

誘導加熱用高周波共振形インバータの
特性評価と設計に関する研究

Feasible Studies on Performance Evaluations and Designs
for Induction-Heating High-Frequency Resonant Inverters

1997年8月

荻原弘之

Synopsis

This paper is mainly concerned with the performance evaluations, the performance analysis, design methods and experimental results of some new conceptual high-frequency resonant inverters using Static Induction(SI) power devices such as SI power transistors, SI thyristors, MOS-Gate SI thyristors. In this paper, these proposed high-frequency resonant inverters with some new circuit topologies are mentioned from a practical point of view for industrial induction-heating power applications. The purpose of this study is to develop some application-specific high-frequency resonant inverters of SI power semiconductor switching devices by the characteristic evaluations based on the experimental results in trially-produced breadboards and computer-aided simulation. This paper is composed of the following six chapters:

Chapter 1 introduces the concepts of this study, referring to the high-frequency resonant inverters for induction-heating, which are based on the new resonant circuit topologies. The significances and problems associated with the resonant inverter from the viewpoint of SI high performance power semiconductor switching device technologies, high frequency switching mode power conversion technologies, peripheral technologies and computer-aided simulation technologies which form the technological basis of high-frequency power electronics are discussed.

Chapter 2 discusses in detail the circuit configuration, design method and steady-state operation of the first voltage-fed full-bridge type high-frequency resonant inverter in Japan developed 1983 as a practical SIT device. This inverter is design to provide a maximum output power of 12 kW at 100 kHz and it can melt up to 8 kg of metal. The design methods and characteristics of a high-frequency output transformer, specially designed to melt metals are discussed. The output transformer has a coaxial structure type using ferrite ring cores. This chapter concludes that the conversion efficiency is 93.9% at a maximum output power of 12 kW according to the total evaluation of the devices and demonstrates that the devices is more practical because of its high operation stability and reliability.

This chapter also describes the features and basic characteristics of the SI devices used in this study and the characteristics of the latest MOS -gate power semiconductor devices, such as IGBT and power

MOS FET are explained as compared with the SI power device characteristics to indicate the effectiveness and role of SI devices in the field of high-frequency power electronics. Then, this chapter also presents the historical and technological backgrounds of induction-heating, key technology in the industry presented in this study, defined the role and position of the developed high-frequency resonant inverters for induction-heating.

Chapter 3 evaluates the characteristics of a zero current soft-switching high frequency resonant inverter that has a constant-frequency voltage regulation function on the basis of a new circuit topology. A two-terminals resonant zero current soft-switching unit consisting of an LC circuit was incorporated into the switching device section of the conventional voltage-fed type series-resonant half-bridge inverter. This chapter analyzes in detail the computer-aided simulation characteristics of this inverter that has a parallel resonant load circuit assumed for induction-heating. The load and frequency regulation characteristics of the proposed inverter are illustrated with a normalized expression. Its simulation results are illustrated as compared with the experimental results obtained from trially-produced breadboard. Then, this chapter shows the measured waveforms and power conversion characteristics of a trially-produced inverter to indicate that the inverter is practically feasible as a high-frequency inverter for induction-heating. To make the inverter applicable to various types of load systems, the author introduces the concept of a complex resonant circuit topology into a load circuit containing a heating-coil and demonstrated its effectiveness in experiment.

Chapter 4 discusses a zero current soft-switching high frequency resonant inverter of the simplest single reverse-blocking type using the computer-aided performance analysis, assuming a small-capacity induction-heating load. Based on the results of analysis, this chapter illustrates and evaluates with a normalized expression by introducing the normalized resonant circuit parameters, control variables and load resonant circuit parameters. The characteristics of this inverter include the basic operating waveforms, frequency control and load characteristics, parameter ranges on enabling zero current soft-switching operations, relationship between the maximum voltage and peak current values generated in each circuit elements. Next, this chapter presents a practical design example based on various characteristics parameters and also gives design examples.

Chapter 5 analyzes a single-ended high-frequency forward resonant type DC-DC converter which operates on the circuit topology of the high-frequency resonant inverter of the zero voltage soft-switching voltage-fed type and high efficiency for a simple configuration. Through detailed simulation of a computer-aided using a high-frequency transformer model, a rectifier circuit model, and a tracking control loop by zero voltage soft-switching detection, this chapter evaluates and discusses the characteristics of the proposed switching-mode resonant converter. The load and frequency characteristics are illustrated with a normalized expression in addition to voltage and current peak values and stresses of the switching power device. The converter has a single switching device configuration, but provides boosting and reducing voltage regulation characteristics because it has both forward and flyback characteristics. As a result, this resonant converter provides small size, less circuit components and low noise. Next, practical circuit design is discussed and real circuit parameters are given numerically. Finally, the zero voltage soft-switching circuit unit of the proposed resonant converter which is applied to the 1MHz high-frequency inverter for induction heating and presented the experimental results.

Chapter 6 summarizes the schematic results of this study and also refers to the future technological trends in the high-frequency resonant inverters.

目 次

第 1 章 緒 論	1
第 2 章 誘導溶解用高周波インバータ	8
2. 1 緒 言	8
2. 2 装置の概要	9
2. 3 静電誘導 (S I) デバイス	10
2.3.1 静電誘導 (S I) デバイスの適用領域	11
2.3.2 静電誘導トランジスタ (S I T) の駆動回路	16
2. 4 誘導加熱	19
2.4.1 特徴	20
2.4.2 技術的変遷	22
2.4.3 最適動作周波数	24
2. 5 誘導溶解用高周波インバータの駆動回路	26
2. 6 誘導溶解用高周波インバータの変換回路	27
2.6.1 電圧形の特徴	29
2.6.2 電流形の特徴	30
2.6.3 電圧責務	30
2.6.4 共振負荷回路	32
2.6.5 加熱特性	34
2.6.6 保護制御	35
2. 7 電圧形・直列共振負荷フルブリッジ方式インバータの解析	36
2.7.1 回路状態方程式の標準形	39
2.7.2 解析結果と実測結果の比較	42
2. 8 誘導溶解用高周波インバータの動作	44
2. 9 負荷回路と実際の動作	46
2.9.1 回路設計	47
2.9.2 誘導炉	53
2.9.3 実際の動作	54

2. 1 0	制御回路	55
2.10.1	周波数自動追尾方式	55
2.10.2	保護対策方式	56
2. 1 1	総合評価	58
2.11.1	金属誘導溶解実験	58
2.11.2	変換効率	59
2. 1 2	結言	60
第3章 定周波電圧制御機能をもつゼロ電流スイッチング (ZCS)		
	高周波共振形インバータ	62
3. 1	緒言	62
3. 2	電圧クランプ方式逆阻止形ゼロ電流スイッチング (ZCS)	
	高周波インバータ	63
3.2.1	回路構成	63
3.2.2	動作原理	66
3. 3	定常動作時の回路解析	68
3.3.1	正規化変数と正規化パラメータの導入	68
3.3.2	回路状態方程式	70
3.3.3	シミュレーション解析結果	75
3. 4	ノーマリオフ形バイポーラモードSIT (BSIT)	78
3. 5	定常特性と評価	83
3.5.1	スイッチ電流の最大値	83
3.5.2	出力電力	85
3.5.3	共振リアクトル電流の最大値	87
3.5.4	クランプダイオード電流の最大値	88
3. 6	回路設計	90
3.6.1	設計手順	90
3.6.2	数値設計例	93
3. 7	実験結果と検討	94
3. 8	複合共振負荷回路の導入	97

3.8.1	複合共振負荷回路	98
3.8.2	複合共振負荷回路の状態方程式	99
3.8.3	実験結果	101
3.9	電圧クランプ方式逆導通形ゼロ電流スイッチング (ZCS)	
	高周波インバータ	104
3.9.1	回路構成	104
3.9.2	動作原理	104
3.9.3	電磁炊飯器用アルミニウム鍋の誘導加熱実験	109
3.10	結言	113
第4章	一石逆導通デバイスを用いた高周波共振形インバータ	115
4.1	緒言	115
4.2	定常動作回路解析	116
4.2.1	回路構成	116
4.2.2	回路動作モード	118
4.2.3	回路状態方程式の標準形	120
4.2.4	シミュレーション解析結果	123
4.3	定常特性評価	125
4.3.1	逆導通デバイスの逆バイアス時間	125
4.3.2	逆バイアス確保動作限界と周波数限界	126
4.3.3	電流上昇率	128
4.3.4	負荷電流実効値	129
4.3.5	出力電流歪率	130
4.3.6	出力電力	131
4.3.7	逆導通デバイスの平均電流と最大電流	132
4.3.8	逆導通デバイスの順電圧最大値	134
4.4	回路設計	135
4.4.1	設計基準と設計アプローチ	135
4.4.2	回路設計数値例	137
4.5	結言	139

第5章 シングルエンデットゼロ電圧スイッチング (ZVS) 高周波部分 共振形DC-DCコンバータ	141
5.1 緒言	141
5.2 電圧部分共振形インバータ制御方式DC-DCコンバータ	142
5.3 計算機援用解析	145
5.3.1 正規化パラメータと正規化変数の導入	145
5.3.2 回路状態方程式	146
5.3.3 回路解析	148
5.3.4 定常特性	151
5.4 回路設計	157
5.4.1 設計基準と設計アプローチ	157
5.4.2 回路設計数値例	159
5.5 電圧部分共振形1MHz高周波インバータ	160
5.5.1 回路構成	160
5.5.2 実験結果	163
5.5.3 電圧分担形シングルエンデット電圧部分共振高周波インバータ	165
5.6 結言	167
第6章 結論	169
6.1 研究成果	169
6.2 今後の研究課題	177
6.3 今後の技術動向と展開	177
主要記号一覧	180
参考文献	190
研究業績一覧	200
謝辞	214

第 1 章

緒 論

第 1 章 緒 論

近年、高周波パワーエレクトロニクスは高性能パワー半導体デバイス技術、高周波スイッチングモード電力変換技術、高機能制御・駆動・周辺関連技術および計算機援用シミュレーション技術を技術基盤として飛躍的な進展をみせている。

初期のパワーエレクトロニクスはサイリスタを中心に発展した技術分野であり、1961年にサイリスタインバータがGE社で発表され、その後1967年に1kHz～3kHzで動作する装置が実用化された。1970年代中頃に入るとIC製造の微細加工技術の発展に伴って、サイリスタに比べ逆バイアス時間を確保する必要のない自己消弧形デバイスの研究開発が急速に進み、高周波領域で動作が可能な電力用バイポーラトランジスタ(BPT)、パワーMOSFET、静電誘電(SI)デバイスが出現するに至った。現在では、それらのデバイスに加えIGBT、MCTなどのBi-MOSパワー半導体デバイス、更にパワー半導体デバイスと駆動回路、異常検出回路、保護回路とを一体化したIPM(Intelligent Power Module)の出現によってより使い易く、高信頼化、高性能化が実現されるようになってきている。パワー半導体デバイスは、今後更に大電流化、高耐圧化、高速化、低損失化、高性能化、インテリジェント化への研究が続けられ、デバイスの選択の幅も広がり高周波パワーエレクトロニクスを支える中心的な技術基盤になるとと思われる。

次に高周波スイッチングモード電力変換技術は、高周波化によって装置の小形軽量化の実現を達成することができたが、スイッチング時の電圧、電流サージの発生とそれに伴うEMI雑音の問題が新たに生じることとなった。そこでパワー半導体デバイスのスイッチング損失、 dv/dt または di/dt の過度ストレス、EMI雑音を減少させる方式として、従来の半導体電力変換回路にLC共振回路トポロジーを効果的に導入した最先端の応用技術として、共振形ソフトスイッチング電力変換技術が脚光を浴びるようになった。パワー半導体デバイスのソフトスイッチング動作は3つの形式に大きく分けることができ、それらはゼロ電

圧条件下でオン・オフ動作する形式（ZVS方式）、ゼロ電流条件下でオン・オフ動作する形式（ZCS方式）、ゼロ電圧とゼロ電流のハイブリッドモードの条件下でオン・オフ動作する形式（ZVS & ZCS方式）であり、特にZCS方式は新形パワー半導体デバイスのうち、MOSゲート/SIゲートのバイポーラモードパワー半導体デバイスの使用時、ターンオフ時に発生するテール電流過度損失によるスイッチング損失を軽減させる方法として極めて効果的な方式である。これらのソフトスイッチング動作形式の採用によって、電圧サージ/電流サージが軽減されスナバレス化またはロスレススナバ化が実現でき、装置の高性能化、低損失化、EMI/RFIレベルの低減化に貢献することになった^{(1)~(4)}。

ソフトスイッチング技術はこのような利点がある反面、装置の実用化にあたっては解決しなければならない問題点も多い。すなわち複雑な制御を必要とする他、共振用LCを新たに付加することで部品点数が多く複雑となり、またZCS方式ではデバイスの電流責務が、ZVS方式ではデバイスの電圧責務が過酷になり、パワー半導体デバイスとして大電流、高耐圧のスイッチング素子が必要となる^{(5)~(12)}。そのため、ZCS方式では電流のピーク値が高くなるためパワー半導体デバイスの導通損失が増大することとなり、またZVS方式でもパワー半導体デバイスのオン抵抗が耐圧の2.5乗に比例するため、高耐圧デバイスでもやはり導通損失増大の問題が生じる。そこで、補助スイッチを設け電圧を一定値にクランプする方式も報告されているが、部品点数の増大に伴う損失増加もあり決定的な方法とはなっていないのが現状である⁽¹³⁾。パワー半導体デバイスのオン抵抗については、既にオン抵抗が極端に低い第四世代IGBT、バイポーラモードSIT、MCTなどが開発され、ソフトスイッチング動作時においてもパワー半導体デバイスの導通損失を低減させることが可能になっており、この問題も徐々に解決されると思われる。

また、高機能制御・駆動・周辺関連技術の発展はIC技術の進歩によって、以前のアナログ制御がデジタル制御化されるようになり、また高周波トランスの特性を支えるフェライトコアなどの磁性材料も改善され、大幅な回路構成の簡略化、高速制御性能と信頼性の向上をもたらした。更に、計算機援用シミュレーション

技術の発展により、設計段階で詳細な動作特性や各種特性評価の把握ができるようになった。このような技術基盤の発展の背景によって、電力変換回路設備は10年前の約1/10に小形化され、現在、高周波パワーエレクトロニクスは一般産業をはじめとして電力系統、エネルギー応用、交通・輸送、通信・情報、航空、宇宙、医療、バイオテクノロジーさらに身近な家電民生や産業民生を対象とする幅広い応用分野に浸透し、より新しい分野への広がりをみせている。

高周波パワーエレクトロニクスの重要な一端を任う出力周波数の高周波化技術としての高周波インバータ技術は、パワー半導体デバイスを用いて周期的かつ高速スイッチングモード制御を行うことにより、直流エネルギーを数十kHzから数MHzの高周波交流エネルギーに変換制御することを目的とした、強電半導体電子回路またはシステムの総称と定義されている。これは主に各種誘導加熱機器、照明機器、超音波機器、放送機器、医療機器、オゾン発生などの環境改善機器等に広く応用されているが、それらの応用分野の中で最も長い歴史をもち、また幅広く各方面に利用されているのが誘導加熱技術である⁽¹⁴⁾。

現在、誘導加熱関連技術は古くて新しい技術として基幹産業の中で重要な要素技術になっており、鉄鋼、機械、自動車、化学、エレクトロニクス、家電民生などの主要な産業の進歩と共に金属の溶解、熱加工、熱処理および液体/気体の動流体加熱から食品加工用に至る応用を軸として展望を遂げ、更に新しい分野への広がりをみせている⁽¹⁵⁾⁽¹⁶⁾。

本研究は、冒頭で述べた技術基盤を背景に誘導加熱用高周波インバータと高周波スイッチングモードDC-DCコンバータの特性評価と回路設計を新形パワー半導体デバイス対応のもとで、実用的な見地から進めたものである。本論文で取り扱っている誘導加熱用高周波インバータとDC-DCコンバータは、試作実験結果と計算機援用シミュレーション結果でもって特性評価を実証し、またパワー半導体デバイスとして静電誘導デバイスの中で、特に高出力・高速スイッチング特性に優れている静電誘導トランジスタ（Static Induction Transistor：以下、SITと略称）を用い、共振形ソフトスイッチングトポロジーの優れた特性を十分に活かすことを研究目的としている。本研究で得られた結果は、新形パワー半

導体デバイス対応のもとで誘導加熱応用のみならず幅広い負荷系にも対応でき、今後展開される高出力・高効率高周波インバータの設計・開発に寄与、貢献するところが大きく、新しい指針が期待できる。このような観点から本研究は、次の各章にとりまとめられている。

第1章では、本研究の技術背景、高周波パワーエレクトロニクスを支える技術基盤、研究の目的と意義および研究内容の概要についてまとめている。

第2章では、筆者がSITを用いた実用装置として1983年に開発した誘導溶解用高周波インバータを取り上げている。これは、溶解炉を含む負荷回路が直列共振回路で構成されたフルブリッジ電圧形高周波インバータであり、最大動作周波数100kHz、最大出力電力12kW、溶解金属量が最大で8kgとなっている。本装置が開発される以前の高周波インバータは、使用するパワー半導体デバイスの特性から電流形が主流になっていたが、自己消弧形デバイスであるSITを用いることで電圧形高周波インバータも容易に実現できるようになり、本装置の開発によってその後の電圧形インバータと電流形インバータの特性比較の議論に貴重な基礎的データを提供したものとなっている。

本章では、最初に本研究で用いているSITデバイスについての分類と適用領域を示し、パワーエレクトロニクス分野でのSITデバイスの有用性を述べ、次に研究対象である誘導加熱応用についての技術的変遷から、開発した誘導溶解用高周波インバータの位置づけを行っている。開発した高周波インバータについては、回路構成、駆動回路、変換回路、誘導炉を含む負荷回路および回路設計と実際の動作状況を述べ、その動作特性を実用的な観点から検討、考察している。また、SIT電圧形高周波インバータの基本設計データを得るため定常動作解析を行い、設計段階で必要となる回路各部の電圧、電流値の算定式を電圧形インバータ特有のデットタイムを考慮した形で提示している。次に、誘導溶解用に特別に設計したフェライトリングコアを用いた同軸形構造の高周波出力トランスについて、設計方法と特性を詳しく説明している。更に、装置の総合評価から最大出力電力12kW時において、SITの変換効率が93.9(%)であることを示し、動作の安定性、信頼性の観点から実用性の高い装置であることも述べている。

第3章では、S I デバイスやパワーMOSFET、IGBT、MCTといったパワー半導体デバイスが効果的に応用できる、定周波電圧制御機能をもつ逆阻止形、逆導通形二種類の誘導加熱用ZCS高周波インバータを提示している。これは、従来の電圧形直列共振ハーフブリッジインバータのスイッチングデバイス部に、LC回路で構成された二端子部分共振ZCSユニットを組み入れた回路トポロジーに基づく高周波インバータであり、ターンオン時、ターンオフ時のスイッチング損失を大幅に低減できるという特徴がある。また、定周波電圧制御時およびZCS動作のもとでもスイッチングデバイスの電圧責務を軽減でき、更に群間移相差による電流ベクトル制御により、出力電力も広範囲に調整できる方式となっている。

本文では、提案した高周波インバータの動作原理ならびに特徴について述べ、試作実験結果と理論解析結果でもってその正当性を明らかにしている。また、誘導加熱用の並列共振タンク負荷回路をもつ逆阻止形ZCS高周波インバータについて詳細な計算機援用特性解析を行い、開ループ定常特性としての周波数特性と負荷特性とを普遍性のある形で定量的に図説評価し、得られた各種特性図表をもとに具体的な設計アプローチを示し、実用的な回路設計数値例も示している。

次に、バイポーラモードSIT（以下、BSITと略称）を用いた逆阻止形ZCS高周波インバータによる実測波形と電力変換効率特性を示し、ZCS動作特有のピーク値の高い共振電流に対しても、オン抵抗の極めて低いBSITを用いることで高い変換効率を得られ、誘導加熱用高周波インバータとして十分実用に供し得ることも示している。更に、本高周波インバータを種々の負荷系にも対応できるように、加熱コイルを含む負荷回路に複合共振回路の概念を導入した逆導通形ZCS高周波インバータを提示し、アルミニウム鍋の誘導加熱を目的とした電磁炊飯器の開発も検討している。その実験結果より、複合共振負荷回路の導入の有効性とアルミニウム鍋用の電磁調理器の実現の可能性を述べ、また加熱に必要な具体的な電流値も示している。

第4章では、小型軽量化、低コスト化、高効率化が図れる最も簡単な一石逆導通構造のPFM方式ZCS高周波電流共振形インバータを取りあげ、小容量誘導

加熱応用負荷を想定した場合の特性評価について述べている。S I デバイスのように高耐圧・大電流が取り扱え、しかも高速スイッチング特性に優れているパワー半導体デバイスは、一石形構成の高周波インバータであってもコストパフォーマンスの面からも極力簡単な回路構成のものへの導入も注目されている。そのため、この高周波インバータは B S I T、S I サイリスタをはじめ I G B T、B i - M O S G T O サイリスタ、A - S C R、G A T T といったパワー半導体デバイスが効果的に導入できる方式となっている。既に、一石逆導通デバイスを用いた電流共振／電圧共振形高周波インバータの研究開発／実用化報告が一部なされており、これらの回路方式、制御方式の報告例もみられる。なかでも M a p h a m 氏の提案による一石形 Z C S 高周波インバータは、実用上重要な回路方式の一つであると指摘されているが、これに関してこれまで設計前段階で要求される十分な特性評価データ、並びに実用回路的な設計法が普遍性のある形で提示されていない。

本章では、M a p h a m 氏の提案による安定度、信頼性の高い Z C S 方式一石逆導通電流共振形高周波インバータをベースに、誘導加熱応用を想定した場合の詳細な計算機援用解析を行い、汎用性のある形で開ループ各種特性を図説評価し、得られた特性曲線を用いて提案回路の実用的な設計アプローチを示し、具体的な回路設計数値例を求めている。また、バイポーラモードパワー半導体デバイスを用いた場合のテール電流過渡損失を軽減できる、Z C S パラメータ領域を回路パラメータと制御変数との関係を用いて定量的に図説している。

第 5 章では、Z V S 電圧部分共振形の回路トポロジーで動作する簡単な構成で効率が高く、省部品化できるシングルエンデット高周波共振形フォワード D C - D C コンバータについて述べている。これは、回路を構成する高周波出力トランスの寄生漏洩インダクタンスや回路中に含まれる寄生容量を共振回路要素の一部として積極的に用いることで、ソフトスイッチング動作によって得られる利点の他に省部品化と高周波化が可能になるという特徴をもつ。

本章では、提案したシングルエンデット高周波電圧部分共振形フォワード D C - D C コンバータを解析の対象とし、寄生漏洩インダクタンスを含む高周波トラ

ンスモデル、平滑回路モデルならびにZVS検出による自励ループを考慮した計算機援用による詳細な定常シミュレーション解析を行い、各種定常動作特性を正規化回路パラメータ、正規化制御変数を導入して汎用性のある形で図説評価し、具体的な回路設計アプローチも提示している。また、一石構成でありながらフォワード、フライバック両特性を持つため、ほぼ線形の広い昇降圧特性が得られることを示し、従来一般的に明らかにされていなかったZVS動作できる安定動作領域などの各種特性も定量的に明らかにしている。次に、シングルエンデット高周波電圧部分共振形フォワードDC-DCコンバータの電力変換部を構成しているインバータ部を、1MHz誘導加熱用高周波インバータに適用した場合の結果についても実用的な見地から評価、検討している。更に、ZVS動作で問題となるスイッチングデバイスの苛酷な電圧責務を軽減し、同時に出力電力を増大させる方法としてスイッチングデバイスの直列接続法を提示し、その結果についても述べている。

第6章では、本研究で得られた研究成果を総括し、今後の研究課題、技術動向と展開について言及している。

第 2 章

誘導溶解用高周波インバータ

第 2 章 誘導溶解用高周波インバータ

2. 1 緒 言

S I Tを用いた実用装置として、出力周波数 1 0 0 k H z において最大出力電力が 1 2 k W、最大で 8 k g の金属（鉄）の溶解が可能である高周波インバータの開発を行った⁽¹⁷⁾。装置の構成は変換回路に電圧形フルブリッジ方式を採用し、負荷回路とは特別に設計した高周波トランスで結合している。その結果、変換効率、動作の安定性の観点より満足できる金属溶解用高周波インバータの開発に成功した⁽¹⁸⁾。本装置は 1 9 8 3 年に完成し、パワー半導体デバイスを用いた電圧形高周波インバータとして注目された。それまで 1 0 0 k H z 領域の高出力高周波インバータのデバイスは電子管が用いられており、また低周波高出力装置ではバイポーラトランジスタ、S C R、G T O が主に利用されていた。そのため、使用するデバイスの特性から負荷回路に並列共振回路を用いたものが多く、電流形インバータが主流になっていた。そのような背景の中で、負荷回路に直列共振回路を用いた電圧形高周波インバータの開発は、デバイスの特性を十分に活用できることに加え、負荷回路の特性から電圧形の方が電流形に比べ有利になる場合もあって注目され、その後の電圧形高出力高周波インバータの開発に基礎的なデータを作り上げた貴重なものとなっている⁽¹⁹⁾。

本章では、最初にパワー半導体デバイスとして用いた S I デバイスの分類と適用領域について説明し、S I デバイスのパワーエレクトロニクス分野での重要性を示し、また研究対象である誘導加熱について技術的変遷を述べ、開発した高周波インバータの有用性と位置づけを行っている。次に、開発した装置の回路構成、回路設計および実際の動作状況を詳細に述べ、その動作特性を実用の観点より検討、考察している。更に、S I T 電圧形高周波インバータの基本設計データを得るため、このインバータの定常動作解析を行い、設計段階で必要となる回路中の代表的な電圧、電流値の算定式を電圧形インバータ特有のデットタイムを考慮し

た形で提示し、その結果を開発した高周波インバータに適用して金属溶解時の誘導炉の実効抵抗などについても考察している⁽²⁰⁾。

2. 2 装置の概要

表 2. 1 誘導溶解用高周波インバータの定格

最大直流電力	13.5 kW (450 V / 30 A)
最大出力電力	12 kW
最大溶解量 (鉄)	8 kg
最大動作周波数	100 kHz

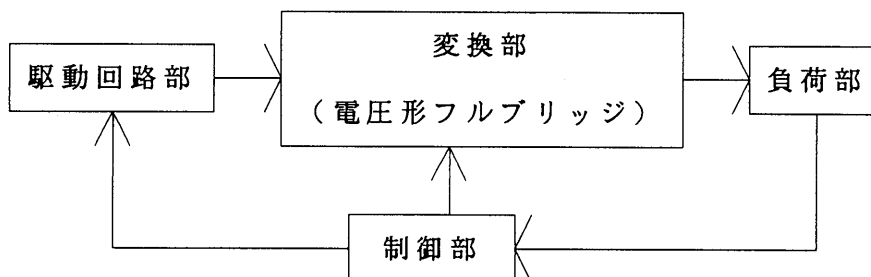


図 2. 1 誘導溶解用高周波インバータの構成図

表 2. 1 に開発した装置の定格を示す。本装置の最大直流入力電力は 13.5 kW (450 V、30 A) と定め、誘導炉の金属 8 kg が約 1500 °C で溶解され、出湯直前の段階で最大出力電力 12 kW が得られるようになっている。図 2. 1 に装置全体の構成図を示す。本装置は、SIT を 2 個並列接続して合計 8 個用いて構成されている電圧形フルブリッジ方式の変換部、誘導炉のインダクタンス成分と共振用コンデンサとで直列共振回路を形成している負荷部、SIT の駆動回路部、周波数自動追尾と過電流保護回路からなる制御部で構成されている。

変換部と負荷部とは、誘導溶解用に特別に設計したフェライトリングコアを用いた同軸形構造の高周波出力トランスによって結合している⁽²¹⁾。

2. 3 静電誘導 (S I) デバイス

本研究で取り扱う各種高周波インバータのパワー半導体デバイスは、S I デバイスの中でも特にS I Tをを対象にしたものである。そこで本節ではS I デバイスの開発の背景、S I デバイスの分類とパワーエレクトロニクス分野での適用領域、およびS I デバイスの中でのS I Tの位置づけなどについて述べる。

S I デバイスは動作原理、基本的構造、および周波数特性より、数十kHzから数MHzまでの周波数範囲において大電力が取り扱えるパワー半導体デバイスであり、S I トランジスタ (S I T) とS I サイリスタ (S I T h y) の二種類のグループに分類される^{(22)~(24)}。S I Tは20kHz~数MHzの高、中出力用装置に、またS I サイリスタは100kHz以下の高出力用に使用され、両デバイスとも大電力領域において高速スイッチング、高効率が達成できるという特徴をもつため、工業用パワー半導体デバイスとして誘導加熱用高周波インバータをはじめ、DC-DCコンバータ、UPS、レーザー電源、照明用電源などに幅広く応用されている⁽²⁵⁾。

近年、S I Tは上記応用分野における利用のみならず堅牢性と安定性が注目され、高周波S I Tが100kW中波用ラジオ放送機や人工衛星搭載用電力変換装置などに利用されるに至っており、また超高周波S I Tは13.5MHz領域での高効率スイッチング動作の実現に向けて研究が進められている⁽²⁶⁾。更に、従来形のS I Tに比べオン抵抗と入力容量が約半分に低減された第2世代S I Tも出現している。

2. 3. 1 静電誘導 (S I) デバイスの適用領域

S I デバイスが開発される以前、パワー半導体デバイスとしてはバイポーラトランジスタ (B P T)、サイリスタ、G T O、パワーM O S F E Tなどが主流であり、低周波高出力用にB P T、サイリスタ、G T O、高周波低出力用にパワーM O S F E Tが広く使用されていた。しかし、それらのデバイスの電気的特性 (定格電圧・電流、スイッチング速度など) はユーザの要求を満足させるには不十分であり、半導体デバイスによる100kHz以上の高周波/高出力電力変換装置の実現は、デバイスの特性から出力電力に制約が生じる場合が多かった。当時、100kHz領域ではパワーM O S F E Tが広く使用されていたが定格電圧が低く、取り扱える電力も1素子当たり数十W程度であった。そのため高出力装置では使用するパワーM O S F E Tの個数が多くなり、装置の保守などに問題が生じ高出力装置の実現は不可能に近かった。また、400~500kHzの領域での高出力電力変換装置には、特性上から使用できるパワー半導体デバイスが存在せず電子管が広く使用されていた。電子管は、機械的強度が弱く寿命もあることに加え動作電圧が高く危険であり、また絶縁上の問題から装置が大型化し、変換効率もパワー半導体デバイスを用いたものが90~95(%)であるのに対し70(%)以下という欠点がある。

このような背景から、高周波領域において高出力が取り扱えるパワー半導体デバイスの開発が各方面から望まれていた。1980年以降、I C製造の微細加工技術の進歩によってパワー半導体デバイスの開発・研究が加速され、S Iデバイスをはじめとする各種パワー半導体デバイスの特性改善も急速に進み、また複数のデバイスの特徴を活かしたI G B T、M C Tなどの複合パワー半導体デバイスも開発されるに至った。そのため、現在では数十kHz~数MHzの領域で動作する電力変換装置のスイッチングデバイスは、殆ど半導体化されたものになっている。

図2. 2にS Iデバイスの分類を示す。S Iデバイスは電気的特性上の分類から、ゲートが零電圧のときのドレイン電流の特性によって、零電圧時に電流の流

れるノーマリオン形と電流が流れないノーマリオフ形とに区別される。S I デバイスは最初、出力特性がノーマリオンのものだけが製造されたが、保護制御の容易なノーマリオフ形への要求も高まり、現在ではS I T、S I サイリスタ共にノーマリオン、ノーマリオフ特性をもつものがあり、実用装置に広く用いられている。また、ユニポーラモードノーマリオン形S I Tは超高周波、高周波、中間周波用と三種類に分類され、主に高周波、中間周波数対応のものが最も広く使用さ

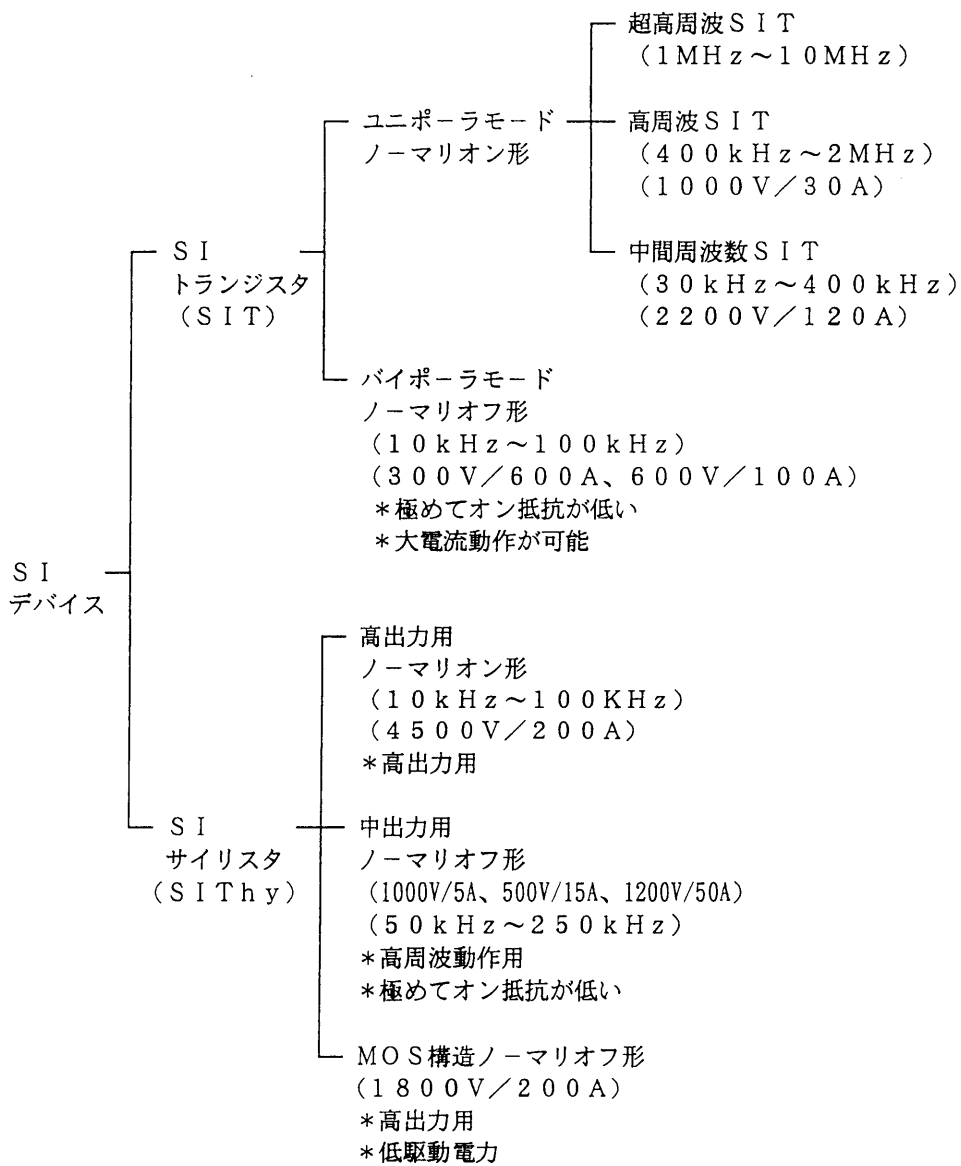
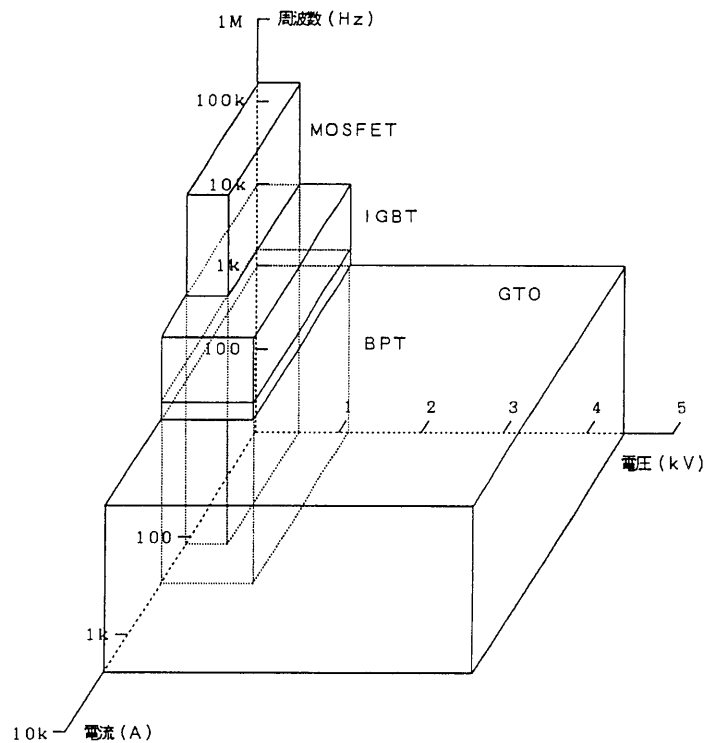


図 2. 2 S I デバイスの分類

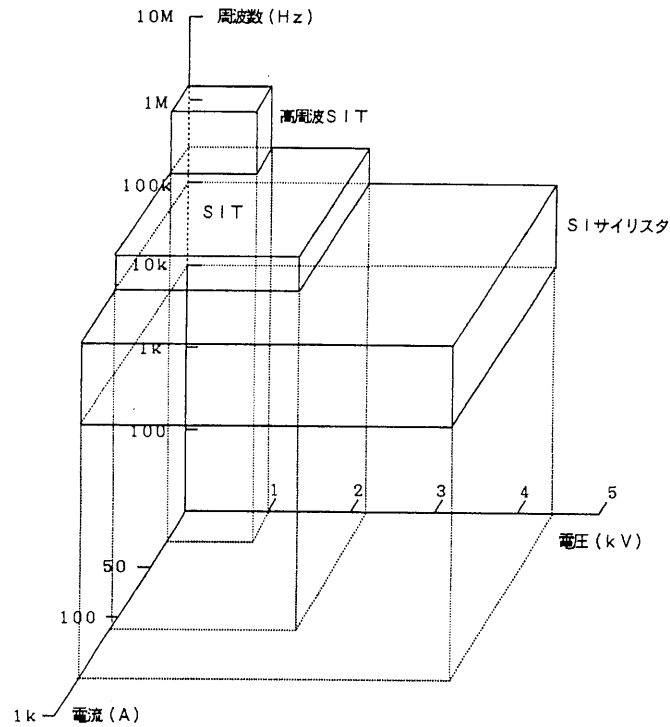
れており、超高周波SITは現在試作品が出ているもののまだ開発途中である。バイポーラモードノーマリオフ形であるBSITは、動作電圧がパワー半導体デバイス用としては低いが、大電流領域においても極めて低いオン抵抗を示すため、バッテリー駆動用の機器など比較的low電圧用の特定用途向け装置に期待がもたれている。SIサイリスタはSITより低周波の領域で用いられ、SIデバイスの中では最も高出力デバイスであり、各種インバータなどの高出力装置に広く応用され、また中出力用は高周波動作と低オン抵抗特性が注目され、照明用やUPSなどの機器に利用されている⁽²⁵⁾。

図2.3(a)(b)にパワーエレクトロニクス分野で用いられている代表的なパワー半導体デバイスを電圧、電流、周波数別に分類した適用領域を示す。同図(a)は、SIデバイス以外の代表的なデバイスであるパワーMOSFET、



S I デバイス以外の適用領域

図2.3(a) 代表的なパワー半導体デバイスの適用領域



S I デバイスの適用領域

図 2. 3 (b) 代表的なパワー半導体デバイスの適用領域

I G B T、B P T、G T O について、同図 (b) は S I デバイスについて示したものである。同図 (b) より、S I デバイスは図 (a) で示したパワー半導体デバイスの高周波領域を殆ど占めていることがわかる。

表 2. 2 に代表的なノーマリオン形 S I T の定格 (条件 : 周囲温度 $T_a = 25^{\circ}C$) を示す。誘導溶解用高周波インバータに用いた S I T は、2 S K 1 8 3 である。

表 2. 2 代表的な S I T の絶対最大定格と電気的特性

絶対最大定格 ($T_a = 25^\circ \text{C}$)

項 目	記 号	条 件	2SK182	2SK183	2SK183H	2SK183V
ストレージ温度	T_{stg}		-50~+150℃			
ジャンクション温度	T_j		+150℃			
ゲート・ソース間電圧	V_{gs0}		70V			
ゲート・ドレイン間電圧	V_{gdo}		600V	800V	1200V	1500V
ゲート電流	I_g		1A			
ドレイン電流	I_o	$T_c = 25^\circ \text{C}$	60A			
全 損 失	P_T	$T_c = 25^\circ \text{C}$	1000W			

電気的特性 ($T_a = 25^\circ \text{C}$)

項 目	記 号	条 件	2SK182	2SK183	2SK183H	2SK183V
ゲート・ソース間降伏電圧	$V_{(BR)gs0}$	$I_g = 0.1 \text{mA}$	70V min			
ゲート漏れ電流	I_{gss}	$V_{gs} = -40 \text{V}$	100 μA max			
オフ時ドレイン漏れ電流	$I_{D(off)}$	$V_{gs} = -50 \text{V}$	100 μA max			
ドレイン電流	I_{DSS}	$V_{gs} = 0$ $V_{ds} = 10 \text{V}$	18A *	10A *	7A *	6A *
ゲート・ソース間オフ電圧	$V_{GS(off)}$	$V_{ds} = 300 \text{V}$ $I_o = 1 \text{mA}$	20V *		15V *	
ゲート・ドレイン間降伏電圧	$V_{(BR)gdo}$	$I_o = 0.1 \text{mA}$	600V min	800V min	1200V min	1500V min
ドレイン・ソース間電圧	V_{DSX}	$I_o = 1 \text{mA}$	600V min	800V min	1200V min	1500V min
電 圧 増 幅 率	A_V	$V_{gs} = -20 \text{V}$ $I_o = 0.1 \text{A}$	15 *		20 *	
入 力 容 量	C_{iss}	$V = 10 \text{V}$ $f = 1 \text{MHz}$	8000pF *			
遮 断 周 波 数	f_T	$V = 20 \text{V}$ $I_o = 2 \text{A}$	10MHz *			
ドレイン・ソース間オン抵抗	r_{on}	$V_{gs} = 0$ $I_o = 2 \text{A}$	0.5 Ω *	1.0 Ω *	1.3 Ω *	1.5 Ω *
ドレイン・ソース間オフ抵抗	r_{off}	$V_{ds} = 300 \text{V}$ $V_{gs} = -50 \text{V}$	1M Ω min			
ターンオン時間	t_{on}	$I_o = 1.5 \text{A}$	250ns *			
ターンオフ時間	t_{off}	$V_{ds} = 50 \text{V}$	300ns *			

T_c : ケース温度

2. 3. 2 静電誘導トランジスタ (S I T) の駆動回路

本節では、本研究で使用している S I T の駆動回路について述べる。図 2. 4 に示したノーマリオン形 S I T である 2 S K 1 8 3 の出力特性は、飽和、活性、遮断領域に分けられドレイン電流がゲート・ソース間電圧値によって制御できる。同図より活性領域に動作点を選べば、正弦波信号の増幅も可能であるが、パワーエレクトロニクス分野で使用する場合、変換効率を高くする目的からスイッチングデバイスとして用いるのが一般的である。ノーマリオン形 S I T は電圧制御素子であるため入力インピーダンスが高く、そのため駆動電力が低い。しかし、数百 k H z 以上の高周波領域では半導体デバイス特有の入力容量のため、周波数が高くなるに伴って入力インピーダンスが低下し、その結果駆動電力が増加する。そこで、駆動回路は動作周波数帯に応じて設計する必要ある。本節で S I T の使用に有用となる動作周波数数十 k H z から 2 M H z までに対応できる駆動回路を示す。

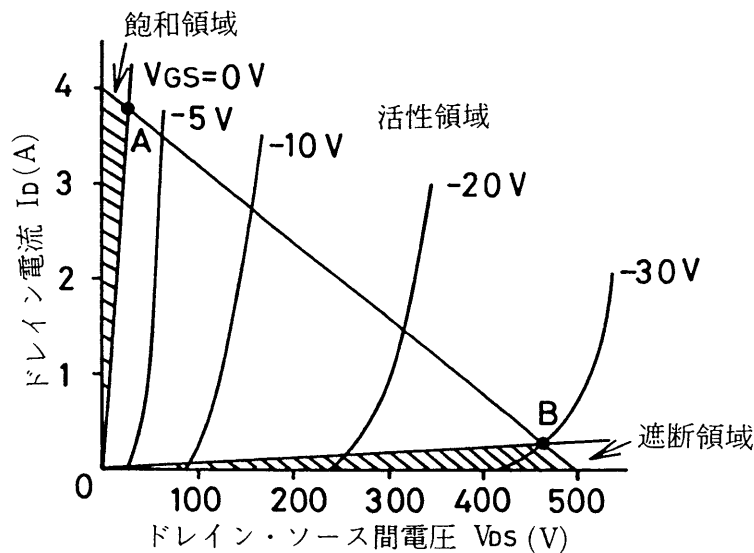


図 2. 4 S I T の出力特性

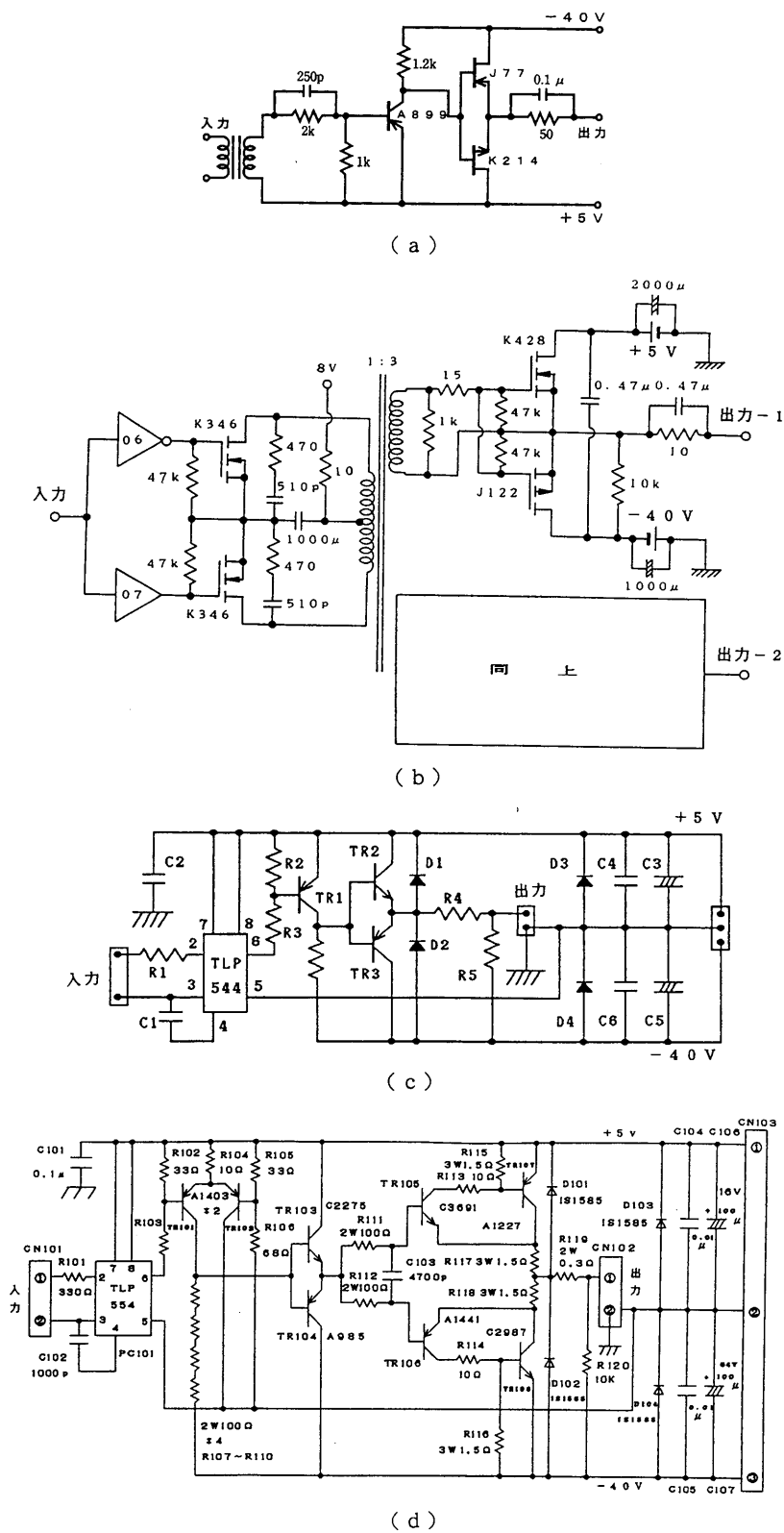


図 2. 5 動作周波数に対応した駆動回路

図 2. 5 に $20 \text{ kHz} \sim 2 \text{ MHz}$ の周波数に対応できる、四種類の駆動回路を示す。同図 (a) は $20 \sim 200 \text{ kHz}$ 、(b)、(c) は $200 \text{ kHz} \sim 1 \text{ MHz}$ 、(d) は $700 \text{ kHz} \sim 2 \text{ MHz}$ の周波数に対応できるようになっており、これらは入力信号が零になった場合でも出力電圧が自動的に -40 V になり、ノーマリオン形 S I T を瞬時にオフ状態にして短絡による破損から保護するようになっている⁽²⁷⁾⁽²⁸⁾。従って、この四種類の駆動回路から動作周波数に応じて最適なものを選ぶことができる。図 2. 6 は、図 2. 5 に示した各駆動回路によって得られた駆動電圧波形であり、高周波になるほど S I T の入力容量の影響が出ていくことがわかる。

S I T は図 2. 4 の出力特性から明らかなように、ゲート・ソース間が 0 V 、あるいは開放時において出力側のドレイン・ソース間が短絡状態（オン状態）となる。一方、ゲート・ソース間電圧として、例えば -40 V のを印加するとドレイン・ソース間は開放状態（オフ状態）となる。従って、S I T をスイッチング素子として用いる場合、原理的には $0 \sim -40 \text{ V}$ の矩形電圧波形を用いればよい

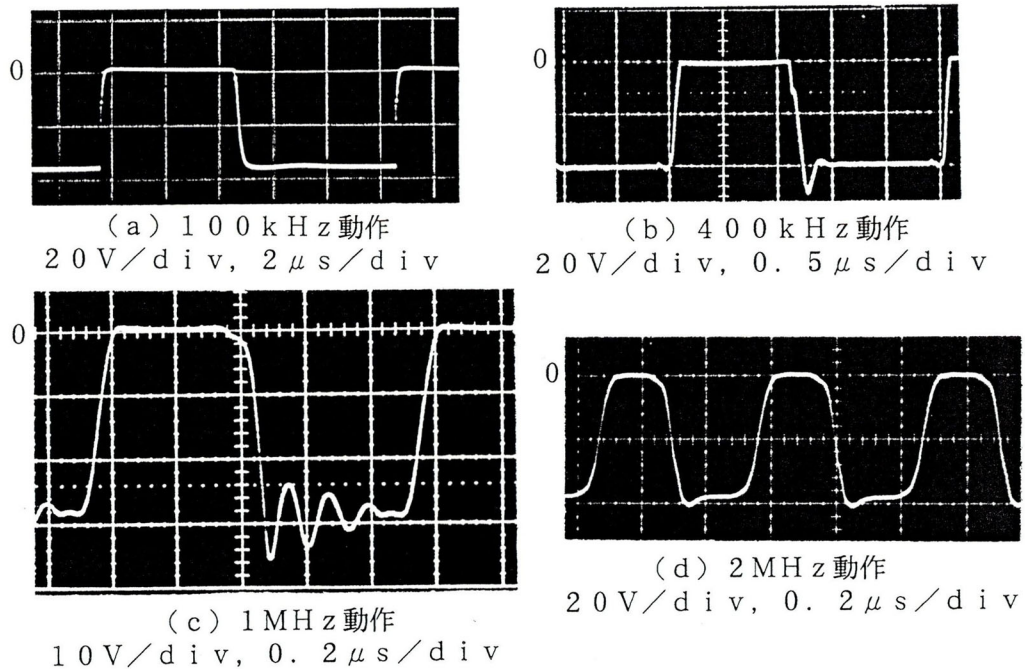


図 2. 6 駆動電圧波形

が、実用上は S I T のオン抵抗による導通損失を極力減少させるため、0 V より若干高い正電圧である + 5 V を印加してオン状態にすることが望ましい。+ 5 V の正電圧を用いてスイッチング動作を行わせることで、オン抵抗は 0 V の場合に比べ約 4 割減少し、オン抵抗による導通損失を抑えることができる。そのため、図 2. 5 で示した駆動回路の出力波形は + 5 ~ - 4 0 V の矩形波が出力されるようになっており、+ 5 V で S I T をオン状態にしている。しかし、+ 5 ~ - 4 0 V の矩形波電圧を S I T に印加しても、S I T のゲート・ソース間はダイオードの順方向特性をもつため、0 ~ - 4 0 V の矩形波が観測されることになる（図 2. 6 参照）。

従って、+ 5 V によって S I T にゲート電流が流れ込むことになるので、ゲート電流を許容値に抑えるために、ゲート抵抗とスピードアップコンデンサを並列にしたものを S I T のゲート端子に接続する必要がある（図 2. 5 の各々の駆動回路ではゲート抵抗として 1 0 Ω、スピードアップコンデンサとして 0. 1 μ F を使用）。

2. 4 誘導加熱

本節では、研究対象である誘導加熱の特徴、技術的変遷などについて述べ、開発した誘導溶解用高周波インバータの開発の背景と位置づけを行う。

電磁誘導現象を利用した誘導加熱は、ワークコイルに高周波電流を供給し、コイル内に設置された金属内の磁界を変化させることにより、その表面に誘導電流（渦電流）を発生させ、ジュール熱でその金属を加熱するものである。この現象は 1 8 3 1 年ファラデーによって発見され、1 8 6 4 年にマックスウェルにより数式化されたことで原理が理論的に解析され、確立された工業技術分野の一つになった。現在、誘導加熱技術は基幹産業の中で重要な要素技術になっており鉄鋼、機械、自動車、化学、エレクトロニクス、家電民生などの主要な産業分野において金属の溶解、熱加工、熱処理および気体／液体の動流体加熱から食品加工用に

至るまで利用範囲が拡大し、更に新しい分野への広がりをみせている⁽¹⁵⁾⁽¹⁶⁾。

近年、特にオイルショック以降、誘導加熱は省エネルギー化の高まりとエレクトロニクス技術の発展、また製品の多様化と品質向上に伴う装置の自動化、高速化、低コスト化、温度制御の容易性、更にクリーンエネルギーによる作業環境の改善、安全性などの特徴から急速な進歩を遂げ、多数の新技術が開発され、今後とも新たな技術開発が期待されている。

2. 4. 1 特徴

誘導加熱は、他の熱源と比べ優れた特徴があり広範囲な用途に対応しており、主な特徴は次のとおりである⁽¹⁴⁾。

(1) 直接加熱でありながら導通の接点がないため、接触による被加熱物への影響がなく、クリーンで熱損失が小さく熱効率の高い加熱ができる。また、炎の発生がないため安全で清潔な加熱ができ、燃料コストの低減が可能である。

(2) 表皮効果による表面加熱を利用するため、適切な加熱コイルを用いることで高周波表面焼入れのように必要な部分への省エネルギー加熱が可能である。

(3) 被加熱物の単位面積に供給されるエネルギー密度が高いため、短時間の加熱で高温にすることができ、そのため急速加熱・溶解が可能である。これを利用することにより、工場スペースの有効利用・縮小が可能となる。

(4) 電気加熱装置であるため計算機制御を導入し易く、制御性が良好。そのため、安全性と高い制御性から高真空装置用の加熱装置として最適である。

(5) 動作周波数の値によって、被加熱物に発生する渦電流の浸透の深さを制御することができるため、金属の局部加熱、表面焼入れなどから均一加熱に至るまで幅広い加熱方法が利用でき、熱加工の自由度がある。

(6) 金属溶解などの場合、電磁力によって溶湯を自動的に攪拌することができるので有利である。

このような特徴を基本にして図 2. 7 に示すように誘導加熱の応用が広く各方面で展開し、最近では新素材開発産業でも製品の高級化、高品質化を実現する手

段として誘導加熱装置が活発に導入される機運にあり、また他の電気加熱であるマイクロ波加熱、誘電加熱などとのハイブリッド化への進展も期待できる。今後、誘導加熱技術はより高性能化、小形化、大容量化に加え高周波化も進みコストパフォーマンスのより高い要求に対応していくと思われる。

2. 4. 2 技術的変遷

誘導加熱装置が工業的に使用され始めてから約80年を経過するが、その歴史的・技術的変遷を見ると誘導加熱装置の発展は、それを支えた誘導加熱用高周波インバータの進歩と密接な関係がある。誘導加熱装置が国内で広く使用され始めたのは、高度経済成長期の1960年代である。当時使用されていた誘導加熱装置は、主にグレボー回路による商用周波電源、高周波電動発電機（一般にMGの略称で呼ばれていた）、および真空管発振器の3種類であったが、近年のパワーエレクトロニクスの応用技術開発はめざましく、その様相は一変した。

