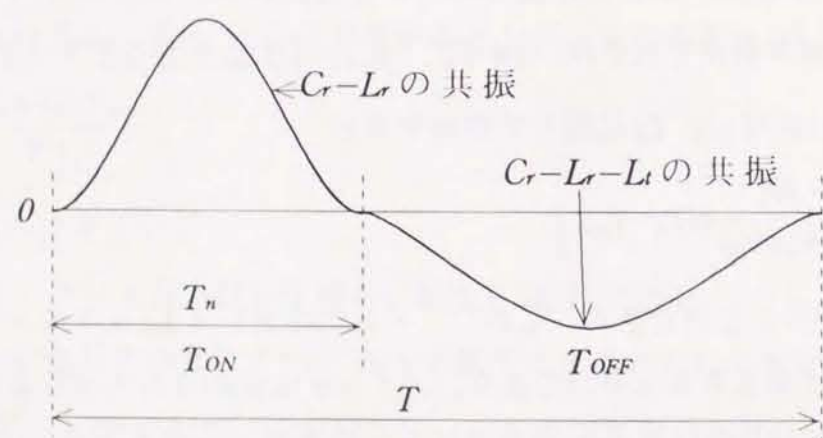


図 2-22 モード 3 となる限界点での共振コンデンサ電圧変化

実際の回路設計において励磁インダクタンスは式 2-48 で得られる最低値の 2 倍以上にするほうが特性上良いことがこれまでにやってきた設計、実験により判っている。

これで式 2-40 から 2-48 により、提案形コンバータの各部の値がコンピュータによる解析を必要とせず、簡単な机上の計算により求められることを示した。ここで提案した、設計手法は 1)-10) の仮定および付録 1、2 を用いているため、実際のコンバータ特性と多少異なる可能性がある。また、コンバータの厳密な特性までは考慮せず、より簡単に設計を行うことを主眼としているため、この設計手法は回路設計の初期段階に適用することが望ましいと考える。

2.4.2 設計例

ここでは表 2-2 に示した電源の仕様に基づき各部の値を実際に提案した設計手法を用いて決定する。さらにシミュレーション、実験データと比較を行いその有効性を検証する。

式 2-40 よりトランスの巻数比 N は

$$N = 0.274$$

となるが、使用するトランスのコアを PQ26/25 として一次側巻数 N_1 を 22 ターンとすると二次側の巻数 N_2 は

$$N_2 = N \times N_1 = 6.028$$

となるため、6 ターンとする。よって、トランスの巻数比は

$$N = 0.2727$$

となり、この値を以下の設計に用いる。共振回路のインピーダンス Z の決定に先立って共振用コンデンサの初期値 V_{C1} を式 2-43 より求めると

$$V_{C1} = -\frac{141.4 \times 1/450}{1/180 - 1/450} = -94.264 \text{ (V)}$$

となり、この値を式 2-41、2-42 に代入して、共振回路のインピーダンス Z を決定する。

$$Z = \frac{|94.26 + 141.4|}{0.2727 \times 7.5} = 115.2$$

さらに、式 2-44、2-45 より C_r , L_r を求めると

$$C_r = \frac{1}{2\pi \times 115.2 \times 450 \times 10^3} = 3.07 \text{ nF}$$

$$L_r = 115.2^2 \times 3.07 \times 10^{-9} = 40.7 \mu H$$

なる。トランスに直列に入るインダクタ L_2 は実際のコンバータではトランスの漏れインダクタンスを用いることとし、式 2-46 よりその値を求めると

$$L_2 = \frac{15}{7.5} \left(\frac{3 \times 141.4 \times 0.2727}{4 \times 15 \times 450 \times 10^3} - \frac{10^{-3}}{260} \right) = 0.877 \mu H$$

となる。この値を式 2-47 に代入し、オン時の電流の立ち上がりを求めると

$$\frac{di_{Sw}}{dt} = 141.4 \times \left(\frac{3/450 \times 10^{-3}}{40.7 \times (4/260 - 3/450) \times 10^{-9}} + \frac{10^6}{0.877} \right) = 163.88 \times 10^6 A/s$$

となる。ここでスイッチ電流の立ち上がりに関して経験的な値として $(1.0-1.5) \times 10^8 A/s$ 程度で良好な特性が得られるため、傾きがこの程度となるように L_2 を変更しそれに伴って最大周波数を $265 kHz$ とした。最終的インダクタンスと電流の傾きは

$$L_2 = \frac{15}{7.5} \left(\frac{3 \times 141.4 \times 0.2727}{4 \times 15 \times 450 \times 10^3} - \frac{10^{-3}}{265} \right) = 1.02 \mu H$$

$$\frac{di_{Sw}}{dt} = 141.4 \times \left(\frac{3/450 \times 10^{-3}}{40.7 \times (4/265 - 3/450) \times 10^{-9}} + \frac{10^6}{1.02} \right) = 141.4 \times 10^6 A/s$$

となっている。最後にトランスの励磁インダクタンス L_t の最低値は

$$L_{tmin} = \frac{(1/180 - 1/450)^2 \times 10^{-6}}{\pi^2 \times 3.07 \times 10^{-9}} - 40.7 \times 10^{-6} = 326 \mu H$$

となっているが、シミュレーションには実際に使用したトランスの値が最低値の 2 倍程度となるためこれを用いた。

ここで求めた値を 2.3.2 節で求めた各状態変数の式に当てはめて解析を行った。また、設計値に基づいて実際に回路を構成し、実験を行った。実験に用いた値は設計値になるべく近いものとしたが多少のズレがある。その時の設計値、実験、シミュレーションで用いた各素子の値、最大、最小電流となるスイッチング周波数を表 2-3 に示している。この結果、仕様で与えられた全出力電流範囲で ZCS 動作を行うこと、動作周波数の設計値との誤差は $10 kHz$ 程度あるが変動が少ないほうにシフトしていることが確認できた。よって、ここで提案した設計手法は ZCS 動作が全負荷範囲で確保でき、動作周波数も仕様での値内に入ることより、十分にコンバータ設計の初期段階に適用できると考える。

	設計値	理論	実験
N	0.2727	0.2727	0.2727
L_r	40.7 μH	40.7 μH	38.2 μH
C_r	3.07 nF	3.07 nF	3.30 nF
L_2	1.02 μH	1.02 μH	1.20 μH
Z	115.1 Ω	115.1 Ω	107.6 Ω
L_t	$L_{tmin} = 326 \mu H$	620 μH	620 μH
f_n	450 kHz	450 kHz	448.3 kHz
f_{smin}	180 kHz	184 kHz	183 kHz
f_{smax}	265 kHz	260 kHz	252 kHz

表 2-3 設計手法の評価

2.5 まとめ

プリンター等の電源としてよく使用されているフォワードコンバータに電流共振形 ZCS スイッチを適用し、スイッチング損の低減、高周波化の検討を行った。この中で従来形の ZCS スイッチを適用した場合に、共振電流振幅変化、ZCS 動作領域、軽負荷における導通損に關した実用上好ましくない特性を持つことを実験により明らかにした。

この従来形 ZCS フォワードコンバータの好ましくない特性を克服するために、トランスに直列に入る小さなインダクタンスによりオン時の ZCS 動作を実現し、トランスに並列に入る $L-C$ の直列共振回路の共振電流を利用してオフ時の ZCS 動作が実現される新しい共振方式を提案し、その動作解析により提案形コンバータの動作モードおよび ZCS 動作を明らかにした。さらに、提案形コンバータの特性、ZCS 動作領域、実用化のための試験を理論的、実験的にを行い以下の有効な結果が得られた。

- 1) ZCS 動作がトランスに直列に入るインダクタンスとトランスに並列に入る $L-C$ の共振回路により実現できる。
- 2) ZCS 動作の臨界点ではオフ時に 0 電流 0 電圧スイッチング (ZC-ZVS) が実現される。
- 3) これにより、スイッチング損、ノイズの発生が抑えられ、高周波化が可能となる。
- 4) 共振電流の振幅が負荷の増加に従い増加する特性により、
 - ・ ZCS 動作領域が拡大する、
 - ・ 軽負荷で共振電流振幅が小さくなり、導通損、スイッチの電流責務が低減できる、
 - ・ 高効率を維持できる電流範囲が広がり、軽負荷における効率が向上する、特徴を持つ。
- 5) 従来形と同程度の比較的小さな周波数変動で全負荷範囲を制御でき、最大負荷付近で効率が最大となり、従来形と同等の高効率が得られる。
- 6) 負荷急変動、クロスレギュレーション特性を確認し、
現在使用されているスイッチング電源と同程度の特性が得られた。

この結果、提案した ZCS フォワードコンバータは PWM 形の特性、従来形 ZCS コンバータの特長を維持しながら、従来形の問題点を克服できることを確認した。このことより、このコンバータは実用化に十分に耐えうる特性を有していると共にスイッチング損、ノイ

ズの低減ができるため高周波化が可能となる。このため、高周波化による磁気素子、平滑コンデンサの小型化、それに伴う電源の小型化が期待できる。

しかし、実際に電源の小型化の実現のためには以下のような課題が残っている。

- ・ 高周波化により磁気素子による鉄損が増加するため、高周波化に適した鉄心の開発。
- ・ スwitchングデバイスに寄生容量があるため、オフ時、電圧急変動時に不正な電流が流れ、損失、電圧スパイクの原因となる。このため寄生容量の低減あるいは新しい高速スイッチング素子の開発。
- ・ 共振電流を回路に流すため、半導体デバイス、回路配線における低抵抗化。
- ・ 制御方式、回路設計手法の確立。

特に、磁気素子の開発、寄生容量の低減は電流共振形にとって重要な問題であり、今後の開発に期待するところが大きい。また、これらの素子の改善、開発が進みより高周波化が求められたときに本論文で提案した回路方式がその実現の一端に貢献しえらると思える。

付録1 共振用コンデンサの初期値について

励磁インダクタンスが十分に大きく電流源として扱えると仮定すると、オフ時のコンデンサ電圧はトランスに発生する電圧と一致する。そこで、設計初期段階において用いるために共振用コンデンサの初期値をスイッチのオフ期間におけるトランス電圧の平均値に置き換え簡単化する。さらに、この時トランスに発生する電圧がDC成分を持たないと仮定するとオン時の電圧時間積とオフ時の電圧時間積は一致するためオフ時の平均値 V_{TAV} は

$$V_{TAV} = -\frac{V_i t_2}{T - t_2}$$

として表される。ここで軽負荷時においてスイッチのオン期間 $[0, t_2]$ が共振周期 T_n とほぼ一致することより軽負荷時には

$$V_{TAV} = -\frac{V_i T_n}{T_{max} - T_n}$$

となる。最大負荷時にZCS動作限界となると仮定するとスイッチのオン期間は $3/4 T_n$ と等しくなるため

$$V_{TAV} = -\frac{3V_i T_n}{4T_{min} - 3T_n}$$

として表すことができる。但し、ここで算出したコンデンサの初期値は設計の簡単化のために用い、実際の初期値はトランス電圧の平均値とは異なってくるため、回路解析等に用いることはできない。

ここで共振電圧の初期値の負荷の増加に対する変化は

$$V_{Ci} = -\frac{V_i}{f_n/f_s - 1} \approx V_i \times T_{ON}/T_{OFF}$$

として表すこともできる。負荷が大きくなるに従ってオフ期間を短くする周波数制御を行うことを考えれば、コンデンサの初期値の絶対値は負荷の増加によって大きくなることが判る。

付録2 共振電流振幅について (励磁電流の平均値が0以下)

励磁電流の変化が小さく、解析においてその平均値で置き換えることができると仮定するとコンバータのZCS動作条件は式2-16で示すように

$$X \geq NI_o + I_i$$

と表される。ここで励磁電流の平均値 I_i が負であれば全負荷範囲で確実にZCS動作をするためには

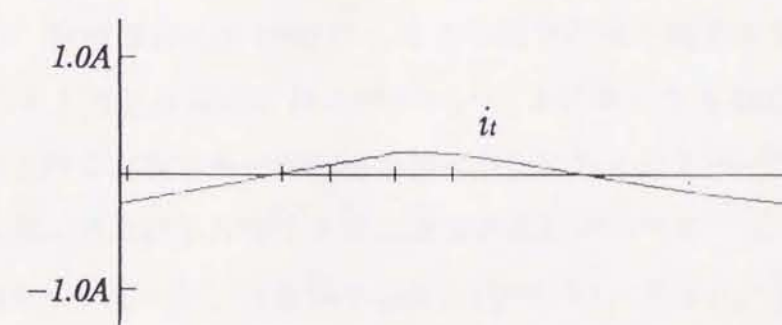
$$X = NI_{0max}$$

の共振電流振幅があれば良いと考えられる。

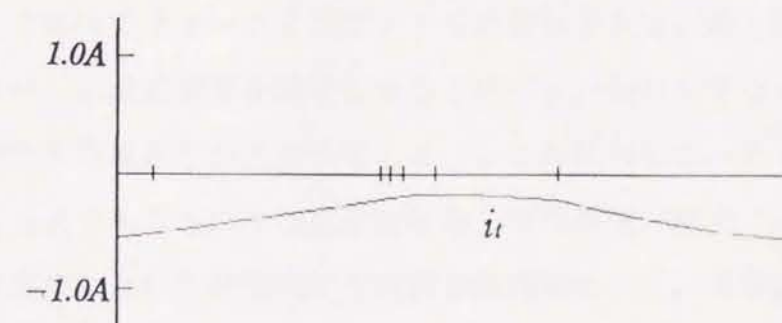
ここで、励磁電流の平均値について考える。

提案形コンバータはオン、オフ期間共に共振状態を取る全共振形であり、オフ時の共振を利用してオンする瞬間のスイッチ電圧をピーク値から幾分低い値まで低下させることができる。このためには、オフ期間内に共振用インダクタ L_r の電流が正の値になることが必要であり、 L_r の電流が正になると必然的にトランスの励磁インダクタンスの電流は0以下の値となる。この時、励磁電流の変化が小さいとするとその平均値も負の値になることが予想される。但し、実際には励磁電流は図付録-1に示した理論波形のように0を挟んで変化している。最大負荷付近では励磁電流は負の値となっている。

ここで励磁インダクタンスの初期値は共振用インダクタの初期値と方向が異なるがその値は同じである。よって、この初期値の絶対値が負荷の増加により大きくなっていくことがこの理論波形より確認できる。



軽負荷 ($V_o=15V, I_o=1.0A$)



ZCS動作限界 ($V_o=15V, I_o=7.5A$)

図付録-1 励磁電流波形

3.1 概説

近年、半導体スイッチの開発、半導体集積化技術の発展に伴い半導体スイッチを用いたスイッチング電源を使用した電子機器製品が急速に普及してきている。この電子機器の普及にともなって入力部に使用されたコンデンサインプット形整流回路により発生する電源高調波が増大し、電源の電圧、電流の歪みを引き起こすなど電力系統において高調波による問題が無視できなくなっている^{3),4),135),136)}。その例として、数多くの電子機器より一度に発生する高調波が電力系統に流入し、進相用コンデンサを焼損させたり、電線の近くにある電話線に誘起電圧が発生し電話にノイズが進入する、電源電圧歪みを引き起こすことによって他の機器の誤動作を引き起こす問題が報告されている。大容量の電力系統、機器に対しては各国様々ではあるが規制が行われている。しかし、個々の電子機器に対する規制は行われておらず、近年の電子機器の普及拡大により問題が生じ始めている。そこで、各電子機器単体より発生する高調波の規制がIEC(International Electrotechnical Commission)により検討され、欧州連合では1996年1月より個々の電子機器より発生する高調波に対してIEC規格による規制が開始される^{137),138)}。日本においてもIECの規格に基づき高調波の規制が適用される方向でその規制値の検討が行われている^{139),140)}。

現在、電子機器の整流部より発生する高調波の解析^{141)~144)}やチョークインプット形整流器^{145),146)}、非線形インピーダンスを持つ整流回路^{147)~151)}、チョップパ方式を用いた単相整流回路^{152)~164)}あるいはアクティブフィルタを用いた対策^{165)~169)}が検討され、多くの研究報告がされている。この中でチョークインプット形の整流器を用いると比較的安価で対策を行うことができるが、高調波規制を満足させるためにはかなり大きなインダクタンスが必要となるため大型で大重量のものになってしまう。これに対して、チョップパ方式を用いた単相整流回路の1方式である電流不連続形は制御、回路構成が簡単であり入力電流を正弦波にでき高調波を発生しないため実用化も検討され始めている。不連続形の単相整流回路では固定スイッチング周波数で動作し、入力部に鋸歯状の電流が流れるが、そのピーク値が入力電圧に比例して変化する。この鋸歯状の電流よりローパスフィルタを用いてスイッチ

ングによる高周波成分を除去し、入力電圧に比例した正弦波の入力電流が得られ理論上力率が1となり高調波成分が発生しない。その他の高調波対策回路においても入力電流を連続にすることで低次高調波の発生を抑制できることが報告されている^{152),155),156)}。

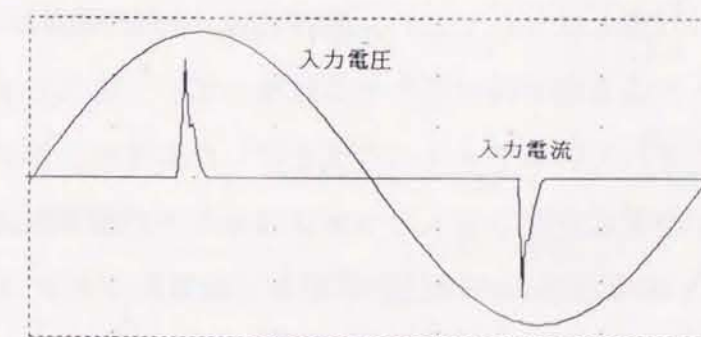
これらの高調波対策回路を入力整流部に用いることは、電子機器用電源の小型化の要求に反し、電源機器の大型化を招いてしまう。しかし、現在の電力事情において、高調波の抑制は不可欠であることを考えると何らかの高調波対策回路は必要であると考え。つまり、高調波対策回路の追加による電源の大型化は避けられないため、高調波対策回路自体の小型化が電源回路本体の小型化に加えて必要となってくる。このため、スイッチング損を低減し高周波化することで高調波対策回路の小型化を行う必要がある。しかし、回路構成の簡単なチョッパ方式の電流不連続回路ではスイッチのオン時には0電流スイッチとなるがオフ時には鋸波電流のピーク値でのターンオフが必要であり、スイッチング損、ノイズの発生が避けられない。このため、高周波化によりスイッチング損、ノイズが比例的に増大し高周波化の妨げとなる。さらにチョークインダクタの電流に不連続の条件が課されていることもあり電源の小型化の有力な手段である高周波化にも限界がある。

そこで、本論文では入力電流の高調波を抑制する単相整流回路の高周波化による小型化を目的として、電流共振形 ZCS スイッチを適用し、スイッチング損の低減をすると共に IEC 高調波規制を満足させることを検討した。その手法として、これまでの単相整流回路の鋸波電流の代わりに共振電流を流し、この共振電流の振幅を入力電圧に比例して変化させる方法を提案する。この入力部に流れる共振電流からフィルタにより高周波成分を除去した入力電流は連続で高力率となる。また、この手法ではスイッチングデバイス、整流ダイオードは0電流でスイッチングされるためスイッチング損、ノイズの発生が少なく高周波化が可能となる。

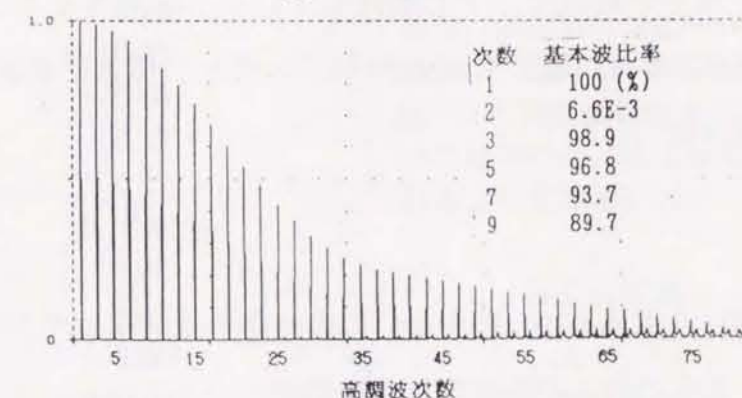
本章では電流共振 ZCS スイッチを用いた単相整流回路による高調波の対策について理論的解析と実験的検討を行い、本手法により IEC の高調波規制を満足すると共に、ZCS 動作によりスイッチング損が小さく、さらにインダクタ電流を不連続とする必要が無いため高周波での動作が可能となることを検証する。さらに、その中で、これまで高調波対策には不向きであるとされていたフォワード形においても十分に実用化が可能なほどに高調波成分を抑制できることを示す。

3.2 高調波規制の現状と対策

普及拡大の進んできている電子機器用電源に用いられているスイッチング電源の入力部には回路構成が簡単で比較的小型で安価に作成できるためコンデンサインプット形の整流器が一般的に用いられている。PSPICE を用いて解析により得られたコンデンサインプット整流回路の入力波形とその高調波成分を図3-1に示す。この整流器では入力電圧が平滑コンデンサの電圧以上となる時にのみ充電電流が流れるためパルス状の入力電流となっている。このため力率が低下すると共に低次高調波が多量に含まれている。近年このような整流部を持つ電子機器が多量に使用されるようになってきたために小容量の電源から発生する高調波が多量に電力系統に流入し、その結果として電力系統の電源電圧の歪みを引き起こし、さらには進相用コンデンサの焼損、系統線と電話線が近くにある場合には電話信号へのノイズの混入、他の機器の誤動作などを招く等の問題も出始めている。



