

論文 / 著書情報
Article / Book Information

題目(和文)	ハーフブリッジを逆直列接続した商用周波－高周波単相交流直接変換回路の位相シフト制御法に関する研究
Title(English)	
著者(和文)	米田昇平
Author(English)	Shohei Komeda
出典(和文)	学位:博士(工学), 学位授与機関:東京工業大学, 報告番号:甲第10636号, 授与年月日:2017年9月20日, 学位の種別:課程博士, 審査員:藤田 英明,安岡 康一,千葉 明,七原 俊也,萩原 誠,清水 敏久
Citation(English)	Degree:Doctor (Engineering), Conferring organization: Tokyo Institute of Technology, Report number:甲第10636号, Conferred date:2017/9/20, Degree Type:Course doctor, Examiner:,,,,,
学位種別(和文)	博士論文
Type(English)	Doctoral Thesis

東京工業大学大学院理工学研究科

<< 博 士 論 文 >>

ハーフブリッジを逆直列接続した
商用周波－高周波単相交流
直接変換回路の位相シフト制御法
に関する研究

平成 29 年 9 月

指導教員 藤田 英明 准教授

提 出 者

専 攻 電気電子工学専攻
氏 名 米田 昇平

目 次

第 1 章	序論	1
1.1	研究背景	1
1.1.1	パワーエレクトロニクスの産業・家電民生応用	1
1.1.2	交流変換回路の用途	2
1.1.3	商用周波－高周波単相交流変換回路の技術課題	3
1.1.4	交流直接変換回路とその技術課題	5
1.2	本論文の目的	6
1.3	本論文の構成	7
第 2 章	交流変換回路の技術動向とその応用	11
2.1	交流変換回路への要求と単相交流の電力	11
2.1.1	交流変換回路への要求	11
2.1.2	単相交流の電力脈動	12
2.2	交流変換回路の回路方式	14
2.2.1	交流変換回路の分類	14
2.2.2	間接形変換器	16
2.2.2.1	コンデンサ平滑方式	16
2.2.2.2	非平滑方式	17
2.2.2.3	ワンコンバータ方式	18
2.2.2.4	整流器とインバータの一体化方式	19
2.2.3	直接形変換器	20
2.2.3.1	ブリッジレス方式	20
2.2.3.2	マトリックコンバータ	21

2.2.3.3	サイクロコンバータ	22
2.3	パワーデカップリング技術	23
2.3.1	受動素子による電力脈動補償	23
2.3.2	パワーデカップリングの原理	24
2.3.3	基本回路構成	26
2.3.4	交流側パワーデカップリング	27
2.3.5	直流側デカップリング	29
2.3.6	高周波リンクパワーデカップリング	30
2.3.7	交流直接変換回路のパワーデカップリング	31
2.3.7.1	単相－三相マトリックスコンバータ	31
2.3.7.2	単相マトリックスコンバータ	32
2.3.8	交流直接変換回路を用いたの単相交流－直流変換器のパワーデ カップリング	33
2.4	ハーフブリッジを逆直列接続した交流直接変換回路	34
2.4.1	高周波－商用周波変換 (PV インバータ)	34
2.4.2	商用周波－高周波変換	34
2.4.3	技術的課題	37
2.5	交流変換回路における本論文の位置付け	37
第 3 章	位相シフト制御法	39
3.1	実験回路構成	39
3.2	スイッチングモードと基本動作原理	40
3.2.1	スイッチングモードと回路方程式	40
3.2.2	Mode 1 と Mode 2 を用いるシーケンス	43
3.2.3	Mode 3 と Mode 4 を用いるシーケンス	48
3.3	位相シフト制御法の適用	50
3.3.1	スイッチングシーケンス	50
3.3.2	位相シフト角	52
3.3.3	制御ブロック	52
3.4	回路設計	54
3.4.1	共振回路	54

3.4.2	スイッチングリプルフィルタ	56
3.4.3	スイッチングデバイス	58
3.5	実験結果	58
3.5.1	実験波形	58
3.5.2	特性比較	60
3.6	他研究との変換効率の比較	62
3.7	第3章のまとめ	62
第4章	パワーデカップリング制御法	67
4.1	実験回路構成	67
4.2	単相交流の電力脈動	67
4.3	電解コンデンサによる電力脈動の抑制	69
4.4	パワーデカップリングの原理	69
4.4.1	電力フロー	69
4.4.2	フィルタコンデンサのオフセット電圧	71
4.5	制御法	72
4.5.1	スイッチングモード	72
4.5.2	位相シフト角と電源・節点電流	73
4.5.3	共振回路電圧・電流とスイッチング周波数	75
4.5.4	制御ブロック	78
4.6	実験結果	79
4.6.1	実験波形	79
4.6.2	制御特性	83
4.7	電流・電圧の動作範囲	88
4.7.1	各部電流の大きさ	88
4.7.2	出力電圧の範囲	88
4.7.3	スイッチングデバイスと受動素子の電圧・電流ストレス	89
4.8	エネルギー蓄積要素の評価	90
4.8.1	コンデンサの静電容量と電圧最大値	90
4.8.2	フィルタコンデンサの大きさを最小値とした場合の実験結果	91
4.8.3	電力脈動補償に必要なエネルギーと蓄積エネルギーの最大値	91

4.8.4 他研究との比較	95
4.9 第4章のまとめ	96
第5章 パワーデカップリング制御における出力電圧の制御範囲の拡大	97
5.1 出力電圧制御	97
5.1.1 電源力率と整流器出力電圧	97
5.1.2 電源力率と出力電圧の制御範囲	98
5.2 出力電圧特性の実験結果	100
5.2.1 実験波形	100
5.2.2 電力制御特性	101
5.3 第5章のまとめ	102
第6章 結論	107
6.1 本論文の成果	107
6.2 今後の課題	109
付録 A: 交流直接変換回路のパワーフロー解析	111
付録 B: パワーデカップリング動作時のコンデンサの体積	117
参考文献	119
発表論文	131
謝辞	135

表 目 次

3.1	位相シフト制御法の実験回路定数	41
3.2	各スイッチングモードにおけるゲート信号の組み合わせと出力電圧 . . .	42
3.3	Mode 3' と Mode 4' におけるゲート信号の組み合わせと電源電圧が正の 場合の出力電圧	50
3.4	位相シフト制御法の実験に使用した MOSFET の特性	58
4.1	パワーデカップリング制御法の実験回路定数	68
4.2	パワーデカップリング制御法の実験に使用した MOSFET の特性	79
1	実験に使用したコンデンサの緒元	118

目 次

1.1 本論文で検討する位相シフト制御法と検討事項の関係	9
2.1 単相交流の電圧・電流・電力	13
2.2 交流変換回路の構成 (バッテリー充電回路応用)	14
2.3 間接形変換器 (平滑時) と直接形変換器における高周波電流の違い	15
2.4 電力の平滑能力に着目した交流変換回路の分類	15
2.5 コンデンサ平滑形高周波電源	17
2.6 非平滑形高周波電源	18
2.7 ワンコンバータ方式バッテリー充電回路	18
2.8 倍電圧整流回路とハーフブリッジの一体形	19
2.9 ブーストハーフブリッジインバータの応用方式	20
2.10 双方向スイッチを用いた一石形インバータ	20
2.11 双方向スイッチを用いたダイオードブリッジレスシングルエンドインバータ	21
2.12 双方向スイッチを用いた Dual Active Bridge AC-DC コンバータ	21
2.13 マトリックスコンバータによる IH 用高周波電源	22
2.14 サイクロコンバータによる IH 用高周波電源	23
2.15 LC 直列共振による直流電圧脈動の低減	24
2.16 パワーデカップリングの原理	24
2.17 単相交流・エネルギーバッファ回路・直流部の電力	25
2.18 パワーデカップリングに用いる補助回路の例	26
2.19 パワーデカップリング回路の挿入箇所	27
2.20 PWM コンバータに補償回路用レグを追加した交流側パワーデカップリング	27
2.21 PWM インバータのフィルタコンデンサを用いた交流側パワーデカップリ ング	28

2.22 ブーストインバータのフィルタコンデンサを用いた交流側パワーデカップリング	28
2.23 昇圧チョッパによる方式	29
2.24 降圧チョッパによる方式	29
2.25 直流側にコンデンサの直列接続を用いた方式	30
2.26 高周波変圧器の中間タップを用いた方式	30
2.27 電力脈動補償回路を有する単相－三相マトリックスコンバータ (インダクタ方式)	31
2.28 電力脈動補償回路を有する単相－三相マトリックスコンバータ (コンデンサ方式)	31
2.29 アクティブバッファを用いた単相－三相変換器	32
2.30 電力脈動補償回路を有する単相マトリックスコンバータ	32
2.31 マトリックスコンバータとセンタータップ式バッファ回路を用いたバッテリー充放電システム	33
2.32 Dual Active Bridge AC- DC Converter にパワーデカップリング回路を追加したバッテリー充放電システム	33
2.33 ハーフブリッジを逆直列接続した交流直接変換回路を用いた PV インバータ	35
2.34 ハーフブリッジを逆直列した交流直接変換回路による IH 用高周波電源	36
2.35 ハーフブリッジを逆直列した交流直接変換回路による交流－直流変換器	36
3.1 位相シフト制御法の実験回路構成	40
3.2 4 種のスイッチングモード	42
3.3 動作波形	44
3.4 Mode 1 と Mode 2 を使用した場合のゲートシーケンスと $v_{in} > 0$ における共振回路の電圧と電流	45
3.5 スwitchング周波数とオフセット電圧の関係	47
3.6 Mode 3 と Mode 4 を使用した場合のゲートシーケンスと $v_{in} > 0$ における共振回路の電圧と電流	48
3.7 $v_{in} > 0$ における Mode3' と Mode4'	49
3.8 位相シフト制御法を使用した場合のゲートシーケンスと $v_{in} > 0$ における共振回路の電圧と電流	51

3.9	スイッチング周波数と位相シフト角の関係	53
3.10	制御ブロック図	53
3.11	誘導加熱用コイル	55
3.12	スイッチング周波数と出力電力の関係	56
3.13	Mode 1 と Mode 2 のゲートシーケンスのみを使用した場合の実験波形	59
3.14	Mode 3 と Mode 4 のゲートシーケンスのみを使用した場合 (実際の動作モードは Mode 3' と Mode 4') の実験波形	63
3.15	位相シフト制御法を適用した場合の実験波形	64
3.16	出力電力とスイッチング周波数の関係	65
3.17	出力電力と電力損失の関係	65
3.18	出力電力と電力変換効率の関係	65
3.19	他研究との比較	66
4.1	パワーデカップリング制御法の実験回路	68
4.2	パワーデカップリング制御法を適用した場合の電源電圧・電流・電力およびフィルタコンデンサ電圧の波形	70
4.3	電力の流れの模式図	71
4.4	等価回路を用いた 4 つのスイッチングモード	73
4.5	電源電圧が正 ($v_s > 0$) の場合におけるスイッチング関数 S_1 , S_2 と共振電流 i_r の関係	75
4.6	設定した蓄積エネルギーの平均値と負荷電圧の計算結果	77
4.7	パワーデカップリング制御法の制御ブロック図	78
4.8	位相シフト角とスイッチング周波数の指令値の計算結果	79
4.9	パワーデカップリング制御法を適用していない場合の実験波形	80
4.10	パワーデカップリング制御法を適用した場合の実験波形	81
4.11	負荷電圧 v_L の周波数解析の結果	82
4.12	図 4.10 の共振回路電圧と電流の拡大波形	83
4.13	節点電流の実験波形	84
4.14	ソース電流と節点電流の拡大波形	85
4.15	負荷電圧と電源電流の測定結果	86
4.16	電力損失と変換効率の測定結果	87

4.17	電源電流と節点電流の指令値と進相電流の計算値	89
4.18	コンデンサの静電容量と電圧最大値	91
4.19	コンデンサの静電容量を $C_1 = C_2 = 15 \mu\text{F}$ とした場合の実験波形	92
4.20	電力脈動とコンデンサ電圧の最大値	93
4.21	エネルギー蓄積要素の比較	94
5.1	電源力率角と必要な共振電流実効値の関係	100
5.2	定出力電圧に必要な蓄積エネルギーの平均値と負荷電圧の計算結果	101
5.3	出力電力 $P_L = 310 \text{ W}$ において力率改善を行った場合の実験波形	102
5.4	出力電力 $P_L = 120 \text{ W}$ における実験波形	103
5.5	整流器出力電圧と電源電流の実測結果	104
5.6	コンデンサ電圧, スイッチング周波数, 電力変換効率の実測結果	105
1	共振形シングルエンドインバータと等価回路	111
2	シングルエンドインバータの交流端子電圧と電流	112
3	第4章の実験に使用したコンデンサ	118

第 1 章

序論

1.1 研究背景

本章では，本論文の背景となる産業・家電民生分野へのパワーエレクトロニクス技術の応用，および交流変換回路の技術動向とその応用に関して述べる。また，本研究の目的を明らかにし，本論文の構成を概説する。

1.1.1 パワーエレクトロニクスの産業・家電民生応用

パワーエレクトロニクスは，地球温暖化やエネルギー問題を解決する手段として注目されている。特に，東日本大震災以降，国内の緊迫した電力事情がニュースで取り上げられ，エネルギー問題を意識する場面が増えている。安定した電力供給およびクリーンなエネルギーの使用を考える上で，パワーエレクトロニクス技術は欠くことのできない重要な技術である。

パワーエレクトロニクス技術が活躍する場面として，再生可能エネルギーの有効利用法が挙げられる [1]。近年では，再生可能エネルギーとして，風力発電や太陽光発電の導入が積極的に行われている。これらは，石油などの一次エネルギーを用いずに発電することができ，クリーンなエネルギー源である。一般家庭やオフィスなどにも設置でき，これまでの火力・原子力発電では不可能であった非常時の電力の自給や電源の分散配置などの特長を有する電力システムを構築できる。一方で，再生可能エネルギーの多くは，気象条件により出力が変動するため，電力系統の需給バランスに悪影響を与えかねない [2]。そのため，パワーエレクトロニクス技術を用いた高度な制御が必須となる。

電力系統と同様に，鉄道分野でもパワーエレクトロニクス技術が重要な役割を果たし

てきた [3]。直流チョッパ車の導入は回生ブレーキによる省電力化を実現し、誘導モータの可変速駆動技術は小型化、軽量化を実現した。さらに近年では、SiC-MOSFET などの新しいスイッチングデバイスが積極的に導入され、車載の変換器の小型、軽量化、高効率化を実現している [4]。また、産業用モータドライブにおいても、デバイスの高耐圧化や高耐圧化が可能な回路トポロジーの提案により、数十 MW クラスのモータのインバータによる駆動が報告されている [5]。インバータによるモータドライブは、消費エネルギーを大幅に削減でき、今後もさらに需要は増加するものと考えられる。

一般家庭においても、エアコン、冷蔵庫、洗濯機などの電化製品にインバータが適用され、きめ細やかな温度管理や省エネルギー化を実現している。特に、高周波誘導加熱 (Induction Heating: IH) を利用した IH クッキングヒータ [6–8] の登場により、熱源の電化を実現でき、オール電化住宅というコンセプトが普及しつつある。さらに、パソコンや携帯電話、スマートフォンをはじめとしたモバイル機器では、バッテリーの電力を最大限に活用するために高効率なスイッチング電源を必要としている。また、これらのバッテリーを充電する充電回路についても小型化の要求が高く、発熱低減の観点などからも高効率化が求められている。その一方で、バッテリーの充電に非接触給電技術の適用が期待されている。非接触給電システムでは、電源線を接続する必要がなく、利便性を向上できるだけでなく、電極の短絡や漏電などを防ぐことができ、安全性の改善も期待されている。

以上のように、パワーエレクトロニクス技術は、電力・エネルギーの有効利用、さらに、日常生活において必要不可欠な技術である。

1.1.2 交流変換回路の用途

交流変換回路は、産業用モータドライブから家庭用各種電源に至るまで、様々な用途に利用されている。産業用モータドライブでは、商用周波数 (50 または 60 Hz) の三相交流から任意の電圧と周波数を生成するために、三相整流器 (または、コンバータ) と三相 PWM インバータを組み合わせた交流変換回路の使用が一般的である。また、近年では、マトリックスコンバータも盛んに研究されている。一方、整流器の後段に高周波インバータを用いる誘導加熱 (Induction Heating: IH) システム [9–17] も産業用ならびに家電民生において幅広く利用されている。

誘導加熱システムの他にも、非接触給電システム [18], LED 駆動電源 [19], バッテリ

充電回路 [20] においても、コンセント等から得られる商用周波数の交流を高周波交流へ変換する回路が必要である。従来は、騒音を低減する目的から、一般に 20 kHz 以上の高周波が利用されてきた。非接触給電システムは、誘導加熱システムと同様にファラデーの電磁誘導の法則に則るため、高周波交流による電力伝送が行われる。一方、LED 駆動回路やバッテリー充電回路では、安全性の観点から変圧器による絶縁が求められることがある。このとき、変圧器の小型・軽量化のために動作周波数の高周波化が図られる。したがって、バッテリー充電回路などについても高周波交流が必要となる。その結果、誘導加熱システムとバッテリー充電回路は、同様の商用周波－高周波変換回路で構成することができる。しかしながら、誘導加熱システムの場合、出力が高周波交流であるため、商用周波－高周波変換回路を高周波電源と呼ぶ。それに対し、バッテリー充電回路の場合、商用周波－高周波変換回路の後段に高周波変圧器と整流器を接続するため、その出力は直流であり、スイッチング電源と呼ばれる。

近年では、スイッチング電源の中でも、電気自動車の普及拡大の一助として、バッテリー充電回路の小型化、もしくは、非接触給電による充電 [21] が検討されている。また、電気自動車のバッテリーに蓄えたエネルギーは、家庭の非常用電源として利用することが可能である。このとき、バッテリー充電回路は放電動作を行い、双方向の電力伝送に対応する必要がある。このようなシステムは V2G (Vehicle-to-Grid) と呼ばれる [22]。

1.1.3 商用周波－高周波単相交流変換回路の技術課題

商用周波－高周波単相交流変換回路の主部は高周波インバータであり、1980 年代以降、高周波インバータに関する研究が盛んに行われている。高周波インバータは、高周波なスイッチング動作が要求されるため、スイッチング損失を低減可能なソフトスイッチング技術が適用される。特に、誘導加熱などの負荷共振形の場合、スイッチング周波数の選定により零電圧または零電流スイッチングを達成でき [23, 24]、スイッチング損失やサージの低減が可能である。

一般的な誘導加熱用の交流変換回路は、ダイオード整流器と力率改善回路、直流リンクの電解コンデンサ、および高周波インバータで構成される [25]。このとき、大容量の電解コンデンサにより単相交流に起因した電力脈動を吸収できるため、負荷に一定の電力を供給できる。この方式を平滑方式と呼ぶ。しかし、電解コンデンサはリップル電流の許容値が小さく、寿命が短いため、電解コンデンサを用いない交流変換回路が期待され

ている。また、交流電源電流の規制値の観点から、電流は力率 1 の正弦波に保つことが望ましい。そのため、小容量のアプリケーションでない限り、力率改善回路の使用が一般的である。

これに対し、近年では、直流リンクに小容量のフィルムコンデンサを適用する非平滑方式が検討されている。この場合、単相交流に起因した電力脈動が負荷に伝達されるが、力率改善回路を用いずに電源電流を力率 1 の正弦波にできる [26,27]。結果として、交流変換回路の損失は、ダイオード整流器と高周波インバータが大部分を占める。そのため、ダイオード整流器と高周波インバータを一体化することでスイッチングデバイス数を削減し、高効率化を図った回路方式が多数報告されている (例えば [28])。しかしながら、負荷に脈動した電力が供給されるため、高周波焼き入れの場合は焼きむらの原因となり、クッキングヒータの場合は、アルミニウム製鍋の加熱の際にうなり音が生じるという問題点がある [25]。また、電力脈動はバッテリー電流にリップル成分を含ませる原因となり、バッテリーを発熱させる恐れがある。したがって、これらのアプリケーションには非平滑方式の適用が難しく、非平滑方式は用途が限定される。

交流変換回路から電解コンデンサを取り除き、かつ、負荷側に電力脈動を伝送しない手段として、パワーデカップリング方式が提案されている。これは、エネルギー蓄積要素を備えた補助回路を追加し、電力脈動を吸収するものである。補助回路は、充電回路の入力側または出力側対して直列または並列に挿入され、エネルギー蓄積要素として、インダクタやコンデンサを用いる方式があり、それらの組み合わせにより多数の研究結果が報告されている [29,30]。

近年では、単相整流器や単相インバータに対して種々のパワーデカップリング方式が提案されている。パワーデカップリングを適用すると、充電回路の直流リンクに用いるコンデンサの静電容量を減らすことができる。これは、エネルギー蓄積要素の役割を有する補助回路に、単相交流に起因した電力脈動を吸収させるためである。中でも、補助回路のエネルギー蓄積素子にコンデンサを用いる場合、コンデンサの電圧を積極的に制御することで小容量のフィルムコンデンサを適用でき、コンデンサの容量低減に有効である。しかしながら、エネルギー蓄積用コンデンサの電圧を制御するために、補助回路として昇圧チョッパなどが必要となり、スイッチング素子や受動素子数が増加する。また、補助回路の追加に伴い電力変換効率の低下が避けられない課題である。

一方で、スイッチングデバイスに着目すると、高周波インバータに適した新しい半導体デバイスに関する研究、開発が活発に行われている。中でも、Super-Junction MOSFET

は、比較的高い耐圧を有しつつ低オン抵抗を実現し、高周波インバータにおける導通損失の低減に大きく貢献している [31–33]。その結果、零電圧または零電流スイッチング動作を行う高周波インバータの損失は、前段のダイオード整流器の導通損失と同程度、もしくはそれ以下に減少が可能となっている。さらに、MOSFET の特性向上は年々進んでいき、将来的に商用周波–高周波単相交流変換回路における損失の大部分はダイオード整流器に起因すると考えられる。このため、ダイオード整流器を用いない、ブリッジレスな回路構成に関する研究が期待されている。

1.1.4 交流直接変換回路とその技術課題

ブリッジレスな回路方式として、商用周波の交流から高周波交流への直接変換が可能な回路方式が検討されている。これまでに、マトリックスコンバータ [34–36] や双方向スイッチを適用したハーフブリッジインバータ [37–43]、一石コンバータをベースとした回路方式 [44] などが報告されている。しかし、双方向スイッチとして逆導通素子を逆直列接続する場合には、オン損失の増加に課題がある。一方、逆阻止素子を逆並列にして双方向スイッチを構成する場合には、逆阻止素子のオン電圧が高いなどの課題がある。また、いずれの場合も、スイッチング素子の直列・並列接続に伴って、回路のインダクタンスが増加するため、高周波動作には不向きである。さらに、双方向スイッチをすべてオフした場合、高周波電流の電流経路が無くなるため、スイッチングデバイスに過電圧が生じる可能性があり、別途に過電圧保護回路などが必要となる。このように、交流直接変換回路は、ダイオード整流器を取り去ることができるが、直接変換回路自体の損失や高周波動作に対して課題がある。したがって、交流直接変換回路で、従来の非平滑方式を上回る高効率動作を実現することは難しい。

また、交流直接変換回路はエネルギー蓄積要素をもたないため、単相交流に接続した場合、出力側に電力脈動が伝送される。したがって、交流直接変換回路を単相のバッテリー充電回路に用いる場合、別途パワーでカップリング用の補助回路などにより電力脈動を吸収する必要がある [45–47]。

1.2 本論文の目的

本論文では，誘導加熱用電源やバッテリー充電回路の高効率化と小型化を目的として，ハーフブリッジを逆直列接続した交流直接変換回路の新しい制御方法を検討する。

まず，交流直接変換の基本となるスイッチングシーケンスについて検討し，その問題点を理論的に明らかにする。そして，交流直接変換の新しい制御法として，位相シフト制御法の適用を提案する。位相シフト制御法は，上下のハーフブリッジ間に位相シフト角を設ける点に特長があり，すべての MOSFET を零電圧スイッチング動作にできる。また，位相シフト角を適切に選択することで，共振電流によるフィルタコンデンサ電圧の制御を可能にする。そこで，位相シフト制御によりフィルタコンデンサ電圧を制御し，すべての MOSFET に対して零電圧スイッチングと同期整流動作の両立を検討する。そして，誘導加熱装置を試作し，位相シフト制御法により電力変換効率が改善できることを確認する。

つぎに，位相シフト制御によるフィルタコンデンサの電圧制御を活用し，直接変換回路内のフィルタコンデンサをエネルギー蓄積要素として用いるパワーデカップリング制御法を提案する。これは，交流直接変換器のフィルタコンデンサをエネルギー蓄積要素として活用するもので，単相交流に起因した電力脈動を変換器内部で吸収し，出力電力を一定に保つことができる。このとき，電源電流を力率 1 の正弦波に制御しつつ，出力電力 (電流) の平滑を行う。ここでは，上下のハーフブリッジの位相シフト角により電源電流とフィルタコンデンサ電圧を制御し，スイッチング周波数により共振電流の振幅を一定に保てることを理論的に明らかにする。そして，バッテリー充電回路を想定した実験システムにより，理論の妥当性を確認する。また，エネルギー蓄積要素の大きさに関して，蓄積エネルギーの最大値を用いて評価し，他研究とも比較することで，パワーデカップリング制御法の有用性を明らかにする。

さらに，パワーデカップリング制御法の制御範囲，特に，出力電圧制御について検討する。交流直接変換回路のフィルタコンデンサをは，エネルギー蓄積要素として活用できるが，一方で，進相コンデンサとして振る舞いも有する。その結果，交流直接変換により進相電流を補償する場合，電源力率は改善できるが，出力電圧が制限されることを理論的に明らかにする。そして，電源力率を改善しないパワーデカップリング制御動作を提案し，出力電圧の制御範囲が拡大できることを理論と実験の両面から確認する。

1.3 本論文の構成

本論文は全 6 章で構成されており，各章の内容は以下のとおりである。

第 1 章 序論（本章）

本論文の背景となる，交流変換回路の用途および技術動向について述べるとともに，本論文の目的を説明する。また，本論文の構成を概説する。

第 2 章 交流変換回路の技術動向とその応用

交流変換回路の小型・高効率化を目的として，種々の回路方式が検討されている。交流変換回路は，商用周波の交流を高周波交流に変換する際の直流リンクの有無により，間接形と直接形に大別できる。また，単相交流に接続される交流変換回路の重要な技術として，単相交流の電力脈動の吸収がある。このとき，交流変換回路にはエネルギー蓄積が必要であり，大容量の受動素子を用いる方式や，受動素子の小型化のために補助回路を用いる方式がある。それぞれの分類と回路構成について記し，近年の研究動向・技術的課題と本論文の関連性・相違点について述べ，本論文の位置付けを明確にする。

第 3 章 位相シフト制御法

交流直接変換器の新しい制御法として，位相シフト制御法の適用を提案する。位相シフト制御法では，ハーフブリッジ間の位相シフト角を操作することで，フィルタコンデンサ電圧の制御を可能にし，すべての MOSFET に対して零電圧スイッチングと同期整流動作を実現する。まず，スイッチングモードを定義し，従来の制御法による動作原理を明らかにし，その課題を指摘する。つぎに，フィルタコンデンサ電圧制御に必要な位相シフト角を理論的に検討する。定格 1.3 kW の誘導加熱装置を試作し，実験により理論の妥当性を確認する。

第 4 章 パワーデカップリング制御法

第 3 章で検討した位相シフト制御によるフィルタコンデンサの電圧制御を活用し，直接変換回路内のフィルタコンデンサをエネルギー蓄積要素として用いるパワーデカップリング制御法を提案する。このとき，直接変換器の位相シフト角とスイッチング周波数を同時に制御することにより，電源電流の力率改善と出力電力の平滑を同時に実現する。整流器負荷を用いた 300 W の実験装置により提案

する制御法の妥当性を確認する。また、パワーデカップリング動作時の出力電圧の制御範囲やパワーデバイスへの電圧・電流ストレスについても考察する。さらに、フィルタコンデンサの蓄積エネルギーの最大値をもちいてエネルギー蓄積要素の大きさについて、他研究と比較する。

第 5 章 パワーデカップリング制御における出力電圧の制御範囲の拡大

パワーデカップリング制御法は、フィルタコンデンサをエネルギー蓄積要素として活用している。一方で、フィルタコンデンサは進相コンデンサとしての振る舞いをもつ。このとき、交流直接変換器が進相電流を補償し、電源電流の力率改善を行うと、軽負荷時に出力電圧が低下する。そこで、出力電圧制御について理論的に検討し、電源力率を改善しない制御法を提案し、出力制御範囲の拡大を図る。

第 6 章 結論

本論文における成果を要約し、今後の課題について言及する。

また、図 1.1 に位相シフト制御法と検討事項の関係を示す。本論文では、第 3 章にて検討する位相シフト制御法を基に、アプリケーションに応じた検討を行う。

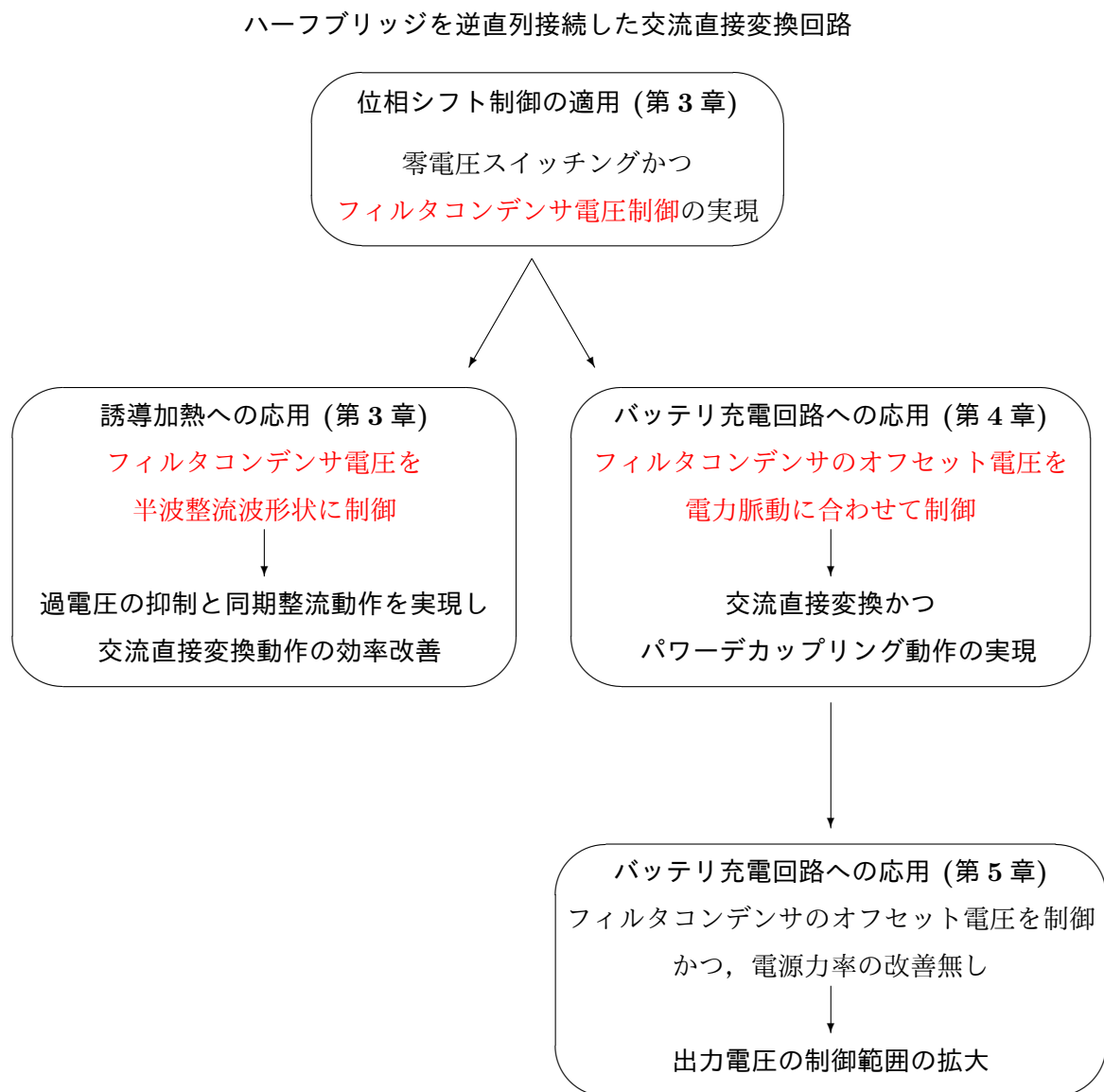


図 1.1: 本論文で検討する位相シフト制御法と検討事項の関係

第 2 章

交流変換回路の技術動向とその応用

交流変換回路の高効率化・小型化を目的として、種々の回路方式が検討されており、本章ではその技術動向を概説する。また、交流変換回路の応用として、高周波電源と絶縁形のスイッチング電源を取り上げる。したがって、交流変換回路の中でも、商用周波数の交流を高周波交流へ変換する回路に着目する。このとき、商用周波の交流を高周波交流に変換する際の直流リンクの有無により、間接形と直接形に大別できる。また、単相交流から電力供給を行う場合は、交流変換回路の内部にエネルギー蓄積要素が必要となる場面が多い。特に、近年では、パワーデカップリングに関する研究が盛んに行われてる。それぞれの分類と回路構成について記し、近年の研究動向・技術的課題と本論文の関連性・相違点について述べ、本論文の位置付けを明確にする。

2.1 交流変換回路への要求と単相交流の電力

2.1.1 交流変換回路への要求

本論文では、交流変換回路の中でも、誘導加熱や非接触給電、絶縁形のバッテリー充電回路など、高周波交流を必要とするアプリケーションに着目する。また、これらのアプリケーションは数 MW クラスの産業応用製品から、数 W 程度の家電民生にいたるまで、幅広く普及しているが、単相交流から電力を供給する数 kW 未満の交流変換回路を主な対象とする。

代表的な商用周波－高周波単相交流変換回路への要求として、

- 電源 (系統) 電流制御
- 負荷電力制御

- ソフトスイッチング動作
- 電力脈動補償

が考えられる。電源 (系統) 電流は、高調波が少なく、高力率であることが望ましい。これは、全てのパワーエレクトロニクス機器に対しての要求である。また、負荷の電力制御も本質的に必要な機能である。

一方、ソフトスイッチング動作は、交流変換回路内の高周波インバータ部に特化した要求である。高周波インバータは 20 kHz 以上、仕様次第では MHz オーダーのスイッチングが要求される。そのため、スイッチング損失の低減を目的として、各種ソフトスイッチング動作が必須となる。また、ソフトスイッチング動作は、高周波インバータから放出される電磁ノイズ低減にも有効である。

さらに、単相交流から電力供給を行う場合は、交流変換回路に電力脈動補償が要求されることが多い。バッテリーの発熱を防ぐためには、リップル電流を低減する必要がある。この場合、バッテリーに送る電力を一定に保つ必要がある。しかし、次節にて詳述するように、単相交流の電力は脈動しているため、バッテリーに供給される電力を一定に保つためには、電力の脈動分を充電回路内部で吸収する必要がある。したがって、一般的な充電回路は、高周波変圧器の 1 次側の交流変換回路か、2 次側の整流器にエネルギー蓄積要素を有する。

2.1.2 単相交流の電力脈動

図 2.1 に単相交流の電圧、電流、電力の時間波形を示す。単相交流の電圧を、

$$v_s = \sqrt{2}V_s \sin \theta_s \quad (2.1)$$

と定義する。ただし、 V_s は実効値、 θ_s は電源の位相角で、 $\theta_s = \omega_s t$ である。また、電流を実効値 I_s と力率角 ϕ を用いて、

$$i_s = \sqrt{2}I_s \sin(\theta_s - \phi) \quad (2.2)$$

と仮定する。このとき、単相交流の瞬時電力は、

$$\begin{aligned} p_s &= v_s i_s \\ &= V_s I_s [\cos \phi - \cos(2\theta_s - \phi)] \\ &= V_s I_s \cos \phi (1 - \cos 2\theta_s) - V_s I_s \sin \phi \sin 2\theta_s \end{aligned} \quad (2.3)$$

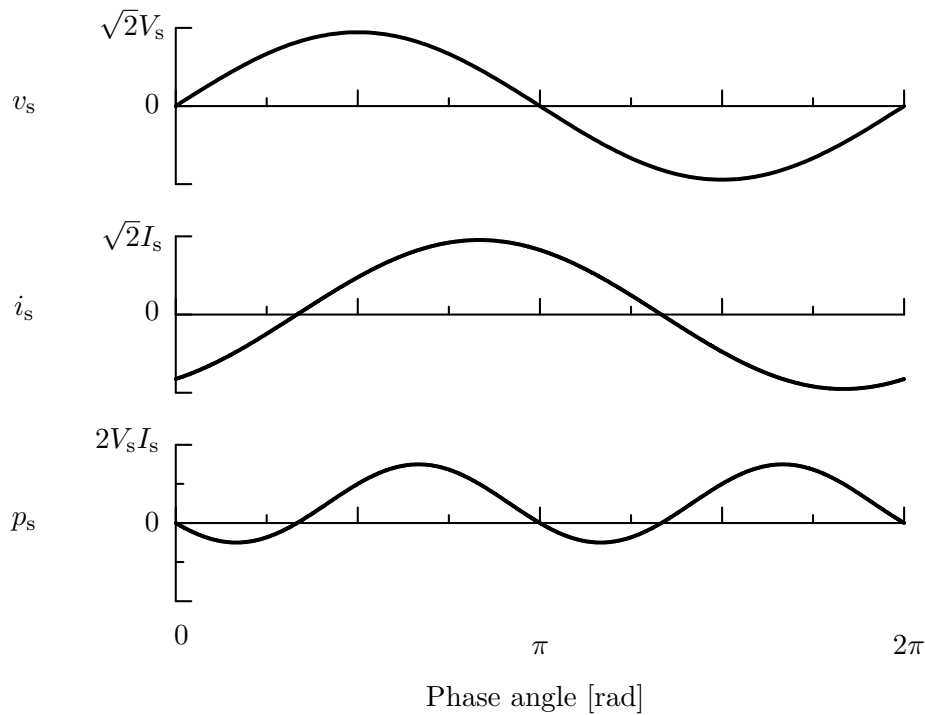


図 2.1: 単相交流の電圧・電流・電力

となる。ここで、(2.3) 式の右辺に着目すると、第 1 項の平均値、すなわち有効電力は $V_s I_s \cos \phi$ であり、 $V_s I_s \cos \phi \cos 2\theta_s$ は電源周波数の倍周波数の脈動電力である。したがって、負荷の電圧と電流を V_L , I_L とすると、定常状態では $V_L I_L = V_s I_s \cos \phi$ であるが、単相交流の電力は電源周波数の倍周波数で脈動している。一方、(2.3) 式の右辺第 2 項も電源周波数の倍周波数で脈動している電力であるが、第 1 項の脈動とは位相と振幅が異なる。このとき、この振幅 $V_s I_s \sin \phi$ が無効電力と呼ばれる。また、電源電流の力率角が $\phi = 0$ 、つまり力率 1 の場合は、

$$p_s = V_s I_s (1 - \cos 2\theta_s) \quad (2.4)$$

となる。この場合、無効電力は存在しないが、その瞬時電力は電源周波数の倍周波数で脈動している。したがって、負荷に一定の電力を供給する場合は、電力脈動を吸収するエネルギー蓄積要素が電源と負荷の間に必要となる。

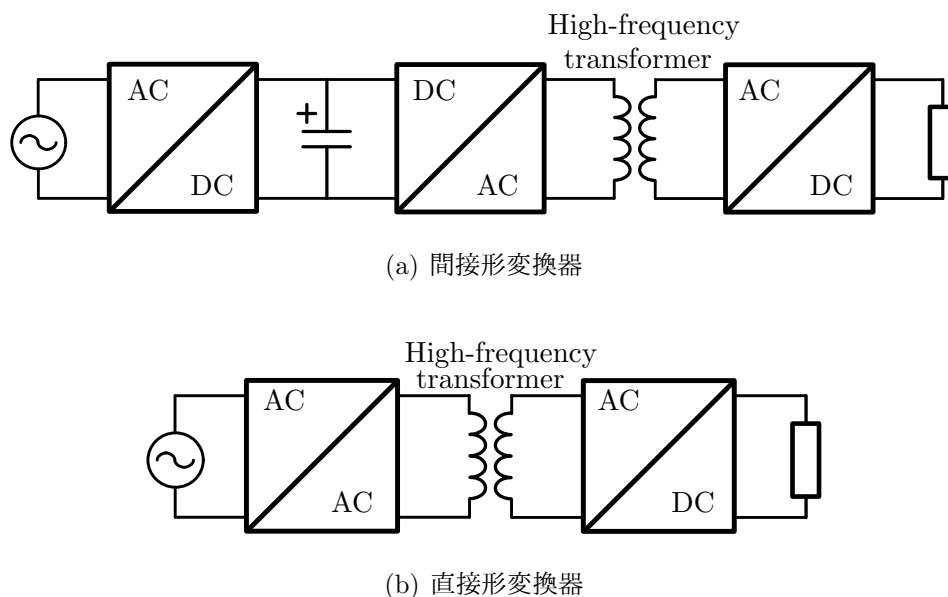


図 2.2: 交流変換回路の構成 (バッテリー充電回路応用)

2.2 交流変換回路の回路方式

2.2.1 交流変換回路の分類

図 2.2 に交流変換回路の構成例を示す。図 2.2 では、バッテリー充電回路などに用いられる絶縁形単相交流－直流変換器を機能ごとにブロックで示したものである。誘導加熱の場合は、高周波変圧器の 2 次側が整流回路ではなく、被加熱物体となる。したがって、バッテリー充電回路と誘導加熱電源では、高周波変圧器の 1 次側までは同一の回路で構成できる。

交流変換回路は、回路構成から図 2.2(a) の間接形と図 2.2(b) の直接形に大別できる。これらの違いは、高周波変圧器の 1 次側における直流リンクを有無である。間接形の場合、まず、商用交流を直流に変換する交流－直流変換部、そして、高周波インバータ、高周波変圧器、整流器からなる絶縁形直流－直流変換部で構成される。つまり、整流器と絶縁形直流－直流変換器の 2 段階の電力変換となる。また、直流リンクにて平滑された電圧を得るためには、大容量の電解コンデンサが必要であり、これが電力脈動を吸収するエネルギー蓄積要素として作用している。しかし、間接形であっても直流リンクで電圧を平滑しない方式もある。この場合、電力脈動は 2 次側の整流器へと伝達される。

