T2R2 東京科学大学 リサーチリポジトリ
Science Tokyo Research Repository

論文 / 著書情報
Article / Book Information

題目(和文)	LC回路の共振と過渡現象を活用した半導体電力変換システムの高効率・高性能化に関する研究
Title(English)	
著者(和文)	藤田英明
Author(English)	Hideaki Fujita
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:乙第3443号, 授与年月日:2000年5月31日, 学位の種別:論文博士, 審査員:
Citation(English)	Degree:Doctor of Engineering, Conferring organization: Tokyo Institute of Technology, Report number:乙第3443号, Conferred date:2000/5/31, Degree Type:Thesis doctor, Examiner:
学位種別(和文)	博士論文
Type(English)	Doctoral Thesis

Powered by T2R2 (Science Tokyo Research Repository)

LC 回路の共振と過渡現象を活用した半導体電力変換システムの高効率・高性能化に関する研究

藤田 英明

目 次

目 次 i

第1章 緒論 1

1.1 研究の背景 1

1.1.1 半導体電力変換技術の応用 1

1.1.2 半導体電力変換システムの高性能化の要求と課題 3

1.2 研究の目的 5

1.3 論文の概要 7

参 考 文 献 10

第2章 三次共振回路を用いたスイッチング特性の改善 12

2.1 まえがき 12

2.2 MOSFET の出力容量を考慮したスイッチング動作 13

2.2.1 電圧形インバータ・直列共振回路方式のスイッチング動作 13

2.2.2 MOSFET の出力容量を考慮したスイッチング動作 14

2.3 システム構成 16

2.4 三次共振回路を用いたスイッチングの高速化 17

2.5 三次共振回路の設計法 19

2.6 実験結果 21

2.7 まとめ 24

参 考 文 献 25

第3章 スイッチング損失を低減可能な広範囲出力電力制御法 27

3.1 まえがき 27

3.2 PDM 出力電力制御 29

3.2.1 PDM 出力電力制御の原理 29

3.2.2 出力電力の解析 30

3.3 高周波誘導加熱装置の PDM 制御 32
3.3.1 高周波誘導加熱装置のシステム構成 33
3.3.2 ロスレススナバ回路の動作原理 34
3.3.3 デッドタイムの設定 35
3.3.4 制御回路 37
3.3.5 実験結果 39
3.4 コロナ放電処理システムへの適用 43
3.4.1 コロナ放電処理システム 43
3.4.2 制御回路 45
3.4.3 実験結果 46
3.5 他の出力電力制御法との特性比較 53
3.6 まとめ 55
参 考 文 献 56
第 3 章の付録 57
付録 A 出力調整時の動作周波数変化 57
付録 B 出力調整時のターンオフ電流 58

第 4 章 PWM 出力制御を適用した電力変換器の零電流スイッチング法 59
4.1 まえがき 59
4.2 システム構成 61
4.3 動作原理 62
4.3.1 スイッチングモード 62
4.3.2 零電流スイッチング動作 64
4.3.3 共振電流の振幅制御 65
4.4 制御回路 66
4.5 実験結果 68
4.6 還流ダイオードの導通を検出する新しい制御法 73
4.6.1 制御回路 73
4.6.2 実験結果 75
4.7 インバータ損失解析 79
4.7.1 スイッチング素子の導通損失 79
4.7.2 スイッチング損失 80
4.7.3 共振リアクトルの損失 83
4.7.4 総合損失 84

4.8 まとめ 85
参 考 文 献 86

第5章 電力用アクティブフィルタの低損失・大容量化 87

5.1 まえがき 87
5.2 従来の高調波抑制装置 89
5.2.1 LC フィルタの問題点 89
5.2.2 並列形アクティブフィルタ 90
5.2.3 直列形アクティブフィルタと LC フィルタの併用システム 90
5.3 アクティブ・パッシブ併用フィルタ 92
5.3.1 システム構成 92
5.3.2 電流検出形の補償原理 94
5.3.3 電圧検出形の補償原理 97
5.4 制御回路 99
5.5 実験結果 100
5.6 特性比較 108
5.7 LC フィルタの最適設計 109
5.7.1 設計法 109
5.7.2 設計例 111
5.7.3 特性比較 115
5.7.4 実験結果 118
5.8 まとめ 125
参 考 文 献 125

第6章 電圧高調波・電圧フリッカの高効率抑制法 127

6.1 まえがき 127
6.2 パワーラインコンディショナの基本原理 129
6.3 アクティブ・パッシブフィルタを用いたパワーラインコンディショナ 130
6.3.1 実験システム構成 130
6.3.2 制御法と動作原理 131
6.3.3 制御法と特性の比較 134
6.4 実験結果 136
6.4.1 パワーラインコンディショナの基本動作の確認 136
6.4.2 高調波干渉抑制実験 139

6.5 電圧フリッカ・不平衡の抑制 146
6.5.1 実験システム構成 146
6.5.2 フリッカ・高調波の抑制原理 147
6.5.3 補償特性 151
6.5.4 瞬時実電力・虚電力フロー 154
6.5.5 実験結果 158
6.6 まとめ 161
参 考 文 献 162

第7章 大容量直流電源システムの高調波抑制と高効率化 164
7.1 まえがき 164
7.2 システム構成 165
7.3 動作原理 166
7.3.1 直列形アクティブフィルタ 166
7.3.2 直列二重整流回路の等価電圧 168
7.3.3 並列コンデンサの動作原理 168
7.4 並列コンデンサ容量と直列形アクティブフィルタの出力電圧 169
7.5 実験結果 171
7.6 直流電圧制御 176
7.7 他の方式との特性比較 179
7.8 まとめ 180
参 考 文 献 181

第8章 結論 183

謝 辞 188

発表論文 189
本研究に関する論文 189
その他の論文 190
国際会議 191

第 1 章

緒論

1.1 研究の背景

1.1.1 半導体電力変換技術の応用

今日, 半導体電力変換技術は一般産業用機器をはじめ家電製品や電力, 電気鉄道など多くの分野において幅広く応用されている[(1)(2)]。一般産業用では, 交流モータの可変速駆動システムや無停電電源装置 (UPS), 高周波誘導加熱装置が主要な用途としてあげられる。交流モータの可変速駆動システムは, 変換器の出力周波数を調整することにより, 誘導電動機や永久磁石同期電動機などの速度を広範囲に制御するものであり, 直流電動機の可変速システムに比べて, 低コスト, メンテナンスフリーなどの特長を有する。半導体電力変換技術応用の初期にはブロア・コンプレッサなどの可変速制御の用途に限られていたが, ベクトル制御[(3)]により交流モータの高速トルク制御技術が確立し, サーボモータや鉄鋼圧延機などの高精度・高速応答を要求する用途へも応用範囲が広がった。現在のメカトロニクス・産業用ロボットでは, 直流サーボモータに代わって, PWM インバータと交流モータを用いた交流サーボモータが主流となっている。

UPS は, 通常は商用電源からの電力を直流に整流してバッテリを充電し, 停電や電源の電圧低下時にはバッテリの直流を交流に変換して, 負荷として接続された機器に常に電力を供給するものである。近年のパーソナルコンピュータやネットワーク・通信機器の普及に伴って, 現在の情報化社会では UPS は必要不可欠なものになってきている。パーソナルコンピュータなどに用いられる数 100 VA 程度の小容量の UPS から, 1500 kVA のインバータを 2 並列で構成した 3000 kVA のシステムまで実用化されている。

高周波誘導加熱装置は, 金属製の被加熱物に交番磁界を印加した際に生じる渦電流により被加熱物を直接発熱させるもので, 従来の化石燃料や電熱を用いた間接的な加熱方式に比べ, 加熱効率が高く, 作業環境がよいなどの特長がある。半導体電力変換技術を応用したスイッチング方式の高周波電源は, 従来のリニアアンプ方式の電源に比べ高効率化, 小型化を実現した。ボルトや歯車などの高周波焼き入れ用の数 kW, 数 100 kHz の電源から, 高周波誘導炉・ビレットヒータなどの

数 1000 kW, 数 100 Hz までの高周波電源が実用化されている。

家電機器への応用は, 基本的には一般産業用機器への応用で開発された技術を適用したものであり, 近年の制御用マイコンやスイッチング素子の低価格化に伴って急速に普及が進められた。交流モータの可変速駆動技術がインバータエアコンや洗濯機・冷蔵庫に, 高周波誘導加熱技術が電磁調理器や IH (induction heating) 炊飯器などに応用されている。その他にも, 蛍光灯の高周波点灯やスイッチング電源などいたるところに半導体電力変換技術が用いられている。

電気鉄道(4)(5)では, 車両のモータ駆動に直流チョッパが用いられてきたが, 近年では地下鉄・新幹線をはじめ多くの車両で交流モータの可変速駆動が採用されている。電力分野(6)(7)では, 直流送電や周波数変換にサイリスタ変換器が用いられてきたが, 電力需要の集中化や発電所建設地の遠隔化により, 無効電力補償や可変速揚水式発電など電力品質の改善にも半導体電力変換技術が応用されている。また, サイクロコンバータやアーク炉などから発生する電源高調波の抑制を行う電力用アクティブフィルタも半導体電力変換技術の重要な応用になってきている。その一方で, 1994 年の高調波抑制対策ガイドラインの発効により需要家から流出する電源高調波抑制の目標値が規定され(8)(9), 電源高調波を発生しない半導体電力変換器の開発・実用化も進められている。

半導体電力変換がこれほど広範囲に適用されてきた理由として二つの要因が考えられる。その一つは, わが国において省エネルギー化が強く要求されていたことである。交流モータの可変速駆動では, ブロアやコンプレッサなどの負荷の要求に合わせて速度制御を行うことにより, 従来のオン/オフだけの断続運転に比べて大幅な省エネルギーを達成した。特に, 電気鉄道では減速時にモータを発電機として使用する回生ブレーキを行うことにより, 全電力消費を従来の抵抗制御車両の 40%にまで削減した。また, リニアアンプ方式の高周波電源の最大効率は原理的にも 70%程度であるのに対して, 半導体電力変換器を用いたスイッチング方式の電源は 90%以上の高い変換効率を実現した。

もう一つの要因は, スイッチング素子の性能・特性が飛躍的に向上したためである。初期の半導体電力変換器はサイリスタを使用した他励式が主流であったが, パワートランジスタなどの自己消弧形素子の登場により, 動作が安定で信頼性の高い自励式へ次第に移行していった。さらに, 高耐圧・大電流 GTO (gate turn-off) サイリスタの開発によって変換器の信頼性の向上と大容量化が進められる一方, パワー MOSFET や IGBT (insulated gate bipolar transistor) などの高速スイッチング素子はスイッチング特性の改善とオン電圧低減を達成し高性能化・高効率化を実現した。現在は, 3.3 kV 耐圧の IGBT や GCT (gate commutated turn-off) サイリスタなどの大容量かつ高速なスイッチング素子の開発が行われており, 電気鉄道や電力分野の大容量電力変換器の高効率化・高性能化が進められている。一方, 小容量のスイッチング素子では, 5 V 駆動 MOSFET やスイッチング素子とドライブ回路を一体化した IPM (intelligent power module) などが開発され, 半導体電力変換器の小型・低コストを実現しており, 小中容量機器への応用もさらに拡大して

行くものと考えられる。

1.1.2 半導体電力変換システムの高性能化の要求と課題

このように半導体電力変換技術は広範囲に応用されているが, 現在の半導体電力変換器が全ての要求を満足しているわけではなく, さらに高性能化が求められている。従来から半導体電力変換器に求められてきた高性能化をまとめると以下のようである。

(1) 動作周波数の高周波化

(2) 電流制御の高精度・高速化

(3) インバータ出力電圧・電流の低リプル化

(4) 電力変換システムの小型化

以下に, 各項目について説明する。

(1) の動作周波数の高周波化は, 高周波電源用インバータの応用範囲が拡大することを意味する。従来, 低温プラズマや無電極放電などの高周波電源には真空管などを用いたリニアアンプ方式の高周波電源が採用されてきたが, 寿命が短い, 変換効率が低いなどの問題があった。半導体電力変換器の動作周波数を 2 MHz ～ 13.56 MHz へ高周波化できれば, リニアアンプ方式の高周波電源が採用されている用途へ適用でき長寿命, 高効率化が可能になる。また, 交流モータ駆動システムでは, 動作周波数を可聴周波数 (20 Hz ～ 20 kHz) 以上とすることにより, 交流リアクトルやモータ自体から発生する騒音を低減することができる。

(2) の電流制御の高精度化・高速化は, 交流サーボシステムのトルク応答を高速化できフィードバック系の安定性の改善や定常偏差の低減が可能になる。現在実用化されている交流サーボシステムは, 応用面から要求されている応答に比べれば十分に高速なトルク応答を実現している。しかし, 機械系の共振抑制や外乱などに対する特性改善を考えた場合には, 電力変換器の電流制御系の精度や応答をさらに向上することが望まれる。一方, 電力用アクティブフィルタでは, 補償電流の誤差分の電流がそのまま電源に流出するため, 高調波電流の振幅と位相を正確に制御し電力系統に注入する必要がある。アクティブフィルタの制御対象が 5 ～ 13 次程度の高調波電流であるため, 高次高調波に対する補償特性を改善するためには位相遅れの少ない高速な電流制御が必要になる。

(3) のインバータ出力電圧・電流の低リプル化は, 電流実効値の低減や磁束変動の抑制を可能にし, 交流モータに生じるトルクリプルや騒音の抑制だけでなく, 交流リアクトルなどの銅損および鉄損を低減することもできる。また, 電力用アクティブフィルタや PWM 整流回路などでは, 電流・電圧リプルが電力線を介して系統へ流出して系統に接続された他の機器に誤動作を引き起こすことがある。このような電力系統へ接続して電流制御を行う電力変換器では, 系統へ流出する

電圧・電流リプルを十分に抑制する必要がある。インバータ出力の交流リアクトルや出力フィルタの容量を増大してスイッチングリプルを除去することもできるが, (2) の電流制御の高精度・高速化の要求との両立は困難である。

(4) の小型化の要求は半導体電力変換器だけでなく, すべての機器に対して存在する要求でもある。小容量のスイッチング電源などでは動作周波数を高周波化することにより, 出力フィルタや平滑回路・トランスなどの受動素子の小型化が可能になる。これは, リアクトルやトランスの鎖交磁束を低減する効果による磁性材料の小型化と電流リプル抑制効果による平滑用あるいはフィルタ用コンデンサの小容量化によって実現される。また, 電力変換器を高効率化すれば, 電力変換器の損失によって発生する熱を放出する放熱・冷却機器を小型化することができる。特に, ビルや工場などに電力変換器を設置する場合には, 排熱のために必要となる空調装置なども小容量化でき設備全体としての小型化が可能になる。

これらの高性能化の要求を達成する方法の一つはスイッチング周波数の高周波化である。スイッチング周波数の高周波化は, 高周波インバータの動作可能な周波数範囲が拡大することを意味する。また, PWM 制御を適用した電力変換器では, 制御遅延の低減により高速かつ安定な電流制御が可能になる。さらに, スイッチングに伴う電圧・電流リプルの抑制と出力フィルタや平滑回路の小型化を同時に実現できる。しかし, スイッチング周波数の高周波化には以下のような問題点がある。

(1) スイッチング周波数の高周波化に伴って, スイッチング損失が増大し変換効率の低下が問題になる。主にスイッチング損失はスイッチング素子がオンからオフ, オフからオンへと移行する際の能動領域で発生する。一回あたりのスイッチング動作で生じる損失が一定であると仮定すると, スイッチング周波数に比例してスイッチング損失が増加する。

(2) MOSFET や IGBT などの高速スイッチング素子を用いて高周波化を行うと, 配線インダクタンスやスイッチングデバイスの出力容量に伴うサージ電圧や寄生共振, 還流ダイオードのリカバリ電流などが増大する。これらは, スイッチング損失を増加するだけでなく, 電磁ノイズを発生するため, 電子機器などの誤動作を引き起こすなどの問題を生じる。

(3) 大容量の用途に用いられている高耐圧・大電流の GTO サイリスタは, サージ電圧を低減するためにスナバ回路を接続する必要があり, スイッチング周波数を高周波化するとスナバ回路の損失増加が問題になる。小容量の高速スイッチング素子を多数直・並列に接続して大容量変換器を構成することも考えられるが, 回路が複雑となり信頼性が低下するため実用的とは言えない。

以上のように, スイッチング周波数の高周波化により上記のような高性能化が実現できるが, 同時にスイッチング損失の増加を伴うため高効率化との両立は難しい。先に半導体電力変換技術が

達成した省エネルギーについて述べたが, これは出力の電圧・電流・周波数を自由かつ連続に制御可能にすることにより, 負荷の要求に応じた可変速制御や減速時の電力回生を行ってシステム全体での消費電力を削減したものである。トランスや進相コンデンサなどの受動部品に比べれば, 半導体電力変換器が高効率であるとは言えない。周波数変換や高周波電源などの一部を除けば, 半導体電力変換を応用することで効率が改善されたわけではない。上述した省エネルギーを実現した機器であっても, 電力変換器を付加したことにより損失はむしろ増大し, システム全体としては最大効率が低下している場合もある。

1.2 研究の目的

本研究の目的は, LC 回路の共振と過渡現象を積極的に活用することにより, 半導体電力変換システムの変換効率や信頼性を犠牲にすることなく, 上記の電力変換システムに要求されている高性能化を達成することにある。本論文で取り上げ, 解決しようとする問題点を以下に述べる。

1. 零電圧あるいは零電流の時点でスイッチングを行えば, 原理的にはスイッチング損失を生じない。しかし, 電力変換器に周波数制御や PWM 制御などの出力電力制御を適用した場合には, 零電圧・零電流スイッチングを行うことができないため, スイッチング損失の増加による効率の低下と電磁ノイズの発生が問題になる。また, 電圧形インバータを 1 MHz 以上の高周波で動作しようとする場合にも, スイッチング素子の出力容量に蓄積された電荷のために零電圧スイッチングが不可能になり過大なサージ電圧や寄生振動を生じる。

2. 電力用アクティブフィルタや PWM 整流回路を電力分野などの大容量用途へ適用する場合, 高周波スイッチング動作を行う大容量の PWM 変換器が必要になる。しかし, GTO サイリスタなどの高耐圧・大電流のスイッチング素子はスイッチング動作が比較的低速であるため, 高周波スイッチングを適用することは難しい。

3. 電圧高調波や電圧フリッカ・不平衡電圧の補償を行う場合, 従来の電力用アクティブフィルタでは電源から多量の高調波・不平衡電流が流れ込むため, 大容量の PWM 変換器を用いる必要があり, 導通損失やスイッチング損失の増大が問題となる。また, コンデンサ平滑ダイオード整流回路の高調波電流を抑制しようとする場合には, 電力用アクティブフィルタの補償電流がダイオード整流回路へ流入することがある。この時, 補償電流が増大して電力用アクティブフィルタの損失が増加するだけでなく, ダイオード整流回路の直流出力に過大な電圧脈動を生じることもある。

従来より, 半導体電力変換器のスイッチング周波数の高周波化と高効率化, 大容量化は, スイッチング素子の高速化, オン電圧の低減, 高耐圧・大電流化などの特性改善によって行われてきた。

しかし, サージ電圧や寄生振動, 電磁ノイズなどは電力変換器の回路構成や動作状況によっても変化するため, これらの問題はスイッチング素子の高性能化だけで解決することは難しい。これに対して本研究は, 半導体電力変換システムに LC 回路の共振や過渡現象を活用する回路方式と制御法を提案し, スイッチング周波数の高周波化とシステムの大容量化・高効率化を実現しようとするものである。従来の半導体電力変換装置においても, 電圧・電流の平滑化やリプルの除去, 力率改善などの目的で LC 回路が用いられてきた。これに対して, 本論文で提案する回路方式や制御法は, LC 回路の共振や過渡現象を活用することによって, スイッチング素子の動作特性や変換器に必要となる電圧・電流定格までも積極的に改善しようとする点に特長がある。

本論文では, 上述の問題点に対して以下のような提案と検討を行う。

1. LC 回路をローパスフィルタとして用いて寄生振動を抑制すると同時に, LC 回路の共振電流によってスイッチング素子の出力容量を高速に放電する回路方式

2. LC 共振回路の印加電圧を零にしても共振電流が流れ続ける特性を利用して動作周波数を一定にしたまま零電圧・零電流スイッチングを可能にする制御方式, および, LC 回路の過渡現象を利用して共振電流振幅を制御して零電流スイッチングを可能にする回路方式

3. LC 直列共振回路の共振周波数に対してのみ低インピーダンスとなる特性を用いて変換器に必要になる電圧定格を低減し, 高速スイッチング素子が適用可能な小容量 PWM 変換器を用いて大容量システムの高調波抑制を実現する回路方式

4. コンデンサの電圧を平滑化する機能を用いて, ダイオード整流回路が発生する電圧高調波を抑制し高調波抑制装置に必要になる電力変換器を小容量化する回路方式

一方, このような LC 回路の共振や過渡現象を活用した高性能化・高効率化を実現するためには, 以下のような点についても考慮する必要がある。

1. LC 回路を接続したことによる回路の複雑化

2. スイッチング素子の電圧・電流定格の増大

3. LC 回路を付加したために生じる損失の増加

4. LC 回路の定数の変化に伴う特性の低下

本研究では, これらの点を考慮して LC 回路の接続方式や電力変換器の制御法を検討し, 高性能化と高効率化の要求を両立した実用的な半導体電力変換システムの開発を目的とする。

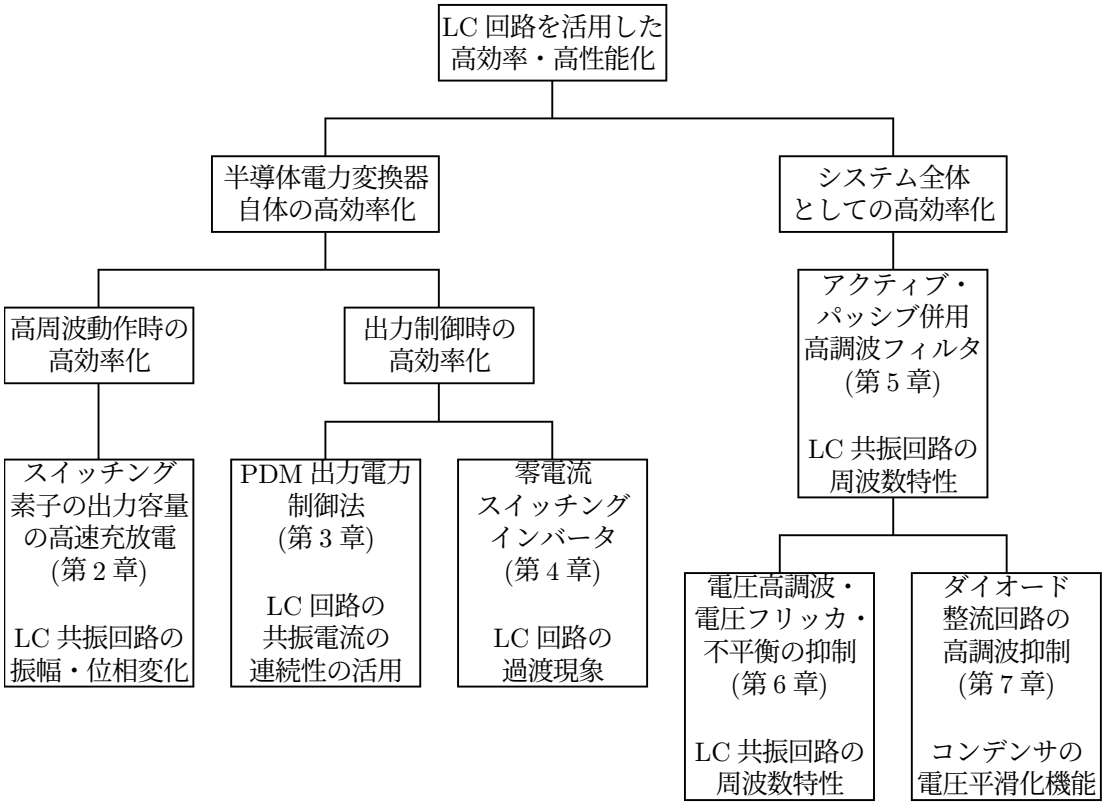


図 1.1. 本論文で検討した LC 回路を用いた高効率・高性能化

1.3 論文の概要

図 1.1に本論文で検討する LC 回路を用いた半導体電力変換器の高効率・高性能化と各章の関係を示す。本論文は全 8 章より構成されており, 検討の対象は第 2, 3 章では高周波インバータ, 第 4 章では PWM インバータ, 第 5, 6 章では高調波抑制装置, 第 7 章では整流回路と多岐にわたるが, 高性能化・高効率化の観点からは, 電力変換回路自体の効率改善を目的とする第 2, 3, 4 章と, システム全体としての高効率化を目的とする第 5, 6, 7 章に大別できる。以下に, 各章の高性能化・高効率化とこれを実現するために活用した LC 回路の機能や特性について述べる。

第 2, 3, 4 章では, 半導体電力変換回路へ LC 回路を直接接続して電力変換回路のスイッチング特性を改善し, スイッチング損失を低減する変換器自体の高効率化について検討している。第 2 章では, スイッチング素子の出力容量に蓄積された電荷に伴うサージ電圧や寄生振動の抑制方法について述べる。これは, インバータ出力に第三次高調波周波数に共振した LC 回路を接続して, 共振電流により出力容量の蓄積電荷を高速に放電する点に特長がある。ここでは LC 直列共振回路の共振周波数をわずかに変えるだけで振幅と位相を調整できる特性を活用し, 三次共振回路の共振周波数を基本波周波数の三倍よりも低く設定することにより, 三次共振電流の振幅と位相を調整し適切な蓄積電荷の放電を実現している。第 3, 4 章では, 高周波インバータと PWM インバー

タの出力電力調整時のスイッチング損失の低減について検討し, それぞれに対して零電流スイッチングを実現する PDM 制御法とインバータの交流側に LC 回路を接続する回路方式を提案する。第 3 章の PDM 制御法は, LC 共振回路の印加電圧を取り去っても共振電流が流れつづける性質を利用し, 電力変換器の動作周波数と直流電圧を一定にしたまま, 出力電圧を零にする期間を設けることにより出力電力を制御し, 零電流スイッチングとスイッチング周波数の低減を実現している。第 4 章ではスイッチング時の LC 直列共振回路の過渡現象を用いて共振電流の振幅を制御し, 電力変換器の電流が零の期間にスイッチングを行うことにより, スイッチング損失の低減を可能にしている。LC 回路の過渡現象が始まる時のコンデンサ電圧の初期値が一定になるようにスイッチングのタイミングを調整し, 共振電流振幅を常に負荷電流の瞬時値よりも大きくなるように制御する点に特長がある。

第 5, 6, 7 章では, システムの一部に LC 回路を付加して電力変換器の電圧・電流定格を低減し, 電力変換器での損失を削減してシステム全体としての効率改善を行っている。第 2, 3, 4 章が変換器自体を高効率化しようとするのに対して, 第 5, 6, 7 章は変換器の効率が従来のままであっても, 電力変換器の小容量化に伴って低損失化が可能になり, システム全体としての高効率化が実現できる点に特長がある。第 5 章では, 第 6, 7 章の基礎になる小容量の電力変換器で大容量の高調波電流を抑制する回路方式と制御法を提案し, 第 6 章では, 小容量の電力変換器で電圧高調波・電圧不平衡の補償を可能にする回路方式と補償効果を検討する。第 5, 6 章では LC 直列共振回路のインピーダンスが共振周波数では低く, その他の周波数成分に対しては高くなる特性を利用して, 高調波抑制に必要になる電力変換器の電圧定格を大幅に低減しようとするものである。すなわち, LC 共振回路の共振周波数を高調波周波数に同調させることにより, LC 共振回路は高調波に対して低インピーダンスになり, わずかな出力電圧で高調波電流を制御でき, 基本波周波数では高インピーダンスになり, 系統電圧の基本波成分が電力変換器に印加しない点に特長がある。第 7 章では, コンデンサ平滑ダイオード整流回路の高効率な高調波抑制法を提案し, 高調波抑制に必要な電力変換器を小容量化できる並列コンデンサの動作特性について検討する。ダイオード整流回路の各ダイオードと並列に接続した並列コンデンサは, コンデンサの急峻な電圧変化を平滑する特性によってダイオードのターンオフに発生する高次高調波電圧を抑制し, 電力変換器の必要容量をさらに低減する。従って, 並列コンデンサは第 2, 3, 4 章と同様にダイオードのスイッチング特性を改善するものと考えることもできるが, 第 5, 6 章と同様に高調波抑制に必要になる電力変換器を小容量化しシステム全体としての高効率化を実現するものである。

以下に各章毎の概要を述べる。

第 2 章では, 高速スイッチング素子のサージ電圧・寄生振動の抑制法とスイッチング素子の出力容量に蓄積された電荷を高速に放電する高速スイッチング法について検討する。これは, 電圧形インバータの交流出力端子に動作周波数の三倍の周波数に同調した LC 共振回路を接続して, イ

ンバータ出力電流に第三次共振電流を重畳する点に特長がある。第三次共振電流は, スイッチング期間のスイッチング素子に流れる電流を増加して, スイッチング素子の出力容量に蓄積された電荷を強制的に充放電して高速なスイッチング動作を実現する。このため, 数 MHz の高周波動作を行っても出力容量に蓄積された電荷を短絡することがなく, サージ電圧やスパイク電流の生じない高速かつ高効率なスイッチング動作が可能になる。また, 第三次共振電流を重畳するとインバータ電流の実効値は増加するが, 電流ピーク値は増加しないので, 第三次共振回路を接続しない場合とほとんど同じ電流定格のスイッチング素子を用いることができる。低温プラズマ発生装置用高周波電源に三次共振回路を適用して, 実験により 2 MHz, 2 kW の高周波動作とインバータ効率 94% の高効率を実現し, 提案方式の動作原理と有用性を確認している。

第 3 章では, 出力電力調整時のスイッチング損失の低減について検討する。第 2 章で検討したような高周波インバータの出力電力制御時のスイッチング損失の低減を目的として, パルス密度変調 (PDM: pulse density modulation) を用いた出力電力制御法を提案する。ここでいう PDM 制御法とは, インバータの直流電圧と動作周波数は一定にしたまま, スイッチング周期の数周期毎にインバータの動作・停止を繰り返して出力電力の調整を行うもので, 電圧形インバータに一種の間欠運転を適用したものと考えることができる。PDM 制御は動作周波数が一定であるので常に零電流スイッチングが実現でき, 周波数制御法やパルス幅制御法に比べて高効率かつ広範な出力電力制御が可能になる。PDM 制御の原理と基本的な制御特性を理論的に検討し, 提案方式を高周波誘導加熱装置へ適用して実験により動作原理の妥当性を確認する。さらに, コロナ放電処理装置へ適用して 0.5 ～ 100% の広範囲な出力電力制御を実現し, 従来は低出力運転時に安定な放電を維持することが困難であった放電負荷に対して特に有効な制御法であることを明らかにする。

第 4 章では, PWM 制御を適用した電力変換器のスイッチング損失と電磁ノイズの低減を目的とした零電流スイッチングの適用を検討する。PWM 制御を適用した場合には, スイッチング周波数と出力周波数が異なるため, 第 2 章, 第 3 章の高周波インバータのような零電圧・零電流スイッチングを行うことができない。第 4 章では, 電圧形 PWM インバータの交流側に LC 共振回路を接続した零電流スイッチング法を提案する。まず, 零電流スイッチングインバータの動作原理と制御法を述べ, 実験により基本的な動作原理の確認を行う。次に, 還流ダイオードのオン電圧から零電流検出を行う新しい制御法について実験により検討する。さらに, 零電流スイッチングインバータとハードスイッチングインバータの損失を実測し, スイッチング損失や導通損失および共振回路の損失を実験と理論の両面から解析する。

第 5 章では, 高速スイッチング素子で構成した小容量電力変換器を用いて大容量整流回路が発生する高調波電流を抑制する回路方式と制御法について検討する。これはパッシブフィルタと電力変換器を直列接続した回路構成に特長があり, パッシブフィルタは負荷で生じる高調波電流の補償を行い, 電力変換器はパッシブフィルタの補償特性を改善するように動作する。このため, 系統

インピーダンスの影響や系統とパッシブフィルタ間の並列共振などの問題を生じることがなく, 小容量の電力変換器を用いて従来のアクティブフィルタと同様の高調波抑制能力が実現できる。また, 同一容量の電力変換器を使用すれば, 従来のアクティブフィルタの数十倍の高調波補償容量を得ることができ, 送配電系統用の大容量高調波補償装置を構成することが可能になる。理論と実験により, 動作原理と補償特性を検討し, さらに, 電力変換器のピーク値容量を最小にするパッシブフィルタの設計法についても述べる。

第 6 章では, 第 5 章の高調波抑制装置を発展して, 小容量変換器で電圧高調波や電圧フリッカを補償可能なパワーラインコンディショナについて検討する。本論文のパワーラインコンディショナは電力品質の改善を目的とし, 電流高調波だけでなく電圧高調波や電圧フリッカ, 逆相電圧など複数の障害電力を補償しようとするものである。第 6 章では, まず, 上位系統に流出する電流高調波と負荷端子の電圧高調波を同時に補償可能な回路構成を提案し, 上位系統からの電流高調波の流入と負荷間の高調波干渉などの配電系統に生じる高調波障害に対する抑制特性を検討する。次に, 理論と実験から上位系統の電圧フリッカ, 逆相電圧に対する補償効果を明らかにする。

第 7 章では, 第 5 章の小容量 PWM 変換器を用いた大容量高調波電流を抑制する回路方式を応用し, コンデンサ平滑ダイオード整流回路が発生する高調波電流の抑制法について検討する。これは, 小容量 PWM 変換器とダイオード整流回路の直流側を接続した回路構成に特長があり, PWM 変換器はダイオード整流回路が発生する電圧高調波を補償して電源電流の高調波を抑制する。この時, PWM 変換器に流入する有効電力とダイオード整流回路の電力脈動は打ち消し合うため, 直流コンデンサ電圧に生じる電圧変動を大幅に低減できる。まず, 実験により提案する直流電源システムの動作原理を確認し, PWM 変換器に必要になる電圧・電流定格と高調波抑制の特性の関係を検討する。次に, 整流回路の各ダイオードと並列接続する並列にコンデンサの適用を検討し, 整流回路容量の 7% 程度の小容量電力変換器で高調波抑制効果が得られることを実験により明らかにする。さらに, PWM 変換器が出力する基本波電圧を可変することにより, PWM 変換器の必要容量を増大することなく直流コンデンサ電圧を±5%程度調整でき, 電源電圧の変動があっても直流コンデンサ電圧を一定に制御できることを理論と実験から示す。

第 8 章では, 本研究で得られた成果をまとめると共に, 本研究では検討できなかった今後の課題について述べる。

参 考 文 献

(1) 半導体電力変換方式調査専門委員会 編: 「半導体電力変換回路」, 電気学会, 1987

(2) 正田, 深尾, 嶋田, 河村: 「パワーエレクトロニクスのすべて」, オーム社, 1994

(3) 例えば, 難波江, 黒沢: 「誘導電動機のトルク伝達関数定数化制御」, 電学論 B, 98, 3, pp.

303–309, 1978

(4) 藤森: 「運転電力の省エネルギー技術」, 電学論 D, 117, 1, p. 4–7, 1997

(5) 渡邉, 持永, 仲田, 高原, 細田, 池田, 大関, 高木, 芦谷, 曽根: 「鉄道分野におけるパワーエレクトロニクス装置の最新技術と動向」, 電気学会全国大会, S.13, pp. S.13-1 – S.13-28, 1997

(6) 鈴木, 伊与田: 「パワーエレクトロニクス応用技術」, 電学誌, 117, 6, pp. 357–360, 1997

(7) 宮田, 村上, 渡辺: 「電力系統の安定化装置・アクティブフィルタ」, 電学論 D, 115, 4, pp. 365–369, 1995

(8) 電力用アクティブフィルタ調査専門委員会 編: 「電力用アクティブフィルタ技術」, 電気学会技術報告, 第 425 号, 1992

(9) アクティブフィルタ機能を有する高性能電力変換システム調査専門委員会 編: 「アクティブフィルタ機能を有する電力変換回路とシステム —電源高調波規制および対策技術の現状と動向—」, 電気学会技術報告, 第 643 号, 1992

第 2 章

三次共振回路を用いたスイッチング特性の改善

2.1 まえがき

近年, 半導体製造プロセスや機械部品の表面改質などに高周波電源を用いた低温プラズマ発生装置(1)が使用されている。これは, 低圧ガスを封入したガラス管に高周波磁界を印加し, プラズマを励起するものである。従来より, 低温プラズマ発生装置には, 2 ～ 13.56 MHz, 2 ～ 5 kW の高周波磁界が必要になるため, 真空管あるいはパワー MOSFET などを用いたリニアアンプ方式の高周波電源が用いられてきた。しかし, リニアアンプ方式は原理的に効率が低いため, 冷却・放熱機器を付加する必要があり装置が大型になる。このため, スイッチング領域で動作する高効率な高周波電源が求められている。

これらの要求に対して, パワー MOSFET や SI (static induction) デバイスなどの高速スイッチング素子が開発され, 半導体デバイスで構成された高周波インバータが誘導加熱や放電処理に応用されている(2)～(14)。これらの装置の負荷は誘導性の加熱用コイルまたは容量性の放電電極であるので, 一般に, 共振用のコンデンサやリアクトルを接続して直列または並列共振回路を構成し, 半導体デバイスに必要になる電圧・電流定格を低減している。直列共振負荷を接続した電圧形の高周波インバータの場合には, わずかに遅れ力率で運転すると零電圧スイッチング動作が可能であり, 良好な動作特性が得られることはよく知られている。しかし, 動作周波数の上昇に伴って, スイッチング素子の出力容量に蓄積された電荷の放電時間が問題になる。1 MHz 以上の動作周波数では, 蓄積電荷の放電時間が共振周期に対して比較的長くなるため, 蓄積電荷を十分に放電しようとするとインバータの基本波力率が低下してしまう。もし, 蓄積電荷が放電する前にスイッチング素子をオンすると, 単に蓄積された電荷がスイッチング損失を生じるばかりでなく, サージ電圧や還流ダイオードのリカバリ電流が増す。

本章では, 三次共振回路を用いる電圧形インバータの高速スイッチング方式を提案する。これ

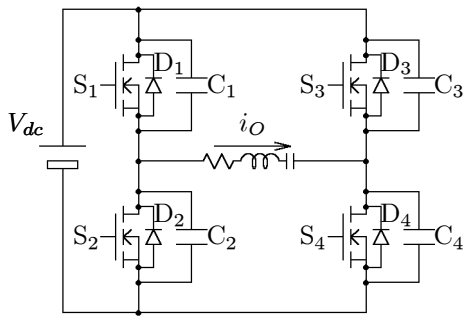


図 2.1. 電圧形インバータ・直列共振回路の等価回路

は, 電圧形インバータの出力端子と直列に三次共振リアクトルを, 整合変圧器と並列に共振コンデンサを接続した回路構成に特長がある。三次共振回路の共振電流は負荷共振電流に重畳してスイッチング素子に流れ, スイッチング素子の出力容量の蓄積電荷を放電する。このため, 蓄積電荷の放電時間を短縮でき, インバータ力率を低下することなく, 零電圧スイッチング動作が可能になる。また, 三次共振電流を重畳しても, インバータ出力電流のピーク値はほとんど変わらないのでスイッチング素子の電流定格やインバータの必要容量を増す必要はない。さらに, 三次共振回路はローパスフィルタとして働き, 整合変圧器の巻線間容量とインバータ・変圧器間の配線インダクタンスの寄生共振を抑制することもできる。

本章で提案する三次共振回路を用いたスイッチングの高速化は, 高周波電源に要求される高周波化と高効率化を同時に実現するものである。すなわち, 数 MHz の高周波動作が要求されるレーザ用電源装置などに適用した場合, サージ電圧やスパイク電流を生じることがなく, スイッチングに伴う損失と電磁ノイズの低減が可能になる。また, 提案する方式をスイッチング電源に適用すれば, 動作周波数の高周波化によるトランスやコンデンサの小型化だけでなく, 高効率化による放熱器の小型化も期待できる。本章では, 三次共振回路を用いたスイッチングの高速化について理論的に検討し, 低温プラズマ発生装置用 2 MHz, 2 kW 電圧形インバータを用いて実験により動作原理の確認を行う。

2.2 MOSFET の出力容量を考慮したスイッチング動作

2.2.1 電圧形インバータ・直列共振回路方式のスイッチング動作

図 2.1 に電圧形インバータ・直列共振回路方式の等価回路を示す。ここでは, 電圧形インバータはフルブリッジ構成とし, S_1 から S_4 は MOSFET や IGBT などのスイッチング素子, D_1 から D_4 は還流ダイオードである。また, スイッチング素子の出力容量として, C_1 から C_4 を考慮する。図

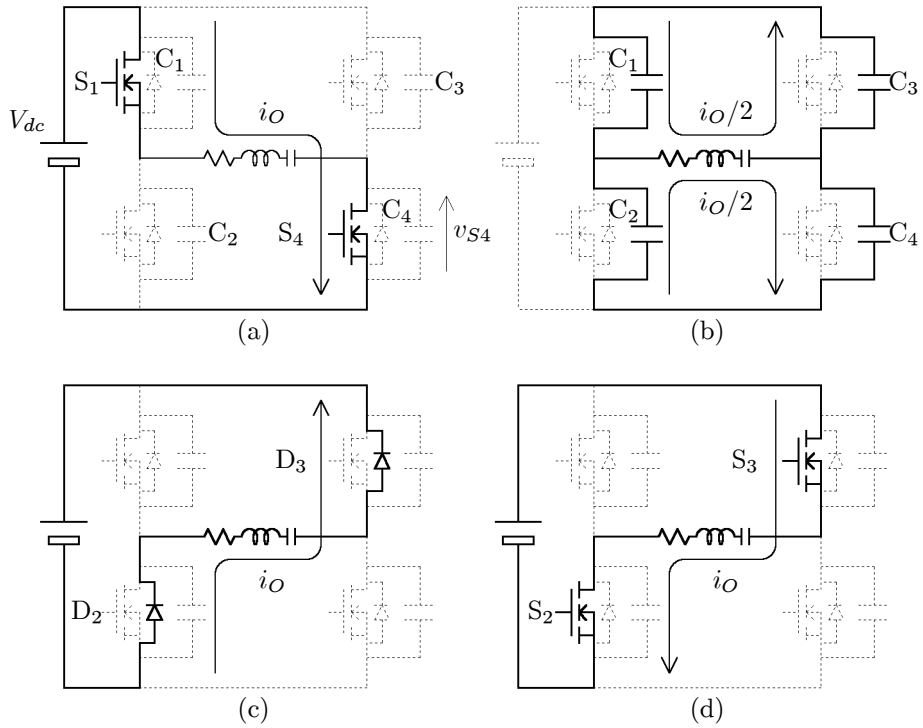


図 2.2. 電圧形インバータ・直列共振回路のスイッチングモード

2.2 に電圧形インバータ・直列共振回路方式のスイッチング動作を示す。ここでは, スイッチング素子 S_1, S_4 が導通している状態 (a) から, S_2, S_3 が導通している状態 (d) への転流動作について検討する。従来のようにスイッチング素子の出力容量を無視して考えると, スイッチング動作は図 2.2 の (a) → (c) → (d) の順に行われる。まず, (a) の状態でスイッチング素子 S_1, S_4 をターンオフする。負荷の共振回路には共振電流 i_O が流れ続けるので, (c) のように還流ダイオード D_2, D_3 が導通する。(c) の期間に S_2, S_3 にゲート信号を与えておけば, 共振電流 i_O の極性反転後には S_2, S_3 がターンオンする。この時, S_2, S_3 は零電圧・零電流ターンオンとなるので, 還流ダイオードのリカバリ電流を生じることがなく, サージ電圧やスパイク電流が現れない。

しかし, (a) の状態で共振電流 i_O の極性が反転すると, i_O は還流ダイオード D_1, D_4 を流れるので, S_1, S_4 をターンオフし, S_2, S_3 をターンオンすると, S_2, S_3 には D_1, D_4 のリカバリ電流が流れる。従って, 還流ダイオードのリカバリ電流の発生を避けるためには, 共振電流 i_O の極性反転 前に S_1, S_4 をターンオフしなければならない。つまり, インバータ出力電圧に比べて共振電流が遅れた遅れ力率で動作する必要がある。

2.2.2　MOSFET の出力容量を考慮したスイッチング動作

上述のように, 10 ∼ 100 kHz 程度の動作周波数では, 遅れ力率で動作すればよいことは良く知られている。しかし, スイッチング素子の出力容量を考慮すると, 単に遅れ力率動作とするだけで

なく, スイッチング素子の出力容量に蓄積された電荷が放電するように動作力率を設定する必要がある。

図 2.2 の (a) から (d) へ転流する場合について, スイッチング素子の出力容量を考慮してスイッチング動作を考える。スイッチング素子の出力容量が存在すると, 図 2.2 (b) の蓄積電荷が充放電する期間が存在する。まず, 図 2.2 (a) では, インバータ出力電流 i_O が $i_O > 0$ であり, スイッチング素子 S_1 と S_4 が導通している。この時, スイッチング素子の出力容量 C_1 と C_4 に印加する電圧は零であり, C_2 と C_3 は直流電源電圧 V_{dc} に充電されている。従って, S_1 と S_4 のゲート信号をオフにすると, S_1 と S_4 は零電圧でターンオフし, 図 2.2 (b) の転流中の状態となる。

もし, 上下アームのスイッチング素子の出力容量が等しければ, インバータ出力電流 i_O は上下アームを 1/2 ずつ流れ, 出力容量 C_1 と C_4 の蓄積電荷を充電, C_2 と C_3 を放電する。C_2 と C_3 の電圧が零に, C_1 と C_4 の電圧が直流電源電圧 V_{dc} に達すると, 図 2.2 (c) のように, 還流ダイオード D_2 と D_3 が導通する。D_2 と D_3 の導通中に, MOSFET S_2 と S_3 にゲート信号を与えると, i_Oの極性反転後に, (d) のように S_2 と S_3 がターンオンする。この時, S_2 と S_3 は零電圧・零電流ターンオンできる。

図 2.2 (b) の転流中に出力電流の極性が反転して $i_O < 0$ となると, C_2 と C_3 は充電され, 零電圧に達することができない。電荷が蓄積されたまま S_2 と S_3 にゲート信号を与えると, S_2 と S_3 は C_2 と C_3 に蓄積された電荷を短絡してしまう。また, 実際には還流ダイオード D_2 と D_3 のターンオンにも遅延が存在するため, 図 2.2 の (b) と (c) の間に, C_1 と C_4 は直流電源電圧 V_{dc} 以上に充電され, オーバーシュートを生じる。理想的には, C_1 と C_4 の電圧が直流電圧 V_{dc} に達すると同時に, $i_O = 0$ となり, 還流ダイオード D_2 と D_3 が導通することなく, 直ちに S_2 と S_3 がオンとなることが望ましい。従って, S_1 と S_4 がターンオフするタイミングを適切に設定する必要がある。

図 2.3 にスイッチング素子の出力容量を考慮したインバータ出力電流 i_O と S_4 のドレイン・ソース間電圧 v_{S4} の波形を示す。図 2.3 ではインバータ出力電流 i_O の極性が反転する時刻を $t = 0$ とし, 実効値 I_1, 角周波数 ω の正弦波電流

$$i_O = -\sqrt{2} I_1 \sin \omega t \tag{2.1}$$

を仮定する。また, S_1 と S_4 は $t = -T_{\mathrm{off}}$ でターンオフし , D_2 と D_3 は $t = -T_{\mathrm{on}}$ から導通する。(b) の転流期間には, S_4 の出力容量 C_4 に $i_O/2$ の電流が流れるので, $C_1 \sim C_4$ の静電容量を C_O とすると, S_4 のドレイン・ソース間電圧 v_{S4} は,

$$v_{S4} = \frac{1}{C_O} \int_{-T_{\mathrm{off}}}^{t} \frac{i_O}{2}\, dt = \frac{\cos \omega t - \cos \omega T_{\mathrm{off}}}{\sqrt{2} \omega C_O} I_1 \tag{2.2}$$

となる。つまり, v_{S4} は $t = 0$ にピークを持つ正弦波電圧であり, スイッチング素子がターンオフするタイミング T_{off} によって v_{S4} のピーク値を調整できる。インバータ出力電流の極性が反転す

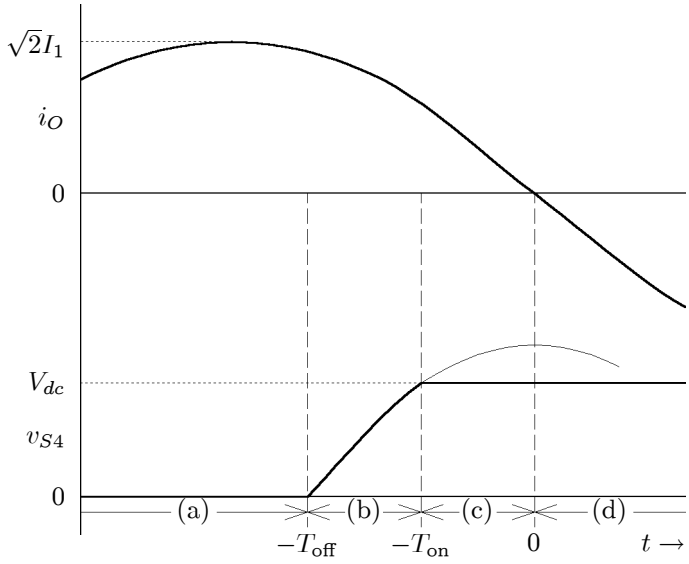


図 2.3. 電圧電流波形

る $t = 0$ で v_{S4} が直流電源電圧 V_{dc} に達するためには, スイッチング素子がターンオフするタイミング T_{off} を,

$$T_{\mathrm{off-min}} = \frac{1}{\omega}\cos^{-1}\left\{1 - \frac{\sqrt{2}\omega C_O V_{dc}}{I_1}\right\} \tag{2.3}$$

に設定すればよい。$t = -T_{\mathrm{off-min}}$ で S_1 と S_4 がターンオフし, $t = 0$ で S_2 と S_3 がターンオンすれば, スイッチング素子の出力容量を短絡することなく零電圧スイッチングを行うことができる。また, 還流ダイオードの導通期間も零となり, リカバリ電流やターンオン遅延の問題を生じない。しかし, スイッチング素子の出力容量はアームごとに異なるため, 各アームごとにターンオフの時刻を調整する必要があり, 実際には困難である。各スイッチング素子にスナバコンデンサを接続して静電容量のを調整すれば, アームごとの転流期間を同一にすることも可能であるが, 転流期間は長くなるためインバータ力率が低下する。

2.3　システム構成

図 2.4 に低温プラズマ発生装置のシステム構成を示す。電圧形インバータの主回路は, 1 アームに 1 個のパワー MOSFET (2SK2057, 東芝製) を用いたフルブリッジ構成であり, 還流ダイオードには MOSFET の寄生ダイオードを使用している。表 1 に使用した MOSFET の定格・電気的特性を示す。各 MOSFET のドレイン・ソース間にはロスレススナバ回路を接続する。これは, コンデンサ C_S = 470 pF のみの構成であり, C_S 以外の, 抵抗やダイオードなどを全く用いていない点に特長がある。

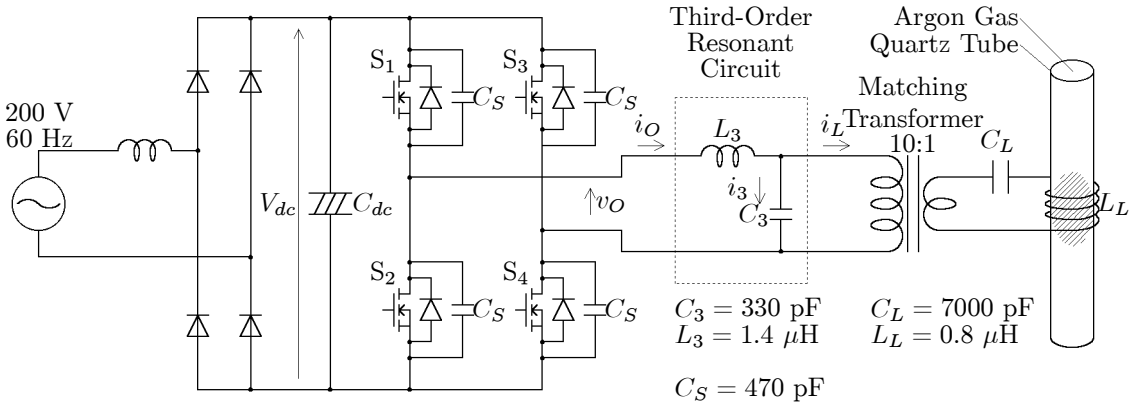


図 2.4. システム構成図

電圧形インバータの出力は, 三次共振回路 L_3, C_3 と 10:1 の整合変圧器を介して, 主共振回路 L_L, C_L に接続する。三次共振回路のリアクトル L_3 はインバータ出力と直列に, コンデンサ C_3 は整合変圧器と並列に接続する。インバータ出力電圧に含まれる三次成分によって, 三次共振回路には動作周波数の 3 倍の周波数の電流が流れ, インバータの出力電流は主共振電流と三次電流の和となる。三次共振電流はスイッチング素子の出力容量を放電し, スイッチングに要する時間の短縮を可能にする。また, インバータと整合変圧器間の配線インダクタンスや整合変圧器の巻線間容量は L_3, C_3 に含めて考えることができ, 寄生振動を生じない。あるいは, L_3, C_3 を付加することによって, 寄生振動の共振周波数を動作周波数の 3 倍に同調していると考えることもできる。

主共振回路のリアクトル L_L は 7 ターンの水冷ワークコイルであり, 直径 50 mm の低圧ガスを封入したガラス管を挿入している。インバータを動作すると L_L には 2 MHz の交番磁界が発生し低温プラズマに鎖交する。プラズマは比較的インピーダンスの低い導体として考えられるので, プラズマの内部に渦電流が生じて, 低温プラズマが励起される。実験では, 直流電圧を可変してインバータ出力の調整を行った。

2.4 三次共振回路を用いたスイッチングの高速化

図 2.5 に三次共振回路の電圧電流波形を示す。v_1, v_3 はインバータ出力電圧 v_O に含まれる基本波成分と三次高調波成分であり, 転流中の電圧上昇・降下時間を無視して出力電圧波形を完全な方形波とすると,

$$v_1 = -\sqrt{2}\frac{2\sqrt{2}V_{dc}}{\pi}\sin\omega t \tag{2.4}$$

$$v_3 = -\sqrt{2}\frac{2\sqrt{2}V_{dc}}{3\pi}\sin 3\omega t \tag{2.5}$$

表 2.1. MOSFET (2SK2057) の定格・電気的特性

		item	typ.	unit
drain-to-source voltage		V_{DS}	500	V
gate-to-source voltage		V_{GS}	±30	V
drain current	DC	I_D	20	A
	pulse	I_{DP}	80	A
on-state resistance		$R_{DS(\mathrm{ON})}$	0.24	Ω
input capacitance		C_{iss}	3000	pF
output capacitance		C_{oss}	830	pF
switching time	rise time	t_r	25	ns
	turn-on delay time	$t_d(on)$	60	ns
	fall time	t_f	55	ns
	turn-off delay time	$t_d(off)$	280	ns

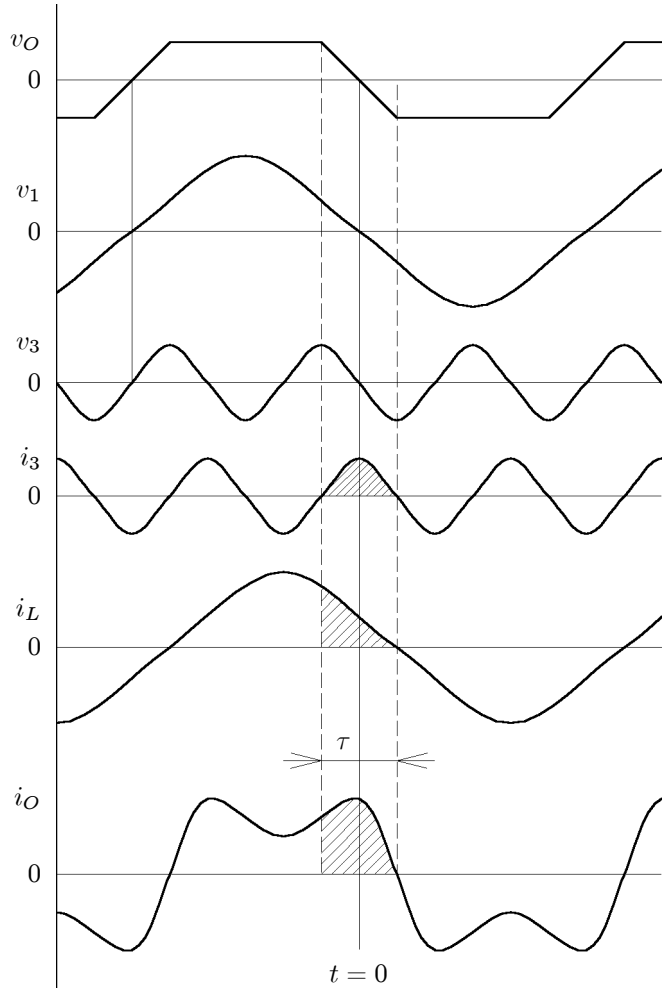


図 2.5. 三次共振回路の電圧電流波形

となる。ここで, 三次高調波電圧 v_3 の位相に注目すると, 転流期間の中間で電圧極性が反転するため, v_3 と同位相の電流を重畳したとしても, 転流期間の電流を増加することはできない。ここで, 三次共振回路の共振周波数 ω_3 を動作周波数の三倍 (3ω) よりも低く, $\omega_3 = 1/\sqrt{L_3C_3} < 3\omega$ に設定すると, 三次共振回路の三次周波数に対するインピーダンスは誘導性となる。三次共振回路の抵抗成分を無視すると, 三次共振電流 i_3 は,

$$i_3 = \sqrt{2}\frac{2\sqrt{2}V_{dc}}{3\pi(3\omega L_3 - 1/3\omega C_3)}\cos 3\omega t \tag{2.6}$$

であり, 三次共振電流 i_3 の位相は v_3 に比べて 90° 遅れとなり, 三次共振電流 i_3 は転流期間のほぼ中央で最大となる。インバータ出力電流 i_O は負荷共振電流 i_L と三次共振電流 i_3 の和となり, 図 2.5 のような台形波状の電流波形となる。三次共振電流を重畳したインバータ出力電流 i_O は, i_L のみの場合に比べて, 転流期間の電流が増大しており, 蓄積電荷を高速に放電することができる。また, 三次共振電流 i_3 を重畳しても, 負荷電流 i_L に比べて, インバータ出力電流 i_O のピーク値はほとんど増加しない。また, 三次共振回路は共振点付近ではなく, 誘導性インピーダンスとなる領域を使用するので, 動作周波数の変化に対して三次共振電流の振幅の変化は比較的少ない。

2.5 三次共振回路の設計法

負荷共振電流 i_L と 三次共振電流 i_3 の実効値を I_1, I_3, 基本波力率を $\cos\phi$ とすると, インバータの出力電流 i_O は, 負荷電流と三次共振電流の和であり,

$$i_O = -\sqrt{2}I_1\sin(\omega t - \phi) + \sqrt{2}I_3\cos 3\omega t \tag{2.7}$$

となる。インバータの出力電流 i_O は, 転流期間 τ の間に上下のスイッチング素子の出力容量 C_{oss} とスナバコンデンサ C_S を充放電しなければならないので, C_{oss} と C_S の蓄積電荷を Q とすると,

$$2Q = 2(C_{oss} + C_S)V_{dc} = \int_{-\tau/2}^{\tau/2} i_O\ dt \tag{2.8}$$

を満足する必要がある。従って, 三次共振電流の振幅を,

$$I_3 = \frac{3}{2}\frac{\sqrt{2}\omega Q + I_1\cos(\phi + \omega\tau/2) - I_1\cos(\phi - \omega\tau/2)}{\sin 3\omega\tau/2} \tag{2.9}$$

とすれば, 転流期間を τ とすることができる。また, 転流期間の終了 $t = \tau/2$ と負荷共振電流の零 $t = \phi/\omega$ を一致させた場合には,

$$I_3 = \frac{3}{2}\frac{\sqrt{2}\omega Q + I_1\cos(\omega\tau) - I_1}{\sin 3\omega\tau/2} \tag{2.10}$$

とすればよい。

(2.6) 式に (2.9), (2.10) 式のいずれかの I_3 を代入すれば, 三次共振回路の三次共振電流に対するインピーダンス

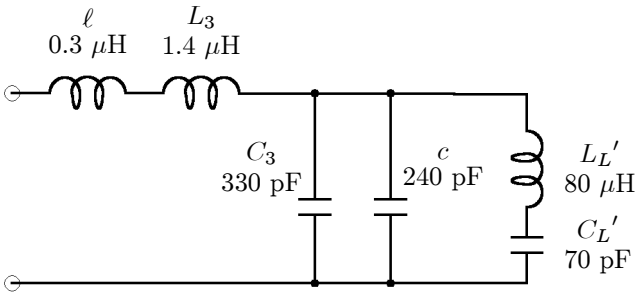


図 2.6. 三次共振回路の等価回路

$$Z_3 = 3\omega L_3 - \frac{1}{3\omega C_3} = \frac{2\sqrt{2}V_{dc}}{3\pi I_3} \tag{2.11}$$

が得られる。ここで, 三次共振コンデンサ C_3 には基本波進み電流が流れるため, C_3 を小さく設定することが望ましい。

実験に使用したインバータの三次共振回路の設計を示す。実験に使用した主共振回路の共振周波数 $f = 2.1$ MHz であり, 共振電流 $I_1 = 9$ A であった。直流コンデンサ電圧 $V_{dc} = 200$ V で, 各スイッチング素子には $C_S = 470$ pF のスナバコンデンサを接続しているので, 転流期間に充放電される電荷は,

$$Q = (C_{oss} + C_S)V_{dc} = 0.42\ \mu\mathrm{C}$$

である。転流期間 τ を MOSFET の上昇・下降時間以下にすると, スイッチング損失が増大するため, 転流期間は下降時間と等しく, $\tau = t_f = 55$ ns に設定する。ここで, 転流期間の終了時に共振電流が零とするには, $\phi/\omega = \tau/2$, つまり, 基本波力率は $\cos\phi = 94\%$ となる。(2.10) 式より, 三次共振電流は $I_3 = 4.6$ A であり, $Z_3 = 16\ \Omega$ となるように, L_3, C_3 を設定すればよい。

図 2.6 に主共振回路を一次側に換算した三次共振回路の等価回路を示す。実際の回路には, インバータと整合変圧器の間に配線インダクタンス $\ell = 0.3\ \mu$H と, 整合変圧器の巻線間容量 $c = 240$ pF が存在するため, 実験では, $L_3 = 1.4\ \mu$H, $C_3 = 330$ pF に設定し, 三次共振回路の共振周波数は 5.1 MHz とした。この時, インバータから見た三次共振回路のインピーダンスは,

$$3\omega L_3 - 1/(3\omega C_3) = 64 - 46 = 18\ \Omega$$

となる。C_3 を接続したことによる基本波進み電流の増加は,

$$\frac{V_1}{\omega C_3} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \times 200/(2\pi \times 2 \times 10^6 \times 330 \times 10^{-12}) = 0.7\ \mathrm{A}$$

で, 負荷共振電流の 1/10 以下である。また, 三次共振リアクトル L_3 は主共振回路のリアクトルの一次側換算値 $L_L{}'$ の約 2% 程度であり L_3 に生じる電圧降下はほとんど問題とならない。

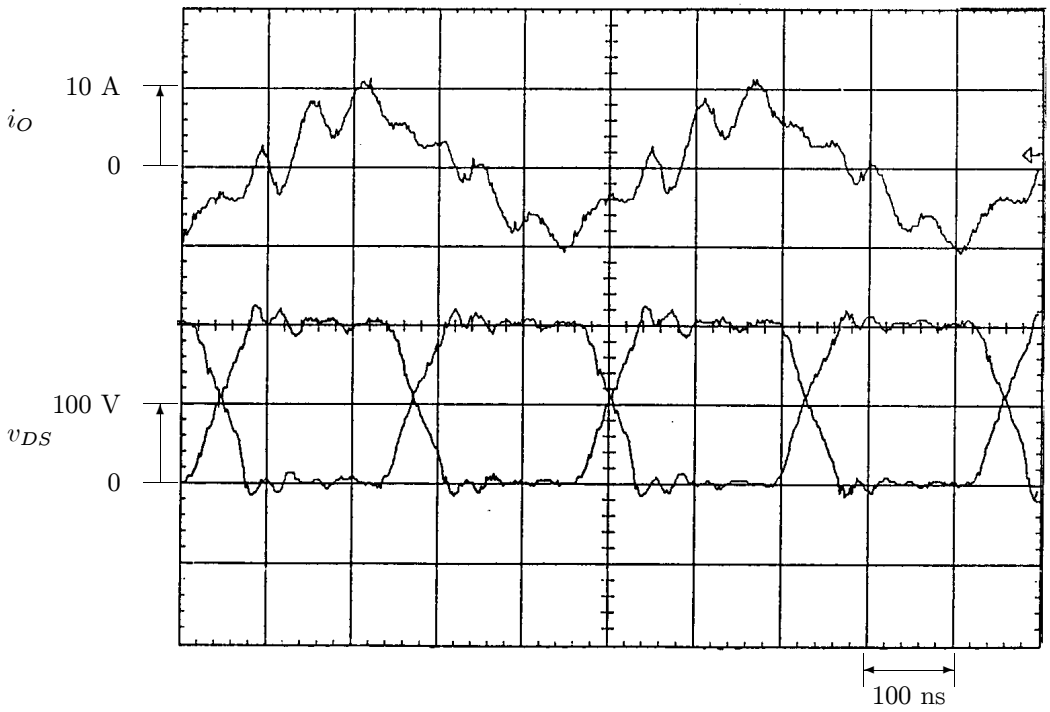


図 2.7. 三次共振回路を接続していない場合の実験波形

動作周波数が上昇して負荷共振電流の振幅が 1/2 となった場合の三次共振電流振幅の変化を考える。実験に用いた主共振回路の Q は約 50 であり, 動作周波数が 1.7% 上昇すると共振電流の振幅は約 1/2 になる。動作周波数が 1.7% 上昇した時の三次共振回路のインピーダンスは,

$$3\omega L_3 \times 1.017 - 1/(3\omega C_3)/1.017 = 65 - 45 = 20\ \Omega$$

となる。つまり, 負荷共振電流の振幅が 1/2 となる大幅な動作周波数の変化があったとしても, 三次共振電流振幅は 10% 程度減少するだけである。これは, 三次共振回路を共振点付近ではなく, 誘導性インピーダンスとなる領域を使用しているためである。

2.6 実験結果

図 2.7 ~ 2.9 にインバータ出力電流 i_O とドレイン・ソース間電圧 v_{DS} の実験波形を示す。実験は, 直流コンデンサ電圧 $V_{dc} = 200$ V, 動作周波数 2.1 MHz で行った。プラズマ放電はガス圧などの条件によって状態が変化しやすいため, ワークコイル内にステンレス棒を挿入して電圧・電流波形を測定した。また, インバータ出力電流 i_O は Peason's 社製の AC–CT を用いて測定しており, 実験の電流波形には約 10 ns の遅延が存在する。

図 2.7 は三次共振回路を接続していない場合の実験波形である。配線インダクタンスと整合変圧器の巻線間容量の間に寄生共振を生じており, インバータの出力電流 i_O には約 15 MHz の共振

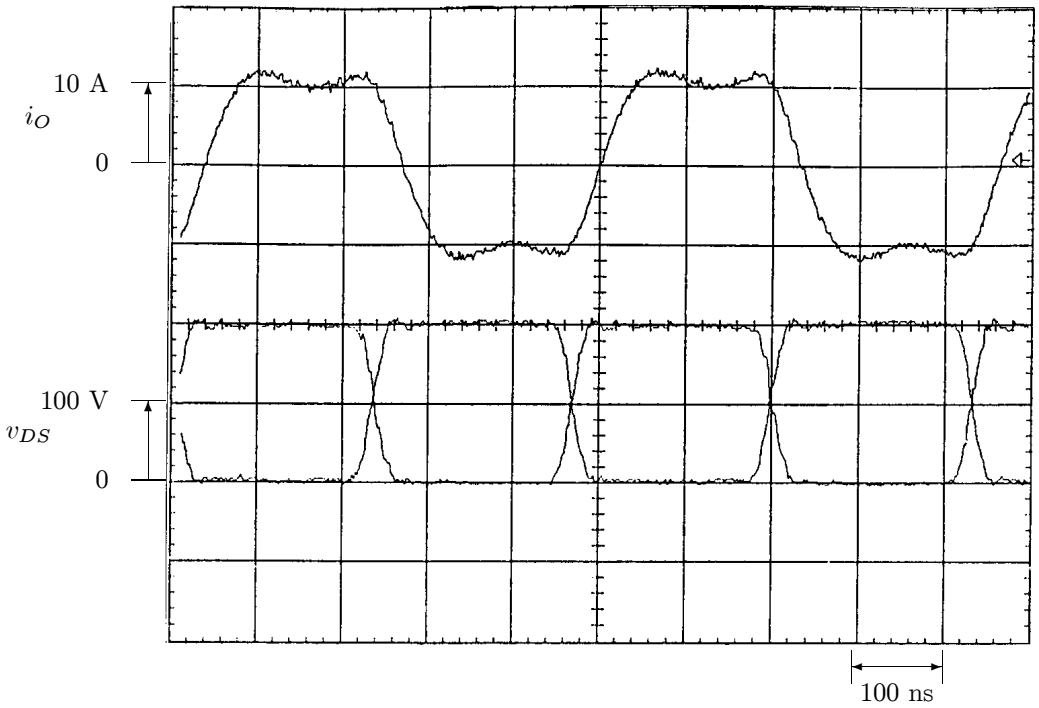


図 2.8. 三次共振回路を接続した場合の実験波形

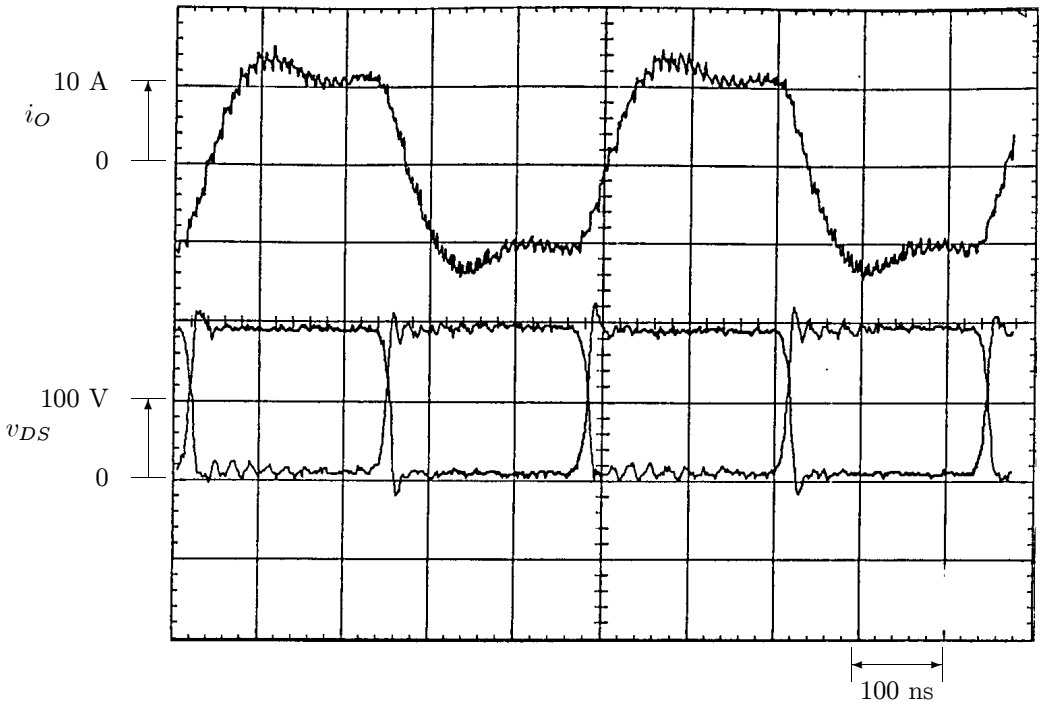


図 2.9. ロスレススナバコンデンサを接続していない場合の実験波形

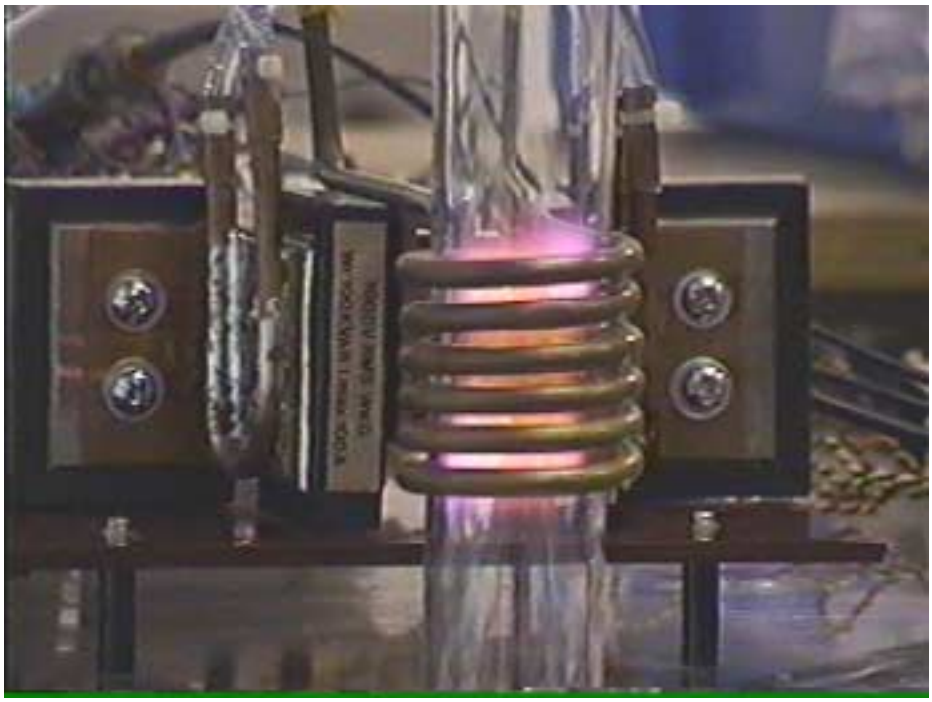


図 2.10. 低温プラズマの発生前 (80 V, 10 A)

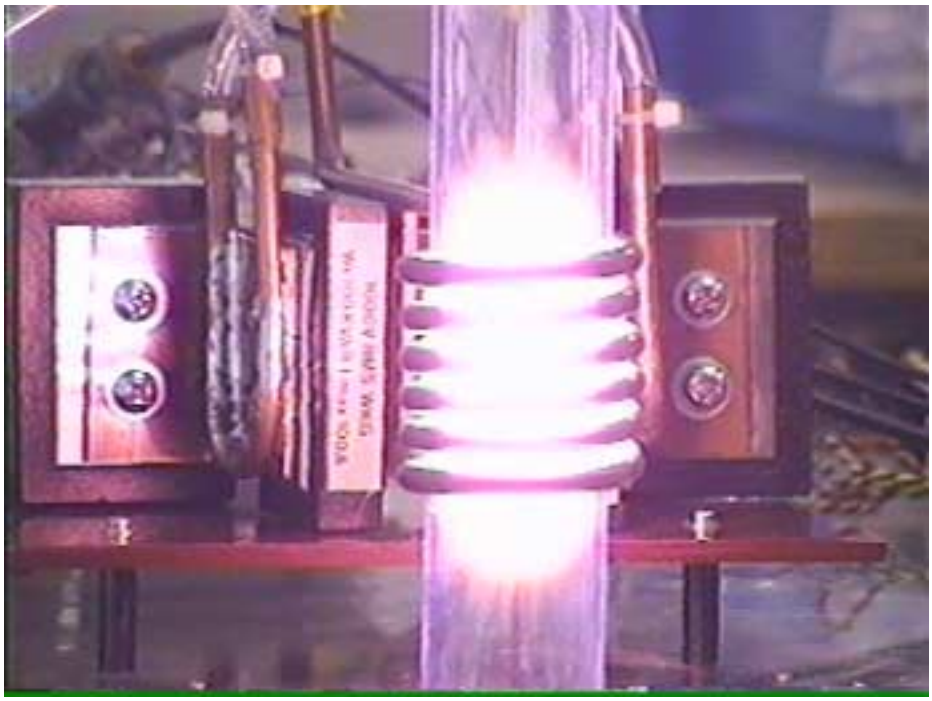


図 2.11. 低温プラズマの発生直後 (100 V, 5 A)

