

博士論文

燃料電池自動車用電力変換器の
ソフトスイッチング回路方式に関する研究

RESEARCH ON SOFT SWITCHING CONVERTER CIRCUITS
AIMED FOR FUEL CELL ELECTRIC VEHICLES

平成18年3月

横浜国立大学大学院 工学府 物理情報工学専攻
電気電子ネットワークコース

指導教官 河村篤男 教授

駭田 幸憲

横浜国立大学附属図書館



11734596

11

3

寄贈者： 弦田 幸憲

1734596
燃料電池自動車用電力変換器のソフト
スイッチング回路方式に関する研

377.51
TU

博士論文
Doctoral Thesis

燃料電池自動車用電力変換器の
ソフトスイッチング回路方式に関する研究
Research on Soft Switching Converter Circuits Aimed for Fuel Cell
Electric Vehicles

横浜国立大学附属図書館



11734596

指導教官 河村 篤男 教授
Supervisor Professor Atsuo KAWAMURA

平成 18 年 3 月 17 日 提出
March 17, 2006

横浜国立大学大学院 工学府 物理情報工学専攻 電気電子ネットワークコース

Div. of Elec. and Comp. Eng., Yokohama National University

03SD105

弦田 幸憲

Yukinori TSURUTA

要約

わが国の総消費エネルギーの25[%]を占める運輸部門のうち約8割の消費は自動車によるものである。そのため、地球温暖化や環境問題、石油枯渇問題は、年々深刻化し、規制も厳しくなりつつあり、ガソリン自動車に替わる燃料電池車や電気自動車、ハイブリッド自動車の研究は、非常に重要な研究として脚光を浴びている。日本政府が打ち出した2020年までに500万台の燃料電池車を普及させようという構想等、いまや世界中の自動車メーカーや研究機関で、燃料電池車の研究開発は、急ピッチで進められている。

本研究は、博士論文「燃料電池自動車用電力変換器のソフトスイッチング回路方式に関する研究」に関するものであり、燃料電池車に用いる100[kW]級の出力レンジで動作する高効率高周波大電力変換回路方式の提案と検証を目的としたものである。本研究は、(1)調査および検討による回路方式の提案とその実際の試作による実証試験、(2)新型デバイスSiC半導体適用による研究および(3)それ以降の改良研究、の3年間の博士課程在学中の研究成果により構成される。

主な研究成果としては、第1に、燃料電池車用準共振形回生アクティブスナバ回路QRAS(Quasi-resonant Regenerating Active Snubberの略)方式の提案と実験検証評価、第2に、QRAS方式へのシリコンカーバイド(SiC)半導体パワーデバイスの適用による回路方式とデバイス両面からの効率改善効果の実験による検証評価、第3に、新回路創出として、QRAS方式の効率をさらに向上させる可能性のあるスナバ補助ZVZCTチョップ回路SAZZ(Snubber Assisted Zero Voltage and Zero Current Transition chopperの略)方式の新提案とその試作検証評価。さらに新型デバイス逆阻止型IGBTの素子適用評価、漂遊容量を利用したソフトスイッチングによる高周波化、QRAS方式・SAZZ方式の6基本コンバータへの拡張適用、SAZZ昇降圧チョップ方式の提案、SAZZ双方向昇降圧チョップ方式の提案、等である。

本論文は、大別して、次の3つの提案と検証にまとめられる。

- 第4章 大電力チョップQRASの提案および試作試験評価
- 第5章 大電力チョップSAZZの提案および試作試験評価
- 第6章 新型デバイスおよび新回路適用による改良研究
- 第8章 結論

である。

100[kW]級の大電力駆動を行なう上で第一に重要となるのが高周波低損失のソフトスイッチングによる電力変換である。これを実用上実現するには、LC部品とパワーデバイスで構成し

た回路で電力変換を行なう。しかし、主スイッチの電圧電流ストレスを増大させることなく、最小の部品数で、大電力を高効率に変換することは難しい。本研究では、従来回路の問題点であった損失が増大する主回路素子の直列接続構成部分の損失低減や電圧ストレスの低減可能な回路方式について研究を行なった。提案する QRAS 方式は、共通のスナバコンデンサをもつ主、補助スイッチによるソフトスイッチング動作を行ないスイッチング損失を低減すると同時に、スナバエネルギーを2分割した直流リアクトルへ移行させて回生する方式である。提案する方式について出力電圧の理論式を導出し、パラメータの最適設計法を提案し、実際に、選定した回路定数によるシミュレーションと1/10モデルの試作による実験の両面から各部動作波形、効率を調べることにより、本方式の有効性を明らかにした。次に、電流断続モード試験や共振安定領域外動作試験などの特殊試験も行なって、本方式が実用上問題なく適用できることを確認した。

次に、QRAS方式の効率をさらに向上させることが可能なSAZZ方式を提案、シミュレーションおよび試作による実験検証を行なった。直流リアクトルの分割比を大きくとることにより、補助スイッチを動作させた場合、 di/dt 抑制リアクトルなしに零電圧零電流動作が可能となるZVZCT(Zero Voltage Zero Current Transitionの略)動作が確認され、回路要素数も低減して検証を行なった。本研究では、スイッチング損失零の電力変換による高周波化が実現できれば、効率は、低周波時の高効率をそのまま維持できる可能性があることから、SAZZ方式では、周波数をQRASの4倍の100[kHz]、8[kW]に上げ、試作検証を行なった。その結果、効率は、QRASの97.5[%]を若干上回る98.1[%]を得た。さらに、高周波化する方式として、パワーデバイスの漂遊容量を利用したSAZZ方式によるZVZCT動作の実証実験を行なった。漂遊容量によるZVZCTは、補助スイッチと主スイッチ間の最適な時間遅れ調整により、最小の共振電流となり、良好なZVZCTが実現できることを確認し、その有効性を確認した。

次に、新型パワーデバイスの適用について検証を行なった。Si半導体パワーデバイスに代わる超低損失次世代パワーデバイスとして、すでに市販の開始されたSiC半導体デバイスを用いた検証を行った。1200[V]-10[A]定格のSiCショットキーダイオードを用いたSiC半導体モジュールを試作し、出力ダイオードに使用したQRASソフトスイッチング回路方式による高効率大電力チョッパ回路を試作し、効率と各部動作特性の試験を行い、回路方式とデバイス両面による効率改善効果を検証した。その結果、約1[%]の効率向上する98.5[%]の最大効率を確認した。さらに、近年逆阻止IGBTが開発されていることから、この新型デバイスの適用に注目し、回生ダイオード D_3 を省き、補助スイッチ S_2 に逆阻止IGBTを適用する簡素な構成で、さらなる高効率化が期待できる。幸運にも、富士電機製逆阻止IGBT MX-RB6-600V/100A-PC3(600[V], 100[A])の試供品を市場販売前に入手することができ、素子評価の機会を得た。そこで、これまでに提案と実験による検証を行ってきたQRAS方式にこの逆阻止IGBTを適用し、その有用性および逆阻止IGBTの素子評価を損失シミュレーションと実験により検証した。その結果、富士電機製逆阻止IGBT MX-RB6-600V/100A-PC3は、8[kW]定格運転においても、正常に動作し、QRASの補助スイッチに用いても、動作に問題はなく、効率98.5[%]以上が得られることが明らかになった。

本研究では、さらに、提案のQRASもしくはSAZZ方式の回路動作原理が昇圧チョッパだけでなく、他の6基本コンバータ回路へも拡張して適用が可能であることを明らかにした。そして、この基本回路の降圧形コンバータと昇圧形コンバータにSAZZ方式を適用し、組み合わせた双方向SAZZ昇降圧形コンバータも提案し、シミュレーションと実際に100[kHz]、10[kW]の試作器による検証評価を行った。その結果、動作原理どおりに、回路が動作することを確認し、最大効率96.5[%]を確認した。また、25[kW]の双方向昇降圧形チョッパをSAZZ方式を適用して製作し、実証試験を行って、本研究により、高効率高周波高出力化の実現の可能性を明らかにした。

目次

| | |
|-----------------------------------|-----------|
| 1 序論 | 1 |
| 1.1 研究の背景 | 1 |
| 1.2 研究の目的 | 2 |
| 1.3 直流変換 | 2 |
| 1.3.1 用語と定義 [4] | 2 |
| 1.3.2 変換装置の分類 [4] | 3 |
| 1.3.3 DC-DC コンバータ回路 [8][17] | 3 |
| 1.4 共振形変換回路 | 5 |
| 1.4.1 ソフトスイッチングの基礎 | 5 |
| 1.4.2 共振形コンバータ回路の分類 [6][7] | 5 |
| 1.4.3 ZVT コンバータ回路 [3] | 6 |
| 2 燃料電池自動車の駆動システム | 8 |
| 2.1 燃料電池の原理と種類 | 8 |
| 2.2 実用モデル 100[kW] 級燃料電池の特性と課題 | 8 |
| 2.3 燃料電池電源システム | 11 |
| 3 新回路提案の考え方 | 13 |
| 3.1 回路の新分類 | 13 |
| 3.1.1 チョップパ回路の分類 | 13 |
| 3.1.2 従来の試作例 | 14 |
| 3.2 準共振形回生アクティブスナバ | 15 |
| 3.2.1 改良の着眼点 | 15 |
| 3.2.2 新回路案 QRAS-1 方式 (回生用リアクトルあり) | 16 |
| 3.2.3 新回路案 QRAS-2 方式 (回生用リアクトルなし) | 17 |
| 3.2.4 新回路案 QRAS-3 方式 (回生用リアクトルなし) | 17 |
| 3.2.5 3 方式の比較のまとめ | 18 |
| 3.3 QRAS-3 と ZVT コンバータの比較 | 20 |
| 3.3.1 比較仕様 | 20 |

| | | |
|----------|---------------------------------|-----------|
| 3.3.2 | ZVT(Hua) シミュレーション結果 | 20 |
| 3.3.3 | QRAS-3 適用時のシミュレーション結果 | 20 |
| 3.3.4 | QRAS-3 と ZVT の各部動作波形の比較 | 20 |
| 3.3.5 | QRAS-3 と ZVT の効率と損失内訳比較 | 21 |
| 3.3.6 | 考察 | 21 |
| 3.3.7 | QRAS-3 と ZVT コンバータの比較のまとめ | 28 |
| 3.4 | まとめ | 29 |
| 4 | 大電力チョッパQRAS の提案および試作試験評価 | 30 |
| 4.1 | 提案する大電力チョッパQRAS | 30 |
| 4.1.1 | 回路構成 | 30 |
| 4.1.2 | 基本動作原理 | 31 |
| 4.1.3 | リアクトル SL_1 の配置に関する検討 | 34 |
| 4.1.4 | 状態空間平均化法による出力電圧理論式の導出 | 36 |
| 4.1.5 | 設計手法の提案 | 40 |
| 4.1.6 | シミュレーションおよびハードスイッチングとの効率比較 | 41 |
| 4.2 | 1/10 モデル電源の試作 | 43 |
| 4.2.1 | 基本仕様 | 43 |
| 4.2.2 | 構成 | 43 |
| 4.2.3 | 電源装置筐体構造図 | 45 |
| 4.2.4 | 基板レイアウト | 47 |
| 4.3 | 試作器QRAS の試験検証 | 47 |
| 4.3.1 | 試験要領 | 47 |
| 4.3.2 | 回路各部動作波形評価 | 47 |
| 4.3.3 | 効率評価 | 50 |
| 4.3.4 | 定格試験と軽負荷試験 | 50 |
| 4.3.5 | 電流断続モード試験評価 | 52 |
| 4.3.6 | 共振(安定動作)領域外動作試験評価 | 52 |
| 4.3.7 | 損失に対する考察 | 54 |
| 4.3.8 | 試験全体評価 | 54 |
| 4.4 | まとめ | 55 |
| 5 | 大電力チョッパSAZZ の提案および試作試験評価 | 56 |
| 5.1 | 提案する大電力チョッパSAZZ | 56 |
| 5.1.1 | 回路構成 | 56 |
| 5.1.2 | 基本動作原理 | 57 |
| 5.2 | シミュレーション | 59 |

| | | |
|----------|---|-----------|
| 5.2.1 | SAZZ と QRAS の比較 | 59 |
| 5.2.2 | 各方式効率比較 | 60 |
| 5.3 | 一次試作器の製作と先行試験 | 60 |
| 5.3.1 | 一次試作器の仕様 | 62 |
| 5.3.2 | 動作確認実験結果 | 62 |
| 5.4 | 100[kHz]-8[kW] 二次試作器の設計・製作 | 62 |
| 5.4.1 | 基本仕様 | 62 |
| 5.4.2 | シミュレーション | 64 |
| 5.4.3 | 電源装置筐体構造図 | 64 |
| 5.4.4 | 主回路配線 | 64 |
| 5.4.5 | スナバコンデンサ | 65 |
| 5.4.6 | 熱設計 | 65 |
| 5.4.7 | 補助スイッチの電流定格と LC 定数の関係 | 67 |
| 5.5 | 100[kHz]-8[kW] 二次試作器の試験検証 | 68 |
| 5.5.1 | 回路各部動作波形評価 | 68 |
| 5.5.2 | 効率評価 | 68 |
| 5.5.3 | 定格試験と軽負荷試験評価 | 70 |
| 5.6 | 6 基本コンバータへの応用 | 70 |
| 5.6.1 | 降圧形および昇圧形 SAZZ 基本回路 | 72 |
| 5.6.2 | 順方向昇圧逆方向降圧 SAZZ チョップ | 73 |
| 5.6.3 | 双方向昇降圧 SAZZ チョップ | 74 |
| 5.7 | まとめ | 76 |
| 6 | 新型デバイスおよび新回路適用による改良研究 | 77 |
| 6.1 | シリコンカーバイド (SiC) 半導体デバイスを用いた高効率 QRAS の実証実験 | 77 |
| 6.1.1 | 試作 SiC-QRAS チョップ構成 | 77 |
| 6.1.2 | 回路各部動作波形比較 | 78 |
| 6.1.3 | 効率比較 | 78 |
| 6.1.4 | SiC, Si 素子別損失比較 | 79 |
| 6.1.5 | 各部損失ブレークダウン測定結果 | 79 |
| 6.1.6 | まとめ | 82 |
| 6.2 | 漂遊容量を用いた SAZZ 方式による高周波化の検討 | 82 |
| 6.2.1 | 主スイッチの漂遊容量と基本特性 | 82 |
| 6.2.2 | 実証試験回路構成 | 83 |
| 6.2.3 | 実証実験結果 | 83 |
| 6.2.4 | ターンオフの改良 | 83 |
| 6.2.5 | ゲートシーケンスの変更 | 85 |

| | | |
|----------|-----------------------------------|------------|
| 6.2.6 | シミュレーションと実験結果の比較 | 85 |
| 6.2.7 | まとめ | 86 |
| 6.3 | 新型逆阻止 IGBT デバイスを用いた高効率 QRAS の実証実験 | 86 |
| 6.3.1 | 評価回路構成 | 86 |
| 6.3.2 | 定格試験結果 | 87 |
| 6.3.3 | 出力電力に対する効率特性測定試験結果 | 88 |
| 6.3.4 | 損失ブレークダウン測定結果 | 88 |
| 6.3.5 | 振動に対する対策と考察 | 88 |
| 6.3.6 | まとめ | 92 |
| 6.4 | 効率の測定値について | 92 |
| 6.4.1 | 測定精度 | 92 |
| 6.4.2 | 考察 | 93 |
| 7 | 実機適用に対する等価性の評価 | 94 |
| 7.1 | 主回路構成 | 94 |
| 7.2 | 容量と素子構成 | 94 |
| 7.3 | 効率 | 95 |
| 7.4 | 構造 | 95 |
| 7.5 | 今後の課題 | 95 |
| 7.5.1 | 配線インダクタンス低減の必要性 | 95 |
| 7.5.2 | ゲート遅れ時間最適点の負荷電流依存性 | 96 |
| 7.5.3 | ターンオン時電圧残留による効率の低下 | 96 |
| 7.5.4 | デューティ制御範囲 | 96 |
| 7.5.5 | 高周波時のテイル電流の影響 | 96 |
| 7.5.6 | パワーデバイス | 96 |
| 8 | 結論 | 98 |
| 8.1 | 結論 | 98 |
| 8.2 | 今後の課題 | 99 |
| | 謝辞 | 100 |
| | 参考文献 | 101 |
| | 発表文献 | 103 |

目次

| | | |
|----|-------------------------------|----|
| 1 | スイッチング過程の電圧-電流平面上の軌跡の例 [4] | 3 |
| 2 | 変換装置の分類 [4] | 3 |
| 3 | DC-DC コンバータの分類 [8] | 4 |
| 4 | 6 基本コンバータ回路 [17] | 4 |
| 5 | $i \cdot v$ ローカス | 5 |
| 6 | 共振スイッチの分類 [7] | 6 |
| 7 | ZVT コンバータ回路 [3] | 7 |
| 8 | 電池の種類 | 9 |
| 9 | 燃料電池の原理 | 9 |
| 10 | 燃料電池の種類 | 10 |
| 11 | 燃料電池車の構成 | 10 |
| 12 | 実用モデル 100[kW] 級燃料電池特性 | 11 |
| 13 | 動力系電源システム | 12 |
| 14 | システムコントローラ概念図 | 12 |
| 15 | 各種のチョップ回路方式 | 13 |
| 16 | 方式 4 による試作例 (Cブリッジスイッチ) | 15 |
| 17 | スイッチ S_2 の電圧電流波形 | 15 |
| 18 | 出力ダイオード D_5 の電圧波形 | 15 |
| 19 | QRAS-1 方式 (回生用リアクトルあり) | 16 |
| 20 | QRAS-2 方式 (回生用リアクトルなし) | 17 |
| 21 | QRAS-3 方式 (回生用リアクトルなし) | 18 |
| 22 | 準共振形回生アクティブスナバ (QRAS) 方式コンバータ | 19 |
| 23 | ZVT(Hua) コンバータ回路 | 21 |
| 24 | 各部動作波形 (Hua 論文 [3]) | 22 |
| 25 | 各部動作波形 (ZVT シミュレーション) | 23 |
| 26 | QRAS-3 回路 | 23 |
| 27 | 各部動作波形 (QRAS-3 回路) | 24 |
| 28 | 定常時拡大動作波形 (ZVT 回路) | 24 |
| 29 | 定常時拡大動作波形 1 (QRAS 回路) | 25 |

| | | |
|----|---|----|
| 30 | 定常時拡大動作波形 2 (QRAS 回路) | 25 |
| 31 | 定常時拡大動作波形 3 (QRAS 回路) | 26 |
| 32 | 準共振形回生アクティブスナバ (QRAS) 回路 | 31 |
| 33 | 準共振形回生アクティブスナバ (QRAS) 回路の基本動作波形 | 32 |
| 34 | 準共振形回生アクティブスナバ (QRAS) の等価回路 | 32 |
| 35 | リアクトル SL_1 配置を上へ変更後の QRAS 回路 | 34 |
| 36 | ダイオード D_5 電圧波形比較 (SPICE) | 35 |
| 37 | ダイオード D_5 電圧波形比較 (実測) | 35 |
| 38 | 各スイッチングモードでの等価回路 | 36 |
| 39 | スイッチング波形 | 37 |
| 40 | 理論式による昇圧率 | 37 |
| 41 | 主スイッチ S_1 電流波形 | 41 |
| 42 | 補助スイッチ S_2 電流波形 | 41 |
| 43 | 主リアクトル L_1 および L_2 の電流波形 | 42 |
| 44 | スナバコンデンサ C_1 電圧波形 | 42 |
| 45 | 主スイッチ S_1 電圧電流波形 | 42 |
| 46 | 補助スイッチ S_2 電圧電流波形 | 42 |
| 47 | ハードスイッチング回路 | 43 |
| 48 | 損失と効率の周波数特性 | 43 |
| 49 | 8[kW] 試作器 QRAS の装置外観 | 44 |
| 50 | 8[kW] 試作器 QRAS の実験回路構成 | 45 |
| 51 | 実機と 1 / 10 モデルの波形の比較 | 46 |
| 52 | QRAS 筐体構造図 | 47 |
| 53 | 共通スナバコンデンサ配置図 | 47 |
| 54 | IGBT 駆動回路基板レイアウト | 48 |
| 55 | 主・補助 IGBT 駆動用オンゲートパルス回路基板レイアウト | 48 |
| 56 | QRAS 回路動作波形の実測と SPICE の比較 | 49 |
| 57 | 効率の出力電力に対する特性 | 51 |
| 58 | 主スイッチ S_1 の電圧電流 (定格) | 51 |
| 59 | 主スイッチ S_1 の電圧電流 (軽負荷) | 51 |
| 60 | 補助スイッチ S_2 の電圧電流 (定格) | 51 |
| 61 | 補助スイッチ S_2 の電圧電流 (軽負荷) | 51 |
| 62 | 電流断続モード試験結果 | 52 |
| 63 | (a) 主スイッチ S_1, S_2 および (b) スナバコンデンサ C_1 の電圧 (duty20[%] 時) | 53 |
| 64 | (a) 主スイッチ S_1, S_2 および (b) スナバコンデンサ C_1 の電圧 (duty11[%] 時) | 53 |
| 65 | 損失ブレークダウン | 54 |
| 66 | 損失内訳 | 54 |

| | | |
|-----|---|----|
| 67 | スナバ補助 ZVZCT チョップ (SAZZ) 回路 | 57 |
| 68 | SAZZ の基本動作波形 | 58 |
| 69 | SAZZ の 6 動作モード | 58 |
| 70 | 主スイッチ S_1 の電圧電流 (QRAS-8[kV]-25[kHz]) | 60 |
| 71 | 主スイッチ S_1 の電圧電流 (SAZZ-8[kW]-25[kHz]) | 60 |
| 72 | 補助スイッチ S_2 の電圧電流 (QRAS-8[kW]-25[kHz]) | 60 |
| 73 | 補助スイッチ S_2 の電圧電流 (SAZZ-8[kW]-25[kHz]) | 60 |
| 74 | 出力ダイオード D_5 の電圧電流 (QRAS-8[kW]-25[kHz]) | 61 |
| 75 | 出力ダイオード D_5 の電圧電流 (SAZZ-8[kW]-25[kHz]) | 61 |
| 76 | 各方式の効率のまとめ | 61 |
| 77 | 一次試作器の仕様 | 62 |
| 78 | 一次試作器 SAZZ 外観 | 62 |
| 79 | 各部動作波形の比較 (Spice と実測, SAZZ-2[kW]-25[kHz]) | 63 |
| 80 | 基本仕様 | 64 |
| 81 | SAZZ 1/10 モデルのシミュレーション波形 (8[kW]) | 64 |
| 82 | SAZZ 筐体構造図 | 65 |
| 83 | スナバコンデンサ XC215 定格 | 66 |
| 84 | スナバコンデンサ静電容量の周波数特性-1 | 66 |
| 85 | スナバコンデンサ $\tan\delta$ の周波数特性-2 | 66 |
| 86 | スナバコンデンサ共振インピーダンスと位相の周波数特性-3 | 66 |
| 87 | 主スイッチ S_1 損失計算結果 | 66 |
| 88 | 主スイッチ S_1 の損失ブレークダウン | 66 |
| 89 | 損失内訳 | 67 |
| 90 | 補助スイッチの電流波形と動作モード | 68 |
| 91 | 100[kHz]-8[kW] SAZZ 実験装置配線系統図 | 69 |
| 92 | 製作した 100[kHz]-8[kW] SAZZ の外観 | 69 |
| 93 | 100[kHz]-8[kW] SAZZ の出力電力に対する効率 (実測) | 70 |
| 94 | スナバ補助 ZVZCT チョップ (SAZZ) 回路の 6 基本コンバータへの適用 | 71 |
| 95 | 降圧形 SAZZ 基本回路 | 72 |
| 96 | 昇圧形 SAZZ 基本回路 | 72 |
| 97 | 降圧形 SAZZ 基本回路の各部波形 | 72 |
| 98 | 昇圧形 SAZZ 基本回路の各部波形 | 72 |
| 99 | 降圧形 SAZZ 基本回路の 6 動作モード | 73 |
| 100 | 昇圧形 SAZZ 基本回路の 6 動作モード | 73 |
| 101 | 順方向昇圧逆方向降圧 SAZZ チョップ | 73 |
| 102 | 順方向昇圧の 6 動作モード | 74 |
| 103 | 逆方向降圧の 6 動作モード | 74 |

| | | |
|-----|---|----|
| 104 | 双方向昇降圧 SAZZ チョッパ | 75 |
| 105 | 順方向昇圧の6動作モード | 75 |
| 106 | 順方向降圧の6動作モード | 75 |
| 107 | SiC-QRAS チョッパの回路構成 | 78 |
| 108 | 8[kW] SiC-QRAS チョッパ外観 | 78 |
| 109 | 主スイッチ S_1 電流 (Si-QRAS) | 78 |
| 110 | 主スイッチ S_1 電流 (SiC-QRAS) | 78 |
| 111 | SiC-QRAS と Si-QRAS の効率の比較 | 79 |
| 112 | SiC, Si 素子別損失比較 (実測) | 79 |
| 113 | SiC-SBD と Si-D の基本特性比較 | 80 |
| 114 | 主スイッチ S_1 のターンオン損失 (Si-QRAS)400[μ J](10[W]) at 0.6[μ s](実測) | 81 |
| 115 | 主スイッチ S_1 のターンオン損失 (SiC-QRAS)200[μ J](5[W]) at 0.6[μ s](実測) | 81 |
| 116 | 出力ダイオード D_5 のターンオフ損失 (Si-QRAS)1.4[mJ](35[W])(実測) | 81 |
| 117 | 出力ダイオード D_5 のターンオフ損失 (SiC-QRAS)0[mJ](0[W])(実測) | 81 |
| 118 | 主スイッチ S_1 のオン状態損失 (SiC-QRAS)1020[μ J](25.5[W])(実測) | 82 |
| 119 | 主スイッチ S_1 のターンオフ損失 (SiC-QRAS)1200[μ J](30[W])(実測) | 82 |
| 120 | 主スイッチの基本特性 | 83 |
| 121 | 漂遊容量による SAZZ チョッパの第1の実験回路 | 84 |
| 122 | 主スイッチ S_1 の電圧電流 (実測) | 84 |
| 123 | 出力ダイオード D_5 の電圧電流 (実測) | 84 |
| 124 | 主スイッチ S_1 のターンオン波形拡大 (実測) | 84 |
| 125 | 主スイッチ S_1 のターンオフ波形拡大 (実測) | 84 |
| 126 | 漂遊容量による SAZZ チョッパの第2の実験回路 | 85 |
| 127 | 主・補助スイッチゲートパルス波形 (改造後) | 85 |
| 128 | 主スイッチ S_1 電圧電流波形 (OrCad r10.3 PSpice) | 86 |
| 129 | 主スイッチ S_1 電圧電流波形 (実測) | 86 |
| 130 | 高効率大電力チョッパ回路 QRAS | 87 |
| 131 | 逆阻止 IGBT を適用した大電力チョッパ回路 RB-QRAS | 87 |
| 132 | 逆阻止 IGBT を適用した実験回路 | 87 |
| 133 | 富士電機製逆阻止 IGBT MX-RB6-600V/100A-PC3 外観 | 87 |
| 134 | 主スイッチ S_1 電圧, 電流波形 (日本インター製 PDMB100B12C) | 89 |
| 135 | 補助スイッチ S_2 電圧, 電流波形 (補助スイッチの富士電機製逆阻止 IGBT MX-RB6-600V/100A-PC3) | 89 |
| 136 | 出力電力に対する効率の特性 | 89 |
| 137 | 損失ブレークダウン測定 | 90 |
| 138 | 主スイッチ S_1 , 補助スイッチ S_2 電圧波形 (対策前) | 91 |
| 139 | 主スイッチ S_1 , 補助スイッチ S_2 電圧波形 (対策後) | 91 |

| | | |
|-----|--------------------------------------|-----|
| 140 | 8[kW] 試作器 QRAS の実験回路構成 | 107 |
| 141 | 主スイッチ IGBT1 電圧波形 (SPICE) | 108 |
| 142 | 主スイッチ IGBT1 電圧波形 (実測) | 108 |
| 143 | 主スイッチ IGBT1 電流波形 (SPICE) | 108 |
| 144 | 主スイッチ IGBT1 電流波形 (実測) | 108 |
| 145 | 補助スイッチ IGBT2 電圧波形 (SPICE) | 109 |
| 146 | 補助スイッチ IGBT2 電圧波形 (実測) | 109 |
| 147 | 補助スイッチ IGBT2 電流波形 (SPICE) | 109 |
| 148 | 補助スイッチ IGBT2 電流波形 (実測) | 109 |
| 149 | スナバコンデンサ C1 電圧波形 (SPICE) | 110 |
| 150 | スナバコンデンサ C1 電圧波形 (実測) | 110 |
| 151 | 主 IGBT1 モジュール内ダイオード D1 電圧波形 (SPICE) | 110 |
| 152 | 主 IGBT1 モジュール内ダイオード D1 電圧波形 (実測) | 110 |
| 153 | 補助 IGBT1 モジュール内ダイオード D4 電圧波形 (SPICE) | 111 |
| 154 | 補助 IGBT2 モジュール内ダイオード D4 電圧波形 (実測) | 111 |
| 155 | 回生ダイオード D3 電圧波形 (SPICE) | 111 |
| 156 | 回生ダイオード D3 電圧波形 (実測) | 111 |
| 157 | 出力ダイオード D5 電圧波形 (SPICE) | 112 |
| 158 | 出力ダイオード D5 電圧波形 (実測) | 112 |
| 159 | 出力ダイオード D5 電流波形 (SPICE) | 112 |
| 160 | 出力ダイオード D5 電流波形 (実測) | 112 |
| 161 | 直流リアクトル L1 電圧波形 (SPICE) | 113 |
| 162 | 直流リアクトル L1 電圧波形 (実測) | 113 |
| 163 | 直流リアクトル L1 電流波形 (SPICE) | 113 |
| 164 | 直流リアクトル L1 電流波形 (実測) | 113 |
| 165 | 直流リアクトル L2 電圧波形 (SPICE) | 114 |
| 166 | 直流リアクトル L2 電圧波形 (実測) | 114 |
| 167 | 直流リアクトル L2 電流波形 (SPICE) | 114 |
| 168 | 直流リアクトル L2 電流波形 (実測) | 114 |
| 169 | リアクトル SL1 電圧波形 (SPICE) | 115 |
| 170 | リアクトル SL1 電圧波形 (実測) | 115 |
| 171 | リアクトル SL1 電流波形 (SPICE) | 115 |
| 172 | リアクトル SL1 電流波形 (実測) | 115 |
| 173 | 効率測定結果 | 118 |
| 174 | 効率測定回路 | 118 |
| 175 | 主スイッチ IGBT1 電圧波形 (SPICE) | 119 |
| 176 | 主スイッチ IGBT1 電圧波形 (実測) | 119 |

| | | |
|-----|-------------------------------------|-----|
| 177 | 主スイッチ IGBT1 電流波形 (SPICE) | 119 |
| 178 | 主スイッチ IGBT1 電流波形 (実測) | 119 |
| 179 | 補助スイッチ IGBT2 電圧波形 (SPICE) | 120 |
| 180 | 補助スイッチ IGBT2 電圧波形 (実測) | 120 |
| 181 | 補助スイッチ IGBT2 電流波形 (SPICE) | 120 |
| 182 | 補助スイッチ IGBT2 電流波形 (実測) | 120 |
| 183 | スナバコンデンサ C1 電圧波形 (SPICE) | 121 |
| 184 | スナバコンデンサ C1 電圧波形 (実測) | 121 |
| 185 | 主 IGBT1 モジュール内ダイオード D1 電圧波形 (SPICE) | 122 |
| 186 | 主 IGBT1 モジュール内ダイオード D1 電圧波形 (実測) | 122 |
| 187 | 回生ダイオード D3 電圧波形 (SPICE) | 122 |
| 188 | 回生ダイオード D3 電圧波形 (実測) | 122 |
| 189 | 出力ダイオード D5 電圧波形 (SPICE) | 123 |
| 190 | 出力ダイオード D5 電圧波形 (実測) | 123 |
| 191 | 出力ダイオード D5 電流波形 (SPICE) | 123 |
| 192 | 出力ダイオード D5 電流波形 (実測) | 123 |
| 193 | 直流リアクトル L1 電圧波形 (SPICE) | 124 |
| 194 | 直流リアクトル L1 電圧波形 (実測) | 124 |
| 195 | 直流リアクトル L1 電流波形 (SPICE) | 124 |
| 196 | 直流リアクトル L1 電流波形 (実測) | 124 |
| 197 | 直流リアクトル L2 電圧波形 (SPICE) | 125 |
| 198 | 直流リアクトル L2 電圧波形 (実測) | 125 |
| 199 | 直流リアクトル L2 電流波形 (SPICE) | 125 |
| 200 | 直流リアクトル L2 電流波形 (実測) | 125 |
| 201 | 50MT060WH ターンオフ波形 (実測) | 126 |
| 202 | PDMB100B12C ターンオフ波形 (実測) | 126 |
| 203 | 主および補助スイッチ波形 (1[kW]) | 129 |
| 204 | 主および補助スイッチ波形 (2[kW]) | 129 |
| 205 | 主および補助スイッチ波形 (3[kW]) | 129 |
| 206 | 主および補助スイッチ波形 (4[kW]) | 129 |
| 207 | 主および補助スイッチ波形 (5[kW]) | 130 |
| 208 | 主および補助スイッチ波形 (6[kW]) | 130 |
| 209 | 主および補助スイッチ波形 (7[kW]) | 130 |
| 210 | 主および補助スイッチ波形 (8[kW]) | 130 |

表 目 次

| | | |
|----|-----------------------|----|
| 1 | 計算に用いる基本仕様 | 20 |
| 2 | 効率の比較 (=出力電力/入力電力) | 21 |
| 3 | ZVT(Hua) 回路損失内訳 (計算値) | 22 |
| 4 | QRAS 回路損失内訳 (計算値) | 26 |
| 5 | シミュレーションの諸定数 | 41 |
| 6 | 効率 (=出力電力/入力電力) | 42 |
| 7 | 基本仕様 | 44 |
| 8 | 回路定数 | 45 |
| 9 | 試験項目 | 48 |
| 10 | 試験要領 | 50 |
| 11 | シミュレーション条件 | 59 |
| 12 | 回路定数 | 64 |
| 13 | 実測効率と精度のまとめ | 93 |

第 1 章

序論

1.1 研究の背景

わが国の総消費エネルギーの 25[%] を占める運輸部門のうち約 8 割の消費は自動車によるものである。そのため、地球温暖化や環境問題、石油枯渇問題の深刻化により、規制も年々厳しくなりつつあり、内燃機関を用いる自動車の動力は、地球環境問題の視点から、ハイブリッド車や燃料電池車のように電気エネルギーを駆動媒体としたモータドライブへ移行する傾向が近年続いている。日本政府が打ち出した 2020 年までにハイブリッド車や燃料電池車等の 500 万台のクリーン自動車を普及させようという構想等、世界中の自動車メーカーや研究機関で、燃料電池車に代表されるクリーン自動車の研究開発は、急ピッチで進められている。

現存する自動車と同等な駆動力を出力するには 100[kW] 程度のモータ駆動が不可欠であり、これらを実現するためには、インバータやチョッパを含めたパワーエレクトロニクス部の高効率、高出力化、小型化が重要な課題である [1]。この課題を解決するために、変換回路方式と半導体パワーデバイス両面の研究開発が行われている。ソフトスイッチング回路方式と半導体パワーデバイスは、電源装置に対して、非常に大きな影響度をもっている。高周波で動作する IGBT は、導通損失とスイッチング損失をもつ。前者は、主に半導体デバイスの特性改善により低減でき、後者は主に回路方式による改善が見込める。そのため、従来から数多くの回路方式が研究され提案されてきた。しかし、大電力分野においては、25[kHz] の高周波で、95[%] 以上の高効率を維持して、100[kW] 以上の電力を安定に出力する DC-DC コンバータの研究報告例は数が限られ [2]、まだ決定的な回路方式の提案はない。文献 [3] に示す ZVT 回路方式は、600[W] の試作器に適用して発表されているが、ソフトスイッチングを維持するために補助回路に主電流以上の比較的に大きな共振電流を流す必要があり、大電力の場合、損失が大きくなる。本研究では、ソフトスイッチングで動作する新たなチョッパ回路方式を提案し、状態空間平均化法による理論解析を行い、シミュレーションによる回路理論解析と試作実験による検証評価を行い、設計手法の提案を行なう。

なお、以下本文中では特に誤解のおそれがない場合は高効率大電力準共振形回生アクティブ

スナバ回路のことを示すのに略称「準共振形回生アクティブスナバ回路」ないしはその英語表記“QRAS(Quasi-resonant Regenerating Active Snubberの略)を、高効率大電力スナバ補助ZVZCTチョップ回路のことを示すのに「スナバ補助ZVZCTチョップ回路」ないしはその英語表記“SAZZ(Snubber Assisted Zero Voltage and Zero Current Transition chopperの略)を用いることがある。

1.2 研究の目的

クリーン自動車に搭載される燃料電池の出力電圧は負荷により変動するので、インバータへの電圧を一定に保つには、100[kW]級の昇圧チョップが必要となる。そこで、最近の高性能なパワーデバイスを利用し、出力電圧を一定に保つ大電力、高周波、高効率の変換装置の開発が望まれる。一方、従来、電気自動車には、強制スイッチ(ハードスイッチング)方式のコンバータが用いられているが、ハードスイッチングの場合、損失が発生し、小型化、軽量化、低損失化、低EMI化の大きな妨げとなっている。以上のことから、本研究は、ソフトスイッチング方式による燃料電池車に用いる高周波高効率高出力変換回路方式の提案と検証を目的とする。

1.3 直流変換

DC-DCコンバータは、家電機器やスイッチング電源用等の各用途で用いられており、多くの回路方式が提案されている。これについては、3章で詳しく述べる。ここでは、クリーン自動車用に用い、出力電圧を自由に昇圧したり降圧したりできるチョップ回路としてはどのような方式が望ましいか、全体からの位置付けを明確にする。

1.3.1 用語と定義 [4]

まず、ソフトスイッチング技術に関する基本となる用語を採り上げてその定義を述べる [4]。

[電子][電力]スイッチング 電子バルブデバイスを用いた電力回路の開閉。

[電子]バルブデバイス 可制御・非可制御によらず一方向のみに通電する機能をもち、電子電力変換または電子電力スイッチングに使用される最小単位電子デバイス。

交直変換 交流と直流の間の電力変換。

直流変換 直流から他の直流への電力変換。

直接[電力]変換 中間に直流または交流を介さない電力変換。

間接電力変換 中間に直流または交流を介した電力変換。

共振形変換装置 スwitching損・電磁障害(EMI)などを減らすことを目的として共振を利用してスイッチングを行う変換装置

ソフトスイッチング スwitching過程における半導体バルブデバイスの電圧-電流平面上の

軌跡が最大電圧点，最大電流点および原点を結ぶ三角形の領域内で動くスイッチング動作 (図 1)。

ハードスイッチング スwitching過程における半導体バルブデバイスの電圧-電流平面上的軌跡が最大電圧点，最大電流点および原点を結ぶ三角形の領域内を逸脱して動くスイッチング動作。

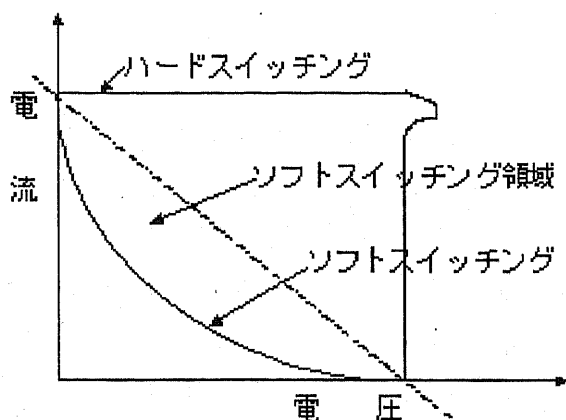


図 1: スwitching過程の電圧-電流平面上的軌跡の例 [4]

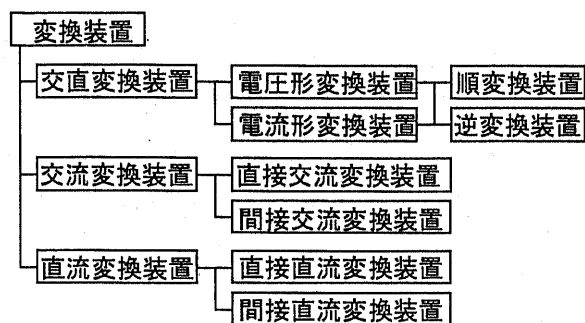


図 2: 変換装置の分類 [4]

1.3.2 変換装置の分類 [4]

変換装置は，大きく分類して，図 2 のように分類される [4]。この中で，燃料電池車用チョップ回路方式は，直流変換装置に該当する。直流変換装置は，さらに，直接直流変換装置と間接直流変換装置の二つに分類される。直接は，中間に直流または交流を介さない電力変換，間接は，中間に直流または交流を介した電力変換と定義され，主に，入力と出力の間にトランスなどを介した絶縁型とトランスを介さない非絶縁型とがある。

1.3.3 DC-DC コンバータ回路 [8][17]

この直接直流変換装置と間接直流変換装置は，図 3 に示す DC-DC コンバータに分類される [8]。この中で，さらに燃料電池車用として適用される代表的な DC-DC コンバータ回路方式としては，直接直流変換装置すなわち，図 2 の分類の中の非絶縁方式が用いられる。これは，車載用電力変換装置は，電力機器や一般産業機器に比べて，電圧，電流は低く，低電圧低電流仕様の電力用半導体デバイスが用いられ [5]，絶縁をあまり気にする必要がないことと，走行距離を延ばすためには，できる限り低損失とする必要があり，中間に変圧器等を介さず直接変換を行うほうが効率がよいためである。6 基本コンバータ回路を図 4 に示す [17]。

| 入出力の関係 | 入出力電圧の関係 | 変圧器動作 | デバイス数 | 名称 |
|--------|----------|--------|-------------|-----------------------------|
| 非絶縁 | | 降圧 | | 降圧チョッパ |
| | | 昇圧 | | 昇圧チョッパ |
| | | 昇降圧 | | 昇降圧チョッパ |
| | | | | Cuk回路 |
| | | | | SEPIC回路 |
| | Zeta回路 | | | |
| 絶縁 | 降圧 | フォワード | 一石 | 一石フォワードコンバータ |
| | | | 二石 | 二石フォワードコンバータ |
| | | プッシュプル | 二石 | プッシュプルコンバータ |
| | | | 二石 | ハーフブリッジコンバータ |
| | | 四石 | フルブリッジコンバータ | |
| | 昇圧 | フォワード | 二石 | カレントフェッドプッシュプルコンバータ |
| | | プッシュプル | 二石 | ハーフブリッジコンバータ |
| | | | 四石 | フルブリッジコンバータ |
| | 昇降圧 | フライバック | | フライバックコンバータ リングチョークコンバータ |
| | 一定 | | | ロイヤ回路, ジェンセン回路 |

図 3: DC-DC コンバータの分類 [8]

| 回路名称 | 基本回路 | 回路名称 | 基本回路 |
|---------|------|---------|------|
| 降圧チョッパ | | Cuk回路 | |
| 昇圧チョッパ | | SEPIC回路 | |
| 昇降圧チョッパ | | Zeta回路 | |

図 4: 6 基本コンバータ回路 [17]

1.4 共振形変換回路

1.4.1 ソフトスイッチングの基礎

一般に電気自動車駆動のための変換器は強制スイッチ方式(ハードスイッチング)が用いられてきた。ハードスイッチングによるDC-DCコンバータに対し、共振を利用したソフトスイッチングによる駆動の場合、理想状態ではスイッチング損失はゼロとなる。普通、ハードスイッチングの場合、スイッチをオン、オフすると、スイッチの電流や電圧はすぐに立ち上がったたり落ち下ったりせず、ある時間を要する。そのためにそのスイッチング期間中のスイッチ消費電力(損失) P_{Tsw} は、式(1-1)で表せる。

$$P_{Tsw} = E * I / 6 \quad (1-1)$$

P_{Tsw} : スwitchングロス

E : オフ時のスイッチ電圧

I : オン時のスイッチ電流

スイッチング特性を原理的に比較をするため、スイッチ電圧、電流をおのこのX軸とY軸にとってローカス(軌跡)を取った $i \cdot v$ ローカスを図5に示す。ハードスイッチングの場合を図5(a)に、共振スイッチの場合を、図5(b)に示す。

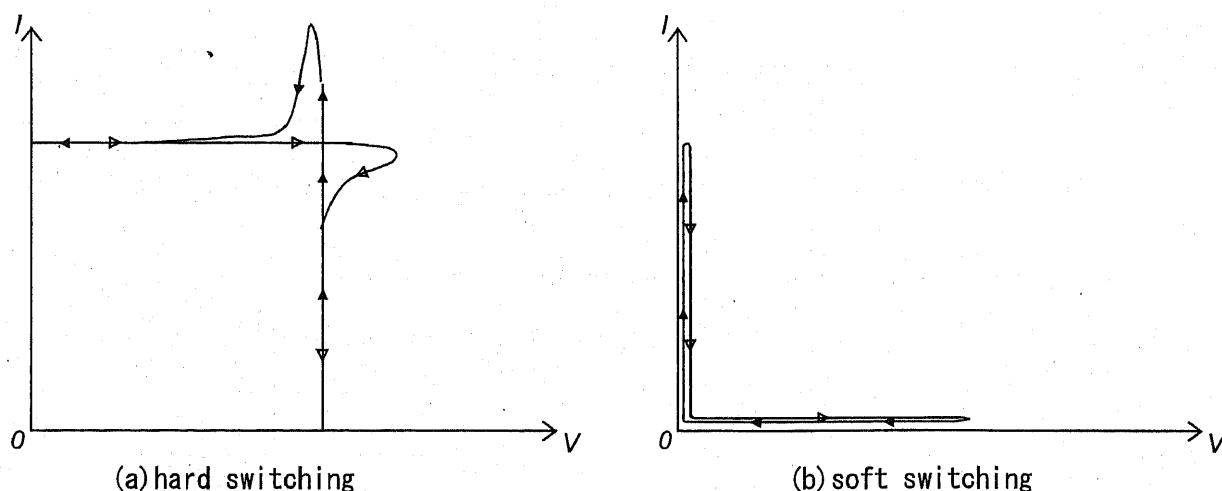


図 5: $i \cdot v$ ローカス

1.4.2 共振形コンバータ回路の分類 [6][7]

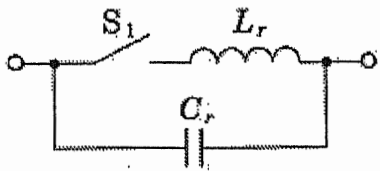
共振形コンバータ回路は、ソフトスイッチングのためのリアクトルやコンデンサ等の補助回路が共振している期間によって下記のように分類される [6]。

全共振形 負荷共振のように全期間にわたって共振状態にあるもの

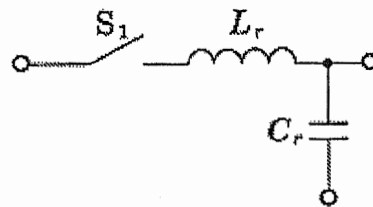
準共振形 オン期間が共振状態になっているなど相当の期間が共振状態にあるもの

部分共振形または非共振形 ターンオン・ターンオフの期間のみ共振状態にあるものまたは共振角度の小さいもの

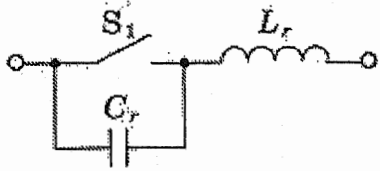
全共振形は、ソフトスイッチングのための共振電流をオン電流に重畳して流すため、デバイスには負荷電流に加えて共振電流が重畳し、固定損失となるので、高い効率を得ることは困難である。準共振形は、図6の共振スイッチを用いてソフトスイッチングを行う方式である [7]。



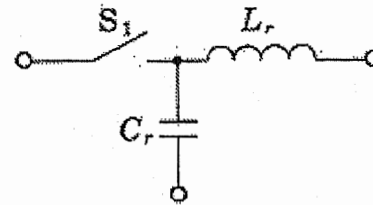
(a) 電流共振スイッチ1



(b) 電流共振スイッチ2



(c) 電圧共振スイッチ1



(d) 電圧共振スイッチ2

図6: 共振スイッチの分類 [7]

1.4.3 ZVT コンバータ回路 [3]

図7は、ZVT(Zero Voltage Transition) コンバータと呼ばれており [3]、補助スイッチ S_1 、共振リアクトル L_r 、ダイオード D_1 、 D_2 で構成した補助回路を接続し、主スイッチを ZVS(Zero Voltage Switching) 動作でスイッチングさせる。図7(b)に動作波形例を示す。主スイッチ S をオンさせる前に、補助スイッチ S_1 をオンさせ、共振リアクトル L_r と主スイッチの並列コンデンサ C_r で共振動作させ、主スイッチを ZVS ターンオンさせる。オフは、 C_r による ZVS ターンオフとなる。

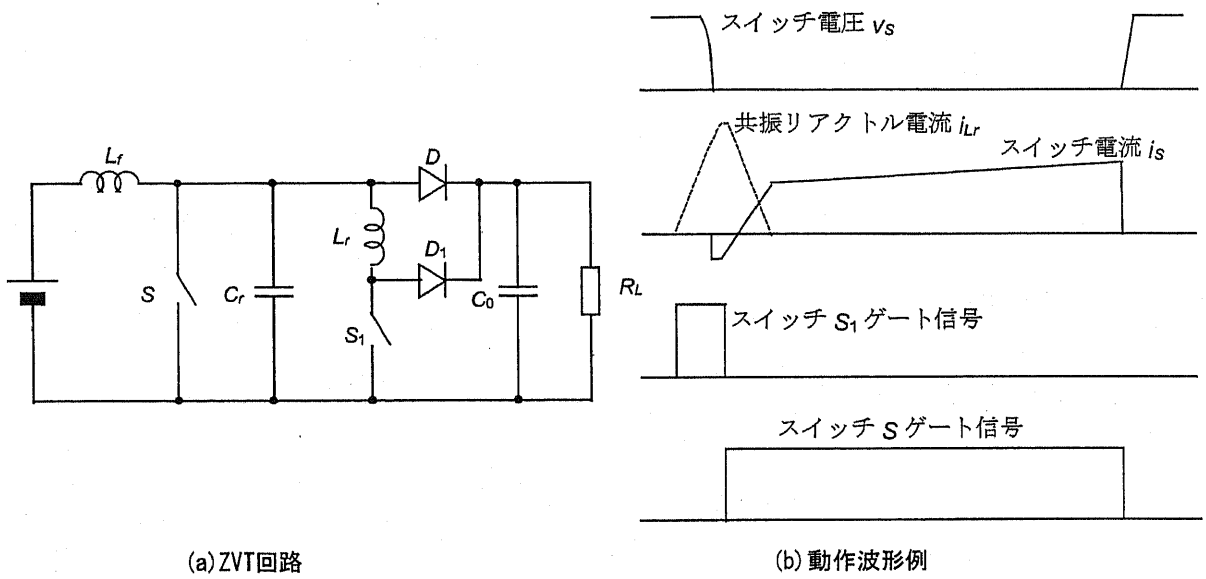


図 7: ZVT コンバータ回路 [3]

