

博士論文

IH クッキングヒータ用高効率高周波共振形
ソフトスイッチング電源の回路方式および電力制御法

Circuit Topologies and Power Control Strategies of
High-Efficiency and High-Frequency Resonant Mode
Soft-Switching Power Supply Applied to IH Cooking Appliances

平成 26 年 3 月

廣川 貴之

山口大学 大学院理工学研究科
情報・デザイン工学系専攻

目次

第1章 序論

1.1 研究背景	1
1.2 研究目的	4
1.3 論文概要	4
参考文献	6

第2章 IH クッキングヒータの要素技術

2.1 緒言	7
2.2 誘導加熱	8
2.2.1 電磁誘導の原理	8
2.2.2 表皮効果(Skin Effect)	9
2.2.3 IH 負荷の等価電気回路モデル	13
2.2.4 負荷パラメータの測定方法	15
2.3 IH クッキングヒータ	17
2.3.1 IH クッキングヒータの構造	17
2.3.2 IH クッキングヒータの特徴	19
2.3.3 うなり干渉音の抑制	21
2.4 オールメタル対応化の技術	22
2.4.1 IH 負荷抵抗値と出力電力の関係	22
2.4.2 これまでに提案されているオールメタル対応技術	24
2.5 電源高調波と対策	27
2.5.1 高調波電流の影響	28
2.5.2 高調波電流の発生原因	29
2.5.3 高調波ガイドライン	30
2.5.4 電源高調波への対策	31
2.6 ソフトスイッチング技術	34
2.6.1 ハードスイッチング	35
2.6.2 ソフトスイッチング	37
2.7 IH クッキングヒータの技術課題	39
2.8 結言	41
参考文献	42

第3章 オールメタル対応可能な時分割制御高周波インバータ

3.1 緒言	47
3.2 割制御高周波インバータの動作原理	47
3.2.1 動作解析	48
3.2.2 スイッチング回数の低減効果	51
3.2.3 回路定数設計法	55
3.2.4 負荷電圧のFFT解析	58
3.2.5 電力制御法	59
3.3 実験回路構成および回路定数	60
3.4 FDM動作時の実験結果	66
3.4.1 FDMの入力電力特性	66
3.4.2 FDMの各部動作波形	68
3.4.3 FDMの電力変換効率	72
3.4.4 FDMの損失分析評価	75
3.5 FFM動作時の実験結果	78
3.5.1 FFMの入力電力特性	78
3.5.2 FFMの各部動作波形	79
3.5.3 FFMの電力変換効率	84
3.5.4 FFMの損失分析評価	85
3.6 結言	86
参考文献	87

第4章 結合インダクタ構造を有する時分割制御高周波インバータ

4.1 緒言	89
4.2 回路構成と動作原理	89
4.3 電力制御方式	90
4.4 結合インダクタの設計	92
4.4.1 FDMでの設計指針	92
4.4.2 FFMでの設計指針	93
4.5 コアサイズの比較	95
4.5.1 非結合インダクタのギャップ長および巻き数	96
4.5.2 結合インダクタのギャップ長および巻き数	96
4.6 実験による動作検証	99
4.6.1 結合回路のFDM動作	99
4.6.2 結合回路のFFM動作	103
4.7 結言	107

参考文献	108
第5章 マルチ出力可能なIHクッキングヒータ用高周波インバータ	
5.1 緒言	109
5.2 既存のマルチ出力高周波インバータ	109
5.3 提案するマルチ出力高周波インバータの特徴	110
5.3.1 電力制御法	111
5.4 実験結果	115
5.4.1 回路定数	115
5.4.2 出力電力特性および動作波形	115
5.5 多出力化に関する検討	122
5.6 フリーゾーン加熱方式の高効率化に関する検討	124
5.7 ワークコイル間における相互誘導の影響	128
5.8 結言	130
参考文献	131
第6章 結論	
6.1 本研究で得られた成果	133
発表論文	135
謝辞	137

第 1 章

序論

第1章 序論

1.1 研究背景

パワーエレクトロニクス技術は、文献(1)によると図 1.1 に示すような電力・電子・制御の3領域を含む総合的な技術として定義されている。この技術は、一般産業をはじめ、電気鉄道・電力系統・家電民生・情報通信・電気自動車・非接触給電などの分野で利用されている⁽²⁾⁻⁽⁵⁾。なかでも、産業応用・家電民生の分野では電磁炊飯器・電磁誘導加熱調理器・電磁給湯器・電磁スチーマなどに代表される電気エネルギーを直接熱へ変換する誘導加熱(Induction Heating: IH)用高周波インバータの技術開発が積極的に行なわれており、これからの応用がまだまだ数多く考えられる分野である。

近年、安全、清潔、高い加熱効率、さらにはエネルギー問題や高齢化社会の伸展などといった観点から、電磁誘導加熱調理器(IH クッキングヒータ)が高い注目を浴びている⁽⁶⁾。図 1.2 に各年毎の国内における IH クッキングヒータの生産台数を示す⁽⁷⁾。毎年 800 万台前後の生産台数を維持しているが、2009 年と 2011 年に関しては前年より生産台数が落ちていることがわかる。これは、リーマンショックおよび東日本大震災後に起こった計画停電により電気に頼ることに対するユーザー不安が生産台数の低減につながったと考えられる。

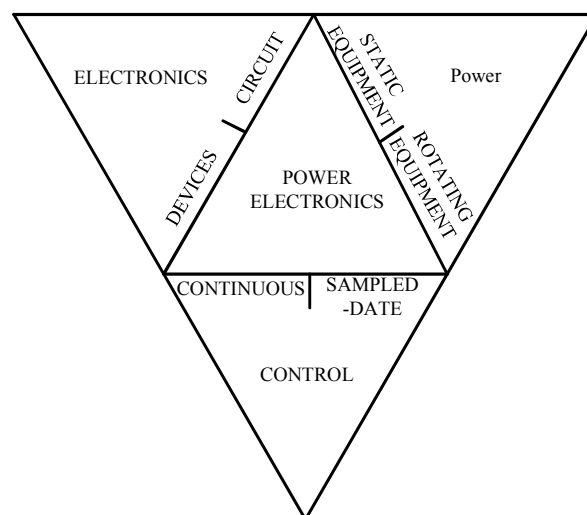


図 1.1 パワーエレクトロニクス

Fig. 1.1 Power electronics

一方で IH の普及を押し進め得る情報も存在する。図 1.3 は東日本大震災直後の東北地方 6 県におけるライフラインの復旧概況を示したものである⁽⁸⁾。この結果から、電力、水道、都市ガスの順番で復旧が進んだことがわかる。この資料では LP ガスの動向が定かではないが、別資料である図 1.4 も吟味すると、電力の復旧は他のライフラインよりも早い。したがって、震災等におけるライフライン文献からの復旧を鑑みると、ガスによる調理法に比べ IH クッキングヒータの方が有利であることがわかる。この傾向は 1995 年 1 月に起こった阪神淡路大震災でも見られており、電気をエネルギー源とする IH クッキングヒータの普及が社会インフラの整備に効果的であることを示唆している⁽⁸⁾。これにより、今後はよりいっそう IH クッキングヒータの生産台数が増加すると期待できる。

また、IH クッキングヒータとガス加熱方式の性能比較を表 1.1 に示す⁽⁹⁾。表中の湯沸し費用および時間は 25℃、3l の水を 95℃まで加熱するのに必要な費用と時間を意味している。この表から明らかなように、IH クッキングヒータはガス加熱方式に比べて熱効率が高く湯沸し時間が短くて済む。一方、ランニングコストを比較すると、地域ごとに異なるもののガス料金の方が 10 %程度安い傾向にある。さらに、オール電化することにより電力会社が電気料金を安くするといった特典⁽¹⁰⁾もあるため、運用次第ではランニングコストの差は小さくなる。火力・水力・原子力発電にとどまらず、風力や太陽光といった自然エネルギーを熱源として利用する発電方式が注目されていることから、エネルギー多様化という側面からも IH クッキングヒータの普及が期待できる。

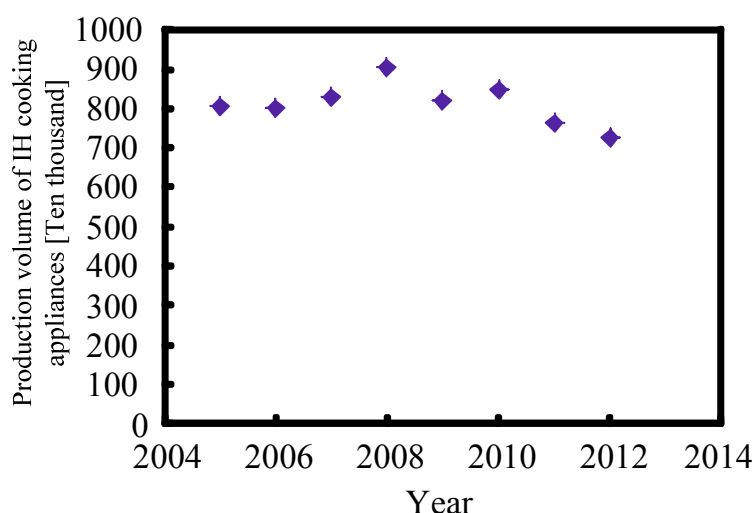


図 1.2 IH クッキングヒータの普及状況

Fig. 1.2 Diffusion of IH cooking appliances

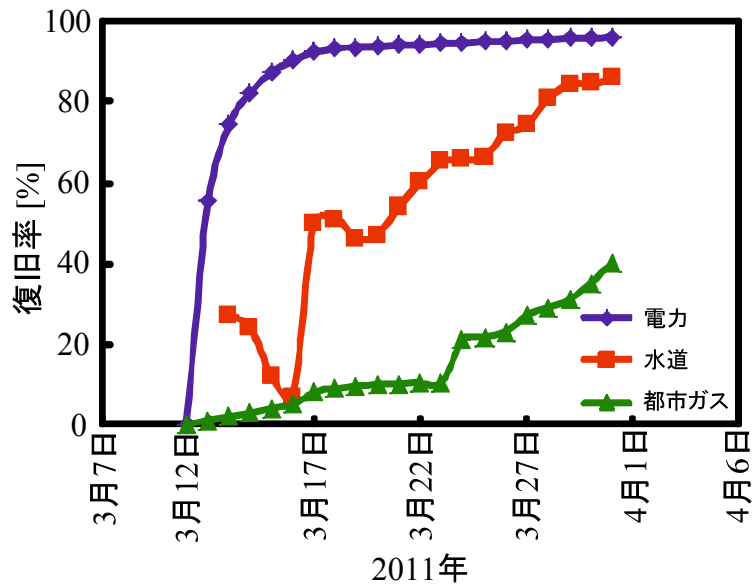


図 1.3 東日本大震災ライフライン復旧概況

Fig. 1.3 Lifeline restoration overall conditions of the Great East Japan Earthquake

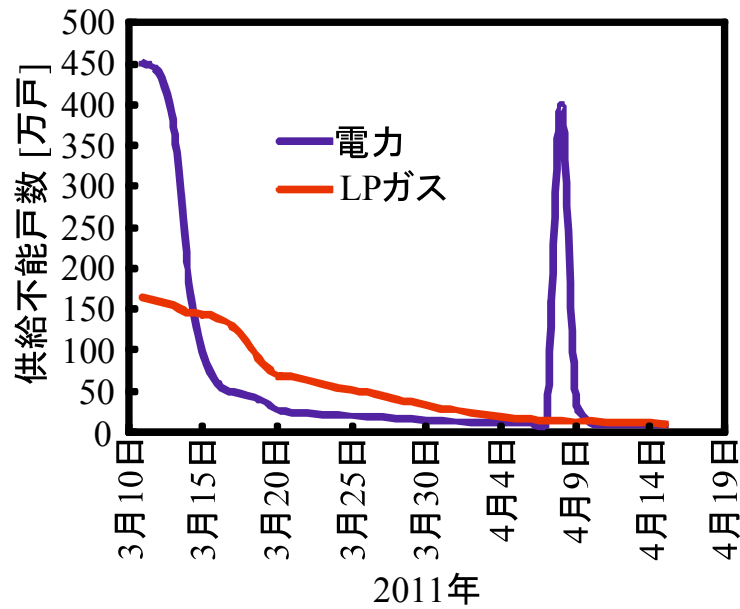


図 1.4 LP ガスと電力の比較

Fig. 1.4 Comparison of LP gas and electricity

1.2 研究目的

1.1 で記述したように、震災後の普及概況およびエネルギー多様化の観点から IH クッキングヒータの益々の普及が期待できる。しかしながら、IH クッキングヒータを更に普及させるためには様々な課題がある。本論文では、近年の技術動向を明らかにすることで課題を提起し効果的に解決可能な高周波インバータおよびその制御法を提案する。さらに、シミュレーションおよび理論解析や実験評価によりその有用性を明らかにする。

1.3 論文概要

下記に本論文の概要を示す。

第1章では、IH クッキングヒータの普及状況について示す。また、ガス加熱方式と IH クッキングヒータの比較を行いそれぞれの利点および欠点を明らかにする。

第2章では、IH クッキングヒータの要素技術について述べる。まず、誘導加熱の基本原理を説明し、誘導加熱負荷の電氣的等価回路モデルを示す。次に、実用化されているオールメタル対応化技術を紹介する。さらに、要素技術である電源高調波とその対策法、ソフトスイッチング技術による電力変換効率の向上について述べる。

第3章では、高効率なオールメタル対応 IH クッキングヒータ用時分割制御高周波インバータを提案する。提案回路は1個のスイッチング素子で構成される回路を並列接続している。この回路はインバータ動作周波数を高くすること無く、高周波電力周波数を2倍にできるといった特徴がある。これにより、高周波動作時に問題となるスイッチング損失を大幅に低減できる。また、先に実用化されている3倍共振周波数方式より電源利用率が向上し、かつ回路を並列接続しているため各インバータの電流責務を半分とす

表 1.1 ガスと IH クッキングヒータの比較

Fig. 1.1 Comparison of gas and IH cooking appliances

	IHクッキングヒータ	ガス加熱方式
湯沸し時間 [分] 25°C~95°C(水量3l)	5.8	8.6
熱効率 [%]	81	40
湯沸し費用 [円]	6.4	5.8

ることができる。したがって、高効率なオールメタル対応 IH クッキングヒータを実現することが期待できる。まず提案回路の特長、回路動作および回路定数設計法について論じる。次に回路を試作し、実験により提案回路の有用性を明らかにする。

第4章では装置の小型化、低コスト化および第3章で明らかになった課題(低電力領域における電力変換効率の著しい低下)を同時に解決可能な回路および電力制御法を提案する。前者は2つのインダクタを結合させることによる部品点数の削減、後者は電力制御法の変更により課題解決を図る。まず、提案する結合インダクタ構造を有する時分割制御高周波インバータおよび電力制御法について論じる。次に、回路体積の大部分を占めるインダクタコアのサイズを論理的に導出し、装置の小型化について検討する。さらに、試作実験により結合回路とその電力制御法の有用性を明らかにする。

第5章では、マルチ出力可能な IH クッキングヒータ用高周波インバータを提案する。提案回路は第3章で提案した時分割制御高周波インバータを多段並列接続することでマルチ出力化を実現する。また、インダクタ、キャパシタおよびスイッチング素子を共有することができるため、部品点数の削減が可能となる。したがって、装置の小型化も同時に実現することができる。まず、マルチ出力化の研究背景および提案回路について説明する。次に、マルチ出力化した際に考えられる個別電力制御法について議論し、本章で提案した回路の実験検証を行うことで提案回路の有用性を明らかにする。さらに、第3章で明らかとなった低電力領域における電力変換効率低下を改善するための手法を提案する。

第6章では、本研究で得られた成果をまとめる。

以上、本論文で提案した回路および技術を応用することで、IH クッキングヒータのさらなる普及が期待される。

[参考文献]

- (1) William E. Newell: “Power Electronics-Emerging from Limbo”, *IEEE TRANSACTION INDUSTRY APPLICATIONS*, VOL. IA-10.1, JANUARY/FEBRARY 1974
- (2) 川村逸生, 笹川清明: 「産業用パワーエレクトロニクスの現状と展望」, 富士時報, Vol.80, No.2, 2007
- (3) 大森英樹, 岩井利明, 中島昇: 「拡大期を迎えた家電・モバイル機器のエネルギーエレクトロニクス」, 電気学会論文誌 D 分冊, Vol.124, No.11, pp.1087-1093, 2004
- (4) Eiji Hiraki, Shingo Kawano, Toshihiko Tanaka, Masayuki Okamoto: “High Frequency link AC-AC Converter for Wire-Less Power Supply System in Parking Tower”, in *Proc. of the 15th International Power Electronics and Motion Control Conference and Exposition (EPE-PEMC 2012 ECCE Europe)*, Novi Sad, Serbia, No. 290, pp. LS4d.5-1- LS4d.5-6, 2012
- (5) 奥出隆昭, 大森英樹: 「家電分野でのパワーエレクトロニクスの技術開発と利用」, 電気評論, No.510 (2007)
- (6) 近藤弘志: 「愛されて 200 万台 IH クッキングヒータ 開発から普及の四半世紀」, 住まいと電化, Vol.19, No.11, pp.44-50 (2007)
- (7) 経済産業省: 「生産動態統計調査」 (2013)
- (8) 土木学会地震工学委員会, 「東日本大震災におけるライフライン復旧概況(時系列編)」 (2011)
- (9) 内閣府国民生活局消費者調整課, 経済産業省商務情報政策局消費経済政策課: 「IH クッキングヒータの安全性と加熱性能」 (2006)
- (10) 沖縄電力: 「ご家庭向け電気料金メニュー」
http://www.okiden.co.jp/service/individual/menu_churacook.html

第2章

IH クッキングヒータの要素技術

第2章 IH クッキングヒータの要素技術

2.1 緒言

IH クッキングヒータの基礎である誘導加熱(Induction Heating : IH)は 1831 年にファラデーにより発見され、1864 年にマクスウェルによって理論体系化されて以来 1 世紀半を経ている。日本では 1970 年代になり、この誘導加熱を用いた IH クッキングヒータが市販され注目を浴びるようになった^{(1), (2)}。これは、安全・クリーン・急速加熱が可能・高い加熱熱効率などといった他の加熱方式にはない特徴があるからだと言える⁽³⁾。電気を使った加熱方式として、従来からシーズヒータ等の発熱体に電気を流すことによって加熱する抵抗加熱方式が電熱ヒータ・トースター・ヘアドライヤ・電気毛布などに用いられてきた。しかし、この方法は発熱体と被加熱物体が接触部を持ち、金属やその他の物質の熱伝導を利用して加熱するため温度の立ち上がりが鈍く、熱が周囲へ拡散しやすいことから加熱効率が落ちる。ガス燃焼による加熱方式は、抵抗加熱方式に比べ大火力、急速加熱が可能であるが、燃焼によって生じた熱量の半分以上は吸収されないまま外気へ放出されるため加熱効率が低い。一方、誘導加熱による加熱方式は、被加熱物体内に誘起される電流と被加熱物体自身の固有抵抗によって被加熱物体自身が発熱するため伝熱を伴わない直接加熱ができ高い加熱効率を実現する。被加熱物体とは加熱対象物のことを意味し、IH クッキングヒータでは鍋のことを指す。また、給電側と受電側とは磁氣的に結合しており、物理的には非接触で加熱することができるため電氣的絶縁が保たれる。これにより安全性が向上する⁽⁴⁾。

誘導加熱による加熱方式は、家電民生用では IH 炊飯器・IH アイロン・産業用では表面焼き入れ・溶解・過熱水蒸気発生装置に至るまで、現代生活を支える重要な要素技術となりつつある^{(5), (6)}。

本章では、IH クッキングヒータの要素技術と課題について述べる。まず、誘導加熱(IH)の原理および IH 負荷の等価電気回路モデルについて述べる。ここで、IH 負荷とはワークコイルと被加熱物体のことを指す。次に、IH クッキングヒータの原理および特徴を説明し、近年注目されているオールメタル対応 IH クッキングヒータの技術を紹介する。さらに、IH クッキングヒータのみならず、電力変換回路で考えなければならない電源高調波電流について述べ、その対策法を示す。さらに、ソフトスイッチングおよびその技術について説明する。最後に、IH クッキングヒータを益々普及させるための課題を提起する。

2.2 誘導加熱

本節では誘導加熱(IH)の基本原理について述べる。また、高周波インバータを誘導加熱のアプリケーションに用いた際考えなければならない表皮効果および誘導加熱負荷系の等価電気回路モデルを定量的に説明する。さらに、実験検証を進める上で重要な IH 負荷の各種回路パラメータ計測方法を示す。

2.2.1 電磁誘導の原理

IHクッキングヒータはファラデーの電磁誘導現象を利用したものである。図2.1にファラデーの電磁誘導の原理図を示す。図に示すように、交流電源からワークコイルに交流電流を流すと交番磁界が発生する。この磁界が被加熱物体を貫くことで、ファラデーの電磁誘導の法則によりうず電流が発生し、物体の固有抵抗とうず電流によるジュール熱損失により IH 負荷が自己発熱する。

図2.2に電磁誘導の原理を示す。磁束 ϕ が閉回路Sを貫いている場合を考えると、閉回路Sには次式のような誘導起電力 v_s が生じる。

$$v_s = -\frac{d\phi}{dt} \quad (2-1)$$

この v_s により、S内にうず電流 i_s が発生し、次のようなことが一般に成立する。

「コイルに発生する誘導起電力の大きさは、コイルを貫く磁束の変化率に比例し、誘導起電力の向きは、これによって流れる電流のつくる磁束がコイル内の磁束の変化を妨げるような向きとなる。」これは、「電磁誘導の法則」と呼ばれる⁽⁷⁾。

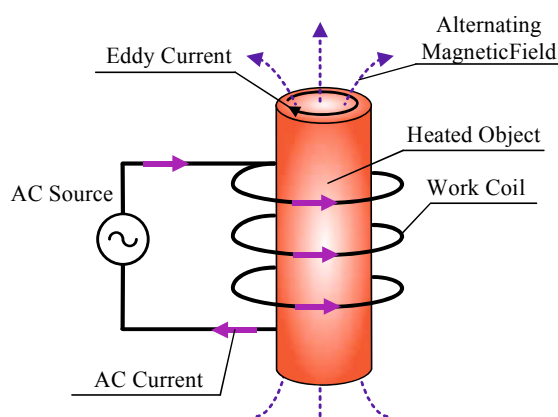


図 2.1 ファラデーの電磁誘導

Fig. 2.1 Faraday's electromagnetic induction

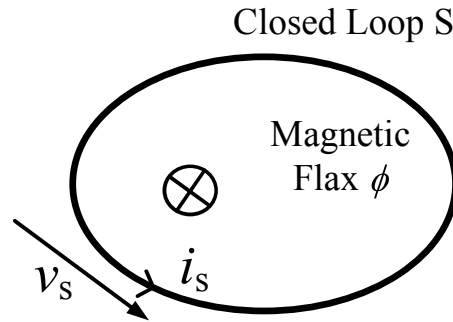


図 2.2 誘導加熱(IH)の原理

Fig. 2.2 Principle of induction heating

2.2.2 表皮効果(Skin Effect)

電磁誘導の法則によって発生したうず電流は、被加熱物体の断面部分に一様に流れるのではなく表面に集中し、その位相も遅れてしまう。図 2.3 に被加熱物体を無限円柱とした場合の円柱内部の電流分布を示す。図 2.3(a)に示すような半径 r [m] の無限円柱を極座標で考え、マクスウェルの電磁方程式の解を求めると円柱内部の電流値は次式で表される。

$$i_x = i_\alpha e^{\frac{x}{\delta}(-1+j)} \quad (2-2)$$

ここで、 i_x : 円柱表面から中心に向かって x [m] 点の電流値、 i_α : 被加熱物体の表面の電流値、 δ : 電流の値が表面の $1/\delta$ (≈ 0.37) であり、浸透深さ(Penetration depth)という。(2-2)式より、被加熱物体内部の電流値は表面から中心に向かって指数関数的に減少することがわかる。このような現象を電流の表皮効果(Skin effect)といい、高周波誘導加熱の特徴の一つである⁽⁷⁾⁽⁸⁾。また、表面から δ までの深さの間で全体の発熱の約 90 % が発生するため高周波電流の全てが表面からこの浸透深さまでに集中していると考えて良い。この浸透深さ δ は IH 負荷の透磁率 μ_r , 抵抗率 ρ [$\Omega \cdot m$], 磁界(うず電流)の周波数 f [Hz] より次式で表される。

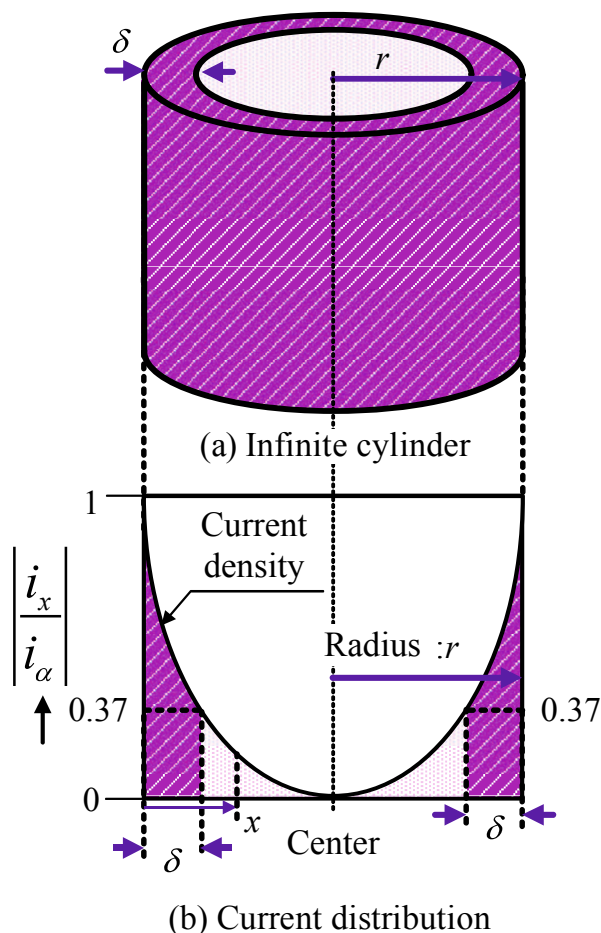


図 2.3 導体の電流分布

Fig. 2.3 Current distribution of conduction body

$$\delta = \frac{\sqrt{\rho \cdot 10^7}}{2\pi\sqrt{\mu_r f}} = 503 \sqrt{\frac{\rho}{\mu_r}} \frac{1}{\sqrt{f}} \quad [\text{m}] \quad (2-3)$$

抵抗率 ρ と比透磁率 μ_r は材質固有の値であるため、外部から選択可能な要素は高周波 f のみとなり、同一材質での δ は f の関数となる。金属円柱における δ と f の関係を図 2.4 に示す。図 2.4 のように f が高くなるにつれて δ が小さくなるため、高周波電流は円柱の表面付近に分布する。表 2.1 に代表的な金属材料に対する周波数と浸透深さの関係を示す。鍋を例にとると、浸透深さは 60 Hz で 10 mm 程度、5000 Hz で 1 mm 程度となり、周波数が高くなればなるほど浸透深さ δ が小さくなる、すなわち表皮効果が顕著に表れることがわかる。

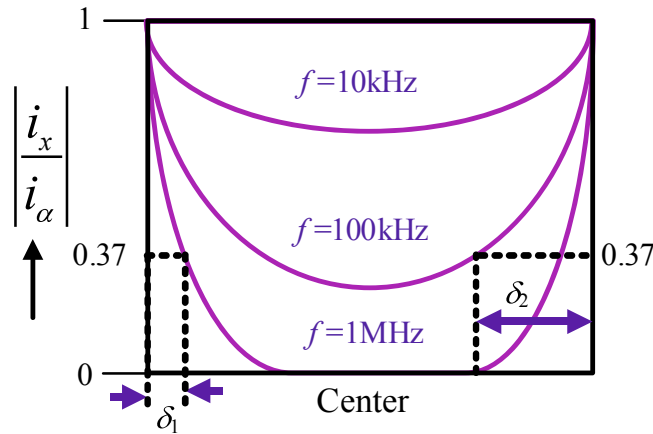


図 2.4 表皮効果と周波数の関係

Fig. 2.4 Relationship between skin effect and frequency

表 2.1 浸透深さ δ と周波数 f の関係⁽⁹⁾

Table 2.1 Relationship between penetration depth and frequency

Material	Magnetics Stainless steel	Iron	Copper	Aluminum
Relative permeability μ_r	1000	200	1	1
Electric Resistivity $\rho \times 10^{-6} [\Omega\text{m}]$	6.0	10.2	1.7	2.8
Frequency f [Hz]	Penetration Depth δ [mm]			
60	0.503	1.466	8.467	10.866
500	0.174	0.508	2.933	3.764
1000	0.123	0.359	2.074	2.662
5000	0.055	0.161	0.927	1.190
10000	0.039	0.114	0.656	0.842
20000	0.028	0.080	0.464	0.595
60000	0.016	0.046	0.268	0.344
100000	0.012	0.036	0.207	0.266
200000	0.009	0.025	0.147	0.188

次に、表皮効果と IH 負荷の電気抵抗値(以下抵抗値)の関係について述べる。図 2.5 に IH クッキングヒータの負荷である鍋とワークコイルの断面の模式図を示す。 S はうず電流の流路断面積、 ρ は鍋の電気抵抗率であり、うず電流の流路長を L とすると鍋の固有抵抗値 R は次式のように示すことができる。

$$R = \rho \frac{L}{S} \quad (2-4)$$

斜線で示すうず電流の流路断面積 S は、 δ に影響を受けるため次式で表わされる。 K は鍋底の厚さや広さに起因する鍋固有の値である。

$$\begin{aligned} S &= K \cdot \delta \\ &= K \cdot 503 \sqrt{\frac{\rho}{\mu_r}} \frac{1}{\sqrt{f}} \end{aligned} \quad (2-5)$$

したがって、 R は次式で表わされる。

$$\begin{aligned} R &= \frac{\rho \cdot L}{K \cdot \delta} \\ &= \frac{L \sqrt{\rho \mu_r}}{503 \cdot K} \cdot \sqrt{f} \end{aligned} \quad (2-6)$$

(2-6)式より、 K 、 L は鍋の大きさや厚さによって決まる固有の値であり、 ρ 、 μ_r は材質固有の値であるため、 R はその材質および形状だけでなく f に依存することがわかる。ここで、うず電流の周波数はワークコイルから供給される高周波磁界の周波数すなわちワークコイルに供給される高周波電流の周波数によって決定される。

以上のことから、ワークコイルに供給される f を高周波化することで R が大きくなる。

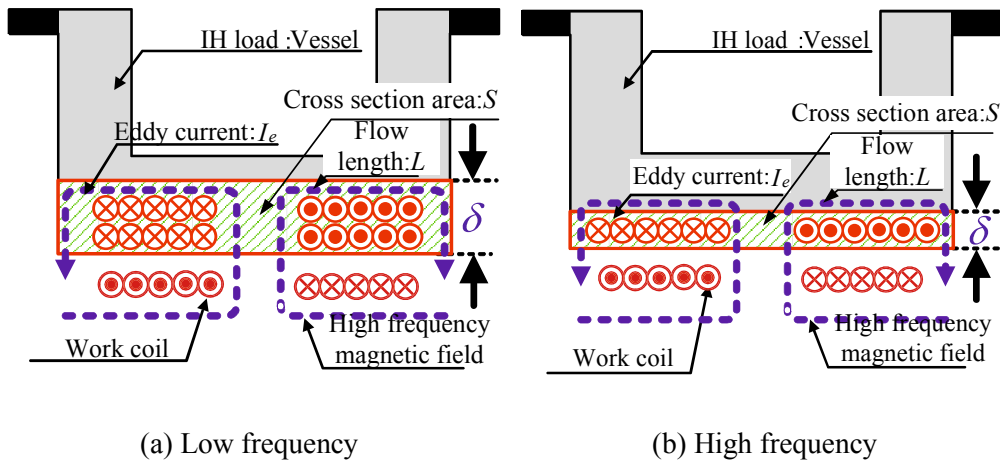


図 2.5 IH 負荷の断面

Fig. 2.5 Cross section of IH load

2.2.3 IH 負荷の等価電気回路モデル

IH 負荷に対して計算機シミュレーションによる解析を行う際、その等価回路モデルが必要になる。図 2.6 に示すように IH 負荷の等価回路は一般的にトランスモデルで表現することができる。しかしながら、等価回路パラメータは電磁誘導による磁束鎖交数、IH 負荷の電気特性、表皮効果、温度特性など様々な要因が考えられるため、絶対的な値を知ることは非常に困難である。有限要素法や回路網近似法を用いた電磁界解析により理論的な値を出すことは可能であるが、その形状、構造が複雑な IH 負荷ともなると計算に膨大な労力と時間が必要になる。そこで、図 2.7 に示すようなトランスモデルから単純かつ回路シミュレーションに適用可能な RL 直列等価回路モデルを導出する。

図 2.6 に示すトランスモデルにおいてトランス 1 次側はワークコイルの自己インダクタンス L_1 、2 次側は被加熱物体の R で短絡された回路で表すことができる⁽¹⁰⁾⁻⁽¹²⁾。ここで、 L_2 は被加熱物体内で発生するうず電流に起因する等価インダクタンス、 M は相互インダクタンスを表わしている。結合係数を k によって M は次式で表わされる。

$$M = k \cdot \sqrt{L_1 \cdot L_2} \quad (2-7)$$

このとき、ワークコイル端子間電圧を v_{L1} 、負荷電流を i_{L1} 、2 次側回路に流れるうず電流を i_{L2} とすると、図に示したトランスモデルの状態方程式は次式で表わされる。

$$v_{L1} = j\omega(L_1 - M)i_{L1} + j\omega M(i_{L1} + i_{L2}) \quad (2-8)$$

$$0 = j\omega(L_2 - M)i_{L1} + j\omega(i_{L1} + i_{L2}) + R \cdot i_{L2} \quad (2-9)$$

ただし、 $\omega = 2\pi f$ であり、 f はIH 負荷に流れる電流の周波数を示している。

ここで(2-8)、(2-9)式を v_{L1} について解くと(2-10)式が得られる。

$$v_{L1} = \left\{ \frac{\omega^2 M^2 R}{R^2 + \omega^2 L_2^2} + j\omega \left(L_1 - \frac{\omega^2 M^2 R}{R^2 + \omega^2 L_2^2} \right) \right\} \cdot i_{L1} \quad (2-10)$$

したがって、高周波インバータ側から見た IH 負荷の等価抵抗 R_0 および実効インダクタンス L_0 は次式で与えられる。

$$R_0 = \frac{\omega^2 M^2 R}{R^2 + \omega^2 L_2^2} \quad (2-11)$$

$$L_0 = L_1 - \frac{\omega^2 M^2 R}{R^2 + \omega^2 L_2^2} \quad (2-12)$$

ここで、 L_2, R は被加熱物体の固有値であるが、これらを正確に測定することは困難である。その一方で L_0 と R_0 は後述するように LCR メータ等で容易に計測可能である。以上のように、IH 負荷は L_0 と R_0 からなる単純な RL 直列負荷として取り扱われるのが一般的である。

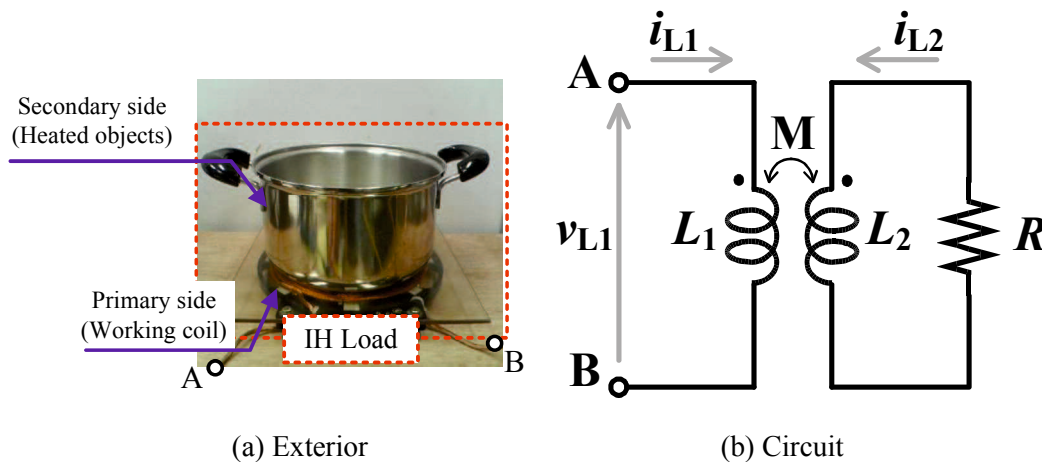


図 2.6 IH 負荷のトランスモデル

Fig. 2.6 Transfer model of IH load

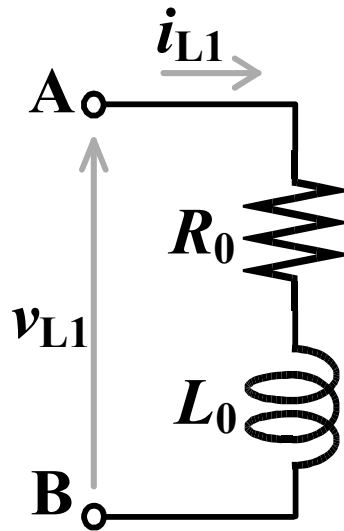


図 2.7 IH 負荷の RL 直列等価回路モデル
Fig. 2.7 RL series equivalent model of IH load

2.2.4 負荷パラメータの測定方法

ここでは、IH 負荷を計算機シミュレーションで表現するのに適した RL 直列等価回路モデルを実測により導出する。

(a) RLC メータによる測定

RLC メータは任意の周波数に対するインピーダンスを簡単に測定することができる。図 2.7 の RL 直列等価回路モデルの負荷パラメータ R_0 , L_0 は、ワークコイルの直近に被加熱物体を設置した状態で、ワークコイル両端のインピーダンスを RLC メータにより簡単に測定することが出来る。しかしながら、RLC メータの多くは、測定に使用される正弦波交流電圧は 1~5 V 程度である。誘導加熱の負荷が磁性体の場合、印加される交番磁界の強さによって比透磁率が変化するため、電圧で測定した時の R_0 , L_0 の値は大きな電力を負荷へ供給したときの R_0 , L_0 と異なる値になってしまう。そのため、磁性体の鍋の測定には不向きである。一方、非磁性体の鍋は RLC メータで測定しても問題ない。

(b) 高周波高電圧印加による測定

実際の加熱状態により近い状態で回路パラメータを測定する方法である。これは、高周波アンプ等を用いて IH 負荷に任意の周波数の高周波高電圧を印加し、計測した電圧・電流情報から算出する方法である。この方法ではパワーメータなどで以下の3つのパラメータを測定する必要がある。

- ・ IH 負荷の電圧実効値 V_{rms}
- ・ IH 負荷の電流実効値 I_{rms}
- ・ 入力力率 $\cos\theta$

これらの実効値から、測定対象物のインピーダンスを以下のようにして求めることができる。IH 負荷を誘導性負荷と考えると、そのインピーダンス Z は次式で書き表すことができる。

$$Z = R_0 + j\omega L_0 \quad (2-13)$$

したがって、

$$|Z| = \sqrt{R_0^2 + \omega^2 L_0^2} = \frac{V_{\text{rms}}}{I_{\text{rms}}} \quad (2-14)$$

$$\cos\theta = \frac{R_0}{Z} \quad (2-15)$$

より、RL 直列等価回路モデルの IH 負荷パラメータは

$$R_0 = \frac{V_{\text{rms}} \cdot \cos\theta}{I_{\text{rms}}} \quad (2-16)$$

$$L_0 = \frac{1}{\omega} \sqrt{\frac{V_{\text{rms}}^2}{I_{\text{rms}}^2} - R_0^2} \quad (2-17)$$

と求めることができる。(2-16)、(2-17) 式の2式から磁性体の場合の負荷パラメータを算出することができる。

2.3 IH クッキングヒータ

IH 調理器は 1970 年に世界で初めて米ウエスティン・ハウス社が商品化した。国内では 1974 年に初の商品化に成功した。1974 年以降、IH 技術に関して多くの技術革新や改善を実現し、1990 年には 200 V 対応 IH クッキングヒータ、2002 年には全ての金属の鍋を加熱可能なオールメタル対応 IH クッキングヒータが世界で初めて商品化された。さらに、国内では 2004 年以降非磁性ステンレス・アルミニウム・銅などといった抵抗値が小さい材質でも加熱できるオールメタル対応 IH クッキングヒータが商品化された。このように、30 年で IH クッキングヒータはめまぐるしい技術革新を遂げてきた。ここでは、IH クッキングヒータの構造や特徴について述べる。

2.3.1 IH クッキングヒータの構造

IH クッキングヒータは、誘導加熱の応用製品の 1 つであり、近年飛躍的に普及し注目を集めている。図 2.8 に IH クッキングヒータの外観写真を、図 2.9 に IH クッキングヒータの構造を示す⁽¹³⁾。ワークコイルと鍋の間にトッププレート、ワークコイルに高周波電力を供給する高周波インバータ、さらに AC-DC コンバータが接続されている。鍋やフライパンの材質には磁性ステンレス、鉄、鉄ホーローなどで形状は底面が平らなものが使用される。これは、ワークコイルと鍋の底面との距離を最短にするためである。鍋に凹凸があるとワークコイルとの距離が長くなってしまい、結合係数が低下し加熱効率が低下してしまう。トッププレートは硬質セラミック(結晶性ガラス)である。これは、耐衝撃性、耐摩耗性、耐熱性にも優れているため、加熱した鍋の熱や汚れからワークコイルを保護することができる。また、ワークコイルには騒音防止のため、可聴周波数帯



図 2.8 IH クッキングヒータの外観写真

Fig. 2.8 Exterior of IH cooking heater

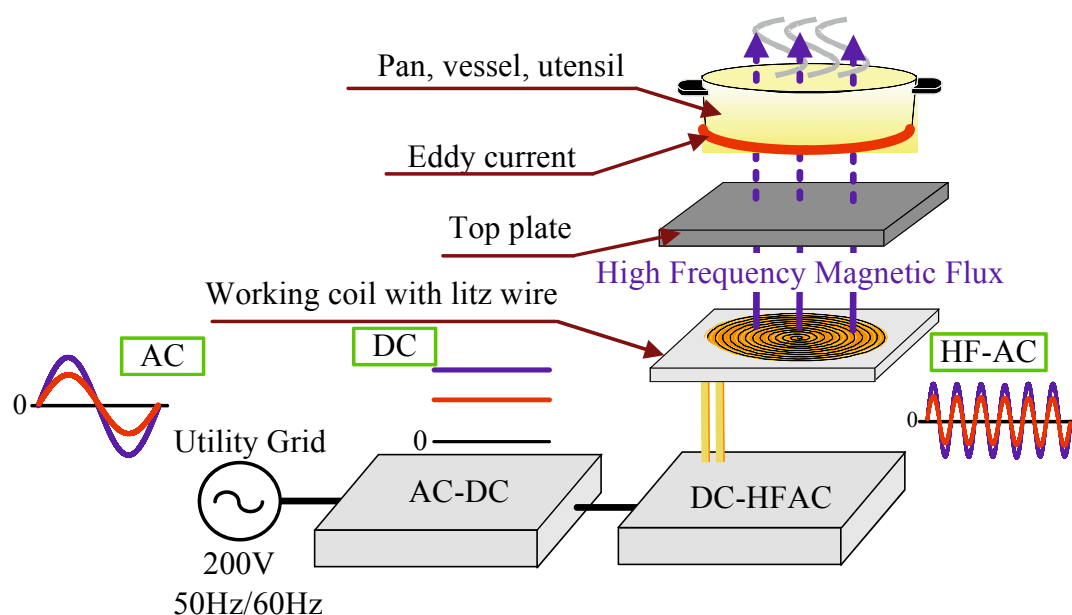


図 2.9 IH クッキングヒータの構造

Fig. 2.9 Configuration of IH cooking heater

を超える 20 kHz 以上の高周波電流を流すため、高周波特性に優れているリッツ線を使用する。リッツ線は絶縁皮膜処理を施した細い線を何本も集めてよりあわせているため、表皮効果による影響を小さくすることができる。これにより、高周波電流に対する導通損失の増加を抑制することができる。

高周波(High-Frequency : HF)インバータはパワー半導体スイッチング素子およびインダクタやコンデンサの受動素子から構成される。この高周波インバータにより数十 kHz ~100 kHz の高周波交流(HF-AC)電流を生成する。

ここで、図 2.9 に示す AC-DC コンバータは商用 AC(60 / 50 Hz)を直流(DC)へ変換するための電力変換回路である。非オールメタル対応 IH クッキングヒータは AC-DC コンバータ無しのシステム構成であった。これは、アルミ製の鍋と比べ鉄や磁性ステンレス鍋は R が大きいいため負荷電流が小さい。これによりアンペールの法則およびフレミング左手の法則より電磁力が小さくて済むため、高周波インバータの入力電圧が商用 AC(60 / 50 Hz)で脈動に伴う鍋の振動には影響がないためである。一方、オールメタル対応 IH クッキングヒータで使用されるアルミ鍋は R が小さいため負荷電流が大きくなる。これにより電磁力が大きくなり鍋が振動してしまう問題が生じる。したがって、オールメタル対応 IH クッキングヒータのみ高周波インバータの前段に AC-DC コンバータが必要となる。

2.3.2 IH クッキングヒータの特徴

IH クッキングヒータの長所および短所を下記に示す。

[長所]

- ・加熱効率が低い (加熱効率：IH 80%，ガス 40%)

誘導加熱によって IH 負荷を直接加熱させるため、従来のガスによる加熱方式のように熱の伝わる経路で無駄なエネルギーを必要としない。

- ・温度制御性が良い

高周波インバータにより被加熱物体を流れるうず電流を直接制御できる。これはマイコン等により比較的簡単に制御することができる。

- ・急速加熱が可能

温度勾配による熱の伝達に依存するのではなく、投入した電力が直接加熱に使われるためエネルギー密度が高い。

- ・局部加熱が可能

IH 負荷は交番磁界により発生するうず電流により自己発熱するため、金属製の材質のみ局部加熱することができる。ガスによる加熱方式は空間を温めてしまうため局部加熱とはならない。

