

— 博士論文 —

新しい部分共振回路方式を適用した  
制御の簡単な高効率ソフトスイッチング  
インバータに関する研究

2006年 2月

石川 裕記

# 新しい部分共振回路方式を適用した制御の簡単な高効率ソフトスイッチングインバータに関する研究

石川 裕記

## 論文要旨

電力変換回路の技術的な課題として、高効率化、小型軽量化、変換した電力の高品質化、電磁ノイズの抑制などが挙げられる。

これらの課題を解決する手段のひとつとしてパワー半導体デバイスのソフトスイッチング化が有望視されている。ソフトスイッチングは、主として、リアクトルとコンデンサの共振現象を利用してパワー半導体デバイスの状態量、つまり電流または電圧、あるいは両方をゼロにし、その時点でパワー半導体デバイスをオンまたはオフする技術である。この技術を適用した電力変換回路は、

- (1) スwitching動作時には、原理的に、パワー半導体デバイスの電流と電圧の少なくとも一方がゼロであるため、スイッチング損失の低減が可能である。これにともなう、パワー半導体デバイスの冷却装置が小型化できる。
- (2) スwitching周波数を高くしてもスイッチング損失が増加しないため、効率が低下することなく、スイッチング周波数の増加による変換電力の高品質化が可能である。
- (3) スwitching時のパワー半導体デバイスの電圧もしくは電流あるいはその両方の波形成形は、リアクトルとコンデンサの共振現象を利用している。このため、パワー半導体デバイスの状態量に MHz オーダーの非常に高い周波数成分を含まないように設計することができ、電力変換回路が発生する電磁ノイズの抑制が可能である。

という特長を持ち、世界的に多くの研究がなされている。

しかし、このような特長がある反面、従来の多くのソフトスイッチング回路には、以下の問題点がある。

- ① パワー半導体デバイスの状態量がゼロとなる時点を検出してスイッチングを行うことでソフトスイッチングを実現するため、電流センサもしくは電圧センサなどの検出回路が必要である。
- ② 共振動作をスイッチング動作のタイミングに合わせるための予備動作が必要である。この動作が回路構成によっては、出力の状態量に依存していたり、その制御信号がスイッチングパターンに対し独立であったりするため、制御が複雑になる。
- ③ ソフトスイッチングを実現するための共振回路での損失により、かえって効率が低下する場合がある。

本論文では上記①～③の問題点を解決する、新しいソフトスイッチングインバータ（以下、SS-INV）を提案する。本論文の SS-INV はパワー半導体デバイスの状態量の検出を必要としない回路方式である。出力の PWM パターンに同期させた制御信号により共振回路の制御を行う方式を考案・適用したため、制御の簡潔化を実現できた。

本論文において、電圧形インバータ・電流形インバータのそれぞれに対し、上記特長を有する新しい部分共振回路を用いた SS-INV のソフトスイッチング動作を含めた回路動作を理論解析により明らかにした。理論解析に基づいて、出力制御方式、回路素子定数の設計法を確立した。実験により、その動作を検証し、理論設計の有効性を明らかにした。効率についても、本論文で提案するいずれの SS-INV も、これらにそれぞれ対応するハードスイッチングインバータ（以下、HS-INV）より高効率であることを実験により確認した。

本論文は以下の全6章で構成した。

第1章では、従来のソフトスイッチング電力変換器の問題点を明らかにし、本研究の位置付けを行った。

SS-INV の最も古い方式は、コンデンサとリアクトルによる共振パルスそのまま出力パルスとし、その密度を変調する PDM 制御を行う方式である。この方式は、回路構成が簡単である特長を有するが、

- ・ ハードスイッチングの PWM インバータ（以下、HS-PWM-INV）に比べ、同じスイッチング周波数では出力波形の歪みが大きい。
- ・ 電圧形インバータではパワー半導体デバイスの電流ストレス、電流形インバータでは電圧ストレスが大きい

などの問題があった。

このため、現在ではスイッチング時のみ共振現象を利用してソフトスイッチングを実現し、PWM 制御を可能とした部分共振形が主流となっている。部分共振形インバータでは出力波形の波形形成制御性能が HS-PWM-INV と同等となり、PDM インバータに比べ、パワー半導体デバイスの電流・電圧ストレスが抑制されたが、前述した①～③の問題が依然として残っている。

本研究は、上記の従来技術に鑑み、電圧センサ・電流センサなどの検出回路が不要で、同時に制御が簡潔であり、かつ効率の高い SS-INV を提案することを目標とする。

第2章では、本論文で提案するソフトスイッチングインバータに共通する基本共振回路構成について論じる。本論文で取り上げる SS-INV ではすべて、パワー半導体デバイスに対し、直列にリアクトルを接続し、ゼロ電流でターンオンさせる。リアクトル電流を断続的に流すことでターンオン時の電流センサレス化を実現した。

ソフトスイッチング電圧形インバータ（以下、SS-VSI）では、共振コンデンサ電圧を直流リンク部に接続した3つの分圧コンデンサのうちの一つの電圧と等しくすることにより、パワー半導体デバイスの電圧をゼロにし、ゼロ電圧でターンオフさせる。ゼロ電圧ターンオフの予備動作としてターンオフ動作の前に共振回路を動作させる。共振回路は自動的にパワー半導体デバイスの電圧をゼロにする構成としたため、電圧センサレス化を実現した。

ソフトスイッチング電流形インバータ（以下、SS-CSI）では、インバータ側のパワー半導体デバイスに流れる電流に対して共振電流を逆向きに流し、インバータ側のパワー半導体デバイスの電流をゼロにする、ゼロ電流でターンオフさせる。パワー半導体デバイスに

直列にダイオードを接続して逆阻止特性を持たせ、電流センサレス化を実現した。

パワー半導体デバイスの電圧ストレスを抑制するため、高周波トランスを用いて共振コンデンサの過充電を防止する回路も提案している。

第3章では、第2章で述べた構成要素回路のうち、ゼロ電流ターンオン回路、ゼロ電圧ターンオフ回路、共振コンデンサ過充電防止回路を適用した SS-VSI を提案する。

このインバータは共振回路を全て受動素子のみで構成しており、パワー半導体デバイスの電流・電圧センサレス化を実現し、共振回路の制御信号を不要とした。このため、出力制御のための PWM 信号のみでソフトスイッチングが達成され、制御の簡潔化を実現した。さらに、デッドタイム期間においても直流リンク部に接続した分圧コンデンサ・負荷間の電流経路を確保することにより、デッドタイム期間の直前の電圧とほぼ等しい電圧を出力できるようにした。これにより、いわば自動的にデッドタイム補償の機能を持たせることができた。デッドタイム自動補償機能により、スイッチングパターンにデッドタイム補償のための付加的变化を施すことなく、特に低周波数出力での電流歪み抑制を可能にした。

本章では、回路動作モードの理論的解析を行い、動作モードに基づいて回路定数の設計指針、デッドタイム自動補償機能の基本原理を明らかにした。実験により、ソフトスイッチング動作が実現できたこと、出力基本性能が HS-INV と同等であることを示した。さらに、上記のデッドタイム自動補償機能について実機による検証を行い、低周波数出力での大幅な電流歪み抑制効果を確認した。HS-INV との効率を比較した結果、SS-VSI の方が重負荷側で 0.7 ポイント、軽負荷側で 9.2 ポイントの向上を達成できた。

第4章では、第2章で示した構成要素回路のうち、ゼロ電流ターンオン回路、ゼロ電圧ターンオフ回路、共振コンデンサ過充電防止回路を適用した SS-CSI を提案する。

インバータ側のパワー半導体デバイスには、自己消弧形デバイスである IGBT を適用し、これにダイオードを直列に接続することで逆阻止特性を持たせた。コンデンサおよびリアクトルを付加し、これらによる共振電流を、インバータ側のパワー半導体デバイスの電流に対し、逆向きに流してゼロ電流ターンオフを達成する。これにより、ターンオン、ターンオフともに電流センサ無しでソフトスイッチングを実現した。

直流リアクトルでの銅損低減、装置の小型軽量化、出力大容量化も目的として、直流リアクトルの小型化を目指した。通常の PWM パターンのままで小型化すると、直流リアクトル電流に脈動が重畳し、出力波形が歪む。これを抑制するため、脈動が小さくなるように、PWM パターンを改良した。

共振回路の改良によっても効率向上を実現した。検討した共振回路は、ブリッジ構成にしたパワー半導体デバイスに共振コンデンサを接続する回路構成で、2個の共振リアクトルのうち、1個を除去できる。パワー半導体デバイス数は増加するが、共振回路全体でのパワー半導体デバイスの導通損を減少できる。除去した共振リアクトルの銅損および鉄損の寄与がなくなるため、さらに効率を向上できる。

本章でも、回路構成および動作原理の理論解析を行い、回路定数の設計指針を明らかに



した。実験により、SS-CSI のソフトスイッチング動作が実現できること、および出力基本性能が HS-INV と同等であることを示した。改良した共振回路についても回路動作を確認した。本章で提案する2つの SS-CSI では、HS-INV に対し、改良前では 2.28 ポイント、改良後では 5.3 ポイントの効率の向上が達成できたことを実験により確認した。特に、改良した共振回路を適用したインバータにおいて、効率向上の効果が大きいことを実証した。出力容量は、HS-INV に対し、約 2 割の増加を実現した。

第 5 章では、第 2 章で論じた構成要素回路のうち、ゼロ電流ターンオン回路およびゼロ電流ターンオフ回路を適用し、さらに、ゼロ電流ターンオフ回路には共振コンデンサ過充電防止回路の構成を応用した SS-CSI を提案する。

本章で提案する SS-CSI は HS-INV の直流リアクトルを一次側巻線とする高周波トランスを使用する。二次側巻線とそれに接続された共振コンデンサによって共振回路を構成し、インバータ側のパワー半導体デバイスに対しては漏れインダクタンス成分と共振コンデンサ、共振回路のパワー半導体デバイスに対しては二次側巻線と共振コンデンサによって発生する共振現象を利用してソフトスイッチング動作を実現する。共振コンデンサ電圧は共振回路のパワー半導体デバイスの制御パターンで調整できるため、負荷の状態量によってソフトスイッチング動作可能領域の調整ができる。直流リアクトル電流を制御することにより、電流形インバータの特長の一つである昇圧機能を積極的に利用することができる。

本章では、回路構成および動作原理を理論的に明らかにし、回路定数の設計指針を示した。実験により、ソフトスイッチング動作が実現できていること、および SS-CSI の基本的な性能を示した。HS-INV との効率比較を行い、4.65 ポイントの向上を実現した。

第 6 章は、本論文のまとめである。本論文で取り上げたいずれの SS-INV においても、ソフトスイッチングのためだけのセンサ類は不要で、このためだけの複雑な制御を施すことなくソフトスイッチング動作を実現した。出力制御性能も HS-INV と同等のものが得られ、さらに、効率も向上したことが本論文における成果であると結論付けた。

今後の展望として、「ワイドギャップ半導体」を適用した次世代ソフトスイッチング電力変換回路の特長、課題についての見通しを述べた。「ワイドギャップ半導体」の特長は高速スイッチング、高温動作可能、低オン損失であり、「高パワー密度化」を目指す次世代電力変換回路への適用が期待されている。SS-INV に「ワイドギャップ半導体」を適用するには、分布定数の顕在化、共振回路を含む回路素子の温度特性の向上、共振リアクトルにおける鉄心の高周波特性の改善、制御回路の高速化といった課題を克服する必要があることを指摘した。

# 題目：新しい部分共振回路方式を適用した制御の簡単な 高効率ソフトスイッチングインバータに関する研究

## 目 次

第1章	緒言	1
1.1	本研究の背景	1
1.1.1	パワー半導体デバイスの歴史と半導体電力変換回路が要求される性能	1
1.1.2	ハードスイッチングの問題点とソフトスイッチングの必要性	2
1.1.3	ソフトスイッチングの原理と特長	4
1.1.4	ソフトスイッチング技術の開発の経緯	6
1.1.5	ソフトスイッチング方式を適用した電力変換器の研究の現状と問題点	9
1.1.6	実用化の現状	12
1.2	本研究の目的	14
1.3	本論文の構成と概要	15
	参考文献	18
第2章	リアクトルとコンデンサによる部分共振を利用したソフトスイッチングの原理と基本回路構成	21
2.1	従来技術の問題点	21
2.2	本研究における主回路の設計指針と基本回路構成	23
2.2.1	スイッチング状態検出用センサレス化	23
2.2.2	リアクトルの誘導性を利用したゼロ電流ターンオン回路	24
2.2.3	共振コンデンサ電圧に着目したゼロ電圧ターンオフ回路	24
2.2.4	サイリスタ転流回路を応用したゼロ電流ターンオフ回路	25
2.2.5	高周波トランスによる共振コンデンサの過充電保護回路	26
2.3	まとめ	27
	参考文献	29
第3章	電圧形インバータのソフトスイッチング化	30
3.1	回路設計の基本方針	30
3.2	回路構成と動作原理	31

3.2.1	主回路構成と特長	31
3.2.2	回路動作原理	32
3.2.3	ソフトスイッチング動作にともなう PWM パターンの制約とその解決法	43
3.2.4	デッドタイム補償機能の理論的検証	44
3.2.5	分圧コンデンサの電圧変動を考慮した出力電圧誤差の理論的検証	46
3.2.6	素子定格に基づく回路パラメータの設計例	51
3.3	ハードスイッチングインバータとの特性比較	53
3.3.1	実験回路構成の概要	53
3.3.2	スイッチング特性と出力特性	54
3.3.3	デッドタイム自動補償機能の検証	57
3.3.4	効率評価	59
3.3.5	高調波抑制特性	61
3.4	まとめ	63
	参考文献	65

#### 第4章 電流形インバータのソフトスイッチング化 (大容量化・高効率化) **66**

4.1	ソフトスイッチング方式への電流形インバータの有用性	66
4.2	回路構成と動作原理	67
4.2.1	主回路構成と特長	67
4.2.2	回路動作原理	69
4.2.3	CC-SS-CSI の出力および共振回路の制御法と制約	75
4.2.4	素子定格に基づく回路パラメータの設計例	79
4.3	ハードスイッチングインバータとの出力特性の比較	85
4.3.1	実験回路構成	85
4.3.2	スイッチング特性と出力特性	87
4.3.3	効率評価	97
4.3.4	出力大容量化に関する考察	99
4.4	高効率化のための共振回路の改良	101
4.4.1	回路構成と特長	101
4.4.2	制御方式の検討	102
4.4.3	実験回路構成	104
4.4.4	スイッチング特性と出力特性	104
4.4.5	効率評価	113
4.5	まとめ	117
	参考文献	119

第5章	電流形インバータのソフトスイッチング化（高出力電圧化）	<b>121</b>
5.1	昇圧機能を利用したソフトスイッチング電流形インバータ	121
5.2	回路構成と動作原理	122
5.2.1	主回路構成と特長	122
5.2.2	高効率化のための共振回路の検討	123
5.2.3	回路動作原理	125
5.2.4	ソフトスイッチング動作にともなうPWMパターンの制約	131
5.2.5	素子定格に基づく回路パラメータの設計例	133
5.3	特性評価	138
5.3.1	実験回路構成	138
5.3.2	スイッチング特性と出力特性	140
5.3.3	効率評価	147
5.4	まとめ	152
	参考文献	154
第6章	結言	<b>155</b>
6.1	本研究の成果	155
6.2	ソフトスイッチング電力変換回路の将来動向	158
6.2.1	Si半導体スイッチング素子を適用したソフトスイッチングインバータの課題と将来動向	158
6.2.2	「ワイドギャップ半導体」を適用した適用したソフトスイッチングインバータの特長と課題	161
	参考文献	164
研究業績		<b>166</b>
謝辞		<b>171</b>



# 第1章 緒言

## 1.1 本研究の背景

### 1.1.1 パワー半導体デバイスの歴史と半導体電力変換回路が要求される性能

パワー半導体デバイス（以下、スイッチング素子）は、1957年にGE社からシリコン整流器（SCR）が開発されて以来、ほぼ45年の間にGTO、バイポーラパワートランジスタ、パワーMOSFET、IGBTなど、次々に新しいスイッチング素子が開発された<sup>[1]</sup>。SCRは逆阻止能力を持つ自然消弧形デバイスで、ターンオフのタイミングを制御するには転流回路が必要であった。1960年代後半に開発されたGTOは自己消弧形デバイスで、制御信号でターンオフのタイミングも制御できるようになった。パワーMOSFETが1970年代初頭に開発され、高速スイッチングが可能となった。1980年代前半に、パワーMOSFETの高速スイッチング特性と、バイポーラパワートランジスタの大容量化の技術を組み合わせたIGBTが開発された。現在では小容量・高速スイッチング用途にはパワーMOSFET、電力業界の一部ではGTO、その他大部分の用途ではIGBTと、ほぼ完全に置きわけてなされている。IGBTは、逆バイアスを印加することが禁止されているが、用途の多様化にともない、逆阻止形IGBTが開発・市販されている。現在開発段階のSiCやGaNを用いたスイッチング素子は、低オン電圧や、さらなる高速スイッチングが実現可能といわれ、非常に注目されている。

こうしたスイッチング素子の高速化、大容量、低オン電圧降下などの高性能化にともなって、パワーエレクトロニクス技術が急速に成長し、産業分野から民生分野に至る幅広い分野で大きな変革をもたらした。その最も大きな理由としては、パワーエレクトロニクスの中核を担う半導体電力変換回路により電力の変換が容易になったため、電動機の変速駆動が可能となったことに加え、半導体電力変換回路と電動機の組み合わせにより省エネルギー化が促進されることがあげられる。現在、パワーエレクトロニクス技術は、電力システム、産業システム、鉄道公共システム、家庭用電気機器などの分野に導入されており、社会の基盤技術として定着しつつある。

半導体電力変換回路は、スイッチング動作により、電力の形態、大きさ、相数、周波数を変換する。主な半導体電力変換回路の入力電力、出力電力の形態による分類を表1.1に示す。

スイッチング素子の高性能化により、電力変換回路は、

- (1) 高効率化
- (2) 小型軽量化
- (3) 高周波スイッチングによる変換電力の高品質化
- (4) 低騒音化、低電磁ノイズ化

などを実現することが可能となった。これらを同時に実現するキーテクノロジーのひとつはスイッチング素子のスイッチング方式にある。

表 1.1： 主な半導体電力変換回路の分類

出力 入力	交流	直流
交流	<ul style="list-style-type: none"> <li>・ サイクロコンバータ</li> <li>・ マトリクスコンバータ</li> <li>・ DC リンクコンバータ</li> <li>・ AC リンクコンバータ など</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>・ ダイオード整流器</li> <li>・ PWM 整流器</li> <li>・ PFC コンバータ</li> <li>など</li> </ul>
直流	<ul style="list-style-type: none"> <li>・ インバータ</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>・ チョッパ</li> <li>・ DC/DC コンバータ</li> </ul>

### 1.1.2 ハードスイッチングの問題点とソフトスイッチングの必要性

電力の高品質化や電力変換回路の低騒音化にはスイッチング周波数の高周波化が有効である。スイッチング素子のスイッチング方式の多くは電流・電圧を瞬時に切り替えるハードスイッチングと呼ばれる方式で、スイッチング時には電流・電圧の過渡変化にともなう損失（スイッチング損失）が発生する。スイッチング損失はスイッチング回数、すなわちスイッチング周波数に比例して増加するため、スイッチング周波数の高周波化には限界がある。

図 1.1 はハードスイッチングにおけるスイッチング損失発生原理の説明図である<sup>[2]</sup>。(a) に示すスイッチング回路において、トランジスタが時刻  $t_1$  でターンオン、 $t_2$  でターンオフすると仮定する。トランジスタが理想的なスイッチング特性を持っていれば、(b) のように時刻  $t_1$  において瞬時にオン、時刻  $t_2$  で瞬時にオフとなる。実際には (c) に示すように、スイッチング期間において電流と電圧が共に現れ、電流・電圧積によるスイッチング損失  $P_{sw}$  が発生する。この時のスイッチング素子における電流・電圧軌跡を (d)、(e) に示す。(d) はターンオン、(e) はターンオフである。 $P_{sw}$  は図中に斜線で示された面積で求められ、オフ時に印加されるスイッチング素子の電圧を  $v_{soff}$ 、オン時にスイッチング素子に流れる電流を  $i_{son}$ 、スイッチング時間を  $t_{sw}$  とすれば、近似的に次式で表すことができる<sup>[2]</sup>。

$$P_{sw} = \frac{1}{6} v_{soff} i_{son} t_{sw} = \frac{1}{6} \frac{E^2}{R} t_{sw} \quad \dots (1.1)$$

1 回のスイッチングにおけるスイッチング期間は、IGBT の場合、数  $\mu\text{sec}$  以下程度であるため、スイッチング 1 回当たりのスイッチング損失は極めて小さい。しかし、スイッチング周波数を高くすると、それに比例してスイッチング損失は増加する。このため、効率が悪化する、スイッチング素子の温度上昇を招くなどの問題がある。

この課題を解決する手段のひとつとしてソフトスイッチング化が有望視されている。ソフトスイッチングは、主として、リアクトルとコンデンサの共振現象を利用して、スイッチング素子の状態量、つまり電流または電圧あるいは両方をほとんどゼロとした時点でスイッチ

ング素子をオンまたはオフに切り替える技術である。この技術により、

- ・ スイッチング損失の低減
- ・ スイッチング素子の冷却装置の小型化
- ・ スイッチング周波数の増加に伴う変換電力の高品質化

が可能である。スイッチング素子の電流または電圧、あるいはその両方が共振波形もしくはその一部であるため、高調波が少なく、電力変換回路が発生する電磁ノイズの抑制も可能である。このため、世界的に多くの研究がなされている。

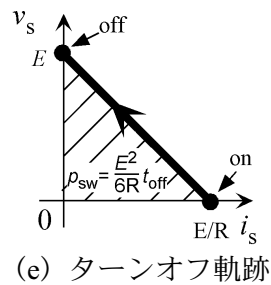
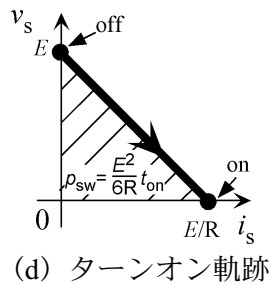
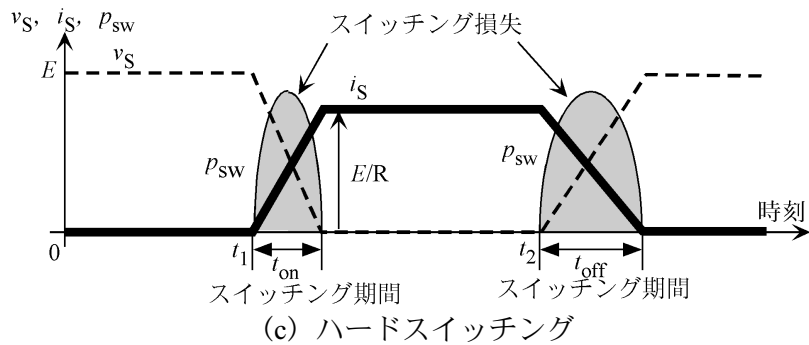
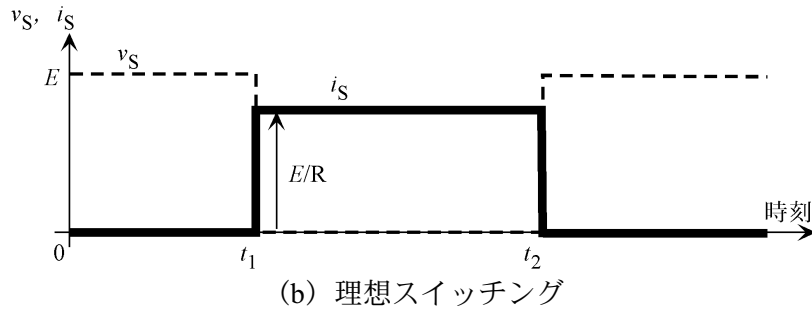
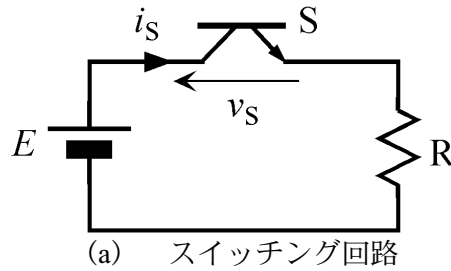


図 1.1 : スイッチング波形



### 1.1.3 ソフトスイッチングの原理と特長

ソフトスイッチングは、大別して、電圧をゼロにしてスイッチングをするゼロ電圧スイッチング方式（ZVS：Zero-Voltage-Switching）と、電流をゼロにしてスイッチングをするゼロ電流スイッチング方式（ZCS：Zero-Current-Switching）がある。これらはターンオン、ターンオフそれぞれに適用でき、図 1.2 に示すように ZVS ターンオン、ZVS ターンオフ、ZCS ターンオン、ZCS ターンオフの 4 通りの方式がある。

ZVS ターンオンでは、オフの間に共振回路を動作させてスイッチング素子の電圧をゼロにした後、ターンオンする。ZCS ターンオフでは、オンの間に共振回路の動作でスイッチング素子の電流を減少させ、ゼロに達した時にサイリスタやダイオードの持つ逆阻止特性を利用してターンオフさせる。これらの方式では、(a)、(c) に示すように、スイッチング期間で電圧・電流積がゼロとなる。つまり、(b)、(d) に示すように、原理的にスイッチング損失が発生しない。

ZCS ターンオンでは、スイッチング素子に直列にリアクトルを接続することで、ターンオン期間における急峻な電流上昇を抑制、ZVS ターンオフでは、スイッチング素子に並列にコンデンサを接続することで、ターンオフ期間における急峻な電圧上昇を抑制し、ソフトスイッチングを実現する。これらの方式では、(e)、(g) に示すように、スイッチング期間で電圧・電流積がわずかに発生する。つまり、(f)、(h) の斜線部で示す面積がスイッチング損失となるが、ハードスイッチング方式と比較すればこの損失は極めて小さい。

図 1.3 に ZVS ターンオン、ZCS ターンオフの電流・電圧波形の例を示す。IGBT に代表される自己消弧形スイッチング素子を用いる場合、ターンオン時には、外部共振回路によりあらかじめスイッチング素子の電圧をゼロにし、時刻  $t_{on}$  でオン信号を与える。ターンオフ時には、共振回路によりあらかじめスイッチング素子に流れる電流をゼロにし、時刻  $t_{off}$  でオフ信号を与える。サイリスタなどの自然消弧形スイッチング素子を用いる場合にはターンオン時は自己消弧形と同様であるが、ターンオフ時には電流をゼロにするだけでスイッチング素子はオフになる。

図 1.3 の波形を実現するための外部共振回路例を図 1.4 に示す。S は主スイッチング素子、 $S_{aux}$  は補助スイッチング素子である。あらかじめ充放電回路によりコンデンサを図の極性に充電した後、時刻  $t_{on}$  の直前で  $S_{aux}$  をオンにする。リアクトルとコンデンサによる共振電流  $i$  がダイオードを流れるため、S の電圧  $v_S$  はほぼゼロとなる。このとき、S をオンにすれば ZVS ターンオンを実現する。S がオンの間に再び充放電回路によりコンデンサを図の極性に充電し、時刻  $t_{off}$  の直前で  $S_{aux}$  をオンすれば、共振電流  $i$  が S の電流  $i_S$  に対し逆向きに流れる。 $i_S$  は徐々に減少し、ゼロとなる。この後、S をオフにすれば ZCS ターンオフを達成できる。

図 1.2、図 1.3 から明らかなように、ソフトスイッチングはスイッチング素子の電流または電圧をゼロ（あるいはほぼゼロ）にしてスイッチングを行うため、ハードスイッチング方式に比べ、スイッチング損失が大幅に抑制される。そのため、高周波スイッチングが可能であり、以下の点が期待できる。

- (1) 変換電力の品質向上
- (2) 素子損失の低減による変換器の効率向上・長寿命化および冷却装置の小型化
- (3) 可聴騒音の抑制

外部共振回路はリアクトル，コンデンサ，補助スイッチング素子による構成が多く，主スイッチング素子の電流・電圧波形はリアクトル，コンデンサによる共振周波数以上の極端に高い高調波成分を持たないことから，電磁ノイズ，EMIの抑制も期待されている。

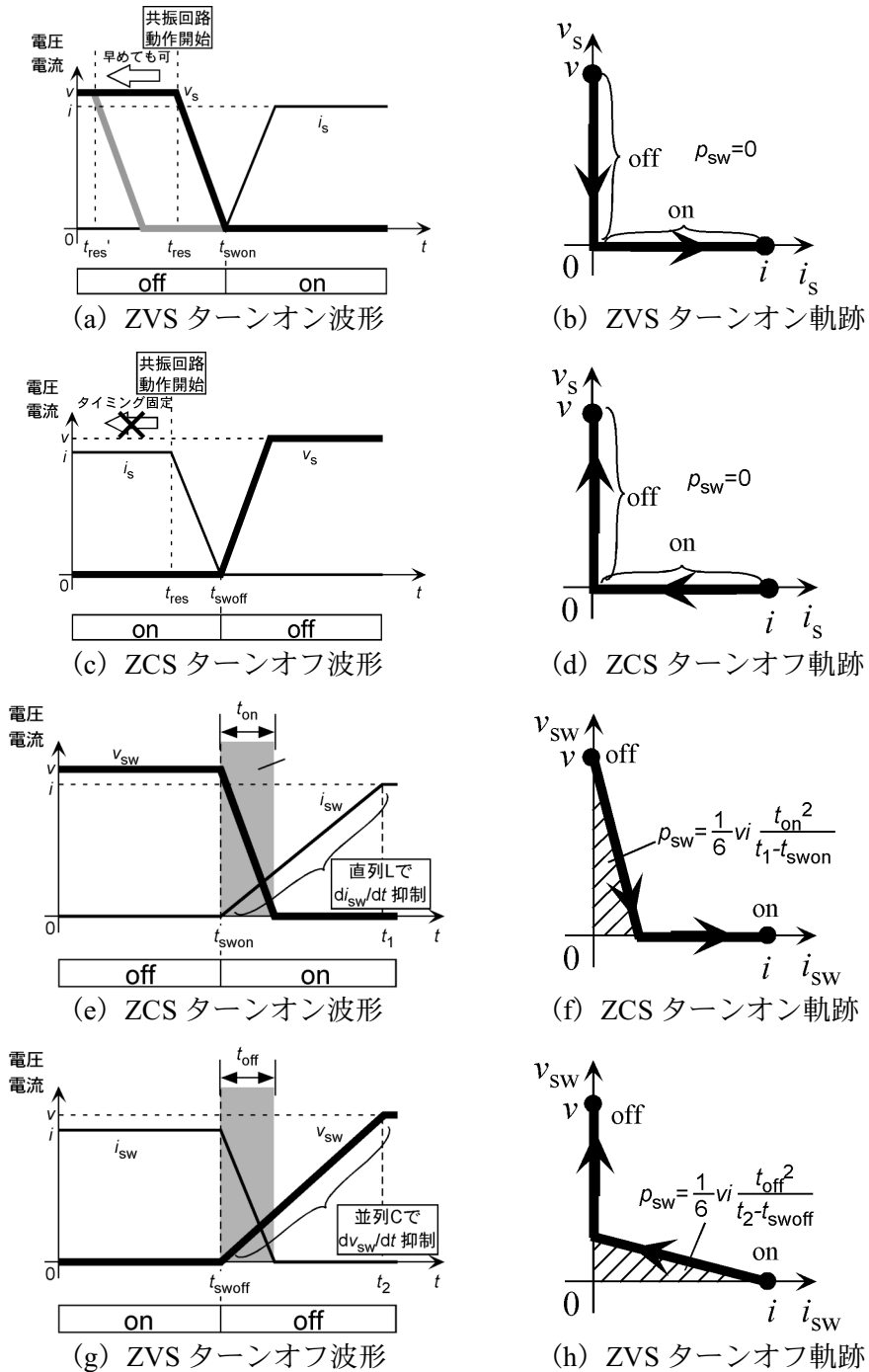


図 1.2 : ソフトスイッチングにおけるスイッチング素子の波形例と電流-電圧軌跡

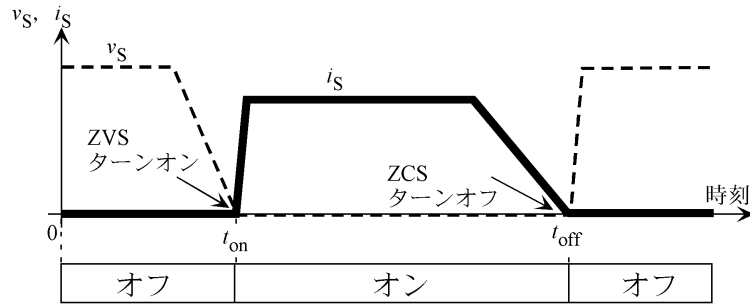


図 1.3 : ソフトスイッチング時のスイッチの電圧・電流波形例

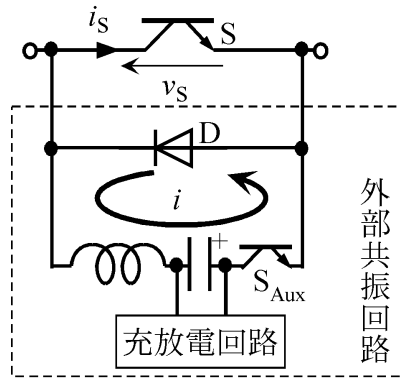


図 1.4 : ソフトスイッチング (ZVS ターンオン, ZCS ターンオフ) のための共振回路の例

### 1.1.4 ソフトスイッチング技術の開発の経緯

ソフトスイッチング技術はスイッチング素子や変換器制御技術の発達に追隨して発展してきた。

1958 年に SCR が発表され、国内では 1961 年に東芝が国内で始めてサイリスタを開発した。その翌々年の 1963 年に 転流補助サイリスタを付加した McMurray 回路 (図 1.5) が発表された。この回路はリアクトルとコンデンサにより、主スイッチング素子であるサイリスタ  $Th_1$ ,  $Th_2$  に強制転流機能を持たせることができ、方形波インバータの原形となった。

McMurray 回路発表の翌 1964 年には 1 パルスモード方式、低次高調波消去方式、搬送波比較方式の各 PWM (Pulse Width Modulation : パルス幅変調) 制御が発表されている<sup>[1], [3]</sup>。これらは現在用いられている PWM 制御の原形である。1960 年代後半から 1980 年代初頭にかけて

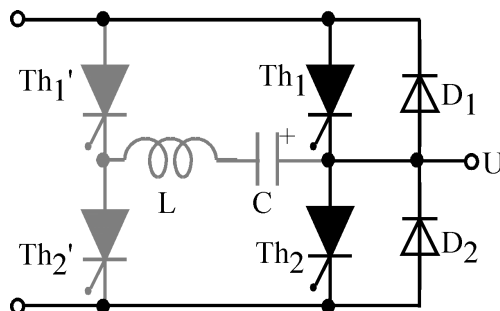


図 1.5 : McMurray 回路 (一相分)

て、GTO、パワーMOSFET、IGBTが開発されると、スイッチング周波数が徐々に上昇し、それまではあまり問われなかった電力の高品質化が要求されるようになってきた。この一例が1983年に村井らによって発表された瞬時空間ベクトルを用いた誘導機の磁束ベクトルに基づくPWM制御法<sup>[4]</sup>である。この方式は、正弦波電流によって発生する誘導機の固定子磁束ベクトルの軌跡が円になることを利用したもので、各種PWM制御方式の評価方法としても用いられた。

当時のスイッチング周波数は、スイッチング素子の特性により、数百Hz～数kHzに制限されており、より電力品質を高めるためには以下の問題があった<sup>[5]</sup>。

- ・ スwitchング周波数を高くするとスイッチング損失が大きくなる。スイッチング周波数を低くすると、高調波を多く含むため、負荷電流の波形成形制御性能がよくない上、フィルタを大きくする必要がある。
- ・ スwitchング周波数によるインバータからの不快な可聴ノイズが発生する
- ・ スwitchング素子の電圧・電流ストレス (dv/dt, di/dt) が大きく、スイッチング時のスパイクに備えてSOA特性の大きいものを使用するか、スナバで対応しなければならない
- ・ スwitchング周波数を高くすると効率が悪くなる

これらの問題を解決するため、リアクトルとコンデンサによる共振現象を利用したソフトスイッチング方式の電力変換器が開発された。ソフトスイッチング方式のインバータの分類を図1.6<sup>[6]</sup>に示す。

負荷共振方式はソフトスイッチング方式の変換器の中で最も古く、1967年に並列共振方式、1970年に直列共振方式が発表された。これらの一相分回路を図1.7に示す。これらの方式は、定負荷用途には適用できるが、電動機駆動などの可変負荷用途には向かない。

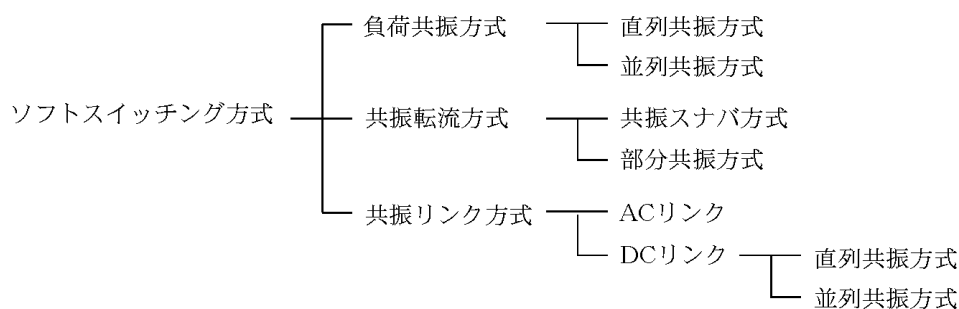


図 1.6 : ソフトスイッチング方式の分類

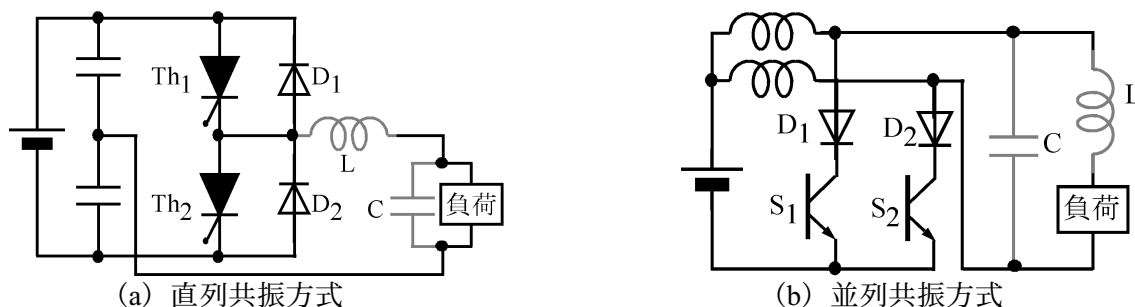


図 1.7 : 負荷共振方式

可変負荷用途向けには共振転流方式や共振リンク方式が開発された。

共振転流方式は、電流形インバータにおける転流回路として研究がなされていた<sup>[7]-[9]</sup>。

電流形インバータの多くは大容量用途で、サイリスタや GTO が主スイッチング素子として使用されていたためである。これらの研究の多くは転流機構に主眼が置かれ、ソフトスイッチングという認識が、当時はほとんどなかった。

共振リンク方式は 1986 年に Divan によって並列共振形<sup>[5]</sup>、1988 年に村井らによって直列共振形<sup>[10]</sup>が発表された。回路図を図 1.8 に示す。並列共振形 DC リンク方式は、電圧形インバータにおける DC リンク電圧  $v_{dc}$  をリアクトル  $L$  およびコンデンサ  $C$  により共振させ、電圧がゼロとなった時点でスイッチング動作を行う。

直列共振形 DC リンク方式は、電流形インバータにおける DC リンク電流  $i_s$  を  $L$  および  $C$  によって共振させ、電流がゼロとなった時点でスイッチング動作を行う。並列共振形は出力電圧、直列共振形は出力電流がそれぞれ半波正弦波状のパルス列であるため、パルスの密度を変調するパルス密度変調 (PDM) によって出力を制御する。スイッチング損失が理論上発生しないため、LC による共振周波数を数十 kHz に設定することで高周波スイッチングを実現でき、可聴騒音が大幅に抑制された。

並列共振形は自己消弧形スイッチング素子を使用できるため、その詳細な解析や改良<sup>[11]-[13]</sup>がなされたが、並列共振形、直列共振形ともに次の問題点がある<sup>[17], [21]-[23]</sup>。

- ・ 共振パルスの幅が固定であるため、出力は共振パルス 1 個単位でしか制御できない。  
このため、同じスイッチング周波数の PWM 制御より出力波形が歪む
- ・ 並列共振形の場合はスイッチング素子に対する電流ストレス、直列共振形の場合はスイッチング素子に対する電圧ストレスが大きい

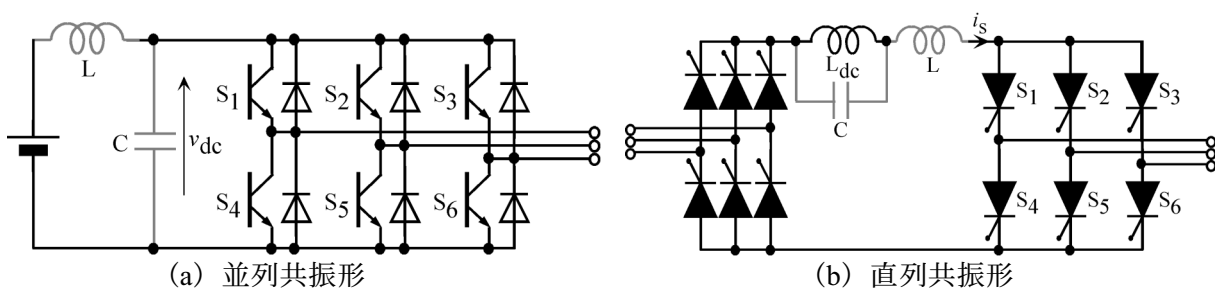


図 1.8 : 共振 DC リンク方式

スイッチング素子に対するストレスを抑制する回路方式<sup>[14]-[15]</sup>も考案されたが、出力制御性能の向上には PWM 制御時よりもスイッチング周波数を高く設定する必要がある。

そこで、変調パルス的一部分 (スイッチング時) に共振を用いた部分共振方式が発表された<sup>[16]-[23]</sup>。これらの方式では、変調パルスは台形波状で、パルス幅制御 (PWM) による出力波形形成制御ができる。電圧クランプ回路を付加することにより、スイッチング素子の電圧を電源電圧に抑えることも出来る<sup>[20][21]</sup>。なお、スイッチング素子の電圧・電流ストレスを低く抑えたソフトスイッチング方式は ZVT (Zero-Voltage-Transition), ZCT (Zero-Current-Transition) 方式とも呼ばれる<sup>[24],[25]</sup>が、通常の ZVS, ZCS との区別は明確でない。

## 1.1.5 ソフトスイッチング方式を適用した電力変換器の研究の現状と問題点

ソフトスイッチング方式を適用した電力変換器は、以下の回路への適用が検討されている。

- ・ DC/DC コンバータ
- ・ DC/DC チョッパ
- ・ インバータ
- ・ コンバータ

高周波トランスを持つ DC/DC コンバータは、以下の特長を持つため、多くの研究がなされている<sup>[26]-[30]</sup>。

- ・ スwitching周波数を高周波化することで、高周波トランスの小型化が可能<sup>[27]-[30]</sup>
- ・ トランスの漏れインダクタンスや主スイッチング素子の内部静電容量を利用してソフトスイッチングを実現できる<sup>[26], [27]</sup>
- ・ 高周波トランスの巻数比を適切に設定することで高電圧・小電流入力から低電圧・大電流出力への変換ができる<sup>[30]</sup>
- ・ 主スイッチング素子数が少ないため、変換器効率がよい<sup>[29], [30]</sup>

文献[28]では、図 1.9 に示すソフトスイッチングを適用した DC-DC コンバータで、接地点を流れる電流によって発生するコモンモードノイズが低減できることを示している。高周波トランスを持つ DC/DC コンバータは以下の問題点がある。

- ・ 軽負荷時には、負荷電流が小さいため、ソフトスイッチングが実現できない<sup>[26]</sup>。軽負荷時には別途制御モードが必要である<sup>[24]</sup>
- ・ 高周波トランスの漏れインダクタンスに流れる電流の経路を確保するため、外部回路が必要である<sup>[26]</sup>
- ・ トランスの漏れインダクタンスや主スイッチング素子の内部静電容量はその値の設計が難しいため、新たに回路素子を追加する場合がある<sup>[29]</sup>

高周波トランスを持たない DC-DC チョッパやインバータ、コンバータはリアクトル、コ

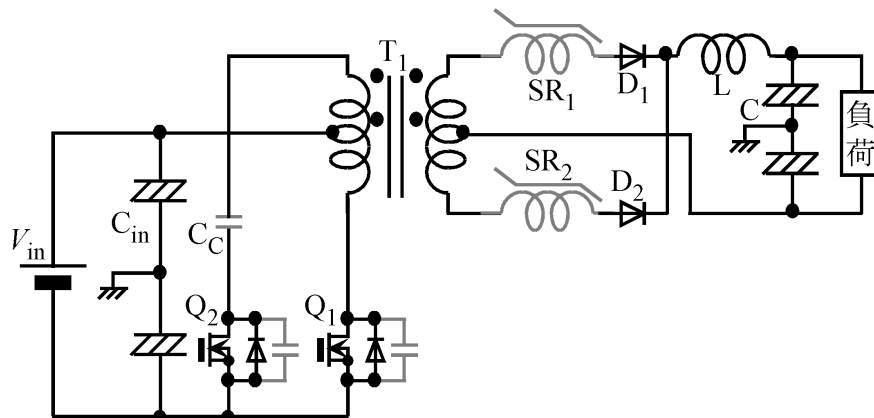


図 1.9 : コモンモードノイズ低減形 DC-DC コンバータ

ンデンサ，補助スイッチング素子の組み合わせにより多様な変換器構成が提案されている<sup>[22], [23], [31]-[35]</sup>。

文献[31]では，DC-DC チョップパにリアクトル，コンデンサ，補助スイッチから構成される共振回路を付加し，主スイッチング素子，補助スイッチング素子ともにソフトスイッチングを実現している。これを図 1.10 に示す。効率は入力 150V，出力 1kW，スイッチング周波数 100kHz の昇圧チョップパに適用した場合，定格負荷時で最大 95.2%であり，ハードスイッチングに対し，約 6 ポイント改善されている。この回路の補助スイッチング素子  $S_a$  は逆阻止形である必要があり，逆阻止特性を持たない場合，直列にダイオードが必要である。 $D_f$  の電圧ストレスが大きい問題もある。

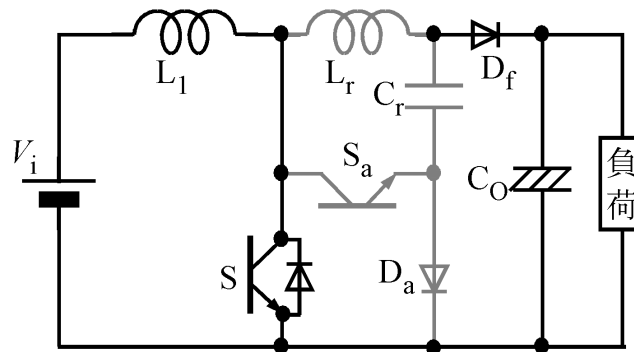


図 1.10：ソフトスイッチング DC-DC チョップパ

文献[32]では，図 1.11 に示すように，DC-DC チョップパの主スイッチング素子に共振電流を流さないように付加回路を構成し，主スイッチング素子の導通損を低減している。効率は出力 2.5kW，スイッチング周波数 40kHz の定格負荷時で最大 97.8%を達成し，ハードスイッチングに対し，定格負荷時において最大約 3.5 ポイント向上している。この回路は可飽和リアクトル  $L_s$  を用いており， $L_s$  での鉄損が大きくなる。 $S_1$  と  $S_2$  にはツェナーダイオードを用いたリング防止用の電圧クランプ回路が別途必要で，損失が増大する，回路が複雑になるなどの問題がある。

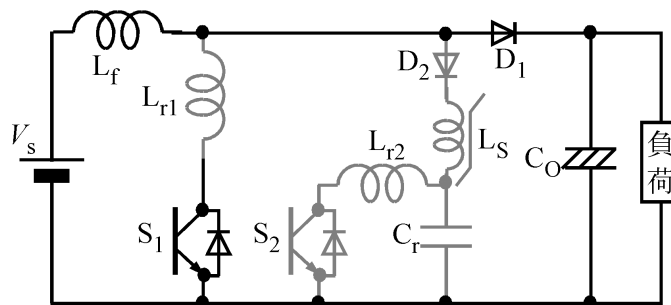


図 1.11：導通損低減形ソフトスイッチング昇圧コンバータ

インバータのソフトスイッチング方式には，大別して各スイッチング素子にソフトスイッチングのための回路を付加する共振スナバ方式と，すべてのスイッチング素子を同時にオン・オフ制御する一括転流方式がある。電圧形インバータは，共振スナバ方式を適用する例

が多い。これは、同時にオンにする主スイッチング素子が3個で、それぞれオン・オフのタイミングが異なるためである。これに対し、電流形インバータは、一括転流方式が適用されることが多い。これは、同時にオンにする主スイッチング素子がインバータ各アーム1個ずつで、零ベクトル出力時の電流を補助共振回路に流すことにより、オン・オフのタイミングを同時にすることができるためである。

文献[33]および[34]は共振スナバ方式の例である。これを図 1.12 に示す。電圧形インバータのスナバ回路に共振機能を持たせ、ZVS によるソフトスイッチングを実現している。ソフトスイッチング動作は、設計時に設定した動作タイミングによって主スイッチング素子と補助スイッチング素子を動作させればよいので、ソフトスイッチングを実現するための電流センサや電圧センサは不要であるとしている。10kVA で効率が約 90%である。しかし、次サイクルのスイッチング動作時までには共振スナバコンデンサを完全に放電させないとスナバ回路の LC による共振電流が補助スイッチング素子に重畳するため、転流に時間がかかる問題がある。

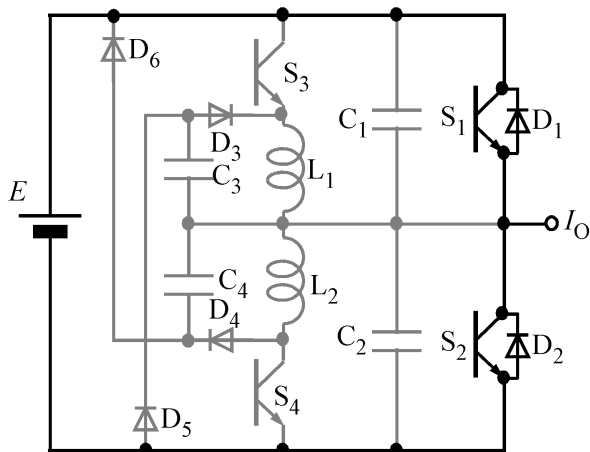


図 1.12：共振スナバ方式

文献[35]は電圧形インバータに一括転流方式を採用した例である。図 1.13 に示すように、主回路は三相電圧形コンバータ—転流回路—三相電圧形インバータの構成で、DC リンク電圧を転流回路でゼロにした時点で、すべての主スイッチング素子をオンあるいはオフにし、ソフトスイッチングを実現する。

効率は、10kW 負荷時において、88.7%である。ハードスイッチング方式に対し、1.8 ポイ

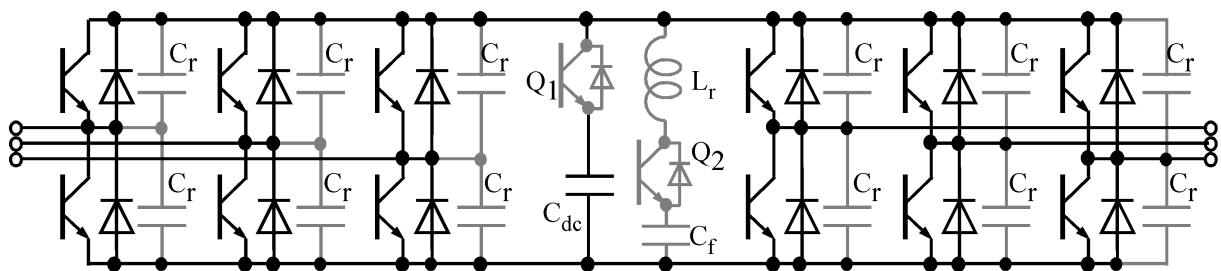


図 1.13：一括転流電圧形



ント向上している。伝導性ノイズを約 20dB 改善している。しかし、 $Q_1$ 、 $Q_2$  の点弧タイミングを負荷の大きさによって変化させる必要があるため、制御が複雑になる。 $C_{dc}$ 、 $C_f$  は電解コンデンサを使用しており、スイッチング動作が起こる度にこれらのコンデンサ電圧をゼロにしており、転流動作時の電流が大きい、コンデンサの寿命が短くなるなどの問題がある。

文献[22]および[23]は電流形インバータのソフトスイッチング化の例である。これを図 1.14 および図 1.15 に示す。これらの回路は図 1.7 (b) の直列共振形インバータを改良することで PWM 制御を可能にしている。図 1.14 は PDM と PWM を併用したものである。最小パルス幅は  $C_0$ 、 $L_0$  の共振周期の半分で、これより広いパルス幅では PWM 制御を施すことができるが、それ以下のパルス幅の電流を出力することはできない。図 1.15 はスイッチング時のみ  $C_0$ 、 $L_0$  の共振を利用する部分共振形である。付加共振回路の補助スイッチング素子のうち少なくとも一つを常に必ず導通させるため、補助スイッチング素子の導通損が常に発生する。

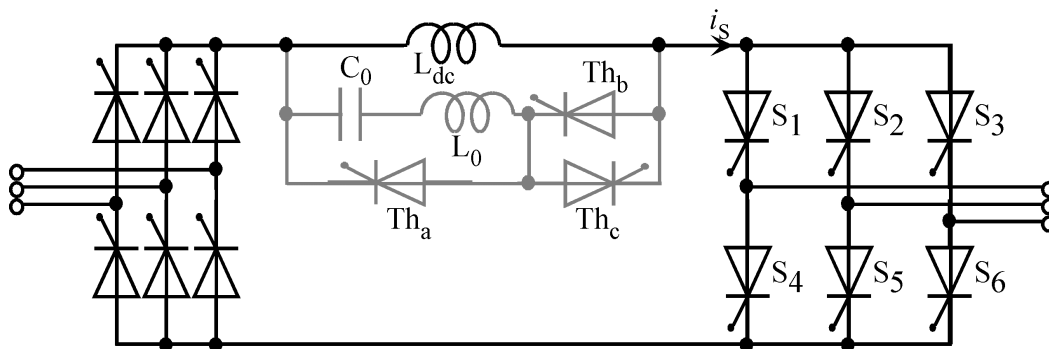


図 1.14 : PDM, PWM 併用電流形インバータ

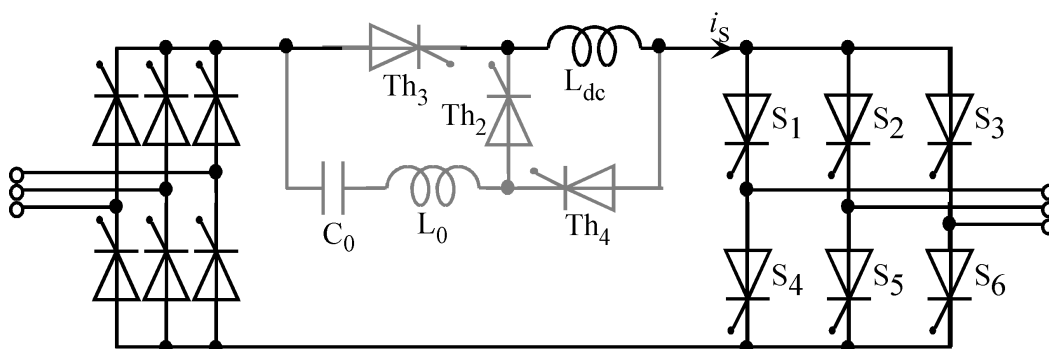


図 1.15 : 部分共振電流形インバータ

### 1.1.6 実用化の現状<sup>[36]-[40]</sup>

ソフトスイッチングを適用した電力変換器は、小型・高効率化と低ノイズ化が期待され、徐々に実用化が進んでいる。本項ではソフトスイッチングが適用された電力変換器の実用化例について述べる。

家電機器へは電磁調理器や電子レンジのマグネトロン用のスイッチング電源として共振形電源が適用されてきた。誘導コイルやマグネトロン用トランス等の誘導性負荷を高周波で駆動する場合、負荷の誘導成分で蓄積されたエネルギーを放出する必要があるためである。現在は、ピーク電圧を制限したり、固定周波数制御で駆動したりするため、図 1.16 に示す部分共振形電源が採用されている<sup>[36],[38]</sup>。

通信用電源として、図 1.17 に示す 48V, 200A 整流器ユニットが実用化されている<sup>[41]</sup>。三相 400V 入力、48V, 200A 出力のスイッチング電源で、以下の特長を持つ。

- ・ 通信用電源としては最大容量
- ・ 電流形 PWM コンバータ+ハーフブリッジ DC/DC コンバータ
- ・ 回路を多重化することでフィルタの小型化を実現

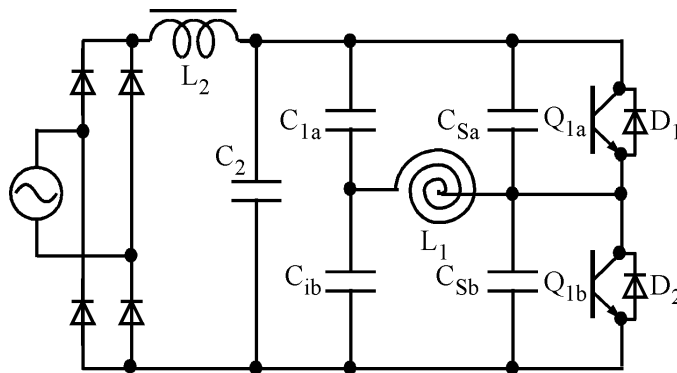


図 1.16 : IH ジャー炊飯器用部分共振形インバータ

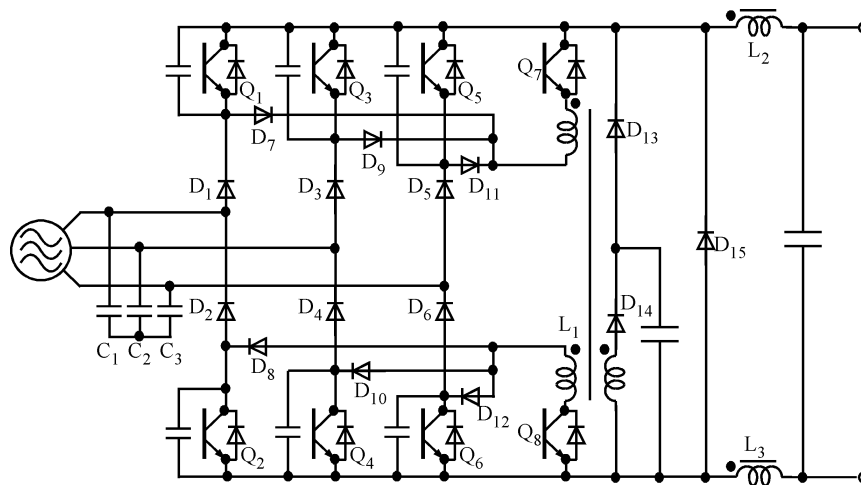


図 1.17 : 48V, 200V 整流器ユニット

- ・ PWM コンバータ部は部分共振方式、DC/DC コンバータ部は直列共振方式によりソフトスイッチングを実現
- ・ 効率は 90.8%

工具用充電器として二石プッシュプル DC/DC コンバータにソフトスイッチングを適用した図 1.18 の方式<sup>[42]</sup>がある。特長を以下に挙げる。

- ・ ZVS 方式のソフトスイッチングを採用
- ・ ハードスイッチング方式に比べ、効率を 2 ポイント向上
- ・ 高周波トランスの漏れインダクタンス値を調整するため、トランス巻線構造を工夫
- ・ 出力電流制御に可変周波数制御を採用

この他、電子回路駆動用スイッチング電源<sup>[39]</sup>、CO<sub>2</sub> レーザ加工機用電源<sup>[40]</sup>、電子バラスト用電源<sup>[40]</sup>、半導体製造プラズマ発生用電源<sup>[40]</sup>、非接触給電システム<sup>[40]</sup>、医用 X 線高電圧装置<sup>[43]</sup>、SI サイリスタを用いたインバータの鉄道車両用補助電源<sup>[37]</sup>への適用例もある。

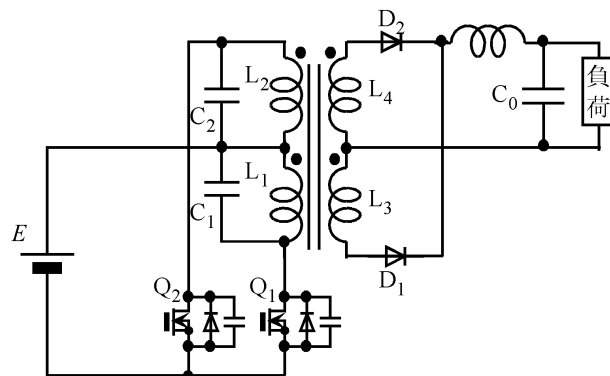


図 1.18 : 工具用充電回路

## 1.2 本研究の目的

このように、ソフトスイッチング技術は現在でも研究が盛んに行われているが、従来の多くのソフトスイッチング回路には、以下の問題点がある。

- ・ スwitching素子の状態量、つまり電流または電圧あるいは両方がゼロとなる時点を検出してスイッチングを行い、ソフトスイッチングを実現するため、電流センサもしくは電圧センサなどの検出回路が必要である。
- ・ 共振動作をスイッチング動作のタイミングに合わせるための予備動作が必要である。この動作が回路構成によっては、出力の状態量に依存していたり、その制御信号がスイッチングパターンに対し独立であったりするため、制御が複雑になる。
- ・ ソフトスイッチングを実現するための付加回路での損失により、かえって効率が低下する場合がある。

本論文では上記の問題点を解決する、新しいソフトスイッチングインバータを提案し、高効率化を実現する。本論文のインバータはスイッチング素子の状態量の検出を必要としない回路方式である。出力の PWM パターンに同期させた制御信号により共振回路の制御を行う方式を提案し、制御の簡潔化を実現する。

### 1.3 本論文の構成と概要

本論文は、上記の研究背景と目的の下で行った一連の研究成果をまとめたものであり、図 1.19 で示すように全 6 章で構成する。

第 2 章では、本論文で提案するソフトスイッチングインバータに共通する共振回路構成について論じる。本論文で取り上げるソフトスイッチングインバータではすべて、スイッチング素子に対し、直列にリアクトルを接続し、ZCS でターンオンさせる。リアクトル電流を断続的に流すことでターンオン時の電流センサレス化を実現する。

ソフトスイッチング電圧形インバータでは、共振コンデンサ電圧を直流リンク部に接続した 3 つの分圧コンデンサのうちの一つの電圧と等しくすることにより、スイッチング素子の電圧をゼロにし、ZVS でターンオフさせる。ZVS ターンオフの予備動作として、ターンオフ動作の前に共振回路を動作させる。共振回路は自動的にスイッチング素子の電圧をゼロにする構成としたため、電圧センサレス化を実現できる。

ソフトスイッチング電流形インバータでは主スイッチング素子に流れる電流に対し、共振電流を逆向きに流すことで主スイッチング素子の電流をゼロにし、ZCS ターンオフさせる。

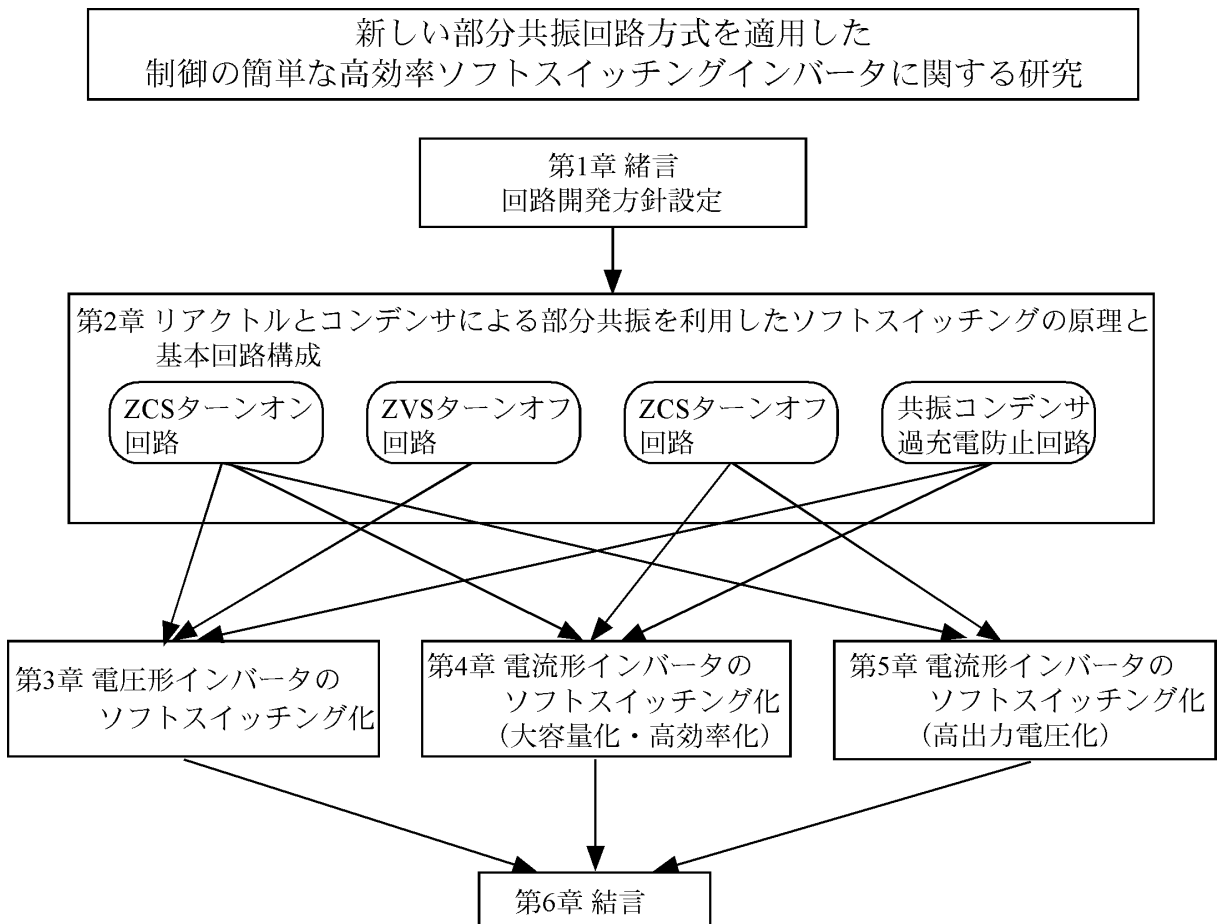


図 1.19：本論文の構成

スイッチング素子に逆阻止特性を持たせることで電流センサレス化を実現する。

スイッチング素子の電圧ストレスを抑制するため、高周波トランスを用いて共振コンデンサの過充電を防止する回路も提案している。

第3章では、第2章で述べた構成要素回路のうち、ゼロ電流ターンオン回路、ゼロ電圧ターンオフ回路、共振コンデンサ過充電防止回路を適用したソフトスイッチング電圧形インバータを提案する。

このインバータは、共振回路を全て受動素子のみで構成する。これにより、共振回路の制御信号を不要にする。共振回路で自動的にソフトスイッチング条件を満足させ、インバータ側の主スイッチング素子の電流および電圧のセンサレス化を実現する。このため、出力制御のための PWM 信号のみでソフトスイッチングが達成され、制御の簡潔化を実現できる。さらに、デッドタイム期間においても直流リンク部に接続した分圧コンデンサ・負荷間の電流経路を確保することにより、デッドタイム期間でもその直前の電圧とほぼ等しい電圧を出力できるようにした。これにより、いわば自動的にデッドタイム補償の機能を持たせることができる。デッドタイム自動補償機能により、デッドタイム補償のために、スイッチングパターンに付加の変更を施すことなく、特に低周波数出力での電流歪み抑制を可能にする。

本章では、回路動作モードの理論的解析を行い、動作モードに基づいて回路定数の設計指針、デッドタイム自動補償機能の基本原理を明らかにする。実験により、ソフトスイッチング動作が実現できること、出力波形制御性能および出力特性がハードスイッチングインバータと同等であることを示す。さらに、上記のデッドタイム自動補償機能について実機による検証を行い、低周波数出力での大幅な電流歪み抑制効果を検証する。ハードスイッチングインバータとの効率を比較する。

第4章では、第2章で示した構成要素回路のうち、ゼロ電流ターンオン回路、ゼロ電流ターンオフ回路、共振コンデンサ過充電防止回路を適用したソフトスイッチング電流形インバータを提案する。

主スイッチング素子は、IGBT にダイオードを直列に接続することで逆阻止特性を持たせた。コンデンサおよびリアクトルを付加し、これらによる共振電流を主スイッチング素子の電流に逆向きに流すことによりゼロ電流ターンオフを達成する。これにより、ターンオン、ターンオフともに電流センサ無しでソフトスイッチングを実現できる。

直流リアクトルでの銅損低減、装置の小型軽量化、出力大容量化も目的として、直流リアクトルの小型化を目指す。通常の PWM パターンのままで小型化すると、直流リアクトル電流に脈動が重畳し、出力波形が歪む。これを抑制するため、脈動が小さくなるように、PWM パターンを改良する。

共振回路の改良によっても効率向上を実現する。検討した共振回路は、ブリッジ構成にしたスイッチング素子に共振コンデンサを接続する回路構成で、2個の共振リアクトルのうち、1個を除去できる。スイッチング素子数は増加するが、共振回路全体でのスイッチング素子の導通損を減少できる。除去した共振リアクトルの銅損および鉄損の寄与がなくなるため、さらに効率を向上できる。

本章でも、回路構成および動作原理の理論解析を行い、回路定数の設計指針を明らかにした。実験により、ソフトスイッチング電流形インバータのソフトスイッチング動作が実現できること、および出力基本性能がハードスイッチングインバータと同等であることを示す。改良した付加共振回路についても回路動作を確認する。本章で提案する2つのソフト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効率の比較も行う。

第5章では、第2章で論じた構成要素回路のうち、ゼロ電流ターンオン回路およびゼロ電流ターンオフ回路を適用し、さらに、ゼロ電流ターンオフ回路には共振コンデンサ過充電防止回路の構成を応用したソフトスイッチング電流形インバータを提案する。

本章で提案するソフトスイッチング電流形インバータはハードスイッチングインバータの直流リアクトルを一次側巻線とする高周波トランスを使用する。二次側巻線とそれに接続された共振コンデンサによって共振回路を構成し、インバータ側の主スイッチング素子に対しては漏れインダクタンス成分と共振コンデンサ、共振回路の補助スイッチング素子に対しては二次側巻線と共振コンデンサによって発生する共振現象を利用してソフトスイッチング動作を実現する。共振コンデンサの電圧は補助スイッチング素子の制御パターンによって調整できるため、負荷の状態量によってソフトスイッチング動作可能領域の調整ができる。直流リアクトル電流を制御することにより、電流形インバータの特長の一つである昇圧機能を積極的に利用することができる。

本章では、回路構成および動作原理を理論的に明らかにし、回路定数の設計指針を示す。実験により、ソフトスイッチング動作が実現できていること、およびソフトスイッチング電流形インバータの基本的な性能を示す。ハードスイッチングインバータとの効率比較も行う。

第6章では、本論文で得られた研究成果をまとめる。さらに、ソフトスイッチング電力変換器の将来動向についても論じる。

## 参考文献

- [1] 矢野昌雄, 打田良平, 「我が国におけるパワーエレクトロニクスの歴史」, *電学論 A*, Vol. 121-A, No. 1, pp. 2-10, 2001.
- [2] 村井由宏, 「高周波共振を応用した半導体電力変換技術」, *電気学会誌*, Vol. 110, No.1, pp. 43-46, 1990.
- [3] 「半導体電力変換回路」電気学会半導体電力変換方式調査専門委員会編, 第8版, 1995.
- [4] Y. Murai, Y. Tsunehiro, “Improved PWM Method for Induction Motor Drive Inverters,” *IPEC-Tokyo '83*, pp. 407-417, 1983.
- [5] D. M. Divan, “The Resonant DC Link Converter--A New Concept in Static Power Conversion,” *Conference Record of the 1986 IEEE Ind. Applicat.*, pp. 648-656, 1986.
- [6] M. D. Bellar, T. S. Wu, A. Tchamdjou, J. Mahdavi, M. Ehsani, ”Review of Soft-Switched DC-AC Converters,” *IEEE Trans. on Ind. Applicat.*, Vol. 34, No. 4, pp. 847-860, 1998.
- [7] 村井由宏, 鈴木宏, 常広譲, 「転流方法を改善した電流形インバータについて」, *電学論 B*, Vol. 99, No. 11, pp. 729-736, 1979.
- [8] 北村闊幸, 細川倚男, 深沢勝美, 「一括転流方式電流形 PWM インバータの転流特性」 *電学論 B*, Vol. 102, No. 10, pp. 645-652, 1982.
- [9] 野中作太郎, 根葉保彦, 「PWM 制御 GTO 電流形インバータによる誘導電動機駆動システム」, *電学論 D*, Vol. 107-D, No. 7, pp. 890-897, 1987.
- [10] Y. Murai, T. A. Lipo, “High Frequency Series Resonant DC Link Power Conversion,” *Conference Record of the 1988 IEEE Ind. Applicat.*, pp. 772-779, 1988.
- [11] 佐藤之彦, P. A. Dahono, 片岡昭雄, 「共振 DC リンクインバータの損失算定法」, *電学論 D*, Vol. 112-D, No. 10, pp. 950-958, 1992.
- [12] 梁承学, 滝沢聡毅, 近藤正示, 原島文雄, 「並列共振形電力変換器による誘導機の力行/回生運転と新しい回路方式の提案」, *電学論 D*, Vol. 113-D, No. 1, pp. 49-56, 1993.
- [13] 佐藤之彦, 松本康, 片岡昭雄, 「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*, Vol. 111-D, No. 7, pp. 531-539, 1991.
- [14] D. M. Divan, G. Skibinski “Zero Switching Loss Converters for High Power Applications,” *Conference Record of the 1987 IEEE Industry Applications*, pp. 627-634, 1987.
- [15] Y. Murai, S. G. Abeyratne, T. A. Lipo, P. Caldeira, ” Current Peak Limiting for a Series Resonant DC Link Power Conversion Using a Saturable Core,” *EPE '91, Conference Record*, Vol. 2, pp. 8-12, 1991.
- [16] M. F. Schlecht, L. F. Casey, “Comparison of the Square-Wave and Quasi-Resonant Topologies,” *APEC'87*, pp. 124-134, 1987.
- [17] J. S. Lai, B. K. Bose, “High Frequency Quasi-Resonant DC Voltage Notching Inverter for

- AC Motor Drives,” *Conference Record of the 1990 IEEE Industry Applications*, pp. 1202-1207, 1990.
- [18] L. Malesani, P. Tenti, P. Tomasin, V. Toigo, “High Efficiency Quasi-Resonant DC Link Three-Phase Power Inverter for Full-Range PWM,” *IEEE Trans. on Ind. Applicat.*, Vol. 31, No. 1, pp. 141-148, 1995.
- [19] D. M. Divan, I. Wallace, “New Development in Resonant DC Link Inverters,” *PCC-Nagaoka Conference Record*, Vol. 1, pp. 311-318, 1997.
- [20] J. He, N. Mohan, “Parallel Resonant DC Link Circuit – A Novel Zero Switching Loss Topology with Minimum Voltage Stresses,” *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 6, No. 4, pp. 687-694, 1991.
- [21] V. V. Deshpande, S. R. Doradla. “A New Topology for Parallel Resonant DC Link with Reduced Peak Voltage,” *IEEE Trans. on Ind. Applicat.*, Vol. 32, No. 2, pp. 301-307, 1996.
- [22] H. Nakamura, Y. Murai, T. A. Lipo, “Quasi Current Resonant DC Link AC/AC Converter,” *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 9, No. 6, pp. 594-600, 1994.
- [23] S. G. Abeyratne, M. T. Aydemir, T. A. Lipo, Y. Murai, M. Yoshida, “Current Clamped, PWM, Quasi-Resonant DC Link Series Resonant Converter,” *Conference Record of the 1994 IEEE Ind. Applicat.*, Vol. 2, pp. 820-826, 1994.
- [24] G. Hua, E. X. Yang, Y. Jiang, F. C. Lee, “Novel Zero-Current-Transition PWM Converters”, *24<sup>th</sup> Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 538-544, 1993.
- [25] G. Hua, C. S. Leu, F. C. Lee, “Novel Zero-Voltage-Transition PWM Converters”, *23<sup>th</sup> Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp.55-61, 1992.
- [26] Y. Panov, M. M. Jovanovi’c, “Adaptive Off-Time Control for Variable-Frequency, Soft-Switched Flyback Converter at Light Loads,” *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 17, No. 4, pp. 596-603, 2002.
- [27] H. Mao, J. A. Abu-Qahouq, S. Luo, I. Batarseh, “New Zero-Voltage-Switching Half Bridge DC-DC Converter and PWM Method,” *18<sup>th</sup> Annual IEEE Applied Power Electronics Conference 2003*, Vol. 1, 2003.
- [28] G. Li, M. Shoyama, T. Ninomiya, T. Inoue, “Common-Mode Noise Reduction in DC-DC Converters by Common-Source Type Active-Clamp Technique,” *IEEE 32<sup>nd</sup> Power Electronics Specialists Conference Record*, pp. 1773-1778, 2001.
- [29] Y. Jang, M. M. Jovanovi’c, Y. M. Chang, “A New ZVS-PWM Full-Bridge Converter,” *Proceedings of Interec’2002*, pp. 232-239, 2002.
- [30] S. J. Jeon, G. H. Cho, “A Zero-Voltage and Zero-Current Switching Full Bridge DC-DC Converter with Transformer Isolation,” *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 16, No. 5, pp. 573-580, 2001.
- [31] D. Y. Lee, M. K. Lee, D. S. Hyun, I. Choy, “New Zero-Current-Transition PWM DC/DC Converters without Current Stress,” *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 18, No. 1, pp.



