

入力電流と電力脈動補償のハイブリッド変調による
磁気素子共用形 DC-单相 AC コンバータの
高パワー密度化

大沼 渚

2022 年 3 月

目次

| | |
|--|----|
| 目次 | i |
| 図目次 | v |
| 表目次 | xi |
| 第 1 章 序論 | 1 |
| 1.1 研究背景 | 1 |
| 1.2 研究目的 | 11 |
| 1.3 論文の概要 | 14 |
| 第 2 章 単相電力脈動補償方法の問題点とその解決方法 | 20 |
| 2.1 緒言 | 20 |
| 2.2 DC-単相 AC コンバータの技術動向 | 21 |
| 2.2.1 DC-単相 AC 電力変換回路への要求 | 21 |
| 2.2.2 DC-単相 AC 電力変換回路への分類 | 22 |
| 2.3 単相電力脈動補償の基本原理 | 27 |
| 2.4 単相電力脈動補償技術と電力変換器路体積の関係 | 35 |
| 2.5 複合動作技術を持つ DC-単相 AC コンバータの回路構成 | 47 |
| 2.5.1 従来の複合型アクティブパワーデカップリング方式の技術動向 | 48 |
| 2.5.1.1 Z 相並列接続方式と中点電位制御 | 50 |
| 2.5.1.2 同相ライン拡張方式 | 61 |
| 2.5.1.3 絶縁トランス応用方式 | 63 |
| 2.5.2 従来の複合型アクティブパワーデカップリング方式の比較と問題点 | 65 |

目次

| | | |
|-------|---|-----|
| 2.6 | 単一磁気素子を用いた多目的電流制御方式による高パワー密度化の実現..... | 68 |
| 2.6.1 | 磁気素子共用形のハイブリッド変調による体積削減効果についての基礎検証 | 71 |
| 2.6.2 | 絶縁型への磁器素子共用形の応用 | 72 |
| 2.7 | 本研究の位置づけ..... | 76 |
| 2.8 | 結論 | 78 |
| 第3章 | 時分割電流制御法を用いた非絶縁型 DC-単相 AC コンバータ..... | 80 |
| 3.1 | 緒言 | 80 |
| 3.2 | 提案回路構成..... | 82 |
| 3.3 | 制御方式..... | 86 |
| 3.3.1 | 動作モード | 86 |
| 3.3.3 | 制御ブロック | 93 |
| 3.4 | シミュレーション結果..... | 96 |
| 3.5 | 実験結果..... | 100 |
| 3.6 | パレードフロントカーブを用いたパワー密度の比較..... | 103 |
| 3.6.1 | 受動素子の設計 | 103 |
| 3.6.2 | ヒートシンク的设计..... | 110 |
| 3.6.3 | 体積及びパワー密度評価..... | 112 |
| 3.7 | 結論 | 115 |
| 第4章 | 和差電流制御法を用いた絶縁型 DC-単相 AC マトリックスコンバー タ | 116 |
| 4.1 | 緒言 | 116 |
| 4.2 | 提案回路方式..... | 117 |
| 4.3 | 提案制御..... | 119 |
| 4.3.1 | 一次側変換器の動作モード..... | 119 |
| 4.3.2 | 制御ブロック線図..... | 121 |
| 4.3.3 | 単相電力脈動補償の制御方法..... | 126 |
| 4.3.4 | 二次側変換器の制御方法..... | 131 |

| | | |
|-------|-----------------------------------|-----|
| 4.4 | 提案回路の設計..... | 135 |
| 4.5 | シミュレーション結果..... | 142 |
| 4.6 | 実験結果..... | 145 |
| 4.6.1 | 実験結果..... | 145 |
| 4.6.2 | 解析結果..... | 150 |
| 4.7 | 結論..... | 154 |
| 第5章 | 和差電流制御を用いた絶縁型 DC-単相 AC コンバータ..... | 156 |
| 5.1 | 緒言..... | 156 |
| 5.2 | 提案回路構成..... | 157 |
| 5.3 | 提案制御..... | 160 |
| 5.3.1 | 一次側変換器の動作モード..... | 160 |
| 5.3.2 | 制御ブロック..... | 165 |
| 5.3.3 | 二次側変換器の動作モード..... | 172 |
| 5.4 | 提案回路の設計..... | 172 |
| 5.4.1 | 受動素子の設計..... | 172 |
| 5.4.2 | 中間タップ付きトランスの設計指針..... | 174 |
| 5.5 | シミュレーション結果..... | 181 |
| 5.6 | 実験結果..... | 184 |
| 5.6.1 | 実験結果..... | 184 |
| 5.6.2 | 解析結果..... | 188 |
| 5.7 | 結論..... | 196 |
| 第6章 | 結論..... | 198 |
| 6.1 | 本研究の成果..... | 198 |
| 6.2 | 提案するアクティブパワーデカップリング方式の比較..... | 205 |
| 6.3 | 今後の課題..... | 209 |
| 謝辞 | | 211 |
| 参考文献 | | 213 |
| 論文目録 | | 223 |

目次

| | |
|---|-----|
| 本論文に関する発表論文 | 223 |
| 学会誌における発表論文 | 223 |
| 国際学会における口頭発表論文 | 223 |
| 国内学会における口頭発表 | 224 |
| 参考論文 | 225 |
| 付録 A (Δ - Σ 変換に基づく PDM を適用した昇圧型の絶縁型 DC-単相 AC コンバータ)..... | 226 |
| 付録 B(各回路パラメータの導出)..... | 232 |

図目次

| | | |
|--------|--|----|
| 図 1-1 | 日本国内一次エネルギーの推移 | 2 |
| 図 1-2 | 日本国内の電力化率の推移..... | 3 |
| 図 1-3 | 運輸部門での消費エネルギー推移 | 7 |
| 図 1-4 | 旅客部門での消費エネルギー推移 | 7 |
| 図 1-5 | 電気自動車における電源システム | 8 |
| 図 1-6 | 論文の概要 | 17 |
| 図 2-1 | 単相交流の電力, 電圧, 電流の関係 | 24 |
| 図 2-2 | 直流-単相交流システムにおける回路構成図..... | 26 |
| 図 2-3 | コンデンサ平滑方式をもつ非絶縁型 DC-単相 AC コンバータの 回路構成 | 27 |
| 図 2-4 | 入出力と補償回路の瞬時電力の関係 | 29 |
| 図 2-5 | 電力脈動補償にイメージ図と各電流の関係..... | 30 |
| 図 2-6 | 単相電力脈動補償回路の導入例 | 32 |
| 図 2-7 | 2 象限チョッパを基にしたアクティブパワーデカップリング回路..... | 33 |
| 図 2-8 | 並列接続方式のフルブリッジ型 | 34 |
| 図 2-9 | 並列接続方式のハーフブリッジ型 | 34 |
| 図 2-10 | 直列接続方式のフルブリッジ型 | 35 |
| 図 2-11 | コンデンサ平滑方式の比較回路 | 37 |
| 図 2-12 | DC アクティブフィルタを持つ非絶縁型 DC-単相 AC コンバータの回路構成 | 38 |
| 図 2-13 | パレートフロントカーブを用いた比較結果..... | 47 |

図目次

| | | |
|--------|---|----|
| 図 2-14 | 動作方式に着目したアクティブパワーデカップリング方式の分類 | 49 |
| 図 2-15 | Z相挿入型 APD を持つ PWM コンバータ | 52 |
| 図 2-16 | マトリックスコンバータを用いた Z 相挿入方式 | 53 |
| 図 2-17 | フィルタキャパシタを応用した中点電位制御方式 | 55 |
| 図 2-18 | 単相-三相切り替え式を応用した中点電位制御方式 | 55 |
| 図 2-19 | フルブリッジインバータへの直列型挿入方式 | 57 |
| 図 2-20 | T-Type インバータを応用した中点電位制御方式 | 60 |
| 図 2-21 | ハーフブリッジを逆直列接続した中点電位制御方式 | 60 |
| 図 2-22 | 交流側接地による同相側拡張方式 | 62 |
| 図 2-23 | 直流側同相ライン拡張方式 | 62 |
| 図 2-24 | 高周波トランス応用方式 | 64 |
| 図 2-25 | 非絶縁型電力変換器の接続構成に関する模式図 | 69 |
| 図 2-26 | 絶縁型電力変換器の接続構成に関する模式図 | 70 |
| 図 2-27 | 昇圧チョップに DCM を適用した多目的電流制御方式 | 73 |
| 図 2-28 | 中点電位を利用した多目的電流制御方式(降圧型 APD) | 75 |
| 図 2-29 | 中点電位を利用した多目的電流制御方式(昇圧型 APD) | 75 |
| 図 2-30 | 本研究の位置づけ | 78 |
| 図 3-1 | 非絶縁型の従来回路構成(コンデンサ平滑方式) | 82 |
| 図 3-2 | 非絶縁型の従来回路構成 (昇圧型 DC アクティブフィルタ方式) | 84 |
| 図 3-3 | 非絶縁型の従来回路構成 (降圧型 DC アクティブフィルタ方式) | 84 |
| 図 3-4 | インダクタを共用した非絶縁型提案回路構成 | 86 |
| 図 3-5 | 時分割電流制御方式を用いた提案回路の動作モード | 88 |
| 図 3-6 | 昇圧インダクタに流れる電流の波形 | 89 |
| 図 3-7 | 時分割電流制御方式を用いた提案回路における昇圧チョップの制御ブロック 線図 | 95 |
| 図 3-8 | 時分割電流制御方式を用いた提案回路における単相電力脈動補償による補償 効果の比較 | 97 |
| 図 3-9 | 時分割電流制御方式を用いた提案回路のスイッチング周期における動作拡大 | |

| | |
|--|-----|
| 波形..... | 98 |
| 図 3-10 時分割電流制御方式を用いた提案回路における負荷変動特性..... | 99 |
| 図 3-11 時分割電流制御方式を用いた提案回路の実験波形..... | 101 |
| 図 3-12 時分割電流制御方式を用いた提案回路における周波数解析結果..... | 102 |
| 図 3-13 時分割電流制御方式を用いた提案回路における電力変換効率特性..... | 103 |
| 図 3-14 電流リップル率と変調率の関係 | 105 |
| 図 3-15 単相電力脈動補償回路の設計フローチャート..... | 111 |
| 図 3-16 パレートフロントカーブを用いた DC-DC 電力変換器の比較 | 113 |
| 図 3-17 時分割方式を用いた提案方式についての各最大電力密度点における回路体積の比較..... | 114 |
| 図 3-18 時分割方式を用いた提案方式についての各最大電力密度点における損失解析の比較..... | 114 |
| 図 4-1 昇圧型の従来回路構成(コンデンサ平滑方式)..... | 120 |
| 図 4-2 マトリックスコンバータを用いた昇圧型の提案回路構成..... | 120 |
| 図 4-3 トランス中間電位を用いたフルブリッジインバータの変調方法に関する定義..... | 122 |
| 図 4-4 トランス差動電圧と同相電圧の関係..... | 123 |
| 図 4-5 絶縁型 DC-単相 AC マトリックスコンバータにおける一次側フルブリッジインバータの動作..... | 124 |
| 図 4-6 絶縁型 DC-単相 AC マトリックスコンバータのブロック線図..... | 125 |
| 図 4-7 バッファ電流の PI 制御ブロック図..... | 130 |
| 図 4-8 単相電力脈動補償回路の電流制御応答..... | 130 |
| 図 4-9 出力電流の PI 制御ブロック図..... | 133 |
| 図 4-10 簡易化後の出力電流の PI 制御ブロック図 | 133 |
| 図 4-11 出力電流制御の制御応答..... | 133 |
| 図 4-12 同相電圧指令値と整流後の二次電圧の全波波形の関係..... | 134 |
| 図 4-13 PDM のコンセプト図..... | 136 |
| 図 4-14 Δ - Σ 変調に基づく PDM 制御ブロック線図..... | 137 |

目次

| | | |
|--------|--|-----|
| 図 4-15 | フルブリッジインバータのゲート信号 S_{1bn} と差動電圧の関係 | 137 |
| 図 4-16 | バッファキャパシタの静電容量と電圧振幅の関係 | 139 |
| 図 4-17 | トランス電流とバッファキャパシタの静電容量の関係 | 141 |
| 図 4-18 | 絶縁型 DC-単相 AC マトリックスコンバータにおける単相電力脈動補償適用しない場合の入出力波形 | 143 |
| 図 4-19 | 絶縁型 DC-単相 AC マトリックスコンバータにおける単相電力脈動補償適用時のシミュレーション波形 | 145 |
| 図 4-20 | 絶縁型 DC-単相 AC マトリックスコンバータにおけるスイッチング周期での動作拡大波形 | 148 |
| 図 4-21 | 絶縁型 DC-単相 AC マトリックスコンバータにおける単相電力脈動補償効果に関する実験波形 | 149 |
| 図 4-22 | 絶縁型 DC-単相 AC マトリックスコンバータにおける入力電流の周波数解析結果 | 150 |
| 図 4-23 | 絶縁型 DC-単相 AC マトリックスコンバータにおける入力電流に重畳する残存脈動成分特性 | 152 |
| 図 4-24 | 絶縁型 DC-単相 AC マトリックスコンバータにおける出力電圧 THD の負荷特性 | 153 |
| 図 4-25 | 絶縁型 DC-単相 AC マトリックスコンバータにおける力率特性 | 153 |
| 図 4-26 | 絶縁型 DC-単相 AC マトリックスコンバータにおける体積比較 | 154 |
| 図 5-1 | 降圧型の従来回路構造(コンデンサ平滑方式) | 158 |
| 図 5-2 | 降圧型の従来回路構造(DC アクティブフィルタ方式) | 158 |
| 図 5-3 | 和差電流制御を用いた降圧型の絶縁型 DC-単相 AC コンバータの回路構成 | 160 |
| 図 5-4 | 和差電流制御を用いた降圧型コンバータにおける一次側フルブリッジインバータの動作モード | 163 |
| 図 5-5 | 和差電流制御を用いた降圧型コンバータの各指令値とゲート信号の関係 | 164 |
| 図 5-6 | 和差電流制御を用いた降圧型コンバータの制御ブロック図 | 169 |
| 図 5-7 | 入力電流の PI 制御ブロック図 | 170 |

| | | |
|--------|--|-----|
| 図 5-8 | バッファキャパシタ電圧平均値の制御ブロック図..... | 170 |
| 図 5-9 | 出力電流の PI 制御ブロック図..... | 171 |
| 図 5-10 | 簡易化後の出力電流の PI 制御ブロック図..... | 171 |
| 図 5-11 | トランスの設計に用いる各電流・電圧の定義..... | 175 |
| 図 5-12 | 中間タップ付きトランスの設計フローチャート..... | 178 |
| 図 5-13 | トランスの各電圧と指令値の関係..... | 180 |
| 図 5-14 | 単相電力脈動補償適用しない場合の入出力シミュレーション波形..... | 182 |
| 図 5-15 | 和差電流制御を用いた降圧型コンバータにおける単相電力脈動補償適用時のシミュレーション波形..... | 184 |
| 図 5-16 | 和差電流制御を用いた降圧型コンバータの基本動作の実験波形..... | 186 |
| 図 5-17 | 和差電流制御を用いた降圧型コンバータにおける単相電力脈動補償適用効果の比較..... | 187 |
| 図 5-18 | 和差電流制御を用いた降圧型コンバータにおける低入力電圧条件時における基本動作波形..... | 188 |
| 図 5-19 | 和差電流制御を用いた降圧型コンバータにおける高調波解析結果..... | 190 |
| 図 5-20 | 和差電流制御を用いた降圧型コンバータにおける入力電流の残存2次成分の負荷特性..... | 190 |
| 図 5-21 | 和差電流制御を用いた降圧型コンバータにおける電力変換効率特性..... | 191 |
| 図 5-22 | 和差電流制御を用いた降圧型コンバータにおける出力電圧 THD の負荷特性..... | 191 |
| 図 5-23 | 和差電流制御を用いた降圧型コンバータに関する損失解析結果..... | 195 |
| 図 5-24 | 和差電流制御を用いた降圧型コンバータに関する体積比較結果..... | 196 |
| 図 6-1 | 提案回路方式の比較..... | 208 |
| 図 A-2 | マトリックスコンバータを適用した昇圧型の提案回路における制御ブロック線図..... | 227 |
| 図 A-3 | 昇圧構成の絶縁型 DC-単相 AC マトリックスコンバータの実験波形..... | 229 |
| 図 A-4 | 昇圧構成の絶縁型 DC-単相 AC マトリックスコンバータの脈動補償効果に関する高調波解析結果..... | 230 |

図目次

図A-5 脈動補償効果と出力電圧THDの出力負荷特性.....231

表目次

| | | |
|-------|---|-----|
| 表 2.1 | 従来 APD 方式を用いた回路体積比較に用いる選定部品リスト | 46 |
| 表 2.2 | 従来の単相電力脈動補償方式の比較..... | 67 |
| 表 3.1 | 時分割電流制御方式を用いた提案回路のシミュレーション条件 | 98 |
| 表 3.2 | 時分割電流制御方式を用いた提案回路の選定部品リスト..... | 113 |
| 表 4.1 | 絶縁型 DC-単相 AC マトリックスコンバータのシミュレーション条件 | 129 |
| 表 4.2 | 和差電流制御を用いた降圧型コンバータの実験条件..... | 147 |
| 表 5.1 | 和差電流を用いた降圧型コンバータのシミュレーション条件 | 179 |
| 表 5.2 | 和差電流制御を用いた降圧型コンバータの実験条件..... | 186 |
| 表 5.3 | 降圧型コンバータに関する解析条件..... | 195 |
| 表 B.1 | アクティブパワーデカップリング回路の評価指数..... | 233 |
| 表 B.2 | コンデンサの種類と体積..... | 234 |

第1章

序論

1.1 研究背景

世界のエネルギー需要は経済成長と共に年々増加を続けており、エネルギー資源の確保を取り巻く環境は大きく変化している。世界の最終エネルギー消費は、1971年から2018年までの48年間で約2.3倍に増加しており、石炭や石油などの化石エネルギーを用いたエネルギー供給がそれを支えている。そのなかでも、輸送用エネルギー消費量は3.0倍に増加し、自動車用燃料の需要急増によるエネルギーの消費およびエネルギー源の消費量は今後も拡大傾向が続くと考えられる。

図1-1に国内の一次エネルギー推移を示す⁽¹⁾。日本国内のエネルギー消費では、一次エネルギー供給の約9割を石油・石炭・天然ガスが占めており、その利用によってCO₂など温室効果ガスを多く輩出するため地球温暖化や化石燃料の枯渇、地球環境汚染の問題を引き起こす。2019年度時点では、国内での石油消費率が4年連続40%を切るなど減少傾向にあるが、化石エネルギー使用率は依然として高い。環境にやさしくクリーンな再生可能エネルギー利用の割合は年々上昇傾向にある一方で、2011年3月に起きた東日本大震災の後には原子力発電停止による不足エネルギーの多くを、天然ガスを主とする化石エネルギーを利用した火力発電による発電・供給で補っている。国内の一次エネルギー内における化石エネルギーの依存率は高く、2019年度には88%以上を上回っており世界の主要国と比較しても高い依存率を示している⁽²⁾⁻⁽⁵⁾。また、日本国内ではエネルギー資源のほとんどを輸

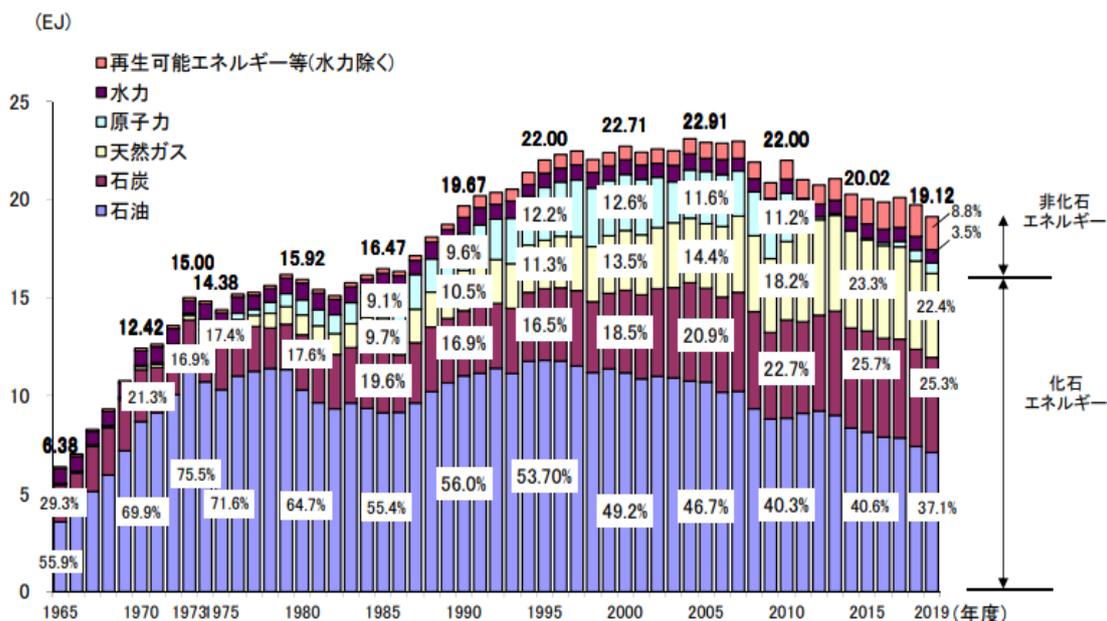


図 1-1 日本国内一次エネルギーの推移

(文献(1) 経済産業省・資源エネルギー庁「エネルギー白書 2021」第2章より引用)

入に頼っているため、輸入時における輸送用消費エネルギーがさらに必要となる。このように、一次エネルギー産業による地球環境汚染の問題が世界中で深刻化している⁽¹⁾⁽⁷⁾。

これに対して、脱炭素化社会に向けて地球環境の保護と経済の発展を両立するため、2015年パリ協定において世界共通の長期目標として「カーボンニュートラル、脱炭素社会の実現」に向けて世界規模での対策が必要と当時の首相が公的に宣言している。世界各国の脱炭素化社会への切り替えに対して、2020年現在の日本国内では、「2030年度に温室効果ガスを2013年度から46%削減することを目指す」と首脳陣がパリ協定にて地球温暖化対策の規定目標を掲げている。この数値目標は、2015年当時の「2030年度に温室効果ガスを2013年度から26%削減する」という目標から、現在の日本では脱炭素社会に向けて改善目標を大幅に引き上げている⁽²⁾⁽⁵⁾。

一方、オフィスや交通、家庭での生活に伴う温室効果ガスが国全体の排出量の約6割を

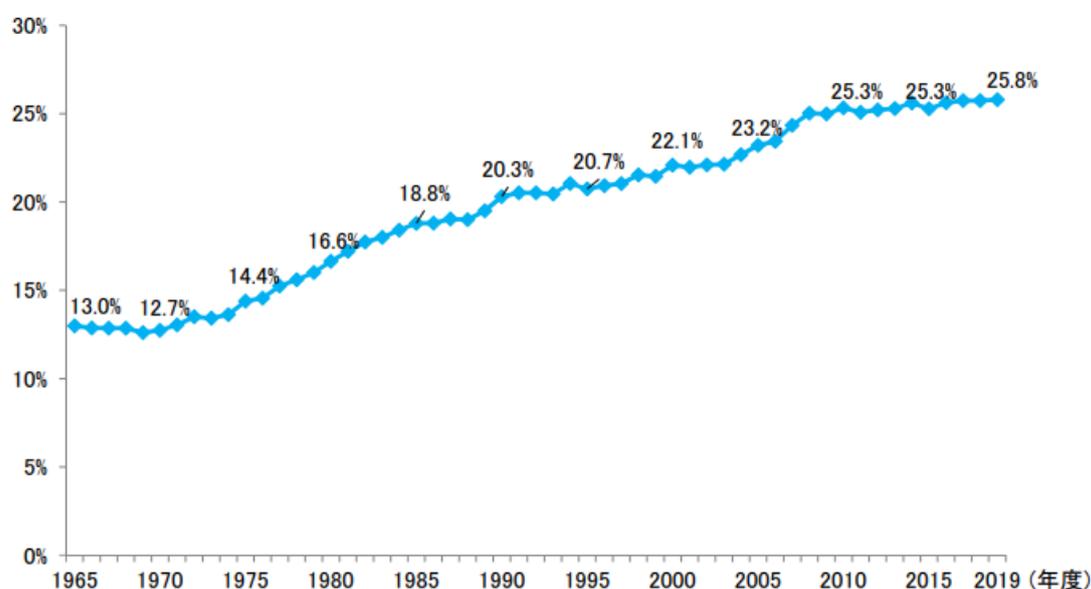


図 1-2 日本国内の電力化率の推移

(文献(1) 経済産業省・資源エネルギー庁「エネルギー白書 2021」第2章より引用)

占めるという分析結果もあり、根本的に温室効果ガスの発生を減らすためには社会基盤となっている産業機器から家庭用機器までの総合的な変化が必要となる⁽¹⁾⁽⁷⁾。

図 1-2 に国内における電力化率の推移を示す⁽¹⁾⁽²⁾。電力化率は、最終エネルギー消費に対する電気エネルギー消費の割合を示している。電気エネルギーは他のエネルギーへの変換効率がよく、変換時に CO₂ を排出しないなどの利点がある。図 1-1 より、2000 年代前半からは国内のエネルギー供給量は減少しているのに対して、図 1-2 に示す電力化率は増加している。これは、エネルギーの利便性と効率を考えた場合、都市ガスなどよりも電気エネルギーでの利用が適しているためであり、また多くの分野において電気エネルギーを使用する場面が増えたことが理由として挙げられる⁽²⁾⁽⁷⁾。このような背景から、一次エネルギーによる電力化率が 2019 年度時には 25.8% を占め、今後も電気エネルギー需要量は世界中でさらに増加すると予想されている。温室効果ガスの排出量を減らすためには、電気エネルギーを有効利用し省エネルギーに電気を所望の形態へ変換する技術が重要となる。従って、パワーエレクトロニクス技術による電力変換器の効率の改善は、省エネルギー化に

第1章 序章

大きく貢献できる。

パワーエレクトロニクス技術は、半導体素子や受動素子を用いた電力変換器により電気の波形や周波数を所望する形態へ変換する技術である。この「パワーエレクトロニクス」は電力工学や電子工学、制御技術を融合した技術用語であり、電気エネルギーの能力を最大限に活かし無駄なくエネルギーを引き出すことができる技術である。電気の形態を変換する過程においては必ず損失が発生するため、電気エネルギーを利用する際にはできるだけ損失を発生させずに用途に適した電圧や周波数形態を所望の仕様に変換させることが、省エネルギー化の観点から重要である。電気エネルギーを中心としたエネルギー社会においては、コアテクノロジーとしてパワーエレクトロニクス技術が必要不可欠であり、その重要性が注目されている。以上のように、パワーエレクトロニクス技術は、電力・エネルギーの有効利用手段、また日常生活を支える必要不可欠かつ極めて重要な技術である。

図 1-3 に運輸部門における貨物部門エネルギー消費、図 1-4 に旅客部門におけるエネルギー消費の動向図を示す²⁾。運輸部門は、陸運や海運など貨物関連が貨物部門に、乗用車やバスなどは旅客部門に大別される。2019 年度における最終エネルギー消費全体に占める運輸部門の比率は 23.2%であり、そのうち貨物部門が 41%、旅客部門が 59%をしめている。2000 年代に入り、運輸効率の改善や燃費の改善など運輸部門の最終エネルギー消費は減ってきているが、自家用乗用車などの自動車が占めるエネルギー消費の割合はとても大きく、且つ、CO₂ などの温室効果ガスや熱を排出する要素となるため大きな問題の一つとなっている。

この問題に対して、温室効果ガスの排出量削減を行うために、発電時に CO₂ を排出しない再生可能エネルギーの導入や電気自動車(EV)、CO₂ の排出が少ないプラグインハイブリッド車(PHV)、燃料電池自動車(FCV)の普及拡大が進められている。EV は電気によってモータを回転させ動力源として扱う自動車を指し、PHV はモータと内燃機関を動力源として併用したハイブリッド車(HEV)のうち、外部からの充電機能を持たせた自動車を指す。これらの電気を動力とする自動車は、走行時に CO₂ が発生しないため脱炭素化社会へ移行するうえで必要不可欠な技術と手段であるといえる。一方、走行に必要なエネルギーは電気エネルギーを用いており、燃料タンクの代わりに電気エネルギーを蓄える大容量のバッテリーが必要となる。電気を動力とする自動車は脱炭素化だけでなく、(1)再生可能

エネルギーを主エネルギー源として使用できる、(2)バッテリーはリユースが可能な材料、(3)災害時に給電・運輸可能な自立・分散型エネルギーシステムの構成要素となる利点^{(2)・(7)}を持つ。

図 1-5 に PHV における車載向け電源システムを示す^{(8)・(10)}。図に示すように、蓄電デバイスと家庭用配電間には電力を、電気自動車を駆動するのに必要かつ最適な仕様へと変換する電力変換器が接続される。このように、電気を主動力とする自動車は、電力・エネルギーを有効利用できるパワーエレクトロニクス技術を基盤に製品化されており、電力変換器は電気エネルギーを用いた車載向け電源装置だけでなく、全ての電気機器の心臓部である電源装置としてあらゆる製品に使われている。

また、車載向けの電力変換技術は電力配電システムにも用いられている。適用例としては、直流を送電する直流送電システムや蓄電システムでは再生可能エネルギーとしてオフィスや家庭にまで普及している PV システムなどにも用いられており^{(11)・(13)}、電力形態としては直流の電力を貯蔵する構成となる。また、電気自動車を住宅のエネルギーと連携させるシステムも開発されており、この場合は電気自動車のバッテリー内の電気エネルギーを家庭内や非常時給電に利用できるスマートハウス等に用いられる⁽¹¹⁾。電気自動車や再生可能エネルギーに用いられる蓄電システムでは直流を扱うが、一方で我が国での家庭やオフィスなどでコンセントに配電されている電力形態では 50/60 Hz の周波数をもつ 100/200 V の単相交流となる。前述の通り、環境汚染対策や温暖化対策に向けて今後普及拡大が必須となる蓄電デバイスや電気自動車、再生可能エネルギーを用いた発電システムなどから、直流-単相交流を変換する電力変換器及び電気機器の使用量は急速に増加している。

上記のように電気自動車の車載用充電システムや直流配電システムのインターフェースのように、バッテリー応用システムを想定した直流と家庭用配電である単相交流のインターフェースとして用いられる DC-単相 AC コンバータにおいて、単相電力脈動補償(アクティブパワーデカップリング)と呼ばれる性能が要求される^{(14)・(15)}。この単相電力を扱う際に発生する単相電力脈動の問題は大きな問題としてよく知られている。バッテリー側の直流電力と単相交流電力では瞬時電力が一致しないため、単相交流と直流を接続する場合、商用周波数の 2 倍周波数で脈動する単相電力脈動が発生する。この脈動成分を単相電力脈動補償要素によって補償しない場合、単相電力脈動成分が直流側へ重畳し機器の破損やバッテリーから

第1章 序章

の供給電力量に制限がかかる。これは、単相電力脈動成分が重畳することで最大出力が増加しシステムの許容最大電力量を逸脱し電力伝送に制限が設けられたり、発熱要因となるためである。一般的には、直流側に比較的大きな静電容量のコンデンサや大型のインダクタを接続し、単相電力脈動成分を吸収する必要がある。大きな静電容量且つ高耐圧仕様が要求される平滑コンデンサへはエネルギー密度の高い電解コンデンサを用いる場合が多いが、このような脈動補償要素が装置の大型化や低寿命を招いている。

この単相電力脈動補償要素はバッテリーと単相交流間のインターフェースである車載向け充電システムでも必要となる技術であるが、車載用との場合一般家電用や産業機器用と比べて搭載部品には過酷な温度環境への対応や、耐振動性能、高信頼性が求められている。しかし、過酷な温度環境下に置かれた電解コンデンサは搭載時間に応じて内部直列抵抗成分(ESR)の変化率が高くなり、信頼性の低下及び低寿命となる問題点を持つ⁽¹⁶⁾⁽²¹⁾。特に電解コンデンサは周囲温度が上昇するほど寿命が短くなるアレニウス則⁽²⁴⁾、コンデンサ体積が大きく且つ自己発熱が寿命の低下や周囲環境温度上昇を招くため、近年では車載用蓄電システムに用いられる DC-単相 AC 電力変換器には、電解コンデンサレスが求められている。これは、電解コンデンサによる寿命の低下による電力変換器自体の寿命が低下するためである。同様に、温度環境が厳しい太陽光発電(PV)システム向け電力変換器や電力密度の問題を抱える電力変換器においても電解コンデンサを廃し、より長寿命な積層セラミックコンデンサやフィルムコンデンサなどでの代替方法に切り替えられれば良いが、商用周波数の2倍成分を吸収する用途ではスイッチング周波数に比べて極めて低い周波数成分の平滑となるため、平滑用コンデンサの小容量化は難しい。従って、電解コンデンサレスを達成するには、単相電力脈動補償の手法について電解コンデンサを用いた方式とは別のアプローチが必要となる。

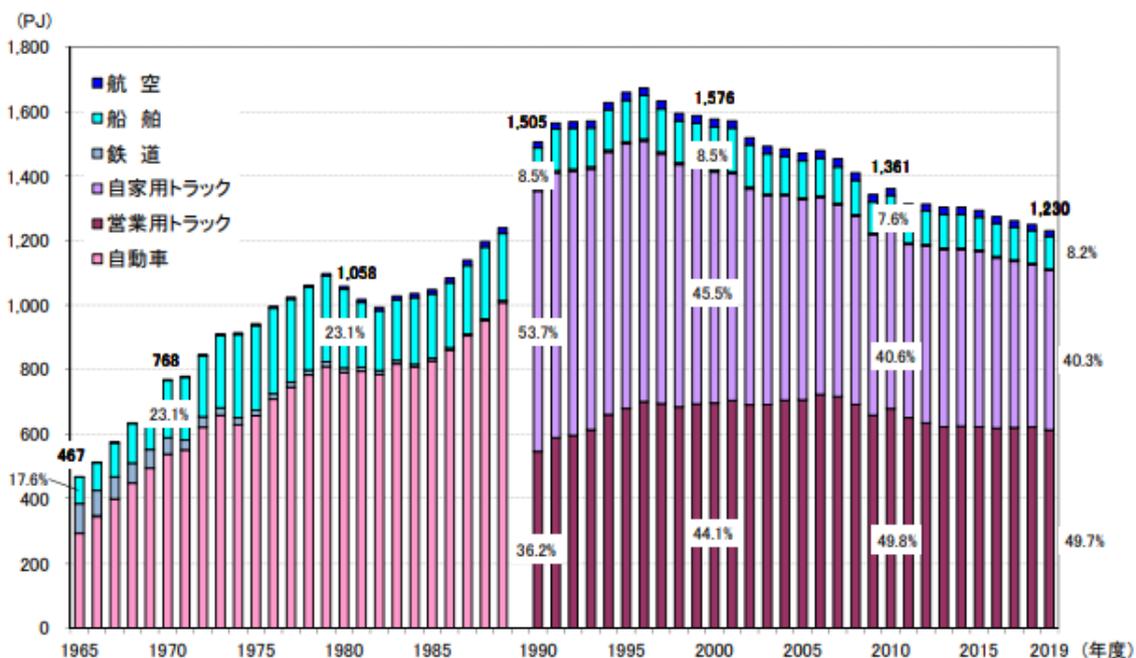


図 1-3 運輸部門での消費エネルギー推移

(文献(2) 経済産業省「総合エネルギー統計」及び「エネルギー白書 2021」より引用)

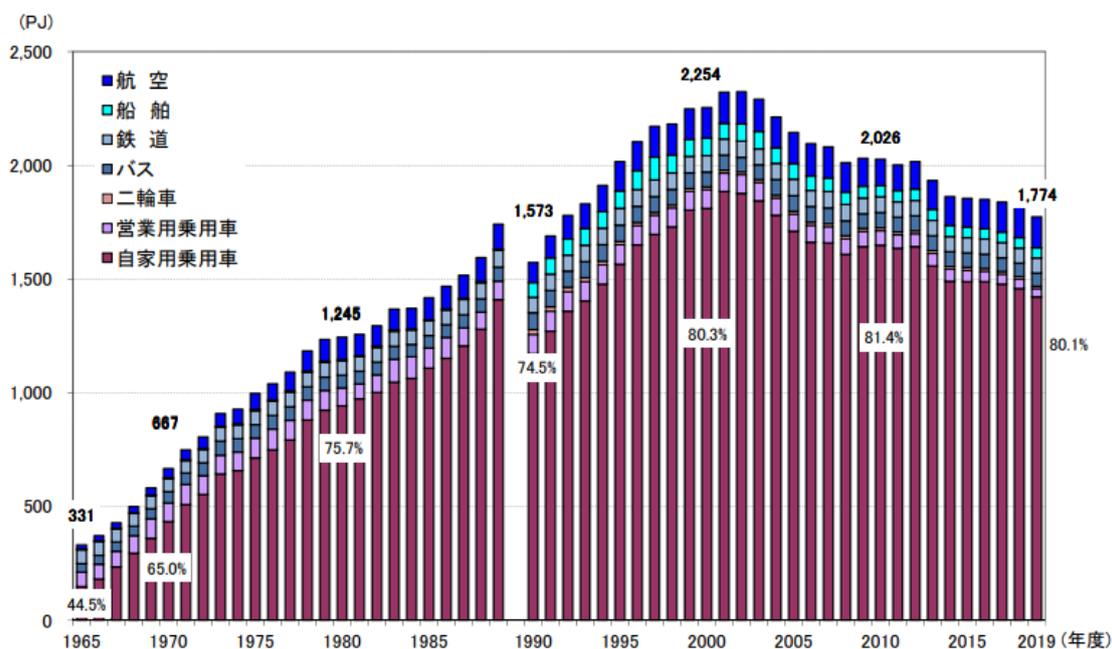


図 1-4 旅客部門での消費エネルギー推移

(文献(2) 経済産業省「総合エネルギー統計」及び「エネルギー白書 2021」より引用)

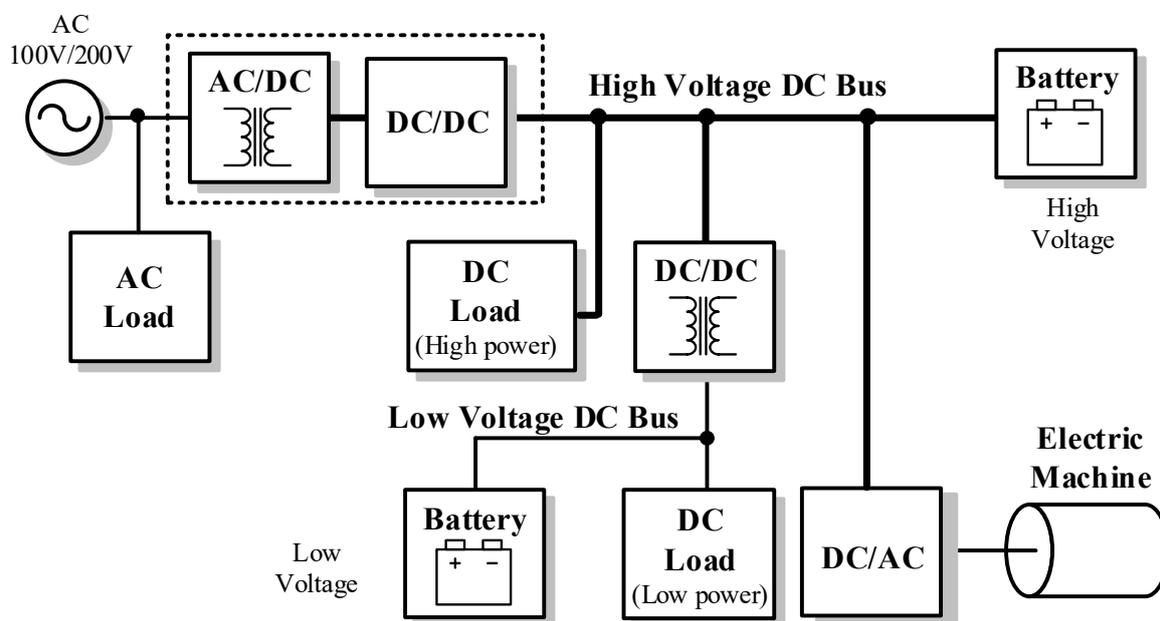


図 1-5 電気自動車における電源システム

電力変換器を構成する回路素子は、半導体素子、受動素子、ヒートシンク等の熱処理部品と絶縁部品に大きく分けられる。本節ではそれぞれの回路部品の小型化⁽²²⁾⁻⁽²⁷⁾について言及する。

1)半導体素子による電力変換器の小型化

DC-単相 AC コンバータの小型化の一手法として、ワイドバンドギャップ材料を用いた半導体素子の適用が挙げられる⁽¹⁰²⁾⁽¹⁰⁴⁾。これは、技術の進歩によって SiC や GaN 材料による半導体デバイスによる発生損失の低減、引いては損失による熱削減・耐熱素子の削減につながる。また、電力変換器のさらなる高周波駆動が可能となるため、絶縁部品などの高周波化によって部品体積を小型化できる。一方で、高周波化に伴うスイッチング損失の増

加による対策も必要となる課題が残る。

2) 磁気部品による電力変換器の小型化

前述の通り、絶縁部品などの磁気部品は電力変換器の高周波化によって小型化が可能である。磁気素子は回路の駆動周波数や最大電流値によってコア材料や体積が決定される。近年では複数の必要インダクタンス数に対して、同じコアを用いて最小コア数で構成できる手法が提案されている。この手法は、必要インダクタンスに対して互いの磁束の干渉を考慮した設計指針を明確化しており、インダクタンスだけでなく絶縁部品との共用動作を前提とした設計方針も研究されているが、電流容量などの巻線に要求される条件は変わらずコア断面積も大きいものが望ましいなど、設計条件はこれまでのトランス設計指針と同一となるため、高周波化や同一コアによる小型化の割合は限定的である。一方、磁気部品は電力変換器に用いられる全部品の中で、パワー密度が低い素子に分類されるため^{(26),(27)}、磁気部品の削減や小型化は電力変換器の小型化に大きく貢献できる。

3) キャパシタの適用種類変更による電力変換器の小型化

近年の技術の発展により、コンデンサ製品の多様化が進んでいる。その使用例の一つを挙げると、高パワー密度化を実現するために回路部品のほとんどが IC 化や表面実装部品化が進んでおり、コンデンサについても積層セラミックキャパシタや低耐圧の電解コンデンサの表面実装化がなされてきている。しかし、従来品に比べて搭載時間に伴う静電容量などの性能低下幅は少なくなっているが、コンデンサの耐圧や多段化をする上で熱や ESR などコンデンサ特有の問題点はまだまだ改善の余地がある。

ここでは、静電容量素子の中でも DC-単相 AC コンバータの直流中間部に必要となる電解コンデンサに着目して概説する。コンデンサは種類に限らず、一般的に静電容量が大きい、または耐圧が高いものほど体積が増大する傾向がある^{(19)-(23),(27)}。これは、静電容量を大きくするためには極性間の表面積を大きくしなければならず、耐圧を確保するためには正負極間の距離を離さなければならないためである。一般的に、DC-単相 AC コンバータの直流中間部へは単位体積あたりの静電容量が大きく、数百 V の耐圧が確保可能で、入手が容易であるという利点から電解コンデンサが選定されることが多い。この直流中間部の電解コンデンサは、直流電力と単相交流の瞬時電力の不一致からなる脈動成分を吸収させる

第1章 序章

ために平滑用コンデンサとして必要となる。しかし、リップル電流や耐圧を考慮した場合、DC-単相 AC コンバータの脈動吸収用に必要となる電解コンデンサは大容量となるため、その体積は大型となり、発熱により電力変換器の周辺温度とパワー密度に影響を及ぼす。電力変換器の小型化を図る上で、半導体素子や磁気部品については回路の駆動周波数を高周波化することによって小型化が実現可能であるが、電解コンデンサに対しては脈動吸収用であるため小型化するには、前述の通りパワーデカップリング方式について別途アプローチを検討する必要がある。

DC-単相 AC 電力変換器の高パワー密度化について、直流中間部の電解コンデンサレスを実現する手法として、アクティブパワーデカップリング方式がある^{(13)-(14),(30)-(35)}。これは、複数の半導体素子と受動部品によって構成される単相電力脈動を補償する回路方式を指し、単相電力脈動成分を吸収するために大きな静電容量が必要となる電解コンデンサを用いたコンデンサ平滑方式と比べて、積極的に脈動補償用キャパシタ(以下、バッファキャパシタと総称)の電圧を振幅させることで小容量のキャパシタを用いて単相電力脈動成分を吸収させる方式である。従って、静電容量のエネルギー式より、同じ電力脈動に対して小容量のコンデンサを用いて補償が可能となるため、積層セラミックコンデンサやフィルムコンデンサの使用が可能となる。電解液を使用しないフィルムコンデンサはエネルギー密度の観点では電解コンデンサより低くなるが自己発熱や搭載時の周囲温度による信頼性の低下などの影響は大きく改善できる。また、近年では積層セラミックコンデンサについて大電力用途向けに開発が進んでおり、寿命が長い特徴から平滑要素への適用による電力変換器の長寿命化や小型化に期待ができる。

このように、電解コンデンサレスを実現できるアクティブパワーデカップリング方式は、車載向けアプリケーションだけではなく、PV システムやバッテリー用途など DC-単相 AC 電力変換器を必要とするアプリケーションに応じたシステム容量毎に、様々な回路方式が研究されている。これらの研究目的として、上述のように半導体素子など回路素子について近年の開発製品による更なる高周波化によって小型化が可能となるため、これらの回路素子の利点を用いて電力変換器の小型化及び高い電力変換効率が求められている。次節に、従来のアクティブパワーデカップリング方式に対する課題を挙げ本論文の研究目的を述べる。

1.2 研究目的

本研究では、磁気素子共用形单相電力脈動補償回路を有する DC-单相 AC コンバータにおいて高パワー密度化を実現することを目的とする。これを達成するためにメイン回路の磁気素子を共用する单相電力脈動補償方法としてハイブリッド変調方式を提案し、回路仕様毎に異なる手法を2つ提案する。本研究のターゲットとする車載向けバッテリー充電システムや太陽光発電システムに用いられる家庭配電-バッテリー応用のインターフェースとして必須となる DC-单相 AC コンバータに対して、以下のような要求がある。なお、本論文で扱う DC-单相 AC コンバータの電力変換容量は数 kW レベルを想定している。

1) 单相電力脈動補償要素への電解コンデンサレス化

直流と单相交流の瞬時電力は一致しないため、不一致分の余剰電力が商用周波数の2倍成分で脈動し、DC-单相 AC コンバータの直流中間部及び直流部に重畳する問題に対して、従来では電解コンデンサを用いて平滑する方式を採用することが多い。しかし、電解コンデンサの性質上、熱発生源になることや短寿命であること、大容量が必要となることから電力変換器全体の大型化を招く問題点を持つ。特に、電気自動車などの過酷な温度環境下での電解コンデンサの適用は、熱の問題が深刻であることやコンデンサによる体積増加に伴う車内空間への影響が大きいいため、電解コンデンサレス化が強く望まれている。このように、車載用バッテリー充電システムの省スペース化や長寿命化のために、電解コンデンサを削除し、新たな单相電力脈動補償要素技術を適用する必要がある。

2) 单相電力脈動補償要素を含めた電力変換器の体積低減

コンデンサ平滑方式の代替手法として、積層セラミックコンデンサやフィルムコンデンサ等を用いた单相電力脈動補償要素が直流電力と单相交流電力のインターフェースに必要となる。アクティブパワーデカップリング回路では、小容量キャパシタの電圧を積極的に振動させることで電力脈動補償に必要な電力を確保するため、補償用キャパシタの小容量化且つ電解コンデンサレス化が可能となる一方で、キャパシタ電圧を制御するために脈動補償における充放電を制御するための追加の半導体素子及びその冷却装置、受動素子が複数必要となるため、補償要素における体積小型化やコスト低減の妨げとなっており、また

第1章 序章

その数値的比較はこれまでに詳しくなされていない。体積小型化やコスト面の改善において、インダクタなどの磁気素子は、電力変換器の部品の中でもパワー密度が特に低く、また磁気材料からなる重量も重いことアクティブパワーデカップリング回路だけでなくメイン回路も含めた小型化のボトルネックとなっている。DC-単相 AC コンバータに限らず、電力変換器は小型であることが望ましいが、特に DC-単相 AC コンバータは電力変換器だけではなく単相電力脈動補償要素も含めて小型であることが求められているため、アクティブパワーデカップリング回路の部品点数削減によるコスト低減だけではなくその体積を小型化することが重要である。

特に、DC-単相 AC コンバータは多種多様なものがあり、例えば家庭などの電力配電システムから電気自動車、ノートパソコンの充電器など幅広い用途があるため、電力変換器の小型化や低コストであることが求められている。

3) 単相電力脈動補償要素を含めた電力変換器の高効率化

単相電力脈動補償方法の一つとして電解コンデンサレスを実現できることから注目をされているアクティブパワーデカップリング方式は、単相電力脈動を補償するための追加部品が必要となるため変換器体積だけではなく電力変換効率低下への影響は大きい。電解コンデンサを用いたコンデンサ平滑方式においてはパワーデカップリングによって発生する損失は少なく電解コンデンサの誘電損失のみであるが、アクティブパワーデカップリング方式はその動作のために損失がコンデンサ平滑方式に対して比較的大きい。特に、単相電力脈動補償用の電流がメイン回路や補償回路へ流れるため電流実効値増加などによる損失や補償用インダクタの損失が主要因となる。アクティブパワーデカップリング方式を多種多様なアプリケーションへ適用するために、従来のコンデンサ平滑方式に対して電解コンデンサレスによる長寿命化だけでは、追加部品によってコスト増大にもなるアクティブパワーデカップリング技術を実際に製品へ適用する利点として不足する。

そこで、実際に高効率及び体積小型化が可能となるようにアクティブパワーデカップリング方式を有する DC-単相 AC コンバータの回路で発生する損失要因を明らかにし、追加部品点数を最小且つ補償用電流が及ぼす損失への影響を改善できる新しいアクティブパワーデカップリング方式の実現が必要である。

これらの要求を満たすために、本論文では単相電力脈動補償回路を利用することで長寿命かつ高パワー密度化を実現できる DC-単相 AC コンバータを提案し、その有用性を明らかにする。上述の通り、単相電力脈動補償要素として電解コンデンサは削除したいが、代替手法によるアクティブパワーデカップリング方式では必要部品点数削減だけでは回路体積や電力変換効率の観点ではコンデンサ平滑方式に対して劣るため、改善手法の検討が必要である。提案するアクティブパワーデカップリング方式は、脈動補償に必要且つ体積大型化の大きな要因となる補償動作インダクタもしくは補償用追加半導体素子とその冷却装置を、メイン回路の磁気素子と共用することで、補償回路の体積増加を抑制し、最小追加部品数で補償回路を構成することができる。従って、メイン回路の磁気素子を用いて補償用の追加キャパシタをエネルギーバッファとして利用し、キャパシタの電圧をアクティブに振動させ充放電することで脈動補償を行う。また、アクティブパワーデカップリングを行う場合、脈動補償用の電流がメイン回路に重なることで電力変換効率の低下する従来の問題に対して、提案方式では回路素子に流入する電流実効値の増加を抑制できる新しい磁気素子共用形のアクティブパワーデカップリング方式を検討する。その結果、提案するアクティブパワーデカップリング方式を有する DC-単相 AC コンバータで発生する損失及び体積を低減することができる。本論文では、上述のように提案する電力伝送用の入力電流とアクティブパワーデカップリング用の電流からなる異なる目的の電流制御について同時に並列動作できる変調方式を「ハイブリッド変調」と呼称し、提案方式を説明する。

まず、従来のアクティブパワーデカップリング回路が電力変換器に及ぼす損失と体積について導出し、コンデンサ平滑方式と比較した場合に単相電力脈動補償回路に求められる高パワー密度化への課題を明らかにする。また、入力電流とのハイブリッド変調となる磁気素子共用形のアクティブパワーデカップリング方式を用いた高パワー密度化への影響を確認するための基礎検証として、DC-単相 AC コンバータの構成として多く採用されている昇圧チョップの昇圧インダクタを用いて脈動補償用として共用し、非絶縁型 DC-単相 AC コンバータを用いた実機実験と損失解析を基に、提案法の有用性を明らかにする。次に、上記の基礎検証を基に磁気素子共用を用いたハイブリッド変調によるパワー密度改善効果を応用して、幅広いアプリケーション適用に向けてメイン回路に採用されている絶縁トランスをアクティブパワーデカップリング動作に共有することにより、高パワー密度化を実

第1章 序章

現する絶縁型 DC-単相 AC コンバータを提案する。この絶縁部品等の磁気素子をアクティブパワーデカップリング動作へ共有する手法では、高周波トランスに中間端子を設け、その中点電位を利用することで脈動補償用に追加の半導体素子及びその冷却装置を必要としない利点を持つ。

このように、磁気素子共用形アクティブパワーデカップリング方式を適用する場合、脈動補償と電力伝送の2つの目的の違う電流について単一磁気素子を用いてそれぞれ変調動作を行う必要がある。本論文では、磁気素子共用による電力伝送動作と単相電力脈動補償動作のハイブリッド変調を提案し、その手法について原理について述べ、単相電力脈動補償機能を持つ DC-単相 AC コンバータの高パワー密度化を実現する目的を達成する。

1.3 論文の概要

第1章では、省エネルギー化の観点から高効率な電力変換器の必要性を示した。これからの電力需要において重要となる再生可能エネルギーによる電源システムの概要を示し、これらに必須な DC-単相 AC コンバータの重要性について述べた。また、電源システムに適用される DC-単相 AC コンバータの満たすべき要求について明らかにし、研究目的とそれを達成する手順について述べた。

第2章では、これまでに提案されてきた DC-単相 AC コンバータの回路方式について整理し、それらの特徴と問題点を調査する。それらの問題点を解決する一手法として、最低追加部品数で電力伝送動作や整流動作などの複数の動作機能を並列実行可能なアクティブパワーデカップリング方式を「複合型アクティブパワーデカップリング方式」と呼称しその技術動向について述べる。複合型は DC-単相 AC コンバータとそれに付与される単相電力脈動補償方式において、電力変換動作に当たり回路部品点数を減らすことに着目し、電力伝送機能との複合動作を行うことで、コンバータの半導体部品による損失や体積低減が可能である特徴をもつ。これらの従来回路方式の概要を整理し、既存回路における複合動作機能の技術動向とその技術的課題を述べる。そして、従来方式では解決できない DC-単相 AC コンバータの高パワー密度化への問題点を解決できる新しい回路構成とその変調法を提案する。提案方式では、メイン回路の単一磁気素子をアクティブパワーデカップリン

グ動作へと共用且つ流入電流の実効値増加を抑制する変調方式を有する新しい複合型アクティブパワーデカップリング方式に着目し DC-単相 AC コンバータへ適用することで、回路の部品点数削減及び電力変換効率の改善を可能とする。最後に従来回路と提案回路を比較し、本論文の位置づけを明確化する。

第3章では、提案する伝送電力動作とのハイブリッド変調となる磁気素子共用形の複合型アクティブパワーデカップリング方式の基礎検証として、非絶縁型 DC-単相 AC コンバータを用いて磁気素子共用を実現するハイブリッド変調による有用性に関して検証する。基礎検証では、DC-単相 AC コンバータの多くの回路構成へ採用されている昇圧チョップパ内の昇圧インダクタを利用して脈動補償と昇圧動作の2つの動作を単一の昇圧インダクタを用いて実現する方式を提案し、理論的に明らかにする。第3章で提案する磁気素子共用形による複合型アクティブパワーデカップリング方式は、損失増加の要因となる電流実効値の増加を避けるために、電力伝送用の入力電流と単相電力脈動補償を行う脈動補償用電流の2つの目的の違う電流をそれぞれ時間的に分割して昇圧インダクタに流入させるハイブリッド変調を用いて行う方式である。単一の昇圧インダクタを用いて多目的電流を同時に且つ独立にそれぞれ制御することによって、補償用追加磁気素子の削減と、それに伴う回路体積の小型化を実現する。シミュレーション結果及び試作器を用いた実機実験を通して提案回路とそのハイブリッド変調方式の有用性を検証する。また、単相電力脈動補償効果や実験で得られた結果を踏まえた損失解析を行い、電力変換器全体の効率と体積を従来回路と比較し提案方式の有用性について議論する。

第4章と第5章では、高周波トランスに中間タップを設けることで補償用の追加スイッチングデバイスを必要としない、磁気素子を共用するハイブリッド変調を用いたアクティブパワーデカップリング方式を有する絶縁型 DC-単相 AC コンバータを提案し、その有用性を実機実験によって検証する。

第4章では、高周波トランスの中間タップに降圧型単相電力脈動補償回路を接続した絶縁型 DC-単相 AC コンバータを提案する。本方式は、磁気素子共有形アクティブパワーデカップリング方式としてメイン回路に必要な高周波トランスを利用して多目的電流をそれぞれ制御する。本方式ではトランスの中間タップに脈動補償を行う受動素子を接続し、中点電位を利用して補償用コンデンサの脈動補償電圧を制御する。このとき、提案回路は

第1章 序章

電力伝送動作と単相電力脈動補償動作を独立して制御を行うため、別途脈動補償用に追加半導体素子を必要としない。さらに、提案方式におけるトランス許容電流の算出及び回路パラメータ設計法を述べ、単一トランスのみで多目的電流制御を可能にする複合型アクティブパワーデカップリング方式の動作方法を明らかにする。また、高周波トランスの二次側には、エネルギーバッファを必要としない利点からマトリックスコンバータを適用し、 $\Delta\Sigma$ 変換に基づくパルス密度変調を適用する。 $\Delta\Sigma$ 変換に基づくパルス密度変調はその制御特性上出力電圧を低歪み率に抑えることが可能であるため、脈動補償効果向上を目的に適用する。最後に、シミュレーション及び実験により提案方式の有用性を示す。

第5章では、中間タップ付きトランスを接続したフルブリッジインバータに昇圧型の単相電力脈動補償機能を付与した絶縁型DC-単相ACコンバータについて提案する。本提案回路では、トランスの中間点にDC電源電圧が接続する構成を取るため、後段のフルブリッジインバータと合わせて一次側はインターリーブコンバータのような構成となる。ここで、単一トランスを用いた複合動作の原理は第4章とほぼ同一となるが、各動作に用いられるトランスの電位は中間電位と相間電位とでそれぞれ逆となるため、指令値に対する制御量の導出方法について明らかにする。また、トランス二次側は制御の簡易化を目的に整流器とフルブリッジインバータからなるインダイレクトマトリックスコンバータを適用する。最後に、本章では複合動作を実現できる中間タップ付きトランスの設計指針について理論的に明らかにする。

第6章では、本論文の有用性と各提案回路の総括を述べ、今後の課題について言及する。

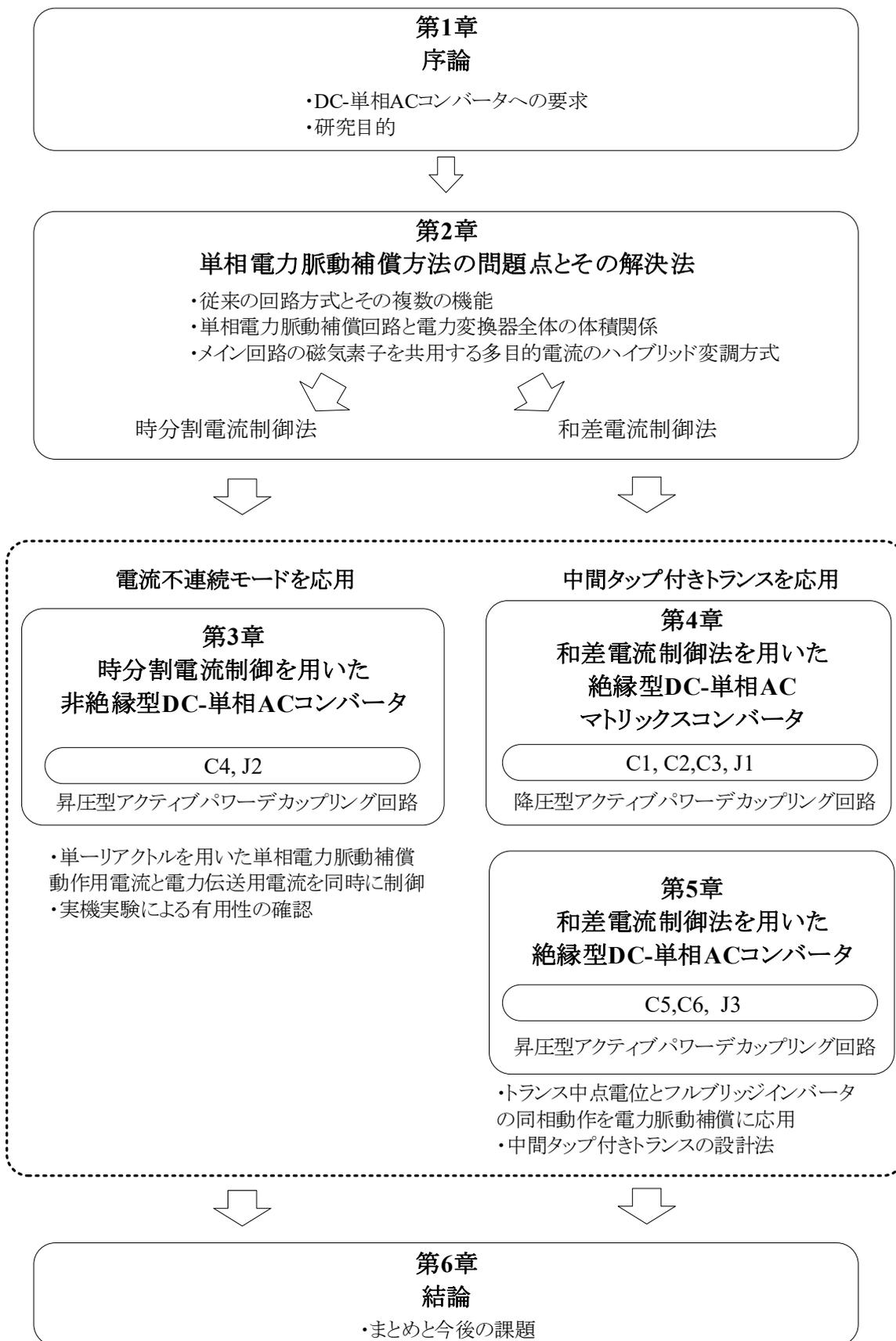


図 1-6 論文の概要

- J1. **Nagisa Takaoka**, Hiroki Takahashi, Jun-ichi Itoh: “Isolated Single-Phase Matrix Converter Using Center-Tapped Transformer for Power Decoupling Capability”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 54, No. 2, pp. 1523-1531 (2018)
- J2. Keisuke Kusaka, **Nagisa Takaoka**, Tomokazu Sakuraba, Hiroki Watanabe, Jun-ichi Itoh: “Single-Phase AC Grid-Tied Inverter with Buck-Type Active Power Decoupling Circuit Operated in Discontinuous Current Mode”, IEEJ Journal of Industry Applications, Vol. 10, No. 3, pp. 292-302 (2020)
- J3. **Nagisa Takaoka**, Hiroki Watanabe, Jun-ichi Itoh: “Isolated DC to Single-Phase AC Converter with Active Power Decoupling Capability using Coupled Inductor”, IEEJ Journal of Industry Applications, Vol. 11, No. 2 (掲載決定済み)
-
- C1. **Nagisa Takaoka**, Hiroki Takahashi, Jun-ichi Itoh, Goh T. Chiang, Takahide Sugiyama, Masaru Sugai: “Power Decoupling Method Comparison of PDM with of Isolated Single-phase Matrix Converters and using Center-tapped Transformer with PDM”, IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2015 IEEE, pp. 141 – 148 (2015)
- C2. **Nagisa Takaoka**, Jun-ichi Itoh: “Revelation of Soft-Switching Operation for Isolated DC to Single-phase AC Converter with Power Decoupling”, 41th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON2015), No.YF-025526 (2015)
- C3. **Nagisa Takaoka**, Jun-ichi Itoh: “Battery Energy Storage System with Isolated Single-phase Matrix Converter using Center-tapped Transformer for Power Decoupling Capability”, 4th International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA2015) , No. 299 (2015)
- C4. Jun-ichi Itoh, Tomokazu Sakuraba, Hiroki Watanabe, **Nagisa Takaoka**: “DC to Single-phase AC Grid-Connected Inverter using Buck Type Active Power Decoupling Circuit without additional magnetic component”, IEEE Energy Conversion Congress Exposition 2017 (ECCE) , pp. 1765-1772 (2017)
- C5. **Nagisa Takaoka**, Keisuke Kusaka, Hayato Higa, Jun-ichi Itoh: “Novel DC to Single-Phase