- ・安全性が高い

赤熱部がないため、火災や火傷の心配がない。

- ・環境にやさしい

周りに余分な熱を放散しないため調理が快適であり、調理時には CO₂ を発生しない。COP3 で京都議定書が採択されたように CO₂ の排出が国際的環境問題になっており、その面でも IH クッキングヒータの世界的な普及が求められる⁽¹⁴⁾。

- ・省スペース化が可能

IGBT(Insulated Gate Bipolar Transistor)、MOSFET(Metal Oxide Semi-conductor Field Effect Transistor)などのスイッチング素子の進歩により、高速スイッチング化が可能となり、高周波インバータの装置を小型にすることができる。

[短所]

- ・被加熱物体の材質に制限がある

電磁誘導加熱はうず電流によって被加熱物体を直接加熱しているため導電体でなければならない。

- ・電源高調波の発生

スイッチング半導体電力変換装置では、入力電源に高調波を発生するという問題がある。さらに、高調波が重畳された電圧波形が印加されると、電気設備や機器に誤作動や故障を引き起こすため、規制が定められている⁽¹⁵⁾⁻⁽¹⁷⁾。

- ・漏洩電磁波の影響

高周波インバータに組み込まれているスイッチング素子周辺から発生する放射ノイズにより周辺機器が誤動作する危険性がある。また、IHクッキングヒータのワークコイルから発生する電磁波の人体への影響についても一部で危険性が論じられており、電磁波についての研究が盛んに行われている^{(18),(19)}。現在普及しているIHクッキングヒータから発生する電磁波のレベルは $1\mu\text{T}$ 以下であり、ICNIRP(国際非電離放射線防護委員会)の提唱するガイドライン⁽²⁰⁾の $6.25\mu\text{T}$ (加熱周波数: $800\text{Hz}\sim 100\text{kHz}$)、 $83\sim 100\mu\text{T}$ (商用AC周波数 $50/60\text{Hz}$)より十分低く、他の家電製品と比較しても同レベルである。しかしながら、市場においては電磁波のさらなる低レベル化が要求されており、これに対応するためにワークコイルの外周部分に非磁性金属によるシールド部材を配置することで、不要な電磁波の漏れを低減している⁽²¹⁾。

以上、IHクッキングヒータには様々な特徴があり、上記で示した欠点を克服することで更なる普及が見込まれる。

2.3.3 うなり干渉可聴音の発生

IH クッキングヒータで IH 負荷へ高周波電力を供給する高周波インバータの制御方式には位相シフト PWM (Phase-Shifted Pulse Width Modulation: PSPWM), スイッチング周波数可変方式(Pulse Frequency Modulation: PFM), パルス電圧振幅波形制御方式(Pulse Amplitude Modulation: PAM)などがある。現在市販されている卓上型 IH 調理器では 1 石型高周波インバータを PFM で電力制御しているが, ビルトイン型など複数の出力を持つ IH ヒータでは周波数一定の電力制御法が望ましい。個別の高周波インバータが異なった周波数で動作すると, 差分の周波数成分の「うなり干渉可聴音」が発生し商品性を損なう。図 2.10 は 2 口以上の IH クッキングヒータが発生するうなり干渉音の状況を示している。図の左側のワークコイルには 20 kHz の高周波電流が供給されている。一方, 右側のワークコイルには 30 kHz の高周波電流が供給されている。この場合, それぞれのスイッチング周波数は可聴領域以上(約 20 kHz)で人間の耳には聞こえないが, 差分の周波数成分である 10 kHz 成分の干渉音が発生する。したがって, 本論文で提案する IH クッキングヒータ用高周波インバータは, この「うなり干渉可聴音」が発生しないように VPCF (Variable Power Constant Frequency)の回路方式としなければならない⁽²²⁾。

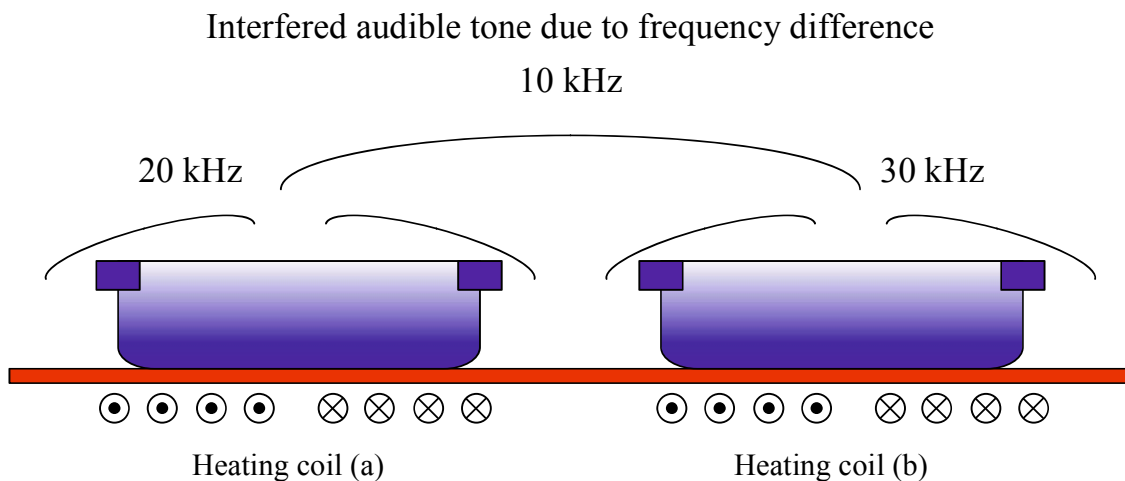


図 2.10 うなり干渉音
Fig. 2.10 Interfered audible tone

2.4 オールメタル対応化への技術

2004年、IHクッキングヒータは新しい時代を迎えた。それは、オールメタル対応製品の市販化である。オールメタル対応とは、あらゆる金属製鍋を加熱することができることを意味する。2003年以前のIHクッキングヒータは磁性ステンレス、鉄などの高抵抗材質のみ対応可能であり、アルミや銅などの低抵抗材質は非対応であった。本節では、これまで低抵抗材質の鍋を加熱できなかった理由と、その材質の鍋をIHクッキングヒータ対応にしたオールメタル対応技術について紹介する。

2.4.1 IH負荷抵抗値と出力電力の関係

図2.11にIHクッキングヒータの構成を示す。RLC直列回路でスイッチングスイッチング周波数と共振周波数が一致した時、抵抗値 R だけで表されるためIH負荷は抵抗だけで表記している。一般的に、 P_{out} は高周波インバータの出力電圧 V_{out} および負荷電流 I_0 によって決まる。 I_0 の上限を I_{Lim} とする。また、 V_{out} の上限を V_{Lim} とすると出力電力はそれぞれ次式で表される。

$$P_{out} = R_0 \cdot I_{Lim}^2 \quad (2-18)$$

$$P_{out} = \frac{V_{Lim}^2}{R_0} \quad (2-19)$$

ここで、 I_{Lim} を32 A、 V_{Lim} を250 Vとする。電流値の上限は導線に流れる電流密度を $3A/mm^2$ とし、マージンを10%とっている。また、電圧はスイッチング素子の耐圧によって決まる値である。図2.12にIH負荷抵抗値 R_0 と出力電力 P_{out} の関係を示す。IHクッキングヒータの定格電力を2.5 kWとすると、斜線で示す領域が弱火から強火に相当する。2.5 kW出力可能な R_0 の範囲は2.4から25 Ω である。したがって使用する鍋の材質に応じて f_{out} を切り替えることにより、弱火(0.3 kW)から強火(2.5 kW)まで高周波電力を供給できる。低抵抗材質においては電波法⁽²³⁾による出力周波数の上限100 kHzまで高周波化することでオールメタル対応可能であるが、高周波インバータの困難である半導体スイッチング素子の特性から制約が発生する。図2.13に一般的な半導体スイッチング素子の適用領域を示す。IHクッキングヒータに適用可能なデバイスにはIGBT(Insulated Gate Bipolar Transistor)あるいはMOS-FET(Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor)が考えられるが、前者は大出力が得られるがスイッチング損失が大きく高周波化が難しい。事実上数十kHzが上限である。後者は100 kHzを超える高周波動作は

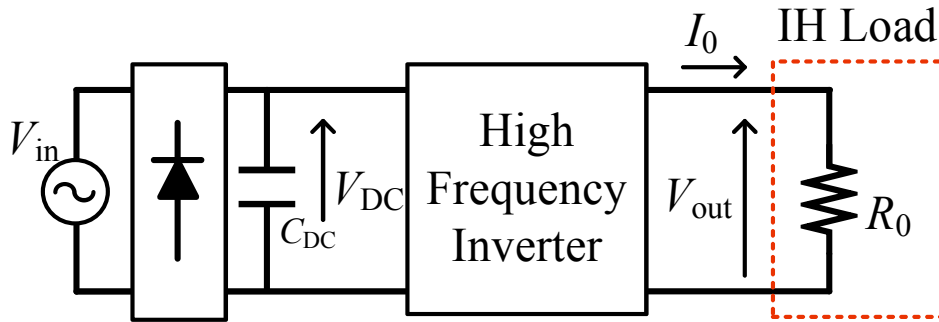


図 2.12 IHクッキングヒータの構成

Fig. 2.12 Constitution of IH cooking heater

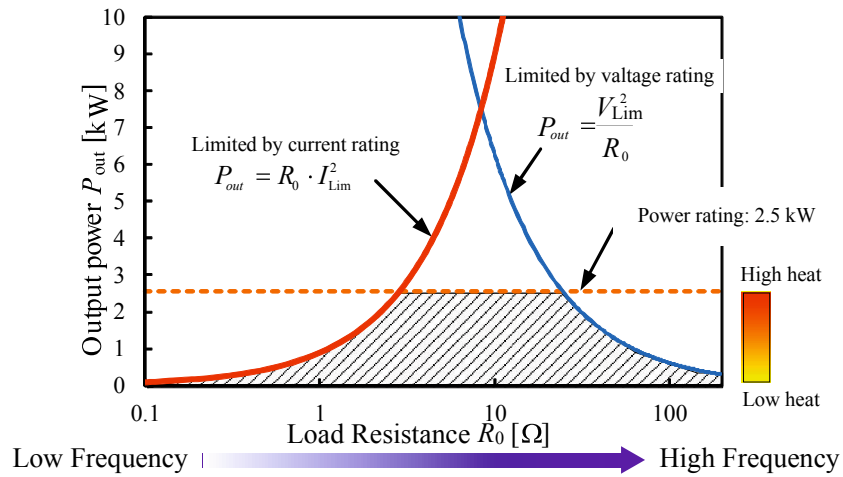


図 2.13 IH 負荷抵抗値 R_0 と出力電力 P_{out} の関係

Fig. 2.13 Relationship between IH load resistance and output power

可能だが、大出力が得られない。したがって、オールメタル対応 IHクッキングヒータは単にインバータの動作周波数を上げることで実現可能、という単純な話ではない。そこで、各社・研究機関が無い知恵を絞って様々なオールメタル対応化技術を提案している。

次に、これらの背景を受けて 2004 年に市販化されたオールメタル対応 IHクッキングヒータのオールメタル対応技術を紹介する。

2.4.2 これまでに提案されているオールメタル対応技術

オールメタル対応にする2つの先行方式の技術を紹介する。これらの方式は既に実用化されている。

(a) インバータ切り替え方式⁽²⁴⁾

図2.14(a)にインバータ切替方式を示す。これは、インバータを切り替えると同時にスイッチング周波数 f_{sw} を変えている。利点としては出力周波数 f_{out} を高周波にすることができるため、低抵抗率材質の鍋を加熱することができる。しかしながら低抵抗材質を加熱する際IGBTを使っているため、高周波化に伴いテール電流によるスイッチング損失が発生する。したがって、この熱を下げるための冷却器が大型化してしまう。さらに、高周波インバータを2台使用するため装置の大型化につながる。

(b) 3倍共振周波数方式⁽²⁵⁾

図2.14(b)に3倍共振周波数方式を示す。共振キャパシタを切り替えることにより、出力周波数 f_{out} をスイッチング周波数 f_{sw} の3倍にする。したがって、高周波インバータのスイッチング周波数を上げる必要がない。この方式は、鍋の材質の抵抗値による減衰の違いを利用している。図2.15に磁性ステンレス鍋と銅鍋における減衰の比較を示す。銅鍋の方が鉄鍋よりIH負荷抵抗値が非常に小さいため、時定数 τ が大きい。これによりスイッチング素子のオン期間に1周期以上の共振を得ることができる。図2.16に3倍共振電流波形を示す。この3倍共振周波数方式の利点は、インバータ切り替え方式と比べ1つのインバータで済むため装置の小型化が可能となる。さらに、 f_{sw} を高周波にす

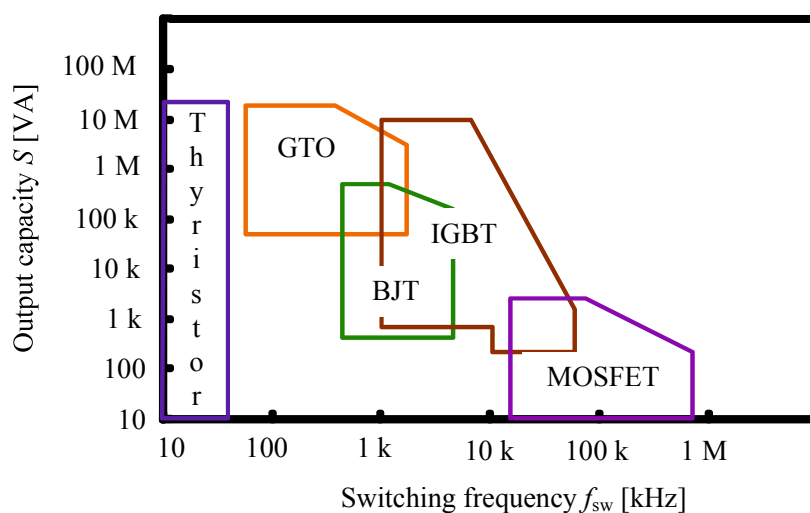


図 2.13 パワーデバイスの適用領域

Fig. 2.13 Application range of power devices

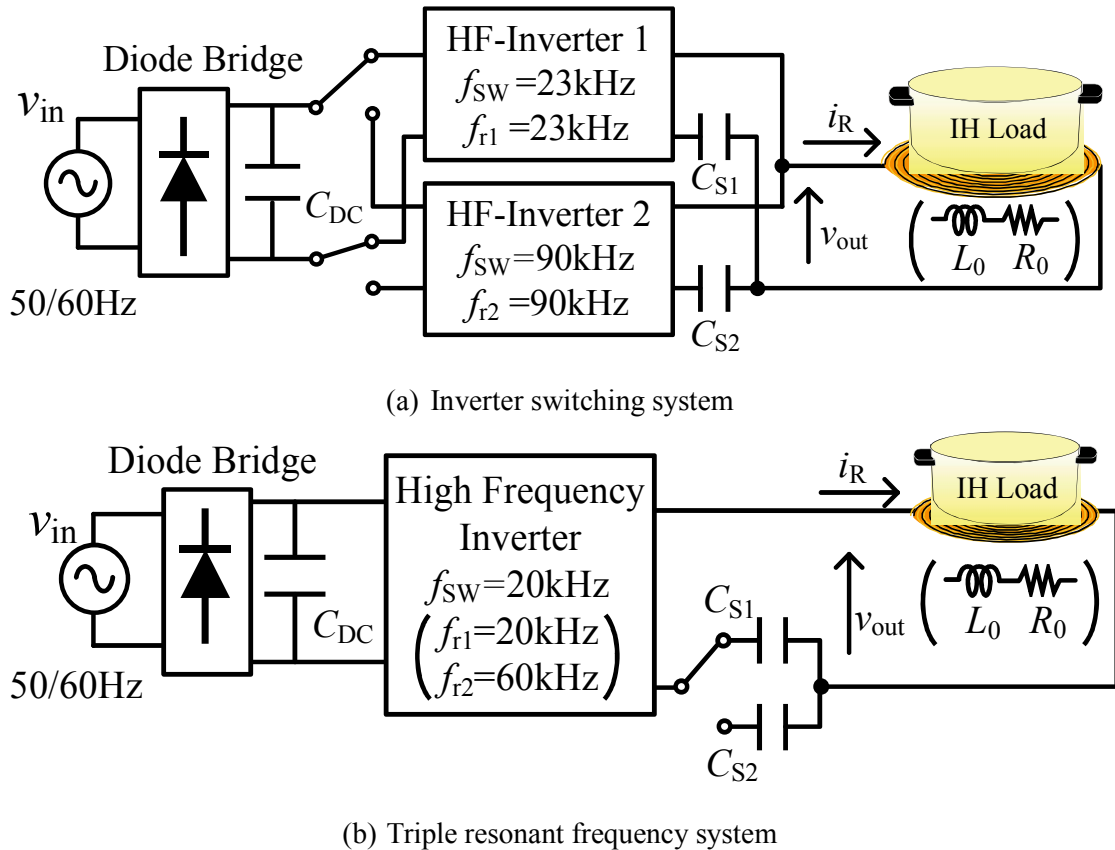


図 2.14 先行方式でのオールメタル対応技術

Fig. 2.14 All metal correspondence technique in previous system

ることなく f_{out} を高周波化することができるため、スイッチング損失の低減が期待できる。欠点は、図より、電流波形の1周期は振幅が大きな電流波形となるが2周期、3周期になると減衰の影響により、負荷に大電力を供給できないことや、3倍の共振周波数にするために共振キャパシタの容量を小さくしなければならない。よって、キャパシタに印加する電圧が高くなる問題が発生する。

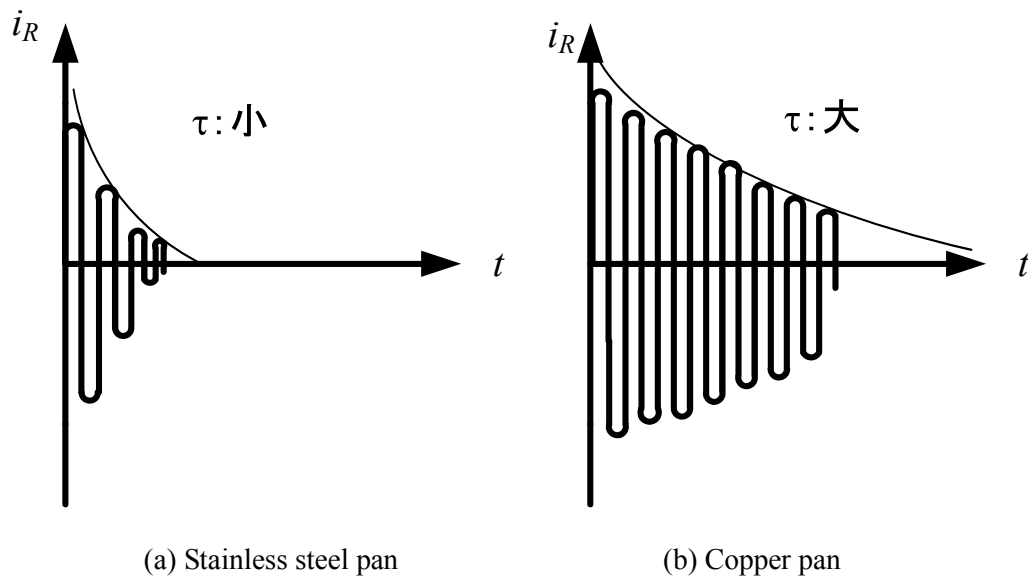


図 2.15 負荷電流の減衰比較

Fig. 2.15 Decay comparison of load current

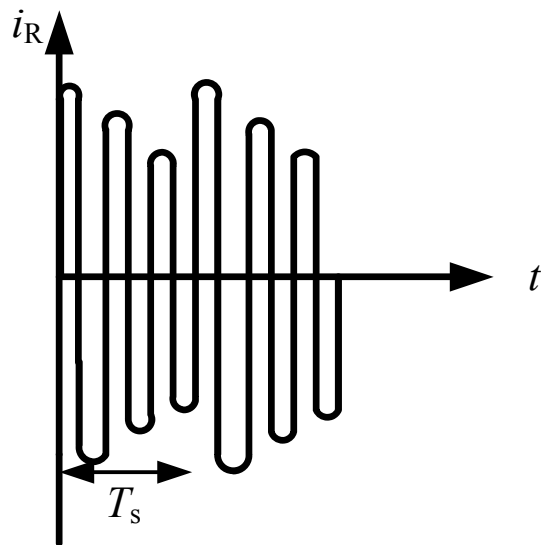


図 2.16 3倍共振周波数での負荷電流

Fig. 2.16 Load current of triple current frequency

2.5 電源高調波と対策

IHクッキングヒータをはじめ、多くのパワーエレクトロニクス機器では、電源側で高調波電流が発生する問題がある。この高調波電流は商用電力系統にさまざまな障害を引き起こすため、高調波障害として大きな問題となっている。ここでは高調波電流の特徴とその対策方法について記述する⁽²⁶⁾⁻⁽²⁸⁾。

電源側の高調波電流とは、基本波成分の整数部の周波数成分を持つ電流成分であり、これが存在することにより電流波形が歪む。一般にフーリエ級数展開を用いて図 2.17 のように基本波成分と高調波成分に分解することができる。基本波の2倍の周波数を持つ高調波電流を第2次高調波電流、基本波の3倍の周波数を持つ高調波電流を第3次高調波と呼ぶ。

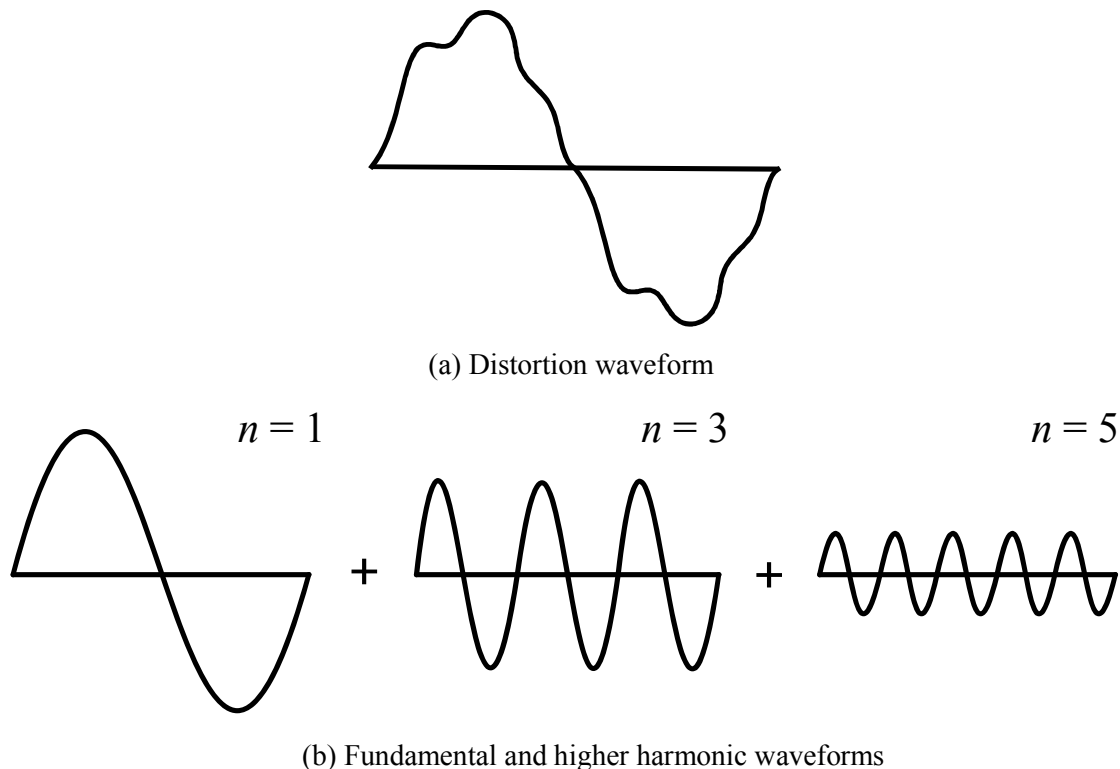


図 2.17 ひずみ波と高調波

Fig. 2.17 Distortion and harmonics waveforms

2.5.1 高調波電流の影響

高調波電流を多く発生させる機器は力率が低いため、皮相電力が大きくなる。したがって、入力電流が大きくなるため電力設備に余裕が必要となる。また、電源は発電所から送電線や変電所・柱上変圧器などを通して各家庭に接続されている。その電源ラインにはインピーダンスが存在しており、高調波電流が流れるとそのインピーダンスに高調波電流を含んだ電圧降下が発生し、結果として電源電圧波形は高調波が含まれた歪み波形となる。商用 AC 電源に接続して使用される機器は、商用周波数(50Hz/60Hz)での使用を前提に作られているため、高調波が重畳された電圧波形が印加されると誤動作や故障の原因になる。表 2.2 に高調波が電気設備や機器に与える影響をまとめた。

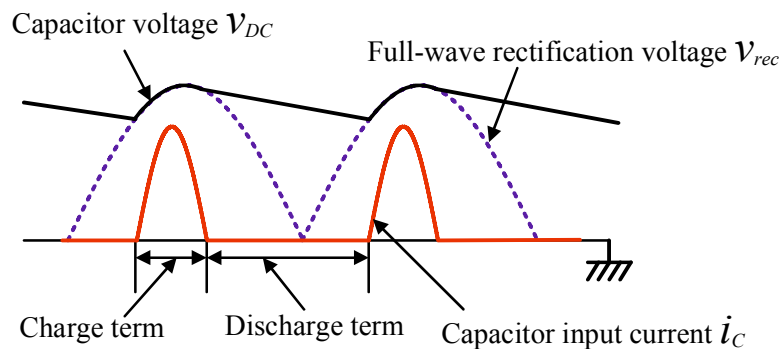
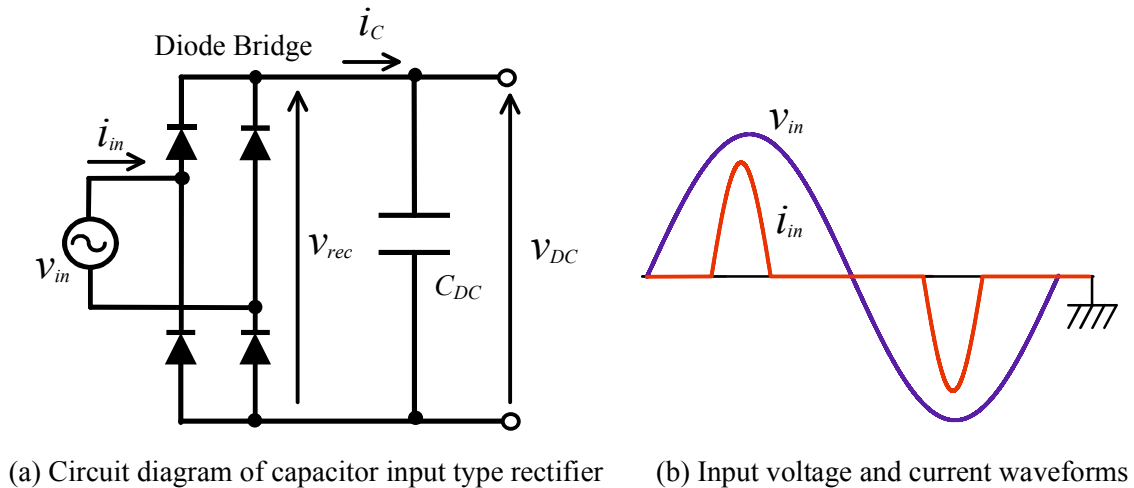
表 2.2 高調波ひずみの影響⁽²⁰⁾

Table 2.2 Influence of harmonics distortion

機器名	高調波による影響
音響機器(テレビ・ステレオ)	<ul style="list-style-type: none"> ・ 部品故障 ・ 寿命低下 ・ 映像, 音声にノイズ
測定器	<ul style="list-style-type: none"> ・ 測定精度の低下
電話回線	<ul style="list-style-type: none"> ・ 雑音増加
コンデンサ・リアクトル	<ul style="list-style-type: none"> ・ 過熱, 破壊 ・ うなり音
誘導機	<ul style="list-style-type: none"> ・ 出力, 効率の低下 ・ 二次側過熱
ブレーカ・ヒューズ	<ul style="list-style-type: none"> ・ 誤作動, 溶断
配電線	<ul style="list-style-type: none"> ・ 電圧降下 ・ 損失増大

2.5.2 高調波電流の発生原因

パワーエレクトロニクス機器は商用 AC から整流回路を用い、直流電源に変換して各電子部品回路へ電力を供給する。このとき整流回路にはキャパシタインプット型が多く用いられる⁽²⁹⁾。ここで、図 2.18 に示すキャパシタインプット型整流回路の高調波発生原理を説明する。(a)の整流回路を使用した場合の電源電圧・電流波形は(b)のようになる。この回路は整流ダイオードブリッジ回路により交流電源電圧を全波整流している。整流ダイオードブリッジの後に平滑キャパシタ C_{DC} が無い場合は、(c)の破線に示されるように全波整流した電圧波形 v_{rec} が出力される。整流ダイオードの後に平滑キャパシタが有る場合、(c)の実線に示す v_{DC} のようにピーク付近の電圧がキャパシタに保持され、負荷に流れる電流の分だけキャパシタが放電し、電圧のピーク付近で再び充電される。



(c) Voltage and current waveforms of i_{in} , v_{rec} , v_{DC}

図 2.18 キャパシタインプット型整流の原理

Fig.2.18 Principle of capacitor-input rectifier

この動作を繰り返し行うことで直流電圧を作ることができる。このとき、(c)の実線の平滑キャパシタの電圧 v_{DC} と全波整流電圧 v_{rec} とが等しくなる期間のみ電流が流れるため、電源電流は(b)に示すように正弦波とは全く異なったパルス状の電流波形となる。したがって、多くの高調波電流を含むことになる。

2.5.3 高調波ガイドライン

電源電流の高調波をあるレベル以下に抑える目的のために、各機器で発生する高調波電流に対して規制ガイドラインが定められている。規制は各機器によって異なるが、本論文では IH クッキングヒータを研究ターゲットとしているため、国際的なガイドラインである IEC(International Electrotechnical Commission)規格「IEC61000-3-2 classA」⁽³⁰⁾の高調波電流規制値を考慮する。ガイドラインで定められている高調波規制値を表 2.3 に示す。このガイドラインは定格電流 16A/相以下の機器を対象としている。高調波成分として第2次から第40次までが規制の対象であり、その周波数範囲は 60 Hz ~ 2.4 kHz (商用周波数 : 60 Hz の場合)である。また、日本におけるガイドラインは IEC 規格を基に作成された日本工業規格 JISC61000-3-2⁽³¹⁾が存在する。これは電圧 300V 以下の商用 AC 電源に接続している定格電流 20A/相以下の電気機器・電子機器(家電・汎用品)に適用される。定格電流などの適応条件に違いはあるが、高調波電流規制値に関しては IEC 規格、JIS 規格ともに同様の内容となっている。

また、各電力会社「電気供給約款⁽³²⁾」において需要場所の入力力率 PF を産業用機器では 85%以上、家庭用機器では 90%以上に保持するよう定められているため力率の評価の際はこれを適用する。総合力率 PF の算出は(2-20)式を用いる。

$$PF = \frac{\text{有効電力}}{\text{皮相電力}} = \frac{\frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} v(t)i(t)dt}{\sqrt{\frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} v(t)^2 dt} \sqrt{\frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} i(t)^2 dt}} \quad (2-20)$$

2.5.4 電源高調波への対策

以上で記述したように高調波による電気設備・機器への影響は数多くあり、今後パワーエレクトロニクス機器がさらに普及していくと更なる高調波汚染が発生する。そのため、高調波対策として下記に示す様々な検討がされている。

電源供給系統における対策として、電源ラインのインピーダンスを低くすることで電圧降下を少なくし高調波を低減する方法や、事業所単位などで、力率改善装置を導入するなどの対策がある。しかし、この方法は整備するのに多大なコストや時間が必要となるため実現するのは難しい。

高調波の影響を受ける機器側での対策として、進相コンデンサなどを設置して配電設備に高調波対策を行う方法や、高調波を含んだ電圧が印加されても機器が誤動作や破損しないように設計するなどの対策がある。しかし、このような流入防止策は機器を高調波から守ることはできるため今後も必要であると考えられるが、高調波自体の低減には繋がらない。そのため次にあげる高調波の発生源に行う対策が必要となってくる。

高調波発生源に行う対策はアクティブフィルタや PFC (Power Factor Correction) コンバータなどを用いて能動的に高調波成分をキャンセルする方法と、チョークコイル、非平滑回路などを設置して受動的に高調波電流を阻止する方法が考えられる。

ここで、IH クッキングヒータなど家電機器に用いられる代表的な高調波抑制方式を図 2.19 に示す。高調波抑制方式の代表例として、パッシブ回路による対策(チョーク入力方式、非平滑方式)と、スイッチング素子を用いたアクティブ回路による対策(PFC コンバータ方式)が挙げられる。図 2.19(a)に示すチョーク入力方式では、電源側にチョークコイルを付加することで出力電圧 v_{dc} を平滑化しながら、電源電流 i_m の高調波抑制を実現する。しかしながら、チョーク入力方式では電源電流を完全に正弦波化することが難しい。さらに、電源周波数は 50Hz/60Hz と低周波であるためチョークコイルの体積容量が非常に大きくなり、システムが大型になるという問題がある。

図 2.19(b)に示す非平滑方式では、出力電圧 v_{dc} を非平滑とすることで電源電流の高調波成分を抑制する。非平滑方式では、高周波インバータで発生するスイッチング周波数成分を除去する非平滑フィルタの付加のみで良いため、回路を小型化できる利点がある。しかしながら、この方式では v_{dc} を非平滑としているため、高周波インバータの出力電力が電源電圧の 2 倍の周波数で脈動するという問題がある。

図 2.19(c)に示す PFC コンバータ方式では、スイッチング素子により電流制御を行うことで、 v_{dc} を平滑しながら電源電流の高調波抑制を実現する。PFC コンバータ方式で

表 2.4 高調波ガイドライン規制値

Table 2.4 Harmonics regulation guideline

Harmonic order n	Limit of current $I_L [\times (230/V_{\text{nom}})]^{*2}$
Odd number of harmonics	
3	2.30
5	1.14
7	0.77
9	0.40
11	0.33
13	0.21
$15 \leq n \leq 39$	$0.15 \times (15/n)$
Even number of harmonics	
2	1.08
4	0.43
6	0.30
$8 \leq n \leq 40$	$0.23 \times (8/n)$

*2 表中の $[\times (230/V_{\text{nom}})]$ の計算値は、機器の定格電圧 V_{nom} が 220V, 230V, 240V の電源系統以外の電圧に適応される。

はスイッチング素子の制御が必要となるが、チョーク入力方式に比べてフィルタインダクタなどの受動素子を小型化でき、波形生成能力が高いなどの利点があるため近年研究が盛んに行われている⁽³³⁾。

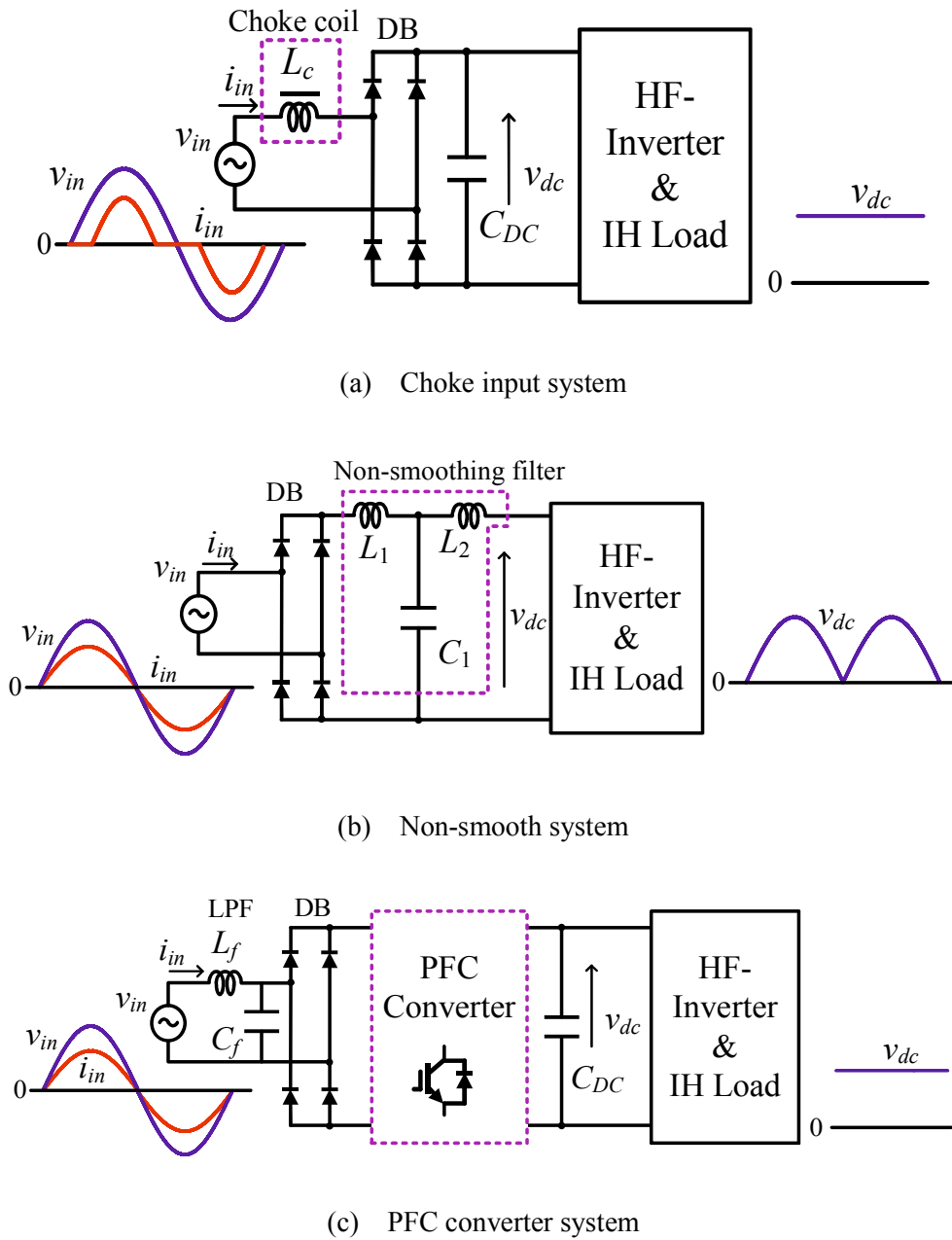


図 2.19 家電機器における高調波抑制方式

Fig. 2.19 Harmonic regulation systems in home appliances

2.6 ソフトスイッチング技術

IHクッキングヒータに用いられる高周波インバータをはじめとする高周波スイッチング半導体電力変換回路は、MOS-FET, IGBT, サイリスタなどのパワー半導体スイッチング素子を直接オン・オフさせることによりエネルギーの流れを制御している。ここで、これらのパワー半導体スイッチング素子はオン・オフ動作のみであるため原理的には損失無しに電力制御することができる⁽³⁴⁾。しかしながら、これらのスイッチング素子にはターンオン時間およびターンオフ時間が必ず存在する。これにより、オン・オフ動作において電流と電圧の過渡交差が生じるため、結果としてスイッチング時に損失が発生することになる。この損失をスイッチング損失と言う。ターンオン・ターンオフ時間は通常、数 μs ～数 $10\mu\text{s}$ であり1回あたりのスイッチング損失は小さいが、これがオン・オフのスイッチング毎に発生するため、スイッチング周波数が高くなると極めて大きな問題となる。また、配線のインダクタンスや浮遊容量により電圧・電流サージが発生するため、機器自体の性能低下と同時にノイズにより周辺の電子機器への悪影響が危惧される⁽³⁵⁾。このようなスイッチング損失が大きく、サージによるノイズが発生するスイッチングをハードスイッチングと言う。近年、電力機器の小型・軽量化、制御性能の向上の目的からこのスイッチング周波数を高くする傾向にあるため、ハードスイッチングによるスイッチング損失およびサージの低減は解決しなければならない大きな課題である。

これに対する効果的な解決策がソフトスイッチングである。ソフトスイッチングは、パワー半導体スイッチング素子がターンオン・ターンオフする短い時間においてスイッチング素子の電流または電圧を減少させ、損失およびサージの発生を低減する方法である。本節では、まず始めにハードスイッチングについて説明する。次に、ソフトスイッチングについて説明する。このとき、ソフトスイッチング動作を行うためのスイッチングセルを示し、スイッチング損失低減の原理について理論的に言及する。

2.6.1 ハードスイッチング

図 2.20 にハードスイッチング動作波形を示す。スイッチング素子がオンからオフに、あるいはオフからオンに切り替わるタイミングで電流・電圧の重なる期間が存在する。図中の下段に、スイッチング損失を示す。このスイッチング損失は次式で表すことができるため、スイッチング周波数に比例して増加する。

$$P_S = \frac{1}{T_S} \int_0^{T_S} v_{sw}(t) \cdot i_{sw}(t) dt \quad (2-21)$$

ここで、 T_S はスイッチング周期を示しており、スイッチング周波数 f_{sw} との関係は次式で表現できる。

$$\frac{1}{T_S} = f_{sw} \quad (2-22)$$

また、パワー半導体デバイスのスイッチング動作は電圧・電流の急激な変化をもたらすため、次式で表されるような寄生キャパシタンスや寄生インダクタンスなどの寄生回路要素に由来する電圧サージ v_{surge} や電流サージ i_{surge} が生じる。

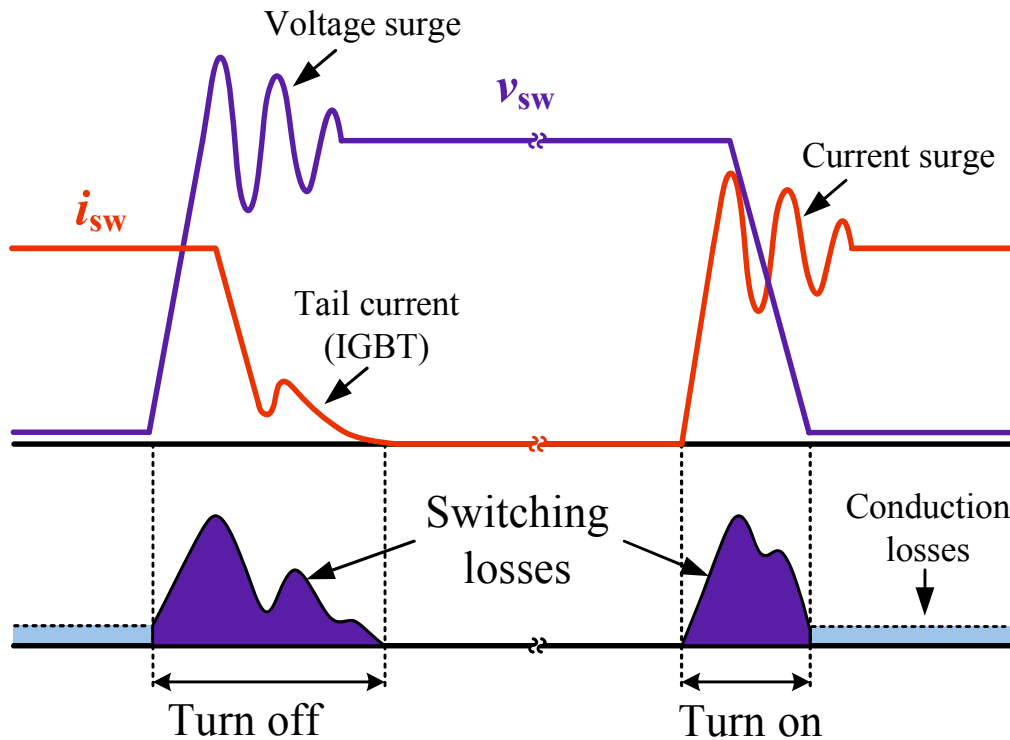


図 2.20 ハードスイッチング動作波形

Fig. 2.20 Hard switching operation waveforms

$$v_{\text{surge}} = L \frac{di_{\text{sw}}}{dt} \cong L \frac{I_{\text{sw}}}{\Delta t} \quad (2-23)$$

$$i_{\text{surge}} = C \frac{dv_{\text{sw}}}{dt} \cong C \frac{V_{\text{sw}}}{\Delta t} \quad (2-24)$$

ここで、(2-23) 式に示す L は回路の配線およびコンデンサの ESL (Equivalence Series Inductance) を全て含めたインダクタンスとしている。(2-24) 式に示す C はパワー半導体スイッチング素子の出力容量を指している。これら2つの式から、回路上に存在するインダクタンスおよびスイッチング素子に比例し、スイッチング時間 Δt に反比例する。ハードスイッチングではスイッチング時間が非常に短いため電圧・電流サージが顕著に表れる。この電圧・電流サージによる大きな電圧変化率 dv/dt ストレスや電流変化率 di/dt ストレスがパワー半導体素子に印加されるため、図 2.21 に示すパワー半導体素子の安全動作領域 SOA (Safe Operating Area) を超えてしまい、破損してしまう。また、放射性および伝導性の電磁ノイズが発生し電力障害を引き起こすという問題が発生する⁽³⁶⁾。この電磁ノイズに関しては、IH クッキングヒータや電子レンジを対象に CISPR11 によって規制が定められているため、ノイズフィルタによる電磁ノイズ対策が必要となりシステムの大型化につながる。

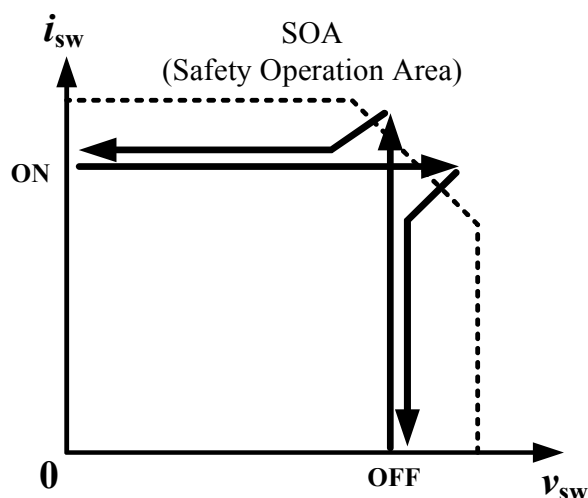


図 2.21 スwitching素子の電圧電流軌跡 (ハードスイッチング)

Fig. 2.21 Voltage and current locus of switching device (Hard-switching)