(a) 入力波形



(b) 入力電流高調波

図 3-1 コンデンサインプット整流回路

このため、EU 諸国を中心とする IEC においては個々の電子機器から発生する高調波の規制の検討が早くから行われ、その規制値が検討されてきた。そして、1996 年 1 月より EU 諸国で販売される電子機器に対して高調波規制が開始される。これを受けて日本においても EU 諸国から数年遅れるものの高調波の規制が開始されるようである。日本において照明用機器に関しては製造業者の自主規制により入力 35W 以上の機器において高調波対策が開始されようとしている¹³⁹⁾。

IEC の高調波規制には入力電力、電源の用途により 4 つの規制値が設けられている^{137)~140)}。表 3-1 にその規制値と対象機器を示す。Class A は平衡三相機器と他のクラスに属さない全ての電子機器、Class B はポータブル電動工具、Class C は照明機器、Class D は表 3-1 中に示した特殊な電流波形を持つ機器で定格電力 600W 以下の機器が対象である。小容量の機器での規制値では照明機器に適用される Class C が最も厳しい規制値となっており、これを満足すれば数百 W 程度であれば他の規制も問題なく満足する。また、テレビ、パソコンなどを対象としていると思われる Class D は Class C ほどではないがかなり厳しい規制値となっている。このため、入力電流を特殊な電流波形から少しはみ出させて規制対象を Class A にすることが企業からみたととき最も有効な方法であるといわれている。しかし、これは根本的な対策とはいえない。現在電源メーカーではコスト面を考えてチョークインダクタを挿入する方向での対策を当面は採っていくようである。

実用化に向けて検討がされているチョップ方式を用いた昇圧形、昇降圧形、フライバック形の単相整流回路は回路構成が簡単で入力力率が理論上 1 となる回路として数多くの研究が行われている。図 3-2 に示した昇降圧形単相整流回路によりチョップ方式の基本的動作と高調波対策の原理を考える。この回路の瞬時的な電源電流波形を図 3-3 に示す。この回路がインダクタ電流不連続モードで動作していると仮定すると、スイッチ Q がオンするとインダクタ L_i には入力電圧 V_i がかかりインダクタ電流が 0 より上昇し始める。この時のインダクタ電流は

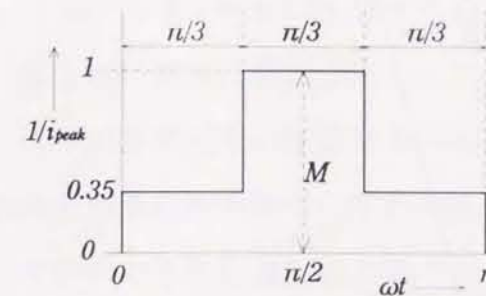
$$i_{Li} = i = \frac{v_i}{L_i} t \quad (3-1)$$

で表され、入力部に流れる電流 i と一致する。この回路ではスイッチング周期、デューティ比を固定して動作させるためこの電流のピーク値は

$$i_{peak} = \frac{v_i}{L_i} T_{ON} \quad (3-2)$$

機器の分類 (Class 分け)

Class A	平衡三相機器、及び他の Class に属さない全ての機器
Class B	ポータブル電動工具
Class C	照明用機器
Class D	下図で示された[特殊な電流波形]を持つ機器で有効入力電力 600W 以下の機器



[特殊な電流波形]とはそれぞれの半周期の 95% の期間が上記の包絡線の範囲内にはいる電流波形である。

Class A 限度値

高調波次数 n	最大許容電流 A
奇数 3	2.30
5	1.14
7	0.77
9	0.40
11	0.33
13	0.21
15 ≤ n ≤ 39	0.15 × (15/n)
偶数 2	1.08
4	0.43
6	0.30
8 ≤ n ≤ 40	0.23 × (8/n)

Class B 限度値

Class A の 1.5 倍

Class C 限度値

高調波次数 n	基本波比率最大値 (%)
2	2
3	30 × 力率
5	10
7	7
9	5
11 ≤ n ≤ 39	3

Class D 限度値

高調波次数 n	電力比例限度値 mA/W	最大許容電流 A
3	3.4	2.30
5	1.9	1.14
7	1.0	0.77
9	0.5	0.40
11	0.35	0.33
13 以上	3.85/n	Class A に沿

入力電力 75W 以下には適用しない。但し、2000 年からは「50W 以下には適用しない」に変わる

*注意 IEC 高調波限度値は相電圧 / 線間電圧で 220/380V, 230/400V, 240/415V の 50Hz, 60Hz の電源に対する規格である。Class A, B, D の限度値は国内の 100V 系 200V 系については次の式による換算をした規格が適用されるようである

$$\text{IEC 限度値} \times \frac{230}{\text{機器定格電圧}}$$

表 3-1 IEC 高調波規制 (IEC555-2 SC77A(s)90)

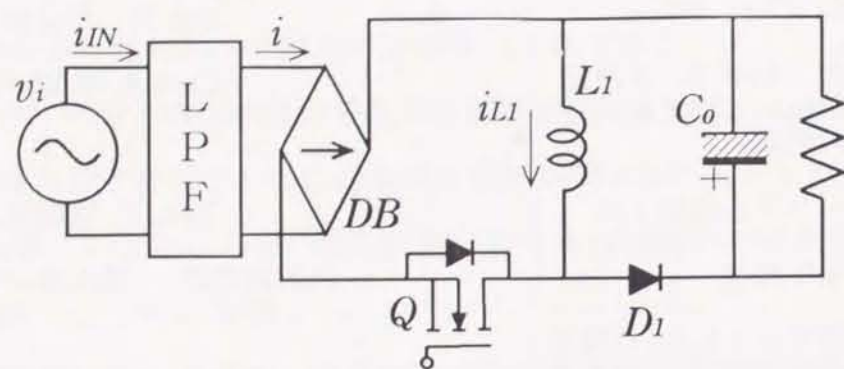


図 3-2 昇降圧形単相整流回路

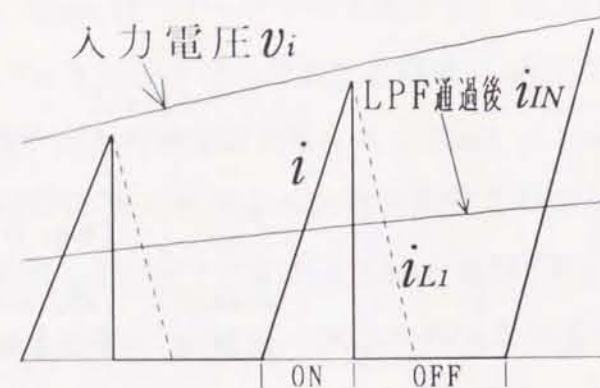


図 3-3 昇降圧形単相整流回路電源電流波形

と表せ、入力電圧に比例していることがわかる。スイッチ Q がオフされるとインダクタに蓄えられたエネルギーを出力に放出することでインダクタ電流が低下し始める。不連続モードで動作させるためにはスイッチのオフ期間内にインダクタ電流が 0 にまで低下する用に設計する必要がある。不連続モードで動作させるとインダクタ電流の立ち上がりが 0 から緩やかに立ち上がり ZCS 動作とすることができスイッチのオン時のスイッチング損失が低減される。

この方式では入力部に流れる図 3-3 で示した鋸波状の電流はローパスフィルタにより高周波成分が除去され平均化される。ここで、スイッチング周波数が入力電圧の周波数よりも十分に速くスイッチング周期 T 内での入力電圧変化を無視できるとすると、高周波成分をローパスフィルタにより取り除き平均化して求めた入力電流 i_{IN} は

$$i_{IN} = \frac{T_{ON}^2}{2L_1 T} v_i \quad (3-3)$$

となる。これより昇降圧形単相整流回路の入力電流は入力電圧に正比例することがわかる。また、入力電圧が正弦波であれば入力電流も正弦波となり低次高調波を発生しない。

このように昇降圧形チョッパ回路を応用した単相整流回路は回路構成が簡単で理論上力率を 1 とすることができ、その制御も固定スイッチングであるため簡単に行える特長がある。このため専用制御 IC が開発されたり¹⁷⁰⁾、設計手法が提案され¹⁵²⁾ 実用化の方向にある。しかし、これらの単相整流回路には次のような問題点が残されている。

- 1) 電流のピーク時にスイッチをオフする必要がある、スイッチング損失、ノイズ発生が避けられない。
- 2) インダクタ電流を不連続とするためにピーク電流が平均値の 2 倍以上となり、コアの磁気飽和に注意する必要がある。
- 3) 定電圧電源に用いる際に、出力電圧に電源周波数の 2 倍のリプルが現れるため単相整流回路の後段に DC-DC コンバータ等の定電圧回路が必要となる。

これらの問題点を克服し、単相整流回路の高周波化、小型化のための研究開発が進んでいる。その中で単相整流回路の動作と DC-DC コンバータによる出力電圧の制御を 1 つのスイッチングデバイスのみで行うことのできるワンコンバータ方式¹⁷¹⁾⁻¹⁷⁴⁾が最近注目されている。さらにワンコンバータ方式で電圧共振形の DC-DC コンバータと組み合わせたディザー整流方式^{175),176)}は ZVS 動作によりスイッチング損失が発生しないため高周波化の可能性はある。しかし、1 章でも述べたように電圧共振形ではスイッチングデバイスにかかる電圧責務が電源電圧の数倍から 10 倍程度にまで達することがありスイッチングデバイスの面で問題がある。さらに、オフ期間を固定した周波数制御であること、インダクタ電流の不連続性を保つ必要があることを考えると負荷に対して制約が大きくなることが予想される。

このように高調波対策の必要性、それに加えて電源の小型化、単相整流回路の小型化の要求により、様々な方式が提案され研究開発がされているが、これまでに提案された手法ではスイッチング損失の増大、負荷範囲に対する制限、デバイスへの責務の増大により高周波化の決め手となるものは未だ示されていない。今後、スイッチング電源の高周波化の手法の導入により¹⁷⁷⁾⁻¹⁸⁵⁾単相整流回路の高周波化が実現されると思われるが、現在はまだその研究段階にあるといえる。

3.3 ZCS スイッチを用いた単相整流回路の提案

単相整流回路におけるスイッチング損、ノイズの発生を抑制するために共振電流を利用した ZCS スイッチの適用を検討した。これまでも電流共振を用いた高調波対策回路の報告があるが^{186)~189)}、その手法は正弦波入力を得るために可変インダクタンスを用いこれを制御するものである。このため、小容量の機器に適用するには制御及び回路が複雑となる。さらに全領域での ZCS 動作が確保されていないなどの問題点も残っており、小容量の機器への適用は難しいと思われる。

そこで、本論文では回路構成が簡単な一石のコンバータに電流共振 ZCS スイッチを適用し、複雑な制御を用いることなく入力電流を連続化することで高効率、低高調波を実現する手法を提案する。この手法では入力電圧の大きさに関係なく全領域で ZCS 動作が確保できスイッチングデバイス、整流ダイオードでのスイッチング損失が発生しない。

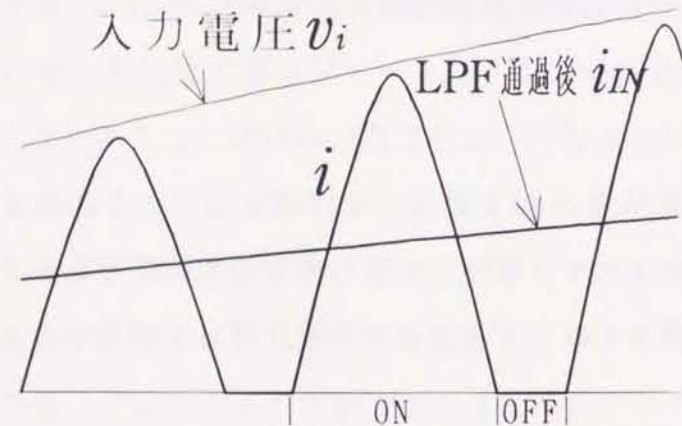


図 3-4 電流共振形高調波対策電源電流波形

3.3.1 適用方法

単相整流回路への ZCS スイッチの適用を行う際に次の 2 つの方法が考えられる。

方法 1 : 適用した ZCS スイッチの共振電流を共振スイッチ内でのみ流し、ZCS 動作を確保する方法。この時入力部には従来形と同様の鋸波状の電流が流れる。

方法 2 : 共振電流を入力部にも流して整流器、スイッチともに ZCS 動作とする方法。方法 1 はこれまでに報告されてきた単相整流回路のスイッチを共振電流がその内部のみで流れるタイプの ZCS スイッチに置き換えることでスイッチング損失を低減できる。この方式では入力部には従来形と同じように鋸波状の電流が流れるため整流器の ZCS が実現されない。これに対して方法 2 では共振電流を入力部にも流すため整流器の ZCS 動作も確保される。しかし、昇圧形のようにスイッチのオフ時にも入力部より電流を流す必要のある回路方式には適用ができない。

本論文では電源回路に要求されるスイッチング損、ノイズの低減、高周波化を計ることを目的とするためダイオードでの ZCS 動作も実現される方法 2 を用いることとする。方法 2 において入力電流を連続、高効率化する概念図を図 3-4 に示している。ここで i は図 3-3 に示した従来形の波形における鋸波電流に相当し、スイッチのオン期間の共振電流を入力部に流したものである。スイッチがオンすると電流が正弦波状に上昇し、スイッチ及び整流ダイオードが ZCS 動作で導通する。この共振電流がピークを迎えた後 0 にまで低下すると整流ダイオードにより逆電流が阻止されて回路はオフ状態になる。よって ZCS 動作が実現される半波形の共振方式となる。この共振電流のピーク値が入力電圧に比例して変化すれば、共振電流の流れるオン期間がほぼ一定であるため、ローパスフィルタにより高周波成分が除去されて平均化された入力電流も入力電圧に比例したものとなるはずである。ここで注意すべき点は、共振電流の振幅に影響の大きい共振用コンデンサの電荷は出力電圧により決まる回路方式もあるため入力電圧が 0 となった場合においても共振電流による電流が入力部にも流れるため完全な正弦波にできない点である。つまり、入力電流が直流分の含まれた正弦波状の電流となり、高調波成分を 0 にすることができない。しかし、正弦波に直流が重畳されたものであるため高効率は実現され、高調波成分も十分に低減される。

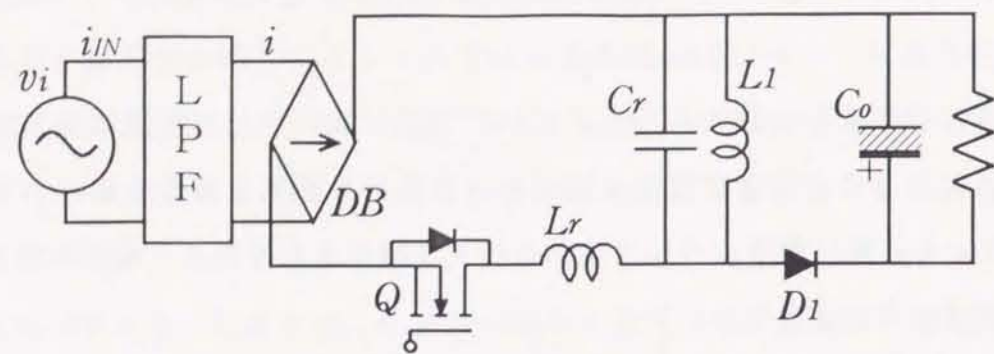


図 3-5 昇降圧形 ZCS 単相整流回路

3.4 昇降圧形 ZCS 単相整流回路

昇降圧形単相整流回路に ZCS スイッチを適用し、方法 2 による入力電流の連続化、高力率化、低高調波化を検討した。その主回路を図 3-5 に示す。この回路は昇降圧形チョップ回路を AC-DC の整流回路に応用し、そのスイッチ部を図 1-4(a) に示した半波形 ZCS スイッチに置き換えたものである。共振用インダクタンス L_r をスイッチに直列に配し、共振用コンデンサ C_r をチョップ回路のインダクタンス L_l に並列に配することで直列共振回路による ZCS スイッチを構成し、共振電流を入力部にも流す方式となっている。ここで、半波形を実現するため逆電流阻止用ダイオードとして整流部のダイオードを用いている。このため、実機においては従来の整流ダイオードよりも高速高耐圧の素子が必要となることに注意が必要である。

3.4.1 動作解析

昇降圧形 ZCS 単相整流回路の動作を明確とするために動作解析を行うが、動作解析において次のような仮定を用いた。

- 1) スイッチング周波数は電源周波数に比べ十分に高く、スイッチング周期 T 内の入力電圧の変化は無視し電圧源 V_i として扱えるとする。
- 2) 出力のコンデンサ C_o は十分に大きく定電圧源 V_o とみなす。
- 3) スイッチング素子、ダイオードは理想的であるとする。

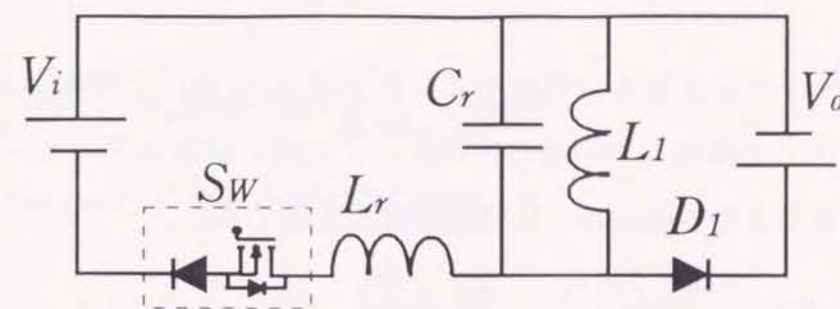


図 3-6 昇降圧形 ZCS 単相整流回路の等価回路

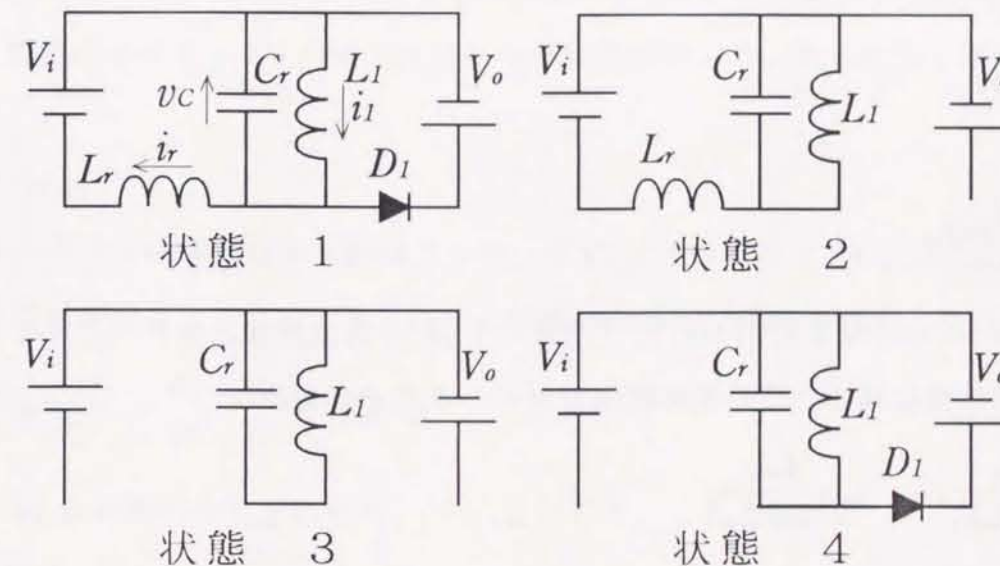


図 3-7 各状態における等価回路

動作解析に用いた等価回路を図 3-6 に示しているが、上記の仮定のもとでこの回路はスイッチ、ダイオードの状態により 4 つの回路状態を持ち、2 つの動作モードが考えられる。一つはスイッチのオフ期間内にダイオード D_l の電流が 0 とならない連続モード、もう一つはオフ期間内にインダクタ L_l の電流が負となりダイオード D_l がオフする不連続モードである。ここでは連続モードに関して動作解析を行う。連続モードにおける各状態での等価回路を図 3-7 に示し、共振用コンデンサ C_r とインダクタ L_r 、さらにチョップ回路のインダクタ L_l の電圧、電流をそれぞれ状態変数 v_c , i_r , i_l としてその極性を状態 1 に示している。

状態 1 $[0, t_1]$

$t=0$ で主スイッチがオンされると共振用インダクタ L_r には出力電圧と入力電圧の和の電圧がかかりインダクタ電流 i_r が増加し始める。この時、出力のダイオード D_1 はオン状態のままである。状態 1 の等価回路より状態方程式を立てると

$$\frac{dv_C}{dt}=0 \quad (v_C=-V_o), \quad \frac{di_r}{dt}=\frac{V_i+V_o}{L_r}, \quad \frac{di_L}{dt}=\frac{-V_o}{L_L}$$

となり、各変数の初期値をそれぞれ、 $-V_o, 0, I_{10}$ としてこれを解くと

$$v_C(t)=-V_o \quad (3-4)$$

$$i_r(t)=\frac{V_i+V_o}{L_r}t \quad (3-5)$$

$$i_L(t)=-\frac{V_o}{L_L}t+I_{10} \quad (3-6)$$

となる。ここで $i_r=i_L$ となる時刻 $t=t_1$ でダイオード D_1 の電流が 0 となり、ダイオード D_1 がオフして次の状態に移る。この遷移時刻 t_1 とインダクタの電流は

$$t_1=\frac{L_r l_m}{l_m V_i+L_r V_o} I_{10}, \quad l_m=\frac{L_r L_L}{L_r+L_L} \quad (3-7)$$

$$i_r(t_1)=i_L(t_1)=\frac{l_m(V_i+V_o)}{l_m V_i+L_r V_o} I_{10}=I_{11} \quad (3-8)$$