第 2 章

燃料電池自動車の駆動システム

本章では、燃料電池自動車の搭載する電源駆動システムについて説明する。

2.1 燃料電池の原理と種類

電池は大きく分類して、図 8 に示すように、アルカリ乾電池などの放電して使用する一次電池、鉛蓄電池のように充電と放電を行なって使用する二次電池、そして燃料電池のように水素と酸素を供給して発電する電池に分けられる [8]。燃料電池 (FC : Fuel Cell) の原理は、水の電気分解「水を電気分解すると水素と酸素が発生する」の逆の反応で、排出されるのは水だけである。図 9 に燃料電池の原理を示す。また、図 10 に示すように、燃料電池には使用する電解質の種類により、固体高分子型、リン酸電解質型、熔融炭酸塩型、固体酸化物型などがあり、自動車には常温で作動し、負荷変動に耐えられる固体高分子型 (PEM : Polymer Electrolyte Membrane) が適している。燃料電池車は、燃料電池で発電しながら走行する電気自動車であり、電気自動車と違って充電する必要がなく、ガソリン自動車などの内燃機関自動車と同様に燃料を補給し走行できるため、内燃機関自動車と同じ使い方になる。図 11 に示すように、(a) 直接水素形燃料電池車と (b) 燃料改質型燃料電池車があり、(a) は排出するのは水だけであるが、(b) は燃料を改質し水素を取り出すので炭酸ガスを排出する。しかし、内燃機関自動車よりはエネルギー効率が高く炭酸ガスの排出量を低減できる方式である。

2.2 実用モデル 100[kW] 級燃料電池の特性と課題

燃料電池は、基本的に目標性能を達成するために、公道での走行評価を重ねることにより、多くの問題を 1 つ 1 つ解決し、最終的に信頼性の高いものとする必要がある。現在、指摘されている課題としては、(1) 電圧変動が大きく、出力が不安定、(2) スタートアップまでの補助電力の確保、(3) エネルギー蓄積手段の必要性、(4) ms オーダーの動的特性の応答時間、(4) 空気の流れに依存した秒オーダーの安定性応答時間、等が上げられる。図 12 に実用モデル 100[kW]

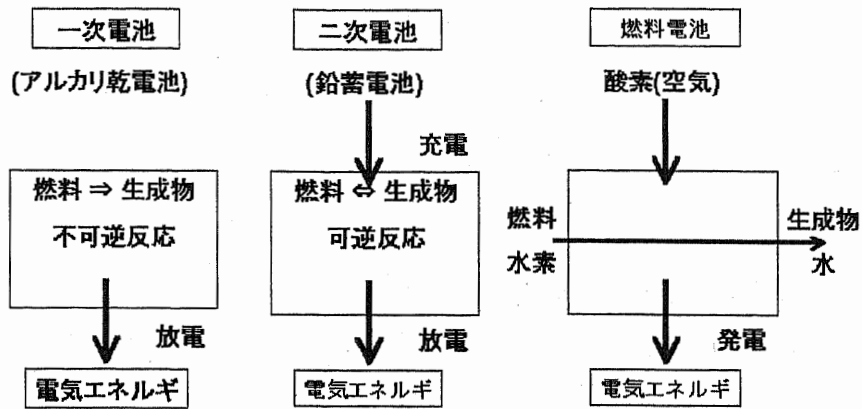


図 8: 電池の種類

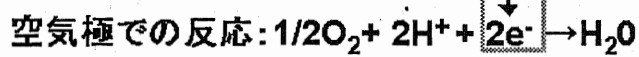
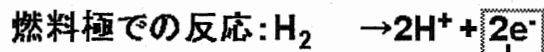
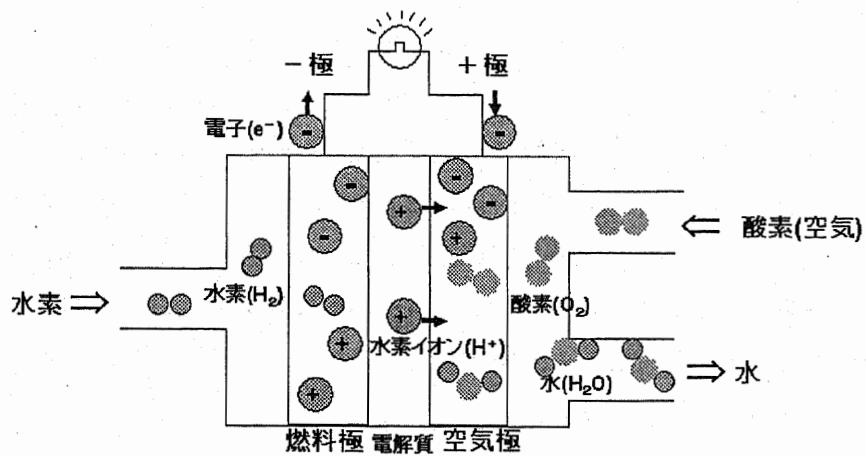
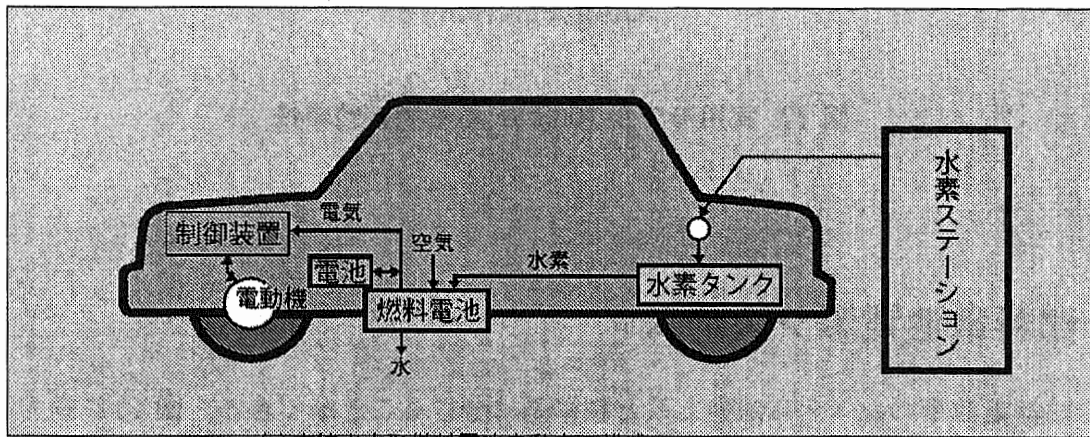


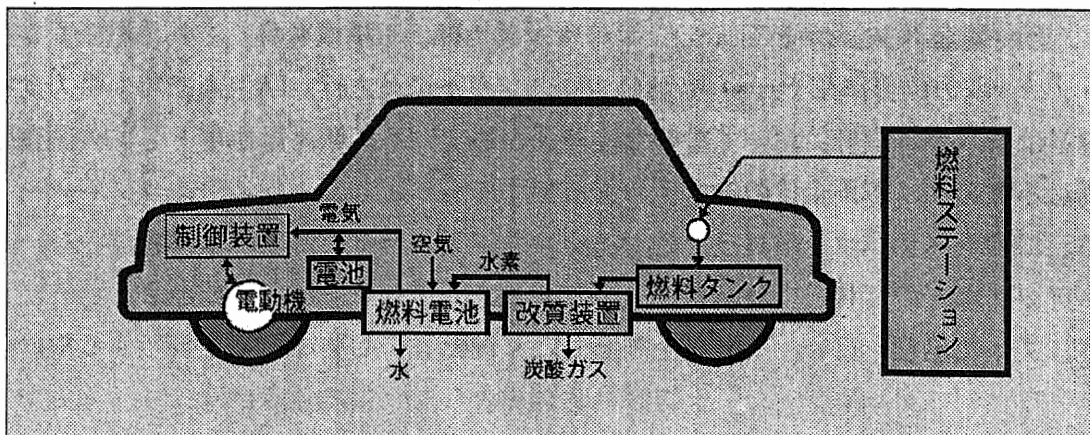
図 9: 燃料電池の原理

| 種類 | 電解質 | 発電出力 | 動作温度 | 用途 |
|----------------|----------|---------------|--------------|------------------|
| 固体高分子型 (PEFC) | 固体高分子膜 | ~100[kW] | 常温~80[°C] | 携帯用, 自動車用, 家庭用など |
| リン酸電解質型 (PAFC) | リン酸 | ~1000[kW] | 160~210[°C] | 業務用, 工業用など |
| 熔融炭酸塩型 (MCFC) | 熔融炭酸塩 | 1[kW]~100[MW] | 600~700[°C] | 工業用, 分散電源用など |
| 固体酸化物型 (SOFC) | 安定化ジルコニア | 1[kW]~100[MW] | 900~1000[°C] | 工業用, 分散電源用など |

図 10: 燃料電池の種類



(a) 直接水素形燃料電池自動車の構成



(b) 燃料改質形燃料電池自動車の構成

図 11: 燃料電池車の構成

級燃料電池の特性を示す。燃料電池は出力電流が大きくなるにつれて出力電圧が下がる傾向がある。灰色の領域がインバータに入力するために必要な出力範囲であるが、燃料電池の電圧が低いため、チョッパを使って昇圧する必要があることがわかる。図 12 から判断すると、ほぼ昇圧がメインとなるが、電流が低い領域においては若干降圧する必要もある [9]。

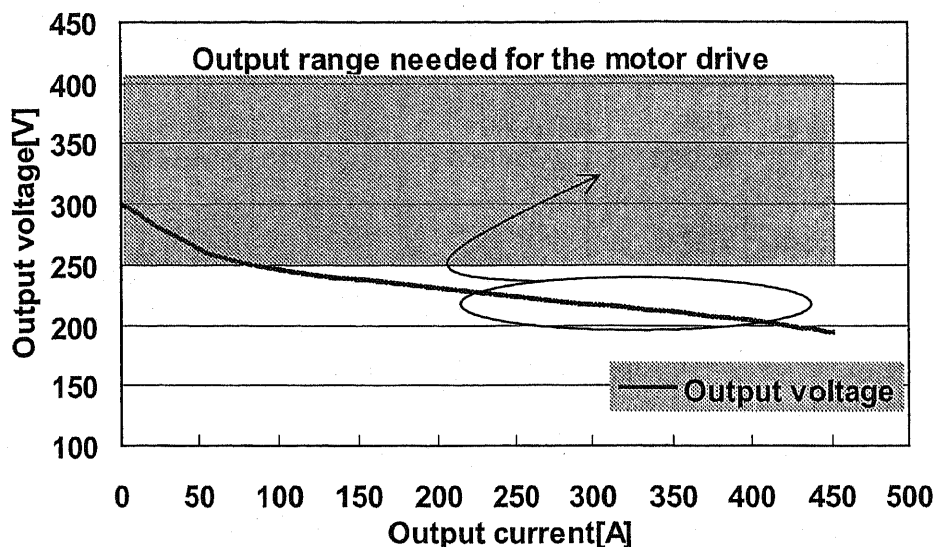


図 12: 実用モデル 100[kW] 級燃料電池特性

2.3 燃料電池電源システム

高性能燃料電池車のシステムは動力系と制御系に分けることができる。図 13 に動力系電源システム、図 14 にシステムコントローラ概念図を示す。動力系はモータ、インバータ、二次バッテリー、燃料電池スタック (FCstack)、エアコン動力部から構成され、これに電圧安定化用の昇圧チョッパ、双方向昇降圧チョッパ、DC-DC コンバータが力行、回生運転時の電力変換を担う。制御系はシステム設計において重要な位置を占めている。燃料電池車としての制御性、安全性を高めるために、車両全体のシステムを統括するものとして、システムコントローラを設けている。このシステムコントローラはマイクロコンピュータであり、車体各部のモータや燃料電池スタックなどの情報と、運転者からのアクセル、ブレーキなど操作命令をもとに、ソフトウェアに従った処理を行い、モータを制御したり運転者に必要な情報を表示する機能をもつと考えられる。システムコントローラを設ける理由として一番の利点は、システムコントローラとしてマイクロコンピュータによって車両システムの統括制御を行なうことによって、複雑な制御を比較的高速に行なうことが可能となること上げられる [10]。

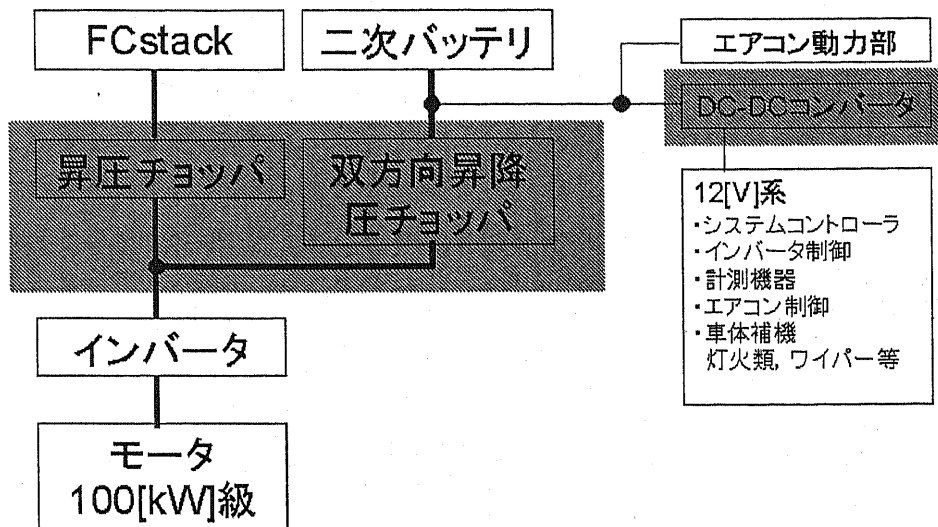


図 13: 動力系電源システム

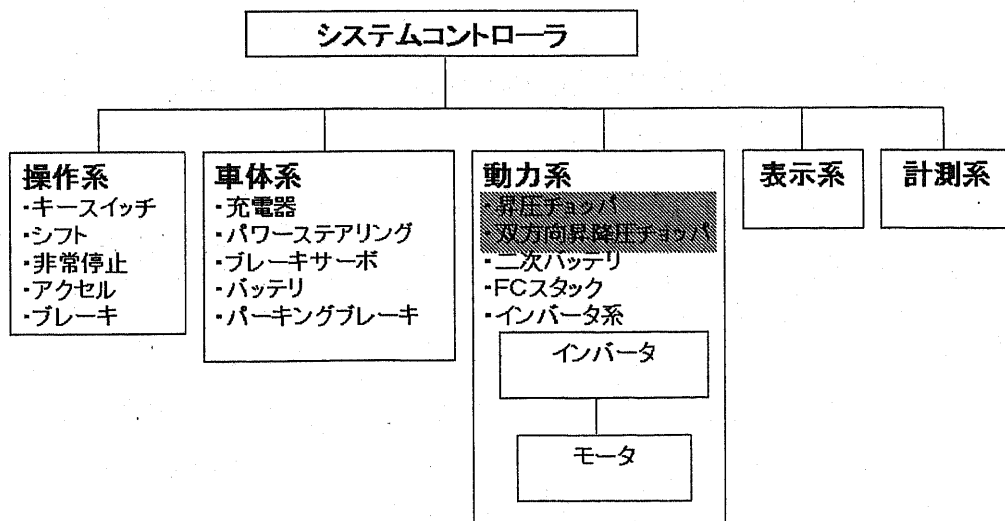


図 14: システムコントローラ概念図

第 3 章

新回路提案の考え方

本章では、燃料電池車駆動に適したソフトスイッチング回路方式としてどのような回路方式がよいかを検討する。まず、従来の回路を分類し、問題点を明確にし、大電力、高周波、高効率を得られるように補助回路も含めた全ての素子がソフトスイッチングを行なうよう工夫した新回路3案(QRAS-1~3)をシミュレーション比較検討する。そして、新たに QRAS-3 を提案し、従来の回路方式 ZVT コンバータとのシミュレーション比較を行い、本方式の有効性を明らかにする。

3.1 回路の新分類

3.1.1 チョップパ回路の分類

各種タイプのチョップパ回路が現在まで使用または提案されている。図 15 にこれらの典型的な回路の分類を示す。

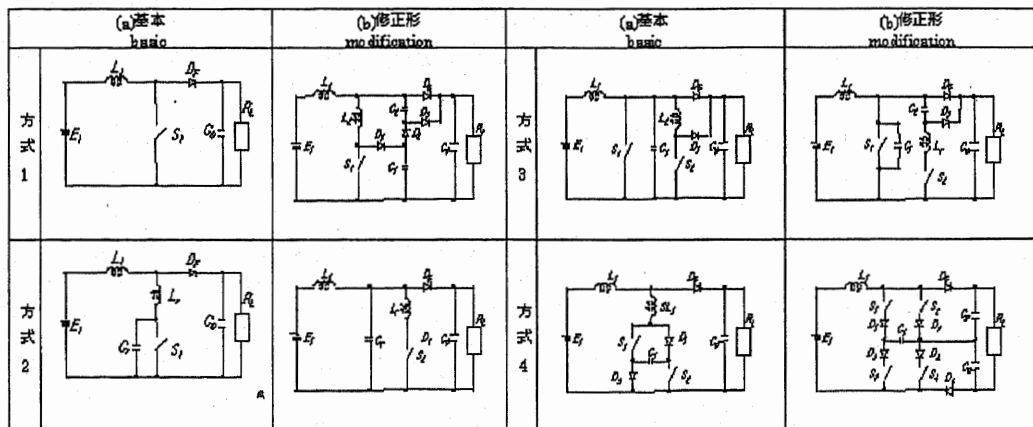


図 15: 各種のチョップパ回路方式

(1) 方式1 方式1(a)はハードスイッチングである。従来必要とされていたスナバ回路を削除しているため、スイッチ S_1 は直接主電流を遮断する。回路構成は簡素であるが、高周波動作におけるスイッチング損失は最大となり、原理的に熱的な限界が生じる。また、配線のインダクタンスによるサージ電圧が発生する。方式1(b)は、従来のハードスイッチング回路にパッシブ補助共振スナバを付加した構成である [13]。スイッチ S_1 のターンオン時にスナバ回路の共振電流が主電流に重畳して流れるため、スイッチ S_1 の電流ストレスが増加する。

(2) 方式2 方式2(a)は1スイッチの電圧共振スイッチを、2(b)は1スイッチの電流共振スイッチを用いる方式である。一般にこれらの1スイッチの共振スイッチによる回路方式は、主回路に直接付加したコンデンサ C_r とリアクトル L_r の共振を利用するため、電圧が電源電圧の約2倍以上となるか、または、デバイスには負荷電流に加え一定振幅の共振電流が重畳して流れるため、固定損失となるので高い効率を得ることは困難とされている [6]。

(3) 方式3 方式3は補助スイッチを使用した2スイッチ部分共振形回路である。方式3(a)はZVT回路と呼ばれる方式 [3] で、補助回路の電流がデバイスを通らないので電流ストレスの増加がなく、1スイッチ共振スイッチ方式に比べて高い効率が得られる。しかし、補助スイッチはハードスイッチングとなる。3(b)は主スイッチ S_1 ・補助スイッチ S_2 ともソフトスイッチング動作を行うように修正された方式である [14]。しかし、補助スイッチ S_2 のZCSターンオフ時の寄生共振現象による過電圧を出力電圧以下にクランプする必要がある。

(4) 方式4 方式4(a)は、2スイッチと1個のコンデンサを用いたロスレススナバ回路である [2]。主スイッチ S_1 と S_2 のターンオンのタイミングをずらして、出力ダイオード D_5 の逆回復時の過電圧とスナバコンデンサ C_1 の電圧が重畳しないように調整する必要がある。方式4(b)は、ソフトスイッチング倍電圧整流回路である [15]。動作は方式4(a)と同様のソフトスイッチング動作するが、主回路構成素子が多いので効率の点で不利である。

3.1.2 従来の試作例

図15に示す各回路方式はそれぞれ長所と短所を持っている。応用側の仕様および必要条件に応じて1方式を選定するかまたは組み合わせて適用する必要がある。本論文で扱う 100[kW] 級 400[V] 出力の実機を想定した仕様の場合、図15の方式4が回路の簡素さ、効率の点で、大電力用途に最も適している。図16は、方式4による試作例を示す。主スイッチ S_2 は、ターンオンはリアクトル L_2 によりターンオン電流を制限することができ、また、ターンオフ時は共通スナバコンデンサ C_2 により、スイッチにかかる電圧上昇率 dv/dt を小さくすることができるので、主スイッチ S_2 はソフトスイッチングで動作する。主スイッチ S_2 の電圧、電流波形を図17に、出力ダイオード D_5 の電圧波形を図18に示す。この試作器は理想的な回路動作を示しているように見える。しかし、まだ、下記のような問題点がある。

a) 主スイッチとダイオードが主回路に直列接続されているため、まだ、全体の電力損失が大きく、効率をさらに改善する余地がある。実測例：効率 96[%]

b) 主スイッチ S_1 と S_2 を同時ターンオンすると、出力ダイオード D_5 の逆回復時のリカバリ

電流により発生する過電圧とスナバコンデンサの充電電圧が重畳してしまい大きな過電圧が発生し、出力ダイオード D_5 が破損する可能性がある (図 18 参照)。

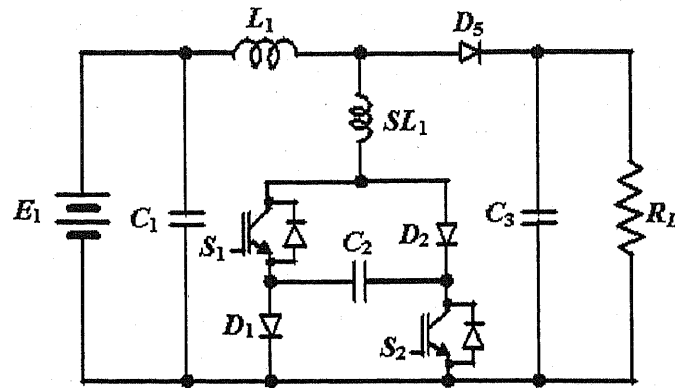


図 16: 方式 4 による試作例 (Cブリッジスイッチ)

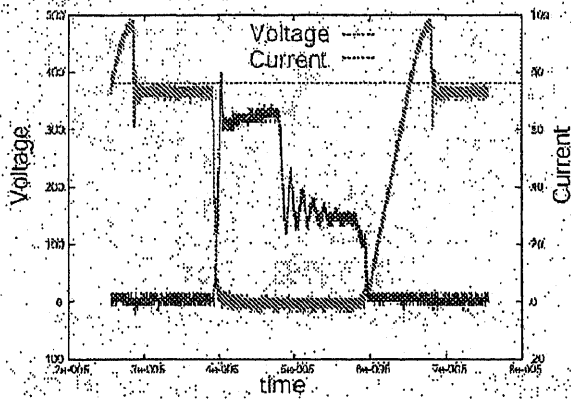


図 17: スイッチ S_2 の電圧電流波形

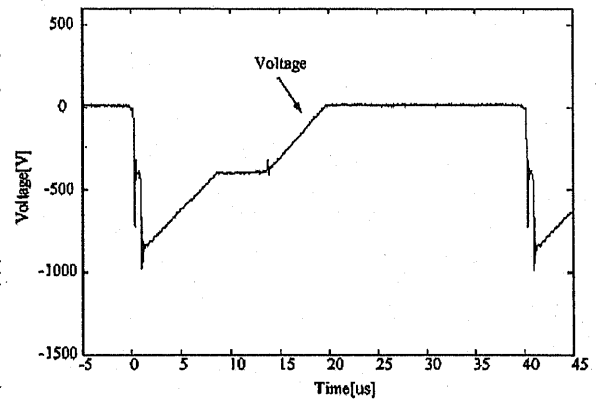


図 18: 出力ダイオード D_5 の電圧波形

3.2 準共振形回生アクティブスナバ

3.2.1 改良の着眼点

本節では、前節で述べたように、従来の試作例 Cブリッジスイッチの問題点として、下記の 2 点の改良を検討し、新回路提案を行なった。

1. 主スイッチとダイオードが主回路に直列接続されているため、まだ、全体の電力損失が大きく、効率をさらに改善する余地がある。
2. 主スイッチ S_1 と S_2 を同時ターンオンすると、出力ダイオード D_5 の逆回復時のリカバリ電流により発生する過電圧とスナバコンデンサの充電電圧が重畳してしまい大きな過電圧

が発生し、出力ダイオード D_5 が破損する可能性がある。

この問題点を改良する方式として、共振を用いて、ソフトスイッチングで動作すると同時に、スナバエネルギーの回生を行う準共振形回生アクティブスナバ (QRAS) 方式を新提案し検討する。新回路案として、以下の3つの方式を検討した。

- QRAS-1方式 (回生用リアクトルあり)
- QRAS-2方式 (回生用リアクトルなし)
- QRAS-3方式 (回生用リアクトルなし)

3.2.2 新回路案 QRAS-1方式 (回生用リアクトルあり)

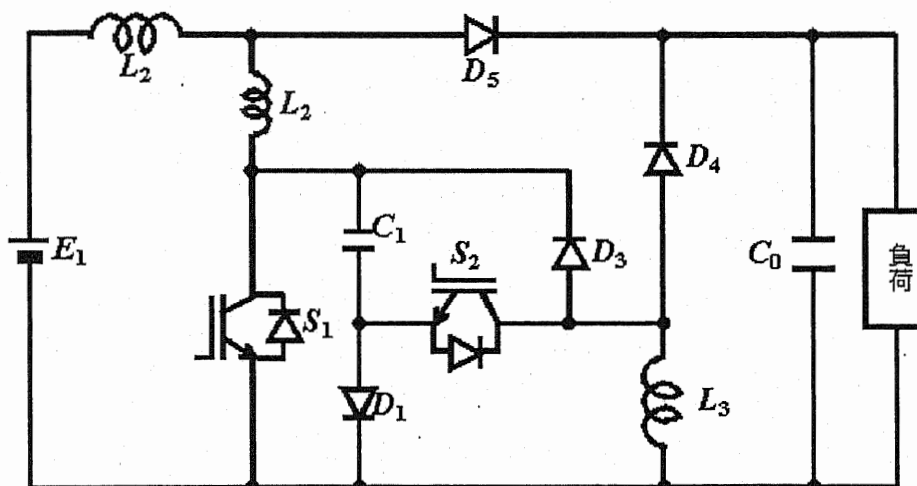


図 19: QRAS-1方式 (回生用リアクトルあり)

1. 動作 S_1 ターンオン後、 D_5 の逆回復電流を避け、一定の遅れ時間後、 S_2 をオンし、スナバコンデンサ C_1 の蓄積電荷をリアクトル L_2 へ移す。 S_1 、 S_2 を同時にオフし、リアクトル L_2 へ移行したスナバエネルギーは D_4 を介し電源へ回生される。
2. スイッチング (ON) 動作 ゼロ電流ターンオン
3. スイッチング (OFF) 動作 ゼロ電圧ターンオフ
4. 特徴 主スイッチは1個直列で構成でき、主、補助スイッチともスナバを兼用し、ロスレススナバとしてスナバエネルギーを回生できる。主スイッチに回生電流が重畳して流れるので、メインスイッチの電流責務が増大し、また回生リアクトルを余分に必要とする。

3.2.3 新回路案 QRAS-2 方式 (回生用リアクトルなし)

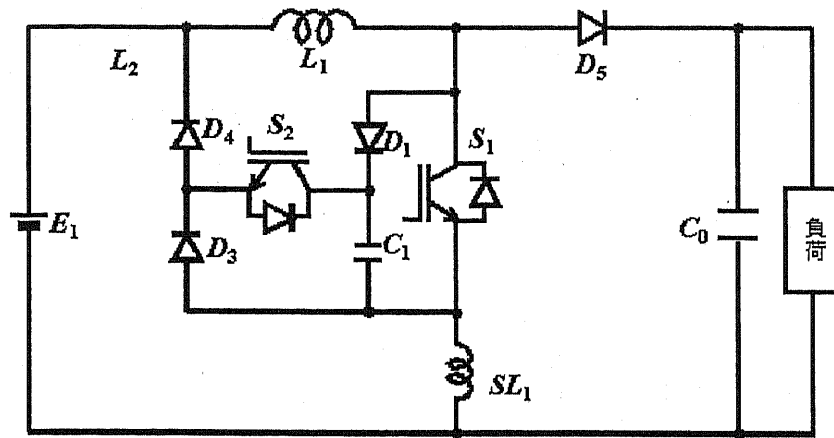


図 20: QRAS-2 方式 (回生用リアクトルなし)

1. 動作 S_1 ターンオン後、 D_5 の逆回復電流を避け、一定の遅れ時間後、 S_2 をオンし、スナバコンデンサ C_1 の蓄積電荷をリアクトル SL_1 を介して、電源へ回生する。 S_1 、 S_2 を同時にオフする。
2. スイッチング (ON) 動作 ハードスイッチング
3. スイッチング (OFF) 動作 ゼロ電圧ターンオフ
4. 特徴 回生リアクトルなし。主スイッチは1個直列で構成でき、主、補助スイッチともスナバを兼用し、ロスレススナバとしてスナバエネルギーを回生できる。ターンオンがハードスイッチングなので大きな損失低減効果は期待できない。

3.2.4 新回路案 QRAS-3 方式 (回生用リアクトルなし)

1. 動作 補助スイッチ S_2 をターンオン後、一定の遅れ時間後、主スイッチ S_1 をオンし、スナバコンデンサ C_1 の蓄積電荷を二分割したメインリアクトル L_1 および L_2 に移行させて電源へ回生する。 S_1 、 S_2 を同時にオフする。
2. スイッチング (ON) 動作 ゼロ電流ターンオン
3. スイッチング (OFF) 動作 ゼロ電圧ターンオフ
4. 特徴 回生リアクトルなし。主スイッチは1個直列で構成でき、主、補助スイッチともスナバを兼用し、ロスレススナバとして2分割した等価的に1個のメインリアクトルにスナバエネルギーを移行させて回生できる。

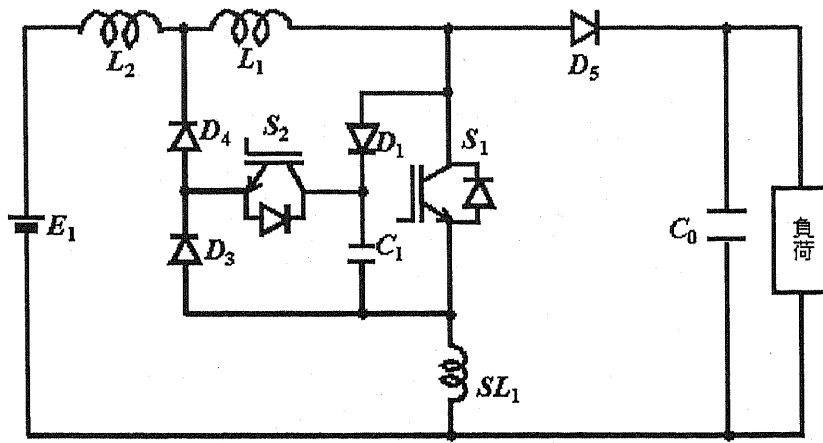
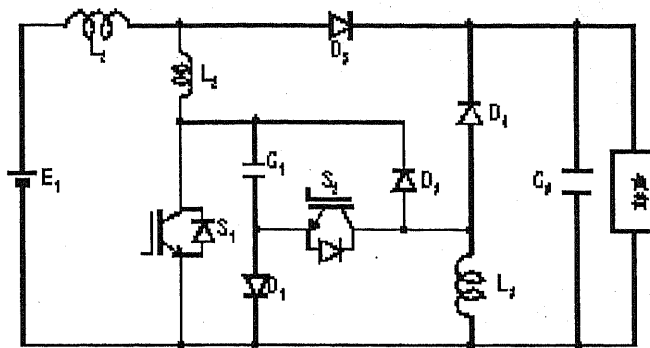


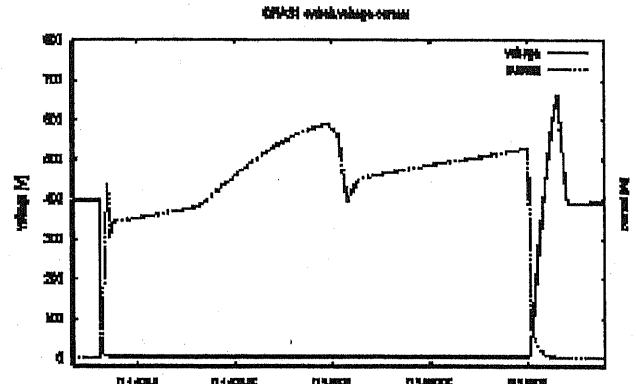
図 21: QRAS-3 方式 (回生用リアクトルなし)

3.2.5 3 方式の比較のまとめ

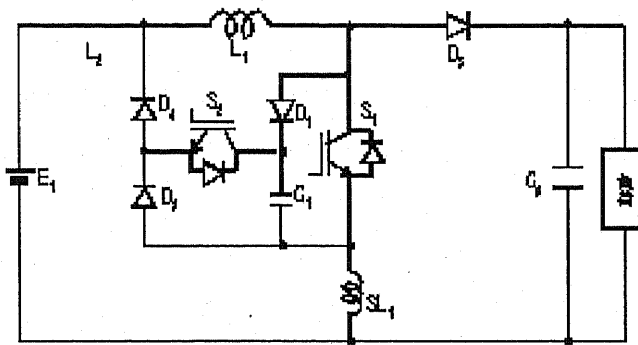
共振を用いて、ソフトスイッチングで動作すると同時に、スナバエネルギーの回生を行う準共振形回生アクティブスナバ (QRAS) 方式を図 22 に示すように、3 案新回路提案し検討した。QRAS-1(図 22(a)) は、回生用リアクトル L_3 が必要である。さらに、図 22(b) に示すように、主スイッチに回生電流が重畳して流れ、主スイッチの電流責務を増大させてしまう。そこで、さらに簡素化を図り、図 22(a) の回生用リアクトル L_3 を省く QRAS-2 方式 (図 22(c)) を検討した。ところが、QRAS-2 方式は、シミュレーションの結果、図 22(d) に示すように、ターンオン時にハードスイッチング動作になり、起動にも問題があることが明らかとなった。そのため、QRAS-2 の修正型である QRAS-3(図 22(e)) を新回路提案とした。



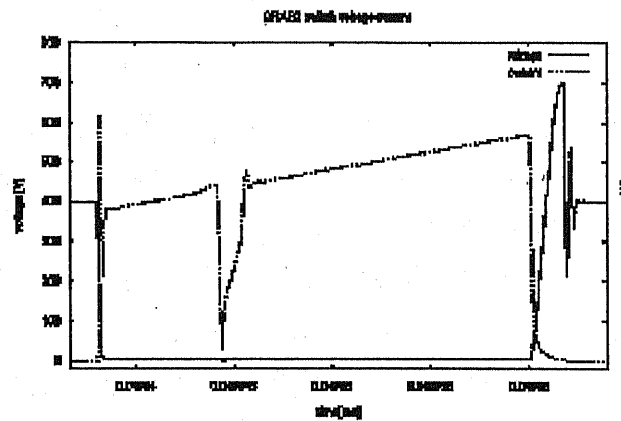
(a) QRAS-1 回路



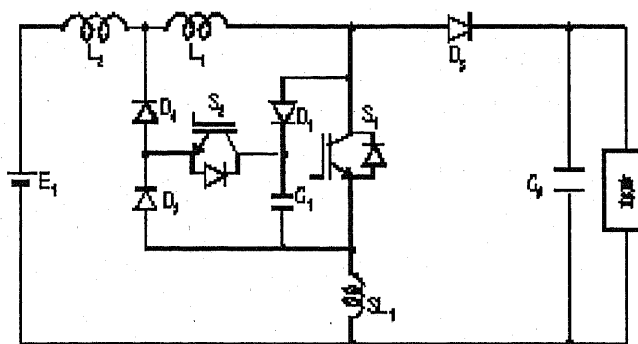
(b) 主スイッチの電圧電流



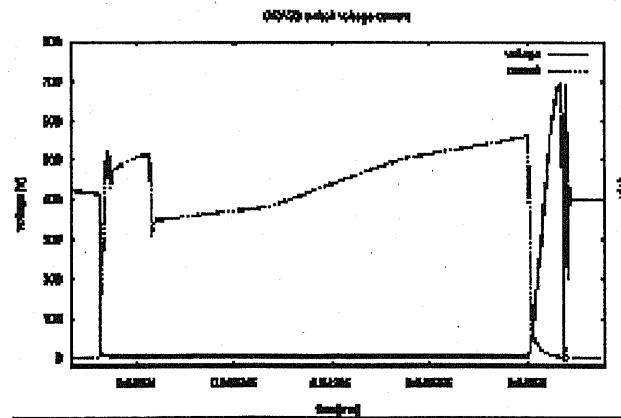
(c) QRAS-2 回路



(d) 主スイッチの電圧電流



(e) QRAS-3 回路の提案



(f) 主スイッチの電圧電流

図 22: 準共振形回生アクティブスナバ (QRAS) 方式コンバータ

3.3 QRAS-3 と ZVT コンバータの比較

前節で新回路提案した QRAS-3 方式を選定し, Hua 論文 [3] に述べられている仕様の DC-DC コンバータと全く同一条件で, 効率のシミュレーション比較を行なった。シミュレーションは, 各素子の電圧降下を仮定し, 各素子を理想素子として扱ったシミュレータ PSIM¹を用いて行った。

3.3.1 比較仕様

表 1 に比較検討を行った Hua 論文 [3] に述べられている DC-DC コンバータ基本仕様を示す。この仕様は, Hua 論文 [3] に述べられている仕様そのものである。

表 1: 計算に用いる基本仕様

| | |
|-------------------|---------------------------------|
| 入力 | 150[V]~200[V]DC |
| 出力 | 300[V]DC, 600[W] |
| スイッチング周波数 | 300[kHz] |
| 負荷抵抗 | 150[Ω] |
| 効率 | 95[%] 以上 |
| デューティ | 0.5(Hua), 0.51(QRAS) |
| 補助 SW - 主 SW 遅れ時間 | 0.485[μs](ZVT), 0.204[μs](QRAS) |

3.3.2 ZVT(Hua) シミュレーション結果

ZVT(Hua) 回路のシミュレーション回路を図 23 に示す。Hua 論文 [3]p.57 Fig.7 記載の回路定数をそのまま使用した。Hua 論文 [3] 記載の回路および各部波形を図 24 に示す。図 24 に対応する PSIM によるシミュレーション結果を図 25 に示す。

3.3.3 QRAS-3 適用時のシミュレーション結果

QRAS-3 回路適用時のシミュレーション回路を図 26 に示す。Hua 論文 [3]p.57 Fig.7 記載の回路定数と同相当の回路定数とした。Hua 論文 [3] 記載の仕様の回路に, QRAS-3 を適用した時のシミュレーション結果の各部動作波形を図 27 に示す。

3.3.4 QRAS-3 と ZVT の各部動作波形の比較

PSIM によるシミュレーション結果である ZVT(Hua) 回路による定常時拡大動作波形を図 28 に, 図 28 に対応する QRAS-3 適用時の拡大波形を図 29 に示す。さらに, この部分の QRAS-3

¹SIMCAD Version 5.01 (for 5 users) Powersim Inc.

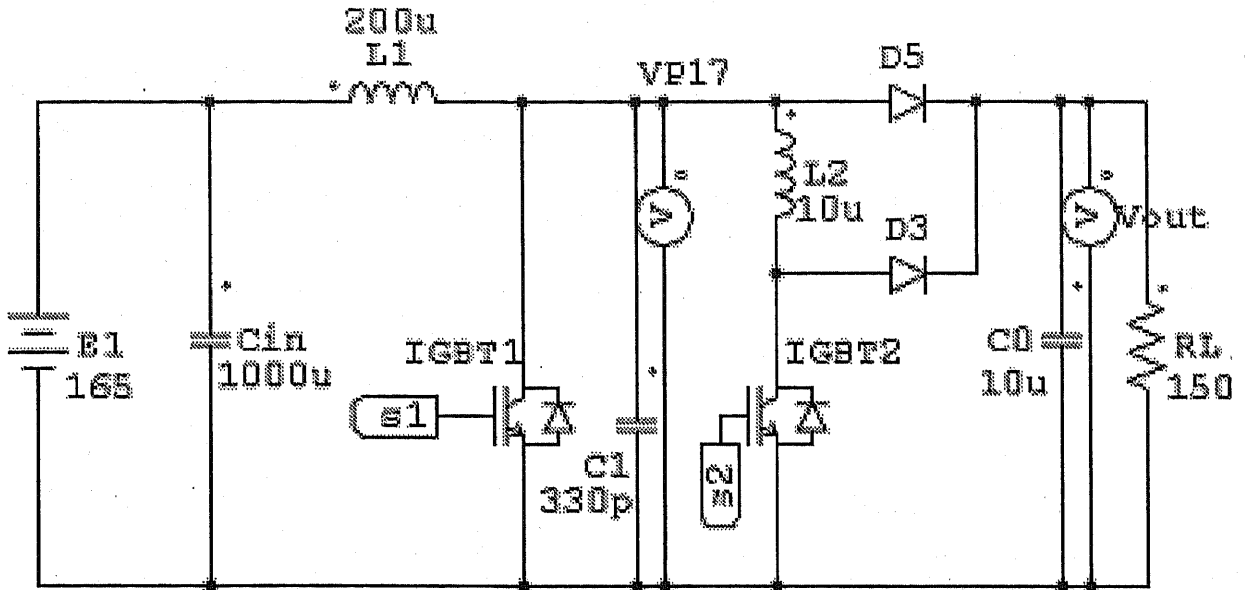


図 23: ZVT(Hua) コンバータ回路

回路の定常時拡大動作波形の詳細を図 30, 図 31 に示す。

3.3.5 QRAS-3 と ZVT の効率と損失内訳比較

論文・ZVT(Hua) シミュレーション回路・QRAS-3 シミュレーション回路の効率の計算結果を表 2 に示す。QRAS-3 回路では, 99.75[%], ZVT(Hua) 回路では, 99.2[%] の結果となった。また, シミュレーション結果の波形から各部の損失内訳を計算した。表 3 に Hua 回路の損失内訳, 表 4 に QRAS-3 回路の損失内訳を示す。

表 2: 効率の比較 (=出力電力/入力電力)

| 回路 | ZVT(Hua) 回路論文 | ZVT(Hua) 回路シミュレーション | QRAS-3 回路シミュレーション |
|----|---------------|---------------------|-------------------|
| 効率 | 97[%](実験値) | 99.2[%] | 99.75[%] |

3.3.6 考察

まず, Hua 論文 [3] に記載の ZVT 回路と今回 PSIM にて行ったシミュレーション結果を比較考察する。Hua 論文 [3] に記載の ZVT 回路の各部動作波形 図 24 と PSIM によるシミュレーション結果 図 25 は, 上から主スイッチのゲート信号, 補助スイッチのゲート信号, 主スイッチのコレクタ-エミッタ間電圧, 主スイッチのコレクタ電流, 補助リアクトル L_r の電流, の順に並

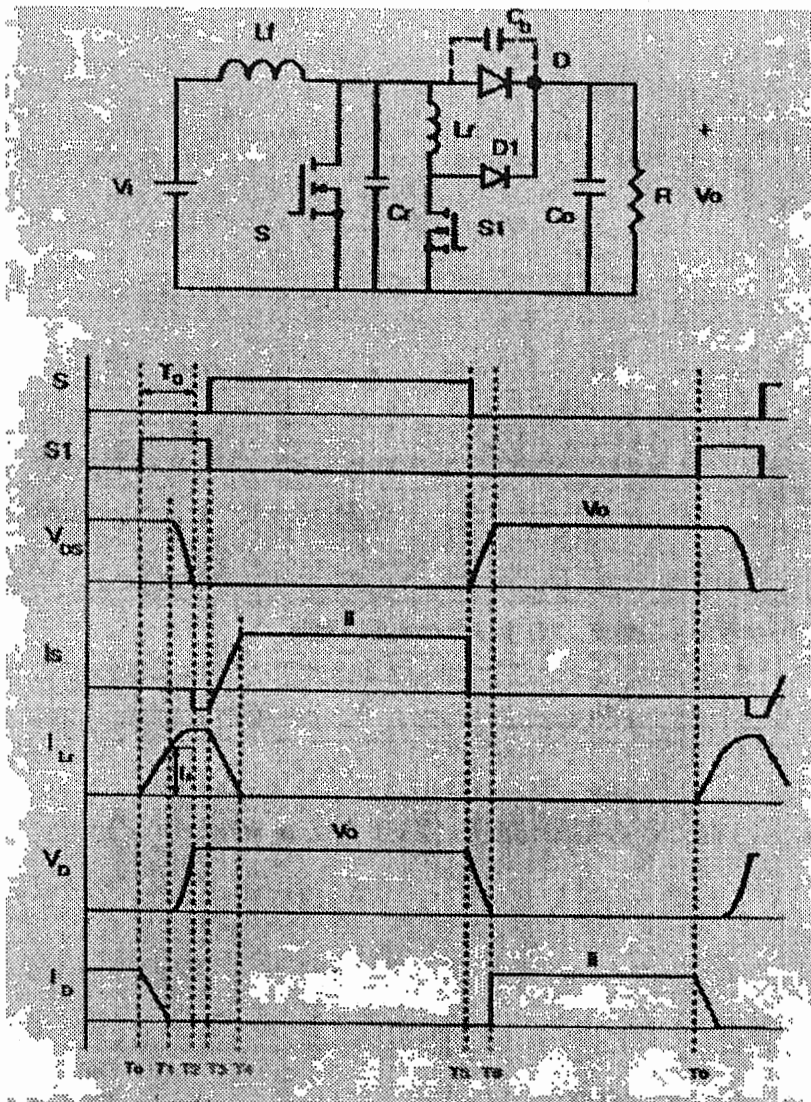


图 24: 各部動作波形 (Hua 論文 [3])

表 3: ZVT(Hua) 回路損失内訳 (計算値)

| Hua Loss component | Estimated Losses[W] |
|---------------------------|---------------------|
| Switch losses IGBT1 | 4 |
| Diode losses D5 | 1.85 |
| Total main circuit losses | 5.85 |
| Switch losses IGBT2 | 1.6 |
| Diode losses D3 | 0.1 |
| Total auxiliary losses | 1.7 |
| Total estimated losses | 7.55 |

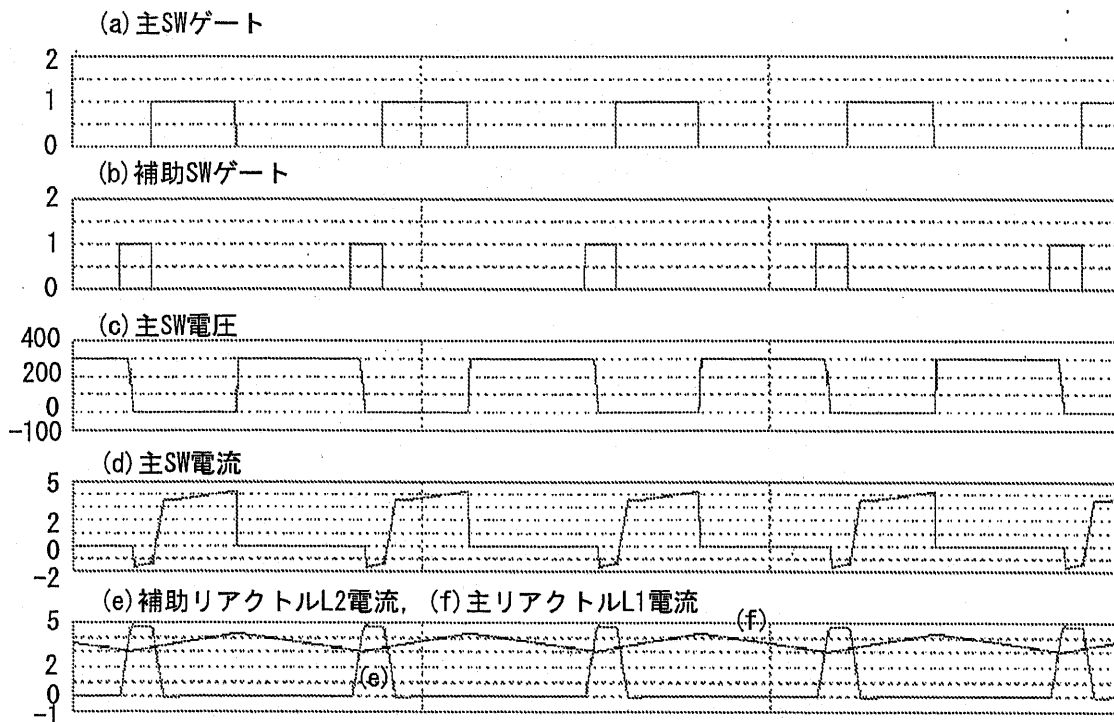


図 25: 各部動作波形 (ZVT シミュレーション)

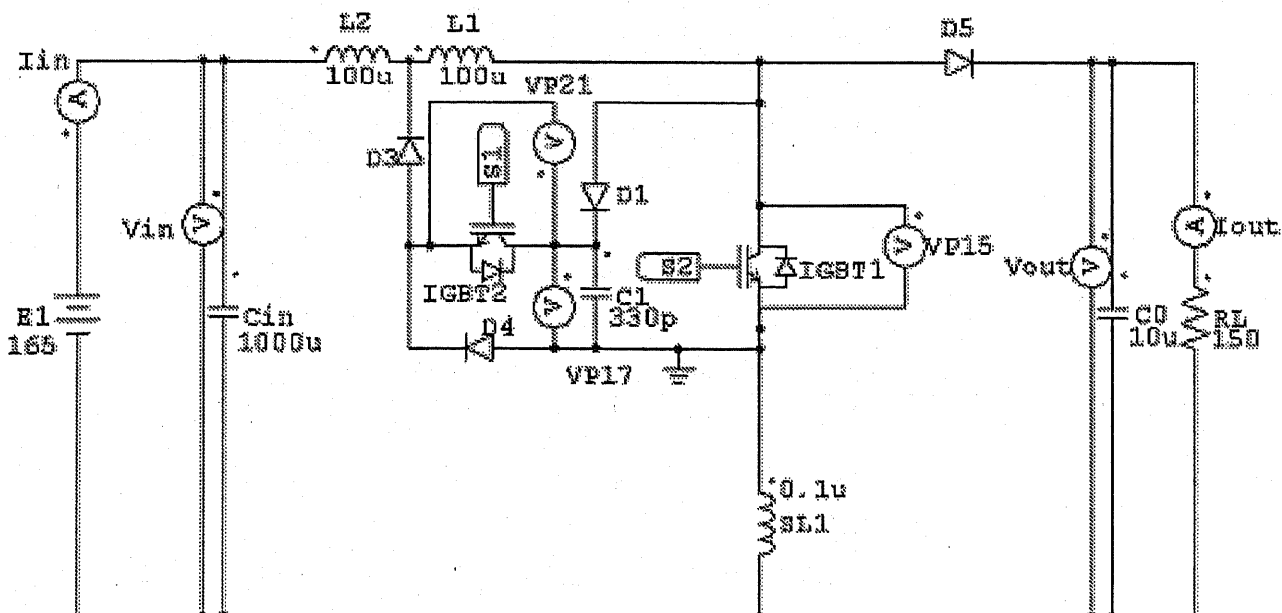


図 26: QRAS-3 回路

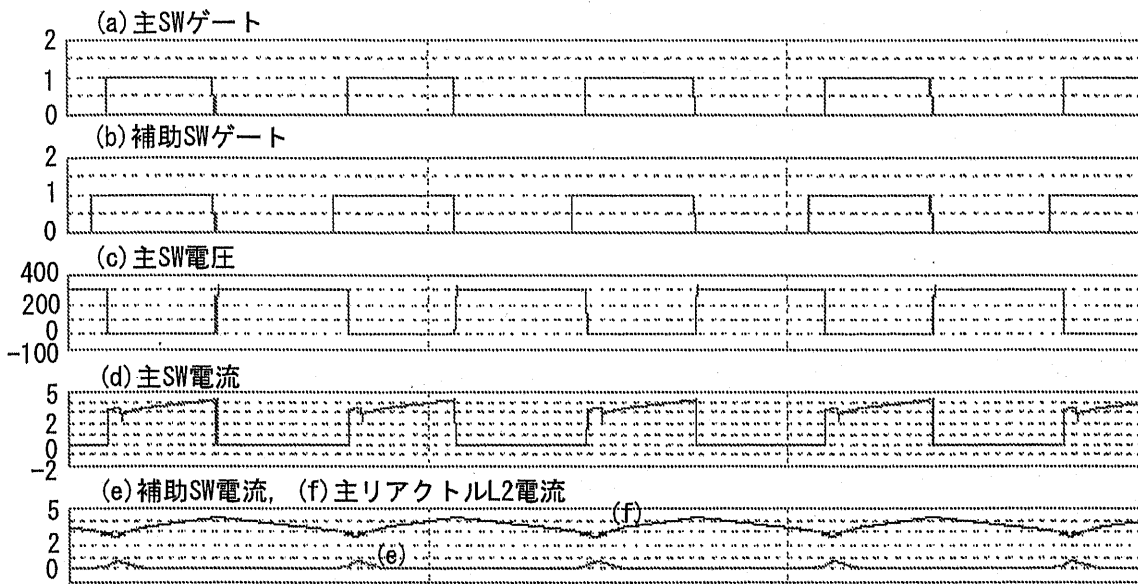


図 27: 各部動作波形 (QRAS-3 回路)