2.6.2 ソフトスイッチング

ハードスイッチングによるスイッチング損失を低減させる方法の一つにソフトスイッチング技術がある。ソフトスイッチングは、LC共振回路の利用によりパワー半導体デバイスをゼロ電圧条件またはゼロ電流条件下でスイッチングし、電圧または電流をゼロから緩やかに増加させることにより、スイッチング損失を大幅に低減可能なスイッチング方式である⁽³⁷⁾⁻⁽³⁹⁾。ソフトスイッチングは以下に示す3つの動作から成る。

- ・スイッチング素子の端子電圧がほぼゼロの状態スイッチングさせるゼロ電圧スイッチング (Zero Voltage Switching: ZVS)
- ・スイッチング素子に流れる電流がほぼゼロの状態スイッチングさせるゼロ電流スイッチング (Zero Current Switching: ZCS)
- ・ゼロ電圧とゼロ電流の状態スイッチング素子をターンオンあるいはターンオフ動作させるゼロ電圧&ゼロ電流スイッチング(Zero Voltage & Zero Current Switching : ZVZCS)

ZCSはスイッチング素子に流れる電流の傾きを緩やかにすることで電圧との重なりを低減させる方式であり、図2.23にスイッチング動作時の波形を示す。ZCSターンオンは図2.22(a)に示すようにスイッチング素子に直列に共振用インダクタを接続することで実現できる。しかし、インダクタは電流連続性を持つため、ターンオフ時にはスイッチ電流をあらかじめゼロにする工夫が必要である。一方、ZVSはスイッチング素子の端子電圧の傾きを緩やかにすることで電流との重なりを低減させる方式であり、図2.22(b)に示すようにスイッチング素子に並列に共振用キャパシタを接続することでZVSターンオフは実現できる。しかし、オン時のキャパシタ短絡を防ぐため、スイッチング素子をオンするタイミングではキャパシタ電圧がゼロになるように動作を工夫する必要がある。図2.23にソフトスイッチング動作波形を示す。一般に共振負荷が接続された高周波インバータやその応用系である絶縁型高周波DC-DCコンバータでは、スイッチング周波数>負荷共振周波数とすることでインダクタ接続時のZVZCSターンオフを実現し、スイッチング周波数<負荷共振周波数とすることでキャパシタ接続時のZVZCSターンオンを実現する。

このように、ソフトスイッチングを導入することで図2.24に示すようなスイッチング素子の電圧電流軌跡を描くためスイッチング損失を大幅に低減することができる。したがって、ヒートシンクなどの冷却器を大幅に低減することができる。また、電圧・電流サージに起因する電磁ノイズが低減されるため、ノイズフィルタの小型・軽量化が可能となる。

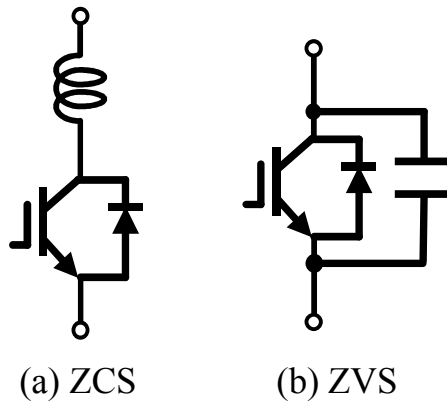


図 2.22 ソフトスイッチング要素
Fig. 2.22 Soft-switching component

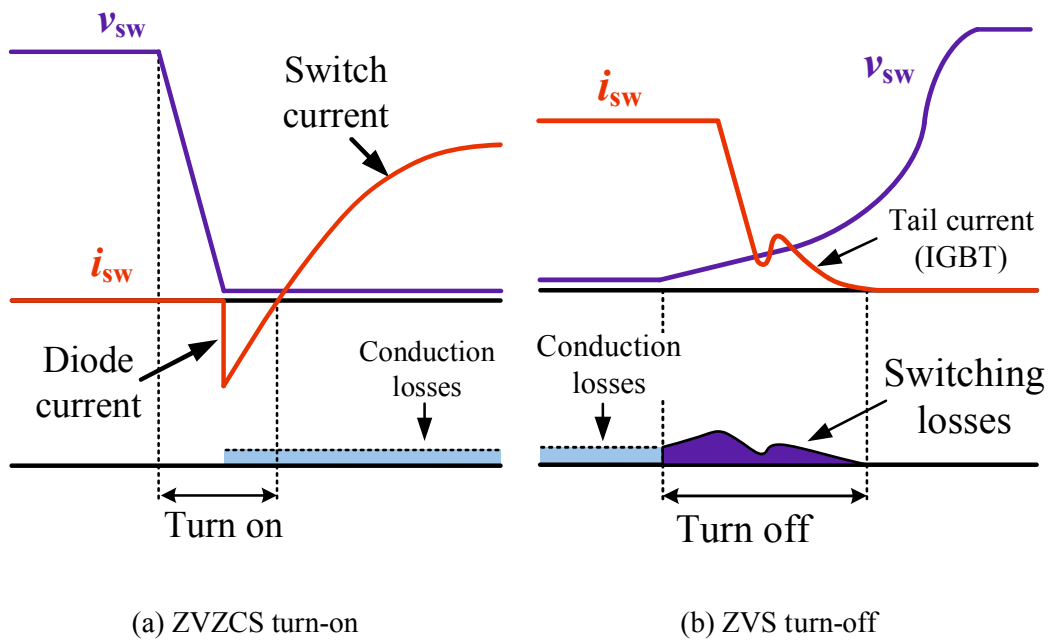


図 2.23 ソフトスイッチング動作波形
Fig. 2.23 Soft-switching operation waveforms

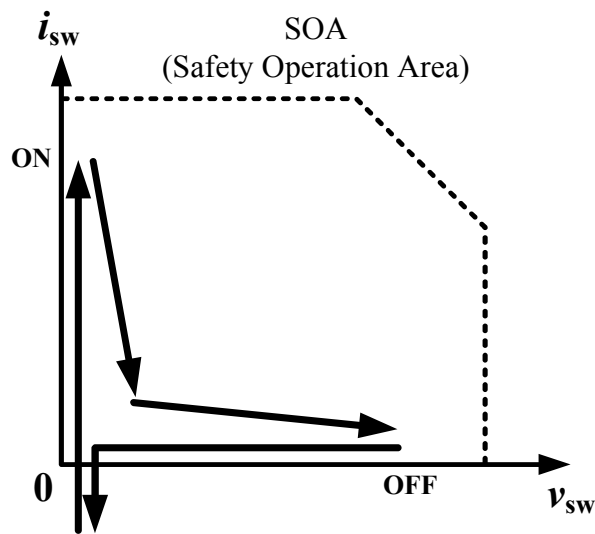


図 2.24 スwitchング素子の電圧電流軌跡 (ソフトスイッチング)

Fig. 2.24 Voltage and current locus of switching device (Soft-switching)

2.7 IHクッキングヒータの技術課題

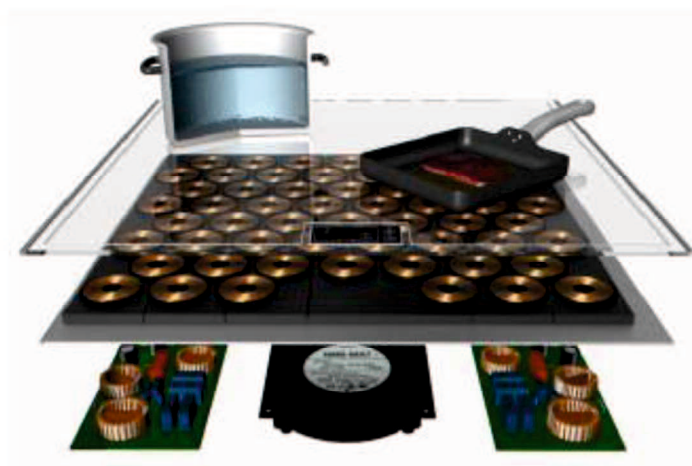
これまで第1章、第2章を通じて研究背景およびIHクッキングヒータの要素技術について論述した。これから益々の普及が期待されるIHクッキングヒータであるが、解決すべき課題がいくつかある。それらを整理すると以下の3点に集約される。

- (1) 高効率なオールメタル対応IHクッキングヒータの実現
- (2) 小型化、低コスト化を目的とした高周波インバータの提案および実証評価
- (3) 部品点数削減可能なマルチ出力高周波インバータの実現

オールメタル対応IHクッキングヒータはアルミニウム等非磁性材料からなる軽い鍋を加熱する際、発生するうなり音を抑制するため、商用電源を一旦直流に平滑する必要がある。また、電源電流高調波規制を満足させることも考慮すると、高周波インバータの前段にPFC (Power Factor Correction) 機能付き整流回路を接続した2ステージ構成がオールメタル対応IHクッキングヒータ電源システムの基本形となる。また、PFCコンバータおよび高周波インバータにはソフトスイッチング動作を実現するために部品点数を追加している。したがって、オールメタル対応IHクッキングヒータは従来の高抵抗材質対応IHクッキングヒータと比べPFCコンバータおよびソフトスイッチングするために追加した素子による損失が発生するため効率低下が問題となる。また、部品点数が多くなり、電源システム全体のコストアップや大型化が懸念される。

さらに加熱部がパンケーキ型のワークコイルで構成されるため、丸底以外の鍋において加熱効率が著しく低下する問題がある⁽⁴⁰⁾。この問題を解消する方法の1つに図2.25 (a)

で示すフリーゾーン加熱がある⁽⁴¹⁾⁻⁽⁴³⁾。この方式は、加熱面に一様に配置された小径のパンケーキコイル群のうち、鍋底に位置するコイルだけに通電するものである。また、図2.25(b)に示す市販のビルトイン型IHクッキングヒータは1出力ごとにユニット化されている。これらは部品点数が多くなるため、装置の大型化や高コスト化が懸念される。したがって小型化や低コスト化だけでなく、マルチ出力化といった市場の要求に応える必要がある⁽⁴⁴⁾⁻⁽⁵⁰⁾。この問題を解決する方法として、1つの高周波インバータで複数の負荷を制御する方法がある。これは、素子の共有を図るなどしている。したがって、装置の小型化、低コスト化が期待できる。



(a) Free-zone heating



(b) Multi-burner

図 2.25 マルチ出力化
Fig. 2.25 Multi-output

2.8 結言

本章ではIHクッキングヒータの技術背景について論述した。IHクッキングヒータはファラデーの電磁誘導の法則が基本原理であった。また、オールメタルに対応するための従来技術について紹介した。さらに、電源高調波とその対策およびソフトスイッチング技術など高周波インバータに関する周辺技術について記述した。最後にこれらを整理し、IHクッキングヒータを更に普及させるための技術課題を提起した。前節で示した課題を以下に再提示する。

- (1) 高効率なオールメタル対応IHクッキングヒータの実現
- (2) 小型化、低コスト化を目的とした高周波インバータの提案および実証評価
- (3) 部品点数削減可能なマルチ出力高周波インバータの実現

次章以降でこれらの課題を効果的に解決していくための手法を提案し、理論およびシミュレーション解析や実証実験により評価する。

[参考文献]

- (1) 工藤秀雄, 延岡健太郎:「パナソニック IH 調理器の開発」(2010)
CASE10-07Panasonic(IH).pdf
- (2) 大森英樹, 斉藤亮治, 平地克也:「地球環境問題に対応する最新のパワー半導体スイッチング回路技術」, 電気学会産部大, 1-S12-1, pp. 81-86 (2010)
- (3) 小佐野義博, 鈴木浪平:「IH クッキングヒータの技術動向」, 電学誌, 125 巻, 4 号 (2005)
- (4) IH クッキングヒータの安全性と加熱性能
n-20060510_1.pdf
- (5) Takaaki Takahara, Yuki Kawaguchi, Eiji Hiraki, Toshihiko Tanaka, Kazunori Nishimura: “A Novel Soft Switching Three-Phase Utility Frequency AC to High Frequency AC Direct Power Converter with PFC Function for Industrial IH Appliance”, *The 8th IEEE International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS)*, Taipei, Taiwan, 2009
- (6) Dong-Yun Lee and Dong-Seok Hyun: “A New Hybrid Control Scheme Using Active-Clamped Class-E Inverter with Induction Heating Jar for High Power Applications”, *Journal of Power Electronics*, Vol. 2, No. 2, 2002
- (7) 川村雅恭:「電磁気学—基礎と例題—」, 昭晃堂, pp.278-282, pp.218-226 (1999)
- (8) 高橋勘次郎, 深町成一, 渡辺哲哉, 久保田喜郎共著:「高周波の工業への応用—誘導加熱・誘電加熱・超音波—」, 東京電機大学出版局, pp.2-10 (1977)
- (9) 日本電熱協会編:「エレクトロヒート応用ハンドブック」, オーム社, pp.161-167 (1990)
- (10) T. Tanaka: “A New Induction Cooking Range for Heating Any Kind of Metal Vessels”, *IEEE Trans. Consumer Electronics*, Vol.35, No.3, pp.635-641 (1989)
- (11) Takaaki Takahara, Masayuki Okamoto, Eiji Hiraki, Toshihiko Tanaka, Tamotsu Hashizume, Tetsu Kachi: “Performance Verification of a Novel Soft Switching Three-Phase Utility Frequency AC to High Frequency AC Direct Power Converter with PFC Function for Industrial IH Applications”, *The 14th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE-PEMC)*, T6, pp. 54-60 (2010)
- (12) Nabil A. Ahmed: “High-Frequency Soft-Switching AC Conversion Circuit With Dual-Mode PWM/PDM Control Strategy for High-Power IH Applications”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 58, No. 4 (2011)
- (13) Yuki Kawaguchi, Eiji Hiraki, Toshihiko Tanaka and Mutsuo Nakaoka: “Basic Study of a Phase-Shifted Soft Switching High-Frequency Inverter with Boost PFC Converter for Induction Heating”, *Journal of Power Electronics*, Vol. 8, No. 2, pp.192-199 (2008)

- (14) 環境省：「気象変動に関する国際連合組条約の京都議定書」 (1997)
kpeng_j.pdf
- (15) 谷口勝則，股野安浩，森實俊充，木村紀之：「高効率コンバータを活用した PAM 型インバータシステム」，電学論 D, Vol. 117, No. 9, pp. 1077-1084 (1997)
- (16) 谷口勝則：「ZVT 回路にロスレススナバ回路を活用したソフトスイッチング回路」，電学論 D, Vol. 133, No. 2, pp.246-247 (2013)
- (17) 叶田玲彦，北村誠，桜森房夫，望月剛：「スイッチング電源」，JP 2009-27895 (2009)
- (18) 鈴木敬久，多氣昌生：「誘導加熱調理器近傍の加熱周波数磁界の測定と人体誘導電流推定」，電学論 A, Vol.125, No.5, pp.427-433 (2005)
- (19) A. Fujita, I. Hirota, Y. Kawahara, and H. Omori: “Development and Evaluation of Intermediate Frequency Magnetic Field Exposure System for Studies of In Vitro Biological Effects”, *Bioelectromagnetics*, Vol.28, No.7, pp.538-545, 2007
- (20) 山崎健一：「人体ばく露に関連する低周波磁界の評価方法に関する規格・基準化の動向」，電気学会誌，Vol.129, No.1, pp.32-35 (2009)
- (21) 小佐野義博，鈴木浪平：「IH クッキングヒータの技術動向」，電気学会誌，Vol. 125, No. 4, pp. 221-224 (2005)
- (22) 北泉武，藤田篤志，弘田泉生，大森英樹：「誘導加熱調理器」，JP 2002-75620 (2002)
- (23) 電波法施工規則第3章第3項第46条の7「電磁誘導加熱調理器」
- (24) 宇留野純平，庄司浩幸，神長保男，磯貝雅之：「インバータ切替方式を用いたオールメタル誘導加熱システム」，電気学会産部大, 1-40, pp. 303-304 (2006)
- (25) A. Fujita, H. Sadakata, I. Hirota, H. Omori, and M. Nakaoka: “Latest Developments of High-Frequency Series Load Resonant Inverter Type Built-In Cooktops for Induction Heated All Metallic Appliances”, *IEEE 6th International Power Electronics and Motion Control Conference*, pp. 2537-2544, 2009
- (26) KIKUSUI ELECTRONICS CORP. : 「電源高調波電流について」，菊水電子技術資料，pp.1-7 (2000)
- (27) 赤木泰文：「電源高調波規制と対応技術 電源高調波規制に対応するパワーエレクトロニクス技術」，電学論 D, Vol.115, No.9, pp.1089-1091 (1995)
- (28) 森川雅人：「電源高調波規制と対応技術 汎用機器における対応技術」，電学論 D, Vol.115, No.9, pp.1092-1094 (1995)
- (29) 西田保幸，中岡睦雄：「キャパシタインプット型2段接続3そうブリッジダイオード整流器の高調波低減方式」，電学論 D, Vol. 118, No. 1 (1998)
- (30) IEC61000-3-2, “Electromagnetic compatibility (EMC)-Part3-2: Limits-Limits for harmonic current emissions (equipment input current $\leq 16A$ per phase)”, 2005

- (31) JISC-61000-3-2 : 「電磁両立性-第 3-2 部 : 限度値-高調波電流発生限度値(1 相当りの入力電流が 20A 以下の機器)」 (2005)
- (32) 中国電力株式会社 : 「電気供給約款」, pp. 127-132 (2013)
- (33) 高力率コンバータの回路方式共同研究委員会編 : 「高力率コンバータ-回路・制御方式と適用状況の現状と動向-」, 電気学会技術報告, 第 785 号
- (34) 野村弘, 藤原憲一郎, 吉田正伸 : 「PSIM で学ぶ基礎パワーエレクトロニクス」, 電気書院, pp. 17-18 (2007)
- (35) 小倉弘毅, チャンタケートサラウット, 中岡睦雄 : 「寄生振動サージ抑制用ダイオードクランプ用アクティブ補助部分共振スナバを用いた ZVS-PWM 直流昇圧型チョップ」, 電子情報通信学会 C, Vol. J86-C, No. 6, pp. 608-615 (2003)
- (36) 野田臣光 : 「家電製品の EMC 規格」, エレクトロニクス実装学会誌, Vol.6, No.3, pp.198-204 (2003)
- (37) 平木英治, 中岡睦雄 : 「最新の小容量高周波スイッチング半導体電力変換器におけるパワーエレクトロニクス」, 電学論 D, Vol.125, No.11, pp.955-963 (2005)
- (38) 平地克也 : 「ソフトスイッチング技術の最新動向」, 電気学会誌, Vol.125, No.12, pp.754-757 (2005)
- (39) ソフトスイッチング技術とその実用化動向調査専門委員会 : 「ソフトスイッチング技術とその実用化最新動向」, 電気学会技術報告書 (2008)
- (40) 兒玉博之, 奥山耕平, 米盛弘信, 仁田周一 : 「IHクッキングヒータで使用する鍋が漏れ磁束と加熱効率に与える影響」, 電学全大, No4-077, pp.134-135 (2009)
- (41) O. Lucia, J. M. Burdio, L. A. Barragan, J. Acero, and I. Millian: “Swires-Resonant Multiinverter for Multiple Induction Heaters”, *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 24, no. 11, pp.2860-2867 (2010)
- (42) O. Lucia, J. M. Burdio, L. A. Barragan, C. Carretero, and J. Acero: “Pulse Delay Control Strategy for Improved Power Control and Efficiency in Multiple Resonant Load Systems”, *The 37th IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 2470-2475 (2011)
- (43) O. Lucia, C. Carretero, J. M. Burdio, J. Acero, and F. Almazan: “Multi-Output Resonant Matrix Converter for Multiple Induction Heaters”, *IEEE Trans. Industry Applications*, Vol. 48, No. 4, pp.1387-1396 (2012)
- (44) S. Zenitani, M. Okamoto, E. Hiraki and T. Tanaka: “A Charge Boost Type Multi Output Full Bridge High Frequency Soft Switching Inverter for IH Cooking Appliance,” *The 14th International Power Electronics and Motion Control Conference*, pp.T2.127-133, 2010
- (45) Hector Sarnago, Magdy Saoudi, Arturo Mediano, Diego Puyal, and Oscar Lucia: “Hybrid Full/Half Wave Inverter Designed for Low Cost Induction Heating Appliances”, *The 37th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 2539-2544, 2011

- (46) 黒瀬洋一, 北泉武, 貞平匡史, 石丸直昭: 「誘導加熱調理器」, JP 2010-73384 (2010)
- (47) 今井慎, 藤田篤志, 定方秀樹, 三浦祐太, 住吉眞一郎: 「誘導加熱装置」JP 2010-282739 (2010)
- (48) Garcia Martinez, Joes Andres: “Flexible and re-configurable topology”, *EP 0 817 531 B1*
- (49) Daniel Anton Falcon, Joes Miguel Burdio Pinilla, Garcia Jimenez, Sergio Llorente Gil, Fernando Monterde Aznar, Diego Puyal Puente: “COOK-TOP HAVING AT LEAST THREE HEATING ZONES”, *US20110240632A1*
- (50) Maria Carmen Artal Lahoz, Jose-Ramon Garcia Jimenez, Ignacio Garde Aranda, Oscar Lucia Gil, Ignacio Millan Serrano, Daniel Palacios Tomas, Ramon Peinado Adiego: ”COOKTOP HAVING DETECTION ASSEMBLY AND METHOD FOR OPERATING A COOKTOP”, *US20120024835A1*

第3章

オールメタル対応可能な

時分割制御高周波インバータ

第3章 オールメタル対応可能な時分割制御高周波インバータ

3.1 緒言

第1章, 第2章で述べたように, オールメタル対応 IH クッキングヒータは高周波インバータの前段に商用 AC を DC に変換し, かつ電源電流の力率を改善する PFC コンバータが必要となる。これによりオールメタル対応 IH クッキングヒータは従来の非オールメタル対応 IH クッキングヒータと比べ回路が複雑化し効率低下が問題となる。

そこで, 本章では電力変換効率の高いオールメタル対応 IH クッキングヒータを実現可能な時分割制御高周波インバータを提案する。提案回路は, 2 台の 1 石型高周波インバータおよび直列共振負荷を並列接続した回路構成とし, 負荷共振周波数をスイッチング周波数の 2 倍または等倍となるよう共振キャパシタを切り替えることでオールメタル対応を図る。ここで, 前者を 2 倍周波数動作(Frequency Doubler Mode: FDM), 後者を基本周波数動作(Fundamental Frequency Mode: FFM)と呼ぶ。したがって, 低抵抗材質鍋を加熱する際の高周波動作時におけるスイッチング損失は増加しない。これらの長を有する提案回路の回路動作を示し, 電力特性, 電力変換効率特性を評価するとともに損失分析を行い, オールメタル対応 IH クッキングヒータ用高周波インバータとしての有用性を明らかにする。

3.2 時分割制御高周波インバータの動作原理

図 3.1 に時分割制御高周波インバータの回路構成を示す。この回路は, 鍋とワークコイルから成る直列共振負荷 R_0, L_0 に対して, E 級動作をする 2 台のソフトスイッチング 1 石型高周波インバータ(INV1, INV2)および直列共振負荷を並列接続した構成となっている^{(1)~(3)}。また, 2 台の高周波インバータを互い違いにスイッチング(時分割制御)動作させることで負荷電流の減衰を抑制するとともにスイッチング素子の電流責務を 1/2 に抑制する。これにより定格電流値の小さな素子が利用可能となる。 L_0, R_0 は IH 負荷, スイッチング素子に並列接続している C_{S1}, C_{S2} はロスレススナバキャパシタである。 C_1, C_2, C_{C1}, C_{C2} は分散配置した負荷共振キャパシタである。図 3.2 に示すように負荷の材質に応じ SSR(Solid State Relay)等安価なリレーRYにより C_{C1} または C_{C2} を選択し, 負荷共振周波数 f_r をスイッチング周波数 f_{sw} の 2 倍 ($f_{sw}=2f_r$) または等倍 ($f_{sw}=f_r$) に切り替えることでオールメタル対応化を実現する。ここで, 図 3.3 に示すように Q_1 がターンオフしたタイミングで, インダクタ電流がオン状態の Q_2 に転流しないように負荷共振キャパシタを分散している。また, 直列共振させるために負荷共振キャパシタを IH 負荷に対し直列に配置している。本章では, 銅やアルミなどの低抵抗材質(非磁性体)を使用する場合は FDM とする。一方, 鉄や磁性ステンレスなどの高抵抗材質(磁性体)を使用す

る場合は、共振キャパシタを切り替えることにより FFM とする。

3.2.1 動作解析

提案回路の FDM 動作時の動作原理を説明する。FFM の動作原理は負荷および C_1 , C_2 の電流の周波数がスイッチング周波数と同等となるだけで、基本的には同じ考えとなる。図 3.4 にスイッチング素子 Q_1 に対する Q_2 の位相シフト角 ϕ を 180° , FDM とした場合の動作波形を示す。ただし、次式で表される D (Duty factor) を Q_1, Q_2 共に 0.5 としている。

$$D = \frac{t_{on}}{T_s} \quad (T_s: \text{スイッチング周期}) \quad (3-1)$$

図 3.5 にモード遷移を示す。この図から各モードにおける動作説明を行う。

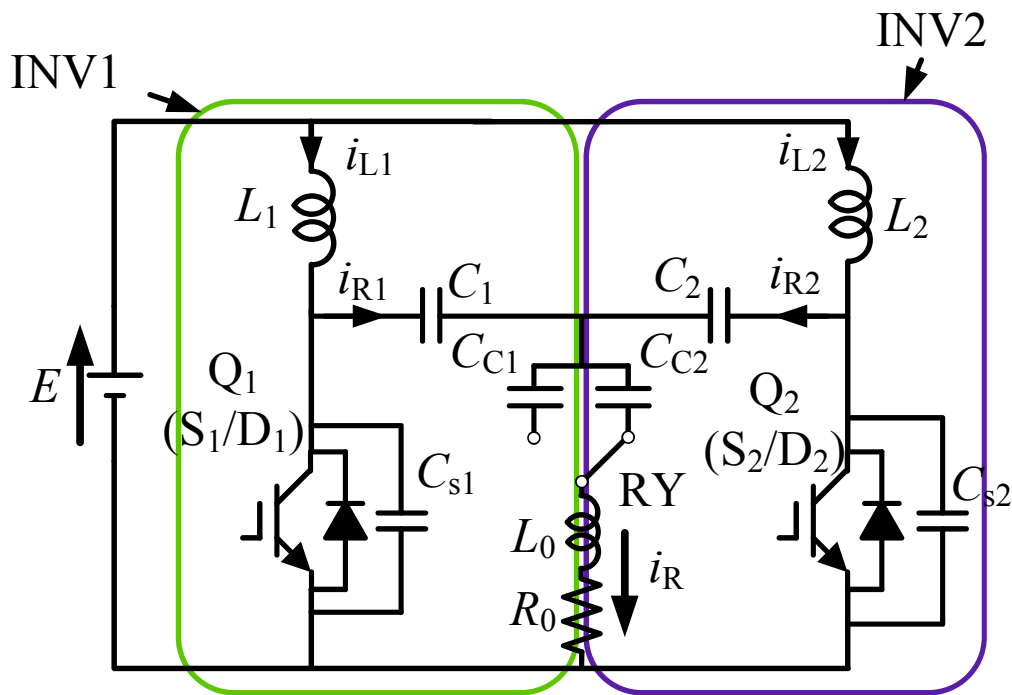


図 3.1 時分割制御高周波インバータ

Fig. 3.1 Time-sharing high-frequency inverter

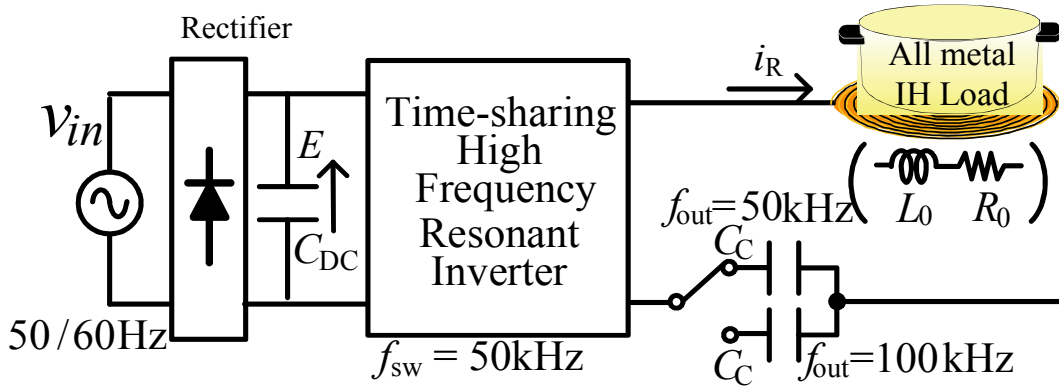


図 3.2 提案するオールメタル対応技術のシステム構成

Fig. 3.2 Proposed system configuration for all-metal correspondence

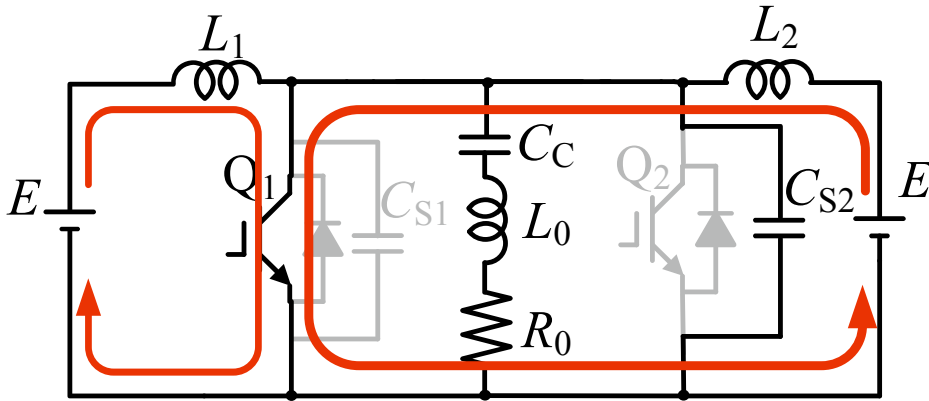


図 3.3 C_1 , C_2 を接続しない場合の電流経路 (Q_1 is on, Q_2 is off)

Fig. 3.3 Current path in the case of not connecting C_1 and C_2 (Q_1 is on, Q_2 is off)

<Model> : ($t_0 \leq t < t_1$)

Q_2 は ZVS ターンオフし, i_{Q2} に流れていた電流が C_{S2} に転流する。このとき, L_2 から放出されたエネルギーにより C_2 , C_{S2} が充電される。このとき D_1 は導通している。 C_1 および C_{C1} は放電動作中であり, 負荷共振電流経路は R_0 - L_0 - C_{C1} - C_1 - L_1 - L_2 - C_{S2} となる。

<Mode2> : ($t_1 \leq t < t_2$)

i_{R1} および i_R の極性が反転し, C_1 , C_{C1} は充電を始める。 C_2 , C_{S2} は充電動作を継続している。 Q_1 のゲート S_{G1} は D_1 導通中にオンする。負荷共振電流経路は D_1 - C_1 - C_{C1} - L_0 - R_0 および E - L_2 - C_2 - C_{C1} - L_0 - R_0 となる。

<Mode3> : ($t_2 \leq t < t_3$)

i_{CS2} の極性が反転し C_{S2} は放電を始める。このとき C_1, C_{C1} および C_2 は充電動作を継続している。一方, i_{Q1} は減少しゼロに近づく。この Mode1~3の期間内に Q_1 のゲート信号をオンにする。これによりソフトスイッチング動作となる。負荷共振電流経路は, $D_1-C_1-C_{C1}-L_0-R_0, E-L_1-C_1-C_{C1}-L_0-R_0, C_{S2}-L_2-L_1-C_1-C_{C1}-L_0-R_0$ および $C_{S2}-C_2-C_{C1}-L_0-R_0$ となる。

<Mode4> : ($t_3 \leq t < t_4$)

i_{Q1} の極性が反転すると, S_1 は ZVZCS ターンオンとなる。 C_{S2} は放電動作, C_1, C_{C1} および C_2 は充電動作を継続している。インダクタ L_1 には磁気エネルギーが充電される。このとき負荷共振電流経路は $C_{S2}-C_2-C_{C1}-L_0-R_0$ および $C_{S2}-L_2-L_1-C_1-C_{C1}-L_0-R_0$ となる。

<Mode5> : ($t_4 \leq t < t_5$)

i_{R1}, i_{R2}, i_R の極性が反転し, C_{C1}, C_1 および C_2 は放電を始める。 C_{S2} は放電動作を継続している。このとき負荷共振電流経路は $S_1-R_0-L_0-C_{C1}-C_1$ となる。 Q_1 をオフすることで Mode6へ移行する。

Mode6~10は Mode1~5の INV1と INV2を入れ替えた動作となるため省略する。

各モードにおける負荷共振電流経路を整理すると, 以下の経路(A)~(D)に示す4つに分けられる。

(A) $D_1-C_1-C_{C1}-L_0-R_0$

(B) $R_0-L_0-C_{C1}-C_1-L_1-L_2-C_{S2}$

(C) $E-L_2-C_2-C_{C1}-L_0-R_0$

(D) $C_{S2}-C_2-C_{C1}-L_0-R_0$

これらの負荷共振電流経路から負荷共振周波数を求めると, 下記に示す(3-2)~(3-5)式で表すことができる。

経路(A),

$$f_{r1} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_0 \cdot \frac{C_1 \cdot C_{C1}}{C_1 + C_{C1}}}} \quad (3-2)$$

経路(B),

$$f_{r2} = \frac{1}{2\pi \sqrt{(L_1 + L_2 + L_0) \cdot \frac{C_{S2} \cdot C_1 \cdot C_{C1}}{C_{S2} \cdot C_1 + C_1 \cdot C_{C1} + C_{C1} \cdot C_{S2}}}} \quad (3-3)$$

経路(C)

$$f_{r3} = \frac{1}{2\pi \sqrt{(L_2 + L_0) \cdot \frac{C_2 \cdot C_{C1}}{C_2 + C_{C1}}}} \quad (3-4)$$

経路(D)

$$f_{r4} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_0 \cdot \frac{C_{S2} \cdot C_2 \cdot C_{C1}}{C_{S2} \cdot C_2 + C_2 \cdot C_{C1} + C_{C1} \cdot C_{S2}}}} \quad (3-5)$$

ここで、 $L_1 = L_2 \ll L_0$ かつ $C_1 = C_2 \ll C_{S2}$ 関係が成立するように設計すると、経路(B)~(D)に相当する負荷共振周波数(3-2)~(3-5)式は経路(A)の負荷共振周波数(3-2)式で統一される。FDM, FFM 共に負荷共振周波数はそれぞれのスイッチング周波数に対し高めに設定することで ZVZCS ターンオン動作を実現することができる。

また、図 3.5 のモード遷移に示すように提案回路の i_R は i_{R1} と i_{R2} を足し合わせた電流となる。したがって、スイッチング素子の電流責務を 1/2 に抑制することができる。ここで、図 3.6 に i_{R1} と Q_1 のゲート信号の拡大波形を示す。図中に示すように、 i_{R1} はスイッチング素子のオン期間、オフ期間で振幅が異なる。これは、それぞれインダクタの磁気エネルギー充電期間と放電期間に相当する。充電期間では $E \rightarrow L_1 \rightarrow Q_1$ の電流経路となる。このとき共振キャパシタの放電により負荷電流は $R_0 \rightarrow L_0 \rightarrow C_c \rightarrow C_1 \rightarrow Q_1$ の経路となる。一方、放電期間では充電期間で蓄えられた磁気エネルギーと共振電流が重畳されるため負荷電流の振幅がオン期間に比べ大きくなる。このとき、 $E \rightarrow L_1 \rightarrow C_1 \rightarrow C_c \rightarrow L_0 \rightarrow R_0$ の電流経路となる。 i_{R2} も同様である。したがって、このような原理で脈動する負荷電流であるが、時分割制御動作させることでこの脈動を抑制することができる。これは、 i_{R1} のインダクタ充電期間と i_{R2} のインダクタ放電期間、 i_{R1} のインダクタ放電期間と i_{R2} のインダクタ充電期間が重なるためである。

3.2.2 スwitching回数の低減効果

提案回路は前述したようにスイッチング周波数に対し出力周波数を 2 倍にすることができる。表 3.1 は単位時間当たりのスイッチング回数を代表的な IH 用インバータ回路と比較したものである。比較した回路は、提案回路と代表的な IH クッキングヒータの回路トポロジーであるフルブリッジ(FB: Full Bridge) 回路およびシングルエンデッドプッシュプル(SEPP: Single Ended Push-Pull) 回路である⁽⁴⁾⁻⁽⁷⁾。提案回路は FB 回路の 1/4, SEPP 回路の 1/2 に単位時間当たりの総スイッチング回数を低減可能である。ソフトスイッチング動作を行うことでスイッチング損失は低減されるが、テール電流による損失が発生するため、スイッチング回数の少ない提案回路は他の回路トポロジーと比較しスイッチング損失の低減が期待できる。

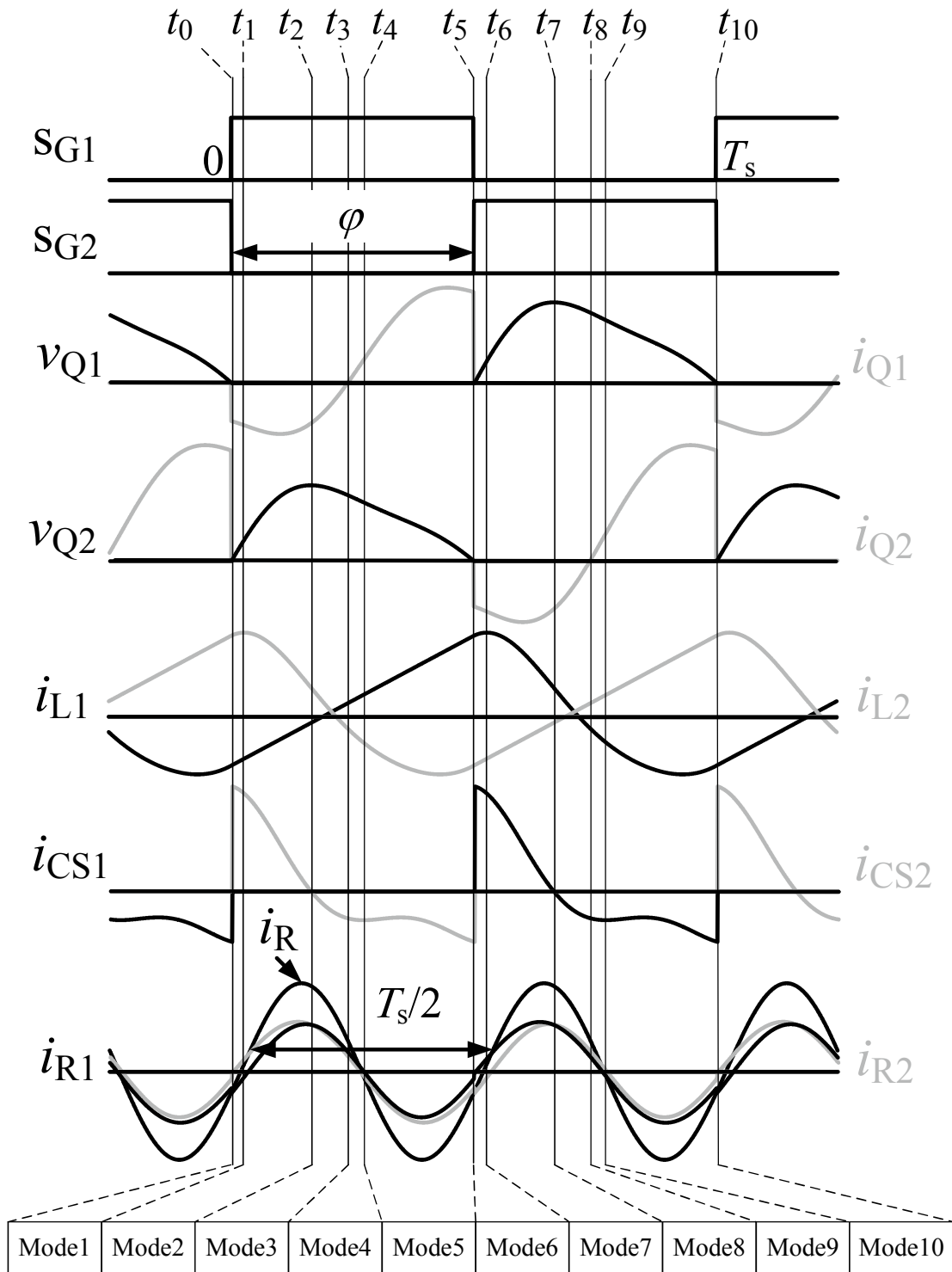


図 3.4 提案回路の動作波形 (2倍周波数動作)

Fig. 3.4 Operation waveforms of proposed circuit in Fig. 3.1 (Frequency doubler mode)

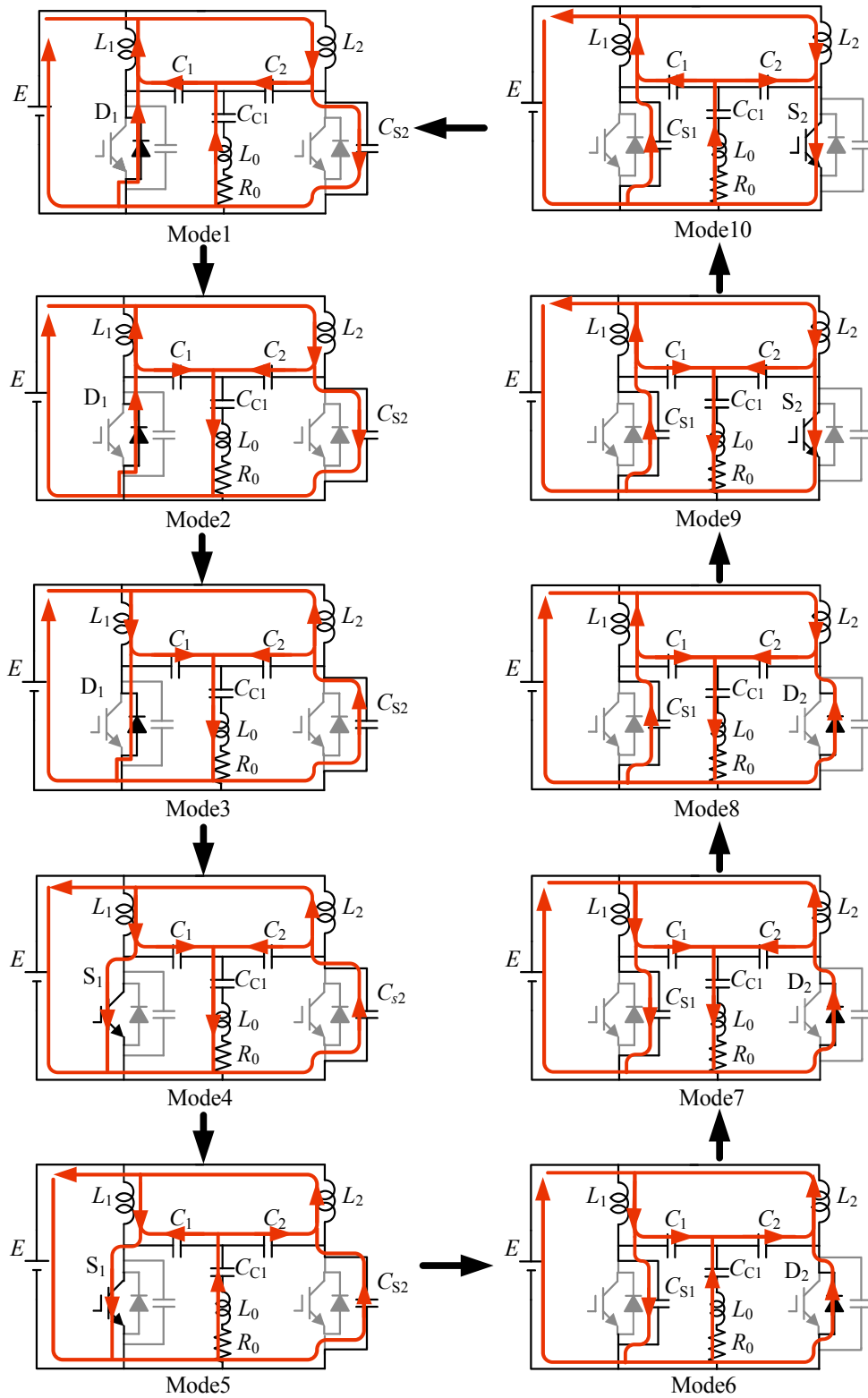
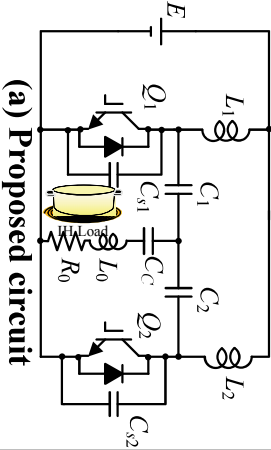
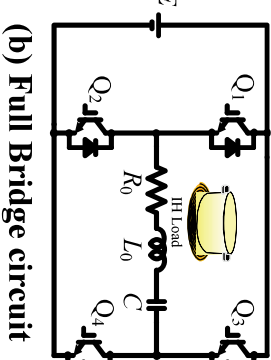
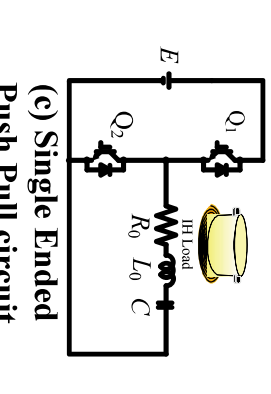


図 3.5 提案回路のモード遷移

Fig. 3.5 Switching operation modes and equivalent circuit of proposed circuit in Fig. 3.1

表3.1 IHクッキングヒータにおける各回路方式の比較
Table 3.1 Comparison of circuit topology of IH cooking heater

Circuit	 <p>(a) Proposed circuit</p>	 <p>(b) Full Bridge circuit</p>	 <p>(c) Single Ended Push Pull circuit</p>
Number of Switching devices	2	4	2
Switching frequency	$f_{out} / 2$	f_{out}	f_{out}
Equivalent Switching counts per second	$(f_{out} / 2) \times 2$ $= f_{out}$	$f_{out} \times 4$ $= 4f_{out}$	$f_{out} \times 2$ $= 2f_{out}$