一方、直接形の場合、商用交流を高周波交流に直接変換し、高周波変圧器を介して整

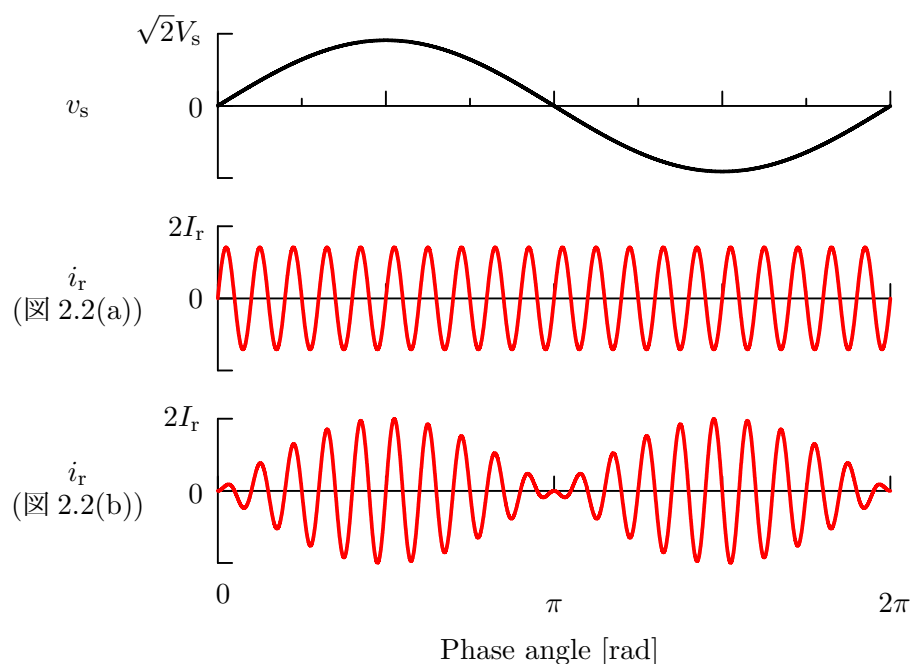


図 2.3: 間接形変換器 (平滑時) と直接形変換器における高周波電流の違い

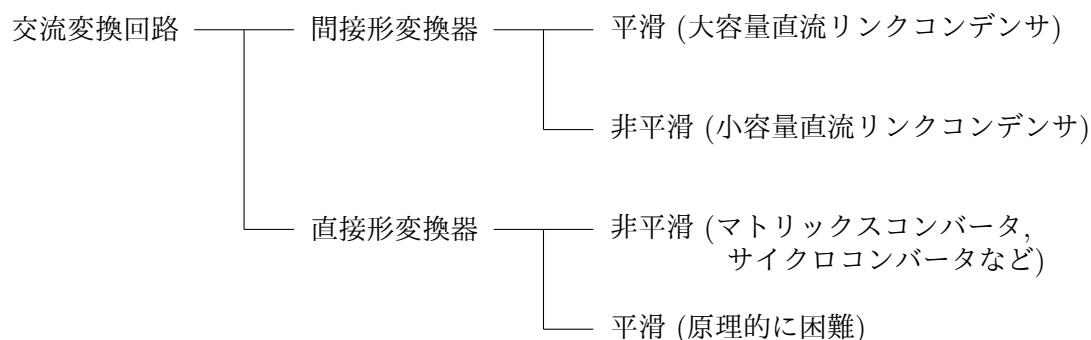


図 2.4: 電力の平滑能力に着目した交流変換回路の分類

流器に接続される。したがって、間接形に比べ、変換段数が少なく、高効率化、小型化が可能と考えられている。しかし、商用交流－高周波交流直接変換器は、エネルギー蓄積要素をもたないため、単相交流に起因した電力脈動が高周波変圧器の2次側へ伝達される。このため、直接形は、電力脈動を許容する負荷への応用に限定される、もしくは、別途の電力脈動補償回路を追加することがある。

図 2.3 に、間接形と直接形において、高周波変圧器を通過する高周波電流の模式図を示す。ここでは、高周波電流の周波数を 1 kHz としている。間接形変換器にて、電解コ

ンデンサなどで直流電圧を十分に平滑している場合は、高周波電流が一定の振幅をもつ。これに対し、直接形変換器、もしくは間接形変換器で非平滑の場合は、高周波電流の振幅が電源電圧を相似となる。これは、直接形変換器では、電源電圧がそのまま出力に現われるためである。このとき、高周波電流には、単相交流に起因した電力脈動が含まれている。

図 2.4 に電力の平滑能力に着目した交流変換回路の分類を示す。これは、文献 [48] を参考に分類している。間接形変換器は、直流リンクが電圧源の場合を示している。このとき、直流リンクコンデンサの容量によって、平滑と非平滑とに分類できる。

一方、直接形変換器は、本質的にエネルギー蓄積要素をもたないため、これまでに平滑機能を有する直接形変換器は報告されていない。このため、直接形変換器を適用する場合は、後述するパワーでカップリング回路などを併用する必要がある。以下、具体的な回路構成例を示しながら、各方式の特徴を述べる。

2.2.2 間接形変換器

2.2.2.1 コンデンサ平滑方式

図 2.5 にコンデンサ平滑形整流器を用いた誘導加熱用高周波電源を示す。図 2.5(a) は、コンデンサインプット形整流器と高周波インバータで構成されている。高周波交流の生成は、高周波インバータによって行われる。ここでは、H ブリッジインバータを図示しているが、負荷容量に応じてハーフブリッジインバータやシングルエンドインバータなどが選択される。誘導加熱では、共振用コンデンサを負荷に対して直列に挿入し、直列共振を利用することが多い。このとき、高周波インバータには電圧形を用い、直列負荷共振電圧形インバータと呼ばれる構成になる。高周波インバータには種々のソフトスイッチング法が検討されている。直列負荷共振電圧形の場合は、スイッチング周波数を共振周波数より少し高いところに設定することで、零電圧スイッチングが実現できる。また、インバータの電源として、直流電圧が必要となる。

直流電圧は、商用交流に整流器を接続することで得られる。図 2.5(a) では、整流器にダイオードブリッジ回路と大容量電解コンデンサを利用し、平滑された直流電圧を得ることができる。しかしながら、ダイオードの導通角が狭く、電源電流が歪むという問題点があり、このままの回路構成は、小容量での利用に限定されている。

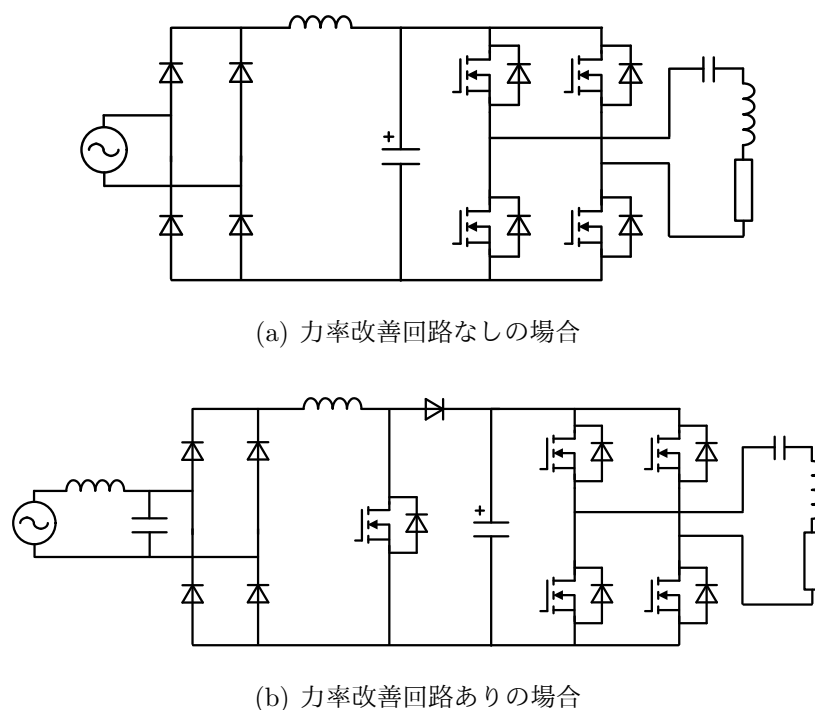


図 2.5: コンデンサ平滑形高周波電源

図 2.5(b) は，図 2.5(a) の回路構成に電源電流の力率改善 (Power Factor Correction, 以下 PFC と称す) 回路を挿入した構成である。ここでは，PFC 回路として昇圧チョッパを用いており，電源電流と直流電圧を同時に制御する。その結果，電源電流を力率 1 の正弦波に制御できる。また，大容量コンデンサを用いることで，電力脈動を吸収でき，十分に平滑された直流電圧を得ることができる。以上の理由から，図 2.5(b) の回路構成が，高周波電源として最も一般的に利用されている。しかし，PFC 回路の追加による電力変換回数や部品の増加や，電力変換効率の低下などの問題がある。また，大容量コンデンサとして電解コンデンサを用いる場合，体積増加や短寿命といった課題もある。

2.2.2.2 非平滑方式

図 2.6 に非平滑形誘導加熱用高周波電源を示す [26, 27]。これは，図 2.5(a) の回路構成に直流リンクに，小容量のコンデンサを適用したものである。したがって，電解コンデンサではなくフィルムコンデンサを適用できる。このとき，直流リンクの電圧は全波整流波形となるが，電源電流を正弦波とすることができる。つまり，PFC 回路を用いずに電源電流を力率 1 の正弦波にできる。また，PFC 回路を必要としなため，図 2.5 の方式

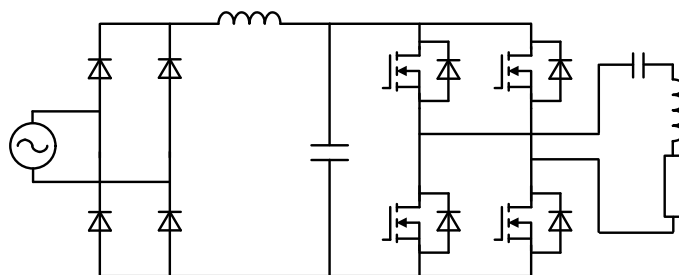


図 2.6: 非平滑形高周波電源

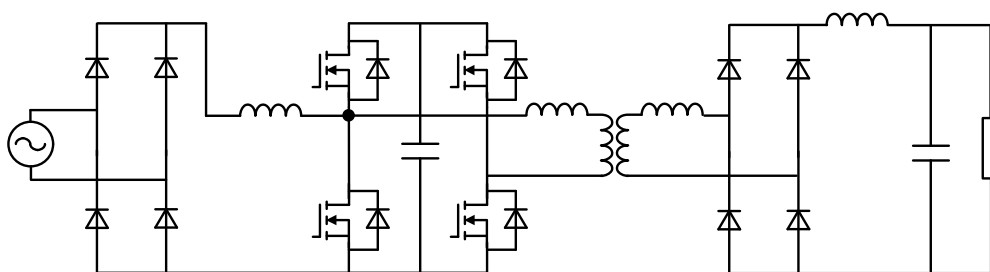


図 2.7: ワンコンバータ方式バッテリー充電回路

に比べ体積の低減や効率の改善が期待できる。

一方で、小容量の直流リンクコンデンサでは、電力脈動を十分に吸収することは難しい。この場合、高周波インバータの出力電流の振幅は、直流リンクの全波整流された電圧波形と同様に変化する。つまり、負荷には脈動した電力が供給されるため、この方式を適用できる用途は限定的となる。例えば、IH クッキングヒータとしてアルミニウム製の鍋を加熱する際は、うなり音などの発生が問題となる [25]。高周波焼き入れの場合は、焼きむらの原因となる。これに対し、金属溶解への応用などでは、電力脈動は問題とならないため、この方式が適応されている [27]。

2.2.2.3 ワンコンバータ方式

図 2.7 にワンコンバータ方式のバッテリー充電回路を示す [49]。この変換器では、フルブリッジインバータに高周波トランスを接続して伝送電力を行うとともに、電源側に接続した一方のレグのデューティ比を操作して電源電流の制御を行うことができる。フルブリッジインバータの直流コンデンサに比較的大容量のコンデンサを用いれば、出力電

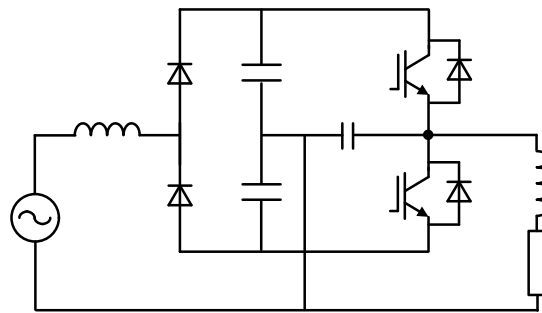


図 2.8: 倍電圧整流回路とハーフブリッジの一体形

力の脈動を低減できる。一方、負荷が大容量のバッテリー等の出力電力脈動を許容できる場合に、直流コンデンサの静電容量を低減することもできる。しかし、電力脈動が問題となる場合には、2次側の整流器の出力に大容量の平滑コンデンサを接続するなどの対策が必要となる。

2.2.2.4 整流器とインバータの一体化方式

図 2.8 に倍電圧整流回路とハーフブリッジインバータを組み合わせた方式を示す [50,51]。この方式は、整流回路のダイオードによる導通損失を低減できる。また、整流回路のコンデンサを小容量とすることで、電源電流も正弦波にできる。一方、高周波電流の振幅は一定ではなく、出力電力は脈動している。他にも、文献 [52,53] にも一体形の高周波インバータが報告されている。また、これらの方式では、インバータの高周波電圧が電源側インダクタに印加するため、比較的大きなインダクタが必要となる。

図 2.9 にブーストハーフブリッジインバータの応用方式を示す [54,55]。基本回路はブーストハーフブリッジであるが、交流電源に接続するために部分整流回路が用いられている。この回路は、ハーフブリッジの PWM 制御によって昇圧を行うことができ、抵抗値の高い誘導加熱負荷に適している。また、直流部のコンデンサを小容量とすることで、電源電流は力率 1 の正弦波にできる。しかし、この場合も出力電力は脈動する。さらに、交流電源に接続される昇圧用インダクタには、直流リンクの電圧と交流電源の差電圧が印加されるため、大型なインダクタが必要となる。また、SiC を適用した場合の実験結果や [56]、拡張回路としてフルブリッジ構成や [57]、インタリーブを適用した方式 [58,59] も報告されている。

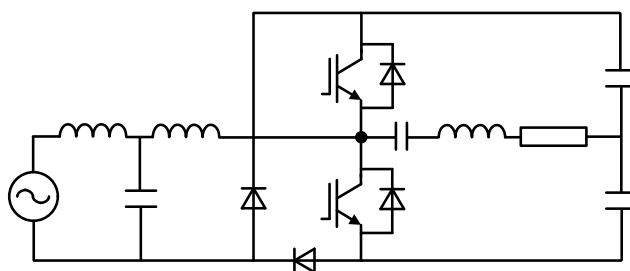


図 2.9: ブーストハーフブリッジインバータの応用方式

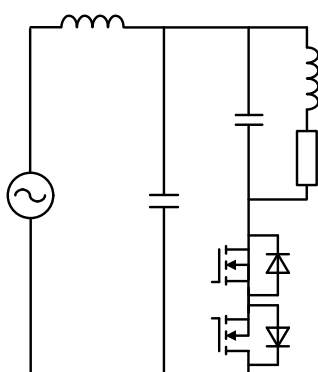


図 2.10: 双方向スイッチを用いた一石形インバータ

2.2.3 直接形変換器

2.2.3.1 ブリッジレス方式

図 2.10 に双方向スイッチを用いた一石形インバータを示す [44]。これは、誘導加熱用の一石形インバータに双方向スイッチを適用することで、交流電源への直接接続を可能としたものである。また、図 2.11 に双方向スイッチを適用したシングルエンドインバータを示す [37]。これは、シングルエンドインバータに双方向スイッチを用いており、交流電源にインバータを直接接続できる。したがって、これらの回路方式では、ダイオードブリッジ回路に起因した損失を無くすることができる。しかし、双方向スイッチとして、MOSFET の逆直列接続を用いる場合はオン抵抗が増加し、また、逆耐圧 IGBT はそれ自身のオン電圧が高いため、結果としてインバータの導通損失が増加する。さらに、これら方式においても、電源電流は正弦波にできるが、出力電力は脈動する。他にも文献 [38] [39] にて同様の方式が報告されている。

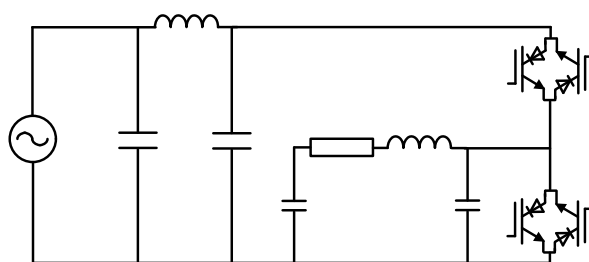


図 2.11: 双方向スイッチを用いたダイオードブリッジレスシングルエンドインバータ

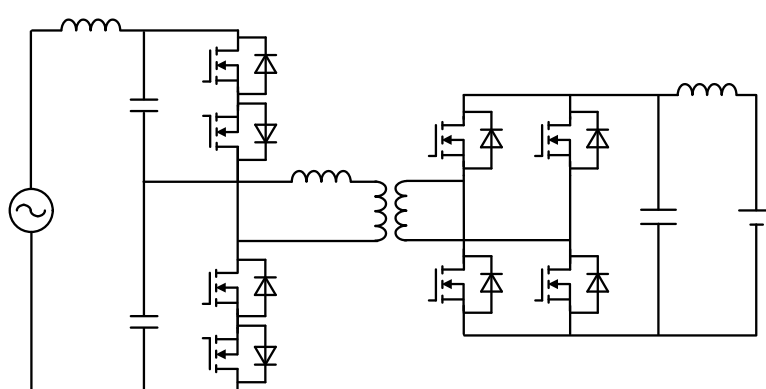


図 2.12: 双方向スイッチを用いた Dual Active Bridge AC-DC コンバータ

図 2.12 に、双方向スイッチを用いた Dual Active Bridge AC-DC コンバータを示す [40]。これはバッテリー充電回路を想定しており、1 次側のハーフブリッジと 2 次側の H ブリッジ回路の位相差を利用して電力伝送を行う。このとき、変換器間の位相差とスイッチング周波数を同時に制御することで、電源電流も力率 1 の正弦波に制御できる。また、回路構成上、回生動作も可能である。しかし、この場合も電源側のフィルタコンデンサは小容量にする必要があり、高周波変圧器を通過する電力は脈動する。その結果、整流後の直流電流にも大きなリップル電流が残留する。このリップル電流を取り除くためには、整流器出力に大容量コンデンサなどが必要となる。

2.2.3.2 マトリックコンバータ

図 2.13 にマトリックスコンバータによる IH 用高周波電源を示す [34] [35]。これは、MOSFET を逆直列接続することで、双方向スイッチを構成している。したがって、電

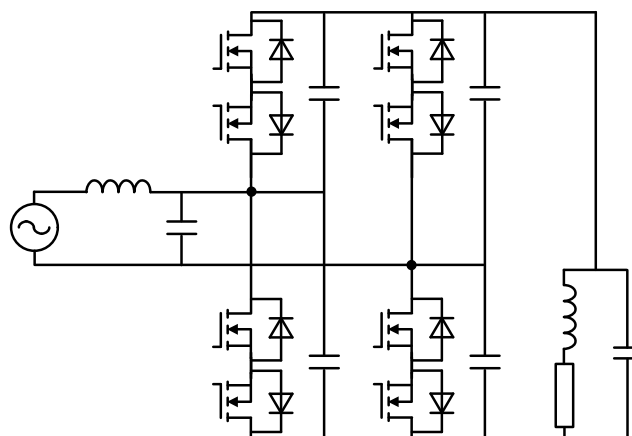


図 2.13: マトリックスコンバータによる IH 用高周波電源

源電流を正弦波に制御しつつ、高周波電力を直接 IH 負荷に供給できる。しかし、この場合も、高周波電力は脈動する。また、マトリックスコンバータを用いた単相交流波リンク交流変換回路も報告されている [36]。

双方向スイッチを用いたマトリックスコンバータでは、以下の問題が顕著になると考えられる。例えば、スイッチングデバイスの直列接続により、寄生インダクタが増加し、高周波動作を考えた場合、その実装やパッケージングに課題がある。また、スイッチングデバイスを直列接続するため、電流経路のオン抵抗の総和が増加し、導通損失が問題となる。さらに、双方向スイッチがすべてオフとなった場合、電流の経路が無く、スイッチングデバイスに過電圧が生じる可能性がある。

2.2.3.3 サイクロコンバータ

図 2.14 に、サイクロコンバータによる IH 用高周波電源を示す [60]。サイリスタを用いたサイクロコンバータは、古くから周波数変換装置として研究・開発が行われてきた。負荷起電力がない場合には、出力周波数が入力周波数より低い状態で用いられるが、負荷起電力を用いて転流を行うことにより、入力よりも高い周波数で用いることができる。誘導加熱への応用では、共振回路に誘起する共振電圧を利用してサイリスタを転流させることができる。その結果、サイクロコンバータの出力周波数を高周波化できる。このとき、一般的なサイクロコンバータと区別するために、この方式を高周波サイクロコンバータと呼ぶこともある。また、サイクロコンバータによる誘導加熱用電源は大容量向

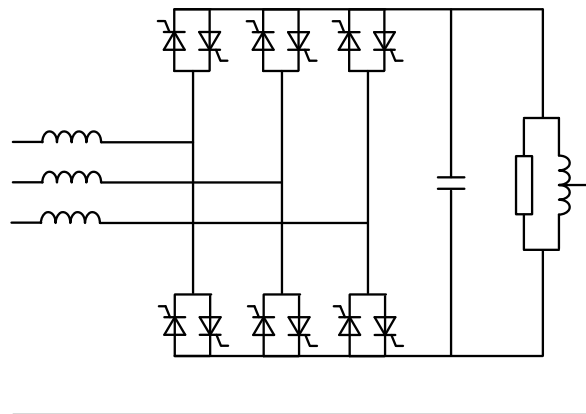


図 2.14: サイクロコンバータによる IH 用高周波電源

けであり，三相交流から高周波単相交流に変換するものが多い。

2.3 パワーデカップリング技術

2.3.1 受動素子による電力脈動補償

間接形変換器を用いて交流変換回路を構築する際，単相交流の電力が電源周波数の倍周波数で脈動するため，エネルギー蓄積要素が必要となる。図 2.5(b) の整流器について考える。整流された直流電圧は，単相交流の電力脈動により，脈動成分を有している。このとき，直流電圧 v_{dc} の近似値は，

$$v_{dc} = V_o + \frac{V_s I_s}{2\omega_s C_{dc} V_o} \sin 2\theta_s \quad (2.5)$$

と表わされる [61]。ただし， V_o は直流電圧平均値である。電圧脈動幅を決めれば，(2.5) 式より必要な静電容量が計算できる。しかし，電圧脈動幅は静電容量に反比例するため，コンデンサのみで脈動を十分に抑制しようとする場合には，大容量のコンデンサが必要となる。

直流リンクのコンデンサの静電容量の低減手法として LC 共振の利用が提案されている。図 2.15 に LC 直列共振回路を用いた直流電圧脈動の低減法を示す [62, 63]。これは， LC 直列回路の共振周波数を電源周波数の倍周波数に合わせることで，電圧脈動に対する同調フィルタとして作用させている。このとき，コンデンサ単体の場合より，合計の静電容量は低減できるが，共振周波数が 100 Hz または 120 Hz と低いと，受動素子，特にインダクタは大型になる。

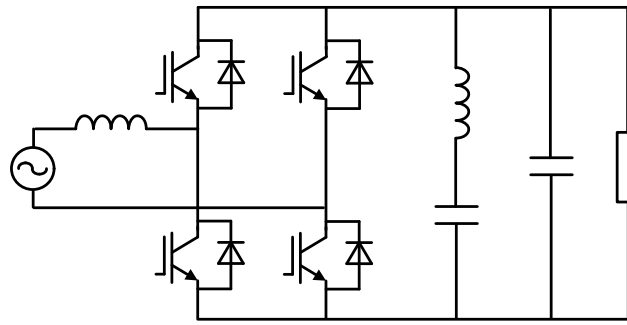


図 2.15: LC 直列共振による直流電圧脈動の低減

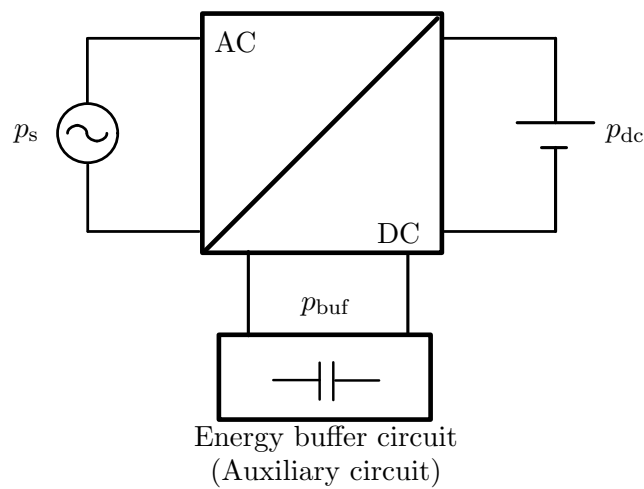


図 2.16: パワーデカップリングの原理

2.3.2 パワーデカップリングの原理

図 2.16 にパワーデカップリング回路の概念図を、図 2.17 に図 2.16 の各部の電力波形を示す。パワーデカップリングでは、単相インバータや単相整流器にエネルギー蓄積用の補助回路を追加し、単相交流に伴う電力脈動を補償するように動作させる。このとき、主回路からはエネルギー蓄積要素を取り除くことができる。特に、2.3.1 節で示したような受動素子による電力脈動補償の場合、電力脈動を完全に補償することは原理的に困難であるが、パワーデカップリング回路を用いる場合、理想的には電力脈動を完全に補償できる。

ここで、補助回路のエネルギー蓄積素子にコンデンサを選択した場合を考える。コンデンサの蓄積エネルギー w_c は

$$w_c = \frac{1}{2} C v^2 \quad (2.6)$$

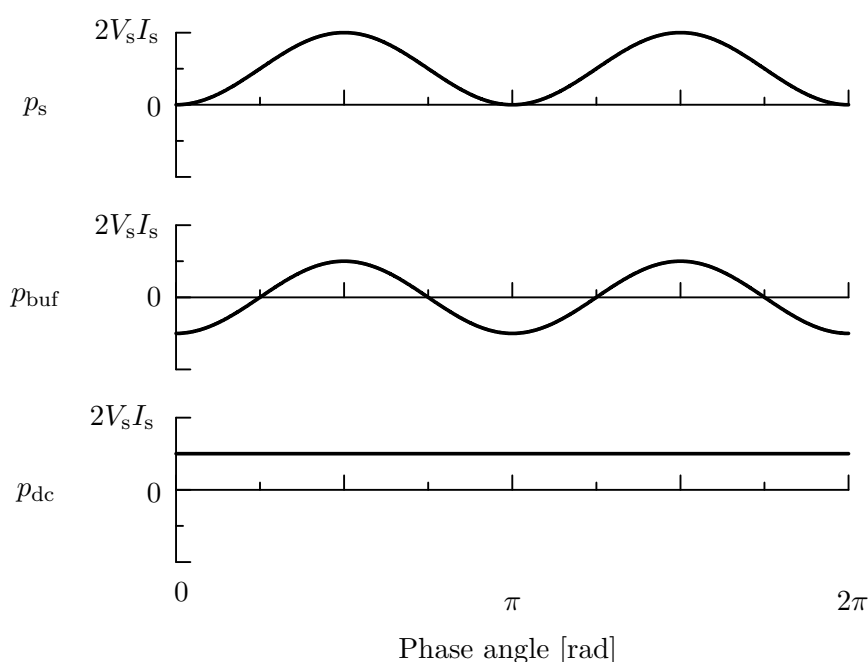


図 2.17: 単相交流・エネルギーバッファ回路・直流部の電力

である。ただし、 C は静電容量、 v は電圧である。ここで、電力脈動は、

$$\Delta p_s = V_s I_s \cos 2\theta_s \quad (2.7)$$

であるので、コンデンサに蓄積すべきエネルギーは、

$$w_c = \frac{V_s I_s}{2\omega_s} \sin 2\theta_s \quad (2.8)$$

であり、これに合わせてコンデンサの電圧を変化させることでエネルギーを蓄積すれば、出力の電力脈動を抑制できる。このとき、コンデンサ電圧と出力電圧は独立であるので、コンデンサの電圧脈動は大きくてもよく、エネルギー蓄積用のコンデンサの静電容量を低減できる。これは、エネルギー蓄積要素にインダクタを適用し、インダクタに流れる電流を制御した場合でも同様である。このように、エネルギー蓄積用コンデンサの電圧を積極的に制御することで、電力脈動を補償する方式をアクティブバッファやアクティブパワーデカップリングと呼ぶ。

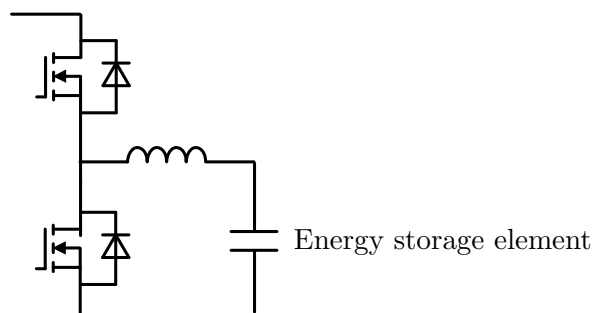


図 2.18: パワーデカップリングに用いる補助回路の例

2.3.3 基本回路構成

図 2.18 に、パワーデカップリング回路の基本構成を示す。図 2.18 は、降圧チョッパを用いた例であるが、昇圧チョッパや昇降圧チョッパも同様にパワーデカップリングに用いることができる。このとき、コンデンサ電圧を動作可能範囲で積極的に制御することで、コンデンサの静電容量を低減できる。

図 2.19 に間接形交流変換回路において、パワーデカップリング回路が挿入可能な箇所を示す。ここでは、パワーデカップリング回路を並列に挿入する場合を示しているが、直列に挿入し電力脈動を補償することも可能である [30]。図 2.19 の通り、

- 商用交流電源側
- 直流リンク
- 高周波リンク
- 直流出力側

にパワーデカップリング回路を挿入し、電力脈動を吸収することが考えられる。ただし、直流リンクと直流出力側は基本的に同様の回路を挿入することになる。また、近年では、パワーデカップリング回路を既存のインバータや整流器のレグと共有し、部品点数の削減を図る研究も多い。

本研究は高周波電源や絶縁形スイッチング電源に着目しているが、電力脈動の補償は単相系統に接続する PV 用インバータにおいても重要な課題である。したがって、パワーデカップリングに関する研究報告は PV 用インバータにも多数あるため、ここでは両者について述べる。また、以下では、主にコンデンサによるエネルギー蓄積の方式に着目する。

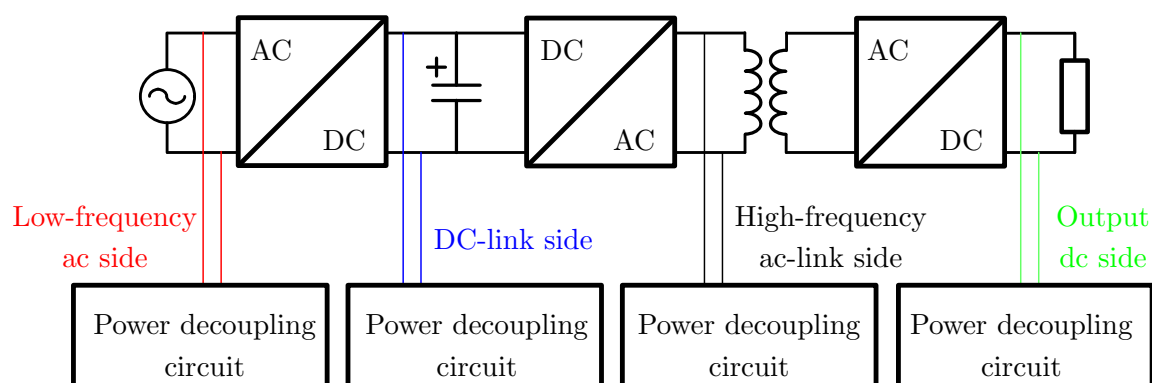


図 2.19: パワーデカップリング回路の挿入箇所

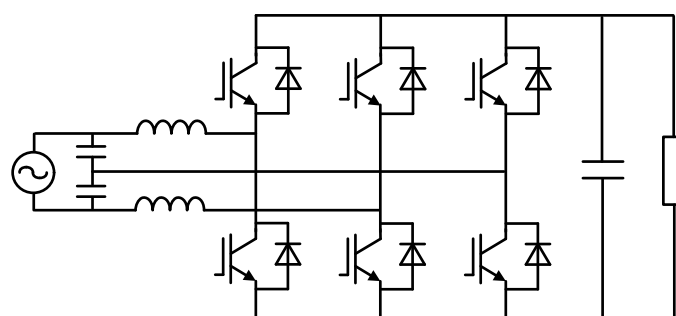


図 2.20: PWM コンバータに補償回路用レグを追加した交流側パワーデカップリング

2.3.4 交流側パワーデカップリング

図 2.20 に PWM コンバータに補償回路用レグを追加した構成を示す [64–67]。この場合、交流インダクタを系統電流制御とフィルタコンデンサの電圧制御に併用し、交流側のフィルタコンデンサをエネルギー蓄積要素として利用できる。つまり、PWM 整流器が本来有している交流インダクタとフィルタキャパシタをパワーデカップリング動作に活用している。したがって、部品点数の増加は、2 素子のスイッチングデバイスとフィルタコンデンサで済む。一方で、フィルタコンデンサを充電する電流が交流インダクタを介して他のレグに流れるため、導通損失が増加する。また、フィルタコンデンサ電圧の上限は直流リンク電圧で制限される。他にもインダクタによる方式などが報告されている [68]。

図 2.21 に、単相インバータの交流フィルタコンデンサを用いた方式を示す [69–71]。

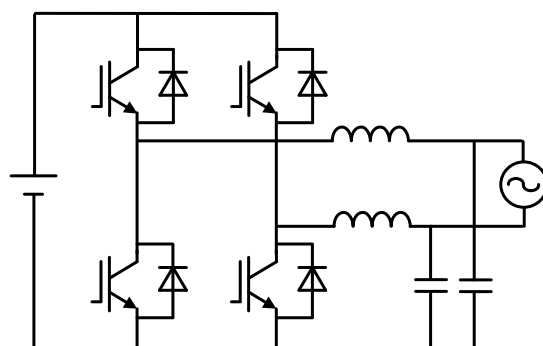


図 2.21: PWM インバータのフィルタコンデンサを用いた交流側パワーデカップリング

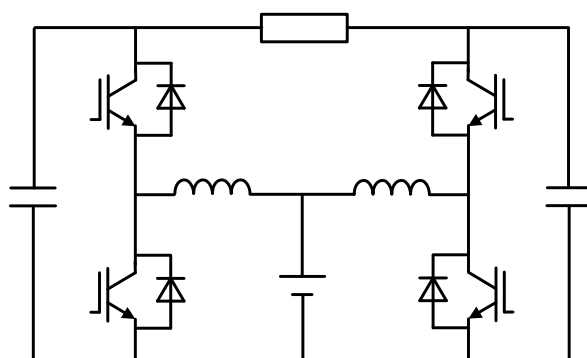


図 2.22: ブーストインバータのフィルタコンデンサを用いた交流側パワーデカップリング

これは、インバータ出力のノーマルモードとコモンモードを使い分けてパワーデカップリングを行っている。ノーマルモードは負荷に電力を供給し、コモンモードはパワーデカップリング用のフィルタコンデンサに電力を伝送する。この方式は、フィルタコンデンサを追加するのみでよい。しかし、パワーデカップリング動作に伴い出力電圧の利用率が低下する。

図 2.22 にブーストインバータの交流フィルタコンデンサを用いた方式を示す [72–75]。これは、ブーストインバータ [76] を応用し、フィルタコンデンサをエネルギー蓄積要素として活用している。ただし、昇圧チョップパの構成であるため、コンデンサ電圧は常に直流入力より高くする必要がある。また、コンデンサ電圧の振れ幅を大きくすると、高耐圧のスイッチングデバイスが必要となる。したがって、フィルタコンデンサ電圧の動作範囲が狭く、フィルタコンデンサの最適化が困難である。

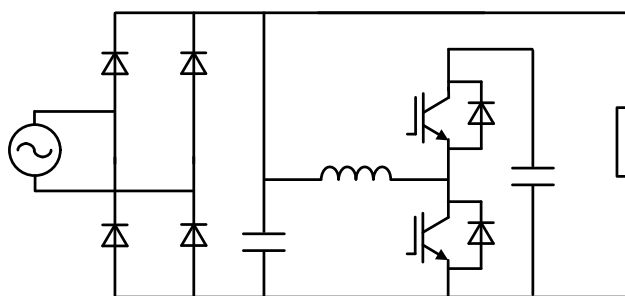


図 2.23: 昇圧チョッパによる方式

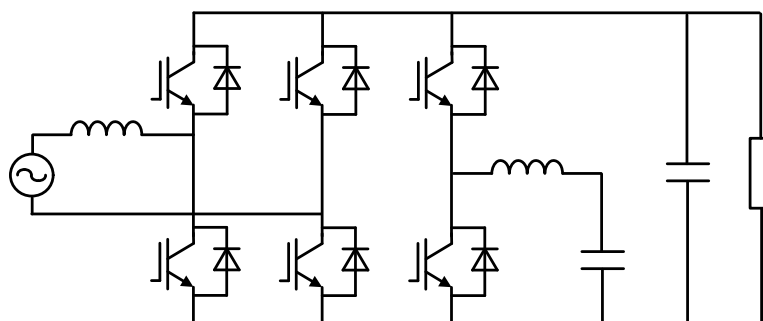


図 2.24: 降圧チョッパによる方式

2.3.5 直流側デカップリング

図 2.23 に整流器の直流側に昇圧チョッパを利用した方式を [77], 図 2.24 に降圧チョッパを利用した方式を示す [78]。チョッパによりエネルギー蓄積用の付加コンデンサの電圧の制御をし, パワーデカップリングを行う。このとき, 図 2.23 では, 負荷コンデンサの電圧が整流器の出力電圧より高く保つ必要があるが, 図 2.24 では逆に出力電圧よりも低く制御する必要がある。

図 2.25 に直流側にコンデンサの直列接続を用いた方式を示す [79]。直列接続されたコンデンサの電圧の和は, 回路構成上, 出力電圧に等しい。この方式では, コンデンサ電圧の midpoint 電位を制御し, 適切な位相と振幅の正弦波をフィルタコンデンサ電圧に重畳する。このとき, 正弦波を互いに逆位相に制御すれば, 出力電圧に影響を与えずに, コンデンサにエネルギーを蓄積できる。また, 3 レベル整流器でも同様に midpoint 電位を活用した方式が検討されてる [80]。

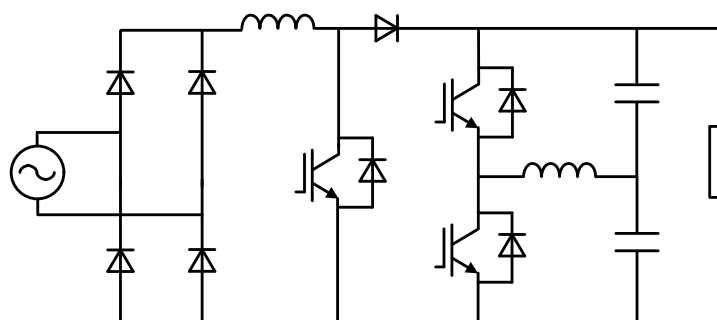


図 2.25: 直流側にコンデンサの直列接続を用いた方式

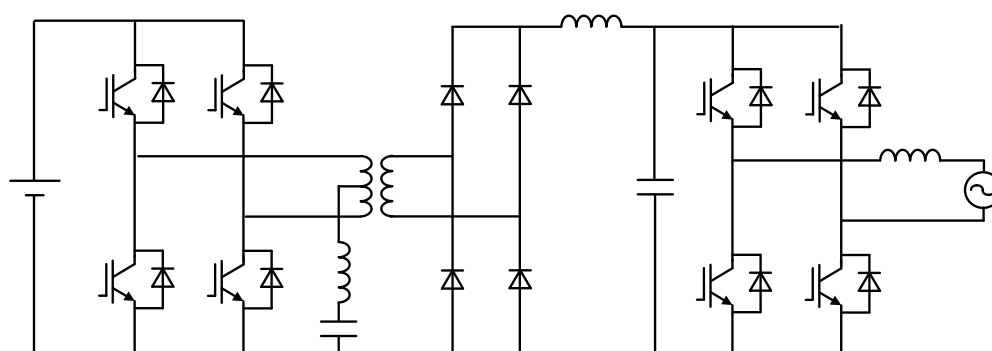


図 2.26: 高周波変圧器の中間タップを用いた方式

2.3.6 高周波リンクパワーデカップリング

図 2.26 に高周波変圧器の中間タップを用いた方式を示す [81]。これは高周波インバータのノーマルモード電圧とコモンモード電圧を使用することで、パワーデカップリングを実現している。この場合、パワーデカップリング動作のための追加のスイッチングデバイスはないが、中間タップ付きの変圧器が必要となる。この方式もパワーデカップリング動作を行うと電圧利用率が低下する。また、パワーデカップリング動作時の電流が高周波インバータの電流に重畳するため、高周波インバータの導通損失、および高周波変圧器の損失増加が懸念される。

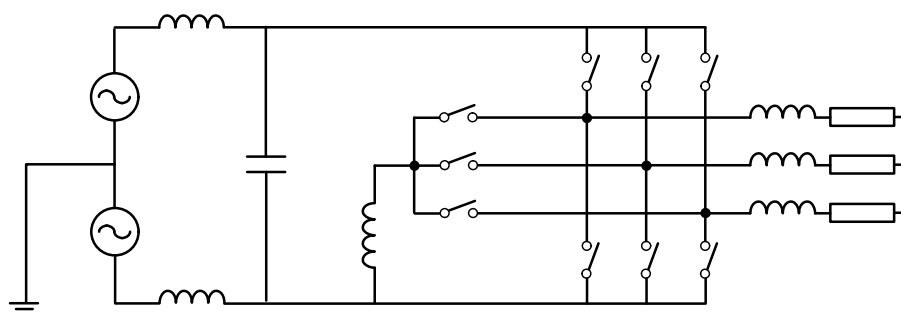


図 2.27: 電力脈動補償回路を有する単相－三相マトリックスコンバータ (インダクタ方式)

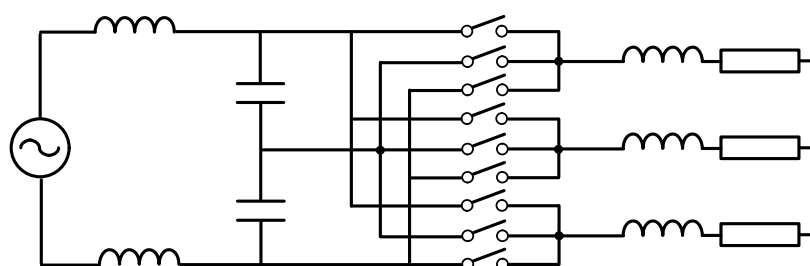


図 2.28: 電力脈動補償回路を有する単相－三相マトリックスコンバータ (コンデンサ方式)