で表される。

状態 2 $[t_1, t_2]$

出力のダイオード D_1 がオフし、 $C_r-L_r-L_L$ による共振が開始される。状態 2 の等価回路より求めた状態方程式

$$\frac{dv_C}{dt}=\frac{i_r-i_L}{C_r}, \quad \frac{di_r}{dt}=\frac{V_i-v_C}{L_r}, \quad \frac{di_L}{dt}=\frac{v_C}{L_L}$$

を各状態変数の初期値をそれぞれ $-V_o, i_r=i_L=I_{11}$ として解くと

$$v_C(t)=-\left[V_o+\frac{l_m}{L_r}V_i\right]\cos\omega(t-t_1)+\frac{l_m}{L_r}V_i \quad (3-9)$$

$$i_r(t)=\frac{1}{L_r\omega}\left[V_o+\frac{l_m}{L_r}V_i\right]\sin\omega(t-t_1)+\frac{V_i}{L_r+L_L}(t-t_1)+I_{11} \quad (3-10)$$

$$i_L(t)=-\frac{1}{L_L\omega}\left[V_o+\frac{l_m}{L_r}V_i\right]\sin\omega(t-t_1)+\frac{V_i}{L_r+L_L}(t-t_1)+I_{11} \quad (3-11)$$

となる。ここで $C_r-L_r-L_L$ による共振の角周波数 ω は

$$\omega^2=\frac{1}{C_r l_m} \quad (3-12)$$

で表される。状態 2 ではスイッチ電流 i_r は共振状態となり、上昇しピークを迎えた後 0 にまで降下してくる。電流が 0 となる ($t=t_2$) とスイッチに直列にはいる逆電流阻止用ダイオード (整流用ダイオード) がオフ状態となり共振が終了し、次の状態に移る。

状態 3 $[t_2, t_3]$

スイッチがオフ状態となり共振用コンデンサ C_r とインダクタ L_L での共振が始まり、コンデンサ電圧が出力と一致するまで続く。状態 3 の等価回路より状態方程式を立てると

$$\frac{dv_C}{dt}=\frac{-i_L}{C_r}, \quad \frac{di_L}{dt}=\frac{v_C}{L_L}, \quad i_r(t)=0$$

となり、 v_C, i_L の初期値をそれぞれ、 V_{C2}, I_{12} として、これを解くと

$$v_C(t)=V_{C2}\cos\omega_1(t-t_2)-\frac{I_{12}}{C_r\omega_1}\sin\omega_1(t-t_2) \quad (2-13)$$

$$i_L(t)=V_{C2}C_r\omega_1\sin\omega_1(t-t_2)+I_{12}\cos\omega_1(t-t_2) \quad (2-14)$$

となる。この状態での C_r-L_L での共振の角周波数 ω_1 は

$$\omega_1^2=\frac{1}{C_r L_L} \quad (2-15)$$

で表される。この C_r-L_L による共振で共振用コンデンサの電圧が出力電圧と一致する ($t=t_3$) と出力ダイオード D_1 が導通し、次の状態に移る。

ここでの共振用コンデンサの初期値 V_{C2} は一般に入力電圧よりも高くなっており、スイッチには負の電圧が発生する。状態 3 を正常に動作させるためには共振用コンデンサの電圧が入力電圧まで降下する前、つまり、スイッチ Sw に負の電圧がかかる期間内に主スイッチ Q がオフされる必要がある。この期間内でオフすると 0 電流でのスイッチングとなり損失が発生しない。

状態 4 $[t_3, T]$

出力ダイオード D_1 が導通すると、状態 2,3 でインダクタ L_1 に蓄えられたエネルギーが出力に伝達される期間となる。この状態でインダクタ L_1 の電流は初期値を I_{L3} とすると

$$i_1(t) = -\frac{V_o}{L_1}(t-t_3) + I_{L3} \quad (2-16)$$

で表される減衰状態となる。インダクタ L_1 の電流が 0 となる前に主スイッチ Q をオンすると状態 1 に戻り、この動作モードが完了する。

ここで示したように昇降圧形 ZCS 単相整流回路は $C_r-L_r-L_1$ による共振電流を利用して主スイッチ、整流ダイオードの ZCS 動作が実現され、理論上スイッチング損失が発生しない回路である。さらに、出力ダイオードもオン、オフが共に ZVS 動作となるためにスイッチング損の発生がない。よって、この回路方式は高周波化に適した回路方式である。

ここで解析した結果を確認するためにアナログ回路シミュレータ PSPICE により解析した各部動作波形を図 3-8 に示す。これより、動作解析で示したようにスイッチおよび整流ダイオードでの ZCS 動作が実現され、出力ダイオードが ZVS 動作をすることでスイッチング損失がないことが確認できる。また、インダクタ L_1 が連続な電流条件で動作していることも判る。

3.4.2 入力電流とその高調波

前節ではスイッチング周期における単相整流回路の動作の解析を行った。ここでは回路動作の低周波成分である入力電流について考察を行う。入力部に流れる共振電流はローパスフィルターにより高周波成分が取り除かれるため低周波成分である平均値が回路の入力電流となる。スイッチングの 1 周期における入力電流の平均値はインダクタ L_r の電流の平均値 i_{IN} と一致し、

$$I_{IN} = \frac{1}{T} \int_0^T i_r(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^{t_2} i_r(t) dt \quad (3-17)$$

として表される。これに状態 1、2 で求めた i_r (式 3-5, 式 3-10) を代入すると

$$I_{IN} = \frac{1}{T} \left[\int_0^{t_1} \frac{V_i + V_o}{L_r} t dt + \int_{t_1}^{t_2} \frac{1}{L_r \omega} \left(V_o + \frac{I_m V_i}{L_r} \right) \sin \omega(t-t_1) + \frac{V_i}{L_r + L_1} (t-t_1) + I_{L1} dt \right]$$

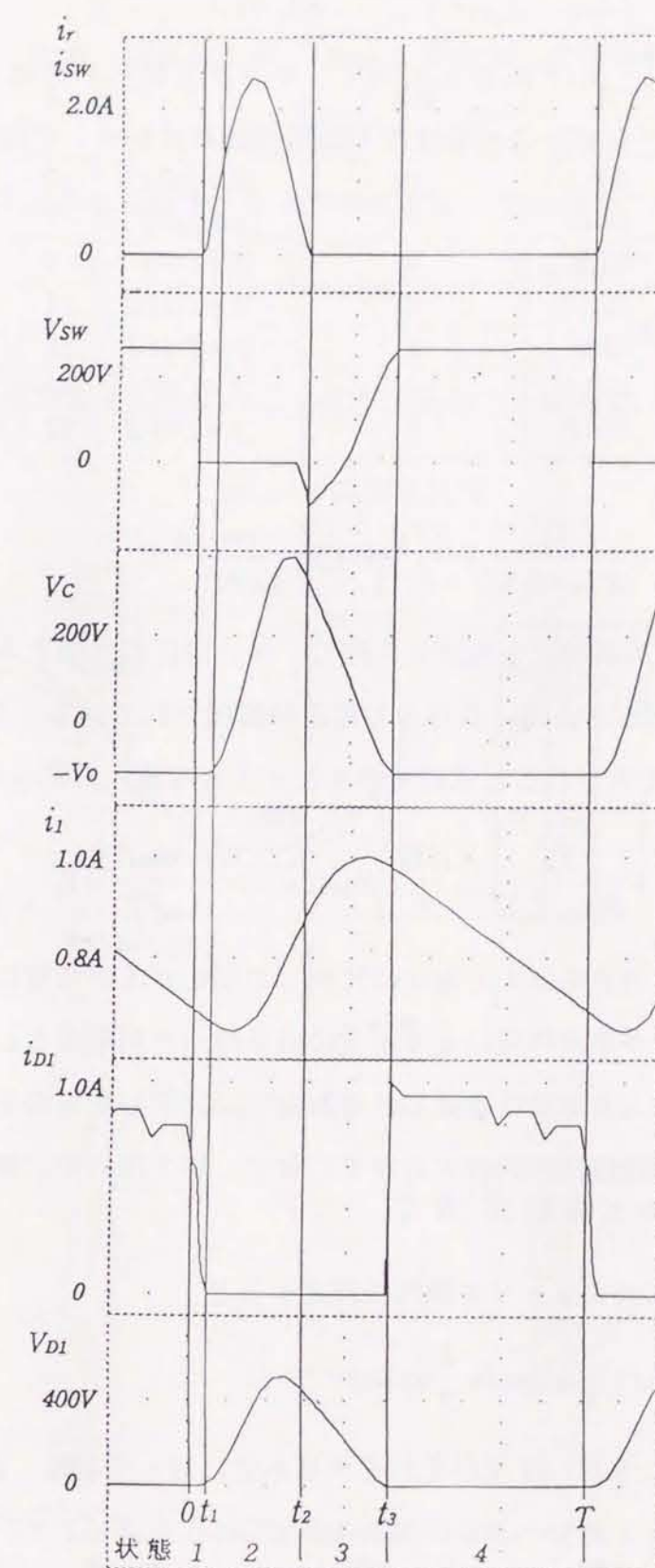


図 3-8 昇降圧形 ZCS 単相整流回路 各部動作波形

$$= \frac{1}{T} \left[\frac{V_i + V_o}{2L_r} t_i^2 + \left(- \left[\frac{V_o}{L_r \omega} + \frac{l_m V_i}{(L_r \omega)^2} \right] \cos \omega t + \frac{V_i}{2(L_i + L_r)} t^2 + I_{L1} t \right) \right]_{t_2 - t_1} \quad (3-18)$$

となる。ここで簡単化のために L_i が共振用インダクタと較べ十分に大きいとすると式 3-7 より L_r と l_m の値が等しくなるため状態 1 の期間はスイッチング周期に対して無視できるほど小さくなる。そこで右辺第 1 項は無視できるとする。さらに共振期間 T_2 (状態 2 の期間) は負荷条件により決まるが

$$n \leq \omega(t_2 - t_1) = \omega T_2 \leq 3\pi/2 \quad (3-19)$$

の範囲内にある任意の値 T_2 となっているとする。これより、インダクタ電流の平均値を求めると

$$I_{IN} = \left[\frac{L_i(1 - \cos \omega T_2)}{L_r(L_r + L_i)\omega^2 T} + \frac{T_2^2}{2(L_r + L_i)T} + \frac{KT_2}{T} \right] V_i + \frac{(1 - \cos \omega T_2)}{L_r \omega^2 T} V_o \quad (3-20)$$

と表すことができる。この式は入力電流と一致し、入力電圧に比例する右辺第 1 項と出力電圧に比例し直流分となる第 2 項により入力電流が構成されていることが判る。ここで、入力電圧が $v_i = E_{IP} \sin \omega_i t$ で表される正弦波であるとする。電源入力電流は

$$i_{IN} = \left[\frac{L_i(1 - \cos \omega T_2)}{L_r(L_r + L_i)\omega^2 T} + \frac{T_2^2}{2(L_r + L_i)T} + \frac{KT_2}{T} \right] E_{IP} \sin \omega_i t \pm \frac{(1 - \cos \omega T_2)}{L_r \omega^2 T} V_o \quad (3-21)$$

となる。この電源入力電流波形は入力電圧に比例して変化する正弦波に出力電圧によりその大きさの決まる直流分が整流作用により正負の値を持った矩形波として重畳された波形となることが判る。この入力電流は連続した電源電圧に比例したものであるため高力率となる。さらに右辺第 1 項からは高調波成分が発生せず、第 2 項の矩形波の高調波成分のみが現れる。

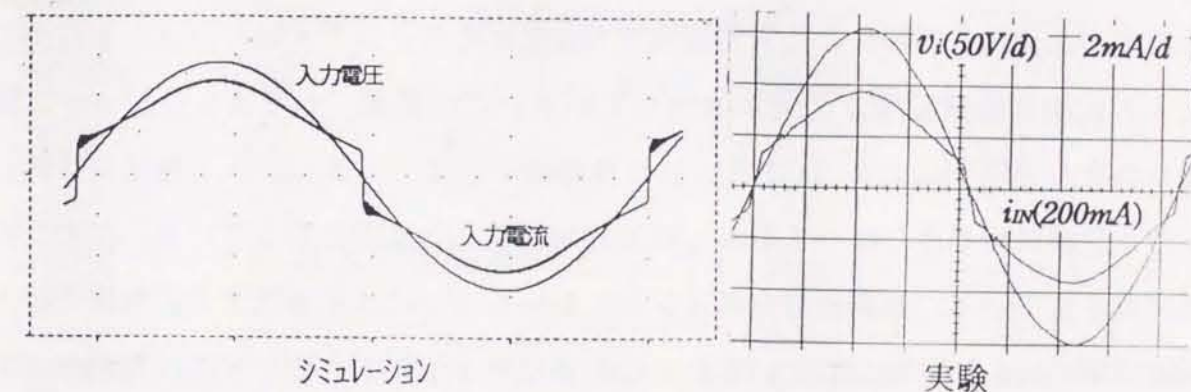
そこで、高さ H の矩形波をフーリエ級数展開をすると

$$\frac{4H}{\pi} \left(\sin \omega_i t + \frac{1}{3} \sin 3\omega_i t + \frac{1}{5} \sin 5\omega_i t + \frac{1}{7} \sin 7\omega_i t + \dots \right) \quad (3-22)$$

となり、3 次、5 次、7 次、9 次、11 次がそれぞれ基本波に対して 33%、20%、14%、11.1%、9.1% の高調波成分を持っており、IEC 高調波規制 Class C を満足していない。そこでこの矩形波に式 3-21 と同じように基本波成分を重畳させ、IEC 高調波規制限度値 Class C 満足させることを考える。重畳する基本波成分の振幅を $A \cdot H$ としたときの各次数の高調波比率、Class C 限度値を満足するために必要な振幅比 A を表 3-2 に示す。これ

次数	高調波比率	Class C 限度値	必要振幅
1	1	(%)	A
3	1/3(1+A)	30% 力率 (0.9)	0.235
5	1/5(1+A)	10	1.000
7	1/7(1+A)	7	1.041
9	1/9(1+A)	5	1.222
11	1/11(1+A)	3	2.030
13	1/13(1+A)	3	1.564
15	1/15(1+A)	3	1.222
17	1/17(1+A)	3	0.960

表 3-2 高調波比率



入力電流

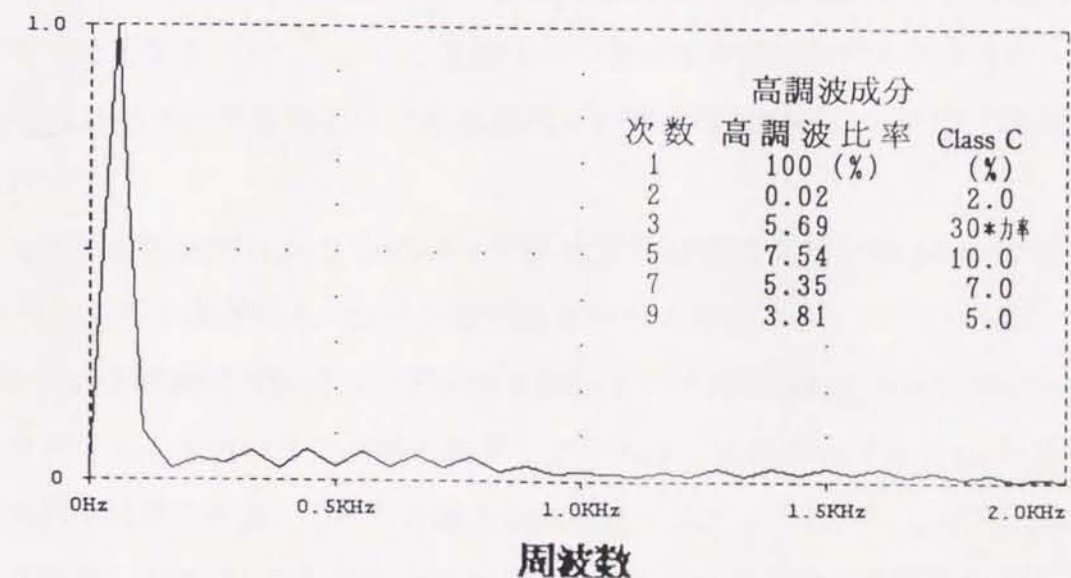


図 3-9 昇降圧形 ZCS 単相整流回路の入力波形と高調波成分

によると正弦波に矩形波が重畳した波形で IEC 高調波規制 Class C を満足させる場合、11 次高調波が最もきつくなっていることが判る。つまり、11 次の高調波が規制値を満足するように正弦波の振幅を矩形波の高さの 2 倍以上になるように設計すれば、他の次数の高調波も規制限値を満足することができる。言い換えれば、得られた入力電流に対してその直流分（矩形波分）が 1/3 以下となれば高調波規制 Class C を満足する。よって、式 3-21 より高調波規制限値 Class C を満足するときの入出力条件が

$$V_o < \frac{L_r \omega^2 \left(\frac{L_l(1 - \cos \omega T_2)}{L_r(L_r + L_l)\omega^2} + \frac{T_2^2}{2(L_r + L_l)} + KT_2 \right)}{2(1 - \cos \omega T_2)} E_{ip} \quad (3-33)$$

として求められる。

ここで、本単相整流回路の入力電流が連続で高力率となり、高調波成分が低減されることを確認するために、実験による入力電流と PSPICE を用いシミュレーションを行って得られた入力電流と高調波成分を図 3-9 示している。この結果、シミュレーション、実験より得られた入力電流は式 3-21 で表された理論波形とよく一致し、入力電圧に比例して変化する正弦波に矩形波となって現れる直流分が重畳した波形となっている。このため高力率が実現されている。高調波含有率はシミュレーションによる 9 次までの解析では十分に高調波規制 Class C を満足している。このときにスイッチングデバイス、整流ダイオードではスイッチ部に流れる共振電流により ZCS 動作が実現されスイッチング損、ノイズの発生が抑制されている。この為、高周波化が可能になると考える。

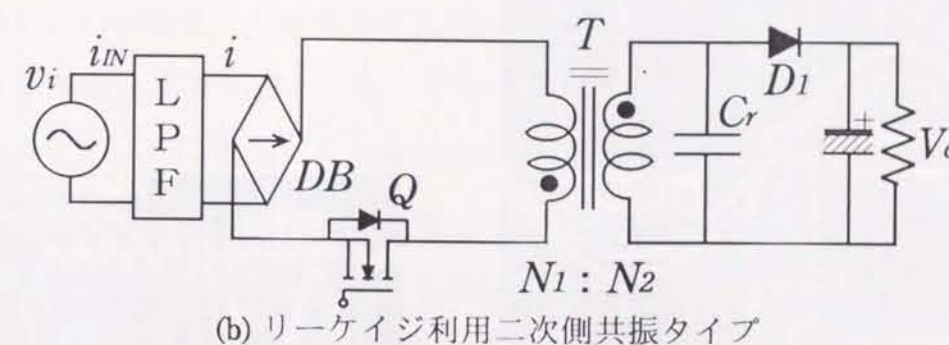
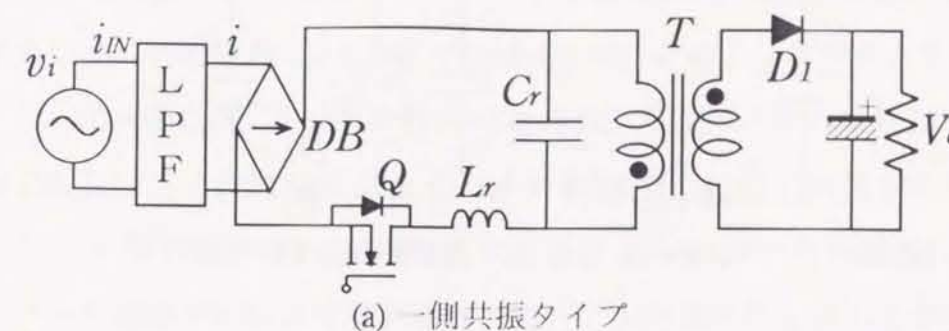


図 3-10 フライバック形 ZCS 単相整流回路

3.5 フライバック形 ZCS 単相整流回路

実際に機器用電源を作成する場合、入力と出力の絶縁を必要とすることも多い。このため、トランスを用いて絶縁を行った単相整流回路、コンバータも多い。さらに、ZCS スイッチを適用する際にはトランスの漏れインダクタンスを共振用として利用することより小型化も可能となる。よって、ここではトランスにより絶縁されるフライバック形回路に提案した ZCS スイッチを用いた手法を適用した単相整流回路において、高調波対策を実験的に行った。

ZCS スイッチを適用したフライバック形 ZCS 単相整流回路を図 3-10 に示す。ここで (a) はトランスの 1 次側に L_r - C_r の共振回路を配して共振スイッチとしたものである。(b) はトランスの 2 次側に共振用コンデンサを配しトランスの漏れインダクタンスを共振用インダクタンスとして用いる 2 次側共振タイプであり、回路構成要素が (a) に比べ少なく小型化に有利な回路である。これら回路を等価回路で表すと先に示した昇降圧形の等価回路と等しくなり、図 3-11 のように表される。よって、回路動作は昇降圧形 ZCS 単相整流回路と一致し入力電流は入力電圧に比例する正弦波に矩形波として現れる直流分が重畳した波形となる。このために高力率、低高調波となることは前章で証明したものと一致する。