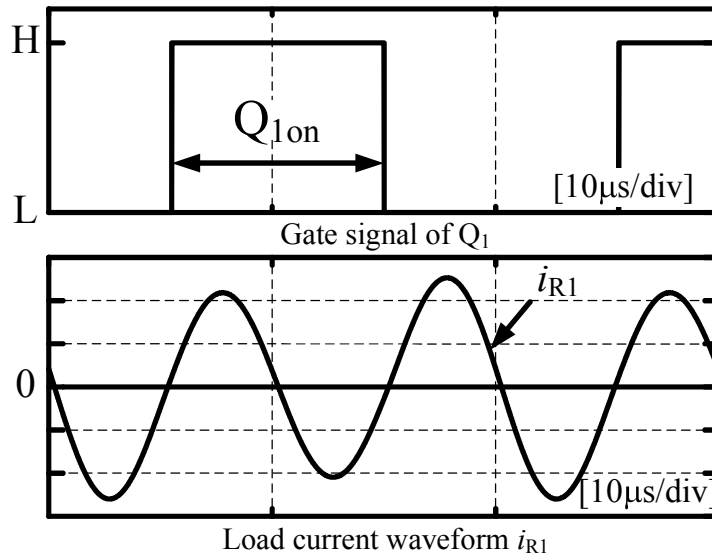


図 3.6 Q_1 のゲート信号および C_1 の電流波形
 Fig. 3.6 Gate signal of Q_1 and current waveform of C_1

3.2.3 回路定数の設計法

3.2.1 では負荷共振周波数 f_r が決定されると C_1, C_C, C_{S1}, L_0 または C_2, C_C, C_{S2}, L_0 の関係が定まることを示した。しかし、それだけでは各回路定数を決定するには至らない。そこで、ここでは L_1, C_{S1} を決定し、同様の手法でもう一方の L_2, C_{S2} を決める。また、 C_C, C_1, C_2 の回路定数は動作解析を参考に設計する。提案回路を設計するに当たり、以下に示す(1)~(4) を制約条件とした。

- (1) スイッチング素子に印加する電圧を小さくする
- (2) C_{S1} または C_{S2} がスイッチオフ期間内で充放電動作を完了する
- (3) 強火 2.5 kW を IH 負荷へ出力可能とする
- (4) 全電力制御範囲でソフトスイッチング動作

そこで、まず(1) を満たすように C_{S1}, C_{S2} に印加する電圧がどのような関係式となるか計算する。図 3.7 (a), (b) に充電、放電時における C_{S1} の電流経路を示す。

$$E = L_1 \frac{di_i}{dt} + \frac{1}{C_{S1}} \int_0^t i_i(\tau) d\tau. \quad (3-6)$$

ここで、ラプラス変換すると (初期値を 0 とする),

$$E = (sL_1 + \frac{1}{sC_{S1}}) I_1(s)$$

$$I_1(s) = \frac{E}{L_1} \times \frac{s}{\omega^2 + s^2}.$$

また,

$$\omega^2 = \frac{1}{L_1 C_{S1}}$$

と置くことで、逆ラプラス変換すると次式のようなになる。

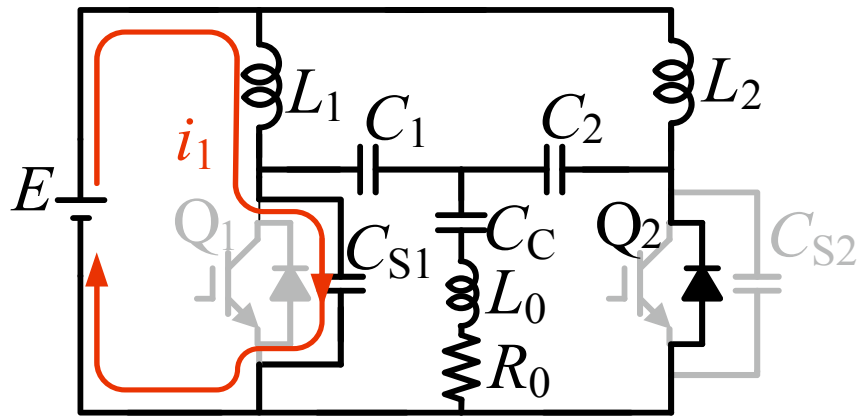
$$i_1(\tau) = \frac{E}{L_1} \cos \omega \tau \tag{3-7}$$

次に、図(b)の電流経路より回路方程式は次式で表現できる。

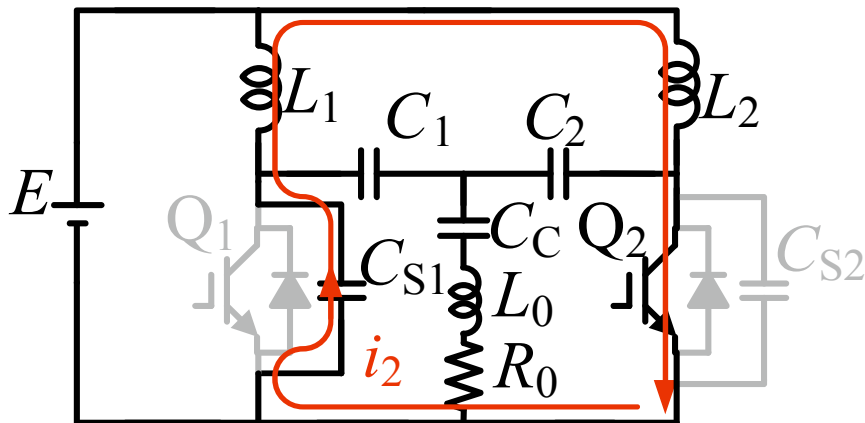
$$0 = (L_1 + L_2) \frac{di_2}{dt} + \frac{1}{C_{S1}} \int_0^t i_2(\tau) d\tau$$

ここで、ラプラス変換すると(初期電荷を q_0 とする) 次式のようなになる。

$$0 = (L_1 + L_2) s I_2(s) + \frac{1}{s C_{S1}} I_2(s) + \frac{q_0}{s C_{S1}}$$



(a) Charge term



(b) Discharge term

図 3.7 スナバキャパシタ C_{S1} における電流経路
Fig. 3.7 Current path of lossless snubbing capacitor C_{S1}

図(a)の電流経路から回路方程式を立てると、次式のように表される。

$$-\frac{q_0}{sC_{S1}} = (sL_1 + sL_2 + \frac{1}{sC_{S1}})I_2(s)$$

$$I_2(s) = -\frac{q_0}{s^2(L_1 + L_2)C_{S1} + 1}$$

逆ラプラス変換すると次式のようになる。

$$i_2(\tau) = -q_0\omega\sin\omega\tau \quad (3-8)$$

スナバキャパシタ C_{S1} は次式のようになる。

$$v_{CS1} = \frac{1}{C_{S1}} \int_0^t i(\tau) d\tau \quad (3-9)$$

ここで、スナバキャパシタ C_{S1} に流入する電流は

$$i(\tau) = i_1(\tau) + i_2(\tau)$$

となり、(3-9) 式に代入すると次式のようになる。

$$v_{CS1} = \frac{1}{C_{S1}} \int_0^t \{i_1(\tau) + i_2(\tau)\} d\tau \quad (3-10)$$

したがって、(3-10) 式に (3-7), (3-8) 式を代入すると次式のようになる。

$$v_{CS1} = \frac{1}{C_{S1}} \int_0^t \left\{ \frac{E}{L_1} \cos\omega\tau - q_0\omega\sin\omega\tau \right\} d\tau \quad (3-11)$$

同様に、スナバキャパシタ C_{S2} に流れる電流経路について考えると次式のようになる。

$$v_{CS2} = \frac{1}{C_{S2}} \int_0^t \left\{ \frac{E}{L_2} \cos\omega\tau - q_0\omega\sin\omega\tau \right\} d\tau \quad (3-12)$$

(3-11), (3-12) 式より、 L_1, C_{S1} および L_2, C_{S2} の値を大きくすると、 v_{CS1}, v_{CS2} が小さくなるため、スイッチング素子 Q_1, Q_2 の印加電圧を抑制することが可能である。

次に、スイッチオフ期間内に C_{S1} または C_{S2} の充放電が完了する関係式を導出する。 C_{S1} 充電期間の共振周期と T_c とすると次式のように表すことができる。

$$T_c = 2\pi\sqrt{L_1 \cdot C_{S1}} \quad (3-13)$$

更に、 C_{S1} 放電期間の共振周期と T_{dc} とすると次式のように表すことができる。

$$T_{dc} = 2\pi\sqrt{(L_1 + L_2) \cdot C_{S1}} \quad (3-14)$$

したがって (3-13), (3-14) より、次式の関係が成り立つと (2) の要件を満たす。

$$\frac{1}{2}T_s > \frac{1}{4}(T_c + T_{dc}) \quad (3-15)$$

次に、(3) の要件について考える。提案回路は L_1, L_2 のインダクタンスを大きくする

とスイッチング素子に印加される電圧の最大値は小さくなるが、スイッチオン期間のインピーダンスが大きくなるため電流が少なくなり、IH 負荷に電流を供給することが困難となる。一方、インダクタンスが小さくなると、スイッチング素子に印加する電圧の最大値は小さくなるが、スイッチオン期間のインピーダンスが小さくなるため、電流が大きくなる。そこで、シミュレーションによりインダクタンスを変化させ、IH 負荷へ2.5 kW 出力可能な値とした。また、 C_{S1} , C_{S2} については(1), (2)の要件を満たすように設計した。 C_1 , C_2 , C_C はFDMにおいてソフトスイッチング動作可能となるように出力周波数よりも共振周波数の方が高くなるような値とした。このとき(3-2)式を満たすようにしている。

以上、(1)~(3)の設計指針に従い、FDMでは $f_r = 117$ kHz, FFMでは $f_r = 73$ kHzとなるように設計すると、 $L_1 = L_2 = 32$ μ H, $C_{S1} = C_{S2} = 100$ nF, $C_1 = C_2 = 16$ nF, $C_C = 17.4, 800$ nFとなった。

3.2.4 負荷電圧のFFT解析

3.2.3で回路定数の設計法について記述した。その結果、FDMおよびFFM共にソフトスイッチング動作を行うために共振周波数をスイッチング周波数より高く設定している。しかしながら、負荷電流の周波数は共振周波数ではなくスイッチング周波数の整数倍が出力される。これは負荷に印加される電圧にスイッチング周波数の整数倍が含まれるからである。そこで、ここでは負荷に印加される電圧であるスイッチ電圧をFFT(Fast Fourier Transform)解析し、含まれる周波数成分を明らかにする。

(3-7), (3-8)式からスイッチング素子に印加される電圧はそれぞれ次式で表される。

$$v_{C1}(t) = \frac{E}{\alpha\omega C_{S1}} \sin \alpha\omega t \quad (3-16)$$

$$v_{C2}(t) = \frac{q_0}{\beta C_{S1}} (\cos \beta\omega t - \cos \beta\omega t_2) \quad (3-17)$$

ただし、図3.8に示すように電圧が最大となる点を t_1 、ゼロになる点を t_2 とする。また、キャパシタ充電期間の共振周波数 f_{r1} とスイッチング周波数 f_{sw} の比を $\alpha = \frac{f_{r1}}{f_{sw}}$ 、キャパ

シタ放電期間の共振周波数 f_{r2} とスイッチング周波数 f_{sw} の比を $\beta = \frac{f_{r2}}{f_{sw}}$ とする。

この α , β を次式で表されるFFT解析の基本式に代入する。

$$v(t) = a_0 + \sum_{n=1}^k (a_n \cos n\omega t + b_n \sin n\omega t) \quad (3-18)$$

これを解くと a_0 , a_n , b_n はそれぞれ次式で表される。

$$a_0 = \frac{1}{T_s} \left[\frac{E}{\alpha^2 \omega^2 C_{S1}} (\cos \alpha \omega \frac{T_s}{2} - \cos \alpha \omega t_1) \right. \\ \left. + \frac{q_0}{\beta C_{S1}} \left\{ \frac{1}{\beta \omega} (\sin \omega t_2 - \sin \beta \omega t_1) - \cos \beta \omega t_2 (t_2 - t_1) \right\} \right] \quad (3-19)$$

$$a_n = \frac{2}{T_s} \left(\frac{-E}{2\alpha \omega^2 C_{S1}} \left[\frac{1}{\alpha + n} \left\{ \cos(\alpha + n)\omega t_1 + \cos(\alpha + n)\omega \frac{T}{2} \right\} \right. \right. \\ \left. \left. + \frac{1}{\alpha - n} \left\{ \cos(\alpha - n)\omega t_1 + \cos(\alpha - n)\omega \frac{T}{2} \right\} \right] \right) \\ + \frac{q_0}{\beta C_{S1}} \left[\frac{1}{2(\beta + n)\omega} \left\{ \sin(\beta + n)\omega t_2 - \sin(\beta + n)\omega t_1 \right\} \right. \\ \left. + \frac{1}{2(\beta - n)\omega} \left\{ \sin(\beta - n)\omega t_2 - \sin(\beta - n)\omega t_1 \right\} - \frac{\cos \beta \omega t_2}{n\omega} (\sin n\omega t_2 - \sin n\omega t_1) \right] \quad (3-20)$$

$$b_n = \frac{2}{T_s} \left(\frac{-E}{2\alpha \omega^2 C_{S1}} \left[\frac{1}{\alpha + n} \left\{ \sin(\alpha + n)\omega t_1 + \sin(\alpha + n)\omega \frac{T}{2} \right\} \right. \right. \\ \left. \left. - \frac{1}{\alpha - n} \left\{ \sin(\alpha - n)\omega t_1 + \sin(\alpha - n)\omega \frac{T}{2} \right\} \right] \right) \\ - \frac{q_0}{\beta C_{S1}} \left[\frac{-1}{2(\beta + n)\omega} \left\{ \cos(\beta + n)\omega t_2 - \cos(\beta + n)\omega t_1 \right\} \right. \\ \left. + \frac{1}{2(\beta - n)\omega} \left\{ \cos(\beta - n)\omega t_2 - \cos(\beta - n)\omega t_1 \right\} + \frac{\cos \beta \omega t_2}{n\omega} (\cos n\omega t_2 - \cos n\omega t_1) \right] \quad (3-21)$$

(3-18)式からスイッチング素子に印加される電圧はスイッチング周波数に依存するとい
うことがわかる。このとき、スイッチング周波数と共振周波数の比はスペクトルの振幅
に依存する。したがって、負荷電流もスイッチング周波数に依存した周波数が出力され
ることになる。また、この結果から2倍周波数動作時においても負荷へ電力を供給する
ことができることがわかる。

3.2.5 電力制御法

IH クッキングヒータにおいて、弱火から強火への連続的な電力制御は必須である。ま
た、第2章で述べたように単相3線200VのビルトインIHクッキングヒータはVPCF
でなければならない。そこで、ここでは Q_1 、 Q_2 の D および f_{sw} を固定し、 ϕ を制御する
PSPWMにより出力電力制御を行う。以下、PSPWMを行うことにより提案回路の出力
電力制御が可能であることを理論的に示す。

出力周波数 f_{out} とスイッチング周波数 f_{sw} の比を A とすると、2倍周波数動作では $A=2$ 、
基本周波数動作では $A=1$ となる。共振キャパシタ C_1 、 C_2 に流れる電流 $i_{R1}(t)$ および $i_{R2}(t)$

の基本波成分を、 A を使って表現すると次式のようになる。

$$i_{R1}(t) = \sqrt{2}I \sin A \omega t \quad (3-22)$$

$$i_{R2}(t) = \sqrt{2}I \sin A(\omega t + \varphi) \quad (3-23)$$

ただし、 $\omega = 2\pi f_{sw}$ である。

負荷電流 $i_R(t)$ は $i_{R1}(t)$, $i_{R2}(t)$ を足し合わせた値となるため、次式が考えられる。

$$\begin{aligned} i_R(t) &= i_{R1}(t) + i_{R2}(t) \\ &= 2I(\varphi) \sin A(\omega t + \varphi_1) \end{aligned} \quad (3-24)$$

ただし、 $\varphi_1 = \tan^{-1} \{ \sin A \varphi / (1 + \cos A \varphi) \}$ である。

ここで、 $I(\varphi)$ は、

$$I(\varphi) = \sqrt{1 + \cos A \varphi} \quad (3-25)$$

である。

図 3.9 に基本周波数動作、2 倍周波数動作の各場合における電力制御領域を示す。図中の縦軸は定格電力、横軸は位相シフト角をそれぞれ示している。この結果からわかるように、振幅を 0 から最大まで電力制御するための φ の条件は 2 倍周波数動作では $90^\circ \leq \varphi \leq 180^\circ$ 、基本周波数動作では $0^\circ \leq \varphi \leq 180^\circ$ である。さらに、(3-19) 式から φ と ω は独立の関係にあるため f_{out} は f_{sw} の A 倍の関係を維持したまま連続的に出力電力を制御できる。

3.3 実験回路構成および回路定数

図 3.10(a) に試作した時分割制御高周波インバータ、(b) に IH 負荷、(c) にワークコイルの外観をそれぞれ示す。試作回路の Q_1, Q_2 は IGBT モジュール (Mitsubishi Electric Co. Ltd, CM50DY-24H) を使用した。インダクタ L_1, L_2 は PC40 (TDK) フェライトコアとリッツワイヤで構成し、共振キャパシタ C_1, C_2, C_{C1}, C_{C2} およびロスレススナバキャパシタ C_{S1}, C_{S2} は日本ケミコン社製メタライズドポリプロピレンコンデンサを使用した。低抵抗率負荷として直径 160 mm の銅鍋を、高抵抗率負荷として直径 200 mm の磁性ステンレス鍋 (SUS430) を使用した。リッツ線 (0.03 mm × 1800 本) を使用したワークコイルと浮力低減部材の直径は共に 180 mm である。

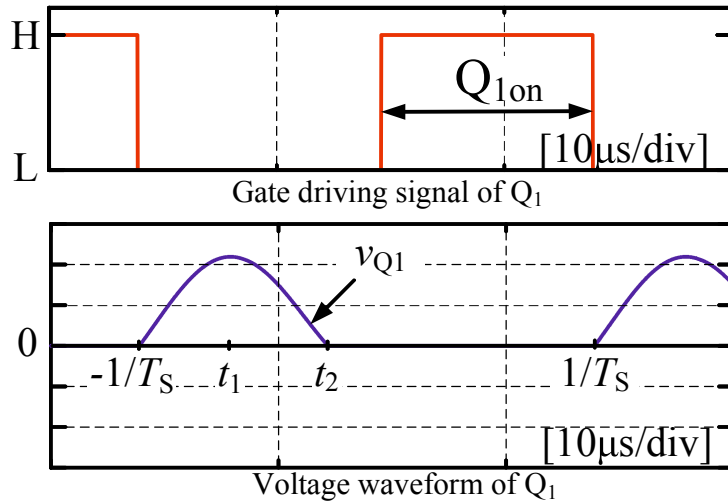


図 3.8 Q_1 のゲート信号および Q_1 の電圧波形
 Fig. 3.8 Gate signal of Q_1 and voltage waveform of Q_1

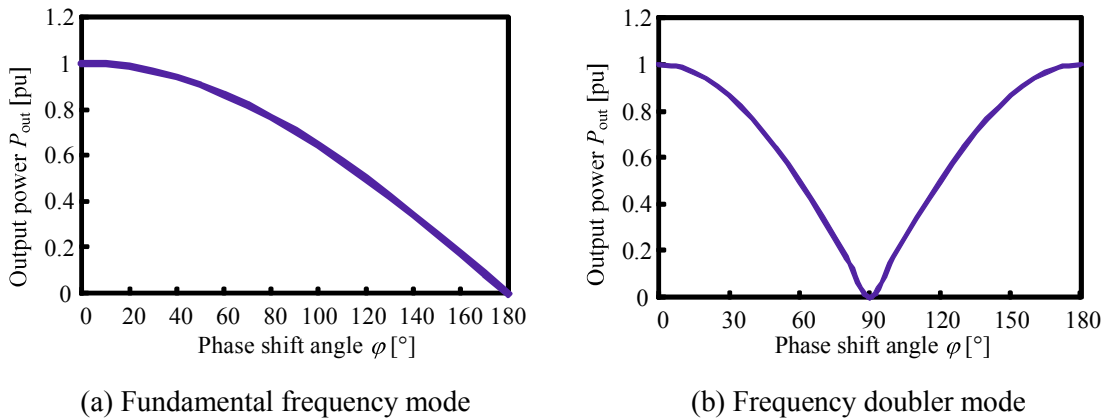
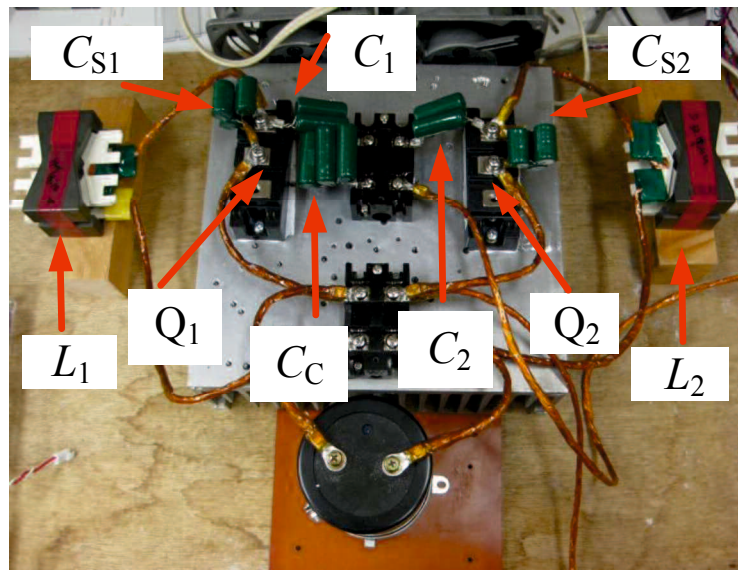


図 3.9 出力電力の理論曲線

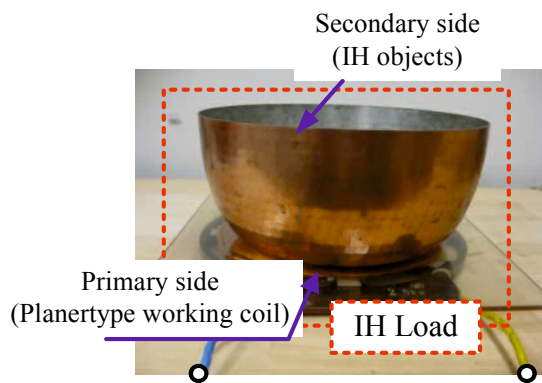
Fig. 3.9 Theoretical curve of output power

スイッチング素子を動作させるために用いるゲートドライブ回路について説明する。図 3.11 に試作したゲートドライブ回路の外観を示す。ゲートドライブ回路の出力で正と負の電圧を生成することで Q_1 , Q_2 を駆動する。図 3.12 に使用した素子および回路を示す。

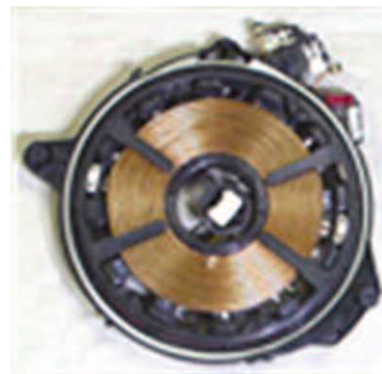
まず図 3.13 に示す Texas Instruments 社製 DSP (Digital Signal Processor) を使用し Signal を生成し、出力信号のノイズや鈍りを NOT ゲートのしきい値電圧によって取り除く。この反転した信号をフォトドライバ(TLP351)のカソード側に入力することで再度反転させマイコン信号と同じ極性となる。この信号と DC/DC コンバータにより出力された +15 V, -10 V の信号とフォトドライバは、ゲートドライブ回路と制御回路とを絶縁および増幅する目的で用いている。図 3.14 に実験により得られた動作波形を示す。 Q_1 に対し Q_2 の位相が進んでいることから PSPWM ができていることがわかる。



(a) Main circuit



(b) IH load



(c) Working coil

図 3.10 実験装置の外観

Fig. 3.10 Exterior appearance of experimental setup

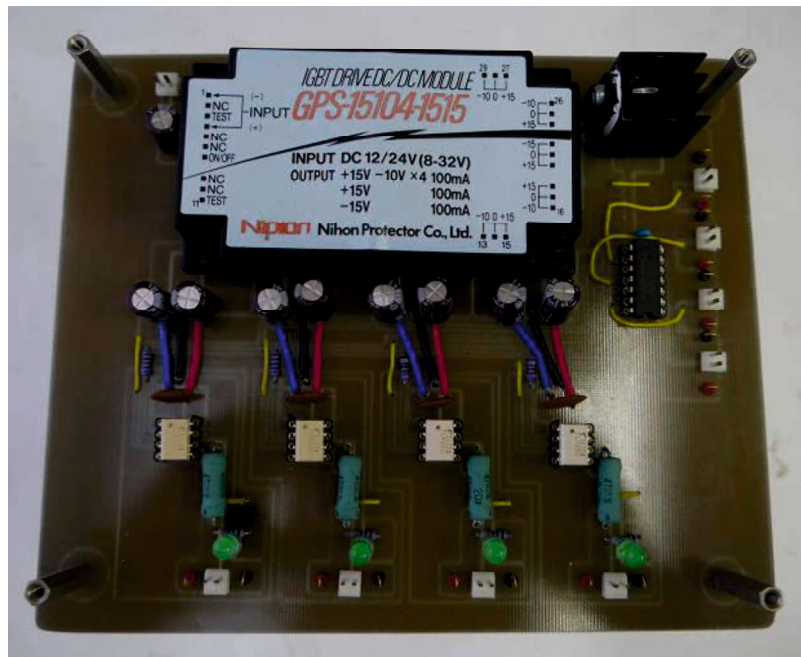


図 3.11 ゲートドライブ回路の外観

Fig. 3.11 Exterior of gate drive circuit

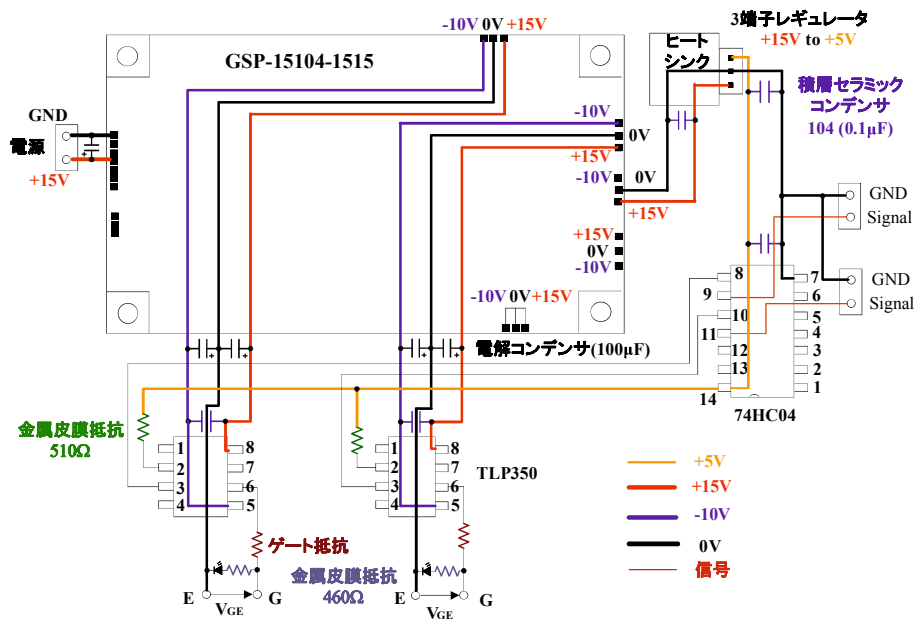


図 3.12 ゲートドライブ回路

Fig. 3.12 Gate drive circuit

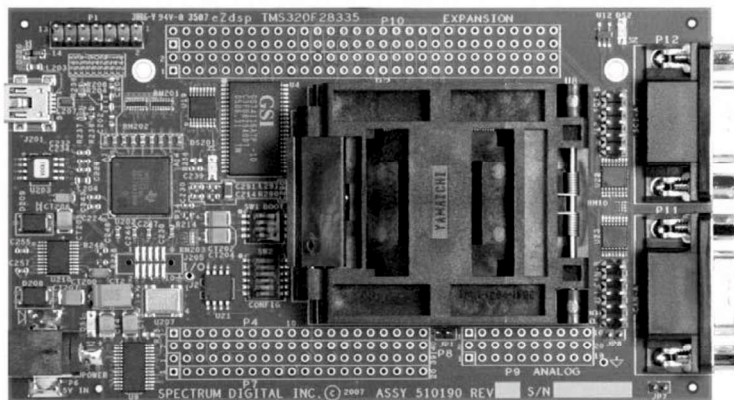


図 3.13 DSP

Fig. 3.13 DSP

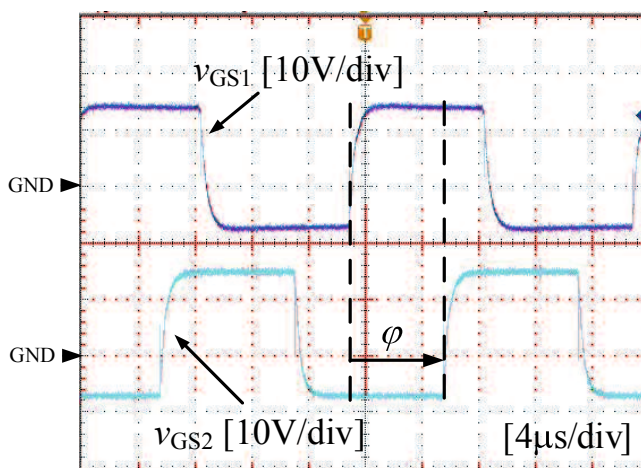


図 3.14 ゲート信号

Fig. 3.14 Gate signals

動作検証実験を行った。表 3.2 に実験に用いた回路定数を示す。これらの値は 3.2.3 で述べた回路定数設計法に基づき決定している。実験環境の制限により E を 200 V とした。また、 f_{sw} は 50 kHz とした。これは第 2 章で説明したように、高抵抗材質で 2.5 kW 出力するためである。また、低抵抗材質のように抵抗値が小さいときは、 f_r が f_{sw} の 2 倍の 100 kHz となるように共振キャパシタ C_c を 17.4 nF に切り替える。これにより見かけ上抵抗値を大きくし、2.5 kW 出力可能となる。表 3.3 に各出力周波数における材質の等価抵抗値と等価インダクタンスを示す。実験では表中に示す一番抵抗値の低い銅鍋と一番抵抗値が大きい磁性ステンレス鍋を使用した。

表 3.2 実験に用いたインバータの回路定数

Table 3.2 Design specifications for experimental analysis

Item	Symbol	Value
Input DC voltage	E	200 V
Resonant inductors	L_1, L_2	32 μ H
Resonant link capacitors	C_1, C_2	16 nF
Switching frequency	f_{sw}	50 kHz
Lossless snubbing capacitors	C_{s1}, C_{s2}	100 nF
Output frequency	f_{out}	$f_{out}=50$ kHz
Load resonant current frequency	$=f_r$	$f_{out}=100$ kHz
Series resonant capacitors	C_C	$C_C=17.4$ nF ($f_{out}=100$ kHz)
		$C_C=800$ nF ($f_{out}=50$ kHz)

表 3.3 鍋の材質による負荷定数の違い

Table 3.3 Differences between load material and load constant

Metal material of pan	Output current frequency f_{out} [kHz]	L_0 [μ H]	R_0 [Ω]
copper	100	220	2.6
Aluminum	100	220	3.5
Non-magnetic stainless steel	100	220	9.2
Iron	50	260	14
	100	250	22
Magnetic stainless steel	50	300	23
	100	270	36

Remark: Work IH Load coil (43 turn and diameter 180 mm)

3.4 FDM 動作時の実験結果

FDM 動作の実験評価を行った。使用した銅の材質は鍋である。まず、電力制御範囲をシミュレーションにより決める。次に、実験により入力電力、電力変換効率を測定し、各電力時における動作波形を示す。最後に、最大電力時における損失分析を行い電力変換効率向上に関する検討を行った。

3.4.1 FDM の入力電力特性

高周波インバータから出力する高周波電力は鍋以外にもワークコイルでの損失や鍋自身からの放射熱等が含まれる。そこで、一般的には高周波インバータが処理可能な電力として入力電力を評価対象としている。図 3.15 にシミュレーションにより得られた各位相シフト角における入力電力特性を示す。このシミュレーションでは最大電力 2.5 kW となるように $E=280\text{ V}$ としている。(3-28)式で示した結果通り、IH クッキングヒータでの弱火(0.3kW)から強火(2.5kW)の電力領域を2つの位相シフト領域 ($0^\circ \leq \varphi \leq 90^\circ$, $90^\circ \leq \varphi \leq 180^\circ$) で満たすことがわかる。そこで、どちらの領域で電力を制御するかを判断するために i_R を FFT 解析した。図 3.16 は各位相シフト角に対する i_R の各周波数成分の電流実効値を示している。図より、位相シフト角が小さくなるにしたがって、 i_R にスイッチング周波数である鍋の加熱に寄与しない 50 kHz 成分の含有率が高くなることわかる。本論文ではこの含有量が少ない $90^\circ \leq \varphi \leq 180^\circ$ を使用することにする。

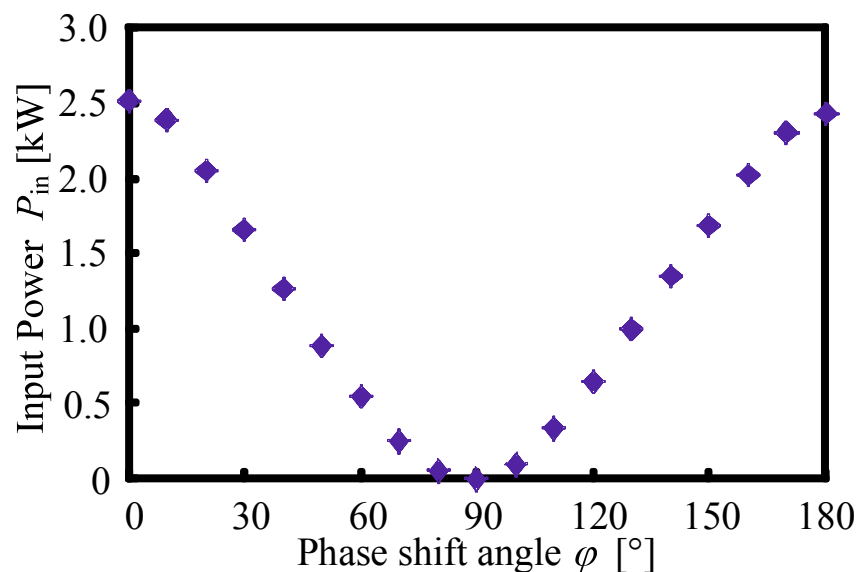


図 3.15 FDM の入力電力特性 (シミュレーション, $E=280\text{ V}$)

Fig. 3.15 Input power characteristics of FDM (Simulation, $E=280\text{ V}$)

図 3.17 に実験による入力電力特性の測定結果と(3-27)式の理論値を示す。入力電力測定には横河電機社製パワーアナライザ(WT3000)を用いた。図より、 $\varphi < 150^\circ$ の低電力領域でずれている。これは、理論解析で基本波成分を考慮していないことも原因の一つだと考えられる。さらに、3.2.1 で論述したようにスイッチオン期間とオフ期間で負荷電流の振幅が異なるため、 $\varphi = 90^\circ$ においても入力電力がゼロとならない。実験では入力電圧を 200 V としているため、最大電力が 1.1 kW となっている。入力電圧を 280 V とすることで $P_{in} = 2.2 \text{ kW}$ とすることができ十分な電力を確保できる。また、この結果から PSPWM によって提案回路の入力電力を制御できていることが明らかにすることができた。

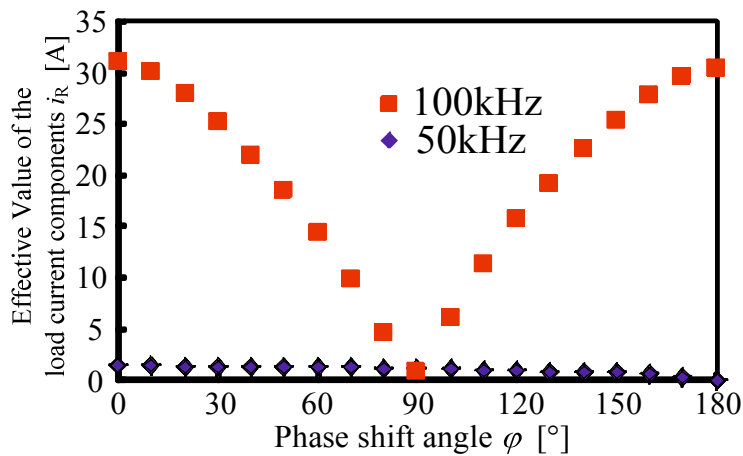


図 3.16 FDM の FFT 解析結果 (シミュレーション, $E = 280 \text{ V}$)

Fig. 3.16 FFT analysis results of FDM (Simulation, $E = 280 \text{ V}$)

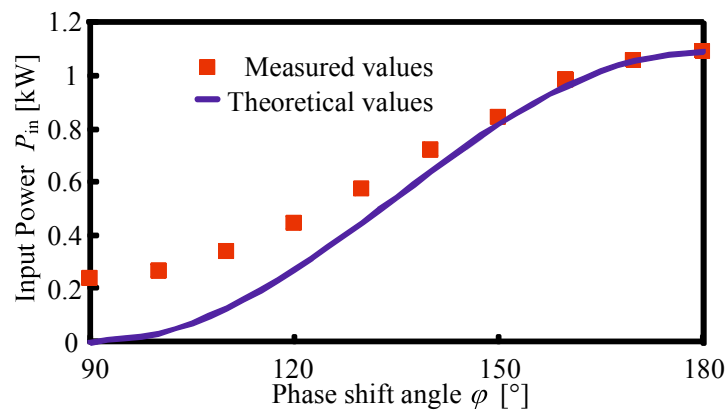


図 3.17 FDM の入力電力特性 (実験)

Fig. 3.17 Input power characteristics of FDM (Experimentation)

3.4.2 FDMの各部動作波形

図 3.18 (a)~(f) に最大電力点($\varphi = 180^\circ$)の各部動作波形を示す。図の動作波形と図 3.4 を比較すると同様の動作が得られていることがわかる。また、図(e), (f)の動作波形から、 i_R の周波数 f_{out} が f_{sw} の2倍となっていることが確認できる。このことより、設計した2倍周波数動作を実現できている。さらに、 i_R の最大値および最小値が全ての周期で一致しているため、時分割制御動作により i_{R1} , i_{R2} の振幅の脈動を補完できていることがわかる。図 3.19 (a), (b)に Q_1 のターンオン、ターンオフ軌跡を、図 3.20 (a), (b)に Q_2 のターンオン、ターンオフ軌跡を示す。これらの結果から、ターンオン時はZVZCS動作、ターンオフ時はZVS動作をしており、第2章で述べたソフトスイッチング動作を実現できていることがわかる。

次に、図 3.21 (a), (b)に低電力点 ($\varphi = 110^\circ$)の i_R および Q_1 , Q_2 の電圧電流波形を示す。 i_R の振幅が小さくなっていることから(3-28)式からPSPWMにより電力制御ができていることがわかる。さらに、低電力時においても2倍周波数動作を維持できていることがわかる。しかしながら、最大電力時の波形と比べ歪んでいることがわかる。これは、スイッチング周波数成分の含有率が最大電力時に比べて大きく見えているからである。これにより鍋の振動が考えられるが、 i_R が小さいため問題ないと思われる。さらに、図 3.22 (a), (b)および図 3.23 (a), (b)に示したスイッチング軌跡より、 Q_1 , Q_2 共にソフトスイッチング動作していることが確認できる。また、全ての電力制御範囲においてソフトスイッチング動作を確認している。したがって、スイッチング損失はもとより電磁ノイズの低減が期待できる。

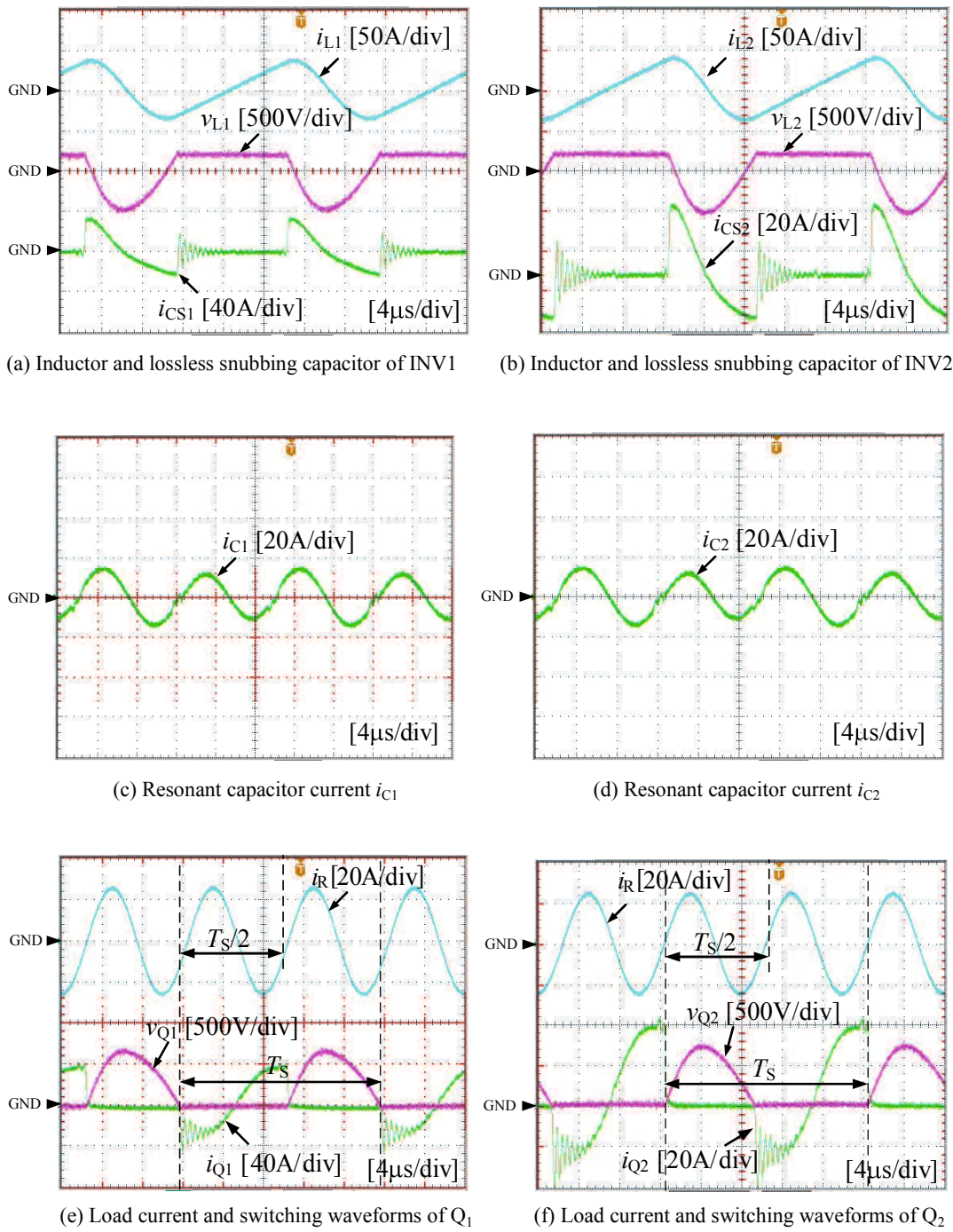


図 3.18 FDM の各部動作波形 ($\varphi = 180^\circ$)
 Fig. 3.18 Operating waveforms of FDM ($\varphi = 180^\circ$)

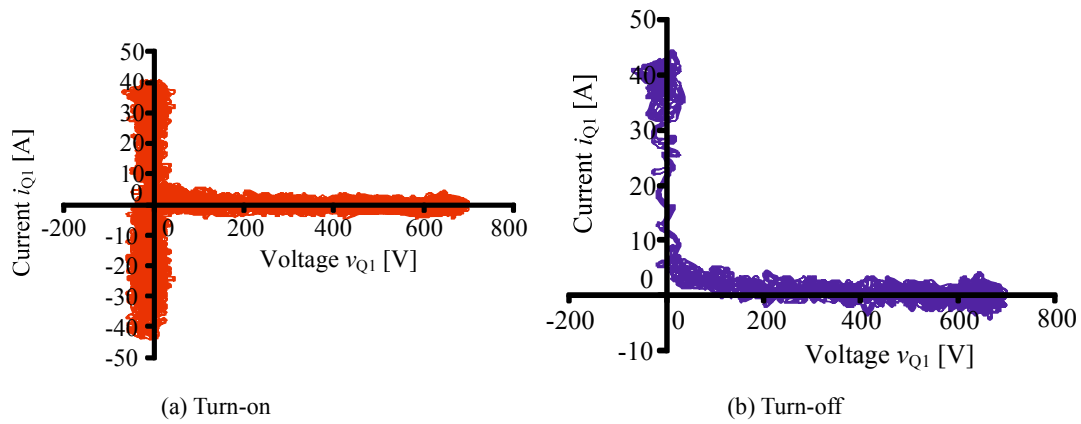


図 3.19 Q_1 のスイッチング軌跡 ($\varphi = 180^\circ$)

Fig. 3.19 Switching locus of Q_1 ($\varphi = 180^\circ$)

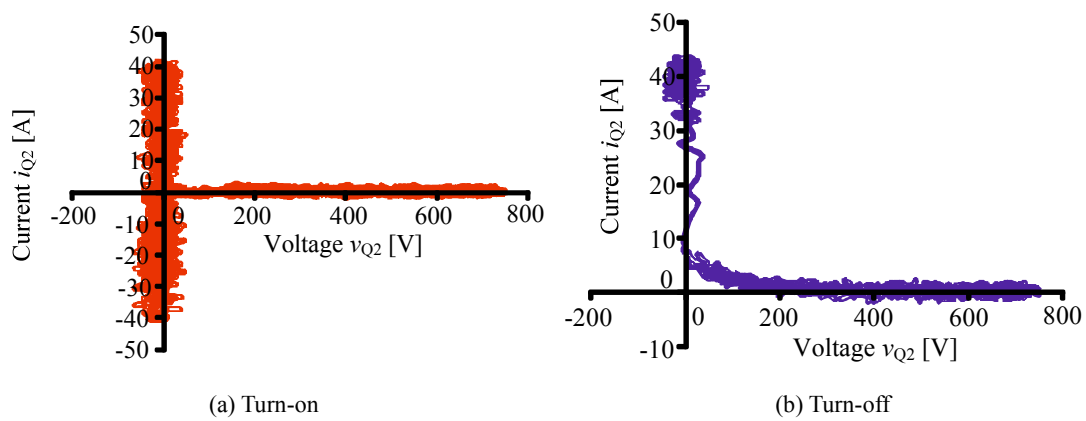


図 3.20 Q_2 のスイッチング軌跡 ($\varphi = 180^\circ$)