2.3.7 交流直接変換回路のパワーデカップリング

2.3.7.1 単相－三相マトリックスコンバータ

図 2.27 にインダクタ方式の電力脈動補償回路を有する単相－三相マトリックスコンバータを示す [82,83]。これは 18 個の双方向スイッチで構成され、インダクタをエネルギー蓄積要素として利用している。

図 2.28 にコンデンサ方式の電力脈動補償回路を有する単相－三相マトリックスコンバータを示す [84-87]。これは、入力側のフィルタコンデンサで電力脈動を吸収させる。このとき、入力フィルタの静電容量や出力電圧の改善法が検討されている。また、コンデンサの接続場所を変えた方式もある [88]。

図 2.29 にアクティブバッファ付きの単相－三相変換器を示す [89]。これは、インダイ

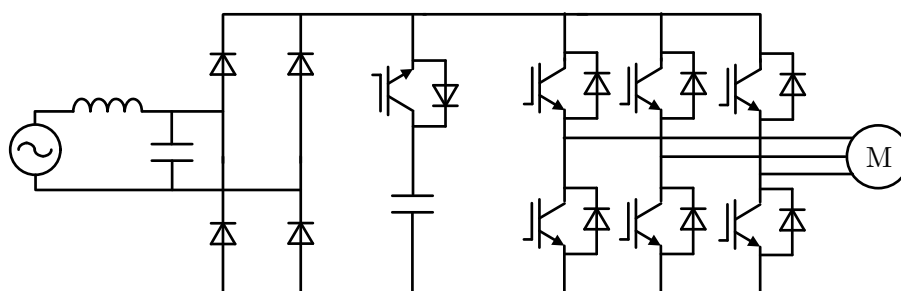


図 2.29: アクティブバッファを用いた単相-三相変換器

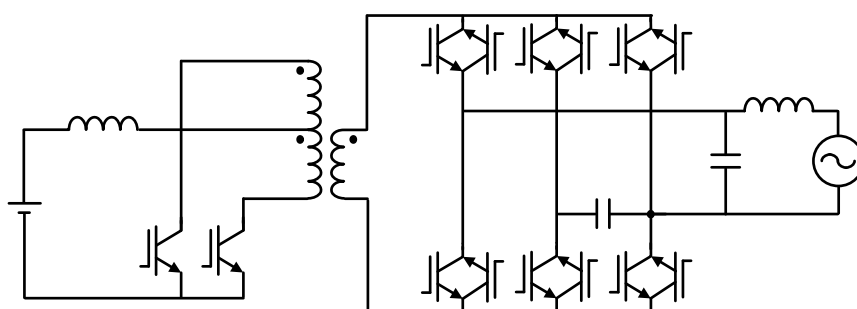


図 2.30: 電力脈動補償回路を有する単相マトリックスコンバータ

レクトマトリックスコンバータの一種であり、アクティブバッファを用いて電力脈動を吸収する。この方式は、インバータ側を介してコンデンサの充放電を行うため、インバータの導通損失が問題となる。

2.3.7.2 単相マトリックスコンバータ

図 2.30 に電力脈動補償回路を有する単相マトリックスコンバータとこれを用いた PV 用インバータを示す [90]。単相マトリックスコンバータにパワーデカップリング用のレグを追加した構成となっている。この方式はマトリックスコンバータ内で電力脈動を吸収できる点に利点がある。しかし、現時点では動作報告がなく、続報を期待したい。

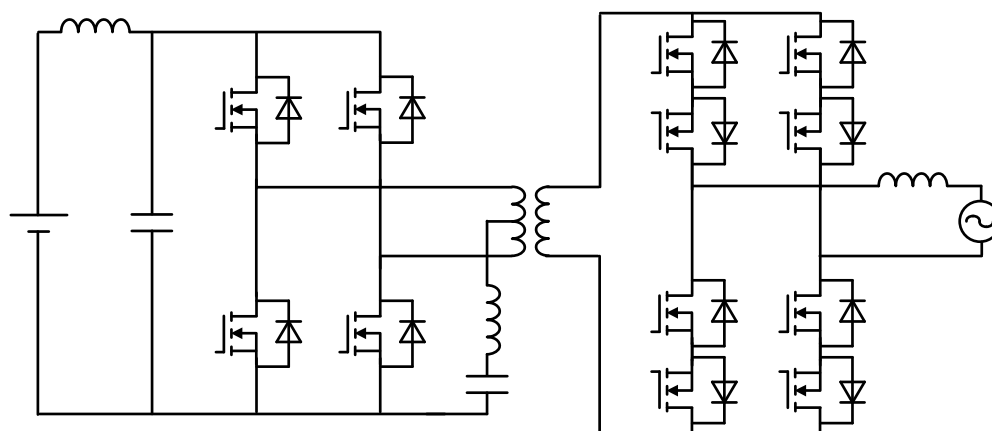


図 2.31: マトリックスコンバータとセンタータップ式バッファ回路を用いたバッテリー充電システム

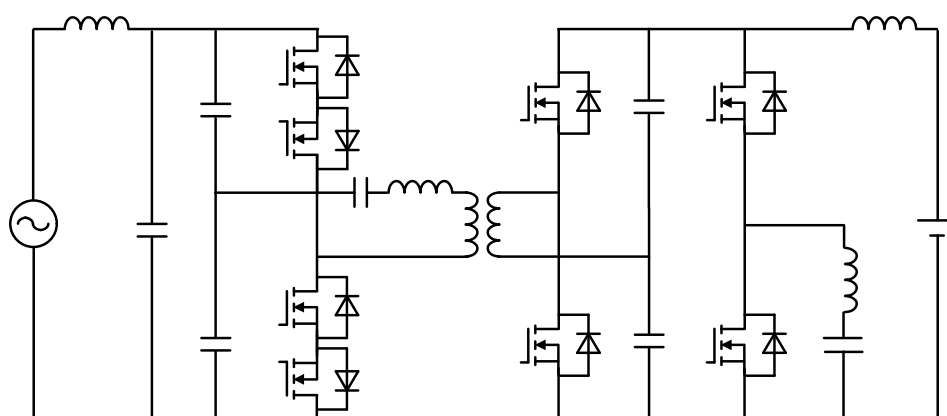


図 2.32: Dual Active Bridge AC- DC Converter にパワーデカップリング回路を追加したバッテリー充電システム

2.3.8 交流直接変換回路を用いたの単相交流一直流変換器のパワーデカップリング

図 2.31 に単相マトリックスコンバータを用いたバッテリー充電システムを示す [45,46]。これは、図 2.26 の単相交流側を間接変換から直接変換に置き換えたものである。したがって、高周波インバータのノーマルモードとコモンモードの電圧を使い分けることで、パワーデカップリングを行う。

図 2.30 と図 2.31 では、共に単相マトリックスコンバータを使用している。このとき、両者の違いは、パワーデカップリング回路の位置にあり、図 2.30 では交流側に、図 2.31 は直流側に接続している。したがって、図 2.31 の方式では、電力脈動が高周波変圧器を通過する。一方、図 2.30 の方式では、電力脈動はマトリックスコンバータ内で吸収されるため、高周波変圧器を通過する電力は一定である。これは、高周波変圧器の容量低減に効果がある。

図 2.32 に図 2.12 の回路方式の 2 次側整流器にパワーデカップリング回路を追加した方式を示す [91]。図 2.12 の方式では、バッテリーに大きなリプル電流が流れ込むため、その抑制としてバッテリーの直前にパワーデカップリング回路が挿入されている。

2.4 ハーフブリッジを逆直列接続した交流直接変換回路

2.4.1 高周波－商用周波変換 (PV インバータ)

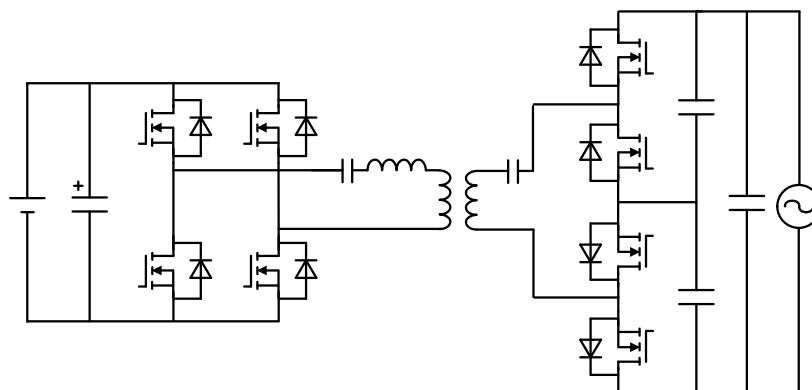
図 2.33 に交流直接変換回路を使用した PV インバータを示す [47,92,93]。これは、ハーフブリッジを逆直列接続した回路構成に特長があり、2010 年にマサチューセッツ工科大学 (MIT) の研究室から提案された新しい交流変換回路である。

この回路方式は、エネルギー蓄積要素に特徴がある。図 2.33(a) では、PV パネルと並列に大容量コンデンサを設置し、電力脈動の抑制を行っている。一方、図 2.33(b) では、高周波リンクにハーフブリッジで構成されたパワーデカップリング回路が直列に挿入されている。このとき、高周波インバータとパワーデカップリング回路および交流直接変換回路のスイッチング周波数と位相差を適切に制御することにより、パワーデカップリング動作を高効率で実現している。

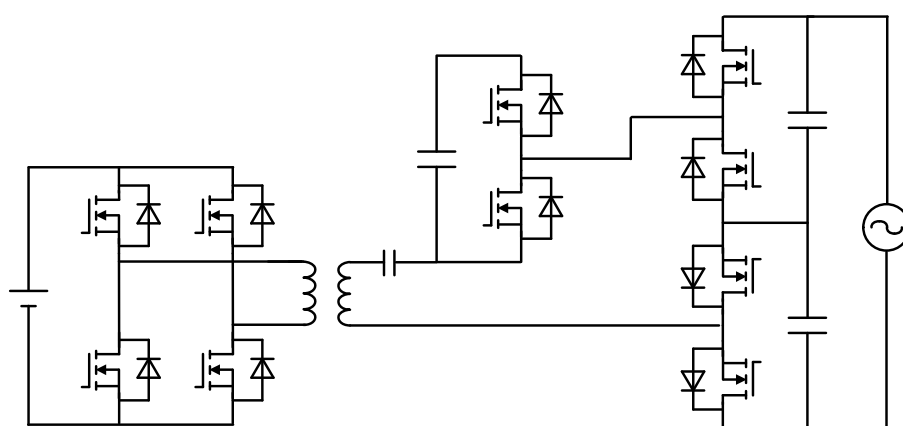
しかしながら、文献にはパワーデカップリング回路のコンデンサ電圧の制御法などが書かれておらず、実動作の詳細が不明である。

2.4.2 商用周波－高周波変換

図 2.34 にハーフブリッジを逆直列接続した交流直接変換回路による IH 用高周波電源を示す [94]。これは、図 2.33 のシステムから交流直接変換回路と直列共振回路を取り出し、高周波電源としての応用を検討したものである。したがって、パワーフローは図



(a) 大容量直流コンデンサによるエネルギーバッファ



(b) 直列接続形エネルギーバッファ回路

図 2.33: ハーフブリッジを逆直列接続した交流直接変換回路を用いた PV インバータ

2.33 とは逆で、商用周波数の交流を高周波交流へ直接変換する。

交流直接変換回路は、2 台のハーフブリッジから構成され、それぞれには 2 素子の MOSFET と小容量のフィルムコンデンサを使用する。2 台のハーフブリッジの負側端子を互いに接続し、正側端子を交流電源の両端に接続する。2 台のインバータの交流出力端子間には直列共振負荷が接続される。したがって、直流リンクを介さずに、商用周波数の交流を高周波交流へ直接変換が可能である。また、この回路構成は、正準セル [95,96] の組み合わせであり、レグ毎にコンデンサを接続しているため、高周波動作に適している。特に、すべての MOSFET がオフであってもボディダイオードが導通するため、スイッチングデバイスに過電圧が生じない。

文献 [94] では、誘導加熱への応用が検討されており、直列負荷共振を利用した零電圧

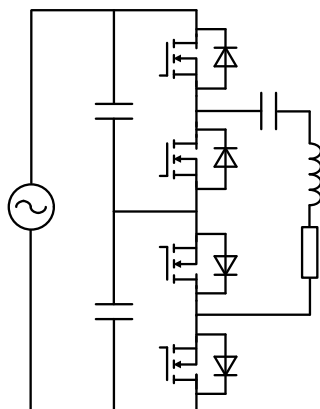


図 2.34: ハーフブリッジを逆直列した交流直接変換回路による IH 用高周波電源

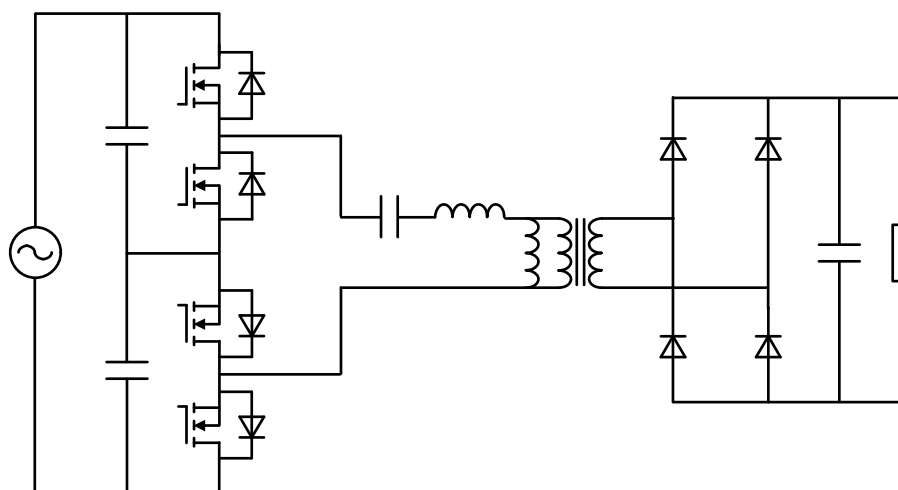


図 2.35: ハーフブリッジを逆直列した交流直接変換回路による交流－直流変換器

スイッチングにより，200 W 時に 97% の高効率を記録している。しかしながら，フィルタコンデンサが零電圧にクランプされており，MOSFET のボディダイオードによる損失が生じている。

図 2.35 に同様の交流直接変換回路を用いた絶縁形単相交流－直流変換器を示す [97]。このとき，交流直接変換回路には高周波変圧器と整流器負荷が接続される。基本動作は，文献 [94] と同様に商用周波－高周波直接変換であるが，ゲート信号のシーケンスから同期整流動作ができていていると考えられる。しかし，3 つの MOSFET を同時にオンすることでこの同期整流を実現しているため，交流側電源を短絡する危険性があり，実用化には問題がある。また，文献 [94, 97] のどちらの制御法においても高周波出力の電力は脈

動している。

2.4.3 技術的課題

交流直接変換回路を高周波電源や絶縁形スイッチング電源へ応用するためには、以下の課題が考えられる。

- 回路動作の理論解析
- 同期整流動作の検討
- フィルタコンデンサ電圧の制御法の検討
- 電力脈動の抑制法の検討

本論文で検討する交流直接変換回路の先行研究は少なく、基本的な動作の解析が十分に行われていない。したがって、スイッチングシーケンスを検討し、商用周波～高周波直接変換の動作原理を明らかにする必要がある。同時に、系統電流を力率1の正弦波に保つ条件を明確にする。

零電圧スイッチングの基本的な検討は既に行われているが、零電圧スイッチングと同期整流を同時に安全に実現する制御法を検討する必要がある。また、フィルタコンデンサ電圧の制御を実現した研究例はない。

さらに、交流直接変換回路をバッテリー充電回路に応用する際は、電力脈動を吸収する手段を検討する必要がある。特に、本論文で検討する交流直接変換回路は、回路構成上、フィルタコンデンサにオフセット電圧をもたせることが可能である。この自由度を利用してフィルタコンデンサをエネルギー蓄積要素として活用すれば、変換器内部で電力脈動の吸収が可能となる。したがって、電力脈動の抑制に関する条件を明確にする必要がある。

2.5 交流変換回路における本論文の位置付け

本章では、交流変換回路の分類と各種回路構成について概説し、近年の技術動向・課題について述べた。間接形変換器は、一定の電力を負荷に供給できるが、変換回数が多いため変換効率が低下する。また、エネルギー蓄積要素として用いる電解コンデンサは、体積が大きく、寿命が短いというデメリットがある。

一方、直接形変換器を適用する際は、変換回数が削減できる。しかしながら、直接形変換器はエネルギー蓄積要素をもたないため、原理的に電力脈動の抑制は困難であり、別途エネルギー蓄積要素が必要となる。したがって、これまでは、大容量コンデンサやパワーデカップリング回路などを追加することで対処していた。

これに対し、本論文の交流直接変換回路は、フィルタコンデンサをエネルギー蓄積要素として活用することで、単相交流に起因する電力脈動を変換器内に吸収することができる。したがって、別途のパワーデカップリング回路を用いることなく、出力電力を平滑できる。これは、直接変換器は電力の平滑機能を有しないという概念を覆すものであり、他に類を見ない交流直接変換回路である。しかしながら、本論文の交流直接変換回路は研究例が少なく、基本動作となる商用周波－高周波直接変換の制御法も十分に確立されていない。本論文では、交流直接変換回路の高周波電源と絶縁形スイッチング電源への応用を目標に、高効率化が実現可能な制御法の検討、そして、出力電力脈動が抑制可能であることを理論的に明らかにし、それらの実験実証を目的とする。

第 3 章

位相シフト制御法

本章では、2 台のハーフブリッジを逆直列接続した交流直接変換回路に対して、位相シフト制御法の適用を提案する。従来の制御法では、2 台のハーフブリッジを交互にスイッチングしていたのに対して、提案制御法では、位相シフト角を操作する点に特長があり、すべての MOSFET に零電圧スイッチングと同期整流動作を実現する。まず、スイッチングモードを定義し、基本動作となるスイッチングシーケンスについて検討する。つぎに、コンデンサ電圧制御に必要な位相シフト角について理論的に明らかにする。最後に、誘導加熱負荷を用いた 1.3 kW の実験装置により、位相シフト制御法の有効性を確認する。

3.1 実験回路構成

図 3.1 に交流直接変換回路の実験回路構成を、表 3.1 に実験に用いた回路定数を示す。交流直接変換回路は、2 台のハーフブリッジから構成され、それぞれには 2 素子の MOSFET と小容量のフィルムコンデンサを使用する。2 台のハーフブリッジの負側端子を互いに接続し、正側端子を交流電源の両端に接続する。2 台のインバータの交流出力端子間には直列共振負荷 L_r , C_r を接続する。ここで、 R_r は誘導加熱負荷の等価抵抗を表わしている。図 3.1 の回路は、従来の電圧形 H ブリッジインバータの回路構成に類似しているが、スイッチ S_1 と S_2 のドレイン端子を切り離し、交流電源を接続する点が異なる。したがって、交流直接変換回路は、DC リンクを介さずに商用周波数の交流から高周波交流へ直接変換を行う。その結果、従来回路方式におけるダイオード整流器を取り除くことが可能となり、ダイオードの順方向電圧降下に起因する損失の低減が期待できる。また、各ハーフブリッジのフィルタコンデンサ C_1 , C_2 がローパスフィルタとし

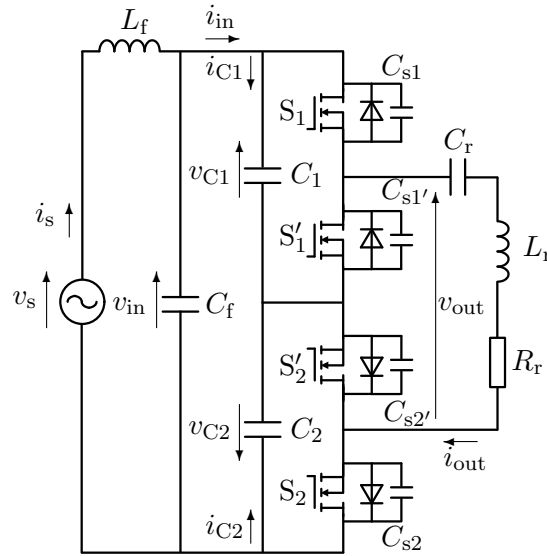


図 3.1: 位相シフト制御法の実験回路構成

て作用するため、電源側に接続したフィルタコンデンサ C_f 、およびインダクタ L_f は小容量でよい。

3.2 スイッチングモードと基本動作原理

3.2.1 スイッチングモードと回路方程式

図 3.2 に 4 種の基本的なスイッチングモードを、表 3.2 に各モードに対応するゲート信号と出力電圧 (共振回路に印加される電圧) v_{out} を示す。図 3.2 における太線は、入力電流 i_{in} と共振電流 i_{out} の電流経路を表わしており、電流方向の定義は図 3.1 の通りである。なお、動作解析を簡単化するために、図 3.2 では、電源側フィルタとロスレススナバコンデンサを省略する。また、図 3.1 の回路は電源に対する回路構成および動作が対称であるので、以下では入力電圧 v_{in} が正 ($v_{in} > 0$ の場合) について検討する。

入力電圧 v_{in} とコンデンサ電圧 v_{C1} , v_{C2} の関係は、

$$v_{in} = v_{C1} - v_{C2} \quad (3.1)$$

であり、 $C_1 = C_2 = C$ と仮定して両辺を微分すると、コンデンサ電流 i_{C1} , i_{C2} は、

$$i_{C1} - i_{C2} = C \frac{dv_{in}}{dt} \quad (3.2)$$

となる。また、スイッチ S_1 , S_2 のスイッチング関数 S_1 , S_2 を用いるとコンデンサ電

表 3.1: 位相シフト制御法の実験回路定数

AC main voltage	V_s	100 V
AC main frequency	f_s	50 Hz
Filter inductor	L_f	500 μ H (2%)
Filter capacitor	C_f	3 μ F
Filter capacitor	C_1, C_2	6.6 μ F
Snubber capacitor	C_s	15.5 nF
Resonant capacitor	C_r	1.5 μ F
Inductance of the working coil	L_r	20 μ H
Equivalent resistance	R_r	1.5 Ω
Resonant frequency	f_r	29.1 kHz
Quality factor	Q_r	2.4
Switching frequency	f_{sw}	30.5 - 40 kHz
Rated power	P	1.3 kW
Gate resistance	R_g	7.5 Ω
Dead time	T_d	0.5 μ s

流は,

$$i_{C1} = i_{in} - S_1 i_{out} \quad (3.3)$$

$$i_{C2} = S_2 i_{out} - i_{in} \quad (3.4)$$

と表わせる。したがって, i_{in} および i_{C1} , i_{C2} は,

$$i_{in} = (S_1 + S_2) \frac{i_{out}}{2} + \frac{C}{2} \frac{dv_{in}}{dt} \quad (3.5)$$

$$i_{C1} = (S_2 - S_1) \frac{i_{out}}{2} + \frac{C}{2} \frac{dv_{in}}{dt} \quad (3.6)$$

$$i_{C2} = (S_2 - S_1) \frac{i_{out}}{2} - \frac{C}{2} \frac{dv_{in}}{dt} \quad (3.7)$$

と整理できる。

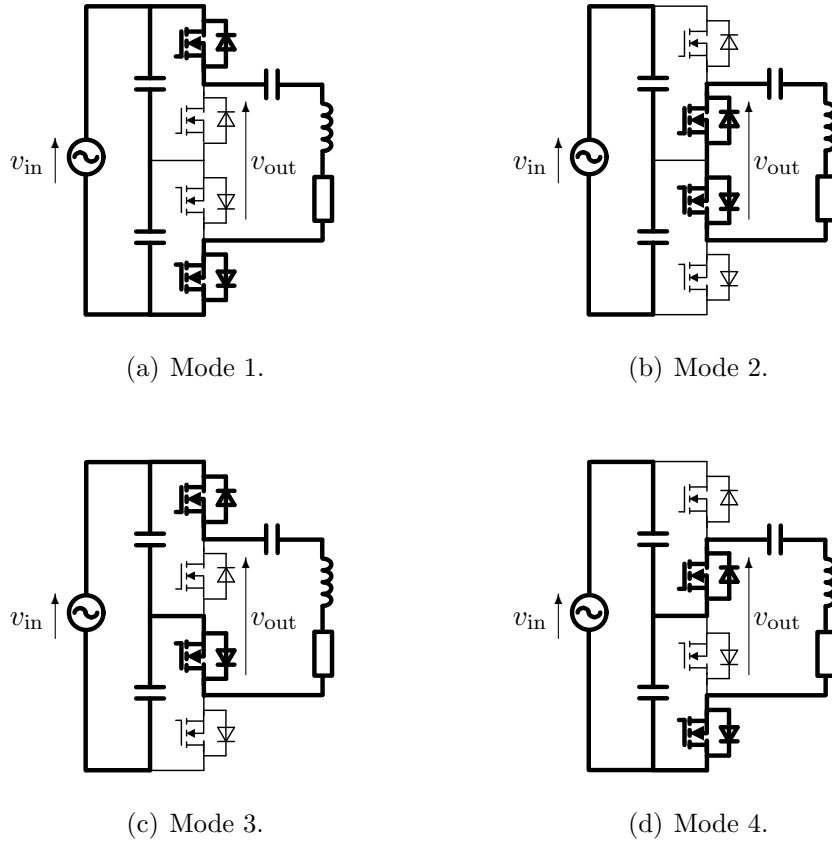


図 3.2: 4 種のスイッチングモード

表 3.2: 各スイッチングモードにおけるゲート信号の組み合わせと出力電圧

Modes	S_1	S'_1	S'_2	S_2	v_{out}
Mode 1	on	off	off	on	v_{in}
Mode 2	off	on	on	off	0
Mode 3	on	off	on	off	v_{C1}
Mode 4	off	on	off	on	$-v_{C2}$

一方，出力電圧 v_{out} は，スイッチング関数を用いると，

$$v_{out} = S_1 v_{C1} - S_2 v_{C2} \quad (3.8)$$

である。また，直列共振負荷を流れる共振電流 i_{out} は，

$$i_{out} \approx \frac{\sqrt{2}\tilde{V}_{sw}(t)}{Z_r} \sin(\omega_{sw}t - \phi_r) \quad (3.9)$$

と表わせる。ただし， ω_{sw} はスイッチング角周波数， $\tilde{V}_{sw}$ は出力電圧 v_{out} のスイッチン

グ周波数成分実効値, Z_r は直列共振回路のインピーダンス, ϕ_r は力率角で,

$$Z_r = \sqrt{R_r^2 + \left(\omega_{sw} L_r - \frac{1}{\omega_{sw} C_r} \right)^2} \quad (3.10)$$

$$\phi_r = \tan^{-1} \left(\frac{\omega_{sw} L_r - \frac{1}{\omega_{sw} C_r}}{R_r} \right) \quad (3.11)$$

である。このとき, スイッチング角周波数 ω_{sw} を共振角周波数 ω_r に対して,

$$\omega_{sw} > \omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} \quad (3.12)$$

と設定すれば, 従来の直列負荷共振電圧形インバータと同様に電流遅れモードとして動作し, ダイオードのリカバリ電流の低減が可能となる。

上述の (3.6), (3.7) 式のように, コンデンサ C_1, C_2 には共振電流 i_{out} の一部が流入するため, 直流電流が流れ込むと過電圧を生じることがある。したがって, ソフトスイッチングの実現と同時に, コンデンサ電圧 v_{C1}, v_{C2} の過電圧を避けるようにスイッチングシーケンスを定める必要がある。

図 3.3 に, 基本的な動作波形を示す。基本動作では, 例えば Mode 1 と Mode 2 を交互に用いて高周波電圧パルスを共振回路に印加する。このとき, 高周波電圧パルスの振幅は電源電圧 v_{in} と等しく, 電源周波数の脈動を有する。したがって, 共振電流の振幅も同様に脈動する。このとき, 入力電流 i_{in} は i_{out} を全波整流した波形となり, フィルタを介すと $\bar{i}_{in}$ のような正弦波電流となる。また, 文献 [94,97] では, 同一の回路方式にて基本的なスイッチングシーケンスを用いた商用周波—高周波直接変換が実験検証されているが, 詳細な回路解析は行われておらず, 理論にも曖昧な点がある。

3.2.2 Mode 1 と Mode 2 を用いるシーケンス

図 3.4 に, Mode 1 と Mode 2 のみを用いた場合のモード遷移を示す。この場合, スイッチング関数を

$$\begin{cases} S_1 = S_2 = 1 & (\sin \omega_{sw} t > 0) \\ S_1 = S_2 = 0 & (\sin \omega_{sw} t < 0) \end{cases} \quad (3.13)$$

と与えると, 出力電圧 v_{out} は,

$$v_{out} = \begin{cases} v_{C1} - v_{C2} = v_{in} & (\sin \omega_{sw} t > 0) \\ 0 & (\sin \omega_{sw} t < 0) \end{cases} \quad (3.14)$$

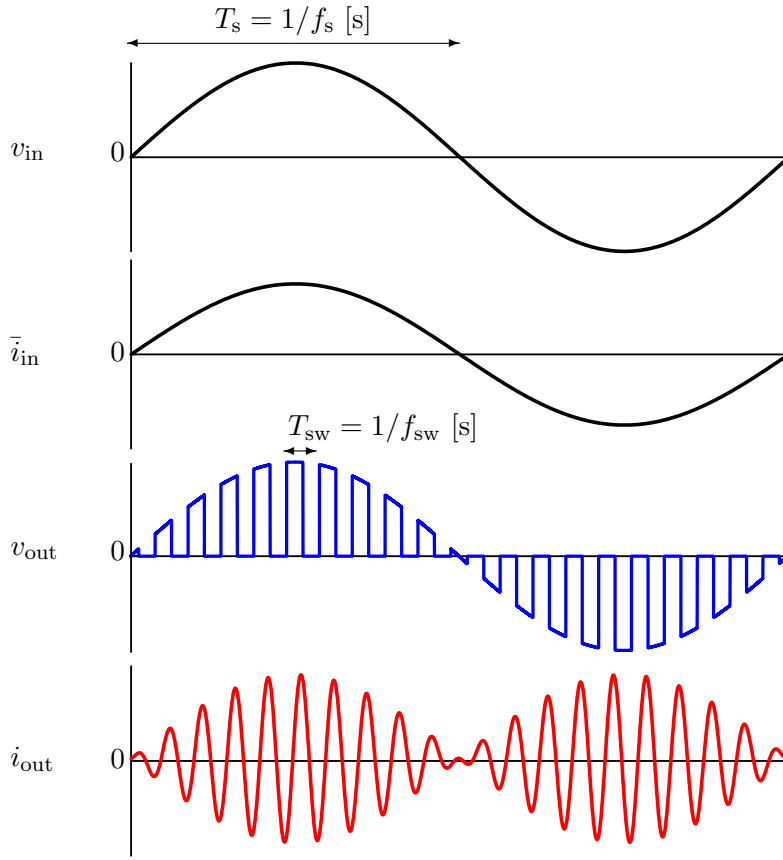


図 3.3: 動作波形

となる。ここで、 v_{out} から電源周波数成分を除外すると、高周波成分 $\tilde{v}_{\text{out}}$ は、

$$\tilde{v}_{\text{out}} = \begin{cases} \frac{v_{\text{in}}}{2} & (\sin \omega_{\text{sw}} t > 0) \\ -\frac{v_{\text{in}}}{2} & (\sin \omega_{\text{sw}} t < 0) \end{cases} \quad (3.15)$$

となり、スイッチング周波数成分 (基本波成分) とその高調波成分を含む方形波電圧と考えることができる。 $\tilde{v}_{\text{out}}$ からスイッチング周波数成分のみを取り出すと、その実効値は、

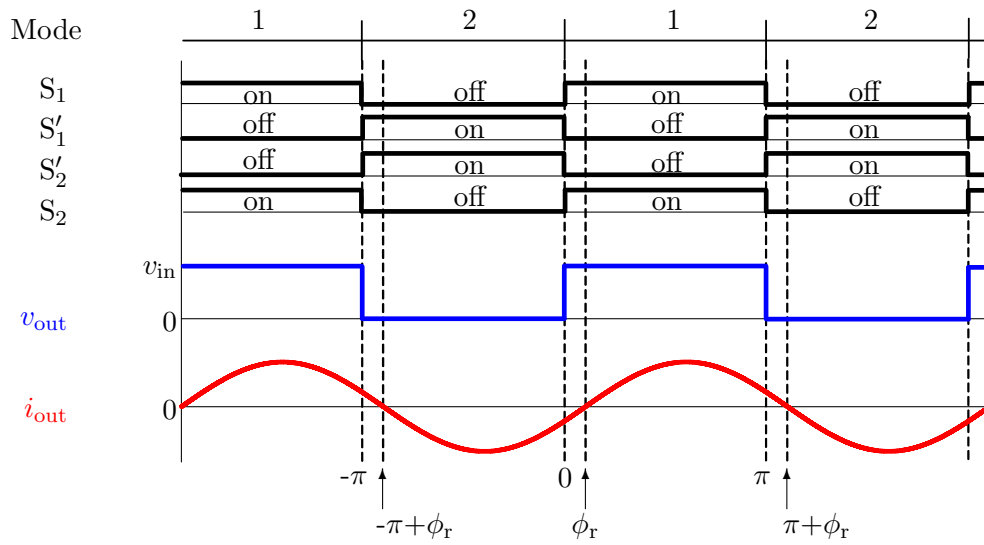
$$\tilde{V}_{\text{sw}}(t) = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \frac{v_{\text{in}}}{2} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} v_{\text{in}} \quad (3.16)$$

である。したがって、入力電圧を

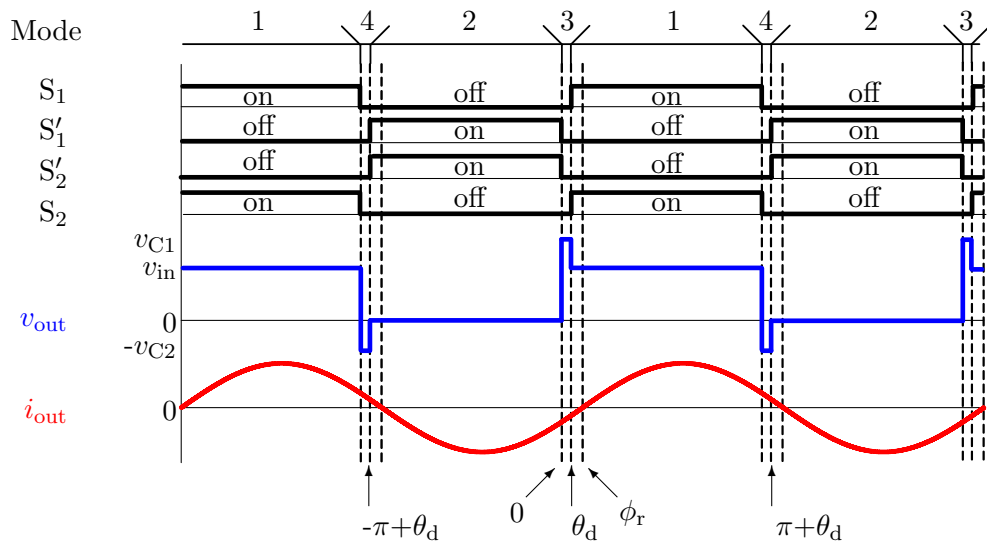
$$v_{\text{in}} = \sqrt{2} V_{\text{in}} \sin \omega_{\text{in}} t \quad (3.17)$$

とし、(3.16)、(3.17) 式を (3.9) 式に代入すると、共振電流は、

$$i_{\text{out}} = \frac{2\sqrt{2} V_{\text{in}}}{\pi Z_{\text{r}}} \sin(\omega_{\text{in}} t) \sin(\omega_{\text{sw}} t - \phi_{\text{r}}) \quad (3.18)$$



(a) デッドタイムを無視した場合



(b) デッドタイムを考慮した場合

図 3.4: Mode 1 と Mode 2 を使用した場合のゲートシーケンスと $v_{in} > 0$ における共振回路の電圧と電流

となる。ただし、 V_{in} は入力電圧実効値、 ω_{in} は入力電圧の角周波数である。

一方、(3.5) 式に (3.13) 式を適用すると入力電流 i_{in} は、

$$i_{in} = \begin{cases} i_{out} + \frac{C}{2} \frac{dv_{in}}{dt} & (\sin \omega_{sw} t > 0) \\ \frac{C}{2} \frac{dv_{in}}{dt} & (\sin \omega_{sw} t < 0) \end{cases} \quad (3.19)$$

である。ここで、 i_{in} のスイッチング 1 周期の平均値は、

$$\bar{i}_{in} = \sqrt{2}V_{in} \left(\frac{2\cos\phi_r}{\pi^2 Z_r} \sin\omega_{in}t + \frac{\omega_{in}C}{2} \cos\omega_{in}t \right) \quad (3.20)$$

になる。(3.20) 式の第 1 項は共振負荷に有効電力を供給する電流であり、第 2 項はコンデンサの無効電力分である。したがって、コンデンサの静電容量 C が十分に小さく、入力電圧 v_{in} が正弦波であれば、入力電流 i_{in} を力率 1 の正弦波にできる。

図 3.4(a) にデッドタイムを無視した場合のシーケンスを示す。(3.13) 式を適用すると、(3.6), (3.7) 式の第 1 項は常に零、すなわち、共振電流 i_{out} は含まれない。したがって、 C_1, C_2 には、入力電圧と同周波数の進相電流のみが流れ、コンデンサ電圧は、

$$v_{C1} = \frac{1}{C} \int i_{C1} dt = \frac{v_{in}}{2} + V_0 \quad (3.21)$$

$$v_{C2} = \frac{1}{C} \int i_{C2} dt = -\frac{v_{in}}{2} + V_0 \quad (3.22)$$

となる。ただし、 V_0 は積分定数で、一意には定まらない。

図 3.4(b) にデッドタイムを考慮した場合のシーケンスを示す。デッドタイム中は、共振電流 i_{out} の極性に応じて MOSFET のボディダイオードが導通するので、 $i_{out} > 0$ のときは Mode 4, $i_{out} < 0$ のときは Mode 3 となる。したがって、Mode 3 と Mode 4 のいずれのときも共振電流 i_{out} はコンデンサ C_1, C_2 を充電する。デッドタイムの影響により、 C_1, C_2 に流れ込む電流のスイッチング 1 周期の平均値は、

$$\Delta i_C = \frac{v_{in}}{\pi^2 Z_r} \{ \cos(\theta_d - \phi_r) - \cos\phi_r \} \quad (3.23)$$

となる。ただし、 θ_d はデッドタイムに相当する位相角である。 Δi_C は常に C_1, C_2 を充電するため、電源 1 周期の平均電流は絶対値平均から、

$$\Delta \bar{i}_C = \frac{2\sqrt{2}V_{in}}{\pi^3 Z_r} \{ \cos(\theta_d - \phi_r) - \cos\phi_r \} \quad (3.24)$$

となる。

一方、 $v_{in} > 0$ の場合、上側ハーフブリッジは零電圧スイッチング動作 [27] となるが、下側はハードスイッチング動作 [99] となる。 S_2 をオンする際には $C_{s2'}$ を、 S_2' をオンする際には C_{s2} を充電する電荷が C_1 と C_2 から供給される。 $C_{s2} = C_{s2'} = C_s$ と仮定すると、スイッチング 1 周期に供給する電荷は、

$$\Delta Q = 2C_s v_{C2} \quad (3.25)$$

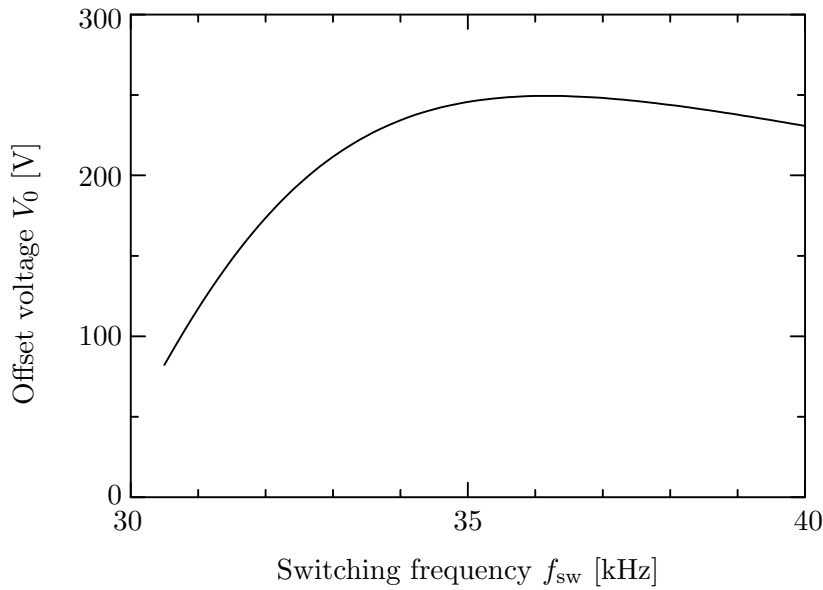


図 3.5: スイッチング周波数とオフセット電圧の関係

であるので、 C_1 と C_2 が放電する平均電流は、

$$\Delta \bar{i}'_C = 2C_s V_o f_{sw} \quad (3.26)$$

である。したがって、定常状態では、(3.24) 式の平均充電電流と (3.26) 式の放電電流が等しくなるので、(3.21), (3.22) 式の V_0 は、

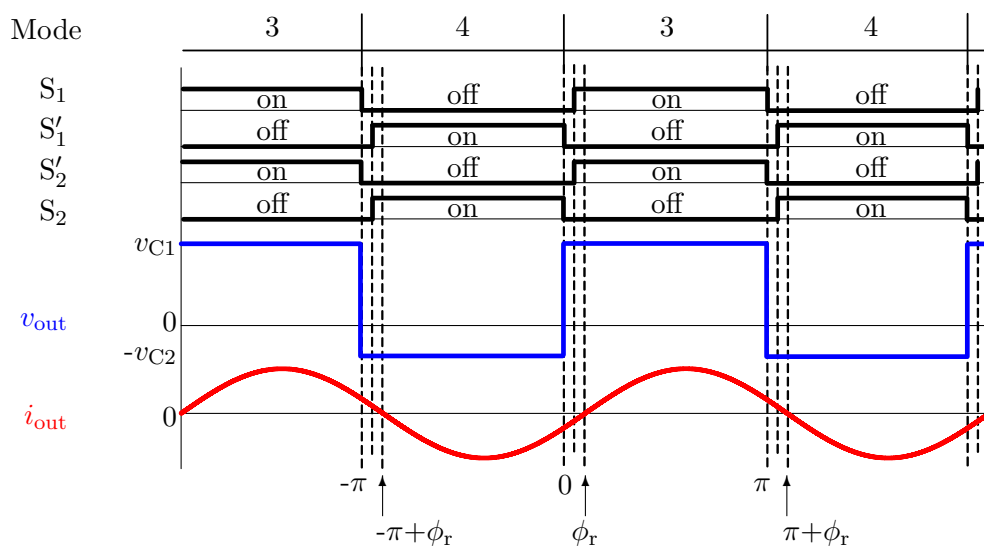
$$V_0 = \frac{\sqrt{2}V_{in}}{\pi^3 C_s Z_r f_{sw}} \{ \cos(\theta_d - \phi_r) - \cos\phi_r \} \quad (3.27)$$