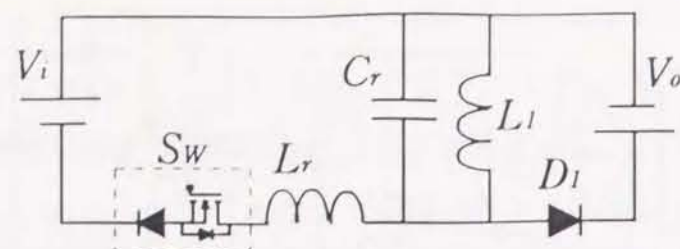


図 3-11 フライバック形 ZCS 単相整流回路 等価回路

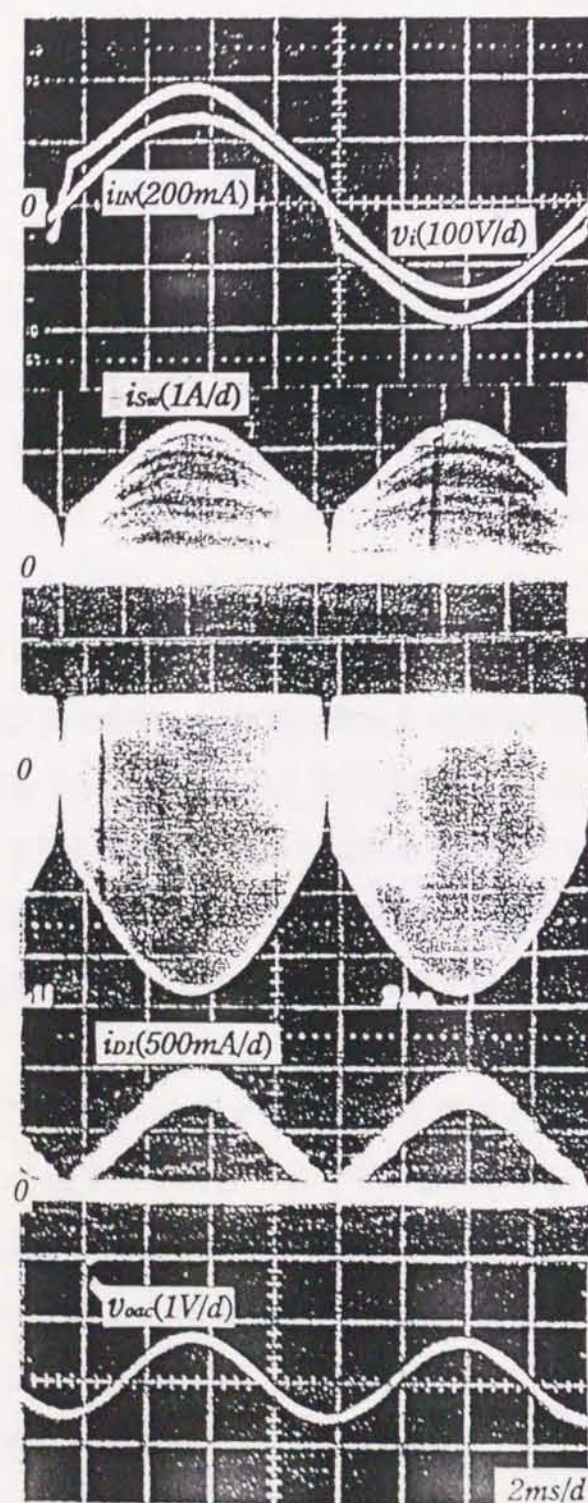


図 3-12 フライバック形 ZCS 単相整流回路 各部動作波形 (\$f_s=200\text{kHz}\$)

昇降圧形による理論解析の結果とフライバック形 ZCS 単相整流回路による高調波の抑制を確認するため、回路定数 $C_r=2.2\text{nF}$, $N_1:N_2=50:50$, 励磁インダクタンス $L_l=1\text{mH}$, 漏れインダクタンス $L_r=48.2\mu\text{H}$, 共振周波数 $f_n=488.7\text{kHz}$, ローパスフィルタ LPF のカットオフ周波数 $f_{cut}=13\text{kHz}$ にて 2 次側共振フライバック形 ZCS 単相整流回路 (図 3-10(b)) の実験を行った。スイッチング周波数 $f_s=200\text{kHz}$, 出力抵抗 $R_o=400\Omega$ での各部動作波形を図 3-12 に示す。スイッチ電流の振幅は理論解析と一致して入力電圧に比例して変化していることが確認できる。この結果、入力電流波形は入力電圧に比例した正弦波に矩形波状の直流分が重畳された波形となり理論と一致している。この時の入力基本波力率は 98% となり高力率が実現されている。また、入力電流の反転も入力電圧と一致し位相のずれはみられない。ここで、出力ダイオードの電流波形では入力電圧の 0 近傍で不連続状態がみられる。この不連続となる期間では動作状態に不連続モードが現れ、共振用コンデンサの電圧の初期値 V_{Cr} が小さくなり、共振電流の振幅が低下している。このために、入力電流は 0 近傍で直線的に低下し直流分が多少台形状になることが理論解析と異なる点である。しかし、台形状になることは直流分の反転時の不連続性が弱まる方向である。ここで、高さ H 、電流の上昇期間 t の台形波のフーリエ級数展開は

$$\frac{4H}{\pi\omega t} \left(\sin\omega t \sin\omega t + \frac{\sin 3\omega t}{3^2} \sin 3\omega t + \frac{\sin 5\omega t}{5^2} \sin 5\omega t + \dots \right) \quad (3-34)$$

となり、高調波の成分波の分布は矩形波と異なるが、小さくなる方向にある。

この単相整流回路の出力電圧は約 105V であるが、電源周波数の 2 倍の周波数をもつリプル $1.5V_{p-p}$ が現れていることが確認でき、定電圧が必要な機器に対してはさらに後段に DC-DC コンバータあるいは何らかのレギュレータが必要になる¹⁹⁰⁾。

スイッチング周期における各部の動作を見ると、スイッチング波形ではオフ時に寄生容量への充電電流が流れ、小さなスパイク電圧が視られると伴に寄生振動が発生している。しかし、基本的には ZCS 動作が行われ、スイッチング損が低減されている。また、出力のダイオードではダイオードの持つ寄生容量の短絡、逆回復時間に起因するノイズが発生しているが、共振用コンデンサ電圧が出力電圧となる点で状態が反転しており、出力ダイオードは基本的に ZVS 動作によりスイッチングが行われ、スイッチング損が低減されている。実際の MOSFET、ダイオードは寄生容量、逆回復時間があり理想的でないためにノイズ、スパイク電圧の発生がある。このため高周波化に際しては素子の改善、発展に期待せざるを得ない点が存在する。

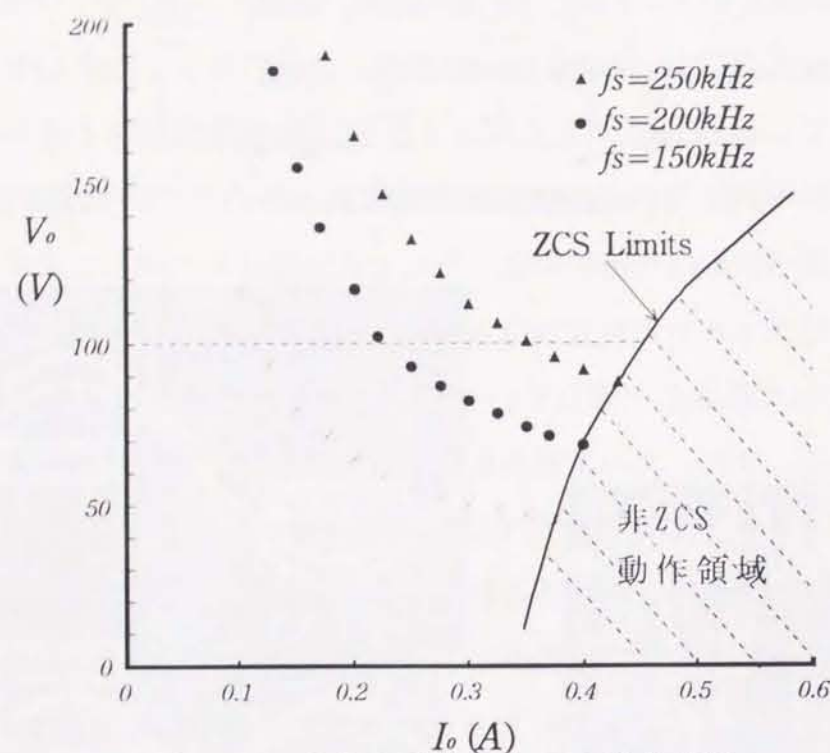


図 3-13 負荷変動特性と ZCS 動作領域

次に、フライバック形 ZCS 単相整流回路の負荷変動特性と ZCS 動作領域を図 3-13 に示す。これを視ると、半波形の共振タイプであるため出力電流の増加に対して出力電圧が低下する垂下特性を示している。ここでスイッチング周波数 150kHz – 250kHz (周波数変動 100kHz) で出力電圧 100V 、出力電流 0.12A – 0.36A の負荷で制御できることが判る。しかし、無制御では軽負荷時には出力電圧が高くなりすぎてしまう。軽負荷での電圧を下げるためにはスイッチング周波数を大幅に下げることが必要であり、周波数変動が大きくなる問題点があることが確認される。さらに、実線にて示した ZCS 動作限界があるため、最大出力電流に制限がある。この限界線の右側は非 ZCS 領域となり、この領域で動作させるとスイッチング損、ノイズの発生があり ZCS スイッチのメリットが消失する。

次に、図 3-14 に示した電力と効率の特性を視ると、このコンバータが比較的定電力特性を持ち、最大負荷付近で最高効率が得られている。ここで最大効率は 250kHz 、 200kHz の時 86% 、 150kHz の時 87% の変換効率が得られている。この変換効率の更なる向上は今後の課題として残っているが回路配線、回路部品の最適化を行えばさらに効率は向上し実用化できるレベルに達すると考える。

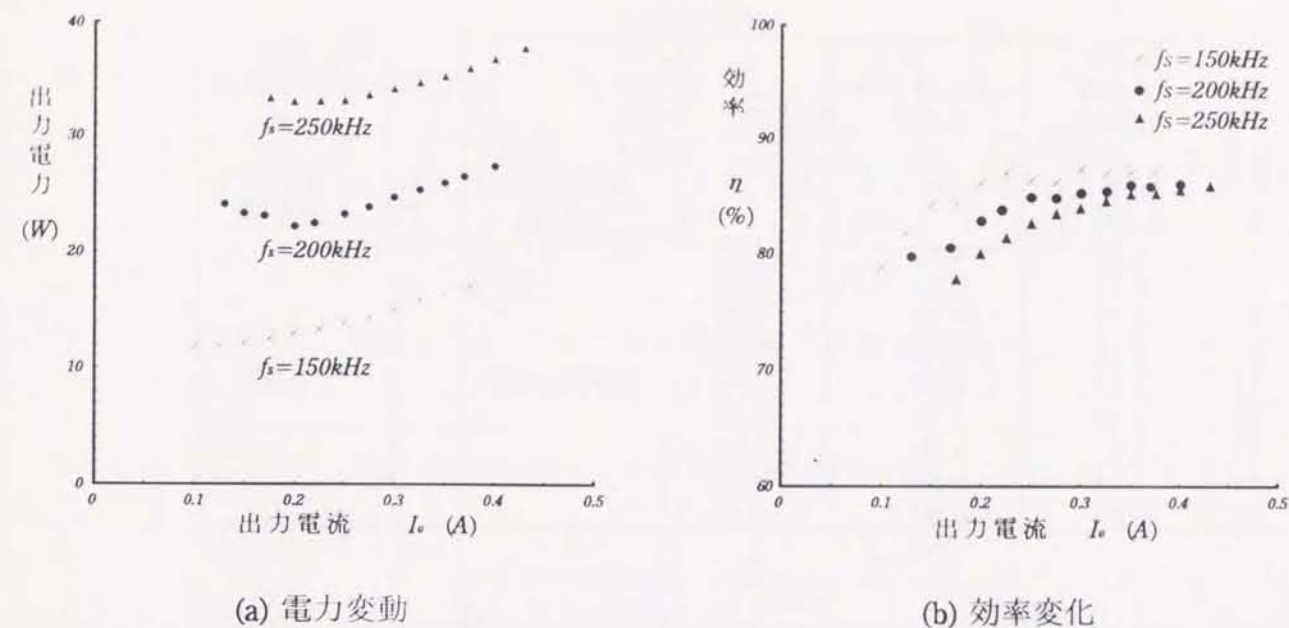


図 3-14 電力と効率変動特性

表 3-3 にこの回路における高調波含有率の測定結果を示し、図 3-15 に $f_s=200\text{kHz}$ での高調波含有率を棒グラフで表し、高調波規制値 Class C との比較を行った。これより本論文で提案した手法により IEC 高調波規制で小容量の機器に対して最も厳しい Class C の規制値を満足できるほどに高調波を抑制できることが確認される。但し、軽負荷時に 11 次高調波が規制値を満足できなくなっており、実用化において注意すべき点である。しかし、この 11 次高調波では Class C を満足できなくなるが次に厳しい Class D は十分に満足できしており、照明機器以外に対しては十分に対応できている。

照明機器業界においては入力電力 35W 以上の機器においても高調波対策が行われるため、実験では最大 37W 程度の出力での評価を行い、提案した手法により軽負荷の 11 次高調波をのぞき高調波規制 Class C を満足する事が確認できた。さらに、大きな電力に対しては共振電流振幅を大きくすることで対応ができると考える。また、この手法が ZCS 動作によりスイッチング損失、ノイズ発生が少なく高周波化が可能であることを確認した。ここでは、これまでに報告されている単相整流回路の 2 倍以上の動作周波数 200kHz で動作させたがこれ以上の高周波化も可能であると考えられる。

今後の課題として負荷変動に対する電圧の安定化 (制御手法) の確立^{191)–193)}、高出力化、高変換効率化、周波数変動の抑制、ZCS 動作領域の拡大、ワンコンバータ方式への適用の検討などがのこっている。

$f_s=200\text{kHz}$					IEC 高調波限度値	
入力電力	28.2W	31.7W	31.3W			
V_o	104.8V	68.49V	185.9V			
I_o	0.223A	0.40V	0.13A			
力率 a	1.0	1.0	0.984			
次数	基本波比率	基本波比率	基本波比率	電力比電流	Class C	Class D
2	0.106 (%)	— (%)	— (%)	mA/W	(%)	mA/W
3	4.41	4.95	12.85		$30 \times a$	
5	5.73	0.53	8.69		10	
7	4.19	5.33	5.97		7	
9	3.18	1.92	4.16		5	
11	2.44	0.24	3.04	0.644mA/W	3	0.805
13	1.86	1.78	2.08		3	
15	1.43	1.20	1.44		3	
17	1.11	0.34	0.91		3	
19	0.85	0.82	0.48		3	

$f_s=250\text{kHz}$					$f_s=150\text{kHz}$		IEC 高調波 限度値
入力電力	42.8W	43.0W	19.6W	15W			
V_o	190.26V	92.04V	45.58V	117.19V			
I_o	0.175A	0.40A	0.375A	0.10A			
力率 a	0.979	0.995	1.0	1.0			
次数	基本波比率	基本波比率	基本波比率	基本波比率	Class C		
2	— (%)	— (%)	— (%)	— (%)	(%)		
3	14.24	3.97	14.79	9.84	$30 \times a$		
5	9.43	0.24	4.51	7.54	10		
7	6.21	3.56	1.97	5.16	7		
9	4.22	4.34	0.51	3.72	5		
11	2.99	1.66	2.40	2.67	3		
13	1.98	0.88	0.22	2.10	3		
15	1.23	1.49	0.58	1.43	3		
17	0.68	1.32	0.80	1.05	3		
19	0.26	0.61	0.22	0.57	3		

表 3-3 高調波含有率

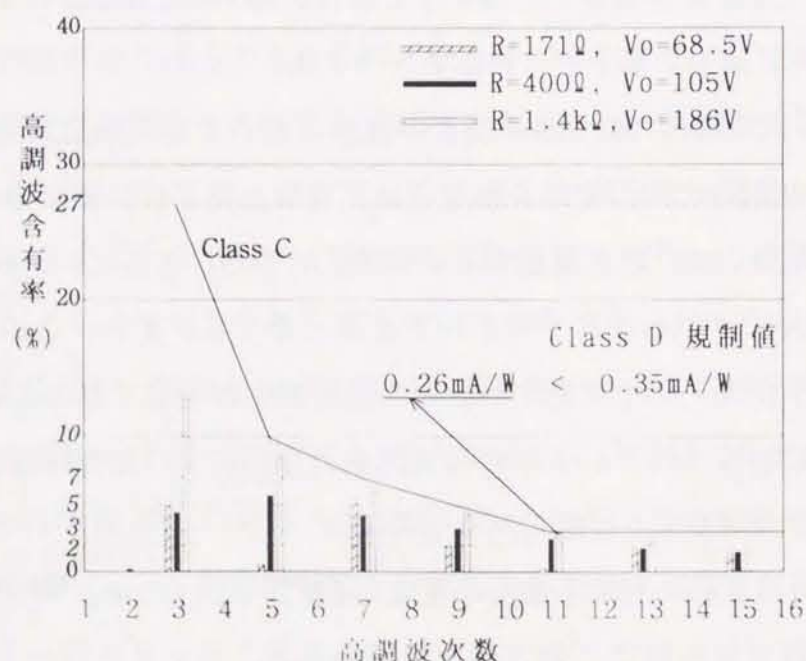


図 3-15 高調波含有率 ($f_s=200\text{kHz}$)

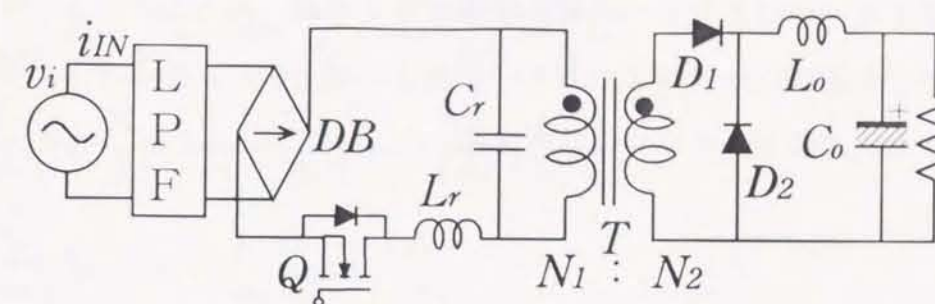


図 3-16 フォワード形 ZCS 単相整流回路

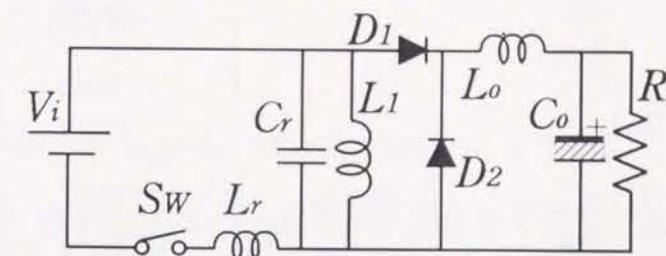


図 3-17 フォワード形等価回路

3.6 フォワード形 ZCS 単相整流回路

これまでの高調波対策の研究においてフォワード形による検討は少なく、回路の特性上ピーク状の入力電流波形となるためフォワード形はあまり高調波対策には適さないとされてきた¹⁾。しかし、提案した手法を適用すれば入力電流を連続化でき高調波規制も満足できる可能性を持つことを示す。

3.6.1 動作解析

図 3-16 にフォワード形単相整流回路に図 1-4(a) に示した ZCS スイッチを適用した主回路を示す。この回路においてスイッチングを高周波で行い、出力コンデンサは十分に大きいと仮定すると、スイッチング周期内での入力電圧、出力電圧の変動は無いものと考えることができる。よって、ここでは 1 スwitchング周期に対して入力、出力が共に定電圧である DC-DC コンバータとして解析を行う。図 3-17 にトランスの結合度は高く漏れインダクタンスは無いものとして求めた等価回路を表している。また、スイッチング素子、ダイオードは理想的なものであるとし、スイッチング時間、導通損は無視する。この回路で

はスイッチ及びダイオードにより8つの動作状態が考えられ、出力のインダクタの電流に関して連続モードと不連続モードの2つのモードある。はじめに、出力インダクタの電流が連続して流れる電流連続モードについて考える。

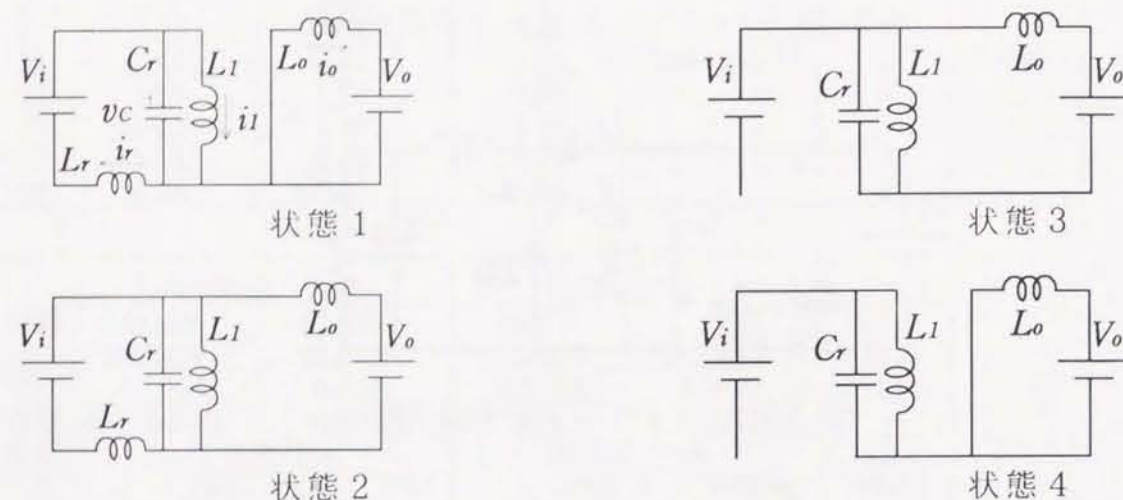


図 3-18 連続モード状態図

電流連続モード動作解析

このモードは入力電圧が比較的高いところで現れるモードであり、出力のチョークインダクタ電流がスイッチのオン期間には入力から、オフ期間には環流ダイオードを通して出力コンデンサから供給され連続になる。ここで、 C_r , L_r , L_i , L_o の電圧、電流をそれぞれ状態変数 v_c , i_r , i_l , i_o として状態方程式を立てこれを解くことで動作解析を行う。