Fig. 3.20 Switching locus of Q_2 ($\varphi = 180^\circ$)

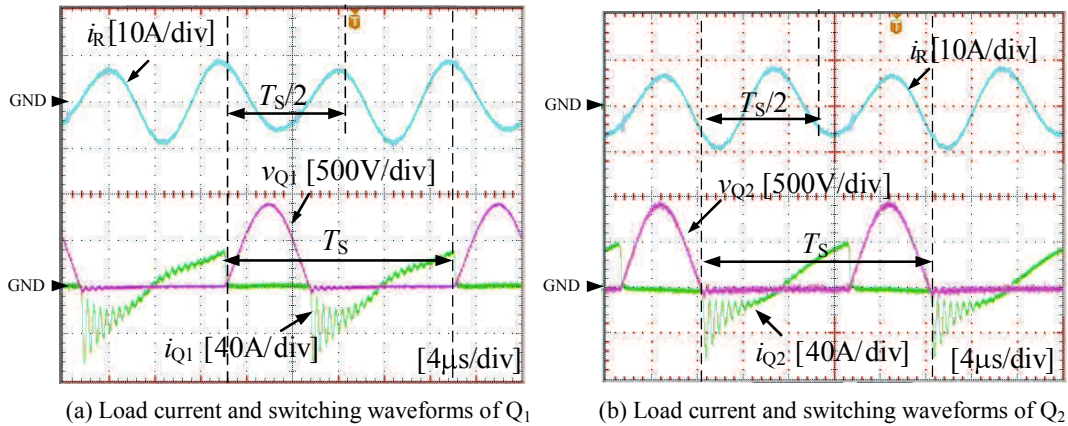


図 3.21 Q_1, Q_2 の電圧電流および負荷電流波形 ($\varphi = 110^\circ$)

Fig. 3.21 Voltage and current waveforms of Q_1, Q_2 and load current waveforms ($\varphi = 110^\circ$)

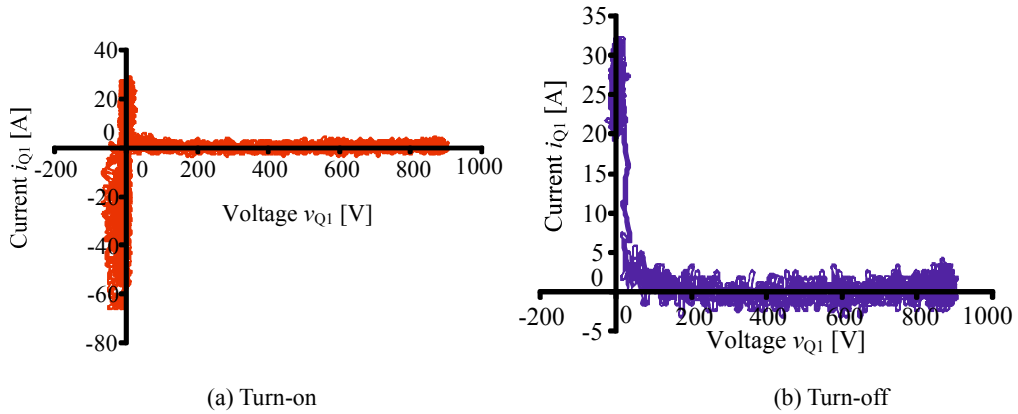


図 3.22 Q_1 のスイッチング軌跡 ($\varphi = 110^\circ$)

Fig. 3.22 Switching locus of Q_1 ($\varphi = 110^\circ$)

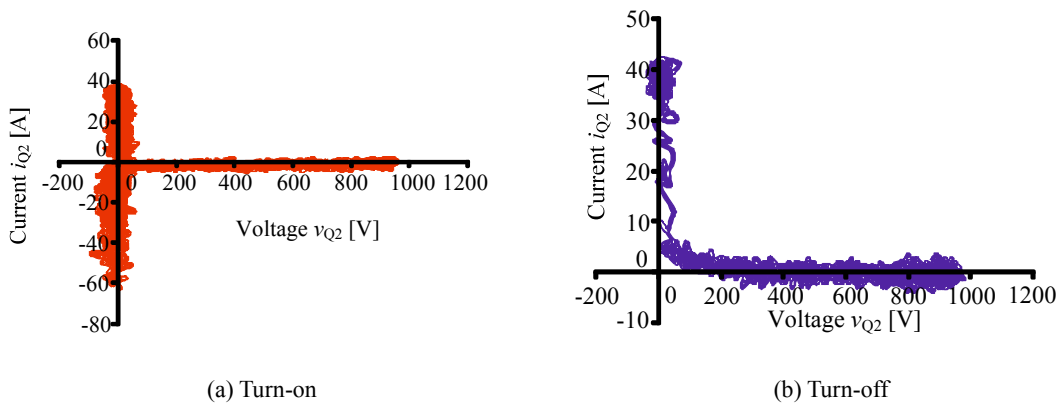


図 3.23 Q_2 のスイッチング軌跡 ($\varphi = 110^\circ$)

Fig. 3.23 Switching locus of Q_2 ($\varphi = 110^\circ$)

3.4.3 FDMの電力変換効率

FDMの電力変換効率 η を測定した。 η は次式で表すことができる。

$$\eta = \frac{P_{\text{out}}}{P_{\text{in}}} \cdot 100 \quad (3-26)$$

P_{in} は入力電力、 P_{out} は出力電力である。ここで、 P_{in} は高周波インバータから供給する電力、 P_{out} はIH負荷で消費される電力を意味する。以下にこれらを測定する手法を示す。

図3.24に測定箇所を示す。また、測定手順を下記に示す。

- (a) E および i_{L1} と i_{L2} の合成電流 i_{in} から算出できる入力電力 P_{in} を WT3000 により測定した。
- (b) C_{C1} または C_{C2} および L_0 、 R_0 からなる直列共振回路の両端電圧 v_{out} と i_{R} から算出できる電力を WT3000 により測定し、その値から次式で表されるキャパシタの損失 P_{ca} : ESR(Equivalent Series Resistance) 損失を差し引いた値を P_{out} としている。WT3000の電圧定格を満たすためにこのような測定をしている。

$$P_{\text{ca}} = \frac{1}{T_s} \int_{t_0}^{t_0+T_s} R_E \cdot i_{\text{R}}^2 dt \quad (3-27)$$

(3-20) 式に示す i_{R} は負荷電流の実測値であり、 R_E (ESR) は次式より算出した。

$$R_E = \frac{\tan \delta}{\omega C} \quad (3-28)$$

ここで、誘電正接 $\tan \delta$ はメタライズドポリプロピレンコンデンサのデータシートを参照した⁽⁸⁾。

また、ワークコイルと鍋の間に挿入された浮力低減部材で消費される電力も出力電力の一部に含まれる。

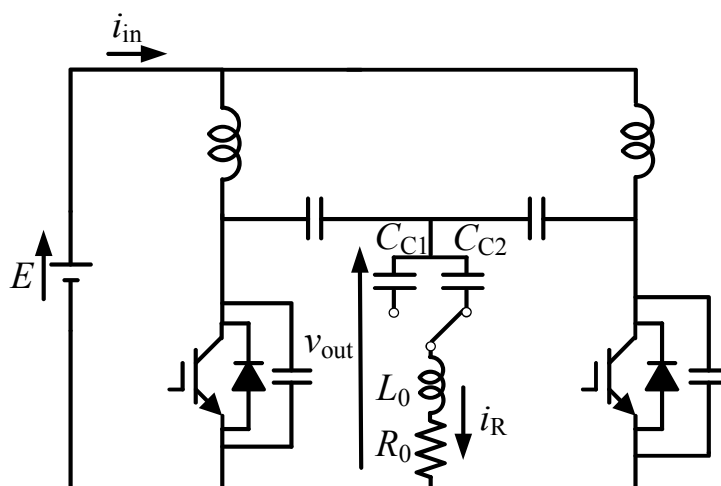


図 3.24 入出力電力測定箇所

Fig. 3.24 Measured point of input/output power

図 3.25 に電力変換効率測定結果を示す。図は提案回路と文献(11)の電力変換効率を示している。図 3.26 に文献(11)で提案されている回路を示す。この回路は IH クッキングヒータをターゲットとしている。回路構成は FB で、スイッチング周波数は 60 kHz。負荷は IH 負荷でオールメタル対応である。図 3.25 はこの回路の高周波インバータ部のみの効率結果であり、鍋の材質は銅である。0.5 ~ 1.1 kW の間では提案回路の方が高効率であった。しかしながら、提案回路は低電力領域において著しく η が低下している。したがって弱火領域(0.3 kW)において、提案回路は η が低くなることが考えられる。これは、提案回路の電力制御に PSPWM を用いているためである。図 3.18 および図 3.21 の i_{Q1} , i_{Q2} を見てわかるように位相をシフトすることで負荷電流の振幅をコントロールできるが、スイッチング素子に流れる電流実効値に大きな差はない。これは、電流が図 3.27 に示した S_1 - D_2 - L_2 - L_1 または S_2 - D_1 - L_1 - L_2 の電流ループにより還流しているためである。したがって出力電力の大小にかかわらずスイッチング素子の導通損失がほぼ一定であるため、低電力領域で大幅に電力変換効率が低下する。

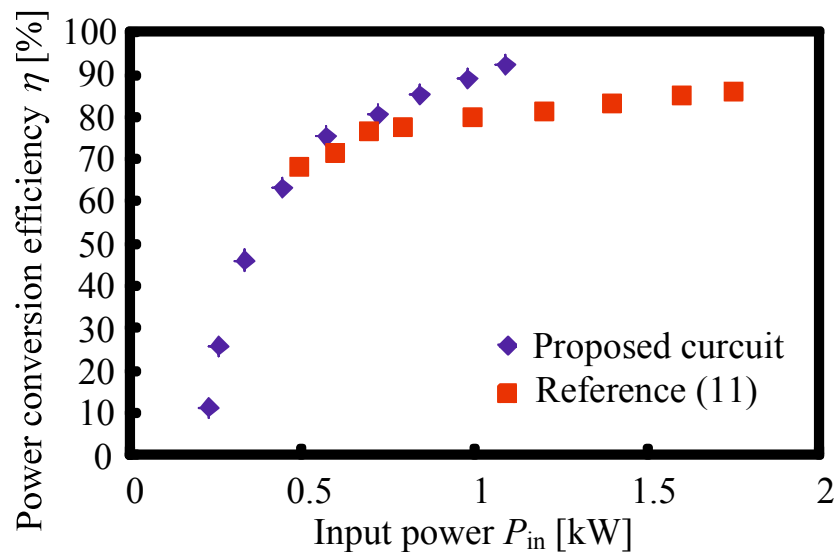


図 3.25 電力変換効率特性 (低抵抗材質)

Fig. 3.25 Power conversion efficiency characteristics (Low resistive material)

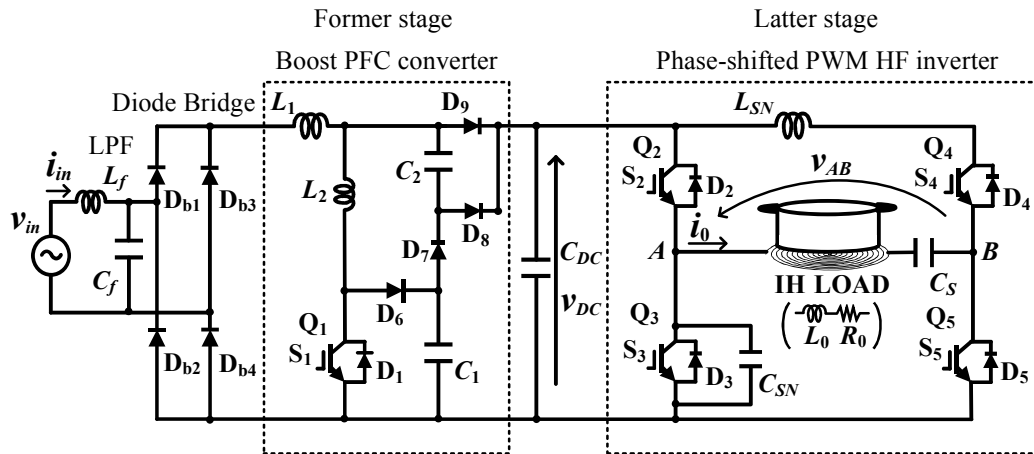


図 3.26 文献(11)の回路構成

Fig. 3.26 Circuit component of reference (11)

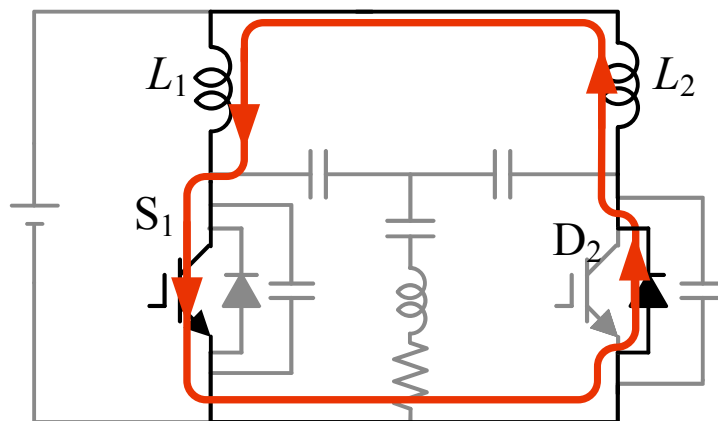


図 3.27 還流電流経路

Fig. 3.27 Circulating current path

3.4.4 FDM の損失分析評価

FDM の電力変換効率向上を目的として主な損失発生源であるスイッチング素子 Q_1 , Q_2 , インダクタ L_1, L_2 , 共振キャパシタ C_1, C_2, C_{C1}, C_{C2} , ロスレススナバキャパシタ C_{S1}, C_{S2} の損失を算出した。以下に損失の算出法を示す。

(a) Q_1 および Q_2 の損失

Q_1 および Q_2 の損失はスイッチング損失と導通損失に分類される。スイッチング素子の導通損失 P_{c-Q} は次式より算出した。

$$P_{c-Q} = \frac{1}{T_s} \left\{ \int_{t_0}^{t_1} V_{on_D} i_Q dt + \int_{t_1}^{t_2} V_{ce(sat)} i_Q dt \right\} \quad (3-29)$$

V_{on_D} は FWD (Free Wheeling Diode) の順方向電圧, $V_{ce(sat)}$ は IGBT のエミッタ・コレクタ飽和電圧である。これらの値は素子のデータシートを参照した⁽⁹⁾。 i_Q は各素子電流の実測値を用いた。図 3.28 に積分時間の時刻を示す。積分時間 $[t_0 - t_1]$ および $[t_1 - t_2]$ はそれぞれダイオード導通期間, IGBT 導通期間に相当する。一方, スwitching 損失 P_{s-Q} は次式より算出した。

$$P_{s-Q} = \frac{1}{T_s} \int_{t_2}^{t_2+T_i} v_Q i_Q dt \quad (3-30)$$

ここで, v_Q, i_Q は実験により得られた電圧電流瞬時値である。 T_i は電圧電流の重なり期間の実測値である。

(b) インダクタの損失

結合インダクタの損失は鉄損と銅損に分離できる。インダクタ L_1, L_2 の鉄損 P_i は次式で表される。

$$P_i = P_{cv} \cdot V_e \quad (3-31)$$

ここで, P_{cv} はコアの単位体積当たりの鉄損, V_e はコアの体積である。 P_{cv} は次式に示す ΔB を算出し, コアのデータシートから求めた⁽¹⁰⁾。

$$\Delta B = \frac{1}{A_e N} \int_{t_{\phi_min}}^{t_{\phi_max}} v_L dt \quad (3-32)$$

ここで A_e はコアの実効断面積, N はインダクタの巻き数, v_L はインダクタに印加される電圧, $t_{\phi_max}, t_{\phi_min}$ はインダクタ電流が最小値から最大値へ変化する期間の実測値である。

インダクタの銅損 P_{co} は次式より算出した。

$$P_{co} = \frac{1}{T_s} \int_{t_0}^{t_0+T_s} R_L i_L^2 dt \quad (3-33)$$

ただし, R_L, i_L はそれぞれインダクタの内部抵抗, インダクタ電流の実測値を示している。

(c) コンデンサの損失

共振キャパシタおよびロスレススナバキャパシタの損失は主に ESR 損であり(3-27)より算出した。

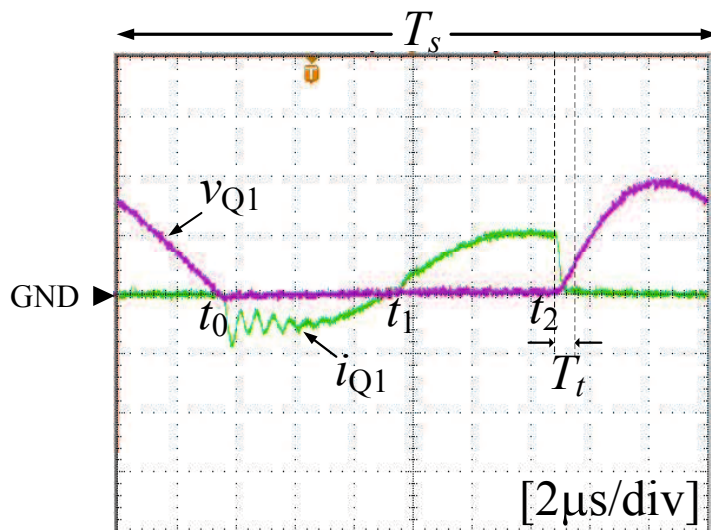


図 3.28 スイッチ損失の積分条件
 Fig. 3.28 Integral time condition of switching losses

図 3.29 に $P_{in} = 1.1 \text{ kW}$ における損失分析結果を示す。 Q_1, Q_2 の導通損失が全体の 56% を占めていることがわかる。次に全体の損失の 15% を占めているがインダクタの銅損である。これらの損失を低減するための方法を説明する。まず、IGBT の導通損失についてだが、この損失は IGBT のコレクタ・エミッタ間飽和電圧、IGBT に逆並列に接続されている還流ダイオードの順方向電圧の小さな素子を選択すれば改善できる。具体的には現在使用している IGBT が第 3 世代であるが、第 5 世代の IGBT を使用することで、コレクタ・エミッタ間飽和電圧、順方向電圧を定格電流時で 2.0 V から 1.7 V まで小さくできるため、 Q_1 および Q_2 の導通損失をそれぞれ 1/2 にすることができる。したがって、1.1 kW 時での電力変換効率を 2% 向上することができる。次に損失が大きいインダクタの銅損であるが、これはインダクタ L_1, L_2 を結合することで、相互インダクタンスを利用できるため巻き数を減らすことが可能となる。これにより、インダクタの内部抵抗が小さくなるため銅損低減が期待できる。

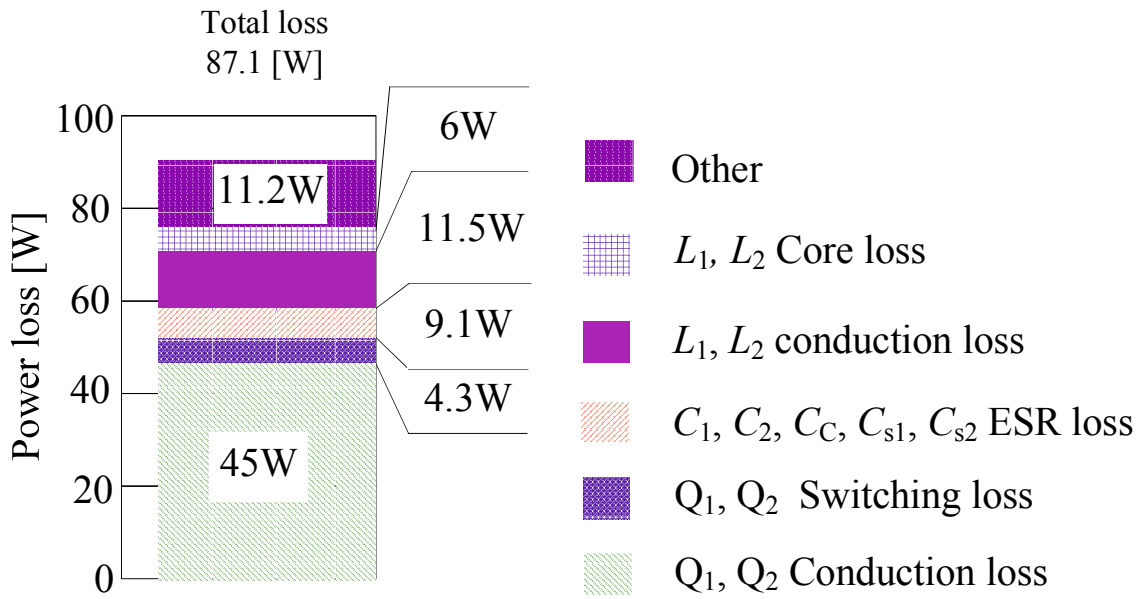


図 3.29 損失分析結果 ($P_{in} = 1.1 \text{ kW}$, $f_{out} = 2f_{sw}$)

Fig. 3.29 Loss analysis results ($P_{in} = 1.1 \text{ kW}$, $f_{out} = 2f_{sw}$)

3.5 FFM 動作時の実験結果

FFM での特性評価を行った。このとき鍋の材質は磁性ステンレスである。まず、実験により入力電力、電力変換効率を測定し、各電力時における動作波形を示す。次に、最大電力時における損失分析を行い電力変換効率向上に関する検討を行った。

3.5.1 FFM の入力電力特性

図 3.30 に実験で測定した入力電力特性結果と(3-27)式で示される理論値を示す。 $\varphi > 120^\circ$ の領域で違いが生じているが、 $\varphi \leq 120^\circ$ の領域においては測定結果と理論値ほぼ一致していることがわかる。 $\varphi > 120^\circ$ の領域での測定結果と理論値の違いは負荷電流の高次高調波を理論計算では無視していることが主な原因だと考えられる。しかしながら、この場合も実験により 2 倍周波数動作の時同様、PSPWM により電力制御できていることが確認できた。

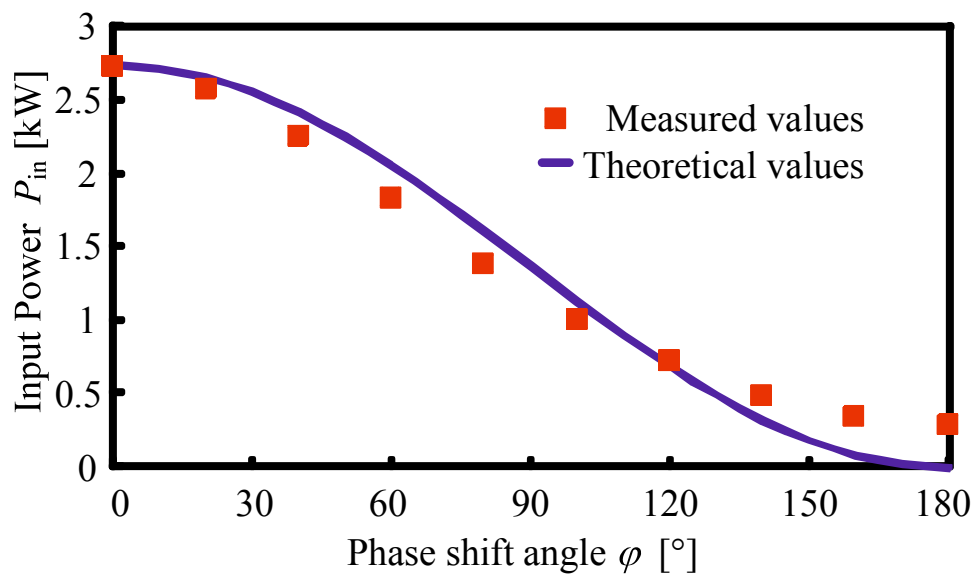


図 3.30 FFM の入力電力特性 (実験)

Fig. 3.30 Input power characteristics of FFM (Experimentation)

3.5.2 FFMの各部動作波形

図3.31 (a)~(f) に $\varphi = 20^\circ$, $P_{in} = 2.5 \text{ kW}$ 時における基本周波数動作時の動作波形を示す。図(e), (f)より i_R の f_{out} と f_{sw} が一致していることがわかる。さらに, 図3.32(a), (b)および図3.33 (a), (b)に Q_1, Q_2 のターンオン軌跡, ターンオフ軌跡を示す。これらの図より Q_1, Q_2 共に ZVZCS ターンオン, ZVS ターンオフ動作をしていることがわかる。

次に, 図3.34 (a), (b) に $\varphi = 160^\circ$, $P_{in} = 0.3 \text{ kW}$ 時における Q_1, Q_2 の電圧・電流および i_R の動作波形を示す。 i_R の f_{out} が f_{sw} の2倍となっていることがわかる。これは, 基本周波数成分より高次調波成分が支配的になっていることが原因である。図3.35 にシミュレーションによる i_R の FFT 解析結果を示す。この結果からも明らかのように, $\varphi = 180^\circ$ 近傍で基本周波数成分はゼロとなり, 基本周波数の2次高調波成分の振幅が最も大きくなる。したがって, 図3.30のような結果となる。また, 電力においても弱火に相当する 0.3 kW まで制御できている。図3.36 (a), (b)および図3.37 (a), (b)に Q_1, Q_2 のターンオン軌跡, ターンオフ軌跡を示す。この結果から, 全ての電力制御領域においてソフトスイッチング動作していることがわかる。したがって, 提案回路は2倍周波数動作同様, 基本周波数動作においてもスイッチング損失はもとより電磁ノイズの低減が期待できる。

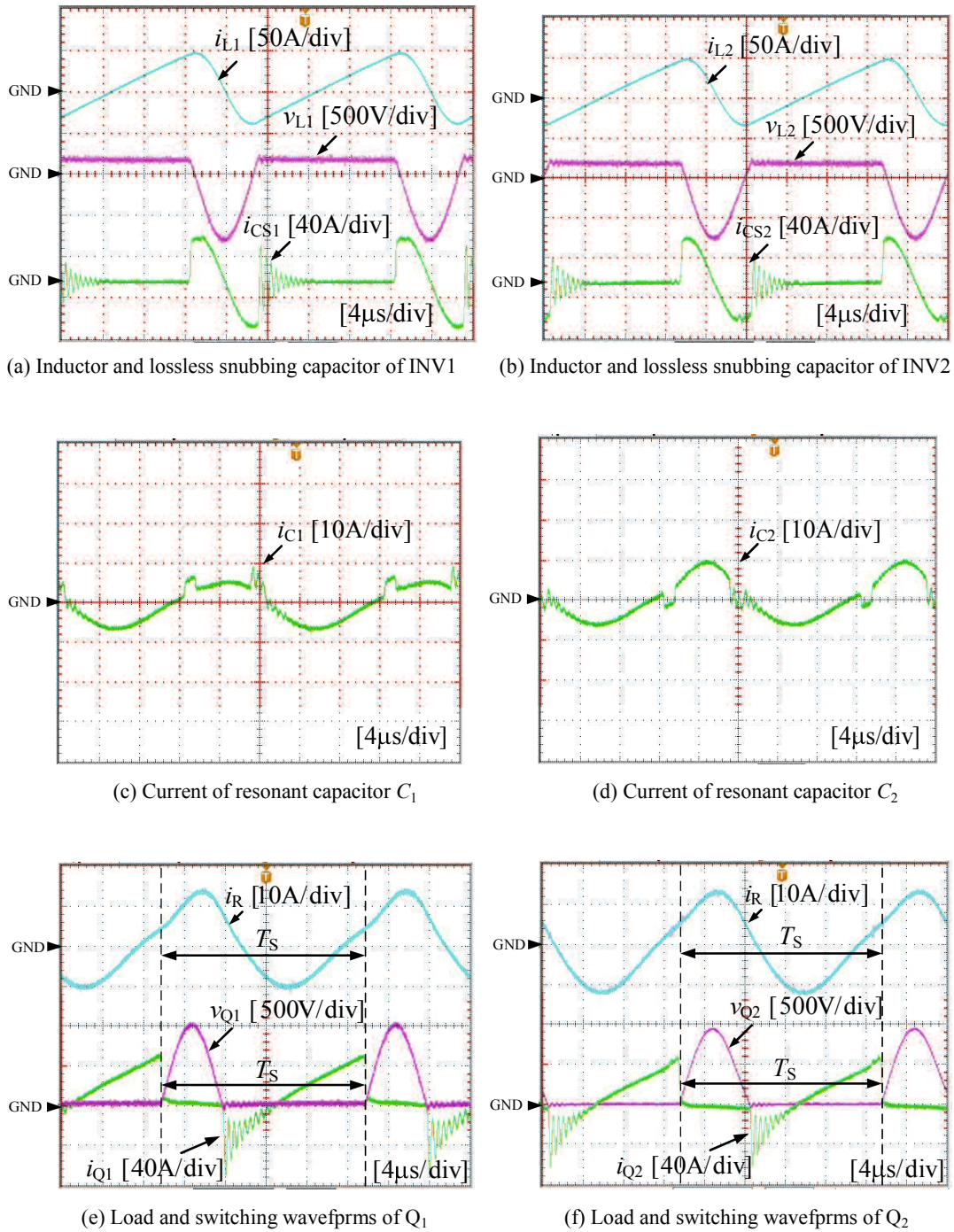


図 3.31 FFM の各部動作波形 ($\varphi = 20^\circ$)
 Fig. 3.31 Operating waveforms of FFM ($\varphi = 20^\circ$)

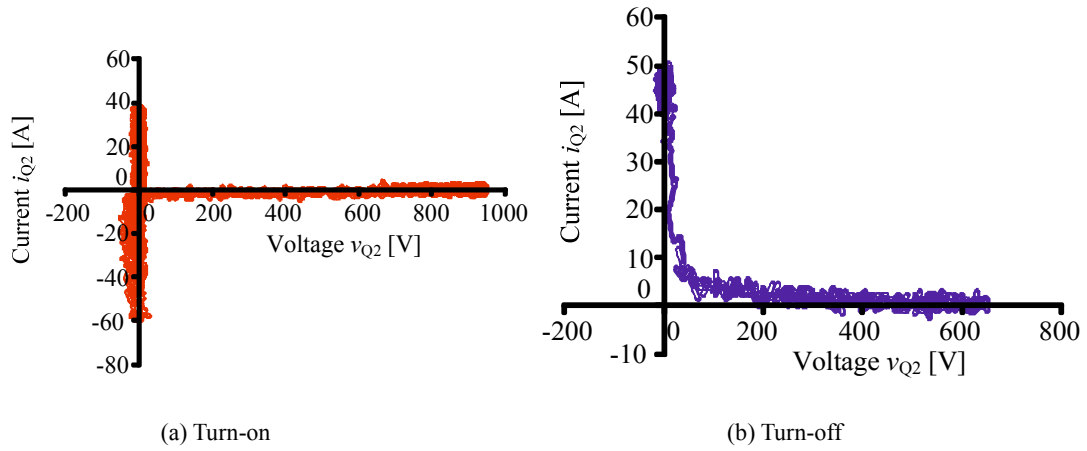


図 3.32 Q_1 のスイッチング軌跡

Fig. 3.32 Switching locus of Q_1

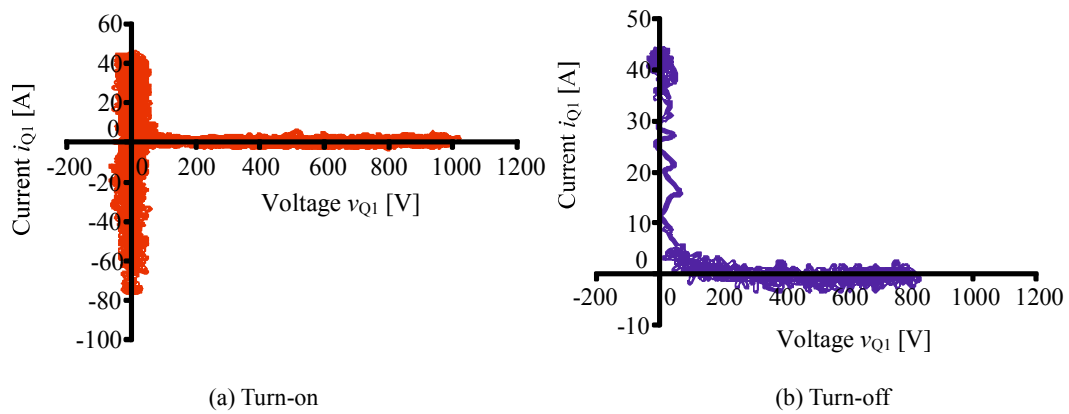


図 3.33 Q_2 のスイッチング軌跡

Fig. 3.33 Switching locus of Q_2

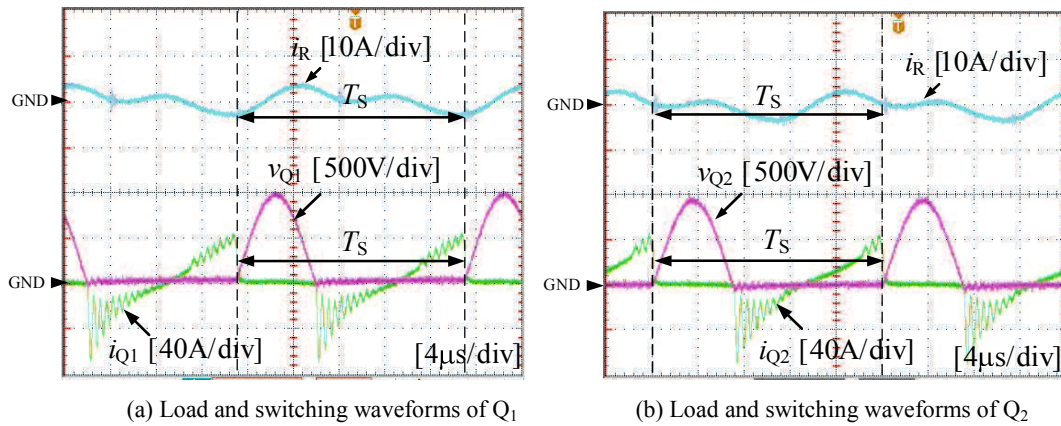


図 3.34 FFM 動作時における Q_1, Q_2 の電圧電流および負荷電流波形 ($\varphi = 160^\circ$)
 Fig. 3.34 Voltage and current waveforms of Q_1, Q_2 and load current waveforms of FFM ($\varphi = 160^\circ$)

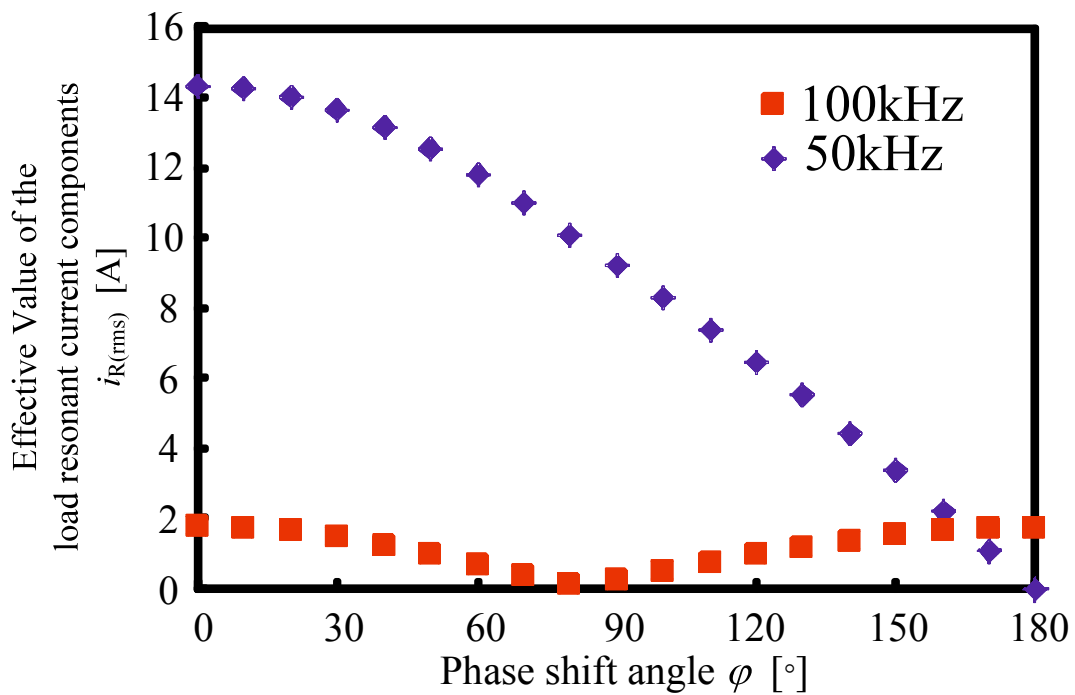


図 3.35 FFM の FFT 解析結果 (シミュレーション, $E = 280$ V)

Fig. 3.35 FFT analysis results of FFM (Simulation, $E = 280$ V)

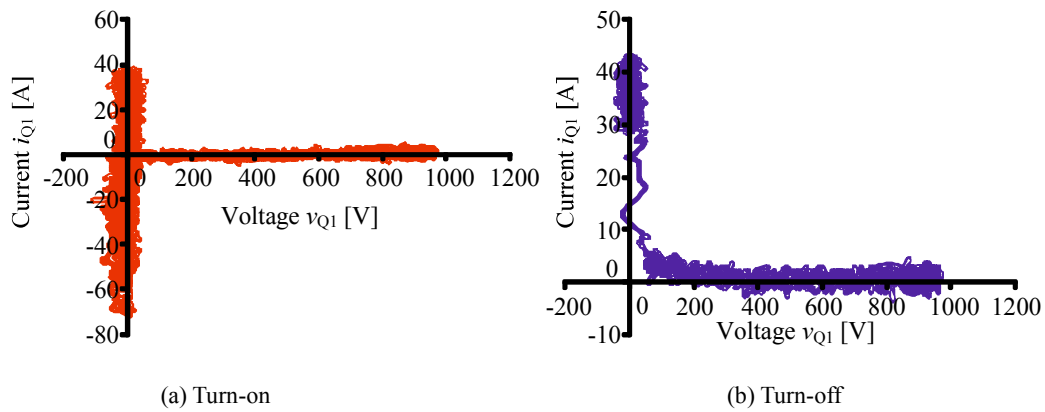


図 3.36 Q_1 のスイッチング軌跡 ($\varphi = 160^\circ$)

Fig. 3.36 Switching locus of Q_1 ($\varphi = 160^\circ$)

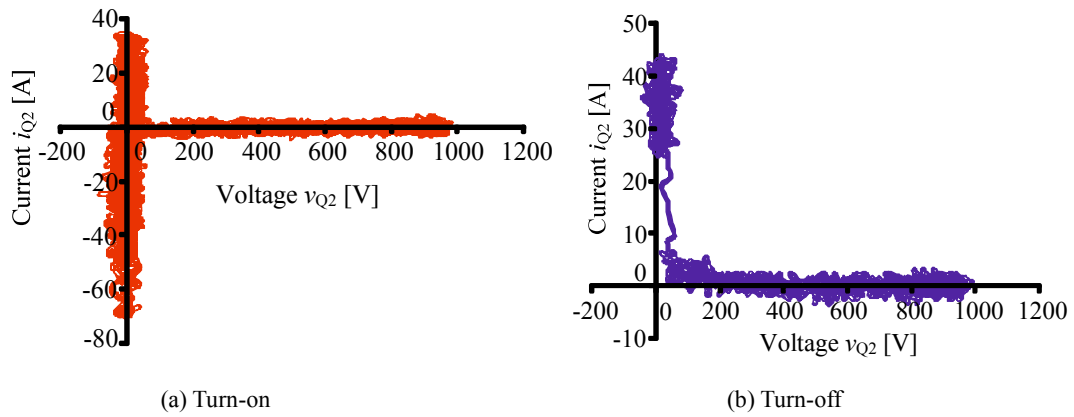


図 3.37 Q_2 のスイッチング軌跡 ($\varphi = 160^\circ$)

Fig. 3.37 Switching locus of Q_2 ($\varphi = 160^\circ$)

3.5.3 FFMの電力変換効率

図 3.38 に FFM 動作時における電力変換効率の測定結果を示す。図中では文献(11)の結果も示している。このとき文献(11) で使用していた IH 負荷は磁性ステンレス材質の鍋である。測定手順は 2 倍周波数動作と同様である。図より $P_{in} = 2.5 \text{ kW}$ 時において電力変換効率が 96% であった。また、1.5 kW 以上の電力において提案回路は文献(11)と比較すると、電力変換効率が高かった。一方、1.5 kW 未満では効率特性が逆転する結果となった。これは、2 倍周波数動作同様、還流電流による影響であると考えられる。

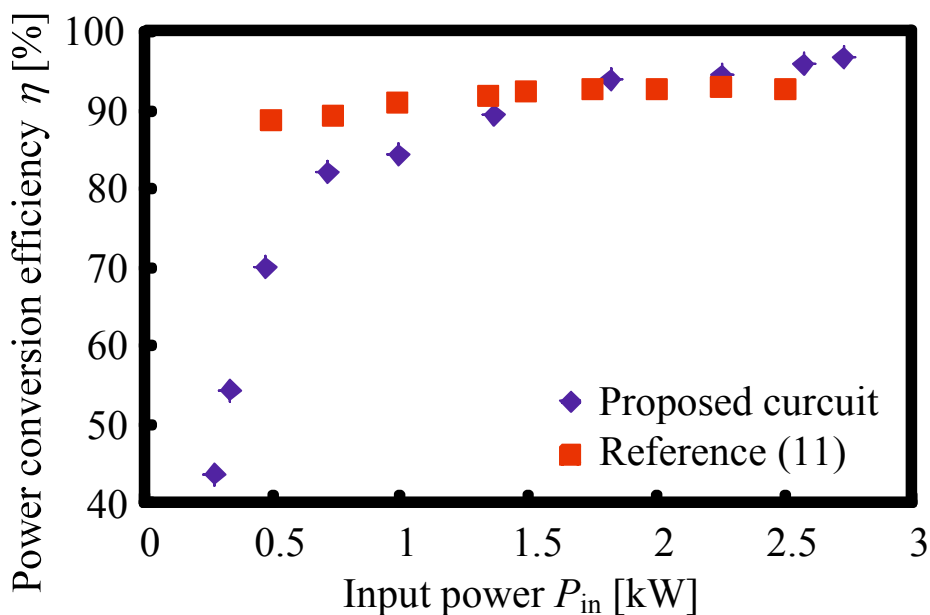


図 3.38 FFM の電力変換効率特性

Fig. 3.38 Power conversion efficiency characteristics of FFM

3.5.4 FFM の損失分析評価

図 3.39 に $P_{in} = 2.5 \text{ kW}$ の損失分析結果を示す。損失分析法は 3.4.4 で述べた手法を用いている。FFM も FDM 動作と同様に Q_1 と Q_2 に使用した IGBT のコレクタ・エミッタ間飽和電圧、還流ダイオードの順方向電圧が大きいいため、導通損失が全体の 44% を占めている。次に、全体の損失の 17% を占めているがインダクタの銅損である。これらの損失を低減するためには先ほど述べた手法を用いるとよい。IGBT を第 5 世代へ変更することで、電力変換効率を 1% 向上させることが可能である、という結果が得られた。

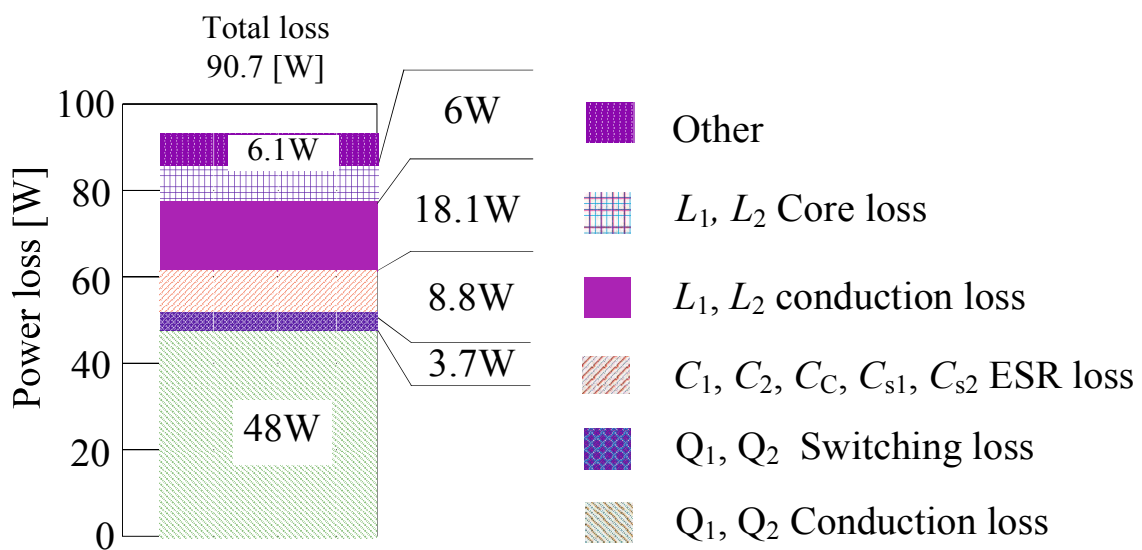


図 3.39 FFM の損失分析結果 ($P_{in} = 2.5 \text{ kW}$)

Fig. 3.39 Loss analysis results of FFM ($P_{in} = 2.5 \text{ kW}$)

3.6 結言

本章では、オールメタル対応可能な IH クッキングヒータ用時分割制御高周波インバータを提案し、動作解析、回路定数設計を行った。さらに、実証実験により以下の結果を得た。