- 95-104, 2003.
- [32] H. S. Choi, B. H. Cho, “Novel Zero-Current-Switching (ZCS) PWM Switch Cell Minimizing Additional Conduction Loss,” *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 49, No. 1, pp. 165-172, 2002.
  - [33] M. Nakamura, T. Yamazaki, M. Shimada, M. Rukonuzzama, H. Iyomori, E. Hiraki, M. Makaoka, “A Novel Pulse Regenerative Auxiliary Edge Resonant Bridge Leg Link Soft Commutation Snubber-Assisted Three Phase Soft Switching Sinewave PWM Inverter,” *IEEE 33<sup>rd</sup> Power Electronics Specialists Conference Record*, pp. 1935-1940, 2002.
  - [34] 中村萬太郎, 山崎貴幸, T. Ahmed, 平木英治, 中岡睦雄, 「アクティブ補助共振転流スナインバータの新スイッチングシーケンスによる PWM パターン」, 電子情報通信学会 信学技報, EE2002-41, pp. 25-30, 2002.
  - [35] 長井真一郎, 佐藤伸二, 伊藤洋一, 森田浩一, 「高効率・低ノイズ DC リンク共振三相インバータと転流制御」, 電学論 D, Vol. 120-D, No. 3, pp. 417-422, 2000.
  - [36] 「ソフトスイッチングの最新技術動向」, 電気学会技術報告第 899 号, 2002.
  - [37] 古賀高志, 黒川不二雄, 原田孝一, 「ソフトスイッチングインバータの実用化と問題点」, 電気学会半導体電力変換研究会資料, SPC-99-120, pp. 15-22, 1999
  - [38] 大森英樹, 「家電機器への応用と課題」, 平成 14 年電気学会全国大会講演論文集[4], 4-S20-6, pp. 488-491, 2002.
  - [39] 浜田聰, 「スイッチング電源への応用と課題」, 平成 14 年電気学会全国大会講演論文集[4], 4-S20-7, pp. 492-495, 2002.
  - [40] 中岡睦雄, 平木英治, 「共振形電力変換器の応用」, 電学論 D, Vol. 117-D, No. 2, pp. 129-132, 1997
  - [41] 横山伸明, 「48V200A 整流器ユニット」, サンケン技報, Vol. 31, No. 1, pp. 68-73, 1999.
  - [42] 北村浩康, 有村直, 大橋敏治, 阪上正昭, 池田昌樹, 折笠仁一, 「ソフトスイッチングを利用した高効率低ノイズ工具用充電器」, 松下電工技報, No. 79, pp. 104-109, 2002.
  - [43] 高野博司, 畠山敬信, 中岡睦雄, 「トランス共振形大容量 DC-DC コンバータの医用 X 線高電圧装置への応用」, 電学論 D, Vol. 117-D, No. 2, pp. 133-141, 1997.

## 第2章 リアクトルとコンデンサによる部分共振を利用したソフトスイッチングの原理と基本回路構成

本論文で提案するソフトスイッチングインバータは、スイッチング素子の状態量を検出することなく、ソフトスイッチングを実現することを目標とする。これを実現するため、逆導通形スイッチング素子を適用するソフトスイッチング電圧形インバータでは ZCS ターンオン・ZVS ターンオフ、逆阻止形スイッチング素子を適用するソフトスイッチング電流形インバータではターンオン、ターンオフとも ZCS を採用する。本章では提案するソフトスイッチングインバータに適用する共振回路の基本回路構成と、そのソフトスイッチング動作原理について明らかにする。

### 2.1 従来技術の問題点

ソフトスイッチングを実現するための共振回路は、多様な回路構成が考案されている。図 2.1 に、簡単な回路構成でソフトスイッチングが可能な回路例を示す。(a) は電流共振スイッチ、(b) は電圧共振スイッチである<sup>[1],[2]</sup>。

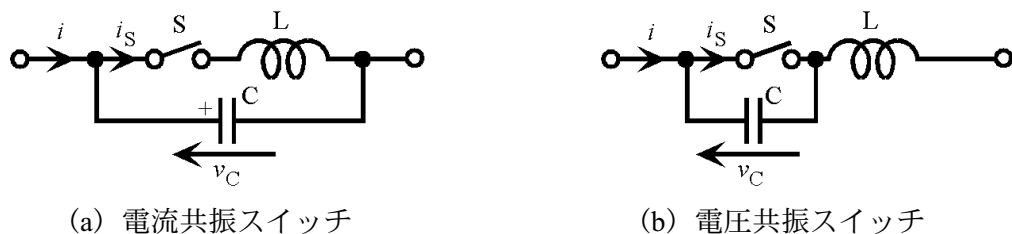


図 2.1：ソフトスイッチングが実現可能な共振回路例

電流共振スイッチは ZCS ターンオン、ZCS ターンオフが可能である。コンデンサ電圧  $v_c$  は図示の極性に充電されているとき、主スイッチング素子 S をオンにすると、リアクトル L の誘導性により ZCS ターンオンとなる。S の電流  $i_s$  は L およびコンデンサ C による共振電流と主電流  $i$  の和である。 $i_s$  がゼロとなった時点で S をオフにすれば、ZCS ターンオフが達成される。ZCS ターンオフを実現するには、 $i_s$  がゼロであることを検出する電流センサが必要である。

電圧共振スイッチは ZVS ターンオン、ZVS ターンオフが可能である。コンデンサ電圧  $v_c$  がゼロのとき、S をオンにすると、ZVS ターンオンとなる。S をオフにすれば、 $v_c$  が徐々に増加し、ZVS ターンオフを実現する。ZVS ターンオンを達成するには、 $v_c$  がゼロであることを検出する電圧センサを必要とする。

電流共振スイッチおよび電圧共振スイッチは、回路構成は簡単であるが、主スイッチング

素子の制御周期が LC の共振周期によって制限されること、電流共振形スイッチでは電流ピーク、電圧共振スイッチでは電圧ピークが過大であること等の理由により、実用化例は極めて少ない<sup>[1]</sup>。

これに対し、スイッチング時のみに共振回路を動作させてソフトスイッチングを実現する部分共振方式の例を図 2.2<sup>[3], [4]</sup>に示す。部分共振方式では主スイッチング素子 S の PWM 制御が可能である。

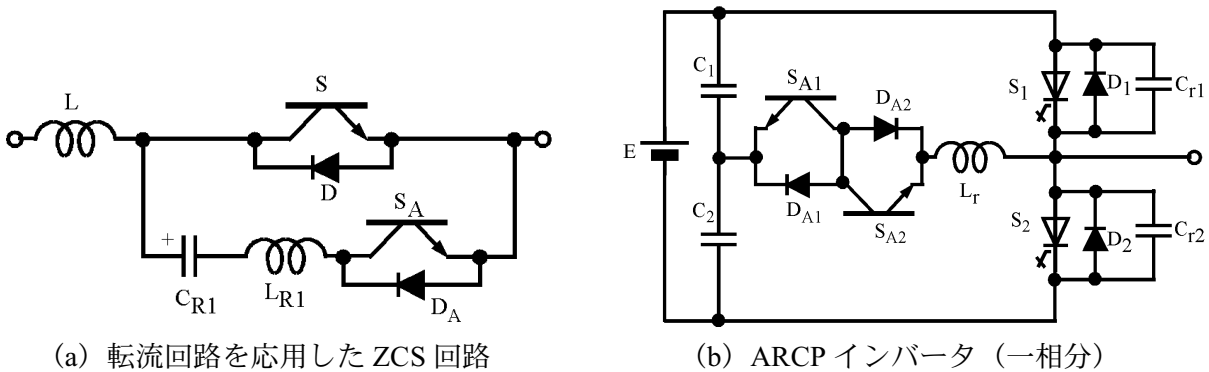


図 2.2 : 部分共振方式の例

(a) は転流回路を応用した回路である。ターンオン、ターンオフとも ZCS 動作が可能である。コンデンサ  $C_{R1}$  をあらかじめ図示の極性に充電しておき、主スイッチング素子 S をオンにすると、ZCS ターンオンが達成される。このとき、 $C_{R1}$  の電圧は図とは逆極性の電圧となるように充電される。S をターンオフするには、補助スイッチング素子  $S_A$  をオンにする。共振電流が S の電流に対して逆向きに流れる。電流がゼロになるタイミングに合わせて S をオフにすれば、ZCS ターンオフを達成できる。ターンオフのタイミングが遅れた場合、ダイオード D に共振電流が流れる。この時点で S をオフにすれば ZVS ターンオフとなる。この回路の主スイッチング素子、補助スイッチング素子とも逆並列ダイオードが必要である。コンデンサ  $C_{R1}$  の電圧は S がオンの時の主電流の大きさに依存するため、軽負荷時にはソフトスイッチングが実現できなくなることがある。

(b) は、ARCP (Auxiliary Resonant Commutation Pole : 補助共振転流ポール) インバータの例である。この回路の主スイッチング素子に SI サイリスタを適用したものが鉄道車両用補助電源として実用化されている<sup>[4]</sup>。共振リアクトル  $L_r$  と、主スイッチング素子に並列に接続された共振コンデンサ  $C_r$  の共振現象を利用してターンオン、ターンオフとも ZVS が可能である。

図 2.2 で示した回路を含め、部分共振方式の多くは、共振回路に補助スイッチング素子を追加し、補助スイッチング素子の点弧タイミングにより主スイッチング素子のオン・オフ期間を自由に設定できるようにしているが、以下の問題点がある。

- ・ 補助スイッチング素子の点弧タイミングは、出力を制御するための PWM 信号に同期させることができるが、主スイッチング素子の点弧および消弧のタイミングは、共振回路の共振動作によってソフトスイッチング条件が満たされた時点である。従来の多くの

ソフトスイッチング回路は、確実にソフトスイッチング動作を行うためには主スイッチング素子の状態量を検出して点弧タイミングを決定する。このことは、センサの追加、制御の複雑さなどを招く。

- ・ 負荷電流を共振回路へ転流して共振動作をさせるものは、補助スイッチング素子がターンオンしてから主スイッチング素子がソフトスイッチングできる状態になるまでの期間が負荷電流の大きさに依存し、そのタイミングは負荷電流の大きさによって変動することが多い。場合によっては軽負荷時にソフトスイッチング動作ができない<sup>[5]-[8]</sup>。

## 2.2 本研究における主回路の設計指針と基本回路構成

これまでに述べてきた問題点を解決するため、本研究で提案するソフトスイッチングインバータの開発目標を以下とする。

- ・ スwitchング素子の状態量の検出回路無しでソフトスイッチングを実現する
- ・ 補助スイッチング素子にダイオードを用いるか、補助スイッチング素子の制御信号を主スイッチング素子の制御信号に同期させ、制御を簡潔にする
- ・ 共振回路での損失を低減し、効率を向上させる

### 2.2.1 スイッチング状態検出センサレス化

前述したように、ソフトスイッチングを適用した電力変換器の多くはスイッチング素子の状態量を検出するセンサが必要である。このことは、制御の複雑化や高コスト化、センサの精度や応答速度によってはソフトスイッチング動作を実現できなくなるなどの問題が生じる。そのため、センサレス化が望まれる。

本研究では、以下のスイッチング方式を採用することにより、スイッチング状態検出用センサレス化を実現する。

#### (1) ZCS ターンオン

主スイッチング素子に直列にリアクトルを接続し、主スイッチング素子のターンオンの直前には電流がゼロであるリアクトル電流断続モードとすると、スイッチング素子の状態量検出が不要である。主スイッチング素子をターンオンすると、リアクトルの誘導性により ZCS ターンオンを実現する。

#### (2) ZVS ターンオフ

共振回路を受動素子のみで構成し、回路パラメータで決定する共振コンデンサ電圧によって ZVS ターンオフ条件を電流センサ無しで自動的に満足させる。

#### (3) ZCS ターンオフ

- ・ 主スイッチング素子に逆阻止特性を持たせ、サイリスタ転流回路を応用した共振回路を構成する。ターンオフ時には主スイッチング素子の逆阻止特性により電流センサ無しで ZCS ターンオフを実現する。

次項以降で、上記設計指針に基づいた、提案する基本回路の回路構成と動作原理を明らかにする。

## 2.2.2 リアクトルの誘導性を利用したゼロ電流ターンオン回路

本論文で提案するソフトスイッチングインバータの主スイッチング素子は全て ZCS ターンオンを採用する。これを実現する回路を図 2.3 (a) に示す。主スイッチング素子 S に対し、直列にリアクトル L を接続する。リアクトル電流  $i$  がゼロのとき、 $t=t_{on}$  で S をオンにすれば、ZCS ターンオンを実現する。V が一定電圧の場合、この時の  $i$  は次式で示される。 $i$  の波形は図 2.3 (b) である。

$$i = \frac{V}{L}t \quad \dots (2.1)$$

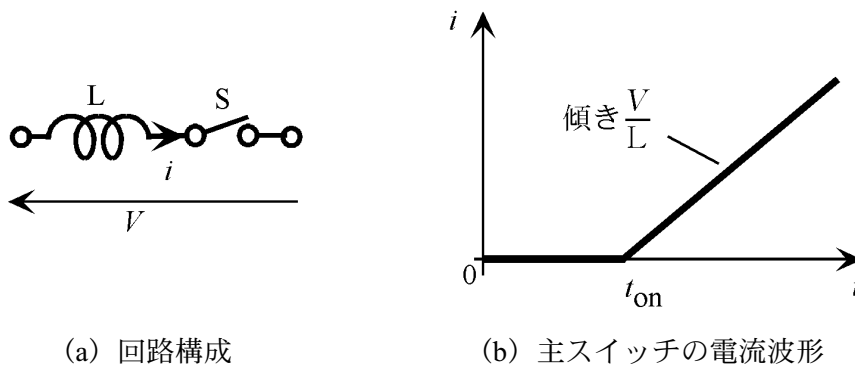


図 2.3 : ZCS ターンオン回路と波形

## 2.2.3 共振コンデンサ電圧に着目したゼロ電圧ターンオフ回路

第 3 章で提案するソフトスイッチング電圧形インバータでは共振コンデンサ電圧に着目した ZVS ターンオフ回路を採用する。回路構成を図 2.4 (a) に示す。共振回路を全て受動素子で構成する。共振回路に対する制御信号は全く不要であり、このような回路構成は他にはない。リアクトル L は前述の ZCS ターンオン回路としても動作する。共振コンデンサ C を電源電圧に並列に接続し、その容量は  $C \gg C_r$  である。各部波形を図 2.4 (b) に示す。主スイッチング素子 S がオンで、S に一定電流  $I$  が流れており、 $C_r$  は図示の極性で充電されているとする。 $C_r$  の電圧  $v_{Cr}$  と C の電圧  $v_C$  は大きさを等しくしておく。S のターンオン時の  $L_r$ 、 $C_r$  による共振動作の途中でダイオード  $D_r$  が導通することで、 $v_{Cr}$  は自動的に  $v_C$  に等しくなる。時刻  $t_{off}$  で S をオフにする。 $v_{Cr}$  と  $v_C$  により、S の電圧  $v_S$  はゼロであるので、電圧センサ無しで ZVS ターンオフを実現する。L の電流  $i$  は  $C_r$  に流れるため、 $v_{Cr}$ 、 $i$  とともに減少する。 $i$  がゼロになると、 $D_1$  がオフとなる。これにより、リアクトル電流は不連続となり、次のスイッチング周期における ZCS ターンオンが実現可能となる。L、 $C_r$  による共振現象は、S のターンオフとは独立であるため、負荷電流の大きさに問わず、確実に ZVS ターンオフ動作を実現できる。

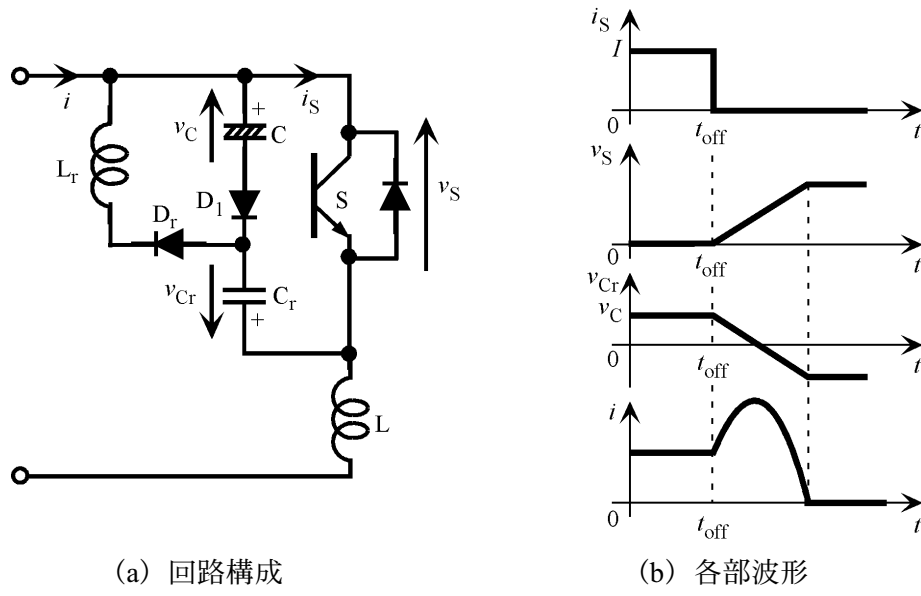


図 2.4 : ZVS ターンオフ回路

### 2.2.4 サイリスタ転流回路を応用したゼロ電流ターンオフ回路

第 4 章で提案するソフトスイッチング電流形インバータではサイリスタ転流回路を応用した ZCS ターンオフ回路を適用する。回路構成を図 2.5 (a) に示す。共振コンデンサ  $C_r$ 、共振リアクトル  $L$ 、補助スイッチング素子  $S_{aux}$ 、主スイッチング素子  $S$  で構成する。リアクトル  $L$  は前述の ZCS ターンオン回路としても動作する。 $S$ 、 $S_{aux}$  には逆阻止特性を持たせる。各部波形を (b) に示す。 $S$  がオンで一定電流が流れており、 $C_r$  は図示の極性で充電されているとき、 $S_{aux}$  をオンにすると  $S$  の ZCS ターンオフが実現できる。 $C_r$ 、 $L$  の共振電流  $i_r$  は、 $C_r$  の初期電圧を  $V$  とすれば次式となる。

$$i_r = V \sqrt{\frac{C_r}{L}} \sin \frac{t}{\sqrt{LC_r}} \quad \dots (2.2)$$

$i_r$  が  $S$  の電流  $i_s$  に対し逆向きに流れるため、 $i_s$  は徐々に減少する。 $i_s$  がゼロになると  $S$  が

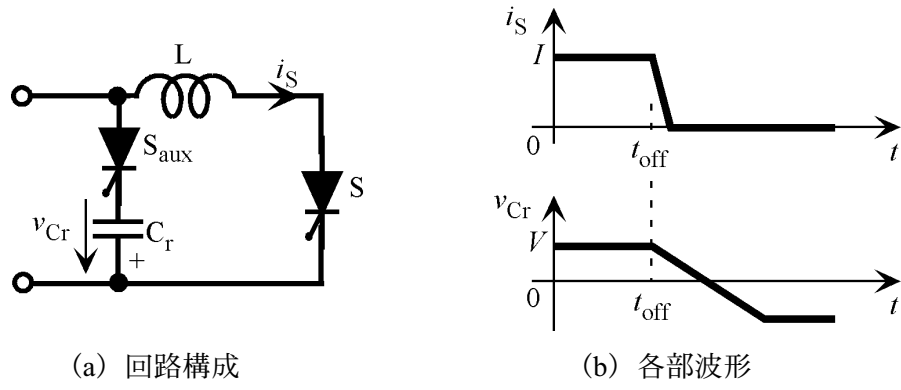


図 2.5 : ZCS ターンオフ回路

消弧するため、ゼロ電流の検出が不要で、ZCS ターンオフを実現する。S が消弧するとリアクトル電流が不連続となり、次のスイッチング周期における ZCS ターンオンが実現可能となる。ZCS ターンオフ実現の条件は、S の初期電流を  $I$  とすれば、次式で示される。

$$I \leq V \sqrt{\frac{C_r}{L}} \quad \dots (2.3)$$

$C_r$  の電圧下降とともに  $S_{aux}$  の電流はゼロになり、ZCS ターンオフを実現する。PWM 制御ソフトスイッチング電流形インバータにおいて、リアクトル電流を不連続とすることで、L の損失を抑制する回路方式は他にない。

## 2.2.5 高周波トランスによる共振コンデンサの過充電保護回路

ソフトスイッチング電力変換器は共振回路の LC 共振現象を利用するため、電圧・電流ピークが大きくなり、スイッチング素子の電圧・電流ストレスが大きくなることが問題視されている。本論文で提案するソフトスイッチングインバータでは、高周波トランスを用いた電圧クランプ回路により、共振コンデンサ電圧の過充電を防ぎ、スイッチング素子の電圧ストレスを低減する。回路構成を図 2.6 (a) に示す。 $L_1$  および  $L_2$  は密結合高周波トランス、 $C_r$  は共振コンデンサ、S は逆阻止特性を持つスイッチング素子である。 $C_r$  は図示の極性、大きさ  $V$  で充電され、S およびダイオード D がオフのとき、S をオンにすると、 $C_r$  は上側が正の極性に充電される。このときの  $C_r$  の充電電流  $i_1$  および  $C_r$  の電圧  $v_{Cr}$  は次式で表される。

$$i_1 = (E+V) \sqrt{\frac{C_r}{L_1}} \sin \frac{t}{\sqrt{L_1 C_r}} \quad \dots (2.4)$$

$$v_{Cr} = E - (E+V) \cos \frac{t}{\sqrt{L_1 C_r}} \quad \dots (2.5)$$

密結合高周波トランスの  $L_2$  側電圧  $v_{L2}$  は、結合度 1、巻数比が  $n_1 : n_2$  であるとする、

$$v_{L2} = -\frac{n_2}{n_1} (E+V) \cos \frac{t}{\sqrt{L_1 C_r}} \quad \dots (2.6)$$

であるので、ダイオード D がオンする条件は、

$$v_{L2} \geq E \quad \dots (2.7)$$

である。これを満たすコンデンサ電圧  $v_{Cr}$  および  $L_2$  の電流  $i_2$  は

$$v_{Cr} = E \left( 1 + \frac{n_1}{n_2} \right) \quad \dots (2.8)$$

$$i_2 = \frac{n_1}{n_2} \sqrt{\frac{C_r}{L_1}} \sqrt{(E+V)^2 - \left( \frac{n_1}{n_2} \right)^2 E^2} \quad \dots (2.9)$$

で示され、共振コンデンサの充電電圧は (2.8) 式で与えられる電圧でクランプされる。高周波トランスを用いて共振コンデンサの電圧をクランプする回路方式は他にない。

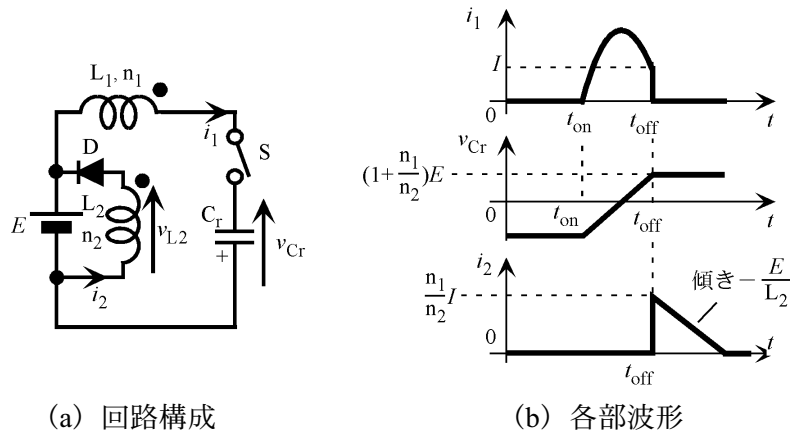


図 2.6：高周波トランスによる共振コンデンサの過充電保護回路

## 2.3 まとめ

本論文で提案するソフトスイッチングインバータは、スイッチング素子の状態量を検出することなく、ソフトスイッチングを実現することを目標とした。これを実現するため、逆導通形スイッチング素子を適用するソフトスイッチング電圧形インバータでは ZCS ターンオン・ZVS ターンオフ、逆阻止形スイッチング素子を適用するソフトスイッチング電流形インバータでは ZCS ターンオン ZCS, ターンオフを採用した。本章では提案するソフトスイッチングインバータに適用する共振回路の基本回路構成と、そのソフトスイッチング動作原理について明らかにした。

提案するソフトスイッチングインバータのスイッチング方式を以下の通りとした。

### (1) ZCS ターンオン

提案する全てのソフトスイッチングインバータは ZCS ターンオンとする。主スイッチング素子に直列にリアクトルを接続し、主スイッチング素子のターンオンの直前には電流がゼロであるリアクトル電流断続モードとすることで、スイッチング素子の状態量検出を不要とした。主スイッチング素子をターンオンすると、リアクトルの誘導性により ZCS ターンオンを実現する。

### (2) ZVS ターンオフ

第 3 章で提案するソフトスイッチング電圧形インバータでは、ZVS ターンオフを採用する。共振回路を受動素子のみで構成し、回路パラメータで決定する共振コンデンサ電圧によって ZVS ターンオフ条件を電圧センサ無しで自動的に満足させる。

### (3) ZCS ターンオフ

第 4 章、第 5 章で提案するソフトスイッチング電圧形インバータでは、ZCS ターンオフを採用する。主スイッチング素子に逆阻止特性を持たせ、サイリスタ転流回路を応用した共振回路を構成する。ターンオフ時には主スイッチング素子の逆阻止特性により電流センサ無しで ZCS ターンオフを実現する。



スイッチング素子の電圧・電流ストレスを抑制するため、共振コンデンサの過充電防止回路についても回路構成，動作原理を明らかにした。高周波トランスを利用し，その巻数比と電源電圧によって決まる電圧に共振コンデンサ電圧をクランプする。

本章で明らかにした基本回路を組み合わせた新しいソフトスイッチングインバータを次章以降で提案する。

## 参考文献

- [1] 二宮保, 「共振形 DC-DC コンバータの動向」 *電学論 D*, Vol. 117-D, No. 2, pp. 120-122, 1997.
- [2] 「ソフトスイッチングの最新技術動向」, 電気学会技術報告第 899 号, 2002.
- [3] C. M. O. Stein, J. R. Pinhero, H. L. Hey, “A ZCT Auxiliary Commutation Circuit for Interleaved Operation in Critical Conduction Mode”, *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 17, No. 6, pp. 954-962, 2002.
- [4] 古賀高志, 黒川不二雄, 原田孝一, 「ソフトスイッチングインバータの実用化と問題点」, 電気学会半導体電力変換研究会資料, SPC-99-120, pp. 15-22, 1999.
- [5] E. Deschamps, I. Barbi, “A Flying-Capacitor ZVS PWM 1.5kW DC-to-DC Converter with Half of the Input Voltage Across the Switches”, *IEEE trans. on Power Electronics*, Vol. 15, No. 5, pp. 855-860, 2000.
- [6] M. Hirokawa, T. Ninomiya, “Non-Dissipative Snubber for Rectifying Diodes in a ZVS Full-Bridge DC-DC Converter”, *IPEC-Tokyo 2000*, pp. 542-547, 2000.
- [7] S. J. Jeon, G. H. Cho, “A Zero-Voltage and Zero Current Switching Full Bridge DC-DC Converter with Transformer Isolation”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 16, No. 5, pp. 573-580, 2001.
- [8] M. Chen, D. Xu, J. Lou, M. Luo, “Transformer Secondary Leakage Inductance Based ZVS Dual Bridge DC/DC Converter”, *Proc. Of 18th annual IEEE APEC*, 2003.

# 第3章 電圧形インバータのソフトスイッチング化

第2章で明らかにした基本回路のうち，ゼロ電流ターンオン回路，ゼロ電圧ターンオフ回路，共振コンデンサ過充電防止回路を適用した新しいソフトスイッチング電圧形インバータを提案する。このインバータの共振回路は，受動素子のみでの構成を実現したため，共振回路の制御信号やソフトスイッチングを実現するための電流センサ・電圧センサが不要であり，制御の簡潔化を実現する。デッドタイム期間においても，デッドタイム補償のための PWM パターンの変更なく，出力電圧を印加できるデッドタイム自動補償を実現する。

本章では，提案するソフトスイッチング電圧形インバータの回路動作モードの理論的解析を行い，動作モードに基づく回路定数の設計指針，デッドタイム自動補償機能の基本原理を明らかにする。実験により，ソフトスイッチング動作，出力基本性能，ハードスイッチング電圧形インバータに対する効率向上効果，デッドタイム自動補償機能について実機による検証を行う。

## 3.1 回路設計の基本方針

電圧形インバータは電動機駆動をはじめとして幅広い分野で適用されているため，ソフトスイッチングを適用した研究例が多い。しかし，その多くはソフトスイッチング機能をもたせるため，補助スイッチング素子を多く適用し<sup>[1]</sup>，電流センサ，電圧センサを必要とする。共振回路に初期電流を流す必要があるものもあり<sup>[2],[3]</sup>，制御が複雑になることが多い。一方，電流センサ，電圧センサを不要とした方式も考案されている<sup>[4],[5]</sup>。補助スイッチング素子に自己消弧形スイッチング素子を使用し，その点弧タイミングは設計仕様によって決められるとしているが，実際には補助スイッチング素子の点弧タイミングを設定するためのノウハウが必要である。

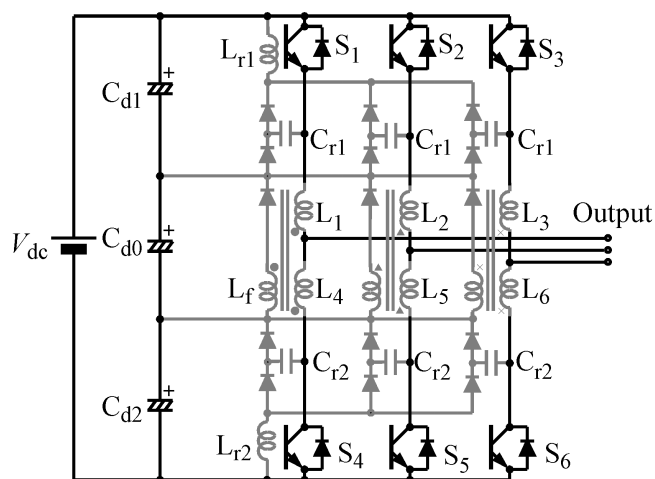
本章で取り上げるソフトスイッチング電圧形インバータ (**Soft-Switched Voltage Source Inverter** : 以下，SS-VSI と略記) は，以下の設計指針により考案した。

- ・ 汎用インバータの出力電力制御に用いられる PWM スイッチングパターンがそのまま使用できること
- ・ ソフトスイッチングを実現するためだけに必要な電流センサ，電圧センサを不要とすること
- ・ 共振回路は全て受動素子のみで構成し，PWM スイッチングパターン以外の制御信号を不要とすること

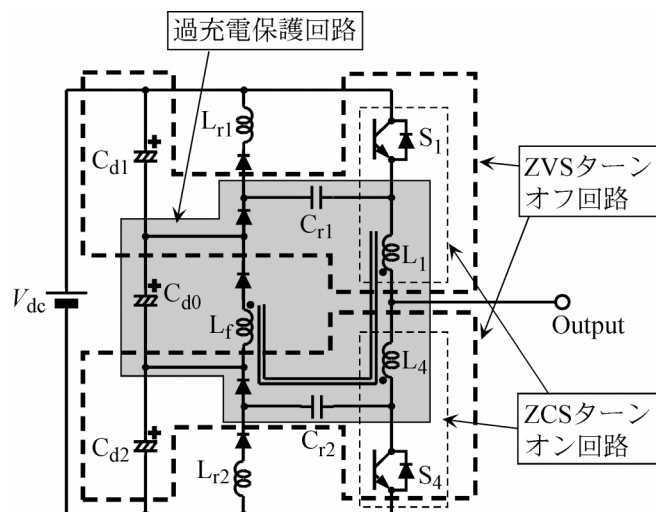
## 3.2 回路構成と動作原理<sup>[6]-[8]</sup>

### 3.2.1 主回路構成と特長

図 3.1 (a) に SS-VSI の回路構成, (b) に一相分回路を示す。  $V_{dc}$  は直流電源,  $C_{d0} \sim C_{d2}$  は電源電圧を 3 分割するために接続されたコンデンサである。  $L_1 \sim L_6$  はインバータ側の主スイッチング素子  $S_1 \sim S_6$  の ZCS ターンオンのためのリアクトル,  $C_{r1}$  および  $C_{r2}$  は  $S_1 \sim S_6$  の ZVS ターンオフのためのコンデンサである。  $L_1 \sim L_6$  はそれぞれの相でリアクトル  $L_f$  と密結合し, 主スイッチング素子がオンの時に蓄えられた余分なエネルギーを, オフの時に  $C_{d0}$  に回生すると同時に  $C_{r1}$  および  $C_{r2}$  の電圧をクランプする。これにより,  $S_1 \sim S_6$  がオフの時の電圧もクランプされる。リアクトル  $L_{r1}$  および  $L_{r2}$  は  $S_1 \sim S_6$  のターンオン時にそれぞれ  $C_{r1}$  および  $C_{r2}$



(a) 回路構成



(b) 一相分回路

図 3.1 : ソフトスイッチング電圧形インバータ

と共振回路を構成する。この回路構成を考案したことにより、SS-VSI は以下の特長が得られた。

- ・ 主スイッチング素子以外は全て受動素子で構成
- ・ 制御信号はハードスイッチングインバータで用いられる PWM 信号のみ
- ・ アーム短絡を防止するために設けられるデッドタイム期間においても負荷に電圧を印加できるため、PWM スwitching パターンを変更しなくても、低出力周波数時における出力電流歪みを抑制可能

### 3.2.2 回路動作原理

SS-VSI は、 $S_1 \sim S_6$  のそれぞれに対して同様の回路動作を行う。したがって、動作説明を簡単にするため、図 3.2 の一相分回路を用いて動作原理を明らかにする。

初期条件として  $C_{r1}$  の電圧  $v_{Cr1}$  は図示の極性に充電されており、その大きさは  $C_{d1}$  の電圧  $v_{Cd1}$  と等しい。 $C_{r2}$  の電圧  $v_{Cr2}$  も図示の極性に充電されており、その大きさは  $V_{Cr2}(0)$  で、 $C_{d1}$  の電圧  $v_{Cd1}$  より大きいとする。負荷電流  $i_o$  は常に図 3.2 に示す向きに一定電流が流れているものとする。各部の電流、電圧は、図 3.2 に示す向きを正とし、それらの波形は各スイッチング素子のタイムチャートと共に図 3.3 に示す。 $C_{r1}$ 、 $C_{r2}$  は  $C_{d0} \sim C_{d2}$  に比べて十分小さく、 $L_1$  と  $L_4$ 、 $L_1$  と  $L_f$  および  $L_4$  と  $L_f$  の結合度はすべて 1 であり、 $L_1$  と  $L_4$  は等しいインダクタンス値を持つとする。ここでは  $S_1$  および  $S_4$  は理想的なスイッチング特性を持つと仮定し、 $C_{d0}$ 、 $C_{d1}$ 、 $C_{d2}$  の電圧  $v_{Cd0}$ 、 $v_{Cd1}$ 、 $v_{Cd2}$  は一定に保たれるものとする。図 3.4 に回路動作のモード遷移フローチャートを示す。

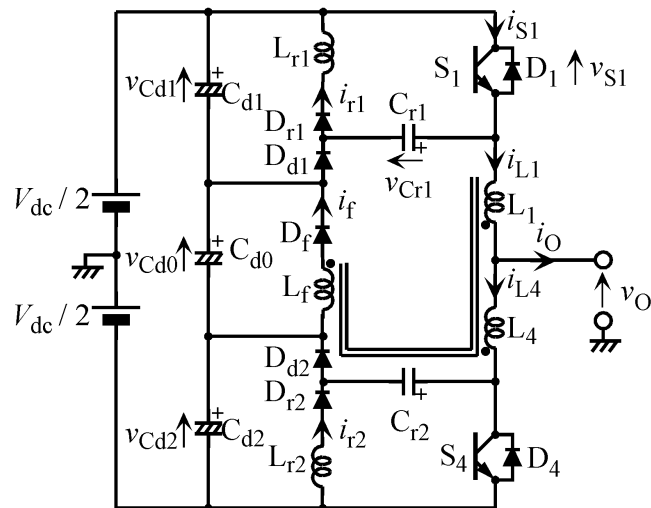


図 3.2 : 一相分回路

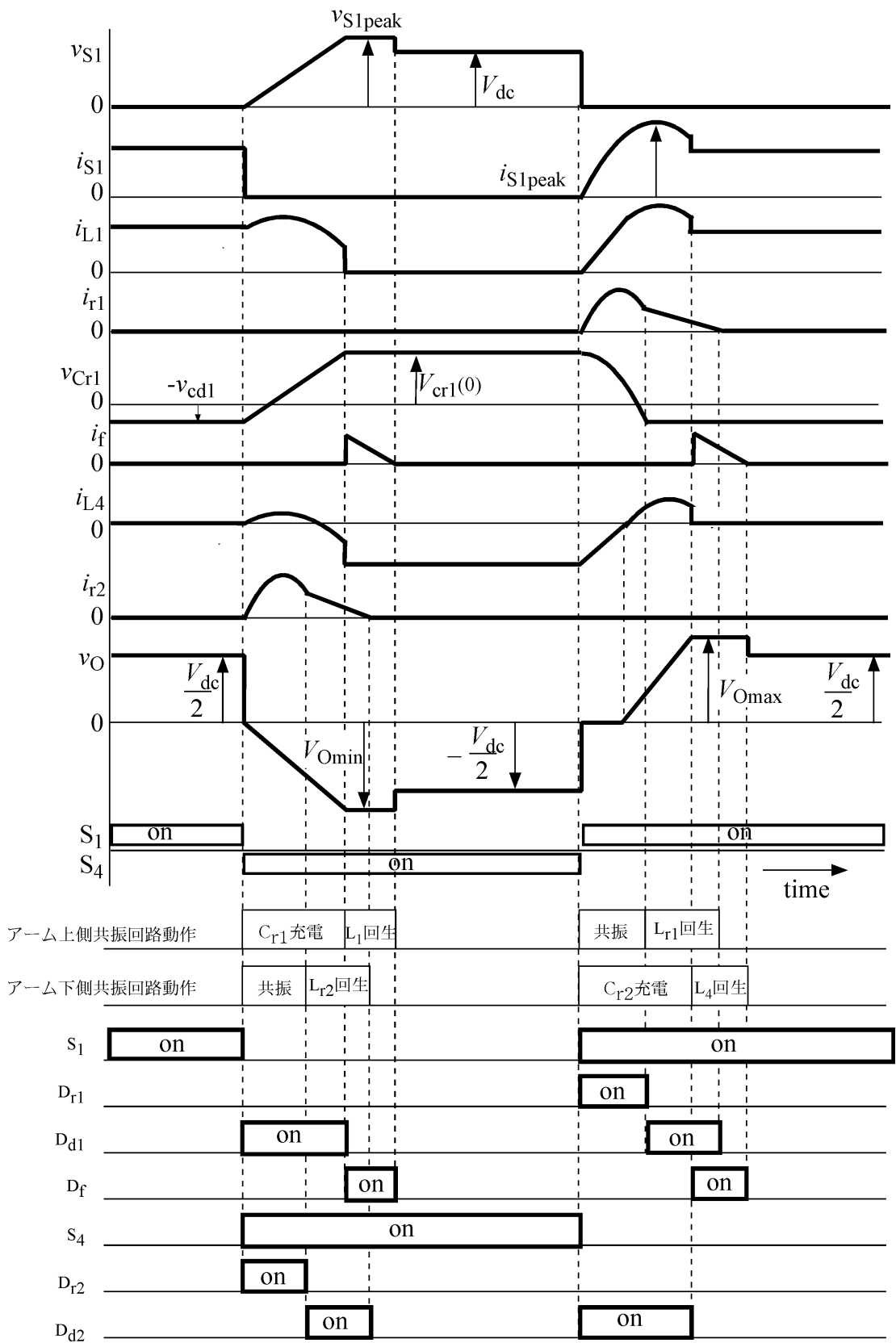


図 3.3 : 各部の電流・電圧波形の概略とスイッチングタイムチャート

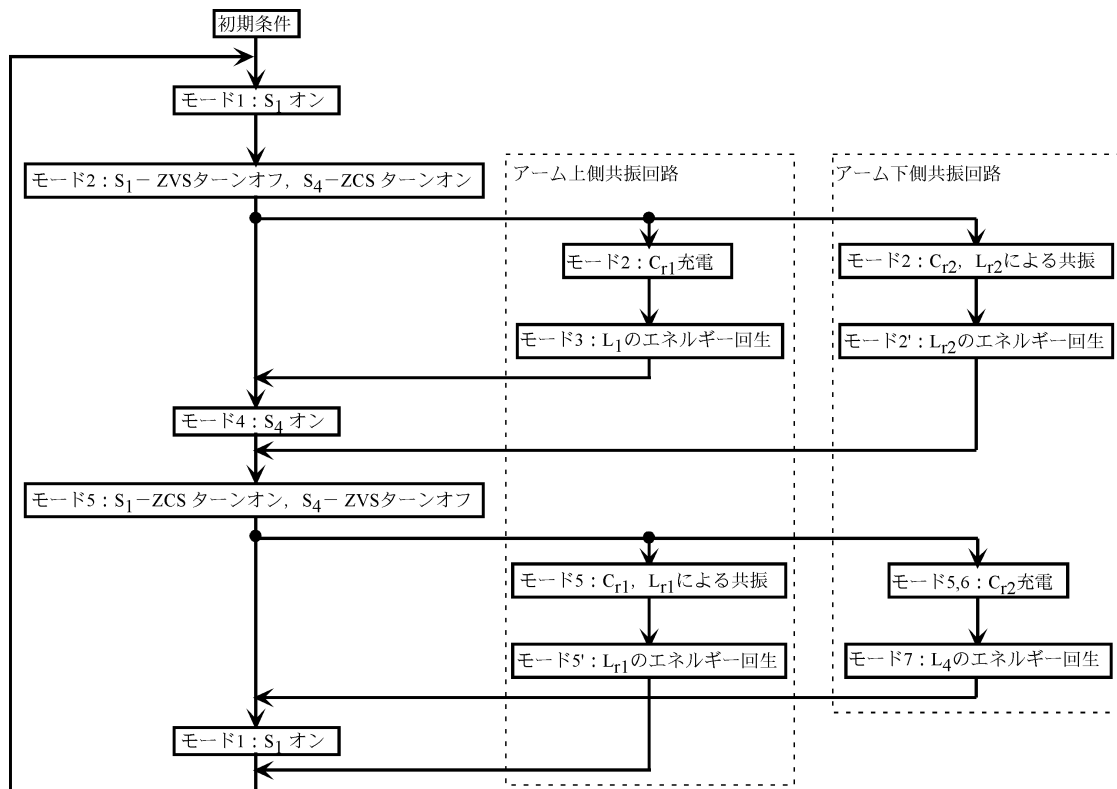


図 3.4 : 1 スイッチング周期における動作モードの遷移フローチャート

【モード 1】

$S_1$  がオン,  $S_4$  がオフである。電源から負荷へ電流が流れている。このときの電流流路を図 3.5 に示す。

$$i_{S1} = i_{L1} = i_o \quad \dots (3.1)$$

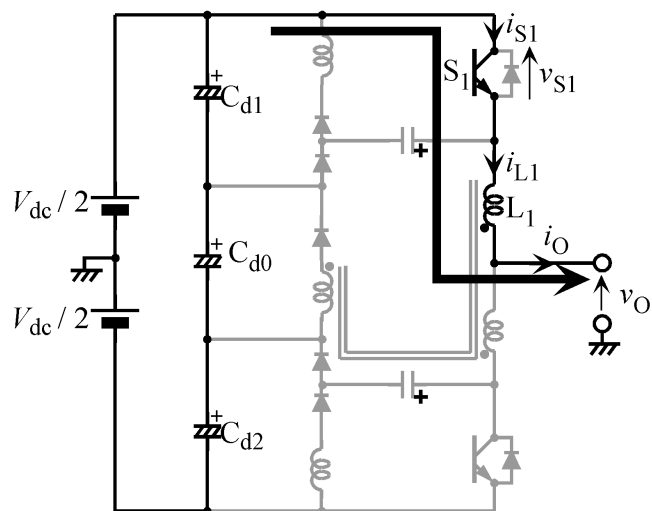


図 3.5 : モード 1 の電流流路

であり,  $i_o$  は一定であるので, 出力電圧  $v_o$  は

$$v_o = \frac{V_{dc}}{2} \quad \dots (3.2)$$

である。

【モード 2】

$S_1$  をオフにし,  $S_4$  をオンにする。このときの電流流路を図 3.6 に示す。 $S_1$  をオフにすると  $i_{S1}$  はただちにゼロとなり,  $L_1$  の誘導性により, ダイオード  $D_{d1}$  がオンとなる。回路方程式は

$$v_{Cd0} + v_{Cd2} = \frac{1}{C_{r1}} \int i_{L1} dt + (L_1 + M_{14}) \frac{di_{L1}}{dt} + (L_4 + M_{14}) \frac{di_{L4}}{dt} \quad \dots (3.3)$$

$$i_{L1} = i_o + i_{L4} \quad \dots (3.4)$$

$$0 = \frac{1}{C_{r2}} \int i_{r2} dt + L_{r2} \frac{di_{r2}}{dt} \quad \dots (3.5)$$

ただし,  $M_{14}$ :  $L_1$  と  $L_4$  の相互インダクタンス ( $=\sqrt{L_1 L_4}$ )

となる。これらを解くと,

$$i_{L1} = \frac{V_{dc}}{Z_2} \sin \omega_2 t + i_o \cos \omega_2 t \quad \dots (3.6)$$

$$i_{L4} = \frac{V_{dc}}{Z_2} \sin \omega_2 t - i_o (1 - \cos \omega_2 t) \quad \dots (3.7)$$

$$i_{r2} = \frac{V_{cr2}(0)}{Z_{r2}} \sin \omega_{r2} t \quad \dots (3.8)$$

ただし,  $Z_2 = \sqrt{\frac{L_1 + L_4 + 2M_{14}}{C_{r1}}}$ ,  $Z_{r2} = \sqrt{\frac{L_{r2}}{C_{r2}}}$ ,  $\omega_2 = \frac{1}{\sqrt{C_{r1}(L_1 + L_4 + 2M_{14})}}$ ,  $\omega_{r2} = \frac{1}{\sqrt{C_{r2}L_{r2}}}$

である。(3.6) 式より,  $v_{Cr1}$  は

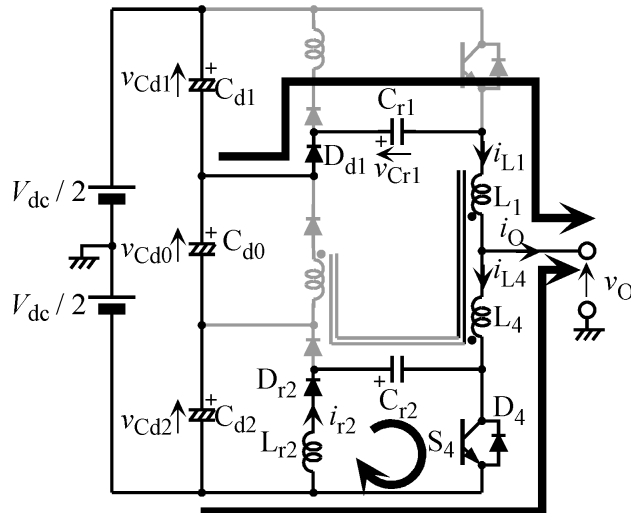


図 3.6 : モード 2 の電流流路



$$v_{Cr1} = \frac{1}{C_{r1}} \int i_{L1} dt = i_o Z_2 \sin \omega_2 t + V_{dc} (1 - \cos \omega_2 t) - v_{Cd1} \quad \dots (3.9)$$

となる。S<sub>1</sub>の電圧 v<sub>S1</sub>は、

$$v_{S1} = v_{Cr1} + v_{Cd1} = i_o Z_2 \sin \omega_2 t + V_{dc} (1 - \cos \omega_2 t) \quad \dots (3.10)$$

であり、t = 0のときにスイッチングを行うので、S<sub>1</sub>はZVSターンオフを達成できる。S<sub>4</sub>に流れる電流 i<sub>S4</sub>は、

$$i_{S4} = i_{L4} + i_{r2} = \frac{V_{dc}}{Z_2} \sin \omega_2 t - i_o (1 - \cos \omega_2 t) + \frac{V_{Cr2}(0)}{Z_{r2}} \sin \omega_{r2} t \quad \dots (3.11)$$

であるから、S<sub>4</sub>に対してはZCSターンオンが達成される。v<sub>o</sub>は(3.6)式、(3.7)式よりL<sub>4</sub>の電圧降下をv<sub>L4</sub>とすれば

$$\begin{aligned} v_o &= -\frac{V_{dc}}{2} + v_{L4} = -\frac{V_{dc}}{2} + L_4 \frac{di_{L4}}{dt} + M_{14} \frac{di_{L1}}{dt} \\ &= \frac{V_{dc}(L_4 + M_{14})}{L_1 + L_2 + 2M_{14}} \cos \omega_2 t - \omega_2 (L_4 + M_{14}) i_a \sin \omega_2 t - \frac{V_{dc}}{2} \quad \dots (3.12) \end{aligned}$$

である。v<sub>Cr2</sub>は(3.8)式より

$$v_{Cr2} = \frac{1}{C_{r2}} \int i_{r2} dt = V_{Cr2}(0) \cos \omega_{r2} t \quad \dots (3.13)$$

と表され、これが

$$-v_{Cr2} \geq v_{Cd2} \quad \dots (3.14)$$

の条件を満たすとモード2'へ移行する。また、L<sub>f</sub>の電圧 v<sub>Lf</sub>はL<sub>1</sub>とL<sub>f</sub>の相互インダクタンスをM<sub>1f</sub>、L<sub>4</sub>とL<sub>f</sub>の相互インダクタンスをM<sub>4f</sub>とすると次式で表される。

$$v_{Lf} = -\frac{M_{1f} + M_{4f}}{L_1 + L_4 + 2M_{14}} (v_{Cd0} + v_{Cd2} - v_{Cr1}) \quad \dots (3.15)$$

$$\text{ただし、 } M_{1f} = \sqrt{L_1 L_f}, \quad M_{4f} = \sqrt{L_4 L_f}$$

これが以下の条件を満足するとモード3へ移行する。

$$v_{Lf} \geq v_{Cd0} \quad \dots (3.16)$$

なお、モード2'とモード3は互いに独立した動作モードであるため、移行のタイミングのずれによる回路動作上の問題は生じない。

### 【モード2'】

v<sub>Cr2</sub>が(3.14)式を満足するとダイオードD<sub>d2</sub>がオンする。i<sub>r2</sub>は図3.7の経路で流れる。

$$i_{r2} = i_{r2}(0) - \frac{v_{Cd2}}{L_{r2}} t \quad \dots (3.17)$$

ただし、i<sub>r2</sub>(0) : v<sub>Cr2</sub>が(3.14)式を満足したときのi<sub>r2</sub>

となることから、i<sub>r2</sub>は徐々に減少し、やがてゼロになる。この間、v<sub>Cr2</sub>はv<sub>Cd2</sub>に等しく、S<sub>4</sub>

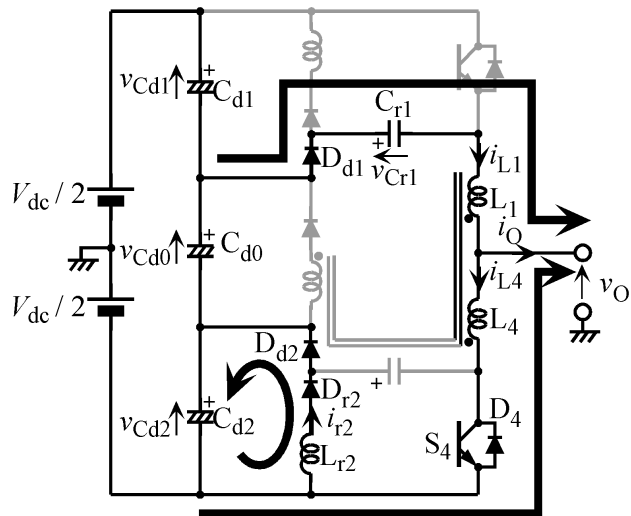


図 3.7 : モード 2' の電流流路

にオフ信号が与えられるまでその電圧は保持される。

【モード 3】

(3.15) 式が (3.16) 式を満足するとき、ダイオード  $D_f$  がオンになる。電流流路を図 3.8 に示す。このとき、以下の電圧方程式が成立する。

$$v_{Cd0} + v_{Cd2} = v_{Cr1} + v_{L1} + v_{L4} = v_{Cr1} - \frac{M_{1f} + M_{4f}}{L_f} v_{Cd0} \quad \dots (3.18)$$

(3.18) 式より、 $v_{Cr1}$  は

$$v_{Cr1} = v_{Cd2} + \left(1 + \frac{M_{1f} + M_{4f}}{L_f}\right) v_{Cd0} = V_{Cr1}(0) \quad \dots (3.19)$$

で示され、一定値  $V_{Cr1}(0)$  になる。したがって、

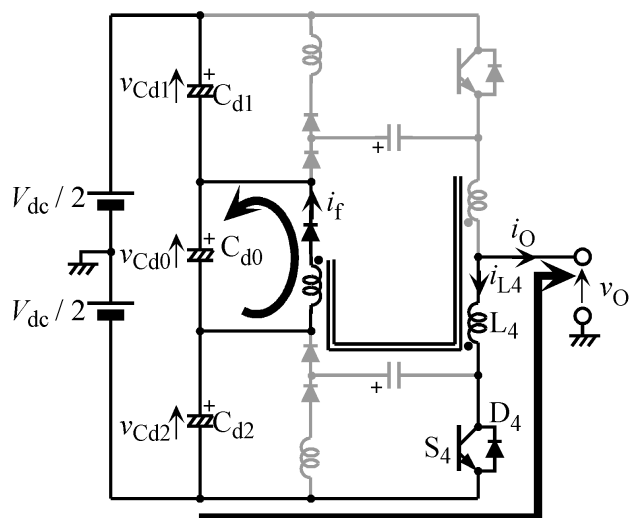


図 3.8 : モード 3 の電流流路

$$i_{L1} = 0 \quad \dots (3.20)$$

$$i_{L4} = -i_O \quad \dots (3.21)$$

である。 $i_f$ は

$$i_f = \frac{M_{1f} + M_{4f}}{L_f} i_{L1}(0) - \frac{v_{Cd0}}{L_f} t \quad \dots (3.22)$$

ただし、 $i_{L1}(0)$  : (3.16) 式を満足するときの (3.6) 式における  $i_{L1}$  の値

にしたがって減少する。 $i_f$  がゼロになるとモード 4 に移行する。 $v_O$ ,  $v_{S1}$  はそれぞれ次式で表される。

$$v_O = -\frac{V_d}{2} - \frac{M_{4f}}{L_f} v_{Cd0} \quad \dots (3.23)$$

$$v_{S1} = V_d + \frac{M_{1f} + M_{4f}}{L_f} v_{Cd0} \quad \dots (3.24)$$

【モード 4】

$i_f$  がゼロになると電流流路は図 3.9 となる。 $v_O$ ,  $v_{S1}$  はそれぞれ

$$v_O = -\frac{V_{dc}}{2} \quad \dots (3.25)$$

$$v_{S1} = V_{dc} \quad \dots (3.26)$$

である。

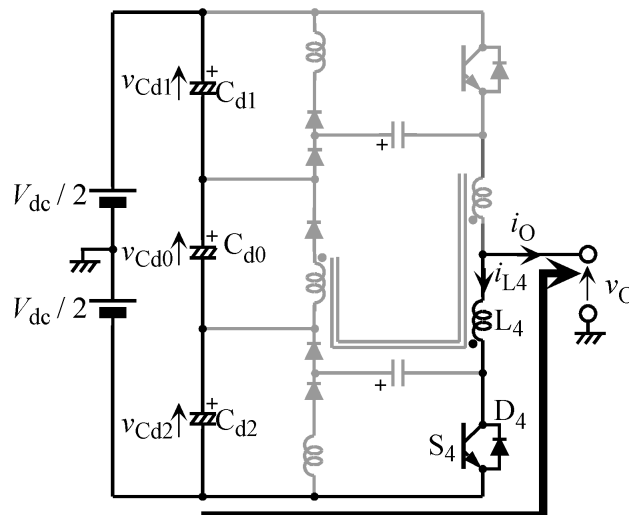


図 3.9 : モード 4 の電流流路

【モード 5】

再び  $S_1$  をオンにし、 $S_4$  をオフにする。このときの電流流路を図 3.10 に示す。 $v_{S4}$  は

$$v_{S4} = v_{Cr2} + v_{Cd2} = 0 \quad \dots (3.27)$$

であるので、 $S_4$ はZVSターンオフを達成できる。回路方程式は

$$V_{dc} = (L_1 + M_{14}) \frac{di_{L1}}{dt} + (L_4 + M_{14}) \frac{di_{L4}}{dt} \quad \dots (3.28)$$

$$i_{L1} = i_o + i_{L4} \quad \dots (3.29)$$

$$0 = \frac{1}{C_{r1}} \int i_{r1} dt + L_{r1} \frac{di_{r1}}{dt} \quad \dots (3.30)$$

となる。これらを解くと、

$$i_{L1} = \frac{V_{dc}}{L_1 + L_4 + 2M_{14}} t \quad \dots (3.31)$$

$$i_{L4} = \frac{V_{dc}}{L_1 + L_4 + 2M_{14}} t - i_o \quad \dots (3.32)$$

$$i_{r1} = \frac{V_{Cr1}(0)}{Z_{r1}} \sin \omega_{r1} t \quad \dots (3.33)$$

$$\text{ただし, } Z_{r1} = \sqrt{\frac{L_{r1}}{C_{r1}}}, \quad \omega_{r1} = \frac{1}{\sqrt{C_{r1}L_{r1}}}$$

である。ここで、 $i_{S1}$ は

$$i_{S1} = i_{L1} + i_{r1} = \frac{V_{dc}}{L_1 + L_4 + 2M_{14}} t + \frac{V_{Cr1}(0)}{Z_{r1}} \sin \omega_{r1} t \quad \dots (3.34)$$

であるから、 $S_1$ に対してZCSターンオンが達成される。その後、(3.31)式、(3.32)式より、 $i_{L1}$ 、 $i_{L4}$ は徐々に増加する。 $i_{L4}$ が正になるとモード6に移行する。 $v_{Cr1}$ は(3.33)式より

$$v_{Cr1} = \frac{1}{C_{r1}} \int i_{r1} dt = V_{Cr1}(0) \cos \omega_{r1} t \quad \dots (3.35)$$

と表され、これが

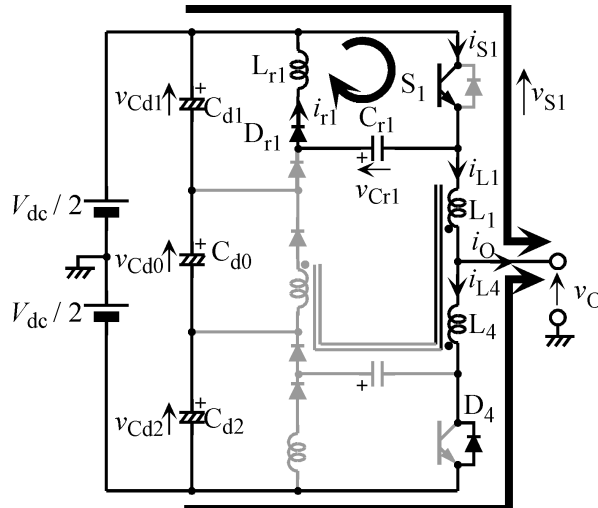


図 3.10 : モード 5 の電流流路

$$-v_{Cr1} \geq v_{Cd1} \quad \dots (3.36)$$

の条件を満たすとモード5'へ移行する。 $v_O$ は

$$v_O = \frac{V_{dc}}{2} - \left( L_4 \frac{di_{L4}}{dt} + M_{14} \frac{di_{L1}}{dt} \right) = \frac{V_{dc}}{2} - \frac{(L_4 + M_{14})V_{dc}}{L_1 + L_4 + 2M_{14}} \quad \dots (3.37)$$

である。

【モード5'】

$v_{Cr1}$ が(3.36)式を満足すると $D_{d1}$ がオンになり、 $i_{r1}$ は図3.11に示す経路で流れ

$$i_{r1} = i_{r1}(0) - \frac{v_{Cd1}}{L_{r1}} t \quad \dots (3.38)$$

ただし、 $i_{r1}(0)$ ： $v_{Cr1}$ が(3.36)式を満足したときの $i_{r1}$

となる。したがって、 $i_{r1}$ は徐々に減少し、やがてゼロになる。この間、 $v_{Cr1}$ は $v_{Cd1}$ に等しく、 $S_1$ にオフ信号が与えられるまでその電圧は保持される。

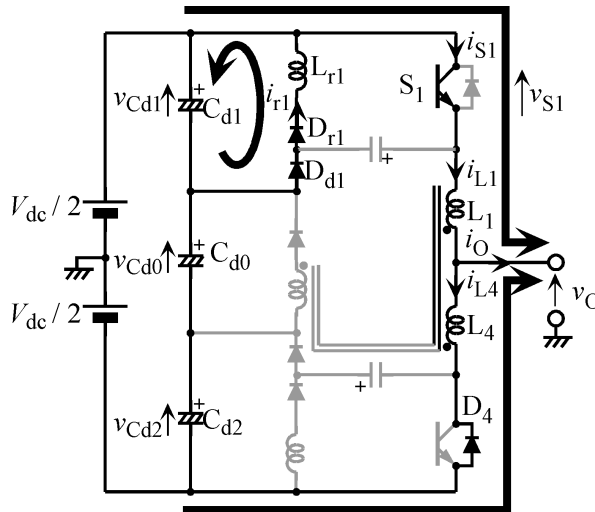


図 3.11 : モード 5' の電流流路

【モード6】

$i_{L4}$ が正になると、図3.12に示す電流流路になる。回路方程式は

$$v_{Cd0} + v_{Cd1} = \frac{1}{C_{r2}} \int i_{L4} dt + (L_1 + M_{14}) \frac{di_{L1}}{dt} + (L_4 + M_{14}) \frac{di_{L4}}{dt} \quad \dots (3.39)$$

$$i_{L1} = i_O + i_{L4} \quad \dots (3.40)$$

となる。これらを解くと、

$$i_{L4} = \frac{V_{dc}}{Z_6} \sin \omega_6 t \quad \dots (3.41)$$

$$i_{L1} = i_O + \frac{V_{dc}}{Z_6} \sin \omega_6 t \quad \dots (3.42)$$

$$\text{ただし, } Z_6 = \sqrt{\frac{L_1 + L_4 + 2M_{14}}{C_{r2}}}, \quad \omega_6 = \frac{1}{\sqrt{C_{r2}(L_1 + L_4 + 2M_{14})}}$$

である。(3.41) 式, (3.42) 式より,  $v_{Cr2}$  および  $v_O$  は

$$v_{Cr2} = \frac{1}{C_{r2}} \int i_{L4} dt = V_{dc}(1 - \cos \omega_6 t) - V_{Cd2} \quad \dots (3.43)$$

$$v_O = \frac{V_{dc}}{2} - v_{L1} = V_{dc} \left( \frac{1}{2} - \frac{L_1 + M_{14}}{L_1 + L_4 + 2M_{14}} \cos \omega_6 t \right) \quad \dots (3.44)$$

となる。 $v_{Lf}$  は

$$v_{Lf} = -\frac{M_{1f} + M_{4f}}{L_1 + L_4 + 2M_{14}} (v_{Cd1} + v_{Cd0} - v_{Cr2}) \quad \dots (3.45)$$

である。 $v_{Lf}$  が (3.16) 式を満足するとモード 7 へ移行する。

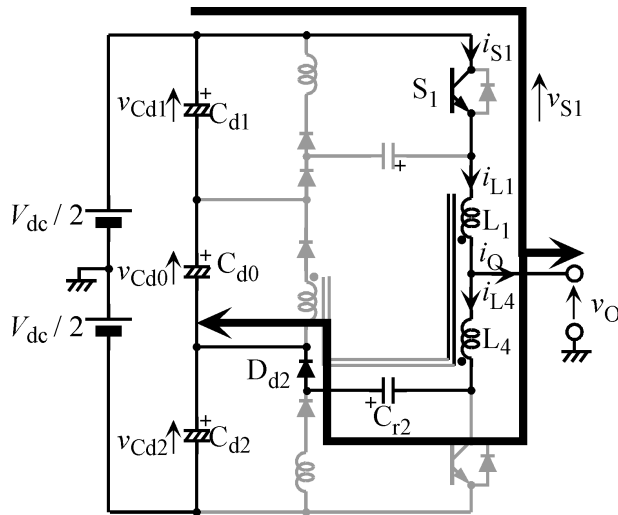


図 3.12 : モード 6 の電流流路

【モード 7】

(3.45) 式が (3.16) 式を満足するとき,  $D_f$  がオンになる。電流流路を図 3.13 に示す。このとき, 以下の電圧方程式が成立する。

$$v_{Cd0} + v_{Cd1} = v_{Cr2} + v_{L1} + v_{L4} = v_{Cr2} - \frac{M_{1f} + M_{4f}}{L_f} v_{Cd0} \quad \dots (3.46)$$

したがって,  $v_{Cr2}$  は

$$v_{Cr2} = v_{Cd1} + \left( 1 + \frac{M_{1f} + M_{4f}}{L_f} \right) v_{Cd0} = V_{Cr2}(0) \quad \dots (3.47)$$

で示され, 一定値  $V_{Cr2}(0)$  になるので,

$$i_{L1} = i_O \quad \dots (3.48)$$

$$i_{L4} = 0 \quad \dots (3.49)$$

である。  $i_f$  は

$$i_f = \frac{M_{1f} + M_{4f}}{L_f} i_{L4}(0) - \frac{v_{Cd0}}{L_f} t \quad \dots (3.50)$$

ただし、  $i_{L4}(0)$  : (3.16) 式を満足するときの (3.41) 式における  $i_{L4}$  の値

にしたがって減少する。  $i_f$  がゼロになるとモード 1 に移行する。なお、  $v_o$ 、  $v_{s4}$  は次式で表される。

$$v_o = \frac{V_{dc}}{2} + \frac{M_{1f}}{L_f} v_{Cd0} \quad \dots (3.51)$$

$$v_{s4} = \frac{3V_{dc}}{2} + \frac{M_{1f} + M_{4f}}{L_f} v_{Cd0} \quad \dots (3.52)$$

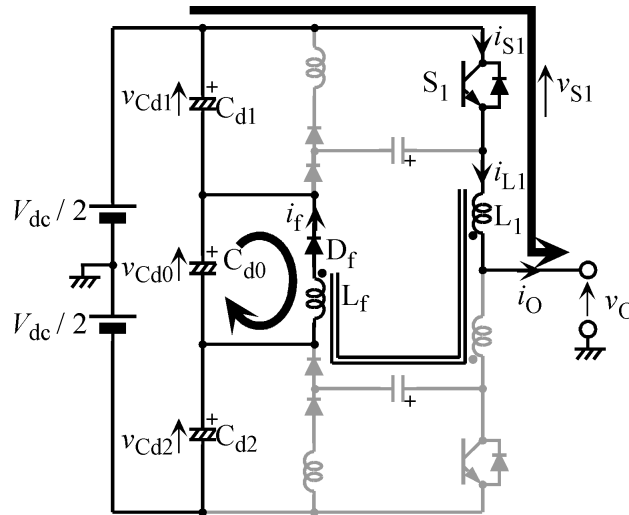


図 3.13 : モード 7 の電流流路

SS-VSI はモード 1 からモード 7 を繰り返して動作させる。  $S_1 \sim S_6$  の ZCS, ZVS はそれぞれのゲート信号を与えるだけで自動的に達成されるため、制御信号は PWM パターンのみでよく、ソフトスイッチングのためのセンサやフィードバック制御は不要である。

$i_o$  の向きが逆の場合、モード 1 およびモード 2 では  $i_{L1}$  は  $S_1$  のトランジスタ、モード 6 およびモード 7 では  $i_{L4}$  は  $S_4$  のダイオードを流れる。SS-VSI の回路素子は、上下スイッチング素子に対して対称に接続されているので各動作モードは素子の添え字を、対応する素子の添え字と入れ替えれば説明できる。ただし、動作モードはモード 4 →モード 5 →モード 6 →モード 7 →モード 1 →モード 2 →モード 3 の順に遷移する。

### 3.2.3 ソフトスイッチング動作にともなう PWM パターンの制約とその解決法

インバータやチョッパなど，出力状態量を制御する電力変換器におけるスイッチング制御の基本は「スイッチング1周期における平均出力を，それに対応する期間の指令値の平均に一致させる」ことである。すなわち，電圧形インバータの場合，あるスイッチング1周期間における出力電圧の平均値をそれに対応する期間の指令電圧の平均値に一致させる。出力電圧の平均値はスイッチング素子のオン時間に比例する。電圧形インバータの出力指令電圧は交流であるので，指令電圧1周期に対して，スイッチング素子のオン時間の変化，すなわちインバータ出力電圧パルス列の幅は正弦波状に変化する PWM 波形となる。

SS-VSI では，出力制御のための PWM 信号は図 3.14 に示す三角波比較法を用いて作成した。 $v_s$  は信号波である指令電圧， $v_{tr}$  は搬送波である三角波を示す。制御率  $m$  は次式で定義する。

$$\text{制御率 } m = \frac{v_s \text{ の振幅}}{v_{tr} \text{ の振幅}} \quad \dots (3.53)$$

図 3.14 で， $v_s$  の振幅を  $m$ ， $v_{tr}$  の振幅を 1， $v_{tr}$  の周期を  $T$  とする。 $v_s$  を a 相の基準電圧とすると， $v_s > v_{tr}$  のときに  $S_1$  をオン， $S_4$  をオフ， $v_s < v_{tr}$  のときには  $S_1$  をオフ， $S_4$  をオンにする。b 相および c 相に対しても同様に制御信号を作成する。

SS-VSI で  $S_1 \sim S_6$  の ZVS ターンオフを確実にを行うためには，コンデンサ充電時間の確保をしなければならない。これにより，最小パルス幅  $T_{min}$  に制限が生じる場合がある。 $T_{min}$  は次式で決定される。

$$T_{min} = \pi \sqrt{L_{r1} C_{r1}} \quad \dots (3.54)$$

図 3.14 中の変数  $m_L$  は，(a) の PWM パターンで ZVS ターンオフを実現できる  $v_s$  の最大振幅で，次式により決定される。

$$m_L = 1 - \frac{T_{min}}{T} \quad \dots (3.55)$$

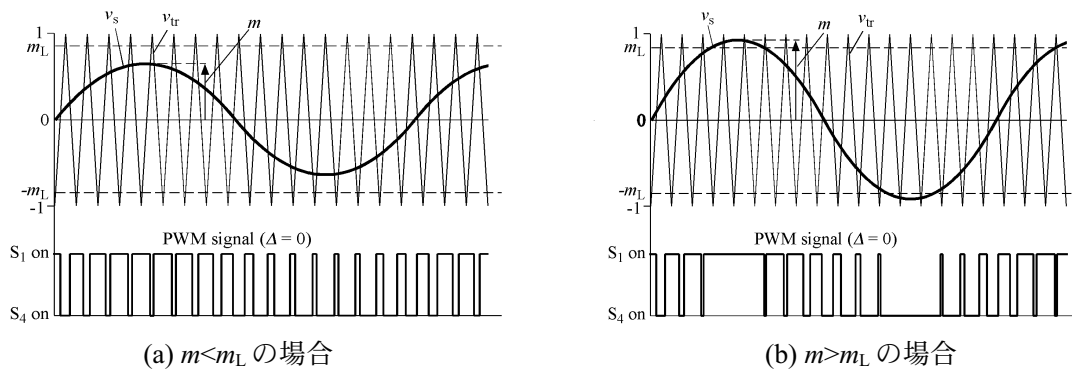


図 3.14 : 三角波比較法による PWM 信号作成



図 3.14 (a) の場合、 $m < m_L$  である。ZVS のための  $T_{min}$  は確保されるため、ZVS ターンオフを実現できる。これに対して、図 3.14 (b) の場合、 $m > m_L$  である。(a) のような PWM パターンでは  $v_s$  の絶対値が  $m_L$  を越えた時点で、 $v_s$  が正の場合には  $S_4$ 、負の場合には  $S_1$  のパルス幅が  $T_{min}$  より短くなり、ZVS ターンオフを実現できなくなる。これを解決するため、 $v_s$  が  $+m_L$  より大きいときは常に上側スイッチング素子をオン (a 相の場合は  $S_1$  をオン、 $S_4$  をオフ)、 $v_s$  が  $-m_L$  より小さいときは常に下側スイッチング素子をオン (a 相の場合は  $S_1$  をオフ、 $S_4$  をオン) にする。この方式に変更することにより、 $m$  に関わらず  $S_1 \sim S_6$  の ZVS ターンオフを実現した。

### 3.2.4 デッドタイム自動補償機能の理論的検証

一般に PWM インバータを実際に駆動する場合には、アーム短絡を防ぐため、上側スイッチング素子をオフにしてから下側スイッチング素子をオン、あるいは下側スイッチング素子をオフにして上側スイッチング素子をオンにするというように、上下スイッチング素子ともオフにするデッドタイム  $\Delta$  を設ける。 $\Delta$  の期間では、負荷電流の向きによって出力電圧の極性が決定される。負荷電流が図 3.2 の向きに流れている場合、デッドタイム直前のスイッチング状態が、上下どちらがオンであってもデッドタイム期間の出力電圧は  $-V_{dc}/2$ 、逆の場合は  $+V_{dc}/2$  が出力される。これは、負荷電流が前者の場合は下側アームのダイオード、後者の場合は上側アームのダイオードを通して流れるためである。これにより、出力電圧誤差が生じ、特に出力周波数が低い場合には出力電流の歪みが顕著に現れる問題がある。

この問題の解決するため、ハードスイッチング、ソフトスイッチングを問わず、スイッチングパターンを変更するデッドタイム補償が施されることが多い。デッドタイム補償は、出力電流を検出し、その向きによって決定されるデッドタイム期間の誤差電圧を相殺するように、指令電圧波形、つまり図 3.14 の信号波に誤差電圧を重畳させてスイッチングパターンを変更する方法が一般的である。

本章で提案する SS-VSI でも、デッドタイムが必要である。デッドタイム期間を設けるタイミングはモード 1 とモード 2 の間およびモード 4 とモード 5 の間である。SS-VSI では、例えば、 $S_1$  のターンオフ後の負荷電流を  $D_{a1}-C_{r1}-L_1$  の経路で流すことにより、デッドタイム期間において、ほぼターンオフ直前の電圧を出力できるようにした。これにより、スイッチングパターンの変更無しにデッドタイム補償を施すことを実現した。これをデッドタイム自動補償機能と呼ぶことにする。本項では、デッドタイム期間における出力電圧を明らかにし、デッドタイム自動補償機能の原理を理論的に検証する。