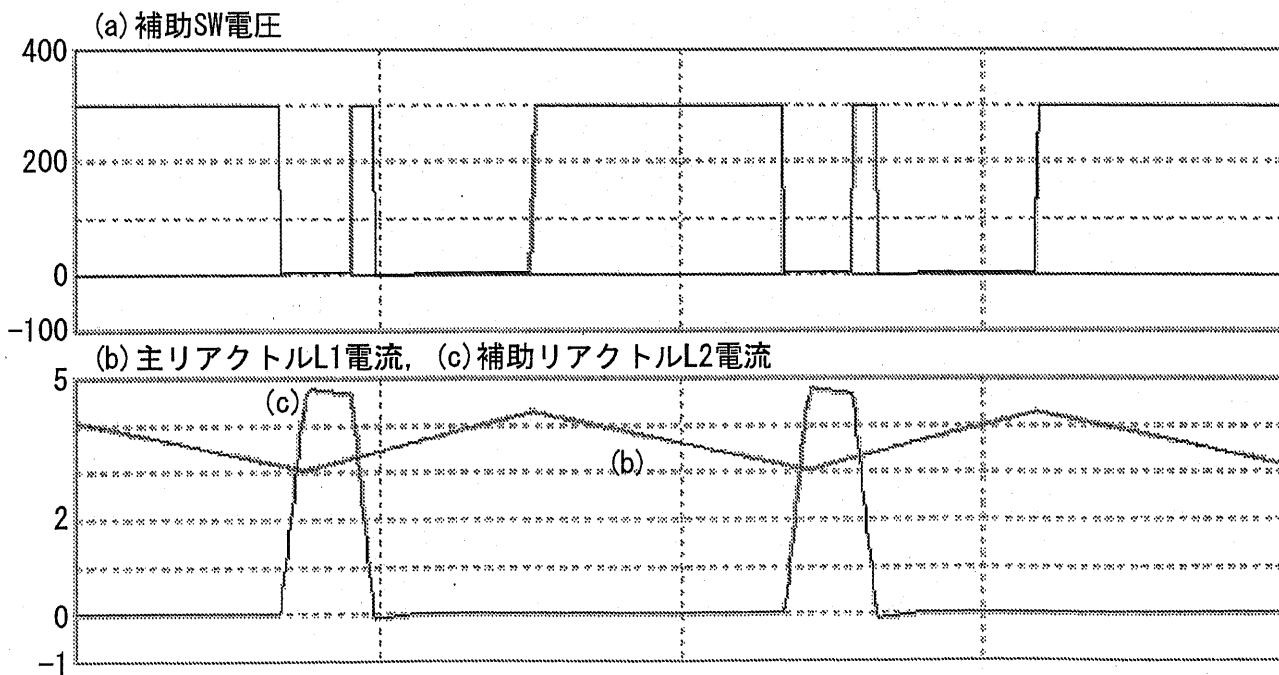


図 28: 定常時拡大動作波形 (ZVT 回路)

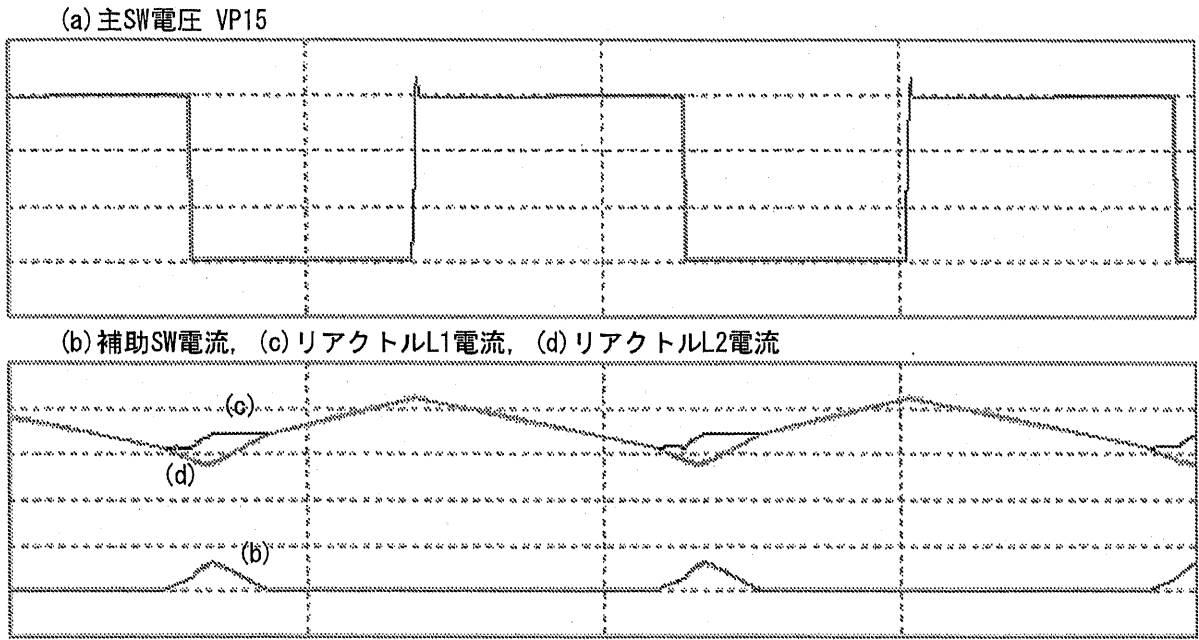


図 29: 定常時拡大動作波形 1 (QRAS 回路)

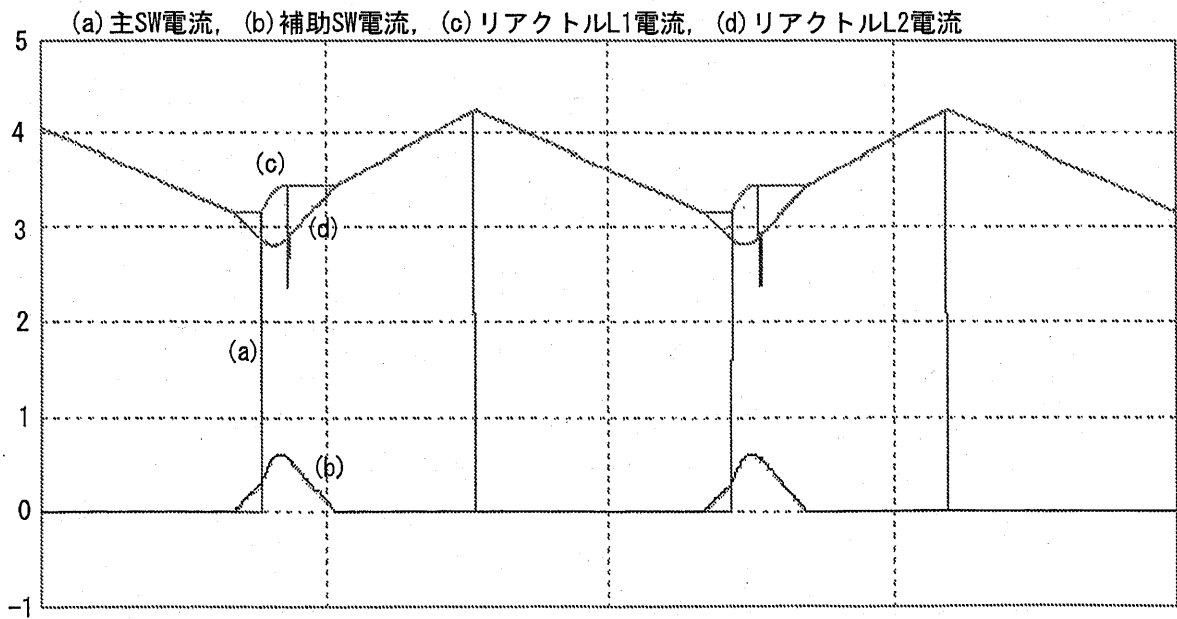


図 30: 定常時拡大動作波形 2 (QRAS 回路)

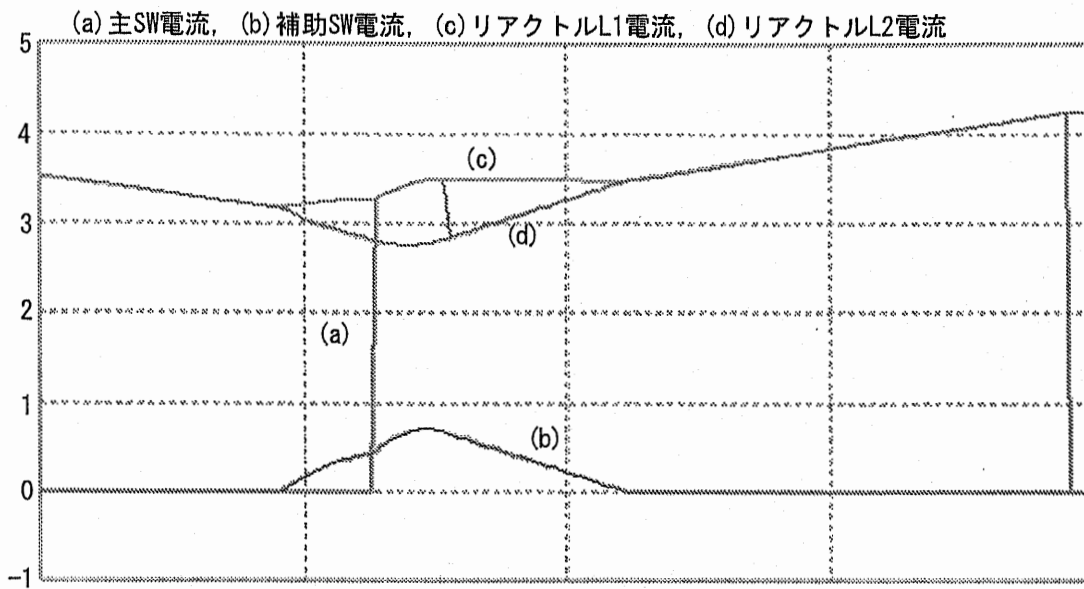


図 31: 定常時拡大動作波形 3 (QRAS 回路)

表 4: QRAS 回路損失内訳 (計算値)

| Qras Loss component | Estimated Losses[W] |
|---------------------------|---------------------|
| Switch losses IGBT1 | 4.4 |
| Diode losses D5 | 1.95 |
| Total main circuit losses | 6.35 |
| Switch losses IGBT2 | 0.2 |
| Diode losses D1 | 0.075 |
| Diode losses D3 | 0.066 |
| Diode losses D4 | 0 |
| Total auxiliary losses | 0.341 |
| Total estimated losses | 6.69 |

びをあわせて、グラフ化し、比較しやすくした。図 24 では、主スイッチ電流がフラットな電流として描かれているが、図 25 では、右上がりの緩やかな傾斜がある点を除き、ほぼ一致することがわかる。

次に、PSIM による ZVT(Hua) 回路の各部動作波形 図 25 と図 25 に対応する QRAS-3 回路の各部動作波形 図 27 を比較する。グラフの並びは、ほぼ同じであるが、主スイッチと補助スイッチのゲート信号の与え方が若干異なる。ZVT(Hua) 回路では、補助スイッチのゲートが先にオンし、一定時間後オフし、同時に、主スイッチのゲートがオンとなるが、QRAS-3 回路では、補助スイッチのゲートが先にオンした後連続してオンし、主スイッチのオン後、一定時間経過後、主スイッチのオフと同時にオフする連続ゲートとなることがわかる。主スイッチのコレクタ-エミッタ間電圧はいずれもフラット部分は、300[V] であり、また、コレクタ電流は 3[A]~4[A] の右上がりの緩やかな傾斜をもっておりほぼ同一とみなせる。最も注目すべき点は、最下段のリアクトル電流とスナバコンデンサの放電電流にある。ZVT(Hua) 回路の場合、主リアクトル L_1 に直流電流が流れ、補助リアクトル L_2 にスナバコンデンサの放電電流を流す。QRAS-3 の場合、主リアクトルは L_2 と L_1 の合計値とみなせるので、ZVT(Hua) 回路の主リアクトル L_1 とほぼ同一のリプルおよび振幅をもつ直流電流 3[A]~4[A] が流れていることがわかる。一方、ZVT(Hua) 回路の補助リアクトル L_2 には、主スイッチの零電流ターンオン (ZVS) を成立させるためのピーク値約 5[A] 以上のスナバコンデンサの放電電流を流す必要があることがわかる。それに対し、QRAS-3 では、ほぼ、10 分の 1 以下の回生電流約 0.5[A] 程度ですみ、この放電電流の差が大きいことがわかる。この違いをさらに詳しく見てみる。この部分の ZVT(Hua) 回路の拡大波形を図 28 に、QRAS-3 回路の同相当部分の拡大波形を図 29 に示す。図 28、図 29 を比較してわかる通り、ZVT(Hua) 回路の補助リアクトル L_2 の電流に対し、QRAS-3 では、ほぼ、10 分の 1 以下の放電電流ですむことがわかる。QRAS-3 の回生電流のさらに拡大した波形を図 30、図 31 に示す。スナバコンデンサの放電電流が主回路のリアクトルを利用して L_1 と L_2 に分流しているのがわかる。

ここで、同一のスナバエネルギー $1/2CV^2$ が ZVT(Hua) 回路の場合、零電圧ターンオン (ZVS) を成立させるために、小さいインダクタンスのリアクトル $L_2=10[\mu\text{H}]$ へ移行後、補助スイッチのオフで出力コンデンサへ回生されていくが、QRAS-3 の場合、大きいインダクタンスのリアクトル $L_1=L_2=100[\mu\text{H}]$ に分流し移行後、電源へ回生される。そのため、スナバコンデンサの放電電流が大きい分だけ、損失が増加すると考えられる。

この推定は、表 3、表 4 の損失内訳をみても裏付けられる。ZVT(Hua) 回路と QRAS-3 回路ともに主回路の直流電流の供給パスにある主スイッチ IGBT1 と主ダイオード D_5 の合わせた損失は、ほぼ同じ (6[W] 前後) とみなせるが、ZVT(Hua) 回路の補助回路を構成する補助 IGBT2 と補助ダイオード D_3 合わせた損失 (1.7[W]) は、QRAS-3 回路の補助回路を構成する補助 IGBT2、補助ダイオード $D_1 \cdot D_3 \cdot D_4$ を合わせた損失 (0.34[W]) を大きく上回り、スナバコンデンサの放電電流の差が損失に現れていると考えられる。

以上の考察から、シミュレーション効率が 99.75[%](QRAS-3 回路)、99.2[%](ZVT 回路) の結果が得られた点について、その他の電流に大きな差異がないことから、両者の効率に影響し

ていた要因が補助回路のスナバコンデンサの放電電流の違いにあると推定される。

3.3.7 QRAS-3 と ZVT コンバータの比較のまとめ

Hua 論文 [3] に述べられている仕様にあわせて、ZVT(Hua) 回路と QRAS-3 回路の両回路のシミュレーション比較を行った。

シミュレーションにより、QRAS-3 回路では、99.75[%]、ZVT(Hua) 回路では、99.2[%] の効率を得られ、その効率の差に影響している要因が、ZVT(Hua) 回路の零電圧ターンオン (ZVS) を成立させるために流すスナバコンデンサの放電電流と QRAS-3 回路の主回路のリアクトルを利用し、分流させるスナバコンデンサの放電電流の差すなわち補助回路の差にあると推定できることが確認できた。

3.4 まとめ

本章では、従来のチョッパ回路を分類し、新回路提案を検討した。その結果、QRAS-3回路を新回路提案し、従来のZVT回路方式とPSIMによるシミュレーション比較を行なった。その結果、効率は、QRAS-3回路：99.75[%]、ZVT回路：99.2[%]となり、効率の差は、QRAS-3回路の補助回路の動作電流とZVT回路の零電圧ターンオン(ZVS)を成立させるための補助回路の動作電流との回路動作原理上の差によるものと推定できることが明らかとなり、これより、大電力に適したソフトスイッチング回路方式として、QRAS-3を新回路として選定し、第4章に示すように、実際にQRAS-3回路方式による試作と試験検証を行なった。

第 4 章

大電力チョッパQRASの提案および試作試験

評価

本章では、燃料電池車駆動用に適した大電力高効率高周波による電力変換を行なうために、2スイッチによるソフトスイッチングを行なう準共振形回生アクティブスナバ (Quasi-resonant Regenerating Active Snubber:QRAS) 回路方式を提案する。提案する回路方式についてシミュレーションおよび理論式による検討を行い、2スイッチによるソフトスイッチングでも電力損失が少なく良好な電力変換回路動作が得られることをシミュレーションと実験の両面から確認し、本方式の有効性を明らかにする。

4.1 提案する大電力チョッパQRAS

提案する QRAS 方式は、下記の特長をもつ。

- 主・補助スイッチともソフトスイッチングで動作する。
- 主・補助スイッチとも共通のスナバの役目をもするロスレススナバを組み込んでいる。
- 特別に回生用リアクトルを設けることなく、主回路のリアクトルにスナバエネルギーを移行させ回生できる。

4.1.1 回路構成

図 32 は新たに提案する準共振形回生アクティブスナバ (Quasi-resonant Regenerating Active Snubber:QRAS) 方式チョッパ回路を示す。 E_1 は入力電源、 C_i は入力平滑コンデンサ、 C_0 は出力平滑コンデンサ、 L_1 、 L_2 は 2 分割した等価的に 1 個の主リアクトル、 D_3 は回生用ダイオード、 D_5 は出力ダイオードである。基本スイッチ回路は 2 個のスイッチ S_1 、 S_2 、2 個のスナバダ

イオード D_1 , D_4 , 1個の共通スナバコンデンサ C_1 から成る。この QRAS は、部品点数が少なく、回路構成が簡単であり、特別に回生用リアクトルを設けることなく、共通スナバコンデンサ C_1 は、2分割した主リアクトル L_1 , L_2 の並列インダクタンスと共振し、共通スナバコンデンサ C_1 のエネルギーを回生することができる。補助スイッチ S_2 は主スイッチ S_1 よりわずかに前でターンオンし、ターンオフは S_1 と S_2 を同時に行う。この方法により、ターンオン時はリアクトル SL_1 によりターンオン電流を制限することができ、また、ターンオフ時は共通スナバコンデンサ C_1 により、スイッチにかかる電圧上昇率 dv/dt を小さくすることができるので、主・補助スイッチともソフトスイッチングで動作する。

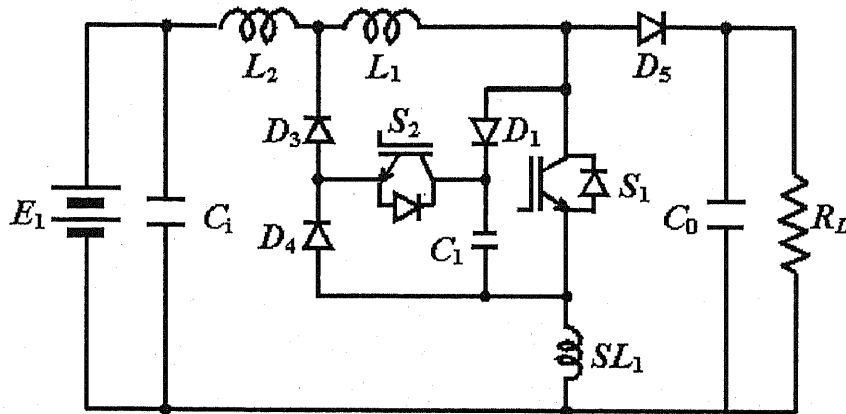


図 32: 準共振形回生アクティブスナバ (QRAS) 回路

4.1.2 基本動作原理

新回路は従来の試作例 C ブリッジ回路と比較し下記の特徴がある。

- 主回路の主スイッチは 1 個直列で構成できる。
- スナバコンデンサ C_1 の蓄積電荷は主リアクトルへ回生されるので、出力ダイオード D_5 の過電圧は低減される。

回路動作は、以下、図 33, 図 34 を参照して説明する。

【Model】

— t_1 の時点で補助スイッチ S_2 がオン、共振モードが始まる。スナバコンデンサ C_1 の電圧 V_{C1} は正弦波状に共振を起こし正から零へと向かう。この瞬間、補助スイッチ S_2 は、電流零からのオンとなり、ソフトスイッチングでターンオンする。model における共振電流 i_{c1} は、下式に従って、共振する。

$$i_{c1} = (V_1 - E_1) \frac{L_1}{L_1 + L_2} \sqrt{\frac{C_1}{\frac{L_1 L_2}{L_1 + L_2} + L_3}} \cdot \sin \omega t + (V_1 - V_0) \frac{L_2}{L_1 + L_2} \sqrt{\frac{C_1}{\frac{L_1 L_2}{L_1 + L_2} + L_3}} \cdot \sin \omega t \quad (4-1)$$

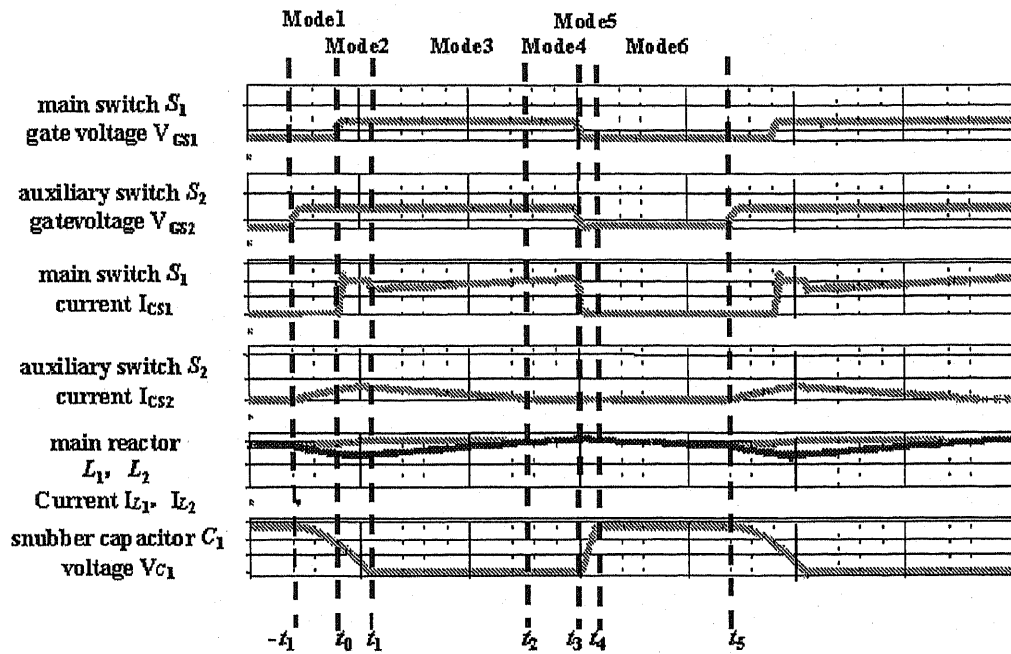


図 33: 準共振形回生アクティブスナバ (QRAS) 回路の基本動作波形

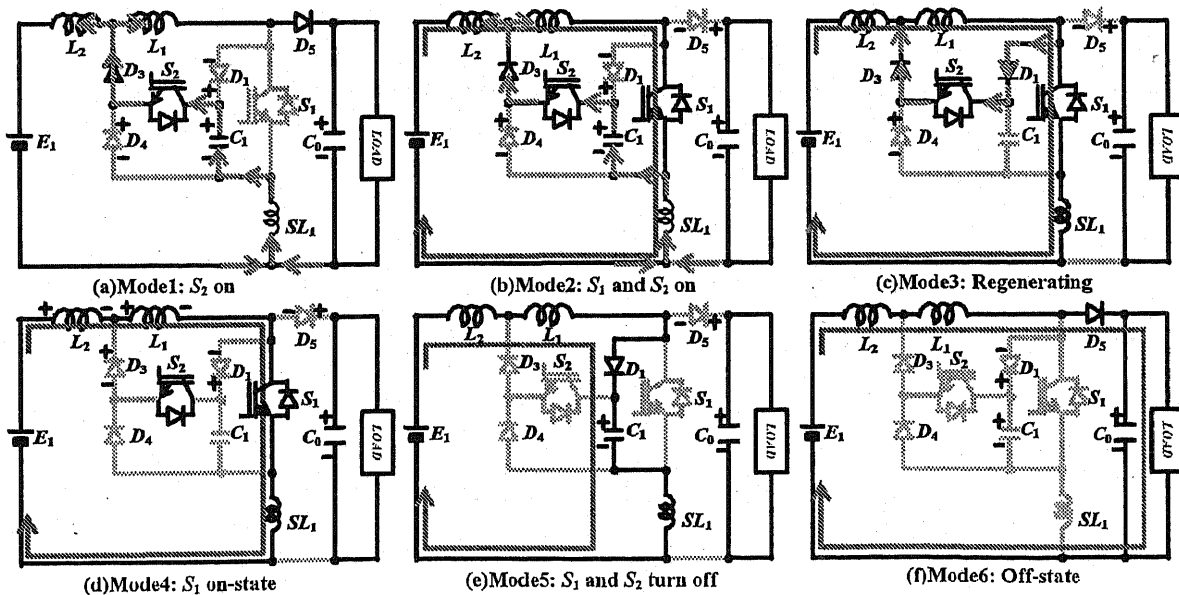


図 34: 準共振形回生アクティブスナバ (QRAS) の等価回路

ここで、 $\omega = \sqrt{\frac{1}{(\frac{L_1 L_2}{L_1 + L_2} + L_3) C_1}}$ 、 V_1 : スナバコンデンサ初期電圧、 L_1 : リアクトル L_1 のインダクタンス、 L_2 : リアクトル L_2 のインダクタンス、 L_3 : リアクトル SL_1 のインダクタンス

(4-1) 式からわかるように、共振電流 i_{c1} は、リアクトル L_1 とリアクトル L_2 を経由した分流により、入力電源 E_1 および出力側コンデンサ C_0 へと向かうので、リアクトル L_2 の電流は減少、リアクトル L_1 の電流は増加へ向かい、リアクトル L_2 へは、負の電流源 $-\Delta I_r$ 、リアクトル L_1 へは正の電流源 $+\Delta I_r$ として回生エネルギーが蓄えられる (model, 図 34(a))。

【Mode2】

ごくわずかな時間遅れをもって、 t_0 の時点において、主スイッチ S_1 がオン、 t_0 以前まで、導通していたダイオード D_5 がオフ、リアクトル L_1 の電流 I_{L1} が主スイッチ S_1 を通流する。この時、主スイッチ S_1 はリアクトル SL_1 による電流零からのターンオンとなり、ソフトスイッチングでオンする (mode2, 図 34(b))。

【Mode3】

t_1 において、スナバコンデンサ C_1 の貯まった電荷がすべて放電いきり、電圧 V_{C1} が零電圧となる時点でダイオード D_1 が導通し、主スイッチ S_1 の電流は急減、リアクトル L_2 へ mode1 および mode2 の期間中に蓄えられた回生エネルギーは、負の電流源として主スイッチ S_1 の電流を相殺しつつ、ほぼ直線状に減少し、入力電源 E_1 へと回生される (mode3, 図 34(c))。

【Mode4】

t_2 において、リアクトル L_2 の負の電流源 $-\Delta I_r$ およびリアクトル L_1 の正の電流源 $+\Delta I_r$ による回生電流がほぼ直線状に減少し零となり、ダイオード D_1 およびダイオード D_4 がオフ、リアクトル L_1 および L_2 の電流は、主スイッチ S_1 を介して、再び、直線状に増加へと向かう。(mode4, 図 34(d))。

【Mode5】

t_3 で、主スイッチ S_1 ・補助スイッチ S_2 が同時にオフされる。この時、主・補助スイッチともスナバコンデンサ C_1 による零電圧からのターンオフとなり、ソフトスイッチングでオフする (mode5, 図 34(e))。

【Mode6】

t_4 で出力ダイオード D_5 がオンし、リアクトル L_1 、 L_2 に蓄えられたエネルギーが負荷へ供給される。 t_5 で主スイッチ S_1 が再びオンし、次のサイクルが開始される。
以上のように、スナバコンデンサ C_1 は、主・補助スイッチの共通スナバとして作用し、主・補助スイッチともソフトスイッチングで動作する。

4.1.3 リアクトル SL_1 の配置に関する検討

リアクトル SL_1 の配置が IGBT アームの上下の位置によってチョップ回路 QRAS へ及ぼす影響をシミュレーションと実測の比較から検討した。図 35 にリアクトル SL_1 の配置が上の回路図、図 36 に SL_1 の配置の違いによる出力ダイオード D_5 の電圧のシミュレーション結果、図 37 に出力ダイオード D_5 の実測による電圧波形の比較を示す。配置が上の場合は下より逆電圧が増大する。図 37 の実測の波形比較では、図 37(a) に示すようにリアクトル SL_1 が上の場合では高周波振動がなく、逆スパイク電圧のピークは-780[V] であるのに対し、図 37(b) に示すようにリアクトル SL_1 が下の場合、高周波振動が生じ、逆スパイク電圧のピークは-640[V] に低下している。これは出力ダイオード D_5 の漂遊容量と回路の変更による配線のインダクタンスの違いによるためと考えられる。図 36 のシミュレーションと図 37 の実測波形を比較すると、高周波振動の部分はシミュレーションとは一致しないが、逆スパイク電圧は一致している。

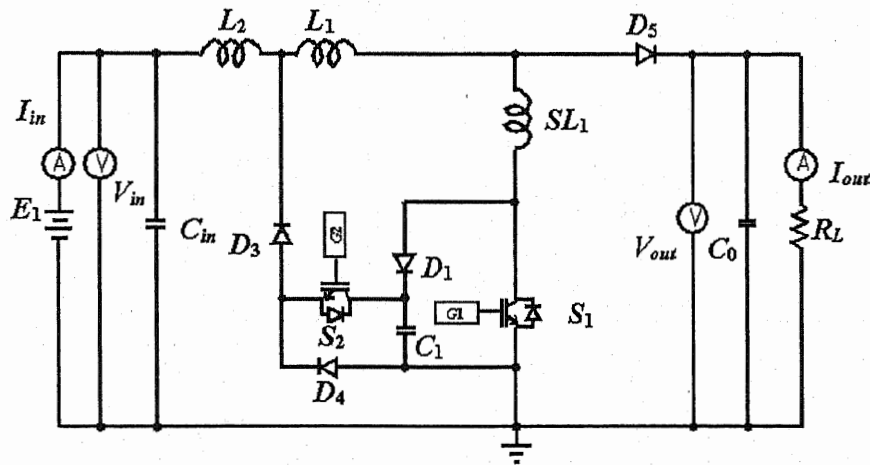


図 35: リアクトル SL_1 配置を上へ変更後の QRAS 回路

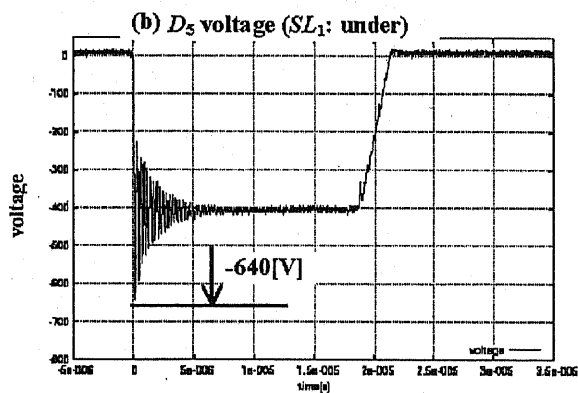
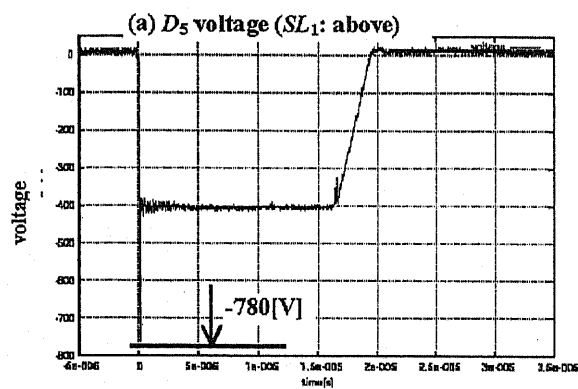
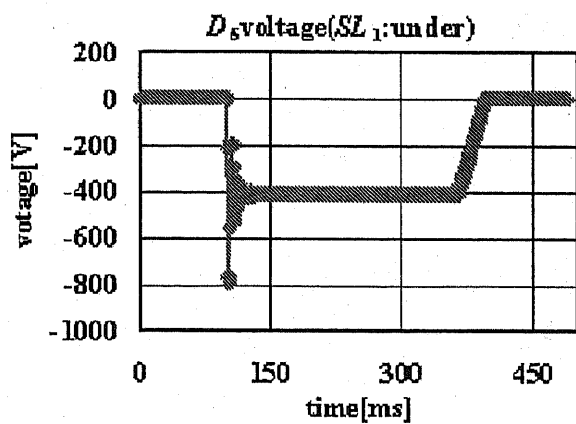
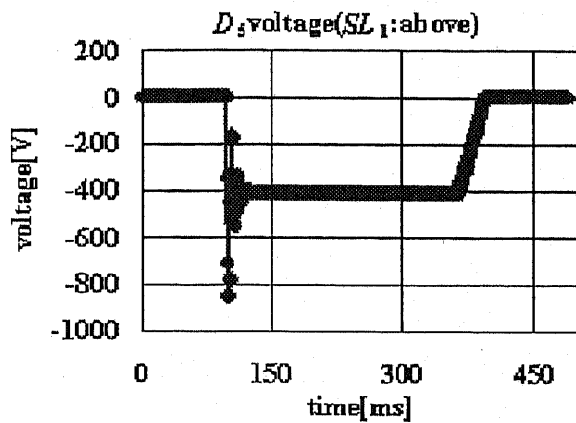


図 36: ダイオード D_5 電圧波形比較 (SPICE) 図 37: ダイオード D_5 電圧波形比較 (実測)

4.1.4 状態空間平均化法による出力電圧理論式の導出

定常解析を図 38(a) に示す等価回路を用いて行い、新回路 QRAS の出力電圧および昇圧率の理論式を導出する。本解析では、出力電圧および昇圧率の基本的な特性を明確にするために、直流リアクトルに較べて、2 桁以上小さい電流抑制リアクトル SL_1 のインダクタンスは無視し、スイッチ素子およびダイオードは理想スイッチと仮定する。

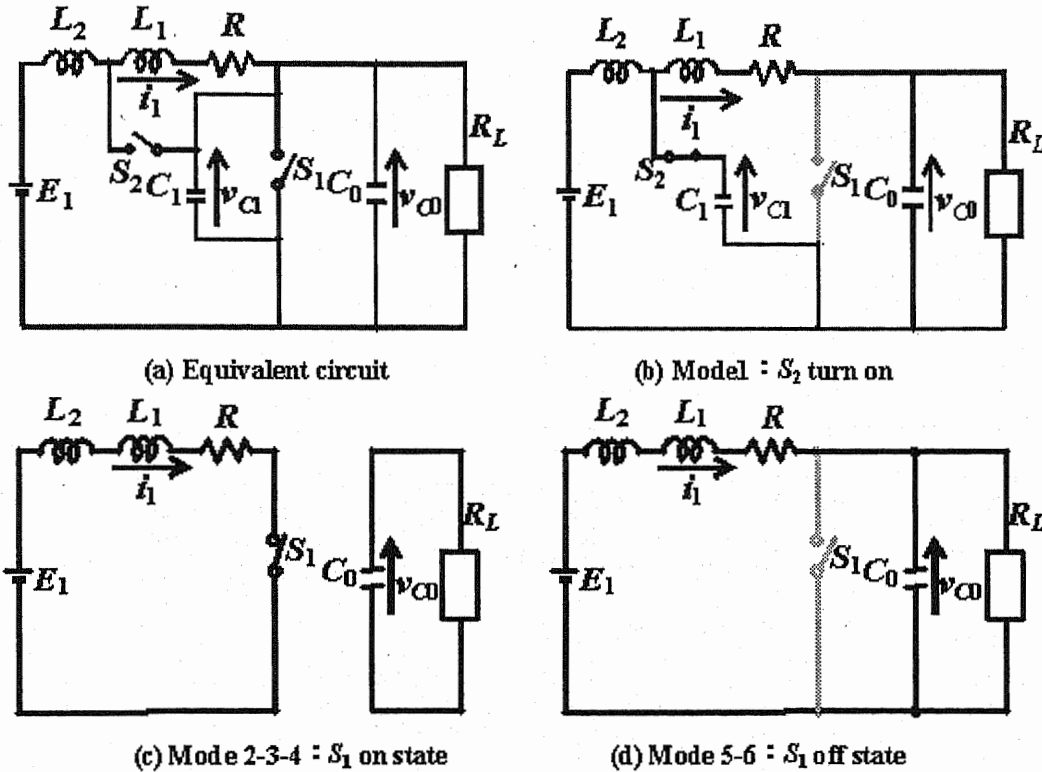


図 38: 各スイッチングモードでの等価回路

等価回路の記号の定義は以下とする。

E_1 : 入力電源電圧

R : 直流リアクトル L_1 , L_2 合計の等価抵抗

L : 直流リアクトル L_1 , L_2 合計の等価インダクタンス

ここで、 $L_1=L_2=1/2 \cdot L$

C_1 : 共通スナバコンデンサの容量

C_0 : 出力平滑コンデンサの容量

R_L : 負荷抵抗

i_1 : 直流リアクトル L_1 の電流

v_{C1} : 共通スナバコンデンサ電圧

v_{C0} : 出力平滑コンデンサ電圧 (=出力電圧)

Δv_{C0} : 共通スナバコンデンサのクランプ電圧と出力電圧の差分 (跳ね上がり電圧)

c_p : クランプ電圧係数, $c_p = \Delta v_{C0} / E_1$

T_0 : 基本周期

T_d : 補助スイッチ-主スイッチ間遅れ時間

D : デューティ

ΔD : T_d / T_0

n : 分割率, $n = L_1 / (L_1 + L_2)$

QRASは、図39に示すMode1~Mode6の6つの基本動作モードを有するが、これを定常解析のために図38(b), 38(c), 38(d)の3モードに集約し整理するものとする。また、動作の基本周期を T_0 、Mode1の期間を T_d とすれば、各状態の期間は、図38(b)が $T_d = \Delta D \cdot T_0$ 、図38(c)が $D \cdot T_0$ 、図38(d)が $(1 - \Delta D - D) \cdot T_0$ と表せる。

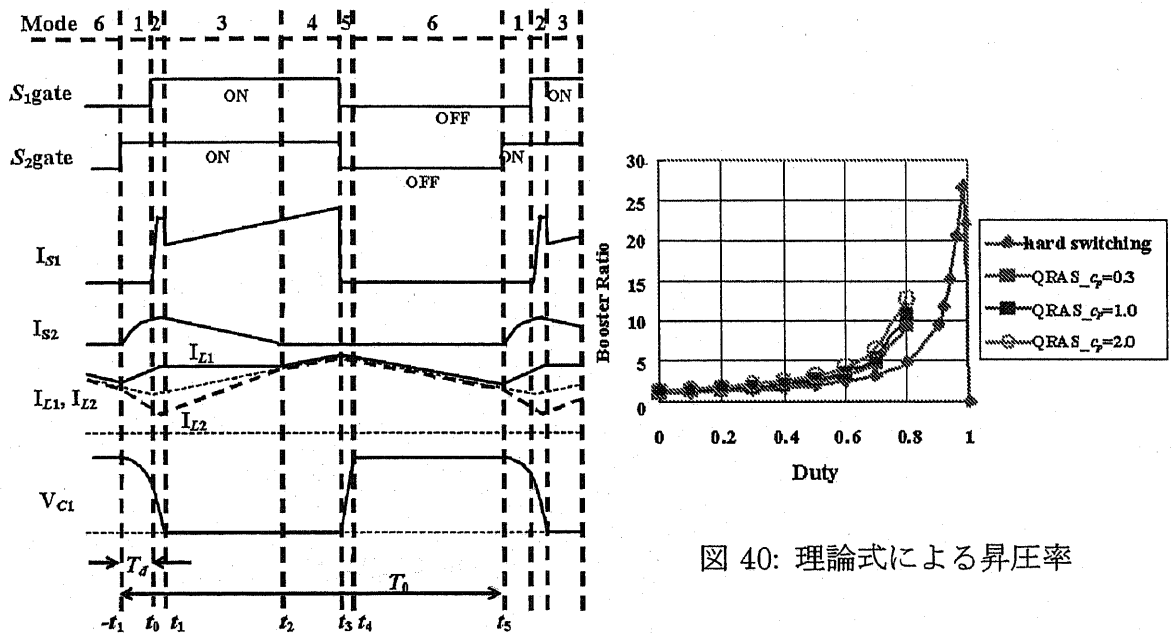


図 39: スイッチング波形

図 40: 理論式による昇圧率

(1) Mode1: S_2 turn on

図38(b)の等価回路から次式が得られる。

$$L_1 \frac{di_1}{dt} + Ri_1 = v_{C1} - v_{C0} \quad (4-2)$$

$$i_1 = C_0 \frac{dv_{C0}}{dt} + \frac{v_{C0}}{R_L} \quad (4-3)$$

$$v_{C1} = v_{C0} + \Delta v_{C0} \quad (4-4)$$

(4-4)式を(4-2)式に代入し、(4-3)式とともに変形すると、

$$\frac{di_1}{dt} = -\frac{R}{L_1} i_1 + \frac{\Delta v_{C0}}{L_1} \quad (4-5)$$

$$\frac{dv_{C0}}{dt} = \frac{1}{C_0}i_1 - \frac{v_{C0}}{R_L C_0} \quad (4-6)$$

となる。

行列形式の状態方程式は、 $L_1 = L/2$ において、

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_1 \\ v_{C0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -2R/L & 0 \\ 1/C_0 & -1/(R_L C_0) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ v_{C0} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 2\Delta v_{C0}/L \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4-7)$$

が得られる。

(2) Mode 2・3・4: S_1 on state

図 38(c) の等価回路から次式が得られる。

$$L \frac{di_1}{dt} + Ri_1 = E_1 \quad (4-8)$$

$$v_{C0} = -R_L C_0 \frac{dv_{C0}}{dt} \quad (4-9)$$

(4-8), (4-9) 式を状態方程式に変形すると、

$$\frac{di_1}{dt} = -\frac{R}{L}i_1 + \frac{E_1}{L} \quad (4-10)$$

$$\frac{dv_{C0}}{dt} = -\frac{v_{C0}}{R_L C_0} \quad (4-11)$$

となる。行列形式の状態方程式は、

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_1 \\ v_{C0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R/L & 0 \\ 0 & -1/(R_L C_0) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ v_{C0} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} E_1/L \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4-12)$$

が得られる。

(3) Mode 5・6: S_1 off state

図 38(d) の等価回路から次式が得られる。

$$L \frac{di_1}{dt} + Ri_1 = E_1 - v_{C0} \quad (4-13)$$

$$i_1 = C_0 \frac{dv_{C0}}{dt} + \frac{v_{C0}}{R_L} \quad (4-14)$$

(4-13), (4-14) 式を状態方程式に変形すると、

$$\frac{di_1}{dt} = -\frac{R}{L}i_1 - \frac{\Delta v_{C0}}{L} + E_1/L \quad (4-15)$$

$$\frac{dv_{C0}}{dt} = \frac{1}{C_0}i_1 - \frac{v_{C0}}{R_L C_0} \quad (4-16)$$

となる。行列形式の状態方程式は、

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_1 \\ v_{C0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R/L & -1/L \\ 1/C_0 & -1/(R_L C_0) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ v_{C0} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} E_1/L \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4-17)$$

が得られる。

以上の3モードの期間の状態方程式を

$$(4-7) \text{ 式} \times \Delta D + (4-12) \text{ 式} \times D + (4-17) \text{ 式} \times (1 - D - \Delta D)$$

のように比例配分すると,

$[\dot{X}] = [A][X] + [B]$ の形式の状態方程式,

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_1 \\ \dot{v}_{C0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R(1 + \Delta D)/L & -(1 - D - \Delta D)/L \\ (1 - D)/C_0 & -1/(R_L C_0) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ v_{C0} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 2(\Delta D/L)\Delta v_{C0} + (1 - \Delta D)E_1/L \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4-18)$$

が得られる。定常解析においては、(4-18)式の左辺の微分項は零とおけるので、状態方程式は、

$$[A][X] + [B] = 0$$

すなわち、 $[A][X] = -[B]$ となるので、Cramerの公式を用いて解を求めることができる。(4-18)式より、

$$v_{C0} = \frac{\begin{vmatrix} -R(1 + \Delta D)/L & -2(\Delta D/L)\Delta v_{C0} - (1 - \Delta D)E_1/L \\ (1 - D)/C_0 & 0 \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} -R(1 + \Delta D)/L & -(1 - D - \Delta D)/L \\ (1 - D)/C_0 & -1/(R_L C_0) \end{vmatrix}} \quad (4-19)$$

より、

$$v_{C0} = \frac{(1 - D)\{E_1 + \Delta D(2\Delta v_{C0} - E_1)\}}{R(1 + \Delta D)/R_L + (1 - D - \Delta D)(1 - D)} \quad (4-20)$$

ここで、クランプ電圧係数、 $c_p = \Delta v_{C0}/E_1$ を(4-20)式に用いて、出力電圧の式として、(4-21)式が得られる。

$$v_{C0} = \frac{(1 - D)\{1 + \Delta D(2c_p - 1)\}}{R(1 + \Delta D)/R_L + (1 - D - \Delta D)(1 - D)} E_1 \quad (4-21)$$

ここで、直流リアクトルの抵抗分 R は、負荷抵抗 R_L に比べて無視できるほど小さいので、分母の第1項を零とおくと、(4-21)式は、(4-22)式に近似できる。

$$v_{C0} = \frac{(1 - D)\{1 + \Delta D(2c_p - 1)\}}{(1 - D - \Delta D)(1 - D)} E_1 \quad (4-22)$$

(4-22)式から、QRASはスナバコンデンサ C_1 の蓄積電荷が直流リアクトル L_1 および L_2 へ移行し、入力直流電源 E_1 および出力側へ回生されるので、クランプ電圧が高くなりクランプ係数が大きくなると、出力側へ回生される分昇圧率が増大することがわかる。

また、補助スイッチ S_2 のオンと主スイッチ S_1 の時間遅れ T_d の周期 T_0 に対する比 ΔD を零とすると、(4-22)式は、

$$v_{C0} = \frac{1}{(1 - D)} E_1 \quad (4-23)$$

となり、抵抗分を考慮しないハードスイッチングの昇圧率の式に一致する。また、 $\Delta D = 0$ とし、抵抗分を考慮したハードスイッチングの昇圧率は、下式となる。

$$v_{CO} = \frac{(1-D)}{R/R_L + (1-D)^2} E_1 \quad (4-24)$$

以上から、入力電源電圧 $E_1=200[\text{V}]$ 、直流リアクトル L_1, L_2 の合計抵抗分 $R=7[\text{m}\Omega]$ 、負荷抵抗 $R_L = 20[\Omega]$ 、遅れ時間 $T_d=4[\mu\text{s}]$ 、 $\Delta D = T_d/T_0 = 0.1$ として、(4-21)、(4-24) 式の理論式による昇圧率を計算すると、図 40 の特性が得られる。

4.1.5 設計手法の提案

QRAS 回路のソフトスイッチングのための di/dt 抑制用リアクトル SL_1 およびスナバコンデンサ C_1 の定数を選定する際に留意すべきことは、主スイッチのターンオン時の di/dt とターンオン損失、およびターンオフ時のクランプ電圧を適切な値に定めることである。リアクトルの値が大きいほど、di/dt が小さくなりターンオン損失が少なくなるが、スナバコンデンサを充電するエネルギーが多くなり、主スイッチ両端のクランプ電圧が高くなってしまふ。逆にリアクトルの値が小さいとターンオンがハードスイッチングとなりターンオン損失が増加する。

主リアクトルのインダクタンスと分割率に関しては、下記点を考慮する必要がある。

(1) 2 個合計のインダクタンス値 $L = (L_1 + L_2)$ は、直流電流が定格時に 60[%] から 100[%] の間で変動するように選ぶ。

$$L \geq t_{on} \cdot E_1 / \Delta I_{Lp-p} \quad (4-25)$$

ここで、 t_{on} : on 時間、 ΔI_{Lp-p} : リプル電流

(2) スナバコンデンサの放電時間を決定する主リアクトルとスナバコンデンサの共振による 1/4 共振周期 T_{4th} は、ソフトスイッチングでターンオフ動作するデューティ制御範囲 (共振安定動作領域と呼ぶ) をできるだけ広げるために、できるだけ小さく選ぶ。

$$T_{4th} = \sqrt{\left(\frac{L_1 L_2}{L_1 + L_2}\right) C_1} \cdot \frac{\pi}{2} = \sqrt{n(1-n)LC_1} \cdot \frac{\pi}{2} \quad (4-26)$$

ここで、分割率 $n = L_1 / (L_1 + L_2)$

(3) 主リアクトルのインダクタンスの分割率 n は、起動時にスナバコンデンサ充電電荷が完全放電する条件 (4-27) 式を満足するように選ぶ必要がある。

$$n < (L - 2L_3) / 2L \quad (4-27)$$

ここで、 L_3 : リアクトル SL_1 のインダクタンス

しかし、分割率 n を小さくし、1/4 共振周期 T_{4th} を小さくしすぎるとスナバ放電電流ピーク値が増大し、損失が増加し効率が低下する。したがって、起動時に完全放電でき、デューティ制御の共振安定動作領域を広げるように (4-27) 式を満足する範囲内で、分割率 n をできるだけ大きく選ぶ必要がある。