電流が重畳している。また, ドレイン・ソース間電圧 v_{DS} にも振動が現れている。この時の v_{DS} の上昇・降下時間は約 80 ns であり, 基本波力率は 88% (力率角 $\phi = 29°$) であった。

図 2.8 は三次共振回路を接続した場合の実験結果である。インバータ出力電流 i_O は, 負荷の共振電流 i_L に三次共振電流が重畳した台形波状の電流波形となっており, 図 2.7 のような寄生共振を生じていない。また, 蓄積電荷を短絡しない理想的なスイッチング動作が行われているため, ドレイン・ソース間電圧 v_{DS} にはサージ電圧や振動は全く生じていない。v_{DS} の上昇・降下時間は約 40 ns, 基本波力率は 97% (力率角 $\phi = 14°$) であり, 三次共振回路を接続していない場合に比べて大幅に力率が改善されている。また, インバータ出力電力は 1680 W, 直流入力電力は 1800 W であり, インバータ単体の変換効率は約 94% であった。インバータ出力電力の測定にはディジタル・オシロスコープの乗算機能を用いたため, インバータ出力電力の測定値には 1 ∼ 2% 程度の誤差が含まれていると考えられるが, 良好なスイッチング動作を行っていることが分かる。

図 2.9 はスナバコンデンサを接続しない場合の実験結果である。スナバコンデンサを接続していないので MOSFET の出力容量のみを充放電すればよく, 約 20 ns の短期間に転流動作が行われている。しかし, MOSFET の出力容量や還流ダイオードの遅れが異なるため, 各アームごとにサージ電圧の発生量に差異が存在している。また, スナバコンデンサを接続した場合に比べて, ターンオフのタイミングのわずかな変化であっても, 大きなサージ電圧が発生してしまう。従って, スナバコンデンサを接続しない場合には, 各アーム毎にターンオフのタイミングを調整する必要があり, すべてのアームでサージ電圧が発生しないように制御することは困難である。

図 2.10, 2.11 に低温プラズマの発生状況を示す。実験ではガラス管内に低圧アルゴンガスを封入し, 直流コンデンサ電圧を可変して出力電力調整を行った。図 2.11 は, 低温プラズマ発生直後の状態であり, プラズマが発生すると共振回路の Q が低下して共振電流が減少するため, インバータの入力電力が 500 W (100 V, 5 A) 程度の動作状態である。

2.7　まとめ

本章では, スイッチング素子の出力容量に蓄積された電荷に伴うサージ電圧・寄生振動の抑制を目的として, 三次共振回路を用いた電圧形インバータのスイッチングの高速化を提案し, 理論と実験により動作特性と設計法について検討し, 以下のような結論を得た。

1. 電圧形インバータの出力に三次共振回路を接続することにより, スイッチング素子の蓄積電荷の放電時間を短縮できる。実験により上昇・降下時間が約 40 ns の高速なスイッチング特性を確認した。

2. 三次共振回路によりスイッチング素子の蓄積電荷を強制的に放電した結果, インバータの基本波力率を低下することなく, サージ電圧の生じない良好な零電圧スイッチング動作が可能

となることを明らかにした。

3. インバータ出力電流に三次共振電流を重畳しても, インバータ出力電流の実効値は増加するが, 電流ピーク値はほとんど増加しない。従って, スイッチング素子の電流定格を増大する必要がない。

4. 3 次共振回路はローパスフィルタとしても動作し, 整合変圧器の巻線間容量とインバータ・変圧器間の配線インダクタンスの寄生共振を抑制することができる。

さらに, 本章で開発した電圧形インバータを低温プラズマ発生装置に接続した結果, 2 MHz, 2 kW の高周波運転において, 変換効率 94%, 基本波力率 97% の優れた動作特性を実現し, 提案方式の原理の妥当性と有用性を確認した。

参 考 文 献

(1) Hans U. Eckert: “The Induction Arc: A State-of-the-art Review,” High Temperature Science, 6, pp. 99–134, 1974

(2) 「新型パワーデバイス応用電源システム技術の動向」, 電気学会技術報告 (II 部), 第 350 号, 1990

(3) 鈴木, 池田, 吉田: 「2.5 MHz で出力 1 kW のフルブリッジ形 MOS-FET 式電力インバータの電力損失と効率」, 電学論 D, 117 巻, 1 号, pp. 35–43, 1997

(4) W. E. Frank, C. F. Der: “Solid State RF Generators for Induction Heating Applications,” *IEEE/IAS Annual Meeting,* pp. 939–944, 1982

(5) S. Bottari, L. Malesani, P. Tenti: “High Frequency 200 kHz Inverter for Induction Heating Applications,” *IEEE/PESC Conf. Rec.,* pp. 308–316, 1985

(6) H. Akagi, T. Sawae, A. Nabae: “130 kHz 7.5 kW Current-Source Inverters Using Static Induction Transistors for Induction Heating Applications,” *IEEE Trans. on PELS,* vol. 3, no. 3, pp. 303–309, 1988

(7) T. Yokoo, H. Itho, A. Sano: “High Frequency Inverter for Induction Heating Equipment by Using Static Induction Transistors,” *PCIM Proc.,* pp. 101–108, 1988

(8) P. P. Roy, S. R. Doradla, S. Deb: “Analysis of the Series Resonant Converter Using a Frequency Domain Model,” *IEEE/PELS PESC Conf. Rec.,* pp. 482–489, 1991

(9) L. Grajales, J. A. Sabaté, K. R. Wang, W. A. Tabisz, F. C. Lee: “Design of a 10 kW, 500 kHz Phase-Shift Controlled Series-Resonant Inverter for Induction Heating,” *IEEE/IAS Annual Meeting,* pp. 843–849, 1993

(10) 小笠原, 冨田, 赤木: 「30 kHz 5 kW IGBT インバータを用いたコロナ放電処理装置」, 電学論 D, 112 巻, 9 号, pp. 883–890, 1992

(11) 藤田, 佐藤, 小笠原, 赤木: 「コロナ放電処理システムに適した電圧形インバータ・直列共振回路の PDM 電力制御」, 電学論 D, 114 巻, 4 号, pp. 459–465, 1994

(12) 荻原, 早坂, 中岡: 「SIT を用いた誘導加熱用移相制御方式高周波インバータ」, 電気学会全大, No. 492, 1991

(13) 赤木, 上面: 「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 1kW 450kHz 誘導加熱装置」, 電学論 D, 110 巻, 11 号, p. 1177, 1990

(14) H. Fujita, H. Akagi: “Pulse-Density-Modulated Power Control of a 4 kW, 450 kHz Voltage-Source Inverter for Induction Melting Applications,” *IEEE Trans. on IAS,* vol. 32, no. 2, pp. 279–286, 1996

第 3 章

スイッチング損失を低減可能な広範囲出力電力制御法

3.1 まえがき

第 2 章では, 高周波インバータに三次共振回路を接続した高速スイッチング法を提案し, スイッチング素子の出力容量に蓄積された電荷の問題を解決し, 低温プラズマ発生装置用高周波電源において動作周波数 2 MHz を実現した。第 2 章で提案したような高周波インバータ(1)〜(5)は, 基本的に一定の周波数で動作することを前提としており, 動作周波数を共振周波数以外にすると共振電流の振幅だけでなく位相も変化するため, 大幅な動作周波数の調整が必要になる用途への適用は難しい。このため, 従来から直流電源電圧を変えて出力電圧の振幅を調整する方式が用いられてきた。これを実現する直流電源として, 平滑用のリアクトルやコンデンサを接続したサイリスタ整流回路が広く用いられてきたが, 低出力時の入力力率が低く, 装置の体積, 重量が増大するなどの問題点がある。

これらの問題を解決する方法として, ダイオード整流回路を使用して直流電圧を一定に保ったまま, 高周波インバータの制御により出力電力を調整しようとする以下の三方式が提案されている(6)〜(12)。

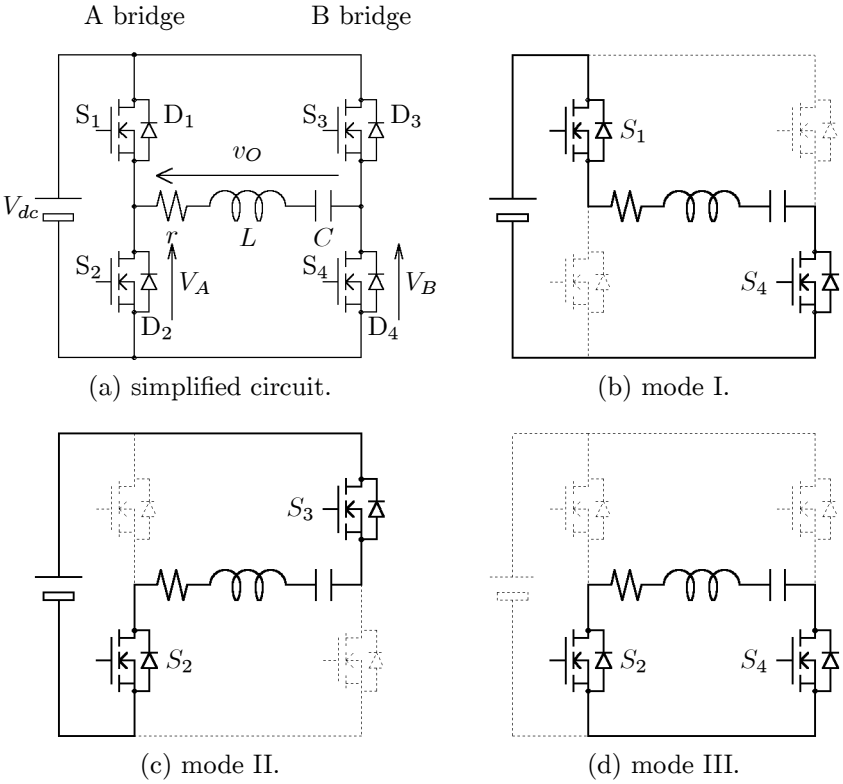
- 周波数制御(6)(7)
- 移相制御(8)〜(10)
- デューティ比制御(11)(12)

周波数制御は, インバータの出力周波数を制御することにより, 共振電流の振幅と負荷力率を調整して出力電力を制御することができる。しかし, 低出力動作時には, インバータのスイッチング周波数は上昇して負荷力率が低下するため, 零電圧・零電流スイッチングが不可能である。移相制御は, 2 台の電圧形インバータの出力を直列接続し, インバータ間の位相差を調整することにより出

力電圧のパルス幅を制御する方式である。デューティ比制御は, 出力電圧のデューティ比により出力電力を制御する。移相制御とデューティ比制御は, 低出力時にもスイッチング周波数を一定にできるが, 100% 出力時以外は周波数制御と同様に零電圧・零電流スイッチングは不可能である。また, これらの制御法を第 2 章の三次共振回路を接続した高周波インバータに適用すると, 三次共振電流の位相とスイッチングのタイミングが変化したり, 動作状態により三次共振電流の振幅が変化するため, スイッチング素子の出力容量に蓄積された電荷を適切に充放電することができない。

本章では, 電圧形インバータに負荷として直列共振回路を接続した回路方式 (電圧形インバータ・直列共振回路方式) の高周波電源の出力電力制御法としてパルス密度変調法 (以下では, Pulse Density Modulation – PDM と略す) を提案する。ここでいう PDM 制御とは, 一般に用いられる PDM とは多少異なり, インバータの直流電圧と出力周波数を一定としたままで, 出力電圧を方形波パルスにするか, 出力電圧を零にするかを出力電圧指令値に応じて各共振周期ごとに選択する制御法である。PDM インバータの出力電圧波形は, パルス幅と振幅が一定の方形波パルスになるが, 数周期から数十周期の共振期間に現れるパルスの数 (パルス密度) を調整することによって出力電圧の平均値を制御できる。すなわち, 出力パルスの有無を電圧形インバータの動作, 停止と考えれば, 本章で提案する PDM 制御法は一種の「高頻度間欠運転」であると言うこともできる。しかし, PDM 制御法を用いた場合には, 動作, 停止を共振電流の減衰時定数よりも高速に繰り返すため, 出力パルスの無い期間でも共振リアクトルには連続的に共振電流が流れ続ける点に特長がある。つまり, 従来の間欠運転では停止期間の誘導加熱負荷や放電負荷の電力が零となるのに対して, PDM 制御法では出力パルスが無い期間の負荷電力はわずかに減少するだけであり, 出力電力調整時に現れる負荷電力の変動を大幅に低減することができる。PDM 制御では動作周波数が一定にできるので, 周波数制御法のように低出力時にスイッチング周波数が上昇することは無く, 常に高力率な運転と零電流スイッチングが可能になる。さらに, 出力パルスの振幅が一定であるので, 放電負荷に適用して低出力で運転する場合にも安定な放電が実現できる。

本章で開発した PDM 電力制御法を加熱物の温度調整が必要な高周波誘導炉などに適用すれば, 従来の周波数制御に比べて広範囲の電力制御が可能になるので, 高速な温度上昇と安定な温度調整が実現でき, 工程の高速化や能率の改善に貢献できる。また, 放電負荷を駆動する電力変換器には安定な放電特性を得るために電流形変換器が用いられてきたが, 電圧形変換器に PDM 電力制御法を適用すれば電流形変換器と同様に安定かつ広範囲な放電が実現できる。電圧形変換器では平滑用リアクトルが不要であり, 装置の小型・軽量化が可能となるので, 放電ランプの高周波点灯回路などの小容量放電負荷への応用にも適する。以下では, 電圧形インバータ・直列共振回路方式の PDM 制御について動作原理と制御法を述べ, PDM 制御と直流電圧制御, 周波数制御, 移相制御を行った場合の動作特性を理論的に比較検討する。さらに, 高周波誘導加熱装置[13] とコロナ放電処理装置[14] へ PDM 出力制御を適用し実験により動作特性を確認する。



(a) simplified circuit. (b) mode I.

(c) mode II. (d) mode III.

図 3.1. PDM 制御のスイッチングモード

3.2 PDM 出力電力制御

3.2.1 PDM 出力電力制御の原理

図 3.1 に PDM 制御を適用した場合のインバータのスイッチングモードを示す。(b) のモード I と (c) のモード II は従来の電圧形インバータの動作モードであり, モード I では S_1 と S_4 がオンし, モード II では S_2 と S_3 がオンする。モード I におけるインバータの出力電圧は $v_O = V_{dc}$ であり, モード II では $v_O = -V_{dc}$ となる。PDM 制御ではモード I とモード II に加えて (d) のモード III を用いる。モード III では, A 側と B 側のハーフブリッジの下側アームの S_2 と S_4 のスイッチング素子にゲートパルスを与える。従って, S_2 と S_4 のどちらか一方のスイッチング素子と他方の逆導通ダイオードがオンするので, 共振電流は下側アームを通して還流し, 出力電圧は $v_O = 0$ となる。

図 3.2 に PDM 制御の原理を示す。図 3.2 はパルス密度 3/4 の場合の波形である。共振電流の 4 周期中 3 周期は, 従来の周波数制御インバータと同様に半周期毎にモード I とモード II を交互に出力し, 出力電圧波形は方形波パルス (交流) となる。次の 1 周期間はモード III を出力し, 出力電圧は零とする。従って, 電圧形インバータの出力電圧の平均電圧は最大出力時の 3/4 となり, パルス密度を調整すればインバータの出力電力を制御することができる。また, モード I の次には

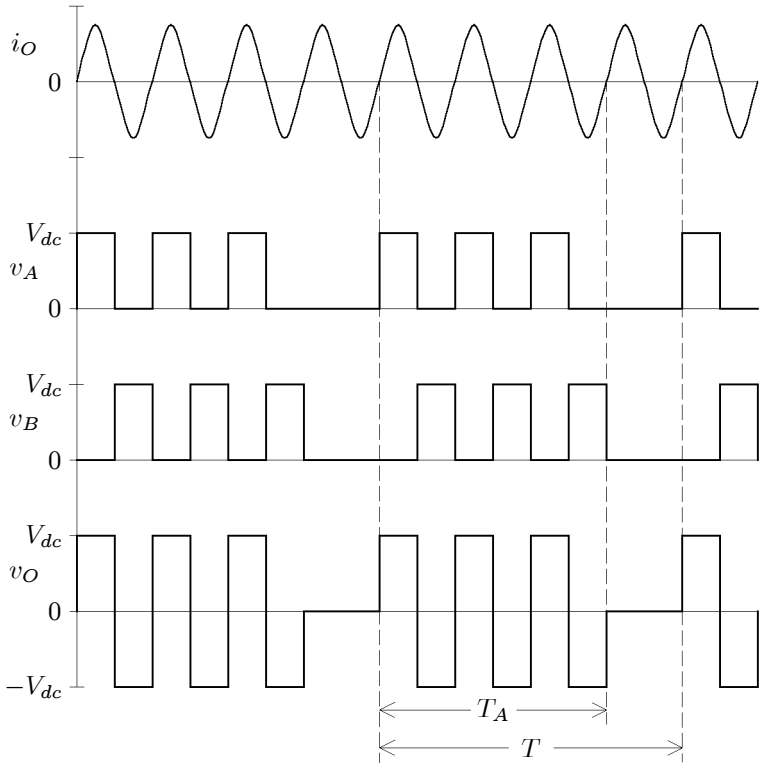


図 3.2. PDM 制御のスイッチングパターン

必ずモード II を出力しており, インバータ出力電圧には直流成分が含まないので, インバータと共振負荷の間に一般的に設置する整合トランスの直流偏磁を避けることができる。

3.2.2 出力電力の解析

共振電流の過渡現象について検討する。振幅が V_{dc}, 角周波数 ω の方形波電圧が直列共振回路に印加した場合を仮定する。ここで, 方形波電圧の基本波成分のみに注目すると次式が得られる。

$$L\frac{di_O}{dt} + \frac{1}{C}\int i_O dt + ri_O = \frac{4V_{dc}}{\pi}\sin\omega t \tag{3.1}$$

ただし, L, r, C は, それぞれ直列共振回路の共振リアクトルのインダクタンスと巻線抵抗, 共振コンデンサ容量である。PDM インバータの動作角周波数 ω が共振回路の共振角周波数 $\omega_r = 1/\sqrt{LC}$ に等しく $\omega = \omega_r$, 共振回路の先鋭度 Q が十分に高い $2\omega_r L/r = 2Q \gg 1$ と仮定すると, 共振電流 i_O は,

$$i_O = \frac{4V_{dc}}{\pi r}(1 - e^{-\frac{r}{2L}t})\sin\omega_r t \tag{3.2}$$

となる。LC 直列共振回路は二次系の過渡応答を有するが, 共振電流の包絡線 (振幅) に注目すると一次遅れ応答として取り扱えることが分かる。ここで, 共振電流 i_O の包絡線の時定数は,

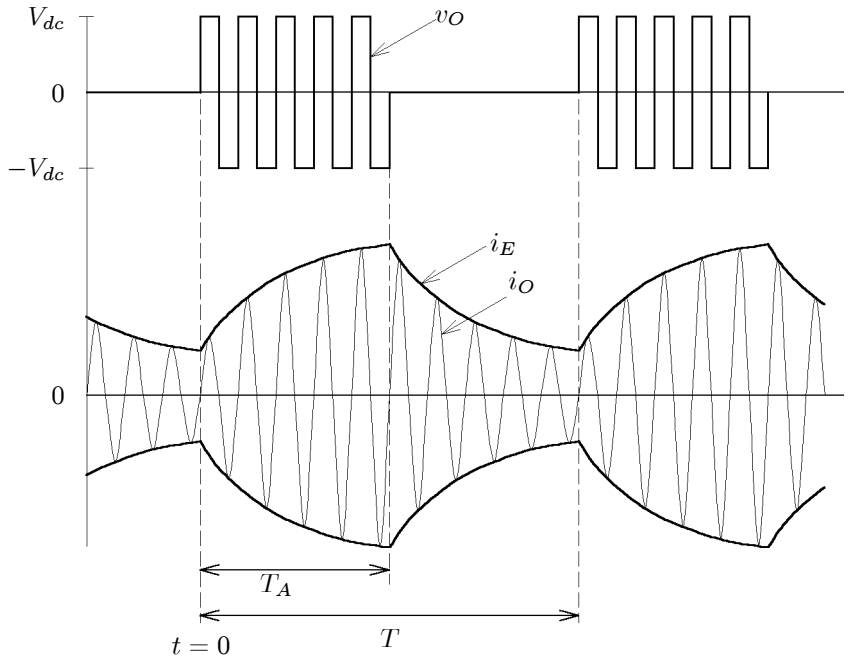


図 3.3. PDM インバータの電圧・電流波形

$$\tau = \frac{2L}{r} = \frac{2Q}{\omega_r} \tag{3.3}$$

で与えられる。

図 3.3 に直列共振回路の先鋭度が有限で, 共振電流振幅の変化する場合のインバータ出力電圧と共振電流の波形を示す。ここで, PDM パターンの繰り返し周期 T は, 共振電流振幅に変動が生じる程度長いと仮定している。共振電流の包絡線 i_E は次式で与えられる。

$$\begin{cases} i_E(t) = I_{\max}\left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right) + I_{E0}e^{-\frac{t}{\tau}} & (0 \le t \le T_A) \\ i_E(t) = i_E(T_A)e^{-\frac{t-T_A}{\tau}} & (T_A \le t \le T) \end{cases} \tag{3.4}$$

$$I_{E0} = I_{\max}\frac{1 - e^{-\frac{T_A}{\tau}}}{1 - e^{-\frac{T}{\tau}}} \tag{3.5}$$

ここで, $I_{\max}$ はパルス密度 $T_A/T = 1$ の場合の共振電流の最大値, I_{E0} は i_E の初期値である。PDM パターンの繰り返し周期 T が共振電流の包絡線の時定数 τ に比べて十分に短ければ, 共振電流の振幅はパルス密度に比例するが, 共振電流振幅に変動はほとんど生じない。従って, 共振電流の振幅は一定で,

$$\lim_{\tau\to\infty} i_E = I_{\max}\frac{T_A}{T} \tag{3.6}$$

となる。この時のインバータの平均出力電力は,

$$P = \frac{1}{T}\int_0^T v_O i_O dt = \frac{1}{T}\int_0^{T_A} \frac{4}{\pi} V_{dc} \sin\omega_r t \cdot i_E(t) \sin(\omega_r t - \phi) dt \tag{3.7}$$

となる。逆に, PDM パターンの繰り返し周期 T が共振電流の包絡線の時定数 τ よりも長い場合には, 平均出力電力は次式で与えられる。

$$P = \frac{2}{\pi} V_{dc} \cos\phi \frac{1}{T}\int_0^{T_A} i_E(t) dt = P_{\max}\left\{\frac{T_A}{T} + \frac{\tau}{T}\left(\frac{1-e^{-T_A/\tau}}{1-e^{-T/\tau}}\right)\left(e^{-T_A/\tau} - e^{-T/\tau}\right)\right\} \tag{3.8}$$

ただし, $P_{\max}$ は パルス密度 $T_A/T = 1$ の場合の出力電力で, $P_{\max} = (2/\pi)V_{dc}I_{\max}\cos\phi$ である。もし, Q が無限大の場合には, 共振電流の振幅はパルス密度 T_A/T に比例し, PDM 制御による振幅の変動は生じない。従って, 平均的なインバータ出力電力はパルス密度の 2 乗に比例する。

$$\lim_{\tau\to\infty} P = P_{\max}\left(\frac{T_A}{T}\right)^2 \tag{3.9}$$

一方, Q が低い場合には, 共振電流の振幅は不連続となるので, 平均出力電力はパルス密度に比例となる。

$$\lim_{\tau\to 0} P = P_{\max}\frac{T_A}{T} \tag{3.10}$$

3.3 高周波誘導加熱装置の PDM 制御

本節では, 前節で提案した電圧形インバータ・直列共振回路方式[13]の PDM 出力電力制御法を誘導加熱用高周波電源に適用する場合の問題点を明らかにし, 開発した 4 kW, 450 kHz 高周波電源について述べる。これは, 歯科医療用の鋳造装置の高周波電源として使用されるもので, クロム・コバルト・モリブデン (Cr Co Mo) 合金の融解を行うものである。一度に融解する CrCoMo 合金は 50 ∼ 200 g 程度であるので, 融解に必要な電力は 500 ∼ 1000 W 程度であるが, 合金の酸化を避けるためには 30 秒以内に融解する必要があり, 電圧形インバータには 4 kW 程度の出力電力が要求される。また, 合金が融解すると合金の磁気特性が変化し, 直列共振回路の共振周波数と先鋭度 Q が増加するため, インバータの動作周波数の制御と共振電流振幅の制御が必要になる。

従来は, PLL (phase locked loop) 回路を用いた動作周波数の追従制御とサイリスタ整流回路による直流電圧制御により, 動作周波数制御と共振電流振幅制御を行っていた。しかし, サイリスタ整流回路は直流出力の平滑用のリアクトルとコンデンサが必要になるため, 直流電源が占める体積と重量が大きくなり, また電源電流に高調波を含むなどの問題点が有る。直流電源にコンデンサ平滑形ダイオード整流回路を使用し, PLL 回路により共振回路の力率を制御して, 動作周波数と共振電流振幅の両者を制御することもできる。しかし, 動作周波数と共振回路の力率は独立ではないので, 合金融解時の共振周波数や Q の変化に追従して動作周波数と共振電流振幅を制御するのは難しい。

PDM 制御はインバータ動作周波数を一定にしたままで出力電力の制御が可能になるので, 動作周波数とは独立に共振電流振幅の制御することができる。従って, PLL 回路はインバータの動作

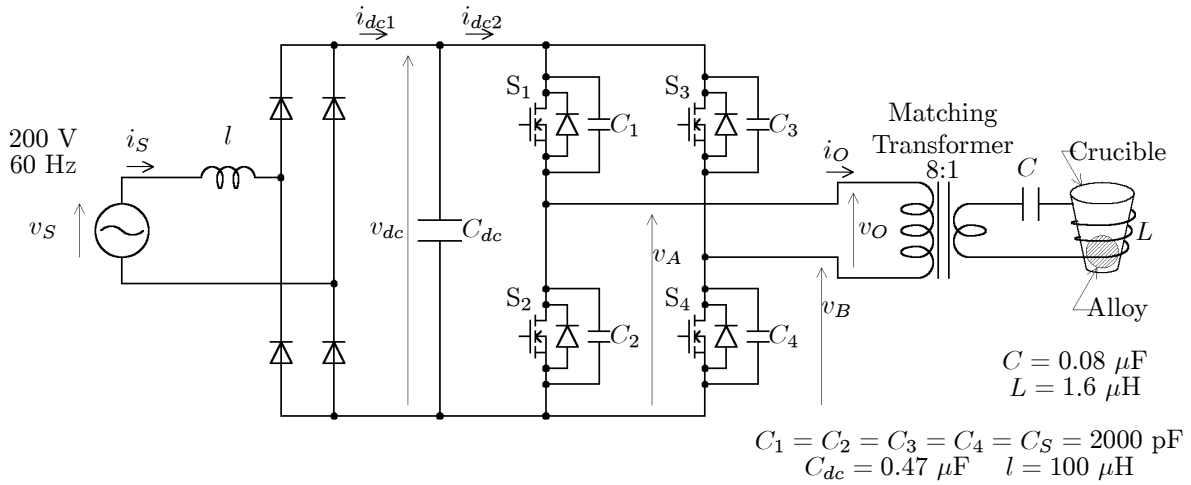


図 3.4. 高周波誘導加熱装置のシステム構成

周波数を共振回路の共振周波数に一致するように動作すればよく, 電圧電流の位相差を制御する必要がない。また, 常に零電流スイッチングが実現できるため, スイッチング損失の大幅な低減が可能になる。さらに, ダイオード整流回路の平滑コンデンサを除去した電源電流波形の改善についても検討する。

3.3.1 高周波誘導加熱装置のシステム構成

図 3.4 に高周波誘導加熱装置のシステム構成を示す。電圧形インバータの主回路は, MOSFET (日立製 2SK1521, 450 V, 50 A) を用いた単相フルブリッジ構成である。MOSFET と逆並列に接続された還流ダイオードには, MOSFET 内部の寄生ダイオードを使用した。各 MOSFET には 2000 pF のコンデンサのみで構成したロスレススナバ回路を接続しており, スナバコンデンサ以外にダイオードや抵抗などの素子は一切使用していない点に特長がある。電圧形インバータの出力は 8:1 の整合変圧器を通して直列共振回路に接続する。誘導加熱装置の直流電源にはダイオード整流回路を使用する。ダイオード整流回路の直流リンクには, 電圧形インバータのスイッチングリプル除去用の高周波コンデンサ 0.47 μF 以外に, 平滑用のリアクトルやコンデンサは接続していない。従って, 直流リンク電圧は電源電圧の 2 倍の周波数で変動するが, ダイオード整流回路の入力電流波形を高調波を含まない正弦波波形にすることができる。

図 3.5 に ダイオード整流回路の直流出力電流 i_{dc1} とインバータの直流入力電流 i_{dc2}, 高周波出力電流 i_O の波形を示す。ただし, 図 3.5 では, 動作原理を理解し易くするために, インバータの動作周波数を 1.8 kHz にしている。平滑用コンデンサを接続していないため, インバータの出力電流 i_O と 直流入力電流 i_{dc2} の振幅は電源周波数の 2 倍の周波数で変動する。インバータが発生する高周波成分は高周波コンデンサに流れるため, ダイオード整流回路の直流出力電流 i_{dc1} は直流リンク電圧に比例し, 直流リンク電圧と相似な全波整流波形になる。つまり, 直列共振回路と電圧形インバータの接続は, 直流側から見ると抵抗負荷と等価であり, 電源電圧が高調波を含まなけれ

表 3.1. MOSFET (2SK1521) の最大定格と電気的特製

Drain to Source Voltage	450 V
Drain Current	50 A
On-State Resistance	0.08 Ω
Input Capacitance	8700 pF
Output Capacitance	2400 pF
Turn-on Delay Time	85 ns
Rise Time	250 ns
Turn-off Delay Time	600 ns
Fall Time	250 ns

ば, ダイオード整流回路の入力電流は正弦波になる。この時, インバータ出力電力も電源電圧の 2 倍の周波数で変動するが, 本システムのような高周波誘導融解の応用では, 被加熱物の熱容量が有るため加熱むらは問題とならない。表面焼き入れのような加熱の変動が問題になる特殊な用途以外であれば, 本方式が適用可能であると考えられる。

3.3.2 ロスレススナバ回路の動作原理

本誘導加熱システムの電圧形インバータは, ロスレススナバ回路によって零電圧スイッチング動作を可能にし, PDM 制御によって零電流スイッチングを実現している。厳密には, ロスレススナバ回路の充放電を行うために, 完全な零電流でターンオフすることはできないので, 零電圧・擬似零電流ターンオフ, 零電圧・零電流ターンオン動作になる。

図 3.6 にロスレススナバ回路の動作原理を示す。図 3.6 のロスレススナバ回路は, 高周波コンデンサを MOSFET と直接並列に接続しており, ダイオードや抵抗などは使用しない点に特長がある。ダイオードや抵抗をスナバコンデンサと直列に接続すると, スナバ回路のインダクタンスが増加するため, MOSFET がターンオフする際の急峻な電流により誘導電圧が発生しスイッチング損失の増加を引き起こす。本ロスレススナバでは, 高周波コンデンサを MOSFET と直接接続できるため, ダイオード等の接続に伴う配線インダクタンスの低減が可能になる。

図 3.6 (b) の転流前の状態から, 図 3.6 (d) の転流終了状態への転流動作について考える。まず, 図 3.6 (b) の転流前の状態では, MOSFET S_1 と S_4 を通して共振電流 i_O が流れており, 転流終了後に電流極性が反転すると仮定する。これは, 電圧形インバータが遅れ力率で動作していることに相当する。この時, スナバコンデンサ C_1 と C_4 の電圧は零であり, C_2 と C_3 には直流電源電圧が印加する。ここで, S_1 と S_4 のゲート信号をオフすると, S_1 と S_4 は零電圧ターンオフし, 図 3.6 (c) の転流中の状態になる。図 3.6 (c) の転流中の間は, 共振電流はスナバコンデンサを流れ, C_1 と C_4 を充電し, C_2 と C_3 を放電する。スナバコンデンサの容量がすべて等しければ, 上側アームと下側アームにそれぞれ共振電流の 1/2 が流れることになる。スナバコンデンサ C_2 と C_3 の

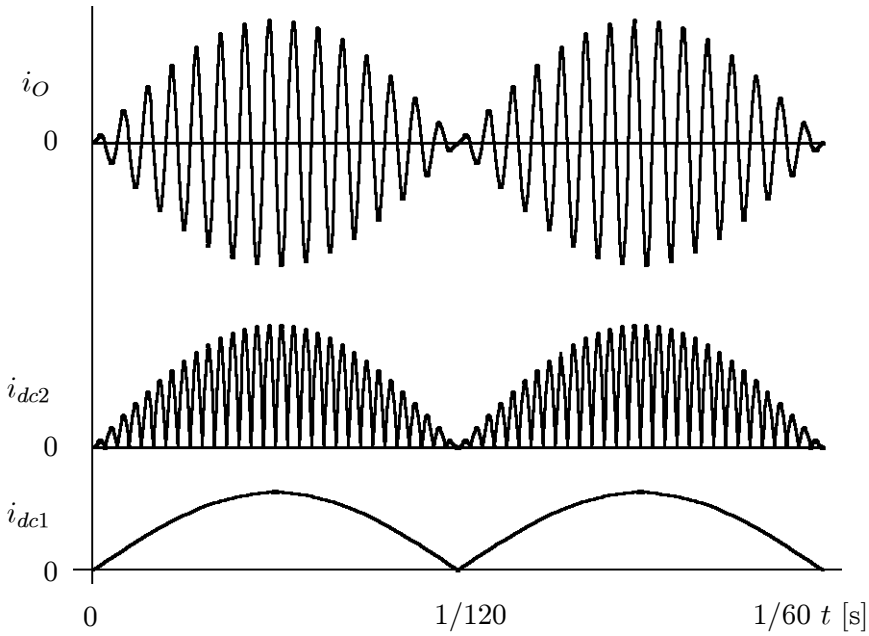


図 3.5. 平滑コンデンサを接続しない場合の i_O, i_{dc1}, i_{dc2} の波形 (動作周波数 1.8 kHz, 電源周波数 60 Hz)

電圧が零まで放電すると, C_2 と C_3 と並列に接続されている環流ダイオード D_2 と D_3 が導通し, 図 3.6 (d) の転流終了の状態になる。環流ダイオード D_2 と D_3 が導通している間に MOSFET S_2 と S_3 へゲート信号を与えていれば, 共振電流の極性が反転すると, S_2 と S_3 がターンオンする。この時, MOSFET S_2 と S_3 は零電圧・零電流ターンオンになる。

電圧形インバータが進み力率で動作している場合には, 図 3.6 (b) の転流前の状態では環流ダイオード D_1 と D_4 が導通しているため, MOSFET S_1 と S_4 をターンオフしてもスナバコンデンサの充放電は行われない。C_2 と C_3 が直流電源電圧 V_{dc} に充電されたまま MOSFET S_2 と S_3 にゲート信号を与えると, S_2 と S_3 はスナバコンデンサの短絡を生じる。この時, スナバコンデンサに蓄積された電荷がスイッチング損失になるだけでなく, MOSFET に過大なサージ電圧が印加したり, 環流ダイオードにリカバリ電流が流れる。従って, 本ロスレススナバ回路を接続した電圧形インバータは遅れ力率で運転しなければならない。

3.3.3 デッドタイムの設定

図.3.7 にロスレススナバ回路の電圧電流波形を示す。ここでは, 共振電流の最大値を I として, インバータの出力電流 i_O は,

$$i_O = -I \sin \omega_r t \tag{3.11}$$

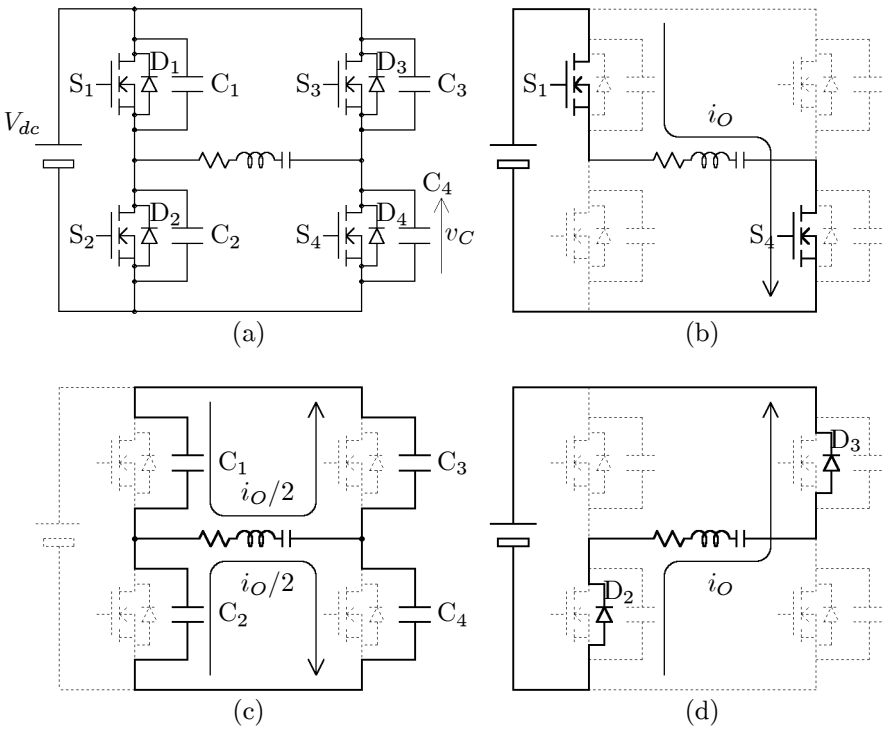


図 3.6. ロスレススナバ回路の動作原理

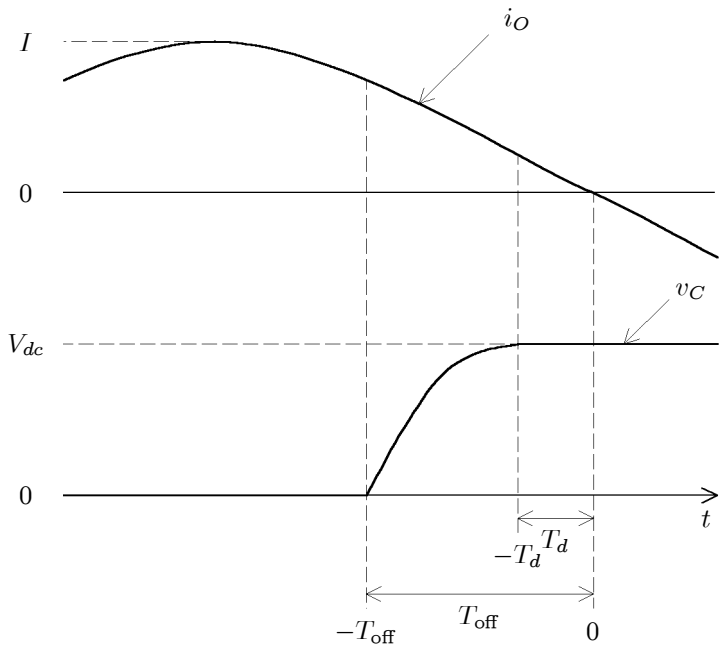


図 3.7. ロスレススナバ回路の電圧電流波形

と仮定する。MOSFET が $-T_{\mathrm{off}}$ でターンオフすると, スナバコンデンサは i_O によって充電される。スナバコンデンサの静電容量を C_S とすると, スナバコンデンサの電圧 v_C は,

$$\begin{aligned} v_C(t) &= \frac{1}{C_S}\int_{-T_{\mathrm{off}}}^{t}\frac{i_O}{2}\,dt \\ &= \frac{I}{2\omega_r C_S}(\cos\omega_r t - \cos\omega_r T_{\mathrm{off}}) \end{aligned} \tag{3.12}$$

となる。転流期間終了時には, スナバコンデンサ電圧 v_C が直流電源電圧に達するので, (3.12) 式に $v_C(-T_d) = V_{dc}$ の条件を代入すれば, 転流期間の終了時刻 $-T_d$ は,

$$T_d = \frac{1}{\omega_r}\cos^{-1}\left(\cos\omega_r T_{\mathrm{off}} + 2\omega_r C_S\frac{V_{dc}}{I}\right) \tag{3.13}$$

となる。

インバータの出力電流 i_O の極性が反転し $t < 0$ になるまでに, スナバコンデンサ電圧は直流電源電圧に到達しなければならないので, T_{off} の最小値は

$$T_{\mathrm{min}} = \frac{1}{\omega_r}\cos^{-1}\left(1 - 2\omega_r C_S\frac{V_{dc}}{I}\right) \tag{3.14}$$

となる。

(3.14) 式は スナバコンデンサ電圧, あるいは, MOSFET のドレイン・ソース間電圧の dv/dt が最小になる状態である。しかし, インバータ出力電流が減少した場合には, T_{min} は増大するので, インバータの動作範囲内で最小の共振電流を考慮して T_{off} を設定する必要がある。つまり, PDM 制御を行う場合には, 最小のパルス密度について T_{off} を設定しなければならない。

実験に用いたシステムの場合について考える。パルス密度 1 の場合の共振電流振幅を 25 A であり, パルス密度が 3/4 まで低下するとすると, 最小の共振電流振幅は約 15 A である。直流コンデンサ電圧は $V_{dc} = 200$ V であり, スナバコンデンサ容量 は MOSFET の出力容量と同等の $C = 2000$ pF に設定する。(3.14) 式より, T_{min} は約 180 ns になるので, 実験では, $T_{\mathrm{off}} = 200$ ns とした。$T_{\mathrm{off}} = 200$ ns とすると, (3.13) 式より, $T_d = 85$ ns でスナバコンデンサの充放電が終了するので, 上下アーム間のデッドタイムは 150 ns とした。

3.3.4 制御回路

図 3.8 に PDM インバータの制御ブロック図を示す。制御回路は, 共振電流位相を制御する PLL (phase-locked loop) 回路とパルス密度の制御を行う PDM 発生回路によって構成する。PLL 回路では, 負荷共振電流の電流位相とゲート信号との位相差を検出し, VCO (voltage-controlled oscillator) でインバータ動作周波数を調整してインバータ力率を制御する。しかし, 直流リンクに平滑用コンデンサを接続していないため, 直流電圧リプルに伴って共振電流の振幅は変動し, 電源電圧の零クロス付近では共振電流位相の検出が困難になる。電源電圧の零クロス付近の VCO の発振周波数の変化を抑制するために, PLL 回路のローパスフィルタの時定数を 1.5 ms に設定している。

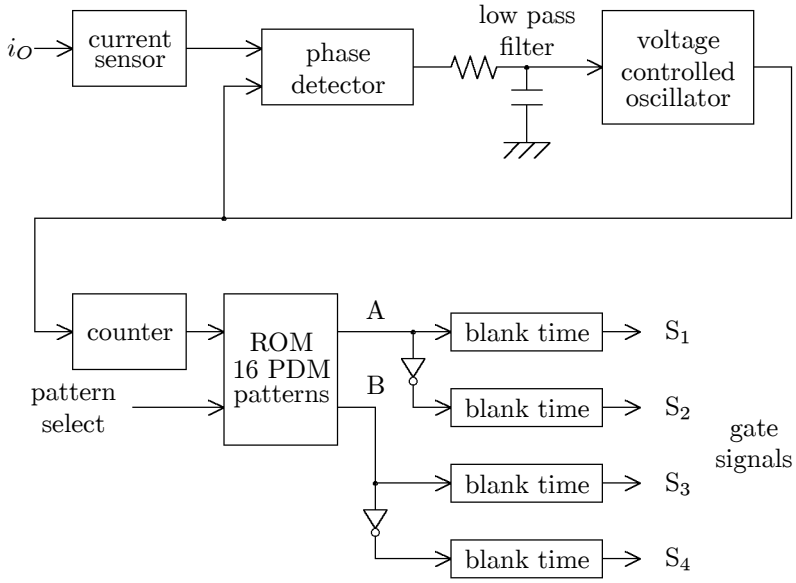


図 3.8. PDM インバータの制御回路

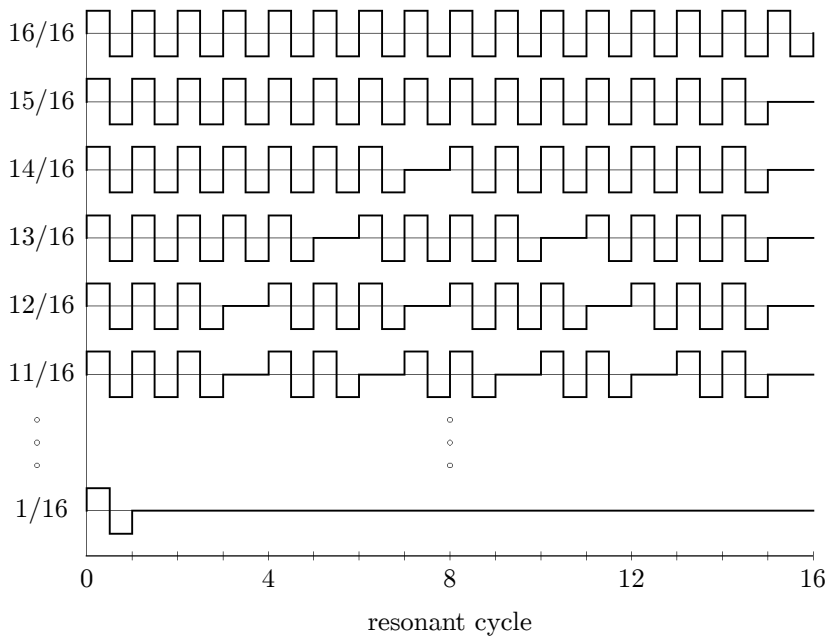


図 3.9. 実験に用いた PDM パターン

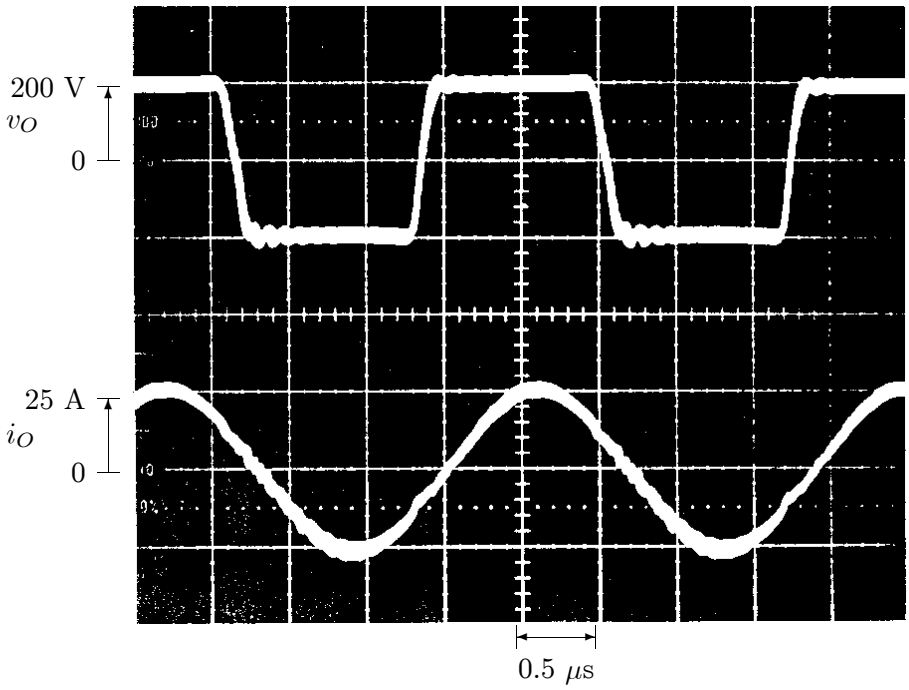


図 3.10. $T_A/T = 16/16$ の実験波形

VCO はインバータ動作周波数の 2 倍の周波数で発振し, 5 ビットの 2 進カウンタに接続する。5 ビットカウンタは, PDM パターンが書き込まれた ROM に接続し, 4 ビットのパルス密度指令値 (pattern select) で選択された PDM パターン信号 A, B を読み出す。従って, 本実験装置では, インバータ動作周期の 16 周期で 1 PDM パターンになるので, 16 種類のパルス密度を有する PDM パターンを選択することができる。

図 3.9 に実験に用いた 16 種類の PDM パターンを示す。各 PDM パターンのパルス密度 T_A/T は 1/16 から 16/16 であり, 4 ビットのパルス密度指令値で選択できる。また, PDM 制御に伴う共振電流の脈動を低減するため, 各 PDM パターン内のモード III が均等に配置されるように設計している。PDM インバータでは, 各ハーフブリッジの動作は対称ではないので, PDM パターン信号 A, B とそれぞれの負論理信号 $\bar{\mathrm{A}}$, $\bar{\mathrm{B}}$ にデッドタイムを設けて, 各アームの MOFET のゲート駆動回路へ接続する。

3.3.5 実験結果

図 3.10, 3.11, 3.12 に試作した PDM インバータを用いた誘導加熱装置の実験波形を示す。実験に用いた共振回路の Q は約 30 であるので, この時の共振電流の包絡線の時定数は,

$$\tau = 2Q/\omega_r = 2 \times 30/2\pi \times 450 \times 10^3 = 21\ \mu\mathrm{s}$$

となる。インバータ出力電圧電流の波形観測では, 直流リンクの電圧リプルによる振幅の変化を抑制するため, 直流リンクには 3000 μF の平滑用コンデンサを接続した。

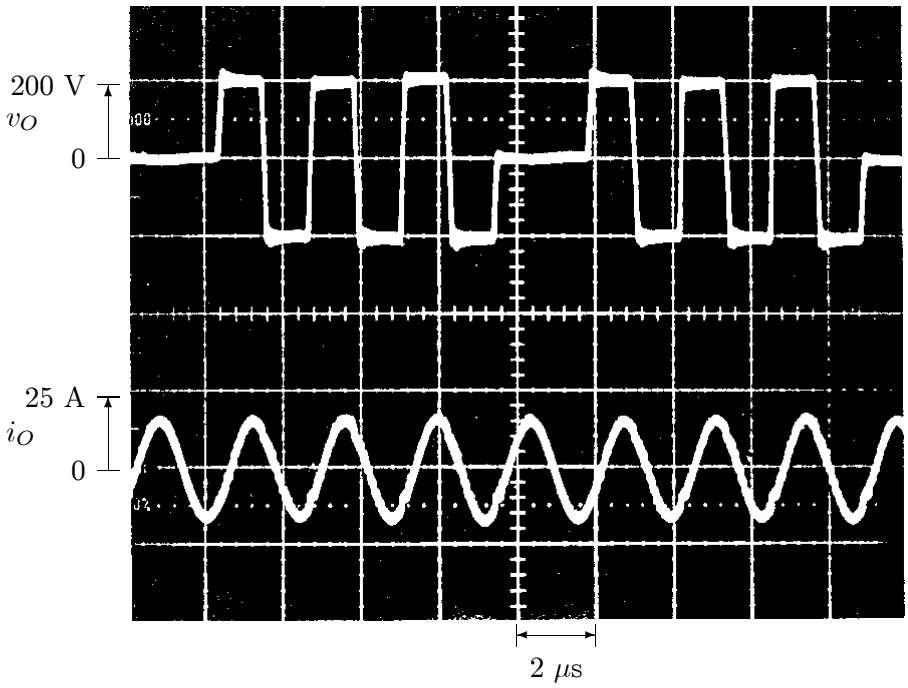


図 3.11. $T_A/T = 12/16$ の実験波形

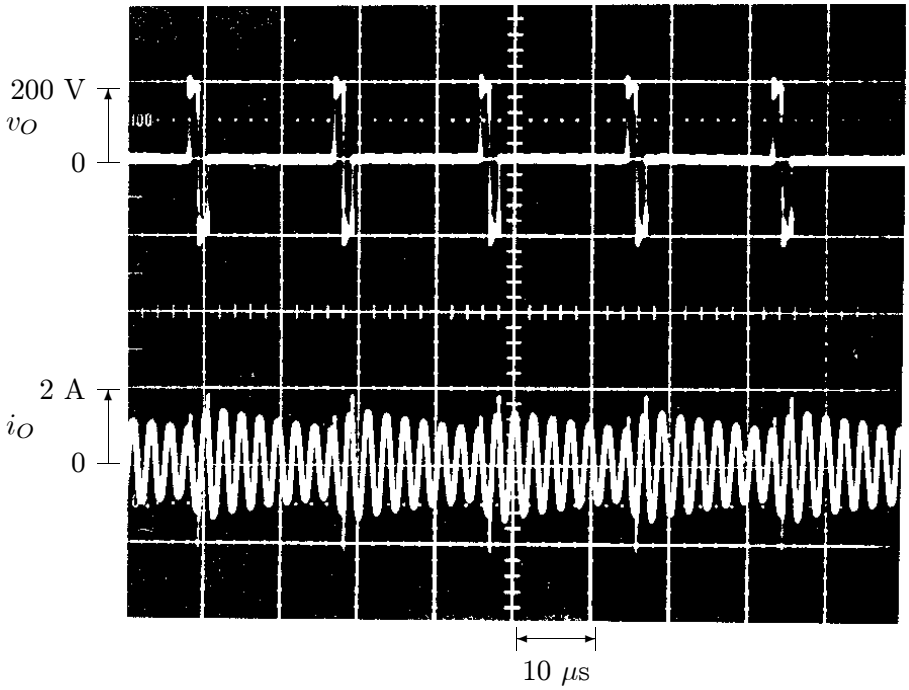


図 3.12. $T_A/T = 2/16$ の実験波形

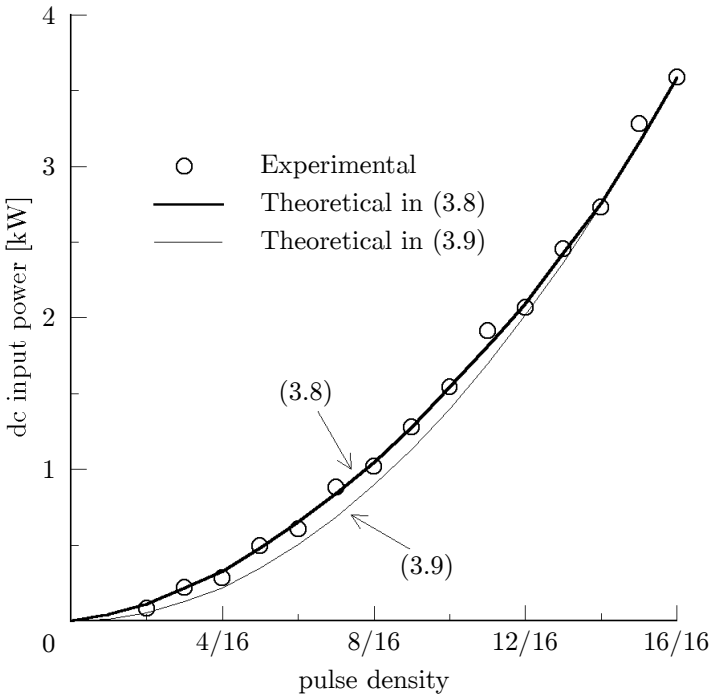


図 3.13. パルス密度とインバータの直流入力電力の関係

図 3.10 は最大出力電力 3.6 kW 動作時のインバータ出力電圧電流波形である。2000 pF のスナバコンデンサを接続しているため, インバータ出力電圧波形の dv/dt が抑制されており, 上昇・降下時間は約 150 ns となっている。この時, 出力電圧波形にサージ電圧や寄生振動は現れていない。

図 3.11, 3.12 は PDM 制御を行った場合の実験波形である。図 3.11 はパルス密度 12/16 の場合であり, 最大電力出力時の図 3.10 に比べて共振電流の振幅は約 70% に減少している。この時, 共振電流包絡線の時定数 τ は PDM 周期 $T = 9$ μs に比べて長いため, 共振電流 i_O には振幅の変化はほとんど現れていない。一方, 図 3.12 のパルス密度が 2/16 の場合には, PDM 周期は $T = 42$ μs であり, 共振電流包絡線の時定数 τ よりも長くなるため, 共振電流 i_O の振幅が変化している。この時のインバータ出力電力は 80 W であり, 図 3.10 の最大出力時の 2% である。

図 3.13 にパルス密度とインバータの直流入力電力の関係を示す。PDM 制御を行った場合には, インバータ出力電圧波形は複雑になり, また, 共振電流波形にも振幅の変動が生じるため, インバータ出力電力を正確に測定することは困難である。このため, 図 3.13 ではインバータの直流入力電力を用いている。また, 負荷共振回路の定数から最大出力電力を求めることもできるが, インバータ効率および負荷力率などを考慮する必要がある。ここでは, 最大出力時に理論値と実験結果が一致するように, 実験の最大入力電力 (パルス密度 16/16) を $P_{\max}$ として用い, (3.8), (3.9) 式の妥当性を評価する。(3.8) 式の理論曲線は全ての範囲で実験結果とよく一致している。一方, (3.9) 式の理論曲線は, パルス密度が 12/16 以上では実験結果とほとんど一致しているが, 2/16 から

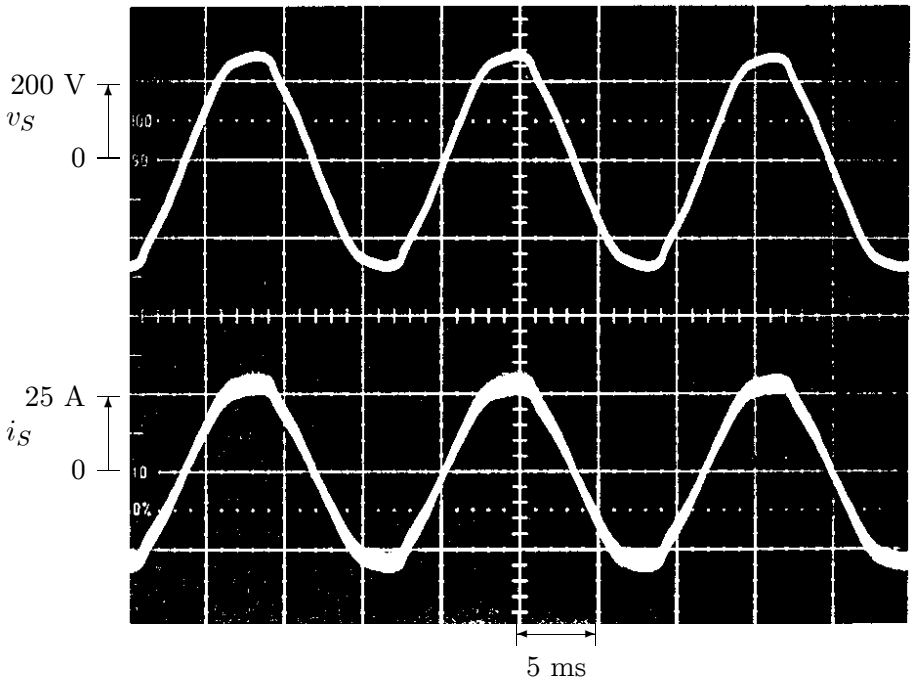


図 3.14. 平滑コンデンサを接続しない場合のダイオード整流回路の入力電圧・電流波形 ($T_A/T = 16/16$)

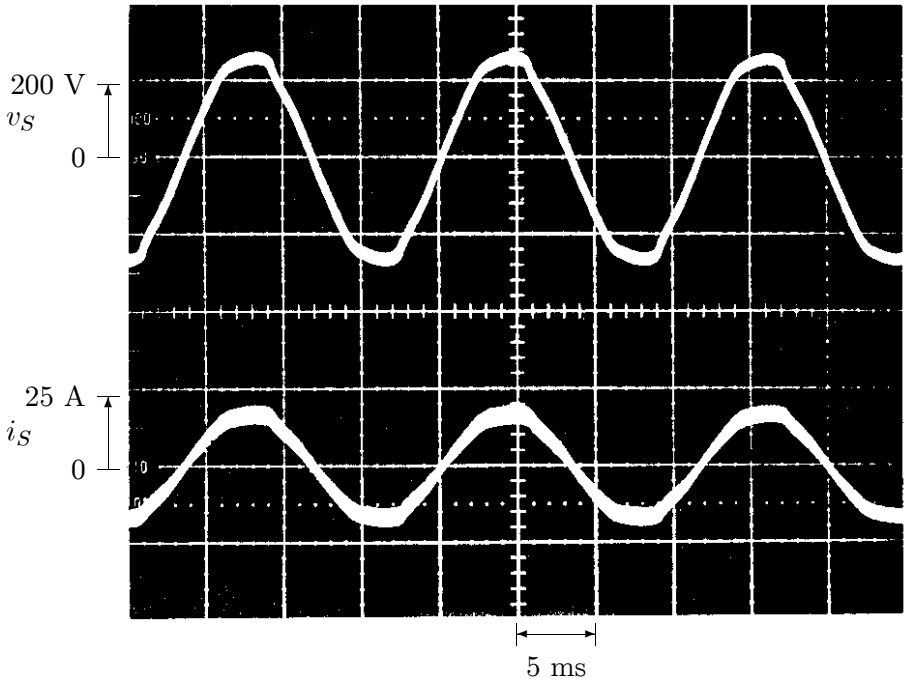


図 3.15. 平滑コンデンサを接続しない場合のダイオード整流回路の入力電圧・電流波形 ($T_A/T = 12/16$)

12/16 の範囲では実測よりも小さく現れている。従って, 出力電力が 70% 以上の場合には, (3.9) 式の近似を用いてもほとんど誤差が生じないことが分かる。

図 3.14, 3.15 は直流リンクの平滑用コンデンサ 3000 μF を取り外した場合のダイオード整流回路の入力電圧・電流波形である。この時, 直流リンクには, スイッチングリプル除去用の高周波コンデンサ 0.47 μF のみが接続されている。図 3.14 はパルス密度 16/16 の最大電力出力時, 図 3.15 はパルス密度 12/16 時の実験波形である。ダイオード整流回路の入力電流は基本波力率 1 の電源電圧と相似な波形になっている。入力電流波形にはわずかな高調波成分が含まれているが, これは電源に高調波電圧が含まれているためであり, 電源が理想的な正弦波電圧源であれば, 入力電流は高調波成分を含まない力率 1 の正弦波波形になると考えられる。また, PDM 制御を行うとインバータの直流入力電流に脈動が生じるが, この電流脈動は高周波コンデンサ 0.47 μF で十分に吸収できるため, 図 3.15 のパルス密度 12/16 の場合でも良好な正弦波電流波形になっている。

3.4 コロナ放電処理システムへの適用

コロナ放電処理システム[14]は, ポリエチレンやポリプロピレンフィルムのインクや接着剤に対する親和性の向上を目的として, フィルム表面に放電処理を行うものである。フィルムの材質に合わせて親和性を調整するために, コロナ放電処理システムは放電電力を制御する必要がある[15][16]。一般に, 強処理と弱処理を一台のコロナ放電処理システムで行おうとすると, 100:1 程度の出力電力制御が必要になる。

コロナ放電処理システムのような放電負荷は, 電極間電圧が放電開始電圧以下では放電電流はほとんど流れないが, 放電開始電圧を越えると放電電流が急激に増加する非線形性を有している。このため, 直流電圧制御や周波数制御では低出力時には電極間電圧が低下し, 安定な放電を持続することが難しい。特に安定した弱処理が必要な場合には, 低気圧中で放電処理を行うこともある。

以下では, コロナ放電処理システムへの PDM 電力制御法の適用について検討する。PDM 制御では常に方形波パルスの振幅が一定であるので, 低出力時にも電極間電圧が低下しない安定な放電が可能になる。以下では, コロナ放電処理システムへ PDM 制御を適用した場合の動作特性と制御法を述べ, 実験により 100:1 の電力制御が可能であることを確認する。

3.4.1 コロナ放電処理システム

図 3.16 にシステム構成を示す。高周波インバータの主回路は IGBT を用いた電圧形単相フルブリッジ構成であり, コレクタ-エミッタ間耐圧 600 V, コレクタ最大定格電流 50 A の two in one タイプの IGBT モジュールを 2 個使用した。IGBT のコレクタ-エミッタ間と並列にロスレススナバ C_S (0.03 μF), DC ブス間に C_C (4 μF) を接続し, スイッチングロスを低減している。コロナ放電処理装置は 10 ∼ 20 kV の高電圧を必要とするため, 昇圧トランス (巻数比 30：600) を介し

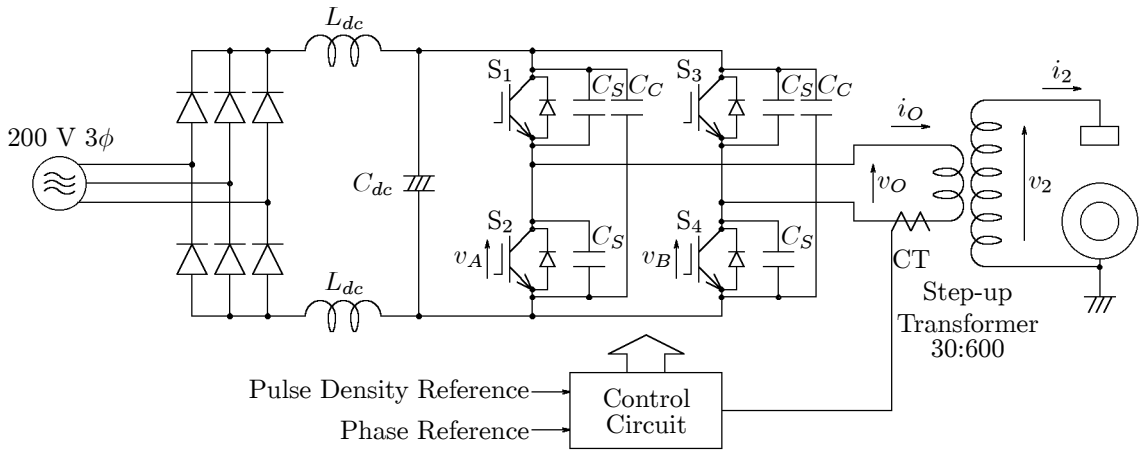


図 3.16. コロナ放電処理システム

てインバータと接続している。インバータから見た負荷は, 昇圧トランスの漏れインダクタンスと漂遊容量, 放電電極の容量で構成される LC 直列共振回路と考えることができる。図 3.16 では, 電圧形インバータの PDM により出力電力を制御できるので, 順変換器には三相ダイオード整流回路を使用した。直流側には 2 台の直流リアクトル L_{dc} (1.3 mH) とコンデンサ C_{dc} (1800 μF) を接続し, コモンモード電流と電圧リプルを低減している。

図 3.17 にコロナ放電処理システムの電極構造を示す。放電電極は平行に配置された円筒状電極と棒状電極により構成し, エアギャップは約 3 mm としている。円筒状電極は, アーク放電への移行を抑制するために誘電体層で覆われている。電極間に高周波電圧を印加すると, エアギャップの空気が絶縁破壊しコロナ放電が生じる。エアギャップ間を通過する樹脂フィルムはコロナ放電により表面処理が施され, インク等に対する親和性が向上する。従って, 放電電力を制御することができれば, フィルムの材質や厚さに合わせて親和性を調整することができる。

しかし, コロナ放電の電圧電流特性には非線形性を有しているため, 広範囲に放電電力を制御することは難しい。放電電力は放電開始電圧以下ではほとんど零であり, 放電開始電圧を越えると急激に増加する。従って, 単に電極間電圧を低下するだけでは, 低出力時に安定な放電を維持できない。また, 放電電極のエアギャップが完全に均一ではないため, 低電圧時には部分的な放電が生じることがある。

PDM 制御は方形波パルスの振幅とパルス幅が一定であるので, 周波数制御や直流電圧制御に比べて低出力時の電極間電圧の最大値の低下は少なく, 出力電力を広範囲に変化しても安定なコロナ放電を維持することができる。また, 電極間電圧の低下による部分的な放電を生じないので, 平行電極の全域に渡って一様に放電処理を行うことができる。

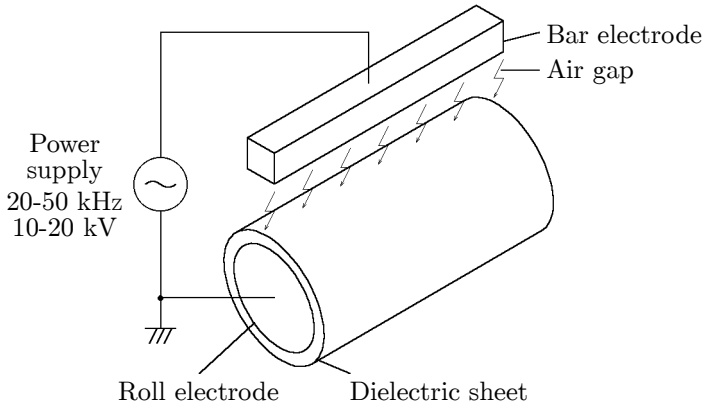


図 3.17. 電極の構造

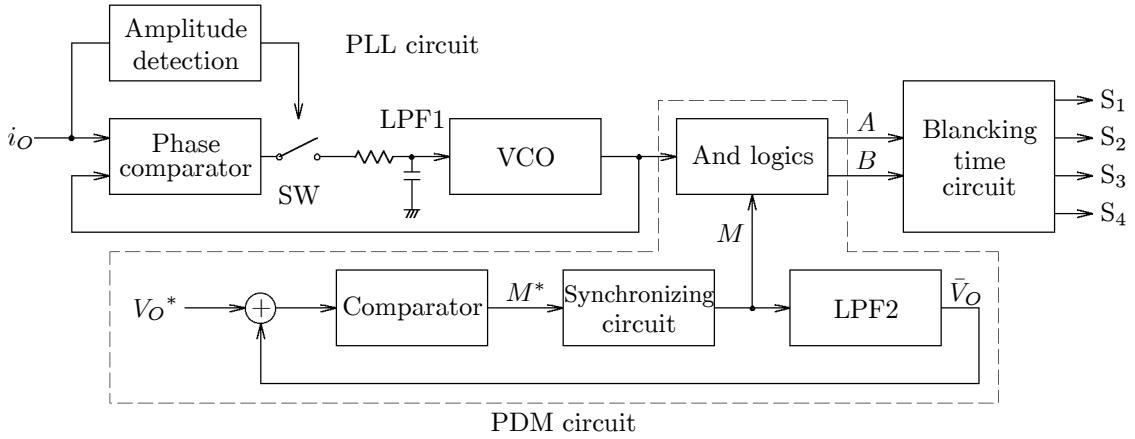


図 3.18. 制御回路のブロック図

3.4.2 制御回路

図 3.18 に制御回路の構成図を示す。制御回路は, 共振電流とインバータ出力電圧の位相を制御する PLL 回路と, パルス出力期間と零電圧期間を調整する PDM 制御回路により構成されている。

PLL 回路は位相比較器, ローパスフィルタ, VCO から構成されている。しかし, PDM 制御では放電電力を絞った低パルス密度運転時に共振電流が減少し, 電流を検出できないことがある。そこで, 本研究で開発した PDM 制御用の PLL 回路は, 電流を検出できない場合にも VCO が共振周波数を発振し続けるように工夫している。電流振幅検出回路は, i_O の振幅によりローパスフィルタの入力側に接続されたアナログスイッチ SW を制御する。i_O の振幅がしきい値よりも大きい場合には SW をオンして通常の PLL 回路として動作する。i_O の振幅がしきい値よりも小さい場合には SW をオフし, ローパスフィルタ (LPF1) のコンデンサ (0.068 μF) の充電電圧により, VCO は SW をオフする直前の共振周波数で発振し続ける。

図 3.18 の破線部が PDM 制御回路である。PDM 制御回路は, 出力電圧指令値 $V_O{}^*$ によってパ

ルス出力期間と零電圧期間の比率を制御する。まず, ローパスフィルタ (LPF2) により零電圧出力信号 M からインバータ出力電圧の平均値 $\bar{V}_O$ を求める。本研究のコロナ放電処理システムでは, パルス密度を 1/50 まで変化するので出力電圧の脈動周波数は約 600 Hz である。この脈動成分を除去するために, LPF2 のカットオフ周波数は 160 Hz とした。次に, コンパレータは $\bar{V}_O$ と $V_O{}^*$ を比較して, 零電圧指令 M^* を出力し, 次の 1 周期をパルス出力期間とするか零電圧期間とするかを決定する。同期回路は, 零電圧出力信号 M が VCO の出力に同期して変化するように 1 周期の間 M^* を保持する。論理積回路は零電圧出力信号により, 零電圧期間はモード III を, パルス出力期間はモード I, モード II を出力する。PDM 制御は原理的に離散的なパルス密度しか出力できないが, 図 3.18 の LPF2 により出力電圧の平均値を検出し, フィードバック制御を行っているので, 実用的にはほぼ連続的な電力制御と考えることができる。零電圧出力信号 M は一周期間変化しないので, モード I の後には必ずモード II を出力する。従って, 出力電圧には直流成分が含まれず, 昇圧トランスに直流偏磁を生じない。しかし, ゲート信号は直流成分を含むので, ドライブ回路と制御回路の間の絶縁にはフォトカプラを用いる。

3.4.3 実験結果

図 3.19 ～ 3.21 に直流電圧 250 V 一定とした場合の実験結果を示す。図 3.19 は PDM 制御を行わない最大出力時の出力電流 i_O と出力電圧 v_O の実験波形であり, 直流入力電力は 5.6 kW であった。

図 3.20 はパルス密度 1/2 の PDM 制御を行った場合の実験波形である。出力電圧は共振電流の 2 周期の間に 1 パルスが出力されており, 平均出力電圧は最大出力時の 1/2 である。直流入力電力は 1.9 kW で最大出力時の約 34% となっている。共振回路の Q は約 4.5 と低いため, 零電圧出力期間における共振電流の振幅はパルス出力時の約 60% に減衰しているが, 出力電流 i_O は連続である。

図 3.21 は PDM 制御による最小出力時の実験波形である。平均出力電圧は最大出力時の 1/50 となり, 直流入力電力は最大出力時の約 0.5% となっている。零電圧出力期間には i_O の振幅はほとんど零まで減衰しており, i_O の位相を検出することができない。そこで, 図 3.18 の SW をオフしローパスフィルタの出力電圧を保持することにより, VCO は SW がオフする直前の共振周波数で発振し続ける。その結果, 次のパルス出力期間のインバータの出力周波数は負荷の共振周波数に一致している。

図 3.22, 3.23 は, 直流入力電力 1.9 kW 時の電極間電圧 v_2, 放電電流 i_2 の波形である。電極間電圧の測定では, 耐圧 20 kV の電圧プローブを使用したため, 直流電源電圧を 200 V に下げて波形観測を行った。図 3.22 の直流電圧制御では, v_2 と i_2 の振幅はほぼ一定で, 電極間電圧 v_2 の最大値は約 13 kV である。一方, 図 3.23 のパルス密度 2/3 の PDM 制御では, v_2, i_2 の振幅は変動