Isolated AC Converter using Coupled Inductor with Power Decoupling Capability”, 2018 20th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'18 ECCE Europe), No. CFP18850-ART, pp. 1-10 (2018)

- C6. **Nagisa Takaoka**, Hiroki Watanabe, Jun-ichi Itoh: “Isolated DC to Single-phase AC Converter with Active Power Decoupling Capability for Battery Storage System”, 2019 8th International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA2019), No. 211, (2019)

第2章

単相電力脈動補償方法の問題点と その解決方法

2.1 緒言

第1章にて、地球温暖化対策を目的に省エネルギー化を達成するためにはEV/PHVの電源システムや再生可能エネルギーによる電源システムに用いられるDC-単相ACコンバータの小型・高効率化が重要であると述べ、またこれらのDC-単相ACコンバータが満たすべき要求について明らかにした。

本章では、これまでに提案されてきたDC-単相ACコンバータの回路方式についてその技術動向を概説する。また、家庭用電源システムをアプリケーションとする電力変換器の中でもバッテリー応用を想定して直流電源から商用周波数の交流へ変換するDC-単相AC電力変換回路に着目する。

直流と単相交流間で電力需給を行う場合は、瞬時電力の不一致分、すなわち商用周波数の2倍で脈動する単相電力脈動成分を電力変換回路内で吸収するためのエネルギー蓄積要素が必要となる。近年では、この単相電力脈動成分を吸収する単相電力脈動補償回路に関する研究がさかんに行われている。特に、小型高効率化に着目した補償回路の部品点数を削減し、半導体素子などのメイン回路の素子を補償動作に共用するハイブリッド変調機能をもつ単相電力脈動補償回路を複合型のアクティブパワーデカップリング方式と定義しそ

の代表的な構成を整理し、それらの利点と問題点を明らかにする。本章では既存技術であるアクティブパワーデカップリング方式についてそれぞれの回路構成の技術動向と技術的課題を述べ、本論文の位置づけを明確にする。

2.2 DC-単相 AC コンバータの技術動向

2.2.1 DC-単相 AC 電力変換回路への要求

本論文では、EV/PHV 向け車載用電源システム用途や絶縁型バッテリー充電回路などのアプリケーションに用いられる DC-単相 AC 電力変換回路に着目する。また、これらのアプリケーションは家庭用配電の数 W から数百 W 程度から、数 MW クラスの家電民生製品に至るまで幅広く普及しているが、本論文では直流から単相交流負荷へ電力を供給する数百から数 kW 程度の電力変換器を主な対象とする。

代表的な DC-単相 AC 電力変換回路への要求として、下記が考えられる。

- 1) 単相交流負荷の電流、電圧制御
- 2) 単相電力脈動補償
- 3) 高力率制御
- 4) 高パワー密度

単相交流と直流の瞬時電力は一致しないため単相電力脈動が発生する。バッテリーや電力変換回路の発熱を防ぐためには、電力脈動成分を低減する必要がある。従って、直流側は脈動成分の重畳を抑制し、電力を一定に保つ必要がある。しかし、電力変換回路には脈動成分吸収要素がないため、直流電力を一定に保つためには、大型のコンデンサを用いて平滑するか、別途脈動成分を抑制するエネルギー蓄積要素が必要となる。次項にて、単相電力脈動を低減する手法について詳述するが、現在の技術では小型化と高効率化の両立達成は難しい。

このように、DC-単相 AC コンバータには、電力伝送を行うメイン回路と脈動成分を低減するエネルギー蓄積要素の2つの方面から高パワー密度化を達成するための技術的課題を解消していく必要がある。

第2章

単相電力脈動補償方法の問題点とその解決方法

2.2.2 DC-単相 AC 電力変換回路への分類

図 2-1 に、DC-単相 AC 電力変換システムにおける入出力電力の関係を表す時間波形を用いて説明する。太陽光発電や燃料電池のようなバッテリー応用を想定したアプリケーションでは、直流電源電圧を入力として扱い、入力電圧 V_{in} 、入力電流 I_{in} 共に一定値の直流である。単相交流の電圧 v_s と電流 i_s は正弦波交流であるため下記のように表される。

$$v_s = \sqrt{2}V_{load} \sin(\omega_o t) \dots\dots\dots(2.1)$$

$$i_s = \sqrt{2}I_{load} \sin(\omega_o t) \dots\dots\dots(2.2)$$

V_{load} は単相交流側の電圧実効値、 I_{load} は単相交流側の電流実効値、 ω_o は商用角周波数である。入力電力 P_{dc} 、単相交流側の瞬時電力 p_{ac} の関係は、(2.1)、(2.2)式を用いて下記のように定義される。

$$P_{dc} = V_{in}I_{in} \dots\dots\dots(2.3)$$

$$\begin{aligned} p_{ac} &= 2V_{load}I_{load} \sin^2(\omega_o t) \\ &= V_{load}I_{load} [1 - \cos(2\omega_o t)] \dots\dots\dots(2.4) \\ &= P_{ave} [1 - \cos(2\omega_o t)] \end{aligned}$$

$$V_{in}I_{in} = V_{load}I_{load} \dots\dots\dots(2.5)$$

ただし、(2.4)式は単相交流側の電流と電圧の力率が 1 とした場合を前提として定義しており、 P_{ave} は出力電力の平均値を示す。この場合、無効電力は存在せず、単相交流の瞬時電力は商用周波数の 2 倍周波数成分で脈動している。従って、直流電源側に一定の電力を確保するためには、この 2 倍周波数をもつ電力脈動を吸収するエネルギー蓄積要素が直流と単相交流負荷の間に必要となる。

図 2-2 に、DC-単相 AC 電力変換システムにおける構成例を示す。図 2-2 (a)に非絶縁型システム構成図、(b)に絶縁型及び交流変換回路として直流中間部を持つ間接形電力変換器を用いたシステム構成図、(c)に絶縁型及び交流変換回路として直接形電力変換器を用いたシステム構成図について DC-単相 AC コンバータの機能ごとにブロックで示したものであ

る。トランス一次側となる直流電源側には、PVシステム向けのMPPT制御や昇圧動作を担うDC-DCコンバータが、単相交流側には商用周波数を出力するDC-ACコンバータが、そしてその中間部にはエネルギー蓄積要素が接続される構成が一般的である。

バッテリー充電回路などに用いられる絶縁型単相交流変換器の場合、小型化を目的に高周波トランスと高周波入力-商用周波数出力の変換を行う交流-交流電力変換器が必要となる。交流変換回路は回路構成から図2-2(b)の間接形と図2-2(c)の直接形に大別でき、図からも分かるように電力変換回数が異なる。これらの違いは電力変換回数だけではなく、高周波トランスの二次側(単相交流側)における直流中間部の有無である。間接形の場合はトランスを高周波で駆動するため高周波出力を直流へ変換する整流器からなる交流-直流変換部、直流中間部、商用周波数の交流へ変換する直流-交流変換部の2段階の電力変換となる。

単相交流側と直流側との瞬時エネルギーの差である電力脈動成分は低周波数成分であるため、トランス小型化の妨げとならぬよう交流側で脈動吸収を行う方式が望ましい。また、電力脈動成分が重畳する分で電流もしくは電圧の実効値が増加するためトランスの耐電流量が増加する。従って、図2-2(b)の間接形では交流側の直流中間部にエネルギーバッファとして大容量の電解コンデンサを接続し脈動吸収を行う方式もある。

一方、図2-2(c)直接形交流変換器は、高周波-商用周波数の電力変換について、直流中間部を設けず直接交流-交流変換できる回路を指す。間接形交流変換器に比べて、直接形交流変換器を用いた電力変換器では、電力変換回数が少なく高効率化、小型化が可能である。しかし、直接形交流変換器を用いた場合、トランス二次側ではエネルギー蓄積要素を持たないことから絶縁トランスを伝って直流側に2倍商用周波数成分が伝達されるため、直流側に電解コンデンサを用いた平滑方式による脈動成分吸収を行う必要がある。本論文では、大容量電解コンデンサによる電力脈動成分の吸収方式をコンデンサ平滑方式と定義して議論を行う。

第2章

単相電力脈動補償方法の問題点とその解決方法

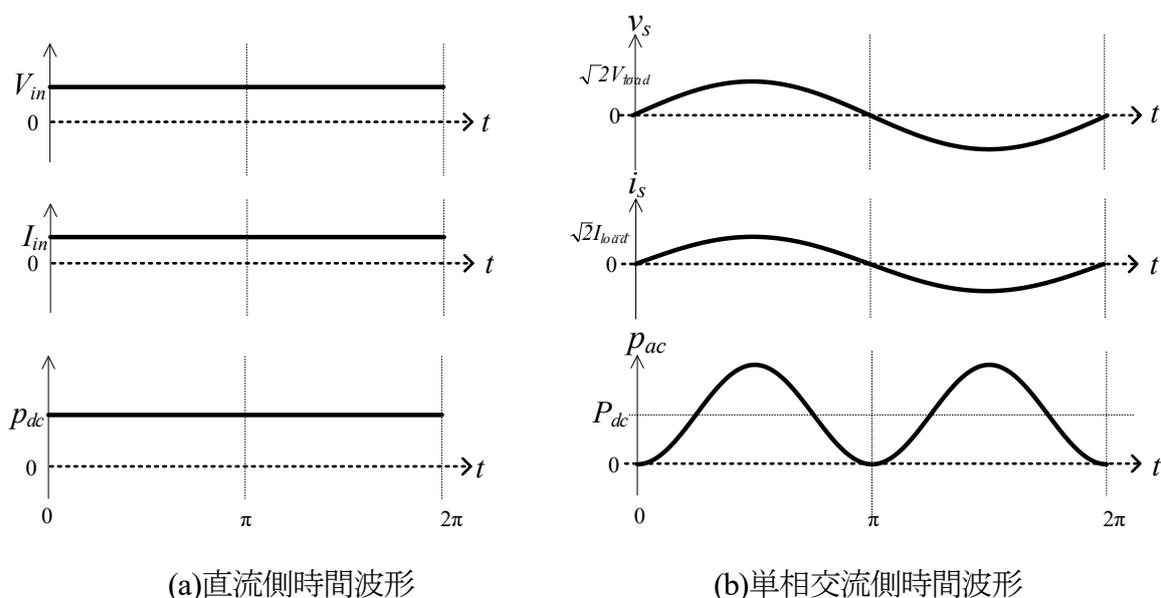


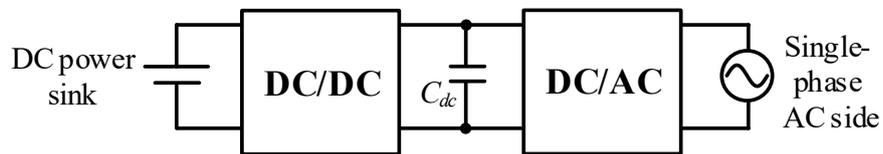
図 2-1 単相交流の電力，電圧，電流の関係

図 2-3 にエネルギー蓄積要素として直流中間部に電解コンデンサを接続した，コンデンサ平滑方式をもつ非絶縁 DC-単相 AC コンバータを示す。図 2-3 は，昇圧チョップとフルブリッジインバータで構成されているが，負荷容量や電力変換方向によってインターリーブコンバータやダイオードブリッジ整流回路などを採用した回路構成が選択される。昇圧チョップで所望の電圧へ昇圧し，フルブリッジインバータ側で商用周波数へ交流出力の変換がなされる回路構成である。入出力の LC フィルタはスイッチング周波数レベルのフィルタ設計がなされており，商用周波数の 2 倍成分である低周波成分を持つ単相電力脈動は直流中間部の平滑コンデンサ C_{dc} によって吸収される。この平滑コンデンサは直流-単相交流間の瞬時エネルギーの差を吸収するエネルギーバッファとして大容量の電解コンデン

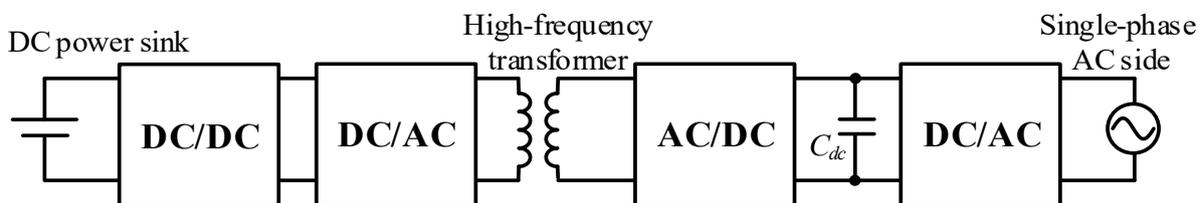
サが必要となる。図 2-3 に示す構成では電解コンデンサを用いたキャパシティブストレージ方式としてエネルギー蓄積要素に利用した回路構成となるが、コンデンサの代わりにインダクタをエネルギー蓄積要素とするインダクティブストレージ方式など大容量の受動素子を用いた平滑方式^{(37) (38)}があるが、どちらも大容量の素子が脈動平滑用に求められるため、変換器の体積が大型化する。

コンデンサ平滑方式を用いる場合、高耐圧や大容量の静電容量の必要性から、低コスト且つ高パワー密度である電解コンデンサが多く採用される。しかし、電解コンデンサは大容量化が容易である利点に対して、周波数特性、温度特性、寿命に対する性能や信頼性が低い⁽¹⁶⁾⁽¹⁹⁾。これは等価直列インダクタンス(ESL)や等価直列抵抗(ESR)が構成上大きく、またリップル電流と高 ESR の影響で自己発熱しやすく、電解液の消耗や寿命の低下につながるためである。特に、PV システムや EV/PHV の車載向けシステムを想定した場合、一般家電用に比べて耐震性能が必要となるだけでなく、過酷な温度環境下に置かれた電解コンデンサは搭載時間に応じて ESR の変化率が高くなるため、信頼性の低下や低寿命は大きな問題となる。このように、大容量の電解コンデンサを用いたコンデンサ平滑方式では、バッテリー充電システムに熱や小型化の制限による技術的課題が残るが、電解コンデンサを排除するためには、電力変換器に脈動吸収要素が別途必要となる。従って、単相電力脈動の影響を直流側に与えないために、入出力電力の瞬時値に対する差分についてエネルギーバッファを用いて吸収する必要がある。

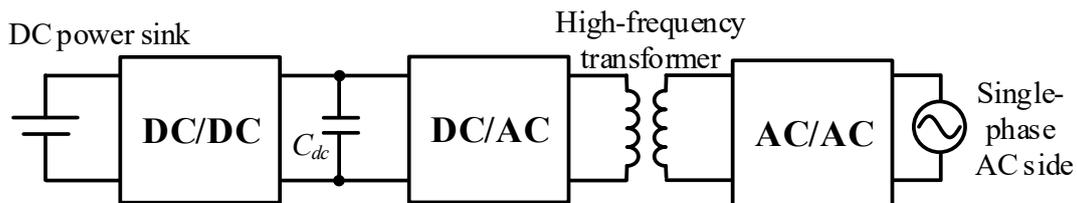
これに対して、フィルムコンデンサや積層セラミックコンデンサは大容量に対する要求では電解コンデンサに体積などの観点から劣るが、周波数特性や温度特性など良好な性能を有する受動素子である。これらの受動素子を電解コンデンサの代わりにエネルギーバッファとして用いて、静電容量ではなくコンデンサの電圧をアクティブに振動させることで単相電力脈動成分を補償する方式をアクティブパワーデカップリング方式といい、小容量での脈動成分の補償ができる利点がある。このアクティブパワーデカップリング方式を用いた直流-単相交流電力変換器の高寿命化且つ高パワー密度化を達成するためにさまざまなアプローチが提案されてきた。次節では、本研究で取り上げるアクティブパワーデカップリング方式について原理を述べ、これまでに提案されてきた方式について、それぞれの特徴を述べる。



(a) 非絶縁型



(b) 絶縁型及び交流間接形変換器のシステム図



(c) 絶縁型及び交流直接形変換器のシステム図

図 2-2 直流－単相交流システムにおける回路構成図

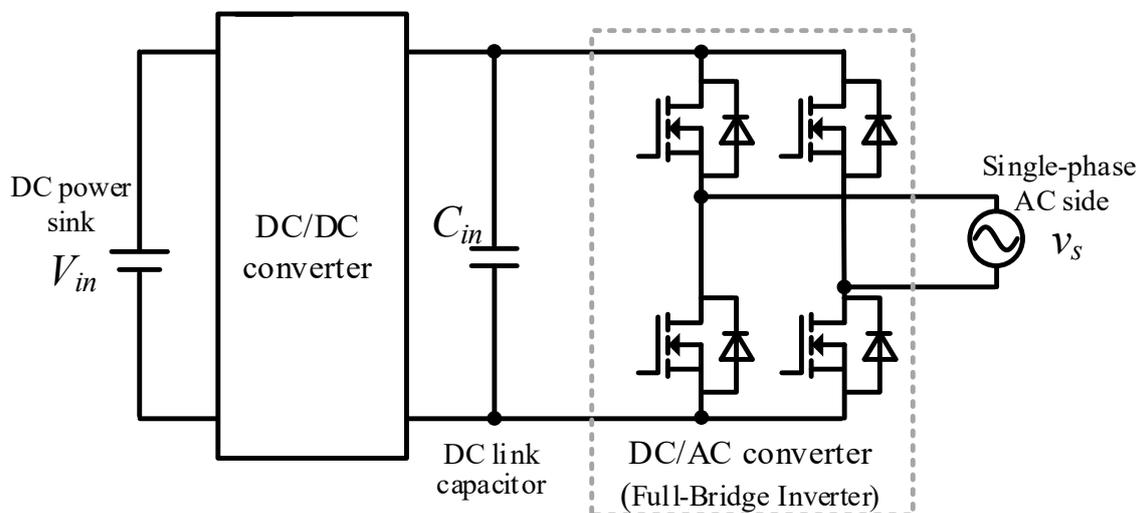


図 2-3 コンデンサ平滑方式をもつ非絶縁型 DC-単相 AC コンバータの回路構成

2.3 単相電力脈動補償の基本原理

近年では、直流中間部に平滑コンデンサとして必要となる大容量の電解コンデンサの代わりに、小容量のキャパシタを用いて単相電力脈動補償を行うアクティブパワーデカップリング方式が盛んに研究されている。本項では、アクティブパワーデカップリング方式の原理と基本回路を説明する。

図 2-4 に単相交流と直流の瞬時電力についての関係図を示す。単相交流負荷を直流と接続する場合、商用周波数の 2 倍周波数で単相交流電力は振動する。このときエネルギー保存の法則より、直流電力と不一致となる脈動成分を回路上のどこかで吸収する必要がある。コンデンサ平滑方式ではこの脈動成分を大容量の電解コンデンサを用いて数%~10%程度のリップル成分まで抑制している。一方、アクティブパワーデカップリング方式では図 2-4

第2章

単相電力脈動補償方法の問題点とその解決方法

のように補償用の小容量コンデンサの電圧をアクティブに振動させることで入出力電力の不一致分を吸収するような動作原理となる。

図 2-5 に DC-単相 AC コンバータにおける電力脈動補償のイメージ図と電流の関係図を示す。図中にある通り、小容量のコンデンサ電圧をアクティブに振動させて補償するためアクティブパワーデカップリング回路より直流側は脈動成分が吸収され直流一定となる。脈動補償要素は直流電圧源側、直流中間部、交流出力側と大きく分けて3か所の接続位置をもつ。近年の研究結果では高パワー密度化の観点から直流中間部にアクティブパワーデカップリング回路が接続される構成が多く報告されている⁽³⁹⁾。本項では各接続構成に関して技術動向を述べ、それぞれの課題について言及する。

図 2-6 に単相電力脈動補償回路の構成と接続方式に関する模式図を示す。図 2-5 に示す電力脈動補償回路接続のイメージ図では主回路に対して直列に挿入する模式図を用いて表しているが、接続位置や方式は様々な方式がある。図 2-6 のように補償回路構成によって、脈動補償要素を等価的に制御電流源もしくは制御電圧源とみなせる。図 2-6 (a)と(b)にはそれぞれ単一電源を並列もしくは直列に DC-単相 AC コンバータへ接続した模式図を示す。図 2-6 (c)と(d)に示す脈動補償要素の接続図はそれぞれ等価電流源と等価電圧源を組み合わせた複合型の脈動補償方式を示す。このように、脈動補償方式の接続構成は4つに大別できる。基本的に脈動補償回路を用いて商用周波数の2倍脈動成分を吸収し、DC-単相 AC コンバータの入出力瞬時電力の不一致分を補償回路で担保する方式となる。脈動補償を回路上で行わず、モータ側へそのまま脈動成分を伝送する方式⁽³⁵⁾も報告されているが、本論文における想定するアプリケーションに収まらないことや、モータ駆動効率の低下や騒音問題に起因するため高パワー密度化を目的とする本論文とは趣向が異なるため、本方式に関しては本論文では言及しない。このような単相電力脈動補償回路の直列や並列接続構成によってメイン回路に流れる電流実効値や補償電圧が加算されるため、電力変換器や補償回路に求められる回路素子の耐電流や耐電圧容量が脈動補償回路の接続構成に依存する。

図 2-7 に DC-単相 AC コンバータとアクティブパワーデカップリング方式の基本回路構成となるチョッパ回路を用いた方式を示す^{(29),(40)-(52)}。アクティブパワーデカップリング方式では、追加のバッファキャパシタ C_{buf} の電圧を積極的に変動させることで、小容量のバ

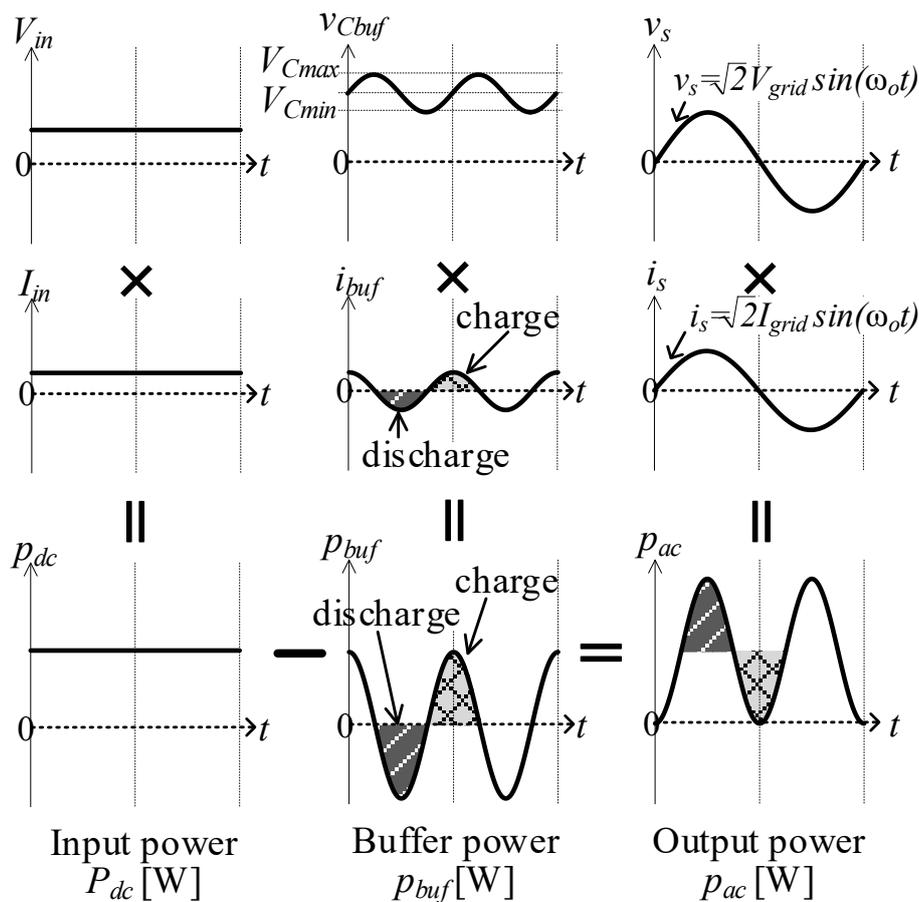


図 2-4 入出力と補償回路の瞬時電力の関係

バッファキャパシタで単相電力脈動を補償する。図 2-7 ではチョップ構成をベースとしたアクティブパワーデカップリング方式を示し、一般には直流中間部での補償方式となるため DC アクティブフィルタとも呼称される。本方式では昇圧動作と同様に、脈動補償を担うバッファキャパシタ電圧 v_{Cbuf} を制御するために、昇圧インダクタに相当する追加インダクタンス L_{buf} を用いて電流制御を行う方式である。このように追加の回路を DC-DC コンバータと DC-AC コンバータの直流中間部に挿入する方式を本論文では「独立型アクティブ

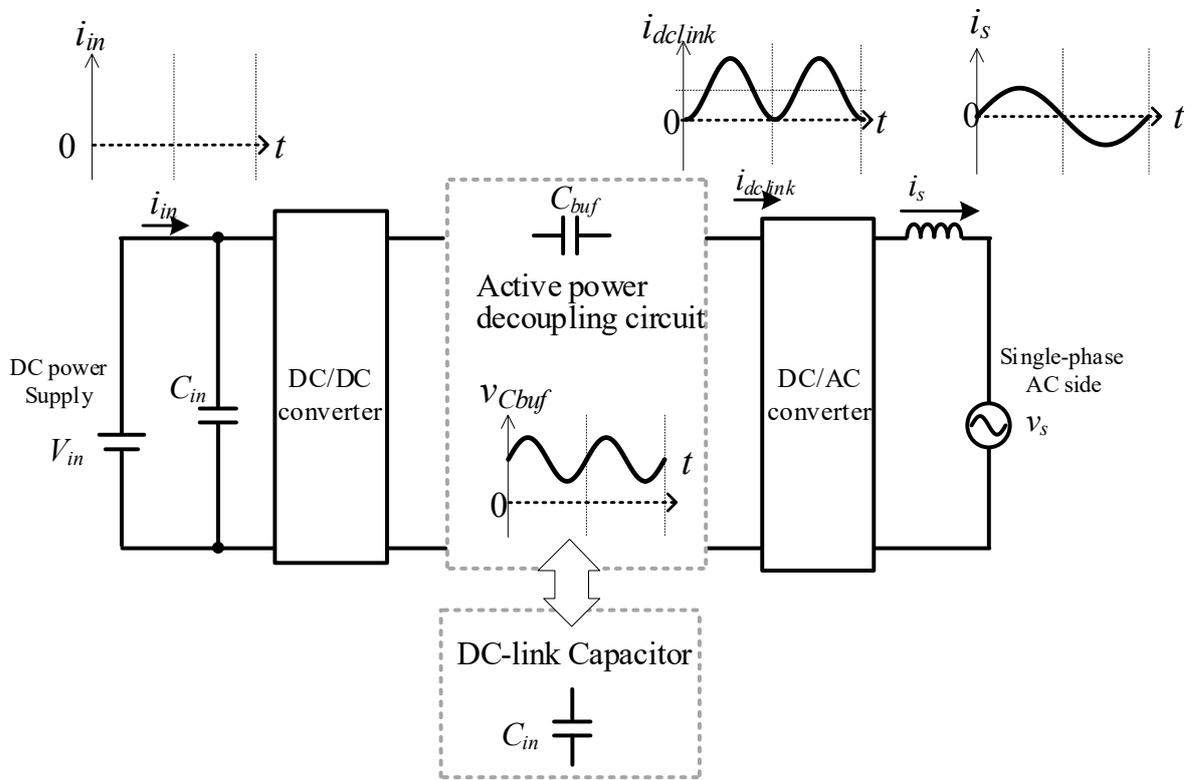


図 2-5 電力脈動補償にイメージ図と各電流の関係

「パワーデカップリング方式」と定義し議論する。この独立型アクティブパワーデカップリング方式は、電力伝送を行う主回路の動作に対して独立に電力脈動補償動作を行う回路が分類される。独立型アクティブパワーデカップリング回路は DC アクティブフィルタの他にも、並列接続フルブリッジ型(図 2-8)、並列接続ハーフブリッジ型(図 2-9)、直列接続のフルブリッジ型(図 2-10)などが挙げられる⁽⁴⁹⁾⁻⁽⁵⁰⁾。

ここで、脈動のない直流電力を得るために必要なアクティブパワーデカップリング回路における補償用瞬時電力 p_{buf} と入力電圧 P_{dc} 、単相交流側の瞬時電力 p_{ac} の関係は下記のように表される。

$$P_{ac} = P_{dc} - p_{buf} \dots\dots\dots(2.6)$$

$$\begin{aligned}
 p_{buf} &= V_{load} I_{load} \cos(2\omega_o t) \\
 &= P_{dc} \cos(2\omega_o t) \dots\dots\dots(2.7) \\
 &= P_{ave} \cos(2\omega_o t)
 \end{aligned}$$

ここで、補償用瞬時電力 p_{buf} の極性は、バッファキャパシタ C_{buf} が充電される時正とする。 (2.7)式に示すように、直流瞬時電力を一定にするには、(2.4)式の第2項にあたる脈動分をアクティブパワーデカップリング回路で補償すればよいので、補償用瞬時電力 p_{buf} は(2.4)式の第2項と一致する。また、アクティブパワーデカップリング回路のバッファキャパシタのエネルギー ΔE は(2.8)式で表される。

$$\Delta E = \frac{1}{2} C_{buf} \left\{ \left(v_{ave} + \frac{\Delta v_c}{2} \right)^2 - \left(v_{ave} - \frac{\Delta v_c}{2} \right)^2 \right\} \dots\dots\dots(2.8)$$

ここで、 v_{ave} はバッファキャパシタ電圧の平均値、 Δv_c はバッファキャパシタ電圧変動幅である。このように、バッファキャパシタ電圧 $v_{C_{buf}}$ を大きく変動させることで単相電力脈動を補償するため、コンデンサ平滑方式に比べ小容量のキャパシタを使用できる。従って、積層セラミックコンデンサやフィルムコンデンサをアクティブパワーデカップリング回路に利用できるように、大容量の電解コンデンサを用いたコンデンサ平滑方式に比べて温度特性が良好であり周囲温度に寿命が依存せず、コンデンサの体積を低減できる。

また、アクティブパワーデカップリング回路では、図 2-7 のように、複数の追加素子を用いて、電力伝送動作を行う主回路素子を用いず独立して脈動補償動作を行う“独立型アクティブパワーデカップリング方式”と電力伝送を行う主回路の素子をシェアし最小追加部品で脈動補償をする“複合型アクティブパワーデカップリング方式”の2つに大別できる。独立型アクティブパワーデカップリング方式の他の構成例として、別途複数の素子を用いてアクティブパワーデカップリング回路を接続したフライバックインバータ構成やプッシュプルインバータ構成が挙げられる。

次節では、コンデンサ平滑方式とアクティブパワーデカップリング方式について比較し、アクティブパワーデカップリング方式を用いた直流-単相交流電力変換器の高パワー密度化を達成するために必要な技術的課題及び達成目標についてパレートフロントカーブを用

第2章

単相電力脈動補償方法の問題点とその解決方法

いて言及する。

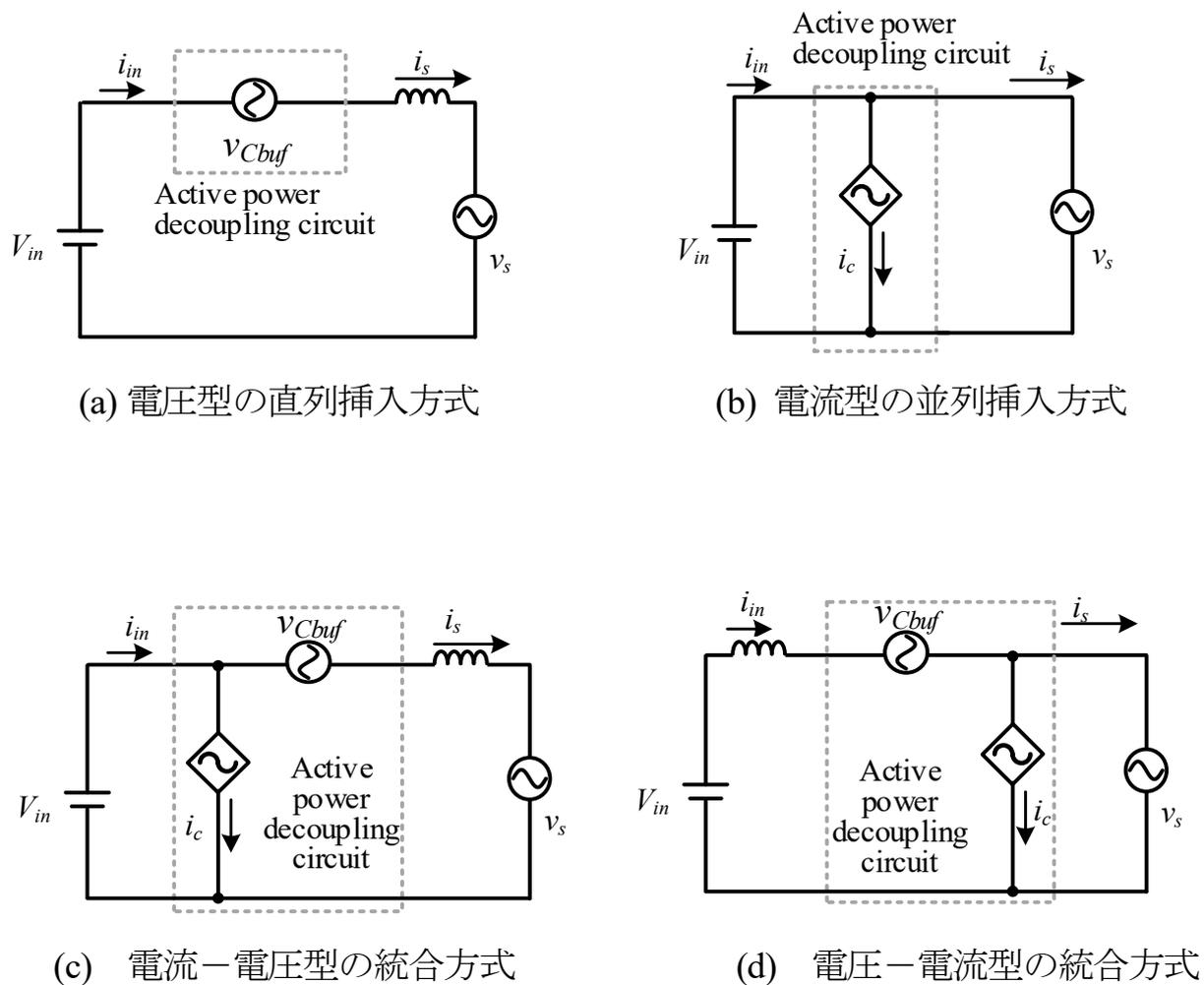
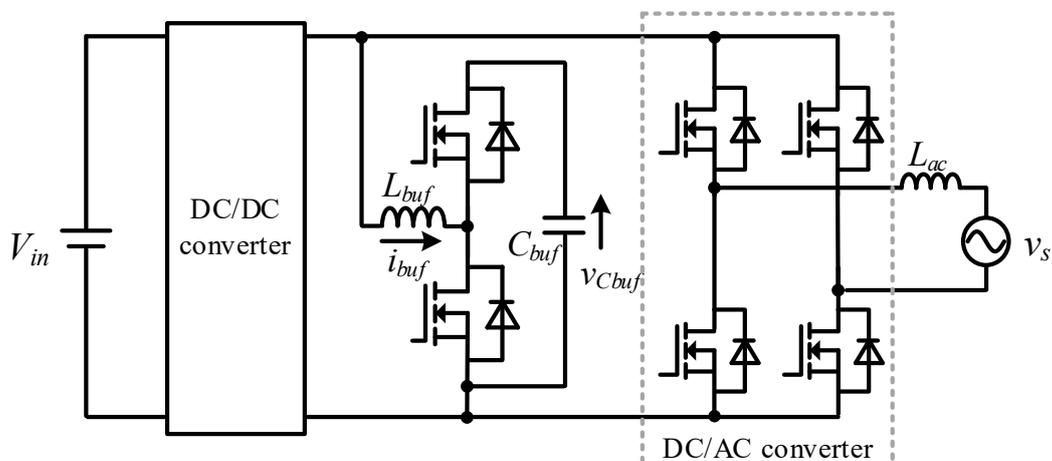
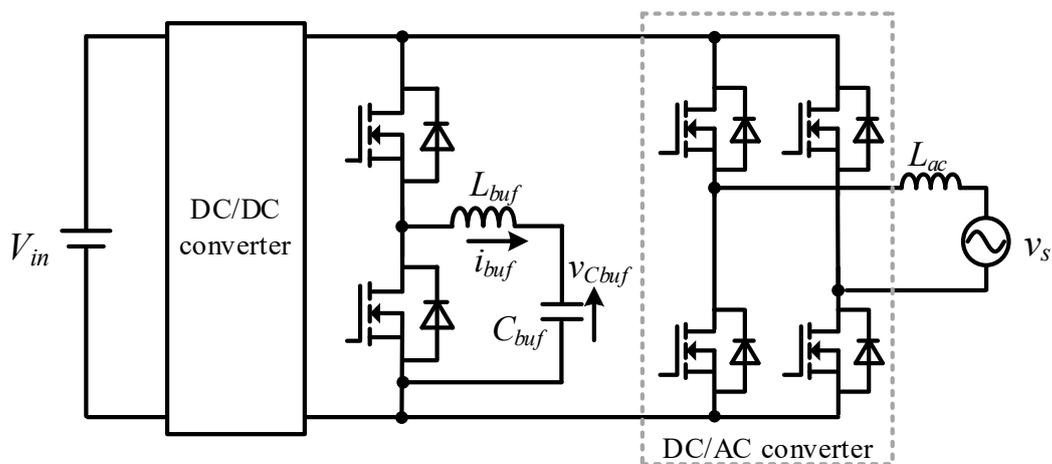


図 2-6 単相電力脈動補償回路の導入例



(a) DC 昇圧チョッパ型



(b) DC 降圧チョッパ型

図 2-7 2 象限チョッパを基にしたアクティブパワーデカップリング回路
 (文献(29)Chia-Tse Lee, Yen-Ming Chen, Li-Chung Chen, Po-Tai Cheng: "Efficiency Improvement of a DC/AC Converter with the Power Decoupling Capability", IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), pp. 1462-1468 (2012) より引用)

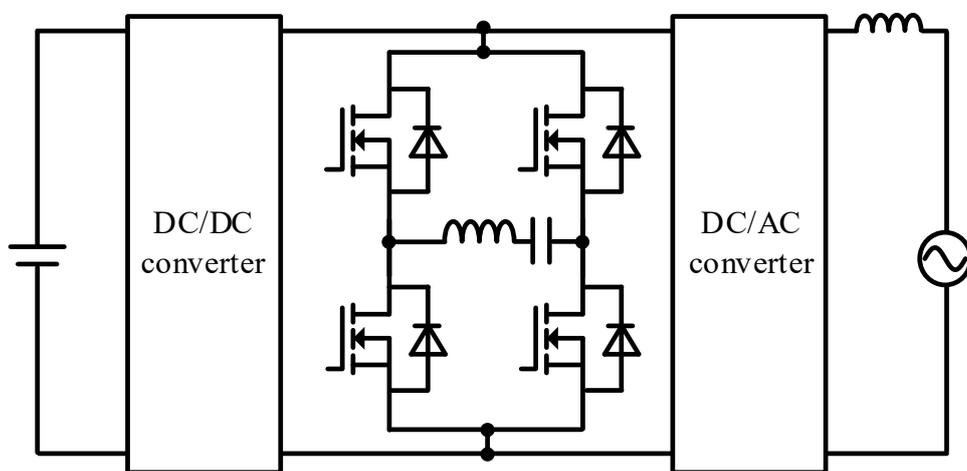


図 2-8 並列接続方式のフルブリッジ型

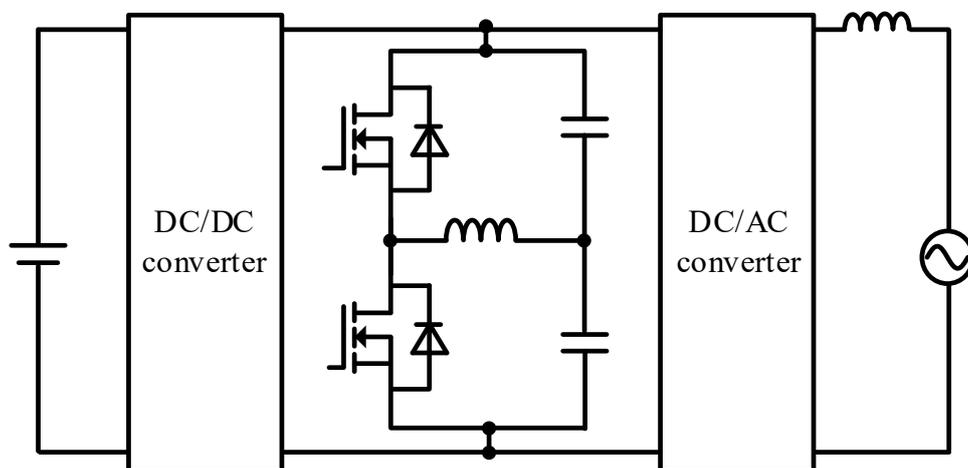


図 2-9 並列接続方式のハーフブリッジ型

(文献(49)Yi Tang, Frede Blaabjerg: “Power decoupling techniques for single-phase power electronics systems-An overview”, 2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), pp. 2541-2548, (2015) より引用)

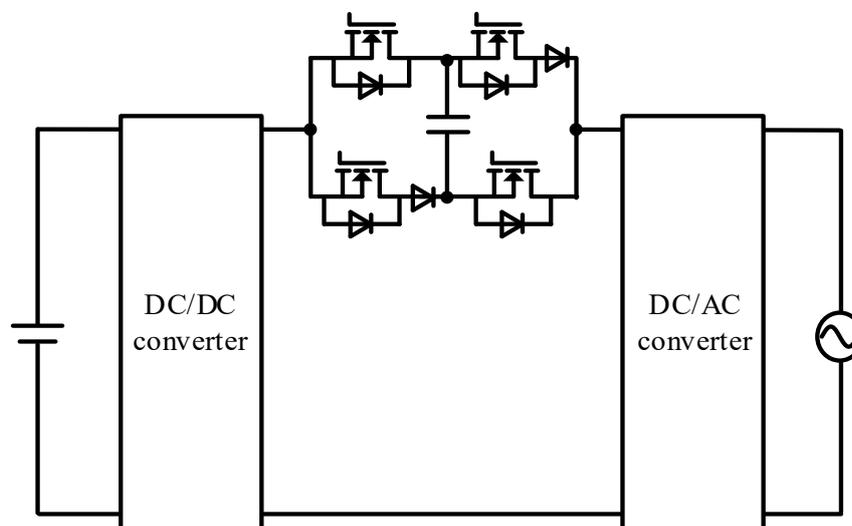


図 2-10 直列接続方式のフルブリッジ型

(文献(51) Hua Han, Yonglu Liu, Yao Sun, Mei Su, Wenjing Xiong: “Single-phase current source converter with power decoupling capability using a series-connected active buffer”, IET Power Electronics, Vol. 8, No. 5, pp. 700–707 (2015) より引用)

2.4 単相電力脈動補償技術と電力変換器路体積の関係

近年では、little box challenge や International Future Energy Challenge などを通して高パワー密度な直流-単相交流変換器の開発に重点が置かれている。little box challenge では 2 kVA の非絶縁型 DC-単相 AC 電力変換器をパワー密度 50 W/in^3 内に収め、且つ電力変換効率 95%以上の変換器が製作されており、なかでも本コンテストにおける技術的課題として直流中間コンデンサの小型化が挙げられている。この技術的課題に対して、様々なアクティブパワーデカップリング方式が little box challenge コンテストで報告されているが⁽⁴⁷⁾⁽⁴⁸⁾、直流中間部にアクティブパワーデカップリング回路を挿入する形が多く報告されており、高

第2章

単相電力脈動補償方法の問題点とその解決方法

パワー密度化における有効な手法として直流側に挿入する方式に注目が集まっている。

一方、脈動補償要素を含む電力変換器の高パワー密度化を目指す場合、従来の DC アクティブフィルタなどの主回路動作に対して独立に脈動補償動作を行う独立型アクティブパワーデカップリング方式では、単相電力脈動を補償するために追加部品数を多く必要とするため、電力変換器全体の体積が増加する可能性が高く、また電力変換効率が下がる問題点がある。

アクティブパワーデカップリング回路を含めた電力変換器全体の体積を小型化するために、スイッチング周波数の高周波化によるインダクタや絶縁トランスの小型化などの対策がとられてきたが、高周波スイッチングによるスイッチング損失の増加や半導体素子の必要冷却量の増加を招き、単純に高周波化のみでは電力変換器の小型化にはつながらない。このように、DC アクティブフィルタを代表とする独立型のアクティブパワーデカップリング方式には、補償用追加部品によって直流-単相交流電力変換器全体の高パワー密度化の妨げとなる。

本節では、アクティブパワーデカップリング機能を持つ直流-単相交流電力変換器が高パワー密度を達成するために必要な数値目標を導出する。基礎検討として非絶縁型 DC-単相 AC コンバータとそれに接続するエネルギーバッファとして2つの脈動補償方式をそれぞれ解析し比較を行う。脈動補償方式として、独立型アクティブパワーデカップリング方式とコンデンサ平滑方式を比較し、パレートフロントカーブを用いて体積及び効率の観点から議論する。具体的には、アクティブパワーデカップリング方式の一例として基本回路となる DC アクティブフィルタの昇圧型、降圧型の回路構成と比較し、アクティブパワーデカップリング方式がもたらす電力変換器の体積への影響について、数値的に解析し言及する。本節では脈動補償要素に対する体積への影響についての基礎検討をするため、DC-単相 AC コンバータの構成の中でも最も一般的な昇圧チョップ及びフルブリッジインバータで構成される DC-単相 AC コンバータを用いて比較検証をする。

図 2-11 にコンデンサ平滑方式を用いた非絶縁型 DC-単相 AC コンバータの回路構成図を、図 2-12 に比較対象とする DC アクティブフィルタ方式を採用したアクティブパワーデカップリング回路と非絶縁型 DC-単相 AC コンバータの回路構成⁽⁵²⁾をそれぞれ示す。

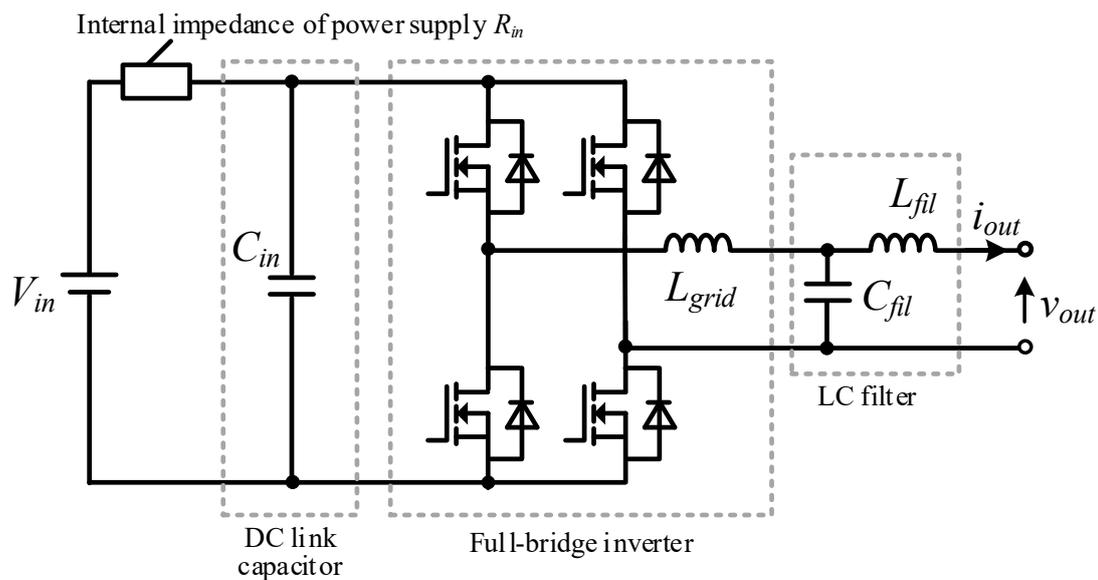
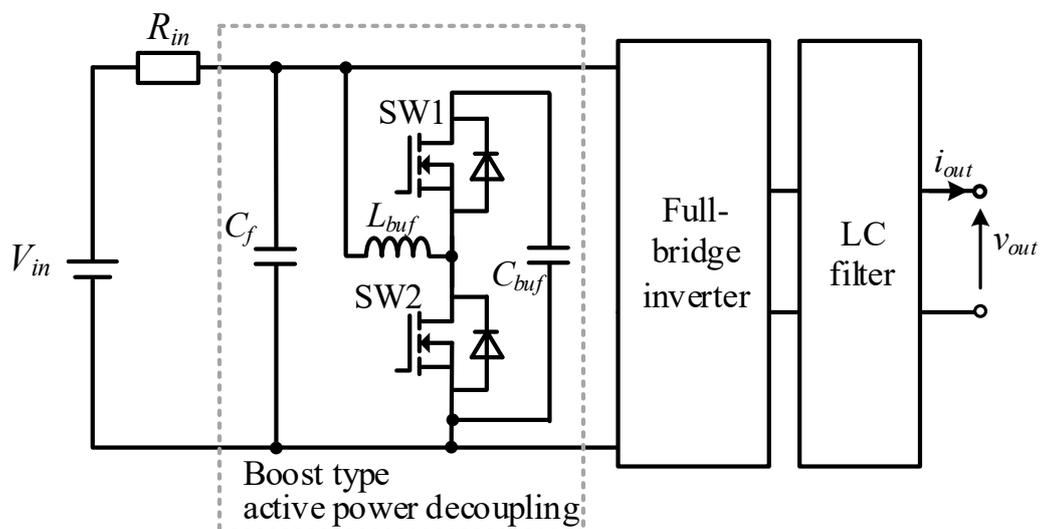
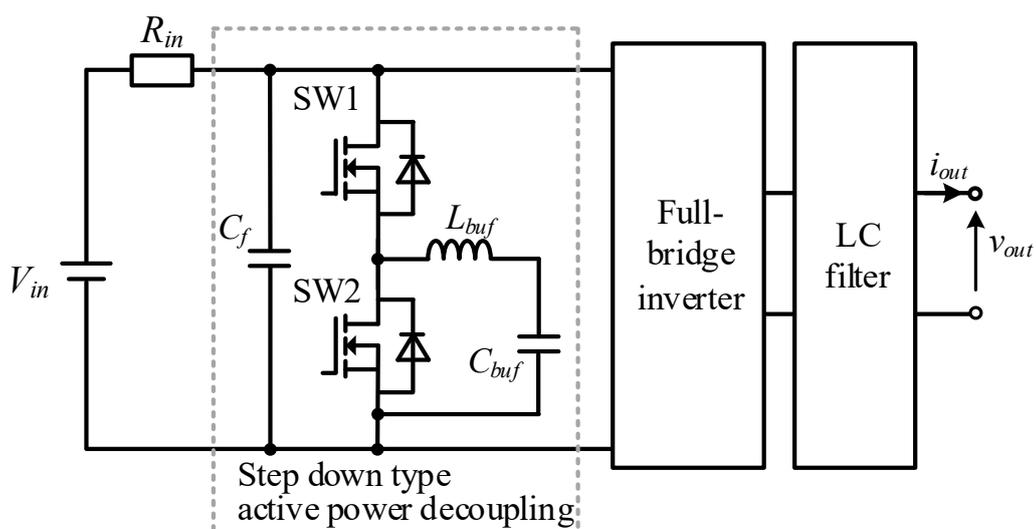


図 2-11 コンデンサ平滑方式の比較回路

(文献(52)櫻庭 友和, 日下 佳祐, 折川 幸司, 伊東 淳一: 「パワーデカップリング技術を用いた単相インバータで高パワー密度を実現するためのコンポーネントへの要求」, 電気学会電子デバイス/半導体電力変換合同研究会, No. EDD-15-090, SPC-15-172, (2015) より引用)



(a) 昇圧チョッパベース



(b) 降圧チョッパベース

図 2-12 DC アクティブフィルタを持つ非絶縁型 DC-単相 AC コンバータの回路構成

(文献(52)櫻庭 友和, 日下 佳祐, 折川 幸司, 伊東 淳一: 「パワーデカップリング技術を用いた単相インバータで高パワー密度を実現するためのコンポーネントへの要求」, 電気学会電子デバイス/半導体電力変換合同研究会, No. EDD-15-090, SPC-15-172, (2015)より引用)

図 2-12 (a)が昇圧型 DC アクティブフィルタ、図 2-12 (b)が降圧型 DC アクティブフィルタの構成図となる。パレートフロントカーブを用いた評価を行うにあたり、電解コンデンサの選定方法は、電圧リプルの条件よりも電流リプルの制限のほうが厳しい⁽⁵³⁾⁻⁽⁵⁴⁾ことから、コンデンサに流入する電流リプルを用いて選定、評価する。また、同様に電流リプルの観点からアクティブパワーデカップリング回路の体積についての評価を行う。なお、入力電圧リプルを評価するために、入力側の入力インピーダンスを R_{in} と仮定して検討する。

1) コンデンサ平滑方式

コンデンサ平滑方式に用いる電解コンデンサの選定には、周波数補正係数を考慮したリプル電流値が必要となる。電解コンデンサでは電圧リプルによる選定条件に比べて許容電流リプルの制限の方が厳しいことから、本節ではコンデンサへの流入電流のリプルについて導出し、導出した値に対して許容できるリプル電流特性を持つ電解コンデンサを選定する。

周波数補正係数をスイッチング周波数帯では一定値になると仮定して、単相交流によって発生する電力脈動成分とスイッチング周波数 f_{sw} の整数成分とで区別しそれぞれ周波数補正係数を考慮する。キャパシタの許容電流リプル電流は等価直列抵抗によりキャパシタ内部の発熱を許容できる電流値により決定される。電解コンデンサに流入するリプル電流実効値 I_{rms_cap} は、各周波数成分の二乗和で表されるため、下記のように表せる。

$$I_{rms_cap} = \sqrt{I_{100Hz}^2 + \sum_{n=1}^{\infty} I_{nsw}^2} \dots\dots\dots(2.9)$$

ここで、 I_{100Hz} は単相電力脈動成分、 I_{nsw} はインバータなどの電力変換器におけるスイッチング周波数の整数倍成分である。電流内の単相電力脈動成分 I_{100Hz} は単相交流で発生する脈動成分への補償電力と入力電圧の関係から計算できる。周波数補正係数⁽¹⁹⁾⁻⁽²⁰⁾を考慮した電流リプル実効値 I_{rms_cap} は(2.9)式で求められる。

$$I'_{rms_cap} = \sqrt{\left(\frac{I_{100Hz}}{K_{100Hz}}\right)^2 + \left(\frac{1}{K_{sw}}\right)^2 \sum_{n=1}^{\infty} I_{nsw}^2} \dots\dots\dots(2.10)$$

第2章

単相電力脈動補償方法の問題点とその解決方法

$K_{100\text{Hz}}$ と K_{sw} はそれぞれ 100 Hz と 3 kHz 以上の周波数補正係数である。上記の計算式を用いて導出されるリップル電流値以上の許容リップル電流値を持つ電解コンデンサを選定する。単相交流側は正弦波を前提とし力率が 1.0, 出力電力を 6 kW, 入力電圧を 380 V, 単相交流電圧を 200 Vrms の条件下において, 周波数補正係数を $K_{100\text{Hz}} = 1.0$, $K_{\text{sw}} = 1.4$ とする⁽²⁰⁾ と, リップル電流値を計算すると $I_{\text{rms_cap}} = 18.7$ [A]となる。このリップル電流 $I_{\text{rms_cap}}$ を許容できる電解コンデンサを選定する必要がある。

ここで, 本比較におけるコンデンサ平滑方式における電圧リップル率を 5.0%以下となるように設計した場合, 脈動成分を補償するために必要な静電容量は 1300 μF 以上となる。導出式はアクティブパワーデカップリング方式と同等とし, 導出方法を説明する。電解コンデンサは, 同じ耐電圧の条件下では, 許容リップル電流値の小さいコンデンサを複数並列接続したほうが小型となることが報告されている⁽¹⁹⁾⁽²¹⁾。そこで本比較では, リップル電流のマージンを 50.0%として, 静電容量 180 μH , 耐電圧 450 V, 許容リップル電流 1 A の電解コンデンサを 28 個並列接続する。

2) 昇圧型 DC アクティブフィルタ方式

単相電力脈動成分を吸収するバッファキャパシタは, バッファキャパシタ電圧の変動幅と補償すべき脈動電力 P_c を用いて一意に決定できる。脈動補償に必要な静電容量 C_{buf} は下記のように表される。静電容量の導出に必要なバッファキャパシタの平均電圧 v_{ave} と電圧変動幅 Δv_c は回路仕様や入力と直流中間電圧の関係から決定できる。静電容量におけるエネルギー式(2.8)から, 電力脈動の補償に必要なエネルギー量 W_c は, 電力脈動成分の半周期を授受できればよいので, 電力変換損失を無視すると下記のように表される。

$$\begin{aligned} W_c &= \frac{1}{2} \int_{-\pi/4}^{\pi/4} p_{\text{buf}} dt \\ &= \frac{1}{2} \int_{-\pi/4}^{\pi/4} V_{\text{load}} I_{\text{load}} \cos(2\omega_o t) dt \dots\dots\dots (2.11) \\ &= \frac{V_{\text{load}} I_{\text{load}}}{\omega_o} = \frac{P_{\text{ave}}}{\omega_o} \end{aligned}$$

$$C_{buf} = \frac{P_c}{\omega_o v_{ave} \Delta v_c} \dots\dots\dots(2.12)$$

コンデンサ平滑方式の場合は、許容電圧リプル率(数%から 10%程度)となるようキャパシタ電圧変動幅 Δv_c を決定するため、脈動補償に必要な静電容量が極めて大きくなる。一方で、アクティブパワーデカップリング方式では積極的にキャパシタ電圧変動幅 Δv_c を大きく振動させるため、補償に必要な静電容量が小容量で補償電力を発生できる。また、(2.12)式より分母となる電圧値を大きくするほどバッファキャパシタの静電容量が小さくできるが、電力変換器に適用する半導体素子の耐電圧を考慮して設計しなければならない。これは、半導体素子の耐電圧の仕様変更によってオン抵抗などの特性も変化するためである。本節での比較では、半導体素子に 1200 V 耐圧品を適用し、バッファキャパシタ電圧の変動最大値を 800 V 以下として一律に設計する。

追加磁気素子の昇圧リアクトルの必要インダクタンスについては、アクティブパワーデカップリング回路のスイッチング周波数 f_{sw} とリプル電流からを導出できる。本論文におけるリアクトルの体積は Area Product 法⁽⁵⁴⁾による設計法で評価する。昇圧リアクトルの必要インダクタンスは、入力電圧 V_{in} とバッファキャパシタ C_{buf} の電圧の差が最大のときに最大となるため、この最大となるワースト条件下において昇圧インダクタ L_{buf} と昇圧リアクトルに流れる電流 i_L は下記のように表される。

$$L_{buf} = \frac{V_{in}}{\Delta i_L f_{sw}} \frac{(V_{ave} + \Delta V_c) - V_{in}}{V_{ave} + \Delta V_c} \dots\dots\dots(2.13)$$

$$i_L = \frac{V_{ave}}{V_{in}} C_{buf} \frac{dv_c}{dt} \dots\dots\dots(2.14)$$

本節での昇圧リアクトルにおける流入電流に対するリプル率は 30.0%、スイッチング周波数 20kHz とすると、必要インダクタンスは約 2 mH となる。導出した昇圧リアクトルの体積 Vol_{Lbuf} は、既製品を基にコアの窓面積と断面積の積によりコアを選定する Area Product による設計法を用いて評価する。

第2章

単相電力脈動補償方法の問題点とその解決方法

$$Vol_{Lbuf} = K_v \left(\frac{L_{buf} I_{max}^2}{K_u B_{max} J} \right)^{\frac{3}{4}} \dots\dots\dots(2.15)$$

ここで、 I_{max} は昇圧リアクトルに流入する最大電流、 K_v はコア形状定数、 K_u は窓面積利用率、 B_{max} はコア最大磁束密度、 J は巻線の電流密度をそれぞれ示す。コア係数に関しては、使用するコアを選定し、そのデータシート状の体積と仕様から決定される最大電流値を用いて導出し、得られた値を用いてそれぞれの回路構成における導出時に用いる。

スイッチング素子を冷却するために必要なヒートシンクサイズ的设计方法について説明する。本論文では単位体積あたりの冷却性能を示すCSPI(Cooling System Performance Index)を用いてヒートシンクサイズを評価する。CSPIは単位体積当たりの熱抵抗の逆数で、この値が大きいほど冷却性能が高いことを意味する。CSPIは自然空冷では1~4、強制空冷では5~10程度である。半導体素子における必要冷却装置となるため、導出には半導体素子とヒートシンクの熱抵抗と半導体素子における導通損失とスイッチング損失の合計損失 P_{loss} が必要となる。ヒートシンクの必要熱抵抗 $R_{th(f-a)}$ とすると必要なヒートシンク体積 $Vol_{heatsink}$ は下記のように表される。

$$R_{th(f-a)} = \frac{T_j - T_a}{P_{loss}} - (R_{th(j-c)} + R_{th(c-f)}) \dots\dots\dots(2.16)$$

$$Vol_{heatsink} = \frac{1}{R_{th(f-a)} CSPI} \dots\dots\dots(2.17)$$

小型化を目的に回路のスイッチング周波数を高周波化した場合、スイッチング損失の増加によって必要なヒートシンクの体積が大型化し、結果、電力変換器の低パワー密度を招く。空冷方式について強制空冷を用いた場合、ヒートシンクの冷却能力は向上するが変換器の補償期間が低下しシステムの寿命を制限することになる。そこで本論文では自然空冷を想定し、CSPIを3としてヒートシンクを一律に設計する。