以上から、 $SL_1=0.6[\mu\text{H}]$ ，主スイッチのターンオン損失を7.5[W]， $C_1=0.33[\mu\text{F}]$ ，クランプ電圧を500[V]，主リアクトルの合計インダクタンス($L_1 + L_2$)= $200[\mu\text{H}]$ ，分割率 $n=0.5$ ，共振安定動作領域をデューティ $D = 0.35\sim 0.7$ と定め，1/4 共振周期 $T_{4th}=6.4[\mu\text{s}]$ とした。

4.1.6 シミュレーションおよびハードスイッチングとの効率比較

QRAS 回路のシミュレーションは，実機の 80[kW] モデルを想定し，シミュレータ PSpice Version 9.2.3 Cadence Design Systems. Inc. を用いて行った。諸定数を表 5 に示す。

表 5: シミュレーションの諸定数

| | | |
|----------|------------|----------------------|
| 入力直流電圧 | V_1 | 183.6[V] |
| スナバコンデンサ | C_1 | 1[μF] |
| リアクトル | L_1, L_2 | 20[μH] |
| リアクトル | SL_1 | 0.3[μH] |
| キャリア周波数 | f_C | 25[kHz] |
| デューティ比 | D | 0.55 |
| 負荷抵抗 | R_L | 2[Ω] |

図 41 に主スイッチ S_1 電流波形，図 42 に補助スイッチ S_2 電流波形，図 43 に主リアクトル L_1 および L_2 の電流波形，図 44 にスナバコンデンサ C_1 電圧波形のシミュレーション結果を示す。各部波形は，理論動作波形と一致しており，問題ないことがわかる。SPICE モデルは，主・補助スイッチ：東芝 ZMG100Q2YS51-CSC，ダイオード：オリジン電気 DUSR60P12-CSC である。

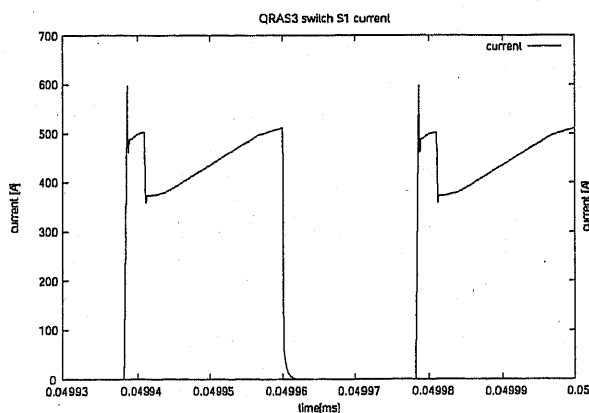


図 41: 主スイッチ S_1 電流波形

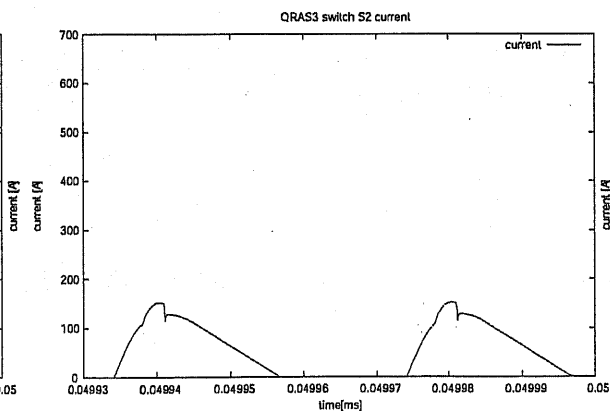


図 42: 補助スイッチ S_2 電流波形

また，図 45 に主スイッチ S_1 電圧電流波形，図 46 に補助スイッチ S_2 電圧電流波形を示す。こ

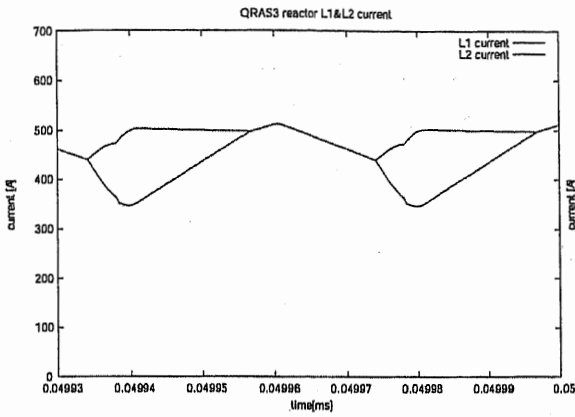


図 43: 主リアクトル L_1 および L_2 の電流波形

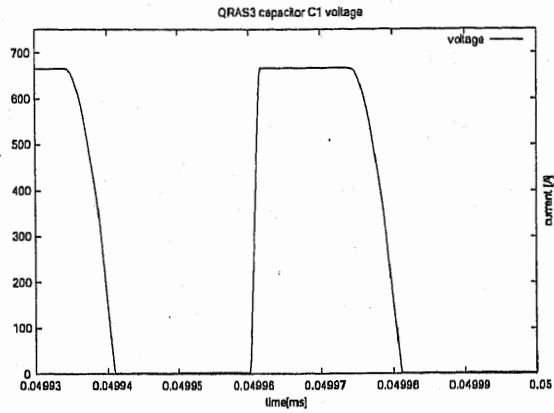


図 44: スナバコンデンサ C_1 電圧波形

の波形から、主・補助スイッチともソフトスイッチングで動作していることがわかる。

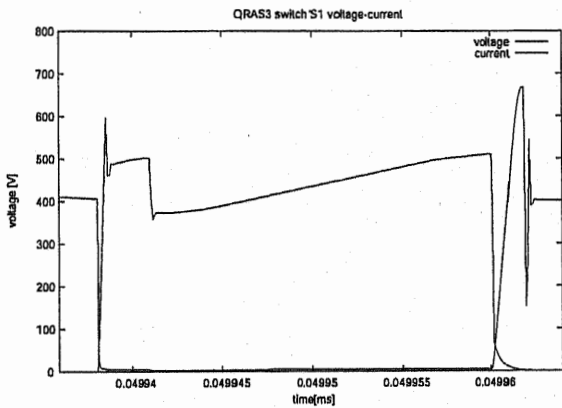


図 45: 主スイッチ S_1 電圧電流波形

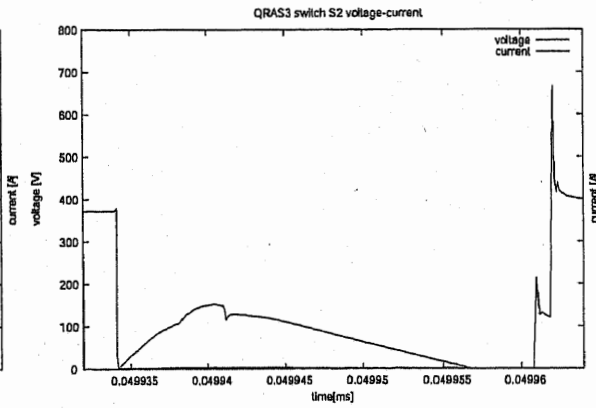


図 46: 補助スイッチ S_2 電圧電流波形

効率の計算結果を表 6 に示す。PSpice の内部関数を用いて計算した電力の読みより求めた。定格 80[kW] 時、97.6[%] となった。

表 6: 効率 (=出力電力/入力電力)

| | |
|------|-----------|
| 入力電力 | 81.75[kW] |
| 出力電力 | 79.75[kW] |
| 効率 | 97.6[%] |

次に、入力電圧 $E_1=200$ [V]、出力電圧 $V_{out}=400$ [V]、出力電力 $P_{out}=80$ [kW]、 $D=0.5$ の条件で、周波数 25, 50, 75[kHz] において、QRAS を図 47 のハードスイッチング回路と効率を比較した。シミュレーション結果の損失と効率の周波数特性を図 48 に示す。Spice モデル: ZMG100Q2YS51_CSC

を使用したため、高周波領域で QRAS も効率が低下し、
QRAS 方式における効率は、100[kHz] 時、

$$\eta = 91.6[\%]$$

ハードスイッチングの場合、100[kHz] 時、

$$\eta = 85.4[\%]$$

となった。

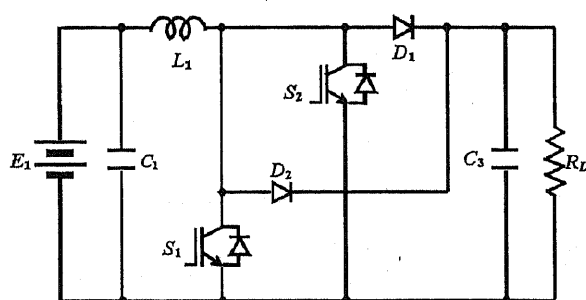


図 47: ハードスイッチング回路

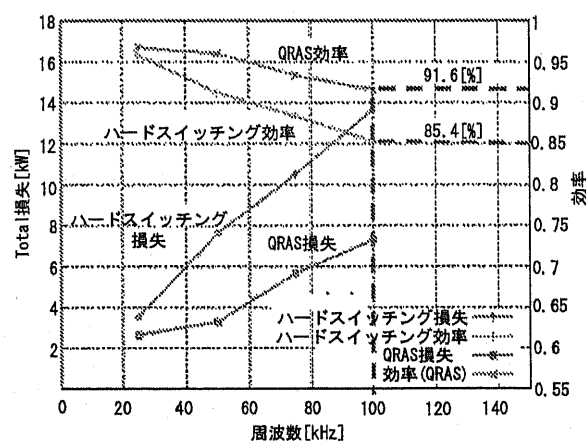


図 48: 損失と効率の周波数特性

4.2 1 / 10 モデル電源の試作

前節 4.1 において、2 分割された等価的に 1 個の主回路リアクトルに直接回生できる QRAS 回路を提案し、理論とシミュレーションによる回路解析を行なった。本節では、そのシミュレーション結果に基づき、実際に試作した 80[kW] 実機の 1 / 10 モデル電源の設計、製作および試験検証について論じる。

4.2.1 基本仕様

表 7 に基本仕様を示す。

表 7: 基本仕様

| | |
|-----------|--|
| 入力定格 | 200[V], 3 ϕ , 50[Hz], 10[kVA] |
| 出力定格 | 8[kW], 20[A], 400[V] |
| 使用デバイス | S_1/D_3 , S_2/D_2 : PDB100B12C $V_{CES}=1200[V]$, $I_C=100[A]$ |
| 回路方式 | QRAS-3 |
| スイッチング周波数 | 25[kHz] |
| デューティ | 0.35~0.5(定格)~0.7 |
| 負荷 | 抵抗負荷 20[Ω] |

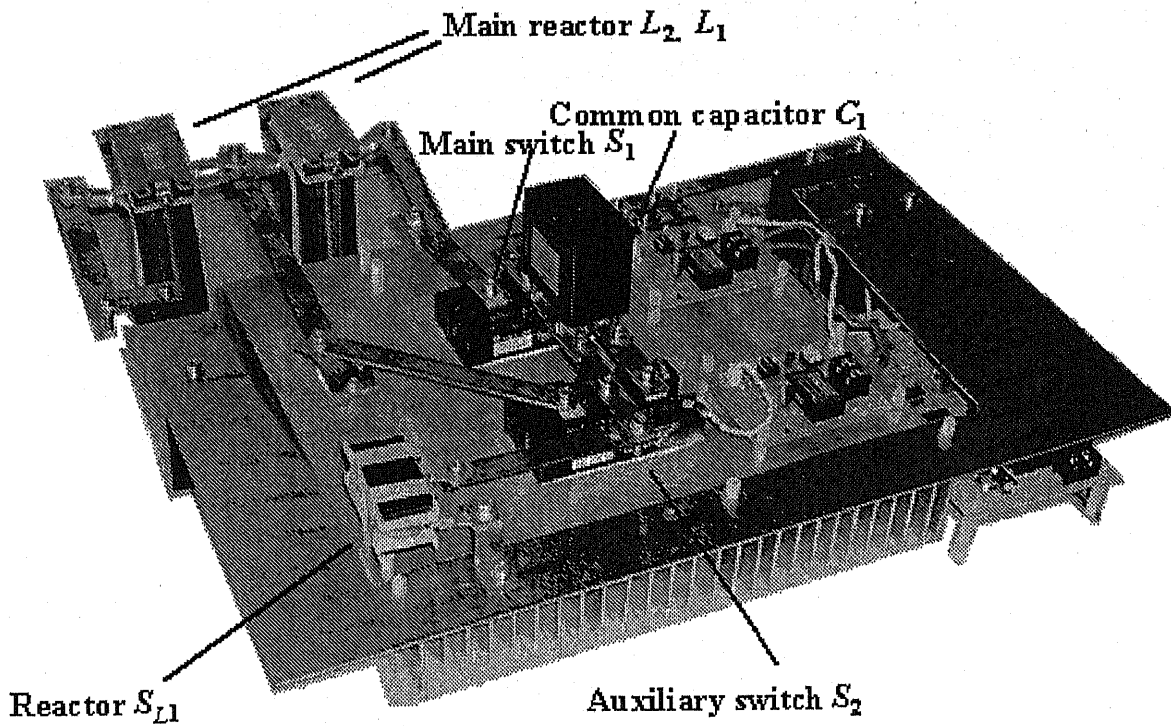


図 49: 8[kW] 試作器 QRAS の装置外観

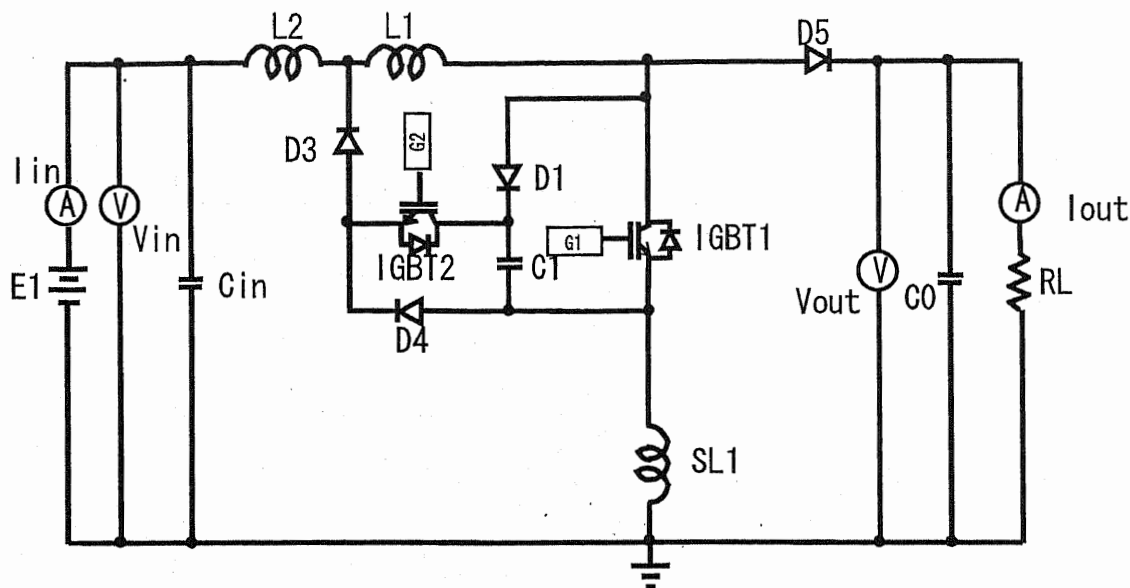


図 50: 8[kW] 試作器 QRAS の実験回路構成

製作した 1 / 10 モデル電源装置を抵抗負荷にて試験を行い、装置の機能を検証するとともに、実機への適用の問題点の抽出とその対策について検討を行うため、回路定数はできるだけ、実機を模擬する波形が得られるよう最適値を選定した。回路定数を表 8 に示す。この回路定数でシミュレーションを行った。

図 51(a) に実機，図 51(b) に製作する 1 / 10 モデル電源の波形比較を示す。波形はほぼ一致し、試作器は実機を模擬できることがわかる。

表 8: 回路定数

| デバイス no. | 80[kW] 実機 | 1 / 10 モデル |
|----------|---------------|----------------|
| L_1 | 20[μ H] | 100[μ H] |
| L_2 | 20[μ H] | 100[μ H] |
| SL_1 | 0.3[μ H] | 0.6[μ H] |
| C_1 | 1[μ F] | 0.33[μ F] |

4.2.3 電源装置筐体構造図

定格 1200[V] 級の IGBT を使用した構造図を図 52 に示す。共通スナバコンデンサの配置を図 53(b) に示すように、IGBT1 モジュールと IGBT2 モジュールともに最短距離で近接する位置 (①=②) とし、IGBT1 電流やスナバコンデンサ電流等の波形を取得する場合は、IGBT1 モジュール上方位置に配置変更できる構造とした。また、各部の電流波形を測定できるよう、カ

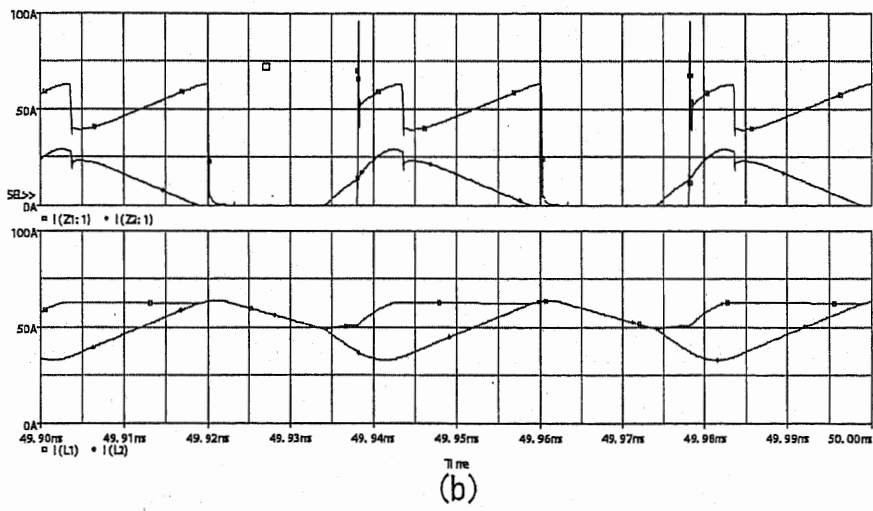
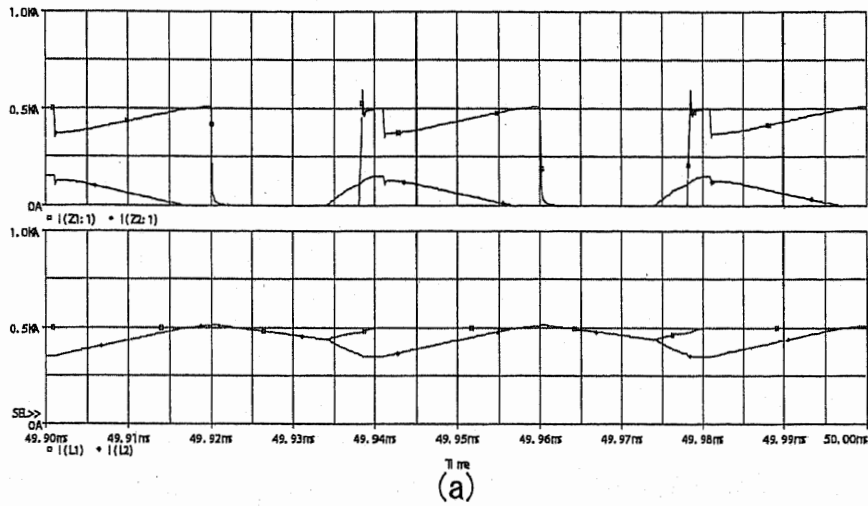


図 51: 実機と 1 / 10 モデルの波形の比較

レントプローブを挿入できるスペースを確保し、リアクトル SL_1 の位置を主アームの上側と下側に配置変更可能構造とした。

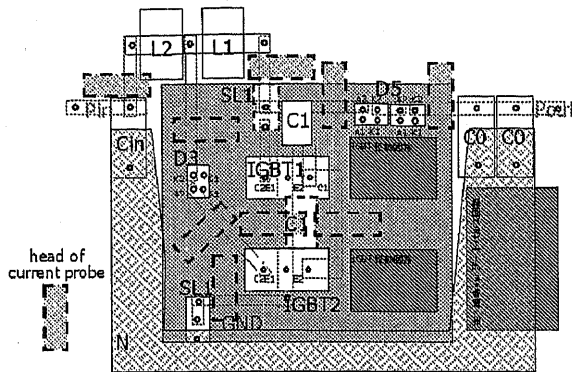


図 52: QRAS 筐体構造図

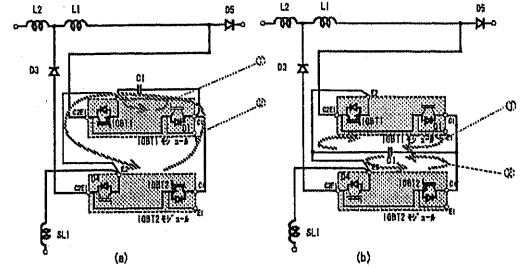


図 53: 共通スナバコンデンサ配置図

4.2.4 基板レイアウト

製作した IGBT 駆動回路基板レイアウトを図 54 に、新設計した主・補助 IGBT 駆動用オンゲートパルス回路基板レイアウトを図 55 に示す。

4.3 試作器 QRAS の試験検証

4.3.1 試験要領

実機の 1/10 の小電力実験にて製作した 1/10 モデル電源の試験検証を行なった。1/10 モデル電源の試験項目を表 9 に、試験要領を表 10 に示す。

4.3.2 回路各部動作波形評価

定格運転を行い、各部回路動作の実測とシミュレーションの比較検証を行った。定格運転においてもスイッチの電圧、電流、主リアクトルの電流、その他回路構成要素の波形はほぼシミュレーションと一致し、試作器 QRAS は正常に動作することを確認した。定格運転時の波形比較の詳細は、論文本文中掲載では、ページが増えすぎるため、付録とした。(付録 A 章を参照) 参考として、図 56 に定格の半分の電圧の時のシミュレーションと実測の波形比較を示す。実測とシミュレーションはほぼ一致している。

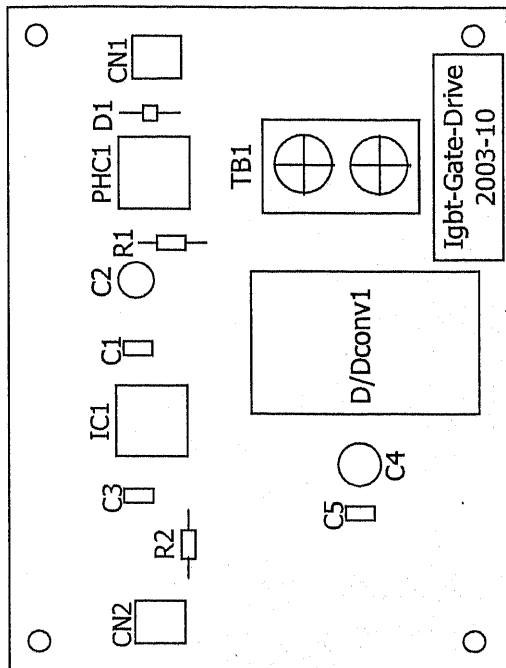


図 54: IGBT 駆動回路基板レイアウト

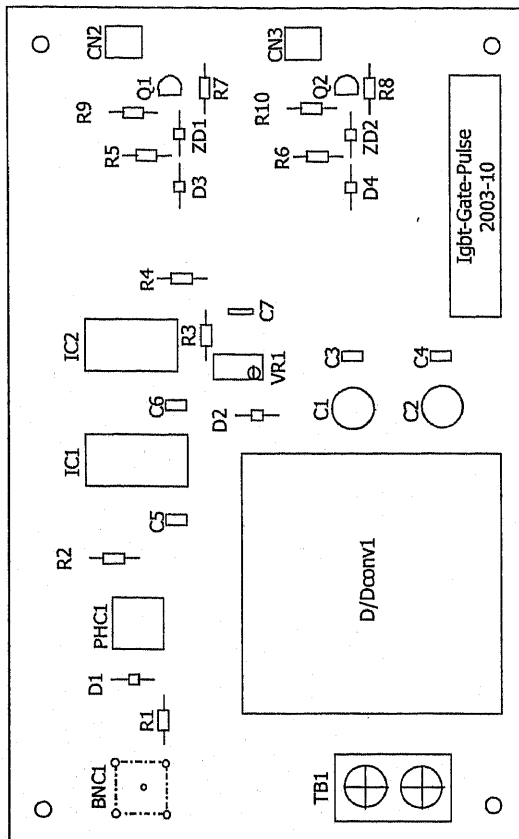
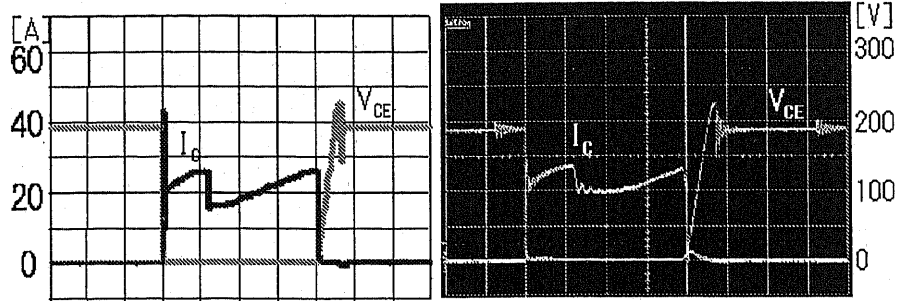


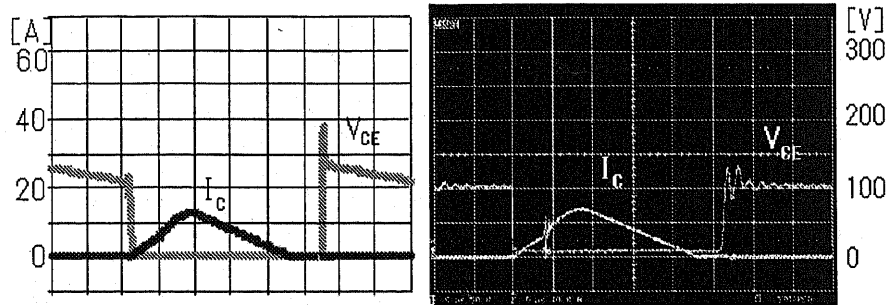
図 55: 主・補助 IGBT 駆動用オンゲートパルス回路基板レイアウト

表 9: 試験項目

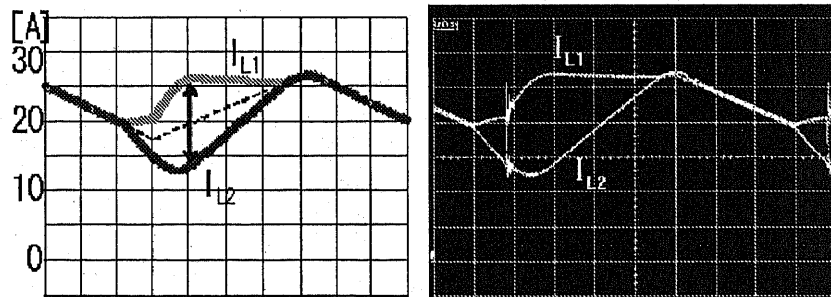
| 試験 No. | 試験項目 |
|--------|----------------------|
| 1 | 構造検査 |
| 2 | 調整 (ゲート基板, 新設計基板検証) |
| 3 | トリガ装置の動作試験 (基板組み合わせ) |
| 4 | 低電圧通電試験 |
| 5 | 出力電圧, 出力電流の測定 |
| 6 | 効率の測定 |
| 7 | 軽負荷試験 |
| 8 | 共振 (安定動作) 外領域試験 |
| 9 | 損失ブレークダウン測定 |



(a) The main switch S_1 voltage and current



(b) The auxiliary switch S_2 voltage and current



(c) The main reactor L_1, L_2 current

図 56: QRAS 回路動作波形の実測と SPICE の比較

表 10: 試験要領

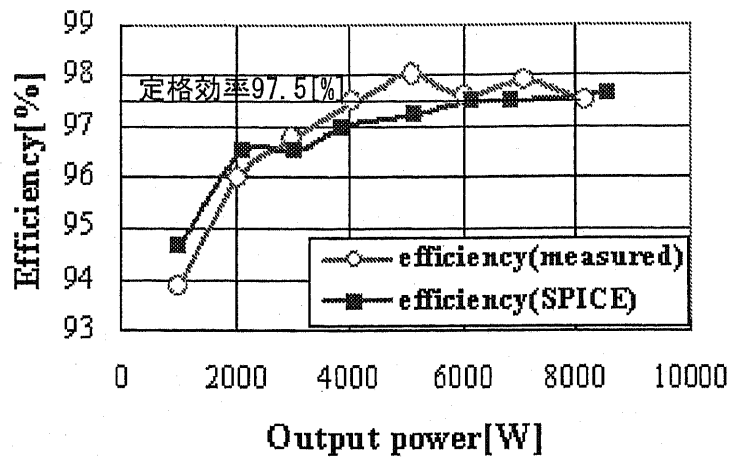
| No. | 試験項目 | 内容 |
|-----|-----------------------|---|
| 5 | 定格試験 | 定格電圧, 定格負荷にて運転し, 各部の動作波形を測定し, 1 / 10 モデル試作器が正常に動作することを確認する。 |
| 6 | 効率の測定 | 出力電力 0[%]~100[%] の範囲で 1 / 10 モデル試作器の効率を測定する。 |
| 7 | 軽負荷試験 | 定格出力電圧において, 出力電力を 1000[W] 負荷抵抗 160[Ω], 500[W] 負荷抵抗 320[Ω] に変化させ 1 / 10 モデル試作器が正常に動作することを確認する。 |
| 8 | 共振 (安定動作) 領域 外動作試験 | デューティを主スイッチがハードスイッチングとなる 20[%] 以下に変化させ, 1 / 10 モデル試作機が正常に動作することを確認する。 |
| 9 | 損失ブレークダウン 測定 | 主・補助スイッチのターンオン損失, オン損失, ターンオフ損失を定格時に測定する。 |

4.3.3 効率評価

図 57 に効率の出力電力に対する特性を示す。これは出力電圧を定格 400[V] 一定に保ち, 負荷抵抗を変化させた時の効率の出力電力に対する特性である。1[kW] から 8[kW] まで 1[kW] ステップで各点 4 回ずつ同一条件で測定し平均をとりプロットしたものである。計測はデジタル (岩通 VOAC7413 確度 0.04[%]), 電流計 (横河 2011 精度 0.1[%]), シャント (横河 2215 精度 0.2[%]) を用いた。読取最大誤差は約 1[%] である。実測効率は SPICE とほぼ一致する傾向を示し, $P_{out}=8$ [kW] 時, 効率 97.48[%](実測), 97.2[%](SPICE) を得た。実測が SPICE より上回っているのは, シミュレーションに使用した SPICE モデルと実験に使用したパワーデバイスが異なるためである。ZMG100Q2YS51-CSC(SPICE モデル, 東芝), PDMB100B12C(実測, 日本インター) を使用した。

4.3.4 定格試験と軽負荷試験

試験検証は, 実験装置定格電圧で行った。入力 200[V], 出力 400[V], $P_{out}=8$ [kW], D は 50[%] になるように設定した。定格出力時の主スイッチ S_1 , および補助スイッチ S_2 の電圧電流波形を図 58, 図 60 に示す。また, 出力 400[V] 時の軽負荷試験結果 $P_{out}=1$ [kW] を図 59, 図 61 に示す。図 60 と図 61 の比較より, 補助スイッチ S_2 の電流は定格負荷時に対し軽負荷時はわずかに減少していることがわかる。一方, 主スイッチ S_1 の電流は, 図 58 と図 59 の比較より, 軽負荷時は当然大きく減少しており, 回路動作原理どおり, 軽負荷時も定格負荷時と同様正常に動作できていることを確認した。



*2004-2-10測定 (注) 岩通VOAC7413, 横河2011
 ・ SPICEモデル: IGBT ZMG100Q2YS51_GSC, 東芝
 ・ 実測: IGBT PDMB100B12C, 1200[V]-100[A], 日本インター

図 57: 効率の出力電力に対する特性

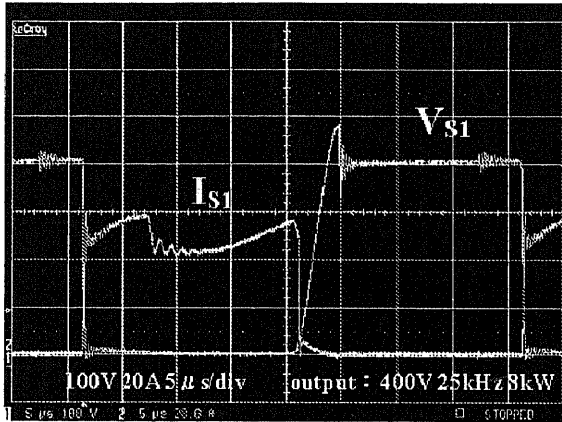


図 58: 主スイッチ S_1 の電圧電流 (定格)

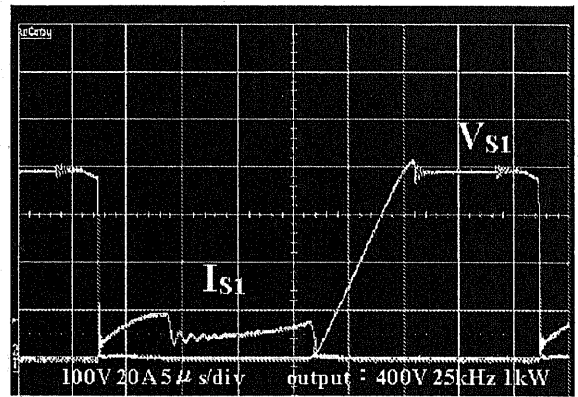


図 59: 主スイッチ S_1 の電圧電流 (軽負荷)

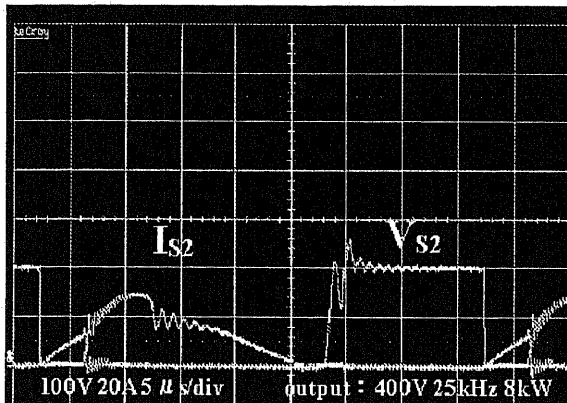


図 60: 補助スイッチ S_2 の電圧電流 (定格)

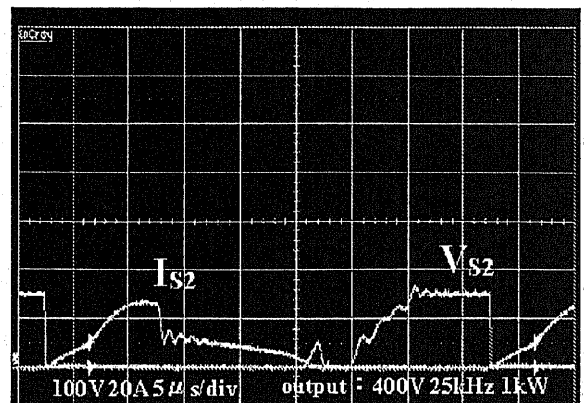


図 61: 補助スイッチ S_2 の電圧電流 (軽負荷)

4.3.5 電流断続モード試験評価

次に、負荷抵抗 R_L をさらに大きくし、電流断続モードとなる条件 $R_L = 480[\Omega]$ での試験結果を図 62 に示す。電流断続モードでは、主リアクトル L_2 の電流はわずかに零区間が生じ、主リアクトル L_1 の電流は数 $[\mu s]$ の零区間が生じる。電流断続モードにおいても回路動作に問題はなく安定に動作することを確認した。

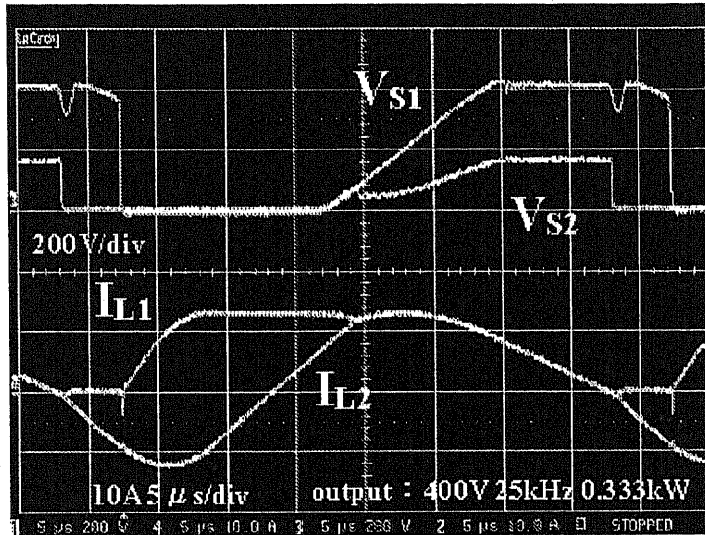


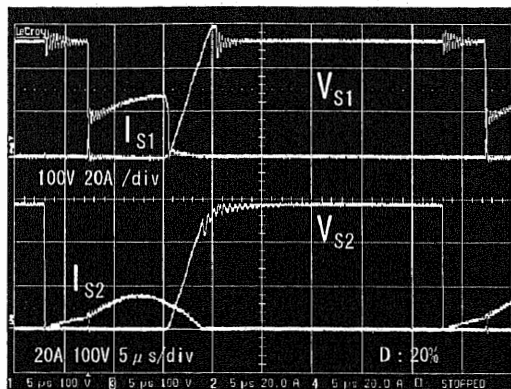
図 62: 電流断続モード試験結果

4.3.6 共振 (安定動作) 領域外動作試験評価

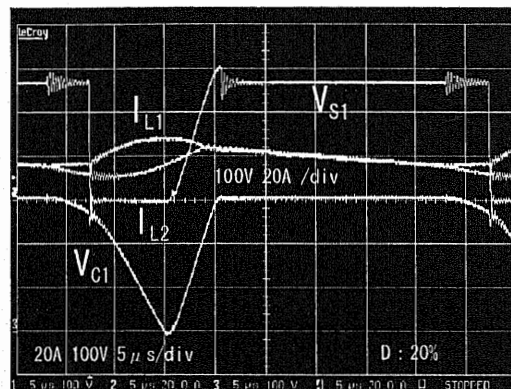
主スイッチが QRAS 回路方式の原理どおり、ソフトスイッチングでターンオフ動作する領域を「共振安定動作領域」と呼ぶ。下記のとおり、定格負荷抵抗において、入力電圧を定格 200[V] まで上昇させ、主スイッチ S_1 がソフトスイッチングで安定して動作する領域を逸脱し、ハードスイッチングへ移行するまでデューティを絞る試験を行った。

- 入力電圧 201.6[V], 出力電圧 264.6[V], デューティ 20[%], 出力電力 3.493k[W], 抵抗負荷 20 $[\Omega]$ にて測定した結果を図 63 に示す。
- 入力電圧 200[V], 出力電圧 229[V], デューティ 11[%], 出力電力 2.61k[W], 抵抗負荷 20 $[\Omega]$ にて測定した結果を図 64 に示す。

共振安定動作領域は、図 64 に示すスナバコンデンサ C_1 の電圧が零となる期間以降がソフトスイッチング領域となり、実測では、デューティ $D = 0.2$ が領域の限界となる。図 64 は $D = 0.11$ の時の波形である。主スイッチや補助スイッチはハードスイッチングになるが、特に問題なくデューティは零まで絞れることを確認した。この共振外動作領域の実測効率は、98.3[%](4 回測

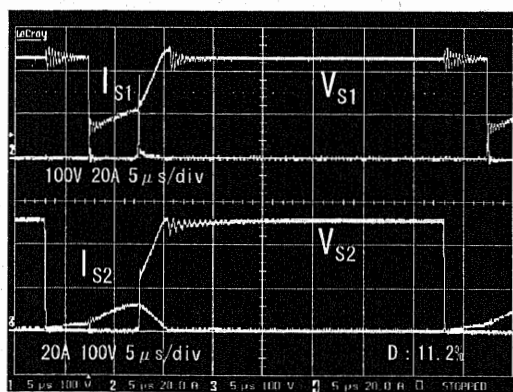


(a)

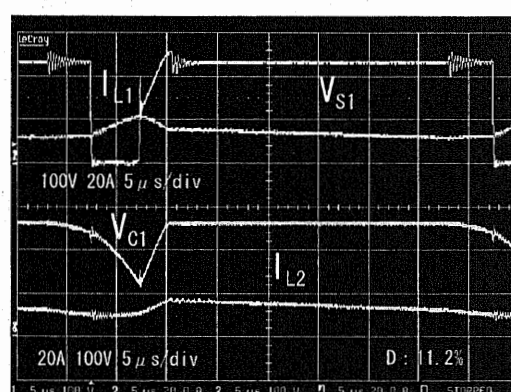


(b)

図 63: (a) 主スイッチ S_1, S_2 および (b) スナバコンデンサ C_1 の電圧 (duty20[%] 時)



(a)



(b)

図 64: (a) 主スイッチ S_1, S_2 および (b) スナバコンデンサ C_1 の電圧 (duty11[%] 時)

定平均, $P_{out}=2.55[\text{kW}]$, $D = 0.11$)であった。効率が図 57 の測定結果 96.5[%] より高い理由は、図 57 の効率測定では、デューティ($D = 0.475$)、出力電圧を 400[V] 一定として負荷抵抗を変化させて測定しているのに対し、共振外動作試験時は、デューティを絞り ($D = 0.11$)、出力電圧 220[V] で測定しているためである。

4.3.7 損失に対する考察

4.3.4 項と同様、定格運転状態にて損失ブレークダウン測定を行い、結果の分析を行った。測定は、差動アンプ(レクロイ社製 DA1855A)とプローブ(レクロイ社製 DXC100A)を使用した高精度測定を行った。主スイッチ S_1 、補助スイッチ S_2 および出力ダイオード D_5 等の各電圧電流、瞬時電力とその積分値 W_{sec} のターンオン・オン状態・ターンオフにおける計算を行った。図 65 および図 66 に結果を示す。主スイッチ S_1 の SPICE モデルのオン状態損は実際より約 130[%] 大きく計算され、逆に、出力ダイオード D_5 や補助ダイオード全体の損失は実際より約 77[%] 小さく計算されている。これは解析に用いた IGBT SPICE モデル(株東芝製 MG100Q2YS51)、ダイオード SPICE モデル(オリジン電気株 USR60P12)と試作器に採用した実際の素子 IGBT(日本インター株製 PDMB100B12C)および実際のダイオード(オリジン電気株 USR100PP12A)の特性の違いによる差が、結果として図 66 に現れていると推定できる。

| QRAS-loss factor | SPICE[W] | Measured by breakdown[W] |
|------------------|----------|--------------------------|
| Switch S_1 | 57.5 | 75.5 |
| Switch S_2 | 14.3 | 12.1 |
| Diode D_1 | 11.5 | 11.5 |
| Diode D_2 | 13.1 | 18.4 |
| Diode D_4 | 0.2 | 0.2 |
| Diode D_5 | 72.8 | 105.9 |
| Reactor L_1 | 24.5 | 24.5 |
| Reactor L_2 | 24.5 | 24.5 |
| Reactor SL_1 | 0.96 | 0.96 |
| Total loss | 219.4 | 273.6 |

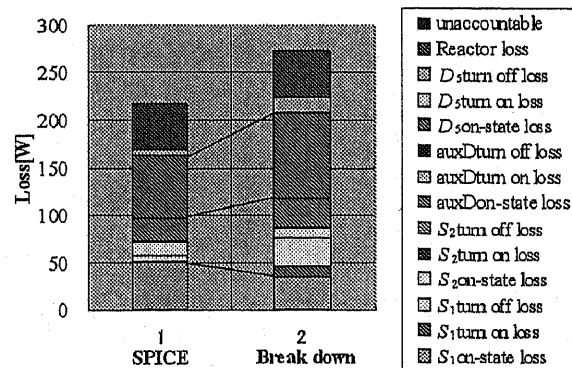


図 65: 損失ブレークダウン

図 66: 損失内訳

4.3.8 試験全体評価

8[kW] 試作器 QRAS の評価をまとめると、以下の通りである。

- (1) 定格運転において、正常に動作することを確認した。
- (2) 定格電圧での軽負荷試験においても、正常に動作することを確認した。
- (3) ソフトスイッチング動作領域を「共振安定動作領域」と呼ぶ。

定格負荷、定格入力電圧 200[V] で、共振安定動作領域を逸脱しても、動作に問題はない。

以上の試験結果から、回路方式として性能上問題ないことを確認した。

4.4 まとめ

本章では、新QRAS回路方式を提案し、試作器による試験検証を行なった。定格試験、効率の測定、軽負荷試験、共振(安定動作)領域外動作試験、損失ブレークダウン測定を行なった。試験結果は、良好(定格効率97.5[%])、回路方式として性能上問題ないことを確認した。これより、大電力に適したソフトスイッチング回路方式QRASを確立し、高周波、高効率で運転可能な変換装置を実現できることを示した。

第 5 章

大電力チョッパSAZZの提案および試作試験 評価

第 4 章では QRAS チョッパが定格電圧で正常に動作し回路方式として動作上問題ないことを報告した。本章では、効率をさらに向上させる可能性を研究し、QRAS を見直したスナバ補助 ZVZCT チョッパ回路 (Snubber Assisted Zero Voltage and Zero Current Transition chopper : SAZZ) を新たに提案する。そして、回路動作や特長などについて述べ、さらに、シミュレーションによる QRAS との比較、実際に、試作した 100[kHz], 8[kW]SAZZ チョッパの試験検証評価について述べる。

5.1 提案する大電力チョッパSAZZ

提案するスナバ補助 ZVZCT チョッパ回路 (Snubber Assisted Zero Voltage and Zero Current Transition chopper : SAZZ) の主な改良点および特長は下記である。

1. ダイオード D_3 , D_4 の削除
2. 補助スイッチ S_2 に逆阻止 IGBT を採用
3. リアクトル SL_1 の削除
4. ターンオンの ZCS から ZVZCT スイッチングへの変更
5. 出力ダイオード D_5 に、逆回復過電圧が全く生じない
6. リアクトル SL_1 の削除により、スナバコンデンサのクランプ電圧も大幅に低減

5.1.1 回路構成

図 67 に、スナバ補助 ZVZCT チョッパ回路 (Snubber Assisted Zero Voltage and Zero Current Transition chopper : SAZZ) を示す。 E_1 は入力電源、 L_1 , L_2 は 2 分割した等価的に 1 個の主リ

アクトル、 D_5 は出力ダイオードである。このSAZZは、QRASを見直し、部品点数を低減すべく、補助スイッチ S_2 に逆阻止 IGBT を用いることにより、QRAS で必要であった回生ダイオード D_3 を削除した簡単な構成となっている。基本スイッチ回路は2個のスイッチ S_1 、 S_2 、1個のスナバダイオード D_1 、1個のスナバコンデンサ C_2 から成る。QRAS ではリアクトル SL_1 による主スイッチ S_1 のZCS(Zero Current Switching)を補助スイッチ S_2 によるスナバコンデンサ C_2 の回生共振現象を利用したZVT(Zero Voltage Transition)によりリアクトル SL_1 の削除を実現した。さらに、リアクトル SL_1 を削除できたので、従来方式ではハードスイッチングとほぼ同程度に発生していたスナバコンデンサ C_2 のクランプ電圧も大幅に低減できる。さらに、補助スイッチ S_2 によるZVTにより、主スイッチ S_1 のターンオン時の出力ダイオード D_5 の逆回復による過電流過電圧は皆無となり、従来発生していた出力ダイオード D_5 の逆スパイク電圧も全く発生しないという利点がある。

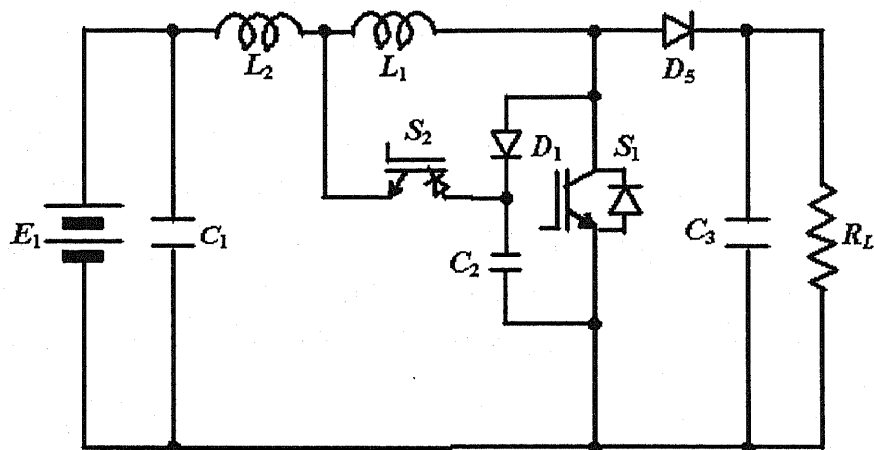


図 67: スナバ補助 ZVTZCS チョップパ (SAZZ) 回路

5.1.2 基本動作原理

回路動作は、以下、図 68、図 69 を参照して説明する。

【Mode1】

t_2 の時点で補助スイッチ S_2 がオン、出力ダイオード D_5 のキャリア消滅のモードが始まる。この瞬間、補助スイッチ S_2 は、電流零からのオンとなり、ソフトスイッチングでターンオンする。この間、スナバコンデンサ C_2 の電圧は放電せず一定電圧を維持する。補助スイッチの電流が増加し、ほぼ負荷電流に達した時点から出力ダイオード D_5 のキャリアが消滅し、逆回復してオフ状態となることで、このモードは終了する (mode1, 図 69(a))。

【Mode2】

t_1 の時点において、出力ダイオード D_5 がオフ、スナバコンデンサ C_2 の電圧 V_{C2} は正弦波状に共振を起こし正から零へと向かう (mode2, 図 69(b))。