に収束する。このとき、負荷力率や動作周波数によっては、 V_0 が増大して過電圧を生じることがある。また、(3.25) 式の放電電荷は原理的な損失が生じることを意味する。

図 3.5 に表 3.1 の回路定数を用いて計算したスイッチング周波数 f_{sw} とオフセット電圧 V_0 の関係を示す。スイッチング周波数を 30 kHz から 35 kHz 程度まで上昇すると、負荷力率角の増加に伴いデッドタイム期間にコンデンサに流入する電流は大きくなり、オフセット電圧は増加する。しかし、35 kHz 以上では、周波数の増加に伴って共振電流の振幅が減少するため、オフセット電圧は低下する。したがって、スイッチング周波数に対して単調増加とはならない。また、図 3.5 はオフセット電圧を示したものであり、フィルタコンデンサには電源電圧が重畳するため、その最大値は、

$$V_{C1max} = V_{C2max} = V_0 + \frac{V_{in}}{\sqrt{2}} \quad (3.28)$$

となる点に注意が必要である。



(a) コンデンサ電圧が正の場合

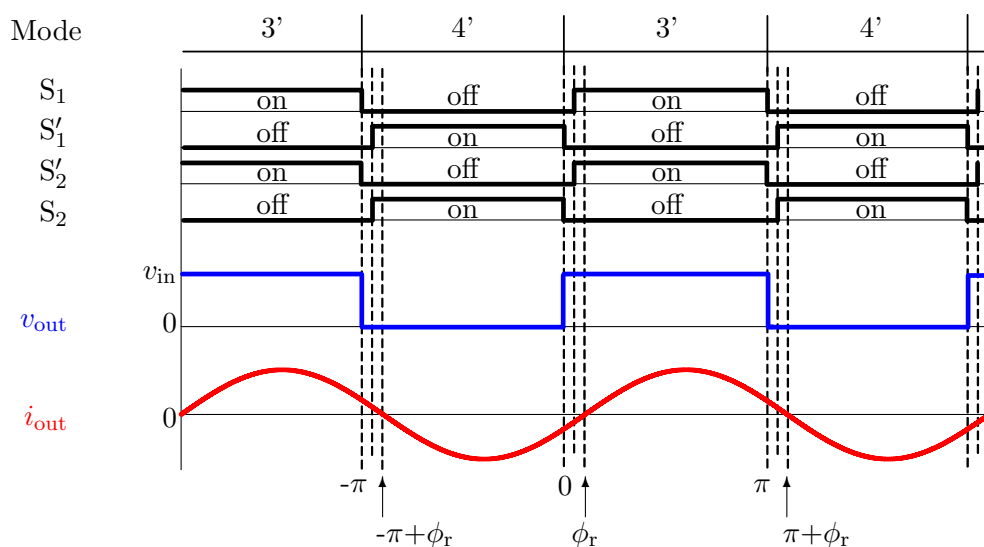
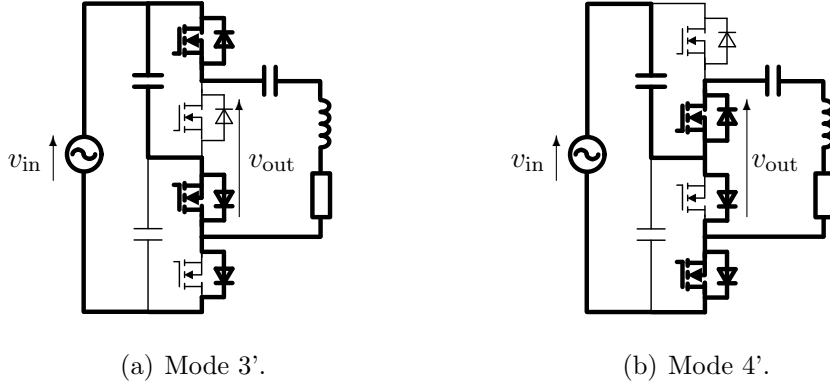
(b) フィルタコンデンサ電圧 v_{C2} が 0 V の場合

図 3.6: Mode 3 と Mode 4 を使用した場合のゲートシーケンスと $v_{in} > 0$ における共振回路の電圧と電流

3.2.3 Mode 3 と Mode 4 を用いるシーケンス

図 3.6 は Mode 3 と Mode 4 を用いたシーケンスで、スイッチング関数を

$$\begin{cases} S_1 = 1, S_2 = 0 & (\sin \omega_{sw} t > 0) \\ S_1 = 0, S_2 = 1 & (\sin \omega_{sw} t < 0) \end{cases} \quad (3.29)$$

図 3.7: $v_{in} > 0$ における Mode3' と Mode4'

と与える。図 3.6(a) は、コンデンサ電圧が $v_{C1} > 0$ かつ $v_{C2} > 0$ で、デッドタイムを考慮した場合のシーケンスである。デッドタイム中には Mode 3 もしくは Mode 4 となるため、Mode 3 と Mode 4 を交互に繰り返す。このとき、すべての MOSFET は零電圧ターンオフが可能となる。出力電圧は、

$$v_{out} = \begin{cases} v_{C1} & (\sin\omega_{sw}t > 0) \\ -v_{C2} = v_{in} - v_{C1} & (\sin\omega_{sw}t < 0) \end{cases} \quad (3.30)$$

であり、 v_{out} に含まれる高周波数成分は、

$$\tilde{v}_{out} = \begin{cases} \frac{v_{C1} + v_{C2}}{2} & (\sin\omega_{sw}t > 0) \\ -\frac{v_{C1} + v_{C2}}{2} & (\sin\omega_{sw}t < 0) \end{cases} \quad (3.31)$$

となる。したがって、出力電圧のスイッチング周波数成分の実効値は、

$$\tilde{V}_{sw}(t) = \frac{\sqrt{2}}{\pi}(v_{C1} + v_{C2}) \quad (3.32)$$

と求まる。

一方、(3.6), (3.7) 式の第 1 項に (3.29) 式のシーケンスと (3.9) 式の i_{out} を適用すると、 C_1 , C_2 の平均電流は、

$$\bar{i}_{C1} = \bar{i}_{C2} = -\frac{2(v_{C1} + v_{C2})}{\pi^2 Z_r} \cos\phi_r \quad (3.33)$$

となる。したがって、 C_1 と C_2 は次第に放電される。

図 3.7 は v_{C2} が零に達した場合のスイッチングモードであり、 S_2 と S'_2 のボディダイオードが同時にオンし、コンデンサ C_2 を零電圧にクランプする。このとき、一方の

表 3.3: Mode 3' と Mode 4' におけるゲート信号の組み合わせと電源電圧が正の場合の出力電圧

Modes	S_1	S'_1	S'_2	S_2	v_{out}
Mode 3'	on	off	on	off	$v_{C1} = v_{in}$
Mode 4'	off	on	off	on	0

MOSFET にはゲート信号を与えているため、同期整流動作となるが、他方ではボディダイオードの順方向電圧降下によってオン損失が増加する。このとき、スイッチングモード遷移は図 3.6(b) となり、 $v_{C2} = 0$ であるので、出力電圧 v_{out} および共振電流 i_{out} は、図 3.4(a) と等しい。したがって、(3.20) 式と同様に入力電流を求めると、

$$\bar{i}_{in} = \frac{2\sqrt{2}V_{in}\cos\phi_r}{\pi^2 Z_r} \sin\omega_{in}t + \sqrt{2}V_{in}\omega_{in}C\cos\omega_{in}t. \quad (3.34)$$

になる。ここで、(3.20) 式と (3.34) 式を比較すると、右辺第 1 項は同じであり、Mode 3' と Mode 4' の動作の場合も力率 1 の正弦波を得ることができる。一方で、無効電流を示す右辺第 2 項は、2 倍となる。これは、一方のフィルタコンデンサが MOSFET ボディダイオードによりバイパスされ、進相電流が流れる経路のフィルタコンデンサの合成容量が増加するためである。

入力電圧が $v_{in} > 0$ の期間では $v_{C2} = 0$ 、 $v_{in} < 0$ では $v_{C1} = 0$ であるので、コンデンサ電圧は入力電圧を半波整流した波形となる。したがって、(3.29) 式を使用したシーケンスでは、Mode 1、Mode 2 を使用した場合のような過電圧を生じることがなく、すべての MOSFET は零電圧スイッチングが可能である。しかし、コンデンサの放電に伴って、ボディダイオードによるオン損失が生じる。

3.3 位相シフト制御法の適用

3.3.1 スイッチングシーケンス

図 3.8 に提案する位相シフト制御法のゲート信号のシーケンスを示す。図 3.8 は $v_{in} > 0$ の場合の波形である。位相シフト制御法では、 S_1 と S_2 のゲート信号に位相シフト角 ϕ_s を設けることにより、Mode 1 と Mode 2 の間に Mode 3 または Mode 4 を挿入する。Mode 3 と Mode 4 の期間の C_1 と C_2 の充放電電流の平均値が零となるように、位相シフト角を設定できれば、過電圧を生じない。

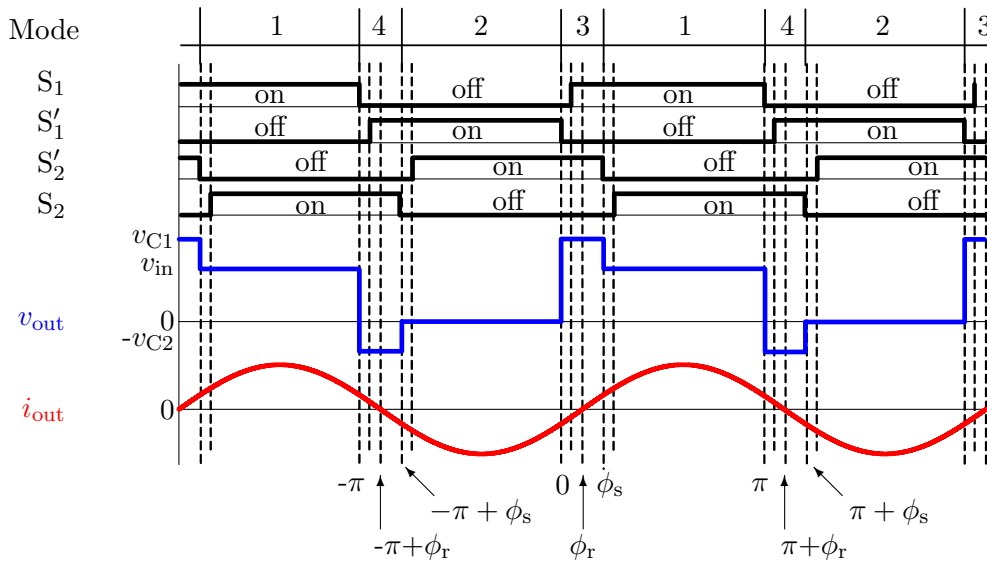


図 3.8: 位相シフト制御法を使用した場合のゲートシーケンスと $v_{in} > 0$ における共振回路の電圧と電流

Mode 1 から Mode 2 へ遷移する場合を考える。はじめに、位相が $-\pi$ のとき、スイッチングモードは Mode 1 で $i_{out} > 0$ であり、出力電圧は $v_{out} = v_{in}$ である。ここで、 S_1 をオフすると零電圧でターンオフとなるが、 S_2 をオフしてもボディダイオードが導通し続けるため、 S'_2 をオンするとハードスイッチングとなる。したがって、位相が $-\pi$ の時点で S_1 のみをオフすると、Mode 4 となる。このときの出力電圧は $v_{out} = -v_{C2}$ である。その後、電流極性が反転した $-\pi + \phi_s$ の時点で S_2 をオフすれば零電圧ターンオフでき、 $v_{out} = 0$ となる。Mode 2 から Mode 1 へ遷移する場合も同様に、位相が 0 の時点で S_1 をオフし、 ϕ_s で S_2 をオフすれば、両方のハーフブリッジで零電圧が実現できる。したがって、Mode 2 から Mode 1 への遷移の間には Mode 3 を挿入する。

入力電圧が $v_{in} < 0$ の場合には、Mode 1 と Mode 2 での共振電流の極性が逆となるので、シーケンスを変える必要がある。すなわち、 $v_{in} < 0$ の場合には、ゲート信号のシーケンスを Mode 1 $\rightarrow$ 3 $\rightarrow$ 2 $\rightarrow$ 4 $\rightarrow$ 1 の順とすればよい。また、提案法のシーケンスでは、デッドタイム以外の期間では、ゲート信号を与えている MOSFET もしくはそのボディダイオードに電流が流れるため、同期整流動作によりオン損失を低減できる。

3.3.2 位相シフト角

入力電圧が $v_{in} > 0$ の場合について検討する。位相シフト制御を適用して、コンデンサ電圧を $v_{C2} = 0$ にしたとすれば、出力電圧 v_{out} は (3.14) 式とほぼ等しくなり、共振電流 i_{out} は (3.18) 式で近似できる。また、図 3.8 のように Mode 3, Mode 4 を対称に挿入すると、入力電流のスイッチング 1 周期の平均は、(3.20) 式と一致し、力率 1 の正弦波にできる。ただし、 $v_{C2} \leq 0$ になると、 S_2 と S'_2 の MOSFET のボディダイオードが導通し、順方向電圧降下による損失が生じる。したがって、実際には $v_{C2} > 0$ に制御する必要があるが、ここでは解析を簡単化するために、 $v_{C2} = 0$ に制御する条件を導出する。

Mode 3 および Mode 4 の挿入によるコンデンサ電流の増加分は、(3.7) 式の第 1 項のスイッチング 1 周期の平均値から、

$$\Delta i_C = \frac{v_{in}}{\pi^2 Z_r} \{ \cos(\phi_s - \phi_r) - \cos\phi_r \} \quad (3.35)$$

である。ここで、 Δi_C を零とする条件は、

$$\cos(\phi_s - \phi_r) - \cos\phi_r = 0 \quad (3.36)$$

であり、位相シフト制御による C_1 , C_2 の充放電を零にできる。 $0 < \phi_s < \pi$ の範囲で (3.36) 式を満足する ϕ_s は、

$$\phi_s = 2\phi_r \quad (3.37)$$

である。(3.37) 式のように位相シフト角 ϕ_s を設定すると、Mode 3 および Mode 4 は共振電流 i_{out} のゼロクロスの前後で対称となるように挿入され、 i_{out} による充電電荷と放電電荷は等しくできる。このとき、Mode 3, Mode 4 のみを使った場合と同様に、コンデンサ電圧は半波整流波形になり、過電圧を抑制できる。しかも、すべての MOSFET は零電圧スイッチング動作と同期整流動作が可能になる。

図 3.9 に、(3.37) 式と表 3.1 の回路定数から求めたスイッチング周波数 f_{sw} と位相シフト角 ϕ_s の関係を示す。動作周波数により負荷力率角 ϕ_r が異なるため、図 3.9 のように位相シフト角 ϕ_s を増加すればよい。

3.3.3 制御ブロック

図 3.10 に、位相シフト制御法のゲート信号の生成過程のブロック図を示す。検出した共振電流をもとに、位相検出器 (PD) を通して負荷の力率角を求める。これを力率角の

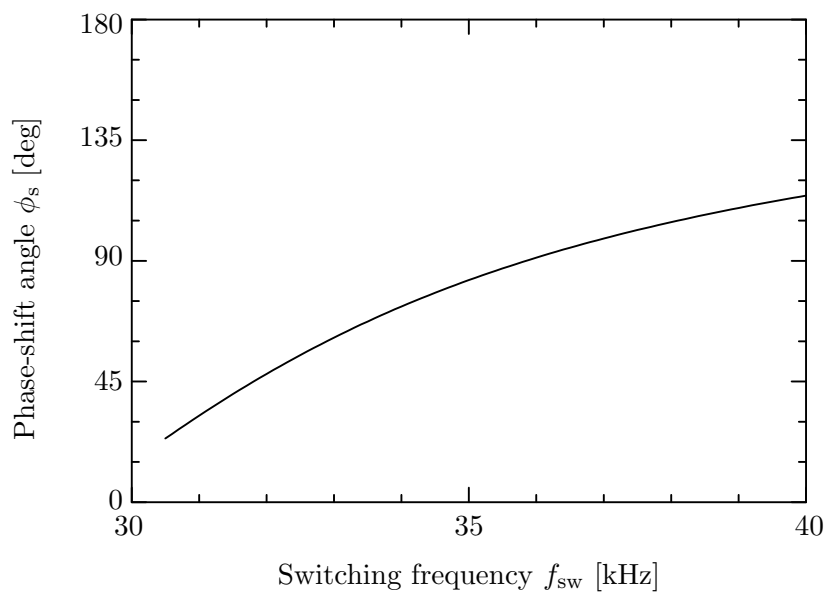


図 3.9: スイッチング周波数と位相シフト角の関係

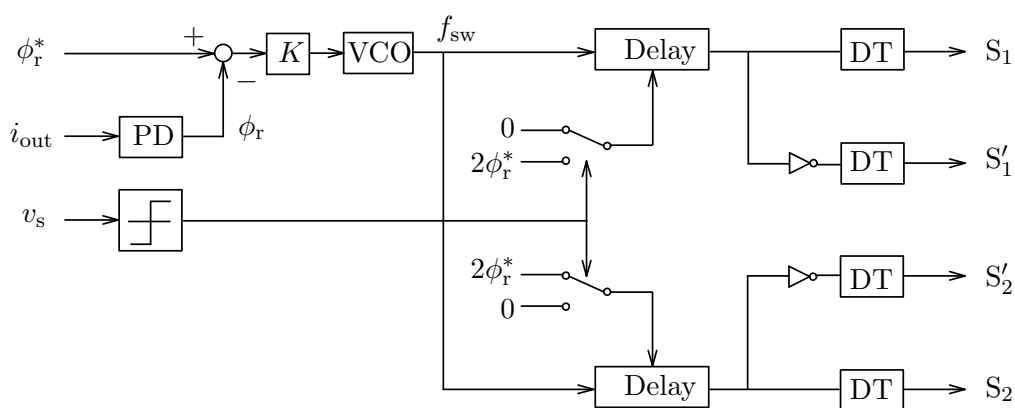


図 3.10: 制御ブロック図

指令値 ϕ_r^* と比較し、その結果にゲイン K を乗じて VCO を通すことで、スイッチング周波数を得る。一方、電源電圧 v_s の極性をコンパレータを用いて判定し、一方のハーフブリッジのゲート信号に $2\phi_r^*$ だけ遅れ信号を与える。最後に、デッドタイムブロック DT によりターンオンに遅れを与える。

3.4 回路設計

本研究の方式では出力電力が脈動するため、誘導加熱の中でも電力脈動を許容する金属溶解や鉄製鍋を加熱する場合を対象とする。

3.4.1 共振回路

本研究の交流直接変換回路は、直列負荷共振回路を有しており、その特性は、従来の直列負荷共振電圧形インバータと同様になる。したがって、誘導加熱負荷の等価直列インダクタンス L_r と共振用コンデンサ C_r を用いると、共振周波数 f_r は、

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} \quad (3.38)$$

であり、共振回路の先鋭度 Q_r は、

$$Q_r = \frac{Z_o}{R_r} \quad (3.39)$$

となる。ただし、 R_r は誘導加熱負荷の等価抵抗である。

誘導加熱の場合、動作周波数は加熱対象のサイズ等に合わせて、仕様として決定されていることが多い。この場合、コイルのインダクタンスや共振コンデンサの静電容量の選択で、共振周波数を調整する必要がある。また、共振回路の先鋭度は、電力の制御特性および共振回路の電圧と電流に対して密接な関係にあるため、先鋭度を考慮して共振回路を設計する必要がある。

図 3.11 に、実験に使用する加熱用コイルを示す。従来の誘導加熱では、先鋭度が 5 ～ 20 程度と高く設定されていたのに対し、近年の誘導加熱装置では、共振用コンデンサに印加される電圧の低減を目的として、先鋭度が 5 以下となるように回路が設計されることが多い。したがって、本実験システムの誘導加熱負荷では、実際の産業用誘導加熱装置と同じ形状のコイルおよび被加熱物体を用いた。LCR メータにて測定した等価直列インダクタンスは $20 \mu\text{H}$ であった。本実験では、動作周波数を 30 kHz 付近とし、共振用コンデンサを $1.5 \mu\text{F}$ とした。このとき、共振回路の先鋭度は 2.4 となる。

一方で、共振回路の先鋭度が低い場合は、共振電流に高周波成分が残留する。したがって、本論文でこれまで行ってきたスイッチング周波数成分のみに着目した解析結果に影響を与える可能性がある。ここで、第 n 次の電流成分の大きさを考える。第 n 次電



図 3.11: 誘導加熱用コイル

流 I_n は,

$$I_n = \frac{V_n}{R_r + j\omega_n L_r + \frac{1}{j\omega_n C_r}} = \frac{1}{\sqrt{n^2 + (n^2 - 1)^2 Q_r^2}} \frac{V_n}{R_r} \quad (3.40)$$

と表わせる。ただし、 V_n と ω_n は、 n 次高調波の電圧実効値と角周波数である。方形波電圧の実効値は高調波の次数に反比例し、また、加熱コイルのインダクタのインピーダンスは高調波の次数に比例する。スイッチング周波数成分、すなわち、基本波の電流 I_1 は,

$$I_1 = \frac{V_1}{R_r + j\omega_1 L_r + \frac{1}{j\omega_1 C_r}} = \frac{V_1}{R_r} \quad (3.41)$$

であり、第 3 次高調波電流 I_3 は,

$$I_3 = \frac{V_3}{R_r + j\omega_3 L_r + \frac{1}{j\omega_3 C_r}} = \frac{1}{\sqrt{9 + 64 Q_r^2}} \frac{V_1}{R_r} \quad (3.42)$$

となる。つまり、先鋭度が $Q_r = 2.4$ の場合は、基本波に対して 5% 程度の 3 次高調波が含まれる。同様に、5 高調波は 2% である。したがって、高調波成分が解析結果に与える影響は僅かであり、概ね無視できる範囲である。

図 3.12 に (3.18) 式と表 3.1 から求めた、スイッチング周波数 f_{sw} と出力電力 P_{out} の関係を示す。共振周波数 $f_r = 29.1$ kHz で最大出力 1350 W となる。本論文では、スイッチング数は数を 30.5 ~ 40 kHz の範囲で制御するため、出力電力は 1300 ~ 400 W 程度となる。

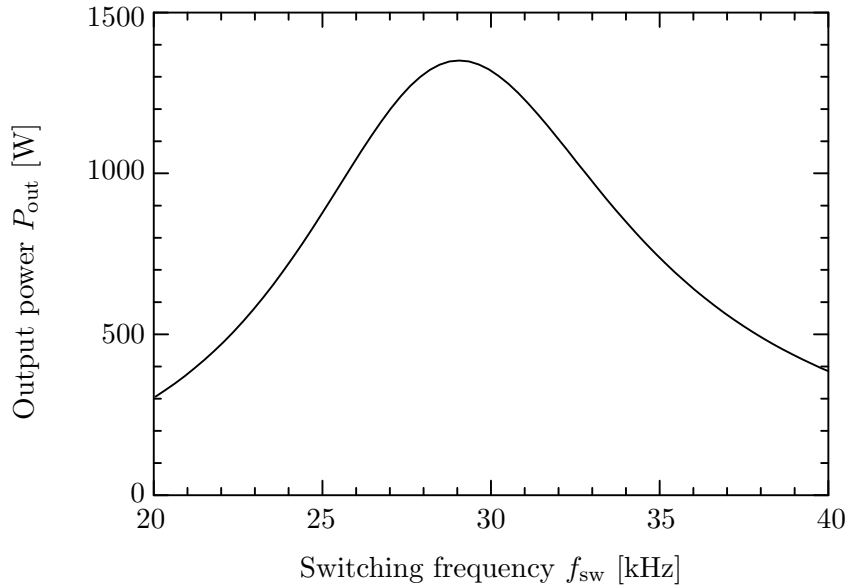


図 3.12: スイッチング周波数と出力電力の関係

3.4.2 スイッチングリップルフィルタ

交流直接変換回路を構成するハーフブリッジのフィルタコンデンサは、スイッチングリップルフィルタとしての作用をもつ。したがって、ハーフブリッジのフィルタコンデンサと電源に直列接続されたフィルタインダクタでローパスフィルタを構成できる。しかし、スイッチングスイッチングモードごとに電流経路が異なるため、フィルタとして作用する合成静電容量がモードごとに異なる点に注意が必要である。

Mode 1 において、共振電流の高周波数成分の電流経路を考慮すると、フィルタコンデンサ C_1 と C_2 は直列に接続される。このとき、フィルタとして作用するコンデンサの合成静電容量 C_{mode1} は、

$$C_{mode1} = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \quad (3.43)$$

となる。特に、 $C_1 = C_2 = C$ の場合は、

$$C_{mode1} = \frac{C}{2} \quad (3.44)$$

であり、静電容量は各ハーフブリッジのフィルタコンデンサの半分とみなせる。また、Mode 2 においては、電源と共振回路が切り離されているため、共振電流は共振回路内を循環し、電源側には流出しない。

一方、Mode 3 と Mode 4 では、フィルタコンデンサ C_1 と C_2 は並列に接続される。し

たがって、合成静電容量 C_{mode3} および C_{mode4} は、

$$C_{\text{mode3}} = C_{\text{mode4}} = C_1 + C_2 = 2C \quad (3.45)$$

となる。また、Mode3' と Mode4' の場合は、一方のフィルタコンデンサが MOSFET のボディダイオードによりバイパスされている。したがって、電源電圧が正の時はフィルタコンデンサ C_1 のみが、負のときはフィルタコンデンサ C_2 のみがスイッチングリプルフィルタとして作用する。この場合の静電容量は $C_{\text{mode3'}}$ および $C_{\text{mode4'}}$ は、

$$C_{\text{mode3'}} = C_1 = C \quad (3.46)$$

$$C_{\text{mode4'}} = C_2 = C \quad (3.47)$$

となる。したがって、Mode 1 と Mode 3 および Mode 4 を比較すると、合成静電容量は 4 倍異なる。

また、スイッチングモードによりフィルタコンデンサの合成静電容量が異なるため、進相電流の大きさにも影響を与える。これは、(3.20) 式と (3.34) 式からも明らかである。

ここで、交流直接変換回路に静電容量 C_f のフィルタコンデンサを並列に追加することを考える。このとき、Mode 1 におけるフィルタコンデンサの合成容量は

$$C_{f\text{-mode1}} = C_f + \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} = C_f + \frac{C}{2} \quad (3.48)$$

に変化する。一方、Mode 3 と Mode 4 における合成静電容量の変化は、

$$C_{f\text{-mode3}} = C_{f\text{-mode4}} = C_f + C_1 + C_2 = C_f + 2C \quad (3.49)$$

であり、Mode 3' と Mode 4' も場合も

$$C_{f\text{-mode3'}} = C_f + C_1 = C_f + C \quad (3.50)$$

$$C_{f\text{-mode4'}} = C_f + C_2 = C_f + C \quad (3.51)$$

となる。したがって、フィルタコンデンサ C_f はスイッチングリプルを効果的に吸収できるが、一方で進相コンデンサとしても作用するため、注意が必要である。

また、スイッチングリプルフィルタはスイッチングモードごとに共振回路と接続されるため、共振周波数の変化などの影響が生じる。一般的には、共振コンデンサよりスイッチングリプルフィルタの静電容量が十分に大きくなるように設計する。この場合、スイッチング周波数成分に対してフィルタコンデンサが低インピーダンスとして振る舞い、共振周波数の変化などの影響を低減できる。

表 3.4: 位相シフト制御法の実験に使用した MOSFET の特性

Maximum voltage	V_{dss}	300 V
On resistance	R_{on}	14.5 m Ω
Output capacitance	C_{oss}	2550 pF

3.4.3 スイッチングデバイス

表 3.4 に、実験に用いる MOSFET (IXFN210N30P3: IXYS) の特性を示す。一般的に、MOSFET のオン抵抗 R_{on} と出力容量 C_{oss} はトレードオフの関係にあり、チップ面積の増大によりオン抵抗 R_{on} は低減し、出力容量 C_{oss} は増加する。オン損失を低減するためには、オン抵抗の小さいデバイスの使用が望ましいが、ハードスイッチング動作の場合には、出力容量の増大に伴いスイッチング損失の増加が懸念される。

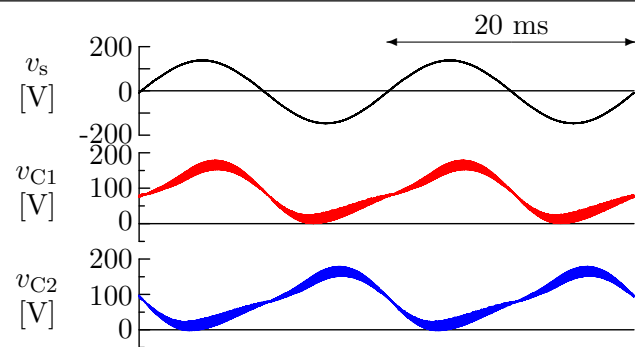
本論文の位相シフト制御法では、零電圧スイッチングを行うことができる。したがって、オン抵抗が小さく、出力容量が比較的大きい Super-junction MOSFET などの素子が利用できる。

3.5 実験結果

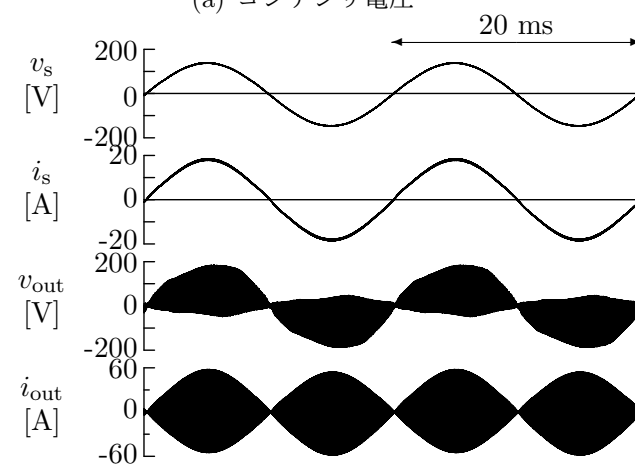
3.5.1 実験波形

図 3.13 ~ 3.15 に、電源電圧 100 V、出力 1.3 kW の誘導加熱装置による実験波形を示す。また、実験では、周波数変動の影響を無くすため、一切のフィードバック制御を使用していない。したがって、スイッチング周波数 f_{sw} および位相シフト制御の位相シフト角 ϕ_s はフィードフォワード的に一定値、 $f_{\text{sw}} = 30.5$ kHz, $\phi_s = 24^\circ$ を設定した。

図 3.13 に Mode 1 と Mode 2 のゲートシーケンスのみを適用した場合の実験波形を示す。図 3.13(a) のコンデンサ電圧はオフセット電圧と電源周波数成分の和となっている。MOSFET の出力容量とスナバコンデンサ静電容量の和を (3.27) 式に適用するとオフセット電圧は $V_0 = 82$ V となり、実験波形と概ね一致する。図 3.13(b) は電源と出力の電圧・電流であり、電源電流 i_s は力率 1 の正弦波であった。図 3.13(c) は電源電圧 v_s が最大値付近の拡大波形である。出力電圧 v_{out} のピークは、デッドタイム期間に Mode 3 もしくは Mode 4 に遷移したためで、それぞれ v_{C1} , $-v_{\text{C2}}$ が現れている。Mode 3, Mode 4 から



(a) コンデンサ電圧



(b) 電源と共振回路の電圧と電流

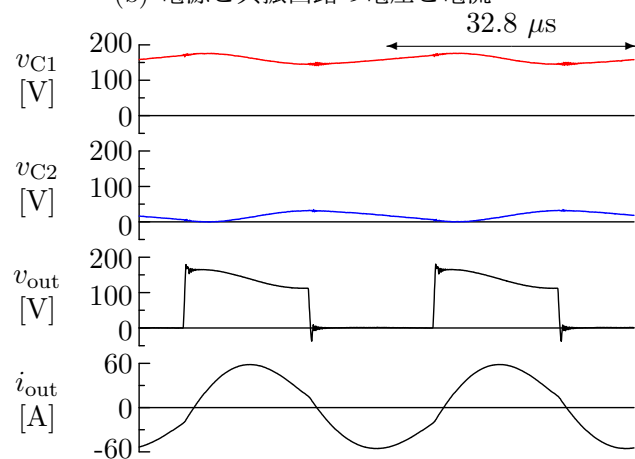
(c) 電源電圧 v_s の最大値付近の拡大図

図 3.13: Mode 1 と Mode 2 のゲートシーケンスのみを使用した場合の実験波形

Mode 1, Mode 2 へ遷移する際には v_{out} にリングングが現れているが、これは MOSFET のハードスイッチングによりスナバコンデンサを短絡したためである。

図 3.14 は Mode 3 と Mode 4 のゲートシーケンスのみを使用したシーケンスの場合の実験波形である。図 3.14(a) のコンデンサ電圧 v_{C1} , v_{C2} は、半波整流波形となっている。

電源電圧 v_s が正の期間のコンデンサ電圧 v_{C2} は零となっており、ボディダイオードによりクランプされている。したがって、実際の動作モードは、Mode 3' と Mode 4' である。図 3.14(b) の電源電流 i_s は、図 3.13(b) と同様に、力率 1 の理想的な正弦波となっている。また、図 3.14(c) の出力電圧 v_{out} のサージ電圧は、図 3.13(c) に比べて低く抑制されている。これは、すべての MOSFET が零電圧スイッチングで動作し、スナバコンデンサの短絡を生じないためである。

図 3.15 は位相シフト制御法を使用したゲートシーケンスの実験波形である。図 3.15(a) の v_{C1} , v_{C2} は、ほぼ半波整流波形となっているが、図 3.14(a) とは異なり、零電圧にクランプされ続けることはない。一方、電源電圧 v_s が正から零電圧に近づくと、コンデンサ電圧 v_{C2} は 20 V 程度上昇している。このため、コンデンサ電圧 v_{C1} , v_{C2} の平均値は、図 3.14 に比べ、10 V 程度高い。図 3.15(b) の電源電流 i_s はほぼ理想的な正弦波であり、電源力率を 1 にできている。図 3.15(c) の v_{C2} にはリップルが含まれるため、3 μ s 程度の期間 v_{C2} が零に達しているが、それ以外の期間では、同期整流動作を実現できている。また、出力電圧 v_{out} に対して共振電流 i_{out} は遅れ力率であり、MOSFET が零電圧スイッチングで動作するため、サージやリングングはほとんど現れていない。図 3.15(d) は、図 3.15(c) の拡大波形で、約 24° の間、 v_{out} は負となっている。これは、Mode 4 となっていることを意味し、Mode 4 の間に電流極性が反転している。このとき、コンデンサ電圧 v_{C1} と v_{C2} の間には電源電圧 v_s の差があるため、 v_{out} の降下時間と上昇時間により、Mode 4 の期間は電流ゼロクロスに対して対称ではなく、やや遅れとなっており、 C_1 , C_2 を充電する期間よりも放電する期間の方が長い。このため、ボディダイオードは 3 μ s 程度導通するが、コンデンサ電圧が上昇して過電圧となることはなく、コンデンサ電圧のフィードバック制御を必要としない。

3.5.2 特性比較

図 3.16 ~ 3.18 は、動作周波数により出力電力を制御した場合の特性である。位相シフト制御法では、スイッチング周波数 f_{sw} に合わせて図 3.9 の通り位相シフト角 ϕ_s を設定した。また、ゲートドライブ回路の性能から、測定範囲は $f_{sw} \leq 40$ kHz とした。電力測定にはパワーアナライザ (PZ4000, 横河電機, 2 MHz, 0.1%) を用い、図 3.1 の v_{in} と i_s から入力電力 P_{in} を、 v_{out} と i_{out} から出力電力 P_{out} を測定した。したがって、図 3.17 および図 3.18 の測定値にフィルタインダクタ L_f の損失は含まれない。

図 3.16 に出力電力 P_{out} とスイッチング周波数 f_{sw} の関係を示す。Mode 1 と Mode 2 を使用した場合は、他に比べて測定範囲が狭いが、これは動作周波数を $f_{\text{sw}} = 32 \text{ kHz}$ 以上にすると過電圧を生じるためである。位相シフト制御法のコンデンサ電圧 v_{C1} , v_{C2} は、他の場合に比べ 5% 程度高いため、同じスイッチング周波数 f_{sw} でも出力電力 P_{out} は 10% 程度大きい。

図 3.17 に出力電力 P_{out} と電力損失 P_{loss} の関係を示す。Mode 1 と Mode 2 のみを使用した場合、スナバ損失が発生するため、他の場合に比べ損失が多い。一方、Mode 3 と Mode 4 のみを使用した場合、実際には、図 3.7 に示した Mode 3' と Mode 4' として動作しているため、ボディダイオードの順方向電圧降下により導通損失が増加し、電力損失 P_{loss} が位相シフト制御の場合よりも増加している。また、測定した電力損失 P_{loss} は MOSFET のオン損失とスイッチング損失、フィルタコンデンサの ESR による損失の和である。位相シフト制御を適用して $f_{\text{sw}} = 30.5 \text{ kHz}$ で動作したときの電力損失は $P_{\text{loss}} = 30 \text{ W}$ 、出力電流は $I_{\text{out}} = 29.5 \text{ A}$ であった。このとき、MOSFET のオン抵抗 R_{on} からオン損失 P_{on} は、

$$P_{\text{on}} = 2R_{\text{on}}I_{\text{out}}^2 = 2 \times 0.0145 \times 29.5^2 = 25.3 \text{ W}$$

程度であり、フィルタコンデンサの損失が無視できるとすると、 P_{loss} の約 80% はオン損失で、スイッチング損失は 20% 程度である。

図 3.18 に出力電力 P_{out} と電力変換効率 η の関係を示す。位相シフト制御を適用した場合の電力変換効率 η は向上し、定格電力 1.3 kW 時に最高効率 97.7% に達した。また、フィルタインダクタ L_f の損失実測値は約 4 W であり、これを考慮した変換効率は 97.4% である。これは、実験に使用したフィルタインダクタの巻線抵抗による銅損 4.3 W にほぼ一致し、鉄損はほとんど生じていない。

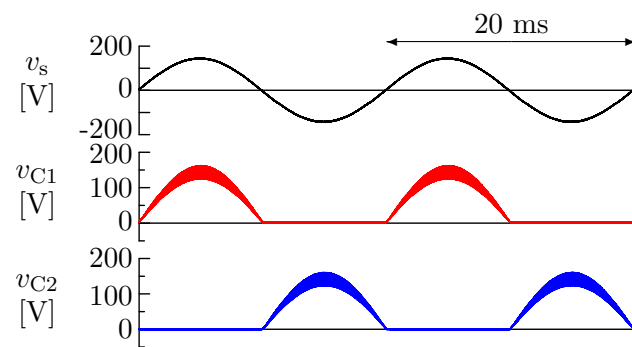
また、今回の測定では、ゲートドライバのスイッチング周波数の制約から、約 1300 W ~ 400 W までの電力制御特性となった。さらにスイッチング周波数を高めることで、出力電力を絞ることは可能であるが、スイッチング周波数の増加に加え、軽負荷時には共振電流が小さいため、デッドタイム中にスナバコンデンサの充放電を終えることができなくなり、スナバの短絡によるスイッチング損失の増加が懸念される。

3.6 他研究との変換効率の比較

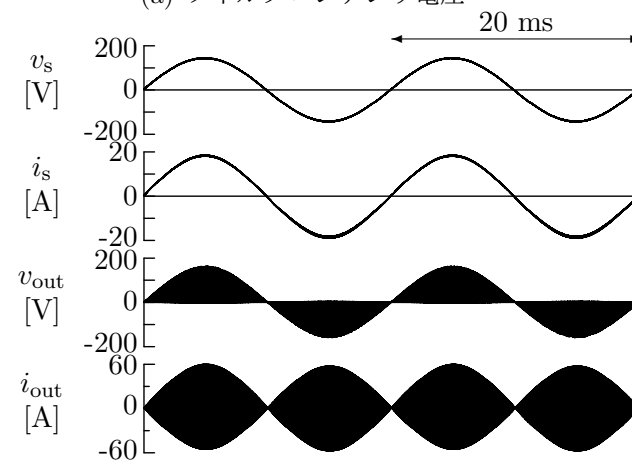
図 3.19 に他研究との変換効率の比較を示す。ここでは、整流器とインバータの一体形と交流直接変換回路を比較対象としており、すべての文献において、その出力電流は脈動している。また、青字の変換器は SiC-MOSFET を使用している。ただし、変換器の定格時の効率を示してるため、文献によっては最高効率でない場合があることに注意が必要である。本論文の執筆時では、位相シフト制御法を適用した本研究の交流直接変換回路の電力変換効率は、世界トップクラスである。

3.7 第 3 章のまとめ

本章では、交流直接変換回路の新しい制御法として、位相シフト制御法を提案した。これは、ゲート信号の位相差により、ハーフブリッジのコンデンサ電圧の制御を可能にし、すべての MOSFET に対して零電圧スイッチングと同期整流動作を実現する。コンデンサ電圧および位相シフト角について理論的に検討し、実験によりその妥当性を確認した。その結果、位相シフト制御を適用することによって電力変換効率を改善し、定格電圧 100 V，出力電力 1.3 kW，動作周波数 30 kHz において 97.7% の高効率な動作が可能であることを確認した。