直流中間部のキャパシタ C_f は、後段のインバータで発生するリップル電流のフィルタリングを目的に導入し、アクティブパワーデカップリングのバッファキャパシタ C_{buf} では単相電力脈動成分のみを補償する。リップル電流は直流中間部の C_f のインピーダンスを入力

インピーダンス R_{in} よりも十分に小さく設計することでフィルタリングできる。従って、本比較における直流中間部のキャパシタ C_f のインピーダンスを R_{in} の 1/10 となるように下記の式を用いて設定する。

$$C_f = \frac{1}{2 \times 2\pi f_{sw_inv}} \frac{10}{R_{in}} \dots\dots\dots(2.18)$$

ここで、後段のインバータのスイッチング周波数は f_{sw_inv} と定義する。本比較では、セラミックコンデンサがフィルムコンデンサよりも高エネルギー密度であることに着目し、バッファキャパシタにセラミックコンデンサを採用する。直流重畳による静電容量の変化を考慮し、バッファキャパシタの平均電圧を 600 V、キャパシタ電圧の変動幅 Δv_c を 200 V とすると必要静電容量 C_{buf} は 79.6 μ F となる。本節ではキャパシタの必要個数が実用的かを考慮し EVS シリーズのセラミックコンデンサを採用した。この場合、昇圧型構成におけるバッファキャパシタの体積が 0.11 dm^3 であり、必要個数が 45 個となる。

3) 降圧型 DC アクティブフィルタ方式

アクティブパワーデカップリング回路の補償用バッファキャパシタ電圧が直流中間電圧から見て降圧になる回路を降圧形 DC アクティブフィルタと呼称する。降圧形アクティブフィルタの設計は昇圧形アクティブフィルタの設計と同様であるが、電圧の関係が変わるためアクティブパワーデカップリング回路のバッファキャパシタ電圧の最大値の制限及び平滑インダクタ L_{buf} の設計式のみ変更する必要がある。降圧型となるため、バッファキャパシタ電圧の最大値は入力電圧よりも小さくなるように設計しなければならないため、昇圧型と比べて必要静電容量は大きくなる。

平滑インダクタ L_{buf} の導出については、バッファキャパシタ電圧が入力電圧の半値となるときの最大となる。従って、平滑インダクタ L_{buf} とその流入電流 i_L は下記のように表せられる。

$$L_{buf} = \frac{V_{in}}{4\Delta i_L f_{sw}} \dots\dots\dots(2.19)$$

$$i_L = C_{buf} \frac{dv_c}{dt} = \frac{P_{out}}{V_{ave}} \sin(2\omega_o t) \dots\dots\dots(2.20)$$

昇圧型 DC アクティブフィルタ方式において、バッファキャパシタの平均電圧 v_{ave} を 240 V、昇圧形アクティブフィルタの昇圧リアクトルに流れる最大リップル電流値と平滑リアクトルの最大リップル電流値を揃えるためにリップル率を 19% とすると、必要インダクタンスは 1.0 mH となる。

4) 2つの脈動補償方式の比較結果

表 2.1 に選定した回路部品を示す。また、図 2-13 図 2-3 に横軸にパワー密度 ρ_{power} 、縦軸に効率 η とし、スイッチング周波数を変化した場合のパレートフロントカーブを示す。パワー密度 ρ_{power} は全体の体積 Vol_{total} から導出する。また、効率は出力電力と各損失の和を用いて算出する。2 象限チョップを基とした DC アクティブフィルタを用いたアクティブパワーデカップリング方式では、半導体素子による効率と体積の特性変化を確認するために、表 2.1 に示すように Si-MOS FET、SiC-MOS FET、IGBT の 3 種類を用いて比較する。なお、選定基準として、1200 V 耐圧の SiC-MOS FET の許容電流容量等に合わせて一番近い特性を持つ半導体素子を選定している。図 2-13 に示すように、半導体素子の種類によってパレートフロントカーブの特性は大きく変わるが、いずれの解析結果もコンデンサ平滑方式が高いパワー密度を示す結果となる。本節での条件下では、昇圧型アクティブパワーデカップリング方式では SiC-MOSFET を適用時、スイッチング周波数が 30 kHz のときにパワー密度が最大となる。このときのパワー密度は 13.1 kW/dm³、効率が 99.5% となった。一方で、コンデンサ平滑方式のパワー密度は 18.8 kW/dm³、効率が 99.6% という結果を経た。

本比較結果により得られた結果について、コンデンサ平滑方式の電解コンデンサを 100% としたときの昇圧チョップをベースとしたアクティブパワーデカップリング方式のパワー密度が最大となる点での条件下において、体積、脈動補償要素の損失について比較結果のまとめを下記に示す。なお、損失に関してはリアクトルを含まない。

- ・パワー密度：コンデンサ平滑方式は昇圧型アクティブフィルタ方式に対して 1.4 倍

- ・体積：昇圧型アクティブフィルタ方式の全体体積は110%
- ・損失解析結果：昇圧型アクティブフィルタ方式では損失が135%、内、半導体素子による損失が132%

以上の結果を踏まえて、コンデンサ平滑方式と同等以上のパワー密度を経るために、アクティブパワーデカップリング方式へは下記の要求を満たす必要がある。

- ・体積：各回路部品それぞれ90%以下であること
- ・セラミックコンデンサ：現状体積条件下で定格電圧印加時の静電容量が1.1倍以上
- ・リアクトル：昇圧リアクトルの体積を90%以下で設計可能であること
- ・損失：現状の昇圧チョッパベースを基準に74%以下であること

上記を満たすために、半導体素子に関しては、導通損失とスイッチング損失を同じ割合で低減させるとすると、耐圧に対するオン抵抗や、ターンオン損失とターンオフ損失、リカバリダイオード損失を考慮した半導体素子の使用が必要となる。この条件を満たす半導体素子であれば、冷却装置の体積を74%低減することが可能であり、高パワー密度化の条件も満たすことができる。

このように、大容量の電解コンデンサを用いたコンデンサ平滑方式に対して、複数の追加素子を必要とするアクティブパワーデカップリング回路の体積増大や効率低下は自明であるが、単相電力脈動補償方式によるアドバンテージが脈動吸収用コンデンサに必要な静電定数の小容量化だけでは製品化への反映は難しく、電力変換器全体としての質の向上にはつながらない。このように、昇圧チョッパなどをベースとした独立型アクティブパワーデカップリング方式では、追加部品による体積増加と電力変換効率の低下について技術的課題が多く残る。

これらの比較結果から、DC-単相ACコンバータの高パワー密度化を実現するためには、単相電力脈動補償要素を含めた電力伝送を行うメイン回路との素子共通化による体積削減やソフトスイッチングなどの損失改善策が必須となることがわかる。

表 2.1 従来 APD 方式を用いた回路体積比較に用いる選定部品リスト

| Circuit topology | Part | Marking | Maximum ration |
|---------------------------------|------------|-------------------------------|----------------------------------|
| Passive | C_{in} | 日本ケミコン EKMZ451VSN181MP30S | 450 V 1.0 Arms 180 μ F |
| Boost type DC active filter | C_{buf} | 村田製作所 EVS20329S2G306MS09 | 400 V 30 μ F |
| | SW1 SW2 | ROHM SiC-MOSFET, SCH2080KE | 1200 V 40 A |
| | | 富士電機 IGBT, FGW30N120HD | 1200 V 30 A |
| | | 富士電機 Si-MOSFET, FMH30N60S1 | 600 V(2直列) 30 A |
| Step down type DC active filter | C_{buf} | 村田製作所 EVS20329S2G306MS09 | 400 V 30 μ F |
| | SW1 SW2 | ROHM SCT2120AF | 650 V 29 A |

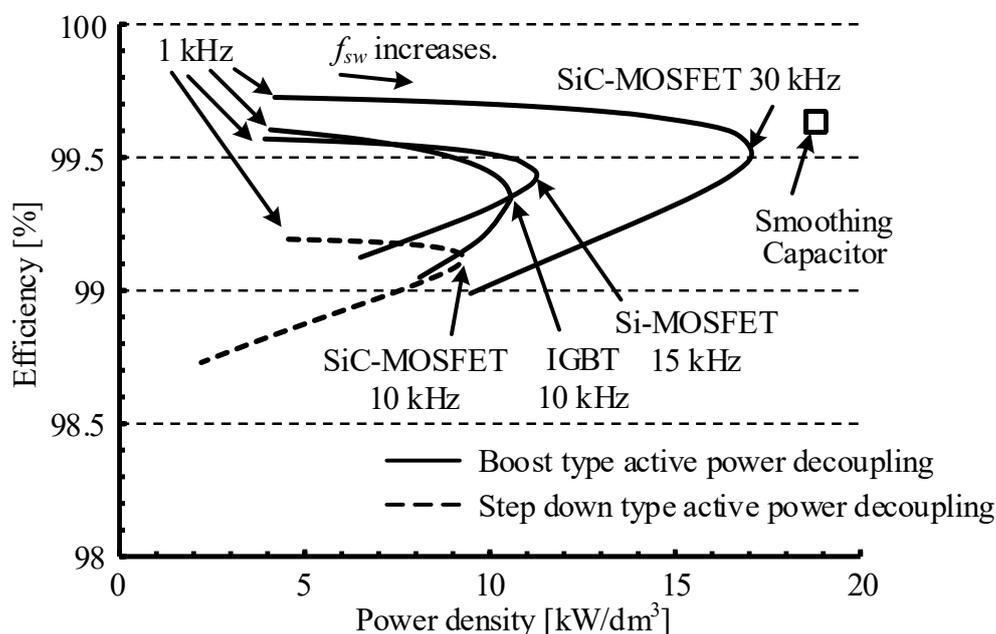


図 2-13 パレートフロントカーブを用いた比較結果

(文献(52)櫻庭 友和, 日下 佳祐, 折川 幸司, 伊東 淳一: 「パワーデカップリング技術を用いた単相インバータで高パワー密度を実現するためのコンポーネントへの要求」, 電気学会電子デバイス/半導体電力変換合同研究会, No. EDD-15-090, SPC-15-172, (2015) より引用)

2.5 複合動作技術を持つ DC-単相 AC コンバータの回路構成

単相電力脈動の補償に用いるキャパシタの小容量化や追加素子数削減を目的に、アクティブパワーデカップリング方式はこれまでに数多く研究されてきており、様々なアプローチが提案されてきた。しかし、前節の通り、電力伝送動作を行う主回路制御とは独立に脈動補償動作を行う「独立型アクティブパワーデカップリング方式」を採用した DC-単相 AC コンバータでは、コンデンサ平滑方式と比較すると高パワー密度の観点から技術的課題が

第2章

単相電力脈動補償方法の問題点とその解決方法

多く残る。本節では、脈動補償要素を含む DC-単相 AC コンバータ全体の高パワー密度を達成することを目的とし研究されている「複合型アクティブパワーデカップリング方式」について回路方式とその技術動向について概説する。複合型アクティブパワーデカップリング方式は電力伝送を行う主回路素子を共有しアクティブパワーデカップリング動作を実現するため、補償用の追加素子数を削減できる特徴を持つ。

2.5.1 従来の複合型アクティブパワーデカップリング方式の技術動向

図 2-14 にアクティブパワーデカップリング回路の動作方式に着目した DC-単相 AC コンバータの分類を示す。アクティブパワーデカップリング回路は、主回路の電力伝送動作に対して独立動作型と複合動作型に大別できる。独立型では一般に直流側に単相電力脈動補償要素を挿入する構成が多くある一方で、複合型は主回路部品をシェアして動作を行うため回路構成は様々なものが報告されている。なお、本論文では数百 W から数 kW の直流-単相交流電力変換器をアプリケーションとして議論をするため、数十から数百 W のアプリケーションを想定したプッシュアップコンバータを応用した方式やフライバック応用方式など、高周波トランスを用いた複合方式では、その動作特性上電流による損失が多く、電力変換効率が比較的低下するため小容量が主体となり本論文で想定するアプリケーションへの適用対象とならないため、本論文では比較対象として扱わない。これは、電力変換効率が低い電力変換器で数 kW オーダーの電力変換を行うと、伝送電力に応じて増加した損失は単純に発熱となるため広範囲の伝送電力を想定したアプリケーションへの導入は現実的ではないためである。本項では、主回路素子を共有した補償動作を行う複合型アクティブパワーデカップリング方式について、技術動向と課題について説明する。

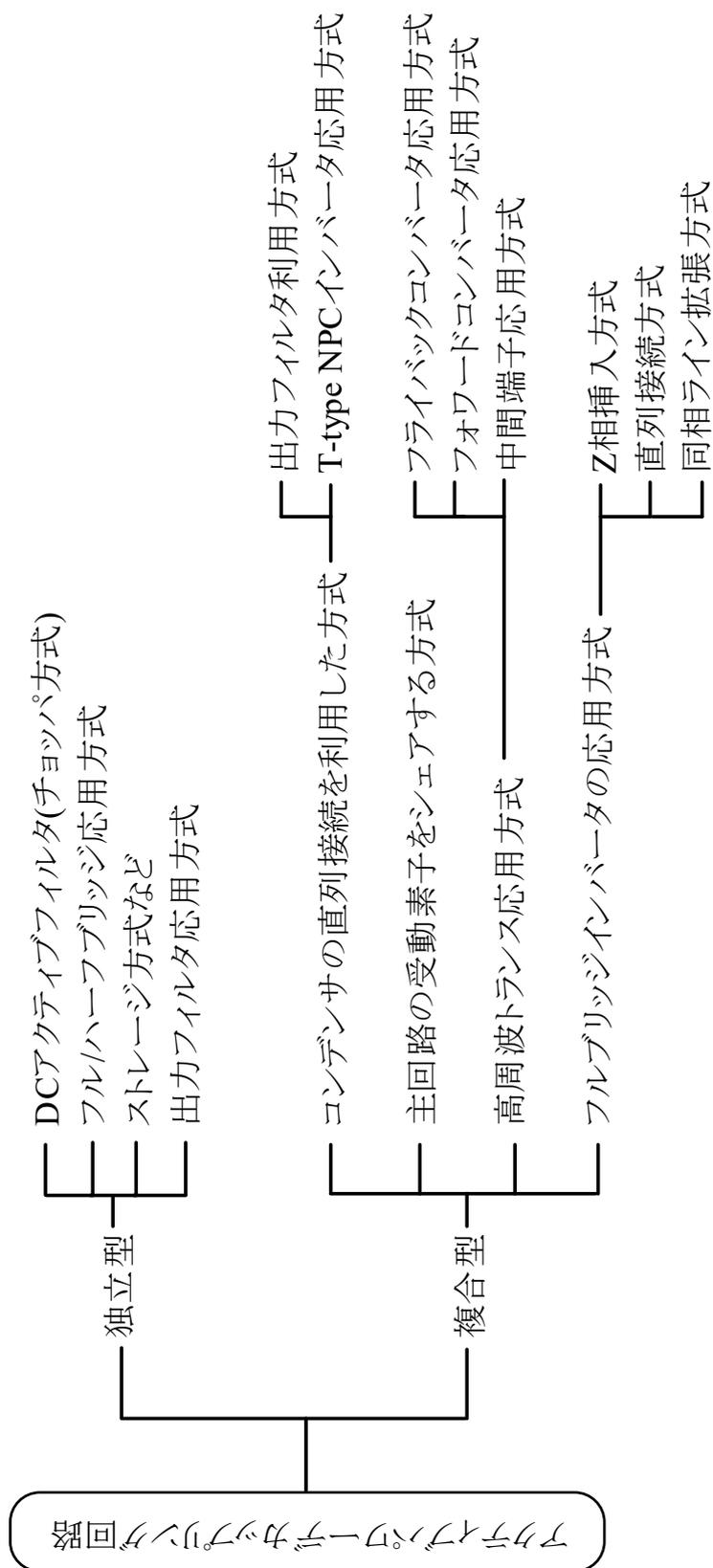


図 2-14 動作方式に着目したアクティブパワーデカップリング方式の分類

2.5.1.1 Z相並列接続方式と中点電位制御

DC-単相 AC コンバータの多くには、フルブリッジインバータが採用されている。これは、電力極性に対する自由度が高いことから力率制御が可能なこと、双方向への電流経路を確保できることから脈動補償用のエネルギーバッファの充放電制御ができるという利点がある。複合型アクティブパワーデカップリング方式の多くは、このフルブリッジインバータの半導体素子の一部をシェアして補償動作を行っている。

1) Z相接続方式

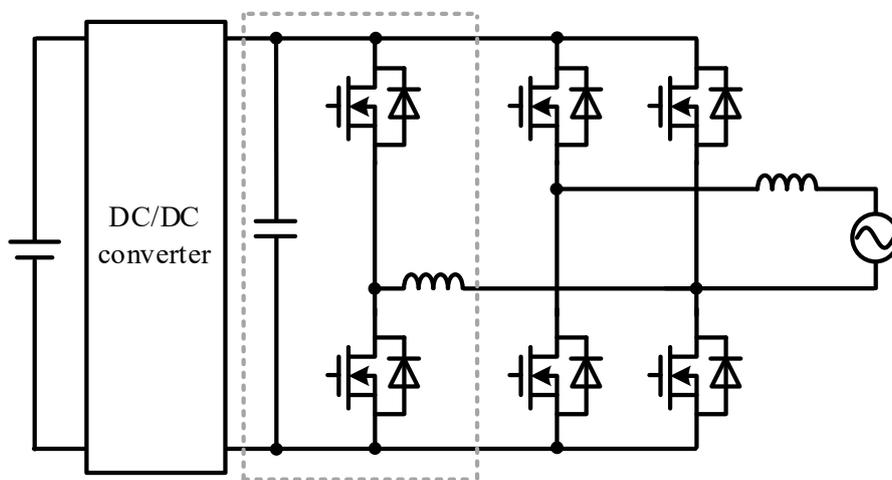
図 2-15 にフルブリッジインバータに Z 相アームを追加した構成を持つ複合型アクティブパワーデカップリング方式の回路図⁽³⁴⁾⁽³⁵⁾⁽⁵⁵⁾を示し、破線内が脈動補償用の追加部品を示す。図 2-15 (a)は単相電力脈動成分を補償するエネルギーバッファとしてインダクタを用いておりインダクティブストレージ方式と呼ばれる。図 2-15 (b)は単相電力脈動成分を補償にキャパシタを適用しており、追加インダクタを用いた電流制御によって間接的に補償用キャパシタ電圧を制御する方式である。インダクタストレージ方式では、追加インダクタに脈動成分を蓄積することによって補償を行い、PWM 制御を用いてフルブリッジインバータ単相交流側の力率が 1 となるように動作する。単相電力脈動成分は、追加インダクタの電圧を単相交流電圧に対して $\pi/4$ 遅れとなるよう位相差を発生させ、さらにインダクタ電流として $\pi/4$ 進み位相となるように電流を流すことで、追加インダクタの瞬時電力と脈動補償電力の瞬時値を一致させることで補償する。インダクタンスの電圧電流式の関係から、補償用の電力を得るためには大容量のインダクタンスとするか、小容量インダクタンスに大きなインダクタ電流を流す必要がありその電流による導通損失は電力変換効率の大幅な低下の原因となる。このように、インダクティブストレージ方式では補償用のインダクタンス値に依らず、電力変換器の高パワー密度化を達成するには難しく技術的課題も多い。図 2-15 (b)では、制御方法はインダクティブストレージ方式とほぼ同じ構成となるが、補償用キャパシタ電圧を積極的に変動させることで単相電力脈動成分の瞬時値と一致させるため、補償用エネルギーバッファの必要容量としては小容量のキャパシタが良い。また、追加インダクタンスは電流制御用に用いられ、電力脈動を蓄積する必要はない。そのため、追加インダクタンスの必要容量は電流リップル率と回路仕様の電圧によって決定で

きる。

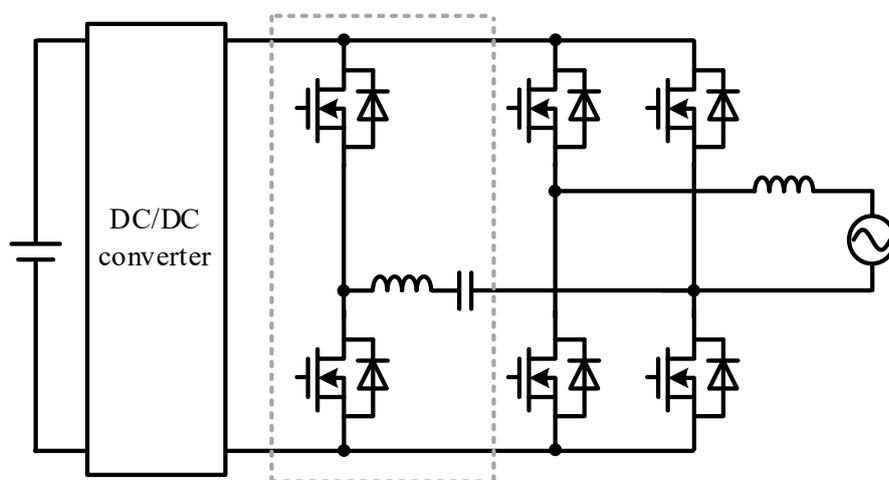
どちらの方式も、既存のフルブリッジインバータの片アームを共用して補償用に追加したZ相とでフルブリッジインバータ構成を取ることによって、脈動補償要素の充放電経路を確保する。従って、Z相に追加するための半導体素子を最低2つ以上、エネルギーバッファとして大容量インダクタもしくは小容量のインダクタとコンデンサの1つずつが追加部品として必要となる。このように、図 2-15 では既存のフルブリッジインバータの半導体素子をシェアし電力伝送と脈動補償動作の2つの複合動作を行う方式となる。

一方、絶縁型 DC-単相 AC 電力変換器の高パワー密度化を図るにあたり、高周波トランスの出力から商用周波数への電力変換回数を減らすために、マトリックスコンバータなどの直接交流変換回路を用いた方式に注目が集まっている。マトリックスコンバータやサイクロコンバータは、直流中間部を持たず直接高周波交流入力から商用周波数出力に電力を変換できるため、直流中間部にエネルギーバッファを必要としない。このように、直接交流変換回路は、電力変換回数の削減及び直流中間部のエネルギーバッファ削減による体積小型化が期待できる回路方式である。しかし、高周波トランスから交流側でエネルギーバッファを持たないため、単相電力脈動補償用のエネルギーバッファが別途必要となる。

図 2-16 にマトリックスコンバータを用いた絶縁型 DC-単相 AC コンバータとその単相電力脈動補償回路構成図を示す⁽⁵⁶⁾。本回路は、PV 用のマイクロインバータを想定しており、電流形プッシュプル回路を利用していることから小電力の電力変換回路を想定している。非絶縁型のZ相並列導入型と同様に、脈動補償用にマトリックスコンバータにZ相アームを追加し、交流側のマトリックスコンバータ内での脈動補償が実現できる特徴を持つ。脈動補償はマトリックスコンバータの中間アームと追加アーム間の追加コンデンサで行うため、出力フィルタでの補償動作は行われず。マトリックスコンバータでは出力フィルタコンデンサにより発生する無効電力を補償して力率制御を行っているが、本制御方式では脈動補償動作によるマトリックスコンバータの自由度が制限されることから出力側の高調波が問題となる。また、本回路ではシミュレーションによる基礎検証のみであり実機実験を用いた動作報告がないため、実際の制御有意性や実機解析結果による損失解析など不透明な点が多い。



(a) インダクタによる補償方式



(b) キャパシタによる補償方式

図 2-15 Z相挿入型 APD を持つ PWM コンバータ

(文献(34)Toshihisa Shimizu, Yasuhiro Jin, Gunji Kimura: “DC ripple current reduction on a single-phase PWM voltage-source rectifier”, IEEE Transaction on Industry Applications, Vol. 36, No. 5, pp. 1419-1428 より引用)

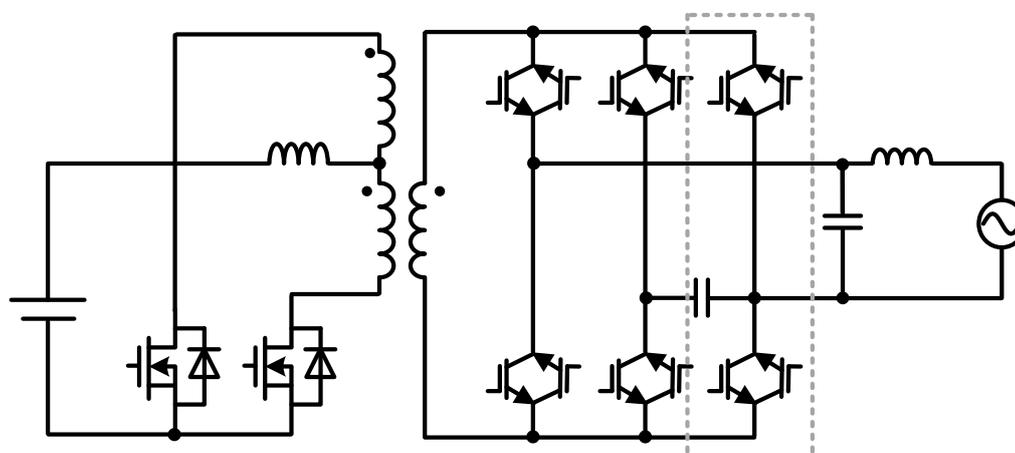


図 2-16 マトリックスコンバータを用いた Z 相挿入方式

(文献(56)寒川 明信, 三浦 友史, 伊瀬 敏史:「電力脈動補償マトリックスコンバータを用いた PV 用マイクロインバータの基礎検討」, 平成 27 年電気学会全国大会, No. 4-054, pp. 88-89 (2015) より引用)

図 2-17 に Z 相追加方式かつコンデンサの midpoint 電流制御を用いた複合型アクティブパワーデカップリング方式の回路図を示す⁽³⁵⁾。この方式は、出力の高調波フィルタのコンデンサを二分割し、その midpoint と追加した Z 相を接続した構成をとる。上下コンデンサに流れる midpoint 電流を制御し、出力フィルタのコンデンサをそれぞれ 2 倍商用周波数へアクティブに変動させることで、交流側での脈動補償を実現する方式である。また、出力フィルタを利用する方式となるため、脈動補償用に追加する部品は半導体素子 2 つのみとなり、追加の補償用キャパシタは必要としない。このように、出力フィルタのキャパシタを利用でき追加部品を削減できるが、補償用静電容量の小容量化はキャパシタ電圧変動可能範囲によって制限される。本方式では、直流中間電圧により変動電圧が制限されるため、直流中間部の電圧を大きくすることによって電圧出力可能範囲を拡大できる一方、半導体素子の耐圧増加の問題に対するバランスを考慮した設計が必要となる。また、単相交流側にメイ

第2章

単相電力脈動補償方法の問題点とその解決方法

ン回路として採用されるフィルタ等を共用した、フィルタコンデンサをエネルギーバッファとして単相電力脈動補償を行う方式の場合は、コンデンサの進み電流による力率の悪化の懸念が残る。

図 2-18 に、図 2-17 に示す非絶縁型に対して絶縁型の Z 相挿入方式且つ直列接続したキャパシタの midpoint 制御を用いたアクティブパワーデカップリング方式を示す⁽⁵⁷⁾。三相-単相切り替えを想定した回路構成となるため、交流側のマトリックスコンバータは三相アームを持ち、その後段に LC フィルタがある。本方式では後段のフィルタコンデンサを単相時に脈動補償用エネルギーバッファとして扱うため、理論的には補償用に追加の半導体素子及び受動素子は必要せず、主回路構成を変えずに単相-三相交流の切り替えが行える。この回路では、LC 共振を利用して任意の力率の正弦波波形に制御できるため、それを利用してマトリックスコンバータ側での全てのスイッチングに対してゼロ電圧スイッチング及びゼロ電流スイッチングを実現し高効率化を図っている。空間ベクトル及びオン時間比率係数を用いてスイッチングパターンを決定しているが、各半導体素子にあたるオン時間比率と入力電流の関係は非線形であり数式や解析的に導出することが難しいため、ルックアップテーブルを用いて動作を行っている。また、三相交流接続時と単相交流接続時におけるフィルタ係数の必要値に対する変化や、補償に用いるフィルタコンデンサの小容量化は交流電圧値に制限されるだけでなくコンデンサ接続による進相電流への懸念に対するトレードオフについては言及されていない。基礎検証においても、シミュレーションのみの検証であり、脈動補償効果を数値的に明言しておらず、今後の実機検証による報告を期待したい。

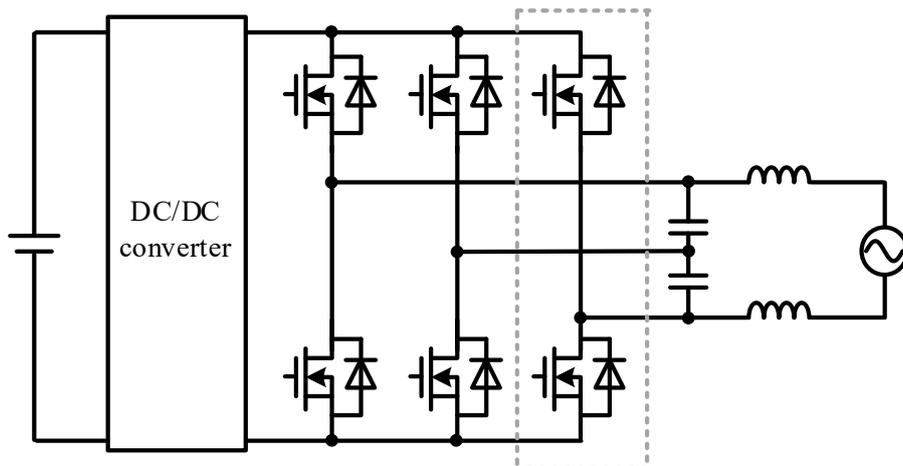


図 2-17 フィルタキャパシタを応用した中点電位制御方式

(文献(35)津野 康一, 石井 謙市郎, 清水 敏久:「単相電圧型 PWM 整流器におけるパワーデカップリング特性の比較」, 電気学会論文誌 D, Vol. 126, No. 1, pp. 64-73 (2006) より引用)

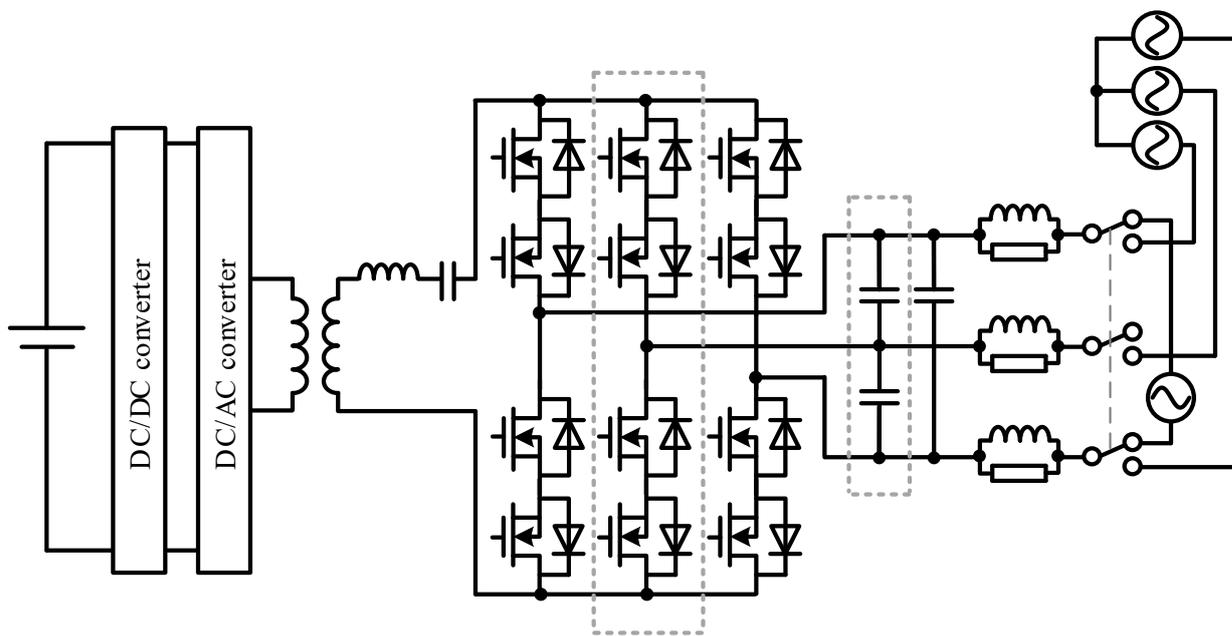


図 2-18 単相-三相切り替え式を応用した中点電位制御方式

(文献(57)小高 渉, 小笠原 悟司, 折川 幸司:「マトリックスコンバータを用いた三相・三相入力絶縁型 AC-DC 変換器の入力フィルタを用いたパワーデカップリング制御」, 電気学会半導体電力変換/家電・民生/自動車合同研究会, No. SPC-20-232, HCA-20-82, VT-20-87, pp. 29-34 (2020) より引用)

2) 直列接続方式

図 2-19 に主回路フルブリッジインバータの下側半導体素子を利用して、フルブリッジインバータ構成を取る脈動補償回路を直列接続した複合型アクティブパワーデカップリング回路を示す⁽⁵⁸⁾⁽⁵⁹⁾。本方式では、電力伝送を行う主回路フルブリッジインバータの両アーム下側の半導体素子を利用し、直列接続した脈動補償用キャパシタ電圧の制御を行う方式であり、図 2-15 の Z 相挿入型の並列接続アクティブパワーデカップリング回路に対して直列接続した構成をとる。これにより、図 2-5 に示すようなフルブリッジインバータ構成を持つ独立型に対して、脈動補償に必要な追加半導体素子数を 2 つ削減できる。Z 相並列接続型のアクティブパワーデカップリング方式と比べて、直列型の場合は中間の半導体素子が 2 つの動作を行うためスイッチング回数が多くなる点、また複合動作による電圧制御の自由度が制限される点に対して懸念が残る。

また、直列接続によって回路に流れる電流実効値が脈動補償動作分重畳するだけでなく、直列接続の構造上、どのスイッチングパターンにおいても半導体素子 6 個に電流が流れる。従って、半導体素子の耐電流値の増加及び導通損失の増加が技術的課題として残る。

これらの Z 相並列接続型のアクティブパワーデカップリング方式では、脈動補償用に必要な電流が主回路素子へ重畳するため、電力変換器に求められる素子の耐電流特性が大きくなる。また、追加の半導体素子における導通損失やスイッチング損失も電流増加に応じて増大する技術的課題を抱える。

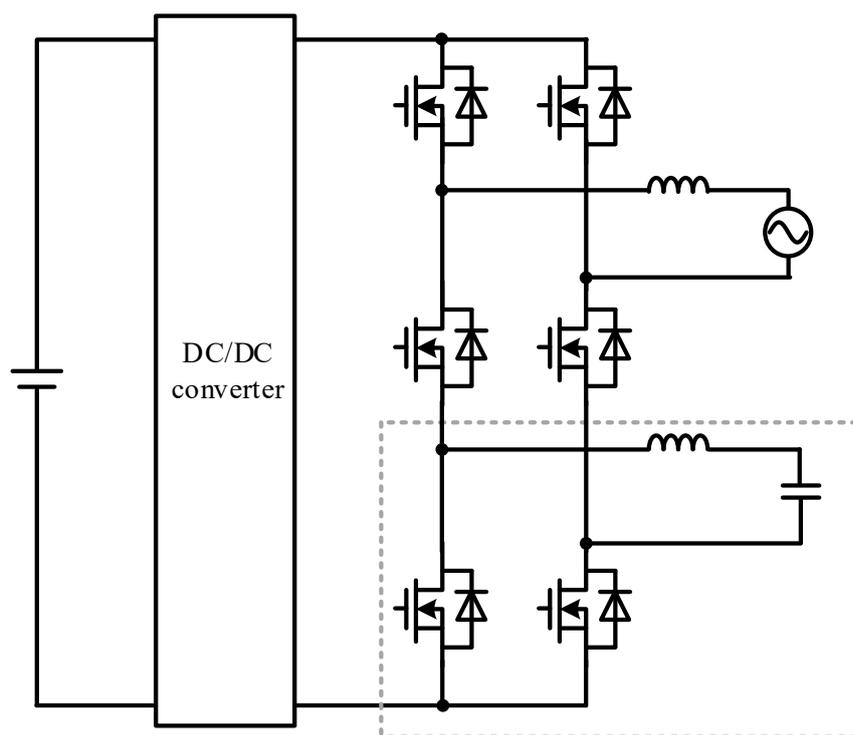


図 2-19 フルブリッジインバータへの直列型挿入方式

(文献(58)根葉 保彦：「交流チョッパを結合した単相 PWM 電流形電力変換器」，電気学会論文誌 D, Vol. 117, No. 6, pp. 673-679 (1997) より引用)

3) 中点電流制御方式

図 2-20 に T-type インバータを応用した複合型アクティブパワーデカップリング方式の回路構成を示す⁽⁶⁰⁾。本回路は、マルチレベルインバータの一つである ANPC を応用して脈動補償動作を付与したものであり、直列接続したコンデンサの中点へ流入する電流制御を行うことで間接的にアクティブパワーデカップリング動作を行っている。本回路では、図 2-17 の出力フィルタコンデンサ利用型と同様に、もともとメイン回路素子としてある直流中間部のコンデンサをアクティブパワーデカップリング回路素子として流用する。単相電力脈動補償は中性点電流を制御し補償用のコンデンサ電圧を充放電することでアクティブパワーデカップリング動作を達成する方式である。また、マルチレベルインバータの出力電圧のレベル数を増やす動作を基にアクティブパワーデカップリング動作を応用しているため、実質的に補償用の追加の半導体素子及び受動素子は必要としないが、中性点電流制御を行うために制御条件が限定的であり、完全に単相電力脈動成分を平滑することができない。従って、制御制約によって電圧変動による脈動補償効果が不足する分、静電容量の大きさによって脈動補償を担うため小容量化には限界がある。従って、単相交流出力側のフィルタを応用したアクティブパワーデカップリング方式の場合、出力の制御に対して干渉するため出力側のひずみが大きくなるだけでなく、アクティブパワーデカップリングを付与しない LC フィルタに比べて比較的大きい静電容量が要求される。従って、歪みに対する改善方式の必要性や総合的な電力変換器の体積と変換効率に対して、マルチレベルインバータにおける追加素子を必要としないアクティブパワーデカップリング方式には技術的課題が多く残る。

図 2-21 にハーフブリッジを逆直列接続した直接交流変換回路を持つ絶縁型 DC-単相 AC コンバータを示す⁽⁶¹⁾⁽⁶²⁾。図のように単相交流側へハーフブリッジを逆直列接続した回路構成を持つ絶縁型 DC-単相 AC コンバータはいくつか報告されているが、いずれもコンデンサ平滑方式もしくは独立型アクティブパワーデカップリング方式を採用しており、アクティブパワーデカップリング回路の設計指針の不透明さや電力変換効率低下による高パワー密度化への達成には技術的課題が残る⁽⁶³⁾⁽⁶⁴⁾。図 2-21 では、交流側のフィルタコンデンサを 2 分割し中性点へ流入する電流制御をすることにより間接的に上下のコンデンサ電圧を

充放電させ積極的に変動するよう制御する。単相交流側はハーフブリッジインバータを逆直列接続した直接形交流変換回路の構成を持つため、単相交流側での電力変換回数が削減できる特徴を持つ。単相交流側では直流中間部を持たないためエネルギーバッファがなく単相電力脈動成分を吸収できないが、本回路ではメイン回路のキャパシタを利用してアクティブパワーデカップリング動作を達成する方式である。ハーフブリッジインバータ及び各インバータのPN間に接続される補償用キャパシタはそれぞれ逆直列の接続構成となるため、脈動補償を行うキャパシタの極性も上下で反転しており、2つのハーフブリッジを50 Hz及び脈動成分である100 Hzに応じてスイッチングを行う。このように、図2-21の複合型アクティブパワーデカップリング方式では電力伝送及び脈動補償を行うため追加の受動素子及び半導体素子を必要としない。

また、キャパシタの極性が同極性である図2-14とは異なり、図2-21は極性的に逆直列接続となるため補償用キャパシタ電圧がとりうる電圧変動幅の和は単相交流電圧より大きくすることができる。単相交流側へのコンデンサの静電容量に対する進相電流については、力率1となる位相制御方式も併せて提案されているため、力率制御用回路を別途必要としない。しかし、逆直列のハーフブリッジを用いた構成であるため50 Hzに応じたスイッチングでは商用周波数の電流極性に対してスイッチングを行う半導体素子が限定され電流ストレスが大きい問題点を持つ。また、追加素子を用いない制御性能上、補償動作と電力伝送を同時に達成するために電力伝送時の電圧利用率は0.5を下回る。さらに、本制御方式では共振を利用しているため共振電流による損失も無視できず、電力変換効率低下への影響も強いため、伝送電力容量は少ないアプリケーション向けと限定的である。このように、DC-単相ACコンバータの高パワー密度化の観点から着目すると複合型アクティブパワーデカップリング方式では補償用部品点数の削減だけではメイン回路の性能に及ぼす影響が大きく、電力伝送動作の制御制約も発生するため部品点数削減に対するトレードオフは大きい。

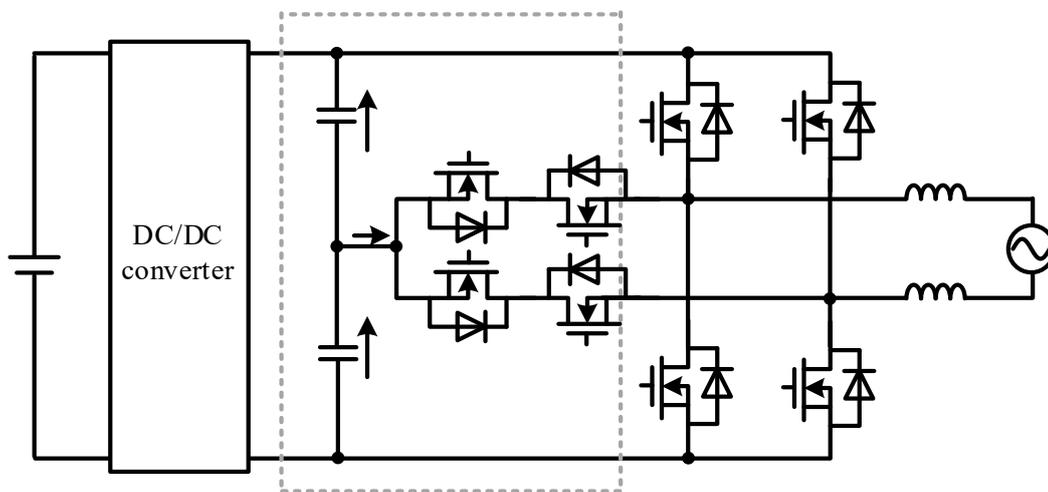


図 2-20 T-Type インバータを応用した中点電位制御方式

(文献(60)阿部 充庸, 芳賀 仁, 近藤 正宗 : 「中性点電位制御による NPC 型単相整流器のパワーデカップリング法」, 電気学会論文誌 D, Vol. 136, pp. 937-943 (2016) より引用)

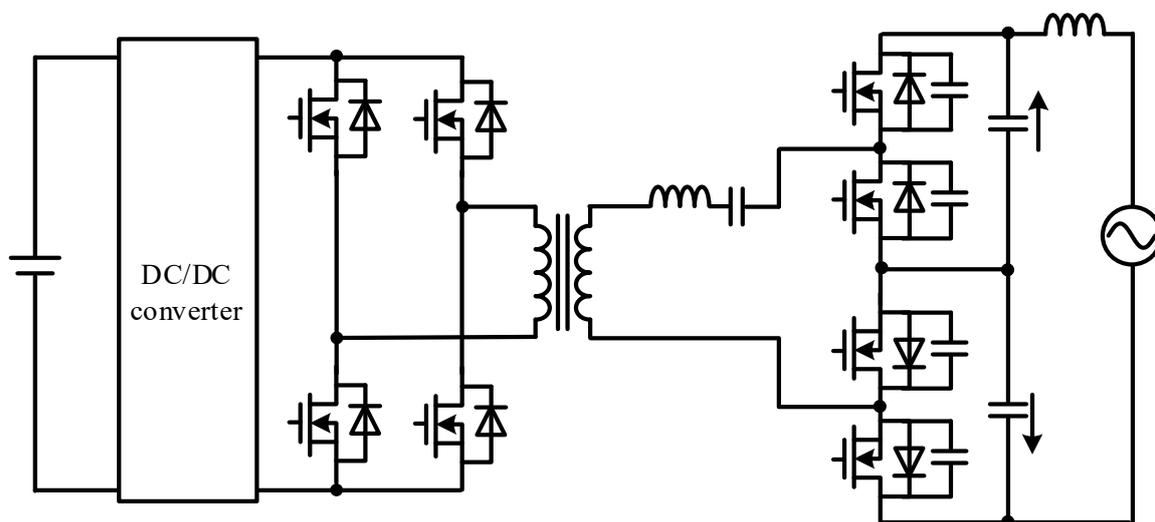


図 2-21 ハーフブリッジを逆直列接続した中点電位制御方式

(文献(62)Shohei Komeda, Hideaki Fujita: “ A Power Decoupling Control Method for an Isolated Single-Phase AC-to-DC Converter Based on Direct AC-to-AC Converter Topology”, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.33, No.11, pp. 9691 – 9698 (2018) より引用)

2.5.1.2 同相ライン拡張方式

本段では、脈度補償動作の追加半導体素子数削減を目的に交流側もしくは直流側のGNDに補償用エネルギーバッファを接続した同相ライン拡張方式をもつ複合型アクティブパワーデカップリング回路の技術動向を概説する。

図 2-22 に単相交流側の出力フィルタキャパシタから直流側の同相に脈動補償キャパシタを接地したアクティブパワーデカップリング回路構成を示す⁽⁶⁵⁾。本方式では、フルブリッジインバータの同相-差動動作を応用して、単相電力脈動成分の補償を行うフィルタキャパシタ側へ流れるコモンモードの電流と電力伝送を行う差動電流を独立に制御することができる。単相交流側に接続されるメイン回路の連系インダクタと直流側へ接地させる同相ラインのフィルタキャパシタを利用し脈動補償を行うため、追加の半導体素子や受動素子は必要としない利点を持つ。この場合、フィルタキャパシタは2つ必要となるがもともとのフィルタキャパシタを2分割し利用したものである。しかし、単相交流側でのフィルタキャパシタを用いているため図 2-17 や図 2-21 のキャパシタ直列接続を利用した中点電位制御方式と同様に高調波などを考慮したフィルタの設計が難しい。

図 2-23 に直流電源側の同相ラインを拡張したアクティブパワーデカップリング回路を示す⁽⁶⁷⁾。直流側の電位に補償用のキャパシタを接続し追加インダクタを用いて充放電経路を確保しアクティブパワーデカップリング動作を行う方式である。図 2-22 と同様にメイン回路のフルブリッジインバータを共用して電力伝送と単相電力脈動補償を同時に行え、補償用の追加半導体素子を必要としない利点をもつ。しかし本方式では脈動補償用の電流がすべてメイン回路の半導体素子に加算され流入するため電流実効値が増加する。また補償用のキャパシタ電圧は大きく振動させる必要があるため図 2-22 の半導体素子には高い耐電圧容量と電流容量が必要となる。このように、メイン回路の素子を共用した複合型アクティブパワーデカップリング方式では動作の制御制約低下だけでなく、電流実効値増加による素子への電流ストレスや電圧ストレスが半導体素子への仕様を限定的にし、電力変換効率の低下の原因となりメイン回路へ与える影響も大きい。

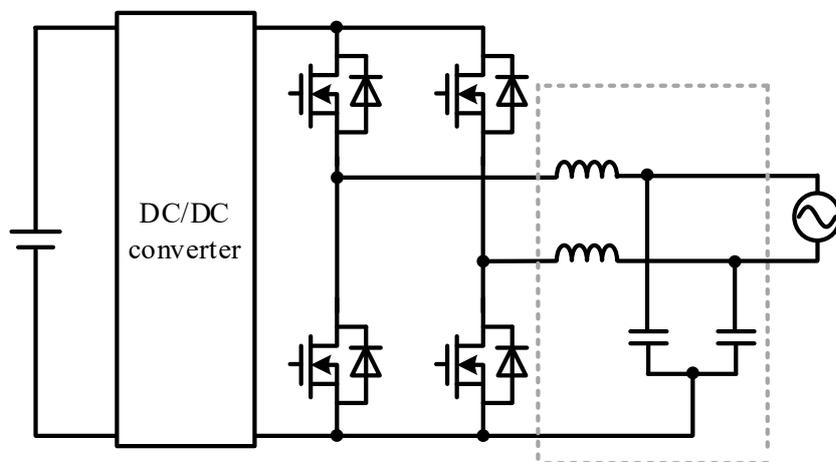


図 2-22 交流側接地による同相側拡張方式

(文献(65)Yi Tang, Wenli Yao, Poh Chiang Loh, Frede Blaabjerg: “Highly Reliable Transformerless Photovoltaic Inverters With Leakage Current and Pulsating Power Elimination”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 63, No. 2, pp. 1016-1026 (2016) より引用)

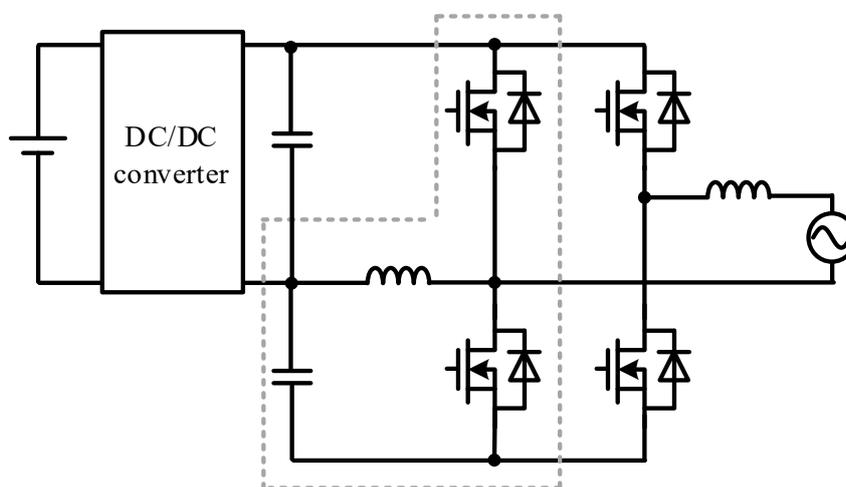


図 2-23 直流側同相ライン拡張方式

(文献(67)Wen Cai, Ling Jiang, Bangyin Liu, Shanxu Duan, Changyue Zou: “A power decoupling method based on four-switch three-port DC/DC/AC converter in dc microgrid”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 51, No. 1, pp. 336-343 (2015)

より引用)

2.5.1.3 絶縁トランス応用方式

絶縁型 DC-単相 AC コンバータにおける脈動補償方式として、絶縁を確保するため主回路部品に必要となる高周波トランスを応用したフォワードコンバータ応用方式やフライバック応用方式が、複合型アクティブパワーデカップリング方式として報告されている^{(35),(70)-(74)}。これは、昇圧チョップパの代わりに多巻線トランスを用いて、電力伝送用の電位を利用し、主巻線ではない多巻線間の電位を用いて脈動補償動作に利用する制御方式である。フライバック応用方式では、トランスを介して脈動補償用の小容量キャパシタに励磁電流を流し、脈動補償と電力伝送を行う。脈動補償用の電力だけではなくトランス二次側への電力伝送分も含めて補償用キャパシタもしくはトランスへ一旦蓄積しなければいけないため、体積増加や損失の発生要因となる。一方、フォワードコンバータ応用方式ではトランスを介さず単相電力脈動補償の充電動作を行える。しかし、これらの高周波トランス応用方式ではその性質上、損失増加の観点からトランスへ流れる電流実効値に制限があり、上記の応用方式を用いた電力変換器では、数 W から数百 W 程度の小電力容量システムまでの適用範囲に留まる。アプリケーション適用範囲拡大のためには、高パワー密度及び数 kW から数十 kW システムへの拡張が実現できる制御方式を新たに検討する必要がある。なお、本論文で扱う電力変換器の想定容量は数 kW 以上とするため、マイクログリッドなどの小電力容量向けであるフライバック応用方式などは本論文の比較対象とはしないものとする。

図 2-24 に高周波トランスの一次側端子の midpoint に新たに端子を設け、脈動補償経路として利用した複合型アクティブパワーデカップリング回路を示す⁽⁶⁸⁾。トランスの中間端子に脈動補償要素となるバッファキャパシタと、そのキャパシタ電圧を間接的に電流で制御するための追加インダクタが接続される。本方式では、トランス一次側のフルブリッジインバータの同相と差動の 4 つのスイッチングパターンとトランス中間電位を利用して脈動補償と電力伝送をそれぞれ独立に制御できるため、追加の半導体素子を必要としない。しかし、中間端子の動作電位に着目した場合、それぞれの動作を独立に制御できるが、実際には電圧利用率などの制約が出てくるだけでなく、低電圧入力向けの制御動作となるため広いアプリケーションへの適用には技術的な課題を有する。また、二次側の整流器導通損失や PWM インバータによる電力変換効率低下が懸念される。

第2章

単相電力脈動補償方法の問題点とその解決方法

これらの絶縁トランスを応用したアクティブパワーデカップリング方式では、トランスやインダクタの小型化のために高周波駆動が望ましいが、高周波化に伴うスイッチング損失の増加が大きな問題となる。さらに高周波トランス利用方式では補償に必要な部品点数が多くなるなど体積に与える影響は大きく、図 2-24 では高パワー密度化に対する詳細な記述はなされていない。

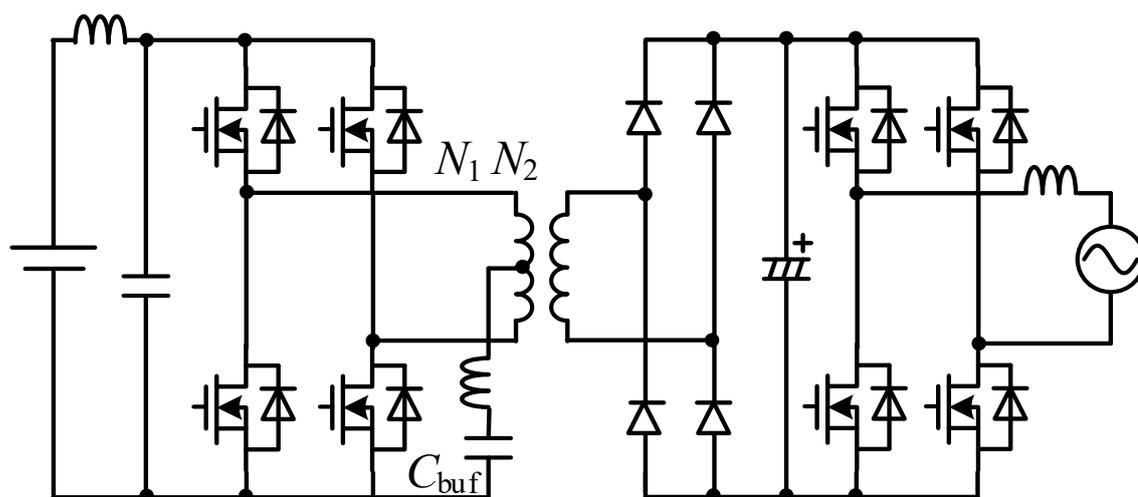


図 2-24 高周波トランス応用方式

(文献(68)Jun-ichi Itoh, Fumiya Hayashi: “Ripple Current Reduction of a Fuel Cell for a Single-Phase Isolated Converter Using a DC Active Filter With a Center Tap”, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 25, Issue 3, pp. 550 - 556, (2010) より引用)

2.5.2 従来の複合型アクティブパワーデカップリング方式の比較と問題点

表 2.2 に従来の複合型アクティブパワーデカップリング方式の特性比較を示す。コンデンサ平滑方式に対して、独立型のアクティブパワーデカップリング方式では効率及び体積の観点では不利となることを 2.4 節にて述べた。一方、複合型アクティブパワーデカップリング方式では追加の受動素子及び半導体素子を独立型に比べて必要数を低減できる、もしくは必要としない回路構成及び制御方式はいくつか報告されているが、その動作特性上、電圧利用率や電力変換効率の低下が問題となる。特に、複合型アクティブパワーデカップリング方式では主回路素子に脈動補償電流が重畳するため電流実効値増加に伴う導通損失の増化につながる。また、高周波トランスを利用した方式ではトランス利用率が高く、昇圧比に応じた低電圧側の素子からなる損失や、追加部品が多く体積への影響が大きい。損失削減を目的に、共振によるソフトスイッチングを適用した様々な方式が報告されているが、ソフトスイッチングを行うため共振用部品がさらに必要となるだけでなく、制御自由度が限定的となるなど、高い電力変換効率特性と回路体積の小型化の両立にはつながっていない。複合型アクティブパワーデカップリング方式ではこのように、脈動補償動作主回路部品を共用して行うことで、半導体素子などの耐圧や電流容量の増加が必要となるなど、高パワー密度化を図るにあたって技術的課題が多数残る。

以上より、複合型アクティブパワーデカップリング方式を用いた脈動補償動作では、追加部品による体積と電力変換効率のトレードオフを回避する手法が必要となる。

これらの従来のアクティブパワーデカップリング方式を含めた DC-単相 AC コンバータの技術動向より、下記のような課題が挙げられる。

- 1) 単相電力脈動補償用追加部品による体積増加率の低減
- 2) 脈動補償用追加素子数と電力変換効率低下のトレードオフの改善
- 3) 脈動補償効果もしくは制御自由度の低下のトレードオフの改善

コンデンサ平滑方式と比較して、小容量コンデンサの電圧変動を利用したアクティブパワーデカップリング方式では、体積・コスト・電力変換効率などの観点から、既存技術による電解コンデンサレス且つ脈動成分補償用エネルギーバッファの小容量化だけでは電力

第2章

単相電力脈動補償方法の問題点とその解決方法

変換器の高パワー密度化の実現は難しい。単相電力脈動成分の補償回路としてパワー密度に着目すると、回路素子としては1番目に追加磁気部品、2番目に半導体素子及びその冷却装置による体積の増加が電力変換器の全体体積を圧迫している。従って、追加の半導体素子数は最低限、且つ追加の磁気部品を必要としない複合型アクティブパワーデカップリング方式が望ましい。また、電力変換器の効率低下の主要因は、複合動作による電流実効値の増加からなる各素子の損失増加である。追加の部品点数が少ない回路方式では体積小型化の一方、電力変換効率及び電圧利用率が低くなるトレードオフを持つため、部品点数の削減に対する効率の改善方法の検討が必要である。また、これらの複合方式では各動作に対して主回路素子と共用部品を用いて行うため、制御自由度や動作条件が限定的となりやすく、高調波歪みの改善も課題となる。

本研究で提案する新しい複合型アクティブパワーデカップリング方式では、主回路磁気素子を共有し追加部品点数を増加させつことなく主回路の電力伝送動作と同時制御を実現する。また、複合型アクティブパワーデカップリング方式の課題の一つである脈動補償電流重畳による電流ストレス増加の問題を克服し、単相電力脈動補償回路を含めたDC-単相ACコンバータの高パワー密度化を目指す。

表 2.2 従来の単相電力脈動補償方式の比較

| | 独立方式 | | 複合方式 | | |
|-----------------|--------------------------|-----------------------|--------------------------------|-------------------------|------------------------|
| | コンデンサ平滑方式 + 整流器(図2-3) | DCアクティブフィ ルタ(図2-7) | キャパシタ直列接続- 中点電流制御(2.5.1.1節) | 同相ライン拡張方 式(2.5.1.2節) | Z相並列接続方式 (2.5.1.1節) |
| 電力変換容量 | 小～大 | 中～大 | 小～中 | 中～大 | 中～大 |
| デカップリング 容量 | × | ○ | ○ | ○ | ○ |
| 脈動補償用 受動素子数 | C:1 | C:1 L:1 | 0 | C:2 L:1 | C:1 L:1 |
| 脈動補償用 半導体素子数 | × | 2～4 | 0～4 | 0～2 | 2～4 |
| 脈動補償要素 の体積 | △ | × | △ | △ | ○ |
| 電力変換効率 | ◎ | ○ | ○ | ○ | ○ |
| 備考 | | | 進相電流や高調波対策必 要。小容量化に制限有。 | 交流の歪みや高調 波の対策必要 | 素子耐圧増加に伴 う最適設計必要 |

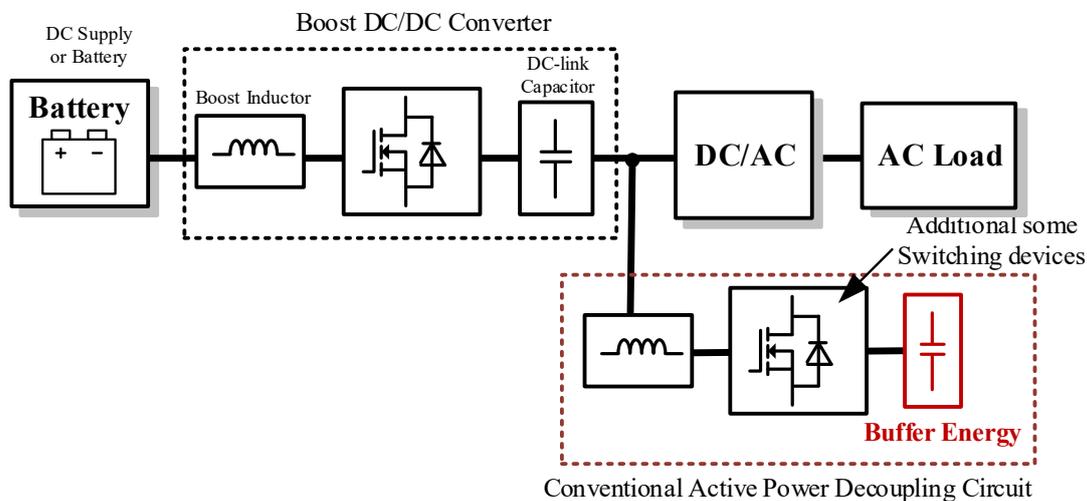
2.6 単一磁気素子を用いた多目的電流制御方式による高パワー密度化の実現

本節において、本論文の主題となる高パワー密度化を実現する新しい電力脈動補償方法を有する DC-単相 AC コンバータを示す。本論文で提案する方式は、電力伝送を行う主回路素子の一部を脈動補償動作と共用し、追加部品点数削減及び体積増大を抑制するだけでなく、脈動補償用電流が主回路の電流に重畳し電流ストレス増加による電力変換効率の低下という従来の複合型アクティブパワーデカップリング方式の損失の問題を解決する。