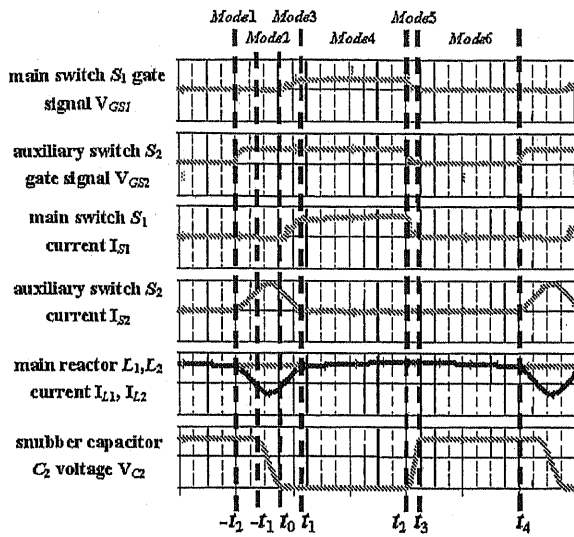


図 68: SAZZ の基本動作波形

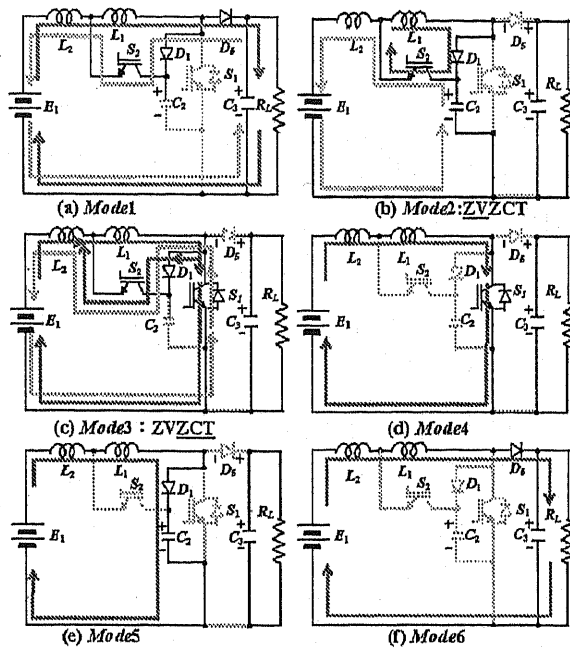


図 69: SAZZ の 6 動作モード

【Mode3】

スナバコンデンサ C_2 に蓄積していた電荷がすべて放電し、電圧 V_{C2} が零電圧となる時点 t_0 において、主スイッチ S_1 がオン、共振回生電流は、主スイッチ S_1 の主電流を打ち消す方向に通流する。この時、主スイッチ S_1 は電圧零からのターンオンとなる。リアクトル L_2 へ Mode1 および Mode2 の期間中に蓄えられた回生エネルギーは、負の電流源として主スイッチ S_1 の電流を相殺しつつ、補助スイッチ S_2 を介して入力電源へと回生され、ほぼ直線状に減少し零となる (mode3, 図 69(c))。

【Mode4】

t_1 において、リアクトル L_2 の回生電流が減少し零となり、ダイオード D_1 がオフ、リアクトル L_1 および L_2 の電流は、主スイッチ S_1 を介して、再び、直線状に増加に向かう (mode4, 図 69(d))。

【Mode5】

t_2 で、主スイッチ S_1 ・補助スイッチ S_2 が同時にオフされる。この時、主・補助スイッチともスナバコンデンサ C_2 による零電圧からのターンオフとなり、ソフトスイッチングでオフする (mode5, 図 69(e))。

【Mode6】

t_3 で、出力ダイオード D_5 がオンし、リアクトル L_1, L_2 に蓄えられたエネルギーが負荷へ供給される。 t_4 で補助スイッチ S_2 が再びオンし、Mode1 より次サイクルが開始される (mode6, 図 69(f))。

以上のように、主・補助スイッチともソフトスイッチングで動作し、出力ダイオード D_5 の逆回復電流による過電流、過電圧が生じない利点がある。

5.2 シミュレーション

提案のSAZZについて、OrCAD R10 PSpiceを用いてシミュレーションを行い、QRASとの比較を行った。QRASは、 $L_1 = L_2 = 100[\mu\text{H}]$ 、 $C_2 = 0.33[\mu\text{F}]$ 、 $SL_1 = 0.6[\mu\text{H}]$ 、SAZZは、 $L_1 = 192[\mu\text{H}]$ 、 $L_2 = 8[\mu\text{H}]$ 、 $C_2 = 0.05[\mu\text{F}]$ と定め、表11のシミュレーション条件の下で解析を行い比較した。

5.2.1 SAZZとQRASの比較

QRASとSAZZの回路動作波形の比較をOrcad-R10 PSPICEにてシミュレーション解析した結果を図70～図75に示す。

表 11: シミュレーション条件

| | |
|------------|------------------------------|
| 出力 | 400[V], 8[kW] |
| 入力 | 200[V] |
| 動作周波数 | 25[kHz] |
| デューティ | 0.5 相当 |
| 負荷 | 抵抗負荷 20[Ω] |
| 補助 sw-主 sw | 3.5[μs](SAZZ), 4.0[μs](QRAS) |

シミュレーション解析から、下記の点が明らかになった。

1. QRASでは、主スイッチ S_1 のターンオンは、図70に示すように、リアクトル SL_1 による零電流スイッチング(ZCS: Zero-Current Switching)を行っていたが、SAZZでは、図71に示すように、スナバコンデンサ C_2 の回生共振現象を利用したZVZCT(Zero Voltage and Zero Current Transition)動作を達成できている。このZVZCT動作により、リアクトル SL_1 の削除を実現した。
2. この主スイッチ S_1 のターンオンのZCSからZVZCTへの変更により、リアクトル SL_1 を削除できたので、図70と図71の比較からわかるように、QRASで発生していたスナバコンデンサのクランプ電圧も、SAZZでは大幅に低減できることがわかる。
3. 補助スイッチ S_2 は、図72と図73の比較から、補助スイッチの共振電流の通電領域が、主スイッチのターンオン期間に集中していることから、広範囲で、ZCSターンオフが可能であるため、ダイオード D_4 の削除を行った。

4. 図 74 と図 75 の比較から, QRAS では, 図 74 に示すように, 主スイッチ S_1 のターンオン時に出力ダイオード D_5 の逆回復による逆スパイク電圧が過電圧として, 約 $1.0k[V]$ 発生していたが, SAZZ ではこの D_5 の逆スパイク電圧が全く発生しないことがシミュレーション解析で明らかになった。

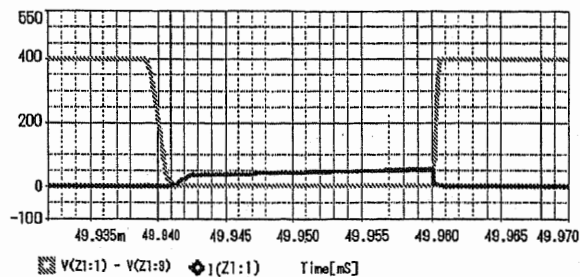
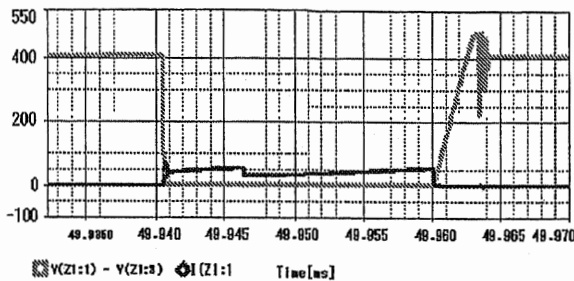


図 70: 主スイッチ S_1 の電圧電流 (QRAS-8[kV]-25[kHz]) 図 71: 主スイッチ S_1 の電圧電流 (SAZZ-8[kW]-25[kHz])

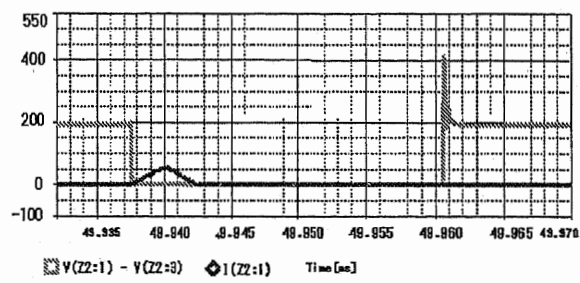
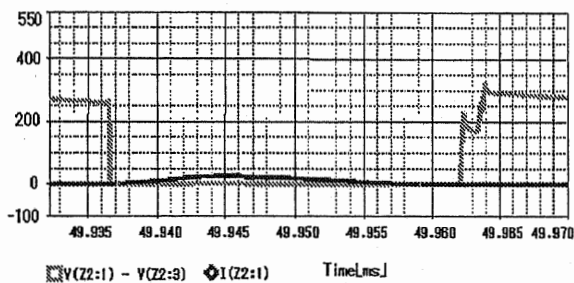


図 72: 補助スイッチ S_2 の電圧電流 (QRAS-8[kW]-25[kHz]) 図 73: 補助スイッチ S_2 の電圧電流 (SAZZ-8[kW]-25[kHz])

5.2.2 各方式効率比較

図 76 に, 従来の研究成果との比較として, 各方式に対する実測効率および Orcad-R10 PSPICE による計算効率をまとめた。8[kW] での計算効率を比較すると, 97.8[%](QRAS-SPICE), 98.4[%](SAZZ-SPICE) を得ている。

5.3 一次試作器の製作と先行試験

5.2 節のシミュレーションの結果を一次試作器による先行実験により検証した。一次試作器の定格および回路パラメータは, $V_{out}=200[V]$, $P_{out}=2[kW]$, $f_s=25[kHz]$, $C_2=0.33[\mu F]$, $L_1=2[\mu H]$, $L_2=500[\mu H]$ である。図 78 にこの装置外観を示す。

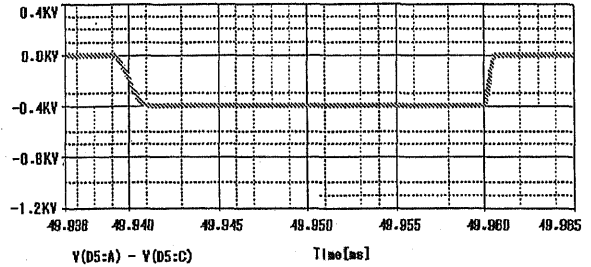
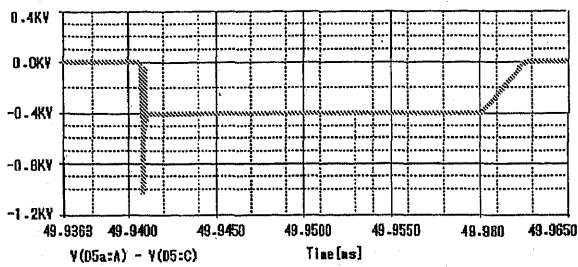


図 74: 出力ダイオード D_5 の電圧電流 (QRAS-8[kW]-25[kHz])
 図 75: 出力ダイオード D_5 の電圧電流 (SAZZ-8[kW]-25[kHz])

| Condition compared: 25k[Hz] 8k[W] | C-Bridge Test result (measured) | QRAS Test result (measured) | QRAS SPICE ($C_2=0.33[\mu\text{F}]$) | SAZZ SPICE ($C_2=0.05[\mu\text{F}]$) |
|---|---------------------------------------|-----------------------------------|--|--|
| Input power [W] | 7744 | 8370 | 8345 | 8038 |
| Output power [W] | 7440 | 8160 | 8160 | 7912 |
| Efficiency[%] | 95.9 | 97.5 | 97.8 | 98.4 |
| Total loss[W] | 304 | 210 | 185 | 126 |

図 76: 各方式の効率のまとめ

5.3.1 一次試作器の仕様

図 77 に一次試作器の仕様, 図 78 にその外観を示す。

| | |
|--------|--------------------------------|
| 出力 | $V_o=200[V]$, $P_{out}=2[kW]$ |
| 主・補助素子 | 50MT060WH, 600[V], 50[A] |
| 動作周波数 | 25[kHz] |
| 回路方式 | SAZZ |
| 制御 | パルス幅制御 |
| 冷却方式 | 自冷 |

図 77: 一次試作器の仕様

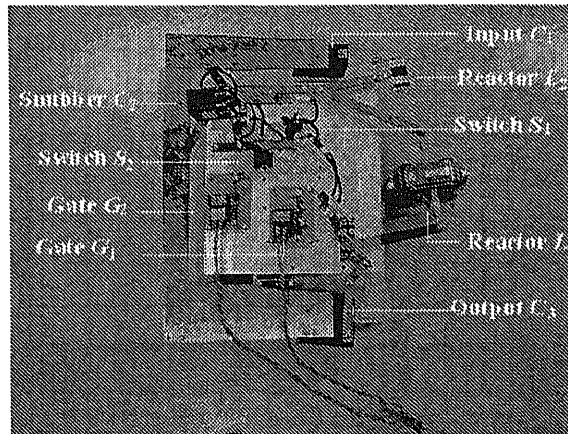


図 78: 一次試作器 SAZZ 外観

5.3.2 動作確認実験結果

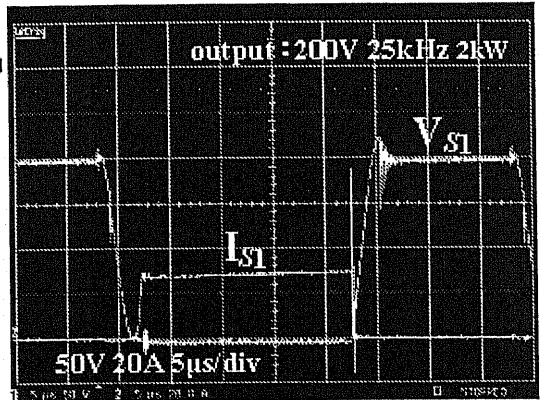
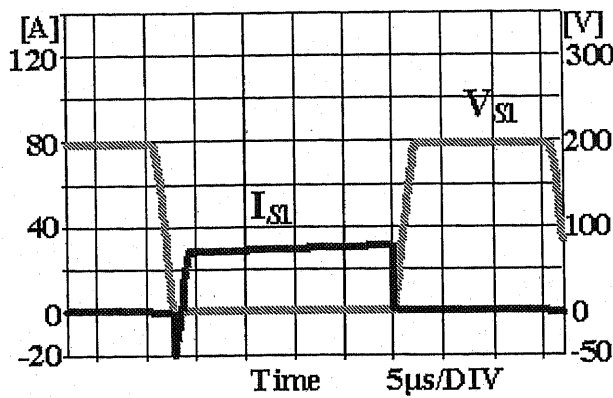
一次試作器による各部回路動作の実測とシミュレーションの比較検証を行った。図 79 に一次試作器における実測とシミュレーションの比較を示す。スイッチの電圧, 電流, 主リアクトルの電流ともにほぼシミュレーションと一致し, 一次試作器 SAZZ は, 正常に動作することを確認した。

5.4 100[kHz]-8[kW] 二次試作器の設計・製作

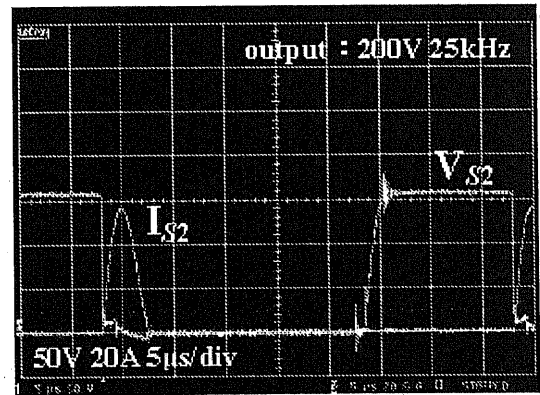
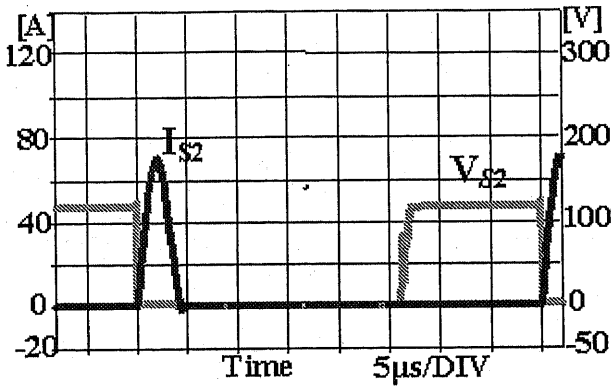
前節 5.3 において, 一次試作器による動作試験に問題がないことがわかり, 100[kHz]-8[kW] 二次試作器を製作した。本節では, 実際に試作した二次試作器の設計, 製作および試験検証について論じる。

5.4.1 基本仕様

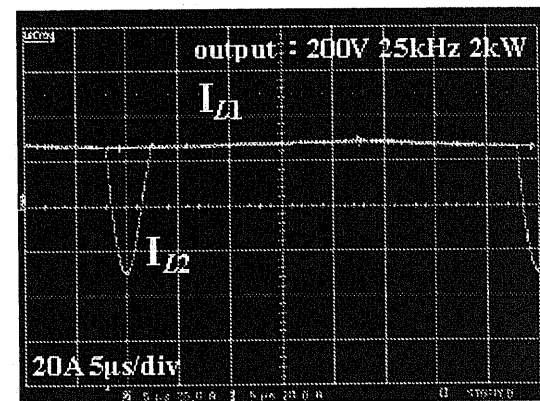
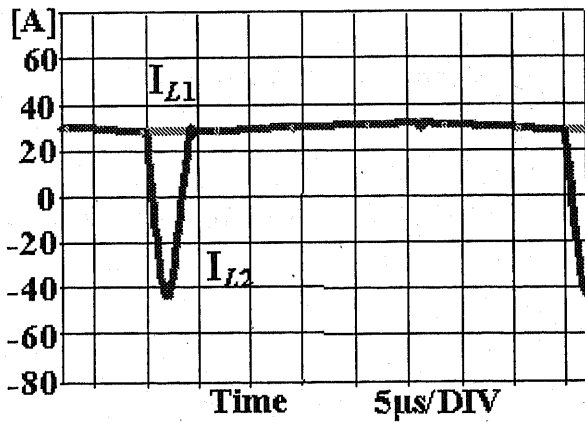
図 80 に二次試作器の基本仕様, 表 12 に回路定数を示す。QRAS と同容量の 8[kW], 4 倍の高周波化した 100[kHz] で製作した。



(a) The main switch S_1 voltage and current



(b) The auxiliary switch S_2 voltage and current



(c) The main reactor L_1, L_2 current

図 79: 各部動作波形の比較 (Spice と実測, SAZZ-2[kW]-25[kHz])

5.4.2 シミュレーション

製作した2次試作器(1/10モデル電源装置)を抵抗負荷にて試験を行い、装置の機能を検証するため、回路定数は実機を模擬する波形が得られるよう最適値を選定した。回路定数を表12に示す。図81にシミュレーション波形出力結果を示す。

表 12: 回路定数

| デバイス No. | 回路定数 |
|----------|----------------|
| L_1 | 48[μ H] |
| L_2 | 2[μ H] |
| C_1 | 100[μ F] |
| C_2 | 0.05[μ F] |
| C_3 | 200[μ F] |

| | |
|-----------|--|
| 入力定格 | 200[V], 3 Φ , 50[Hz], 10[kVA] |
| 出力定格 | 400[V], 20[A], 8[kW] |
| 使用デバイス | S ₁ , S ₂ : 50MT060WH V _{CE(S)} =600[V], I _c =50[A], 動作周波数: 20[kHz](ハードスイッチング), 200[kHz](共振モード) D ₅ : CSD20060D V _{RRM} =600[V], I _{F(AV)} =20[A] |
| 回路方式 | S A Z Z |
| スイッチング周波数 | 100[kHz] |
| デューティ | 0.35~0.5(定格)~0.7 |
| 負荷 | 抵抗負荷 20[Ω] |

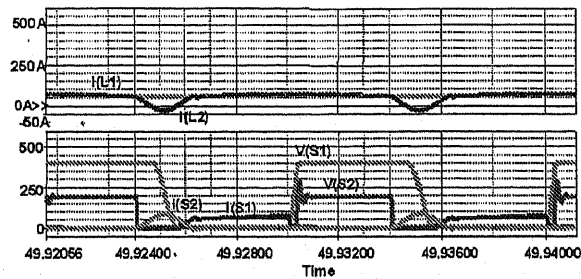


図 81: SAZZ 1/10モデルのシミュレーション波形 (8[kW])

図 80: 基本仕様

5.4.3 電源装置筐体構造図

定格 600[V] 級, 動作周波数 20[kHz](ハードスイッチング), 200[kHz](共振モード)のIGBTを使用した構造図を図82に示す。8[kW]の小電力試験運転を行なって、SAZZ方式の動作検証のための各部波形が測定できる構造とし、カレントプローブを挿入できるスペースを確保した。

5.4.4 主回路配線

白銅社製厚さ2[mm]のタフピッチ銅ブスバーもよる配線組み立てとした。

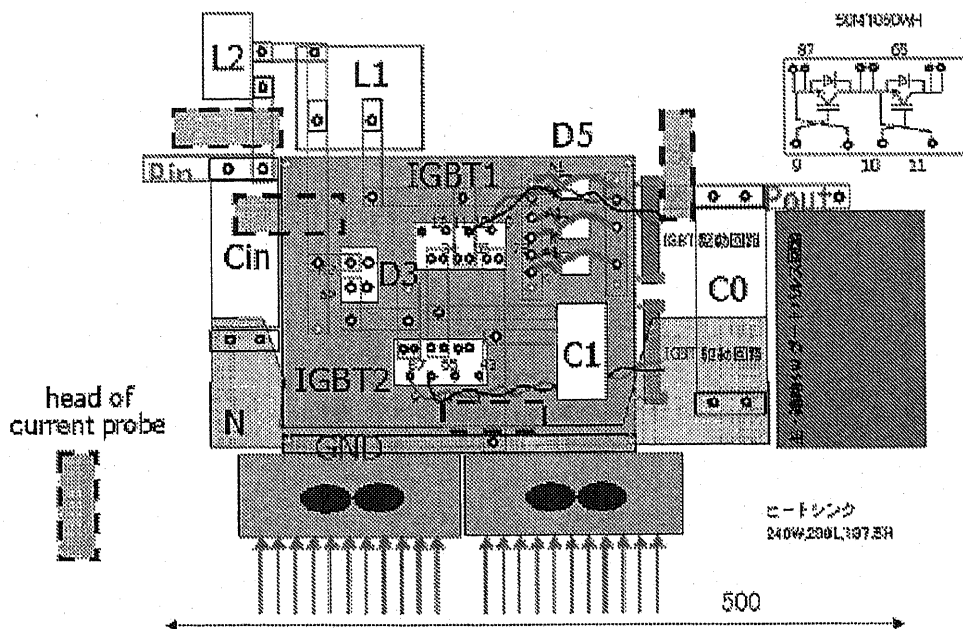


図 82: SAZZ 筐体構造図

5.4.5 スナバコンデンサ

岡谷産業㈱製 XC215 の定格を図 83 に示す。現在、市販の高周波部品は、25[kHz] が主流であり、100[kHz] 用は特注となる。岡谷産業㈱との打ち合わせを月 1 回程度実施し、特注した。100[kHz] 用に製作した IGBT 用スナバコンデンサの静電容量、 $\tan\delta$ 、共振インピーダンスと位相の周波数特性を図 84～図 86 に示す。この特性から、スナバコンデンサの損失 P_D [W] を計算すると、下式となる。

$$\begin{aligned}
 P_D &= 2\pi f \cdot C \cdot V_f^2 \cdot \tan\delta \\
 &= 2\pi 100[\text{k}] \cdot 0.05[\mu\text{F}] \cdot (500)^2 \cdot 0.000363 \\
 &= 2.85[\text{W}]
 \end{aligned}
 \tag{5-1}$$

5.4.6 熱設計

試作器各部の損失ブレークダウンを計算し、各素子が許容温度以下となるよう最も許容温度限界に近い温度上昇が生じる主スイッチ S_1 の限界を考慮し、10k[W] 出力を想定し、ヒートシンクを選定した。図 87 に主スイッチ S_1 の損失計算結果、図 88 に主スイッチ S_1 の損失ブレークダウン、図 89 に損失内訳を示す。下記に SAZZ 試作器を構成する主な用品の熱設計のポイントを記す。計算に用いた SPICE モデルは、IGBT に ZMG100Q2YS51_CSC(SPICE モデル、東芝) をダイオードに DUSR60P12_CSC(SPICE モデル、オリジン) を使用した。

| | |
|---------|---------------------|
| 型式 | XC215 |
| 定格容量 | 0.5[μ F] |
| 定格電圧 | 800[V] |
| 定格実効電流 | 33[A] |
| 自己共振周波数 | XC215A : 約 4[MHz] |
| 自己共振周波数 | XC215B : 約 2.5[MHz] |

図 83: スナバコンデンサ XC215 定格

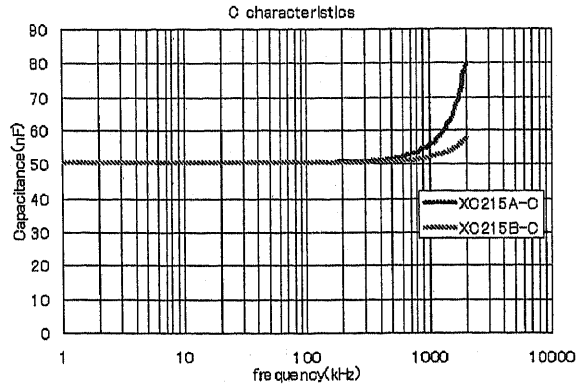


図 84: スナバコンデンサ静電容量の周波数特性 - 1

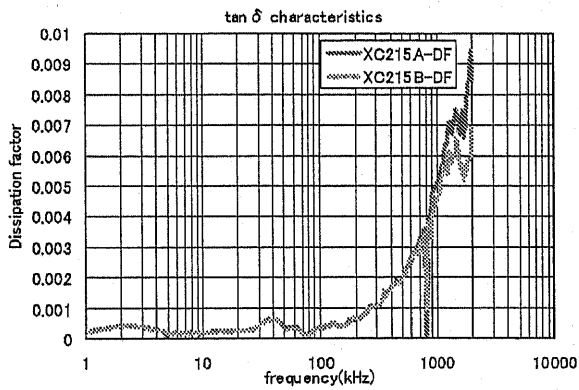


図 85: スナバコンデンサ $\tan\delta$ の周波数特性 - 2

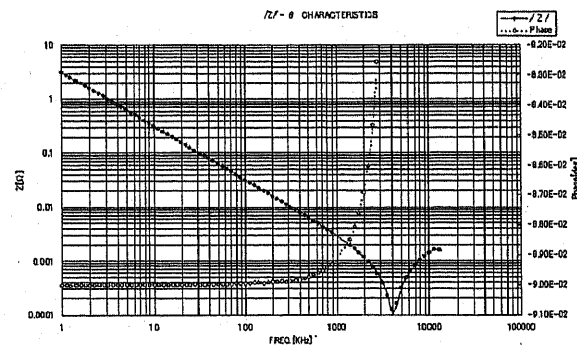


図 86: スナバコンデンサ共振インピーダンスと位相の周波数特性 - 3

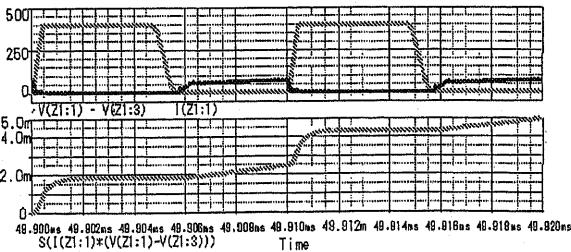


図 87: 主スイッチ S_1 損失計算結果

| デバイス | 損失内訳 | 読み [mJ] | 換算値 [W] |
|-------|-------|---------|---------|
| S_1 | ターンオン | 0 | 0 |
| | オン状態 | 0.67 | 67 |
| | ターンオフ | 1.82 | 182 |
| | 合計 | 2.49 | 249 |

図 88: 主スイッチ S_1 の損失ブレイクダウン

| SAZZ 損失要因 | SPICE[W] | 入出力電力・リアクトル損失計算値[W] |
|-------------|----------|---------------------|
| スイッチ S_1 | 249 | |
| スイッチ S_2 | 33.5 | |
| ダイオード D_1 | 19.2 | |
| ダイオード D_3 | 25 | |
| ダイオード D_5 | 50 | |
| リアクトル L_1 | | 26.5 |
| リアクトル L_2 | | 5.2 |
| 入力電力 | | 10320 |
| 出力電力 | | 9955 |
| 計 | 376.7 | 365 |

図 89: 損失内訳

(1) 主スイッチ S_1

定格動作時, スイッチング損失は, 1 素子あたり 182[W](計算値), 導通損は, 1 素子あたり 67[W](計算値), TOTAL 249[W]。ジャンクション-ケース間熱抵抗 $\theta_{j-c} = 0.38[^\circ\text{C}/\text{W}]$, ヒートシンクの温度上昇 ΔT_{H1} とおくと, 8[kW] 運転時の主スイッチ S_1 のジャンクション温度 T_j は, 周囲温度 $30[^\circ\text{C}]$ (夏場) の時, 10[kW] 出力想定 8[kW] 実験条件および高速スイッチングデバイスによるターンオフ損失の減少を考慮した余裕係数 $K_p = 0.8$ とおくと,

$$\begin{aligned} T_j &= 30[^\circ\text{C}] + \Delta T_{H1} + 0.38[^\circ\text{C}/\text{W}] \cdot 249[\text{W}] \cdot K_p \\ &= 124[^\circ\text{C}] < 150[^\circ\text{C}] \end{aligned} \quad (5-2)$$

(2) ヒートシンク

SPICE による計算から, 出力電力 = 9.955[kW]

入力電力 = 10.32[kW]

損失 = 365[W]

接合部・ケース間の接触熱抵抗を $0.02[^\circ\text{C}/\text{W}]$ と仮定, ヒートシンクの熱抵抗を $0.03[^\circ\text{C}/\text{W}]$ (at 平均風速 $2.0[\text{m}/\text{s}]$) とすると,

$$\begin{aligned} \Delta T_{H1} &= (0.02 + 0.03)[^\circ\text{C}/\text{W}] \cdot 365[\text{W}] \\ &= 18.25[^\circ\text{C}] \end{aligned} \quad (5-3)$$

5.4.7 補助スイッチの電流定格と LC 定数の関係

補助スイッチの電流と動作モードを図 90 に示す。補助スイッチのターンオン損失 P_1 は, リアクトル L_2 に依存し, 補助スイッチの導通損失 P_2 は, リアクトル L_2 とスナバコンデンサ C_1 に依存する。また, 主スイッチのターンオフ損失 P_3 は, スナバコンデンサ C_1 に依存する。 L_2

→大にすると、 $P_1 \rightarrow$ 小、 $P_2 \rightarrow$ 大、 $C_1 \rightarrow$ 小にすると、 $P_2 \rightarrow$ 小、 $P_3 \rightarrow$ 大となるので、 L_2 、 C_1 を $P_1 + P_2 + P_3$ が最小となるように決める必要がある。

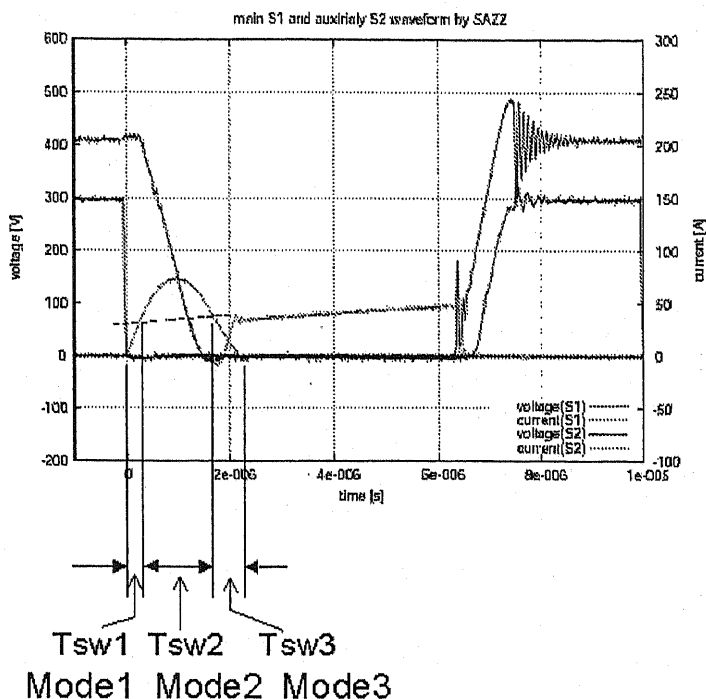


図 90: 補助スイッチの電流波形と動作モード

5.5 100[kHz]-8[kW] 二次試作器の試験検証

図 91 に示す実験装置配線系統図の実験回路において、製作した 100[kHz]-8[kW] SAZZ の試験を行なった。図 92 に、製作した 100[kHz]-8[kW] SAZZ の装置外観を示す。

5.5.1 回路各部動作波形評価

定格運転を行い、各部回路動作の実測とシミュレーションの比較検証を行った。定格運転においてもスイッチの電圧、電流、主リアクトルの電流、その他回路構成要素の波形はほぼシミュレーションと一致し、試作器 QRAS は正常に動作することを確認した。波形比較の詳細は、論文本文中掲載では、ページが増えすぎるため、付録とした。(付録 B 章を参照)

5.5.2 効率評価

図 93 に効率測定結果を示す。1[kW] から 8[kW] まで 1 [kW] ステップ毎に、同一条件下で、各々 6 回測定し、最大値と最小値を削除し、データの揃った残りの 4 個の平均をとる統計的データ処理を行ってプロットした。効率は、定格出力、 $P_{OUT} = 8[kW]$ 時、効率 98.1[%] を得、SAZZ

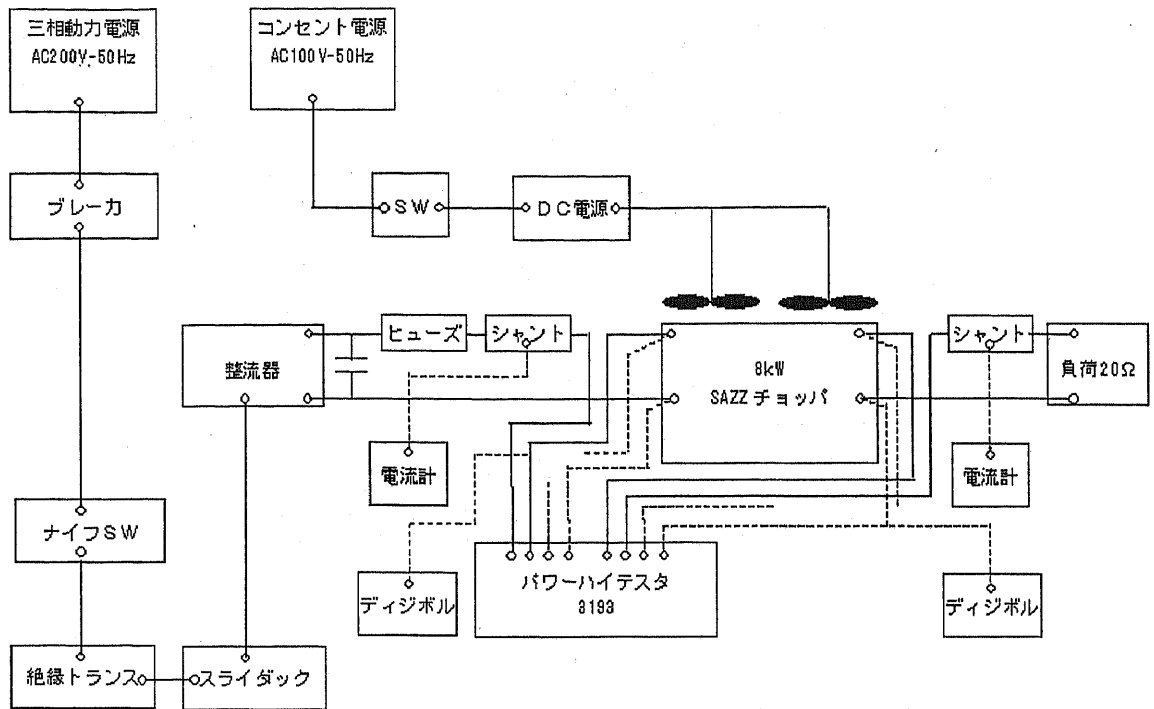


図 91: 100[kHz]-8[kW] SAZZ 実験装置配線系統図

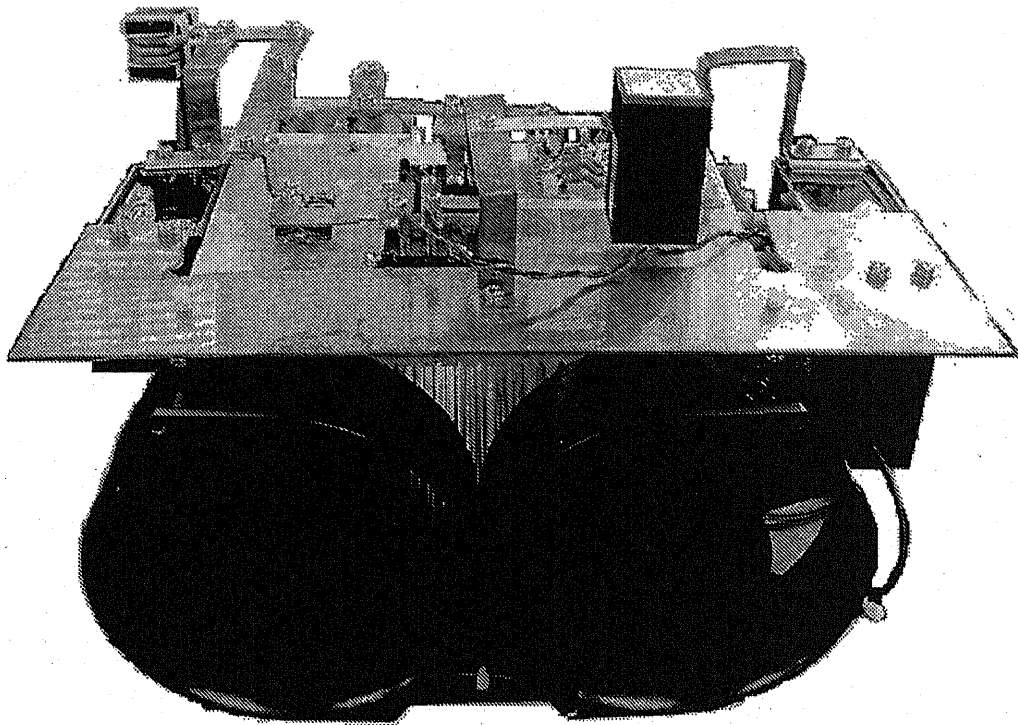


図 92: 製作した 100[kHz]-8[kW] SAZZ の外観

は、100[kHz]，8[kW]の高周波大電力においても、高効率に動作することを確認検証した。また、参考データとして、デモ機パワーメータ(電力測定器：日置3193パワーハイテスタ)とパソコン連携入出力電力同時演算10秒平均設定で、97.1[%](2005-10-2測定)であった。

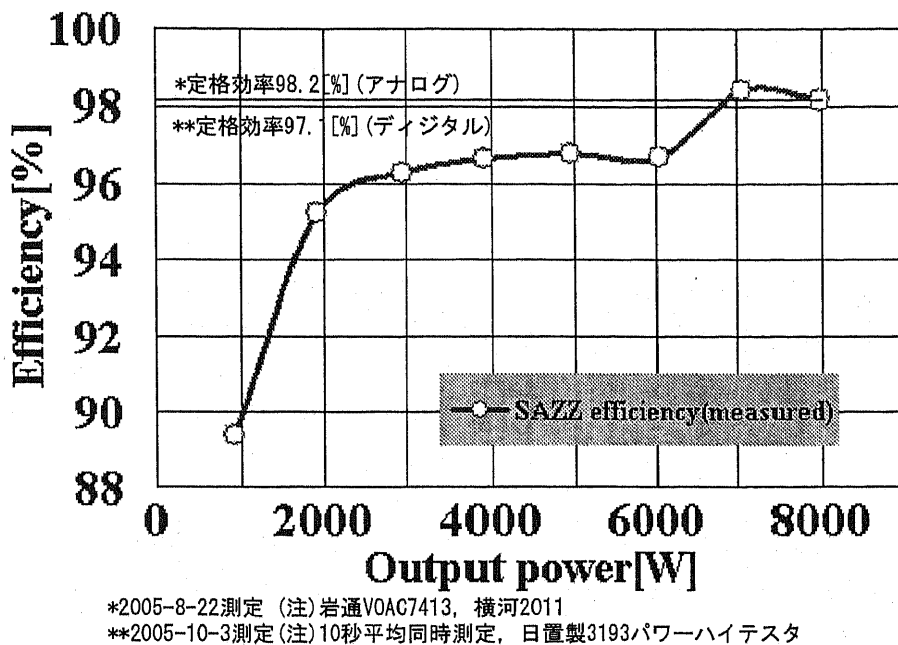


図 93: 100k[Hz]-8k[W] SAZZ の出力電力に対する効率 (実測)

5.5.3 定格試験と軽負荷試験評価

特に、問題なし。詳細は、論文本文中掲載では、頁数が増えすぎるため、付録とした。(付録C章を参照)

5.6 6基本コンバータへの応用

SAZZの基本動作原理は、昇圧チョップ以外の6基本コンバータへも拡張して適用が可能である。図94に6基本コンバータへの適用例を示す。6基本コンバータいずれも主リアクトルを分割し、補助スイッチを介して、全ての素子がソフトスイッチングで動作し、スナバエネルギーの回生が可能である。図94(a), (b), (c), (d), (f)に示す基本回路は、正常に回路動作することをシミュレーションにより確認している。このことから、(e)も動作可能と考えられる。また、2組以上の基本回路を選択し組み合わせ、新たな機能のソフトスイッチングを行なうコンバータとして構成することも可能である。例えば、(a)降圧+(b)昇圧を組み合わせ、順方向昇圧+逆方向降圧双方向チョップを実現することもできる。以下、このような考え方で、考案した新回路を2例、順方向昇圧逆方向降圧SAZZチョップおよび双方向昇降圧SAZZチョップを例にあげて説明する。

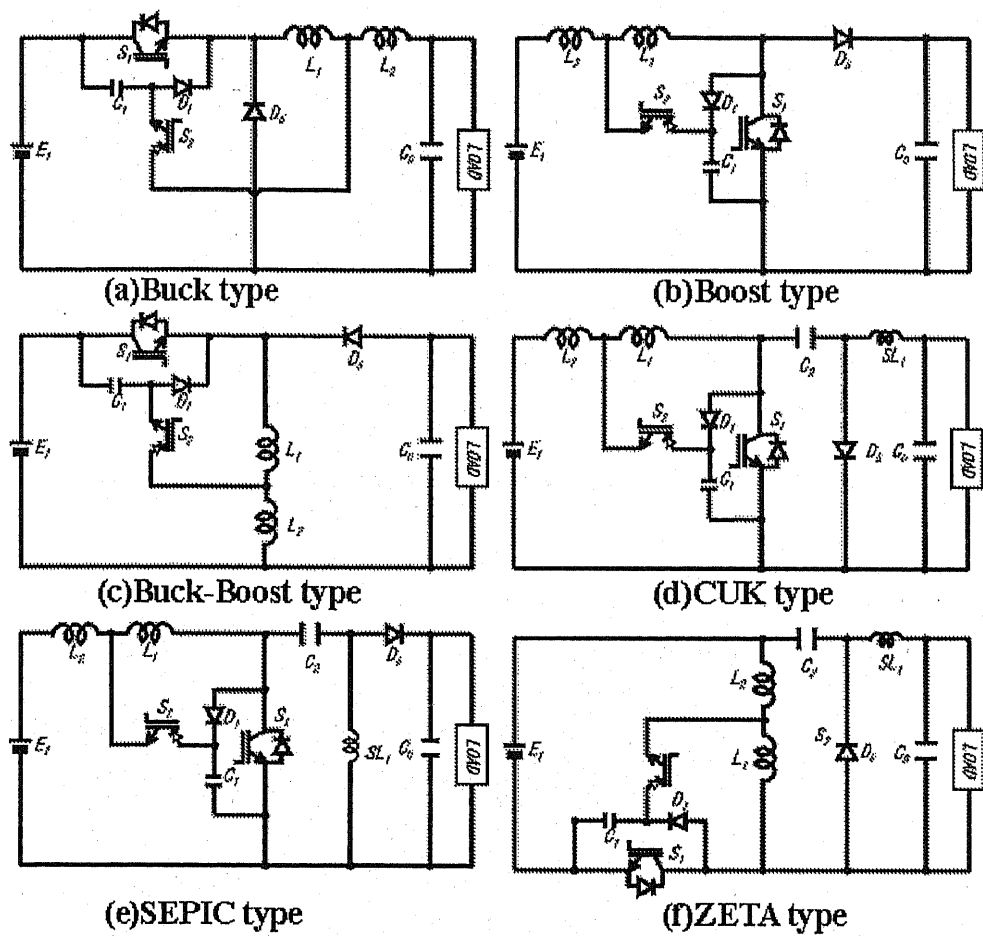


図 94: スナバ補助 ZVZCT チョッパ (SAZZ) 回路の 6 基本コンバータへの適用

5.6.1 降圧形および昇圧形 SAZZ 基本回路

図 94(a) 降圧と図 94(b) 昇圧の SAZZ 基本回路の動作を比較する。図 95 に降圧形回路構成、図 97 に降圧形の場合の各部波形、図 99 に降圧形の場合の各動作モードにおける等価回路を示す。同様に、図 96 に昇圧形回路構成、図 98 に昇圧形の場合の各部波形、図 100 に昇圧形の場合の各動作モードにおける等価回路を示す。図 97、図 99 および図 98、図 100 から、降圧形と昇圧形は全く双対の回路動作波形となることがわかる。

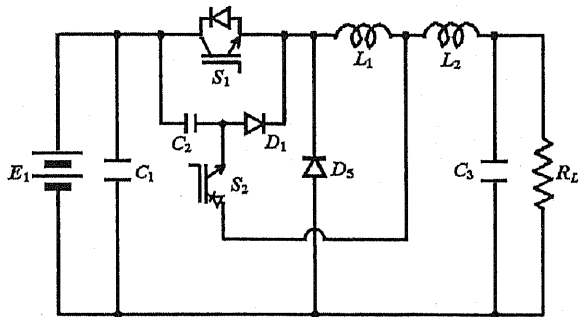


図 95: 降圧形 SAZZ 基本回路

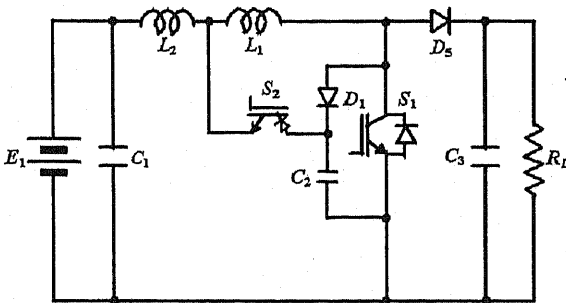


図 96: 昇圧形 SAZZ 基本回路

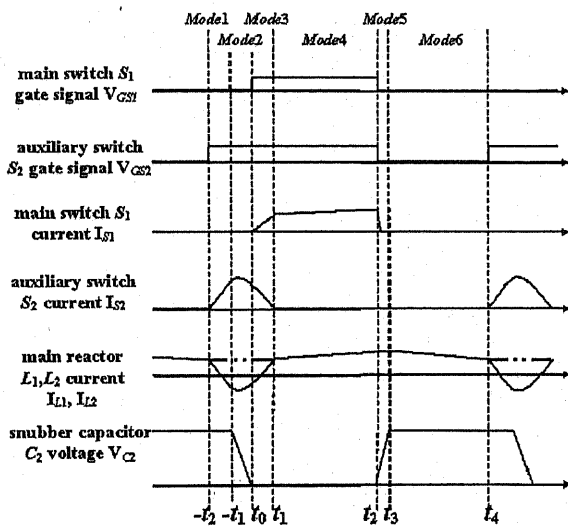


図 97: 降圧形 SAZZ 基本回路の各部波形

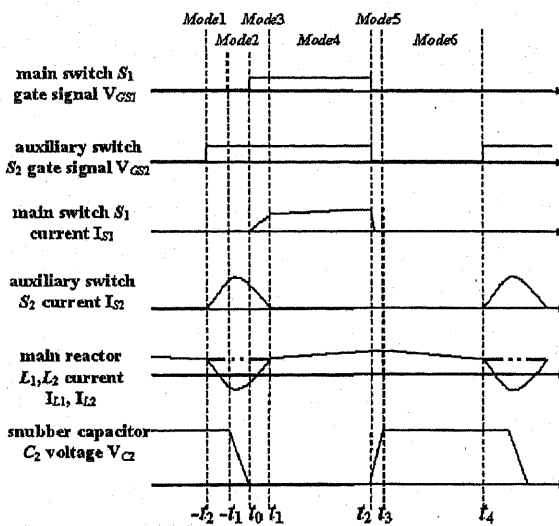


図 98: 昇圧形 SAZZ 基本回路の各部波形

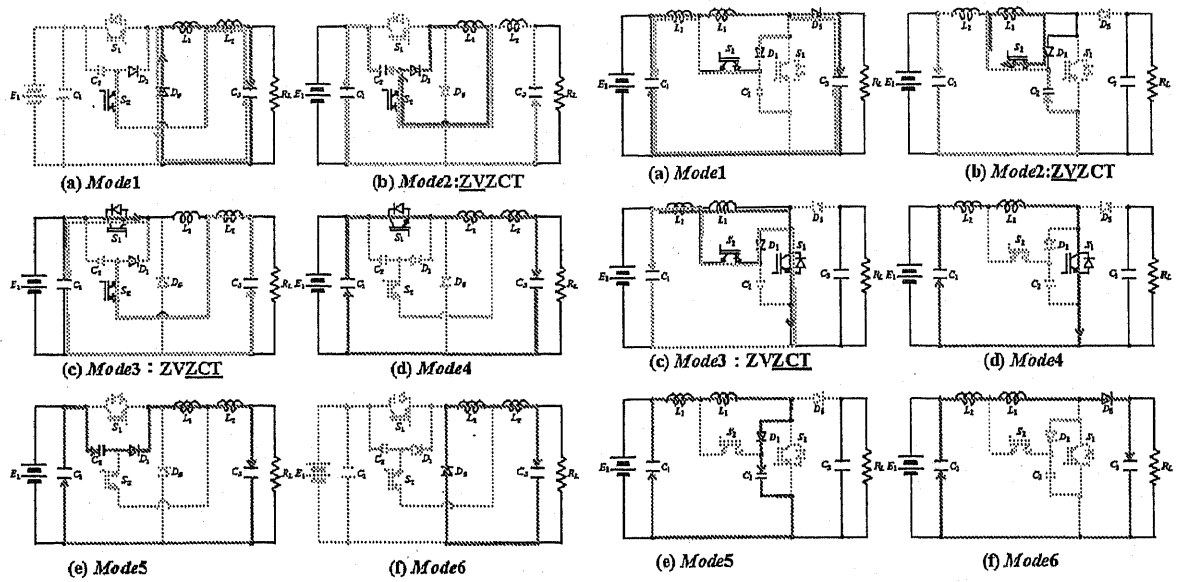


図 99: 降圧形 SAZZ 基本回路の 6 動作モード 図 100: 昇圧形 SAZZ 基本回路の 6 動作モード

5.6.2 順方向昇圧逆方向降圧 SAZZ チョップ

図 94(a) 降圧 + 図 94(b) 昇圧の 2 基本回路を 1 組用いて、2 方向に組み合わせることにより、順方向に昇圧動作・逆方向に降圧動作がソフトスイッチングで行なえる SAZZ チョップを構成することができる。図 101 に順方向昇圧逆方向降圧 SAZZ チョップの構成を示す。図 102 に順方向昇圧動作モード、図 103 に逆方向降圧動作モードを示す。この回路は、実際に 100[kHz], 8[kW] にて試作を行なって、実験により原理的な動作確認をすでに完了している。