#### 【モード 1 – モード 2 間のデッドタイム】

図 3.15 に Mode1 の後に設けるデッドタイムにおける電流流路を示す。アーム下側のダイオード  $D_4$  には逆バイアスであるので導通しない。この時の電圧方程式は

$$\frac{1}{2}V_{dc} - v_{Cd1} = v_{Cr1} + v_{L1} + v_O \quad \dots (3.56)$$

となる。S<sub>1</sub> のターンオフ直後の v<sub>Cr1</sub> は v<sub>Cd1</sub> に等しく、i<sub>o</sub> は一定であるので、v<sub>Cr1</sub>、v<sub>L1</sub>、v<sub>o</sub> はそれぞれ

$$v_{Cr1} = \frac{1}{C_{r1}} \int i_{L1} dt = \frac{i_o}{C_{r1}} t - v_{Cd1} \quad \dots (3.57)$$

$$v_{L1} = 0 \quad \dots (3.58)$$

$$v_o = \frac{1}{2} V_{dc} - \frac{i_o}{C_{r1}} t \quad \dots (3.59)$$

で、デッドタイム期間中の出力電圧は (3.59) 式で表される。デッドタイム期間は数 μ sec 程度である。特に出力電流波形の歪みが顕著に現れる低周波数出力領域では、m を小さくするため、i<sub>o</sub> が小さい。これらにより、(3.59) 式の右辺第 2 項による電圧の減少も小さくなる。つまり、SS-VSI ではデッドタイム期間においても S<sub>1</sub> のターンオフ直前の電圧とほぼ等しい電圧を出力できる。したがって、スイッチングパターンの変更無しでデッドタイム補償を実現した。デッドタイム期間中の S<sub>1</sub> の電圧 v<sub>S1</sub> は次式で表される。

$$v_{S1} = \frac{i_o}{C_{r1}} t \quad \dots (3.60)$$

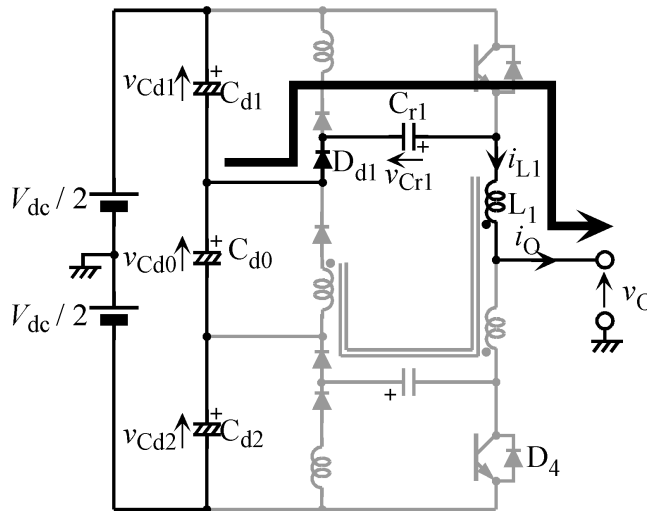


図 3.15 : モード 1 –モード 2 間のデッドタイム期間における電流流路

【モード 4 –モード 5 間のデッドタイム】

負荷電流が図 3.15 と同じ向きに流れる場合、電流流路はモード 4 と同じである。したがって、デッドタイム期間中の v<sub>o</sub> および v<sub>S1</sub> はそれぞれ (3.25) 式、(3.26) 式で表される。このデッドタイム期間中でも (3.25) 式で示される S<sub>4</sub> のターンオフ直前の電圧を出力する。これにより、デッドタイム補償のためのスイッチングパターンの変更は不要であることは明らかである。

### 3.2.5 分圧コンデンサの電圧変動の影響を考慮した出力電圧誤差の理論的検証

SS-VSI は電源の直流電圧  $V_{dc}$  を 3 個の分圧コンデンサ  $C_{d0}$ ,  $C_{d1}$ ,  $C_{d2}$  により分圧しているため、瞬時負荷電流の大きさによって  $C_{d0}$ ,  $C_{d1}$ ,  $C_{d2}$  の電圧  $v_{Cd0}$ ,  $v_{Cd1}$ ,  $v_{Cd2}$  が変動する。本項では、分圧コンデンサの電圧変動がソフトスイッチング動作へ与える影響およびこれを考慮した出力電圧誤差について理論的考察を行い、分圧コンデンサの電圧変動がソフトスイッチング動作や出力電圧にほとんど影響しないことを明らかにする。

#### (1) 分圧コンデンサの電圧変動がソフトスイッチング動作へ与える影響

$S_1$ ,  $S_2$ ,  $S_3$  の ZVS ターンオフを達成するには、(3.10) 式および (3.36) 式で示すように  $v_{Cr1}$  の大きさが  $C_{d1}$  の電圧  $v_{Cd1}$  と等しければよい。同様に、 $S_4$ ,  $S_5$ ,  $S_6$  の ZVS ターンオフ動作に対しては (3.14) 式および (3.27) 式で示すように  $v_{Cr2}$  の大きさを  $C_{d2}$  の電圧  $v_{Cd2}$  と等しくすればよい。したがって、 $V_{Cr1}(0)$  および  $V_{Cr2}(0)$  が以下の条件を満足すれば、 $v_{Cd0}$ ,  $v_{Cd1}$ ,  $v_{Cd2}$  の電圧変動が生じて ZVS ターンオフを達成できる。

$$V_{Cr1}(0) \geq v_{Cd1} \quad \dots (3.61)$$

$$V_{Cr2}(0) \geq v_{Cd2} \quad \dots (3.62)$$

(3.61) 式、(3.62) 式が達成されない場合、ターンオフ時にハードスイッチングとなるが、PWM インバータとしての動作は可能である。

$C_{d0}$  の電圧  $v_{Cd0}$  は (3.19) 式、(3.47) 式に示すように  $C_{r1}$  および  $C_{r2}$  の過充電を防ぐためのクランプ回路の基準電圧である。したがって、 $v_{Cd0}$  の変動は (3.24) 式に示すようにスイッチング素子がオフの時の電圧変動として現れるが、回路動作には影響しない。

#### (2) 分圧コンデンサの電圧変動を考慮した出力電圧誤差の考察

(3.23) 式、(3.51) 式で示すように、1 パルスにおける出力電圧レベル（瞬時値）はモード 3 およびモード 7 で分圧コンデンサの電圧変動の影響を受ける。ここでは、キャリア 1 周期間における  $v_{Cd0}$ ,  $v_{Cd1}$ ,  $v_{Cd2}$  の変動および出力電圧の誤差について述べる。

$C_{d0}$ ,  $C_{d1}$ ,  $C_{d2}$  はその容量が等しく、それらの任意の動作モードにおける初期電圧  $v_{Cd0n}$ ,  $v_{Cd1n}$ ,  $v_{Cd2n}$  は以下の式を満足する。

$$v_{Cd1n} + v_{Cd0n} + v_{Cd2n} = V_{dc} \quad \dots (3.63)$$

ただし、 $n$  : 動作モードの番号 ( $n=1, 2, \dots, 7$ )

$v_{Cd0n}$ ,  $v_{Cd1n}$ ,  $v_{Cd2n}$  に対し、変動分をそれぞれ  $\Delta v_{Cd0n}$ ,  $\Delta v_{Cd1n}$ ,  $\Delta v_{Cd2n}$  とすると、

$$(v_{Cd1n} + \Delta v_{Cd1n}) + (v_{Cd0n} + \Delta v_{Cd0n}) + (v_{Cd2n} + \Delta v_{Cd2n}) = V_{dc} \quad \dots (3.64)$$

であるから、以下の式が成り立つ。

$$\Delta v_{Cd1n} + \Delta v_{Cd0n} + \Delta v_{Cd2n} = 0 \quad \dots (3.65)$$

$\Delta v_{Cd0n}$ ,  $\Delta v_{Cd1n}$ ,  $\Delta v_{Cd2n}$  は、 $C_{d0}$ ,  $C_{d1}$ ,  $C_{d2}$  の電流に着目すれば求めることができる。なお、

負荷電流の向きは図 3.2 と同様とし，デッドタイムのない理想的な PWM 制御（以下，理想 PWM）による出力電圧  $v_{Ocn}$ （ $n$  は対応する SS-VSI のモード番号）に対する SS-VSI の出力電圧誤差  $\Delta v_{Opn}$  を，任意の動作モードに対して次式に示す時間積分で定義する。

$$\Delta v_{Opn} = \left| \int (v_{Ocn} - v_{Opn}) dt \right| \quad \dots (3.66)$$

ただし， $v_{Opn}$ ：SS-VSI の出力電圧

#### 【モード 1】

電流は  $i_{L1}$  のみであり，それは負荷電流  $i_o$  に等しい。したがって， $C_{d0}$ ， $C_{d1}$ ， $C_{d2}$  に対して流入もしくは流出する電流はゼロなので， $\Delta v_{Cd01}$ ， $\Delta v_{Cd11}$ ， $\Delta v_{Cd21}$  は

$$\Delta v_{Cd01} = \Delta v_{Cd11} = \Delta v_{Cd21} = 0 \quad \dots (3.67)$$

である。出力電圧  $v_{Op1}$  は (3.2) 式より

$$v_{Op1} = v_{Oc1} = \frac{V_{dc}}{2} \quad \dots (3.68)$$

で表されるので，出力電圧誤差  $\Delta v_{Ocp1}$  は次式となる。

$$\Delta v_{Ocp1} = 0 \quad \dots (3.69)$$

#### 【モード 2】

$i_{L1}$  によって  $v_{Cd0}$  が減少し， $i_{r2}$  によって  $v_{Cd2}$  が増加する。これらの電圧の変化にともなって， $v_{Cd1}$  も変動する。したがって， $\Delta v_{Cd02}$ ， $\Delta v_{Cd12}$ ， $\Delta v_{Cd22}$  は

$$\Delta v_{Cd02} = \frac{1}{C_{d0}} \int i_{L1} dt = -\frac{C_{r1}}{C_{d0}} \{v_{Cd12} + V_{Cr1}(0)\} \quad \dots (3.70)$$

$$\begin{aligned} \Delta v_{Cd12} &= -\Delta v_{Cd02} - \Delta v_{Cd22} \\ &= \frac{C_{r1}}{C_{d0}} \{v_{Cd12} + V_{Cr1}(0)\} + v_{Cd22} - \sqrt{v_{Cd22}^2 + \frac{C_{r2}}{C_{d2}} (V_{Cr2}(0)^2 - v_{Cd22}^2)} \end{aligned} \quad \dots (3.71)$$

$$\Delta v_{Cd22} = \frac{1}{C_{d2}} \int i_{r2} dt = \sqrt{v_{Cd22}^2 + \frac{C_{r2}}{C_{d2}} (V_{Cr2}(0)^2 - v_{Cd22}^2)} - v_{Cd22} \quad \dots (3.72)$$

である。理想 PWM による出力電圧  $v_{Oc2}$  は

$$v_{Oc2} = -\frac{V_{dc}}{2} \quad \dots (3.73)$$

である。SS-VSI の出力電圧  $v_{Op2}$  は (3.12) 式で示されるので，出力電圧誤差  $\Delta v_{Ocp2}$  は次式で示される。

$$\Delta v_{Ocp2} = -(L_4 + M_{14}) \sqrt{\frac{V_{dc}^2}{Z_2^2} + i_o^2 - \frac{C_{r1}}{L_f} v_{Cd02}^2} + (L_4 + M_{14}) i_o \quad \dots (3.74)$$

【モード 3】

$i_f$  によって  $v_{Cd0}$  が増加し,  $v_{Cd2}$  が減少する。 $\Delta v_{Cd03}$ ,  $\Delta v_{Cd13}$ ,  $\Delta v_{Cd23}$  は

$$\Delta v_{Cd03} = \frac{1}{C_{d0}} \int i_f dt = \sqrt{\left(1 - \frac{1}{\omega_2^2 L_f C_{d0}}\right) v_{Cd03}^2 + \frac{C_{r1}}{C_{d0}} (V_{dc}^2 + Z_2^2 i_O^2)} - v_{Cd03} \quad \dots (3.75)$$

$$\Delta v_{Cd13} = 0 \quad \dots (3.76)$$

$$\Delta v_{Cd23} = -\Delta v_{Cd03} = -\sqrt{\left(1 - \frac{1}{\omega_2^2 L_f C_{d0}}\right) v_{Cd03}^2 + \frac{C_{r1}}{C_{d0}} (V_{dc}^2 + Z_2^2 i_O^2)} + v_{Cd03} \quad \dots (3.77)$$

である。理想 PWM による出力電圧  $v_{Oc3}$  は

$$v_{Oc3} = -\frac{V_{dc}}{2} \quad \dots (3.78)$$

で示される。SS-VSI の出力電圧  $v_{Op3}$  は, このモードの期間を  $t_3$  とすると (3.23) 式で示されるので, 出力電圧誤差  $\Delta v_{Ocp3}$  は

$$\Delta v_{Ocp3} = \frac{M_{4f}}{L_f} v_{Cd0} t_3 \quad \dots (3.79)$$

である。

【モード 4】

電流は  $i_{L4}$  のみである。したがって,  $C_{d0}$ ,  $C_{d1}$ ,  $C_{d2}$  に流入, もしくは流出する電流はゼロなので,  $\Delta v_{Cd04}$ ,  $\Delta v_{Cd14}$ ,  $\Delta v_{Cd24}$  は

$$\Delta v_{Cd04} = \Delta v_{Cd14} = \Delta v_{Cd24} = 0 \quad \dots (3.80)$$

である。出力電圧は (3.25) 式より

$$v_{Oc4} = v_{Op4} = -\frac{V_{dc}}{2} \quad \dots (3.81)$$

であるので, 出力電圧誤差  $\Delta v_{Ocp4}$  は次式で示される。

$$\Delta v_{Ocp4} = 0 \quad \dots (3.82)$$

【モード 5】

モード 5' における  $i_{r1}$  によって  $v_{Cd1}$  が増加し,  $v_{Cd0}$  は減少する。したがって,  $\Delta v_{Cd05}$ ,  $\Delta v_{Cd15}$ ,  $\Delta v_{Cd25}$  は

$$\Delta v_{Cd05} = -\Delta v_{Cd15} = -\sqrt{v_{Cd15}^2 + \frac{C_{r1}}{C_{d1}} (V_{Cr1}(0)^2 - v_{Cd15}^2)} + v_{Cd15} \quad \dots (3.83)$$

$$\Delta v_{Cd15} = \frac{1}{C_{d1}} \int i_{r1} dt = \sqrt{v_{Cd15}^2 + \frac{C_{r1}}{C_{d1}} (V_{Cr1}(0)^2 - v_{Cd15}^2)} - v_{Cd15} \quad \dots (3.84)$$

$$\Delta v_{Cd25} = 0 \quad \dots (3.85)$$

である。また, 理想 PWM による出力電圧  $v_{Oc5}$  は

$$v_{Oc5} = \frac{V_{dc}}{2} \quad \dots (3.86)$$

である。SS-VSI の出力電圧  $v_{Op5}$  は (3.37) 式で示されるので、出力電圧誤差  $\Delta v_{Ocp5}$  はこのモードの期間を  $t_5$  とすると次式で表される。

$$\Delta v_{Op5} = \frac{(L_4 + M_{14})V_{dc}}{L_1 + L_4 + 2M_{14}} t_5 \quad \dots (3.87)$$

#### 【モード 6】

$i_{L4}$  によって  $v_{Cd2}$  が増加し、それとともに  $v_{Cd1}$  が減少する。 $\Delta v_{Cd06}$ ,  $\Delta v_{Cd16}$ ,  $\Delta v_{Cd26}$  は

$$\Delta v_{Cd06} = 0 \quad \dots (3.88)$$

$$\Delta v_{Cd16} = -\Delta v_{Cd26} = -\frac{C_{r2}}{C_{d2}} \{v_{Cd26} + V_{Cr2}(0)\} \quad \dots (3.89)$$

$$\Delta v_{Cd26} = \frac{1}{C_{d2}} \int i_{L4} dt = \frac{C_{r2}}{C_{d2}} \{v_{Cd26} + V_{Cr2}(0)\} \quad \dots (3.90)$$

である。理想 PWM による出力電圧  $v_{Oc6}$  は

$$v_{Oc6} = \frac{V_{dc}}{2} \quad \dots (3.91)$$

であり、SS-VSI の出力電圧  $v_{Op6}$  は (3.44) 式で示されるので、出力電圧誤差  $\Delta v_{Ocp6}$  は次式で示される。

$$\Delta v_{Ocp6} = \sqrt{C_{r2}L_1V_{dc}^2 - \frac{L_1}{\omega_6^2L_f} v_{Cd06}^2} \quad \dots (3.92)$$

#### 【モード 7】

モード 3 と同様、 $i_f$  によって  $v_{Cd0}$  が増加し、 $v_{Cd2}$  が減少する。したがって、 $\Delta v_{Cd07}$ ,  $\Delta v_{Cd17}$ ,  $\Delta v_{Cd27}$  は

$$\Delta v_{Cd07} = \frac{1}{C_{d0}} \int i_f dt = \sqrt{\left(1 - \frac{1}{\omega_6^2 L_f C_{d0}}\right) v_{Cd07}^2 + \frac{C_{r2}}{C_{d0}} V_{dc}^2} - v_{Cd07} \quad \dots (3.93)$$

$$\Delta v_{Cd17} = 0 \quad \dots (3.94)$$

$$\Delta v_{Cd27} = -\Delta v_{Cd07} = -\sqrt{\left(1 - \frac{1}{\omega_6^2 L_f C_{d0}}\right) v_{Cd07}^2 + \frac{C_{r2}}{C_{d0}} V_{dc}^2} + v_{Cd07} \quad \dots (3.95)$$

となる。一方、理想 PWM による出力電圧  $v_{Oc7}$  は

$$v_{Oc7} = \frac{V_{dc}}{2} \quad \dots (3.96)$$

であり、SS-VSI の出力電圧  $v_{Op7}$  は、このモードの期間を  $t_7$  とすると (3.51) 式で示されるので、出力電圧誤差  $\Delta v_{Ocp3}$  は

$$\Delta v_{Op7} = -\frac{M_{1f}}{L_f} v_{Cd0} t_7 \quad \dots (3.97)$$

である。

(3.67) 式～(3.97) 式にしたがって負荷電流  $i_o$  に対する  $C_{d0}$ ,  $C_{d1}$ ,  $C_{d2}$  の電圧の特性を図 3.16 に示す。黒線は  $v_{Cd0}$ , 点線は  $v_{Cd1}$ , 灰線は  $v_{Cd2}$  である。直流電源電圧  $V_{dc}$  は 283V とした。 $i_o$  の絶対値が大きくなるほど  $v_{Cd0}$  は上昇し,  $v_{Cd1}$  および  $v_{Cd2}$  は小さくなる。これは, (3.22) 式および (3.50) 式に示す  $i_{L1}(0)$  および  $i_{L4}(0)$  が  $i_o$  の大きさにほぼ比例するので, それにともなって  $i_f$  も変化するためである。このことは (3.75) 式, (3.94) 式によっても示されている。これらの式は  $v_{Cd0}$  の関数となっているが, それはすなわち  $i_f$  の関数である。 $v_{Cd0}$  が上昇すると (3.19) 式および (3.47) 式で示すように  $V_{Cr1}(0)$  および  $V_{Cr2}(0)$  が上昇するので, (3.17) 式および (3.38) 式で示す  $i_{r1}(0)$  および  $i_{r2}(0)$  が増加する。したがって,  $i_f$  による  $v_{Cd0}$  の増加分と  $i_{r1}$  による  $v_{Cd1}$  の増加分および  $i_{r2}$  による  $v_{Cd2}$  の増加分が釣り合ったところで一定の値となる。 $i_o$  の大きさが小さい場合は逆となり,  $i_f$  による  $v_{Cd0}$  の増加分が,  $i_{r1}$  による  $v_{Cd1}$  の増加分および  $i_{r2}$  による  $v_{Cd2}$  の増加分より小さいため,  $v_{Cd0}$  は下降し,  $v_{Cd1}$  および  $v_{Cd2}$  は上昇する。 $v_{Cd0}$  が下降すると  $V_{Cr1}(0)$  および  $V_{Cr2}(0)$  も下降するので,  $i_{r1}(0)$  および  $i_{r2}(0)$  も減少する。この一連の変化により  $v_{Cd0}$  の増加分と  $v_{Cd1}$  の増加分および  $v_{Cd2}$  の増加分が釣り合ったところで一定の値となる。

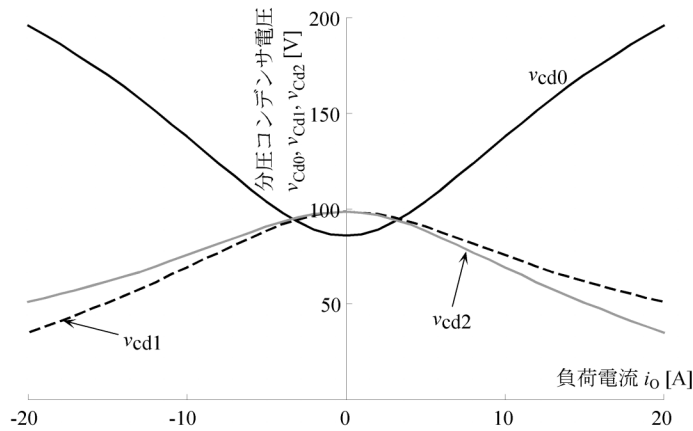


図 3.16 : 負荷電流 -  $v_{Cd0}$ ,  $v_{Cd1}$ ,  $v_{Cd2}$  特性

負荷電流  $i_o$  に対する三角波キャリア 1 周期における出力電圧の誤差をシミュレーションにより求め, (3.66) 式の三角波キャリア 1 周期に対する平均により評価した特性を図 3.17 に示す。黒線は  $v_{Cd0}$ ,  $v_{Cd1}$ ,  $v_{Cd2}$  の変動を考慮した理想 PWM に対する出力電圧誤差, 灰線は,  $v_{Cd0}$ ,  $v_{Cd1}$ ,  $v_{Cd2}$  が  $V_{dc}$  を均等に 3 分割し, これらの変動を考慮しない場合の理想 PWM に対する出力電圧誤差, 点線は従来方式の理想 PWM に対する出力電圧誤差を示す。いずれの場合もデッドタイム  $\Delta$  を 3 $\mu$ sec, 直流電源電圧  $V_{dc}$  を 283V, 三角波キャリアの周波数を 10kHz とし, 上側アームのスイッチング素子から下側アームのスイッチング素子に切り替える場合について算出した。

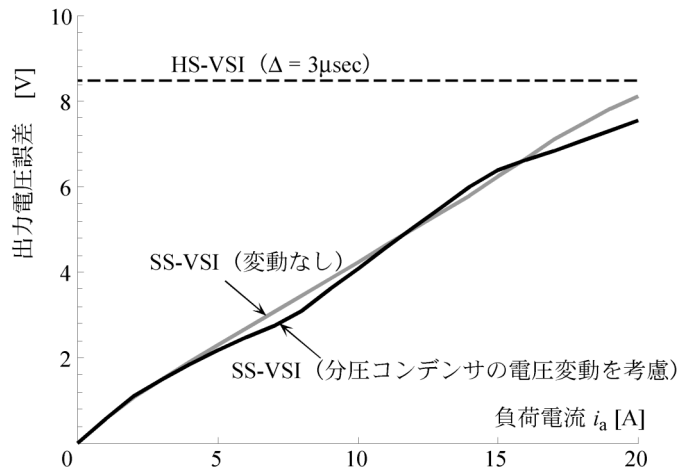


図 3.17：負荷電流－出力電圧誤差特性

図 3.16 で示すように、 $i_o$  によっては  $v_{Cd0}$  が  $v_{Cd1}$  および  $v_{Cd2}$  の 3 倍以上となる場合があるが、図 3.17 より、これらの電圧変動は出力電圧にはほとんど影響しないことがわかる。

### 3.2.6 素子定格に基づく回路パラメータの設計例

図 3.3 に示す  $S_1$  の電圧  $v_{S1}$  の最大値  $v_{S1peak}$  はモード 3 で現れ、(3.24) 式より、次式で表される。

$$v_{S1peak} = V_{dc} + \frac{M_{1f} + M_{4f}}{L_f} v_{Cd0} \quad \dots (3.98)$$

$S_1$  を流れる電流  $i_{S1}$  はモード 6 で最大値  $i_{S1peak}$  となる。(3.42) 式より

$$i_{S1} = i_{L1} = i_o + \frac{V_{dc}}{Z_6} \sin \omega_6 t \quad \dots (3.99)$$

で、 $i_{S1peak}$  は次式で表される。

$$i_{S1peak} = i_o + \frac{V_{dc}}{Z_6} \quad \dots (3.100)$$

(3.98) 式、(3.100) 式、スイッチング素子の定格電圧・電流容量から各回路素子値を決定できる。具体例として、 $V_d=283[V]$ 、 $i_o=20[A]$ 、 $L_1=L_4$ 、 $L_{r1}=L_{r2}$ 、 $C_{r1}=C_{r2}$ 、 $v_{Cd1}=v_{Cd0}=v_{Cd2}=V_{dc}/3$  とし、スイッチング素子の特性より

$$i_{S1peak} \leq 25[A] \quad \dots (3.101)$$

$$v_{S1peak} \leq 400[V] \quad \dots (3.102)$$

の条件が与えられたとする。(3.98) 式、(3.102) 式より

$$\frac{L_1}{L_f} = \frac{L_4}{L_f} \leq 0.386 \quad \dots (3.103)$$

が得られ、(3.100) 式、(3.101) 式より



$$\frac{C_{r1}}{L_1} \leq 1.25 \times 10^{-3} \quad \dots (3.104)$$

が得られる。ここで、 $C_{r1}$ 、 $C_{r2}$ を以下のように設定する。

$$C_{r1} = C_{r2} = 0.05 \text{ } [\mu\text{F}] \quad \dots (3.105)$$

$L_1$ 、 $L_4$ 、 $L_f$ は (3.103) 式～ (3.105) 式より以下の値が求められる。

$$L_1 = L_4 = 40 \text{ } [\mu\text{H}] \quad \dots (3.106)$$

$$L_f = 103.6 \text{ } [\mu\text{H}] \quad \dots (3.107)$$

このとき、 $V_{Cr1}(0)$ 、 $V_{Cr2}(0)$ は (3.19) 式、 (3.47) 式より

$$V_{Cr1}(0) = V_{Cr2}(0) = 305.7 \text{ } [\text{V}] \quad \dots (3.108)$$

である。 $i_{r1}$ および $i_{r2}$ の最大値を 5 [A] とすると (3.8) 式、 (3.33) 式より

$$L_{r1} = L_{r2} = 187 \text{ } [\mu\text{H}] \quad \dots (3.109)$$

が得られる。この場合、 (3.54) 式で示した最小パルス幅  $T_{\min}$ は 9.6 [ $\mu\text{sec}$ ] となる。

ここで、 $D_{r1}$ 、 $D_{d1}$ 、 $D_f$ の各スイッチング素子に流れる最大電流および最大印加電圧について検討する。 $D_{r1}$ の最大電流  $i_{Dr1\max}$ はモード 5 で流れる共振電流の最大値に一致する。したがって、 (3.33) 式、 (3.108) 式より

$$i_{Dr1\max} = 6.7 \text{ } [\text{A}] \quad \dots (3.110)$$

である。 $D_{r1}$ の最大電圧  $v_{Dr1\max}$ はモード 6 で現れ、

$$v_{Dr1\max} = -94.3 \text{ } [\text{V}] \quad \dots (3.111)$$

である。 $D_{d1}$ の最大電流  $i_{Dd1\max}$ はモード 2 における (3.6) 式の最大値に等しいので

$$i_{Dd1\max} = 20.6 \text{ } [\text{A}] \quad \dots (3.112)$$

となる。 $D_{d1}$ の最大電圧  $v_{Dd1\max}$ はモード 3 で現れ、 (3.108) 式より

$$v_{Dd1\max} = -(305.7 - 188.6) = -117.1 \text{ } [\text{V}] \quad \dots (3.113)$$

である。 $D_f$ の最大電流  $i_{Df\max}$ はモード 3 における (3.38) 式の右辺第 1 項で表される。 (3.6) 式、 (3.22) 式より

$$i_{Df\max} = 12.7 \text{ } [\text{A}] \quad \dots (3.114)$$

である。 $D_f$ の最大電圧  $v_{Df\max}$ は  $D_f$ の非通電時に現れ、

$$v_{Df\max} = -94.3 \text{ } [\text{V}] \quad \dots (3.115)$$

である。 $D_{r1}$ 、 $D_{d1}$ 、 $D_f$ の最大印加電圧はいずれも (3.102) 式で表した主スイッチング素子の電圧条件に対し、1/4 程度、 $D_{r1}$ の最大電流は (3.101) 式で示した電流条件に対し、1/4 程度、 $D_f$ に対しては半分程度、 $D_{d1}$ に対しては同程度である。アーム下側のダイオード  $D_{r2}$ 、 $D_{d2}$ についても、それぞれ  $D_{r1}$ 、 $D_{d1}$ と同じ最大値である。

### 3.3 ハードスイッチングインバータとの特性比較

本節では、実験およびシミュレーションにより、提案する SS-VSI と HS-VSI の出力波形および効率の比較、デッドタイム自動補償機能の効果の検証を行う。

#### 3.3.1 実験回路構成の概要

図 3.18 に SS-VSI の実験システムを示す。主スイッチング素子  $S_1 \sim S_6$  には逆並列ダイオード内蔵の東芝製 IGBT モジュール MG50Q2YS9（定格電圧 1200V，定格電流 50A），共振回路のダイオードには三菱電機製アノード共通ダイオードモジュール RM50CIA24F および三菱電機製カソード共通ダイオードモジュール RM50CA24F（いずれも定格電圧 1200V，定格電流 50A）を使用した。その他の回路定数は表 3.1 に示す。PWM 信号は DSP（TMS320C31，40MHz）を用いて三角波比較法により作成した。ゲートドライバはフォトカプラ内蔵ゲートドライバ IC（M57957L，三菱電機製）を使用し，主回路と制御回路とを絶縁した。負荷は三相かご形誘導電動機（0.75kW）を永久磁石界磁直流電動機（カップモータ：安川電機製，0.75kW）とカップリングしたものを使用し，負荷の調整は直流電動機に接続した可変抵抗  $R$  の値を調整することで行った。直流電源は，三相 200V から誘導電圧調整器を介して富士電機製三相ダイオードブリッジ整流器 6RI50E-80（定格電圧 800V，定格電流 50A）および平滑コンデンサ  $C_{dc}$  により整流したものをを使用した。

図 3.19 に，比較対象としてのハードスイッチング三相電圧形 PWM インバータ（**H**ard-**S**witched **V**oltage **S**ource **I**nverter：以下，HS-VSI と略記）の実験システム構成を示す。スナバは RCD タイプ，主スイッチング素子は SS-VSI と同じものを使用した。スナバ定数を表 3.1 に示す。制御システムは SS-VSI と全く同じである。

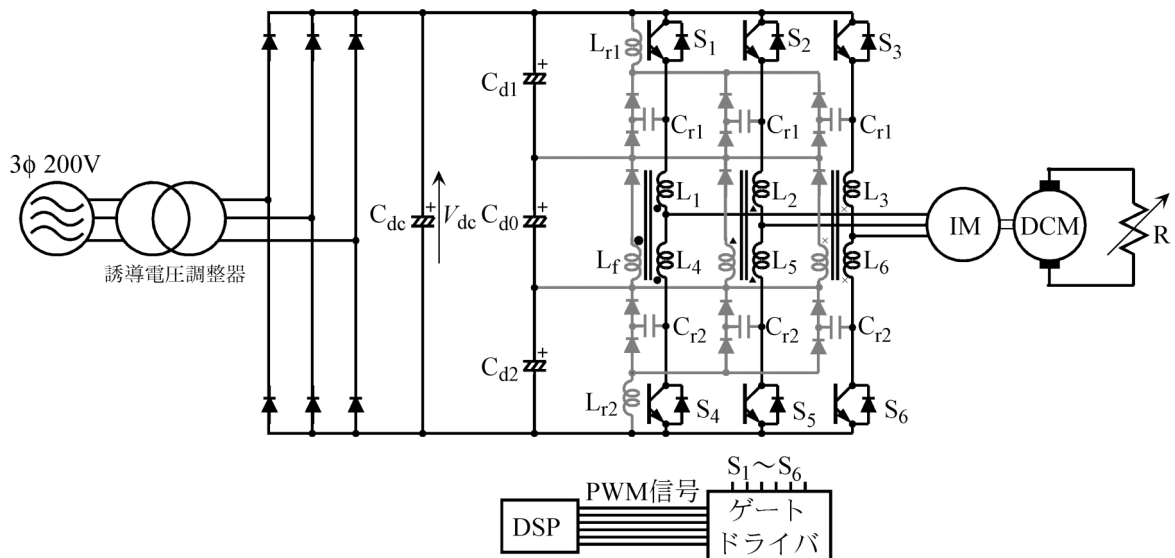


図 3.18 : SS-VSI の実験システム構成

表 3.1 : 回路定数

共通		SS-VSI		HS-VSI	
直流電圧 $V_{dc}$	283 [V]	$C_{r1}, C_{r2}$	0.047 [ $\mu$ F]	スナバ抵抗	10[ $\Omega$ ]
キャリア周波数	10 [kHz]	$L_{r1}, L_{r2}$	104 [ $\mu$ H]	スナバコンデンサ	0.022[ $\mu$ F]
$C_{dc}$	1800[ $\mu$ F]	$L_f$	27[ $\mu$ H]	スナバダイオード	6JG11
$C_{d0}, C_{d1}, C_{d2}$	1000[ $\mu$ F]	$n_1/n_f$	0.79		
デッドタイム $\Delta$	3[ $\mu$ sec]	$L_1 \sim L_6$	17[ $\mu$ H]		

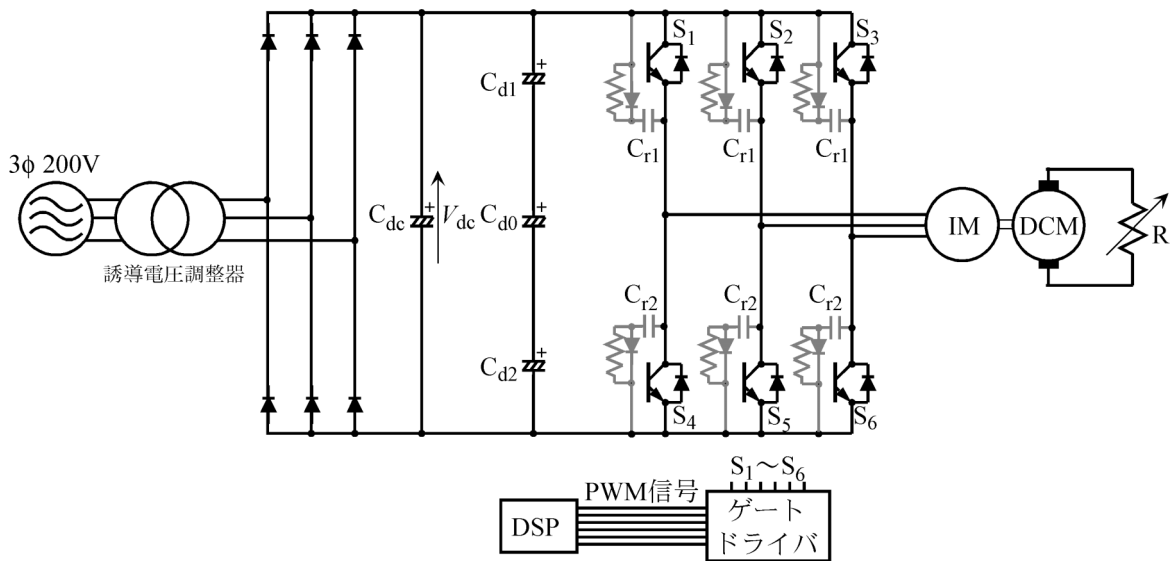


図 3.19 : ハードスイッチング電圧形 PWM インバータの実験回路構成

### 3.3.2 スイッチング特性と出力特性

図 3.20 に SS-VSI の  $S_1$  の電流  $i_{S1}$  および電圧  $v_{S1}$  の波形を示す。ZCS ターンオン、ZVS ターンオフを達成している。 $v_{S1}$  のピーク値  $v_{S1peak}$  は電源電圧の 1.5 倍程度まで上昇している。これは、(3.9) 式および表 3.1 の回路定数より、共振コンデンサ  $C_{r1}$  の電圧  $v_{Cr1}$  が電源電圧の 1.5 倍程度まで上昇することに起因する。図 3.21 に  $S_1$  のスイッチング時における電圧・電流軌跡を示す。(a) がターンオン、(b) がターンオフである。

図 3.22 (a) に SS-VSI における出力線間電圧および a 相電流の波形、(b) に HS-VSI における出力線間電圧および a 相電流の波形を示す。いずれも出力周波数を 60Hz、制御率  $m$  を 0.75 とし、スイッチングパターンの変更によるデッドタイム補償は行っていない。SS-VSI は、出力電圧の PWM 制御により、出力電流が正弦波になるように制御されており、(b) に示す HS-VSI と同様の電流波形が得られている。

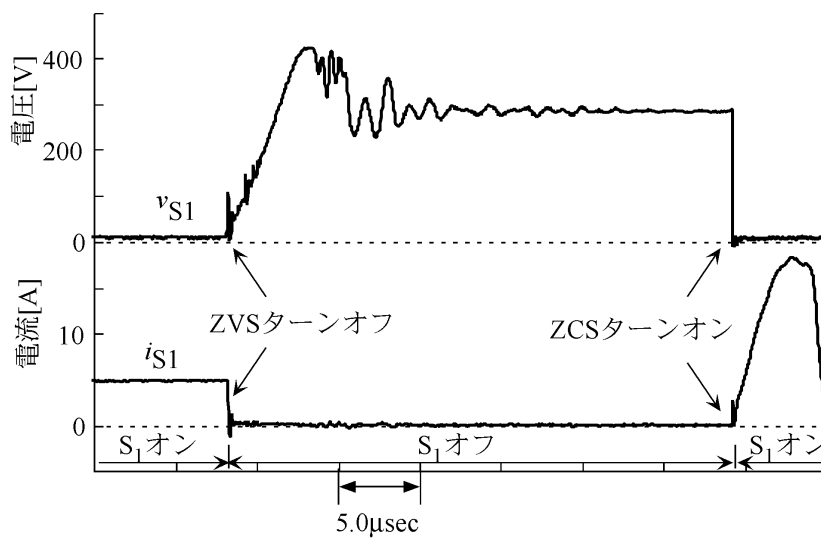


図 3.20 : スイッチング波形

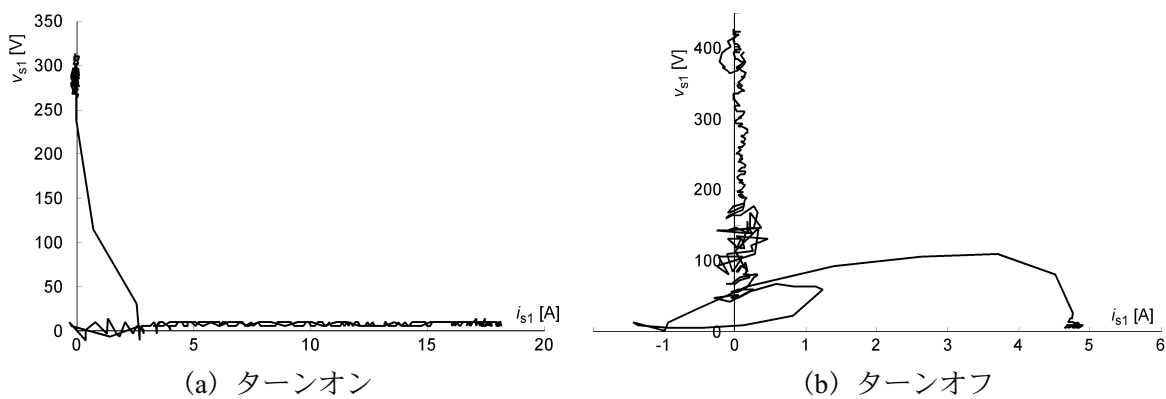


図 3.21 : SS-VSI の  $S_1$  におけるスイッチング軌跡

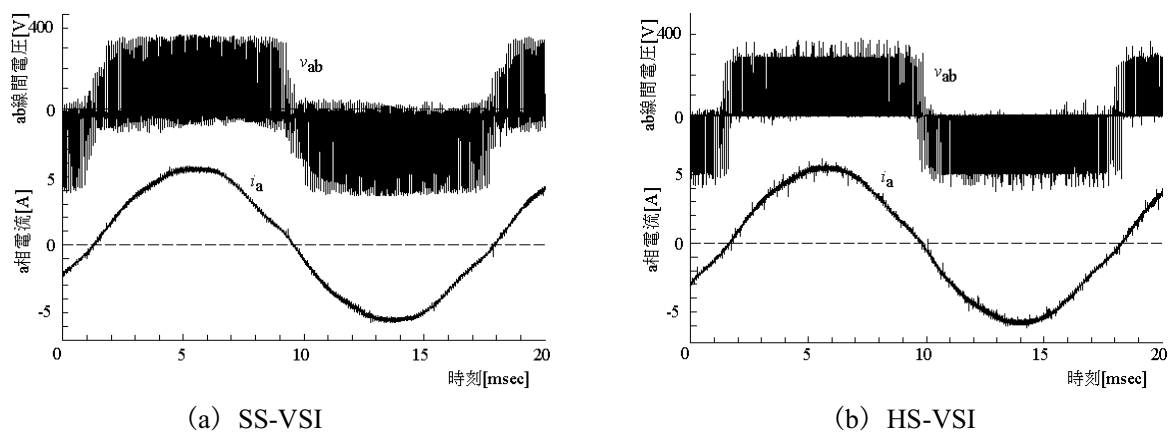
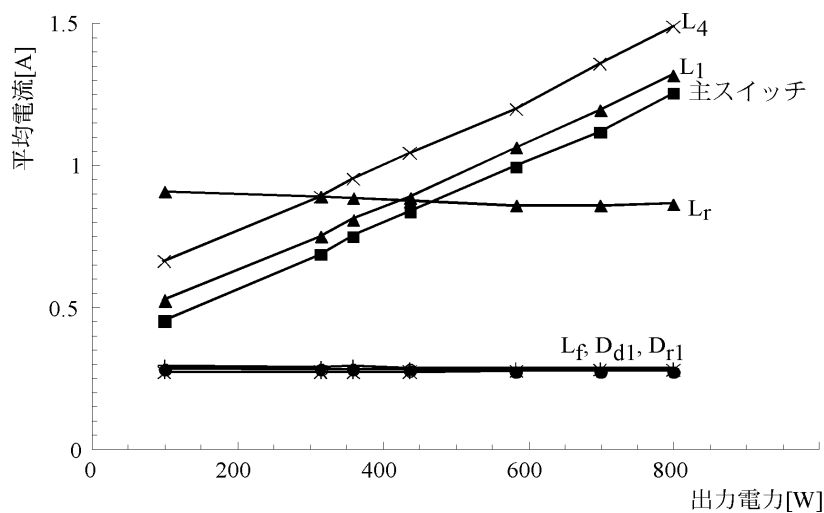
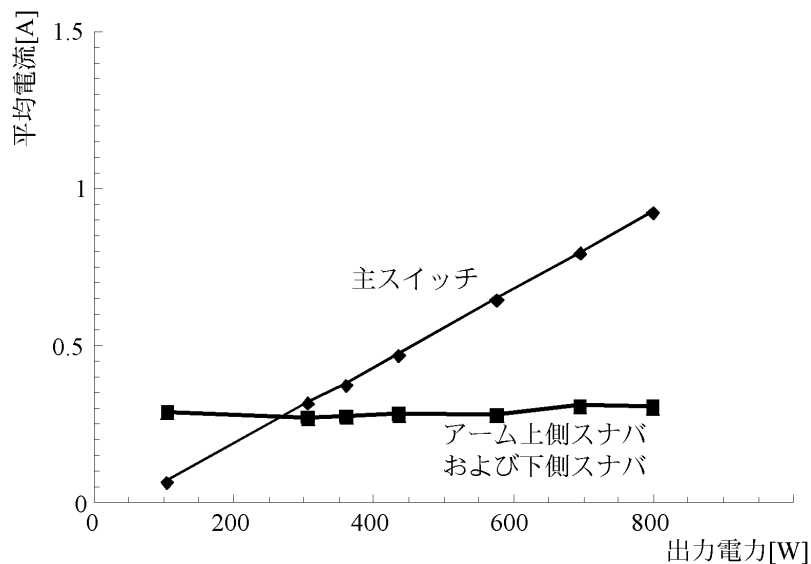


図 3.22 : 出力波形

図 3.23 (a) に出力電力を変化させた場合の SS-VSI の各素子を流れる平均電流特性, (b) に HS-VSI の各素子を流れる平均電流特性を示す。出力電力は直流電動機に接続した可変抵抗の値を変化させて調整した。(a) において, 負荷電流が流れる  $L_1$ ,  $L_4$  および主スイッチ素子の電流は出力電力の増大にともなって増加するが, それ以外の共振回路に接続された  $L_{r1}$ ,  $D_{r1}$ ,  $D_{d1}$ ,  $L_f$  に流れる電流は, 出力電力に関わらずほぼ一定値となる。これは, 共振回路の動作が負荷電流に依存しないことを示している。SS-VSI における主スイッチ素子の電流が (b) に示す HS-VSI の電流より大きいのは, 主スイッチ素子のターンオン時に電源から負荷へ供給される電流の他に,  $C_{r1}$ ,  $L_{r1}$  による共振電流が重畳されるためである。



(a) SS-VSI



(b) HS-VSI

図 3.23 : 出力電力に対する各素子の平均電流特性

### 3.3.3 デッドタイム自動補償機能の検証

図 3.24 に出力周波数 2[Hz]のときの出力電流波形を示す。いずれも、制御率  $m$  を 0.15、デッドタイム $\Delta$ を 3 $\mu\text{sec}$ とした。(a)は HS-VSI の出力電流波形、(b)は SS-VSI の出力電流波形である。どちらもスイッチングパターンの変更によるデッドタイム補償は行っていない。両者を比較すると、HS-VSI では電流波形が大きく歪み、出力電流の振幅も小さくなるのに対し、SS-VSI では良好な正弦波に制御されていることがわかる。

図 3.25 にシミュレーションによる制御率  $m$  に対する出力電圧の特性を示す。出力電圧は線間電圧の基本波成分である。点線は HS-VSI で $\Delta=3[\mu\text{sec}]$ 、黒細線は理想 PWM で $\Delta=0$ 、黒太線は SS-VSI で $\Delta=3[\mu\text{sec}]$ とした時の特性を示す。 $m<0.3$ に設定した場合、SS-VSI の出力電

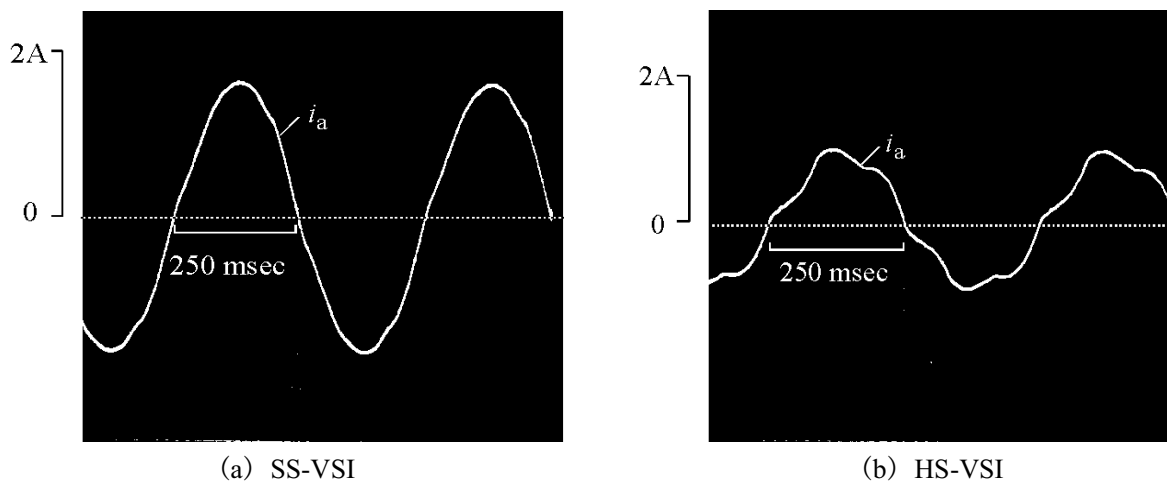


図 3.24 : 低速時出力波形 ( $f=2$  [Hz],  $m=0.15$ ,  $\Delta=3$  [ $\mu\text{sec}$ ])

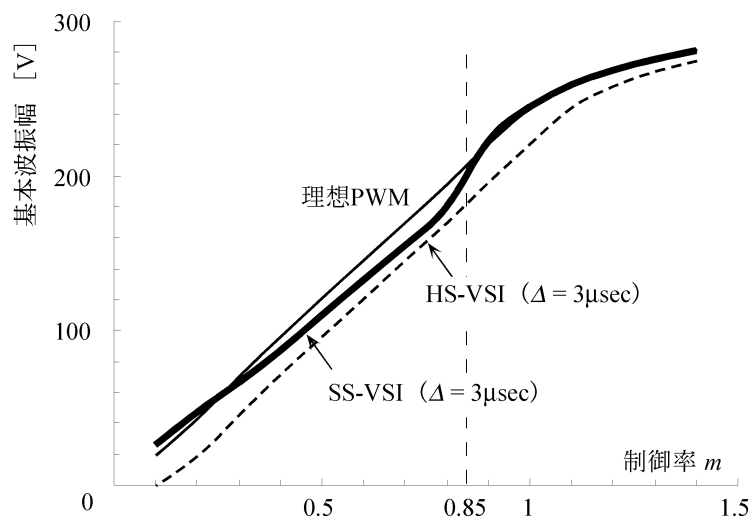


図 3.25 : 制御率－出力電圧特性

圧は理想 PWM の場合とほぼ同じとなる。インバータの出力周波数を低くする場合、 $m$  を小さい値に設定するため、主スイッチング素子のオン時間に対するデッドタイム期間の割合が大きくなる。このため、HS-VSI では、図 3.24 で示したように、出力電流に大きな歪みが生じるが、SS-VSI では 3.2.4 で述べたデッドタイム自動補償機能により、出力電流の歪みはほとんど生じない。 $0.3 \leq m < 0.85$  の範囲に設定すると、SS-VSI の出力電圧は理想 PWM より小さくなる。この範囲では、出力電流  $i_o$  が大きくなり、(3.59)式の右辺第 2 項によって出力電圧が減少するためである。しかし、HS-VSI より大きい出力電圧を得ることができ、出力電流のデッドタイム歪みを抑制することができる。 $m \leq 0.85$  に設定した場合、SS-VSI の出力電圧は理想 PWM とほぼ同等の出力電圧が得られる。この  $m$  の範囲では、図 3.14(b)のスイッチングパターンを適用している。このため、スイッチング回数が少なく、デッドタイムの挿入回数が少ない。これにより、デッドタイム挿入による出力電圧低下の影響が小さくなる。

図 3.26 にシミュレーションによる  $m$  に対する出力電圧の歪み率の特性を示す。歪み率は以下の式を用いて算出した。

$$\text{歪み率} = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} (\text{高調波成分})^2}}{\text{基本波成分}} \quad \dots (3.116)$$

$m < 0.85$  で図 3.14 (a) の制御法、 $m > 0.85$  で図 3.14 (b) の制御法を用いているため、 $m > 0.85$  では歪み率は大きくなっているが、 $m < 0.85$  における歪み率は理想的な PWM 制御を行った場合の歪み率と同等であり、良好な正弦波出力が得られることを示している。

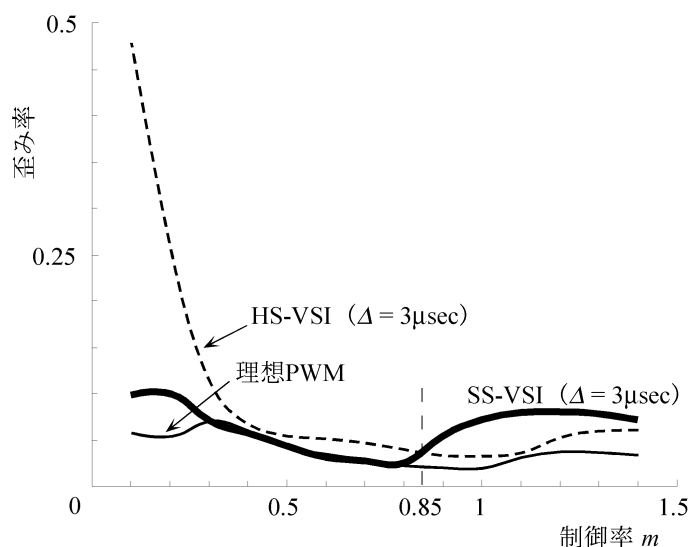


図 3.26 : 制御率－歪み率特性

### 3.3.4 効率評価

図 3.27 に、実験による HS-VSI と SS-VSI の出力電力に対する効率を示す。いずれも出力電力が増大するにつれ、効率が向上する。SS-VSI の最大効率は 90.5%である。HS-VSI に対し、軽負荷時には 9.2pt, 重負荷時には 0.7pt の効率向上を実現した。

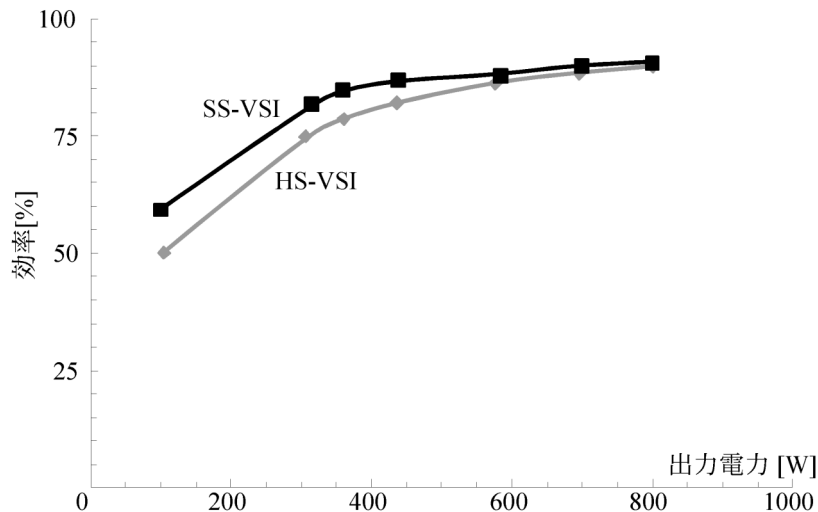


図 3.27：出力電力に対する効率の比較

図 3.28 に SS-VSI の各素子の損失を示す。(a) は出力電力に対する損失の値である。リアクトル  $L_1$ ,  $L_4$ ,  $L_f$  は鉄損を考慮するため、これらを一括してデータ処理した。主スイッチング素子および  $L_1$ ,  $L_4$ ,  $L_f$  の損失は、出力電力の増加にともなって増えているが、共振回路の素子損失はほとんど変わらない。

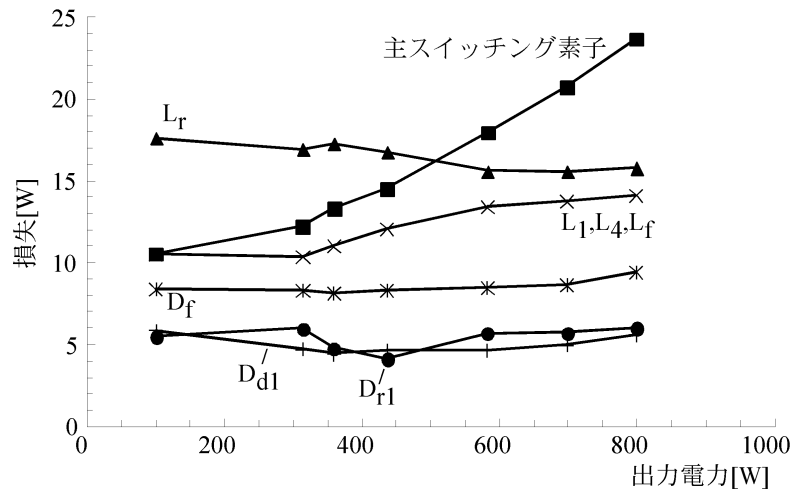
(b) は出力電力に対する各損失と入力電力の比を示す。共振回路における損失は (a) で示した通り、出力電力に対しほぼ一定であるので、出力電力の増加にともなって、入力電力に対する損失の比は小さくなる。主スイッチング素子の損失および  $L_1$ ,  $L_4$ ,  $L_f$  の損失は (a) では増加しているが、入力電力の増加の割合に比べ、損失の増加の割合が少ない。このため、出力電力に対し、入力電力に対する損失の比は小さくなる。これにより、出力電力の増加にともなって、効率が向上することは明らかである。

ここで、負荷力率と効率および損失の関係について考察する。SS-VSI の損失は、大きく分けて、共振回路の損失と主スイッチング素子の損失である。共振回路の損失は、図 3.27 に示したように、負荷に関わらずほぼ一定である。これに対し、主スイッチング素子、すなわち導通損は、スイッチング素子を流れる電流の大きさに依存する。オン電圧が電流の大きさに関わらず一定値  $v_{on}$ , 各相の負荷電流  $i_a$ ,  $i_b$ ,  $i_c$  を

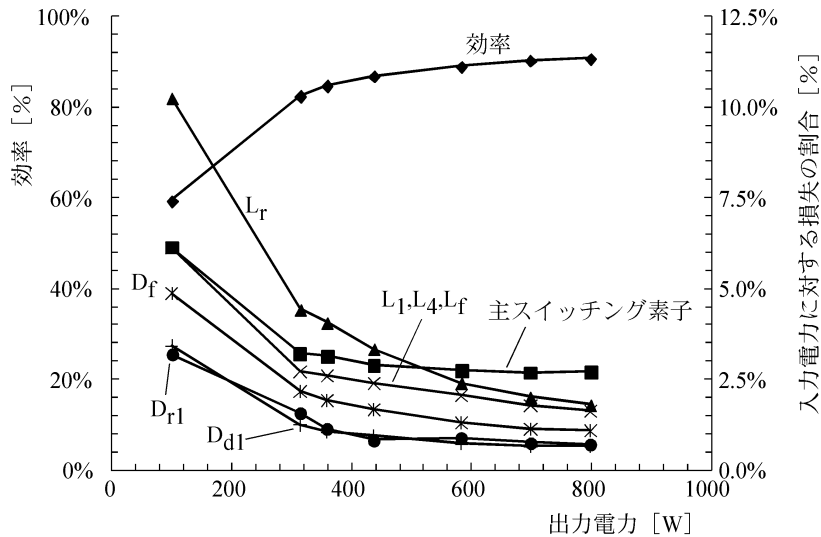
$$i_a = \sqrt{2}I \sin \omega t \quad \dots (3.117)$$

$$i_b = \sqrt{2}I \sin \left( \omega t - \frac{2}{3} \pi \right) \quad \dots (3.118)$$





(a) 各素子の損失



(b) 入力電力に対する各素子損失の割合

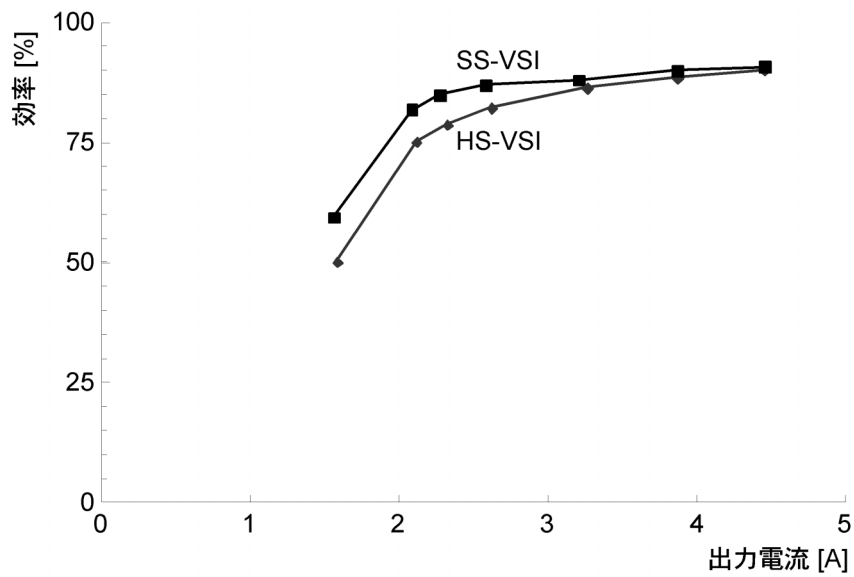
図 3.28 : SS-VSI の損失内訳

$$i_c = \sqrt{2}I \sin\left(\omega t - \frac{4}{3}\pi\right) \quad \dots (3.119)$$

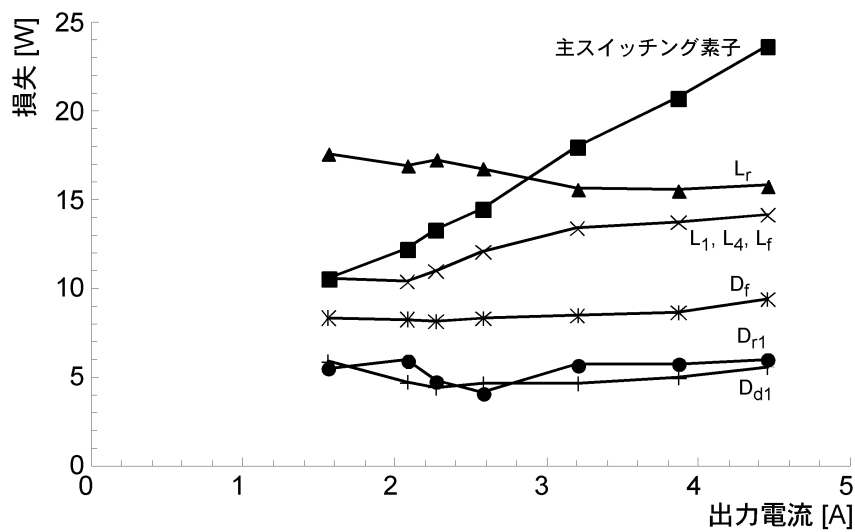
であるとすると、主スイッチング素子における導通損の出力周期  $T$  に対する平均  $P_{on}$  は

$$P_{on} = \frac{1}{T} \int_0^T 2(|i_a| + |i_b| + |i_c|) v_{on} dt = 4\sqrt{2}I v_{on} \quad \dots (3.120)$$

で近似できる。(3.120) 式より、導通損は負荷電流の大きさに依存する。つまり、SS-VSI の損失は負荷電流の大きさに依存し、負荷力率に依存しない。図 3.29 に出力電流に対する効率および損失特性を示す。



(a) 効率



(b) 損失の内訳

図 3.29 : SS-VSI の出力電流に対する効率および損失

### 3.3.5 高調波抑制特性

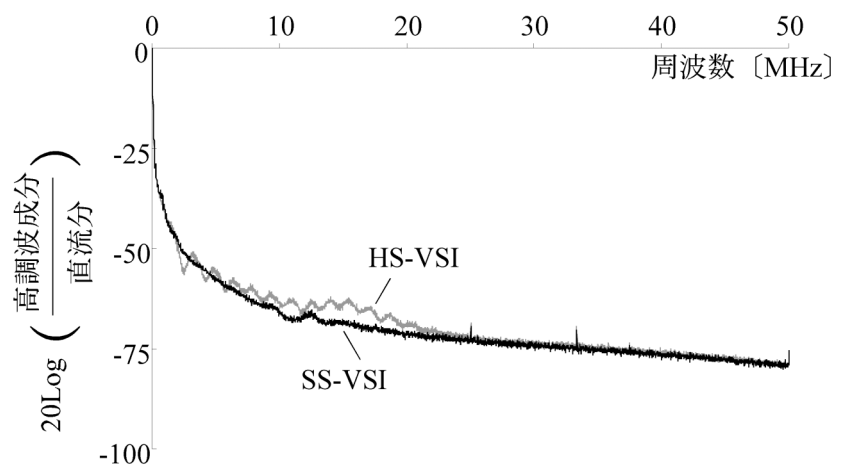
図 3.30 は無負荷時における HS-VSI と SS-VSI の主スイッチング素子の電流および電圧の高調波解析結果である。

(a) に主スイッチング素子  $S_1$  の電圧  $v_{s1}$  の解析結果を示す。10~25MHz 付近で高調波抑制効果が見られる。これは、HS-VSI における  $S_1$  の電圧は方形波であるのに対し、SS-VSI における  $S_1$  の電圧は、ZVS ターンオフ後、モード 2 およびモード 2' において正弦波状に上昇し、 $dv/dt$  を抑制していることによると考えられる。

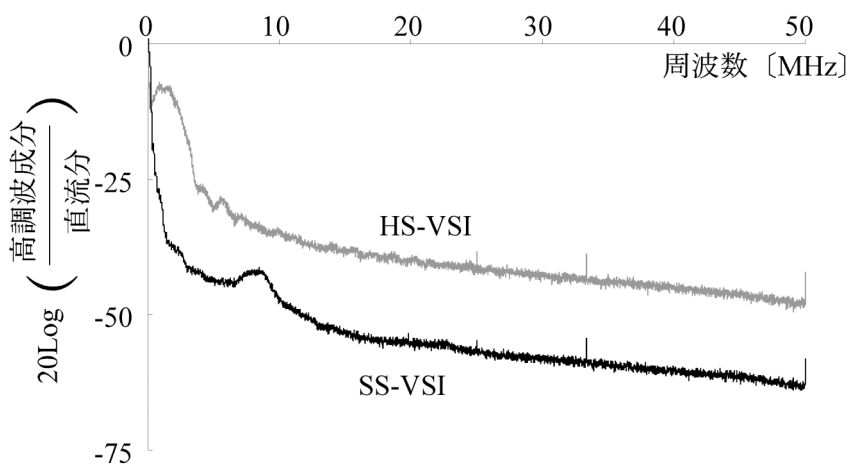
(b) に  $S_1$  の電流の解析結果を示す。電流は全周波数領域で高調波抑制効果が見られる。これは、SS-VSI における  $S_1$  の電流が、ZCS ターンオン後、モード5において正弦波状に上昇し、 $di/dt$  を抑制していることによる。

ループアンテナを用いて放射ノイズの測定も行った。図 3.31 に測定回路を示す。ループアンテナは ESCO 社製のものを使用した。図 3.31 に示すように、インバータから 1m の距離をおいてループアンテナを設置した。測定時にはインバータの側面パネルを解放した。

無負荷時における測定結果を図 3.32 に示す。15~20MHz 付近で SS-VSI のほうが放射ノイズを抑制した結果が得られた。



(a) 電圧



(b) 電流

図 3.30 : 主スイッチング素子における高調波比較

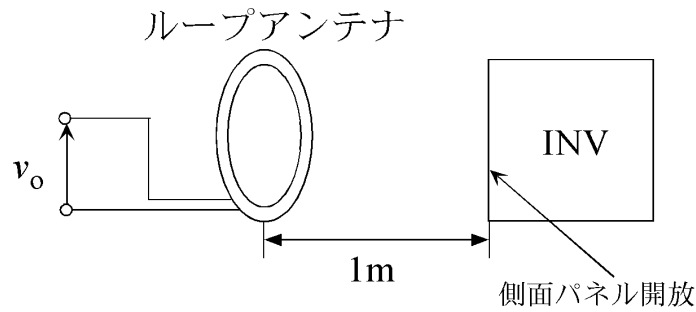


図 3.31：放射ノイズ測定回路

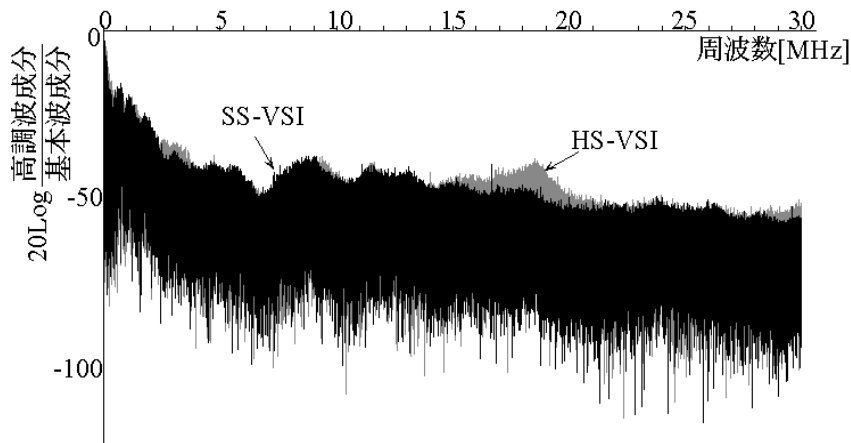


図 3.32：放射ノイズ比較

### 3.4 まとめ

本章では、第2章で明らかにした基本回路のうち、ゼロ電流ターンオン回路、ゼロ電圧ターンオフ回路、共振コンデンサ過充電防止回路を適用した新しいソフトスイッチング電圧形インバータを提案した。このインバータの共振回路は、受動素子のみでの構成を実現したため、共振回路の制御信号が不要、ソフトスイッチングを実現するための電流センサ、電圧センサが不要であり、制御の簡潔化を実現した。デッドタイム期間においても出力電圧をデッドタイム補償のためのPWMパターンの変更をすることなく、デッドタイム補償を実現した。

本章では、提案するソフトスイッチング電圧形インバータの回路動作モードの理論的解析を行った。これに基づいて、以下の点について明らかにした。

- ・ デッドタイム自動補償機能の基本原理

デッドタイム期間中の出力電圧の極性は負荷電流の向きによって決定される。これにより、誤差電圧が生じ、特に出力周波数が低い時には出力電流が歪む。従来のインバータでは、この対策として誤差電圧を相殺するようにPWMパターンを変更するデッドタイム補償が施されていた。本章で提案するソフトスイッチング電圧形インバータは、デッドタイム期間においても、スイッチング動作直前とほぼ等しい電圧を出力できるため、スイッチングパターン

の変更無しにデッドタイム補償を実現する

- ・ 分圧コンデンサの電圧変動がソフトスイッチング動作や出力に与える影響

直流リンク電圧を3つの分圧コンデンサで分圧したため、瞬時負荷電流の大きさによって分圧コンデンサの電圧が変動する。しかし、これらの電圧変動がソフトスイッチング動作や出力電圧に影響を及ぼさない。

理論解析に基づいて、回路定数の設計指針も明らかにした。

実験により、ソフトスイッチング動作を実現できたこと、出力波形はハードスイッチングインバータと同等のものが得られたことを示した。デッドタイム自動補償機能について、出力周波数の低い場合において従来のハードスイッチング PWM インバータと提案回路の出力電流の比較を行った。デッドタイム $\Delta$ は両者とも 3  $\mu\text{sec}$  に設定し、PWM パターンの変更無し、出力周波数 2Hz で駆動した。提案回路の出力電流はデッドタイム歪みもなく、良好な正弦波形が得られることを明らかにした。

ハードスイッチングインバータとの効率比較も行った。提案回路は重負荷側で最大効率 90.5%を達成し、ハードスイッチングインバータに比べ重負荷側で 0.7pt、軽負荷側で 9.2pt の効率向上を実現した。

提案回路の主スイッチング素子の電圧および電流の高調波解析および放射ノイズを測定し、ハードスイッチングインバータとの比較を行った。主スイッチング素子の電圧および電流はハードスイッチングインバータより良好な結果が得られ、ソフトスイッチングの導入による高調波抑制が実現できたことを明らかにした。

## 参考文献

- [1] E. A. Rodrigues, E. A. A. Coelho, “Two Level Full Bridge Inverter with Soft Switching without Stresses”, *PESC2001*, pp. 1131-1134, 2001.
- [2] 山元久明, 平木英治, 中村萬太郎, 中岡睦雄, 「高周波パルス電流トランスを用いた三相電圧形ソフトスイッチングインバータとその実証評価」, 電気学会半導体電力変換研究会資料, SPC-01-26, pp.1-5, 2001.
- [3] M. Yoshida, M. Nakaoka, “Operating Evaluations of Three-Phase Voltage Source Soft Switching Inverter with A Single Commutation Type Resonant AC Link Snubber,” *IPEC 2000 Tokyo*, pp.1755-1759, 2000.
- [4] M. Nakamura, T. Yamazaki, M. Shimada, M. Rukonuzzama, H. Iyomori, E. Hiraki, M. Matakaoka, “A Novel Pulse Regenerative Auxiliary Edge Resonant Bridge Leg Link Soft Commutation Snubber-Assisted Three Phase Soft Switching Sinewave PWM Inverter,” *IEEE 33<sup>rd</sup> Power Electronics Specialists Conference Record*, pp.1935-1940, 2002.
- [5] 中村萬太郎, 山崎貴幸, T. Ahmed, 平木英治, 中岡睦雄, 「アクティブ補助共振転流スナバインバータの新スイッチングシーケンスによる PWM パターン」, 電子情報通信学会 信学技報, EE2002-41, pp.25-30, 2002.
- [6] 石川裕記, 足立一和, 「制御の簡単なソフトスイッチング PWM インバータ」, 電学論 D, Vol. 120-D, No. 7, pp. 905-915, 2000.
- [7] Y. Murai, K. Adachi and H. Ishikawa, “A Simple-Control New Soft-Switched PWM Inverter”, *Conference Record of the 1998 IEEE Industry Applications Conference*, Vol. 2, pp. 1307 - 1312, 1998.
- [8] 足立一和, 石川裕記, 村井由宏, 「制御の簡単なソフトスイッチングのインバータ」, 平成 10 年電気学会全国大会講演論文集 [4], No.860, p.240, 1998.