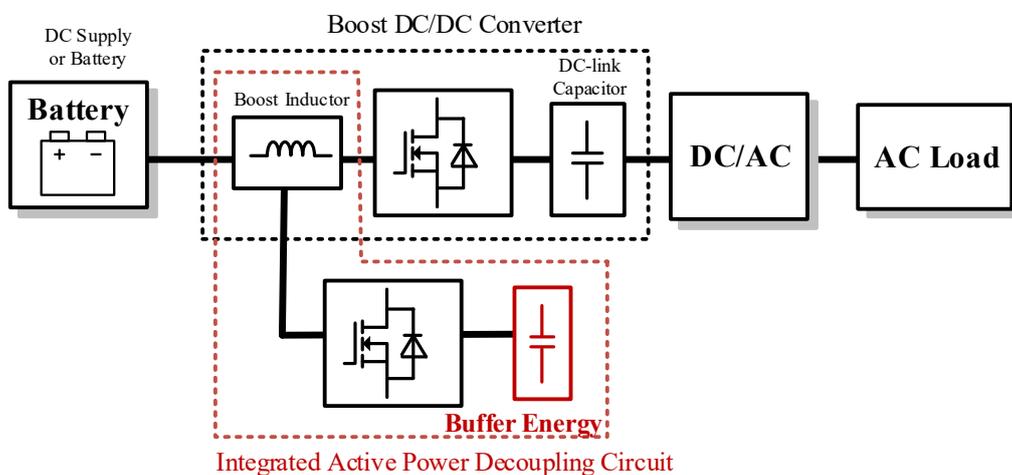
図 2-25 と図 2-26 に磁気素子を共用したアクティブパワーデカップリング方式の模式図を示す。図 2-25 に非絶縁型電力変換器をアプリケーションとした際、図 2-26 に絶縁型電力変換器をアプリケーションと想定した際のそれぞれの磁気素子統合図を表している。従来の独立型アクティブパワーデカップリング方式と比較して、メイン回路素子を共有して脈動補償動作を同時に行うため、補償に必要な部品点数の削減という利点を持つ。最大の特徴は単一磁気素子を補償動作に共用を実現するハイブリッド変調を適用して電力伝送動作との目的の違う二つの多目的となる電流を制御できる点である。これを本論文では磁気素子を共用する多目的電流制御と定義し、これにより提案方式ではアクティブパワーデカップリング回路を含めた電力変換器全体の小型化と高効率化が実現できる。

本論文において、第3章に述べる時間軸に対して電流を分割して流入させる多目的電流制御を時分割電流制御法、第4章以降に述べるトランス中点に対する上下に流れる脈動補償用電流が伝送電力用電流に対して和算もしくは減算される重ね電流について、和差電流制御法と定義する。

次項にて、提案方式について電流経路を用いた原理図とその利点を示す。

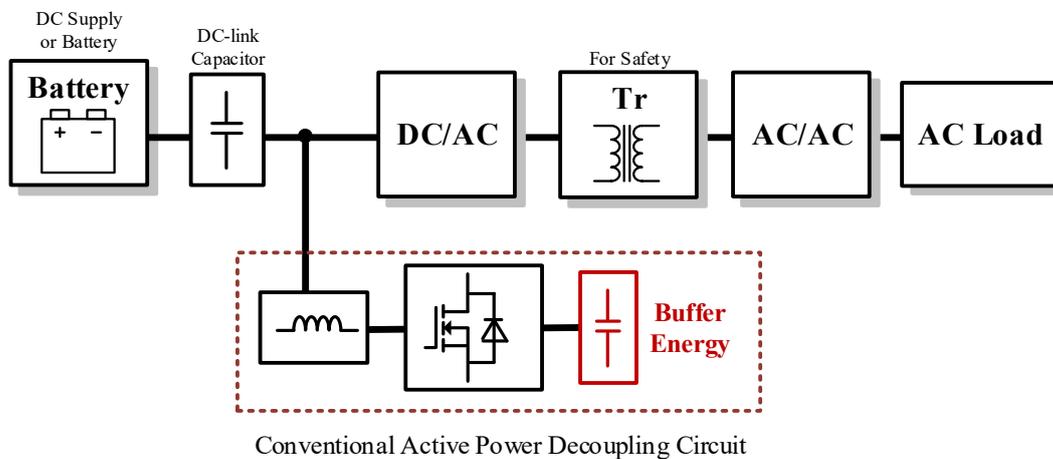


(a) 従来のアクティブパワーデカップリング方式の模式図

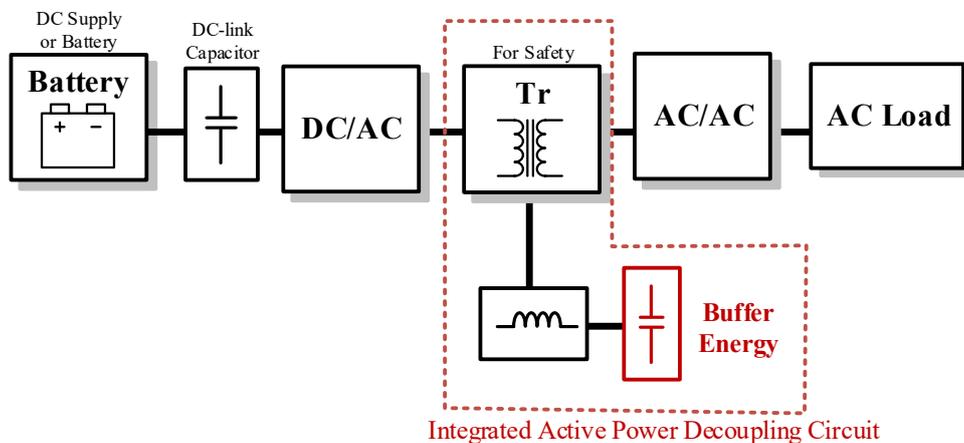


(b) 提案法によるアクティブパワーデカップリング方式の模式図

図 2-25 非絶縁型電力変換器の接続構成に関する模式図



(a) 従来のアクティブパワーデカップリング方式の模式図



(b) 提案法によるアクティブパワーデカップリング方式の模式図

図 2-26 絶縁型電力変換器の接続構成に関する模式図

2.6.1 磁気素子共用形のハイブリッド変調による体積削減効果についての基礎検証

図 2-27 に追加の磁気部品が必要なく、脈動補償電流による主回路素子の電流ストレス増加のない複合型アクティブパワーデカップリング方式を示す。本提案回路では、単相電力脈動補償用の追加磁気部品削減による電力変換効率や全体体積の改善効果を検証するために、基礎検証として非絶縁型 DC-単相 AC コンバータを用いて提案する単相電力脈動補償方法の有用性を確認する。本手法では、主回路の昇圧インダクタを共用して単相電力脈動補償の電流制御用インダクタとしても扱い、単一磁気素子をシェアし電力伝送と脈動補償の2つの目的の違う電流をそれぞれ同時に制御する。

従来の複合型アクティブパワーデカップリング回路では、全体体積における磁気部品の占める割合は大きく、単相電力脈動補償用の追加のインダクタンスによる体積及び追加半導体素子の体積がパワー密度の低下を招いている。図 2-27 に示す提案方式では追加の補償用インダクタを用いず主回路部品をシェアして脈動補償動作を行うため、小型化が実現できる一方、導通損失の増加は回路内に流れる電流実効値の大きさに起因するため、複合型アクティブパワーデカップリング方式を持つ電力変換器では脈動補償用電流が主回路を流れるため、電流ストレスによる損失増加が技術的課題となっている。それに対して、本手法では電流不連続モード(DCM : Discontinuous Current Mode)を適用し、単一のインダクタに流れる電力伝送と脈動補償の2つの電流を時間的に分割させて流入することで電流実効値の増加を抑制でき、補償用に追加した双方向半導体素子によって昇圧動作の電流経路と脈動補償用キャパシタへの電流経路をそれぞれ遮断する。従って、本回路では脈動補償用に2つの半導体素子と小容量キャパシタのみでアクティブパワーデカップリング動作を実現することができるため、電力密度の低い磁気素子の追加部品を必要としない。

本基礎検証では、提案手法における単一磁気部品によるシェア方式の高パワー密度化への効果および有用性を実機実験及びパレートフロントカーブを用いた解析により明らかにする。また、半導体素子の導通損失に着目し、既存の半導体素子製品におけるオン抵抗の値や耐圧の関係を踏まえて昇圧後の電圧を設計し回路の半導体素子による損失の抑制を図る。

2.6.2 絶縁型への磁器素子共用形の応用

次に、絶縁型 DC-単相 AC コンバータの絶縁部に必要な高周波トランスを用いて電力伝送動作と単相電力脈動補償動作の同時制御を実現できる複合型アクティブパワーデカップリング方式を提案する。非絶縁型での基礎検証によって磁気部品削減による体積削減の有用性を基に、本項の絶縁型では脈動補償動作の共用磁気素子として主回路の高周波トランス利用し、半導体素子数の削減による体積及び電力伝送効率への改善効果を検証する。

図 2-28 に単一トランスを用いて同相及び差動電位をそれぞれ独立に制御できる絶縁型 DC-単相 AC コンバータの電流経路に関する簡易図を示す。本回路は、絶縁素子として必要となる高周波トランスの直流側に中間タップを設け、中点電位とフルブリッジインバータの同相-差動動作を利用して脈動補償と電力伝送の2つの動作を追加の半導体素子なしに実現することができる。本回路ではトランスの一次側電圧に相当する差動電圧の半値が同相電圧となりアクティブパワーデカップリング回路に印加される。従って、アクティブパワーデカップリング回路への電流経路はトランス中点及び主回路のフルブリッジインバータで切り替えるため、追加で必要となる脈動補償用部品は小容量キャパシタと脈動補償電流制御用のインダクタのみである。提案回路において、フルブリッジインバータと中間タップ付きトランスを用いた同相-差動動作は、高周波トランスの差動電位 v_{dif} と中点電位に相当する同相電位 v_{com} をそれぞれ同時に制御可能であり、互いの動作期間における他方の電位は固定値を維持するため、それぞれの電圧を独立に制御することができる。

これまでのフルブリッジインバータを基にした複合型アクティブパワーデカップリング回路に対して、本回路ではトランスの中間タップに流入する電流を制御することで脈動補償を行う。従って、トランスの中間タップに対してそれぞれ上下端子へは同巻数となるため、2等分の中点電流がそれぞれ流れ込む。主回路のフルブリッジインバータの各アームへは電力伝送用電流 i_{dif} に対して半値の脈動補償用電流 i_{buf} がそれぞれ和差重畳となる。このときの各アーム電流 i_a , i_b は下記のように表される。

$$i_a(t) = i_{dif}(t) + \frac{1}{2} i_{buf}(t) \dots\dots\dots (2.21)$$

$$i_b(t) = i_{dif}(t) - \frac{1}{2} i_{buf}(t) \dots\dots\dots(2.22)$$

(2.21)-(2.22)式のように電力伝送電流へ常に 1/2 の電流が和差算されるため、従来の複合型に比べて電流実効値増加による損失増加量は、差算側のアーム電流分によって抑制することができる。本回路では、従来の高周波トランス応用方式と比べて、トランス二次側における発生損失を抑制させ、単相交流側の電圧ひずみ率を低減させることで脈動補償効果の向上を図る。

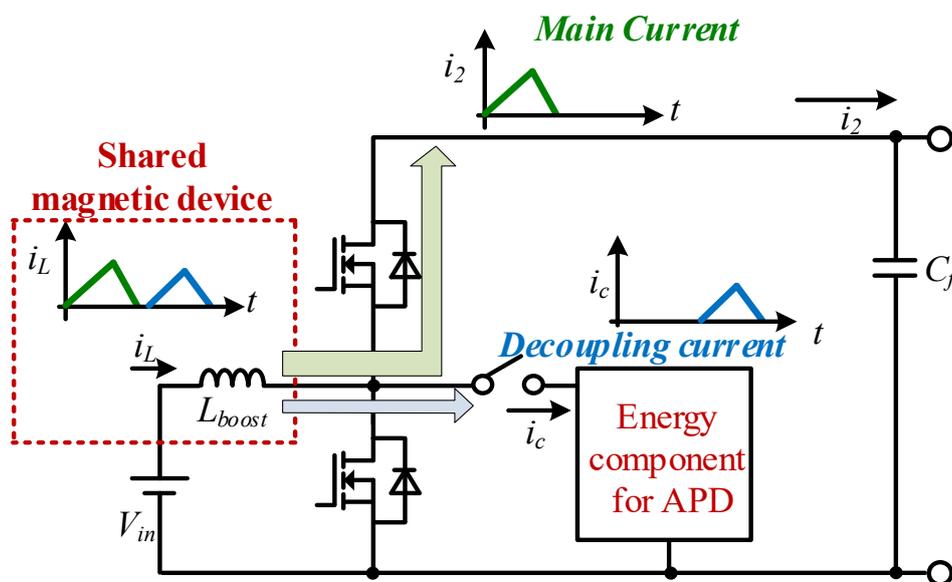


図 2-27 昇圧チョッパに DCM を適用した多目的電流制御方式

第 2 章

単相電力脈動補償方法の問題点とその解決方法

図 2-28 に示す電流経路に着目した簡易図では、直流電源に対してアクティブパワーデカップリング回路は降圧型の構成となる。さらなるアプリケーション拡大及びコンデンサの小容量化を図るために、昇圧型のアクティブパワーデカップリング回路を有する絶縁型 DC-単相 AC コンバータを提案する。

図 2-29 に昇圧型アクティブパワーデカップリング回路の電流経路に関する簡易図を示す。図 2-29 の昇圧型構成では、図 2-23 の直流電圧源と補償用キャパシタの位置を反対に接続させ昇圧構成としている。また、高周波トランスの中間タップを設け、主回路のフルブリッジインバータを利用した同相-差動動作を用いた制御方式は変わらないが、各電位の関係が異なるため新たに制御方式を構築する必要がある。昇圧型では、疑似的にインターリーブコンバータのような構成を取り、トランス一次側の midpoint へ接続することから高周波トランスの差動電位は同相電位の 2 倍電圧が印加される。図 2-28 の降圧型アクティブパワーデカップリング回路に比べて、補償用キャパシタの電圧値が印加電圧に対して大きくできるため、静電容量のエネルギー式から単相電力脈動補償に必要なキャパシタンスを低減することができる。

また、従来の複合型アクティブパワーデカップリング回路の技術的課題である電流ストレスに関して、降圧型の提案回路と同様に和差電流を扱うため電流実効値増加による導通損失を比較的抑制することができる。さらに、高周波トランス二次側では整流動作及び商用周波数への極性切り替えスイッチング動作のみとなるため、スイッチング周波数はほぼゼロとなる。

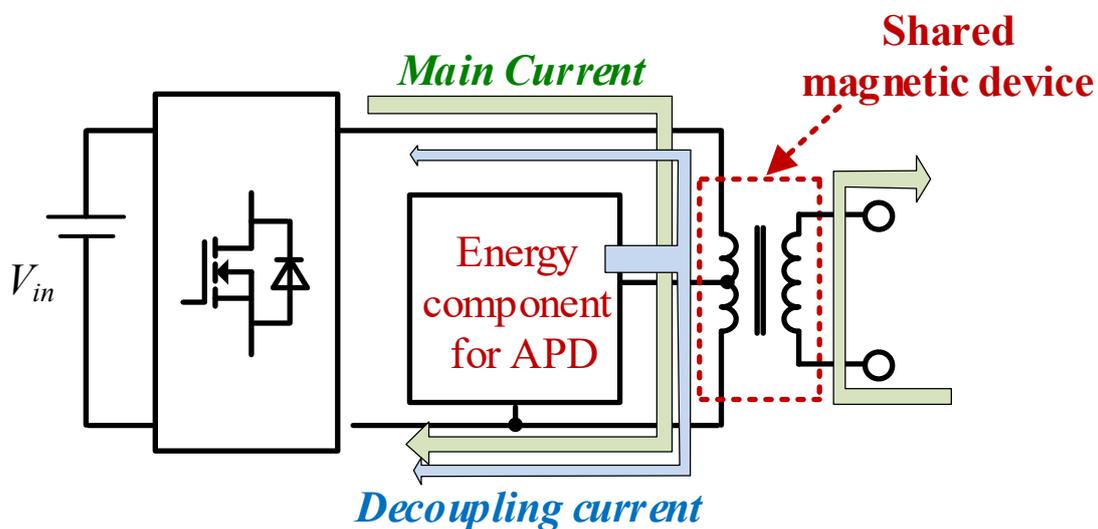


図 2-28 中点電位を利用した多目的電流制御方式(降圧型 APD)

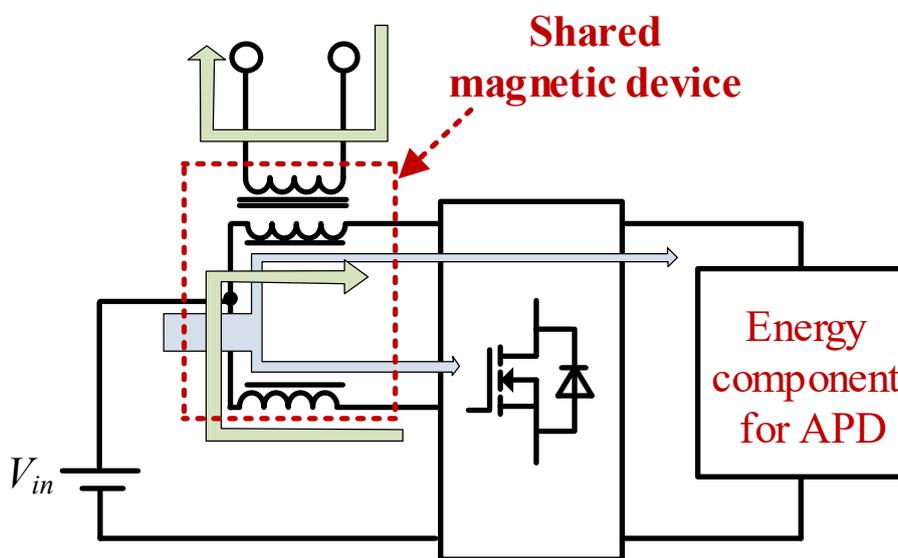


図 2-29 中点電位を利用した多目的電流制御方式(昇圧型 APD)

2.7 本研究の位置づけ

本研究では、単相電力脈動補償用の部品点数の削減と電力変換効率の改善を実現し、DC-単相 AC コンバータの高パワー密度化の達成を目的とする。単相電力脈動成分の補償方式として、コンデンサ平滑方式と同等以上のパワー密度や低コスト化が求められる。従来のアクティブパワーデカップリング方式では、脈動補償用の追加部品点数が少ないほど、電力変換器の制御自由度や電圧利用率が制限され、電力変換効率の低下に大きく影響している。特に、追加の磁気部品はパワー密度が一番低い受動素子であること、大量生産が難しい点から従来方法ではコストや体積の面で課題が残る。

また、複合型アクティブパワーデカップリング方式の損失増加の最大要因は、脈動補償用電流がシェアする主回路部品に流れる電力伝送用電流へ重畳することで、半導体素子の損失及び磁気部品による損失が増加することである。

一方で、直接交流変換技術をブレイクスルーとし、交流側の変換回数削減及び直流中間コンデンサの削減し、追加部品点数の少ない回路で体積の小型化を図る手法が報告されている。しかし、直接交流変換回路を利用したアクティブパワーデカップリング方式でも、脈動補償を行う出力フィルタコンデンサの進相電流や高調波の懸念、また電流極性によってスイッチングする素子に制約が発生することから流入電流に対する半導体素子による損失は大きい。表 2.2 から分かるように、脈動補償機能を持つ DC-単相 AC コンバータについて、少ない部品点数による変換器体積の小型化と高い電力変換効率を両立するのは従来の複合型方式では難しい。

図 2-30 に本研究の位置づけを示す。棒グラフはそれぞれ 2 章で述べた従来回路に対して単相電力脈動補償を行うにあたり追加で必要となる素子の体積や、メイン回路への電流増加度合いについて 5 段階で評価し、グラフ化したものを示す。なお、各回路の仕様は出力電圧 200 Vrms、容量 1 kW として概算を行っているが回路構成によって昇圧/降圧構成が異なるため本評価は概算数値を用いている。なお、効率に関しては各回路の論文に記載された数値を用いて評価を行っている。従来回路では脈動補償に磁気素子や追加半導体素子によって、体積の増加や電力伝送効率が低下する傾向にある。追加の半導体素子を必要としないアクティブパワーデカップリング方式では、メイン回路に与える電流ストレスや耐

圧への影響が大きくなるため、電力変換効率低下を招く傾向にある。図に示すように、単相電力脈動補償を行うエネルギーバッファとして大型のインダクタを用いた場合、キャパシタ適用による脈動吸収方式と比べて回路は大型化する。このように、従来回路では追加素子による体積や効率へ与える影響は長短あるため、一概にトレードオフとした評価とすることは難しい。そこで、本論文における位置づけについては図のように5つの評価軸を用いて表す。

提案する磁気素子共用形の多目的電流におけるハイブリッド変調を用いたアクティブパワーデカップリング方式では変換器全体の体積増加を抑制するために、主回路の磁気素子を脈動補償動作と共用し、電力伝送用の電流と目的の違った2つの電流をハイブリッドかつそれぞれ独立に動作させる複合型アクティブパワーデカップリング方式を提案する。提案方式では、メイン回路の磁気素子を利用して2つの動作を行うため、単相電力脈動補償に必要な追加部品による体積を小さくできる。本論文の目的であるアクティブパワーデカップリング機能を持つDC-単相ACコンバータの高パワー密度化を達成するためには、従来法の補償用キャパシタの小容量化や追加素子数削減に伴う小型化のみではパワー密度の改善は難しい。従って、脈動補償動作を行うにあたり主回路素子をいかに活用し、さらにアクティブパワーデカップリング回路だけではなく主回路も含めた変換器全体の小型化・高効率化を図る必要がある。本論文で述べる提案方式を用いることで図中赤線における評価軸を有する変換器を実現することができる。図に示すようにアクティブパワーデカップリング方式を用いた回路構成及びその制御動作には長短あるため、従来回路に比べて、評価軸が下がる要素もあるが全体として評価を向上させ、脈動補償機能を含めた電力変換器の高パワー密度化を実現する。

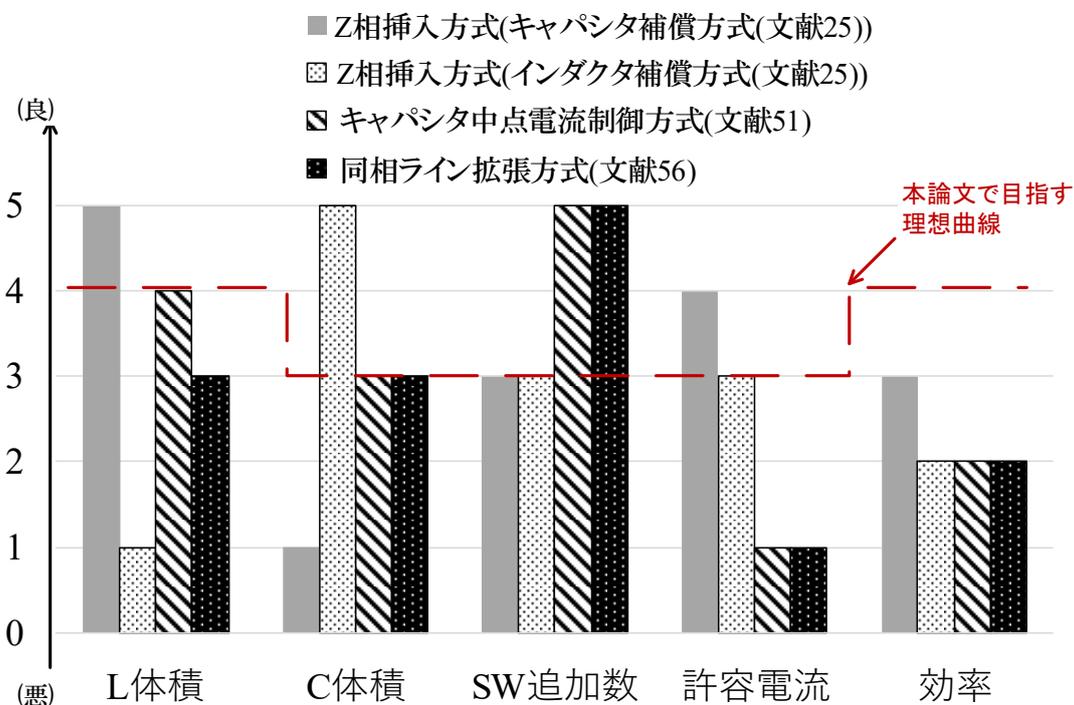


図 2-30 本研究の位置づけ

2.8 結論

本章では、これまで提案されてきた DC-単相 AC コンバータの技術動向と、単相電力脈動補償用のエネルギーバッファがもたらす問題点について述べた。また、電力変換器の高パワー密度化を実現する手法の一つとして、脈動補償を行う回路を、電力伝送を行う主回路素子と一部共有する複合型アクティブパワーデカップリング方式について述べ、その効果と技術的課題について整理した。高寿命且つ高パワー密度を実現するために新しい脈動補償回路をもつ DC-単相 AC コンバータを提案し、以下の結論を得た。

- (1) 直流を単相交流へ電力変換する場合、瞬時電力の不一致からなる 2 倍商用周

波数の電力脈動が発生するため、脈動補償用のエネルギーバッファが必要となる。このため、脈動補償技術を含めた直流-単相交流電力変換器の長寿命化、低コスト化、小型高効率化が求められている。

(2) アクティブパワーデカップリング方式では脈動補償用受動素子の必要静電容量を小型化できるが、補償に追加で必要となる半導体素子及びその冷却装置、磁気部品やトランスなど受動素子の追加や増加による電力変換効率の低下や体積増加が問題となる。

(3) 電解コンデンサを用いたコンデンサ平滑方式と同等以上の高パワー密度化を実現するためにアクティブパワーデカップリング方式求められる条件を数値的に確認。追加素子の体積となる主要因が磁気部品、次点で半導体素子及びその冷却装置による体積増加となる。

(4) 単相電力脈動補償について主回路素子を共用して動作を行う複合型アクティブパワーデカップリング方式では、追加素子による体積増加が抑制できる一方で、主回路素子へ流入する電力伝送用電流に脈動補償用電流が加算されるため、電流増加に伴う損失が増大し電力変換効率が低くなる問題点を持つ。

(5) 提案手法である磁気素子共用を実現する多目的電流のハイブリッド変調方式では、主回路の磁気素子を利用して複数の電流を流入できるため追加脈動補償素子を最小にでき、且つ補償用電流による損失の増加を抑制できる手法である。

(6) 本研究の位置づけとして、アクティブパワーデカップリング機能を有するDC-単相ACコンバータを研究対象とし、単相電力脈動補償用エネルギーバッファの小容量化や補償用追加部品点数の削減だけではなく、脈動補償回路を含めた電力変換器全体の高パワー密度化の実現を目指す。

第3章

時分割電流制御法を用いた

非絶縁型 DC-単相 AC コンバータ

3.1 緒言

家庭用配電に用いられる電力変換器の構成は、バッテリー側と単相交流側を電氣的に絶縁した絶縁方式と非絶縁方式に区分できる。非絶縁方式では主に DC-DC コンバータの構成に昇圧チョッパが多く採用されており、昇圧動作及び出力電圧制御が可能である。この時、単相交流側で発生する電源周期の2倍周波数で脈動する単相電力脈動成分は、コンデンサ平滑方式、もしくは小容量キャパシタと追加半導体素子による補償が可能なアクティブパワーデカップリング方式を適用することにより直流側の電力が一定に保たれる。一般的な回路構成では、昇圧チョッパの後段に DC アクティブフィルタとして付属される構成が多く採用されている。

ただし、2章で述べたように単相電力脈動補償動作に複数の追加素子が必要となり、電力変換回路全体体積の増加および脈動補償動作による発生損失によって、電力変換器の効率低下が問題となる。一方で、上述した問題を解決するために、電力伝送動作を行う主回路の部品を利用した複合型アクティブパワーデカップリング方式が報告されているが、回路の煩雑化が課題となる上に電力変換器の全体体積や電力変換効率への影響が大きく、改善に対して言及した研究例が少なく、設計方法に関しても不明瞭な点が多い。これらの既

存技術として報告されているメイン回路との部品共有を行う複合型アクティブパワーデカップリング方式では、下記のような問題点を持つ。

- 1) 回路へ流入する電流実効値の増加
- 2) 脈動補償用キャパシタンスの小容量化の限界もしくは主回路の制御制約による可動域の低下
- 3) コンデンサ平滑方式に対するアクティブ方式の利点の少なさ
- 4) 磁気素子の追加

これらの問題は、脈動補償用電流と電力伝送用の電流が加算され電流実効値が大きくなることによる損失増加、半導体素子の耐圧などの許容量の増加、所望冷却装置性能の増加などに繋がる。メイン回路の素子を共有する場合、半導体素子の利用もしくは出力フィルタを利用した方式が多く報告されているが、追加の磁気素子が小型化のボトルネックであるため全体体積増加や効率の低下の問題は残る。また、回路素子を共有することで電力伝送を行うメイン回路の動作に脈動補償動作が干渉する恐れもある。

そこで第3章では、高パワー密度化を図るために追加磁気素子を必要としないハイブリッド変調を有する複合型アクティブパワーデカップリング方式を用いた非絶縁型 DC-単相 AC コンバータ提案する。本章では、メイン回路素子である昇圧チョップの昇圧インダクタを脈動補償用の磁気素子として共用し、電力伝送とアクティブパワーデカップリング動作の2つの目的の違う電流を電流実効値の増加を抑制しつつ制御の両立を行える新しい手法を確立する。単一の磁気素子を用いて多目的となる複数の電流を制御する必要があるが、電流実効値の増加を抑えるために本章では時間的に電流を分割してインダクタに流入させる多目的電流制御を利用して磁気素子を共用する。

本章における提案方式の検証は、非絶縁型に多く採用される昇圧チョップをベースに磁器素子共用による電力変換器の全体性能への影響を評価するための基礎検証の位置づけを持つ。

3.2 提案回路構成

本節では、提案する磁気素子共用を実現するハイブリッド変調のアクティブパワーデカップリング方式について、高パワー密度化に与える改善効果を確認するための基礎検証回路である非絶縁型電力変換回路の構成と、比較検証を行う従来の回路構成について説明をする。本節での目的は、基礎検証及びその有用性の確認であるため、2章と同様に单相電力脈動補償方式としてコンデンサ平滑方式と DC アクティブフィルタを用いたアクティブパワーデカップリング方式についてそれぞれ比較を行い2章で挙げた課題に対する達成度合いを確認する。

図 3-1 にコンデンサ平滑方式を採用した非絶縁型 DC-单相 AC コンバータの回路構成を示す。この従来回路の構成は、昇圧チョッパ、大容量の平滑コンデンサ、フルブリッジインバータからなる電圧源单相インバータ (VSI) で構成されている。单相交流負荷によって発生する单相電力脈動成分は直流側へ影響しないように、直流中間部に接続される大容量の電解コンデンサで吸収させる方式である。しかし、前章で述べたように、单相交流負荷のアプリケーションでは特に、電解コンデンサは変換器寿命を制限してしまうだけでなく、大型化、熱処理などの問題を引き起こす⁽¹⁶⁾⁻⁽²⁰⁾⁽⁴⁹⁾。

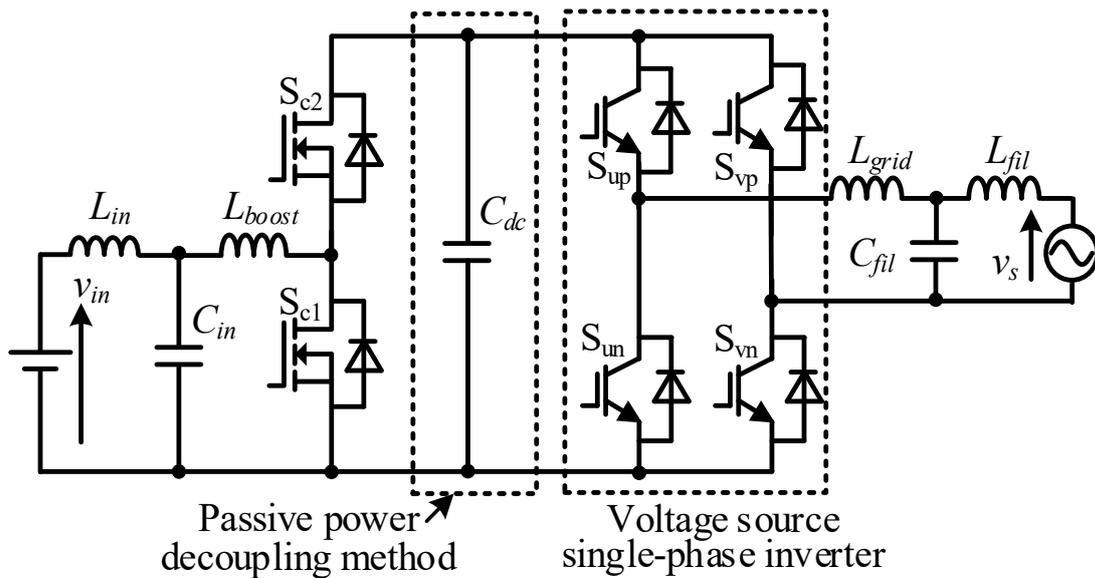


図 3-1 非絶縁型の従来回路構成(コンデンサ平滑方式)

図 3-2 と図 3-3 に、従来のアクティブパワーデカップリング回路として DC アクティブフィルタを採用した DC-単相 AC コンバータの構成図^{(40),(46),(52)}を示す。図 3-2 は昇圧型アクティブパワーデカップリング回路を、図 3-3 は降圧型アクティブパワーデカップリング回路を大容量電解コンデンサの代わりに直流中間部へ採用した構成をとる。このアクティブパワーデカップリング回路は、単相電力脈動成分を吸収するバッファキャパシタ C_{buf} を備えた昇圧チョッパを、電力伝送を行う主回路に対して追加部品を用いて接続される。アクティブパワーデカップリングの利点として、電解コンデンサではなくフィルムコンデンサやセラミックコンデンサを補償用受動部品として使用するため、補償用コンデンサの体積の小型化を実現することができる。しかし、単相電力脈動補償を行うバッファキャパシタの電圧を制御するために、複数の追加半導体素子や受動部品が必要になり、結果として電力変換器全体の体積増加につながり、また部品コストも高くなる。特に磁気素子であるインダクタの追加は電力密度の低下を招く傾向にある。また、定格電圧の高い半導体素子を使用する昇圧チョッパでは、インダクタの蓄積エネルギーを減らすために高いスイッチング周波数が必要となりスイッチング損失が増加するため、損失による排熱対策のための冷却の容積が大きくなる。

図 3-3 に示す降圧型アクティブパワーデカップリング回路を有する DC-単相 AC コンバータに関しても、同様の技術的課題を抱えるが相違点としてバッファキャパシタの補償動作を行う電圧出力が可能な範囲が挙げられる。図 3-2 の昇圧型アクティブパワーデカップリング方式と比較して、バッファキャパシタ電圧を直流中間電圧よりも小さく制御するため、定格電圧の低い半導体素子を使用できる。しかし、DC アクティブフィルタ方式による単相電力脈動補償方法では、アクティブパワーデカップリング回路にインダクタを追加する必要がある。従って、アクティブパワーデカップリング回路には、高パワー密度化を達成するには追加部品（特にインダクタ）による電力密度の低下が技術的課題となる。

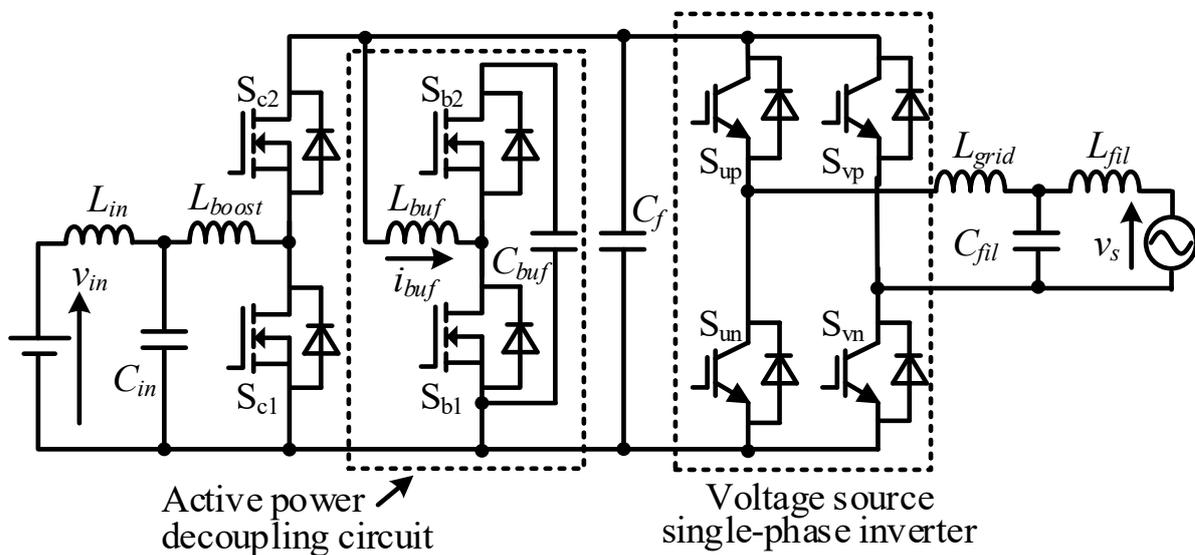


図 3-2 非絶縁型の従来回路構成
(昇圧型 DC アクティブフィルタ方式)

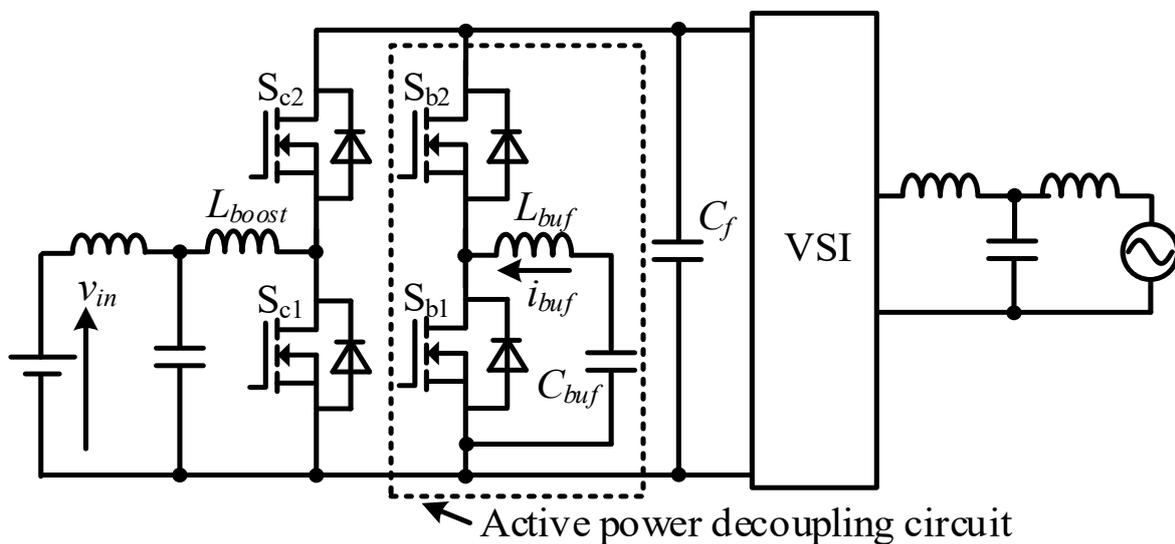


図 3-3 非絶縁型の従来回路構成
(降圧型 DC アクティブフィルタ方式)

図 3-4 に追加インダクタを必要としない降圧型アクティブパワーデカップリング回路を有する非絶縁型 DC-单相 AC コンバータの構成を示す。提案回路は、昇圧チョップ、双方向の半導体素子とバッファキャパシタ、電圧型インバータで構成されている。バッファキャパシタ C_{buf} は、小容量の積層セラミックキャパシタやフィルムキャパシタが適用可能であり、従来の直流中間部に接続される大容量の電解コンデンサに比べて長寿命化が期待できる。なお、直流中間部に接続されるキャパシタ C_f は単相電力脈動補償を行う目的ではなく昇圧動作に伴う直流中間電圧制御用に用いる。脈動補償動作にメイン回路に追加するのは2つの半導体素子と、補償用コンデンサのみとなるため従来構造に比べて部品点数や体積を削減できる利点がある。

本提案回路では、電流不連続モード(Discontinous Current Mode : DCM)を利用し⁽⁸⁰⁾、バッファキャパシタの充放電を実現している。一般的な昇圧チョップに採用されている電流連続モード(CCM)では電流方向を急峻に切り替えができず、バッファキャパシタ電圧の電荷を放電モードへ移行できないためである。提案回路の特徴として、単一のインダクタを用いて昇圧動作と単相電力脈動補償用電流を制御できるため、単相電力脈動補償回路へ追加の磁気部品を必要としない点が挙げられる。なお、半導体素子 S4 は、バッファキャパシタ C_{buf} と直流中間部の短絡防止用素子である。このように、昇圧インダクタを共用して多目的電流制御を行うにあたり、本章では DCM を用いて時間的に2つの電流を分割してインダクタに流入させ、それぞれ制御を行う。本章ではこのような多目的電流制御方式を「時分割電流制御」と定義する。

提案回路では短絡を避けるために、入力側となる直流電源電圧 v_{in} 、補償用バッファキャパシタ電圧 $v_{C_{buf}}$ 、直流中間電圧 v_{dc} の関係に下記のような制限がある。

$$v_{in} < v_{C_{buf}} < v_{dc} \dots\dots\dots(3.1)$$

(3.1)式に表されるようにバッファキャパシタの電圧は、入力電圧 v_{in} よりも大きく、直流中間電圧よりも低くなければ提案回路動作が成り立たない。本基礎検証回路ではこの電圧範囲を最大限に振幅させ、補償用キャパシタの小容量化を図る。

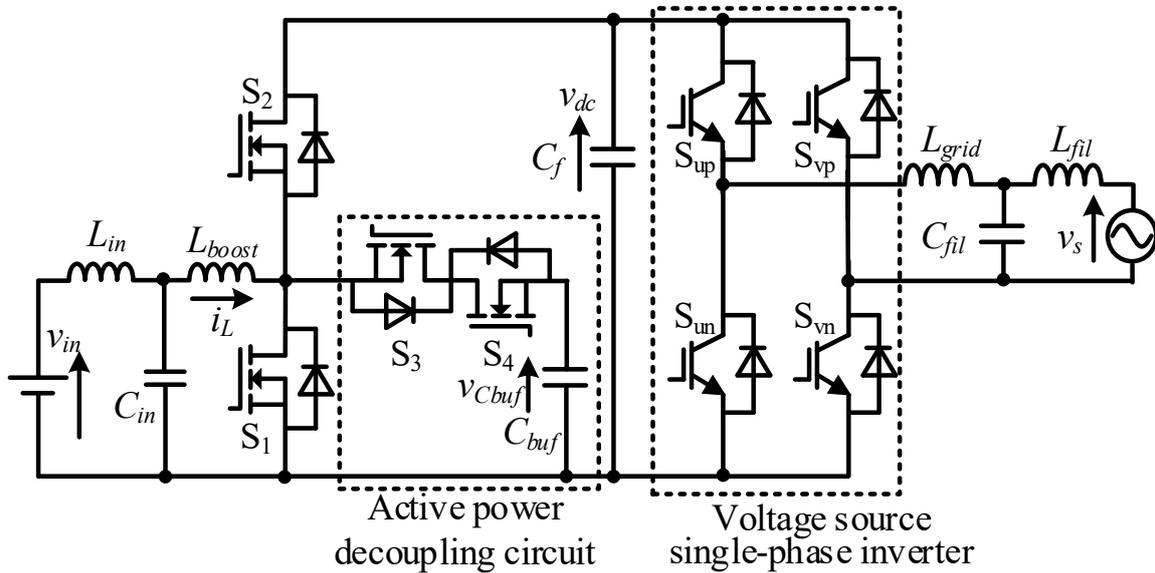


図 3-4 インダクタを共用した非絶縁型提案回路構成

3.3 制御方式

本節では、メイン回路の磁気素子と共用する時分割電流制御法を用いた提案回路における制御方式について、動作モード図および昇圧インダクタの電流波形図を用いて説明する。

3.3.1 動作モード

図 3-5 に提案回路の昇圧チョップおよび単相電力脈動補償回路の動作モード図を示す。図 3-5 (a)と(b)は昇圧チョップの動作を、(c)と(d)は降圧型の単相電力脈動補償回路の動作をそれぞれ示す。提案回路では DCM を適用⁽⁸⁰⁾⁻⁽⁸¹⁾しているため、メイン回路の昇圧インダクタに 2 つの異なる動作を目的とした電流が、スイッチング周期の一周期中に時間的に分割されてそれぞれ流れる。従って、磁気素子を共用による単一インダクタのみで Mode 1-

Mode 2 は昇圧動作を，Mode 3-Mode 4 は脈動補償動作をそれぞれ独立且つ同時に制御することができる。

図 3-6(a)にバッファキャパシタ充電時， 図 3-6(b)にバッファキャパシタ放電時におけるスイッチング周波数一周期当たりの昇圧インダクタに流れる電流波形を示す。また，本回路のインダクタ電流には，昇圧と補償の2つの電流波形のインターフェースとしてゼロ電流期間を設けている。

Mode 1, Mode 2 では，入力電圧を直流中間電圧に昇圧していることがわかる。Mode 1, Mode 2 は，バッファキャパシタ電圧の充放電に関係なく，一般的な昇圧動作を行う動作モードである。

一方, Mode 3, Mode 4 では，バッファキャパシタ電圧を制御し単相電力脈動補償を行う。図 3-6 のように，Mode 3, Mode 4 の順番を変えることで，バッファキャパシタの充電モードと放電モードを切り替える。このように，昇圧チョップにおける昇圧動作とアクティブパワーデカップリング動作の干渉を避けるためには，これらの制御の間にインダクタ電流がゼロ電流期間を持つ必要がある。このため，提案するコンバータは DCM による時分割電流制御方式を用いて動作させる必要がある。

各動作モードにおける電位と電流の推移をモード毎に説明する。

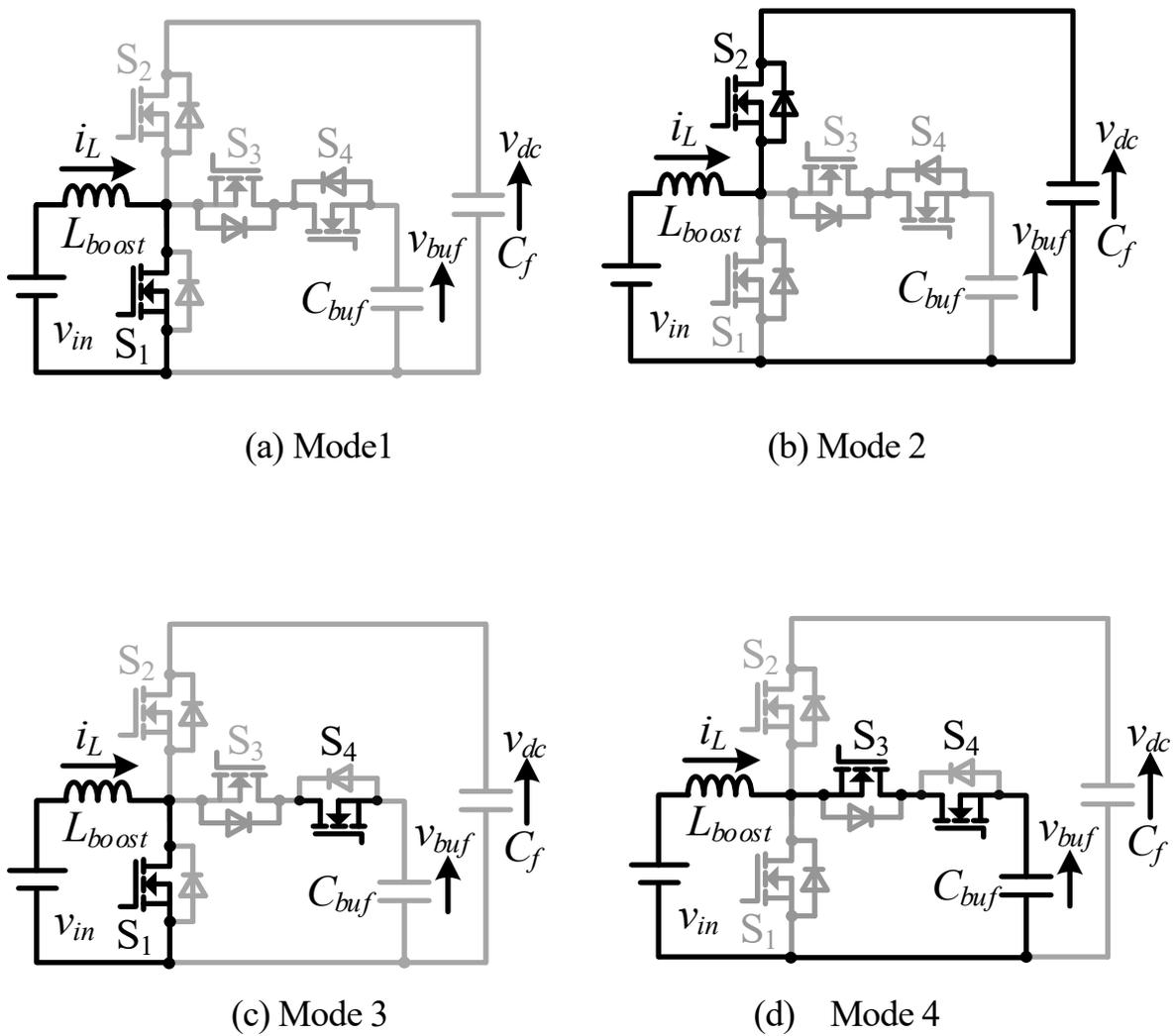
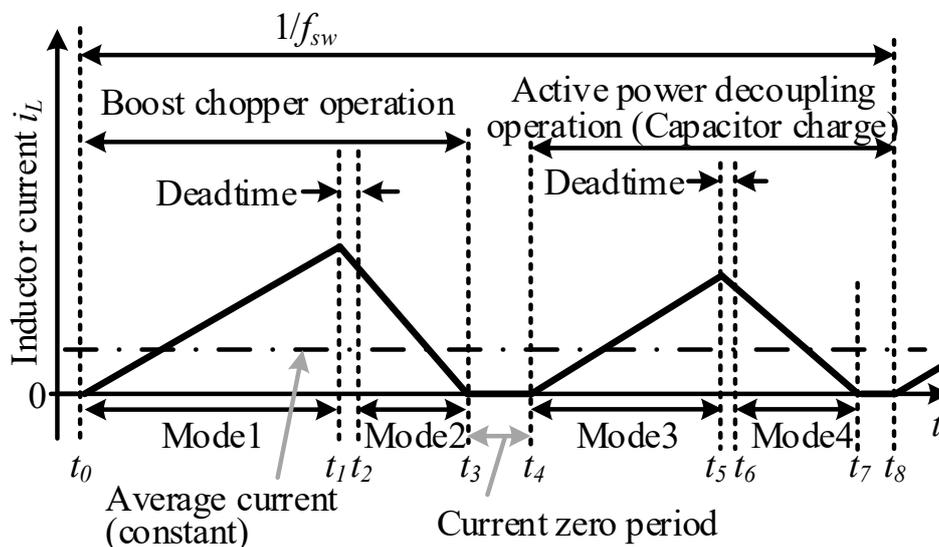
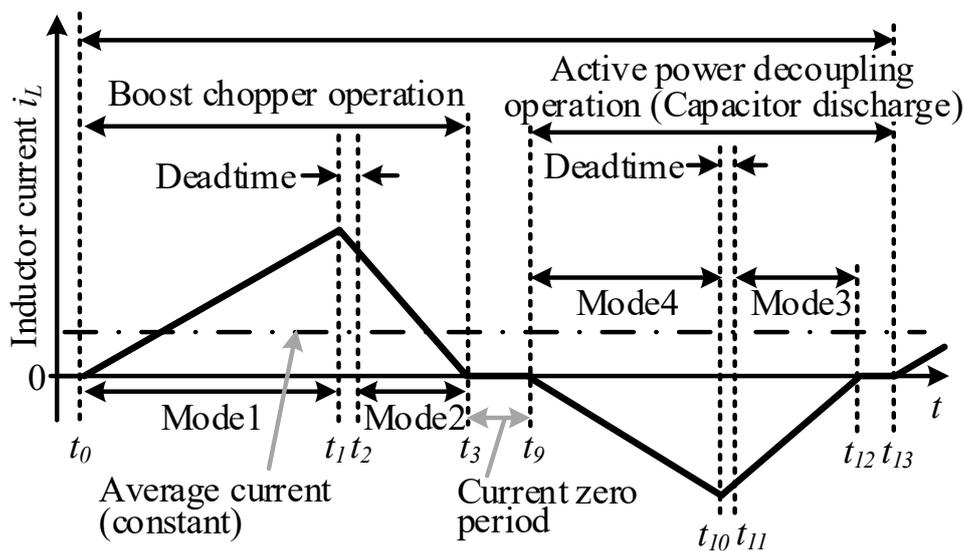


図 3-5 時分割電流制御方式を用いた提案回路の動作モード



(a) バッファキャパシタ充電動作時



(b) バッファキャパシタ放電動作時

図 3-6 昇圧インダクタに流れる電流の波形

第3章

時分割電流制御法を用いた非絶縁型 DC-単相 AC コンバータ

1) $t_0 \leq t < t_1$: Mode 1

昇圧動作を行う Mode 1 では、 t_0 に半導体素子 S1 がターンオンした回路動作時を示す。このモードでは、一般的な昇圧チョッパ単体時と同様に昇圧インダクタと直流入力電圧が接続されるモードとなる。この時、昇圧インダクタに流れる電流はゼロから正の増加方向に流れ、単相電力脈動補償回路側へは双方向半導体素子 S3 と S4 によって開放状態にあるため電流は流れない。また、バッファキャパシタ電圧は Mode 1 開始時の電位 $V_{co}(t_0)$ を維持する。

2) $t_2 \leq t < t_3$: Mode 2

スイッチング素子の S2 がオン、S1 がオフとなる。モード 2 では、昇圧インダクタのエネルギーが直流中間部に伝達される。脈動補償を行うバッファキャパシタの電圧は一定に保たれ、バッファキャパシタへの流入電流はゼロとなる。このモードでは、Mode 1 と Mode 2、および Mode 3 と Mode 4 の干渉を避けるための準備として、インダクタの電流をゼロにする必要がある。

3) $t_4 \leq t < t_5, t_{11} \leq t < t_{12}$: Mode 3

Mode 3 と Mode 4 は、アクティブパワーデカップリング動作に使用される。充放電によって脈動補償を行うバッファキャパシタ電圧は、S1, S3, S4 のスイッチの組み合わせで制御される。提案された方法では、アクティブパワーデカップリングのための追加のインダクタは必要としない。DCM 動作により、Mode 3 開始時の瞬時電流は常にゼロとなるため、アクティブパワーデカップリング動作は DCM 付き昇圧チョッパと同様である。

図 3-6 (a)では、バッファキャパシタを充電するために、まず S1 をオンにして ZCS を実現している。このバッファキャパシタ充電動作では、アクティブパワーデカップリング動作に必要なエネルギーが、入力側から昇圧インダクタに伝送される。なお、このモードでは、バッファキャパシタの電圧が常に入力電圧よりも高いため、入力電流はバッファキャパシタには流れない。従って本モードでは、バッファキャパシタの電圧は一定値に保たれる。

一方、図 3-6 (b)では、S3 がオンになると、図 3-6 (b)に示すようにバッファキャパシタ

が放電動作となる。昇圧チョップ動作とアクティブパワーデカップリング動作の干渉を避けるため、昇圧インダクタ電流がゼロになるまで Mode 3 は継続する。

4) $t_6 \leq t < t_7, t_9 \leq t < t_{10}$: Mode 4

提案する磁気素子共用形のアクティブパワーデカップリング方式では、バッファキャパシタからの電流はこの Mode 4 でしか流れない。図 3-6 (a)では、Mode 3 後の t_6 、または t_9 の Mode 4 開始時に S3 をオンにすると、単相交流負荷接続によって発生する電力脈動成分を補償するために、バッファキャパシタ電圧が上昇する。また、Mode 4 によって昇圧インダクタに流れる電流がゼロに落ちた t_7 後のゼロ電流期間は、バッファキャパシタの充電動作が可能となる。

一方、図 3-6 (b) バッファキャパシタ放電動作では、図 3-6 (b)に示すように、まず、放電時のアクティブパワーデカップリング回路は、昇圧インダクタに流れる電流はゼロ値から単相電力脈動補償動作で求められる電流ピーク i_{peak}' に達するまでの期間が Mode 4 として動作する。この期間に双方向半導体素子がオンとなり直流中間部側が遮断され単相電力脈動補償回路へ導通状態となる。なお、単相電力脈動補償制御のためのピーク電流 i_{peak}' は、充電動作、放電動作ともに、2 倍の商用周波数成分の補償電流指令 i_{buf}^* によって決定する。

3.3.2 各制御電流指令値の関係とその導出方法

提案する複合型アクティブパワーデカップリング方式である磁気素子を共用するハイブリッド変調の手法について、本項では昇圧インダクタを用いた異なる 2 つの電流制御の両立方法に関して各電流の指令値とそれぞれの関係を示す。昇圧インダクタに流れる電流の平均値 i_{L_ave} は、Mode 1, Mode 2 に示す直流中間電圧を制御するための平均電流 $i_{L_ave_dc}$ と Mode 3, Mode 4 に示す単相電力脈動補償を行う平均電流 $i_{L_ave_buf}$ の和で表される。

$$i_{L_ave} = i_{L_ave_dc} + i_{L_ave_buf} \dots\dots\dots(3.2)$$

前述のように、各電流の平均値は磁気素子共用するため単一の昇圧インダクタのみを用い

第3章

時分割電流制御法を用いた非絶縁型 DC-単相 AC コンバータ

それぞれ独立に制御される。それぞれの電流平均値の導出方法について、以下に記述する。入力側から直流中間部への電力伝送に必要な電流値 $i_{L_ave_dc}$ は(3.2)式を用いて表される。

$$i_{L_ave_dc} = \frac{i_{peak}}{2}(d_1 + d_2) \dots\dots\dots(3.3)$$

ここで、 d_1 及び d_2 は S1 と S2 のオン動作時のデューティを示し、 i_{peak} は昇圧動作の電流ピーク値を表す。これらの昇圧動作に必要な値は電力伝送によって一意に決定される。ピーク電流値を構成する傾きである昇圧インダクタンスの設計方法は次節に詳細を述べる。また、オン時間を導出するための昇圧チョッパ及び脈動補償回路のスイッチング周波数はインダクタンスの小型化や適用する半導体素子のデバイス材料、スイッチング損失などを考慮して電力変換器の仕様を基に決定される。

次に、単相電力脈動補償動作を行う電流平均値 $i_{L_ave_buf}$ の導出式を説明する。昇圧インダクタに流れる電流を制御するためには、商用周波数の2倍成分による脈動のない直流一定電流値を指令値として与える必要がある。

$$i_{L_ave_buf} = \frac{i_{peak}}{2}(d_3 + d_4) \dots\dots\dots(3.4)$$

ここで、 d_3 及び d_4 は S3 と S4 のオン動作時のデューティを示し、 i_{peak} はバッファキャパシタ電圧制御を行う電流のピーク値を表す。これらのデューティは単相電力脈動補償動作を行うために用いられ、PI 制御器の出力より得られる。ピーク電流値を構成する傾きであるインダクタンスは、提案回路では磁気素子をメイン回路と共用するため(3.3)式による導出時に代入する昇圧インダクタンスと同じ値を用いて導出する。また、昇圧動作および脈動補償動作はスイッチング一周期中に行われるため、下記の式を満たす必要がある。

$$1 \geq d_1 + d_2 + d_3 + d_4 \dots\dots\dots(3.5)$$

3.3.3 制御ブロック

図 3-7 に提案回路の直流側変換器における制御ブロック図を示す。これらの制御は、マイナーループとしての昇圧インダクタの電流制御で構成されている。本章では DCM 電流制御の非線形性を排除することで、CCM 電流制御と同等の電流制御帯域を実現することを実証している。この考え方にに基づき、DCM を用いた時分割電流制御方式を実現する独立型アクティブパワーデカップリング回路においても、昇圧インダクタの電流制御を CCM 電流制御として設計している。また、図 3-7 に示すように、DCM のゼロ電流期間を挿入して各電圧制御を分離しているため、直流中間電圧とバッファキャパシタ電圧は共通インダクタの電流で制御される。このように2つの動作に対して単一インダクタを共用して電流をそれぞれ制御するが、インダクタへの流入電流は時間的に分割されていることから互いの制御干渉はなく、これらの制御帯域の関係は考慮せず本提案動作における制御を構成できる。一方で、各電流制御のマイナーループはそれぞれ電圧制御の制御帯域より十分に速く設定する必要がある。

1) 直流電圧制御

提案回路における昇圧後の直流中間電圧は、脈動補償側のバッファキャパシタ電圧のピーク電圧よりも高いことが望ましい。これらの電圧の関係は(3.1)で示しており、所望する電流方向によって大小関係が決定される。また、インバータ出力電流の歪み率(THD)特性を改善するためには、昇圧後の直流中間電圧が一定であることが望ましい。直流中間電圧を制御するためには、検出された系統電圧とインバータ出力電流の掛け算から、インバータ出力電力を算出する必要がある。その後、インバータ出力電力を検出された直流中間電圧で除算した結果を、直流中間電圧制御の PI コントローラの出力にフィードフォワードする。このフィードフォワードによって、商用周波数の2倍脈動成分が補償されることになる。なお、直流中間部のコンデンサに流れる電流には、後段のインバータのスイッチング周波数成分しか含まれていないため、直流中間部には小容量のコンデンサを使用する。

2) バッファキャパシタ電圧

アクティブパワーデカップリング方式では、単相電力脈動成分を補償するために、バッ

第3章

時分割電流制御法を用いた非絶縁型 DC-単相 AC コンバータ

ファキャパシタ電圧は商用周波数の2倍周波数で積極的に振動するように制御する。提案回路における制御方法では、バッファキャパシタの平均電圧を基準電圧指令として与える。従って、提案制御において高速で制御する必要がないため高帯域の電圧制御器 (AVR) は必要としない。

単相電力脈動補償を行う電流の指令値 i_{buf}^* は、PI コントローラの出力に挿入され、間接的にバッファキャパシタを振動させ充放電させる。単相電力脈動補償用の電流指令値 i_{buf}^* は下記のように表される。

$$i_{buf}^* = \frac{P_{ave}}{V_{Cbuf}} \cos(2\omega_0 t) \dots\dots\dots(3.6)$$

最後に、S1～S4 のゲート信号は、鋸歯状の波形とそれぞれのオンデューティ d_1 から d_4 のキャリア比較によって与えられる。単相電力脈動成分を補償するために、バッファキャパシタ電圧は商用周波数の2倍の周波数で積極的に振動するように制御される。提案回路における制御方法では、バッファキャパシタの平均電圧を基準電圧として与える。単相電力脈動補償用の電流指令値 i_{buf}^* は、PI コントローラの出力に挿入され、バッファキャパシタ電圧を脈動成分の補償方向に充放電させる。最後に、回路内半導体素子 S1 から S4 へのゲート信号は、鋸歯状の波形のキャリア比較によって与えられる。