1960年代のパワーエレクトロニクスは、サイリスタを中心とした技術開発の時代であり、スイッチング周波数は数百Hz程度であった。1970年代に入るとサイリスタの高周波化、大容量化が進められ、70年代後半には電力用バイポーラトランジスタ（BPT）、GTOなどの自己消弧形半導体デバイスが開発され、スイッチング周波数は数kHz～数十kHzまで拡大した。更に、1980年代に入ると高周波パワー半導体デバイスとして新しくSIT、パワーMOSFET、IGBTが製品化され、そのスイッチング周波数は数十kHz～数百kHzまで飛躍した。また、80年代にはパワー半導体デバイスの開発と同時に、制御技術においても従来のアナログ技術からデジタル技術へ移行が進み、高周波スイッチング技術、制御技術が極めて急速に発展し、誘導加熱装置に対しても高効率化、高性能化、小型軽量化などの改善に大きな影響を与えた。その結果、現在では400kHz程度までの産業用誘導加熱装置は、パワー半導体デバイスによる高周波インバータ方式に完全にとって代わられることとなった⁽¹⁴⁾。一方、数百kHz以上の誘導加熱用電源としての真空管発振器は、パワー半導体デバイ

スによるインバータ方式では、まだ弱点とされている高周波高出力装置の範囲で根強い需要があるが、徐々に高周波インバータ方式が主流になりつつある傾向が見受けられる。

表 2. 3 誘導加熱用高周波インバータの変遷

年	産業用誘導加熱電源	パワー半導体デバイスの定格
1960	MG方式 真空管発振器方式 グレポー回路方式	<ul style="list-style-type: none"> サイリスタ発明(200V/10A) シリコンダイオード(1200V/200A)
1965	トリプラー方式	<ul style="list-style-type: none"> サイリスタ(400V/150A) サイリスタ(2500V/500A)
1970	サイリスタ式HFインバータ	<ul style="list-style-type: none"> 高周波サイリスタ(1300V/400A/15μS) 逆導通サイリスタ(2500V/400A) 高周波GAT T(1200V/400A/6μS)
1975		<ul style="list-style-type: none"> パワートランジスタ(500V/50A) 大容量サイリスタ(4000V/2500A) GTOサイリスタ(2500V/1000A)
1980	サイリスタ式(10kHz/10kW) S I T式(100kHz/12kW) パワー-MOSFET式(100kHz/10kW) パワートランジスタ式(10kHz/300kW) サイリスタ式(3kHz/200kW)	<ul style="list-style-type: none"> 光サイリスタ(4000V/1500A) パワートランジスタ(500V/200A) パワー-MOSFET(500V/15A) S I T(800V/60A)
1985	S I T式(100kHz/600kW) " (200kHz/400kW) " (400kHz/40kW) I G B T式(10kHz/400kW)	<ul style="list-style-type: none"> GTOサイリスタ(4500V/300A) パワートランジスタ(1200V/800A) S Iサイリスタ(1200V/300A) パワー-MOSFET(500V/100A) I G B T(600V/100A)
1990	A-サイリスタ式(50kHz/150kW) I G B T式(50kHz/200kW) パワー-MOSFET式(100kHz/400kW) " (300kHz/30kW) " (800kHz/30kW)	<ul style="list-style-type: none"> S I T(1200V/180A) I G B T(1200V/400A) S I T(1500V/180A) B S I T(500V/200A, 300V/600A) パワー-MOSFET(1000V/70A, 500V/240A) サイリスタ(6000V/2500A) G T O(4500V/2000A) ハイパ-トランジスタ(1000V/800A) I P M(1200V/600A)
1995	I G B T式(20kHz/1MW)	<ul style="list-style-type: none"> I G B T(2000V/325A, 1800V/800A) S Iサイリスタ(4500V/200A, 4000V/400A)

今や誘導加熱用高周波インバータは、パワーエレクトロニクスの分野で重要な位置を占めるようになっており、この傾向は今後一層強まると予想される。表 2. 3 に産業用誘導加熱用高周波インバータとパワー半導体デバイスとの変遷の概要を示す⁽²⁹⁾。同表より、パワー半導体デバイスの開発が誘導加熱用高周波インバータの開発に深く関係していることがわかる。また、筆者が 1983 年に開発した S I T 方式 (100 kHz、12 kW) が、その後の高周波インバータの開発に基礎的なデータを提供し、産業用誘導加熱用高周波インバータ開発の中で重要な位置を占めていることもわかる。

2. 4. 3 最適動作周波数

誘導加熱では周波数の選定は極めて重要であり、加熱効率や経済性に大きな影響を与える。エネルギーを効率良く金属に吸収させるためには、被加熱物が小さいほど高い周波数が、一方被加熱物が大きい場合には低い周波数が必要となる。表面焼入れの場合は、周波数を高くして電流浸透深さを浅くし、更に加熱時間を短くすることによって表面に発熱部を集中させ、急速に冷却する必要がある。

また、表面焼入れの場合と溶解や均一加熱を必要とする塑性加工前加熱の場合とでは、最適周波数の選び方に相違がある。前者は焼入れの深さと電流の浸透深さを考慮して周波数を選べばよいが、後者は吸収電力が最大となる周波数を選ぶ必要がある。表 2. 4 は、誘導加熱に用いられる周波数を用途別に示したものである⁽³⁰⁾。同表より、10 kg 以下の金属溶解に適する周波数は 2 ~ 500 kHz となるので、使用する S I T の高周波特性、駆動特性および高周波出力トランス用のフェライトコアなどの特性を総合的に判断し、開発した高周波インバータの最高動作周波数を 100 kHz としている。

表 2. 4 誘導加熱用途別使用周波数

用途 / 仕様		周波数 (Hz)							
		10^2	10^3	10^4	10^5	10^6	10^7	10^8	
溶 解	約10kg以下 約10kg~100kg		—	—	—				
歪とり焼鈍		—	—	—	—				
鍛 造 (鋼)	直径 10'以下 直径 25' 直径 50' 直径 50'以上		—	—	—				
全体の加熱 (鋼)	薄肉管 直径 6'以下の線 直径 6~25'の棒 直径 25'以上の棒		—	—	—				
表面焼入 (鋼)	硬化層 0.6~1.3 mm " 1.3~2.5 mm " 2.5~3.8 mm " 3.8~7.6 mm		—	—	—				
歯車の焼入 (鋼)	小 形 大 形			—	—				
薄板の断面 のロー付	黄 銅 銅 ステンレス鋼			—	—				
薄板の断面 を厚板にロ ー付	黄 銅 銅 ステンレス鋼			—	—				
厚板断面の ロー付	黄 銅 銅 ステンレス鋼		—	—	—				
加 熱	磁性金属薄板 グラファイト 熱プラズマ		—	—	—	—			
排 気	電子管のガス抜き				—				
焼 結	カーバイト		—	—	—				
精 製	銅、アルミニウム 鋼 鉄 半 導 体				—	—	—		

2. 5 誘導溶解用高周波インバータの駆動回路

誘導溶解用高周波インバータの駆動回路は、最高動作周波数が100kHzと
いうことで、2.3.2節で示した図2.5(a)の駆動回路を各々のSITに
装着し、合計8個用いている。この駆動回路は、過電流保護回路が動作して制御
部からの信号が零になった場合、出力電圧が自動的に-40Vになって、SIT
をオフ状態にできるようになっている。図2.8に駆動回路で実際に観測された

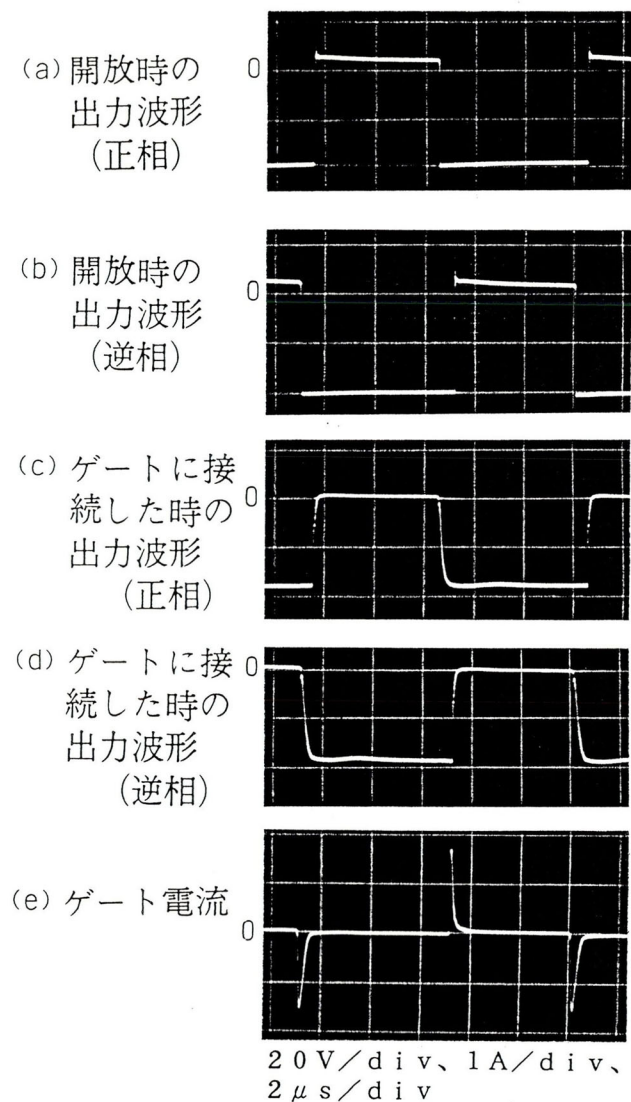


図2.8 駆動電圧波形

波形を示す。

同図 (a) (b) は駆動回路 1 組より得られた、互いに逆位相の出力開放時 (ゲート開放) の波形を示し、(c) (d) はそれらを S I T のゲートに接続したときの波形である。(a) (b) の波形は +5 V から -40 V の矩形波であり、+5 V が S I T のオン抵抗を減少させるために用いているオン電圧である。オン電圧として +5 V を用いても、S I T のゲート・ソース間はダイオードの順方向特性をもつので、S I T を接続した場合 +5 V の部分は (c) (d) のように 0 (V) になる。(e) は S I T の入力容量のために流れるゲート電流 (充電電流) である。デットタイムはスイッチング時での同時オン状態を避け、また歪の少ない出力電流を得ることができ、更に出出力電力を低下させない値として $0.5 \mu\text{s}$ に設定した。使用した駆動回路による S I T 1 個当たりの駆動電力は、約 4 W であった⁽³¹⁾。

2. 6 誘導溶解用高周波インバータの変換回路

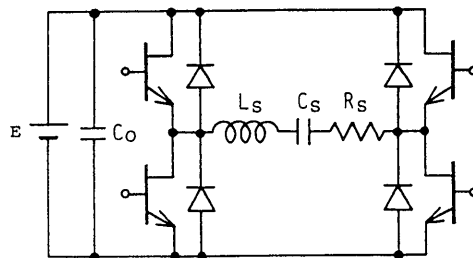
高周波インバータは、直流電源の入力エネルギーを任意の高周波エネルギーに変換する強電電子回路、およびそのシステムの総称と定義されている。なかでも直列又は並列共振を利用した高周波共振形インバータは、ソフトスイッチングによる変換効率の向上と電氣的ストレスの軽減、E M I 雑音レベルの低減が効果的に図れるといった特徴があり、産業用のみならず家電・民生における誘導加熱、照明用、超音波用、レーザー用、放送用、医療用などの分野で広く採用されている^{(26)(32)~(36)}。

一般に高周波共振形インバータは直流入力側の電源形式、負荷回路形式、および変換回路形式によるトポロジーによって分類される。電源形式による分類では電圧形、電流形、電圧・電流源ハイブリッド形に分けられ、負荷回路形式からは直列共振形、並列共振形、直並列共振形に分けられる。また、変換回路形式からはシングルエンデット、プッシュプル、ハーフブリッジ、フルブリッジの 4 種類

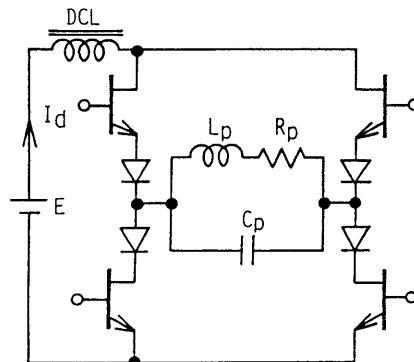
に分けられる。

大容量の誘導加熱用高周波インバータでは、電圧形・直列共振・フルブリッジ方式、又は電流形・並列共振・フルブリッジ方式のどちらかが採用されている。両者とも特性には一長一短があり、採用にあたっては動作周波数、出力電力、負荷形態、デバイスの定格などを考慮して決める必要がある。

最近の高周波対応の自己消弧形デバイスは、逆耐圧がないことから誘導加熱用高周波インバータの高周波大容量のものは、電圧形・フルブリッジ構成で整合トランス結合の負荷系を含む直列共振タンクトポロジーが有利とされている。自己消弧形デバイスであるSITは、高周波領域で大電力が扱えるという特徴をもつが逆耐圧はない。そこで、試作した周波数100kHz、最大出力12kWの誘導溶解用高周波インバータは、以下に述べる理由から電圧形・直列共振・フルブリッジ方式を採用している。本節では電圧形、電流形の二種類について変換回路の特徴、電圧責務、共振負荷回路、加熱特性、保護制御方法を比較して詳しく述



(a) 電圧形・直列共振負荷・フルブリッジ方式



(b) 電流形・並列共振負荷・フルブリッジ方式

図 2. 9 フルブリッジ高周波インバータの基本形

べ、電圧形・直列共振負荷回路を採用するに至った理由を述べている。

図 2. 9 に高周波インバータの基本形を示すが、(a) は電圧形・直列共振負荷・フルブリッジ方式、(b) が電流形・並列共振負荷・フルブリッジ方式である。電圧形では、直流電源に並列に大容量のコンデンサ (C₀) が接続されるため、負荷に加わる電圧は負荷インピーダンスに影響されることなく定電圧動作を行う。また、負荷力率が 1 でない場合には、無効電流分の電流を環流するためのダイオードがデバイスに逆並列に接続される⁽¹⁾⁽²⁾⁽³⁷⁾⁽³⁸⁾。

電流形では、直流電源に直列に大きな値のリアクトル (DCL) が接続されるため、負荷に流れる電流は負荷インピーダンスに影響されることなく定電流動作を行う。また、負荷力率が 1 でない場合には、無効電圧分がデバイスに逆電圧となって加わるため、逆耐圧のないデバイスではこの逆電圧からデバイスを保護するため、直列にダイオードを接続する。実用上、電圧形、電流形両方式とも変換回路と負荷回路とは誘導加熱応用では、適当な高周波トランスを介して接続される。電圧形、電流形の特徴を述べると次のようになる。

2. 6. 1 電圧形の特徴

(1) 通常、誘導加熱負荷は加熱コイルが原理的に数ターンであるため、インピーダンスが数十～数百 mΩ のものが多く、インバータの直流入力電圧が数百 V であれば潜在的に数百 kW の電力が得られる。そのため低圧用デバイスの並列接続によってシステムを実現できる点で実用性が高く、共振周波数近傍で負荷に極めて大きな電流を注入することができる。

(2) 一般に、変換回路と負荷回路とは高周波トランスを介して接続されるが、必要な負荷電力を得るための電圧をトランスの二次側電圧とし、デバイスに適切な電圧を一次側で自由に選定することができる。また、トランスの漏洩インダクタンス、配線インダクタンスなども単に共振用インダクタンスに加算して考えることができるため、設計の自由度が高い。更に、共振コンデンサの一部をトランスの一次側に分割配置することでトランスの偏磁を防ぐこともできる。

(3) インバータの動作周波数が、負荷側の直列共振周波数より低い動作域では、デバイスに並列に接続されているダイオードの逆回復時間特性により、電源短絡モードが現れるので、 $(\text{インバータの動作周波数}) \geq (\text{負荷回路の共振周波数})$ の条件下で動作させる必要があるが、ターンオン時でのスイッチング損失はゼロ電流スイッチング動作となるため零となる。また、ブリッジインバータではスイッチの切換時に発生する上下アーム短絡を避けるため、一方のデバイスが確実にオフしてから他方をオンさせるための余裕時間(デットタイム)が必要となる。

(4) 動作時に逆電圧が発生しないので、逆耐圧のない最近の高周波対応の自己消弧形デバイスの導入が容易である。

2. 6. 2 電流形の特長

(1) 直流電源回路に大きなリアクトルがあるため、負荷側での短絡事故などに対しては、事故電流の上昇率が小さく保護制御が電圧形に比べ容易である。

(2) ゼロ電圧スイッチングに近い動作を行わせることができるため、ターンオフ時での損失が少ない。

(3) 配線に伴う残留インダクタンスのため、スイッチング時にサージ電圧が発生し、特に装置容量が大きい場合や負荷回路のQを高く設計する場合などでは、トランスを接続するとその残留インダクタンスが無視できない。

(4) 定電流の連続性を保つため、スイッチの切換時には必ず同時オンとなる重なり時間を設ける。

(5) 逆電圧保護用のため、逆耐圧のないデバイスを用いる場合ダイオードを直列に接続するが、高周波領域で用いる場合ダイオードの逆回復時間特性が問題となり、特に大容量、高速タイプのものは入手が難しい。

2. 6. 3 電圧責務

デバイスの電圧責務は、図 2. 9 (a) で示した電圧形・直列共振負荷・フル

ブリッジ方式の場合、直流電源に並列に大容量のコンデンサが接続されるため、デバイスの最大電圧責務が理論上直流電源電圧値（E）を越えない。一方、図2.9（b）で示した電流形・並列共振負荷・フルブリッジ方式では各々のデバイスに加わる最大電圧責務（ v_{swmax} ）は次のようになる^{(39)~(41)}。すなわち、

$$v_{swmax} = (1 + K) Q_P R_P I_d$$

$$\approx \frac{R_d}{R_P} \cdot \frac{\pi E}{(1 + K) + \cos\left(\frac{1}{Q_P}\right)} \dots\dots (2.1)$$

$R_d \ll R_P$ とすると

$$v_{swmax} \approx \frac{\pi E}{2 \cos\left(\frac{1}{Q_P}\right)} \dots\dots (2.2)$$

ただし、

$$K = \frac{1 + \exp\left(-\frac{\pi P}{2 Q_P}\right)}{1 - \exp\left(-\frac{\pi P}{2 Q_P}\right)}, \quad P = \frac{\omega_0}{\omega},$$

$$\omega_0^2 = \frac{1}{L_P C_P}, \quad \omega^2 = \omega_0^2 - \alpha^2,$$

$$Q_P = \frac{\omega_0 L_P}{R_P}, \quad \alpha = \frac{R_P}{2 L_P},$$

R_d : DCLの抵抗、E, I_d : 直流電源電圧、電流、

誘導加熱では負荷回路の Q_P は20位と高くなるので、上式は

$$\omega \approx \omega_0, \quad P \approx 1,$$

$$K \approx \frac{1 + \exp\left(-\frac{\pi}{2 Q_P}\right)}{1 - \exp\left(-\frac{\pi}{2 Q_P}\right)}$$

となり、(2.2)式より電流形インバータの v_{swmax} は Q_P の値にほとんど関係なく

$$v_{swmax} \approx 1.57 E \dots\dots (2.3)$$

となる。

本装置のSITは2SK183を使用しているため、表2.2より連続的に印加できるドレイン・ソース間電圧は、装置の信頼性と安全性を考慮すると400~500Vとなる。そのため、本装置では最大電圧を450Vと決めている。従って、インバータの直流電圧の最大値は電圧形・直列共振・フルブリッジ方式を

採用する場合が450V、電流形・並列共振・フルブリッジ方式が287Vとなるので、出力電力一定の条件のもとで両インバータを比較すると、電流形は電圧形に比べゼロ電圧スイッチングによって、ターンオフ時での損失が少ないものの動作電流が増加することになる。そのためデバイスでの導通損失が多くなり、効率の低下につながるという欠点をもつことになるので、電圧責務は電圧形の方が有利となる。

2. 6. 4 共振負荷回路

次に共振負荷回路について検討する。図2. 10に図2. 9の共振負荷回路部分を示すが、検討にあたり定格電圧・電流が同一のインバータ回路に直列共振負荷及び並列共振負荷を接続した場合を考え、各々のQ及びインピーダンスは等しいと仮定する。

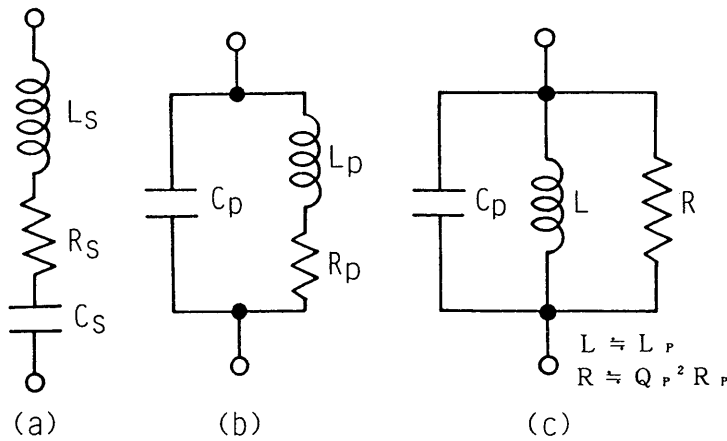


図2. 10 共振負荷回路

同図 (a) より

$$Q_s = \frac{\omega L_s}{R_s} = \frac{1}{\omega C_s R_s} \quad , \quad \omega^2 = \frac{1}{L_s C_s} \quad ,$$

共振時のインピーダンス (Z_s) は $Z_s = R_s$

同図 (b) を (c) のように変換すると $L \doteq L_p$ 、 $R \doteq Q_p^2 R_p$ となる。

ただし、

$$Q_P = \frac{\omega L_P}{R_P} = \frac{R}{\omega L} = \omega C_P R, \quad Q_P \gg 1$$

共振時のインピーダンス (Z_P) は $Z_P = R = Q_P^2 \cdot R_P = \frac{L_P}{C_P R_P}$

仮定より

$$Q_S = Q_P = Q, \quad Z_S = Z_P \text{より}$$

$$R_S = Q^2 R_P$$

よって、

$$Q^2 = \frac{R_S}{R_P} = \frac{L_S}{L_P} = \frac{C_P}{C_S} \quad \dots \dots (2.4)$$

が成り立つ。

一般に、高周波誘導加熱装置の共振回路の Q は 20 ~ 30 と高く、そのため (2.4) 式より $Z_S = Z_P$ の条件下では並列共振回路の L_P 、 R_P が直列共振回路の L_S 、 R_S に比べ非常に低い値となる⁽⁴²⁾。特に、共振インダクタンスの製作が難しく、高周波になるほど顕著になる。そこで、 L_P の問題を次のようにして解決している。すなわち、実際には L_P をそれほど低くせず、100 kHz 程度の高周波誘導負荷回路に用いる共振コンデンサ、共振インダクタンス、 Q の値は大体 0.08 (μF)、40 (μH)、25 程度となっている。従って、共振時の並列共振負荷回路のインピーダンスはかなり高くなることになるので、高インピーダンスを低インピーダンスに変換する高周波整合トランスを介して、負荷回路を接続する方式を採用している。

高電圧・小電流の電子管方式インバータでは、出力特性より高インピーダンス負荷が適することになり、並列共振負荷回路を整合トランスを介することなく接続することが可能であるが、電子管に比べ低電圧、大電流のパワー半導体デバイスを用いる場合はインピーダンス変換用の整合トランスが必要となる。

一方、直列共振負荷回路の場合、並列共振負荷回路とは逆に共振時のインピーダンスは低くなるので、低インピーダンスを高インピーダンスに変換する整合トランスが必要となる。このように半導体デバイスを用いた高出力誘導加熱用高周

波インバータでは、電圧形・直列共振・フルブリッジ方式、電流形・並列共振・フルブリッジ方式の両方式とも高周波整合トランスを用いることになる。電子管方式の場合、並列共振負荷回路が整合トランスを使用せずに変換回路に直接接続できるので有利といえるが、半導体デバイスを用いた高周波インバータにおいては、どちらの負荷回路方式が有利とはいちがいに言えないことになる。

しかし、負荷回路の実装においては次のことがいえる。すなわち、直列共振負荷回路方式は高周波整合トランスの漏洩インダクタンス、および2次側ストレイキャパシタンス、実装に伴う寄生インダクタンス、誘導加熱負荷回路のもつ寄生回路パラメータを共振回路要素の一部として積極的に用いることができるので、負荷回路の配線に対する配慮が容易となる。一方、並列共振負荷回路方式は実装に伴う寄生インダクタンスのため、スイッチング時にサージ電圧が発生するという問題があるため、寄生インダクタンスを極力小さくするような配慮が必要となり、特に高周波になる程、高周波整合トランスの漏れインダクタンスを無視できなくなるので、整合トランスの設計が重要な課題となる。従って、実装、設計においては直列共振負荷回路が並列共振負荷回路より有利といえる。

2. 6. 5 加熱特性

一般に金属の誘導加熱では、加熱前の被加熱物の実効抵抗 (R_s 、 R_p) は高く、加熱の進行に伴って被加熱物の温度が上昇すると実効抵抗は徐々に減少する。電流形・並列共振方式の場合、共振時のインピーダンス (Z_p) は $Z_p = L_p / (C_p \cdot R_p)$ であり、加熱の進行と共に R_p が下がることで、結果的に Z_p は高くなる。そのため、直流電源電圧一定の条件下でインバータを動作させると、スタート時 Z_p は低いので負荷に十分な電力を供給することができるが、被加熱物の温度上昇に伴って Z_p が高くなると供給電力は抑えられてくる。一方、電圧形・直列共振方式の場合、被加熱物の温度上昇に伴って、共振インピーダンス (Z_s) が徐々に下がるため、直流電源電圧一定の条件のもとでは供給電力は次第に増加することになる。

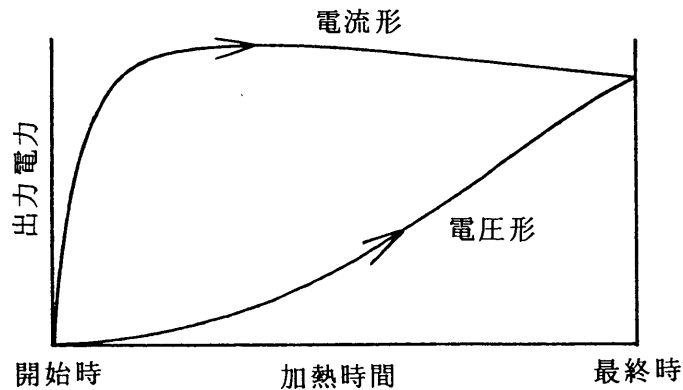


図 2. 1 1 加熱特性曲線

図 2. 1 1 に両者の加熱特性曲線を示す。同図より電流形・並列共振方式はスタート時に十分な電力を供給することができるので、短時間で加熱が終了するような金属の表面焼入れなどの用途に適する。一方、金属溶解のような応用ではスタート時、誘導炉の予熱期間が必要であり、そのためスタート時に供給電力が比較的強く抑えられ、その後加熱が進行するに伴って供給電力が徐々に増加し、出湯直前に十分な電力を供給することができる電圧形・直列共振方式が適することになる。

2. 6. 6 保護制御

誘導溶解用高周波インバータでは、金属溶解時での湯漏れなどによって加熱コイルが短絡した場合の保護が重要となる。電流形・並列共振形インバータでは、負荷の変動にかかわらず常に定電流動作となるよう駆動波形に重なり角度を設け、さらに直流電源回路に大きなリアクトル(DCL)を挿入している。そのため、負荷短絡時の電流の上昇率がDCLによって小さく抑えられるため、保護制御が比較的容易である。一方、電圧形・直列共振方式は負荷短絡時の過電流によってデバイスを破損する危険が生じるので、電流形・並列共振方式に比べ高速で動作する保護制御が必要になる。

以上のように電圧形・直列共振・フルブリッジ方式は電流形・並列共振・フルブリッジ方式に比べ、短絡保護制御が難しいという欠点があるものの、直流電源電圧をスイッチングデバイスの定格値付近まで高く設定でき、その結果動作電流を低く抑え導通損失を減少させることで、効率の向上が図れるという利点がある。また、使用デバイスであるSITは逆耐圧がないこと、負荷回路の実装に伴う配慮と出力トランスの設計が容易、さらに加熱特性が金属溶解に適するという条件から100kHz、12kW金属誘導溶解用高周波インバータは電圧形・直列共振・フルブリッジ方式を採用することとした。

2. 7 電圧形・直列共振負荷フルブリッジ方式インバータの解析

図2. 12に示した電圧形・直列共振負荷・フルブリッジ高周波インバータの基本回路について定常動作解析を行う。解析はスイッチングデバイスS1～S4を図2. 13に示すデットタイム(t_d)をもつ波形で駆動し、次のような仮定を設ける⁽⁴³⁾⁽⁴⁴⁾。

- (1) スwitchングデバイス(S1～S4)、およびダイオード(D1～D4)は全て理想的とする。すなわち、スイッチングデバイスのスイッチング時間は無視し、順方向電圧降下および漏れ電流も零とする。
- (2) 出力トランス(T)は漏洩インダクタンスおよび損失が無く、理想トランスとする。
- (3) 共振リアクトル(L)、共振コンデンサ(C)および配線における損失分と漂遊インダクタンス、漂遊キャパシタンスは無視する。
- (4) t_d の期間中 v_p および v_s は零とする。
- (5) 直流電圧電源の内部抵抗は零とする。
- (6) 各電圧、電流の方向を図2. 12のように定める。

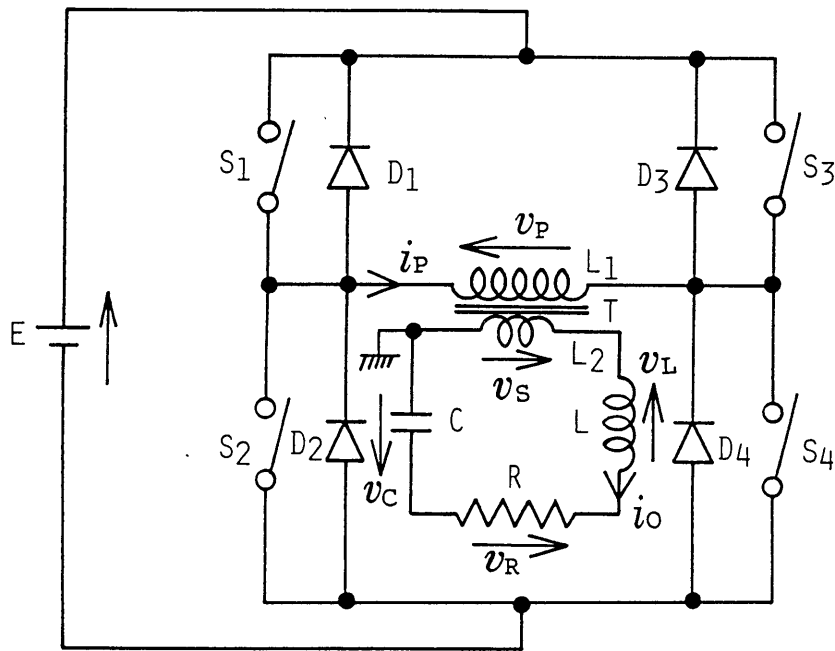


図 2. 1 2 電圧形・直列共振・フルブリッジ高周波インバータ回路

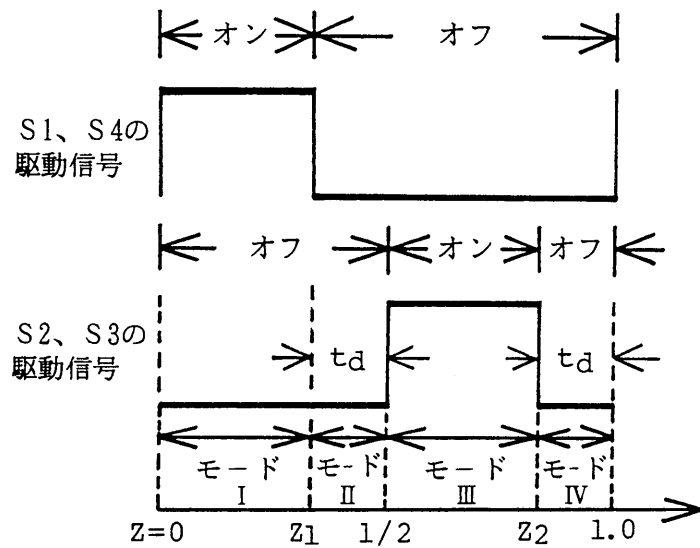


図 2. 1 3 動作モード

2. 7 電圧形インバータの解析

状態方程式をたてるに当たって、図 2. 13 に示すように各モード I ~ IV を設定する。従って、本インバータは四つの動作モードが周期的に順次切り換わる動作特性をもち、またモード I ~ II をまとめて動作様式 I、モード III、IV をまとめて動作様式 II と分けることができるので、実質上 2 つの動作様式を考えるだけでよい。しかも、動作様式 II は動作様式 I と比較すると v_p の極性が反転しているだけであり、解析にあたっては動作様式 I だけを解けばよいことがわかる。

2. 7. 1 回路状態方程式の標準形

表 2. 5 正規化基準量および正規化特性パラメータと正規化状態変数

正基準化	時間基準量： $T_0 = 1 / f_0$ インピーダンス基準量： $2\sqrt{L/C}$ 電圧基準量： E_0 電流基準量： $I = E_0 / 2\sqrt{L/C}$ 電力基準量： $P = E_0^2 / 2\sqrt{L/C}$
正評価特性	直列共振負荷抵抗： $\lambda = R / 2\sqrt{L/C}$ 出力制御周波数： $\mu = 2\pi f_0 \sqrt{LC}$ 直列共振回路の共振尖鋭度： $Q_s = \sqrt{1 - \lambda^2} / 2\lambda \approx 1 / 2\lambda$
正状態変数	正規化時間： $z = t / T_0$ 正規化出力電流： $i_{or}^* = i_{or}(t) / I$ 正規化コンデンサ電圧： $v_{cr}^* = v_{cr}(t) / E_0$ 正規化出力電力： $P_o^* = P_o(t) / P$
主要記号	f_0 ：出力周波数、 T_0 ：出力周期、 f_r ：共振周波数、 P_o ：出力電力、 E ：直流入力電圧、 $E_0 = E / n$ 、 n ：出力トランスの巻数比、 $n = N_1 / N_2 = \sqrt{L_1 / L_2}$ 、 N_1 、 N_2 ：出力トランスの一次、二次巻数、 L_1 、 L_2 ：出力トランスの一次、二次インダクタンス、 t_a ：駆動電圧波形のデットタイム、 v_p ：出力トランスの一次電圧、 v_s ：出力トランスの二次電圧、 i_1 ：出力トランスの一次電流、 i_o ：出力トランスの二次電流、 v_c ：コンデンサ電圧、 L ：共振リアクトル、 C ：共振コンデンサ、 R ：負荷抵抗、 T ：出力トランス

各動作モードにおける回路状態方程式の標準形は表 2. 5 の正規化基準量、正規化特性評価パラメータ、正規化状態変数を用いて正規化表示することができ、また各モードを表す正規化時間は図 2. 1 3 で示すように表し、 $z_1 \sim 1 / 2$ および $z_2 \sim 1.0$ の範囲がデットタイム (t_a) を示す。なお、動作様式 I 中のモード

I、IIにおける各状態変数には、下添字 r (IまたはII) を付けて区分する。以上より状態変数として i_o 、 v_c を導入すると動作様式 I に対して次のようになる。

動作様式 I

モード I ($0 \leq z \leq z_1$)

$$\frac{d}{dz} \begin{bmatrix} i_{oI}^* \\ v_{cI}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{4\pi\lambda}{\mu} & -\frac{4\pi}{\mu} \\ \frac{4\pi}{\mu} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{oI}^* \\ v_{cI}^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{4\pi}{\mu} \\ 0 \end{bmatrix} \quad \dots (2.5)$$

モード II ($z_1 \leq z \leq 1/2$)

$$\frac{d}{dz} \begin{bmatrix} i_{oII}^* \\ v_{cII}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{4\pi\lambda}{\mu} & -\frac{4\pi}{\mu} \\ \frac{\pi}{\mu} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{oII}^* \\ v_{cII}^* \end{bmatrix} \quad \dots (2.6)$$

(2.5)、(2.6) 式を A、B、C、D を未知数として解くと次のようになる。

$$v_{cI}^* = e^{-2\gamma z} (A \sin \beta z + B \cos \beta z) + 1 \quad \dots (2.7)$$

$$i_{oI}^* = -2\lambda e^{-2\gamma z} (A \sin \beta z + B \cos \beta z) + 2\sqrt{1-\lambda^2} e^{-2\gamma z} (A \cos \beta z - B \sin \beta z) \quad \dots (2.8)$$

$$v_{cII}^* = e^{-2\gamma z} (C \sin \beta z + D \cos \beta z) \quad \dots (2.9)$$

$$i_{oII}^* = -2\lambda e^{-2\gamma z} (C \sin \beta z + D \cos \beta z) + 2\sqrt{1-\lambda^2} e^{-2\gamma z} (C \cos \beta z - D \sin \beta z) \quad \dots (2.10)$$

また、A、B、C、D はモード変遷時点で成り立つ状態接続条件

$$i_{oI}^*(0) = -i_{oII}^*(1/2), \quad v_{cI}^*(0) = -v_{cII}^*(1/2)$$

$$i_{oI}^*(z_1) = i_{oII}^*(z_1), \quad v_{cI}^*(z_1) = v_{cII}^*(z_1)$$

から次のように与えられる

$$A = - \left[\sqrt{1-\lambda^2} \{ h e^{-4\gamma z_1} + 1 (e^{-2\gamma} + g) - h m \} + \lambda \{ (1+g) e^{-4\gamma z_1} + m (e^{-2\gamma} + g) + h l \} \right] / \Delta \quad \dots (2.11)$$

$$B = - [\sqrt{1-\lambda^2} \{ (1+g) e^{-4\gamma z_1} + m (e^{-2\gamma} + g) + h l \} + \lambda \{ -1 (e^{-2\gamma} + g) - h e^{-4\gamma z_1} + h m \}] / \Delta \quad \dots (2. 12)$$

$$C = - [\sqrt{1-\lambda^2} \{ h e^{-4\gamma z_1} - 1 (1+g) - h m \} + \lambda \{ (1+g) (e^{-4\gamma z_1} - m) + h l \}] / \Delta \quad \dots (2. 13)$$

$$D = - [\sqrt{1-\lambda^2} \{ (1+g) (e^{-4\gamma z_1} - m) + h l \} + \lambda \{ 1 (1+g) - h e^{-4\gamma z_1} + h m \}] / \Delta \quad \dots (2. 14)$$

ただし、

$$\Delta = \sqrt{1-\lambda^2} e^{-4\gamma z_1} (e^{-2\gamma} + 2g + 1)$$

$$\gamma = \pi \lambda / \mu, \quad \beta = 2\pi \sqrt{1-\lambda^2} / \mu$$

$$\sqrt{1-\lambda^2} / \mu = f_r / f_o$$

$$g = e^{-\gamma} \cos(\beta / 2), \quad h = e^{-\gamma} \sin(\beta / 2)$$

$$l = e^{-2\gamma z_1} \sin \beta z_1, \quad m = e^{-2\gamma z_1} \cos \beta z_1$$

また、正規化出力電力 P_o^* は次のように与えられる。

$$P_o^* = 2\lambda [\int_0^{z_1} (i_{o1}^*)^2 dz + \int_{z_1}^{1/2} (i_{oII}^*)^2 dz] = \lambda (I_{rms}^*)^2 \quad \dots (2. 15)$$

ただし、 I_{rms}^* : 正規化出力電流の実効値

装置の設計段階ので負荷回路ピーク電流、共振コンデンサにかかるピーク電圧、出力電力の計算が簡単に行えるようにするため $\sqrt{1-\lambda^2} / \mu = 1.0$ 、 $Q_L \gg 1$ の条件下で $i_{o\max}^*$ 、 $v_{c\max}^*$ 、 P_o^* の近似式を求めると次式で与えられる。

$$i_{o\max}^* \approx \frac{4}{\pi \lambda} \sin \pi z_1 \quad \dots (2. 16)$$

$$v_{c\max}^* \approx \frac{4}{\pi} Q \sin \pi z_1 \quad \dots (2. 17)$$

$$P_o^* \approx \frac{4}{\pi^2 \lambda} (1 - \cos 2\pi z_1) \dots\dots\dots (2. 18)$$

(2. 16) ~ (2. 18) 式を用いることにより、設計前段階で必要となる負荷回路の最大電流値、スイッチングデバイスの最大電流値、共振コンデンサの耐圧および出力電力を求めることができる。

2. 7. 2 解析結果と実測結果の比較

前節の定常動作解析で求めた(2.16)~(2.18)式の妥当性を調べるため、出力電力が約1kWの同じ形式の高周波インバータを試作し、 $\sqrt{1-\lambda^2}/\mu=1.0$ の条件下で基礎実験を行った。図2. 14に負荷回路二次側の実測波形を示す。試作高周波インバータの各定数値は、 $E_o=200(V)$ 、 $n=\sqrt{L_1/L_2}=4.9$ 、 $t_d=1(\mu s)$ 、 $L=150.4(\mu H)$ 、 $C=67(nF)$ 、 $R=1.12(\Omega)$ (純抵抗)である。

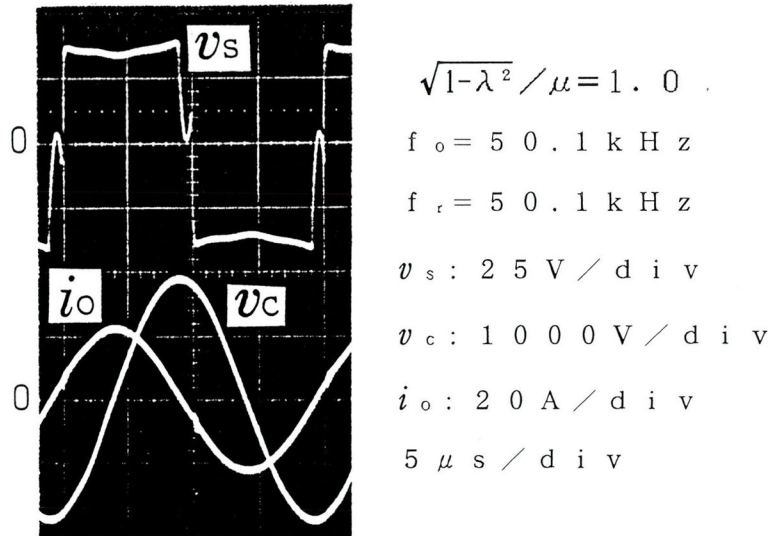


図 2. 14 実測結果

表2.6に解析結果と実測結果との比較を示す。両結果を比較すると解析結果の方が実測結果より多少大きくなっているが、これは解析結果は損失分を全く無視しているに対し、実測結果ではスイッチングデバイスのオン抵抗や配線に伴う損失分が影響していることによる。すなわち、スイッチングデバイスのオン抵抗による電圧降下の分だけ v_s の波形の中央部が下がっており、 v_s のピーク値が正確に $E_o/n (= 40.8V)$ 一定となっていないのが主な原因である。しかし、解析結果と実測結果はほぼ一致しているとみてよく、(2.16)～(2.18)式を用いても実用上問題はないと判断できる。

表2.6 解析結果と実測結果の比較

	解析結果	実測結果
$i_{o\max} (A)$	46	44
$v_{c\max} (V)$	2100	1900
$P_o (W)$	1160	1080

2. 8 誘導溶解用高周波インバータの動作

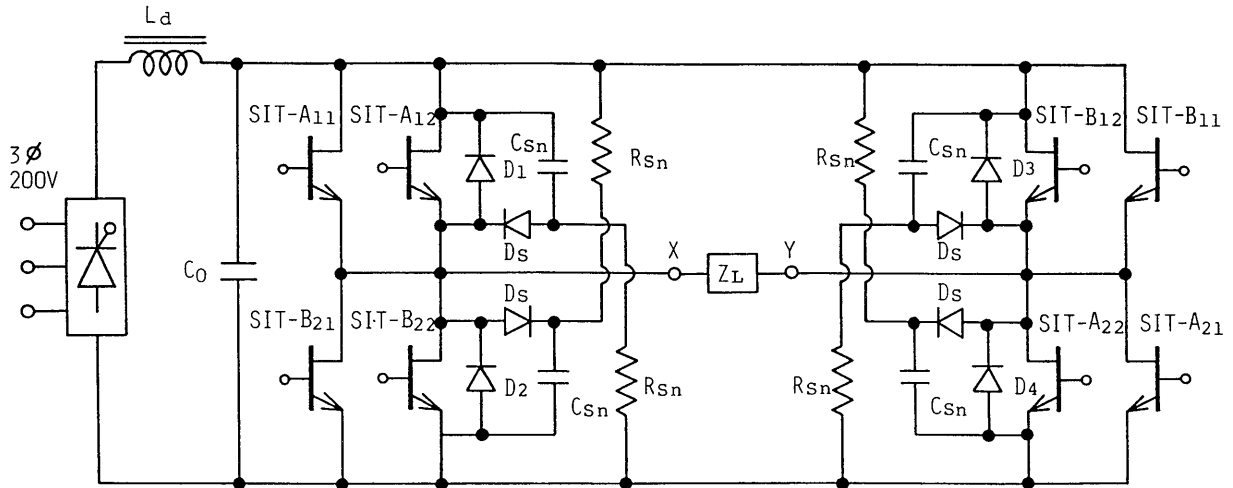


図 2. 15 誘導溶解用高周波インバータの変換回路

図 2. 15 に最大出力電力 12 kW、誘導溶解用高周波インバータの変換回路を示す。使用した SIT (2SK183) は一個当たり、1.5 ~ 2.0 kW の出力電力ならば導通損失も少なく高効率を得られるので、最大出力電力 12 kW を考慮し 2 個並列接続として合計 8 個用いている。直流電源は 3 相 200 V を整流して用い、電圧の可変はサイリスタ位相制御で行っている。直流電源電圧の最大値は表 2.2 より、2SK183 のゲート・ドレイン間電圧 (V_{GD}) の最大定格が 800 V であるので、2.6.3 節の電圧責務で述べたように信頼性を考慮して 450 V とした。図 2.15 では負荷回路全体を Z_L と略記したが、これについては負荷回路の項で後述する。なお、動作中 SIT は強制水冷方式で冷却を行っている^{(45)~(48)}。

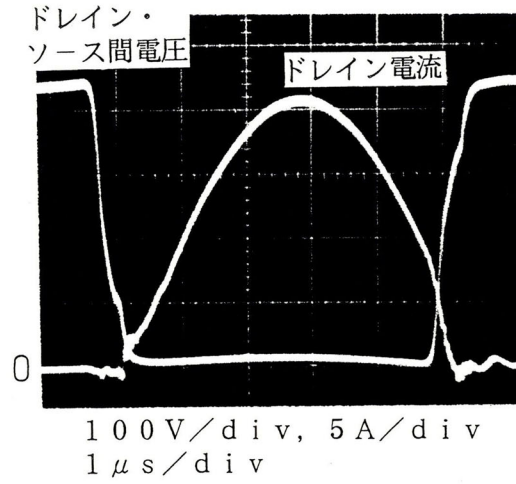


図2. 16 実測波形

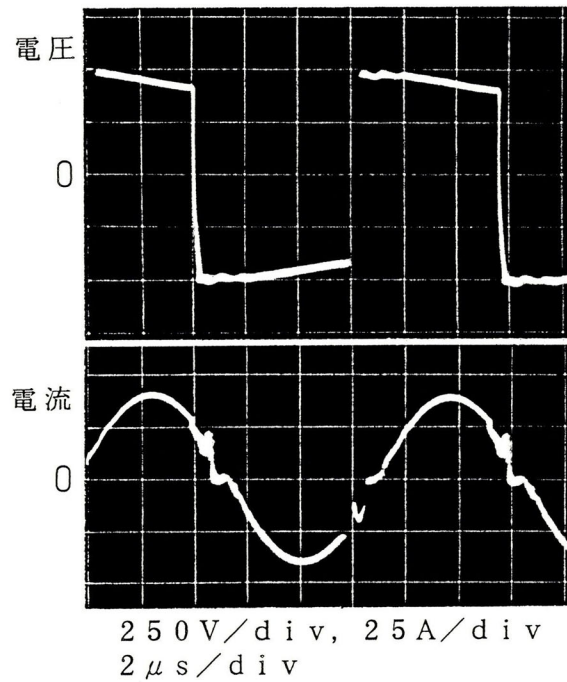


図2. 17 負荷回路 (X-Y間) の電圧、電流波形

図2. 16に出力電力10kW時において、8kgの鑄鉄が約1400°Cで溶解している時の、SIT-A₂₁のドレイン・ソース間電圧とドレイン電流を示

す。同図よりスイッチング損失がターンオフ時に多少見られるものの、ターンオン時には零電流スイッチング (ZCS) 動作により零になっている。図 2. 17 に図 2. 16 と同じ条件下での負荷回路 X-Y 間の電圧、電流を示す。電流は正負の接続部分で多少の歪が見られるが、方形波電圧、正弦波電流という電圧形インバータの特性を示している。

2. 9 負荷回路と実際の動作

図 2. 18 に図 2. 15 で Z_L と記した負荷回路を示す。同図から明らかなように回路は直列共振を利用した構成になっており、変換部とは高周波出力トランス (T_1) で結合されている。この出力トランスは金属溶解用に特別に設計したもので、フェライトリングコアを用いた同軸形構造で二次巻線数が 1 回となっている。共振周波数は共振コンデンサ (C_r) と誘導炉のインダクタンス成分 (L_0) とでほぼ決定される。

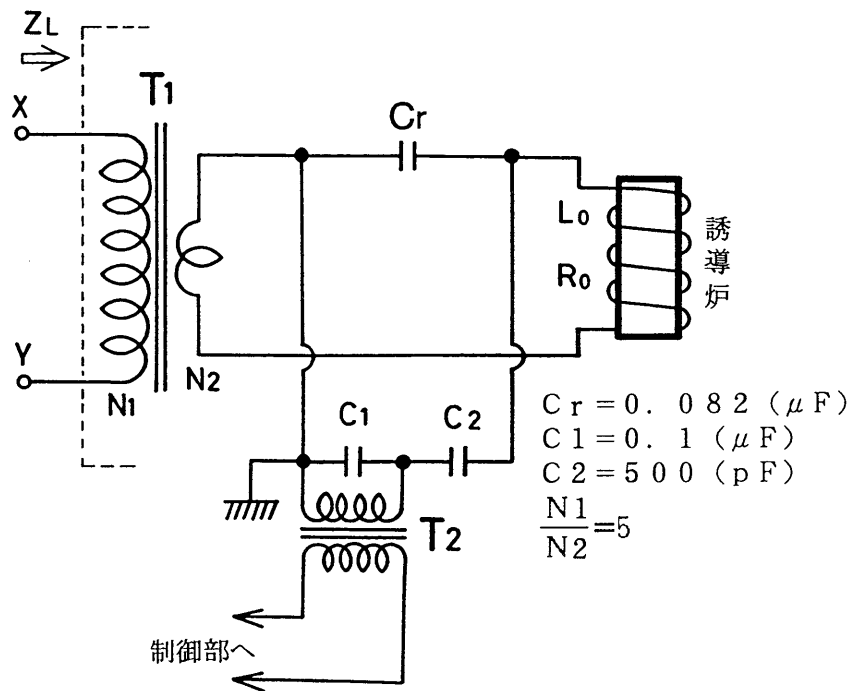


図 2. 18 誘導溶解用負荷回路

そのため溶解される金属の温度上昇と共に L_0 が減少するに伴い、共振周波数も次第に上昇することになり、8kgの金属が約 1500°C に達したとき共振周波数が100kHzになるように設定している。 C_1 、 C_2 、 T_2 は共振コンデンサの端子電圧を分圧降下させ、周波数自動追尾を行う制御部への入力信号として用いている。以下、回路設計と実際の動作状況について詳しく述べる。

2. 9. 1 回路設計

負荷は金属溶解のための誘導炉であるため、実効抵抗は極めて低く所要電力を得るためには、出力トランスの二次側に大電流を供給する必要がある。そのため、出力トランスでの損失を極力減少させるために、コア材料としてMn-Znフェライトリングコア（外形68φ、内径44φ、厚さ13.5mm）を用い、二次側巻数を1回とした同軸形構造のものを製作した。以下、出力トランスの設計について述べる⁽⁴⁹⁾。

コア材料の条件としては比抵抗が大きく、高周波帯域での特性が良好であるフェライトが有利である。すなわち

- (1) 発熱を抑制するため、駆動条件下でのパワー損失が小さいこと。
- (2) 伝達パワーを大きくするため、最大磁束密度(B_m)が大きいこと。
- (3) 高効率のために透磁率が高いこと。
- (4) 放熱をよくするために熱伝導率が高いこと。

などが条件としてあげられるが、特に(1)が重要となる。

一般にパワー損失(P_L)は次式のように表される。すなわち、

$$P_L = P_h + P_e = (K_h \cdot f + K_e \cdot f^2) \cdot B_m \cdot V_e \dots (2.19)$$

ただし、 P_h ：ヒステリシス損失、 f ：周波数

P_e ：渦電流損失、 B_m ：最大磁束密度

K_h ：ヒステリシス損失係数、 V_e ：実効体積

K_e ：渦電流損失係数

(2. 19) 式よりパワー損失は、ヒステリシス損失と渦電流損失の和で表すことができ、ヒステリシス損失は周波数に比例し、渦電流損失は周波数の2乗に比例する。つまり、高周波帯域では渦電流損失の寄与が大きくなるので、そのため比抵抗を大きくして、渦電流損失を小さくすることが重要となる。

次に、出力トランスの最大磁束密度 (B_m) は次式で与えられる。

$$B_m = \frac{E}{4 \cdot N_p \cdot f \cdot n \cdot A_e} \times 10^4 \quad (\text{T}) \quad \dots (2. 20)$$

ただし、 E : 電源電圧 (V)、 n : コアの個数 (個)
 N_p : 巻数 (回)、 A_e : コアの断面積 (cm^2)
 f : 周波数 (Hz)

(2. 20) 式は周波数を高めることにより N_p 、 A_e あるいは B_m の値を小さくすることができるので、トランスのコアの小型化が可能になることも表している。また、 B_m を大きくすると伝達パワーが大きくなるが、(2. 19) 式よりコアの損失も増大するので、高出力用の出力トランスの場合はコアの個数を増やして、 B_m を出来る限り低く抑えるように設計しなければならない。

本インバータは金属溶解用であるため、図 2. 18 で示した出力トランス二次側の共振時でのインピーダンスは極めて低く、基礎的データから溶解時で 0. 5 ~ 0. 9 (Ω) 程度と予想される。また、出力トランスは二次巻線数が1回の同軸形としているので、電源電圧 450 V 時において最大出力電力が 12 kW となるようにするには、出力トランスの一次側からみたインピーダンスは (2. 18) 式より約 15 (Ω) となり、その結果トランスの巻数比は 4 ~ 6 となる。

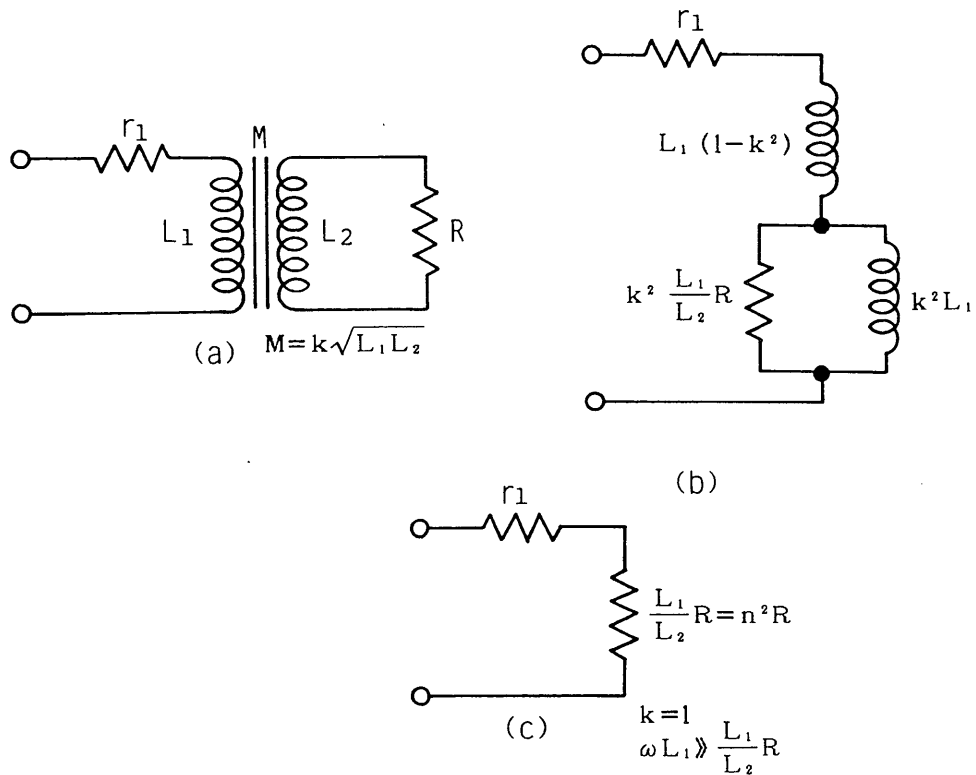


図 2. 19 出力トランスの等価回路

図 2. 19 に出力トランスの等価回路を示す。同図 (b) は図 (a) の二次側を一次側に変換したものであり、これより $k = 1$ 、 $\omega L_1 \gg (L_1 / L_2) R$ の条件では図 (c) のように表すことができ、二次側抵抗 (R) は巻数比の 2 乗で一次側に変換されることになる。実際の実出力トランスでは、同図 (b) において $k = 1$ 、また $\omega (k^2 L_1)$ の値を $k^2 (L_1 / L_2) R$ の 10 倍以上に設定すれば、残留インダクタンスはそれ程問題とならない。

金属溶解時出力トランスの一次側からみたインピーダンスは、約 15 (Ω) 程度となることが予想されるので、出力トランスの一次巻線数が 4 ~ 6 巻において ωL_1 の値が 150 (Ω) 以上になるような、インダクション係数をもつコアを選ぶ必要がある。