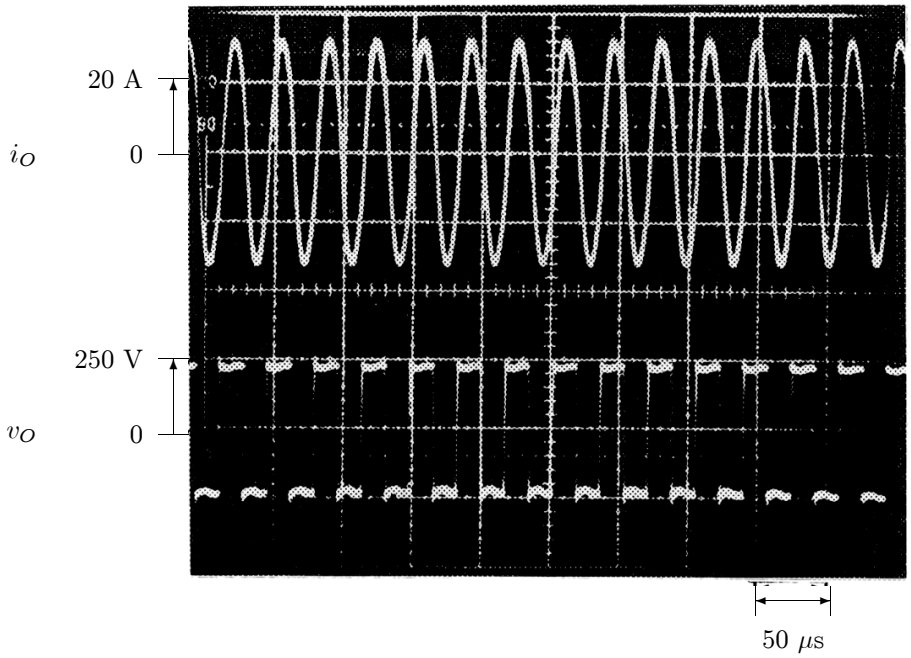


図 3.19. 最大出力時の実験波形

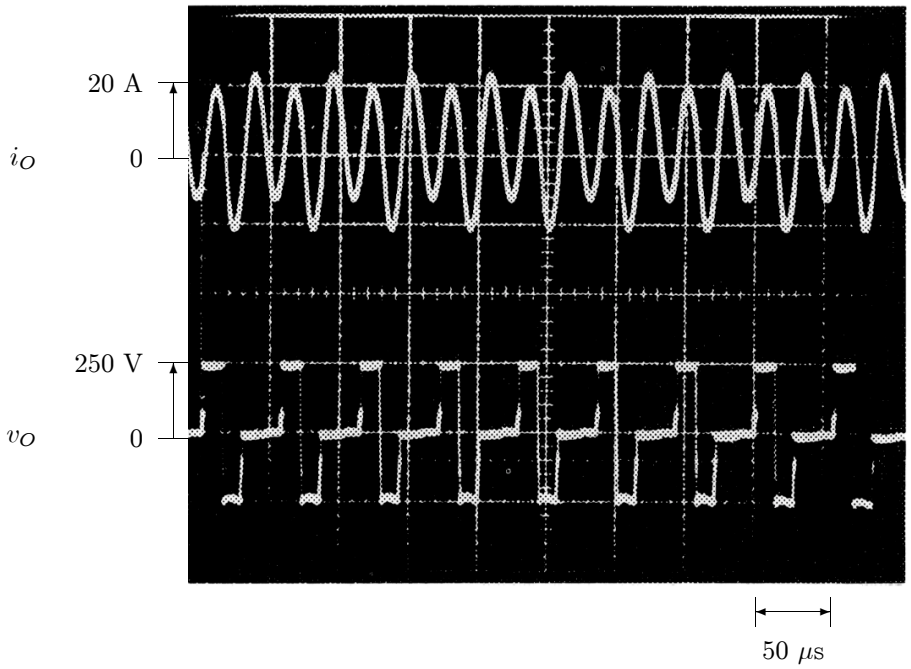


図 3.20. パルス密度 1/2 の PDM 制御における実験波形

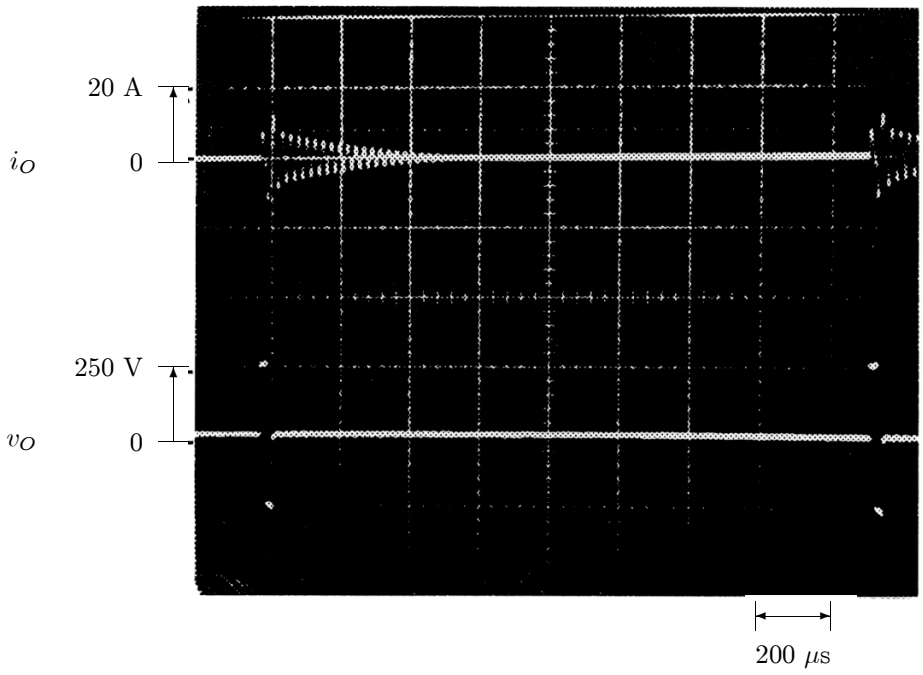


図 3.21. PDM 制御による最小出力時の実験波形 (パルス密度 1/50)

しているが, v_2 の最大値は約 16 kV である。

図 3.24 に直流入力電力と電極間電圧 v_2 の最大値の関係を示す。周波数制御や直流電圧制御では直流入力電力とともに電極間電圧も低下しており, 両制御法とも 1 kW 以下では 10 kV 以下となり, 電極の一部でしか放電していなかった。PDM 制御でには直流入力電力を絞っても, 直流入力電力が 1.5 kW までは電極間電圧は約 16 kV でほぼ一定である。0.1 kW 以下では 10 kV 以下になるが, 一様な放電を持続していた。PDM 制御は, 周波数制御や直流電圧制御に比べて電極間電圧の最大値が高いため, 特に低出力時には安定した放電を持続できる。

図 3.25 は直流入力電力とスイッチング周波数 f_{SW} の関係である。周波数制御では, 直流入力電力を絞ると, スイッチング周波数 f_{SW} は増加している。強放電時には電極間のエアギャップが短絡に近い状態となるため, 電極間の静電容量は円筒電極の誘電体層の静電容量となるが, 弱放電時にはエアギャップと誘電体層の直列接続となるので電極間の静電容量は減少する。このため, 直流電圧制御においてもスイッチング周波数 f_{SW} は増加する。PDM 制御では零電圧期間にスイッチングを行わないため, スイッチング周波数は大幅に減少しており低出力時のスイッチング損失を低減できる。

図 3.26 ～ 図 3.29 にコロナ放電処理中の電極間の放電状況を示す。図 3.26 は PDM 制御や周波数制御を行っていない最大出力時の放電状況であり, 直流電源電圧 200 V, 直流入力電力 3.6 kW である。図 3.27 は直流電圧制御の場合, 図 3.28 は PDM 制御の場合における放電状況である。図 3.27 と図 3.28 の入力電力は 0.1 kW であるが, 直流電圧制御では直流電圧 20 V であり, PDM 制

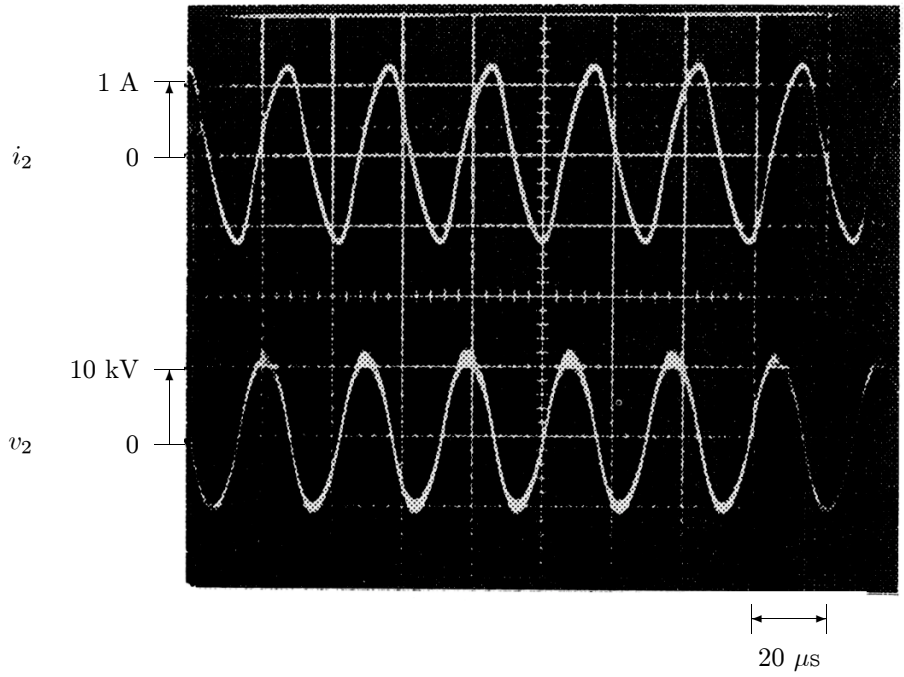


図 3.22. 直流電圧制御における放電電流 i_2, 電極間電圧 v_2 の波形

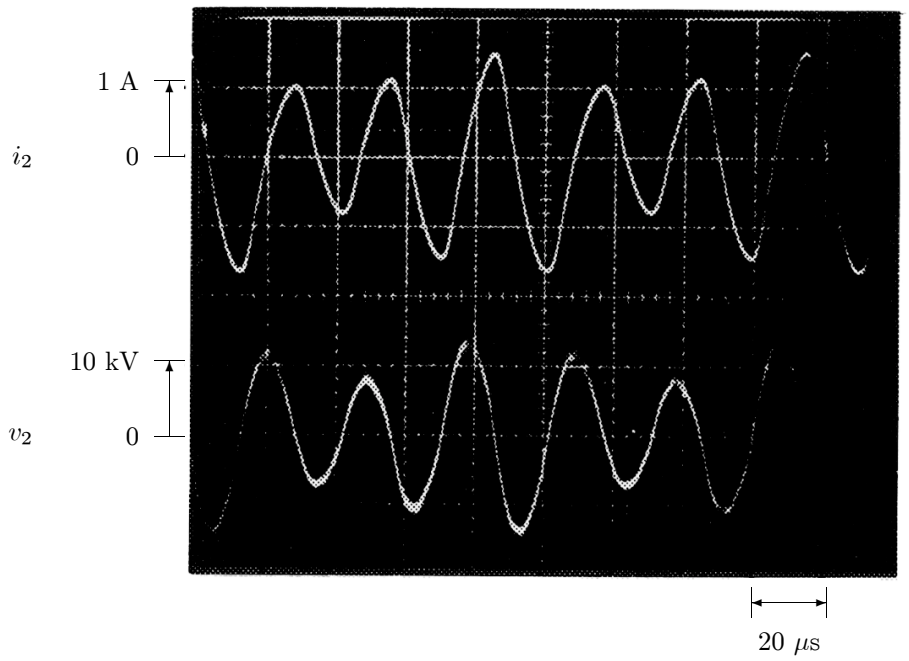


図 3.23. PDM 制御における放電電流 i_2, 電極間電圧 v_2 の波形

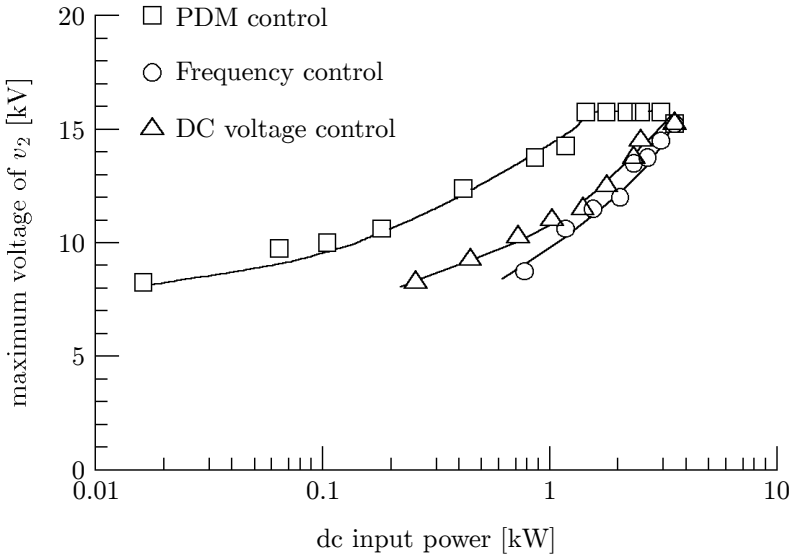


図 3.24. 直流入力電力に対する電極間電圧の特性

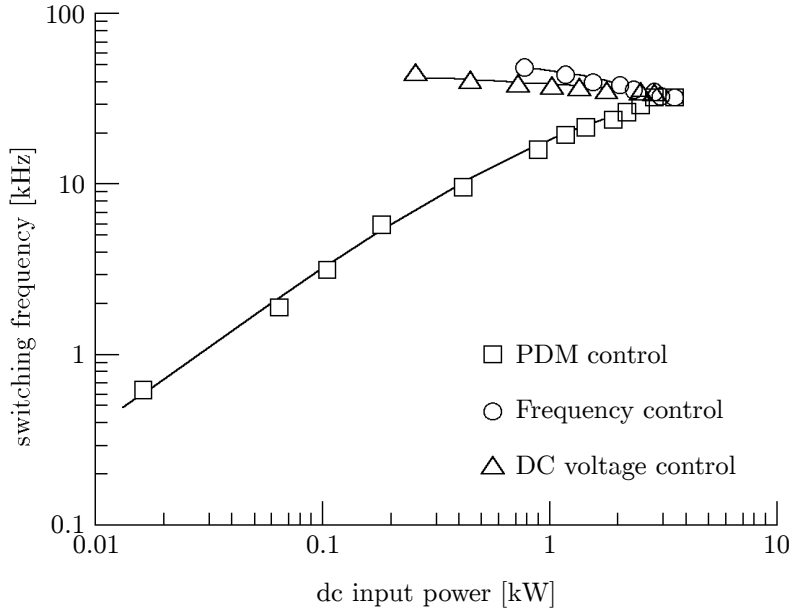


図 3.25. 直流入力電力に対するスイッチング周波数の特性

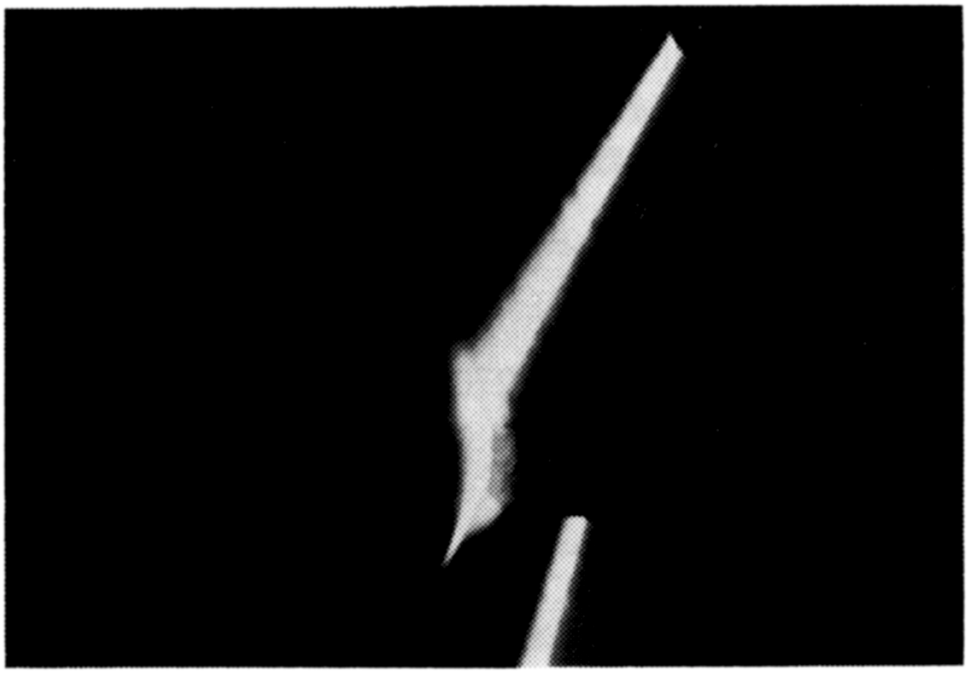


図 3.26. 最大出力時の放電 (直流入力電力 3.6 kW)

図 3.27. 直流電圧制御の場合における放電 (直流入力電力 0.1 kW)

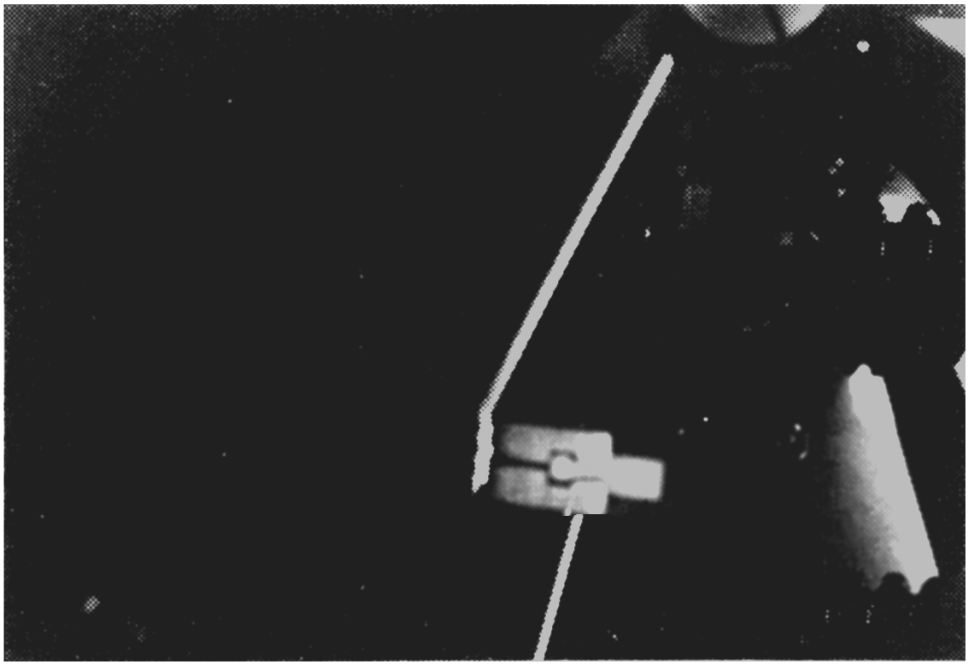


図 3.28. PDM 制御の場合における放電 (直流入力電力 0.1 kW)

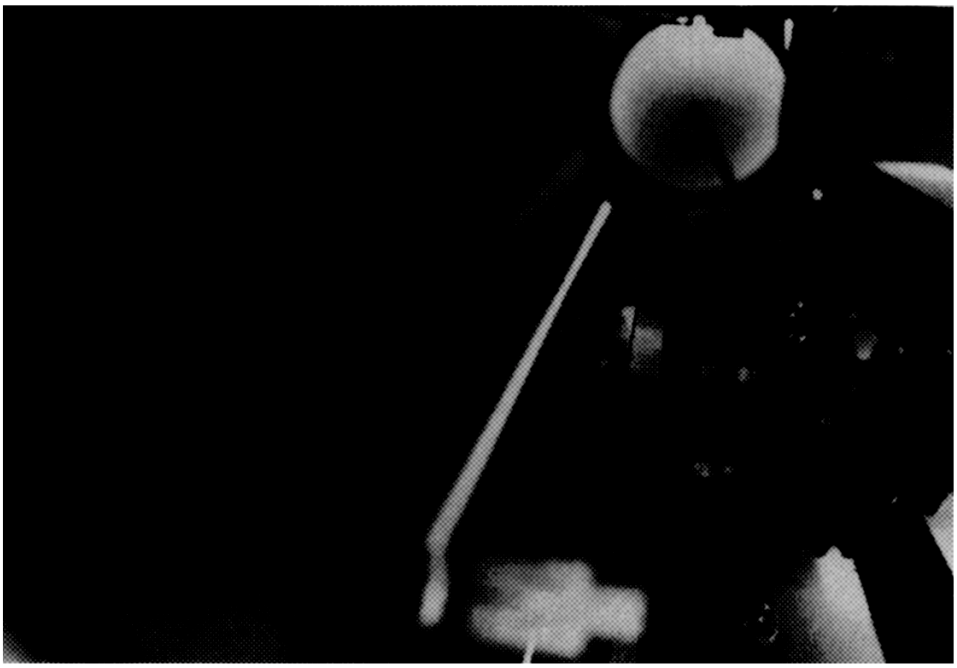


図 3.29. 最小出力時の放電 (直流入力電力 16 W)

御では直流電圧 200 V でパルス密度 1/14 である。図 3.27 の直流電圧制御では電極間電圧が低下するため局部的な放電を生じているが, 図 3.28 の PDM 制御では電極の全体で一様に放電している。

図 3.29 は PDM 制御による最小出力時の放電状況である。この場合, 直流電源電圧 200 V, パルス密度 1/50 で, 直流入力電力 16 W であった。入力電力は最大出力時の 1/200 以下の低出力下においても, 電極の全体で均一な放電が可能になっている。本研究のコロナ放電処理システムの共振周波数は約 30 kHz であるので, 放電電力は最低パルス密度 (1/50) の場合に 30 kHz/50 = 600 Hz で脈動する。通常のフィルムの送り速度は 1 ∼ 2 m/s であり, 電極の幅は 20 mm であるので, フィルムが電極間を通過する間に 6 ∼ 12 回の放電が繰り返されるため, 放電電力の脈動による表面処理の不均一はほとんど問題にはならない。なお, PDM 制御がフィルム処理に何ら悪影響を及ぼさないことは実験により確認している。

3.5 他の出力電力制御法との特性比較

表 3.2 に三方式の出力電力制御法を適用した高周波インバータの特性比較を示す。表 3.2 は以下のような場合を仮定して計算した数値例である。

- 高周波インバータの負荷は LCR 共振回路で, 共振の先鋭度 Q は $Q = 10$ とする。
- スイッチング素子にはスナバコンデンサは接続していないものとし, 素子自身の出力端子の静電容量も無視する。
- インバータは最大出力電力の 1/2 まで可変するものとする。
- 移相制御法の遅れ側アームは常に零電流で動作する。

表 3.2 の移相制御法の出力電圧と出力電流の位相差は $\phi = 32.7°$ であるが, この時の進み側アームの移相角 (phase-shift angle) は 65.5° に相当する。PDM インバータ はパルス密度が約 11/16 の場合である。

周波数制御インバータの動作周波数は, 出力電力に伴って変化し, 出力電力が 1/2 の場合には, 約 5% 周波数が増加する。移相制御インバータは, 動作周波数の変化は少ないと言われているが, 最大電力出力時に比べて, 3% の周波数増加が生じる。また, 周波数制御法と移相制御法では, スイッチング周波数は動作周波数と同じでありスイッチング周波数も増大する。一方, PDM インバータの動作周波数は, 出力電力に関係なく, 負荷共振回路の共振周波数に等しい。むしろ, モード III の期間にはスイッチングを行わないため, 実効スイッチング周波数は最大電力出力時の 68% に低下する。

表 3.2. 出力電力制御法の特性比較

	FC	PS	PDM
operating frequency	$1.05f_r$	$1.03f_r$	f_r
average switching frequency	$1.05f_r$	$1.03f_r$	$0.68f_r$
phase angle: ϕ [deg]	45	32.7	0
drain current during commutation: I_{off}/I_0	50%	64% (leading) 0%(lagging)	0%
ripple current into dc capacitor	$2.1f_r$	$2.06f_r$	$0.31f_r$

FC: frequency control
PS: phase shift control
PDM: pulse density modulation
f_r: Load resonant frequency

ターンオフ電流 I_{off}/I_0 は, スイッチング素子がターンオフする直前に素子に流れている電流 I_{off} を最大電力出力時の電流で規格化したものである。つまり, I_{off} は, スイッチング素子の dv/dt やサージ電圧に影響し, 出力電力制御時のスイッチング素子のストレスやスイッチング損失に直接影響する要素である。実際のスイッチング素子には上昇・下降時間が存在するため, 零電圧スイッチングを適用していたとしても, ターンオフ時の dv/dt が大きければ, スイッチング損失の増加は免れない。

PDM インバータの I_{off}/I_0 は常に零であり, 出力電力を制御しても零電流スイッチングが実現できる。周波数制御法では, 最大電流の 1/2 の電流が流れている状態でスイッチング素子をターンオフすることになる。移相制御法では, 遅れ側アームは常に零電流スイッチングが可能であるが, 進み側アームは最大電流の 64% の電流を遮断しなければならない。これは周波数制御法の遮断電流よりも大きく, 移相制御法は dv/dt を抑制するためのスナバコンデンサ容量を増大する必要がある。しかし, スナバコンデンサ容量を増加すると, スナバコンデンサの充放電時間の増大を伴うため最大出力電力が低下する。PDM インバータは零電流ターンオフが可能であるので, 小容量のスナバコンデンサで効果的に dv/dt を抑制することができる。

出力電力制御時に, 周波数制御法と移相制御法はともにスイッチング周波数の上昇とターンオフ電流の増加を生じるため, 最大出力時に比べてスイッチング損失は増大する。しかし, PDM インバータのターンオフ電流は常に零であり, 出力電力制御時にスイッチング周波数は低下するので, 電力制御時の PDM インバータのスイッチング損失はむしろ減少する。

周波数制御法と移相制御法のインバータの直流コンデンサに流入する電流リプルの周波数は, インバータ動作周波数の二倍であるが, PDM インバータの場合は動作周波数の 1/3 である。つまり, 周波数制御法や移相制御法に比べて, PDM インバータの直流電圧リプルは大きくなる。しか

し, 前述の高周波誘導加熱装置のような 100 kHz 以上の動作周波数では, 直流電圧リプルはインバータ直流側の高周波フィルタコンデンサで十分に抑制可能である。一方, コロナ放電装置のような パルス密度が 1/50 まで低下する場合には, リプル周波数は 1 kHz 程度まで低下するため高周波フィルタでは吸収できない。しかし, 出力電力は最大出力電力の 1% 以下となるので, ダイオード整流回路の平滑用コンデンサで十分抑制できる。

3.6 まとめ

本章では, 電圧形インバータ・直列共振回路方式の高周波電源における出力電力調整時にスイッチング損失が増大する問題点に対して, 直流電圧と動作周波数を一定にしたままパルス密度により電力制御を行う PDM 制御を提案した。まず, 本章で開発した PDM 制御法を 4 kW, 450 kHz 高周波誘導加熱装置へ適用して動作原理と制御法の妥当性を確認した。さらに, 30 kHz, 5 kW コロナ放電処理装置へ適用し, 非線型な放電負荷に対して 0.5% ～ 100% の広範囲かつ連続的な出力制御を実現した。本章で得られた成果を要約すると以下の通りである。

1. PDM 制御法は出力電力制御時にも零電流スイッチングが実現でき, 周波数制御法やパルス幅制御法に比べて高効率な運転が可能になる。特に出力電力を制御する場合, 周波数制御法やパルス幅制御法はスイッチング周波数の増加を生じるが, PDM 制御法ではスイッチング周波数は低下し, スイッチング損失を大幅に低減できることを明らかにした。

2. 誘導加熱用高周波インバータにおいて, ダイオード整流回路の直流平滑コンデンサを取り外すことにより, 入力電流波形を正弦波にすることが可能であり, 入力電流高調波の抑制に有効であることを確認した。

3. 誘導加熱用高周波インバータではディジタル方式の PDM 制御を適用し, 2% ～ 100% の 16 段階の出力電力制御を実現した。

4. 従来, 放電負荷は電圧・電流の間に強い非線形特性を有するため出力電力調整が困難であったが, 本章で提案する PDM 制御を適用することにより広範囲な出力電力制御が可能であることを明らかにした。アナログ方式 PDM 制御をコロナ放電処理装置に適用し, 0.5% ～ 100% の連続的な出力制御を実現した。

5. 出力電力を制御しても PDM 制御法の出力電圧振幅は一定であるので, 放電負荷へ適用した場合には, 常に電極間電圧を放電開始電圧以上にでき, 安定な放電を行うことが可能になる。コロナ放電処理装置では, 最大出力電力の 0.5% の低電力出力動作においても, 電極の全体で一様な放電が可能なことを確認した。

PDM 制御は, インバータ出力には電力変動を生じるが, 共振電流は共振回路の時定数で連続的に流れ続け, また一般に誘導加熱対象の熱容量のような平滑要素が存在するので, パルス密度を大幅に低下する場合以外では誘導加熱あるいは放電電力の脈動は問題にはならない。従って, ほとんどの高周波インバータに適用可能であると考えられるので, 高周波インバータ応用機器の高効率化に貢献することが期待できる。

参 考 文 献

(1) 「新形パワーデバイス応用電源システム技術の動向」, 電気学会技術報告 (II 部), 第 350 号, 1990

(2) W. E. Frank, C. F. Der: “Solid State RF Generators for Induction Heating Applications,” *IEEE/IAS Annual Meeting,* pp. 939–944, 1982

(3) S. Bottari, L. Malesani, P. Tenti: “High Frequency 200kHz Inverter for Induction Heating Applications,” *IEEE/PELS PESC Conf. Rec.,* pp. 308–316, 1985

(4) H. Akagi, T. Sawae, A. Nabae: “130kHz 7.5kW Current-Source Inverters Using Static Induction Transistors for Induction Heating Applications,” *IEEE Trans. on PELS,* vol. 3, no. 3, pp. 303–309, 1988

(5) T. Yokoo, H. Itho, A. Sano: “High Frequency Inverter for Induction Heating Equipment by Using Static Induction Transistors,” *PCIM Proc.,* pp. 101–108, 1988

(6) P. P. Roy, S. R. Doradla, S. Deb: “Analysis of the Series Resonant Converter Using a Frequency Domain Model,” *IEEE/PESC Conf. Rec.,* pp. 482–489, 1991

(7) A. Dmowski, R. Bugyi, P. Szewczyk: “A Novel Series-Resonant DC/DC Converter with Full Control of Output Voltage at No-Load Condition. Computer Simulation Based Design Aspects,” *IEEE/IAS Annual Meeting,* pp. 924–928, 1992

(8) 荻原, 早坂, 中岡: 「SIT を用いた誘導加熱用移相制御方式高周波インバータ」, 電気学会全大, No. 492, 1991

(9) M. Nakaoka, Y. J. Kim, H. Ogiwara, H. Uemura: “Modern Digitally-Controlled Constant High-Frequency PWM Resonant DC-DC Converter Using Lumped Parasitic Reactive Circuit Components of High-Voltage Transformer & Feeding Cable and its New Practical Application,” *IEEE/IAS Annual Meeting,* pp. 1088–1097, 1991

(10) L. Grajales, J. A. Sabaté, K. R. Wang, W. A. Tabisz, F. C. Lee: "Design of a 10kW, 500kHz Phase-Shift Controlled Series-Resonant Inverter for Induction Heating," *IEEE/IAS Annual Meeting,* pp. 843–849, 1993

(11) 大森, 野間, 小南, 中岡: 「IGBT を用いた誘導加熱用一定周波数制御高周波インバータ」, 電気学会全大, No. 494, 1991

(12) W. H. Kwon, G. H. Cho: "Modified Quantum and Phase Control of Series Resonant Converter," *IEEE/PELS PESC Conf. Rec.,* pp. 498–503, 1991

(13) 赤木, 上面: 「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, 110 巻, 11 号, p. 1177, 1990

(14) 小笠原, 冨田, 赤木: 「30kHz 5kW IGBT インバータを用いたコロナ放電処理装置」, 電学論 D, 112 巻, 9 号, pp. 883-890, 1992

(15) 加工技術研究会. 「特集／表面処理技術」, 月刊コンバーテック, 1989 年 10 月号

(16) 上田, 桜井, 三山: 「放電によるポリマーの表面改質技術」, 静電気学会誌 vol. 17, no. 3, p. 161, 1993

第 3 章の付録

付録 A　出力調整時の動作周波数変化

PDM インバータは常に共振回路の共振周波数で動作するが, 周波数制御や移相制御では出力電力制御時に動作周波数の変化を伴う。以下では, 周波数制御と移相制御の動作周波数変化について理論的に導出する。まず, 電圧形インバータの負荷回路は L, C, r で構成する直列共振回路と仮定する。直列共振回路の共振角周波数を $\omega_r = 1/\sqrt{LC}$ とすると, 共振の先鋭度 Q は,

$$Q = \frac{\omega_r L}{r} = \frac{1}{\omega_r C r} \tag{3.15}$$

となる。

電圧形インバータの動作角周波数を ω とすると, 出力電圧と出力電流の位相差 ϕ は, Q を用いて,

$$\tan\phi = \frac{\omega L - \frac{1}{\omega C}}{r} = Q\left(\frac{\omega}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega}\right) \tag{3.16}$$

と表すことができる。(3.16) 式より, 動作周波数の変化比 $\frac{\omega}{\omega_r}$ は,

$$\frac{\omega}{\omega_r} = \frac{\tan\phi + \sqrt{\tan^2\phi + 4Q^2}}{2Q} \tag{3.17}$$

となる。

付録 B　出力調整時のターンオフ電流

共振の先鋭度 Q と 電圧電流の位相差 ϕ を用いると, 直列共振回路のインピーダンスは

$$|Z| = \left| r + j\omega L + \frac{1}{j\omega C} \right| = r|1 + j\tan\phi| = \frac{r}{\cos\phi} \tag{3.18}$$

となる。

周波数制御の方形波出力電圧の基本波成分 (動作周波数成分) を V_0 とすると, 周波数制御インバータの出力電力は,

$$P = rI^2 = r\frac{{V_0}^2}{|Z|^2} = \frac{{V_0}^2}{r}\cos^2\phi \tag{3.19}$$

となる。

MOSFET がターンオフする時に流れているドレイン電流 I_{off} は,

$$I_{\mathrm{off}} = I\sin\phi = I_0\cos\phi\sin\phi = \frac{I_0}{2}\sin 2\phi \tag{3.20}$$

ただし, I_0 は 最大出力時のドレイン電流のピーク値

である。

一方, 移相制御法で出力電力を制御した場合には, 動作周波数だけでなく, 出力電圧の基本波振幅も変化する。ここで, 移相制御インバータの遅れ側アームは常に零電流でターンオフすると仮定する。これは, 零電流よりも遅れてターンオフを行うと還流ダイオードのリカバリ電流が大幅に増大し, 零電流よりも進んでターンオフすると出力可能な最大電力が低下するためである。移相角は, 進み側アームと遅れ側アームのターンオフの位相差であり, これは, 出力電圧と出力電流の位相差の二倍である。移相制御インバータの出力電圧波形の基本波振幅は,

$$V = V_0\cos\phi \tag{3.21}$$

となる。移相制御インバータの出力電力は,

$$P = rI^2 = r\frac{V^2}{|Z|^2} = \frac{{V_0}^2}{r}\cos^4\phi \tag{3.22}$$

となる。遅れ側アームのターンオフ時のドレイン電流は常に零であるが, 進み側アームのターンオフ時ドレイン電流は,

$$I_{\mathrm{off}} = I\sin 2\phi = I_0\cos\phi\sin 2\phi \tag{3.23}$$

となる。

第 4 章

PWM 出力制御を適用した電力変換器の零電流スイッチング法

4.1 まえがき

第 2 章, 第 3 章では, 高周波インバータのソフトスイッチング法について検討し, 高周波動作時の蓄積電荷と出力電力調整時のスイッチング損失の増加の問題を解決した。第 3 章では, 出力電力制御時のスイッチング損失の低減を目的として, パルス密度変調 (PDM) を用いて出力電力を広範囲に調整する制御方式を提案した。これは, 動作周波数と直流電圧を一定にしたまま出力電圧のパルス数を調整することにより, 負荷の共振電流が零の時点でのみスイッチング動作を行う方式であり, スイッチング損失と電磁ノイズの低減を可能にした。しかし, 交流モータ駆動などに用いられている PWM 出力制御を適用した電力変換器の場合には, スイッチング周波数が 1 ～ 20 kHz であるのに対して, 負荷の交流電圧・電流の周波数が 0 ～ 60 Hz 程度と低周波であるので, 零電圧あるいは零電流ではない点でもスイッチングを行う必要がある。このようなスイッチング動作は「ハードスイッチング」と呼ばれており, スイッチング周波数の高周波化に伴って, スイッチング損失の増加や電磁ノイズの発生が問題になる。

これらの「ハードスイッチング」に起因する問題点を解決する方法として, 第 2 章, 第 3 章のような高周波インバータの零電圧・零電流スイッチング技術を PWM 出力制御を行う電力変換器にも適用しようとする「ソフトスイッチング」の研究が行われている。これは, リアクトルやコンデンサなどの受動素子による共振現象を利用し, スイッチング素子の電圧または電流が零になる期間にスイッチング動作を行う方式である。ソフトスイッチングインバータは, 原理的にはスイッチング損失が零であり, サージ電圧や電磁ノイズを低減することが可能である。これまでに, 代表的なソフトスイッチングインバータとして, 共振 DC リンクインバータが研究されてきた(1)～(4)。これは, 三相電圧形インバータの直流側に LC 並列共振回路を接続してインバータの直流側 (DC リンク) に共振電圧を重畳し, DC リンク電圧が零の期間にスイッチング動作を行うもので, スイッ

チング損失の低減だけでなく電磁ノイズの低減にも効果があることが報告されている。この共振 DC リンクインバータの動作原理を基にした零電圧スイッチングを行う回路方式が多数報告されている。また, 電流形インバータの直流側に直列共振回路を接続した直列共振 DC リンクインバータも報告されている(5)。しかし, 共振 DC リンクインバータのスイッチング素子に印加する電圧は, ハードスイッチングインバータに比べて約 2 倍になるため高耐圧のスイッチング素子を用いる必要がある。

近年, 補助共振転流ポール (ARCP: auxiliary resonant comutated pole) インバータ(6)(7)が提案され, 最も実用的なソフトスイッチングインバータとして注目されている。これは, 電圧形インバータの各スイッチング素子に共振コンデンサを接続した共振ポールインバータ(8)に小容量の補助スイッチを付加した回路構成であり, スイッチング動作を行う時にのみ共振ポールの共振を利用して零電圧スイッチングを行う点に特徴がある。主スイッチング素子に要求される電圧・電流定格は通常の電圧形インバータとほとんど同一であり, 補助スイッチや共振回路の損失も少ないため高効率が期待できる。補助スイッチと共振回路をインバータの交流側にデルタ結線した方式(9)なども報告されている。既に共振ポールインバータの実用化例も報告されているが, 高速な補助スイッチが必要になるため大容量化が難しく, 厳密な動作タイミングの制御が必要になるので信頼性に問題がある。

本章では, PWM 出力制御を適用した電力変換器のソフトスイッチングを実現する回路方式として, 電力変換器の交流側に LC 共振回路を接続する零電流スイッチング方式を提案する(10)(11)。これは, 電力変換器の交流側に Y 結線した LC 共振回路を接続し, 共振回路の中性点を直流コンデンサの中性点に接続した回路構成に特長がある。電力変換器がスイッチングする際の共振電流の過渡現象を利用し, 共振電流の振幅を負荷電流よりも大きく制御すると, スイッチング素子の電流は共振周期毎に零となる。この零電流期間中にスイッチング動作を行えば, 「ソフトスイッチング」が可能になり, スイッチング損失と電磁ノイズの低減が実現できる。また, 共振回路と直流コンデンサの中性点の接続により, 共振電流は他の相の影響を受けることがなく, 各相の共振電流の振幅を独立に制御することができる。さらに, 提案する回路方式では補助スイッチを用いていないため, 従来のハードスイッチングインバータと同様に, 6 素子のみでインバータを構成できる。

本章で提案するソフトスイッチングインバータは, サージ電圧や還流ダイオードのリカバリ電流を低減できるので, 産業用のモータ駆動などに用いられる汎用インバータに適用した場合には, スイッチング損失を低減できるだけでなく, 他の機器の故障や誤動作の原因となる電磁ノイズを低減することが可能になる。また, 提案するソフトスイッチングインバータを PWM 整流回路として適用することも可能であり, サージ電圧に起因する高周波の伝導性ノイズを低減できるので, 電源フィルタのリアクトルやトランスの小型化に貢献する。特に, 電磁ノイズに対する規制が厳しいインバータエアコンなどの家電機器の電磁障害対策に効果が期待できる。以下では, 零電流

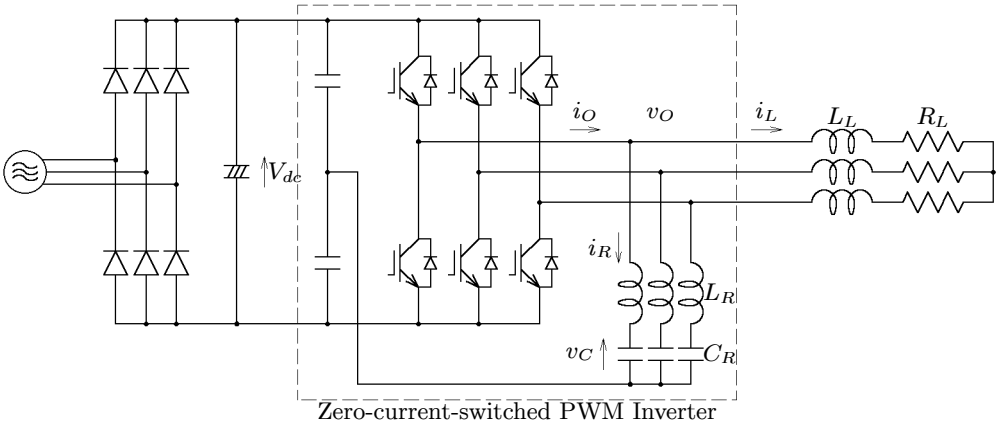


図 4.1. 零電流スイッチング三相 PWM インバータの主回路構成

スイッチング電圧形 PWM インバータの回路構成と動作原理を述べ, 制御法, 共振回路の設計法について検討する。次に, 4 kVA の実験装置により動作原理を確認し, 誘導電動機 (2.2 kW) の可変速ドライブの実験結果について述べる。さらに, 提案するソフトスイッチングインバータと従来のハードスイッチングインバータの変換効率の比較と損失の解析を行う。

4.2 システム構成

図 4.1 に零電流スイッチング PWM インバータの主回路構成を示す。インバータの主回路は電圧形三相ブリッジ構成であり, スイッチング素子には IGBT を使用した。LC 直列共振回路は Y 結線し, インバータの交流側に負荷と並列に接続し, 共振回路の中性点と直流コンデンサ電圧の中性点を接続する。また, 直流電源には電解コンデンサを接続したダイオード整流回路を用い, 直流側の中性点はコンデンサのみの分圧とした。

PWM インバータの出力電流は負荷電流と共振電流の和であり, 共振電流の振幅が負荷電流よりも大きければ, IGBT は零電流でスイッチングを行うことができる。共振回路と直流電源の中性点を接続することにより, 共振電流は他相の影響を受けず, 各相の共振電流の振幅を独立に制御できる。

本研究の零電流スイッチング PWM インバータの最高スイッチング周波数は, 共振周波数の 1/2 である。実験システムではスイッチング素子に IGBT を用いているので, LC 共振回路の共振周波数 f_R は,

$$f_R = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_R C_R}} = 50 \text{ kHz} \tag{4.1}$$

とした。また, 共振電流の振幅は負荷電流よりも大きくなるように共振回路を設計しなければならない。インバータの定格を 200 V, 4 kVA とすれば, 負荷電流のピーク値は約 16 A であるので,

ここでは共振電流のピーク値は 20 A とする。直流コンデンサ電圧を 280 V とすると, 共振回路の印加電圧は 140 V であり, 共振回路の特性インピーダンス Z_0 は,

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_R}{C_R}} = 7\ \Omega \tag{4.2}$$

とすればよい。以上より, 実験では L_R= 20 μH, C_R= 0.5 μF を用いた。

4.3 動作原理

4.3.1 スイッチングモード

図 4.2 に零電流スイッチング PWM インバータのスイッチングモードを示す。本零電流スイッチングインバータは三相回路であるが, 共振電流は各相ごとに独立に制御できるので, 図 4.2(a) の単相回路で動作を考えることができる[12]。図 4.2(b) のモード I は上側の IGBT S_1 が導通している状態であり, 図 4.2(c) のモード II は上側の還流ダイオード D_1 が導通している状態である。モード I, II では, 共振回路に $V_{dc}/2$ の電圧が印加される。同様に図 4.2(d) のモード III, 図 4.2(e) のモード IV は S_2, D_2 が導通している状態であり, 共振回路には $-V_{dc}/2$ の電圧が印加される。また, 図 4.2(f) のモード V は, S_1, S_2, D_1, D_2 が全てオフしている状態である。従って, 負荷電流は共振回路に流れ, 共振コンデンサは負荷電流によって充放電される。

図 4.2(a) で共振リアクトルの抵抗を零とすると, 次式が得られる。

$$v_O = L_R \frac{di_R}{dt} + v_C \tag{4.3}$$

$$v_C = \frac{1}{C_R} \int i_R dt \tag{4.4}$$

モード I, II, III, IV の場合は, インバータ出力電圧 v_O は一定となるので, 共振電流 i_R は,

$$i_R(t) = \sqrt{\frac{C_R}{L_R}} \{v_O - v_C(0)\} \sin \omega t + i_R(0) \cos \omega t \tag{4.5}$$

となり, 共振コンデンサ電圧 v_C は,

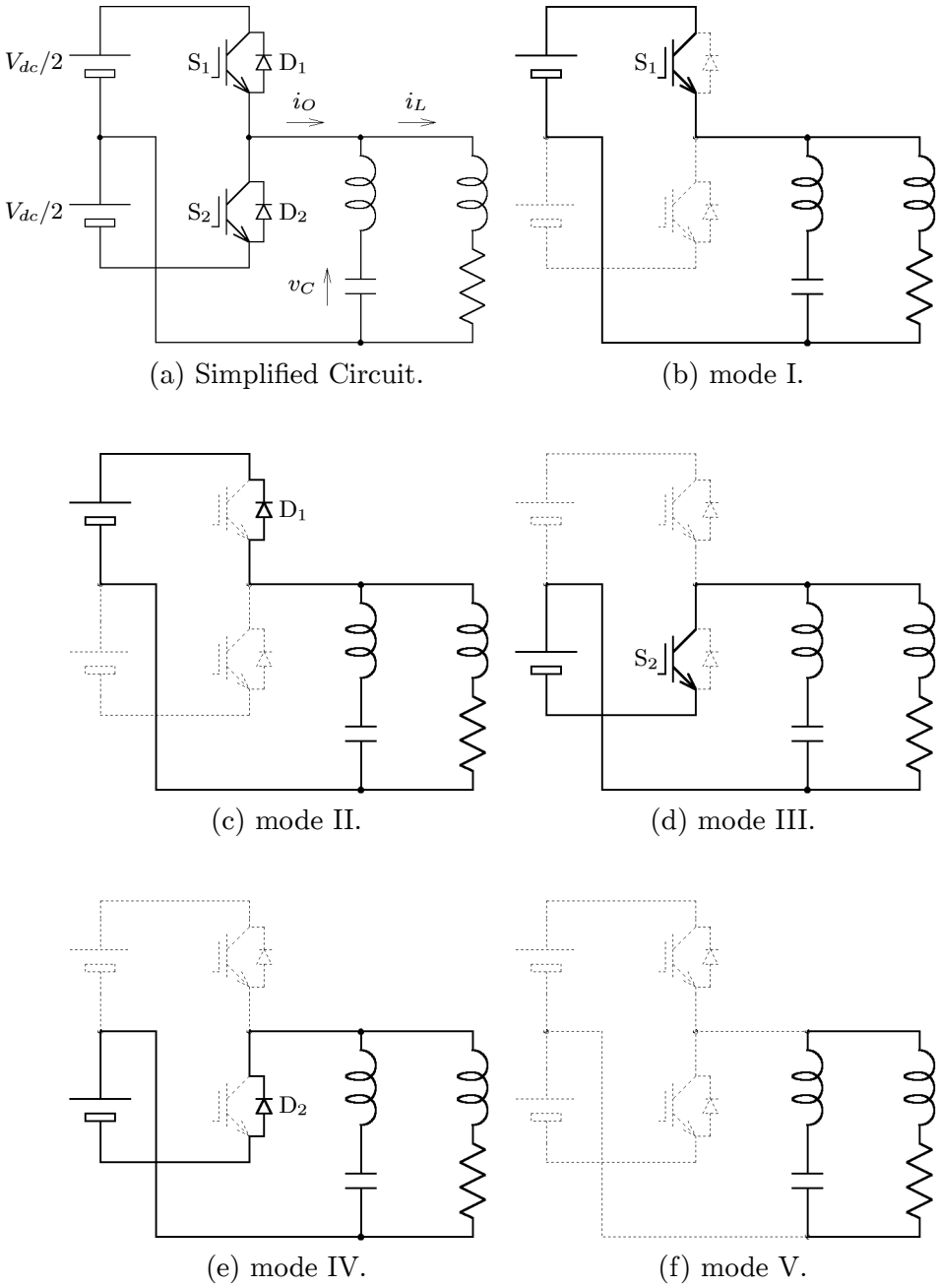
$$v_C(t) = v_O + \{v_C(0) - v_O\} \cos \omega t + \sqrt{\frac{L_R}{C_R}} i_R(0) \sin \omega t \tag{4.6}$$

となる。ただし, $i_R(0)$, $v_C(0)$ は共振電流 i_R と共振コンデンサ電圧 v_C の $t = 0$ の時の初期値であり, ω は, 共振回路の共振角周波数 $\omega = 1/\sqrt{L_R C_R}$ である。

モード V の場合は, 共振電流 i_R は $-i_L$ であり, 共振回路に印加される電圧 v_O は

$$v_O = -L \frac{di_L}{dt} - \frac{1}{C_R} \int i_L dt \tag{4.7}$$

となる。



(a) Simplified Circuit. (b) mode I.

(c) mode II. (d) mode III.

(e) mode IV. (f) mode V.

図 4.2. 単相等価回路と動作モード

4.3.2 零電流スイッチング動作

図 4.3 に零電流スイッチング動作の原理図を示す。ここでは, 以下のことを仮定する。

- 共振周期で数周期の間の負荷電流 i_L は一定値 I_L とする。
- 共振コンデンサ電圧の初期値は $v_C(0) = 0$ とする。
- 回路の抵抗は無視し, 共振電流の振幅は減衰しない。

$t = 0$ において, S_1 をオンするとモード I となる。モード I では, 共振回路に直流電圧 $V_{dc}/2$ が印加され, 共振電流 i_R, 共振コンデンサ電圧 v_C は (4.5), (4.6) 式より,

$$i_R(t) = \sqrt{\frac{C_R}{L_R}}\frac{1}{2}V_{dc}\sin\omega t - I_L\cos\omega t \tag{4.8}$$

$$v_C(t) = \frac{1}{2}V_{dc}(1-\cos\omega t) - \sqrt{\frac{L_R}{C_R}}I_L\sin\omega t \tag{4.9}$$

となり, 共振電流の振幅 I_R は,

$$I_R = \sqrt{\frac{C_R}{L_R}\left(\frac{1}{2}V_{dc}\right)^2 + {I_L}^2}$$

となる。インバータの出力電流 i_O は負荷電流 I_L と共振電流 i_R の和であり, 共振電流の振幅 I_R が I_L よりも大きければ, $t = \mathrm{A}$ では $i_O = 0$ となる。$t = \mathrm{A}$ から $t = \mathrm{B}$ までは, インバータ出力電流は $i_O < 0$ であるので D_1 が導通してスイッチングモードはモード II となる。B 点で再び i_O は零となり, S_1 にゲートパルスを与えていれば, スイッチングモードはモード I になる。

次に, モード I からモード III へ転流する場合を考える。$t = \mathrm{C}$ と $t = \mathrm{D}$ において i_O は零になる。もし, $t = \mathrm{C}$ において S_1 をオフし, S_2 をオンすると, 共振コンデンサ電圧 $v_C = V_{dc}$ を初期値として共振が開始するので, 共振電流の振幅は,

$$I_R = \sqrt{\frac{C_R}{L_R}\left(\frac{3}{2}V_{dc}\right)^2 + {I_L}^2}$$

に増大する。このため, $t = \mathrm{C}$ では転流を行わず, S_1 をオフしてモード II にする。$t = \mathrm{D}$ では, インバータ出力電流 i_O は零であり, 共振コンデンサ電圧 v_C も零となる。$t = \mathrm{D}$ において S_2 をオンすれば, $t = 0$ と同様に v_C の初期値を零としてモード III へ転流する。モード III では共振回路に $-V_{dc}/2$ の電圧が印加されるので, 共振電流振幅は,

$$I_R = \sqrt{\frac{C_R}{L_R}\left(\frac{1}{2}V_{dc}\right)^2 + {I_L}^2}$$

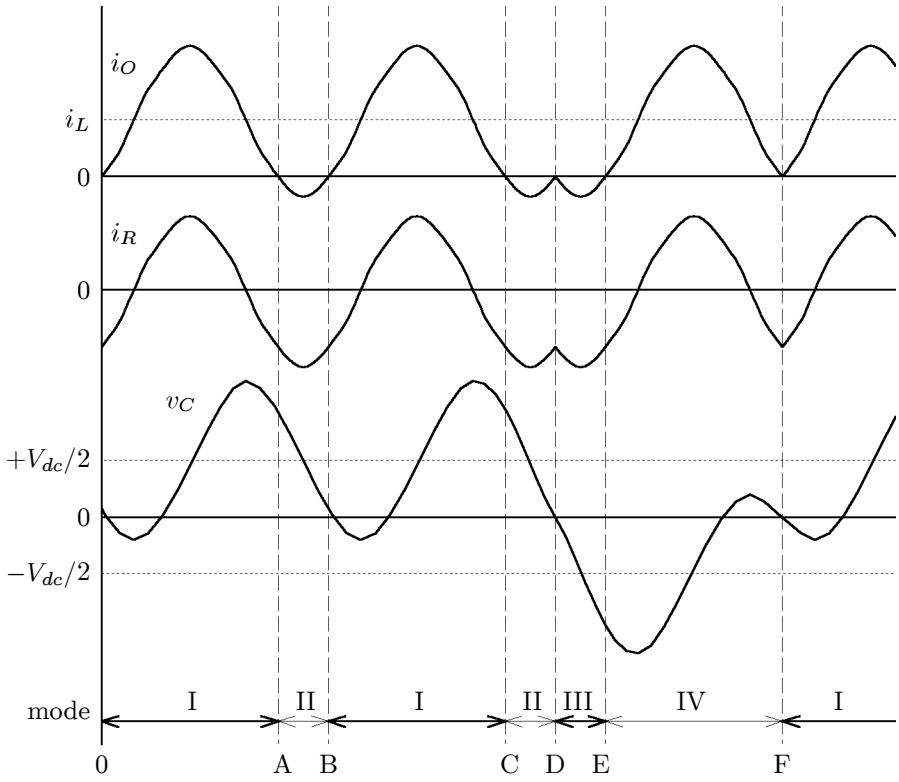


図 4.3. 転流動作の原理図

であり, モード I とモード III の共振電流の振幅は同一となる。

また, モード III からモード I へ転流する場合も同様で, $t = \mathrm{E}$ において D_2 がオンしてモード IV となり, $t = \mathrm{F}$ において S_1 をオンしてモード I へと転流する。以上のように本研究の零電流スイッチングインバータは, 共振周期ごとにしか転流することができない。従って, インバータ出力は共振周期のパルス幅を有する$\pm V_{dc}/2$ の方形波 PDM (pulse density modulation) 波形となる。別の見方をすれば, 隣り合った同極性のパルスは連続となるので, 共振周期の整数倍のパルス幅を持った PWM 波形と考えることもできる。

4.3.3 共振電流の振幅制御

共振回路の抵抗により共振電流振幅が減衰する場合について考える。図 4.4 に共振電流振幅の制御原理を示す。$t = 0$ において S_1 をオンしており, 図 4.3 と同様に $t = \mathrm{C}$ と $t = \mathrm{D}$ において $i_O = 0$ となっている。しかし, $t = \mathrm{D}$ では共振電流が減衰しているため, v_C は零に達していない。このため, モード I へ転流すれば共振電流の振幅は減少し, モード III へ転流すれば共振電流振幅は増大する。

$t = \mathrm{D}$ において S_1, S_2 ともオフすると, 共振コンデンサ電圧は $-V_{dc}/2 < v_C < V_{dc}/2$ であるので, D_1, D_2 もオンすることなくモード V となる。モード V では, 負荷電流が共振回路に循環する

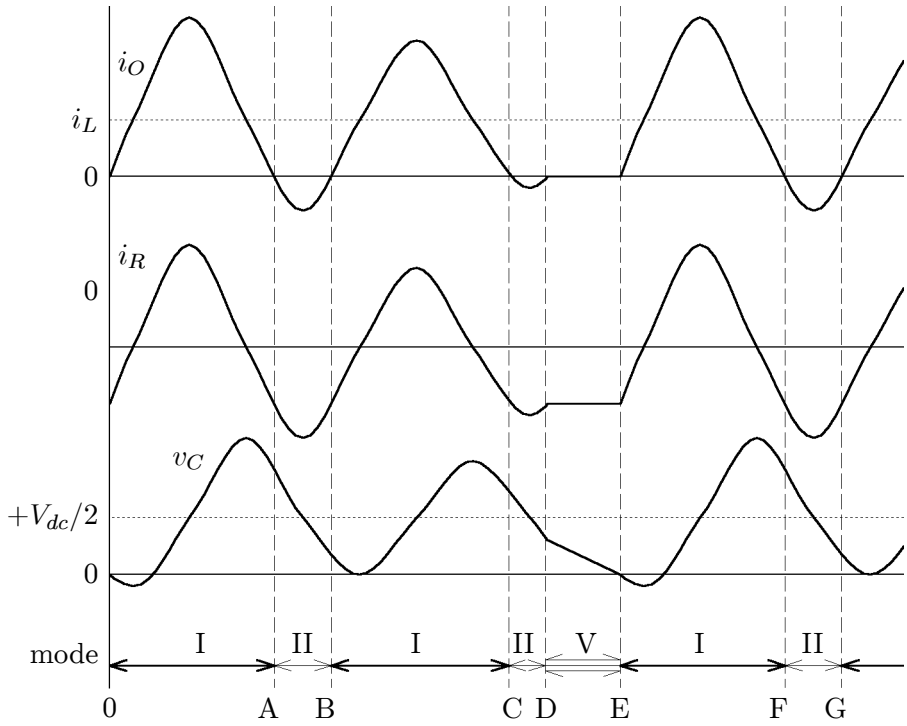


図 4.4. 共振電流振幅の制御原理

ため, 共振コンデンサ電圧は,

$$v_C = -\frac{1}{C_R}\int I_L dt. \tag{4.10}$$

のように下降する。$t = \mathrm{E}$ では, 共振コンデンサ電圧が零となるので, 再びモード I へ転流すれば, 共振電流振幅を一定に制御することができる。

しかし, $v_C > 0$ かつ $i_L < 0$ の場合と $v_C < 0$ かつ $i_L > 0$ の場合は, 共振コンデンサはむしろ充電され, 共振コンデンサ電圧を零にすることができない。また, 負荷電流が小さい場合は共振コンデンサ電圧が零となるまでの時間が長くなる。これらの場合には, モード V による共振電流振幅の制御を行うことはできないので, 直ちにモード I またはモード III へ転流する。負荷電流が正の時に連続してモード III を出力する場合, または, 負荷電流が負の時に連続してモード I を出力する場合には, このような共振電流振幅の制御ができない期間が生じ易く, 力率の低い負荷へ適用した場合には共振電流振幅の変動が大きくなる。しかし, 共振電流振幅は前節で述べたように本質的には一定であるので, 負荷電流の極性反転までの間に無制御となるだけで特に問題とはならない。

4.4 制御回路

図 4.5 に制御回路の一相分のブロック図を示す。本研究のインバータ回路は瞬時値比較形の電流制御を行っており, 負荷電流 i_L と電流指令値 i_L^* をコンパレータで比較して, 次に出力するモー

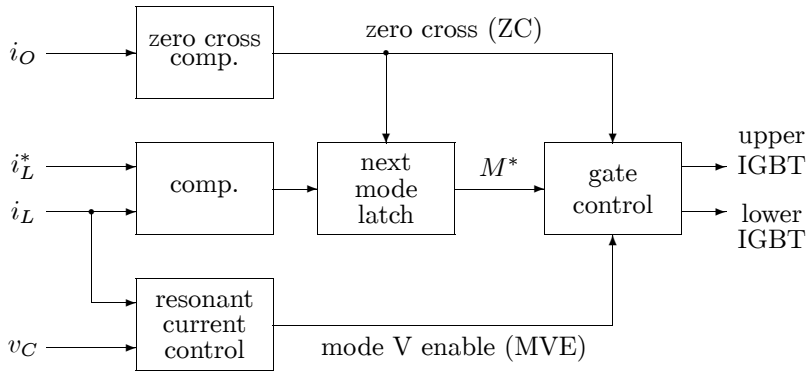


図 4.5. 制御回路図

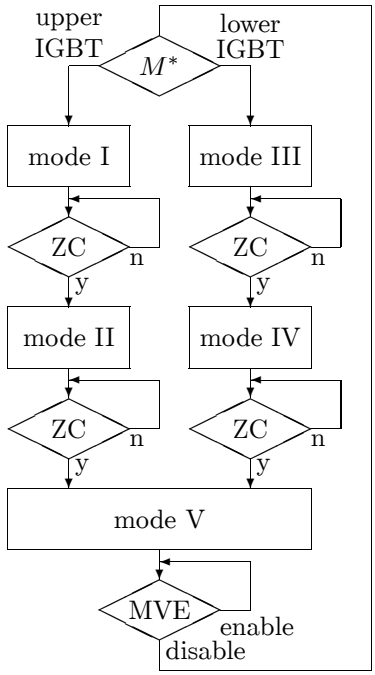


図 4.6. ゲート制御シーケンス

表 4.1. 共振電流制御の条件

	$i_L < -I_{th}$	$-I_{th} < i_L < I_{th}$	$I_{th} < i_L$
$v_C > 0$	next mode	next mode	mode V
$v_C < 0$	mode V	next mode	next mode

ド M^* を選択する。前述したように, 本研究のインバータは, 共振周波数の一周期毎にしか転流できないので, スイッチング周波数を制限する必要がなく, コンパレータにはヒステリシスを設けていない。転流動作中に M^* が変化するのを防止するために, 次モードラッチを設けており, i_O の零クロス時に, 次に出力するモードを決定している。

共振電流制御回路は, モード V を用いて共振電流振幅を制御する回路であり, 共振コンデンサ電圧 v_C の極性と負荷電流 i_L の振幅を検出し, モード V から次のモードへ転流する条件を判断する。表 4.1 に共振電流制御の条件を示す。負荷電流 i_L の振幅判定には比較器を用い, 一定値 I_{th} と $-I_{th}$ と負荷電流 I_L を比較して, $i_L < -I_{th}$, $-I_{th} < i_L < I_{th}$, $I_{th} < i_L$ の三状態に判定する。共振コンデンサ電圧 v_C の極性から, モード V により共振電流振幅が制御可能か判定する。共振コンデンサ電圧を零にできない場合と負荷電流が零付近 (I_{th} 以下) の場合には, 直ちに次のモード (next mode) へ転流する。

ゲート制御回路は図 4.6 のゲート制御シーケンスのように IGBT のゲート信号を制御する。まず, モード指令 M^* によってモード I あるいは III となり, IGBT にゲート信号を与える。i_O の零クロス (ZC) によってモード II, IV へ移行し, モード II, IV の間は, IGBT へゲート信号を与えない。次の零クロス (ZC) でモード V となり, 表 4.1 の次モードの条件となるまでモード V を維持する。モード II, IV の期間は上下の IGBT ともオフとなるので, IGBT をオンする際の遅延時間 (デッドタイム) は設けていない。

4.5 実験結果

図 4.7 ∼ 4.13 に三相 L–R 負荷を用いた場合の実験結果を示す。実験では, 直流コンデンサの電圧を 200 V とし, L–R 負荷は $L = 12.7$ mH, $R = 6.7\ \Omega$ を用いた。

図 4.7はインバータ出力電流 i_O, 負荷電流 i_L, 共振コンデンサ電圧 v_C, 出力電圧 v_O の実験波形である。インバータ出力電流 i_O は負荷電流 i_L に共振電流が重畳した波形となっており, 共振電流の振幅は i_L の最大値よりも大きいため, i_O は常に零クロスしている。v_O は ±100 V の方形波電圧波形であり, 共振周期約 22 μs 毎にスイッチングを行う PWM 波形となっている。また, この時の平均スッチング周波数は約 5 kHz であった。

図 4.8, 4.9 にスイッチング時の拡大波形を示す。図 4.8 はモード I → モード III → モード I の

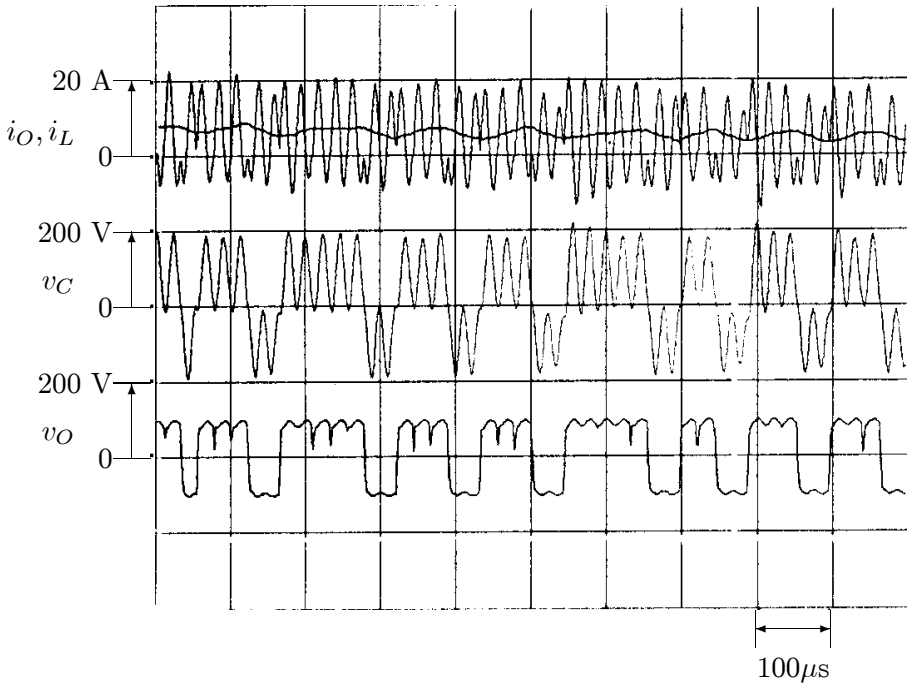


図 4.7. 実験波形 (インバータ出力電圧, 負荷電流, インバータ電流)

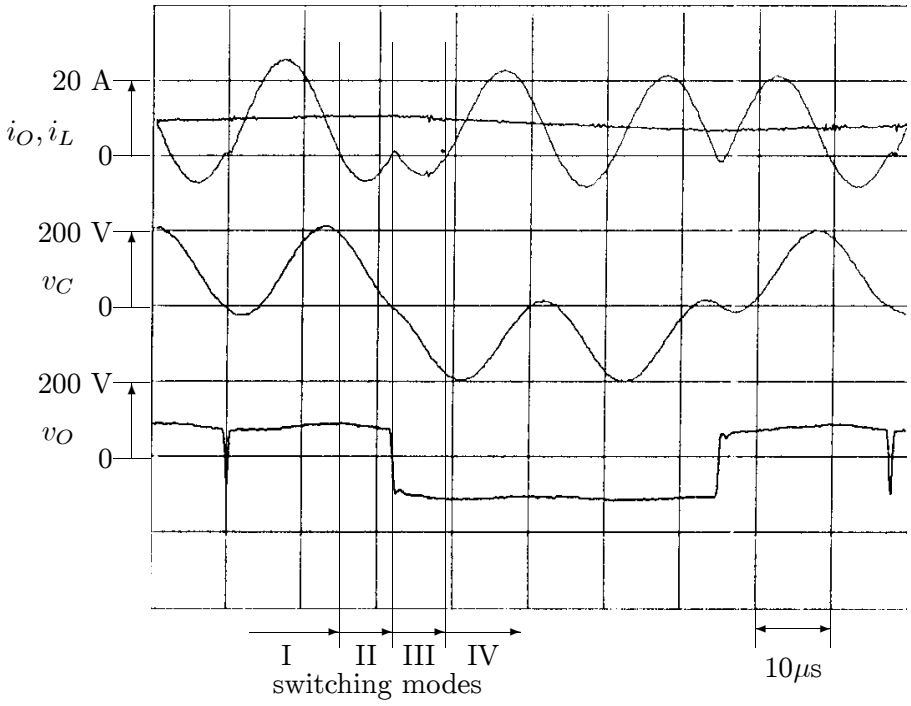


図 4.8. 実験波形 (モード I→モード III)

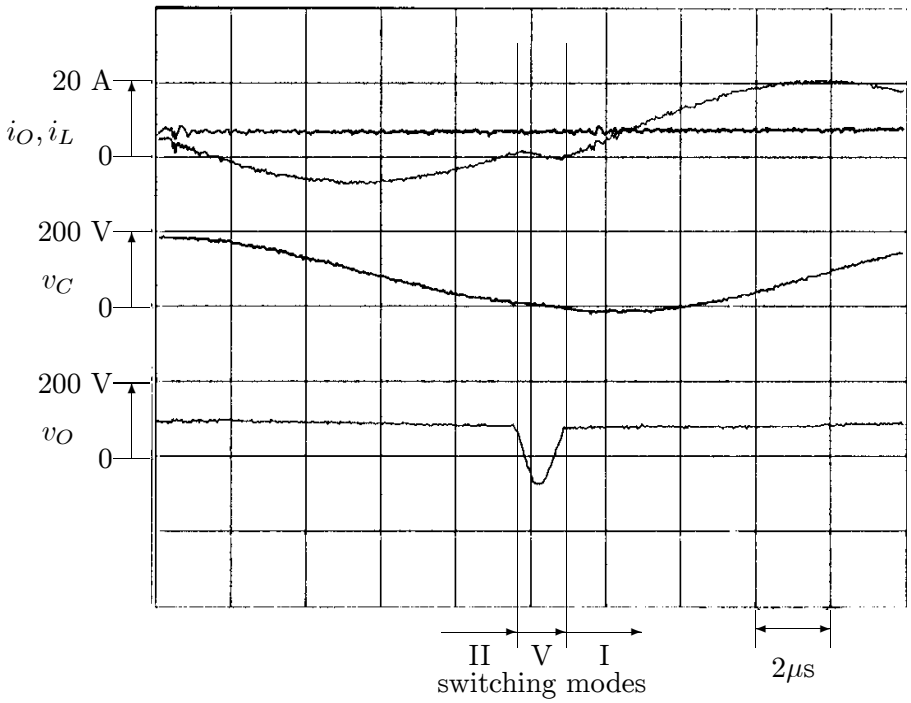


図 4.9. 共振電流振幅制御時の実験波形

順に転流する場合の実験波形である。i_O がほぼ零の時点で転流が行われており, 転流時の共振コンデンサ電圧 v_C はほぼ零であるので, 転流の前後で共振電流の振幅も一定に保たれている。また, インバータ出力電圧 v_O は, モード I, II の間は 100 V, モード III, IV の間は −100 V となっている。図 4.9 はモード V による共振電流の振幅制御を行っている場合の実験波形である。共振電流の振幅が減衰しているため, 出力電流 i_O が零クロスした時の共振コンデンサ電圧 v_C は零に達していない。モード V の間のインバータ出力電流 i_O はほとんど零であり, 負荷電流が共振コンデンサの電圧を放電しており, 共振コンデンサ電圧 v_C が零に達した時にモード I に転流している。

図 4.10, 4.11 は零電流スイッチングを行った場合, 図 4.12, 4.13 はハードスイッチングを行った場合のターンオン, ターンオフ波形を示している。ここでは, 負荷電流 $i_L = 12$ A, 直流コンデンサ電圧 $E = 250$ V とし, コレクタ電流 i_C とコレクタ・エミッタ間電圧 v_{CE}, さらに v_{CE} と i_C の積 $v_{CE} \cdot i_C$ を示している。ハードスイッチングの場合は, ターンオン時の i_C に還流ダイオードのリカバリ電流が流れており, ターンオフ時には v_{CE} にサージ電圧が生じている。零電流スイッチングでは, リカバリ電流, サージ電圧は現れず, スイッチング損失はほとんど零である。

出力電力 3 kW, 負荷電流 $I_L = 12$ A の場合におけるスイッチング素子の損失 (スイッチング損失 + 導通損失) を放熱フィンの温度上昇より測定した。零電流スイッチングではスイッチング素子の損失は出力電力の約 7% であり, 図 4.10, 4.11 より, ほとんどが導通損失と考えられる。一方, ハードスイッチングの損失は約 4.5% であり, その内訳は, 図 4.12, 4.13より, 約 1.5% のスイッチ