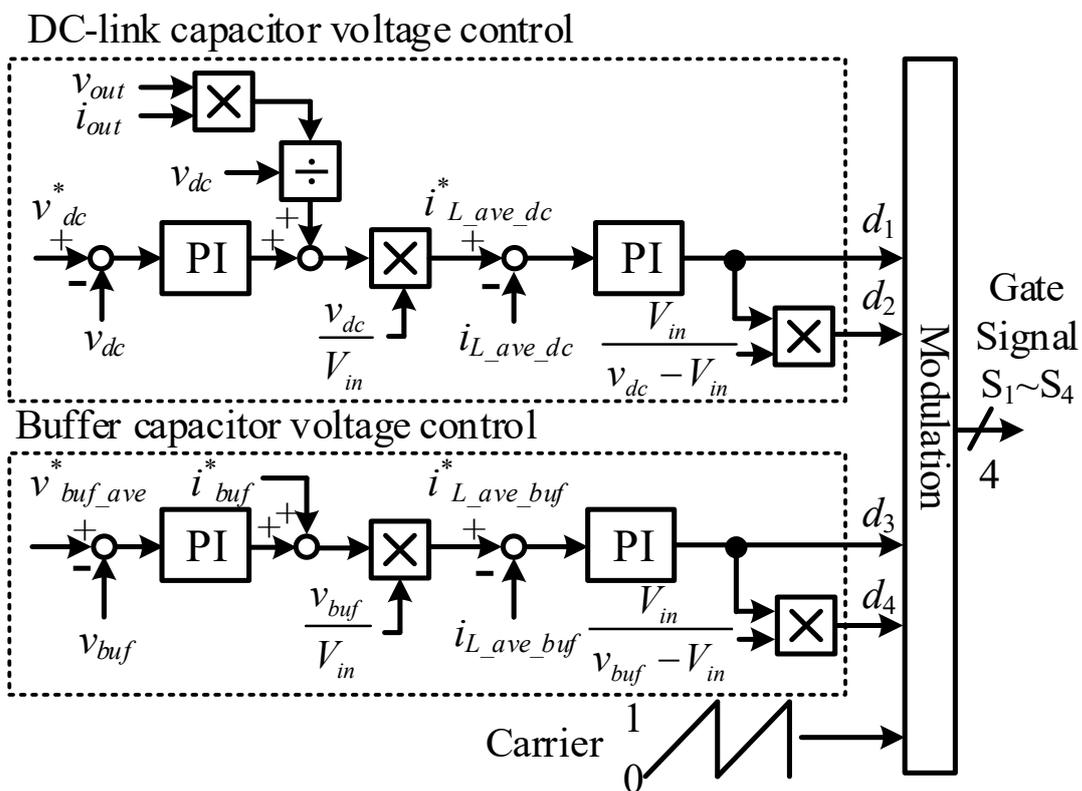


図 3-7 時分割電流制御方式を用いた提案回路における昇圧チョッパの制御ブロック線図

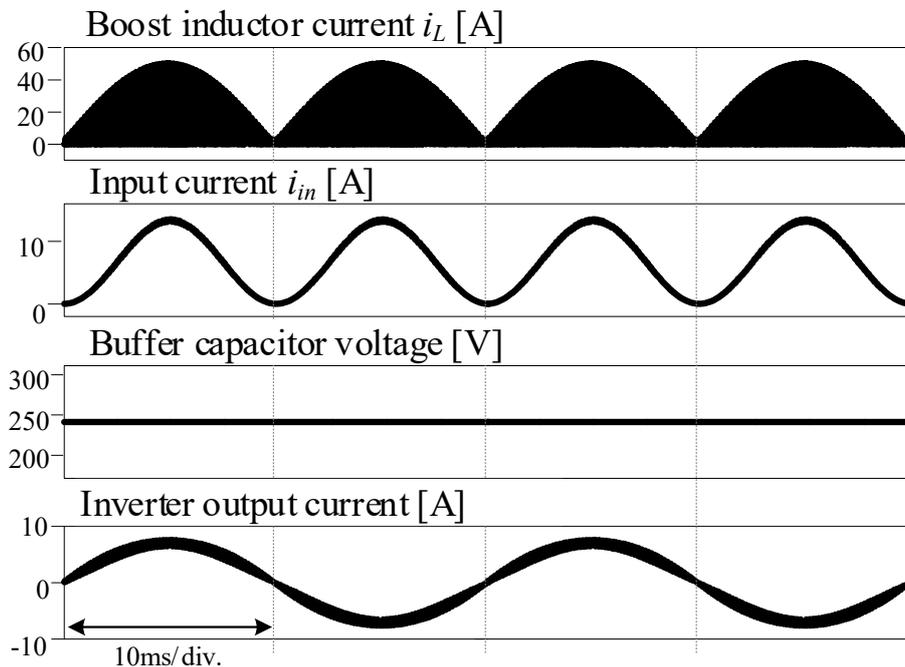
3.4 シミュレーション結果

提案回路の基本的な動作を確認するためのシミュレーションを行った。

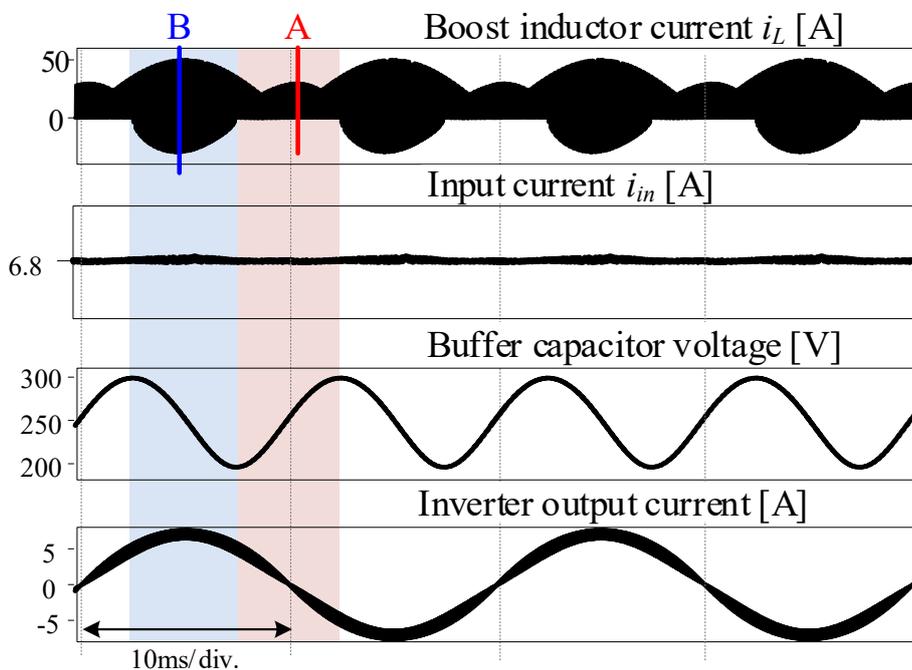
表 3.1 にシミュレーション条件を、図 3-8 は、提案回路において磁気素子共用を行う時分割電流制御を用いた提案するアクティブパワーデカップリング方式を適用した場合と使用しない場合のシミュレーション波形をそれぞれ示す。図 3-8(a)は、提案したアクティブパワーデカップリングを使用しない場合、アクティブパワーデカップリング回路の昇圧インダクタの電流は、商用周波数の2倍の脈動成分が重畳するため一定値とならず振幅する。提案回路ではバッファキャパシタが接続されているが、脈動補償動作をしない場合双方向半導体素子によって電流経路が遮断されているため、バッファキャパシタの静電容量は脈動吸収に関与しない。一方、図 3-8(b)より、提案方式におけるアクティブパワーデカップリング動作を適用した場合、バッファキャパシタ電圧は脈動補償方向へ大きく振動する。これにより、入力電流に重畳した商用周波数の2倍成分が低減されることが確認できる。

図 3-9 は、図 3-8(b)の A と B に示す区間を拡大した波形を示す。図 3-9(a)はバッファキャパシタの充電モード、図 3-9(b)はバッファキャパシタの放電モードをそれぞれ拡大した波形となる。昇圧インダクタの電流は不連続波形に制御されており、脈動補償と電力伝送のそれぞれの電流が時間的に分割し、昇圧インダクタ電流として制御されていることが確認できる。図 3-9(a)に示すように、1つ目の電流リップルが電力伝送モードの電流に対し、2つ目の電流リップルはアクティブパワーデカップリング、すなわちバッファキャパシタ充電動作を行う。同様に、図 3-9(b)に示すように、正の電流は昇圧動作を行い、負の電流リップルはアクティブパワーデカップリング、すなわちバッファキャパシタの放電動作を行う。

図 3-10 に、アクティブパワーデカップリング動作時における単相交流負荷のステップ変化における過渡応答を示している。この試験は、負荷を 1 kW から 500 W まで変化させて実施したものである。負荷を減少方向へ指令値をステップ応答的に変化させた図 3-10(a)の場合、直流中間部のオーバーシュート電圧は 340 V、整定時間は 0.09 秒であった。また、直流中間電圧の電圧指令と比較した最大誤差は 10.5%となることを確認した。これらの結果より、負荷変化時における収束と安定動作をシミュレーション結果より確認した。



(a) 脈動補償適用無し

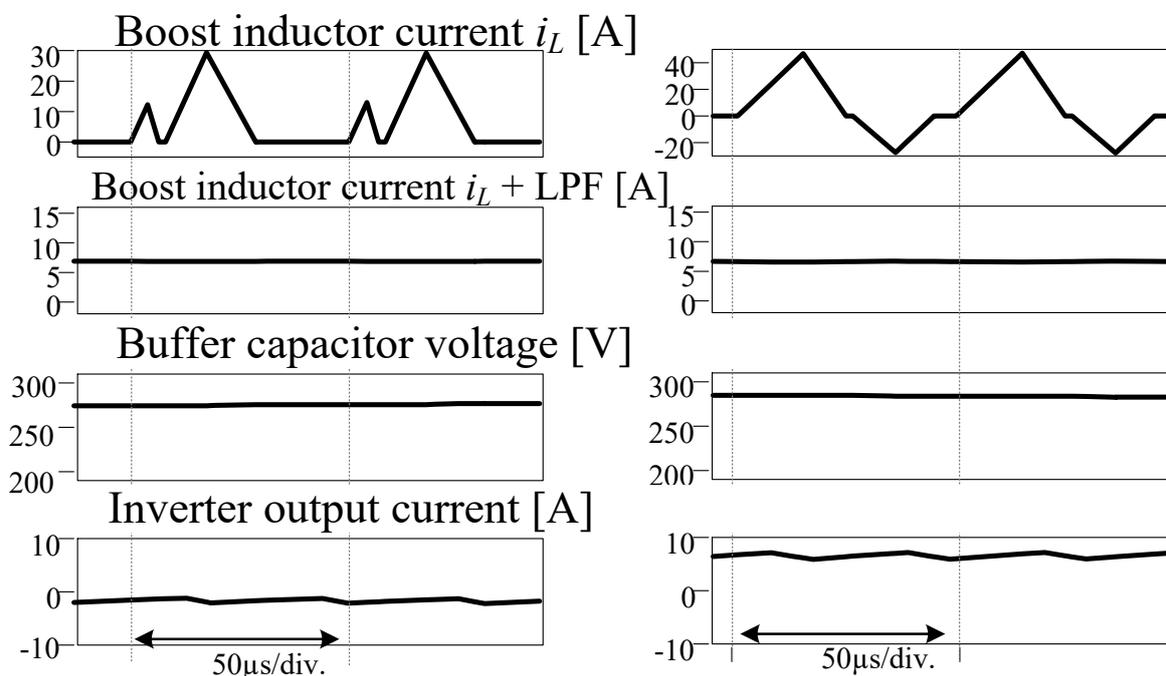


(b) 脈動補償適用有り

図 3-8 時分割電流制御方式を用いた提案回路における
单相電力脈動補償による補償効果の比較

表 3.1 時分割電流制御方式を用いた提案回路のシミュレーション条件

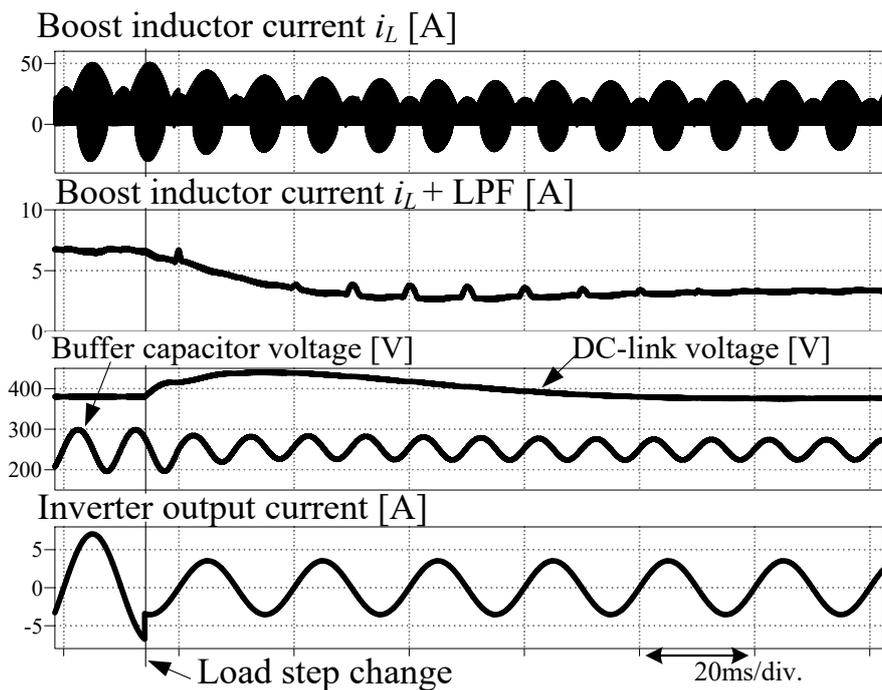
| | | |
|--------------------------|----------------------|---|
| Rated power | P_{ave} | 1 kW |
| Input voltage | v_{in} | 150 V |
| DC-link voltage | v_{dc} | 380 V |
| Buffer capacitor voltage | v_{ave} | 250 V |
| | Δv_c | 160 V |
| Switching frequency | f_{sw} | DC-DC converter : 20 kHz Inverter : 10 kHz |
| Capacitance | C_{buf} | 120 μ F (40 μ F, 3P), Ceramic |
| | C_f | 54 μ F (27 μ F, 2P), Ceramic |
| Inductance | L_{boost} | 48.7 μ H, Ferrite core |
| | L_{grid} | 1.6 mH (%Z=1.5%) |
| Switching device | $S_1 \sim S_4$ | SiC-MOSFET Rohm, SCH2080KE (S1:3P, S3:2P) |
| | $S_{up} \sim S_{wn}$ | IGBT Fuji electric, FGW30N60VD |



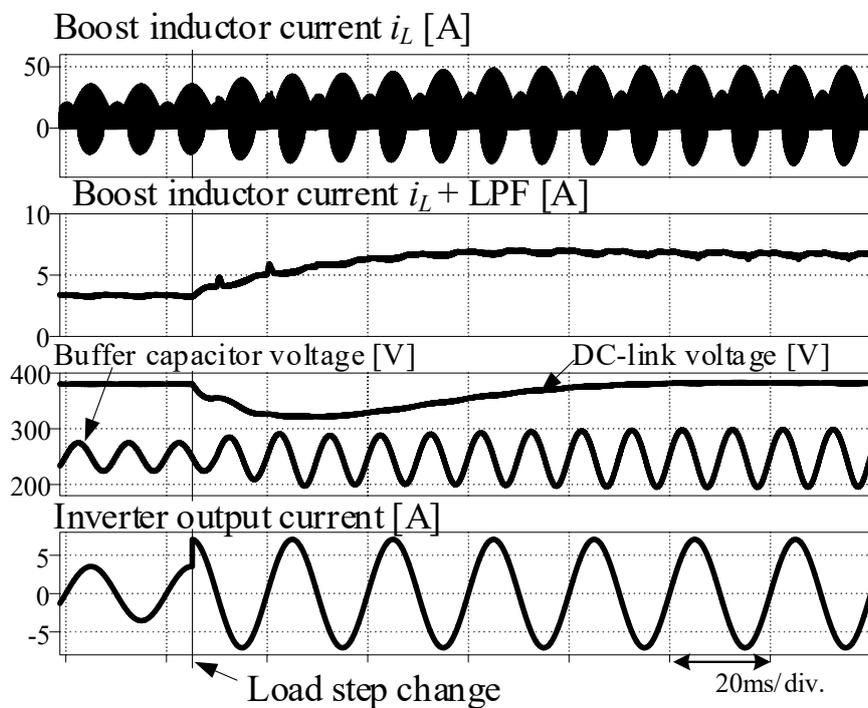
(a) A 期間拡大波形

(b) B 期間拡大波形

図 3-9 時分割電流制御方式を用いた提案回路の
スイッチング周期における動作拡大波形



(a) Step down



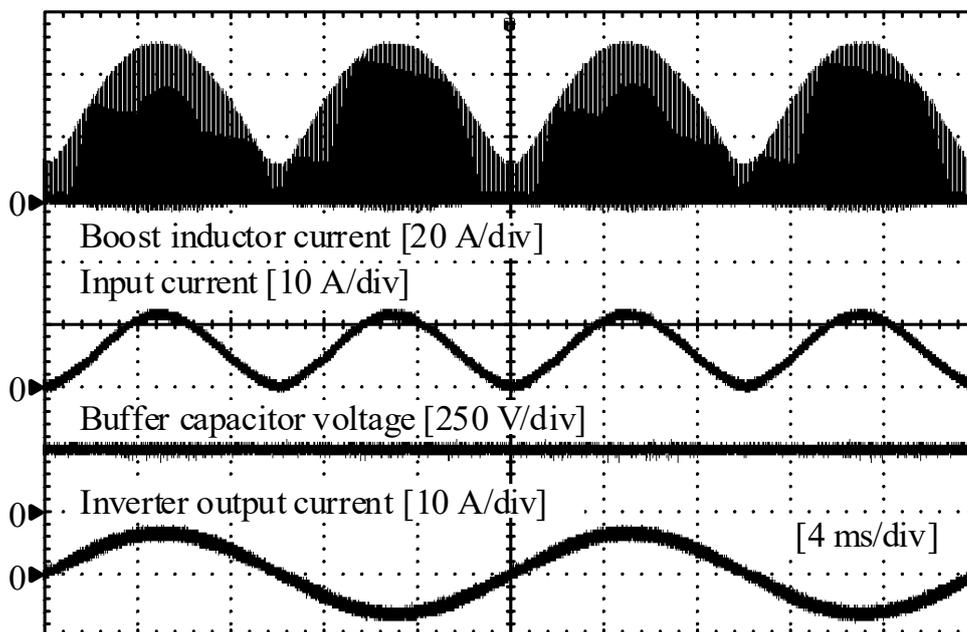
(b) Step up

図 3-10 時分割電流制御方式を用いた提案回路における負荷変動特性

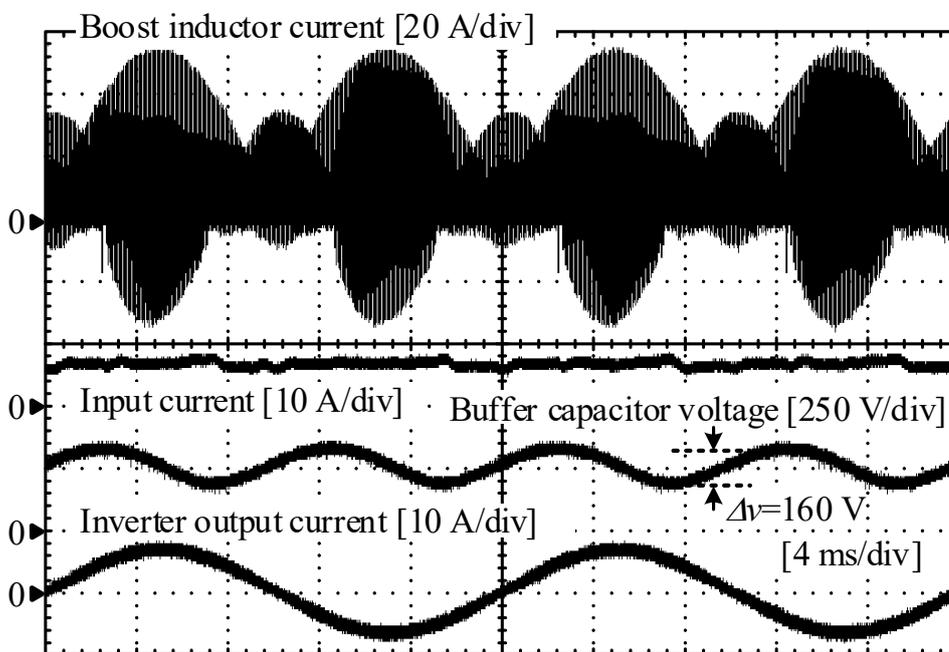
3.5 実験結果

提案回路における妥当性を確認するために、1 kW の試作機を用いた実験検証を行った。実験条件は表 3.1 と同じ条件を用いており、R-L 負荷を用いて実験を行った。また、試作機には小型化を目的にセラミックコンデンサを採用しており、バッファキャパシタには 3 個、フィルタコンデンサには 2 個、それぞれ並列に接続した。電流制御の周波数特性のゲインは、DCM では数 10 kHz の領域で安定している。このため、実験では磁気素子の共用を行う昇圧インダクタに流れる電流についてオープンループを用いて制御する。

図 3-11 は、単一磁気部品と時分割電流制御法によるハイブリッド変調を実現できる提案回路についての実験波形を示す。図 3-11 (a)に提案回路における単相電力脈動補償を適用しない場合、図 3-11 (b)に単相電力脈動補償を適用した場合の動作波形をそれぞれ示す。図 3-11 (a)より、単相電力脈動補償を適用しない場合、脈動補償動作を行うバッファ電流指令値 i_{buf}^* はゼロとなるため、入力電流には脈動成分が重畳し商用周波数の 2 倍で振動している。この電流に重畳する脈動成分は、PV システムアプリケーション適用時では重大な問題となり、電力変換器の入力側に接続される PV システムの MPPT の効率低下の要因になる。PV システム用途以外の電力変換器においても、入力電流の最大電流値の増加は電力変換器及びその変換器に接続される機器の発熱を起因し、故障や動作環境低下による寿命低下につながる。これに対し、図 3-11 (b)では、脈動補償用のバッファ電流指令値 i_{buf}^* を補償方向へ挿入することで、バッファコンデンサ電圧を振幅範囲 160 V 且つ商用周波数の 2 倍成分で積極的に振動させ、入力電流に重畳する単相電力脈動成分を大幅に低減することができる。以上のように、実験結果から提案回路における磁気素子共用を実現する時分割電流制御について理論通りの動作を実機を用いて確認し、また、提案手法によって単相電力脈動成分が補償されることを確認した。



(a) 单相電力脈動補償適用前



(b) 单相電力脈動補償適用後

図 3-11 時分割電流制御方式を用いた提案回路の実験波形

第3章

時分割電流制御法を用いた非絶縁型 DC-単相 AC コンバータ

図 3-12 は、昇圧インダクタ電流の周波数解析結果であり、電圧振動制御を行わない場合の 100 Hz 成分を 100% として正規化している。なお、周波数解析は単相交流の基本周波数である 50 Hz を基準としている。図 3-12 より、脈動補償適用前と比較して昇圧インダクタ電流の 2 次高調波を 90.2% 低減できることを確認した。実験結果より、提案回路における磁気素子共用による時分割電流制御を適用した新しい独立型アクティブパワーデカップリング方式によって、良好な脈動補償効果を確認した。

図 3-13 は、1 kW の試作機における電力変換効率の負荷特性である。なお、DC-DC 変換を行う昇圧チョッパ側のスイッチング周波数は 20 kHz に設定している。図 3-13 から、磁気素子共用によるハイブリッド変調について本章では基礎検証として時分割電流制御を採用した提案回路の実験結果より、定格電力の 20% 以上の領域で 94.0% 以上の効率が維持されていることが確認できる。実験結果より、磁気分割電流制御法を用いたハイブリッド変調方式を持つ単相電力脈動補償動作を適用した場合の提案回路において、出力電力が 650 W のときに最大効率が 96.0% に達することを確認した。

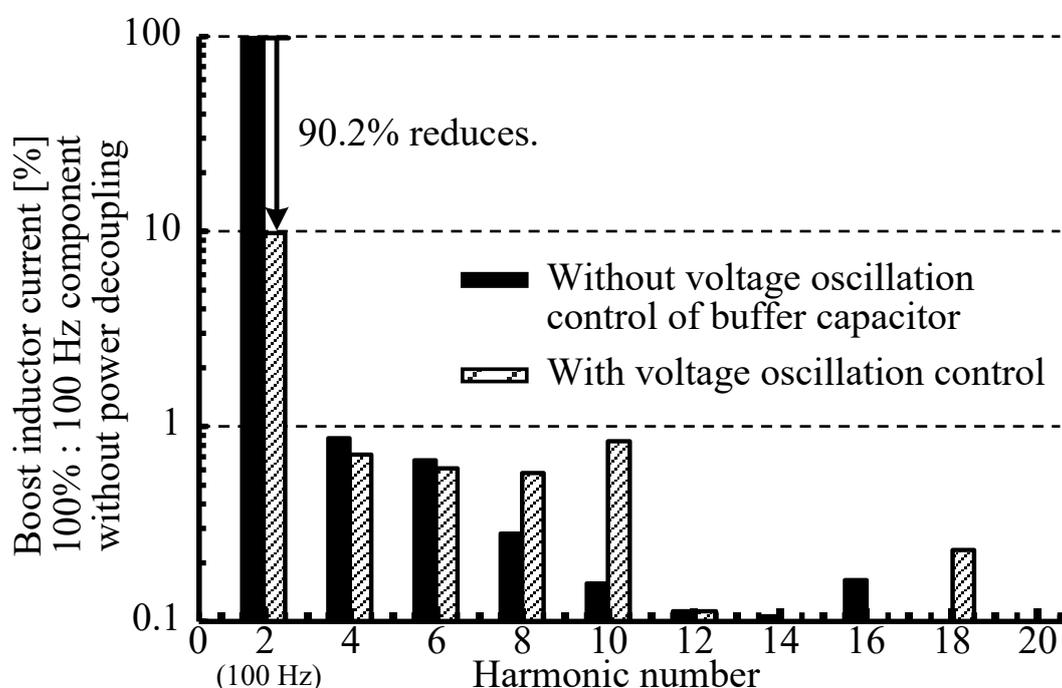


図 3-12 時分割電流制御方式を用いた提案回路における周波数解析結果

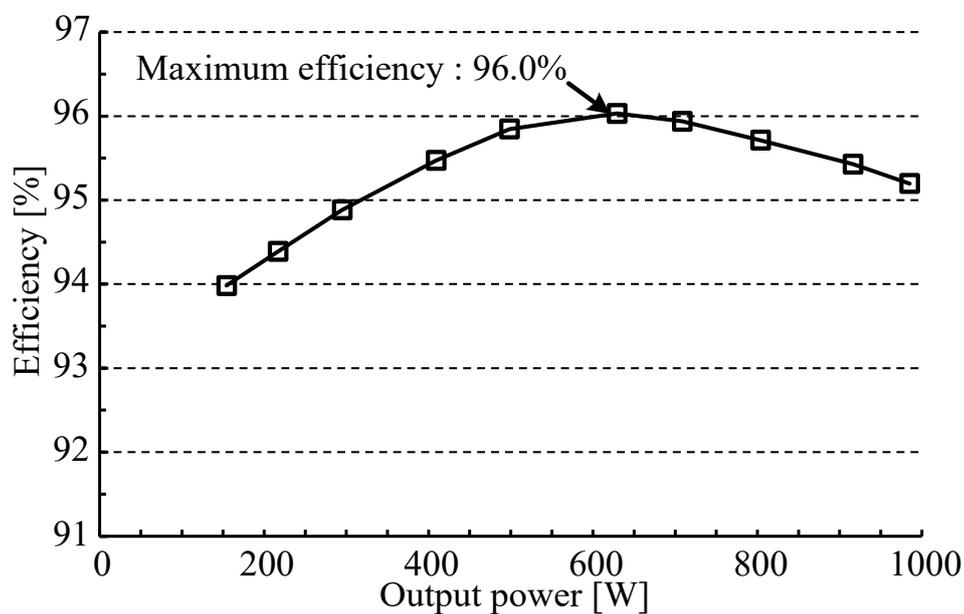


図 3-13 時分割電流制御方式を用いた提案回路における電力変換効率特性

3.6 パレードフロントカーブを用いたパワー密度の比較

3.6.1 受動素子の設計

本項では、提案回路の有用性を検証するために各解析結果を回路構成毎に比較を行うために、各従来回路及び提案回路に適用される受動部品の設計方法を説明する。

(1) コンデンサ平滑方式

コンデンサ平滑方式を用いた単相電力脈動補償方式では大容量の電解コンデンサを用いており、一般的にその選定は許容電流によって決定される。電解コンデンサに流れる電流は単相電力脈動成分だけでなく電圧型インバータのスイッチング周波数成分も含まれる。

第 3 章

時分割電流制御法を用いた非絶縁型 DC-単相 AC コンバータ

コンデンサのリプル電流は出力電力の力率と変調指数の関数であり、非線形な値となる。平滑方式におけるコンデンサのリプル電流の実効値は次式で表される。

$$I_{rms_cap} = K_{cap}(\phi, m)I_m \dots\dots\dots(3.7)$$

ここで、 ϕ は出力電力の力率、 m は変調率、 $K_{cap}(\phi, m)$ は、得られたリプル電流に関する係数である。

図 3-14 に、電流リプル率と変調率の関係図を示す。これは電気回路用シミュレーションソフトによって解析したものであり、図 3-14 より $K_{cap}(\phi, m)$ を導出できる。例えば、出力の力率が 1 で、 $V_m = 282 \text{ [V]} \div V_{dc} = 380 \text{ [V]}$ の変調指数が 0.74 の場合、図 3-14 から $K_{cap}(\phi, m)$ は 0.56 となる。これを用いて、許容リプル電流は次のように計算される。

$$I'_{rms_cap} = \sqrt{\left(\frac{I_{100Hz}}{K_{100Hz}}\right)^2 + \left(\frac{1}{K_{sw}}\right)^2 \sum_{n=1}^{\infty} I_{nsw}^2} \dots\dots\dots(3.8)$$

ここで、 I_{100Hz} は周波数がグリッド周波数の 2 倍の実効電流、 I_{nsw} はスイッチング周波数での実効電流、 K_{100Hz} と K_{sw} はそれぞれ 100 Hz とスイッチング周波数での周波数補正係数となる。このため、許容リプル電流が(3.5)式の結果よりも大きい電解コンデンサが必要になる。同じ定格電圧の条件で電解コンデンサを選択する場合、許容リップル電流の小さいコンデンサを並列接続することで体積が小さくなる。本論文では、許容リプル電流が 1 個あたり 1 A の電解コンデンサを並列接続することで、50%のマージンをもって要求されるリプル電流を満たすことができる。

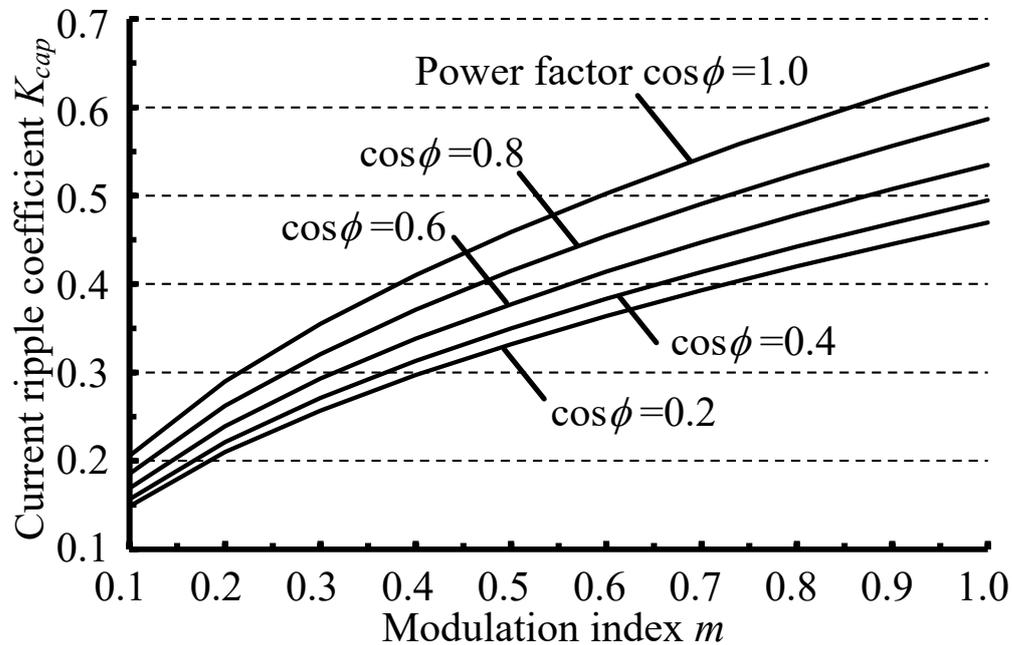


図 3-14 電流リップル率と変調率の関係

(2) 従来のアクティブパワーデカップリング回路

図 3-15 は、従来のアクティブパワーデカップリング回路を設計するために、フローチャートを説明したものである。まず、補償を行うキャパシタ電圧と単相電力脈動成分に対する蓄積エネルギーの観点から補償に必要な静電容量を決定する。アクティブパワーデカップリング回路に必要なバッファキャパシタの静電容量は以下のように計算される。

$$C_{buf} = \frac{P_{ave}}{\omega_o v_{ave} \Delta v_c} \dots\dots\dots (3.9)$$

アクティブパワーデカップリング方式では、バッファキャパシタの変動電圧 Δv_c を大きくなるよう制御する。これにより、小容量のキャパシタで単相電力脈動の補償に必要な蓄積エネルギーを得る。この原理を利用して、アクティブパワーデカップリング回路の静電

第3章

時分割電流制御法を用いた非絶縁型 DC-単相 AC コンバータ

容量を小容量のコンデンサを用いて実現できるため、補償用コンデンサへフィルムコンデンサや積層セラミックコンデンサの導入が可能となる。なお、実際に比較に用いるコンデンサの容量は、現行製品から決定する。

本項におけるバッファキャパシタの平均電圧は、バッファキャパシタの変動する電圧の最大値と最小値を用いて、以下のように算出される。

$$\begin{aligned} v_{ave} &= \frac{1}{2} \Delta v_c + v_{min} \dots\dots\dots(3.10) \\ &= \frac{1}{2} (v_{max} - v_{min}) + v_{min} \end{aligned}$$

ここで、 v_{max} は振幅するバッファキャパシタの最大電圧、 v_{min} はバッファキャパシタの最小電圧を示す。バッファキャパシタ電圧が変動する範囲は最大値と最小値の差となるため、(3.10)式のように表される。また、提案回路の試作器では設計のマージンとしてそれぞれ最大値と最小値に 10%の電圧マージンを持たせて製作している。従って、バッファキャパシタの平均値電圧は、(3.10) 式と電圧マージン α を用いて、(3.13)式のように置きなおされる。

$$v_{max} = v_{dc} - \alpha v_{dc} \dots\dots\dots(3.11)$$

$$v_{min} = v_{in} + \alpha v_{in} \dots\dots\dots(3.12)$$

$$v_{ave} = \frac{1}{2} [(v_{dc} - \alpha v_{dc}) - (v_{in} + \alpha v_{in})] + (v_{in} + \alpha v_{in}) \dots\dots\dots(3.13)$$

次に、半導体素子も選択方法について説明する。半導体素子の耐圧のマージンとして、半導体に印加される最大電圧の 1.5 倍以上に設定されている。昇圧型アクティブパワーデカップリング回路では、Sb1 と Sb2 の半導体素子はバッファキャパシタ電圧によって耐圧仕様が決定される。一方、降圧型アクティブパワーデカップリング回路では、直流中間電圧が Sb1, Sb2 の定格電圧を制限する。また、MOSFET については、本稿では定格電流のマージンを実効電流の 5 倍程度に設定している。

従来の昇圧型アクティブパワーデカップリング回路における許容電流リップル Δi_{buf} を基準にして、インダクタンスの設計を行う。インダクタンスは、直流中間部とバッファキャパ

シタ電圧の差が最大になったときに最大値になる。そのため、本章では電流リップルが30%の場合、インダクタンスは(3.14)式で計算される。

$$L_{buf} = \frac{v_{dc}}{\Delta i_L f_{sw}} \frac{\left(v_{ave} + \frac{\Delta v_c}{2} \right) - v_{dc}}{v_{ave} + \frac{\Delta v_c}{2}} \dots\dots\dots(3.14)$$

ここで、 f_{sw} はアクティブパワーデカップリング回路のスイッチング周波数である。

一方、従来の降圧型アクティブパワーデカップリング回路では、キャパシタ電圧が直流中間電圧の1/2になったときに平滑インダクタのインダクタンスが最大値になる。従って、従来のDCアクティブフィルタ方式によるアクティブパワーデカップリング回路に採用されるインダクタンスは次のように設計される。

$$L_{buf_buck} = \frac{v_{dc}}{4\Delta i_L f_{sw}} \dots\dots\dots(3.15)$$

インダクタの体積は、インダクタンス及びそれを満たすためのコアなどのパラメータに依存する。インダクタのコアを選択する方法はいくつかあるが、本章ではスイッチング周波数やコアの材質からコア形状を決定した。また、インダクタの体積はコアの窓面積と断面積を利用した Area Product 法⁽⁵⁴⁾を基に以下のように導出した。

$$Vol_{Lbuf} = K_v \left(\frac{L_{buf} I_{max}^2}{K_u B_{max} J} \right)^{\frac{3}{4}} \dots\dots\dots(3.16)$$

ここで、 K_v はコアの形状に依存する体積係数、 I_{max} はインダクタに流れる最大電流、 K_u は窓面積利用率、 B_{max} はコアの最大磁束密度、 J は線材の電流密度である。本論文では、ナノ結晶線アモルファス軟磁性金属の特性である $B_{max} = 1.2$ [T]を用いている。インダクタの体積は、製品のトロイダルコイルの体積から算出し、 $K_v = 13.4$ 、 $K_u = 0.7$ 、 $J = 4$ [A/mm²]としている。

(3) 磁気素子共用形アクティブパワーデカップリング回路

本章における提案回路に用いる昇圧インダクタは、電力伝送に伴う昇圧動作と電力脈動補償動作を共用する磁気素子である。本項では、磁気素子共用形の動作を担う昇圧インダクタの設計方法を説明する。なお、補償に伴う充放電動作を行うバッファキャパシタの必要静電容量 C_{buf} は従来法と同様に求められ、その電圧変動範囲は(3.1)式内で表される。

提案回路における昇圧インダクタンスは、脈動補償動作適用時において臨界モードで動作するように設計する。本回路におけるインダクタンスは、電力伝送を行う主回路から見ると昇圧型を、脈動補償動作側からみるとバッファキャパシタ電圧は DC リンク電圧に対して降圧型の構成となる。従って、本回路における磁気素子共用形のインダクタンスは下記の式で求められる。

$$L_{boost} = \frac{v_{in}^2 (\alpha_{di} - 1)}{4 f_{sw} P_{ave} \alpha_{di} \left(1 + \sqrt{\frac{\alpha_{bd}}{2} \frac{\alpha_{di} - 1}{\alpha_{di} \alpha_{bd} - 1}} \right)^2} \dots\dots\dots(3.17)$$

$$\alpha_{bd} = \frac{v_{ave}}{v_{dc}} \dots\dots\dots(3.18)$$

$$\alpha_{di} = \frac{v_{dc}}{v_{in}} \dots\dots\dots(3.19)$$

ここで、 f_{sw} は昇圧チョップ及びアクティブパワーデカップリング回路の共通スイッチング周波数、 α_{di} は DC リンクに対するバッファキャパシタ電圧の平均値の昇圧比、 α_{db} は入力電圧に対する DC リンク電圧の昇圧比をそれぞれ示す。このように、時分割電流制御を適用するインダクタを設計する場合、2 つの動作を実現するためにそれぞれ昇圧比を考慮する必要がある。また、実際に時分割制御を臨界モードで実験する場合、臨界点を超えた場合、動作の前提条件が崩れ動作が破たんする恐れがあるため実験で使用するインダクタを製作する場合は、(3.17)式における臨界条件時のインダクタンスからマージンを持たせて導出した値以下になるように製作する。なお、本回路における臨界モード条件は、(3.5)式に示す通り全てのデューティの総和が 1 となる場合である。

提案回路におけるインダクタンスは、各動作におけるデューティ及び最大電流ピーク値を用いた電流式から算出できる。最大条件時における電流ピーク値は(3.4)-(3.5)式より、下記のように表される。

$$i_{peak} = \frac{v_{in} d_{1_max}}{f_{sw} L_{boost}} = \sqrt{\frac{4P_{ave}}{f_{sw} L_{boost}} \frac{v_{dc} - v_{in}}{v_{dc}}} \dots\dots\dots(3.20)$$

$$i'_{peak} = \frac{v_{in} d_{3_max}}{f_{sw} L_{boost}} = \sqrt{\frac{2P_{ave}}{f_{sw} L_{boost}} \frac{v_{ave} - v_{in}}{v_{buf_ave}}} \dots\dots\dots(3.21)$$

また、昇圧チョップ及び脈動補償回路の半導体素子 S1 から S4 のオンデューティの最大値を d_{1_max} から d_{4_max} とする。

本回路における検証実験の定格電力時において上記の最大デューティとなるよう設定する。臨界条件を基にインダクタを算出する場合、上記数式で変数として設計できる変数は DC リンク電圧への昇圧比及び脈動補償電圧の電圧比について、変動できる範囲が制限される。臨界モードで動作させる場合の DC リンク電圧とバッファキャパシタ電圧の平均値は下記のように表される。

$$v_{ave} > \frac{\beta}{\beta - 1} \frac{1}{\alpha_{di}} v_{dc} \dots\dots\dots(3.22)$$

$$\beta = \frac{2\alpha_{di}}{\alpha_{di} - 1} \left(\sqrt{\frac{v_{in}^2}{4P_{ave} f_{sw} L_{boost}} \left(1 - \frac{1}{\alpha_{di}} \right)} - 1 \right)^2 \dots\dots\dots(3.23)$$

このように、定格電力時における昇圧チョップの入力インピーダンスに対する昇圧インダクタの値に依存する。バッファキャパシタ電圧は(3.22)-(3.23)式を満たし、且つ脈動補償動作のための電圧変動可能範囲を大きく確保する必要がある。本項で設計した受動素子は従来のアクティブパワーデカップリング方式と同様の体積導出式を用いて体積を算出する。

次項では、電力変換器に適用する半導体素子とその冷却装置について、体積算出方式を説明する。

3.6.2 ヒートシンク的设计

これまでに設計したパラメータを基に各冷却装置の体積を設計する。冷却系の体積は、半導体素子による損失で決まる必要熱抵抗から算出できる。必要な熱抵抗 $R_{th(f-a)}$ は(3.24)式のように求められる。

$$R_{th(f-a)} = \frac{T_j - T_a}{P_{loss}} - (R_{th(j-c)} + R_{th(c-f)}) \dots\dots\dots(3.24)$$

ここで、 P_{loss} は半導体による損失、 $R_{th(j-c)}$ は接合部と筐体間の熱抵抗、 $R_{th(c-f)}$ は筐体と冷却システム間の熱抵抗である。冷却システムの容積を推定するために、本稿では CSPI (Cooling System Performance Index) を導入している。CSPI は、冷却システムの単位体積当たりの冷却性能を意味する。強制冷却システムによって CSPI が高くなると、冷却システムが小型化される。しかし、これらのファンによってシステムの寿命が制限される。そのため、自然冷却を前提とした冷却システムの設計が望まれている。冷却システムの体積 $Vol_{heatsink}$ は、Area Product 法⁽⁵⁴⁾によって導出できる。

$$Vol_{heatsink} = \frac{1}{R_{th(f-a)} CSPI} \dots\dots\dots(3.25)$$

最後に、各単相電力脈動補償方法を有した電力変換器について、それぞれの最大電力密度点を明確にするために、スイッチング周波数を変数として効率 η と電力密度 ρ_{power} のパレートフロントを求め評価を行った。

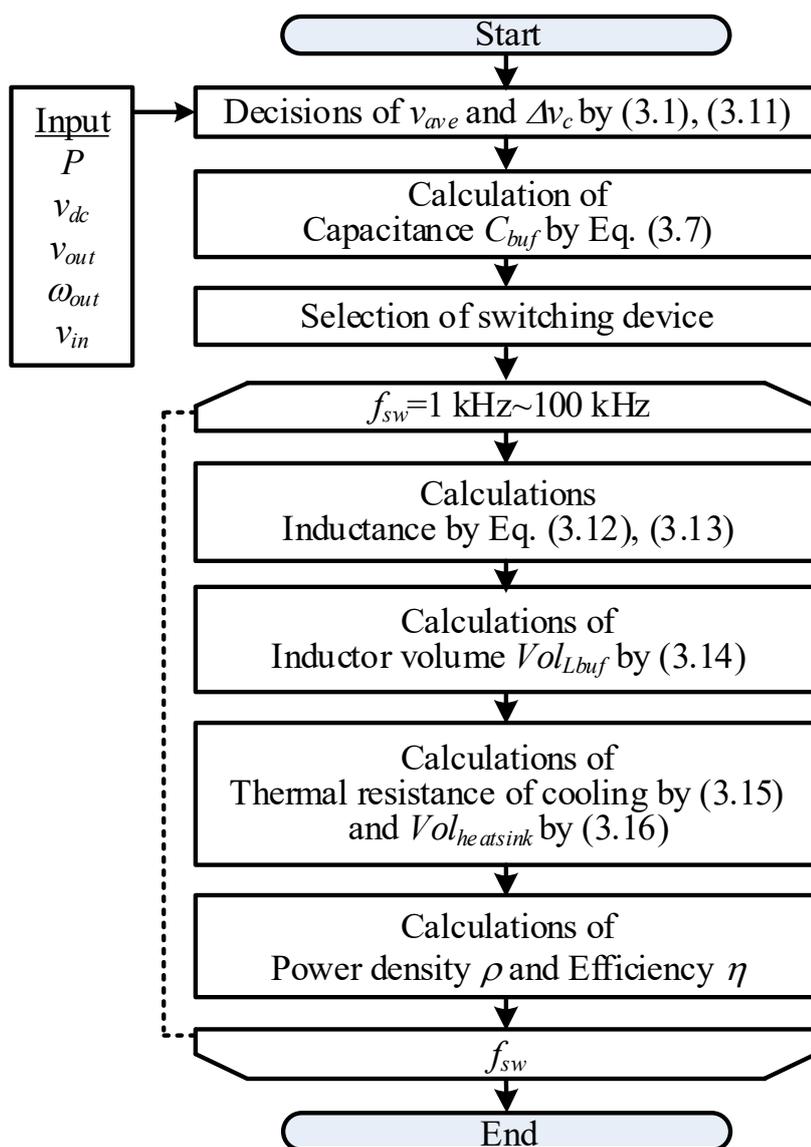


図 3-15 単相電力脈動補償回路の設計フローチャート

3.6.3 体積及びパワー密度評価

図 3-16 に、パレートフロントカーブを用いた電力密度の比較図を示す。また、表 3.2 に選定部品の一覧を示しており、本項におけるこれらの比較は単相電力脈動補償部及び入力側から DC リンクへと電力変換を行う DC-DC コンバータをそれぞれ比較した結果を示す。

電解コンデンサを用いたコンデンサ平滑方式を用いた従来法の最大電力密度は、スイッチング周波数が 35 kHz のときに 9.3 kW/dm³、効率は 98.8%であった。一方、DC アクティブフィルタを用いた従来の独立型アクティブパワーデカップリング回路を用いた電力変換器では、昇圧型では 45 kHz で 9.5 kW/dm³、降圧型では 45 kHz で 9.9 kW/dm³ に達する結果を得た。これらの結果に対して、提案回路である磁気素子共用を実現する時分割電流制御法を用いた単相電力脈動補償回路を有する電力変換器では、スイッチング周波数が 20 kHz の場合、10.8 kW/dm³、効率は 98.8%を達成する。従って、磁気素子共用実現する時分割電流制御法を用いた提案回路の最大電力密度は、コンデンサ平滑方式と従来の降圧型 DC アクティブフィルタ方式に比べて、それぞれ 115%と 108%とどちらも上回る結果より、提案回路の有意性を確認した。

図 3-17 は、各単相電力脈動補償方式の最大電力密度点における体積分布を示したものである。なお、各回路方式の回路部品の体積は、電解コンデンサを用いたコンデンサ平滑方式を適用した回路体積を 100%として正規化している。提案回路の単相電力脈動補償回路は、従来の降圧型 DC アクティブパワーデカップリング方式と比較して、インダクタの体積を 30.4%削減している。その結果、全体の体積は 7.2%減少している。

図 3-18 は、各回路の最大電力密度点における損失分布を示したものである。なお、コンデンサ平滑方式を用いた回路の全損失を 100%として正規化したものである。提案回路における単相電力脈動補償回路の合計損失は、コンデンサ平滑方式に比べて 98.7%となる。提案回路における単相電力脈動補償回路では、半導体素子 S1 と S2 によるチョップの導通損失が全体の 45.9%を占めている。これは、提案回路において DCM を採用すると回路に流れる電流ピーク値が高くなることで、半導体スイッチング素子に流れる実効電流が大きくなるためである。

表 3.2 時分割電流制御方式を用いた提案回路の選定部品リスト

| Topology | Symbol | Component | Rating at 100°C |
|------------------------------------|------------------|--|--------------------------------|
| Passive | C_{dc} | Nippon Chemi-Con EKMZ451VSN181MP30S | 450 V, 1.0 Arms 180 μ F |
| Boost chopper | S_{c1}, S_{c2} | ROHM SiC-MOSFET, SCT3022AL | 650 V 65 A |
| Boost type active power decoupling | C_{buf} | Murata Manufacturing EVS20329S2G306MS09 | 400 V 30 μ F |
| | C_f | Murata Manufacturing KC355WD72E225MH01 | 450 V 1 μ F |
| | S_{b1}, S_{b2} | ROHM SiC-MOSFET, SCT3040KL | 1200 V 39 A |
| Buck type | S_{b1}, S_{b2} | ROHM SiC-MOSFET, SCT3030AL | 650 V 49 A |
| Proposed circuit | S_1-S_4 | ROHM SiC-MOSFET, SCT3017AL | 1200 V 83 A |

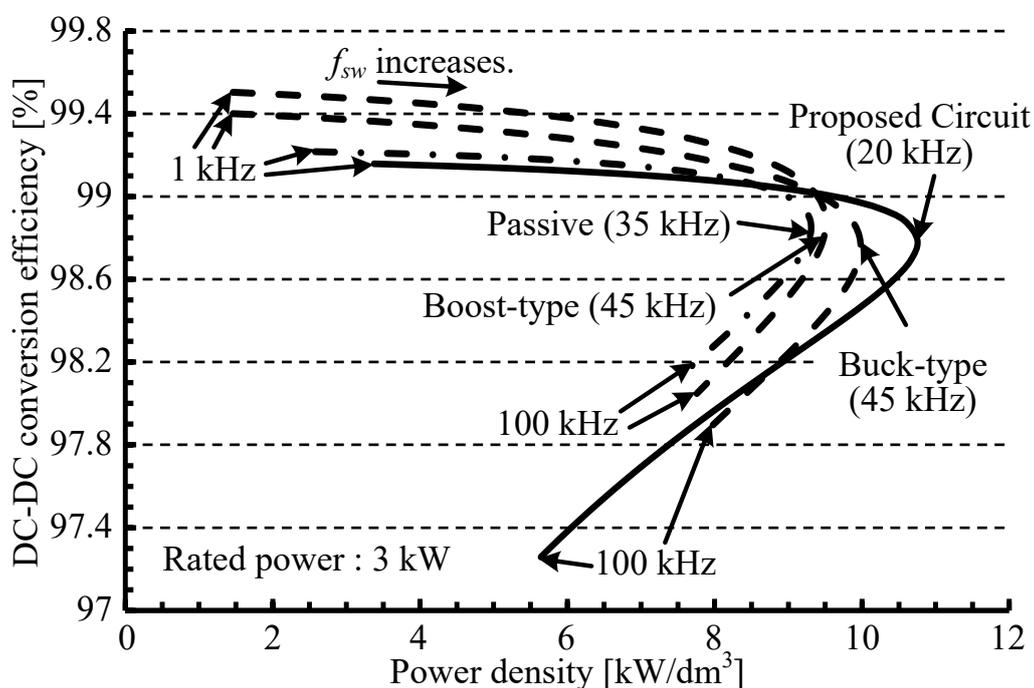


図 3-16 パレートフロントカーブを用いた DC-DC 電力変換器の比較

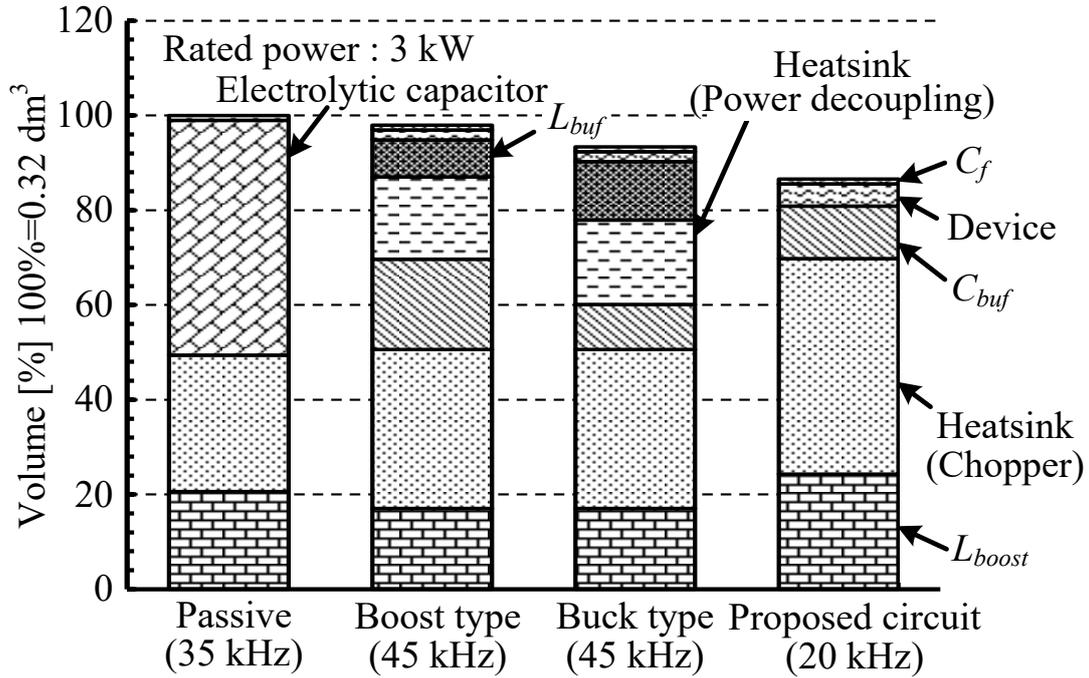


図 3-17 時分割方式を用いた提案方式についての
各最大電力密度点における回路体積の比較

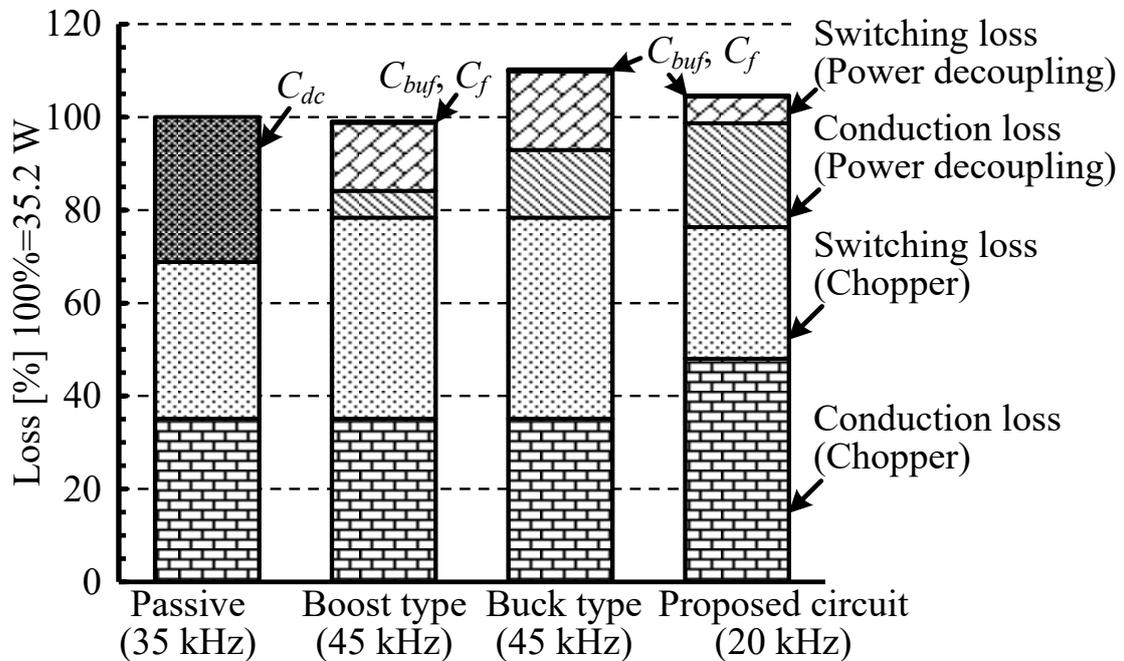


図 3-18 時分割方式を用いた提案方式についての
各最大電力密度点における損失解析の比較

3.7 結論

第3章では、脈動補償用の追加磁気素子を必要としないかつ電力伝送とのハイブリッド変調を実現する手法として、時分割電流制御法による磁気素子共用形のアクティブパワーデカップリング方式を提案した。本提案回路では、メイン回路の昇圧インダクタを用いて、電力伝送動作と単相電力脈動補償動作の両立を達成できるため、追加の磁気素子を必要としない利点を持つ。脈動補償に必要な追加素子は半導体素子2個と小容量のバッファキャパシタのみで良いため、部品点数削減による体積の小型化が期待できる。本章では、提案するメイン回路磁気素子の共用によって単相電力脈動補償回路が電力変換器全体に与える影響を基礎検証として実機実験や解析を基に行うことが目的であり、基礎部分として多くの回路に採用されている昇圧チョップのインダクタを用いて共用形のアクティブパワーデカップリング方式の妥当性の確認を行った。以下に得られた結果を示す。

- (1) 試作機を用いた実機実験によって、追加磁気素子を必要としない提案方式により脈動成分を90.2%低減できることを確認し、良好な脈動補償効果を得た
- (2) 単相電力脈動補償適用時における最高効率96.0%を確認した
- (3) 提案回路の最大電力密度はスイッチング周波数が20 kHzの場合、10.8 kW/dm³、効率は98.8%を達成
- (4) コンデンサ平滑方式と従来の降圧型DCアクティブフィルタ方式に比べて、高パワー密度化を実現できることを確認した

これらの基礎検証結果より、メイン回路の磁気素子を共用する時分割電流制御法を用いた単相電力脈動補償機能を持つDC-単相ACコンバータに関して、磁気素子共用による高パワー密度化が実現できることおよびその有用性を確認した。

第4章

和差電流制御法を用いた絶縁型

DC-単相 AC マトリックスコンバータ

4.1 緒言

第3章では、メイン回路の昇圧インダクタを用いて単相電力脈動補償用の磁気素子として共用を実現するハイブリッド変調を提案し、追加の磁気素子なしにアクティブパワーデカップリング動作を達成できる利点を示した。第3章に示す提案回路において、単相電力脈動補償に必要な追加素子数を削減できるだけでなく、メイン回路に流れる電流を時間的に分割して昇圧リアクトルに流入させることで、脈動補償と昇圧動作の2つの電流を制御する際の問題点となる電流実効値増加による損失発生を抑制できる特徴がある。このように、第3章では一般的に多数採用されている昇圧チョッパ及び DC-AC コンバータの構成を基に基礎検証を行い、磁気素子をメイン回路と共用することで電力変換器全体の高パワー密度化が達成できることを実機実験及び解析比較結果を用いて示した。

本章では、前章の基礎検証を基に、アクティブパワーデカップリング動作について磁気素子共用を実現する多目的電流のハイブリッド変調として和差電流制御法を絶縁型 DC-単相 AC コンバータへ適用する方法を提案する。本提案回路では、メイン回路の絶縁部品として必須となる高周波トランスに中間タップを設け、差動と同相の電位をそれぞれ独立に制御することで単相電力脈動補償と電力伝送の多目的電流を間接的に同時に実現できる特

徴を有する。また、提案回路におけるそのほかの特徴は下記のようになる。

- (1) 脈動補償動作に追加の半導体素子及びその冷却装置を一切必要としない
- (2) マトリックスコンバータを採用することで AC 側の直流中間部及び電力変換回数を削減し、発生損失を抑えられる
- (3) トランスの中間タップのみで2つの動作を達成でき、且つ磁氣的に中間点上下で影響を互いに打ち消すため独立にそれぞれの動作が達成できる

本章では、初めに提案回路の制御方法について動作モード図を基に述べ、回路素子の設計指針を説明し、提案回路の特徴を示す。提案回路は高周波トランスの中間タップに脈動補償要素を接続するため、直流電源電圧から見て降圧型のアクティブパワーデカップリング回路となる。各電位に対する指令値の導出方法を述べ、最後に試作機を用いた実機実験により提案方式の妥当性を確認する。

4.2 提案回路方式

図 4-1 にコンデンサ平滑方式を採用した従来回路構造を持つ DC-単相 AC コンバータの回路構成図を示す。従来の回路構成は、フルブリッジインバータ、高周波トランス、Back-to-Back コンバータで構成されている。一般に、トランス二次側の Back-to-Back コンバータでは、整流動作と商用周波数へ変換するための PWM 制御が適用される。また、電力変換器の小型軽量化を図るために、トランス一次側のフルブリッジインバータを高周波で駆動している。

前章で述べたように、DC-単相 AC コンバータには単相交流負荷によって発生する単相電力脈動成分を吸収する受動部品が必要となる。図 4-1 では、トランス二次側の直流中間部に接続した大容量の電解コンデンサによって吸収させるコンデンサ平滑方式を採用している。しかし、大容量の電解コンデンサは電力変換器の寿命を短くするだけでなく、オンボードチャージャーなどアプリケーションを想定した場合発熱が大きな問題となる⁽⁸⁴⁾。

図 4-2 にマトリックスコンバータと小容量のキャパシタを用いた脈動補償回路を有する提案回路の構成を示す。提案回路は、フルブリッジインバータ、中間タップを有する高周

第4章

和差電流制御法を用いた絶縁型 DC-単相 AC マトリックスコンバータ

波トランス, 単相電力脈動補償を行うバッファキャパシタと補償用電圧を間接的に制御するためにインダクタ, マトリックスコンバータで構成される。マトリックスコンバータは, 入力される交流電力を直接, 周波数の異なる交流波形へ変換し出力する電力変換器であり, 間に直流電力への変換ステップを挟まない構成と制御方式を持つ^{(85),(86)}。このマトリックスコンバータをトランス二次側に適用することで, 二次側に直流中間部がなくなり, エネルギーバッファとなる電解コンデンサを用いた平滑要素が不要となる。しかし, 単相交流負荷で発生する単相電力脈動成分を吸収する別途エネルギーバッファが必要となる。そこで, 提案回路では, 直流入力電流のリプル成分補償要素として, 中間タップ付き高周波トランスをフルブリッジインバータとマトリックスコンバータ間に接続することによって絶縁するだけでなく, 脈動補償用に追加の半導体スイッチングデバイスを必要しない特徴を持つ。中間タップ付きトランスの中間電位とフルブリッジインバータを用いて, トランス二次側への電力伝送動作とアクティブパワーデカップリング回路の制御動作を同時に達成できる。