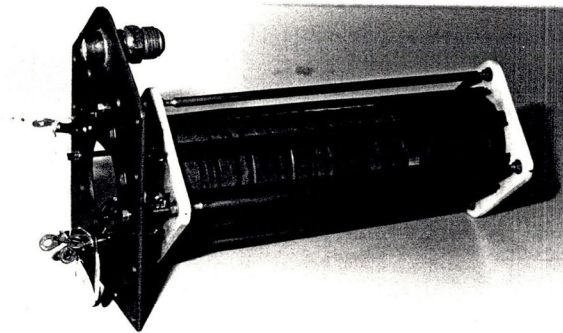
以上より、本インバータで用いる出力トランスのコア材質としては、大径のリングコアでパワー損失が少なく、しかも高周波特性に優れ、比較的 B_m の大きく

とれるものとして、TDK製H_{6F}材質（外径68φ、内径44φ、厚さ13.5mm）を選んだ。表2.7にH_{6F}材フェライトリングコアの特性を示す。使用個数はB_mによるコア損失を極力抑え、一次側巻線のインピーダンスが4～6巻きにおいても150（Ω）以上になるよう、コア18個を重ねて使用することにした⁽⁵⁰⁾⁽⁵¹⁾。

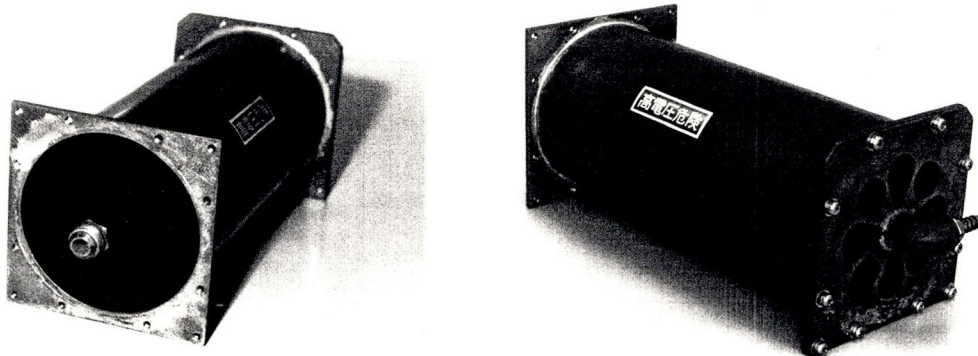
表2.7 フェライトリングコア（H_{6F}）の特性

名 称	値（単位）
飽和磁束密度	0.4（T）
実効体積	2.72×10^{-6} （m ³ ）
コア係数	1.07×10^{-1} （m ⁻¹ ）
インダクション係数	920（nH/N ² ）

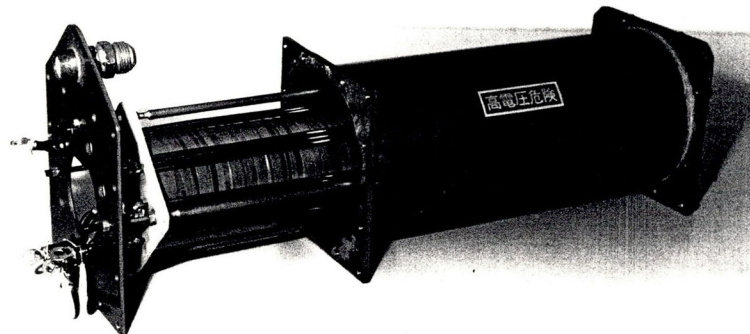
図2. 20に出力トランスの実物を示す。一次巻線は直径3mmのホルマール線を3本並列したものを用い、4/5/6巻きとなっている。二次巻線は外側が直径128mm、厚さ3.5mm、内側が直径20mm、厚さ2mmの銅パイプを使用し、長さが300mmとなっている。溶解時における誘導炉の実効抵抗の測定は困難であるため、一次巻線を4、5、6回と変えた場合について実験を行い、それによって最適な巻数を決めることにしたところ、5回とすれば装置の定



(a) 一次巻線



(b) 二次巻線



(c) 組立方法

図2. 20 実際の高周波出力トランス

格をほぼ満足することが判明した。また、 ωL_1 の測定値は100kHzにおいて234(Ω)となった。

図2. 21に巻数比5の場合の出力トランスの特性を示す。同図より $R_L=0.75(\Omega)$ の場合、50~150kHzの範囲が残留インダクタンスが最も少なく理想的な特性を示している。(2. 20)式から $E=450V$ 、 $f=100kHz$ 、 $N_p=5$ 、 $n=18$ 、 $A_e=1.6$ の条件での B_m を計算すると $7.81 \times 10^{-2}(T)$ となる。コア損失は H_{6F} 材質の100kHzでの磁束密度-損失曲線から、約 $0.03W/cm^3$ となり、総体積[18個 \times 27.2(各コアの体積) $cm^3=490cm^3$]から約15Wとなる。

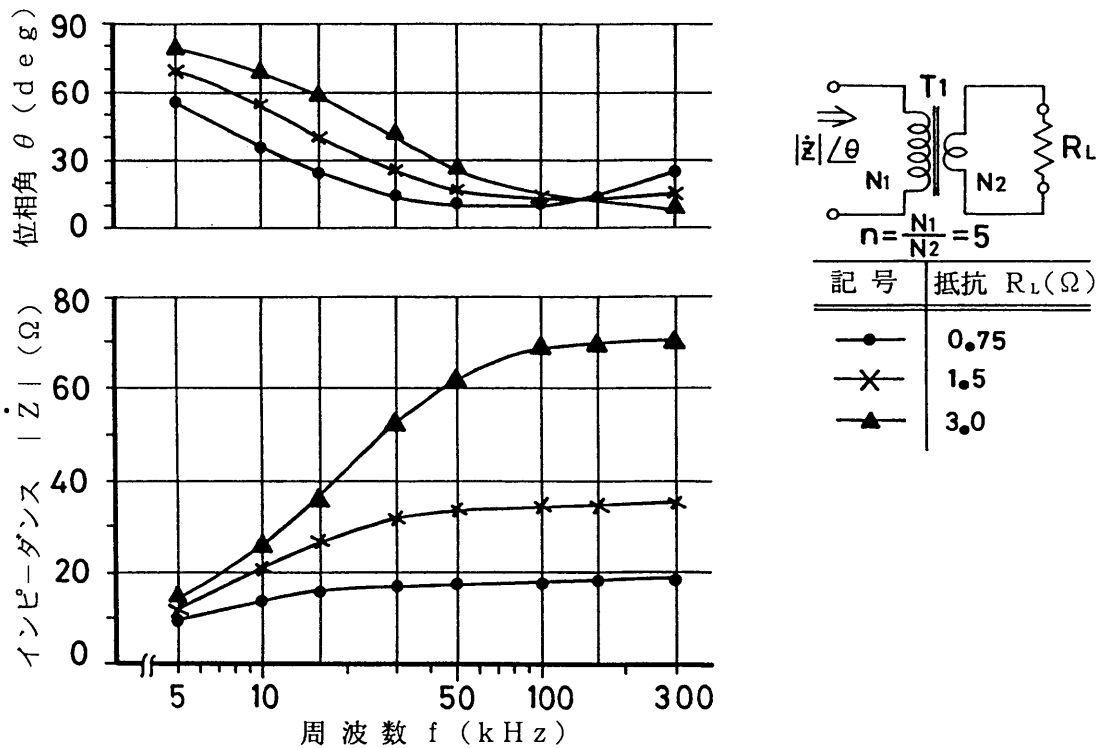
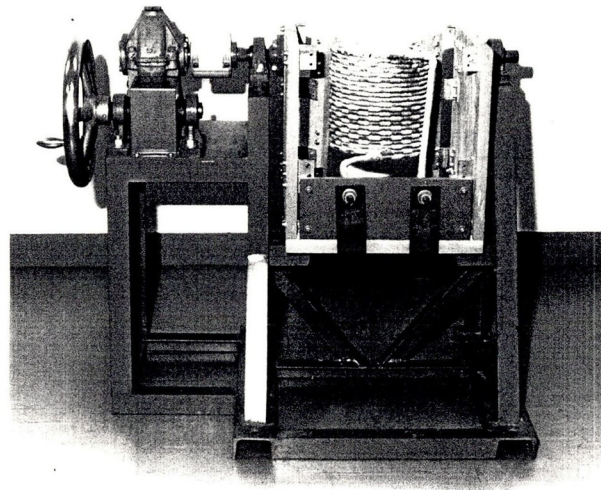


図2. 21 高周波出力トランスの特性

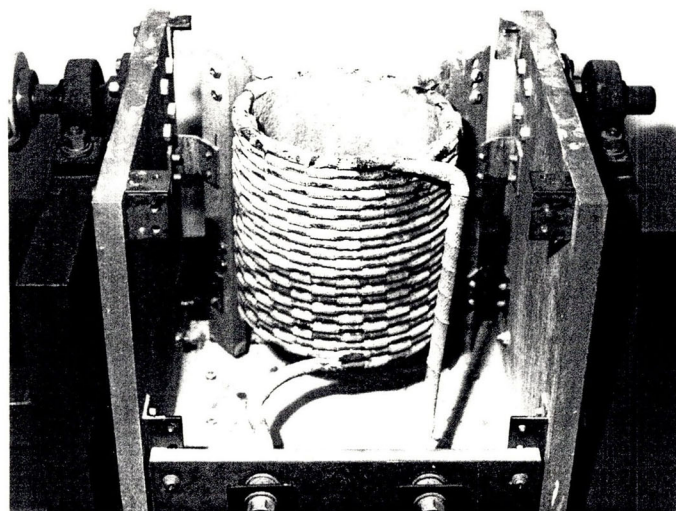
次に出力12kW時の銅損を求める。一次側電流は28.2A_{rms}、一次側巻線の高周波抵抗値が10m Ω 、二次側電流は141A_{rms}、高周波抵抗が0.52m Ω であるので合計18.4Wとなる。従って、全損失(=コア損失+銅損)は34W

となる。出力トランスの熱抵抗は、二次巻線の銅パイプが一次巻線とコア材全体を包み込むようになるため $1.0^{\circ}\text{C}/\text{W}$ と高く、そのため全損失 34W のときの温度上昇は約 34°C となる。そこで温度上昇を抑えるため、図2.20で示したように二次巻線の他方に風穴を設け、そこから強制空冷で風を送り込むようにしている。

2.9.2 誘導炉



(a) 全体図



(b) 誘導炉のコイル部分

図2.22 実際の誘導炉

誘導炉の加熱コイルは、最大で8kgの金属の溶解が行えるように10φの銅パイプを使用し、内径160φ、巻数21回のもを製作した。図2. 22に加熱コイル、架台、手動ハンドル式傾動装置からなる誘導炉を示す。誘導炉は、内径160φの加熱コイルの中心にルツボ（内径104、外形130、高さ200mm）を置き、コイルとの間にマイカシートとマグネシアクリンカーの断熱材を入れ、その後ルツボを固定するため水硝子液でねった耐火セメントで固めるようにしている。加熱コイルの特性を測定したところ無負荷状態で42.7μH、巻線抵抗80mΩであった。

2. 9. 3 実際の動作

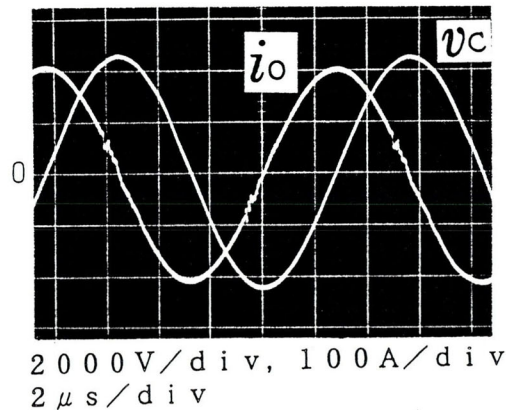


図2. 23 出力トランスの二次側電流波形と
共振コンデンサの端子電圧波形

図2. 23に図2. 16、図2. 17と同じ条件下、すなわち出力電力10kWで8kgの鑄鉄が約1400°Cで溶解中である、出力トランスの二次側電流(i_o)と共振コンデンサ電圧(v_c)を示す。これらの波形は解析結果から予想されたように極めて正弦波に近く、また2. 7. 1節で述べた解析結果を適用すると負荷回路の実効抵抗の値は次のようになる。同図から $E = 450V$ 時の i_o と v_c の最大値は205A、4400Vと観測され、その結果負荷回路全体の実

効抵抗は約 0.46Ω となる。

2. 10 制御回路

2. 10. 1 周波数自動追尾方式

本インバータの共振周波数は、誘導炉の予熱期間であるスタート時に 85 kHz 、金属 8 kg が約 1500°C で溶解している時が 100 kHz で動作するようになっている。そのため本インバータを構成する制御部では、共振周波数が負荷の状態によって $85 \sim 100 \text{ kHz}$ の範囲で変動することになるので、制御回路では S I T の駆動周波数と負荷側の共振周波数とを一致させて動作させる、共振周波数自動追尾を行っている。

図 2. 24 に共振周波数自動追尾と S I T の駆動電圧にデッドタイム (t_d) をもたせる制御回路部の構成図を示す。制御回路への入力信号は、図 2. 18 で示した負荷回路の共振コンデンサの電圧を分圧降下させて使用している。移相回路は、S I T に接続されている逆並列ダイオードにリカバリ動作をさせないようにするため、図 2. 15 で示した変換回路の負荷部 Z_L (X-Y間) の電流が、電圧に対し 10° 程度の遅れ力率で動作するようにしている。PLL 制御回路は PLL-I C (MC14046B) を用い、 70 kHz から 130 kHz の範囲で負荷側の共振周波数に追尾するようになっている。三角波発生回路は、PLL 制御回路からの方形波を三角波に変換し、その三角波をコンパレータの比較電圧 (E_d) を可変することで出力電圧 ($out-1$ 、 $out-2$) にデッドタイム (t_d) をもたせるようにしている。

出力波形にデッドタイムをもたせる方法として、PLL 制御回路からの信号を単安定マルチバイブレータを介して行う方法もあるが、この方法では周波数が変化すると左右の t_d の値が同一でなくなり、そのため広い周波数範囲で左右同一の t_d をもたせることは困難となる。そこで、本方式のように方形波を一旦三角波

に変換する方法を採用すると、広い周波数範囲で左右同一の t_d を出力波形にもたせることができるので、電圧形高周波インバータの駆動電圧にデッドタイムをもたせる方法としては有効である。本インバータでは t_d を $0.5 \mu s$ に設定している。

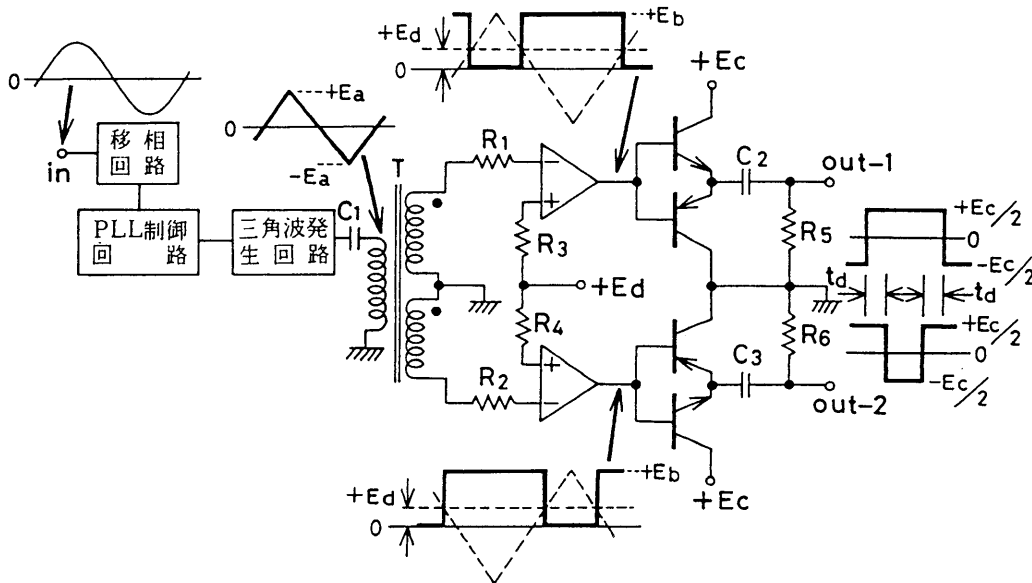


図 2. 2 4 共振周波数自動追尾回路

2. 1 0. 2 保護対策方式

本インバータの保護対策は、動作中の負荷短絡を考慮した方法となっている。SITは短絡が発生した場合、 $10 \mu s$ 以内に電流遮断を行えば破損を防ぐことができることが判明している。そこで本インバータでは、過電流発生から電流遮断までを $5 \mu s$ 以内で終了できるようになっている。

図 2. 2 5 に過電流保護回路を示す。これは出力トランスの一次側電流が設定値を越えると、即座に駆動回路への信号を停止し、SITを遮断状態にしてインバータを停止させる保護回路である。動作は最初CTで出力トランスの一次側電流を検出して、電圧比較器で検出値と設定値を比較し、検出値が設定値を越えれば電圧比較器の出力がLからHに立ち上がり、この立ち上がりによってオフ信号

を出すようになっている。これは一度でも検出値が設定値を越えると、オフ信号がD-F Fでホールドされ、再び検出値が設定値より小さくなってもしリセットがかかるまで再起動はしないようになっている。

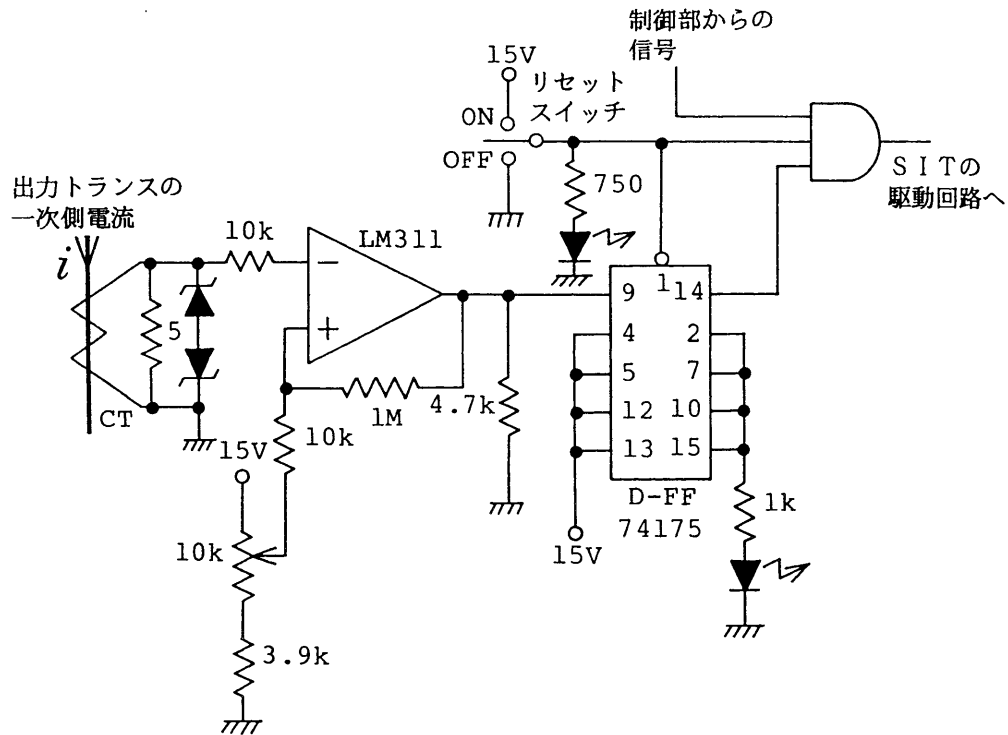


図 2. 2 5 過電流保護回路

2. 1. 1 総合評価

2. 1. 1. 1 金属誘導溶解実験

図 2. 26 に鑄鉄 5 k g を溶解した時の実験結果を示す。溶解に際しては、まず誘導炉に鑄鉄 1. 5 k g を投入して $E = 450 \text{ V}$ 、出力電力 2 ~ 3 k W で予熱を開始する。なお、予熱期間中の共振周波数は約 85 k H z であった。20 分程で予熱が終了し、その後は加熱が進行するにつれて段階的に 500 g ずつ追加し、最終的に約 80 分で 5 k g を溶解した。

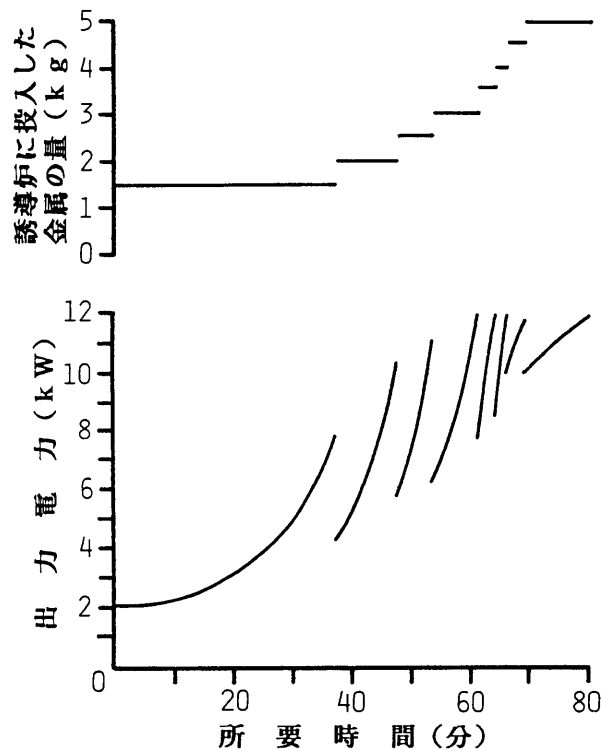


図 2. 26 金属溶解実験結果

本インバータは鑄鉄を 500 g 追加した直後は、負荷のインピーダンスが増加するため出力電力が追加する前に比べ、最大で 5 割程度急激に低下する。しかし、

加熱が進行するにつれて鑄鉄の温度が上昇すると、負荷のインピーダンスは再び減少し、それに伴って出力電力が徐々に増加するという、電圧形インバータ特有の特性を繰り返して加熱が進行することになる。また、実験中鑄鉄の溶解状態の様子を調べるため、金属棒で炉内を攪拌するたびに出力電力が2～3kW程変動した。しかし、このような著しい出力変動に対しても本インバータは安定に動作することが確認でき、溶解実験も予定通り進行させることができた。出湯後再び連続して溶解を行う場合、2回目以降は炉の予熱などが必要でないため、同量の鑄鉄を溶解するのに要する時間が約40分程と最初の作業時間の半分程になる。

2. 1 1. 2 変換効率

インバータの特性を評価するため、溶解実験の最終段階で既に8kgの鑄鉄が約1550°Cで溶解されている時の特性を述べる。まず、直流入力電力10.8kW ($E = 450\text{ V}$ 、 $I_o = 24\text{ A}$) に対して、全SITの損失(導通損失とスイッチング損失の合計)は560Wと実測され、その結果実効出力電力が10.2kWとなり、変換効率(ドライブ回路および配線による損失は含まない)は94.7(%)となった。表2. 8に実効出力電力11.9kW時の変換効率特性を示す。同表より、直流入力電力12.7kW ($E = 450\text{ V}$ 、 $I_o = 28.3\text{ A}$) に対して、全SITの損失が776Wとなり効率が93.9(%)となった。実測したSITの損失776Wの内訳を調べたところ、導通損失が552W、スイッチング損失が224Wであった。スイッチング損失のほとんどは、図2. 16の実測波形よりターンオフ時に発生していることがわかる。図2. 27に出力電力に対する変換効率の関係を示す。同図より本インバータは、出力電力が10kWの場合でも94.7%と極めて高い変換効率で動作していることが確認でき、更に動作の安定性の観点からも実用性の高い装置であることが判断できる。

表 2. 8 変換効率特性

直流入力 電力 (kW)	損失 (W)		全損失 (W)	実効出力 電力 (kW)	変換効率 (%)
	スイッチング 損失	導通損失			
12.7 (450V) (28.3A)	224	552	776	11.9	93.9

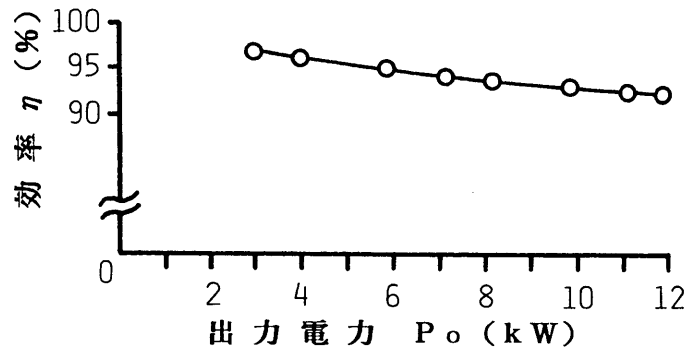


図 2. 27 出力電力 - 変換効率特性

2. 1. 2 結 言

本章で述べた内容および得られた結果は次のとおりである。

(1) 本研究で取り扱っている各種高周波インバータのスイッチングデバイスとして、主に用いられている S I デバイスについて分類、適用領域ならびに S I デバイスの中での S I T の位置づけを述べ、同時に S I デバイスのパワーエレクトロニクス分野における有用性も示した。

(2) 本論文の研究対象であり、基幹産業の中で重要な要素技術である誘導加熱の特徴、歴史的・技術的変遷を述べ、パワー半導体デバイスの特性向上が誘導加熱用高周波インバータの高周波化、高出力化に重要な役割を果たしていることを

示した。また、開発した誘導溶解用高周波インバータが誘導加熱用高周波インバータの中で重要な位置を占め、その後の電圧形高周波インバータ開発に基礎的なデータを提供したことも述べた。

(3) 開発した誘導溶解用高周波インバータを構成する駆動、変換、負荷、制御・保護回路の各部を詳細に説明し、実測結果を示しながら実用的な見地から動作状況を述べた。また、電流形高周波インバータが主流になっていた時期にパワー半導体デバイスによる電圧形フルブリッジ高周波インバータを他に先駆けて開発し、工業的応用を目的とした電圧形高出力高周波インバータ開発の基礎となった貴重な結果を提示した。

(4) 電圧形と電流形の二種類の高周波インバータについて、両者の特徴をデバイスの電氣的責務、負荷回路特性、加熱特性および実装などの各項目に分けて具体的に詳しく説明し、金属誘導溶解用として電圧形が優れていることを述べた。

(5) デットタイムを考慮した電圧形フルブリッジ高周波インバータの解析に正規化パラメータを導入し、解析結果を普遍性のある形で提示した。また、回路設計段階で必要となる出力電力、負荷回路のピーク電流、共振コンデンサの端子電圧を求める式を算出し、実測結果から算出式の妥当性も示した。

(6) 金属誘導溶解用の高周波出力トランスとして、フェライトリングコアを用いた同軸形構造の出力トランスの設計方法について述べ、その詳しい特性結果から設計方法が妥当であったことを示した。

(7) 金属誘導溶解時の動作状況を示した実測結果から、開発した高周波インバータが理論通り動作していることを確認でき、また動作の安定性と高い変換効率などの総合評価より、開発した高周波インバータが実用性の高いことを実証した。

第 3 章

定周波電圧制御機能をもつゼロ電流
スイッチング（ZCS）高周波共振形
インバータ

第 3 章 定周波電圧制御機能をもつゼロ電流スイッチング (ZCS) 高周波共振形インバータ

3. 1 緒言

高周波スイッチング方式電力変換回路の応用機器・システムは、特定対応のもとで小形軽量化、高性能化、高効率化、低電磁ノイズ化が活発に進められている⁽¹⁾⁽²⁾。現在、パワー半導体デバイスとしてSIサイリスタ、バイポーラモードSIT（以下、BSITと略称）などのSIパワーデバイスやパワーMOSFET、IGBT、MCTなどのMOSゲートパワーデバイスが誘導加熱用高周波インバータのスイッチングデバイスとして注目され、特定用途向け応用のもとで最適なパワー半導体デバイスの導入がなされている⁽³⁾⁽⁴⁾⁽⁵⁾⁽⁶⁾。

既に報告されているZCS動作を用いた各種高周波電力変換回路は、スイッチング損失を低く抑えることができるという特徴をもつが、スイッチングデバイスの電圧、電流責務を抑え、かつZCS動作を維持しながら広範囲にわたる電力制御を行うことは難しく、複雑な制御を必要とする場合が多い⁽⁸⁾⁽⁹⁾⁽¹⁰⁾⁽¹¹⁾⁽¹²⁾。第2章で述べた誘導溶解用高周波インバータのスイッチング損失のほとんどはターンオフ時に発生し、ターンオン時がZCS動作のため零であった。

本章で述べる定周波電圧制御機能をもつZCS高周波インバータのスイッチング損失は、ターンオン時電流がゆるやかな傾斜で立ち上がるZCS動作のため低く、またターンオフ時がZCS/ZVS動作のため零にできる。これは第2章で述べた誘導溶解用高周波インバータのターンオフ時に発生するスイッチング損失を大幅に低減できるという特徴をもつが、一方ピーク値の高い共振電流が流れるため導通損失の増大が問題となる。この導通損失を低く抑えるためには、オン抵抗の低いパワー半導体デバイスの適用が効果的となるが、この特徴を備えているのがSIデバイスの中でBSITである。BSITはSIデバイスの中で極端に低いオン抵抗特性をもつため、大電流動作時においても導通損失を低く抑えるこ

とができる。また、本章で提案している高周波インバータのスイッチングデバイスに対する電圧責務は、電圧クランプ方式のため高くならず定格電圧値の低い B S I T にとって極めて有効性の高い回路方式であるといえる。

本章は、このように B S I T や I G B T、M C T といったオン抵抗の低いバイポーラモードパワー半導体デバイスを効果的に応用できる、定周波電圧制御機能をもつ Z C S 高周波インバータを提示している。これは、従来の電圧形直列共振インバータのスイッチングデバイス部に L C 回路で構成された、二端子部分共振 Z C S ユニットを組み入れた構成で、定周波電圧制御時および Z C S 動作のもとでもスイッチングデバイスの電圧責務を軽減でき、また群間移相差による電流ベクトル制御により、出力電力が広範囲に調整できる方式となっている。

本章では、提案した高周波インバータの動作原理ならびに特徴について述べ、試作実験結果でもってその正当性を明らかにしている。また、誘導加熱用を想定した並列共振タンク負荷回路をもつ本インバータ回路の特性解析を行い、開ループ定常特性としての周波数特性と負荷特性とを普遍性のある形で定量的に図説評価している⁽⁶⁶⁾。

3. 2 電圧クランプ方式逆阻止形ゼロ電流スイッチング (Z C S) 高周波インバータ

3. 2. 1 回路構成

図 3. 1 にゲート可制御自己ターンオフスイッチ（逆阻止形の $S W_1$ と $S W_2$ ）を用いた二端子部分共振 Z C S ユニットを、従来のハーフブリッジ直列共振インバータ⁽⁶⁷⁾に組み入れた回路トポロジーに基づく提案回路を示す。これは、点線で囲んだ同じ特性をもつ上部回路（ユニット 1）と下部回路（ユニット 2）で構成されている。各ユニットは、二端子 L C 共振 Z C S 回路と共振リアクトルの蓄積エネルギーを処理するループの他、スイッチの端子電圧を電源電圧値でクラン

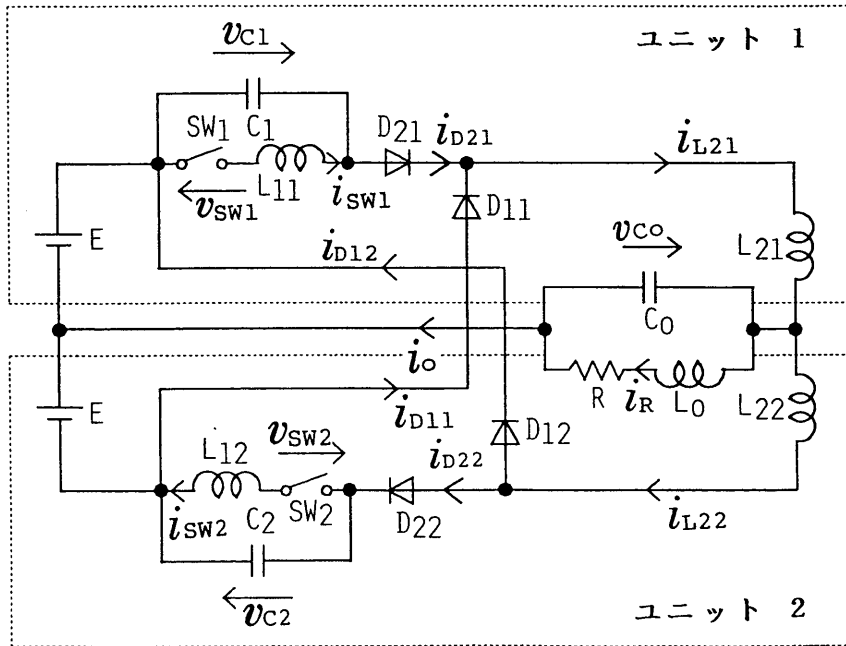


図 3. 1 電圧クランプ方式逆阻止形 Z C S 共振形高周波インバータ

する機能をもつ共振形インバータのトポロジーとなっている⁽⁶⁸⁾⁽⁶⁹⁾。

本回路は、スイッチ (SW₁ または SW₂) に逆並列にダイオードを接続することで逆導通形も実現できるが、同一入力条件で逆導通形に比べ電力密度が高くてできることから、本節では誘導加熱装置として最初に逆阻止形を取りあげることとする。ここで、L₁₁、L₁₂ は第一共振用リアクトル、L₂₁、L₂₂ は第二共振用リアクトル ((L₁₁、L₁₂) < (L₂₁、L₂₂))、C₁、C₂ は共振用コンデンサである。ダイオード D₂₁、D₂₂ は負荷電流の逆流を防ぎ、また D₁₁、D₁₂ は L₂₁、L₂₂ に蓄積された電磁エネルギーを効率よく負荷を通した閉ループで直流電源に電力回生する役割の他に、SW₁、SW₂ および C₁、C₂ の端子電圧を直流電源電圧値 2E でクランプする役割もする。なお、図 3. 1 では電源分割形ハーフブリッジ構成の回路例を示したが、シングルエンデッドプッシュプルをはじめ平滑コンデンサ分割形ハーフブリッジ、共振コンデンサ分割形ハーフブリッジ、フルブリッジといった構成も可能である。

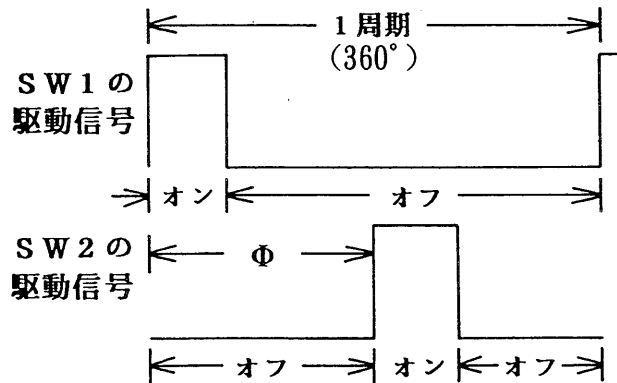


図3. 2 移相差制御用の駆動信号

図3. 2に各スイッチの駆動信号シーケンスを示す。 Φ は、ユニット1の二端子部分共振スイッチングユニット内のSW₁の駆動信号と同期して移相制御される、ユニット2のSW₂に与える駆動信号の位相角である。なお、後述するが本回路の出力電力は、この移相差制御によってZCS動作を維持しながら最大から最小まで連続調整が可能となる。すなわち、原理上本回路は $\Phi = 180^\circ$ で出力最大、 $\Phi = 0^\circ$ で出力零となる^{(60)~(64)}。

この高周波インバータの特徴は、次のようにまとめられる。すなわち

- (1) 負荷短絡時においても異常過電圧が各部に発生しない。
- (2) 誘導加熱応用におけるタンク負荷回路時、誘導性負荷解放時においても、電圧クランプ用ダイオードによりスイッチや共振コンデンサの電圧責務は一定となる。
- (3) 定常状態に速く収束し、安定である。
- (4) ユニット1とユニット2の各スイッチに加える駆動信号の移相差角を一定周波数条件下で変えることにより、出力電力を滑らかに制御できる。
- (5) インバータの入力部で電圧制御をもつ従来方式に対し、インバータ内部にその機能をもつため装置が小形軽量化されるばかりか、保護及び出力制御応答が極めて速い。
- (6) パワー半導体デバイスのスイッチング損失が小さく、電氣的ダイナミック

ストレスも軽減され、電圧サージや電流サージも小さくスナバレス化ができるばかりか E M I 雑音の低減が図れる。

3. 2. 2 動作原理

表 3. 1 回路動作モード

	モード1	モード2	モード3	モード4	モード5
SW1 (SW2)	1	1	0	0	0
D21 (D22)	0	1	1	0	0
D11 (D12)	0	0	0	1	0
1 : オン , 0 : オフ					

図 3. 1 で示した高周波インバータの回路動作モード区分は、各共振スイッチユニットを構成するスイッチングデバイスとダイオードのオン、オフ状態によって表 3. 1 に示すように、各共振スイッチユニットに対して 5 つの動作モードとなる。そのため、ユニット 1、ユニット 2 の動作を考え合わせると最大で 25 通りの動作モードに分類されることになるが、回路の対称性によりここではユニット 1 についてのみ説明を行うこととする。図 3. 3 にユニット 1 の代表的な定常動作波形を示す。各モードごとの動作は、初期条件として $v_{c1} = -2E$ 、 $i_{sw1} = 0$ を考えると次のようになる。すなわち、

①モード 1 ($t_0 \leq t \leq t_1$) : $t \triangleq t_0 = 0$ で SW₁ をオンするとループ SW₁ → L₁₁ → C₁ が形成され、SW₁ に C₁ と L₁₁ で決まる共振電流 i_{sw1} が流れる。このため、 v_{c1} が $-2E$ から徐々に上昇し始めるが、モード 1 は $v_{c1} = -E$ となる $t = t_1$ で終了。

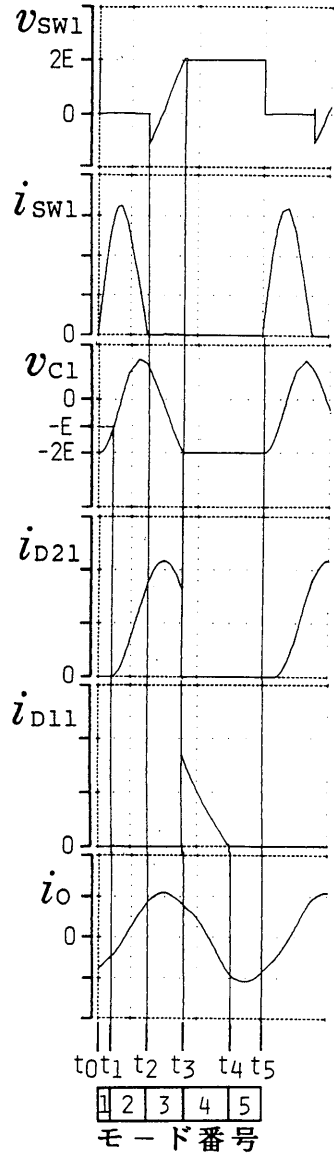


図 3. 3 定常動作波形

②モード2 ($t_1 \leq t \leq t_2$): v_{c1} の電圧が上昇中に $t = t_1$ で $v_{c1} = -E$ のとき、 D_{21} が順バイアスされてオン状態になり、 C_1 と L_{21} で決まる共振電流 i_{D21} が負荷に流れ始める。次に、 $t = t_2$ で $i_{sw1} = 0$ になったとき SW_1 をオフする。

3. 2 逆阻止形 Z C S 高周波インバータ

③モード3 ($t_2 \leq t \leq t_3$) : $i_{sw1} = 0$ になると v_{c1} はピーク値に達した後再び $-2E$ に向かって減少を始め、また v_{sw1} も $2E$ に向かって上昇する。 $t = t_3$ で $v_{c1} = -2E$ となったとき、 D_{21} がオフ状態となり同時に D_{11} がターンオンして $v_{sw1} = 2E$ となる。

④モード4 ($t_3 \leq t \leq t_4$) : $t = t_3$ で D_{11} がオン状態になると、 L_{21} に蓄積された電磁エネルギーが負荷を通して電源に回生され、 i_{D11} が零になるまで ($t = t_4$) 流れ続ける。この間 $v_{c1} = -2E$ 、 $v_{sw1} = 2E$ にクランプされる。

⑤モード5 ($t_4 \leq t \leq t_5$) : $t = t_4$ で $i_{D11} = 0$ ($i_{L21} = 0$) となり、その後も $t = t_5$ まで $v_{c1} = -2E$ 、 $v_{sw1} = 2E$ のクランプされた状態が続く。

動作波形よりスイッチオン時 v_{sw1} は零、 i_{sw1} が零からゆるやかな傾斜で立ち上がる Z C S 動作であるので、ターンオン損失は小さい。またスイッチオフ時、スイッチと直列に接続されることになるダイオードに逆バイアス電圧がかかるので、スイッチは Z C S / Z V S 動作のためスイッチング損失が零となる。以上の動作は、出力電力を調整するために移相制御を行っても常に維持されることとなる。提案した高周波インバータは、スイッチオン時二端子共振 Z C S ユニット内に、ピーク値の高い共振電流が流れることになり、これによるスイッチの導通損失が問題となるが、今話題のオン抵抗の極めて低いパワー半導体デバイス、すなわち B S I T、第四世代 I G B T、M C T を用いることで、それはそれ程問題とならない^{(65)~(67)}。

3. 3 定常動作時の回路解析

3. 3. 1 正規化変数と正規化パラメータの導入

本回路を解析するにあたり次のような仮定を設ける。

(1) スwitchングデバイス、ダイオードは全て理想的とする。すなわち、ス

スイッチングデバイスのスイッチング時間は無視し、その順方向電圧降下が零、逆漏れ電流も零。

- (2) 回路コンポーネントの寄生内蔵回路定数、および回路の実装配線にもとづく抵抗分とインダクタンス分は無視。
- (3) 簡単のためユニット1とユニット2の回路定数は等しい。
- (4) 負荷の形式は並列共振タンク回路を考える。また、サージ吸収用スナバ回路は不要なため考慮しない。

表 3. 2 正規化基準量および正規化状態変数と正規化特性パラメータ

正規化基準量		正規化状態変数と 正規化特性パラメータ	
電圧基準量	$E_S = E$	正規化電圧	$v^* = v / E_S$
電流基準量	$I_S = E_S / Z_S$	正規化電流	$i^* = i / I_S$
インピーダンス 基準量	$Z_S = 2\sqrt{L_S / C_S}$	正規化負荷 インピーダンス	$\lambda = Z_O / Z_S$
電力基準量	$P_S = E_S I_S$	正規化電力	$P^* = v^* i^*$
時間基準量	$T_S = 1 / f_0$	正規化時間	$z = t / T_S$
基準周波数	$f_S = 1 / 2\pi\sqrt{L_S C_S}$	正規化出力周波数	$\mu = f_0 / f_S$
インダクタンス 基準量	$L_1 = L_{11} = L_{12}$		$\alpha = L_1 / L_S$
キャパシタンス 基準量	$C_S = C_1 = C_2$		$\beta = L_O / L_S$
			$\gamma = C_O / C_S$
f_0 : インバータ動作周波数 $Z_O = L_O / C_O R$			

なお、計算機シミュレーション解析に用いる各部の電圧、電流の記号および正の方向を図 3. 1 のように定める。また、この解析結果に汎用性を持たせるため、表 3. 2 のような正規化基準量を定義し、正規化状態変数と正規化特性パラメータを導入する⁽⁴³⁾。

3. 3. 2 回路状態方程式

各モードにおける回路の正規化状態方程式の標準形は、正規化状態変数ベクトルを $\boldsymbol{x}(z) = [i_{sw1}^*, i_{L21}^*, v_{c1}^*, i_{sw2}^*, i_{L22}^*, v_{c2}^*, i_o^*, v_{co}^*]^T$ とすると、次のように表現できる。

$$d \boldsymbol{x}(z) / d z = \mathbf{A} \boldsymbol{x}(z) + \mathbf{B} \quad \dots \dots \dots (3. 1)$$

各動作モードの状態方程式は、例えばユニット1がモード1、ユニット2がモード4のときをモード①-④として表すこととする。図3. 3で示した定常動作波形 $t_0 \rightarrow t_6$ 間で発生する回路動作モードは、〈モード①-④〉 \rightarrow 〈モード②-④〉 \rightarrow 〈モード③-⑤〉 \rightarrow 〈モード④-①〉 \rightarrow 〈モード④-②〉 \rightarrow 〈モード⑤-③〉の順序で遷移する。図3. 4に具体的な回路動作モード図を示す。

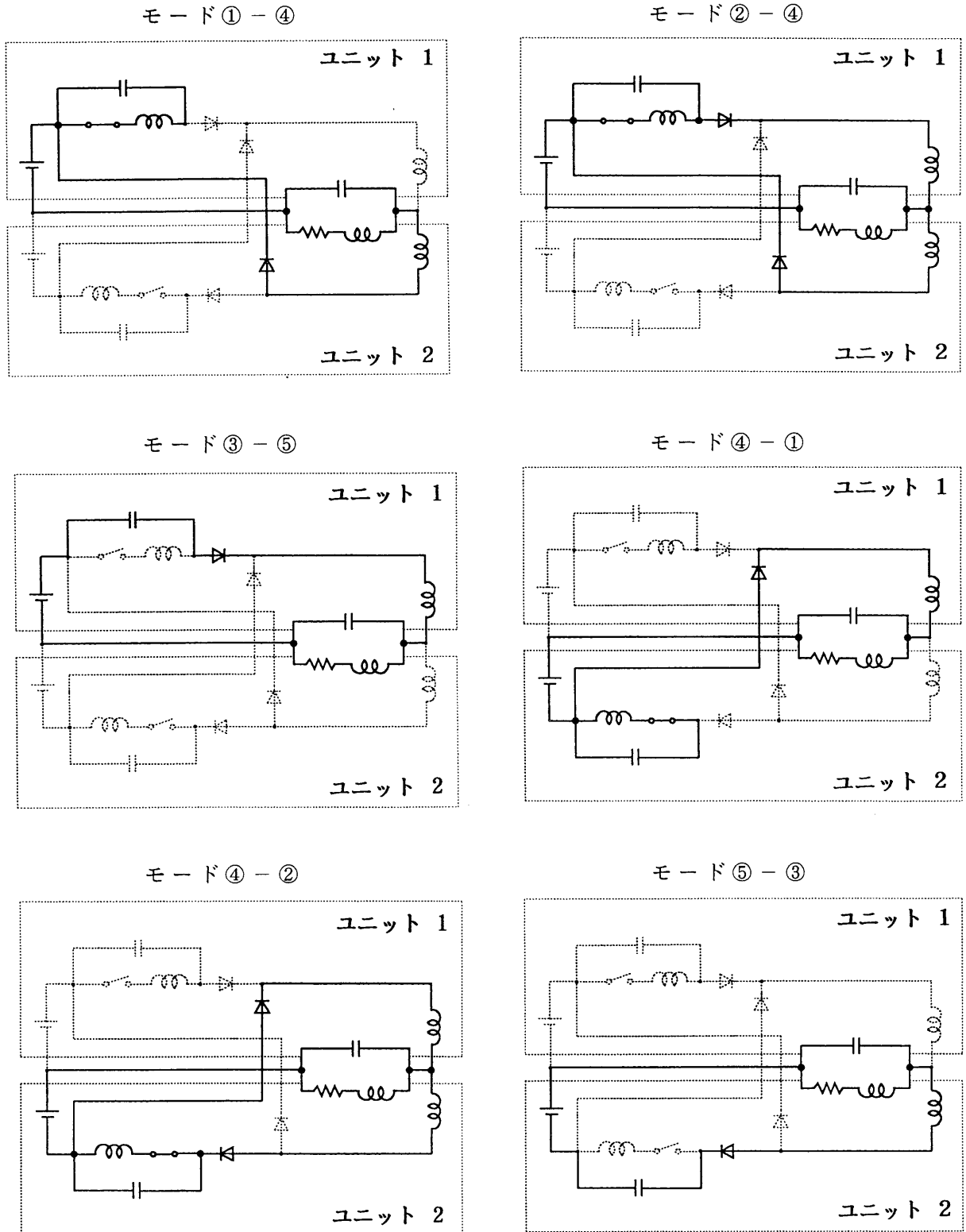


図3.4 回路動作モード

また、それらの動作モードで成り立つ回路状態方程式は次のように表される。

〈モード① - ④〉

$$A = \frac{4\pi}{\mu} \begin{pmatrix} 0 & 0 & -1/\alpha & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1/4 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\lambda/\beta & 1/\beta \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1/4\gamma & 0 & -1/4\gamma & 0 \end{pmatrix} \dots \dots \dots (3. 2)$$

$$B = \frac{4\pi}{\mu} \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ -1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \dots \dots \dots (3. 3)$$

〈モード② - ④〉

$$A = \frac{4\pi}{\mu} \begin{pmatrix} 0 & 0 & -1/\alpha & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 \\ 1/4 & -1/4 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\lambda/\beta & 1/\beta \\ 0 & 1/4\gamma & 0 & 0 & -1/4\gamma & 0 & -1/4\gamma & 0 \end{pmatrix} \dots\dots\dots (3.4)$$

$$B = \frac{4\pi}{\mu} \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \\ -1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \dots\dots\dots (3.5)$$

〈モード③ - ⑤〉

$$A = \frac{4\pi}{\mu} \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & -1/4 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\lambda/\beta & 1/\beta \\ 0 & 1/4\gamma & 0 & 0 & 0 & 0 & -1/4\gamma & 0 \end{pmatrix} \dots\dots\dots (3.6)$$

$$B = \frac{4\pi}{\mu} \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \dots\dots\dots (3.7)$$

〈モード④-①〉

$$A = \frac{4\pi}{\mu} \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1/\alpha & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1/4 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\lambda/\beta & 1/\beta \\ 0 & 1/4\gamma & 0 & 0 & 0 & 0 & -1/4\gamma & 0 \end{pmatrix} \dots\dots\dots (3. 8)$$

$$B = \frac{4\pi}{\mu} \begin{pmatrix} 0 \\ -1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \dots\dots\dots (3. 9)$$

〈モード④-②〉

$$A = \frac{4\pi}{\mu} \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1/\alpha & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1/4 & -1/4 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\lambda/\beta & 1/\beta \\ 0 & 1/4\gamma & 0 & 0 & -1/4\gamma & 0 & -1/4\gamma & 0 \end{pmatrix} \dots\dots\dots (3. 10)$$

$$B = \frac{4\pi}{\mu} \begin{pmatrix} 0 \\ -1 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \dots\dots\dots (3. 11)$$

〈モード⑤ - ③〉

$$\begin{aligned}
 \mathbf{A} &= \frac{4\pi}{\mu} \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1/4 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\lambda/\beta & 1/\beta \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1/4r & 0 & -1/4r & 0 \end{pmatrix} \dots\dots\dots (3. 12) \\
 \mathbf{B} &= \frac{4\pi}{\mu} \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \dots\dots\dots (3. 13)
 \end{aligned}$$

3. 3. 3 シミュレーション解析結果

図3. 5に一例として、 $E = 100\text{V}$ 、 $\Phi = 180^\circ$ 、出力周波数 50kHz の条件下での代表的な解析波形と実測波形を示す。同図は動作原理で述べたとおりであり v_{sw1} 、 i_{sw1} 、 v_{c1} 、 i_{L21} 、 i_o などの解析波形例も実測波形例を十分説明し得るものとなっている。

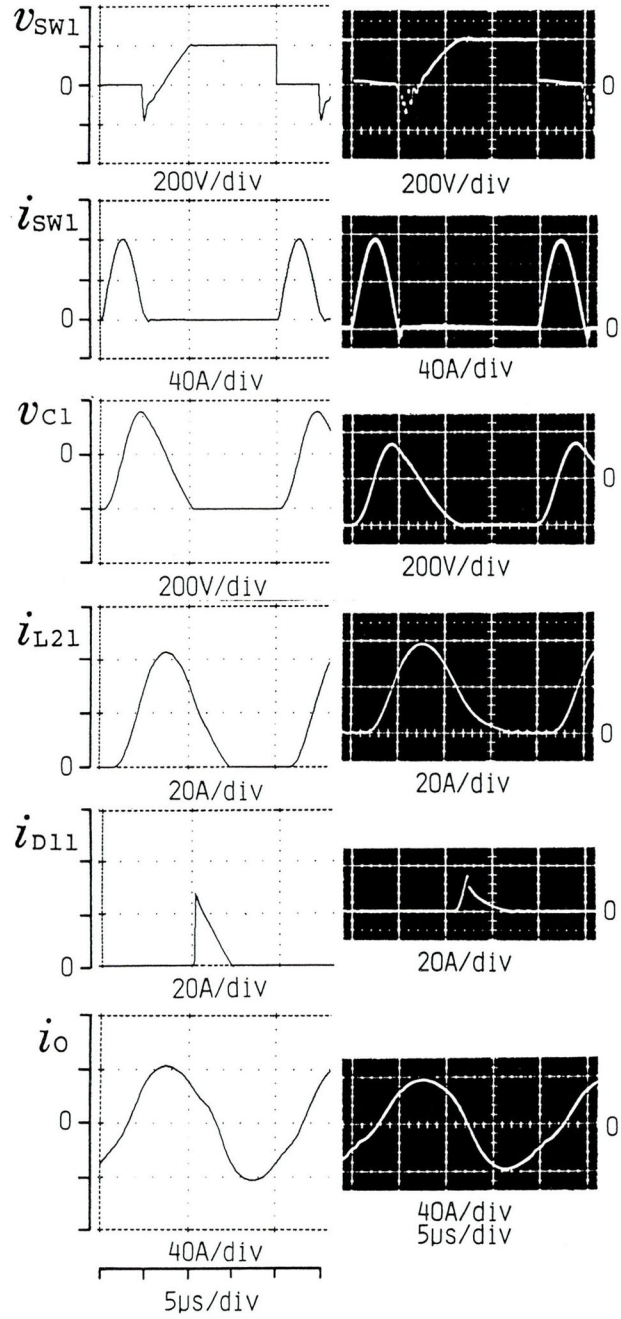


図 3. 5 解析波形と実測波形

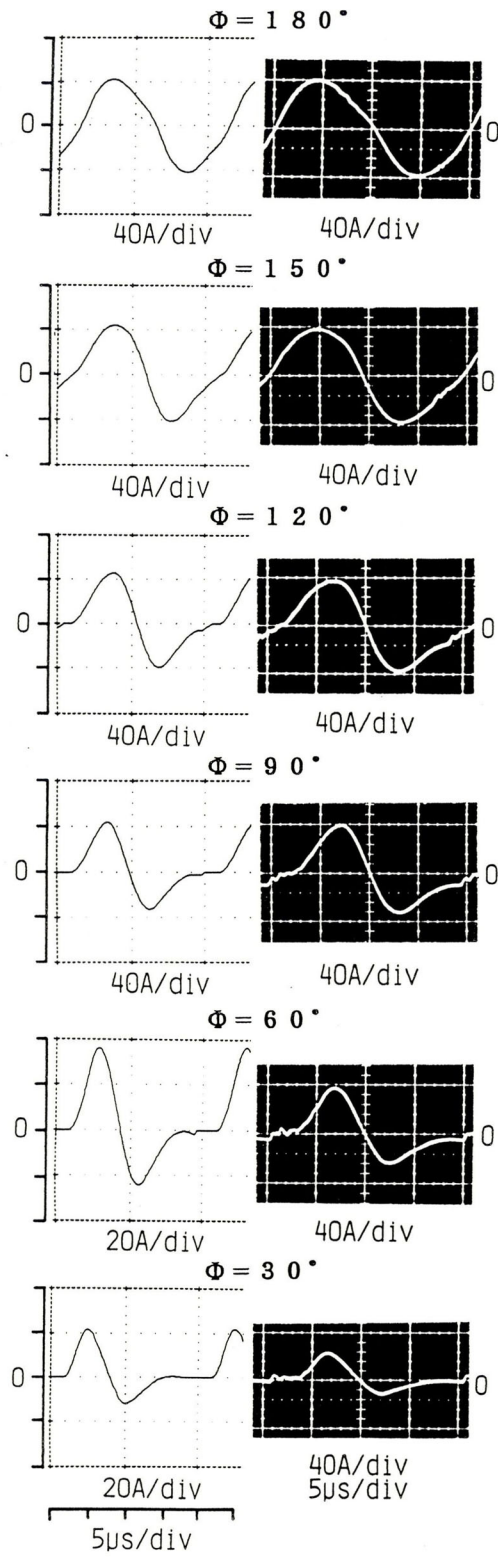


図 3. 6 移相差制御による出力電流の解析波形と実測波形

図 3. 6 に図 3. 5 と同じ条件下で、移相差制御した場合の負荷電流 (i_o) の代表的な解析波形と実測波形を示す。同図より図 3. 2 で示した移相差制御によって、負荷電流が連続制御されていることがわかる。同図において $\Phi = 180^\circ$ 以外の場合 i_o が上下非対称になっているが、これはシミュレーション解析によると移相差制御した場合、 i_{D11} と i_{D12} の波形が異なってくるということがわかっている。すなわち、 i_{D11} と i_{D12} のピーク値はほぼ同じ値を示すが、 i_{D11} のモード 4 (図 3. 3 参照) の期間が長くなることで結果的に i_{L21} と i_{L22} が非対称となるため、両者のベクトル和である i_o も図 3. 6 で示したように非対称となる。これは $30^\circ < \Phi < 120^\circ$ の範囲で顕著に現れるが、 Φ が減少するにつれて i_{D11} と i_{D12} の波形は徐々に等しくなり、 $\Phi = 0^\circ$ では全く同一となって $i_o = 0$ となる。なお、解析波形には仮定が入っているにもかかわらず、実測波形と数%の誤差で一致しており、本シミュレーション解析の正当性が示されている。なお、実験に用いた定数値は、 $L_{11} = L_{12} = 3.5 \mu\text{H}$ 、 $L_{21} = L_{22} = 17.6 \mu\text{H}$ 、 $C_1 = C_2 = 0.57 \mu\text{F}$ 、 $L_o = 3.5 \mu\text{H}$ 、 $C_o = 1.6 \mu\text{F}$ 、 $R = 1 \Omega$ であり、 SW_1 、 SW_2 として B S I T (TBM2300-30、(株) トーキン製) を用いている。