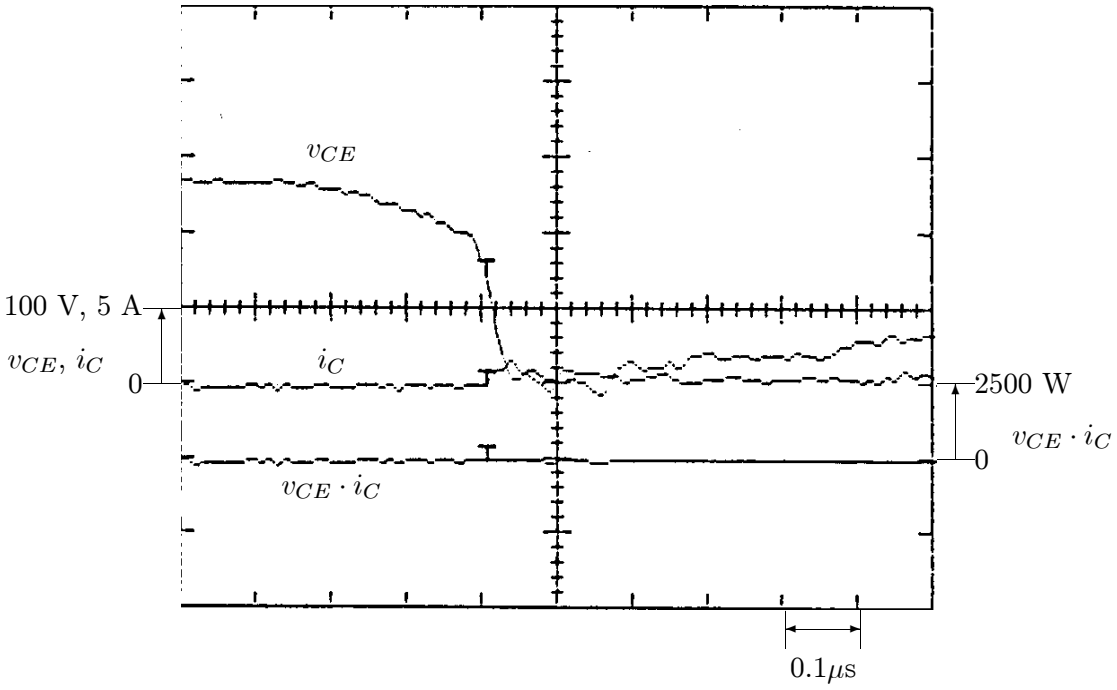


図 4.10. 零電流スイッチングにおけるターンオン波形

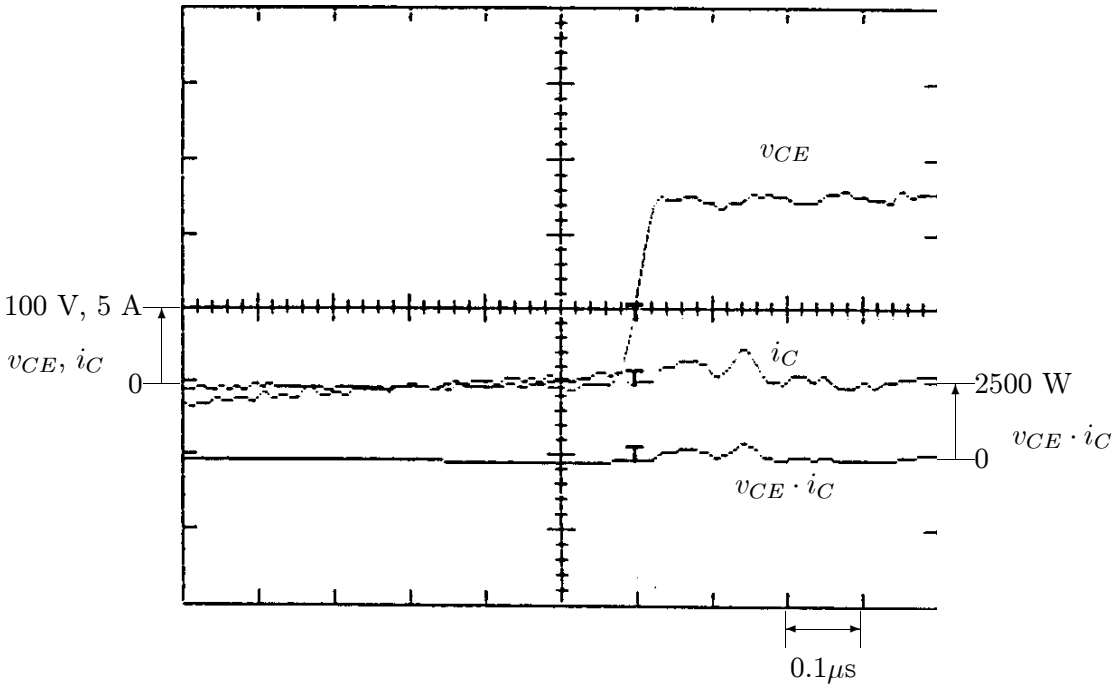


図 4.11. 零電流スイッチングにおけるターンオフ波形

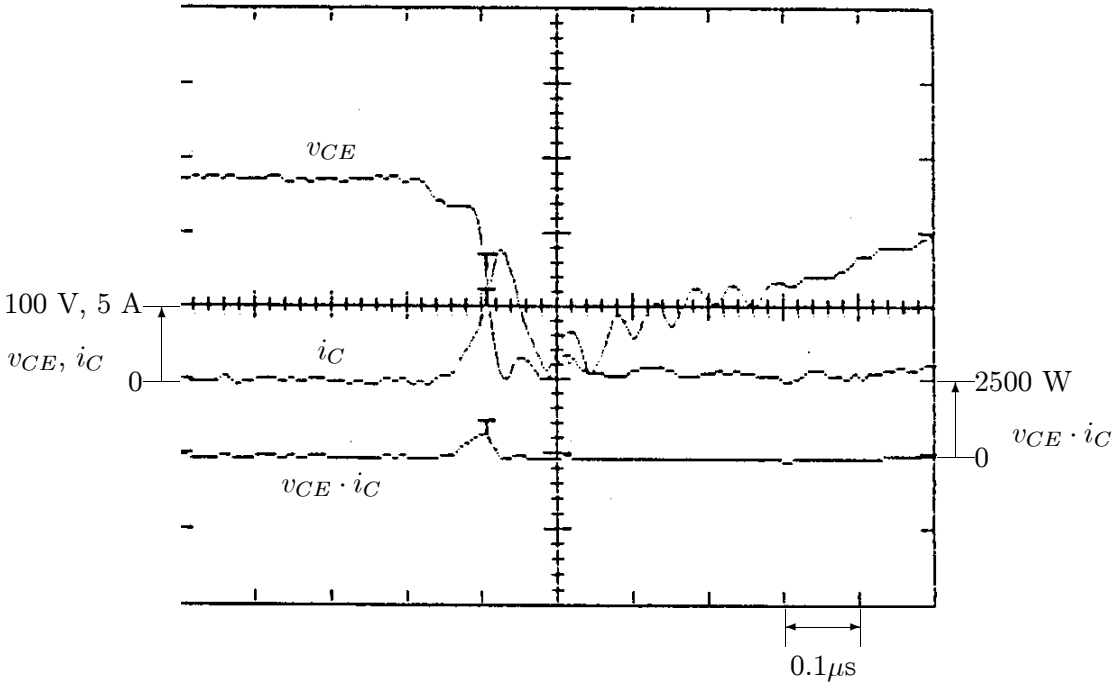


図 4.12. ハードスイッチングにおけるターンオン波形

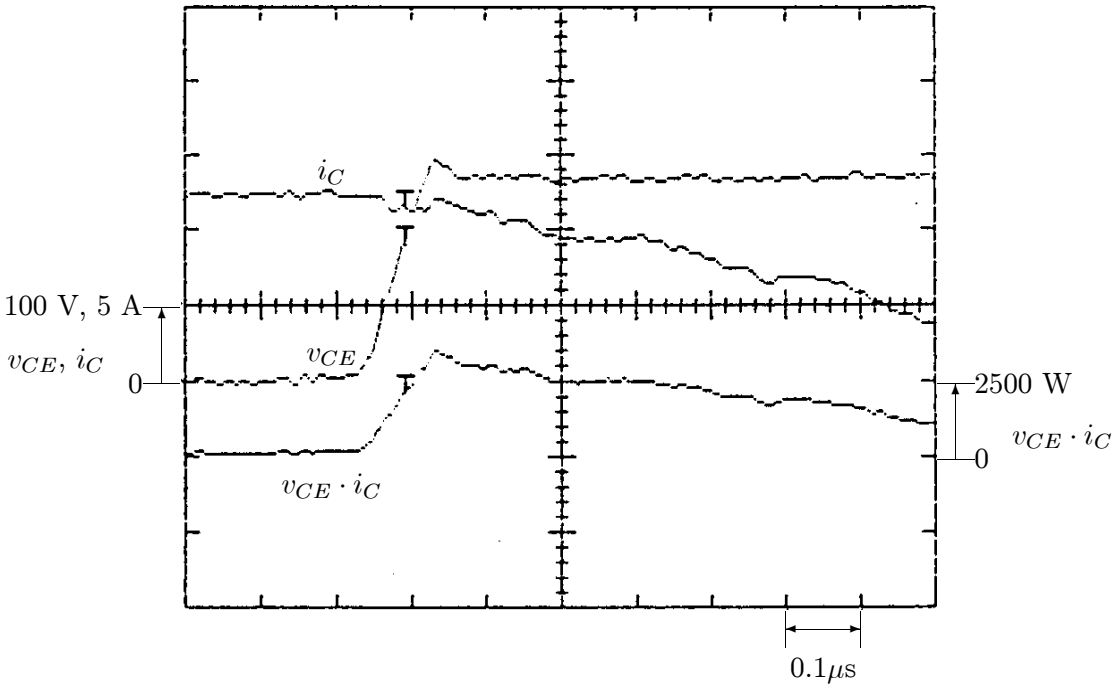


図 4.13. ハードスイッチングにおけるターンオフ波形

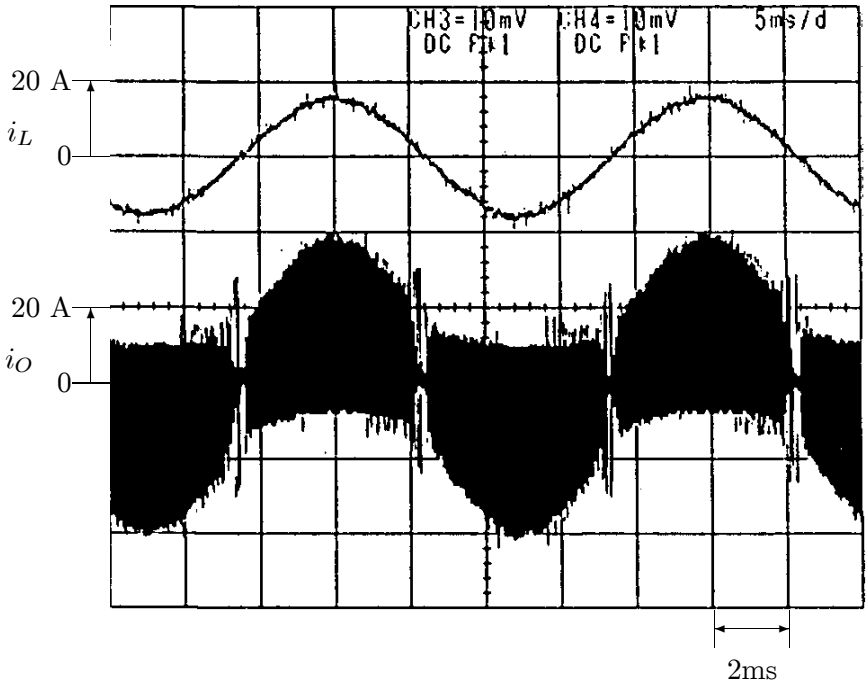


図 4.14. 誘導電動機駆動時の実験波形

ング損失と 3% の導通損失である。零電流スイッチングでは負荷電流と同程度の振幅を有する共振電流がスイッチング素子に流れるため, 導通損失はハードスイッチングの約 2 倍となっている。測定時のスイッチング周波数は約 5 kHz であり, スイッチング周波数を 10 kHz とした場合にはハードスイッチングと零電流スイッチングの損失は同程度となる。また, 実験に使用した IGBT のオン電圧降下は 2.3 V であり, 第 3 世代 IGBT 等の低オン電圧降下を有するスイッチング素子を用いれば, 導通損失を低減することができると考えられる。

図 4.14に誘導電動機を駆動した場合の実験波形を示す。ここでは, 直流コンデンサ電圧を 270 V とし, 200 V, 2.2 kW の誘導電動機を 1200 rpm で駆動した。負荷電流 i_L が零になる付近では共振電流の振幅制御を行っていないため, $i_L = 0$ 付近では i_O の波形にひずみが現れている。しかし, i_L の波形は正弦波であり, 電流制御にはほとんど影響していないことが分かる。

4.6 還流ダイオードの導通を検出する新しい制御法

4.6.1 制御回路

図 4.15 に零電流スイッチングインバータの制御回路ブロック図を示す。負荷電流制御は, 負荷電流 i_L と指令値 $i_L{}^*$ の瞬時値比較によって行う。零電流スイッチングインバータは共振周期ごとにしか転流を行わないため, 通常の瞬時値比較の電流制御とは異なって, スイッチング周波数を

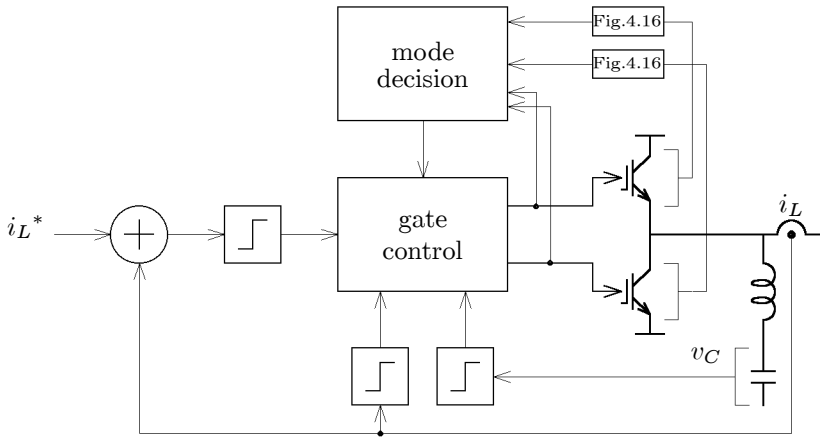


図 4.15. 還流ダイオードの導通検出制御回路

表 4.2. 新しい制御法のスイッチングモード判定法

switching mode	diode conduction		gate signal	
	upper D_1	lower D_2	upper Q_1	lower Q_2
I	off	off	on	off
II	on	off	off	off
III	off	off	on	off
IV	off	on	on	off
V	off	off	off	off

制限するためのヒステリシス幅は必要ない。従って, 還流ダイオードの導通開始の時点で, 次の共振周期のスイッチングモードを決定する。

図 4.16 に還流ダイオード導通検出回路のブロック図を示す。これは還流ダイオードの順方向電圧降下を検出し, インバータ出力電流の零クロスを高速に検出しようとするものである。還流ダイオードと IGBT がともにオフの場合に, 検出回路には直流コンデンサ電圧がそのまま印加するので, クランプ回路で検出電圧を制限する。検出した電圧はコンパレータで極性を判別し, フォトカプラによって制御回路と絶縁する。還流ダイオード導通検出回路の遅延時間は約 70 ns であり, ほとんどはフォトカプラの伝達遅延であった。これは共振周波数を 70 kHz とすると, 1.7° の位相遅れに相当する。一方, DC–CT (LT55: LEM) の検出遅延は約 1 μs (25°) であった。従って, 提案する検出法は高速な零電流を検出を可能とし, 正確な零電流スイッチングを実現する。

表 4.2 に図 4.15 のモード判定回路の動作を示す。モード判定回路は還流ダイオードの導通検出信号とゲート信号から現在のスイッチングモードを判定する。モード II, IV ではそれぞれ上側 D_1, 下側 D_2 の還流ダイオードが導通するため, モード II, IV は還流ダイオードの導通検出信号

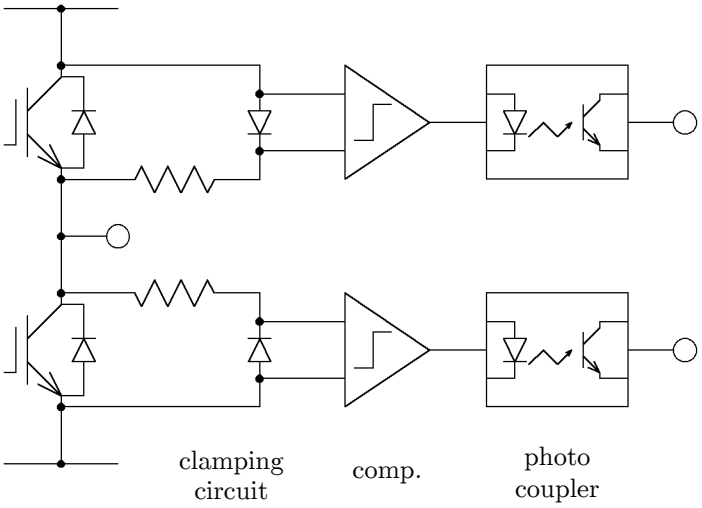


図 4.16. 還流ダイオードの導通検出回路

だけで判定することができる。しかし, モード I, III, IV では, すべてのダイオードがオフであるので, 還流ダイオードの導通検出信号だけでは判定できない。従って, ゲート信号との組み合わせによってスイッチングモードの判定を行う。

ゲート制御回路はモード V の期間を調整して共振電流振幅を一定に制御する。負荷電流 i_L と共振コンデンサ電圧 v_C の関係が, $i_L < 0$ かつ $v_C < 0$, あるいは $i_L > 0$ かつ $v_C > 0$ の場合, モード V を選択して v_C を零電圧にすることができる。しかし, $i_L < 0$ かつ $v_C > 0$, あるいは $i_L > 0$ かつ $v_C < 0$ の場合には, モード V を選択しても v_C を零にできないので, 直ちにモード I あるいは III へ転流する。

共振コンデンサ電圧の極性検出には図 4.16 と同様の検出回路を使用する。零電流スイッチングインバータの制御回路には, ${i_L}^* - i_L$, i_L, v_C の信号の極性の情報のみを用いるので, 制御回路はアナログ・コンパレータと論理回路のみで構成することができる。実験に使用した制御回路は PLD (programmable logic device: AMD MACH210) を用いて構成した。

4.6.2 実験結果

図 4.17 ∼ 4.19 に零電流スイッチングインバータの動作波形を示す。実験では, $L_L = 13$ mH, $R_L = 7\ \Omega$ の三相 L–R 負荷を用い, 直流コンデンサ電圧は 280 V とした。

図 4.17 は負荷電流 i_L と IGBT に流れる電流 i_O の波形である。i_O は, i_L と共振電流 i_R との和であり, 共振電流の振幅が良好に制御されているため, 共振周期ごとに零電流となっていることが分かる。この時の平均スイッチング周波数は約 8 kHz であった。

図 4.18 は負荷電流 i_L がほぼ零の付近の図 4.17 の拡大波形である。零電流スイッチングが正確

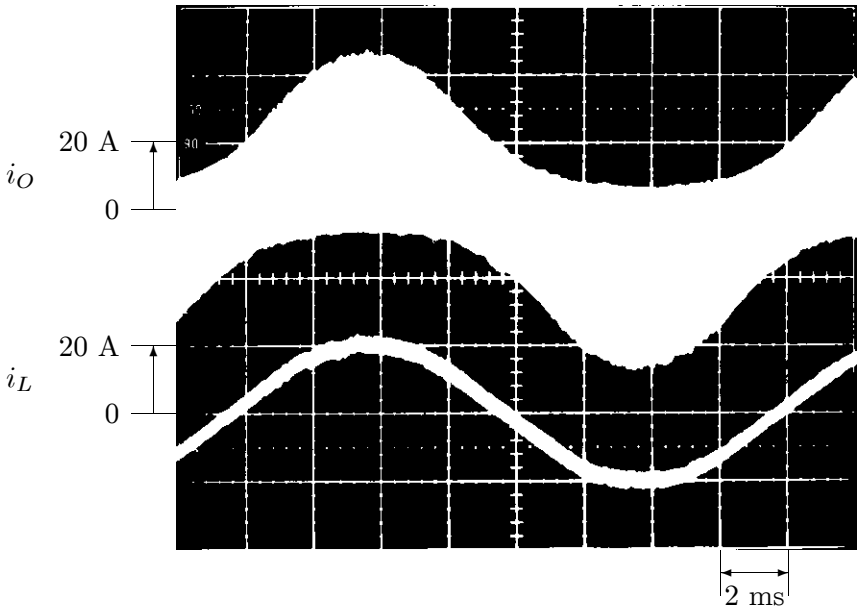


図 4.17. 実験波形

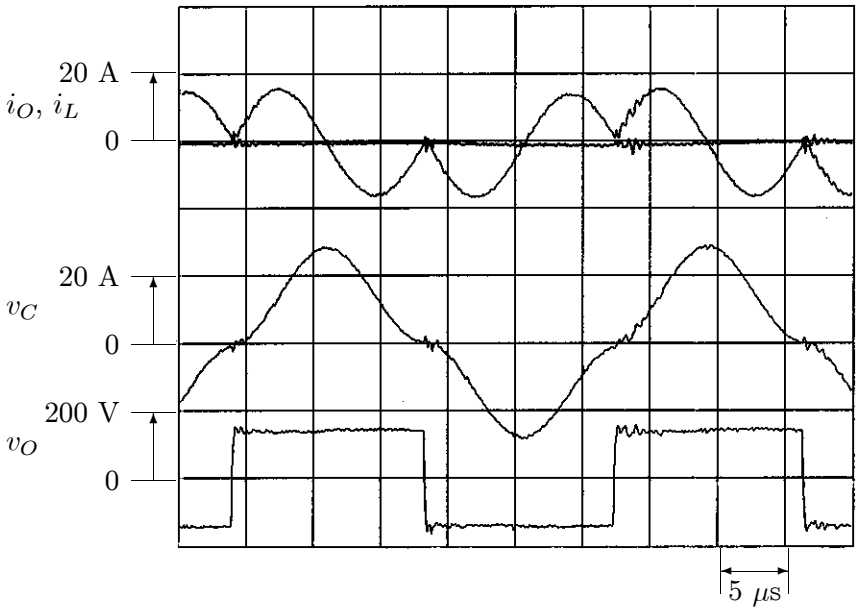


図 4.18. $i_L = 0$ A 付近の拡大波形

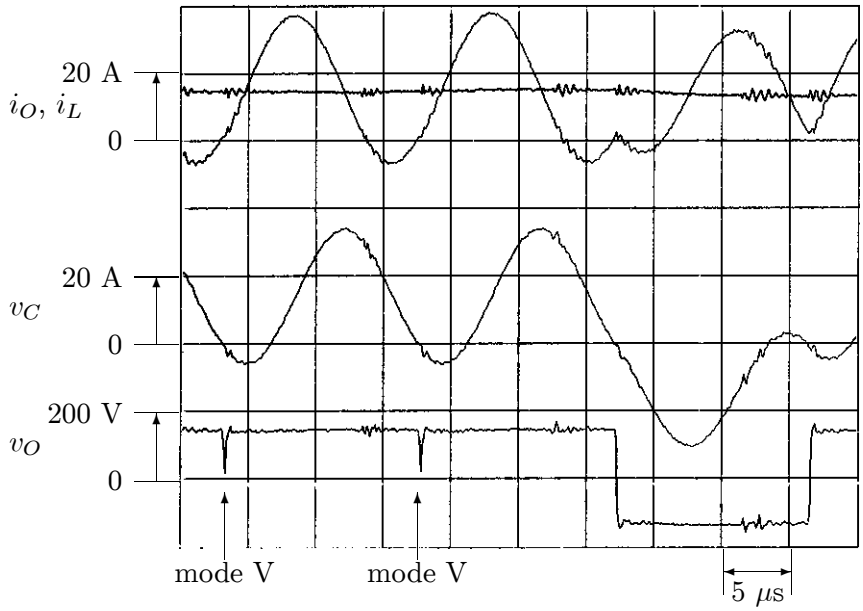


図 4.19. $i_L = 15$ A 付近の拡大波形

に行われているため, 出力電圧 v_O はサージ電圧のない良好な方形波電圧となっている。また, 転流時の共振コンデンサ電圧は零であるので, 転流前後のインバータ電流 i_O に含まれる共振電流と共振コンデンサ電圧 v_C の振幅はほとんど一定に保たれている。図 4.18 の部分のスイッチング周波数は 35 kHz であり, 図 4.19 は約 15 A の付近の図 4.17 の拡大波形であり, モード V を用いて共振電流振幅が制御されているため, 共振電流には減衰を生じていない。また, インバータ出力電圧はモード V の期間に零電圧となっていることが分かる。

図 4.20 に零電流スイッチングインバータとハードスイッチングインバータの変換効率の測定結果を, 図 4.21 に測定に用いた回路構成を示す。ハードスイッチングインバータは零電流スイッチングインバータと同一の IGBT を用いて構成し, 制御法には三角波比較方式の PWM 制御を適用した。出力電力 4 kW 以上ではハードスイッチングインバータの出力電圧が飽和するため, 飽和を生じない範囲でのみ測定を行った。インバータの直流入力電力は, ダイオード整流回路と直流コンデンサの間にディジタル電力計 (WT130: 横河電機) を接続して測定した。一方, 交流出力電力の測定は, 三相電流力計形電力計 (TYPE2042: 横河電機) をインバータ出力端子と L–R 負荷の入力端子の間に接続して行った。三相電流力計形電力計の周波数帯域は 1 kHz であるため, スイッチングに伴うリプル電流が形成する電力は交流出力電力に含まれない。しかし, 13 mH の負荷リアクトルを挿入しているため, 電流リプルは十分に小さく変換効率の評価には影響しない。

零電流スイッチングインバータの最大効率は 5 kW 出力時の約 97%であり, この時の平均スイッチング周波数は 7.8 kHz であった。一方, スイッチング周波数 5 kHz のハードスイッチングインバータは 4 kW 出力時に約 98% の最高効率を示した。スイッチング周波数 5 kHz と 15 kHz の

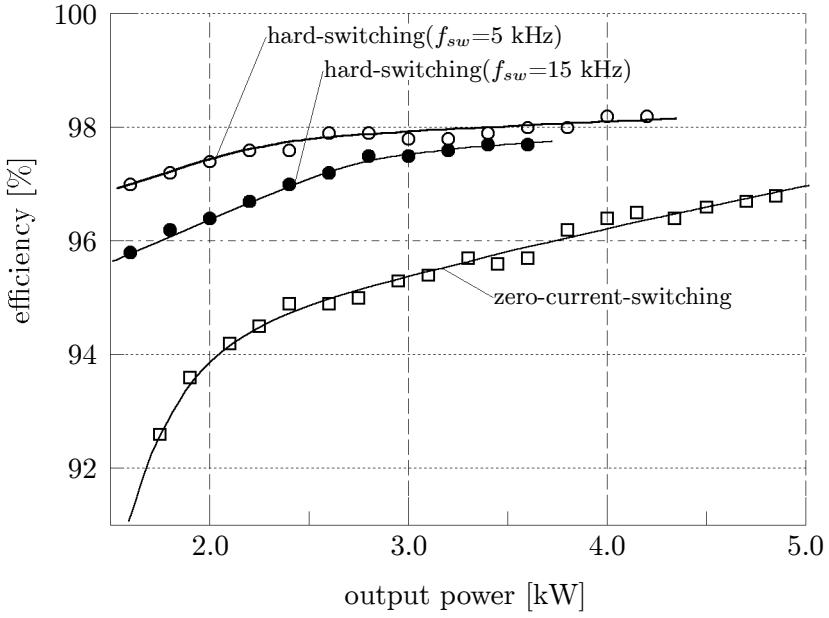


図 4.20. 出力電力と変換効率

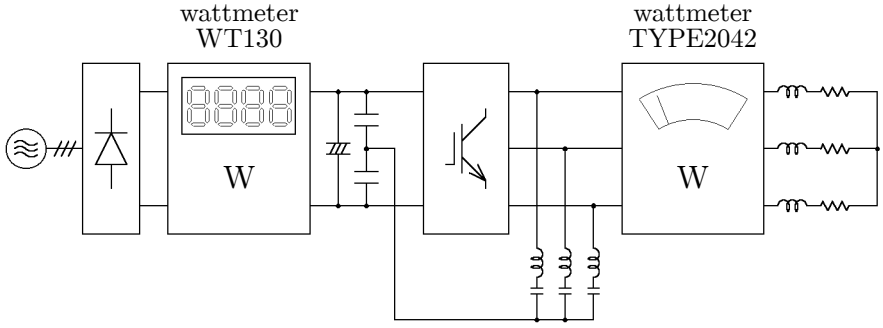


図 4.21. 変換効率測定回路

ハードスイッチングインバータの損失の差は 24 W (0.6%) であった。両者の差からスイッチング周波数 5 kHz 時のスイッチング損失を求めると,

$$24 \times \frac{5 \times 10^3}{15 \times 10^3 - 5 \times 10^3} = 12 \text{ W}$$

となり, 出力電力の 0.3% 程度である。従って, 全体の損失 68 W とスイッチング損失 12 W の差から, ハードスイッチングインバータの導通損失は約 56 W であると考えられる。一方, 零電流スイッチングインバータの損失 140 W は IGBT と共振リアクトルの導通損失である。

実験に用いた第三世代 IGBT が高速なスイッチング特性を有しており, ハードスイッチング動作でも導通損失に比べてスイッチング損失が小さいことを示している。このため, 零電流スイッチングインバータがスイッチング損失を低減しても, 総合効率ではハードスイッチングインバータを上回ることができなかったと考えられる。

4.7 インバータ損失解析

以下では, 4 kW 出力時について, 零電流スイッチングインバータとハードスイッチングインバータの損失を検討する。

4.7.1 スイッチング素子の導通損失

実験の L–R 負荷を用いると, 4 kW 出力時の負荷電流はピーク値 18.2 A, 実効値 13.8 A である。ここで, 負荷電流 i_L を

$$i_L(\theta) = \sqrt{2} I_{L\text{rms}} \sin\theta \tag{4.11}$$

の正弦波電流と考える。IGBT がオン時のコレクタ・エミッタ間電圧 v_{CE} はコレクタ電流 i_C に対して非線形な関数であるが, ここでは, 飽和電圧と定格電流の 1/2 のから求めたオン抵抗 $R_{\text{on}} = 0.1$ Ω を用いて,

$$v_{CE} = R_{\text{on}} i_C \tag{4.12}$$

とする。ここで行う損失解析の目的は, 広範囲の運転状態に対する変換効率の導出ではなく, 定格電流付近での損失を比較することにある。v_{CE} と i_C の非線形を考慮した数値計算と比べて, (4.12) 式に基づく導通損失の解析結果は 4 kW 出力時には 5 W 程度の誤差が生じるが, 総合効率の評価に対する影響は少ないと考えられる。以下では解析を簡単化するため, (4.12) 式のオン抵抗 R_{on} として取り扱う。ハードスイッチングインバータの導通損失は,

$$0.1 \times 13.8^2 \times 3 = 57.1 \text{ W}$$

であり, 出力電力の約 1.4% 程度である。

一方, 零電流スイッチングインバータの IGBT に流れる電流 i_O は, 負荷電流 i_L と 共振電流 i_R の和である。一共振周期に注目すると共振電流 i_R は正弦波波形であるので, 共振電流の実効値は (4.5) 式の $1/\sqrt{2}$ である。しかし, (4.5) 式のように共振電流の振幅は負荷電流に伴って変化するので, 負荷電流の一周期の共振電流の実効値 $I_{R\mathrm{rms}}$ は,

$$I_{R\mathrm{rms}} = \frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi}\left(\frac{I_R}{\sqrt{2}}\right)^2 d\theta = \sqrt{\frac{E^2}{8}\frac{C_R}{L_R} + \frac{{I_{L\mathrm{rms}}}^2}{2}} \tag{4.13}$$

となる。IGBT に流れる電流 i_O の実効値は,

$$I_{O\mathrm{rms}} = \sqrt{{I_{R\mathrm{rms}}}^2 + {I_{L\mathrm{rms}}}^2} = \sqrt{\frac{E^2}{8}\frac{C_R}{L_R} + \frac{3}{2}{I_{L\mathrm{rms}}}^2} \tag{4.14}$$

となる。従って, 零電流スイッチングインバータの導通損失は,

$$P_{\mathrm{ZCS-con}} = R_{on}\left(\frac{E^2}{8}\frac{C_R}{L_R} + \frac{3}{2}{I_{L\mathrm{rms}}}^2\right) \tag{4.15}$$

となる。(4.15) 式から, 零電流スイッチングインバータの導通損失はハードスイッチングインバータの 3/2 倍以上になることが分かる。実験の回路定数を用いると 4 kW 出力時の導通損失は,

$$0.1 \times \left(\frac{280^2}{8}\frac{0.25\times10^{-6}}{20\times10^{-6}} + \frac{3}{2}13.8^2\right) \times 3 = 122\ \mathrm{W}$$

これは, 出力電力の 3.1% であり, ハードスイッチングインバータの約 2 倍の導通損失が生じることになる。

4.7.2 スイッチング損失

図 4.22 ∼ 4.25 にスイッチング時のコレクタ電流とコレクタ–エミッタ間電圧波形を示す。図 4.22 ∼ 4.25 は直流電圧 $E = 280$ V, 負荷電流 $i_L = 10$ A の条件で測定を行った。

図 4.22, 4.23 は零電流スイッチングインバータとハードスイッチングインバータのターンオン時の電圧電流波形である。図 4.22 の零電流スイッチングインバータは, コレクタ電流 i_C がほとんど零の間に, コレクタ–エミッタ間電圧 v_{CE} が直流電圧まで立ち上がっており, スイッチング損出はほとんど無視できる。一方, 図 4.23 のハードスイッチングインバータは, IGBT のターンオフと同時に i_C が立ち上がっている。また, 急峻な電流変化に伴って, 約 20 A のスパイク電流が生じている。図 4.23 の損失を v_{CE} と i_C の積から求めると, 約 5.9×10^{-4} J であった。

図 4.24, 4.25 はターンオフ時の電圧電流波形である。ターンオフ後のコレクタ電流には小さなスパイク電流と約 2 MHz の振動が現れているが, これは i_C の測定用に IGBT のコレクタの配線を引き出したためであり, IGBT の出力容量との間で共振を生じたものと考えられる。図 4.25 では i_C が下降する前に v_{CE} が 200 V に達しており, 図 4.24 に比べて大きなスイッチング損失が生じている。また, 図 4.24 の ターンオフ直前の i_C の極性は負であり, IGBT ではなく還流ダイ

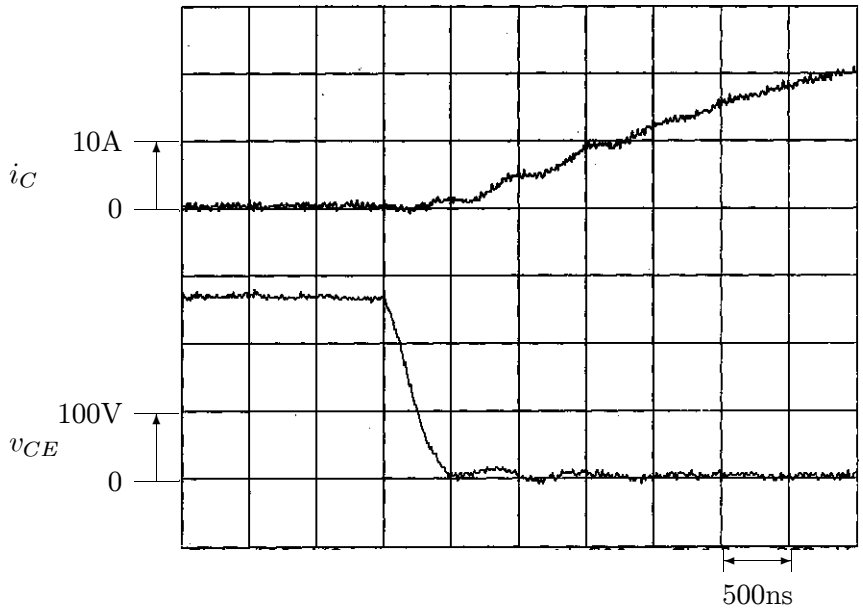


図 4.22. 零電流スイッチングインバータのターンオン時のコレクタ電流とコレクタ–エミッタ間電圧

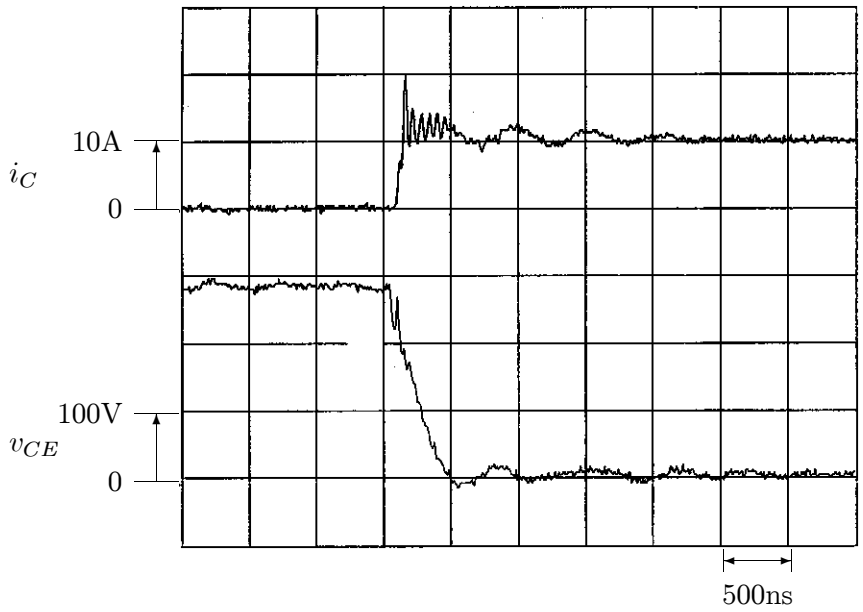


図 4.23. ハードスイッチングインバータのターンオン時のコレクタ電流とコレクタ–エミッタ間電圧

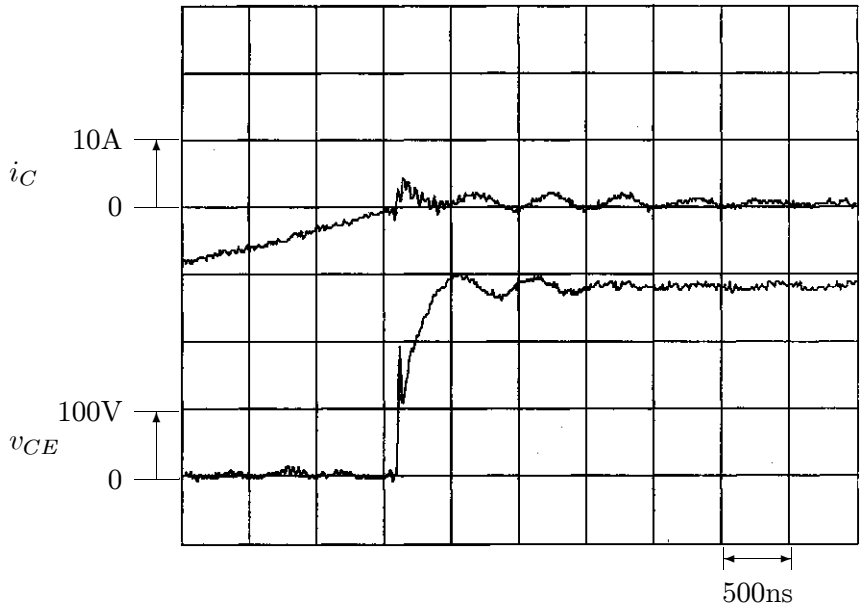


図 4.24. 零電流スイッチングインバータのターンオフ時のコレクタ電流とコレクタ–エミッタ間電圧

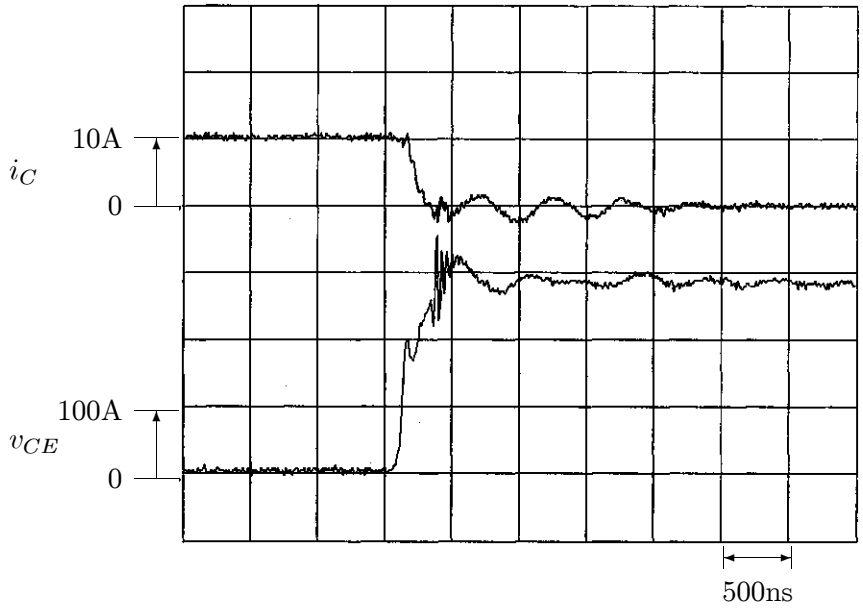


図 4.25. ハードスイッチングインバータのターンオフ時のコレクタ電流とコレクタ–エミッタ間電圧

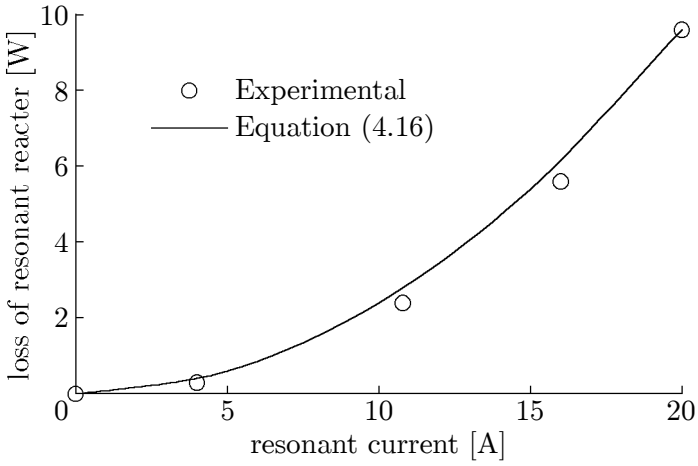


図 4.26. 共振リアクトルの共振電流と損失の関係

オードのターンオフである。つまり, 零電流スイッチングインバータでは高速な還流ダイオードを接続していれば, IGBT のターンオフ特性はスイッチング損失には関係しない。図 4.24 のスイッチング損失は約 0.4×10^{-4} J であり, 図 4.25 は 1.6×10^{-4} J であった。

ハードスイッチングインバータのターンオンとオフのスイッチング損失の和は 7.5×10^{-4} J である。スイッチング周波数を 5 kHz としたハードスイッチングインバータのスイッチング損失は,

$$7.5 \times 10^{-4} \times 5 \times 10^{3} \times 3 = 11 \text{ W}$$

となる。スイッチング周波数が 5 kHz と 15 kHz のハードスイッチングインバータの損失の差は $11 \times 2 = 22$ W であり, 図 4.20 の結果と一致する。

4.7.3 共振リアクトルの損失

図 4.26 に共振リアクトルの損失の測定結果を示す。50 kHz のリニアアンプ方式の高周波電源を用いて共振リアクトルの電流と損失の関係を測定した。図 4.26 の丸印は実測値であり, 実線は等価抵抗 $R_{\text{react}} = 24.3$ mΩ を仮定した近似式

$$P_{\text{react}} = R_{\text{react}} {I_{R\text{rms}}}^2 \tag{4.16}$$

である。近似式は実測結果とよく一致しており, 共振リアクトルの損失は等価抵抗として考えることができる。従って, 共振リアクトルの損失は

$$24.3 \times 10^{-3} \times 15.8^2 \times 3 = 18 \text{ W} \tag{4.17}$$

となり, 出力電力 4 kW の 0.4% である。

表 4.3. インバータ損失の分析結果

		hard-switching		zero-current
		5kHz	15kHz	switching
IGBT	conduction	57.1	57.1	122
	switching	11	33	—
resonant reactor		—	—	18
total loss (ratio to output)		68.1 (1.7%)	90.1 (2.3%)	140 (3.5%)
total loss in Fig.4.20 (ratio to output)		68 (1.8%)	92 (2.3%)	140 (3.5%)

* The values in the table show power loss [W].

4.7.4 総合損失

表 4.3 に以上の損失解析の結果をまとめる。解析結果は図 4.20 の実験結果とよく一致している。ハードスイッチングインバータは零電流スイッチングインバータよりも高い変換効率を示した。ハードスイッチングインバータのスイッチング損失は, スイッチング周波数が 15 kHz の場合であっても導通損失の約 1/2 である。一方, 零電流スイッチングインバータでは共振電流がスイッチング素子に流れるため, 導通損失はハードスイッチングインバータの約 2 倍になる。共振電流の振幅を低減するように共振回路を設計しても, (4.15) 式のようにハードスイッチングインバータの 3/2 倍の導通損失が生じる。

IGBT はスイッチング特性とオン電圧の間にトレードオフの関係を有するので, 低オン電圧特性を得るためにはスイッチング特性が犠牲になる。ハードスイッチングインバータでは, 低オン電圧特性の IGBT を用いて導通損を低減できたとしても, スイッチング損失が増大するため総合効率の改善は期待できない。しかし, 零電流スイッチングインバータはスイッチング損失が無視できるので, スイッチング特性が低速であっても損失はほとんど増加しない。特に, ターンオン損失はほとんど零であり, 図 4.22 からターンオン時間が 1 μs であってもターンオン損失は増加しないと考えられる。また, ターンオフ損失は還流ダイオードの特性に依存するので, IGBT のターンオフ時間は図 4.19 の還流ダイオードの導通期間 4 μs 程度でよい。もし, オン電圧降下が 60% の IGBT が使用できたと仮定すると, 零電圧スイッチングインバータの総合損失は,

$$122 \times 0.6 + 18 = 91.2 \text{ W}$$

となり, スイッチング周波数 15 kHz のハードスイッチングインバータよりも高効率が期待できる。

4.8 まとめ

本章では, PWM 制御を適用した電力変換器のスイッチング損失の低減を目的とし, LC 共振回路を交流側に接続する零電流スイッチング法を提案し, 実験により動作原理を確認した。また, 零電流スイッチングインバータとハードスイッチングインバータの変換効率を実験により比較し, 導通損失・スイッチング損失を解析・検討した。その結果, 以下の結論を得た。

1. 本章で提案した零電流スイッチング三相電圧形インバータは, LC 共振回路の中性点を直流コンデンサの中性点に接続することにより各相の共振電流を独立に制御することができ, LC 共振回路の共振周波数や Q が各相ごとに異なっていたとしても安定な動作が実現できる。誘導電動機の駆動実験を行い, 速度起電力を有する負荷に対しても適用可能であることを明らかにした。

2. 還流ダイオードの導通状態を検出する新しい制御法は, 高速な零電流検出が可能であり正確な零電流スイッチングを実現した。従来の DC–CT を用いた零電流検出は遅延時間が約 1 μs であったのに対して, 新しい制御法では遅延時間 70 ns の高速検出を達成した。

3. 本研究の零電流スイッチングインバータは, スイッチング損失をほとんど零にすることができるが, 導通損失はむしろ増加する。導通損失が最小になるように共振回路を設計したとしても, ハードスイッチングインバータに比べて 3/2 倍の導通損失が生じることを理論的に明らかにした。

4. 零電流スイッチングインバータはスイッチング損失が無視できるので, スイッチング特性が低速であっても損失は増加しない。損失解析により, ハードスイッチングインバータを上回る変換効率を実現するためには, 本論文の実験に使用した IGBT に比べてオン電圧が 60% のスイッチング素子を使用する必要があることを明らかにした。

本章の実験に用いた第三世代 IGBT が高速なスイッチング性能を有しており, 導通損失に比べてスイッチング損失が小さいため, 零電流スイッチングインバータはハードスイッチングインバータの変換効率を上回ることができなかった。次世代 IGBT や MCT などの低オン電圧特性を有するスイッチング素子を用いた場合, 零電流スイッチングインバータの総合効率がハードスイッチングインバータを上回ることが可能であると考えられる。また, 零電流スイッチングインバータは, スイッチング素子の内部や直流リンク間にインダクタンスが存在しても, スパイク電流やサージ電圧を生じることがない。そこで, IGBT の並列接続が必要になり配線のインダクタンスが無視できない中容量クラスでは本論文の零電流スイッチングインバータが適すると考えられる。

参 考 文 献

(1) D. M. Divan: “The Resonant DC Link Converter –A New Concept in Static Conversion,” *IEEE/IAS Annual Meeting,* p. 648, 1986

(2) D. M. Divan: “Zero-Switching-Loss Inverters for High-Power Applications,” *IEEE Trans. on Ind. Appl.,* vol. 25, no. 3, pp. 634, 1989

(3) 佐藤, 松本, 片岡: 「共振 DC リンクインバータの解析と制御法の改善」, 電学論 D, 111 巻 7 号, pp. 531–539, 1991

(4) 梁, 滝沢, 近藤, 原島: 「並列共振形電力変換器による誘導機の力行/回生運転の実現と新しい回路方式の提案」, 電学論 D, 113 巻, 1 号, pp. 49–56, 1993

(5) Y. Murai, T. A. Lipo: “High Frequency Series Resonant DC Link Power Conversion,” *IEEE/IAS Annual Meeting,* pp. 8–12, 1988

(6) R. W. DeDoncker, J. P. Lyons: “The Auxiliary Quasi-Resonant DC Link Inverter,” *IEEE/PELS PESC Conf. Rec.,* pp. 248–253, 1991

(7) W. McMurry: “Resonant Snubbers with Auxiliary Switches,” *IEEE Trans. on Ind. Appl.,* vol. 29, no. 2, pp. 355–362, 1993

(8) A. Cheriti, K. Al-Haddad, L. Dessaint, D. Mukhedkar, V. Rajagopalan: “A Variable Frequency Soft Commutated Volatge Source Inverter Delivering Sinusoidal Waveforms,” *IEEE/IAS Annual Meeting,* pp. 697–702, 1990

(9) J. S. Lai, R. W. Young, Sr., G. W. Ott, Jr., J. W. McKeever, F. Z. Peng: “A Delta Configured Auxiliary Resonant Snubber Inverter,” *IEEE/IAS Annual Meeting,* pp. 2618–2624, 1995

(10) 藤田, 赤木: 「零電流スイッチング三相 PWM インバータ」, 電学論 D, 114 巻, 5 号, pp. 561–566, 1994

(11) 藤田, 小笠原, 赤木: 「交流側に共振回路を接続した零電流スイッチング三相 PWM インバータの制御法と動作特性」, 電学論 D, 118 巻, 6 号, pp. 748–756, 1998

(12) 富居, 彭, 赤木, 難波江: 「共振形 PWM インバータの一回路方式と動作原理」, 電気学会全大, No. 503, 1990

第 5 章

電力用アクティブフィルタの低損失・大容量化

5.1 まえがき

前章では, PWM 制御を適用した電力変換器の零電流スイッチング法について検討し, サージ電圧やリカバリ電流を生じることがなく, スイッチング損失と電磁ノイズを大幅に低減できることを示した。これは, 高周波スイッチングによる電流制御の高速化と低損失化の両立を可能にする方式であり, 現在スイッチング周波数の高周波化が進められている数 100 kVA 以下の電力変換器に適用できる。

このような高周波スイッチングが必要になる用途の一つに電力用アクティブフィルタ(1)~(4)がある。電力用アクティブフィルタは, 負荷が発生する高調波電流と逆位相の補償電流を電源に注入して, 負荷が発生する高調波電流を打ち消し, 電源へ流出する高調波電流を抑制する。しかし, アクティブフィルタが注入する補償電流に位相遅れや誤差が存在すると, 負荷が発生する高調波電流を打ち消すことができないため, 電源へ高調波電流が流出することになる。すなわち, 電力用アクティブフィルタに用いる電力変換器には, 位相遅れなく高周波の補償電流を発生できるように高速な電流制御が要求される。このため, 電力用アクティブフィルタの電力変換器は IGBT などの高速スイッチングデバイスを用いて構成し, スイッチング周波数 10 ~ 20 kHz の高周波で駆動されている。

従来から, 電力用アクティブフィルタは, アーク炉やサイリスタ整流回路, サイクロコンバータなどが発生する電流高調波の抑制に用いられてきた。近年では, 送電・配電系統の高調波障害が問題になってきており, 電力系統の高調波抑制を目的とした大容量の電力用アクティブフィルタの設置が検討されている。しかし, 大容量の電力変換器のオンオフデバイスとして用いられてきた GTO サイリスタは, 数 100 Hz 以下のスイッチング周波数でしか用いることができないため, 高速な電流制御が要求される電力用アクティブフィルタの電力変換器に適用することは難しい。これ

とは逆に, IGBT などの高速スイッチングデバイスを多数直並列に接続し, 大容量の高周波スイッチングが可能な電力変換器を構成することも考えられるが, 高効率と高信頼性が要求される送電・配電系統へ適用することは困難である。

これらの問題を解決する方法として, 注入回路付アクティブフィルタ(5)や LC フィルタとの併用(6)∼(10)など, 高周波スイッチングが可能な小容量電力変換器を用いて, 大容量の高調波を抑制しようとする研究が行われてきた。これらの方式は, 同じ変換器容量で従来のアクティブフィルタの 2 ∼ 3 倍程度の高調波補償を可能にしたが, 電力系統の高調波抑制に適用するためには十分とは言えない。この問題の解決を目的として, 文献 (8), (9) では, 直列形アクティブフィルタ (series active filter) と LC フィルタの併用システムが提案されている。この方式では, LC フィルタは負荷の高調波発生源と並列に, 直列形アクティブフィルタは電源と直列に接続されており, LC フィルタは負荷が発生する高調波電流を補償し, 直列形アクティブフィルタは電源と LC フィルタの間の “harmonic isolator” として動作する。LC フィルタのような反共振を生じることがなく, 従来のアクティブフィルタに比べて約 10 倍の高調波補償能力を実現した。しかし, 直列形アクティブフィルタは電源と直列に接続するため, 電力系統への適用を考えた場合には負荷短絡時の電力変換器の保護が難しく, 整合変圧器には高圧絶縁が必要になるなどの問題点がある。

本章では, 電力系統の高調波抑制を目的として, 電力用アクティブフィルタの大容量化と低損失化が可能な回路方式を提案する。これは, LC フィルタと電力変換器を直列接続した回路構成に特長がある。補償しようとする高調波周波数に LC フィルタを共振させると, 高調波に対して低インピーダンスに, 基本波に対して高インピーダンスになるので, 電源の基本波電圧は LC フィルタに印加し電力変換器の出力には現れない。この時, 電力変換器の出力電圧は低インピーダンスの LC フィルタに高調波電流を流すための電圧であるので, 電力変換器の電圧定格を大幅に低減することができる。つまり, 高速スイッチングデバイスを多数直並列に接続することなく, 高速スイッチングが可能な小容量の電力変換器を用いて送電・配電系統に存在する大容量の高調波電流の補償が実現できる。逆に, 従来のアクティブフィルタと同容量の電力変換器を用いた場合には, 大容量の高調波電流を抑制することが可能になる。また, 電源電圧の基本波成分は電力変換器に印加しないため, 電力変換器の整合変圧器の絶縁は高調波電圧程度でよく, さらに, 負荷短絡時にも電力変換器には短絡電流が流れることがなく電力変換器の保護が容易になる。

本章では, 大容量の高調波電流を抑制するアクティブフィルタの開発を目的としているが, 本章で提案する方式を小容量のアクティブフィルタに適用すれば, 同じ高調波抑制能力を得るために必要な電力変換器の容量を低減できるので, 電力変換器のスイッチング損失および導通損失の両者を低減でき低コスト・低損失な高調波抑制が可能になる。特に, ビルディングの配電室などに高調波抑制装置を設置する場合には, 機器の損失の増加に伴って冷却や放熱などの設備容量が増加するため損失の低減は重要な課題であり, 本章の方式は設置スペースや放熱設備などの低減にも

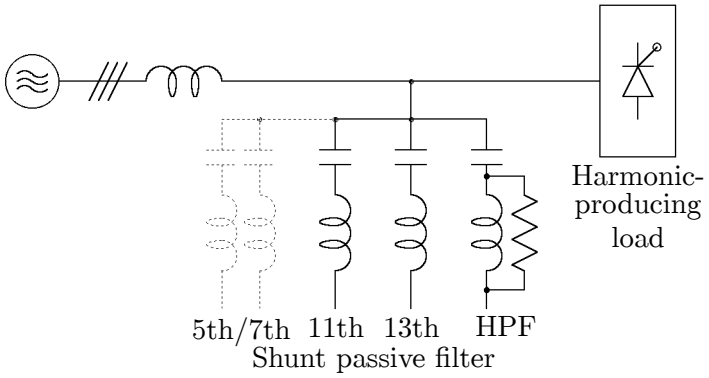


図 5.1. LC フィルタの構成

貢献すると考えられる。また, 既に高調波抑制用の LC フィルタを設置している場合には, 小容量の電力変換器を増設するだけで高調波抑制特性を改善することができる。以下では, 電流検出形と電圧検出形の制御法について動作特性を理論的に解析し, 小容量の補償装置を用いた検証実験について述べる。また, 直列形アクティブフィルタと LC フィルタの併用システムとの特性比較を行い, 各々の特徴を明らかにする。さらに, 高調波抑制に必要な電力変換器のピーク値容量を低減できる LC フィルタの最適設計法についても述べる。

5.2 従来の高調波抑制装置

5.2.1 LC フィルタの問題点

図 5.1 に三相–12 パルスサイリスタ整流回路が発生する高調波の抑制を目的とした LC フィルタ (パッシブフィルタ) のシステム構成を示す。LC フィルタは負荷が発生する高調波電流に対して低インピーダンスの高調波分路として働く。すなわち, LC フィルタによる高調波抑制効果は, 高調波に対する電源インピーダンスと LC フィルタのインピーダンスの比に依存する。12 パルス整流回路は理論的には 5 次, 7 次の高調波を発生しないので, 11 次, 13 次以上の高調波について補償すれば良く, 11 次, 13 次の同調フィルタとリアクトルに制動抵抗を並列接続したハイパスフィルタとの併用が基本構成となる。しかし, 電源インピーダンスが非常に小さい場合には, 負荷で発生した高調波電流は電源に流出し, LC フィルタの補償特性が低下することがある。また, LC フィルタの同調周波数が負荷の高調波の周波数に一致していない場合には, 高調波電流の抑制効果は期待できない。実際には電源トランスの巻数比や整流回路の点弧角のずれにより 5 次, 7 次等の非理論高調波を 1 ∼ 2% 程度発生し[11], 系統と LC フィルタの並列共振により高調波拡大現象が生じることがある。[13] このため, 一般には非理論高調波抑制用の 5 次, 7 次の同調フィルタを設ける必要がある。

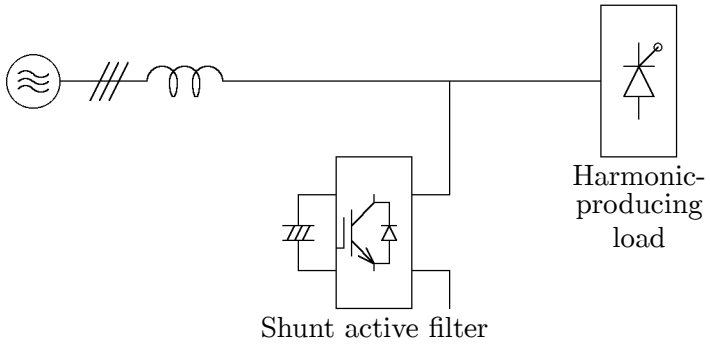


図 5.2. 直列形アクティブフィルタと LC フィルタの併用システム

以上のように, 従来から用いられてきた LC フィルタには,

- 電源インピーダンスが補償特性に影響する,
- LC フィルタの共振周波数以外の高調波成分に対する補償効果は期待できない,
- 系統と LC フィルタの間で反共振 (並列共振) を生じる,

などの問題点があり, サイクロコンバータなどの半導体電力変換器が発生する複雑な周波数成分を含む高調波電流の補償は難しい。

5.2.2 並列形アクティブフィルタ

図 5.2 に並列形アクティブフィルタの基本構成を示す。並列形アクティブフィルタの主回路は PWM インバータで構成し, 負荷の高調波発生源と並列に接続する。PWM インバータは負荷高調波電流を検出し, これと逆位相の高調波電流を注入することにより電源電流の高調波を抑制する。従って, LC フィルタのような電源インピーダンスによる補償特性への影響や並列共振による高調波拡大の問題を生じない。しかし, 並列形アクティブフィルタには比較的大容量の PWM 変換器が必要になる。サイリスタ整流回路の 120° 通電方形波電流の場合, 高調波電流実効値は基本波電流の約 31% であり, PWM 変換器の出力フィルタなどの電圧降下分まで考慮すると, 必要な変換器容量は負荷容量の 1/3 ∼ 1/2 程度になる。

5.2.3 直列形アクティブフィルタと LC フィルタの併用システム

図 5.3 に直列形アクティブフィルタと LC フィルタの併用システムの構成を示す。ここでは負荷の高調波発生源として 12 パルスサイリスタ整流回路を仮定している。直列形アクティブフィルタの主回路は電圧形 PWM インバータであり, 整合用トランスを介して電源と直列に接続している。直列形アクティブフィルタは電源電流を検出し, 高調波成分のみを抽出しゲイン K 倍して,

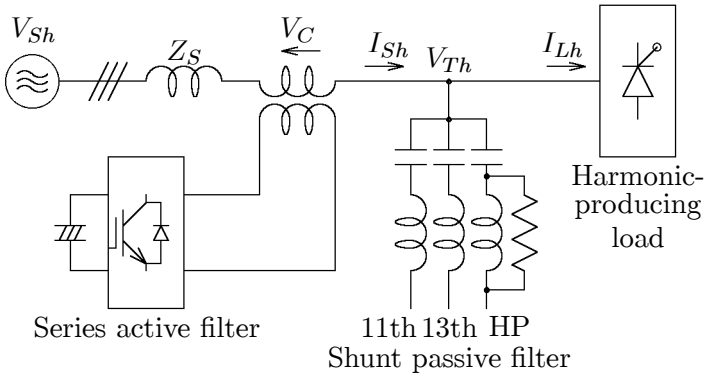


図 5.3. 直列形アクティブフィルタと LC フィルタの併用システム

$$v_C{}^* = K \cdot i_{Sh} \tag{5.1}$$

を PWM 変換器の電圧指令値として与える。従って, アクティブフィルタは高調波電流に対して K [Ω] の抵抗として動作する。LC フィルタは 11, 13 次の同調フィルタとハイパスフィルタで構成し, 負荷高調波発生源と並列に接続する。アクティブフィルタは負荷高調波電流が電源への流出するのを抑制し, 高調波電流を LC フィルタに流し込む。また, アクティブフィルタは系統インピーダンスと LC フィルタの直・並列共振に対してダンピング抵抗として作用するので, 共振による高調波拡大を生じることがなく, LC フィルタに 5 次, 7 次の同調フィルタを必要としない。

電源電圧の高調波成分 V_{Sh}, 負荷の高調波電流 I_{Lh} によって生じる電源電流の高調波成分 I_{Sh}, 受電点電圧の高調波 V_{Th}, 直列形アクティブフィルタの出力電圧 V_C は, 以下のようになる。

$$I_{Sh} = \frac{V_{Sh}}{K + Z_S + Z_F} + \frac{Z_F I_{Lh}}{K + Z_S + Z_F} \tag{5.2}$$

$$V_{Th} = \frac{Z_F V_{Sh}}{K + Z_S + Z_F} - \frac{(K + Z_S) Z_F I_{Lh}}{K + Z_S + Z_F} \tag{5.3}$$

$$V_C = \frac{K V_{Sh}}{K + Z_S + Z_F} + \frac{K Z_F I_{Lh}}{K + Z_S + Z_F} \tag{5.4}$$

ただし, Z_S: 電源インピーダンス, Z_F: LC フィルタの合成インピーダンス

(5.2) 式第 2 項より, K が Z_F に比べて十分に大きければ, サイリスタ整流回路が発生する高調波電流 I_{Lh} は電源へ流出せず, LC フィルタに流れ込むことが分かる。この時の補償特性は K によって決まり, 系統のインピーダンス Z_S は影響しない。電源電圧の高調波成分 V_{Sh} は, 直列形アクティブフィルタの出力電圧の (5.4) 式第 1 項により打ち消され, (5.3) 式のように受電点電圧には現れない。つまり, LC フィルタには高調波電圧が印加されないので, (5.2) 式の第 1 項が示すように LC フィルタには電源から高調波電流が流入しない。また, 直列形アクティブフィルタはダンピング抵抗としても動作し, 系統と LC フィルタの並列共振, 直列共振を抑制できる。従って, LC

フィルタを単独で用いる場合のように, 非理論高調波抑制用の同調フィルタの設置や Q の制限を必要としない。(5.4) 式のように, 直列形アクティブフィルタの出力電圧は LC フィルタに印加する高調波電圧であり, PWM 変換器には基本波電圧が印加しないので, PWM 変換器を小容量にできる。

しかし, 直列形アクティブフィルタは電源と直列に接続するため,

- 負荷装置の事故時には, 直列形アクティブフィルタに短絡電流が流れる
- 直列形アクティブフィルタ出力の整合変圧器には高い絶縁が必要になる

などの問題があり, 現在のところ実用化例は報告されていない。

5.3　アクティブ・パッシブ併用フィルタ

5.3.1　システム構成

図 5.4 にアクティブ・パッシブ併用フィルタのシステム構成を示す。LC フィルタとアクティブフィルタは直列に接続され, 負荷の高調波発生源と並列に接続されている。LC フィルタ (10 kVA) は 5 次, 7 次の共振フィルタとハイパスフィルタから構成される。アクティブフィルタの主回路は MOSFET を用いた三相電圧形 PWM 変換器 (0.5 kVA) であり, 小容量のスイッチングリプル除去用フィルタ L_r, C_r を設けている。表 5.1 に実験に用いた LC フィルタおよびスイッチングリプル除去用フィルタの回路定数を示す。アクティブフィルタは, 1:10 の巻数比を有する整合用トランスを介して LC フィルタと直列に接続する。実験では高調波発生源として三相サイリスタ整流回路 (20 kVA) を用いた。

LC フィルタによる高調波電流の補償は系統インピーダンスと LC フィルタのインピーダンスの間での分流によって行われる。そのため LC フィルタは特定周波数の高調波に対して系統インピーダンスよりもローインピーダンスの分路として働くように設計されているが, 系統インピーダンスが小さい場合や LC フィルタの共振周波数以外の高調波成分に対しては, 十分な補償効果が得られない。また LC フィルタは共振周波数よりも低いところで容量性になるため, 系統インピーダンスとの間で反共振 (並列共振) を生じる。この時, 負荷の高調波電流は拡大されて電源へ流出することになる。

LC フィルタとアクティブフィルタを直列に接続した本方式の場合, LC フィルタの補償特性を改善するアクティブフィルタの制御法としては, 電源側へ分流する高調波成分を LC フィルタへ流し込む電流検出形と, 高調波に対する LC フィルタの電圧降下を打ち消す電圧検出形が考えられる。

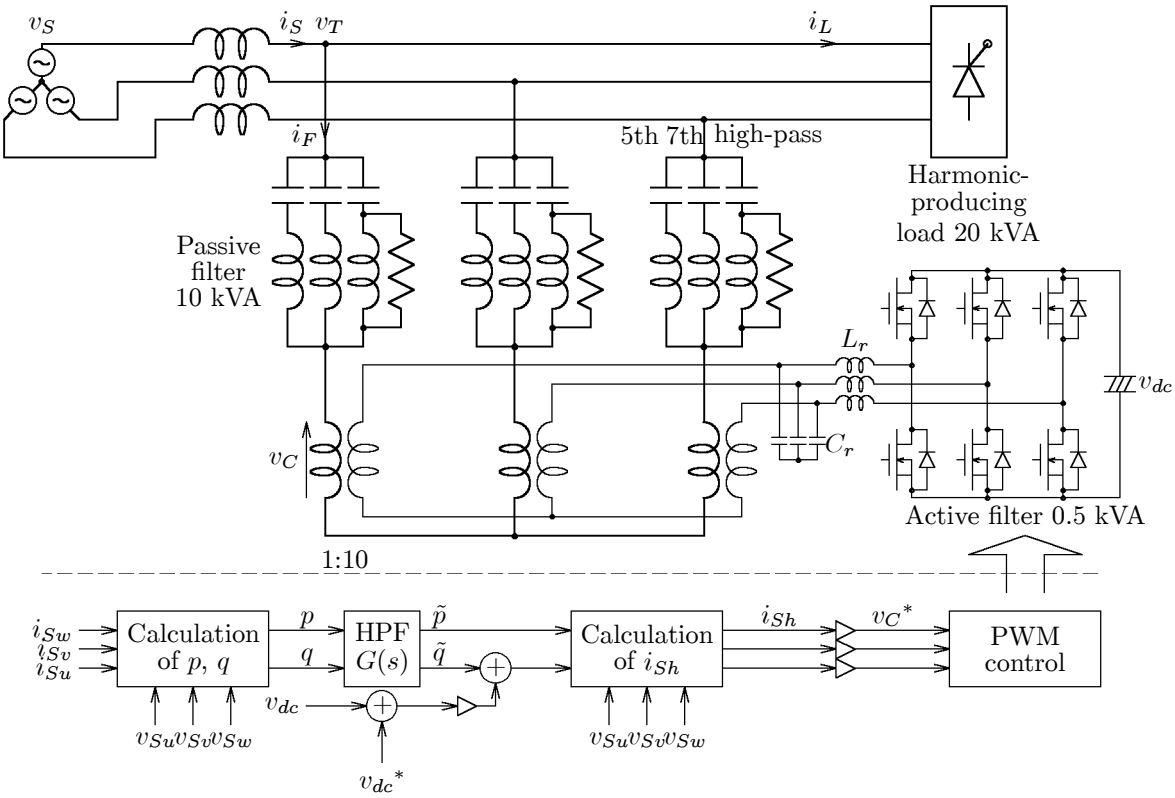


図 5.4. アクティブ・パッシブ併用フィルタ

表 5.1. LC フィルタ・スイッチングリプル除去用フィルタの回路定数

Passive filter			
5th	$L = 1.2$ mH	$C = 340$ μF	$Q = 14$
7th	$L = 1.2$ mH	$C = 170$ μF	$Q = 14$
HPF	$L = 0.26$ mH	$C = 300$ μF	$R = 3$ Ω

Ripple filter	
$L_r = 10.0$ mH	$C_r = 0.1$ μF

5.3.2 電流検出形の補償原理

図 5.5 にアクティブフィルタを電圧源 V_C, 負荷を電流源 I_L, 系統と LC フィルタのインピーダンスを Z_S, Z_F とした電流検出形の単相等価回路を示す。アクティブフィルタの電圧指令値 ${V_C}^*$ は電源電流の高調波成分 I_{Sh} を K_C 倍のゲインで増幅して

$$ {V_C}^* = K_C \cdot I_{Sh} \tag{5.5} $$

として与える。LC フィルタのみの場合には, 負荷の高調波電流 I_{Lh} は系統インピーダンスと LC フィルタのインピーダンスで分流される。アクティブフィルタの出力電圧 V_C は, 電源側へ分流していた高調波成分を LC フィルタへ流し込み, 電源へ流出する高調波電流を抑制する。

まず, 負荷の高調波電流に対する特性を考える。電源電圧の高調波成分を零 ($V_{Sh} = 0$) とすると, 電源電流の高調波成分 I_{Sh}, 受電点電圧の高調波成分 V_{Th}, アクティブフィルタの出力電圧 V_C は,

$$ I_{Sh} = \frac{Z_F}{K_C + Z_S + Z_F} I_{Lh} \tag{5.6} $$

$$ V_{Th} = V_{Sh} - Z_S I_{Sh} = -\frac{Z_F Z_S}{K_C + Z_S + Z_F} I_{Lh} \tag{5.7} $$

$$ V_C = K_C I_{Sh} = \frac{K_C Z_F}{K_C + Z_S + Z_F} I_{Lh} \tag{5.8} $$

となる。(5.6), (5.7) 式よりゲイン K_C を大きくすれば電源電流と受電点電圧の高調波成分が補償され, アクティブフィルタの出力電圧は, 負荷の高調波電流を LC フィルタに流し込む電圧 $Z_F I_{Lh}$ となることが分かる。

特性解析を容易とするために (5.6) 式に注目すれば, 負荷の高調波電流 I_{Lh} が $K_C + Z_S$ と Z_F のインピーダンス間で分流していると考えられる。従って, K_C [Ω] の純抵抗を電源と直列に接続した図 5.6(a) の等価回路として表される。K_C が LC フィルタのインピーダンスに対して十分に大きければ, 負荷の高調波電流は電源への流出が抑制される。その補償特性は, $K_C \gg Z_S$ であれば, 系統インピーダンス Z_S よりもむしろ K_C の抵抗値によって決まり, 系統インピーダンスの変化は補償特性に影響を与えない。さらに, K_C は反共振に対するダンピング抵抗としてして働き, 高調波拡大現象を抑制できる。

図 5.7 に負荷の高調波電流に対する補償特性を示す。これは, 負荷の高調波電流 I_{Lh} と電源電流の高調波成分 I_{Sh} の比 I_{Lh}/I_{Sh} を表したものである。LC フィルタのみの $K_C = 0$ の場合は, 5 次, 7 次の LC フィルタが同調している高調波電流は 1/3 程度に低減している。しかし, 4 次, 6 次付近で反共振を生じるため, これらの高調波電流は 2 ∼ 3 倍に拡大する。アクティブフィルタを動作させた $K_C = 2\ \Omega$ の場合には, 反共振を生じることなく 4 次, 6 次の高調波電流も 1/2 以下

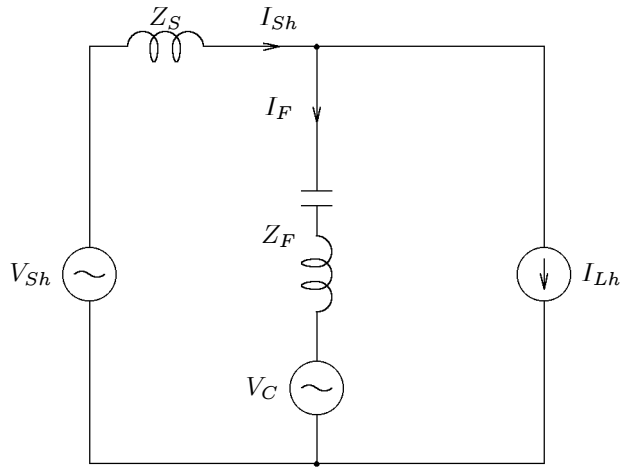
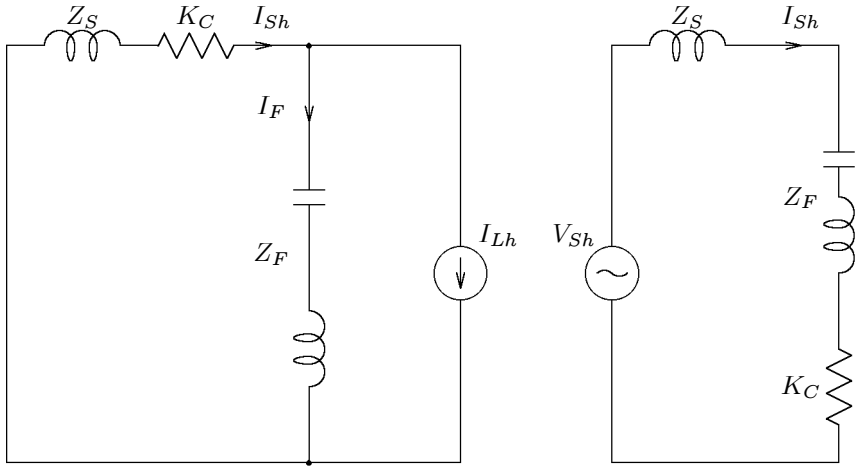


図 5.5. 高調波に対する単相等価回路



(a) equivalent circuit for I_{Lh}.　　(b) equivalent circuit for V_{Sh}.

図 5.6. 電流検出形の等価回路

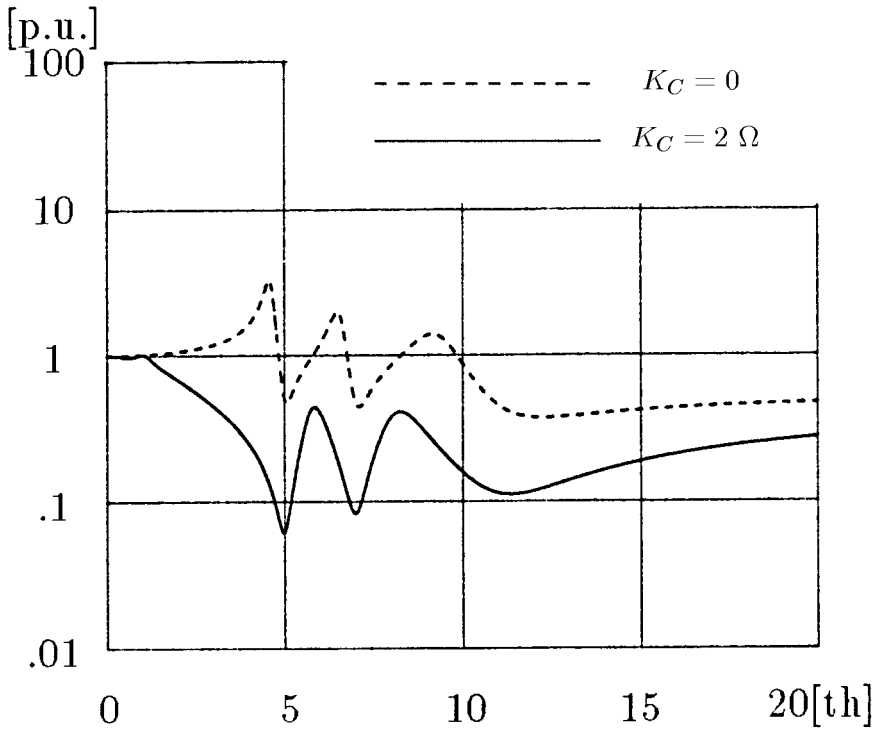


図 5.7. 電流検出形の補償特性

に抑制されている。さらに, 5 次, 7 次の LC フィルタが同調している高調波電流は 1/10 となっている。

次に, 電源の高調波電圧に対する特性を考える。図 5.5 の等価回路で, 負荷の高調波電流を零 ($I_{Lh} = 0$) とすると, 電源電圧の高調波成分に対してアクティブフィルタは K_C [Ω] の純抵抗として動作し, 図 5.6(b) の等価回路になる。電源電流, 受電点電圧の高調波成分, アクティブフィルタの出力電圧は,

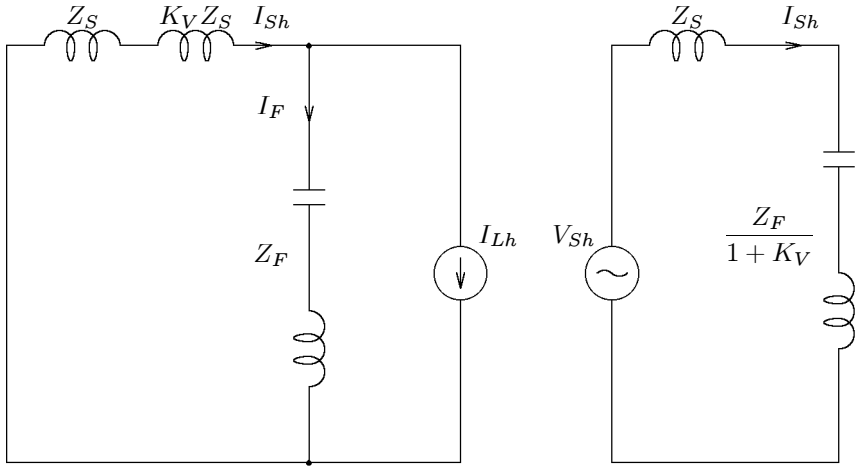
$$I_{Sh} = \frac{V_{Sh}}{K_C + Z_S + Z_F} \tag{5.9}$$

$$V_{Th} = \frac{K_C + Z_F}{K_C + Z_S + Z_F} V_{Sh} \tag{5.10}$$

$$V_C = \frac{K_C}{K_C + Z_S + Z_F} V_{Sh} \tag{5.11}$$

となる。$K_C \gg Z_S + Z_F$ とすれば, 電源電圧の高調波成分はアクティブフィルタにかかり, LC フィルタには V_{Sh} による高調波電流が流れない。従って, 上位系統に高調波電圧が存在しても, 高調波電流の流入は生じない。しかし, 電源電圧の高調波成分 V_{Sh} は受電点電圧 V_T に現れる。

K_C のゲインを無限大とした理想的な状態を仮定すると, 負荷の高調波電流 I_{Lh} と電源電圧の高調波成分 V_{Sh} に対する電源電流 I_{Sh}, 受電点電圧の高調波成分 V_{Th}, アクティブフィルタの出力電圧 V_C は,



(a) equivalent circuit for I_{Lh}.　　(b) equivalent circuit for V_{Sh}.