- (1) スイッチング周波数一定で高周波インバータを動作させ、共振キャパシタを切り替えることにより負荷電流の周波数をスイッチング周波数の2倍または等倍とすることができ、それぞれの動作において高周波電力を供給可能であった。
- (2) 全ての電力制御範囲においてソフトスイッチング動作を実現できた。
- (3) 最大電力時において磁性ステンレス鍋では $\eta = 96\%$ 、銅鍋では $\eta = 92\%$ という結果が得られた。
- (4) 低電力領域では還流電流の影響により電力変換効率が著しく低下した。

以上より、提案回路は文献(11)と比較すると最大電力点付近において第2章で挙げた課題の1つ(高効率可能なオールメタル対応 IH クッキングヒータの実現)を解決することができた。しかしながら、提案回路は FDM, FFM 共に低電力領域において先行方式に比べ電力変換効率が低い結果となった。したがって、第4章以降では低電力領域の電力変換効率向上に向けた技術提案を行う。

[参考文献]

- (1) 廣川貴之, 岡本昌幸, 平木英治, 田中俊彦:「誘導加熱用時分割制御高周波インバータ」, 平成 22 年電気・情報関連学会中国支部連合大会, 5-7, pp. 76-77 (2010)
- (2) 廣川貴之, 平木英治, 田中俊彦, 岡本昌幸, 中岡睦雄:「オールメタル対応 IH 調理器を目的とした時分割制御高周波インバータ」, 電学論 D, Vol. 133, No. 7, pp. 692-699 (2013)
- (3) 大森英樹, 中岡睦雄:「誘導加熱用 1 石共振形高周波インバータの回路トポロジーと特性評価」, 電学論 D, Vo.117, No.2, pp.150-159 (1997)
- (4) S. Zenitani, M. Okamoto, E. Hiraki and T. Tanaka: “A Charge Boost Type Multi Output Full Bridge High Frequency Soft Switching Inverter for IH Cooking Appliance”, *The 14th International Power Electronics and Motion Control Conference*, pp.127-133, 2010
- (5) 木船弘康・山口巧・畑中義博・中岡睦雄:「位相シフト制御による新方式負荷直列共振形ソフトスイッチング高周波インバータ」, 電学論 D, Vol. 123, pp.1490-1497 (2003)
- (6) 荻原弘之・中岡睦雄:「誘導加熱用ソフトスイッチング SEPP 高周波インバータ」, 電学論 D, Vol. 124, pp.523-524 (2004)
- (7) M.Kuwata, H. Ogiwara, M. Itoi, M. Nakaoka, Y. Tanaka and T. Yatsuo: “SEPP-ZVS High Frequency Inverter for Induction Heating Using Newly Developed SiC-SIT”, *The 14th International Power Electronics and Motion Control Conference, EPE-PEMC*, 2010
- (8) 日本ケミコン株式会社, メタライズドポリプロピレンフィルムコンデンサ: 「HACD シリーズ」
- (9) MITSUBISHI, MEDIUM POWER SWITCHING USE INSULATED TYPE: “CM50DY-24H”
- (10) TDK 株式会社, フェライトコア 製品カタログ:「大電力用フェライト」
- (11) 河口祐樹:「IH クッキングヒータ用高周波ソフトスイッチング電力変換回路に関する研究」, 山口大学大学院理工学研究科博士論文 (2010)

第4章

結合インダクタ構造を有する
時分割制御高周波インバータ

第4章 結合インダクタ構造を有する時分割制御高周波インバータ

4.1 緒言

第3章で提案した時分割制御高周波インバータは、1石型高周波インバータを並列接続しているため表3.1で示した他のIH回路方式と比較すると部品点数が多いという本質的な特徴がある。特にコアと導線で構成されるインダクタが2つ必要なため、回路の大型化とコストアップが懸念される。また、第3章の実験による評価で明らかになったように高出力領域では高い電力変換効率を得る一方で低出力領域での電力変換効率低下が著しい。

そこで、本章では2つのインダクタコアを共有した結合インダクタを導入した結合回路化により部品点数の削減を図るとともに、結合回路に適した電力制御法を提案することで、低出力領域での電力変換効率向上を図る。

4.2 回路構成と動作原理

図4.1に第2章の技術課題で挙げた回路の小型化、低コスト化を目的とした高周波インバータを示す。この回路は第3章で提案した時分割制御高周波インバータの2つのインダクタ L_1, L_2 を磁氣的に結合させた結合インダクタ L_C に置き換えた構造をしており、その他の部分は変わっていない。インダクタを結合させ、従来2つ存在していたインダクタコアが1つになることで回路の小型化が期待できる。以下、結合インダクタを有する提案回路を結合回路、第3章で提案した2つのインダクタを有する回路を非結合回路と称する。一般的に結合インダクタを用いる場合、インターリーブ動作またはマルチフ

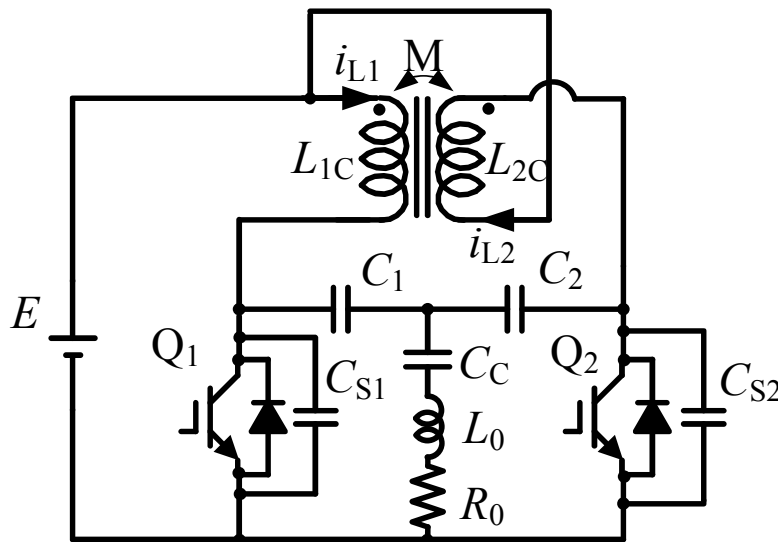


図 4.1 結合インダクタを用いた時分割制御高周波インバータ (結合回路)

Fig. 4.1 Time-sharing HF inverter with coupled inductor (Coupled circuit)

エーズ動作をさせコアを鎖交する複数の磁束の位相をずらし、互いに打ち消し合うことでコアを小型化する⁽³⁾⁻⁽⁶⁾。しかしながら、本提案回路の最大出力点は高周波電力の周波数 f_{out} をスイッチング周波数 f_{sw} と同等($f_{out}=f_{sw}$)で動作させるFFMでは $\varphi=0^\circ$ であるのに対し、スイッチング周波数の2倍($f_{out}=2f_{sw}$)で動作させるFDMでは $\varphi=180^\circ$ とそれぞれの動作で異なる。したがって、図4.2(a),(b)に示すように2脚構造のコアで結合を考えると、どちらかの動作時に2つの巻き線で発生する磁束が互いに打ち消しあうように巻き線方向を決定しても、もう一方の動作では磁束を強め合うことになってしまう^{(7),(8)}。そこで、図4.3(a),(b)のように3脚構造のコアの両外脚に巻き線を設けて結合度を落とし、磁束を強め合う場合でも単純に2倍とならないようにする。図の例では、(a)基本周波数動作では中央脚の、(b)2倍周波数動作では両外脚の磁束が強め合うことになる。どちらの場合もコアを通る最大磁束は非結合回路のコアを通る磁束の2倍より小さくなるため、インダクタの小型化が期待できる。

4.3 電力制御方式

第3章で提案した非結合回路を実験により評価した結果明らかとなった低電力領域における電力変換効率の著しい低下を克服する一手法として、PSPWMからPAM(Pulse Amplitude Modulation)に電力制御法を変更することを提案する。これは第3章でFDM、FFM共に電力変換効率の高い最大電力点で位相シフト角を固定し、高周波インバータ前段に接続するPFCコンバータに電力制御を分担させる。これにより、どちらの出力周波数動作においても最大効率点で動作することになるため、低電力動作時に大幅に落ち込む電力変換効率の向上が期待できる。

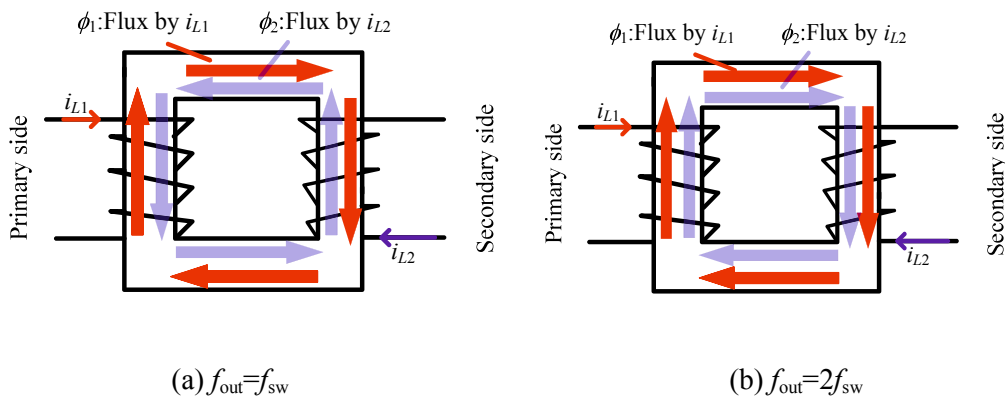
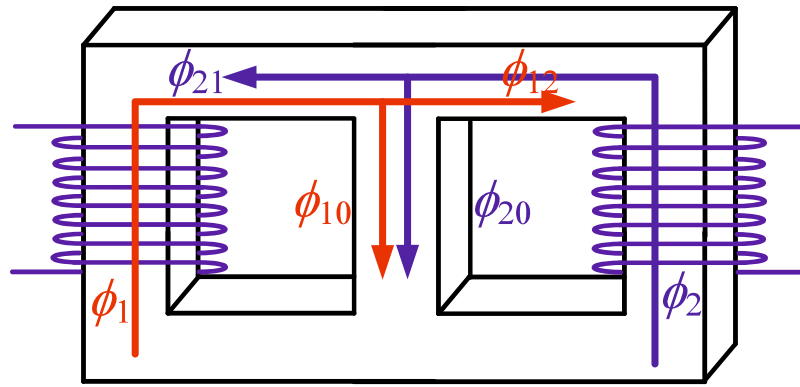
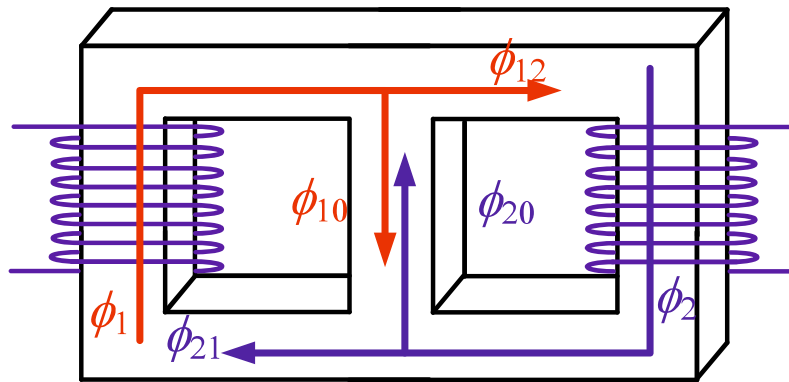


図4.2 結合インダクタを鎖交する磁束の流れ(2脚構造)

Fig. 4.2 Interlinkage magnetic flux of coupled inductor (Two legs configuration)



(a) $f_{\text{out}}=f_{\text{sw}}$



(b) $f_{\text{out}}=2f_{\text{sw}}$

図 4.3 結合インダクタを鎖交する磁束の流れ(3脚構造コア)

Fig. 4.3 Interlinkage magnetic flux of coupled inductor (Three legs configuration)

4.4 結合インダクタの設計

結合インダクタを設計するに当たり、コア形状を3脚構造とし、巻き線方向を図4.1のように設定する。考慮すべき設計要件をまとめる。

- ・負荷条件に関わらず各スイッチング素子に並列接続された C_{S1} , C_{S2} がゲートオフ期間中に確実に充放電 (ソフトスイッチング動作) する。
- ・三脚構造のコアを想定

以下で各周波数動作におけるゲートオフ期間の共振周期を求めるために結合インダクタをT型等価回路で置き換えそれぞれの設計指針について説明する。

4.4.1 FDM での設計指針

図4.4にFDMの最大電力点となるにおける位相シフト角 $\phi=180^\circ$ での Q_1 の動作波形を示す。 C_{S1} の共振ループが充電軌跡と放電軌跡で異なっている。図4.5に赤で充電時の電流ループ、青で放電時の主な電流ループを示す。図中に示す C_{S1} の主な充電経路は $E \rightarrow (-M) \rightarrow (L_{1C}+M) \rightarrow C_{S1}$ であり、この経路での共振周期 T_{rc} は次式となる。

$$T_{rc} = 2\pi\sqrt{L_{1C} C_{S1}} \quad (4-1)$$

一方, C_{S1} の放電経路は $C_{S1} \rightarrow (L_{1C}+M) \rightarrow (L_{2C}+M) \rightarrow Q_2$ であり, 共振周期 T_{rd} は次式となる。

$$T_{rd} = 2\pi\sqrt{(L_{1C} + L_{2C} + 2M) C_{S1}} \quad (4-2)$$

ここで, 相互インダクタンス M は結合係数 k を使って次式で表される。

$$M = k \cdot \sqrt{L_1 \cdot L_2} \quad (4-3)$$

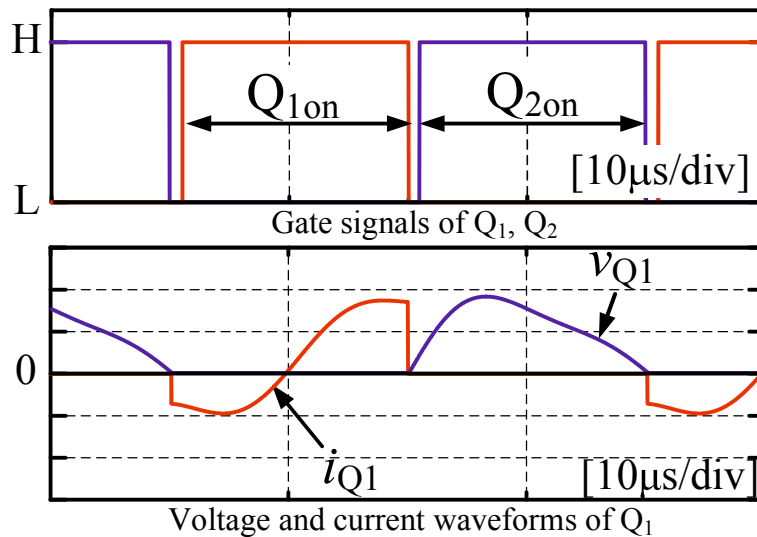


図4.4 Q_1 の電圧電流波形および Q_1 , Q_2 のゲート信号 ($\phi=180^\circ$)

Fig. 4.4 Voltage and current waveforms of Q_1 with gate signals of Q_1 and Q_2

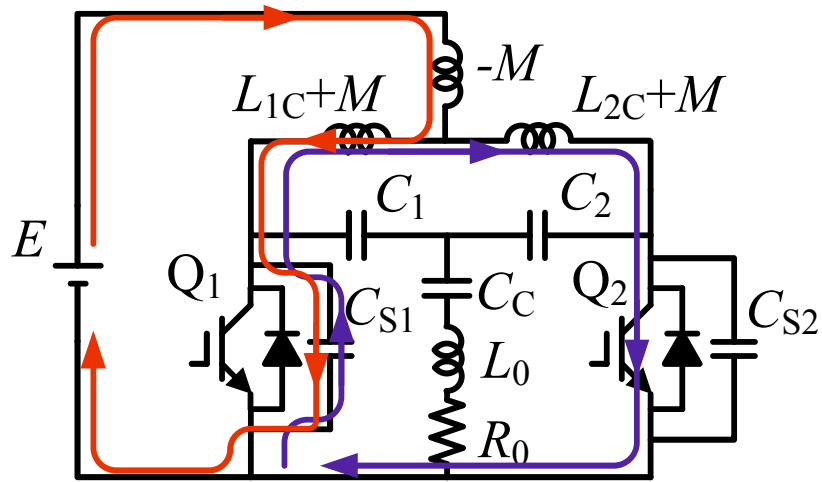


図 4.5 C_{S1} の充放電経路 ($\varphi=180^\circ$)

Fig. 4.5 Charge and discharge current path of C_{S1} ($\varphi=180^\circ$)

これら2つの場合において設計要件を同時に満足するためには、 C_{S1} は T_{rc} の1/4期間で充電され、 T_{rd} の1/4期間で放電する必要があることから、次式の関係式を満たせばよい。

$$\frac{1}{2}T_s > \frac{1}{4}(T_{rc} + T_{rd}) \quad (4-4)$$

4.4.2 FFM での設計指針

図 4.6 に $\varphi=0^\circ$ で固定したときの C_{S1} の充放電経路を示す。図 4.5 と同様、結合インダクタは T 型等価回路で置き換えている。図 4.7 に C_{S1} の充放電時におけるそれぞれの電流ループを示す。 C_{S1} の充放電経路は $E \rightarrow (-M) \rightarrow (L_{1C}+M) \rightarrow C_{S1}$ であり、この経路での共振周期は(4-1)式と同一になる。したがって、設計要件を満たすためには次式の関係を満たす必要がある。

$$T_s > T_{rc} \quad (4-5)$$

ここで、結合係数 k が大きくなると、漏れインダクタンス $L_{1C}+M$ が大きくなる。この値を第3章の L_1 に近づけるためには L_{1C} または M を小さくする必要がある。(3-11)式よりインダクタンス小さくなるとスイッチング素子に印加される電圧の最大値が大きくなりスイッチング素子破損の原因となる。1200 V 耐圧のスイッチング素子を使うとすると k は 0.17 以下である必要がある。

以上、FDM, FFM 両動作においてもソフトスイッチング動作を実現するための設計指針を整理した。 $L_{1C}=L_{2C}=32 \mu\text{H}$, $M=5.2 \mu\text{H}$, $k=0.16$ となるように設計した。図 4.8 に試作した結合インダクタを示す。実測値も同等の値が得られた。ここで、 k の測定は文献(10)を参照している。結合インダクタのコアには TDK 社製フェライトコア PC40, 巻き線は 500 本抛りのリッツワイヤを使用している。ただし、コアは市販のシリーズ製品を流用しているため最適サイズよりは大きい。そこで、次節で最適コア設計を行った際のコアサイズの検討を行う。

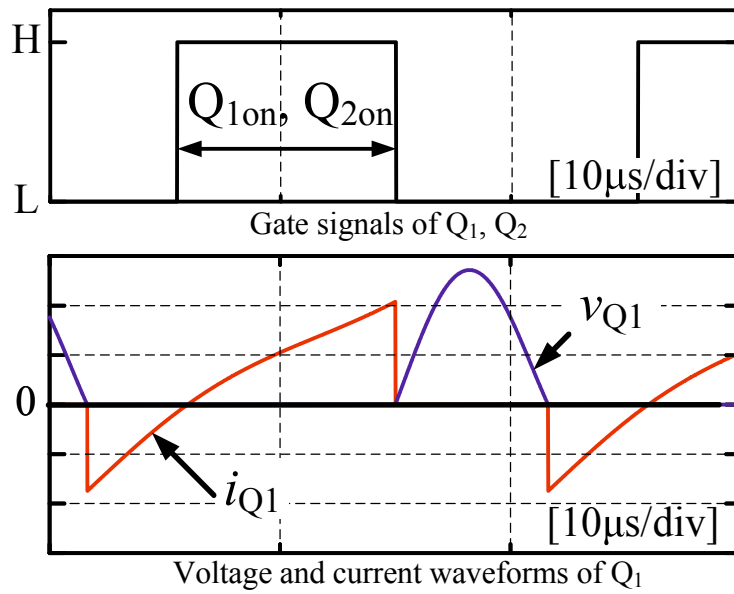


図 4.6 Q₁ の電圧電流波形および Q₁, Q₂ のゲート信号 ($\varphi = 0^\circ$)

Fig. 4.6 Voltage and current waveforms of Q₁ and gate signals of Q₁ and Q₂ ($\varphi = 0^\circ$)

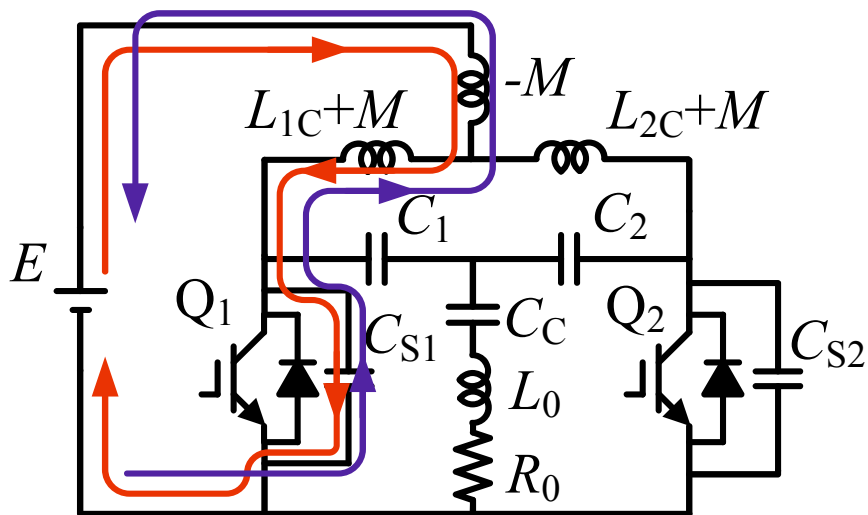


図 4.7 C_{S1} の充放電経路 ($\varphi = 0^\circ$)

Fig. 4.7 Charge and discharge current path of C_{S1} ($\varphi = 0^\circ$)

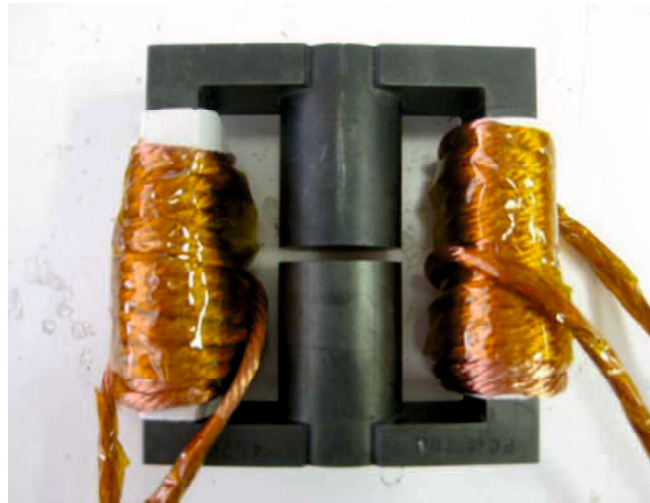


図 4.8 試作した結合インダクタ
Fig. 4.8 A prototype coupled inductor

4.5 コアサイズの比較

結合回路と非結合回路におけるインダクタコアサイズの比較を定量的に行う⁽¹¹⁾。図 4.9 にコアサイズ算出に用いたインダクタコアの模式図を示す。コアサイズを比較するに当たり、計算を簡易化するため以下の条件を考慮した。

1. コアの断面積 A_e は全て固定(480 mm²)
2. 最大磁束密度 ΔB は一定

これらの条件下では、コアサイズは以下のように算出することができる。

コア窓内の導線が占める占積率を q 、電流密度を p 、インダクタ電流最大値を i_{Lmax} とすると、コアの窓面積 Q は次式で表される。

$$Q = \frac{i_{Lmax} \cdot N}{2\sqrt{2}p \cdot q} \quad (4-6)$$

図 4.9 内に示す単位長さあたりのコア磁路長 l は次式となる。

$$l = \sqrt{Q} + \sqrt{A_e} \quad (4-7)$$

したがって、ギャップを含めたコアのサイズ V_n は次式となる。

$$\begin{aligned} V_n &= 2l \cdot (l + l_g) \cdot \sqrt{A_e} \\ &= 2(\sqrt{Q} + \sqrt{A_e}) \cdot (\sqrt{Q} + \sqrt{A_e} + l_g) \cdot \sqrt{A_e} \end{aligned} \quad (4-8)$$

ここで、 l_g はギャップ長である。

したがって、それぞれのインダクタの電流最大値 i_{Lmax} 、巻き数 N 、ギャップ長 l_g が決まればコアサイズを算出することができる。

次に、非結合インダクタおよび結合インダクタのギャップ長、巻き数をそれぞれ導出する。

4.5.1 非結合インダクタのギャップ長および巻き数

非結合回路の二つのインダクタの巻き数 N は、各インダクタのインダクタンス L と電流最大値 $i_{L\max}$ から次のように決定することができる。

$$N = \frac{L \cdot i_{L\max}}{A_e \cdot \Delta B} \quad (4-9)$$

また、非結合インダクタにおけるギャップ長 l_{g1} は次式となる。

$$l_{g1} = \frac{2}{3} \cdot \frac{\mu_0 A_e N^2}{L_1} - \frac{4l}{3\mu_r} \quad (4-10)$$

4.5.2 結合インダクタギャップ長および巻き数

基本周波数動作では、図 4.3 (a) に示すように両外脚を流れる磁束は互いに打ち消しあい、中央脚を通過する磁束が最大となる。一方、2倍周波数動作では、図 4.3 (b) のように中央脚では互いに打ち消しあい、両外脚の磁束が最大となる。自己インダクタンスを $L_{12C}(=L_{1C}, L_{2C})$ 、インダクタ電流の最大値 $i_{L12C\max}$ とすると、最大磁束が $A_e \cdot \Delta B$ を超えない N は結合係数 k を使って次式のように表現できる。

$$N = \alpha \cdot \frac{i_{L12C\max} \cdot L_{12C}}{A_e \cdot \Delta B} \quad (4-11)$$

ここで α は、

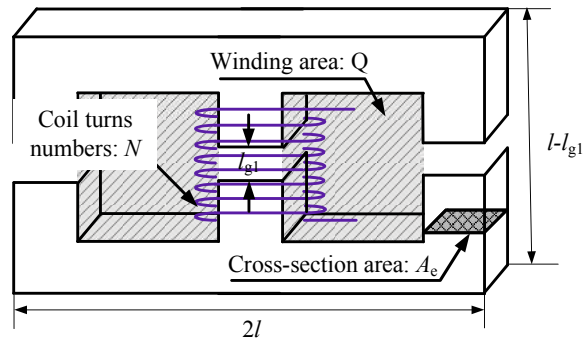
$$\alpha = \begin{cases} \frac{2}{1+k} & (\text{基本周波数動作}) \\ \frac{1+2k}{1+k} & (\text{2倍周波数動作}) \end{cases} \quad (4-12)$$

と表すことができる。結合インダクタが磁気飽和せずに両方の動作を実現するには、 ΔB を抑制する必要がある。したがって N が大きくなるような α を(4-12)式から選択すればよい。 $k=0.16$ の場合、 $\alpha=2/(1+k)$ より N を決定する。

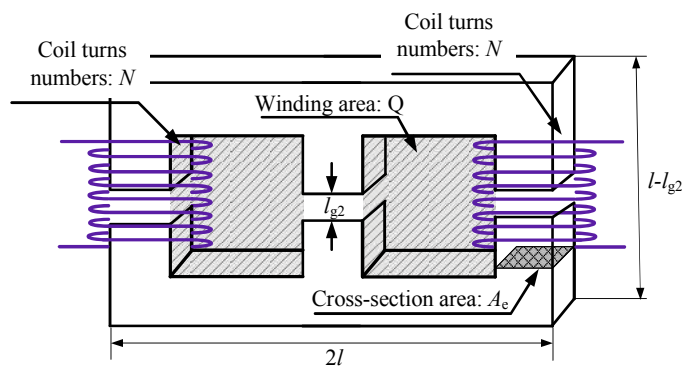
基本周波数動作におけるギャップ長 l_{g2} を導出すると次式となる。

$$l_{g2} = \frac{\mu_0 A_e N^2}{2(1-k)L_{12C}} - \frac{2l}{\mu_r} \quad (4-13)$$

上記で示した計算式に表 4.1 に示す設計したパラメータを代入し、コア体積と比較する。表中の L_1 および L_2 に対応する $i_{L\max}$, i_{L-rms} は、非結合回路を PSPWM によって $P_{in} = 0.3 \sim 2.5$ kW の範囲で電力制御を行った際のインダクタ電流最大値および実効値を示している。また、 L_{12C} に対応する $i_{L\max}$, i_{L-rms} は位相角を $\varphi = 0^\circ$ または $\varphi = 180^\circ$ に固定した結合回路を PAM 制御した際のインダクタ電流最大値および実効値を示している。これらの値は表 4.2 に示す条件下でシミュレーションにより導出した。コアサイズの比較結果を表 4.3 に示す。非結合インダクタのコアサイズを 1 と規格化すると、インダクタを結合させることによりコア体積を 42% 低減できるという結果が得られた。



(a) Non-coupled inductor



(b) Coupled inductor

図 4.9 体積計算に用いたインダクタコア

Fig. 4.9 Inductor core for calculating volume

表 4.1 コアサイズの算出に用いたパラメータ

Table 4.1 Parameter for calculating core size

Item	Symbol	L_1	L_2	L_{12C}
Cross section area	A_e	480 mm ²		
Current density	p	3 A/mm ²		
Density of magnetic flux	ΔB	300 mT		
Lamination factor	q	0.5		
Maximum current ($f_{out}=50$ kHz)	$i_{L,max}$	65 A	62 A	58 A
Maximum current ($f_{out}=100$ kHz)	$i_{L,max}$	62 A	70 A	55A
RMS current ($f_{out}=50$ kHz)	i_{L-rms}	36 A	40 A	32 A
RMS current ($f_{out}=100$ kHz)	i_{L-rms}	36 A	39 A	29 A

表 4.2 結合回路動作解析時の回路定数

Table 4.2 Circuit specifications of coupled-circuit operation analysis

Item	Symbol	Value
Self inductors	L_{1C}, L_{2C}	32.2 μH
Mutual inductor	M	5.2 μH
Coupling co-efficient	k	0.16
Resonant link capacitors	C_1, C_2	16 nF
Switching frequency	f_{sw}	50 kHz
Lossless snubbing capacitors	C_{s1}, C_{s2}	100 nF
Output frequency	f_{out}	$f_{\text{out}}=100$ kHz
Load resonant current frequency	$=f_r$	$f_{\text{out}}=50$ kHz
Series resonant capacitor	C_C	$C_C=17.4$ nF ($f_{\text{out}}=100$ kHz) $C_C=800$ nF ($f_{\text{out}}=50$ kHz)
Inductance of IH load (Copper: $f_{\text{out}}=100$ kHz, Magnetic stainless steel: $f_{\text{out}}=50$ kHz)	L_0	220 μH ($f_{\text{out}}=100$ kHz) 300 μH ($f_{\text{out}}=50$ kHz)
Resistance of IH load (Copper: $f_{\text{out}}=100$ kHz, Magnetic stainless steel: $f_{\text{out}}=50$ kHz)	R_0	2.6 Ω ($f_{\text{out}}=100$ kHz) 23 Ω ($f_{\text{out}}=50$ kHz)

表 4.3 インダクタコアサイズの比較(計算値)

Table 4.3 Comparison of inductor core size (Calculation)

	Non-coupled circuit	Coupled circuit
Product	L_1+L_2	L_{12C}
Volume [pu]	1	0.58

4.6 実験による動作検証

4.4 で設計した結合インダクタを導入し、PAMにより出力電力を制御するために入力電源電圧を変化させた。直流電源には可変電圧源(GPO250-30R, Takasago Ltd.)を使用した。実験回路の定数は表 4.2 に示す値を用いた。IH 負荷には直径 160 mm の銅鍋または直径 200 mm 磁性ステンレス(SUS430)を使用した。銅鍋の場合、FDM となるように共振キャパシタ C_C を 17.4 nF とする。一方、磁性ステンレス鍋の場合、FFM となるよう C_C を 800 nF とする。これは、第 3 章で述べた時分割制御高周波インバータと同じである。実験では負荷に応じて共振キャパシタを取り替えている。

4.6.1 結合回路の FDM 動作

図 4.10 に $\phi=180^\circ$ で固定した結合回路の電力制御特性を示す。計測方法は第 3 章と同様の手法を用いた。入力電圧 E を 213 V まで上げることで $P_{in}=0.84$ kW とすることができた。最大電力 2.5 kW を実現するためには $E=320$ V が必要となる計算になるため、前段に接続する PFC コンバータは昇降圧コンバータで構成する必要がある。図 4.11 に $E=213$ V, $P_{in}=0.84$ kW での負荷電流波形と Q_1 のスイッチング波形を示す。出力周波数はスイッチング周波数の 2 倍である 100 kHz となっていることがわかる。図 4.12 に Q_1 のスイッチング軌跡を示す。図より Q_1 は ZVZCS ターンオン、ZVS ターンオフ動作を実現している。したがって、第 2 章で説明したソフトスイッチング動作していることがわかる。 Q_2 においても同様の動作をしていることを確認している。また、全ての電力制御範囲においてソフトスイッチング動作できている。図 4.13 に結合回路と非結合回路の電力変換効率比較結果を示す。PAM とすることで、PSPWM で電力制御を行う非結合回路と比較して低電力領域での落ち込みを大幅に改善でき、 $P_{in}=0.3$ kW 点で 37% から 87% へ 50% も電力変換効率が向上した。図 4.14 に損失分析結果を示す。図の損失分析は $E=150$ V, $P_{in}=0.42$ kW のときの結果である。結合インダクタの鉄損は、その他の損失に含んでいる。第 3 章で提案した時分割制御高周波インバータ同様、スイッチング素子の導通損失が損失全体の半分以上を占めていることがわかる。したがって、更なるデバイス技術の向上により電力変換効率の改善が見込める。図 4.15 に先行研究 (文献 (12)) と提案回路の電力変換効率比較結果を示す。第 3 章では、0.5 kW より低電力領域では電力変換効率が劣っていたが、PAM 制御とすることで低電力領域も含め全電力制御範囲において提案回路は文献(12)の回路と比較すると電力変換効率が上回っていた。

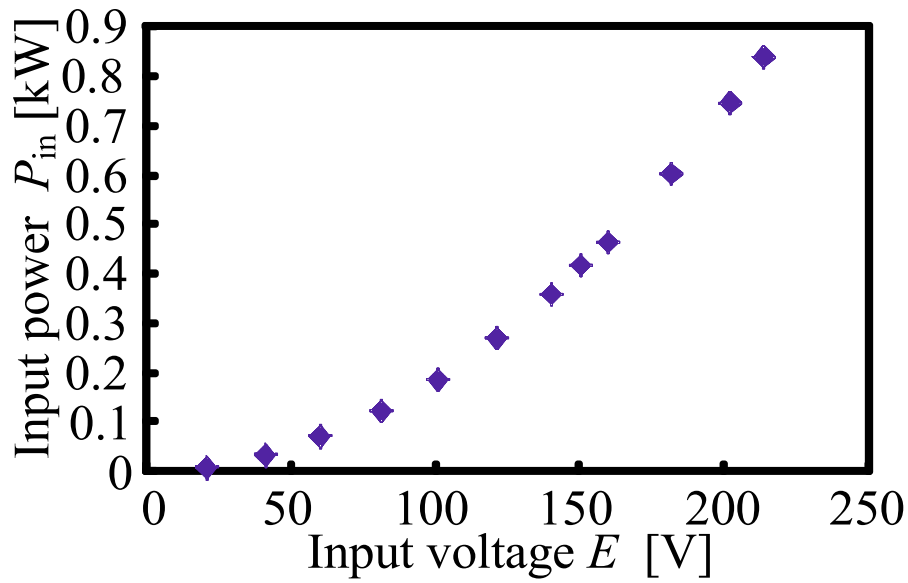


図 4.10 入力電力特性($f_{out}=2f_{sw}$)

Fig. 4.10 Input power regulation characteristic ($f_{out}=2f_{sw}$)

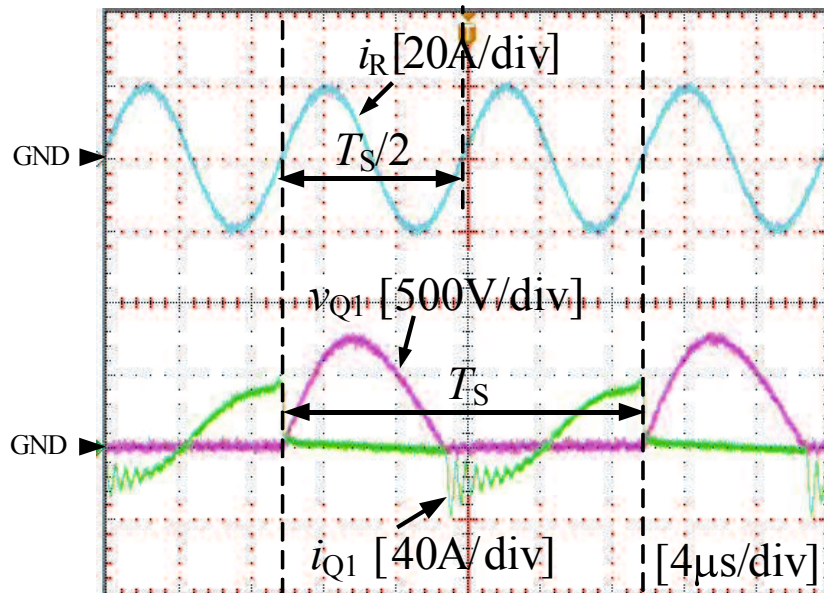


図 4.11 FDM 動作波形 ($\varphi=180^\circ$, $P_{in}=0.84$ kW)

Fig. 4.11 Frequency doubler mode operation waveforms ($\varphi=180^\circ$, $P_{in}=0.84$ kW)

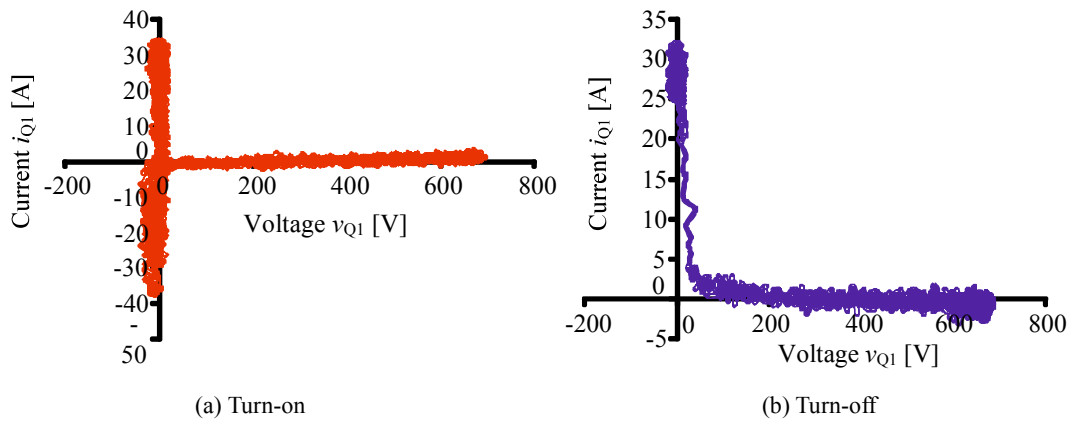


図 4.12 Q_1 のスイッチング軌跡 ($\varphi = 180^\circ$, $P_{in} = 0.84 \text{ kW}$)

Fig. 4.12 Switching locus of Q_1 ($\varphi = 180^\circ$, $P_{in} = 0.84 \text{ kW}$)

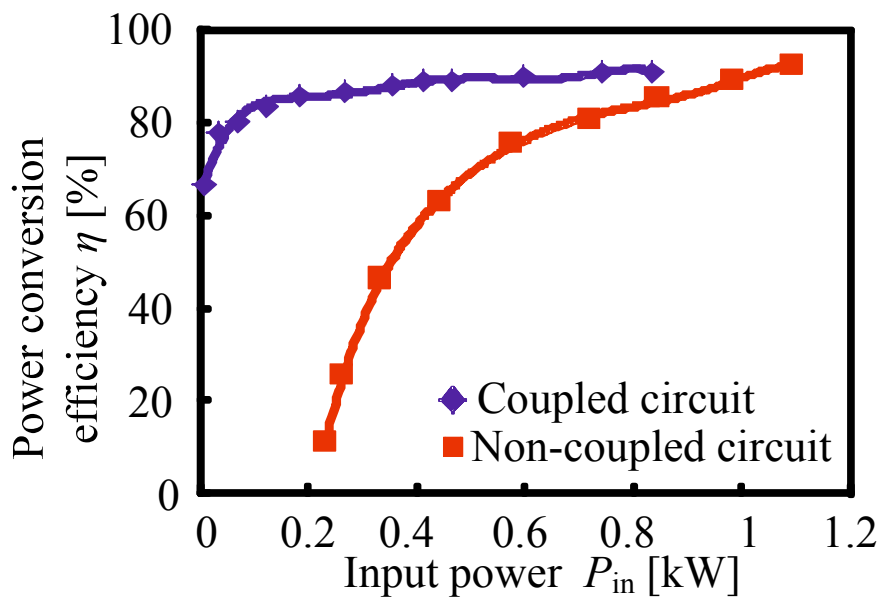


図 4.13 電力変換効率の比較結果 ($f_{out} = 2f_{sw}$)

Fig. 4.13 Comparison of power conversion efficiency ($f_{out} = 2f_{sw}$)

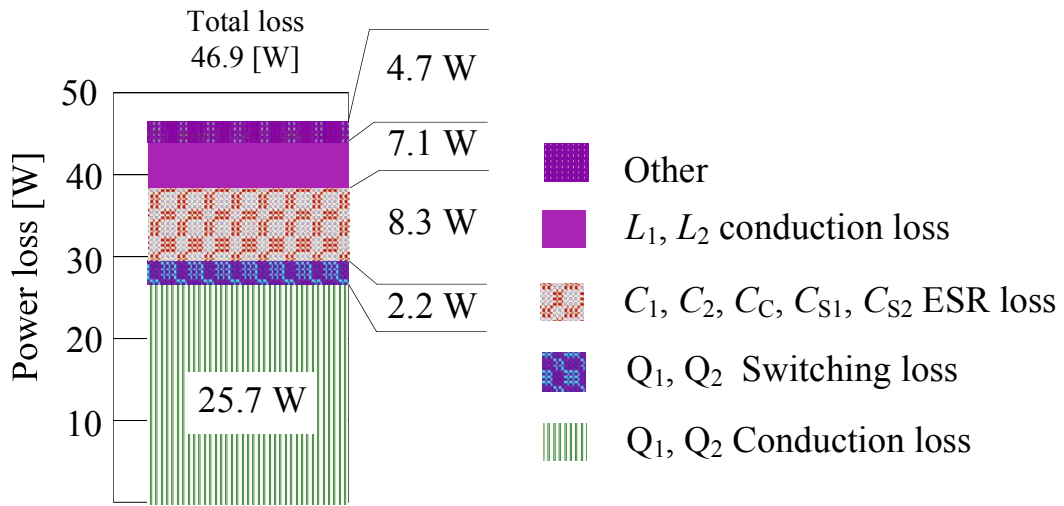


図 4.14 損失分析 ($P_{in} = 0.42 \text{ kW}, f_{out} = 2 f_{sw}$)

Fig. 4.14 Loss analysis ($P_{in} = 0.42 \text{ kW}, f_{out} = 2 f_{sw}$)

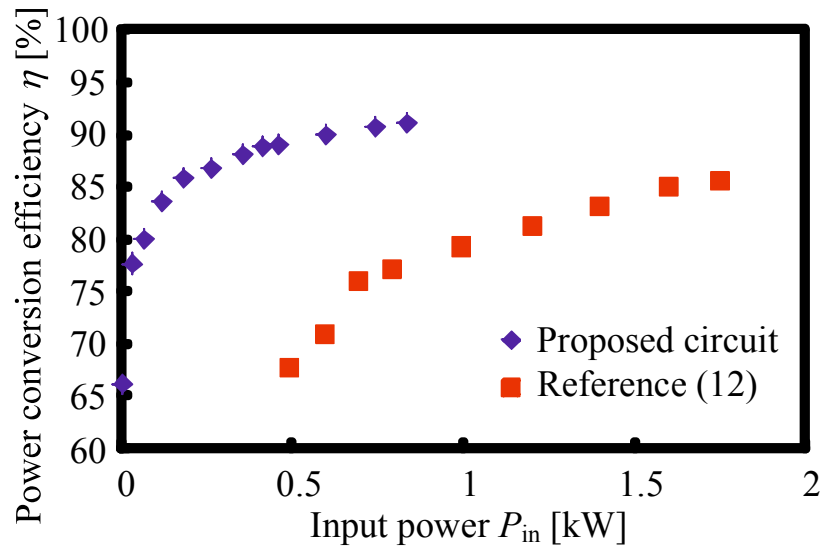


図 4.15 提案回路と文献(12)の電力変換効率比較

Fig. 4.15 Comparison of power conversion efficiency of proposed circuit and reference (12)

4.6.2 結合回路の FFM 動作

図 4.16 に入力電力特性を示す。図より入力電圧 E を $E = 60 \sim 190 \text{ V}$ まで変化させることで $P_{\text{in}} = 0.3 \sim 2.5 \text{ kW}$ まで制御可能である。図 4.17 に $\varphi = 0^\circ$, $E = 190 \text{ V}$, $P_{\text{in}} = 2.5 \text{ kW}$ における各部動作波形を示す。出力周波数はスイッチング周波数と同一の 50 kHz となっていることがわかる。図 4.18 に Q_1 のスイッチング軌跡を示す。図より、ソフトスイッチング動作を実現できていることがわかる。 Q_2 においても同様の動作を確認している。FFM の場合も全ての電力制御領域でソフトスイッチング動作可能であると言える。図 4.19 に結合回路と非結合回路の電力変換効率比較結果を示す。この場合も PAM 導入効果により、 $P_{\text{in}} = 0.3 \text{ kW}$ 点で 47% から 86% へ 39% も電力変換効率向上した結果が得られた。なお、非結合回路においても PAM を導入することにより同様の効率改善効果が期待できることを言及しておく。さらに、図 4.20 に $E = 150 \text{ V}$, $P_{\text{in}} = 1.48 \text{ kW}$ のときの損失分析結果を示す。結合インダクタの鉄損は、その他の損失に入れている。FDM 同様、スイッチング素子の導通損失が損失全体の半分以上を占めていることがわかる。したがって、更なるデバイス技術の向上により、電力変換効率の改善が見込まれる。図 4.21 に先行研究(文献(12))との電力変換効率比較結果を示す。第3章では、文献(12)と比較すると 1.5 kW を境に電力変換効率が逆転していたが、電力制御法を PAM にすることによって、全電力制御範囲において電力変換効率を上回る結果が得られた。