状態1 時刻 $t=0$ で主スイッチがオンし、出力のダイオード D_1 はオフ状態で、インダクタ L_o には環流ダイオード D_2 を通して電流が流れている場合である。この時の各状態変数の初期値を $v_c(0)=V_{c0}<0$, $i_r(0)=0$, $i_l(0)=I_{l0}$, $i_o(0)=I_{o0}$ であるとする。図 3-18 に示した等価回路より状態方程式立てると

$$\frac{dv_c}{dt} = \frac{i_r - i_l}{C_r}, \quad \frac{di_r}{dt} = \frac{V_i - v_c}{L_r}, \quad \frac{di_l}{dt} = \frac{v_c}{L_i}, \quad \frac{di_o}{dt} = -\frac{V_o}{L_o}$$

となり、先の初期値を用いてこれを解くと

$$v_c(t) = \left(V_{c0} - \frac{l_m}{L_r} V_i \right) \cos \omega t - \frac{I_{l0}}{C_r \omega} \sin \omega t + \frac{l_m}{L_r} V_i \quad (3-35)$$

$$i_r(t) = -\frac{1}{L_r \omega} \left(V_{c0} - \frac{l_m}{L_r} V_i \right) \sin \omega t - \frac{l_m I_{l0}}{L_r} \cos \omega t + \frac{l_m V_i}{L_i L_r} t + \frac{l_m}{L_r} I_{l0} \quad (3-36)$$

$$i_l(t) = \frac{1}{L_i \omega} \left(V_{c0} - \frac{l_m}{L_r} V_i \right) \sin \omega t + \frac{l_m I_{l0}}{L_i} \cos \omega t + \frac{l_m V_i}{L_i L_r} t + \frac{l_m}{L_r} I_{l0} \quad (3-37)$$

$$i_o(t) = -\frac{V_o}{L_o} t + I_{o0}, \quad \omega^2 = \frac{1}{C_r l_m}, \quad l_m = \frac{L_i L_r}{L_i + L_r} \quad (3-38)$$

となる。ここで負であったコンデンサ電圧 v_c が 0 となると2次側のダイオード D_1 , D_2 の状態が反転し次の状態となる。

状態2 各初期値を $v_c(t_1)=0$, $i_r(t_1)=I_{r1}$, $i_l(t_1)=I_{l1}$, $i_o(t_1)=I_{o1}$ とする。

2次側のダイオードが反転し、出力に電力が伝達される期間である。図 3-18 での状態2の等価回路よりこの時の状態方程式を立てると

$$\frac{dv_c}{dt} = \frac{i_r - i_l - i_o}{C_r}, \quad \frac{di_r}{dt} = \frac{V_i - v_c}{L_r}, \quad \frac{di_l}{dt} = \frac{v_c}{L_i}, \quad \frac{di_o}{dt} = \frac{v_c - V_o}{L_o}$$

となる。これを先の初期値を用いて解くと

$$v_c(t) = \left(\frac{l_{m2}}{L_r} V_i + \frac{l_{m2}}{L_o} V_o \right) (1 - \cos \omega_2(t-t_1)) + \frac{I_{r1} - I_{l1} - I_{o1}}{C_r \omega_2} \sin \omega_2(t-t_1) \quad (3-39)$$

$$i_r(t) = \frac{-1}{L_r \omega_2} \left(\frac{l_{m2}}{L_r} V_i + \frac{l_{m2}}{L_o} V_o \right) \sin \omega_2(t-t_1) + \frac{l_{m2}(I_{r1} - I_{l1} - I_{o1})}{L_r} \cos \omega_2(t-t_1) + \left(-\frac{l_{m2} V_i}{L_r^2} + \frac{l_{m2} V_o}{L_i L_o} + \frac{V_i}{L_r} \right) (t-t_1) + \frac{l_{m2}}{L_r} (I_{l1} + I_{o1}) + \left(\frac{l_{m2}}{L_o} + \frac{l_{m2}}{L_i} \right) I_{r1} \quad (3-40)$$

$$i_l(t) = \frac{1}{L_i \omega_2} \left(\frac{l_{m2}}{L_r} V_i + \frac{l_{m2}}{L_o} V_o \right) \sin \omega_2(t-t_1) - \frac{l_{m2}(I_{r1} - I_{l1} - I_{o1})}{L_i} \cos \omega_2(t-t_1) + \left(\frac{l_{m2} V_i}{L_i L_r} + \frac{l_{m2} V_o}{L_i L_o} \right) (t-t_1) + \frac{l_{m2}}{L_i} (I_{r1} - I_{o1}) + \left(\frac{l_{m2}}{L_r} + \frac{l_{m2}}{L_o} \right) I_{l1} \quad (3-41)$$

$$i_o(t) = \frac{1}{L_o \omega_2} \left(\frac{l_{m2}}{L_r} V_i + \frac{l_{m2}}{L_o} V_o \right) \sin \omega_2(t-t_1) - \frac{l_{m2}(I_{r1} - I_{l1} - I_{o1})}{L_o} \cos \omega_2(t-t_1) + \left(\frac{l_{m2} V_i}{L_o L_r} + \frac{l_{m2} V_o}{L_o^2} - \frac{V_o}{L_o} \right) (t-t_1) + \frac{l_{m2}}{L_o} (I_{r1} - I_{l1}) + \left(\frac{l_{m2}}{L_r} + \frac{l_{m2}}{L_o} \right) I_{o1} \quad (3-42)$$

$$\omega_2^2 = \frac{1}{C_r l_{m2}}, \quad l_{m2} = \frac{L_i L_r L_o}{L_i L_r + L_i L_o + L_r L_o} \quad (3-43)$$

となる。この期間にスイッチ電流 i_r は共振によりピークを迎えた後減少し、再び 0 となる $t=t_2$ で整流ダイオードにより逆電流が阻止されスイッチはオフ状態へ移行する。

状態3 ここでの初期値を $v_C(t_2)=V_{C2}$, $i_r(t_2)=0$, $i_l(t_2)=I_{L2}$, $i_o(t_2)=I_{a2}$ とする。

この状態はスイッチがオフ状態となり、 $C_r-L_1-L_o$ の共振が起こることでコンデンサ電圧 v_C が0となるまで続く。この時の状態方程式は

$$\frac{dv_C}{dt} = \frac{-i_l - i_o}{C_r}, \quad \frac{di_l}{dt} = \frac{v_C}{L_1}, \quad \frac{di_o}{dt} = \frac{v_C - V_o}{L_o}$$

となり、これを先の初期値を用いて解くと

$$v_C(t) = \left(V_{C2} - \frac{L_1 V_o}{L_1 + L_o} \right) \cos \omega_3(t-t_2) - \frac{I_{L2} + I_{a2}}{C_r \omega_3} \sin \omega_3(t-t_2) + \frac{L_1 V_o}{L_1 + L_o} \quad (3-44)$$

$$i_l(t) = \frac{1}{L_1 \omega_3} \left(V_{C2} - \frac{L_1 V_o}{L_1 + L_o} \right) \sin \omega_3(t-t_2) + \frac{l_{m3}}{L_1} (I_{L2} + I_{a2}) \cos \omega_3(t-t_2) + \frac{V_o}{L_1 + L_o} (t-t_2) + \frac{L_1 I_{L2} - L_o I_{a2}}{L_1 + L_o} \quad (3-45)$$

$$i_o(t) = \frac{1}{L_o \omega_3} \left(V_{C2} - \frac{L_1 V_o}{L_1 + L_o} \right) \sin \omega_3(t-t_2) + \frac{l_{m2}}{L_o} (I_{L2} + I_{a2}) \cos \omega_3(t-t_2) - \frac{V_o}{L_1 + L_o} (t-t_2) - \frac{L_1 I_{L2} - L_o I_{a2}}{L_1 + L_o} \quad (3-46)$$

$$i_r(t) = 0, \quad \omega_3^2 = \frac{1}{C_r l_{m3}}, \quad l_{m3} = \frac{L_1 L_o}{L_1 + L_o} \quad (3-47)$$

となる。コンデンサ電圧 v_C が0となると、2次側のダイオード D_1 , D_2 の状態が反転し、次の状態に移る。

状態4 この状態での初期値を $v_C(t_3)=0$, $i_r(t_3)=0$, $i_l(t_3)=I_{L3}$, $i_o(t_3)=I_{a3}$ とする。

C_r-L_1 による共振が起こりスイッチ電圧にも共振状態が現れる。この状態の状態方程式

$$\frac{dV_C}{dt} = \frac{-i_l}{C_r}, \quad \frac{di_l}{dt} = \frac{V_C}{L_1}, \quad \frac{di_o}{dt} = -\frac{V_o}{L_o}$$

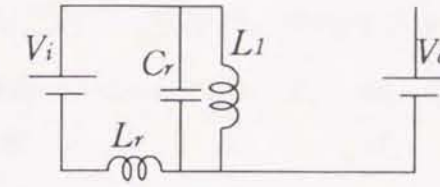
より、これを解くと

$$v_C(t) = -\frac{I_{L3}}{C_r \omega_4} \sin \omega_4(t-t_3) \quad (3-48)$$

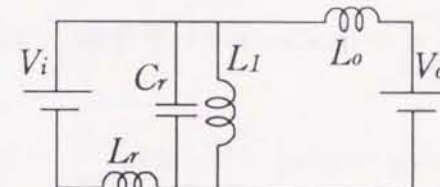
$$i_l(t) = I_{L3} \sin \omega_4(t-t_3), \quad \omega_4^2 = \frac{1}{C_r L_1} \quad (3-49)$$

$$i_o(t) = -\frac{V_o}{L_o} (t-t_3) + I_{a3} \quad (3-50)$$

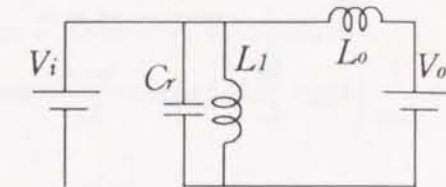
となる。出力電流 i_o が減衰し0となる前にスイッチ Q がオンされると連続モードとなる。



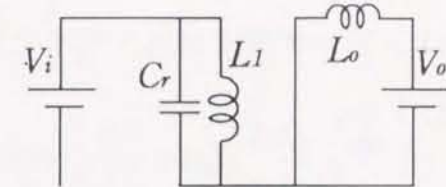
状態1



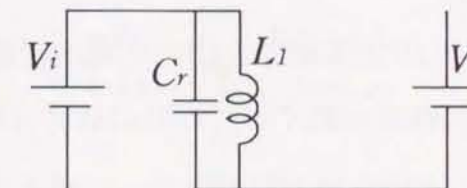
状態2



状態3



状態4



状態5

図 3-19 不連続モード状態図

電流不連続モード動作解析

このモードは入力電圧が低くなった場合あるいはスイッチング周期が長い(オフ期間が長い)場合に起こるモードであり、スイッチのオフ期間内に出力チョークインダクタの電流が0となり環流ダイオードがオフしてチョークインダクタの電流に不連続状態が現れるモードである。このモードに対しても連続モードと同じ状態変数を取り解析を行う。

状態1 時刻($t=0$)で主スイッチがオンし、この時に2次側のダイオード D_1, D_2 が共にオフ状態となっており、インダクタ L_o の電流が不連続となっている場合を想定する。この時の各初期値をそれぞれ $v_C(0)=V_{C0}$, $i_r(0)=0$, $i_l(0)=I_{L0}$, $i_o(0)=0$ とおき、図3-19の等価回路より状態方程式を立てる。

$$\frac{dv_C}{dt} = \frac{i_r - i_l}{C_r}, \quad \frac{di_r}{dt} = \frac{V_i - v_C}{L_r}, \quad \frac{di_l}{dt} = \frac{v_C}{L_1}$$

この状態方程式を先の初期値を用いて解くと

$$v_C(t) = \left(V_{C0} - \frac{l_m}{L_r} V_i \right) \cos \omega t - \frac{I_{10}}{C_r \omega} \sin \omega t + \frac{l_m}{L_r} V_i \quad (3-51)$$

$$i_r(t) = -\frac{I}{L_r \omega} \left(V_{C0} - \frac{l_m}{L_r} V_i \right) \sin \omega t - \frac{l_m I_{10}}{L_r} \cos \omega t + \frac{l_m V_i}{L_1 + L_r} t + \frac{l_m I_{10}}{L_r} \quad (3-52)$$

$$i_l(t) = \frac{I}{L_1 \omega} \left(V_{C0} - \frac{l_m}{L_r} V_i \right) \sin \omega t - \frac{l_m I_{10}}{L_1} \cos \omega t + \frac{l_m V_i}{L_1 + L_r} t + \frac{l_m I_{10}}{L_r} \quad (3-53)$$

となる。コンデンサ電圧が出力電圧と等しくなる ($t=t_1$) とダイオード D_1 が導通し、次の状態に移行する。

状態2 ここでの初期値を $v_C(t_1)=V_o$, $i_r(t_1)=I_{r1}$, $i_l(t_1)=I_{l1}$, $i_o(t_1)=0$ とおく。

ダイオード D_1 が導通し、出力に電力が供給されはじめ、スイッチを流れる電流が0となるまでこの状態が続く。この時の状態方程式は

$$\frac{dv_C}{dt} = \frac{i_r - i_l - i_o}{C_r}, \quad \frac{di_r}{dt} = \frac{V_i - v_C}{L_r}, \quad \frac{di_l}{dt} = \frac{v_C}{L_1}, \quad \frac{di_o}{dt} = \frac{v_C - V_o}{L_o}$$

となり、これを解くと

$$v_C(t) = \left[\left(\frac{l_{m2}}{L_r} + \frac{l_{m2}}{L_1} \right) V_o - \frac{l_{m2} V_i}{L_r} \right] \cos \omega_2(t-t_1) + \frac{I_{r1} - I_{l1}}{C_r \omega_2} \sin \omega_2(t-t_1) + \left[\frac{l_{m2} V_i}{L_r} + \frac{l_{m2} V_o}{L_o} \right] \quad (3-54)$$

$$i_r(t) = \frac{-1}{L_r \omega_2} \left[\left(\frac{l_{m2}}{L_r} + \frac{l_{m2}}{L_1} \right) V_o - \frac{l_{m2} V_i}{L_r} \right] \sin \omega_2(t-t_1) + \frac{l_{m2}(I_{r1} - I_{l1})}{L_r} \cos \omega_2(t-t_1) - \left[\frac{l_{m2} V_i}{L_r^2} + \frac{l_{m2} V_o}{L_r L_o} - \frac{V_i}{L_r} \right] (t-t_1) + \frac{l_{m2}}{L_r} I_{l1} + \left[\frac{l_{m2}}{L_1} + \frac{l_{m2}}{L_o} \right] I_{r1} \quad (3-55)$$

$$i_l(t) = \frac{1}{L_1 \omega_2} \left[\left(\frac{l_{m2}}{L_r} + \frac{l_{m2}}{L_1} \right) V_o - \frac{l_{m2} V_i}{L_r} \right] \sin \omega_2(t-t_1) - \frac{l_{m2}(I_{r1} - I_{l1})}{L_1} \cos \omega_2(t-t_1) + \left[\frac{l_{m2} V_i}{L_1 L_r} + \frac{l_{m2} V_o}{L_1 L_o} \right] (t-t_1) + \frac{l_{m2}}{L_1} I_{r1} + \left[\frac{l_{m2}}{L_r} + \frac{l_{m2}}{L_o} \right] I_{l1} \quad (3-56)$$

$$i_o(t) = \frac{1}{L_o \omega_2} \left[\left(\frac{l_{m2}}{L_r} + \frac{l_{m2}}{L_1} \right) V_o - \frac{l_{m2} V_i}{L_r} \right] \sin \omega_2(t-t_1) - \frac{l_{m2}(I_{r1} - I_{l1})}{L_o} \cos \omega_2(t-t_1) + \left[\frac{l_{m2} V_i}{L_o L_r} + \frac{l_{m2} V_o}{L_o L_o} - \frac{V_o}{L_o} \right] (t-t_1) + \frac{l_{m2}}{L_o} (I_{r1} - I_{l1}) \quad (3-57)$$

となる。この期間にスイッチ電流は共振により、ピークを迎えた後低下し、再び0にまで戻る ($t=t_2$) で入力部の整流ダイオードにより逆電流が阻止されてスイッチはオフ状態となり、次の状態に移る。

状態3 ここでの各初期値を $v_C(t_2)=V_{C2}$, $i_r(t_2)=0$, $i_l(t_2)=I_{l2}$, $i_o(t_2)=I_{o2}$ とする。

スイッチはオフであるが $C_r-L_1-L_o$ の共振により C_r に蓄えられたエネルギーを出力に送る期間であり、コンデンサ電圧が0となるまで続く。この時の状態方程式は

$$\frac{dv_C}{dt} = \frac{-i_l - i_o}{C_r}, \quad \frac{di_l}{dt} = \frac{V_C}{L_1}, \quad \frac{di_o}{dt} = \frac{V_C - V_o}{L_o}$$

となり、これを先の初期値を用いて解くと

$$v_C(t) = \left(V_{C2} - \frac{l_{m3} V_o}{L_o} \right) \cos \omega_3(t-t_2) - \frac{I_{o2} + I_{l2}}{C_r \omega_3} \sin \omega_3(t-t_2) + \frac{l_{m3} V_o}{L_o} \quad (3-58)$$

$$i_l(t) = \frac{1}{L_1 \omega_3} \left(V_{C2} - \frac{l_{m3} V_o}{L_o} \right) \sin \omega_3(t-t_2) + \frac{l_{m3}(I_{o2} + I_{l2})}{L_1} \cos \omega_3(t-t_2) + \frac{V_o}{L_1 + L_o} (t-t_2) + \frac{L_1 I_{l2} - L_o I_{o2}}{L_1 + L_o} \quad (3-59)$$

$$i_o(t) = \frac{1}{L_o \omega_3} \left(V_{C2} - \frac{l_{m3} V_o}{L_o} \right) \sin \omega_3(t-t_2) + \frac{l_{m3}(I_{o2} + I_{l2})}{L_o} \cos \omega_3(t-t_2) - \frac{V_o}{L_1 + L_o} (t-t_2) - \frac{L_1 I_{l2} - L_o I_{o2}}{L_1 + L_o} \quad (3-60)$$

となる。コンデンサに蓄えられたエネルギーが放出されコンデンサ電圧が0となると2次側のダイオード D_1 , D_2 の状態が反転し次の状態に移る。

状態4 ここでの初期値は $v_C(t_3)=0$, $i_r(t_3)=0$, $i_l(t_3)=I_{l3}$, $i_o(t_3)=I_{o3}$ とする。

出力のインダクタ L_o には環流ダイオード D_2 から電流が供給され、出力電圧がその両端にかかるため直線的に減少する。この時、1次側では C_r-L_1 での共振によりスイッチ電圧に共振状態が現れる。

この時の状態方程式は

$$\frac{dv_C}{dt} = \frac{-i_l}{C_r}, \quad \frac{di_l}{dt} = \frac{v_C}{L_1}, \quad \frac{di_o}{dt} = -\frac{V_o}{L_o}$$

となり、これを先の初期値を用いて解くと

$$v_C(t) = -\frac{I_{l3}}{C_r \omega_4} \sin \omega_4(t-t_3) \quad (3-61)$$

$$i_l(t) = I_{l3} \cos \omega_4(t-t_3) \quad (3-62)$$

$$i_o(t) = -\frac{V_o}{L_o} (t-t_3) + I_{o3} \quad (3-63)$$

となる。出力電流 i_o が0となると環流ダイオード D_2 がオフし次の状態に移る。

状態5 この状態は入力電圧が低く L_o に蓄えられたエネルギーが低いときあるいはこのエネルギーに対してオフ期間が長い場合に現れる。ここでは C_1-L_1 での共振のみが起っており、共振状態は状態4と同じであり各電圧、電流は

$$v_C(t) = -\frac{I_{L3}}{C_1\omega_4} \sin\omega_4(t-t_3) \quad (3-64)$$

$$i_L(t) = I_{L3} \cos\omega_4(t-t_3) \quad (3-65)$$

となる。この共振状態においてコンデンサ電圧が再び0に戻る前に主スイッチをオンすればよい。

連続モード、不連続モード共に ZCS 動作でスイッチがオン、オフしスイッチング損、ノイズの発生がない。さらに、出力のダイオード D_1 , D_2 は ZVS 動作となるためスイッチング損失も発生しない。このため、高周波化に適した回路方式であることが確認できる。