図 5.8. 電圧検出形の等価回路

$$I_{Sh} = 0 \tag{5.12}$$

$$V_{Th} = V_{Sh} \tag{5.13}$$

$$V_C = Z_F I_{Lh} + V_{Sh} \tag{5.14}$$

となる。アクティブフィルタにはLC フィルタの基本波進相電流 I_{F0} と負荷の高調波電流 I_{Lh} が流れているので, アクティブフィルタの実効値容量は,

$$|Z_F I_{Lh} + V_{Sh}| \cdot |I_{F0} - I_{Lh}|$$

となる。電流検出形は電源電流の高調波成分を抑制する制御方式であり, (5.13) 式からも明らかなように, 受電点には電源電圧の高調波成分が現れるが, これを零とすることはできない。

5.3.3 電圧検出形の補償原理

アクティブフィルタの電圧指令値 $V_C{}^*$ は, 受電点電圧の高調波成分 V_{Th} を $-K_V$ 倍し

$$V_C{}^* = -K_V \cdot V_{Th} \tag{5.15}$$

として与える。アクティブフィルタの出力電圧 V_C はLC フィルタに生じる電圧降下 V_{Fh}を打ち消し, 受電点電圧の高調波成分は $V_{Fh}/(1+K_V)$ となる。つまり, LC フィルタとアクティブフィルタの直列接続は, そのインピーダンスが $Z_F/(1+K_V)$ となり, 高調波に対するローインピーダンスの分路となる。

電源電圧の高調波成分を零 ($V_{Sh} = 0$) とすると, 負荷の高調波電流の補償は Z_S と $Z_F/(1+K_V)$ の間での分流となる。電源電流, 受電点電圧の高調波成分 I_{Sh}, V_{Th}, アクティブフィルタの出力電圧 V_C は等価回路より,

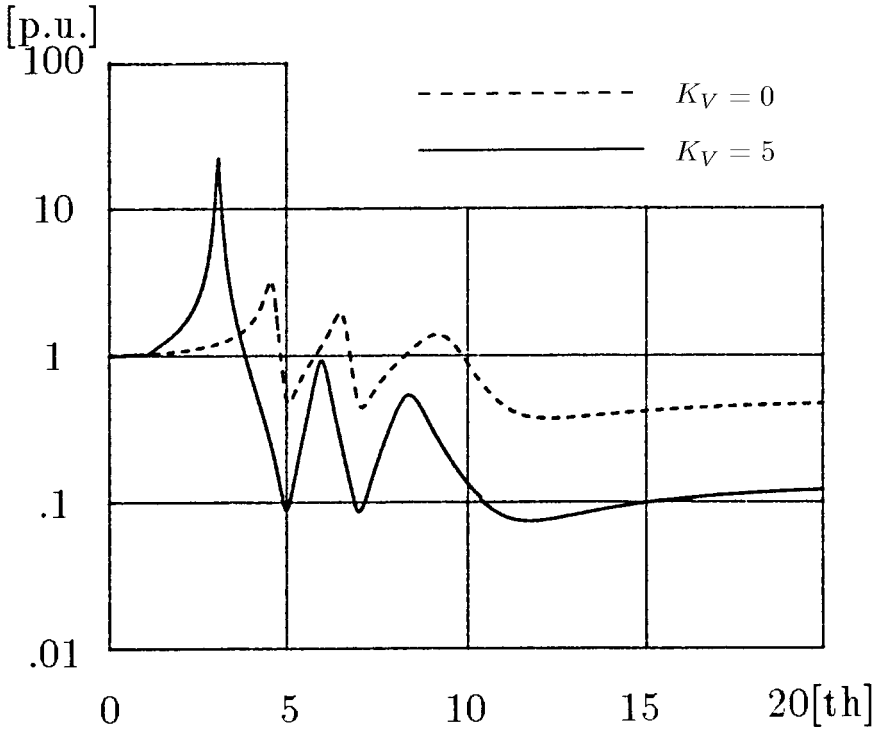


図 5.9. 電圧検出形の補償特性

$$I_{Sh} = \frac{Z_F}{(1+K_V)Z_S + Z_F} I_{Lh} \tag{5.16}$$

$$V_{Th} = V_{Sh} - Z_S I_{Sh} = -\frac{Z_S Z_F}{(1+K_V)Z_S + Z_F} I_{Lh} \tag{5.17}$$

$$V_C = -K_V V_{Th} = \frac{K_V Z_S Z_F}{(1+K_V)Z_S + Z_F} I_{Lh} \tag{5.18}$$

となる。

図 5.8 に電圧検出形の単相等価回路を示す。(5.16) 式に注目すれば, 負荷高調波電流 I_{Lh} は $(1+K_V)Z_S$ と Z_F の間で分流することとなるので, 図 5.8(a) の等価回路となる。K_V のゲインを大きくすれば, 系統インピーダンスを増加したことと等価で, 電源へ流出する高調波電流を低減できる。しかし, 系統インピーダンス Z_S により, $(1+K_V)Z_S$ が変化するため, 系統インピーダンスの変化は補償特性に影響を及ぼす。また, 反共振に対しては, 反共振点の周波数を低下するだけで, 電流検出形のようなダンピング能力を有していない。

図 5.9 に負荷の高調波電流に対する補償特性を示す。これは, 図 5.9 と同様に負荷と電源の高調波の比 I_{Lh}/I_{Sh} を表したものである。アクティブフィルタを動作させた $K_V = 5$ の場合には, 5 次, 7 次の LC フィルタが同調している高調波電流は 1/10 となっており, 電流検出形と同程度の補償効果が得られている。しかし, 3 次付近に反共振を生じており, 負荷電流に含まれる 3 次高調波成分は約 20 倍に拡大して電源へ流出することになる。

図 5.8(b) に電源電圧の高調波成分に対する等価回路を示す。LC フィルタとアクティブフィルタの直列接続は, 電源電圧の高調波成分に対してもローインピーダンス $Z_F/(1+K_V)$ の分路となる。この時の電源電流 I_{Sh}, 受電点電圧の高調波成分 V_{Th}, アクティブフィルタの出力電圧は V_C は,

$$I_{Sh} = \frac{1+K_V}{(1+K_V)Z_S + Z_F} V_{Sh} \tag{5.19}$$

$$V_{Th} = \frac{Z_F}{(1+K_V)Z_S + Z_F} V_{Sh} \tag{5.20}$$

$$V_C = -\frac{K_V Z_F}{(1+K_V)Z_S + Z_F} V_{Sh} \tag{5.21}$$

となる。K_V を大きくすると, LC フィルタとアクティブフィルタの直列接続にインピーダンスは低下するので, 電源電圧の高調波成分 V_{Sh} は受電点には現れない。しかし, 電源電圧の高調波成分 V_{Sh} は系統インピーダンス Z_S に印加し, 電源から高調波電流 V_{Sh}/Z_S の流入が生じる。この時, アクティブフィルタには高調波電流を LC フィルタに流し込むための電圧 $(Z_F/Z_S)\cdot V_{Sh}$ が生じる。電源電圧の高調波成分が LC フィルタの共振周波数以外の場合には, アクティブフィルタの出力電圧が大きくなり, PWM 変換器の所要容量も増加する。

制御ゲインを無限大とした理想状態 ($K_V = \infty$) での, 受電点電圧, 電源電流の高調波成分, アクティブフィルタの出力電圧は,

$$I_{Sh} = \frac{V_{Sh}}{Z_S} \tag{5.22}$$

$$V_{Th} = 0 \tag{5.23}$$

$$V_C = Z_F I_{Lh} - \frac{Z_F}{Z_S} V_{Sh} \tag{5.24}$$

となる。この時のアクティブフィルタの実効値容量は,

$$\left| Z_F I_{Lh} - \frac{Z_F}{Z_S} V_{Sh} \right| \cdot \left| I_{F0} - I_{Lh} + \frac{V_{Sh}}{Z_S} \right|$$

となる。系統インピーダンス Z_S が小さく, 電源電圧の高調波成分 V_{Sh} が大きい場合には, アクティブフィルタの所要容量は大幅に増大する。電圧検出形は, 受電点電圧の高調波を補償する制御法であり, 電源電圧高調波による高調波電流の流入を阻止することはできない。

5.4 制御回路

電流検出形と電圧検出形は, 検出する信号が異なるだけで, 検出信号の高調波成分を K 倍してアクティブフィルタの出力電圧を制御する点は同じである。図 5.4 に示す制御回路を用いて, 検出

信号とゲイン K を変更することによって, 電流検出形と電圧検出形の実験を行うことができる。ここでは電流検出形について述べる。

電源電流の高調波成分の抽出には, p–q 理論[12]を適用した。まず, 受電点電圧の基本波成分 e_u, e_v, e_w と電源電流 i_{Su}, i_{Sv}, i_{Sw} を三相ー二相変換する。

$$\begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_u \\ e_v \\ e_w \end{bmatrix} \tag{5.25}$$

$$\begin{bmatrix} i_{S\alpha} \\ i_{S\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Su} \\ i_{Sv} \\ i_{Sw} \end{bmatrix} \tag{5.26}$$

(5.25), (5.26) 式より瞬時実電力 p, 虚電力 q は

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_\alpha & e_\beta \\ -e_\beta & e_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{S\alpha} \\ i_{S\beta} \end{bmatrix} \tag{5.27}$$

となる。ただし, ここでは受電点電圧の基本波成分のみを用いているため, p, q は厳密な意味での瞬時実電力, 虚電力ではない。これらの演算により, 電源電流の正相基本波成分は直流成分 $\bar{p}$, $\bar{q}$ に, 他の周波数成分は交流成分 $\tilde{p}$, $\tilde{q}$ に変換される。従って, 1 次ハイパスフィルタ $G(s)$ を用いて交流成分 $\tilde{p}$, $\tilde{q}$ を抽出し, 逆演算を行って, 電源電流の高調波成分 i_{Shu}, i_{Shv}, i_{Shw} が得られる。

$$\begin{bmatrix} i_{Shu} \\ i_{Shv} \\ i_{Shw} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_\alpha & e_\beta \\ -e_\beta & e_\alpha \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \tilde{p} \\ \tilde{q} \end{bmatrix} \tag{5.28}$$

分離した高調波をゲイン K_C で増幅して, PWM 変換器に電圧指令値 v_C^* を与える。PWM 変換器は三角波比較方式により出力電圧を直接制御する。電圧検出形の制御回路では, 受電点電圧から高調波の検出を行うので, 高調波検出回路の入力信号を i_{Su}, i_{Sv}, i_{Sw} から v_{Tu}, v_{Tv}, v_{Tw} に変更し, 制御ゲインを $K = -K_V$ とすればよく, 同一の制御回路で電流検出形制御と電圧検出形制御が実現できる。

また, アクティブフィルタには LC フィルタの基本波進相電流が常に流れているため, アクティブフィルタの出力電圧の基本波成分を制御することにより, 外付けのダイオード整流器を用いることなく, 直流コンデンサ電圧を制御することができる。系統より電力を供給するには, アクティブフィルタに基本波進相電流と同相の電圧指令値を与えればよく, コンデンサ電圧の指令値との差を比例ゲインを用いてΔq とし$\tilde{q}$と加算することにより行われる。

5.5 実験結果

電流検出形と電圧検出形の実験は, 同一の主回路と制御回路を用いて, 系統インピーダンス $Z_S = 2.5\%$, 電流検出形 $K_C = 2\ \Omega$, 電圧検出形 $K_V = 5$, 高調波分離用 1 次ローパスフィルタの

カットオフ周波数 $f_c = 10$ Hz で行った。また, この時の電源電圧には 3 次, 5 次の高調波成分が約 1% 含まれていた。

図 5.10, 5.11 に電流検出形, 図 5.12, 5.13 に電圧検出形の実験とシミュレーションの波形を示す。アクティブフィルタ投入前の LC フィルタのみの場合には, 電源電流に 5 次を主体とした高調波成分が含まれている。電流検出形のアクティブフィルタ投入後は, 電源電流の高調波成分が抑制され, 電源電流波形は正弦波となっていることが分かる。また, シミュレーション波形ともよく一致している。電圧検出形では, 電源電圧の高調波成分により 3 次高調波電流が流入しており, 電源電流波形は三角波状になっている。実験とシミュレーションでは投入後の波形に差がみられるが, これは電源電圧の高調波成分の位相が異なるためである。また, アクティブフィルタの出力電圧には電源電圧の 3 次の高調波成分が大きく現われており, アクティブフィルタの出力に飽和を生じている。これは (5.21) 式による影響であり, アクティブフィルタの出力電圧が飽和しないとすれば, 3 次高調波に対する LC フィルタのインピーダンスは進相容量より 67% (=200%/3) であるから,

$$0.67/0.075 \times 2\ V = 18\ \mathrm{V}$$

の電圧がアクティブフィルタに生じることになる。

図 5.14, 5.15 にアクティブフィルタ投入前, 図 5.16 ～ 5.19 に投入後の電源電流, 受電点電圧の周波数スペクトルを示す。図 5.16, 5.17 の電流検出形では, 電源電流の 5 次および 7 次高調波成分がよく補償されている。受電点電圧の高調波成分も減少しているが, 電源電圧の高調波成分を補償できないので, 5 次, 7 次成分はほとんど改善されていない。図 5.18, 5.19 の電圧検出形では, 電源から 3 次, 5 次の高調波電流が流入している。電圧検出形は 3 次付近に反共振点を持っているため, 受電点電圧の 3 次成分は増大しているが, 5 次以上の高調波成分は減少している。5 次の高調波成分に注目すれば, 電流検出形は電源電流を, 電圧検出形は受電点電圧を補償するという特徴がよく示されており, 理論ともよく一致する。

図 5.20 は系統インピーダンスを 5.7% とした場合の電流検出形の実験波形である。アクティブフィルタ投入前は, 系統と LC フィルタの間に 4 次の反共振を生じている。このため, 負荷の高調波電流は大きく拡大され, 電源電流, 受電点電圧とも大きく歪んでいる。アクティブフィルタ投入により, 反共振が抑制されている。

図 5.21 はアクティブフィルタ投入時の電流検出形の実験波形である。負荷のサイリスタ整流回路は動作させず, 無負荷としている。また, アクティブフィルタの直流コンデンサにはダイオード整流器を接続していないので, 投入前のコンデンサ電圧 v_{dc} は零である。過渡時にはアクティブフィルタの基本波電圧と LC フィルタの基本波進相電流により有効電力を形成しており, コンデンサ電圧を上昇させている。その間のアクティブフィルタ出力電圧には基本波成分が大きく現れているが, 変換器投入から約 3 周期でコンデンサ電圧は確立し, 定常状態での基本波電圧は 2 V 程度である。図 5.21 より, アクティブフィルタの直流側にダイオード整流器を接続しなくても, コン

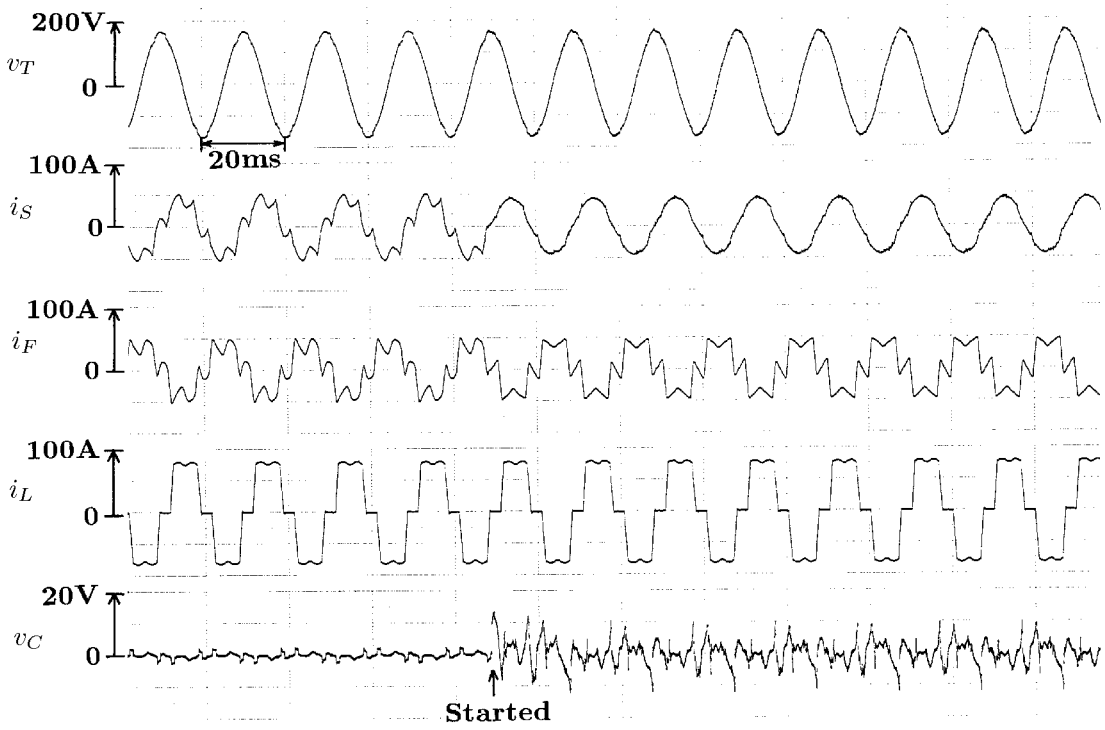


図 5.10. 電流検出形の実験波形

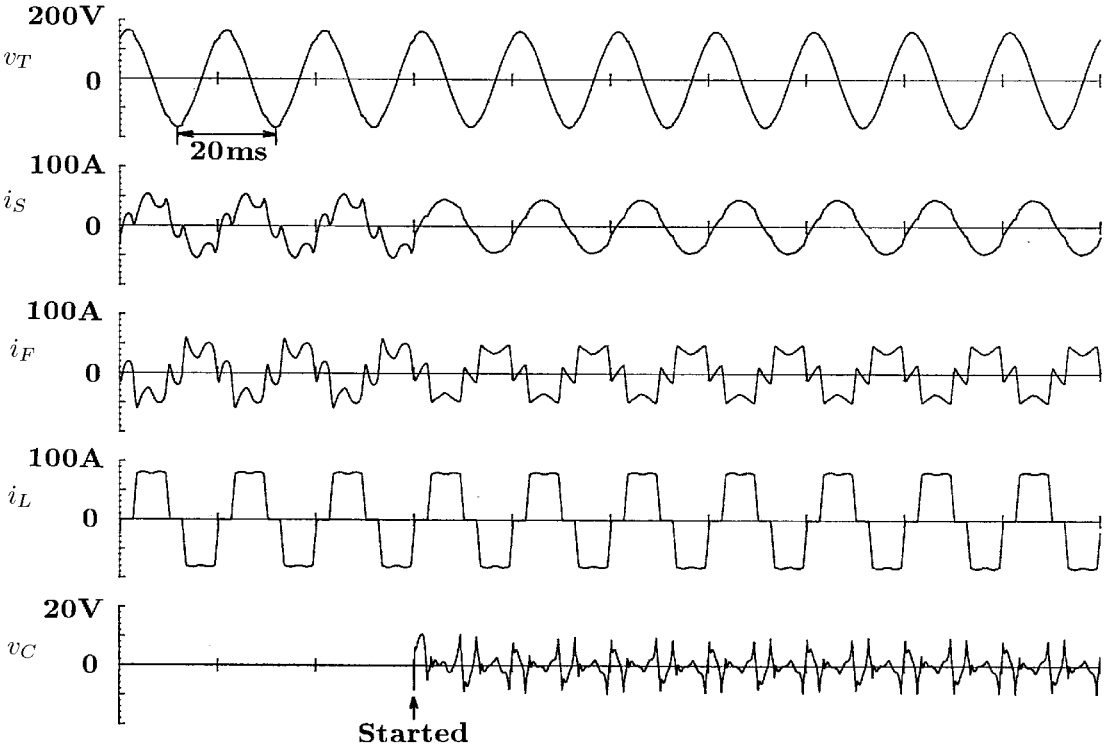


図 5.11. 電流検出形のシミュレーション波形

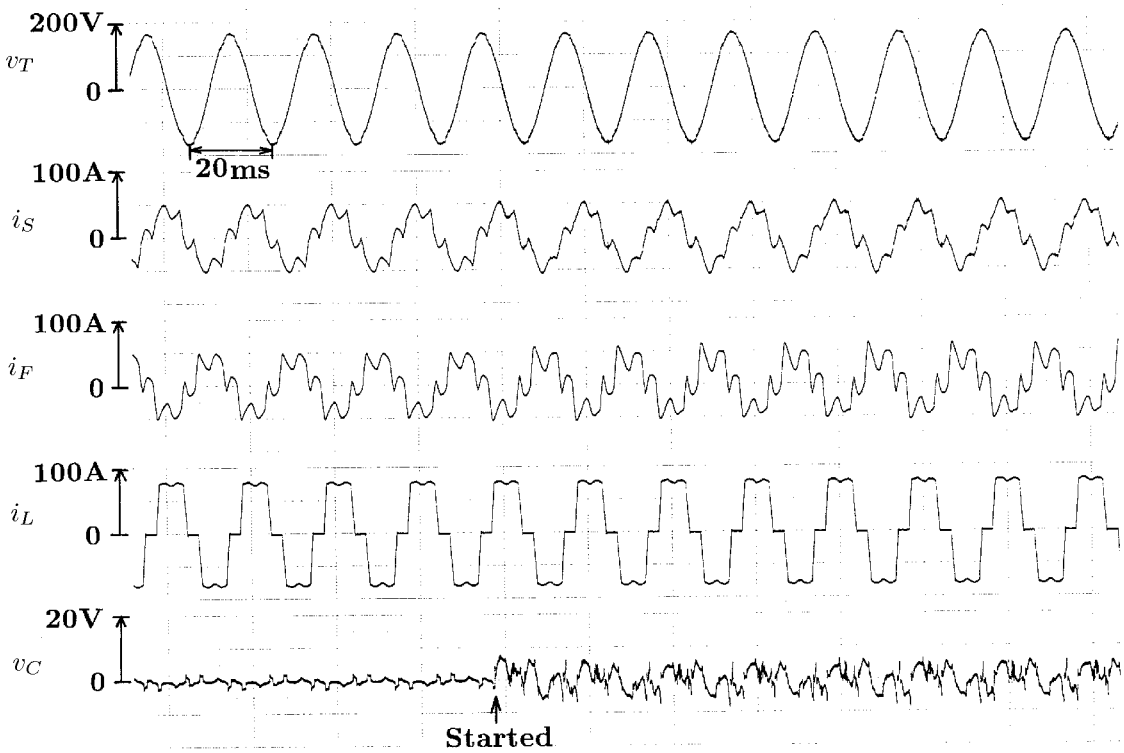


図 5.12. 電圧検出形の実験波形

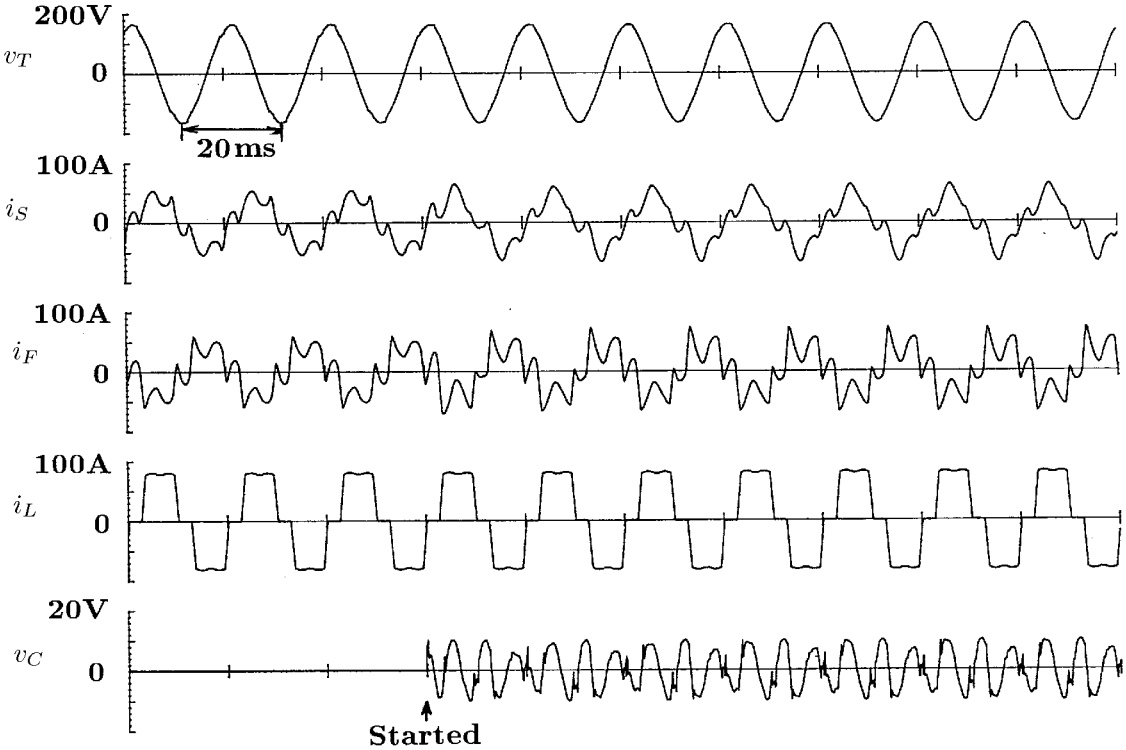


図 5.13. 電圧検出形のシミュレーション波形

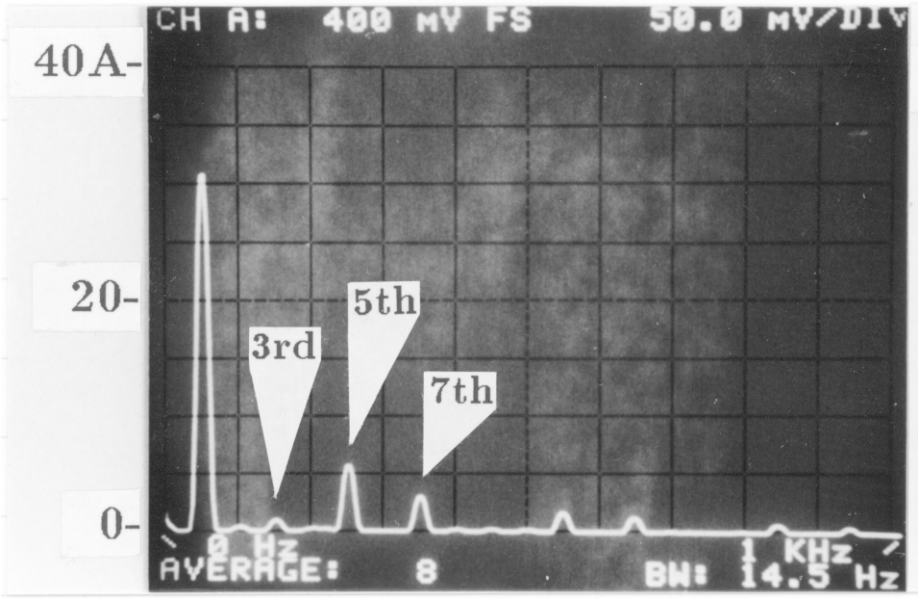


図 5.14. アクティブフィルタ投入前の電源電流のスペクトル

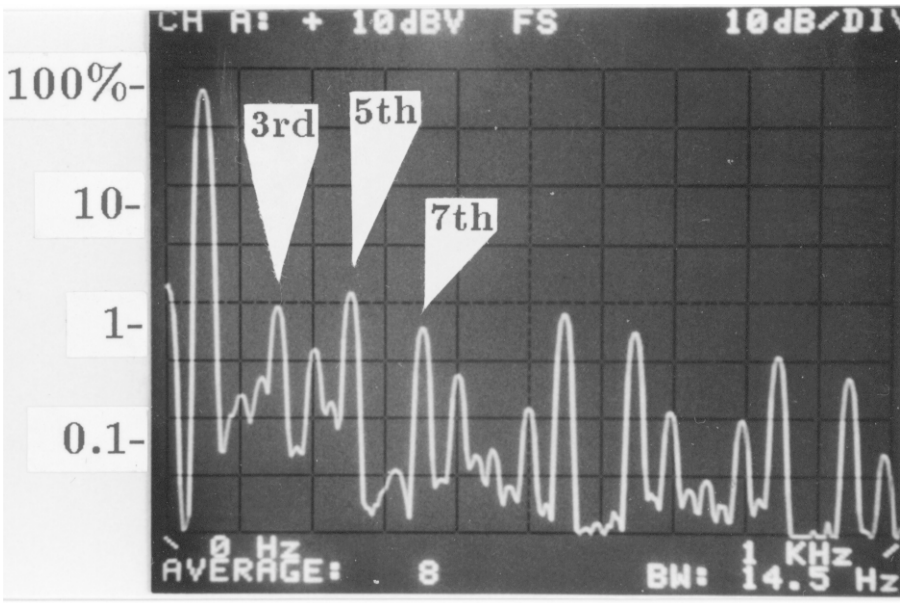


図 5.15. アクティブフィルタ投入前の受電点電圧のスペクトル

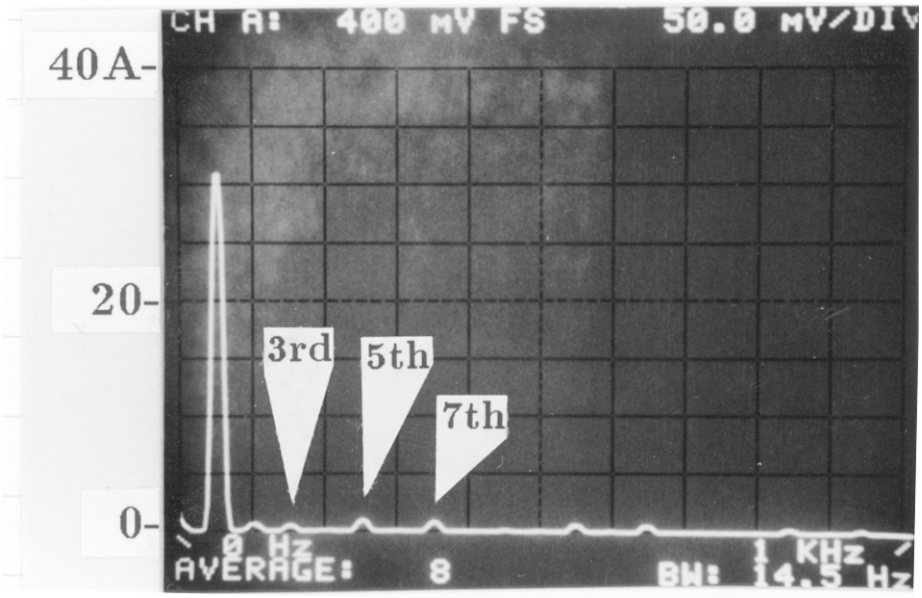


図 5.16. 電流検出形の電源電流のスペクトル

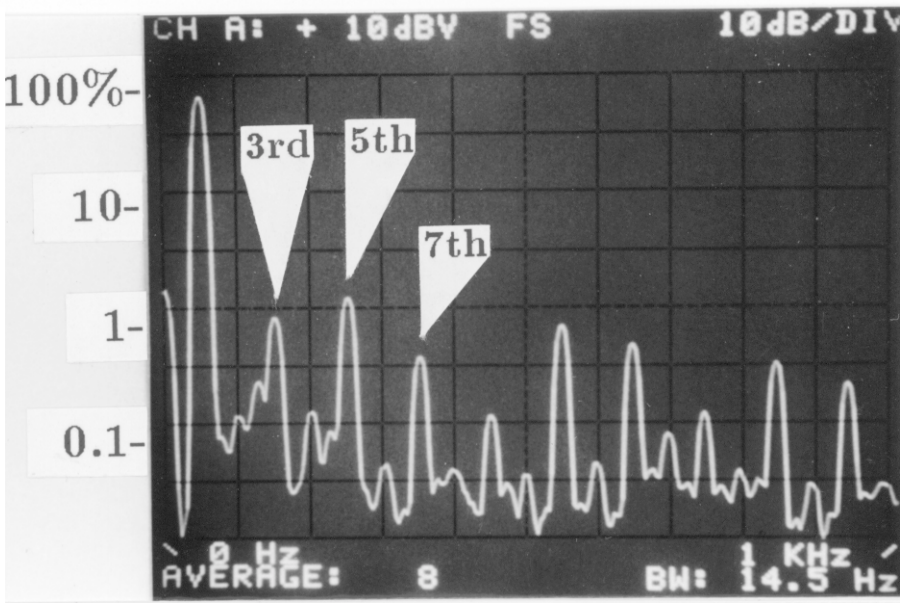


図 5.17. 電流検出形の受電点電圧のスペクトル

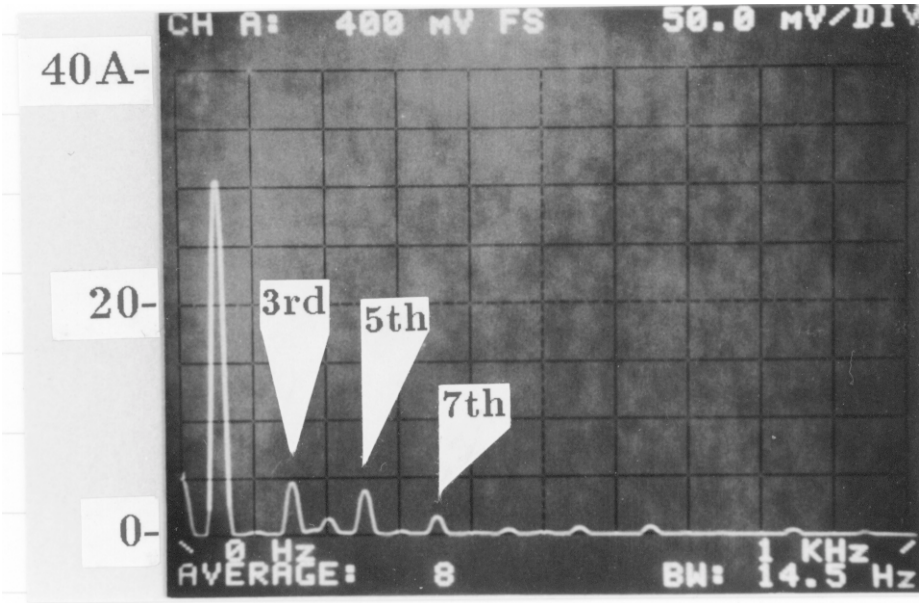


図 5.18. 電圧検出形の電源電流のスペクトル

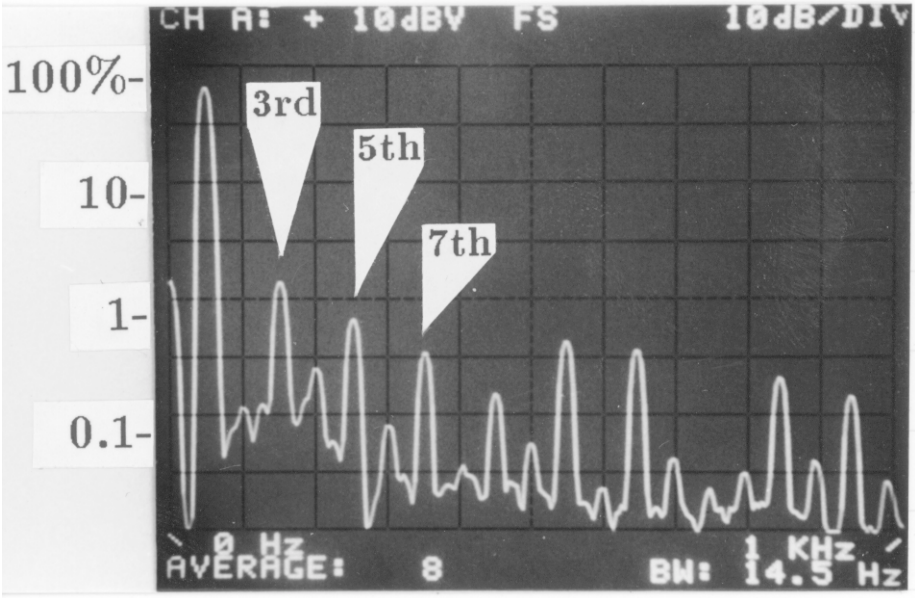


図 5.19. 電圧検出形の受電点電圧のスペクトル

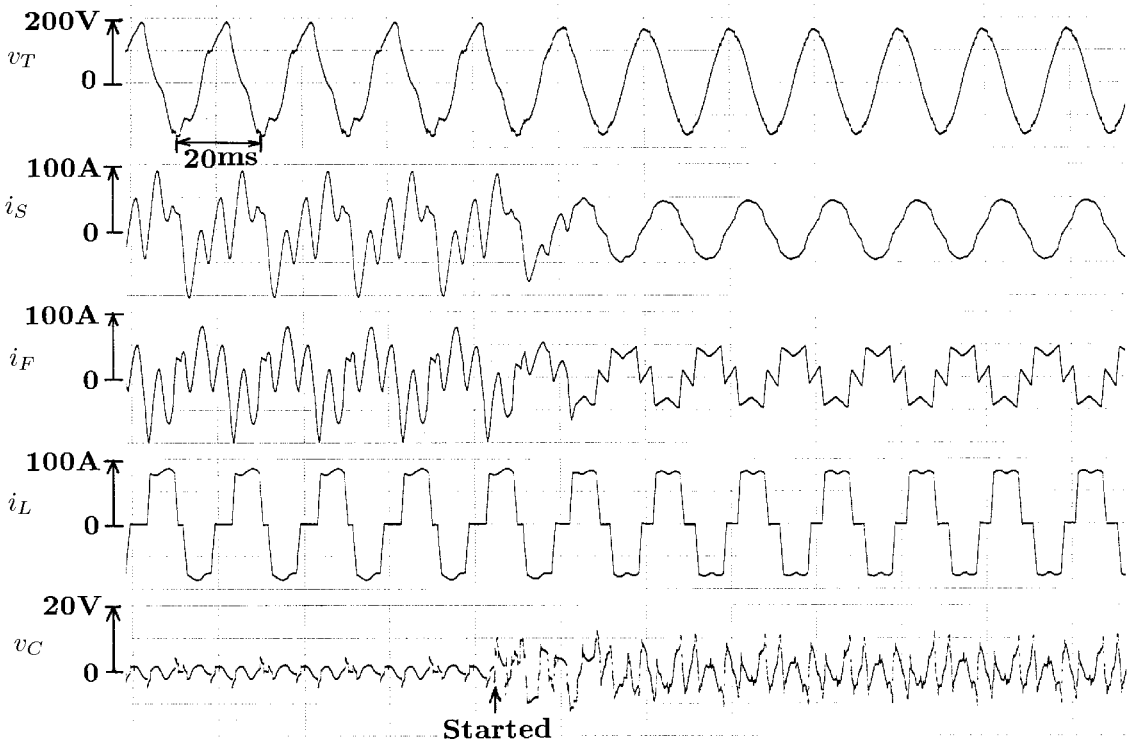


図 5.20. 反共振抑制の実験波形

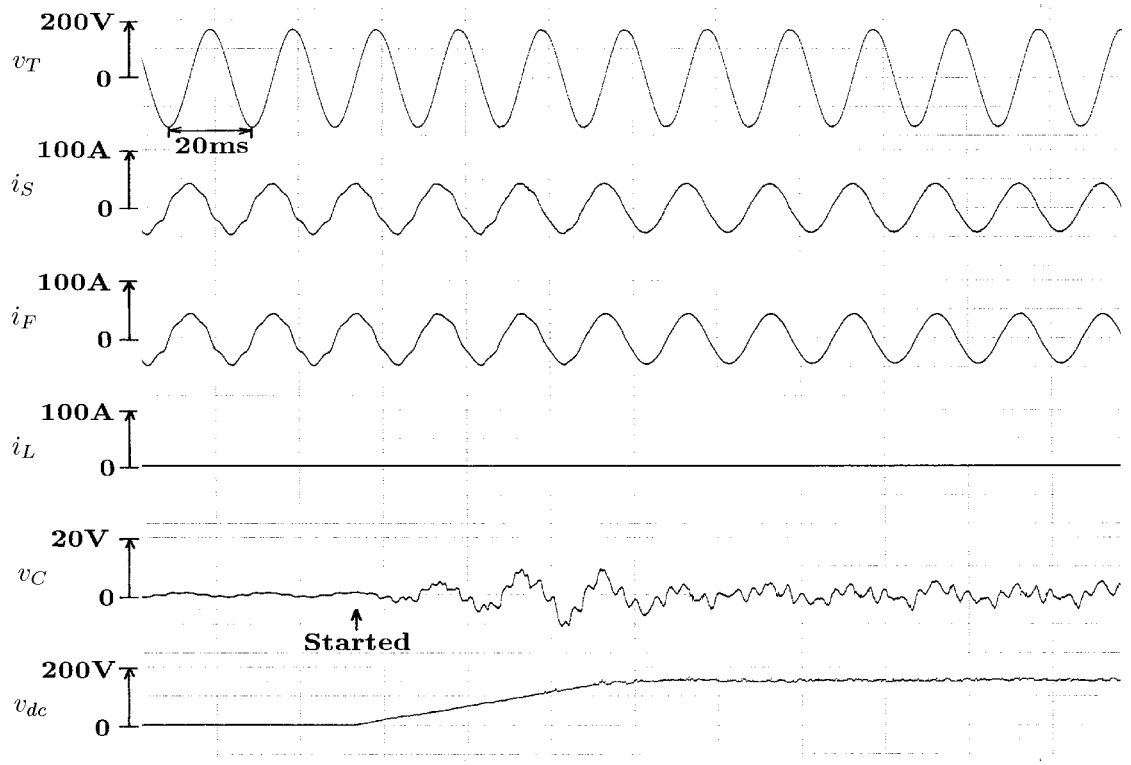


図 5.21. アクティブフィルタ投入時の電流検出形の実験波形

表 5.2. 動作特性の比較

Main circuit	Conbination of series active and shunt passive filter	Series connection of active and passive filters	
Detection	Current detection	Current detection	Voltage detection
Control scheme	$v_C^* = K \cdot i_{Sh}$	$v_C^* = K \cdot i_{Sh}$	$v_C^* = -K \cdot v_{Th}$
Supply current	0	0	$\frac{V_{Sh}}{Z_S}$
Load Voltage	$-Z_F I_{Lh}$	V_{Sh}	0
AC voltage of converter	$Z_F I_{Lh} + V_{Sh}$	$Z_F I_{Lh} + V_{Sh}$	$Z_F I_{Lh} - \frac{Z_F}{Z_S} V_{Sh}$
AC current of converter	$I_{F0} + I_{Lf}$ Only Fundamental	$I_{F0} - I_{Lh}$ Containing harmonics	$I_{F0} - I_{Lh} + \frac{V_{Sh}}{Z_S}$ Containing harmonics
Isolation and protection	Difficult	Easy	Easy

デンサ電圧を制御できることを実験により確認した。

5.6 特性比較

表 5.2 に図 5.3 の方式と図 5.4 の方式の電流検出形と電圧検出形についての理想的な状態での比較を示す。図 5.3 の方式と図 5.4 の方式の電流検出形は共に電源電流の高調波成分を検出する制御方式であり, 図 5.4 の方式の電圧検出形は受電点電圧を補償する制御方式である。

まず, 電源に高調波電圧が存在しない場合の高調波補償特性を比較すると, 負荷の高調波電流に対する三方式の特性は同じで電源へ流出する高調波電流を零にできる。電源電流の高調波成分を検出する二方式は,

- 補償特性が系統インピーダンスに影響されない。
- 反共振を抑制できる。

などの共通した特長を有しているのに対して, 電圧検出形では, 系統インピーダンスによって補償特性が変化し, 反共振を完全には抑制できない。

電源に高調波電圧が含まれている場合を考えると, 負荷接続点に現れる高調波電圧は三方式とも異なる。図 5.3 の方式は LC フィルタの高調波電圧が, 図 5.4 の方式の電流検出形は電源電圧の高調波成分が現れるが, 図 5.4 の方式の電圧検出形では負荷高調波電圧を零にできる。この時, 電源電流の高調波成分を検出する二方式では電源の高調波電流は零であるのに対して, 電圧検出形では電源から高調波電流が流入する。例えば, 電源電圧に 5 次高調波成分を 1% 含んでいたとしても, 系統インピーダンスが 2% であったとすれば (5.22) 式より,

$$0.01/(0.02 \times 5\mathrm{th}) = 0.1$$

つまり, 10% の高調波電流が流入することになる。

次に, システム構成の比較を行う。図 5.4 の方式では, アクティブフィルタの電流は LC フィルタの進相電流と負荷の高調波電流であり, 整合用トランスやスイッチングリプル除去用フィルタに高調波の電圧降下を生じる。この電圧降下は LC フィルタにかかる高調波電圧に含めて考えれば, アクティブフィルタの出力で補償しなければならない。図 5.3 の方式では, 電源電流 (LC フィルタの進相電流と負荷の基本波電流) に高調波成分を含まないため, 整合用トランスやスイッチングリプル除去用フィルタに高調波の電圧降下は生じない。

しかし図 5.3 の方式は, システムの構成上からアクティブフィルタの絶縁や負荷短絡の保護が難しい。図 5.4 の方式ではアクティブフィルタを LC フィルタの中性点側へ接続することにより絶縁が容易となり, 高圧サイリスタ整流回路などの補償に適している。また, 通常 LC フィルタの進相容量は負荷の力率に合わせて設定するので, アクティブフィルタの所要容量は負荷の力率が高い時には図 5.4 の方式の方が小さく, 力率が低い時には図 5.3 の方式の方が小さくなる。また両者ともアクティブフィルタの容量は LC フィルタの電圧降下に比例し, LC フィルタの Q (quality factor) と反比例の関係にあるので, 実規模 ($Q = 50 \sim 100$) の場合には, 負荷容量に対して 1% 以下にすることができる。

5.7 LC フィルタの最適設計

従来の LC フィルタは, 単独での使用を前提として設計されているため, 直列形アクティブフィルタと併用する場合には必ずしも適切とは言えない。直列形アクティブフィルタの出力電圧, 電流は高調波成分を含んでいるため, 電力変換器の必要容量は出力電圧, 電流の実効値ではなく, 最大値によって論じる必要がある。特に, 電圧形 PWM インバータは直流電圧以上の電圧を出力することができないので, 出力電圧の最大値は少なくとも定常状態に必要となる電圧最大値 (以下ではピーク値と呼ぶ) 以上に設定する必要がある。しかし, アクティブフィルタの出力電圧ピーク値は, 負荷電流の高調波振幅だけでなく位相特性によっても変化するため, 高調波電流の波形から LC フィルタの特性を検討する必要がある。以下では, 直列形アクティブフィルタの出力電圧のピーク値を最小とする LC フィルタの設計法について検討する。最適設計では, 産業用の大容量直流電源として広く用いられている三相 12 パルスサイリスタ整流回路を高調波発生源とし, 最適設計法による LC フィルタを用いた場合と従来の一般的な設計法による LC フィルタを用いた場合の補償特性をディジタルシミュレーションにより比較, 検討する。

5.7.1 設計法

図 5.4 の回路構成において, ゲイン K_C を無限大と仮定した理想状態の直列形アクティブフィルタの出力電圧は, 電源電圧の高調波成分 V_{Sh} と負荷電流の高調波成分 I_{Lh} が LC フィルタ Z_F

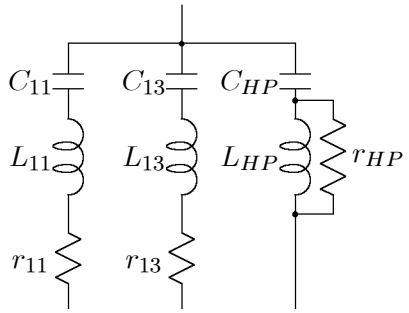


図 5.22. 三相 12 パルスサイリスタ整流回路用 LC フィルタの回路構成

へ流入した時に生じる高調波電圧のベクトル和であり, (5.14) 式で与えられる。一方, 直列形アクティブフィルタに流れる電流は, 負荷の高調波電流 I_{Lh} と LC フィルタの基本波進相電流 I_{F0} の和である。従って, 直列形アクティブフィルタの所要容量は,

$$|Z_F I_{Lh} + V_{Sh}| \cdot |I_{F0} + I_{Lh}|$$

となる。LC フィルタの進相容量が同一という条件 (I_{F0} 一定) の下では, $Z_F I_{Lh}$ が小さいほど直列形アクティブフィルタの容量を低減することができる。直列形アクティブフィルタの主回路に用いる電圧形 PWM インバータは, 出力電圧, 電流の最大値によってピーク値容量が決まるので, $Z_F I_{Lh}$ のピーク値を低減することが有効である。つまり, 整合トランスの巻数比を一定にすれば, 直列形アクティブフィルタの出力電圧のピーク値が小さいほど, 直流コンデンサ電圧やスイッチング素子の耐圧を低くできる。逆に, 直流コンデンサ電圧を一定にすれば, 整合トランスの巻数比を増加して, アクティブフィルタの定格電流を低減できる。また, 図 5.3 の回路構成では, $Z_F I_{Lh}$ のピーク値を最小にすれば, (5.3) 式より受電点電圧の高調波成分 V_{Th} のピーク値も最小になる。

直列形アクティブフィルタの出力電圧実効値は, 高調波電流の振幅と LC フィルタのインピーダンスから求めることができるが, 出力電圧のピーク値の計算には高調波電流の位相特性も考慮する必要がある。振幅と位相の情報を含む n 次高調波成分を I_{Ln}, 電源の基本波角周波数を ω_0 とすると, アクティブフィルタの出力電圧に含まれる n 次高調波成分 V_{Cn} は,

$$V_{Cn} = Z_F(jn\omega_0)I_{Ln} \tag{5.29}$$

であるから, アクティブフィルタの出力電圧の瞬時値 $v_C(t)$ は,

$$v_C(t) = \sum_{n=2} \{\mathrm{Re}(V_{Cn}) \cos n\omega_0 t + \mathrm{Im}(V_{Cn}) \sin n\omega_0 t\} \tag{5.30}$$

となる。$0 \leq \omega_0 t \leq 2\pi$ の範囲で $v_C(t)$ の最大値を求めれば, アクティブフィルタの出力電圧ピーク値が得られる。

図 5.22 に最適設計を行う 12 パルスサイリスタ整流回路用 LC フィルタの回路構成を示す。最適化を行う上での条件として,

- コンデンサの総容量 (進相容量) 一定
- リアクトルの Q 一定
- 同調フィルタの共振周波数は 550 Hz (11 次), 650 Hz (13 次)

を設定する。この条件により LC フィルタ定数の設計の自由度は, コンデンサ配分 (C_{11}, C_{13}) とハイパスフィルタの定数 (L_{HP}, r_{HP}) だけになる。従って, 実際の負荷電流の波形を用いて, (5.30) 式で与えられるアクティブフィルタの出力電圧ピーク値 $v_C(t)$ が最小になるように, C_{11}, C_{13}, L_{HP}, r_{HP} の 4 定数を決定すればよい。

図 5.23 にピーク電圧マップを作図するプログラムのフローチャートを示す。まず, 高調波発生源の電流波形をフーリェ変換し各次高調波を求める。次節の図 5.24 では, C_{11}, C_{13} を ΔC ($= 10$ μF) だけ変えながら, 各点のピーク電圧を計算する。計算した各点のピーク電圧から, 電圧が特定のピーク値になる点を求め, 同じピーク値になる点をプロットする。図 5.25 は C_{11}, C_{13} を L_{HP}, r_{HP} に変えて, ピーク電圧を計算している点が異なるだけで, 同様の手法により求めることができる。また, 図 5.24, 5.25 では極小点は 1 つしか存在しないので, 全領域でピーク値を求めなくても, 反復計算により最適点に収束させることもできる。

5.7.2 設計例

図 5.24, 5.25 にコンデンサの総容量 $C = 800$ μF, リアクトルの $Q = 100$ とした時の LC フィルタの定数とピーク電圧の関係を示す。負荷電流 i_L は重なり角 5° の三相–12 パルスサイリスタ整流回路の電源電流波形で, 61 次までの高調波成分の振幅, 位相を考慮して計算を行った。図 5.24 は C_{11}, C_{13} のコンデンサ配分によってアクティブフィルタ出力電圧のピーク値が等しくなる点を結んだものである。この時, L_{HP} と r_{HP} は $0 \leq L_{HP} \leq 100$ μH, $0.1 \leq r_{HP} \leq 100$ Ω の範囲で最小になるように選択している。図 5.24 よりコンデンサ配分を $C_{11} = 16\%$ (130 μF), $C_{13} = 14\%$ (110 μF), $C_{HP} = 70\%$ (380 μF) にすれば, アクティブフィルタの出力電圧ピーク値を最小にできる。図 5.25 はハイパスフィルタ定数 L_{HP} と r_{HP} に対するピーク電圧を示している。この時のコンデンサ配分は, 図 5.24 から求めた最適値としている。図 5.25 の範囲内では $L_{HP} = 24$ μH, $r_{HP} = 100$ Ω の点が最も小さいが, $r_{HP} = \infty$ （r_{HP}なし）が実用的である。

表 5.3 に最適化した LC フィルタの回路定数を, 表 5.4 に参考文献 (13) から求めた一般的な LC フィルタの回路定数を示す。表 5.3 の最適化 LC フィルタは, 表 5.4 の一般的な LC フィルタに比べて, ハイパスフィルタへのコンデンサ配分が大きくなっている。ハイパスフィルタの共振周波数は一般的な LC フィルタが 24 次付近であるのに対して, 最適化 LC フィルタでは 27.5 次と高く

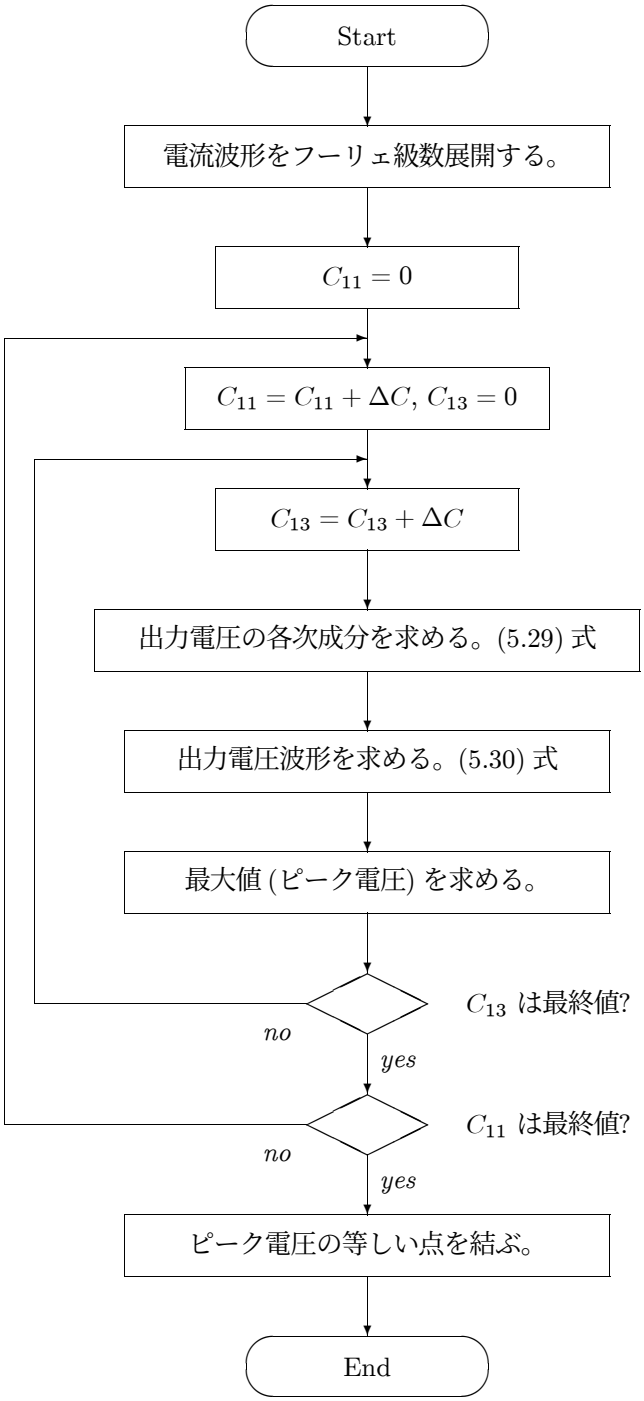


図 5.23. ピーク電圧マップ作図プログラムのフローチャート

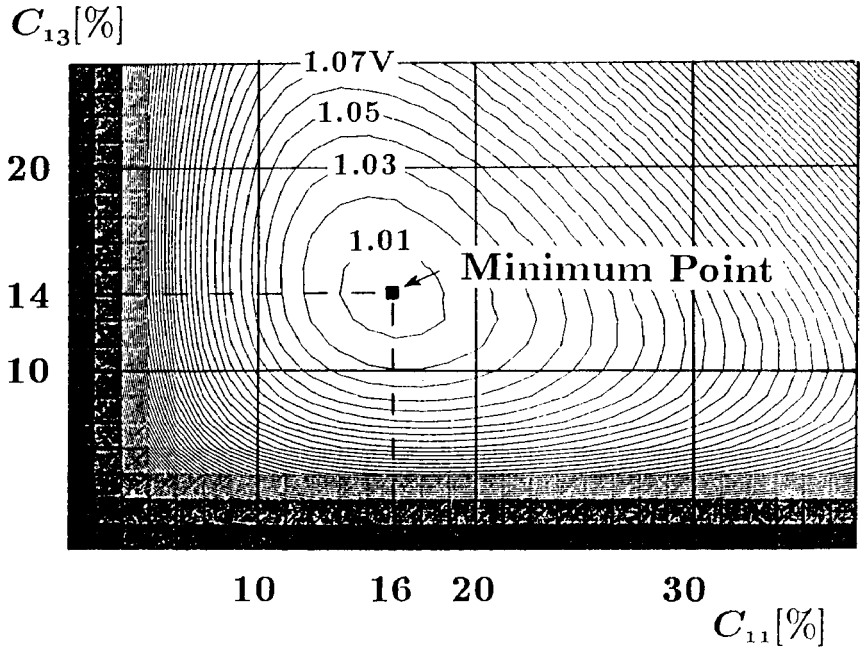


図 5.24. コンデンサ配分とピーク電圧の関係

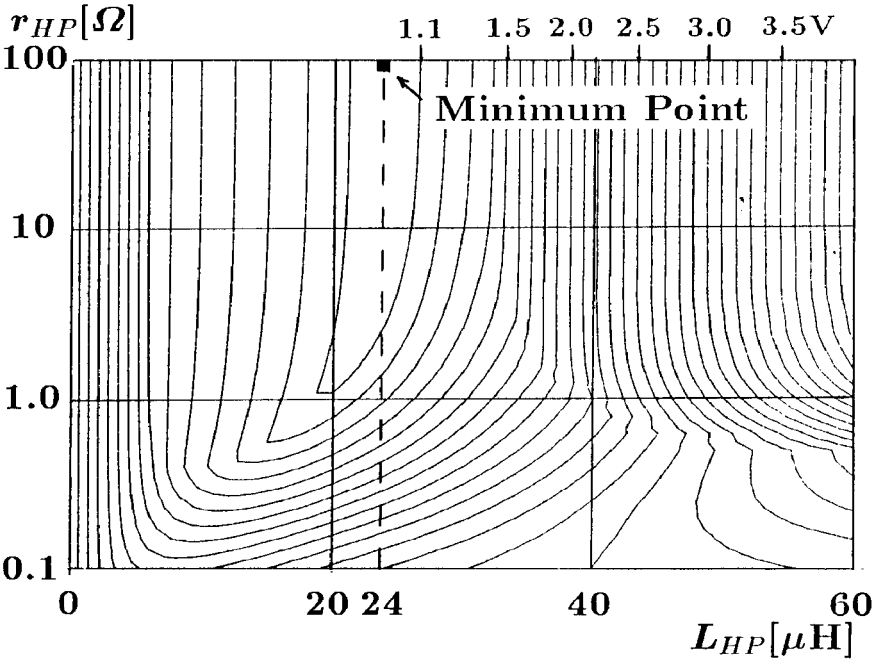


図 5.25. ハイパスフィルタ定数とピーク電圧の関係

表 5.3. 最適化 LC フィルタ定数

11th	$C_{11} = 130\ \mu$F (0.16 p.u.)	$L_{11} = 0.65$ mH (0.051 $p.u.$)	$Q = 100$
13th	$C_{13} = 110\ \mu F$ (0.14 p.u.)	$L_{13} = 0.55\ mH$ (0.043 p.u.)	$Q = 100$
H.P.	$C_{HP} = 560\ \mu$F (0.70 p.u.)	$L_{HP} = 24\ \mu$H (0.002 p.u.)	$r_{HP} = \infty$

* 200-V, 50-Hz, 10-kVA base

表 5.4. 一般的な LC フィルタ定数

11th	$C_{11} = 220\ \mu$F (0.28 p.u.)	$L_{11} = 0.39$ mH (0.031 p.u.)	$Q = 100$
13th	$C_{13} = 150\ \mu$F (0.19 p.u.)	$L_{13} = 0.39$ mH (0.031 p.u.)	$Q = 100$
H.P.	$C_{HP} = 430\ \mu$F (0.54 p.u.)	$L_{HP} = 41\ \mu$H (0.003 p.u.)	$r_{HP} = 1.1\ \Omega$ (0.28$p.u.$)

* 200-V, 50-Hz, 10-kVA base

表 5.5. 15° の重なり角を考慮した最適化 LC フィルタ定数

11th	$C_{11} = 240\ \mu$F (0.30 p.u.)	$L_{11} = 0.35$ mH (0.027 p.u.)	$Q = 100$
13th	$C_{13} = 140\ \mu$F (0.18 p.u.)	$L_{13} = 0.42$ mH (0.033 p.u.)	$Q = 100$
H.P.	$C_{HP} = 420\ \mu$F (0.53 p.u.)	$L_{HP} = 14\ \mu$H (0.001 p.u.)	$r_{HP} = 2.5\ \Omega$ (0.63$p.u.$)

* 200-V, 50-Hz, 10-kVA base

表 5.6. 重なり角に対するピーク電圧

Overlap [deg]	5°	10°	15°
Table 5.3	1.02 V (0.87%)	0.55 V (0.47)	0.41 V (0.35)
Table 5.4	2.02 V (1.73%)	0.86 V (0.73)	0.54 V (0.46)
Table 5.5	1.91 V (1.63%)	0.95 V (0.81)	0.18 V (0.15)

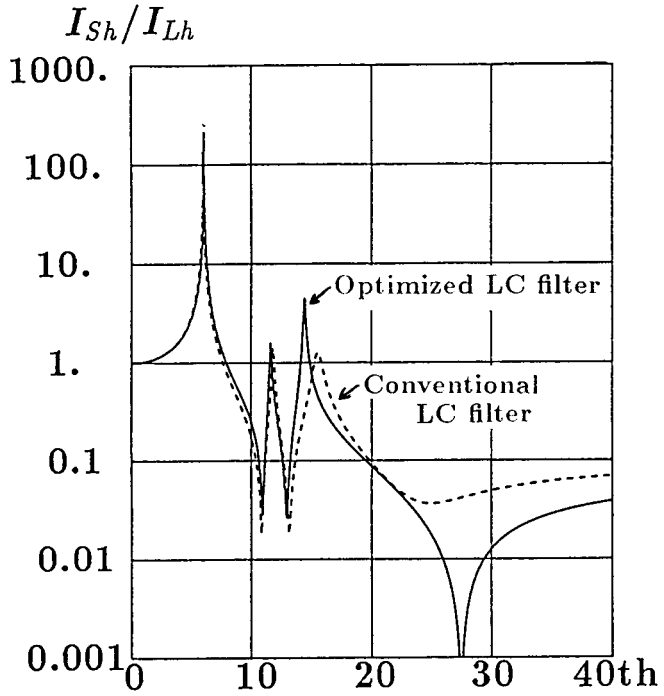
なっている。また, 最適化 LC フィルタのハイパスフィルタには制動抵抗を接続していない等の特徴がある。これは, 比較的高次の高調波電流が LC フィルタのピーク電圧に大きく現れるためである。

本設計法では, 負荷の高調波電流を用いて LC フィルタの最適化を行っており, 負荷電流の波形に応じて最適な定数は異なってくる。ここでは, サイリスタ整流回路の電源電流の重なり角を用いて, 高調波電流の振幅と位相を同時に取り扱い, LC フィルタの最適化に対する影響を考察する。表 5.5 は, 重なり角が 15° の条件で表 5.3 と同様に最適化した LC フィルタの定数である。重なり角が大きいほど高次の高調波が小さくなるので, 表 5.3 に比べてハイパスフィルタのコンデンサ容量が小さくなっている。

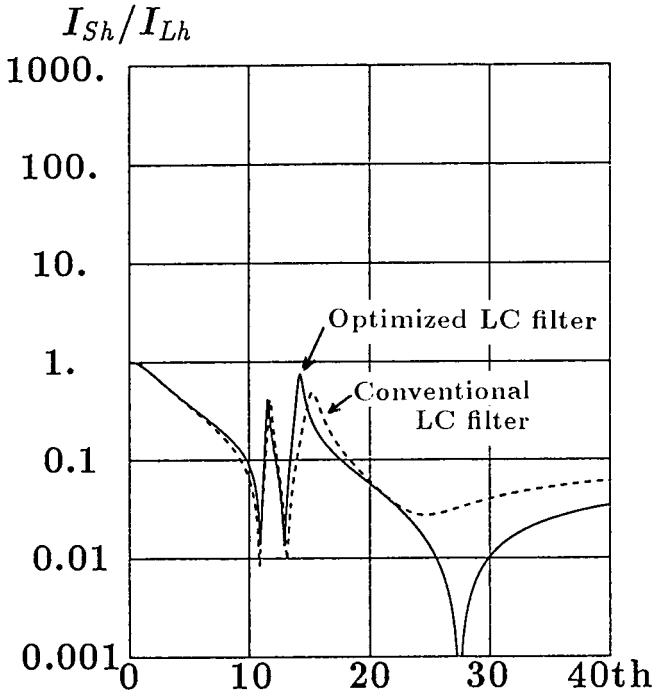
表 5.6 はサイリスタ整流回路の直流電流を 80 A 一定にした時の負荷電流の重なり角に対するアクティブフィルタ出力のピーク電圧を示している。重なり角が 5° の時には表 5.3 の LC フィルタの方が, 15° の時には表 5.5 の LC フィルタの方がピーク電圧が小さくなっており, それぞれの重なり角で最適化されている。従って, 実際の重なり角を考慮した負荷電流の波形を仮定して最適化すればよい。重なり角が変化する場合には, 変化する範囲内の最大のピーク電圧をアクティブフィルタの電圧定格にしなければならないので, ピーク電圧が最も大きくなる場合について最適化する必要がある。整流回路の直流電流を一定にすれば, 重なり角が小さいほどピーク電圧は大きくなるので, 重なり角が最も小さい時の高調波電流を用いて最適化すればよい。

5.7.3 特性比較

図 5.26 に系統インピーダンスを 3.5% にした時の表 5.3 と表 5.4 の LC フィルタを用いた場合の高調波電流の補償特性を示す。(a) の LC フィルタのみ ($K = 0$) では 11, 13 次に対する特性は一般的な LC フィルタのほうが僅かに優れているが, 最適化 LC フィルタはハイパスフィルタのコンデンサ配分が大きいため, 高次高調波に対する補償特性が改善されている。また, 両者とも 7 次と 15 次付近に大きな並列共振を生じており, そのピーク値は最適化 LC フィルタの方が大きく現れている。(b) の直列形アクティブフィルタを動作させた場合 $K = 2\ \Omega$ (0.5 p.u.) には, 並列共振が抑制されており, 全域で良好な補償特性が得られている。



(a) LC フィルタのみ



(b) 直列形アクティブフィルタとの併用

図 5.26. 負荷電流の高調波に対する補償特性

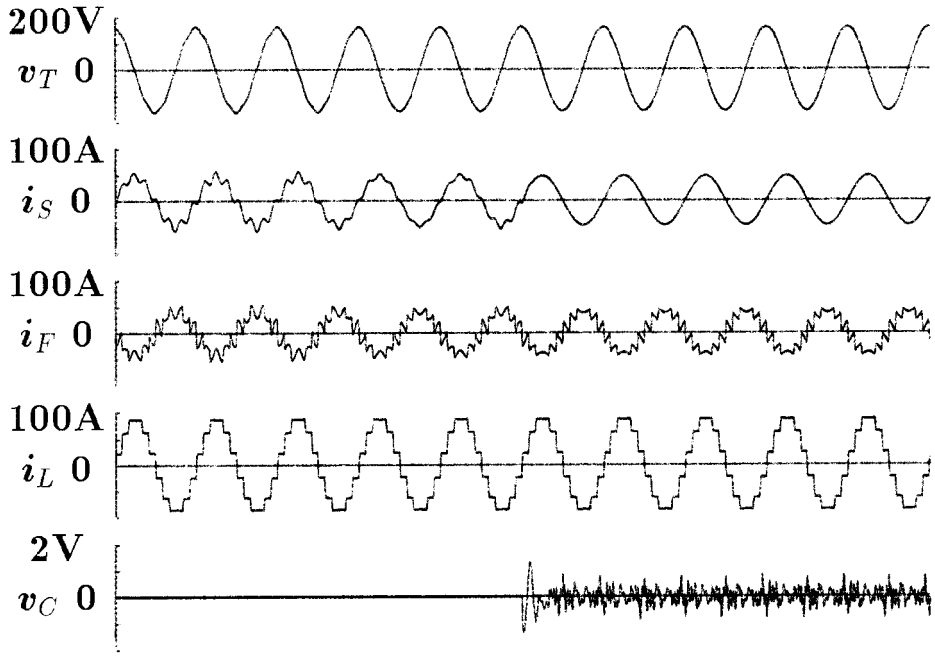


図 5.27. シミュレーション波形 (表 5.3 の最適化 LC フィルタを用いた場合)

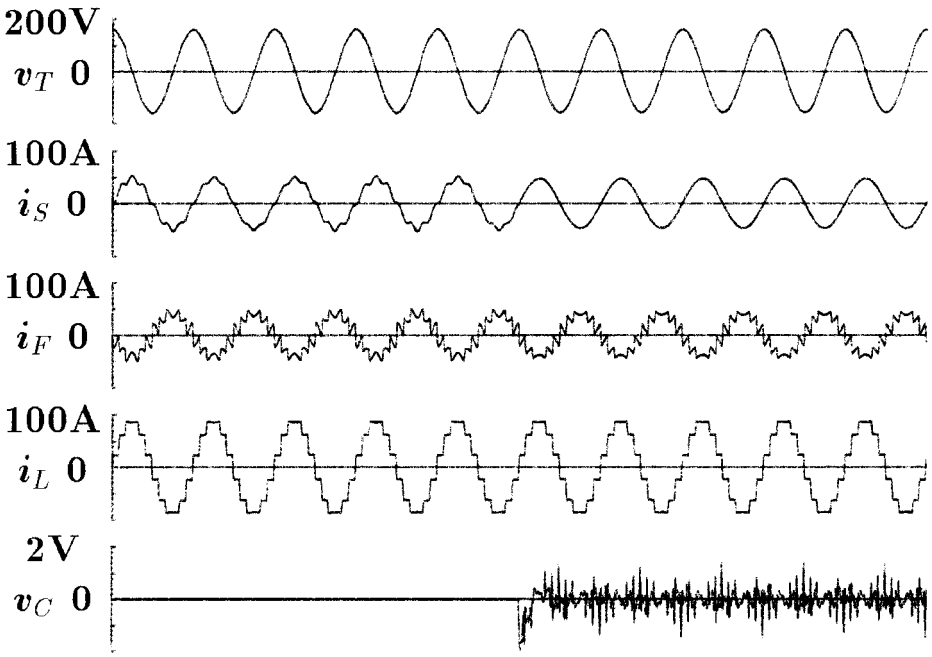


図 5.28. シミュレーション波形 (表 5.4 の一般的な LC フィルタを用いた場合)

表 5.7. 実験に使用した最適化 LC フィルタ定数 ($Q = 15$)

11th	$C_{11} = 220\ \mu$F (0.27 p.u.)	$L_{11} = 0.38$ mH (0.031 p.u.)	$Q = 15$
13th	$C_{13} = 200\ \mu$F (0.25 p.u.)	$L_{13} = 0.30$ mH (0.024 p.u.)	$Q = 15$
H.P.	$C_{HP} = 380\ \mu$F (0.48 p.u.)	$L_{HP} = 40\ \mu$H (0.003 p.u.)	$r_{HP} = \infty$

* 200-V, 50-Hz, 10-kVA base

図 5.27 に表 5.3 の最適化 LC フィルタを, 図 5.28 に表 5.4 の一般的な LC フィルタを用いた併用システムのシミュレーション結果を示す。系統インピーダンスは 3.5% にしており, 負荷電流 i_L には非理論高調波として 7 次成分を 0.5% 含ませている。直列形アクティブフィルタ投入前は, 両者とも並列共振により負荷電流の 7 次高調波成分が拡大されて電源電流 i_S に現れているが, その振幅は最適化 LC フィルタのほうが大きくなっている。直列形アクティブフィルタ投入直後の過渡状態には, 並列共振をダンピングするために直列形アクティブフィルタは約 2 V のピーク電圧を出力しているが, 半周期程度で定常状態になっている。定常状態では並列共振が抑制されおり, 電源電流は正弦波になっている。定常状態では, 一般的な LC フイルタを用いた場合の直列形アクティブフィルタの出力電圧 v_C のピーク値が 1.4 V であるのに対して, 最適化 LC フィルタを用いた場合には 0.8 V である。従って, 最適化 LC フィルタを用いることにより, 直列形アクティブフィルタの電圧定格を約 60% に低減することが可能になる。

併用システムでは 5 次, 7 次の非理論高調波用フィルタがなくても並列共振を抑制することができるが, 負荷電流に非理論高調波を含んでいる場合にはアクティブフィルタの容量が増大する。表 5.3 の LC フィルタの場合, 7 次高調波に対するインピーダンスは約 0.12 p.u. で, 負荷電流に 7 次の非理論高調波が 1% 含まれていたと仮定すると, アクティブフィルタの出力電圧に 0.12% の 7 次高調波電圧が生じる。理論高調波のみの場合のアクティブフィルタの出力電圧は約 1% であるから, この時のアクティブフィルタの電圧定格は約 10% 大きくなる。負荷が 12 パルス整流回路のように非理論高調波が 1 ∼ 2% の場合には, 非理論高調波によってアクティブフィルタの容量が 10% 程度増大しても, 5 次, 7 次の非理論高調波用の LC フィルタを設置するよりも経済的である。しかし, 5 次, 7 次の高調波電流を発生する負荷の場合には, アクティブフィルタの容量増加を避けるために 5 次, 7 次の同調フィルタを設置する必要がある。

5.7.4 実験結果

設計理論およびシミュレーション結果の妥当性を確認するために実験を行った。実験室レベル (200 V) の LC フィルタでは $Q = 15$ 程度が限度であるので, 実験では $Q = 15$ で最適化した LC