ここで, 提案回路におけるアクティブパワーデカップリング回路は, バッファキャパシタ C_{buf} とインダクタ L_{buf} から構成される。バッファキャパシタ C_{buf} のエネルギーを充放電することで, 単相電力脈動成分を補償する。追加インダクタはバッファキャパシタ電圧を制御するための電流制御用受動部品となるためエネルギーの蓄積は行わない。アクティブパワーデカップリング回路は, バッファキャパシタ電圧 $v_{C_{buf}}$ を大きく変動させることで単相電力脈動を補償するため, 従来のコンデンサ平滑方式に比べ, 小容量のキャパシタを使用できる。一方, バッファキャパシタ電圧 $v_{C_{buf}}$ を決定するバッファ電流 i_{buf} は, アクティブパワーデカップリング回路のインダクタとフルブリッジインバータを用いてフィードバック制御する。そのため, アクティブパワーデカップリング回路のインダクタは小容量で良い。

提案回路における最大の特徴である磁気素子の共用はメイン回路素子である高周波トランスを用いて多目的電流制御を行う点である。高周波トランスの一次側巻線上の中間タップと小容量のバッファキャパシタを接続することで, メイン回路のフルブリッジインバータはトランスを励磁する差動電圧制御モードと, 単相電力脈動を補償する同相電圧制御モードをそれぞれ独立に出力できる。従って, 提案システムでは単相電力脈動補償用に追加のスイッチングデバイスを一切必要とせず, スwitchングデバイスの数は脈動補償回路を

付加しない一般的な DC-単相 AC 電力変換器と等しくなる。このように、提案回路では磁気素子を共用することで回路に必要な部品点数を削減し、小型化が期待できる特徴を持つ。

4.3 提案制御

本節では、提案回路における磁気素子共用を実現する和差電流制御法及び提案方式を適用する回路動作に関して動作モード図を用いて説明をする。

4.3.1 一次側変換器の動作モード

図 4-3 にフルブリッジインバータの変調方法を示す。提案回路のフルブリッジインバータでは、トランス二次側へ電力を伝送するための差動電圧 v_{dif} を出力するモードと、単相電力脈動を補償するための同相電圧 v_{com} を出力するモードを同時に制御する。従って、差動電圧制御モードの電圧指令値 v_{dif}^* と同相電圧制御モードの電圧指令値 v_{com}^* は、入力パラメータとしてセットされる。なお、同相電圧制御モードの電圧指令値 v_{com}^* の 1 と異なり、差動電圧制御モードの電圧指令値 v_{dif}^* には基準として 0.5 のゲインが挿入される。トランスの二次電圧の最大値を得るために、差動電圧の指令値 v_{dif}^* は 1 p.u. に設定する。一方、同相電圧の指令値 v_{com}^* は単相電力脈動を補償するためのバッファ電流制御を行う PI 制御器によって計算される。

図 4-4 に高周波トランスの差動電位と同相電位指令 v_{com}^* の関係図を示す。脈動補償動作を行わない場合、脈動補償動作モードである同相モードの同相電位指令 v_{com}^* は 0 となる。従って、図 4-3(a) の制御ブロック線図に示すように差動電圧指令は常に 0.5 となりデューティも同等に 0.5 に制御されるため、差動電圧は 2 レベル電圧波形となる。一方、脈動補償動作を適用した場合、同相電圧指令 v_{com}^* は 100 Hz の脈動に応じて変化する。同相電圧指令 v_{com}^* が 0.3 の場合、差動電圧はその差分が指令値として扱われる。そのため、差動電圧のデューティは 0.7 となり、半値であるデューティ 0.35 ずつが正負に差動電圧期間として出力される。同相電圧指令値が入力された場合は、その同相モードのデューティにのったゼロ電圧期間が差動電圧には出力され 3 レベル電圧波形となる。同相電圧から見た場合

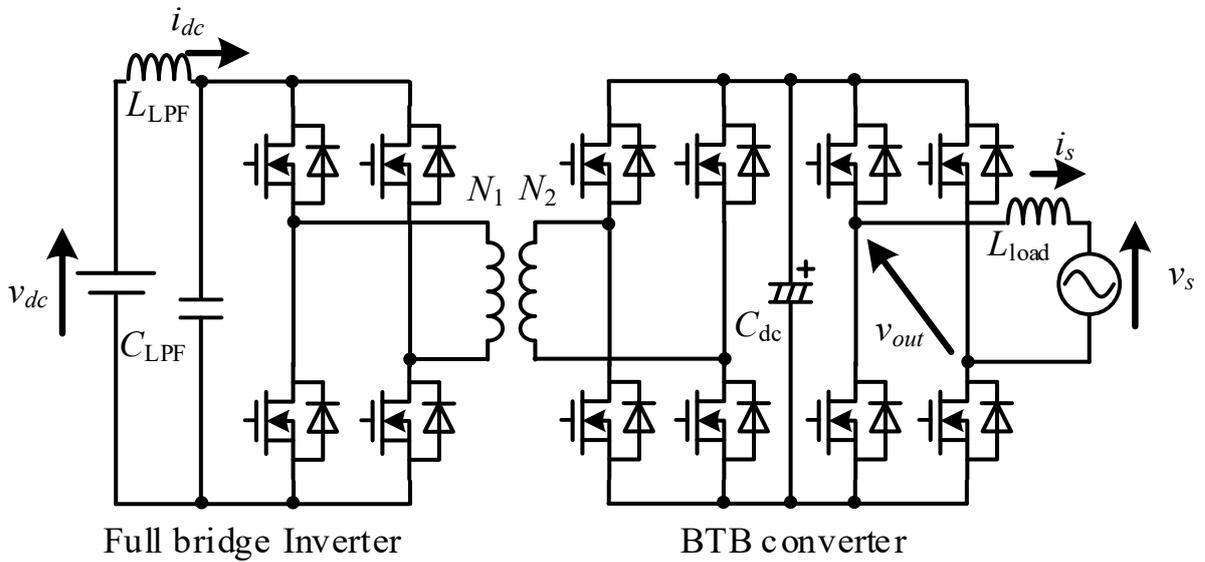


図 4-1 昇圧型の従来回路構成(コンデンサ平滑方式)

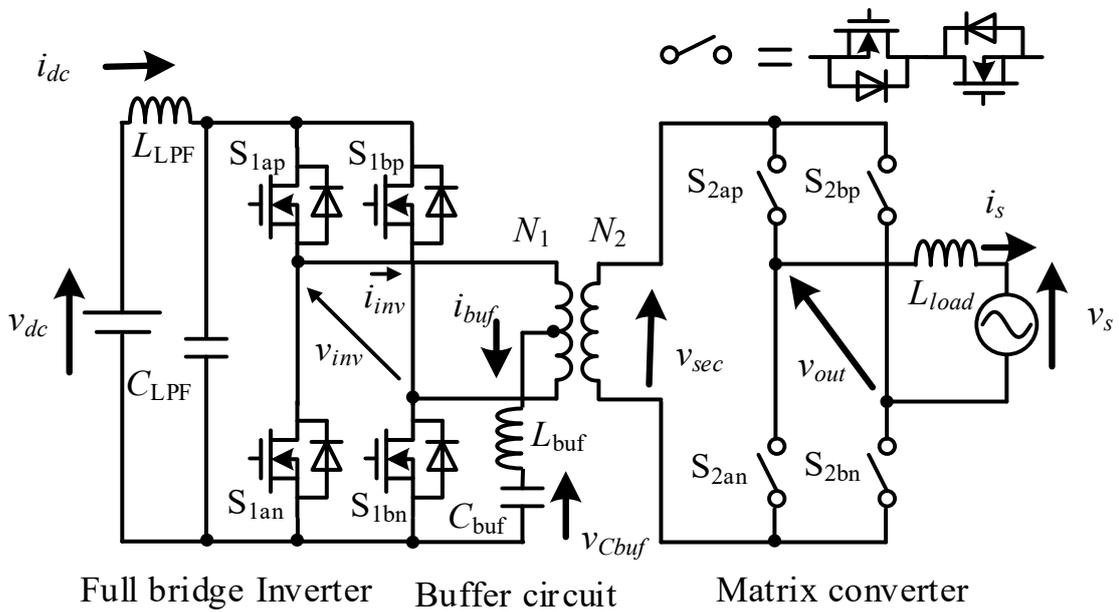


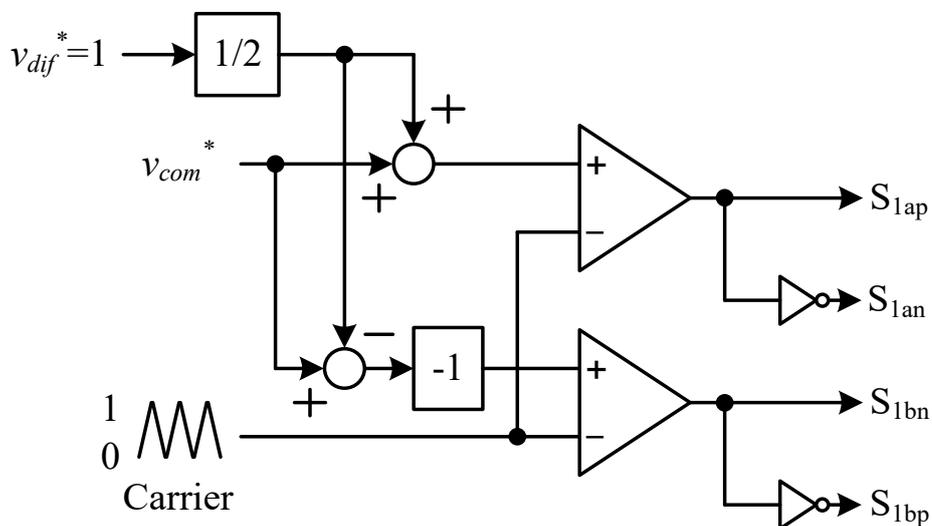
図 4-2 マトリックスコンバータを用いた昇圧型の提案回路構成

は、同相電圧出力期間が電位を持つ期間に相当する。このように、提案回路ではそれぞれの電位を制御する期間は他方の電圧がゼロ電圧となるため、独立した制御を両立することができる。

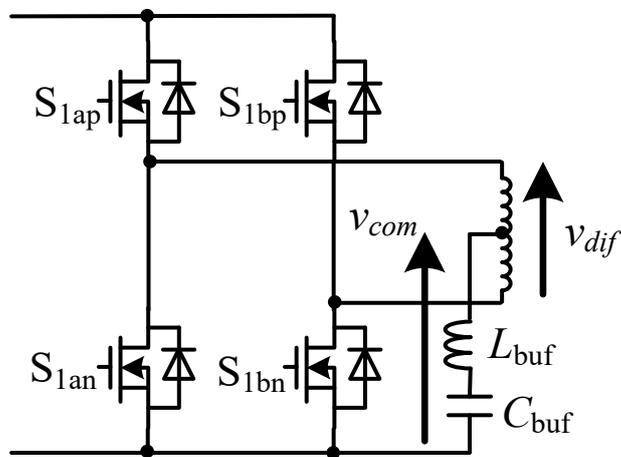
図 4-5 提案回路のフルブリッジインバータの動作モードを示す。図中の灰色の破線はターンオフしているスイッチングデバイスを、黒色の実線は電流経路をそれぞれ示す。図 4-5 (a)と(b)は直流電力をトランス二次側へ変換するための差動電圧制御モードを示している。差動電圧制御モードでは、アクティブパワーデカップリング回路に印加される同相電圧は直流電圧 v_{dc} の半値一定となる。一方、図 4-5 (c)と(d)は単相電力脈動を補償するためのバッファ電流 i_{buf} の制御を行う同相電圧制御モードを示している。同相電圧制御モードでは、差動電圧 v_{dif} は 0V 一定となるため、トランスは磁場を発生しない。このように、提案回路のフルブリッジインバータでは差動電圧 v_{dif} と同相電圧 v_{com} を独立して同時に制御することができる。このように、提案回路では中間タップ付きトランスを利用することで、単相交流負荷によって発生する単相電力脈動を補償するために追加のスイッチングデバイスを必要としない。

4.3.2 制御ブロック線図

図 4-6 に提案回路の制御ブロック図を示す。提案システムにおける電流、電圧の制御は全て PI 制御によって行われる。アクティブパワーデカップリング回路のインダクタに流れるバッファ電流の制御は、単相電力脈動の補償を目的とし、出力フィルタ電流制御は本来必要となる出力フィルタキャパシタ電圧制御のマイナーループとして適用している。バッファキャパシタ電圧制御は、制御の離散化(デジタル制御)による平均電圧の発散を防ぐために導入し、バッファキャパシタ電圧 v_{Cbuf} の平均値を制御する。さらに、トランス二次電圧変動補償は、脈動補償のための同相電圧の指令値 v_{com}^* によってマトリックスコンバータの入力電圧が変動するため、出力電流制御の外乱を相殺するために必要となる。



(a) 機能ブロック図



(b) 差動電圧 v_{dif} と同相電圧 v_{com} の定義

図 4-3 トランス中間電位を用いたフルブリッジインバータの変調方法に関する定義

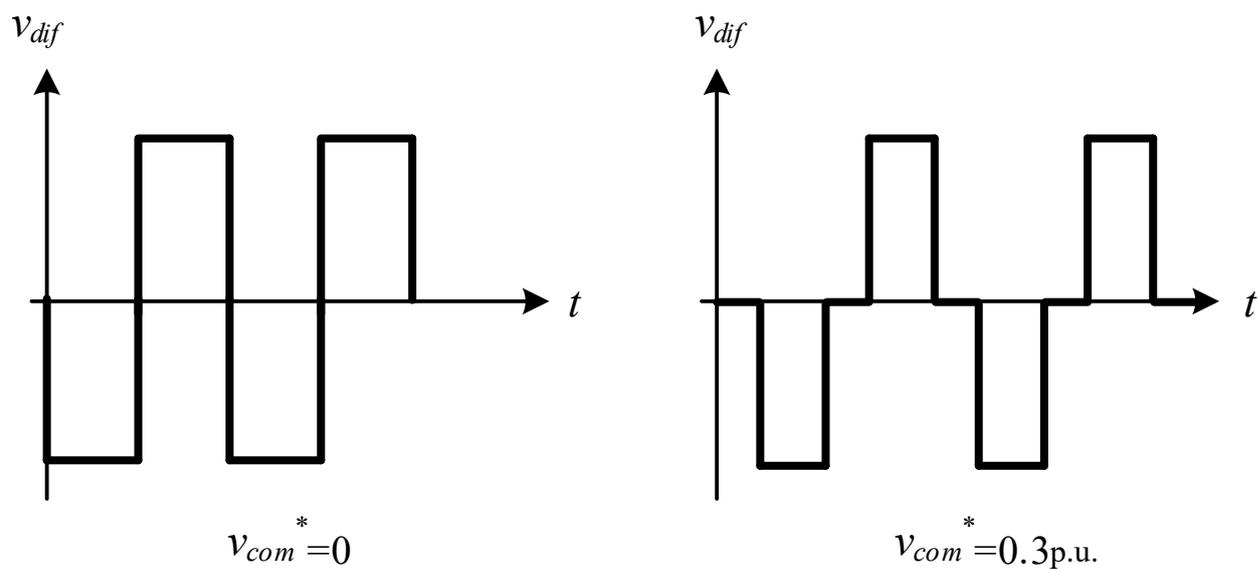


図 4-4 トランス差動電圧と同相電圧の関係

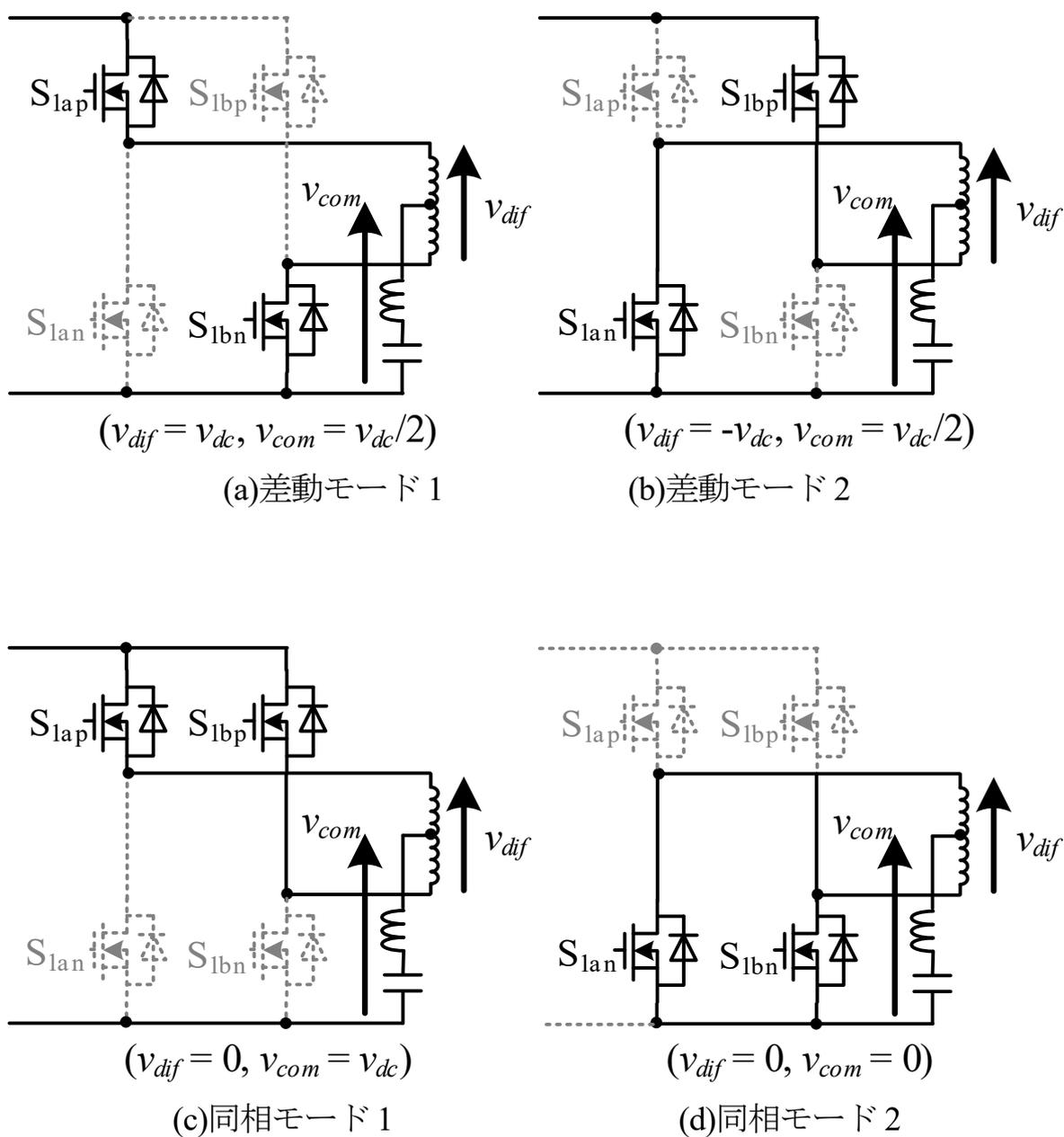


図 4-5 絶縁型 DC-単相 AC マトリックスコンバータにおける一次側フルブリッジインバータの動作

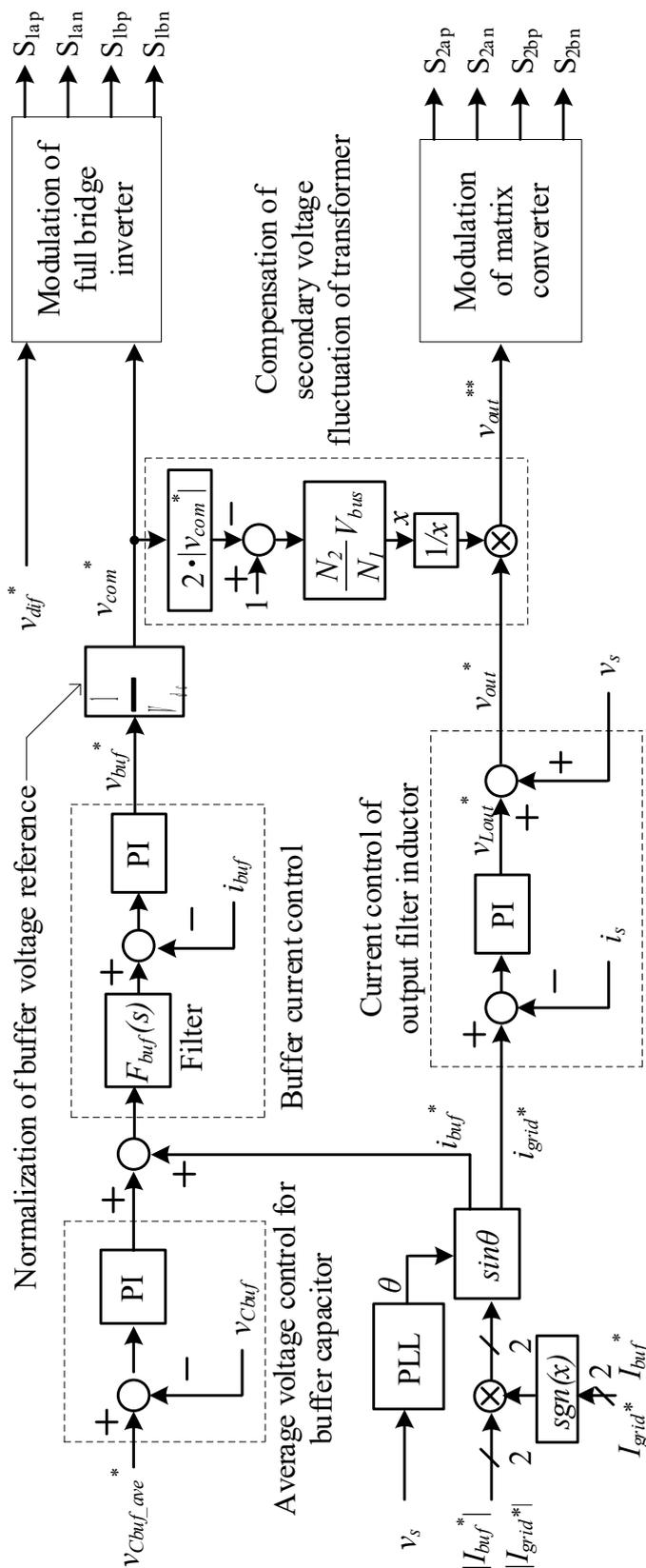


図 4-6 絶縁型 DC-单相 AC マトリックスコンバータのブロック線図

4.3.3 単相電力脈動補償の制御方法

1) 指令値の導出

提案回路では、アクティブパワーデカップリング回路に流れるバッファ電流 i_{buf} をインダクタを用いて制御し、間接的にバッファキャパシタ電圧 v_{Cbuf} を変動させるよう制御することで、単相交流負荷による脈動成分を吸収する。まず、バッファキャパシタのエネルギー W_{Cbuf} は、キャパシタの電圧-電流式を用いて(4.1)式として表される。

$$\begin{aligned} W_{Cbuf} &= \int_{t_0}^t v_{Cbuf} i_{buf} d\tau = \int_{t_0}^t v_{Cbuf} \left(C_{buf} \frac{dv_{Cbuf}}{d\tau} \right) d\tau \\ &= \int_{t_0}^t P_{ave} \cos(2\omega_o \tau) d\tau \dots\dots\dots(4.1) \\ &= \int_{t_0}^t V_{load} I_{load} \cos(2\omega_o \tau) d\tau \end{aligned}$$

ここで、 P_{ave} は負荷の電力平均値を示し、単相交流側の負荷抵抗によって計算される。 V_{load} 、 I_{load} はそれぞれ単相交流側の電圧及び電流の実効値、 t_0 は動作開始時の時間を示す。このように、脈動補償に必要なキャパシタンスは補償される対象である負荷の電力で表すことができる。従って、単相電力脈動成分を補償するために必要なバッファキャパシタ電圧 v_{Cbuf} は、(4.1) 式の積分式から下記のように導出できる。

$$v_{Cbuf} = \sqrt{V_{C0}^2 + \frac{P_{ave}}{\omega_o C_{buf}} \{ \sin(2\omega_o t) - \sin(2\omega_o t_0) \}} \dots\dots\dots(4.2)$$

ここで、 V_{C0} はバッファキャパシタ C_{buf} の初期電圧を示し、その値は入力電圧の半値となる。この値は、中間タップ付きトランスの中間電位が脈動補償用の素子へ接続されるため、中間電位である入力電流の半値が一意に初期値として印加される。アクティブパワーデカップリング回路に流れるバッファ電流の指令値 i_{buf}^* は、 t_0 が 0 s であるとき、(4.2)式とキャパシタの電圧電流方程式より(4.4)式のように得られる。

$$v_{Cbuf}^* = \sqrt{\left(\frac{v_{dc}}{2} \right)^2 + \frac{P_{ave}}{\omega_o C_{buf}} \sin(2\omega_o t)} \dots\dots\dots(4.3)$$

$$\begin{aligned}
 i_{buf}^* &= C_{buf} \frac{dv_{C_{buf}}^*}{dt} \\
 &= \frac{P_{ave} \cos(2\omega_o t)}{\sqrt{\left(\frac{v_{dc}}{2}\right)^2 + \frac{P_{ave}}{\omega_o C_{buf}} \sin(2\omega_o t)}} \dots\dots\dots(4.4)
 \end{aligned}$$

$v_{C_{buf}}^*$ はバッファキャパシタ電圧の指令値を示す。上記のように、提案回路では(4.4)式に示すバッファ電流指令値 i_{buf}^* にバッファ電流を追従させることで、単相電力脈動成分を補償できる。

2) PI 制御のパラメータ設計

図 4-7 にバッファ電流制御を行う PI 制御器とゼロ極相殺フィルタ $F_{buf}(s)$ の設計に関するブロック線図を示す。プラントモデルは LC 回路となる。さらに、 K_{p_buf} はバッファ電流制御の PI 制御器の比例ゲイン、 T_{i_buf} は積分時間をそれぞれ示す。

図 4-7 に示す単相電力脈動補償を行うバッファキャパシタに流れる電流制御ブロックについて、その閉ループ伝達関数は、(4.5)式で表される。

$$\frac{i_{buf}}{i_{buf_LPF}^*} = \frac{1 + sT_{i_buf}}{1 + \frac{T_{i_buf}}{K_{p_buf} C_{buf}}} \times \frac{\frac{1}{L_{buf} C_{buf}} + \frac{K_{p_buf}}{L_{buf} T_{i_buf}}}{s^2 + \frac{K_{p_buf}}{L_{buf}} s + \left(\frac{1}{L_{buf} C_{buf}} + \frac{K_{p_buf}}{L_{buf} T_{i_buf}} \right)} \dots\dots\dots(4.5)$$

ここで、 L_{buf} はバッファキャパシタ電流制御用のインダクタ、 $i_{buf_LPF}^*$ はバッファ電流指令値の LPF 通過後の指令値を示す。二次遅れ標準形の伝達関数の公式に(4.1)式を変換すると、 $F_{buf}(s)$ は(4.6)式で、 $F_{buf}(s)$ を含めた閉ループ伝達関数は(4.7)式で表される。

$$F_{buf}(s) = \frac{1}{1 + sT_{i_buf}} \left(1 + \frac{T_{i_buf}}{K_{p_buf} C_{buf}} \right) \dots\dots\dots(4.6)$$

第4章

和差電流制御法を用いた絶縁型 DC-単相 AC マトリックスコンバータ

$$\frac{i_{buf}}{i_{buf}^*} = \frac{\frac{1}{L_{buf}C_{buf}} + \frac{K_{p_buf}}{L_{buf}T_{i_buf}}}{s^2 + \frac{K_{p_buf}}{L_{buf}}s + \left(\frac{1}{L_{buf}C_{buf}} + \frac{K_{p_buf}}{L_{buf}T_{i_buf}}\right)} \dots\dots\dots(4.7)$$

また、 K_{p_buf} と T_{i_buf} は固有角周波数 ω_{n_buf} と二次遅れ標準形の伝達関数のダンピング係数 ζ_{buf} 用いて計算される。

$$K_{p_buf} = 2\zeta_{buf}\omega_{n_buf}L_{buf} \dots\dots\dots(4.8)$$

$$T_{i_buf} = \frac{2\zeta_{buf}\omega_{n_buf}}{\omega_{n_buf}^2 - \frac{1}{L_{buf}C_{buf}}} \dots\dots\dots(4.9)$$

従って、単相電力脈動補償は(4.8)式、(4.9)式により導出された制御パラメータを用いて達成される。

一方、バッファキャパシタ電圧制御はバッファキャパシタ電圧 v_{Cbuf} の平均値を直流入力電圧 v_{dc} の 1/2 に保つために使用する。平均値の変動は脈動周波数よりも十分遅いためバッファキャパシタ電圧の制御の応答は、バッファ電流制御に対して十分低くて良い。

設計した電流制御を行う PI 制御について、応答を確認するためにシミュレーションを行った。

表 4.1 にシミュレーション条件を示す。単相系統に連系することを考慮し、出力電力は 1.5 kW、出力電圧は 100 Vrms、出力周波数は 50 Hz、出力電流の力率を 1 とする。

図 4-8 にバッファ電流の制御応答のシミュレーション結果を示す。バッファ電流指令値 i_{buf}^* を 2 A から 5 A へのステップ応答的に変化させた波形を示しており、図より実際のバッファ電流 i_{buf} はバッファ電流指令値 i_{buf}^* のステップ入力に追従していることが確認できる。このとき、理想応答のオーバシュート率は 4.60%、オーバシュート時間は 0.737 ms である。これらの結果は、表 4.1 に示す応答角周波数とダンピング係数を基に設計した値と一致する。なお、設計したオーバシュート率 PO とオーバシュート時間 T_o は下記の式で計算される。

$$PO = 100[\%] \times \exp\left(-\frac{\pi \xi_{buf}}{\sqrt{1 - \xi_{buf}^2}}\right) \dots\dots\dots(4.10)$$

$$T_o = \frac{\pi}{\omega_{n_buf} \sqrt{1 - \zeta_{buf}^2}} \dots\dots\dots(4.11)$$

表 4.1 絶縁型 DC-単相 AC マトリックスコンバータの
シミュレーション条件

| | | | |
|---|---------------------|---|----------------------|
| DC bus voltage | 380 V _{dc} | Load voltage | 100 V _{rms} |
| Rated power | 1.5 kW | Load frequency | 50 Hz |
| Inductor L_{buf} | 0.5 mH | Filter inductor L_{out} | 1.6 mH (7.5%) |
| Buffer capacitor C_{buf} | 400 μ F | Turn ratio of transformer N_2/N_1 | 1 |
| Load current | 15 A _{rms} | | |
| Carrier frequency of full bridge inverter | 100 kHz | Carrier frequency of matrix converter | 10 kHz |
| Natural angular frequency of buffer current control | 6000 rad/s | Natural angular frequency of filter current control | 3000 rad/s |
| Damping factor of buffer current control | 0.7 | Damping factor of filter current control | 0.7 |

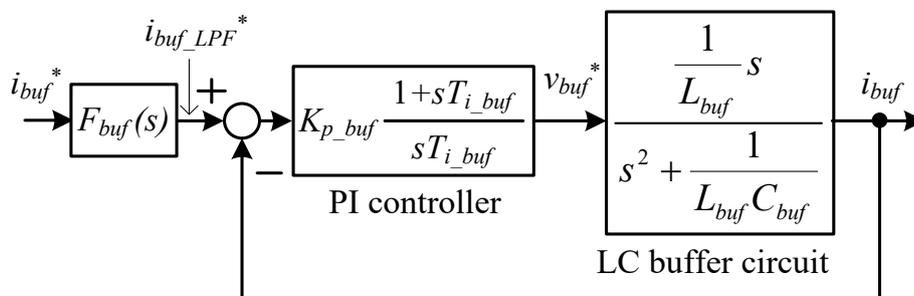


図 4-7 バッファ電流の PI 制御ブロック図

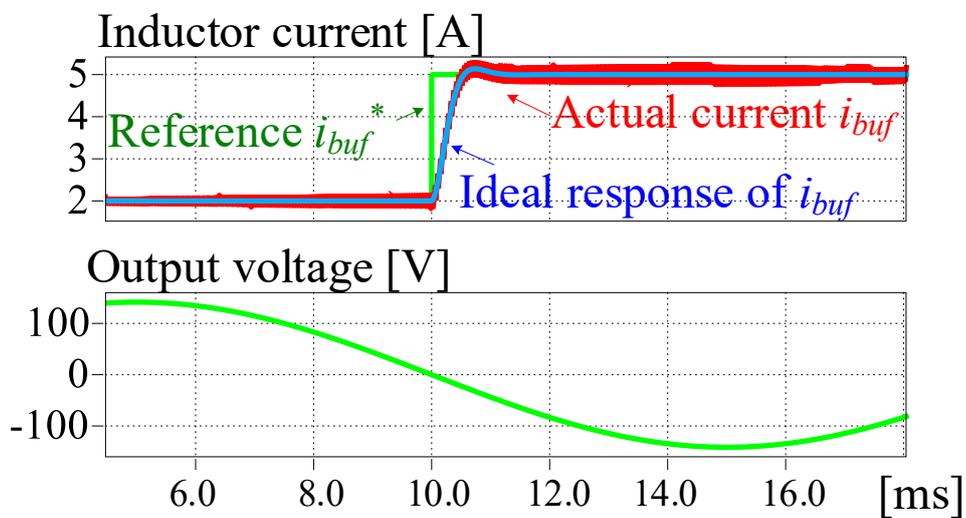


図 4-8 単相電力脈動補償回路の電流制御応答

4.3.4 二次側変換器の制御方法

4.3.1 項では、提案回路の一次側インバータの動作方法について示した。一次側インバータでは、単相電力脈動補償動作と二次側変換器への電力伝送動作を同時に行えることを示した。本項では、提案回路の二次側変換器、マトリックスコンバータの制御方法について述べる。マトリックスコンバータには、パルス密度変調(Pulse Density Modulation : PDM)信号生成法⁽⁸⁷⁾⁽⁹¹⁾を適用する。

1) PI 制御のパラメータ設計

本稿で提案する単相電力脈動補償方法は、マトリックスコンバータの出力側の力率が 1 であることを前提に指令値を作成しているため出力側が不安定である場合、単相電力脈動の補償効果に影響を及ぼす。従って、本制御では出力電流制御を行うことで、負荷電圧を一定に保つために使用する。

図 4-9 にマトリックスコンバータの出力電流制御を行う PI 制御器の設計に関するブロック線図を示す。プラントモデルは RL 回路となる。さらに、 K_{p_out} は出力電流制御の PI 制御器の比例ゲイン、 T_{i_out} は積分時間を示す。ここで、 T_{i_out} は簡易化し、下記のように表す。

$$T_{i_out} = \frac{L_{out}}{R_{load}} \dots\dots\dots(4.12)$$

また、 K_{p_out} は固有角周波数 ω_{n_out} を用いて計算される。

$$K_{p_out} = \omega_{n_out} L_{out} \dots\dots\dots(4.13)$$

図 4-9 の閉ループ伝達関数は、一次遅れ標準形の伝達関数で設計される。

図 4-10 に簡易化した PI 制御器のブロック線図を示す。簡易化した制御器の閉ループ伝達関数は(4.14)式で表される。

$$\frac{i_s}{i_s^*} = \frac{1}{1 + s \frac{K_{p_out}}{L_{out}}} \dots\dots\dots(4.14)$$

第4章

和差電流制御法を用いた絶縁型 DC-単相 AC マトリックスコンバータ

このように、出力電流制御は PI 制御を用いて達成される。

また、設計した電流制御を行う PI 制御について、応答を確認するためにシミュレーションを行った。

図 4-11 に出力電流の制御応答のシミュレーション結果を示す。図より、実際の出力電流 i_s は i_s^* のステップ入力に追従していることが確認できる。なお、出力電流制御器は一次遅れ標準形を基に設計しているため、オーバシュートは発生しない。

2) 二次側変換器の変調方式

トランスの二次電圧に関わらず所望の出力電流制御の応答を得るために、トランス二次電圧を補償する必要がある。これは、脈動補償を行うことでトランス二次側のマトリックスコンバータの入力電圧が変動するため、出力電流制御の外乱を相殺することが目的である。二次電圧は直流電圧 v_{dc} 、アクティブパワーデカップリング回路全体に印加される同相電圧 v_{com}^* と トランスの巻き数比 N_2/N_1 によって結成される。

ここで、マトリックスコンバータに適用する PDM 信号生成法は、トランス二次電圧の極性に関わらず二次電圧の半周期を最小単位として扱う。従って、トランスの二次電圧 v_{s_rec} を整流した全波波形の補償を検討する。

図 4-12 に同相電圧の指令値 v_{com}^* とトランスの二次電圧 v_{sec_rec} の関係についてのシミュレーション波形を示す。このシミュレーションは第 4 章に示す一次側制御ブロック図を実行した結果を示している。このとき、バッファ電流制御は適用しておらず、二次側変換器に当たるマトリックスコンバータは接続していない。また、トランスの巻き数比は 1:1 である。さらに、カットオフ周波数がフルブリッジインバータのキャリア周波数の 1/10 にあたる 10 kHz の LPF を用いて、二次電圧 v_{sec_rec} をフィルタ処理している。

図 4-12 より、 v_{sec_rec} は同相電圧の指令値 v_{com}^* に同期し、下記のように表される。

$$v_{sec_rec} = \frac{N_2}{N_1} v_{dc} (1 - 2 \cdot |v_{com}^*|) \dots\dots\dots (4.15)$$

このように、二次電圧変動を補償するために、出力電圧の指令値 v_{out}^* は v_{sec_rec} で除算する。

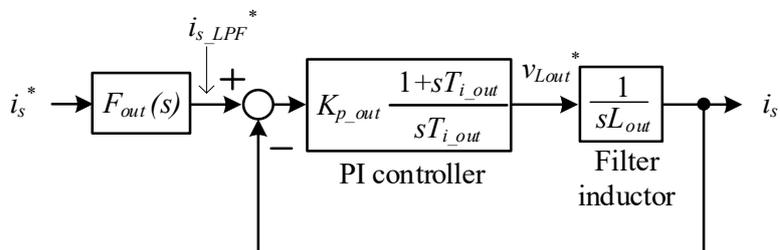


図 4-9 出力電流の PI 制御ブロック図

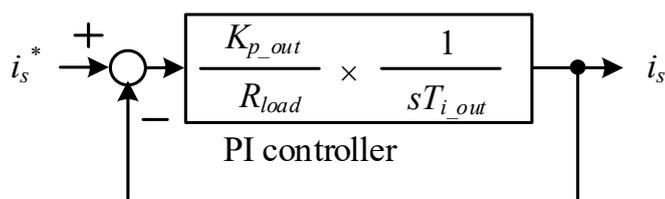


図 4-10 簡易化後の出力電流の PI 制御ブロック図

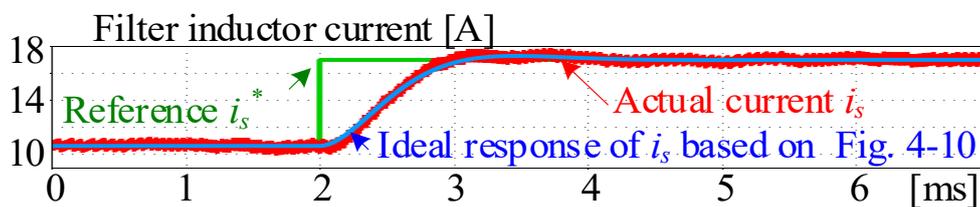


図 4-11 出力電流制御の制御応答

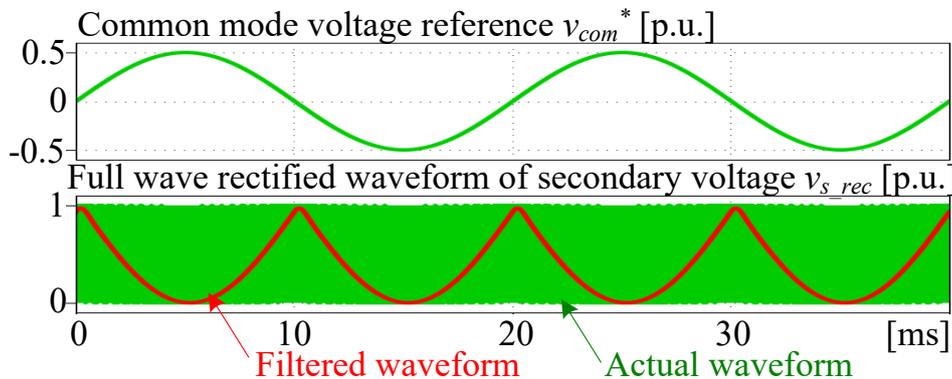


図 4-12 同相電圧指令値と整流後の二次電圧の全波波形の関係

図 4-13 に適用する PDM の概要を示す。PDM は高周波側のトランス二次電圧波形をパルスとして扱い、パルスの密度と正負で出力電圧を生成する。図 4-13 では、トランス二次電圧パルスの半周期を出力電圧の最小単位とする。このとき、マトリックスコンバータはトランス二次電圧のゼロ電圧期間にスイッチングを行うため、ZVS を達成でき、スイッチング損失を低減できる。

図 4-14 に出力電圧波形改善を目的とした デルタ-シグマ(Δ - Σ :delta-sigma)変換に基づく PDM のブロック線図を示す。 Δ - Σ 変換とは、アナログ信号を 1bit のデジタル信号に変換する AD 変換の一種である⁽⁸⁷⁾⁻⁽⁹¹⁾。 Δ - Σ 変換に基づく PDM では、まず、マトリックスコンバータのキャリアピークに同期したゼロ次ホールド(ZOH)で離散化された出力電圧指令値 v_{out}^* と、1 クロック前の量子化器の出力を比較して量子化誤差を積分する。この量子化誤差が積分されて大きくなると、量子化器の出力を 1 から 0、もしくは 0 から 1 に切り替える。図 4-14 の量子化器では、量子化誤差が v_{out}^* に達した時に量子化器の出力を切り替える。この結果、ゲート信号の切り替わりがマトリックスコンバータのキャリアに依存なくなり、パルス密度は階段状ではなく連続的に変化する。なお、前文の階段状とは、PWM を基としたパルス密度による電力変換制御の場合、単相交流の正弦波指令値に沿って指令値が増

加もしくは減少されるためそれに応じた出力パルスも段階的に増減することを指す。このとき、PWM を基とするため、出力パルスの出力期間はスイッチング一周期中にオンとオフの期間が一回ずつとなり、出力パルスはスイッチングのオン期間にまとまってマトリックスコンバータより出力される。これに対して、 Δ - Σ 変換に基づく PDM では連続的に出力パルスがスイッチング一周期中に指令値に従って点在するためリップル電圧が抑制できる。また、 Δ - Σ 変換に基づく PDM では分解能による制限がなくなり、量子化誤差を低減できるため出力電圧波形も改善できる。

一方、高周波-商用周波数へ直接変換できる本制御方式では、商用周波数を持つ出力電圧指令 v_{out}^* の極性に応じて上下アームのスイッチング信号を入れ替える必要があるため、トランス二次電圧と極性が一致するフルブリッジインバータの S_{1bn} のゲート信号と量子化器出力の EXNOR を用いる。

図 4-15 にトランス一次側フルブリッジインバータのゲート信号 S_{1bn} と差動電圧の関係を示す。差動電圧はトランス二次側に出力されるため、マトリックスコンバータの入力電圧に相当する。図より、 S_{1bn} のゲート信号とトランス二次電圧極性がゼロ電圧期間以外で一致することがわかる。また S_{1bn} のゲート信号の両エッジが差動電圧のゼロ電圧期間に同期するため、マトリックスコンバータのスイッチングタイミングに用いる情報として S_{1bn} のゲート信号を用いている。

4.4 提案回路の設計

1) 受動素子の設計

提案回路のアクティブパワーデカップリング回路に用いる受動素子容量の設計に関して、本項で説明する。はじめに、平滑用キャパシタとして電解コンデンサを用いる従来の方式では、インバータの安定動作のために平滑用キャパシタの出圧変動の振幅値 ΔV_c は小さく設計されている。これは、単相負荷によって発生する脈動成分をバッファキャパシタの振幅値 Δv_c からなるリップル率まで吸収させるという方式であり、そのリップル率を達成するためのキャパシタンスが大容量となるため平滑用キャパシタが大型となる問題点をもつ。

第4章

和差電流制御法を用いた絶縁型 DC-単相 AC マトリックスコンバータ

一般に、平滑キャパシタの電圧リップル率はインバータの安定動作のためには数%~10%程度とされている。1.5kW のコンデンサ平滑方式を採用した DC-単相 AC コンバータを想定すると、直流中間部の電圧 380V に対して、電圧リップル 5%と設計した場合、脈動成分吸収用に 2840 μF の電解コンデンサが必要となる。

これに対し、提案方式では小容量のキャパシタを用いてバッファキャパシタ電圧の振幅値 Δv_c をアクティブに変動させることによって、単相電力脈動補償用のエネルギーが確保される。このように、提案方式では電圧振幅値を大きくすることで脈動補償エネルギーを担保するためバッファキャパシタの静電容量を減らすことができる。なお、中間タップ付きトランスでは、直流側から単相交流負荷への電力伝送動作は差動電圧制御モードで制御するが、単相電力脈動補償はバッファコンデンサ電圧を変動させるために同相電圧を制御することで吸収している。

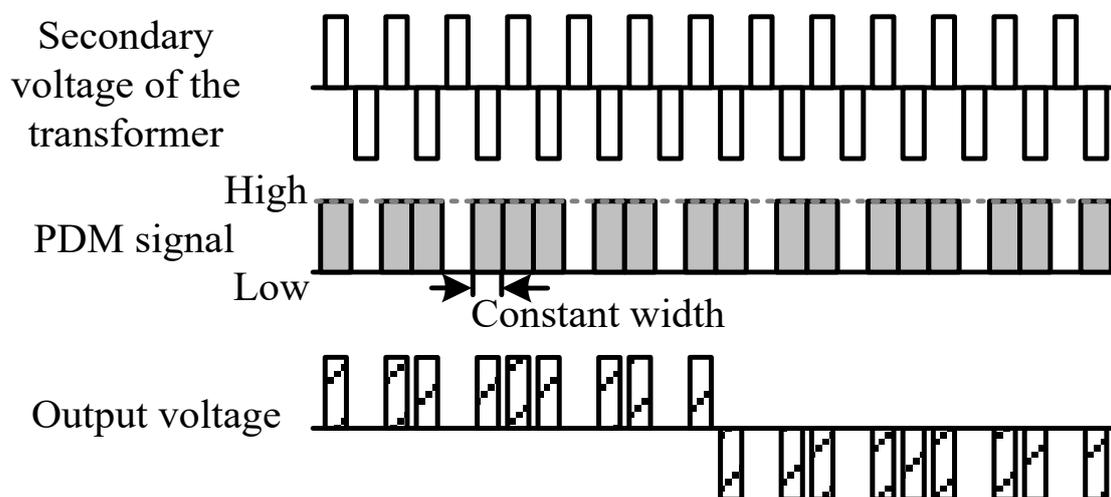


図 4-13 PDM のコンセプト図

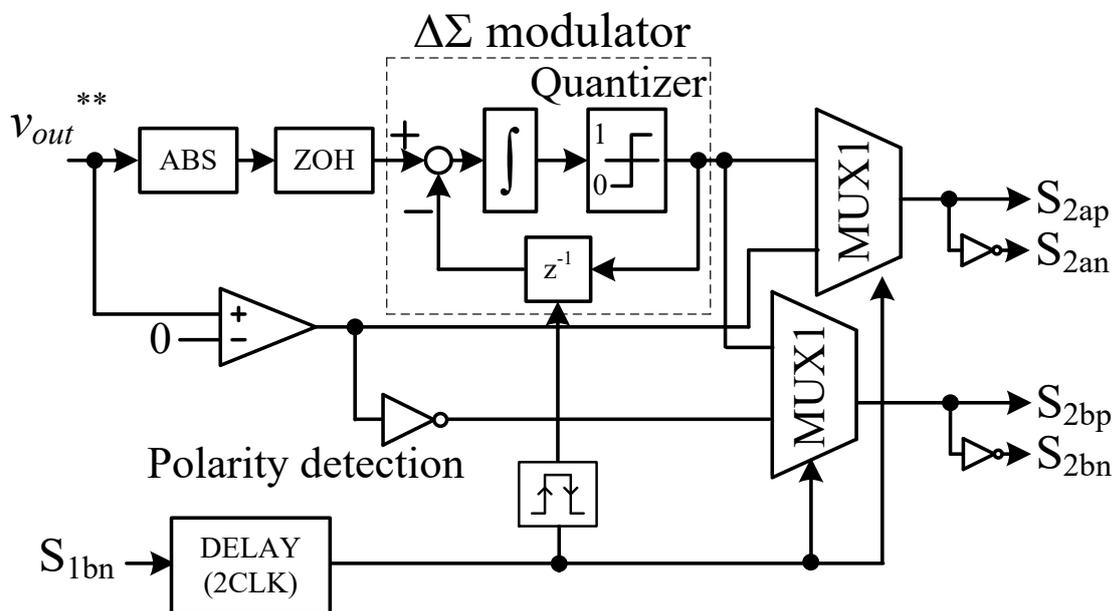


図 4-14 Δ - Σ 変調に基づく PDM 制御ブロック線図

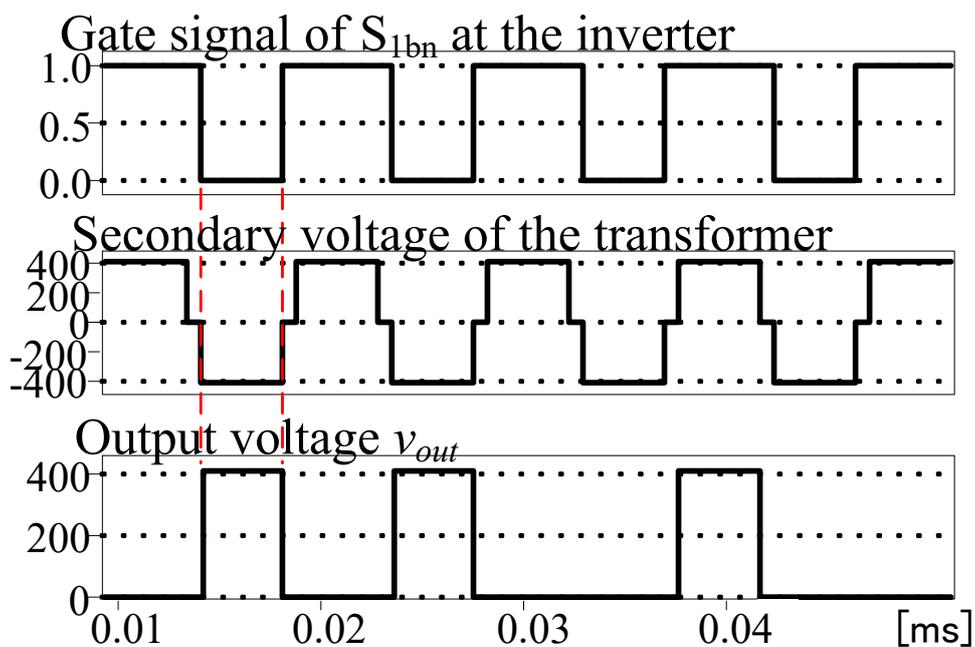


図 4-15 フルブリッジインバータのゲート信号 S_{1bn} と差動電圧の関係

第4章

和差電流制御法を用いた絶縁型 DC-単相 AC マトリックスコンバータ

提案するハイブリッド変調を用いた複合型アクティブパワーデカップリング方式のインダクタンスは下記のように表される。

$$L_{buf} = \frac{v_{dc} - v_{Cbuf}}{2\Delta i_L f_{sw}} \frac{v_{Cbuf} - \frac{v_{dc}}{2}}{v_{dc}} \dots\dots\dots(4.16)$$

$$\Delta i_L = \frac{i_{buf_ripple} / 2}{I_{buf_max}} \dots\dots\dots(4.17)$$

ここで、 Δi_L は単相電力脈動補償回路に流れるバッファ電流の許容電流リップル率、 i_{buf_ripple} はバッファ電流 i_{buf} の peak-to-peak 値、 v_{dc} は直流入力電圧、 f_{sw} は高周波リンクのスイッチング周波数を示す。

次に、単相電力脈動を補償するために必要なバッファキャパシタの静電容量の導出方法について説明する。バッファキャパシタの容量は、バッファキャパシタに蓄えられるエネルギーと、キャパシタ電圧によって決定される。ここで、バッファキャパシタ容量は単相交流負荷で発生する脈動電力の半周期分のエネルギーを授受できればよいので、(4.1)式より下記の式で表される。

$$W_{Cbuf} = \int_0^{T/4} P_{ave} \cos(2\omega_o \tau) d\tau = \frac{P_{ave}}{\omega_o} \dots\dots\dots(4.18)$$

なお、 T は商用周波数 50Hz の一周期を示す。(4.18)式及びバッファキャパシタで授受できるエネルギー E 式を用いて、脈動成分を補償するのに必要なバッファキャパシタの静電容量は(4.19)式で表される。

$$C_{buf} = \frac{2P_{ave}}{\omega \{V_{Cmax}^2 - V_{Cmin}^2\}} \dots\dots\dots(4.19)$$

V_{Cmax} , V_{Cmin} はバッファキャパシタ電圧の変動幅の最大値と最小値をそれぞれ示す。

図 4-16 にバッファキャパシタ電圧の変動幅に対する脈動補償に必要な静電容量の関係

図を示す。この関係図は、出力電力 P_{ave} を 1kW として(4.19)式を基に計算・作成しており、キャパシタ電圧の変動幅 Δv_c は(4.19)における変動幅の最大値と最小値の差分となる。このとき、最大値と最小値は提案回路の入力電圧値によってキャパシタ電圧変動可能範囲が決まるため、その変動範囲内における必要静電容量の関係図となる。従来回路のコンデンサ平滑方式では、単相交流負荷による脈動成分が重畳するキャパシタ電圧変動幅(リップル)を抑制させるために、大容量の静電容量が必要となることが図から確認できる。一方、アクティブパワーデカップリング回路では、積極的にキャパシタ電圧の変動幅を大きくなるよう制御するため、補償に必要な静電容量として、小容量のコンデンサを用いて達成できる。

提案回路で用いるバッファキャパシタでは、従来回路と同容量の 1.5 kW 変換器の脈動成分を補償する場合、容量について 90%以上低減できる。なお、実機実験では電圧リップルを許容できるキャパシタを用いる必要があるため、200 μF のフィルムキャパシタを既製品より選定し、採用した。この場合、従来の電解コンデンサを用いたコンデンサ平滑方式と比べ 85%の容量を低減できる。

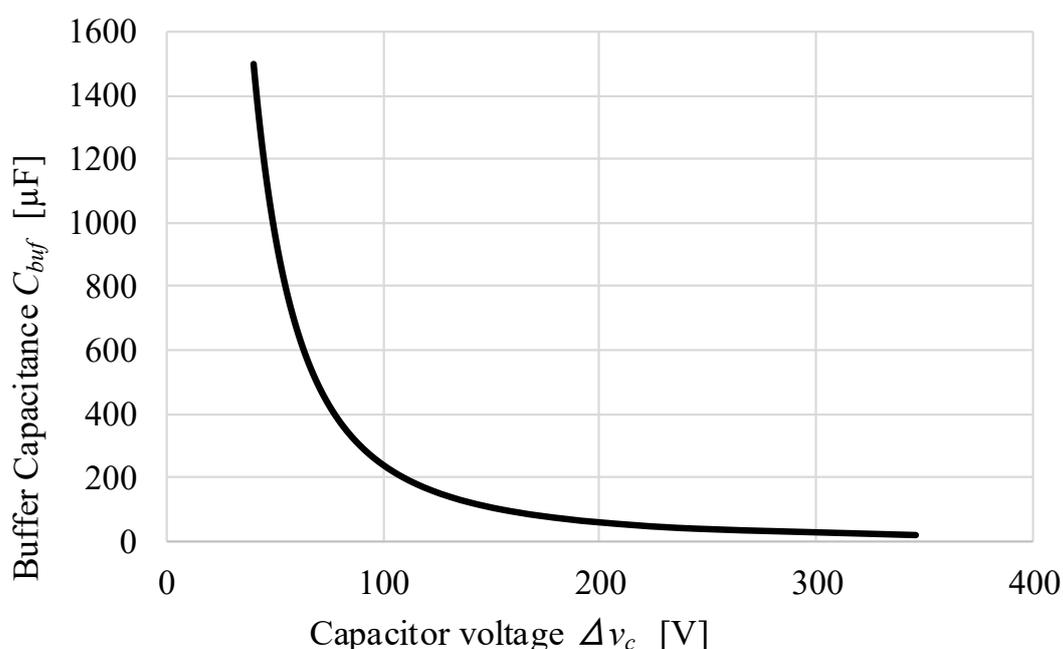


図 4-16 バッファキャパシタの静電容量と電圧振幅の関係

2) 中間タップ付きトランスの許容電流導出

提案回路では、入力側が2端子構造の一般的な高周波トランスと違い、中間タップを挟んだ上下それぞれの端子間に流れる電流が異なる。これは、上下端子から中間タップへ流入する電流が存在するため、上下端子間に流れる電力伝送用の差動電流に対して流入する同相電流がそれぞれ和算もしくは減算されるためである。提案回路におけるトランス電流は、フルブリッジインバータのアームに流れるそれぞれ A 相および B 相電流とし、その A 相電流 i_a 、B 相電流 i_b は次式で与えられる。

$$i_a(t) = i_{dif}(t) + \frac{1}{2}i_{buf}(t) \dots\dots\dots(4.20)$$

$$i_b(t) = i_{dif}(t) - \frac{1}{2}i_{buf}(t) \dots\dots\dots(4.21)$$

ここで、 $i_{dif}(t)$ はトランスの差動分の電流を示し、出力電流に相当する。また、 $i_{buf}(t)$ は脈動補償回路に流れるバッファ電流を示し、電力脈動の補償量となるため出力電力に応じて一意に決定される。A 相のアーム電流は図 4-2 に示す提案回路のトランス一次側のフルブリッジインバータの直流電源側アームへ、B 相電流は他方のトランス側のアームへ流れるアーム電流を示す。出力電流の最大値を I_m とした時、アーム電流の(4.20)、(4.21)式は(4.4)式を用いて下記のように表される。

$$i_a(t) = I_m \sin(\omega_o t) + \frac{1}{2} \frac{P_{ave} \cos(2\omega_o t)}{\sqrt{V_{C0}^2 + \frac{P_{ave}}{\omega_o C_{buf}} \sin(2\omega_o t)}} \dots\dots\dots(4.22)$$

$$i_b(t) = I_m \sin(\omega_o t) - \frac{1}{2} \frac{P_{ave} \cos(2\omega_o t)}{\sqrt{V_{C0}^2 + \frac{P_{ave}}{\omega_o C_{buf}} \sin(2\omega_o t)}} \dots\dots\dots(4.23)$$

このように、中間タップ付きトランスに流れる電流は出力電力とバッファキャパシタンス

和差電流制御法を用いた絶縁型 DC-単相 AC マトリックスコンバータによって一意に決定される。これらを踏まえて、トランスの許容電流と容量の特性図を作成し、提案回路の設計点を導出する。

図 4-17 にトランスの電流特性図を示す。図に示すように、容量によってトランスに流れる電流は一意に決定される。このように、中間タップに対して上下端子へ流れる電流値は異なるが、トランスの同相電流による磁場への影響は表れない。これは、トランス一次側に設ける追加端子を一次巻線の midpoint に設置することで、上下端子で磁場の影響を打ち消し合うためである。従って、提案回路におけるトランスの設計に関しては電流密度を考慮した巻線を設定するのみであり、一般的なトランスと同様に作成できる。

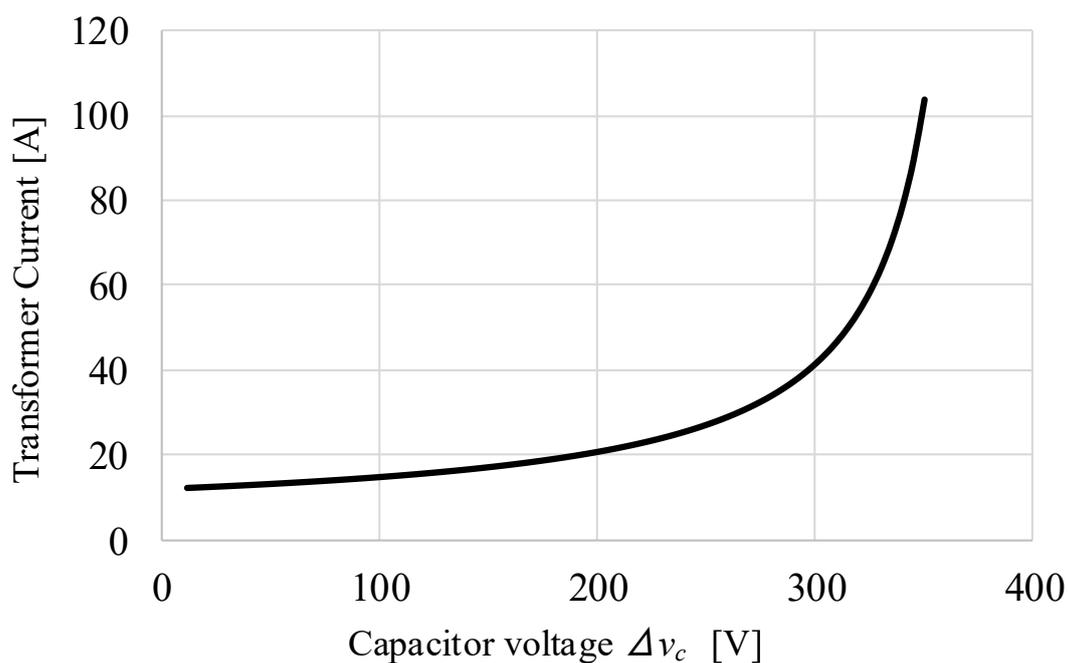


図 4-17 トランス電流とバッファキャパシタの静電容量の関係

4.5 シミュレーション結果

提案回路の基本的な動作を確認するためのシミュレーションを行った。表 4.1 に示すシミュレーション条件を用いており、図 4-18 に提案回路における単相電力脈動補償を適用しない場合における入出力波形を示す。なお、シミュレーションは簡単化のため出力側にフィルタキャパシタと負荷抵抗を用いて、商用周波数となる 50 Hz、100 Vrms の出力電圧源を置き換えている。図 4-18 より、単相電力脈動補償を適用しない場合、直流入力電流 I_{dc} は出力周波数の 2 倍となる 100 Hz の電力脈動成分が直流値に対して重畳することが確認できる。この脈動成分は、直流側の定格を超えた場合素子の破壊や、重畳した脈動分の耐圧を考慮した選定とした場合、コストの増加に繋がる。