3.6.2 入力電流に関する検討

入力に流れる電流はスイッチを流れる電流 i_r をローパスフィルタにより平均化したものに相当する。よって状態1、2のスイッチ電流より次式で平均値を求めることができる。

$$I_{IN} = \frac{1}{T} \int_0^{t_2} i_r(t) dt \quad (3-66)$$

しかし、フォワードコンバータにおいては入力電圧が低く出力インダクタに蓄えられたエネルギーが小さくなるとき、あるいはオフ期間が長いときに動作モードが不連続モードとなるため、商用周期で2つの動作モードが存在してしまい解析が複雑となっている。

ここでは理論的式の導出は行えていないが各モードにおいて次のような傾向がある。
 連続モード：入力電圧に比例して変化する正弦波状の電流と定電圧と仮定した出力電圧に比例する直流分の合成電流が流れるが、共振電流への出力電流の影響が大きくなるため合成された入力電流は直流分に対して正弦波の変化が比較的小さく緩やかな変化をする。
 不連続モード：このモードでは共振コンデンサ電圧が出力電圧に達する期間が入力電圧により大きく影響される。このため、共振電流の振幅への入力電圧の影響が強まり入力電圧に関係して振幅が変化するようになる。よって、このモードでの入力電流は入力電圧に類

似した変化を示す。

この2つのモードが商用周期内で現れるため全体的な入力電流波形は台形に近くなる。実測による波形は図3-20に示している。

ここで、入力電流が台形波であるとして含まれる電流高調波成分を考える。台形波を高さ H 、電流上昇期間 t を持つとしてフーリエ級数展開を行うと

$$i_{IN}(t) = \frac{4H}{\pi\omega t} \left[\sin\omega t \sin\omega t + \frac{\sin 3\omega t}{3^2} \sin 3\omega t + \frac{\sin 5\omega t}{5^2} \sin 5\omega t + \dots \right] \quad (3-67)$$

となる。ここで $t=T/8$ と仮定して高調波比率を求める。

$$i_{IN}(t) = \frac{4H}{\pi\omega t} \left[\sin \frac{\pi}{4} \sin\omega t + \frac{\sin 3\pi/4}{3^2} \sin 3\omega t + \frac{\sin 5\pi/4}{5^2} \sin 5\omega t + \dots \right] \quad (3-68)$$

$$= \frac{4H}{\pi\omega t} \left[\frac{1}{\sqrt{2}} \sin\omega t + \frac{1}{\sqrt{2} \cdot 3^2} \sin 3\omega t + \frac{-1}{\sqrt{2} \cdot 5^2} \sin 5\omega t + \dots \right]$$

これより3、5、7、9、11の各高調波比率はそれぞれ11%, 4%, 2.04%, 1.23%, 0.83% となり高調波規制 Class C を十分に満足する結果が得られる。しかし、電流上昇期間によって各次数の高調波比率は変わるため注意が必要である。例えば上昇期間がほとんどないような波形の場合、3, 5, 7 次に対して33%, 20%, 14% の高調波が含まれ Class C を満足できない。本研究における電流上昇期間は不連続モードの現れる期間と一致し、出力電圧、オフ期間の設定によって決まるため Class C を満足するためには適切なスイッチング周期と出力の決定が必要である。実際の設定では上昇期間 t が交流の周期の1/8程度に設計すれば、最も高調波が抑制でき高調波規制を満足できる。

3.6.3 実験による検証

フォワード形 ZCS 単相整流回路の動作を確認するために、回路定数 $L_r=54\mu H$, $C_r=2.2nF$, 共振周波数 $f_n=462kHz$, トランスの巻数比 $N_1:N_2=49:49$, 励磁インダクタンス $L_l=1mH$, 出力チョークインダクタ $L_o=200\mu H$, 出力コンデンサ $C_o=470\mu F$, ローパスフィルタ (LPF) のカットオフ周波数 $f_{cut}=13kHz$ において実験を行った。スイッチング周波数 $f_s=200kHz$, 出力抵抗 $R_o=460\Omega$ での実験による各部動作波形を図3-20に、この時の高調波含有率を図3-21に示している。入力電流波形は台形状となっており、出力のチョークインダクタの電流が連続の期間はほぼ定電流となり、不連続モードが現れている期間は緩

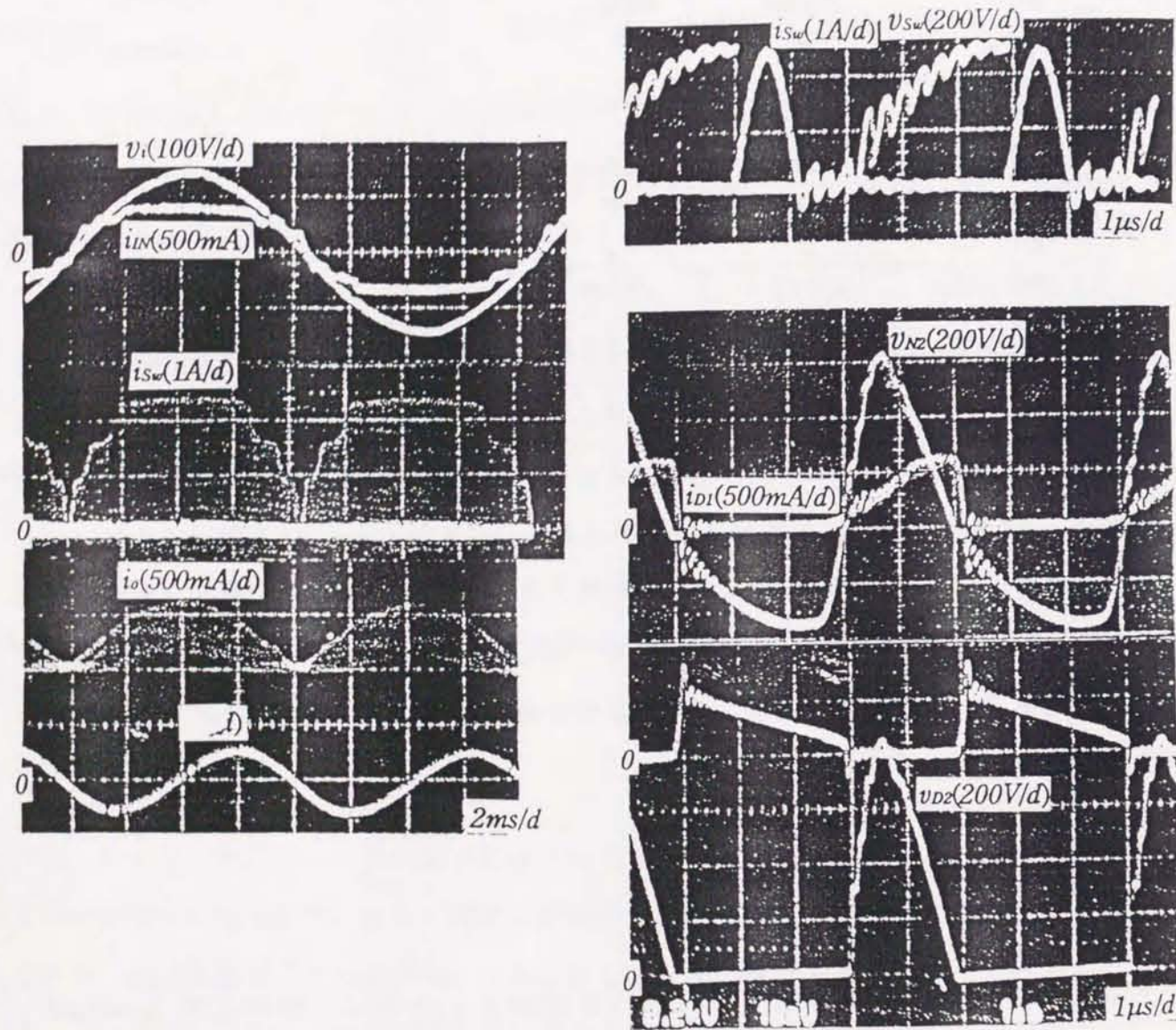


図 3-20 フォワード形 ZCS 単相整流回路 各部動作波形

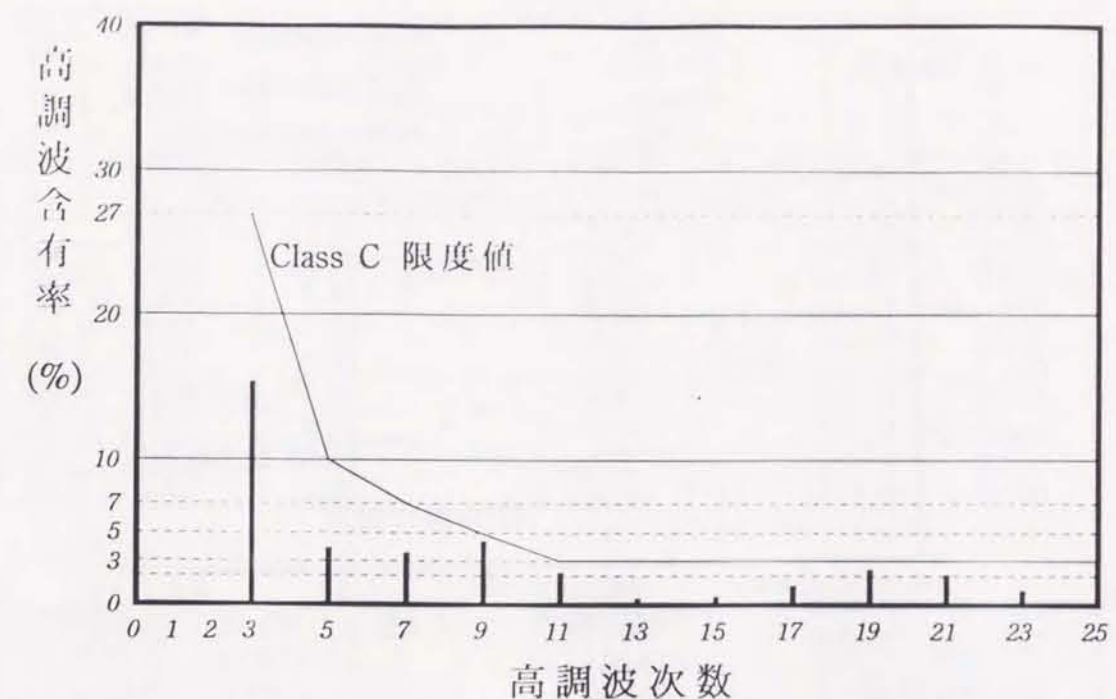


図 3-21 高調波含有率

やかに変化しており前節での検討によく一致している。この入力電流波形での電流上昇期間は約交流周期の $1/8$ 程度となっているため図 3-21 に示したように高調波含有率は Class C の規制値を満足している。

スイッチング波形では電圧波形にリングングが見られるが、基本的には ZCS 動作が行えており、スイッチング損失が低減されている。このリングングはトランスのインダクタンスと MOSFET の出力容量による影響であり、MOSFET の改善が望まれる。出力のダイオードは D_1 、 D_2 ともに ZVS 動作となっていることが確認でき、小さなノイズが見られる程度である。よって、フォワード形もスイッチング損、ノイズの発生が少なく高周波化に適したコンバータであるといえる。しかし、出力電圧には電源周波数の 2 倍のリプル電圧が発生しており、その値は約 $1.2V_{p-p}$ である。このため定電圧を必要とする回路では DC-DC コンバータを後段に設ける等の対策が必要となる。このリプルを無くす手法の検討が今後の課題である^{191)–193)}。

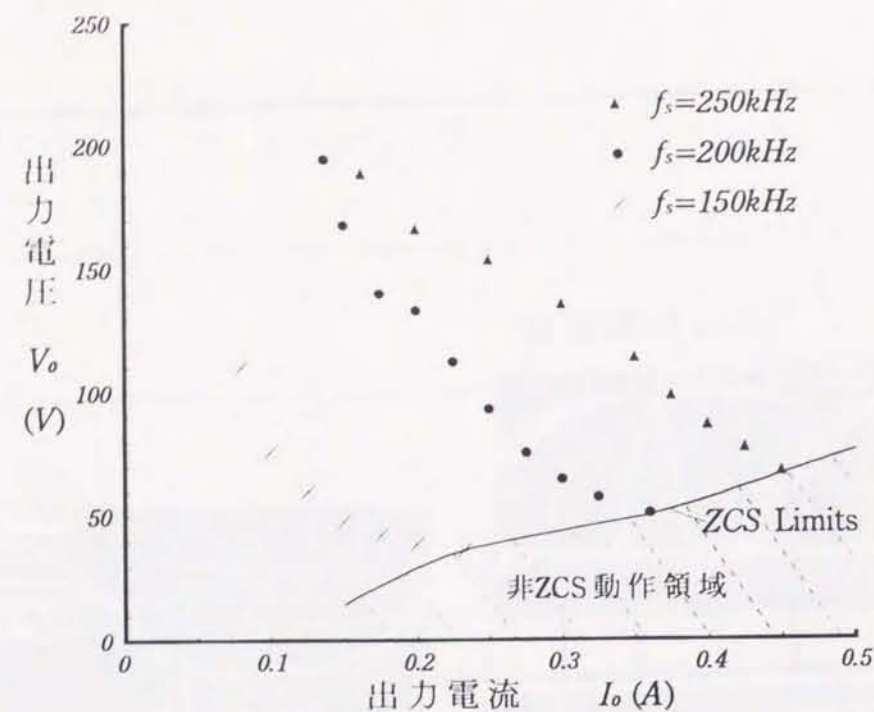


図 3-22 フォワード形負荷変動特性

フォワード形 ZCS 単相整流回路の負荷変動特性を図 3-22 に示しているが、半波形であるため負荷の変動に対して出力電圧が大きく変化する垂下特性となっている。このため出力電圧を制御するためには軽負荷時に周波数をかなり低くする必要があり、制御時の周波数変動が問題となる。また、実線で示した ZCS 動作限界があるため最大出力電流に制限があり単相整流回路の設計には軽負荷時、最大負荷時ともに注意する点があることが読みとれる。

フォワード形に ZCS スイッチを適用した回路方式でスイッチング周波数、負荷抵抗を変えて測定した高調波含有率を表 3-4 に示している。それぞれの動作条件によって 5, 9, 11 において IEC 高調波規制値 Class C をはずれるところがあるので、その次数においても高調波規制 Class D は十分に満足している。更に図 3-21 に示した条件下では Class C を満足しており、これまで高調波対策には不向きであるとされていたフォワード形においても提案した手法により高調波規制値 Class D を満足でき、ある条件下では Class C を満足できるほど高調波を抑制できることが確認できた。

$f_s=200\text{kHz}$							
入力電力	31.2W	21.2W	37.5W	IEC			
V_o	106.7V	51.02V	194.57V	高調波限度値			
I_o	0.23A	0.36A	0.137A				
力率 α	0.926	0.914	0.915				
次数	基本波比率	基本波比率	電力比電流	基本波比率	電力比電流	Class C	Class D
2	— (%)	— (%)	mA/W	— (%)	mA/W	(%)	mA/W
3	15.38	11.11	1.00	18.04		$30 \times \alpha$	7.820
5	3.99	11.11		6.01		10	4.370
7	3.61	2.41		4.75		7	2.300
9	4.42	2.22		6.01	0.537	5	1.150
11	2.21	0.55		4.54	0.405	3	0.805
13	0.34	0.55		2.00		3	0.681
15	0.48	0.74		0.53		3	0.590
17	1.30	0.93		0.21		3	0.520
19	2.55	1.30		0.21		3	0.466

$f_s=250\text{kHz}$							
入力電力	37.0W	51.0W	IEC				
V_o	67.86V	114.42V	高調波限度値				
I_o	0.456A	0.35A					
力率 α	0.944	0.948					
次数	基本波比率	電力比電流	基本波比率	電力比電流	Class C	Class D	
2	— (%)	mA/W	— (%)		(%)	mA/W	
3	18.59		22.27		$30 \times \alpha$	7.820	
5	12.15	1.12	7.13		10	4.370	
7	4.57		1.60		7	2.300	
9	2.39		0.87		5	1.150	
11	0.73		2.26		3	0.805	
13	0.62		2.47		3	0.681	
15	0.42		2.55		3	0.590	
17	0.52		1.46		3	0.520	
19	0.73		0.07		3	0.466	

$f_s=150\text{kHz}$							
入力電力	10.7W	9.50W	IEC				
V_o	110.6V	36.77V	高調波限度値				
I_o	0.078A	0.232A					
力率 α	0.877	0.819					
次数	基本波比率	電力比電流	基本波比率	電力比電流	Class C	Class D	
2	— (%)	mA/W	— (%)	mA/W	(%)	mA/W	
3	16.49		8.23		$30 \times \alpha$	7.820	
5	13.67	1.35	12.27	1.176	10	4.370	
7	6.30		2.02		7	2.300	
9	4.42		4.66		5	1.150	
11	3.48	0.344	1.09		3	0.805	
13	2.95		2.02		3	0.681	
15	2.68		1.71		3	0.590	
17	2.55		0.47		3	0.520	
19	2.01		1.24		3	0.466	

表 3-4 フォワード形高調波含有率

3.7 まとめ

本章では現在問題となり、その規制が始まろうとしている電子機器より発生する低次高調波の現状と IEC による高調波規制について概説し、その 1 対策法であるチョッパ方式を用いた単相整流回路について高調波抑制と力率改善の原理を簡単に説明した。チョッパ方式を用いた単相整流回路ではスイッチのオフ時に電流がピーク値となるためにスイッチング損、ノイズの発生が避けられず高周波化、それに伴う小型化が困難であることを示した。

そこで 0 電流によりスイッチングを行いスイッチング損、ノイズの発生が少ない電流共振 ZCS スwitch を用いる手法を提案し、昇降圧形、フライバック形、フォワード形の単相整流回路への応用による入力電流の連続化、高力率化、低高調波化について理論的、実験的に検証を行った。昇降圧形、フライバック形単相整流回路では入力電流は入力電圧に比例する正弦波に出力電圧でその大きさが決まり整流作用により矩形波となって現れる直流分が重畳された連続で高力率を実現する波形となった。このため、入力電流の低次高調波は軽負荷時を除いて IEC 高調波規制 Class C を満足すること、Class C をはずれる点であっても高調波規制 Class D は十分に満足できるを確認した。さらに、これまで高調波対策には不向きであるとされていたフォワード形では入力電流を台形状の連続波とでき、高力率で IEC 高調波規制 Class D を満足できることを示した。また、フォワード形でも動作条件によっては Class C の規制値を満足し得ることを確認した。

この結果、提案した手法は、電源より発生する高調波を IEC の規制値以内に抑制でき、ZCS スwitch の適用によりスイッチングデバイス、整流ダイオードでのスイッチング損、ノイズの発生を抑制し高調波対策回路の高周波動作が可能であることを示し、単相整流回路の小型化に適した回路方式であることを確信した。

実用化に際しては出力電圧の制御手法の確立、周波数変動の低減、出力リップルの低減、ワンコンバータ化の検討、MOSFET の寄生容量による損失や磁気素子における鉄損の低減など多くの検討すべき点が残っている。また、2 章で提案した共振方式により、ZCS 動作領域の拡大ができるか、高調波を抑制できるかといった点の検討も今後の課題として残っている。

結論

本論文は電流共振スイッチの応用による AC-DC コンバータの高効率化と小型化に関する研究をまとめたものであり、本研究で得られた成果を要約すると以下のようなものである。

第 1 章では、スイッチング損失を低減し高周波化の鍵となる共振スイッチの動作の特長を明確にし、その分類及び共振形の 1 回路方式での動作を明らかにすることで共振形電源の持つ動作の複雑感を取り除くことを行った。さらに部分共振形を含む共振形電源の特長と問題点を摘出することで実用化に向けての今後の課題を明確にした。また、現在のスイッチングデバイスの面より共振形を考察し以下のような結論を得た。

- ・今の段階では回路の複雑さを除くと部分共振形が最も有効な手段である。
- ・しかし、さらに高周波化、小型化が要求されると回路構成の簡単な準共振形がメリットを持ってくる。
- ・入力電圧の低い電源においては電圧共振形が適している。
- ・商用の 100,200V のように入力電圧が高い場合には素子の耐圧の面で電圧共振形は問題がある。
- ・これに対して、電流共振形は電流責務が大きくなるが現行デバイスで対応ができる。
- ・スイッチングデバイスは低オン抵抗、高耐圧化、出力容量の低減の方向に開発が進められており、電流共振形のデメリットを改善する方向にある。

第 2 章ではプリンター等の電源として使用されているフォワードコンバータに電流共振形 ZCS スwitch の適用を検討した。その中で従来形の方式では共振電流振幅変化、ZCS 動作領域、軽負荷における導通損の増加など実用上好ましくない特性を持つことを実験的に明らかとした。その上で、これらの特性を克服するために、トランスに直列に入る小さなインダクタによりオン時の ZCS 動作を実現し、トランスに並列に入る L-C の直列共振回路の共振電流を利用してオフ時の ZCS 動作が実現される新しい共振方式を提案した。その動作解析により提案形コンバータの動作モード及び ZCS 動作を明らかとした。さらに、提案形コンバータの特性の評価を理論的、実験的に行い以下の有効な結果を得た。

1) ZCS 動作がトランスに直列に入るインダクタンスとトランスに並列に入る

L-C の共振回路により実現される。

2) ZCS 動作の臨界点ではオフ時に 0 電流 0 電圧スイッチング (ZC-ZVS) が実現される。

3) これにより、スイッチング損、ノイズの発生が抑制され、高周波化が可能となる。

4) 共振電流の振幅が負荷の増加にともない増加する特性により、

- ・ ZCS 動作領域が拡大する、
 - ・ 軽負荷で共振振幅が小さくなるため、導通損が小さく、
 - ・ スイッチへの電流責務が減少する、
 - ・ 高効率を維持できる負荷電流範囲が広がり、軽負荷における効率も向上する、
- などの特徴を持つ。