# 第4章 電流形インバータのソフトスイッチング化（大容量化・高効率化）

## 4.1 電流形インバータの特長とソフトスイッチング導入の有用性

電流形インバータは、第3章で取り上げた電圧形インバータに対し、双対関係にある。つまり、電源は電流源であり、出力電流パルス列に対し、PWM 制御を施して出力電流を正弦波に制御する。

一般に、電流形インバータの特長として、

- ・ 出力側にコンデンサを接続するため、出力に含まれる高調波が少ない
- ・ 直流リンク電流  $I_{dc}$  の制御により、出力電圧を入力電圧より高くすることが可能である
- ・ 電解コンデンサを含まないので長寿命である
- ・ スwitching素子の短絡破壊がおこっても短絡電流は直流リンク電流に制限され、電源への障害電流が小さい
- ・ デッドタイムが不要である

などが挙げられ、太陽光発電システムなどの系統連系用インバータとしての研究も行われている<sup>[1][3]</sup>。

しかしながら、電流形インバータは、電圧形インバータに比べ、幅広い分野での実用化には至っていない。この大きな理由として、

- (1) スwitching素子の問題
- (2) 直流リアクトル（以下、DCL と略記）の問題
- (3) システムの安定性の問題

が挙げられる。

電流形インバータは、スitchingにともなう出力コンデンサの短絡を防止するため、スitching素子に逆阻止特性が必要である。逆阻止特性を持つスitching素子にサイリスタがあるが、ターンオフ時間が十数  $\mu\text{sec}$ ～数 msec 程度であるため、十分な出力制御性能を得るにはスitching周波数が数百～数 kHz 程度に制約される。スitching周波数の制約にともない、スitchingによる  $I_{dc}$  の脈動を抑制するため、DCL には一般に数十～数百 mH の大きなインダクタンス成分を持つものが選択される。大きな DCL は装置の重量を大きくするだけでなく、DCL での損失も大きくなる。

この対策のひとつに、スitching周波数の高周波化が挙げられる。高周波スitchingにより、 $I_{dc}$  のスitchingリップルが抑制され、DCL の小型化が可能となる。

モータなどの誘導性負荷を駆動する場合、負荷急変時や過渡応答時に出力コンデンサと負荷の誘導成分との間で発生する共振現象により、制御系が不安定になることがあることが知られている<sup>[4]</sup>。電流形 PWM 整流器の分野では、不安定性回避のため、入力フィルタの状態量を帰還する閉ループ制御が提案されている<sup>[5][6]</sup>。これを電流形インバータに適用すれば、不安定性は回避できるが、共振周波数より短い制御周期が必要である。

つまり、前述の問題点を解決するキーポイントは高周波スイッチングである。電流形インバータで高周波スイッチングを行うには、スイッチング素子を IGBT などの自己消弧形素子に直列にダイオードを接続して逆阻止特性を持たせることが一般的であるが、単純なスイッチング周波数の高周波化は、第 1 章で述べたようにスイッチング損失の増大、ひいては効率の悪化を招く。

このような背景を踏まえ、ソフトスイッチングを適用した電流形インバータを考案した。本章で提案するソフトスイッチング電流形インバータは、スイッチング時にのみ共振現象を利用した部分共振形であり、出力の PWM 制御を実現する。密結合トランスを用いて共振コンデンサ電圧の過充電を防止する電圧クランプ回路を有し、スイッチング素子の電圧ストレスを抑制する。このことから、本章で取り上げるソフトスイッチング電流形インバータをコンデンサ電圧クランプ形部分共振電流形 PWM インバータ (Capacitor voltage Clamped and Soft-Switched Current Source Inverter:以下, CC-SS-CSI と略記) と称することにする。CC-SS-CSI は、以下を設計指針とした。

- ・ DCL の小型化を行い、装置の小型化、および大容量化を行うこと
- ・ 入力側に  $I_{dc}$  制御のためのブリッジ回路を持たない回路構成とすること
- ・ スwitchング時のみに共振を利用する部分共振形とすること

本章では、CC-SS-CSI の回路動作原理、PWM パターンの作成方法と制約条件、素子定格に基づく回路パラメータの設計法について明らかにする。高効率化のために共振回路の改良を行い、改良回路の制御方式も明らかにする。実験により、ハードスイッチングインバータ (Hard-Switched Current Source Inverter : 以下, HS-CSI と略記) との出力特性の比較や効率向上効果の検証も行う。

## 4.2 回路構成と動作原理<sup>[7]-[10]</sup>

### 4.2.1 主回路構成と特長

図 4.1 に直流電圧源を電源とした三相 HS-CSI を示す。入力側ブリッジのスイッチングにより、直流インダクタンス  $L_{dc}$  の電流  $I_{dc}$  が一定となるように制御して電流源を実現する。インバータブリッジにより、PWM 制御を施して  $I_{dc}$  を電流パルス列に変換する。出力側に接続された平滑コンデンサ  $C_L$  によって高調波成分が除去され、負荷には正弦波状の電流が流れる。

これに対し、図 4.2 (a) に考案した三相 CC-SS-CSI の回路構成、(b) に一相分回路を示



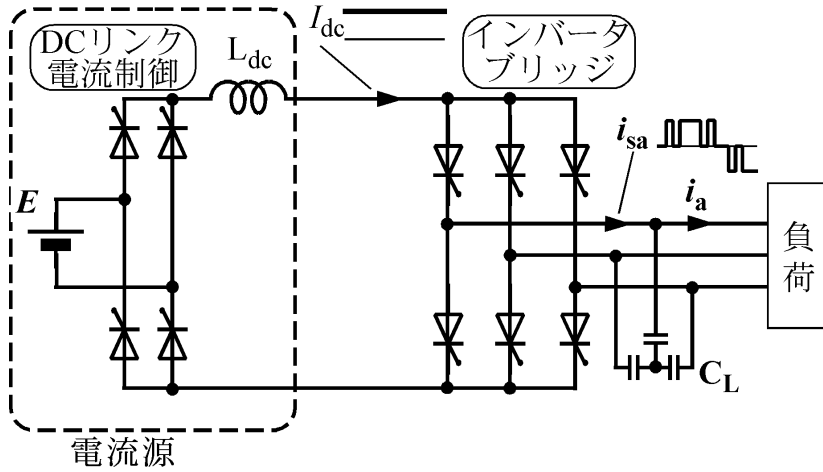
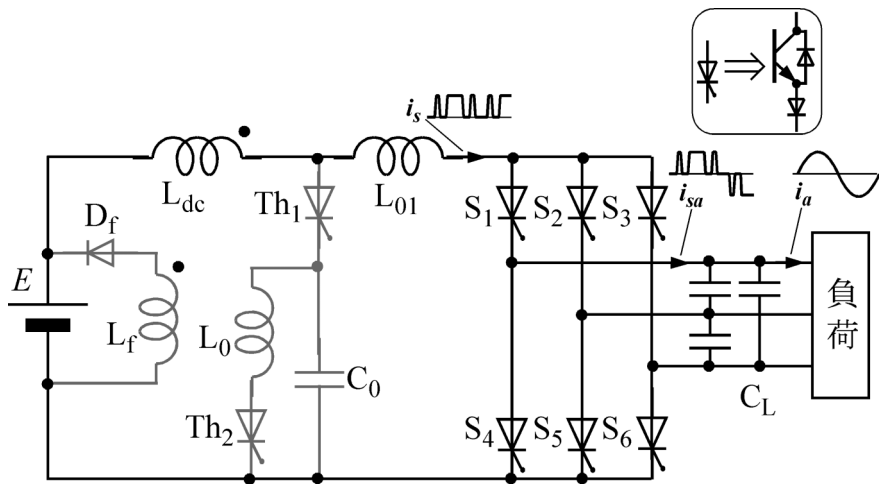
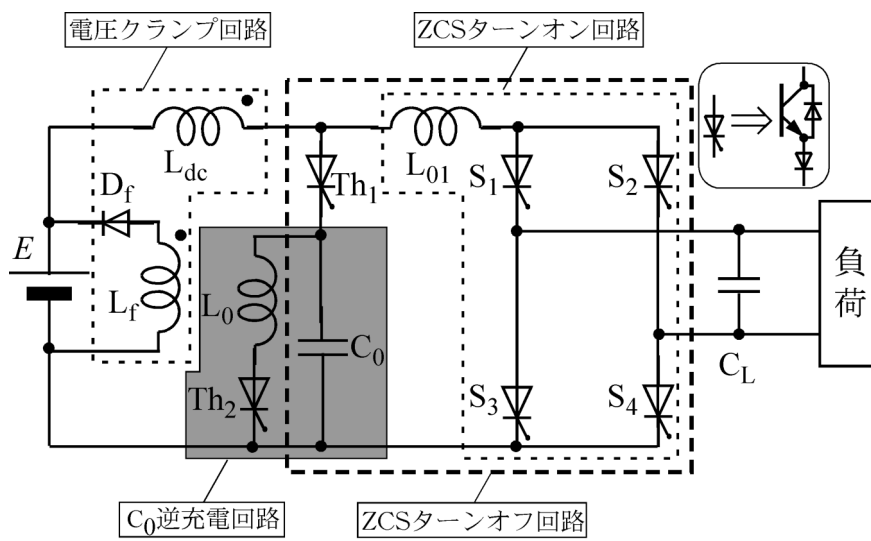


図 4.1 : 三相電流形インバータ (HS-CSI)



(a) 回路構成



(b) 一相分回路

図 4.2 : ソフトスイッチング部分共振電流形インバータ (CC-SS-CSI)

す。E は直流電源、 $L_{dc}$  は直流電流を重畳するインダクタンス、 $C_L$  は平滑コンデンサである。 $L_{01}$  は  $C_0$  と共に主電流  $i_s$  をオン・オフする際に共振回路を構成し、 $C_0$  の逆充電の際には  $C_0$ 、 $L_0$  で共振回路を構成する。 $L_f$  と  $L_{dc}$  は図示の極性で密に結合しており、 $C_0$  の過充電を防止するクランプ回路の役割を果たすと同時に  $L_{dc}$  の余分なエネルギーをダイオード  $D_f$  を介して電源に回生する。 $i_s$  のオン・オフのタイミングを主スイッチング素子  $S_1 \sim S_6$  で調整することにより、PWM 制御を可能としている。CC-SS-CSI は ZCS ターンオフを採用しているため、ターンオフ時点のゼロ電流検出センサレスの観点から、補助スイッチング素子  $Th_1$ 、 $Th_2$  および  $S_1 \sim S_6$  には、逆阻止特性および自然消弧特性を持つサイリスタが最も適しているが、IGBT などの自己消弧形素子と直列ダイオードの組み合わせでも適用可能である。

このインバータは

- ・ 電源側の  $I_{dc}$  制御用ブリッジ回路を不要とする
- ・  $C_0$  のピーク電圧を密結合トランス  $L_{dc} \cdot L_f$  により一定に保つ
- ・ DCL の小型化が可能である
- ・ HS-CSI の DCL と同じ鉄心を用いる場合、 $i_{dc}$  を大きくしても磁気飽和が起こりにくい  
ため、大容量化が可能である

などが特長である。

## 4.2.2 回路動作原理

動作説明を簡単にするため、図 4.3 の一相分回路で CC-SS-CSI の回路動作を明らかにする。

初期条件として、図 4.3 に黒く示したスイッチング素子がオンしているものとし、 $C_0$  は図の極性に充電されており、その電圧の大きさは負荷電圧の瞬時値  $v_0$  より常に大きいとする。 $v_0$  は常に図 4.3 に示す向きに一定電圧が現れているとする。各部の電流、電圧は、図 4.3 に示す向きを正とし、それらの波形は各スイッチング素子のタイムチャートと共に図 4.4 に示す。 $L_{01}$ 、 $C_0$  はそれぞれ  $L_{dc}$ 、 $C_L$  に比べて十分小さく、 $L_{dc}$  と  $L_f$  の結合度は 1 であるとする。ここではスイッチング素子  $Th_1$ 、 $Th_2$ 、 $S_1$ 、 $S_2$ 、 $S_3$ 、 $S_4$  およびダイオード  $D_f$  は理想的なスイッチング特性を持つと仮定する。図 4.5 に回路動作のモード遷移フローチャートを示す。

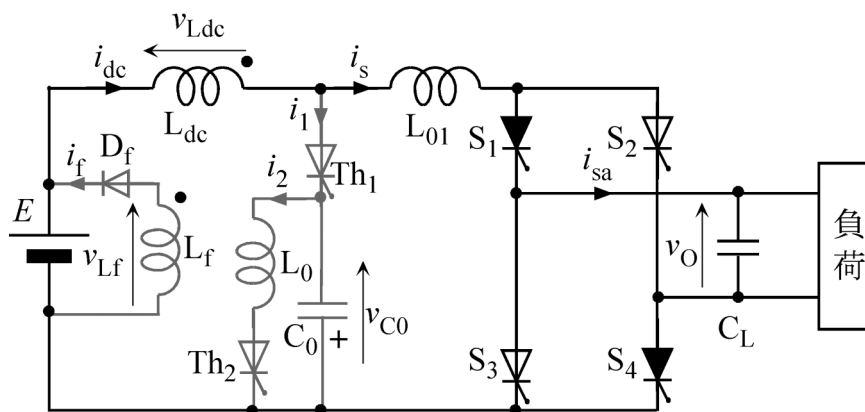


図 4.3 : 一相分回路

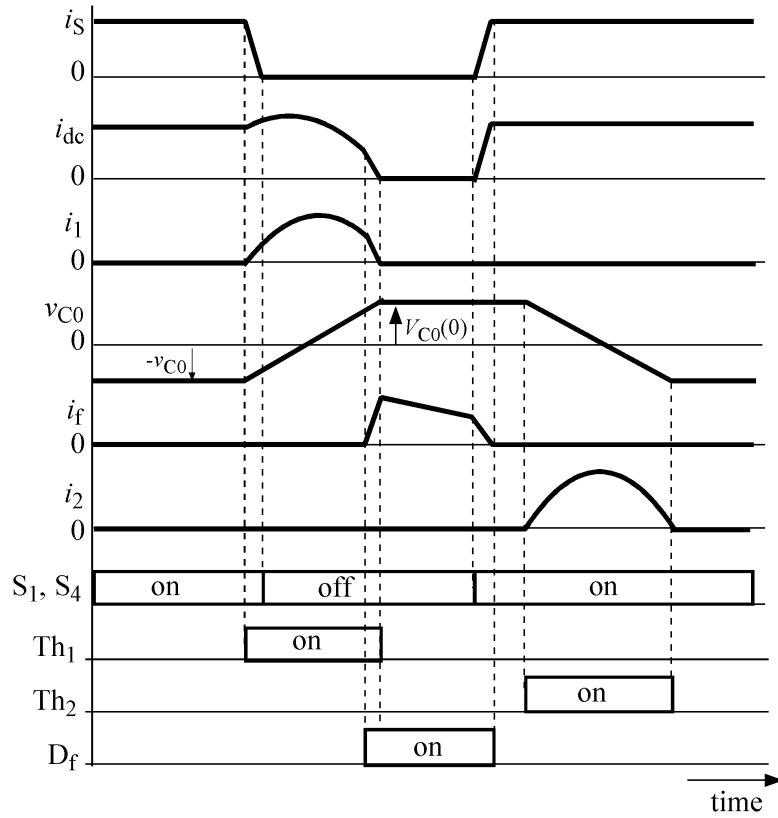


図 4.4 : 各部の電流・電圧波形の概略とスイッチングタイムチャート

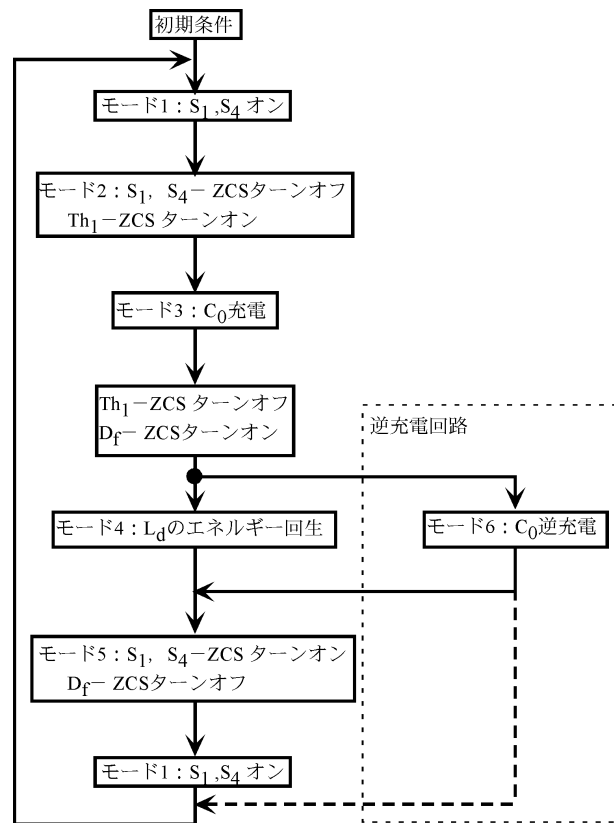


図 4.5 : 1 スwitchング周期のモード遷移フローチャート

【モード 1】

$S_1$  および  $S_4$  がオンである。電流経路を図 4.6 に示す。回路を流れる電流は、

$$i_{dc} = i_s = i_{sa} \quad \dots (4.1)$$

であり、電源電圧  $E$  と瞬時負荷電圧  $v_o$  によって次式で示される。

$$i_s = \frac{1}{L_{dc} + L_{01}} \int (E - v_o) dt = \frac{E - v_o}{L_{dc} + L_{01}} t + i(0) \quad \dots (4.2)$$

ここで、 $i(0)$  はモード 1 開始時の  $i_s$  である。 $Th_1$  が点弧されるまでこの状態が維持され、 $Th_1$  を点弧すると  $S_1$  および  $S_4$  をオフにする次のモードに移行する。

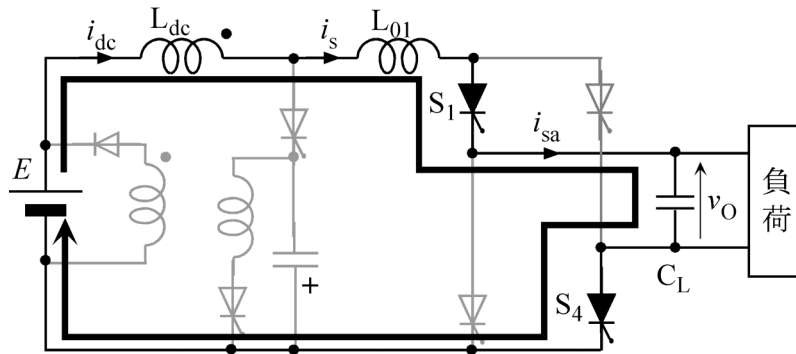


図 4.6：モード 1 の電流流路

【モード 2】

$S_1$  および  $S_4$  をオフにするため、 $Th_1$  をオンにする。回路状態を図 4.7 に示す。

$C_0 \cdot L_{01}$  による共振電流が  $i_s$  と逆向きに流れ始めるため、 $i_s$  は徐々に減少する。共振電流と  $i_s$  の大きさが等しくなったとき、 $S_1$ 、 $S_4$  を流れる電流がゼロとなり、 $S_1$ 、 $S_4$  は ZCS でターンオフする。モード 2 の回路方程式は、

$$E = L_{dc} \frac{di_{dc}}{dt} + L_{01} \frac{di_s}{dt} + v_o \quad \dots (4.3)$$

$$E = L_{dc} \frac{di_{dc}}{dt} + \frac{1}{C_0} \int i_1 dt \quad \dots (4.4)$$

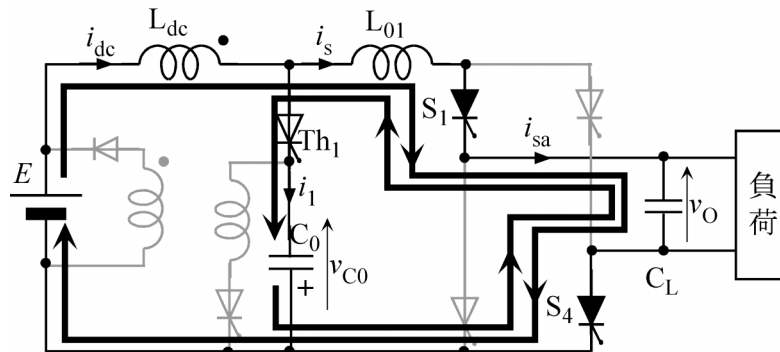


図 4.7：モード 2 の電流流路

$$i_{dc} = i_s + i_1 \quad \dots (4.5)$$

であり, (4.3) 式～ (4.5) 式より  $i_1$ ,  $i_s$ ,  $i_{dc}$  は

$$i_1 = k_1 \frac{L_{dc} + L_{01}}{L_{dc}} \sin \omega_1 t \quad \dots (4.6)$$

$$i_s = k_2 t + i_s(0) - k_1 \sin \omega_1 t \quad \dots (4.7)$$

$$i_{dc} = k_2 t + i_s(0) + \frac{L_{01}}{L_{dc}} k_1 \sin \omega_1 t \quad \dots (4.8)$$

$$\text{ただし, } \omega_1 = \sqrt{\frac{1}{C_0} \frac{L_{dc} + L_{01}}{L_{dc} L_{01}}}, \quad k_1 = \frac{1}{\omega_1 L_{01}} \left\{ \frac{L_{01}}{L_{dc} + L_{01}} (E - v_O) - v_{C0}(0) + v_O \right\},$$

$$k_2 = \frac{E - v_O}{L_{dc} + L_{01}}, \quad i_s(0), \quad v_{C0}(0) : \text{それぞれモード 2 開始時の } i_s, \quad v_{C0}$$

である。(4.6) 式より  $\text{Th}_1$  は ZCS ターンオンである。(4.7) 式の右辺第 1 項は  $L_{dc}$  および  $L_{01}$  の誘導性による電流, 第 2 項は  $\text{Th}_1$  の点弧により流れる共振電流である。

$L_{dc} \gg L_{01}$  の条件を用いると, (4.6) 式～ (4.8) 式は次式となる。

$$i_1 = \{v_O - v_{C0}(0)\} \sqrt{\frac{C_0}{L_{01}}} \sin \omega_1' t \quad \dots (4.9)$$

$$i_s = \frac{E - v_O}{L_{dc}} t + i_s(0) - \{v_O - v_{C0}(0)\} \sqrt{\frac{C_0}{L_{01}}} \sin \omega_1' t \quad \dots (4.10)$$

$$i_{dc} = \frac{E - v_O}{L_{dc}} t + i_s(0) \quad \dots (4.11)$$

$$\text{ただし, } \omega_1' = \sqrt{\frac{1}{C_0 L_{01}}}, \quad i_s(0) : \text{モード 2 開始時の } i_s, \quad v_{C0}(0) : \text{モード 2 開始時の } v_{C0}$$

### 【モード 3】

$S_1$  および  $S_4$  がターンオフするとモード 3 となる。この時の回路状態を図 4.8 に示す。

$$i_{dc} = i_1 \quad \dots (4.12)$$

であり,  $C_0$  は上側が正となる極性に充電される。この時の回路方程式は

$$E = L_{dc} \frac{di_{dc}}{dt} + \frac{1}{C_0} \int i_1 dt \quad \dots (4.13)$$

である。これを解くと,

$$i_{dc} = \frac{E - v_{C0}(1)}{\omega_2 L_{dc}} \sin \omega_2 t + I_{dc}(1) \cos \omega_2 t = \sqrt{\left\{ \frac{E - v_{C0}(1)}{\omega_2 L_{dc}} \right\}^2 + I_{dc}(1)^2} \sin(\omega_2 t + \phi_2) \quad \dots (4.14)$$

$$\text{ただし, } \omega_2 = \frac{1}{\sqrt{L_{dc} C_0}}, \quad \tan \phi_2 = \frac{\omega_2 L_{dc} I_{dc}(1)}{E - v_{C0}(1)},$$

$$I_{dc}(1) : \text{モード 3 開始時の } i_{dc}, \quad v_{C0}(1) : \text{モード 3 開始時の } v_{C0}$$

となり,  $L_{dc}$ ,  $C_0$  による共振電流が流れる。 $L_{dc}$ ,  $L_f$  は密結合しているため,  $L_f$  には次式で表される電圧  $v_{Lf}$  が現れる。

$$v_{L_f} = -\frac{n_f}{n_{dc}} v_{L_{dc}} = -\frac{n_f}{n_{dc}} (E - v_{C_0}) \quad \dots (4.15)$$

ここで、 $n_{dc}$ 、 $n_f$  はそれぞれ  $L_{dc}$ 、 $L_f$  の巻数である。 $C_0$  の電圧  $v_{C_0}$  の増加にともない、 $v_{L_f}$  は上昇する。 $C_0$  がさらに充電され、 $v_{L_f}$  が  $E$  に達すると、 $D_f$  がターンオンする。このときの  $C_0$  の電圧  $v_{C_0}$  は (4.15) 式より、

$$v_{C_0} = \left(1 + \frac{n_{dc}}{n_f}\right) E \quad \dots (4.16)$$

である。 $L_{dc}$ 、 $L_f$  に漏れインダクタンスがない場合、(4.16) 式で表される電圧が  $v_{C_0}$  の最大値となる。この値は回路の状態量に依存せず、 $n_f$  と  $n_{dc}$  の比で決定され、 $E$  より大きくなる。

$L_{dc}$ 、 $L_f$  に漏れインダクタンスが存在する場合、これを  $L'_{dc}$  とすれば、モード 3 からモード 4 へ移行する際の  $v_{C_0}$  は次式となり、 $v_{C_0}$  の最大値は (4.16) 式より上昇する。

$$v_{C_0} = E \left(1 + \frac{L_{dc} + L'_{dc} \frac{n_{dc}}{n_f}}{L_{dc}}\right) \quad \dots (4.17)$$

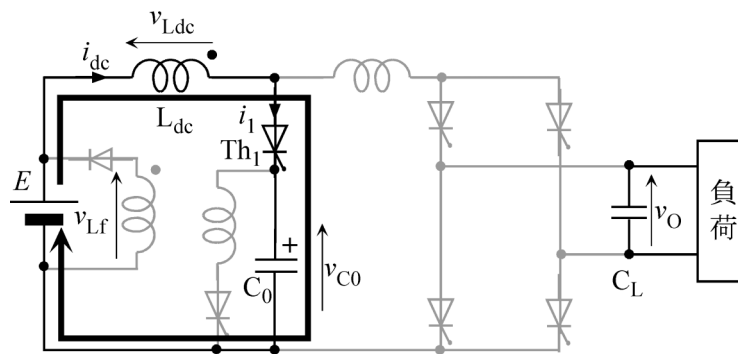


図 4.8：モード 3 における電流流路

【モード 4】

$D_f$  がオンになると、回生電流  $i_f$  が流れ、 $L_{dc}$  の余剰エネルギーを電源に回生する。このとき、 $D_f$  は ZVS ターンオン、 $Th_1$  は ZVS ターンオフである。 $L_{dc}$ 、 $L_f$  に漏れインダクタンスが存在する場合、 $D_f$  は ZVS かつ ZCS ターンオン、 $Th_1$  は ZCS ターンオフとなる。この時の回路状態を図 4.9 に示す。

モード 4 における回路方程式は

$$E = L_f \frac{di_f}{dt} \quad \dots (4.18)$$

であり、 $Th_1$  オフ直後の  $i_f$  を  $i_f(0)$  とすれば、 $i_f$  は次式で表される。

$$i_f = i_f(0) - \frac{E}{L_f} t \quad \dots (4.19)$$

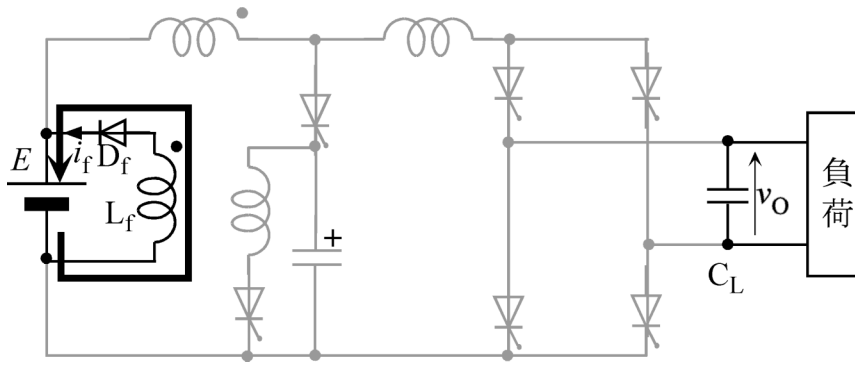


図 4.9 : モード 4 における電流流路

【モード 5】

モード 4 期間中に再び  $S_1, S_4$  をオンにする。図 4.10 にモード 5 の回路状態を示す。 $L_{01}$  の誘導性により、 $i_{dc}$  および  $i_s$  が徐々に増加し、 $S_1, S_4$  は ZCS でターンオンする。これにより、 $i_f$  は徐々に減少し、やがてゼロとなる。このとき、 $D_f$  は ZCS でターンオフする。

回路方程式は

$$E = L_{dc} \frac{di_{dc}}{dt} - M \frac{di_f}{dt} + L_{01} \frac{di_s}{dt} + v_O \quad \dots (4.20)$$

$$E = L_f \frac{di_f}{dt} - M \frac{di_{dc}}{dt} \quad \dots (4.21)$$

$$i_{dc} = i_s \quad \dots (4.22)$$

である。ここで、 $M$  は  $L_{dc} \cdot L_f$  間の相互インダクタンスである。(4.20) 式～(4.22) 式より、 $i_{dc}, i_s, i_f$  はそれぞれ次式で表される。

$$i_{dc} = i_s = \frac{(L_f + M)E - L_f v_O}{L_f L_{dc} + L_f L_{01} - M^2} t \quad \dots (4.23)$$

$$i_f = i_f(1) - \frac{(L_{dc} + L_{01} + M)E - M v_O}{L_f L_{dc} + L_f L_{01} - M^2} t \quad \dots (4.24)$$

ただし、 $i_f(1)$  : モード 5 開始時の  $i_f$

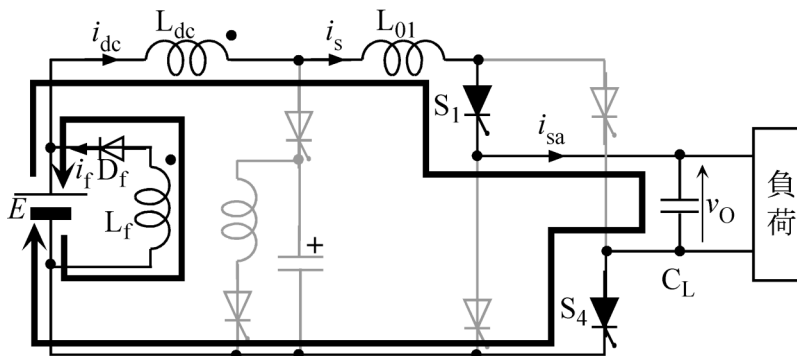


図 4.10 : モード 5 における電流流路

【モード 6】

モード 5 で  $D_f$  が ZCS ターンオフした後、回路を流れる電流はモード 1 と同じ流路となる。しかし、 $v_{C0}$  の極性がモード 1 とは逆である。このままでは次のスイッチング周期で  $S_1$ 、 $S_4$  をターンオフすることができない。このため、 $Th_2$  を点弧して、 $v_{C0}$  の極性を反転する。この時の回路状態を図 4.11 に示す。

モード 6 へは  $Th_1$  がオフであること、すなわち、モード 4 およびモード 5 の期間内であればいつでも移行できる。

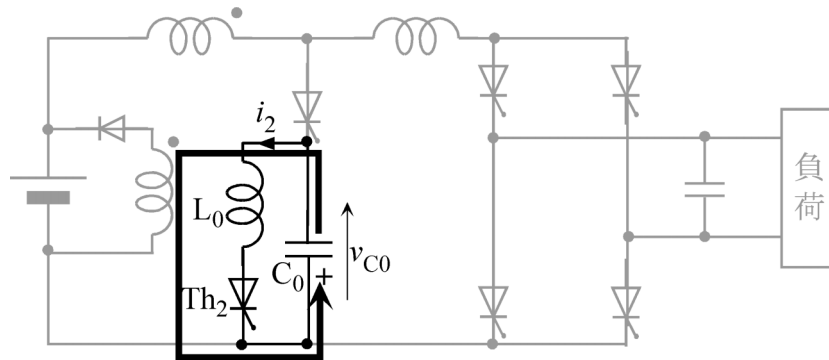


図 4.11：モード 6 における電流流路

$Th_2$  を点弧すると、 $C_0$ 、 $L_0$  による共振電流  $i_2$  が流れ、 $Th_2$  は ZCS ターンオンとなる。 $i_2$  がやがてゼロとなれば、 $Th_2$  は ZCS ターンオフとなり、モード 6 が完了する。このときの回路方程式は

$$0 = L_0 \frac{di_2}{dt} + \frac{1}{C_0} \int i_2 dt \quad \dots (4.25)$$

である。これを解くと、次式となる。

$$i_2 = \frac{v_{C0}(2)}{\omega_3 L_0} \sin \omega_3 t = \frac{(n_f + n_d)E}{\omega_3 n_f L_0} \sin \omega_3 t \quad \dots (4.26)$$

ただし、 $\omega_3 = \frac{1}{\sqrt{L_0 C_0}}$ 、 $v_{C0}(2)$ ：モード 6 開始時の  $v_{C0}$   $\left\{ = \left( 1 + \frac{n_d}{n_f} \right) E \right\}$

### 4.2.3 CC-SS-CSI の出力および共振回路の制御法と制約

#### (1) 出力の制御法と制約

電圧形インバータの場合、あるスイッチング 1 周期間における出力電圧の平均値をそれに対応する期間の指令電圧の平均値に一致させる。出力電圧の平均値は主スイッチング素子のオン時間に比例させるので、指令電圧 1 周期に対する主スイッチング素子のオン時間、すなわちインバータ出力電圧のパルス列の幅は正弦波状に変化する PWM 波形となる。これを実現する一例として、3.2.3 で述べた三角波比較法がある。



電流形インバータの PWM 制御は、直流リンク電流が一定であれば、あるスイッチング 1 周期間における指令電流の平均値を出力流の平均値、すなわちスイッチング素子のオン時間に比例させればよい。つまり、出力が電圧であるか、電流であるかの違いはあるが、基本的な考え方は電圧形インバータと同様である。ただし、電圧形インバータの PWM 制御方式に対し、電流形インバータの PWM 制御方式は表 4.1 に示す違いがあり、電圧形インバータの方式をそのまま適用することはできない。そのため、電流形インバータの PWM 制御法は様々なものがある<sup>[11]-[13]</sup>。ここでは考案した CC-SS-CSI 用 PWM 制御方式について明らかにする。

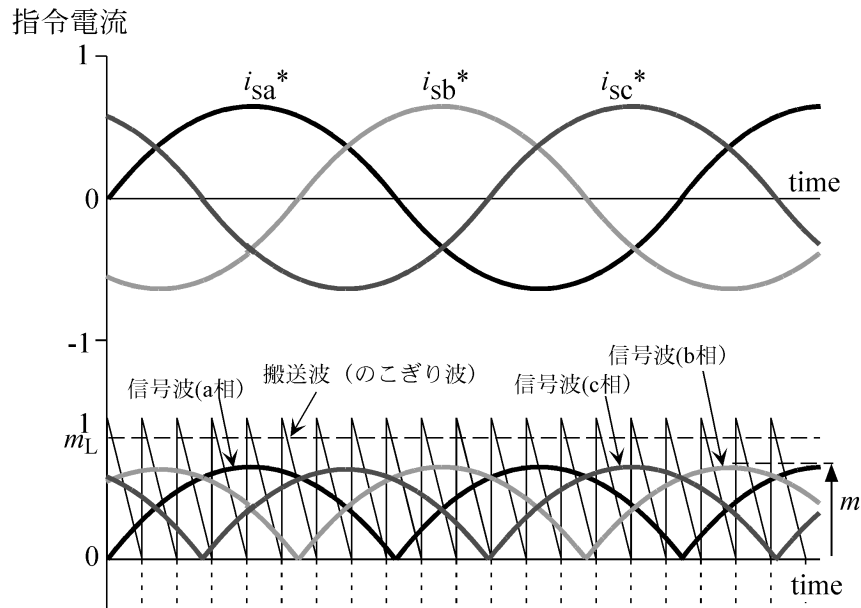
図 4.12 に考案した CC-SS-CSI 用 PWM パターンを示す。(a) は出力の各相指令電流と各相電流に対する信号波および搬送波の関係、(b) は信号波と搬送波の比較結果、(c) は CC-SS-CSI に適用した PWM 信号である。

(a) において、信号波は各相指令電流の絶対値に比例した信号とした。電圧形インバータの場合は、図 3.14 に示したように、指令電圧に比例した信号を信号波とすることが多い。これは、搬送波 1 周期間において、アーム上下のスイッチング素子を交互にオン・オフすることにより、正負両極性の電圧を交互に出力し、それぞれの電圧時間積の差分を出力電圧とするためである。これに対し、電流形インバータでは、搬送波 1 周期間において、アーム上下のスイッチング素子のうち、いずれか一方をオンすることにより、正負いずれか一方の電流を出力する。搬送波 1 周期間における出力電圧の平均値をそれに対応する期間の指令電圧の平均値に一致させるため、指令電流の絶対値に比例した信号を信号波とした。搬送波は各相に対し、共通ののこぎり波で振幅を 1 とした。CC-SS-CSI では、4.2.2 で述べたように、2 つのスイッチング素子のターンオン・ターンオフのタイミングの同期を実現するためである。

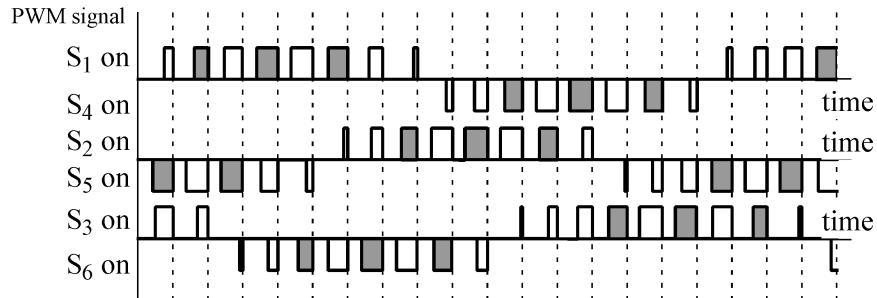
(b) は (a) に示すのこぎり波と振幅  $m$  の信号波の比較結果である。搬送波に各相共通ののこぎり波を適用することで、ターンオフのタイミングの同期を実現する。しかし、ターンオンのタイミングは同期しない。電流形インバータでは、表 4.1 に示すように、搬送波 1 周期間で同時に点弧できるスイッチング素子の数は各相アームで上下それぞれ 1 つずつ、合わせて 2 つであるのに対し、(b) のパターンは上側 2 つ、下側 1 つ、もしくは上側 1 つ、下側 2 つのあわせて 3 つのスイッチング素子を点弧するパターンである。これをそのまま使用すると、例えば、図 4.2 (a) の  $S_1$  と  $S_2$  を同時に点弧するパターンの場合、 $S_1$ 、 $S_2$  のいずれか一方は逆バイアスとなる。つまり、オン信号を与えているにも関わらず、 $S_1$ 、 $S_2$  のいずれか一方はオフのままとなり、出力歪みの原因となる。このため、CC-SS-CSI では (c) の PWM パターンにより、出力電流の制御を行うことを考案した。(c) の PWM パターンは次の条件で作成した。

表 4.1 : 電圧形インバータと電流形インバータのスイッチング状態の比較

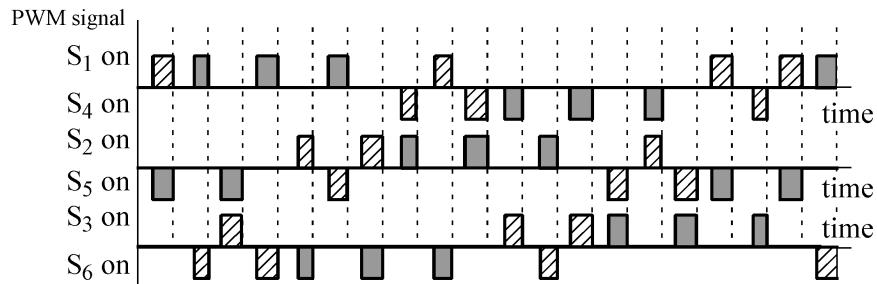
	電圧形インバータ	電流形インバータ
同時に点弧できるスイッチング素子の数	3	2
禁止事項	アーム短絡	解放
ゼロベクトルの実現	出力短絡	アーム短絡



(a) 指令電流, 搬送波, 信号波の関係



(b) のこぎり波比較によるPWMパターン



(c) CC-SS-CSIのPWMパターン

図 4.12 : 電圧形インバータと CC-SS-CSI の PWM パターンの比較

- ・ 指令電流値が最大の相（以下、これを最大相と称す）の PWM パターンと最小の相（以下、これを最小相と称す）の PWM パターンを搬送波 1 周期ごとに交互に選択する〔(b) および (c) における灰色のパターン〕。
- ・ 最大相の PWM パターンが選択された場合、中間の値の相（以下、中間相）は下側スイッチング素子を点弧する。最小相パターンに対しては中間相の上側スイッチング素子を点弧する。つまり、中間相は、搬送波 1 周期ごとにアーム上下のスイッチング素子を交互に点弧する〔(b) および (c) におけるハッチングされたパターン〕。

これにより、搬送波 1 周期間で各相アームの上下それぞれ 1 つずつ、合わせて 2 つのスイッチング素子に対し、オンおよびオフの両方のタイミングを同期させた PWM パターンが実現する。これに 4.2.2 で述べたモード 2 の期間の長さだけ遅延させたものを  $S_1 \sim S_6$  の制御信号としている。

CC-SS-CSI では、 $S_1 \sim S_6$  の ZCS ターンオフを確実に実現するため、コンデンサ充電時間を確保しなければならない。このため、出力電流の最大パルス幅に制限が生じる。図 4.12(b) における変数  $m_L$  は、ZCS ターンオフを確実に実現するための信号波の最大振幅である。詳細については後述する。

ここまでは、直流リンク電流が一定であるとの仮定に基づいて述べてきたが、CC-SS-CSI のように DC リアクトルが小さい場合、直流リンク電流に脈動が重畳することがある。この脈動は出力電流・電圧の歪みの原因となる。

CC-SS-CSI の場合、(4.2) 式に示したように、直流リンク電流、すなわち  $i_s$  は瞬時負荷電圧  $v_o$  および  $i(0)$  に依存する。 $i(0)$  はモード 4 の期間の長さ、 $v_o$  はスイッチングパターンによって変動する。この対策として、以下の 2 通りの方法を考案した。

- (a) 直流リンク電流の脈動を抑制するようスイッチング周波数を調整
- (b) 直流リンク電流の変動を考慮したスイッチングパターンに補正

(a) の方法はモード 4 の期間の長さを調整することで直流リンク電流の脈動を抑制する。この場合、図 4.12 のパターンをそのまま使用すると、スイッチング 1 周期に対する出力電流の平均値が指令電流に一致しなくなる。このため、スイッチング周波数の変動に対する信号波の瞬時値補正が必要となる。(b) の方法は、 $i_s$  が小さければパルス幅を広く、 $i_s$  が大きければパルス幅を狭くする。すなわち、 $i_s$  が小さければ信号波の瞬時値を大きく、 $i_s$  が大きければ小さくする。この方法ではスイッチング周波数は一定でよい。

いずれの方法でも信号波に補正が必要であるが、CC-SS-CSI で補正が必要な場合には、より容易に実現できる (b) の方法で補正することにした。

## (2) 共振回路の制御

共振回路の制御とは、図 4.2(a) の  $Th_1$  および  $Th_2$  の制御である。 $Th_1$  は図 4.12 で、 $S_1 \sim S_6$  が全てオフのいわゆる零ベクトル区間、回路動作モードでは、モード 2 およびモード 3 でオンにする。 $Th_2$  は  $Th_1$  のターンオフ後であれば零ベクトル区間でもそうでない区間でもオンにできる。回路動作でいえば、モード 6 である。搬送波と  $Th_1$  および  $Th_2$  の制御信号のタイムチャートを図 4.13 に示す。

$Th_1$  のターンオンのタイミングは、図 4.12 (b) に示すように、搬送波の立ち上がりに同期させて、出力制御信号のターンオフに同期させることを実現する。オン時間  $t_1$  は、(4.14) 式、(4.16) 式より、次式で決定される。

$$t_1 = \frac{1}{\omega_2} \sin^{-1} \left[ \frac{(n_f + n_{dc})E}{n_f \sqrt{\{\omega_2 L_{dc} I_{dc}(1)\}^2 + \{E - v_{C0}(1)\}^2}} \right] - \tan^{-1} \left\{ \frac{E - v_{C0}(1)}{\omega_2^2 L_{dc} I_{dc}(1)} \right\} \quad \dots (4.27)$$

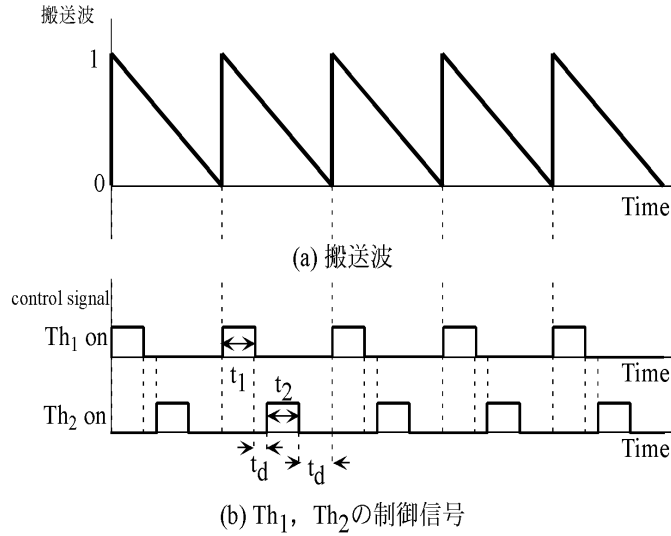


図 4.13 : CC-SS-CSI の共振回路におけるスイッチングタイムチャート

$t_1$  は、 $I_{dc}(1)$  がゼロの時、最も長くなる。このとき  $t_1$  は、次式で表される。

$$t_1 = \frac{1}{\omega_2} \cos^{-1} \left\{ -\frac{E}{E - v_{c0}(1)} \left( 1 + \frac{n_{dc}}{n_f} \right) \right\} \quad \dots (4.28)$$

ここで、モード 2 の期間が極めて短いため、この期間での  $v_{c0}$  は一定であると仮定し、 $Th_2$ 、 $L_{01}$  の損失を無視すると、

$$v_{c0}(1) = -\left( 1 + \frac{n_{dc}}{n_f} \right) E \quad \dots (4.29)$$

であるので、(4.28) 式は次式となる。

$$t_1 = \frac{1}{\omega_2} \cos^{-1} \left( -\frac{n_f + n_{dc}}{2n_f + n_{dc}} \right) \quad \dots (4.30)$$

$Th_2$  は、 $Th_1$  のターンオフ後にデッドタイムを設け、その後ターンオンさせる。 $Th_2$  のオン時間  $t_2$  は  $C_0$ 、 $L_0$  の共振周期の半分で、次式で求められる。

$$t_2 = \frac{\pi}{\omega_2} = \pi \sqrt{L_0 C_0} \quad \dots (4.31)$$

## 4.2.4 素子定格に基づく回路パラメータの設計例

### (1) 設計条件

CC-SS-CSI の各素子値を設計するにあたり、表 4.2 の設計条件に基づいて算出することとする。

表 4.2 : 設計条件

電源	DC 200V
出力	三相 200V
出力容量	1kW
搬送波周波数	10kHz
スイッチング素子の最大電流	50A
スイッチング素子の最大電圧	750V
スイッチング素子のターンオフ時間 (デッドタイム)	2μsec

### (2) Th<sub>1</sub> に印加される最大電圧による L<sub>d</sub>, L<sub>f</sub> の巻数 n<sub>d</sub>, n<sub>f</sub> の条件

モード 1 において、瞬時負荷電圧が最大するとき、Th<sub>1</sub> に最大電圧 v<sub>max</sub> が印加される。これが表 4.2 の最大電圧値以下にするには、モード 6 における L<sub>0</sub> および Th<sub>2</sub> の損失を無視すれば、

(4.16) 式、表 4.2 より L<sub>dc</sub>, L<sub>f</sub> の巻数 n<sub>dc</sub>, n<sub>f</sub> は

$$\left(1 + \frac{n_{dc}}{n_f}\right)E + (E - v_o) \frac{L_{dc}}{L_{dc} + L_{01}} + E \leq 750 \quad [\text{V}] \quad \dots (4.32)$$

の関係を満たせばよい。これを整理すると、

$$\frac{n_{dc}}{n_f} \leq 1.75 + (\sqrt{2} - 1) \frac{L_{dc}}{L_{dc} + L_{01}} \quad \dots (4.33)$$

となる。L<sub>dc</sub> >> L<sub>01</sub> とすれば、(4.33) 式は次式となる。

$$\frac{n_{dc}}{n_f} \leq 2.16 \quad \dots (4.34)$$

### (3) Th<sub>2</sub> の最大電流による C<sub>0</sub>, L<sub>0</sub> の条件

i<sub>2</sub> はモード 6 で最大値 i<sub>2max</sub> となるから (4.26) 式より次式を満たせばよい。

$$i_{2max} = \sqrt{\frac{C_0}{L_0}} \left(1 + \frac{n_{dc}}{n_f}\right)E \leq 50 \quad [\text{A}] \quad \dots (4.35)$$

(4.33) 式を (4.35) 式に代入して整理すると、

$$\frac{C_0}{L_0} \leq \frac{50^2 (L_{dc} + L_{01})^2}{200^2 \left\{ (1.75 + \sqrt{2})L_{dc} + 2.75L_{01} \right\}^2} \quad \dots (4.36)$$

となる。L<sub>dc</sub> >> L<sub>01</sub> とすれば、(4.36) 式は次式となる。

$$\frac{C_0}{L_0} \leq 6.24 \times 10^{-3} \quad \dots (4.37)$$

#### (4) Th<sub>1</sub>の最大電流による C<sub>0</sub>, L<sub>dc</sub>の条件

i<sub>1</sub>はモード3で最大となり、モード2の期間が極端に短いとすれば、その最大値 i<sub>1max</sub>は表4.2, (4.14)式より次式を満たせばよい。

$$i_{1\max} = \sqrt{\frac{C_0}{L_{dc}} \left(2 + \frac{n_{dc}}{n_f}\right)^2 E^2 + I_s(0)^2} \leq 50 \text{ [A]} \quad \dots (4.38)$$

(4.33)式を(4.38)式に代入して整理すると,

$$\frac{C_0}{L_{dc}} \leq \frac{\{50^2 - i_s(0)^2\}(L_{dc} + L_{01})^2}{200^2 \{(2.75 + \sqrt{2})L_{dc} + 3.75L_{01}\}^2} \quad \dots (4.39)$$

となり, L<sub>dc</sub> >> L<sub>01</sub>とすれば, (4.39)式は次式となる。

$$\frac{C_0}{L_{dc}} \leq 3.60 \times 10^{-3} - 1.44 \times 10^{-6} i_s(0)^2 \quad \dots (4.40)$$

図4.13に示すように, 搬送波1周期間に Th<sub>1</sub>, Th<sub>2</sub>を順に1回ずつ点弧し, ZCSターンオフのための C<sub>0</sub>の充電および逆充電を行う。(4.30)式, (4.31)式より, 搬送波の1周期を T, Th<sub>1</sub>および Th<sub>2</sub>のデッドタイムを t<sub>d</sub>とすれば,

$$T \geq t_1 + t_2 + 2t_d = \sqrt{L_{dc}C_0} \cos^{-1}\left(-\frac{n_f + n_{dc}}{2n_f + n_{dc}}\right) + \pi\sqrt{L_0C_0} + 2t_d \quad \dots (4.41)$$

を満たせばよい。表4.2より,

$$T = 100 \text{ [}\mu\text{sec]} \quad \dots (4.42)$$

$$t_d = 2 \text{ [}\mu\text{sec]} \quad \dots (4.43)$$

である。t<sub>1</sub>は, i<sub>s</sub>(0)がゼロの時最も長くなるので, (4.41)式に(4.34)式, (4.37)式, (4.40)式を代入して整理すると

$$C_0 \leq 1.20 \text{ [}\mu\text{F]} \quad \dots (4.44)$$

が得られる。これを(4.33)式, (4.37)式, (4.40)式に代入すれば,

$$L_0 \geq 192 \text{ [}\mu\text{H]} \quad \dots (4.45)$$

$$L_{dc} \geq 332 \text{ [}\mu\text{H]} \quad \dots (4.46)$$

$$L_f = \left(\frac{n_f}{n_{dc}}\right)^2 L_{dc} \geq 71.2 \text{ [}\mu\text{H]} \quad \dots (4.47)$$

となる。ここで, 搬送波周波数を10kHz, L<sub>dc</sub>, L<sub>f</sub>の巻数比を1:1とすれば,

$$C_0 \leq 1.82 \text{ [}\mu\text{F]} \quad \dots (4.48)$$

$$L_0 \geq 117 \text{ [}\mu\text{H]} \quad \dots (4.49)$$

$$L_{dc} = L_f \geq 262 \text{ [}\mu\text{H]} \quad \dots (4.50)$$

が得られ, 搬送波周波数を20kHzとすれば,

$$C_0 \leq 0.573 \quad [\mu\text{F}] \quad \dots (4.51)$$

$$L_0 \geq 91.8 \quad [\mu\text{H}] \quad \dots (4.52)$$

$$L_{dc} \geq 159 \quad [\mu\text{H}] \quad \dots (4.53)$$

$$L_f = \left( \frac{n_f}{n_{dc}} \right)^2 L_{dc} \geq 34.1 \quad [\mu\text{H}] \quad \dots (4.54)$$

が得られる。

### (5) ZCS ターンオフできる電流 $i_s$ の最大値

$S_1 \sim S_6$  の ZCS ターンオフ条件は瞬時負荷電圧  $v_o$  に依存する。(4.10) 式を共振電流  $i_{res}$  と  $L_{dc}$  と  $L_{01}$  の誘導性による電流  $i_L$  に分離すると、

$$i_{res} = \{v_o - v_{co}(0)\} \sqrt{\frac{C_0}{L_{01}}} \sin \omega_1' t \quad \dots (4.55)$$

$$i_L = \frac{E - v_o}{L_{dc}} t + i_s(0) \quad \dots (4.56)$$

である。ここで、モード 2 は非常に短く、 $i_L$  が一定であると仮定すると、ZCS ターンオフの条件は次式で示される。

$$\{v_o - v_{co}(0)\} \sqrt{\frac{C_0}{L_{01}}} \geq i_s(0) \quad \dots (4.57)$$

ZCS ターンオフできる  $i_s(0)$  が最も小さくなるのは  $v_o$  が負で、その大きさが最大の時である。

(4.57) 式に負荷電圧の条件および (4.34) 式、(4.44) 式、表 4.2 の電流最大値を代入して整理すると、次式が得られる。

$$L_{01} \leq 58.5 \quad [\mu\text{H}] \quad \dots (4.58)$$

ここまでは、 $i_L$  が一定であるという条件下で設計を行ったが、そうでない場合について検討を行う。(4.7) 式を共振電流  $i_{res}$  と  $L_{dc}$  と  $L_{01}$  の誘導性による電流  $i_L$  に分離すると、

$$i_{res} = k_1 \sin \omega_1 t \quad \dots (4.59)$$

$$i_L = k_2 t + i_s(0) \quad \dots (4.60)$$

である。(4.59) 式、(4.60) 式における  $k_1$ 、 $k_2$  は (4.6) 式～(4.8) 式で用いたものと同じであり、 $v_o$  によって変動する。図 4.14 に (4.34) 式、(4.44) 式～(4.46) 式および表 4.2 より算出した  $v_o$  に対する  $k_1$ 、 $k_2$  の変動特性を示す。

図 4.15 に、ある  $v_o$  における (4.59) 式、(4.60) 式で示される  $i_{res}$ 、 $i_L$  の波形例を示す。モード 2 開始時の  $i_s$  をパラメータとし、小さい順に  $i_{s1}(0)$ 、 $i_{s2}(0)$ 、 $i_{s3}(0)$ 、これらに対応する  $i_L$  をそれぞれ  $i_{L1}$ 、 $i_{L2}$ 、 $i_{L3}$  とした。 $v_o$  が同じなので、 $i_{L1}$ 、 $i_{L2}$ 、 $i_{L3}$  の時間変化は全て等しく、 $i_{res}$  も同じ波形である。 $i_{L1} \sim i_{L3}$  のうち、ZCS ターンオフが達成されるのは  $i_{res}$  との交点が存在する  $i_{L1}$ 、 $i_{L2}$  で、ターンオフ指令から実際にターンオフするまでの時間はそれぞれ  $t_{off1}$ 、 $t_{off2}$  である。 $i_{res}$  との交点を持たない  $i_{L3}$  は ZCS ターンオフが不可能である。ZCS ターンオフを実現する境界条件は、図 4.15 に示す  $i_{L2}$  のように、実際にターンオフする時刻  $t_{off}$  における (4.59)

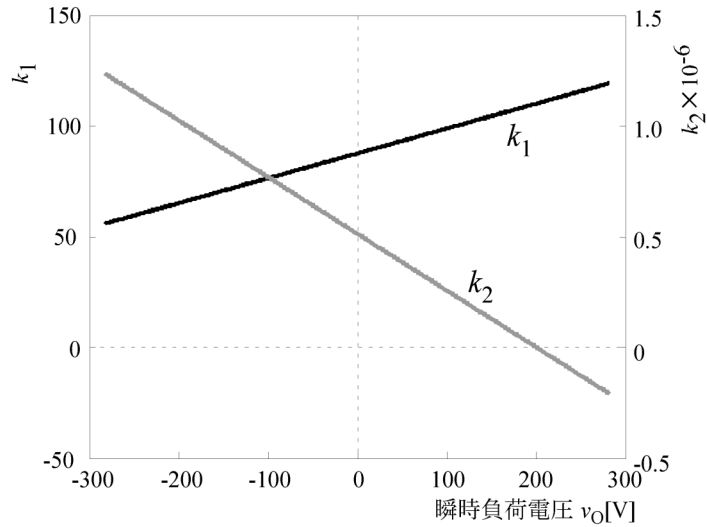


図 4.14 : 瞬時負荷電圧 -  $k_1$ ,  $k_2$  特性

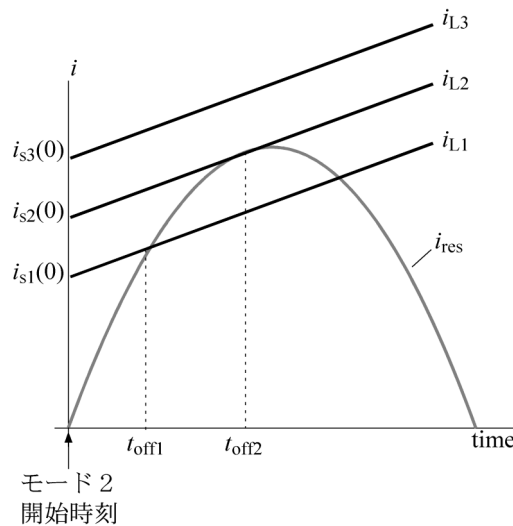


図 4.15 :  $i_{res}$  と  $i_L$  の波形例

式の  $i_{res}$  に対する接線の傾きと (4.60) 式の  $k_2$  が一致した時に得られる。時刻  $t_{off}$  における  $i_{res}$  に対する接線の傾きは、次式で与えられる。

$$\left. \frac{di_{res}}{dt} \right|_{t=t_{off}} = \omega_1 k_1 \cos \omega_1 t_{off} \quad \dots (4.61)$$

これが  $k_2$  に等しい時、時刻  $t_{off}$  における  $i_{res}$  に対する接線  $i(t)$  は

$$i(t) = k_1 \left\{ \omega_1 \cos \omega_1 t_{off} (t - t_{off}) + \sin \omega_1 t_{off} \right\} \quad \dots (4.62)$$

となり、境界条件が得られる。このとき、 $i_s(0)$  の最大値は次式で求められる。

$$i_s(0) = k_1 (\sin \omega_1 t_{off} - \omega_1 t_{off} \cos \omega_1 t_{off}) = k_1 \left\{ \sqrt{1 + \omega_1^2 t_{off}^2} \sin(\omega_1 t_{off} + \theta) \right\} \quad \dots (4.63)$$

ただし、 $\tan \theta = -\omega_1 t_{off}$



$t_{\text{off}}$  は (4.61) 式が  $k_2$  に等しいので次式で求められる。

$$t_{\text{off}} = \frac{1}{\omega_1} \cos^{-1} \left( \frac{k_2}{\omega_1 k_1} \right) = \frac{1}{\omega_1} \sin^{-1} \left\{ \frac{1}{\omega_1 k_1} \sqrt{(\omega_1 k_1)^2 - k_2^2} \right\} \quad \dots (4.64)$$

ここで (4.34), (4.44) ~ (4.47), (4.62), (4.64) の各式に基づいて,  $v_0$  に対する  $i_s(0)$  による ZCS ターンオフ条件を解析的に求めた。これを図 4.16 に示す。ZCS ターンオフが可能な  $i_s(0)$  が最も小さくなるのは  $v_0$  が負で, その大きさが最大の時である。

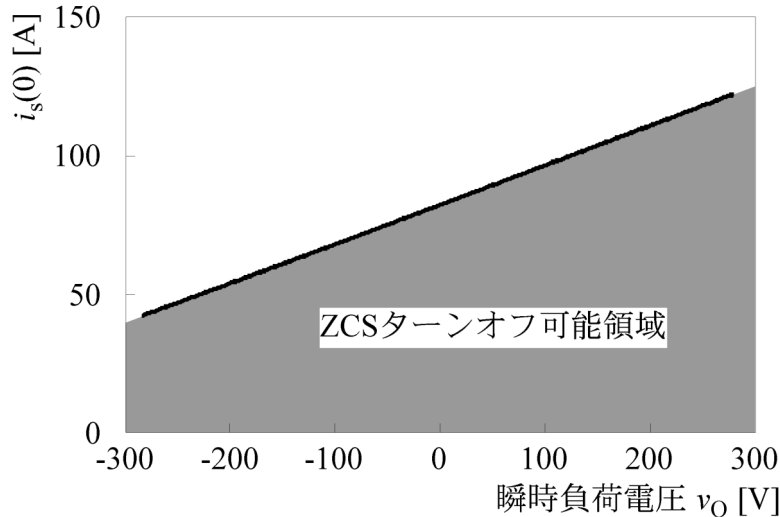


図 4.16 : 瞬時負荷電圧と  $i_s(0)$  の関係による ZCS ターンオフ動作領域

## (6) 信号波最大振幅 $m_L$ の条件

4.2.3 (2) で述べたように, CC-SS-CSI は出力の PWM 制御における, いわゆる零ベクトル区間で共振コンデンサ  $C_0$  の充電を行う。したがって,  $C_0$  の充電時間確保のため, 信号波の振幅  $m$  の上限を設定する必要がある。これが図 4.12 (b) に示す信号波最大振幅  $m_L$  である。 $m$  に上限を設定することは, すなわち, 出力電流のパルス幅に上限を設けることとなる。

図 4.16 で示したように, ZCS ターンオフの条件が  $v_0$  によって変動する。モード 3 の途中で  $S_1 \sim S_6$  をオンしても  $v_0$  によっては ZCS ターンオフが可能な場合もあるが, ここでは, 確実に ZCS ターンオフを実現させるため, モード 4 に移行した後,  $S_1 \sim S_6$  をオンにするものとする。

モード 3 の時間的長さは (4.30) 式で示される。この間は  $S_1 \sim S_6$  をオンにしないため, 信号波最大振幅  $m_L$  は次式で表される。

$$m_L = \frac{T - t_1}{T} = 1 - \frac{1}{\omega_2 T} \cos^{-1} \left( -\frac{n_f + n_{dc}}{2n_f + n_{dc}} \right) \quad \dots (4.65)$$

(4.34) 式, (4.44) 式, (4.46) 式および表 4.2 の条件を代入すると (4.65) 式は次式となる。

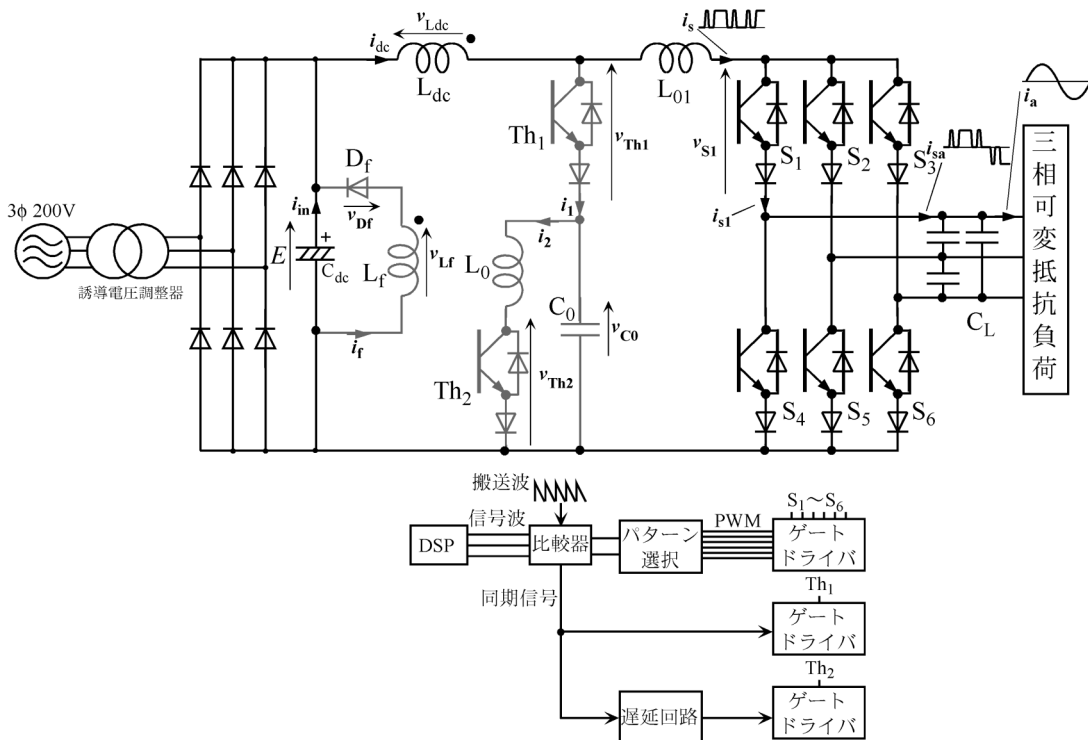
$$m_L \leq 0.686 \quad \dots (4.66)$$

### 4.3 ハードスイッチングインバータとの出力特性の比較

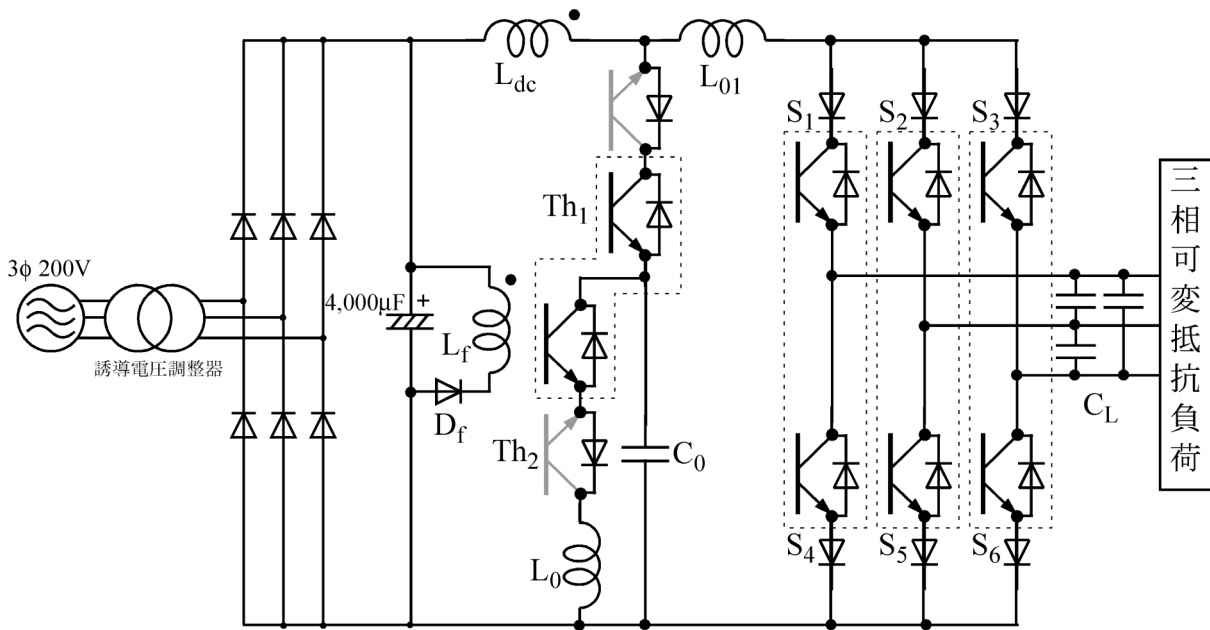
本節では、実験により、提案する SS-CC-CSI と HS-CSI の出力波形および効率の比較、PWM パターン補正効果の検証を行う。

#### 4.3.1 実験回路構成

図 4.17 (a) に CC-SS-CSI の実験システム、(b) に実際の主回路構成を示す。(a) においてスイッチング素子は、それぞれ逆並列ダイオード付き IGBT に直列にダイオードを接続したものに置き換え、逆阻止特性を持たせた。IGBT は 2 in 1 モジュールを使用し、(b) において点線で囲んだスイッチング素子 2 つを 1 つのモジュールとした。回路定数を表 4.3、使用した各スイッチング素子を表 4.4 に示す。PWM 信号のための信号波（三相）は DSP（TMS320C31, 40MHz）を用いて作成した。搬送波であるのこぎり波は別途作成したカウンタ回路によって発生させ、信号波と比較することで PWM 信号の発生を実現した。ゲートドライバはフォトカプラ内蔵ゲートドライバ IC（M57957L, 三菱電機製）を用いて主回路と制御回路とを絶縁した。負荷は抵抗を Y 結線し、抵抗値を可変できるようにした。直流電源は、三相 200V から誘導電圧調整器を介して富士電機製三相ダイオードブリッジ整流器 6RI50E-80（定格電圧 800V, 定格電流 50A）および平滑コンデンサ  $C_{dc}$  により整流することで実現した。



(a) 実験システム構成



(b) 実際の主回路構成

図 4.17 : CC-SS-CSI の実験システム構成

表 4.3 : 回路定数

共通		CC-SS-CSI		HS-CSI	
直流電圧 $E$	200 [V]	$L_{dc}, L_f (n_{dc} : n_f)$	450 [ $\mu$ H] (1 : 1)	$L_{dc}$	7.8 [mH]
搬送波周波数	10 [kHz]	$L_0$	92.1 [ $\mu$ H]	スナバ抵抗	10[ $\Omega$ ]
$C_{dc}$	4000[ $\mu$ F]	$L_{01}$	11.9[ $\mu$ H]	スナバコンデンサ	0.022[ $\mu$ F]
$C_L$ (一相分)	50[ $\mu$ F]	$C_0$	0.5 [ $\mu$ F]	スナバダイオード	RM35HG34S

表 4. 4 : 使用したスイッチング素子

CC-SS-CSI			
$S_1 \sim S_6$	IGBT	CM75DY-24 (三菱電機製)	定格電圧 1200[V], 定格電流 75[A]
	直列ダイオード	RM50CA12-S (三菱電機製)	定格電圧 600[V], 定格電流 50[A]
$Th_1, Th_2$	IGBT	2MBI100-120 (富士電機製)	定格電圧 1200[V], 定格電流 100[A]
	直列ダイオード		
$D_f$		RM50CA12-S (三菱電機製)	定格電圧 600[V], 定格電流 50[A]
HS-CSI			
$S_{in1} \sim S_{in4}$	IGBT	2MBI100-120 (富士電機製)	定格電圧 1200[V], 定格電流 100[A]
	直列ダイオード		
$S_1 \sim S_6$	IGBT	CM75DY-24 (三菱電機製)	定格電圧 1200[V], 定格電流 75[A]
	直列ダイオード	RM50CA12-S (三菱電機製)	定格電圧 600[V], 定格電流 50[A]

図 4.18 に、比較対象としての HS-CSI の実験システム構成を示す。スナバは RCD タイプとした。スナバ定数を表 4.3 に示す。HS-CSI では、直流リンク電流  $i_{dc}$  を一定に制御する必要があるため、 $S_{in1} \sim S_{in4}$  を付加した。 $i_{dc}$  を電流センサにより検出し、 $i_{dc}$  の指令値  $i_{dc}^*$  と比較する。比較はヒステリシスコンパレータを使用した。ヒステリシス幅は  $S_{in1} \sim S_{in4}$  のスイッチング周波数を考慮して、 $i_{dc}^*$  に対し、 $\pm 2A$  とした。 $i_{dc}$  と  $i_{dc}^*$  の比較によって得られた PWM 信号を  $S_1 \sim S_6$  と同じ構成のゲートドライブ回路を介して入力側スイッチング素子  $S_{in1} \sim S_{in4}$  に入力し、 $i_{dc}$  一定制御を施した。

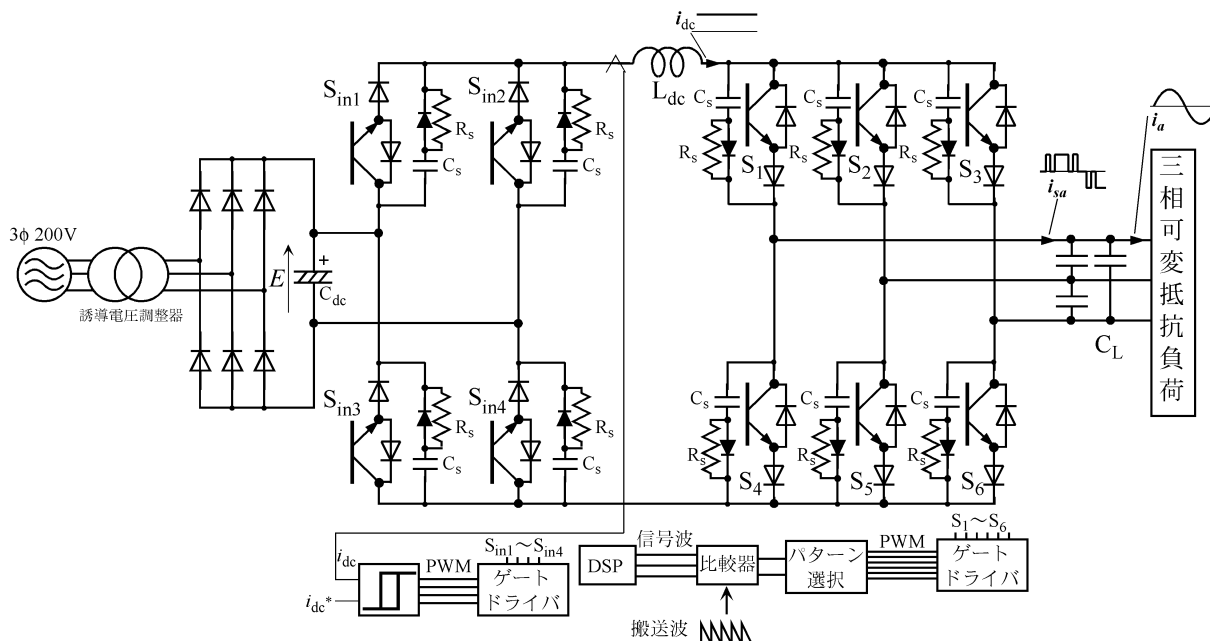


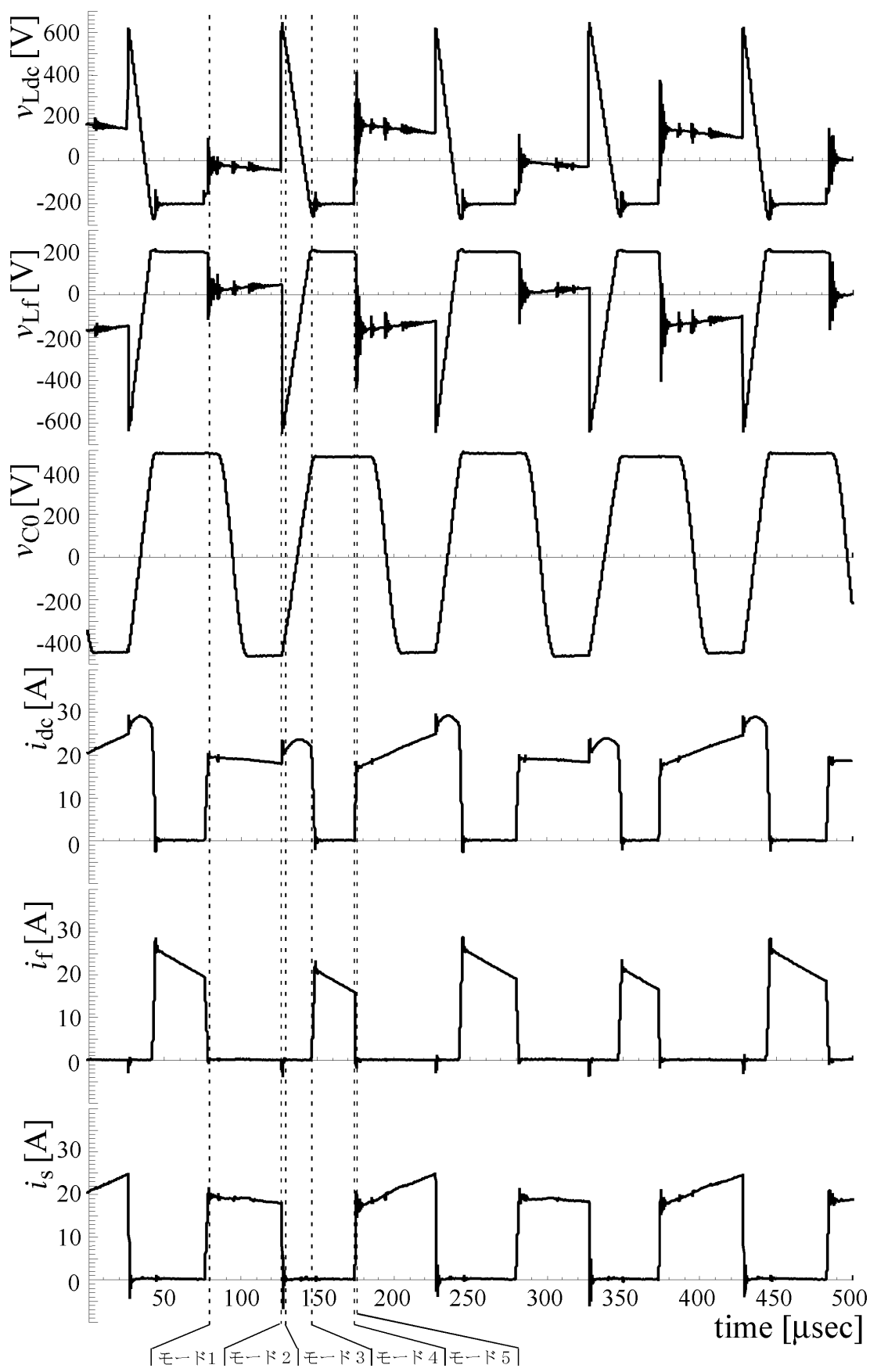
図 4.18 : HS-CSI の実験システム構成

### 4.3.2 スwitching特性と出力特性

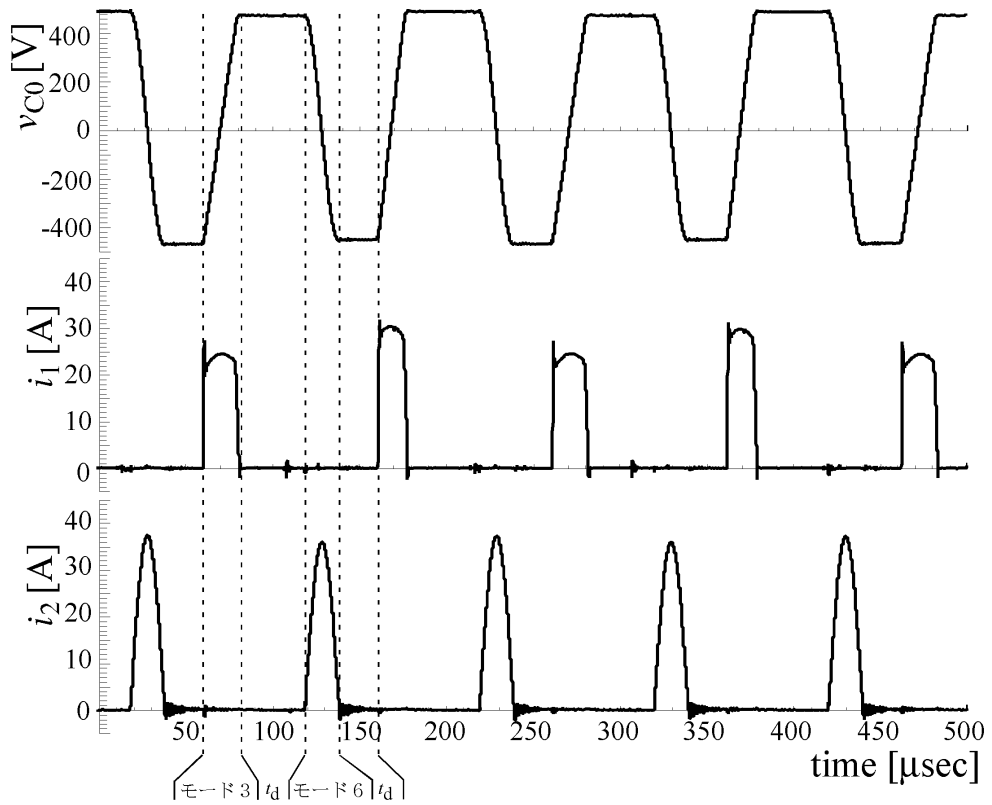
図 4.19 に CC-SS-CSI の各素子電圧・電流波形を示す。(a) は、上から、 $L_{dc}$  の電圧  $v_{Ldc}$ 、 $L_f$  の電圧  $v_{Lf}$ 、 $C_0$  の電圧  $v_{C0}$ 、 $L_{dc}$  の電流  $i_{dc}$ 、 $L_f$  の電流  $i_f$ 、 $L_{01}$  の電流  $i_s$ 、(b) は上から  $v_{C0}$ 、 $Th_1$  の電流  $i_1$ 、 $Th_2$  の電流  $i_2$  である。 $L_{dc} \cdot L_f$  間の漏れインダクタンスの影響により、 $v_{C0}$  は (4.16) 式で表される電圧より 90V 程度上昇しているが、これらの波形より、4.2.2 で述べた原理通りの回路動作が実現していることが分かる。