(a) フィルタコンデンサ電圧



(b) 電源と共振回路の電圧と電流

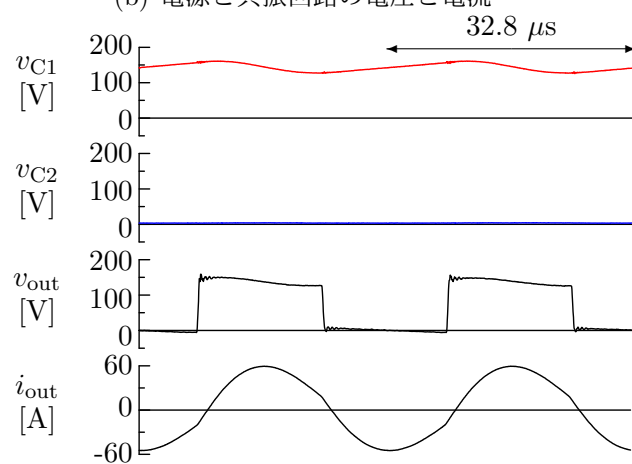
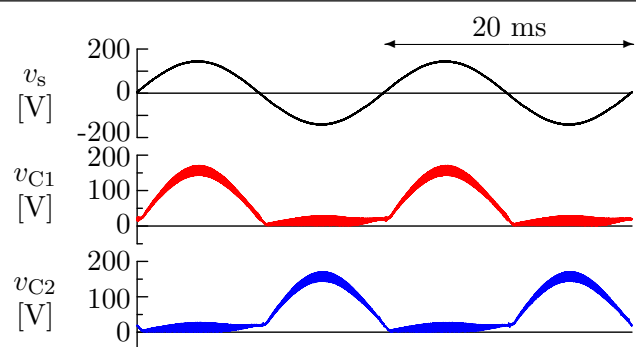
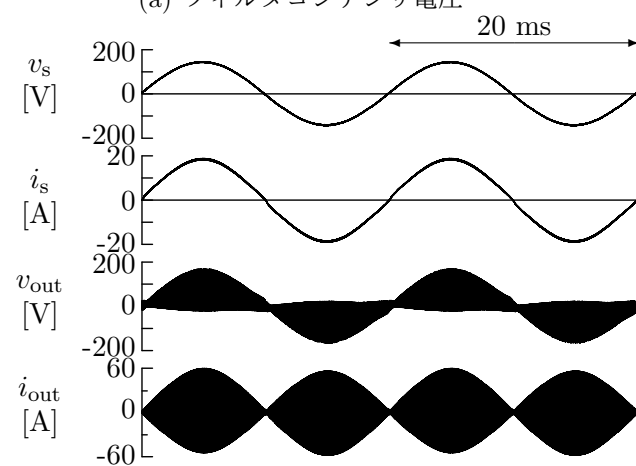
(c) 電源電圧 v_s の最大値付近の拡大図

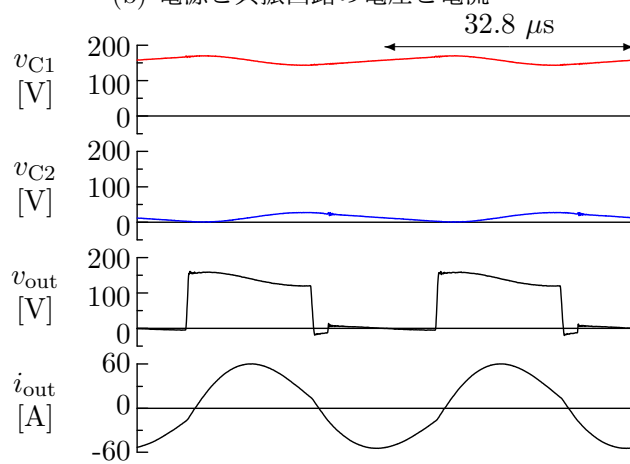
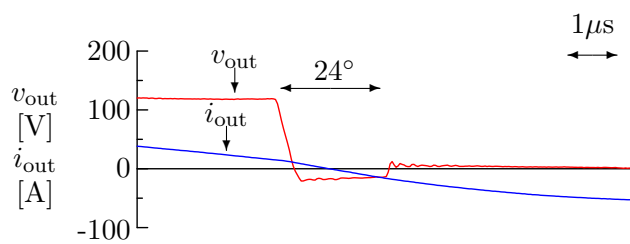
図 3.14: Mode 3 と Mode 4 のゲートシーケンスのみを使用した場合 (実際の動作モードは Mode 3' と Mode 4') の実験波形



(a) フィルタコンデンサ電圧



(b) 電源と共振回路の電圧と電流

(c) 電源電圧 v_s の最大値付近の拡大図

(d) 位相シフト角 (図 3.15(c) の拡大図)

図 3.15: 位相シフト制御法を適用した場合の実験波形

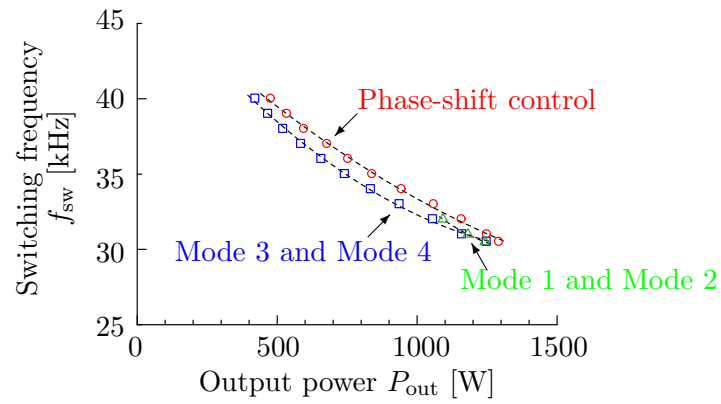


図 3.16: 出力電力とスイッチング周波数の関係

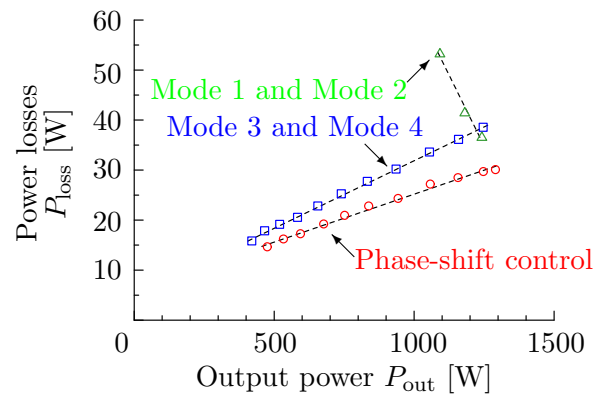


図 3.17: 出力電力と電力損失の関係

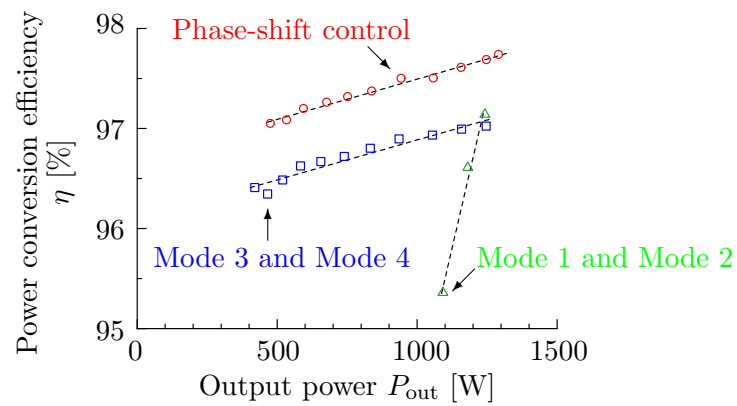


図 3.18: 出力電力と電力変換効率の関係

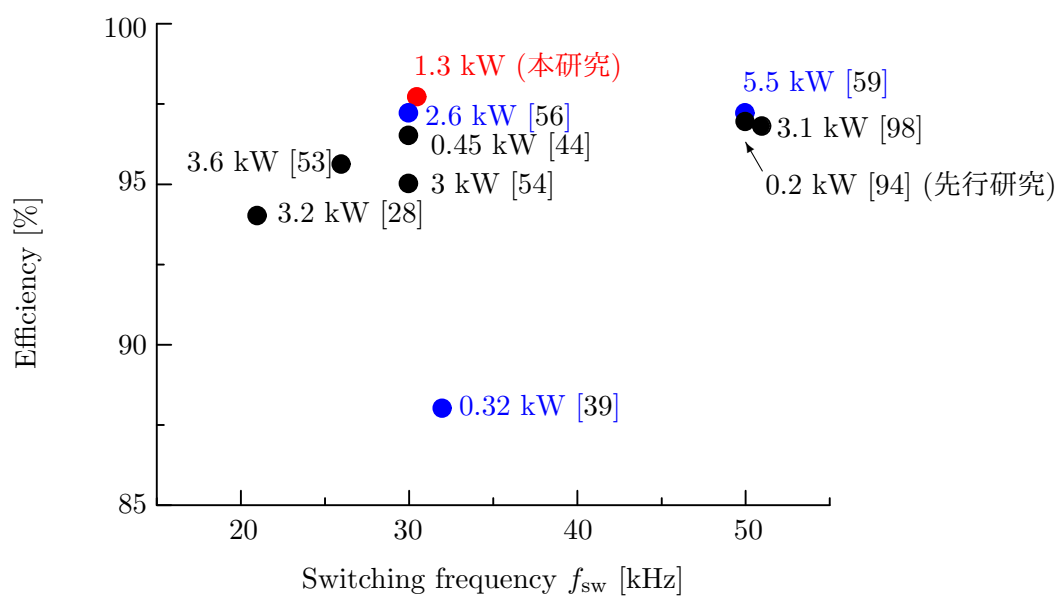


図 3.19: 他研究との比較

第 4 章

パワーデカップリング制御法

第 3 章に示した位相シフト制御法では，フィルタコンデンサの電圧を常に正に保つことにより，同期整流動作を可能とした。本章では，位相シフト制御による電圧制御能力を活用し，直接変換回路内のフィルタコンデンサをエネルギー蓄積要素として用いるパワーデカップリング制御法を提案する。これは，直接変換器の位相シフト角とスイッチング周波数を同時に制御することにより，電源電流の力率改善と出力電力の平滑を同時に実現する。整流器負荷を用いた 300 W の実験装置により提案する制御法の妥当性を確認する。

4.1 実験回路構成

図 4.1 に実験回路構成を，表 4.1 に実験に用いた回路定数を示す。本章の実験回路は，交流直接変換回路に，整合用の高周波変圧を介した整流器負荷が接続される。直接変換器は 2 台のハーフブリッジ変換器と 2 素子のフィルタコンデンサで構成され，共振用インダクタとコンデンサにて直列共振回路を構成する。整流器は同期整流動作のために MOSFET を用いている。また，今回は共振用インダクタを別途設けているが，回路定数やスイッチング周波数次第では，変圧器の漏れインダクタンスを利用することも可能である。

4.2 単相交流の電力脈動

図 4.1 の回路において，電源電圧を単相正弦波，

$$v_s = \sqrt{2}V_s \sin \theta_s \quad (4.1)$$

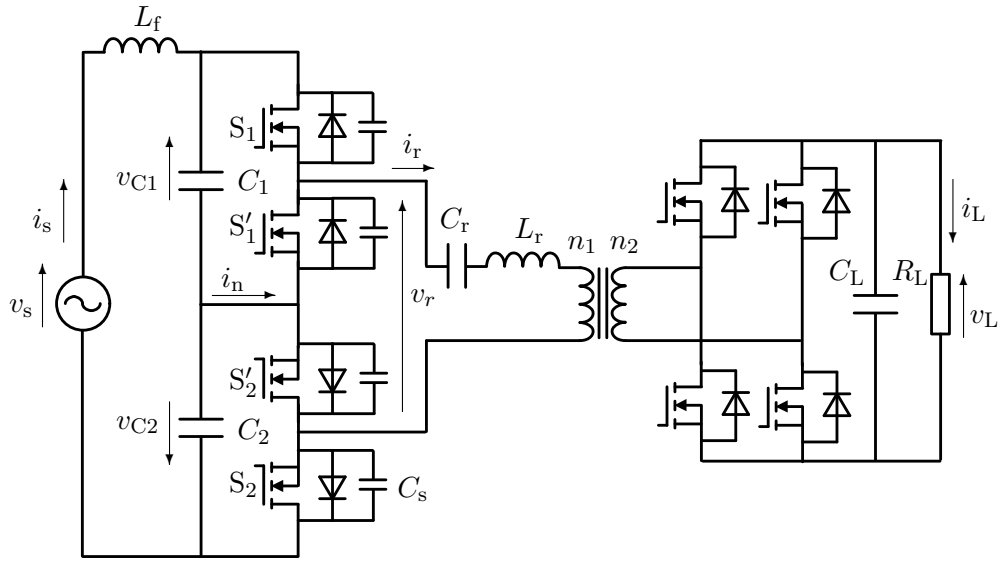


図 4.1: パワーデカップリング制御法の実験回路

表 4.1: パワーデカップリング制御法の実験回路定数

Line voltage	V_s	100 V
Line frequency	f_s	50 Hz
Input filter inductor	L_f	150 μH (0.14%)
Input filter capacitor	C_1, C_2	30 μF (16%)
Snubber capacitor	C_s	6 nF
Resonant capacitor	C_r	3 μF
Resonant inductor	L_r	58 μH
Transformer turn ratio	$n_1 : n_2$	1:2
Output filter capacitor	C_L	20 μF (83 μs)
Average output voltage	V_L	50 V
Rated power	P	300 W

とし，電源電流を力率 1 の正弦波，

$$i_s = \sqrt{2}I_s \sin \theta_s \quad (4.2)$$

に制御できると仮定する。ただし， V_s は電源電圧実効値， I_s は電流実効値であり， θ_s は電源の位相角で， $\theta_s = \omega_s t$ である。このとき，電源から引き込む瞬時電力は，

$$p_s = V_s I_s - V_s I_s \cos 2\theta_s \quad (4.3)$$

となる。(4.3) 式の第 1 項は平均電力，第 2 項は電力の脈動分である。直流負荷電圧 v_L と電流 i_L に脈動がなく，回路損失が無視できるとすると，出力電力は一定で，

$p_L = v_L i_L = V_s I_s$ となる。したがって、(4.3) 式第 2 項の電力脈動は回路の内部で蓄積する必要がある。

4.3 電解コンデンサによる電力脈動の抑制

図 4.1 の回路に対して、電解コンデンサなどの大容量の平滑コンデンサの適用による受動的な電力脈動の吸収を考える。回路構成上、交流直接変換回路のコンデンサ C_1 と C_2 、または、整流器のコンデンサ C_L に電解コンデンサを使用することが考えられる。

コンデンサ C_1 、 C_2 に大容量電解コンデンサを適用した場合は、交流直接変換回路の入力部分で電力脈動を吸収することになる。しかし、コンデンサ C_1 、 C_2 は進相コンデンサとしても振る舞うため、 C_1 と C_2 の静電容量を増加すると電源電流は進み力率となり、電源力率を低下させる。

一方、整流器のコンデンサ C_L に大容量電解コンデンサを適用した場合は、コンデンサインプット形の单相ダイオード整流器として働く。しかし、コンデンサインプット形ダイオード整流器は非線形な負荷としてよく知られており、整流器の入力電圧が直流コンデンサ電圧以下の期間では入力電流は零で、直流コンデンサ電圧以上の期間のみ電流が流れる。図 4.1 の回路の場合、交流直接変換回路の出力電圧の振幅に脈動が含まれていると、振幅の大きい期間のみ共振電流が流れるため、電源電流にもひずみが現れる。一般的な、コンデンサインプット形ダイオード整流器の場合には、整流器の交流もしくは直流側にインダクタを設置して波形改善を行うこともあるが、図 4.1 の回路の場合には、共振周波数が変化したり、直流側の循環電流が増加するだけで、波形改善の効果は期待できない。

上記の通り、図 4.1 の回路構成において、受動素子のみで電力脈動の抑制を考えた場合、その受動素子は大型であり、かつ、電源電流を力率 1 の正弦波にすることが困難である。

4.4 パワーデカップリングの原理

4.4.1 電力フロー

図 4.2 にパワーデカップリング制御法を適用した場合の電圧・電流・瞬時電力の波形を示す。また、図 4.3 に、電力の流れの模式図を示す。パワーデカップリング制御法で

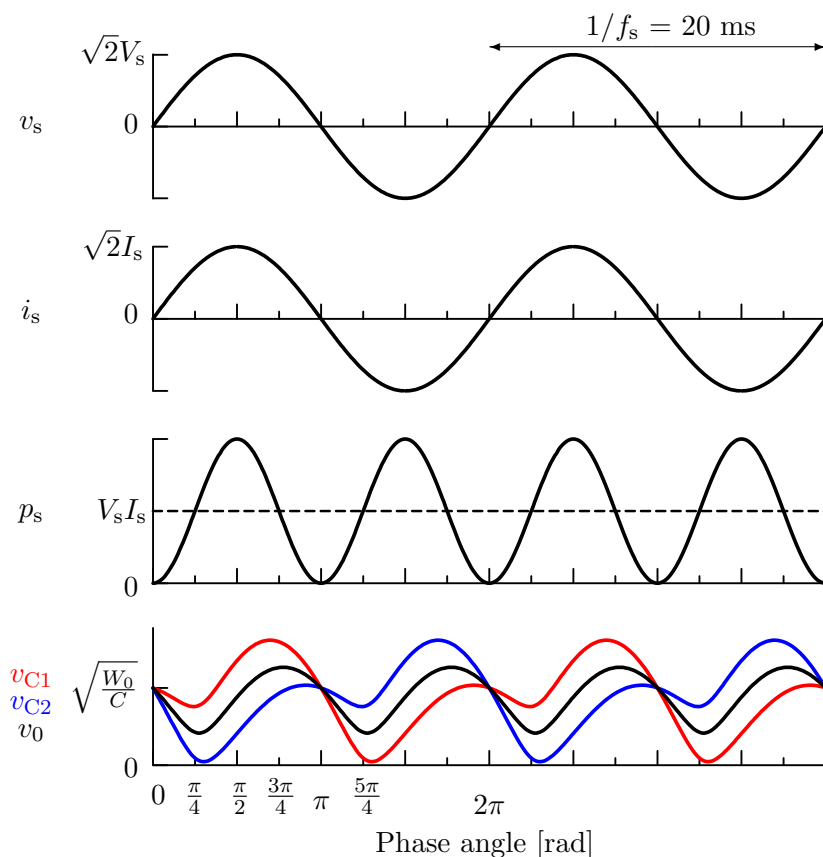


図 4.2: パワーデカップリング制御法を適用した場合の電源電圧・電流・電力およびフィルタコンデンサ電圧の波形

は、フィルタコンデンサ C_1 および C_2 をこれらをエネルギー蓄積要素として活用する。

図 4.3(a) は、フィルタコンデンサが充電されている状態で、電源電圧の位相 $\frac{\pi}{4} \leq \theta \leq \frac{3\pi}{4}$ の期間に相当する。このとき、電源電力の瞬時値は平均値より高い状態 ($p_s > P_s$) であるので、余剰分をフィルタコンデンサに蓄える必要がある。したがって、この期間では、電源から負荷に電力を供給しつつ、フィルタコンデンサを充電する。

一方、図 4.3(b) は、フィルタコンデンサが放電されている状態で、電源電圧の位相 $\frac{3\pi}{4} \leq \theta \leq \frac{5\pi}{4}$ の期間に相当する。平均電力よりもより低い状態 ($p_s < P_s$) であるので、フィルタコンデンサから不足分の電力を負荷へ供給する。したがって、この期間では、電源が負荷に電力を供給しつつ、フィルタコンデンサが放電される。

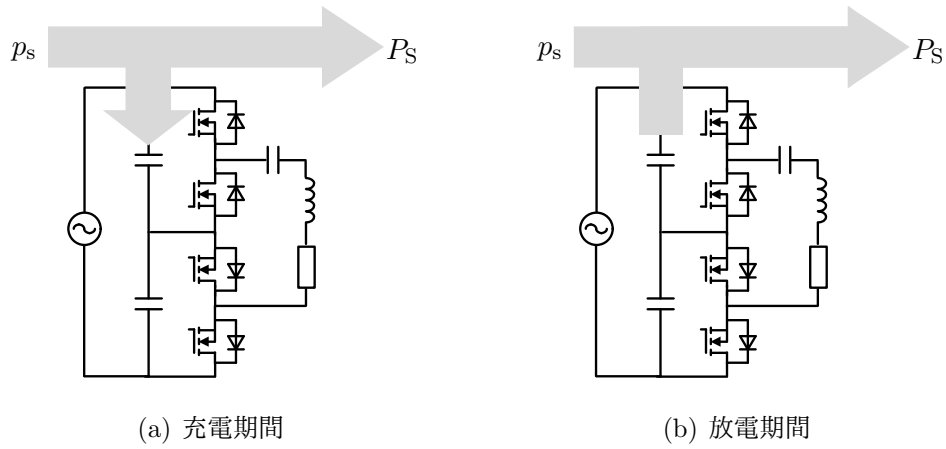


図 4.3: 電力の流れの模式図

4.4.2 フィルタコンデンサのオフセット電圧

パワーデカップリング制御法では、フィルタコンデンサ C_1 および C_2 のオフセット電圧を制御することで、エネルギーを蓄積する。このとき、フィルタコンデンサが蓄積すべきエネルギーは、(4.3) 式の第 2 項の積分から、

$$w_C = - \int V_s I_s \cos 2\theta_s dt = W_0 - \frac{V_s I_s}{2\omega_s} \sin 2\theta_s \quad (4.4)$$

となる。ただし、 W_0 は積分定数で、コンデンサの蓄積エネルギーの平均値である。ここで、フィルタコンデンサ電圧は常に正であるので、オフセット電圧 v_0 を考慮して、

$$v_{C1} = v_0 + \frac{v_s}{2} \quad (4.5)$$

$$v_{C2} = v_0 - \frac{v_s}{2} \quad (4.6)$$

と定義する。フィルタコンデンサの静電容量を $C_1 = C_2 = C$ と仮定すると、 C_1 と C_2 の蓄積エネルギーの和は、

$$w_C = \frac{1}{2} C_1 v_{C1}^2 + \frac{1}{2} C_2 v_{C2}^2 = C \left(\frac{v_s^2}{4} + v_0^2 \right) \quad (4.7)$$

であるので、(4.1), (4.4) 式を代入してオフセット電圧を求めると、

$$v_0 = \sqrt{\frac{W_0}{C} - \frac{V_s^2}{2} \sin^2 \theta_s - \frac{V_s I_s}{2\omega_s C} \sin 2\theta_s} \quad (4.8)$$

となる。すなわち、フィルタコンデンサのオフセット電圧を (4.8) 式のように制御すれば、フィルタコンデンサが電力の脈動分を吸収できる。このとき、フィルタコンデンサ

電圧は図 4.3 のようになる。また、フィルタコンデンサ電圧は常に正、すなわち $v_{C1} > 0$ かつ $v_{C2} > 0$ であるので、これを考慮してコンデンサ容量 C_1 , C_2 と蓄積エネルギー平均値 W_0 を決定すればよい。

4.5 制御法

4.5.1 スイッチングモード

図 4.4 に交流直接変換回路のスイッチングモードを示す。ここでは、動作解析を簡単化するために、電源側フィルタインダクタ L_f とロスレススナバキャパシタ C_s の影響を無視する。また、高周波変圧器および整流器負荷は等価交流抵抗、

$$R_r = \left(\frac{n_1}{n_2} \right)^2 \frac{8}{\pi^2} R_L \quad (4.9)$$

と表わせる [23]。したがって、図 4.4 は基本的に図 3.2 と同一である。ただし、フィルタコンデンサ C_1 と C_2 をエネルギー蓄積要素として活用するために、フィルタコンデンサの節点流れる節点電流 i_n に注目する必要がある。

Fig. 4.4(a) は Mode 1 の場合であり、共振回路は交流電源に接続されるため、共振電流は電源を介して流れ、電源から共振回路へ電力が供給される。これに対し、Fig. 4.4(b) の Mode 2 では、電源と共振回路が切り離され、共振電流は共振回路を還流する。また、Mode 1 および Mode 2 では、共振電流はフィルタコンデンサ C_1 , C_2 には流れない。このとき、電源電圧に起因する進相電流

$$i_{cs} = \frac{C}{2} \frac{dv_s}{dt} = \frac{\sqrt{2}}{2} \omega_s C V_s \cos \theta_s \quad (4.10)$$

だけが C_1 と C_2 に流れる。

一方、Fig. 4.4(c) の Mode 3 では、フィルタコンデンサ C_1 と並列に共振回路が接続される。このとき、共振電流の 1/2 は C_1 へ、残りの 1/2 は C_2 および電源に流れる。ここで、 C_1 と C_2 の節点から流出する電流を節点電流 i_n と定義すると、

$$\frac{i_n}{2} = C \frac{dv_0}{dt} \quad (4.11)$$

の関係にある。したがって、節点電流は $i_n > 0$ のとき C_1 と C_2 の両方を等しく充電し、 $i_n < 0$ では両者を放電する。また、Mode 4 においてもコンデンサは同様に充放電される。したがって、Mode 3 と 4 の期間を操作することにより節点電流を制御し、 C_1 と C_2

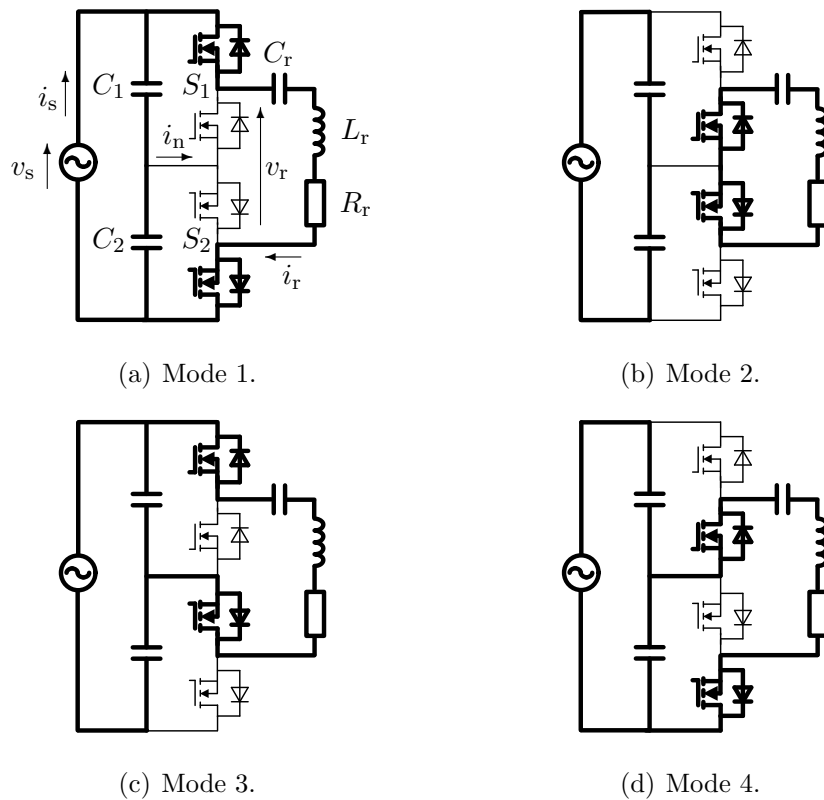


図 4.4: 等価回路を用いた 4 つのスイッチングモード

を充放電してパワーデカップリングを実現できる。(4.8) 式のオフセット電圧を (4.11) 式に代入すると、パワーデカップリングを行うための節点電流は、

$$i_n = -\frac{2V_s I_s \cos 2\theta_s + \omega_s C V_s^2 \sin 2\theta_s}{\sqrt{\frac{W_0}{C} - \frac{V_s^2}{2} \sin^2 \theta_s - \frac{V_s I_s}{2\omega_s C} \sin 2\theta_s}} \quad (4.12)$$

となる。

4.5.2 位相シフト角と電源・節点電流

図 4.5 に、位相シフト制御を適用した場合の上下のハーフブリッジ変換器のスイッチング関数 S_1 と S_2 、共振回路印加電圧 v_r 、電流 i_r の関係を示す。図 4.5 は、電源電圧 v_s が正の場合を仮定しており、共振電流 i_r のゼロクロス点を位相の基準としている。スイッチング関数 S_1 、 S_2 のデューティ比は 50% とし、立ち上がりの位相を θ_1 および θ_2 と定義する。このとき、 S_1 と S_2 が零電圧スイッチングを達成するためには、 i_r の極性から

$$-\pi < \theta_1 < 0 \quad (4.13)$$

$$0 < \theta_2 < \pi \quad (4.14)$$

とする必要がある。したがって、スイッチングモードは Mode $1 \rightarrow 4 \rightarrow 2 \rightarrow 3 \rightarrow 1$ の順で遷移する。

電源電流 i_s と共振電流 i_r の関係は、スイッチング関数を用いて、

$$i_s = (S_1 + S_2) \frac{i_r}{2} + i_{cs} \quad (4.15)$$

と表わされる。また、節点電流 i_n は、

$$i_n = (S_2 - S_1) i_r \quad (4.16)$$

となる。ここで、共振電流 i_r を、

$$i_r = \sqrt{2} I_r \sin \theta_{sw} \quad (4.17)$$

に制御できると仮定する。ただし、 I_r は共振電流実効値、 $\theta_{sw} = \omega_{sw} t$ で、 ω_{sw} はスイッチング角周波数である。

(4.15)、(4.16) 式に (4.17) 式を代入し、電源電流 i_s および節点電流 i_n のスイッチング 1 周期の平均値を求めると、

$$\bar{i}_s = \int_0^{2\pi} i_s d\theta_{sw} = \frac{\sqrt{2} I_r}{2\pi} (\cos \theta_1 + \cos \theta_2) + i_{cs} \quad (4.18)$$

$$\bar{i}_n = \frac{\sqrt{2} I_r}{\pi} (\cos \theta_2 - \cos \theta_1) \quad (4.19)$$

と表わされる。つまり、(4.17) 式のように共振電流の振幅が一定であると仮定すると、位相シフト角 θ_1 と θ_2 を操作することにより、電源電流 i_s と節点電流 i_n をそれぞれ独立に制御できる。したがって、(4.18)、(4.19) 式を連立して解くと、

$$\theta_1 = -\cos^{-1} \left\{ \frac{\pi}{\sqrt{2} I_r} \left(i_s - i_{cs} - \frac{i_n}{2} \right) \right\} \quad (4.20)$$

$$\theta_2 = \cos^{-1} \left\{ \frac{\pi}{\sqrt{2} I_r} \left(i_s - i_{cs} + \frac{i_n}{2} \right) \right\} \quad (4.21)$$

が求められる。このとき、(4.20)、(4.21) 式が解をもつためには、

$$I_r \geq \left| \frac{\pi}{\sqrt{2}} \left(i_s - i_{cs} \pm \frac{i_n}{2} \right) \right| \quad (4.22)$$

を満足する必要がある。共振電流が上記の条件を満足しない場合には、電源の総合力率が低下する。

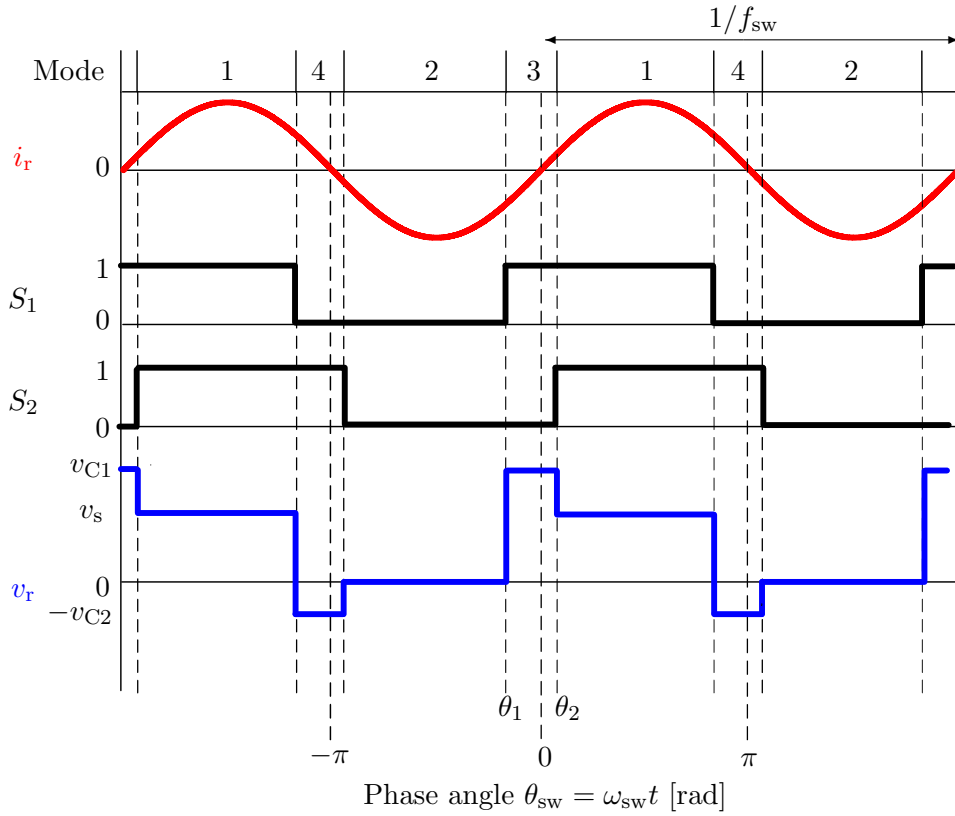


図 4.5: 電源電圧が正 ($v_s > 0$) の場合におけるスイッチング関数 S_1 , S_2 と共振電流 i_r の関係

4.5.3 共振回路電圧・電流とスイッチング周波数

図 4.5 の共振回路印加電圧 v_r は、スイッチング関数を用いて、

$$v_r = S_1 v_{C1} - S_2 v_{C2} \quad (4.23)$$

と表わせる。ここで、 v_r に含まれるスイッチング周波数成分のうち、 i_r と同相成分の実効値を V_{re} 、直交成分実効値を V_{im} とすると、フーリエ級数展開から、

$$V_{re} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} (v_{C1} \cos \theta_1 - v_{C2} \cos \theta_2) \quad (4.24)$$

$$V_{im} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} (v_{C2} \sin \theta_2 - v_{C1} \sin \theta_1) \quad (4.25)$$

である。ここで、(4.24) 式に (4.20), (4.21) 式を代入し、(4.1) ~ (4.11) 式を用いて整理すると、

$$V_{re} = \frac{V_s I_s}{I_r} \quad (4.26)$$

となり、共振電流実効値 I_r を一定に制御できれば、 V_{re} は一定になることを意味している。このとき、 V_{re} は原理的には等価抵抗 R_r やスイッチング角周波数 ω_{sw} とは独立である。

一方、 V_{im} は時間関数であり、一定値にはならない。ここで、スイッチング周波数成分のフェーザを考えると、

$$\begin{aligned}\dot{V}_r &= V_{re} + jV_{im} \\ &= R_r I_r + j \left(\omega_{sw} L_r - \frac{1}{\omega_{sw} C_r} \right) I_r\end{aligned}\quad (4.27)$$

の関係がある。上式の実数項は負荷条件 R_r 、 I_r のみで決まり、制御できない。したがって、虚数項、すなわちスイッチング角周波数 ω_{sw} により共振電流振幅が一定となるように制御する必要がある。ここで、虚数項について、

$$V_{im} = \left(\omega_{sw} L_r - \frac{1}{\omega_{sw} C_r} \right) I_r \quad (4.28)$$

であるので、これを ω_{sw} について解くと、 $\omega_{sw} > 0$ であるので、

$$\omega_{sw} = \frac{V_{im}}{2L_r I_r} + \sqrt{\left(\frac{V_{im}}{2L_r I_r} \right)^2 + \frac{1}{L_r C_r}} \quad (4.29)$$

となる。(4.29) 式のようにスイッチング角周波数を与えれば、共振電流の振幅を一定に制御できる。

また、パワーデカップリング制御を適用した際の整流器出力、すなわち、直流負荷電圧は (4.26) 式を用いて、

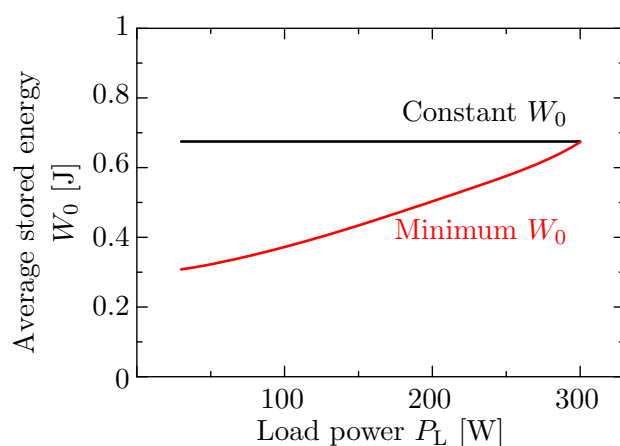
$$v_L = \frac{n_2}{n_1} \frac{\pi}{2\sqrt{2}} V_{re} \quad (4.30)$$

と表わせる。したがって、(4.30) 式に (4.26) 式を代入し (4.22) 式の共振電流の条件を考慮すると、取り得る負荷電圧の範囲は、

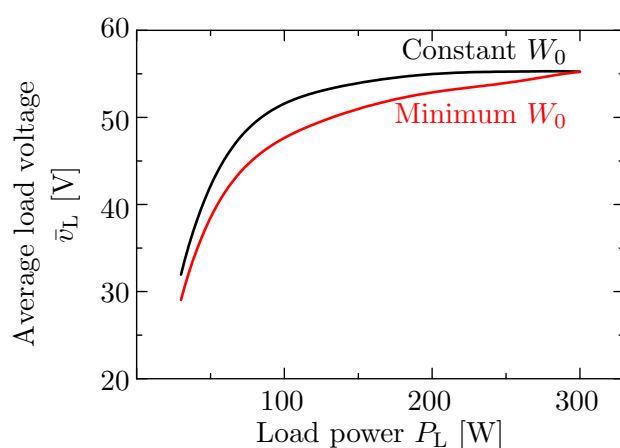
$$v_L \leq \frac{n_2}{n_1} \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \frac{V_s I_s}{I_r} \quad (4.31)$$

になる。

図 4.6 に設定した蓄積エネルギーの平均値とその時の負荷電圧の計算結果を示す。回路定数は表 4.1 を使用している。図 4.6(a) は、設定した蓄積エネルギーの平均値で、負荷に関わらず一定値を与えた場合と、負荷容量ごとにフィルタコンデンサ電圧の最低値がほぼ 0 V となるように変化させた場合である。蓄積エネルギーの平均値を変化させた



(a) 蓄積エネルギーの平均値

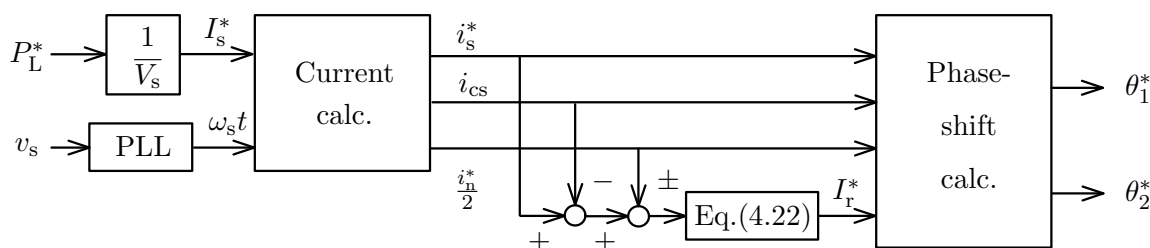


(b) 負荷電圧

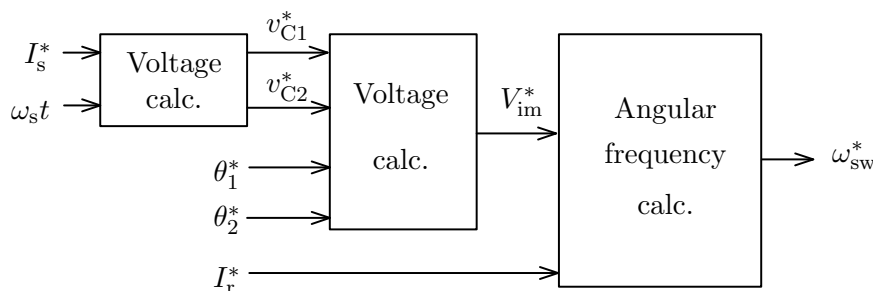
図 4.6: 設定した蓄積エネルギーの平均値と負荷電圧の計算結果

場合，最大値は 0.68 J で，最小値は 0.31 J である。これを電圧に換算するとそれぞれ，150 V と 101 V である。

図 4.6(b) は，図 4.6(a) の設定条件における負荷電圧の計算結果である。これは，(4.22) 式の共振電流の条件と，(4.31) 式から求めている。このとき，パワーデカップリング動作の制御範囲はこのグラフの電圧値以下となる。負荷電圧はどちらの場合であっても軽負荷時は低下している。これは，進相電流の補償に起因するものである。また，蓄積エネルギーの平均値を最低値に設定した場合，負荷電圧はさらに低くなる。これは，蓄積エネルギーの平均値が低いため，節点電流が増加し，必要な共振電流の増加を招くためである。



(a) 位相の指令値の計算



(b) スイッチング周波数の指令値の計算

図 4.7: パワーデカップリング制御法の制御ブロック図

4.5.4 制御ブロック

図 4.7 に、提案するパワーデカップリング制御のブロック図を示す。この制御ブロックは、図 4.7(a) の位相シフト角 θ_1^* 、 θ_2^* の演算と、その結果を用いて行う図 4.7(b) のスイッチング角周波数 ω_{sw}^* の演算で構成される。本論文では、フィードバック制御を用いず、位相シフト角およびスイッチング角周波数をフィードフォワード値として与える。

まず、図 4.7(a) では、負荷電力を指令値として与え、電源電流の実効値と電源の位相角から電源電流と節点電流の指令値、および進相電流を計算する。そして、これらの電流と (4.22) 式から共振電流の実効値を決め、位相シフト角の指令値を得る。

つぎに、図 4.7(b) では、図 4.7(a) で求めた位相シフト角 θ_1^* 、 θ_2^* から、共振電流の実効値を一定に制御するために必要なスイッチング角周波数 ω_{sw}^* を演算する。フィルタコンデンサ電圧と位相シフト角の指令値から共振回路印加電圧の虚数項成分を算出し、これと共振電流実効値からスイッチング角周波数の指令値を得る。

図 4.8 に、表 4.1 の回路定数を用いて計算した位相シフト角の指令値 θ_1^* 、 θ_2^* とスイッチング周波数の指令値 f_{sw}^* を示す。図 4.8(a) を見ると、出力電力に関わらず位相シフト角はほぼ同様に変化している。一方、図 4.8(b) を見ると、出力電力の低下に伴いスイッ