図 4-19 に提案する単相電力脈動補償を適用した場合の、アクティブパワーデカップリング回路の電圧電流波形を示す。図 4-19 (a)はスイッチング周期における中間タップ付きトランスの各端子電圧の関係、図 4-19 (b)は脈動補償適用時の DC-単相 AC コンバータの入出力波形、図 4-19 (c)はバッファキャパシタ電圧を含めた脈動補償時の各波形をそれぞれ示す。図 4-19 (a)より、入力電圧をピーク値として差動電圧とトランス二次電圧の最大と最小電圧が出力され、その差動電圧波形はゼロ電圧を基準に 3 レベルの電圧に制御されていることが波形から確認できる。一方、同相電圧は入力電圧の半値を基準に 3 レベル電圧となるよう制御されるが、その出力極性方向はバッファキャパシタ電圧の充放電方向によって決定されるため、100 Hz で変化する。図 4-19 (a)では、同相電圧波形は 2 レベルの方形波のような波形となっていることが確認できるが、この場合前述の通り入力電圧の半値がオフセット電圧となるため、極性反転時には 3 レベル電圧波形、反転後はオフセット電圧に対してマイナス方向(ゼロ電圧)を出力する 2 レベル電圧の波形を取る。これらの電圧波形の関係図より提案回路の動作では、差動電圧がゼロ電圧期間となる区間が同相電圧の最大値もしくは最小値をとることが確認できる。提案制御ではそれぞれの電圧が互い違いの区間にゼロ電圧もしくは基準電圧(この場合は入力電圧の半値)を取ることでメイン回路の磁気素子を共用し 2 つの動作を同時に制御できる。

図 4-19 (b)より、入力電流はアクティブパワーデカップリングによってほぼ一定となっていることが確認できる。また、単相交流側では脈動補償動作による力率などへの影響は

なく、良好な動作であることが確認できる。

図 4-19(c)より、アクティブパワーデカップリング適用時は単相電力脈動成分を補償するようにバッファキャパシタ電圧が変動していることが確認できる。バッファキャパシタ電圧の平均値は、中間タップの性質上直流電源電圧の半値となる。シミュレーション結果より、提案回路における理論通りの正常動作及び妥当性を確認した。入力電流に重畳する商用周波数の2倍周波数となる100 Hzの脈動成分は、提案補償方式により単相電力脈動補償適用前と比べて、92.5%低減できることをシミュレーション結果より確認した。

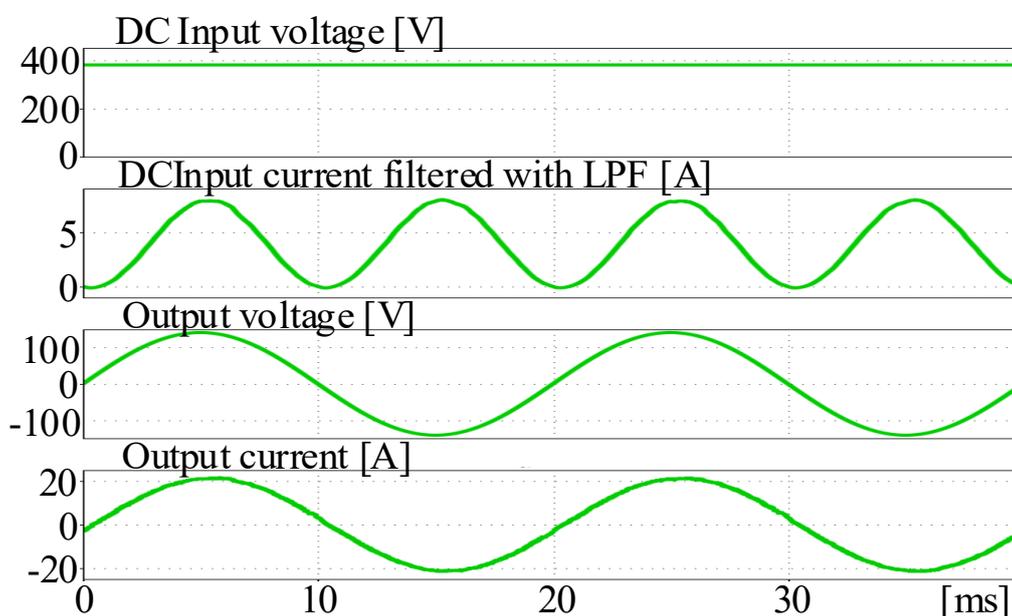
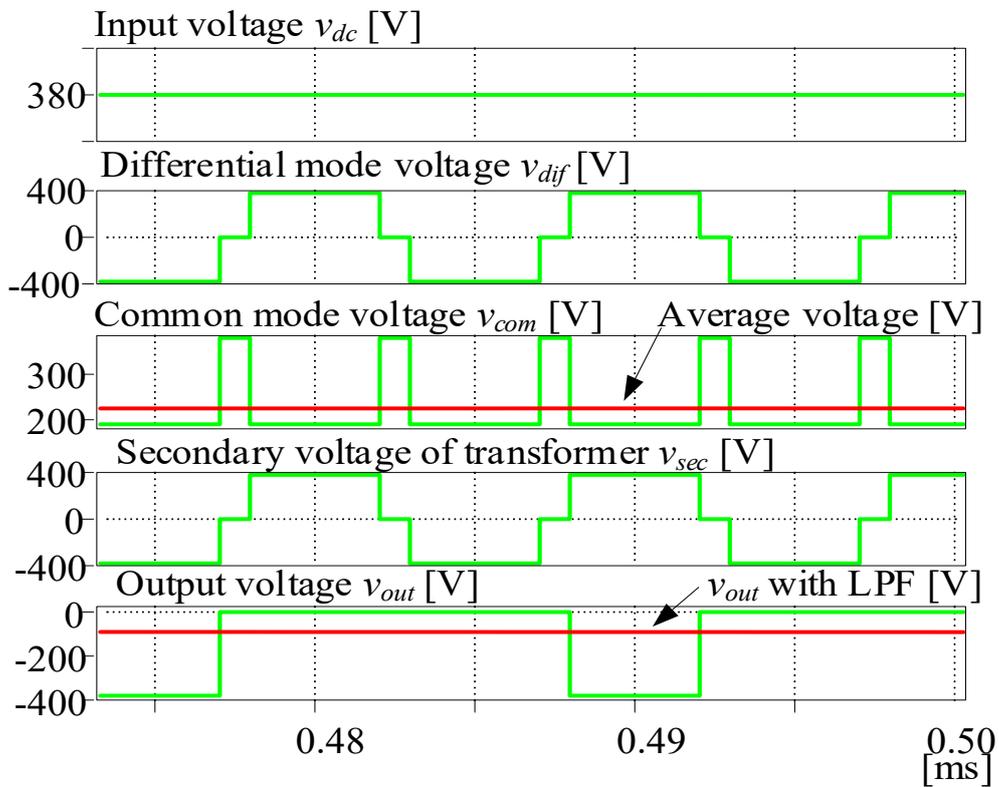
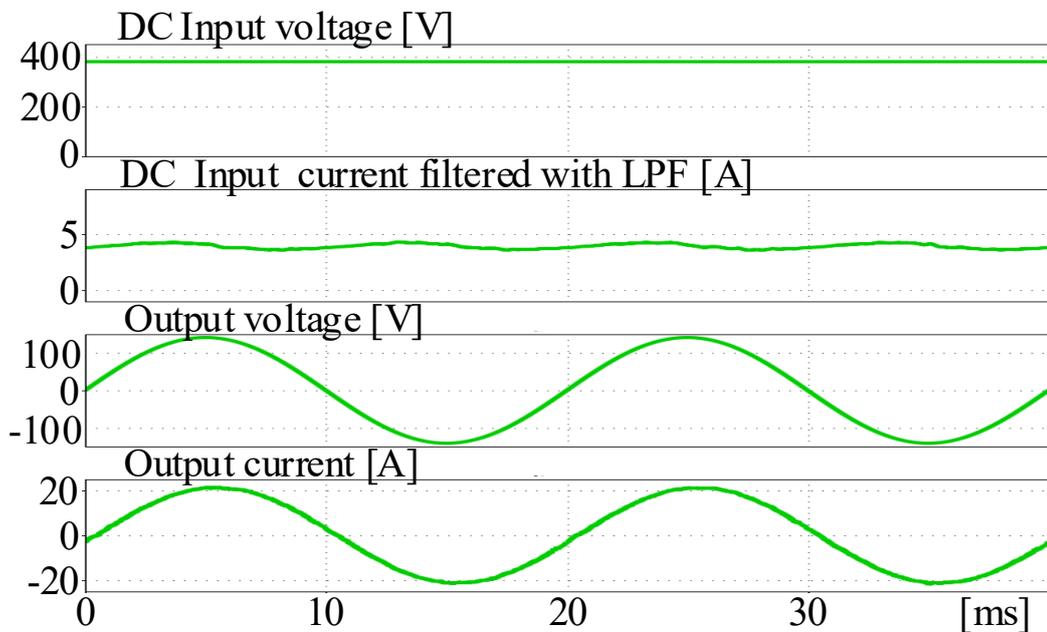


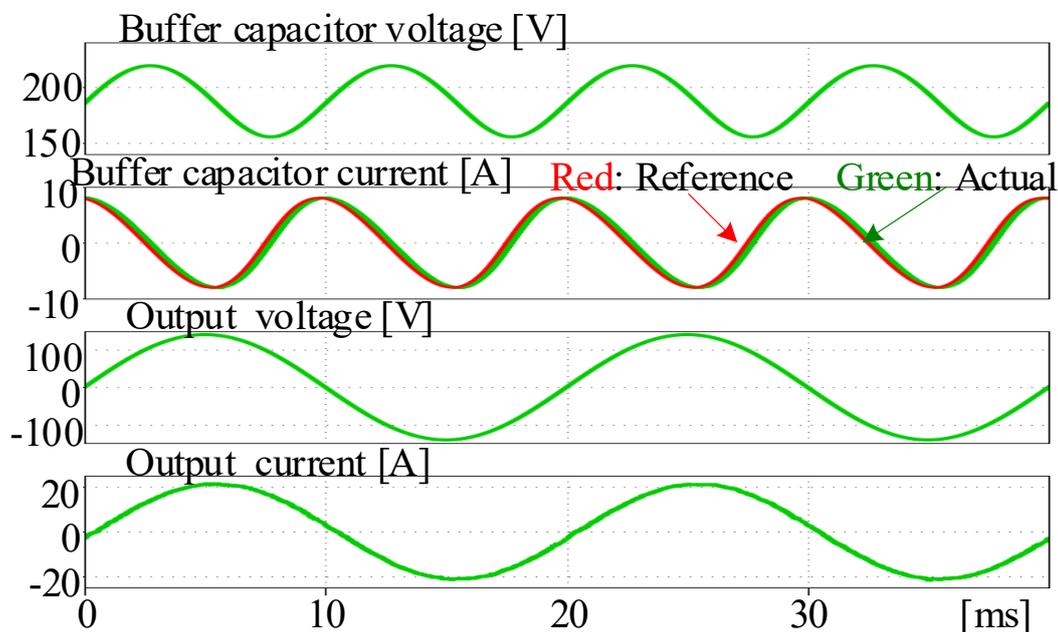
図 4-18 絶縁型 DC-単相 AC マトリックスコンバータにおける単相電力脈動補償適用しない場合の入出力波形



(a) 各電圧の関係



(b) 入出力波形



(c) 脈動補償動作波形

図 4-19 絶縁型 DC-単相 AC マトリックスコンバータにおける
単相電力脈動補償適用時のシミュレーション波形

4.6 実験結果

4.6.1 実験結果

表 4.2 に提案回路の実験条件を示す。なお、実験では R-L 負荷を用いている。

図 4-20 に提案回路の中間タップ付きトランスの各電圧波形に関してスイッチング周期の拡大波形を示している。図 4-20 より、 $\Delta\Sigma$ 変換に基づく PDM を適用した場合、出力電圧パルスが出力されるタイミングはマトリックスコンバータのキャリアに依存せず、パルス密度が連続的に変化していることが実験結果より確認できる。これは、出力電圧指令値

第4章

和差電流制御法を用いた絶縁型 DC-単相 AC マトリックスコンバータ

との誤差を最小に近づけるようにパルスが出力されるため、量子化誤差を小さくなるよう制御できるためである。また、 $\Delta\Sigma$ 変換に基づく PDM を適用することで、出力電圧パルスは束状ではなく分散して出力されることから、LPF を介した出力電圧のリプルを低減することができる。

図 4-21 に $\Delta\Sigma$ 変換に基づく PDM を用いた場合の単相電力脈動補償の実験結果を示す。本実験結果は出力電力が約 400 W 時における脈動補償前後の比較波形を示す。図 4-21(a) に脈動補償動作の適用前の実験結果を示しており、補償動作がない場合中間タップ付きトランスの midpoint への流入電流であるバッファ電流は流れずゼロ電流一定となる。バッファキャパシタへ流れる電流がないため、脈動補償動作はされずバッファキャパシタ電圧も一定となり、補償容量不足による商用周波数の 2 倍の残存する単相電力脈動成分は入力側へ重畳する。

一方、図 4-21(b) に示すように提案回路における磁気素子共用形の複合型アクティブパワーデカップリング動作させた場合、バッファキャパシタ電圧の変動成分が単相交流によって発生する 100 Hz の脈動成分を吸収し、入力電流をほぼ一定値に抑制できる。これらの実験結果より、磁気素子共用形のハイブリッド変調方式による提案アクティブパワーデカップリング方式及び提案回路の理論に基づく動作の確認とその妥当性を確認できた。また、 $\Delta\Sigma$ 変換に基づく PDM をトランス二次側のマトリックスコンバータへ適用することで、出力電圧のひずみ低減による効果によって単相交流負荷で発生する脈動補償と単相電力脈動補償の理論的に導出する補償量が近づくため、単相電力脈動成分を良好に抑制することができる。その結果、マトリックスコンバータの出力電圧 THD は 2.17% となることを実験結果より確認した。

表 4.2 和差電流制御を用いた降圧型コンバータの実験条件

| | |
|--|----------------------|
| DC input voltage | 380 V _{dc} |
| Rated power | 1kW |
| Load voltage | 100 V _{rms} |
| Load current | 10 A _{rms} |
| Filter inductor L_{load} | 2.0 mH (6.3%) |
| Load frequency | 50 Hz |
| Buffer Capacitor C_{buf} | 200 μ F |
| Inductor L_{buf} | 2.0 mH |
| Turn ratio of coupled inductor $N_1:N_2:N_3$ | 1 : 1 : 2 |
| Carrier frequency of primary converter | 100 kHz |
| Carrier frequency of secondary converter | 10 kHz |

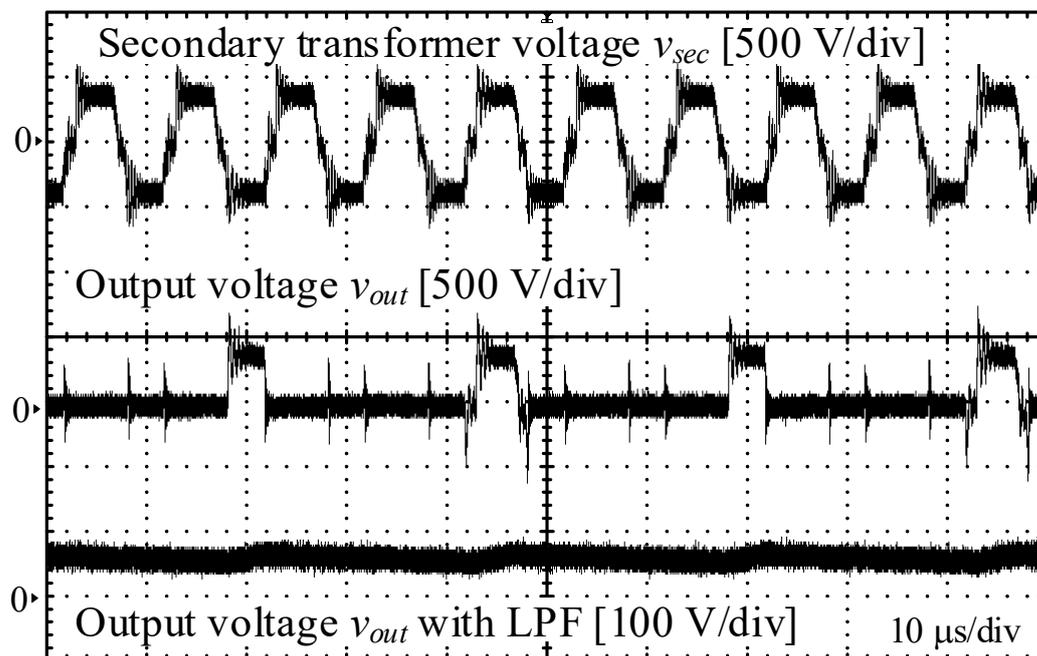
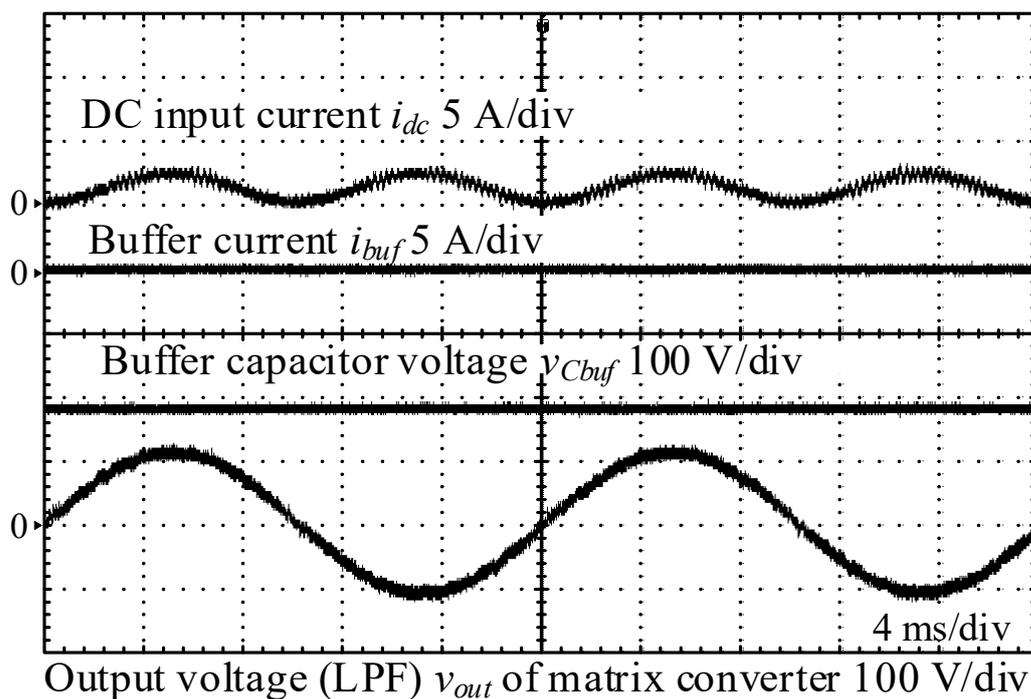
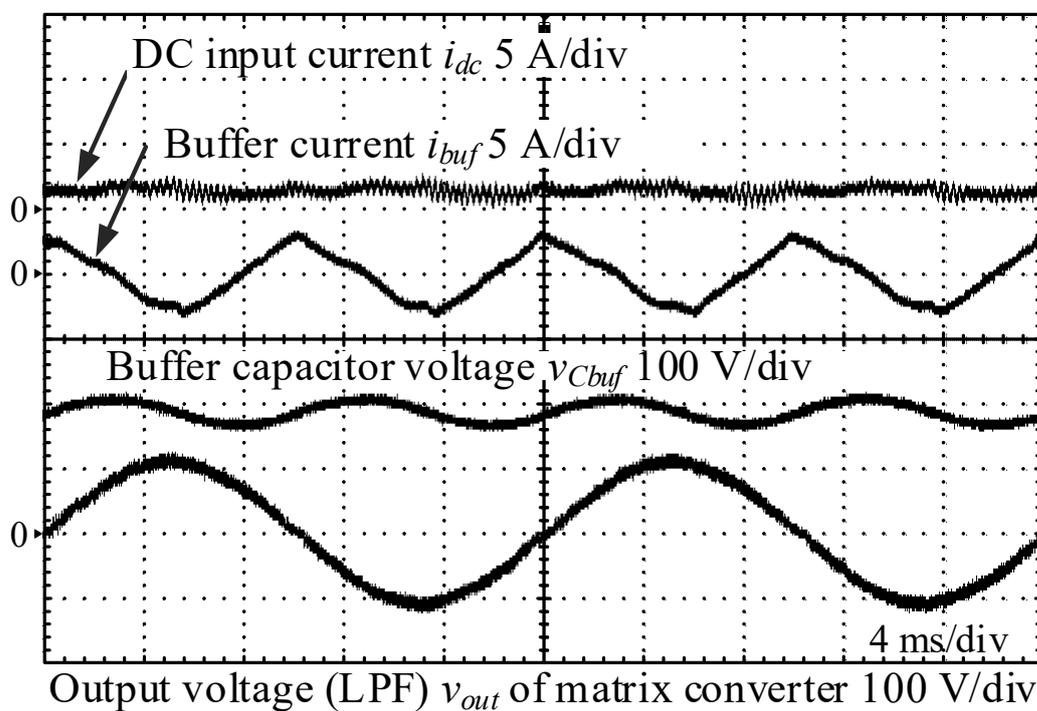


図 4-20 絶縁型 DC-单相 AC マトリックスコンバータにおける
スイッチング周期での動作拡大波形



(a) 单相電力脈動補償適用前



(b) 单相電力脈動補償適用後

図 4-21 絶縁型 DC-单相 AC マトリックスコンバータにおける
单相電力脈動補償効果に関する実験波形

4.6.2 解析結果

図 4-22 に入力電流の周波数解析の結果を示す。なお、図 4-22 は出力周波数 50 Hz を基本波としている。図 4-22 より、提案回路における単相電力脈動補償と Δ - Σ 変換に基づく PDM を適用した場合、100 Hz 成分は 9.30% まで低減される。単相電力脈動補償適用前と比べて 100 Hz に相当する 2 次成分について、85.0% 低減できていることを確認した。なお、単相電力脈動補償を適用した場合、3 次以上の高調波成分が適用前と比べて増加しているが、バッファキャパシタ電圧及び電流が設計値と実際の値による差異からなるもので、2 次の残存する脈動成分もこの誤差が原因であると考察する。3 次以上の高調波成分については、3.0% 以下であるため実機及びバッテリーを想定した直流側への影響は極めて低い。

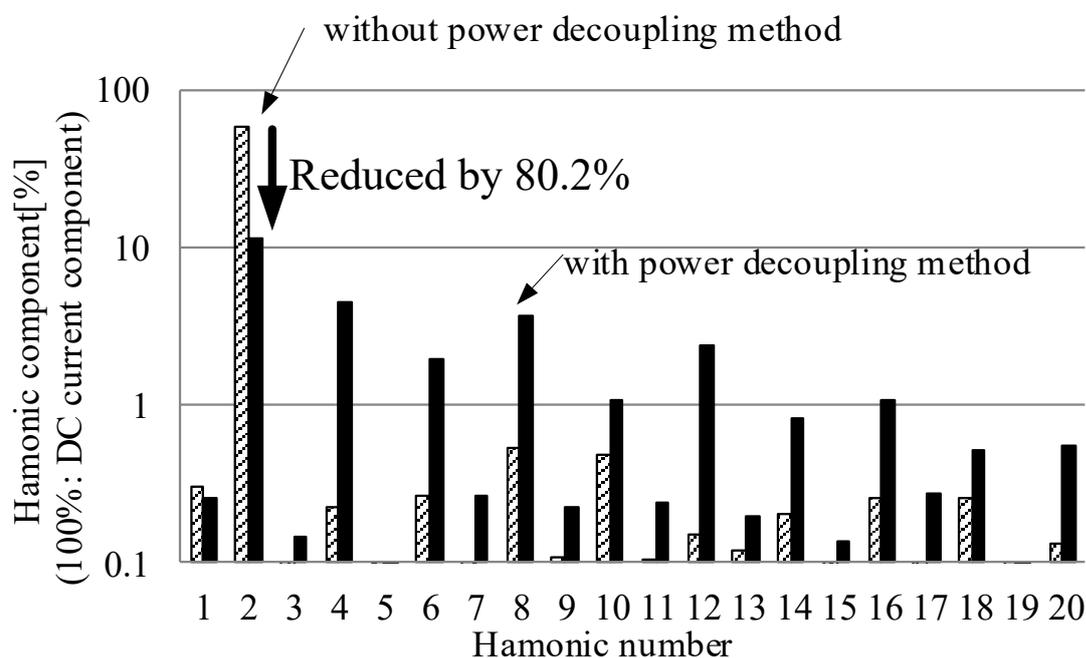


図 4-22 絶縁型 DC-単相 AC マトリックスコンバータにおける
入力電流の周波数解析結果

図 4-23 に出力電力に対する入力電流の 2 次成分の負荷特性図を示す。図 4-23 より、提案する磁気素子共用形による複合型アクティブパワーデカップリング方式によって、入力電流の 2 次成分が最大で 8.1% に低減されていることがわかる。また、提案回路における単相電力脈動補償の補償効果は、出力電力に依らず良好な脈動補償効果が得られることを実験結果より確認できた。

図 4-24 にマトリックスコンバータの出力電圧の THD の負荷電力特性を示す。提案回路において、 Δ - Σ 変換に基づく PDM をマトリックスコンバータに適用した場合、図 4-20 (b) で述べたように、指令値との誤差を量子化してデジタル側で誤差をなくすように出力電圧パルスが出力されるよう制御するため、低 THD を実現できる。実験結果より、全出力電力範囲で出力電圧の THD が 3.0% 以下になることを確認した。

図 4-25 に提案回路における力率特性を示す。 Δ - Σ 変換に基づく PDM をマトリックスコンバータに適用した場合、出力側の低歪み率達成だけでなく高力率特性を維持できることを実験結果より確認した。以上の結果より、提案回路及びマトリックスコンバータへ適用する Δ - Σ 変換に基づく PDM による良好な実験結果より有用性を確認した。

図 4-26 にコンデンサ平滑方式を用いた従来回路との体積比較結果を示す。本比較は単相電力脈動補償を行うエネルギーバッファ体積を比較している。第 3 章に示すように、コンデンサ平滑方式におけるリップル電流許容量は、本比較における使用の場合 8.7 A 以上と算出できる。許容電流リップルについてはマージンを 50% とし、従来手法の部品を選定する。従来のコンデンサ平滑方式において、直流中間部に挿入される脈動成分吸収用のキャパシタでは、脈動成分による電圧リップルをリップル率 5% まで吸収する場合、1.5 kW レベルの変換器では 2840 μ F 以上のコンデンサが必要となる。回路仕様から①3300 μ F, 耐圧を 500 V, 許容電流リップル 18 A の電解コンデンサ(日本ケミコン製 ELXR451LGC392MDH0U)の単一品を用いた場合と、②180 μ F, 耐圧 450V, 許容電流リップル 1.1A の電解コンデンサ(日本ケミコン製 ELHS451VSN181MQ30S)を 16 個並列接続した場合の各体積の比較を行った。なお、大容量品の電解コンデンサの選定は所望キャパシタンスを満たす既存製品から、回路仕様を満たし 450~600 V 耐圧のキャパシタを比較した際の合計体積が小さいものから決定している。一方、実験では、電圧リップルを許容できるキャパシタを用いる必要があるため都合上、200 μ F のフィルムキャパシタの既製品より採用している。提案回路におけるバ

第4章

和差電流制御法を用いた絶縁型 DC-単相 AC マトリックスコンバータ

ツファキャパシタについて、同出力容量の従来のコンデンサ平滑方式と比べて、静電容量について 93.0%低減することができる。図 4-26 に示す体積比較結果では、提案回路では 450 V 耐圧-100 μF のフィルムキャパシタ(SHIZUKI 製 UW45Y107K4ADLA)を 2 並列に接続した際の体積を示す。単相電力脈動補償用キャパシタのみの体積を比較した場合、コンデンサ平滑方式と比べて単一品を用いた①に対して約 62.3%，小容量並列接続を用いた②に対して 16.5%のコンデンサ体積を小型化できる。大容量且つ許容電流が大きい電解コンデンサは体積が比較的大型化するため^{(20),(26),(27)}，小容量製品を並列接続する方式が小型化には有効であることがグラフからも確認できる。また、提案回路における脈動補償に用いるインダクタについて、流入する電流リップルを 30.0%とした場合、インダクタ体積は Area Product 法⁽⁵⁴⁾及び(4.16)式を用いて 0.028 dm^3 となる。提案回路における総合体積と従来回路①適用時を比較した場合 57%，従来回路②適用時を比較した場合 5.0%体積を低減できる。

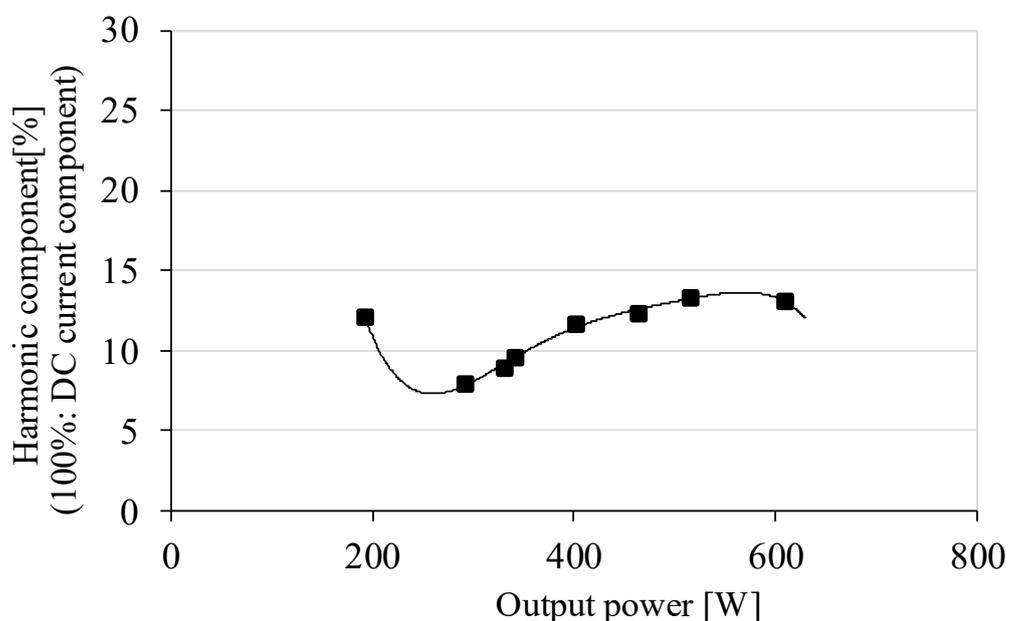


図 4-23 絶縁型 DC-単相 AC マトリックスコンバータにおける
入力電流に重畳する残存脈動成分特性

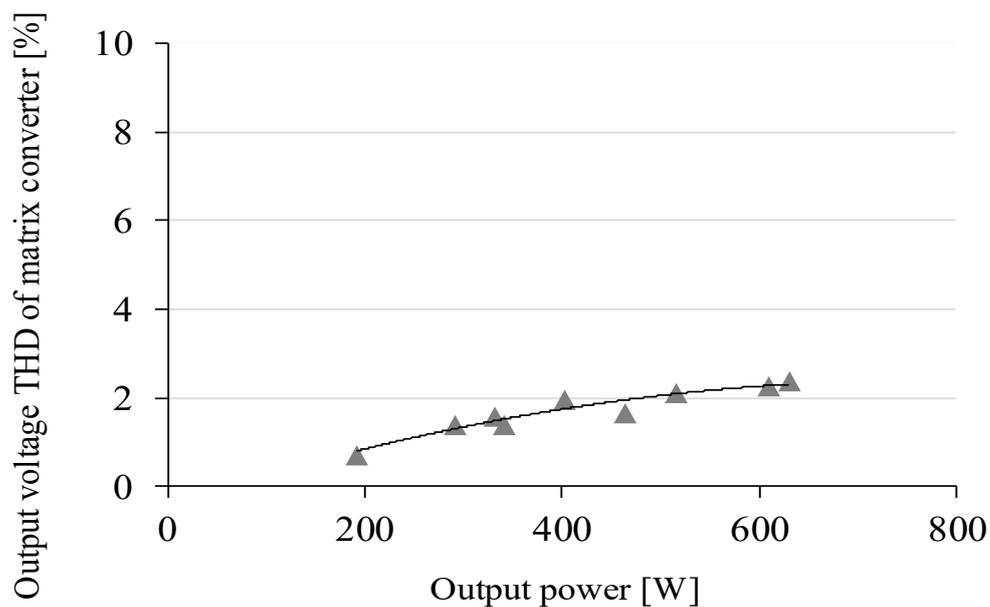


図 4-24 絶縁型 DC-单相 AC マトリックスコンバータにおける出力電圧 THD の負荷特性

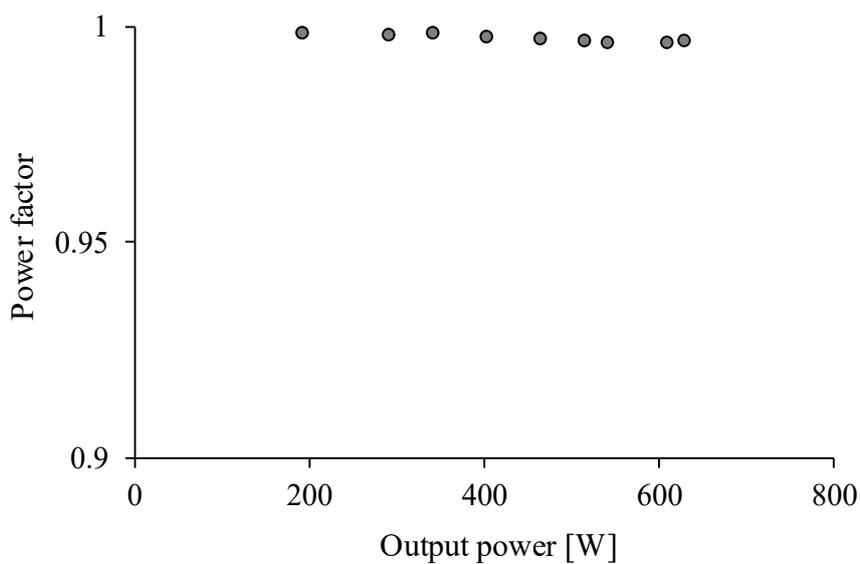


図 4-25 絶縁型 DC-单相 AC マトリックスコンバータにおける力率特性

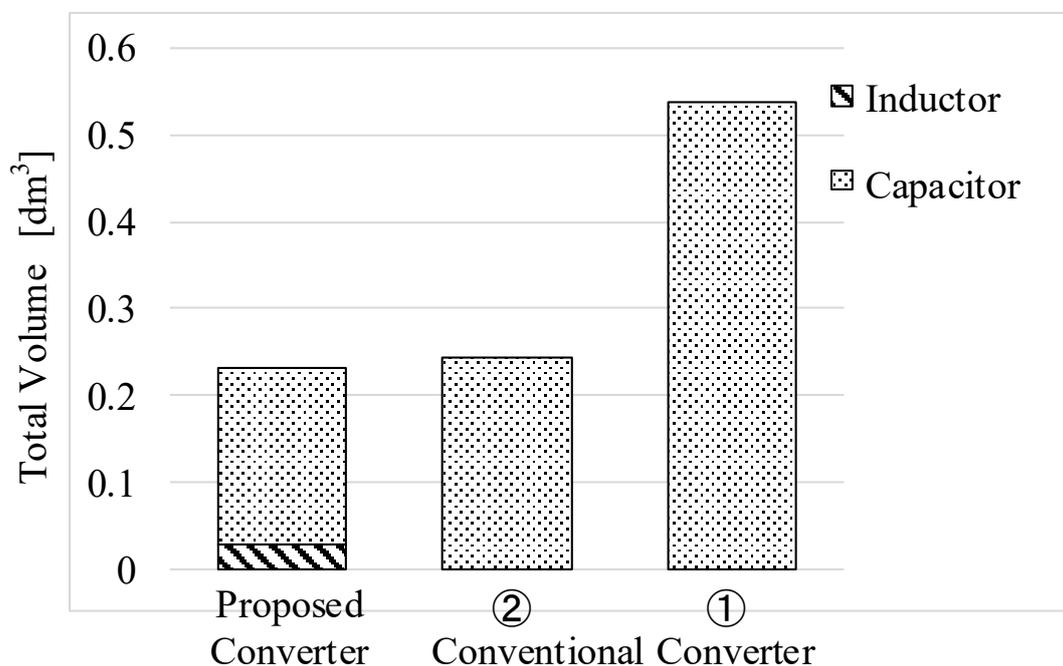


図 4-26 絶縁型 DC-单相 AC マトリックスコンバータにおける体積比較

4.7 結論

第4章では、中間タップ付きトランスを磁気素子共用するハイブリッド変調を用いた单相電力脈動補償方法と DC-单相 AC マトリックスコンバータを新しく提案した。本章では单相電力脈動補償と入力電流のハイブリッド変調を実現する手法として中間タップ付きトランスを利用した和差電流制御法を提案回路に採用した。本提案回路では、メイン回路の高周波トランスを脈動補償動作と共用して、電力伝送動作と单相電力脈動補償動作の多目的電流に対する変調法を実現させるため、脈動補償用の追加の複数の半導体素子及びその冷却装置を必要としない利点を持つ。トランスの一次側変換器ではフルブリッジインバータと中間タップ付きトランスのみで脈動補償動作と DC-单相 AC 電力変換動作の2つの

動作を同時に達成できる特徴がある。また、トランスの二次側変換器としてマトリックスコンバータを採用しその変調方式として Δ - Σ 変換に基づく PDM を適用した。これにより二次側における電力変換回数及び直流中間部の削減による損失発生抑制と直流中間の平滑コンデンサの削除が達成できる。このように、提案回路では従来回路に比べて小型化の点で有利である。以下に結果をまとめる。

- (1) 脈動補償用追加半導体素子を必要とせず、メイン回路の磁気素子を動作的に共用し、和差電流制御法により電流実効値増加を抑制した
- (2) 直接型交流変換器適用によって、電力変換回路の小型化および適用した変調方式による出力電流リップル幅を改善した
- (3) 単相交流負荷に依らず、提案方式による良好な脈動補償効果を確認し、実機実験によって提案する磁気素子共用を実現する和差電流制御法を用いたアクティブパワーデカップリングによる 80.2%の脈動成分改善効果を確認した
- (4) 電圧ひずみ率が全負荷範囲において 3.0%以下である結果を得られた
- (5) コンデンサ平滑方式と比較して提案方式の単相電力脈動における補償用エネルギーバッファについて、キャパシタンスは 90%、体積は 5.0%以上低減できることを確認した。

本実験では、フィルムキャパシタを使用した。近年フィルムキャパシタやセラミックキャパシタの開発が進んでおり、小型大容量・大電流の積層セラミックキャパシタが出現している。これらを使用することで、小型化と長寿命化、メンテナンスフリー化が実現できる。

第5章

和差電流制御を用いた

絶縁型 DC-単相 AC コンバータ

5.1 緒言

第4章では、メイン回路の高周波トランスを脈動補償回路と磁気素子共用し、脈動補償と電力伝送の多目的電流制御を同時に実現するハイブリッド変調として和差電流制御を用いたアクティブパワーデカップリング方式を提案した。本手法は、単相電力脈動補償用に追加の半導体素子を必要としないため、その冷却装置を含めた体積の削減が可能である。また、高周波トランスの midpoint 電位である同相電圧と伝送側の差動電圧をフルブリッジインバータとトランスの中間タップを利用してそれぞれ独立に制御できる利点があり、中間タップには単相電力脈動補償用の追加受動素子のみが接続される構成となる。

一方、直流電源側から見て、 midpoint 電位は常にトランス差動側の $1/2$ 電圧が印可されるため、本回路における単相電力脈動補償回路は降圧型となる。従って、積極的に補償用キャパシタ電圧を振動させて脈動エネルギーを確保するアクティブパワーデカップリング方式において、 $1/2$ 倍の直流電源電圧を上限として振幅左折提案方式では補償用キャパシタの小容量化に限界がある。また、DC-単相 AC コンバータは家庭用配電システムからパソコンの充電器など多種多様なアプリケーションにおいてバッテリーと家庭用電源間のインターフェースに必須の電力変換器である。従って、本章では更なるアプリケーションへの適用

範囲拡大を目的に、中間タップ付きトランスを用いた磁気素子共用によるハイブリッド変調を適用した複合型アクティブパワーデカップリング方式を用いた昇圧型の電力変換器及び単相電力脈動補償回路へ適用する新しい制御方式を提案する。

5.2 提案回路構成

図 5-1 に従来の高周波絶縁型 DC-単相 AC コンバータの回路構成を示す。従来回路では、昇圧動作を行うインターリーブコンバータ、絶縁型 DC-DC コンバータ、ダイオード整流器と PWM インバータで構成される。インターリーブコンバータは、コンバータへの流入電流に対してその相数に応じた分割電流が各相へ流れるため、電流による損失の低減や、インダクタ電流のリプルを相互に打消す効果によってインダクタ体積を低減できる特徴を持つ⁽⁹²⁾⁽⁹⁶⁾。しかし、単相交流負荷によって発生する瞬時電力の不一致からなる商用周波数の2倍で脈動する電力脈動成分は、直流中間部の大容量の電解コンデンサによる吸収が必須となるため、装置の大型化、短寿命の課題だけではなく発熱対策が必要となる。

図 5-2 に昇圧チョップをベースとした独立型アクティブパワーデカップリング方式を適用した絶縁型 DC-単相 AC コンバータの回路構成を示す⁽⁴⁰⁾⁽⁵²⁾。従来回路では、メイン回路の構成はコンデンサ平滑方式を用いた図 5-1 に示す回路構成と同じとする。インターリーブコンバータと高周波トランスへ電力伝送を行う一次側フルブリッジインバータとの直流中間部に脈動補償を行う DC アクティブフィルタが接続された構成となる。DC アクティブフィルタの補償動作は独立した制御方式をもつため、メイン回路動作に干渉しない。DC アクティブフィルタで単相電力脈動補償を行うため、インターリーブコンバータや直流電源側へはほとんど脈動成分は流入しない。本回路構成では、絶縁型電力変換器に半導体素子が2個、補償用の小容量キャパシタと電流制御用のインダクタがそれぞれ1つ追加されるため、回路体積の増加幅は大きい問題がある。また、インダクタ追加によるパワー密度の低下や重量化の問題もあり、独立型アクティブパワーデカップリング方式が電力変換効率低下へ与える影響は無視できない。このように、コンデンサ平滑方式と比べて電解コンデンサレスによる熱対策や長寿命化の利点に対して、独立アクティブパワーデカップリング方式適用による損失や体積の増加問題は改善すべき技術的課題となっている。

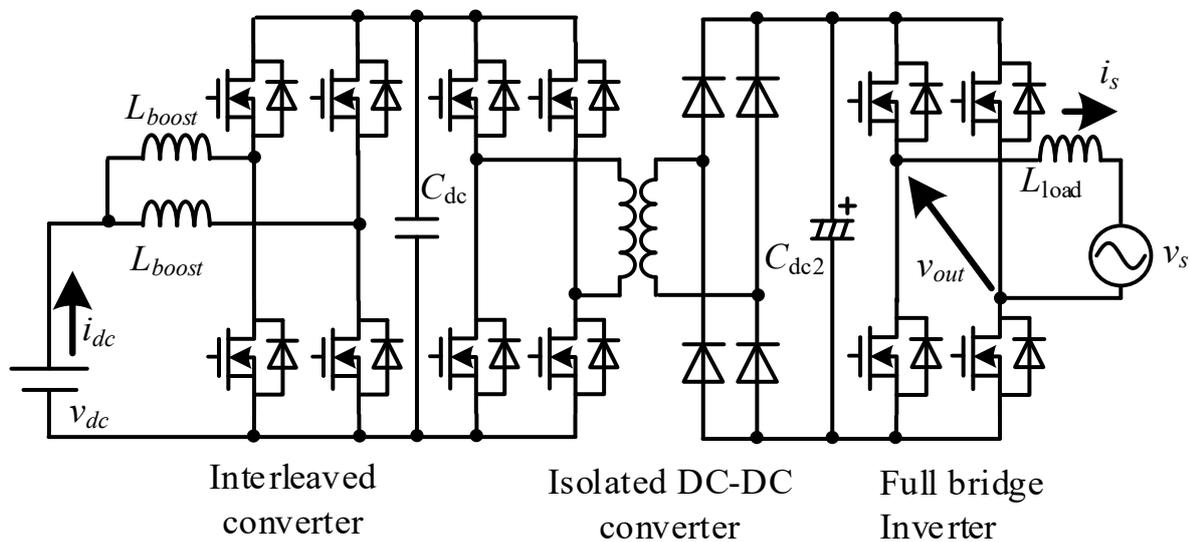


図 5-1 降圧型の従来回路構造(コンデンサ平滑方式)

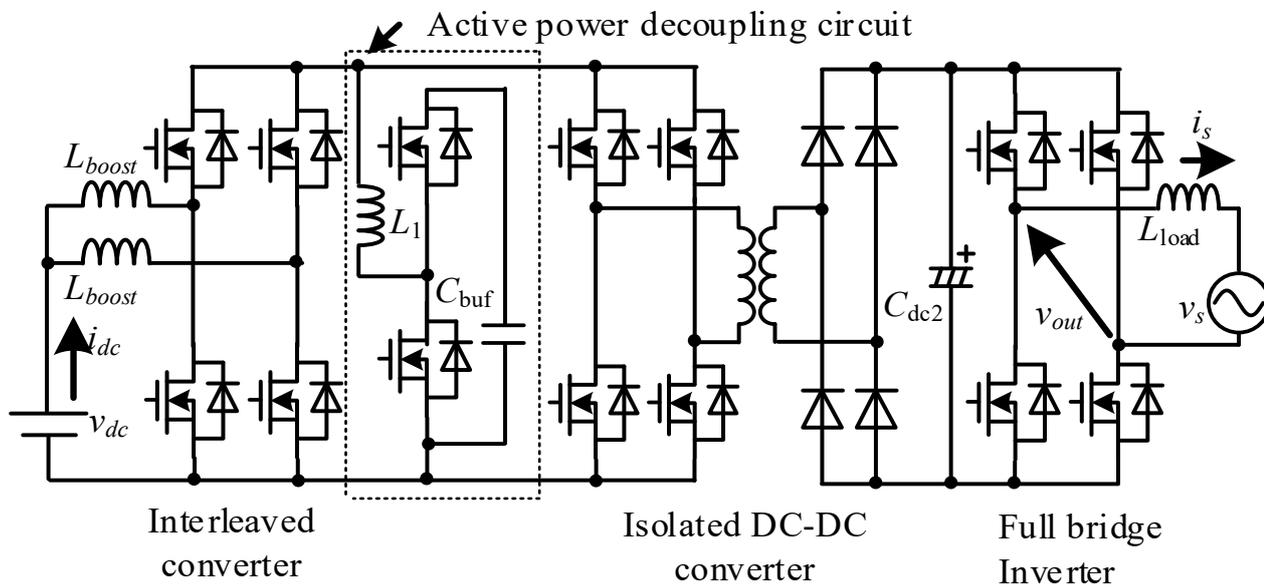


図 5-2 降圧型の従来回路構造(DC アクティブフィルタ方式)

図 5-3 に提案回路の絶縁型 DC-単相 AC コンバータの回路構成図を示す。提案回路は、二つのフルブリッジインバータ、ダイオード整流器、バッファキャパシタと中間タップ付きトランスで構成される。トランス一次側は、インターリーブコンバータと脈動補償回路、絶縁型 DC-DC コンバータが共用された構成と機能を持つ。これにより、提案回路では追加部品及び昇圧チョッパが不要となるため、従来回路に比べて回路部品点数を削減できる。提案回路の一次側フルブリッジインバータでは、トランスの中間電位となる同相電圧を利用して同相電圧制御による単相電力脈動補償動作を、また差動電位制御による単相負荷側電流制御を同時に実行できる特徴がある。

高周波トランスの二次側では、高周波交流の入力電圧を商用周波数である 50Hz の出力への変換動作を行う。整流器後段の二次側フルブリッジインバータでは、商用周波数への極性切り替え動作のみを行うため、スイッチング損失が小さい利点がある。また、整流器とフルブリッジインバータの中間部には、サージ電圧の抑制用に RCD スナバを挿入しており、抵抗成分はスナバコンデンサの放電を行う。提案回路では、単方向動作のみを検証しているためダイオード整流器を採用しているが、ダイオード整流器の代わりに同期整流を適用したフルブリッジインバータに、もしくは二次側変換器全体をマトリックスコンバータ等に変更することで双方向動作は実現可能である。

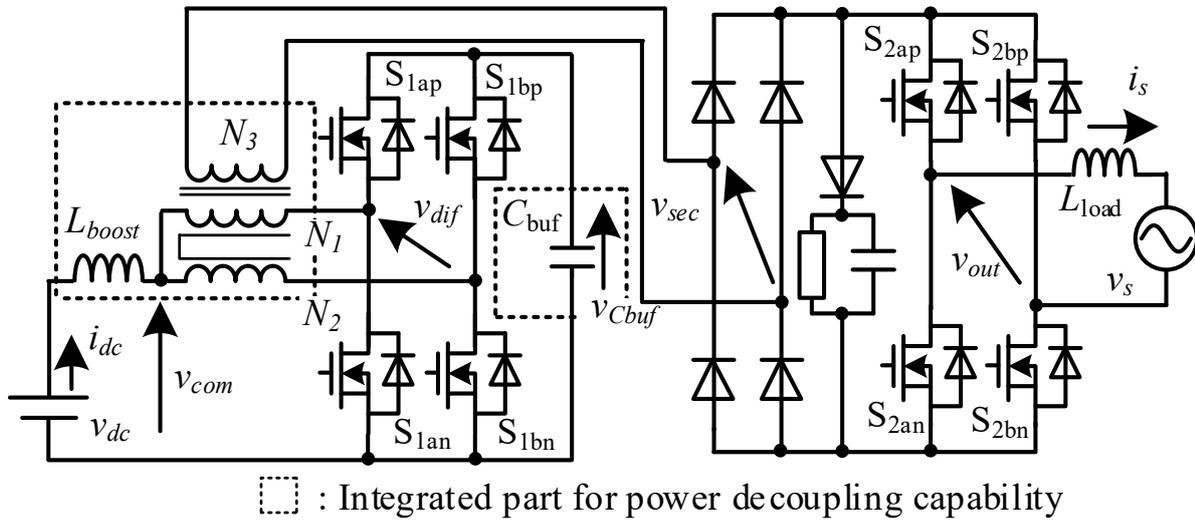


図 5-3 和差電流制御を用いた降圧型の絶縁型 DC-单相 AC コンバータの回路構成

5.3 提案制御

本節では、提案回路の制御方法についてコンバータ毎に詳細を述べる。なお、单相電力脈動補償の原理についてはこれまでの章で言及したとおりである。

5.3.1 一次側変換器の動作モード

図 5-4 に一次側のフルブリッジインバータの動作モード図を示す。図 5-4 (a)と(b)は差動電圧制御時の動作モード図、図 5-4 (c)と(d)は同相電圧制御時の動作モード図を示している。図中の灰色の破線はターンオフしているスイッチングデバイスを、黒色の実線はターンオンしている導通状態のスイッチングデバイスをそれぞれ示す。提案回路のトランス一次側

では、二次側へ電力を伝送するための差動電圧 v_{dif} を出力するモードと、単相電力脈動を補償するための同相電圧 v_{com} を出力するモードを同時に制御する方式の基礎動作は第 4 章と同じである。しかし、本章で提案する昇圧型回路では、インターリーブコンバータのような昇圧動作を行う点と各制御を行うトランスの電位が前章と異なるため、制御方式も第 4 章とは異なる方式を持つ。なお、本提案回路における同相電圧の定義は図 5-3 に示す通りであり、中間タップ付きトランスの中間電位に相当する。

図 5-4(a), 図 5-4(b)に示すように、差動電圧制御モードでは中間タップ付きトランスの三次巻き線電圧を制御する。本章では、中間タップ付きトランスの三次巻き線電圧を差動電圧と称し、制御手法を説明する。

一方、同相電圧制御モードでは、図 5-4(c), 図 5-4(d)に示すように昇圧チョップのように昇圧インダクタの充電放電動作モードをとり、二層構造をもつインターリーブコンバータのように電流が相へ二分される動作モードを取る。提案回路における脈動補償動作は、同相電圧制御モードを利用し直流電源側に流れる電流を一定値となるように制御するため、単相負荷側で発生する脈動成分を一意にバッファキャパシタ電圧へ重畳させる方式である。

第 4 章に示す降圧型の DC-単相 AC コンバータと比較して、直流電圧電源から見て補償用のバッファキャパシタ電圧は昇圧構成を取るため、コンデンサのエネルギー式より補償電圧振幅値を同等としたとき単相電力脈動補償に必要なキャパシタンスはより小容量で補償ができる。

本回路では 1 つのフルブリッジインバータのみで 4 つの動作モードを有するため、それぞれの制御を行うデューティの導出が必要となる。ここで、図 5-4 に示すそれぞれの動作モードにおけるデューティは下記を満たす必要がある。

$$1 = d_{dif_a} + d_{dif_b} + d_{com_c} + d_{com_d} \dots\dots\dots(5.1)$$

ここで、 d_{dif_a} と d_{dif_b} はそれぞれ図 5-4 (a), 図 5-4 (b)に示す差動電圧制御モードのオン時間におけるデューティを、 d_{com_c} と d_{com_d} はそれぞれ図 5-4(c), 図 5-4(d)に示す同相電圧制御モードのオン時間におけるデューティをそれぞれ示す。単相交流負荷側の電圧を力率 1 の正弦波とすると、差動電圧制御モードのデューティ総和 d_{dif} は下記のように決定される。

第5章

和差電流制御法を用いた絶縁型 DC-単相 AC コンバータ

$$d_{dif} = d_{dif_a} + d_{dif_b}$$

$$= \left| \frac{v_{out}^*}{v_{Cbuf}} \right| = \left| \frac{\sqrt{2}V_{load} \sin(\omega_o t)}{v_{Cbuf}} \right| \dots\dots\dots(5.2)$$

ここで、 v_{out}^* は単相交流電圧の指令値、 v_{Cbuf} はバッファキャパシタ電圧、 ω_o は角周波数、 V_{load} は単相交流負荷の電圧実効値である。従来の昇圧チョップとフルブリッジインバータを接続する構成に対して、提案回路では直流中間部の電圧はバッファキャパシタ電圧に相当する。そのため、本項での制御に用いる基準化電位はバッファキャパシタ電圧の検出値を使用している。

次に、同相電圧制御モードの各デューティは、(5.1)式、(5.2)式より下記のように表される。

$$d_{com} = d_{com_c} = (1 - d_{dif}) \frac{v_{com}^*}{v_{Cbuf}} \dots\dots\dots(5.3)$$

v_{com}^* は同相電圧の指令値であり、その導出方法は次節で説明する。同相電圧の指令値を基準化したデューティをそのまま制御指令値へと使用した場合、(5.1)式を満たさない恐れがある。従って、本回路では差動電圧制御のデューティ d_{dif} に対して、1 との差分で残った自由度に掛け算することで同相電圧指令 d_{com} として扱う。

同相電圧制御モードの指令値が最大となるのは、(5.3)式より単相交流側の出力電圧がゼロ電圧付近であり振幅するキャパシタ電圧が平均値 V_{co} を保持する期間となる。従って、インダクタ電流のリプルが最大となる同相電圧制御モードのデューティ最大値 d_{com_max} は下記のように表される。

$$d_{com_max} = \frac{v_{com}^*}{V_{C0}} = \frac{v_{com}^*}{2V_{dc}} \dots\dots\dots(5.4)$$

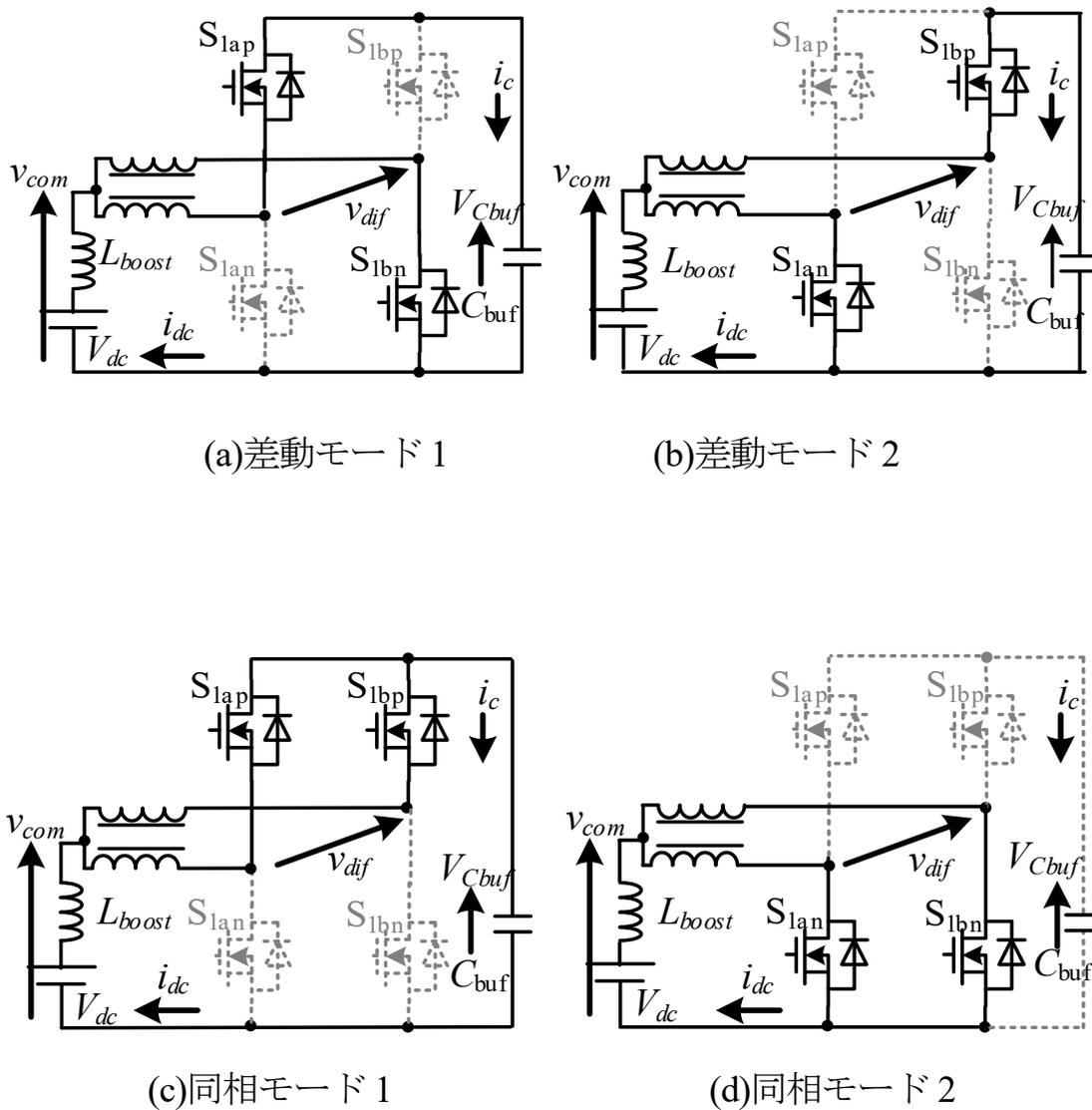


図 5-4 和差電流制御を用いた降圧型コンバータにおける
一次側フルブリッジインバータの動作モード

第 5 章

和差電流制御法を用いた絶縁型 DC-単相 AC コンバータ

単相交流側の出力電圧がゼロ電圧付近のとき、バッファキャパシタ電圧平均値は中間タップ電位の特性上、直流電圧の二倍値となるため(5.4)式のように表される。従って、図 5-4 (c), 図 5-4 (d)の同相電圧制御モードの最大値から、それぞれのオンデューティはバッファキャパシタ電圧の平均値を保持するために 0.5 と等分された指令値となる。

図 5-5 に各動作モードの指令値と三角波キャリア、一次側フルブリッジインバータのゲート指令の関係図を示す。差動電圧制御モードでは、差動電圧であるトランスの一次-二次巻線間電圧を PWM パルス状に制御する。このとき、トランスの偏磁対策のために差動電圧のスイッチング周期一周期中の正負出力期間は等しくする必要がある。従って、提案制御では図 5-5 に示すように同相電圧制御デューティ d_{com} 単体と、差動電圧制御デューティ d_{dif} と同相電圧制御デューティ d_{com} の和を 1 つの三角波を用いてキャリア比較した比較信号 A と B から生成する各ゲート信号を一次側変換器の制御に利用する。

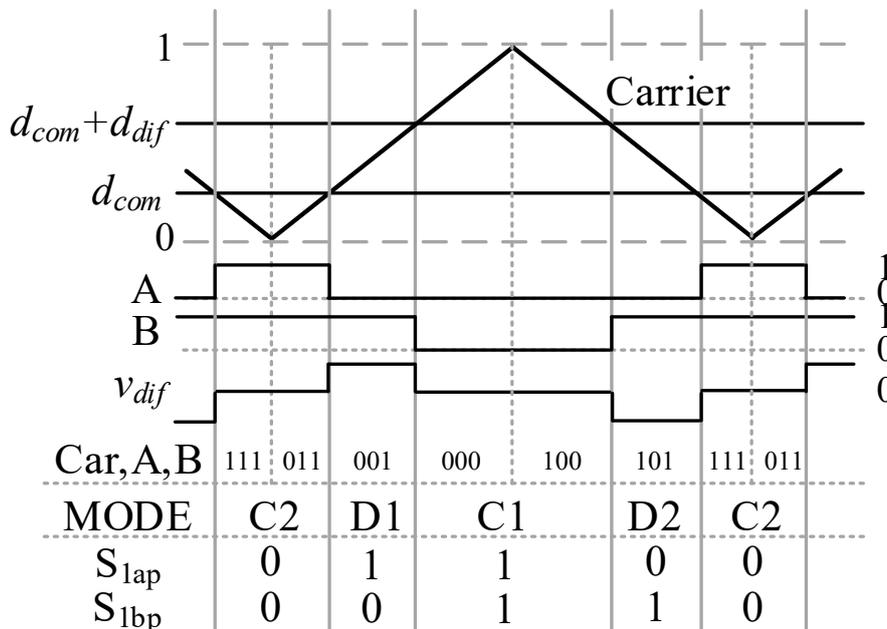


図 5-5 和差電流制御を用いた降圧型コンバータの各指令値とゲート信号の関係

5.3.2 制御ブロック

図 5-6 に提案回路の制御ブロック図を示す。提案システムにおける電流、電圧の制御は全て PI 制御によって行われる。入力電流制御は、直流一定値に制御するためにもうけており、これにより脈動成分の重畳がないよう一定値へ制御される。この入力電流制御は単相電力脈動補償制御として設けており、この制御によって脈動成分は一意に補償回路側のバッファキャパシタ電圧へ重畳する。また、バッファキャパシタ電圧 v_{Cbuf} の平均値制御は、制御の離散化(デジタル制御)による平均電圧の発散を防ぐために導入し、バッファキャパシタ電圧の平均値を制御する。バッファキャパシタ電圧の平均値 v_{Cbuf_ave} は前述にも述べたように中間タップ付きトランスの特性上、中間電位の二倍となるため規定値として指令値が与えられる。提案回路における入力電流制御は、バッファキャパシタ電圧平均値制御のマイナーループとして扱うため、バッファキャパシタ平均値制御による指令値との誤差は脈動成分を含むため電流制御から見ると外乱となるが、両制御に用いる固有角周波数を大きく差を持たせることで干渉を抑制している。各制御ブロックに関する設計の詳細を以下に述べる。