5) 従来形と同程度の比較的小さな周波数変動で出力電圧を制御でき、最大負荷付近で効率が最大となる。この時の効率は従来形と同程度の高効率が得られる。

6) 負荷急変動、クロスレギュレーション特性は現在使用されている PWM 形スイッチング電源と同程度の特性となる。

この結果、提案した ZCS フォワードコンバータは PWM 形の特性と従来形 ZCS コンバータの特長を維持しながら、従来形 ZCS コンバータの問題点を克服できることを確認した。このことより、提案形は十分に実用化に耐えうる特性を有し、スイッチング損、ノイズの発生が低減できるため高周波化が可能となる。このため、高周波化による磁気素子、平滑コンデンサの小型化ができ、スイッチング電源の小型化が期待できることを明らかにした。

第3章では、現在問題となり、その規制が始まろうとしている電子機器より発生する低次高調波問題の現状と高調波について概説し、その1対策法であるチョップ方式を用いた単相整流回路について高調波の抑制と力率改善の原理を簡単に示した。チョップ方式を用いた単相整流回路ではスイッチが電流のピーク値を取るところでオフする必要があるためにスイッチング損、ノイズの発生が避けられず動作周波数の高周波化による小型化が困難である。そこで本研究では0電流スイッチングを行いスイッチング損、ノイズの発生が少ない電流共振 ZCS スイッチを用いて低次高調波を抑制する手法を提案し、昇降圧形、フライバック形、フォワード形の単相整流回路への応用による入力電流の連続化、高力率化、低高調波化について理論的、実験的に検証を行い、次のような有効な結果が得られた。

1) 昇降圧形、フライバック形では共振電流が入力電圧に比例して変化する。

2) その入力電流は入力電圧に比例する正弦波に出力電圧により大きさの決まる矩形波が乗った連続な波形となり、高力率が実現される。

3) 軽負荷時の 11 次高調波を除き IEC 高調波規制限度値 Class C を満足する。

4) Class C をはずれる点でも高調波規制 Class D は十分に満足する。

5) これまで高調波対策に不向きであるとされていたフォワード形においても入力電流が台形状の連続波とでき高力率が得られた。

6) フォワード形では IEC 高調波規制 Class D を満足できる。

7) 動作条件によっては高調波規制限度値 Class C を満足する。

この結果、提案した手法は電源より発生する高調波を IEC の規制限度値内に抑制でき、さらに ZCS 動作によりスイッチングデバイス、整流ダイオードでのスイッチング損、ノイズの発生を抑制し単相整流回路の高周波化が可能であり、高周波化による小型化が可能であることを示した。

本研究での成果により電流共振形 ZCS スイッチを応用する事で単相整流回路を含む AC-DC コンバータの高周波化、高効率化が可能となり、この結果、コンバータの小型化の可能性のあることを明らかにした。しかし、共振形電源の実用化のためには

- ・ 鉄損の少ない高周波化に適した磁気素子の開発、スイッチングデバイスの低オン抵抗、低寄生容量化など高周波化に適した素子の開発、
- ・ 回路での導通損、寄生インピーダンスの影響を小さくするための実装技術の確立、
- ・ 共振回路の制御手法、回路設計手法の確立及び簡単化、
- ・ 単相整流回路では、出力リップルの低減、ワンコンバータ化、

など多くの検討、改善すべき点が残っている。

謝辞

本研究を進めるに当たり、終始ご指導、ご鞭撻を賜りました愛媛大学電気電子工学科 有吉 弘教授、渡辺 健二講師に心から感謝いたします。

また、広く工学一般にわたってご指導をいただいた愛媛大学電気電子工学科 磯村 滋宏教授、有井 清益教授、大西 秀臣教授、大澤 壽教授、情報工学科 天野 要教授に深く感謝いたします。

さらに、折りにふれ適切なご指摘、助言をいただいた愛媛大学電気電子工学科 坂田博助手、同技官 山本 武彦氏、本論文をまとめるに際して、資料の作成などに協力いただいた同学大学卒業生 井村 貴裕氏(現関西電力勤務)、同大学院生 国守 貞行君、早川 賢二君、佐竹 豊孝君、ヤーセン イミン氏、木多 隆博君、高橋 一史君、同研究室学部生、ならびに関係各位に深く感謝いたします。

末筆ながら、本研究の機会を与えていただいた四変テック(株)社長 大内 博氏、同専務 渡辺 秀氏、同常務 岸本 裕夫氏、同常務 丸岡 京一氏、同電子機器部長 荻田 耕三氏および本研究の試験に際し多大な協力をいただいた同電子機器部の各研究員に感謝いたします。

参考文献

- (1) 原田監修, "スイッチング電源ハンドブック", 日刊工業新聞社, 1993(11).
- (2) 尊田, "スイッチング電源の小型化技術について", '92 スwitching電源フォーラム資料, pp. S4-1-(1-7).
- (3) 藤本, 橋本, 辻村, "家電機器の高調波問題", 日本電気用品試験所 電気用品安全センター.
- (4) 日経エレクトロニクス特集記事, Vol.4, No.606, pp. 83-99, 1994(4).
- (5) F.C. Schwarz, "A method of resonant current pulse modulation for power converters", IEEE. Trans. Ind. Electron. and Control Instrum, IECI-17, No.3, pp. 209-221, 1970(50).
- (6) N.O. Sokal and A.D. Sokal, "Class-E - a new class of high-efficiency turned single-ended switching power amplifier", IEEE. J. Solid-State Circuits, SC-10, No. 3, pp. 168-175, 1975(6).
- (7) 齊藤, "ソフトスイッチング電力変換技術", H4 電産全大, pp. S53-58, 1992(8).
- (8) 二宮, "高周波共振型電力変換技術の動向", H4 電産全大, pp. S51-52, 1992(8).
- (9) K.H. Liu, R. Oruganti and F.C. Lee, "RESONANT SWITCHES - TOPOLOGIES AND CHARACTERISTICS", IEEE PESC'85 Rec., pp. 106-116, 1985(6).
- (10) 畑中, 中岡, 丸橋, "2倍周波形 SIT 高周波インバータとその過渡・定常特性解析", 電学論 D, Vol. 107-D, No. 4, pp. 503-510, 1987(4).
- (11) 富田, 小笠原, 赤城, "コロナ放電処理装置用 30kHz 5kW 共振型 IGBT インバータ - IGBT のスイッチング特性 -", H3 電産全大, pp. 576-579, 1991(8).
- (12) 榊原, 村上, "高周波トランスの巻線抵抗に関する考察", 信学論 B, Vol. J71-B, No. 7, pp. 891-899, 1988(7).
- (13) 吉原, 谷口, 山田, "一石フォワード形コンバータ用トランスの損失に関する検討", 信全春大, No. SB-8-4, pp. 3-450, 1993.
- (14) 中岡, 浜田, "「高周波共振型電力変換技術の動向」 - 将来動向 -", H4 電産全大, pp. S79, 1992(8).
- (15) M. Xu, W. Lin, "A NEW NON-LOSS SNUBBERCIRCUIT", IEE. JIASC'93 Proce., pp. 209-214, 1993(8).
- (16) T. Ninomiya, N. Matsumoto and K. Harada, "Analysis and Design of Magnetic Snubber in Switching Power Converters", Trans. IEICE, Vol. E73, No. 9, pp. 1458-1467, 1990(9).
- (17) 二宮, 田中, 原田, "フォワードコンバータにおける無損失 LC スナバの設計", 信学論 B-1, Vol. J72-B-1, No. 12, pp. 1253-1260, 1989(12).
- (18) 坂本, 野口, 原田, "スイッチスナバ回路を用いた高周波スイッチング電源", 信学論 B-1, Vol. J75-B-1, No. 2, pp. 125-133, 1992(2).
- (19) 西村, 玉木, "マグアンプ制御による 100k-500kHz スwitchingレギュレータ", 電子科学, pp. 31-39, 1979(12).
- (20) 平松, 西村, "マグアンプ制御による 100kHz スwitchingレギュレータ", 電気学会研究会資料 (スitchingレギュレータの展望と諸問題), pp. 1-7, 1979(3).
- (21) H. Harada, H. Sakamoto and H. Harada, "Dead Time Analysis of Inductor Commutation DC-to-DC Converter Controlled by a Small Saturable Core", Trans. IEICE, Vol. E73, No. 9, pp. 1442-1448, 1990(9).
- (22) S. Ohzora, T. Kotashiki, "Control Characteristics in a Magnetic-Amplifier-Controlled DC-DC Converter", Trans. IEICE, Vol. E73, No. 9, pp. 1449-1457, 1990(9).
- (23) 恩田, 阿部, 松田, 天野, "磁気増幅器を用いた一石フォワード形コンバータにおける不要リセット機構の解析とその対策法", 信学論 C, Vol. J70-C, No. 10, pp. 1338-1348, 1987(10).
- (24) 坂井, 原田, "MOSFET 同期整流回路のスイッチング特性解析", 信学論 B-1, Vol. J75-B-1, No. 2, pp. 119-124, 1992(2).

- (25) 原田, "電子機器用電源としての共振形コンバータとその問題点", 信学論 B, Vol. J70-B, No. 11, pp.1277-1281, 1987(11).
- (26) 原田, "高周波スイッチングと共振形コンバータ", '88 スイッチング電源フォーラム資料, PP. 8-1-(1-8), 1988.
- (27) 杉浦, "高周波スイッチング電源の小型化技術—高周波化の観点から—", 電学誌, Vol. 112, No. 1, 1992(1).
- (28) 森田, "小型化・軽量化に向けてのスイッチング電源の回路方式", '92 スイッチング電源フォーラム資料, pp. S4-2-(1-13).
- (29) K. Liu, F.C. Lee, "ZERO-VOLTAGE SWITCHING TECHNIQUE IN DC/DC CONVERTERS", IEEE. PESC'86 REC., pp.58-70, 1986(6).
- (30) 二宮, "共振コンバータの回路と動作特性", '88 スイッチング電源フォーラム資料, pp. 8-2-(1-10), 1988.
- (31) 大森, 武智, 小南, 中岡, "1石共振形高周波インバータの体系的検討", 信学技報, PE91-2, pp. 7-13, 1991.
- (32) 荻原, "シングルエンド共振型電力変換技術", H4 電産全大, pp. S59-S64, 1992(8).
- (33) W.C.Bowman, et al., "A RESONANT DC-TO-DC CONVERTER OPERATING AT 22 MEGAHERTZ", APEC'88 Rec. PP. 3-11, 1988.
- (34) 菅原, 関本, "共振形 DC-DC コンバータ", 東洋電機技報, No.69, pp. 7-12, 1987(9).
- (35) 小野寺, 増田, "オン—オフ型とオン—オン型併用の電圧共振形 DC-DC コンバータ", 日経エレクトロニクス, No.10, pp. 213-236, 1981(10).
- (36) 小野寺, 増田, 中島, "準 E 級回路によるスイッチングレギュレータの高周波化", 電子科学, No.12, pp. 25-30, 1979.
- (37) T. Higashi, K. Fujimoto, T. Ninomiya and K. Harada, "IMPROVEMENT OF POWER EFFICIENCY AND OPERATION RANGE IN VOLTAGE-MODE RESONANT CONVERTERS", IEEE. PESC'89 Rec., pp. 235-242, 1989(6).
- (38) T. Onodera, Y. Masuda and A. Nakajima, "HIGH-EFFICIENCY SWITCHING REGULATOR USING SUB CLASS E SWITCHING MODE", INTELEC'81 Rec., pp. 132-137, 1981(5).
- (39) 荻原, 中岡, "シングルエンド高周波部分共振形コンバータの特性評価と回路設計", 電学論 D, Vol. 109-D, No. 9, pp.629-636, 1989(9).
- (40) 丁, 中岡, "フライバック共振形コンバータの電圧制御特性", 電学論 D 研究開発ノート, Vol. 109-D, No. 9, pp. 691, 1989(9).
- (41) 丁, 中岡, "フライバック部分共振コンバータの ZVS 動作パラメータ領域", 電学論 D 研究開発ノート, Vol. 109-D, No. 9, pp. 692, 1989(9).
- (42) 小野寺, 中島, 増田, "スイッチングレギュレータの高周波化", 電気学会 電子回路機能と技術シンポジウム資料, pp. 1-11, 1979(3).
- (43) 小野寺, 増田, "電圧共振モードによる高効率 DC-DC コンバータの解析", 信学論 B, Vol. J70-B, No. 11, pp.1298-1306, 1987(11).
- (44) 丁, 中岡, "一石逆阻止半導体素子を用いた自励式電圧共振フライバックコンバータ", 電学論 D, Vol. 110, No. 9, pp. 1014-1015, 1990(9).
- (45) 浅野, 林, 黒川, 松尾, "電圧共振昇降圧形、昇圧形及び降圧形 DC-DC コンバータの特性の統一的考察", 信全春大, No. B-861, pp. 3-412, 1993.
- (46) 庄山, 原田, "ZVS プッシュプルカレントフェッドコンバータの動作特性", 信学技報, PE92-11, pp. 75-81, 1992.
- (47) T. Ninomiya et al., "VOLTAGE-MODE RESONANT PUSH-PULL CONVERTER WITH MAGNETIC POWER CONTROLLERS", IEEE PESC'87 REC., pp. 339-347, 1987(6).
- (48) T. Satou, K. Itami, T. Nakano and K. Harada, "Static Characteristics of Voltage Resonant DC-to-DC Converter with Multiple resonant Switches", IEICE Trans. Vol. 73, No. 9, pp. 1427-1433, 1990(9).

- (49) 二宮, 東, 原田, 津屋, 郷内, 本田, "磁気制御方式を用いた電圧共振型プッシュプルコンバータの動作特性について", 信学論 B, Vol. J70-B, NO. 11, pp.1307-1315, 1987(11).
- (50) 柳沼, 恩田, 松田, 天野, "変圧器の漏れインダクタンスを考慮した電圧共振形プッシュプルコンバータの動作解析", 信学論 C-II, Vol. J72-C-II, No.7, pp. 735-747, 1989(7).
- (51) R. Redl, B. Molnar and N.O. Sokal, "CLASS-E RESONANT REGULATED DC/DC POWER CONVERTERS: ANALYSIS OF OPERATION, AND EXPERIMENTAL RESULTS AT 1.5MHz", IEEE. PESC REC., PP. 50-60, 1983.
- (52) W.C.Bowman, et al., "A RESONANT DC-TO-DC CONVERTER OPERATING AT 22 MEGAHERTZ", APEC'88 Rec. PP. 3-11, 1988.
- (53) 顧, 原田, "E 級共振スイッチを用いた DC-DC コンバータの回路方式と特性解析", 信学論 B-I, Vol. J74-B-I, No.6, pp. 504-516, 1991(6).
- (54) G.L. Isteke, H.C.Raets, "220-V Mains 500-kHz Class E converter Using a BIMOS", IEEE. Trans. Power Electronics, Vol. PE-2, No. 3, pp. 186-193, 1987(7).
- (55) T. Higashi, T. Ninomiya and K. Harada, "ON THE CROSS-REGULATION OF MULTI-OUTPUT RESONANT CONVERTERS", IEEE. PESC'88 REC., pp. 18-25, 1988(4).
- (56) K. Harada, W.J. Gu and K. Murata, "CONTROLLED RESONANT CONVERTERS WITH SWITCHING FREQUENCY FIXED", IEEE. PESC'87 REC., pp. 431-438, 1987(6).
- (57) WEN-JIAN GU, K. Harada, "A New Method to regulate Resonant Converters", IEEE. Trans. Power Electronics, Vol. 3, No.4, pp. 430-439, 1988(10).
- (58) K. Harada, W.J. Gu, "STEADY STATE ANALYSIS OF CLASS E RESONANT DC-DC CONVERTER REGULATED UNDER FIXED SWITCHING FREQUENCY", IEEE. PESC'88 Rec., pp. 3-8, 1988(4).
- (59) 顧, 原田, "固定スイッチング周波数定電流出力共振形コンバータについて", 信学論 B-I, Vol. J73-B-I, No. 3, pp. 250-258, 1990(3).
- (60) 顧, 原田, "補助スイッチより電圧調整を行う準 E 級共振形 DC-DC コンバータの静特性の解析", 信学論 C-II, Vol. J72-C-II, No. 6, pp. 605-616, 1989(6).
- (61) 二宮, 東, 藤本, 原田, "電圧全波共振形コンバータの低損失化について", 信学論 B-I, Vol. J72-B-I, No.12, pp. 1261-1268, 1989(12).
- (62) 二宮, 東, 藤本, 原田, "電圧全波共振形コンバータの効率改善について", 信全春大, No.B-943, pp.3-343, 1989.
- (63) 松本, 前原, 別荘, 坂本, 丹羽, 末永, "電子レンジ用インバータ電源", National Technical Report, Vol. 35, No. 5, PP. 76-82, 1989(10).
- (64) R. J Gutmann, "Application of RF Circuit Design Principles to Distributed Power Converters", IEEE. Trans. Industrial Electronics and Control Instrumentation, Vol. IECI-27, No. 3, pp. 156-164, 1980(8).
- (65) G.L. Isteke, H.C.Raets, "High Voltage High Frequency Class-E Converter Suitable for Miniaturization", IEEE. Trans. Power Electronics, Vol. PE-1, No. 4., pp. 193-199, 1986(10).
- (66) H. Omori, T. Iwai, M. Nakaoka and T. Maruhashi, "CIRCUIT TOPOLOGIES OF SELF-CONTROLLED SINGLE-ENDED HIGH FREQUENCY RESONANT INVERTER", EPE'87 Rec., pp. 205-211, 1987.
- (67) 大森, 中岡, 小南, 丸橋, "誘導加熱調理用電圧共振 1 石インバータの制御システム", 電学論 D, Vol. 107-D, No. 4, pp.487-494, 1987(4).
- (68) 大森, 中岡, 小南, 丸橋, "誘導加熱用自励式共振 1 石インバータの回路設計", 電学論 D, Vol.107-D, No. 11, pp.1371-1378, 1987(11).
- (69) 徳永, 松田, 石山, 天野, "電子レンジ用インバータ式電源", 電学論 D, Vol. 110-D, No. 5, pp. 447-456, 1990(5).
- (70) R. Redl, B. Molnar and N.O. Sokal, "Small-Signal Dynamic Analysis of Regulated Class E DC/DC Converters", IEEE. Trans. Power Electronics, Vol. PE-1, No. 2, pp. 121-128, 1986(4).

- (71) 三宮, 東, 中原, "共振形コンバータの特性解析", '88 スイッチング電源フォーラム資料, pp. 1-1-(1-17)
- (72) 三宮, 中原, 東, 原田, "共振形コンバータの統一的解析法", 信学論 B-1, Vol. J72-B-1, No. 10, pp. 857-867, 1989(10)
- (73) 小野寺, "共振形コンバータの数値解析", 信全春大, No. SB-10-5, pp.3-(407-408), 1989.
- (74) J. Barbi, D.C. Martins and R.N. do Prado, "EFFECTS OF NONLINEAR RESONANT INDUCTOR ON THE BEHAVIOR OF ZERO-VOLTAGE SWITCHING QUASI-RESONANT CONVERTERS", IEEE PESC'90 REC., pp.522-527, 1990.
- (75) 庄山, 原田, "共振用インダクタを変圧器の2次側に設けた電圧共振昇降圧形コンバータの解析", 信全春大, No. B-946, pp. 3-346, 1989.
- (76) 三宮, 真木, 東, 原田, 中原, "共振形コンバータにおけるビート現象について", 信全春大, No. B-941, pp. 341, 1989.
- (77) 庄山, "ソフトスイッチング技術", '92 スイッチング電源テクニカルフォーラム, pp. S1-1-(1-12), 1992.
- (78) 坂本, "ソフトスイッチング技術", '92 スイッチング電源システムシンポジウム, pp. S1-1-(1-10), 1992.
- (79) 乗越, "部分共振方式を用いた、ソフトスイッチングコンバータ", '92 スイッチング電源テクニカルフォーラム, PP. S1-2-(1-13), 1992
- (80) C. P. Henze, H. C. Martin and D. W. Parsley, "Zero-Voltage switching in high frequency power converters using pulse width modulation", IEEE APEC'88 Rec., pp.33-40, 1988(2)
- (81) 吉田, 長瀧, 石井, "電流共振1次側再生方式フライバックコンバータ", 信学技報, PE91-59, pp. 1-6, 1991.
- (82) 前岡, "部分共振方式による実施例", '93 スイッチング電源システムシンポジウム, pp. S4-2-(1-8), 1993.
- (83) K. Harada, H. Sakamoto, "Non-resonant converter for megahertz switching", PECS'89 Rec., pp.889-894, 1989.
- (84) K. Harada, H. Sakamoto and K. Harada, "Dead Time Analysis of Inductor Commutation DC-to-DC Converter Controlled by a Small Saturable Core", IEICE Trans., Vol. E73, No. 9, 1990(9).
- (85) 三宮, 他, "ZVS-PWM ハーフブリッジコンバータの動作特性解析", 信学技報, PE90-48, pp. 9-15, 1990.
- (86) M. Shoyama, K. Harada, "Zero-Voltage-Switching Realized by Magnetizing Current of Transformer in push-pull DC-DC Converter", Proc. IEEE INTELEC, pp. 640-647, 1991(11).
- (87) 庄山, 原田, "ZVS プッシュプルカレントフェッドコンバータの動作特性", 信学技報, PE92-11, pp.75-81, 1992.
- (88) T. Mizoguchi, T. Ohgai and T. Ninomiya, "A Family of Single-Switch ZVS-CV Dc-to-DC Converters", PESC'94 Rec., pp.1392-1398, 1994(6).
- (89) R. Watson, F. C. Lee and G. C. Hua, "Utilization of an Active-Clamp Circuit to Achieve Soft Switching in Flyback Converters", PESC'94 Rec., pp. 909-916, 1994(6).
- (90) 渡辺, 他, "電圧共振コンバータの実用機について", 信学技報, PE88-63, pp.17-22, 1988.
- (91) 河内, 内山, 乗越, "部分共振を応用したブリッジコンバータ", 信学技報, PE92-55, pp. 33-40, 1992.
- (92) O. D. Patterson, D. M. Divan, "Pseudo-resonant full bridge dc/dc converters", IEEE PESC'87 Rec., pp. 424-430, 1987(6).
- (93) 安, 金, 原田, "単一スイッチによるソフトスイッチング PWM コンバータ", 信学技報, PE93-48, pp. 9-16, 1993(11).
- (94) 佐藤, 他, "電圧モード並列共振昇圧コンバータ", 信学技報, PE92-72, pp. 21-26, 1992.