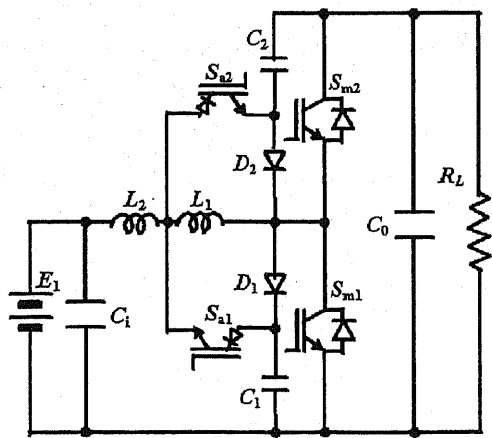


図 101: 順方向昇圧逆方向降圧 SAZZ チョップ

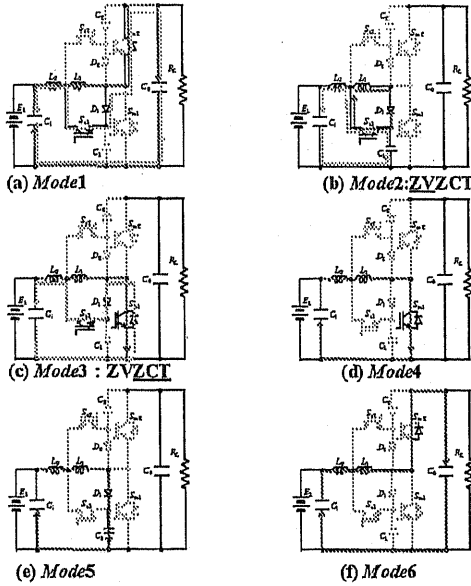


図 102: 順方向昇圧の 6 動作モード

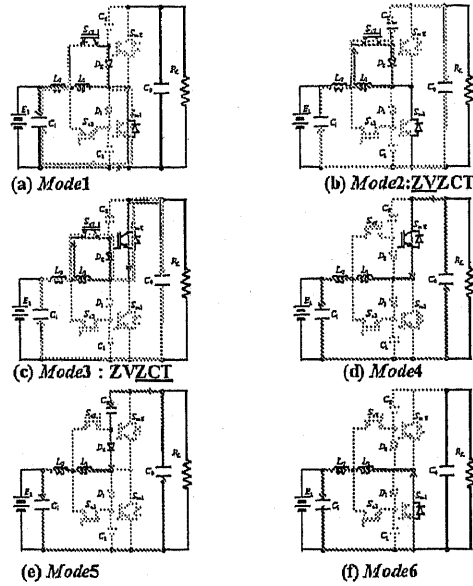


図 103: 逆方向降圧の 6 動作モード

5.6.3 双方向昇降圧 SAZZ チョッパ

図 94(a) 降圧+図 94(b) 昇圧の 2 基本回路を 2 組用いて、2 方向に組み合わせることにより、双方向に昇圧動作・降圧動作がソフトスイッチングで行なえる SAZZ チョッパを構成することができる。図 104 に双方向昇降圧 SAZZ チョッパの構成を示す。図 105 に順方向昇圧の 6 動作モード、図 106 に順方向降圧の 6 動作モードを示す。この回路も、シミュレーション解析後、すでに、実際に 50[kHz]、25[kW] の試作器を製作完了しており、現在、実験検証中である。

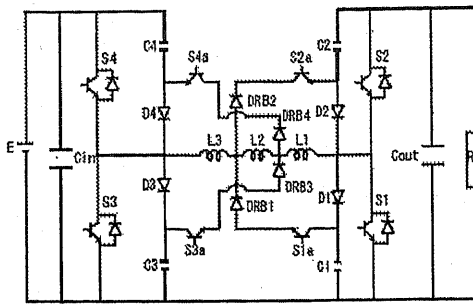


図 104: 双方向昇降圧 SAZZ チョッパ

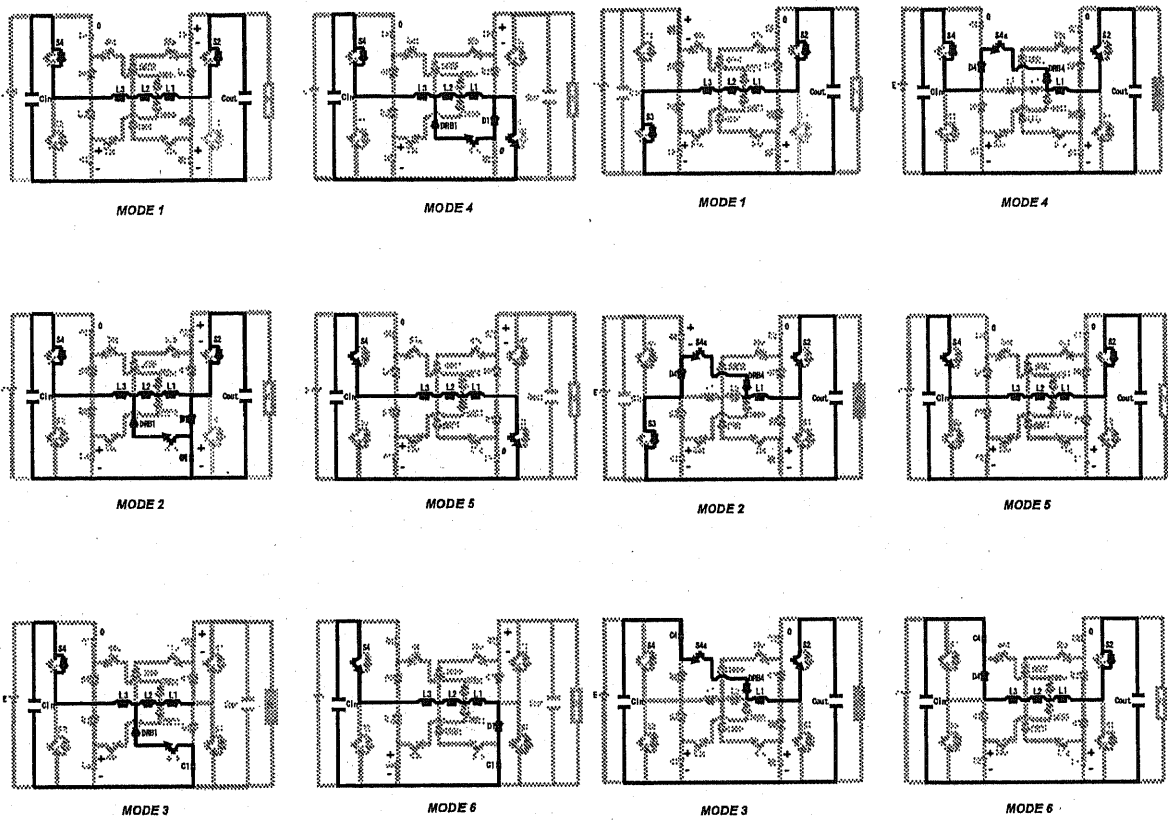


図 105: 順方向昇圧の 6 動作モード

図 106: 順方向降圧の 6 動作モード

5.7 まとめ

本章では、新 SAZZ 回路方式を提案し、100[kHz]-8[kW] 試作器による試験検証を行なった。定格試験、効率の測定、軽負荷試験を行なった試験結果は、良好 (定格効率 97.1~98.1[%])。回路方式として性能上問題ないことを確認した。これより、SAZZ は、100[kHz]、8[kW] の高周波大電力においても、高効率に変換動作することを確認検証した。

第 6 章

新型デバイスおよび新回路適用による改良 研究

本章では、Si 半導体パワーデバイスに代わる超低損失次世代パワーデバイスである SiC 半導体パワーデバイスはすでに市販が開始されており、また逆阻止型 IGBT も市場に登場し始めており、これらの新型パワーデバイスの適用について、提案のソフトスイッチング回路方式と組み合わせて検証を行なう。

6.1 シリコンカーバイト (SiC) 半導体デバイスを用いた高効率 QRAS の実証実験

SiC 半導体デバイスは、従来の Si 半導体パワーデバイスに代わる超低損失次世代パワーデバイスとして期待されており、すでに 1200[V]-10[A] 定格の製品の販売が開始されている。本研究では、これらを手し、QRAS 方式の効率改善手法の一つとして予備検証を行なった。効率と各部動作波形測定を行い、回路方式とデバイス両面による効率改善手法を検証した。

6.1.1 試作 SiC-QRAS チョッパ構成

1200[V], 10[A] 定格の CREE 社製 SiC ダイオードを用いて 4 並列接続構成した SiC ダイオードモジュール D_5 を試作し、QRAS 方式の実験装置に組み込み、試験を行った。図 107 に試作した SiC ダイオードモジュールを組み込んだ 8[kW] SiC-QRAS チョッパの回路構成、図 108 に装置外観を示す。

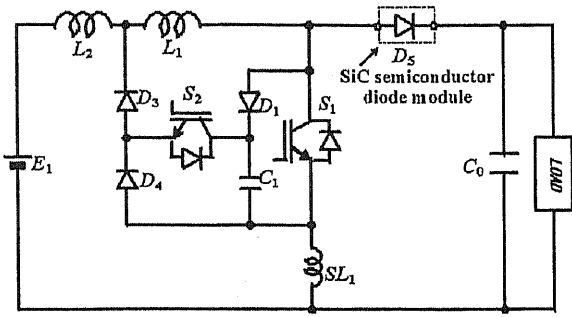


図 107: SiC-QRAS チョップアの回路構成

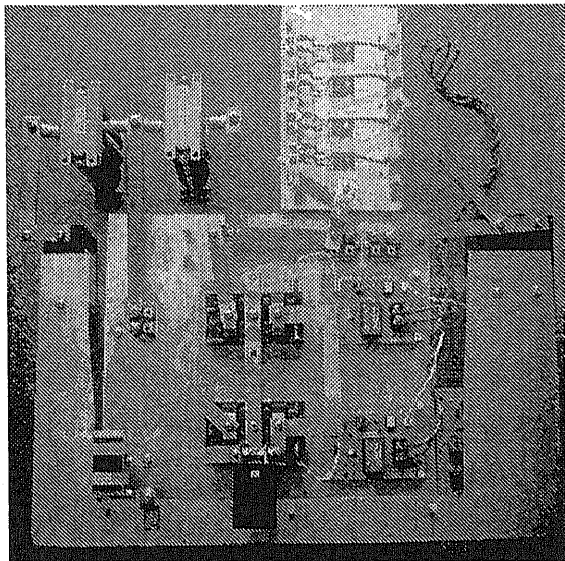


図 108: 8[kW] SiC-QRAS チョップア外観

6.1.2 回路各部動作波形比較

Si-QRAS と SiC-QRAS の回路動作波形の中で代表的な主スイッチの電流波形を図 109、図 110 に示す。図 109 の主スイッチターンオン時に生じていた過電流 54[A] が、図 110 では生じず、出力ダイオード D_5 に用いた SiC 半導体デバイスによる約 26[%] の過電流低減効果が確認できた。

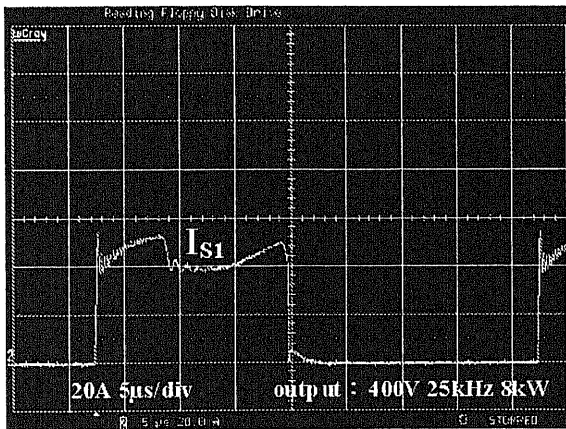


図 109: 主スイッチ S_1 電流 (Si-QRAS)

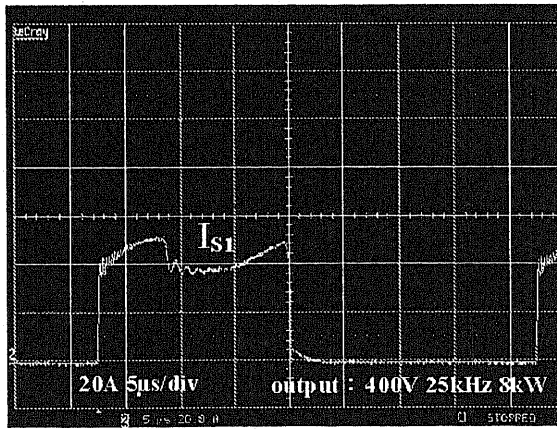


図 110: 主スイッチ S_1 電流 (SiC-QRAS)

6.1.3 効率比較

図 111 に効率測定結果を示す。1 [kW] から 8[kW] まで 1 [kW] ステップ毎に、同一条件下で、出力ダイオード D_5 を SiC ダイオードモジュールと Si ダイオードモジュールとで切り替えて、同時測定を行った。効率は読み取り誤差を考慮し、同一条件で各々 6 回測定し、最大値と最小値を削除し、データの揃った残りの 4 個の平均をとる統計的データ処理を行ってプロットした。そ

の結果、全領域でSiC半導体パワーデバイスがSi半導体パワーデバイスより効率が高くなった。効率は8[kW]定格時に97.0%(Si半導体パワーデバイス)に対し、98.4%(SiC半導体パワーデバイス)が得られた。

6.1.4 SiC, Si素子別損失比較

図112にSiC, Si素子別損失ブレークダウン測定結果を示す。主スイッチ S_1 のターンオン損失が、10[W]から5[W]に減少、出力ダイオード D_5 のターンオフ損失が、35[W]から0[W]に減少、出力ダイオード D_5 のオン状態損失が67.5[W]から39[W]に減少、出力ダイオード D_5 のターンオン損失が6[W]から9[W]へ増加した。以上から、図112のメータ計測(読取最大誤差は約1%)では77[W]、図112の高精度計測では、65.5[W]で、約1%の低減効果があらわれることが確認された。

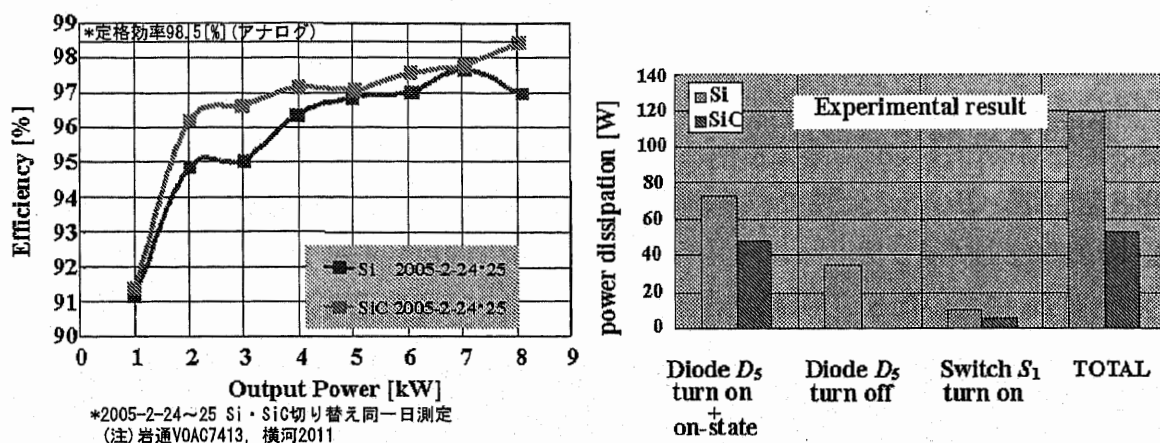


図 111: SiC-QRAS と Si-QRAS の効率の比較
 図 112: SiC, Si素子別損失比較(実測)

6.1.5 各部損失ブレークダウン測定結果

本実験では、CREE社製のSiC-SBDとオリジン電気(株)製のSi-Dを評価した。図113に両社のデータシートによる基本特性の比較を示す。測定には、差動アンプ(レクロイ社製DA1855A)とプローブ(レクロイ社製DXC100A)を使用し、波形観測にはデジタルオシロスコープ(レクロイ社製Wavepro950)を用いた。図114から図119に、各部損失ブレークダウン測定結果を示す。

(1) 主スイッチのターン・オン損失比較評価

出力ダイオードがSiC半導体では、Si半導体の時に比べ、逆回復電流20[A]から5[A]に減少することにより、主スイッチのターンオン損失は、10[W]から5[W]に減少することを確認した。(図114, 図115参照)

| Item | Symbol | SiC-SBD(CSD10120) | Si-D(USR100FP12A) | Unit |
|---------------------------------|-------------|---|--|---------------|
| Repetitive Peak Reverse Voltage | V_{RRM} | 1200 | 1200 | V |
| Average Forward Current | $I_{F(AV)}$ | 5×2 ($T_C=149^\circ\text{C}$) | 50×2 ($T_C=65^\circ\text{C}$) | A |
| Forward Voltage | V_F | 1.6typ ($I_F=5\text{A}, T_J=25^\circ\text{C}$) | 3.0max ($I_F=50\text{A}, T_J=25^\circ\text{C}$) | V |
| | | 2.6typ ($I_F=5\text{A}, T_J=175^\circ\text{C}$) | 2.4max ($I_F=50\text{A}, T_J=150^\circ\text{C}$) | V |
| Reverse Leakage Current | I_R | 50typ ($V_F=1200\text{V}, T_J=25^\circ\text{C}$) | 200max ($V_F=1200\text{V}, T_J=25^\circ\text{C}$) | μA |
| | | 100typ ($V_F=1200\text{V}, T_J=150^\circ\text{C}$) | 350typ ($V_F=1200\text{V}, T_J=150^\circ\text{C}$) | |
| Peak Recovery Current | I_{RRM} | <i>Zero</i> | No data | A |
| Reverse Recovery Time | t_{rr} | <i>Zero</i> | 100max ($V_R=$ no data, $I_F=50\text{A}$, $\text{dif}/\text{dt}=500\text{A}/\mu\text{s}, T_J=25^\circ\text{C}$) | ns |

図 113: SiC-SBD と Si-D の基本特性比較

(2) 出力ダイオードのターンオフ損失比較評価

図 116, 図 117 の損失ブレークダウン測定結果に示すように, SiC 半導体では, Si 半導体に較べ, ターンオフ損失は, 35[W] から 0[W] に減少することを確認した。

(3) 損失全体に対するブレークダウン評価

図 137 の第 2 欄, 第 3 欄にまとめて比較結果を示す。ディジボル(岩通 VOAC7413 確度 0.04[%]), 電流計(横河 2011 精度 0.1[%]), シャント(横河 2215 精度 0.2[%]) を用いたメータ計測(読取最大誤差は約 1[%]) では 77[W] の差が, 損失ブレークダウン計測では, 65.5[W] の差として, 両測定方法でも約 1[%] の低減効果があらわれることが確認された。

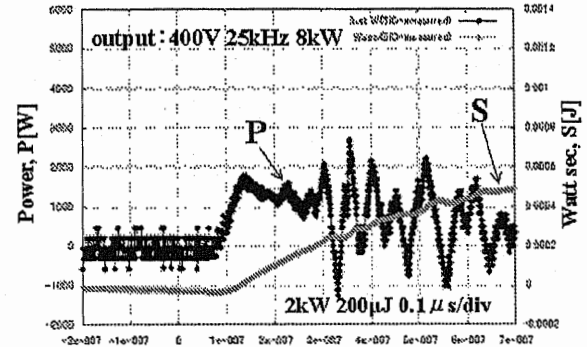
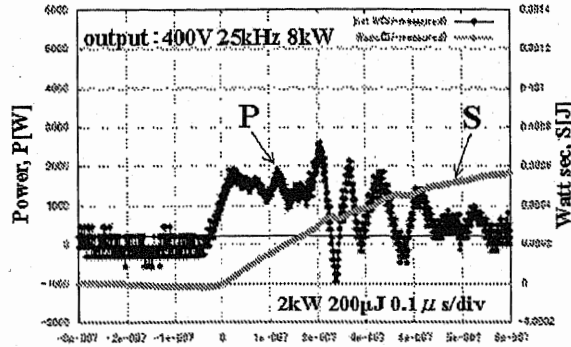
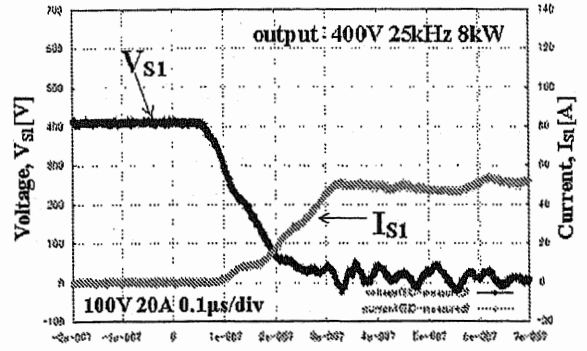
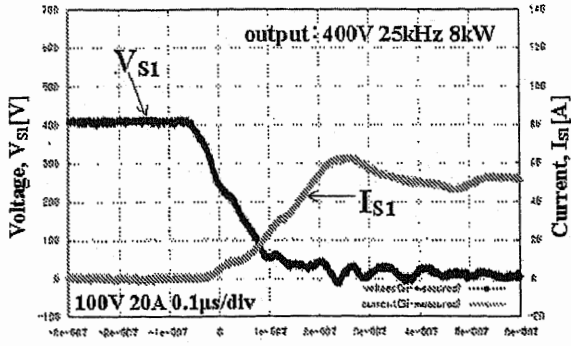


図 114: 主スイッチ S_1 のターンオン損失 (Si-QRAS) $400[\mu\text{J}](10[\text{W}])$ at $0.6[\mu\text{s}]$ (実測) 図 115: 主スイッチ S_1 のターンオン損失 (SiC-QRAS) $200[\mu\text{J}](5[\text{W}])$ at $0.6[\mu\text{s}]$ (実測)

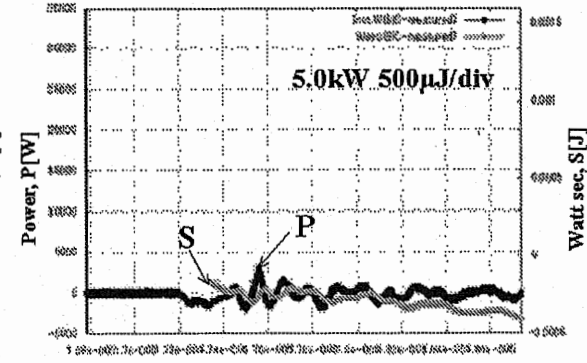
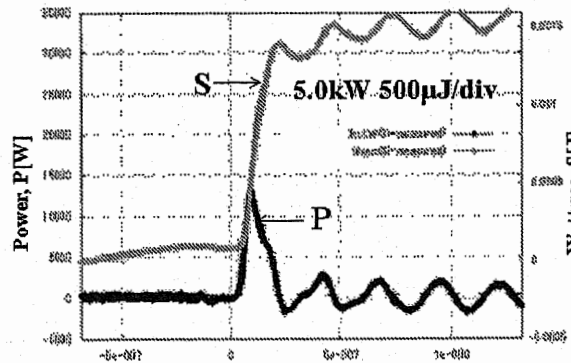
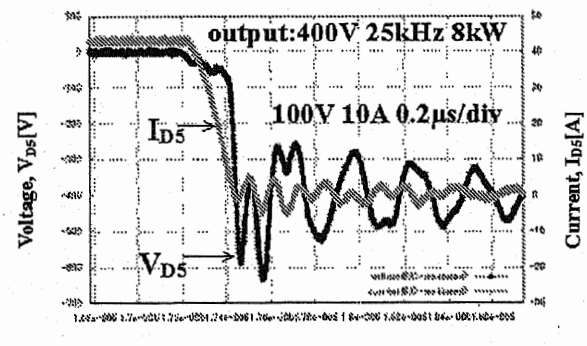
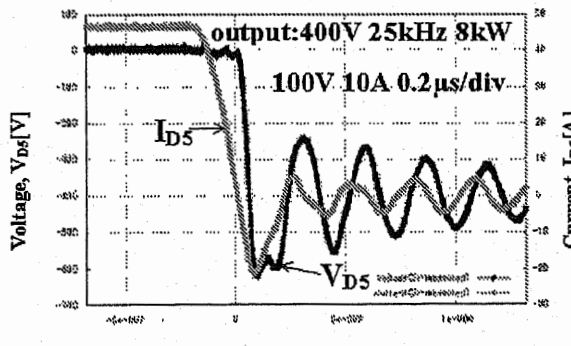


図 116: 出力ダイオード D_5 のターンオフ損失 (Si-QRAS) $1.4[\text{mJ}](35[\text{W}])$ (実測) 図 117: 出力ダイオード D_5 のターンオフ損失 (SiC-QRAS) $0[\text{mJ}](0[\text{W}])$ (実測)

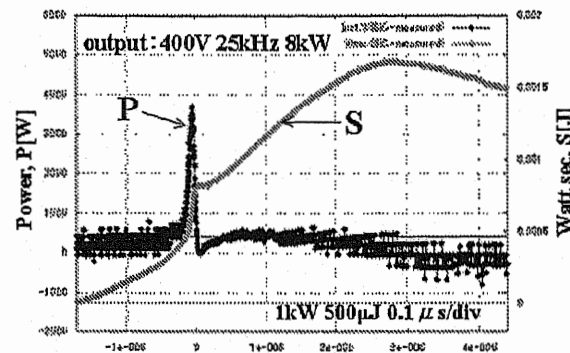
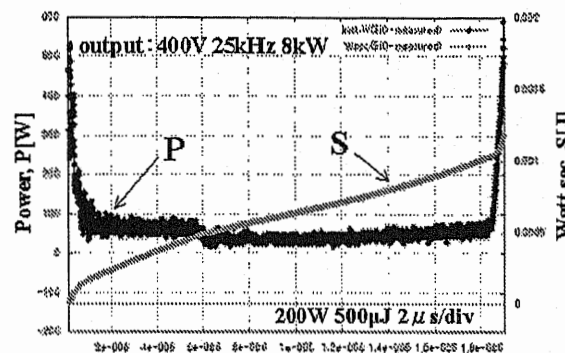
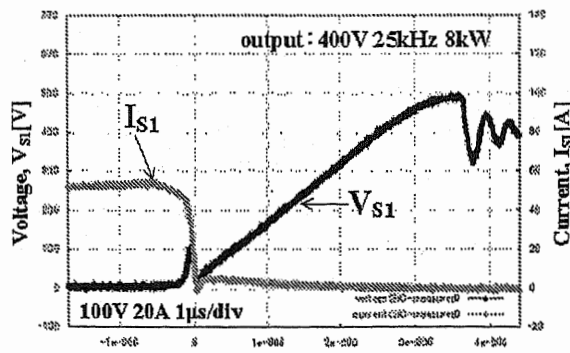
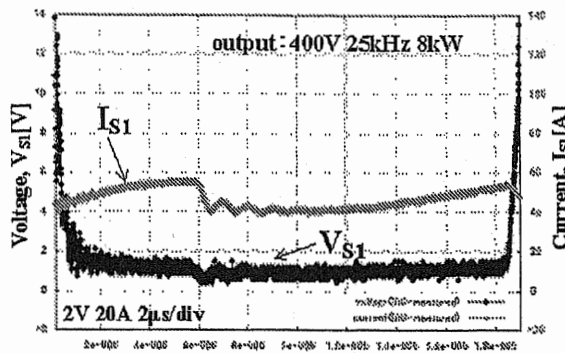


図 118: 主スイッチ S_1 のオン状態損失 (SiC-QRAS)1020[μ J](25.5[W])(実測) 図 119: 主スイッチ S_1 のターンオフ損失 (SiC-QRAS)1200[μ J](30[W])(実測)

6.1.6 まとめ

SiC 半導体デバイス適用によるダイオードリカバリ特性の改善の観点からの効率改善を検証し、Si 半導体パワーデバイスに対し、1[%] 向上する 98.5[%](SiC 半導体パワーデバイス)を確認した。

6.2 漂遊容量を用いた SAZZ 方式による高周波化の検討

本研究では、より効率を向上させる回路方式として新たに SAZZ 方式を提案した。本節では、ターンオンおよびターンオフを改良する方法として、スナバコンデンサを削除し漂遊容量を利用する案を検討し、SAZZ による動作検証を行ったので報告する。

6.2.1 主スイッチの漂遊容量と基本特性

図 120 に実験装置に使用した日本インター製 IGBT PDMB100B12C, 1200[V]-100[A] のスイッチング特性の概要を示す。主スイッチ S_1 のスナバコンデンサ C_2 を削除して、その代わりに、主スイッチ S_1 の漂遊容量を利用して主スイッチ S_1 のターンオンをソフトスイッチングさせる方法を検討した。

| Item | Symbol | IGBT(PDMB100B12C) | Rated Value | Unit |
|--|---------------|-------------------|--|---------|
| Collector-Emitter Voltage | V_{CES} | | 1200 | V |
| Collector Current | $I_{C(DC)}$ | | 100 | A |
| Collector-Emitter Saturation Voltage | $V_{CE(sat)}$ | | 1.9typ ($I_C=100A, V_{GE}=15V$) | V |
| Input Capacitor | C_{ies} | | 8300typ ($V_{CE}=10V, V_{GE}=0V, f=1MHz$) | pF |
| Switching Time ($V_{CC}=600V, R_L=6\Omega, R_G=10\Omega, V_{GE}=\pm 15V$) | t_r | Rise Time | 0.25typ | μs |
| | t_{on} | Turn-on Time | 0.4typ | |
| | t_f | Fall Time | 0.25typ | |
| | t_{off} | Turn-off Time | 0.80typ | |
| Forward Current | I_F | | 100 | A |
| Peak Forward Voltage | V_F | | 1.9 ($I_F=100A, V_{GE}=0V$) | V |
| Reverse Recovery Time | t_{rr} | | 0.2 ($I_F=100A, V_{GE}=-10V, di/dt=200A/\mu s$) | μs |

図 120: 主スイッチの基本特性

6.2.2 実証試験回路構成

準共振形回生アクティブスナバ (Quasi-Resonant Active Snubber: QRAS) 方式の実験装置を SAZZ へ改造し、試験を行った。図 121 に第 1 の SAZZ チョッパ実験回路の回路構成を示す。

6.2.3 実証実験結果

実験は、400[V]、4[kW]で行い、デューティDは50[%]になるように設定した。図 122 から図 125 に各部波形を示す。ターンオンは図 124 に示すように、漂遊容量 C_{SC2} によるソフトスイッチングが可能となる波形が得られた。一方、ターンオフは図 125 に示すようにハードスイッチングとなっているので、次節でターンオフの改良を検討した。また、図 123 に示すように、出力ダイオード D_5 の電圧波形に、ダイオードリカバリによる過電圧が発生しないことを確認した。

6.2.4 ターンオフの改良

ターンオフの改良のために、充電電荷の維持を確実にするため、ダイオード D_1 に並列にコンデンサ C_{SC1} を追加し、ダイオード D_3 を削除し、コンデンサ C_{SC1} の再充電を可能にする回路構成とした。図 126 に、第 2 の実験回路を示す。

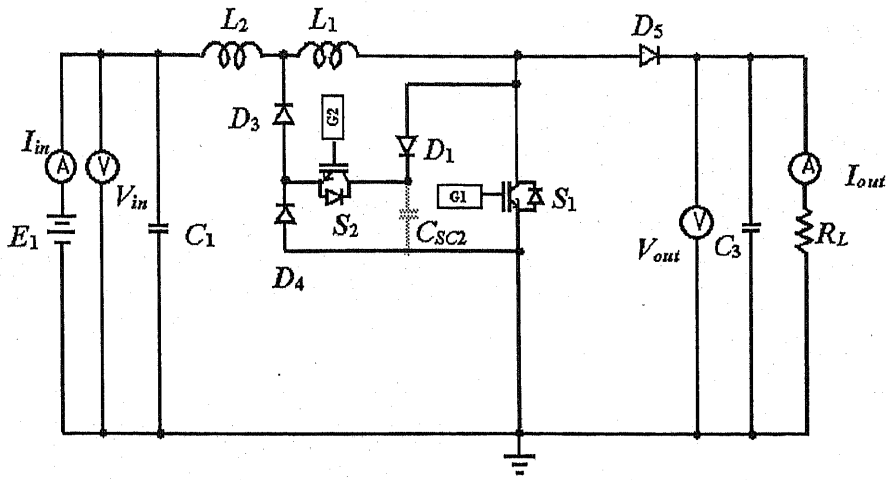


図 121: 漂遊容量による SAZZ チョップの第 1 の実験回路

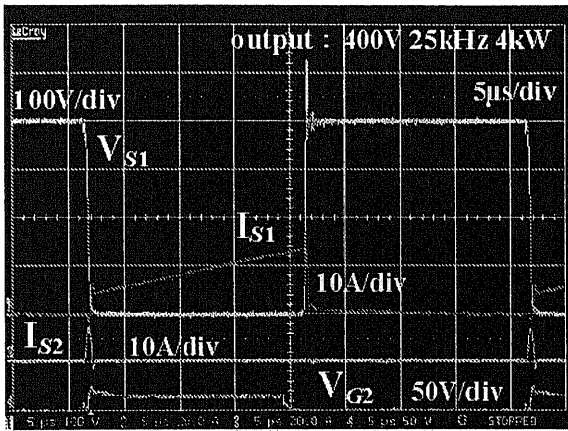


図 122: 主スイッチ S_1 の電圧電流 (実測)

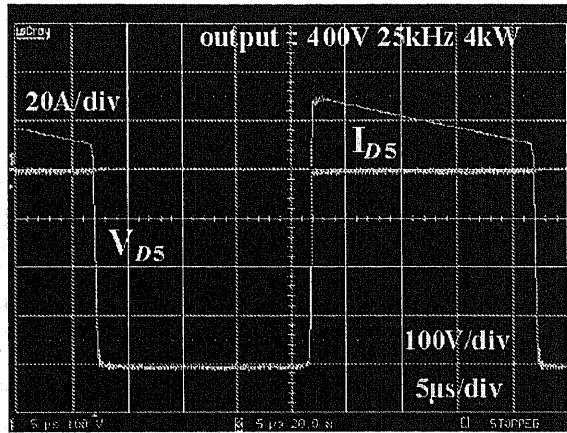


図 123: 出力ダイオード D_5 の電圧電流 (実測)

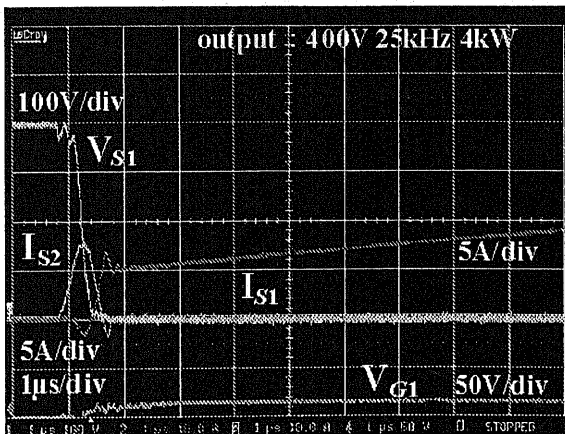


図 124: 主スイッチ S_1 のターンオン波形拡大 (実測)

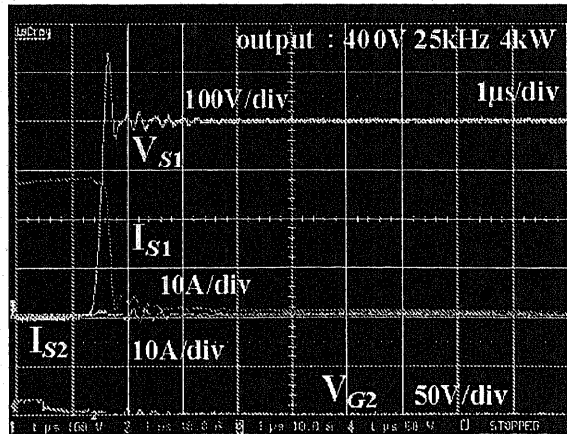


図 125: 主スイッチ S_1 のターンオフ波形拡大 (実測)

6.2.5 ゲートシーケンスの変更

第2の実験回路について、図127に示すように、補助スイッチ S_2 のゲート信号を主スイッチ S_1 のターンオンとターンオフの直前に、出力できるように変更した。

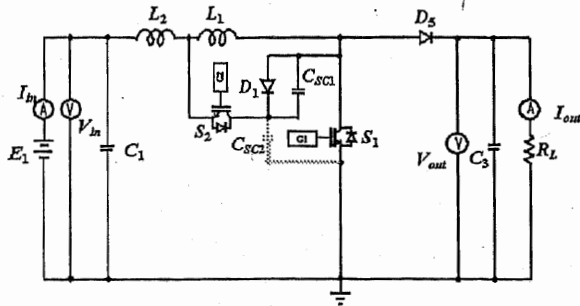


図 126: 漂遊容量による SAZZ チョップパの
第2の実験回路

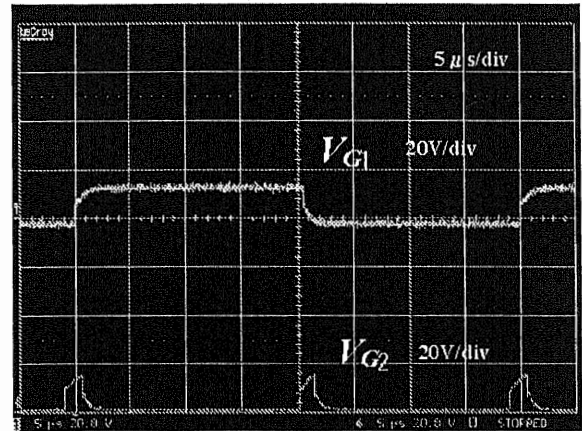


図 127: 主・補助スイッチゲートパルス波
形(改造後)

6.2.6 シミュレーションと実験結果の比較

第2の実験回路について、OrCad r10.3 PSpice を用いてシミュレーションを行った。シミュレーション条件は、実験と同一条件の入力 15[V], 出力 25[V], 25[kHz], Dは 50[%] である。図128の主スイッチ S_1 の電圧、電流波形から、主スイッチ S_1 はソフトスイッチングで動作していることがわかる。実験は、シミュレーションと同じ条件で行い、シミュレーションと比較を行った。実験結果の各部動作波形を図129に示す。主スイッチの電圧、電流ともにほぼシミュレーションと一致する結果が得られた。ターンオフが改良されたことがわかる。但し、補助スイッチは図示しないが、共振パラメータの設定が最適化されていないため、実験ではハードスイッチングとなっている。

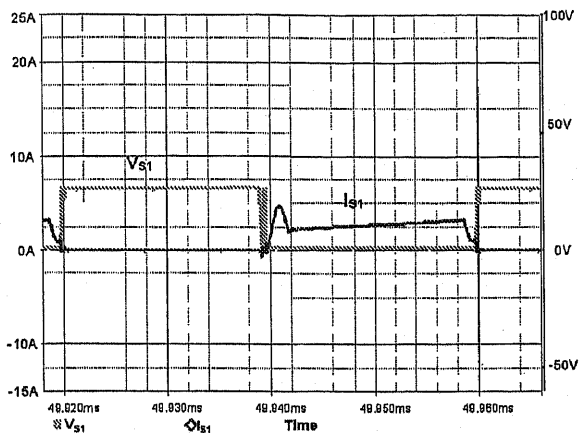


図 128: 主スイッチ S_1 電圧電流波形 (OrCad r10.3 PSpice)

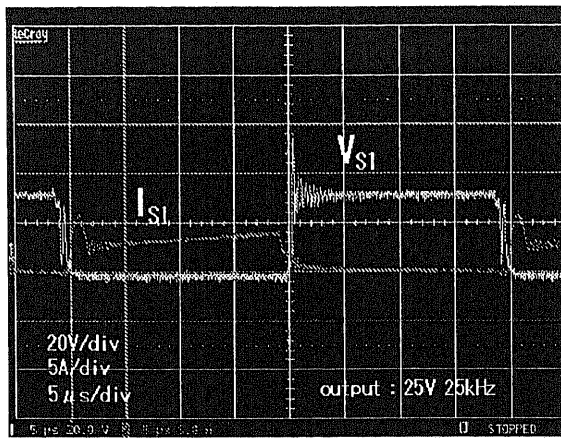


図 129: 主スイッチ S_1 電圧電流波形 (実測)

6.2.7 まとめ

漂遊容量を用いた ZVZCT スイッチングを実験により検証評価し、SAZZ 方式を用いた 2 スイッチによる高周波電力変換器の可能性を確認した。

6.3 新型逆阻止 IGBT デバイスを用いた高効率 QRAS の実証 実験

近年、逆阻止 IGBT が開発されていることから、この新型デバイスの適用が注目される。逆阻止 IGBT の効果は、マトリックスコンバータでは今までに、検討されているが、逆阻止 IGBT を直流変換器、特に、燃料電池車用電力変換器に適用した場合の効果について十分に研究を行なった論文は、著者の知る範囲ではない。本節では、QRAS 方式にこの逆阻止 IGBT を適用し、その有用性および逆阻止 IGBT の素子評価を損失ブレークダウンと実験により検証することとした。

6.3.1 評価回路構成

図 130 に、逆導通素子のみで構成する QRAS を、図 131 に逆阻止型素子を用いた RB-QRAS をそれぞれ示す。図 130 の回路では、スナバコンデンサの回生電流は、補助スイッチ S_2 および回生ダイオード D_3 を通って流れることから、補助回路の損失が大きくなり、高効率化の妨げとなる。これに対し、図 131 の回路では、逆阻止 IGBT を補助スイッチ S_2 に使用し、回生ダイオード D_3 を削除し、さらに、出力ダイオード D_5 をシリコンカーバイド (SiC) 半導体とすることで、リアクトル SL_1 も削除することができ、より簡素な構成となり、高効率化が期待できる。

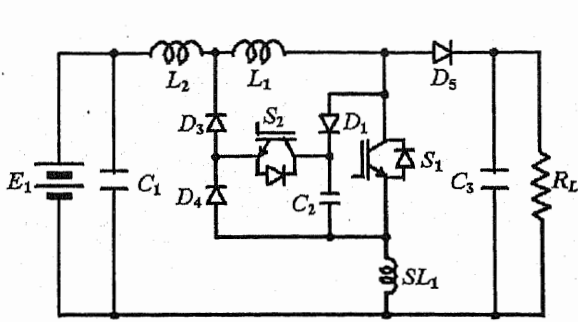


図 130: 高効率大電力チョッパ回路 QRAS

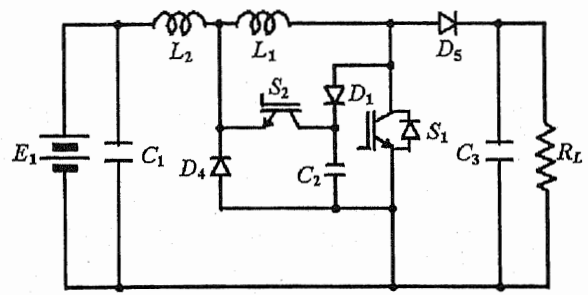


図 131: 逆阻止 IGBT を適用した大電力チョッパ回路 RB-QRAS

補助スイッチに富士電機製逆阻止 IGBT MX-RB6-600V/100A-PC3 を適用し、動作試験を実施した。定格電圧 400[V] において、出力電力 8[kW]、負荷抵抗 20[Ω]、デューティ 50[%] の条件で、適用した逆阻止 IGBT の回路動作を確認し、効率を測定した。測定条件は、入力電圧 200[V]、出力電圧 400[V]、出力電力 8[kW]、スイッチング周波数=25[kHz]、PG は、4.0[V]、Duty 41[%]、補助 sw S_2 - 主 sw S_1 遅れ時間=4[μs] に設定。実験回路を図 132 に、その補助スイッチ改造部の構成の外観を図 133 に示す。

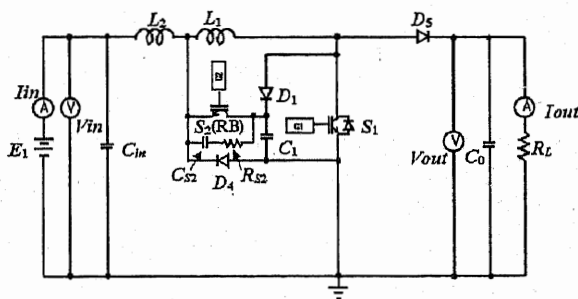


図 132: 逆阻止 IGBT を適用した実験回路

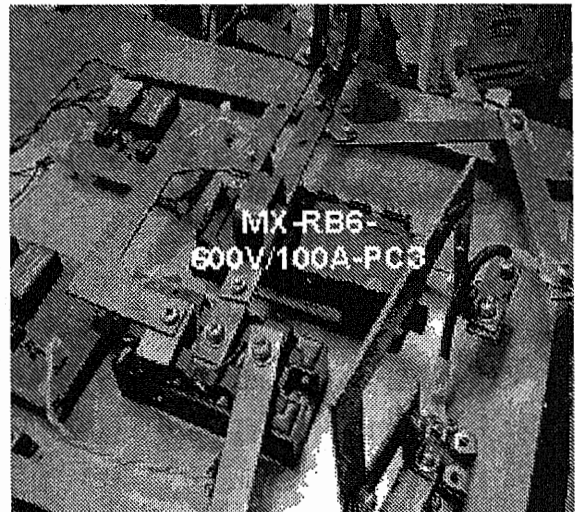


図 133: 富士電機製逆阻止 IGBT MX-RB6-600V/100A-PC3 外観

6.3.2 定格試験結果

計測器は、電圧計：横河 2011，電流計：横河 2011，分流器：2215，デジタル：VOAC7413，デジタルスコープ：WAVEPRO950，500V 差動増幅器キット：差動アンプ DA1855A，プロセ

ブ DXC100A を用いた。

(1) 主スイッチ S_1

図 134 に、主スイッチ S_1 電圧、電流波形において、(a) SL_1 なし、(b) SL_1 あり の波形比較を示す。図 134 の主スイッチ S_1 の波形では、主電流のターンオン直後の振動や主電圧のターンオフ直後の振動が、リアクトル SL_1 なしの場合 (a) のほうが SL_1 ありの場合 (b) より減っている。主スイッチ S_1 の電圧波形では、ターンオフ直後のピーク繰り返しオフ電圧がリアクトル SL_1 なしの場合 (a) のほうが SL_1 ありの場合 (b) より減っている。また、主電流の回生期間中の電流が振動的になっており、従来、ダイオード D_4 として、補助スイッチに用いていた日本インター製 PDMB100B12C モジュール内部の逆並列ダイオードを今回、外部のダイオードを用いるよう改造して変更しており、この配線ルートの変更による配線インダクタンスの違いによるものと推定される。

(2) 補助スイッチ S_2

図 135 に、補助スイッチ S_2 電圧、電流波形の (a) SL_1 なし、(b) SL_1 あり の波形比較を示す。図 135 の補助スイッチ S_2 の波形では、補助スイッチの電流が減衰し零になった瞬間から、逆電圧がかかっており、補助スイッチの富士電機製逆阻止 IGBT MX-RB6-600V/100A-PC3 は、良好な逆阻止特性を示している。また、ターンオフ時の電圧振動は、 SL_1 ありの方がより振動的になっていることがわかる。

6.3.3 出力電力に対する効率特性測定試験結果

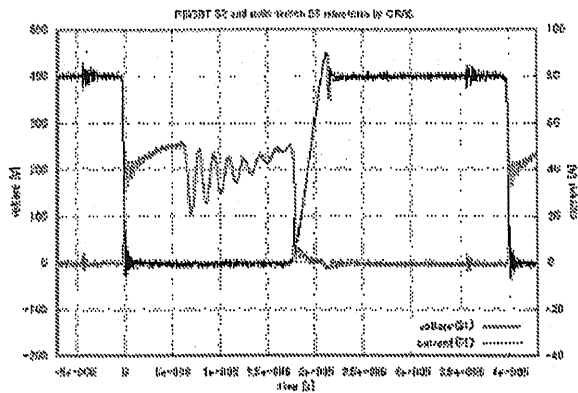
定格電圧 400[V] 一定にして、負荷抵抗を 20[Ω] から段階的に大きくしていき、出力電力 8[kW] から 1[kW] ステップで変化させていき、出力電力に対する効率の変化を測定した。測定結果を図 136 に示す。補助スイッチに富士電機製逆阻止 IGBT MX-RB6-600V/100A-PC3 を用いた QRAS 方式での高効率化が検証された。

6.3.4 損失ブレイクダウン測定結果

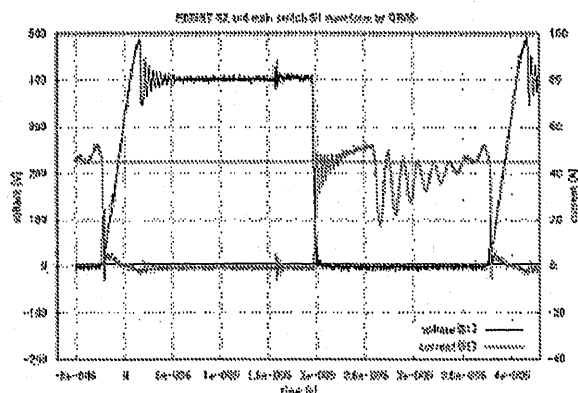
定格電圧 400[V] において、出力電力 8[kW]、負荷抵抗 20[Ω]、デューティ 50[%] の条件で、適用した逆阻止 IGBT を含む全回路構成要素の損失を測定した。図 137 に、損失ブレイクダウン測定結果を以前の測定結果と比較して示す。測定日が異なるので、各回路部品毎の、損失発生内訳同士の比較では、ばらつきがあるが、総和の損失は、前回の 191[W](SiC-QRAS) に対して、ほぼ同様の値 190.8[W](MX-RB6-600V/100A-PC3) になっていることがわかる。

6.3.5 振動に対する対策と考察

RB-QRAS 実験装置図 132 において、測定中、補助スイッチオフ時のコレクタ-エミッタ間電圧が振動する現象(図 138 参照)が生じた。その原因として、補助スイッチの漂遊キャパシタン

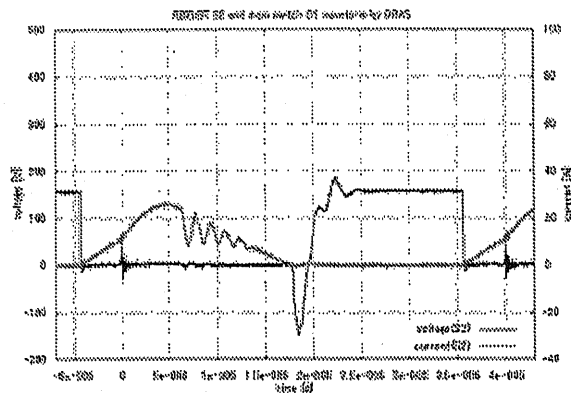


(a) $SL1$ なし

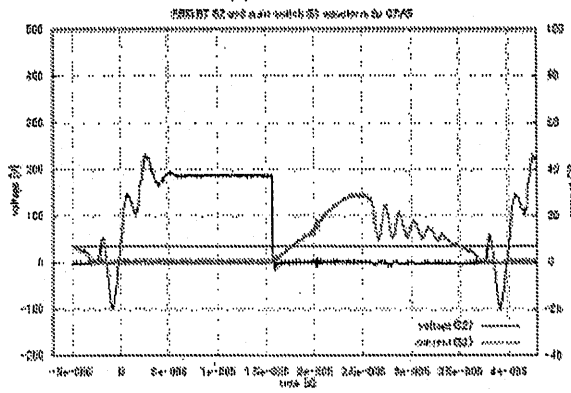


(b) $SL1 (=0.6[\mu H])$ あり

図 134: 主スイッチ S_1 電圧, 電流波形 (日本インター製 PDMB100B12C)



(a) $SL1$ なし



(b) $SL1 (=0.6[\mu H])$ あり

図 135: 補助スイッチ S_2 電圧, 電流波形 (補助スイッチの富士電機製逆阻止 IGBT MX-RB6-600V/100A-PC3)