3. 4 ノーマリオフ形バイポーラモード S I T (B S I T)

定周波 Z C S 高周波インバータのスイッチングデバイスとして用いた B S I T について、特徴と駆動特性を述べる。S I T は、チャンネルの寸法および不純物密度を制御することによって、出力特性をノーマリオン形にもノーマリオフ形にもできるという特徴をもつ。B S I T は、ノーマリオン形 S I T と同時に開発されていたが、開発当時ノーマリオフ特性よりも高速スイッチング特性と高電流密度特性が注目され、比較的小電力用途の S I T ロジック回路に採用され、電子ピアノのチューナーやコンピュータグラフィックの制御部などで用いられた⁽⁶⁸⁾。

ノーマリオン形 S I T は、大電流領域において高速スイッチング動作が可能で

あるという特徴をもつが、何らかの原因によってゲート・ソース間電圧が0 (V)、またはゲート・ソース間が開放状態になると出力側のドレイン・ソース間が短絡状態となり、その短絡電流によってSITを破損する事態が生じる。そのため実用装置の設計においては、保護対策がノーマリオフ形のデバイスに比べて難しくなるという欠点をもつ。

表3.3 代表的なBSITの絶対最大定格

項目	記号	TBM2300-30形	TBM2600-30形
ドレイン・ゲート間電圧	V _{DGO}	300V	300V
ドレイン電流	I _D	300A	600A
ゲート電流	I _G	60A	120A
全損失	P _T	1.5kW	2kW

(条件：周囲温度 $T_a = 25^\circ\text{C}$ 、ケース温度 $T_c = 25^\circ\text{C}$)

表3.4 TBM2300-30の電気的特性

項目	記号	条件	定格
ドレイン・ソース間飽和電圧	V _{DS(on)}	I _D = 300A I _G = 0.7A	1.8V
オン抵抗	R _{DS(on)}		6mΩ
スイッチング時間	t _{on}	V _{DS} = 150V I _D = 300A	0.2μs
	t _{off}	振込み電流：I _{G1} I _{G1} = 1A	3μs
		引抜き電流：I _{G2} I _{G2} = -1A	

(条件：周囲温度 $T_a = 25^\circ\text{C}$ 、ケース温度 $T_c = 25^\circ\text{C}$)

このような背景の中で電力用ノーマリオフ形 S I T への要望が高まり、開発されたのが B S I T である。B S I T は、ノーマリオン形 S I T がユニポーラモードデバイスであるのに対しバイポーラモードデバイスであり、次のような特徴をもつ。

(1) 静電誘導効果による電流制御のため他のバイポーラモードデバイスに比べ高速度動作が可能である。

(2) ゲートから注入された少数キャリアがチャンネル内の電位障壁をより低下させる効果（伝導度変調効果）を起こし、それがソース領域からの多数キャリアの注入を促進させるため急激な電流変化が現れ、他の同等クラスのパワー半導体デバイスに比べ極めて低いオン抵抗を示す。

(3) 温度特性が大電流領域では負となるため熱暴走が起こらず、並列接続した場合電流がバランスよく配分される^{(69)~(71)}。

(4) ゲートから少数キャリアを注入して動作させるバイポーラモードデバイスのため、ターンオフ時に蓄積効果がある。

表 3. 3 に代表的な B S I T の絶対最大定格を、表 3. 4 に今回使用した T B M 2 3 0 0 - 3 0 の電気的特性を示す。同表より、動作電圧が電力用デバイスとしては比較的低い。動作電圧を高くすることも可能であるが、極めて低いオン抵抗をもつという特徴を発揮させる条件を考慮すると、最大電圧は現在のところ 1 0 0 A クラスで 5 0 0 V 程度である。以上より、B S I T はオン抵抗が極めて低いため、動作電圧が比較的低い領域で高速、大電流動作が要求される分野に適することになり、現在バッテリーを電源とするようなホークリフトやソーラカーなどの車両用、電圧クランプ形電流共振高周波インバータなどに広く利用されている⁽⁷²⁾。

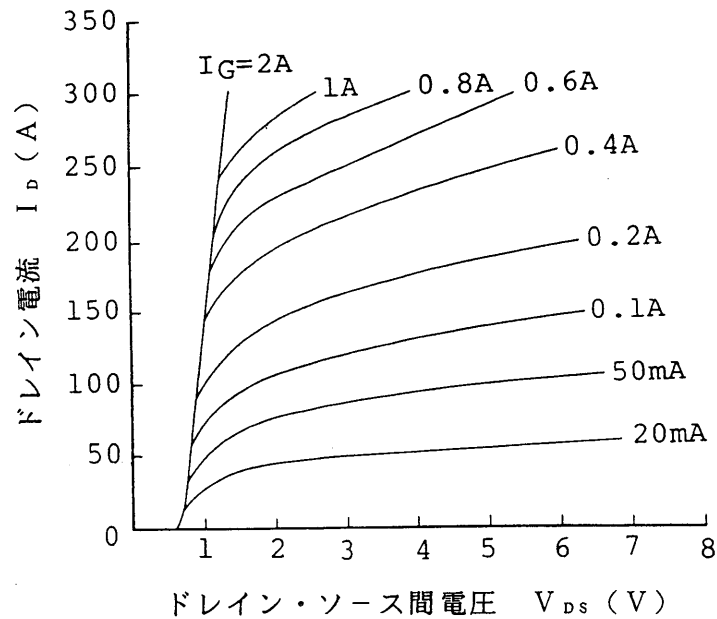


図3.7 BSIT (TBM2300-30形) の出力特性

図3.7にBSITの出力特性を示す。同図よりBSITは高電流利得によって、僅かなゲート電流で大きなドレイン電流を制御することができるが、バイポーラモード半導体デバイス特有の蓄積効果をもつ。これはゲート領域から注入された小数キャリアの蓄積効果によって、ターンオフ時間が長くなることを意味し高周波動作では障害となる。この蓄積効果の影響を軽減させる駆動方法として、オフ電圧に逆バイアス電圧を用いる方法とバイポーラモードトランジスタで使用されている電流帰還駆動方法の二種類がある^{(73)~(75)}。

図3.8にBSITの駆動回路を示す。BSITは電流駆動デバイスであるためBPTと同様な駆動方式でよいが、駆動特性はゲートからの振込み電流 (I_{G1}) と引き抜き電流 (I_{G2}) に大きく依存する。すなわち、 I_{G1} を大きくするとオン抵抗値は減少するが、必要以上に I_{G1} を大きくするとターンオフ時の蓄積時間が長くなるという結果をもたらす。そのため、BSITは原理的にはゲート・ソース間電圧が0 (V) でオフ状態になるが、図3.8ではターンオフ時での蓄積効果の影響を軽減させるために、逆バイアス電圧 (-5 V) を印加してオフ状態に

している。図 3. 9 に 50 kHz 動作時でのゲート・ソース間電圧とゲート電流波形を示す。この時の駆動電力は約 2 W である⁽⁷⁵⁾。

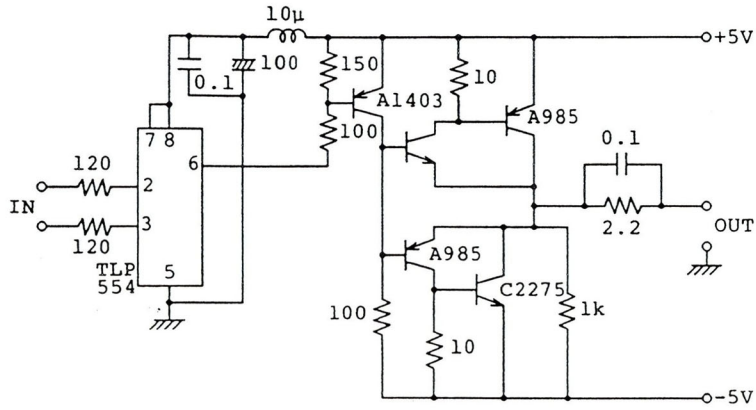


図 3. 8 B S I T の駆動回路

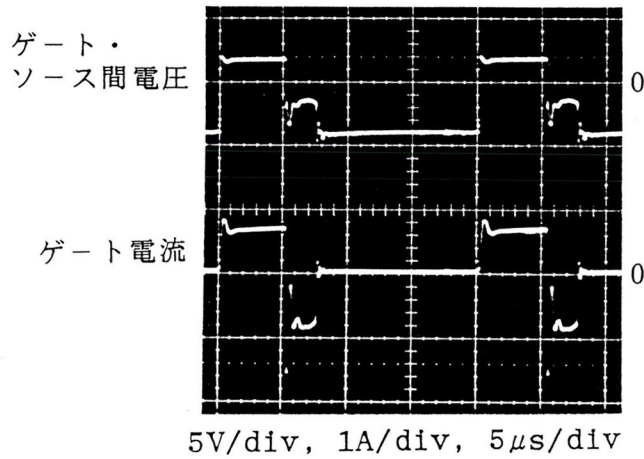


図 3. 9 B S I T の駆動電圧、電流波形

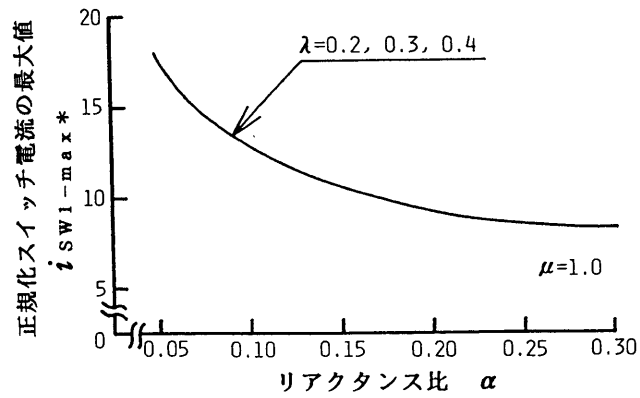
3.5 定常特性と評価

図3.1で示した定周波電圧制御機能をもつZCS部分共振形高周波インバータについて、解析結果から各特性評価を行う。

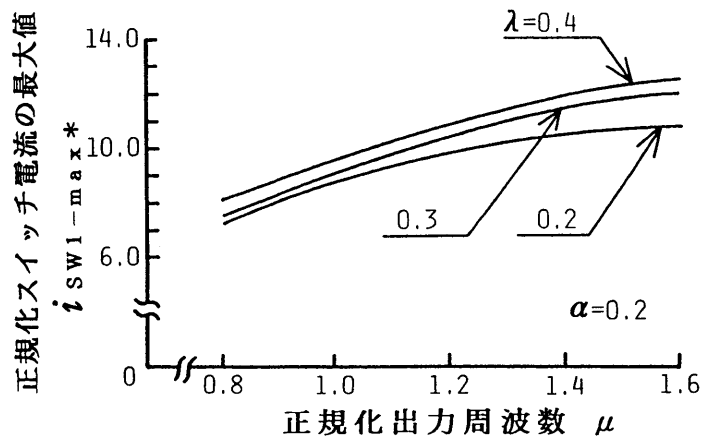
3.5.1 スイッチ電流の最大値

図3.10に正規化スイッチ電流の最大値 $i_{sw1-max}^*$ と、種々の回路パラメータとの関係を示す。同図(a)より $i_{sw1-max}^*$ は、リアクタンス比($\alpha = L_{11}/L_{21}$)を大きくすると λ の値に関係なく減少する傾向を示すが、 α の大小は解析結果から出力電力など他の諸特性にあまり影響を与えないことがわかっている。そこで、 α の低い方が L_{11} 、 L_{12} を小さくすることができるが、あまり低くすると $i_{sw1-max}^*$ が増大し、定格電流の大きいデバイスが必要になる。一方、 α を大きくすると $i_{sw1-max}^*$ が低く抑えられ、スイッチングデバイスの導通損失を低くできるが L_{11} 、 L_{12} での損失が増大することになる。同図(a)から明らかのように、 α を0.2以上にしても $i_{sw1-max}^*$ はそれ程減少せず、あまり効果的とは言えない。そこで、以下に述べる各種の特性評価は、 $i_{sw1-max}^*$ を低く抑えることができる値として、 $\alpha = 0.2$ に限定して行うこととする。

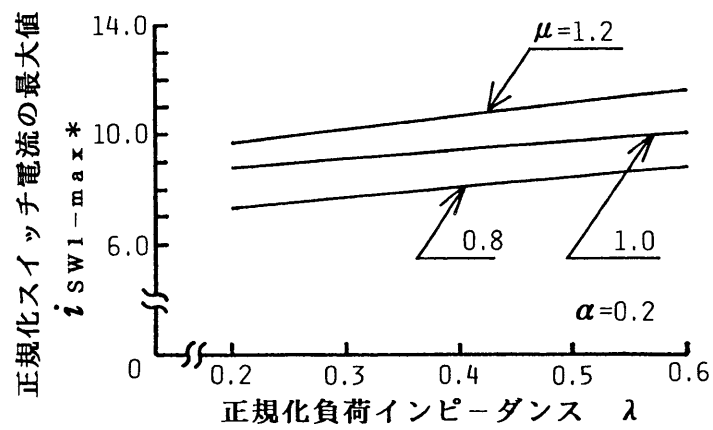
次に、同図(b)、(c)に $i_{sw1-max}^*$ と正規化パラメータ(制御パラメータとしての正規化出力周波数 μ と外乱負荷パラメータとしての正規化負荷インピーダンス λ)との関係を示す。同図より $i_{sw1-max}^*$ は μ を大きくするとゆるやかに増加する傾向を示し、また λ の大きい方が小さい場合より高くなる。



(a) $i_{SW1-max}^* - \alpha$ 特性



(b) $i_{SW1-max}^* - \mu$ 特性

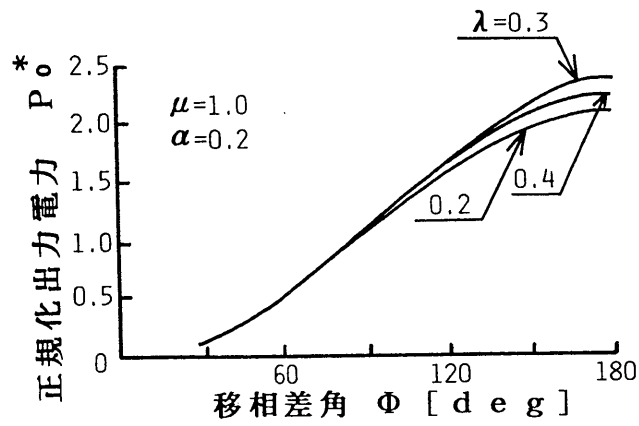


(c) $i_{SW1-max}^* - \lambda$ 特性

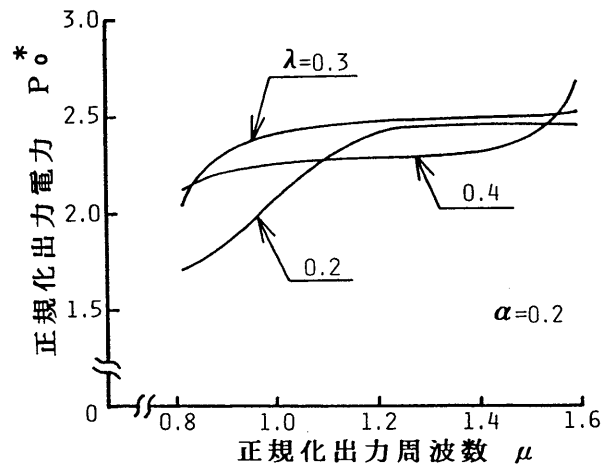
図 3. 10 スイッチ電流の最大値特性

3. 5. 2 出力電力

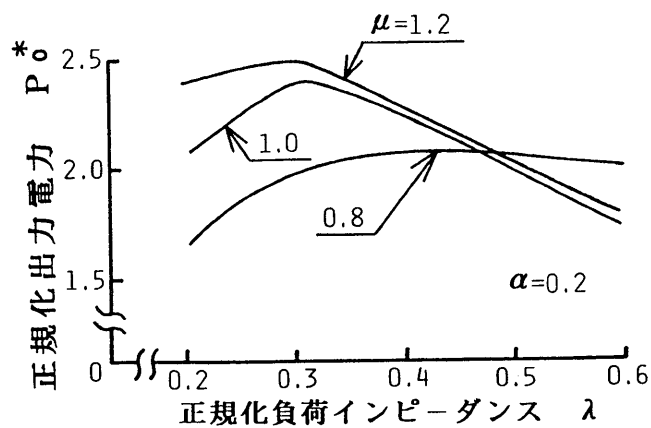
図3. 11に正規化出力電力 P_o^* と図3. 2で定義した移相差角 Φ 、正規化パラメータとの関係を示す。同図(a)は $\mu = 1.0$ 、 $\alpha = 0.2$ の条件下での $P_o^* - \Phi$ 特性を示すが、3. 3節で述べたように Φ を制御することで、出力電力を最大から最小まで滑らかに調整できることがわかる。同図(b)、(c)に $P_o^* - \mu$ 、 $P_o^* - \lambda$ 特性を示す。同図(b)より P_o^* は μ が高くなると共に増加するが、ピーク値に達した後 μ を高くしてもほぼ一定値を示し、 $\lambda = 0.4$ では $\mu = 1.4$ 付近から再び増加する傾向を示す。抵抗負荷の場合 P_o^* は $\mu = 1.0$ で最大値をとることがわかっているが、負荷として並列共振回路を用いた場合、負荷回路自身が周波数特性をもつため $\mu = 1.0$ 以上であっても出力は減少しない。そのため提案インバータは、周波数制御方式によって出力電力を広範囲に調整することが難しく、3. 2節で述べたように μ を一定とした条件下で移相制御方式による出力電力制御が最も望ましいことになる。また、同図(c)より出力電力は $\lambda = 0.3$ 付近が $\lambda = 0.2$ 、 0.4 の場合より大きくとれる。



(a) $P_o^* - \Phi$ 特性



(b) $P_o^* - \mu$ 特性



(c) $P_o^* - \lambda$ 特性

図 3. 11 出力電力特性

3. 5. 3 共振リアクトル電流の最大値

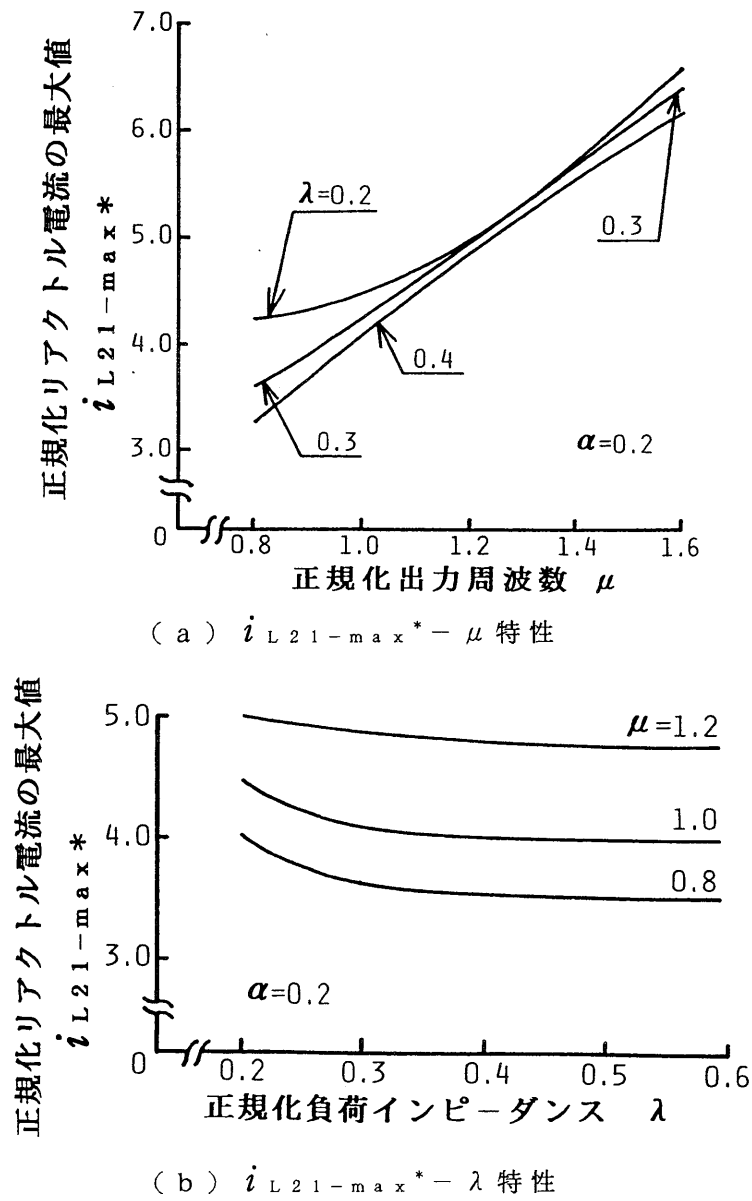


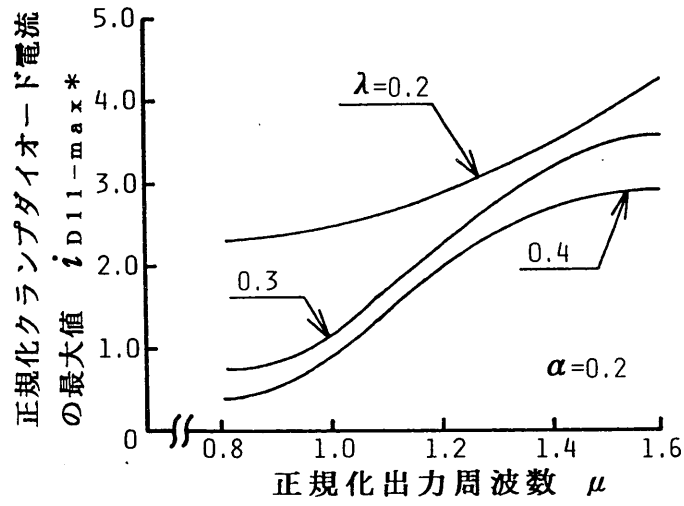
図 3. 1 2 リアクトル電流の最大値特性

図 3. 1 2 に正規化リアクトル電流の最大値 $i_{L21-max}^*$ と正規化パラメータ μ 、 λ との関係を示す。同図 (a) より $i_{L21-max}^*$ は μ が高くなるに伴って上昇する。

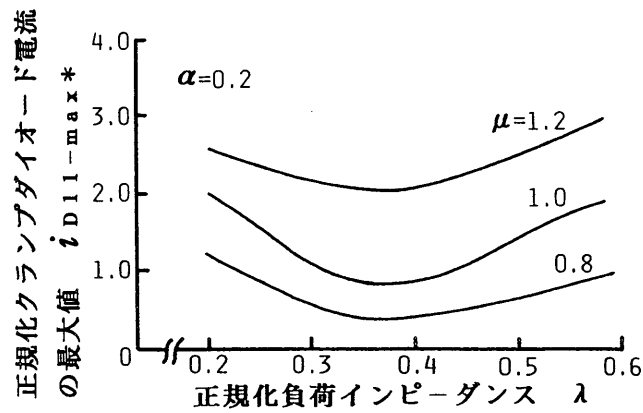
i_{L21} は負荷電流 i_o の半サイクルを形成することになるが、 $i_{L21-max}^*$ が増加しても図3.11(b)で示したように、 $\mu > 1.0$ では出力電力がそれ程増加していない。これは、解析結果から μ が高くなると図3.3で示した動作波形において、 i_{D11} が零となるモード5の期間が存在しなくなることがわかっている。そのため i_{D11} は t_6 まで流れ続けることになり、この期間では i_{D11} とユニット2のリアクトル電流 i_{L22} のベクトル合成電流が i_o となるため、結果的に i_{D11} が i_{L22} のピーク値を下げるように作用する。ユニット1、ユニット2は対称であるため、 i_{L22} のピーク値は $i_{L21-max}$ に等しい。以上から μ が高くなると共に $i_{L21-max}^*$ が増大しても、出力電力はそれ程上昇しないことになる。また、 μ が高くなると i_o と負荷電圧 v_{co} との位相差も大きくなり、 i_o が多少増加しても出力電力はそれ程増加しない。次に、同図(b)より $i_{L21-max}^*$ は、 λ の増加と共にゆるやかに減少する傾向を示す。

3. 5. 4 クランプダイオード電流の最大値

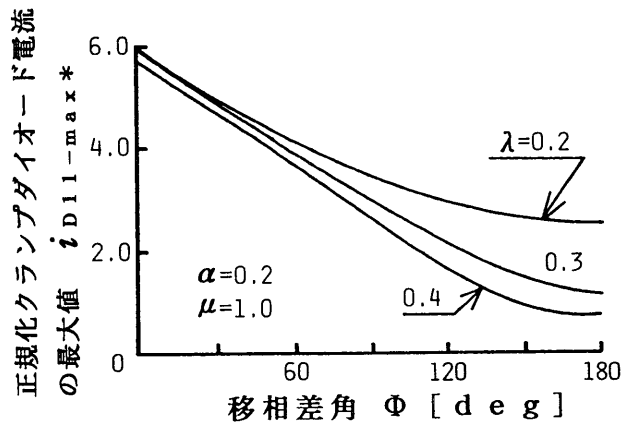
図3.13に正規化クランプダイオード電流の最大値 $i_{D11-max}^*$ と μ 、 λ 、 Φ との関係を示す。同図(a)より $i_{D11-max}^*$ は μ が高くなると共に増加するが、 $\lambda = 0.3, 0.4$ では $\mu = 1.6$ 付近でほぼ一定値を示す。また同図(b)より、 $i_{D11-max}^*$ は λ が大きくなるに伴って減少し、その後再び増加する傾向を示す。これは λ が大きくなると、3.2節の動作原理で述べたコンデンサ電圧 v_{c1} がピーク値に達した後、再び $-2E$ に達するまで時間がかかることになり、そのためクランプダイオードのターンオン時間($t = t_3$:図3.3参照)が、 λ が小さい時に比べ遅くなるためである。その結果モード3の期間が長くなることで、 $i_{D11-max}^*$ が減少する。次に、 $i_{D11-max}^*$ が減少した後再び増加するのは、解析結果からユニット2の i_{D22} の共振電流の一部が、 D_{11} を通過してユニット1へ流入する動作



(a) $i_{D11-max}^* - \mu$ 特性



(b) $i_{D11-max}^* - \lambda$ 特性



(c) $i_{D11-max}^* - \Phi$ 特性

図 3. 13 クランプダイオード電流の最大値特性

モードとなるためである。なお、 $i_{D11-max}^* > 0$ はスイッチと共振コンデンサの端子電圧がクランプされていることを意味している。同図(c)に $i_{D11-max}^* - \Phi$ 特性を示す。同図より、 $i_{D11-max}^*$ は $\Phi = 180^\circ$ のとき最小値を示し、 Φ が小さいとき大きくなる。これは、 Φ の減少に伴って電力が直流電源に回生されることを意味し、この時の出力は小さい。

3. 6 回路設計

3. 6. 1 設計手順

計算機援用解析より得られた汎用性のある結果をもとにして、図3. 1で示した回路の設計法と数値設計例について述べる⁽⁷⁶⁾。ここで、回路設計仕様は次のとおりである。

出力電力： P_o (W)、出力周波数： f_o (Hz)、入力電圧： E (V)、
 負荷の抵抗成分： R (Ω)、効率： η

これらの諸量と評価基準から回路素子定数、スイッチの選択の際に必要な電圧、電流といった定格値が算出される。以下、本高周波インバータの設計手順を示す。

〔ステップ1〕 α 、 μ 、 λ の決定

3. 4節で示した諸特性(図3. 10～図3. 13参照)からスイッチの最大電流値、回路電流値、出力電力を考慮に入れて α 、 μ 、 λ を決定する。

〔ステップ2〕共振周波数の決定

ステップ1で決定した μ と設計仕様の f_o より、回路の共振周波数 f_s を決定する。

$$f_s = f_o / \mu \quad \dots \dots \dots (3. 14)$$

〔ステップ3〕入力電力 P_{in} の決定

設計仕様より効率を η と指定しているので、入力電力 P_{in} を $P_{in} = P_o / \eta$ より算出する。また、決定した動作点 (α 、 μ 、 λ) より $P_o^* = P_{in}^*$ として P_{in}^* を求める。ここで、 P_i は η を考慮して、また P_{in}^* は特性図より決めているため η が100%のとき $P_o^* = P_{in}^*$ となる。従って、 P_i は η が100%以下の領域では100%の場合よりも大きくなり、若干余裕をもった形で指定される。

〔ステップ4〕 L_s 、 C_s 、 L_1 の決定

$f_s = 1 / 2\pi \sqrt{L_s C_s}$ と $P_{in} = P_{in}^* E^2 / 2 \sqrt{L_s / C_s}$ とを連立させて L_s 、 C_s を算定すると

$$L_s = \frac{E^2 P_{in}^*}{4\pi f_s P_{in}} \dots\dots\dots (3.15)$$

$$C_s = \frac{P_{in}}{\pi f_s E^2 P_{in}^*} \dots\dots\dots (3.16)$$

$$L_1 = \alpha L_s \dots\dots\dots (3.17)$$

〔ステップ5〕負荷回路パラメータの決定

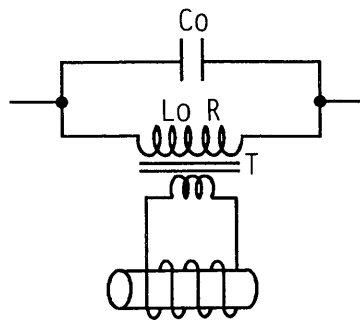


図3.14 高周波整合トランスを用いた負荷回路

図3.1で示した負荷回路は、被加熱物を含むワークコイル系 (L_o 、 R) と力率補償用共振コンデンサ (C_o) の並列共振回路で構成されているが、取り扱うワークコイル系によっては図3.14に示すように適当な高周波整合トランス (T) を介して接続する必要もある。この場合、 L_o 、 R は高周波整合トランスの一次側換算値とする。このように、被加熱物体を含むワークコイル系 (高周波整合トランス)

ンス使用時は一次換算値 L_o 、 R) に力率補償用コンデンサ C_o が並列接続されたタンク回路の定常インピーダンス (Z_L) は、

$$Z_L = \frac{R + j\omega L_o^2 C_o \{ (1/L_o C_o) - (R/L_o)^2 - \omega^2 \}}{(1 - \omega^2 L_o C_o)^2 + (\omega R C_o)^2} \dots (3. 18)$$

インバータ回路とタンク負荷回路の共振周波数が同調すると、そのときの角周波数 ω_s と負荷回路のインピーダンス Z_o は

$$\omega_s = \sqrt{(1/L_o C_o) - (R/L_o)^2} \dots (3. 19)$$

$$Z_o = L_o / C_o R \dots (3. 20)$$

ただし、 $\omega_s = 2\pi f_s$

となり、 C_o 、 L_o は次のようになる。

$$C_o = \frac{1}{\omega_s Z_o} \sqrt{\frac{Z_o}{R} - 1} \dots (3. 21)$$

$$L_o = C_o Z_o R \dots (3. 22)$$

C_o の決定に際し $Z_o > R$ が条件となるが、 R がこの条件を満足しない場合は図 3. 14 で示したように、適当な高周波整合トランスを用いて一次換算値がこの値を満足するようにする。

〔ステップ 6〕スイッチの電圧、電流責務の決定

スイッチの電圧責務 ($v_{sw1-max}$) は、直流電源電圧値の 2 倍にクランプされるので $2E$ (V) となる。また、 α 、 μ 、 λ が決定されているので特性図 (図 3. 10 ~ 図 3. 13 参照) の $i_{sw1-max}^*$ 、 $i_{L21-max}^*$ 、 $i_{D11-max}^*$ からスイッチおよび回路素子定数の電流責務を決定する。以上は $\Phi = 180^\circ$ の条件下での値であるが、移相制御を行った場合 $i_{D11-max}$ は $\Phi = 180^\circ$ で最小値、 $\Phi = 0^\circ$ で最大値をもつので、 D_{11} 、 D_{12} の電流責務は移相制御を考慮 (図 3. 13 (c) 参照) して、最小制御移相差角で求めるようにする。

〔ステップ 7〕スイッチと回路素子定数の選定基準

スイッチと回路素子定数の責務は $v_{sw1-max}$ 、 $i_{sw1-max}$ 、 $i_{L21-max}$ 、 $i_{D11-max}$ が決定されているので、この値からスイッチと回路素子定数が選定される。決定

されたスイッチの定格、また各回路定数の責務条件により回路が実現可能か否か判定する。決定した値が実現不可能ならば、仕様を変えて〔ステップ1〕に戻る。

3.6.2 数値設計例

【設計仕様】

出力電力： $P_o = 10 \text{ kW}$ 、出力周波数： $f_o = 20 \text{ kHz}$ 、

入力電圧： $E = 200 \text{ V}$ 、負荷の抵抗成分： $R = 1 \Omega$ 、効率： $\eta = 90\%$

を与える。上記手法下での数値例は下記のとおりである。

〔ステップ1〕

α は $i_{sw1-max}$ を低く抑えるために大きい方がよい。既に3.5.1節で $i_{sw1-max}$ を低く抑える値として0.2と限定して各種の特性図を示しているので、ここでは $\alpha = 0.2$ とする。また、 λ については特性図（図3.11参照）より0.3付近で出力電力が最大となるので $\lambda = 0.3$ とする。次に、回路電流 $i_{sw1-max}$ 、

$i_{L21-max}$ 、 $i_{D11-max}$ は μ の増加に伴って徐々に増加する傾向を示すが、 P_o はそれ程増加しない。そのため、 μ を高くしても共振リアクトル L_{21} 、 L_{22} などの損失が増大するだけであまり得策とはいえない。そこで、 μ の値として回路電流をそれ程増加させることなく、 $\lambda = 0.3$ 付近で出力電力が最大となる $\mu = 1.0$ を選ぶ。

〔ステップ2〕

$\mu = 1.0$ より、 $f_s = f_o$ となり $f_s = 20 \text{ kHz}$

〔ステップ3〕

$P_{in} = P_o / \eta$ より $P_{in} = 11.1 \text{ kW}$ 、図3.11(b)より $\mu = 1.0$ 、 $\lambda = 0.3$ の条件から P_o^* を求めると2.4となる。そのため、 $P_o^* = P_{in}^*$ より $P_{in}^* = 2.4$

〔ステップ4〕

(3.15)、(3.16)、(3.17)式から L_s 、 C_s 、 L_i を求めると

$$L_s = 34.4 \mu\text{H}, C_s = 1.8 \mu\text{F}, L_1 = 6.9 \mu\text{H}$$

[ステップ5]

$\lambda = 0.3$ の条件と $Z_s = 2\sqrt{L_s/C_s}$ 、 $\lambda = Z_o/Z_s$ より $Z_s = 8.7 \Omega$ 、 $Z_o = 2.6 \Omega$ となるので、これを (3.21)、(3.22) 式に代入すると $C_o = 4 \mu\text{F}$ 、 $L_o = 10 \mu\text{H}$

[ステップ6]

$v_{sw1-max} = 400 \text{ V}$ 、電流基準量は $I_s = E/Z_s$ より 23 (A) となる。

図3.10(b)より $i_{sw1-max}^* = 9$ となり

$$i_{sw1-max} = 23 \times 9 = 207 \text{ A}$$

図3.12(a)より $i_{L21-max}^* = 4.2$ となり

$$i_{L21-max} = 97 \text{ A}$$

図3.13(c)より $i_{D11-max}^* = 5.0$ (ただし、 $\Phi = 30^\circ$ 時) となり

$$i_{D11-max} = 115 \text{ A}$$

[ステップ7] 電圧、電流責務を満たすスイッチ、および回路素子がなければ [ステップ1] に戻り仕様を調整する。

3. 7 実験結果と検討

図3.15に図3.1で示した基本形をもとに、電源部分を平滑コンデンサ分割形にした誘導加熱用インバータ電源回路を示す。これは $\alpha = 0.2$ 、 $\mu = 1.0$ 、 $\lambda = 0.3$ の条件で設計し、 SW_1 、 SW_2 として BSIT (TBM2300-30) を使い、 $E_{in} = 200 \text{ V}$ (ただし、 $E_{in} = 2E$)、 $\Phi = 180^\circ$ のとき、実効出力約 2 kW が得られるようになっている。 μ 、 λ の値の設定は、特性図 (図3.11 参照) より $\mu = 1.0$ のとき $\lambda = 0.3$ 付近で出力電力が最大となる条件で決めている。加熱コイルの形状は、 6ϕ の銅パイプを使用し内径 54ϕ 、巻数 12 回とな

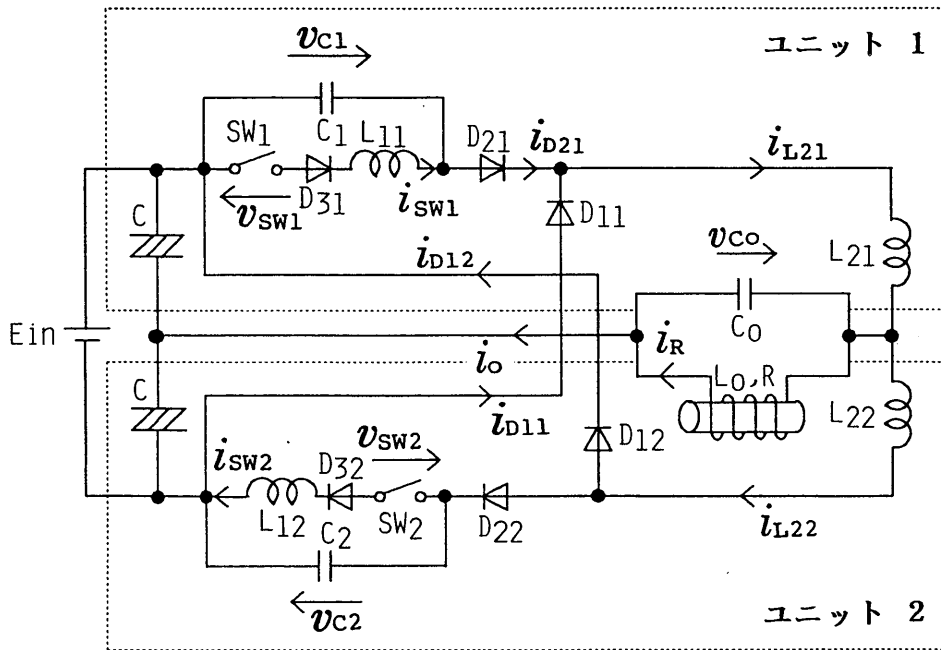
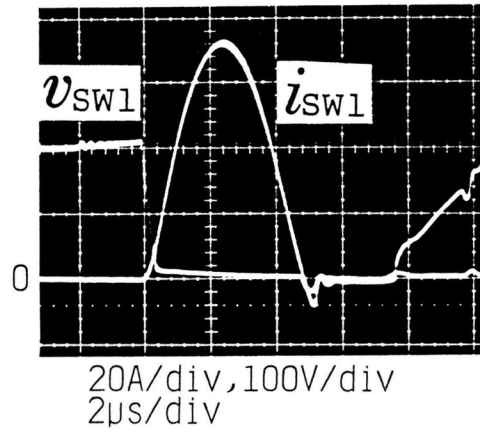


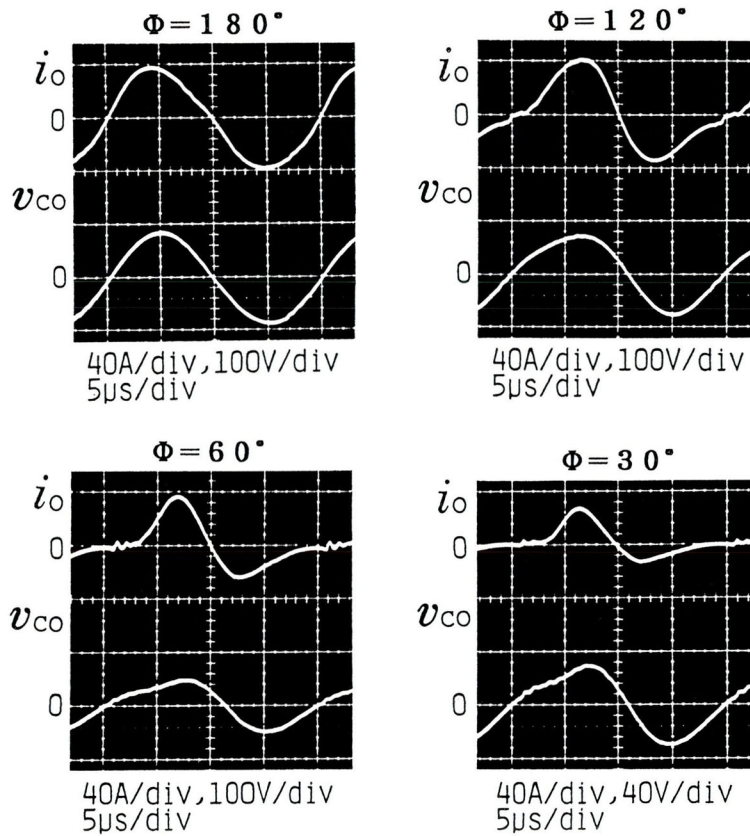
図3. 15 誘導加熱用ZCS高周波インバータ

っている。実験は加熱コイル内に鉄パイプ（45φ、長さ120mm）で製作した水冷用疑似負荷を挿入して行った。

図3. 16に $E_{in} = 200V$ におけるBSITの端子電圧 v_{sw1} と電流 i_{sw1} 、および移相制御時の負荷電流 i_o と負荷電圧 v_{co} の実測波形を示す。同図の v_{sw1} 、 i_{sw1} から求めたBSITのスイッチング損失と導通損失、変換効率は表3. 5に示す通りである。同表より実効出力に対するスイッチング損失は、第2章2. 11. 2節で示した金属溶解用高周波インバータの変換効率和と比較すると約1/3、導通損失でも約1/2に減少しており、本高周波インバータの有効性が実証されている。すなわち、スイッチングデバイスとして、オン抵抗の極めて低いBSITを用いることで、ピーク値の高い i_{sw1} に対しても、変換効率はそれ程低下しない。回路の定数値は $L_{21} = L_{22} = 19\mu H$ 、 $L_{11} = L_{12} = 3.8\mu H$ 、 $C_1 = C_2 = 0.53\mu F$ 、 $C_o = 3.1\mu F$ 、 $L_o = 2.9\mu H$ 、 $R = 0.26\Omega$ 、ダイオードは30JH11（株東芝製）を電流値に応じて並列接続している。



(a) BSITの端子電圧 (v_{sw1}) と電流 (i_{sw1})



(b) 移相制御時の実測波形

図 3. 16 誘導加熱時の実測波形

表 3. 5 損失（1ユニット当たり）及び変換効率

実効出力 (W)	スイッチング損失 (W)		導通損失 (W)	全損失 (W)	変換効率 (%)
	オン時	オフ時			
1993	10	0	53.5	63.5	94

3. 8 複合共振負荷回路の導入

本高周波インバータの出力電力は、図 3. 11 (c) の $P_o^* - \lambda$ 特性から明らかのように λ が増加した場合、 $\lambda = 0.3$ 付近で最大値をもつがその後減少する。3. 7 節では加熱コイルのインダクタンス成分が小さく、並列共振負荷回路のインピーダンス (Z_o) が比較的低い場合の実験結果について述べた。しかし、電磁調理器などのように加熱コイルのインダクタンス成分が大きい場合、並列共振負荷回路のインピーダンスが高くなり、その結果本高周波インバータの特性から出力電力が抑えられ、効率のよい誘導加熱が行われなくなる。このような場合本高周波インバータでは、加熱コイルのインダクタンス成分を打ち消す目的から図 3. 17 で示すように、 L_o に直列にコンデンサ (C_r) を接続して複合共振回路を構成することで、見かけ上のインダクタンス成分を減少させて負荷回路のインピーダンスを適正值にし、幅広い負荷にも対応させることができる。本節では、ホーロ鍋の誘導加熱を対象にした電磁調理器用の複合共振負荷回路について述べる。

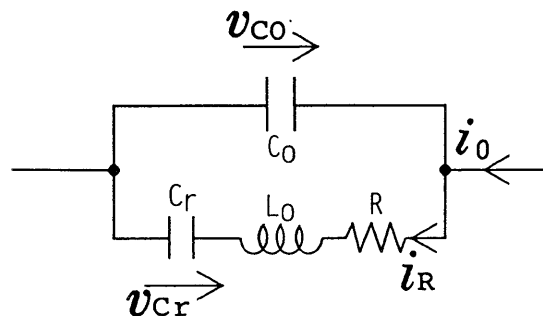


図 3. 17 複合共振回路

3. 8. 1 複合共振負荷回路

図 3. 17 で示した複合共振回路のインピーダンス (Z_L) は次のように表すことができる⁽³⁰⁾。

$$Z_L = \frac{R}{\left(1 - \omega^2 L_o C_o + \frac{C_o}{C_r}\right)^2 + \omega^2 C_o^2 R^2} + j \frac{\left(\omega L_o - \frac{1}{\omega C_r}\right) \left(1 - \omega^2 L_o C_o + \frac{C_o}{C_r}\right) - R^2 \omega C_o}{\left(1 - \omega^2 L_o C_o + \frac{C_o}{C_r}\right)^2 + \omega^2 C_o^2 R^2} \dots \dots \dots (3. 23)$$

共振時のインピーダンス (Z_o) は (3. 23) 式の虚数部 = 0 より

$$Z_o = \frac{R}{\left(1 - \omega^2 L_o C_o + \frac{C_o}{C_r}\right)^2 + \omega^2 C_o^2 R^2} \dots \dots \dots (3. 24)$$

共振周波数は (3. 23) 式の虚数部より求めることができるが、複合共振回路であるため $C_r - L_o - R$ で決まる共振周波数 (f_1) と負荷回路全体で決まる共振周波数 (f_2) の二つが存在することになる。各々の共振周波数を求める式は複雑となるが、誘導加熱の場合 R 成分は比較的小さいので、(3. 23) 式において R を省略して求めても実用上差し支えなく、次のように表しても十分である。すなわち、

$$f_1 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_o C_r}} \dots \dots \dots (3. 25)$$

$$f_2 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L_o C_r} + \frac{1}{L_o C_o}} \dots \dots \dots (3. 26)$$

ただし、 $f_2 > f_1$

となり、インバータは f_2 で動作させることになる。

3. 8. 2 複合共振負荷回路の状態方程式

複合共振負荷回路の状態方程式を標準形にするにあたって、図3. 17のように各部の電圧、電流の記号および正の方向を定める。コンデンサ(C_r)を接続したことで、*i_r*と*v_{cr}*の正規化変数ベクトルは次のように表される。

$$\frac{di_r^*}{dz} = \frac{4\pi}{\mu} \left(-\frac{\lambda}{\beta} i_r^* + \frac{v_{co}^*}{\beta} - \frac{1}{\beta} v_{cr}^* \right) \dots\dots\dots (3. 27)$$

$$\frac{dv_{cr}^*}{dz} = \frac{\pi}{\mu\delta} i_r^* \dots\dots\dots (3. 28)$$

ただし、 $\delta = C_r / C_s$

従って、複合共振負荷回路をもつ本高周波インバータ回路全体を表す正規化状態変数ベクトルは、 $\mathbf{x}(z) = [i_{sw1}^*, i_{L21}^*, v_{c1}^*, i_{sw2}^*, i_{L22}^*, v_{c2}^*, i_r^*, v_{co}^*, v_{cr}^*]^T$ として表すことができる。そのため回路状態方程式は、3. 3. 2節で示した並列共振負荷回路を用いた各動作モードで成立する回路状態方程式に(3. 27)、(3. 28)式を付け加えれば良いことになる。例えば、モード①-①、モード①-②に関しては次のようになる。

モード①-①

$$\mathbf{A} = \frac{4\pi}{\mu} \begin{pmatrix} 0 & 0 & -1/\alpha & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1/4 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1/\alpha & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1/4 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\lambda/\beta & 1/\beta & -1/\beta \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1/4\gamma & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1/4\delta & 0 & 0 \end{pmatrix} \dots\dots\dots (3. 29)$$

$$B = \frac{4\pi}{\mu} \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \dots\dots\dots (3. 30)$$

モード① - ②

$$A = \frac{4\pi}{\mu} \begin{pmatrix} 0 & 0 & -1/\alpha & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1/4 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1/\alpha & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1/4 & -1/4 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\lambda/\beta & 1/\beta & -1/\beta \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1/4\gamma & 0 & -1/4\gamma & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1/4\delta & 0 & 0 \end{pmatrix} \dots\dots\dots (3. 31)$$

$$B = \frac{4\pi}{\mu} \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \dots\dots\dots (3. 32)$$

3. 8. 3 実験結果

図3.18に電磁調理器用逆阻止形ZCS高周波インバータの回路図を示す。図3.17で示した複合共振回路の L_o 、 R が、ここでは鍋を含む加熱コイルの実効インダクタンス成分と実効抵抗成分を表している。各定数値は $L_{11}=L_{12}=3.5\mu\text{H}$ 、 $L_{21}=L_{22}=17.6\mu\text{H}$ 、 $C_1=C_2=0.57\mu\text{F}$ 、 $C_r=0.48\mu\text{F}$ 、 $C_o=0.67\mu\text{F}$ 、 $C=1000\mu\text{F}$ 、B-SIT：TBM2300-30（（株）トーキン製）、ダイオード：30JH（JG）11（（株）東芝製）、ホーロ鍋を置いた時の加熱コイルの特性；実効インダクタンス成分（ L_o ）： $16.2\mu\text{H}$ 、実効抵抗成分（ R ）： 1.45Ω 、複合共振負荷回路全体のインピーダンス（ Z_o ）： 5Ω となっている。

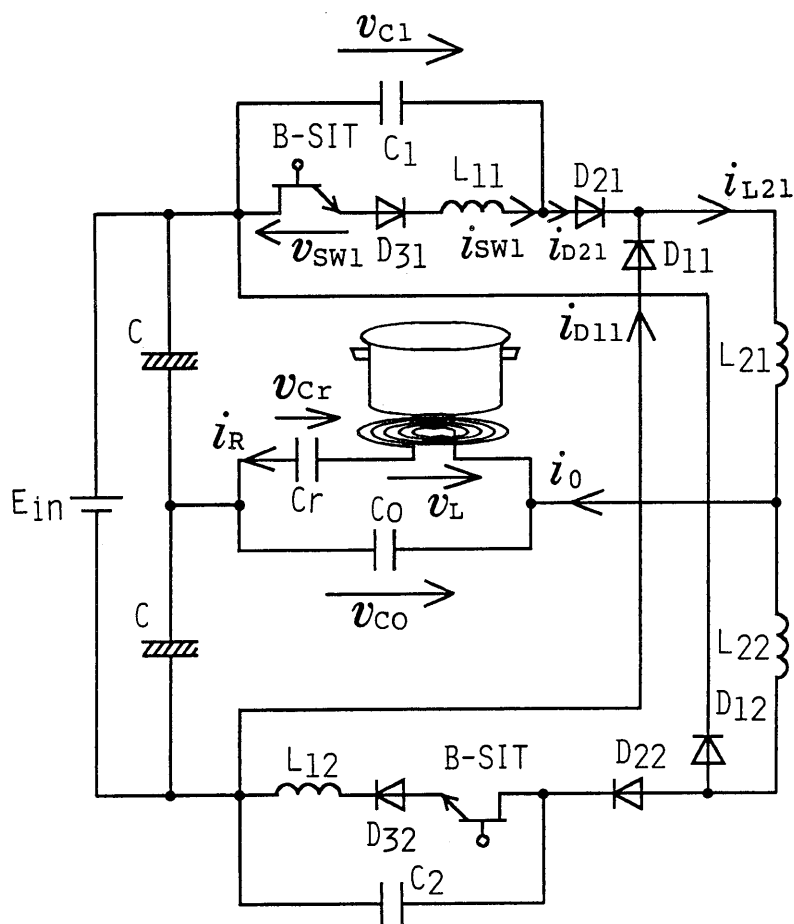


図3. 18 電磁調理器用逆阻止形ZCS高周波インバータ

加熱コイルの形状は、直形0.55mmのホルマール線を20本撚りにしてスパイラル平板状に15回巻いたものである（コイルの内径：5cm、外形：13.8cm）。加熱コイルの下には、磁束を集中させる目的でフェライトを中心から放射状に置き、また加熱コイルから5mm上方に厚さ3mmのセラミック製遮熱板を置いて、その上にホーロ鍋をのせるようにしている。

図3.19に $E_{in}=100V$ の条件下での代表的な各部の実測波形と解析波形を示す。両結果は良く一致しており、解析結果の有効性が示されている。この時の装置効率（負荷側交流出力／直流入力電力）は89（%）である。

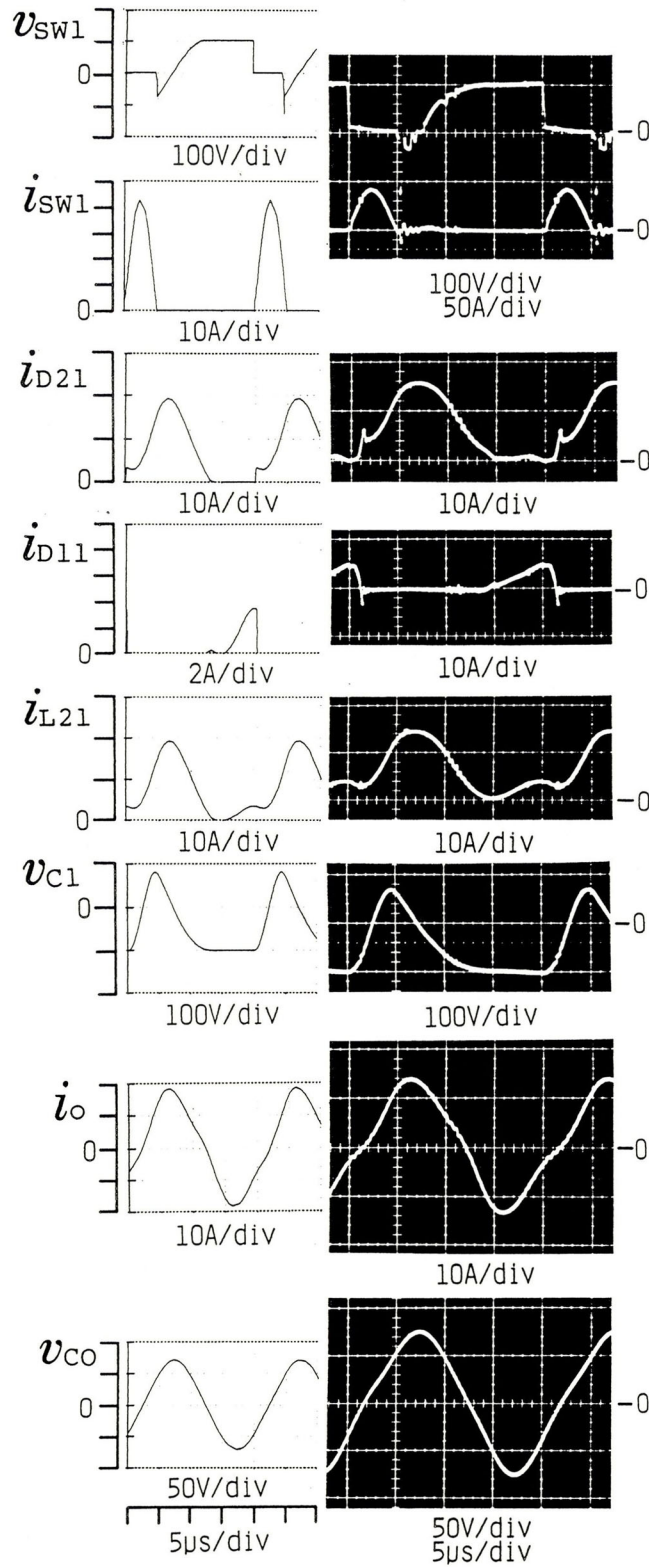


図 3. 1 9 実測波形と解析波形

3. 9 電圧クランプ方式逆導通形ゼロ電流スイッチング (Z C S) 高周波インバータ

3. 9. 1 回路構成

図 3. 20 に逆導通形 Z C S 高周波インバータを示す。これは 3. 2. 1 節で述べた逆阻止形の場合と同様、同じ特性をもつユニット 1、ユニット 2 で構成されている。逆導通形と逆阻止形との回路の相違点は、逆導通形の方が各スイッチ (SW1、SW2) に並列ダイオード (D41、D42) が接続されていることだけであり、回路の特徴、基本動作原理、移相差制御による出力電力制御方法は両タイプとも全く同様である⁽⁷⁷⁾。