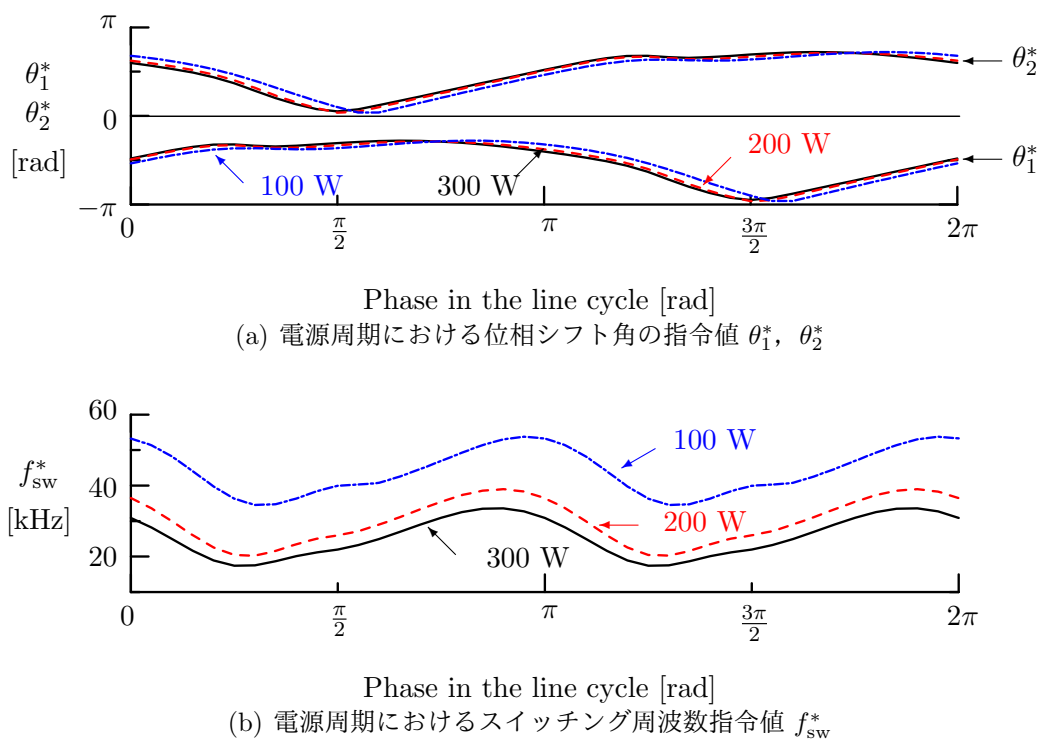


図 4.8: 位相シフト角とスイッチング周波数の指令値の計算結果

表 4.2: パワーデカップリング制御法の実験に使用した MOSFET の特性

Maximum voltage	V_{dss}	650 V
On resistance	R_{on}	17 m Ω
Output capacitance	C_{oss}	12500 pF

チング周波数は上昇している。これは、主にスイッチング周波数が負荷への電力を制御し、そして、位相シフト角が交流直接変換回路内の電力のフローを制御しているためである。

4.6 実験結果

4.6.1 実験波形

図 4.9 と図 4.10 に、負荷電圧の平均値を 50 V とし、負荷電力を 325 W とした場合の実験結果を示す。実験では、MOSFET に IXFB150N65X2 (IXYS) を使用し、その特性を表 4.2 に示す。

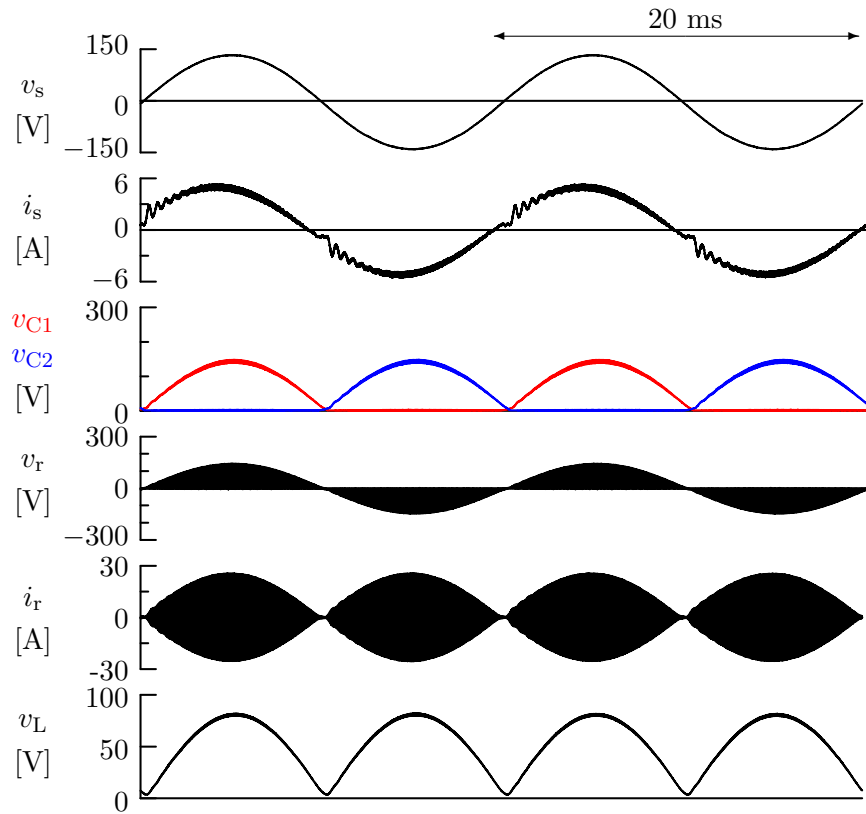


図 4.9: パワーデカップリング制御法を適用していない場合の実験波形

図 4.9 は、スイッチング周波数を固定し、50% のデューティ比で Mode 3 と Mode 4 を繰り返すようにゲート信号を与えた場合の実験波形である。したがって、位相シフト角は負荷力率角によって決まり、図 4.9 ではスイッチング周波数を $f_{sw} = 16.5 \text{ kHz}$ に固定したため、位相シフト角は $\theta_1 = -55^\circ$, $\theta_2 = \theta_1 + \pi = 125^\circ$ であった。進相電流のため、電源電流 i_s は電源電圧 v_s に対して進んでおり、基本波力率は 0.96 であった。コンデンサ電圧 v_{C1} , v_{C2} は半波整流波形であり、これに比例して共振回路電圧 v_r および共振電流 i_r の振幅が変化している。整流器の平滑コンデンサは $20 \mu\text{F}$ (時定数 $150 \mu\text{s}$) であるため、負荷電圧 v_L のリプル幅は 79 V であった。また、 $v_L > v_r$ の期間では、整流器が導通できないため、電源電流の零クロス付近に歪みがあり、総合歪み率 (THD) は 4.5% であった。

図 4.10 はパワーデカップリング制御を適用した場合の実験波形である。このときのスイッチング周波数は $17.5 \sim 33.9 \text{ kHz}$ の範囲で変化している。このとき、電源電流 i_s は力率 1 の正弦波波形で、電流 THD は 1.3% であった。コンデンサ電圧 v_{C1} , v_{C2} のリプルに伴って、共振回路電圧 v_r の振幅も変動している。共振電流 i_r の振幅も変動してい

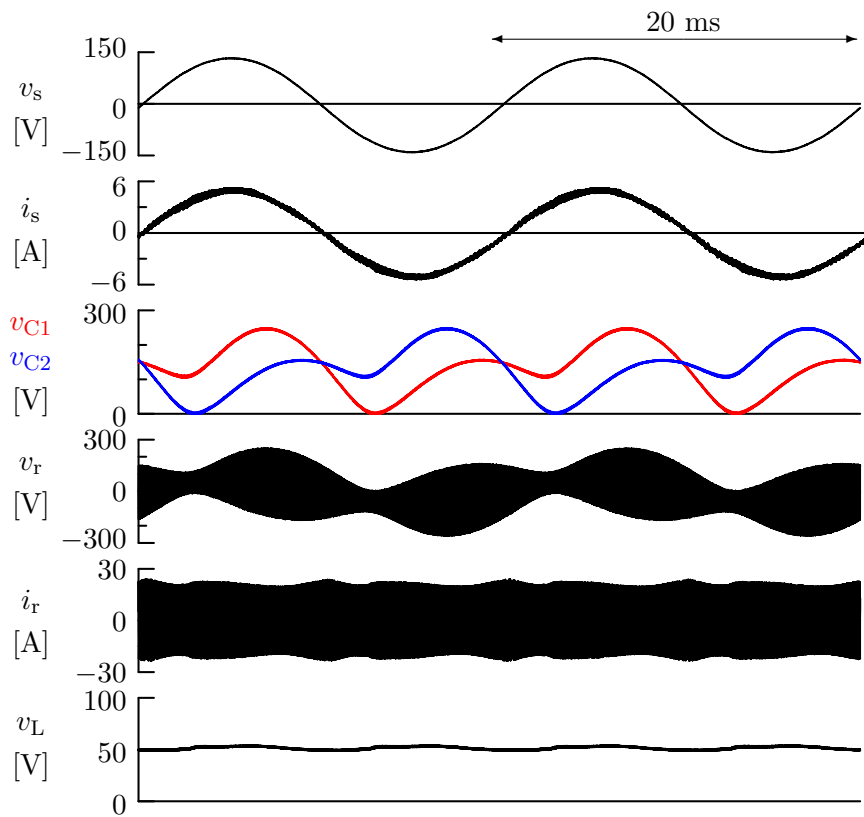
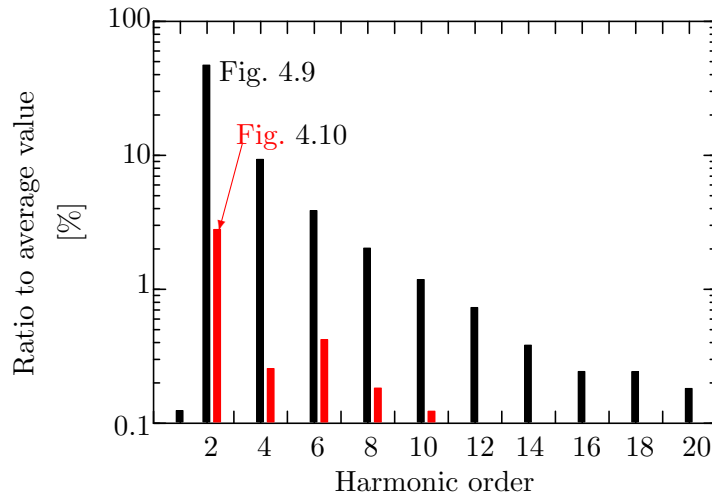


図 4.10: パワーデカップリング制御法を適用した場合の実験波形

るように見えるが、これは高調波成分により波高値が変化したもので、基本波実効値はほぼ 14 A 一定であった。その結果、負荷電圧 v_L は 51 V に保たれており、リップル幅は 5.6 V 程度であった。

図 4.11 は、図 4.9 と図 4.10 の負荷電圧の周波数解析結果である。ここでは、各次数の振幅を負荷電圧の平均値である 50 V で規格化している。パワーデカップリング制御法はすべての周波数成分の振幅を低減できている。特に、電源周波数の倍周波成分は 47% から 2.8% に減少した。

図 4.12 に、パワーデカップリング制御を適用した場合の交流直接変換回路の出力電圧と共振電流の拡大図を示す。ここでは、電源電圧が正の場合について $0 \sim \pi$ まで $\pi/4$ 毎に示している。図 4.12(a) は電源電圧が 0 rad 周辺であり、電源の電力の瞬時値がその平均値より小さく、 $p_s < V_s I_s$ のときである。電源電圧はほぼ 0 V であるが、Mode 1 と Mode 2 の割合は少なく、Mode 3 と Mode 4 が大部分である。このとき、フィルタコンデンサ電圧が共振回路に印加されており、フィルタコンデンサから共振回路へ電力が伝送されている。図 4.12(b) は電源電圧が $\pi/4$ rad 周辺であり、 $p_s \approx V_s I_s$ のときである。

図 4.11: 負荷電圧 v_L の周波数解析の結果

コンデンサの充放電時間がほぼ等しくなりつつある。図 4.12(c) は電源電圧が $\pi/2$ rad 周辺であり、 $p_s > V_s I_s$ のときである。この場合、電源が共振回路に電力を伝送するため、Mode 1 の割合が大きく、同時にフィルタコンデンサが充電されるため、Mode 3 において共振電流の大部分は負極性である。図 4.12(d) は図 4.12(b) と同様であり、図 4.12(e) は図 4.12(a) と同様である。また、すべての波形においてスイッチング周波数は異なっているが、交流直接変換回路出力電圧に対して共振電流は遅れ力率であり、電圧にはサージやリングングがなく、零電圧スイッチング動作となっている。

図 4.13 に、図 4.10 と同様の条件で測定した節点電流 i_n を示す。ただし、実験では、スイッチ S'_1 と S'_2 のソース端子にロゴスキコイルを接続することでソース電流を測定している。したがって、ここで示している節点電流 i_n は、節点の KCL 則より求まる $i_n = -(i_{S1'} + i_{S2'})$ である。図 4.13 の 2 段目に示した通り、節点電流 i_n はパルス状の電流であるため、このままでは充放電が判別できない。そこで、 i_n の実測値に対し、移動平均フィルタによる処理を施したものが 3 段目の $\hat{i}_n$ である。このとき、 $\hat{i}_n$ が正の時はフィルタコンデンサが充電され、負の時は放電されてる。

図 4.14 に図 4.13 の i_n 拡大波形を示す。図 4.12 と同様に電源電圧が正の場合について $0 \sim \pi$ まで $\pi/4$ 毎に示している。ここでは、共振電流 i_r を黒色、スイッチ S'_1 のソース電流を赤色、スイッチ S'_2 のソース電流を青色、ソース電流の差である節点電流 i_n を緑色で示してる。各電流はスイッチングモードに応じて共振電流が切り取られた波形になっており、理論通りの動作となっている。緑色で示した節点電流のスイッチング周期

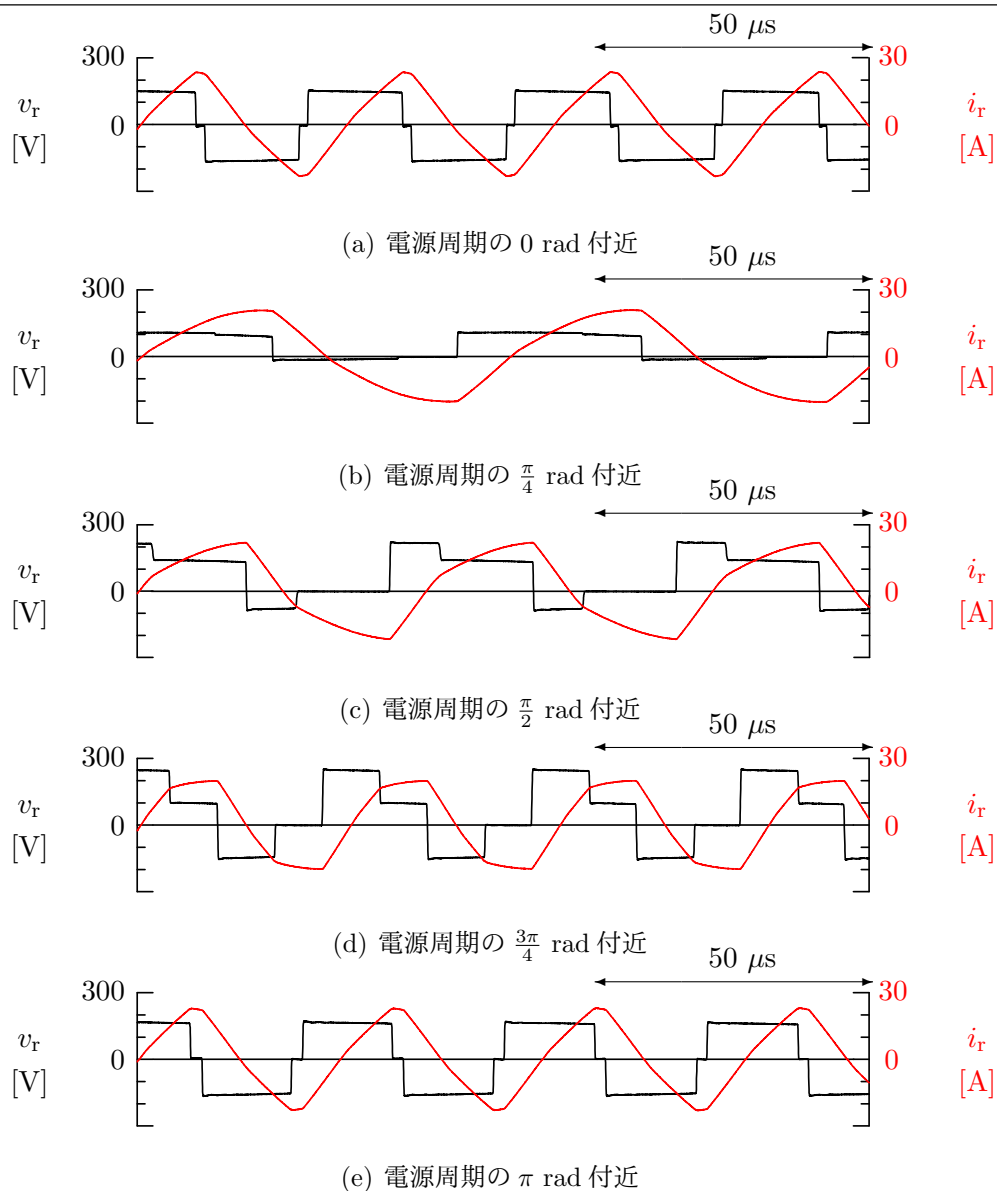


図 4.12: 図 4.10 の共振回路電圧と電流の拡大波形

の平均値は、図 4.13 の $\hat{i}_n$ に等しい。

4.6.2 制御特性

図 4.15, 図 4.16 に出力電力に対する負荷電圧, 電源電流, 電力損失などの制御特性を示す。ここでは, 各電力指令値ごとにフィルタコンデンサの蓄積エネルギーを変化させ, フィルタコンデンサ電圧の最低値がほぼ 0 V(図 4.6(a) の赤線) となるようにした。

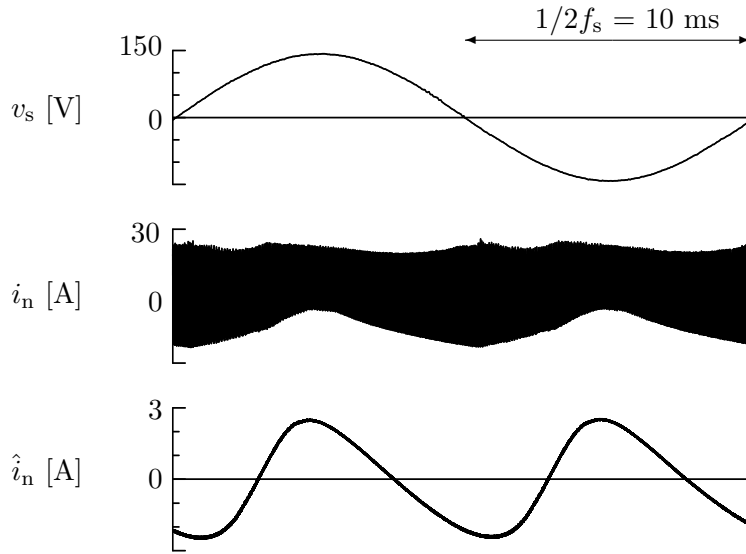


図 4.13: 節点電流の実験波形

図 4.15(a) は負荷電圧の平均値とリプル率であり、リプル率は、

$$\text{RF} = \frac{\tilde{V}_L}{\bar{v}_L} \times 100 [\%] \quad (4.32)$$

と定義される [100]。ただし、 $\tilde{V}_L$ は負荷電圧の交流成分実効値、 $\bar{v}_L$ は負荷電圧の平均値である。図 4.15(a) では、低出力時は進相電流の補償に起因して、負荷電圧の平均値が 5 V 程度低下している。一方で、電圧リプル率は 4% 未満であり、良好なパワーデカップリング特性が得られている。

図 4.15(b) は電源電流の THD と基本波力率である。測定したほとんどの範囲で、THD は 3% 未満であり、基本波力率は 0.99 以上であった。

図 4.16 は、出力電力に対する電力損失、変換効率である。電力測定にはパワーアナライザ (PZ4000, 横河電機, 2 MHz, 0.1%) を用い、図 4.1 の v_s と i_s から入力電力 p_s を、 v_r と i_r から交流直接変換回路の出力電力 p_r を、 v_L と i_L から負荷電力 p_L を測定した。

図 4.16(a) は平均スイッチング周波数である。一般的な直列負荷共振電圧形インバータと同様に、低出力電力時はスイッチング周波数が上昇する。ただし、これはスイッチング周波数の平均値であり、実際には図 4.8(b) のように変動している。

図 4.16(b) は電力損失の実測値と損失分離の結果であり、+ と ● は実測点を示している。まず、交流直接変換回路と整流器のオン損失は、MOSFET のオン抵抗から算出している。そして、交流直接変換回路損失からオン損失を除いたものをスイッチング損失と

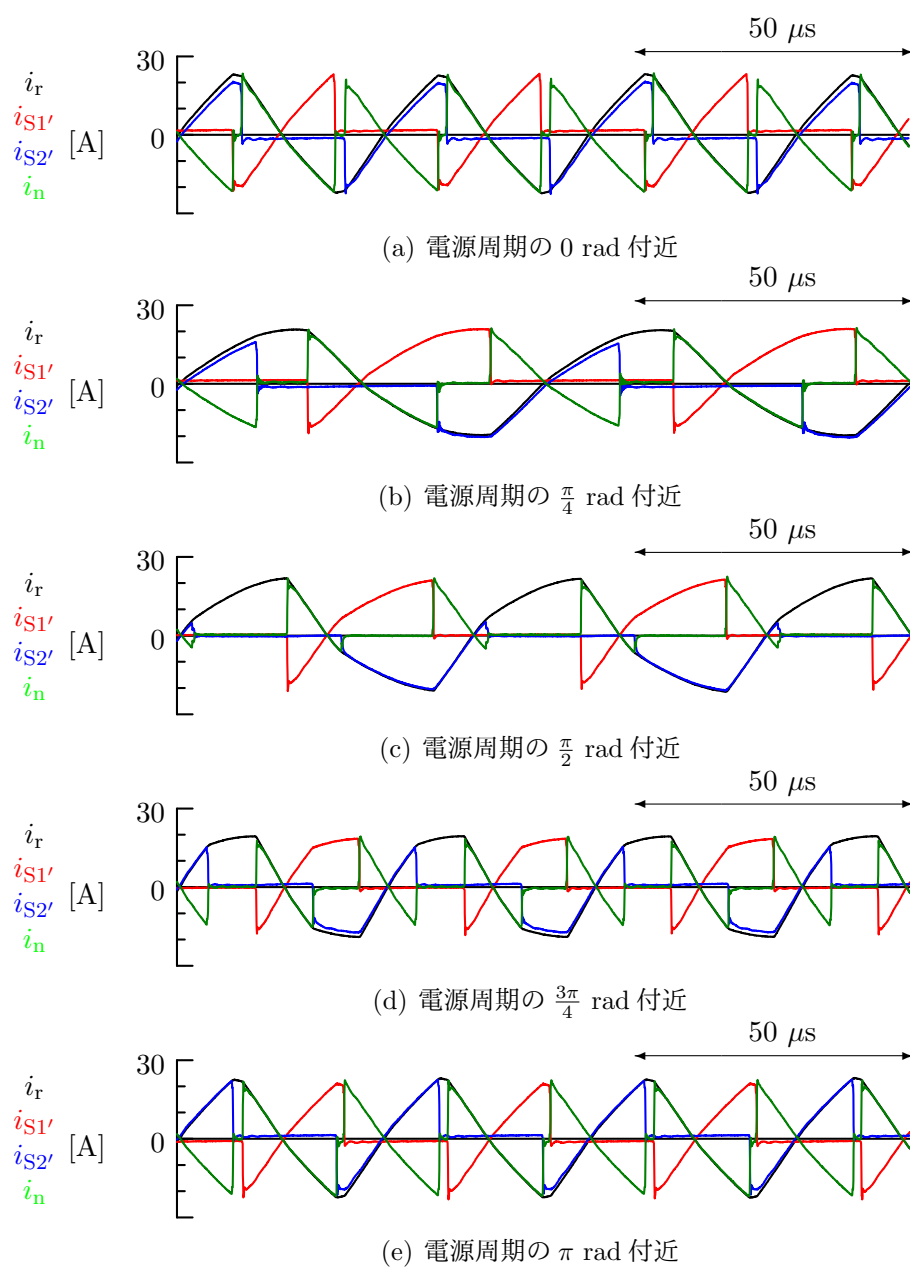
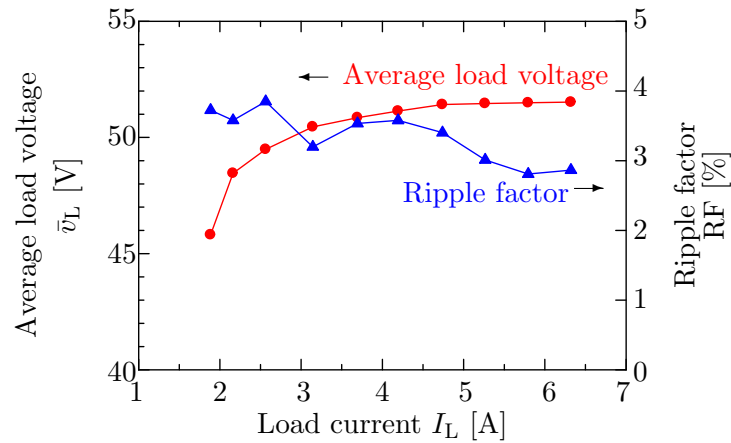


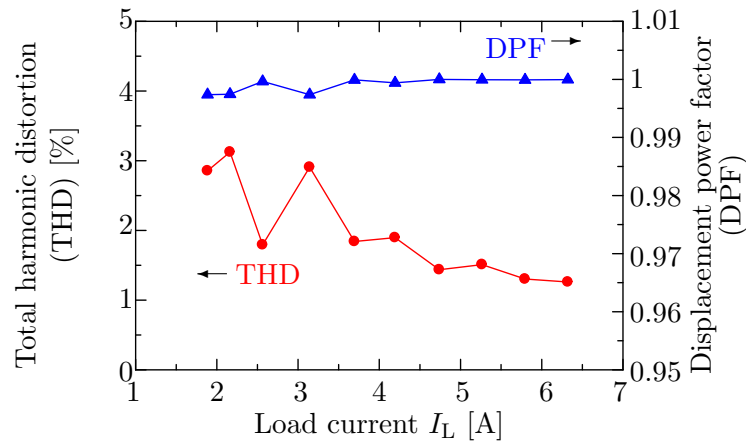
図 4.14: ソース電流と節点電流の拡大波形

した。そのため、厳密には、スイッチング損失にフィルタ L_f , C_1 , C_2 の損失が含まれている。また、共振用インダクタ L_r の損失は実測結果により分離している。したがって、その他の損失は、共振用コンデンサの ESR による損失、変圧器の銅損と鉄損、整流器のスイッチング損失などである。

交流直接変換回路の損失を見ると、零電圧スイッチングによりスイッチング損失は 5 W 程度に抑えられているが、低出力時は共振電流が小さいためデッドタイム中にスナ



(a) 負荷電圧の平均値とリプル率



(b) 電源電流の総合歪み率と基本波力率

図 4.15: 負荷電圧と電源電流の測定結果

バキャパシタを充放電できず、スナバの短絡によりスイッチング損失が若干増加している。また、インダクタの損失が非常に多いが、これは、共振用インダクタのインダクタンス値が大きいため、比較的大きな損失が生じている。

図 4.16(c) は交流直接変換回路と回路全体の電力変換効率である。最高効率は 130 W 時に 93.3% であった。また、交流直接変換回路のスイッチングデバイスのみ (図 4.16(b) の + に相当) の最高効率は 230 W 時の 96.8% であった。

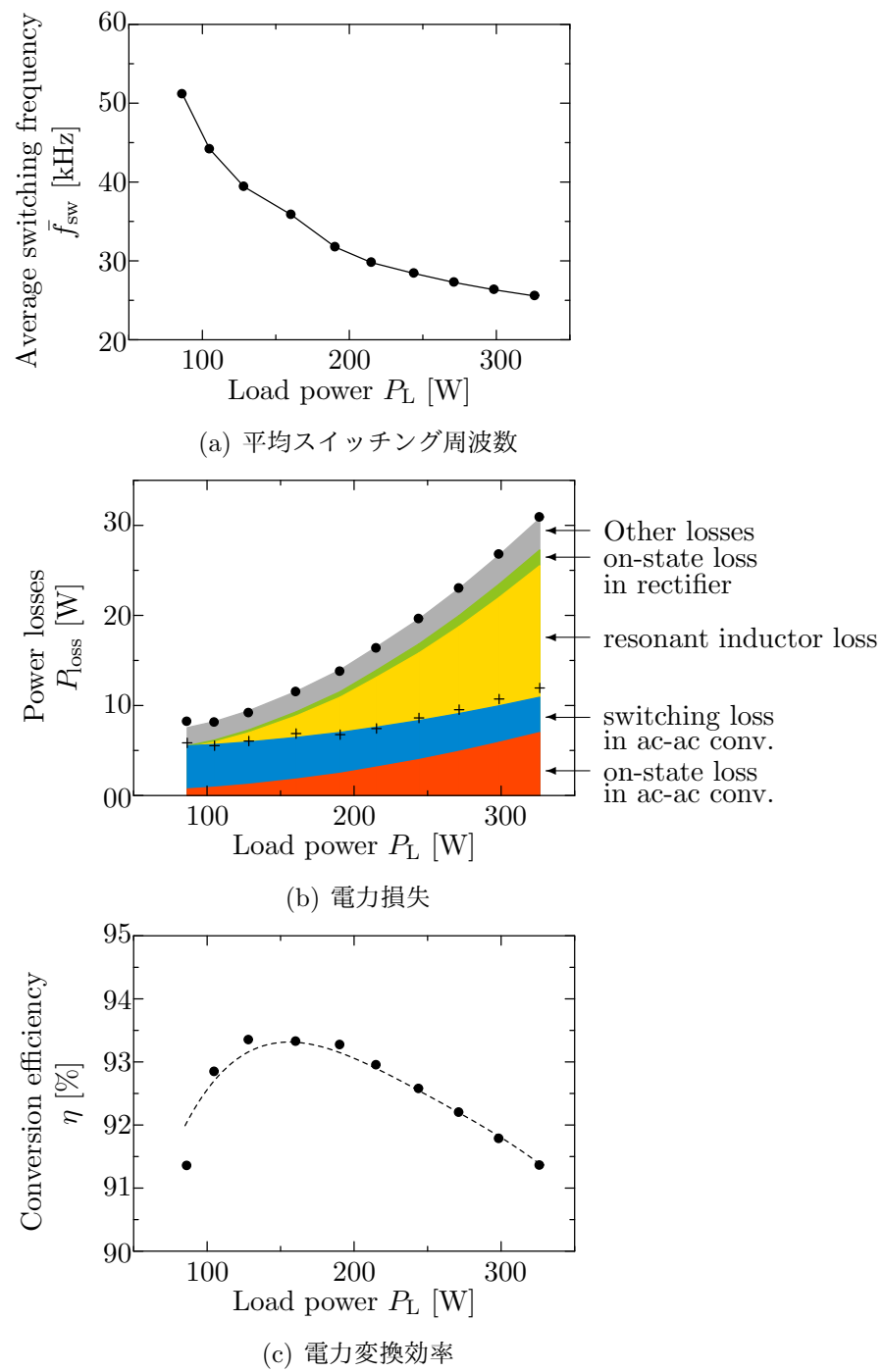


図 4.16: 電力損失と変換効率の測定結果

4.7 電流・電圧の動作範囲

4.7.1 各部電流の大きさ

電源電流 i_s と節点電流 i_n の制御に必要な共振電流の実効値について考える。共振電流の実効値の条件は、(4.22) 式で示した通り、電源電流、進相電流補償項、節点電流の瞬時値の代数和の最大値より大きい必要がある。図 4.17 に、表 4.1 の条件における電源電流、節点電流の指令値、および進相電流を示す。各電流の実効値は、 $I_s = 3 \text{ A}$ 、 $I_n = 1.7 \text{ A}$ 、 $I_{cs} = 0.47 \text{ A}$ で、このときの、(4.22) 式の右辺は 11.9 A である。したがって、共振電流の実効値が $I_r > 11.9 \text{ A}$ であれば、電源電流と節点電流を指令値通り制御でき、パワーデカップリングが実現できる。

ただし、節点電流はフィルタコンデンサの静電容量と蓄積エネルギーの平均値によって大きさが変化し、進相電流も静電容量で大きさが異なる。例えば、フィルタコンデンサの電圧を限りなく高くすれば、エネルギー蓄積に必要な静電容量は数 μF とすることができる。この場合、節点電流と進相電流はほぼ無視でき、共振電流は電源電流と、

$$I_r \geq \pi I_s \quad (4.33)$$

の関係を満足すればよい。これは、第3章に示した位相シフト制御法 (パワーデカップリング動作なし) 場合の関係式と同じになる。つまり、パワーデカップリング動作を行うために、節点電流と進相電流補償項の分だけ共振電流を増やす必要がある。

4.7.2 出力電圧の範囲

理想的には、電力変換器は入力電力と出力電力が等しいので、

$$V_s I_s = V_{re} I_r \quad (4.34)$$

の関係がある。ここで、(4.33) 式を代入すれば、パワーデカップリング動作時の出力電圧の理論最大値、

$$V_{re} = \frac{V_s}{\pi} \quad (4.35)$$

を得る。したがって、パワーデカップリン動作時の電圧利用率は、 $100/\pi \approx 31.8\%$ 程度である。ただし、これは、節点電流と進相電流が無視できる場合の最大値であり、実用上の電圧利用率は図 4.15(a) のように 25% 程度である。

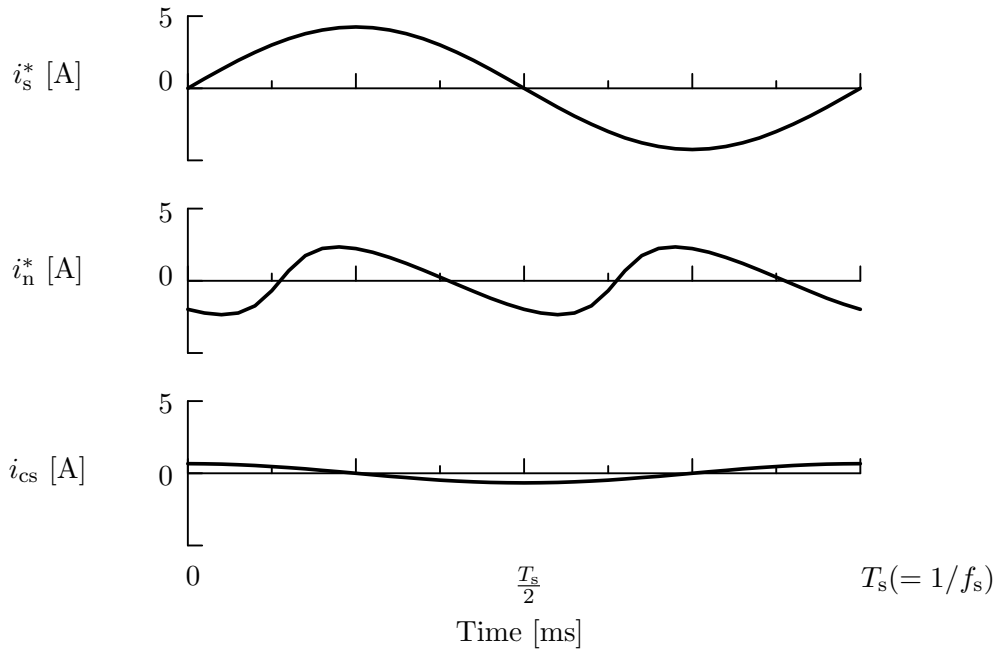


図 4.17: 電源電流と節点電流の指令値と進相電流の計算値

一方、パワーカップリングをしない場合、出力電圧は (3.16) 式に示された $\tilde{V}_{sw}(t)$ のように、電源の倍周波数で変動する。したがって、出力電圧として $\tilde{V}_{sw}(t)$ の実効値を考えると、

$$\bar{V}_{sw}(t) = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \left(\frac{2}{\pi} V_s \sin \theta_s \right)^2 d\theta} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} V_s \approx 0.45 V_s \quad (4.36)$$

である。したがって、パワーデカップリング動作を行うことで、出力電圧は概ね半分となる。

4.7.3 スイッチングデバイスと受動素子の電圧・電流ストレス

パワーデカップリン制御法では、エネルギー蓄積のために、フィルタコンデンサ電圧にオフセット電圧を重畳する。したがって、パワーデカップリング動作をしない場合に比べ、スイッチングデバイスとフィルタコンデンサの必要な耐圧は増加する。

パワーデカップリング動作をしない場合において、スイッチングリプルを無視すると、フィルタコンデンサ電圧の最大値は電源電圧の最大値に等しい。つまり、電源電圧が $V_s = 100 \text{ V}$ の場合は、最大値が 141 V 程度であり、 300 V 耐圧の MOSFET が使用できる。一方、パワーデカップリング制御法では、フィルタコンデンサの静電容量によって

必要な耐圧は異なる。電源電圧が $V_s = 100 \text{ V}$ の場合であって、オフセット電圧を考慮すると、MOSFET には 600 V 耐圧のものを選定する必要がある。換言すると、 600 V 耐圧の MOSFET を使用する必要があるので、フィルタコンデンサ電圧の最大値が 300 V 程度となるまでフィルタコンデンサの静電容量を小さくできる。

つぎに、共振電流に着目する。実効値 I_r の共振電流を流すことを考えると、パワーデカップリング動作をしないときは、電流最大値が $I_{\max} = 2I_r$ となるが、パワーデカップリング動作の場合は $I_{\max} = \sqrt{2}I_r$ である。したがって、パワーデカップリング動作を行うことで、共振用インダクタや高周波変圧器の電流容量を下げるができる。ただし、先に述べたように、パワーデカップリング動作の有無で、動作可能な共振電流の大きさが異なる点に注意が必要である。

4.8 エネルギー蓄積要素の評価

コンデンサの体積は、コンデンサの蓄積エネルギーの最大値に比例すると仮定し、エネルギー蓄積要素の評価を行う。

4.8.1 コンデンサの静電容量と電圧最大値

図 4.18 に、電力脈動の吸収に必要なコンデンサの静電容量と電圧の最大値の計算結果を示す。これは、本論文の回路方式にて電源電圧 $V_s = 100 \text{ V}$ 、平均電力 $P = 300 \text{ W}$ とした場合である。また、各静電容量において、コンデンサ電圧の最低値が 0 V となるように蓄積エネルギーの平均値を変化させている。

コンデンサ電圧の最大値を大きくすることで、静電容量を小さくすることができる。一方で、コンデンサの極端な小型化は高耐圧なコンデンサと MOSFET を必要とする。 600 V 耐圧の MOSFET の使用を考えると、コンデンサ電圧の最大値が 300 V 程度にすることが望ましい。この場合、コンデンサの静電容量は $15 \mu\text{F}$ 程度まで低下させることができる。

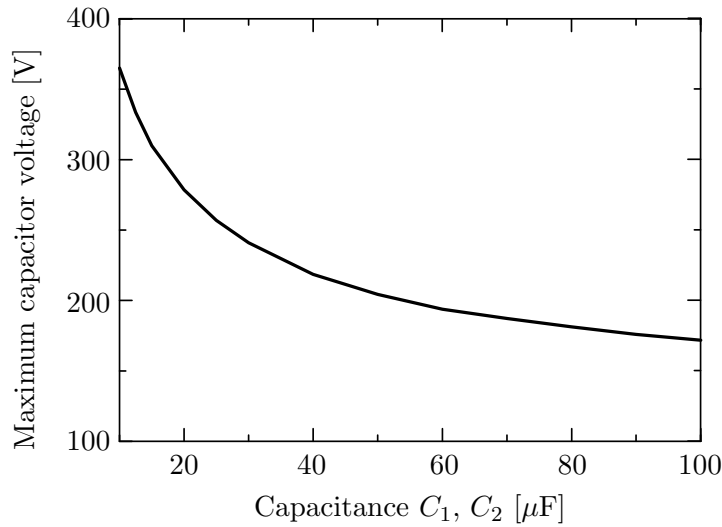


図 4.18: コンデンサの静電容量と電圧最大値

4.8.2 フィルタコンデンサの大きさを最小値とした場合の実験結果

図 4.19 に、フィルタコンデンサの静電容量を $C_1 = C_2 = 15 \mu\text{F}$ (8%) とした場合の実験波形を示す。他の回路定数は、表 4.1 と同じで、負荷電電力は $P_L = 310 \text{ W}$ ある。このときのスイッチング周波数は、 $f_{\text{sw}} = 18.3 \sim 46.8 \text{ kHz}$ で変化している。

電源電流波形は、基本波力率 0.99 以上、THD=1.9% であった。フィルタコンデンサ電圧の最大値は、304 V であり、ほぼ理論通りである。また、負荷電圧のリプル率は 3.1% であった。残留したリプル電圧は、制御の指令値の誤差が原因と考えられる。

図 4.19 より、フィルタコンデンサを $15 \mu\text{F}$ まで低減させても、パワーデカップリングが可能であることを実証した。このフィルタコンデンサの値は、600 V の MOSFET の使用を想定した場合の実用上の下限値と考えられる。一方、電力変換効率は、91.0% に低下した。これは、フィルタコンデンサの静電容量を低減したことで、コンデンサ電圧が上昇し、スイッチング周波数も上昇したためである。

4.8.3 電力脈動補償に必要なエネルギーと蓄積エネルギーの最大値

図 4.20 に、パワーデカップリング制御法を適用した場合の単相電力脈動とフィルタコンデンサ電圧を示す。このとき、単相交流の電圧、電流、電力は、(4.1), (4.2), (4.3) 式で表わされる。電力脈動を吸収するために、コンデンサが蓄えなければならない電力は、

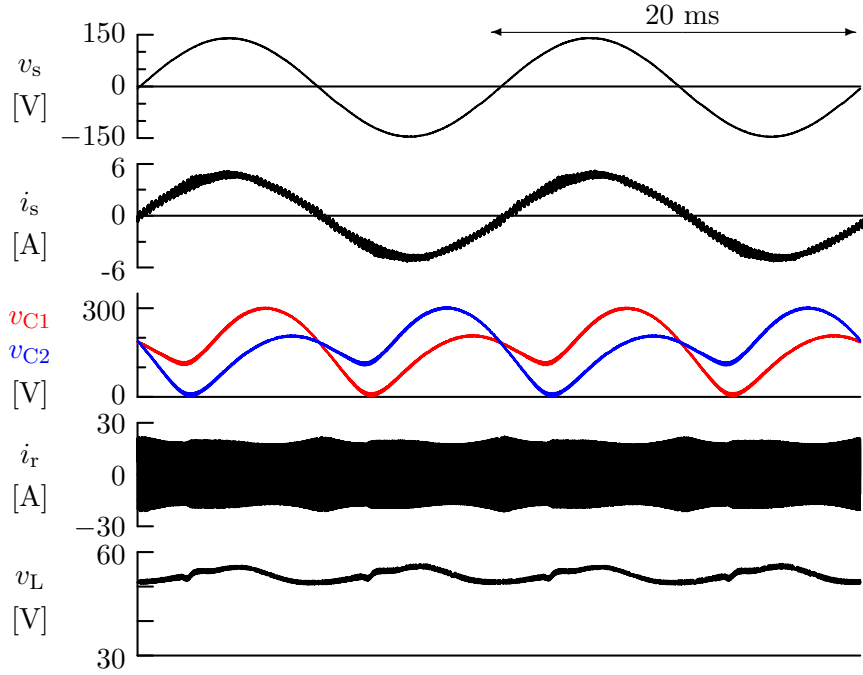


図 4.19: コンデンサの静電容量を $C_1 = C_2 = 15 \mu\text{F}$ とした場合の実験波形

電力脈動の半周期でよいので,

$$W_{\text{req}} = - \int_{\frac{T_s}{8}}^{\frac{3T_s}{8}} V_s I_s \cos 2\omega_s t dt = \frac{V_s I_s}{\omega_s} \quad (4.37)$$