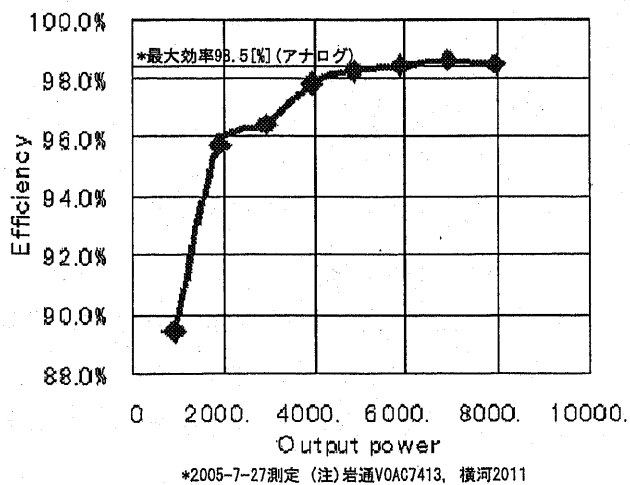


図 136: 出力電力に対する効率の特性

| QRAS-loss factor | SPICE[W] | Si-QRAS[W] | | SiC-QRAS [W] | | RB-QRAS[W] |
|------------------|-----------|-------------------------------------|--------------------------|--|--------------------------|--------------------------|
| | breakdown | Measured by meter ⁽¹⁾ | Measured by breakdown | Measured by meter ⁽¹⁾ | Measured by breakdown | Measured by breakdown |
| S_1 on-state | 50 | | 25.5 | | 25.5 | 18.75 |
| S_1 turn-on | 1.25 | | 10 | | 5 | 7.5 |
| S_1 turn-off | 6.25 | | 30 | | 30 | 30 |
| S_2 on-state | 13.5 | | 6.5 | | 6.5 | 8.6 |
| S_2 turn-on | 0 | | 0 | | 0 | 0.125 |
| S_2 turn-off | 0.8 | | 0 | | 0 | 5 |
| D_1 on-state | 11.5 | | 12.5 | | 12.5 | 16.9 |
| D_1 turn-on | 0 | | 0 | | 0 | 0 |
| D_1 turn-off | 0 | | 0 | | 0 | 3.9 |
| D_3 on-state | 13.1 | | 13.9 | | 13.9 | |
| D_3 turn-on | 0 | | 0 | | 0 | |
| D_3 turn-off | 0 | | 0 | | 0 | |
| D_4 on-state | 0.2 | | 0.2 | | 0.2 | 2.06 |
| D_4 turn-on | 0 | | 0 | | 0 | 0 |
| D_4 turn-off | 0 | | 0 | | 0 | 0 |
| D_5 on-state | 66.2 | | 67.5 | | 39 | 43.5 |
| D_5 turn-on | 0 | | 6 | | 9 | 4.5 |
| D_5 turn-off | 6.6 | | 35 | | 0 | 0 |
| Reactor L_1 | 24.5 | | 24.5 | | 24.5 | 24.5 |
| Reactor L_2 | 24.5 | | 24.5 | | 24.5 | 24.5 |
| Reactor SL_1 | 0.96 | | 0.96 | | 0.96 | 0.96 |
| Input power[W] | | 8370 | | 8182 | | |
| Output power[W] | | 8160 | | 8049 | | |
| Efficiency[%] | | 97.5* | | 98.5* | | |
| Total loss[W] | 219.4 | 210 | 257.1 | 133 | 191.6 | 190.8 |

図 137: 損失ブレイクダウン測定

スと直流リアクトル L_1 , L_2 が主回路の LC 共振系を構成し、不足制動となり振動的となっていることが判明した。そのため、過制動の条件を成立させるため、補助スイッチと並列に、コンデンサ $C_{S2}=0.0022[\mu F]$ および $R_{S2} = 220[\Omega]$ の直列回路を接続する改造を実施し、振動対策を行なった。その結果、図 139 に示すように、振動を抑制することができた。追加 CR スナバによる損失 P_{CR} は、下式で計算することができ、

$$\begin{aligned}
 P_{CR} &= 1/2 \cdot C_{S2} \cdot V^2 \cdot f \\
 &= 1/2 \cdot 0.0022[\mu F] \cdot 200^2 \cdot 25[\text{kHz}] \\
 &= 1.1[\text{W}]
 \end{aligned}
 \tag{6-1}$$

となり、全体効率に大きく影響しない定数となっている。この対策により、補助スイッチの電圧振動が抑制されたので、前述のとおり、出力電圧を 400[V] に上げて、効率を測定し、素子評価を行なった。

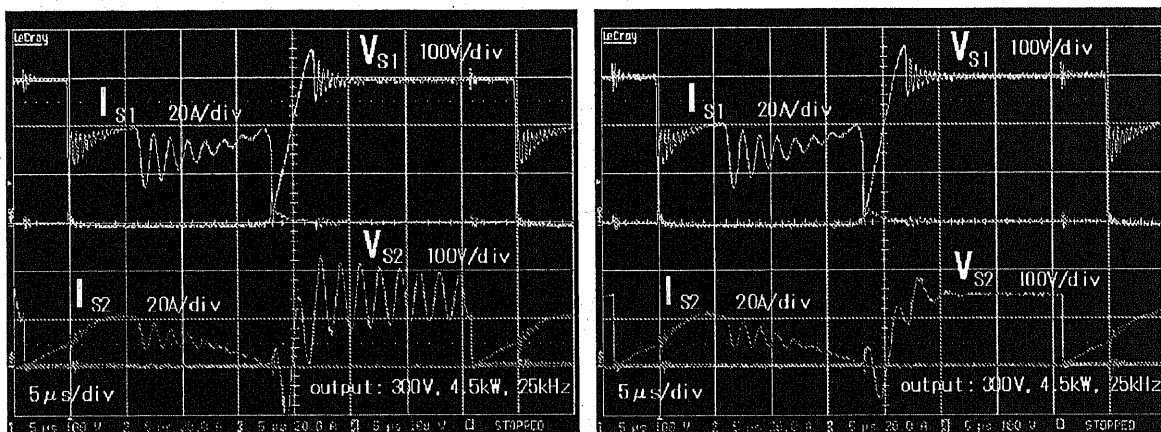


図 138: 主スイッチ S_1 , 補助スイッチ S_2 電圧波形 (対策前) 図 139: 主スイッチ S_1 , 補助スイッチ S_2 電圧波形 (対策後)

6.3.6 まとめ

本節では、QRAS回路の補助スイッチに富士電機製逆阻止 IGBT MX-RB6-600V/100A-PC3を適用し、その動作検証を行い、効率および損失ブレークダウン測定を実施した。その結果、富士電機製逆阻止 IGBT MX-RB6-600V/100A-PC3 の評価は、以下のとおりである。

- (1) 8[kW] 定格運転においても、正常に動作する。
- (2) QRAS の補助スイッチに用いても、動作に問題はない。
- (3) SiC - QRAS に用いれば、効率 98.5[%] 以上が得られる。

6.4 効率の測定値について

6.4.1 測定精度

(1) メータ測定誤差

測定精度は、計器の誤差および読み取り誤差から計算する。まず入力電圧の誤差を計算する。デジタルマルチメータは仕様書より測定確度が $0.04+2(\pm [\%] \text{ of reading } \pm \text{ digits})$ で、入力電圧が約 200[V] なので、計器誤差が $200 \times 0.0004 + 0.002 = 0.082:0.041[\%]$ となる。読み取り誤差は、デジタル表示の小数点第 1 位を四捨五入しているのもので最大で $0.5[V]:0.25[\%]$ である。従って、入力電圧誤差は計器誤差と読み取り誤差を足して $0.291[\%]$ となる。

同様にして出力電圧の誤差は $0.166[\%]$ となる。

次に入力電流の誤差を計算する。入力電流は約 40[A] である。電流メータの仕様書より計器誤差は $0.29[\%]$ である。読み取り誤差は、電流メータが $1[A]/div$ であるので、 $0.1[A]$ の読み取り誤差が発生するとし、実際の電流値はシャント抵抗とメータの読みの関係から、読み取り値を 2 で割ったものになるので、 $\frac{0.1}{2}/40 \times 100 = 0.125[\%]$ となる。従って入力電流誤差は計器誤差と読み取り誤差を足して $0.415[\%]$ となる。

同様にして出力電流の誤差は $0.390[\%]$ となる。

以上より、誤差を含む効率 η は以下のように計算される。

$$\eta = \frac{V_{out}(1 \pm 0.00166) \times I_{out}(1 \pm 0.00390)}{V_{in}(1 \pm 0.00291) \times I_{in}(1 \pm 0.00415)} = \frac{P_{out}(1 \pm 0.00567)}{P_{in}(1 \pm 0.00707)} \quad (6-2)$$

式(6-2)から、最大誤差を求めると、 $1.28[\%]$ となる。

(2) パワーメータ測定誤差

パワーメータ (電力測定器：日置 3193 パワーハイテスタ) は仕様書より測定基本確度が $0.2[\%]$ 、読み取り誤差は、デジタル表示の小数点第 3 位を四捨五入しているのもので最大で $0.005[\%]$ である。

従って、計器の誤差を含む効率 η は以下のように計算される。

$$\eta = \frac{V_{out}(1 \pm 0.002) \times I_{out}(1 \pm 0.002)}{V_{in}(1 \pm 0.002) \times I_{in}(1 \pm 0.002)} = \frac{P_{out}(1 \pm 0.004004)}{P_{in}(1 \pm 0.004004)} \quad (6-3)$$

式(6-3)から、計器最大誤差は0.804[%]、これに上記のとおり、デジタル表示の最大読み取り誤差0.005[%]を足して、0.8045[%]となる。

6.4.2 考察

第4.3.3項(p.50)に効率評価として、QRASの測定条件および測定方法、測定データの統計的処理を、第5.5.2項(p.68)にSAZZの効率評価として、測定条件および測定方法、測定データの統計的処理を述べた。これら得られた効率を、第6.4項(p.92)に述べた計測器と測定誤差から、実測効率と精度の関係をまとめて示すと、表13となる。

QRAS方式における効率は、アナログメータの場合、

$$\eta = 97.5(\pm 1.28)[\%] \quad (6-4)$$

QRAS(SiC)方式における効率は、アナログメータの場合、

$$\eta = 98.5(\pm 1.28)[\%] \quad (6-5)$$

SAZZ方式における効率は、
アナログメータの場合、

$$\eta = 98.2(\pm 1.28)[\%] \quad (6-6)$$

デジタルパワーメータ(参考値:測定日が異なる)の場合、

$$\eta = 97.1(\pm 0.8)[\%] \quad (6-7)$$

となった。

表 13: 実測効率と精度のまとめ

| 回路方式 | Cブリッジ試験結果 | QRAS 試験結果 | QRAS(SiC) 試験結果 | SAZZ 試験結果 |
|--------------------|-------------|-------------|----------------|-------------|
| 入力電力 [W] | 7744 | 8370 | 8182 | 8190 |
| 出力電力 [W] | 7440 | 8160 | 8049 | 8040 |
| 効率 [%] (メータ測定) | 96.9(±1.28) | 97.5(±1.28) | 98.5(±1.28) | 98.2(±1.28) |
| 効率 [%] (パワーメータ) | - | - | - | 97.1±0.8 |
| 全損失 [W] | 304 | 210 | 133 | 150 |

第 7 章

実機適用に対する等価性の評価

本研究は、燃料電池自動車駆動用の 100[kW] 級のソフトスイッチング回路方式による小型 (高周波) 高効率大電力変換器を燃料電池自動車駆動動力系に設置することを究極的な目標としている。そのため、この研究結果を踏まえた考察の章として、実機適用に対する等価性の評価の章を本章に設ける。そして 1/10 モデル試作器の試験検証結果が燃料電池自動車用チョッパとして適用した場合に、どのような相違があるか、また、問題点は何かという点について考察し、今後の課題として整理する。

7.1 主回路構成

本研究において、燃料電池車用直流変換回路として、ソフトスイッチング方式チョッパ回路を提案した。試作器は実機と同様の回路構成で製作しており、回路要素各部の動作はシミュレーションどおり正常に動作することが立証されたので、実機においても適用できる。

特長をまとめると、(a) 回路構成が簡単である。(b) スナバエエネルギーの回生が容易である。(c) 主・補助スイッチとも電力分野で実績のあるスナバ回路を使用し、それによる共振現象を利用したソフトスイッチングの動作原理である。(d) 効率がよい。等の利点があり、燃料電池車駆動に適している。

7.2 容量と素子構成

QRAS 試作器は実機と同等の入出力電圧クラス、1/10 の容量で製作し、主・補助スイッチは 1200[V]、100[A] 素子を 1S1P とし、出力ダイオードは 1200[V]、50[A] 素子を 2S1P としている。試作器において定格試験で課せられるストレスは電圧的には同等であるが、電流的には実機に比較しかなり小さいものである。実機においては IGBT の使用基準、短時間耐量、ノイズ耐量、故障率等を考慮して電力製品としてのディレーティング基準に従い、素子構成を見直す必要が

ある。また、試作器において回路動作の確認はなされたが、実機適用に対しては温度上昇に対する評価を含め信頼性検証を図る必要がある。SAZZも同様である。

7.3 効率

QRAS 試作器 (25[kHz]) の効率は、定格試験の結果から 8[kW] 出力時に効率 97.48[%](実測)、97.2[%](SPICE) である。測定器の読み取り誤差は約 1[%] であり、実機においても定格 (80[kW]) 時の効率は 97[%] 前後と推定される。SAZZ 試作器 (100[kHz]) の効率は、98.1[%] でさらに、向上している。今後、IGBT 素子、ダイオード素子の低損失化を図れば、さらに効率が良くなる分燃料電池車の燃費が低減される。

7.4 構造

試作器の実験室における静止環境に対し、実機においては車載による動的環境へと環境要素は大きく変化するが、試作器は、基本構造的には動的環境にも適応できる IGBT モジュールとブスバー一体構造となっており、実機においても同様の構造になると考えられる。また、試作器の冷却方式は自冷としているが、実機においては容量が 10 倍となるので寸法的メリットから水冷が一般的である。しかし、将来方向としては、SiC 素子等の適用による大幅な低損失化を見込み、寸法上のメリットが少なくなれば、保守性のデメリットの大きい水冷から空冷化が妥当な方向となると考えられる。その他、寸法、筐体さび止め処理や絶縁設計、主回路端子位置等、実装上の制約を考慮した構造設計上の変更が必要である。

7.5 今後の課題

以上、実機との等価性の評価から、今後の課題を項目ごとに下記に整理した。

7.5.1 配線インダクタンス低減の必要性

SAZZ チョップパにおいて、付録 C 章図 9 に示すように、定格 8[kW]、出力電圧 400[V] 時における主スイッチのターンオン時に、主スイッチの電圧が 60[V] 程度残留し、また、ターンオフ過電圧は、500[V] に達している。これは、主スイッチ S_1 、出力ダイオード D_5 、出力平滑コンデンサ C_3 および P,N 導体ブス周りの配線のインダクタンスが影響しており、配線のインダクタンスをできるだけ減らす必要がある。この P,N 導体ブスの密着構造による配線インダクタンスの低減が課題になる。

7.5.2 ゲート遅れ時間最適点の負荷電流依存性

SAZZ チョップパにおいて、原理的な問題として、ゲート遅れ時間の最適点は、負荷電流に依存して変動する。そのため、定格電流時の共振動作でゲート遅れ時間をチューニングすると、デューティを絞った軽負荷時には、最適点がずれ、効率が低下する課題がある。ゲート遅れ時間の最適制御方法としては、FPGA を用いたゲート最適制御法を検討している。

7.5.3 ターンオン時電圧残留による効率の低下

SAZZ チョップパにおいて、入力電圧と出力電圧が近づく領域つまりデューティが小さい領域において、原理的な問題として、ターンオン時に主スイッチの電圧が完全に零にならず残留し、効率が低下する。この領域の効率の低下が課題である。

7.5.4 デューティ制御範囲

本研究における試作器製作にあたり、実機での要求仕様は特に課せられてはいない。試作器ではソフトスイッチングにて動作する共振(安定動作)動作領域として、デューティ制御範囲を35[%]~70[%]で製作した。この制御範囲であれば、実機適用に対してもほぼ同等の共振(安定動作)動作領域は確保できると考えられ、実機製作に対する障害とはならない。しかし、共振(安定動作)領域外動作は、QRAS では問題ないが、SAZZ では、補助スイッチの回生電流通流時に、スイッチ素子をオフすると電流の回生経路がなくなるので、スイッチ素子に過大な電圧が加わり素子の破壊を招く。そのため、補助スイッチの零電流ターンオフの確保が課題となる。

7.5.5 高周波時のテイル電流の影響

本研究のソフトスイッチング方式はスナバコンデンサを用いている。スナバコンデンサを用いると、複雑な付属回路を必要とせずターンオフのソフトスイッチング動作が可能である。しかし、スイッチング周波数が増大してくるとテイル電流の影響が無視できなくなる。このため、ターンオフの改良が課題となる。

7.5.6 パワーデバイス

1. SiC デバイス 第6章で述べたように、SiC ショットキーダイオードを適用した実験評価はすでに行なっているが、今後は、SiC スwitchングデバイスを適用した実験が課題となる。また、SiC ショットキーダイオードも CREE 社製とインフィニオン社製の比較も課題となる。
2. ESBT デバイス ESBT(Hybrid Emitter Switched Bipolar Transistor)素子は、オン状態損失が少ないがスイッチング速度が遅いバイポーラトランジスタ(BJT)や高速スイッチング

が可能だがオン状態損失が大きいMOSFETに比べ、オン状態損失もスイッチング損失も少ない新型デバイスである。すでに、1000[V]、50[A](STE50DE100, ST社製)の素子が市販されており、この素子を用いた効率評価が課題となる。

第 8 章

結論

8.1 結論

本研究では、燃料電池自動車用チョッパに関する仕様あるいは、究極的な目標はなにかについて明確にし、それに対して、どのようなアプローチがあるかを整理し、ソフトスイッチングによる新たな電力変換回路方式を提案した。本研究の各章の結論を大きくまとめると、下記のようなようになる。

- 第 4 章

- 高効率大電力チョッパ (QRAS) 方式の提案
- QRAS 方式の最適設計法の提案
- 8[kW]-25[kHz] QRAS 試作器の製作と試験評価

- 第 5 章

- 高効率大電力チョッパ (SAZZ) 方式の提案
- SAZZ 方式 6 基本コンバータの提案
- 二次試作器 100[kHz]-8[kW] SAZZ の製作と試験評価

- 第 6 章

- 新型デバイス SiC 半導体を用いた QRAS 方式による効率向上の達成および損失ブレークダウン高精度測定
- 漂遊容量を利用する高周波 SAZZ 方式の提案
- 新型逆阻止 IGBT を用いた高効率 QRAS の評価

総まとめ

提案のQRASもしくはSAZZ方式、最適設計法を用いることより、燃料電池車に適した大電力、高効率、高周波変換装置を実現可能である。

8.2 今後の課題

本研究で提案した燃料電池車を含む今後の次世代クリーンエネルギー応用分野における電力変換器を対象とした新しいソフトスイッチング回路方式によれば、より高性能な電力変換が可能となる。一方、高効率高周波高出力化に対する簡単でない応用・実用化面での課題も生じる。以下にこれらの要点を最後に述べる。

1. 高密度化 ソフトスイッチング方式により、効率が向上し、損失が低減されると、変換器の高密度化が可能となる。今後は、この車載用としての実装のための高密度化が課題となる。
2. EMI 高速スイッチングにより周波数が向上すれば、放射ノイズ、伝導ノイズが問題となる。これらをソフトスイッチングにより低減する必要がある。
3. LC回路要素の効率向上 高周波化により、リアクトルには従来なかった寄生要素による高周波損、鉄損や導損が発生する。また、コンデンサの誘電損や容量の周波数特性の改善、共振点の問題、等、回路要素の効率向上が課題となる。
4. ソフトスイッチング用パワーデバイスの特性向上 より高速なソフトスイッチング動作を行なうために、零電圧で高速にオフし、零電流で高速にオンし、より高い耐電圧が求められ、新しいパワーデバイスの設計法が課題となる。
5. ゲートの制御性能 車載用電力変換器は、モータの駆動に必要な電力を与えるために搭載される。モータは逆起電力を発生させる電圧源でもあり、等価的には変動する負荷である。従って、外乱や変動に対する電圧制御性能が課題となる。

以上、今後、新型デバイスの登場により、より高効率、高周波、高出力の電力変換装置への要求が増大すると予想されるが、新型デバイスに適した回路方式の研究により、高性能な変換装置が実現可能になると思われる。

謝辞

本論文を終えるにあたり、博士課程進学のチャンスを頂き、的確な指導とアドバイスで、日頃から研究細部までに渡って、御指導くださった河村篤男教授に心から感謝いたします。また、実験装置の部品購入や実験の一部をサポートしてくださった神頭技官、朱助手、実験を協力いただいた M2 伊藤氏、M1 板東氏をはじめとする河村研究室の皆様に深く感謝いたします。

本研究の試作器製作用回路部品を提供していただいた京三製作所の岩倉氏をはじめとする協力企業の方々に感謝いたします。

また、国際会議や学会等でいろいろお世話になった元山口大学(現 慶南大学) 中岡睦雄教授をはじめとする多数の先生方に深く感謝いたします。最後に、会社を退職した私に、いろいろとお力添えいただいた池田吉堯教授(現名誉教授)、大学院博士課程進学を強く勧めてくれた両親に、本論文の完成をもってお礼と感謝の意を表します。

参考文献

- [1] 堺 和人：電気自動車用モータの技術動向，平 16 電気学会産業応用部門大会講演論文集，No.2-S10-4, pp.154-157, (2004)
- [2] 毎川研吾，弦田幸憲，河村篤男：Cブリッジスイッチによる大電力用昇圧チョップの提案および試作，平 15 電気学会産業応用部門大会講演論文集，No.1-101, pp.477-478, (2003)
- [3] G.Hua, C.S.Leu, F.C.Lee: "Novel Zero-Voltage-Transition PWM Converters", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol.9, NO.2, pp.213-219, March, (1994)
- [4] 電気学会電気専門用語集 N0.9 「パワーエレクトロニクス」, (2000)
- [5] 寺嶋：第 1 章 電気自動車とパワーエレクトロニクス，特集：21 世紀のパワーエレクトロニクス，電気学会雑誌，Vol.112, No.9, pp.674-676, (1992)
- [6] 電気学会編：ソフトスイッチングの最新技術動向，電気学会技術報告書，第 899 号，pp. 4-8, (2002)
- [7] 電気学会編：パワーエレクトロニクス回路，オーム社，pp.281-319, (2000)
- [8] 財団法人日本自動車研究所：http://www.jari.or.jp/
- [9] 毎川研吾：「燃料電池自動車用ソフトスイッチング昇圧チョップの研究」，横浜国立大学修士論文，(2004)
- [10] 東京電力 EV 研究会：電気自動車の高性能化に関する研究，報告書，(1994)
- [11] Johan Tjeerd Strydom, Jacobus Daniel van Wyk, Jan Abraham Ferreira, South African Institute of Electrical Engineering, "Some Limits of Integrated L-C-T Modules for Resonant Converters at 1 MHz", IEEE Trans. on Industry Applications, vol.37, no.3, May/June, pp.820-828, (2001)
- [12] David W. Berning, Allen R. Hefner, Jr., "IGBT Model Validation for Soft-Switching Applications", IEEE Trans. on Industry Applications, vol.37, no.2, March/April, (2001)

- [13] 中村, 苗井, 石飛, 中岡 : パッシブ補助共振スナバ付ソフトスイッチングPWM昇圧チョッパ形DC-DCコンバータと性能評価, 電学誌D, Vol.122, No.10, pp.1006-1016, (2002)
- [14] 江口, 岸本, 住吉 : 小規模分散型太陽光発電/燃料電池発電用高周波スイッチング電源システムの現状と技術動向, 電気学会全国大会講演論文集 [4] シンポジウム [S18], pp.4/S18(21)-4/S18(24), (2004)
- [15] 木村, 石坂, 伊藤 : ソフトスイッチング単相倍電圧整流器の一構成, 電気学会全国大会講演論文集 [4], pp.93, (2004)
- [16] S.Cuk, R.D.Middlebrook: "Advances on Switched-Mode Power Conversion Part I", IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol.IE-30, NO.1, pp.10-19, February, (1983)
- [17] Hisaichi Irie: "Resonant Switches in Common Equivalent Circuit of DC/DC Converters", IPEC-Tokyo, Vol.1, pp.362-368, April, (1990)
- [18] Abou-Alfotouh, Radun A.M., Arthur V., Chang Hsueh-Rong, Winerhalter C.: "A 1 MHz hard-switched silicon carbide DC/DC converter", Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2003. APEC '03. Eighteenth Annual IEEE, Volume: 1, February, (2003)
- [19] Cree Inc., Application note : "Hard Switched Silicon IGBT's? Cut Switching Losses in Half with Silicon Carbide Schottky Diodes", CPWR-AN03, (2003)
- [20] Richard G. Hoft: "Semiconductors Power Electronics", Van Nostrand Reinhold Company Inc. New York, (1986)
- [21] 高尾, 八尾, 荒井 : SiC ショットキーバリアダイオードの高 di/dt スwitching 特性, 電学誌 D, Vol.124, No.9, pp.917-923, (2004)

発表文献

学術論文誌

- [1] 著者 弦田 幸憲, 河村 篤男
題名 "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"
誌名 電気学会論文誌 D 部門, 125 巻 11 号, pp.977-987, 2005
- [2] 著者 Y.Tsuruta, A.Kawamura
題名 "8kW QRAS chopper using SiC schottky diode"
誌名 IEEJ Trans.IA, Special Issue for IPEC-Niigata 2005
投稿中
- [3] 著者 Y.Tsuruta, A.Kawamura
題名 "A High Efficiency and High Power Chopper Circuit QRAS Using Soft Switching and the Test Evaluation at 8kW"
誌名 Journal of Power Electronics, the Korean Institute of Power Electronics(KIPE), Vol.6, No.1, pp.1-7, 2006

国際会議 (査読あり)

- [4] 著者 Y.Tsuruta, A.Kawamura
題名 "A High Efficiency and High Power Chopper Circuit QRAS Using Soft Switching and the Test Evaluation at 8kW"
会名 International Conference on Power Electronics (ICPE)
pp.60-64,2004
- [5] 著者 Y.Tsuruta, Y.Ito, A.Kawamura
題名 "8kW QRAS Chopper Using SiC Schottky Diode"
誌名 International Power Electronics Conference 2005(IPEC-Niigata 2005)
pp.1113-1119,2005
- [6] 著者 Y.Tsuruta, Y.Ito, A.Kawamura
題名 "A Novel Soft Switching Scheme QRAS Converter Aimed for FCEV"
誌名 IEEE Power Electronics Specialists Conference(PESC'05)
- [7] 著者 Y.Tsuruta, Y.Ito, A.Kawamura
題名 "A New Zero-Voltage-Zero-Current-Transition Chopper SAZZ for a FCEV Drive"
誌名 The Conference of the IEEE Industrial Electronics Society(IECON 2005)
- [8] 著者 Y.Tsuruta, Y.Ito, M.Bando, A.Kawamura
題名 "A High Frequency, High Efficiency and High Power Chopper SAZZ and the Test Evaluation at 100kHz-8kW"
誌名 IEEE Power Electronics Specialists Conference(PESC'06),2006
投稿中
- [9] 著者 Y.Tsuruta, Y.Ito, M.Bando, A.Kawamura
題名 "A New Circuit Geometry SAZZ for An EV Drive Application"
誌名 IEEE/IAS 41st Annual Meeting(IAS2006),2006
投稿中

国内学会口頭発表

- [10] 著者 弦田 幸憲, 毎川 研吾, 河村 篤男
題名 ”高効率高周波大電力チョッパ回路 QRAS の提案および 1 / 10 モデルの試作”
会名 平成 16 年電気学会全国大会, No.4-083, pp.127-128, 2004
- [11] 著者 弦田 幸憲, 河村 篤男
題目 ”高効率大電力ソフトスイッチングチョッパ回路 QRAS の提案と 8kW での試験評価”
会名 電気学会半導体電力変換・産業電力電気応用合同研究会 SPC-04-92/IEA-04-19,
pp.103-108, 2004
- [12] 著者 弦田 幸憲, 神頭 利史, 河村 篤男
題目 ”高効率大電力チョッパ回路 QRAS”
会名 平成 16 年電気学会産業応用部門大会, No.1-44, pp.295-300, 2004
- [13] 著者 弦田 幸憲, 伊藤 嘉啓, 河村 篤男
題目 ”SiC ショットキーダイオードを用いた 8kW QRAS チョッパの効率測定速報”
会名 平成 16 年電気学会産業応用部門大会, No.1-85, pp.439-442, 2004
- [14] 著者 弦田 幸憲, 神頭 利史, 河村 篤男
題目 ”98.5%QRAS シリコンカーバイドチョッパ回路の損失ブレイクダウン評価”
会名 平成 17 年電気学会全国大会, No.4-003, pp.3-4, 2005
- [15] 著者 弦田 幸憲, 伊藤 嘉啓, 河村 篤男
題目 ”SAZZ チョッパ回路の提案および動作確認試験”
会名 平成 17 年電気学会全国大会, No.4-045, pp.71-72, 2005
- [16] 著者 弦田 幸憲, 伊藤 嘉啓, 河村 篤男
題目 ”SAZZ チョッパの改良のための動作実験速報”
会名 平成 17 年電気学会産業応用部門大会, No.1-49, pp.225-228, 2005
- [17] 著者 弦田 幸憲, 伊藤 嘉啓, 河村 篤男
題目 ”ZVZCT 共振を用いた高効率大電力チョッパ回路 SAZZ の提案とその動作検証”
会名 電気学会半導体電力変換・産業電力電気応用合同研究会 SPC-05-49/IEA-05-4,
pp.19-24, 2005
- [18] 著者 弦田 幸憲, 伊藤 嘉啓, 河村 篤男
題目 ”新型デバイスを用いたソフトスイッチング方式の電力変換器の研究”
会名 第 5 回電気学会ソフトスイッチング技術とその実用化動向調査専門委員会 (SSPA)
文献報告, SSPA-5-3~5, 2005
- [19] 著者 弦田 幸憲, 伊藤 嘉啓, 板東正樹, 河村 篤男
題目 ”逆阻止 IGBT を用いた QRAS 方式チョッパ回路の高効率化と 8kW での試験評価”
会名 電気学会半導体電力変換・リニア 合同研究会 SPC-05-116 / LD-05-73, pp.29-34,
2005

- [20] 著者 弦田 幸憲, 伊藤 嘉啓, 板東正樹, 河村 篤男
題目 "100kHz-8kW SAZZ 昇圧チョッパの試作および定格試験評価"
会名 平成 18 年電気学会全国大会,2006
投稿中

国際会議共著

- [21] 著者 Y.Ito, Y.Tsuruta, M.Bando, A.Kawamura
題名 "50kHz-25kW Bilateral chopper circuit SAZZ-1 for HEV"
誌名 The 22nd International Battery, Hybrid and Fuel Cell Electric Vehicle
Symposium(EVS22),2006
投稿中

国内学会共著

- [22] 著者 毎川 研吾, 弦田 幸憲, 河村 篤男
題目 "Cブリッジスイッチによる大電力用昇圧チョッパの提案および試作"
会名 平成 15 年電気学会産業応用部門大会, No.1-101, pp.477-478, 2003
- [23] 著者 伊藤 嘉啓, 弦田 幸憲, 河村 篤男
題目 "HEV 用 SAZZ 双方向昇圧チョッパの提案"
会名 平成 17 年電気学会全国大会, No.4-044, p.69-70, 2005
- [24] 著者 伊藤 嘉啓, 弦田 幸憲, 河村 篤男
題目 "SAZZ 昇圧チョッパ回路における回路定数決定法"
会名 平成 17 年電気学会産業応用部門大会, No.1-48, pp.223-224, 2005
- [25] 著者 伊藤 嘉啓, 弦田 幸憲, 板東正樹, 河村 篤男
題目 "100 kHz - 8 kW HEV 用 SAZZ 双方向昇圧チョッパ回路の試験評価"
会名 電気学会半導体電力変換・リニア 合同研究会 SPC-05-135 / LD-05-92, pp.71-76,
2005
- [26] 著者 伊藤 嘉啓, 弦田 幸憲, 板東正樹, 河村 篤男
題目 "SAZZ 昇圧チョッパの高効率化制御の検討"
会名 平成 18 年電気学会全国大会, 2006
投稿中
- [27] 著者 伊藤 嘉啓, 弦田 幸憲, 板東正樹, 河村 篤男
題目 "ハイブリッド自動車用双方向昇降圧チョッパ SAZZ-1 の提案"
会名 平成 18 年電気学会全国大会, 2006
投稿中

付録 A 章

QRAS方式による定格試験時の回路各部動作 波形評価

回路各部動作波形評価

図 140 に定格試験を実施した 8[kW] 試作器 QRAS の実験回路構成を示す。

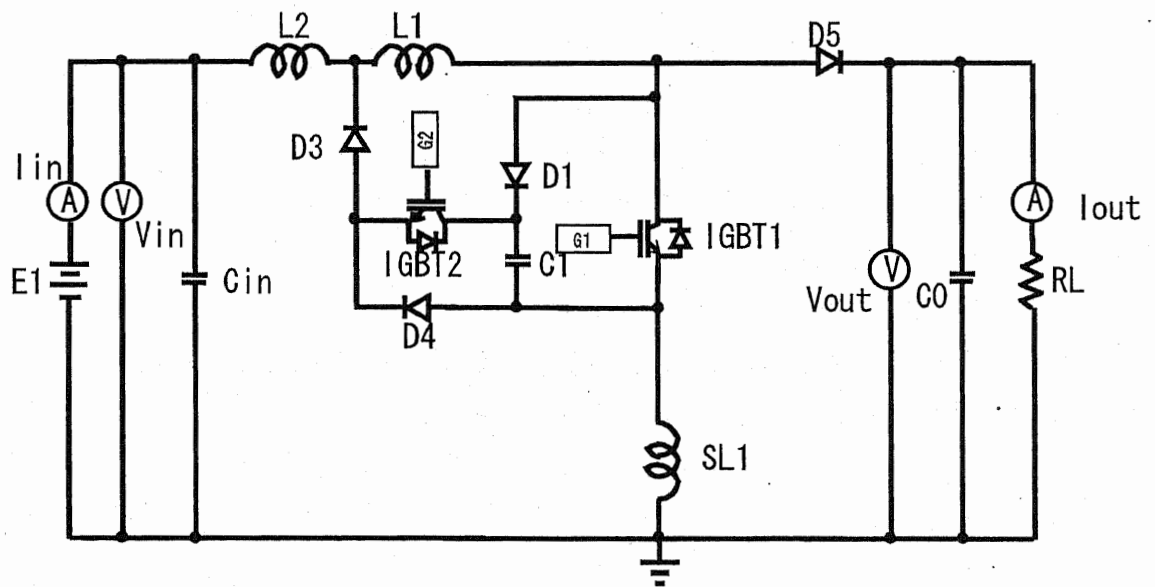


図 140: 8[kW] 試作器 QRAS の実験回路構成

主スイッチ IGBT1

電圧

良

図 141 に、シミュレーション結果、図 142 に実測を示す。波形はほぼ一致している。

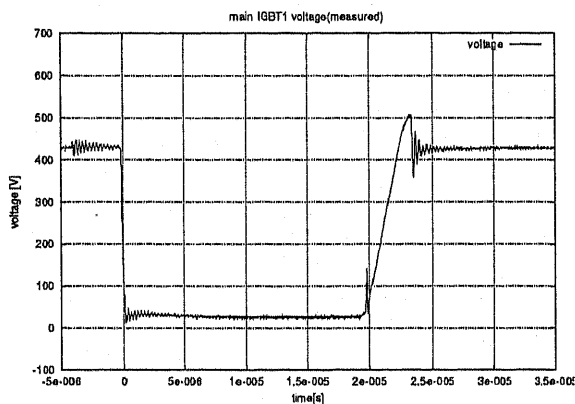
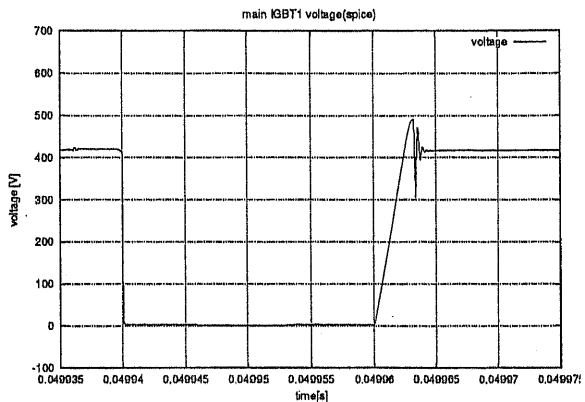


図 141: 主スイッチ IGBT1 電圧波形 (SPICE)

図 142: 主スイッチ IGBT1 電圧波形 (実測)

電流

良

図 143 に、シミュレーション結果、図 144 に実測を示す。波形はほぼ一致している。

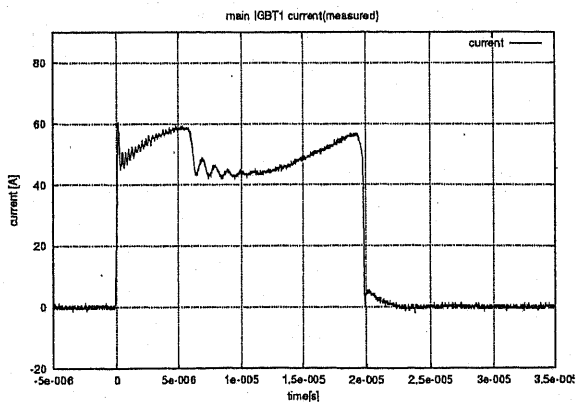
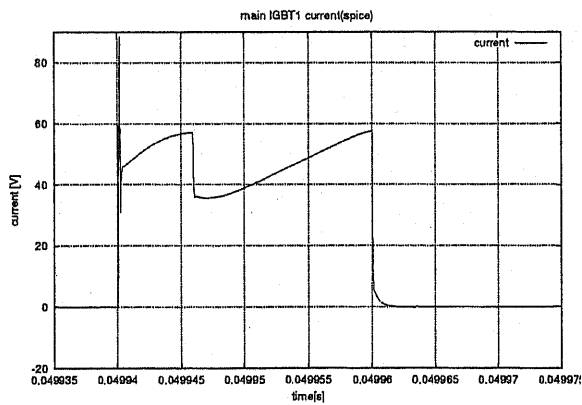


図 143: 主スイッチ IGBT1 電流波形 (SPICE)

図 144: 主スイッチ IGBT1 電流波形 (実測)

補助スイッチ IGBT2

電圧

良

図 145 に、シミュレーション結果、図 146 に実測を示す。波形はほぼ一致している。

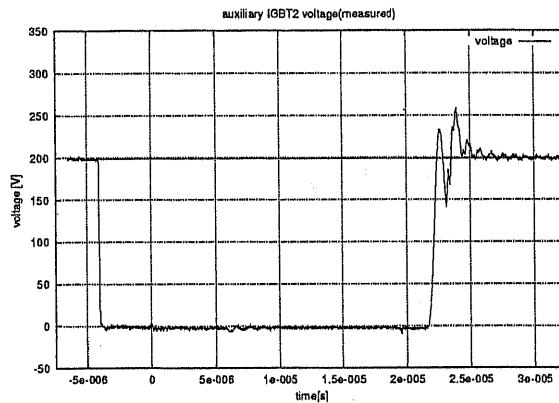
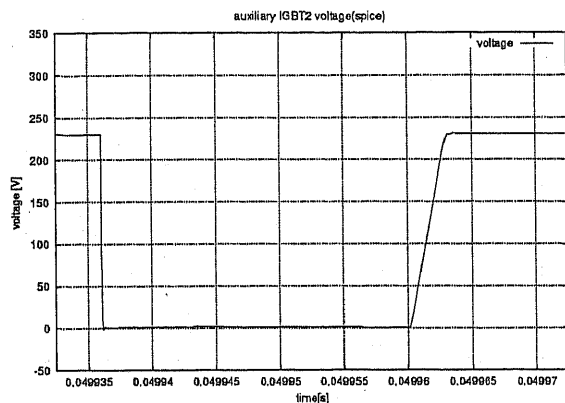


図 145: 補助スイッチ IGBT2 電圧波形 (SPICE) 図 146: 補助スイッチ IGBT2 電圧波形 (実測)

電流

良

図 147 に、シミュレーション結果、図 148 に実測を示す。波形はほぼ一致している。

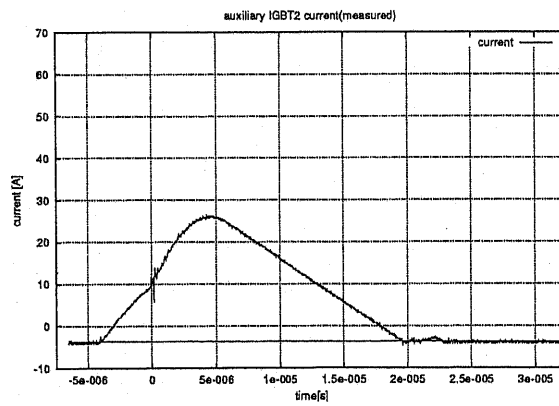
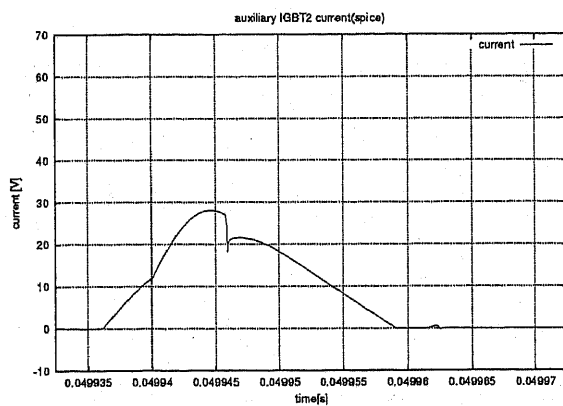


図 147: 補助スイッチ IGBT2 電流波形 (SPICE) 図 148: 補助スイッチ IGBT2 電流波形 (実測)

スナバコンデンサ C1

電圧

良

図 149 に、シミュレーション結果、図 150 に実測を示す。波形はほぼ一致している。

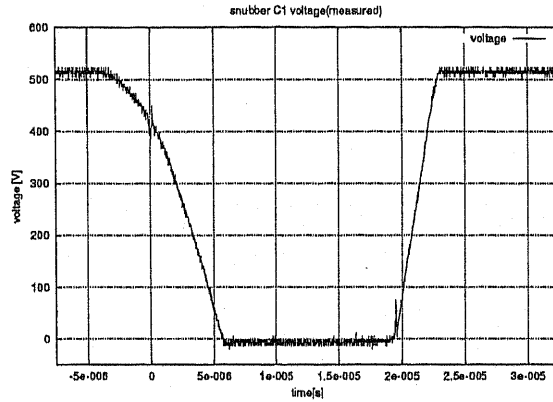
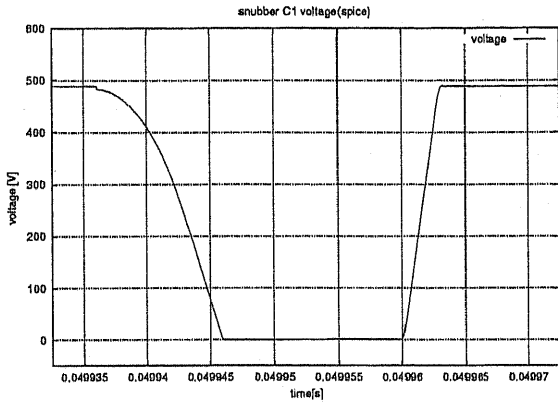


図 149: スナバコンデンサ C1 電圧波形 (SPICE) 図 150: スナバコンデンサ C1 電圧波形 (実測)

主 IGBT1 モジュール内ダイオード D1

電圧

良

図 151 に、シミュレーション結果、図 152 に実測を示す。波形はほぼ一致している。

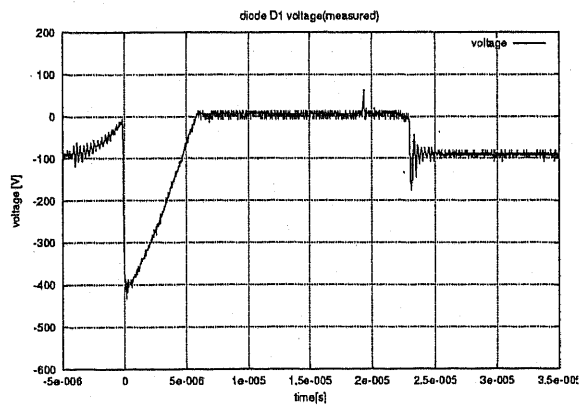
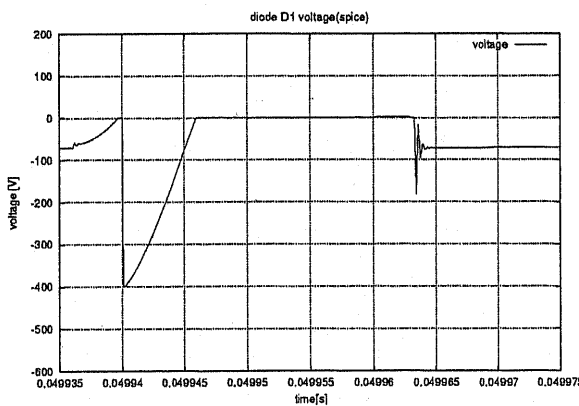


図 151: 主 IGBT1 モジュール内ダイオード D1 電圧波形 (SPICE) 図 152: 主 IGBT1 モジュール内ダイオード D1 電圧波形 (実測)

補助 IGBT2 モジュール内ダイオード D4

電圧

良

図 153 に、シミュレーション結果、図 154 に実測を示す。波形はほぼ一致している。

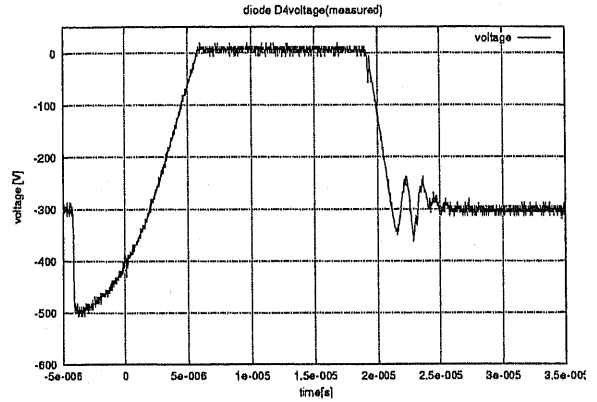
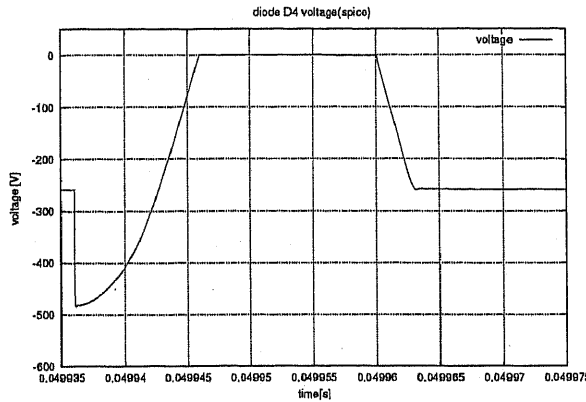


図 153: 補助 IGBT1 モジュール内ダイオード D4 電圧波形 (SPICE)

図 154: 補助 IGBT2 モジュール内ダイオード D4 電圧波形 (実測)

回生ダイオード D3

電圧

(良)

図 155 に、シミュレーション結果、図 156 に実測を示す。実測では、逆電圧が印加されていないが、ダイオード D4 との電圧分担の関係で、D4 に大半が印加されているためと考えられる。

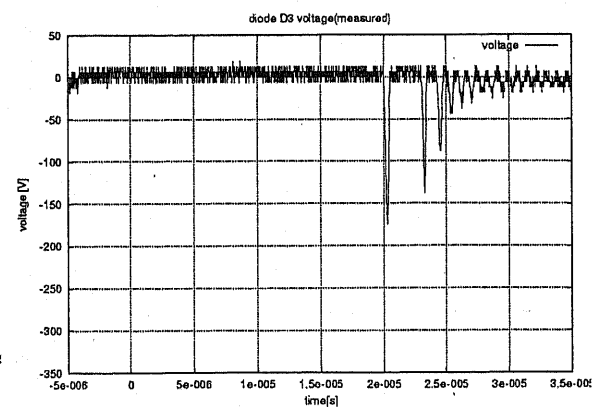
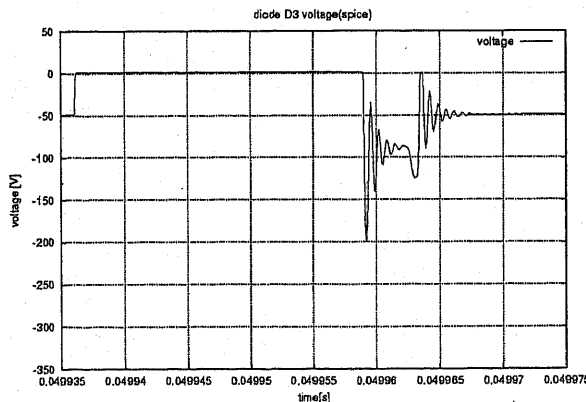


図 155: 回生ダイオード D3 電圧波形 (SPICE)

図 156: 回生ダイオード D3 電圧波形 (実測)

出力ダイオード D5

電圧

良

図 157 に、シミュレーション結果、図 158 に実測を示す。2 個直列接続されている出力ダイオード 2s 分の全体の波形である。せん頭逆耐電圧値は、2400[V] 以下であり、問題なし。

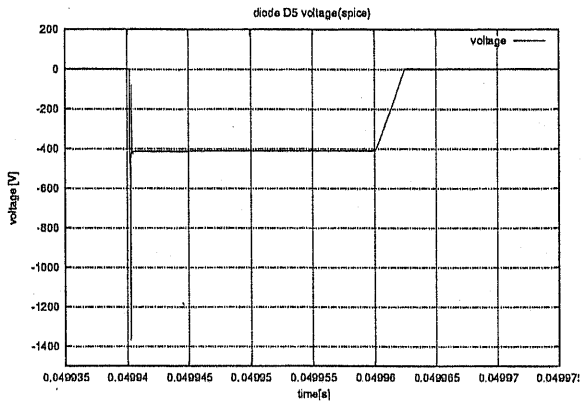


図 157: 出力ダイオード D5 電圧波形 (SPICE)

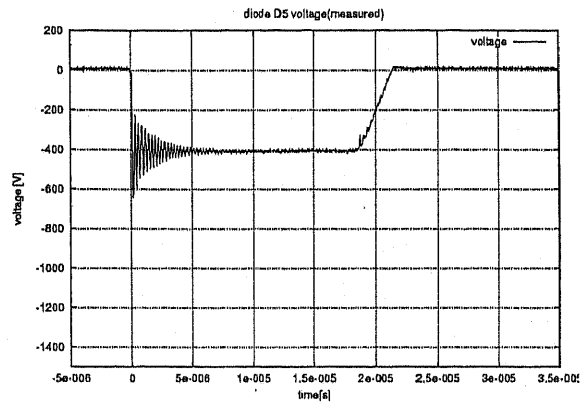


図 158: 出力ダイオード D5 電圧波形 (実測)