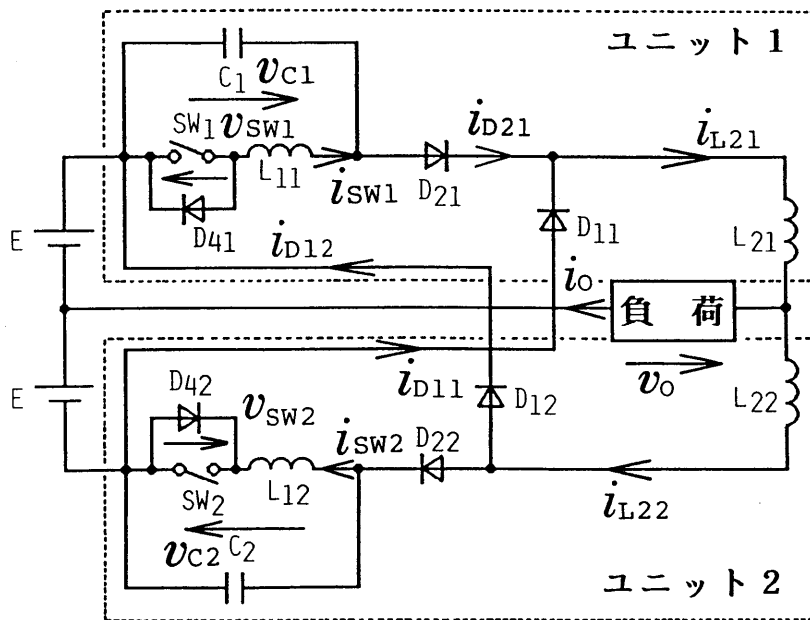


図 3. 20 逆導通形 Z C S 高周波インバータ

3. 9. 2 動作原理

逆導通形の基本動作原理は逆阻止形と同様であるが、各スイッチ (SW₁、SW₂) に

表 3. 6 逆導通形の回路動作モード

	モード1	モード2	モード3	モード4	モード5	モード6
SW1 (SW2)	1	1	0	0	0	0
D31 (D32)	0	0	1	0	0	0
D21 (D22)	0	1	1	1	0	0
D11 (D12)	0	0	0	0	1	0
1 : オン 、 0 : オフ						

逆並列ダイオード (D31、D32) が接続されることで、回路動作区分は逆阻止形が各ユニット (ユニット1、ユニット2) で五つのモードになるのに対し、逆導通形は表3.6に示すように六つの動作モードに分類される。ここでは逆阻止形の場合と同様、回路の対称性からユニット1についてのみ動作原理を説明することとする。図3.21にユニット1の代表的な定常動作波形を示す。各モードごとの動作は初期条件として $v_{c1} = -2E$ 、 $i_{sw1} = 0$ を考えると次のようになる。

①モード1 ($t_0 \leq t \leq t_1$) : $t \triangleq t_0 = 0$ で SW₁ をオンするとループ SW₁ → L₁₁ → C₁ が形成され、SW₁ に C₁ と L₁₁ で決まる共振電流 i_{sw1} が流れる。このため、 v_{c1} が $-2E$ から徐々に上昇し始めるが、モード1は $v_{c1} = -E$ となる $t = t_1$ で終了。

②モード2 ($t_1 \leq t \leq t_2$) : v_{c1} の電圧が上昇中に $t = t_1$ で $v_{c1} = -E$ のとき、D₂₁ が順バイアスされてオン状態になり、C₁ と L₂₁ で決まる共振電流 i_{D21} が負荷に流れ始める。共振リアクトル電流 (i_{L21}) は $i_{L21} = i_{D21} + i_{D11}$ であるが、このとき i_{D11} がまだ零であるため、 $i_{L21} = i_{D21}$ となる。次に、 $t = t_2$ で $i_{sw1} = 0$ になったとき SW₁ をオフにする。 v_{c1} は i_{sw1} の増加と共に上昇するがやがてピーク値に達し、その後は減少を開始する。

③モード3 ($t_2 \leq t \leq t_3$) : $t = t_2$ で $S W_1$ がオフになると、 i_{sw1} は逆並列ダイオード D_{31} によって反転して流れ、再び零となる $t = t_3$ まで流れ続ける。また、 $i_{L21} (= i_{D21})$ はピーク値に達した後、減少を開始する。

④モード4 ($t_3 \leq t \leq t_4$) : $t = t_3$ で反転して流れていた i_{sw1} が零となり、また v_{c1} は $-2E$ に向かって更に減少を続ける。

⑤モード5 ($t_4 \leq t \leq t_5$) : $t = t_4$ で再び $v_{c1} = -2E$ となったとき、 D_{21} がオフ状態となり同時に D_{11} がターンオンして L_{21} に蓄積された電磁エネルギーが負荷を通して電源に回生され、 $i_{D11} (= i_{L21})$ が零になるまで ($t = t_5$)流れ続ける。この間 v_{c1} は $-2E$ にクランプされた状態が続く。

⑥モード6 ($t_5 \leq t \leq t_6$) : $t = t_5$ で $i_{L21} = 0$ 、 $v_{c1} = -2E$ となり、その後 $t = t_6$ までこの状態が続く。

表3.6で示したように、逆導通形の動作モードは逆阻止形に比べ一つ多くなるが、回路解析においてはスイッチと逆並列ダイオード、すなわち $S W_1$ と D_{31} 、 $S W_2$ と D_{32} を一つの双方向スイッチとして表すことができるので、3.3.2節で示した逆阻止形の場合の回路方程式が逆導通形でもそのまま使用できることになる。

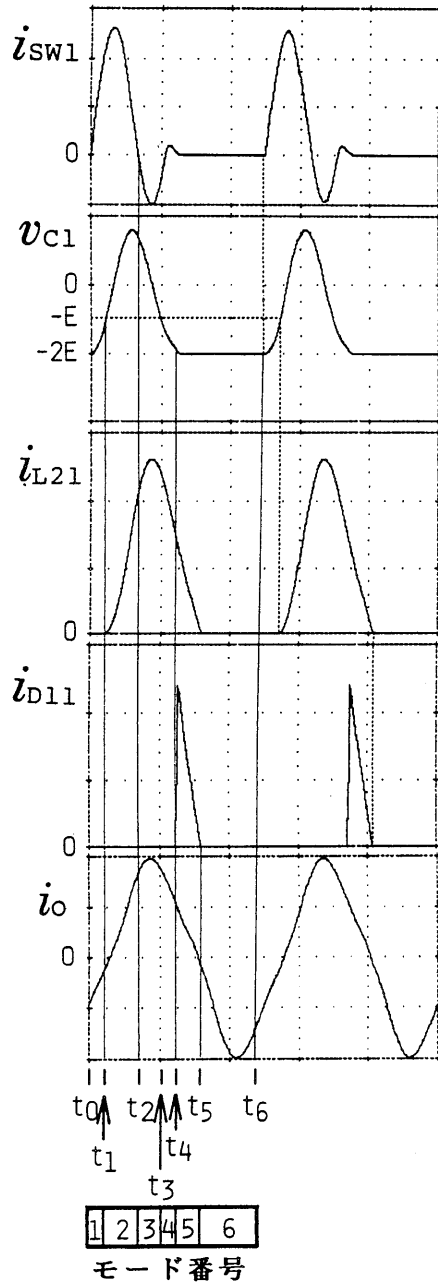


図 3. 2 1 定常動作波形

図 3. 2 2 に $E = 100 \text{ V}$ 、出力周波数 100 kHz 、負荷として純抵抗 4Ω を接続したときの代表的な解析波形と実測波形を示す。同図は動作原理で述べたとおりであり、 v_{sw1} の実測波形において配線に伴う残留インダクタンスなどの影

響でターンオフ時に多少の立ち上がりが見られるものの、定常状態では理論通り $2E$ にクランプされている。次に、スイッチング時に発生する損失はスイッチオン時、逆阻止形の場合と同様 v_{sw1} は零、 i_{sw1} が零からゆるやかな傾斜で立ち上がる ZCS 動作であるので、ターンオン損失は小さい。また、スイッチオフ時は i_{sw1} が逆並列ダイオードに流れるためスイッチでの損失は零になる。回路の各定数値は $L_{11} = L_{12} = 3.0 \mu\text{H}$ 、 $L_{21} = L_{22} = 11.2 \mu\text{H}$ 、 $C_1 = C_2 = 0.21 \mu\text{F}$ 、 $C = 1000 \mu\text{F}$ 、 SW_1 、 SW_2 : SIT (2SK182 : (株) トーキン製)、ダイオード : 30JH (JG) 11 ((株) 東芝製) である。

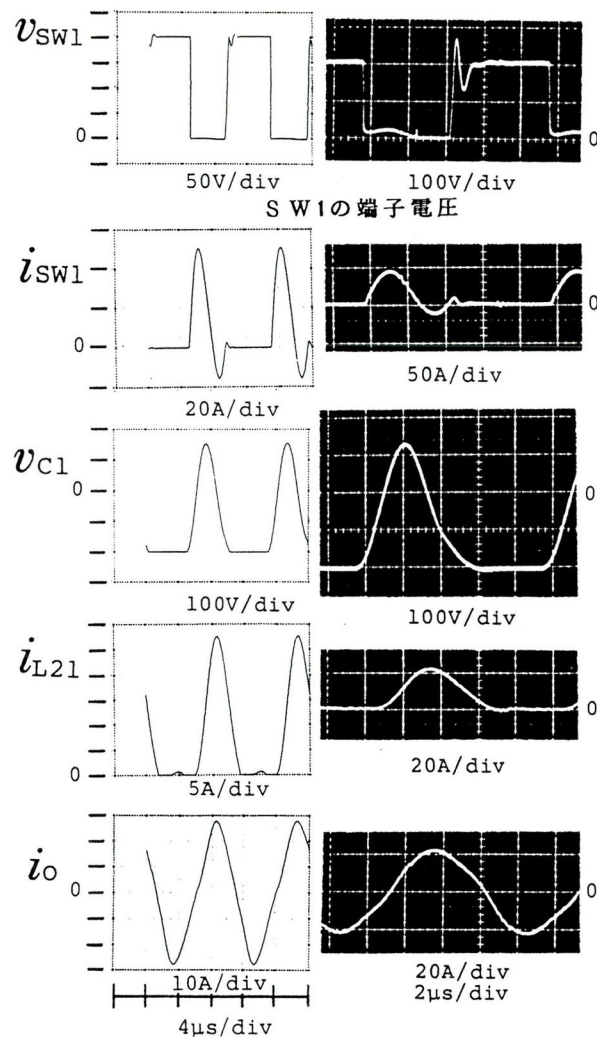


図 3. 2 2 解析波形と実測波形

3. 9. 3 電磁炊飯器用アルミニウム鍋の誘導加熱実験

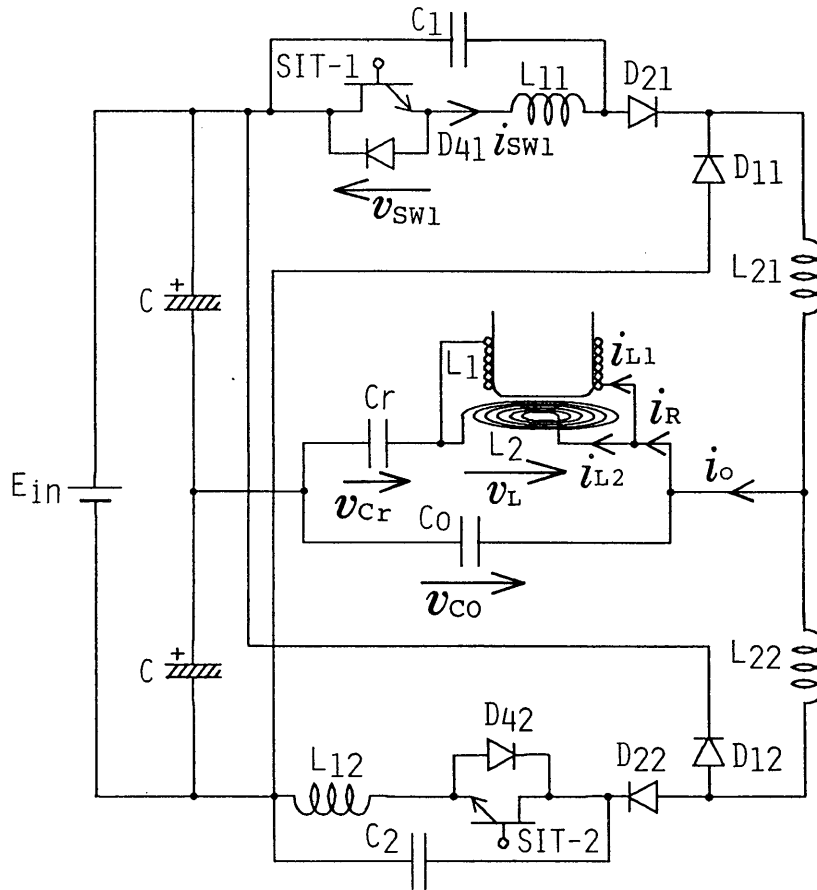


図 3. 2 3 電磁炊飯器用逆導通形 Z C S 高周波インバータ

図 3. 2 3 に電磁炊飯器用アルミニウム鍋の誘導加熱を目的とした、出力周波数 200 kHz の電源分割方式逆導通形 Z C S 高周波インバータを示す⁽⁷⁸⁾。負荷回路は 3. 8 節で述べた同様な理由から複合共振回路を採用している。一般に誘導加熱の表皮作用によって被加熱物の表面に発生する電力 (Po) の概略式は、次のように表すことができる。すなわち、

$$P_o = K \sqrt{\rho \mu_s f} \cdot (NI)^2 \quad (\text{W}) \quad \dots \dots \dots (3. 33)$$

ただし、 K : 定数

ρ : 被加熱物の抵抗率 (μΩ / cm)

μ_s : 被加熱物の比透磁率

f : 周波数 (H z)

N : 加熱コイルの巻数 (回)

I : 加熱コイルの電流 (A)

現在、電磁調理器や電磁炊飯器を中心とした誘導加熱用の家電・民生機器は、被加熱物として ρ 、 μ_s の高い強磁性体を対象としており、周波数 20 ~ 50 kHz で効率の高い加熱を行うことができる。そのため、被加熱物の材質は電磁調理器用として鉄、磁性ステンレス、電磁炊飯器用としてステンレスが主に用いられている。ステンレスは錆びないという利点をもつが、熱電導率が低く種類によっては磁性をもたないものもある。そこでステンレスの低い熱電導率を補うために磁性のないものには鉄板を、また磁性のあるものにはアルミニウム板や銅板を張り合わせて合板にしたものが一般に使用されているが高価で重く、長年の使用中に材質の熱膨張率の違いから張り合わせた部分が剥がれるといった問題も生じている。

アルミニウムは合板ステンレスに比べ安価で軽く、経年変化も少なく調理器用鍋として理想的であるが、常磁性体であるため強磁性体の加熱のみを対象にしている現在の電磁調理器では加熱できない。アルミニウム鍋を加熱する場合、鍋を含む加熱コイル系の Q が鉄などの加熱を対象にしたときに比べかなり高くなるため、鍋の置かれる場所によって注入される電力が変化することが予想される。そこで、本説では鍋が常に決まった場所に設置される利用方法の一つである、電磁炊飯器への応用のみを考えることにする⁽⁷⁹⁾。

一般に (3. 33) 式におけるアルミニウムの ($\rho \cdot \mu_s$) の値は、鉄や磁性ステンレスが $2 \times 10^4 \sim 12 \times 10^4$ に対し約 2.7 と極端に低く、そのためアルミニウムの誘導加熱においては (3. 33) 式の f、N、I の選定が重要となる。そこで、動作周波数は鉄などの加熱を対象にしている 20 ~ 50 kHz より高くしなければならないが、ここでは S I T や P O W E R M O S F E T が効果的に利用できる 200 kHz 付近を考えることにする。

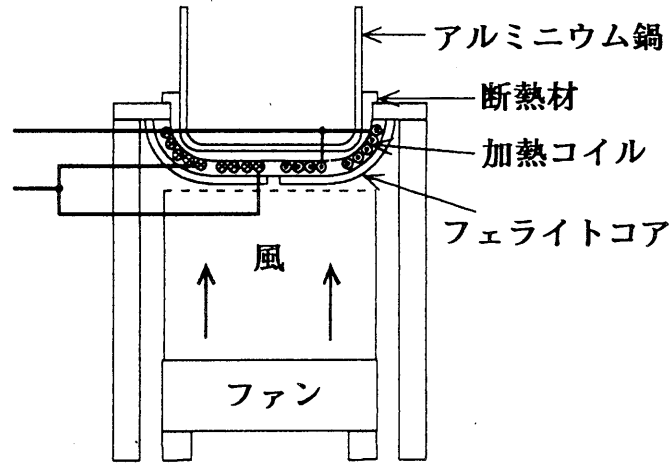


図3. 24 加熱コイルの構造

図3. 24に加熱コイルの構造を示す。被加熱物として用いたアルミニウム鍋は直径21.8cm、深さ14.8cm、厚さ1.25mmである。アルミニウム鍋に発生する電力を増加させるには、(3.33)式より周波数を高くすると同時に (NI) の値を大きくしなければならない。しかし、加熱コイルの巻数 (N) を多くすると発生する電力を増加させることはできるが、加熱コイルでの損失も増加し発熱をまねくことになる。

そこで、加熱コイルには電力用リッツ線(直径0.135mm、700本撚り)を使用し、鍋の底の部分と鍋側面部に各々12回巻き、それを並列接続して電流を分流させることで、大電流を流してもコイルで発生する熱損失を極力抑えるように工夫している。加熱コイルの特性はアルミニウム鍋を置いた状態でインダクタンス成分が $6\mu\text{H}$ 、実効抵抗が 0.13Ω である。負荷回路は $C_0=1\mu\text{F}$ 、 $C_r=0.125\mu\text{F}$ を用い、全体のインピーダンス (Z_0) が 5.6Ω となっている。その他の定数値は $L_{11}=L_{12}=1.54\mu\text{H}$ 、 $L_{21}=L_{22}=6.33\mu\text{H}$ 、 $C_1=C_2=0.1\mu\text{F}$ 、 $C=1000\mu\text{F}$ 、SIT-1、SIT-2:TMΠD-M(2SK182モジュールタイプ:600V、60A形:(株)トーキン製)、各種ダイオード:30JH(JG)11((株)東芝製)である。

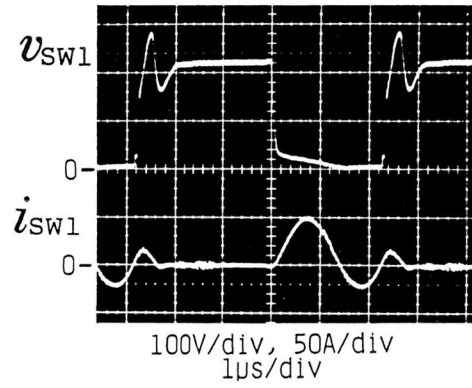


図 3. 2 5 実測波形

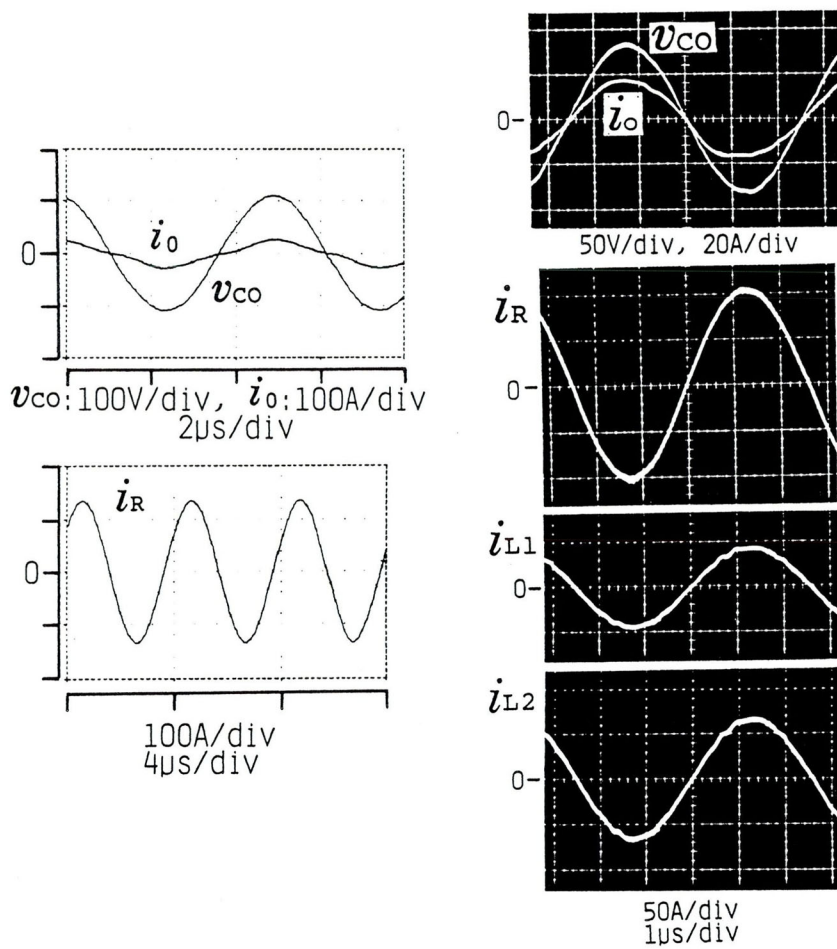


図 3. 2 6 解析波形と実測波形

図 3. 25 に $E_{in} = 220\text{ V}$ で動作中の v_{sw1} 、 i_{sw1} の実測波形を示す。同図より、本インバータの Z C S 動作と電圧クランプ機能が確認できる。また、図 3. 26 は図 3. 25 と同じ条件下で動作し、鍋の水 (3 l) が沸騰状態にある負荷回路の解析波形と実測波形を示す。同図の解析波形と実測波形に誤差が見られるが、この原因は理論解析では配線に伴う損失、回路素子の損失は全く無視しているためである。そこで、アルミニウム鍋などのように負荷を含む加熱コイルの実効抵抗成分が低い場合は、配線や回路素子の損失も十分考慮に入れる必要があると思われる。実験結果から、加熱コイルには合計で最大値 100 A の電流が流れているが、動作中は負荷変動もなく周波数もスタート時から一定である。ホーロ鍋の誘導加熱の場合、最大値が 20 A 程度の電流で十分加熱できるが、アルミニウム鍋の場合は 5 倍近い電流を流さなければならないことがわかる。このときの装置効率 は 60% であり、ホーロ鍋の場合 (89%) に比べかなり低くなっている。実験によると加熱コイルでの損失もかなり発生しているので、効率をより上げるためには加熱コイルの構造やリッツ線、および巻き方に十分検討を加える必要があると思われる。

3. 10 結 言

以上、本章の内容および得られた結果は次のとおりである。

(1) 自己ターンオフデバイスと L C 共振回路から構成される、二端子部分共振 Z C S ユニットを電圧形ハーフブリッジ構成の高周波共振インバータのスイッチングデバイス部に組み入れた回路トポロジーによる逆阻止形、逆導通形二種類の高周波インバータを提示し、その動作原理を述べた。

(2) 提案した高周波インバータは、ターンオン時が Z C S、ターンオフ時が Z C S / Z V S 動作することでスイッチング損失を従来形に対し大幅に低減でき、またオン抵抗の極端に低い B S I T を用いることで高い変換効率が期待できることを述べた。しかも本方式は、スイッチングデバイスの端子電圧が直流電源電圧

値にクランプされることで電圧責務もそれ程高くなり、変換効率特性から誘導加熱用高周波インバータとして十分実用に供し得ることを示した。

(3) 提案した逆阻止形ZCS高周波インバータの負荷回路に、誘導加熱応用を想定した並列共振タンク回路を適用し、詳細な計算機援用特性解析を行い、その結果を汎用性のある形で表現するため正規化制御変数、回路パラメータを導入して本インバータの定常特性を図説評価した。また、実測結果と解析結果を比較して示し、実測結果は解析結果を十分説明し得るものとなっていることも示した。更に、ZCS動作のもとでもスイッチングデバイスの電圧責務が軽減でき、またインバータを構成する各ユニット間の群間移相差制御により出力電力を滑らかに制御できることも述べた。

(4) 計算機援用解析によって得られた汎用性のある各種特性曲線を用いて、逆阻止形ZCS高周波インバータ回路の実用的な設計手順を示し、具体的な回路設計数値例も示した。

(5) 提案高周波インバータは負荷回路に複合共振回路を採用することで、電磁調理器などのように比較的インダクタンス成分の大きい加熱コイルを用いた場合でも良好に動作することを示し、幅広い負荷系にも対応できることを述べた。

(6) 従来の電磁調理器では難しいとされていたアルミニウム鍋の誘導加熱を検討し、効率はホーロ鍋の場合に比べ低かったものの今後アルミニウム鍋の誘導加熱を対象にした電磁調理器の実現に期待ができることを示した。

第 4 章

一石逆導通デバイスを用いた高周波
共振形インバータ

第 4 章 一石逆導通デバイスを用いた高周波共振形インバータ

4. 1 緒 言

高周波インバータの高出力化は、前章までに述べたフルブリッジ方式、ハーフブリッジ方式を基本にしてスイッチングデバイスの並列接続、ユニットインバータの複数接続による出力電力の合成などによって対応できる。近年、パワー半導体デバイス技術の発展により高出力化、高性能化が更に進み、一石形高周波インバータであってもかなりの高出力が期待できるようになった。このような背景のなかで、一石形電圧共振／電流共振回路トポロジーの高周波インバータ／コンバータは小形軽量化、軽薄短小化、高効率化、低ノイズ化、静音化、低価格の点で優れていることから見直され、O A / H A、医療、民生・通信スペースなどの分野で効果的に導入される気運にある⁽⁵²⁾⁽⁸⁰⁾⁽⁸¹⁾。

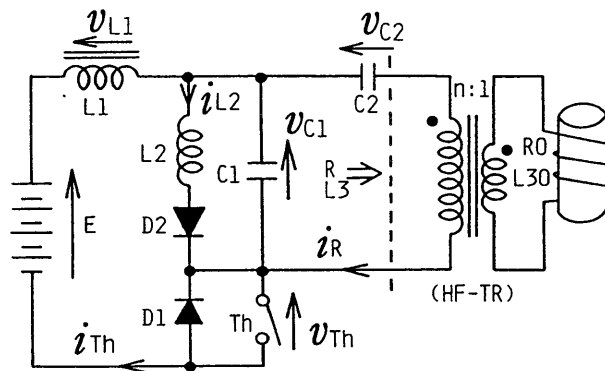
既に、M a p h a m氏や大森氏らの提案による一石逆導通デバイスを用いた電流共振、電圧共振形高周波インバータの研究開発、実用化報告が一部なされ、これらを中心とした回路方式、制御方式の技術開発も多くみられる。なかでも M a p h a m回路は、電流共振／電圧共振といった単共振・複共振の特性を利用したL Cタンク共振およびL C共振スイッチ回路トポロジー導入の高周波スイッチング制御方式インバータとして、実用上重要な回路方式であると指摘されている。しかし、これに関してこれまで設計前段階で要求される十分な特性評価データ、ならびに実用回路的な設計法が普遍性のある形で提示されていない⁽⁸²⁾⁽⁸³⁾。

本章ではM a p h a m氏の提案による安定度、信頼性の高い一石逆導通構造のP F M方式Z C S高周波電流共振形インバータを取りあげ、小容量誘導加熱応用負荷を想定した場合の計算機援用解析を行い、M a p h a m回路の特性を定量的に明らかにしている。また、本インバータ装置の開ループ定常特性を周波数制御特性と負荷特性に分けて正規化された制御パラメータ、負荷共振回路パラメータを

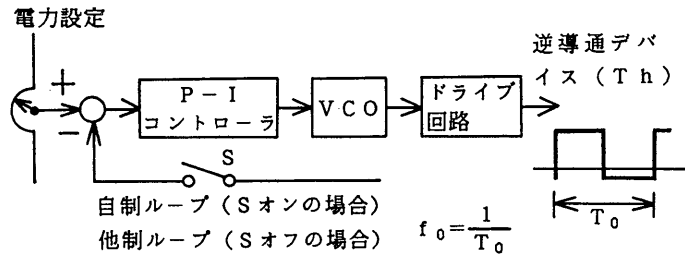
導入した普遍性のある形で図説評価し、更に得られた特性図表の結果をベースとした実用的な回路設計手法を明示し、具体的な数値設計例を提供している⁽⁸⁴⁾。

4. 2 定常動作回路解析

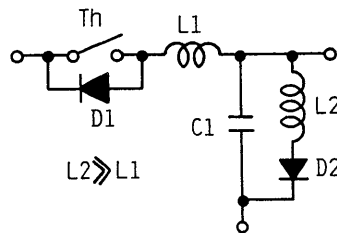
4. 2. 1 回路構成



- L1、C1；直列共振リアクトル、コンデンサ
- L2；出力安定化用リアクトル
- C2；L3補償用のコンデンサ
- HF-TR；R0、L30のインピーダンス変換用高周波トランス



(a)



(b)

図4. 1 一石逆導通デバイスを用いた高周波インバータシステム

図 4. 1 に一石逆導通デバイスを用いた電圧形電流共振高周波インバータの回路トポロジーを示す。これは、同図 (b) に示す 3 端子変形の LC 共振スイッチを用いて ZCS 動作をするものとなっている。そのため、スイッチング損失の低減、スナバレス化に伴う高効率化、低 EMI ノイズレベル化ができ小容量誘導加熱、超音波エネルギー、放電バラストなどの高周波インバータ／フォワード共振形 DC-DC コンバータといった幅広い用途に適しており、その一例として同図 (a) は小容量高周波誘導加熱応用を想定した場合を示している。なお、全波形 3 端子共振スイッチとして L_2-D_2 のない構成のものを用いた方式も可能であるが、ここでは後述するように L_2-D_2 ブランチの効果が発揮できる同図 (a)、(b) のトポロジーに限定する。

以下、本回路の特性解析と回路設計アプローチを論じることとする。回路解析の仮定は次のとおりである。

- (1) 直流電源 E は内部抵抗零の定電圧源。
- (2) 逆導通デバイス (SI サイリスタ、BSIT、A-SCR、GATT、IGBT など) は理想スイッチ。電力用共振回路素子は理想的なもの。
- (3) 対象とする負荷は小容量誘導加熱応用の表面焼入／焼鈍／溶解などを考え高誘導性 R-L₃ 回路とし、高周波整合トランス (HF-TR) (巻数比 n : 1) の一次側に直列補償用／偏磁防止用、更に C₁ とうまく組み合わせた電圧昇圧整合用コンデンサ C₂ が接続されている。これらの第一共振回路は第二共振回路 L₁-C₁ 回路と結合され、並列共振コンデンサ C₁ に接続される構成になっている。図 4. 1 (a) の回路は、第一共振回路と第二共振回路が結合された直並列共振形インバータとなっており、以下 $L_1 = L_3$ 、 $C_1 = C_2$ とすることで複共振特性を利用しないものとしている。

なお、動作解析において状態変数である各部の電圧、電流の記号および正の向きを図 4. 1 (a) のように定める。また、得られた解析結果に汎用性を持たせるため表 4. 1 のような正規化基準量、正規化状態変数、正規化制御変数、正規化回路特性パラメータを導入している。ここで定義した正規化負荷抵抗 (λ) は、図 4. 1 に示した誘導加熱負荷部だけのものではなく、本インバータのような部分

共振インバータと負荷系全体、すなわち、第一共振回路と第二共振回路からなる全体の回路において定義されたものであって、特性評価を汎用性ある形で表現するために導入している。そのため定義された μ 、 λ によって算定される共振尖鋭度 Q ($Q = \mu / 2\lambda$) はインバータ全体の Q を表し、誘導加熱負荷部の共振尖鋭度 (Q_L) とは一致しないことに注意されたい。従って、 Q_L は高いが Q はそれほど高くない場合もある。本インバータは後述するが、 $A_2 \geq 80$ 、 $0.6 \leq \mu < 1.0$ の条件下で $\lambda \geq 3$ とすると確実にZCS動作が可能となる。

4. 2. 2 回路動作モード

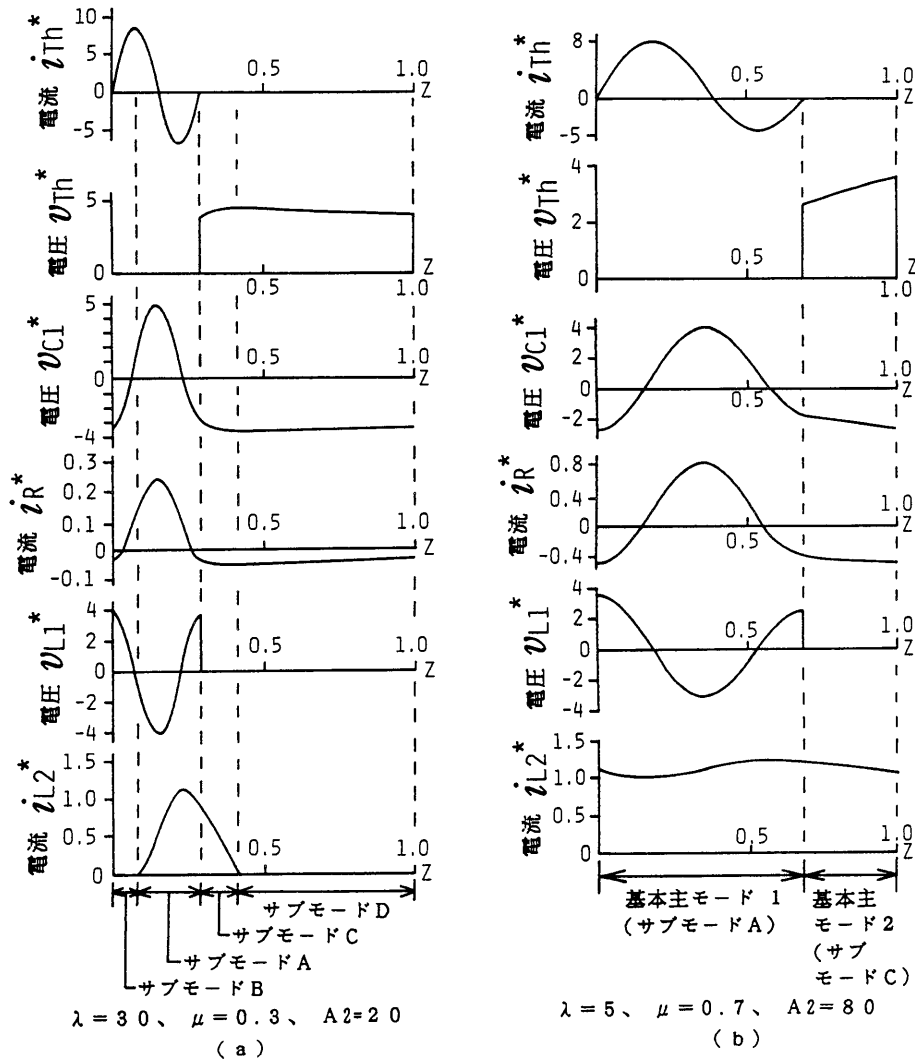


図 4. 2 二通りの条件下での定常電圧、電流波形

図 4. 2 (a)、(b) は、図 4. 1 (a) の動作原理を説明するための各部定常動作波形であり、後述するシミュレーション結果を用いて示したものである。図 4. 2 (a) は L_2-D_2 ブランチの電流 (i_{L_2}) が不連続となる動作様式、図 4. 2 (b) は i_{L_2} が連続する場合の動作様式である。 i_{L_2} の連続、不連続は A_2 、 μ 、 λ の値によって決まり、例えば $A_2 \geq 80$ 、 $0.6 \leq \mu < 1.0$ の範囲では、 $\lambda \geq 3$ の全領域で連続となる。また $A_2 = 40$ の場合でも μ 、 λ の値のとり方によっては連続となる。同図からわかるように、逆導通デバイスは全波形 ZCS

モード スイッチ 素子	基本主モード 1		基本主モード 2	
	サブ モード A	サブ モード B	サブ モード C	サブ モード D
逆導通 サイリスタ	ON	ON	OFF	OFF
ダイオード D2	ON	OFF	ON	OFF

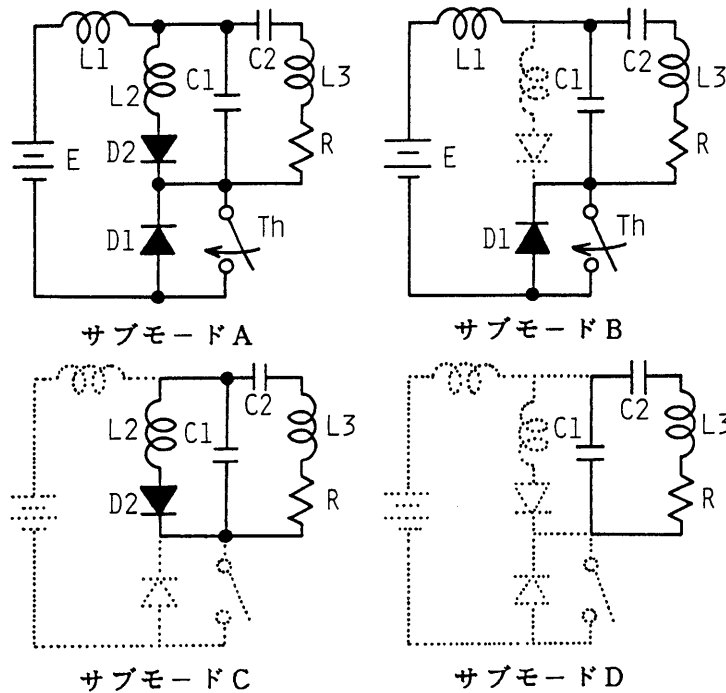


図 4. 3 回路動作モード

動作をしており、スイッチング損失が少なくできる他、EMIノイズレベルの低減がはかられてスナバレス化も可能となる。部分電流共振形では適用デバイスとしてA-SCR、GATTといったバイポーラモード高周波サイリスタが有効である他、BSIT、SIサイリスタ、IGBT、Bi-MOSGTOサイリスタといったバイポーラモード自己消弧デバイスの導入も効果的になされる。

図4.3に図4.1(a)の回路動作モードと各動作モードに対する回路動作パターンを示す。回路動作モードは、図4.3に示すように基本主モード1、基本主モード2なる2つの主モードにおいて2つのサブモードに細分化されるが、それぞれサブモードA、B、およびサブモードC、Dと称する。なお、サブモードB、Dは L_2-D_2 ブランチの電流が不連続となる場合に現れる。

■基本主モード 1

逆導通デバイスの電流 i_{Th} が流れている動作モード

- ・サブモードA：ダイオード D_2 のON状態モード
- ・サブモードB：ダイオード D_2 のOFF状態モード

■基本主モード 2

逆導通デバイスの電流 i_{Th} が流れていない動作モード

- ・サブモードC：ダイオード D_2 のON状態モード
- ・サブモードD：ダイオード D_2 のOFF状態モード

4.2.3 回路状態方程式の標準形

図4.3の各動作モードにおける回路状態方程式の標準形は、表4.1の正規化基準量、正規化制御変数、正規化回路パラメータを用いて正規化表示することができる。すなわち、これは状態変数ベクトルとして i_{Th} 、 i_{L2} 、 i_R 、 v_{C1} 、 v_{C2} を導入すると次のようになる^{(4.3)(4.4)}。

表 4. 1 正規化基準量および正規化状態変数と正規化特性パラメータ

正規化基準量	正規化状態変数と 正規化特性パラメータ
インダクタンス基準量 $L = L_1$	正規化 $A_1 = L_1 / L$
キャパシタンス基準量 $C = C_1$	インダクタンス $A_2 = L_2 / L$
インピーダンス基準量 $Z_s = 2\sqrt{L/C}$	$A_3 = L_3 / L$
電圧基準量 $E_s = E$	正規化 $B_1 = C / C_1$
電流基準量 $I_s = E_s / Z_s$	キャパシタンス $B_2 = C / C_2$
電力基準量 $P_s = E_s I_s$	正規化負荷抵抗 $\lambda = R / Z_s$
時間基準量 $T_o = 1 / f_o$	正規化出力周波数 $\mu = 2\pi f_o \sqrt{LC}$
	正規化電圧 $v^* = v / E_s$
	正規化電流 $i^* = i / I_s$
	正規化電力 $P^* = P / P_s$
	正規化時間 $z = t / T_o$

備考 f_o ; インバータ動作周波数 ($\omega_o = 2\pi f_o$)

基本主モード 1 に対して

サブモード A :

$$\frac{d}{dz} \begin{bmatrix} i_{Tn}^* \\ i_{L2}^* \\ i_R^* \\ v_{C1}^* \\ v_{C2}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & -\frac{4\pi}{\mu A_1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{4\pi}{\mu A_2} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{4\pi\lambda}{\mu A_3} & \frac{4\pi}{\mu A_3} & -\frac{4\pi}{\mu A_3} \\ B_1 \frac{\pi}{\mu} & -B_1 \frac{\pi}{\mu} & -B_1 \frac{\pi}{\mu} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & B_2 \frac{\pi}{\mu} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Tn}^* \\ i_{L2}^* \\ i_R^* \\ v_{C1}^* \\ v_{C2}^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{4\pi}{\mu A_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad \dots (4. 1)$$

サブモード B :

$$\frac{d}{dz} \begin{pmatrix} i_{T_h}^* \\ i_{L_2}^* \\ i_R^* \\ v_{C_1}^* \\ v_{C_2}^* \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & -\frac{4\pi}{\mu A_1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{4\pi\lambda}{\mu A_3} & \frac{4\pi}{\mu A_3} & -\frac{4\pi}{\mu A_3} \\ B_1 \frac{\pi}{\mu} & 0 & -B_1 \frac{\pi}{\mu} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & B_2 \frac{\pi}{\mu} & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{T_h}^* \\ i_{L_2}^* \\ i_R^* \\ v_{C_1}^* \\ v_{C_2}^* \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{4\pi}{\mu A_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \dots \dots \dots (4. 2)$$

基本主モード 2 に対して

サブモード C :

$$\frac{d}{dz} \begin{pmatrix} i_{T_h}^* \\ i_{L_2}^* \\ i_R^* \\ v_{C_1}^* \\ v_{C_2}^* \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{4\pi}{\mu A_2} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{4\pi\lambda}{\mu A_3} & \frac{4\pi}{\mu A_3} & \frac{4\pi}{\mu A_3} \\ 0 & -B_1 \frac{\pi}{\mu} & -B_1 \frac{\pi}{\mu} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & B_2 \frac{\pi}{\mu} & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{T_h}^* \\ i_{L_2}^* \\ i_R^* \\ v_{C_1}^* \\ v_{C_2}^* \end{pmatrix} \dots \dots \dots (4. 3)$$

サブモード D :

$$\frac{d}{dz} \begin{pmatrix} i_{T_h}^* \\ i_{L_2}^* \\ i_R^* \\ v_{C_1}^* \\ v_{C_2}^* \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{4\pi\lambda}{\mu A_3} & \frac{4\pi}{\mu A_3} & \frac{4\pi}{\mu A_3} \\ 0 & 0 & -B_1 \frac{\pi}{\mu} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & B_2 \frac{\pi}{\mu} & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{T_h}^* \\ i_{L_2}^* \\ i_R^* \\ v_{C_1}^* \\ v_{C_2}^* \end{pmatrix} \dots \dots \dots (4. 4)$$

L₂-D₂ブランチの電流が不連続となる動作域においては、これらの各方程式をすべて周期的断続回路として解く必要がある。また、L₂-D₂ブランチの電流が連続する動作域においては、サブモード A、サブモード C が周期的に断続する

回路として取り扱われる。

4. 2. 4 シミュレーション解析結果

図 4. 4 は 本インバータ回路の v_{c1} 、 i_R について、出力周波数 (f_o) を 7 kHz、11 kHz、13 kHz、17 kHz とした場合の解析波形と実測波形を示す。同図より本インバータは、 f_o を高くすると v_{c1} が正弦波に近づくことがわかる。解析波形例は、数%の誤差内で十分実測波形例を説明し得るものとなっている。なお、実験に用いた定数値は $E = 100$ (V)、 $R = 50$ (Ω)、 $L_1 = L_3 = 20$ (μ H)、 $L_2 = 0.8$ (mH)、 $C_1 = C_2 = 2$ (μ F) である。

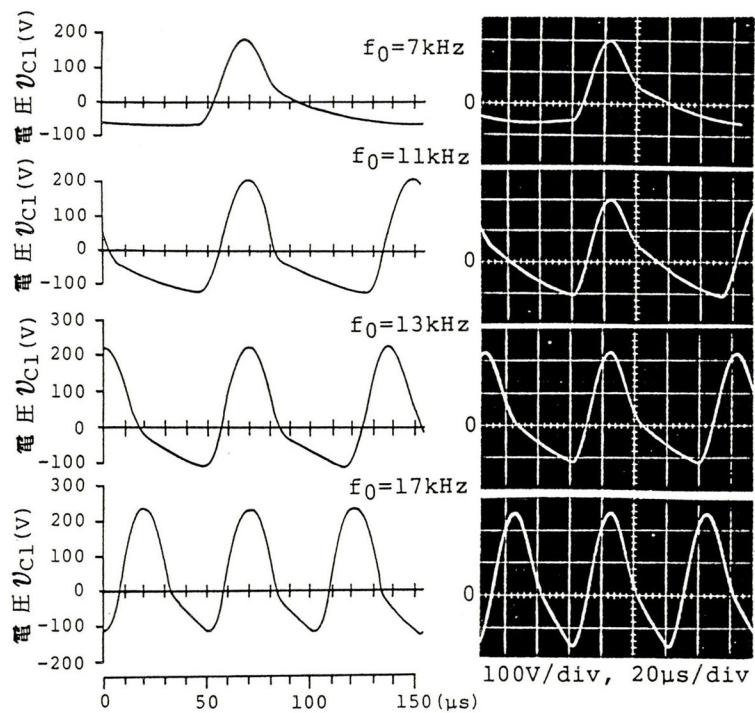
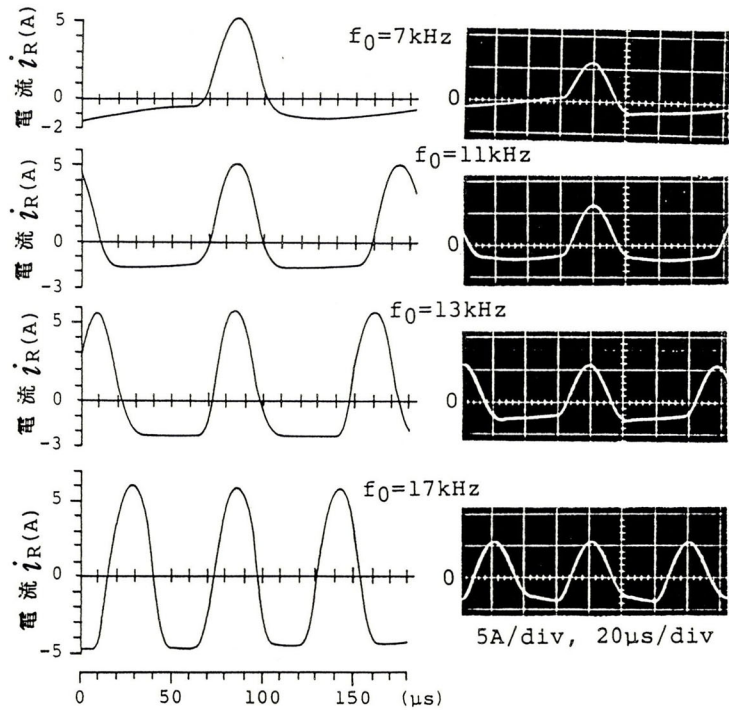


図 4. 4 解析波形と実測波形

4. 3 定常特性評価

本回路の設計前段階にあたって要求される各種定常特性を、表 4. 1 で定義した正規化制御変数、正規化回路パラメータを導入して汎用性のある形で開ループ系を中心とした正規化周波数 (μ) 特性と正規化負荷抵抗 (λ) 特性を図説評価する。

4. 3. 1 逆導通デバイスの逆バイアス時間

図 4. 5 (a)、(b) に正規化逆バイアス時間 (Z_c) ($Z_c > 0$ は ZCS 動作実現を意味する) と各種正規化回路パラメータ、制御変数との関係を示す。同図

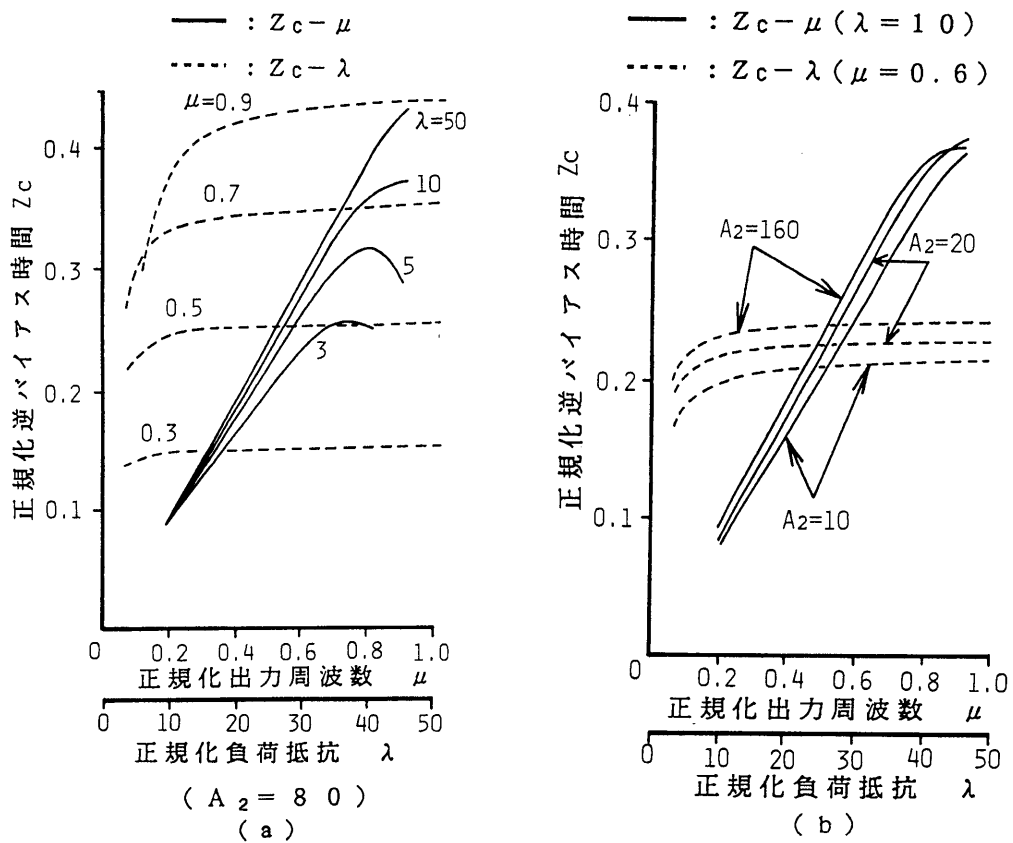


図 4. 5 (μ 、 λ 、 A_2) に対する逆バイアス時間

(a) は $A_2 = 80$ とした場合の Z_c と正規化周波数 μ 、および Z_c と正規化負荷抵抗 λ との関係を示す。以下、特性評価で定量的に明らかにするが、 A_2 が大きい場合（実質上 $0.6 \leq \mu < 1.0$ 、 $\lambda \geq 3$ の条件下で $A_2 \geq 80$ ）、つまり $L_2 - D_2$ ブランチ電流の連続動作域では、負荷変化に対して極めて安定な ZCS 動作をするばかりでなく、スイッチングデバイスの電圧、電流責務が軽減できる。従って、ここでは $L_2 - D_2$ ブランチの電流が連続する動作域のみ考察の対象とする。

$Z_c - \mu$ 特性からわかるように、 Z_c は極大値 Z_{cmax} がある。特に λ が小さい領域においては、 Z_{cmax} が μ の小さい値のところで現れている。また、 $\lambda = 50$ の場合には Z_{cmax} が $\mu = 0.9$ 以上において現れる。更に、 $Z_c - \lambda$ 特性よりわかるように、 Z_c は λ の変化に対して実質上ほぼ一定とみなされる。しかし、 λ が 10 以下になると μ が高い領域で下がる傾向となっている。

同図 (b) に $\lambda = 10$ の条件下での A_2 をパラメータとした $Z_c - \mu$ 曲線、および $\mu = 0.6$ の条件下での A_2 をパラメータとした $Z_c - \lambda$ 曲線を示す。同図より A_2 の値が大きい程 λ にかかわらず Z_c が大きくなっている。これは A-SCR、GAT T を用いた場合、十分逆バイアス時間がとれることを表している。また、BSIT、SIサイリスタ、IGBT、Bi-MOSGTOサイリスタの適用時にはテール電流過渡損失が軽減できることも示している。しかし、MOSFET や SIT は電流共振形では出力容量短絡モードがあるため適切でない。

4. 3. 2 逆バイアス確保動作限界と周波数限界

図 4. 6 は図 4. 5 (a) を Z_c をパラメータとして、 $\mu - \lambda$ 平面に書き換えたものである。これは、図 4. 1 (a) の回路の逆導通デバイスの逆バイアス限界時間を表す曲線群を示す。 $\mu - \lambda$ 平面において、 Z_c を固定したときの各曲線群の内側領域が ZCS 動作できる領域である。すなわち、同図から明らかなように $\mu = 1$ の直線より下の斜線部の $\mu - \lambda$ 域は、ZCS 動作実現可能のみならず逆バイアス時間が確保されることを意味している。同図において実線部分は ZCS 動作可能領域、点線で示した部分は ZCS 動作不可能領域を表す。

正規化回路パラメータと逆バイアス限界時間の曲線群（図4. 6参照）は、回路設計での μ 、 λ 選択時に有用となる。例えば、出力周波数（ f_o ）= 20 kHz、高周波逆導通デバイス（GATTなど）の逆バイアス時間（ t_c ）= 10 μ sを考えると $Z_c = t_c \cdot f_o = 0.2$ となる。同図から $Z_c \geq 0.2$ における μ 、 λ のZCS動作域の範囲を知ることができる。図4.1（a）の回路の最高動作周波数（ f_{o-max} ）は、A-SCRやGATT使用時には $Z_c \geq 0.2$ の条件から適用デバイスの t_c が決まる。すなわち、 $Z_c = t_c \cdot f_o$ から決まる f_o は最高周波数 $f_{o-max} = Z_c / t_c$ となるが、逆導通デバイスの t_c が指定され、更に回路の Z_c （例えば、1周期に占める逆バイアス割合）が指定されると f_{o-max} が決定される。

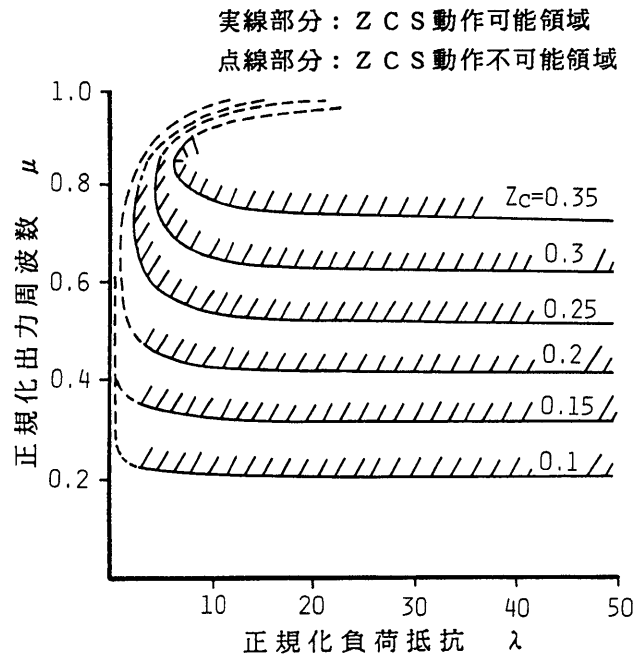


図4. 6 安定動作パラメータ領域

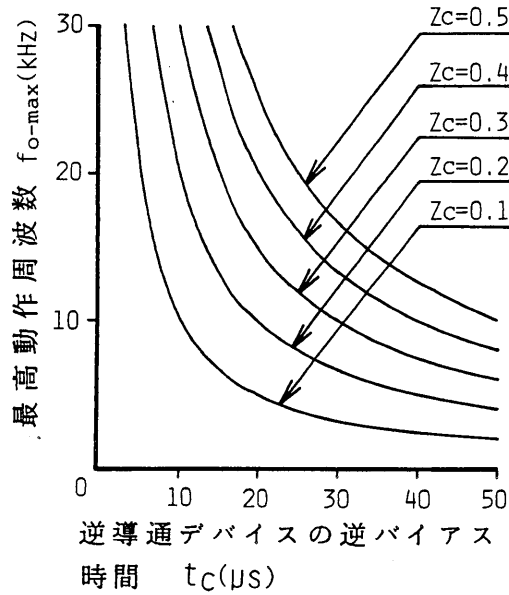


図 4. 7 最高動作周波数特性

図 4. 7 に Z_c をパラメータとした t_c と f_{o-max} の関係を示す。A - S C R、G A T T といった高周波逆導通デバイスの t_c が、例えば $15 \mu s$ と与えられ $Z_c = 0.3$ と指定すると f_{o-max} は大略 20 kHz 程度となる。

4. 3. 3 電流上昇率 (di/dz)

図 4. 8 (a)、(b) に逆導通デバイスの電流上昇率 (di/dz) と種々の回路パラメータとの関係を示す。 $(di/dz) - \mu$ 特性からわかるように (di/dz) は μ が低い場合と高い場合で大きくなり、 $\mu = 0.5$ 付近で最小値を持っている。

$(di/dz) - \lambda$ 特性は右上がりの傾向がみられるが、 μ が高い領域では (di/dz) は λ の変化を受けない。図 4. 8 (b) は $\mu = 0.6$ の条件下での A_2 をパラメータとした (di/dz) - λ 曲線を示す。同図は A_2 の値によってかなり影響を受けている。 A_2 の値が高ければ λ 変化に対して (di/dz) 変動は少ない。ところが、 $A_2 = 20$ 、 $A_2 = 10$ と低くなると λ に比例して (di/dz) が増えている。また、