図 4.20 に各スイッチング素子の電流および電圧の波形、図 4.21 に電流・電圧の軌跡を示す。(a) は  $S_1$ 、(b) は  $Th_1$ 、(c) は  $Th_2$ 、(d) は  $D_f$  である。全てのスイッチング素子でオン・オフ共にソフトスイッチング動作の実現が確認できた。

図 4.22 に CC-SS-CSI の出力線間電圧および a 相電流の波形を示す。(a) は 4.2.3 (1) で述べた  $i_{dc}$  の脈動に対する PWM 補正がない場合、(b) は補正を施した場合である。いずれも出力周波数 60[Hz]、制御率  $m$  を 0.6 とした。

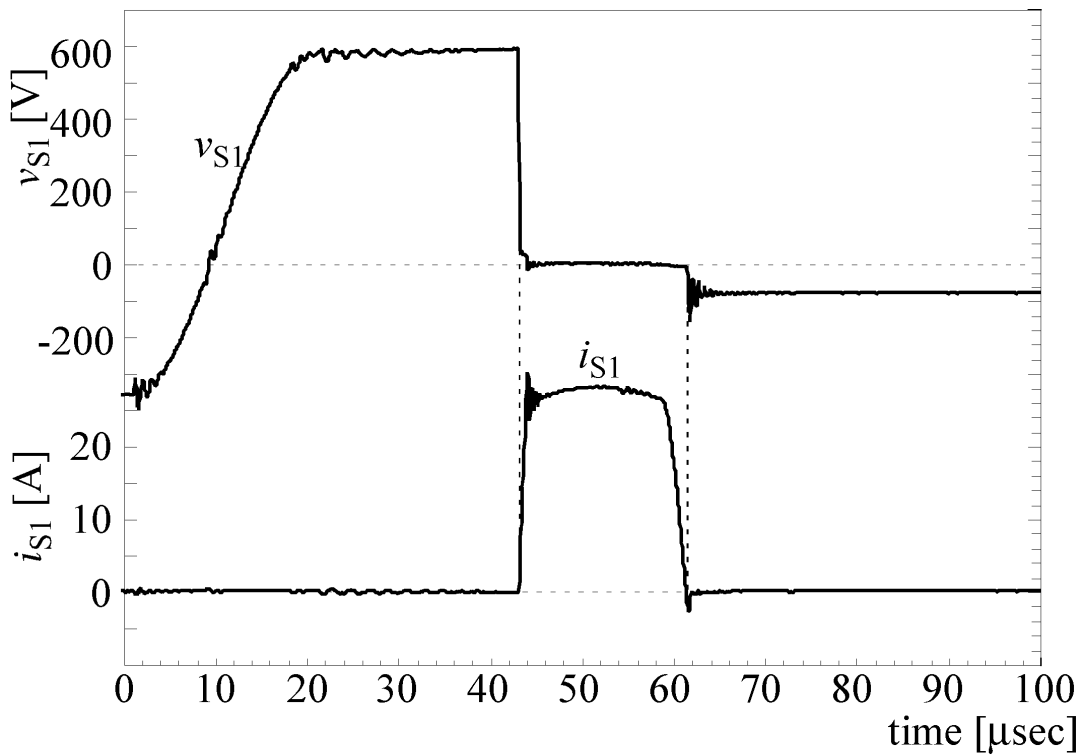


(a)  $L_d$ ,  $L_f$ の電圧・電流および  $v_{C0}$ ,  $i_s$

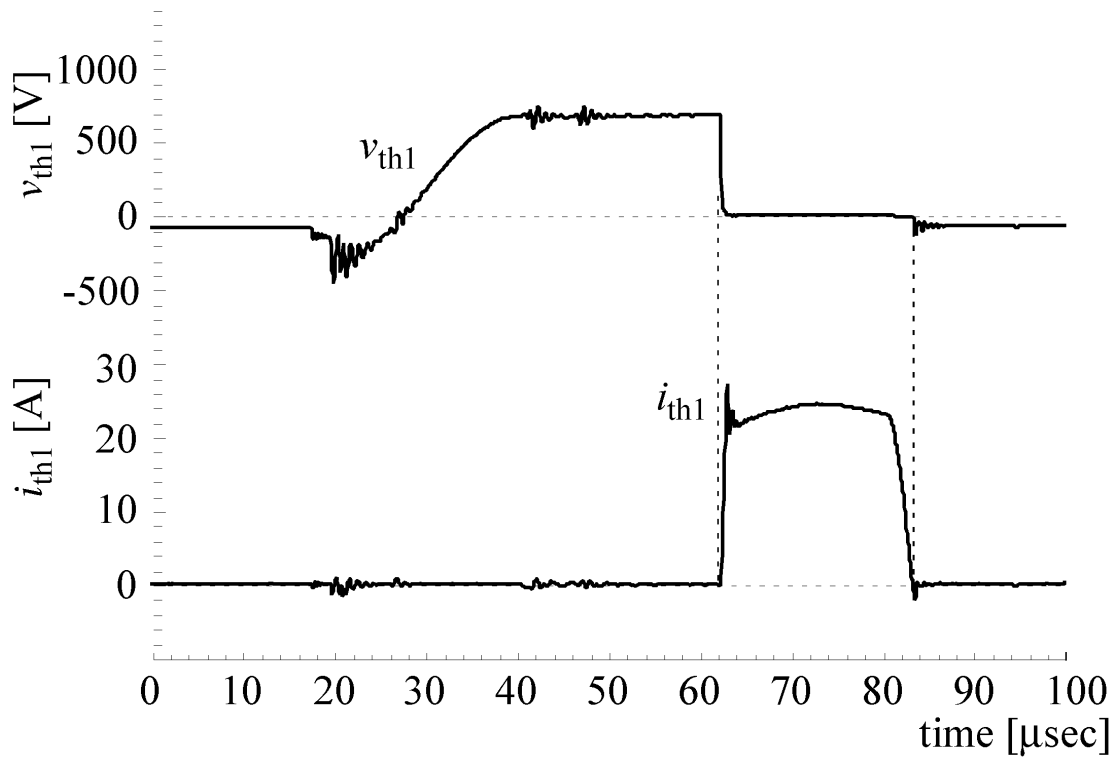


(b)  $v_{C0}$ ,  $i_1$ ,  $i_2$

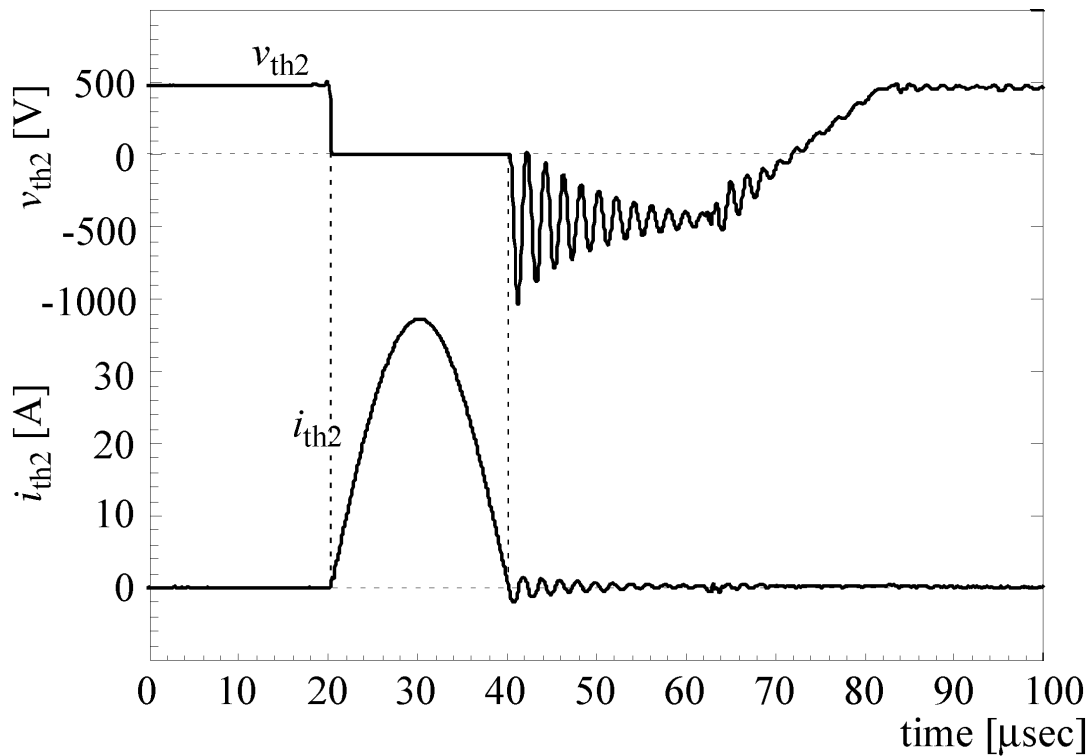
図 4.19 : CC-SS-CSI の各素子電圧, 電流波形



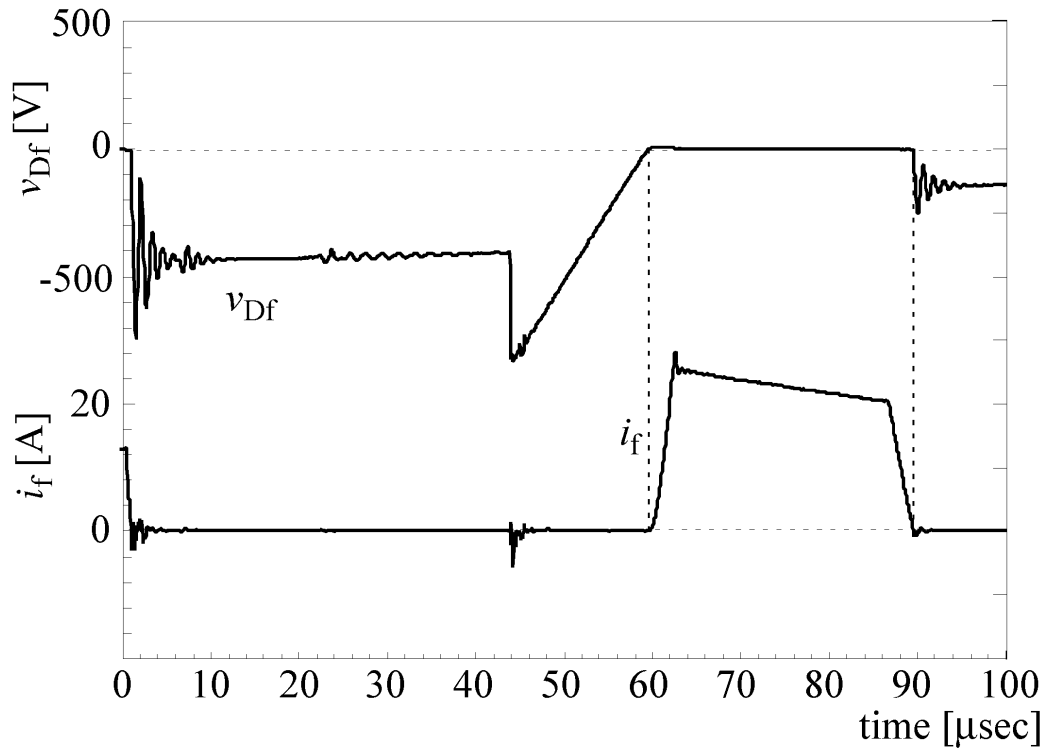
(a)  $S_1$  の電圧・電流波形



(b) Th<sub>1</sub> の電圧・電流波形

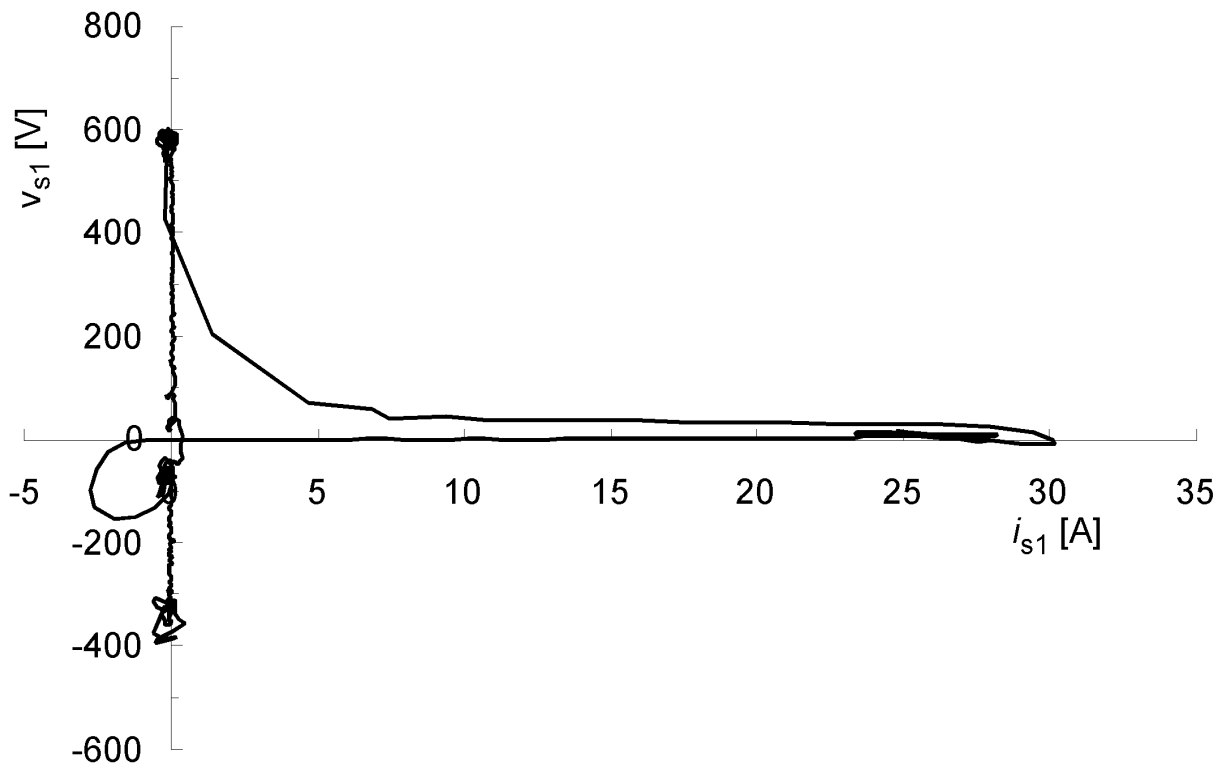


(c) Th<sub>2</sub> の電圧・電流波形



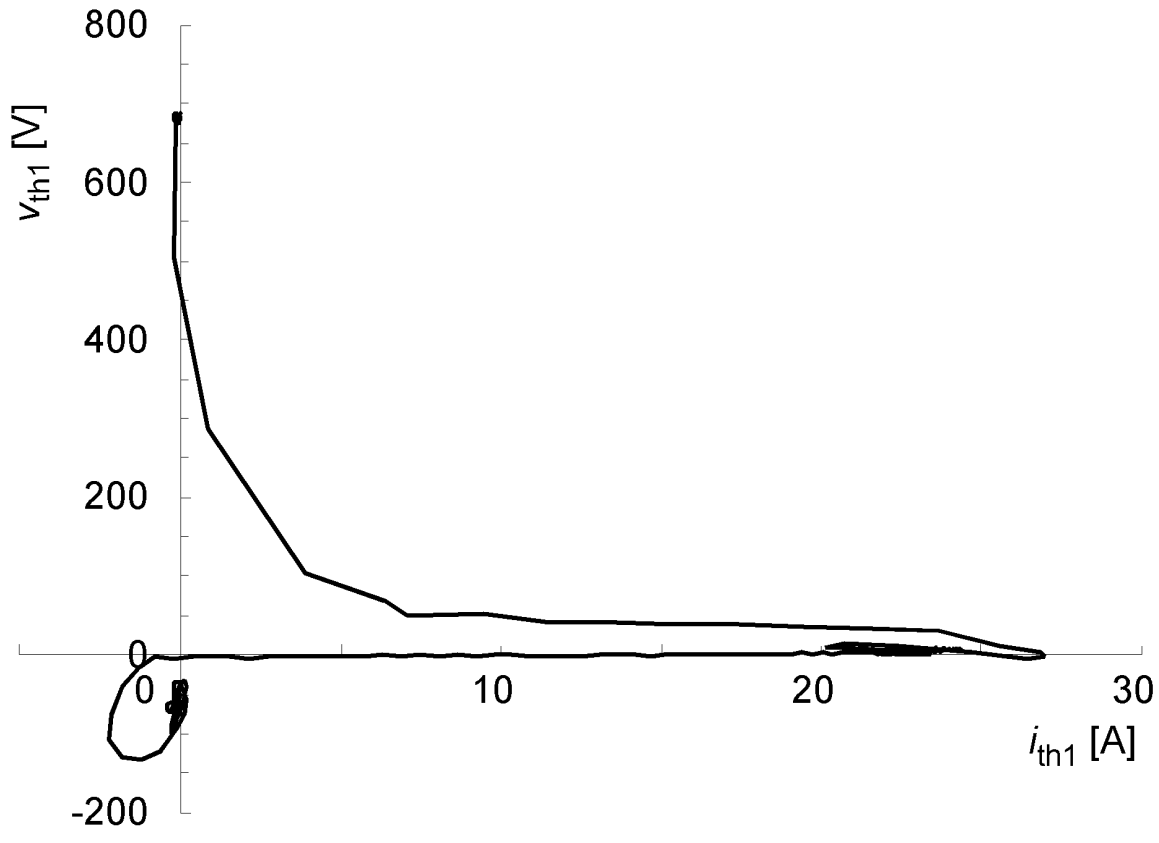
(d)  $D_f$ の電圧・電流波形

図 4.20 : CC-SS-CSI の各素子電圧, 電流波形

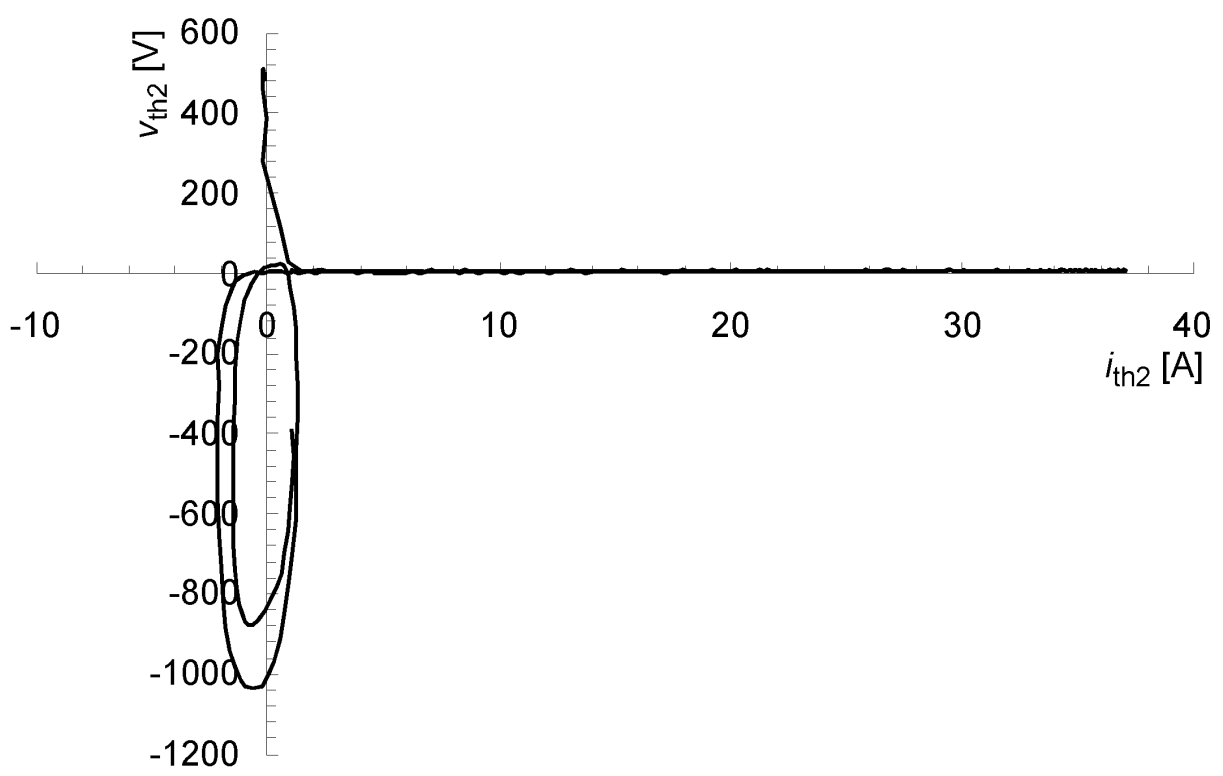


(a)  $S_1$

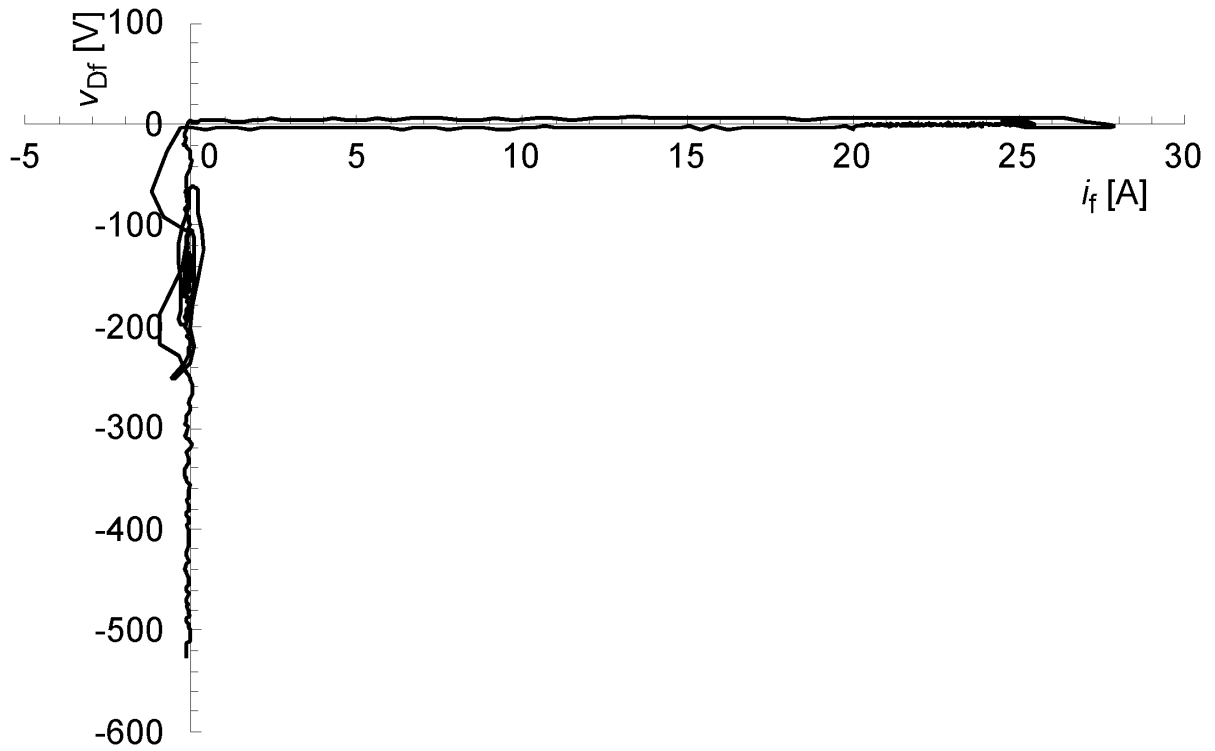




(b)  $Th_1$

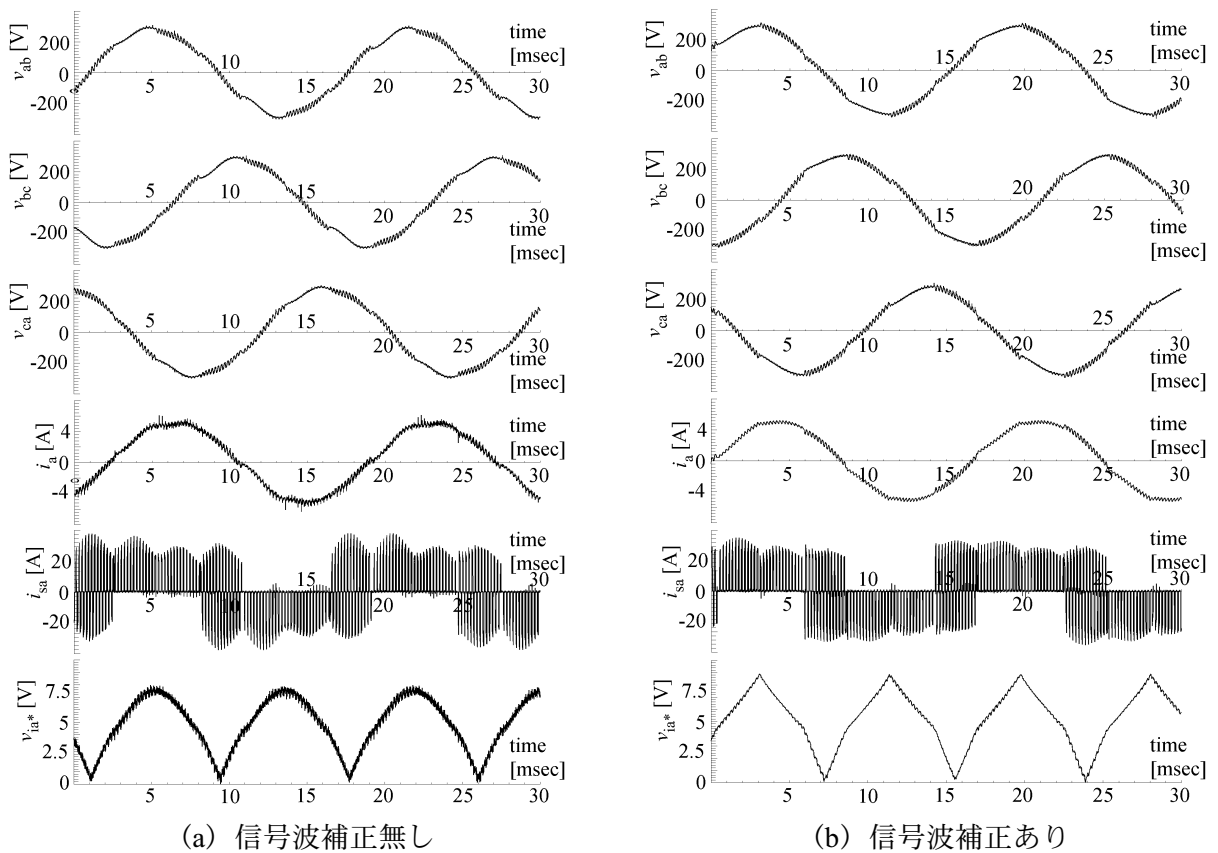


(c)  $Th_2$



(d)  $D_f$

図 4.21 : CC-SS-CSI の各スイッチング素子における電圧・電流軌跡



(a) 信号波補正無し

(b) 信号波補正あり

図 4.22 : CC-SS-CSI の出力電圧・電流波形

補正を施さない場合、 $i_{sa}$  のピーク値に脈動が現れており、この結果、出力線間電圧および相電流に歪みが生じている。 $i_{sa}$  のピーク値は (4.2) 式より瞬時負荷電圧と電源電圧の大小関係に起因する。(4.2) 式は瞬時負荷電圧が電源電圧より大きい場合には  $i_s$  が減少、逆の場合には増加することを示しており、(b) に示す  $i_{sa}$  の波形においても各線間電圧がピークとなる付近で、 $i_{sa}$  は極小値になっている。この脈動に起因する出力波形歪みを抑制するため、4.2.3 (1) で考案した、 $i_s$  が増加する期間でパルス幅を狭く、減少する期間でパルス幅を広くする方式を適用した。これを実現するため、PWM パターン作成のための各相信号波  $i_{sa}^*$ 、 $i_{sb}^*$ 、 $i_{sc}^*$  を以下の式で補正した。

$$i'_{sa} = \frac{200\sqrt{2}}{\max(v_{ab}, v_{bc}, v_{ca})} i_{sa}^* \quad \dots (4.67)$$

$$i'_{sb} = \frac{200\sqrt{2}}{\max(v_{ab}, v_{bc}, v_{ca})} i_{sb}^* \quad \dots (4.68)$$

$$i'_{sc} = \frac{200\sqrt{2}}{\max(v_{ab}, v_{bc}, v_{ca})} i_{sc}^* \quad \dots (4.69)$$

この手法により補正を施した (b) では、出力電圧および電流波形歪みの抑制が実現できた。図 4.23 に図 4.22 で示した波形の周波数解析の比較結果を示す。それぞれ、基本波振幅で正規化した。補正により、 $i_{sa}$  に 5 次および 7 次高調波が重畳され、その結果、線間電圧、相電流ともにこれらの高調波成分が抑制されていることが分かる。ab 線間電圧、a 相電流の歪み率は、補正無しの場合がそれぞれ 7.34%、6.97% に対し、補正を施した場合はそれぞれ 6.43%、6.35% で、いずれも補正ありの方が高調波成分を小さくすることができた。なお、歪み率  $k_d$  は各周波数成分を  $k(n)$  ( $n$ : 高調波次数, 整数) として、次式で定義した。

$$k_d = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{50} \{k(n)\}^2}}{k(1)} \quad \dots (4.70)$$

(4.67) 式～(4.69) 式の補正により、図 4.24 に示す HS-CSI の出力線間電圧および a 相電流波形と同等の電流波形が得られた。これ以降は補正を施した結果について述べることにする。

図 4.25 に制御率に対する CC-SS-CSI の電流、電圧の静特性を示す。出力周波数は 60Hz、負荷抵抗は  $31.3\Omega$  でそれぞれ一定とし、制御率のみを変化させた。 $i_{dc}$ 、 $i_f$ 、 $i_s$ 、入力電流  $i_{in}$ 、 $i_1$ 、 $i_2$  は出力 1 周期に対する平均値、a 相出力電流  $i_a$ 、負荷電圧は実効値である。制御率が 0.4 より小さい場合、 $i_s$  は制御率の上昇に対し、二次関数的に増加し、それ以上の制御率では線形に増加している結果が得られた。これにともなって、 $i_{dc}$ 、 $i_{in}$ 、 $i_a$ 、負荷電圧も同様の変化を示している。この理由を、図 4.26 を用いて説明する。図 4.26 は、制御率に対する (4.2) 式右辺第 1 項で表されるモード 1 における  $i_s$  の初期電流  $i(0)$ 、第 2 項で表される、オン期間における  $i_s$  の変化分  $\Delta i_s$  の特性である。これらは出力 1 周期に対する平均値で示した。図 4.26 より、 $\Delta i_s$  は制御率に関わらずほぼ一定であるのに対し、 $i(0)$  は制御率が増加するにつれて大き

くなっている。これは、制御率が小さい場合にはモード4の期間が長くなるため、(4.19)式で示される  $i_f$  が、より小さくなることに起因する。これらの大きさは制御率  $m$  が 0.3 以下では  $\Delta i_s$ 、0.4 以上では  $i(0)$  の方が大きくなる。つまり、(4.2) 式で表される  $i_s$  は、制御率 0.3 以下では  $\Delta i_s$ 、0.4 以上では  $i(0)$  が支配的になる。したがって、図 4.25 で示した  $i_s$  の特性が得られる。これらに対し、共振回路の電流  $i_1$ 、 $i_2$  は制御率に関わらず、一定である。 $i_1$ 、 $i_2$  が流

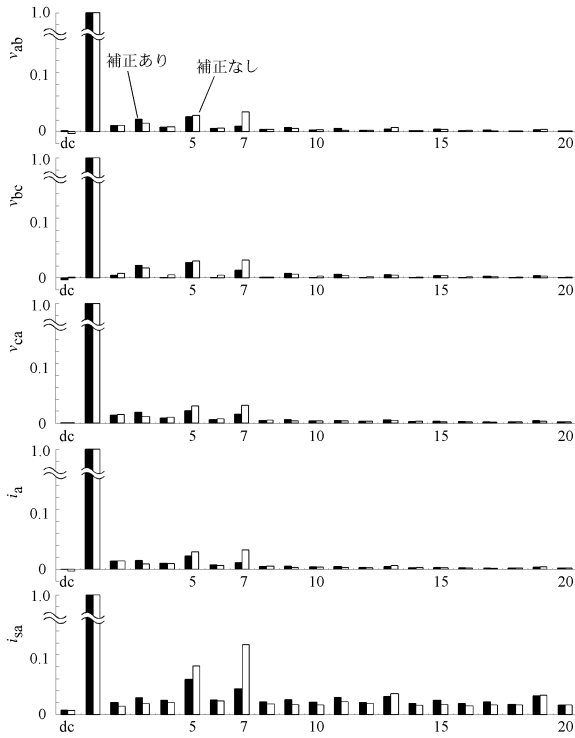


図 4.23 : PWM 補正の効果

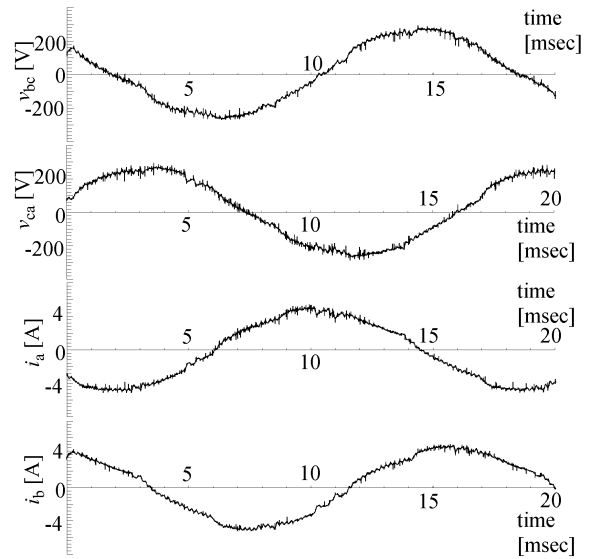


図 4.24 : HS-CSI の出力電圧・電流

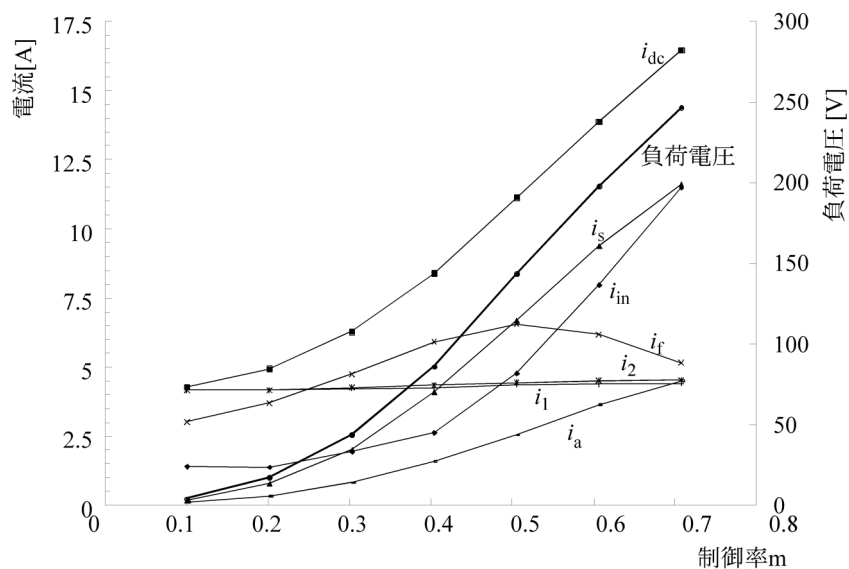


図 4.25 : CC-SS-CSI の制御率－電流・電圧特性

れるモード3およびモード6において、回路が負荷と切り離されており、(4.12)、(4.14)、(4.26)の各式より、これらの電流が瞬時負荷電圧に依存しないためである。

図4.27に出力電力に対するCC-SS-CSIの電流の静特性を示す。出力周波数を60Hz、出力電圧を200[V]一定とし、負荷抵抗を変化させた。制御率は出力電圧が200[V]となるよう調整した。 $i_{dc}$ 、 $i_f$ 、 $i_s$ 、 $i_{in}$ 、 $i_1$ 、 $i_2$ は出力1周期に対する平均値、 $i_a$ は実効値である。制御率は全ての負荷領域で、図4.25で示した線形領域の値を用いており、負荷の増加にともなって制御率を大きくした。したがって、負荷の増加に対し、 $i_s$ 、 $i_{dc}$ 、 $i_{in}$ 、 $i_a$ は線形に増加している。共振回路の電流 $i_1$ 、 $i_2$ は制御率特性で述べた同じ理由により、負荷の大きさに関わらず、一定である。一方、 $i_f$ は負荷の増加に対し、減少する。これは、負荷が大きい場合には制御率を大きくしており、モード4の期間が短くなるためである。

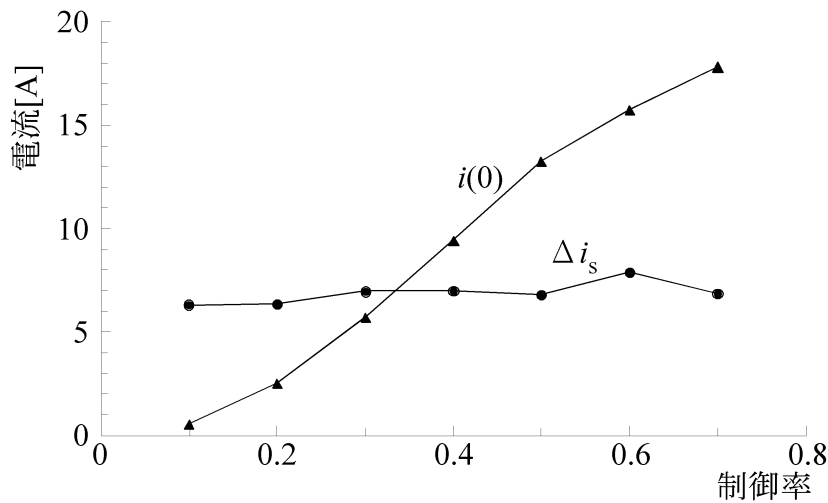


図4.26：制御率に対する $i(0)$ および $\Delta i_s$ 特性

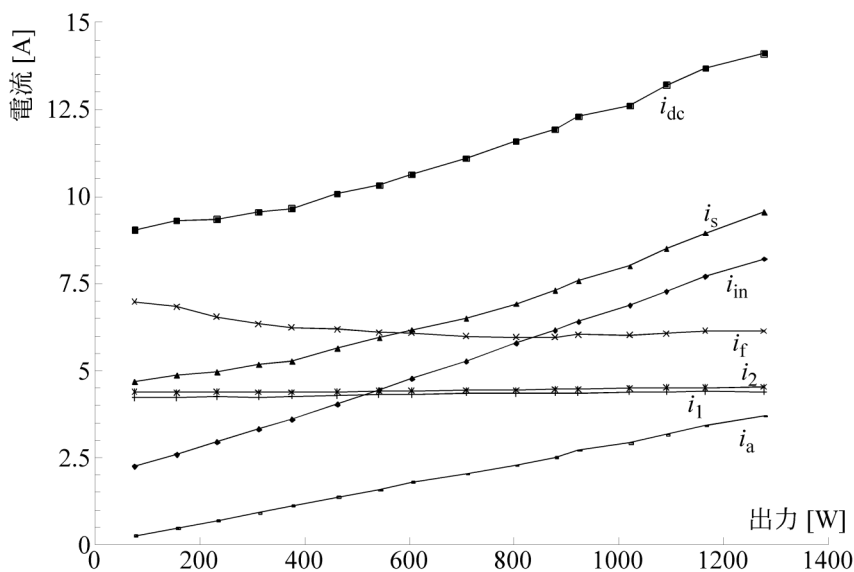


図4.27：CC-SS-CSIの出力電力－電流特性

### 4.3.3 効率評価

図 4.28 に実験により得られた HS-CSI と CC-SS-CSI の出力電力に対する効率を示す。図 4.17 および図 4.18 に示す整流器出力を入力とし、誘導電圧調整器およびダイオード整流器の損失は含めていない。いずれも出力電力が増大するにつれ、効率が向上する。CC-SS-CSI の最大効率は最大負荷時で 77.8% が得られた。HS-CSI に対し、最大 2.28pt の効率向上を実現した。なお、出力容量増大効果に関しては後述する。

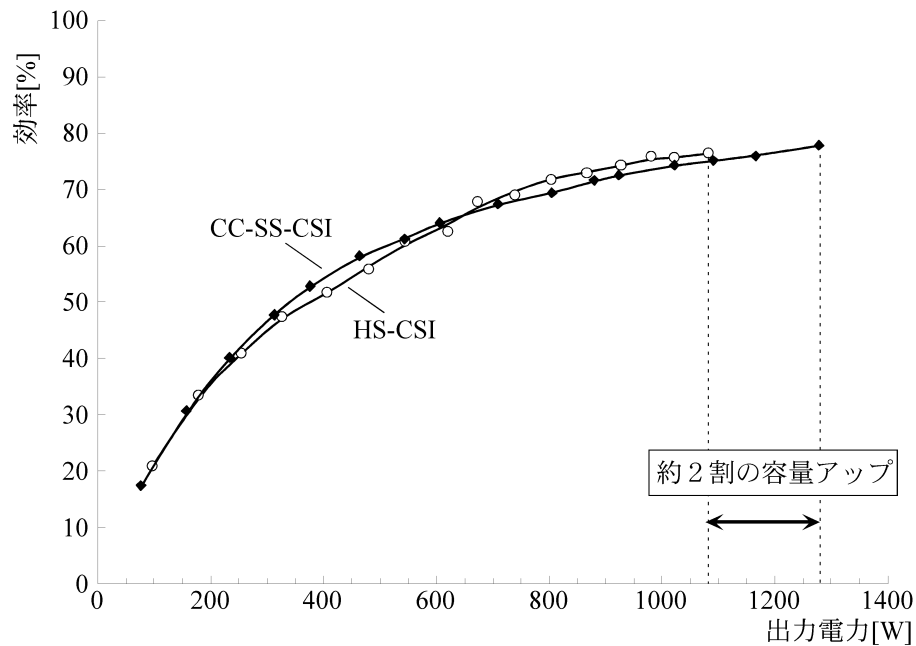


図 4.28 : 出力電力に対する効率比較

図 4.29 に HS-CSI と CC-SS-CSI の各部の損失比較を示す。HS-CSI および CC-SS-CSI は図 4.30 に示す各部分に分けて評価を行った。図 4.29 において、 $P_{in\_HS}$ ,  $P_{INV\_HS}$ ,  $P_{outsnub\_HS}$  はそれぞれ HS-CSI の等価電流源部における損失、インバータ部におけるスナバ損およびスイッチング素子の損失、 $P_{clamp\_SS}$ ,  $P_{res\_SS}$ ,  $P_{INV\_SS}$  はそれぞれ CC-SS-CSI におけるクランプ回路部、共振回路部、インバータ部での損失である。HS-CSI では、入力電流を等価電流源で一定になるよう制御しており、これが必ずインバータ部のいずれか 2 つのスイッチング素子を通流するため、 $P_{in\_HS}$ ,  $P_{INV\_HS}$ ,  $P_{outsnub\_HS}$  は負荷に関わらずほぼ一定である。これに対し、CC-SS-CSI では、負荷の増加にともない、 $P_{clamp\_SS}$  は減少、 $P_{res\_SS}$  はほぼ一定、 $P_{INV\_SS}$  は増加している。 $P_{clamp\_SS}$  は図 4.27 で示したように負荷の増加にともない、モード 4 の期間が短くなり、 $L_{dc} \cdot L_f$  の鉄損および  $D_f$  の導通損が減少するためである。 $P_{INV\_SS}$  は  $i_s$  がインバータ部のいずれか 2 つのスイッチング素子を通流するため、 $i_s$  にほぼ比例して増加する。 $P_{res\_SS}$  は  $i_1$ ,  $i_2$  が負荷に関わらず一定であり、負荷に対する依存性はほとんどない。以上の点から、SS-CC-CSI のインバータ部の損失が HS-CSI のインバータ部の損失より抑制されること、共振回路の動作は負荷の状態量に依存しないことが明らかとなった。

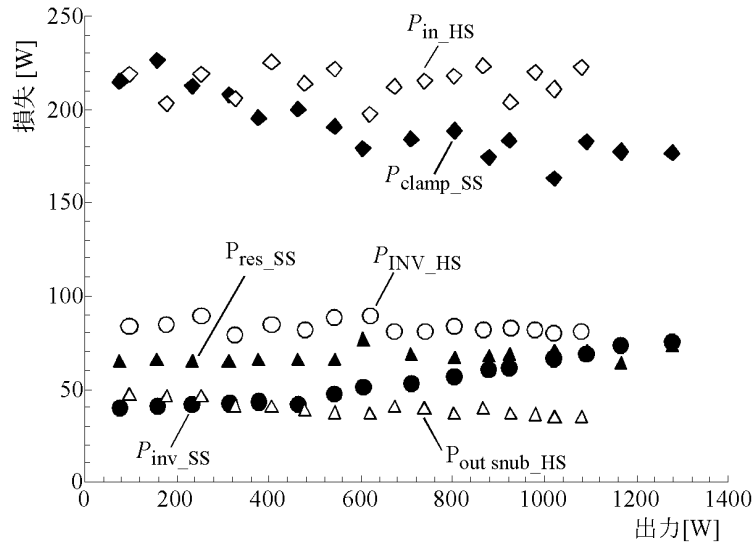
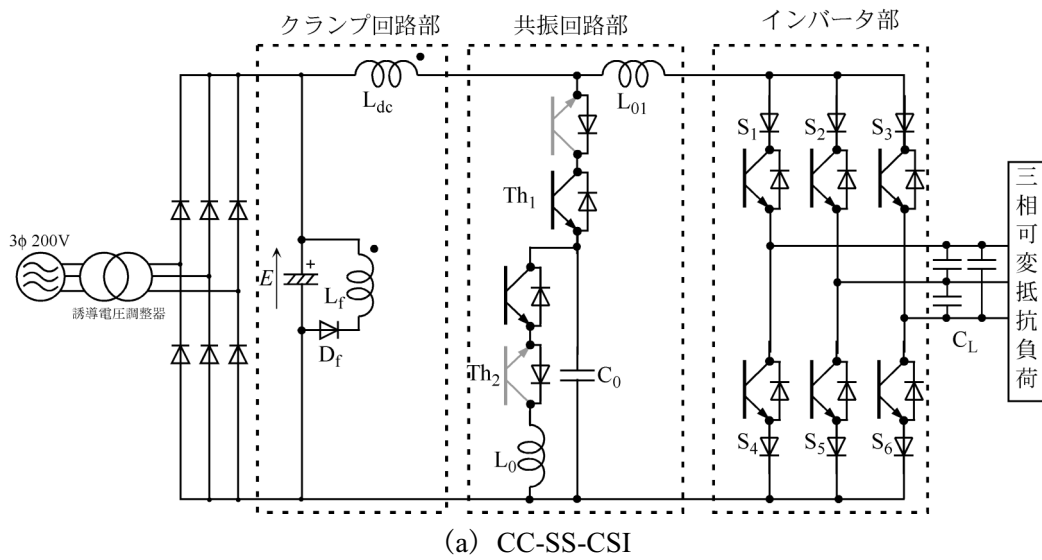
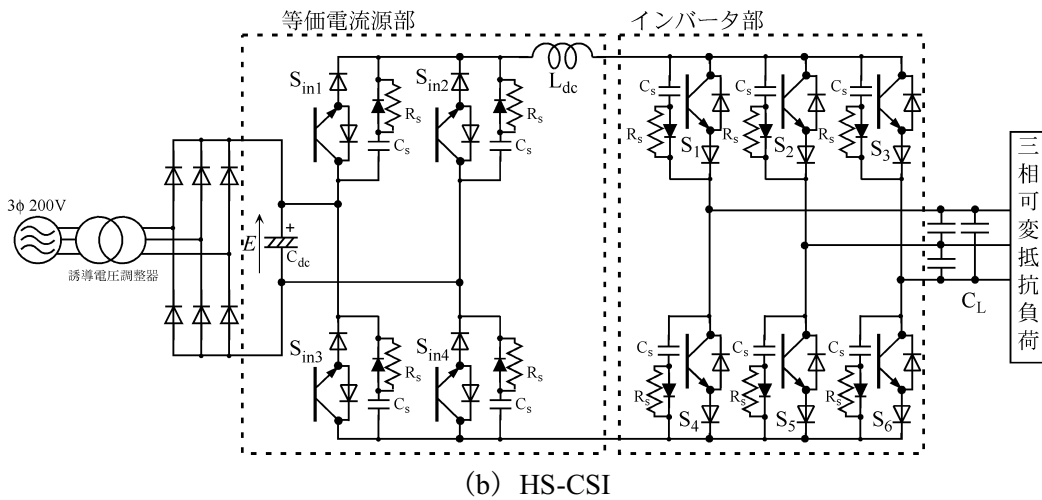


図 4.29：出力電力に対する損失比較



(a) CC-SS-CSI



(b) HS-CSI

図 4.30：損失評価のための回路分離

図 4.31 に CC-SS-CSI の損失内訳を示す。リアクトル  $L_{dc}$ ,  $L_f$  の損失は鉄損を考慮するため、一括してデータ処理した。前述したように、負荷の増加にともない、 $L_{dc} \cdot L_f$  および  $D_f$  の損失は減少する。これに対し、共振回路部の損失はいずれも負荷によらずほぼ一定で、負荷の状態量に依存しないことがわかる。

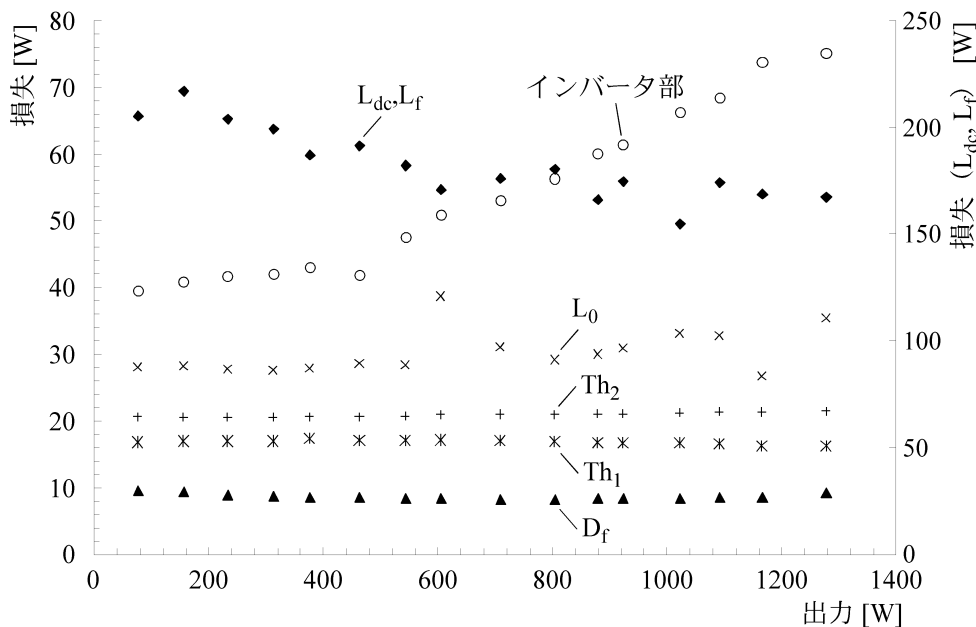


図 4.31 : CC-SS-CSI の出力電力に対する損失特性

ここで、負荷力率と効率および損失の関係について考察する。CC-SS-CSIの損失は、大きく分けて、共振回路の損失と主スイッチング素子の損失である。共振回路の損失は、図4.31に示したように、負荷に関わらずほぼ一定である。これに対し、主スイッチング素子、すなわち導通損は、スイッチング素子を流れる電流の大きさに依存する。 $i_{dc}$ およびオン電圧 $v_{on}$ が一定、変調率 $m$ で駆動した場合、主スイッチング素子における導通損の出力周期 $T$ に対する平均 $P_{on}$ は

$$P_{on} = 2mi_{dc}v_{on} \quad \dots (4.71)$$

で近似できる。(4.71)式より、導通損は負荷電流の大きさに依存する。つまり、CC-SS-CSIの損失は負荷電流の大きさに依存し、負荷力率に依存しない。図4.32にインバータ出力電流に対する損失特性を示す。

#### 4.3.4 出力大容量化に関する考察

4.2.1 で述べたように、DCL の小型化は装置のサイズ、重量の小型化だけでなく、大容量化にも有効である。図 4.28 において、CC-SS-CSI は HS-CSI に対し、約 2 割の出力容量アップを実現したことも実証された。これは、DCL 鉄心の磁気飽和の影響がキーポイントである。



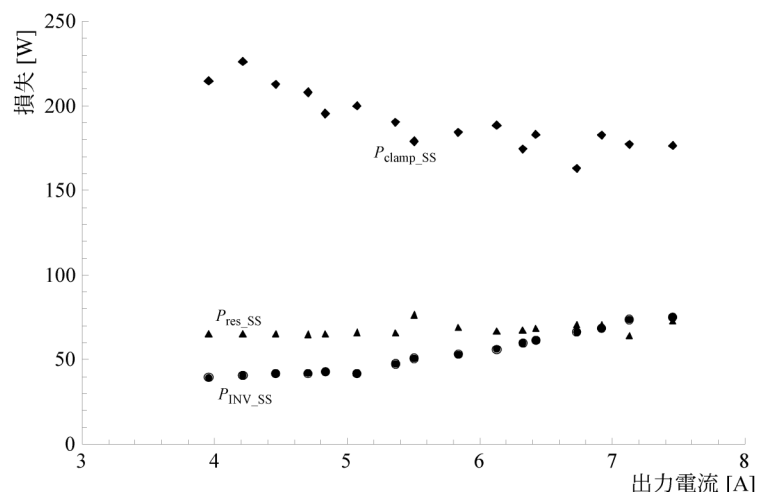
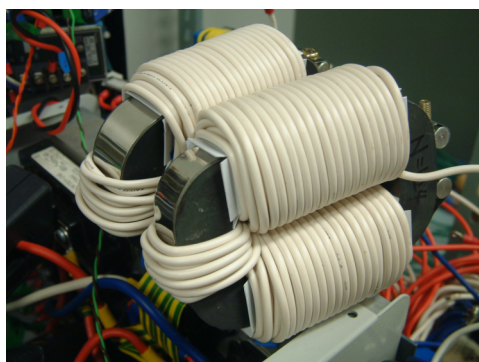


図 4.32 : CC-SS-CSI の出力電流に対する損失特性

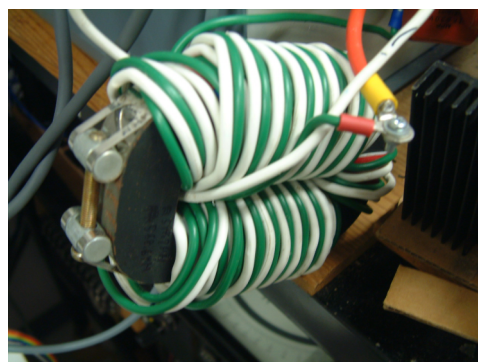
HS-CSI の DCL は、 $i_{dc}$  の脈動を抑制するため、数 mH～数十 mH の大きなインダクタンスが必要である。これを実現するには、巻線のターン数を多くしなければならない。出力の大容量化のためには  $i_{dc}$  を大きくする必要がある。ターン数の多いインダクタンスに大きな  $i_{dc}$  を流すと、鉄心を鎖交する磁束が大きくなる。つまり、大容量の HS-CSI を実現するには、磁気飽和防止のため DCL の鉄心体積を大きくする必要がある。

これに対し、CC-SS-CSI ではインダクタンスの小さい DCL を使用する。巻線のターン数が HS-CSI に比べて非常に少ないため、大きな  $i_{dc}$  を流しても鉄心の磁気飽和が起こりにくい。

図 4.33 に実験で使用した DCL を示す。(a) は HS-CSI の DCL、(b) は CC-SS-CSI の  $L_{dc} \cdot L_f$  である。いずれも形状、サイズ、材質（ケイ素鋼板）が同じ鉄心を用いた。HS-CSI では、(a) に示すように、磁気飽和防止のため 2 個のリアクトルを直列に接続した。ターン数は 140T と 136T である。これに対し、CC-SS-CSI では、(b) に示すように、1 個の鉄心のみで  $L_{dc} \cdot L_f$  を実現した。(b) におけるターン数は 47T で、(a) の約 1/6 である。1 個当たりの鉄心に発生する鎖交磁束は、同じ電流を流した場合、(b) は (a) の 1/3 である。したがって、CC-SS-CSI に小型 DCL を適用することは、HS-CSI より磁気飽和が起こりにくく、大容量化に有利である。



(a) HS-CSI



(b) CC-SS-CSI

図 4.33 : 実験に使用した DCL

図 4.28 において、HS-CSI では鉄心の磁気飽和が発生しない限界値として、 $i_{dc}$  の指令値を 12A とした。これ以上の  $i_{dc}$  を流すと DCL は磁気飽和領域で動作するため、インダクタンス成分が小さくなる。このことは、 $i_d$  の脈動を大きくするだけでなく、瞬時負荷電圧が電源電圧より大きい期間では、かえって  $i_{dc}$  を小さくし、出力容量を増加させることができない。

これに対し、CC-SS-CSI の DCL は、HS-CSI より磁気飽和しにくいいため、図 4.27 で示したように、重負荷側では 12A 以上の  $i_{dc}$  を流しても、鉄心の磁気飽和は発生しない。したがって、CC-SS-CSI の出力容量を HS-CSI より大きくすることが可能となった。

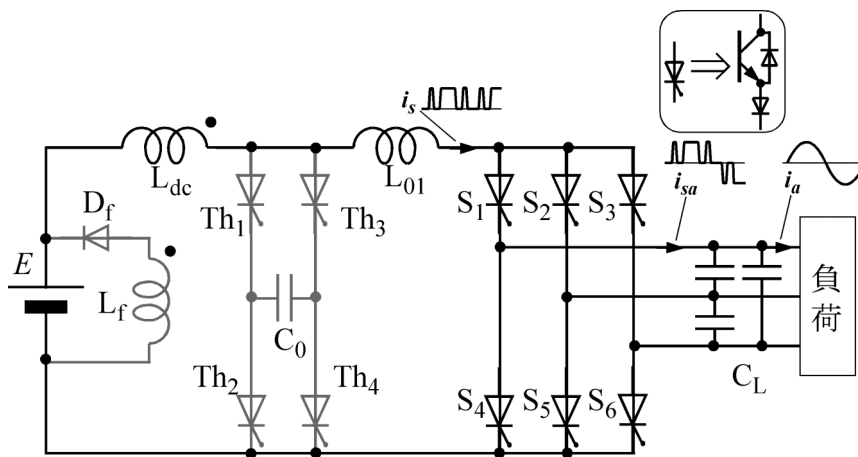
## 4.4 高効率化のための共振回路の改良<sup>[14]-[17]</sup>

ここまで述べてきた CC-SS-CSI はソフトスイッチング動作が実現でき、軽負荷時における効率が向上した。共振回路における制御の簡素化、およびさらなる効率向上を目指し、共振回路の改良を行った。ここではこれを改良形 CC-SS-CSI と称することにする。

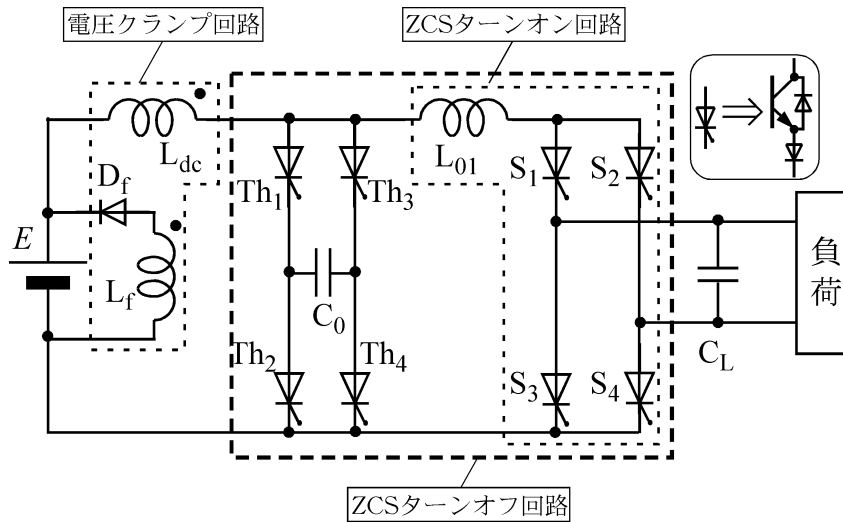
### 4.4.1 回路構成と特長

図 4.34 (a) に三相改良形 CC-SS-CSI の回路構成、(b) に一相分回路を示す。図 4.2 に示す CC-SS-CSI に対し、共振リアクトル  $L_0$  を取り除き、共振コンデンサ  $C_0$  にブリッジ構成のスイッチング素子  $Th_1 \sim Th_4$  を接続した構成とした。これにより、CC-SS-CSI で必要であった逆充電動作が不要にできるため、以下の点が特長である。

- CC-SS-CSI で  $Th_1$ ,  $Th_2$  の切り替えの際のデッドタイムが不要となり、共振回路の制御がより簡潔化できる。
- 共振回路のスイッチング素子数は、CC-SS-CSI に比べ増加するが、図 4.31 に示したように CC-SS-CSI のモード 2 およびモード 3 でオンにする  $Th_1$  とモード 6 でオンにする  $Th_2$  の損失を比較すると  $Th_2$  の損失が大きい。改良形 CC-SS-CSI では  $Th_1 \sim Th_4$  はモード 2 およびモード 3 でのみオンにするため、損失が低減できる。さらに、共振回路でもっとも大きな損失を発生していた  $L_0$  の損失も低減できる。



(a) 回路構成



(b) 一相分回路

図 4.34 : 改良形 CC-SS-CSI の回路構成

### 4.4.2 制御方式の検討

改良形 CC-SS-CSI は、4.2.2 で述べた CC-SS-CSI のモード 1，モード 4，モード 5 に関しては全く同じ原理で動作する。したがって、ZCS ターンオン動作の原理は CC-SS-CSI と同様である。出力制御方式も 4.2.3 (1) で提案した方式をそのまま使用できる。ここでは動作の異なるモード 2，モード 3，つまり、ZCS ターンオフ動作および共振コンデンサの充電に限定して、その制御方式について明らかにする。

図 4.35 に改良形 CC-SS-CSI の一相分回路を示す。初期条件として、図 4.35 に黒く示したスイッチング素子がオンで、 $C_0$  は図の極性に充電されており、その電圧の大きさは負荷電圧の瞬時値  $v_0$  より常に大きいとする。 $v_0$  は常に図 4.35 に示す向きに一定電圧が現れているとする。各部の電流、電圧は、図 4.35 に示す向きを正とし、これらの波形を各スイッチング素子のタイムチャートと共に図 4.36 に示す。 $L_{01}$ 、 $C_0$  はそれぞれ  $L_{dc}$ 、 $C_L$  に比べて十分小さいとする。ここではスイッチング素子  $Th_1$ 、 $Th_2$ 、 $Th_3$ 、 $Th_4$ 、 $S_1$ 、 $S_2$ 、 $S_3$ 、 $S_4$  は理想的なス

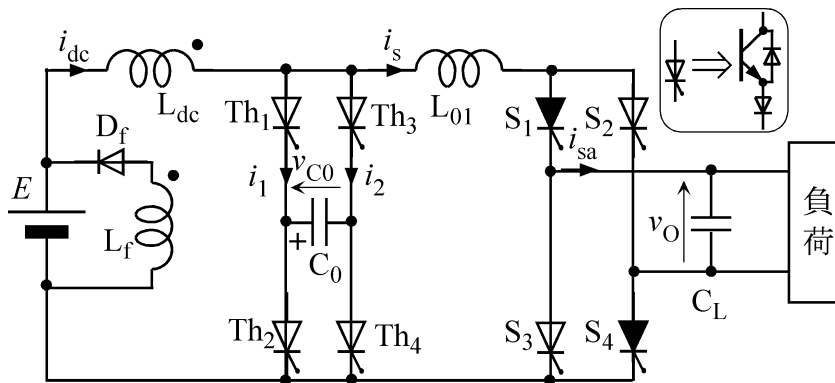


図 4.35 : 改良形 CC-SS-CSI の一相分回路

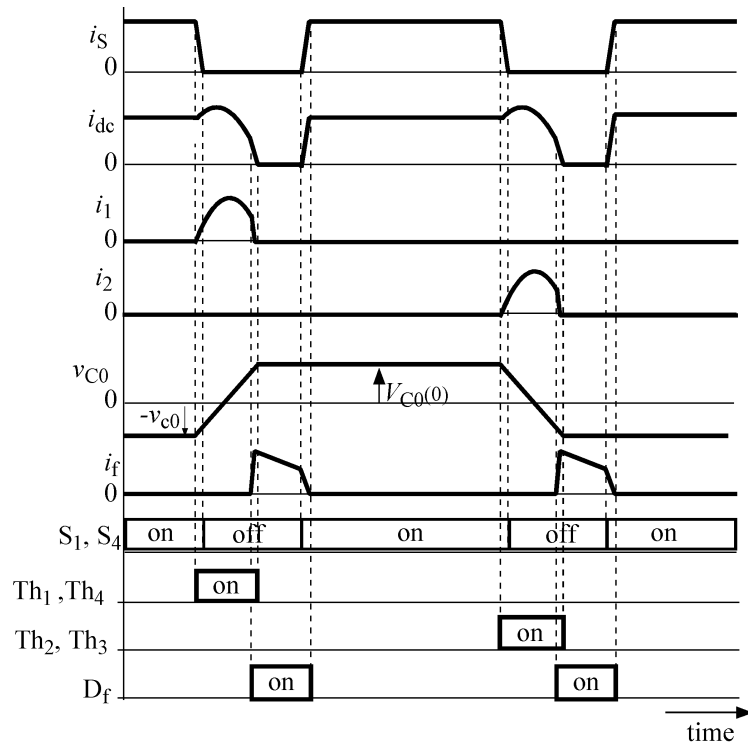


図 4.36 : 各部の電流・電圧波形の概略とスイッチングタイムチャート

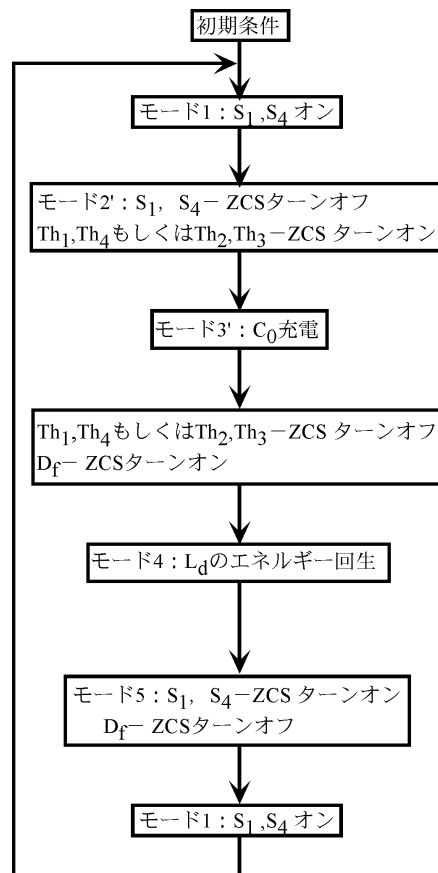


図 4.37 : 1 スwitchング周期のモード遷移フローチャート

スイッチング特性を持つと仮定する。図 4.37 に回路動作のモード遷移フローチャートを示す。

【モード 2' および モード 3'】

$S_1, S_4$  をオフにするため、共振回路のスイッチング素子をオンにする。オンにするスイッチング素子の選択は以下の 2 通りを考案した。

(1)  $Th_1 \sim Th_4$  を全てオンにする

(2)  $Th_2, Th_3, Th_1, Th_4$  をスイッチング周期ごとに交互にオンにする

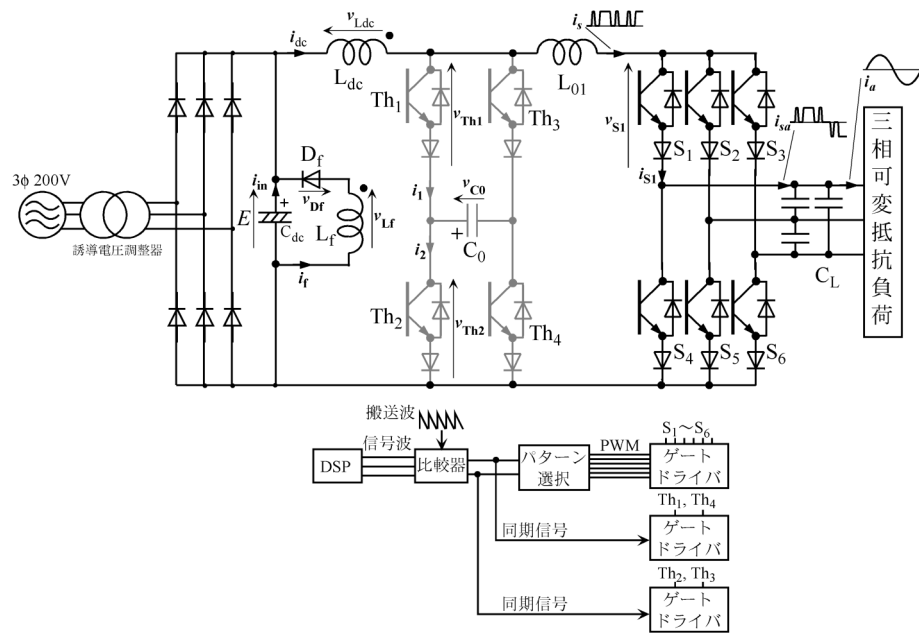
改良形 CC-SS-CSI も CC-SS-CSI と同様に、 $Th_1 \sim Th_4$  にはサイリスタが最も適しているが、IGBT などの自己消弧形素子と直列ダイオードの組み合わせでも適用可能である。 $Th_1 \sim Th_4$  にサイリスタを用いた場合、(1) の方式が最も簡単である。共振コンデンサ  $C_0$  の電圧  $v_{C0}$  が図 4.35 の極性に充電されていた場合、 $Th_1 \sim Th_4$  全てにオン信号を与えると  $Th_1, Th_4$  は逆バイアス、 $Th_2, Th_3$  は順バイアスとなり、結局  $Th_2, Th_3$  のみがオンになり、 $C_0$  の右側を正とする極性に充電する。しかし、 $Th_1 \sim Th_4$  に IGBT と直列ダイオードの組み合わせを適用した場合には、(1) の方式では  $v_{C0}$  がゼロに達した時点で  $Th_1 \sim Th_4$  全てが導通し、 $C_0$  の右側を正とする極性に充電できない。したがって、 $Th_1 \sim Th_4$  に IGBT と直列ダイオードの組み合わせを適用する場合には(1)の方式で  $v_{C0}$  がゼロに達する時点を検出して  $Th_1, Th_4$  をオフにするか、(2)の方式とするかのいずれかである。(2)の方式は  $Th_1, Th_4$  の組み合わせと  $Th_2, Th_3$  の組み合わせに対し、 $S_1 \sim S_4$  のスイッチング 1 周期に対して交互にオン信号を与えれば  $v_{C0}$  を検出する必要がないため、ここでは(2)の方式で共振回路を制御する方式を適用する。このモードにおける回路方程式および各電流は CC-SS-CSI のモード 2 およびモード 3 で示した式と全く同じである。

### 4.4.3 実験回路構成

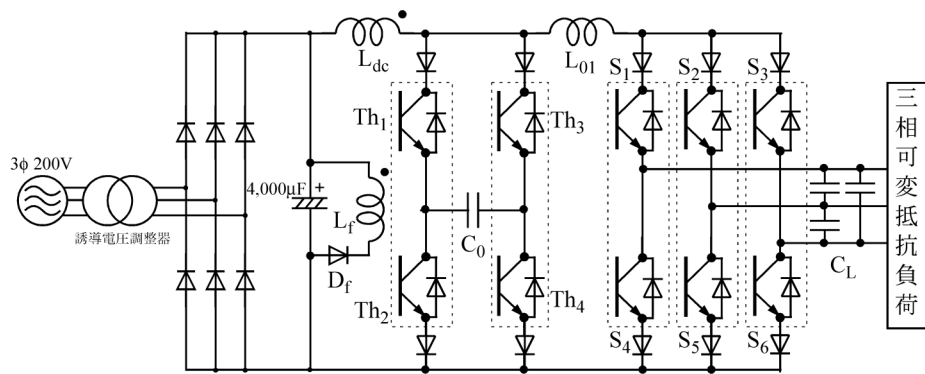
図 4.38 (a) に改良形 CC-SS-CSI の実験システム、(b) に実際の回路構成を示す。(a) のサイリスタ記号で描かれたスイッチング素子は、それぞれ逆並列ダイオード付き IGBT と直列ダイオードの組み合わせに置き換えることで、逆阻止特性を持たせた。IGBT は 2 in 1 モジュールを使用し、(b) において点線で囲んだスイッチング素子 2 つを 1 つのモジュールとした。回路定数を表 4.5、使用した各スイッチング素子を表 4.6 に示す。回路定数、 $S_1 \sim S_6$  に対する制御回路、負荷、直流電圧源は CC-SS-CSI と同じものを使用した。

### 4.4.4 スwitchング特性と出力特性

図 4.39 に改良形 CC-SS-CSI の各素子電圧・電流波形を示す。(a) は、上から、 $L_{dc}$  の電圧  $v_{Ldc}$ 、 $L_f$  の電圧  $v_{Lf}$ 、 $C_0$  の電圧  $v_{C0}$ 、 $L_{dc}$  の電流  $i_{dc}$ 、 $L_f$  の電流  $i_f$ 、 $L_{01}$  の電流  $i_s$ 、(b) は上から  $v_{C0}$ 、 $Th_1$  の電流  $i_1$ 、 $Th_2$  の電流  $i_2$ 、 $i_{dc}$  である。CC-SS-CSI とのもっとも大きな違いは、改良形 CC-SS-CSI の  $C_0$  の充放電周期が CC-SS-CSI の 2 倍で、 $C_0$  の逆充電のための共振電流が存在しない点にある。図 4.19 (b) と図 4.39 (b) はそれぞれ CC-SS-CSI と改良形 CC-SS-CSI の  $C_0$  の電圧波形とそれに関わる電流  $i_1, i_2$  の波形である。CC-SS-CSI では、図 4.19 (b) に示すよう