電流

良

図 159 に、シミュレーション結果、図 160 に実測を示す。波形はほぼ一致している。

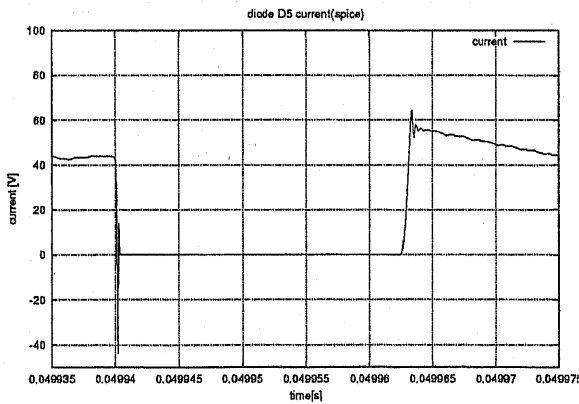


図 159: 出力ダイオード D5 電流波形 (SPICE)

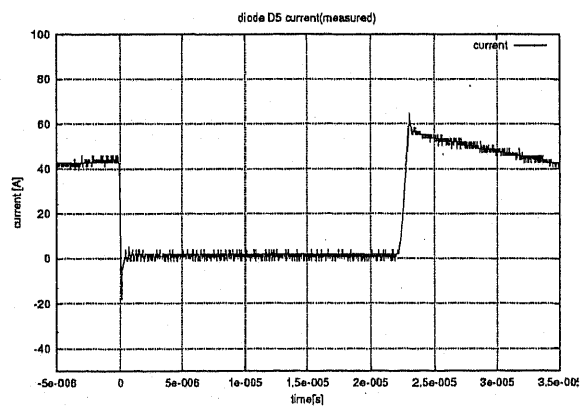


図 160: 出力ダイオード D5 電流波形 (実測)

直流リアクトル L1

電圧

良

図 161 に、シミュレーション結果、図 162 に実測を示す。波形はほぼ一致している。

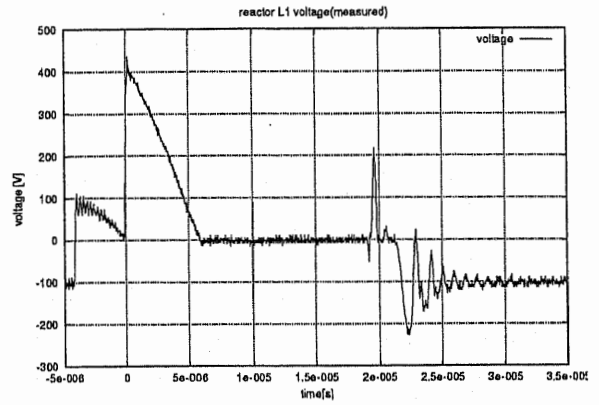
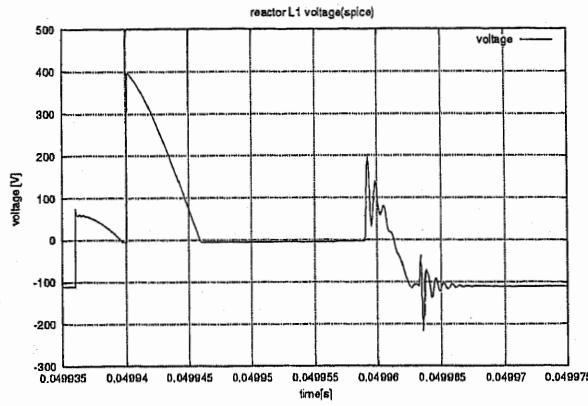


図 161: 直流リアクトル L1 電圧波形 (SPICE)

図 162: 直流リアクトル L1 電圧波形 (実測)

電流

良

図 163 に、シミュレーション結果、図 164 に実測を示す。波形はほぼ一致している。

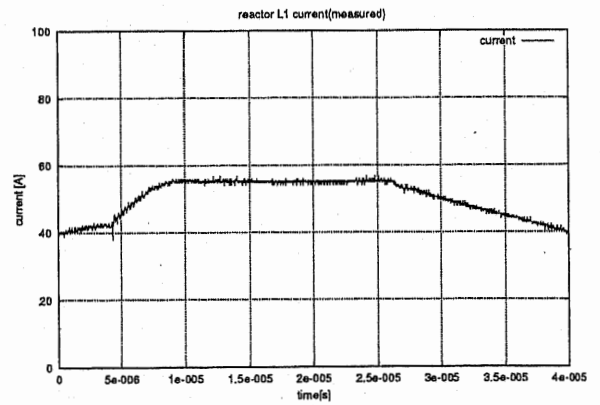
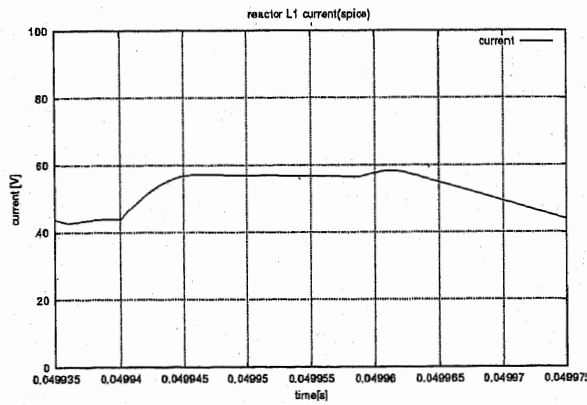


図 163: 直流リアクトル L1 電流波形 (SPICE)

図 164: 直流リアクトル L1 電流波形 (実測)

直流リアクトル L2

電圧

良

図 165 に、シミュレーション結果、図 166 に実測を示す。波形はほぼ一致している。

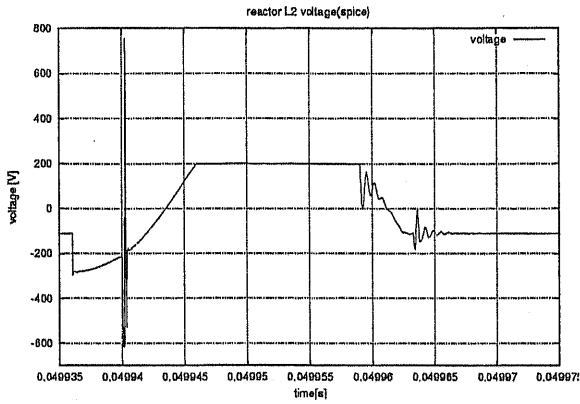


図 165: 直流リアクトル L2 電圧波形 (SPICE)

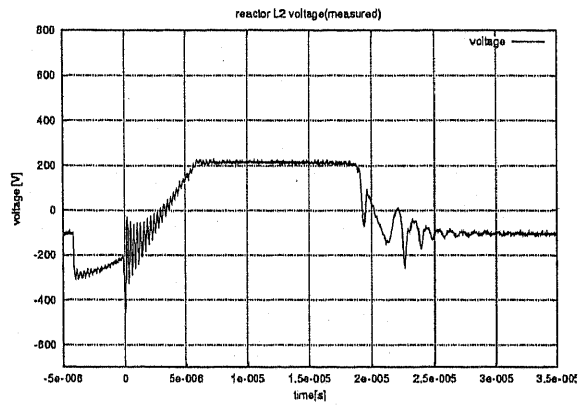


図 166: 直流リアクトル L2 電圧波形 (実測)

電流

良

図 167 に、シミュレーション結果、図 168 に実測を示す。波形はほぼ一致している。

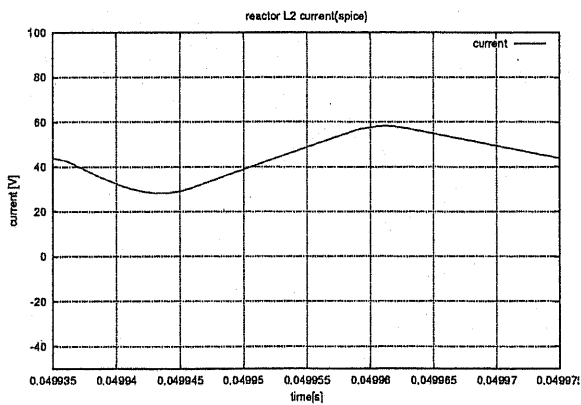


図 167: 直流リアクトル L2 電流波形 (SPICE)

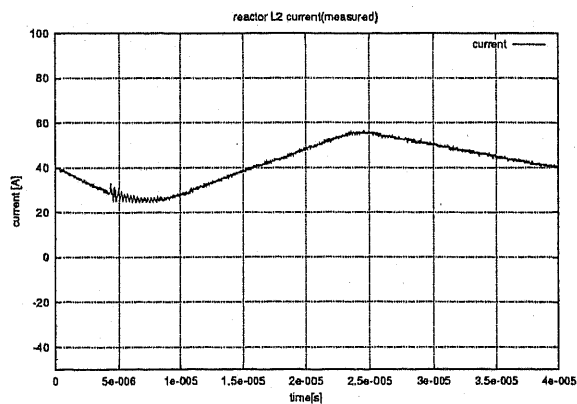


図 168: 直流リアクトル L2 電流波形 (実測)

リアクトルSL1

電圧

良

図 169 に、シミュレーション結果、図 170 に実測を示す。波形はほぼ一致している。

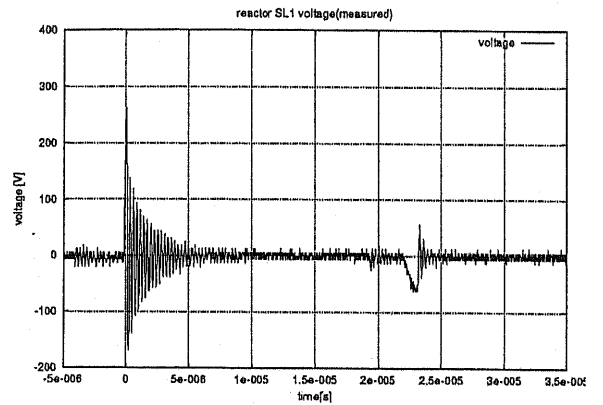
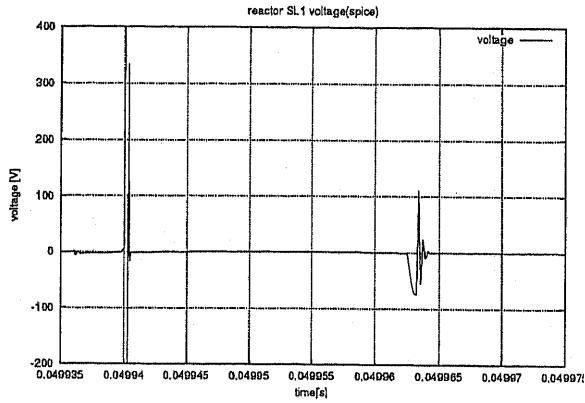


図 169: リアクトルSL1 電圧波形 (SPICE) 図 170: リアクトルSL1 電圧波形 (実測)

電流

良

図 171 に、シミュレーション結果、図 172 に実測を示す。波形はほぼ一致している。

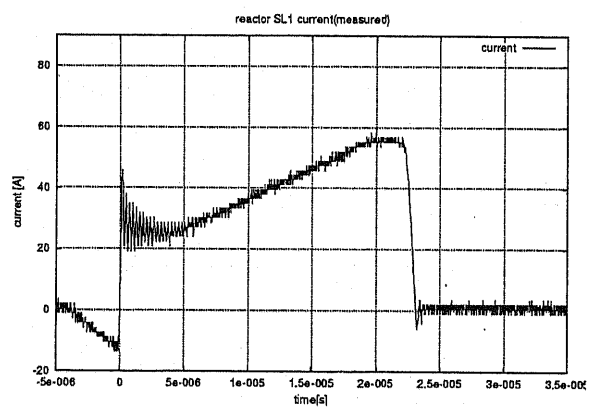
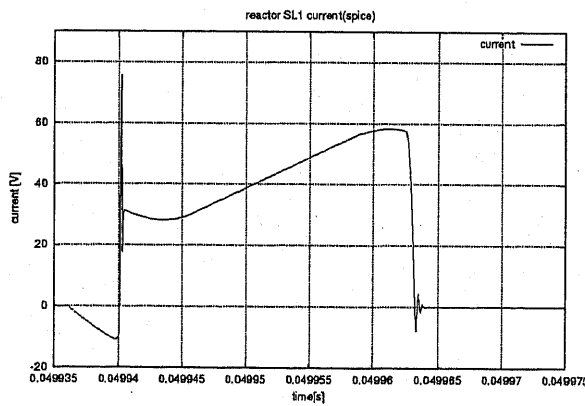


図 171: リアクトルSL1 電流波形 (SPICE) 図 172: リアクトルSL1 電流波形 (実測)

評価まとめ

8[kW] 試作器 QRAS は、定格運転において、正常に動作することを確認し、機器仕様を満足する結果を得た。

付録B章

SAZZ昇圧チョッパの定格試験/効率および回路各部動作波形評価

試験及び評価

試作器SAZZに対して、実施した試験の結果を報告する。

定格試験

内容

定格電圧において運転し、各部の動作波形を確認し、また、効率を測定し、試作器が正常に動作することを確認する。

判定基準

正常に動作すること。

試験結果

良

試作器SAZZは正常に動作することを確認した。

詳細内容は、以下、図173～図174および各部動作波形のシミュレーションとの比較は、4章を参照。

| 測定回数 | 入力電圧 V_i [V] | 入力電流 I_i [A] | 入力電力 P_i [kW] | 出力電圧 V_o [V] | 出力電流 I_o [A] | 出力電力 P_o [kW] | 動作周波数 [kHz] | 装置効率 (P_o/P_i)[%] | 備考 |
|------|-------------------|-------------------|--------------------|-------------------|-------------------|--------------------|----------------|--------------------------|----|
| 1 | 217.10 | 37.60 | 8.16 | 402.3 | 19.80 | 7.97 | 100 | 97.58 | |
| 2 | 204.60 | 40.50 | 8.29 | 404 | 19.90 | 8.04 | 100 | 97.02 | |
| 3 | 208.80 | 38.25 | 7.99 | 403.1 | 19.80 | 7.98 | 100 | 99.93 | |
| 4 | 216.00 | 38.50 | 8.32 | 407.7 | 20.00 | 8.15 | 100 | 98.05 | |
| 平均算出 | 211.63 | 38.71 | 8.19 | 404.275 | 19.88 | 8.04 | 100 | 98.15 | |

図 173: 効率測定結果

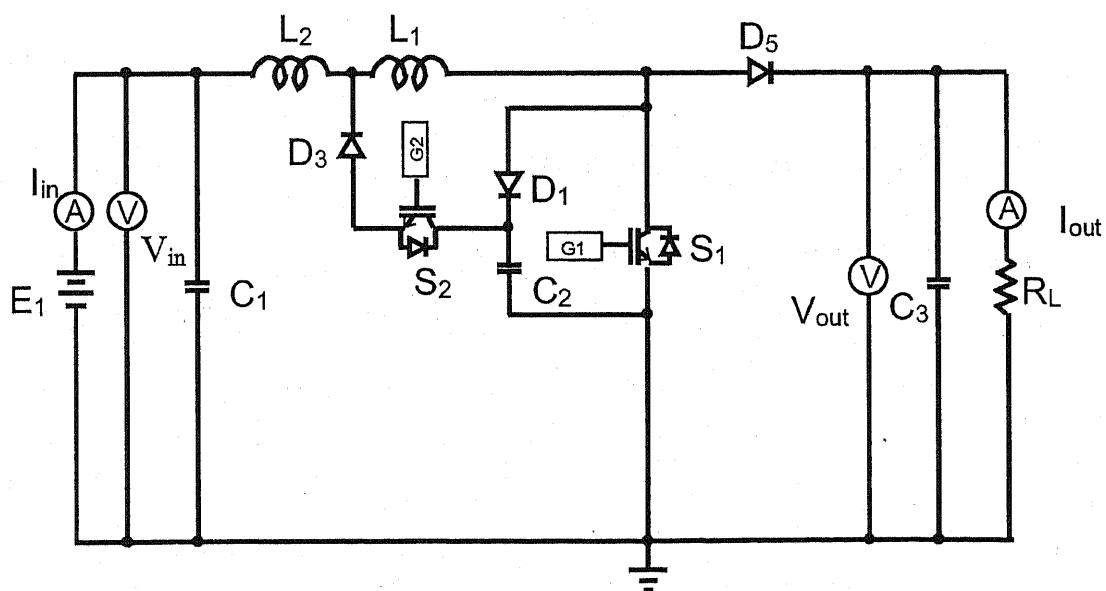


図 174: 効率測定回路

各部動作波形の評価

主スイッチ IGBT1

電圧

問題なし

図 175 に、シミュレーション結果、図 176 に実測を示す。

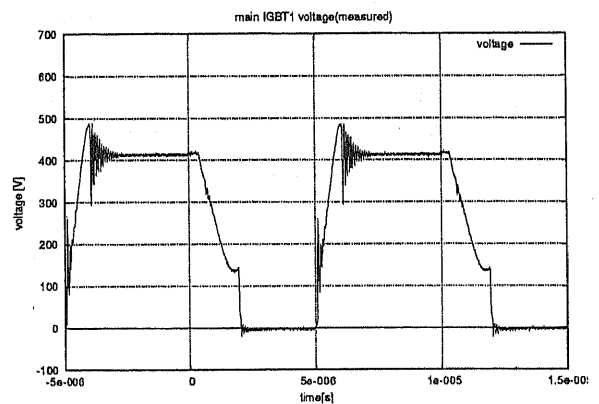
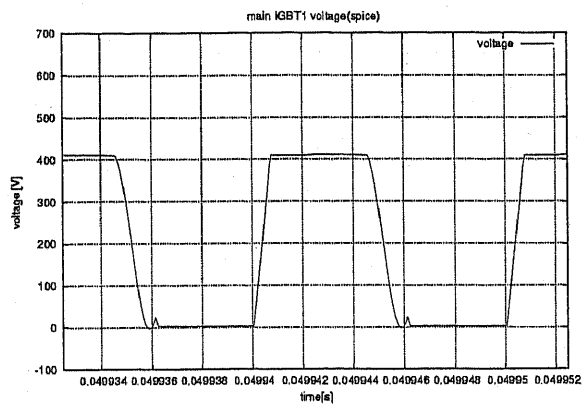


図 175: 主スイッチ IGBT1 電圧波形 (SPICE)

図 176: 主スイッチ IGBT1 電圧波形 (実測)

電流

良

図 177 に、シミュレーション結果、図 178 に実測を示す。

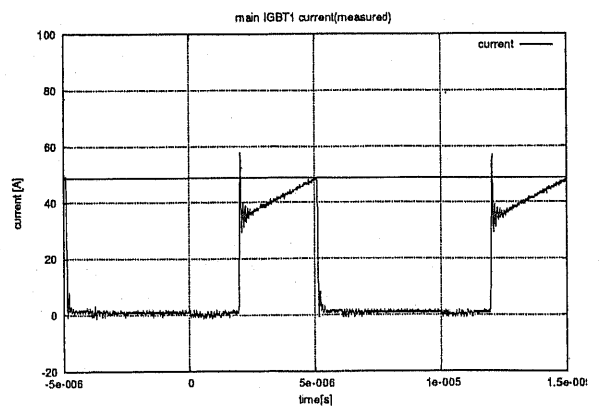
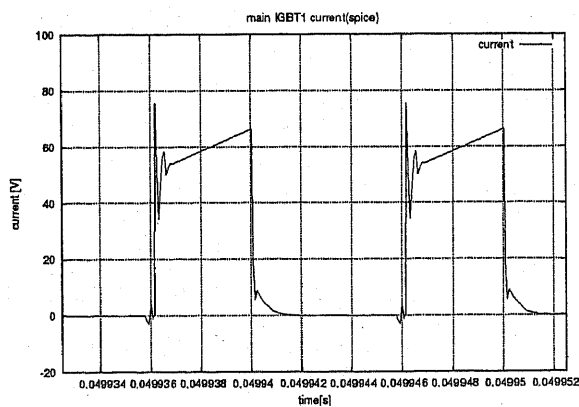


図 177: 主スイッチ IGBT1 電流波形 (SPICE)

図 178: 主スイッチ IGBT1 電流波形 (実測)

補助スイッチ IGBT2

電圧

良

図 179 に、シミュレーション結果、図 180 に実測を示す。波形はほぼ一致している。

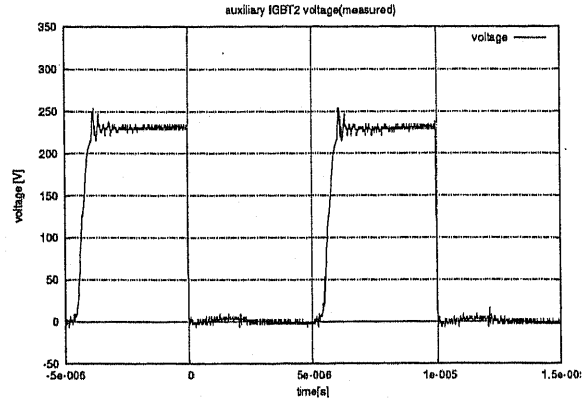
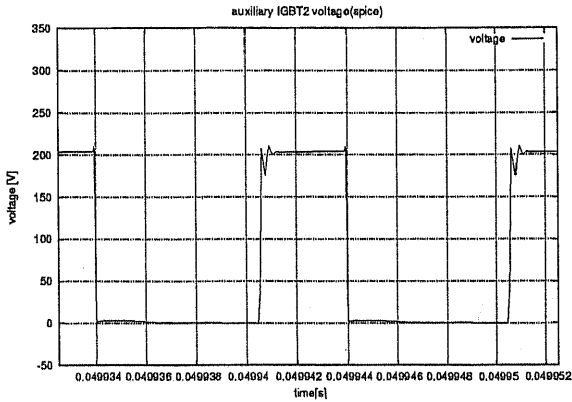


図 179: 補助スイッチ IGBT2 電圧波形 (SPICE) 図 180: 補助スイッチ IGBT2 電圧波形 (実測)

電流

問題なし

図 181 に、シミュレーション結果、図 182 に実測を示す。

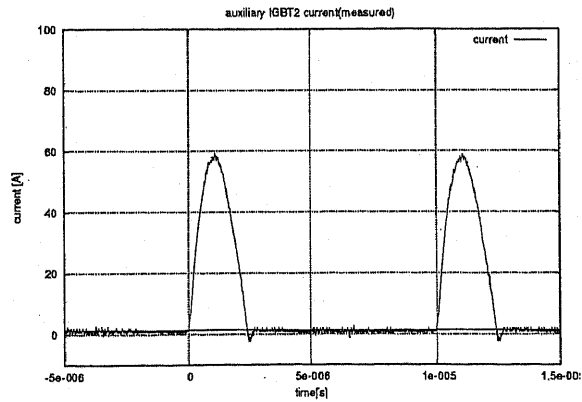
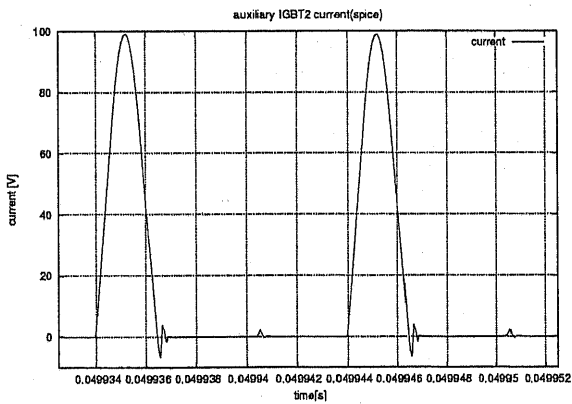


図 181: 補助スイッチ IGBT2 電流波形 (SPICE) 図 182: 補助スイッチ IGBT2 電流波形 (実測)

スナバコンデンサ C1

電圧

問題なし

図 183 に、シミュレーション結果、図 184 に実測を示す。

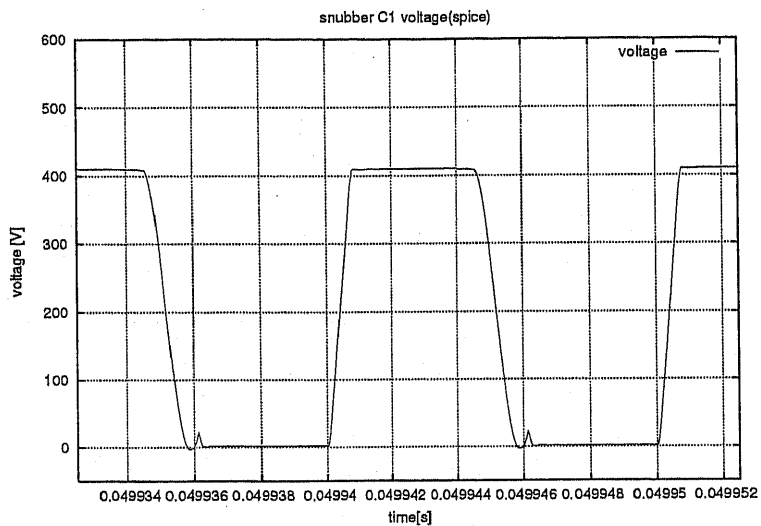


図 183: スナバコンデンサ C1 電圧波形 (SPICE)

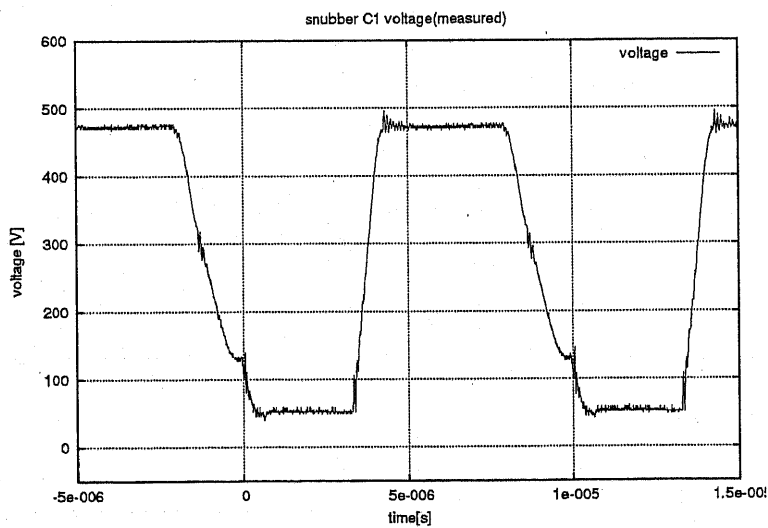


図 184: スナバコンデンサ C1 電圧波形 (実測)

主IGBT1モジュール内ダイオードD1

電圧

問題なし

図 185 に、シミュレーション結果、図 186 に実測を示す。波形は異なる。

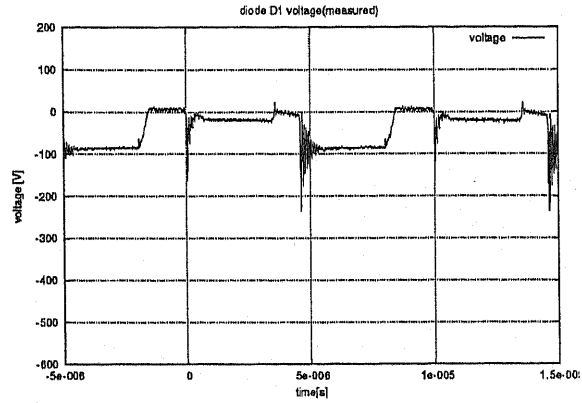
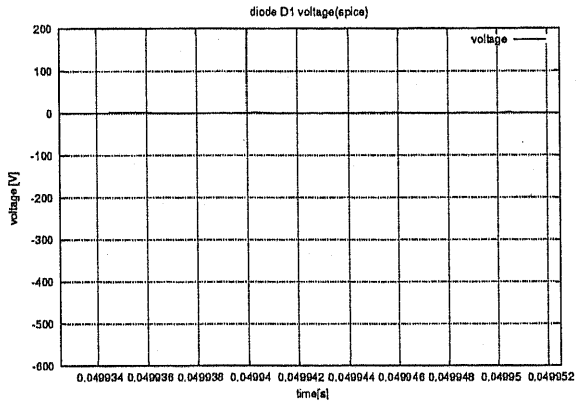


図 185: 主IGBT1モジュール内ダイオード D1 電圧波形 (SPICE) 図 186: 主IGBT1モジュール内ダイオード D1 電圧波形 (実測)

回生ダイオードD3

電圧

良

図 187 に、シミュレーション結果、図 188 に実測を示す。

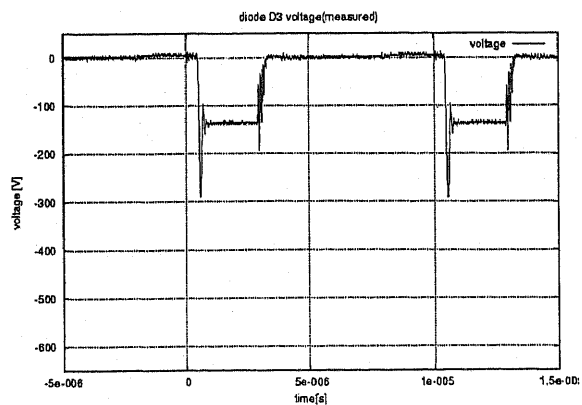
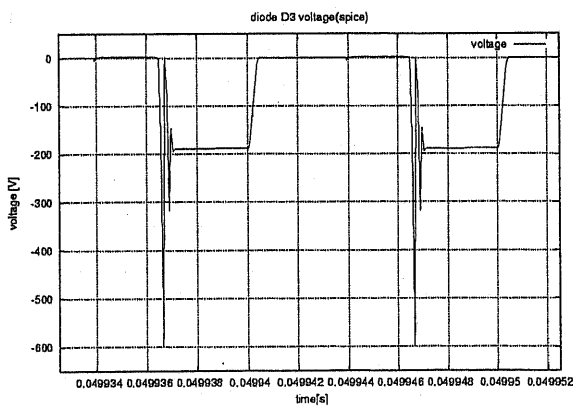


図 187: 回生ダイオード D3 電圧波形 (SPICE) 図 188: 回生ダイオード D3 電圧波形 (実測)

出力ダイオード D5

電圧

良

図 189 に、シミュレーション結果、図 190 に実測を示す。波形はほぼ一致している。

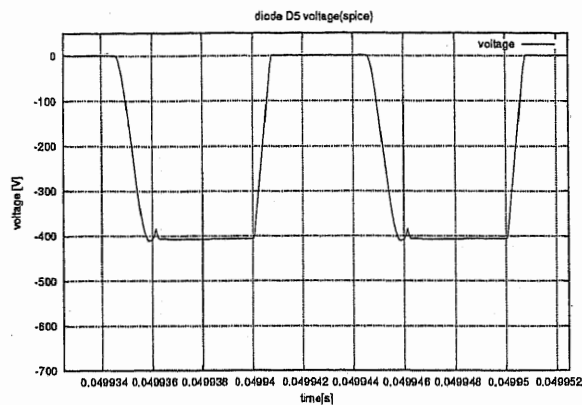


図 189: 出力ダイオード D5 電圧波形 (SPICE)

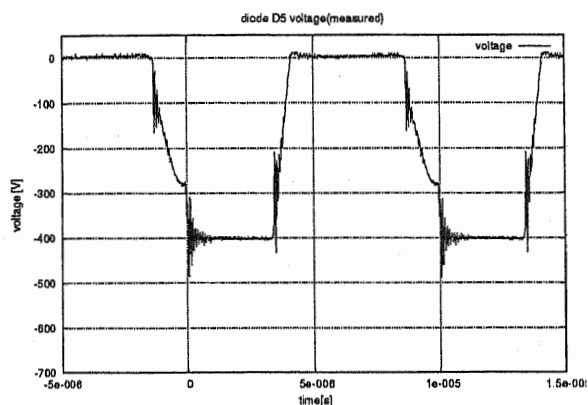


図 190: 出力ダイオード D5 電圧波形 (実測)

電流

良

図 159 に、シミュレーション結果、図 160 に実測を示す。波形はほぼ一致している。

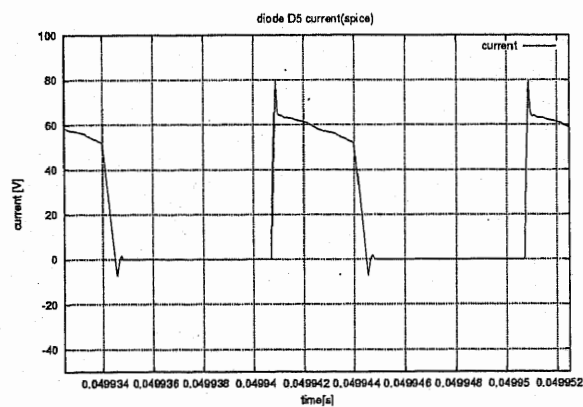


図 191: 出力ダイオード D5 電流波形 (SPICE)

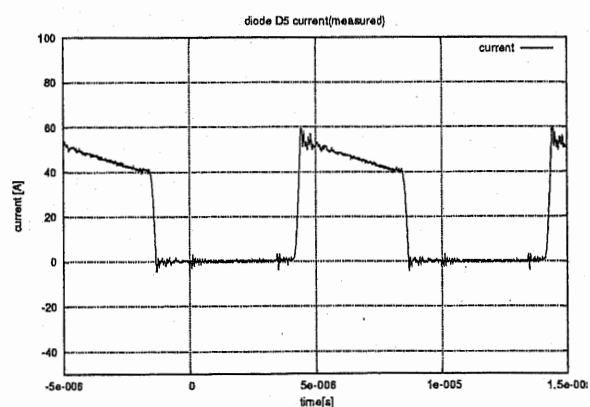


図 192: 出力ダイオード D5 電流波形 (実測)

直流リアクトルL1

電圧

良

図 193 に、シミュレーション結果、図 194 に実測を示す。

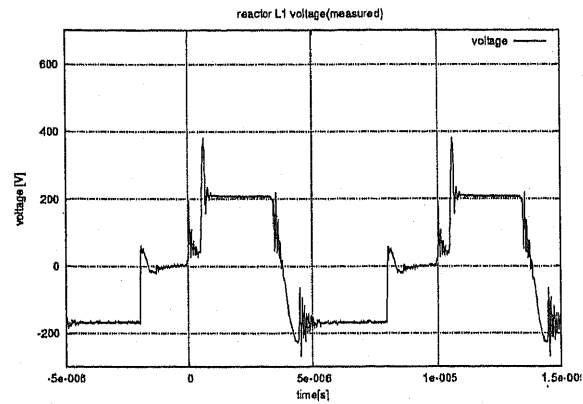
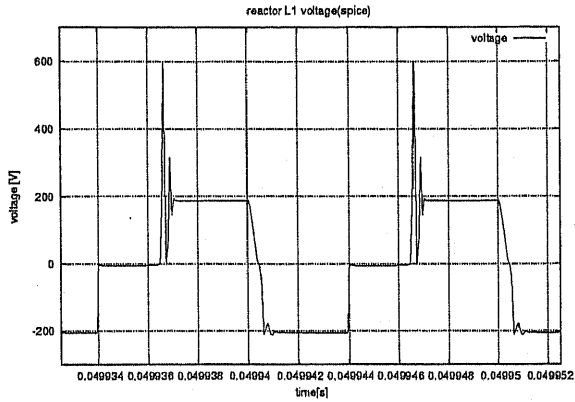


図 193: 直流リアクトル L1 電圧波形 (SPICE)

図 194: 直流リアクトル L1 電圧波形 (実測)

電流

良

図 195 に、シミュレーション結果、図 196 に実測を示す。波形はほぼ一致している。

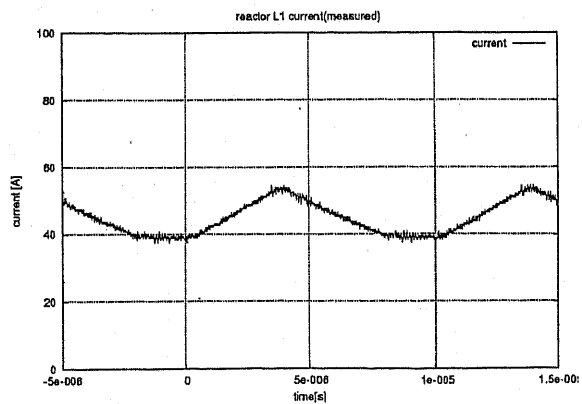
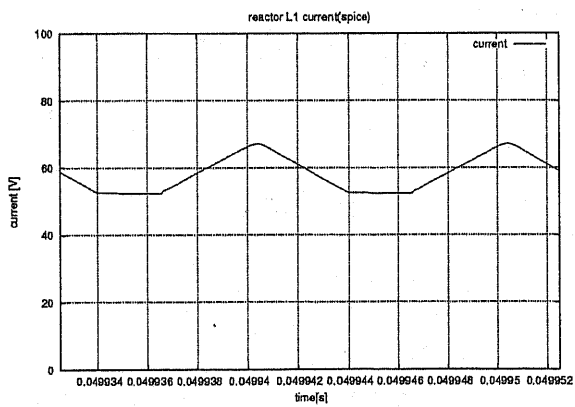


図 195: 直流リアクトル L1 電流波形 (SPICE)

図 196: 直流リアクトル L1 電流波形 (実測)

直流リアクトルL2

電圧

良

図197に、シミュレーション結果、図198に実測を示す。

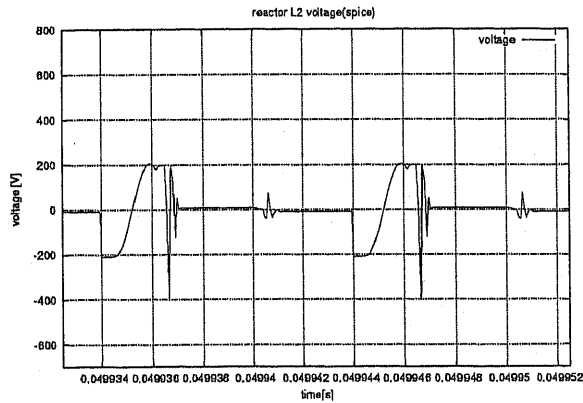


図 197: 直流リアクトル L2 電圧波形 (SPICE)

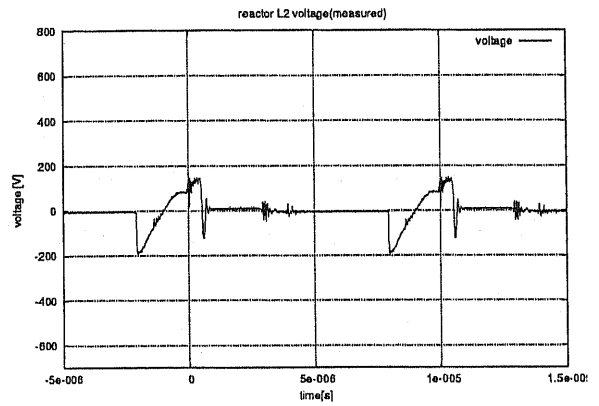


図 198: 直流リアクトル L2 電圧波形 (実測)

電流

良

図199に、シミュレーション結果、図200に実測を示す。波形はほぼ一致している。

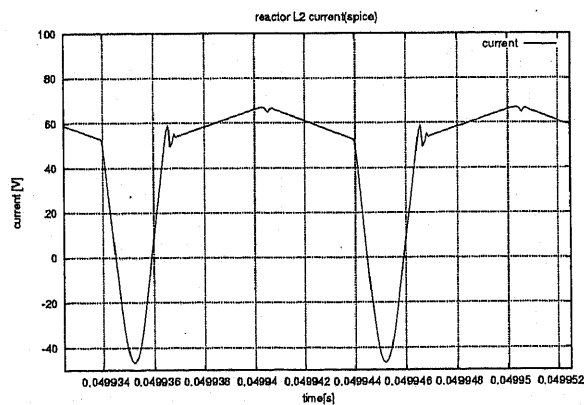


図 199: 直流リアクトル L2 電流波形 (SPICE)

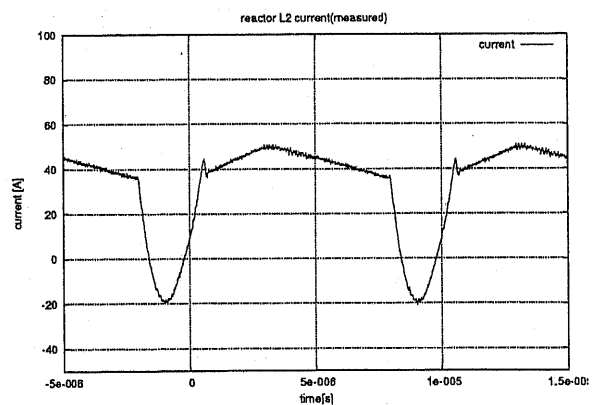


図 200: 直流リアクトル L2 電流波形 (実測)

IGBT 50MT060WH と PDMB100B12C のターンオフ特性比較

図 201 に IR 社製 50MT060WH, 図 202 に日本インター製 PDMB100B12C のターンオフ波形の比較を示す。

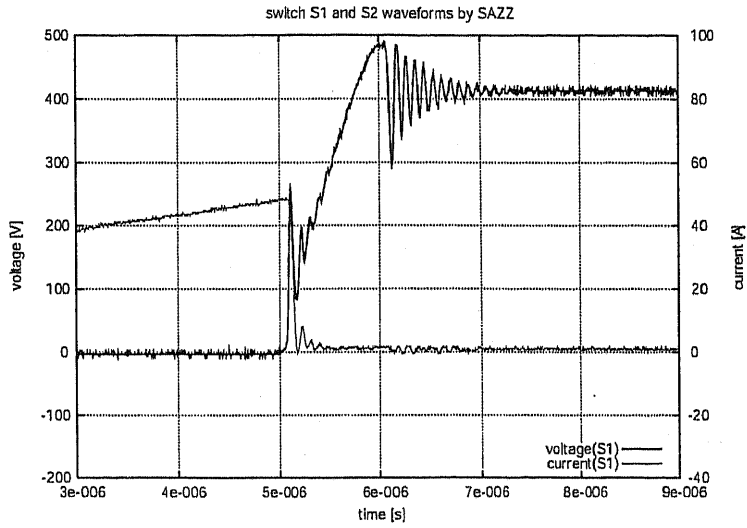


図 201: 50MT060WH ターンオフ波形 (実測)

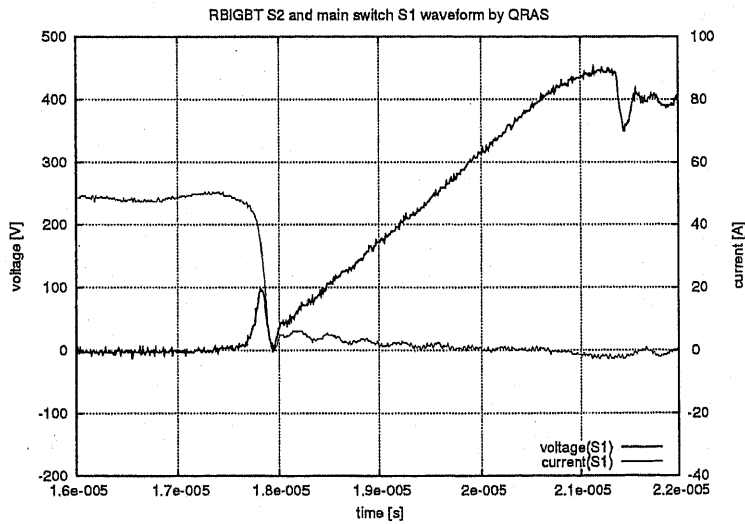


図 202: PDMB100B12C ターンオフ波形 (実測)

評価まとめ

定格試験結果をまとめると以下のとおりである。

1. 8[kW]-100[kHz]SAZZ チョッパ装置の製作

据付組立配線を完了した。

2. 定格試験

高周波高効率大電力用チョッパ回路SAZZは正常に動作することを確認した。

3. 効率

定格で98[%]が得られた。

付録C章

SAZZ昇圧チョッパの定格試験と軽負荷試験評価

試験および評価

試作器SAZZに対して、実施した定格試験と軽負荷試験評価結果を報告する。

出力電力に対する波形評価

内容

定格出力電圧において、負荷を定格から軽負荷まで、1[kW]ステップ毎に変化させ、主・補助スイッチの動作波形を測定し、出力電力に対する波形評価を行なう。

判定基準

ZVZCT動作により、正常にソフトスイッチングできること。

試験結果

良

試作器SAZZは正常に動作することを確認した。

詳細内容は、以下、図203以下のスイッチ動作波形を参照。

スイッチ動作波形の評価

1[kW]・2[kW]時スイッチ波形

図 203, 図 204 に実測を示す。

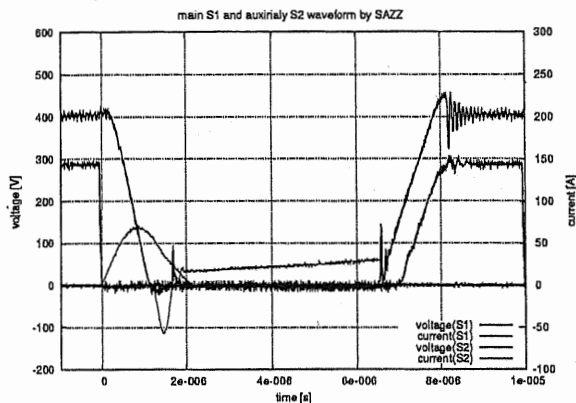
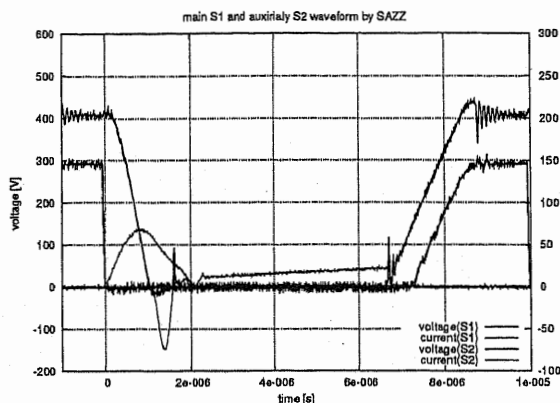


図 203: 主および補助スイッチ波形 (1[kW]) 図 204: 主および補助スイッチ波形 (2[kW])

3[kW]・4[kW]時スイッチ波形

図 203, 図 206 に実測を示す。

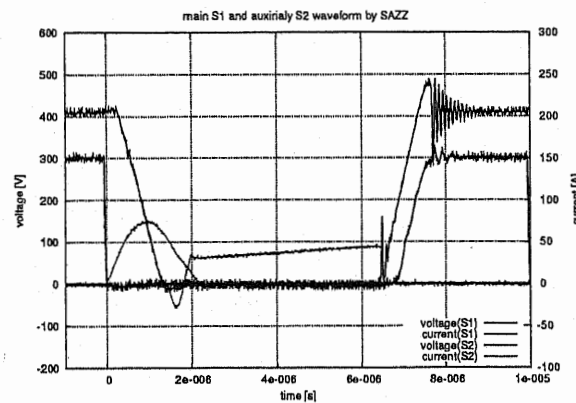
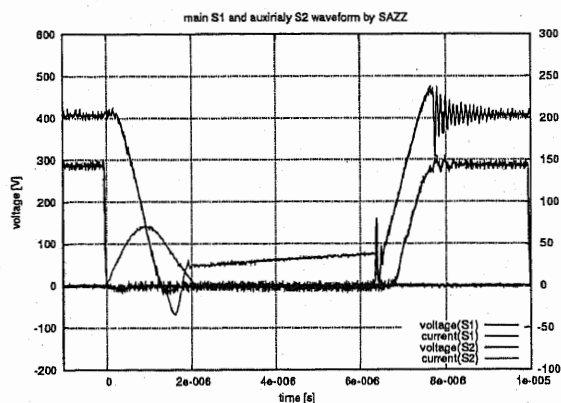


図 205: 主および補助スイッチ波形 (3[kW]) 図 206: 主および補助スイッチ波形 (4[kW])

5[kW]・6[kW]時スイッチ波形

図 207, 図 208 に実測を示す。

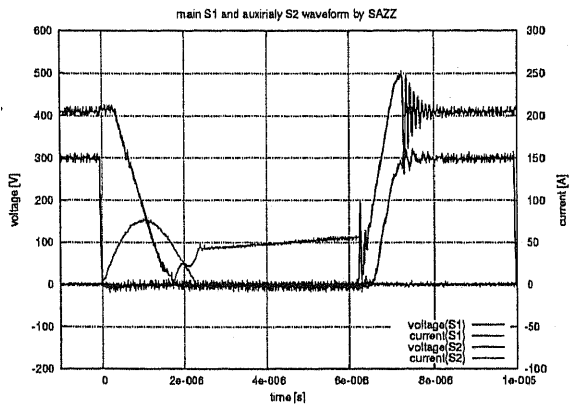
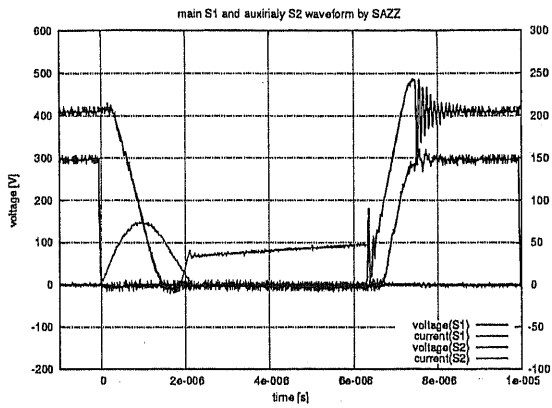


図 207: 主および補助スイッチ波形 (5[kW]) 図 208: 主および補助スイッチ波形 (6[kW])

7[kW]・8[kW]時スイッチ波形

図 209, 図 210 に実測を示す。

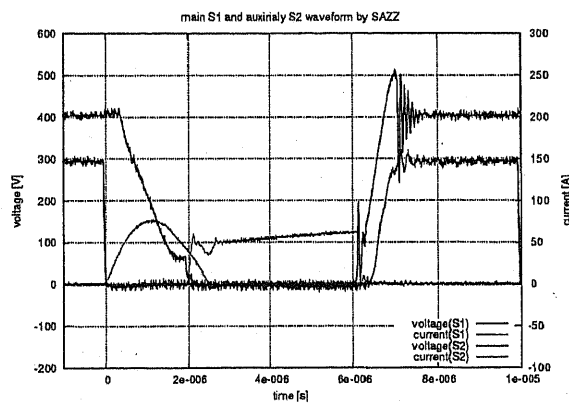
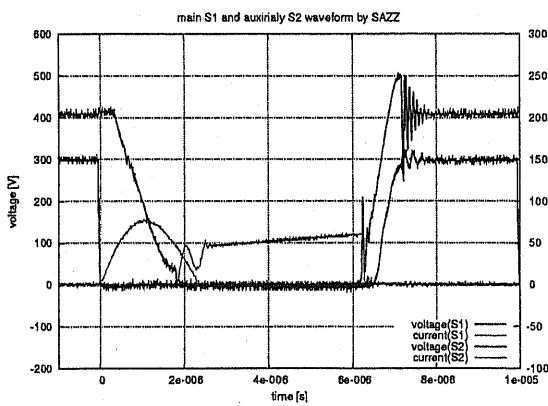


図 209: 主および補助スイッチ波形 (7[kW]) 図 210: 主および補助スイッチ波形 (8[kW])

評価まとめ

定格試験と軽負荷試験において、SAZZ昇圧チョッパは正常に動作する。