ここで、文献(13)に示す昇降圧可能な PFC コンバータでは出力電力が 2.5 kW (高周波インバータの入力電圧 270 V) のとき、電力変換効率は 95.6% であった。一方、PFC の出力電力を $0.5 \sim 2.5 \text{ kW}$ まで制御させた場合(高周波インバータの入力電圧 $110 \sim 270 \text{ V}$)、PFC の電力変換効率は $93.8 \sim 95.6\%$ であった。この結果から、PFC コンバータの電力変換効率の差が最大で 1.4% であることから、PFC コンバータを挿入しても図 4.13, 4.19 で示した非結合回路と結合回路の電力変換効率特性が逆になることはない。

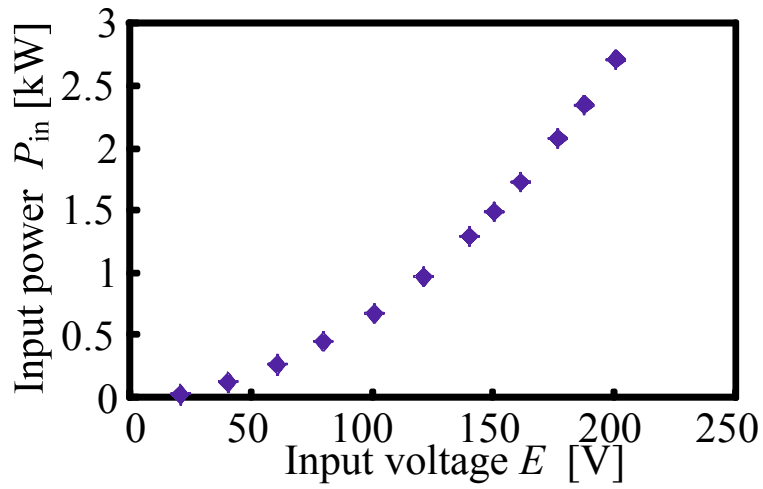


図 4.16 入力電力特性 ($f_{out}=f_{sw}$)

Fig. 4.16 Input power regulation characteristics ($f_{out}=f_{sw}$)

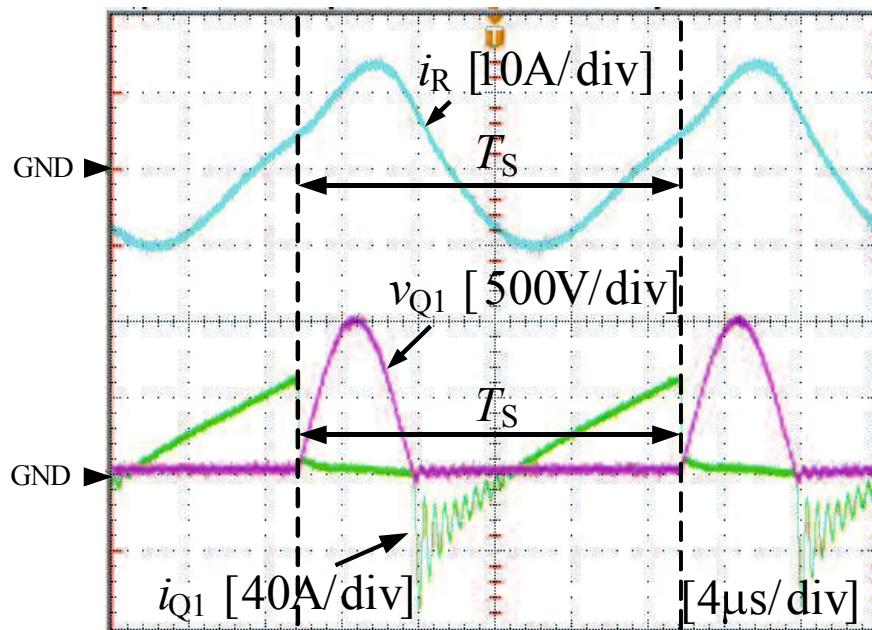
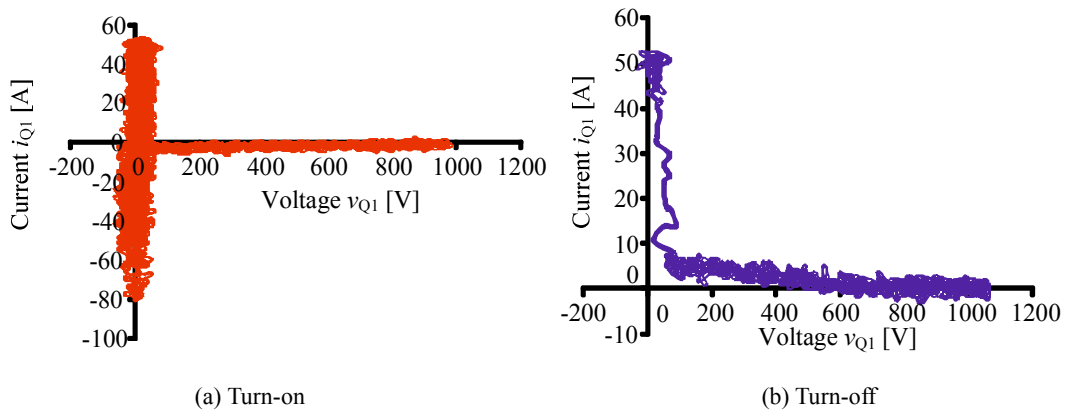


図 4.17 FFM 動作波形 ($\varphi = 0^\circ$, $P_{in} = 2.5 \text{ kW}$)

Fig. 4.17 Fundamental frequency mode operation waveforms ($\varphi = 0^\circ$, $P_{in} = 2.5 \text{ kW}$)



(a) Turn-on (b) Turn-off
 図 4.18 Q_1 のスイッチング軌跡 ($\varphi = 0^\circ$, $P_{in} = 2.5 \text{ kW}$)
 Fig. 4.18 Switching locus of Q_1 ($\varphi = 0^\circ$, $P_{in} = 2.5 \text{ kW}$)

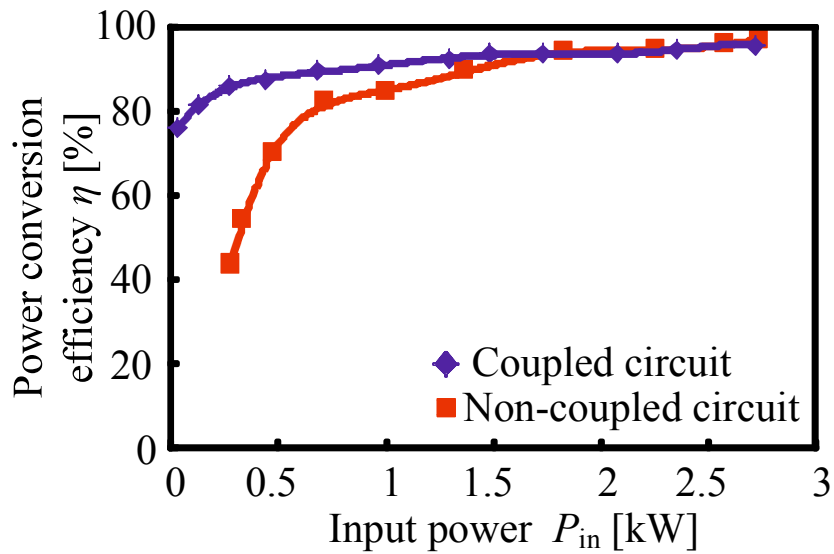


図 4.19 電力変換効率の比較結果 ($f_{out} = f_{sw}$)
 Fig. 4.19 Comparison results of power conversion efficiency ($f_{out} = f_{sw}$)

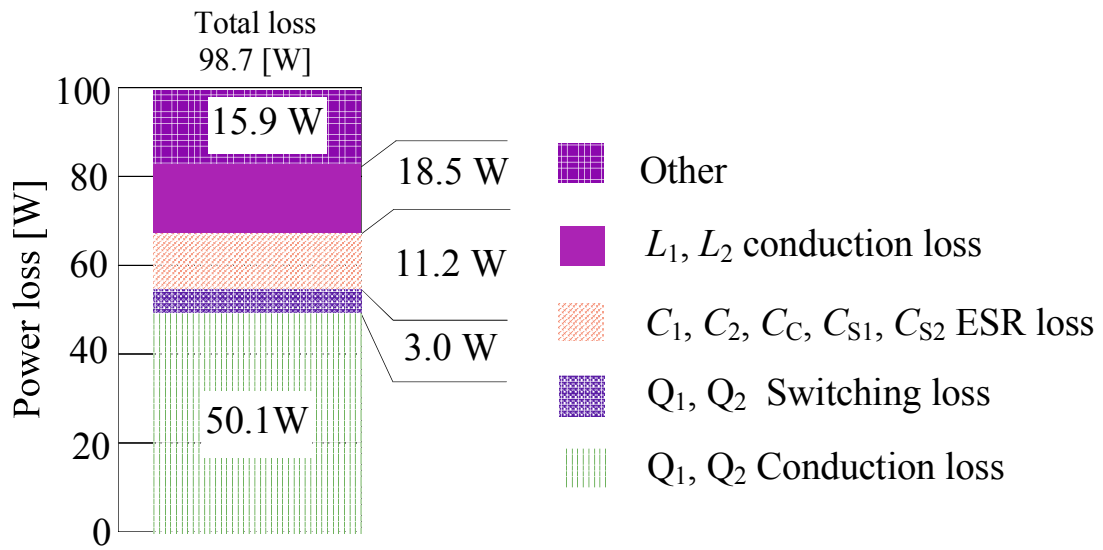


図 4.20 損失分析結果 ($P_{in} = 1.48 \text{ kW}, f_{out} = f_{sw}$)
 Fig. 4.20 Loss analysis results ($P_{in} = 1.48 \text{ kW}, f_{out} = f_{sw}$)

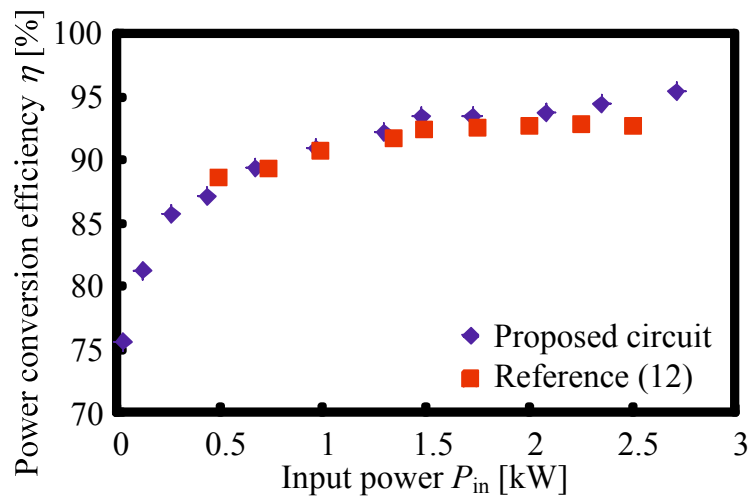


図 4.21 提案回路と文献(12)の電力変換効率比較

Fig. 4.21 Comparison of power conversion efficiency of proposed circuit and reference 12

4.7 結言

本章では、インダクタ L_1, L_2 を磁気結合させることによる部品点数の削減と回路小型化の可能性について検討した。また、第3章で明らかになった低電力領域の電力変換効率低下を改善するため、PSPWM から最大効率点で位相シフト角を固定し電力制御をPFC機能付き整流回路に分担させることを前提としたPAMへ変更した。その結果、以下で示すことが明らかになった。

- (1) インダクタを磁気結合し、かつ位相シフト角を最大電力点で固定しPAMにより電力制御することで、第3章のインダクタコア体積に比べ、42% コア体積削減効果が期待できる。
- (2) 電力制御をPSPWM からPAMに変更することで低電力での電力変換効率を大幅に改善することができた。
- (3) 提案回路は時分割制御高周波インバータの特長であるFDM, FFMを共に実現することができる。
- (4) 全ての電力制御領域においてソフトスイッチング動作可能である。
- (5) 先行研究と比較し、提案回路は銅鍋, 磁性ステンレス鍋共に全ての電力制御範囲で電力変換効率が上回っていた。

以上、本章で提案した結合インダクタ構造を有する時分割制御高周波インバータは第2章で問題提起した

- ・回路の小型化・低コスト化

および、第3章で明らかとなった問題

- ・低電力領域における電力変換効率の低下

を同時に解決することができた。

[参考文献]

- (1) 河口祐樹, 平木英治, 田中俊彦, 定方秀樹, 藤田篤志, 大森英樹, 中岡睦雄:「家庭用 IH 調理器への応用を目的とした簡易用 PFC 機能を持つ 2 ステージソフトスイッチング高周波インバータ」, 電学論 D, Vol. 130, pp.450-458 (2010)
- (2) 稲田剛士, 北泉武, 定方秀樹, 片岡章, 相原勝行:「ビルトイン IH クッキングヒータの進化」 Matsushita Technical Journal, Vol.52, No. 6 Dec. (2006)
- (3) 川島崇宏, 山本真義:「昇圧比調整を用いたトランスリンク型マルチフェーズ方式昇圧チョッパ回路の小型化」, 電学論 D, Vol. 133, pp. 428-435 (2013)
- (4) 山本真義, 堀井浩幸:「トランスリンク方式単相インターリーブ PFC コンバータ」, 電学論 D, Vol. 130, pp. 828-829 (2010)
- (5) 中村佑太, 山本真義:「マルチフェーズ方式トランスリンク形昇圧チョッパ回路制御系における最適化設計手法」, 電学論 D, Vol. 132, pp. 121-122 (2012)
- (6) 渡辺潤, 岡本昌幸, 平木英治, 田中俊彦:「高い降圧比を有するインダクタ結合形 DC-DC コンバータにおける出力電圧リップルの低減」, 電子通信エネルギー技術研究会(EE), 信学技報 IEICE Technical Report, No. EE 2011-05, pp. 41- 46 (2011)
- (7) 廣川貴之, 岡本昌幸, 平木英治, 田中俊彦:「結合インダクタを用いた時分割制御高周波インバータ」, The 13th IEEE Hiroshima Student Symposium (2011)
- (8) 廣川貴之, 岡本昌幸, 平木英治, 田中俊彦:「IH クッキングヒータ用時分割制御高周波インバータの小型化に関する検討」, 信学技報, IEICE Technical Report, EE2012-13, pp.81-85 (2012)
- (9) 廣川貴之, 岡本昌幸, 平木英治, 田中俊彦:「IH クッキングヒータ用時分割制御高周波インバータの実証評価」, 電学全大, No4-099, pp. 168-169 (2012)
- (10) 日本工業規格:「電子機器用高周波コイル及び中間周波変成器試験方法」
- (11) 河口祐樹, 平木英治, 田中俊彦, 定方秀樹, 大森英樹, 中岡睦雄:「家庭用 IH クッキングヒータ用ソフトスイッチング PFC コンバータにおける DCM 制御と CCM 制御の実証的比較評価」, パワーエレクトロニクス学会誌, Vol. 35, pp. 114-121 (2010)
- (12) 河口祐樹:「IH クッキングヒータ用高周波ソフトスイッチング電力変換回路に関する研究」, 山口大学大学院理工学研究科博士論文 (2010)
- (13) 宇留野純平, 庄司浩幸, 大久保敏一, 磯貝雅之:「誘導加熱用 PFC 機能付き Hブリッジ PAM コンバータの検討」, 電学産部大, 1-77, pp.467-470 (2009)

第5章

マルチ出力可能な

IH クッキングヒータ用高周波インバータ

第 5 章 マルチ出力可能な IH クッキングヒータ用高周波インバータ

5.1 緒言

本章では複数の火口を持つビルトイン型 IH クッキングヒータや次世代の IH クッキングヒータとして期待されるフリーゾーン加熱 IH クッキングヒータに適したマルチ出力高周波インバータを提案する。提案回路は第 3 章で提案した時分割制御高周波インバータをもとに構築するとともに、最適な電力制御法について検討する。さらに低電力領域での電力変換効率低下を抑制するためのシステム運用の手法について提案し、実験により評価する。

5.2 既存のマルチ出力高周波インバータ

図 5.1 に文献(1)~(3) で提案されているマルチ出力高周波インバータの回路を示す。この回路は各ワークコイルに共通にハーフブリッジインバータ(Common Inverter Block: CIB)とワークコイルを含む複数の共振負荷回路(Resonant Load Block: RLB)により構成されており、SEPP インバータの拡張系と言える。この回路の特徴をまとめる以下のようになる。

利点

- ・ シンプルな回路構成
- ・ ワークコイルへ供給する高周波電力を容易に遮断することができる。
- ・ PDC (Pulse Delay Control) により、負荷へ供給する電力を個別に電力制御できる。

欠点

- ・ RLB 内が通電する時間は全動作時間の 1/2 となるため回路利用率が低い。
- ・ ゲートドライブ回路の電源が RLB の段数に応じて必要になる。
- ・ 各負荷に供給される出力周波数は CIB の動作で決定されるため RLB 毎に変更することはできない。
- ・ CIB の電流定格は接続する RLB 数に応じて増加していく。

以上、この回路はマルチ出力高周波インバータとして十分な機能を果たすが、電流定格の大きなスイッチング素子必要となる。さらにゲート回路等周辺回路が複雑化し、装置全体の大型化や高コスト化が懸念される。

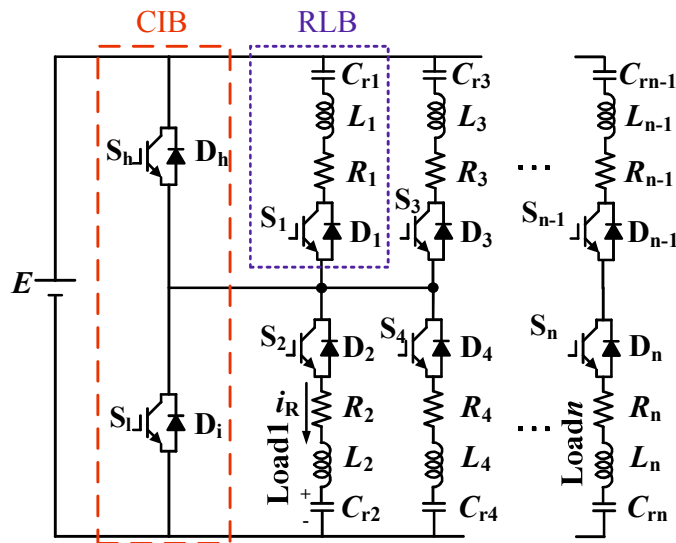


図 5.1 Series-Resonant Multi-inverter
Fig. 5.1 Series-Resonant Multi-inverter

5.3 提案するマルチ出力高周波インバータの特徴

図 5.2 に本章で提案するマルチ出力高周波インバータを示す。この回路は、これまで述べてきた時分割制御高周波インバータを基本回路構成としている^{(4), (5)}。 k はワークコイルの個数である ($k = 1, 2, \dots$)。ワークコイルとスイッチング素子の個数をそれぞれ k および N_s とすると、以下の関係式が得られる。

$$N_s = k + 1 \quad (k = 1, 2, 3, \dots) \quad (5-1)$$

提案するマルチ出力高周波インバータの特長を下記に示す。

利点

- ・ スwitching周波数一定で動作し、 C_{CnA} , C_{CnB} を切り替えるだけでFDMまたはFFMを選択できる。
- ・ 全スイッチング素子のエミッタ電位が共通なためゲートドライブ電源が1つで済む。これまでに発表されてきたマルチ出力高周波インバータと比べ提案回路はスイッチング素子の数が少なくて済むため小型化、低コスト化および高効率化が期待できる。

欠点

- ・ IH 負荷に対して直列にスイッチング素子が接続されていないため、ワークコイルに供給する高周波電力を完全に遮断することは難しい。
上で挙げた欠点は共振キャパシタ切り替えリレーを3極性とすることで対処できる。しかしながら、コストアップの要因ともなりえるため詳細な検討が必要である。

5.3.1 電力制御法

提案回路は時分割制御高周波インバータ同様、PSPWM により電力制御を行う。IH 負荷が 1 口の場合における基本原理は第 3 章と同じであるため、ここでは負荷が 2 口の場合について考える。この場合、図 5.3 (a), (b) に示すように 2 通りの位相シフト方向が考えられる。前者を SLPSPWM、後者を ZZPSPWM と呼ぶ。図は共に Q_1 を基準相、 Q_2 を制御相とすることで Load1、 Q_2 を基準相、 Q_3 を制御相とすることで Load2 の出力電力制御を行う。したがって負荷が 2 口の場合、制御変数は図中に示す φ_1, φ_2 である。ここで、2 通り位相のシフト方向における違いを下記に示す。

・タイプ A (Series Lagging PSPWM)

SLPSPWM は Q_1 を基準相とし、 Q_2 の位相シフト角を大きくすることで Load1 の電力制御を行う方法である。このときの位相シフト角を φ_1 とする。次に、 φ_1 位相シフト角を大きくした Q_2 を基準相とする。これに対し、 Q_3 の位相シフト角を大きくすることで Load2 の電力制御を行う。このときの位相シフト角を φ_2 とする。このように隣り合うスイッチング素子の動作位相角によって IH 負荷に供給する高周波電力を制御する。このとき、逆の位相のシフト方向でも同様の電力制御ができることを言及しておく。

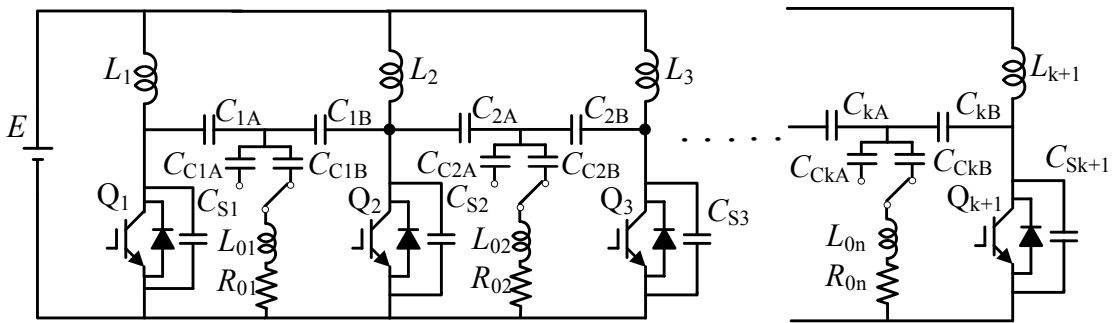
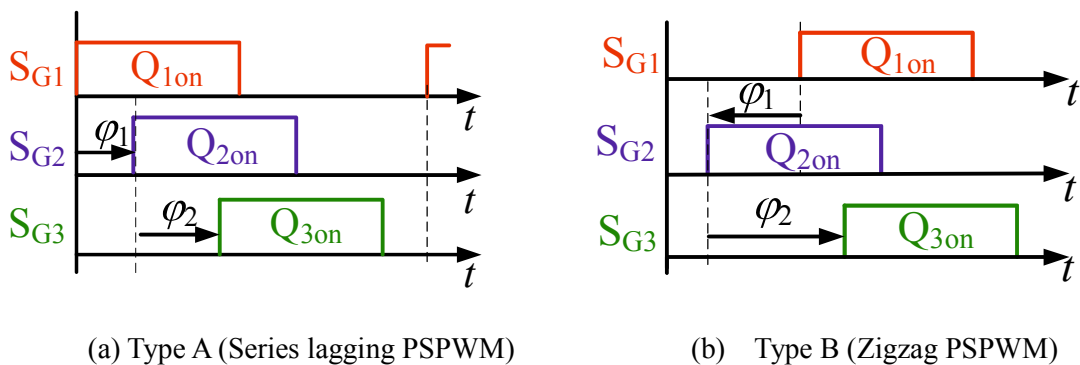


図 5.2 提案するマルチ出力可能な IH クッキングヒータ用高周波インバータ

Fig. 5.2 Proposed multiple-output HF inverter for IH cooking appliances



(a) Type A (Series lagging PSPWM)

(b) Type B (Zigzag PSPWM)

図 5.3 位相シフト法

Fig. 5.3 Two types of phase-shift method

Load1 および Load2 とともに FFM で動作させる場合、電力制御は時分割制御高周波インバータの FFM と同じ考え方でよい。一方、出力数 2 口をそれぞれ FFM, FDM で動作させた場合を考える。 $\phi_2 > \phi_1$ とした場合、図 5.4 に示すような(C_{S3} - L_3 - L_1 - C_{1A} - C_{C1} - L_{01} - R_{01})の電流経路で還流電流が流れ、電力干渉が生じる。そのため、SLPSPWM では FDM が存在すると独立して電力制御をすることができない。

図 5.5 に各ロスレススナバキャパシタに流入する電流波形を示す。上記の電流経路は図のオレンジで示される i_{CS3} と i_{CS1} の重なる領域が存在することが原因である。以上より、FFM ではタイプ A のみ電力を独立に供給することはできるが、FFM と FDM が混在する場合、独立した電力制御が困難になるといった問題が発生する。

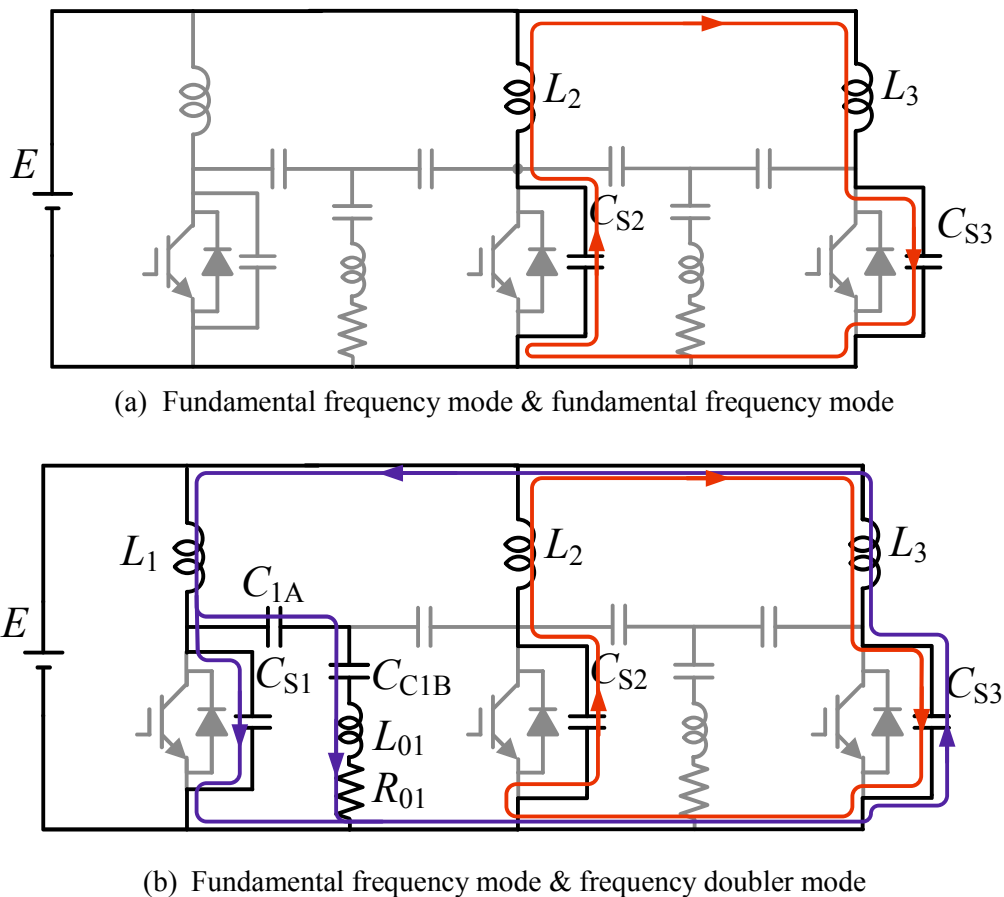


図 5.4 スイッチング素子オフ期間における位相シフトタイプ A の電流経路

Fig. 5.4 Resonant circulating current flow with all switching devices off condition under series lagging PSPWM.

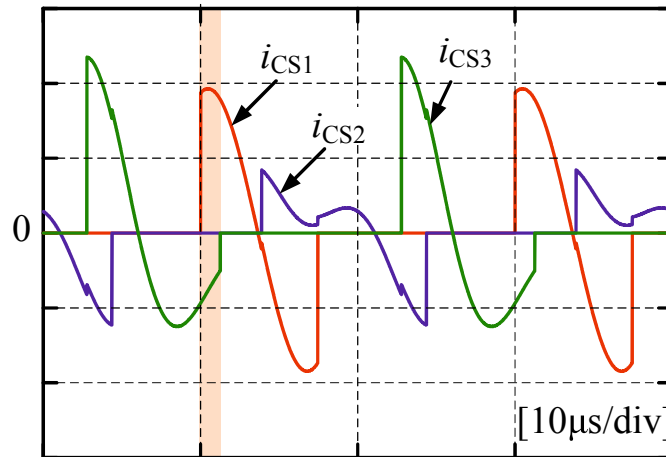


図 5.5 タイプ A におけるロスレススナバキャパシタ電流

Fig. 5.5 Lossless snubber capacitor current with type A

・タイプ B (Zigzag PSPWM)

ZZPSPWM は Q_1 を基準相とし、 Q_2 の位相シフト角を大きくすることで Load1 の電力制御を行う方法である。このときの位相シフト角を φ_1 とする。次に、 φ_1 位相シフト角を小さくした Q_2 を基準相とする。これに対し、 Q_3 の位相シフト角を大きくすることで Load2 の電力制御を行う。このときの位相シフト角を φ_2 とする。IH 負荷が増えるにしたがい位相シフトの方向を交互に反転させて電力制御を行う。このとき、逆の位相のシフト方向でも同様の電力制御ができることを言及しておく。

Load1, Load2 共に FFM で動作させる場合も電力制御は時分割制御高周波インバータの FFM と同じ考え方でよい。一方、2 口の IH 負荷をそれぞれ FFM, FDM で動作させた場合を考える。 $\varphi_1 = 70^\circ$, $\varphi_2 = 240^\circ$ とした場合、電力制御を行うと図 5.4 (a) に示すような還流電流が流れる。図中に示す電流経路に Load1 が含まれないため独立して電力制御をすることができる。図 5.6 に各ロスレススナバキャパシタに流入する電流波形を示す。SLPSPWM とは異なり、 i_{CS3} , i_{CS1} が重なる領域が存在しない。したがって還流電流が隣の負荷へ流入することはない。ここでは φ_1 を小さくしているが大ききした場合も同じである。以上の結果をまとめると、表 5.1 のようになる。本章では提案回路の位相シフト方式として ZZPSPWM を適用する。

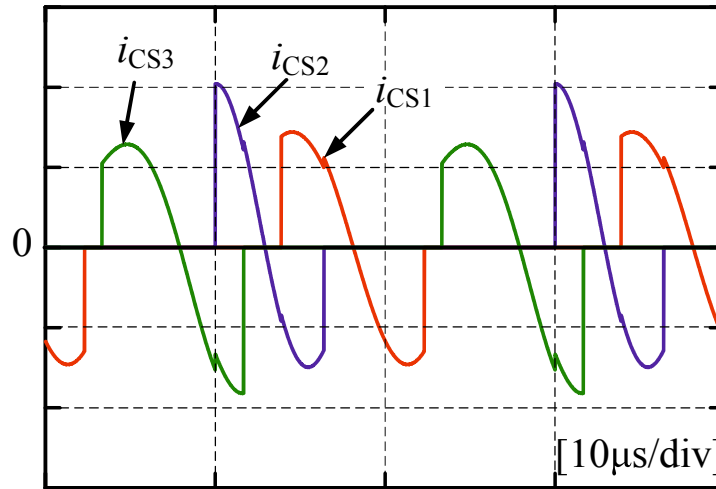


図 5.6 タイプ B におけるロスレススナバキャパシタ電流
 Fig. 5.6 Lossless snubbing capacitor current with type B

表 5.1 独立した電力制御機能 ($k = 2$)

Table 5.1 Individual power control capability ($k = 2$)

	Zigzag Phase-shift	Series lagging PSPWM
Load1: FFM Load2: FFM	○	○
Load1: FFM Load2: FDM	○	×
Load1: FDM Load2: FFM	○	×

5.4 実験結果

本節では提案回路の有用性を確認するため実験回路を構築し、最も単純な2出力回路による動作検証をおこなった。下記に示す3つの動作条件 (A), (B), (C) で実験を行った。

(A) f_{Load1} : FFM (出力電力: 固定), f_{Load2} : FFM (出力電力: 可変)

(B) f_{Load1} : FFM (出力電力: 可変), f_{Load2} : FDM (出力電力: 固定)

(C) f_{Load1} : FFM (出力電力: 固定), f_{Load2} : FDM (出力電力: 可変)

5.4.1 回路定数

表 5.2 に実験に用いた回路定数を示す。表中に示す入力電圧 E は出力電力特性および回路動作を確認するため 100 V としている。第3章および第4章と同様に FFM, FDM での出力周波数をそれぞれ 50 kHz, 100 kHz とする。この周波数条件下でソフトスイッチング動作を実現するためにロスレススナバキャパシタはそれぞれ $C_{S1} = C_{S2} = 120$ nF, $C_{S2} = 80$ nF としている。さらに、FFM では磁性ステンレス鍋(SUS430), FDM では銅鍋を使用している。ワークコイルは第3章と同じ大きさ・形状のものを使用しているため、FFM の場合は共振キャパシタ C_{nA} , C_{nB} を 800 nF, FDM の場合は C_{nA} , C_{nB} を 17.4 nF に選択する。

5.4.2 出力電力特性および動作波形

出力電力 P_{out} は第3章と同様の手法で測定した。

(A) f_{Load1} : FFM (出力電力: 固定), f_{Load2} : FFM (出力電力: 可変)

図 5.7 に出力電力特性を示す。このとき、 φ_1 を 70° で固定し、 φ_2 のみ $70\sim 180^\circ$ で可変させている。図より、Load1 の電力を一定とした状態で Load2 の電力のみ制御することができていることがわかる。

図 5.8 (a), (b) に動作波形を示す。上から負荷電流 i_{R1} , i_{R2} , スwitching素子 Q_1 の電圧電流 v_{Q1} , i_{Q1} である。(a)はそれぞれの位相シフト角を同一の $\varphi_1 = \varphi_2 = 70^\circ$ とした状態であり、それぞれの負荷に流入する電流実効値は $I_{R1} = 3.13$ A, $I_{R2} = 3.11$ A であった。一方、(b)は $\varphi_1 = 70^\circ$, $\varphi_2 = 120^\circ$ とした時の動作波形である。 $I_{R1} = 3.13$ A に対して $I_{R2} = 1.97$ A であった。したがって、 I_{R1} を一定としたまま I_{R2} のみ低減できていることがわかる。図 5.9 (a), (b) に $\varphi_1 = \varphi_2 = 70^\circ$, 図 5.10 (a), (b) に $\varphi_1 = 70^\circ$, $\varphi_2 = 120^\circ$ とした時の Q_1 のターンオン、ターンオフ軌跡を示す。これらの結果から、位相をシフトさせた場合においてもスイッチング素子の ZVZCS ターンオン、ZVS ターンオフ動作が実現できている。 Q_2 , Q_3 においても Q_1 同様の動作を実現していた。また、最大出力時のスイッチ電流は $I_{Q1} = 8.22$ A, $I_{Q2} = 12.7$ A, $I_{Q3} = 8.04$ A となり、文献(1)で提案された回路とは異なり、一部の素子の電流責務が大幅に増加しないのもこの回路の利点である。

(B) f_{Load1} : FFM (出力電力: 可変), f_{Load2} : FDM (出力電力: 固定)

図 5.11 に出力電力特性を示す。 φ_2 を 170° で固定し, φ_1 のみ $70 \sim 180^\circ$ で可変させている。これにより Load2 の電力を一定とした状態で Load1 の電力のみ制御することができる。したがって, この場合も動作条件(A)と同様に 2 つの IH 負荷を独立に制御できる。

図 5.12 (a), (b) に動作波形を示す。上から負荷電流 i_{R1}, i_{R2} , スイッチング素子 Q_1 の電圧電流 v_{Q1}, i_{Q1} である。(a)はそれぞれの位相シフト角を $\varphi_1=70^\circ, \varphi_2=170^\circ$ とした状態であ

図 5.2 実験に用いた回路定数

Table 5.2 Design specifications for experimental analysis

Item	Symbol	Value
Input DC voltage	E	100 V
Resonant inductors	L_k	32 μ H
Resonant link capacitors	C_{kA}, C_{kB}	16 nF
Switching frequency	f_{sw}	50 kHz
Lossless snubbing capacitors	C_{s1}, C_{s3}	120 nF
Lossless snubbing capacitor	C_{s2}	80 nF
Output frequency	f_{out}	$f_{out}=100$ kHz
Load resonant current frequency	$= f_r$	$f_{out}=50$ kHz
Resonant capacitor for $f_{out}=100$ kHz	C_{CkA}	17.4 nF
Resonant capacitor for $f_{out}=50$ kHz	C_{CkB}	800 nF
*1Load inductance(Copper: $\phi=160$ mm)	L_{0n}	220 μ H
*2Load inductance(Stainless: $\phi=200$ mm)		300 μ H
*1Load resistance(Copper: $\phi=160$ mm)	R_{0n}	2.6 Ω
*2Load resistance(Stainless: $\phi=200$ mm)		23 Ω

*1; Measured frequency: 100 kHz

*2; Measured frequency: 50 kHz

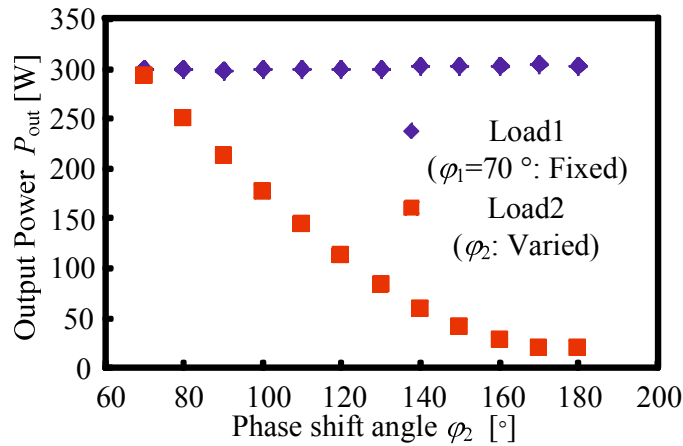
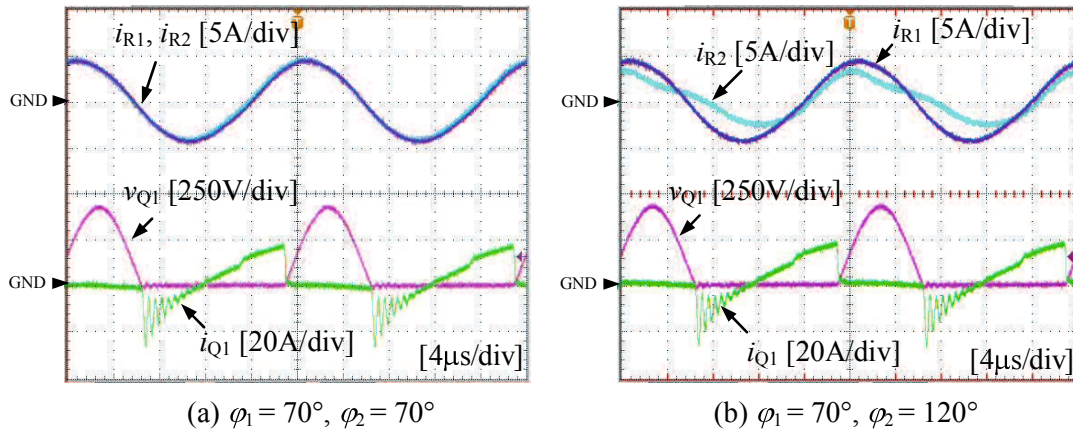


図 5.7 出力電力特性(動作条件(A))

Fig. 5.7 Output power characteristics (Operation mode (A))



(a) $\phi_1 = 70^\circ, \phi_2 = 70^\circ$

(b) $\phi_1 = 70^\circ, \phi_2 = 120^\circ$

図 5.8 動作波形(動作条件(A))

Fig. 5.8 Operation waveforms (Operation mode (A))

り，それぞれの負荷に流入する電流実効値は $I_{R1} = 3.33 \text{ A}$, $I_{R2} = 8.18 \text{ A}$ であった。一方，(b) は $\phi_1 = 120^\circ$, $\phi_2 = 170^\circ$ とした時の動作波形である。 $I_{R1} = 2.2 \text{ A}$ に対して $I_{R2} = 8.21 \text{ A}$ であった。したがって， I_{R2} を一定としたまま I_{R1} のみ低減できていることがわかる。さらに，図 5.13 (a), (b) および図 5.14 (a), (b) に Q_1 のスイッチング軌跡を示す。これらの結果から，位相をシフトさせた場合においても ZVZCS ターンオン，ZVS ターンオフ動作が実現できている。 Q_2 , Q_3 においても Q_1 同様の動作を実現していた。また，最大出力時のスイッチ電流は $I_{Q1} = 8.49 \text{ A}$, $I_{Q2} = 11.1 \text{ A}$, $I_{Q3} = 10.2 \text{ A}$ であり，(A)の動作条件と同じであった。

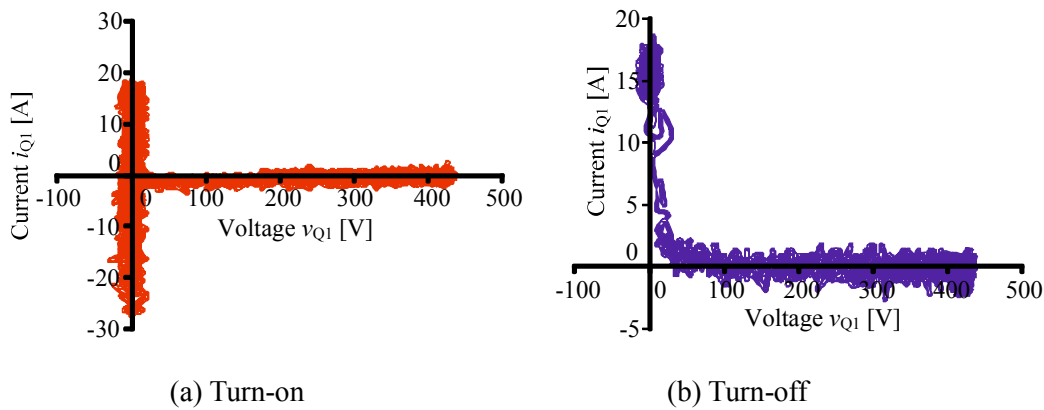


図 5.9 Q_1 のスイッチング軌跡 ($\varphi_1 = \varphi_2 = 70^\circ$)

Fig. 5.9 Switching locus of Q_1 ($\varphi_1 = \varphi_2 = 70^\circ$)

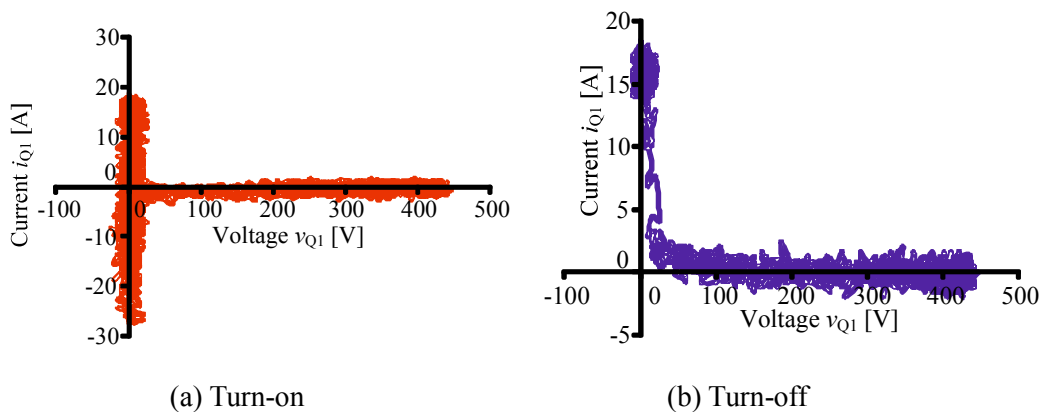


図 5.10 Q_1 のスイッチング軌跡 ($\varphi_1 = 70^\circ, \varphi_2 = 120^\circ$)

Fig. 5.10 Switching locus of Q_1 ($\varphi_1 = 70^\circ, \varphi_2 = 120^\circ$)

(C) f_{Load1} : FFM (出力電力: 固定), f_{Load2} : FDM (出力電力: 可変)

図 5.15 に出力電力特性を示す。 φ_1 を 70° で固定し、 φ_2 のみ $170 \sim 260^\circ$ で可変させている。これにより Load1 の電力を一定電力とした状態で Load2 の電力のみ可変することができる。したがってこの場合も動作条件(A)と同様に 2 つの IH 負荷を独立に制御できる。

図 5.16 (a), (b) に動作波形を示す。上から負荷電流 i_{R1}, i_{R2} , スwitching 素子 Q_1 の電圧電流 v_{Q1}, i_{Q1} である。(a) はそれぞれの位相シフト角を $\varphi_1 = 70^\circ, \varphi_2 = 180^\circ$ とした状態であり、それぞれの負荷に流入する電流実効値は $I_{R1} = 3.25 \text{ A}, I_{R2} = 7.29 \text{ A}$ であった。一方, (b) は $\varphi_1 = 70^\circ, \varphi_2 = 240^\circ$ とした時の動作波形である。このとき $I_{R1} = 3.13 \text{ A}, I_{R2} = 2.09 \text{ A}$ であった。