(a) 実験システム構成



(b) 実際の主回路構成

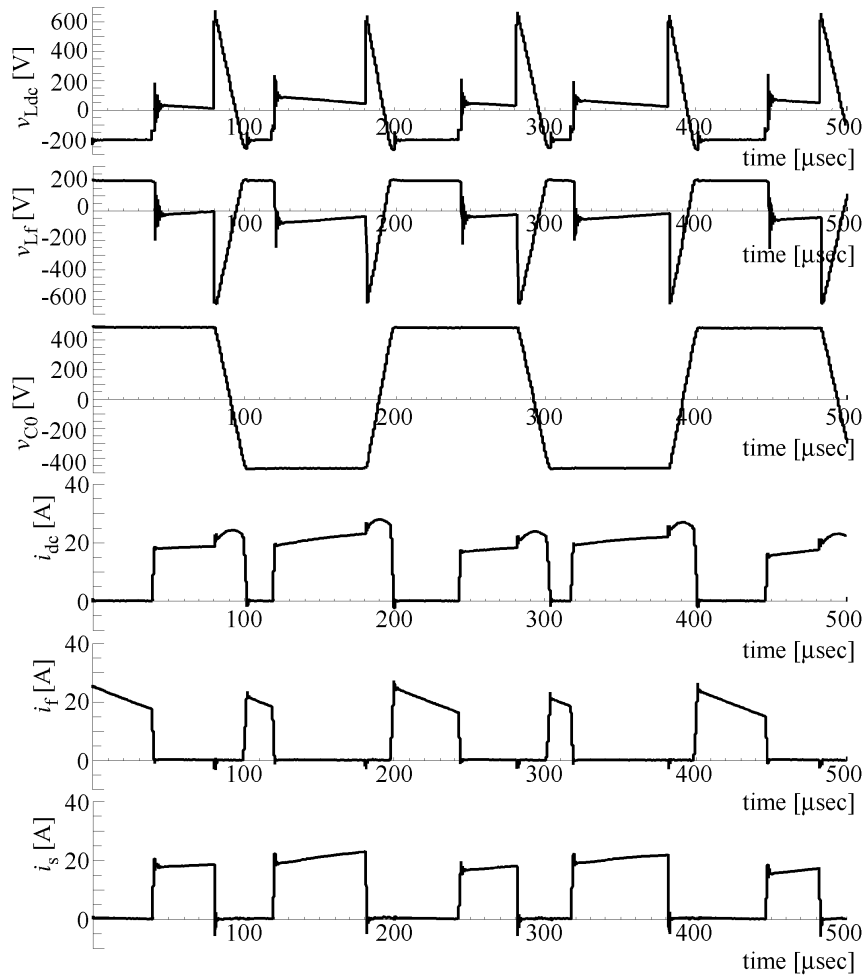
図 4.38 : 改良形 CC-SS-CSI の実験システム構成

表 4.5 : 回路定数

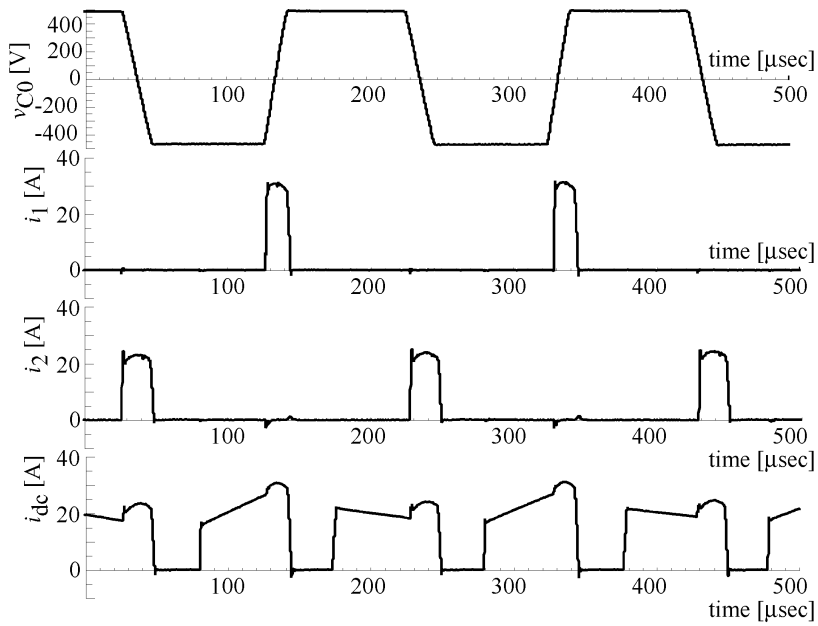
直流電圧 $E$	200 [V]	$L_{dc}, L_f$ ( $n_{dc} : n_f$ )	450 [ $\mu$ H] (1 : 1)
搬送波周波数	10 [kHz]	$L_{01}$	11.9 [ $\mu$ H]
$C_{dc}$	4000 [ $\mu$ F]	$C_0$	0.5 [ $\mu$ F]
$C_L$ (一相分)	50 [ $\mu$ F]		

表 4.6 : 改良形 CC-SS-CSI で使用したスイッチング素子

$S_1 \sim S_6$	IGBT	CM75DY-24 (三菱電機製)	定格電圧 1200[V], 定格電流 75[A]
	直列ダイオード	RM50CA12-S (三菱電機製)	定格電圧 600[V], 定格電流 50[A]
$Th_1 \sim Th_4$	IGBT	2MBI100-120 (富士電機製)	定格電圧 1200[V], 定格電流 100[A]
	直列ダイオード	40EPF10 (3 並列, IR 社製)	定格電圧 1000[V], 定格電流 40[A]
	$D_f$	RM50CA12-S (三菱電機製)	定格電圧 600[V], 定格電流 50[A]



(a)  $L_{dc}$ ,  $L_f$ の電圧・電流および  $v_{C0}$ ,  $i_s$

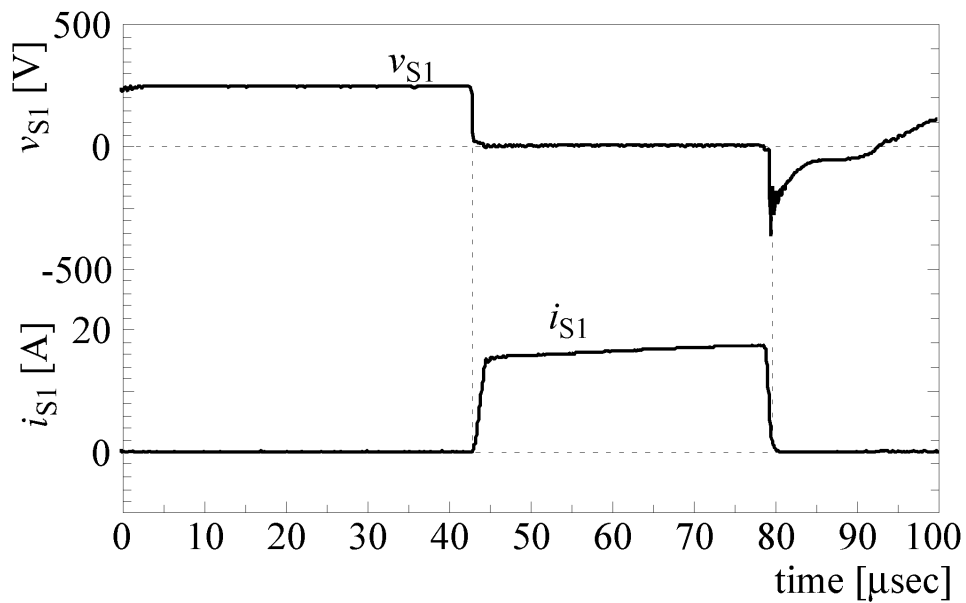


(b)  $v_{C0}$ ,  $i_1$ ,  $i_2$ ,  $i_{dc}$

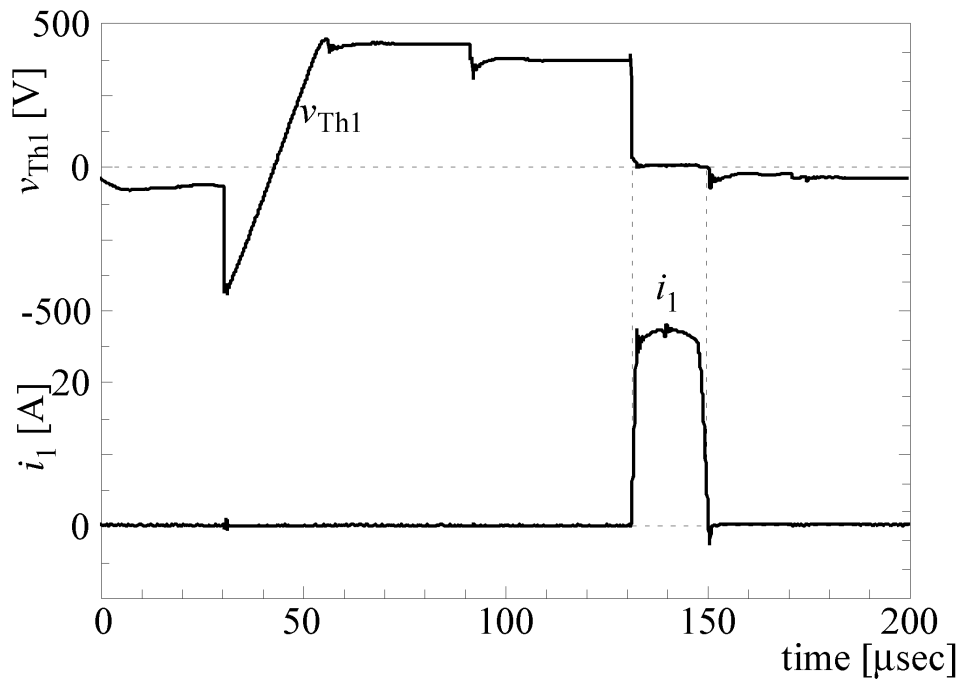
図 4.39 : 改良形 CC-SS-CSI の各素子電圧, 電流波形

に  $i_1$  が搬送波 1 周期ごとに流れており、これにより同一極性に  $C_0$  を充電していたが、改良形 CC-SS-CSI では、この電流を搬送波 1 周期おきに交互に  $Th_1$ ,  $Th_2$  に流すことにより、両極性で  $C_0$  を充電することを実現した。その他の改良形 CC-SS-CSI の各素子の波形は図 4.19 に示す CC-SS-CSI の波形とほぼ同様である。

図 4.40 に各スイッチング素子の電流および電圧波形、図 4.41 にスイッチング軌跡を示す。

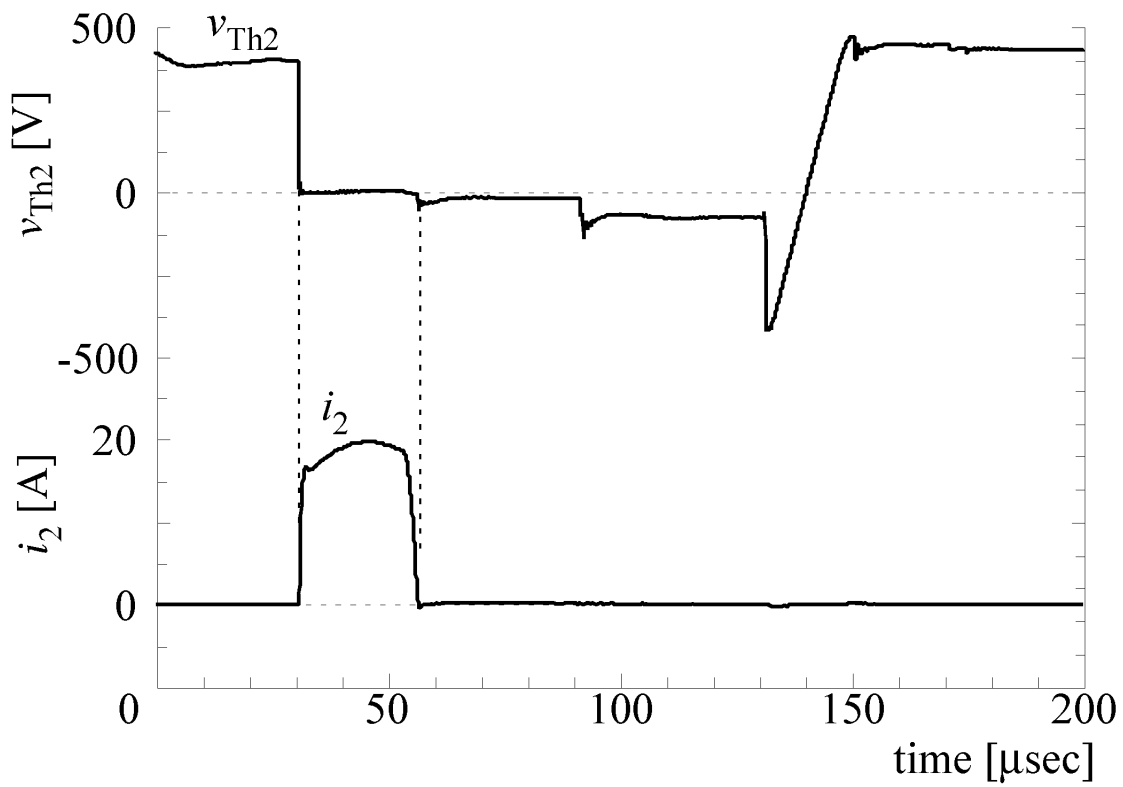


(a)  $S_1$  の電圧・電流波形

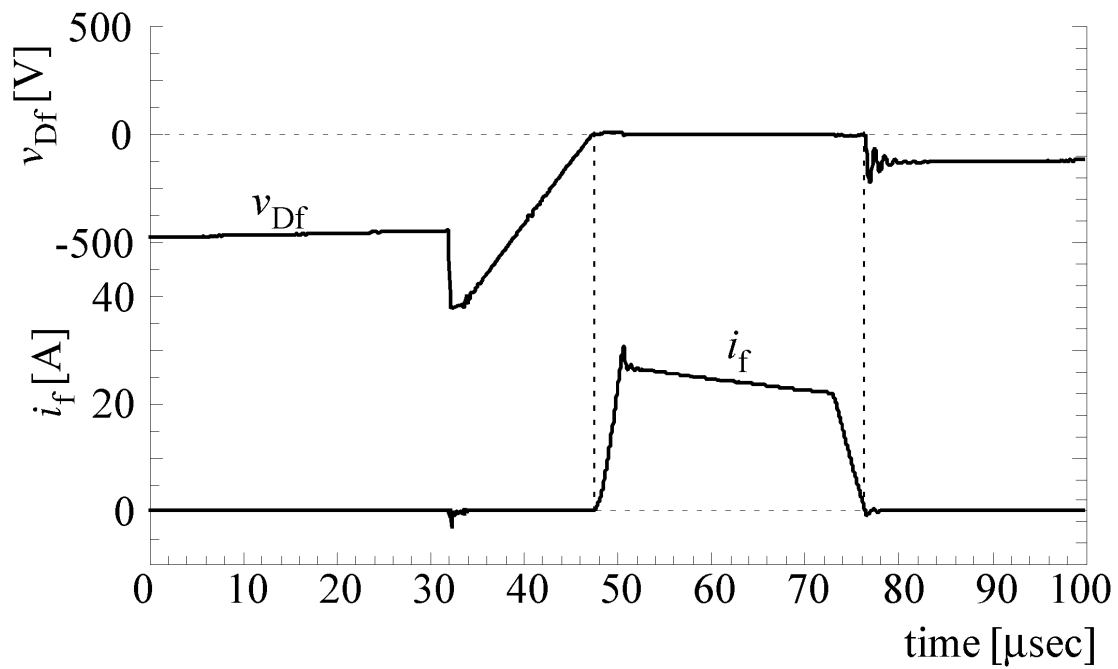


(b)  $Th_1$  の電圧・電流波形



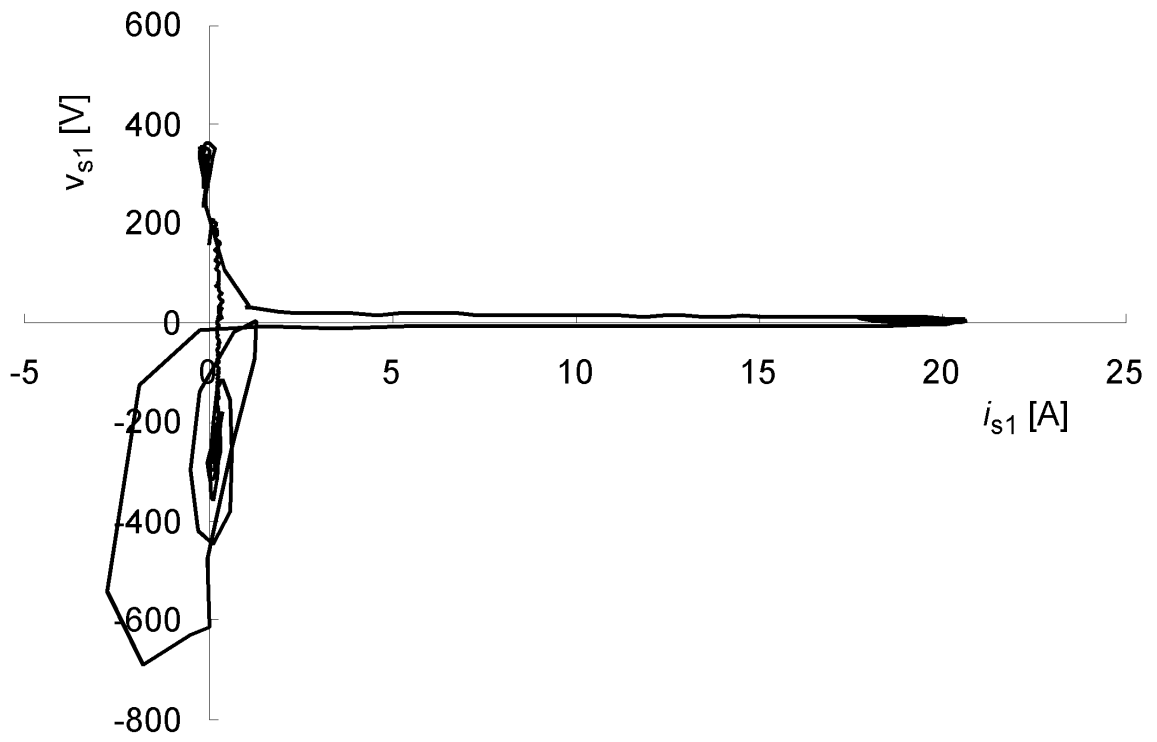


(c) Th<sub>2</sub>の電圧・電流波形

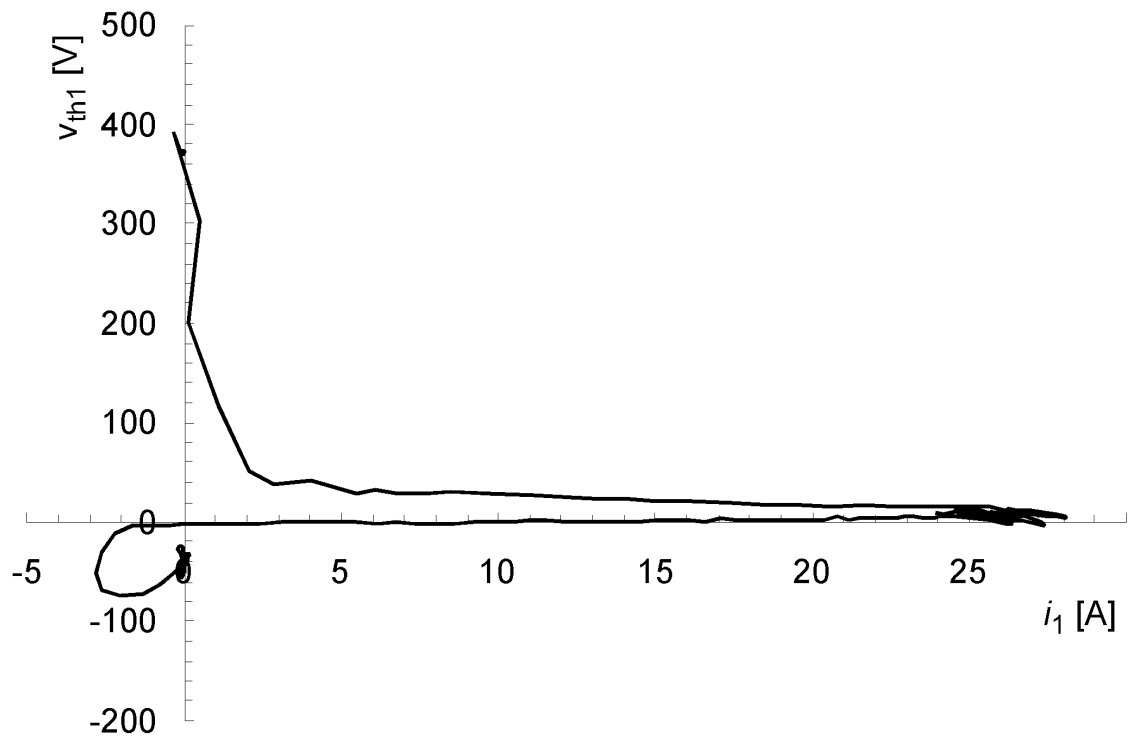


(d) D<sub>f</sub>の電圧・電流波形

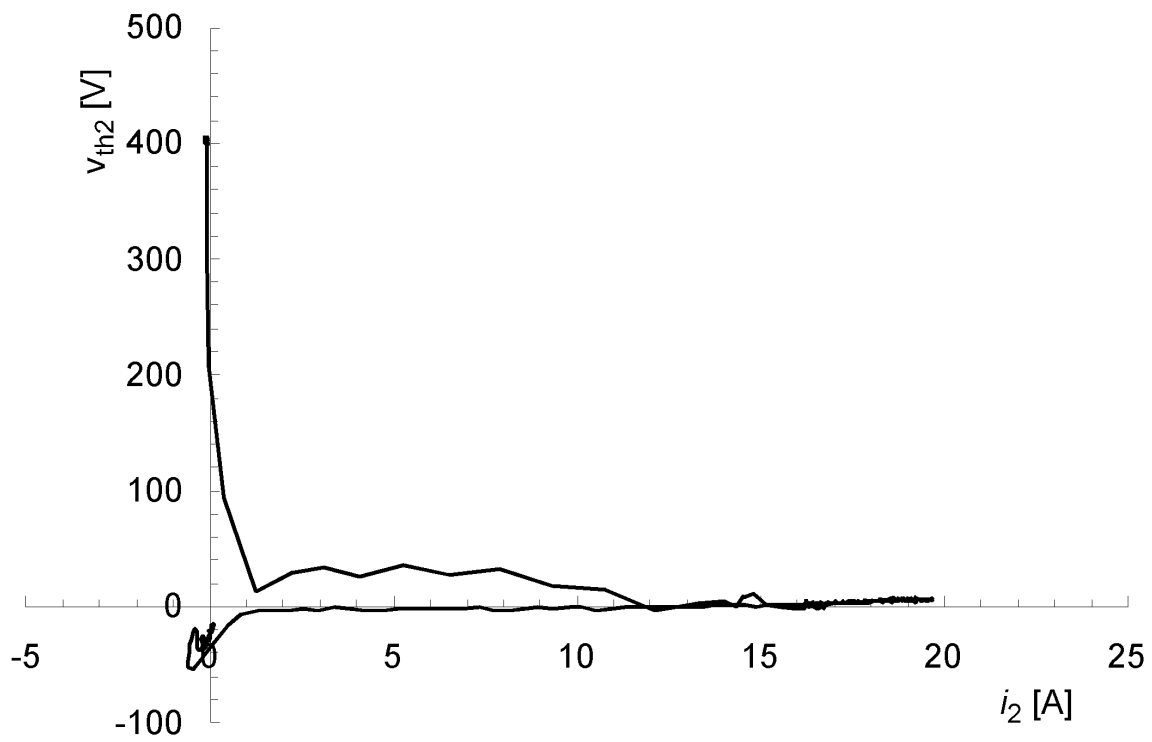
図 4.40 : 改良形 CC-SS-CSI の各素子電圧, 電流波形



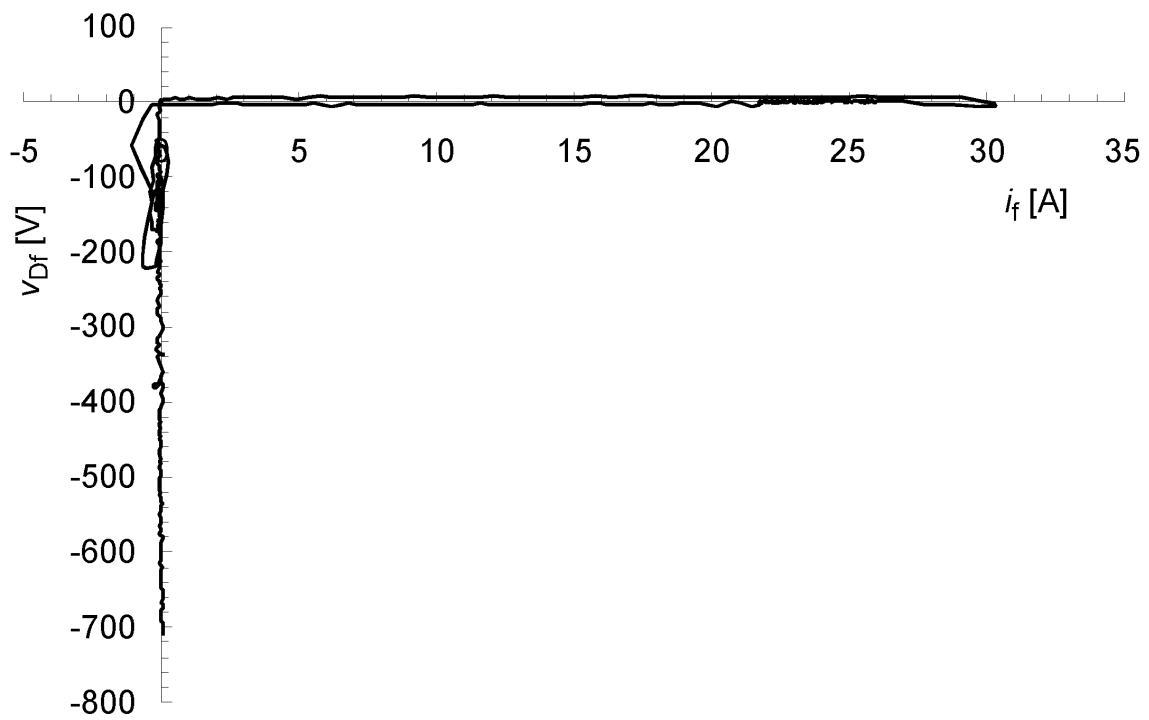
(a)  $S_1$



(b)  $Th_1$



(c)  $Th_2$



(d)  $D_f$

図 4.41 : 改良形 CC-SS-CSI の各素子の電圧・電流軌跡

(a) は  $S_1$ , (b) は  $Th_1$ , (c) は  $Th_2$ , (d) は  $D_f$  である。図に示すように、改良形 CC-SS-CSI においても、CC-SS-CSI と同様に、全てのスイッチング素子でオン・オフ共にソフトスイッチング動作の実現が確認できた。

図 4.42 に改良形 CC-SS-CSI の出力線間電圧および相電流波形を示す。出力周波数 60[Hz], 制御率  $m$  を 0.6 とした。PWM パターン作成のための信号には (4.67) 式～(4.69) 式で示した補正を施しており、改良形 CC-SS-CSI においても図 4.22 (b) に示す波形と同様の波形が得られている。

図 4.43 に制御率に対する改良形 CC-SS-CSI の電流, 電圧の静特性を示す。出力周波数は 60Hz, 負荷抵抗は  $31.3\Omega$  でそれぞれ一定とし、制御率のみを変化させた。 $i_{dc}$ ,  $i_f$ ,  $i_s$ , 入力電流  $i_{in}$ ,  $i_1$ ,  $i_2$  は出力 1 周期に対する平均値, a 相出力電流  $i_a$ , 負荷電圧は実効値である。改良形 CC-SS-CSI の特性は  $i_1$ ,  $i_2$  を除き、CC-SS-CSI と同様の特性が得られた。改良形 CC-SS-CSI の  $i_1$ ,  $i_2$  は CC-SS-CSI の  $i_1$  の半分の値である。これは、前述したように、CC-SS-CSI では  $i_1$  を搬送波 1 周期ごとに流すのに対し、改良形 CC-SS-CSI では搬送波 1 周期おきに交互に  $i_1$ ,  $i_2$  を流すためである。

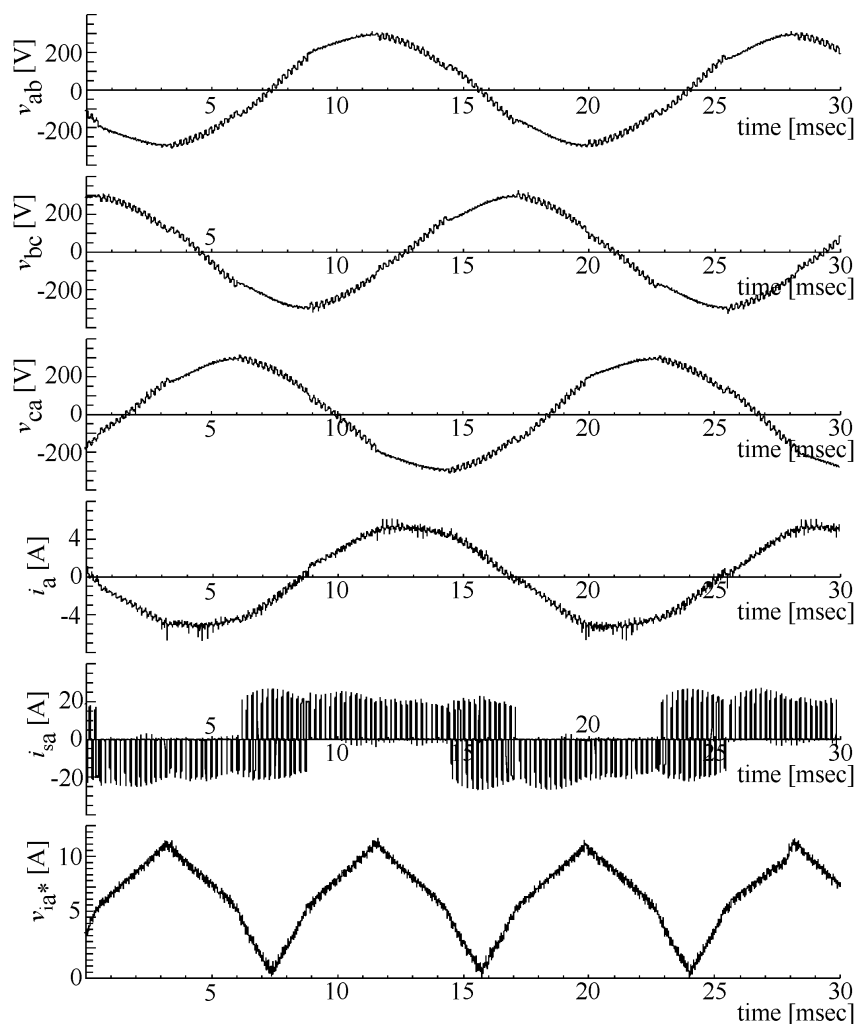


図 4.42：改良形 CC-SS-CSI の出力電圧・電流波形

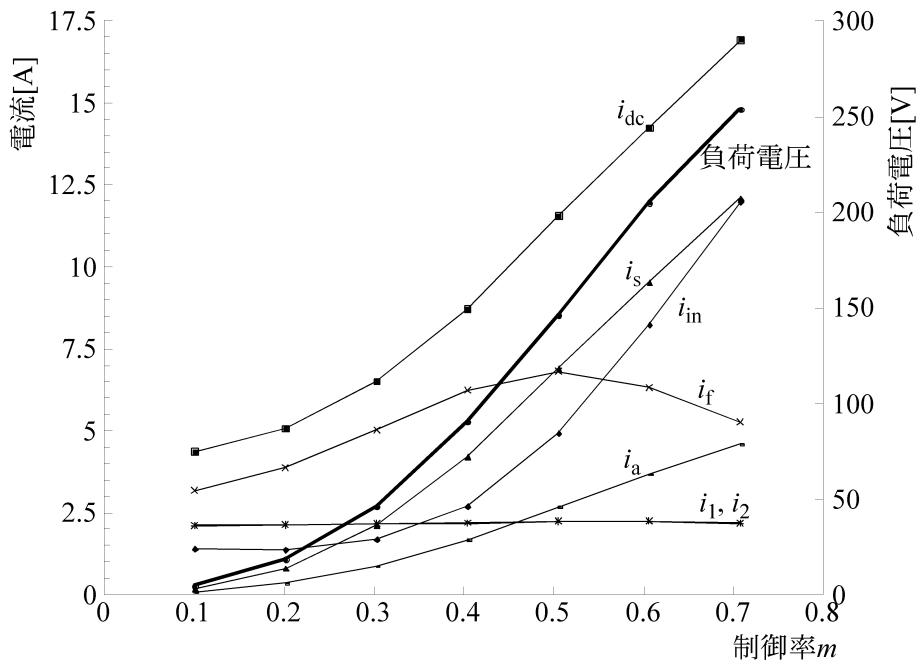


図 4.43 : 改良形 CC-SS-CSI の制御率－電流・電圧特性

図 4.44 に出力電力に対する改良形 CC-SS-CSI の電流の静特性を示す。出力周波数を 60Hz, 出力電圧を 200[V]一定とし, 負荷抵抗を変化させた。制御率は出力電圧が 200[V]となるよう調整した。 $i_{dc}$ ,  $i_f$ ,  $i_s$ ,  $i_{in}$ ,  $i_1$ ,  $i_2$  は出力 1 周期に対する平均値,  $i_a$  は実効値である。この特性も  $i_1$ ,  $i_2$  を除き, CC-SS-CSI と同様の特性が得られた。 $i_1$ ,  $i_2$  は CC-SS-CSI の  $i_1$  の半分である。

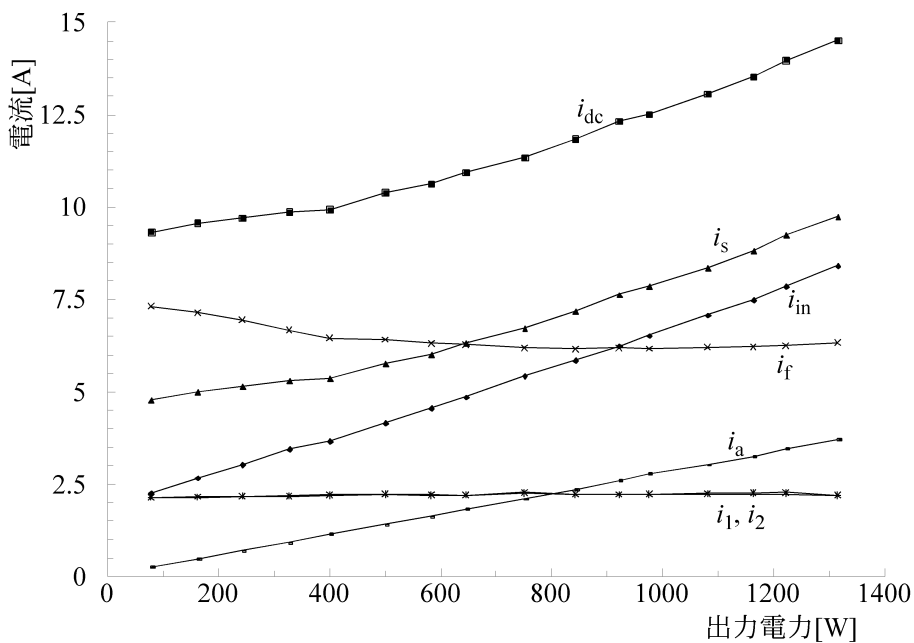


図 4.44 : 改良形 CC-SS-CSI の出力電力－電流特性

## 4.4.5 効率評価

### (1) HS-CSI との比較

図 4.45 に HS-CSI と改良形 CC-SS-CSI の出力電力に対する効率を示す。効率の算出にあたり、整流器出力を入力とし、誘導電圧調整器およびダイオード整流器の損失は含めていない。いずれも出力電力が増大するにつれ、効率が向上する。改良形 CC-SS-CSI の最大効率は最大負荷時で 78.7% を達成した。HS-CSI に対し、効率を最大 5.30pt 向上できた。

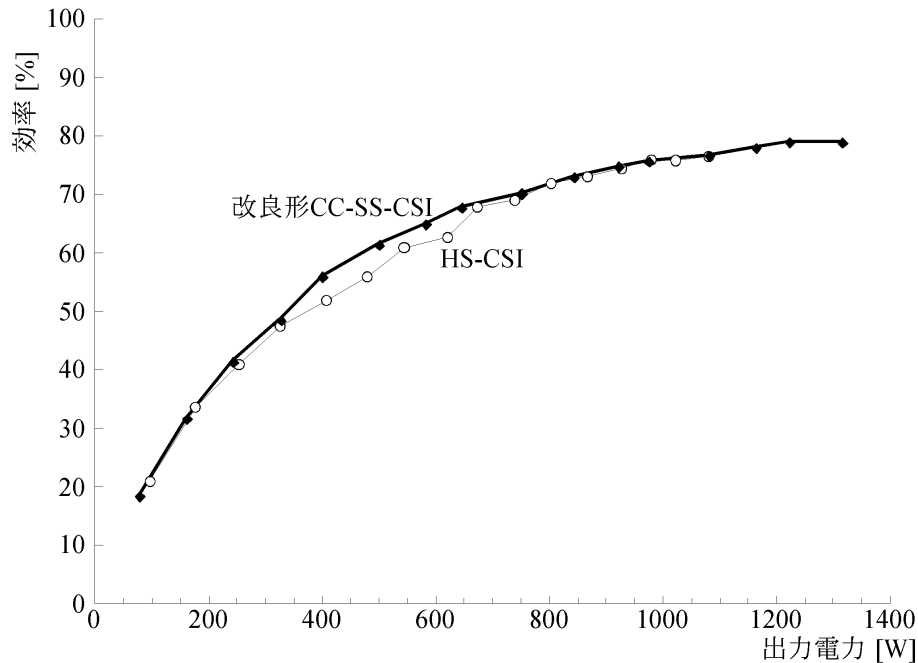


図 4.45：出力電力－効率比較

図 4.46 に HS-CSI と改良形 CC-SS-CSI の各部の損失比較を示す。HS-CSI は図 4.30 (b)、改良形 CC-SS-CSI は図 4.47 に示す各部分に分けて評価を行った。図 4.46 において、 $P_{in\_HS}$ 、 $P_{INV\_HS}$ 、 $P_{outsnub\_HS}$  はそれぞれ HS-CSI の等価電流源部における損失、インバータ部におけるスナバ損およびスイッチング素子の損失、 $P_{clamp\_SS2}$ 、 $P_{res\_SS2}$ 、 $P_{INV\_SS2}$  はそれぞれ改良形 CC-SS-CSI におけるクランプ回路部での損失、共振回路部での損失、インバータ部の損失である。改良形 CC-SS-CSI は、負荷の増加にともない、 $P_{clamp\_SS2}$  は減少、 $P_{res\_SS2}$  はほぼ一定、 $P_{INV\_SS2}$  は増加している。 $P_{clamp\_SS2}$  は CC-SS-CSI と同様に、負荷の増加にともない、モード 4 の期間が短くなることから、 $L_{dc} \cdot L_f$  の鉄損および  $D_f$  の導通損が減少するためである。 $P_{INV\_SS2}$  は  $i_s$  がインバータ部のいずれか 2 つのスイッチング素子を通流するため、 $i_s$  にほぼ比例して増加する。 $P_{res\_SS2}$  は  $i_1$ 、 $i_2$  が負荷に関わらず一定であるため、共振回路動作の負荷に対する依存性がほとんどないことは明らかである。

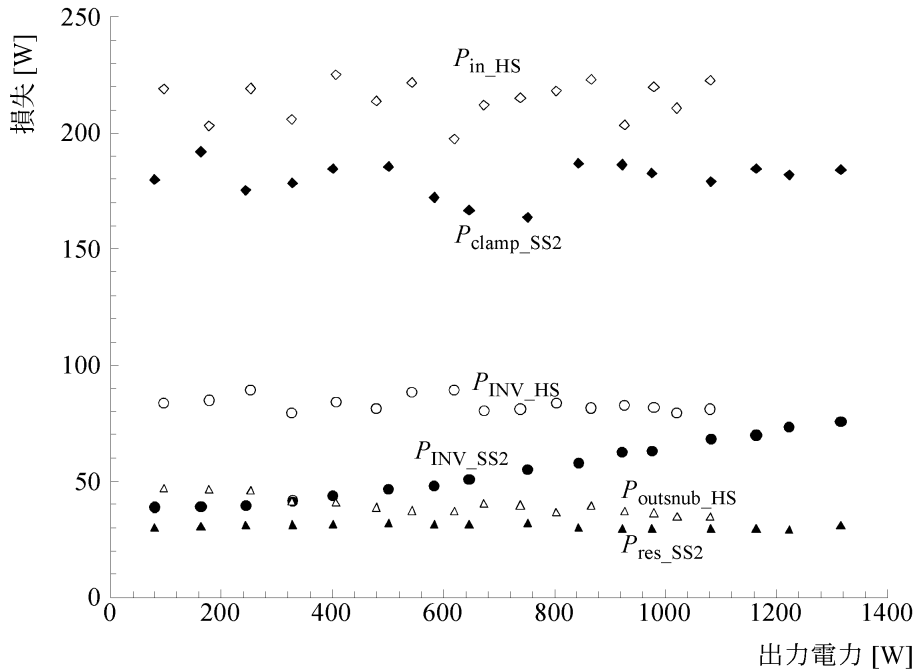


図 4.46：出力電力－損失比較

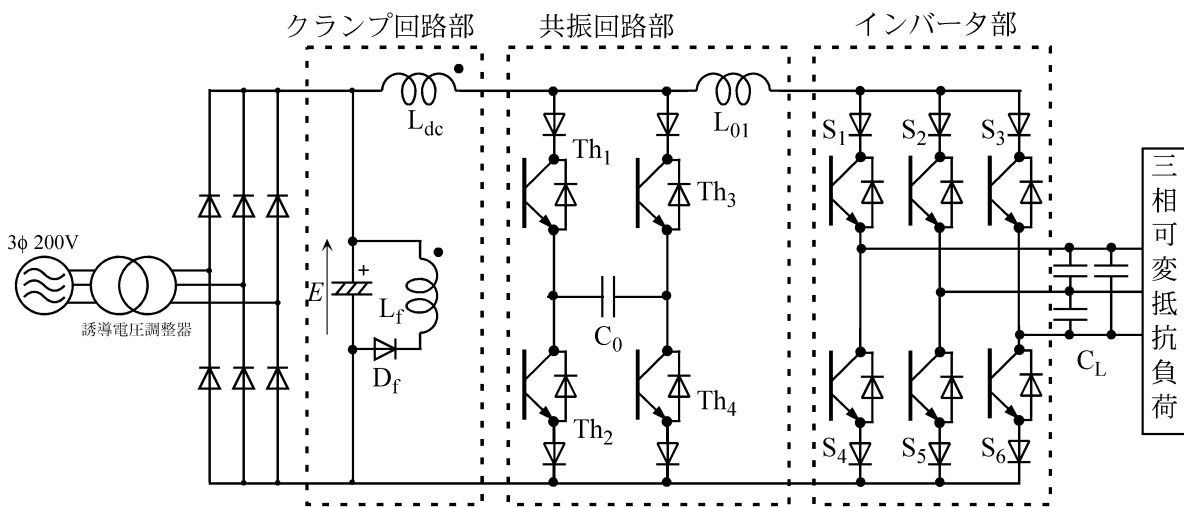


図 4.47：改良形 CC-SS-CSI の損失評価のための回路分離

図 4.48 に改良形 CC-SS-CSI の損失内訳を示す。CC-SS-CSI と同様に、リアクトル  $L_{dc}$ ,  $L_f$  の損失は、鉄損を考慮するため、一括してデータ処理した。負荷の増加にともない、 $L_{dc} \cdot L_f$  および  $D_f$  の損失は減少するが、共振回路部の損失はいずれも負荷によらずほぼ一定であり、ここでも共振回路動作の負荷に対する依存性がほとんどないことは明らかである。

負荷力率と効率および損失の関係は、CC-SS-CSIと同様に、負荷電流の大きさに依存し、負荷力率に依存しない。図4.49にインバータ出力電流に対する損失特性を示す。

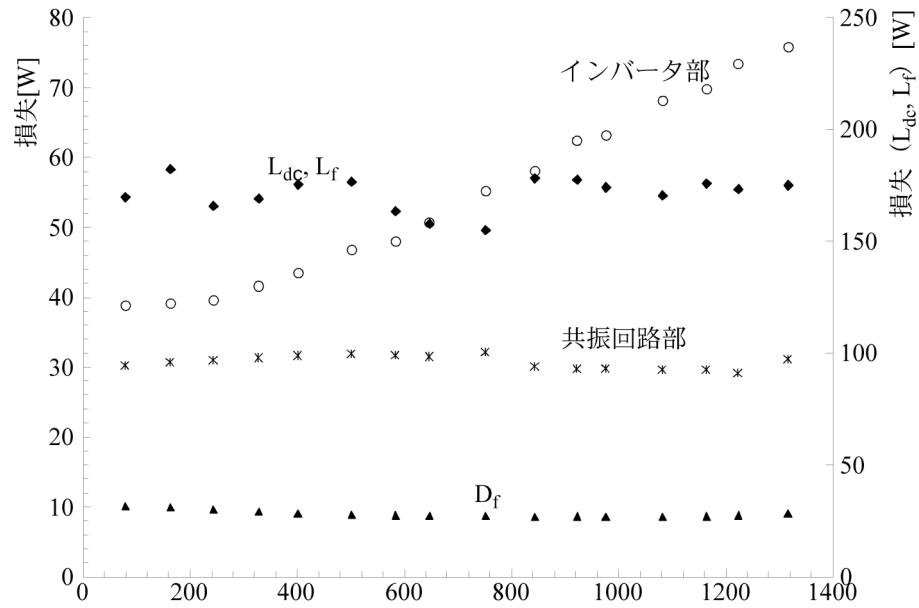


図 4.48：改良形 CC-SS-CSI の出力電力に対する損失特性

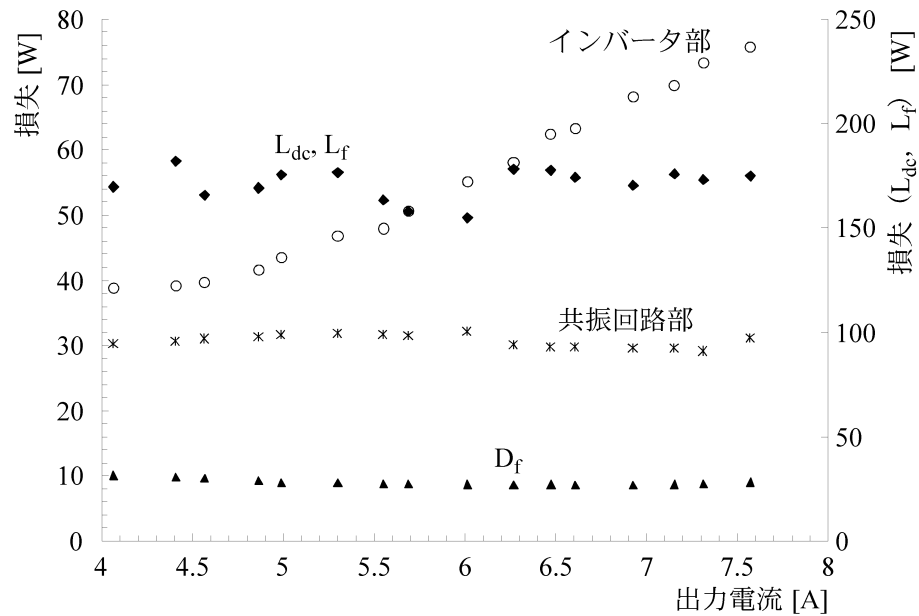


図 4.49：改良形 CC-SS-CSI の出力電流に対する損失特性

## (2) 共振回路改良前後の比較

図 4.50 に CC-SS-CSI と改良形 CC-SS-CSI の出力電力に対する効率を示す。CC-SS-CSI に対し、改良形 CC-SS-CSI の効率は特に重負荷側で改良されており、最大で 3.44pt の効率向上を実現した。CC-SS-CSI と改良形 CC-SS-CSI の各部の損失比較結果を図 4.49 に示す。クランプ回路部、インバータ部における損失は CC-SS-CSI、改良形 CC-SS-CSI 共にほぼ同等の損



失を発生している。これに対し、共振回路部の損失は、CC-SS-CSI に対し、改良形 CC-SS-CSI では約半分抑制することができている。この効果により、改良形 CC-SS-CSI の方が CC-SS-CSI より効率がより向上できたことがわかる。

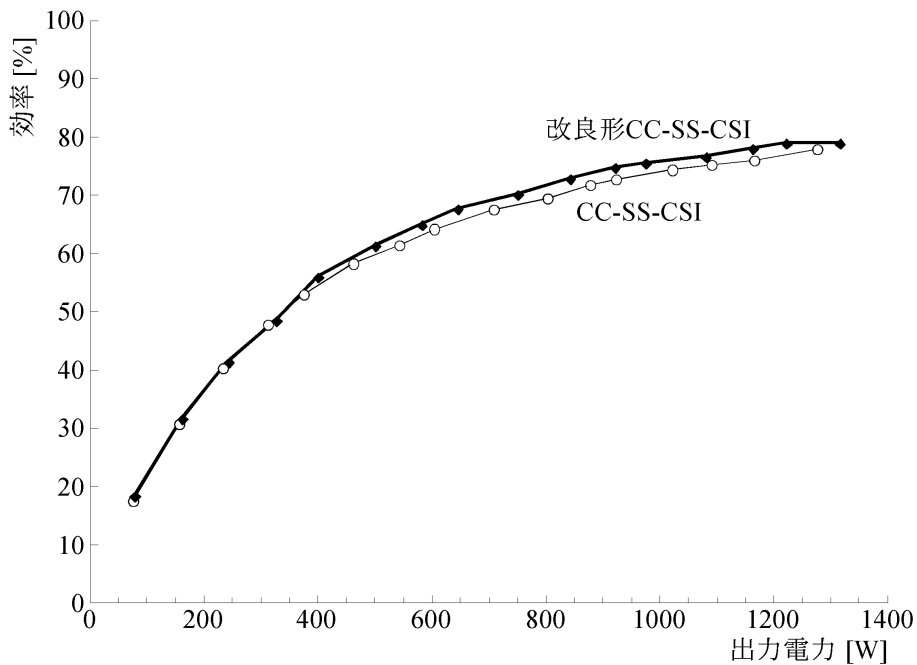


図 4.50 : 出力電力に対する効率比較

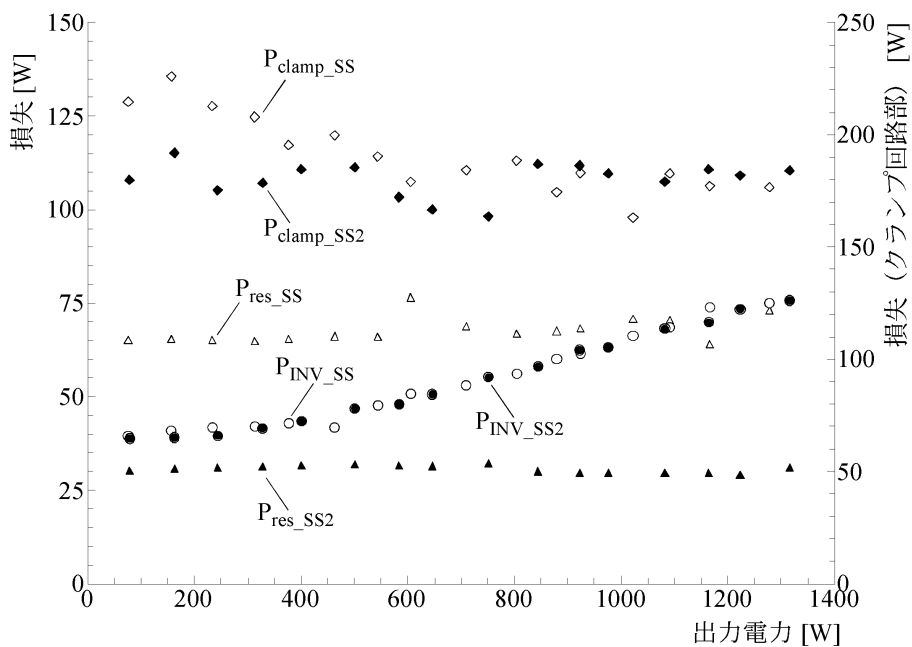


図 4.51 : 出力電力に対する損失比較

## 4.5 まとめ

本章では、第2章で明らかにした基本回路のうち、ゼロ電流ターンオン回路、ゼロ電流ターンオフ回路、共振コンデンサ過充電防止回路を適用した新しいソフトスイッチング電流形インバータを提案した。

本章のソフトスイッチング電流形インバータは、スイッチング時にのみ共振現象を利用した部分共振形で、出力の PWM 制御を実現した。密結合トランスを用いて共振コンデンサ電圧の過充電を防止する電圧クランプ回路を有し、スイッチング素子の電圧ストレスを抑制した。入力側に  $I_{dc}$  制御のためのブリッジ回路を持たない回路構成で、かつ直流リアクトルの小型化を実現した。

本章では、CC-SS-CSI の回路動作原理を理論的に明らかにした。CC-SS-CSI の PWM パターンを新たに考案し、その作成方法と制約条件を示し、さらに、直流リアクトルの小型化に起因する直流リンク電流の脈動に対する PWM パターンの補正法の提案を行った。回路動作の理論解析結果に基づいたソフトスイッチング動作の境界条件や素子定格に基づく回路パラメータの設計法についても明らかにした。

実験により、CC-SS-CSI の各スイッチング素子は ZCS および ZVS を達成し、出力も良好に制御されていることを確認した。CC-SS-CSI の直流インダクタンスは HS-CSI の直流インダクタンスに比べ、約 1/20 に設計したため、通常正弦波 PWM 方式では直流リンク電流の脈動による出力波形歪みが生じた。この対策として、瞬時負荷電圧変動に基づいた PWM パターンの補正を行った結果、良好な出力波形歪み抑制効果が得られたことを実験により確認した。

HS-CSI との効率比較も行った。CC-SS-CSI は重負荷側で最大効率 77.8% を達成し、HS-CSI に比べ最大 2.28pt の効率向上を実現した。

CC-SS-CSI の出力大容量化の検証も行った。DCL の小型化は装置のサイズ、重量の小型化だけでなく、大容量化にも有効である。これは、DCL 鉄心の磁気飽和の影響がキーポイントである。出力大容量化には、直流リンク電流  $i_d$  を大きくする必要がある。DCL の鉄心体積を同じにした場合、小型 DCL を採用した CC-SS-CSI では、大きな DCL を持つ HS-CSI に対し、より大きな  $i_{dc}$  を流しても DCL の磁気飽和が起こりにくい。このため、大きな  $i_{dc}$  を流すことができる CC-SS-CSI は、HS-CSI より、出力容量を大きくすることができる。実験においても約 2 割の出力容量増加を実現した。

重負荷側において、さらなる効率の向上を目指し、共振回路の改良を行った。共振コンデンサにスイッチング素子をブリッジ接続することにより、それまでに必要であった逆充電回路を不要とし、それにともない、スイッチング素子の導通損および共振インダクタンスの損失の低減を目的とした。

改良形 CC-SS-CSI の効率向上効果を実験により検証した。改良形 CC-SS-CSI では共振回路の損失を低減でき、最大効率 78.7% を達成した。負荷特性では、改良前の CC-SS-CSI に比べ最大 3.44pt、HS-CSI に比べ、最大 5.30pt の効率向上ができた。

CC-SS-CSI および改良形 CC-SS-CSI は、以下の点を実現している。

- (a) 共振回路の回路動作は構成する素子パラメータで決定されるため、ソフトスイッチングを実現するためだけのセンサ類が不要で、共振回路の制御を簡潔にした
- (b)  $L_{dc} \cdot L_f$  および共振回路の素子パラメータで直流リンク電流が決定されるため、HS-CSI で必要であった直流リンク電流制御のための回路およびこの回路の制御を不要とした電流形インバータの昇圧機能を積極的に利用する場合（例えば、PM モータの高速運転など）には、直流リンク電流を制御する必要がある。CC-SS-CSI および改良形 CC-SS-CSI は上記 (b) の機能を持たせたため、このような用途にはあまり適していない。

そこで、次章では高出力電圧化が可能なソフトスイッチング電流形インバータについて述べることにする。

## 参考文献

- [ 1 ] 野中作太郎, 「系統連系太陽光発電システムに適した単相 PWM 電流形インバータ」, 電学論 D, Vol. 114-D, No. 6, pp. 631-637, 1994.
- [ 2 ] 根葉保彦, 「PWM 電流形インバータによる単相系統連系太陽光発電システム最大電力制御の一方法」, 電学論 D, Vol. 124-D, No. 5, pp. 517-518, 2004.
- [ 3 ] 佐巻俊光, 枅川重男, 飯田祥二, 「単相三線式系統に連系する太陽光発電用電流形インバータの小型化」, 平成 16 年電気学会全国大会講演論文集[4], 4-105, pp. 161-162, 2004.
- [ 4 ] 石田宗秋, 上田實, 「電流形インバータ駆動誘導機系の安定性について」, 電学論 B, Vol. 98, No. 11, pp. 911-918, 1978.
- [ 5 ] 佐藤之彦, 片岡昭雄, 「電流形 PWM 整流回路における入力電流ひずみと過渡振動に関する一考察」, 電学論 D, Vol. 114-D, No. 12, pp. 1249-1256, 1994.
- [ 6 ] 外山浩司, 水野修, 竹下隆晴, 松井信行, 「電流形三相 PWM コンバータにおける入力電圧・電流の過渡振動抑制」, 電学論 D, Vol. 117-D, No. 4, pp. 420-426, 1997.
- [ 7 ] Y. Murai, H. Ishikawa and T. A. Lipo, “New Series Resonant DC Link Inverter for Electric Vehicle Drives”, *IEEE IAS Conference Record*, Vol. 1, pp. 443 - 447, 1994.
- [ 8 ] H. Ishikawa and Y. Murai, “A Novel Soft-Switched PWM Current Source Inverter with Voltage Clamped Circuit,” *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 15, NO. 6, pp. 1081-1087, 2000.
- [ 9 ] 石川裕記, 村井由宏, 「パルス周波数一定の電流共振 PWM インバータ」, 平成 6 年電気学会全国大会講演論文集 (6), No. 801, p. 253, 1994.
- [ 1 0 ] 石川裕記, 村井由宏, 「電気自動車駆動用部分共振電流形 PWM インバータ」, 平成 6 年電気学会産業応用部門全国大会講演論文集, No. 223, pp. 958-961, 1994.
- [ 1 1 ] 「半導体電力変換回路」電気学会半導体電力変換方式調査専門委員会編, 第 8 版, 1995.
- [ 1 2 ] 本部光幸, 上田茂太, 植田明照, 「正弦波出力電流形 GTO インバータの PWM 制御法」, 電学論 B, Vol. 106, No. 7, pp. 579-586, 1986.
- [ 1 3 ] 門田行生, 枅川重男, 飯田祥二, 「電流形インバータと DC-DC コンバータを用いた太陽光発電系統連系システム」, 電学論 D, Vol. 116-D, No. 6, pp. 718-719, 1996.
- [ 1 4 ] 石川裕記, 村井由宏, 「部分共振電流形 PWM インバータの出力特性の検討」, 電学論 D, Vol. 118-D, No. 3, pp. 345-352, 1998.
- [ 1 5 ] H. Ishikawa and Y. Murai, “Improvement of Performance of a Series Resonant DC Link PWM Inverter,” *Proceedings of the Power Conversion Conference-Nagaoka 1997*, Vol. 1, pp. 319-324, 1997.

- [ 1 6 ] 石川裕記, 村井由宏, “部分共振電流形 PWM インバータの出力特性の改善”, 電気学会半導体電力変換研究会資料, SPC-97-23, pp. 57-62, 1997.
- [ 1 7 ] 石川裕記, 村井由宏, 「部分共振電流形 PWM インバータの出力波形の改善」, 平成 9 年電気学会全国大会講演論文集 [4], No.879, pp.152-153, 1997.

# 第5章 電流形インバータのソフトスイッチング化（高出力電圧化）

## 5.1 昇圧機能を利用したソフトスイッチング電流形インバータ

4.5 で述べたように、電流形インバータの昇圧機能を積極的に利用する場合には、直流リンク電流を制御する必要がある。

昇圧機能を利用した用途の例として、PM モータの高速運転が挙げられる。これは既にハイブリッド自動車や家電分野で「PAM インバータ」として実用化されている<sup>[1][2]</sup>。「PAM インバータ」の回路構成は PFC コンバータもしくは昇圧チョッパ+電圧形インバータである。PM モータの高速領域では、高い誘起電圧が発生する。このため、高速領域でトルク制御を行うには、インバータの出力電圧を誘起電圧より高くする必要がある。誘起電圧がインバータの電源電圧より高い場合、昇圧する必要があるが、電圧形インバータ単独では昇圧機能がないため、PFC コンバータや昇圧チョッパで昇圧機能を持たせている。これに対し、電流形インバータは誘起電圧が電源電圧より高い場合でも、直流リンク電流を制御することにより、電源電圧より高い電圧を出力できるため、PM モータ駆動に適していると言える。

第4章で取り上げた CC-SS-CSI および改良形 CC-SS-CSI は、直流リンク電流が  $L_{dc} \cdot L_f$  および共振回路の素子パラメータで決定されるため、これを積極的に制御する用途にはあまり適していない。

そこで、本章では高出力電圧化が可能なソフトスイッチング電流形インバータ<sup>[3]-[6]</sup>を提案する。提案回路は HS-CSI の直流リアクトルを一次側巻線とする高周波トランスを使用する。二次側巻線とそれに接続された共振コンデンサによって共振回路を構成し、インバータ側の主スイッチング素子に対しては漏れインダクタンス成分と共振コンデンサ、共振回路の補助スイッチング素子に対しては二次側巻線と共振コンデンサによって発生する共振現象を利用してソフトスイッチング動作を実現する。共振コンデンサの電圧は補助スイッチング素子の制御パターンによって調整できるため、負荷の状態量によってソフトスイッチング動作可能領域の調整ができる。この回路構成から、本章で提案するソフトスイッチング電流形インバータを補助共振結合形ソフトスイッチング電流形インバータ (**A**uxiliary **R**esonant **C**ircuit **C**oupled **C**urrent **S**ource **I**nverter：以下、ARCC-CSI と略記) と称することにする。共振回路はスイッチング時のみ動作させ、出力波形は PWM によって制御できる。ARCC-CSI は HS-CSI と同様に、直流リンク電流を制御する回路を有し、積極的に直流リンク電流を制御することで、CC-SS-CSI および改良形 CC-SS-CSI に対し、入力電圧に対する出力電圧の比、すなわち昇圧比をより高くできるようにした。

本章では、ARCC-CSI の回路動作原理、PWM パターンの作成方法と制約条件、回路パラメータの設計法について明らかにする。実験により、HS-CSI および改良形 CC-SS-CSI との出力特性や効率の比較を行う。

## 5.2 回路構成と動作原理<sup>[3]-[6]</sup>

### 5.2.1 主回路構成と特長

図 5.1 に提案する ARCC-CSI の概略構成を示す。ARCC-CSI は、図 5.2 に示す HS-CSI の DCL に共振回路を磁氣的に結合させた構成とした。ここで、共振回路の構成を検討するにあたり、ソフトスイッチングを実現するための電圧条件を明らかにする。ここでは共振回路を図 5.3 に示す補助電源  $E_{res}$  とする。

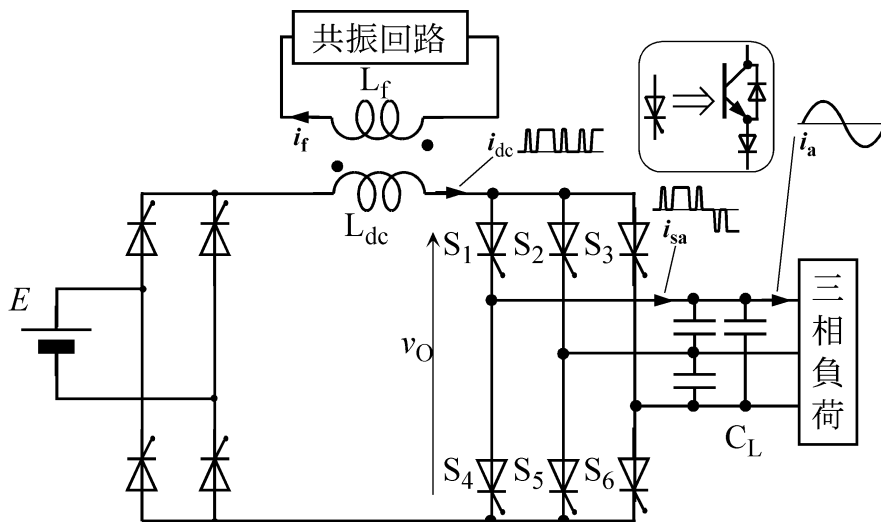


図 5.1 : 補助共振結合形ソフトスイッチング電流形インバータ

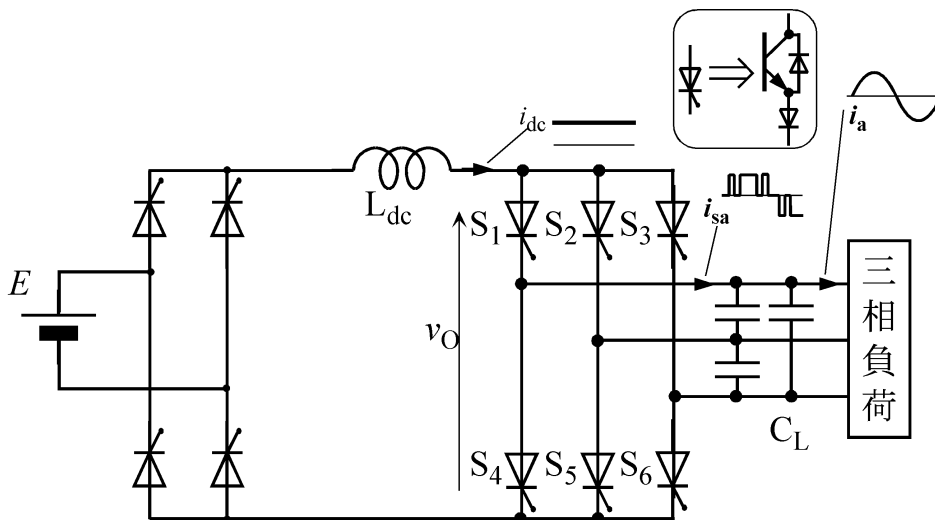


図 5.2 : HS-CSI



図 5.3 : ソフトスイッチング動作実現のための共振回路の電圧条件

インバータ側の 2 つの主スイッチング素子がオンであるとする。  $E_{res}$  が図 5.3 (a) の極性の場合、回路方程式は

$$E = L_{dc} \frac{di_{dc}}{dt} + M \frac{di_f}{dt} + v_O \quad \dots (5.1)$$

$$-E_{res} = L_f \frac{di_f}{dt} + M \frac{di_{dc}}{dt} \quad \dots (5.2)$$

である。(5.1) 式, (5.2) 式より

$$\frac{di_{dc}}{dt} = \frac{L_f(E - v_O) + ME_{res}}{L_{dc}L_f - M^2} \quad \dots (5.3)$$

であり, これが正であれば  $i_{dc}$  は増加する。(5.3) 式を正とする  $E_{res}$  は

$$E_{res} > -\frac{L_f}{M}(E - v_O) \quad \dots (5.4)$$

である。一方,  $E_{res}$  が図 5.3 (b) の極性の場合, 回路方程式は

$$E = L_{dc} \frac{di_{dc}}{dt} + M \frac{di_f}{dt} + v_O \quad \dots (5.5)$$

$$E_{res} = L_f \frac{di_f}{dt} + M \frac{di_{dc}}{dt} \quad \dots (5.6)$$

である。(5.5) 式, (5.6) 式より

$$\frac{di_{dc}}{dt} = \frac{L_f(E - v_O) - ME_{res}}{L_{dc}L_f - M^2} \quad \dots (5.7)$$

であり, これが負であれば,  $i_{dc}$  は減少する。(5.7) 式を負にする  $E_{res}$  は

$$E_{res} > \frac{L_f}{M}(E - v_O) \quad \dots (5.8)$$

である。つまり, ターンオン時に (5.4) 式, ターンオフ時に (5.8) 式を満たし, かつそれぞれ逆極性の電圧となるように  $E_{res}$  の電圧を制御すればよいことが分かる。

## 5.2.2 高効率化のための共振回路の検討

5.2.1 で検討した電圧条件を満たす共振回路の構成例として図 5.4 に示す回路を考案した。(a) は CC-SS-CSI で用いた共振回路と同じ構成, (b) は改良形 CC-SS-CSI で用いた共振



回路と同じ構成である。(c) は (b) に示す4つの補助スイッチング素子のうち、2つをダイオードに置き換えた混合ブリッジ構成としたものである。どの回路構成であっても共振コンデンサ  $C_0$  の電圧  $v_{C0}$  を利用して  $i_s$  をオフにできる。しかし、第4章で示したように (a) はスイッチング素子数が少ないが、共振回路の損失が多く、効率の悪化が懸念される。(b) においてサイリスタ記号で表したスイッチング素子は実際には IGBT と直列ダイオードで置き換えるため、(c) より部品点数が多くなり、さらに導通損が多くなる。以上の理由により、共振回路には (c) を適用することにする。

これにより、ARCC-CSI の回路構成は図 5.5 となる。入力側ブリッジおよび DCL ( $L_{dc}$ ) で直流リンク電流の制御を行う。 $L_{dc}$  はインダクタンス  $L_f$  と密結合しており、主スイッチング素子をオフにする際には  $L_{dc} \cdot L_f$  の漏れインダクタンス成分および  $v_{C0}$  により  $L_{dc}$  のエネルギーを  $L_f$  に移す。 $C_0$  を充電する際には  $C_0$  および  $L_f$  で共振回路を形成する。 $i_{dc}$  は出力側ブリッジにより三相に振り分けられ、出力側コンデンサ  $C_L$  で高調波を取り除き、負荷へ出力する。 $S_1 \sim S_6$  には、ターンオフ時点のゼロ電流検出センサレスの観点から、逆阻止特性および自然消弧特性を持つサイリスタが最も適しているが、IGBT などの自己消弧形素子と直列ダイオードの組み合わせでも適用可能である。

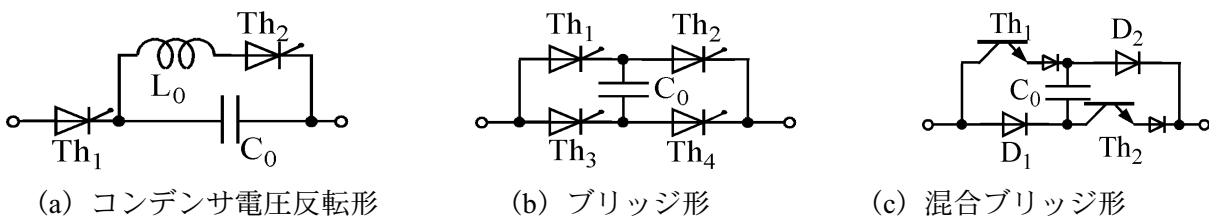


図 5.4 : ARCC-CSI の共振回路構成例

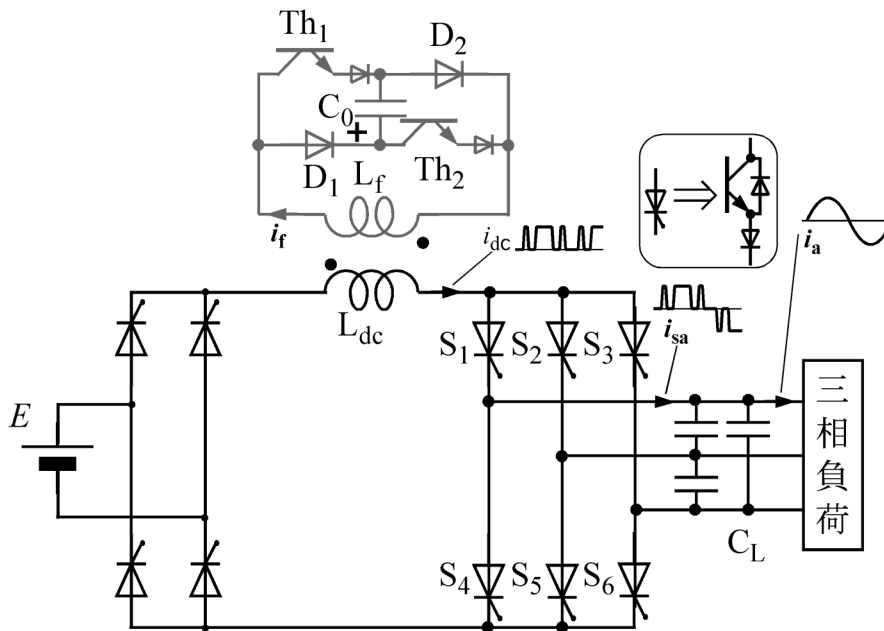
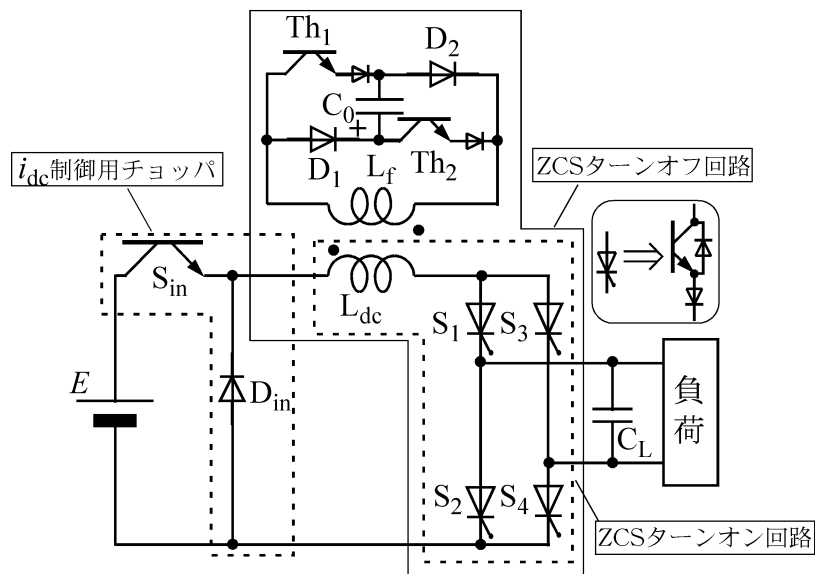


図 5.5 : ARCC-CSI の回路構成

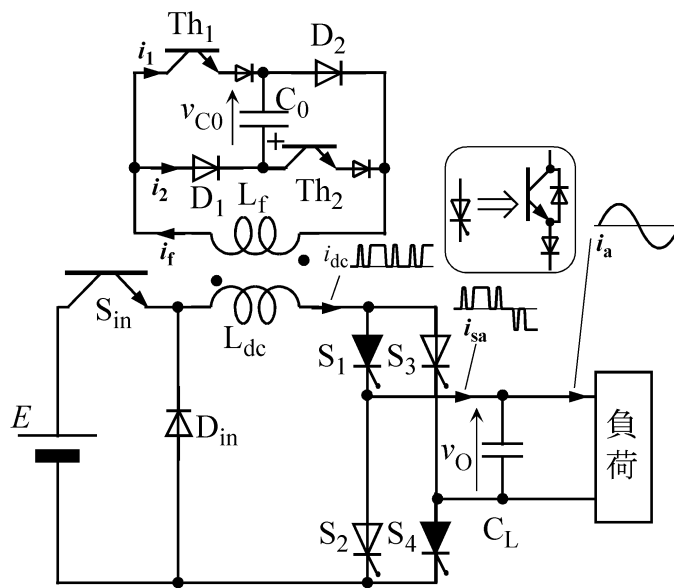
### 5.2.3 回路動作原理

回路動作の説明を簡単にするため、図 5.6 (a) の直流を入力とした一相分回路で説明する。入力側に接続したチョッパは、図 5.5 の電源側ブリッジ回路を等価的に変換したもので、 $i_{dc}$  制御のために挿入する。回路動作の説明にあたり、回路条件を以下とする。

- ・ 負荷電圧  $v_o$  は図 5.6 (b) に示す向き of 定電圧
- ・ 各部の電流，電圧は，図 5.6 (b) に示す向きを正
- ・  $L_{01}$ ,  $C_0$  はそれぞれ  $L_{dc}$ ,  $C_L$  に比べて十分小さい



(a) 一相分回路



(b) 初期条件

図 5.6 : ARCC-CSI の一相分回路

- ・  $L_{dc}$  と  $L_f$  の結合度は 1 未満で、漏れインダクタンスが存在する
- ・ スwitching 素子  $Th_1, Th_2, S_{in}, S_1, S_2, S_3, S_4$  およびダイオード  $D_1, D_2$  は理想的なスitching 特性を持つ

回路動作の初期条件は以下とする。

- ・ 図 5.6 (b) に黒で示すインバータ側の主スitching 素子  $S_1, S_4$  およびチョッパのスitching 素子  $S_{in}$  がオンで、 $i_{dc}$  が流れている
- ・  $C_0$  は図示の極性に充電されており、その電圧は (5.6) 式の  $E_{res}$  に等しく、かつ (5.8) 式の条件を満たす

図 5.7 に  $i_{dc}, i_f, i_1, i_2, v_{c0}$  の波形の概略および各スitching 素子のスitching タイムチャート、図 5.8 にモード遷移フローチャートを示す。