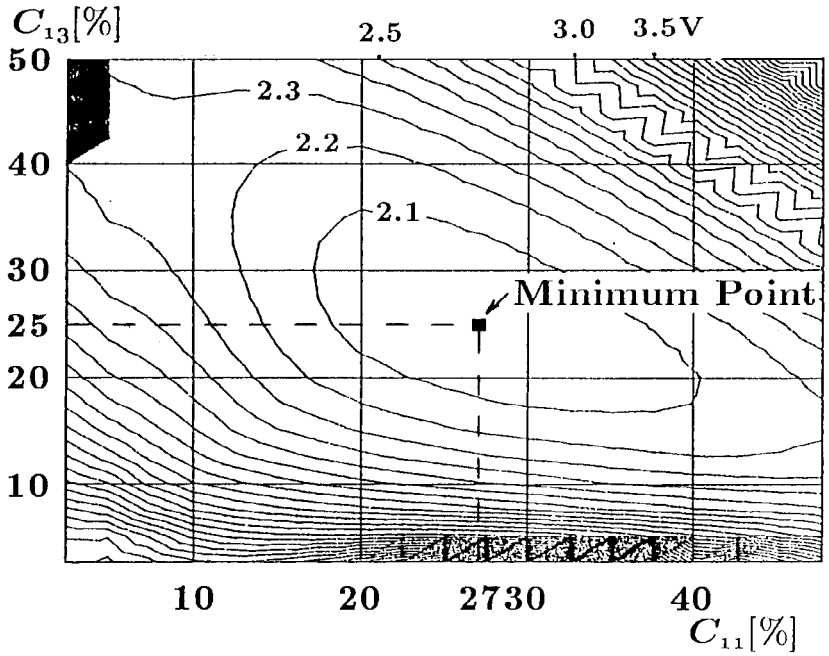


図 5.29. コンデンサ配分とピーク電圧の関係 ($Q = 15$)

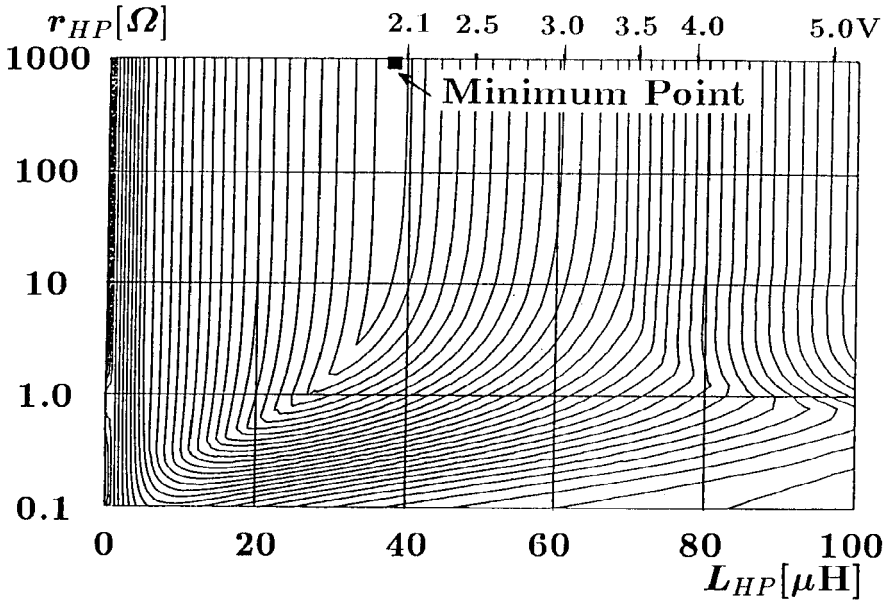


図 5.30. ハイパスフィルタ定数とピーク電圧の関係 ($Q = 15$)

表 5.8. 負荷電流の高調波成分

Fundamental	5th	7th	11th	13th
100%	1.4	0.4	8.5	6.3

フィルタを用いた。$Q = 15$ の場合のコンデンサ配分とハイパスフィルタ定数によるピーク電圧の関係を図 5.29, 5.30 に, 最適化した LC フィルタ定数を表 5.7 に示す。実験では, 系統インピーダンス 2%, 直流コンデンサ電圧 $V_{dc} = 100$ V, ゲイン $K = 2\ \Omega$ (0.5 p.u.) に設定し, 高調波分離にはカットオフ周波数 1 Hz の一次ハイパスフィルタを用いた。

図 5.31 に三相–12 パルスサイリスタ整流回路を負荷とした時の実験波形を示す。各波形は, v_T: 受電点の u 相電圧, i_S: u 相の電源電流, i_F: u 相 LC フィルタの電流, i_L: u 相の負荷電流, v_C: アクティブフィルタの u 相出力電圧である。高調波発生源として用いたサイリスタ整流回路の入力電流の各次高調波成分を表 5.8 に示す。負荷電流には理論高調波の 11 次, 13 次成分だけでなく, 非理論高調波の 5 次, 7 次成分も 1.4%, 0.4% 程度含まれている。直列形アクティブフィルタの投入前は, 7 次の非理論高調波が系統インピーダンスと LC フィルタの並列共振により拡大し, 電源に流出している。直列形アクティブフィルタを投入すると, 電源電流は正弦波になっている。アクティブフィルタ出力電圧のピーク値は約 2.5 V であり, 図 5.29, 5.30 の計算値の 2.1 V よりも大きく現れているが, これは電源電圧の高調波成分のためで, 実験値と計算結果は一致する。この時の直列形アクティブフィルタの所要容量はピーク値容量[(8)]で 320 VA, 実効値電圧は約 1.0 V であるので, 実効値容量[(8)]は 180 VA である。

図 5.32 に電源電流の周波数スペクトルを示す。直列形アクティブフィルタの投入前は, LC フィルタにより 11 次, 13 次成分は補償されているが, 7 次の高調波成分は並列共振によって拡大されていることが分かる。直列形アクティブフィルタの投入後は非理論高調波の拡大を生じておらず, 11, 13 次成分に対する補償特性も改善されている。

図 5.33, 5.34 は無負荷時の実験波形と電源電流の周波数スペクトルである。直列形アクテイブフィルタの投入前は電源の電圧ひずみにより 5 次, 7 次の高調波電流が LC フィルタに流入しているが, 投入後は高調波の流入が阻止されている。直列形アクティブフィルタ投入前には, 電源と LC フィルタが直列共振を生じており, 受電点電圧のひずみ率は 7.5% であった。投入後の受電点電圧ひずみは 2.8% であり, 直列形アクティブフィルタが直列共振を抑制できることを示している。

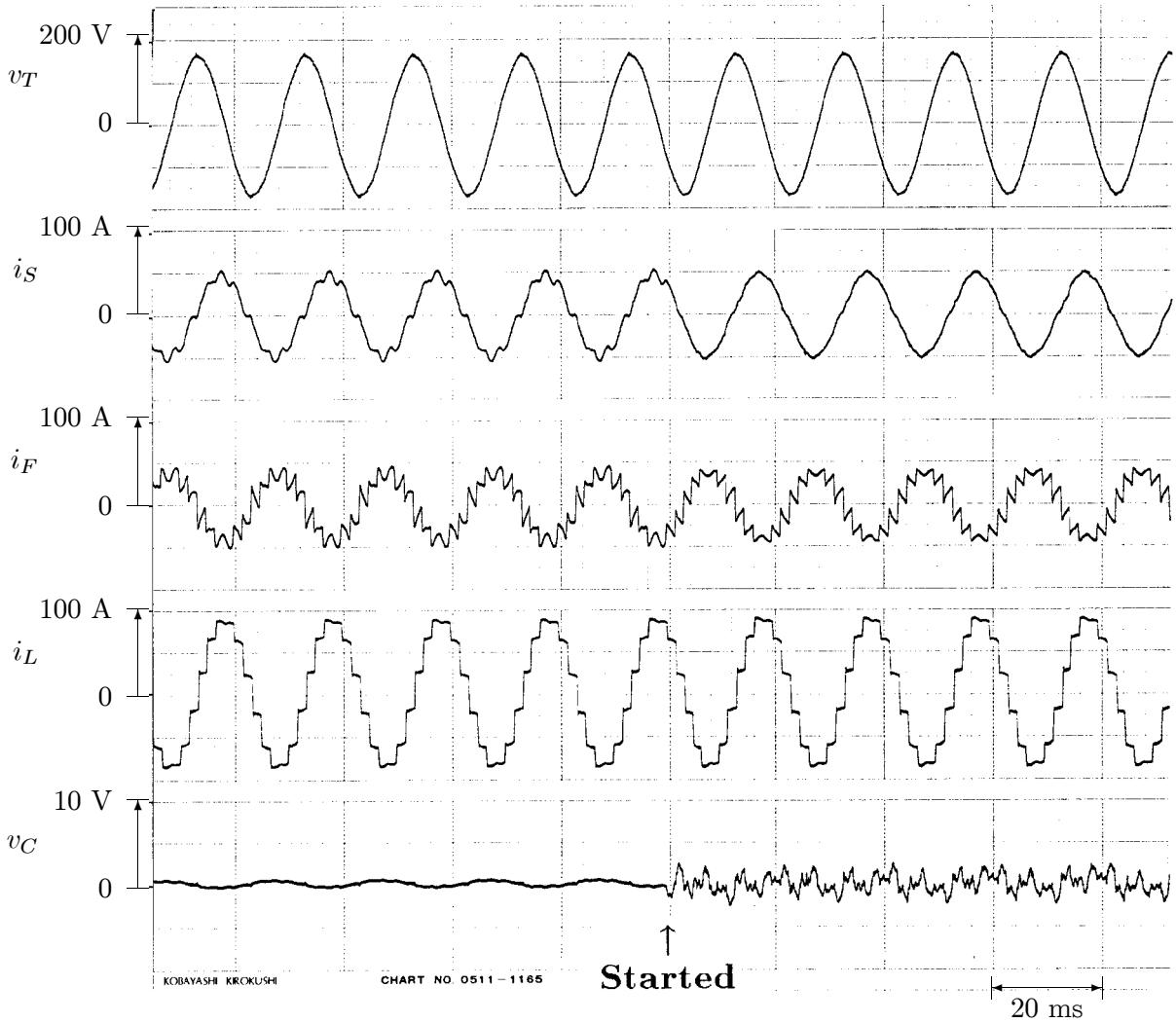
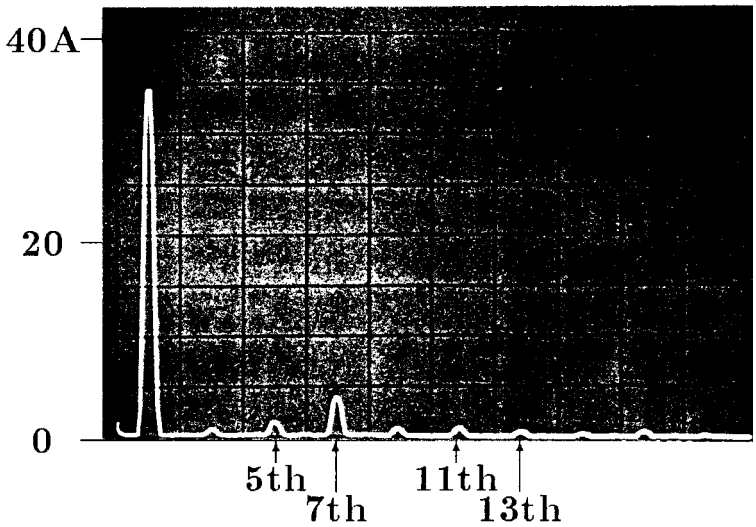
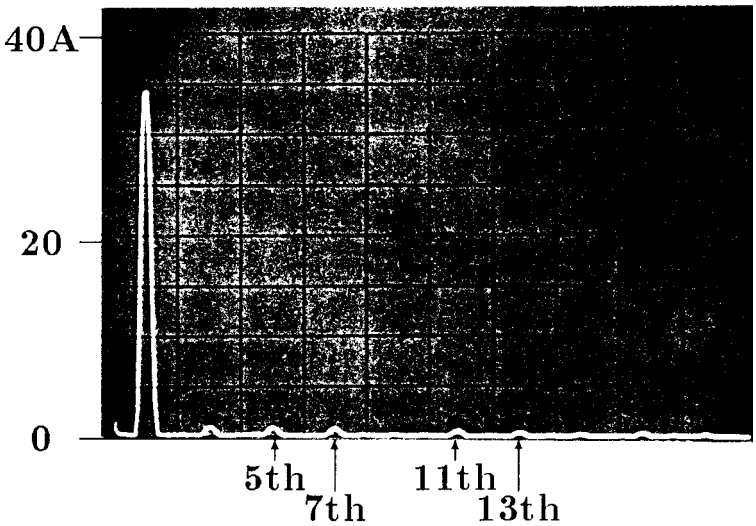

200 V
v_T
0
100 A
i_S
0
100 A
i_F
0
100 A
i_L
0
10 V
v_C
0
KOBAYASHI KIROKUSHI
CHART NO. 0511-1165
Started
20 ms

図 5.31. 実験波形



(a) before started.



(b) after started.

図 5.32. 電源電流の周波数スペクトル

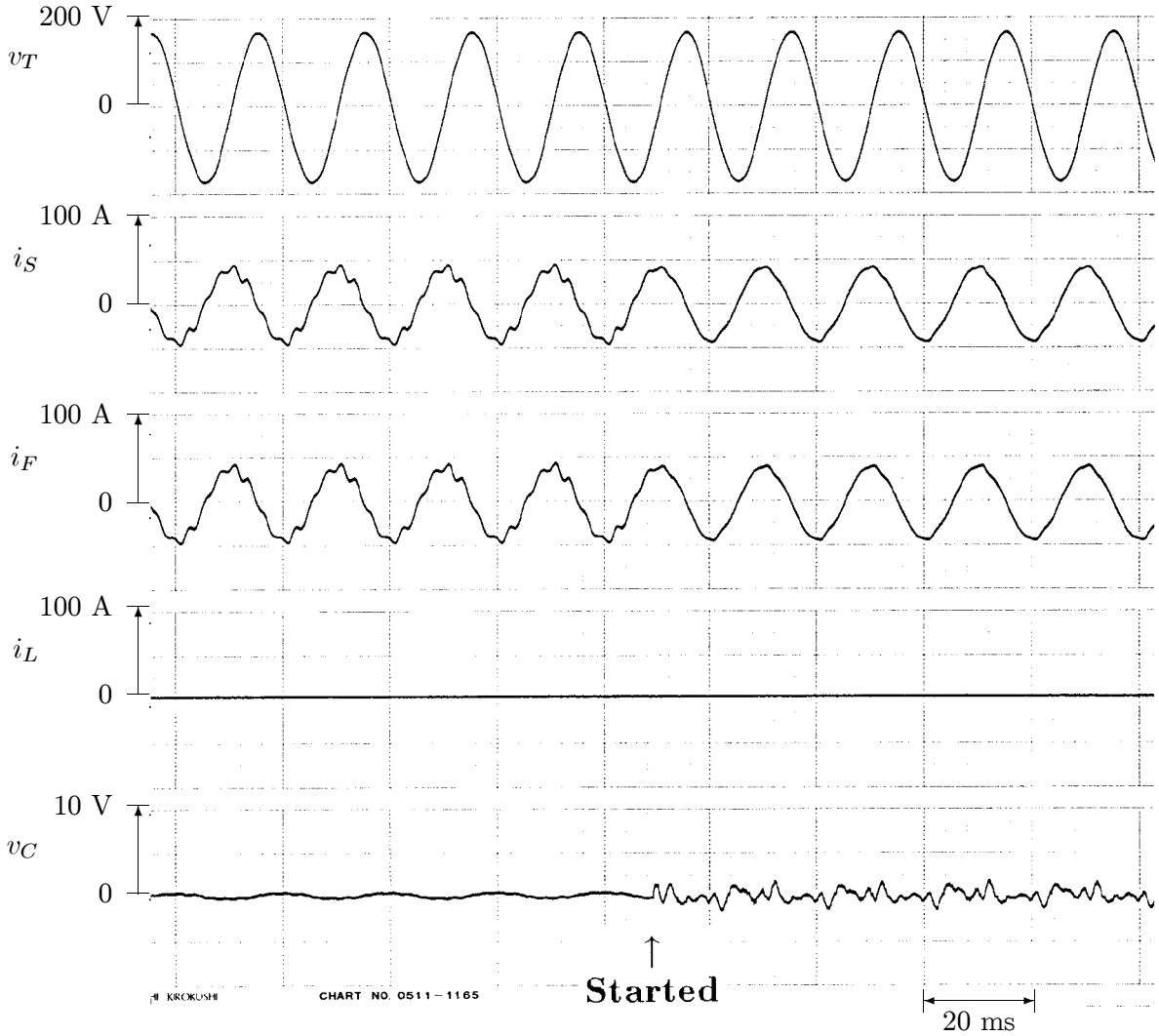
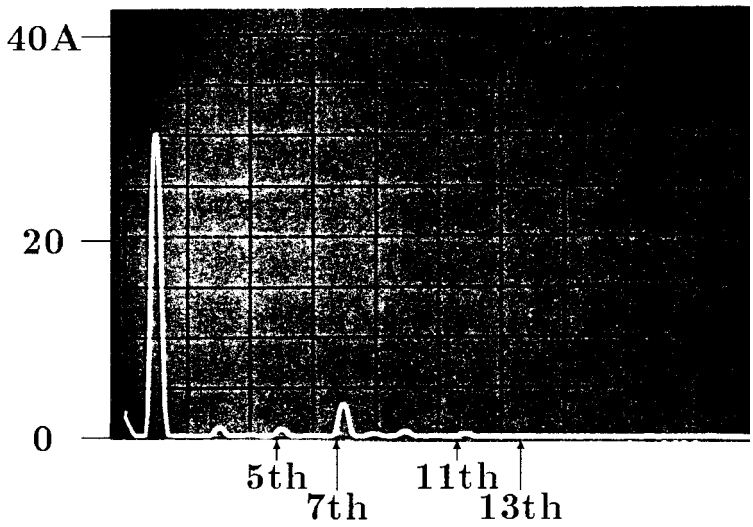
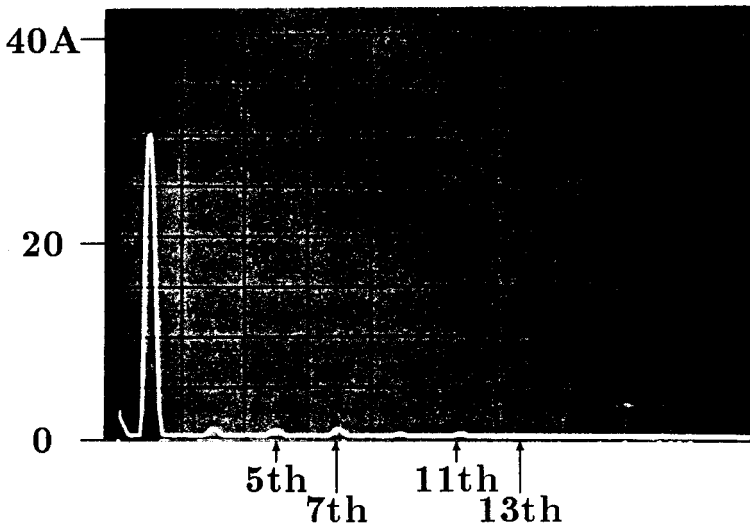


図 5.33. 無負荷時の実験波形



(a) before started.



(b) after started.

図 5.34. 電源電流の周波数スペクトル (無負荷時)

5.8 まとめ

本章では, 電力用アクティブフィルタの低損失化と大容量化を目的として, LC フィルタと小容量電力変換器を直列接続して構成するアクティブ・パッシブ併用フィルタを提案し, 動作特性と制御法について理論と実験から, 以下のような結論を得た。

1. LC フィルタは負荷で生じる高調波電流の補償を行い, 直列形アクティブフィルタはLC フィルタの補償特性を改善するように動作する。その結果, 上位系統へ流出する電流高調波は系統インピーダンスに影響されることがなく, 直列形アクティブフィルタの制御ゲインによって補償特性を決定できる。

2. 直列形アクティブフィルタはダンピング抵抗としても動作し, 系統インピーダンスと LC フィルタの間の並列共振を抑制することができる。

3. 従来の電力用アクティブフィルタに比べて, 高調波抑制に必要になる電力変換器容量を 1/10 以下に低減できることを確認した。つまり, 電力変換器の効率が同じであっても, システム全体としては損失を従来の 1/10 に低損失化, あるいは同容量の電力変換器を用いても従来の 10 倍の高調波電流の抑制が可能になる。

4. 直列形アクティブフィルタ出力電圧の基本波成分を制御することにより, 直列形アクティブフィルタに流入する有効電力を調整し, 直流コンデンサ電圧を一定に制御することができる。また, 直流コンデンサ電圧を零のままで直列形アクティブフィルタを起動し, 直流コンデンサ電圧を確立して通常の運転状態に移行できることを実験により確認した。

5. 電流検出形と電圧検出形の二つの制御法の動作特性を比較検討し, 電圧検出形は受電点電圧の高調波を補償できるが, 系統インピーダンスが小さい場合には流入する高調波電流と出力電圧が増大し, また安定性と共振の抑制効果の点でも電流検出形の方が優れていることを明らかにした。

6. アクティブ・パッシブ併用フィルタに適した LC フィルタの最適設計を行い, 最適 LC フィルタは一般的な設計の LC フィルタに比べてアクティブフィルタの所要容量を約 60% に低減できることを理論的に示し, 実験により設計法の妥当性を確認した。

参 考 文 献

(1) K. Komatsugi et al: ”Harmonic Current Compensator Composed of Static Power Converter,” *IEEE/PELS PESC Conf. Rec.,* p. 283, 1986

(2) M. Kohata et al: ”Compensator for Harmonics and Reactive Power Using Static Induction Thyristors,” *European Conference on Power Ele. and Appl.,* 1987

(3) 田上, 他: 「5 MVA GTO フリッカ抑制装置」, 東芝レビュー, 43 巻 4 号, p. 339, 1988

(4) 赤木, 他: 「多重電圧形 PWM 変換器を用いたアクティブフィルタ」, 電学論 B, 105 巻, 7 号, p. 573, 1985

(5) A. Nakajima et al: ”Development of Active Filter with Series Resonant Circuit,” *IEEE/PELS PESC Conf. Rec.,* p. 1168, 1988

(6) M. Takeda et al: ”Harmonic Current Compensation with Active Filter,” *IEEE/IAS Annual Meeting,* p. 808, 1987

(7) H. Kawahira et al: ”Active Power Filters,” *IEEJ IPEC-Tokyo Conf. Rec.,* p. 981, 1983

(8) 彭, 赤木, 難波江: 「新しい原理に基づく高調波抑制装置–直列形アクティブフィルタと LC フィルタの併用システム–」, 電学論 D, 109 巻, 12 号 pp. 897–904, 1989

(9) 彭, 赤木, 難波江: 「直列形アクティブフィルタと LC フィルタの併用システム–安定性と補償特性の検討–」, 電学論 D, 110 巻, 5 号, pp. 542–550, 1990

(10) 李, 他: 「電力系統用アクティブフィルタ」, 電気学会全国大会, No.589, 1988

(11) R. P. Stratford: ”Analysis and Control of Harmonic Current in Systems with Static Power Coverters,” *IEEE Trans. on IAS,* vol. 17, no. 1, pp. 71–81, 1981

(12) 赤木, 金澤, 藤田, 難波江: 「瞬時無効電力の一般化理論とその応用」, 電学論 B, 103 巻, 7 号, pp. 483–490, 1983

(13) 桜井, 堀内, 室谷, 大西: 「新信濃変電所周波数変換設備の概要と高調波フィルタの設計」, 日新電機技報, vol. 23, no. 2, pp. 2–23, 1978

第 6 章

電圧高調波・電圧フリッカの高効率抑制法

6.1 まえがき

第 5 章では, 小容量電力変換器と LC フィルタを併用したアクティブ・パッシブ併用フィルタを提案し, 反共振や系統インピーダンスの影響が生じない良好な補償特性が得られ, 損失の低減と大容量の高調波抑制が可能になることを示した。しかし, 実際の配電系統ではカラーテレビやインバータエアコン, パーソナルコンピュータなどの民生機器が発生する不特定多数の電源高調波が増加してきており, このような不特定多数の高調波発生源に対して個々に高調波電流を抑制することは事実上不可能である。

送配電系統では, 以下のような高調波障害を生じることがある。

- 上位系統の電圧高調波によって, 下位系統に高調波電流が流入する。
- 下位系統から発生する電流高調波が進相コンデンサなどへ流入する。

このような高調波障害を解決するためには, 一括して高調波抑制を行う必要がある。すなわち, 上位系統へ流出する電流高調波の抑制だけではなく, 下位系統の共通接続点 (PCC: point of common coupling) の電圧高調波の抑制が要求される。しかし, 従来の並列形アクティブフィルタでは, 下位系統から発生する電流高調波を抑制しても, 上位系統の電圧高調波や電圧フリッカ・電圧不平衡は PCC にそのまま現れるため, 電流高調波と電圧高調波を同時に抑制することはできない。第 5 章では, アクティブ・パッシブ併用フィルタに電圧検出形制御を適用すれば PCC の電圧高調波を抑制できることを示したが, 上位系統から過大な電流高調波が流入するため, 電力変換器と LC フィルタの容量が大幅に増大し高効率な高調波抑制は期待できないことを明らかにした。

また, 電圧高調波と同様に, 電力系統の障害として電圧フリッカや電圧不平衡も問題になっている。電圧フリッカは基本波電圧の時間的な変化であり, 電圧不平衡は基本波電圧の各相間の不均一である。従来から, 無効電力補償装置 (SVC) などを用い, 受電点の基本波電圧を調整して電圧フリッカや電圧不平衡を抑制する対策が行われてきた。しかし, 無効電力制御による電圧フリッカ・

不平衡の抑制は, 系統インピーダンスが低い場合には, 大容量の無効電力調整が必要になるため, 電力変換器に発生する損失も増大する。また, サイクロコンバータやアーク炉から発生するランダムなフリッカに対しては, 従来の無効電力補償装置の応答は低速であるため十分な補償効果を期待できない。

本章では, 第 5 章のアクティブ・パッシブ併用フィルタを発展して, 送配電系統の電圧高調波や電圧フリッカを抑制可能なパワーラインコンディショナを提案する。ここで用いる「パワーラインコンディショナ」という用語は, 単に電流高調波だけを抑制するものではなく, 受電点の電圧高調波や電圧不平衡, フリッカなどの補償を統合して, 電力品質の改善を目的とした装置を指している。本章で提案するパワーラインコンディショナは, 二台の直列形アクティブフィルタと LC フィルタを接続した回路構成に特長がある。一方の直列形アクティブフィルタは電源と直列に接続し, 高調波アイソレータとして動作する。すなわち, 上位系統に流出する電流高調波を抑制すると同時に, 上位系統の電圧高調波が下位系統に現れないように受電点電圧を補償する。他方は LC フィルタと直列に接続して, LC フィルタに発生する高調波電圧を補償する。従って, 上位系統の電圧高調波と下位系統の電流高調波の両方が存在する場合にも, 上位系統へ流出する電流高調波と受電点に現れる電圧高調波を同時に抑制できる。従って, 電圧高調波や電圧フリッカを抑制する場合にも, 従来の並列形アクティブフィルタや無効電力補償装置のように大容量の電力変換器を必要とすることなく, 小容量変換器を用いて高効率な抑制が可能となる。

本章で提案する送配電系統の電圧高調波の抑制を目的としたパワーラインコンディショナは, 不特定多数の負荷が存在し多量の電圧高調波が発生する市街地の高調波抑制に有効である。特に, 上位系統に大容量アーク炉やサイクロコンバータなどが接続されている場合, 受電点電圧には 5, 7, 11, 13 次の高調波電圧や 1 ～ 20 Hz の不規則なフリッカ成分が現れることがあり, このような負荷と一般配電との共有接続点となる変電設備に設置する高調波抑制装置として適用できる。これとは逆に, 僅かな負荷変動でも電圧低下や電圧フリッカなどが生じる配電距離の長い山間部などの電力障害の抑制にも効果がある。また, 安定度の高い強磁場が必要な超伝導材料試験や粒子加速装置などでは, パワーラインコンディショナで交流電圧の安定化を行えば, 直流電源を高精度化・低リプル化する効果も期待できる(12)(13)。

以下では, 二台の直列形アクティブフィルタと LC フィルタを接続したパワーラインコンディショナの動作特性を解析し, 非理論高調波を含めて高調波補償特性を明らかにする。次に, パワーラインコンディショナの下位系統に複数の負荷を接続した場合について実験を行い, 複数負荷間の電流高調波干渉の抑制効果について検討する。さらに, アクティブフィルタに流入する電力変動を電源に回生して直流コンデンサ電圧変動を低減する回生インバータの制御法と動作特性について検討し, 上位系統に含まれる電圧フリッカと電圧不平衡の抑制について検討する。

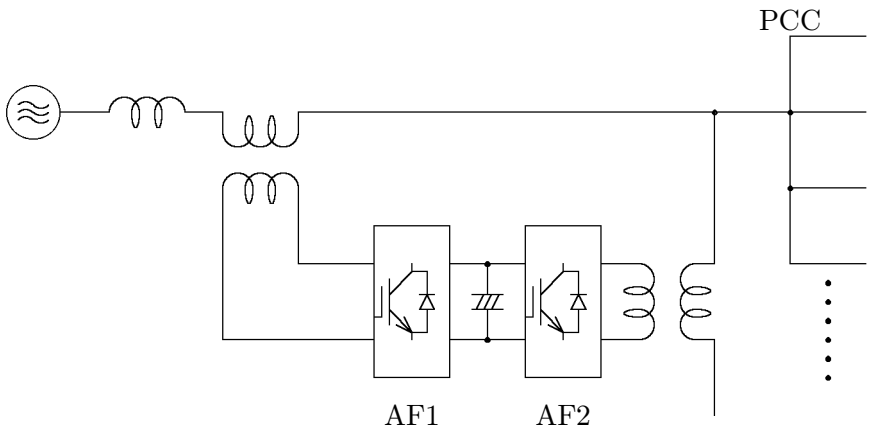


図 6.1. パワーラインコンディショナの基本構成

6.2 パワーラインコンディショナの基本原理

図 6.1にパワーラインコンディショナの基本構成を示す。パワーラインコンディショナの主回路は, 電源と直列に接続した直列形アクティブフィルタ AF1 と負荷端子と並列に接続した並列形アクティブフィルタ AF2 で構成する。従来の並列形アクティブフィルタと同様に, AF2 は下位系統で発生する電流高調波と逆移相の高調波電流を注入し, 上位系統へ流出する電流高調波を抑制する。一方, AF1 は上位系統の電圧高調波と逆電圧を出力して PCC の電圧高調波を補償する。従って, パワーラインコンディショナが理想的に動作すれば, 上位系統の電圧高調波と下位系統の電流高調波の両者が存在していても, 下位系統の受電端電圧と上位系統へ流出する電流高調波を同時に抑制することができる。

しかし, 上述したような逆移相の高調波を注入する電圧源または電流源としてアクティブフィルタ AF1 と AF2 を制御することは容易ではない。パワーラインコンディショナの接続点の上位には送配電線のインピーダンスが存在するため, 上位系統の電圧高調波を正確に検出することが難しい。特に, 通常の上位系統の電圧高調波は 1 ∼ 3% 程度であるので, 5 次, 7 次の高調波に対する送配電線のインピーダンスは無視することができない。また, 下位系統には不特定多数の負荷が接続されており, 進相コンデンサやコンデンサ平滑ダイオード整流回路などのような電流源とは見なすことができない負荷も多数存在する。このため, 下位の電流高調波を検出して逆移相の高調波電流を注入する従来のアクティブフィルタの制御法では安定に動作することが難しい。

アクティブフィルタ AF1 と AF2 の直流電圧を同一とすれば, AF1 と AF2 の直流側を共通の直流コンデンサに接続することができる。AF2 には常に系統電圧が印加するので, AF2 に流れる基本波電流の制御を行えば直流コンデンサ電圧を容易に調整することができ, AF1 は直流コンデンサ電圧を制御する必要はない。しかし, AF1 の出力電圧は上位系統の電圧高調波であるので, AF1 の変換器容量は 系統容量の 1 ∼ 3% 程度であるが, AF2 には下位系統から発生する電流高

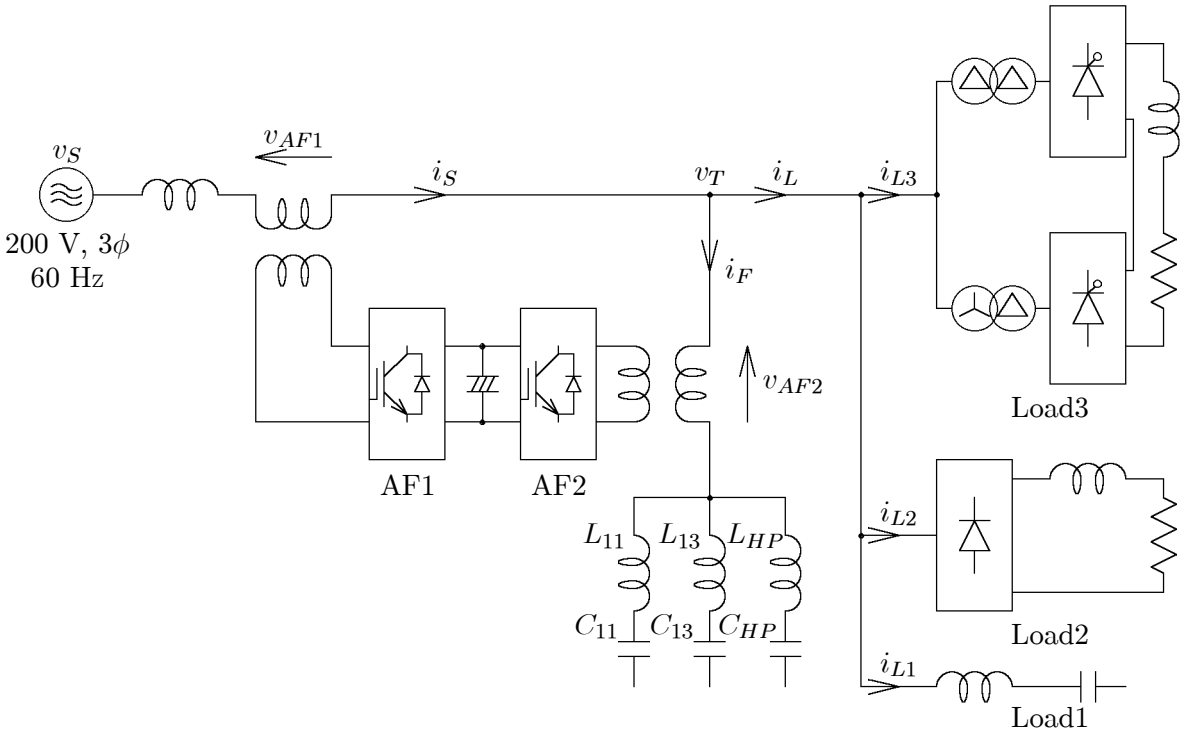


図 6.2. パワーラインコンディショナの実験システム構成

表 6.1. パッシブフィルタ定数

11th	$C_{11} = 150\ \mu$F	$L_{11} = 380$ mH	$Q = 20$
13th	$C_{13} = 140\ \mu$F	$L_{13} = 300$ mH	$Q = 20$
H.P.	$C_{HP} = 260\ \mu$F	$L_{HP} = 40\ \mu$H	$r_{HP} = \infty$

調波が流れるため, 5 ～ 20 % の変換器容量が必要になる。従って, AF1 に比べて AF2 の変換器は大容量になるため, 直流電圧を同一に設計することが必ずしも適切であるとは言えない。

6.3　アクティブ・パッシブフィルタを用いたパワーラインコンディショナ

6.3.1　実験システム構成

図 6.2にアクティブ・パッシブフィルタを用いたパワーラインコンディショナの実験システム構成を示す。パワーラインコンディショナの主回路は 2 台の直列形アクティブフィルタとパッシブフィルタで構成する。直列形アクティブフィルタ AF1 は電源と直列に, AF2 はパッシブフィルタと直列に 1:20 の整合変圧器を介して接続する。アクティブフィルタ AF1 と AF2 の主回路は, スイッチングデバイスとして MOSFET を用いた三台の単相フルブリッジ電圧形 PWM インバータで構成する。二台のアクティブフィルタの直流側は共通の直流平滑用コンデンサ (2000 μF) に

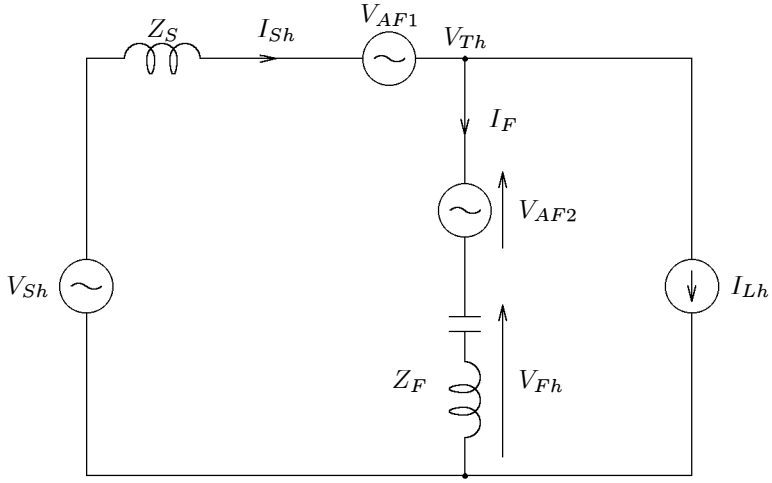


図 6.3. パワーラインコンディショナの単相等価回路

接続する。パッシブフィルタは 11 次, 13 次同調フィルタと 23 次のハイパスフィルタにより構成する。表 6.1に LC フィルタの回路定数を示す。

実験では, 高調波の影響を受ける負荷 Load1 と未知の高調波発生源 Load2, 既知の高調波発生源 Load3 の三種類の負荷を想定した。高調波の影響を受ける負荷 Load1 は系統内に接続された進相コンデンサなどを仮定しており, バッファリアクトルを接続した 3 kVA の進相コンデンサを用いた。未知の高調波発生源 Load2 は FA, OA 機器やカラーテレビ, インバータエアコンなどの台数や接続点が特定できない事務用・家電用機器を仮定したものである。事務用・家電用機器ではコンデンサ平滑形のダイオード整流回路が広く用いられており, 大量の 5 次, 7 次の電流高調波を発生することが知られている。実験では, 同様に 5 次, 7 次高調波を発生する 6 パルスダイオード整流回路に LR 負荷を接続し未知の高調波発生源とした。既知の高調波発生源 Load3 は工場などの特定需要家を仮定したもので, 産業用の大容量直流電源として使用される 12 パルスサイリスタ整流回路 (20kVA) を用いる。実験では, 上位系統の電圧高調波によって Load1 へ流入する電流高調波と下位系統の高調波発生源 Load2, Load3 から Load1 へ流入する電流高調波の抑制効果について検討する。

6.3.2 制御法と動作原理

図 6.3 にパワーラインコンディショナの単相等価回路を示す。図 6.3 では, アクティブフィルタ AF1 と AF2 は理想的な制御電圧源 v_{AF1} と v_{AF2} とし, 下位系統が発生する電流高調波は電流源 I_{Lh} としている。前章の直列形アクティブフィルタと同様に, アクティブフィルタ AF1 の電圧指令値 ${v_{AF1}}^*$ には, 電源の高調波電流 i_{Sh} をゲイン K_{AF1} [Ω] 倍して,

$$ {v_{AF1}}^* = K_{AF1} \cdot i_{Sh} \tag{6.1} $$

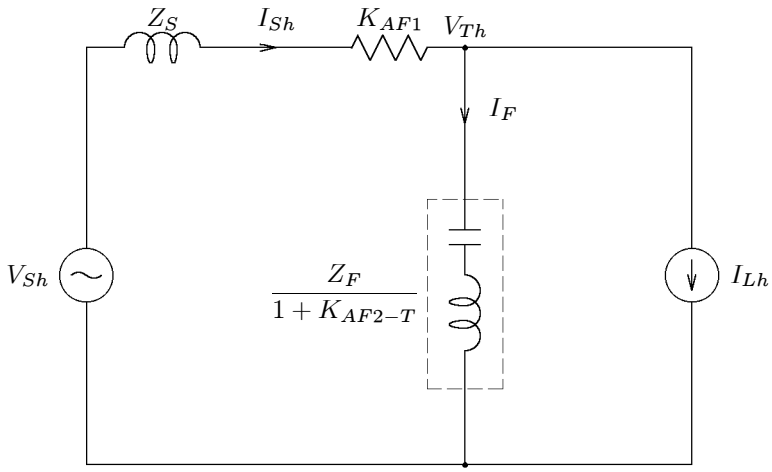


図 6.4. 受電点電圧検出法の単相等価回路

を与える。アクティブフィルタ AF1 は高調波に対して K_{AF1} [Ω] の抵抗として動作し, 上位系統へ流出する電流高調波を抑制する。

一方, アクティブフィルタ AF2 の制御法としては, 以下の二方式が考えられる。

- 受電点電圧検出法

$$v_{AF2-T}{}^{*} = -K_{AF2-T} \cdot v_{Th} \tag{6.2}$$

- フィルタ電圧検出法

$$v_{AF2-F}{}^{*} = -K_{AF2-F} \cdot v_{Fh} \tag{6.3}$$

図 6.4 に受電点電圧検出法の単相等価回路を示す。受電点電圧検出法はフィードバック系を構成し, 受電点の電圧高調波 v_{Th} を抑制する。ここで, アクティブフィルタの出力電圧を理想的に $V_{AF2} = V_{AF2-T}{}^{*}$ と仮定すると, 受電点の電圧高調波 V_{Th} は,

$$V_{Th} = V_{Fh} + V_{AF2} = Z_F \cdot I_{Fh} - K_{AF2-T} \cdot V_{Th} \tag{6.4}$$

であるので,

$$V_{Th} = \frac{Z_F \cdot I_{Fh}}{1 + K_{AF2-T}} \tag{6.5}$$

となる。つまり, 図 6.4 に示すように, アクティブフィルタ AF2 とパッシブフィルタの直列接続は $Z_F/(1 + K_{AF2-T})$ の等価インピーダンスとして動作する。従って, 制御ゲイン K_{AF2-T} を増加すると等価インピーダンスは減少し, 下位系統で発生する電流高調波はすべて AF2 へ流入し上

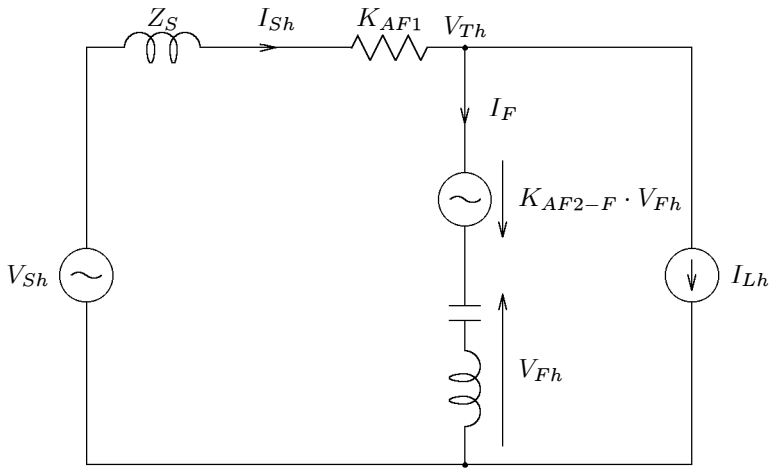


図 6.5. フィルタ電圧検出法の単相等価回路

位系統へは流出しない。また, $K_{AF2-T} = \infty$ とすると, 等価インピーダンスは零になるので, パッシブフィルタに電流高調波が流入しても受電点には電圧高調波は現れない。

図 6.4 から, 電源の電流高調波 I_{Sh}, 受電点の電圧高調波 V_{Th} は,

$$I_{Sh} = \frac{V_{Sh}}{Z_S + K_{AF1} + \dfrac{Z_F}{1 + K_{AF2-T}}} + \frac{\dfrac{Z_F}{1 + K_{AF2-T}}}{Z_S + K_{AF1} + \dfrac{Z_F}{1 + K_{AF2-T}}} I_{Lh} \tag{6.6}$$

$$V_{Th} = \frac{\dfrac{Z_F}{1 + K_{AF2-T}}}{Z_S + K_{AF1} + \dfrac{Z_F}{1 + K_{AF2-T}}} V_{Sh} - \frac{Z_S \dfrac{Z_F}{1 + K_{AF2-T}}}{Z_S + K_{AF1} + \dfrac{Z_F}{1 + K_{AF2-T}}} I_{Lh} \tag{6.7}$$

となる。

図 6.5 にフィルタ電圧検出法の単相等価回路を示す。フィルタ電圧検出法では, アクティブフィルタの出力電圧はパッシブフィルタに発生する高調波電圧を打ち消し, 受電点電圧高調波 v_{Th} を抑制する。従って, フィルタ電圧検出法の理想的なゲインは $K_{AF2-F} = 1$ となる。フィルタ電圧検出法の受電点の電圧高調波 V_{Th} は,

$$V_{Th} = V_{Fh} + V_{AF2} = V_{Fh} - K_{AF2-F} \cdot V_{Fh} = (1 - K_{AF2-F}) Z_F \cdot I_{Fh} \tag{6.8}$$

となる。つまり, アクティブフィルタ AF2 とパッシブフィルタの直列接続は $(1 - K_{AF2-F}) Z_F$ の等価インピーダンスとして動作する。

フィルタ電圧検出法の電源の電流高調波 I_{Sh}, 受電点の電圧高調波 V_{Th} は,

$$I_{Sh} = \frac{V_{Sh}}{Z_S + K_{AF1} + (1 - K_{AF2-F}) Z_F} + \frac{(1 - K_{AF2-F}) Z_F}{Z_S + K_{AF1} + (1 - K_{AF2-F}) Z_F} I_{Lh} \tag{6.9}$$

$$V_{Th} = \frac{(1-K_{AF2-F})Z_F}{Z_S + K_{AF1} + (1-K_{AF2-F})Z_F} V_{Sh} - \frac{(1-K_{AF2-F})Z_S Z_F}{Z_S + K_{AF1} + (1-K_{AF2-F})Z_F} I_{Lh} \tag{6.10}$$

となる。受電点電圧検出法はパッシブフィルタのインピーダンス Z_F を $1/(1+K_{AF2-T})$ 倍に, フィルタ電圧検出法は $(1-K_{AF2-F})$ 倍にするので,

$$K_{AF2-F} = \frac{K_{AF2-T}}{1+K_{AF2-T}} \tag{6.11}$$

とすれば, 両制御法で同様の補償特性を得ることができる。

受電点電圧検出法の制御ゲインを $K_{AF2-T} = \infty$, あるいはフィルタ電圧検出法で $K_{AF2-F} = 1$ とした理想的な場合を仮定すると, 電源電流と受電点電圧の高調波成分 I_{Sh}, V_{Th}, およびアクティブフィルタの出力電圧 V_{AF1}, V_{AF2} は以下のようになる。

$$I_{Sh} = 0 \tag{6.12}$$

$$V_{Th} = 0 \tag{6.13}$$

$$V_{AF1} = V_{Sh} \tag{6.14}$$

$$V_{AF2} = Z_F I_{Lh} \tag{6.15}$$

アクティブフィルタ AF1 は電源電流から高調波検出を行うが, AF1 の出力電圧は上位系統の電圧高調波を打ち消し, AF2 は受電点電圧から高調波検出を行うが, 下位系統で発生した電流高調波をパッシブフィルタに流し込む電圧を出力する。

6.3.3　制御法と特性の比較

以上では, アクティブフィルタの出力電圧は指令値に一致する $V_{AF2} = V_{AF2}{}^*$ と仮定して, パワーラインコンディショナの動作特性を検討した。しかし, アクティブフィルタの出力電圧にPWMインバータのデッドタイムなどの誤差や制御遅れが含まれる場合には, 受電点電圧検出法とフィルタ電圧検出法の補償特性とは同一とはならない。

まず, PWM インバータのデッドタイムなどによる出力電圧誤差について検討する。受電点電圧検出法は一種のフィードバック系を構成するので, アクティブフィルタの出力電圧の誤差を低減することができる。出力電圧に誤差 V_{ERR} を考慮して $V_{AF2} = -K_{AF2-T} \cdot V_{Th} + V_{ERR}$ とすると, (6.5) 式の受電点の電圧高調波 V_{Th} は,

$$V_{Th} = \frac{Z_F \cdot I_{Fh} + V_{ERR}}{1+K_{AF2-T}} \tag{6.16}$$

となり, アクティブフィルタの出力電圧誤差の $1/(1+K_{AF2-T})$ が受電点電圧に現れる。一方, フィルタ電圧検出法では (6.8) 式に出力電圧誤差を考慮し, $V_{AF2} = -K_{AF2-F} \cdot V_{Fh} + V_{ERR}$ とすると,

$$V_{Th} = V_{Fh} + V_{AF2} + V_{ERR} = (1 - K_{AF2-F})Z_F \cdot I_{Fh} + V_{ERR} \tag{6.17}$$

となり, 誤差電圧 V_{ERR} はそのまま受電点電圧に現れる。従って, フィルタ電圧検出法ではデッドタイムなどによって生じる誤差をできる限り低減するようにPWM変換器の制御を行う必要がある。

次に, アクティブフィルタ出力電圧に制御遅れが存在する場合を考える。アクティブフィルタの出力電圧 V_{AF2} を,

$$V_{AF2} = \frac{1}{1+sT} \cdot {V_{AF2}}^* \tag{6.18}$$

の一次の制御遅れを考慮する。(6.5) 式より受電点電圧検出法の受電点の電圧高調波 V_{Th} は,

$$V_{Th} = \frac{1+sT}{1+s\dfrac{T}{1+K_{AF2-T}}} \cdot Z_F \cdot I_{Fh} = G_T(s) \cdot Z_F \cdot I_{Fh} \tag{6.19}$$

であり, AF2 とパッシブフィルタの直列接続は Z_F に $G_T(s)$ の伝達関数を乗じたインピーダンスとして動作する。一方, (6.8) 式のフィルタ電圧検出法の V_{Th} は,

$$V_{Th} = \frac{1 - K_{AF2-F} + sT}{1+sT} \cdot Z_F \cdot I_{Fh} \tag{6.20}$$

となる。ここで, $K_{AF2-F} = 1$ とすると,

$$V_{Th} = \frac{sT}{1+sT} \cdot Z_F \cdot I_{Fh} = G_F(s) \cdot Z_F \cdot I_{Fh} \tag{6.21}$$

となり, 遮断角周波数 $\omega = 1/T$ のハイパスフィルタの伝達関数 $G_F(s)$ を乗じたインピーダンスになる。

図 6.6 に伝達関数 $G_T(s)$, $G_F(s)$ のボード線図を示す。受電点電圧検出法は, $\omega < 1/T$ の低周波領域では AF2 と PF の直列接続の等価インピーダンス を $Z_F/(1+K_{AF2-T})$ に低減できる。しかし, $1/T < \omega < (1+K_{AF2-T})/T$ の領域では 90° 進みの特性を示す。パッシブフィルタは同調周波数以上の高調波に対しては誘導性インピーダンスを有するので, 等価インピーダンスは 180° 進みになる。これは, AF2 と PF の直列接続が負性抵抗動作となることを意味し, 制御ゲイン K_{AF2-T} を増加すると受電点電圧検出法は不安定となる場合がある。一方, フィルタ電圧検出法は $1/T < \omega$ では位相進みは 0° であり, $\omega < 1/T$ の低周波領域では 90° 進みになるが, 振幅特性 $|G_F(s)|$ は角周波数 ω に反比例して低下する。つまり, フィルタ電圧検出法も負性抵抗として動作する領域を有するが, 安定性が問題となるのは $\omega = 1/T$ の付近だけである。受電点電圧検出法の不安定となり得る領域は制御ゲイン K_{AF2-T} を増加すると高周波へ拡大する。パッシブフィルタのインピーダンス Z_F は周波数に比例して誘導性インピーダンスが増加するので, フィルタ電圧検出法に比べて受電点電圧検出法は不安定となり易い。

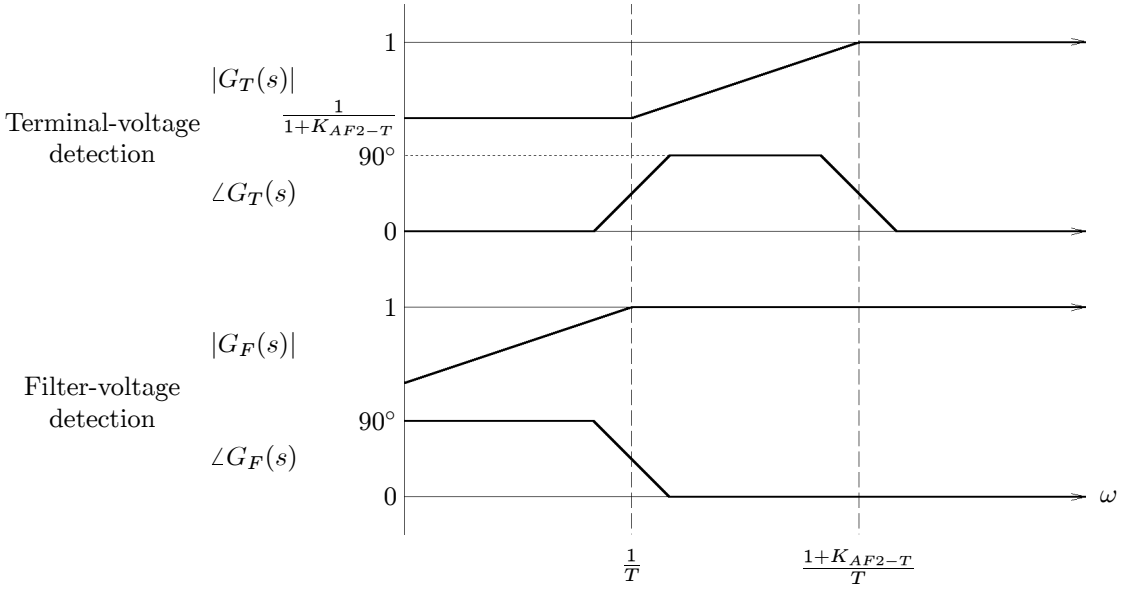


図 6.6. 制御遅れの影響

6.4　実験結果

6.4.1　パワーラインコンディショナの基本動作の確認

まず, パワーラインコンディショナの基本的な動作を確認する。図 6.7 は下位系統の負荷 Load1, Load2, Load3 を接続しない場合の実験波形である。図 6.7 では二台のアクティブフィルタ AF1 と AF2 の両方を動作してパワーラインコンディショナとして運転した場合の実験波形である。実験時の電源電圧には, 3 次高調波成分 0.6%, 5 次高調波成分 2%, および, 7 次高調波成分 0.6% 含まれていた。AF1 は 5 次, 7 次の高調波電圧を出力して電源の電圧高調波を打ち消すため, 負荷端子電圧 v_T の 5 次高調波は 0.7% になっている。また, 電源から流入する 5 次高調波電流も 3% に抑制され, 電源電流 i_S は正弦波波形になっている。また, LC フィルタと直列に接続したアクティブフィルタ AF2 の出力電圧 v_2 には, ほとんど電圧が発生していない。従って, 上位系統の電圧高調波は AF1 によって打ち消され, AF2 はほとんど影響しないことが分かる。

図 6.8 は既知の高調波発生源 Load3 を運転した場合の実験波形である。Load3 は 2 台のサイリスタ整流回路の点弧角を変えて不平衡動作としているため, i_{L3} の 5 次, 7 次高調波はそれぞれ 18%, 13% であった。AF2 の出力電圧 v_2 に 5 次, 7 次の高調波電圧が現れており, 下位系統の負荷が発生する 5 次, 7 次の電流高調波をパッシブフィルタに流し込んでいることが分かる, 一方, AF1 の出力電圧 v_{AF1} にも約 2 V の 5 次高調波電圧が現れている。図 6.7 と図 6.8 の v_{AF1} の 5 次高調波成分を比較すると, 両者はほとんど同程度の振幅を有していることが分かる。つまり, AF1 の出力電圧 v_{AF1} は電源の電圧高調波を打ち消しているだけで, 負荷が発生する電流高調波に対してはほとんど関係しない。この時, パッシブフィルタには 5 次同調フィルタを接続してい

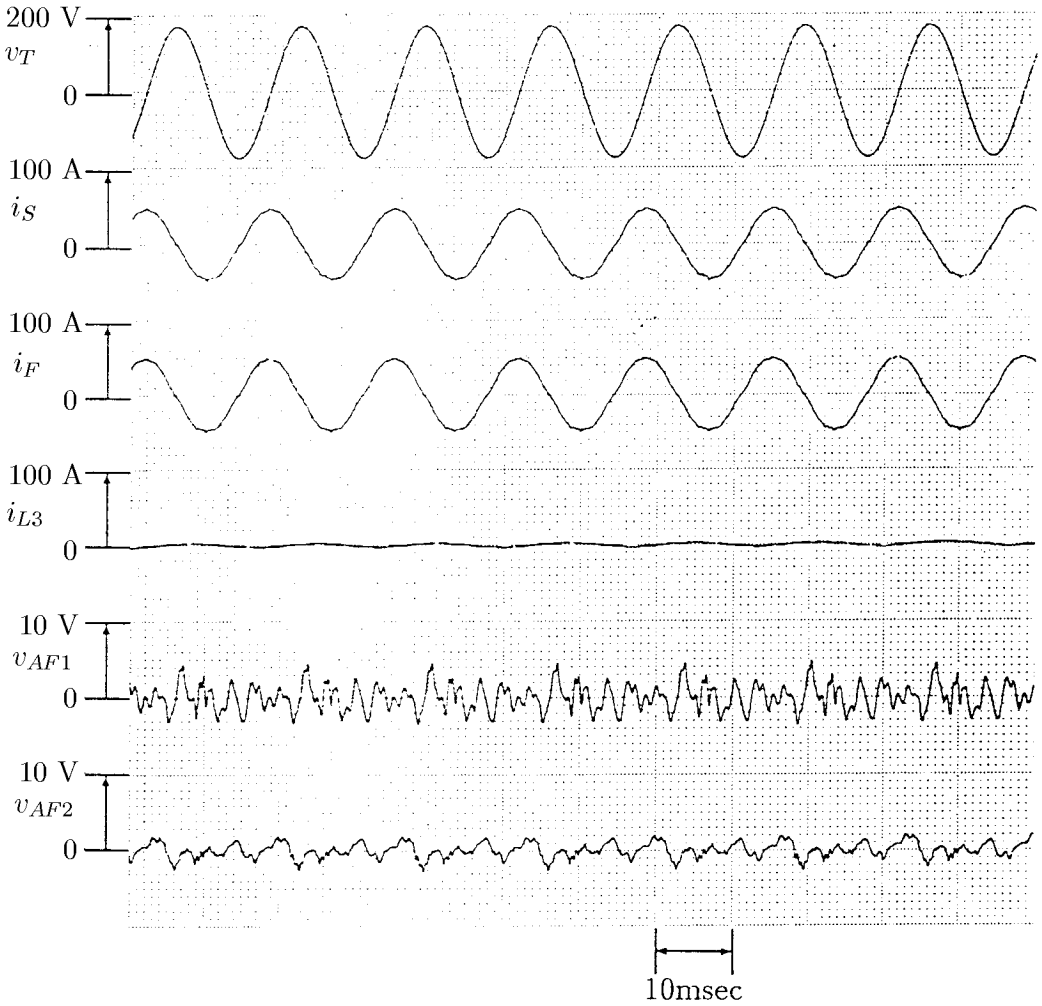


図 6.7. 下位系統の負荷を接続しないの実験波形 (AF1, AF2 動作時)

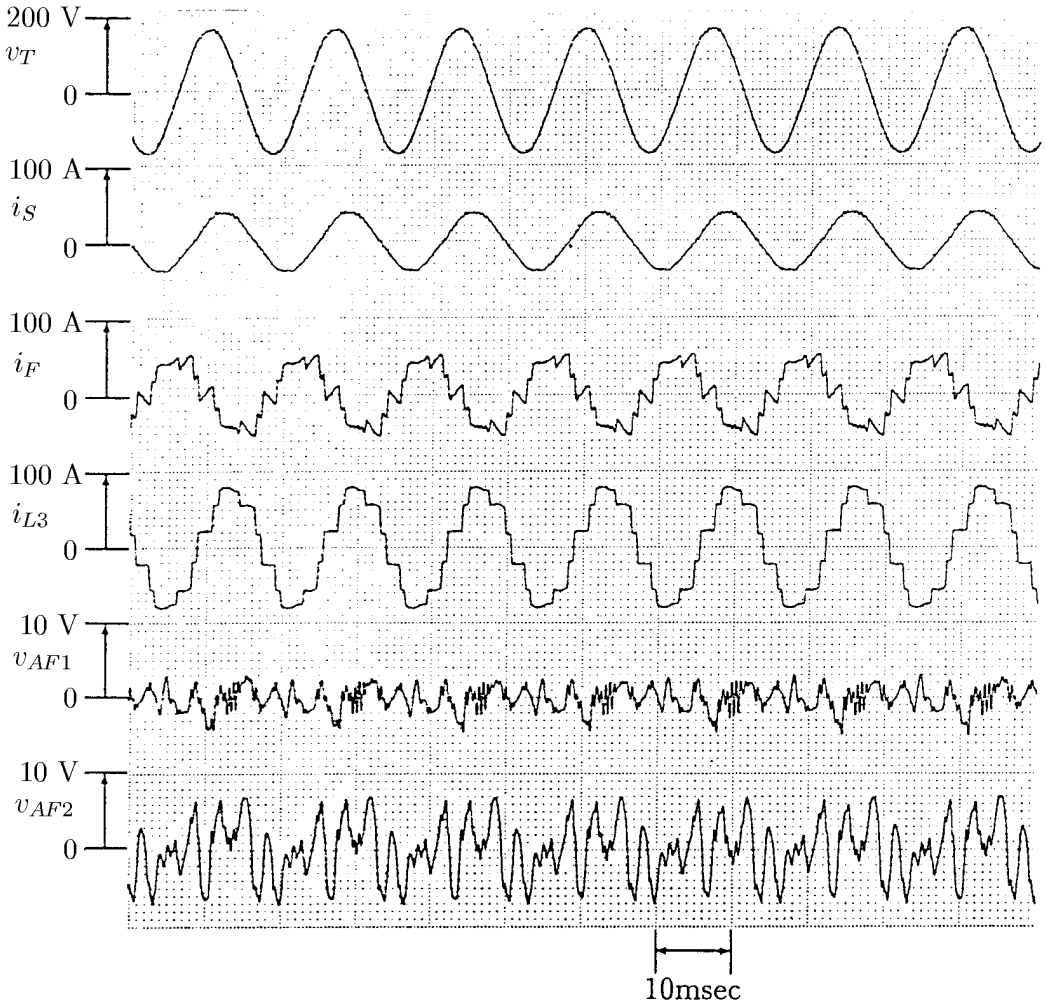


図 6.8. 下位系統の高調波発生源 Load3 を運転した場合の実験波形 (AF1, AF2 動作時)

表 6.2. 上位系統からの高調波流入抑制の FFT 解析結果

Compensation	i_{Sh} [%]		i_{L1h} [%]		v_{Th} [%]	
	5th	7th	5th	7th	5th	7th
PF alone	3.3	9.1	12.	8.3	0.8	1.5
PF + AF1	0.7	0.7	4.4	0.8	0.3	0.0
PF + AF1 + AF2	1.5	0.7	5.2	0.8	0.3	0.2

表 6.3. 負荷間の高調波干渉抑制の FFT 解析結果

Compensation	i_{Sh} [%]		i_{L1h} [%]		v_{Th} [%]	
	5th	7th	5th	7th	5th	7th
PF alone	3.8	1.8	21.	5.5	1.4	1.0
PF + AF1	1.1	0.2	20.	2.1	1.4	0.8
PF + AF1 + AF2	1.1	0.2	13.	2.1	1.0	0.8

ないにもかかわらず, 受電点電圧には約 2.5% の 5 次高調波電圧しか現れていない。従って, 不特定多数の高調波発生源が接続する配電系統などの非理論高調波が発生する可能性のある場合には, パワーラインコンディショナの構成が有効であると考えられる。

6.4.2 高調波干渉抑制実験

図 6.9 ～ 6.14 にパワーラインコンディショナを用いた高調波干渉抑制の実験波形を示す。図 6.9 ～ 6.11 は下位系統の高調波発生源 Load2 と Load3 を停止した場合である。この時, 上位系統には 5 次, 7 次の電圧高調波がそれぞれ 0.3%, 0.5% 含まれていた。このため, 図 6.9 のアクティブフィルタ AF1, AF2 共に停止したパッシブフィルタのみの場合は, 電源から 5 次, 7 次電流高調波が流入している。この時, 系統インピーダンスとパッシブフィルタが直列共振を生じているため, 負荷端子には上位系統の約 3 倍の電圧高調波が現れている。これに伴って, 進相コンデンサ Load1 へ 12% の 5 次電流高調波が流入している。図 6.10 のアクティブフィルタ AF1 を動作した場合には, 系統インピーダンスとパッシブフィルタの間の直列共振が抑制され, 負荷端子の電圧高調波はほとんど零になっている。進相コンデンサに流入する 5 次電流高調波は AF1 投入前の 1/3 に低減している。この時, AF1 の出力電圧 v_{AF1} には上位系統の電圧高調波が現れている。図 6.11 はアクティブフィルタ AF1 と AF2 の両者を動作した場合である。AF2 の出力電圧は約 1 V 程度であり, 上位系統の電圧高調波に対してはほとんど影響していない。一方, AF1 の出力電圧 v_{AF1} は投入前とほとんど同一である。

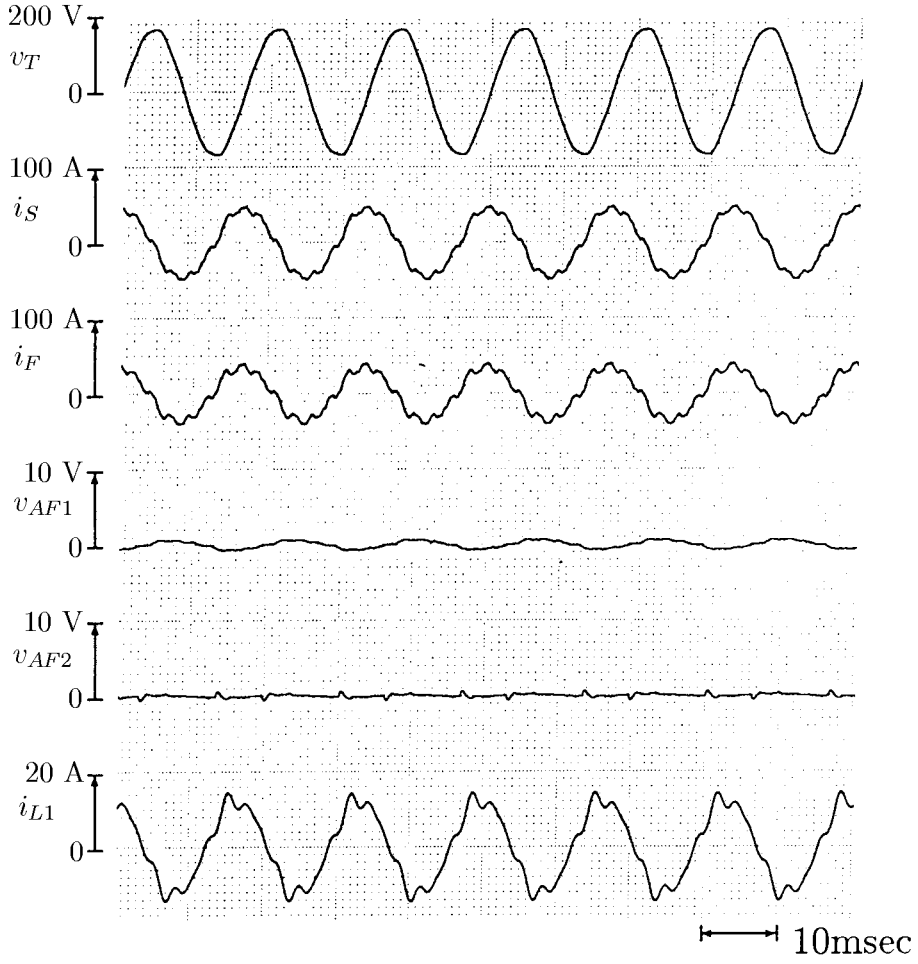


図 6.9. 上位系統からの高調波流入抑制の実験波形 (パッシブフィルタのみ)

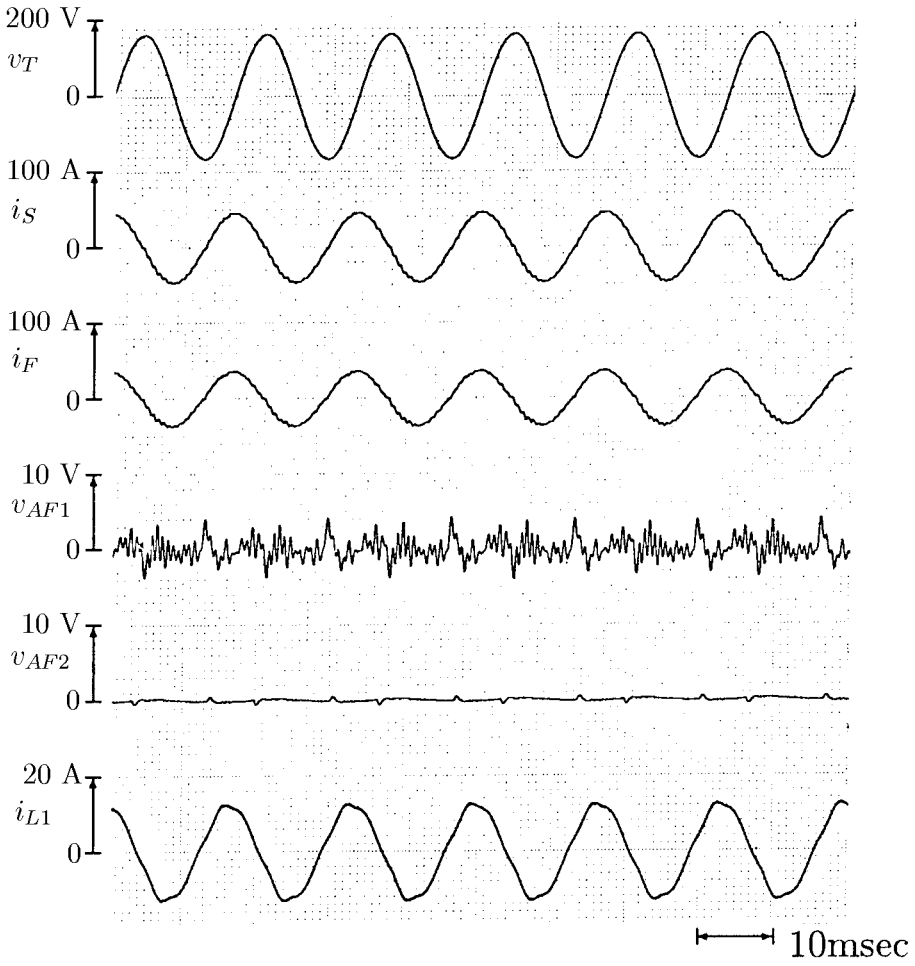


図 6.10. 上位系統からの高調波流入抑制の実験波形 (AF1 動作時)

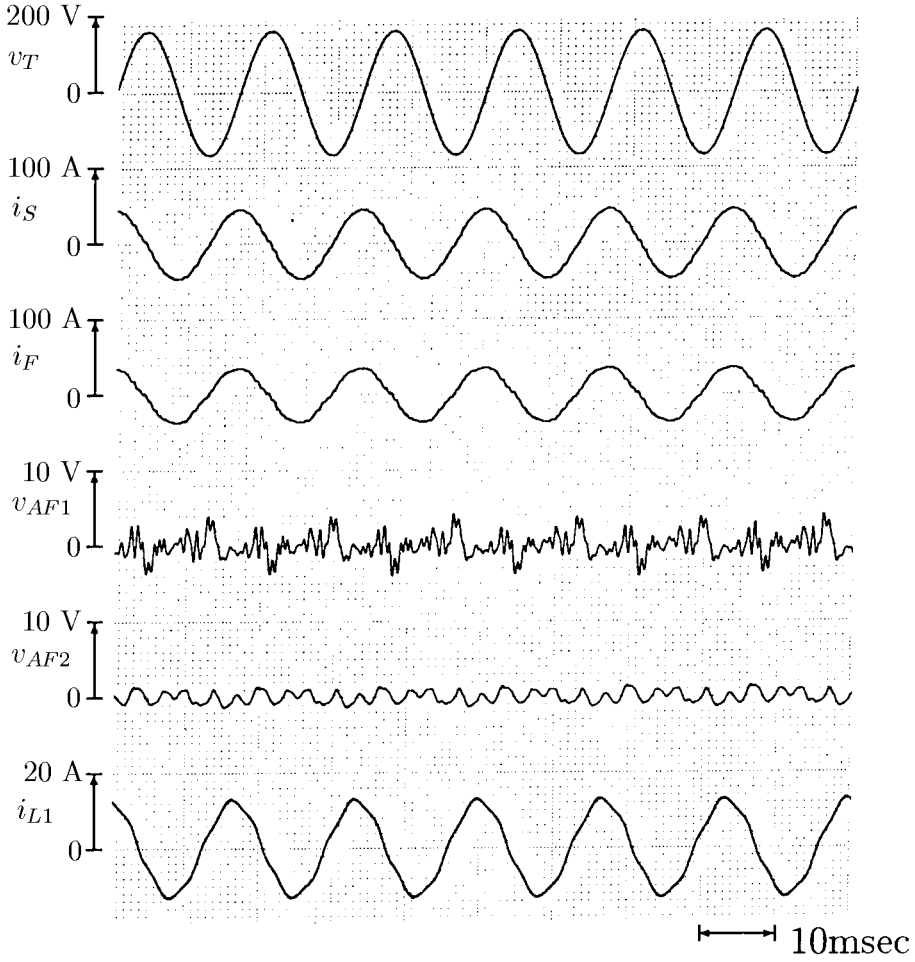


図 6.11. 上位系統からの高調波流入抑制の実験波形 (AF1, AF2 動作時)

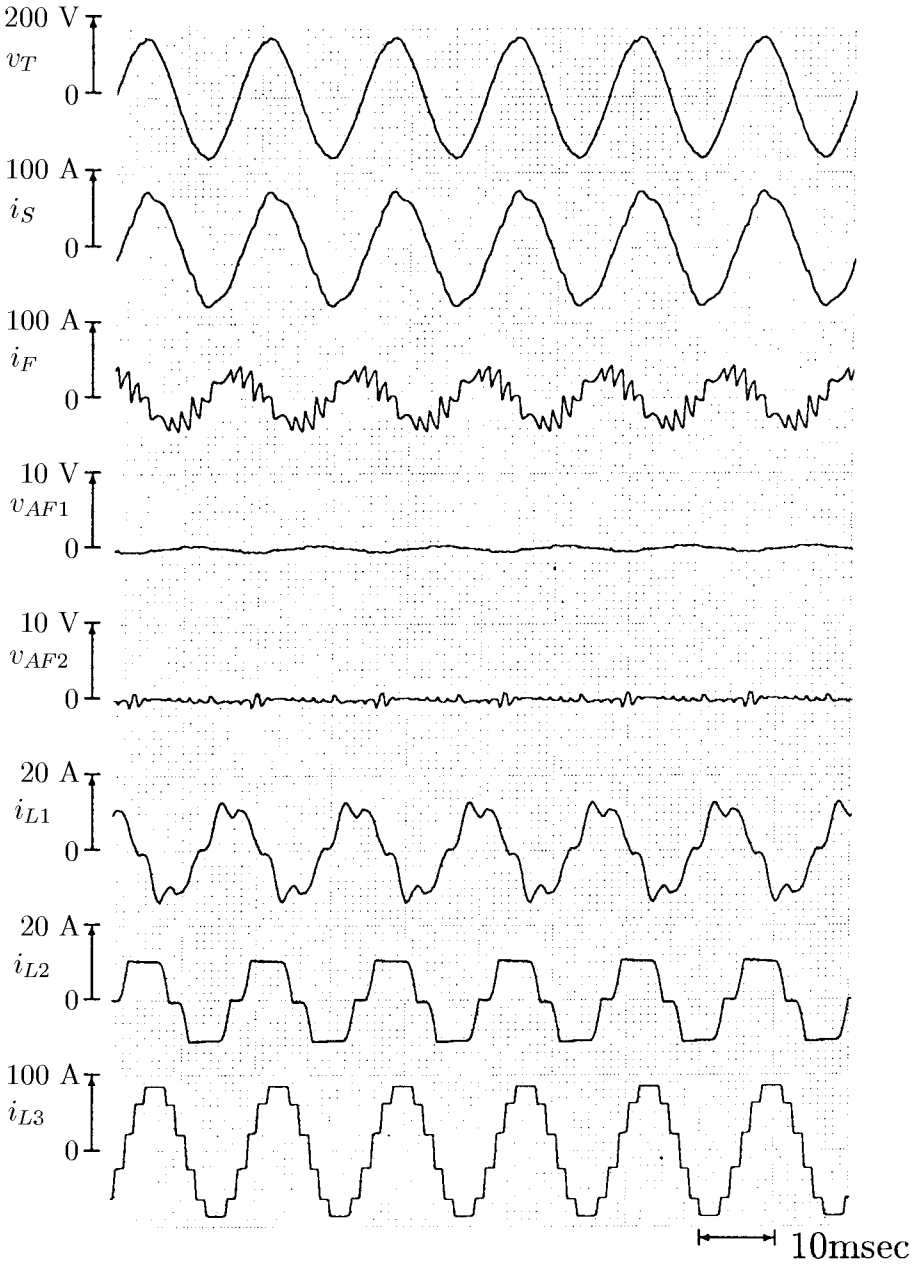


図 6.12. 負荷間の高調波干渉抑制の実験波形 (LC フィルタのみ)