λ の低い領域では A_2 に関係なくほぼ同じ値となる。

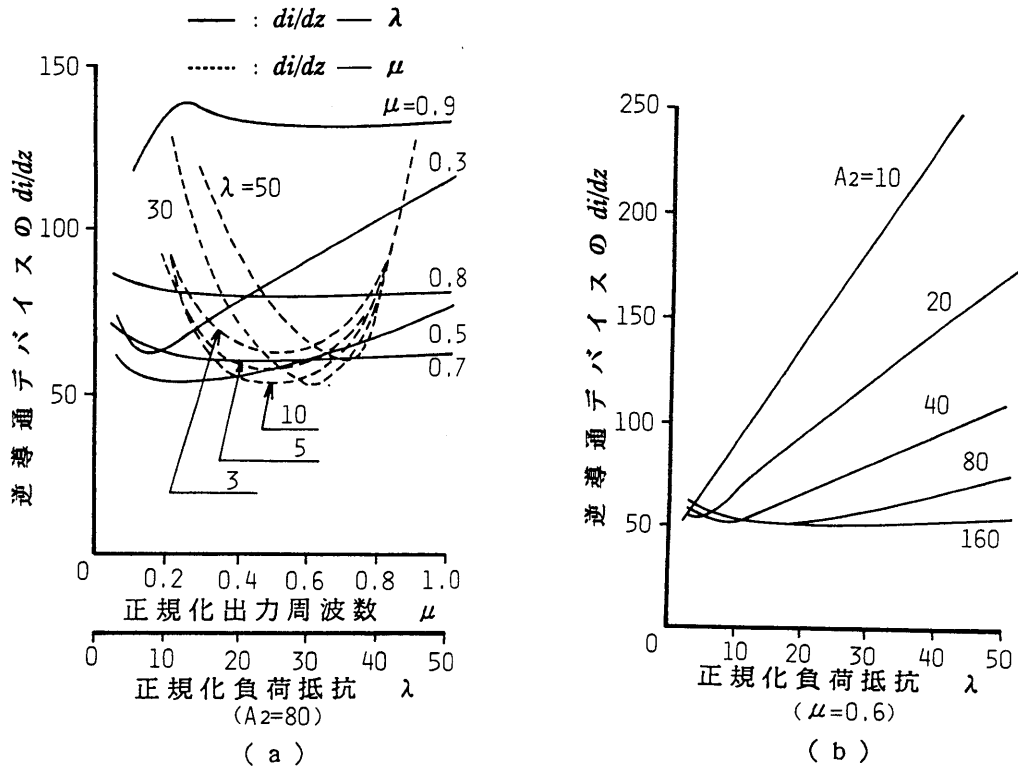


図 4. 8 (μ 、 λ 、 A_2) に対する逆導通デバイスの di/dz

4. 3. 4 負荷電流実効値

図 4. 9 は正規化負荷電流実効値 (i_{R-rms}^*) と正規化パラメータとの関係を示す。同図より i_{R-rms}^* は μ が増加するにつれて、また λ が減少するにつれて増大しており、単共振状態で負荷側に出力電力が十分注入されることを示している。

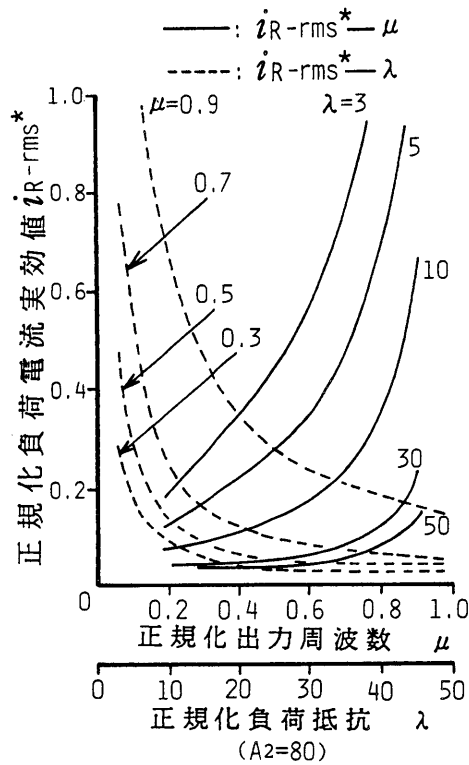


図 4. 9 (μ 、 λ) に対する負荷電流実効値

4. 3. 5 出力電流歪率

図 4. 10 (a)、(b) は出力電流歪率と正規化回路パラメータとの関係を示す。歪率は一般に悪いが、これは一石形であるために逆導通デバイスに休止期間が存在しているからである。これに対して、歪率は $\mu = 1$ に近づくにつれて小さくなる傾向を示す。この際、 A_2 が大きい領域つまり $L_2 - D_2$ の電流連続域では、 λ 変動が歪率に大きく影響しないとみなされる。

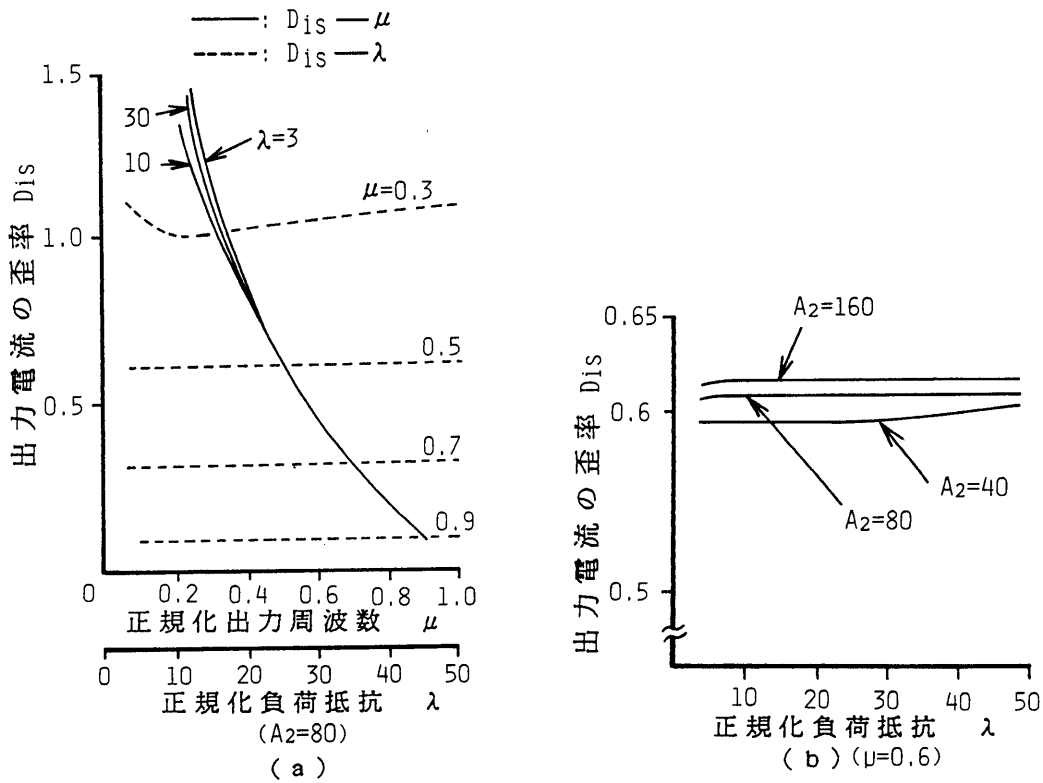


図 4. 1 0 出力電流の歪率

4. 3. 6 出力電力

図 4. 1 1 (a)、(b) に正規化出力電力と正規化回路パラメータとの関係を示す。 $P_o^* - \mu$ 特性より出力電力は μ が増加すれば大きくなる。また $P_o^* - \lambda$ 特性より、 λ が大きくなれば出力電力は減少する。図 4. 1 1 (b) よりわかるように、 $P_o^* - \lambda$ 特性は A_2 が大きな影響を与えている。すなわち、 A_2 の値が大きいときは λ が大きくなるにつれて出力電力が下がるが、 A_2 の値が小さくなるにつれて λ が大きくなると逆に出力電力が大きく上がってくる。つまり、この観点から λ が高い場合では A_2 の小さい方が良いが、 λ が低い場合では A_2 が大きい方が安定な Z C S 動作下で十分出力電力がとれることとなる。

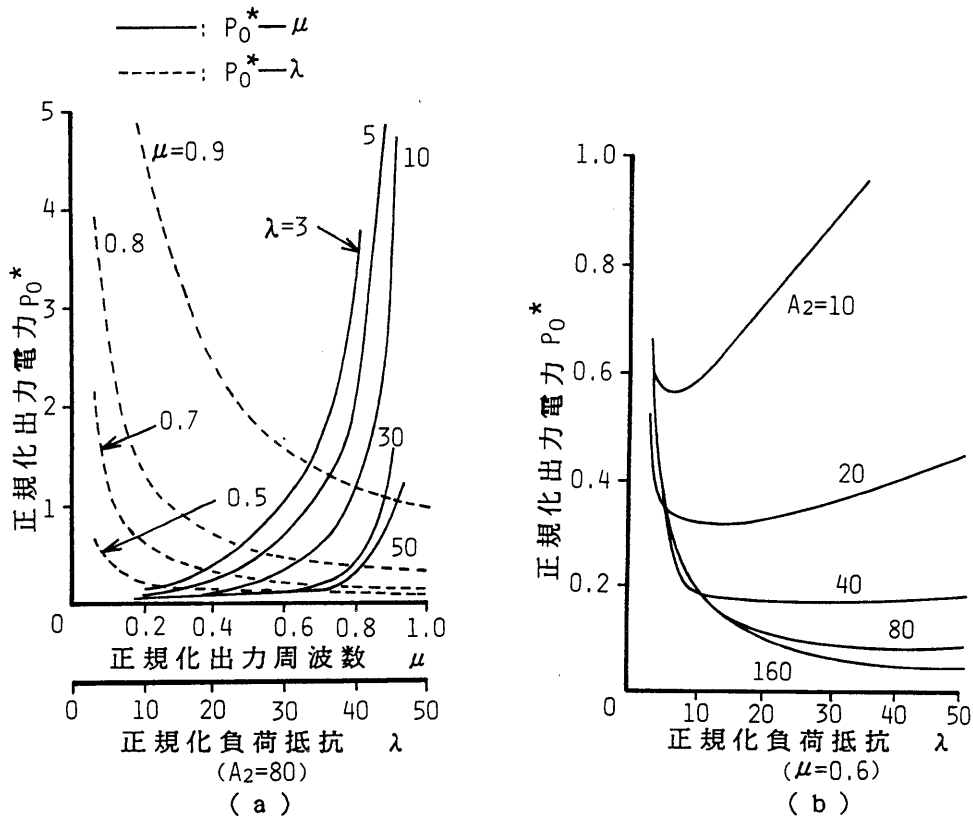


図4. 11 (μ 、 λ 、 A_2)に対する出力電力

4. 3. 7 逆導通デバイスの平均電流と最大電流

図4. 12に逆導通デバイスの平均電流と正規化回路パラメータの関係を示す。同図より μ の変動に対しては μ が大きくなる程、その平均電流は増加する。 λ 変化に対して λ が低い場合その平均電流は増加するが、 λ が大きい領域ではほぼ一定になる。図4. 13に逆導通デバイスの最大電流と正規化回路パラメータの関係を示すが、図4. 12の平均電流特性とほぼ同じ傾向を示す。

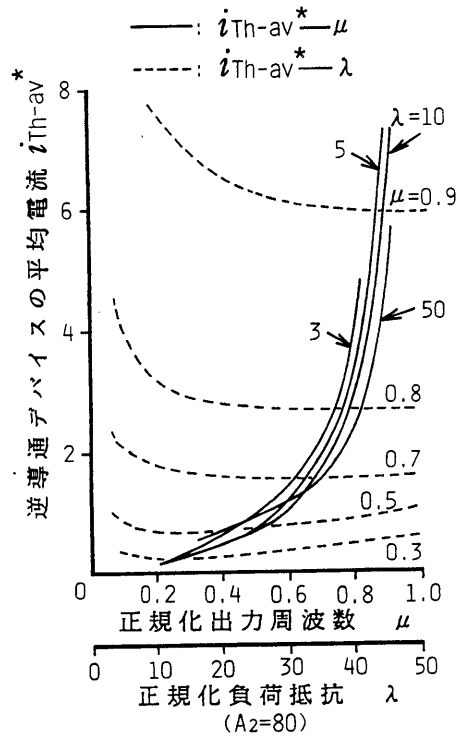


図 4. 1 2 (μ, λ) に対する平均電流

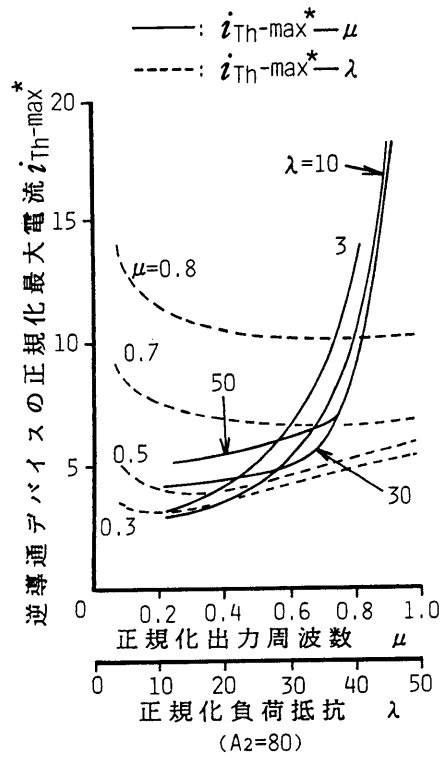


図 4. 1 3 (μ, λ) に対する最大電流

4. 3. 8 逆導通デバイスの順電圧最大値

図4. 14 (a)、(b)に逆導通デバイスの順電圧最大値 (v_{Th-max}^*) と正規化回路パラメータの関係を示す。同図(a)の $v_{Th-max}^* - \mu$ 特性よりわかるように、 μ の増加につれて順電圧最大値は増加する。しかし、 $v_{Th-max}^* - \lambda$ 特性から λ の変動に対して v_{Th-max}^* は、ほぼ一定とみなされる。次に同図(b)の $v_{Th-max}^* - \mu$ 特性は図(a)の場合と同じ傾向を示すが、 A_2 の値が小さい場合の方が高くなり、 $\mu > 0.8$ では A_2 の値に関係なく急激に増加する。 $v_{Th-max}^* - \lambda$ 特性からは、 A_2 の値が大きい場合順電圧最大値は λ の変動にあまり影響しないことがわかる。更に、 A_2 が小さい領域では λ の増加に伴って順電圧最大値は増加する傾向を示す。

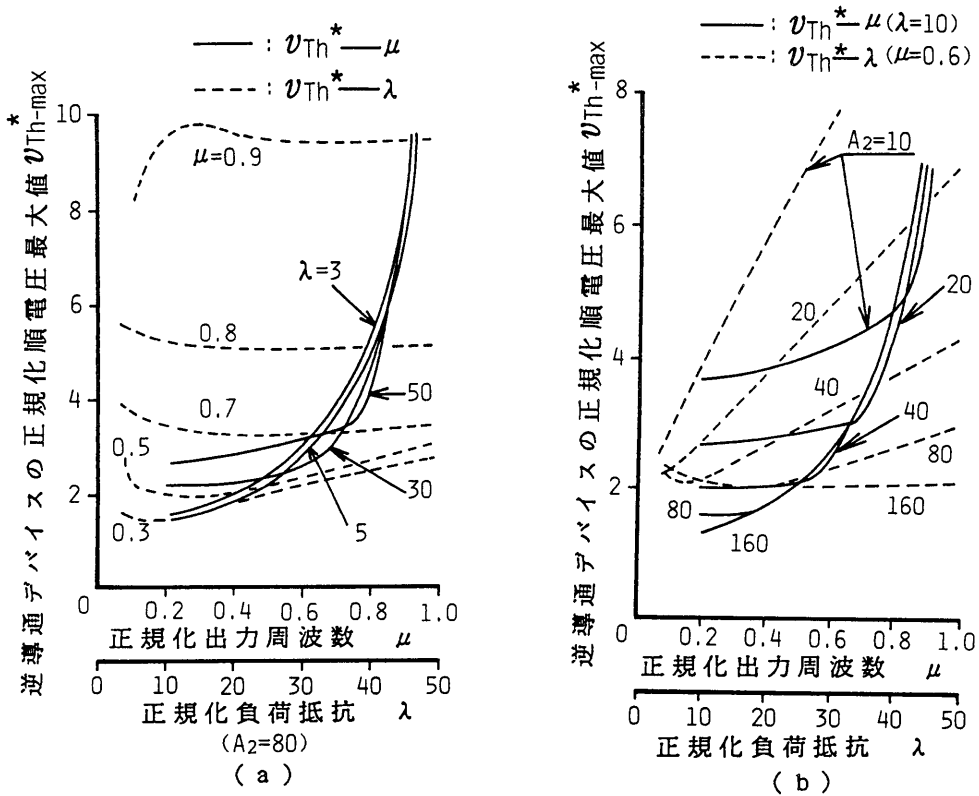


図4. 14 (μ 、 λ 、 A_2)に対する順電圧最大値

4. 4 回路設計

4. 4. 1 設計基準と設計アプローチ

計算機援用解析結果を基にして、回路設計法と回路設計数値例について述べる。回路設計仕様は次のとおりである。

出力電力： P_o (W)、出力周波数： f_o (Hz)

電源電圧： E (V)、効率： η

これらの諸量と評価基準から算出される量は、回路素子定数、逆導通デバイスの選択の際に必要な電圧、電流、逆バイアス時間といった定格値である。以下、設計アプローチを示す。

〔ステップ 1〕 A_2 の決定

A_2 の決定には種々の技術項目が関係する。例えば A_2 の値が低ければローコストになるが、回路的には短い逆バイアス時間の逆導通デバイスが必要になり、バイポーラパワーデバイスの選択自由度が少なくなる〔(図 4. 5 (b) 参照)〕。また、一般にデバイスに加わる電圧責務も増加する傾向を示すが、 λ の高い領域では出力電力が十分とれる動作をする。しかし、 L_2-D_2 ブランチ電流が連続、更に ZCS 動作可能条件を要求する設計では A_2 が大きい方が良く、特性図表で示したように $A_2 = 80$ 位が適当であり、これより大きくしても結果的に得策とはいえない。

〔ステップ 2〕 μ の決定

L_2-D_2 ブランチ電流が連続で ZCS 動作するためには、 $A_2 = 80$ の条件下で μ の制御範囲は $0.6 \leq \mu < 1.0$ 、(ただし $\lambda \geq 3$) であり、ここでは出力制御余裕をみて $\mu = 0.7$ としている。

〔ステップ 3〕 λ の決定

本インバータは図 4. 11 (a) で示したように、 λ の低い領域では出力電力が大きくとれるが、一方図 4. 6 より λ がある値より低くなると ZCS 動作が不

可能となる。 $A_2 = 80$ 、 $0.6 \leq \mu < 1.0$ の条件下では $\lambda \geq 3$ が $L_2 - D_2$ ブラン
チ電流が連続、更にZCS可能領域となるが、ここでは余裕をみて $\lambda = 10$ とす
る。

〔ステップ 4〕 入力電流の決定

設計仕様より効率を η と指定しているので、入力電流（平均値） I_{DC} は

$$I_{DC} = P_o / \eta E$$

〔ステップ 5〕 $Z_s = 2\sqrt{L_1/C_1}$ の決定

A_2 、 μ 、 λ を決定した後、特性図より読みとった平均入力電流の値を I_{in}^* と
すると

$$I_{in}^* = \frac{I_{DC}}{E / 2\sqrt{L_1/C_1}}$$

E 及び I_{DC} は既に決定されているので、

$$2\sqrt{\frac{L_1}{C_1}} = \frac{I_{in}^* \times E}{I_{DC}}$$

が得られる。 $I_{in}^* = P_o^*$ となるので図4. 11 (a)より $\mu = 0.7$ 、 $\lambda = 10$ 、
 $A_2 = 80$ として $I_{in}^* = P_o^*$ を求めると $I_{in}^* = 0.6$ となる。これらの結果より、
 $2\sqrt{L_1/C_1}$ の値を決定することができる。ここで、 I_{DC} は η を考慮して、また
 I_{in}^* は特性図より決めているため η が100(%)のとき $I_{DC} = I_{in}$ となる。従
って、 I_{DC} は η が100(%)以下の領域では100(%)の場合よりも大きく
なり、若干余裕をみた形で指定されることとなる。

〔ステップ 6〕 スイッチングデバイスの電圧、電流責務の決定

$2\sqrt{L_1/C_1}$ 、 E が決定されているので特性図（図4. 5～図4. 14参照）よ
り負荷抵抗（ R ）、逆導通デバイス電流最大値（ i_{TH-max}^* ）、その電流平均値
（ i_{TH-av}^* ）、最大順電圧（ v_{TH-max}^* ）、電流上昇率（ di/dz ）、負荷電流実効
値（ i_{R-rms}^* ）より逆導通デバイスの電圧、電流責務を決定することができる。

〔ステップ 7〕 逆導通デバイスの逆バイアス時間（ t_c ）の決定

出力周波数 f_o と $A_2 = 80$ 、 $\mu = 0.7$ 、 $\lambda = 10$ により決定された Z_c から

t_c は $t_c = (1 / f_o) \times Z_c$ として求められる。

〔ステップ 8〕 L_1 と C_1 の決定

$2\sqrt{L_1/C_1} = R/\lambda$ と $2\pi f_o\sqrt{L_1C_1} = \mu$ とを連立させて L_1 、 C_1 を算定すると

$$L_1 = \frac{\mu R}{4\pi f_o\lambda}, \quad C_1 = \frac{\mu\lambda}{\pi f_o R}$$

〔ステップ 9〕 L_2 、 L_3 、 C_2 の決定

$L_2 = A_2L_1$ 、 $L_3 = A_3L_1$ 、 $C_2 = C_1/B_2$ と計算することによって決定できるが、第一共振と第二共振との結合回路で単共振モードで動作させるため $L_1 = L_3$ 、 $C_1 = C_2$ としている。従って、 L_3 、 C_2 は $A_3 = 1$ 、 $B_2 = 1$ として決定される。

〔ステップ 10〕 逆導通デバイスの選定基準

逆導通デバイスの責務は v_{Th-max} 、 i_{Th-max} 、 i_{Th-av} 、 t_c 、 di/dt が決定されているので逆導通デバイスが選定される。この責務は逆導通デバイスが選定不可であるならば、仕様を変えて〔ステップ 1〕に戻る。

4. 4. 2 回路設計数値例

4. 4. 1の手順に従って、ここでは実用装置に近い形で実際の数値を設計仕様として与え、具体的な数値設計を試みる。

設計仕様

出力電力： $P_o = 5$ (kW)

出力周波数： $f_o = 20$ (kHz)

電源電圧： $E = 200$ (V)

効率： $\eta = 80$ (%)

〔ステップ 1〕

本文で述べたように、 L_2-D_2 ブランチの電流が連続する条件から $A_2 = 80$ と決定。

〔ステップ 2〕

出力電力制御余裕をみこして $\mu = 0.7$ とする。

〔ステップ 3〕

λ は $A_2 = 80$ 、 $\mu = 0.7$ において $L_2 - D_2$ ブランチ電流が連続、更に ZCS 動作可能な値として $\lambda = 1.0$ を選ぶ。 i_{Th-av}^* 、 v_{C1-max}^* 、 P_o^* 、歪率などは特性図より決定した値を用いる。

〔ステップ 4〕

$$I_{DC} = \frac{5000}{0.8 \times 200} = 31.2$$

〔ステップ 5〕

$A_2 = 80$ 、 $\mu = 0.7$ 、 $\lambda = 1.0$ に対して図 4. 11 (a) より $I_{in}^* = 0.6$ となる。

$$2\sqrt{\frac{L_1}{C_1}} = \frac{0.6 \times 200}{31.2} = 3.8$$

電流基準量は $I_s = \frac{E}{2\sqrt{L_1/C_1}}$ より 52 となる。

〔ステップ 6〕

負荷抵抗分： $R = \lambda \times Z_s = 1.0 \times 3.8 = 3.8$ (Ω)

図 4. 13 より $i_{Th-max}^* = 7.5$ となり

$$i_{Th-max} = 52 \times 7.5 = 390 \text{ (A)}$$

図 4. 12 より $i_{Th-av}^* = 1.7$ となり

$$i_{Th-av} = 52 \times 1.7 = 88 \text{ (A)}$$

図 4. 14 (a) より $v_{Th-max}^* = 3.5$ となり

$$v_{Th-max} = 200 \times 3.5 = 700 \text{ (V)}$$

図 4. 9 より $i_{R-rms}^* = 0.22$ となり

$$i_{R-rms} = 11.4 \text{ (A)}$$

図 4. 8 (a) より $(di/dz) = 65$ となり

$(di/dt) = 67.6 (A / \mu s)$ と算定

[ステップ 7]

図 4. 5 (a) から $Z_c = 0.33$ となり

$t_c = Z_c \cdot T_o = 16.5 (\mu s)$

[ステップ 8]

$L_1 = 10.6 (\mu H)$

$C_1 = 2.9 (\mu F)$

[ステップ 9]

$L_2 = 848 (\mu H)$ 、単共振条件 $L_3 = L_1$ 、 $C_2 = C_1$ より

$L_3 = 10.6 (\mu H)$ 、 $C_2 = 2.9 (\mu F)$

[ステップ 10]

ステップ 6 で与えた逆導通デバイスの電圧、電流責務を満たす逆導通デバイスがなければ [ステップ 1] に戻り仕様を調整する。

4. 5 結 言

以上、本章で述べた内容及び得られた結果は次のとおりである。

(1) パワー半導体デバイス技術の発展により高出力化、高性能化が進み一石形高周波インバータであってもかなりの高出力が期待できることから M a p h a m 氏が提案した低コスト化、小形軽量化、高効率化が図れる最も簡単な高周波インバータを取りあげた。これは Z C S 方式一石逆導通電流共振形高周波インバータを基本にして、全波形 3 端子共振スイッチの共振コンデンサと並列に大きいリアクトルを付加したトポロジーで構成されており、詳細な計算機援用特性解析を行い汎用性のある形で正規化制御変数、回路パラメータを導入して種々の開ループ定常動作特性を周波数制御特性 / 負荷特性に分けて図説評価した。

(2) 本高周波インバータの定常特性を周波数特性と負荷特性から正規化インダ

クタンズパラメータ (A_2) の値、つまり 3 端子共振スイッチのコンデンサに並列配置された大きな値の補助リアクトルがインバータにどのような影響を与えるかを示した。その結果、補助リアクトルの電流が連続するような動作域においては出力電力が十分とれ、かつスイッチングデバイスの電圧、電流責務が軽減でき、また広い周波数制御範囲においても ZCS 動作ができるなど優れた特性があることを指摘し、 A_2 の実用的な適値を示した。

(3) パワー半導体デバイスの回路逆バイアス時間を幾つかの負荷共振回路パラメータ、および周波数制御変数との関連で図説し、逆導通デバイスを用いた場合の高周波インバータの ZCS 安定動作パラメータ領域を示した。また、BSIT、SIサイリスタ、IGBT などのようなバイポーラモードパワー半導体デバイスを用いた場合のテール電流過渡損失を軽減できる、ZCS パラメータ領域を回路パラメータ制御変数との関係で定量的に図説した。

(4) 汎用性のある各種特性曲線を用いて本回路の実用的な設計アプローチを一般的に示し、具体的な回路設計数値例を与えたがシミュレーション結果によれば妥当な値であることを示した。

第 5 章

シングルエンデットゼロ電圧スイッチング
(ZVS) 高周波部分共振形DC-DC
コンバータ

第 5 章 シングルエンデットゼロ電圧スイッチング (Z V S) 高周波部分共振形 D C - D C コンバータ

5. 1 緒 言

共振形回路トポロジーのスイッチング D C - D C コンバータ（以下、 S W R と略称）はスイッチングデバイスの電圧、電流ピーク責務が大きくなるという問題を残しているものの、スイッチング損失、スナバレス化ならびに E M I ノイズレベルの低減が図れるため高周波スイッチング動作が可能となり、高電力密度化が達成できるといった優れた特徴をもっている⁽¹⁾⁽²⁾⁽⁸⁶⁾。

一石形を基本にした小中容量の高周波 S W R 対応の部分共振形は、簡単な構成で実用性が高いところから、最近特に新形パワー半導体デバイス対応での応用技術開発が推進されている⁽⁸⁶⁾。なかでも Z V S 部分共振形の回路トポロジーの検討は種々なされているが、実験を中心としたハードウェアならびにそれを説明するためのシミュレーション解析例などは報告されているものの、ケーススタディの数値計算例の報告が主体であり、回路設計前段階で要求される特性評価資料が体系的に整理された形で十分提供されていない。

前章までは Z C S 動作する高周波インバータについて述べたが、本章では出力側で直流が得られる一石高周波共振形インバータを基本とした、Z V S 動作をする簡単な構成で効率の高いシングルエンデット高周波部分共振形フォワード S W R を解析の対象としている。これは上記特徴に加え、高周波出力トランスの寄生漏洩インダクタンスやスイッチングデバイスの出力容量なども共振回路要素として積極的に用いることで省部品化が可能となる特徴をもっている。本文では、寄生漏洩インダクタンスを含む高周波トランスモデル、平滑回路モデルならびに Z V S 検出による自制ループを考慮した計算機援用による詳細な定常シミュレーション解析を行い、各種動作特性を正規化回路パラメータ、正規化制御変数を導入

した汎用性のある形で図説、評価し得られた結果をもとに回路設計アプローチも示している。次に、高周波交流エネルギー応用として、提案したシングルエンデット高周波部分共振形フォワードSWRを構成している高周波インバータ部を、誘導加熱用1MHz高周波インバータに適用した場合の回路構成と実験結果についても述べている⁽⁸⁷⁾⁽⁸⁸⁾。

5. 2 電圧部分共振形インバータ制御方式DC-DCコンバータ

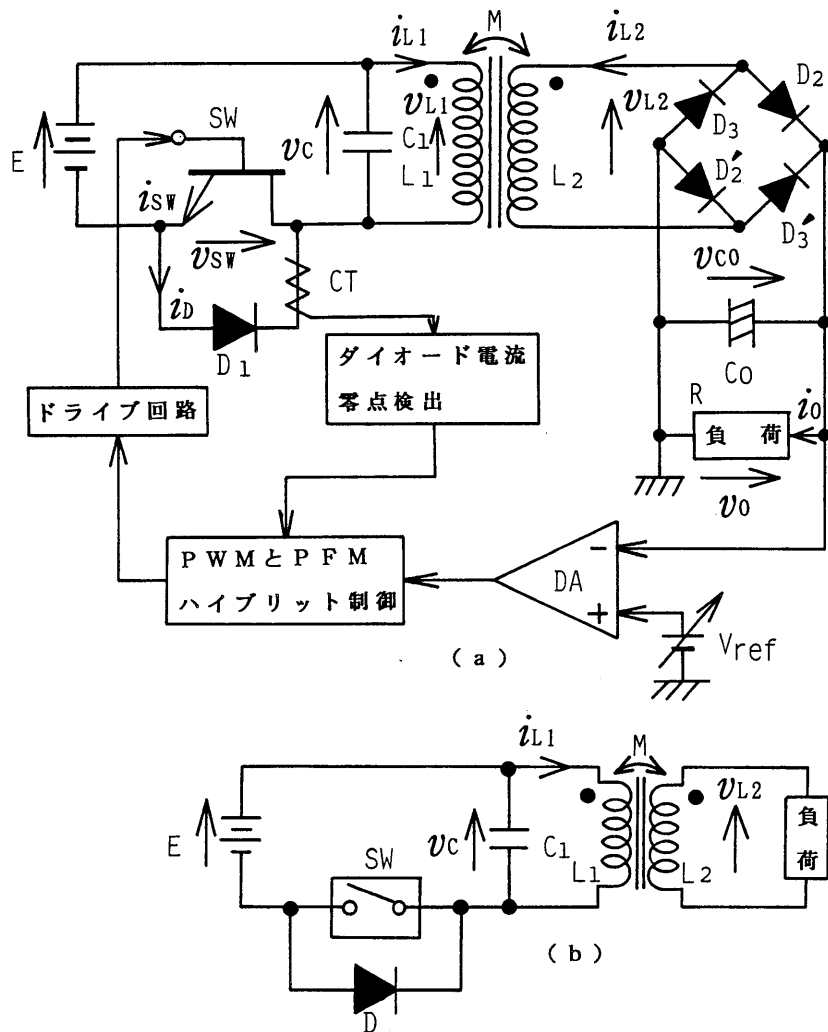
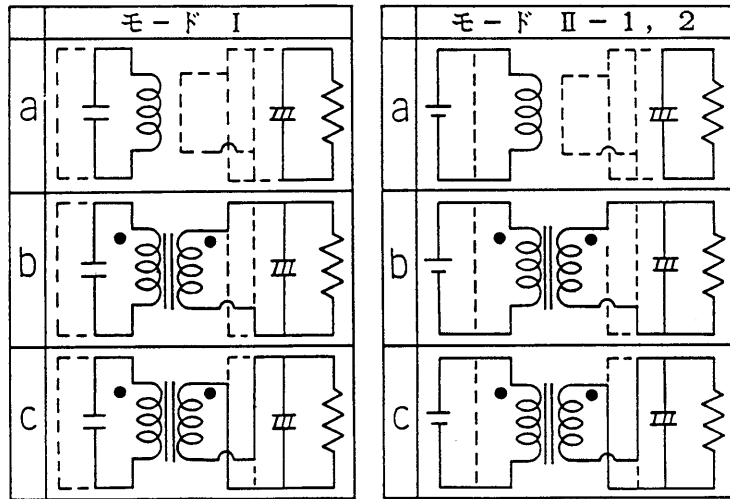
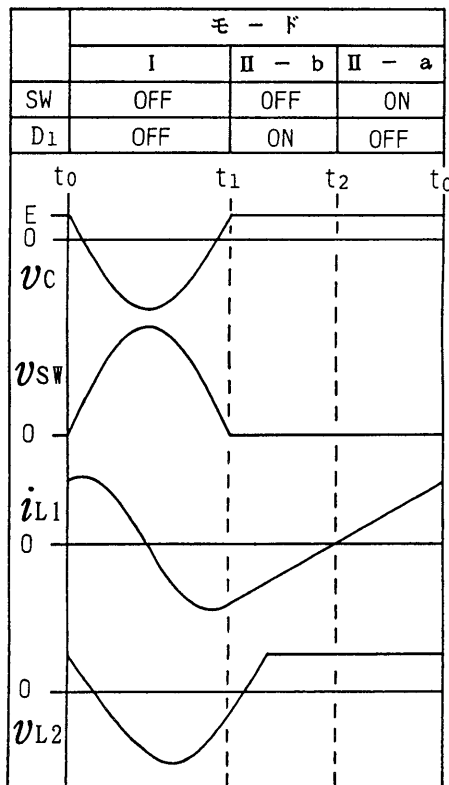


図 5. 1 シングルエンデット電圧部分共振形コンバータ/インバータ

図5. 1 (a) に自制式のシングルエンドット高周波電圧形部分共振インバータを用いた、スイッチングモード制御DC-DCコンバータの一構成を示す。図5. 2 (a) (b) は図5. 1 (a) の回路動作状態における等価回路およびそ



(a)



(b)

図5. 2 回路動作モードにおける等価回路と動作波形

れに対応させた動作波形を示す。これは図5. 1 (b) に示した一石共振形高周波インバータを基本としたものであり、パワー半導体デバイスとしてSITを用い、寄生漏洩インダクタンスのある高周波トランス、ダイオードフルブリッジ構成の高周波整流段、平滑用コンデンサフィルタ段に負荷を接続した構成となっている⁽⁸⁹⁾⁽⁹⁰⁾。なお、 D_2-D_2' はフォワードダイオード、 D_3-D_3' はフライバックダイオードの役目をするものである。図5. 1 (a) の全波整流ダイオードは一つのダイオードに置換でき、そのダイオードの接続向きによりフォワード形、フライバック形となるが図5. 1 (a) の回路はこれら両方の混合動作をさせることとなっている。 D_2-D_2' 、 D_3-D_3' のオン、オフ状態は出力トランスの二次側電圧 v_{L2} と出力平滑用コンデンサ電圧 v_{co} との関係で決まる。すなわち、 v_{L2} の絶対値が v_{co} よりも小さい場合はダイオードブリッジは全てオフし、負荷には C_o の放電電流が流れ、 v_{co} よりも大きい場合は v_{L2} が正のときは D_2-D_2' が、負のときは D_3-D_3' が導通し負荷にパワーを伝える。DC-DCコンバータの場合でもインバータの場合と同様、共振コンデンサ電圧 v_c が再び電源電圧値(E)まで上昇しない場合が起こり得るが、この非安定動作領域は狭く回路定数を適当に選ぶことにより安定動作領域内で動作させることができる。ここで、本文でいう安定動作領域とはダイオード D_1 の導通する期間の存在する動作、すなわち共振コンデンサ電圧 v_c が振動の後、再びEまで上昇する動作状態が実現できるパラメータ、および制御条件を満足する範囲をいう。

制御方法はダイオード D_1 の電流 i_o のゼロクロスポイントの信号を検出し、スイッチングデバイスにオン信号を与えるといった自制ループが設けられている。スイッチングデバイスはダイオード電流のゼロ点でオンし、そのオン時間は出力電圧と設定電圧の誤差に応じて決定される。新形パワー半導体デバイスの対応で構成実現できる本回路の特徴は、次のようにまとめられる。

(1) ZVS動作のためターンオン、ターンオフのスイッチング損失が大幅に低減でき、そのため高周波化が可能となり平滑用コンデンサ、高周波出力トランス

が小形軽量化できる。電源装置としては高電力密度化ならびに低騒音化が図れる。

(2) ダイオード D_1 のターンオフに引続いて、スイッチングデバイスがターンオンする。そのため D_1 にファーストリカバリタイプのもを必要としない。

(3) トランスの寄生漏洩インダクタンスおよびMOSFET、SITなどのドレイン・ソース間出力キャパシタンスをも積極的に利用できるため、省部品化が可能となる。更に、昇圧トランスを用いる高電圧直流応用の場合、2次側のストレイキャパシタンスならびに高電圧ケーブルのインプットキャパシタンスの合成容量が共振用コンデンサとして兼用できるため、図5.1のトポロジーが有効となる。

(4) 出力電圧制御が一石形構成であっても、PWM制御技術によって達成できる。この回路は自制式のためPWM制御に応じてPFM制御モードとなるが、スイッチング周波数は出力電圧制御においても大幅に変動しない特徴がある。

この他、スイッチングデバイスに大きな共振順電圧がかかるため高耐圧デバイスが必要となる問題を残しているが、SITのような高耐圧・大電流デバイスが利用できるためさしたる欠点とはならない。

5. 3 計算機援用解析

5. 3. 1 正規化パラメータと正規化変数の導入

本回路を解析するにあたり次のような仮定を設ける。

(1) スwitchングデバイス、逆並列ダイオード、整流ダイオードは全て理想的とする。

(2) 高周波出力トランスのモデリングは相互インダクタンスモデルを用い、寄生漏洩インダクタンスが存在する。

(3) 配線、共振コンデンサ、高周波出力トランス等に損失は無い。

(4) 出力側平滑コンデンサ C_o 部は、従来のように電圧源とみなさず回路モデル

として取り扱う。

(5) 抵抗負荷を想定する。

なお、シミュレーション解析に用いる電圧、電流の記号及び向きを図5. 1 (a) のように定める。また、解析結果に汎用性を持たせるため表5. 1 のような正規化基準量を定義し、正規化状態変数と正規化表示の回路パラメータ、制御パラメータを導入する⁽⁴³⁾。

表5. 1 正規化基準量および正規化状態変数と正規化特性パラメータ

正規化基準量	正規化状態変数と正規化特性パラメータ
インダクタンス基準量 $L_s = L_1$	正規化インダクタンス $a_2 = L_2 / L_s, a_m = M / L_s$
キャパシタンス基準量 $C_s = C_1$	正規化キャパシタンス $b_0 = C_0 / C_s$
インピーダンス基準量 $Z_s = 2\sqrt{L_1 / C_1}$	正規化抵抗 $\lambda = R / Z_s$
周波数基準量 $f_s = 1 / 2\pi\sqrt{L_1 C_1}$	正規化周波数 $\mu = f_0 / f_s$
時間基準量 $T_0 = 1 / f_0$	正規化時間 $Z = t / T_0 = f_0 \cdot t$
電圧基準量 $E_s = E$	正規化電圧 $v^* = v / E_s$
電流基準量 $I_s = E_s / Z_s$	正規化電流 $i^* = i / I_s$
電力基準量 $P_s = I_s \cdot E_s$	正規化電力 $P^* = P / P_s$

但し f_0 : 動作周波数, $T_0 = 1 / f_0$, $M = k\sqrt{L_1 L_2}$

5. 3. 2 回路状態方程式

図5. 2 (a) の各モードの等価回路において i_{L1}^* 、 i_{L2}^* 、 v_c^* 、 v_{c0}^* といった状態変数を導入すると、各モードにおける状態方程式は図5. 2 (a) より次のようになる。

モード I - (a)

$$\frac{d}{dz} \begin{bmatrix} i_{L1}^* \\ i_{L2}^* \\ V_c^* \\ V_{c0}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{4\pi}{\mu} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{\pi}{\mu} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{\pi}{\mu b_0 \lambda} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1}^* \\ i_{L2}^* \\ V_c^* \\ V_{c0}^* \end{bmatrix} \dots \dots \dots (5. 1)$$

モード I - (b)

$$\frac{d}{dz} \begin{bmatrix} i_{L1}^* \\ i_{L2}^* \\ V_C^* \\ V_{C0}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{4\pi a_2}{\mu(a_2 - a_m^2)} & -\frac{4\pi a_m}{\mu(a_2 - a_m^2)} \\ 0 & 0 & -\frac{4\pi a_m}{\mu(a_2 - a_m^2)} & \frac{4\pi}{\mu(a_2 - a_m^2)} \\ -\frac{\pi}{\mu} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{\pi}{\mu b_0} & 0 & -\frac{\pi}{\mu b_0 \lambda} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1}^* \\ i_{L2}^* \\ V_C^* \\ V_{C0}^* \end{bmatrix} \dots (5. 2)$$

モード I - (c)

$$\frac{d}{dz} \begin{bmatrix} i_{L1}^* \\ i_{L2}^* \\ V_C^* \\ V_{C0}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{4\pi a_2}{\mu(a_2 - a_m^2)} & \frac{4\pi a_m}{\mu(a_2 - a_m^2)} \\ 0 & 0 & -\frac{4\pi a_m}{\mu(a_2 - a_m^2)} & -\frac{4\pi}{\mu(a_2 - a_m^2)} \\ -\frac{\pi}{\mu} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{\pi}{\mu b_0} & 0 & -\frac{\pi}{\mu b_0 \lambda} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1}^* \\ i_{L2}^* \\ V_C^* \\ V_{C0}^* \end{bmatrix} \dots (5. 3)$$

モード II - (a)

$$\frac{d}{dz} \begin{bmatrix} i_{L1}^* \\ i_{L2}^* \\ V_C^* \\ V_{C0}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{\pi}{\mu b_0 \lambda} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1}^* \\ i_{L2}^* \\ V_C^* \\ V_{C0}^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{4\pi}{\mu} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \dots (5. 4)$$

モード II - (b)

$$\frac{d}{dz} \begin{bmatrix} i_{L1}^* \\ i_{L2}^* \\ V_C^* \\ V_{C0}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & -\frac{4\pi a_m}{\mu(a_2 - a_m^2)} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{4\pi}{\mu(a_2 - a_m^2)} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{\pi}{\mu b_0} & 0 & -\frac{\pi}{\mu b_0 \lambda} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1}^* \\ i_{L2}^* \\ V_C^* \\ V_{C0}^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{4\pi a_2}{\mu(a_2 - a_m^2)} \\ -\frac{4\pi a_m}{\mu(a_2 - a_m^2)} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \dots (5. 5)$$

モードII - (c)

$$\frac{d}{dz} \begin{bmatrix} i_{L1}^* \\ i_{L2}^* \\ V_C^* \\ V_{C0}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \frac{4\pi a_m}{\mu(a_2 - a_m^2)} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{-4\pi}{\mu(a_2 - a_m^2)} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{\pi}{\mu b_0} & 0 & -\frac{\pi}{\mu b_0 \lambda} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1}^* \\ i_{L2}^* \\ V_C^* \\ V_{C0}^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{4\pi a_2}{\mu(a_2 - a_m^2)} \\ -\frac{4\pi a_m}{\mu(a_2 - a_m^2)} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \dots (5.6)$$

5.3.3 回路解析

本回路の状態方程式の解法は、各モードの遷移条件を i_{L2} の正、負および零、 v_{L2} と v_{C0} との大小関係、スイッチングデバイス (SW) とダイオード (D_1 、 D_2 、 D_2' 、 D_3 、 D_3') のオン、オフ状態によって判断し、同時に前のモードの最終値が次のモードの初期値となる関係を用いて計算を実行できる。また、本回路の安定、非安定動作領域は正規化抵抗 (λ)、正規化周波数 (μ)、SWのオン時間によって決定される。安定動作領域では、電流 i_{L1} が正規化時間 $z = 0$ のとき $\dot{i}_{L1} = 0$ でスタートし、振動の後 SW に並列に接続されている D_1 に電流が切り換わり $z = 1$ で再び $\dot{i}_{L1} = 0$ となる。図 5.3 にスイッチングデバイスを安定動作領域内で動作させるためのスイッチング時間特性を示す。同図より、スイッチのオン時間は μ が高い程短くなり、 λ については $0 < \lambda < 5$ の範囲で急激に変化するものの $\lambda > 10$ ではほぼ一定となる。

図 5.4 に解析フローチャートを示す。各モードの遷移条件は i_{L2} の値 (正、負、零)、 v_{L2} と v_{C0} の大小関係による整流ダイオードのオン・オフ状態、スイッチのオン時間を考慮して行い、その条件から 6 つの動作モードのどれに対応しているかを判断して計算を実行している。ここで整流ダイオードの状態によってダイオード D_2 、 D_2' 、 D_3 、 D_3' が全てオフの状態 ($\dot{i}_{L2} = 0$) を bridge=1、

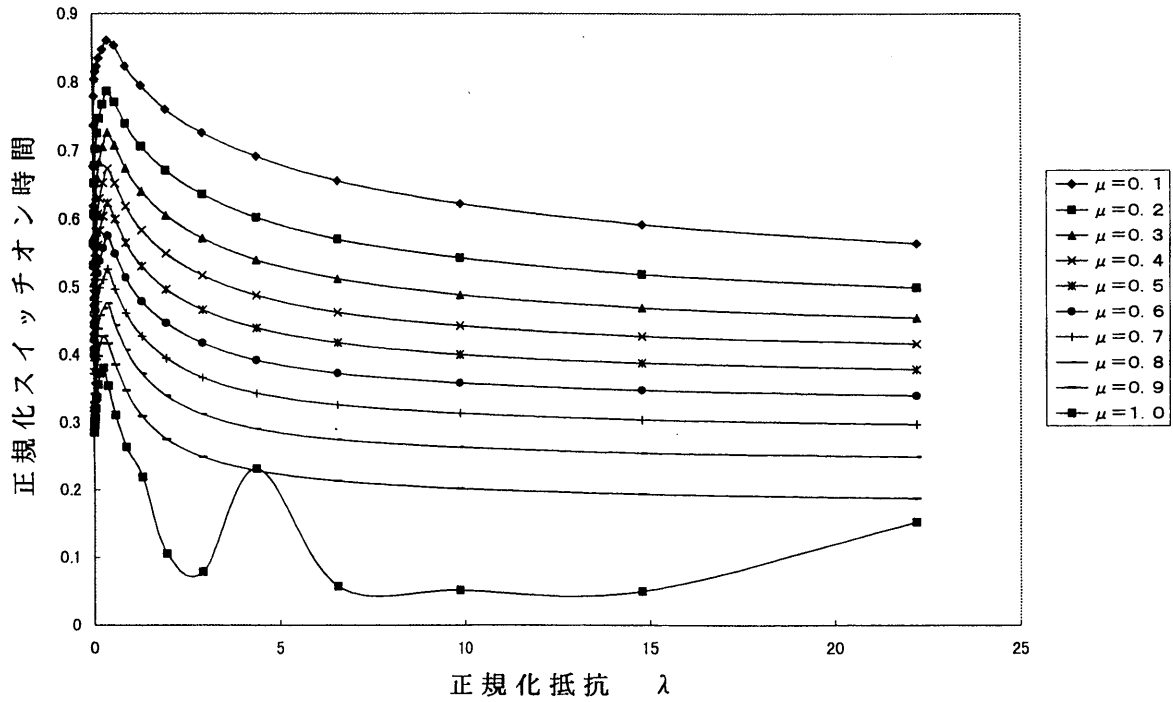


図 5. 3 スイッチング時間特性

ダイオード D_2 、 D_2' がオン (D_3 、 D_3' がオフ) の状態 ($i_{L2} < 0$) を bridge = 2、ダイオード D_3 、 D_3' がオン (D_2 、 D_2' がオフ) の状態 ($i_{L2} > 0$) を bridge = 3 とし、またモード I (a)、(b)、(c)、モード II (a)、(b)、(c) を下記のように表すこととする。

- モード I - (a) → mode = 1
- モード I - (b) → mode = 2
- モード I - (c) → mode = 3
- モード II - (a) → mode = 4
- モード II - (b) → mode = 5
- モード II - (c) → mode = 6

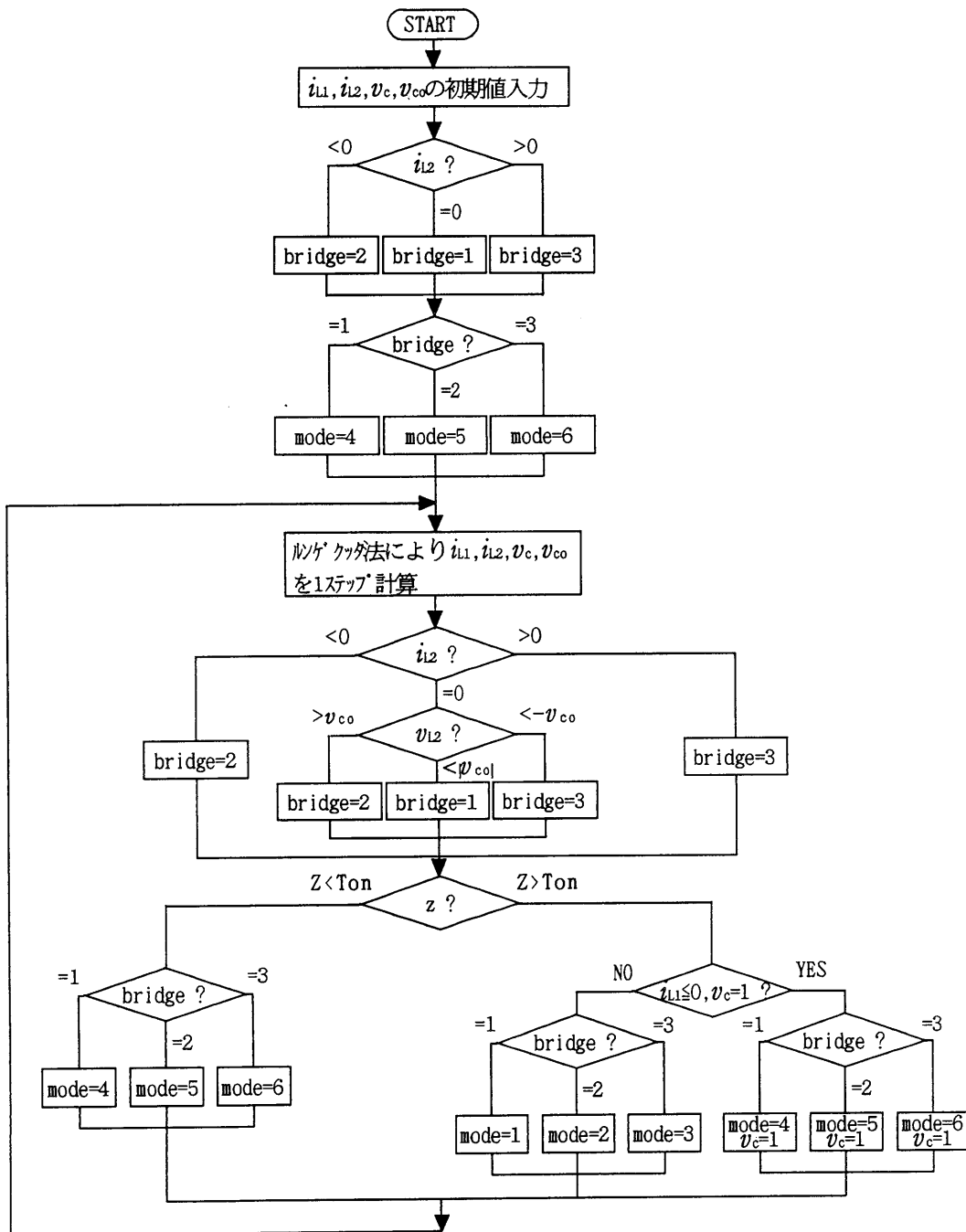
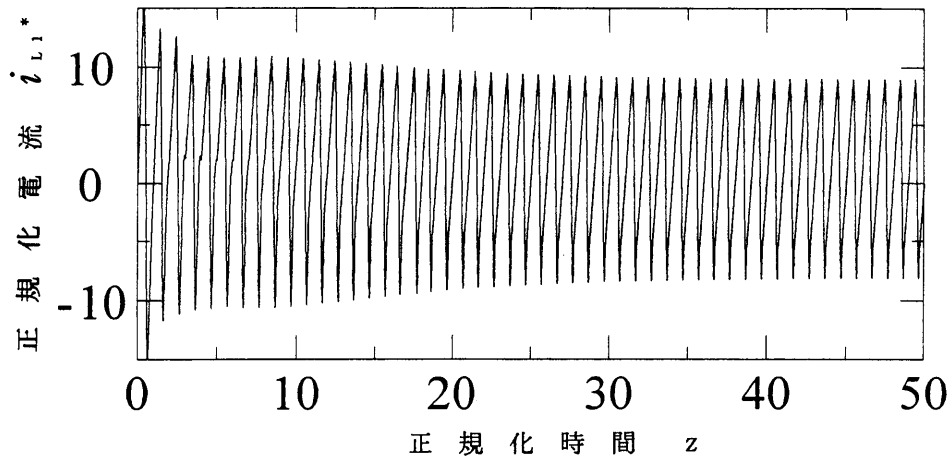


図 5. 4 解析フローチャート



$$\mu = 0.6, \lambda = 3, a_2 = 1.0, a_m = 0.7, b_o = 100$$

図 5. 5 過度状態から定常状態への解析波形

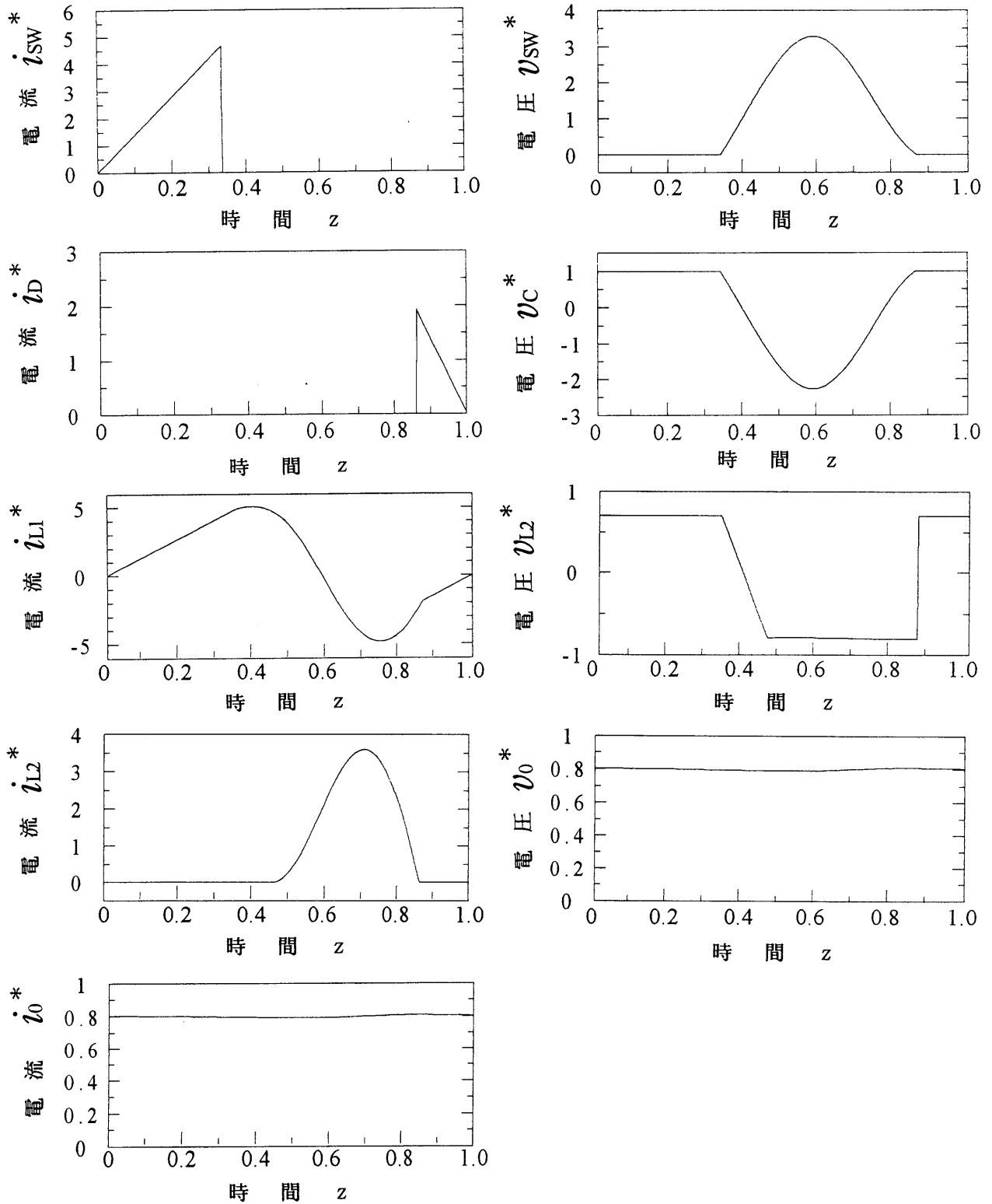
図 5. 5 に図 5. 4 で示した解析フローチャートによって実行した i_{L1} の過度状態から定常状態へ移行する解析波形を示す。同図より、本回路は 20 周期程で定常状態になることがわかる。