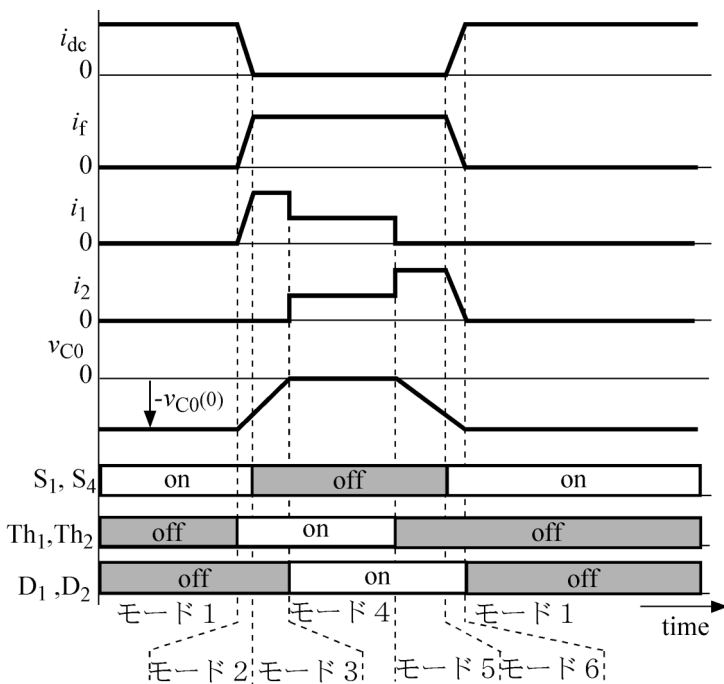


図 5.7 : ARCC-CSI の各部波形とスitching タイムチャート

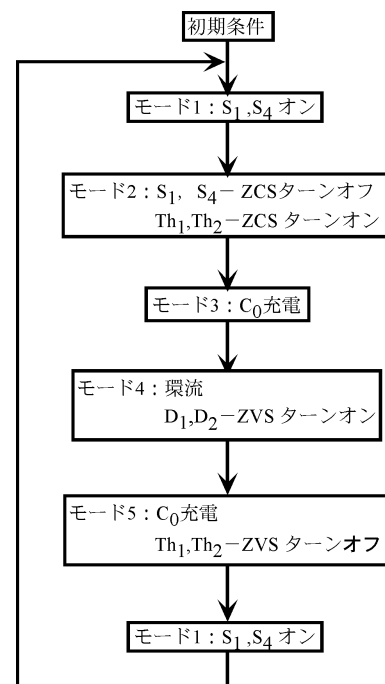


図 5.8 : ARCC-CSI のモード遷移フローチャート

### 【モード 1】

$S_{in}, S_1$  および  $S_4$  がオンである。電流経路を図 5.9 に示す。回路を流れる電流  $i_{dc}$  は、電源電圧  $E$  と瞬時負荷電圧  $v_o$  によって次式で示される。

$$i_{dc} = \frac{1}{L_{dc}} \int (E - v_o) dt = \frac{E - v_o}{L_{dc}} t + i(0) \quad \dots (5.9)$$

$i(0)$  はモード 1 開始時の  $i_{dc}$  である。 $Th_1, Th_2$  が点弧されるまでこの状態が維持され、 $Th_1, Th_2$  を点弧すると  $S_1$  および  $S_4$  をオフにする次のモードに移行する。

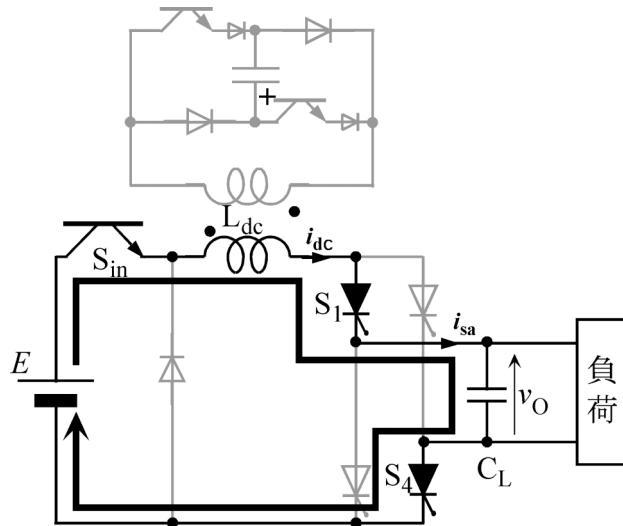


図 5.9 : モード 1 の電流経路

【モード 2】

$S_{in}$ ,  $S_1$  および  $S_4$  をオフにするため,  $Th_1$  と  $Th_2$  をオンにする。  $i_f$  が流れ始め, これにともなって  $i_{dc}$  が減少する。  $i_{dc}$  がゼロとなった時点で  $S_{in}$ ,  $S_1$  および  $S_4$  がオフとなる。共振回路の 2 つのダイオード  $D_1$ ,  $D_2$  は,  $v_{C0}$  により逆バイアスとなるため, オフ状態を保持する。回路電流の経路を図 5.10 に示す。モード 2 の回路方程式は,  $L_{dc}$  と  $L_f$  の相互インダクタンスを  $M$  とすれば, 次式で表される。

$$E = L_{dc} \frac{di_{dc}}{dt} + M \frac{di_f}{dt} + v_O \quad \dots (5.10)$$

$$0 = L_f \frac{di_f}{dt} + M \frac{di_{dc}}{dt} + \frac{1}{C_0} \int i_f dt \quad \dots (5.11)$$

(5.10) 式, (5.11) 式より,  $i_{dc}$  および  $i_f$  は以下となる。

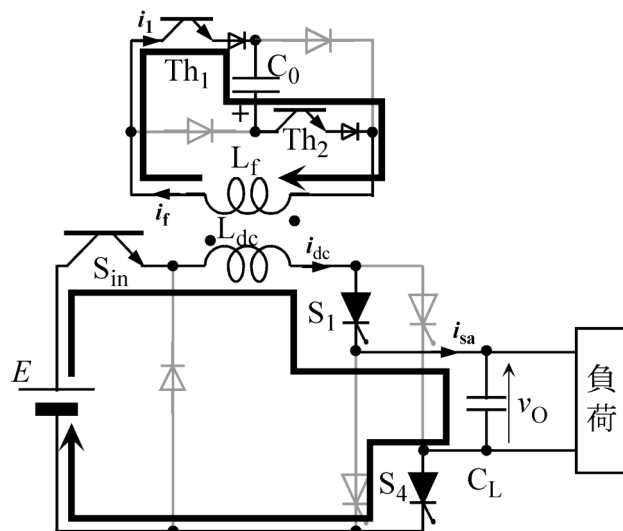


図 5.10 : モード 2 の電流経路

$$i_{dc} = \frac{k_1}{\omega_1} \frac{M}{L_{dc}} \sin \omega_1 t + \frac{E - v_o}{L_{dc}} t + i_{dc}(0) \quad \dots (5.12)$$

$$i_f = -\frac{k_1}{\omega_1} \sin \omega_1 t \quad \dots (5.13)$$

ただし,  $i_{dc}(0)$ ,  $v_{c0}(0)$ : それぞれモード 2 開始時の  $i_{dc}$ ,  $v_{c0}$ ,

$$k_1 = \frac{M(E - v_o) + L_{dc}v_{c0}(0)}{L_f L_{dc} - M^2} = \omega_1^2 C_0 \left\{ \frac{M}{L_{dc}} (E - v_o) + v_{c0}(0) \right\}, \quad \omega_1 = \sqrt{\frac{1}{C_0} \frac{L_{dc}}{L_f L_{dc} - M^2}}$$

(5.8) 式より  $k_1$  が次式を満たせば  $i_{dc}$  は徐々に減少し, やがてゼロとなる。このとき,  $S_{in}$ ,  $S_1$  および  $S_4$  が ZCS でターンオフする。Th<sub>1</sub> と Th<sub>2</sub> は (5.13) 式より ZCS ターンオンを実現する。

$$k_1 < -\frac{E - v_o}{M} \quad \dots (5.14)$$

$v_{c0}$  は (5.13) 式より, 次式となる。

$$v_{c0} = v_{c0}(0) \cos \omega_1 t - \frac{M}{L_{dc}} (E - v_o) (1 - \cos \omega_1 t) \quad \dots (5.15)$$

### 【モード 3】

モード 3 では,  $i_f$  により,  $C_0$  を充電する。回路電流の経路を図 5.11 に示す。この時の  $i_f$  は次式に示す共振電流となる。

$$i_f = i_f(1) \cos \omega_2 t - \omega_2 C_0 v_{c0}(1) \sin \omega_2 t = \sqrt{\{\omega_2 C_0 v_{c0}(1)\}^2 + i_f(1)^2} \sin(\omega_2 t + \phi_1) \quad \dots (5.16)$$

ただし,  $\omega_2 = \sqrt{\frac{1}{L_f C_0}}$ ,  $\tan \phi_1 = -\frac{\omega_2 L_f i_f(1)}{v_{c0}(1)}$

$i_f(1)$ : モード 3 開始時の  $i_f$ ,  $v_{c0}(1)$ : モード 3 開始時の  $v_{c0}$

$v_{c0}$  は (5.16) 式より, 次式となる。

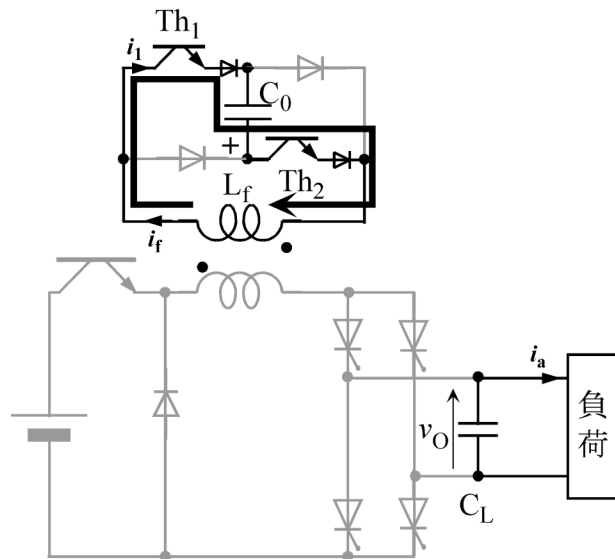


図 5.11: モード 3 の電流経路

$$v_{C0} = \omega_2 L_f i_f(1) \sin \omega_2 t + v_{C0}(1) \cos \omega_2 t = \sqrt{\{\omega_2 L_f i_f(1)\}^2 + v_{C0}(1)^2} \sin(\omega_2 t + \phi_2) \quad \dots (5.17)$$

ただし,  $\tan \phi_2 = \frac{v_{C0}(1)}{\omega_2 L_f i_f(1)}$

【モード 4】

$v_{C0}$  がゼロに達すると, ダイオード  $D_1, D_2$  が ZVS ターンオンで導通し,  $i_f$  が環流する。この時の電流経路を図 5.12 に示す。 $i_f$  は一定電流となり,  $D_1$ - $Th_2$  と  $Th_1$ - $D_2$  の経路で分流し,  $i_1, i_2$  はそれぞれ  $i_f$  の 1/2 となる。このとき,  $C_0$  に電流が流入しないのでゼロ電圧が維持される。 $i_f, i_1, i_2$  は次式で示される。

$$i_f = \sqrt{\{\omega_2 C_0 v_{C0}(1)\}^2 + i_f(1)^2} = 2i_1 = 2i_2 \quad \dots (5.18)$$

$i_d$  制御のための  $S_{in}$  のスイッチングの切り替えは, このモードで行う。 $i_f$  がその指令値  $i_f^*$  より大きい場合には  $S_{in}$  をオフ, 逆の場合にはオンにする。

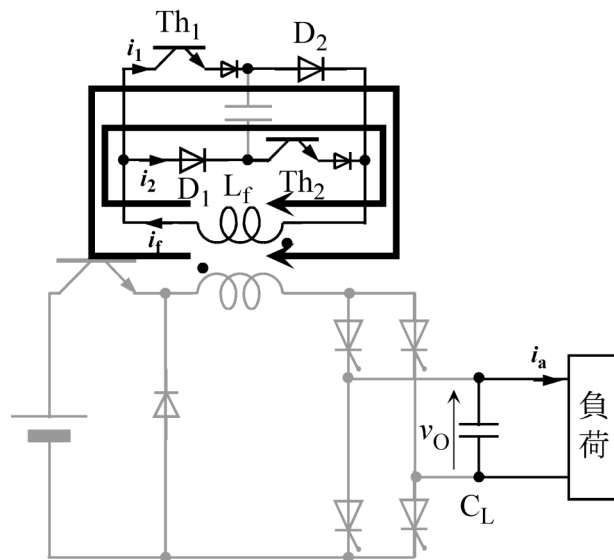


図 5.12 : モード 4 の電流経路

【モード 5】

$C_0$  を再び図 5.6 (b) の極性に充電するため,  $Th_1$  と  $Th_2$  をオフにする。 $v_{C0}$  がゼロであるため, これらのスイッチング素子は ZVS でターンオフする。電流経路を図 5.13 に示す。 $i_f$  より,  $C_0$  が充電される。この時の  $i_f$  は次式で表される共振電流である。

$$i_f = i_f(2) \cos \omega_2 t = \sqrt{\{\omega_2 C_0 v_{C0}(1)\}^2 + i_f(1)^2} \cos \omega_2 t \quad \dots (5.19)$$

ただし,  $i_f(2)$  : モード 5 開始時の  $i_f$

$v_{C0}$  の電圧は (5.19) 式より, 次式となる。

$$v_{C0} = -i_f(2) \sqrt{\frac{L_f}{C_0}} \sin \omega_2 t = -\sqrt{\frac{L_f}{C_0} \{ \omega_2^2 C_0^2 v_{C0}(1)^2 + i_f(1)^2 \}} \sin \omega_2 t \quad \dots (5.20)$$

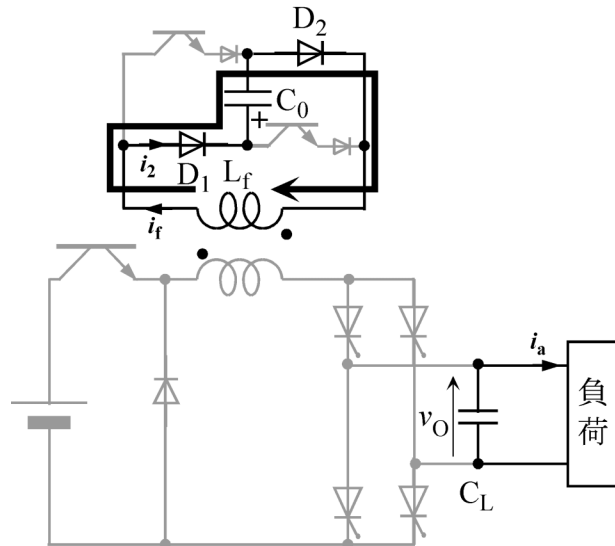


図 5.13 : モード 5 の電流経路

【モード 6】

再び  $S_1$  および  $S_4$  をオンにする。 $S_{in}$  にはモード 4 でオン信号が与えられたとする。この時の回路電流の経路を図 5.14 に示す。 $i_{dc}$  が流れ始め、これにともなって  $i_f$  が減少する。 $i_f$  がゼロとなった時点で  $D_1, D_2$  はオフになる。モード 6 における回路方程式は (5.10) 式, (5.11) 式と同じである。これらの式より  $i_{dc}, i_f$  を求めると,

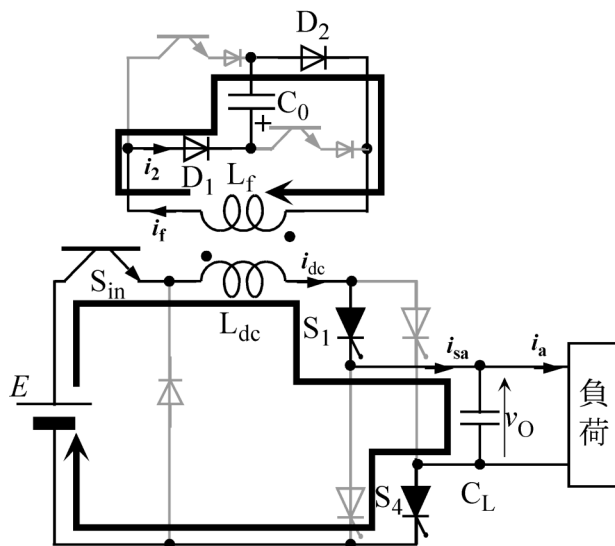


図 5.14 : モード 6 の電流経路

$$i_{dc} = \frac{E - v_o}{L_{dc}} t + \frac{M}{L_{dc}} \left\{ \frac{k_3}{\omega_1} \sin \omega_1 t - i_f(3)(1 - \cos \omega_1 t) \right\} \quad \dots (5.21)$$

$$i_f = i_f(3) \cos \omega_1 t + \frac{k_3}{\omega_1} \sin \omega_1 t = \sqrt{\left( \frac{k_3}{\omega_1} \right)^2 + i_f(3)^2} \sin(\omega_1 t + \phi_3) \quad \dots (5.22)$$

$$\text{ただし, } k_3 = \frac{L_{dc} v_{C0}(3) + M(E - v_o)}{L_f L_{dc} - M^2}, \quad \tan \phi_3 = \frac{\omega_1 i_f(3)}{k_3},$$

$i_f(3)$ : モード 6 開始時の  $i_f$ ,  $v_{C0}(3)$ : モード 6 開始時の  $v_{C0}$

となる。(5.21) 式より,  $S_1, S_4, S_{in}$  は ZCS ターンオン, (5.22) 式より  $D_1, D_2$  は ZCS ターンオフを実現する。(5.22) 式よりモード 6 の  $v_{C0}$  は次式で表される。

$$v_{C0} = \frac{i_f(3)}{\omega_1 C_0} \sin \omega_1 t - v_{C0}(3) \cos \omega_1 t + \frac{M}{L_{dc}} (E - v_o)(1 - \cos \omega_1 t) \quad \dots (5.23)$$

## 5.2.4 ソフトスイッチング動作にともなう PWM パターンの制約

### (1) 出力の制御法と制約

ARCC-CSI の主スイッチング素子の PWM パターンは CC-SS-CSI で用いた図 4.12 (c) を用いることにする。ARCC-CSI では, 直流リンク電流  $i_d$  の制御を図 5.5 の  $S_{in}$  で行うことができるため, CC-SS-CSI で用いた PWM パターンの補正は行わないこととする。

ARCC-CSI は, CC-SS-CSI と同様に, 出力 PWM の零ベクトル区間, すなわち全ての主スイッチング素子がオフの間に,  $C_0$  の放電および充電を行い, ZCS ターンオンおよびターンオフを実現する。したがって,  $C_0$  の充放電期間確保のため, 信号波の振幅  $m$  に上限  $m_L$  を設定する。 $m_L$  は  $C_0$  の最短充放電時間で決定できる。

PWM パターンが零ベクトルのとき, モード 3 ~ モード 5 の回路動作を行う。モード 3 ~ モード 5 のうち, モード 4 では  $C_0$  はゼロ電圧を維持するため, モード 4 の動作を必ずしも行う必要はない。このため,  $C_0$  の最短充放電時間はすなわち, モード 3 の放電期間とモード 5 の充電期間の和である。

モード 3 では,  $L_f, C_0$  による共振電流  $i_f$  が  $C_0$  を放電させ,  $C_0$  の電圧  $v_{C0}$  がゼロに達するとモード 4 に移行する。 $L_f, C_0$  による共振周波数が搬送波周波数より十分低ければ,  $i_f$  は一定電流とみなすことができる。モード 3 における  $C_0$  の初期電圧を  $v_{C0}(1)$  とすれば, 放電時間  $t_3$  は次式で表される。

$$t_3 = \frac{C_0 v_{C0}(1)}{i_f} \quad \dots (5.24)$$

モード 5 では,  $i_f$  によって  $v_{C0}$  が ZCS ターンオフ可能な電圧  $v_{C0}(0)$  に達するまで  $C_0$  を充電する。 $L_f, C_0$  による共振周波数が搬送波周波数より十分低いとすれば,  $i_f$  は一定電流であるので充電時間  $t_5$  は次式で表される。



$$t_5 = \frac{C_0 v_{C0}(0)}{i_f} \quad \dots (5.25)$$

したがって、零ベクトルの最短時間  $t_{0min}$  は (5.24) 式, (5.25) 式より

$$t_{0min} = t_3 + t_5 = \frac{C_0}{i_f} \{v_{C0}(1) + v_{C0}(0)\} \quad \dots (5.26)$$

であり、信号波最大振幅  $m_L$  は搬送波の周期を  $T$  とすれば、次式となる。

$$m_L = \frac{T - t_{0min}}{T} = 1 - \frac{C_0}{i_f} \frac{\{v_{C0}(1) + v_{C0}(0)\}}{T} \quad \dots (5.27)$$

ここで、モード2およびモード6が搬送波周期に対し、極端に短いと仮定すれば、(5.27)式は次式に近似できる。

$$m_L = 1 - 2 \frac{C_0}{i_f} \frac{v_{C0}(0)}{T} \quad \dots (5.28)$$

## (2) 共振回路の制御

ここでは、搬送波に対する  $Th_1$  および  $Th_2$  のスイッチング制御のタイミングについて提案する。搬送波と  $Th_1$ ,  $Th_2$  の制御信号および  $D_1$ ,  $D_2$  のオン・オフ状態のタイムチャートを図 5.15 に示す。

5.2.3 で述べたように、 $Th_1$  および  $Th_2$  は主スイッチング素子のターンオフ信号に同期してモード2でオンにする。したがって、ターンオンのタイミングは搬送波であるのこぎり波の立ち上がり同期させればよい。 $Th_1$  および  $Th_2$  をオフにした後、モード5およびモード6で  $C_0$  が充電される。 $Th_1$ ,  $Th_2$  がターンオフした時点から、次に主スイッチング素子がオンになるタイミングまでの期間  $\Delta t$  で  $C_0$  が確実に ZCS 動作できる電圧まで充電されていれば

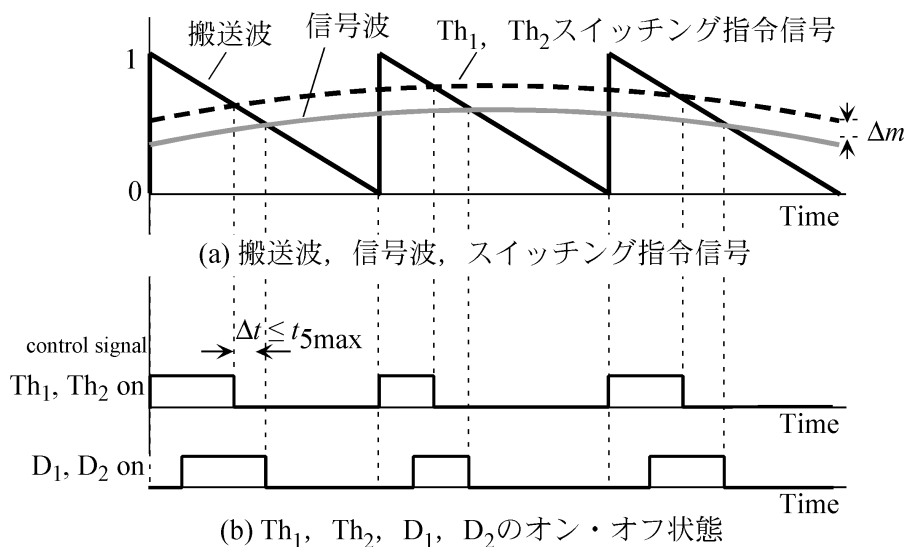


図 5.15 : 搬送波と共振回路のスイッチングタイムチャート

よく、この期間の最小値が (5.25) 式で示した  $t_{\text{mode5}}$  である。つまり、 $\text{Th}_1$ ,  $\text{Th}_2$  のターンオフのタイミングは次の搬送波と信号波が交差する時点より  $\Delta t$  だけ早くする必要がある。 $L_f$ ,  $C_0$  による共振周波数が搬送波周波数より十分低い場合で  $i_f$  が常に一定であれば、 $\Delta t$  も一定値でよい。これを実現するため、図 5.15 (a) の点線で示すように、信号波に  $\Delta t$  に対応する振幅  $\Delta m$  を加えた波形を  $\text{Th}_1$  と  $\text{Th}_2$  のスイッチング指令信号波（以下、付加信号波と称す）とした。図 5.15 (b) の  $\text{Th}_1$ ,  $\text{Th}_2$  のスイッチング信号を得るには、搬送波と付加信号波を比較し、搬送波の方が大きい時にオン、小さい時にオフとなるようにすればよい。この方法はインバータの PWM 信号を得る場合の搬送波と信号波との関係とは逆である。

## 5.2.5 素子定格に基づく回路パラメータの設計例

### (1) 設計条件

ARCC-CSI の各素子値を設計するにあたり、図 5.5 に示す一相分回路および表 5.1 の設計条件に基づいて算出することとする。

表 5.1 : 設計条件

電源	DC 200V
出力	三相 200V
出力容量	1kW
搬送波周波数	10kHz
スイッチング素子の最大電流	50A
スイッチング素子の最大電圧	750V

### (2) 共振回路パラメータの設計

共振回路の電流  $i_f$  はモード 4 で最大となる。表 5.1 の最大電流条件、(5.16) 式より、モード 3 における共振電流  $i_f$  は

$$i_f \geq \sqrt{\{\omega_2 C_0 v_{C0}(1)\}^2 + i_f(1)^2} \quad \dots (5.35)$$

となる。モード 5 における  $v_{C0}$  は (5.20) 式より

$$v_{C0} \geq -\sqrt{\frac{L_f}{C_0}} \sqrt{\{\omega_2 C_0 v_{C0}(1)\}^2 + i_f(1)^2} \quad \dots (5.36)$$

である。(5.35) 式、(5.36) 式より、次式の関係が得られる。

$$-\frac{v_{C0}}{i_f} \geq \sqrt{\frac{L_f}{C_0}} = \omega_2 L_f = \frac{1}{\omega_2 C_0} \quad \dots (5.37)$$

モード 3 におけるコンデンサ  $C_0$  の放電時間  $t_3$ 、モード 5 における充電時間  $t_5$ 、信号波最大振幅  $m_L$  の関係は (5.26) 式、(5.27) 式より

$$t_3 + t_5 = (1 - m_L)T \quad \dots (5.38)$$

である。  $t_3$ ,  $t_5$  が等しいとすると, (5.38) 式より次式が得られる。

$$t_3 = t_5 = \frac{1 - m_L}{2} T \quad \dots (5.39)$$

モード 3 で  $i_f$  が最大電流となり, モード 4 へ移行するには, (5.16) 式より次式を満足する必要がある。

$$\omega_2 t_3 + \phi_1 \geq \frac{\pi}{2} \quad \dots (5.40)$$

(5.40) 式より, モード 3 における  $i_f$  の初期電流  $i_f(1)$  は次式に示す条件を満たさなければならない。

$$i_f(1) \leq -\omega_2 C_0 v_{C_0}(1) \tan\left(\frac{\pi}{2} - \omega_2 \frac{1 - m_L}{2} T\right) \quad \dots (5.41)$$

搬送波周期に対し, モード 2 の期間が十分短いとすると, (5.41) 式は次式となる。

$$\frac{L_{dc}}{M} \leq -\frac{\omega_2 C_0 v_{C_0}(0)}{i_{dc}(0)} \tan\left(\frac{\pi}{2} - \omega_2 \frac{1 - m_L}{2} T\right) \quad \dots (5.42)$$

$L_{dc} \cdot L_f$  の結合度を 1 とすれば, (5.42) 式より  $L_{dc} \cdot L_f$  の巻数  $n_{dc} \cdot n_f$  の条件が次式で得られる。

$$\frac{n_{dc}}{n_f} \leq -\frac{\omega_2 C_0 v_{C_0}(0)}{i_{dc}(0)} \tan\left(\frac{\pi}{2} - \omega_2 \frac{1 - m_L}{2} T\right) \quad \dots (5.43)$$

### (3) 数値例

表 5.1 の最大電流, 電圧条件より, (5.37) 式は

$$\sqrt{\frac{L_f}{C_0}} \leq 15 \quad \dots (5.44)$$

となる。共振回路の共振周期を搬送波周期の 2 倍とすれば,

$$\omega_2 = \frac{\pi}{T} = 31.4 \times 10^3 \quad \dots (5.45)$$

であるので, (5.37) 式, (5.44) 式, (5.45) 式より,

$$L_f \leq \frac{15}{\omega_2} = 477 \text{ } [\mu\text{H}] \quad \dots (5.46)$$

$$C_0 \geq \frac{1}{15\omega_2} = 2.12 \text{ } [\mu\text{F}] \quad \dots (5.47)$$

と求められる。ここで  $m_L$  を 0.8 とすると, (5.43) 式, (5.45) 式, (5.47) 式より  $L_{dc} \cdot L_f$  の巻数比の条件は

$$\frac{n_{dc}}{n_f} \leq 3.08 \quad \dots (5.48)$$

となる。  $L_{dc} \cdot L_f$  とその巻数比の関係は、

$$\frac{L_{dc}}{L_f} = \left( \frac{n_{dc}}{n_f} \right)^2 \quad \dots (5.49)$$

であることから、  $L_{dc}$  は次式となる。

$$L_{dc} \leq 4.52 \text{ [mH]} \quad \dots (5.50)$$

#### (4) ZCS ターンオフのための $n_{dc}$ , $n_f$ , $v_{C0}$ の条件

モード 2 における  $i_{dc}$  は (5.12) 式, (5.13) 式より次式に変形できる。

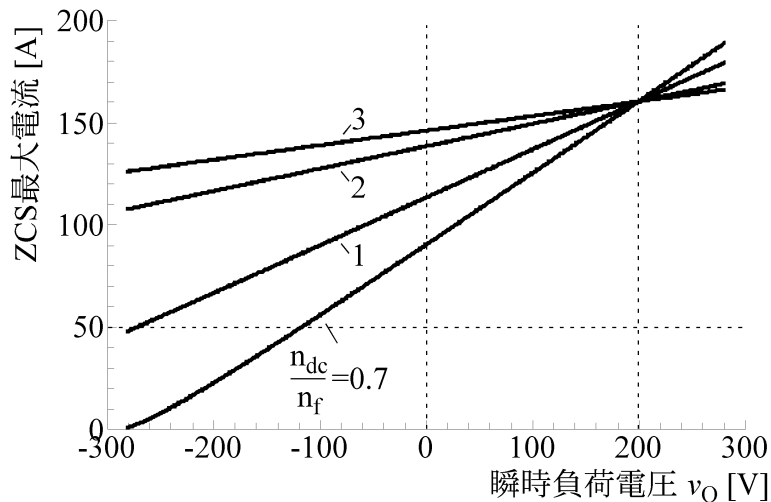
$$i_{dc} = \frac{(E - v_o)}{L_{dc}} t + i_{dc}(0) - \frac{M}{L_{dc}} i_f \quad \dots (5.51)$$

ZCS ターンオフするにはターンオフ時刻を  $t_{off}$  とすると、(5.51) 式より

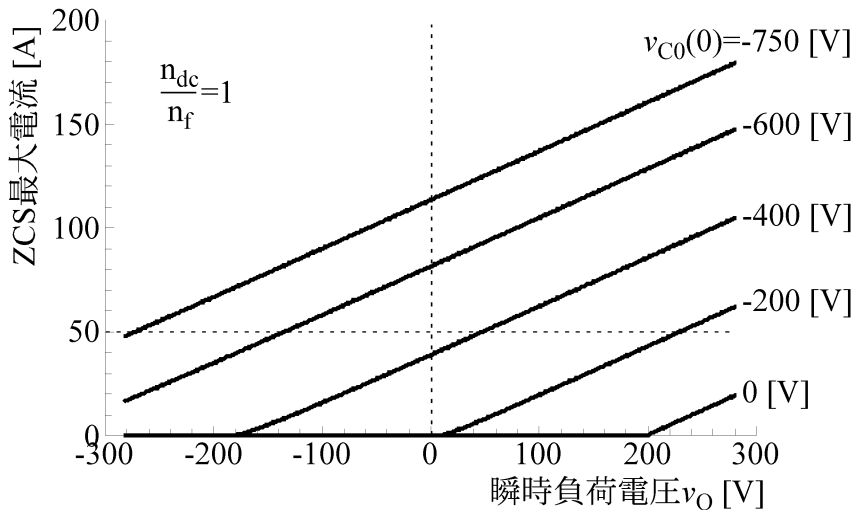
$$i_f \geq \frac{(E - v_o)}{M} t_{off} + \frac{L_{dc}}{M} i_{dc}(0) \quad \dots (5.52)$$

を満たす必要がある。  $i_f$  は (5.13) 式より瞬時負荷電圧  $v_o$ , モード 2 における  $v_{C0}$  の初期値  $v_{C0}(0)$  および  $L_{dc} \cdot L_f$  の巻数比に依存する。(5.30) 式に示すように、モード 2 における  $i_{dc}$  の初期値  $i_{dc}(0)$  の大きさも ZCS ターンオフの実現に影響する。ここで (5.46) ~ (5.48), (5.50) の各式に基づいて、  $v_o$  に対する ZCS ターンオフ条件を解析的に求めた。これを図 5.16 に示す。

(a) は  $L_{dc} \cdot L_f$  の巻数比をパラメータとした時の  $v_o$  に対する ZCS ターンオフできる  $i_{dc}(0)$  の最大値である。  $v_{C0}(0)$  は -750V,  $L_{dc}$ ,  $L_f$  の結合度は 0.95 とした。各グラフの下側の領域で ZCS ターンオフが可能である。  $v_o$  が大きくなれば ZCS ターンオフが可能な  $i_{dc}(0)$  の最大値が大きくなる。これは、  $v_o$  が大きいと (5.13) 式より  $i_f$  も大きくなること、(5.12) 式右辺第二項の電流成分の増加が小さくなることに起因する。  $v_o$  が 200V の場合では、どの巻数比であっ



(a) 巻数比に対する  $v_o - i_{dc}(0)$  特性



(b)  $v_{C0}(0)$ に対する  $v_O - i_{dc}(0)$ 特性

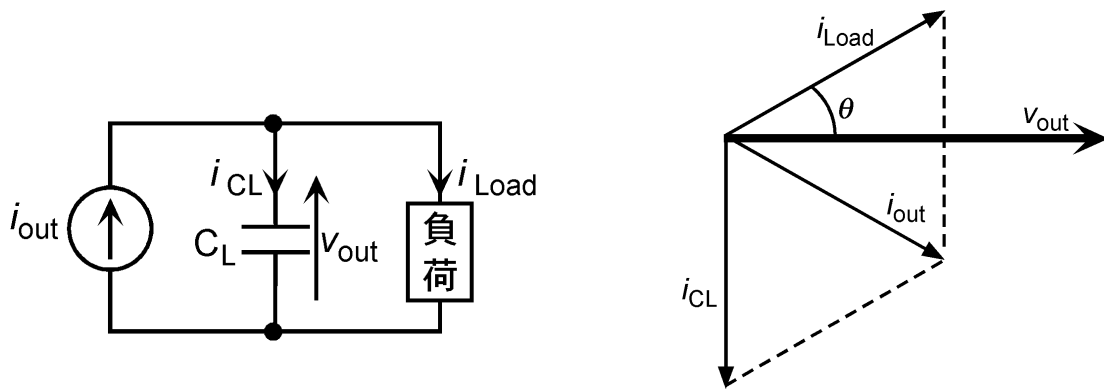
図 5.16 : ZCS ターンオフ可能領域

でも  $i_{dc}(0)$ の最大値は一致する。このとき、(5.12) 式、(5.13) 式の  $k_1$  が巻数比に依存しなくなるためである。設計条件である表 5.1 に示す最大電流が  $i_{dc}(0)$ に等しい時、 $v_O$  の全領域において、ZCS ターンオフが可能である巻数比を算出すると、1.13 である。

(b) は  $v_{C0}(0)$ をパラメータとした時の  $v_O$  に対する ZCS ターンオフできる  $i_{dc}(0)$ の最大値である。 $L_{dc} \cdot L_f$  の巻数比は 1,  $L_{dc}$ ,  $L_f$  の結合度は 0.95 とした。(a) と同様に各グラフの下側の領域で ZCS ターンオフが可能である。(a) で示した傾向に加え、 $v_{C0}(0)$ を大きくしても ZCS ターンオフが可能で  $i_{dc}(0)$ の最大値が大きくなる。これは、 $v_{C0}(0)$ の増加も  $i_f$  に寄与するためである。この特性を生かして、 $v_O$  を検出して  $v_{C0}(0)$ を回路動作中に変更できれば、より高効率な運転も可能である。

### (5) 高出力電圧化の限界

図 5.17 (a) に ARCC-CSI の出力側一相分等価回路、(b) に出力コンデンサ  $C_L$  の電圧  $v_{out}$  を基準とした、出力電流  $i_{out}$ ,  $C_L$  の電流  $i_{CL}$ , 負荷電流  $i_{Load}$  のフェーザ図を示す。 $v_{out} \cdot i_{Load}$  間



(a) 一相分等価回路

(b) 出力電流・電圧のフェーザ図

図 5.17 : ARCC-CSI の出力側等価回路とフェーザ

の角度 $\theta$ は負荷の力率角である。 $i_{out}$ ,  $i_{CL}$ ,  $i_{Load}$ は

$$i_{out} = i_{CL} + i_{Load} \quad \dots (5.53)$$

の関係を持つ。制御率を  $m$  とすれば、 $i_{out}$  は

$$i_{out} = \frac{1}{2} m i_{dc} \sin \omega t \quad \dots (5.54)$$

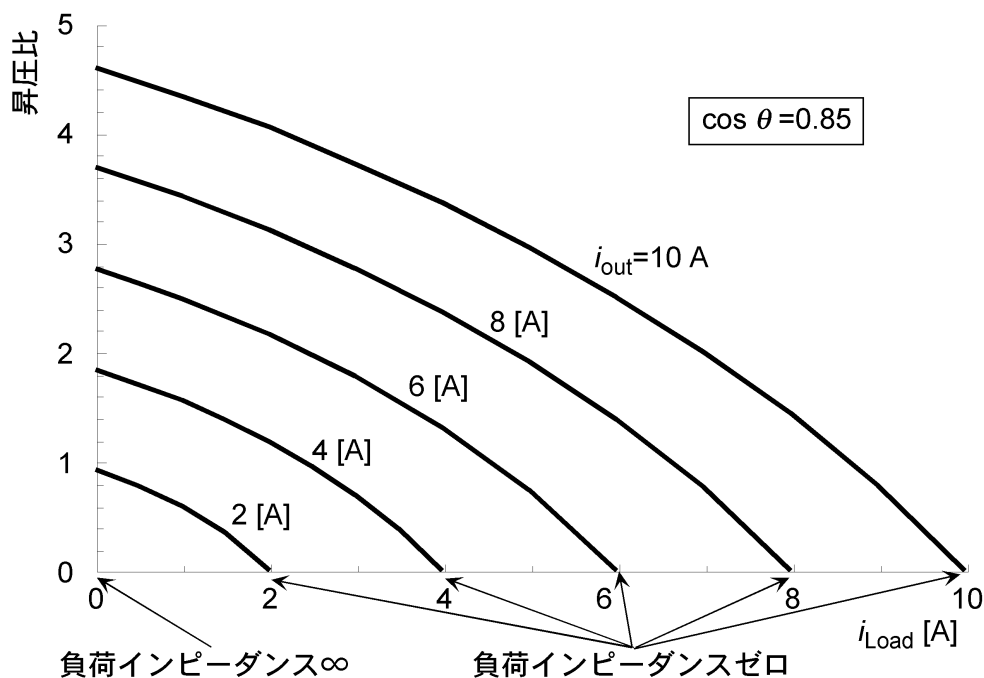
で表すことができる。(5.53) 式, (5.54) 式より,  $m$ ,  $i_{dc}$  が一定であれば, 負荷電流が小さい方が負荷電圧  $v_{out}$  が大きく, 無負荷時に最大となる。無負荷時の  $v_{out}$  は

$$v_{out} = \frac{1}{C_L} \int i_{out} dt = \frac{m i_{dc}}{2\omega C_L} \cos \omega t \quad \dots (5.55)$$

である。(5.53) 式, (5.54) 式, (5.55) 式により算出した出力電圧特性を図 5.18 に示す。出力電圧の評価には, 電源電圧に対する  $v_{out}$  の線間電圧の実効値の比を昇圧比として次式で定義する。

$$\text{昇圧比} = \frac{v_{out} \text{の線間電圧実効値}}{\text{電源電圧}} \quad \dots (5.56)$$

図 5.18 (a) は負荷電流  $i_{Load}$  に対する昇圧比特性である。負荷の力率は 0.85 一定とし,  $i_{out}$  を変化させた。 $i_{out}$  の調整は (5.54) 式における  $i_{dc}$  または  $m$ , あるいはその両方を変化させた。どの  $i_{out}$  に対しても,  $i_{Load}$  が小さいと昇圧比は大きく,  $i_{Load}$  が大きいと昇圧比は小さい。 $i_{Load}$  と  $i_{out}$  が等しい点では昇圧比がゼロであり, 負荷インピーダンスもゼロ,  $i_{Load}$  がゼロの点では負荷インピーダンスは $\infty$ , すなわち無負荷である。この特性からも, 前述したように, 無負荷時に昇圧比が最大であることが明らかで, その値は  $i_{out}$  に依存することが分かる。(b)



(a) 出力電流  $i_{out}$  に対する負荷電流  $i_{Load}$  - 昇圧比特性

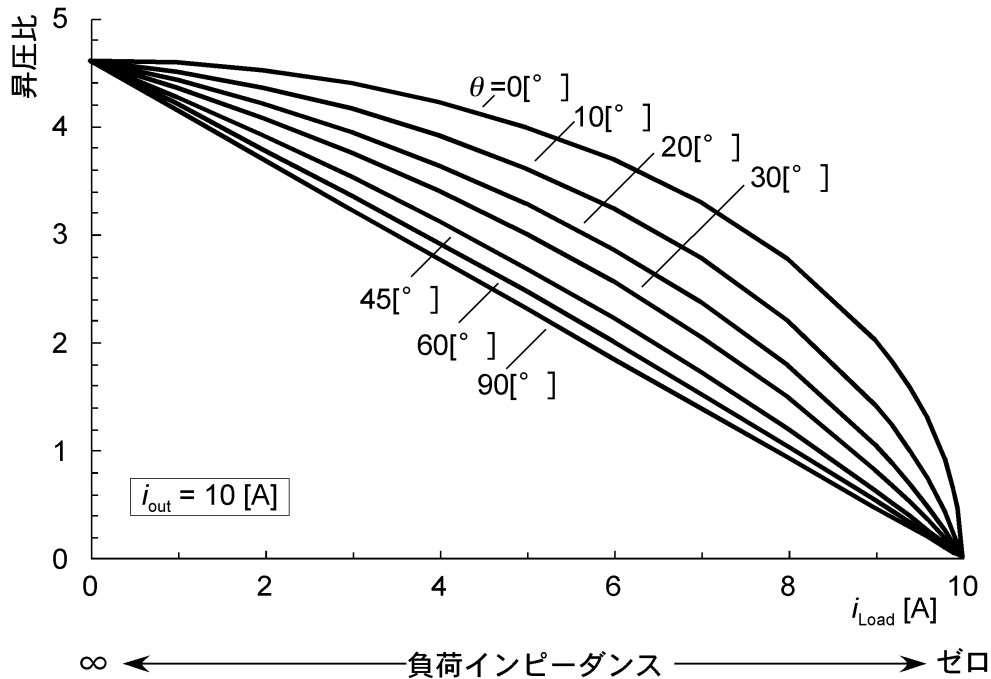


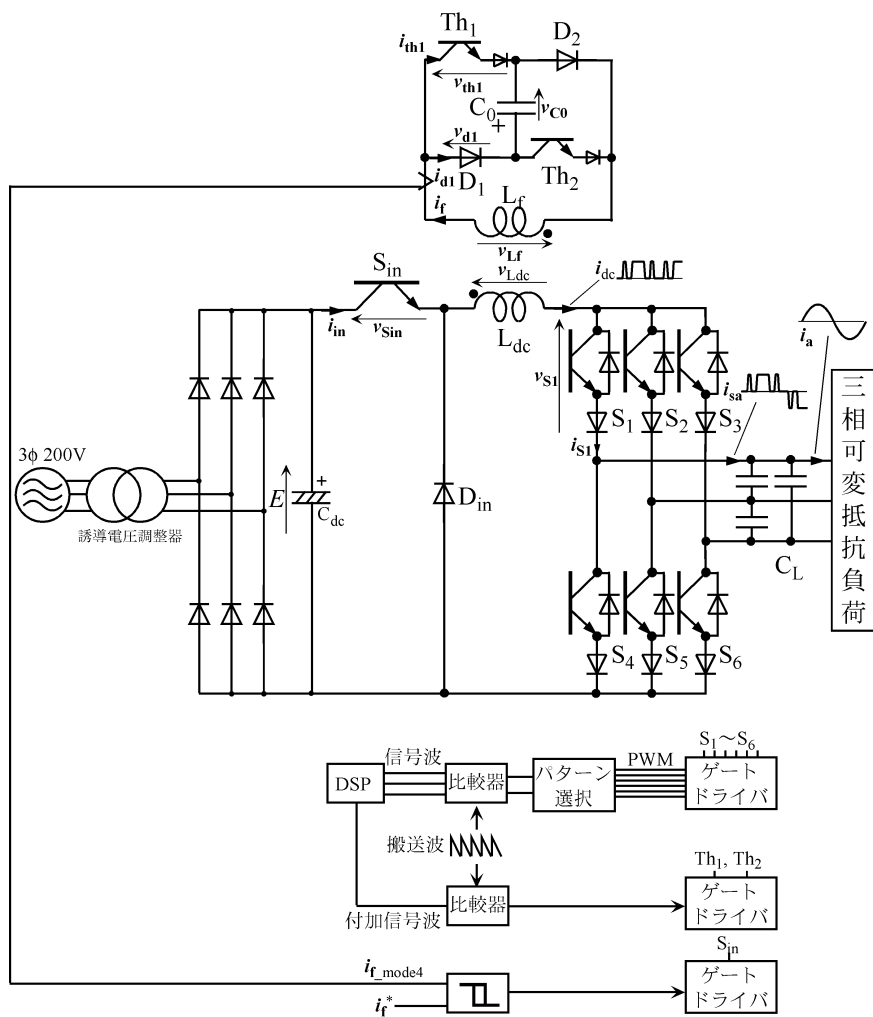
図 5.18 : ARCC-CSI の出力電圧特性

は、負荷の力率角 $\theta$ を変化させた時の負荷電流  $i_{Load}$  に対する昇圧比特性である。 $i_{out}$  は 10A 一定とした。負荷として電動機もしくは抵抗を想定しているため、遅れ力率のみを示した。 $\theta$  が  $0^\circ$  の場合、負荷は抵抗のみ、 $\theta$  が  $90^\circ$  の場合はインダクタンスのみ、その間は抵抗およびインダクタンスの直列回路である。どの $\theta$ に対しても、(a)と同様に、 $i_{Load}$  が小さいと昇圧比は大きく、 $i_{Load}$  が大きいと昇圧比は小さい。以上の特性から、高電圧化の限界値は負荷の力率、 $i_{out}$  の大きさによらず、無負荷時の電圧で、その大きさは  $i_{out}$  の大きさに依存することがわかる。

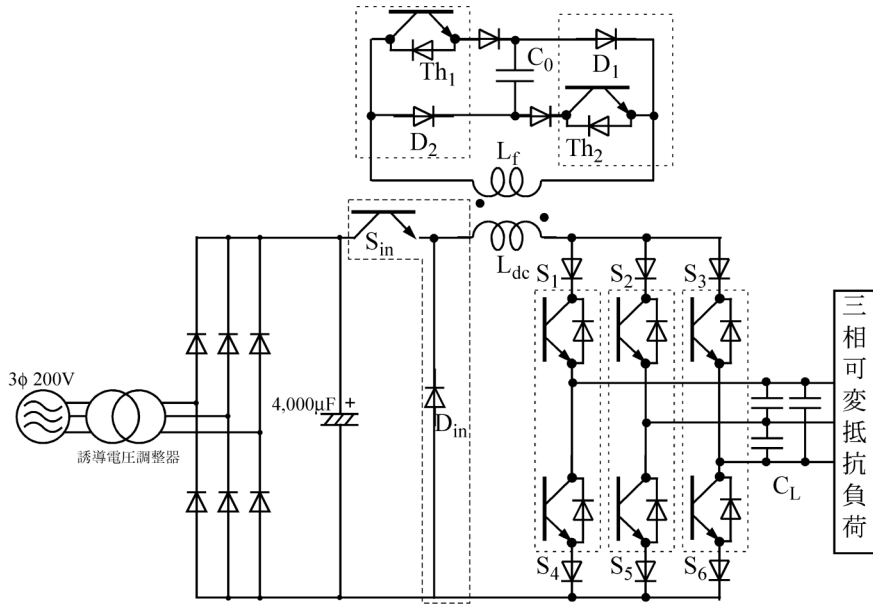
## 5.3 特性評価

### 5.3.1 実験回路構成

図 5.19 (a) に ARCC-CSI の実験システム、(b) に実際の主回路構成を示す。(a)においてサイリスタ記号で描かれたスイッチング素子は、それぞれ逆並列ダイオード付き IGBT に直列にダイオードを接続したものとした。IGBT は 2 in 1 モジュールを使用し、(b)において点線で囲んだスイッチング素子 2 つを 1 つのモジュールとした。回路定数を表 5.2、使用した各スイッチング素子を表 5.3 に示す。 $L_{dc}$ 、 $L_f$  は CC-SS-CSI で使用したものと同一のものを用いた。PWM 信号のための信号波 (三相) は DSP (TMS320C31, 40MHz) を用いて作成した。搬送波であるのこぎり波は別途作成したカウンタ回路によって発生させ、信号波と比較することで PWM 信号を得ている。ゲートドライバはフォトプラ内蔵ゲートドライバ IC



(a) 実験システム構成



(b) 実際の主回路構成

図 5.19 : ARCC-CSI の実験システム構成



表 5.2 : 回路定数

直流電圧 $E$	200 [V]	$C_L$ (一相分)	50[ $\mu$ F]
搬送波周波数	10 [kHz]	$L_{dc}$ , $L_f$ ( $n_{dc} : n_f$ )	450 [ $\mu$ H] (1 : 1)
$C_{dc}$	4000[ $\mu$ F]	$C_0$	2 [ $\mu$ F]

表 5.3 : ARCC-CSI で使用したスイッチング素子

$S_1 \sim S_6$	IGBT	CM75DY-24 (三菱電機製)	定格電圧 1200[V], 定格電流 75[A]
	直列ダイオード	RM50CA12-S (三菱電機製)	定格電圧 600[V], 定格電流 50[A]
$Th_1, Th_2$	IGBT	CM150DY-24H (三菱電機製)	定格電圧 1200[V] 定格電流 150[A]
	直列ダイオード		
$D_1, D_2$			
$S_{in}$		2MBI150-120 (富士電機製)	定格電圧 1200[V], 定格電流 150[A]
$D_{in}$		RM50CA12-S (三菱電機製)	定格電圧 600[V], 定格電流 50[A]

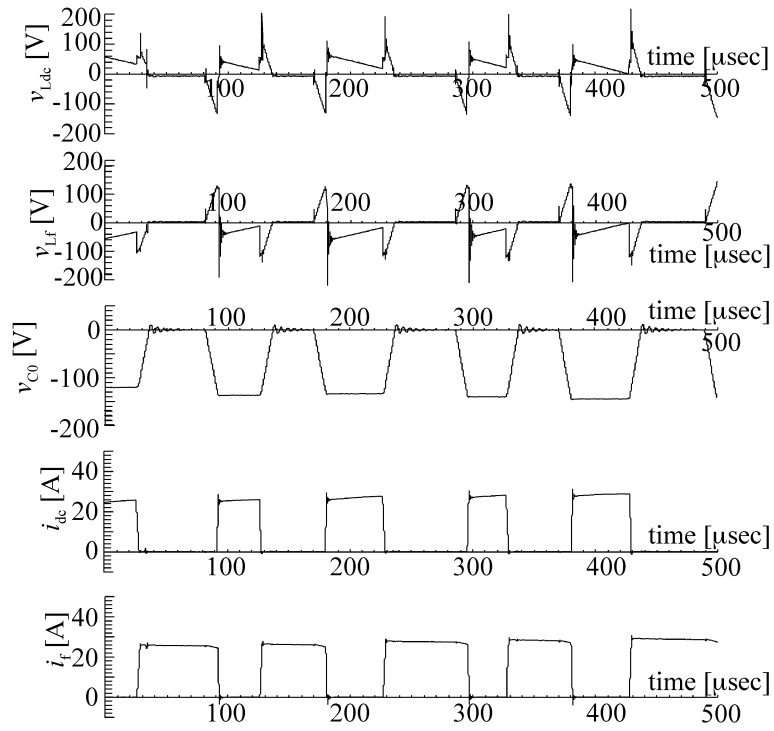
(M57957L, 三菱電機製) を使用し, 主回路と制御回路とを絶縁した。負荷は抵抗を Y 結線し, 抵抗値を可変できるようにした。チョッパの入力である直流電源は, 三相 200V から誘導電圧調整器を介して富士電機製三相ダイオードブリッジ整流器 6RI50E-80 (定格電圧 800V, 定格電流 50A) および平滑コンデンサ  $C_{dc}$  により整流したものとした。直流リンク電流  $i_{dc}$  の制御は, モード 4 において, 共振回路の電流  $i_f$  を検出し, これと予め設定した  $i_f$  の指令値  $i_f^*$  とを比較し,  $i_f$  の方が大きい場合には  $S_{in}$  をオフ, そうでない場合にはオンとなるよう, ヒステリシスコンパレータによって  $S_{in}$  のスイッチング信号を作成した。

### 5.3.2 スwitchング特性と出力特性

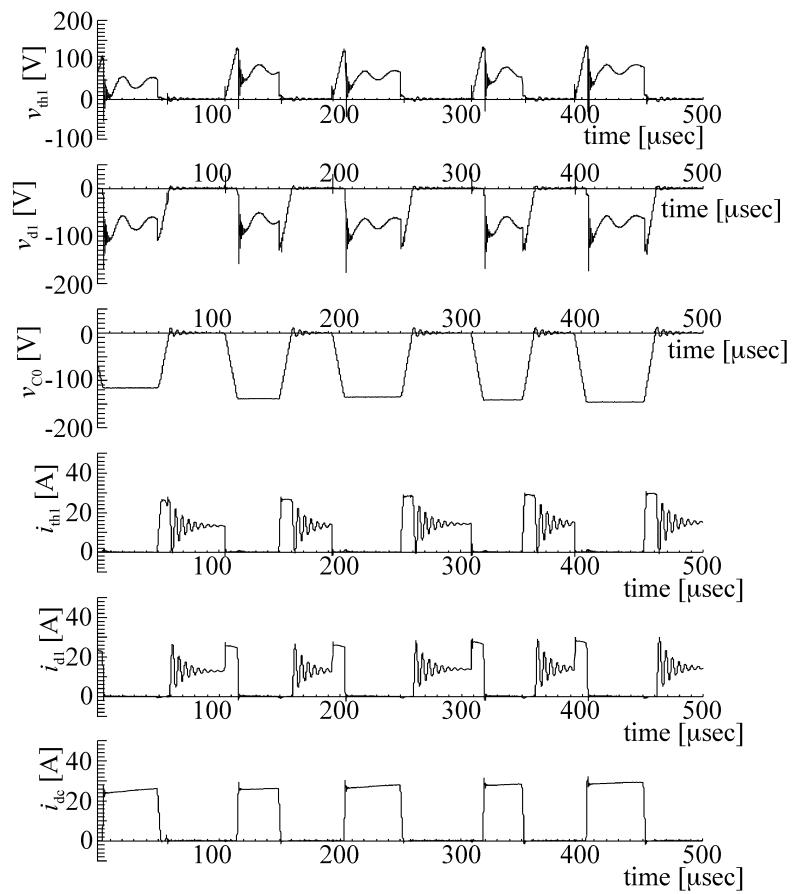
図 5.20 に ARCC-CSI の各素子電圧・電流波形を示す。(a) は, 上から,  $L_{dc}$  の電圧  $v_{Ldc}$ ,  $L_f$  の電圧  $v_{Lf}$ ,  $C_0$  の電圧  $v_{C0}$ ,  $L_{dc}$  の電流  $i_{dc}$ ,  $L_f$  の電流  $i_f$ , (b) は上から  $Th_1$  の電圧  $v_{Th1}$ ,  $D_1$  の電圧  $v_{D1}$ ,  $v_{C0}$ ,  $Th_1$  の電流  $i_1$ ,  $Th_2$  の電流  $i_2$ ,  $i_{dc}$  である。 $D_1, D_2$  のターンオフ直後に  $C_0$  および導線の漂遊インダクタンスの共振による振動が  $i_1, i_2$  に重畳している点を除けば, 5.2.3 で述べた原理通りに回路が動作していることが分かる。

図 5.21 に各スイッチング素子の電流および電圧波形, 図 5.22 にスイッチング時の電圧・電流軌跡を示す。(a) は  $S_1$ , (b) は  $Th_1$ , (c) は  $D_1$ , (d) は  $S_{in}$  である。 $S_1, S_{in}$  はターンオン・ターンオフともに ZCS,  $Th_1$  は ZCS ターンオン, ZVS ターンオフ,  $D_1$  は ZVS ターンオン, ZCS ターンオフで動作していることが確認でき, 全てのスイッチング素子でソフトスイッチングを実現した。

図 5.23 に ARCC-CSI の出力線間電圧および相電流波形を示す。電源電圧は直流 200V, 出力周波数 60Hz, 負荷抵抗は一相当たり 31.3 $\Omega$ , 制御率  $m$  を 0.6 とした。(a) は, 図 5.15 の入力側スイッチング素子  $S_{in}$  を常にオンにした場合, (b) は共振回路の還流電流指令値  $i_f^*$  を

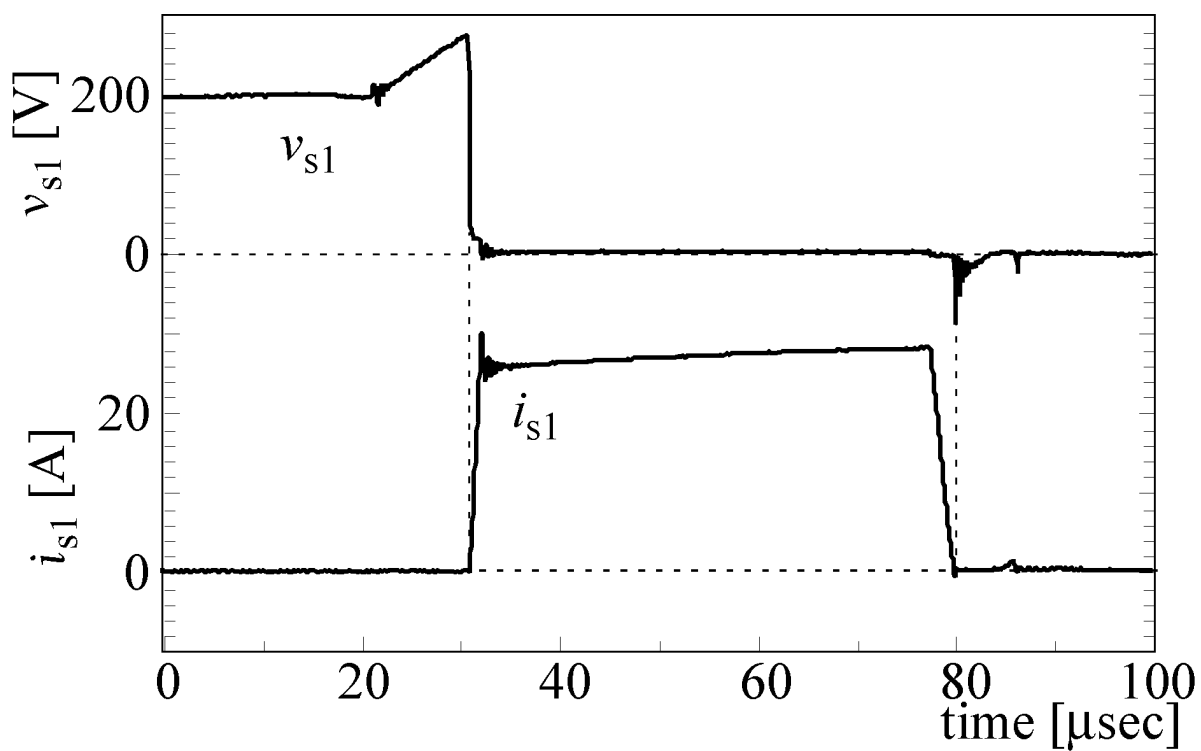


(a)  $L_{dc}$ ,  $L_f$ の電圧・電流および  $v_{C0}$

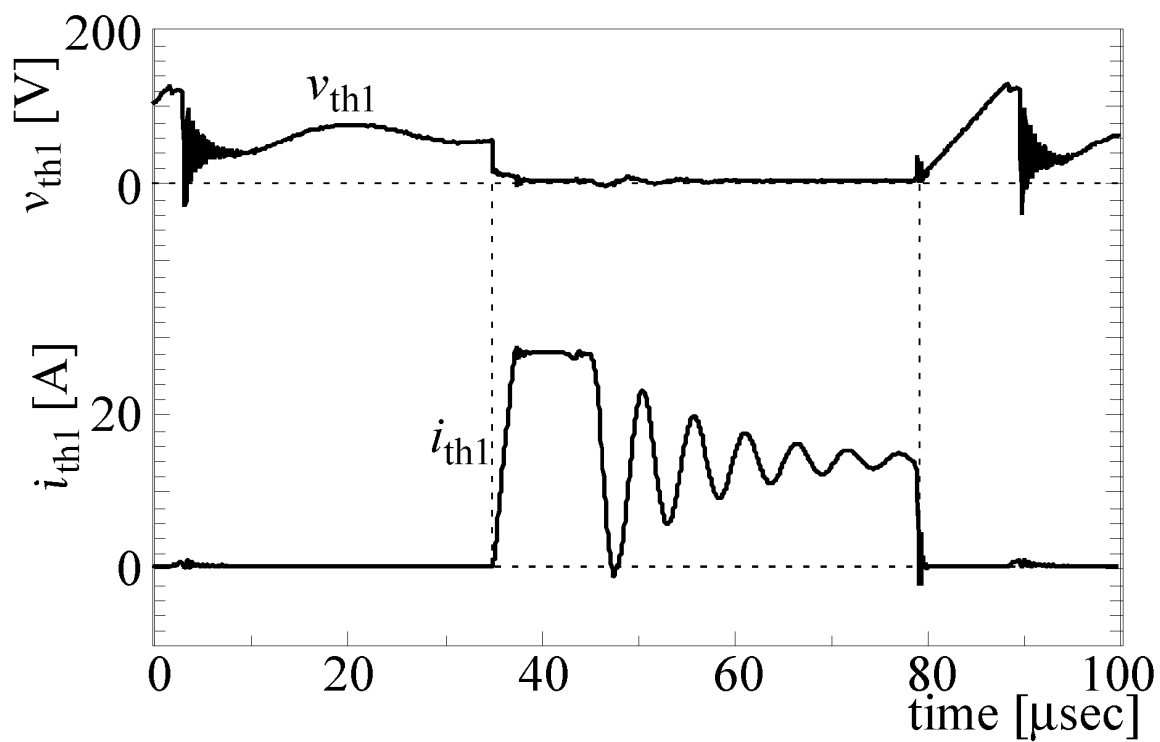


(b)  $Th_1$ ,  $D_1$ の電圧・電流および  $v_{C0}$ ,  $i_{dc}$

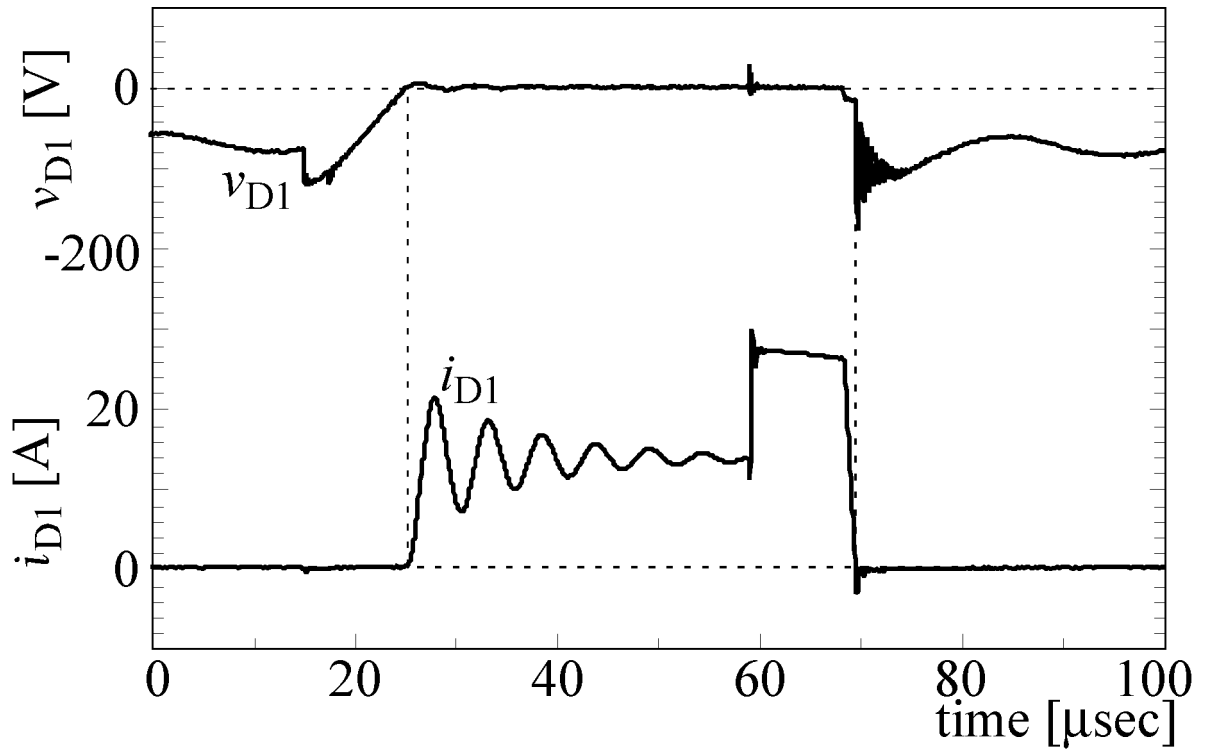
図 5.20 : ARCC-CSI の各素子電圧, 電流波形



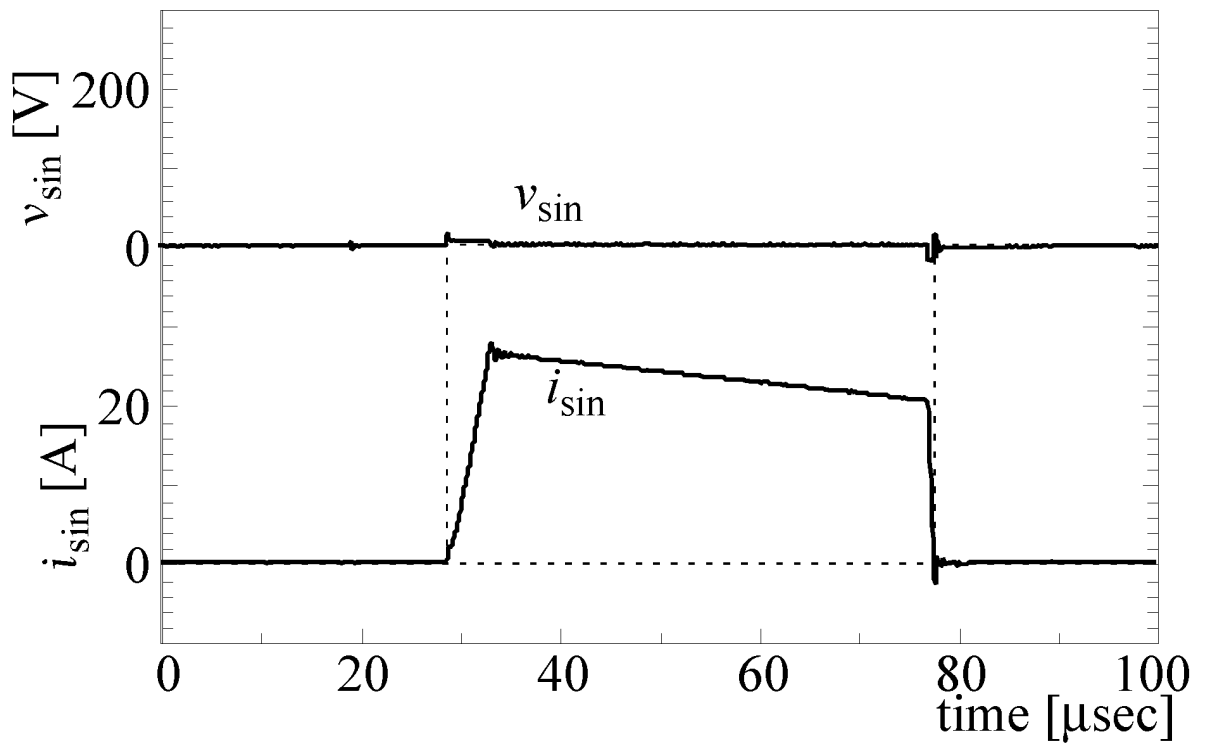
(a)  $S_1$  の電圧・電流波形



(b)  $Th_1$  の電圧・電流波形

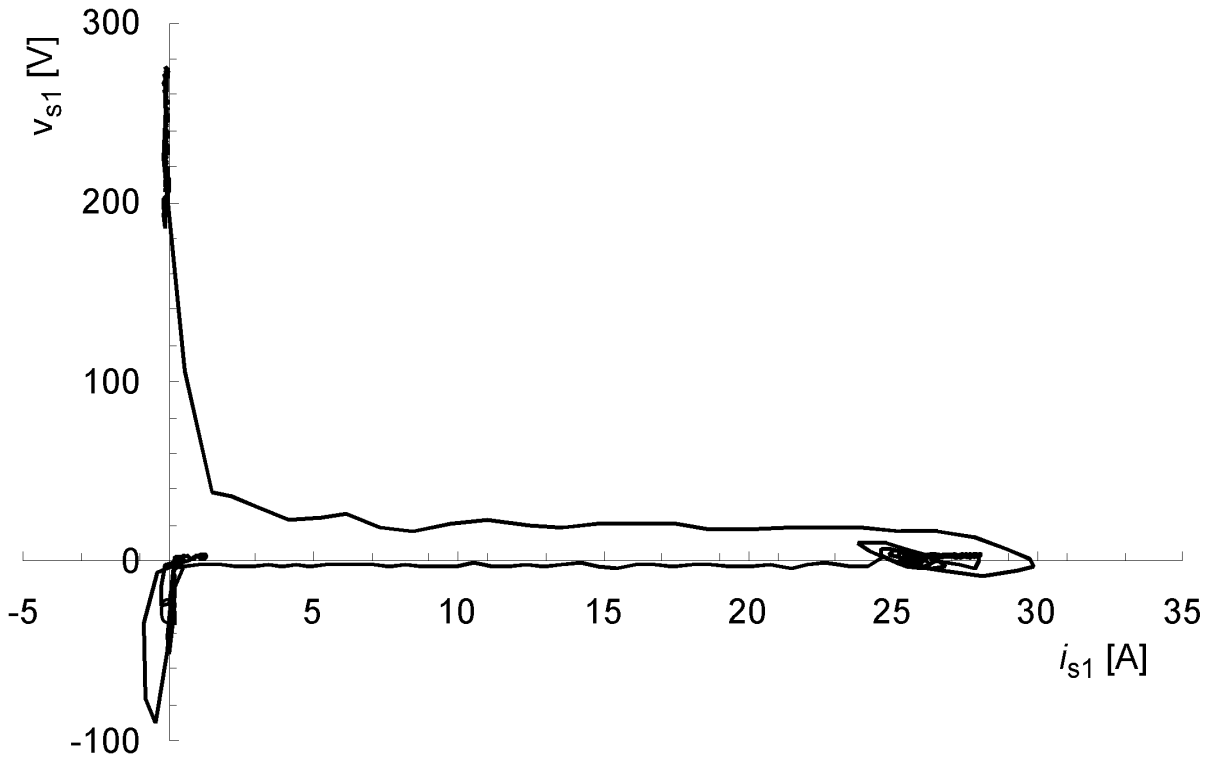


(c)  $D_1$  の電圧・電流波形

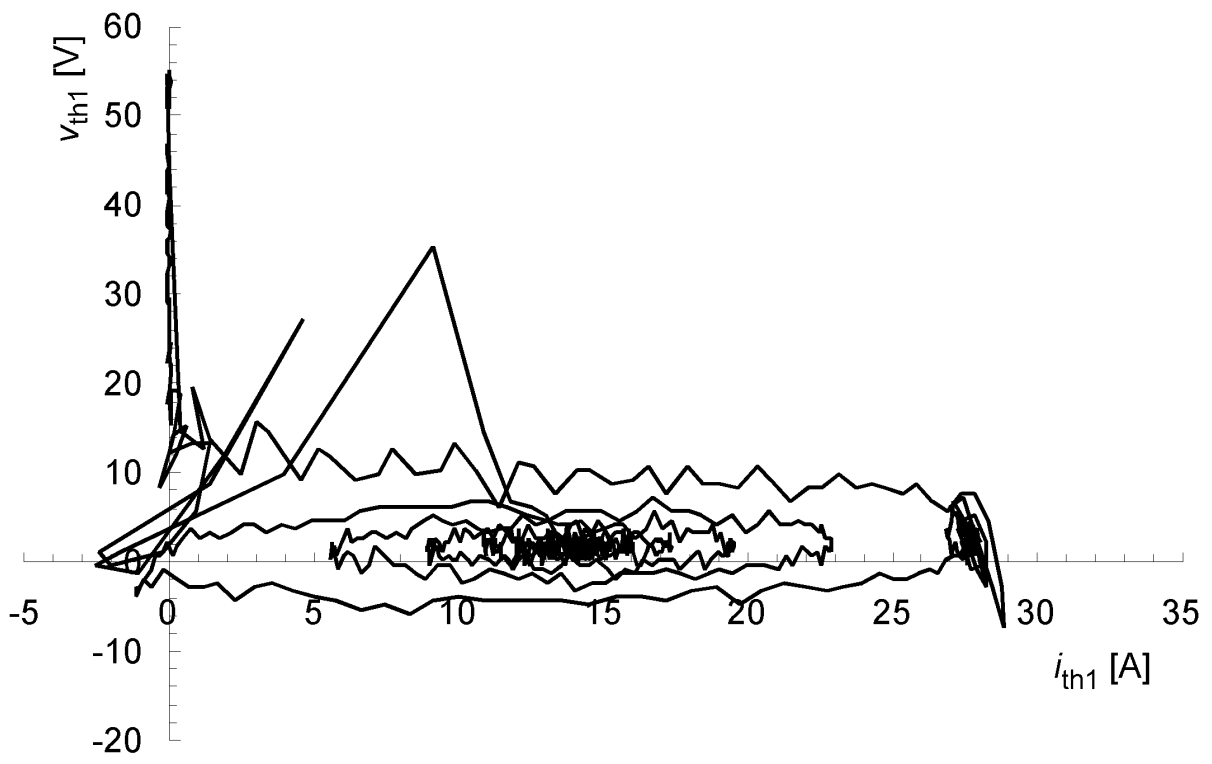


(d)  $S_{in}$  の電圧・電流波形

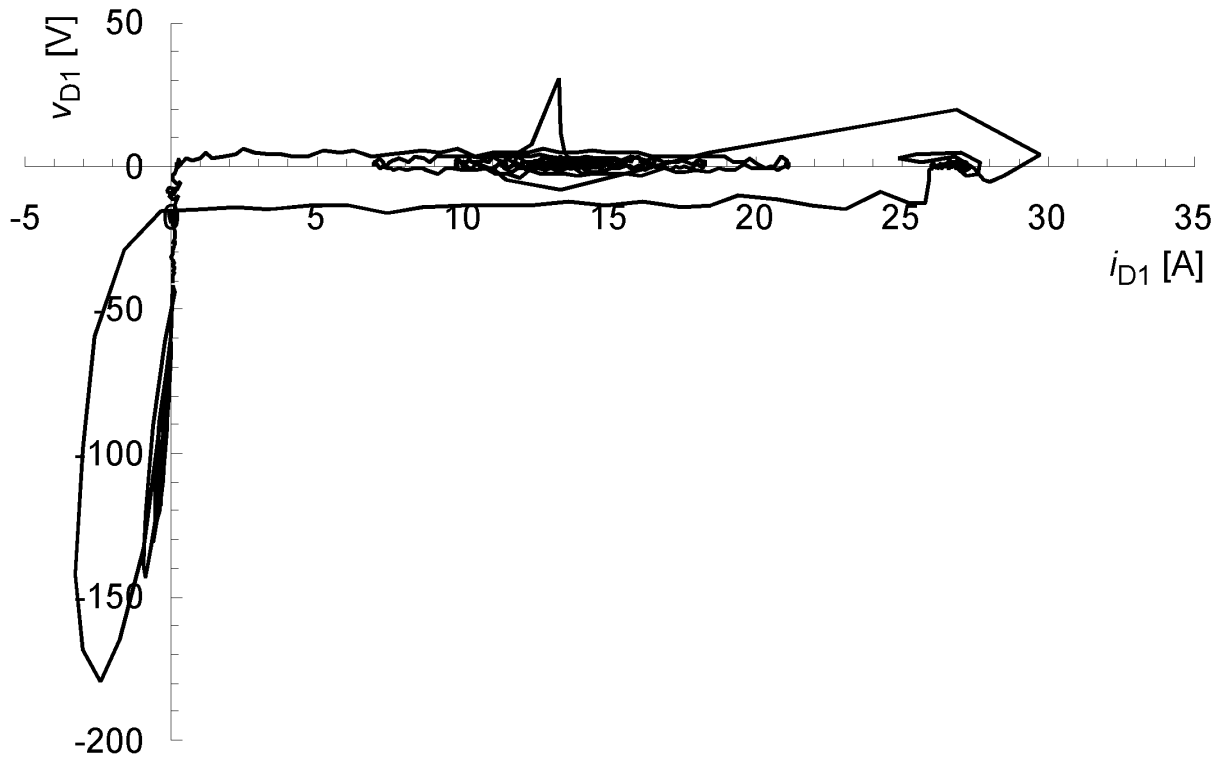
図 5.21 : ARCC-CSI の各素子電圧, 電流波形



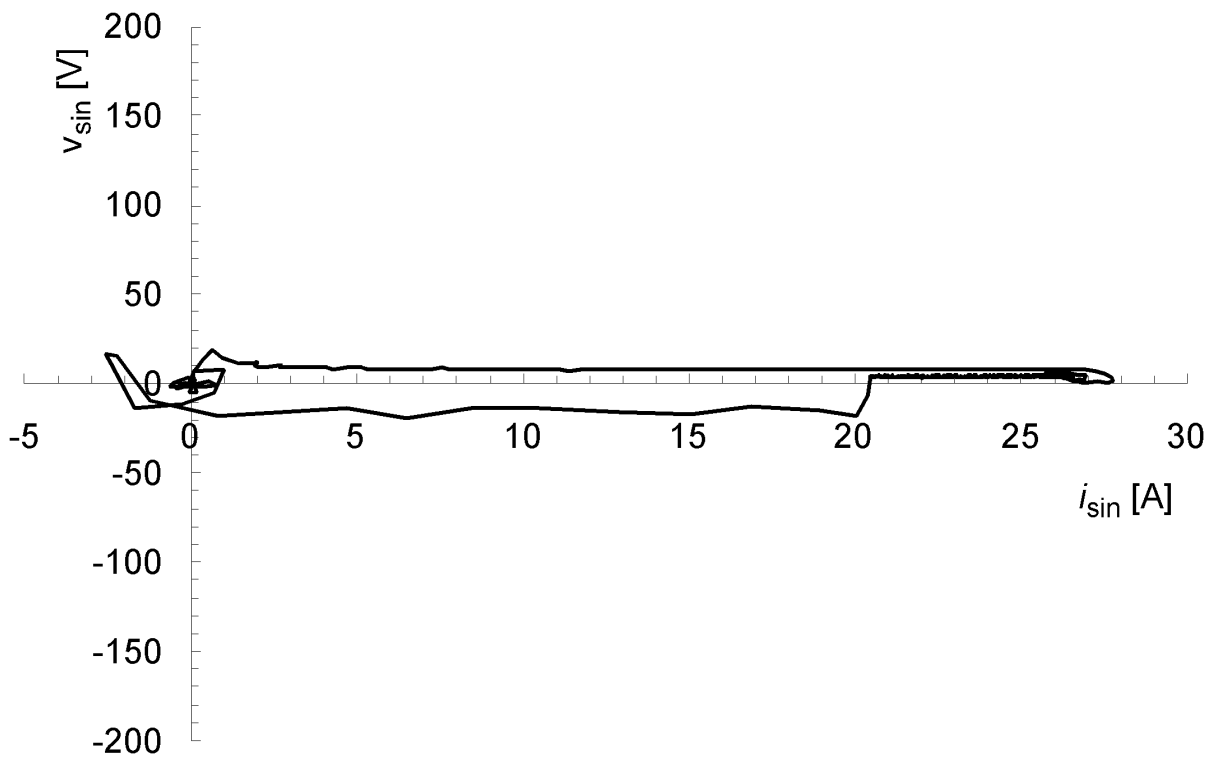
(a)  $S_1$



(b)  $Th_1$



(c)  $D_1$



(d)  $S_{in}$

図 5.22 : ARCC-CSI の電圧・電流軌跡

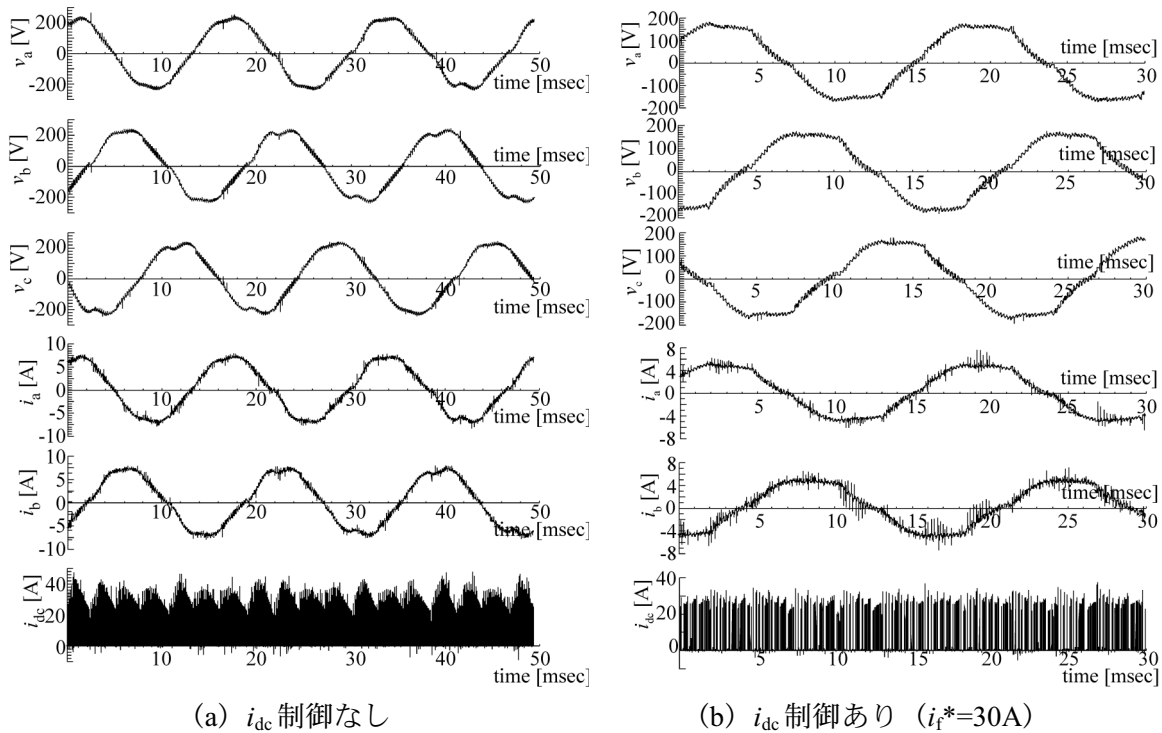


図 5.23 : ARCC-CSI の出力電圧・電流波形

30A とした場合である。いずれも瞬時負荷電圧は電源電圧より高い期間があるが、良好に制御することができた。図 5.23 (a) の場合、出力線間電圧の実効値が 281V、効率 84.5%に対し、(b) では、出力線間電圧実効値は 202V、効率 80.8%であった。