- (95) 坂本, 野口, 原田, "スイッチスナバ回路を用いた高周波スイッチング電源", 信学論 B-1, Vol. H75-B-1, No. 2, pp.125-133, 1992(2).
- (96) 中川, 金, 中岡, "対称部分共振ボルトを用いた ZVS-PWM DC-DC コンバータの特性解析", 信学技報, PE92-41, pp. 15-21, 1992.
- (97) J. P. Gegner, C. Q. Lee, "Zero-Voltage-Transition Converters Using a Simple Magnetic Feedback Technique", PESC'94 Rec., pp. 590-596, 1994(6).
- (98) 吉田, 石井, 半田, "ハーフブリッジ型部分共振コンバータ", 信学技報, PE93-62, pp.9-16, 1994-01.
- (99) 長尾, 江上, "ゼロ電流ターンオン高キャリア周波数 PWM インバータの基本特性", 信学技報, PE92-58, pp. 9-16, 1992
- (100) 平松, 他, "部分電圧共振型コンバータの優位性について", 信学技報, PE89-20, pp. 53-57, 1989.
- (101) T. Zeng, D.Y. Chen and F.C. Lee, "VARIATIONS OF QUASI-RESONANT DC-DC CONVERTER TOPOLOGIES", IEEE. PESC'86 Rec., PP.381-392, 1986(6).
- (102) 泰, "電流共振型の開発事例", '93 スイッチング電源システムシンポジウム, pp. S4-3-(1-13), 1993.
- (103) H. Noji, T. Kawahara, R. Sato and H. Tohya, "ANLYSIS AND DESIGN OF CURRENT-RESONANT CONVERTER", IEEE PESC'88 Rec., pp. 1244-1251, 1988.
- (104) 丁, 中岡, "高周波フォワード/フライバック混成変圧器リンクを持つ他制一石電流共振形 DC-DC コンバータ", 電学論 D, Vol. 111, No. 12, pp. 1087-1096, 1991(12).
- (105) 大河内, 田高田, "センタータップ整流回路を有するフォワード形電流共振コンバータの回路設計", 信学技報, PE90-9, pp. 55-61, 1990.
- (106) 定, 中岡, 荻野, "部分電流共振形スイッチング電源の二形式と特性比較", 電学論 D, Vol. 111, No. 6, pp. 501-502, 1991.
- (107) 畑中, "高周波リンク DC-DC コンバータのソフトスイッチングの検討", 電学論 D, Vol. 112, No. 9, pp.815-822, 1992(9).
- (108) M. M. Jovanovic, D. C. Hopkins, "Evaluation and Design of Megahertz-Frequency Off-Line Zero-Current-Switched Quasi-Resonant Converters", IEEE Trans. on P. E., Vol. 4, No. 1, pp. 136-146, 1989(1).
- (109) 川本, "電流共振形フォワードコンバータの解析", 信学技報, PE88-61, pp. 1-8, 1988.
- (110) M. M. Jovanovic, Kwang-hwa Liu and R. Oruganti, "State-Plane Analysis of Quasi-Resonant Converters", IEEE Trans. on Pow. Elec., Vol. PE-2, No. 1, pp.36-44, 1987(1).
- (111) Y. Hatanaka, M. Yamagami and M. Nakaoka, "ZCS-ZVS CHARACTERISTICS OF HIGH FREQUENCY INVERTER AND DC-DC CONVERTER", IEEE INTELEC'91 Rec., No. 14-4, pp. 488-494, 1991.
- (112) L. Zhengyu, Ma Heting and J. Qian, "AN IMPROVED ZERO-CURRENT-SWITCH(ZCS) QUASI RESONANT CONVERTER USING A STATURABLE INDUCTOR", JIASC'93 Rec., No. J.93-9, pp. 199-202, 1993(8).
- (113) Marian K. Kazimierczuk, "Steady-State Analysis and Design of a Buck Zero-Current-Switching Resonant dc/dc Converter", IEEE Trans. on P.E., Vol. 3, No. 3, pp. 286-296, 1988.
- (114) D. C. Hopkins, M. M. Jovanovic, "Hybridized Off-Line 2-MHz Zero-Current-Switched Quasi-resonant Converter", IEEE Trans. on P. E., Vol. 4, No. 1, pp. 147-154, 1989.
- (115) 伊藤, 他, "48V50A 直列共振形整流器", オリジン技報, No.54, pp. 19-26, 1991.
- (116) 鈴木, "大容量共振形コンバータ", '92 スイッチング電源システムシンポジウム, pp. S1-3-(1-8), 1992.
- (117) D. M. Divan, "Design Consideration for Very High Frequency Resonant Mode DC/DC Converters", IEEE Trans. on P.E., Vol. PE-2, No. 1, pp.45-54, 1987(1).

- (118) F. C. Schwarz, J. Ben Klaassens, "A 95-Percent Efficient 1-kW DC Converter with an Internal Frequency of 50kHz", IEEE Trans. on Indus. Elec. and Cont. Inst., Vol. IECI-25, No. 4, pp.326-333, 1978(11).
- (119) 西田, 他, "並列共振形コンバータの制御特性における漏れインダクタンスの影響について", 信学技報, PE93-68, pp. 53-60, 1994(1).
- (120) 榊原, 室山, "電圧クランプダイオードを備えた直列共振コンバータの静特性解析", 信学論 B, Vol. J70-B, No. 11, pp. 1282-1289, 1987(11).
- (121) 榊原, "動作周波数の負荷依存性を改善した定電圧出力直列共振コンバータ", 信学論 B, Vol. J71-B, No.12, pp. 1682-1691, 1988(12).
- (122) 鎌田, 四元, 大橋, "直列共振形コンバータ回路を用いた整流器の特性", 信学論 B-1, Vol. J72-B-1, No. 6, pp. 541-549, 1989(6).
- (123) 中岡, 荻原, "電流共振フェーザ制御による自製式電圧形高周波インバータと特性解析", 電学論 D, Vol. 109, No. 8, pp.549-556, 1989(8).
- (124) J. Sebastian, J. Uceda and F. Aldana, "NEW TOPOLOGIES OF FULLY REGULATED TWO-OUTPUT DC-TO-DC CONVERTER WITH SMALL FREQUENCY VARIATION RANGE", IEEE PESC'86 Rec., pp.264-271, 1986.
- (125) 野地, 藤枝, 水村, 龍, "電流共振形多出力コンバータ", 信学技報, PE90-23, pp. 37-44, 1990.
- (126) Q. Chen, F. C. Lee and M. M. Jovanovic, "Small-Signal Modeling and Analysis of Current-Mode Control for Multiple-Output forward Converters", PESC'94 Rec., pp. 1026-1033, 1994(6).
- (127) 原田, 顧, "可変リアクタンス回路により電圧調整を行う共振型コンバータ", 信学論 B, Vol. J70-B, No. 11, pp. 1290-1297, 1987(11).
- (128) K. Harada, et al., "RESONANT CONVERTER CONTROLLED BY VARIABLE CAPACITANCE DEVICES", IEEE PESC'90 Rec., pp. 273-281, 1990.
- (129) 丁, 中岡, 畑中, "可変インダクタ制御定周波シングルエンデッド電流共振形 DC-DC コンバータ", 電学論 D, Vol. 111, No. 6, pp.503-504, 1991(6).
- (130) 松尾, 黒川, 東, 志水, "共振キャパシタンス切り替え方式による共振形 DC-DC コンバータの特性解析", 信学技報, PE88-49, pp.45-52, 1988.
- (131) H. Ogiwara, M. Nakaoka, "ZROCURRENT SOFT SWITCHING MODE PARALLEL LOAD RESONANT TANK HIGH FREQUENCY INVERTER USING NORMALLY OFF BIPOLAR MODE SIT", IEEE PESC'94 Rec., pp.95-100, 1994.
- (132) M. Ishida, et al., "Feedback Control of Output Voltage Waveform in Series-Resonant HF-Linked DC-AC Converter, IEE JIASC'92 Rec., No. E.8-7, pp. E.211-E.216, 1992(8).
- (133) 荻原, 中岡, "一石逆導通デバイスを用いた高周波共振形インバータの特性解析と回路設計", 電学論 D, Vol. 111, No. 6, pp.455-464, 1991(6).
- (134) 畑中, 中岡, "一石共振形高周波インバータのソフトスイッチングの検討", 電学論 D, Vol. 112, No. 4, pp. 371-376, 1992.
- (135) 廣塚, 坪井, 松井, 岩田, "半導体応用家電機器の普及に伴う高調波電力シミュレーション結果", H5 電全大, No. 600, pp. 5-180, 1993(3).
- (136) 奥, 濱田, 上村, 清水, "インバータ蛍光灯の高調波発生量と高調波による影響の実測", H3 電産全大, No.179, pp. 762-765, 1991(8).
- (137) ノイズ研究所, "高調波問題について", NOISE TECHNICAL REPORT, Vol. 17, No. 9, 1991(9).
- (138) ノイズ研究所, "高調波問題について", NOISE TECHNICAL REPORT, Vol. 17, No.10, 1991(10).
- (139) "家電・汎用品高調波抑制対策ガイドライン", 日本照明器具工業会, 1994(10).
- (140) "電子計算機及び関連機器の高調波対策ガイドライン", 日本電子工業振興協会, 1993(7).
- (141) 金, 中島, 正田, "線路インピーダンスを考慮したコンデンサ入力形電源の高調波解析", 信学論 B, Vol. J70-B, No. 11, pp. 1316-1322, 1987(11).
- (142) 作井, 北村, 藤田, "コンデンサ入力単相整流回路の高調波解析", 電学論 D, Vol. 112, No. 6, pp. 523-529, 1992(6).
- (143) 松橋, 本郷, 中野, "コンデンサ入力形ダイオード整流回路の交流側高調波電流の軽減の提案", H3 電産全大, No.146, pp. 630-633, 1991(8).
- (144) 松井, 他, "電力系統の電流高調波を低減するフォワードコンバータの提案", 電学論 D, Vol. 113, No. 9, pp. 1045-1053, 1993(9).
- (145) 乙部, 高橋, "単相ダイオード整流回路の設計法", H5 電産全大, No.55, pp. 231-236, 1993(5).
- (146) 村里, 本村, 甲木, "電流不連続領域で動作するチョーク入力形平滑回路による力率改善の検討", 信全大, No. B-754, pp. 3-393, 1993.
- (147) 森川, "部分平滑による高調波対策", '94 スイッチング電源テクニカルフォーラム, pp. A3-1-(1-15), 1994.
- (148) 原(池田電気), "直流電源回路", 特許, No. 昭 63-37584.
- (149) 高橋, "種々の高力率ダイオード整流回路の提案", '94 スイッチング電源テクニカルフォーラム, pp. A2-2-(1-8), 1994.
- (150) 佐藤, 高橋, "非線形キャパシタンス回路を用いた高入力力率ダイオード整流回路", H5 電全大, No. 620, pp. 5-212, 1993(3).
- (151) 佐藤, 高橋, "ダイオードを用いた非線形インピーダンス回路", H4 電産全大, No. 99, pp. 408-413, 1992(8).
- (152) R. Redl, L. Balogh and N. O. Sokal, "A New Family of Single-Stage Isolated Power-Factor Correctors with Fast Regulation of the Output Voltage", PESC'94 Rec., pp. 1137-1144, 1994(6).
- (153) 倉地, 庄山, 五島, "力率改善形コンバータにおける電解コンデンサの電流リプルについて", 信学技法, PE94-8, pp.47-53, 1994(5).
- (154) 長尾, 堀川, 中小原, 原田, "不連続モード動作高力率昇圧形 AC-DC コンバータの並列動作特性", H5 電全大, No.612, pp. 5-200, 1993(3).
- (155) 長尾, 森川, 原田, "不連続モード昇降圧形高力率 AC-DC コンバータの特性解析", 信学論 C-II, Vol. J75-C-II, No. 11, pp. 686-695, 1992(11).
- (156) 長尾, 森川, 原田, "不連続モード動作高力率 AC-DC コンバータの特性解析", 信学技報, PE91-64, pp. 35-42, 1991.
- (157) 長尾, 今永, 原田, "不連続モード動作高力率昇降圧形 AC-DC レギュレータの定常特性", H6 電産全大, No. 36, pp.163-168, 1994(8).
- (158) 久永, 他, "不連続モード動作昇降圧形高力率 AC-DC コンバータにおけるクロスレギュレーション", 信学技報, PE93-16, pp.31-35, 1993(7).
- (159) 岩崎, 関根, "力率改善型スイッチング電源", オリジン技報, No. 54, pp. 27-31, 1991(5).
- (160) 遠藤, 山下, 杉浦, "降圧チョップパ形降力率電源のインダクタ電流連続モードにおける解析", 信学技報, PE92-2, pp. 9-13, 1992.
- (161) G. Spiazzi, L. Rossetto, "High-Quality Rectifier Based on Copled-Inductor Sepic Topology", PESC'94 Rec., pp. 336-341, 1994(6).
- (162) A. Peres, D. C. Martins and I. Barbi, "ZETA CONVERTER APPLIED IN POWER FACTOR CORRECTION", PESC'94 Rec., pp.1152-1157, 1994(6).
- (163) 伊藤, 石坂, 徳田, "CuK コンバータを用いた単相昇降圧電流形整流器の構成", 電学論 研究レター, Vol. 112-D, No. 12, pp.1258-1259, 1992(12).
- (164) 上田, 松井, 坪井, 胡, "変形 Cuk コンバータによる高力率単相整流回路", H6 電全大, No.530, pp. 5-57, 1994(3).
- (165) R. Itoh, K. Ishizaka, "Single-phase sinusoidal converter using MOSFETs", IEE. Proc., Vol. 136, pp. B, No. 5, pp. 237-242, 1989(9).
- (166) Ming Xu, Weixun Lin, "A Single-Phase SMR with Quasi Sinusoidal Input Current", IEE. JIASC'93 Proc., No. J. 93-47, pp. 203-208, 1993(8).
- (167) 高橋, 大村, "LC フィルタとインバータを併用した大容量アクティブフィルタの開発", 電学論 D, Vol. 112, No.9, pp. 823-828, 1992(9).
- (168) 山田, 谷津, 黒木, "高効率単相 SMR コンバータ", H5 電全大, No. 617, pp. 5-207, 1993(3).

- (169) 豊島, 久場, "Active Filter による単相整流回路の高調波補償特性", H5 電全大, No. 594, pp. 5-(172-173), 1993(3).
- (170) 岡田, "アクティブフィルタモジュール(IC)", '94 スイッチング電源テクニカルフォーラム, pp. A4-3-(1-9), 1994
- (171) H. Matsuo, N. Aoiike and F. Kurokawa, "A New Combined Voltage-Resonant with High Power Factor and Low Distortion Factor", PESC'94 Rec., pp. 331-335, 1994(6).
- (172) 森田, 吉川, 古澤, "高力率・高効率コンバータ", 信学技報, PE94-42, pp.67-74, 1994(9).
- (173) 寺本, 関根, 斉藤, "高入力力率フォワード・コンバータ", 信学技報, PE92-1, pp. 1-7, 1992.
- (174) 荒川, 石井, "簡易形力率改善回路", 信学技報, PE92-77, pp. 57-61, 1993(2).
- (175) 高橋, 五十嵐, "ディザー整流回路を用いた高力率スイッチングレギュレータ", PE91-6, pp. 33-38, 1991.
- (176) 五十嵐, 高橋, "100V/200V 正弦波入力電流スイッチングレギュレータ", H5 電全大, No. 616, PP. 5-206-206, 1993(3).
- (177) 田畑, "TV 用疑似共振型力率改善電源", '94 スイッチング電源テクニカルフォーラム, pp. A3-2-(1-11), 1994.
- (178) 堀, 高橋, 三谷, "共振型スイッチングディザーコンバータ回路の高力率蛍光灯に対する応用", H5 電産全大, No. 51, pp.215-218, 1993(8).
- (179) 青池, 他, "高入力力率及び低歪み率を得るための電圧共振形インバータについて", 信学技報, PE93-28, pp. 65-71, 1993(7).
- (180) 羅, 森, "共振型 E 級ゼロ電圧スイッチング整流回路", 信全大, No. B-845, pp.3-396, 1993(3).
- (181) K. Taniguchi, T. Yoshikawa, "A Quasi-Resonant PWM Converter with High Quality Input Waveforms and High Efficiency", PESC'94 Rec., pp. 1131-1136, 1994(6).
- (182) J. P. Gegner, Ching-Yao Hung and C. Q. Lee, "High Power Factor AC-to-DC Converter Using a Reactive Shunt Regulator", PESC'94 Rec., pp. 349-355, 1994(6).
- (183) A. F. de Souza, I. Barbi, "A New ZVS-PWM Unity Power Factor Rectifier with Reduced Conduction Losses", PESC'94 Rec., 1994(6).
- (184) 末次, 小泉, 森, "補助共振回路によるソフトスイッチング整流器", 信学技報, PE93-49, pp. 17-24, 1993(11).
- (185) 李, 吉川, 谷口, "ロスレススナバを用いた高力率部分共振型単相コンバータ", 信学技報, PE93-60, pp. 23-28, 1994(1).
- (186) 安村, "大型カラーテレビ", 電子技術 1990-3 特別増大号, pp.56-64, 1990(3)
- (187) 安村, "カラーテレビ", 電子技術 1991-3 特別増大号, pp.56-64, 1991(3)
- (188) 安村, "民生機器用共振型コンバータ回路", '94 スイッチング電源テクニカルフォーラム, pp. A2-1-(1-11).
- (189) 安村, 山下, "共振型コンバータ回路による力率改善", 信学技報, PE93-59, pp. 15-22, 1994(1).
- (190) Y. Jiang, F. C. Lee, "Single-Stage Single-Phase Parallel Power Factor Correction Scheme", PESC'94 Rec., pp. 1145-1151, 1994(6).
- (191) 茂木, 西田, 前田, "出力電圧脈動を低減した単相昇降圧形高力率整流器", H6 電産全大, No. 37, pp. 169-172, 1994(8).
- (192) 青木, 鎌田, "フィードフォワード回路による高周波スイッチング整流器の出力電圧リプル抑制方法について", 電学論 D, Vol. 109-D, No. 1, pp.10-16, 1989(1).
- (193) 三宮, 原田, 宮崎, "昇圧形アクティブフィルタの低周波リプルについて", 信学技報, PE94-37, pp.33-38, 1994(9).

関連発表論文

- (a) 日野, 他, "一石高周波リンク電流共振形コンバータの特性解析", H5 電全大, No. 574, pp. 5-142, 1993.
- (b) 日野, 他, "一石全共振 ZCS コンバータの特性比較", H5 電産全大, No. 83, pp. 345-350, 1993(8).
- (c) 日野, 他, "一石全共振 ZCS コンバータにおける軽負荷時の効率向上について", H6 信全春大, No.b-931, pp.3-426, 1993.
- (d) 日野, 他, "一石全共振 ZCS コンバータにおける同期整流回路の適用の検討", H6 電全大, No. 601, pp. 164, 1994.
- (e) K. Hino, K. Watanabe and H. Ariyoshi, "A New Full Resonant ZCS AC-DC Forward Converter Having Wide ZCS Domain for Printer Power Supply", Proc. JTC-CSCC'94, Vol. 1, pp. B2-5-(1-6), 1994.
- (f) K. Hino, K. Watanabe and H. Ariyoshi, "A New Full Resonant ZCS AC-DC Forward Converter Having Wide ZCS Domain for Printer Power Supply", Proc. JIASC'94, No. PE-6, pp. 29-34, 1994(8).
- (g) K. Hino, K. Watanabe and H. Ariyoshi, "A New Full Resonant ZCS Forward Converter Having Wide ZCS Domain", 電気学会論文誌 D 産業応用部門誌, Vol.115-D, No. 6, pp. 743-750, 1995(6).
- (h) K. Hino, K. Watanabe and H. Ariyoshi, "A New Full Resonant ZCS AC-DC Forward Converter Having Wide ZCS Domain", 愛媛大学工学部紀要, Vol. 14, pp. 31-40, 1995(2).
- (i) 高橋, 他, "ZCS スイッチを用いた高調波対策の検討", H6 電気関係学会四国支部, No. 5-17, pp. 94, 1994(10).
- (j) 日野, 他, "ZCS スイッチを用いた高調波対策の検討(その2)", H6 電気関係学会四国支部, No. 5-18, pp. 95, 1994(10).
- (k) 日野, 渡辺, 有吉, "ZCS スイッチを用いたフライバック形整流回路", 電気学会論文誌 D 産業応用部門誌, Vol.115-D, No. 7, pp.950-951, 1995(7).