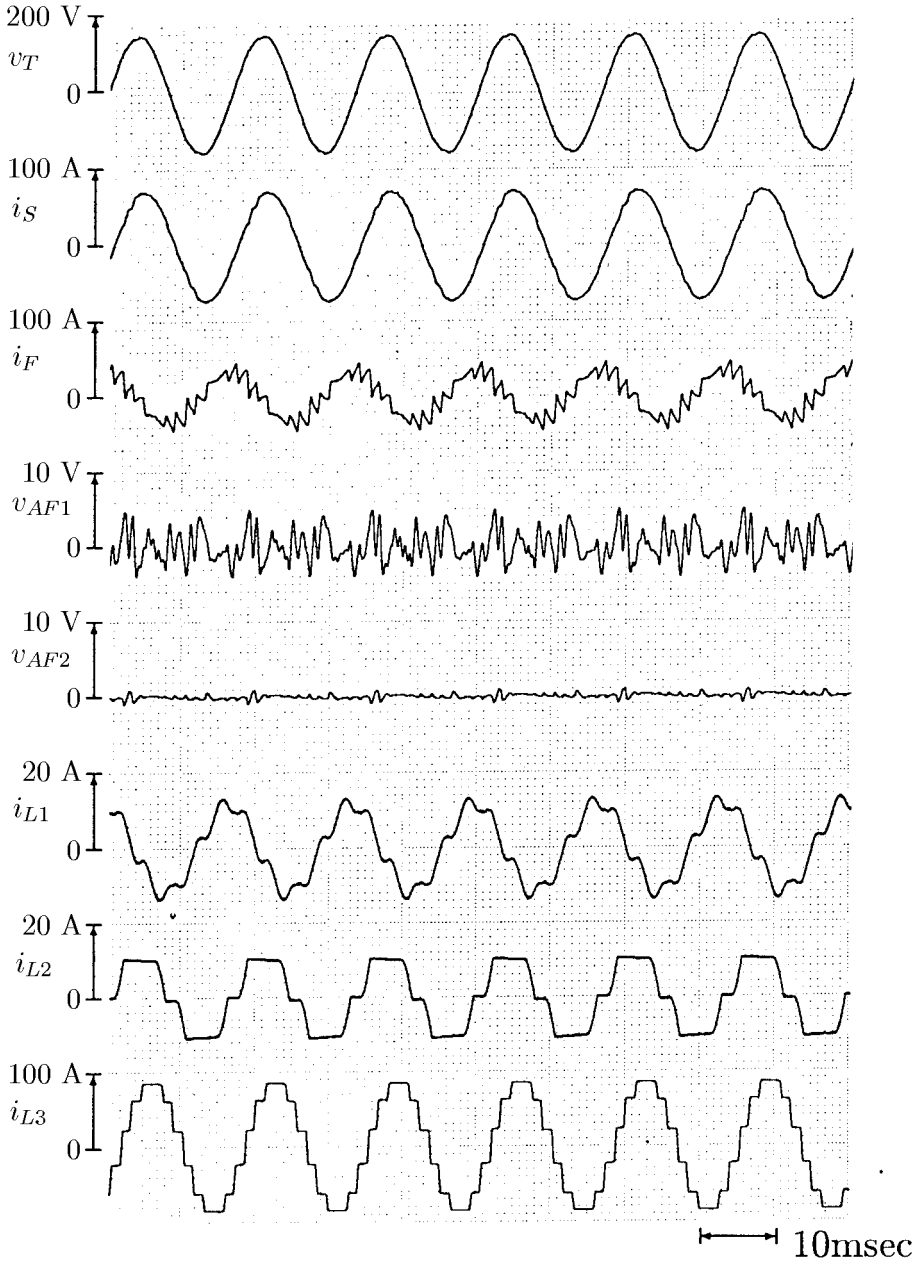


図 6.13. 負荷間の高調波干渉抑制の実験波形 (AF1 動作時)

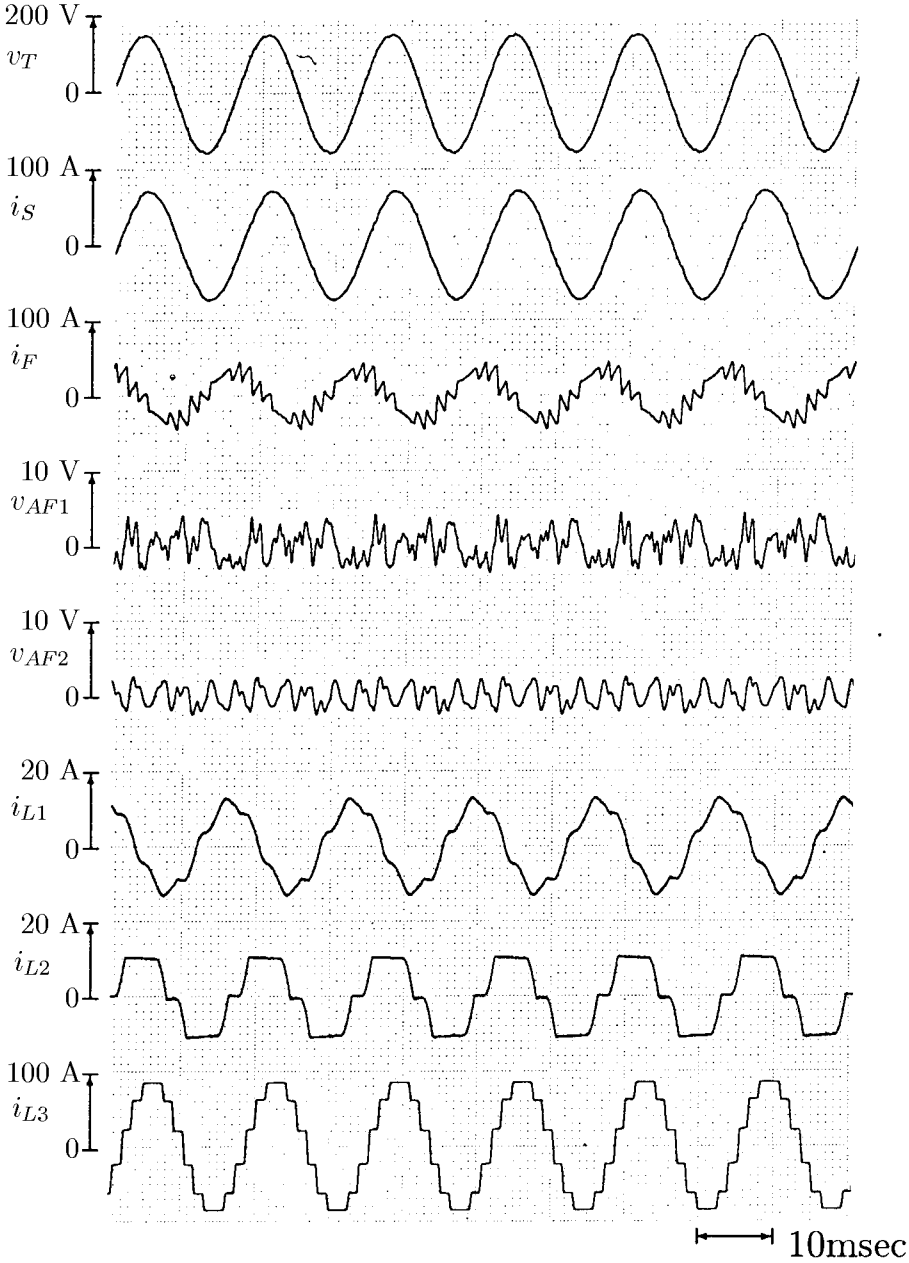


図 6.14. 負荷間の高調波干渉抑制の実験波形 (AF1, AF2 動作時)

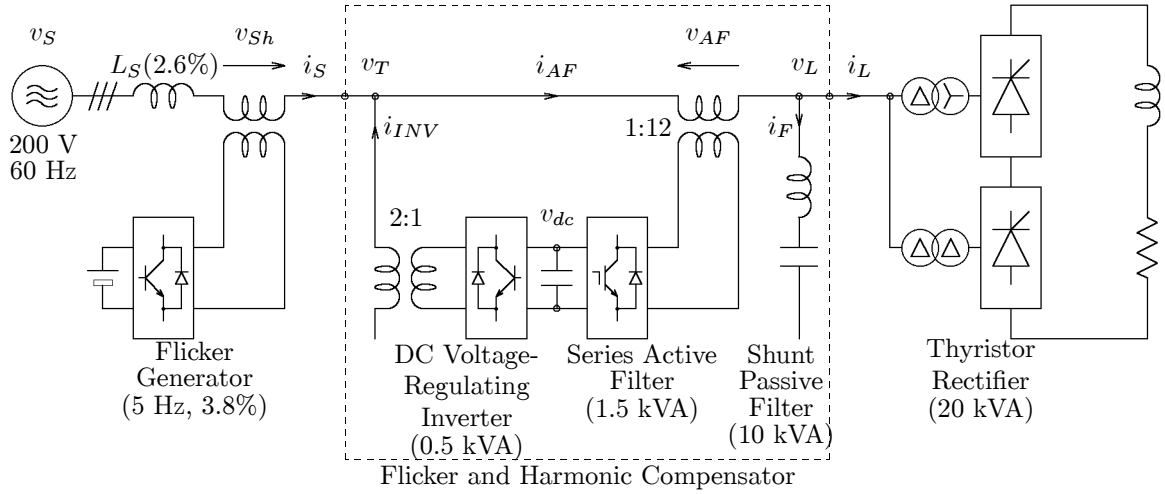


図 6.15. 実験システム構成

図 6.12 ～ 6.14 は下位系統の高調波発生源 Load2 と Load3 を動作した場合の実験波形である。図 6.12 のパッシブフィルタのみの場合には, パッシブフィルタの同調フィルタは 11 次, 13 次であるので Load3 が発生する 11 次, 13 次電流高調波の流出は 1% 以下に抑制されているが, Load2 が発生する 5 次, 7 次電流高調波は上位系統へ流出している。また, 負荷端子電圧には 1.8% の 5 次電圧高調波が現れており, 21% の 5 次電流高調波が進相コンデンサ Load1 へ流入している。図 6.13 のアクティブフィルタ AF1 を動作した場合には, 上位系統へ流出する電流高調波は 1/3 に低減し i_S は正弦波になっている。しかし, Load1 へ流入する 5 次電流高調波は 20% であり, AF1 投入前に比べてほとんど改善されていない。また, 負荷端子電圧の 5 次電流高調波も改善されていない。図 6.14 の AF1 と AF2 の両者を動作した場合には, 負荷端子の 5 次電圧高調波は 1% に低減しており, 進相コンデンサに流入する 5 次電流高調波は 13% となっている。これは, Load2 が発生する 5 次, 7 次電流高調波がパッシブフィルタに流し込まれ, Load1 への電流高調波の流入が抑制されたためである。負荷端子の電圧高調波は 1% 程度であり, 高調波検出の精度が十分ではなかったため, AF2 を投入しても v_T, I_{L1} は 2/3 程度にしか改善できなかったものと考えられる。

6.5 電圧フリッカ・不平衡の抑制

6.5.1 実験システム構成

図 6.15 に実験に用いたシステムの回路構成を示す。フリッカ・高調波抑制システムは直列形アクティブフィルタと直流電圧制御用インバータ, LC フィルタにより構成する。実験では, 直列形アクティブフィルタ (1.5 kVA) の主回路には, IGBT を用いた 3 台の単相電圧形 PWM インバータで構成したが, 三相インバータを用いることもできる。インバータ出力は, 1:12 の出力トランス

表 6.4. LC フィルタ定数

	L [mH]	C [μF]	Q	Capacity
5th	1.1	260	30	4 kVA
7th	1.1	130	30	2 kVA
11th HPF	0.19	260	—	4 kVA

を介して電源と直列に接続する。

LC フィルタ (10 kVA) は, 5 次, 7 次の同調フィルタと 11 次のハイパスフィルタにより構成し, サイリスタ整流回路と並列に接続する。表 6.4 に LC フィルタの定数を示す。5 次, 7 次 LC フィルタは, 2 台のサイリスタ整流回路の点弧角の不平衡などによって生じる高調波拡大現象の抑制を目的として, 一般的に用いられている。本章のシステム構成では, 直列形アクティブフィルタが高調波拡大現象を抑制できるので, 5 次, 7 次フィルタは必ずしも必要ではなく, 11, 13 次同調フィルタと 23 次ハイパスフィルタの構成が適することもある[16]。

直流電圧制御用インバータはパワートランジスタを用いた三相電圧形 PWM インバータであり, 交流側は 2:1 の変圧器を介して電源と並列に接続し, 直流側は直列形アクティブフィルタの直流コンデンサ ($C = 2000$ μF) に接続する。直流電圧制御用インバータは, 直流コンデンサ電圧を一定 ($V_{dc} = 200$ V) となるように制御を行い, 直列形アクティブフィルタに流入・流出する実電力を電源に回生する。このため, 低周波のフリッカを抑制する場合の直流コンデンサ電圧変動を低減することができる。実験では, 負荷として直流側に LR 負荷を接続した 12 パルスサイリスタ整流回路 (20 kVA) を用い, 電源と直列にフリッカ発生用インバータを接続して, 電源電圧のフリッカを模擬した。

6.5.2 フリッカ・高調波の抑制原理

図 6.16 にフリッカ・高調波に対する単相等価回路を示す。ここで, V_{Sh}: 電源電圧のフリッカ・高調波成分, I_{Lh}: サイリスタ整流回路の高調波電流, Z_S: 系統のインピーダンス, Z_F: LC フィルタの合成インピーダンス, V_{AF}: アクティブフィルタの出力電圧であり, 簡単化のため直流電圧制御用インバータは無視する。図 6.16 の等価回路において, 電源電圧のフリッカ成分 V_{Sh} によるサイリスタ整流回路の端子の電圧のフリッカ・高調波成分 V_{Lh} を抑制する制御法として以下の 3 方式について検討する。

(a) 電流検出法 (フィードバック制御)

$$V_{AF}{}^{*} = K \cdot I_{AFh} \tag{6.22}$$

(b) 電圧検出法 (フィードフォワード制御)

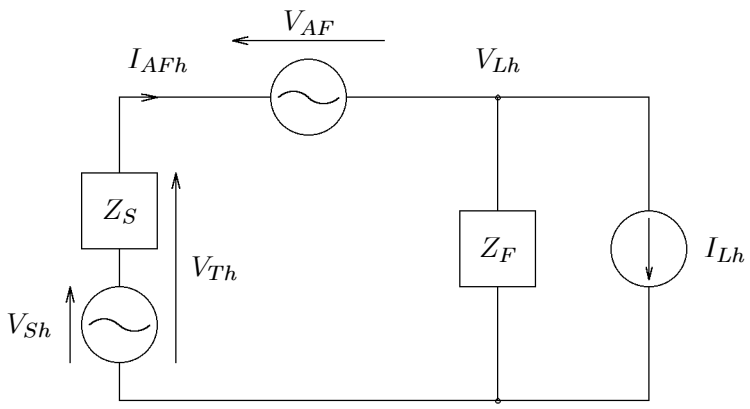


図 6.16. フリッカ・高調波に対する単相等価回路

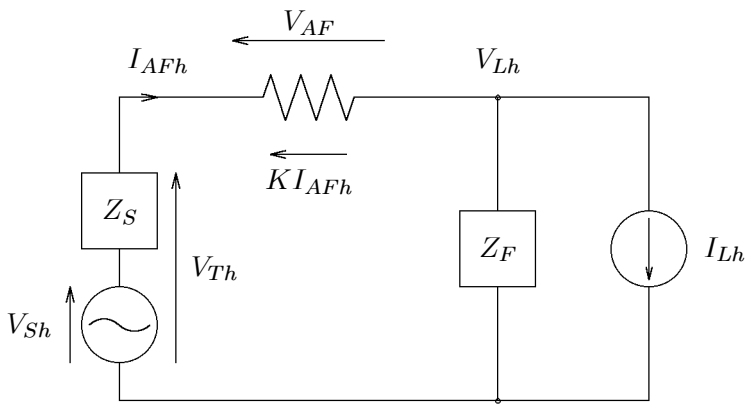


図 6.17. 電流検出法の等価回路

$$V_{AF}{}^* = V_{Th} \tag{6.23}$$

(c) 電流・電圧検出法

$$V_{AF}{}^* = V_{Th} + K \cdot I_{AFh} \tag{6.24}$$

電流検出法

図 6.17 に (a) の電流検出法の単相等価回路を示す。直列形アクティブフイルタに (6.22) 式の電圧指令値を与えると, アクティブフイルタは高調波電流に対して K [Ω] の抵抗として動作する。サイリスタ整流回路の端子電圧 V_{Lh}, 電源電流 I_{AFh} は,

$$V_{Lh} = \frac{Z_F}{Z_S + Z_F + K} V_{Sh} - \frac{Z_S + K}{Z_S + Z_F + K} Z_F I_{Lh} \tag{6.25}$$

$$I_{AFh} = \frac{1}{Z_S + Z_F + K} V_{Sh} + \frac{Z_F}{Z_S + Z_F + K} I_{Lh} \tag{6.26}$$

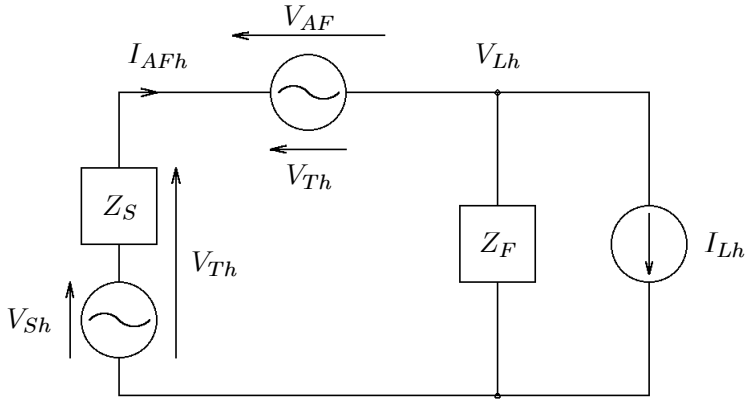


図 6.18. 電圧検出法の等価回路

となる。従って, $Z_S + Z_F$ に比べてゲイン K を十分に大きくできれば, サイリスタ整流回路の端子電圧 V_L には電源電圧のフリッカ・高調波成分は現れず, 電源電流のフリッカ・高調波成分 I_{AFh} も零になる。しかし, フリッカ成分の周波数において Z_F は高い容量性インピーダンスであるため, K を $Z_S + Z_F$ より十分に大きくすることは実際には難しい。すなわち, 電流検出法は高調波成分の抑制は可能であるが, フリッカ成分に対する十分な抑制効果は期待できない。

電圧検出法

図 6.18 に (b) の電圧検出法の単相等価回路を示す。(6.23) 式のアクティブフィルタの出力電圧は, 受電点電圧のフリッカ・高調波成分 V_{Th} を打ち消し, V_{Lh} を抑制する。アクティブフィルタが理想的に動作すれば,

$$V_{Lh} = 0 \tag{6.27}$$

$$I_{AFh} = I_{Lh} \tag{6.28}$$

となる。電源電圧のフリッカ・高調波成分 V_{Sh} に起因する電源電流 I_{AFh}, サイリスタ整流回路の端子電圧 V_L のフリッカ・高調波成分を完全に抑制できる。しかし, (6.28) 式のように, サイリスタ整流回路が発生する高調波成分 I_{Lh} は全て電源に流出する。従って, 電圧検出法を用いた場合, LC フィルタは高調波抑制装置として機能しない。

電流・電圧検出法

図 6.19 に (c) の電流・電圧検出法の等価回路を示す。(6.24) 式のように電流検出法と電圧検出法の電圧指令値のベクトル和になるので, アクティブフィルタを電圧源 V_{Th} と抵抗 K [Ω] の直列接続と考えることができる。図 6.19より, 電流・電圧検出法の V_{Lh}, I_{AFh} は,

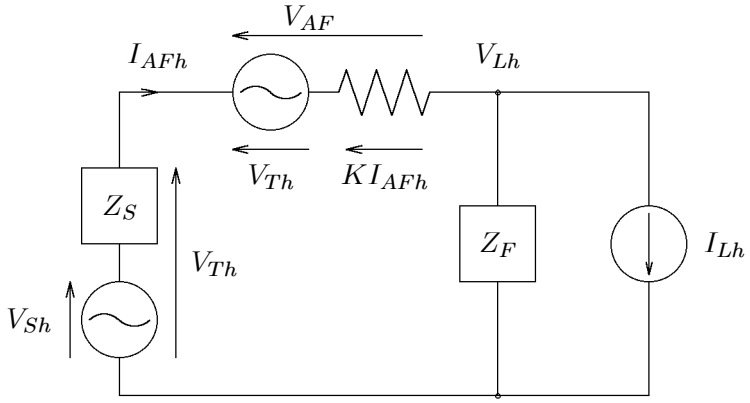


図 6.19. 電流・電圧検出法の等価回路

$$V_{Lh} = -\frac{KZ_F}{Z_F + K} I_{Lh} \tag{6.29}$$

$$I_{AFh} = \frac{Z_F}{Z_F + K} I_{Lh} \tag{6.30}$$

となる。電流検出法と同様に, $K \gg Z_F$ とすれば電源電流の高調波成分 I_{AFh} を零にでき, 受電点電圧 V_{Lh} に V_{Sh} は現れることなく, I_{Lh} が LC フィルタに流れる際に生じる高調波電圧 $Z_F I_{Lh}$ だけになる。

$K = \infty$ の場合のアクティブフィルタの出力電圧 V_{AF} は,

$$\lim_{K \to \infty} V_{AF} = V_{Sh} + Z_F I_{Lh} \tag{6.31}$$

となる。前述のように, 電流検出法と電圧検出法では高調波に対する特性が異なるため, (6.24) 式の第 1 項と第 2 項の動作は相反するように見えるが, 実際には (6.31) 式のように, 第 1 項は電源電圧のフリッカ・高調波成分 V_{Sh} を打ち消し, 第 2 項はサイリスタ整流回路が発生する高調波電流を抑制する。従って, 電流・電圧検出法のゲイン K は, 電流検出法とは異なり, I_{Lh} に対してのみ $K \gg Z_F$ とすればよい。一般に, LC フィルタ Z_F はサイリスタ整流回路が発生する高調波に対して低インピーダンスとなるように設計されているので, 容易に $K \gg Z_F$ とすることができる。

また, アクティブフィルタの所要容量は,

$$|I_{AFh}| \cdot |V_{Sh} + Z_F I_{Lh}|$$

つまり, フリッカ抑制には, 「電源電流 × フリッカ電圧」, あるいは, 「電源の皮相電力 × フリッカ [%]」のアクティブフィルタ容量が必要になる。

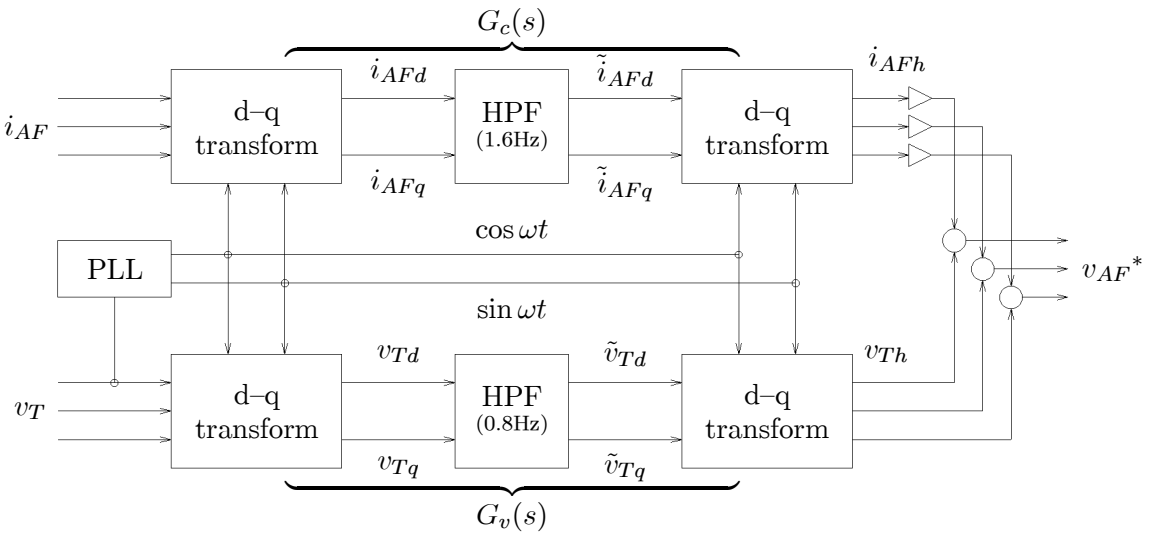


図 6.20. 直列形アクティブフィルタの制御回路

6.5.3 補償特性

制御回路

図 6.20 に直列形アクティブフィルタの制御回路を示す。まず, d–q 変換を適用した高調波検出回路を用いて, 電源電流 $\boldsymbol{i}_{AF}$ と受電点電圧 $\boldsymbol{v}_T$ からフリッカ・高調波を分離する。電源電流と受電点電圧をそれぞれ 3 相 2 相変換し, 電源電圧の周波数の回転座標へ d–q 変換を行う。d–q 変換を行うと, 一定振幅の基本波正相成分は直流成分に, その他の周波数成分は交流成分に変換される。フリッカ成分は振幅の変化する基本波正相成分であるので, フリッカ成分はフリッカ周波数の交流成分に変換される。

電源電流 i_{AFd}, i_{AFq} からカットオフ周波数 1.6 Hz の HPF を用いて交流成分 $\tilde{i}_{AFd}$, $\tilde{i}_{AFq}$ を抽出し, 逆演算を行って高調波成分 $\boldsymbol{i}_{AFh}$を分離する。一方, 受電点電圧の交流成分抽出では, フリッカ成分も同時に検出する必要があるため, フリッカ周波数 (1 ∼ 20 Hz) よりも十分に低いカットオフ周波数の HPF を用いる必要がある。実験では, 受電点電圧の交流成分 v_{Td}, v_{Tq} の抽出にディジタル・フィルタを用いており, 交流成分抽出の精度を確保するため, HPF のカットオフ周波数を 0.8 Hz とした。

電源電流の高調波成分 $\boldsymbol{i}_{AFh}$ を K [Ω] 倍し, 受電点電圧の高調波成分 $\boldsymbol{v}_{Th}$ と加算して, アクティブフィルタに電圧指令

$$\boldsymbol{v}_{AF}{}^* = K\boldsymbol{i}_{AFh} + \boldsymbol{v}_{Th} \tag{6.32}$$

を与える。

解析法

図 6.20 の電圧, 電流の高調波検出回路の伝達関数 G_v, G_c を考慮すると, (6.24) 式の電流・電圧検出法の電圧指令値 V_{AF} は,

$$V_{AF} = G_v(s)V_{Th} + KG_c(s)I_{AFh} \tag{6.33}$$

となる。G_c の伝達関数には, 文献 (17) の p–q 座標上の HPF の伝達関数

$$G_c = \frac{(s - j\omega_1)/\omega_c}{1 + (s - j\omega_1)/\omega_c} \tag{6.34}$$

ただし, ω_1 は基本波角周波数

を用い, HPF のカットオフ角周波数を $\omega_c = 2\pi \times 1.6$ Hz とした。G_v の高調波検出を理想的に考えると, (6.29) 式のように電源のフリッカ・高調波の影響は零になるので, 検出・制御の遅れを時定数 $T_d = 0.2$ ms の 1 次遅れとし,

$$G_v = \frac{1}{1 + sT_d} \cdot \frac{(s - j\omega_1)/\omega_v}{1 + (s - j\omega_1)/\omega_v} \tag{6.35}$$

と近似した。実験では, $\omega_v = 2\pi \times 0.8$ Hz とした。

図 6.16 の等価回路において, サイリスタ整流回路が発生する高調波電流 $I_{Lh} = 0$ とし, (6.33) 式のアクティブフィルタ出力電圧 V_{AF} を用いると, 電源電圧のフリッカ・高調波 V_{Sh} に対する整流回路の端子電圧 V_{Lh} の補償特性が得られる。

$$\left.\frac{V_{Lh}}{V_{Sh}}\right|_{I_{Lh}=0} = \frac{Z_F(1 - G_v)}{(1 - G_v)Z_S + Z_F + KG_c} \tag{6.36}$$

同様に, 電源電圧のフリッカ・高調波成分 $V_{Sh} = 0$ とした場合のサイリスタ整流回路の電流に対する電源電流の高調波補償特性は,

$$\left.\frac{I_{AFh}}{I_{Lh}}\right|_{V_{Sh}=0} = \frac{Z_F}{(1 - G_v)Z_S + Z_F + KG_c} \tag{6.37}$$

となる。(6.36), (6.37) 式は電流・電圧検出法の補償特性であるが, $G_v = 0$ とすると電流検出法の補償特性が, $G_v = 0$, $G_c = 0$ とするとアクティブフィルタを接続しない場合の補償特性が得られる。また, 計算では, ゲイン $K = 1.85\ \Omega$ とした。

補償特性の解析結果

図 6.21, 6.22 に (6.36), (6.37) 式の補償特性を示す。図 6.21 は, (6.36) 式の電源電圧のフリッカ・高調波成分によって生じるサイリスタ整流回路の端子電圧のフリッカ・高調波成分 V_{Lh}/V_{Sh} である。アクティブフィルタが動作していない場合 (AF-off) には, 4 次 (240 Hz) 付近の周波数で Z_S と Z_F が直列共振を生じており, サイリスタ整流回路の端子電圧 v_L の高調波は電源電圧の高

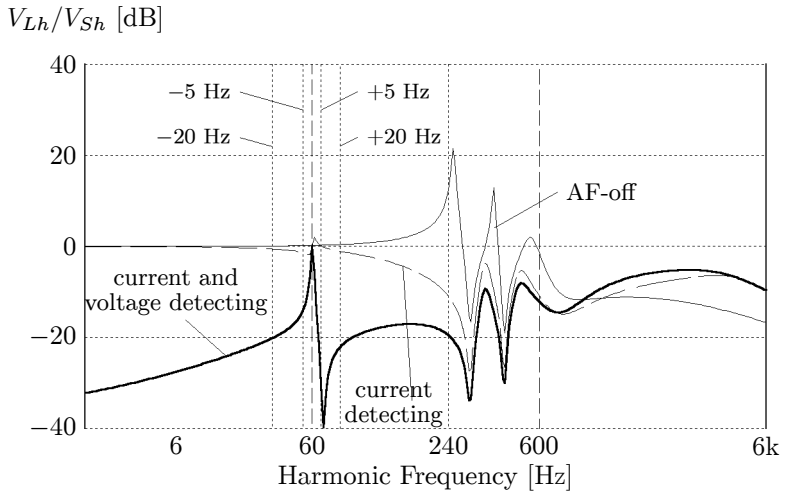


図 6.21. V_{Lh}/V_{Sh}の補償特性

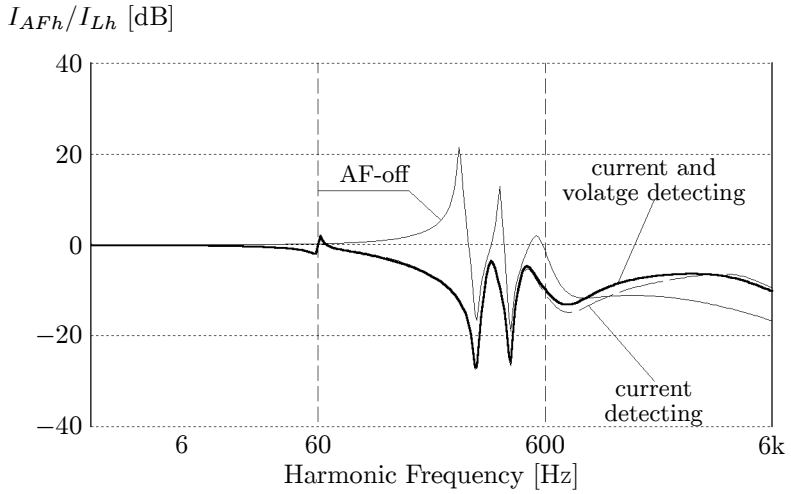


図 6.22. I_{AFh}/I_{Lh}の補償特性

調波の約 10 倍に拡大している。電流検出法 (current detecting) と電流・電圧検出法 (current and voltage detecting) では 4 次付近の直列共振が抑制され, 高調波拡大率は全ての周波数で 0 dB 以下になっている。

フリッカ成分 (図 6.21の基本波の側波帯) に注目すると, 電流検出法の補償特性は 0 db であり, ほとんど改善されていない。これは, Z_F の基本波に対するインピーダンスが約 4 Ω であり, ゲイン $K = 1.85\ \Omega$ に比べて高いためである。一方, 電流・電圧検出法の補償特性は, (6.24) 式第 1 項が電源電圧のフリッカを打ち消すため, 5∼20 Hz のフリッカに対して−15 ∼ −20 dB に改善されている。5 Hz 以下のフリッカに対しては, フリッカ・高調波検出の HPF のカットオフ角周波数 ω_v が影響するため, 低周波のフリッカを補償するためには, ω_v を小さくする必要がある。一方, ω_v が十分に小さく, G_v は検出・制御の遅れのみであると仮定すると, 基本波角周波数 ω_1 の側波帯では, $(1 - G_v)Z_S \ll Z_F$, $KG_c \ll Z_F$ であるので, (6.36) 式は,

$$\frac{V_{Lh}}{V_{Sh}} \approx 1 - \frac{1}{1 + sT_d} = \frac{sT_d}{1 + sT_d} \tag{6.38}$$

となる。基本波角周波数 ω_1 の側波帯では, $V_{Lh}/V_{Sh} \approx 1/10$ (22 dB) となり, 20 Hz のフリッカに対する補償特性とほぼ一致する。従って, V_T のフリッカ成分を 1/10 に補償するためには, 検出・制御の遅れを $T_d < 0.2$ ms にする必要がある。

図 6.22は, (6.37) 式のサイリスタ整流回路の入力電流に対する電源電流の高調波補償特性 I_{AFh}/I_{Lh} である。電流検出法と電流・電圧検出法の補償特性はほとんど同一であり, 4 次付近の並列共振が抑制され, 高調波拡大現象を生じない。従って, 電流・電圧検出法では, (6.24) 式の右辺第 1 項が電源電圧のフリッカ成分を補償し, 右辺第 2 項が電源電圧とサイリスタ整流回路が発生する高調波電流を抑制する。

6.5.4　瞬時実電力・虚電力フロー

アクティブフィルタの瞬時実電力・虚電力

まず, 直流電圧制御用インバータを接続していない場合のフリッカ・高調波抑制システムの瞬時実電力・虚電力[18]について検討する。電源電圧の基本波成分 $\boldsymbol{v}_{Sf}$ を, 振幅 V_{Sf}, 角周波数 ω の三相平衡電圧,

$$\begin{bmatrix} v_{Sfu} \\ v_{Sfv} \\ v_{Sfw} \end{bmatrix} = \sqrt{2}V_{Sf} \begin{bmatrix} \cos\omega t \\ \cos(\omega t - 2\pi/3) \\ \cos(\omega t + 2\pi/3) \end{bmatrix} \tag{6.39}$$

とする。また, 電源電圧のフリッカ成分 $\Delta\boldsymbol{v}_S$ は $\boldsymbol{v}_{Sf}$ と同位相で, 振幅のみが低周波で変動すると仮定する。低周波変動の振幅を ΔV_S, 角周波数を ω' とする。

$$\begin{bmatrix} \Delta v_{Su} \\ \Delta v_{Sv} \\ \Delta v_{Sw} \end{bmatrix} = \sqrt{2}\Delta v_S \begin{bmatrix} \cos\omega t \\ \cos(\omega t - 2\pi/3) \\ \cos(\omega t + 2\pi/3) \end{bmatrix} \tag{6.40}$$

ただし, $\Delta v_S = \Delta V_S \cos(\omega' t + \phi')$

電源電圧 $\boldsymbol{v}_S$ は, $\boldsymbol{v}_{Sf}$ と $\Delta\boldsymbol{v}_S$ の和であるので,

$$\begin{bmatrix} v_{Su} \\ v_{Sv} \\ v_{Sw} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{Sfu} \\ v_{Sfv} \\ v_{Sfw} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Delta v_{Su} \\ \Delta v_{Sv} \\ \Delta v_{Sw} \end{bmatrix} \tag{6.41}$$

となる。

アクティブフィルタが理想的に動作したとすると, 電源電圧のフリッカ成分 $\Delta\boldsymbol{v}_S$ はアクティブフィルタに印加され, サイリスタ整流回路の端子電圧は電源電圧の基本波成分 $\boldsymbol{v}_{Sf}$ のみになる。従って, サイリスタ整流回路と LC フィルタは電源電圧のフリッカの影響を受けず, サイリスタ整流回路電流 $\boldsymbol{i}_L$, LC フィルタの電流 $\boldsymbol{i}_F$ の振幅 I_L, I_F は一定であると考えることができる。ここで, サイリスタ整流回路が発生する高調波電流を無視し, サイリスタ整流回路の基本波力率を $\cos\phi$ とすると, サイリスタ整流回路と LC フィルタに流入する瞬時実電力, 虚電力は,

$$\begin{bmatrix} p_L \\ q_L + q_F \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{Sf\alpha} & v_{Sf\beta} \\ -v_{Sf\beta} & v_{Sf\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L\alpha} + i_{F\alpha} \\ i_{L\beta} + i_{F\beta} \end{bmatrix} = 3V_{Sf} \begin{bmatrix} I_L \cos\phi \\ I_L \sin\phi + I_F \end{bmatrix} \tag{6.42}$$

となる。

アクティブフィルタの出力電圧は, 電源電圧のフリッカ成分となるので, アクティブフィルタに流入する瞬時実電力 p_{AF}, 虚電力 q_{AF} は,

$$\begin{bmatrix} p_{AF} \\ q_{AF} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Delta v_{S\alpha} & \Delta v_{S\beta} \\ -\Delta v_{S\beta} & \Delta v_{S\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L\alpha} + i_{F\alpha} \\ i_{L\beta} + i_{F\beta} \end{bmatrix} = 3\Delta v_S \begin{bmatrix} I_L \cos\phi \\ I_L \sin\phi + I_F \end{bmatrix} \tag{6.43}$$

であり, アクティブフィルタにはフリッカ周波数 ω' で変動する瞬時実電力・虚電力が流入・流出する。また, アクティブフィルタの実電力 p_{AF} はサイリスタ整流回路の実電力 p_L に比例する。

電源電流は $\boldsymbol{i}_S = \boldsymbol{i}_L + \boldsymbol{i}_F$ であるので, 電源から流入する瞬時実電力 p_S, 虚電力 q_S を求めると,

$$\begin{bmatrix} p_S \\ q_S \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{S\alpha} & v_{S\beta} \\ -v_{S\beta} & v_{S\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{S\alpha} \\ i_{S\beta} \end{bmatrix} = 3(V_{Sf} + \Delta v_S) \begin{bmatrix} I_L \cos\phi \\ I_L \sin\phi + I_F \end{bmatrix} \tag{6.44}$$

となる。(6.44) 式は, (6.42) 式と (6.43) 式の和に等しく,

$$\begin{bmatrix} p_S \\ q_S \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} p_{AF} \\ q_{AF} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} p_L \\ q_L + q_F \end{bmatrix} \tag{6.45}$$

となる。

図 6.23 にフリッカ・高調波抑制装置の瞬時実電力・虚電力フローを示す。サイリスタ整流回路と LC フィルタは実電力・虚電力とも一定になるが, アクティブフィルタの実電力, 虚電力は一定にはならない。電源から流入する実電力・虚電力は, サイリスタ整流回路と LC フィルタ, アクティブフィルタの瞬時実電力・虚電力の和であるので, 電源から流入する実電力・虚電力もフリッカ周波数 ω' で変動する。

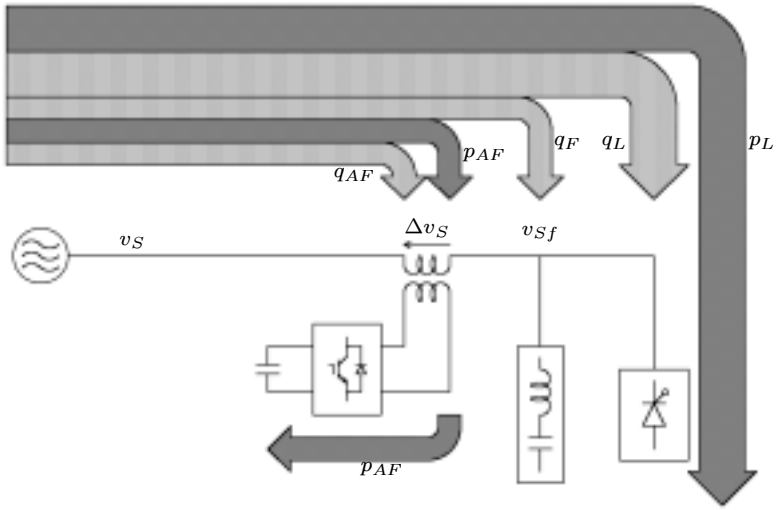


図 6.23. フリッカ・高調波抑制装置の瞬時実電力・虚電力フロー

コンデンサ電圧

アクティブフィルタの瞬時実電力に起因する直流コンデンサの電圧変動について検討する。なお, 瞬時虚電力は直流コンデンサの電圧変動には関係しないため[18]瞬時実電力のみを考える。直流電圧制御用インバータを接続していない場合, アクティブフィルタに流入した実電力はすべて直流コンデンサ C に流入し, 直流コンデンサ電圧が変動する。

直流コンデンサ電圧 v_{dc} の交流成分を $\tilde{v}_{dc}$, 直流成分を V_{dc} とすると,

$$\tilde{v}_{dc} = \frac{1}{C}\int \frac{p_{AF}}{v_{dc}}dt = \frac{1}{C}\int \frac{3\Delta v_S I_L \cos\phi}{v_{dc}}dt \tag{6.46}$$

となる。コンデンサ電圧の交流成分 $\tilde{v}_{dc}$ の変動が直流成分 V_{dc} に比べて十分に小さいとすると, (6.46) 式は,

$$\tilde{v}_{dc} \approx \frac{3\Delta V_S I_L \cos\phi}{\omega' C V_{dc}} \sin(\omega' t + \phi') \tag{6.47}$$

と近似でき, コンデンサ電圧の変動率 ε は,

$$\varepsilon \approx \frac{3\Delta V_S I_L \cos\phi}{\omega' C {V_{dc}}^2} \tag{6.48}$$

となる。従って, フリッカ成分の周波数が低く, サイリスタ整流回路の入力力率が高い場合には変動率 ε は増大する。また, ε を低減するためには, コンデンサ容量 C またはコンデンサ電圧 V_{dc} を増加しなければならない。

計算例として, フリッカ成分の周波数を 1 Hz, 振幅を 5% とし, 20 kVA のサイリスタ整流回路を基本波力率 100% で運転している場合を考える。直流コンデンサ電圧の平均値が 200 V で, 直流電圧の変動を ±5% とするためには, (6.48) 式より,

$$C = \frac{3\Delta V_S I_L \cos\phi}{\omega' \varepsilon {V_{dc}}^2} = \frac{20 \times 10^3 \times 0.05 \times 1}{2\pi \times 1 \times 0.05 \times 200^2} = 0.08 \text{ F}$$

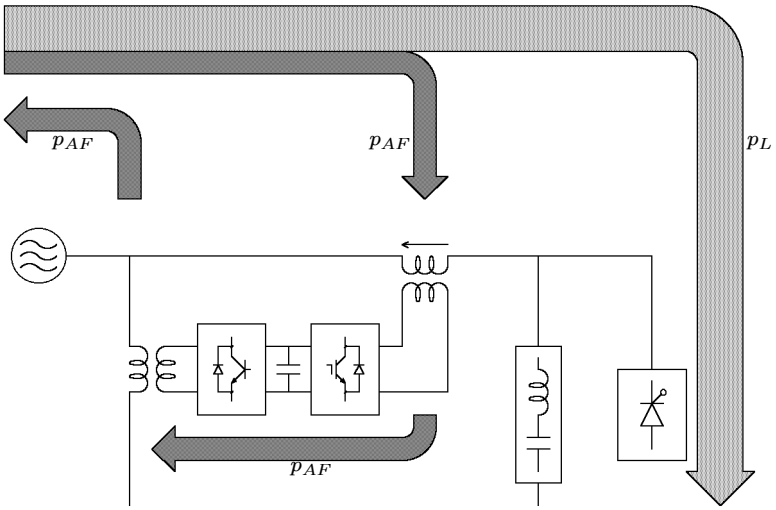


図 6.24. 直流電圧制御用インバータを接続した場合の瞬時実電力フロー

の大容量の直流コンデンサが必要になる。従って, 低周波で変動するフリッカ成分の実電力を全て直流コンデンサに蓄積する方法は現実的とは言えない。

直流電圧制御用インバータ

直流電圧制御用インバータを接続した場合について考える。直流電圧制御用インバータは直流コンデンサ電圧を一定に制御し, アクティブフィルタに流入する実電力 p_{AF} を電源に回生する。つまり, インバータから電源へ回生する瞬時実電力 p_{INV}, 虚電力 q_{INV} は,

$$\begin{bmatrix} p_{INV} \\ q_{INV} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} p_{AF} \\ 0 \end{bmatrix} \tag{6.49}$$

となる。図 6.24 に直流電圧制御用インバータを接続した場合の瞬時実電力フローを示す。インバータが回生する瞬時実電力 p_{INV} は, 電源からアクティブフィルタに流入する実電力 p_{AF} と常に打ち消し合い, 電源の瞬時実電力 p_S, 虚電力 q_S は,

$$\begin{bmatrix} p_S \\ q_S \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} p_L \\ q_L + q_F + q_{AF} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 3V_{Sf} I_L \cos\phi \\ 3(V_{Sf} + \Delta v_S)(I_L \sin\phi + I_F) \end{bmatrix} \tag{6.50}$$

となる。電源の実電力 p_S は, 電源電圧 $\boldsymbol{v}_S$ にフリッカ成分を含んでいるにもかかわらず, サイリスタ整流回路の実電力 p_L と等しく一定になる。一方, サイリスタ整流回路と LC フィルタの瞬時虚電力 q_L, q_F は一定であるが, アクティブフィルタの虚電力 q_{AF} が変動するため, 電源の虚電力は一定とはならない。

(6.50) 式の p_S 成分と q_S 成分を逆演算し, 電源電流の実電力成分 $\boldsymbol{i}_{Sp}$ と虚電力成分 $\boldsymbol{i}_{Sq}$ をそれぞれ求めると以下のようになる。

$$\begin{bmatrix} i_{Spu} \\ i_{Spv} \\ i_{Spw} \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2} V_{Sf} I_L \cos\phi}{V_{Sf} + \Delta v_S} \begin{bmatrix} \cos\omega t \\ \cos(\omega t - \frac{2}{3}\pi) \\ \cos(\omega t + \frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix} \tag{6.51}$$

$$\begin{bmatrix} i_{Squ} \\ i_{Sqv} \\ i_{Sqw} \end{bmatrix} = \sqrt{2}(I_L \sin\phi + I_F) \begin{bmatrix} \sin\omega t \\ \sin(\omega t - \frac{2}{3}\pi) \\ \sin(\omega t + \frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix} \tag{6.52}$$

電源の瞬時実電力 p_S は一定であるが, 電源電圧 $\boldsymbol{v}_S$ が変動するため, 電源電流の実電力成分 $\boldsymbol{i}_{Sp}$ の振幅は一定にならない。一方, 電源の虚電力 q_S は変動するが, 電源電流の虚電力成分 $\boldsymbol{i}_{Sq}$ の振幅は一定になる。

6.5.5　実験結果

図 6.25 ～ 6.28 に実験結果を示す。実験では電源電圧のフリッカとして, フリッカ発生用インバータを用いて 5 Hz, 3.8% の電圧変動を与えた。図 6.25 はサイリスタ整流回路を動作した場合の実験波形であり, 図 6.26 は v_T, v_L の拡大波形である。受電点電圧 v_T のフリッカ成分に比べて, サイリスタ整流回路の端子電圧 v_L のフリッカ成分は約 1/10 に抑制されている。このため, サイリスタ整流回路の入力電流 i_L, LC フィルタ電流 i_F の振幅は一定であり, サイリスタ整流回路と LC フィルタに供給される実電力も一定になっている。アクティブフィルタの出力電圧の基本波成分の実効値は約 4.4 V (3.8%) であり, 電源電圧のフリッカ成分の実効値と一致する。i_L の基本波成分の実効値は 60 A, 基本波力率は 45% であるので,

$$3 \times 4.4 \times 60 \times 0.45 = 360 \text{ W}$$

の実電力がアクティブフィルタに流入する。

直流電圧制御用インバータがアクティブフィルタに流入する実電力の変動を電源に回生するため, 直流コンデンサ電圧 v_{dc} の電圧変動は ±2 V (1%) 程度である。直流電圧制御用インバータを接続しない場合の直流コンデンサ電圧変動は (6.48) 式より,

$$\varepsilon = \frac{3\Delta V_S I_L \cos\phi}{\omega' C {V_{dc}}^2} = \frac{20 \times 10^3 \times 0.038 \times 0.45}{2\pi \times 5 \times 2000 \times 10^{-6} \times 200^2} = 0.13$$

13% であり, 約 ±27 V の電圧変動を生じることになる。

直流電圧制御用インバータとアクティブフィルタの損失 (約 170 W) は直流電圧制御用インバータが供給するため, 図 11 の直流電圧制御用インバータの入力電流 i_{INV} の振幅は, 実電力が流入する場合 (A 点) の i_{INV} の実効値は約 1.5 A で, 流出する場合 (B 点) は 0.5 A である。ここで, 電流振幅の変化分のみに注目すると, 直流電圧制御用インバータに流入する実電力の変化分は,

$$\sqrt{3} \times 200 \times (1.5 - 0.5)/2 = 346 \text{ W}$$

となり, アクティブフィルタに流入・流出する実電力と直流電圧制御用インバータが回生する実電力の変動は一致する。

図 6.27, 6.28 にアクティブフィルタの投入前, 投入後の実験波形を示す。投入前の電源電流 i_S ($\approx i_{AF}$) には, 高調波電流が流出している。アクティブフィルタは「高調波アイソレータ」として

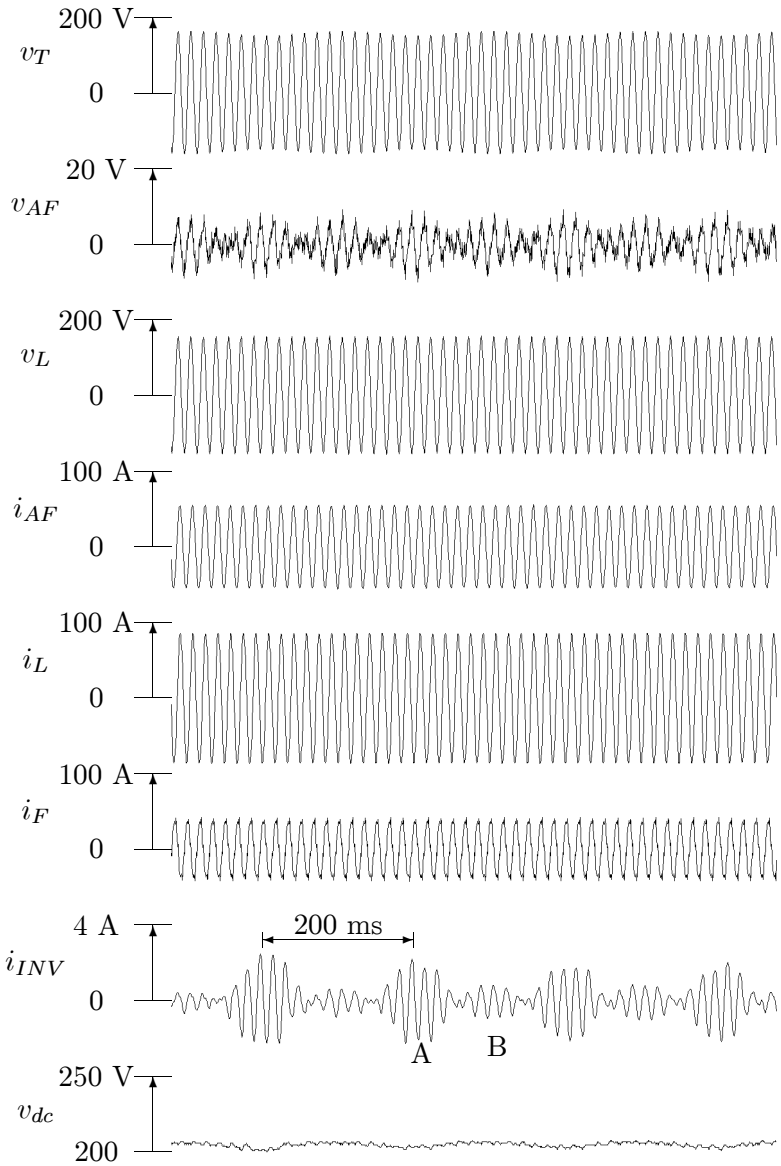


図 6.25. 実験波形

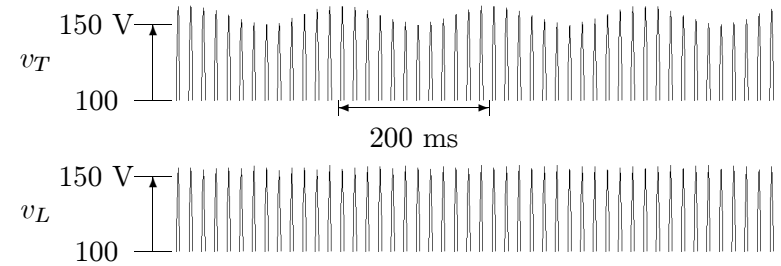


図 6.26. v_T と v_L の拡大波形

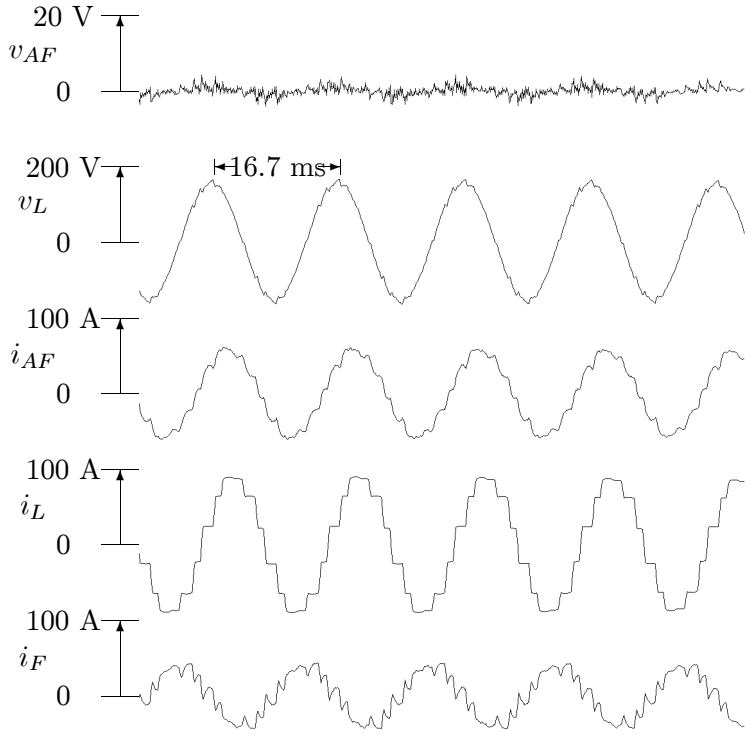


図 6.27. 実験波形 (アクティブフィルタ停止時)

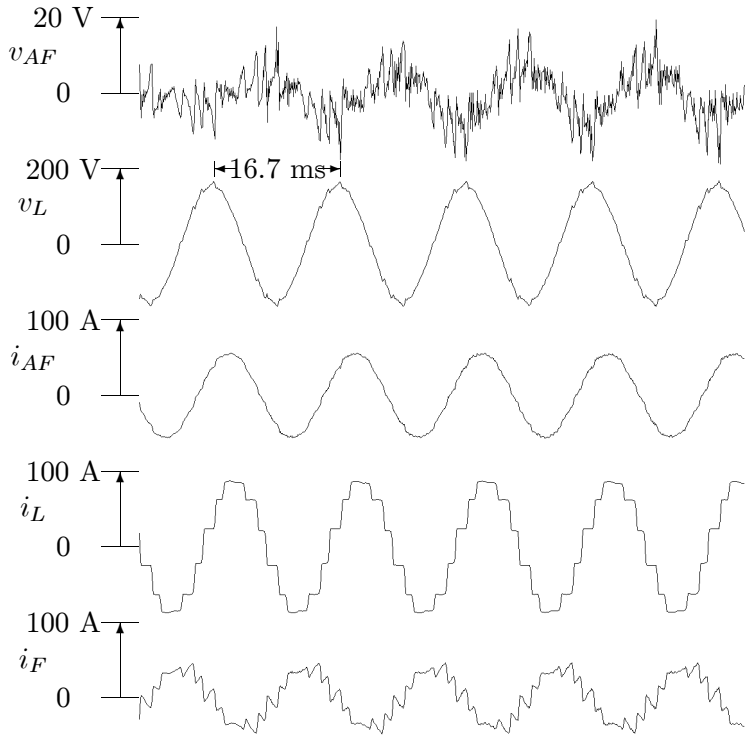


図 6.28. 実験波形 (アクティブフィルタ運転時)

も動作し, 電源へ流出する高調波電流を抑制するので, 投入後の電源電流 i_S ($\approx i_{AF}$) は正弦波になっている。

6.6 まとめ

本章では, 電圧高調波や電圧フリッカ, 逆相電圧の補償時に電力用アクティブフィルタの容量が増大する問題点に対して, 小容量の電力変換器で複数の障害電力の補償が可能なパワーラインコンディショナについて検討した。前章で提案した直列形アクティブフィルタと LC フィルタの併用システムを発展して, 二台の直列形アクティブフィルタと LC フィルタを接続した回路構成を採用することにより, 電源電流と受電点電圧の両者の高調波を同時に抑制可能であり, 電圧フリッカ, 逆相電圧に対しても補償効果を確認した。以下に本章で得られた成果を要約する。

1. パワーラインコンディショナは, 上位系統の電圧高調波と下位系統の電流高調波の両者が存在しても, 上位系統に流出する電流高調波と負荷端子の電圧高調波を同時に抑制することができる。従って, 上位系統から下位系統の負荷へ電流高調波の流入を生じることがなく, 下位系統の高調波発生源から進相コンデンサなどへの高調波干渉を抑制できる。

2. 負荷高調波発生源が LC フィルタの同調周波数以外の非理論電流高調波を発生しても, 負荷端の電圧高調波を良好に抑制できることを明らかにした。また, 複数負荷を接続した場合にも負荷間での高調波電流流入が抑制可能であることを実験により確認した。

3. パワーラインコンディショナの制御法として受電点電圧検出法とフィルタ電圧検出法の動作特性を比較検討し, フィルタ電圧検出法は安定な高調波抑制が可能であることを明らかにした。

4. パワーラインコンディショナを用いた電圧フリッカ補償について検討し, 受電点電圧と電源電流の両者を検出する電圧・電流検出法が良好な補償特性を得られる。また, 検出・制御の遅延はフリッカ補償特性に大きく影響を与えることを明らかにした。

5. パワーラインコンディショナの瞬時実電力・虚電力フローを導出し, 直流コンデンサ容量と電圧リプルの関係を明らかにした。電圧フリッカは直流コンデンサに低周波の電力変動を与えるため, フリッカの周波数が低いほど過大な電圧リプルを生じることを明らかにした。

6. 直流電圧制御用インバータ接続時には, 直流コンデンサに電圧リプルを生じないので直流コンデンサ容量を低減できる。また, 電源電流にはフリッカ周波数の振幅変動を生じるが, 電源から供給される有効電力は一定になることを明らかにした。

電圧フリッカ抑制実験では, 直流電圧制御用インバータを用いて実電力の回生を行ったが, 直流コンデンサ容量を増加すれば直流電圧制御用インバータを接続しなくても電圧変動を低減することができる。補償しようとする電圧フリッカの振幅と周波数によっては, 直流電圧制御用インバータを接続しないシステム構成が経済的な場合もある。しかし, 電源から流入する瞬時実電力はフリッカ周波数で変動し, 低周波のフリッカ電圧まで補償しようとすると, フリッカ周波数に反比例して直流コンデンサ容量を増大させなければならない。一方, 直流電圧制御用インバータを接続した場合には, 実電力の変動が直流コンデンサに流入しないので, フリッカ・高調波検出法を適切に設計して 1 日周期の電源電圧変動を補償することも可能である。

参 考 文 献

(1) H. Sasaki, T. Machida: “A New Method to Eliminate AC Harmonic Currents by Magnetic Compensation – Considerations on Basic Design,” *IEEE Trans. on Power Appr. Syst.,* vol. 90, no. 5, pp. 2009–2019, 1971

(2) L. Gyugyi, E. C. Strycula: “Active AC Power Filters,” *IEEE/IAS Annual Meeting,* pp. 529–535, 1976

(3) N. Mohan, et al: “Active Filters for AC Harmonic Suppression,” *IEEE/PES Winter Meeting,* no. A77026–8, 1977

(4) H. Akagi, Y. Kanazawa, A. Nabae: “Instantaneous Reactive Power Compensators Comprising Switching Devices without Energy Storage Components,” *IEEE Trans. Ind. Appl.,* vol. 20, no. 3, pp. 625–630, 1984

(5) H. Kawahira, T. Nakamura, S. Nakazawa: “Active power filters,” *Proc. of IEEJ IPEC-Tokyo,* pp. 981–992, 1983

(6) H. Akagi, A. Nabae, S. Atoh: “Control Strategy of Active Power Filters using Multiple Voltage-Source PWM Converters,” *IEEE Trans. on Ind. Appl.,* vol. 22, no. 3, pp. 460–465, 1986

(7) M. Takeda, K. Ikeda, Y. Tominaga: “Harmonic Current Compensation with Active Filter,” *IEEE/IAS Annual Meeting,* pp. 808–815, 1987

(8) H. Akagi: “Trends in Active Power Line Conditioners,” *Proc. of IEEE/IES IECON,* pp. 19–24, 1992

(9) S. Moran: “A Line Voltage Regulator/Conditioner for Harmonic-Sensitive Load Isolation,” *IEEE/IAS Annual Meeting,* pp. 947–951, 1989

(10) F. Z. Peng, H. Akagi, A. Nabae: “A New Approach to Harmonic Compensation in Power Systems –A Combined System of Shunt Passive and Series Active Filters,” *IEEE/IAS Annual Meeting,* pp. 874–880, 1988

(11) H. Fujita, H. Akagi: “A Practical Approach to Harmonic Compensation in Power Systems –Series Connection of Passive and Active Filters,” *IEEE/IAS Annual Meeting,* pp. 1107–1112, 1990

(12) 新富, 柏崎, 塩入: 「直流アクティブフィルタ」, 日立評論, vol. 63, no. 6, p. 397, 1981

(13) 古関, 久保, 金沢: 「高速高精度電源制御方式の高性能化」, 電学産応部門全大, no. 102, 1994

(14) 彭, 赤木, 難波江: 「新しい原理に基づく高調波抑制装置 —直列形アクティブフィルタと LC フィルタの併用システム—」, 電学論 D, 109 巻, 12 号, p. 897, 1989

(15) A. Campos, G. Joos, P. D. Ziogas, J. F. Lindsay: “Analysis and Design of a Series Voltage Unbalance Compensator Based on a Three-Phase VSI Operating with Unbalanced Switching Function,” *IEEE Trans. on PELS,* vol. 9, no. 3, p. 269, 1994

(16) 藤田, 赤木: 「直列形アクティブフィルタと LC フィルタの併用システム —LC フィルタの最適設計—」, 電学論 D, 112 巻, 2 号, pp. 127–135, 1992

(17) 彭, 赤木, 難波江: 「直列形アクティブフィルタと LC フィルタの併用システム —安定性と補償特性の検討—」, 電学論 D, 110 巻, pp. 542–550, 1990

(18) 赤木, 金沢, 藤田, 難波江: 「瞬時無効電力の一般化理論とその応用」, 電学論 B, 103 巻, pp. 483–490, 1983

第 7 章

大容量直流電源システムの高調波抑制と高効率化

7.1 まえがき

第 5 章, 第 6 章では, 直列形アクティブフィルタと LC フィルタを併用した高調波抑制装置について検討した。第 5 章の高調波抑制装置はサイリスタ整流回路のような高調波電流源の抑制に用いることを前提にしていた。一方, 直流電源として広く用いられているコンデンサ平滑形ダイオード整流回路は比較的大きな高調波電流を発生することが知られており高調波抑制が必要になってきている。しかし, コンデンサ平滑形ダイオード整流回路は電圧源的な高調波発生源であるため, 第 6 章のパワーラインコンデショナのように受電点電圧の電圧高調波を完全に抑制することは, むしろ整流回路が発生する高調波電流の増加を引き起こすことがある。文献 (1) では, 電力用アクティブフィルタ (以下 AF と略す) を用いたコンデンサ平滑形ダイオード整流回路の高調波抑制効果が報告されているが, アクティブフィルタの主回路に使用する PWM 変換器の所要容量は比較的大きく, コンデンサ平滑の三相 6 パルスダイオード整流回路を負荷とした場合, 並列形アクティブフィルタの場合で負荷容量の 33%, 直列形アクティブフィルタで 25% (実効値容量) の PWM 変換器が必要になることが報告されている。

これに対して, 電源電流に高調波を発生しない直流電源として PWM 整流回路(2)~(7)が注目されており, 近年の高調波規制に伴って実用化が進められている。これは, PWM 電力変換器を整流回路として用いる回路方式であり,

- 電源電流を正弦波にすることができる。
- 交流入力の瞬時電力が一定であるので, 直流コンデンサの電圧リプルが低減できる。
- 直流コンデンサ電圧を制御できる。

などの特長を有している。しかし, PWM 整流回路の主回路に用いられる電力変換器には, 直流出

力容量以上の変換器容量が必要であり, スイッチング周波数が 5 ～ 15 kHz の高周波の PWM 制御を適用するため, コストが高い, 変換効率が低い, 大容量化が難しいなどの問題がある。

本章では, 第 5 章の直列形アクティブフィルタ(8)~(11)をコンデンサ平滑ダイオード整流回路に適用し, 直流電源システムの電源高調波の抑制と高効率化を実現する回路方式を提案する。これは, 直列二重接続した三相 12 パルスダイオード整流回路に小容量の電力変換器を直列形アクティブフィルタとして接続した回路構成に特長がある。直列二重三相 12 パルスダイオード整流回路では, 電源の一周期の間にダイオードが 12 回転流するため, 電源電流に含まれる主要な高調波成分は 11 次, 13 次となり, 5 次, 7 次の高調波電流は理論的には発生しない。従って, 直列形アクティブフィルタは 11 次以上の高調波のみを抑制すればよく, 小容量の PWM 変換器で高調波抑制が可能になる。さらに, 整流回路の各ダイオードと並列にコンデンサ (以下では, 並列コンデンサと記す)(12)を接続することにより, 直列形アクティブフィルタの所要容量を低減できる。並列コンデンサは, ダイオード整流回路が発生する高次高調波電圧を抑制し, 直列形アクティブフィルタの出力電圧ピーク値の低減を可能にする。その結果, 電力変換器に生じる損失を低減して, 高効率な大容量直流電源が実現できる。

本章で開発する高調波抑制の原理は, コンデンサ平滑ダイオード整流回路を直流電源として使用するモータドライブシステムや無停電電源装置などの高調波抑制に適用できる。特に, 受電変圧器を備えるような高圧で受電する大容量整流回路の場合には, 受電変圧器を直列多重構成にすれば, 直列形アクティブフィルタを増設するだけで電源高調波を大幅に低減することができる。また, 本章の回路方式ではダイオード整流回路の直流出力電圧を制御することができるので, 無停電電源装置や大容量バッテリの充電などの直流出力電圧の一定制御が必要になる用途にも適する。本章では, 理論と実験の両面から, 直列形アクティブフィルタに用いる電力変換器の所要容量を負荷容量の 7% (ピーク値容量) 程度に低減できることを明らかにする。さらに, 直列形アクティブフィルタの出力電圧に含まれる基本波成分を調整することにより, 直列形アクティブフィルタの変換器容量を増加することなく, 直流出力電圧を±5% 程度制御できることを実験により確認する。

7.2 システム構成

図 7.1 に直列形アクティブフィルタと直列二重ダイオード整流器を併用した順変換システムのシステム構成を示す。直列形アクティブフィルタ (0.37 kVA) の出力は巻数比 1:12 の整合トランスを介して電源と直列に接続する。実験に用いた直列形アクティブフィルタの主回路は, キャリア周波数 10 kHz の IGBT を用いた 3 台の単相電圧形 PWM インバータで構成した。また, 整合トランスのインバータ側を Y 結線すれば, 通常の三相インバータ一台で構成することもできる。

2 台の三相ダイオード整流器の交流側は 1 次側巻線を直列接続した Y–△, △–△ 結線の変圧器を介して電源と接続する。電源が平衡三相正弦波電圧であれば, 直列二重三相 12 パルスダイオー

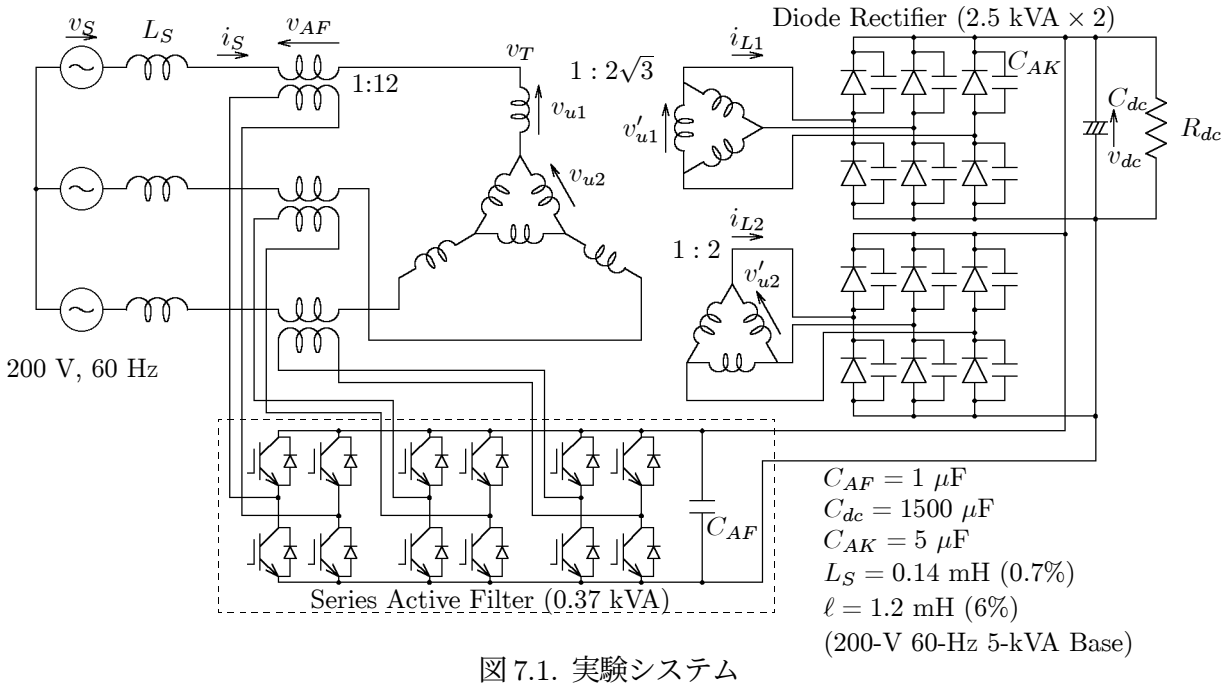


図 7.1. 実験システム

ド整流回路は電源の一周期の間にダイオードは 12 回転流するため, 電源電流に含まれる主要な高調波成分は 11 次, 13 次である。つまり, 直列二重ダイオード整流器は 5 次, 7 次の高調波を発生しないので, 直列形アクティブフィルタは 11 次以上の高調波を抑制すればよい。

また, 直列形アクティブフィルタの直流側と 2 台のダイオード整流器の直流側を直流コンデンサ ($C_{dc} = 1500\ \mu$F) と並列に接続する。電源は平衡三相正弦波電圧で, 直列形アクティブフィルタが完全に電源電流の高調波を抑制できると仮定すると, 電源から流入する瞬時実電力は一定になるので, 理論的には直流コンデンサの電圧リプルは零になる。さらに, 整流回路のすべてのダイオードと並列にコンデンサ ($C_{AK} = 5\ \mu$F) を接続した構成に特長がある。並列コンデンサはダイオード整流回路が発生する高次の高調波電圧を抑制するため, 直列形アクティブフィルタのピーク値容量を大幅に低減することができる。

7.3 動作原理

7.3.1 直列形アクティブフィルタ

図 7.2 に順変換システムの単相等価回路を示す。ここで, 直列二重ダイオード整流回路は Z_L と V_L の直列接続で表わしている。Z_L は直列二重ダイオード整流回路の等価インピーダンスで, 変圧器の漏れインダクタンスであり, V_L は等価電圧源で, 2 台のダイオード整流回路の端子電圧を理想変圧器で合成した電圧と考えることができる。

電源電流の瞬時値 i_S の高調波成分 i_{Sh} をゲイン K 倍した

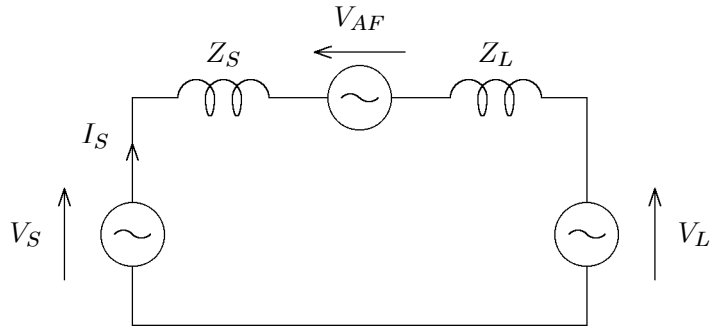


図 7.2. 順変換システムの単相等価回路

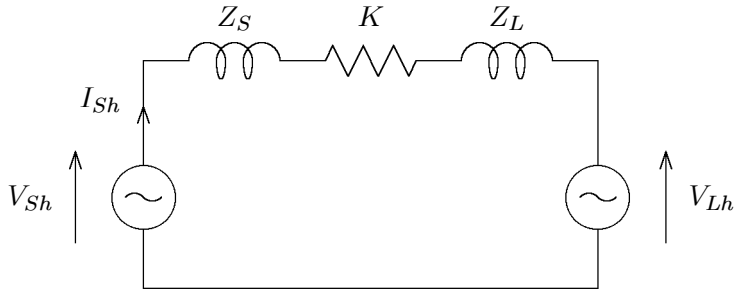


図 7.3. 高調波に対する単相等価回路

$$v_{AF}{}^* = K \cdot i_{Sh} \tag{7.1}$$

を直列形アクティブフィルタに出力電圧指令値として与える。直列形アクティブフィルタは基本波成分に対しては零インピーダンスとして, 高調波電流に対しては K [Ω] の純抵抗として動作する。

図 7.3 に高調波に対する等価回路を示す。図 7.3 より, 高調波電流 I_{Sh}, 直列形アクティブフィルタの出力電圧 V_{AF} は,

$$I_{Sh} = \frac{V_{Sh} - V_{Lh}}{Z_S + Z_L + K} \tag{7.2}$$

$$V_{AF} = \frac{K}{Z_S + Z_L + K}(V_{Sh} - V_{Lh}) \tag{7.3}$$

となる。

直列形アクティブフィルタを動作しない場合 ($K = 0$) には, 電源電圧 V_S と等価電圧源 V_L の高調波成分は $Z_S + Z_L$ に印加するため, 電源インピーダンス Z_S や変圧器漏れインピーダンス Z_L によって影響され, Z_S, Z_L が小さい場合には電源の高調波流 I_{Sh} は増加する。また, ダイオード整流回路の直列多重数を増加すれば, 等価電圧源 V_L によって発生する高調波電流は低減できるが, 電源電圧 V_S の高調波によって生じる高調波電流は低減できない。