図 5.24 に制御率に対する ARCC-CSI の電流、電圧の静特性を示す。出力周波数は 60Hz、負荷抵抗は 31.3Ωでそれぞれ一定とし、制御率のみを変化させた。 $i_{dc}$ ,  $i_f$ , 入力電流  $i_{in}$ ,  $i_1$ ,  $i_2$  は出力 1 周期に対する平均値, a 相出力電流  $i_a$ , 負荷電圧は実効値である。 $i_{dc}$ ,  $i_{in}$ ,  $i_a$ , 負荷電圧は制御率にほぼ比例している。これは、CC-SS-CSI とは異なり、図 5.15 に示すチョップによって  $i_{dc}$  を制御したためである。制御率を増加させると、 $i_1$ ,  $i_2$  は減少しているのは、制御率の増加にともなってモード 4 の期間が減少するためである。

図 5.25 に出力電力に対する ARCC-CSI の電流の静特性を示す。出力周波数を 60Hz、出力電圧を 200[V]一定とし、負荷抵抗を変化させた。制御率は出力電圧が 200[V]となるよう調整した。 $i_{dc}$ ,  $i_f$ ,  $i_s$ ,  $i_{in}$ ,  $i_1$ ,  $i_2$  は出力 1 周期に対する平均値,  $i_a$  は実効値である。負荷の増加にともなって制御率を大きくしたため、負荷の増加に対し、 $i_{dc}$ ,  $i_{in}$ ,  $i_a$  は線形に増加している。共振回路の電流  $i_1$ ,  $i_2$  は、負荷の増加に対し、減少する。これは、負荷が大きい場合には制御率を大きくしており、モード 4 の期間が短くなるためである。

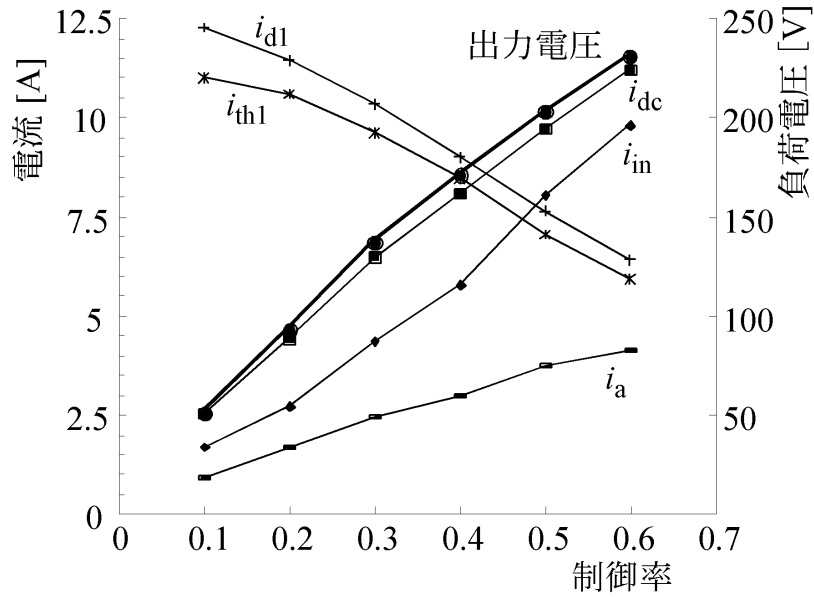


図 5.24 : ARCC-CSI の制御率－電流・電圧特性

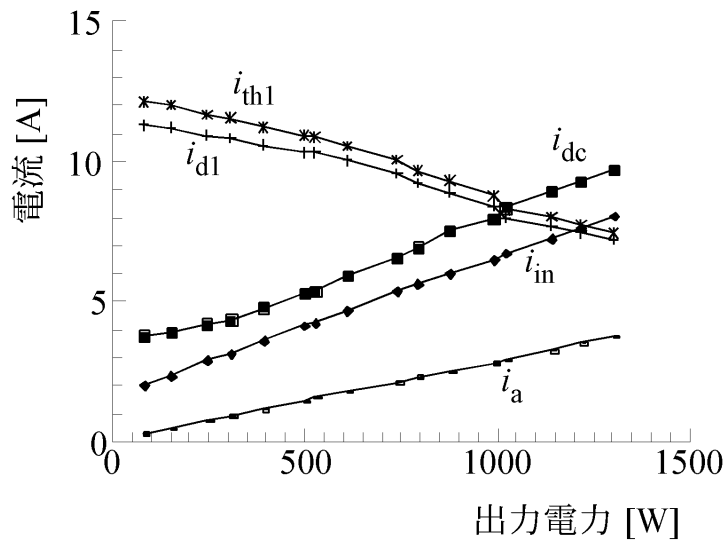


図 5.25 : ARCC-CSI の出力電力－電流特性

### 5.3.3 効率評価

#### (1) HS-CSI との比較

図 5.26 に ARCC-CSI と HS-CSI の出力電力に対する効率を示す。図 5.17 に示す整流器出力を入力とし、誘導電圧調整器およびダイオード整流器の損失は含めていない。いずれも出力電力が増大するにつれ、効率が向上する。ARCC-CSI の最大効率は最大負荷時で 80.8%を達成した。HS-CSI に対し、最大 4.65pt の効率向上を実現した。

図 5.27 に ARCC-CSI と HS-CSI の各部の損失比較を示す。ARCC-CSI は図 5.26 に示す各部



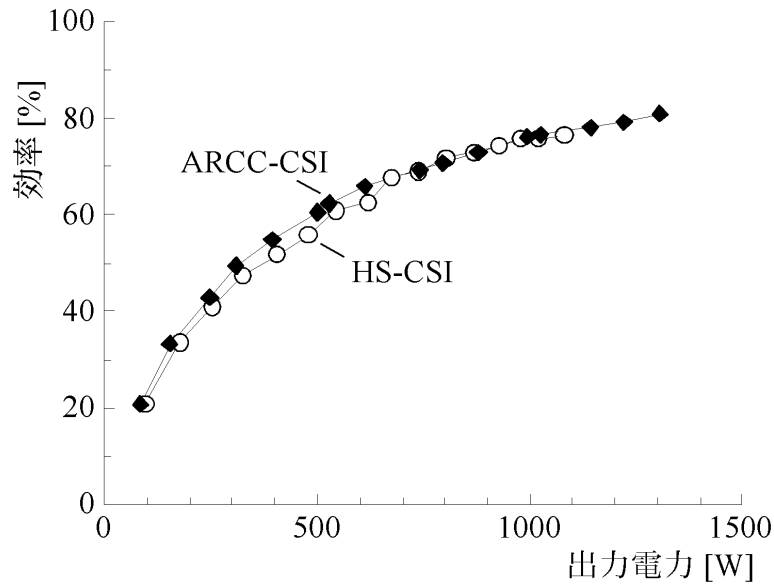


図 5.26 : 出力電力に対する効率比較

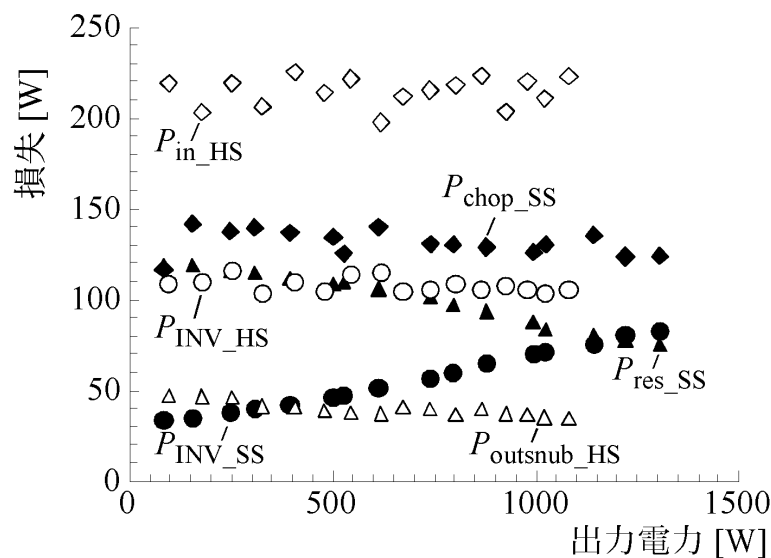


図 5.27 : 出力電力に対する損失比較

分に分けて評価を行った。図 5.27 において、 $P_{chop\_SS}$ 、 $P_{res\_SS}$ 、 $P_{INV\_SS}$  はそれぞれ ARCC-CSI における入力チョッパ部、共振回路部、インバータ部での損失である。ARCC-CSI では、負荷の増加にともない、 $P_{INV\_SS}$  は増加、それ以外は減少している。 $P_{res\_SS}$  は図 5.25 で示したように負荷の増加にともない、モード 4 の期間が短くなることから、 $Th_1$ 、 $Th_2$ 、 $D_1$  および  $D_2$  の導通損が減少するためである。 $P_{INV\_SS}$  は  $i_{dc}$  がインバータ部のいずれか 2 つのスイッチング素子を通流するため、 $i_{dc}$  にほぼ比例して増加する。 $P_{chop\_SS}$  は入力電流による  $S_{in}$ 、 $D_{in}$  の導通損、 $L_{dc}$  の銅損、 $i_f$  による  $L_f$  の銅損および  $L_{dc} \cdot L_f$  の鉄損の相互関係によるが、図 5.27 の場合、負荷の増加にともなう  $S_{in}$ 、 $D_{in}$  の導通損、 $L_{dc}$  の銅損および  $L_{dc} \cdot L_f$  の鉄損の増分に対し、モード 4 の期間が短くなることに起因する  $L_f$  の銅損および  $L_{dc} \cdot L_f$  の鉄損の減少分の方が小さ

いため、全体としてわずかに減少する結果が得られた。

図 5.29 に ARCC-CSI の損失内訳を示す。リアクトル  $L_{dc}$ 、 $L_f$  の損失は、鉄損を考慮するため、一括してデータ処理をした。前述したように、負荷の増加にともない、インバータ部、 $S_{in}$ 、 $D_{in}$  の損失が増加するのに対し、 $L_{dc}$ ・ $L_f$  および  $Th_1$ 、 $Th_2$ 、 $D_1$  および  $D_2$  の損失は減少していることがわかる。

ARCC-CSIの負荷力率と損失の関係は、CC-SS-CSIと同様に、負荷電流の大きさに依存し、負荷力率に依存しない。図5.30に出力電流 $i_{out}$ に対する損失特性を示す。

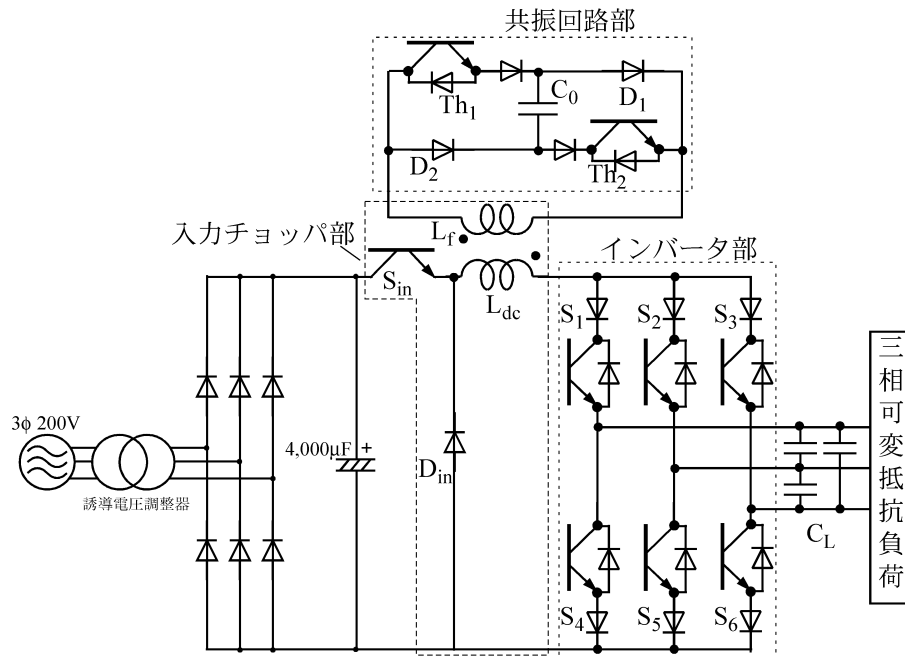


図 5.28：損失評価のための回路分離

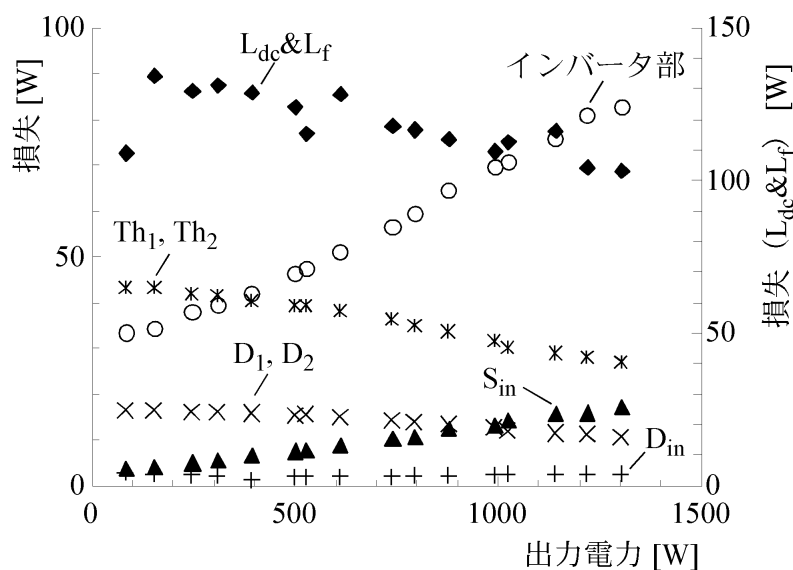


図 5.29：ARCC-CSI の出力電力に対する損失特性

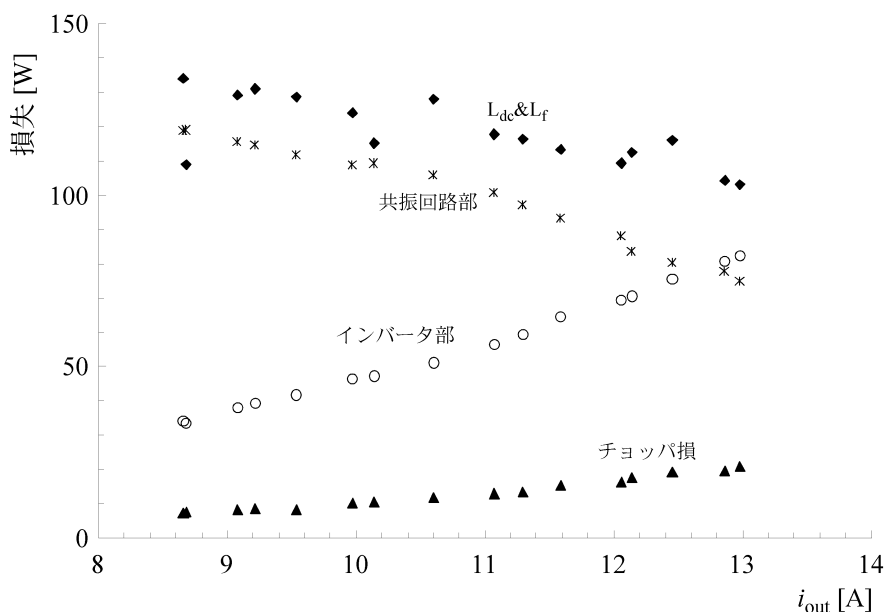


図 5.30 : ARCC-CSI の出力電流  $i_{out}$  に対する損失特性

## (2) 改良形 CC-SS-CSI との比較

図 5.31 に ARCC-CSI と改良形 CC-SS-CSI の出力電力に対する効率を示す。いずれも出力電力が増大するにつれ、効率が向上する。改良形 CC-SS-CSI に対し、軽負荷時および重負荷時において効率の改善を達成し、最大 2.63pt の効率向上を実現した。

図 5.32 に ARCC-CSI と改良形 CC-SS-CSI の共振回路における損失の比較を示す。軽負荷時には改良形 CC-SS-CSI, 重負荷時には ARCC-CSI の損失が小さくなっている。これを図 5.33 に示す ARCC-CSI と改良形 CC-SS-CSI の共振回路における損失内訳により考察する。

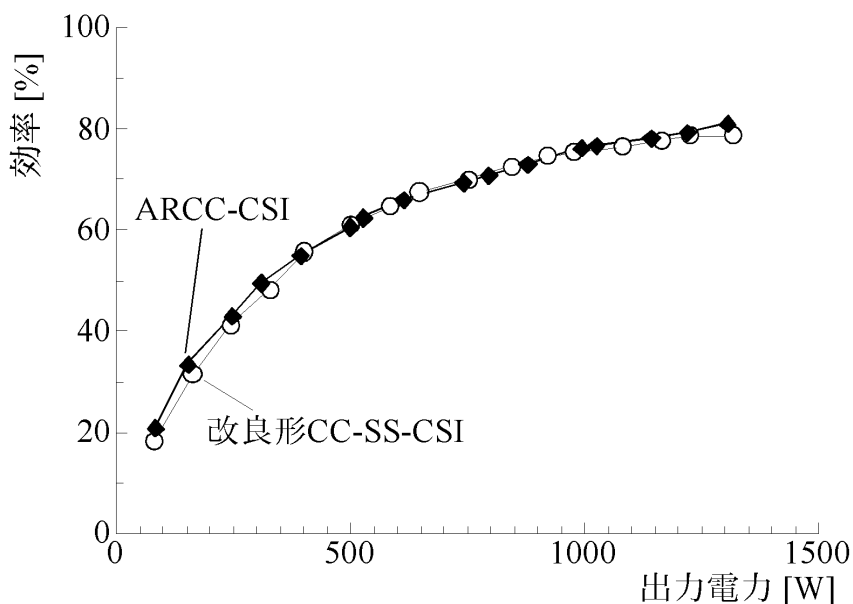


図 5.31 : ARCC-CSI と改良形 CC-SS-CSI の効率比較

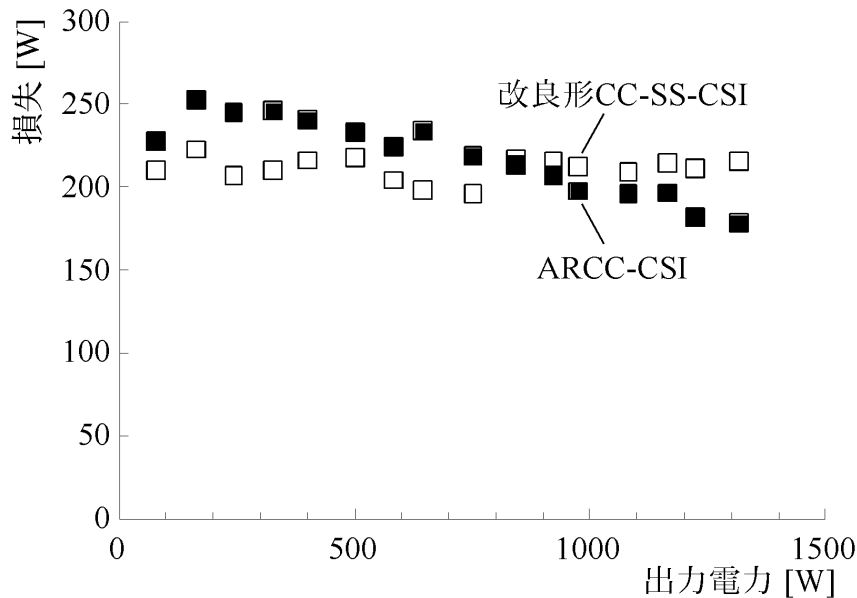


図 5.32：出力電力に対する共振回路の損失比較

図 5.33 において、全負荷領域で高周波トランス  $L_{dc} \cdot L_f$  の損失は ARCC-CSI の方が小さいが、補助スイッチング素子の損失は ARCC-CSI の方が大きい。改良形 CC-SS-CSI の補助スイッチング素子の損失は出力電力に関わらずほぼ一定であるのに対し、ARCC-CSI では、重負荷になるほど損失は小さくなっている。これは、改良形 CC-SS-CSI の補助スイッチング素子のオン時間は出力電力に関わらずほぼ一定であるのに対し、ARCC-CSI では零ベクトル期間で必ずオンであることに起因する。軽負荷時には、信号波振幅  $m$  が小さいため、零ベクトル期間が長くなる。零ベクトル期間ではモード 3 およびモード 5 の共振コンデンサの充放電およびモード 4 の電流還流をおこなうが、コンデンサの充放電時間は、信号波振幅に関わらずほぼ一定の時間である。このため、モード 4 が長くなり、補助スイッチング素子の導通損が増加する。この損失を小さくするには、零ベクトル期間を一定にするなど、スイッチングパターンの変更が必要であり、これが実現できれば、さらなる高効率化が可能となる。

図 5.34 に制御率に対する ARCC-CSI, 改良形 CC-SS-CSI の出力線間電圧の実効値および出力電力の比較結果を示す。いずれも出力周波数を 60Hz, 負荷抵抗を  $31.3 \Omega$  でそれぞれ一定とし、制御率のみを変化させた。ARCC-CSI の共振回路の還流電流指令値  $i_r^*$  は 30A とした。同じ制御率では、改良形 CC-SS-CSI に対し、ARCC-CSI の方が出力電圧、電力ともに大きく、高出力電圧化に適していることが分かる。

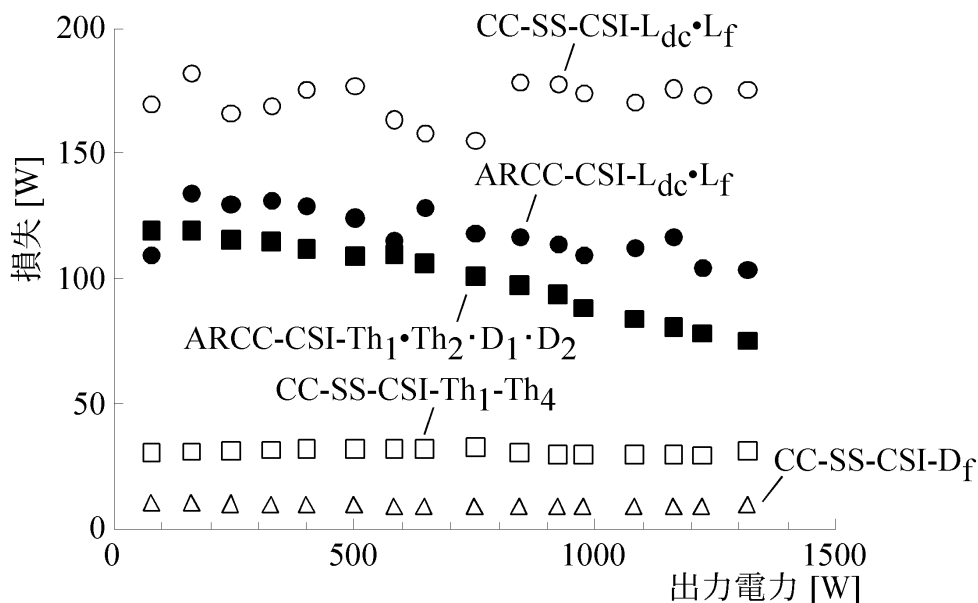


図 5.33 : 損失の内訳

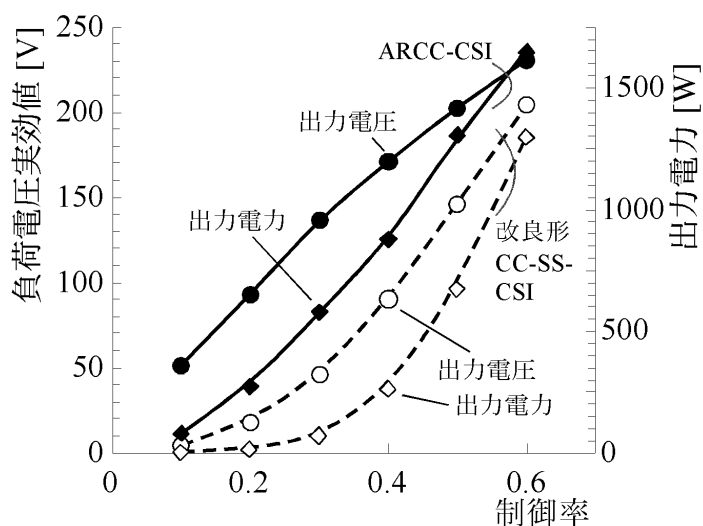


図 5.34 : 制御率に対する負荷線間電圧の比較

## 5.4 まとめ

本章では、電流形インバータの特長のひとつである昇圧機能を積極的に利用できるソフトスイッチング電流形インバータを提案した。提案回路 (ARCC-CSI) はハードスイッチング方式の電流形インバータ (HS-CSI) の直流インダクタンスを密結合トランスとし、その二次側に共振回路を付加することでソフトスイッチングを実現した。入力側に直流リンク電流制御用の回路を付加し、共振回路の制御パターンを調整することで共振コンデンサ電圧を制御できる。これにより、ソフトウェアで出力容量を調整することができるため、大容量化が容

易であると言える。

本章では，ARCC-CSI の回路動作に基づく理論解析をおこない，これに基づいた回路定数の設計法やソフトスイッチング動作の境界条件について明らかにした。

実験により，ARCC-CSI の各スイッチング素子は ZCS および ZVS を達成し，出力も良好に制御されていることを確認した。

HS-CSI との効率比較も行った。ARCC-CSI は重負荷側で最大効率 80.8%を達成し，HS-CSI に比べ最大 4.65pt の効率向上を実現した。

さらに，改良形 CC-SS-CSI との比較も行った。改良形 CC-SS-CSI に対し，重負荷時および軽負荷時に効率の改善効果を実現した。高周波トランスにおける損失低減効果も実験により確認され，本論文で取り上げたソフトスイッチング電流形インバータの中で最も高効率となる結果が得られた。

ARCC-CSI は入力側に直流リンク電流制御用の回路を付加し，さらに共振回路のスイッチングパターンの調整により共振コンデンサ電圧を制御可能であることから，ソフトウェアで定格容量を調整できる利点があるが，その反面，直流リンク電流および共振コンデンサ電圧の制御が必要である。このことは，CC-SS-CSI に比べ，制御が若干複雑になる。

## 参考文献

- [1] 大森英樹, 岩井利明, 中島昇, 「拡大期を迎えた家電・モバイル機器のエネルギーエレクトロニクス」, *電学論 D*, Vol.124, No.11, pp.1087-1093, 2004
- [2] トヨタ自動車ホームページ, <http://toyota.jp>
- [3] H. Ishikawa and Y. Murai, “A New Series Resonant DC-Link AC/AC PWM Converter”, *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol. 35, No. 6, pp. 1433- 1439, 1999.
- [4] H. Ishikawa and Y. Murai, “A New Series Resonant DC Link PWM Inverter”, *Record of the 29th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Vol. 1, pp. 436-442, 1998.
- [5] H. Ishikawa and Y. Murai, “Output Characteristics of a New Series Resonant DC Link AC/AC PWM Converter”, *Conference Record of the 1999 IEEE Industry Applications Conference*, Vol. 3, pp. 2025 -2030, 1999.
- [6] 石川裕記, 王道洪, 「部分共振電流形 PWM コンバータの入力波形制御」, 平成 11 年電気学会産業応用部門全国大会講演論文集 [II], No.183, pp.27-30, 1999.

# 第6章 結言

## 6.1 本研究の成果

本論文では部分共振回路を用いた新しいソフトスイッチングインバータを提案し，ソフトスイッチング動作を含めた回路動作を理論解析により明らかにした。理論解析に基づいて，出力制御方式，回路素子定数の設計法を確立した。実験によりその動作を検証し，理論設計の有効性を明らかにした。効率についても，本論文で提案するいずれのソフトスイッチングインバータも，これらにそれぞれ対応するハードスイッチングインバータより高効率であることを実験により確認した。

従来の多くのソフトスイッチング回路が，共振回路の状態量を検出し，ソフトスイッチングを実現している。本論文で提案したソフトスイッチングインバータのソフトスイッチング動作は，状態量の検出を必要とせず，出力に対する PWM パターンに同期した制御信号により共振回路を動作させ，ソフトスイッチングを実現した。

第2章では，本論文で考案・適用したソフトスイッチングのための基本的な共振回路について言及した。この回路を以下の4つに分類した。

- (1) インダクタンスの誘導性を利用した ZCS ターンオン回路
- (2) 共振コンデンサ電圧を利用した ZVS ターンオフ回路
- (3) サイリスタ転流回路を応用した ZCS ターンオフ回路
- (4) 高周波トランスを利用した共振コンデンサの電圧クランプ回路

これらを組み合わせてソフトスイッチングを実現したインバータが，第3章から第5章で述べた新しいソフトスイッチングインバータである。

第3章ではソフトスイッチング電圧形インバータを提案した。この回路は，上記(1)，(2)，(4)を組み合わせることで ZCS ターンオン，ZVS ターンオフを実現した。共振回路を受動素子のみで構成し，制御信号を出力制御のための PWM 信号のみとした。これにより，制御の簡潔化が実現できた。

本章では，回路動作モードを理論解析により明らかにした。理論解析に基づいて，デッドタイム自動補償機能および分圧コンデンサの電圧変動が出力に与える影響について，理論的考察を行った。デッドタイム自動補償機能によって，スイッチングパターンに付加の変更を施す必要がなくなったこと，分圧コンデンサの電圧変動は出力電圧に影響がないことを明らかにした。回路動作の理論解析結果に基づいて，回路定数の設定法も確立した。

実験により，ZCS ターンオンおよび ZVS ターンオフ動作が実現できていること，基本出力性能がハードスイッチングと同等であることを示した。

デッドタイム自動補償機能について，実機による検証を行った。特に顕著に出力電流歪みが現れる出力周波数の低い場合において，従来のハードスイッチング PWM インバータと考



案回路の出力電流の比較を行った。デッドタイムを  $3[\mu\text{sec}]$  に設定した，同じスイッチングパターンを両者に適用した結果，考案回路では大幅な出力電流抑制効果が得られたことを確認した。

ハードスイッチングインバータとの効率比較も行った。考案回路は重負荷側で最大効率 90.5% を達成し，ハードスイッチングインバータに比べ重負荷側で 0.7pt，軽負荷側では 9.2pt の効率向上を達成できた。

第 4 章ではソフトスイッチング電流形インバータを提案した。この回路は，上記 (1)，(3)，(4) を組み合わせることで ZCS ターンオン・ZCS ターンオフを実現した。

主スイッチング素子は IGBT に直列にダイオードを接続することで逆阻止特性を持たせた。コンデンサおよびリアクトルを付加し，これらによる共振電流を主スイッチング素子の電流に対し，逆向きに流すことによりゼロ電流ターンオフを達成する。これにより，ターンオン，ターンオフともに電流センサ無しでソフトスイッチングを実現した。共振回路は PWM 信号に同期させた信号を用いて制御し，制御の簡潔化を実現した。

直流リアクトルでの銅損低減，装置の小型軽量化，出力の大容量化も目的として，直流リアクトルの小型化を目指した。通常の PWM パターンのままで小型化すると，直流リアクトル電流に脈動が重畳し，出力波形が歪む。これを抑制するため，脈動が小さくなるように，PWM パターンを改良した。

共振回路の改良によっても効率向上を実現した。検討した共振回路は，ブリッジ構成にしたスイッチング素子に共振コンデンサを接続する回路構成で，2 個の共振リアクトルのうち，1 個を除去できる。スイッチング素子数は増加するが，共振回路全体でのスイッチング素子の導通損を減少できる。除去した共振リアクトルの銅損および鉄損の寄与がなくなるため，さらに効率を向上できる。

本章でも，理論解析に基づき，考案回路の回路動作を明らかにした。理論解析に基づいて，回路定数の設計法を確立し，ソフトスイッチング動作可能な境界条件を示した。直流リンク電流の脈動に対する PWM パターンの補正法を考案した。

実験により，考案回路の各スイッチング素子は ZCS および ZVS を達成し，出力電流・電圧が良好に波形成形制御されていることを確認した。考案回路の直流インダクタンスはハードスイッチング方式の電流形インバータの直流インダクタンスに比べ，約 1/20 に設計した。通常の正弦波 PWM パターンで考案回路を駆動すると，直流リンク電流の脈動が発生し，出力波形に歪みが生じた。本章で提案したスイッチングパターンで駆動した結果，出力波形歪みが抑制された。

ハードスイッチング方式の電流形インバータとの効率比較も行った。考案回路は重負荷側で最大効率 77.8% を達成し，ハードスイッチング方式の電流形インバータに比べ最大 2.28pt 向上した。出力容量の大容量化に関しても，小型 DCL の適用によりハードスイッチングインバータに対し，約 2 割の増加を実現した。

さらなる効率の向上を目指し，共振回路の改良を行った。共振用コンデンサにスイッチング素子をブリッジ接続することにより，それまでに必要であった逆充電回路を不要とした。

それにともない、スイッチング素子の導通損および共振インダクタンスの損失を低減した。

改良した考案回路の効率向上効果を実験により検証した。改良した考案回路では共振回路の損失を低減でき、最大効率 78.7%を達成した。負荷特性では、改良前に比べ効率が最大 3.44pt, HS-CSI に比べ、最大 5.30pt 向上した。

電流形インバータの特長のひとつである昇圧機能を積極的に利用して高出力電圧化を行う場合、直流リンク電流を制御する必要がある。第 4 章のソフトスイッチング電流形インバータは、制御の簡潔化を目指して開発を行ったため、直流リンク電流が  $L_{dc} \cdot L_f$  および共振回路の素子パラメータで決定される。このことは、直流リンク電流を積極的に制御する用途にはあまり適していない。そこで、第 5 章では昇圧機能を利用した高出力電圧化が可能なソフトスイッチング電流形インバータを取り上げた。

第 5 章では、第 2 章で論じた構成要素回路のうち、ゼロ電流ターンオン回路およびゼロ電流ターンオフ回路を適用し、さらに、ゼロ電流ターンオフ回路には共振コンデンサ過充電防止回路の構成を応用したソフトスイッチング電流形インバータを提案した。

提案した回路方式はハードスイッチングインバータの直流リアクトルを一次側巻線とする高周波トランスを使用する。二次側巻線とそれに接続された共振コンデンサによって共振回路を構成し、インバータ側の主スイッチング素子に対しては漏れインダクタンス成分と共振コンデンサ、共振回路の補助スイッチング素子に対しては二次側巻線と共振コンデンサによって発生する共振現象を利用してソフトスイッチング動作を実現した。共振コンデンサの電圧は補助スイッチング素子の制御パターンによって調整できるため、負荷の状態量によってソフトスイッチング動作可能領域の調整ができる。直流リアクトル電流を制御することにより、電流形インバータの特長のひとつである昇圧機能を積極的に利用することができる。

本章でも、理論解析により、考案回路の回路動作モードを明らかにした。理論解析に基づいて、回路定数の設計法を確立し、ソフトスイッチング動作可能な境界条件を明らかにした。

実験により、考案回路の各スイッチング素子は ZCS 動作および ZVS 動作を達成し、出力波形を良好に波形制御することができた。HS-CSI との効率比較も行った。考案回路は重負荷側で最大効率 80.8%を達成し、HS-CSI に比べ最大 4.65pt の向上を実現した。

さらに、第 4 章で提案したソフトスイッチング電流形インバータとの比較も行った。改良形 CC-SS-CSI に対し、最大 2.63pt の効率向上が実現できた。制御率に対する出力電圧および出力電力の比較も行った。本章の考案回路は第 4 章の回路方式に比べ、ソフトウェアの設定により、昇圧機能を積極的に利用でき、高出力電圧化が可能である結果が得られた。

本論文で提案した、いずれのソフトスイッチングインバータにおいても、ソフトスイッチングのためだけのセンサ類は不要で、このためだけの複雑な制御を施すことなくソフトスイッチング動作を実現した。出力制御性能もハードスイッチングインバータと同等のものが得られ、効率も向上した。以上が本論文における成果である。

## 6.2 ソフトスイッチング電力変換回路の将来動向

次世代電力変換回路の課題の一つに「高パワー密度化」がある。「パワー密度」は電力変換機器の単位体積当たりの電力のことで、これを高めるには機器の小型軽量化、高効率化がキーポイントである。

ハードスイッチングインバータにおいて、これらを実現するには、スイッチング素子のオン電圧の低減や、スイッチングスピードの高速化が重要である。前者はスイッチング素子における損失を低減し、冷却装置の小型化および高効率化を実現する。後者は高周波スイッチングを可能とし、周辺回路、特に直流電圧源を電源とした場合には直流リンクコンデンサや直流リアクトルの小型化が実現できる。しかし、現在のスイッチング素子の主流である Si 系半導体スイッチング素子は、その性能が日進月歩で向上しているものの、理論的境界に近づきつつあると言われている<sup>[1][2]</sup>。これにより、ハードスイッチングインバータでは

- ・ スwitching周波数を現状より高くすると、スイッチング損失が増加し、かえって効率の悪化や冷却装置の大型化を招く
- ・ スwitching素子のオン電圧低減によるインバータの高効率化は、ほとんど不可能である
- ・ 高周波スイッチングによる小型化もほぼ限界である

といえる。これに対し、ソフトスイッチングインバータでは、本論文で示したように、ハードスイッチングインバータと同じスイッチング周波数であっても高効率化を実現でき、主スイッチング素子における損失低減により、冷却装置の小型化も可能である。さらに、共振回路の共振周波数をより高周波化することで、高周波スイッチングも可能である。

一方で、SiC デバイスや GaN デバイスに代表される「ワイドギャップ半導体」と呼ばれる新しいスイッチング素子が注目を浴びており、「高パワー密度化」を目指す次世代電力変換回路への適用が期待されている。これをハードスイッチングインバータに適用した場合、熱に対する耐性が高まるため、スイッチング周波数をある程度高くすることは可能であり、その結果としてフィルタの小型化や変換電力の高品質化が実現できるものと思われる。しかし、高周波スイッチングにともなうスイッチング損失の発生自体はデバイスの置き換えでは抑制されないため、高温動作が可能であっても高効率化や冷却装置の小型化が必ずしも実現できるとは限らない。よりパワー密度を高くするにはソフトスイッチング電力変換回路の方が有利であると言える。

本項では、Si 系半導体スイッチング素子を適用したソフトスイッチングインバータの課題および将来動向と、「ワイドギャップ半導体」を適用した次世代ソフトスイッチングインバータの特長、課題について述べる。

### 6.2.1 Si 半導体スイッチング素子を適用したソフトスイッチングインバータの課題と将来動向

本論文で取り上げたソフトスイッチングインバータは、いずれの回路方式もハードスイッ

チングインバータと比較して高効率化を実現した。これは、スイッチング損失の低減だけでなく、主スイッチング素子の導通損も低減した結果である。電圧形インバータでは出力電圧、電流形インバータでは出力電流をゼロとする、いわゆる零ベクトル出力期間で、ハードスイッチングインバータでは、スイッチング素子2個を介して環流させる。つまり、零ベクトル期間では、出力はゼロであるが、2個のスイッチング素子で導通損を発生する。これに対し、ソフトスイッチングインバータでは、共振動作を零ベクトル期間で行い、それまでに流れていた主スイッチング素子の電流を全て共振回路へ転流させることで、零ベクトル期間での導通損を減少させたためである。

一方、ソフトスイッチングインバータには以下の問題もある。

- ・ ソフトスイッチングに適したスイッチング素子がない（特に電流形インバータ）
- ・ 部品点数が多く、コスト高が懸念される

ここでは、これらの問題について、本論文で取り上げたソフトスイッチングインバータに対し、検討を行う。

### (1) スwitchング素子の特性に対する課題

ソフトスイッチング方式には、

- ・ ZVS ターンオン
- ・ ZVS ターンオフ
- ・ ZCS ターンオン
- ・ ZCS ターンオフ

の4通りの方法があることは、第1章で既に述べた。本論文で提案したソフトスイッチングインバータでは、主スイッチング素子は全ての回路方式で共振リアクトルによる ZCS ターンオン、第3章の SS-VSI では共振コンデンサ電圧を利用した ZVS ターンオフ、第4章の CC-SS-CSI、改良形 CC-SS-CSI、第5章の ARCC-CSI では共振電流を主電流に対し逆向きに流し、スイッチング素子の逆阻止特性を利用した ZCS ターンオフを達成した。ダイオードは ZVS ターンオン、ZCS ターンオフである。この他に、IGBT の逆並列ダイオードに電流が流れているタイミングでゲートにオンまたはオフ信号を与える ZVS 方式などがある。本論文で採用した ZCS ターンオフ方式や逆電流 ZVS 方式ではスイッチング素子の特性がソフトスイッチングの特性に影響する。

本論文で採用した ZCS ターンオフは、逆阻止特性を持つダイオードによって実現した。サイリスタも逆阻止特性を持つが、

- ・ スwitchングスピード、特にターンオフが IGBT に比べて遅い
- ・ アノード・カソード間の電圧が急峻に変化すると、ゲート端子に変位電流が流れ、誤点弧する
- ・ ターンオフ期間内は逆バイアスが必要で、これが不十分であると再点弧する
- ・ ZCS ターンオフ時の逆回復電流が大きい

などの問題があり、現状の素子では採用できなかった。しかしながら、サイリスタは

- ・ IGBT よりオン電圧が低い,
- ・ 自然消弧形素子のため, オフ信号が不要である

といった特長もあり, 上記問題を解決できれば, 第4章, 第5章で提案したソフトスイッチング電流形インバータには最適なスイッチング素子であり, さらなる高効率化も期待できる。

一方, ダイオードでも ZCS ターンオフ時に逆回復電流が流れる。これにより, 第4章, 第5章でも示したように, ターンオフ後のダイオードの電圧および電流波形には振動が重畳する。振動周波数は, スwitchング素子の寄生容量と配線のインダクタンス成分による共振周波数に一致する。配線の抵抗成分によってこの振動は減衰するが, 振動の発生により電磁ノイズの発生や, これに起因する制御回路等の誤動作が懸念される。ダイオードの逆回復特性はスイッチングスピードおよび寄生容量に依存するため, Si 半導体素子では改善があまり期待できない。本論文の実験システムにおいては, 波形検出用センサを実装したため実現できなかったが, 実用化する際には, 配線を「太く・短く」することが振動抑制の対策となる。

## (2) 部品点数, コストの課題

本論文で提案したソフトスイッチングインバータは, いずれもソフトスイッチングを達成するため, 共振回路を追加した。このため, 部品点数が多くなり, コスト高が懸念される。

スイッチング素子の価格は定格電流にほぼ比例する。定格電圧に対しては, 電圧が2倍になれば, 価格は約 1.5 倍である。共振リアクトルの価格もほぼ定格電流に比例する。インダクタンス値に対しては, スwitchング素子の定格電圧と同様の傾向にある。共振コンデンサはこれらの素子に対し, 非常に安価である<sup>[3]</sup>。これらに基づいて, 本論文で適用した回路定数, 素子定格により, 主回路におけるコストを概算で算定した。算定結果を表 6.1, 表 6.2 に示す。ただし, ダイオードの価格は逆並列ダイオード付 IGBT の半分とした。

ハードスイッチングインバータのスイッチング素子 1 個当たりの価格比を 1 とすると, SS-VSI が 10.89, CC-SS-CSI が 7.6, 改良形 CC-SS-CSI が 8.6, ARCC-CSI が 12.6 である。共振リアクトルを含めれば, SS-VSI の場合は高周波トランス 3 個, ZVS ターンオフ用のリアクトル 2 個が追加され, ハードスイッチングインバータの 2.5~3 倍程度となるであろう。これに対し, ソフトスイッチング電流形インバータでは, 直流リアクトルの小型化を実現した。電流定格をハードスイッチングインバータの 1.5 倍とすると, リアクトルのみでは CC-SS-CSI が 0.82, 改良形 CC-SS-CSI および ARCC-CSI が 0.8 である。したがって, 電流形インバータの主回路の全コストは CC-SS-CSI および改良形 CC-SS-CSI はハードスイッチングインバータより安価, ARCC-CSI は同程度での実現が期待できる。

SS-VSI のコスト高の原因は共振回路のダイオード数が多いこと, 共振リアクトルを追加したことによる。共振リアクトルの低コスト化には, 鉄心材料の低コスト化の他に, 共振周波数の高周波化や共振電流の低減の検討が必要である。さらに, ダイオードのモジュール化などによる低コスト化も期待する。

一方, 電流形インバータでは, 直流リアクトルの小型化, CC-SS-CSI と改良形 CC-SS-CSI では, さらに入力側ブリッジを不要にしたことが, インバータ性能だけでなく, 低コスト化

表 6.1 : HS-VSI と SS-VSI のスイッチング素子のコスト比較

	SS-VSI		HS-VSI	
	個数	価格比	個数	価格比
主スイッチ	6	6	6	6
$D_{r1} \sim D_{r6}$	6	0.84	—	—
$D_{d1} \sim D_{d6}$	6	3.24	—	—
$D_{fa} \sim D_{fc}$	3	0.81	—	—
計		10.89		6

表 6.2 : HS-CSI と CC-SS-CSI, 改良形 CC-SS-CSI, ARCC-CSI のコスト比較

スイッチング素子								
	CC-SS-CSI		改良形 CC-SS-CSI		ARCC-CSI		HS-CSI	
	個数	価格比	個数	価格比	個数	価格比	個数	価格比
主スイッチ	6	6	6	6	10	9	10	10
補助スイッチ	2	1.3	4	2.3	2	1.8	—	—
ダイオード	1	0.3	1	0.3	4	1.8	—	—
計		7.6		8.6		12.6		10
リアクトル								
	CC-SS-CSI		改良形 CC-SS-CSI		ARCC-CSI		HS-CSI	
	価格比		価格比		価格比		価格比	
DCL	0.8		0.8		0.8		1	
共振リアクトル	0.02		0.0		—		—	
計	0.82		0.8		0.8		1	

にも貢献できることが明らかとなった。

ただし、電圧形インバータと電流形インバータのコスト比較をすると、電流形インバータの方が高価である。これは直流リアクトルが高価であるため、リアクトルの低コスト化を期待する。

(3) Si 半導体スイッチング素子を適用したソフトスイッチングインバータの将来ソフトスイッチングインバータを次世代インバータとして実用化するためには、ハードスイッチングインバータに対し、

- ・ 高効率
- ・ 安価 (小型)

であることが必須条件である。これを実現するには

- ・ 補助スイッチング素子数を少なくする
- ・ 共振回路の電流ピークをできるだけ低くする

- ・ スイッチング周波数を高くする

といった方策が考えられる。電流ピークの抑制により、補助スイッチング素子は容量の小さいものを適用することも可能で、スイッチング周波数を高くすることで、共振回路の小型化、低コスト化が実現できる。

共振周波数の上限は、スイッチング素子のスイッチング特性、特にターンオフ時間により決められる。ターンオフ時間内では、オフ状態を保持する必要があるため、予備共振動作時間をターンオフ時間に一致させれば、もっとも共振周波数が高くなる。

スイッチング周波数は制御率の上限  $m_L$ 、つまり、最大出力電圧（電流形インバータの場合は最大出力電流）によって決められる。例えば、ターンオフ時間が  $1\mu\text{sec}$  の場合、 $m_L$  を 0.8 とすれば 200kHz、0.9 とすれば 100kHz での動作が可能である。これにより、共振コンデンサや共振リアクトルはそれぞれ  $1/10\sim 1/20$  にできる。小容量インバータであれば、FET を適用することにより、さらなる高周波スイッチングが期待できる。

このように、Si 半導体スイッチング素子を適用しても、ソフトスイッチングインバータでは高周波スイッチングが可能であり、これを実現することがキーポイントとなるであろう。

## 6.2.2 「ワイドギャップ半導体」を適用した適用したソフトスイッチングインバータの特長と課題

「ワイドギャップ半導体」の特長<sup>[4]</sup>は

- (1) 高速スイッチング
- (2) 高温動作可能 (Si デバイス :  $150^\circ\text{C}$ , SiC デバイス :  $300^\circ\text{C}$ <sup>[5]</sup>)
- (3) 低オン損失 (SiC デバイス : Si デバイスに対し約  $1/200$ , GaN デバイス : 約  $1/100$ )

であると言われている。ここでは、「ワイドギャップ半導体」を適用した次世代ソフトスイッチング電力変換回路の特長、課題について述べる。

### (1) 高速スイッチング

小容量のスイッチング電源の分野では、スイッチング素子に MOSFET を適用し、MHz オーダーのスイッチング周波数で動作させているものが既に市販されている。中・大容量機器においても、「ワイドギャップ半導体」を適用すれば、数百 kHz~MHz オーダーのスイッチング周波数が実現できると考えられる。スイッチング周波数の高周波化にともない、スイッチングにともなう電流や電圧の脈動が抑制されるため、フィルタや直流リンク部のコンデンサ、リアクトルの小型化が可能となる。共振回路の共振周波数も高く設定することが可能であり、共振回路も小型にできる。

### (2) 低オン損失 および (3) 高温動作可能

低オン損失の特性により、スイッチング素子の導通損低減が見込まれる。これにともない、効率が向上し、導通損に起因する熱の発生が抑制できる。高温での動作が可能であるため、冷却装置の小型化、あるいは除去が期待でき、高温環境下に対するソフトスイッチング電力

変換器の適用が期待される。

課題として、以下の点が挙げられる。

#### ・ 分布定数の顕在化

MHz オーダーのスイッチングを行う場合、それ以下のスイッチング周波数では無視できた分布定数が顕在化する<sup>[6]</sup>。例えば、導線の近接による浮遊容量やトランス巻線間に存在する浮遊容量、導線の引き回し方による浮遊インダクタンスなどである。浮遊容量、浮遊インダクタンスはスイッチング時の電圧・電流の脈動を誘発する。場合によっては、回路の誤動作の原因となる。分布定数を考慮した回路設計法の確立が必要である。

#### ・ 共振回路を含む回路素子の温度特性の向上

共振リアクトルの鉄心にフェライトコアを使用した場合、最大磁束密度は温度の上昇にともなって減少する。比透磁率は200℃をこえると急激に減少するため、インダクタンスとして作用させることができなくなる<sup>[7]</sup>。温度特性が良いといわれている文献[8]のものを使用すると、温度変化による比透磁率の変化量は-40℃～150℃の範囲で±10%以内であるが、これはワイドギャップ半導体の動作可能温度（300℃）より低い。共振コンデンサには、現状ではフィルムコンデンサが使用されることが多いが、この種のコンデンサの温度条件は-40℃～105℃<sup>[9][10]</sup>のものが多い。高温環境下でソフトスイッチング電力変換器を適用するためには、これらの温度特性の向上が期待される。

#### ・ 共振リアクトルにおける鉄心の高周波特性の改善

共振回路の共振周波数は、スイッチング周波数より高く設定されることが多い。共振リアクトルの鉄心には共振周波数においても高比透磁率、高飽和磁束密度、低損失を維持することが要求されるが、現在では、数百 kHz 程度が限界である<sup>[8]</sup>。共振リアクトルのインダクタンス値が小さい場合には空心リアクトルの適用が検討されることも考えられる。鉄心を使用する場合に比べ、体積が増加するが、磁気飽和特性の影響がないため、損失が低減すると考えられる。

#### ・ 制御回路の高速化

スイッチング素子の制御信号を作成するゲートドライブ回路の高速化、制御用 CPU の高速化も望まれる。現状においては DSP、あるいはマイクロプロセッサのみで、例えば、三角波の周波数を 10kHz として、三角波比較法によりスイッチングパターンを出力させると、計算処理能力の問題から非常に粗いパターンしか得られないことが多い。この場合、PWM IC など、スイッチングパターン生成のための機能を持つ回路を別途準備する必要がある。これに対し、FPGA (**F**ield **P**rogrammable **G**ate **A**rray) を使用してスイッチングパターンを生成する手法が注目されている<sup>[11][14]</sup>。FPGA は HDL (**H**ardware **D**escription **L**anguage) と呼ばれる回路記述言語によって、FPGA の内部回路を構成できるプログラム IC で、DSP やマイクロプロセッサに比べ、高速に演算ができることが特長である。



数百 kHz～MHz オーダーのスイッチングを実現するには少なくとも数十～数百 nsec の演算周期が必要である。演算能力の向上により、これが実現できれば、制御精度が格段に向上し、変換電力の高品質化が可能となる。

「ワイドギャップ半導体」で逆阻止特性を持たせた場合、Si 半導体スイッチング素子に比べ、逆回復電流が小さい<sup>[15]</sup>。このため、本論文で提案したソフトスイッチングインバータに「ワイドギャップ半導体」を適用した場合、Si 半導体スイッチング素子を適用した場合に発生した電圧・電流の振動も抑制される。さらに、上記課題が解決されれば、共振回路の小型化、低コスト化の実現も期待できる。電流形インバータに対しては、サイリスタのように、逆阻止、自然消弧の機能を持ったスイッチング素子が開発されることを期待する。

## 参考文献

- [1] 大橋弘通, 「パワーデバイスの現状と将来展望」, *FEDジャーナル*, Vol. 11, No. 2, pp. 3-7, 2000.
- [2] 「(革新的温暖化対策技術プログラム) (次世代半導体デバイスプロセス等基盤技術プログラム) 「超低損失電力素子技術開発」基本計画」, 第1回「超低損失電力素子技術開発」(事後評価)分科会資料6-1, 2003 (<http://www.nedo.go.jp/>)
- [3] RSコンポーネンツ株式会社ホームページ, <http://rswww.co.jp/>
- [4] 岩本英雄, 夫馬弘雄, 「SiパワーデバイスとSiCパワーデバイスの現状と開発動向」, *H16電気学会全国大会講演論文集[4]*, S-18-2, pp.5-8, 2004
- [5] A. Hefner, R. Singh, J. Lai, D. Berning, S. Bouch, and C. Chapuy, (翻訳: 今泉昌之), 「多くの応用分野にブレークスルーをもたらすSiCパワーダイオード」, *FEDジャーナル*, Vol. 11, No. 2, pp. 122-130, 2000.
- [6] 清水敏久, 金城博文, 和田圭二, 「分布定数線路を用いた高周波電流出力形インバータ」, *電学論D*, Vol. 123, No. 8, pp. 972-973, 2003.
- [7] 「フェライトコア」, *NEC-TOKINカタログ*, <http://www.nec-tokin.com/>
- [8] 「ファインメット」, *日立金属カタログ*, 2005.4., <http://www.hitachi-metals.co.jp/>
- [9] 指月電機ホームページ, <http://www.shizuki.co.jp/>
- [10] 「フィルムコンデンサ」, *日本ケミコムカタログ*, <http://www.chemi-con.co.jp/>
- [11] 横山智紀, 宮下和也, 下形伸介, 「FPGAによるハードウェアコントローラを用いたPWMインバータのマルチレートデッドビート制御」, *電学論D*, Vol. 124, No. 4, pp. 380-387, 2004
- [12] H. Abu-Rub, J. Guzin'ski, Z. Krzeminski, and H. A. Toliyat, "Predictive Current Control of Voltage-Source Inverters", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 51, No. 3, pp.585-593, 2004.
- [13] A. M. Omar, N. A. Rahim, and S. Mekhilef, "Three-Phase Synchronous PWM for Flyback Converter With Power-Factor Correction Using FPGA ASIC Design", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 51, No. 1, pp. 96-106, 2004
- [14] Y. S. Lai, F. S. Shyu, and Y. H. Chang, "Novel Loss Reduction Pulsewidth Modulation Technique for Brushless dc Motor Drives Fed by MOSFET Inverter", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 19, No. 6, pp. 1646-1652, 2004
- [15] 弦田幸憲, 河村篤男, 「電気自動車用98.5% 高効率チョッパ回路QRASの提案と実証実験」, *電学論D*, Vol. 125, No. 11, pp. 977-987, 2005

# 研究業績

## 博士論文関連論文リスト

※ 国際会議論文から論文誌論文となった国際会議論文には「'」を付す。

### 第3章

#### 【論文誌論文】

1. 石川裕記, 足立一和, 「制御の簡単なソフトスイッチング PWM インバータ」, 電学論D, Vol. 120-D, No. 7, pp. 905-915, 2000.

#### 【国際会議論文】

- 1'. Y. Murai, K. Adachi, H. Ishikawa, “A Simple-Control New Soft-Switched PWM Inverter”, *Conference Record of the 1998 IEEE Industry Applications Conference*, Vol. 2, pp. 1307 - 1312, 1998.

#### 【電気学会全国大会および電気学会産業応用部門大会論文】

1. 足立一和, 石川裕記, 村井由宏, 「制御の簡単なソフトスイッチングのインバータ」, 平成10年電気学会全国大会講演論文集 [4], No.860, p.240, 1998.

その他 1件の論文発表

### 第4章

#### 【論文誌論文】

1. H. Ishikawa, Y. Murai, “A Novel Soft-Switched PWM Current Source Inverter with Voltage Clamped Circuit”, *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 15, No. 6, pp. 1081-1087, 2000.
2. 石川裕記, 村井由宏, 「部分共振電流形 PWM インバータの出力特性の検討」, 電学論D, Vol. 118-D, No. 3, pp. 345-352, 1998.

#### 【国際会議論文】

- 1'. Y. Murai, H. Ishikawa, T. A. Lipo, “New Series Resonant DC Link Inverter For Electric Vehicle Drives”, *IEEE IAS Conference Record*, Vol. 1, pp. 443-447, 1994.
- 2'. H. Ishikawa, Y. Murai, “Improvement of Performance of a Series Resonant DC Link PWM Inverter”, *Proceedings of the Power Conversion Conference-Nagaoka 1997*, Vol. 1, pp. 319-324, 1997.

#### 【電気学会全国大会および電気学会産業応用部門大会論文】

1. 石川裕記, 村井由宏, 「パルス周波数一定の電流共振 PWM インバータ」, 平成6年電気学会全国大会講演論文集 (6), No. 801, p. 253, 1994.

2. 石川裕記, 村井由宏, 「電気自動車駆動用部分共振電流形 PWM インバータ」, 平成6年電気学会産業応用部門全国大会講演論文集, No.223, pp.958-961, 1994.
3. 石川裕記, 村井由宏, 「部分共振電流形 PWM インバータの出力波形の改善」, 平成9年電気学会全国大会講演論文集 [4], No.879, pp.152-153, 1997.

その他 5件の論文発表

## 第5章

### 【論文誌論文】

1. H. Ishikawa, Y. Murai, "A New Series Resonant DC-Link AC/AC PWM Converter", *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol. 35, No. 6, pp. 1433- 1439, 1999.

### 【国際会議論文】

- 1'. H. Ishikawa, Y. Murai, "A New Series Resonant DC Link AC/AC PWM Converter", *Conference Record of the 1998 IEEE Industry Applications Conference*, Vol. 2, pp. 1349 - 1355, 1998.
2. H. Ishikawa, Y. Murai, "A New Series Resonant DC Link PWM Inverter", *Record of the 29th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Vol. 1, pp. 436-442, 1998.
3. H. Ishikawa, Y. Murai, "Output Characteristics of a New Series Resonant DC Link AC/AC PWM Converter", *Conference Record of the 1999 IEEE Industry Applications Conference*, Vol. 3, pp. 2025 -2030, 1999.

### 【電気学会全国大会および電気学会産業応用部門大会論文】

1. 石川裕記, 村井由宏, 「部分共振電流形 DC リンク AC/AC PWM コンバータの周波数特性」, 平成11年電気学会全国大会講演論文集 [4], No.811, pp.137-138, 1999.
2. 石川裕記, 王道洪, 「部分共振電流形 PWM コンバータの入力波形制御」, 平成11年電気学会産業応用部門大会講演論文集 [II], No.183, pp.27-30, 1999.

その他 3件の論文発表

## その他

### 【論文誌論文】

1. 石川裕記, 村井由宏, 「簡単な磁束解析による三相かご形誘導電動機の特性解析の一方式」, *電学論D*, Vol. 120-D, No. 3, pp. 319-327, 2000.
2. 徳島大己, 石川裕記, 王道洪, 内藤治夫, 「ソフトスイッチング三相一石昇圧形コンバータ」, *電学論D*, Vol. 123-D, No. 3, pp. 301-307, 2003.
3. 山田隆志, 徳島大己, 石川裕記, 王道洪, 内藤治夫, 「複数インバータ方式による太陽光発電システムの提案」 *電学論B*, Vol. 124, pp. 1087-1092, 2004
4. 徳島大己, 内田正人, 神戸智, 石川裕記, 内藤治夫, 「瞬時最大電力追従法を用いたMPPT制御」, *電学論D*, Vol. 124, No. 12, pp.1182-1188, 2004

5. 石川裕記, 鎌田義信, 内藤治夫, 「スイッチトリラクタンスモータの瞬時トルクを一定にする電流波形とその波形成形制御法」, 電学論D, Vol.125-D, No.12, pp.1113-1121, 2005

【国際会議論文】

- 1'. H. Ishikawa, Y. Murai, "A New Approach of Characteristics Analysis for 3-Phase Induction Motor", *Conference Record of the 1998 IEEE Industry Applications Conference*, Vol. 1, pp. 73 - 78, 1998.
- 2'. D. Tokushima, H. Ishikawa, D. Wang, H. Naitoh, "Soft Switched Three Phase Single Boost Rectifier", *IEEE Proceedings of the PCC-Osaka 2002*, Vol. 2, pp. 492-497, 2002.
3. H. Ishikawa, D. Wang, N. Matsui, "A Novel Control Method without Switching Dead-Time for Three-Phase PWM AC/DC Converter", *Proceedings of IPEC-Tokyo 2000*, Vol. 4, pp. 1830-1835, 2000.4.
4. D. Tokushima, K. R. M. N. Ratnayake, H. Ishikawa, D. Wang, M. Yoshida, T. Watanabe, "A Modified C-dump Soft-Switched SRM Converter", *Proceedings of IPEC-Tokyo 2000*, Vol. 1, pp. 153-157, 2000.4.
5. K. R. M. N. Ratnayake, H. Ishikawa, D. Wang, M. Yoshida, T. Watanabe, "Novel Hybrid Five Level Inverter", *Proceedings of IPEC-Tokyo 2000*, Vol. 4, pp. 2025-2028, 2000.4.
6. H. Ishikawa, K. Adachi, D. Wang, M. Yoshida, T. Watanabe S. Sugimoto, "Voltage Stress Reduction for a Long Lead Motor by Using a New Soft-Switched PWM Inverter", *Proceedings of IP EMC-2000*, Vol. 2, pp. 628-632, 2000.
7. D. Wang, H. Ishikawa, H. Naitoh, "Comparison of Hard- and Soft-Switching in terms of EMI", *Progress in Electromagnetic Symposium*, p. 639, 2001.
8. H. Ishikawa, D. Wang, H. Naitoh, "A New Switched Reluctance Motor Drive Circuit for Torque Ripple Reduction", *IEEE Proceedings of the PCC-Osaka 2002*, Vol. 2, pp.683-688, 2002.
9. D. Tokushima, Y. Tanizawa, H. Ishikawa, H. Naitoh, "A New Circuit Analysis and Design Simulator "TOKUZO"", *The 29<sup>th</sup> Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 1320-1325, 2003.
10. H. Ishikawa, Y. Kamada, H. Naitoh, "Instantaneous Torque Regulation for Switched Reluctance Motors for the Use in Evs", *Proceedings of the 8th IEEE International Workshop on Advanced Motion Control (AMC'04-Kawasaki)*, pp.65-69, 2004
11. H. Ishikawa, and H. Naitoh, "A New Circuit Topology for Soft Switching with a Passive Clamp-Commutation Subcircuit", *Proceedings of the International Power Electronics Conference Niigata*, pp. 600-605, 2005.
12. H. Ishikawa, H. Katoh, and H. Naitoh, "Transfer Function Model for Linearized Torque Control for Switched Reluctance Motors", *Proceedings of the International Power Electronics Conference Niigata*, pp. 1660-1664, 2005.

【電気学会論文誌研究開発レター】

1. 王道洪, 石川裕記, 内藤治夫, 「太陽電池V-I特性瞬時測定の一方法」, 電学論D, Vol.122-D,

No. 8, pp. 881-882, 2002.

【電気学会全国大会および電気学会産業応用部門大会論文】

1. 石川裕記, 村井由宏, 「電流共振形DCリンク変換器の入力波形制御と入力力率特性」, 平成5年電気学会産業応用部門全国大会講演論文集, No. 86, pp. 309-314, 1993.
2. 石川裕記, 中川勝博, 村井由宏, 「コンピュータシミュレーションによるかご形三相誘導電動機の特性格解析の一方式」, 平成8年電気学会全国大会講演論文集 [5], No. 1044, pp. 67-68, 1996.
3. 松原正克, 石川裕記, 村井由宏, 「入力波形を改善したスイッチング三相整流回路の一方式」, 平成8年電気学会産業応用部門全国大会講演論文集 II, No. 148, pp. 21-24, 1996.
4. 程吉, 石川裕記, 吉田昌春, 村井由宏, 「共振回路を用いたSRモータの特性」, 平成9年電気学会全国大会講演論文集 [4], No.889, pp.169-170, 1997.
5. 石川裕記, 村井由宏, 「PWMインバータ駆動時の三相かご形誘導電動機の特性格解析」, 平成10年電気学会全国大会講演論文集 [5], No.1019, pp.60-61, 1998.
6. 石川裕記, 村井由宏, 「低速域における三相かご形誘導電動機の特性格解析」, 平成10年電気学会産業応用部門全国大会講演論文集 [III], No.190, pp.21-24, 1998.
7. 程吉, 石川裕記, 村井由宏, 「ソフトスイッチングSRモータの駆動回路」, 平成11年電気学会全国大会講演論文集 [4], No.1000, pp.437-438, 1999.
8. 石川裕記, 益永幸司, 王道洪, 内藤治夫, 「トルク脈動を低減するSRM駆動回路」, 平成13年電気学会全国大会講演論文集 [4], No.4-39, pp.1260-1261, 2001.
9. 谷澤之彦, 石川裕記, 「電力変換器の解析に向けた回路シミュレータの開発」, 平成14年電気学会全国大会講演論文集 [4], No.4-52, pp.76-77, 2002.
10. 山羽聡, 石川裕記, 王道洪, 内藤治夫, 「電流波形制御によるSRMのトルク脈動抑制法」, 平成14年電気学会全国大会講演論文集 [4], No.4-104, p.160, 2002.
11. 石川裕記, 坂田克文, 王道洪, 内藤治夫, 「SRMのトルク脈動を低減するマルチレベル駆動回路」, 平成14年電気学会全国大会講演論文集 [4], No.4-105, p.161, 2002.
12. 西野敏和, 徳島大己, 石川裕記, 王道洪, 内藤治夫, 「 $dp/dv$ の大きさを考慮した最大電力点追従制御方式」, 平成14年電気学会全国大会講演論文集 [7], No.7-63, p.88, 2002.
13. 内藤治夫, 王道洪, 石川裕記, 中田仗祐, 「球状太陽電池の基礎特性」, 平成14年電気学会全国大会講演論文集 [7], No.7-74, p.106, 2002.
14. 王道洪, 石川裕記, 内藤治夫, 「太陽電池V-I特性瞬時測定に基づく最大出力動作点の検出」, 平成14年電気学会産業応用部門大会講演論文集 [II], No.200, pp.887-888, 2002.
15. 石川裕記, 徳島大己, 王道洪, 内藤治夫, 「 $dp/dv$ を利用した最大電力点追従方式の改善」, 平成14年電気学会産業応用部門大会講演論文集 [II], No.201, pp.889-890, 2002.
16. 山田隆志, 徳島大己, 石川裕記, 王道洪, 内藤治夫, 「太陽電池数式モデルのシミュレータへの適用」, 平成15年電気学会全国大会講演論文集 [4], No.4-28, p.34, 2003
17. 王道洪, 石川裕記, 内藤治夫, 中田仗祐, 「球状太陽電池の最適直並列構成法」, 平成15

年電気学会全国大会講演論文集 [7] , No.7-123, pp.189-190, 2003

18. 神戸智, 徳島大己, 石川裕記, 王道洪, 内藤治夫, 「照度変化を考慮した dp/dv による最大電力点追従制御」, 平成 15 年電気学会全国大会講演論文集 [7] , No.7-126, p.194, 2003
19. 内藤治夫, 王道洪, 石川裕記, 藤井飛鳥, 中田仗祐, 「球状太陽電池の無指向性の検証」, 平成 15 年電気学会全国大会講演論文集 [7] , No.7-144, p.220, 2003
20. 谷澤之彦, 石川裕記, 内藤治夫, 「回路シミュレータ「回路解く蔵 (TAP-T)」の概要と解析事例」, 平成 15 年電気学会産業応用部門大会講演論文集 [I] , No,1-S7-2, pp.77-82, 2003
21. 鎌田義信, 石川裕記, 内藤治夫, 「SRM の電流波形制御によるトルク脈動低減」, 平成 16 年電気学会全国大会講演論文集[4], pp.208-209, 2004
22. 石川裕記, 小坂卓, 「永久磁石電動機・リラクタンスモータの駆動回路技術とドライブ制御技術 5. リラクタンスモータ用駆動回路技術」, 平成 16 年電気学会産業応用部門大会講演論文集[1], 1-S15-5, pp.113-118, 2004
23. 森田治彦, 坂井田悠介, 石川裕記, 内藤治夫, 「多段接続太陽電池 AC モジュールの出力制御」, 平成 16 年電気学会産業応用部門大会講演論文集[1], pp.191-194, 2004
24. 内藤治夫, 石川裕記, 山羽聡, 加藤大貴, 「SRM の電氣的伝達特性に基づく電流制御系の設計法」平成 16 年電気学会産業応用部門大会講演論文集[1], pp.423-426, 2004

その他 11 件の論文発表

【受賞歴】

平成 8 年 3 月	電気学会論文発表賞 B	受賞
平成 10 年 3 月	電気学会論文発表賞 B	受賞
平成 12 年 3 月	電気学会論文発表賞 A	受賞
平成 15 年 3 月	電気学会論文発表賞 A	受賞

# 謝辞

本論文の作成にあたり，御懇切な御指導と御鞭撻を賜った，東京大学堀洋一教授に心から感謝の意を捧げます。また，種々御指導，御討論をいただいた東京大学仁田旦三教授，横山明彦教授，大崎博之教授，古関隆章助教授および馬場旬平講師に厚く御礼申し上げます。

本研究の遂行において，長期に渡り，御教示と御鞭撻，御激励を賜るとともに，平素より並々ならぬ御指導をしていただいた岐阜大学内藤治夫教授に深く感謝いたします。

本研究の開始当初から，長期に渡り幅広い見地から貴重な御意見を賜り，また，深い御理解をいただくとともに，御激励，御鞭撻いただいた岐阜大学吉田昌春教授に心より御礼申し上げます。

本研究は岐阜大学工学部において実施したもので，日頃より深い御理解，御激励をいただくとともに，研究上の便宜を図っていただいた電気電子工学科の教職員の方々，および人間情報システム工学科の教職員の方々に心より感謝致します。

本研究に対して，貴重な御討論および実験に協力いただいた岐阜大学工学部人間情報システム工学科内藤研究室の方々および電気電子工学科村井研究室卒業生の方々に深く感謝致します。

最後に，本研究の先鞭をつけていただき，学生時代より御指導，御教示を賜りました岐阜大学村井由宏名誉教授（故）に心より御礼の言葉を申し上げます。