5. 3. 4 定常特性

図 5. 6 は解析定常波形例を示すが、図 5. 1 (a) の実測波形を十分説明し得るものとなっていることを確認している。また、図 5. 1 (a) の動作原理が明確にシミュレーション解析によって明かにされている。なお、シミュレーションでは出力側平滑コンデンサと共振コンデンサとの比、すなわち $b_o = C_o / C_s$ を 100 倍程度と選定しているが、出力電圧リップルがほとんどないことがわかる。図 5. 7 はスイッチングデバイスが ZVS 動作を実現できる λ 、 μ 、安定動作領域 (k : 高周波トランスの電磁結合度) を示す。同図からわかるように安定動作領域は k を適当な値に選ぶことにより、 $\mu < 1.0$ のほぼ全領域となり十分広くとれることができる。本回路は共振用インダクタンスとしてトランスの寄生漏洩インダクタンスを利用しているため、 k が大きくなると安定動作領域は狭くなり

完全密結合 ($k = 1.0$) では動作しない。

図5. 8および図5. 9 (a) (b) は正規化負荷抵抗 λ をパラメータとした
自制ループをもつPWM (T_{on}^*) 動作時の正規化周波数(μ)とPWM
(T_{on}^*) 制御特性、すなわちPWM&PFMハイブリット制御モード動作時の
出力電圧制御特性を示す。図5. 9 (a) (b) からわかるように出力電圧 V_o^*
がスイッチングデバイスのオン時間(T_{on}^*) 制御によりほぼ線形的に連続調整
できることを示している。なお、ここで示した T_{on}^* はデューティ ($D = T_{on} / T_o$)
を μ で割った制御変数 $T_{on} \cdot f_s$ である。図5. 10 (a) (b) は μ と λ
に対するスイッチングデバイスのピーク電圧特性を示す。同図より、ピーク電圧
は μ が1に近づくと低くなる傾向を示すが、 λ の変化に対してはほぼ一定
となる。



$a_z = 1.0$ 、 $k = 0.7$ 、 $\lambda = 1.0$ 、 $\mu = 0.5$ 、 $b_0 = 100$

図 5. 6 解析定常波形

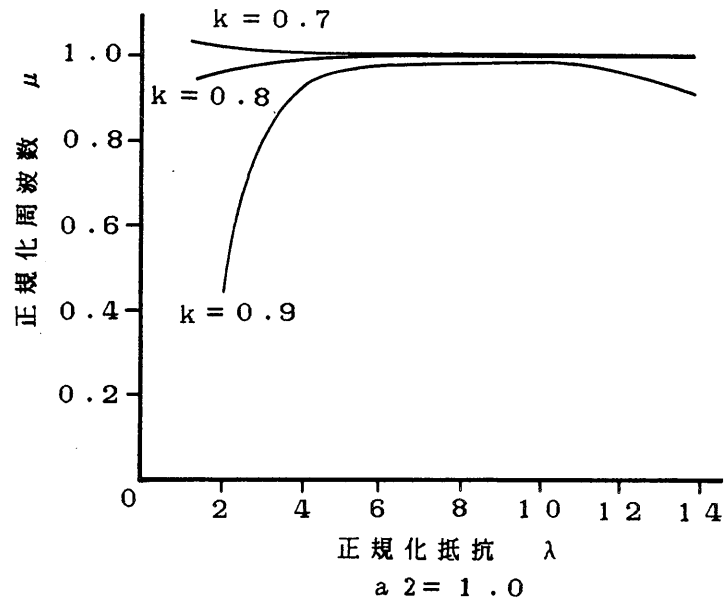


図 5. 7 安定動作パラメータ領域

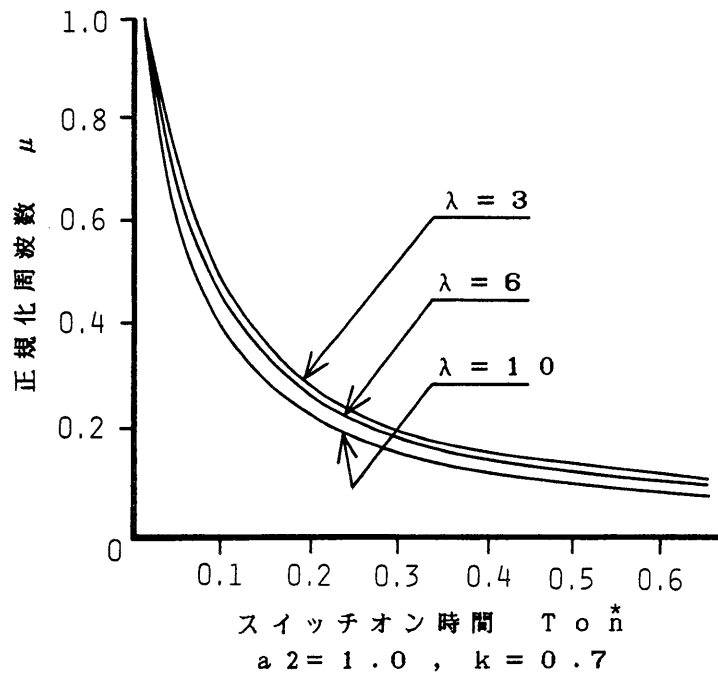
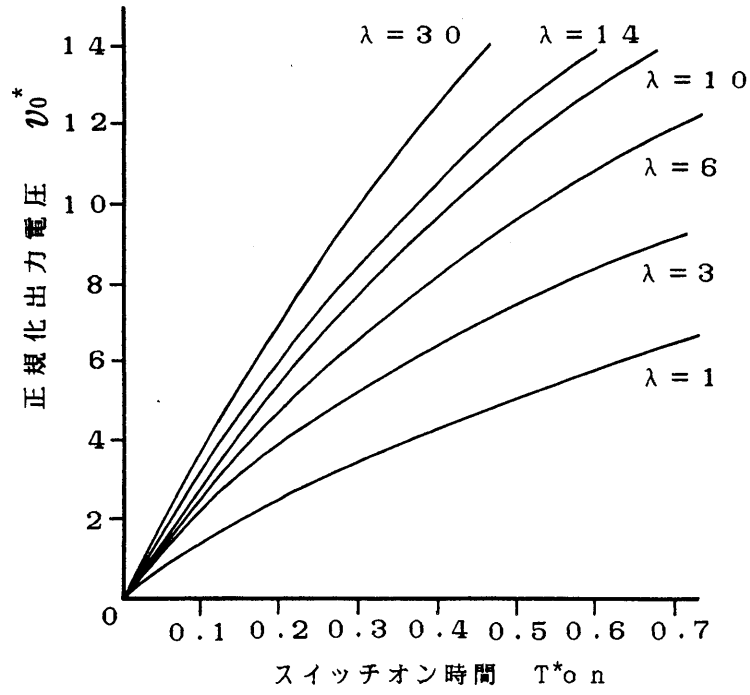
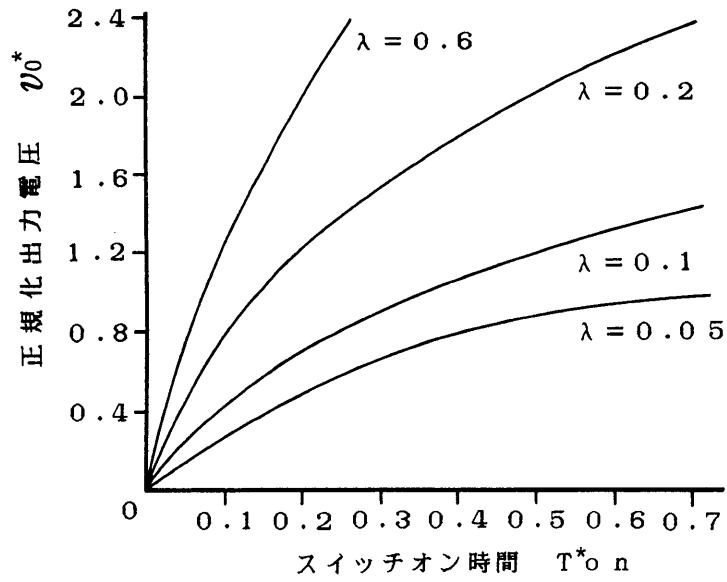


図 5. 8 自制式 P W M 制御時におけるコンバータスイッチング周波数特性



(a) $1 \leq \lambda \leq 30$



(b) $0 < \lambda < 1$

図 5. 9 P W M制御における出力電圧制御特性

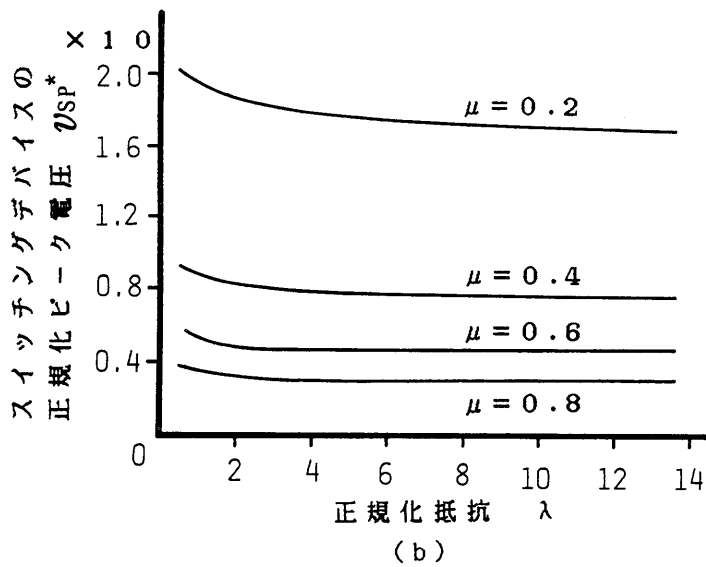
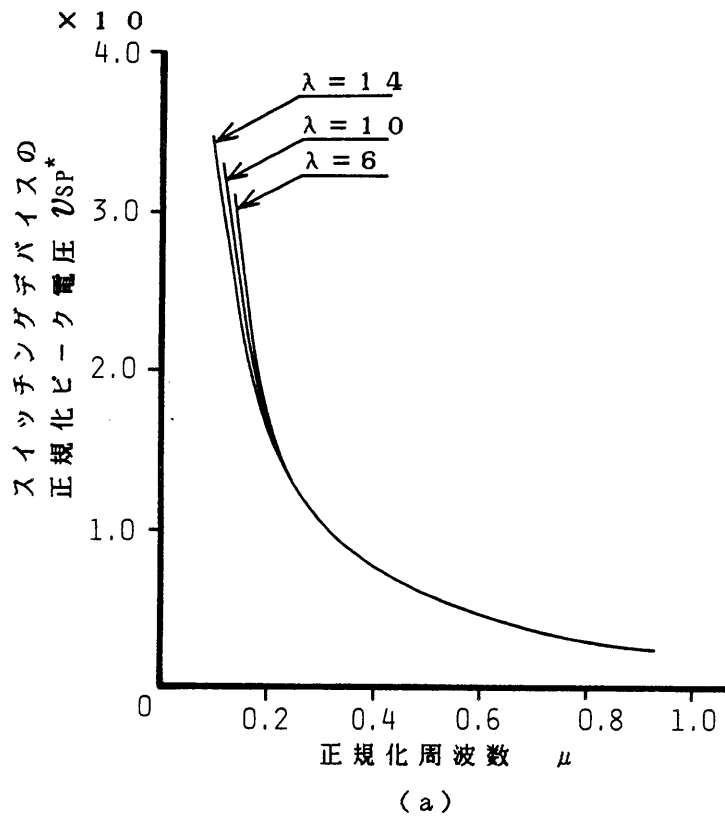


図 5. 10 スイッチングデバイスのピーク電圧特性

5. 4 回路設計

5. 4. 1 設計基準と設計アプローチ

前節によって得られた結果をもとに、基本的な回路の設計法について述べる。回路設計に際し、設計仕様として表 5. 2 の項目を考える。図 5. 1 1 に回路設計フローチャートを示し、以下順を追って説明する。

表 5. 2 設計仕様項目

名 称	記 号
入力電圧	E (V)
出力電圧	V_o (V)
出力電力	P_o (W)
スイッチング周波数	f_o (Hz)

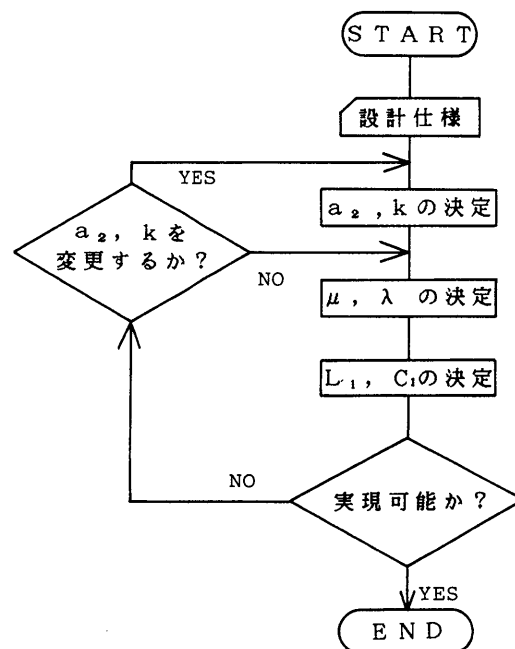


図 5. 1 1 回路設計フローチャート

[ステップ1]

$a_2 = L_2 / L_1 =$ (巻数比の2乗) と k の決定を行う。

[ステップ2] μ 、 λ の選定

電圧変換比 $v_o / E = v_o^*$ の値をもとに、出力電圧特性図 (図5.9 (a) (b)) により μ 、 λ を選定する。

[ステップ3] L_1 、 C_1 の決定

μ 、 λ の定義式より

$$\mu = 2\pi\sqrt{L_1 C_1} f_s$$

$$\lambda = R / Z_s$$

$$= R / 2\sqrt{L_1 / C_1}$$

ただし、 $R = v_o^2 / P_o$

L_1 、 C_1 は上式より

$$L_1 = \frac{\mu R}{4\pi\lambda f_s}, \quad C_1 = \frac{\mu\lambda}{\pi f_s R}$$

[ステップ4] 回路実現性の判定

デバイスの責務条件 [図5.10 (a) (b) 参照] により、回路が実現可能か否か判定する。

[ステップ5] a_2 、 k の変更

決定した a_2 、 k の値が実現不可能な場合、 a_2 、 k の値を変更する。このとき、 a_2 、 k を変化させることによりデバイス責務をほぼ一定のまま、出力電圧を大きく変えることができるという特性が利用される。

5. 4. 2 回路設計数値例

設計仕様として下記の項目を指定する。

入力電圧 $E = 110 \text{ V}$

出力電圧 $v_o = 200 \text{ V}$

出力電力 $P_o = 500 \text{ W}$

スイッチング周波数 $f_o = 20 \text{ kHz}$

〔ステップ1〕

ここでは簡単のため巻数比を1、すなわち $a_2 = 1$ としてZVS動作条件を満たす図5.7の安定動作領域から、全ての μ 、 λ に対して最も広くなる $k = 0.7$ を選定する。

〔ステップ2〕

設計仕様より $v_o/E = 1.82$ となり、例えば $\lambda = 3$ を選定すると図5.9(a)より $T_{on}^* = 0.08$ を得る。又、図5.8より $T_{on}^* = 0.08$ を用いると $\mu = 0.6$ と決められる。

〔ステップ3〕

$\mu = 0.6$ 、 $\lambda = 3$ と設計仕様値より $\sqrt{L_1 C_1} = 4.78 \times 10^{-6}$ 、 $\sqrt{L_1/C_1} = 13.3$ を得る。連立方程式の解として $L_1 = 63.7 \mu\text{H}$ 、 $C_1 = 0.358 \mu\text{F}$ となる。スイッチングデバイスの電圧、電流は上記回路定数 L_1 、 C_1 と設計仕様値を用いてシミュレーション解析することによって得られ、その結果は次のようになる。

最大スイッチ電流： 36 A

最大スイッチ電圧： 550 V

最大ダイオード電流： 22.6 A

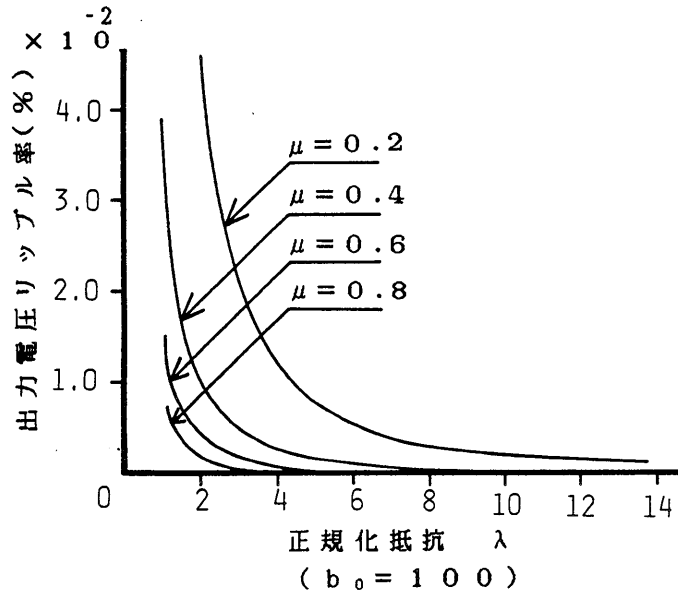


図 5. 1 2 出力電圧のリプル特性

上記結果を用いれば、デバイス選択の目安が与えられる。図 5. 1 2 は出力平滑コンデンサ容量の正規化値 (b_0) と出力電圧リップル率との関係を示すが、 $b_0 = 100$ では 2.4×10^{-3} (%) となり十分平滑されている。従って、 $b_0 = 100$ より $C_0 = 100 \cdot C_1 = 35.8$ (μF) と選定される。以上の結果からわかるように出力平滑コンデンサは比較的小さくてよい。この種の回路は設計例として 20 kHz を選んでみたが、100 kHz 以上では特徴を更に発揮できることを付言しておきたい。

5. 5 電圧部分共振形 1 MHz 高周波インバータ

5. 5. 1 回路構成

図 5. 1 3 に誘導加熱用シングルエンデット電圧部分共振形高周波インバータの構成図を示す。同図は本章で述べた高周波部分共振形フォワード SWR のイン

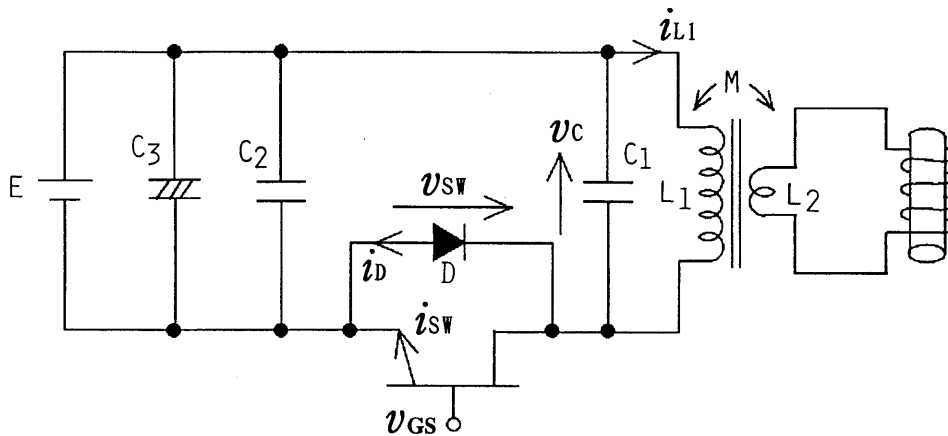


図 5. 1 3 誘導加熱用シングルエンDET電圧部分共振形高周波インバータ

バータ部の基本形をなしているものであり、これをパワー半導体デバイスとして高周波 S I T (T H F - 5 0 S : 4 5 0 V / 3 0 A) を用いて 1 M H z 誘導加熱用高周波インバータに適用したものである⁽⁹¹⁾。回路の配線は高周波動作を考慮して出来る限り短くし、同時に簡単化に配慮している。すなわち、既に述べているようにフォワード D C - D C コンバータの場合と同様、共振用インダクタンスは別個に設けず、フェライトリングコア (H _{6H3}) を用いて製作した出力トランスの寄生漏洩インダクタンスを積極的に用いて部品点数を減少させている。高周波 S I T の駆動回路は、第 2 章で示した図 2. 5 (b) を用いており駆動電力は 1 1 W である⁽⁹²⁾⁽⁹³⁾。

図 5. 1 4 に示した理論動作波形をもとに本回路の動作原理を述べる。今、ある時点 (t_0) で S I T にオフ信号が与えられると S I T、ダイオード (D) は共にオフ状態となり、共振用コンデンサ (C_1) と高周波出力トランスの寄生漏洩インダクタンスにより共振ループが構成され、負荷側に振動電流 (i_{L1}) が流れる。共振コンデンサ電圧 (v_C) は、直流電源電圧値 (E) から徐々に振動的な下降を始め最小となった後、再び上昇し t_1 で E と等しくなる。この時点でダイオードが逆バイアスから順バイアスとなってターンオンし、 i_{L1} は $E \rightarrow D \rightarrow L_1$ のループで流れ直線的に上昇する。また、この時点から S I T にオン信号を与えておくと

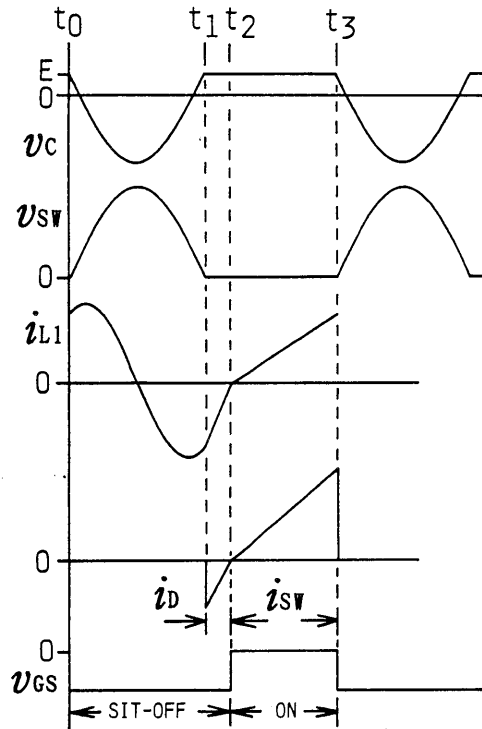


図 5. 1 4 理論動作波形

$i_{L1} = 0$ となった時 (t_2)、すなわち $i_D = 0$ の時ダイオードがターンオフし、同時に S I T がタイミングよくターンオンする。これは、5. 2 節で述べた安全動作領域内での動作を表していることになり、また S I T に逆並列に挿入されているダイオードにファーストリカバリタイプのもを必要としないことも意味している。例えば、1 MHz 動作であっても逆回復時間が $0.8 \mu s$ のダイオード (30 J H 1 1) で十分に動作が可能である。S I T は設定した時間 ($t_2 \sim t_3$) だけオンした後、オフ信号が与えられ、以下、上述と同じ動作を繰り返して部分共振形高周波インバータとして動作する。

次に、本回路の非安定動作 (短絡動作) について述べる。図 5. 1 5 に短絡動作波形を示す。本回路を安定動作領域で動作させようとするとき、特に注意をしなければならないのは S I T に印加する駆動信号のタイミングである。すなわち、図 5. 1 5 においてコンデンサ電圧 v_c が再び E まで上昇しない時刻 (t_s) で

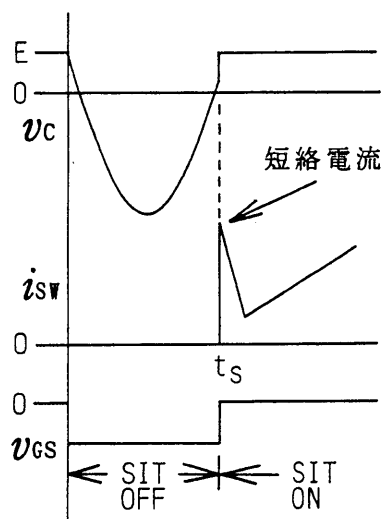


図 5. 1 5 短絡動作（非安定動作）波形

SITにオン信号を与えると、回路には共振コンデンサの充電電流が短絡電流となって流れるため、その値によってはSITを破損する危険性がある。従って、このようなモードで本回路を動作させる非安定動作は絶対に避けなければならない、印加する駆動信号のタイミングには十分注意が必要となる。

図 5. 1 3 で示した回路定数の主な値は次のとおりである。 $C_1 = 4.6 \text{ nF}$ 、 $C_2 = 1 \mu\text{F}$ 、 $C_3 = 1000 \mu\text{F}$ 、 $L_1 = 292 \mu\text{H}$ 、 $L_2 = 19.7 \mu\text{H}$ 、 $D : 30 \text{ JH} 11$ 、加熱コイルは直径 20 mm 、巻数 5 回であり、被加熱物は直径 12 mm の鉄棒を用いている。

5. 5. 2 実験結果

図 5. 1 6 に被加熱物の温度が約 500°C における、誘導加熱時の実測波形を示す。これは直流入力電力として 198 W ($E = 110 \text{ V}$, 1.8 A) を入力したものであるが、同図 (a) より v_{sw} は $E = 110 \text{ V}$ に対しピーク値が 400 V に達し、電圧共振形高周波インバータの電圧責務が苛酷になることを示している。同図において*で示した部分は、ゲート・ソース間に流れる電流を示している。

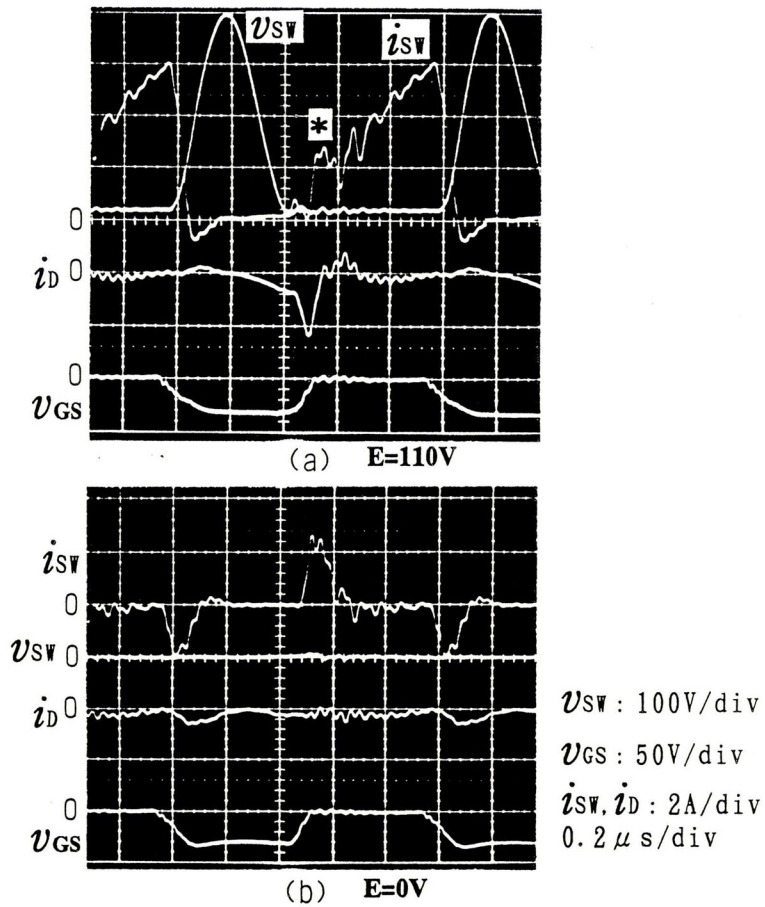


図 5. 1 6 実測波形

これはドレイン電流をSITのソース端子で測定したため、ゲート・ソース間に流れる電流も同時に観測されたものである。これを説明しているのが同図(b)であり、 $E=0$ でもゲート・ソース間に印加されている駆動電圧によって、図中に示すような i_{sw} が流れ、これが図5.16(a)ではドレイン電流に加わって観測されたことになる。実験結果より、本回路はダイオード電流(i_D)が零になった時点で回路電流がスムーズにSITに切り換って流れるという安全動作領域内での動作を示している。このときのターンオフ損失は2Wであった⁽⁹⁴⁾。

5. 5. 3 電圧分担形シングルエンデット電圧部分共振高周波インバータ

シングルエンデット電圧部分共振高周波インバータは、簡単な構成でスイッチング損失を大幅に減少させることができるという特徴をもつが、スイッチングデバイスの電圧責務が苛酷になるという欠点もある。5. 5. 2 節の実験結果によると、 $E = 110\text{ V}$ に対しスイッチングデバイスである SIT の端子電圧は 400 V に達し、耐圧が 450 V の SIT ではこれ以上直流電源電圧を上げることができず、その結果出力電力も制約を受けることになる。そこで、スイッチングデバイスの苛酷な電圧責務を軽減させる目的からスイッチングデバイスを 2 個直列接続し、電圧を分担させることで出力電力の増加を図ることとした⁽⁹⁶⁾。

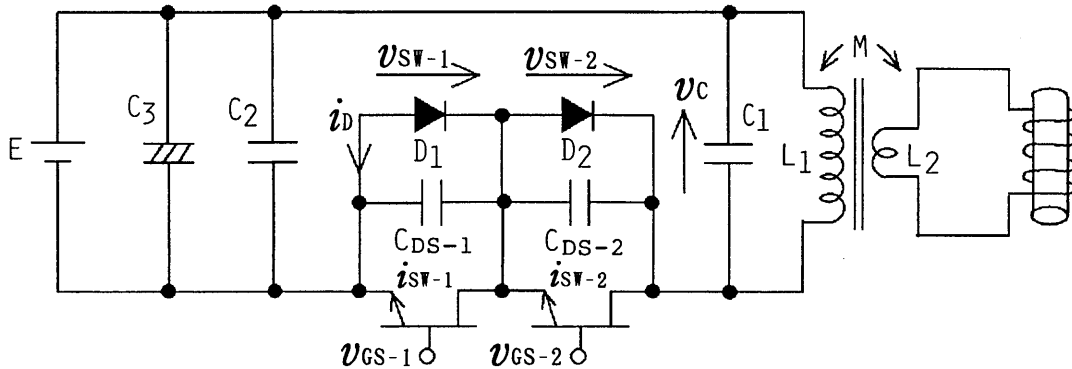


図 5. 17 スwitchングデバイスを 2 個直列接続した回路構成

図 5. 17 にスイッチングデバイスの電圧責務を軽減させるため、高周波 SIT (THF-53S: $1000\text{ V} / 30\text{ A}$) を 2 個直列接続したシングルエンデット電圧部分共振形インバータの回路構成を示す。複数個のスイッチングデバイスを直列接続して電圧を分担させる場合、各デバイスのもつ出力容量の不均一さによって電圧が均一に分担されないという問題が生じる。これは低周波領域においてはそれ程問題にならないが、 1 MHz のような高周波領域では重要な問題となる。特に SIT のようなパワー半導体デバイスでは、その出力容量が回路の特

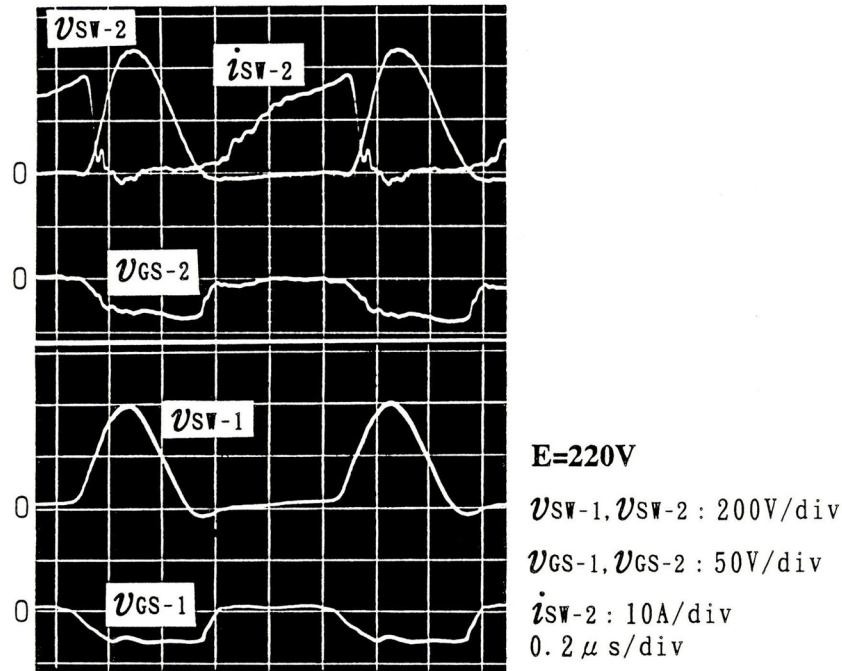


図 5. 18 実測波形

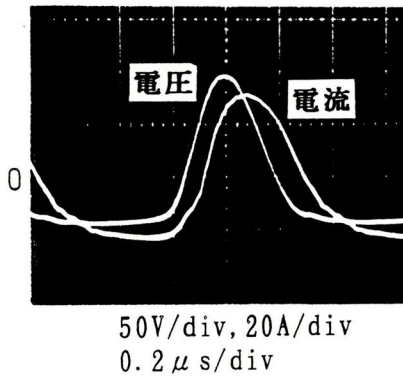


図 5. 19 高周波出力トランスの二次側電流、電圧

性を大きく左右することになり、実験では2個のSITの端子電圧 (v_{sw-1} 、 v_{sw-2}) のピーク値がそれぞれ100V、400Vというように不均一になることも生じた。そこで図5.17で示したように、各SITに並列にコンデンサ (C_{DS-1} 、 C_{DS-2}) を接続することで、SITの出力容量の不均一を補償し v_{sw-1} 、 v_{sw-2} のピーク値が均一になるよう配慮した。図5.18に実測波形を

表 5. 3 変換効率特性

直流入力 電力 (W)	損失 (W)		全損失 (W)	実効出力 (W)	変換効率 (%)
	スイッチング 損失	導通損失			
1 1 0 0	3 2	2 1 0	2 4 2	8 5 8	7 8

示す。実験によると C_{DS-1} 、 C_{DS-2} の値として $1.0 \sim 1.5 \text{ nF}$ を用いると v_{sw-1} 、 v_{sw-2} のピーク値がほぼ均一となり、同図に示すような結果が得られた。図 5. 19 に出力トランスの二次側の電圧、電流波形を示す。表 5. 3 は図 5. 17 で示した直流入力電力 1100 W (220 V 、 5 A) に対する変換効率特性を示す。同表より導通損失の割合が大きく、そのため変換効率が $78 (\%)$ と低くなっているが、スイッチング損失は 1 MHz という高周波動作にもかかわらず全損失の $13 (\%)$ と低い値であり、シングルエンド電圧部分共振形高周波インバータの有効性が示されている。

5. 6 結 言

以上、本章で得られた結果は次のとおりである。

(1) SI デバイスのように高耐圧・大電流が取り扱え、しかも高速スイッチング動作が可能なパワー半導体デバイスが開発されており、これらのデバイスを用いた提案回路はコストパフォーマンスの面から極力簡単な回路構成のものが望ましい。この見地から本章で取り扱った電圧部分共振形 DC-DC コンバータが適している。この回路は、

(a) 一石構成であり、共振用インダクタンスとして高周波出力トランスの寄生漏洩インダクタンス（高電圧トランス使用時には 2 次側寄生キャパシタンス）を積極的に利用しており省部品化できる。更に、動作周波数帯によっては MOS

FET、SITといったパワー半導体デバイスのドレイン・ソース間キャパシタンスを共振用キャパシタンスとして利用できる。

(b) ZVS動作により低EMI化のみならず、スイッチングデバイスのスイッチング損失を極めて低く抑えることができるため高周波化が可能であり、その結果として高電力密度化、低騒音化が図れる。

(c) 逆並列ダイオードはスイッチに引き続いてターンオンするため、ファーストリカバリタイプを必要としない。この他、ZVS動作方式のためスイッチングデバイスの di/dt ストレスが小さくスナバレス構成ができる。

(2) 提案回路に寄生漏洩インダクタンスを考慮した高周波出力トランスおよび平滑フィルタの回路モデルを取り入れ、かつZVS動作のための自制ループを考慮して、正規化手法による汎用性のある形で計算機シミュレーション解析を行い、設計前段階で必要となる種々の定常諸特性を正規化回路パラメータ、正規化制御変数を用いて図説した。また、コンバータ出力が簡単な一石構成でありながらフォワード、フライバック両特性を持つため、ほぼ広い線形昇降圧特性が得られることを示した。更に、従来一般的に明かにされていなかったZVS動作できる運転安定動作領域を定量的に明らかにし、回路パラメータ μ 、 λ 、 k の最適設定により広くとれることも示した。

(3) 汎用性のある特性図表を用いて本回路の実用的な設計アプローチを示し、具体的な回路設計数値例を与えた。

(4) 誘導加熱用に一石、二石構成のシングルエンデット電圧部分共振形高周波インバータの回路構成とその実測波形を示し、1MHzという高周波動作にもかかわらずスイッチング損失を低く抑えることができることを述べた。また、電圧部分共振形高周波インバータの苛酷な電圧責務を軽減させる対策の一方式として、スイッチングデバイスを二個直列接続する方式も提示し、実測波形によってその有効性を述べた。

第 6 章

結 論

第 6 章 結 論

本論文では、新形パワー半導体デバイス対応のもとで高効率、小形軽量化、省部品化、高出力化が達成できる四種類の高周波共振形インバータを考察の対象とし、電流共振によるゼロ電流ソフトスイッチング、または電圧共振によるゼロ電圧ソフトスイッチングの概念を導入した、実用性の高い誘導加熱用高周波インバータとDC-DCコンバータを取りあげ、設計段階で必要となる各種特性評価を行い、実用的な見地から研究成果を述べた。各章で提示した高周波インバータに関しては、各種特性を普遍性のある形で表示するため正規化の手法を導入して解析を行い、また解析定常動作波形と実測波形とを対比させながら研究成果を述べた。

これら研究成果は本文で述べた誘導加熱应用のみならず、今後ハイテク産業分野などで予想される多様化する負荷にも対応できる高周波インバータの開発に寄与するものと期待できる。

6. 1 研究成果

第1章では、まず高周波パワーエレクトロニクスの重要な技術基盤である高性能パワー半導体デバイス技術、高周波スイッチングモード電力変換技術、大幅な回路構成の簡略化、高速制御性能と信頼性の向上をもたらした周辺関連技術および計算機援用シミュレーション技術について説明した。次に、これらの技術基盤を背景にした共振回路トポロジー導入の誘導加熱用高周波インバータについて、その有用性と重要性を論じ、本研究の意義および各章の研究内容の概要を述べた。

第2章では、SITの実用装置として開発した出力周波数100kHz、最大出力電力12kW、最大で8kgの金属の溶解が可能な電圧形高周波インバータについて述べた。最初に本研究で取り扱っているパワー半導体デバイスであるSIデバイスを取りあげ、特にSITについて駆動特性、出力特性などの各種基本特性を論じた。また、SIデバイスと他の代表的な半導体デバイスであるパワー

MOSFET、IGBT、GTO、バイポーラパワートランジスタと定格電圧、定格電流、動作周波数とを比較し、SIデバイスの高周波パワーエレクトロニクス分野における有用性を示した。次に、本論文の研究対象であり広く社会に貢献している誘導加熱について特徴、応用分野、歴史的・技術的変遷を述べ誘導加熱応用における高周波インバータの役割を示した。技術的変遷の説明では、産業用誘導加熱電源と現在までに開発されたパワー半導体デバイスを年代順に対比して示し、パワー半導体デバイスが誘導加熱用電源の高周波化および高出力化に重要な役割を果たしていることを述べ、同時に開発した誘導溶解用高周波インバータの位置づけを行った。

本論文で述べた100kHz誘導溶解用電圧形高周波インバータは、他に先駆けて我が国で最初に開発したものであり、回路構成、回路設計および実際の動作状況を実用上の観点から詳しく検討、考察した結果は、その後の高出力・高周波インバータの設計に貴重なデータを提供したものとなった。本高周波インバータの開発によって、次の成果を得た。

(1) 電圧形高周波インバータのスイッチングデバイスの電圧責務は、電流形高周波インバータに比べ低くでき、電圧形では直流電源電圧値をスイッチングデバイスの許容値近くまで設定できる。そのため出力電力一定の条件の基では、電圧形は電流形に比べ動作電流を低く抑えることができるので、スイッチングデバイスの導通損失を低くでき、また電流遅れモードで動作させるとゼロ電流スイッチング動作によってターンオン時のスイッチング損失が零になり、変換効率が上昇する。そのため電圧形を採用した本高周波インバータの変換効率は、出力電力11.9kW時において93.9(%)が得られた。

(2) 100kHz動作におけるSIT1個当たりの駆動電力は約4Wであった。また、駆動信号のデットタイムを0.5 μ s(出力周波数の周期の5%)に設定したが動作中フルブリッジ回路の上下アームの同時オン状態は発生せず、0.5 μ sはデットタイムとして妥当な値であった。

(3) 高周波インバータの負荷回路の実装は、電圧形直列共振回路方式が整合トランスの寄生漏洩インダクタンスや実装に伴う寄生インダクタンス、誘導加熱負

荷回路のもつ寄生回路パラメータを共振回路の一部として積極的に用いることができるので配線などに対する配慮が容易となる。一方、電流形並列共振回路方式は実装に伴う寄生漏洩インダクタンスによって、スイッチング時にサージ電圧が発生するという問題があるため、整合トランスの寄生漏洩インダクタンスを極力低くするような設計が必要となる。従って、負荷回路の実装においては電圧形直列共振回路方式が電流形並列共振回路方式より有利となる。

(4) 電圧形インバータの加熱特性は電源投入時、出力電力が比較的低く抑えられ、被加熱物の温度上昇に伴って出力電力が徐々に増加する。これは金属を溶解する場合、誘導炉の予熱期間が上手にとれることを意味し、誘導溶解用インバータとしては最適特性となる。また、連続して溶解作業をする場合、二回目以降からは炉の予熱が不要なため、初回の作業時間の約半分で作業を終了させることができる。一方、電流形インバータは電源投入時に高い出力電力を供給することができるので、焼き入れや金属を短時間内に溶解したりする作業に適する。

(5) ワークコイルの短絡事故が発生した場合、電流形は電源回路に大きなリアクトルが挿入されているため電流の上昇率が低く抑えられ、電圧形に比べ保護が比較的容易である。電圧形の場合は電流形に比べ保守対策は難しくなるが、許容時間内(2SK183の場合 $10\mu\text{s}$)で保護回路を動作させれば問題はない。

以上より、誘導溶解用高周波インバータに電圧形直列共振負荷回路方式を採用するに至った経緯を、上記(1)～(5)の結果から詳しく述べた。

(6) 誘導溶解用にフェライトリングコアを用いた、同軸形構造の整合用高周波出力トランスの設計方法を詳細に述べ、 100kHz 領域において良好な特性が得られることを示した。また、動作中の整合用高周波出力トランスの各損失についても具体的な値を示した。同軸形の高周波トランスは、大径の銅パイプで構成される二次巻線がフェライトリングコア全体を包み込むような構造となるため、二次巻線数は一回となる。そのため、二次巻線にはかなりの大電流を流すことも可能であり、また二次巻線が一回であるため一次巻線数もそれ程多くならず、結果的に巻線での損失も低く抑えられ、誘導加熱用として利用価値の高いものであることを述べた。

(7) 金属誘導溶解実験では、加熱の進行に伴って段階的に被加熱物である鉄を誘導炉に投入するが、この時負荷側のインピーダンスが急激に増加するため、インバータの出力電力が投入前の約5.0%程に減少する。また、溶解状態を調べるため攪拌棒で炉内を攪拌したときもインバータの出力電力が大幅に変化した。しかし、このような負荷変動に対しても本インバータは停止することなく、常に安定に動作し、実際の動作状況を把握するために示した高周波インバータの各部の実測波形も、歪みが無く極めて良好な波形が観測された。

(8) 以上より、開発した誘導溶解用高周波インバータは動作の安定性、変換効率などの総合評価より実用性の高いことが実証され、本高周波インバータを開発したことで、より高周波/高出力インバータ開発への貴重なデータを得ることができた。

第3章では、従来の電圧形直列共振インバータのスイッチングデバイス部にLC共振回路で構成された、二端子部分共振ZCSユニットを組み入れた回路トポロジーによる定周波電圧制御機能をもつZCS高周波共振形インバータを提示した。これは、定周波電圧制御時およびZCS動作のもとでも常にスイッチングデバイスの電圧責務を軽減でき、また群間移相差による瞬時電流ベクトル制御により出力電力が広範囲に調整できる機能をもつ高周波インバータである。そこで、このZCS高周波インバータに誘導加熱応用を想定した並列共振タンク負荷回路を適用して詳細な計算機援用解析を行い、得られた結果を各種回路パラメータ、制御パラメータを用いて汎用性のある形で図説評価し、次の結論が得られた。

(9) 電圧クランプ機能もつためスイッチングデバイスの電圧責務を軽減できるが、電流共振形であるためスイッチングデバイスにはピーク値の高い共振電流が流れる。しかし、今話題のBSIT、IGBT、MCTを用いることで導通損失も低く抑えることができ、高効率を達成できる。特にバイポーラモードパワー半導体デバイス適用時には、ターンオフ時に発生するテール電流過度損失を軽減できる。

(10) 出力電力を瞬時群間移相差制御によって最大から最小(出力電力=0)まで滑らかに制御でき、しかもスイッチングデバイスの電圧は一定値にクランプ

された状態で常にZCS動作が維持できる。従って、BSITのように耐圧が比較的低いが大電流動作に適するデバイスにとって、最適な回路方式であることを実験結果から明らかにした。また、従来方式がインバータの入力部で電圧制御をするのに対し、本方式はインバータ内部にその機能をもつため装置が小形軽量化されるばかりか保護および出力制御応答も極めて速く、負荷短絡時においても異常な過電圧、過電流が発生せず特別な保護回路の必要がない。そのため負荷短絡に対する保護が容易であり、誘導加熱応用には最適な回路方式といえる。

(11) 計算機援用解析によって得られた各種定常特性から、回路設計時に有用となる各定数値を示した。それによると、スイッチングデバイスのピーク電流値はリアクタンス比($\alpha = L_{11} / L_{21}$)を0.2位に選ぶと最適になり、また出力電力は正規化負荷抵抗(λ)が0.3の近辺で最大となることがわかった。また、計算機援用解析から得られた汎用性のある各種特性をもとに回路設計手順を示し、具体的な適用例として出力電力10kWの装置について回路定数値、回路電流、電圧値を示した。

回路設計手順から誘導加熱用として三種類の定周波電圧制御機能をもつZCS高周波インバータを試作し、次のような結論が得られた。

(12) 工業的な実用装置としてBSITを用いた50kHz、出力電力2kWの装置では変換効率が94(%)を達成でき、本高周波インバータの高効率と実用性が立証できた。

(13) ホーロ鍋の誘導加熱を目的にしたBSITによる50kHz電磁調理器用インバータでは、加熱コイルを含む負荷回路系に複合共振回路を適用することで、加熱コイルの見かけ上のインダクタンス成分を減少させて負荷回路のインピーダンス値を適正值にできることを示し、装置効率(負荷側交流出力/直流入力電力)89(%)が得られた。

(14) SITを用いた200kHz逆導通方式ZCS高周波インバータによって、従来から困難とされていたアルミニウム鍋の誘導加熱が行えることが確かめられ、加熱コイルに流す必要のある具体的な電流値が求められた。それによるとアルミニウム鍋の場合、ホーロ鍋に対して5倍近い電流が必要であることがわか

った。また、動作中に加熱コイルの短絡試験を行ったところ、短絡発生と同時に出力電力が自動的に低く抑えられ、回路中に異常電圧、電流が発生せず(10)で述べたことが立証できた。

第4章では、Mapham氏の提案による安定度、信頼性の高いZCS方式一石逆導通高周波電流共振形インバータを誘導加熱応用のもとで提示し、特徴、動作原理、種々の動作特性を述べた。一石形の高周波インバータであっても、SIデバイスのような高出力パワー半導体デバイスを用いた場合、かなりの高出力が期待でき小形軽量化、低コスト化が図れる小中容量の高周波インバータが実現できる。しかし、一石逆導通高周波電流共振形インバータに関しては設計前段階で要求される十分な特性評価、ならびに実用回路の設計方法が普遍性のある形で提示されておらず実用性に欠けていた。そこで、ZCS方式一石逆導通形電流共振形インバータについて、誘導加熱を想定した場合の詳細の計算機援用解析を行い、汎用性のある形で開ループ各種特性を定量的に図説評価し、得られた特性図表を用いて実用的な設計アプローチと具体的な回路設計数値例を示した。本研究によって、次の結果を得た。

(15) 本高周波インバータは、3端子変形のLC共振スイッチを用いてZCS動作をするため、スイッチング損失の低減、スナバレス化に伴う高効率化、低EMIノイズ化が達成できる。また、共振コンデンサと並列に接続される L_2-D_2 回路に流れる電流の連続動作域、すなわち正規化インダクタンス(A_2)の効果が発揮できる領域では、負荷変動に対しても極めて安定な動作ができる。そのためA-SCR、GATTを用いた場合は逆バイアス時間が十分にとれ、またBSIT、SIサイリスタ、IGBT、Bi-MOSGTOサイリスタなどのバイポーラモードパワー半導体デバイス適用時にはテール電流過度損失が低減できる。

(16) 回路動作モードから成立する回路状態方程式によって得られた解析波形は、実測波形を数%の誤差内で十分説明し得るものとなっており、シミュレーション解析結果の有効性が確認できた。また、出力周波数と逆導通デバイス時間が与えられたとき、ZCS動作の範囲を示す正規化負荷抵抗(λ)、正規化出力周波数(μ)との関係も示した。

(17) 計算機援用シミュレーション解析から出力電力に関しては、 λ と A_2 の関係から λ の高い領域では A_2 の小さい方が良く、また λ の低い領域では A_2 の大きい方がZCS動作のもとで、出力電力が十分大きくとれることを示した。また、 A_2 が大きい領域では λ の変動がスイッチングデバイスの di/dt 、順電圧最大値、歪率に大きく影響しないことが確かめられた。これらの結果から実用的な回路設計アプローチを示し、中容量の実用装置について具体的な設計数値例を示した。

5章では、簡単な構成で実用性が高いシングルエンデットZVS高周波部分共振形DC-DCコンバータを解析の対象とし、寄生漏洩インダクタンスを考察した高周波トランスモデル、フォワード形とフライバック形の平滑回路モデルならびにZVS検出による自制ループを考慮した計算機援用による詳細なシミュレーション解析を行った。解析から得られたZVS安定動作領域などの各種動作特性は正規化回路パラメータ、正規化制御変数を導入した汎用性のある形で図説評価し、その結果をもとに回路設計アプローチと具体的な設計数値例を述べた。また、高周波交流エネルギー応用として、コンバータの変換回路を構成している高周波インバータ部を誘導加熱用1MHz高周波インバータにも適用し、次のような研究成果が得られた。

(18) DC-DCコンバータの基本を構成している高周波インバータ部は、ZVS動作のためターンオン、ターンオフ時においてもスイッチング損失を低減でき、また高周波化によって回路コンポーネントも小形軽量化できる。また、高周波トランスの寄生漏洩インダクタンスやスイッチングデバイスの出力容量も、共振回路を構成する回路定数の一部として積極的に利用できるため省部品化できる。

(19) 一石構成でありながらフォワード、フライバック両特性を持つため、スイッチングデバイスのオン時間制御により、出力電圧をほぼ線形にかつ大幅に連続調整できる昇降圧特性をもつ。また、スイッチングデバイスと逆並列に接続されるダイオードは、ファーストリカバリタイプのもを必要としない。すなわち、ダイオードのゼロクロスポイントを検出してからスイッチングデバイスをターンオンさせることで、1MHz動作であっても100kHz領域で用いる特性

のダイオードで十分であることが実測波形から立証された。

(20) 計算機援用解析によって得られた各種特性評価を用いて回路設計アプローチを示し、500W 試作機で使用するスイッチングデバイスの定格値の具体的な数値例を示した。それによるとスイッチングデバイスの最大電圧が550V、最大電流が36Aと比較的取り扱いやすい値であるため、装置が容易に実現でき実用性が高いことがわかった。

(21) ZVS動作特有の苛酷なスイッチングデバイスの電圧責務を軽減させる一方式として、スイッチングデバイスの直列接続法を提示し、その実測結果を述べた。それによると、この方式は電圧を分担させる方法として有効であることが立証されたが、電圧を均等に分担させるためにはスイッチングデバイスの出力容量について十分把握する必要があることも判明した。

6. 2 今後の研究課題

今後の高周波インバータ技術は、新形パワー半導体デバイス対応のもとでより高周波化、高効率化、高信頼性化、省部品化、制御性能の向上などが要求され幅広い分野への応用が期待される。そのため研究開発課題として次のことが挙げられる。

(1) 本論文で述べた各種高周波インバータについて、制御系も含めた回路動作の考察と検討。また、制御の高精度化を達成するための計算機の学習制御技術、誘導加熱応用時の温度制御におけるファジィ制御技術などの導入。

(2) 金属個体の加熱のみならず液体、気体の静止／移動流体などの多様化した負荷に対応した誘導加熱装置の開発、およびハイテク産業分野で注目されている非接触エネルギー給電への高周波インバータの導入。

(3) アクティブフィルタ機能をもつ誘導加熱用高周波インバータシステムの開発と周波数13.5MHz高周波インバータの実用化と高出力化に向けての検討。

6. 3 今後の技術動向と展開

誘導加熱用高周波インバータの発展は高出力化、高周波化、制御性能の向上などを基本事項として今後益々加速され、多様化した用途に対応した諸回路方式、最適なパワー半導体デバイスの適用が検討され、高周波パワーエレクトロニクスの重要な位置を占めると思われる。図6.1に誘導加熱用高周波インバータ技術の今後の動向を示し、図6.2に今後展開が予想される高周波パワーエレクトロニクスの新展開を示す。

本研究が今後も続く誘導加熱用高周波インバータ、高周波スイッチングモードDC-DCコンバータ及び高周波パワーエレクトロニクス応用の研究、開発の一助となれば幸いである。

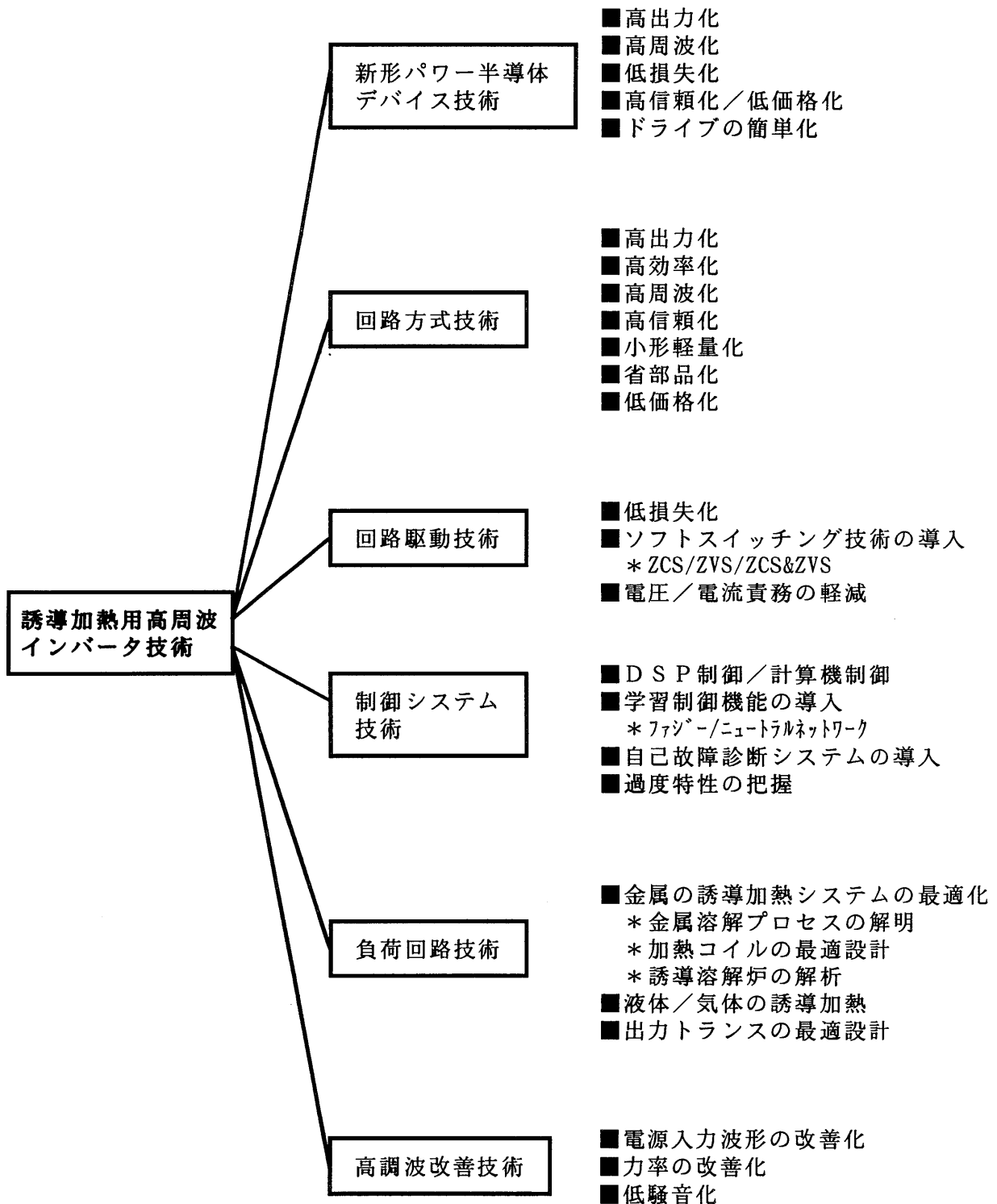


図 6. 1 誘導加熱用高周波インバータ技術の動向

エネルギー応用

- 超電導技術応用
- 太陽電池発電システム応用
- エネルギー貯蔵システム応用

電力/機械応用 (産業/業務/民生)