直列形アクティブフィルタが動作している場合には, $K \gg Z_S + Z_L$ とすれば, 電源電流の高調波成分はゲイン K によって決まり, Z_S, Z_L の影響を受けない。理想的に $K = \infty$ であれば, 電源電流 $I_{Sh} = 0$, 直列形アクティブフィルタの出力電圧 $V_{AF} = V_{Sh} - V_{Lh}$ となる。つまり, ダイオード整流回路が発生する高調波電圧 V_{Lh} は, Z_S, Z_L ではなく, すべて直列形アクティブフィルタに印加される。このため, 変圧器一次側 V_T には V_{Lh} がそのまま現れる。また, 電源電圧の高調波成分 V_{Sh} も直列形アクティブフィルタに印加されるので, V_{Sh} による高調波の流入も生じない。また, 直列形アクティブフィルタには電源電流が流れ, 等価電圧 V_L の高調波成分が印加されるので, アクティブフィルタの変換器容量は等価電圧 $V_{Sh} - V_{Lh}$ によって決まる。

7.3.2 直列二重整流回路の等価電圧

コンデンサ平滑形ダイオード整流回路は非線形特性を有するため, 理論的な動作解析は一般に難しい。しかし, 直列形アクティブフィルタの接続を前提とした場合には, 電源電流の高調波を無視できるため動作解析は容易になる。電源電流を完全な正弦波にできたと仮定すると, 電流の極性は 180° 毎に反転し, 電流が零の期間は存在しないため, 整流回路の各ダイオードは 180° の期間の導通となる。

また, 直列形アクティブフィルタを接続していない場合でも, 直列二重ダイオード整流回路では 30° 毎にダイオードが転流するため, 電源電流に含まれる主要な高調波成分は 11 次, 13 次である。しかも, 変圧器の一次側を直列接続しているため, 変圧器の一次側と二次側の電流は相似な波形になり, 2 台のダイオード整流回路がそれぞれ電源一周期の間に 12 回転流する。従って, 変圧器の一次側を並列に接続したダイオード整流回路に比べて, 各ダイオードの導通期間幅は長くなる。

ここで, ダイオード整流回路の入力電流波形は正弦波であり, 直流側コンデンサは十分に大きく電圧リプルが零であると仮定する。各ダイオードの導通は入力電流の極性によって決まるので, 整流回路の入力端子電圧は方形波状になり, 等価電圧源 v_L は図 7.4の 12 ステップ波形になる。v_L の各次高調波成分は,

$$v_L = \frac{2V_{dc}}{\pi}\left(\sin\omega t + \frac{1}{11}\sin 11\omega t + \frac{1}{13}\sin 13\omega t + \cdots\right) \tag{7.4}$$

となる。従って, v_{Lh} の 11 次, 13 次成分は基本波電圧の約 9%, 7.7% である。電源の高調波電圧 v_{Sh} は通常 3% 以下であるので, アクティブフィルタの変換器容量には v_{Lh} 影響が大きく, V_{Lh} を低減できればアクティブフィルタの小容量化が可能になる。

7.3.3 並列コンデンサの動作原理

図 7.5 に並列コンデンサの動作原理を, 図 7.6 にダイオード整流回路の入力電流 i_L と下側のコンデンサ電圧 v_C の動作波形を示す。まず, (a) では, 整流回路の入力電流 i_L が負で, 下側ダイオードが導通している。この時, 上側コンデンサは直流電圧 V_{dc} に充電されており, 下側コンデン

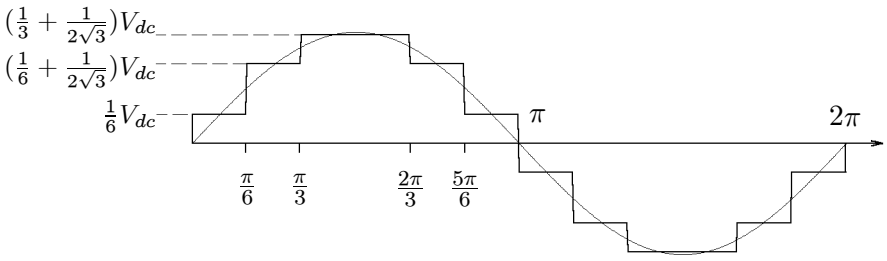


図 7.4. 直列二重三相 12 パルスダイオード整流器の端子電圧

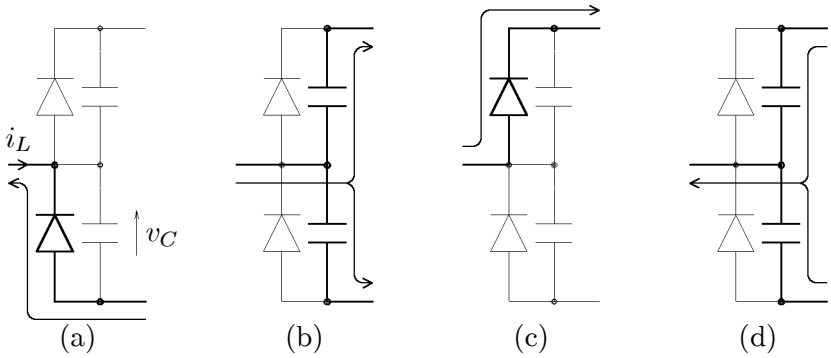


図 7.5. 並列コンデンサの動作原理

サの電圧は零である。次に, (b) のように i_L の極性が正になると, 下側ダイオードはオフになり, 入力電流は上側コンデンサを放電, 下側コンデンサを充電する。上側コンデンサの電圧が零に達すると, (c) のように, 上側ダイオードが導通し, i_L はすべて上側ダイオードを通して流れる。C_{AK} を接続していない場合には (b) の期間が存在しないので, 転流時の等価電圧源 v_L にはステップ的な変化を生じるが, C_{AK} を接続すると転流時の v_L には (b) の期間に C_{AK} の過渡電圧が現れるため, 急峻な変化を生じない。

7.4 並列コンデンサ容量と直列形アクティブフィルタの出力電圧

電源電流実効値を I_S, 変圧器の巻数比を n とし, ダイオード整流回路の入力電流 i_L を,

$$i_L = \sqrt{2}\frac{I_S}{n}\sin\omega t \tag{7.5}$$

とすると, 下側の並列コンデンサの電圧 v_C は,

$$v_C(t) = \frac{1}{2C_{AK}}\int_0^t i_L dt = \frac{I_S}{\sqrt{2}n\omega C_{AK}}(1-\cos\omega t) \tag{7.6}$$

となる。(b) の期間は下側コンデンサ電圧が直流電圧と等しく $v_C = V_{dc}$ となった時に終了するので, (b) の期間 τ は,

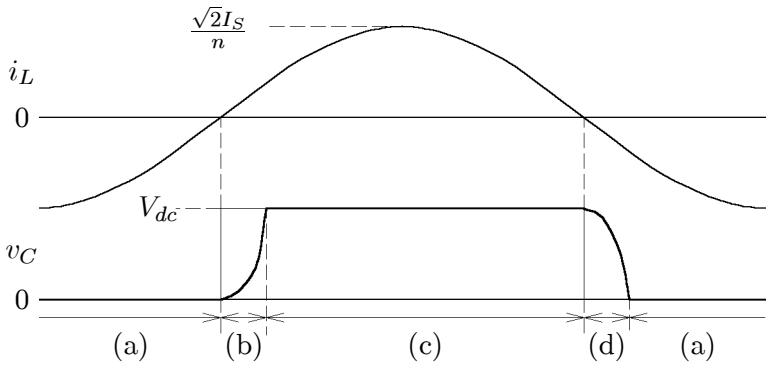


図 7.6. 並列コンデンサ接続時の電圧電流波形

$$\tau = \frac{1}{\omega}\cos^{-1}\left(1 - \frac{\sqrt{2}n\omega C_{AK}}{I_S}V_{dc}\right) \tag{7.7}$$

となる。従って, (7.6), (7.7) 式より, ダイオード整流回路の端子電圧を求めることができる。例えば, Δ–Δ 接続の u 相の端子電圧 v_{Cu2} は,

$$v_{Cu2} = \begin{cases} \dfrac{I_S(1-\cos\omega t)}{\sqrt{2}n\omega C_{AK}} & (0 \le t < \tau) \\ V_{dc} & (\tau \le t < \dfrac{\pi}{\omega}) \\ V_{dc} - \dfrac{I_S(1+\cos\omega t)}{\sqrt{2}n\omega C_{AK}} & \left(\dfrac{\pi}{\omega} \le t < \dfrac{\pi}{\omega} + \tau\right) \\ 0 & \left(\dfrac{\pi}{\omega} + \tau \le t < \dfrac{2\pi}{\omega}\right) \end{cases} \tag{7.8}$$

となる。

(7.8) 式より, 2 台の三相整流回路の各端子電圧 v_{Cu1}, v_{Cv1}, v_{Cw1} と v_{Cu2}, v_{Cv2}, v_{Cw2} を求め, 変圧器の直列接続を考慮して一次側電圧 v_{Lu}, v_{Lv}, v_{Lw} を合成すると,

$$\begin{bmatrix} v_{Lu} \\ v_{Lv} \\ v_{Lw} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{3}n}\begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ -1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} v_{Cu1} \\ v_{Cv1} \\ v_{Cw1} \end{bmatrix} + \frac{1}{n}\begin{bmatrix} 2/3 & -1/3 & -1/3 \\ -1/3 & 2/3 & -1/3 \\ -1/3 & -1/3 & 2/3 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} v_{Cu2} \\ v_{Cv2} \\ v_{Cw2} \end{bmatrix} \tag{7.9}$$

となる。合成電圧から基本波成分を差し引けば, ダイオード整流回路が発生する高調波電圧 v_{Lh} が求まる。

以上のように, v_{Lh} のピーク値の理論式を導出することもできるが, ここでは, (7.7) ∼ (7.9) 式から数値計算により v_{Lh} のピーク値を求めた。図 7.7 に並列コンデンサ容量 C_{AK} と高調波電圧 V_{Lh} のピーク値, 入力力率 $\cos\phi$ の関係を示す。図 7.7 の計算では実験に用いた回路定数を用い, 電源を 200 V, 60 Hz, 直列多重変圧器の巻数比 1:2, ダイオード整流回路の負荷容量 5 kW ($I_S = 15$ A, $V_{dc} = 240$ V) とした。

並列コンデンサ容量 C_{AK} を増加すれば, ピーク値は減少し, $C_{AK} = 5$ μF では, C_{AK} を接続しない場合の約 1/2 になっている。しかし, $C_{AK} > 8$ μF 以上の v_{Lh} のピーク値は約 10 V 一定で

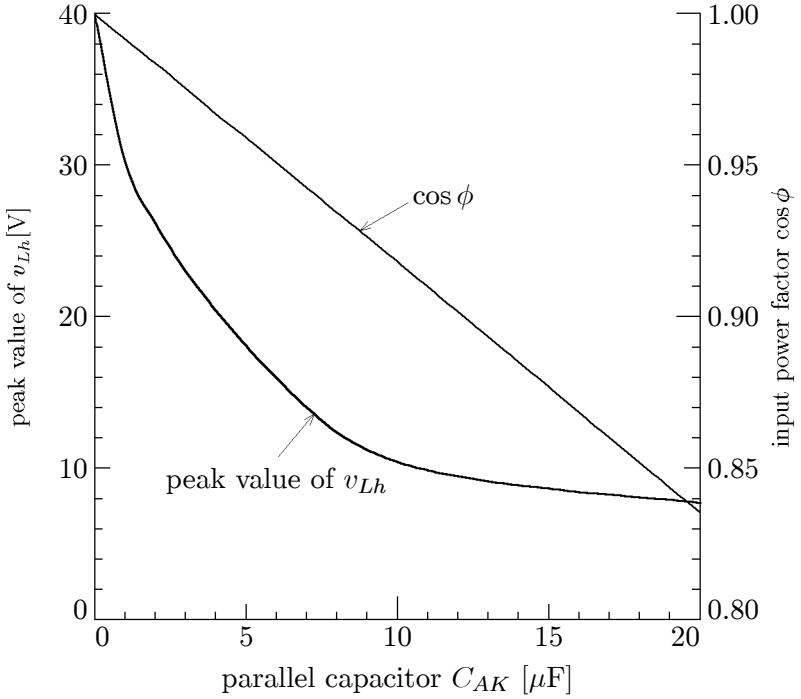


図 7.7. コンデンサ容量に対するアクティブフィルタ出力電圧ピーク値と入力電流力率

あり, C_{AK} を増加しても, ピーク値はほとんど減少しない。これは, $C_{AK} > 8$ μF では, 転流期間 τ が 15° 以上になり, 2 台のダイオード整流回路の転流期間が重なり合うためである。一方, 入力電流の力率 $\cos\phi$ は, $0 < C_{AK} < 20$ μF では, C_{AK} の増加に伴って直線的に低下している。以上より, 実験装置の回路定数の場合, 並列コンデンサの容量は $C_{AK} = 8$ μF 程度が適する。

電源の電圧, 電流, 周波数が異なるシステムに, 図 7.7 を適用しようとすると, C_{AK} と V_{Lh} のピーク値を換算する必要がある。$\omega\tau$ が等しければ, 図 7.6 は相似な波形になるので, (7.7) 式より, $\omega\tau$ を一定にするためには,

$$C_{AK} \propto \frac{I_S}{n\omega V_{dc}} \tag{7.10}$$

とすればよい。また, v_{Lh} のピーク値は単に電源電圧の比を考慮すればよい。

7.5 実験結果

図 7.8 ~ 7.12 に実験波形を示す。実験では直列形アクティブフィルタのゲイン $K = 27\ \Omega$ (3.3 p.u.) とした。図 7.8, 7.9 は並列コンデンサを接続していない場合の実験波形であり, 表 7.1 に電源電流 i_S の各次高調波成分を示す。

図 7.8 は直列形アクティブフィルタを停止した場合である。2 台のダイオード整流回路は 30° 毎に転流するため, i_S と i_{L2} は半周期に 5 つのピークを持った電流波形になっている。従って, 多

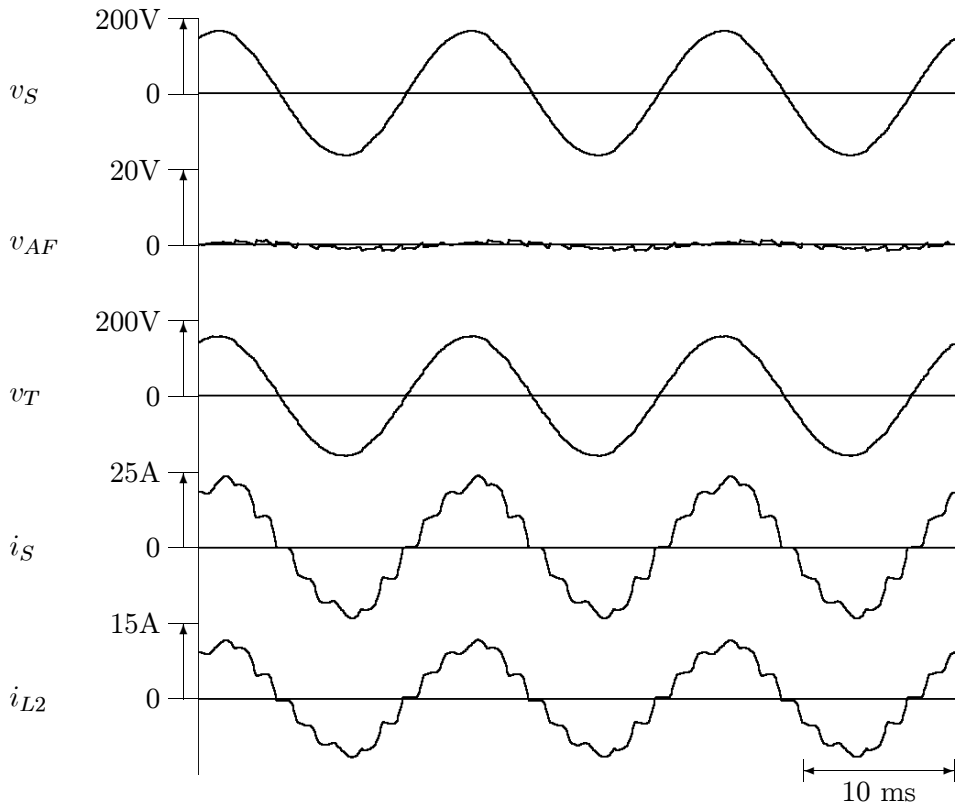


図 7.8. 並列コンデンサを接続しない場合の実験波形 (アクティブフィルタ停止時)

重化していないコンデンサ平滑形ダイオード整流回路の 2 つのピークを持ったパルス電流に比べて, 電源電流の 5 次, 7 次高調波は大幅に低減している。しかし, 実験時の電源電圧には 3 次高調波が約 1.5% 含まれていたため, I_S には 3 次高調波電流が 5.4%, 5 次, 7 次成分も 3.8%, 2.0% 含まれている。図 7.9 の直列形アクティブフィルタを動作させた場合には, 電源電流 i_S の 11 次, 13 次高調波成分は約 2.5%, 2.0% に抑制されており, i_S はほぼ正弦波になっている。電源電圧の高調波成分は直列形アクティブフィルタに印加するため, 電源からの高調波電流が流入することはなく, 3 次, 5 次, 7 次の非理論高調波はいずれも 0.3% 以下になっている。変圧器の一次側を直列接続しているため, ダイオード整流回路の入力電流 i_{L2} も正弦波になっている。また, 変圧器一次側の端子電圧 v_T には, ダイオード整流回路が発生する高調波電圧 v_{Lh} が現れ, v_T は 12 ステップ波形になっている。直列形アクティブフィルタの出力電圧のピーク値は 20 V であり, アクティブフィルタの所要容量はピーク値容量で 610 VA であり, 負荷容量の約 12% になっている。

図 7.10 ~7.12に並列コンデンサ $C_{AK} = 5\ \mu$F を接続した場合の実験結果を, 表 7.2 に電源電流の高調波含有率を示す。図 7.10 は直列形アクティブフィルタの動作前の実験波形である。並列コンデンサ C_{AK} と変圧器の漏れインダクタンスの間で共振を生じているため, 電源電流の 11, 13 次高調波成分は図 7.9 よりも大きく, 12.3%, 9.5% も含まれている。図 7.11 は直列形アクティブフィルタが動作している場合の実験波形であり, 直列形アクティブフィルタはダンピング抵抗と

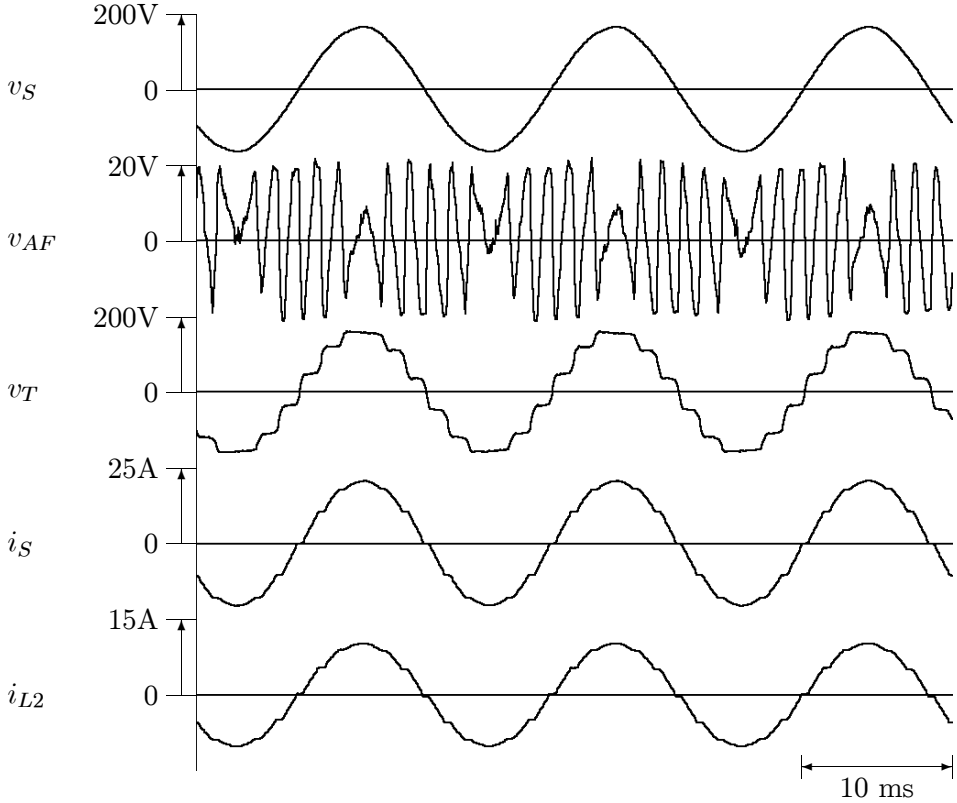


図 7.9. 並列コンデンサを接続しない場合の実験波形 (アクティブフィルタ動作時)

表 7.1. 並列コンデンサを接続しない場合の入力電流の高調波含有率

harmonic order	3rd	5th	7th	11th	13th
without AF (Fig.7.8)	5.4	3.8	2.0	8.5	4.8
with AF (Fig.7.9)	0.3	0.2	0.2	2.5	2.0

* Each value indicates harmonic-to-fundamental current ratio [%].

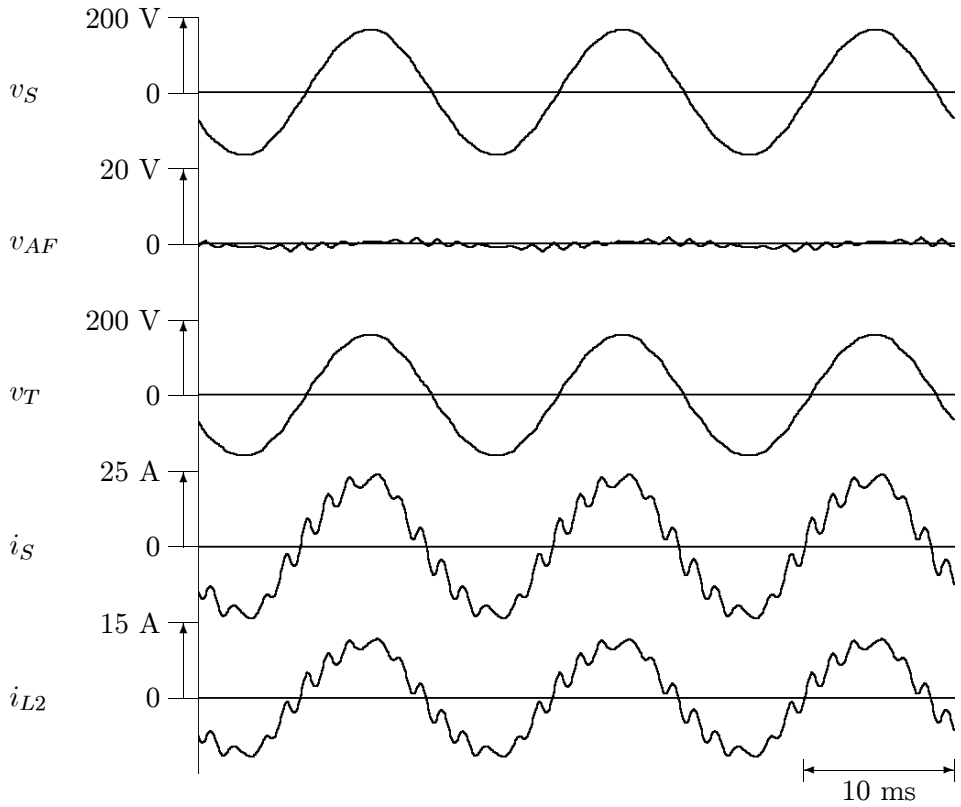


図 7.10. 並列コンデンサ (5 μF) を接続した場合の実験波形 (アクティブフィルタ停止時)

して動作するため, 図 7.10 のような共振現象を生じることがなく, 電源電流の 11, 13 次高調波成分は, 1.3%, 0.6% に抑制されいてる。変圧器一次側端子電圧 v_T には並列コンデンサ C_{AK} の電圧が現れるため, 図 7.9のようなステップ的な電圧変化を生じていない。このため, v_{Lh} の高次の高調波成分が低減され, 直列形アクティブフィルタの出力電圧 v_{AF} は約 18 V であり, 飽和電圧 (20 V) には達していない。図 7.7 の $C_{AK} = 5\ \mu$F の場合の v_{Lh} のピーク値は 18 V であり, 計算値と実験結果はよく一致している。

図 7.12 に直列形アクティブフィルタの出力電圧制限を 12 V とした場合の実験波形を示す。直列形アクティブフィルタの出力電圧 v_{AF} のピーク値は 12 V に制限されているが, 変圧器の端子電圧 v_T, 電源電流 i_S は, 図 7.11 と同様の波形になっており, 出力電圧の制限は高調波抑制にほとんど影響していない。図 7.13 に直列形アクティブフィルタの出力電圧ピーク値と高調波含有率の関係を示す。これは直列形アクティブフィルタのゲインは $K = 27\ \Omega$ 一定にしたまま, 出力電圧 v_{AF} のピーク値を 6 ∼ 20 V に制限した場合の電源電流の高調波含有率を示している。直列形アクティブフィルタの出力電圧制限が 12 V 以下では, 11, 13 次の高調波成分が増加しているが, 12 ∼ 20 V の高調波含有率はほとんど一定になっている。

図 7.11 と比較すると, 図 7.12 の直列形アクティブフィルタの出力電圧 v_{AF} は, v_{Lh} のインパルス状の電圧の部分にのみ飽和を生じており, 飽和を生じるている期間は極めて短い。従って, 図

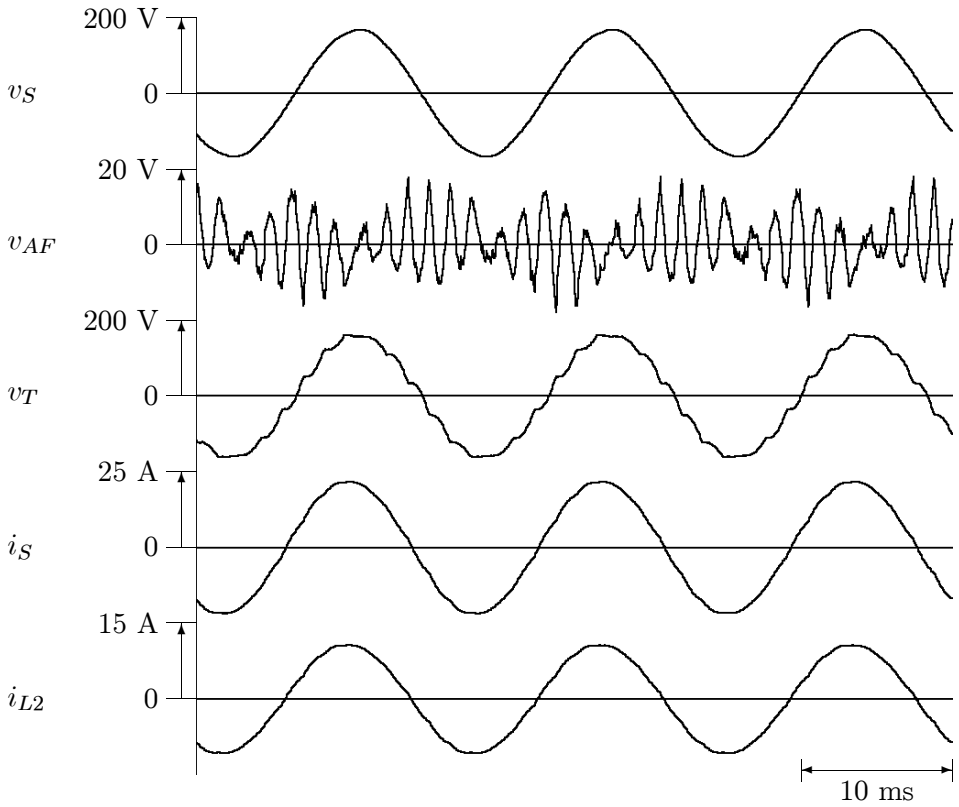


図 7.11. 並列コンデンサ (5 μF) を接続した場合の実験波形 (アクティブフィルタ動作時)

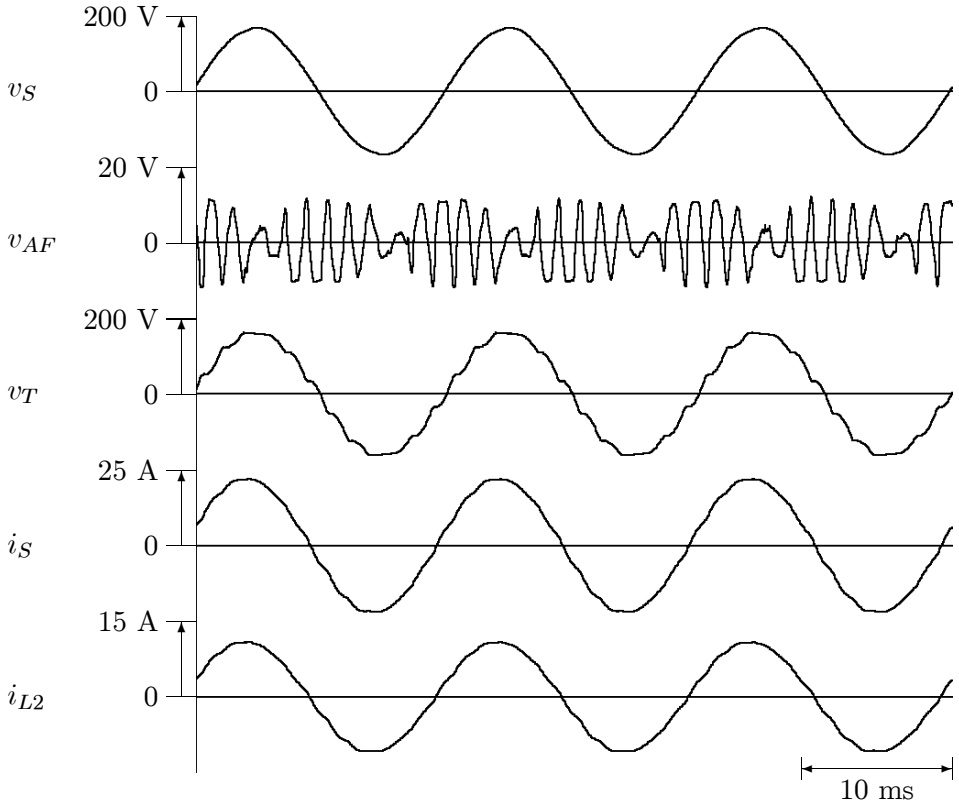


図 7.12. 出力電圧制限 12 V の場合の実験波形

表 7.2. 並列コンデンサを接続した場合の入力電流の高調波含有率

harmonic order	3rd	5th	7th	11th	13th
without AF (Fig.7.10)	5.4	2.5	2.2	12.3	9.5
20-V limit (Fig.7.11)	0.5	0.1	0.5	1.3	0.6
12-V limit (Fig.7.12)	0.7	0.2	0.4	0.8	1.0

* Each value indicates harmonic-to-fundamental current ratio [%].

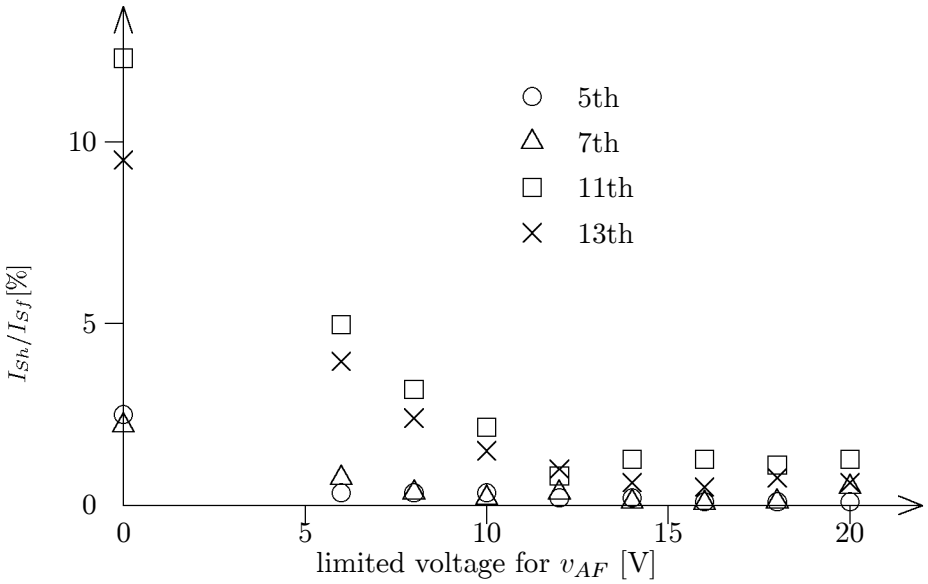


図 7.13. 直列形アクティブフィルタの出力電圧制限値と電源電流高調波の関係

7.12 の v_{AF} の飽和は, 11, 13 次の高調波成分にはほとんど影響せず, 23 次以上の高調波成分にのみ関係する。しかし, v_{Lh} の 23 次以上の高調波成分は発生量が少なく, また変圧器の漏れインダクタンスのインピーダンスも大きくなるため, 図 7.12 の v_{AF} に現れる飽和は実用上問題がない。図 7.12 の v_{AF} のピーク値は 12 V であるので, アクティブフィルタのピーク値容量は 370 VA であり, これは負荷容量のわずか 7.4% である。

7.6 直流電圧制御

高調波抑制のみを行う場合には, 直列形アクティブフィルタは高調波電圧しか出力しない。しかし, 直列形アクティブフィルタの基本波電圧を調整することにより, ダイオード整流回路の直流電圧を制御することができる。直列形アクティブフィルタが電源電圧と同位相[1]で振幅が V_{AFf} の基本波電圧を出力すると, ダイオード整流回路の端子電圧 v_L の基本波電圧振幅は V_{AFf} だけ減少

[1]直列形アクティブフィルタの出力電圧は, 図 7.1, 図 7.3 に示すように, 逆起電力の方向を正としている。

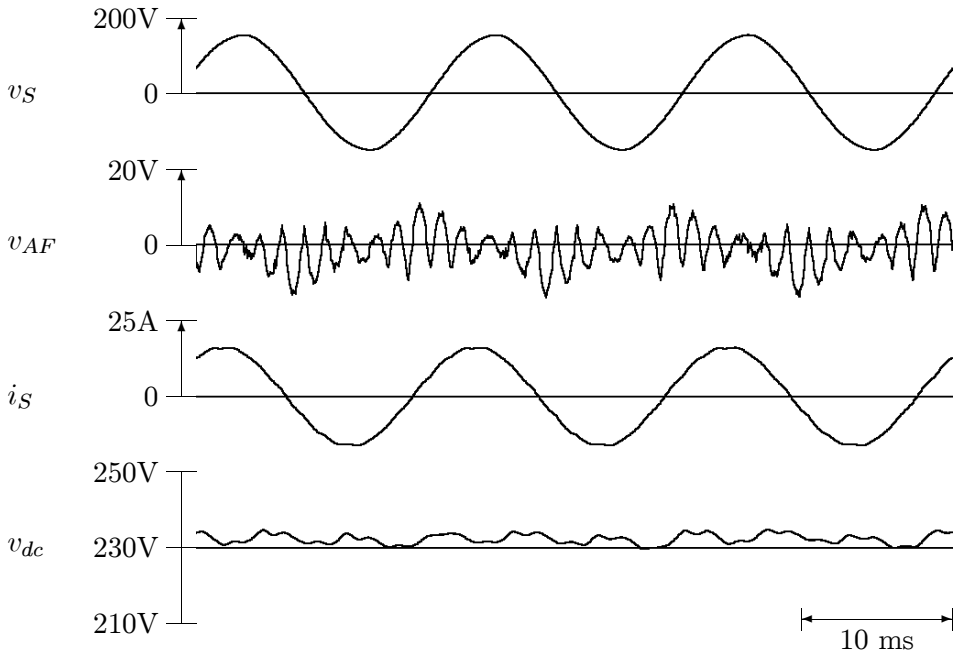


図 7.14. 直流電圧無制御時の実験波形

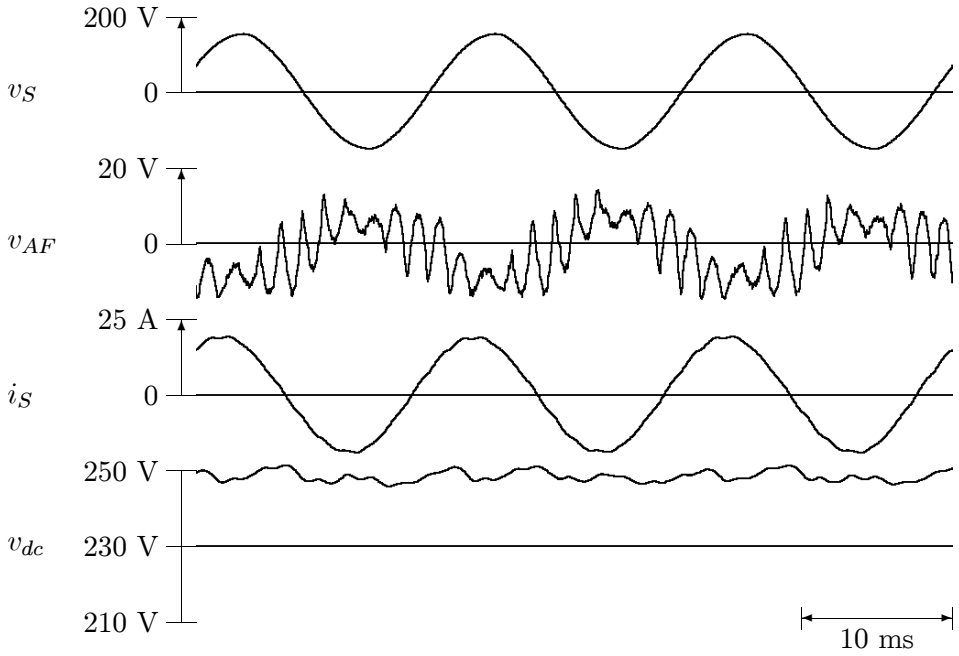


図 7.15. 直流電圧 5% 上昇時の実験波形

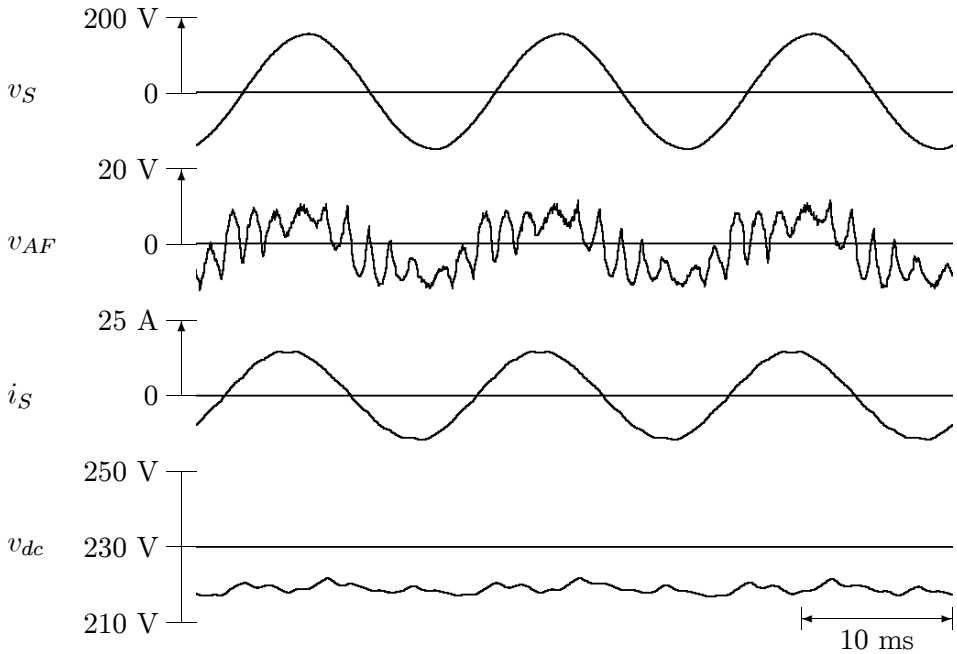


図 7.16. 直流電圧 5% 低下時の実験波形

する。ダイオード整流回路の端子電圧 v_L と直流電圧 V_{dc} には (7.4) 式の関係があるので, 直流電圧は $\Delta V_{dc} = \pi V_{AFf}/2$ だけ低下する。この場合, アクティブフィルタの出力基本波電圧と電源基本波電流の間に有効電力を形成するため, アクティブフィルタは有効電力を放出する。アクティブフィルタが放出した有効電力はダイオード整流回路から再びアクティブフィルタへ直流電力として供給される。従って, アクティブフィルタが出力する有効電力はアクティブフィルタとダイオード整流回路の間で循環するだけで, 直流電圧 v_{dc} には電圧変動を生じることはない。また同様に, 直列形アクティブフィルタが電源電圧と逆位相の基本波電圧を出力すると直流電圧を増加することができる。

図 7.14 ~7.16に直流電圧制御の実験結果を示す。図 7.14 は v_{AF} に基本波電圧を含まない場合であり, 直流コンデンサ電圧 v_{dc} は約 233 V である。図 7.15 は v_{AF} に電源電圧 v_S と逆位相の基本波電圧を 6 V (5%) 含んでいる場合の実験結果である。v_{AF} の基本波電圧はダイオード整流回路の端子電圧 v_L の基本波電圧を 5% 増大するため, v_{dc} は約 12 V 増加し, 245 V となっている。図 7.16 は v_{AF} 基本波電圧が v_S と同位相の場合であり, v_{dc} は 220 V に低下している。図 7.15, 7.16 の入力電流 i_S は図 7.14 と同様の正弦波であり, 直流電圧制御は高調波抑制にはほとんど影響していない。これは, 直列形アクティブフィルタの出力電圧 v_{AF} の高調波電圧の振幅が最大時に基本波電圧は零になり, v_{AF} のピーク値がほとんど増加していないためである。従って, 5% 程度の直流電圧制御を行っても, v_{AF} のピーク値容量はほとんど増加しない。

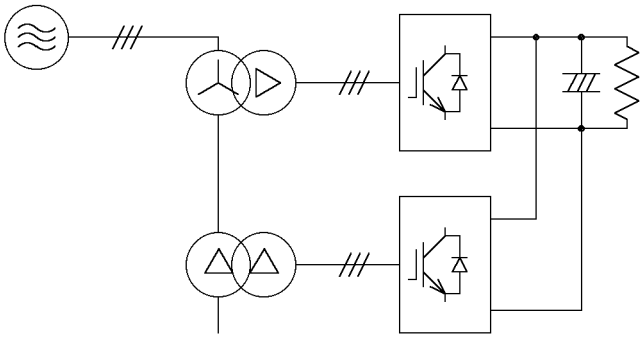


図 7.17. PWM 整流回路

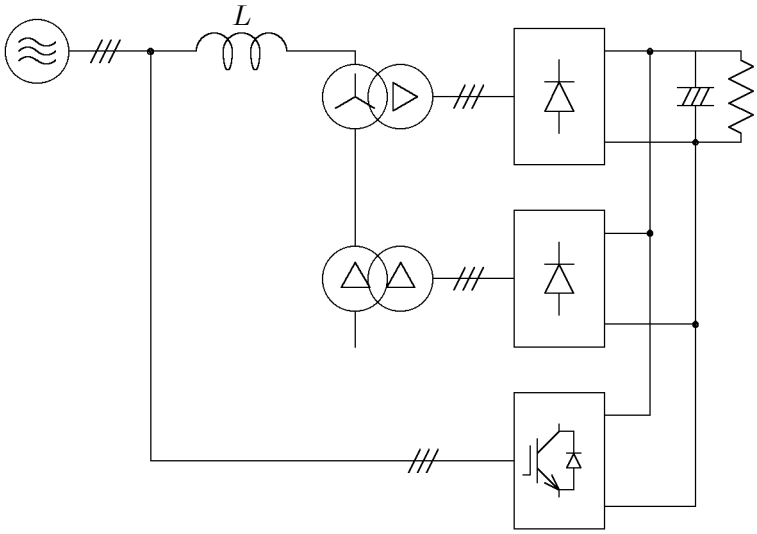


図 7.18. 直列二重ダイオード整流回路 (コンデンサ平滑) と並列形アクティブフィルタの併用

7.7 他の方式との特性比較

表 7.3 に正弦波電流入力の順変換システムの特性比較を示す。ここでは, 図 7.17 の PWM 整流回路, 図 7.18 のダイオード整流回路と並列形アクティブフィルタ(13)~(15)との併用, および図 7.1 のダイオード整流回路と直列形アクティブフィルタとの併用の三方式について検討する。

PWM 整流回路は, PWM 変換器の交流側を電源と接続し, PWM 変換器によって交流–直流変換を行うもので, PWM 変換器の電流制御により, 入力電流は力率 1 の正弦波にできる。また, 直流側から電源への電力の回生や直流電圧の制御が可能である。

一方, ダイオード整流回路と並列・直列形アクティブフィルタの併用システムはダイオード整流回路が交流–直流変換を行い, アクティブフィルタはダイオード整流回路が発生する高調波を抑制し電源電流を正弦波にする。このため, PWM 整流回路は負荷容量と同容量の PWM 変換器が必要になるのに対して, 並列・直列形アクティブフィルタには小容量の PWM 変換器を用いること

表 7.3. 正弦波入力電流を有する整流システムの比較

circuit configuration	PWM rectifier (fig.7.17)	shunt AF + diode rectifier (fig.7.18)	series AF + diode rectifier (fig.7.1)
input current	sinusoidal (PF = 1)	sinusoidal (PF = 1)	sinusoidal (PF = 0.95)
converter rating	100%	20% ($L = 7\%$)	7% ($C_{AK} = 5\ \mu$F)
regeneration	possible	possible	impossible
dc voltage regulation	possible	impossible	possible

ができる。

並列形アクティブフィルタは, 補償電流がダイオード整流回路へ流入することがある。これを避けるため, 整流回路に交流リアクトル L を接続する必要があり, 交流リアクトルによって並列形アクティブフィルタの変換器容量は変化する。直列形アクティブフィルタは, 整流回路に交流リアクトルを接続する必要はなく, 並列コンデンサを接続することにより変換器容量を低減することができる。表 7.3 の並列形アクティブフィルタの変換器容量は, 図 7.8 の電源電流高調波 i_S を補償した場合 (交流リアクトル $L = 7\%$) の計算値である。並列形アクティブフィルタの PWM 変換器のピーク値容量は負荷容量の約 20% であり, 直列形アクティブフィルタはコンデンサ 5 μF を接続した場合は負荷容量の約 7% になる。

また, 並列形アクティブフィルタは, 基本波電流を制御すれば PWM 変換器容量の回生動作が可能であるが, 直流電圧を制御することはできない。一方, 直列形アクティブフィルタは回生動作はできないが, PWM 変換器の基本波電圧を制御して直流電圧を可変することができる。

PWM 整流回路は, 小容量の UPS やモータ駆動用インバータの直流電源に適するが, 大容量直流電源への応用ではコストや効率に問題がある。一方, コンデンサ平滑形ダイオード整流回路と直列形アクティブフィルタとの併用は, 直列形アクティブフィルタの主回路に使用する PWM 変換器容量を大幅に低減ので, 大容量の直流電源システムとして有効である。

7.8 まとめ

本章では, 直列形アクティブフィルタと直列二重ダイオード整流回路を接続した正弦波電流入力順変換システムについて, 理論と実験の両面から検討し, 以下のような結論を得た。

1. 12 パルスダイオード整流回路では電源電流に含まれる主要な高調波成分は 11 次, 13 次になり, 直列形アクティブフィルタは 11 次以上の電流高調波のみを抑制すればよく, 同じ直流出力電力を得るために必要な変換器容量は PWM 整流回路の 1/10 程度でよく, 高効率な直流

変換が実現できることを明らかにした。

2. 整流回路の各ダイオードと並列にコンデンサを接続することにより, ダイオード整流回路が発生する高次高調波電圧を抑制し, 直列形アクティブフィルタの所要容量をさらに低減できる。その結果, ダイオード整流回路の容量に比べて, ピーク値容量が 7% 程度の電力変換器で十分な高調波抑制効果が得られることを実験により確認した。

3. 直列形アクティブフィルタ出力の基本波電圧を調整することにより, 直流出力電圧を可変できることを明らかにした。この時, 直流出力電圧の可変範囲が ±5% 程度であれば, アクティブフィルタの出力電圧の実効値は増加するがピーク値は増加しない。すなわち, 電力変換器の容量を増加することなく, 直流出力電圧の制御が可能になる。

本章で提案した大容量用直流電源システムは 12 パルスダイオード整流回路を用いているため, 整流回路に絶縁を必要としない小容量の用途では, コストや重量などの面で適用は困難であると考えられる。しかし, 高圧受電を行うための受電トランスを接続するような 1000 kVA 以上の大容量の用途では, PWM 変換器は負荷容量の約 7% (ピーク値容量) と小容量であるので高調波を発生しない整流回路として有効である。

参 考 文 献

(1) 彭, 木幡, 赤木: 「並列形アクティブフィルタと直列形アクティブフィルタの補償特性の検討」, 電学論 D, 113 巻, 1 号, pp. 33–40, 1993

(2) 電気学会: 「半導体電力変換回路」, p. 211

(3) T. Okuyama, H. Nagase, Y. Kubota: “High Performance AC Motor Speed Control System Using GTO Converters,” *Proc. of IEEJ IPEC–Tokyo* , p. 720, (1983)

(4) T. G. Habetler, D. M. Divan: “Angle Controlled Current Regulated Rectifiers for AC/AC Converters,” *IEEE/PELS PESC Conf.Rec.,* 1986

(5) 竹下, 岩崎, 松井: 「三相 PWM コンバータのパラメータ変動を考慮した電流制御法」, 電学論 D, 107 巻, 11 号, p. 1339, 1987

(6) 小笠原, 山岸, 戸塚, 赤木: 「瞬時電力フィードフォワード制御を付加した電圧形 PWM 整流器・インバータ」, 電学論 D, 111 巻, 11 号, pp. 937–944, 1991

(7) 酒井, 遠藤, 本部, 南藤: 「電圧形 PWM コンバータの平滑コンデンサ低減法および瞬停再始動制御法」, 電学論 D, 112 巻, 1 号, pp. 29–37, 1992

(8) L. Gyugyi, E. C. Strycula: “Active AC Power Filter,” *IEEE/IAS Annual Meeting,* p. 529, 1976

(9) 彭, 赤木, 難波江: 「新しい原理に基づく高調波抑制装置—直列形アクティブフィルタと LC フィルタの併用システム—」, 電学論 D, 109 巻, 12 号, p. 897, 1989

(10) S. Bhattacharya, D. Divan: “Design and Implementation of a Hybrid Series Active Filter System,” *IEEE/PELS PESC Conf. Rec.,* p. 189, 1995

(11) L. Mořan, P. Werlinger, J. Dixon, R. Wallance: “A Series Active Filter which Compensates Current Harmonics and Voltage Unbalance Simultaneously,” *IEEE/PELS PESC Conf. Rec.,* p. 222, 1995

(12) J. G. Kassakian, M. F. Schlecht, G. C. Verghese: “Principle of Power Electronics,” p. 77, Problems 412.

(13) H. Sasaki, T. Machida: “A New Method to Elimination AC Harmonic Currents by Magnetic Compensation —Consideration on Basic Design—,” *IEEE Trans. on PAS,* vol. 90, p. 2009, 1971

(14) 「電力用アクティブフィルタ技術」, 電気学会技術報告 (II 部), 第 425 号, 1992

(15) 赤木: 「電源高調波規制に対応するパワーエレクトロニクス技術」, 電学論 D, 115 巻, 9 号, p. 1089, 1995

第 8 章

結論

近年の半導体製造技術の進歩と機器の省エネルギー化や小型・軽量化などの要求により, 半導体電力変換技術は一般産業用機器をはじめ, 家電製品, 電力, 電気鉄道などの広範囲に応用されるようになった。すでに, 半導体電力変換技術は現代社会にとって必要不可欠となっているが, 今後はエネルギー・環境問題に対する一解決策としても半導体電力変換技術応用の必要性はさらに高まって行くものと考えられる。半導体電力変換技術の応用範囲を拡大するために, 動作周波数の高周波化, 電流制御の高精度・高速化, 電圧・電流の低リプル化, システムの小型化などの電力変換器の高性能化が要求される。

これらの要求の実現を目的として, 従来からスイッチング周波数の高周波化が進められてきた。しかし, スイッチング周波数の高周波化を適用した場合には, スイッチング損失の増加やサージ電圧・寄生共振による電磁ノイズの増大などが問題となる。また, 電力や電気鉄道などの大容量の電力変換器の高周波化を行う場合には, 現在の高耐圧・大電流のスイッチング素子では高速なスイッチング動作が困難である。

本研究では, これらの問題点の解決を目的として, 半導体電力変換システムに LC 回路の共振や過渡現象を活用する高性能化と高効率化の方法として以下のような回路方式と制御法について検討を行った。

1. スイッチング素子の出力容量の高速放電と寄生振動の抑制を実現する回路方式
2. 出力電力を制御した場合にも, 零電圧または零電流スイッチングを可能にする制御方式および回路方式
3. 高速スイッチング素子が適用可能な小容量 PWM 変換器を用いて大容量システムの高調波を抑制可能な回路方式

本論文では, 高性能化と高効率化の要求を両立可能な半導体電力変換システムの開発を目的として, 第 2, 3, 4 章では, 半導体電力変換回路へ LC 回路を接続してスイッチング損失を低減し動

作周波数を高周波化して高性能化と変換器自身の高効率化を両立する回路方式を提案した。次に, 第 5, 6, 7 章では, 大容量システムの一部に LC 回路を付加して高周波スイッチングが可能な小容量電力変換器を適用可能にし高性能化とシステム全体としての高効率化を実現する回路方式を検討した。

以下に, 本研究で得た成果を各章毎にまとめる。

第 2 章では, 三次共振回路を用いた電圧形インバータの高速スイッチングについて検討し, 低温プラズマ発生装置用 2 MHz, 2 kW 高周波インバータに三次共振回路を接続して実験を行い, 以下のような結論を得た。

1. 電圧形インバータの出力に三次共振回路を接続するだけで, スイッチング素子の蓄積電荷の放電時間を短縮でき, インバータの基本波力率を低下することなく, サージ電圧の生じない良好な零電圧スイッチング動作が可能になる。実験により, 上昇・降下時間約 40 ns の高速なスイッチング特性を確認した。

2. インバータ出力電流に三次共振電流を重畳しても, インバータ出力電流の実効値は増加するが, 電流ピーク値はほとんど増加しない。従って, スイッチング素子の電流定格を増大する必要がないことを明らかにした。

3. 三次共振回路はローパスフィルタとしても動作し, 整合変圧器の巻線間容量とインバータ・変圧器間の配線インダクタンスの寄生共振を抑制することができる。

第 3 章では, 出力電力制御時のスイッチング損失低減法としてパルス密度変調 (PDM) を用いた出力電力制御法を提案し, 高周波誘導加熱装置とコロナ放電処理装置へ PDM 制御法を適用し, 実験により以下の結論を得た。

1. PDM 制御法は出力電力制御時にも零電流スイッチングが実現でき, 周波数制御法やパルス幅制御法に比べて高効率な運転が可能になる。さらに, 周波数制御法やパルス幅制御法は出力電力制御時にスイッチング周波数の増加を生じるが, PDM 制御法ではスイッチング周波数はむしろ低下しスイッチング損失を低減できる。

2. 誘導加熱用高周波インバータにおいて, 平滑コンデンサを取り外すとダイオード整流回路の入力電流波形を正弦波にできることを確認した。数 kW 以下の高周波インバータでは, 入力電流高調波を抑制する有効な方法である考えられる。

3. 誘導加熱用高周波インバータではディジタル方式の PDM 制御を適用し, 2% ～ 100% 16 段階の出力電力制御を実現した。コロナ放電処理装置ではアナログ方式 PDM 制御により, 連続的に 0.5% ～ 100% の広範囲な出力制御が可能であることを確認した。

4. 出力電力を制御してもPDM制御法の出力電圧振幅は一定であるので, 放電負荷へ適用した場合には, 常に電極間電圧を放電開始電圧以上に保った安定な放電を行うことができる。コロナ放電処理装置では, 最大出力電力の 0.5% の低出力動作においても, 電極の全体で一様な放電が可能であることを確認した。

第4章では, PWM制御を適用した電力変換器のスイッチング損失と電磁ノイズの低減を目的とした零電流スイッチング三相電圧形インバータを提案し, 実験により動作原理の確認と変換損失の解析を行い, 以下の結果を得た。

1. 零電流スイッチング三相電圧形インバータは, LC共振回路の中性点を直流コンデンサの中性点に接続することにより各相の共振電流を独立に制御することができ, LC共振回路の共振周波数や Q が各相ごとに異なっていたとしても安定な動作が実現できる。誘導電動機の駆動実験を行い速度起電力を有する負荷に対しても適用可能であることを明らかにした。

2. 還流ダイオードの導通状態を検出する新しい制御法は, 高速な零電流検出が可能であり正確な零電流スイッチングを実現した。従来のDC–CTを用いた零電流検出は遅延時間が約 1 μs であったのに対して, 新しい制御法では遅延時間 70 ns の高速検出を達成した。

3. 本研究の零電流スイッチングインバータは, スイッチング損失をほとんど零にすることができるが, 導通損失はむしろ増加する。共振電流を低減するように共振回路を設計したとしても, ハードスイッチングインバータに比べて 3/2 倍の導通損失が生じることを理論的に明らかにした。

4. 零電流スイッチングインバータはスイッチング損失が生じないので, スイッチング素子の動作が低速であっても損失は増加しない。損失解析の結果から, 実験に使用したIGBTに比べてオン電圧が 60% のスイッチング素子を使用すれば, 総合効率でハードスイッチングインバータを上回ることも可能であることを理論的に示した。

第5章では, 電力用アクティブフィルタの低損失化と大容量化を目的として, 小容量電力変換器とパッシブフィルタを併用したアクティブ・パッシブ併用フィルタを提案し, 動作特性とパッシブフィルタの設計法について検討した。

1. パッシブフィルタは負荷で生じる高調波電流の補償を行い, 直列形アクティブフィルタはパッシブフィルタの補償特性を改善するように動作する。その結果, 上位系統へ流出する電流高調波は系統インピーダンスには影響されることがなく, 直列形アクティブフィルタの制御ゲインによって補償特性を決定できる。

2. 直列形アクティブフィルタはダンピング抵抗としても動作し, 系統インピーダンスとパッシブフィルタの間の並列共振を抑制することができる。

3. 従来のアクティブフィルタに比べて, 高調波抑制に必要になる電力変換器容量を大幅に低減できる。従って, 電力変換器の効率が同じでも, システム全体としては低損失化が実現できる。

4. 直列形アクティブフィルタ出力電圧の基本は成分を制御することにより, 直列形アクティブフィルタに流入する有効電力を調整して直流コンデンサ電圧を一定に制御することができる。また, 直流コンデンサ電圧を零のままで直列形アクティブフィルタを起動し, 直流コンデンサ電圧を確立して通常の運転状態に移行できることを実験により確認した。

5. アクティブフィルタとの併用に適したパッシブフィルタの最適設計を行った。一般的な設計に比べて, 最適パッシブフィルタはアクティブフィルタの所要容量を約 60% に低減できることを理論的に示し, 実験により設計法の妥当性を確認した。

第 6 章では, 受電点電圧の高調波補償時に大容量の電力用アクティブフィルタが必要になる問題点に対して, アクティブ・パッシブ併用フィルタを発展したパワーラインコンディショナを提案し, 電圧高調波や電圧フリッカ, 逆相電圧の抑制効果について検討し, 以下の結論を得た。

1. パワーラインコンデショナは, 上位系統の電圧高調波と下位系統の電流高調波の両者が存在しても, 上位系統に流出する電流高調波と負荷端子の電圧高調波を同時に抑制することができる。従って, 上位系統から下位系統の負荷へ電流高調波の流入を生じることがなく, 下位系統の高調波発生源から進相コンデンサなどへの高調波干渉を抑制できる。

2. パワーラインコンディショナの制御法について検討し, フィルタ電圧検出法は負荷端子電圧制御法に比べて安定な高調波抑制が可能であることを明らかにした。

3. パワーラインコンデショナを用いた電圧高調波補償について検討し, 受電点電圧と電源電流の両者を検出する電圧・電流検出法を用いて良好な補償特性が得られること, 検出・制御の遅延はフリッカ補償特性に大きく影響を与えることを明らかにした。

4. 電圧フリッカ補償時のパワーフローを検討し, 直流コンデンサ容量と電圧リプルの関係と直流電圧制御用インバータの動作を明らかにした。電圧フリッカは直流コンデンサに低周波の電力変動を与えるので過大な電圧リプルを生じることがあるが, 直流電圧制御用インバータを接続すると電圧リプルを生じないので直流コンデンサ容量を低減できる。また, 直流電圧制御用インバータ接続時には, 電源電流の振幅は変動を生じるが有効電力は一定になる。

第 7 章では, コンデンサ平滑ダイオード整流回路に適した高調波抑制法として直列形アクティブフィルタと直列二重コンデンサ平滑ダイオード整流回路を併用した大容量用直流電源システムを提案し, 以下の結論を得た。

1. 12 パルスダイオード整流回路では電源電流に含まれる主要な高調波成分は 11 次, 13 次であり, 直列形アクティブフィルタは 11 次以上の電流高調波のみを抑制すればよく, PWM 整流回路に比べて PWM 変換器容量は 1/10 程度になる。

2. 整流回路の各ダイオードと並列にコンデンサを接続することにより, ダイオード整流回路が発生する高次高調波電圧を抑制し, 直列形アクティブフィルタの所要容量をさらに低減できる。その結果, 直列形アクティブフィルタのピーク値容量はダイオード整流回路の容量の 7% 程度でよいことを実験により確認した。

3. 直列形アクティブフィルタ出力の基本波電圧を調整することにより, 直流出力電圧を ±5% 程度可変できる。この時, アクティブフィルタの出力電圧の実効値は増加するがピーク値はほとんど変化しないので, アクティブフィルタのピーク値容量は増加しない。

最後に, 本研究に関した今後に残された研究課題について述べる。

第 2 章では, 三次共振回路を用いて 2 MHz の高周波動作を実現したが, 13.56 MHz 帯などのさらに動作周波数を高周波化する要求もある。動作周波数を高周波化するためには高速なパワー半導体デバイスが必要になるだけでなく, 配線のインダクタンスや放熱なども考慮したスイッチング素子の配置や共振回路のレイアウトなどパッケージングについても検討する必要があるだろう。

第 4 章では, PWM インバータのソフトスイッチング法について検討した。本論文で提案した零電流スイッチングインバータでは, スイッチング素子に連続的に共振電流が流れるため, スイッチング損失を低減することはできたが導通損失はむしろ増大し, 本論文の実験結果ではハードスイッチングインバータに比べて効率は低かった。今後, 導通損失の低減法について検討する必要があると考えられる。すなわち, オン電圧降下の低い次世代 IGBT や MCT (MOS controlled thyristor) などの採用や補助スイッチを用いてスイッチングの際にのみ共振電流を流す部分共振化などが考えられる。

第 7 章では, 直列形アクティブフィルタを用いた大容量用の直流電源システムについて検討した。本論文で提案した直流電源システムは, ダイオード整流回路と小容量の PWM 変換器の併用により, 電源電流高調波を生じることがなく, 直流コンデンサ電圧の制御も可能であるので, PWM 整流回路に代わる直流電源として期待できる。しかし, 提案した直流電源システムは直流から交流へ電力を回生することができない。無停電電源装置などの多くの用途では順変換だけでよいが, 電力回生を必要とする用途もあり, 電力回生を可能にする回路方式が望まれる。

謝 辞

本論文をまとめるにあたり御指導を賜りました東京工業大学 深尾 正 教授に厚く御礼申し上げます。本論文に対して数々の御意見, 御助言を賜りました東京工業大学 石井 彰三 教授, 安岡 康一 助教授, 高橋 宏治 助教授, 佐藤 之彦 助教授に心より御礼申し上げます。

本論文の内容は, 1987 年に著者が長岡技術科学大学の学部生として着手した研究テーマから, 岡山大学 工学部の教官として学部, 修士の学生とともに取り組んだ研究の成果をまとめたものであります。本研究の遂行においては, 長岡技大, 岡山大学での 12 年もの長きに亘り, 平素より公私共に御指導, 御鞭撻を賜りました岡山大学 赤木 泰文 教授, 数多くの御助言, 御討議をいただきました同大学 小笠原 悟司 助教授に深く御礼申し上げます。

長岡技大における著者の学生時代には, 御指導をいただくと共に, 本論文の題目でもある「半導体電力変換」を志す機会を与えてくださいました元長岡技術科学大学 教授 難波江 章 先生 (現 NPE 研究所 所長) に心より感謝いたします。研究の楽しさを教えてくださいました元教授 石崎 彰 先生 (現 EM テクノリサーチ 代表), 研究の厳しさを教えてくださいました高橋 勲 教授に深く感謝いたします。彭 方正 氏, 堀江 明 氏, 阿部 慶一 氏, 上面 哲官 氏, 富居 博治 氏をはじめ御協力をいただいた先輩, 同輩, そして後輩の諸氏に感謝いたします。

岡山大学へ赴任以来, 数多くの御指導, 御協力をいただきました元岡山大学 助教授 舩曳 繁之 先生 (現 島根大学 教授), 小松原 均 技官に深く感謝いたします。本研究の実験やコンピュータシミュレーションの多くは, 岡山大学の学部, 修士の学生諸氏の協力を得て行われたものであります。直接実験等に携わった岡部 健 氏, 平尾 邦朗 氏, 前原 輝男 氏, 佐藤 幾 氏, 美濃部 敦 氏, 廣石 正孝 氏, 小林 一弘 氏, 三好 清人 氏, 谷 智美 さんに感謝いたします。數乗 有 助手, 冨永 真志 氏, 渡辺 泰広 氏, 和田 圭二 氏をはじめ, ここには書き切れない多くの方々から御協力をいただきましたことを心より感謝いたします。

最後に, 元研究室秘書として研究活動をサポートし, 現在は家庭から研究生活を支えてくれている妻 隆子に, 多くの励ましを与えてくれた両親に深く感謝いたします。

発表論文

本研究に関する論文

第 2 章

1. 藤田 英明, 赤木 泰文: 「低温プラズマ発生装置用 2MHz 2kW インバータの三次共振回路を用いたスイッチングの高速化」, 電気学会論文誌 D, 117 巻, 10 号, pp. 1262–1268, 1997

2. Hideaki Fujita, Hirofumi Akagi: "A 2 MHz, 2 kW voltage-source inverter for low-temperature plasma generators: implementation of fast switching with a third-order resonant circuit," *IEEE Transactions on Industry Applications,* vol. 35, no. 1, pp. 21–27, 1999

第 3 章

1. Hideaki Fujita, Hirofumi Akagi: "Pulse-density-modulated power control of a 4 kW 450 kHz voltage-source inverter for induction melting applications," *IEEE Transactions on Industry Applications,* vol. 32, no. 2, pp. 279–286, 1996

2. 藤田 英明, 佐藤 幾, 小笠原 悟司, 赤木 泰文: 「コロナ放電処理システムに適した電圧形インバータ・直列共振回路の PDM 電力制御」, 電気学会論文誌 D, 114, 4, pp. 459–465, 1994

3. Hideaki Fujita, Hirofumi Akagi: "Control and performance of a pulse-density-modulated series-resonant inverter for corona discharge processes," *IEEE Transactions on Industry Applications,* vol. 35, no. 3, pp. 621–627, 1999

第 4 章

1. 藤田 英明, 赤木 泰文: 「零電流スイッチング三相 PWM インバータ」, 電気学会論文誌 D, 114 巻, 5 号, pp. 561–566, 1994

2. 藤田 英明, 小笠原 悟司, 赤木 泰文: 「交流側に共振回路を接続した零電流スイッチング三相 PWM インバータの制御法と動作特性」, 電気学会論文誌 D, 118 巻, 6 号, pp. 748–756, 1998

第 5 章

1. 藤田 英明, 赤木 泰文: 「LC フィルタを直列接続した電力用アクティブフィルタの制御法と補償特性」, 電気学会論文誌 D, 110 巻, 6 号, pp. 637–645, 1990

2. Hideaki Fujita, Hirofumi Akagi: "A practical approach to harmonic compensation in power systems —series connection of passive and active filters—," *IEEE Transactions on Industry Applications,* vol. 27, no. 6, pp. 1020–1025, 1991

3. 藤田 英明, 赤木 泰文: 「直列形アクティブフィルタと LC フィルタの併用システム —LC フィルタの最適設計—」, 電気学会論文誌 D, 112 巻, 2 号, pp. 127–135, 1992

第 6 章

1. Hirofumi Akagi, Hideaki Fujita: "A new power line conditioner for harmonic compensation," *IEEE Transactions on Power Delivery,* vol. 10, no. 3, pp. 1570–1575, 1995

2. 藤田 英明, 三好 清人, 赤木 泰文: 「直列形アクティブフィルタを用いたフリッカ・高調波抑制システム」, 電気学会論文誌 D, 115 巻, 12 号, pp. 1440–1447, 1995

3. Hideaki Fujita, Hirofumi Akagi: "The unified power quality conditioner: the integration of series active filters and shunt active filters," *IEEE Transactions on Power Electronics,* vol. 13, no. 2, pp. 315–322, 1998

第 7 章

1. 藤田 英明, 赤木 泰文, 小幡 雅一: 「直列二重ダイオード整流回路 (コンデンサ平滑) と直列形アティブフィルタを併用した順変換システム」, 電気学会論文誌 D, 116 巻, 9 号, pp. 910–917, 1996

2. Hideaki Fujita, Hirofumi Akagi: "An approach to harmonic current-free ac/dc power conversion for large industrial loads: the integration of a series active filter with a double-series diode rectifier," *IEEE Transactions on Industry Applications,* vol. 33, no. 5, pp. 1233–1240, 1997

その他の論文

1. 小笠原 悟司, 藤田 英明, 赤木 泰文: 「電圧形 PWM インバータが発生する高調波漏れ電流のモデリングと理論解析」, 電気学会論文誌 D, 115 巻, 1 号, pp. 77–83, 1995

2. 冨永 真志, 藤田 英明, 赤木 泰文: 「直列多重電圧形 PAM インバータを用いた Advanced SVC の過渡解析」, 電気学会論文誌 D, 115 巻, 5 号, pp. 545–552, 1995

3. Hideaki Fujita, Shinji Tominaga, Hirofumi Akagi: "Analysis and design of a dc-voltage-controlled static var compensator using quad-series voltage-source inverters," *IEEE Transactions on Industry Applications,* vol. 32, no. 4, pp. 970–978, 1996

4. 冨永 真志, 藤田 英明, 赤木 泰文: 「直列多重電圧形 PAM インバータを用いた SVC —ソフトスイッチング技術の適用—」, 電気学会論文誌 D, 117 巻, 4 号, pp. 449–455, 1997

5. 渡辺 泰広, 藤田 英明, 赤木 泰文: 「電力系統の潮流制御を目的とした高速移相器の制御法と過渡特性」, 電気学会論文誌 D, 117 巻, 11 号, pp. 1327–1333, 1997

6. 藤田 英明, 山嵜 高裕, 赤木 泰文: 「配電系統の高調波拡大現象の抑制を目的としたアクティブ・パッシブ併用フィルタ」, 電気学会論文誌 D, 118 巻, 10 号, pp. 1193–1200, 1998

7. 和田 圭二, 藤田 英明, 赤木 泰文, 柴丸 昇: 「配電系統用アクティブフィルタの高調波拡大現象抑制効果の実験的検証」, 電気学会論文誌 B, 119 巻 2 号, pp. 204–211, 1999

8. Hirofumi Akagi, Keiji Wada, Hideaki Fujita: "A Shunt active filter based on voltage detection for harmonic termination of a radial power distribution line," *IEEE Transactions on Industry Applications,* vol. 35, no. 3, pp. 638–645, 1999

国際会議

1. Hideaki Fujita, Hirofumi Akagi: "A practical approach to harmonic compensation in power systems —series connection of passive and active filters—," *IEEE/IAS Annual Meeting,* part 2, pp. 1107–1112, 1990 **(Industry Power Converter Committee First Prize Paper Award)**

2. Hideaki Fujita, Hirofumi Akagi: "Design strategy for the combined system of shunt passive and series active filters," *IEEE/IAS Annual Meeting,* vol. 1, pp. 898–903, 1991

3. H. Fujita, H. Akagi, K. Sano, K. Mita, R. H. Leonard: "Pulse density modulation based power control of 4 kw 400 kHz voltage-source inverter for induction heating applications," *Proc. of IEEE/IAS and IEEJ PCC-Yokohama,* pp. 111–116, 1993

4. Hideaki Fujita, Hirofumi Akagi: "A zero-current-switching based three-phase pwm inverter having resonant circuits on ac side," *IEEE/IAS Annual Meeting,* pp. 821–826, 1993

5. Hideaki Fujita, Shinji Tominaga, Hirofumi Akagi: "Analysis and design of an advanced static var compensator using quad-series voltage-source inverters," *IEEE/IAS Annual Meeting,* pp. 2565–2572, 1995 **(Industry Power Converter Committee First Prize Paper Award)**

6. Hideaki Fujita, Hirofumi Akagi: "The unified power quality conditioner: the integration of series active filters and shunt active filters," *IEEE/PELS PESC Conf. Rec.,* pp. 494–501, 1996

7. Shinji Tominaga, Hideaki Fujita, Hirofumi Akagi: "Application of zero-voltage-switching to a dc voltage-controlled static var compensator using quad-series voltage-source inverter, " *IEEE/PELS PESC Conf. Rec.,* pp. 482–488, 1996

8. Hideaki Fujita, Satoshi Ogasawara, Hirofumi Akagi: "Control and performance of a zero-current-switched three-phase inverter equipped with resonant circuits on the ac-side," *IEEE/IAS Annual Meeting,* pp. 1040–1047, 1996

9. Hideaki Fujita, Hirofumi Akagi: "An approach to harmonic-free ac/dc power conversion for large industrial load: the integration of a series active filter with a double-series diode rectifier," *IEEE/IAS Annual Meeting,* pp. 1235–1241, 1996

10. Hideaki Fujita, Satoshi Ogasawara, Hirofumi Akagi: "An approach to a broad range of power control in voltage-source series-resonant inverters for corona discharge treatment — pulse-density-modulation —," *IEEE/PELS PESC Conf. Rec.,* pp. 1000–1006, 1997

11. Hideaki Fujita, Hirofumi Akagi: "A 2 MHz, 2 kW voltage-source inverter for low-temperature plasma generators: implementation of fast switching with a third-order resonant circuit," *IEEE/IAS Annual Meeting,* pp. 1647–1652, 1997

12. Shinji Tominaga, Hideaki Fujita, Hirofumi Akagi: "Control and characteristics of a static var generator under single-line-ground faults," *IEEE/IES IECON '97 Conf. Rec.,* pp. 822–826, 1997

13. Hideaki Fujita, Hirofumi Akagi: "A 2-MHz, 6-kVA voltage-source inverter using low-profile MOSFET modules for low-temperature plasma generators," *IEEE/PELS PESC Conf. Rec.,* pp. 153–158, 1998

14. Hideaki Fujita, Hirofumi Akagi: "A hybrid active filter for damping of harmonic resonance in industrial power systems," *IEEE/PELS PESC Conf. Rec.,* pp. 209–216, 1998

15. Hideaki Fujita, Hirofumi Akagi: "Control and analysis of a unified power flow controller," *IEEE/PELS PESC Conf. Rec.,* pp. 805–811, 1998

16. Hideaki Fujita, Hirofumi Akagi: "Control and performance of a pulse-density-modulated series-resonant inverter for corona discharge processes," *IEEE/IAS Annual Meeting,* pp. 1320–1325, 1998 **(Industry Power Converter Committee First Prize Paper Award)**

17. Hirofumi Akagi, Hideaki Fujita, Keiji Wada: "A shunt active filter based on voltage detection for harmonic termination of a radial power distribution line," *IEEE/IAS Annual Meeting,* pp. 1393–1399, 1998

18. Hideaki Fujita, Yasuhiro Watanabe, Hirofumi Akagi: "Transient analysis of a unified power flow controller, and its application to design of the dc-link capacitor," *IEEE/PELS PESC Conf. Rec.,* pp. 626–631, 1999