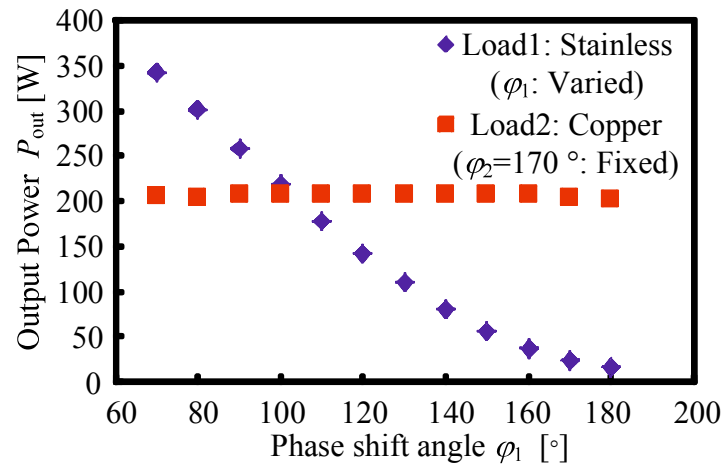
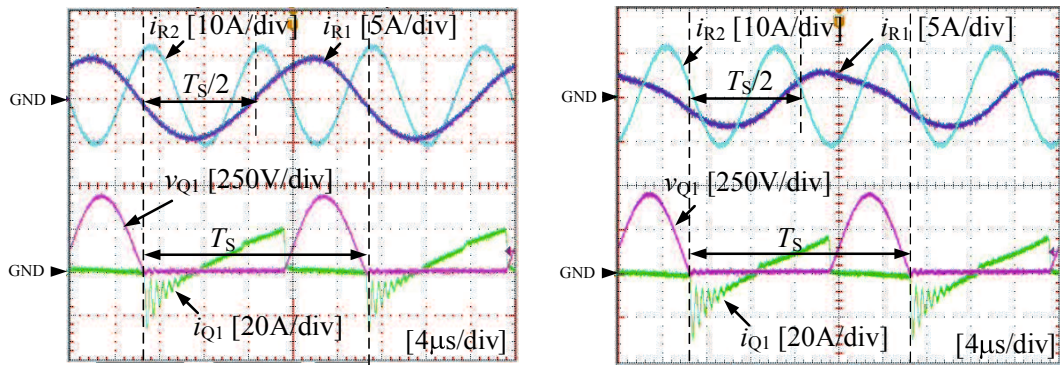


図 5.11 出力電力特性(動作条件(B))

Fig. 5.11 Output power characteristics (Operation mode (B))

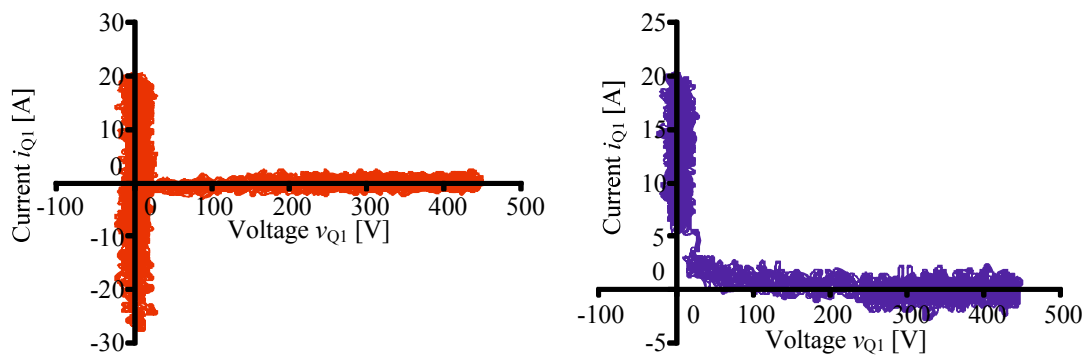


(a) $\phi_1 = 70^\circ, \phi_2 = 170^\circ$

(b) $\phi_1 = 120^\circ, \phi_2 = 170^\circ$

図 5.12 動作波形(動作条件(B))

Fig. 5.12 Operation waveforms (Operation mode (B))

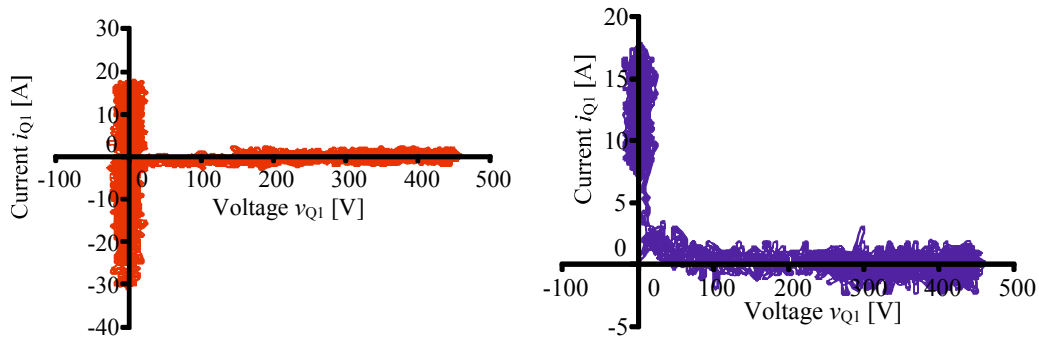


(a) Turn-on

(b) Turn-off

図 5.13 Q_1 のスイッチング軌跡 ($\phi_1 = 70^\circ, \phi_2 = 170^\circ$)

Fig. 5.13 Switching locus of Q_1 ($\phi_1 = 70^\circ, \phi_2 = 170^\circ$)



(a) Turn-on

(b) Turn-off

図 5.14 Q_1 のスイッチング軌跡 ($\phi_1 = 120^\circ$, $\phi_2 = 170^\circ$)

Fig. 5.14 Switching locus of Q_1 ($\phi_1 = 120^\circ$, $\phi_2 = 170^\circ$)

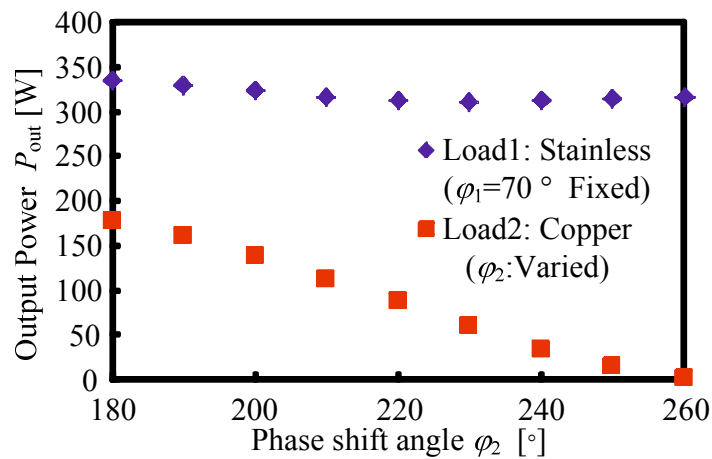
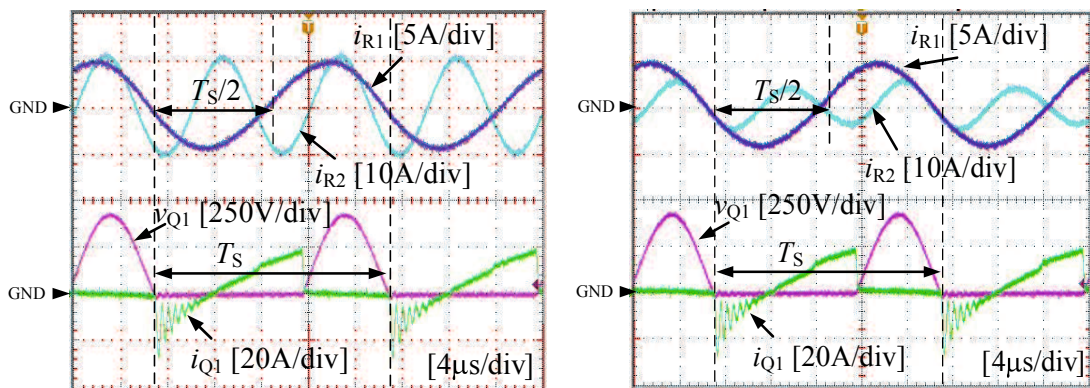


図 5.15 出力電力特性 (動作条件(C))

Fig. 5.15 Output power characteristics (Operation mode (C))



(a) $\phi_1 = 70^\circ$, $\phi_2 = 180^\circ$

(b) $\phi_1 = 70^\circ$, $\phi_2 = 240^\circ$

図 5.16 動作波形 (動作条件(C))

Fig. 5.16 Operation waveforms (Operation mode (C))

したがって、 I_{R1} を一定としたまま I_{R2} のみ低減できていることがわかる。この場合も、図 5.17 (a), (b) および図 5.18 (a), (b) に示す Q_1 のスイッチング軌跡から、位相をシフトさせた場合においてもスイッチング素子の ZVZCS ターンオン、ZVS ターンオフ動作が実現できている。 Q_2 、 Q_3 においても Q_1 同様の動作を実現していた。また、最大出力時のスイッチ電流は $I_{Q1} = 8.20 \text{ A}$ 、 $I_{Q2} = 12.2 \text{ A}$ 、 $I_{Q3} = 9.6 \text{ A}$ であり、(A) の動作条件と同じであることを確認した。

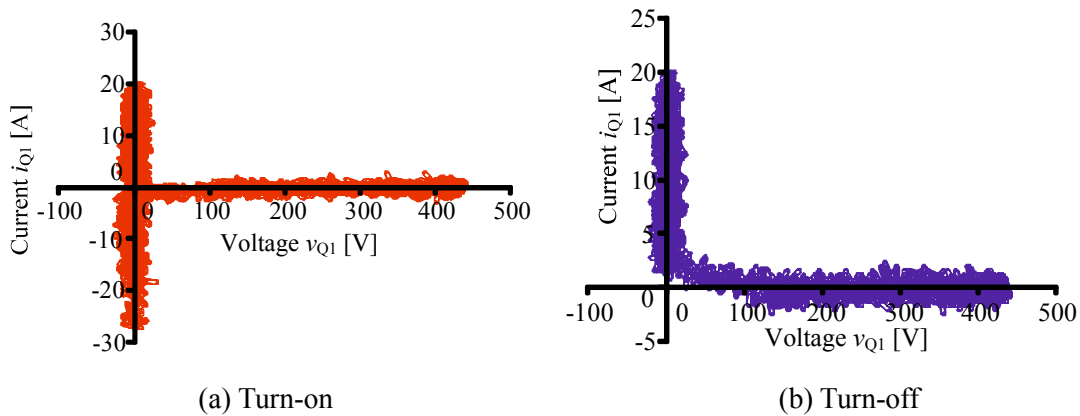


図 5.17 Q_1 のスイッチング軌跡 ($\varphi_1 = 70^\circ$, $\varphi_2 = 180^\circ$)

Fig. 5.17 Switching locus of Q_1 ($\varphi_1 = 70^\circ$, $\varphi_2 = 180^\circ$)

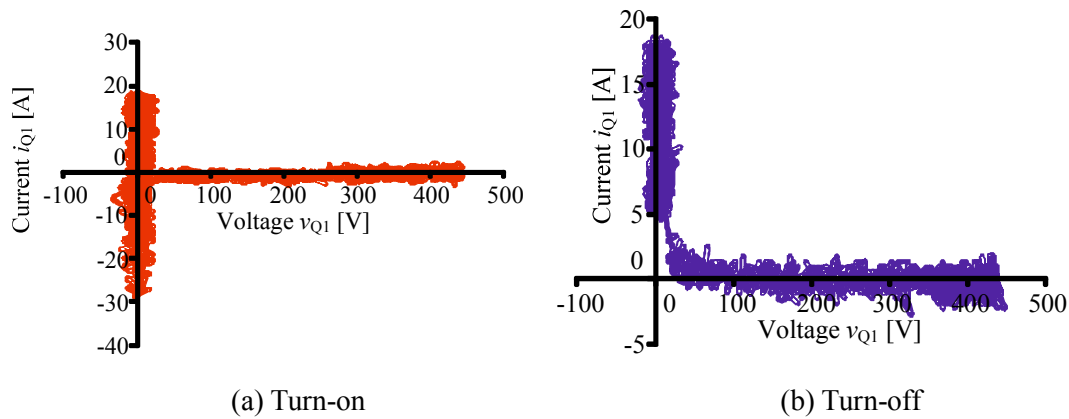


図 5.18 Q_1 のスイッチング軌跡 ($\varphi_1 = 70^\circ$, $\varphi_2 = 240^\circ$)

Fig. 5.18 Switching locus of Q_1 ($\varphi_1 = 70^\circ$, $\varphi_2 = 240^\circ$)

5.5 多出力化に関する検討

多段化するために本節では3口の負荷の場合について検討する。以下に示す2つの条件でシミュレーションを行った。

(i) f_{Load1} : FFM, f_{Load2} : FFM, f_{Load3} : FFM

(ii) f_{Load1} : FFM, f_{Load2} : FDM, f_{Load3} : FFM

回路定数は表 5.2 と同じである。追加した素子の回路定数は, $L_4 = 32\mu\text{H}$, $C_{3A} = C_{3B} = 16\text{ nF}$, $C_{Sn4} = 120\text{ nF}$ である。ただし, 入力電圧は $E = 280\text{ V}$ としている。

(i) f_{Load1} : FFM, f_{Load2} : FFM, f_{Load3} : FFM

図 5.19 に出力電力特性を示す。 φ_1 および φ_2 の位相シフト角をそれぞれ 70° , 80° で固定し, φ_3 のみ $90^\circ \sim 170^\circ$ の範囲で位相をシフトさせた。図より Load3 の電力制御はできているが, Load3 が低電力になるにしたがい Load2 の出力電力が増大している。これは, Load3 の電力を絞っていく過程で Load2 に電流が流入していることが原因である。しかしながら, この場合は Load2 の出力電力が上昇する範囲で φ_2 の電力が低下する方向に位相をシフトさせることで 2.5 kW 一定に保つことができる。測定結果から, Load2 の電力 $P_{out} = 2.5\text{ kW}$ に対するずれを計算したところ, 最大で 10% であった。

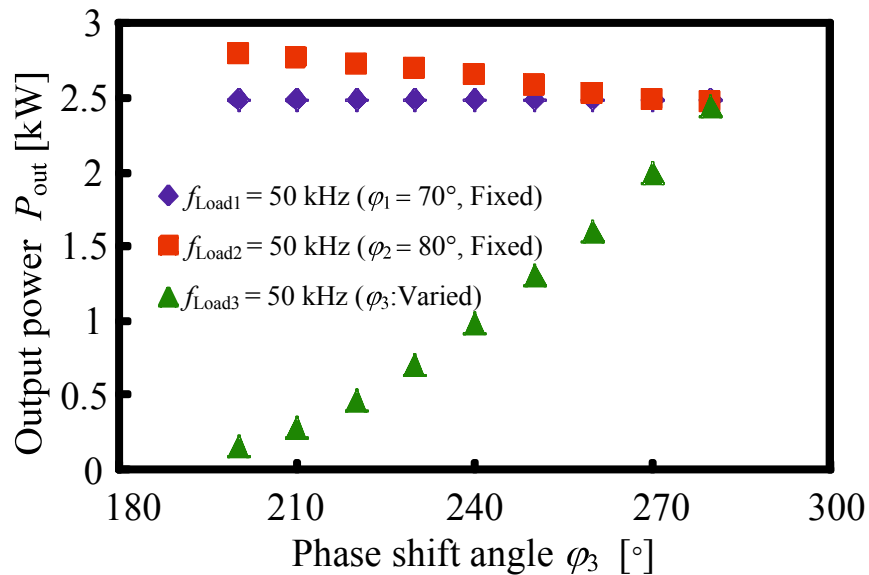


図 5.19 出力電力特性 (動作条件(i))

Fig. 5.19 Output power characteristics (Operation mode (i))

(ii) $f_{Load1} : \text{FFM}, f_{Load2} : \text{FDM}, f_{Load3} : \text{FFM}$

C_{CnB} を C_{CnA} に, IH 負荷 (L_{02}, R_{02}) の定数を $220 \mu\text{H}, 2.6 \Omega$ へ変更した。図 5.20 に出力電力特性を示す。 φ_1 および φ_2 の位相シフト角をそれぞれ $70^\circ, 190^\circ$ で固定し, φ_3 のみ $30^\circ \sim 110^\circ$ の範囲で位相をシフトさせた。Load3 が低電力になるにしたがい Load2 の出力電力が変動していることがわかる。これは, φ_3 シフトさせるとことで Load2 の電力を低減してしまう領域に入ってしまうことが原因である。ここで, 先ほどの全て FFM の時と比べると Load2 は最大電力で位相角を固定しているため, 位相角を変えても出力電力はこれ以上増加しない。図より, Load2 の電力 $P_{out} = 2.5 \text{ kW}$ に対するずれを計算したところ, 最大で 20 % であった。この計算結果から, FDM を含むことにより全て FFM の場合と比較すると 10 % 電力が変動することになる。

以上の多出力化の検討より, FFM, FDM 共に対応可能であるが, 隣り合う IH 負荷においては電力が多少変動することがわかった。

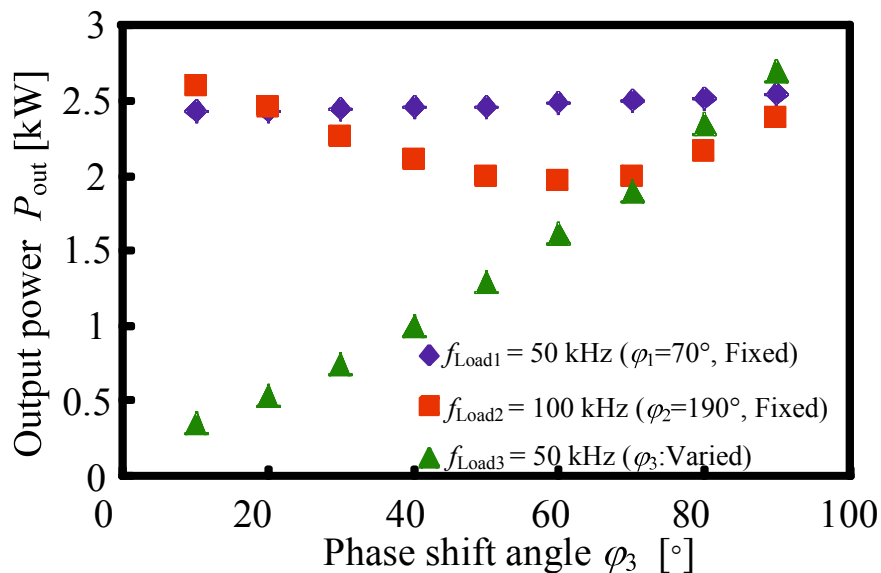


図 5.20 出力電力特性 (動作条件(ii))

Fig. 5.20 Output power characteristics (Operation mode (ii))

5.6 フリーゾーン加熱方式の高効率化に関する検討

本節では、フリーゾーン加熱方式の高効率化に関する検討を行う。これは、第3章で明らかになった低電力領域における電力変換効率の低下を解決するためである。図 5.21 に実験概念を示す。IH 負荷の下に 2 つのワークコイルを配置すると仮定している。低電力時では片側のコイルのみ最大電力とし、もう一方のワークコイルに流れる電流を遮断することで高効率化が期待できる。これを、実験により評価する。サーモグラフィ(日本アビオニクス社製 Thermo Shot F30W)を用いることで被加熱物体に熱がどのように伝わるのかを確認する。文献(6)で低抵抗材質の銅では熱伝導率は 100°C で $395 \text{ W/m}\cdot\text{K}$ 、一方高抵抗材質の鉄は $72 \text{ W/m}\cdot\text{K}$ である。したがって、ここでは条件の悪い鉄を評価対象とした。図 5.22 に使用した IH 負荷の外観写真を示す。鉄板を使用した。また、図 5.23 に鉄板の下に配置したワークコイルの外観を示す。第3章、第4章で使用したのと同じである。図 5.24 にサーモグラフィ結果を示す。図 5.25 に示すように鉄板上面から測定した。Load1 のワークコイルのみ電流を流し、600 W としている。(a)は 20 秒後、(b)は 140 秒後をそれぞれ示している。Load2 に熱が伝わっていないことがわかる。この結果から、片側のみ局所的に加熱されると考えられる。したがって、この局所加熱はワークコイルを図 5.26 に示すように交互に時分割通電することで解消できると考えられる。

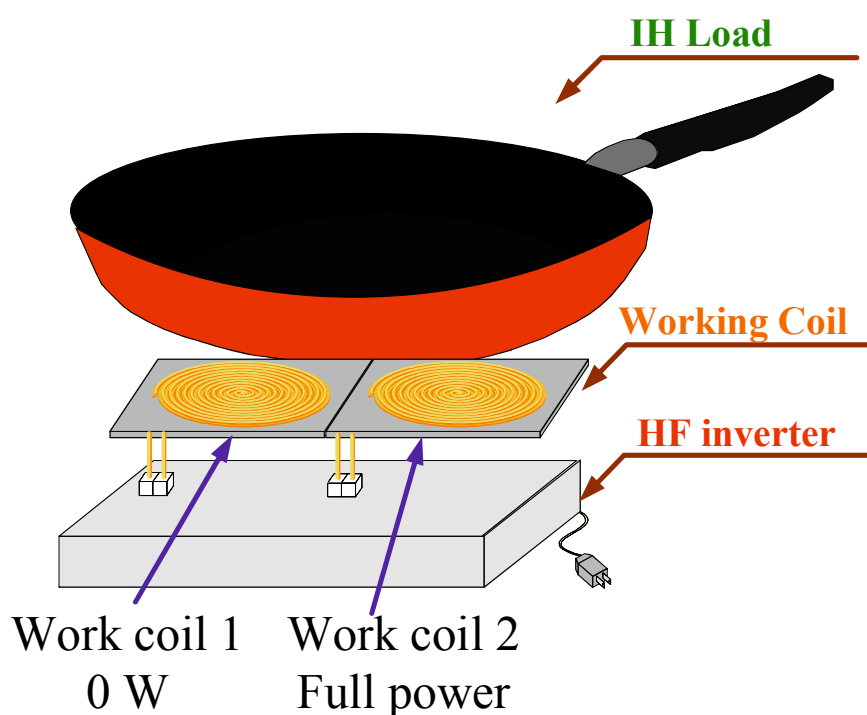


図 5.21 低電力時の実験概念 (フリーゾーン加熱)

Fig. 5.21 Experimental concept of low power (Free-zone heating)



図 5.22 実験に用いた IH 負荷の外観

Fig. 5.22 Exterior of IH load for experimental setup

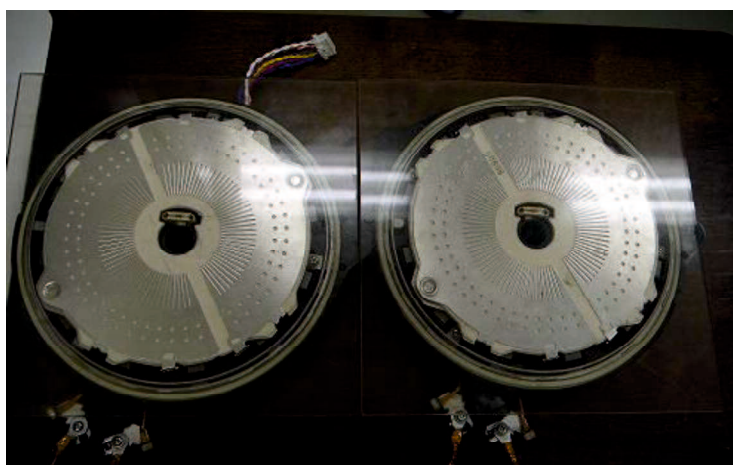
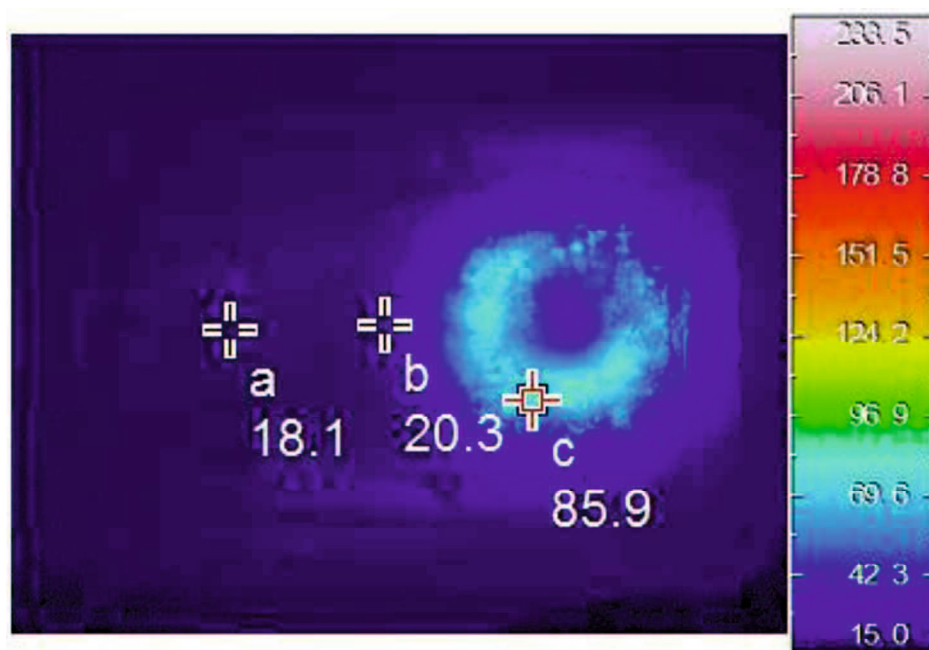
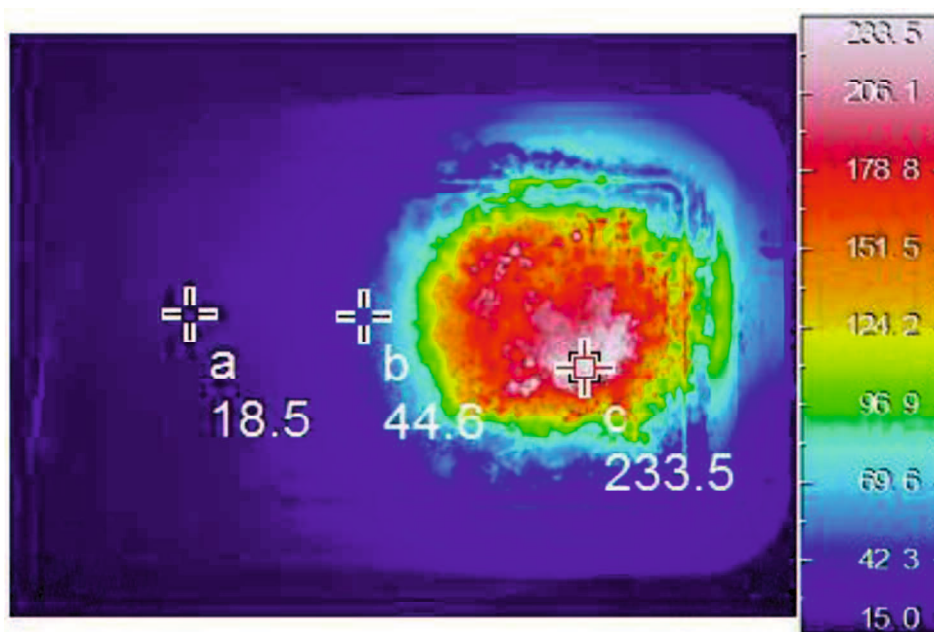


図 5.23 ワークコイルの外観

Fig. 5.23 Exterior of working coils for experimental setup



(a) 20 sec.



(b) 140 sec.

図 5.24 低電力時のサーモグラフィ結果
Fig. 5.24 Thermography results of low power

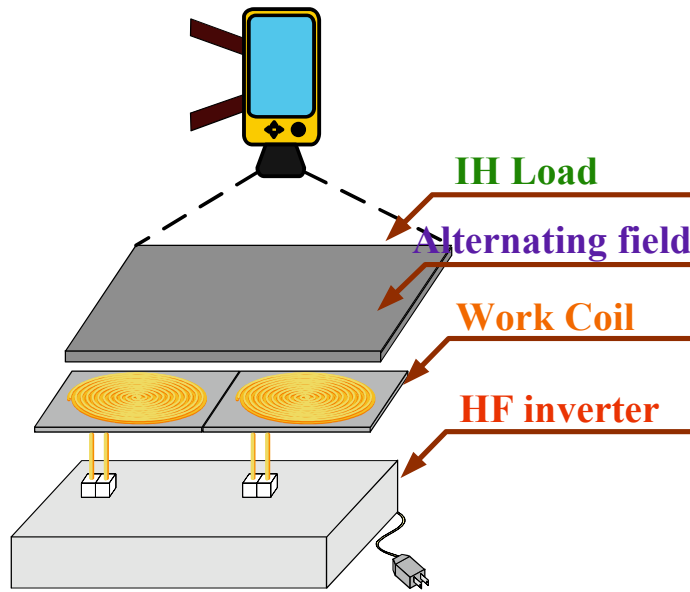


図 5.25 サーモグラフィを用いた測定法

Fig. 5.25 Measurement method by using thermography

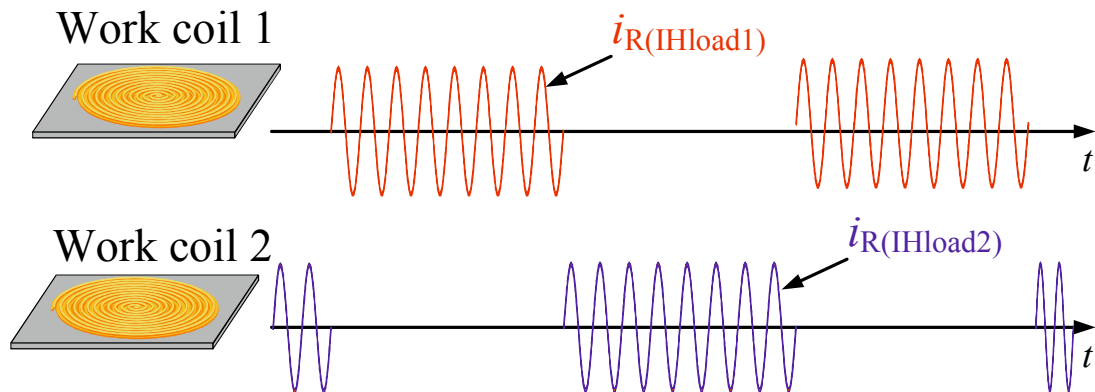


図 5.26 時分割通電法

Fig. 5.26 Time-sharing power distribution

5.7 ワークコイル間における相互誘導の影響

本節ではビルトイン型 IH クッキングヒータやフリーゾーン加熱において提案回路を使用した場合、互いのインバータへ及ぼす影響について評価する。図 5.27 に実験した IH 負荷のトランスモデルおよびその等価回路を示す。使用した IH 負荷は 5.6 と同じ鉄板および 2 つのワークコイルである。このとき、ワークコイル間の距離は 60 mm であった。(a)に示す L_{01} および L_{02} はワークコイルのインダクタンス、 L および R は鉄板のインダクタンスおよび抵抗値である。また、(b)に示す L_{001} , L_{002} および R_{001} , R_{002} はそれぞれのワークコイルから見た直列等価インダクタンスおよび等価直列抵抗、 M は相互インダクタンス、 R_M は相互誘導に起因する等価抵抗である。この回路の AB 間に電流 i_A を流し、解放した CD 間の電圧 v_{CD} を測定する。図 5.28 に実験結果を示す。この結果から、次式で表されるインピーダンスを算出する。

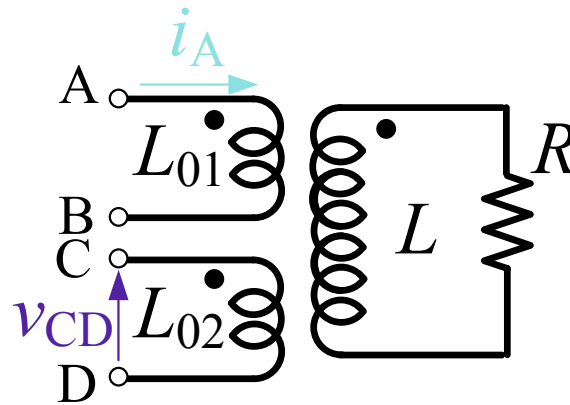
$$\frac{\dot{V}_{CD}}{\dot{I}_A} = R_M + j\omega M \quad (5-2)$$

さらにこのインピーダンスから次式で表される結合係数を算出する。

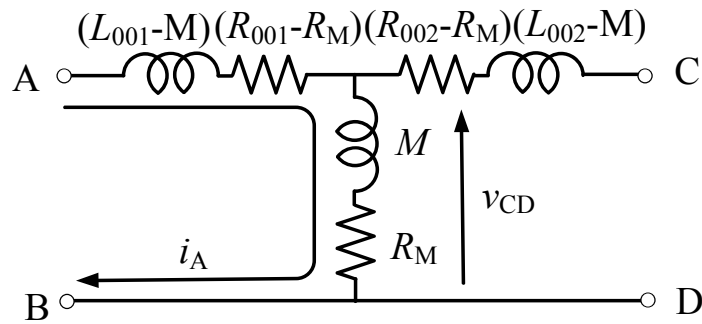
$$k = \frac{M}{\sqrt{L_{001} \cdot L_{002}}} \quad (5-3)$$

計算した結果 $k=0.00017$ であった。このとき $M=0.055 \mu\text{H}$, $L_{001}=328 \mu\text{H}$, $L_{002}= 322 \mu\text{H}$ であった。

このとき Q_1 および Q_2 は図 5.8 と同様の動作をしていたため、この程度の結合係数では互いのインバータに影響を及ぼさないということが言える。しかしながら、ワークコイル間距離が 60 mm より短くなることが考えられるフリーゾーン加熱ではさらに結合係数が大きくなり、互いのインバータに影響を及ぼす可能性がある。しかしながら、少なくともビルトイン IH クッキングヒータのようなワークコイル間距離が大きなタイプにおいて、提案回路は互いのインバータに影響を及ぼさないということが言える。



(a) トランスモデル



(b) 等価回路

図 5.27 結合係数算出に用いた IH 負荷モデル

Fig. 5.27 IH load model for calculation of coupling coefficient

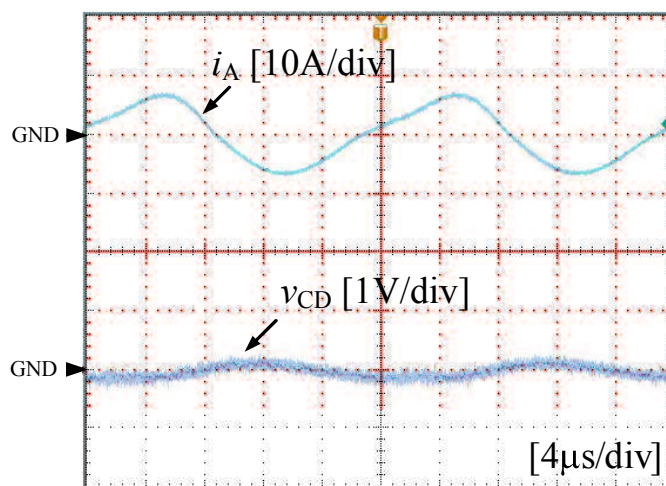


図 5.28 L_{01} の電流および L_{02} に誘導される電圧の実験波形

Fig. 5.28 Experimental waveforms for current through L_{01} and induced voltage on L_{02}

5.8 結言

本章では、マルチ出力可能な高周波インバータを提案した。この提案回路は第3章で提案した時分割制御高周波インバータを基本回路構成としている。提案回路を解析し、実験評価した結果、以下に示すことが明らかになった。

- (1) Zigzag PSPWM により FDM, FFM が混在した状態においても電力制御することができた。
- (2) 全ての電力制御範囲でソフトスイッチング動作を実現することができた。
- (3) 隣り合う IH 負荷においては電力が多少変動するが、FDM, FFM 共に多出力化に対応可能であった。
- (4) 小径のワークコイルを断続的に動作させることで被加熱物体を一定の温度とし、かつ高効率動作の実現が期待できる。
- (5) ワークコイル間距離が 60 mm 程度とれるビルトイン型では各ワークコイル間での結合係数は十分小さく、互いに影響を及ぼさない。

以上より、本章で提案化するマルチ出力高周波インバータは第3章で問題となった低電力領域における電力変換効率の低下の問題を同時に解決することが期待できる。

[参考文献]

- (1) O. Lucia, J. M. Burdio, L. A. Barragan, J. Acero, and I. Millian: “Series-Resonant Multiinverter for Multiple Induction Heaters”, *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 24, no. 11, pp.2860-2867, 2010
- (2) O. Lucia, J. M. Burdio, L. A. Barragan, C. Carretero, and J. Acero: “Pulse Delay Control Strategy for Improved Power Control and Efficiency in Multiple Resonant Load Systems”, *The 37th IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 2470-2475, 2011
- (3) O. Lucia, C. Carretero, J. M. Burdio, J. Acero, and F. Almazan: “Multi-Output Resonant Matrix Converter for Multiple Induction Heaters”, *IEEE Trans. Industry Applications*, Vol. 48, No. 4, pp.1387-1396, 2012
- (4) 廣川貴之, 平木英治, 田中俊彦, 今井慎, 安井健治, 住吉眞一郎: 「マルチ出力可能な IH クッキングヒータ用高周波インバータ」, 電学全大 pp. 96-97 (2013)
- (5) Takayuki Hirokawa, Eiji Hiraki, Toshihiko Tanaka, Makoto Imai, Kenji Yasui, Shinichiro, Sumiyoshi: “Dual-Frequency Multiple-Output Resonant Soft-Switching Inverter for Induction Heating Cooking Appliances”, *The 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 5026-5031, 2013
- (6) 国立天文台: 「理科年表」, 丸善, p. 405 (2010)

第 6 章

結論

第6章 結論

6.1 本研究で得られた成果

本論文では、IH クッキングヒータ用高効率高周波共振形ソフトスイッチング電源の回路方式および電力制御法を提案し、理論およびシミュレーション解析をはじめ実証評価を行った。以下に本論文で得られた成果を各章ごとに要約する。

第2章では、IH クッキングヒータの要素技術について述べた。まず、誘導加熱の基本原理を説明し、誘導加熱負荷の電氣的等価回路モデルを示した。次に、実用化されているオールメタル対応化技術を紹介した。さらに、要素技術である電源高調波とその対策法、ソフトスイッチング技術による電力変換効率の向上について述べた。

第3章では、高効率なオールメタル対応 IH クッキングヒータ用時分割制御高周波インバータを提案した。提案回路は1個のスイッチング素子で構成される回路を並列接続している。この回路はインバータ動作周波数を高くすること無く、高周波電力周波数を2倍にできるといった特徴がある。これにより、高周波動作時に問題となるスイッチング損失を大幅に低減できる。また、先に実用化されている3倍共振周波数方式より電源利用率が向上し、かつ回路を並列接続しているため各インバータの電流責務を半分とすることができる。したがって、高効率なオールメタル対応 IH クッキングヒータを実現することが期待できる。まず提案回路の特長、回路動作および回路定数設計法について論じた。次に回路を試作し、実験により提案回路の有用性を明らかにした。

第4章では装置の小型化、低コスト化および第3章で明らかになった課題(低電力領域における電力変換効率の著しい低下)を同時に解決可能な回路および電力制御法を提案した。前者は2つのインダクタを結合させることによる部品点数の削減、後者は電力制御法の変更により課題解決を図る。まず、提案する結合インダクタ構造を有する時分割制御高周波インバータおよび電力制御法について論じた。次に、回路体積の大部分を占めるインダクタコアのサイズを論理的に導出し、装置の小型化について検討した。さらに、試作実験により結合回路とその電力制御法の有用性を明らかにした。

第5章では、マルチ出力可能な IH クッキングヒータ用高周波インバータを提案した。提案回路は第3章で提案した時分割制御高周波インバータを多段並列接続することでマルチ出力化を実現することができる。また、インダクタ、キャパシタおよびスイッチ

ング素子を共有することができるため、部品点数の削減が可能となる。したがって、装置の小型化も同時に実現することができる。まず、マルチ出力化の研究背景および提案回路について説明した。次に、マルチ出力化した際に考えられる個別電力制御法について議論し、本章で提案した回路の実験検証を行うことで提案回路の有用性を明らかにした。さらに、第3章で明らかとなった低電力領域における電力変換効率低下を改善するための手法を提案した。

以上、本論文で提案した高周波インバータはIHクッキングヒータのみならず他のスイッチング電源に応用可能な将来性のある回路である。

研究業績一覽

研究業績一覧

学術論文

- (1) 廣川貴之, 平木英治, 田中俊彦, 岡本昌幸, 中岡睦雄:「オールメタル対応 IH 調理器を目的とした時分割制御高周波インバータ」, 電気学会論文誌 D 分冊, Vol. 133, No. 7, pp. 692-699 (2013)
- (2) 廣川貴之, 平木英治, 田中俊彦, 岡本昌幸:「インダクタを結合した構造を有する IH クッキングヒータ用時分割制御高周波インバータの実証評価」, パワーエレクトロニクス学会誌, Vol. 38, pp. 141-148 (2013)
- (3) 廣川貴之, 平木英治, 田中俊彦, 今井慎, 安井健治, 住吉眞一郎:「マルチ出力可能な IH クッキングヒータ用高周波インバータ」, 電気学会論文誌 D 分冊(研究開発レター), Vol. 134, No. 4 (2014)

国際会議

- (1) Takayuki Hirokawa, Masayuki Okamoto, Eiji Hiraki, Toshihiko Tanaka, and Mutsuo Nakaoka: “A Novel Type Time-Sharing High-Frequency Resonant Soft-Switching Inverter for All Metal IH Cooking Appliances”, in *Proc. of the 37th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 2451-2457, 2011
- (2) Takayuki Hirokawa, Eiji Hiraki, Toshihiko Tanaka, Masayuki Okamoto, Mutsuo Nakaoka: “The Practical Evaluations of Time-Sharing High-Frequency Resonant Soft-Switching Inverter for All Metal IH Cooking Appliances”, in *Proc. of the 38th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 3284-3289, 2012
- (3) Takayuki Hirokawa, Eiji Hiraki, Toshihiko Tanaka, Makoto Imai, Kenji Yasui, Shinichiro Sumiyoshi: “Dual-Frequency Multiple-Output Resonant Soft-Switching Inverter for Induction Heating Cooking Appliances”, in *Proc. of the 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 5026-5031, 2013

研究会資料

- (1) 廣川 貴之, 平木 英治, 田中俊彦, 岡本 昌幸 : 「IH クッキングヒータ用時分割制御高周波インバータの小型化に関する検討」, 平成 24 年度電子情報通信学会電子通信エネルギー技術研究会(EE 研), 信学技報 IEICE Technical Report, vol. 112, no. 167, EE2012-13, pp. 81-85 (2012)
- (2) 廣川貴之, 平木英治, 田中俊彦, 岡本昌幸 : 「インダクタを結合した構造を有する IH クッキングヒータ用時分割制御高周波インバータの実証評価」, パワーエレクトロニクス学会第 195 回定例研究会, JIPE-38-18 (2012)
- (3) 中本貴之, 廣川貴之, 平木英治, 岡本昌幸, 田中俊彦 : 「Sepic と Zeta コンバータの特性評価」, 平成 25 年パワーエレクトロニクス研究会第 201 回定例研究会~若手のための研究発表会~ (2013)

口頭発表

- (1) 廣川貴之, 岡本昌幸, 平木英治, 田中俊彦 : 「誘導加熱用時分割制御高周波インバータ」, 平成 22 年電気・情報関連学会中国支部連合大会, 5-7, pp. 76-77 (2010)
- (2) 廣川貴之, 岡本昌幸, 平木英治, 田中俊彦 : 「高周波誘導加熱用時分割制御高周波インバータのシミュレーションによる動作解析」, 平成 23 年電気学会全国大会, pp. 102-103 (2011)
- (3) 廣川貴之, 岡本昌幸, 平木英治, 田中俊彦, 中岡睦雄 : 「スイッチング損失の低減を目的とした時分割制御高周波インバータ」, 平成 23 年電気学会産業応用部門大会 1-112, pp. 519-524 (2011)
- (4) 廣川貴之, 岡本昌幸, 平木英治, 田中俊彦 : 「結合インダクタを用いた時分割制御高周波インバータ」, The 13th IEEE Hiroshima Student Symposium (2011)
- (5) 廣川貴之, 岡本昌幸, 平木英治, 田中俊彦 : 「IH クッキングヒータ用時分割制御高周波インバータの実証評価」, 平成 24 年電気学会全国大会 pp. 168-169 (2012)
- (6) 廣川貴之, 平木英治, 田中俊彦, 今井慎, 安井健治, 住吉眞一郎 : 「マルチ出力可能な IH クッキングヒータ用高周波インバータ」, 平成 25 年電気学会全国大会 pp. 96-97 (2013)

謝辭

謝辞

本論文の作成にあたり、学部4年時から研究への取り組み方や研究の楽しさを4年に渡り御指導いただき、実験ならびに論文執筆など本研究の遂行に終始御支援を賜りました山口大学 大学院理工学研究科 田中俊彦 教授、平木英治 准教授 (現、岡山大学 大学院自然科学研究科 教授)、宇部工業高等専門学校 岡本昌幸 准教授に深く感謝すると共に厚く御礼申し上げます。御指導頂いた4年間の研究室生活は苦しい時期もありましたが充実した毎日であり、大きく成長できたと感じています。

本論文をまとめるにあたり、ご多忙にも関わらず数多くのご指導ならびに的確なご助言を頂きました山口大学大学院理工学研究科 大林正直 教授、羽野光夫 教授、若佐裕治 准教授、大原渡 准教授に厚く御礼申し上げます。

本研究を遂行し論文をまとめるにあたり、御助言をいただきました慶南大学大学院 中岡睦雄 教授に感謝の意を表します。

また、本研究を遂行するに当たり、企業の視点から多くの御助言をいただきましたパナソニック株式会社 住吉眞一郎氏、安井健治氏、今井慎氏に深く御礼申し上げます。

学部在籍時、大学院修士課程在籍時に著者に多くのご支援を賜りました諸先輩方に深く感謝いたします。本研究を遂行するうえで日々多くの議論やご支援をいただき、切磋琢磨しながら研究室生活を共にすごした同期の穂吉啓史氏、河野真吾氏、加藤慶一氏、豊田玄紀氏、中尾辰則氏に深く感謝の意を表します。また、研究室生活を共にしたパワーエレクトロニクス研究室の皆様に厚く御礼申し上げます。

最後に、博士課程に進学することを応援し、長年の学生生活ならびに研究室生活を支え温かく見守ってくれた両親に心より感謝いたします。