である。したがって、蓄積する必要があるエネルギーは、平均電力と角周波数のみで決定される。

一方、コンデンサが蓄積しているエネルギーの最大値 W_{Cmax} は,

$$W_{\text{Cmax}} = \frac{1}{2} C V_{\text{Cmax}}^2 \quad (4.38)$$

である。ただし、 V_{Cmax} はコンデンサ電圧の最大値である。このとき、 $W_{\text{Cmax}} = W_{\text{req}}$ であれば、必要最低限の蓄積エネルギーで電力脈動を吸収しているといえる。また、本論文の交流直接変換回路には、2つのフィルタコンデンサに等しい最大電圧を印加するので、

$$W_{\text{Cmax}} = \frac{1}{2} C_1 V_{\text{C1max}}^2 + \frac{1}{2} C_2 V_{\text{C2max}}^2 = C V_{\text{Cmax}}^2 \quad (4.39)$$

と考える必要がある。

ここで、コンデンサの体積が蓄積エネルギーの最大値に比例すると仮定すると、コンデンサの蓄積エネルギーの最大値を用いてコンデンサの体積が評価できる。ただし、他

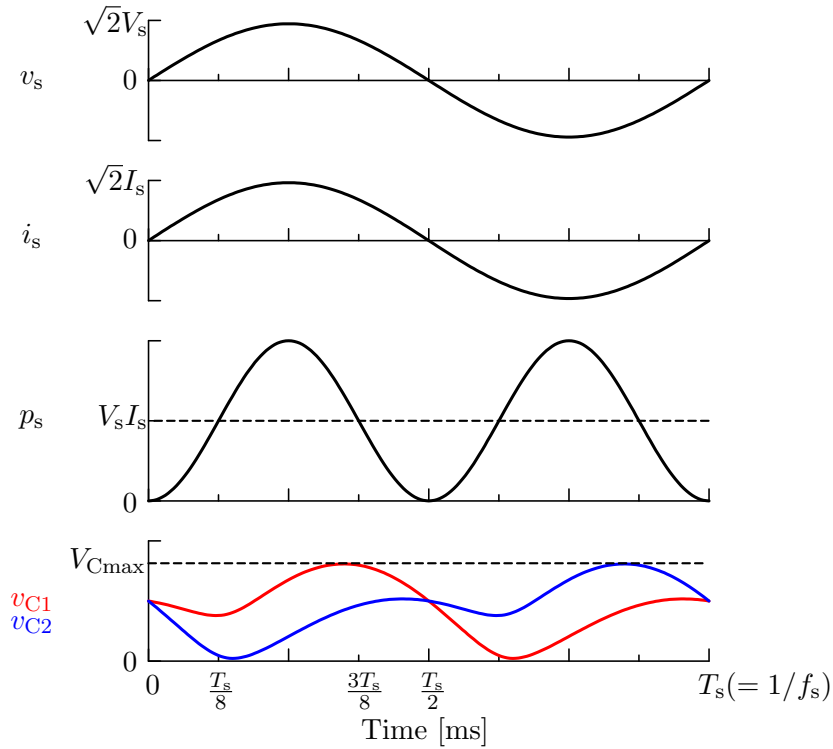


図 4.20: 電力脈動とコンデンサ電圧の最大値

研究と比較するためには、規格化をする必要がある。そこで、評価関数として、

$$\text{EF(} \text{Energy Factor)} = \frac{W_{\text{Cmax}}}{W_{\text{req}}} \quad (4.40)$$

を定義する。このとき、 $\text{EF} \geq 1$ であれば、電力脈動の吸入し、パワーデカップリングが可能である状態を表わす。エネルギー蓄積要素の小型にするためには、 $\text{EF} = 1$ が望ましい。一方で、 $\text{EF} < 1$ の場合は、電力脈動のすべてを吸収することができない状態を表わしている。

本論文の方式について評価関数 EF を計算すると、図 4.10 の場合は、

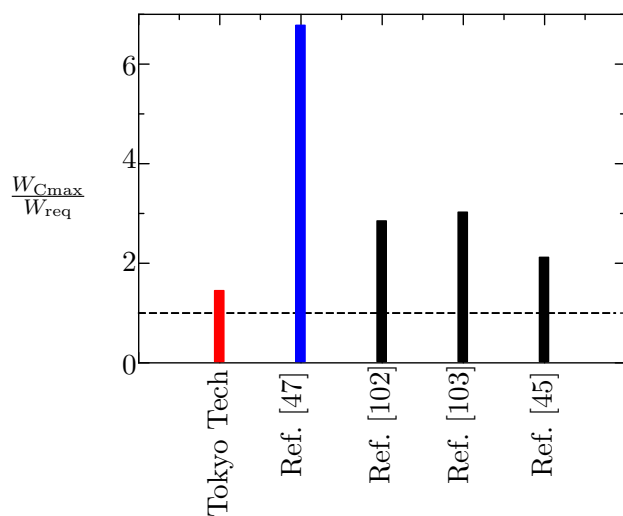
$$\text{EF} = \frac{W_{\text{Cmax}}}{W_{\text{req}}} = \frac{30 \mu\text{F} \times (248 \text{ V})^2}{\frac{325 \text{ W}}{2\pi \times 50 \text{ Hz}}} = 1.78$$

であり、図 4.19 の場合は、

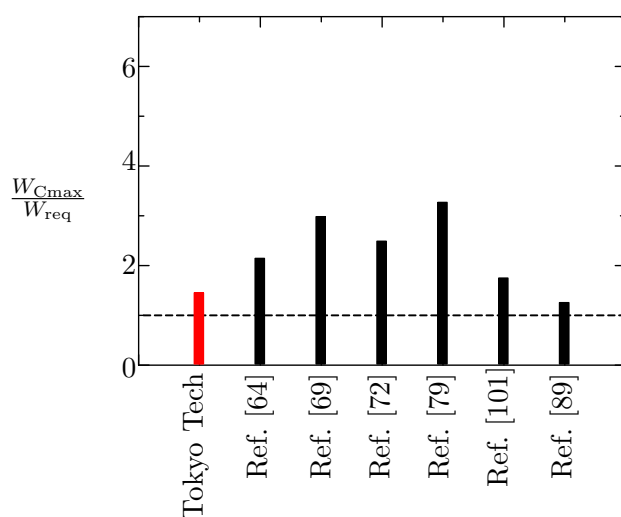
$$\text{EF} = \frac{W_{\text{Cmax}}}{W_{\text{req}}} = \frac{15 \mu\text{F} \times (304 \text{ V})^2}{\frac{310 \text{ W}}{2\pi \times 50 \text{ Hz}}} = 1.40$$

である。

参考に、図 4.1 の整流器に大容量電解コンデンサを用いて出力電圧を平滑した場合を考える。電力 $P = 300 \text{ W}$ 、負荷電圧 $V_L = 50 \text{ V}$ の条件で、負荷電圧のリプル率を 3 %



(a) PV 用絶縁形変換器との比較



(b) 単相整流器との比較

図 4.21: エネルギー蓄積要素の比較

とするためには、 $3000 \mu\text{F}$ のコンデンサが必要である。そして、このときの評価関数は $EF = 4.24$ である。したがって、本論文のパワーデカップリング動作を行うことでコンデンサの静電容量を $1/100$ に、蓄積エネルギーの最大値を約 $1/3$ に低減できる。

4.8.4 他研究との比較

図 4.21 にエネルギー蓄積要素について他研究との比較を示す。ここでは、(4.40) 式の計算結果を棒グラフで表わしている。

図 4.21(a) は、主に PV 用絶縁形インバータとの比較である。このとき、縦軸が 1 に近い程、エネルギー蓄積要素を小型化できる。文献 [47] は MIT から提案された方式であり、本研究と同じ交流直接変換回路を使用している。しかし、文献 [47] では、パワーデカップリング回路の電圧を積極的に制御していないため、比較的大きなエネルギー蓄積要素を使用している。

図 4.21(b) は単相整流器との比較である。文献 [64] [69] [72] は、本研究と同じく商用交流側のフィルタコンデンサをエネルギー蓄積要素として活用している。また、文献 [89] の結果は、本研究より評価関数の計算結果が小さい。これは、文献 [89] では、コンデンサの蓄積エネルギーに着目した上で静電容量を決定しているからである。

ただし、パワーデカップリングの回路方式は多数あり、図 4.21 は全てを網羅できていない。図 4.21 は本方式と関連した手法のみを抜粋している点に注意されたい。しかしながら、本研究の方式は、評価関数 $EF = 1.4$ を実現しているため、エネルギー蓄積要素の小型化には効果があると考えられる。特に、本研究の方式における電圧の変動幅の制約は、コンデンサ電圧が正であることと、スイッチングデバイスの耐圧の 2 点である。したがって、フィルタコンデンサ電圧をほぼ 0 V からスイッチングデバイスによって決まる最大値まで変化させることができる。その結果、比較的大きな電圧の変動幅を実現でき、小容量のフィルタコンデンサで電力脈動を効果的に吸収できる。

一方で、図 4.21 における本方式の結果は、定常状態をもとに評価している点に留意が必要である。ここで、負荷急変などの過渡状態におけるパワーデカップリング動作を考察する。重負荷から軽負荷に負荷が急変する際にはフィルタコンデンサに過電圧が生じる可能性があり、逆に、軽負荷から重負荷に変化する際はフィルタコンデンサ電圧が 0 V まで放電される恐れがある。これらの場合、パワーデカップリング動作が継続できない。しかし、過電圧はフィードバック制御により抑制でき、また、軽負荷時にはコンデンサ電圧の最大値が耐圧による上限と等しくなるように動作させる（つまり、エネルギーを必要以上に蓄えておく）こと、で 0 V までの放電を抑制できる。したがって、負荷急変時も図 4.21 とほぼ同様の静電容量で、パワーデカップリング動作を継続できると考えられる。

4.9 第 4 章のまとめ

本論文では、交流直接変換回路のパワーデカップリング制御法を提案した。このとき、直接変換回路は、単相交流に起因した電力脈動を高周波出力に対して非干渉化できる。提案制御法では、交流直接変換回路を構成するハーフブリッジの位相シフト角とスイッチング周波数を同時に制御することにより、フィルタコンデンサの電圧を制御しつつ、電源電流の力率改善・高調波抑制および共振電流の平滑が可能であることを理論的に明らかにした。さらに、試作した絶縁形単相交流-直流変換器に提案制御法を適用し、電源電流の基本波力率を 0.99 以上、直流負荷電圧のリプル率を 4% 未満に低減できることを確認した。また、エネルギー蓄積要素の大きさについて蓄積エネルギーの最大値を用いて評価を行い、提案手法はエネルギー蓄積要素の小型化が可能であることを確認した。

第 5 章

パワーデカップリング制御における出力電圧の制御範囲の拡大

本章では，パワーデカップリング動作時に定電圧出力が可能な制御範囲について検討する。バッテリー充電回路への応用を考える場合，軽負荷にいたるまで定電圧出力が必要であるが [104]，第 4 章で示した検討結果では，軽負荷時に出力電圧が低下する。これは，フィルタコンデンサが進相コンデンサとして働くため，軽負荷時において電源力率を改善するためには多くの共振電流を必要とするからである。そこで，フィルタコンデンサのオフセット電圧を高く設定する，もしくは，進相電流を補償しないことにより電源電流の力率を改善しないことにより，節点電流を低減させることを考える。その結果，パワーデカップリング動作に必要な共振電流を低減でき，定電圧動作範囲が拡大できる。このとき，電源力率を改善しないことで，フィルタコンデンサ電圧とスイッチング周波数の増加を抑制できるため，高効率に定電圧動作が実現できる。理論の妥当性は，4 章と同様の実験システムにより確認する。

5.1 出力電圧制御

5.1.1 電源力率と整流器出力電圧

電源電圧を理想的な正弦波，

$$v_s = \sqrt{2}V_s \sin \theta_s \quad (5.1)$$

と仮定し，電源電流は，

$$i_s = \sqrt{2}I_s \sin(\theta_s + \phi) \quad (5.2)$$

に制御することを考える。ただし、 V_s 、 I_s 、 ϕ は電源電圧と電流の実効値および力率角であり、 $\theta_s = \omega_s t$ で、 ω_s は角周波数である。したがって、定常状態では、 $V_s I_s \cos \phi = v_L i_L$ となる。このとき、オフセット電圧 v_0 を、

$$v_0 = \sqrt{\frac{W_0}{C} - \frac{V_s^2}{2} \sin^2 \theta_s - \frac{V_s I_s}{2\omega_s C} \sin(2\theta_s + \phi)} \quad (5.3)$$

と制御すれば、任意の電源力率においてもパワーデカップリングを実現できる。同様に、フィルタコンデンサの充放電に必要な節点電流 i_n は、

$$i_n = -\frac{V_s I_s \cos(2\theta_s + \phi) + \frac{\omega_s C V_s^2}{2} \sin 2\theta_s}{\sqrt{\frac{W_0}{C} - \frac{V_s^2}{2} \sin^2 \theta_s - \frac{V_s I_s}{2\omega_s C} \sin(2\theta_s + \phi)}} \quad (5.4)$$

になる。また、整流器出力電圧 v_L は、

$$v_L = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \frac{n_2}{n_1} V_{re} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \frac{n_2}{n_1} \frac{V_s I_s \cos \phi}{I_r} \quad (5.5)$$

と求まる。

第4章で示したように、パワーデカップリング動作を行うためには、

$$I_r \geq \left| \frac{\pi}{\sqrt{2}} \left(i_s - \frac{C}{2} \frac{dv_s}{dt} \pm \frac{i_n}{2} \right) \right| \quad (5.6)$$

を満足するように、共振電流の実効値を定める必要がある。したがって、(5.6) 式より、共振電流が増加する場合は、整流器出力電圧は低下する。

5.1.2 電源力率と出力電圧の制御範囲

第4章の制御法では、(5.2) 式の電源電流を力率1の正弦波となるように制御していた。この場合、共振電流実効値 I_r を(5.6) 式のように、電源電流、進相電流補償項、節点電流の瞬時値の代数和の最大値以上に制御する必要がある。ここで、(5.5) 式に着目すると、共振電流実効値 I_r が大きい場合には、整流器出力電圧 v_L は低下する。したがって、共振電流実効値 I_r を低減できれば、軽負荷時であっても、 v_L が低下しない。

ここで、(5.6) 式の右辺は、電源電流、進相電流補償項、節点電流の瞬時値の和であるので、これらを低減することを考える。節点電流を低減するためには、(5.4) 式から、フィルタコンデンサの蓄積エネルギーの平均値 W_0 を増加させることが考えられる。しかし、この場合にはフィルタコンデンサ電圧が増加するだけでなく、(4.29) 式のようにスイッチング角周波数も上昇する。このため、電力変換効率の低下が懸念される。

進相電流補償項は、電源電流の力率を改善する項である。定格動作時の進相電流は電源電流の 15% 程度であるが、進相電流は負荷電力とは独立で、軽負荷時にはその割合は増加する。つまり、軽負荷であっても力率改善動作のために比較的大きな共振電流が変換回路内を流れる。

したがって、進相電流を補償しなければ、(5.6) 式の I_r を低減して、軽負荷時の出力電圧低下を改善できる。電源力率を補償する場合には、(5.2), (5.4) 式の力率角を $\phi = 0$ と与えてパワーデカップリング動作を行う。一方、進相電流を補償しないように電源電流の力率角を、

$$\phi = \tan^{-1} \frac{\omega_s C V_s}{2I_s} \quad (5.7)$$

と制御すれば、電源電流は進相電流分だけ電源電圧に対して進み力率となるが、共振電流の実効値を低減、すなわち、整流器出力電圧の範囲を拡大できる。

図 5.1 に、電源の力率角と必要な共振電流の実効値の計算結果を示す。ただし、電源電圧 $V_s = 100$ V, 電力 $P = 120$ W, フィルタコンデンサの静電容量 $C_1 = C_2 = C = 30$ μ F, 蓄積エネルギーの平均値 $W_0 = 0.5$ J としている。このとき、フィルタコンデンサのパーセントインピーダンスは、

$$\%Z = \frac{\omega_s C V_s}{I_s} \times 100 = 39.27\% \quad (5.8)$$

であり、交流直接変換回路が進相電流を補償しない場合、電源電流の力率角は 21.4° (進み) となる。図 5.1 を見ると、力率角が 21° 付近で共振電流の実効値が最小となっている。

図 5.2 に定電圧出力に必要な蓄積エネルギーの平均値と、そのときの負荷電圧の計算結果を示す。回路定数は、表 4.1 を使用している。ここでは、進相電流の補償、すなわち電源電流の力率改善の有無を比較している。

図 5.2(a) を見ると、出力電圧を一定に保つためには、軽負荷時に蓄積エネルギーの平均値、つまりフィルタコンデンサの電圧を増加させる必要がある。出力が 80 W 時に、必要な蓄積エネルギーの平均値は 3.5 J で、電圧に換算すると 342 V である。したがって、MOSFET に過電圧が生じる。

一方、図 5.2(b) では、電源力率を改善しないことにより、必要な蓄積エネルギーの平均値は負荷容量に関わらずほぼ一定である。また、図 4.6 と比較しても、蓄積エネルギーの平均値の増加は僅かでありながら、出力電圧の制御範囲は大幅に拡大できている。

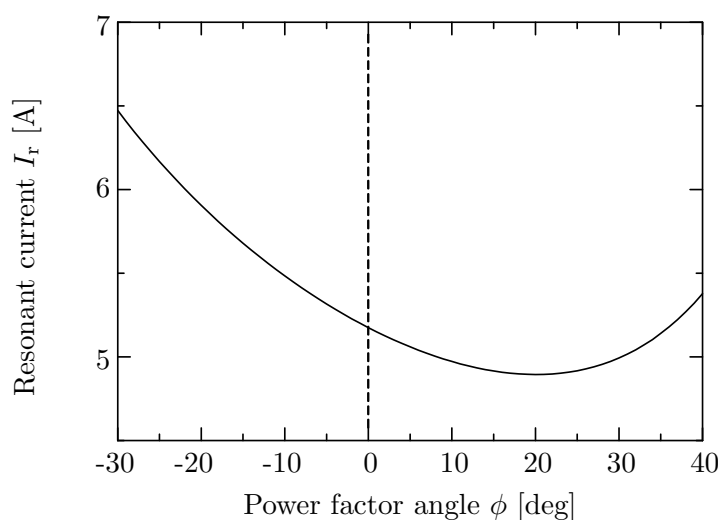


図 5.1: 電源力率角と必要な共振電流実効値の関係

5.2 出力電圧特性の実験結果

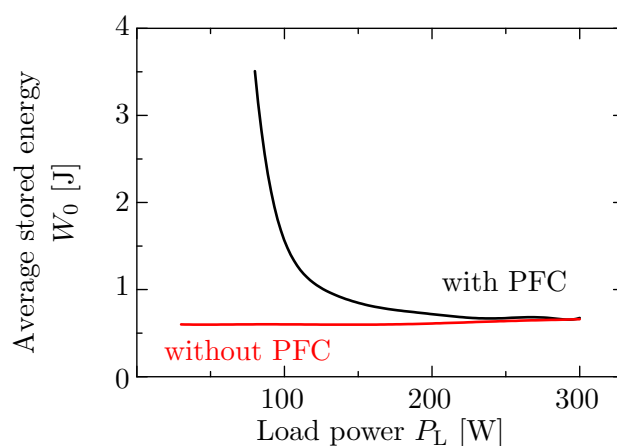
5.2.1 実験波形

図 5.3, 5.4 に力率補償の有無における実験波形を示す。回路定数は、表 4.1 を使用した。また、本実験では、ゲートドライバの動作周波数の制約から最低出力電力を $P_L = 120 \text{ W}$ とした。

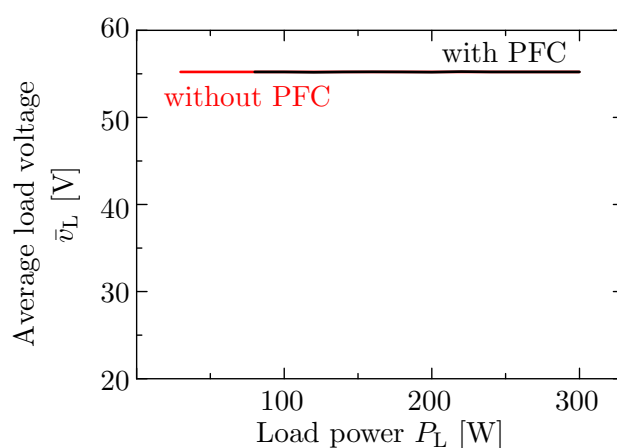
図 5.3 は、定格電力 $P_L = 310 \text{ W}$ の場合である。このとき、電源の力率改善動作を行っているため、電源電流はほぼ力率 1 の正弦波であった。フィルタコンデンサ電圧の最低値がほぼ 0 V となるように蓄積エネルギーの平均値を与えており、フィルタコンデンサ電圧の平均値は 134 V となった。このとき、出力電圧は 50 V に制御されている。また、定格電力時は進相電流の影響が小さく、進相電流を補償しない場合の動作波形は、図 5.3 とほぼ同様であった。

図 5.4(a) は出力電力が $P_L = 120 \text{ W}$ の場合で、進相電流を補償している場合である。したがって、電源電流はほぼ力率 1 の正弦波であった。一方で、出力電圧を 50 V に制御するためには、図 5.3 の場合に比べてフィルタコンデンサの蓄積エネルギーの平均値を高く設定する必要がある、このときのフィルタコンデンサ電圧の平均値は 182 V であった。

図 5.4(b) は出力電力が $P_L = 120 \text{ W}$ で、進相電流を補償していない場合である。したがって、フィルタコンデンサに流れ込む進相電流により電源力率は 0.93 (進み) となった。一方で、進相電流を補償しない分、出力電圧を 50 V に制御しているにも関わらず、



(a) 蓄積エネルギーの平均値



(b) 負荷電圧

図 5.2: 定出力電圧に必要な蓄積エネルギーの平均値と負荷電圧の計算結果

フィルタコンデンサの蓄積エネルギーの平均値を低く設定でき、このときのフィルタコンデンサ電圧の平均値は 127 V であった。

5.2.2 電力制御特性

図 5.5 と図 5.6 に、電源の力率改善動作の有無に対する電力制御特性を示す。まず、図 5.5(a) は、整流器出力電圧の平均値であり、どちらの場合においても 50 V に制御されている。また、図 5.5(b) は電源力率であり、力率改善動作を無とした場合は、軽負荷時に電源力率が低下している。しかしながら、フィルタコンデンサは小容量であるので、大幅な力率低下は生じていない。

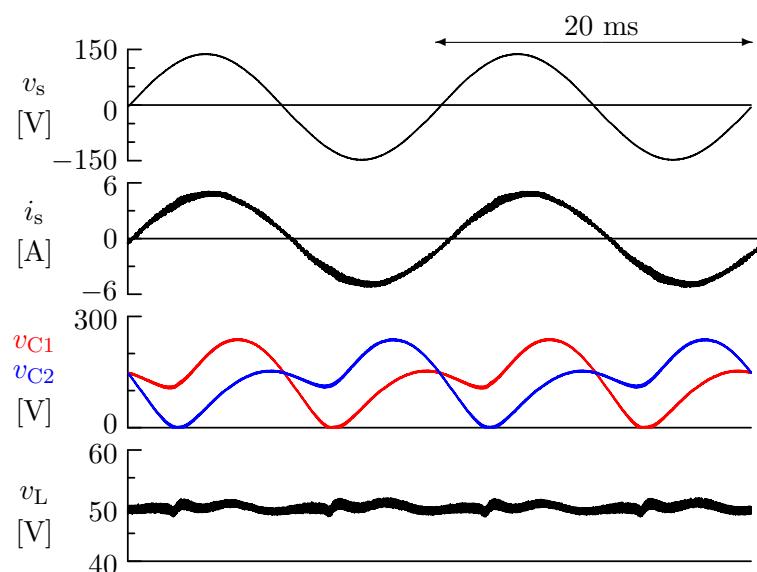
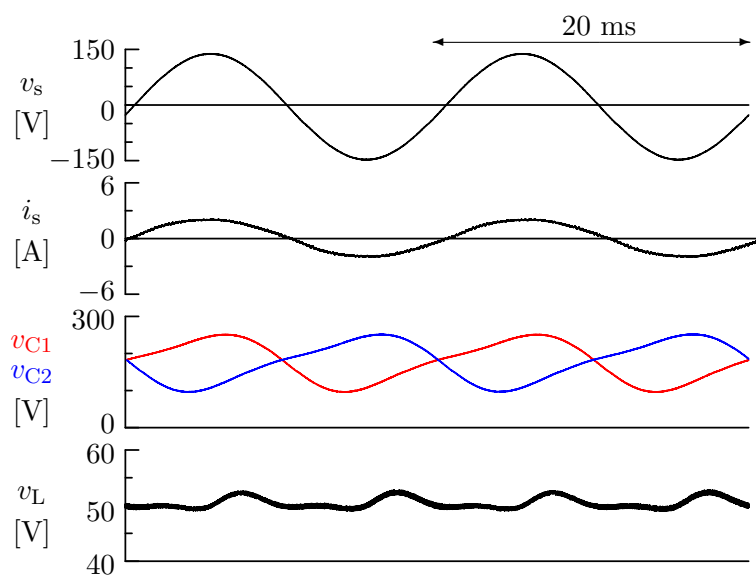


図 5.3: 出力電力 $P_L = 310 \text{ W}$ において力率改善を行った場合の実験波形

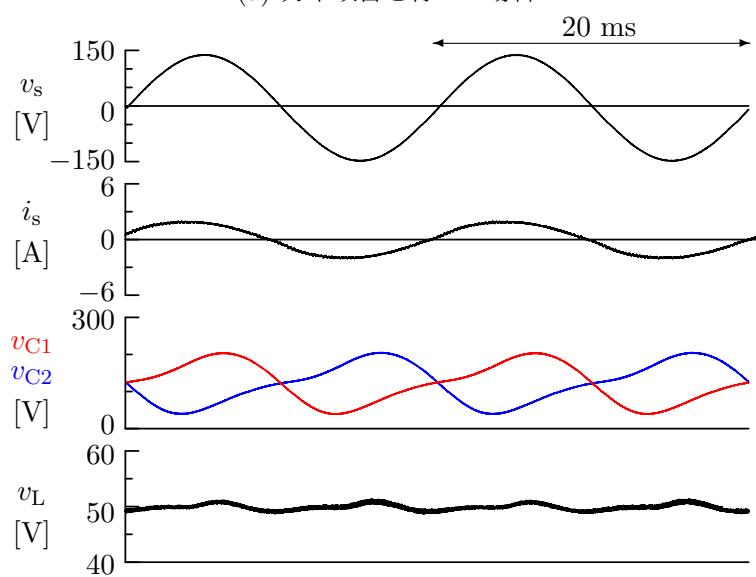
つぎに，図 5.6(a) はフィルタコンデンサ電圧の平均値である。力率改善動作有りの場合は，節点電流を低減するためにフィルタコンデンサの平均電圧が増加し，特に軽負荷時は急激に電圧が増加する。一方，力率改善動作無しの場合は，フィルタコンデンサ電圧を低く設定することができ，今回測定した範囲ではほぼ一定である。図 5.6(b) はスイッチング周波数の平均値であり，力率改善動作無しの場合は，スイッチング周波数の増加を抑制できている。図 5.6(c) は電力変換効率であり，力率改善動作無しの場合は，有りの場合に比べて，特に軽負荷時に電力変換効率を改善できている。これは，フィルタコンデンサ電圧とスイッチング周波数の低減効果によるものである。

5.3 第 5 章のまとめ

本論文では，交流直接変換回路のパワーデカップリング制御時の定電圧出力について検討した。まず，パワーデカップリング動作の条件を求め，特に，軽負荷時は電源の力率改善動作により出力電圧が制限されることを理論的に明らかにした。そして，変換回路がフィルタコンデンサによる進相電流を補償しないことで，フィルタコンデンサ電圧とスイッチング周波数の増加を抑制しつつ，定電圧出力が可能な制御法を提案した。その結果，進相電流を補償しない場合，120 W 時の電力変換効率が 89.4% から 92.0% に改善でき，電源力率は 0.93 程度を維持できることを実験により確認した。

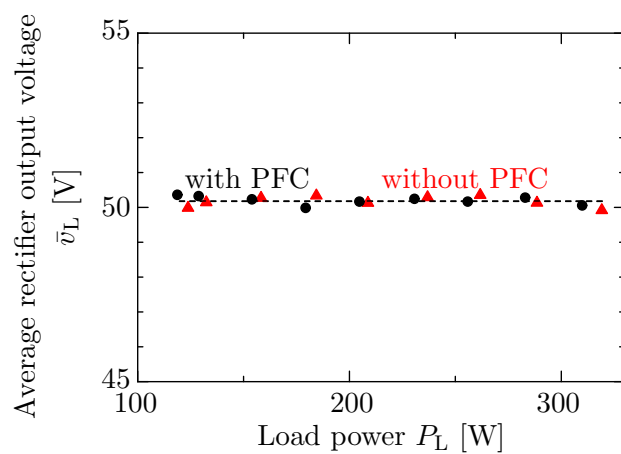


(a) 力率改善を行った場合

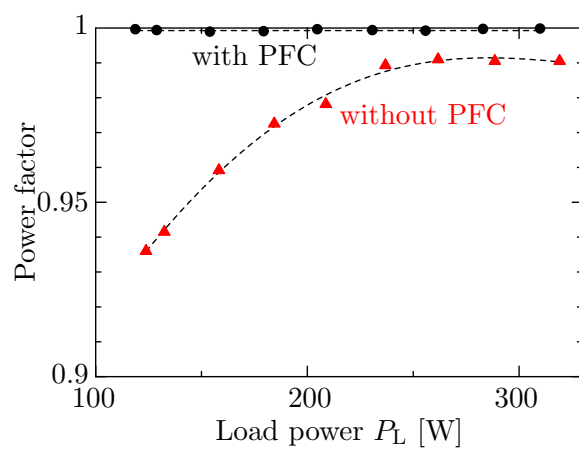


(b) 力率改善を行わない場合

図 5.4: 出力電力 $P_L = 120 \text{ W}$ における実験波形

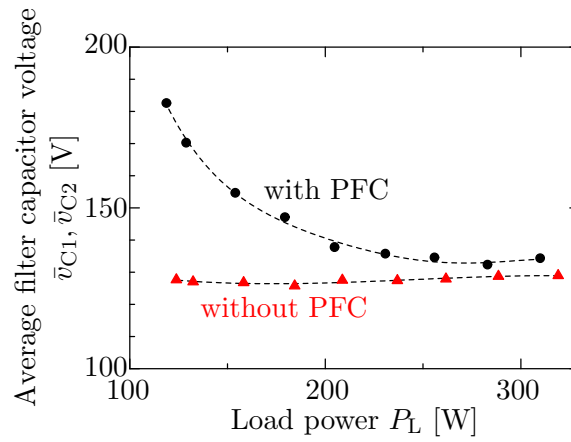


(a) 整流器出力電圧の平均値

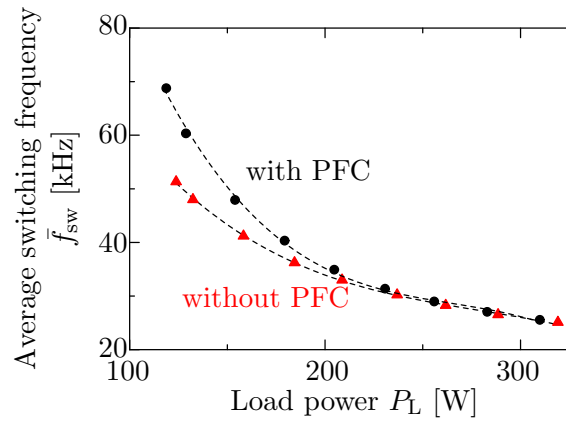


(b) 電源電流の基本波力率

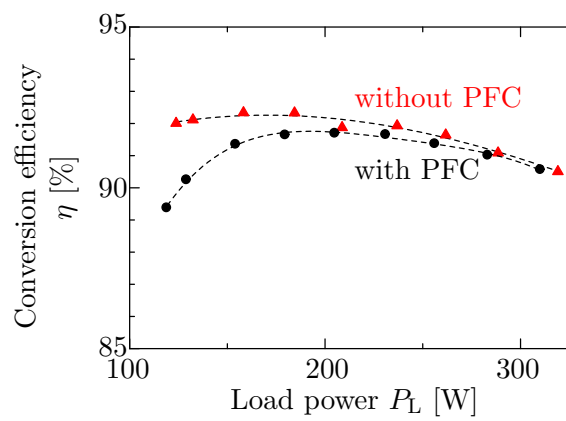
図 5.5: 整流器出力電圧と電源電流の実測結果



(a) フィルタコンデンサ電圧の平均値



(b) スイッチング周波数の平均値



(c) 電力変換効率

図 5.6: コンデンサ電圧, スイッチング周波数, 電力変換効率の実測結果

第 6 章

結論

本章では、本論文における成果を要約し、今後の課題について言及する。

6.1 本論文の成果

交流変換回路，特に単相商用周波交流を単相高周波交流に変換する回路は，誘導加熱や非接触給電用の高周波電源，絶縁形のバッテリー充電回路を構築する際の重要な要素である。従来の手法では，商用交流－直流－高周波交流の間接形電力変換による変換回数の増加に加え，単相交流に起因した電力脈動を変換器内部で吸収するためには，大容量の電解コンデンサを必要としている。これらの問題に対して，交流直接変換回路の適用による変換回数の削減や，パワーデカップリング技術によるコンデンサの静電容量の低減が検討されている。交流－交流直接変換回路は，高周波変圧器の一次側の変換回数を削減できるが，エネルギー蓄積要素をもたないため，別途のパワーデカップリング回路などで電力脈動を吸収する必要がある。一方，パワーデカップリング技術はコンデンサの静電容量を低減できるが，その多くは商用交流側の整流器を対象としているため，直流リンクのコンデンサの静電容量を低減できても，その後段に絶縁形直流－直流変換器が別途必要となる。したがって，変換回数の削減とコンデンサ静電容量の低下を同時に実現するのは困難である。

本論文では，ハーフブリッジを逆直列接続した交流直接変換回路に対して，位相シフト制御法の適用によるフィルタコンデンサ電圧の制御法を提案し，さらに，位相シフト制御法を応用したパワーデカップリング制御法も提案した。特に，パワーデカップリング制御法は，交流直接変換と電力の平滑化を同時に実現するもので，バッテリー充電回路などの変換回数の削減とコンデンサ静電容量の低下を同時に実現できる。すなわち，本

論文は誘導加熱システムやバッテリー充電システムの高効率化、小型化に寄与するものであると考えられる。また、本論文では、理論的検討と実験により、提案制御法の有用性と妥当性を明らかにした。以下、本論文の主要な成果を示す。

■第 3 章：位相シフト制御法の適用の提案による電力変換効率の向上 まず、交流直接変換回路の基本となるゲートシーケンスを理論的に検討し、基本的なシーケンスを用いた際の問題点として、ハードスイッチング動作、フィルタコンデンサの過電圧、MOSFET のボディダイオードの導通による導通損失の増加を指摘し、そのメカニズムを明らかにした。つぎに、新しい制御法として、位相シフト制御の適用を提案した。これは、上下のハーフブリッジ間に位相差を与えることにより、フィルタコンデンサ電圧の制御が可能となり、すべての MOSFET に対して、零電圧スイッチングと同期整流動作を実現する。フィルタコンデンサの過電圧を防ぐ位相シフト角について理論的に検討し、実験によりその妥当性を確認した。その結果、位相シフト制御の適用により、電力変換効率が改善できることを確認した。

■第 4 章：パワーデカップリング制御法の提案による電力脈動の抑制 交流直接変換回路のフィルタコンデンサをエネルギー蓄積要素と活用することで、単相交流に起因した電力脈動を交流直接変換回路で吸収可能なパワーデカップリング制御法を提案した。これは、位相シフト制御法と周波数制御を併用したもので、フィルタコンデンサのオフセット電圧の自由度を利用している。その結果、本論文の交流直接変換回路は電力の平滑能力を有する世界初の交流直接変換回路であり、その動作特性を実験により実証した。また、エネルギー蓄積要素の大きさについて、蓄積エネルギーの最大値による比較を行い、パワーデカップリング制御法により、バッテリー充電回路のエネルギー蓄積要素が小型化可能であることを示した。

■第 5 章：電源力率を改善しないことによる出力電圧の制御範囲の拡大 本論文のパワーデカップリング制御法は、電力の平滑能力を有するが、2 台のハーフブリッジは電源電流、フィルタコンデンサ電圧 (節点電流)、共振電流を同時に制御するため、軽負荷時に出力電圧の制御可能範囲が狭くなる問題を有している。そこで、出力電圧の制御範囲を拡大可能な制御法として、電源電流の力率を改善しないパワーデカップリング動作を提案した。このとき、交流直接変換回路がフィルタコンデンサによる進相電流を補償しないことで、電源力率は若干低下する。しかし、フィルタコンデンサ電圧とスイッチ

ング周波数の増加を抑制しつつ，出力電圧の制御範囲が拡大できることを理論的に明らかにし，実験により動作を確認した。

6.2 今後の課題

今後さらに検討を必要とする課題を以下に挙げる。

■制御指令値の補正法の検討 本論文のパワーデカップリング制御法は，すべての電力脈動をフィルタコンデンサで吸収するため，原理的には出力電圧に電圧リプルは現れない。制御即を導出するにあたり，共振電流を正弦波と仮定しているが，実際の電流は高調波成分を多く含んでいるため，制御の指令値に誤差が生じ，出力電圧に電圧リプルが生じている。そのため，制御指令値の補正法を明らかにする必要がある。

■フィードバック制御の検討 本論文では，制御指令値を予め計算し，フィードフォワード制御を行っていた。しかし，実際の応用を考えると，フィードバック制御が必要になる。特に，パワーデカップリング制御法では，電源電流，フィルタコンデンサ電圧 (節点電流)，共振電流を同時に制御するため，これらの因果関係を明確にし，フィードバック系を構築する必要がある。また，負荷急変などの過渡状態を考慮する必要がある。特に，過渡時の共振電流の応答がパワーデカップリング動作の外乱になると考えられる。さらに，負荷変動も考慮した上で，パワーデカップリング動作に必要な最低限のフィルタコンデンサの静電容量を検討する必要がある。

■回生動作の検討 バッテリ充放電回路への応用を考えると，回生動作の検討が必要である。回生動は既に MIT からの報告で実証されているが，このとき，フィルタコンデンサ電圧は制御されていない。したがって，回生動作におけるフィルタコンデンサの制御について検討し，パワーデカップリング動作を検証する必要がある。

本論文では，単相交流入力 100 V，スイッチング周波数 20 ～ 70 kHz とし，実験実証を行っている。また，単相入力であるため，電力容量は数 kW 以下である。この電力容量および動作周波数では，電磁調理器や業務用の小容量のヒータ，小容量のバッテリー充電回路への応用が期待できる。さらに，数百 kHz オーダのスイッチング周波数での動作検証を行うことで，種々の誘導加熱装置などに応用先を拡充できると考えられる。

付録 A: 交流直接変換回路のパワーフロー解析

ハーフブリッジの電力

図 1 に共振形シングルエンドインバータの回路構成とその等価回路を示す。本論文の交流直接変換回路は，共振形シングルエンドインバータを逆直列接続した構成である。図 1(b) では，図 1(a) の共振回路の先鋭度が十分に高いと仮定し，共振電流を正弦波電流源，

$$i_r = \sqrt{2}I_r \sin \theta_r \quad (1)$$

と仮定する。ただし， I_r は実効値， θ_r は位相角である。

図 2 に，図 1(b) における共振回路側の電圧と電流の関係を示す。また，図 2 では， i_r のゼロクロスを基準に v_r の立ち上がりと立下りの位相角を θ_1 と θ'_1 としている。ここでは，デューティ比を 50% とするので， $\theta'_1 = \theta_1 + \pi$ となる。共振電流は $v_r = V_{dc}$ の区間

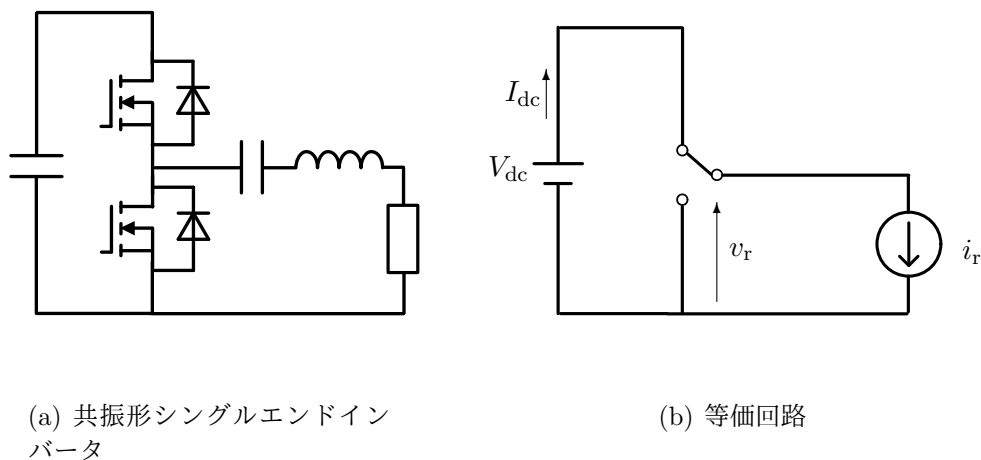


図 1: 共振形シングルエンドインバータと等価回路

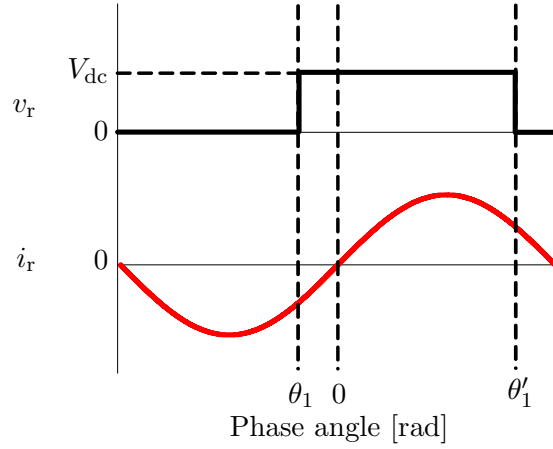


図 2: シングルエンドインバータの交流端子電圧と電流

のみ直流側へ流れるので、直流電流 I_{dc} は、

$$\begin{aligned}\bar{i}_r = I_{dc} &= \frac{1}{2\pi} \int_{\theta_1}^{\theta'_1} \sqrt{2} I_r \sin \theta_r d\theta \\ &= \frac{\sqrt{2}}{\pi} I_r \cos \theta_1\end{aligned}\quad (2)$$