- 熱エネルギー応用
- 機械振動エネルギー応用
- 気体放電応用
- 交通管制応用
- 照明応用
- 食品加工応用



パワーメディカル エレクトロニクス

- 計測/診断システム応用
- 治療システム応用
- 殺菌, 衛生システム応用
- エネルギー非接触
転送システム応用

ハイテクノロジー

- 新素材開発
- 宇宙技術応用
- 科学分野での応用

図 6. 2 高周波パワーエレクトロニクスの新展開

主 要 記 号 一 覧

主要記号一覧

【第2章】

E : 直流電源電圧

V_{GS0} : ドレイン・ソース間開放時のゲート・ソース間電圧

$V_{(BR)GS0}$: ゲート・ソース間降伏電圧

V_{DS} : ドレイン・ソース間電圧

V_{GS} : ゲート・ソース間電圧

$V_{GS(off)}$: ゲート・ソース間オフ電圧

$V_{(BR)GDO}$: ゲート・ドレイン間降伏電圧

V_{DSX} : ドレイン電流遮断状態でのドレイン・ソース間電圧

v_{swmax} : スイッチングデバイスの最大電圧

v_p : 出力トランスの一次側電圧

v_s : 出力トランスの二次側電圧

v_c : 共振コンデンサの電圧

v_{cr}^* : 正規化共振コンデンサ電圧

I_D : ドレイン電流

I_G : ゲート電流

I_{GSS} : ゲート漏れ電流

$I_{D(off)}$: オフ時のドレイン漏れ電流

I_{DSS} : $V_{GS} = 0$ 時のドレイン電流

I_d : 直流電源電流

I : 電流基準量

i_{or}^* : 正規化出力電流

i_1 : 出力トランスの一次側電流

i_o : 出力トランスの二次側電流

P : 電力基準量

- P_o : 出力電力
 P_o^* : 正規化出力電力
 R : 負荷抵抗
 R_s : 電圧形インバータの負荷抵抗
 R_p : 電流形インバータの負荷抵抗
 r_{on} : S I Tのドレイン・ソース間オン抵抗
 r_{off} : S I Tのドレイン・ソース間オフ抵抗
 r_1 : 出力トランスの一次巻線抵抗
 r_2 : 出力トランスの二次巻線抵抗
 R_o : 誘導路の実効抵抗
 R_{sn} : スナバ回路用抵抗
 L : 共振用リアクトル
 L_1 : 出力トランスの一次インダクタンス
 L_2 : 出力トランスの二次インダクタンス
 L_s : 電圧形インバータの共振用インダクタンス
 L_p : 電流形インバータの共振用インダクタンス
 L_d : 電圧形インバータの直流電源用リアクトル
 L_o : 誘導路のインダクタンス
 M : 出力トランスの相互インダクタンス
 k : 出力トランスの結合係数
 DCL : 電流形インバータの直流電源用リアクトル
 C_{iss} : S I Tの入力容量
 C : 共振用コンデンサ
 C_1 、 C_2 : 分圧用コンデンサ
 C_s : 電圧形インバータの共振用キャパシタンス
 C_p : 電流形インバータの共振用キャパシタンス
 C_o : 電圧形インバータの直流電源用キャパシタンス
 C_r : 誘導溶解用高周波インバータの共振用コンデンサ

C_{sn} : スナバ回路用コンデンサ
 Q_s : 直列共振回路の共振尖鋭度
 Q_p : 並列共振回路の共振尖鋭度
 Z_s : 直列共振時のインピーダンス
 Z_p : 並列共振時のインピーダンス
 Z_L : 誘導溶解用高周波インバータの負荷回路のインピーダンス
 $S_1 \sim S_4$: スイッチングデバイス
 $D_1 \sim D_4$: 還流ダイオード
 D_s : スナバ回路用ダイオード
 f : 周波数
 f_o : 出力周波数
 f_r : 共振周波数
 T_o : 出力周期 (時間基準量)
 f_T : 遮断周波数
 Z : 正規化時間
 λ : 正規化直列共振負荷抵抗
 μ : 正規化出力制御周波数
 T : 出力トランス
 T_1 : 金属溶解用高周波インバータの出力トランス
 T_2 : 金属溶解用高周波インバータの制御信号用トランス
 T_{stg} : デバイスのストレージ温度
 T_j : デバイスのジャンクション温度
 N_1 : 出力トランスの一次巻数
 N_2 : 出力トランスの二次巻数
 n : 出力トランスの巻数比 ($n = N_1 / N_2$)
 t_{on} : ターンオン時間
 t_{off} : ターンオフ時間
 t_d : 駆動電圧波形のデットタイム

P_h : ヒステリシス損失
 P_r : デバイスの許容全損失
 P_e : 渦電流損失
 B_m : 最大磁束密度
 K_h : ヒステリシス損失係数
 K_e : 渦電流損失係数
 V_e : フェライトリングコアの実効体積
 A_e : フェライトリングコアの断面積
 N_p : フェライトリングコアの巻数

【第3章】

E : 直流電源電圧
 SW_1 : ユニット1のスイッチングデバイス
 SW_2 : ユニット2のスイッチングデバイス
 $V_{DS(on)}$: B S I Tのドレイン・ソース間飽和電圧
 v_{sw1} : SW_1 の端子電圧
 v_{sw2} : SW_2 の端子電圧
 v_{co} : C_o の端子電圧
 v_{cr} : C_r の端子電圧
 v_L : 複合共振回路の加熱コイルの端子電圧
 E_s : 電圧基準量
 v^* : 正規化電圧
 i_{sw1} : SW_1 の電流
 i_{sw2} : SW_2 の電流
 i_{L21} : L_{21} の電流
 i_{L22} : L_{22} の電流

- i_{D21} : D_{21} の電流
 i_{D22} : D_{22} の電流
 i_{D11} : D_{11} の電流
 i_{D12} : D_{12} の電流
 i_{L1} : 加熱コイル (L_1) の電流
 i_{L2} : 加熱コイル (L_2) の電流
 i_R : 負荷抵抗の電流
 i_o : 出力電流
 I_s : 電流基準量
 i^* : 正規化電流
 $i_{sw1-max}^*$: 正規化スイッチ最大電流
 $i_{L21-max}^*$: 正規化リアクトル最大電流
 $i_{D11-max}^*$: 正規化クランピングダイオードの最大電流
 I_{G1} : B S I Tのゲート振込み電流
 I_{G2} : B S I Tのゲート引き抜き電流
 P_o : 出力電力
 P_s : 電力基準量
 P^* : 正規化電力
 Z_s : インピーダンス基準量
 C_1 : ユニット1の共振キャパシタンス
 C_2 : ユニット2の共振キャパシタンス
 C_o : 並列共振負荷回路用共振キャパシタンス
 C_r : 複合共振回路のリアクトル補償用キャパシタンス
 C_s : キャパシタンス基準量
 L_{11} : ユニット1の準共振用リアクトル
 L_{12} : ユニット2の準共振用リアクトル

- L_{21} : ユニット 1 の共振リアクトル
 L_{22} : ユニット 2 の共振リアクトル
 L_o : 並列共振負荷回路用共振リアクトル
 L_s : インダクタンス基準量
 R_o : 並列共振負荷回路用抵抗
 $R_{DS(on)}$: B S I T のオン抵抗
 D_{11} : ユニット 1 のクランピングダイオード
 D_{12} : ユニット 2 のクランピングダイオード
 D_{21} : ユニット 1 の電流逆阻止用ダイオード
 D_{22} : ユニット 2 の電流逆阻止用ダイオード
 D_{31} : SW_1 の逆電圧吸収用ダイオード
 D_{32} : SW_2 の逆電圧吸収用ダイオード
 D_{41} : ユニット 1 の還流ダイオード
 D_{42} : ユニット 2 の還流ダイオード
 Φ : 移相差角
 T_s : 時間基準量
 f_s : 基準周波数
 α 、 β : 正規化インダクタンス比
 γ : 正規化キャパシタンス比
 λ : 正規化負荷インピーダンス
 μ : 正規化出力周波数
 z : 正規化時間
 f_o : インバータの動作周波数
 η : 効率
 ρ : 被加熱物の抵抗率
 μ_s : 被加熱物の比透磁率

【第4章】

E : 直流電源電圧

v_{L1} : 共振リアクトル電圧

v_{Th} : 逆導通デバイスの端子電圧

v_{c1} : 共振コンデンサの端子電圧

v_{c2} : 直流電流阻止用コンデンサ電圧

v^* : 正規化電圧

v_{Th-max}^* : 逆導通デバイスの正規化最大電圧

E_s : 電圧基準量

i_{Th} : 一石逆導通高周波インバータの主電流

i_{L2} : 出力安定用リアクトル電流

i_R : HF-T R の一次電流

i^* : 正規化電流

i_{R-rms}^* : 正規化負荷電流実効値

i_{Th-av}^* : 逆導通デバイスの正規化平均電流

di/dz : 正規化電流上昇率

I_{DC} : 入力平均電流

I_s : 電流基準量

P_o : 出力電力

P_s : 電力基準量

P_o^* : 正規化出力電力

HF-T R : 高周波トランス

C : キャパシタンス基準量

C_1 : 直列共振コンデンサ

C_2 : リアクトル補償用コンデンサ

L : インダクタンス基準量

- L_1 : 直列共振リアクトル
 L_2 : 出力安定用リアクトル
 L_3 : HF-T R の一次側換算リアクトル
 L_{3o} : 負荷の実効インダクタンス
 R_o : 負荷の実効抵抗
 Z_s : インピーダンス基準量
 n : HF-T R の巻数比
 R : HF-T R の一次側換算実効抵抗
 T_h : 逆導通デバイス
 D_1 : 還流ダイオード
 D_2 : 逆阻止用ダイオード
 A_1 、 A_2 、 A_3 : 正規化インダクタンス比
 B_1 、 B_2 : 正規化キャパシタンス比
 λ : 正規化負荷抵抗
 μ : 正規化出力周波数
 z : 正規化時間
 f_o : インバータの動作周波数
 f_{o-max} : 最高動作周波数
 T_o : 時間基準量
 t_c : 逆バイアス時間
 Z_c : 正規化逆バイアス時間
 D_{is} : 出力電流の歪率
 η : 効率

【第 5 章】

- E : 直流電源電圧
 v_{sw} : SW の端子電圧

- v_c : C の端子電圧
 v_{L1} : L_1 の端子電圧
 v_{L2} : L_2 の端子電圧
 v_{c0} : C_0 の端子電圧
 v_o : 出力電圧
 V_{ref} : 出力設定電圧
 E_s : 電圧基準量
 v^* : 正規化電圧
 v_{SP}^* : SW の正規化ピーク電圧
 v_{GS} : スイッチングデバイスのゲート・ソース間電圧
 v_{SW}^* : 正規化スイッチ電圧
 v_D^* : 正規化還流ダイオード電圧
 v_{L1}^* : L_1 の正規化電圧
 v_{L2}^* : L_2 の正規化電圧
 v_o^* : 正規化出力電圧
 i_{SW} : SW の電流
 i_D : 還流ダイオードの電流
 i_{L1} : L_1 の電流
 i_{L2} : L_2 の電流
 i_o : 負荷電流
 I_s : 電流基準量
 i^* : 正規化電流
 i_{SW}^* : 正規化スイッチ電流
 i_D^* : 正規化ダイオード電流
 i_{L1}^* : L_1 の正規化電流

- $i_{L_2}^*$: L_2 の正規化電流
 i_o^* : 正規化負荷電流
 P_s : 電力基準量
 P^* : 正規化電力
 SW : スイッチングデバイス
 C_o : 平滑コンデンサ
 C_1 : 共振コンデンサ
 C_2 : 高周波還流用コンデンサ
 C_3 : 直流電源回路用コンデンサ
 C_s : キャパシタンス基準量
 CT : 電流検出用トランス
 L_1 : 出力トランスの一次側インダクタンス
 L_2 : 出力トランスの二次側インダクタンス
 M : 出力トランスの相互誘導インダクタンス
 L_s : インダクタンス基準量
 Z_s : インピーダンス基準量
 D_1 : 還流ダイオード
 D_2 、 D_2' 、 D_3 、 D_3' : 整流用ダイオード
 f_s : 基準周波数
 T_o : 時間基準量
 λ : 正規化抵抗
 μ : 正規化周波数
 a_2 : 正規化インダクタンス比
 b_o : 正規化キャパシタンス比
 z : 正規化時間
 T_{on}^* : 正規化スイッチオン時間
 t_s : 短絡時間

参 考 文 献

参 考 文 献

- (1) 「高周波共振形スイッチング電源方式と応用技術の動向」、電気学会技術報告(Ⅱ部)第443号、pp.7-31(平成4年11月)
- (2) 「高周波リンク電力変換システムの技術動向」、電気学会技術報告(Ⅱ部)第519号、pp.38-51(平成6年11月)
- (3) 中岡、浜田:「高周波共振型電力変換技術の動向-将来動向-」、平成4年電気学会産業応用部門全国大会、S.3-7、pp.S.79-84(平成4年8月)
- (4) Bimal K. Bose "Recent Advances in Power Electronics", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 7, No. 1, pp. 2-16(1992)
- (5) 川本:「ソフトスイッチング技術について二、三の考察」、電子情報通信学会技術研究報告、PE93-47、pp.1-8(平成5年11月)
- (6) R. Redl, N.O. Sokal, L. Balogh "A Novel Soft-Switching Full-Bridge DC/DC Converters, Design Considerations, and Experimental Results at 1.5kW, 100kHz", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 6, No. 3, pp. 408-418(1991)
- (7) A.H. Weinberg, L. Ghislanzoni "A New Zero Voltage and Zero Current Power-Switching Technique", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 7, No. 4, pp. 655-665(1992)
- (8) Fu-Sheng Tsai, Peter Materu, Fred C. Y. Lee: "Constant-Frequency Clamped-Mode Resonant Converters", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 3, No. 4, pp. 460-473(1988)
- (9) Somboon Sooksatra, C.Q. Lee: "PWM-Controlled SRC with Inductive Output Filter at Constant Switching Frequency", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 7, No. 2, pp. 289-295(1992)
- (1 0) A.W. Green "Modelling a Push-Pull Parallel Resonant Converter using Generalised State-Space Averaging", IEE Proceedings-B,

- Vol. 140, No. 6, pp. 350-356(1993)
- (11) Rik. A. De Doncker, D.M. Divan "A Three-Phase Soft-Switched High Power Density dc/dc Converter for High-Power Applications" IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 27, No. 1, pp. 63-73(1991)
- (12) 長井、米森、中岡：「ソフトスイッチング定周波位相シフトPWM直列共振ブリッジ形高周波インバータ」、電子情報通信学会論文誌(C-II)、J77-C-II、No. 8、pp. 351-354(平成6年8月)
- (13) 渡辺、武石、吉岡：「電圧共振コンバータの実用機について」、電子情報通信学会技術研究報告、PE88-63、pp. 17-22(平成元年2月)
- (14) 日本電熱協会：「エレクトロヒート応用ハンドブック」、pp. 161-210、オーム社、(平成2年3月)
- (15) 田口、加納：「最近の誘導加熱装置」、富士時報、Vol. 68、No. 4、pp. 220-224(平成7年4月)
- (16) 中村、軽部：「誘導加熱インバータの新しい応用」、OHM、pp. 74-79(平成7年10月)
- (17) H. Ogiwara, J. Nishizawa, M. Nakaoka, T. Maruhashi: "Novel High-Frequency Inverters using High-Power Static Induction Transistors and Their Applications", Third International Power Conversion Conference, Proceedings of PCI'81, pp. 485-499, Sep(1981)
- (18) 荻原、木村、出崎：「金属溶解用SIT高周波インバータの開発」、電気学会半導体電力変換研究会資料、SPC-83-25、pp. 63-72(昭和58年8月)
- (19) H. Ogiwara, M. Nakaoka: "Induction-Heating High-Frequency Inverter using Static Induction Transistors", International Journal of Electronics, Vol. 68, No. 4, pp. 629-645(1990)
- (20) H. Ogiwara, M. Nakaoka, T. Maruhashi: "Developments of SIT High-Frequency Resonant Inverter for Metal Melting Uses", International Conference Power Conversion and Intelligent Motion Control, (SATECH'87), Proceedings of PCI'87, pp. 146-155, Sep(1987)

- (21) 出崎、西澤、荻原：「SITの高周波インバータへの応用」、昭和58年電気学会全国大会シンポジウム、6-S.6-6、pp.S.6-19~22(昭和58年4月)
- (22) 西澤、永田：「大電力・静電誘導・電界効果トランジスタ」、電気学会誌、Vol.98、No.4、pp.316-320(昭和53年4月)
- (23) 西澤：「SIT」、パワーエレクトロニクス研究会論文誌、Vol.8、pp.1-10(昭和57年5月)
- (24) M.Tatsuta, E.Yamanaka, J.Nishizawa: "High-Frequency High-Power Static Induction Transistor" IEEE Industry Application Magazine, March/April, pp.40-45(1995)
- (25) 西澤：「SITデバイス」、オーム社、(平成7年8月)
- (26) 山口、宮崎：「SIT素子を用いた中波100kW放送装置の開発」、第4回SITデバイスシンポジウム講演論文集、SID-90-(1)-5、pp.22-27(平成元年12月)
- (27) 河村：「スイッチングデバイス一般」、OHM、pp.81-84(平成2年7月)
- (28) H.Ogiwara, N.Nakaoka: "Single-Ended 1MHz Quasi-Resonant High-Frequency Inverter using Newly Developed Static Induction Transistor", 3rd European Conference on Power Electronics and Applications(EPE'89), Proceedings of EPE'89, Vol.2, pp.945-951, Oct(1989)
- (29) 日本電熱協会：「エレクトロヒート」、1993-No.72、pp.53-82(平成5年11月)
- (30) 吉村：「高周波加熱用電子管発振器の設計と調整」、pp.5-35、誠文堂新光社、(昭和42年12月)
- (31) 荻原、木村、出崎：「高出力静電誘導トランジスタを使用した高周波大電力発振器」、パワーエレクトロニクス研究会論文誌、Vol.7、pp.49-60(昭和56年8月)
- (32) 畠山、木島、他：「SISサイリスタを用いた銅蒸気レーザ用電源」、第

- 4 回 S I デバイスシンポジウム講演論文集、SID-90-(1)-13、pp. 68-73
(平成 2 年 1 2 月)
- (3 3) 毛野、佐藤、片岡、早崎、田中、阿部：「S I サイリスタを用いた電子
バラストの開発」、第 4 回 S I デバイスシンポジウム講演論文集、SID-
90-(1)-12、pp. 62-67 (平成 2 年 1 2 月)
- (3 4) 細谷、原田、石原、戸高、岡本：「1 0 M H z 級零電圧スイッチングイ
ンバータによる無電極ランプ点灯回路」、照明学会誌、第 7 9 卷、第 1 1 号、
pp. 38-45 (平成 7 年 1 1 月)
- (3 5) 畑中、中岡、丸橋：「2 倍周波形 S I T 高周波インバータとその過度・
定常特性解析」、電気学会論文誌 D 分冊、Vol. 107、No. 4、pp. 503-510
(昭和 6 2 年 4 月)
- (3 6) 辻野、石井、白木、山崎、田村：「9 0 k H z の上下駆動式超音波プラ
スチック溶接について」、電子情報通信学会技術研究報告、US93-97、
pp. 23-30 (平成 5 年 2 月)
- (3 7) 赤木、沢栄、難波江：「S I T を用いた電流形インバータ・並列共振回
路方式の高周波誘導加熱装置」、電気学会論文誌 D 分冊、Vol. 107、No. 7、
pp. 906-913 (昭和 6 2 年 7 月)
- (3 8) 赤木、上面：「パワー M O S F E T を用いた電圧形インバータ・直列共
振回路方式の 1 k W 4 5 0 k H z 誘導加熱装置」電気学会論文誌 D 分冊、
Vol. 110、pp. 1177-1183 (平成 2 年 1 1 月)
- (3 9) W. E. Frank: "New Developments in High-Frequency Power Sources"
IEEE Trans. on Industry and General Application, IGA-6, No. 1, pp. 29-
35(1970)
- (4 0) G. N. Revankar, S. A. Gadag: "Analysis of High-Frequency Inverter
Circuit" IEEE Trans. on Industrial Electronics and Control
Instrumentation, IECI-20, No. 3, pp. 178-182(1973)
- (4 1) G. N. Revankar, S. A. Gadag: "A High-Frequency Bridge Inverter with
Series-Parallel Compensated Load" IEEE Trans. on Industrial Elec-

- tronics and Control Instrumentation, IECI-21, No.1, pp.18-21(1974)
- (42) 金、中野、松尾、岩田：「パワーMOSFETを用いた高速インバータによる高効率誘導加熱適応制御系」、電気学会論文誌D分冊、Vol.107、No.11、pp.1347-1354(昭和62年11月)
- (43) 中岡、伊藤、丸橋：「電流制御形高周波ブリッジインバータの特性解析」、電気学会論文誌B分冊、Vol.101-B、No.5、pp.47-54(昭和56年5月)
- (44) 荻原、出崎：「SIT電圧形高周波インバータの解析」、昭和61年電気学会全国大会、分冊6-522、pp.607(昭和61年4月)
- (45) 石間：「誘導加熱用SITインバータ」、島田理化技報、Vol.1、No.1、pp.20-28(1991)
- (46) E. J. Dede, V. Esteve, J. Garcia, A. E. Navarro, J. A. Carrasco "On the Design of High Frequency Series Resonant Converters for Induction Heating Applications" IEEE 24th Annual Power Electronics Specialist Conference (PESC'93), Proceedings of PESC'93, pp.1303-1307(1993)
- (47) E. J. Dede, J. A. Linares, J. V. Gonzales, V. Esteve "A 200kW/50kHz IGBT Parallel Resonant Converter for Induction Heating" International Power Conversion Conference, Proceedings of PC'91, pp.439-244(1991)
- (48) 森、重信、桑原：「静電誘導トランジスタを用いた誘導加熱用電源」、昭和60年電気学会全国大会、6-513、pp.601(昭和60年4月)
- (49) 池田、生岩：「MOS-FETを使用した高電力高周波増幅器の設計」、電子情報通信学会論文誌C分冊、61-C3、pp.17-24(昭和61年2月)
- (50) TDKマニュアル：「通信機用フェライトコア」、(昭和58年6月)
- (51) M. H. Kheraluwala, D. W. Novotny, D. M. Divan "Coaxially Wound Transformers for High-Power High-Frequency Applications" IEEE Trans. on Power Electronics, Vol.7, No.1, pp.54-62(1992)
- (52) 大森、小南、中岡、丸橋：「誘導加熱調理器用電圧形共振一石インバータの制御システム」、電気学会論文誌D分冊、Vol.107、No.4、pp.487-

- 494 (昭和62年4月)
- (53) K. Yamamoto, T. Sugai, S. Ohtsu: "A High-Efficiency High-Power DC-DC Converter using High-Voltage BSITs", IEEE PCC-Yokohama'93, Proceedings of PCC-Yokohama'93, pp. 177-182, April(1993)
- (54) 奥平、松瀬: 「周波数可変部分共振インバータの一方式とその基礎特性」, 電気学会論文誌D分冊、Vol.114、pp. 987-992 (平成6年10月)
- (55) 畑中: 「定周波電力制御ZCS動作高周波インバータの特性」、電気学会論文誌D分冊、Vol.114、No.6、pp. 616-622 (平成6年6月)
- (56) 荻原、中岡: 「定周波電圧制御機能をもつZCS高周波共振形インバータとその特性解析」、電気学会論文誌D分冊、Vol.115-D、No.12、pp. 1466-1475 (平成7年12月)
- (57) J.P.Landis: "A Static Power Supply for Induction Heating", IEEE Trans. on Industrial Electronics and Control Instrumentation, Vol. IECI-17, No.4, pp. 313-320(1970)
- (58) Robert L. Steigerwald "A comparison of Half-Bridge Resonant Converter Topologies" IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 3, No. 2, pp. 174-182(1988)
- (59) Fu-Sheng Tsai, Yuan Chin, Fred C.Y. Lee "State-Plane Analysis of a Constant-Frequency Clamped-Mode Parallel-Resonant Converter" IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 3, No. 3, pp. 364-378(1988)
- (60) 中岡、荻原: 「共振電流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」、電気学会論文誌D分冊、Vol.109、pp. 549-556 (平成元年8月)
- (61) 金、中岡: 「位相シフトPWM部分共振ZVSアームを持つ直流共振コンデンサカスケード共振PWMDC-DCコンバータとDSP制御」、電子情報通信学会技術研究報告、PE93-72、pp. 85-92 (平成6年1月)
- (62) 荻原、長井、中岡: 「誘導加熱用瞬時ベクトル合成高周波共振形インバータ」、電子情報通信学会技術研究報告、PE91-5、pp. 27-32 (平成3年

- 5月)
- (63) H. Ogiwara, N. Nakaoka, T. Maruhashi: "Resonant Current Phasor Control-Based High-Frequency Inverter using Static Induction Power Devices" Second European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'87), Proceedings of EPE'87, Vol. 1, pp. 197-204, Sep(1987)
- (64) Nakaoka Mutsuo, Ogiwara Hiroyuki: "High-Frequency PWM Resonant Converter-Based X-Ray Power Generator", Electrotechnics(Hungary), Vol. 84, No. 9, pp. 340-346(1991)
- (65) M. M. Jovanovic, Fred C. Y. Lee, Dan Y. Chen "A Zero-Current-Switched Off-Line Quasi-Resonant Converter with Reduced Frequency Range: Analysis, Design, and Experimental Results" IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 4, No. 2, pp. 215-224(1988)
- (66) A. Brambilla, E. Dallago, P. Nora, G. Sassone "Study and Implementation of a Low Conduction Loss Zero-Current Resonant Switch" IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 41, No. 2, pp. 241-250(1994)
- (67) H. Ogiwara, M. Nakaoka: "Zero-Current Soft Switching High-Frequency
- (68) K. Dezaki: "High Efficiency Power Device -BSIT-", Denshi Tokyo, No. 31, pp. 173-177(1992)
- (69) 西澤、龍田、山中: 「電力用BSIT」、電子情報通信学会技術研究報告、ED81-86、pp. 45-51(昭和56年11月)
- (70) 中村、只野、杉山 他: 「高速低損失バイポーラモードSIT(BSIT)の特性」、電子情報通信学会技術研究報告、ED83-3、pp. 15-22(昭和58年4月)
- (71) 岩浪、荒井、新保 他: 「低消費電力BSITの温度特性」、電子情報通信学会技術研究報告、ED81-88、pp. 59-66(昭和56年11月)
- (72) 保田、吉澤: 「SITを用いたフォークリフト用コントローラ」、電気学会半導体電力変換研究会資料、SPC-90-63、pp. 57-64(平成2年10月)

- Induction-Heating Inverter using Bipolar-Mode Normally-Off SIT” ,
IEEE 1993 IAS Annual Meeting, Conference Record of the IAS'93,
pp.1106-1112, Oct(1993) .
- (7 3) V.Temple, D.Watrous, S.Artur, P.Kendle “MOS-Controlled Thyristor
(MCT) Power Switches-Part 1: MCT Basics” Power Conversion &
Intelligent Motion-November, pp.9-16(1992)
- (7 4) 牛敷、鈴木、斉藤：「主電流を帰還して順逆駆動電流としたノーマリオ
フ S I T のスイッチング特性」、第 6 回 S I デバイスシンポジウム、SI
D-92-(1)-7、pp.31-36 (平成 5 年 1 月)
- (7 5) H.Ogiwara, M.Nakaoka: “Zero Current Soft Switching Mode Parallel
Load Resonant Tank High Frequency Inverter using Normally Off
Bipolar Mode SIT” 25th Annual IEEE Power Electronics Specialists
Conference(PESC'94), Proceedings of PESC'94, pp.95-101, June(1994)
- (7 6) Praveen.Jain, Shashi B.Dewan “Analysis and Design of a High-
Frequency High-Power Series Resonant Inverter using Asymmetrical
Thyristors” IEEE Trans.on Power Electronics, Vol.7, No.4, pp.693-
706(1992)
- (7 7) H.Ogiwara, M.Nakaoka: “New Instantaneous Current Vector-Regulated
High-Frequency Inverter Incorporating Multi-Resonant Topology
for Induction-Heating Power Supply”1991 International Conference
on Industrial Electronics, Control and Instrumentation(IECON'91),
Proceedings of IECON'91, pp.210-215, Oct(1991)
- (7 8) 荻原、中岡：「アルミニウムの誘導加熱用 2 0 0 k H z 高周波インバー
タ」、平成 6 年電気学会全国大会、分冊 5 - 5 7 5、pp.5-127 (平成 6
年 4 月)
- (7 9) 金、中岡：「アルミニウム容器誘導加熱用高周波負荷共振形 Z V S - P
F M インバータの検討」、電気学会論文集 D 分冊、Vol.116-D、No.2、
pp.224-225 (平成 8 年 2 月)

- (80) 大森、小南、中岡、丸橋：「誘導加熱用自制式共振一石インバータの回路設計」、電気学会論文誌D分冊、Vol.107、No.11、pp.1371-1378（昭和62年11月）
- (81) 大森、大塚、中岡、丸橋：「自制式一石共振形高周波インバータの回路トポロジーと統一的解析による特性評価について」、電子情報通信学会技術研究報告、PE86-53、pp.25-32（昭和62年2月）
- (82) Neville Mapham: "An SCR Inverter with Good Regulation and Sine-Wave Output", IEEE Trans. on Industry and General Applications IGA-3, No. 2, pp. 176-187(1967)
- (83) Neville Mapham: "Low-Cost Ultrasonic Frequency Inverter Using Single SCR", IEEE Trans. on Industry and General Applications, IGA-3, No. 5, pp. 378-388(1967)
- (84) 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」、電気学会論文誌D分冊、Vol.111、No.6、pp.455-464（平成3年6月）
- (85) 荻原：「シングルエンデッド共振型電力変換技術」、平成4年電気学会産業応用部門全国大会シンポジウム、S.3-3、pp.S.59~64（平成4年8月）
- (86) 古賀、菅原、林、関本：「S Iサイリスタを用いた共振形DC/DCコンバータ」、電子情報通信学会技術研究報告、PE87-27、pp.15-22（昭和62年9月）
- (87) N.O.Sokal, A.D.Sokal: "Class E-A New Class of High-Efficiency Tuned Single-Ended Switching Power Amplifiers" IEEE Journal of Solid-State Circuits, SC-10, No. 3, pp.168-176(1975)
- (88) K.Ranjith, V.Ramanarayanan "Single Switch Resonant Converter for Induction Heating Application" International Brazilian Power Electronics Conference(COBEP'91), Proceedings of COBEP'91; pp.104-109(1991)

- (89) 北脇、中岡、丸橋：「シングルエンデッド高周波共振形インバータ・D C - D C コンバータの一方式と特性評価について」、電子情報通信学会技術研究報告、PE86-12、pp.81-88 (昭和61年5月)
- (90) 荻原、中岡：「シングルエンデット高周波部分共振形コンバータの特性評価と回路設計」、電気学会論文誌D分冊、Vol.109、No.9、pp.629-636 (平成元年9月)
- (91) 荻原：「S I Tを用いた高電圧発生装置の開発」、足利工業大学研究集録第16号、pp.29-34 (平成2年3月)
- (92) 森川、赤木、難波江：「高速S I Tを用いた1MHz、2kW高周波インバータ」、電気学会半導体電力変換研究会資料、SPC-87-2、pp.11-18 (昭和62年2月)、
- (93) 石間、本間：「S I Tを用いた2MHz・4kWインバータ」、第4回S I デバイスシンポジウム、SID-90-(1)-7、pp.34-37 (平成3年1月)
- (94) 荻原、出崎：「高周波S I Tを用いた1MHz準共振形高周波インバータ」、第3回S I デバイスシンポジウム、SID-89-(1)-6、pp.38-43 (平成元年12月)
- (95) 荻原、斉藤、大森、中岡：「高周波S I Tを用いたシングルエンデット電圧共振インバータの一方式」、平成元年電気学会全国大会、分冊5-522、pp.71 (平成元年4月)

研 究 業 績 一 覽

研究業績一覧

〈学術論文〉

- (1) 中岡、荻原：「共振電流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」、電気学会論文誌D分冊、Vol.109、No.8、pp.549-556
(平成元年8月)
- (2) 荻原、中岡：「シングルエンデット高周波部分共振形コンバータの特性評価と回路設計」、電気学会論文誌D分冊、Vol.109、No.9、pp.629-636
(平成元年9月)
- (3) H.Ogiwara, M.Nakaoka: "Induction-Heating High-Frequency Inverter Using Static Induction Transistors", International Journal of Electronics, Vol.68, No.4, pp.629-645(1990)
- (4) 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」、電気学会論文誌D分冊、Vol.111-D、No.6、pp.455-464
(平成3年6月)
- (5) Nakaoka Mutsuo, Ogiwara Hiroyuki: "High-Frequency PWM Resonant Converter-Based X-Ray Power Generator" Electrotechics(Hungary), Vol.84, No.9, pp.340-346(1991)
- (6) 荻原、中岡：「定周波電圧制御機能をもつZCS高周波共振形インバータとその特性解析」、電気学会論文誌D分冊、Vol.115-D、No.12、pp.1466-1475(平成7年12月)
- (7) 荻原、渡辺、中岡：「定周波電力制御機能をもつPWM高周波インバータ」、電気学会論文誌D分冊に投稿中

〈国際会議学術論文〉

- (1) H.Ogiwara, J.Nishizawa, M.Nakaoka, T.Marubishi: "Novel High-Frequency Inverters using High-Power Static Induction Transistors and Their Applications" ,Third International Power Conversion Conference, Proceedings of PCI' 81, pp.485-499, Sep,1981(Munich, Germany)
- (2) H.Ogiwara, M.Nakaoka. T.Marubishi: "Developments of SIT High-Frequency Resonant Inverter for Metal Melting Uses" ,International Conference PCI' 87(SATECH' 87), Proceedings of PCI' 87, pp.146-155, Sep,1987(California, USA)
- (3) H.Ogiwara, M.Nakaoka, T.Marubishi: "Resonant Current Phasor Control-Based High-Frequency Inverter using Static Induction Power Devices" ,Second European Conference on Power Electronics and Applications(EPE' 87), Proceedings of EPE' 87, Vol.1, pp.197-204, Sep, 1987(Grenoble, France)
- (4) H.Ogiwara, M.Nakaoka: " Resonant High-Frequency Inverters using Static Induction Transistors" ,Third International Conference on Power Electronics and Variable-Speed Drives(PEVD' 88), Proceedings of PEVD' 88, pp.29-36, July, 1988(London, U.K)
- (5) H.Ogiwara, T.Dezaki: "Performance Evaluations of High-Frequency Inverter using High-Frequency Static Induction Transistors" ,International Power Conversion and Intelligent Motion(PCIM' 88), Proceedings of PCIM' 88, pp.115-124, Dec, 1988(Tokyo, Japan)
- (6) S.Nagai, P.Savary, M.Nakaoka, H.Ogiwara: "Phase-Shifting PWM Control-Mode High-Frequency Inverter for Induction-heating Applications" ,International Power Conversion and Intelligent Motion (PCIM' 88), Proceedings of PCIM' 88, pp.292-301, Dec, 1988(Tokyo, Japan)
- (7) H.Ogiwara, M.Nakaoka: "Single-Ended 1MHz Quasi-Resonant High-Freq-

- uency Inverter using Newly Developed Static Induction Transistor” ,3rd European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'89), Proceedings of EPE'89, Vol.2, pp.945-951, Oct, 1989 (Aachen, Germany)
- (8) S.Nagai, A.Chibani, M.Nakaoka, H.Ogiwara: “A New Phase-shifting PWM regulated-Mode Resonant Inverter using Static Induction Power Devices for Induction-heating and Melting Applications” , 3rd European Conference on Powe Electronics and Applications(EPE'89), Proceedings of EPE'89, Vol. 1, pp. 347-352, Oct, 1989(Aachen, Germany)
- (9) L.Ding, M.Nakaoka, S.Hamada, Y.Ogino, H.Ogiwara: “A New Sequential Switching Voltage-Clamped High-Frequency Resonant Inverter with Inductive Energy Regenerating and Processing Loops for Induction-Heating and Melting Power Supply” ,3rd European Conference on Power Electronics and Applications(EPE'89), Proceedings of EPE'89, Vol.1, pp. 353-360, Oct, 1989(Aachen, Germany)
- (1 0) M.Nakaoka, H.Ogiwara: “High-Frequency PWM Resonant Converter-Based X-Ray Power Generator Utilizing Equivalent-Lumped Parasitic Circuit Components of High-Voltage Transformer and Cable Feeder” , Proceedings of the 6th Conference on Power Electronics and Motion Control(PEMC'90), Proceedings of PEMC'90, pp.264-268, Oct, 1990(Budapest, Hungary)
- (1 1) H.Ogiwara, M.Nakaoka: “The State-of-The Art Advanced Developments of Series-Resonant High-Frequency Inverter using Static Induction Transistors/Power Modules” , 1990 IEEE IAS Annual Meeting, Conference Record of the IAS'90, pp.2040-2048, Oct, 1990 (Seattle, USA)
- (1 2) M.Nakaoka, Y.J.Kim, H.Ogiwara, H.Uemura: “Modern Digitally-Controlld Constant High-Frequency PWM Resonant DC-DC Converter Using

- Lumped Parasitic Reactive Circuit Components of High-Voltage Transformer & Feeding Cable and Its New Practical Application”
1991 IEEE IAS Annual Meeting, Conference Record of the IAS' 91,
pp.1088-1097, Sep, 1991(Michigan, USA)
- (1 3) H. Ogiwara, M. Nakaoka: “New Instantaneous Current Vector-Regulated High-Frequency Inverter Incorporating Multi-Resonant Topology for Induction-Heating Power Supply”, 1991 IEEE International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation (IECON' 91), Proceedings of IECON' 91, pp.210-215, Oct, 1991 (Kobe, Japan)
- (1 4) Y. J. Kim, M. Nakaoka, H. Ogiwara: “New High-Frequency Induction Heating VVVF Inverter Topology with Load-Resonant Tank and Zero Current Mode Sub-Circuits using Static Induction Transistors/Thyristors” , 1992 International Symposium on Power Electronics (ISPE' 92), Proceedings of ISPE' 92, pp.209-215, April, 1992(Seoul, Korea)
- (1 5) Y. J. Kim, S. Nagai, M. Nakaoka, H. Ogiwara: “Modern Digital Controlled Implementation of Series and Parallel Hybrid Resonant PWM DC-DC Converter Topology with High-Voltage High-Frequency Link and Its Feasible Performance Evaluation” , 1992 International Symposium on Power Electronics (ISPE' 92), Proceedings of ISPE' 92, pp. 117-126, April, 1992(Seoul, Korea)
- (1 6) H. Ogiwara, T. Nishimura, M. Nakaoka: “New Efficient High-Frequency Load Resonant Tank Inverter with Quasi-Current Resonant Mode Sub-Circuits using Static Induction Transistors/Thyristors and Its Phase-Shifted Power Regulation Scheme” , IEEE 23rd Annual Power Electronics Specialist Conference (PESC' 92), Proceedings of PESC' 92, pp. 327-333, June, 1992(Toledo, Spain)

- (1 7) Guo Bin, M.Nakaoka, H.Ogiwara: "Induction-Heating High-Frequency Inverter with Zero-Current Switching Mode using Static Induction Transistor" ,Chinese-Japanese Power Electronics Conference(CJPEC '92), Proceedings of CJPEC' 92, pp.395-403, Sep,1992(Beijing, China)
- (1 8) H.Ogiwara, A.Okuno, M.Nakaoka: "High-Frequency Induction Heating Load Resonant Inverter with Voltage-Clamped Quasi-Resonant Switched using Newly-Improved Static Induction Transistors/Thyristors and Their Phase-Shifted Controlled Scheme" , IEEE 1992 IAS Annual Meeting, Conference Record of the IAS'92, pp.941-948, Oct,1992(Houston, USA)
- (1 9) H.Ogiwara, M.Nakaoka: "Resonant High-Frequency Inverter with ZCS Mode for Induction-Heating Power Supply" ,IEEE International Magnetics Conference (INTERMAG'93), Digests of INTERMAG, pp.DQ-16, April,1993 (Stockholm, Sweden)
- (2 0) H.Ogiwara, M.Hayakawa, T.Nishimura, M.Nakaoka: "High-Frequency Induction Heating Inverter with Multi-Resonant Mode using Newly Developed Normally-Off Static Induction Transistor" , IEEE 24th Annual Power Electronics Specialists Conference (PESC'93), Proceedings of PESC' 93, pp.1017-1023, June,1993(Seattle, USA)
- (2 1) H.Ogiwara, M.Hayakawa, M.Nakaoka: "New Multi-Resonant Induction Heating High-Frequency Inverter with Voltage-Clamped Zero Current Switching using Newly Developed Bipolar Mode Static Induction Transistor" ,5th European Conference on Power Electronics and Applications(EPE'93), Conference Publication No.377, Vol.3, pp.168-173, Sep,1993(Brighton, U.K)
- (2 2) H.Ogiwara, M.Michihira, M.Nakaoka: "Zero-Current Soft-Switched High-Frequency Inverter for Induction-Heating using Bipolar-Mode Normally-Off SITs" ,28th Universities Power Engineering Confere-

- nce 1993(UPEC' 93), Proceedings of the UPEC' 93, Vol.2, pp.581-584, Sep, 1993(Stafford, U. K)
- (2 3) H.Ogiwara, M.Nakaoka: "Zero-Current Soft-Switched High-Frequency Induction-Heating Inverter using Bipolar-Mode Normally-Off SITs" , 1993 IEEE IAS Annual Meeting, Conference Record of the IAS' 93, pp.1106-1112, Oct, 1993(Toronto, Canada)
- (2 4) H.Ogiwara, M.Nakaoka: "Multi-Resonant High-Frequency Induction-Heating Inverter using Bipolar Mode Normally Off Static Induction Transistors and Its Applications" , Third International Symposium on Electricity Distribution and Energy Management (ISEDEM' 93), Proceedings of ISEDEM' 93, pp.527-533, Oct, 1993 (Singapore)
- (2 5) H.Ogiwara, M.Michihira, M.Nakaoka: "Soft-Switching Multi-Resonant Mode High-Frequency Inverter for Induction Heating using Newly Developed Normally-Off Bipolar-Mode SIT" , 2nd International Brazilian Power Electronics Conference (COBEP' 93), Proceedings of COBEP' 93, pp.371-376, Nov, 1993(Rio de Janeiro, Brazil)
- (2 6) H.Ogiwara, M.Nakaoka: "Zero Current Soft Switching Mode Parallel Load Resonant Tank High-Frequency Inverter using Normally Off Bipolar Mode SIT" , IEEE 25th Annual Power Electronics Specialists Conference(PESC' 94), Proceedings of PESC' 94, pp.95-101, June, 1994(Taipei, Taiwan R.O.C.)
- (2 7) H.Ogiwara, M.Nakaoka "Voltage-Clamped ZCS Induction-Heating High-Frequency Inverter using Normally Off Bipolar Mode SIT" , The first International Power Electronics and Motion Control Conference(IPEMC' 94), Proceedings of IPEMC' 94, pp.822-827, June, 1994 (Beijing, China)
- (2 8) H.Ogiwara, M.Nakaoka: "Voltage Clamped Soft Switching Mode Para-

- lled Resonant Tank High Frequency Inverter for Induction Heating using Bipolar Mode Normally Off SITs” , West-East Technology Bridge International Conference on Power Electronics Motion Control(PEMC'94), Proceedings of PEMC'94, pp.978-983, Sep,1994 (Warszawa, Poland)
- (2 9) H.Ogiwara, B.S.Nath, M.Nakaoka: “Instantaneous Current Vector Control-Based Soft-Switched High-Frequency Resonant Inverter Using Static Induction Transistors for Induction-Heating Power Supply” , International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS'95), Proceedings of PEDS'95, pp.567-574, Feb,1995, (Singapore)
- (3 0) H.Ogiwara, M.Nakaoka: “Current-Vector Controlled High-Frequency Resonant Inverter with Zero-Current Soft Switching Sub-Circuits for Induction Heating” , 1995 International IEEE/IAS Conference on Industrial Automation and Control: Emerging Technologies(IEEE-IACC'95), Proceedings of IEEE-IACC'95, pp.58-65, May,1995(Taipei, Taiwan R.O.C.)
- (3 1) H.Ogiwara, M.Tokiwa, M.Nakaoka: “Zero Current Soft Switching Mode High Frequency Inverter for Induction Heating Power Supply Using SI Devices” , International Conference on Power Electronics(ICPE'95), Proceedings of ICPE'95, pp.265-270, Oct,1995(Seoul, Korea)
- (3 2) H.Ogiwara, J.Watanabe, M.Nakaoka: “ Voltage-Clamped Soft Switching High Frequency Inverter for Induction Heating using SI Devices” , International Conference on Fourth Middle East Power Systems Conference(MEPCON'96), Proceedings of MEPCON'96, pp.383-387, Jan, 1996(Luxor, Egypt)
- (3 3) Hiroyuki Ogiwara, Mutsuo Nakaoka: “High-Efficiency Zero Current Soft Switching Mode High-Frequency Inverter using Normally Off

- Bipolar Mode SIT for Induction-Heating” 1996 International Conference on Power Electronics, Drives & Energy Systems for Industrial Growth(PEDES'96), Proceedings of PEDES'96, pp.801-806, Jan, 1996(New Delhi, India)
- (3 4) H.Ogiwara, J.Watanabe, M.Nakaoka: “ High Efficiency Voltage Clamped ZCS High Frequency Inverter for Induction Heating using SI Devices” , 7th International Power Electronics & Motion Control Conference (PEMC'96), Proceedings of PEMC'96, Vol.1, pp.268-272, Sep, 1996(Budapest, Hungary)
- (3 5) H.Ogiwara, S. P. Wang, D. C. Lin, M. Nakaoka: “Current Vector Controlled Induction-Heating High-Frequency Resonant Inverter with ZCS Blocks using Static Induction Transistors” The 1st International Congress in Israel on Energy Power & Motion Control(EPMC'97), Proceedings of EPMC'97, pp.198-203, May, 1997(Tel-Aviv, Israel)
- (3 6) H.Ogiwara, J.Watanabe, M.Nakaoka: “Fixed Frequency Mode Phasor-shifting Power Control ZCS High-Frequency Inverter for Induction Heating using SI Devices” IEEE International Symposium on Industrial Electronics(ISIE'97), Proceedings of ISIE'97, pp.393-398, July, 1997(Guimaraes, Portugal)

〈学術報告〉

- (1) 荻原、木村、出崎：「縦型構造 F E T による自励発信器の製作について」、足利工業大学研究集録、第 3 号、pp.35-41 (昭和 5 2 年 3 月)
- (2) M.Nakaoka, Hansan.Li, H.Ogiwara: “Comparative feasibility studies of high-frequency full-resonant and quasi-resonant inverter topologies and applications” , MEMOIRS OF THE FACULTY OF ENGINEER-

ING, KOBE UNIVERSITY, No. 35, pp.101-117, (1988)

- (3) 荻原、米澤：「通電加熱用サイクロコンバータの開発」、足利工業大学研究集録、第15号、pp.35-40（平成元年3月）
- (4) 荻原：「SITを用いた高電圧発生装置の開発」、足利工業大学研究集録、第16号、pp.29-34（平成2年3月）
- (5) 荻原、高岸：「SITを用いた高電圧発生用準共振形高周波インバータの開発」、足利工業大学研究集録、第17号、pp.21-25（平成3年3月）
- (6) 荻原、中岡：「誘導加熱用SIT高周波インバータ」、足利工業大学研究集録、第18号、pp.63-68（平成4年3月）
- (7) Hiroyuki Ogiwara, Mutsuo Nakaoka: "Performance Analysis and Circuit Design of High-Frequency Resonant Inverter Using a Single Reverse-Conducting Devices", Electrical Engineering in Japan, Vol.112, No.5, pp.119-132(1992)
- (8) 荻原、中岡：「SIサイリスタを用いたPWM制御方式共振形高周波インバータの特性評価」、足利工業大学研究集録、第20号、pp.83-88（平成6年3月）
- (9) 早川、荻原：「SITを用いた電圧クランプ方式ZCS高周波インバータ」、足利工業大学研究集録、第20号、pp.111-114（平成6年3月）

〈著書〉

- (1) 電気学会：「高周波用電力デバイス応用調査専門委員会報告」、分担執筆、第4章、pp.35-37
- (2) 電気学会：「新形パワーデバイス応用電源システム調査専門委員会報告」、分担執筆、第5章、pp.36-45
- (3) 電気学会：「高周波共振形スイッチング電源方式と応用技術調査専門委員会報告」、分担執筆、第4章、pp.19-30

- (4) 電気学会：「高周波リンク電力変換装置調査専門委員会報告」、分担執筆、第5章、pp.39-45
- (5) 西澤潤一監修：「S I デバイス」、オーム社出版、分担執筆、第4章、pp.53

< 学術講演 >

－ シンポジウム、研究会 －

- (1) 荻原、木村、出崎：「高出力静電誘導トランジスタを使用した高周波大電力発振器」、パワーエレクトロニクス研究会、Vol.7、pp.49-60（昭和56年8月）
- (2) 出崎、西澤、荻原：「S I Tの高周波インバータへの応用」、昭和58年電気学会全国大会シンポジウム、分冊6－S.6－6、pp.S.6-19～22（昭和58年4月）
- (3) 荻原、木村、出崎：「金属溶解用S I T高周波インバータの開発」、電気学会半導体電力変換研究会、SPC-83-25、pp.63-72（昭和58年8月）
- (4) 荻原、出崎：「誘導加熱用電源にS I Tを用いた適用例と検討について」、パワーエレクトロニクス研究会、Vol.12、pp.392-399（昭和61年12月）
- (5) 荻原、高橋、出崎：「誘導加熱用電源にS I Tを用いた適用例について」、第2回S I デバイスシンポジウム、SID-88-(1)-7、pp.42-47（昭和63年1月）
- (6) 荻原、龍田：「超音波機器用電源」、昭和63年電気学会全国大会シンポジウム、分冊5－S.6－8、pp.S.6-29～32（昭和63年3月）
- (7) 荻原、大森、中岡：「S I Tを用いた一石形1MHz・E級スイッチング方式高周波インバータ」、電子情報通信学会、電子通信用電源技術研究会、PE88-34、pp.59-65（昭和63年9月）
- (8) 荻原、出崎：「高周波S I Tを用いた1MHz準共振形高周波インバータ」、

- 第3回S I デバイスシンポジウム、SID-89-(1)-6、pp. 38-43（平成元年12月）
- (9) 荻原、長井、中岡：「誘導加熱用瞬時ベクトル合成高周波共振形インバータ」、電子情報通信学会、電子通信用電源技術研究会、PE91-5、pp.27-32（平成3年5月）
- (10) 荻原、中岡：「誘導加熱用電流部分共振・タンク共振ハイブリッド方式高周波インバータ」、電気学会半導体電力変換研究会、SPC-91-35、pp. 93-100（平成3年6月）
- (11) 荻原：「シングルエンド共振型電力変換技術」、平成4年電気学会産業応用部門全国大会シンポジウム、S.3-3、pp.S.59~64（平成4年8月）
- (12) 内堀、川村、荻原、中岡：「S I T高周波インバータによる分散形電磁誘導気液加熱装置の実証的評価」、第8回S I デバイスシンポジウム、SIDS-95-9、pp.43-48（平成7年2月）
- (13) 荻原、篠崎、吉野、中岡：「B S I Tを用いた誘導加熱用Z C S高周波インバータ」、第9回S I デバイスシンポジウム、SSID-96-11、pp.52-58（平成8年2月）

－ 電気学会／電子情報通信学会での学術講演－

- (1) 荻原、木村、出崎：「縦型構造F E Tを用いた発振器の製作について」、昭和52年電子情報通信学会、半導体部門全国大会、pp.142（昭和52年8月）
- (2) 荘司、荻原、木村：「インジウムの薄板を用いたトランジスタの放熱の改善について」、昭和52年電子情報通信学会、半導体部門全国大会、pp.224（昭和52年8月）
- (3) 黒沼、荻原、木村：「S I Tを用いた超音波霧化器用発振器の製作について」、昭和53年電子情報通信学会総合全国大会、分冊2-301、pp.2-51

(昭和53年3月)

- (4) 荻原、木村：「静電誘導トランジスタ(SIT)による超音波発振器(28kHz)の試作」、昭和53年電子情報通信学会、東北支部連合大会、2G-7、pp.268(昭和53年9月)
- (5) 荻原、木村：「静電誘導トランジスタ(SIT)による高周波誘導加熱装置の試作」、昭和53年電子情報通信学会、通信部門全国大会、pp.108(昭和53年10月)
- (6) 荻原、木村：「Inの薄板による半導体素子用放熱器の改善」、昭和54年電気学会全国大会、分冊3-193、pp.242(昭和54年4月)
- (7) 荻原、木村：「静電誘導トランジスタ(SIT)による高周波誘導加熱装置の試作」、昭和54年電子情報通信学会、半導体・材料部門全国大会、No51、pp.51(昭和54年10月)
- (8) 新井、荻原、木村：「超音波距離測定装置の製作」、昭和55年電子情報通信学会総合全国大会、分冊1-98、pp.98(昭和55年3月)
- (9) 西倉、中岡、丸橋、荻原：「高出力静電誘導トランジスタによる高周波インバータとその制御」、昭和57年電気学会全国大会、分冊6-461、pp.554(昭和57年4月)
- (10) 荻原、木村、出崎：「高出力静電誘導型トランジスタによる高周波インバータの試作」、昭和58年電気学会全国大会、分冊6-479、pp.552(昭和58年4月)
- (11) 荻原、木村、出崎：「SITを用いたDC-DCコンバータ」、昭和59年電気学会全国大会、分冊6-505、pp.601(昭和59年3月)
- (12) 荻原、木村、出崎：「SIT電圧形高周波インバータの解析」、昭和60年電気学会全国大会、分冊6-512、pp.599-600(昭和60年4月)
- (13) 荻原、出崎：「SIT電圧形高周波インバータの解析」、昭和61年電気学会全国大会、分冊6-522、pp.607(昭和61年4月)
- (14) 荻原、出崎：「誘導加熱用電源にSITを用いた適用例について」、昭和62年電気学会全国大会、分冊6-542、pp.647(昭和62年4月)

- (15) 荻原、中村、大森、中岡：「SITを用いた1MHz E級スイッチング方式インバータ」、昭和63年電気学会全国大会、分冊5-543、pp.647 (昭和63年3月)
- (16) 荻原、田口、出崎、中岡：「共振電流移相制御によるSIT高周波インバータ」、平成元年電気学会全国大会、分冊5-521、pp.5-70 (平成元年4月)
- (17) 荻原、斉藤、大森、中岡：「高周波SITを用いたシングルエンデット電圧共振インバータの一方式」、平成元年電気学会全国大会、分冊5-522、pp.5-71 (平成元年4月)
- (18) 荻原、塚本、難波、中岡：「SITを用いたゼロ電流スイッチング移相制御方式高周波インバータ」、平成2年電気学会全国大会、分冊5-551、pp.5-126 (平成2年3月)
- (19) 荻原、中岡：「SITを用いた誘導加熱用移相制御高周波インバータ」、平成3年電気学会全国大会、分冊5-492、pp.5-64 (平成3年4月)
- (20) 荻原、山下、中岡：「SIデバイスによるPWM制御機能をもつ共振形高周波インバータ」、平成4年電気学会全国大会、分冊5-544、pp.5-117 (平成4年3月)
- (21) 早川、荻原：「SIデバイスによる電圧クランプ方式共振形高周波インバータ」、平成4年電気関係学会関西支部連合大会、G3-37、pp.G152 (平成4年11月)
- (22) 早川、荻原、中岡：「SIサイリスタを用いた群間移相差制御電圧クランプ方式高周波インバータ」、平成5年電気学会全国大会、分冊5-565、pp.5-132 (平成5年4月)
- (23) 荻原、中岡：「アルミニウムの誘導加熱用200kHz高周波インバータ」、平成6年電気学会全国大会、分冊5-575、pp.5-127 (平成6年4月)
- (24) 荻原、中岡：「B-SITを用いた誘導加熱用高周波インバータ」、平成6年度電気・情報関連学会中国支部連合大会、pp.257 (平成6年10月)

- (25) 荻原、中岡：「誘導加熱用ZCS高周波インバータ」、平成7年電気学会全国大会、分冊4-740、pp.4-100~101(平成7年3月)
- (26) 渡辺、荻原、中岡：「SEPP方式誘導加熱用高周波共振形インバータ」、平成9年電気学会全国大会、分冊4-884、pp.4-161(平成9年3月)

謝 辭

謝 辞

本研究を遂行するにあたり、長年の間、御熱心な御指導、御鞭撻を賜りました山口大学工学部 電気電子工学科／大学院工学研究科電気システム工学講座 中岡睦雄教授に厚く御礼申し上げます。

本論文をまとめるに際して、御多忙中にもかかわらず有益な御教示と暖かい御配慮、および種々御検討戴きました山口大学工学部電気電子工学科電気システム工学 蛸名良雄教授、田中正吾教授、羽野光夫助教授、佐藤泰司助教授、ならびに島根大学総合理工学部電子制御システム工学科 泉 照之教授に深く感謝申し上げます。

また、S I デバイスの生みの親でもあり、暖かい励ましの御言葉および御助言を戴きました東北大学 西澤潤一総長および足利工業大学 出崎友也名誉教授に深甚なる謝意を表します。

終わりに、本研究の実験の遂行に際し、種々御協力戴いた足利工業大学電気工学科 パワーエレクトロニクス研究室の大学院生ならびに卒業研究生の方々に感謝致します。