となる。このとき、直流側の電力 P_{dc} は、

$$P_{dc} = V_{dc} I_{dc} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} V_{dc} I_r \cos \theta_1 \quad (3)$$

である。一方、共振回路の有効電力 $\bar{p}_r$ は、

$$\begin{aligned}\bar{p}_r &= \frac{1}{2\pi} \int_{\theta_1}^{\theta'_1} (V_{dc} \times \sqrt{2} I_r \sin \theta_r) d\theta \\ &= \frac{\sqrt{2}}{\pi} V_{dc} I_r \cos \theta_1\end{aligned}\quad (4)$$

である。このとき、図 1(b) における入出力の電力は、

$$P_{dc} = \bar{p}_r \quad (5)$$

を満たす。

交流直接変換回路の電力

交流直接変換回路を構成するハーフブリッジにおいて、上側のハーフブリッジから共振回路側へ供給する有効電力 $\bar{p}_{r1}$ と下側のハーフブリッジが共振回路側から受け取る有

効電力 $\bar{p}_{r2}$ は、(4) 式と同様に考えれば、

$$\bar{p}_{r1} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} v_{C1} I_r \cos \theta_1 \quad (6)$$

$$\bar{p}_{r2} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} v_{C2} I_r \cos \theta_2 \quad (7)$$

と表わせる。このとき、上側ハーフブリッジに流入する電力 p_{C1} と下側ハーフブリッジに流入する電力 p_{C2} は、

$$p_{C1} = v_{C1} i_s - \bar{p}_{r1} \quad (8)$$

$$p_{C2} = \bar{p}_{r2} - v_{C2} i_s \quad (9)$$

と表わすことができ、電力 p_{C1} , p_{C2} はフィルタコンデンサに蓄積される。

ここで、(8) 式と (9) 式の和を考えると、

$$\begin{aligned} p_{C1} + p_{C2} &= (v_{C1} - v_{C2}) i_s - (\bar{p}_{r1} - \bar{p}_{r2}) \\ &= v_s i_s - \bar{p}_r \end{aligned} \quad (10)$$

となる。ただし、コンデンサ電圧と電源電圧 v_s の関係、

$$v_s = v_{C1} - v_{C2} \quad (11)$$

と、ハーフブリッジの交流端子間の電力差が共振負荷で消費される電力 $\bar{p}_r$ と等しい、

$$\bar{p}_r = \bar{p}_{r1} - \bar{p}_{r2} \quad (12)$$

という関係を用いて整理している。

一方、(8) 式と (9) 式の差は、

$$\begin{aligned} p_{C1} - p_{C2} &= (v_{C1} + v_{C2}) i_s - (\bar{p}_{r1} + \bar{p}_{r2}) \\ &= 2v_0 i_s - (\bar{p}_{r1} + \bar{p}_{r2}) \end{aligned} \quad (13)$$

になり、ただし、 v_0 はフィルタコンデンサのオフセット電圧で、

$$v_0 = \frac{v_{C1} + v_{C2}}{2} \quad (14)$$

である。

パワーデカップリング動作を行わない場合は、フィルタコンデンサの値が十分に小さく、フィルタコンデンサの蓄積エネルギーが無視できるとすると、上下のハーフブリッジの電力は、 $p_{C1} = p_{C2} \approx 0$ となる。また、電源電圧、電流、電力を、

$$v_s = \sqrt{2}V_s \sin \theta_s \quad (15)$$

$$i_s = \sqrt{2}I_s \sin \theta_s \quad (16)$$

$$p_s = v_s i_s = V_s I_s (1 - \cos 2\theta_s) \quad (17)$$

とすると、このとき、(10) 式は、

$$\bar{p}_r = v_s i_s = V_s I_s (1 - \cos 2\theta_s) \quad (18)$$

となる。したがって、単相交流に起因した脈動する電力は共振負荷に供給される。

これに対し、パワーデカップリング動作では、 $p_{C1} = p_{C2} \neq 0$ であり、

$$p_{C1} + p_{C2} = -V_s I_s \cos 2\theta_s \quad (19)$$

とすることで、電力脈動をフィルタコンデンサで吸収し、

$$\bar{p}_r = V_s I_s \quad (20)$$

を実現する。さらに、電源力率が低い場合や、電源電圧や電流に高調波成分が含まれている場合であっても、フィルタコンデンサの電力の和 $p_{C1} + p_{C2}$ に、それらによる電力脈動の変化分を考慮すれば、負荷には一定の電力を供給できる。

また、パワーデカップリング動作時は、(13) 式の左辺は零ではなく、同時に、フィルタコンデンサはオフセット電圧を有しているため、(13) 式に応じた電力が変換回路内に存在する。

フィルタコンデンサの電力

フィルタコンデンサ電圧は、

$$v_{C1} = v_0 + \frac{v_s}{2} \quad (21)$$

$$v_{C2} = v_0 - \frac{v_s}{2} \quad (22)$$

であり、電流は、

$$i_{C1} = \frac{i_n}{2} + i_{cs} \quad (23)$$

$$i_{C2} = \frac{i_n}{2} - i_{cs} \quad (24)$$

である。したがって、フィルタコンデンサの電力は、

$$p_{C1} = v_{C1} i_{C1} = \frac{v_s i_{cs}}{2} + \frac{v_s i_n}{4} + v_0 i_{cs} + \frac{v_0 i_n}{2} \quad (25)$$

$$p_{C2} = v_{C2} i_{C2} = \frac{v_s i_{cs}}{2} - \frac{v_s i_n}{4} - v_0 i_{cs} + \frac{v_0 i_n}{2} \quad (26)$$

である。

(25) 式と (26) 式を比較すると、右辺第 1 項と第 4 項は、フィルタコンデンサの無効電力と電力脈動の吸入に必要な電力であり、上下のフィルタコンデンサで半分ずつ有していることを意味する。一方、第 2 項と第 3 項は、同じ大きさを符号が異なっている。これは、上下のフィルタコンデンサで循環する電力を意味している。ここで、(25) 式と (26) 式の和と差を考えると、

$$p_{C1} + p_{C2} = v_s i_{cs} + v_0 i_n \quad (27)$$

$$p_{C1} - p_{C2} = \frac{v_s i_n}{2} + 2v_0 i_{cs} \quad (28)$$

であり、 $p_{C1} + p_{C2}$ は電力の脈動分、 $p_{C1} - p_{C2}$ は変換回路内を循環する電力である。また、(28) 式を (13) 式に代入すると、

$$\bar{p}_{r1} + \bar{p}_{r2} = 2v_0(i_s - i_{cs}) - \frac{v_s i_n}{2} \quad (29)$$

を得る。したがって、(29) 式の $\bar{p}_{r1} + \bar{p}_{r2}$ は、パワーデカップリング動作によってフィルタコンデンサ間を循環している電力と相関がある。

変換効率を考えると、循環電力は小さい方が望ましい。(29) 式の右辺第 2 項は、電源電圧 v_s と節点電流 i_n の積であり、特に i_n はパワーデカップリング動作により決定されるため、自由度がない。したがって、循環電力を低減するには、右辺第 1 項のオフセット電圧 v_0 を $v_{C1} > 0$, $v_{C2} > 0$ が実現する範囲で可能な限り低くする、もしくは、電源電

流と進相電流の差 $i_s - i_{cs}$ を小さくする必要がある。 $i_s - i_{cs}$ は交流変換回路が電源側から引き込む電流に相当する。

第 5 章において、出力電圧を一定にするために、オフセット電圧を上昇させることは、変換回路内を循環する電力の増加を招く。一方、進相電流を補償しない方法は、 $i_s - i_{cs}$ を小さくすることに相当するため、変換回路内を循環する電力を低減できる。

付録 B: パワーデカップリング動作時のコンデンサの体積

図 3 に、第 4 章のエネルギー蓄積用フィルタコンデンサの静電容量を最小とした場合の実験 (図 4.19) に使用した、エネルギー蓄積用フィルムコンデンサと共振用フィルムコンデンサを示す。また、表 1 にコンデンサの定格と体積を示す。実験では、ハーフブリッジにつき WFA475J を 3 並列とし、共振回路においても 940C6W1k-F を 3 並列とした。したがって、実際の体積は、エネルギー蓄積用が、

$$5184 \text{ mm}^3 \times 3 \text{ 並列} \times 2 \text{ 台} = 31104 \text{ mm}^3$$

であり、共振用が、

$$11776 \text{ mm}^3 \times 3 \text{ 並列} = 35328 \text{ mm}^3$$

である。どちらのコンデンサも、実験室の既存のものを利用したため、体積は最適設計ではないが、一般的に直列共振形インバータの共振用コンデンサの体積は比較的大きい。これは、共振用コンデンサには共振電流が流れ込むため、大きな電流定格のコンデンサが必要になるためである。また、ハーフブリッジに接続されたエネルギー蓄積用コンデンサにも比較的大きなリプル電流が流れ込むため、コンデンサの電流定格には注意が必要である。

コンデンサの体積を低減するためには、次の方法が考えられる。エネルギー蓄積用コンデンサの静電容量は、電源周波数と負荷電力に依存するが、スイッチングデバイスの 600 V 耐圧を考えると、4 章の実験条件の場合は、 $C_1 = C_2 = 15 \mu\text{F}$ 以下にすることは困難である。したがって、更なる小型化を実現するには、エネルギー密度の高いセラミックコンデンサを用いることが有効であると考えられる。一方、共振用コンデンサは、共振周波数を高く設定することで、静電容量の低減が期待できる。しかしながら、一般的



図 3: 第 4 章の実験に使用したコンデンサ

表 1: 実験に使用したコンデンサの緒元

用途	型番	静電容量	定格直流電圧	定格電流	体積
エネルギー蓄積 C_1, C_2	WFA475J	$4.7 \mu\text{F}$	450 V	not shown	5184 mm^3
共振 C_r	940C6W1k-F	$1 \mu\text{F}$	600 V	8.9 A	11776 mm^3

に静電容量に比例してフィルムコンデンサは電流定格も低減するため、電流定格を確保するためには並列数を増加するなどの必要があり、体積はむしろ増加する場合もある。

参考文献

- [1] 仁井真介・加藤正樹：「スマートグリッドを支えるパワーエレクトロニクス技術」，富士時報，vol. 84, no. 3(2011)
- [2] 大山力：「再生可能エネルギー電源はどこまで頼れるか」，電学誌，vol. 135, pp. 821–824(2015)
- [3] 児玉浩憲：「世界を動かすパワー半導体-IGBT がなければ電車も自動車も動かない-」，電気学会 (2008)
- [4] 石川勝美ほか：「SiC を用いた鉄道車両用インバータの開発」，日立評論，vol. 98, no. 10-11, pp. 32–35(2016)
- [5] D. Krug, S. Busse and M. Beuermann, “Complete performance test of MV drive with modular multilevel topology for high power oil & gas applications,” *2016 Petroleum and Chemical Ind. Tech. Conf.*, Philadelphia, PA, 2016, pp. 1-6.
- [6] 引田泉生・山下秀和・大森英樹・中岡睦雄：「誘導加熱応用家電機器の歴史と今後の技術課題」，電学論 D，vol. 124, no. 8, pp. 713–719(2004)
- [7] J. Acero, J. M. Burdío, L.A. Barragán, D. Navarro, R. Alonso, J.R. García, F. Monterde, P. Hernández, S. Llorente and I. Garde, “Domestic Induction Appliances,” *IEEE Ind. Appl. Mag.*, vol. 16, no. 2, pp. 39-47, Mar.-Apr. 2010.
- [8] Hiroyuki Shoji, Junpei Uruno, Masayuki Isogai, and Takeshi Yanagidaira, “All-metals Induction Heating System with Switching Between Full-bridge and Half-bridge Inverter Configurations,” *IEEJ J. Ind. Appl.*, vol. 5, no. 3, pp. 289–295,

- 2016.
- [9] W. G. Hurley and J. G. Kassakian, "Induction heating of circular ferromagnetic plates," *IEEE Trans. Mag.*, vol.15, no.3, pp.1174–1181, 1979.
 - [10] F. W. Curtis, *High Frequency Induction Heating*, McGraw-Hill, New York, 1950.
 - [11] L. C. Meng, K. W. E. Cheng, and K. W. Chan, "Systematic Approach to High-power and Energy-efficient Industrial Induction Cooker System: Circuit Design, Control Strategy and Prototype Evaluation," in *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 12, pp. 3754–3765, Dec. 2011.
 - [12] H. Fujita, N. Uchida, K. Ozaki, "A new zone-control induction heating system using multiple inverter units applicable under mutual magnetic coupling conditions", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 7, pp. 2009-2017, Jul., 2011.
 - [13] H. P. Ngoc, H. Fujita, K. Ozaki and N. Uchida, "Phase Angle Control of High-Frequency Resonant Currents in a Multiple Inverter System for Zone-Control Induction Heating," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 11, pp. 3357-3366, Nov. 2011.
 - [14] H. N. Pham, H. Fujita, K. Ozaki and N. Uchida, "Estimating Method of Heat Distribution Using 3-D Resistance Matrix for Zone-Control Induction Heating Systems," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 7, pp. 3374-3382, Jul. 2012.
 - [15] H. N. Pham, H. Fujita, K. Ozaki and N. Uchida, "Dynamic Analysis and Control for Resonant Currents in a Zone-Control Induction Heating System," *IEEE Trans. on Power Electron.*, vol. 28, no. 3, pp. 1297-1307, Mar. 2013.
 - [16] H. Sarnago, Ó. Lucía and J. M. Burdío, "A Comparative Evaluation of SiC Power Devices for High-Performance Domestic Induction Heating," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 8, pp. 4795–4804, Aug. 2015.
 - [17] C. Bi, H. Lu, K. Jia, J. Hu and H. Li, "A Novel Multiple-Frequency Resonant Inverter for Induction Heating Applications," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol.

- 31, no. 12, pp. 8162-8171, Dec. 2016.
- [18] G. A. Covic and J. T. Boys, "Inductive Power Transfer," *Proc. IEEE*, vol. 101, no. 6, pp. 1276-1289, Jun. 2013.
- [19] H. van der Broeck, G. Sauerlander and M. Wendt, "Power driver topologies and control schemes for LEDs," *IEEE Applied Power Electron. Conf. and Expo.*, Anaheim, CA, USA, 2007, pp. 1319-1325.
- [20] M. Yilmaz and P. T. Krein, "Review of Battery Charger Topologies, Charging Power Levels, and Infrastructure for Plug-In Electric and Hybrid Vehicles," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 5, pp. 2151-2169, May 2013.
- [21] 阿部茂:「EV・PHEV 用非接触給電の技術動向」, 電学誌, vol. 133, pp. 25-27(2013)
- [22] 太田豊:「電力システムと電気自動車の協調」, 電学論 B, vol. 133, no. 6, pp. 497-500(2013)
- [23] R. L. Steigerwald, "A comparison of half-bridge resonant converter topologies," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 3, no. 2, pp. 174-182, Apr. 1988.
- [24] M. T. Outeiro, G. Buja and D. Czarkowski, "Resonant Power Converters: An Overview with Multiple Elements in the Resonant Tank Network," *IEEE Ind. Electron. Mag.*, vol. 10, no. 2, pp. 21-45, Jun. 2016.
- [25] 庄司浩幸:「IH 調理器における最新技術」, 電学誌, vol. 132, pp. 545-547(2012)
- [26] 赤木泰文・上面哲官:「パワー MOSFET を用いた電圧形インバータ・直列共振回路方式の 1 kW 450 kHz 誘導加熱装置」, 電学論 D, vol. 110, no. 11, pp. 1177-1183(1990)
- [27] H. Fujita and H. Akagi, "Pulse-Density-Modulated Power Control of a 4 kW, 450 kHz Voltage-Source Inverter for Induction Melting Applications", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 32, no. 2, pp. 279-286, Mar./Apr. 1996.
- [28] 杉村央生ほか:「直流平滑フィルタ DC リンクをもたない高周波誘導加熱用ソ

- フットスイッチング PWM 電力周波数変換器」, 電学論 D, vol. 125, no. 11, pp. 998–999(2005)
- [29] Y. Sun, Y. Liu, M. Su, W. Xiong and J. Yang, “Review of Active Power Decoupling Topologies in Single-Phase Systems,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, no. 7, pp. 4778–4794, Jul. 2016.
- [30] M. A. Vitorino, L. F. S. Alves, R. Wang and M. B. de Rossiter Correa, “Low-Frequency Power Decoupling in Single-Phase Applications: A Comprehensive Overview”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 32, no. 4, pp. 2892–2912, Apr. 2017.
- [31] Y. Oonishi, A. Ooi and Y. Shimotou, “Superjunction MOSFET”, *FUJI ELECTRIC REVIEW*, Vol. 56, No.2, pp. 65–68, 2010.
- [32] J. Jordán *et al.*, “A Comparative Performance Study of a 1200 V Si and SiC MOSFET Intrinsic Diode on an Induction Heating Inverter,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 5, pp. 2550–2562, May 2014.
- [33] S. Y. Park, P. Sun, W. Yu and J. S. Lai, “Performance Evaluation of High Voltage Super Junction MOSFETs for Zero-Voltage Soft-Switching Inverter Applications”, *IEEE Applied Power Electron. Conf. and Expo.*, Palm Springs, CA, 2010, pp. 387–391.
- [34] N. Nguyen-Quang, D. A. Stone, C. M. Bingham, and M. P. Foster, “Single phase matrix converter for radio frequency induction heating,” in *Proc. IEEE Int. Symp. Power Electron., Elect. Drives, Automation and Motion*, 2006, pp. 614–618.
- [35] N. Nguyen-Quang, D. A. Stone, C. M. Bingham and M. P. Foster, “Comparison of single-phase matrix converter and H-bridge converter for radio frequency induction heating,” in *Proc. 2007 European Conf. on Power Electron. and Appl.*, Aalborg, 2007, pp. 1–9.
- [36] J. Itoh, T. Iida, D. Matsumura, “High Efficiency High-Frequency Link Converter with AC/AC Direct Converter Technology”, *IEEJ Trans.*, vol.127-D, no.8,

- pp.822–828, 2007.(in Japanese)
- 伊東淳一・飯田貴志・松村大祐：「交流交流直接変換技術を用いた三相高周波リンクコンバータの高効率化」，電学論 D，vol.127，no.8，pp. 822–828(2007)
- [37] H. Sugimura, S.P. Mun, S.K. Kwon, T. Mishima and M. Nakaoka, “High-Frequency Resonant Matrix Converter using One-Chip Reverse Blocking IGBT-Based Bidirectional Switches for Induction Heating”, in *Proc. IEEE Power Electron. Spec. Conf.*, Rhodes, 2008, pp. 3960–3966.
- [38] Ó. Lucía, C. Carretero, J. M. Burdío, J. Acero and F. Almazán, “Multiple-Output Resonant Matrix Converter for Multiple Induction Heaters”, in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 48, no. 4, pp. 1387–1396, July-Aug. 2012.
- [39] M. Salehifar, M.M. Eguilaz, V. Sala and L. Romeral, “A Novel AC-AC Converter Based SiC for Domestic Induction Cooking Applications”, *IEEE Applied Power Electron. Conf. and Expo.*, Long Beach, CA, USA, 2013, pp. 3216–3223.
- [40] F. Jauch and J. Biela, “Single-phase single-stage bidirectional isolated ZVS AC-DC converter with PFC,” *2012 15th International Power Electron. and Motion Control Conf. (EPE/PEMC)*, Novi Sad, 2012, pp. LS5d.1-1-LS5d.1-8.
- [41] S. Norrga, “Experimental Study of a Soft-Switched Isolated Bidirectional AC-DC Converter Without Auxiliary Circuit,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 21, no. 6, pp. 1580-1587, Nov. 2006.
- [42] D. J. Thrimawithana, U. K. Madawala, R. Twinaime and D. M. Vilathgamuwa, “A novel matrix converter based resonant dual active bridge for V2G applications,” *2012 10th International Power and Energy Conf. (IPEC)*, Ho Chi Minh City, 2012, pp. 503-508.
- [43] H. L. Li, A. P. Hu and G. A. Covic, “A Direct AC-AC Converter for Inductive Power-Transfer Systems,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 2, pp. 661-668, Feb. 2012.
- [44] H. Sarnago, Ó. Lucía, A. Mediano and J.M. Burdío, “A Class-E direct AC-AC

- Converter With Multicycle Modulation for Induction Heating Systems”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 5, pp. 2521–2530, May 2014.
- [45] H. Takahashi, N. Takaoka, R. R. R. Gutierrez and J. Itoh, “Power decoupling method for isolated DC to single-phase AC converter using matrix converter,” *ECON 2F014 - 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Dallas, TX, 2014, pp. 3337–3343.
- [46] G. T. Chiang, S. Takahide and S. Masaru, “Optimal design of a matrix converter with a LC active buffer for onboard vehicle battery charger in single phase grid structure,” *2016 18th European Conf. on Power Electron. and Appl. (EPE’16 ECCE Europe)*, Karlsruhe, 2016, pp. 1–10.
- [47] B. J. Pierquet and D. J. Perreault, “A Single-Phase Photovoltaic Inverter Topology With a Series-Connected Energy Buffer,” *IEEE Trans. on Power Electron.*, vol. 28, no. 10, pp. 4603–4611, Oct. 2013.
- [48] 篠原勝次・山本吉朗：「直接形交流電力変換回路の技術動向」，電学論 D，vol. 126，no. 9，pp. 1161–1170(2006)
- [49] 水谷大斗・近藤亮太：「入力力率と出力電力を独立制御した 1 段変換方式絶縁形 AC-DC コンバータ」，電気学会全国大会，4-071, pp. 119–120(2016)
- [50] H. Sugimura, T. Ahmed, M. Orabi, Hyun-Woo Lee and M. Nakaoka, “Commercial utility frequency AC to high frequency AC soft switching power conversion circuit with non smoothing DC link for IH dual packs heater,” *30th Annual Conf. of IEEE Ind. Electron. Society, 2004. IECON 2004*, 2004, pp. 1155–1160 Vol. 2.
- [51] Nabil A. Ahmed, “High-Frequency Soft-Switching AC Conversion Circuit With Dual-Mode PWM/PDM Control Strategy for High-Power IH Applications”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 4, pp. 1440–1448, Apr. 2011.
- [52] H. Sarnago, A. Mediano and Ó. Lucía, “High Efficiency AC-AC Power Electronic Converter Applied to Domestic Induction Heating,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 8, pp. 3676–3684, Aug. 2012.

- [53] H. Sarnago, O. Lucía, A. Mediano and J. M. Burdío, “Efficient and Cost-Effective ZCS Direct AC-AC Resonant Converter for Induction Heating,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 5, pp. 2546–2555, May 2014.
- [54] 三島智和・中川雄貴・中岡睦雄：「高周波誘導加熱用ブリッジレス BHB ZVS-PWM 周波数変換器」, 電学論 D, vol. 135, no. 1, pp. 39–48(2015)
- [55] T. Mishima, Y. Nakagawa and M. Nakaoka, “A Bridgeless BHB ZVS-PWM AC-AC Converter for High-Frequency Induction Heating Applications,” *IEEE Tran. Ind. Appl.*, vol. 51, no. 4, pp. 3304–3315, Jul./Aug. 2015.
- [56] 三島智和・森永崇太・中岡睦雄：「オール SiC パワーモジュールを用いた高周波誘導加熱用シングルステージ ZV-PWM AC-AC コンバータ」, 電学論 D, vol. 136, no. 7, pp. 464–470(2016)
- [57] T. Mishima, S. Sakamoto and C. Ide, “ZVS Phase-Shift PWM-Controlled Single-Stage Boost Full-Bridge AC-AC Converter for High-Frequency Induction Heating Applications,” *IEEE Tran. Ind. Electron.*, vol. 64, no. 3, pp. 2054–2061, Mar. 2017.
- [58] H. Sarnago, Ó. Lucía, A. Mediano and J. M. Burdío, “Direct AC-AC Resonant Boost Converter for Efficient Domestic Induction Heating Applications,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 3, pp. 1128–1139, Mar. 2014.
- [59] H. Sarnago, Ó. Lucía and J. M. Burdío, “Interleaved Resonant Boost Inverter Featuring SiC Module for High-Performance Induction Heating,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 32, no. 2, pp. 1018–1029, Feb. 2017.
- [60] 田中照夫・笠原宏：「最近の高周波サイクロコンバータとその動向」, パワーエレクトロニクス研究会資料, vol. 12 pp.92–93(1986)
- [61] 竹下隆晴・豊田泰延・松井信行：「単相 PFC コンバータの直流電圧制御と高調波電流抑制」, 電学論 D, vol. 121, pp. 1041–1048(2001)
- [62] 外山浩司・竹下隆晴・松井信行：「単相 PWM コンバータの直流電圧脈動の一低

- 減法」, 電気学会全国大会, 66, pp. 273–247(1993)
- [63] 竹下隆晴・松井信行・外山浩司:「単相 PWM コンバータの直流電圧脈動の一抑制策」, 電学論 D, vol. 113, no. 9, pp. 1106–1107(1993)
- [64] 清水敏久・藤田努・木村軍司・広瀬順:「直流リプル補償形単相 PWM コンバータ」, 電学論 D, vol. 117, no. 4, pp. 434–442(1997)
- [65] T. Shimizu, T. Fujita, G. Kimura and J. Hirose, “A unity power factor PWM rectifier with DC ripple compensation,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 44, no. 4, pp. 447–455, Aug. 1997.
- [66] 清水敏久・藤田努・木村軍司・広瀬順:「直流リプル補償形単相 PWM コンバータの補償限界」, 電学論 D, vol. 118, no. 7/8, pp. 885–891(1998)
- [67] 津野康一・石井謙市朗・清水敏久:「単相電圧形 PWM 整流器におけるパワーデカップリング特性の比較」, 電学論 D, vol. 126, no. 1, pp. 64–73(1998)
- [68] T. Shimizu, Y. Jin and G. Kimura, “C ripple current reduction on a single-phase PWM voltage-source rectifier,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 36, no. 5, pp. 1419–1429, Sep./Oct. 2000.
- [69] I. Serban, “Power Decoupling Method for Single-Phase H-Bridge Inverters With No Additional Power Electronics,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 8, pp. 4805–4813, Aug. 2015.
- [70] I. Serban, C. Marinescu and D. Munteanu, “Performance analysis of a SiC-based single-phase H-bridge inverter with active power decoupling,” in *2016 18th European Conf. on Power Electron. and Appl. (EPE'16 ECCE Europe)*, Karlsruhe, 2016, pp. 1–10.
- [71] W. Yao, X. Zhang, X. Wang, Y. Tang, P. C. Loh and F. Blaabjerg, “Power decoupling with autonomous reference generation for single-phase differential inverters,” *2015 17th European Conf. on Power Electron. and Appl. (EPE'15 ECCE-Europe)*, Geneva, 2015, pp. 1–10.

- [72] G. R. Zhu, S. C. Tan, Y. Chen and C. K. Tse, “Mitigation of Low-Frequency Current Ripple in Fuel-Cell Inverter Systems Through Waveform Control,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 2, pp. 779-792, Feb. 2013.
- [73] S. Li, G. R. Zhu, S. C. Tan and S. Y. Hui, “Direct AC/DC Rectifier With Mitigated Low-Frequency Ripple Through Inductor-Current Waveform Control,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 8, pp. 4336-4348, Aug. 2015.
- [74] W. Yao, X. Zhang, X. Wang, Y. Tang, P. C. Loh and F. Blaabjerg, “Power decoupling with autonomous reference generation for single-phase differential inverters,” *2015 17th European Conf. on Power Electron. and Appl. (EPE'15 ECCE-Europe)*, Geneva, 2015, pp. 1-10.
- [75] D. B. W. Abeywardana, B. Hredzak and V. G. Agelidis, “An Input Current Feedback Method to Mitigate the DC-Side Low-Frequency Ripple Current in a Single-Phase Boost Inverter,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, no. 6, pp. 4594-4603, June 2016.
- [76] R. O. Caceres and I. Barbi, “A boost DC-AC converter: analysis, design, and experimentation,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 14, no. 1, pp. 134-141, Jan 1999.
- [77] 入江寿一・山下剛・竹本信之：「2 象限チョッパと付加コンデンサを用いた单相整流器のリプル補償」, 電学論 D, vol. 112, no. 7, pp. 623-629(1992)
- [78] 北野達也・松井幹彦：「DC アクティブフィルタ機能を備えた单相 PWM コンバータのコンデンサ容量低減」, 電気学会全国大会, 715 ,pp.4-10-11(1996)
- [79] Y. Tang, F. Blaabjerg, P. C. Loh, C. Jin and P. Wang, “Decoupling of Fluctuating Power in Single-Phase Systems Through a Symmetrical Half-Bridge Circuit,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 4, pp. 1855-1865, Apr. 2015.
- [80] 阿部充庸・芳賀仁・近藤正示：「中性点電位制御による NPC 型单相整流器のパワーデカップリング法」, 電学論 D, vol. 136, no. 12, pp. 937-944(2016)

- [81] J. Itoh and F. Hayashi, “Ripple Current Reduction of a Fuel Cell for a Single-Phase Isolated Converter using a DC Active Filter with a Center Tap,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 25, no. 3, pp. 550–556, Mar. 2009.
- [82] 斎藤真・竹下隆晴・松井信行：「单相/三相マトリックスコンバータ-平衡三相電圧・電流が出力可能な单相/三相直接変換器-」, 電気学会半導体電力変換研究会資料, SPC-03-93/IEA-03-6, pp. 29–34(2013)
- [83] M. Saito, T. Takeshita and N. Matsui, “A single to three phase matrix converter with power decoupling capability,” in *Proc. IEEE Annual Power Electro. Spec. Conf.*, Vol. 3, 2004, p. 2400–2405.
- [84] Y. Furuhashi and T. Takeshita, “Single-phase to three-phase matrix converter with compensation for instantaneous-power fluctuation,” in *Proc. 37th Annual Conf. of the IEEE Ind. Electron. Society*, Melbourne, VIC, 2011, pp. 1572–1577.
- [85] 古橋雄介・山下知己・竹下隆晴：「单相/三相マトリックスコンバータの瞬時電力脈動補償回路の設計」, 電気学会全国大会, vol. 4, no. 25, pp. 47–48(2011)
- [86] T. Yamashita and T. Takeshita, “PWM Strategy and Ist Output Control Range of Single-Phase to Three-Phase Matrix Converters,” *IEEJ J. Trans.*, vol. 132, no. 1, pp. 42–49, 2012.
- [87] 古橋雄介・竹下隆晴：「单相/三相マトリックスコンバータの出力制御範囲拡大法」, 電気学会産業応用部門大会, vol. 1, no. 47, pp. 233–236(2012)
- [88] 飯野和幸・福間徹・近藤圭一郎・佐藤之彦：「单相/三相マトリックスコンバータにおける仮想間接制御法の検討」, 電学論 D, vol. 130, no. 6, pp. 793–801(2010)
- [89] 大沼 喜也・伊東淳一：「アクティブバッファを利用した降圧形高効率单相三相電力変換器の開発」, 電学論 D, vol.130, no 4, pp. 526–535 (2010)
- [90] 寒川明信・三浦友史・伊瀬敏史：「電力脈動補償マトリックスコンバータを用いたPV用マイクロインバータの基礎検討」, 電気学会全国大会, 4-054, pp.88–89(2015)
- [91] B. Koushki, P. Jain and A. Bakhshai, “A bi-directional AC-DC converter for

- electric vehicle with no electrolytic capacitor,” *2016 IEEE 7th International Symp. on Power Electron. for Distributed Generation Systems (PEDG)*, Vancouver, BC, 2016, pp. 1-8.
- [92] B.J. Pierquet, A.K. Hayman, G.E. Gamache, C.R. Sullivan and D.J. Perreault, “High-efficiency inverter for photovoltaic applications”, in *Proc. IEEE Energy Conv. Congr. and Expo.*, Atlanta, GA, 2010, pp. 2803–2810.
- [93] B. J. Pierquet and D. J. Perreault, “A single-phase photovoltaic inverter topology with a series-connected power buffer,” in *Proc. IEEE Energy Conv. Congr. and Expo.*, Atlanta, GA, 2010, pp. 2811-2818.
- [94] J. Tynkkynen, H. P. Ngoc and H. Fujita, “High-Frequency Cycloconverter for Domestic Inducton Heating Appliances”, in *2012 IEE-Japan Ind. Appl. Society Conf.*, Chiba, Japan, 2012, pp. 321–324.
- [95] J. G. Kassakian, M.F. Schlecht and G. C. Verghese, “Principles of power electronics,” 1992.
- [96] F. Z. Peng, L. M. Tolbert and F. Khan, “Power electronics’ circuit topology - the basic switching cells,” *IEEE Workshop Power Electronics Education, 2005.*, 2005, pp. 52-57.
- [97] S. H. Lee, Y. W. Cho, W. J. Cha, K. T. Kim and B. H. Kwon, “High efficient series resonant converter using direct power conversion,” *IET Power Electron.*, vol. 7, no. 12, pp. 3045–3051, 2014.
- [98] H. Sarnago, Ó. Lucia, M. Pérez-Tarragona and J. M. Burdío, “Dual-Output Boost Resonant Full-Bridge Topology and its Modulation Strategies for High-Performance Induction Heating Applications,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, no. 6, pp. 3554–3561, Jun. 2016.
- [99] S. Inoue and H. Akagi, “A Bidirectional DC-DC Converter for an Energy Storage System With Galvanic Isolation,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, no. 6, pp. 2299–2306, Nov. 2007.

- [100] M. H. Rashid, “Power Electronics Handbook”, Third Edition, Butterworth-Heinemann, 2010, p. 153.
- [101] R. Wang et al., “A High Power Density Single-Phase PWM Rectifier With Active Ripple Energy Storage,” *IEEE Trans. on Power Electron.*, vol. 26, no. 5, pp. 1430–1443, May 2011.
- [102] 渡辺大貴・小岩一広・伊東淳一・大沼喜也・宮脇慧：「昇圧形アクティブバッファを有する電解コンデンサレス太陽光発電用系統連系インバータの開発」, 電学論 D, 135, no. 5, pp. 467–474(2015)
- [103] 外山圭祐・清水敏久：「パワーデカップリング機能を持つ高効率単相系統連系インバータとその制御法」, 電学論 D, 135, no. 2, pp. 147–154(2015)
- [104] N. Shafiei, M. Ordonez, M. Craciun, C. Botting and M. Edington, “Burst Mode Elimination in High-Power *LLC* Resonant Battery Charger for Electric Vehicles,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, no. 2, pp. 1173–1188, Feb. 2016.

発表論文

学会誌論文

- [1] 米田昇平, 藤田英明 : 「位相シフト制御を適用した高周波サイクロコンバータ」, 電学論 D, Vol. 136, No. 6, pp. 433–440 (2016-6)
- [2] S. Komeda and H. Fujita, “A Phase-Shift Controlled Direct AC-to-AC Converter for Induction Heaters,” *IEEE Trans. Power. Electron.* (IEEE Early Access, to be published)
- [3] 米田昇平, 藤田英明 : 「高周波サイクロコンバータ方式絶縁形単相交流－直流変換器のパワーデカップリング制御法」, 電学論 D, (投稿中)
- [4] S. Komeda and H. Fujita, “A Power Decoupling Control Method for an Isolated Single-Phase AC-to-DC Converter Based on Direct AC-to-AC Converter Topology,” *IEEE Trans. Power. Electron.* (under peer review)

国際会議

- [1] S. Komeda, Y. Tsuboi and H. Fujita, “70 kHz, 15 kW silicon carbide MOSFET inverter for industrial induction heating systems,” *International Power Electronics Conference (IPEC) – ECCE-Asia* 2014, pp. 1160–1165, May 2014.
- [2] S. Komeda and H. Fujita, “Power Decoupling Control Method for an Isolated AC-to-DC Converter Based on High-Frequency Cycloconverter Topology,” *IEEE International Future Energy Electronics Conference (IFEEC)* 2017, pp. 1059–1064, Jun. 2017.

国内会議

- [1] 米田昇平, 藤田英明: 「高周波サイクロコンバータの電力脈動抑制制御法」, 平成 28 年電気学会全国大会, 4-076, pp. 128–129(第 4 分冊), 2016 年 3 月
- [2] 米田昇平, 藤田英明: 「パワーデカップリング制御を適用した商用周波一高周波直接変換器の実験的検証」, 平成 28 年電気学会産業応用部門大会, 1-53, pp. I-177–180, 2016 年 8 月
- [3] 米田昇平, 藤田英明: 「高周波サイクロコンバータ方式絶縁形単相交流一直流変換器のオン損失低減による変換効率の改善」, 平成 29 年電気学会全国大会, 4-086, pp. 144–145(第 4 分冊), 2017 年 3 月
- [4] 米田昇平, 藤田英明: 「直接変換を用いた絶縁形単相交流一直流変換器の定電圧出力の検討」, 平成 29 年電気学会産業応用部門大会, 1-18, 2017 年 8 月 (発表予定)

共著論文

- [1] 坪井祥紀, 米田昇平, 藤田英明: 「SiC-MOSFET を用いた高周波インバータのロスレススナバキャパシタによるセルフターンオン抑制」, 平成 26 年電気学会全国大会, 4-131, pp. 222–222(第 4 分冊), 2014 年 3 月

学会活動等

- [1] 梅上大勝, 服部文哉, 吉田秀人, 小原秀嶺, 齋藤達仁, 兼松正人, 川村弥, 岡崎佑平, 萬年智介, 米田昇平, 高木一斗, 小岩一広, 日下佳祐, 高橋広樹, 加藤尚和, 佐藤大介, 中西俊貴, 長野剛: 「Ph.D. candidates of Power Electronics in Japan (PPEJ) の設立とその活動-Ph.D. candidate meeting -IPEC Hiroshima-で見えた各国の博士後期課程学生を取り巻く研究環境とその違い-」, 半導体電力変換/モータドライブ合同研究会, SPC-15-037/MD-15-037, 大阪工業大学, 2015 年 1 月
- [2] 米田昇平: 「研究グループ紹介: ウィスコンシン大学マディソン校 WEMPEC」, 電気学会産業応用部門誌ニュースレター, vol. 137, no. 2, p.7, 2017

その他

- [1] 日本学術振興会特別研究員 DC2 (2017 年 4 月 ~)

謝辞

本研究を遂行するにあたり，日々の研究の進捗から論文執筆や研究発表に至るまで，ご指導いただきました指導教員の藤田 英明 准教授に心より御礼申し上げます。学内外の業務でご多忙にあるにも関わらず，研究を遂行する上で生じた問題点に対し，その豊富な知識と経験からの的確なご助言をいただきました。また，日々の議論や雑談を通して，物事の捉え方や問題点を解決するための考え方など，研究者として重要な能力を身近で感じ，多くのことを学ばせていただきました。時には研究者としての厳しい一面や教育者としての愛情ある一面など，大学教員としてあるべき姿を見せていただいた様に思います。

赤木 泰文 特任教授/名誉教授には，豊富な経験に基づく鋭いご指摘や貴重なご意見を賜りました。時には厳しいご指摘もいただき，研究の厳しさ，そして奥深さを学ばせていただきました。また，研究者としての心構えなど，広義の意味で研究者として必要なことを教えていただきました。心より御礼申し上げます。萩原 誠 准教授には，研究輪講などを通して貴重なご意見を賜りました。研究室における雑務や学生生活のサポートなど，研究以外の面でも大変お世話になりました。心より御礼申し上げます。

講義や論文発表会などを通して御指導いただきました電力グループの千葉 明 教授，安岡 康一 教授，七原 俊也 教授，並びに葛本 昌樹 特定教授，堀口 剛司 特定准教授，中出 雅彦 特任教授に深く御礼申し上げます。竹内 希 特定准教授には，論文発表会，そしてメンターとしても貴重なご意見を賜りましたことに御礼申し上げます。また，すでに退官・転任された西村 正 元・連携教授，高橋 宏治 元・准教授 (現・職業能力開発総合大学校 教授) にも，在任中お世話になりましたことを御礼申し上げます。渡邊 朝紀 元・特任教授は著者の修士課程における指導教官として，ご指導いただきました。学生の成長に繋がることを意識したご指導と，学生の意見を尊重してくださるその姿勢から多くのことを学ばせていただきました。厚く御礼申し上げます。

首都大学東京 清水 敏久 教授には、ご多忙の中、外部審査員を引き受けていただき、博士論文に対して大変有益なご指摘とご助言をいただきました。心より御礼申し上げます。

川村 弥 氏 (現・東芝三菱産業システム), Paul Sochor 氏をはじめとする同じ研究グループの先輩方には、研究に関する議論から発表練習にいたるまで、多くのことをご指導いただきました。厚く御礼申し上げます。また、岡崎 佑平 氏 (現・ABB) とは、高専時代からの知り合いということもあり、大学院入学前、そして入学後も多くの時間を共に過ごし、多くのご助言をいただきました。また、研究に対する真摯な姿勢から多くのことを学ばせていただきました。心より感謝いたします。そして、萬年 智介 氏 (現・首都大学東京 特任研究員) には、日々の研究室での生活や学外活動など多くの場面でご指導、ご協力いただきました。その技術力と洞察力からの的確な助言をいただき、研究をサポートしていただきました。心より感謝いたします。

同期である藤田 俊之 氏には、発表会や論文執筆などで多くのご協力をいただきました。また、社会人博士として、学生とは違った観点でご助言をいただき、非常に参考になりました。研究室の後輩である高木 一斗 氏と山口 大輝 氏には、日ごろから研究の相談をさせていただき、また、様々なご協力もいただき、大変助けていただきました。椋木 康滋 氏には、会社員、大学の研究員、そして社会人博士としての経験から、多くの知見を賜りました。研究のスピードなど、研究者として大事な要素も教えていただきました。他にも、研究室のみなさまから多くのご協力いただきましたことを心より感謝いたします。

同じ共振形変換器を研究している Hadi Setiadi 氏には、様々な議論や実験を通して数えきれないほどのフィードバックをいただき、大変感謝しております。研究に対する姿勢やモチベーションも素晴らしく、勉学に対する心構えを再認識させていただきました。また、坪井 祥紀 氏には、共に高周波インバータの実験を行い、失敗経験も含め様々なことを学ばせていただきました。心より感謝いたします。

研究室生活では、煩雑な事務処理を肩代わりして頂くことで常に円滑な研究遂行を助けて下さいました秘書遠山 佳代子 氏、井上 華枝 氏、そして元・秘書の水村 直美 氏に御礼申し上げます。

奈良工業高等専門学校 石飛 学 准教授には、著者がパワーエレクトロニクスの研究者を志すきっかけを与えていただきました。心より御礼申し上げます。

学外活動として、Ph. D Candidates of Power Electronics in Japan (PPEJ) に参加させていただき、学内だけではできない貴重な経験をさせていただきました。関係者のみ

なさまに厚く御礼申し上げます。

なお，本研究の一部は，日本学術振興会科学研究費補助金 (課題番号：17J09247) の支援を受けて行われました。ここに付記し，御礼申し上げます。

最後に，私の生活を支えて下さった妻 ゆかに，そして両親をはじめとする家族全員に心より感謝申し上げます。