1) 入力電流制御

図 5-7 に入力電流制御を行う PI 制御器とゼロ極相殺フィルタ $F_{buf}(s)$ の設計に関するブロック線図を示す。プラントモデルは L 回路となる。さらに、 K_{p_buf} は入力電流制御の PI 制御器の比例ゲイン、 T_{i_buf} は積分時間をそれぞれ示す。ここで、図 5-7 の閉ループ伝達関数は、(5.5)式で表される。

$$\frac{i_{dc}}{i_{dc}^*} = \frac{\frac{K_{p_buf}}{L_{boost} T_{i_buf}} (1 + s T_{i_buf})}{s^2 + \frac{K_{p_buf}}{L_{boost}} s + \frac{K_{p_buf}}{L_{boost} T_{i_buf}}} \dots\dots\dots (5.5)$$

ここで、 L_{boost} は昇圧インダクタ、 i_{dc}^* は入力電流指令値を示す。二次遅れ標準形の伝達関数の公式に(5.5)式を変換する際に必要となるゼロ極相殺フィルタ $F_{buf}(s)$ は(5.6)式で表される。

$$F_{buf}(s) = \frac{1}{1 + sT_{i_buf}} \dots\dots\dots(5.6)$$

二次遅れ系標準形と比較し，PI 制御に必要な比例ゲイン K_{p_buf} と積分時間 T_{i_buf} は固有角周波数 ω_{n_buf} と二次遅れ標準形の伝達関数の制動係数 ζ_{buf} 用いて以下のように設計される。

$$K_{p_buf} = 2\zeta_{buf} \omega_{n_buf} L_{boost} \dots\dots\dots(5.7)$$

$$T_{i_buf} = \frac{2\zeta_{buf}}{\omega_{n_buf}} \dots\dots\dots(5.8)$$

これらの PI 制御を用いて提案回路における単相電力脈動成分を抑制するよう入力電流を直流一定値に制御させ，単相電力脈動補償を行う。また，本電流制御はバッファキャパシタ電圧のマイナーループとして扱うため，電流制御用の固有角周波数を大きく差を持たせる必要がある。制動係数は制御におけるオーバーシュートに影響を及ぼす係数であり，本回路では 0.7 とし設計に用いる。

以降に，本項のマイナーループに対する電圧制御の PI 設計に関する詳細を説明する。

2) バッファキャパシタ電圧平均値制御

図 5-8 にバッファキャパシタ電圧の平均値制御ブロック図を示す。バッファキャパシタ電圧制御はバッファキャパシタ電圧 v_{cbuf} の平均値を直流電源電圧 V_{dc} の 2 倍に保つために使用し，離散化防止目的に導入している。バッファキャパシタ電圧平均値が直流電源電圧の 2 倍値となるのは，中間タップ側に電源電圧，そのトランス両端電位側にバッファキャパシタが接続されるため，あえて別値を指令値として与えない限り，直流電源電圧の 2 倍値で安定するためである。バッファキャパシタ電圧平均値の変動は脈動周波数よりも十分遅いためバッファキャパシタ電圧制御の固有角周波数の応答は入力電流制御に対して十分低くて良い。そのため，PI 制御によるバッファキャパシタ電圧を平均値一定に低応答速度にて制御することで，前項の電流制御にて商用周波数の 2 倍脈動成分は一意にバッファキャパシタ電圧に振幅値として，平均値電圧に重畳される。提案回路における脈動補償はこのようにキャパシタ電圧に振幅振動を与えず間接的に行っている。

ここで、バッファキャパシタ電圧に用いる PI 制御器の比例ゲイン K_{p_avr} と、積分時間 T_{i_avr} はプラントモデルが C 回路となることから下記のように設計される。なお、 C_{buf} は補償用のバッファキャパシタ、 ω_{n_avr} は電圧制御に用いる固有角周波数を示す。

$$K_{p_avr} = 2\zeta_{avr}\omega_{n_avr}C_{buf} \dots\dots\dots(5.9)$$

$$T_{i_avr} = \frac{2\zeta_{avr}}{\omega_{n_avr}} \dots\dots\dots(5.10)$$

本制御では、バッファキャパシタ電圧平均値ブロック(AVR)からの出力は2倍商用周波数の脈動成分を持つ一方で、その後段の入力電流制御(ACR)は直流指令値を与えている。従って、相反する指令を入力電流制御ブロックに入力することになる。脈動補償効果を検証するための条件として、脈動補償効果はこの固有角周波数の速度を AVR と ACR とで早めることで脈動成分の推移を検証する。

3) 出力電流制御

5.3 節では、提案回路の一次側変換器の制御方法について示した。一次側では、単相電力脈動補償動作と二次側変換器への電力伝送動作を同時に、且つ、追加の複数の半導体素子を必要とせずに動作できることを示した。本項では、提案回路の二次側変換器の制御方法について述べる。二次側は回路構成的にはインダイレクトマトリックスコンバータと同じであるが、一次側変換器において単相負荷への PWM 制御がなされているため二次側では整流動作と商用周波数に応じた正負極性変換動作のみを行う。

図 5-9 に二次側の出力電流制御を行う PI 制御器の設計に関するブロック線図を示す。プラントモデルは RL 回路となる。さらに、 K_{p_out} は出力電流制御の PI 制御器の比例ゲイン、 T_{i_out} は積分時間を示す。ここで、 T_{i_out} は簡易化し、下記のように表す。

$$T_{i_out} = \frac{L_{out}}{R_{load}} \dots\dots\dots(5.11)$$

簡易化によって、単相交流側の出力電流制御は一次遅れ標準形の伝達関数で設計される。

図 5-10 に簡易化した単相交流側の出力電流制御における PI 制御器のブロック線図を示

第5章

和差電流制御法を用いた絶縁型 DC-単相 AC コンバータ

す。簡易化した制御器の閉ループ伝達関数は(5.12)式で表される。

$$\frac{i_{out}}{\hat{i}_{out}^*} = \frac{1}{1 + s \frac{K_{p_out}}{L_{out}}} \dots\dots\dots(5.12)$$

また、 K_{p_out} は固有角周波数 ω_{n_out} を用いて計算される。

$$K_{p_out} = \omega_{n_out} L_{out} \dots\dots\dots(5.13)$$

これらの出力電流制御ブロックの出力は、一次側変換器動作の指令値として用いられる。

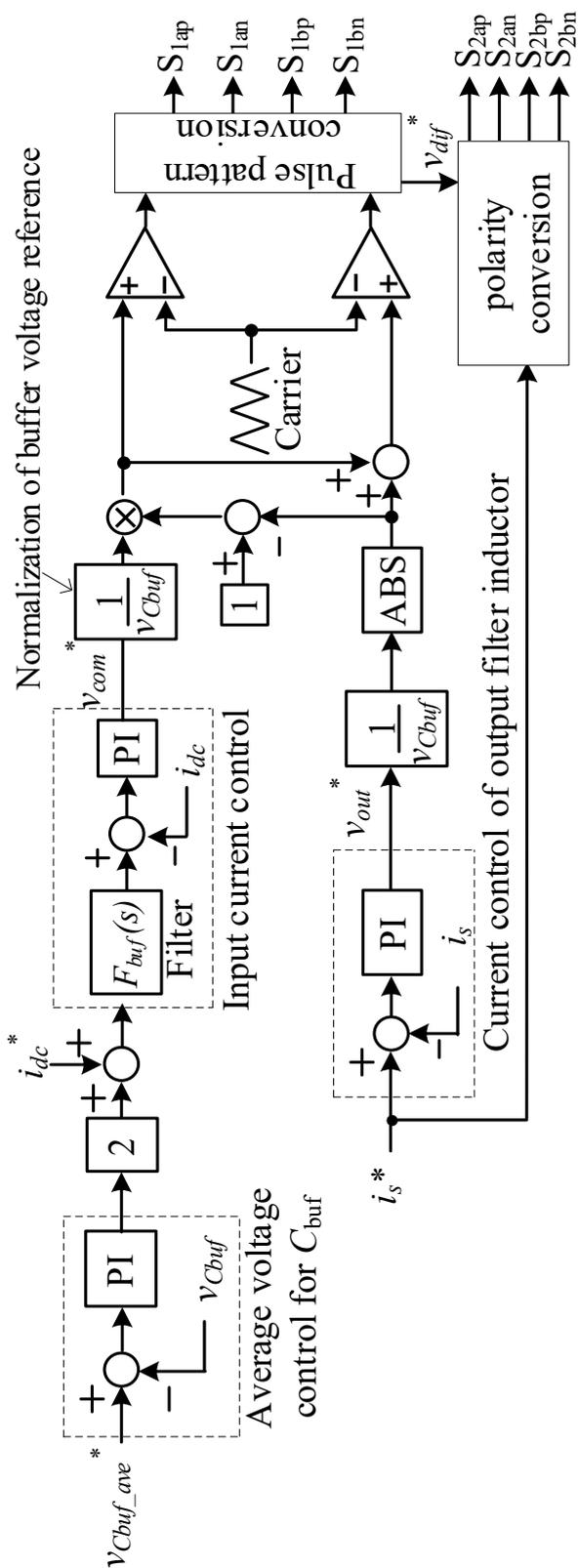


図 5-6 和差電流制御を用いた降圧型コンバータの制御ブロック図

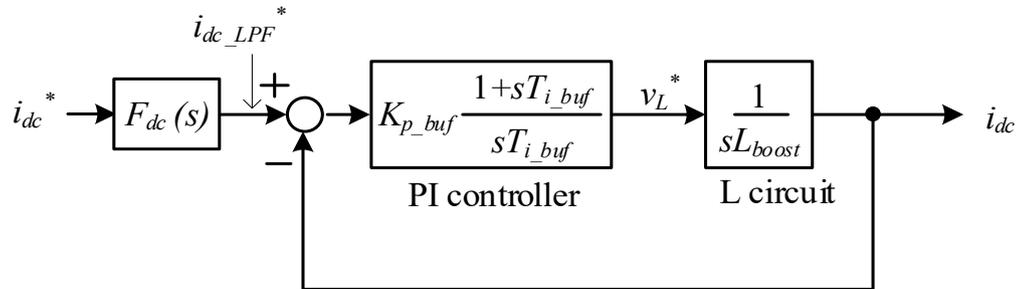


図 5-7 入力電流のPI制御ブロック図

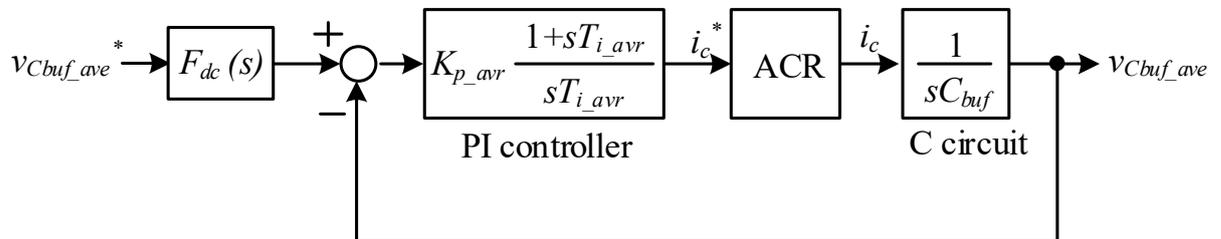


図 5-8 バッファキャパシタ電圧平均値の制御ブロック図

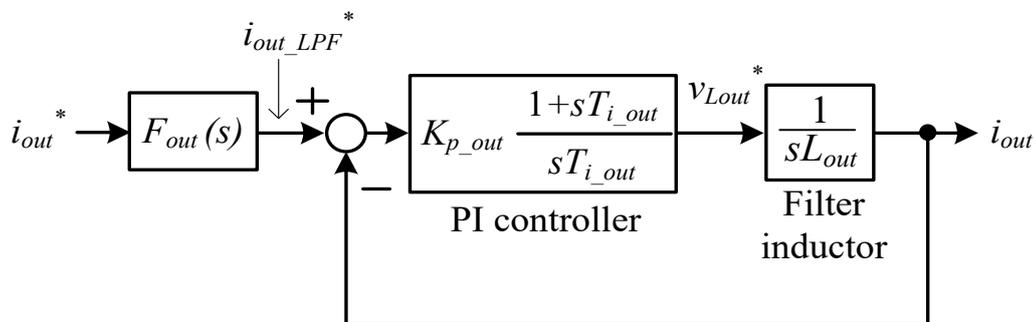


図 5-9 出力電流の PI 制御ブロック図

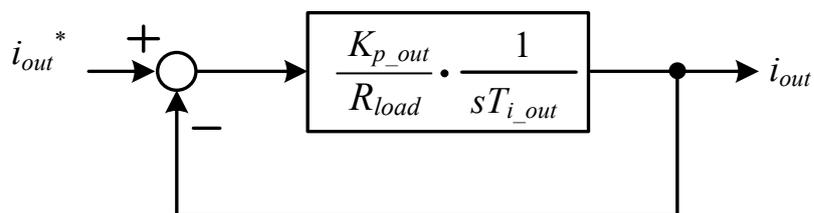


図 5-10 簡易化後の出力電流の PI 制御ブロック図

5.3.3 二次側変換器の動作モード

本章における二次側変換器の動作は整流動作と極性反転動作のみとなる。極性判別は、出力電流指令値の正弦波を用いて行われ、切り替えタイミングは一次側変換器のゲート信号を用いて行われる。このゲート信号は一次側での商用周波数に応じた極性動作変換時のスイッチングタイミングと一致しているため用いられる。これらの信号を用い、論理信号を通して二次側変換器のゲート信号を生成している。また、極性反転動作は商用周波数への変換動作となるためスイッチング周波数は 50 Hz となる。従って、本回路における二次側スイッチング損失は極めて小さく、ほぼゼロとなる。

5.4 提案回路の設計

第4章では、提案回路における受動素子の設計指針と中間タップ付きトランスの対電流容量に関して説明した。第5章では、本提案回路における受動素子の設計および中間タップ付きトランスの設計指針に関してフローチャートを用いて説明する。

5.4.1 受動素子の設計

本項では、提案回路における昇圧インダクタとバッファキャパシタの設計指針について説明する。

1) 昇圧インダクタ

提案回路の一次側には4つの動作モードを有し、インターリーブコンバータのように⁽⁹⁴⁾⁽⁹⁶⁾、フルブリッジインバータのアーム間で位相差を持たせ、各動作を制御している。本動作で重要となる昇圧インダクタは中間タップ付きトランスの漏れインダクタであり、昇圧動作と脈動補償動作の二つの役割を単一部品によって達成できる特徴がある。なお、漏れインダクタンスの値が仕様に対する設計値を満足しない場合は、小容量の別途インダクタを追加する。提案回路における昇圧インダクタは、動作条件がワーストケースとなる同相電圧制御モードのデューティ最大時を想定して設計を行う。これは、昇圧インダクタに流れる電流は、同相電圧制御モードのデューティ最大 d_{com_max} 時に電流のリプル率も最大とな

るためである。

$$L_{boost} = \frac{v_{com_max} V_{dc}}{2 \Delta i_{dc} f_{sw}} \dots\dots\dots(5.14)$$

$$\Delta i_{dc} = \frac{i_{ripple_pp} / 2}{i_{dc}} \dots\dots\dots(5.15)$$

ここで、 Δi_{dc} は許容電流リップル率、 i_{ripple_pp} は入力電流リップル幅、 f_{sw} は一次側変換器のスイッチング周波数を示す。

2) バッファキャパシタ

バッファキャパシタの容量は、脈動成分のエネルギーと静電エネルギーの式から導出できる。脈動成分のエネルギー式はや導出過程は前章と同じであるため本項では割愛する。脈動成分が重畳した際のバッファキャパシタ電圧は下記のように表される。

$$\begin{aligned} v_{C_{buf}} &= \sqrt{V_{C0}^2 + \frac{P_{ave}}{\omega_o C_{buf}} \{ \sin(2\omega_o t) - \sin(2\omega_o t_0) \}} \\ &= \sqrt{(2v_{dc})^2 + \frac{P_{ave}}{\omega_o C_{buf}} \sin(2\omega_o t)} \end{aligned} \dots\dots\dots(5.16)$$

ここで、 ω_o は商用周波数成分をもつ角周波数、 t_0 は動作開始時の時間、 V_{C0} はバッファキャパシタ電圧の初期値を示し、提案回路では直流電源の2倍値となる。昇圧インダクタに流れる入力側の電流 i_{dc} は一定値となるよう制御されるため、バッファキャパシタ側に一意に脈動成分は重畳する。従って、脈動による変動電圧を Δv_c としたとき、バッファキャパシタの必要容量は下記となる。

$$C_{buf} = \frac{P_{ave}}{\omega_o v_{ave} \Delta v_c} \dots\dots\dots(5.17)$$

上記のように、同じ単相電力脈動成分を補償する場合、分母の電圧値が大きいほど補償に必要なキャパシタンスは小さくなる。

5.4.2 中間タップ付きトランスの設計指針

本章では設計指針についてフローチャートを用いて説明する。提案動作で重要となる中間タップ付きトランスでは、絶縁、昇圧動作、単相電力脈動補償動作の役割を担う。

図 5-11 に設計時に用いる一次側変換器飛びトランスの各定義図と、図 5-12 に中間タップ付きトランスの設計指針に関するフローチャートを示す。フローチャートを開始するにあたり必要となる関数はそれぞれ、一次側変換器のスイッチング周波数 f_{sw} 、トランスの窓面積使用率 K_u 、巻線の電流密度 J を示す。その他に設計に必要な電流、電圧の値は電力変換器のアプリケーションによって決定される⁽⁹⁷⁾⁽⁹⁹⁾。なお、提案回路ではトランス一次-二次端子の中間点に中間タップを設けることで上下磁束の打消しを行い、トランス伝送側となる三次巻線側への影響がないように動作設計されているため、中間タップ付きトランスのコアは単一のものを用いることが絶対条件となる⁽⁹⁹⁾⁽¹⁰¹⁾。

まず初めに、電力変換回路の定格電力やスイッチング周波数を基にコアのパラメータを決定する。提案回路では、小型・高効率化を目的に SiC MOS-FET などのワイドバンドギャップを用いた半導体素子を回路素子へと採用し高周波駆動させるため、一次側電力変換器のスイッチング周波数を 50 kHz とした。このコアの選定により、コアの有効断面積 A_e 、窓面積 W 、コアの飽和磁束密度 B_s が出力パラメータとして得られる。

次に、最大磁束密度に着目し、中間タップ付きトランスの設計を行う。一般に、トランスを設計する際、Area Product を用いて最大磁束密度は下記の式で表される。

$$B_{ac} = \frac{I_p V_p + I_3 V_3}{W A_e f_{sw} J K_u K_f} \dots\dots\dots(5.18)$$

ここで、 I_p と V_p はトランスの一次-二次巻線間に流れる電流の総和と電圧を、 I_3 と V_3 は三次巻線の電流と電圧をそれぞれ示す。また、 K_f は波形係数であり、トランスに印加される電圧波形が正弦波もしくは矩形波のどちらであるかによって定数が決定される。ここで、(5.18)式に示す Area Product 法の一般式⁽⁵⁴⁾ではスイッチング周期のオン時間中に各巻線電圧が一定値を取ることを前提としている。

提案回路の動作条件では、差動電圧である一次-二次間の巻線電圧が一定値ではなく、

出力周波数の2倍のPWMパルスとなる。このため、提案回路におけるトランスの最大磁束密度は、出力の2倍周波数を考慮する必要がある。提案回路動作を考慮した場合、トランスの設計に、(1)磁束密度の最大点における差動電圧値、(2)差動電圧制御モードの最大オン時間、の条件が必要となる。

図 5-13 に中間タップ付きトランス設計に関する提案回路のシミュレーション結果を示す。また、表 5.1 にシミュレーション条件を示す。図 5-13 は提案回路の動作条件下における各電圧指令と電圧の積分値の関係を示したものである。図 5-13 (a)に示す一次側フルブリッジインバータの各電圧指令値は、制御ブロックにも示すようにそれぞれバッファキャパシタ電圧を用いて正規化される。このとき、正規化に用いられるバッファキャパシタ電圧は(5.16)式のように出力の2倍周波数の平方根を持つため、各指令値も同値による正規化で一定値ではなくひずみを持つため図 5-13(a)のような波形となる。

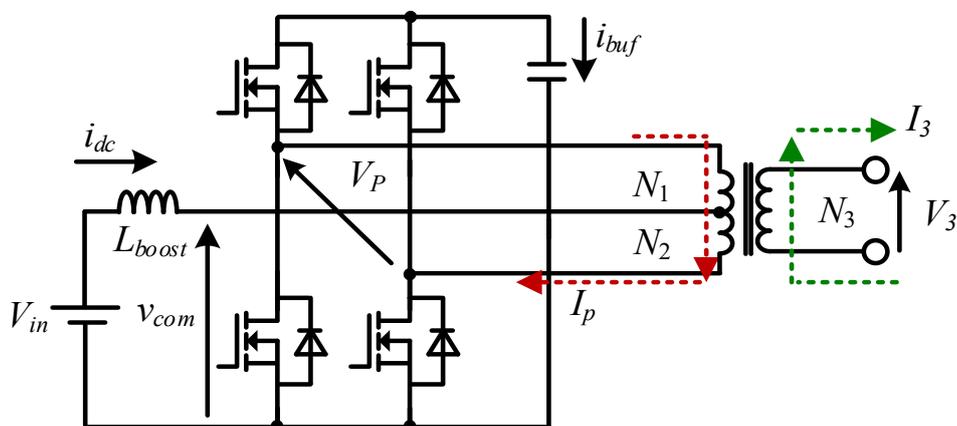


図 5-11 トランスの設計に用いる各電流・電圧の定義

第 5 章

和差電流制御法を用いた絶縁型 DC-単相 AC コンバータ

図 5-13 (b)は各指令値による制御を受けた同相，差動電圧とその積分波形を，図 5-13 (c)は図 5-13 (b)の赤線部の拡大波形をそれぞれ示す。差動電圧はトップとボトムレベルの値がバッファキャパシタ電圧に相当し，ゼロ電圧を基準とした 3 レベルの電圧波形となる。この差動電圧のゼロ電圧期間は，同相電圧のトップとボトムレベルの出力期間と一致する。このように，一方のゼロ電圧期間中に他方の出力電圧期間を設けることで，脈動補償動作に必要な複数の追加半導体素子を必要とせず，単一の高周波トランスのみで多目的電流制御が可能となり伝送電力と脈動補償の 2 つの動作を同時に実現できる。図 5-13 (b)より，磁束に相当する差動電圧の積分値は，PWM 制御と出力の 2 倍周波数成分を内包するため，包絡線を持つ。従って，磁束に比例する磁束密度も同様の包絡線を描き，差動電圧制御モードのデューティ d_{dif} の最大点と同じ位相で最大値を持つ。

提案回路の動作条件下での最大磁束密度 B_{max} を導出するために，スイッチング周波数と差動電圧制御モードのデューティ d_{di} を用いて算出されるオン時間を定義する必要がある。提案回路の差動電圧制御モードのオン時間は，(5.18)式から提案回路の動作条件を用いて導出できる。差動電圧制御モードのオン時間 t_{dif} は，次式で表される。

$$t_{dif} = \frac{d_{dif}}{f_{sw}} = \frac{\sqrt{2}V_{load} \sin(\omega_o t)}{\sqrt{V_{C0}^2 + \frac{P_{ave}}{\omega_o C_{buf}} \sin(2\omega_o t)} \times f_{sw}} \dots\dots\dots(5.19)$$

また，差動動作モードの最大オン時間における角周波数 ω_o' は(5.20)式で与えられる。

$$\arg \max t_{dif}(\omega_o t) \approx \frac{16}{25} \pi t = \omega_o' t \dots\dots\dots(5.20)$$

以上のように，本提案回路の動作では，単相交流側の出力電流の PWM 制御による差動電圧の指令値は系統周波数の 2 倍周波数で正規化している。磁束密度の最大値は，オン時間の最大点であり，商用周波数成分を持つ出力電圧 v_{out} の最大点 $\pi/4$ とは異なる。差動モード運転の最大オン時間 $t_{dif}(\omega_o')$ は，(5.19)-(5.20)式，バッファキャパシタ導出式(5.17)式を用いて表される。

$$t_{dif}(\omega_o') \approx \frac{0.91\sqrt{2}V_{load}}{\sqrt{V_{C0}^2 - 0.77 \frac{P_{ave}}{\omega_o C_{buf}} \times f_{sw}}} \dots\dots\dots(5.21)$$

提案回路における最大磁束密度 B_{max} は、Area Product 法を用いて下記のように表される。

$$B_{max} = \frac{2i_{load}(\omega_o')v_{Cbuf}(\omega_o')t_{dif}(\omega_o')}{WA_e JK_u} \dots\dots\dots(5.22)$$

$$\approx \frac{3.27I_{load}V_{load}}{WA_e JK_u f_{sw}}$$

なお、最大磁束密度はトランスの入力側と三次巻線側の巻数が等しく、コアの損失を除いた条件で導出している。(5.22)式より得られた最大磁束密度を基に、フローチャート開始時にアプリケーションやスイッチング周波数によって選定したコア材料の飽和磁束密度より小さい場合は、設計条件を満たす。反対に、満たさない場合はコア材料の再選定となる。

最後に、各電圧条件と最大磁束密度を用いて各トランス端子間の巻数を算出する。中間タップ付きトランスの設計で重要なポイントは、制御方法で述べたようにトランスの一次巻線 N_1 と二次巻線 N_2 の巻数比をかならず等しくすることである。一次巻線 N_1 と二次巻線 N_2 は、同じ巻数であればそれぞれの巻線による磁束の影響が相殺されるため⁽⁶⁸⁾、必ず 1:1 になるように設定する。これにより、50Hz のリップル成分に関わらずトランス一次-二次巻線間での磁束の影響はなく、一般的なトランスの設計方法と同じできる。

中間タップ付きトランスの各巻数の関係と各巻数は(5.23)-(5.24)式で与えられる。

$$N = 0.5N_1 = 0.5N_2 = N_3 \dots\dots\dots(5.23)$$

$$N = \frac{v_{Cbuf}(\omega_o')t_{dif}(\omega_o')}{2B_{max}A_e} \approx \frac{0.45\sqrt{2}V_{load}}{B_{max}A_e f_{sw}} \dots\dots\dots(5.24)$$

ここで、 N はフローチャートにより得られる巻数、 N_3 はトランスの三次巻線を示す。本章では、簡単化のためと入出力の電圧条件より、巻数比は $N_1:N_2:N_3$ を 1:1:2 とした。このように、トランスの入力側 N_1 と N_2 の巻数の和と出力側 N_3 の巻数比は、入出力条件を基

第5章

和差電流制御法を用いた絶縁型 DC-単相 AC コンバータ

に自由に決定できるが、電圧利用率のみ設計時には注意が必要である。

最後に、フローチャートと関係式を用いて導出された巻数と決定したコアの巻線窓面積 W から、窓面積利用率 K_u が 1.0 を超えているかどうかを確認する必要がある、窓面積利用率が 1.0 未満の場合は、三次巻線を持つトランスの設計は完了となる。

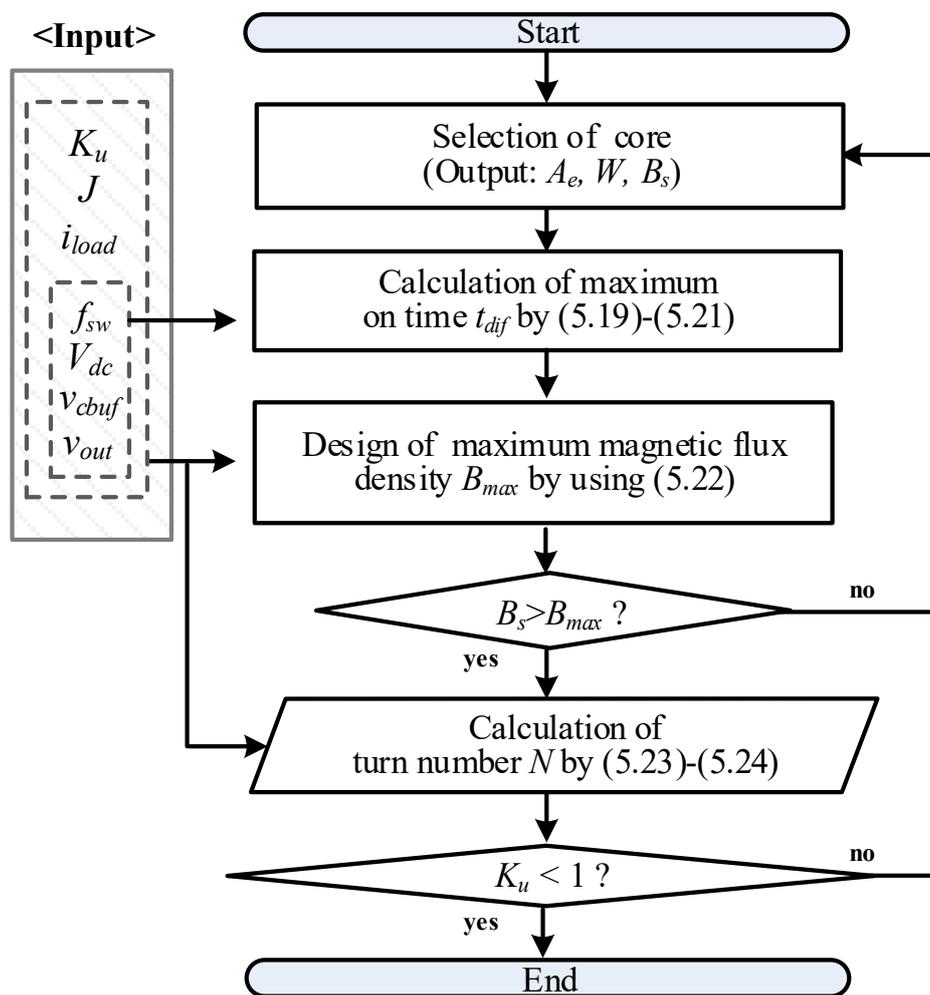
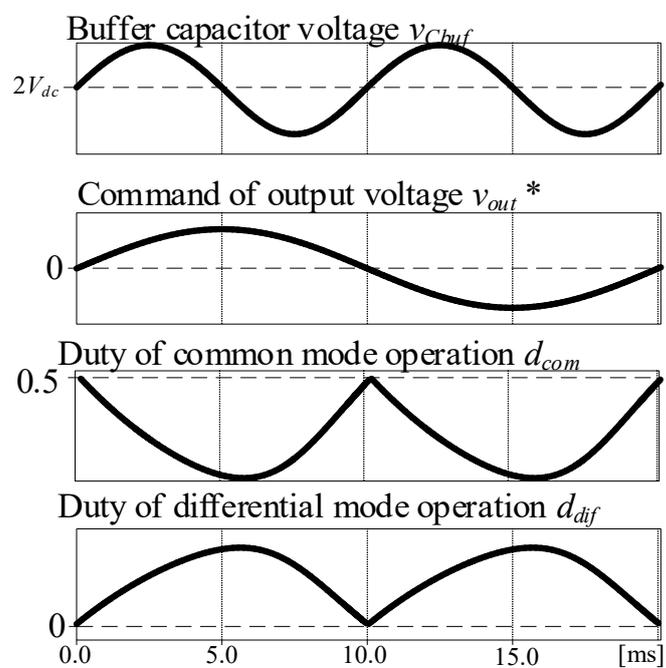


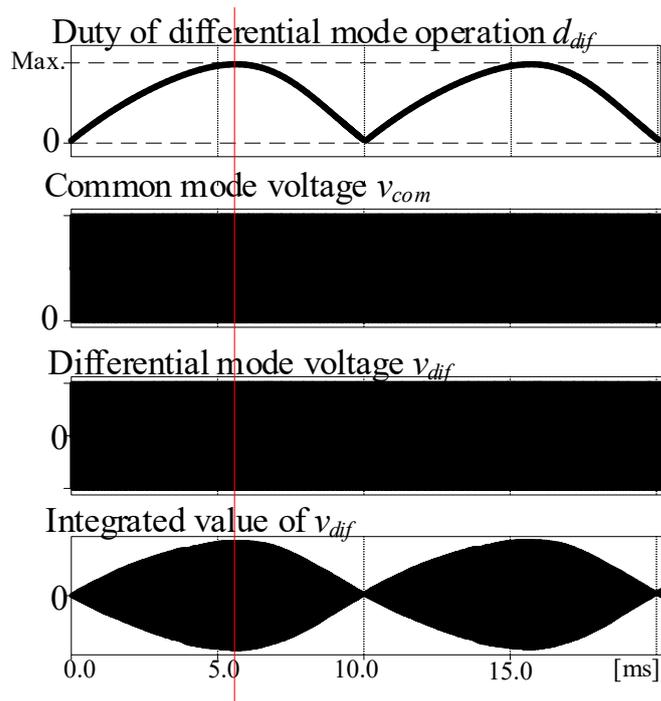
図 5-12 中間タップ付きトランスの設計フローチャート

表 5.1 和差電流を用いた降圧型コンバータのシミュレーション条件

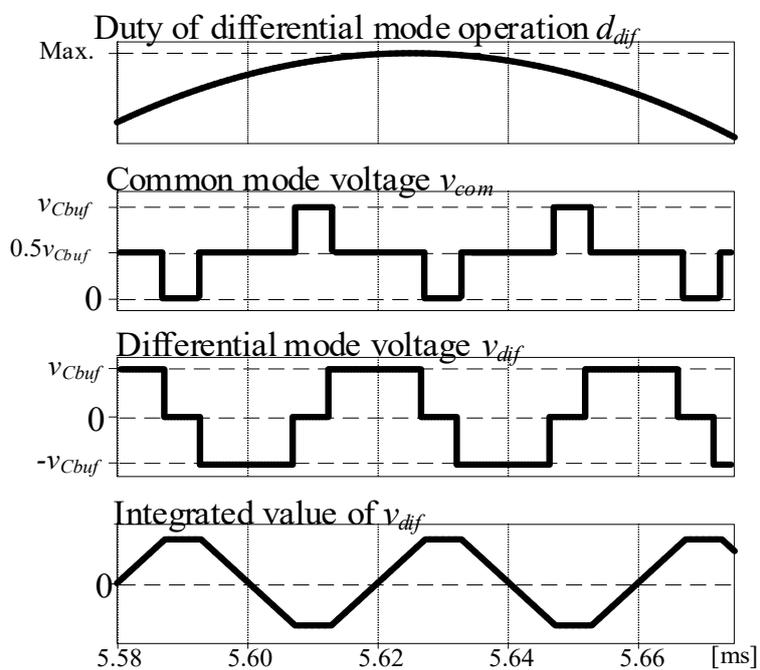
| | |
|--|----------------------|
| DC input voltage | 200 V _{dc} |
| Rated power | 2 kW |
| Load voltage | 200 V _{rms} |
| Load current | 10 A _{rms} |
| Filter inductor L_{load} | 2.0 mH (3.1%) |
| Load frequency | 50 Hz |
| Boost inductor L_{boost} | 1 mH |
| Buffer Capacitor C_{buf} | 200 μ F |
| Turn ratio of coupled inductor $N_1:N_2:N_3$ | 1 : 1 : 2 |
| Carrier frequency of primary converter | 50 kHz |
| Carrier frequency of secondary converter | 50 Hz |



(a) 各指令値の波形



(b) 差動電圧の積分波形



(c) スイッチング周期での拡大波形

図 5-13 トランスの各電圧と指令値の関係

5.5 シミュレーション結果

提案回路の基本的な動作を確認するため、表 5.1 の条件を用いて提案回路のシミュレーションを行った。

図 5-14 に提案回路における単相電力脈動補償を適用しない場合における入出力波形を示す。なお、単相交流負荷として RL 負荷を用いて商用周波数となる 50 Hz, 200 Vrms に制御する。また、表内バッファキャパシタの容量に示す単位[s]の値は単位静電定数であり、静電容量を電力変換器の定格電力で割り算した値を示す。この単位静電定数はコンデンサ体積を簡易的に表す評価値とみなせる。図 5-14 より、単相電力脈動補償を適用しない場合、バッファキャパシタのキャパシタンス C_{buf} では提案回路仕様における電力脈動成分を全て吸収するには静電容量が不足するため、入力電流は商用周波数の 2 倍となる 100 Hz の電力脈動成分が直流値に対して重畳する。入力電流に重畳する脈動成分は正弦波状でないのは、同相動作を行うモードが差動電圧制御デューティの 1 との差分を用いているため、導通制限期間に値するためである。これは出力電圧を制御する際の基準化電圧にバッファキャパシタ電圧を用いている影響もある。このように、脈動補償をしない場合、入力側に重畳する脈動成分は、直流側の定格を超えた場合素子の破壊や、重畳した脈動分の耐圧を考慮した選定とした場合、回路部品の許容容量増大やコストの増加に繋がる。

図 5-15 に提案する単相電力脈動補償を適用した場合の、(a)各波形の拡大図、(b)入出力波形と(c)バッファキャパシタの電圧電流波形をそれぞれ示す。図 5-15 (a)より、同相電圧はバッファキャパシタ電圧の半値を、差動電圧はゼロ電圧を基準にそれぞれ 3 レベルの電圧波形に制御できていることが確認できる。また、トランスの伝送モードである差動電圧がゼロ電圧期間となるとき、同相電圧がそれぞれトップとボトムの間となる期間と一致していることから理論通りの動作及びそれぞれの独立動作が実現できていることが確認できる。

一方、図 5-15 (b)では、脈動を補償する位相にバッファキャパシタ電圧が変動していることが確認できる。これにより、入力電流に重畳する単相電力脈動成分が補償動作により低減され、直流に近づいていることも図より確認できる。入力電流に重畳する系統の 2 倍周波数となる 100 Hz の脈動成分は、提案補償法により 92.5%低減できることをシミュレー

第 5 章

和差電流制御法を用いた絶縁型 DC-单相 AC コンバータ

シミュレーション結果より確認した。

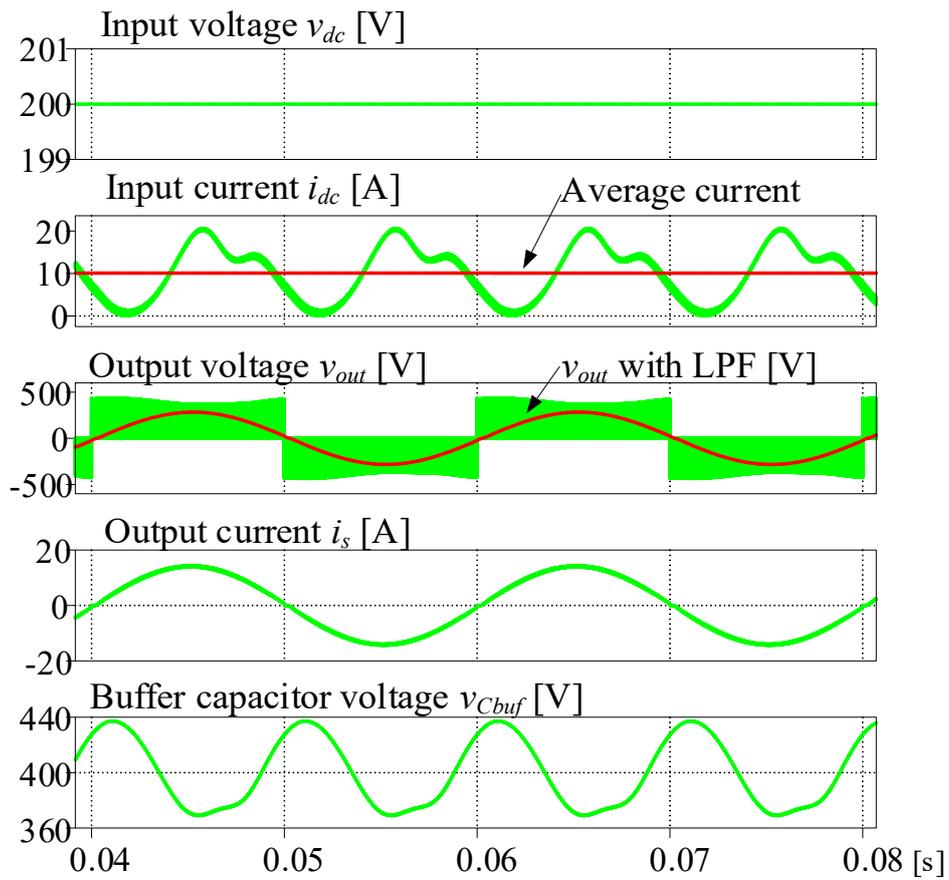
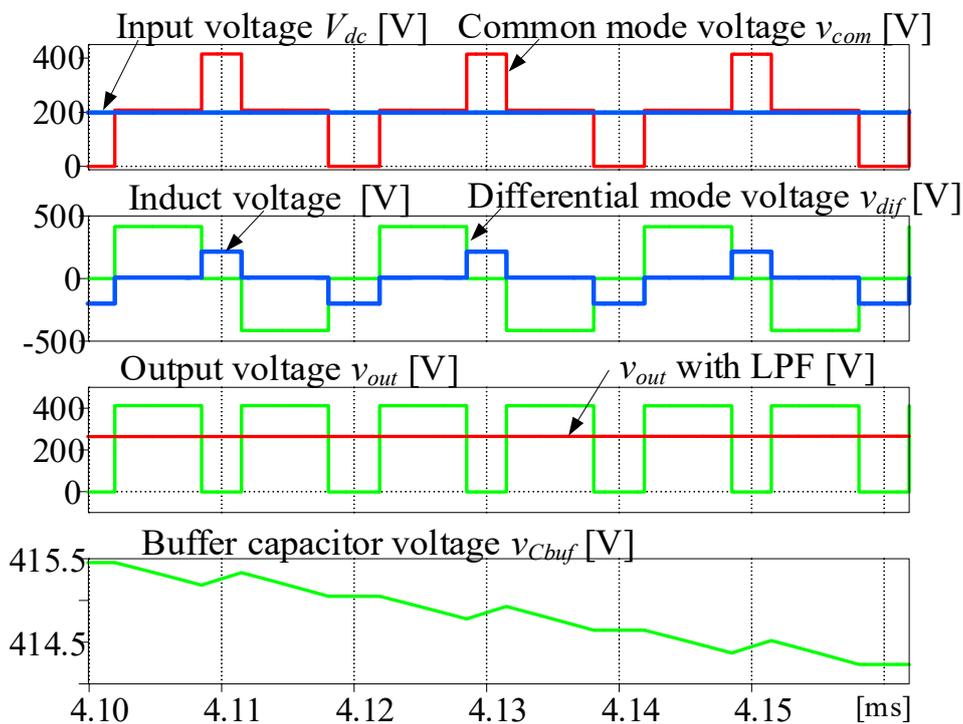
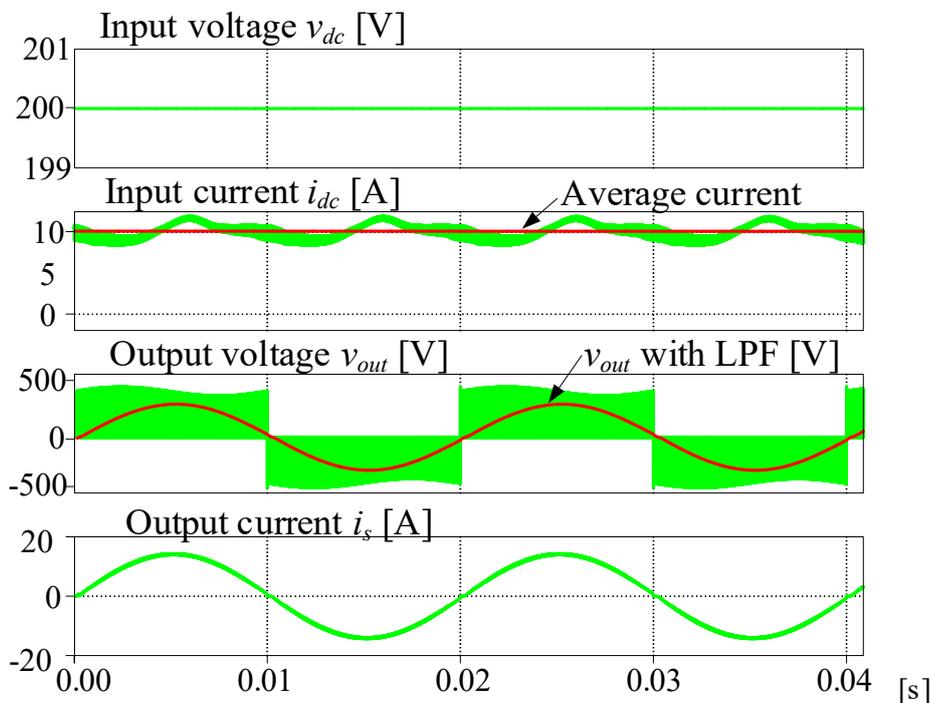


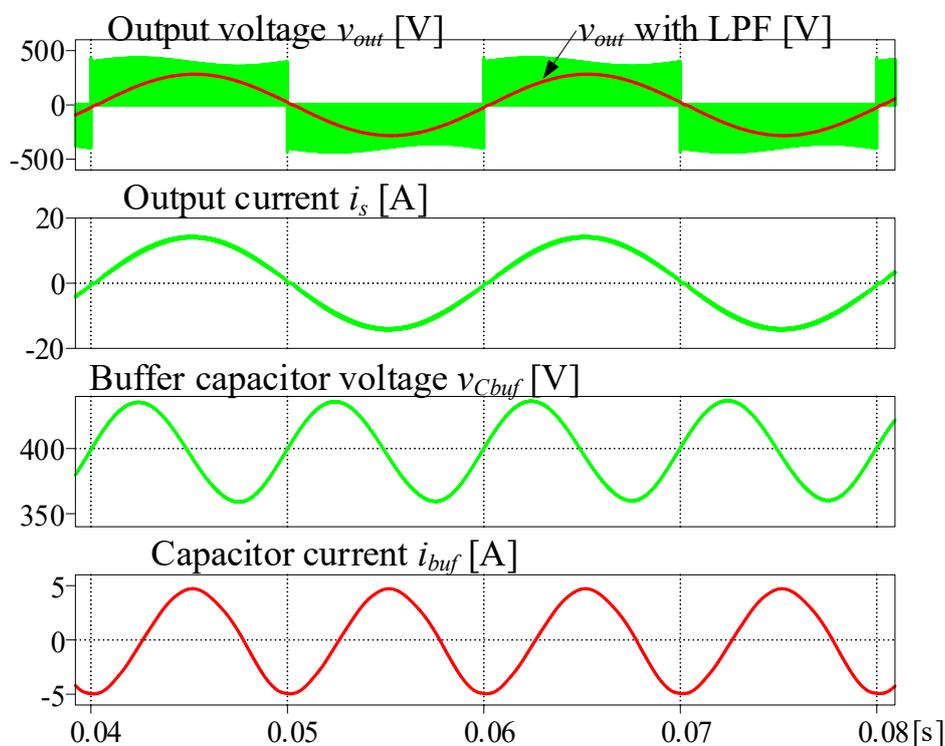
図 5-14 单相電力脈動補償適用しない場合の入出力シミュレーション波形



(a) 入出力波形拡大図



(b) 入出力波形



(c) バッファキャパシタ電圧波形

図 5-15 和差電流制御を用いた降圧型コンバータにおける
単相電力脈動補償適用時のシミュレーション波形

5.6 実験結果

5.6.1 実験結果

図 5-16 に提案回路の実機実験による基本動作波形を示す。なお、実験では表 5.2 に示す回路条件と単相交流負荷に R-L 負荷を用いており、バッファキャパシタ電圧は実験の都合上 200 μF のフィルムコンデンサを適用している。図 5-16 に示す実験波形は、中間タップ付きトランスの各電位の拡大波形を示しており、入力電圧の 2 倍値がバッファキャパシタ電圧に相当すること、差動電圧はゼロ電圧を基準に 3 レベルの電圧に制御されていること

が波形から確認できる。一方、同相電圧はバッファキャパシタ電圧の半値を基準に 3 レベル電圧に制御され、差動電圧がゼロ電圧期間となる区間が 3 レベルの最大値及び最小値となることが確認できる。このように、提案制御ではそれぞれの電圧が互い違いの区間にゼロ電圧を取ることで単一の磁気部品で二つの動作を同時に制御できる。

図 5-17 に 1 kW 単相負荷条件時の実験波形を示す。図 5-17 (a) に示す脈動補償前の実験波形より、バッファキャパシタ電圧は電解コンデンサによる平滑方式と比べ単相電力脈動補償に必要な容量が十分でないため、補償しきれない残存脈動成分は入力電流に重畳する。それに対して、提案回路において単相電力脈動補償適用をした場合、図 5-17 (b) に示すようにバッファキャパシタ電圧は脈動を吸収する方向に振幅するよう制御される。このように提案する単相電力脈動補償を用いることで、バッファキャパシタ電圧の変動分が 100 Hz の脈動電力を吸収し、入力電流をほぼ一定値に制御できる。なお、出力電圧ピーク値を取る区間において入力電流上で確認できる残存脈動成分については、同相電圧制御モードにおける指令デューティが(5.1)式による算出結果の通り限界値付近となるため動作できず残存するものと考察する。

図 5-18 に入力電圧が低い条件下における実験結果を示す。この実験は、アプリケーションによって直流入力電圧が変動することを考慮し、低電圧条件下においても良好な脈動補償効果を得られるかの検証を目的に実施した。なお、提案回路の試作機では入力電圧が 20% 変動した場合での実験条件下において動作が可能であるように設計しており、本実験ではワーストケースとなる入力電圧 20% 低下時の 160 V 印加時における試作機の基本動作を確認した。図 5-18 に示す実験結果より、良好な脈動補償効果を実験波形より確認した。

表 5.2 和差電流制御を用いた降圧型コンバータの実験条件

| | |
|--|----------------------|
| DC input voltage | 200 V _{dc} |
| Rated power | 2 kW |
| Load voltage | 200 V _{rms} |
| Load current | 10 A _{rms} |
| Filter inductor L_{load} | 2.0 mH (3.1%) |
| Load frequency | 50 Hz |
| Boost inductor L_{boost} | 1 mH |
| Buffer Capacitor C_{buf} | 200 μ F |
| Turn ratio of coupled inductor $N_1:N_2:N_3$ | 1 : 1 : 2 |
| Carrier frequency of primary converter | 50 kHz |
| Carrier frequency of secondary converter | 50 Hz |

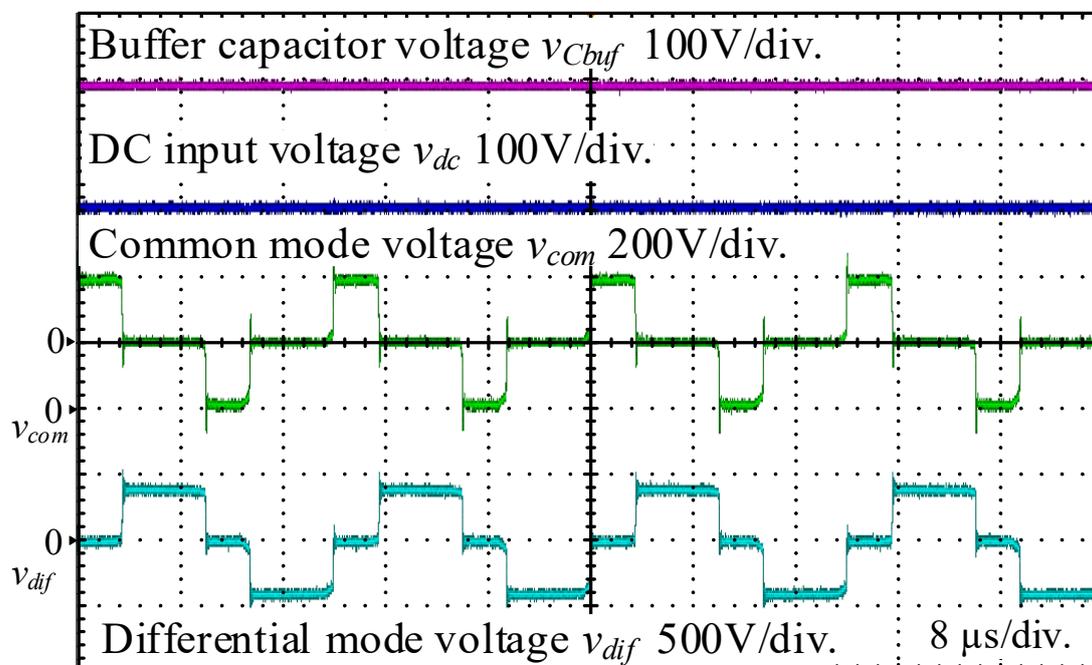
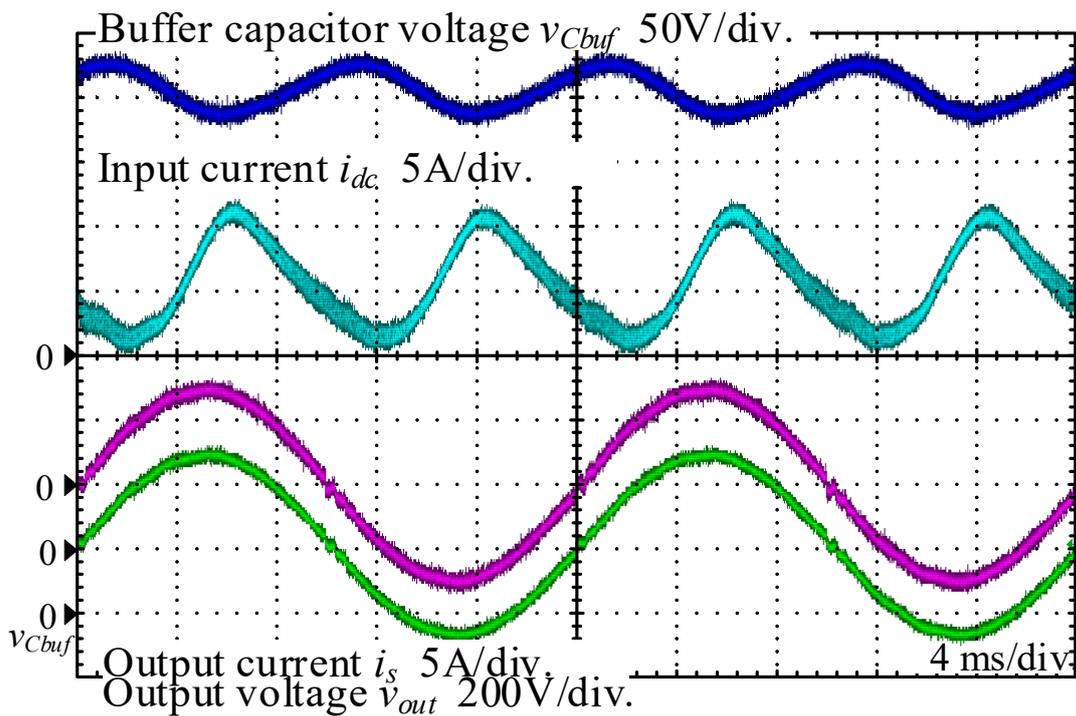
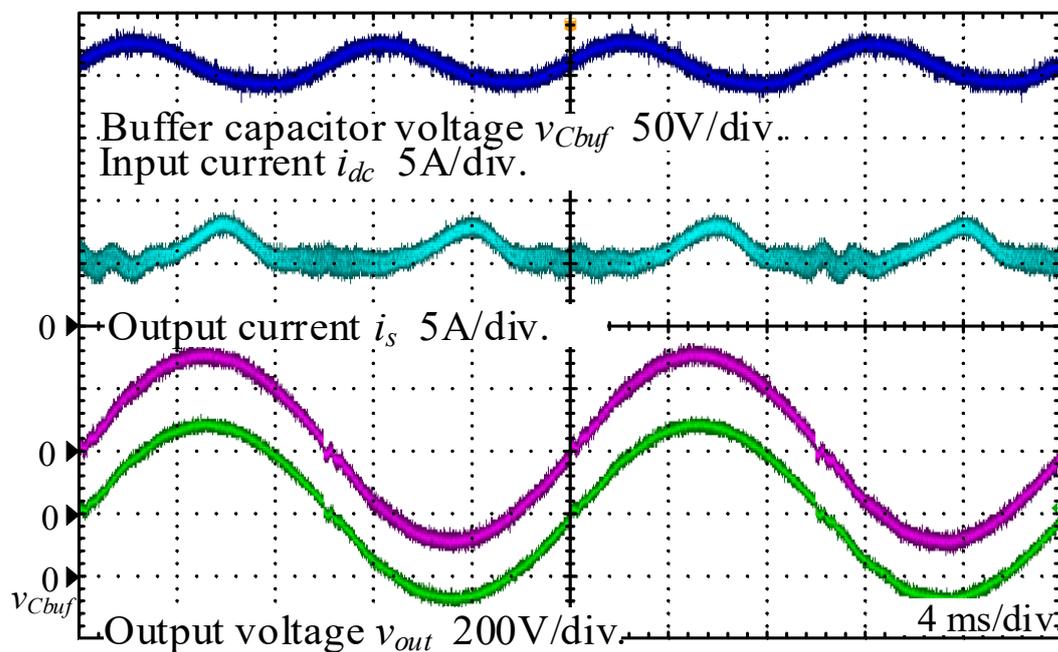


図 5-16 和差電流制御を用いた降圧型コンバータの基本動作の実験波形



(a) 单相電力脈動補償適用前



(b) 单相電力脈動補償適用後

図 5-17 和差電流制御を用いた降圧型コンバータにおける
 单相電力脈動補償適用効果の比較

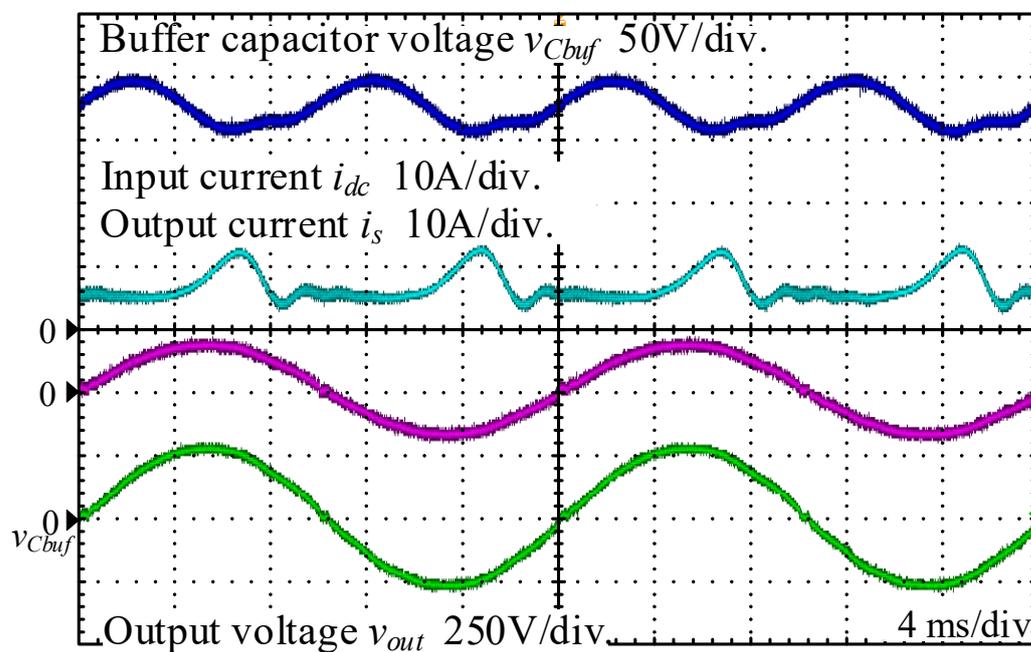


図 5-18 和差電流制御を用いた降圧型コンバータにおける
低入力電圧条件時における基本動作波形

5.6.2 解析結果

(1) 提案回路の評価

図 5-19 に図 5-17 の実験結果を基に、入力電流の周波数解析をした結果である。なお、解析は商用周波数 50Hz を基本波としており、縦軸は入力電流の直流成分(0次)で規格化している。図 5-19 より、単相電力脈動補償を適用した場合、100 Hz(2次)の電力脈動成分は 14.6%に低減される。これらの結果より、単相電力脈動補償適用前と比べて 100 Hz に相当する 2 次成分について 84.5%低減できており、実機実験による提案回路の有意性を確認し

た。

図 5-20 に単相電力脈動補償を適用した際の入力電流に重畳する残存脈動成分の負荷特性を示す。なお、本特性は表 5.2 の実験条件を用いて得られた結果を解析したものである。200 W から 2 kW までの負荷条件下で実験及び解析を行った結果、単相電力脈動補償適用前と比べて最大で 87.6%低減できることを確認している。100 Hz の残存脈動成分はいずれの負荷条件下でも単相電力脈動補償適用前と比べ 75%以上低減されており、提案回路を用いた実験結果より負荷によらず良好な脈動補償効果を確認できる。

図 5-21 に表 5.2 の実験条件を用いた提案回路の効率特性を示す。本効率特性は、単相電力脈動補償を適用した際の 160V 入力と 200V 入力についての直流電圧印加条件時における実験結果を示す。なお、他の回路条件は同じとしており、キャパシタ電圧平均値はそれぞれ 2 倍直流電圧値に設定している。また、160V 電圧印可時では試作回路や試作トランスの許容電流値の関係上 1.4kW までの負荷特性となる。入力電圧 200 V 印加時における最大効率は、単相交流負荷が 1.4kW 時に 94.5%を確認した。一方、入力電圧 160 V における最大効率は 1 kW 時に 95.0%を確認している。これは、低入力電圧条件下では昇圧インダクタ及び中間タップ付きトランス、スナバ回路に印加される電圧も 200 V 条件下に比べて低下するため、上記の各損失が低減するためである。実験結果からは、入力電圧 200 V 印加時に比べて低電圧条件下での発生損失は 32.2%低くなることを確認した。

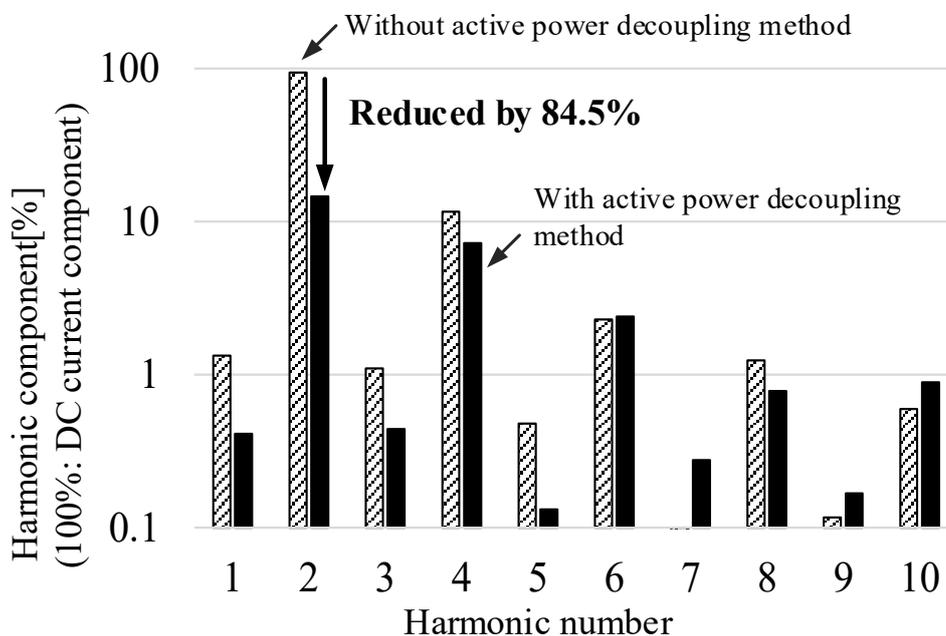


図 5-19 和差電流制御を用いた降圧型コンバータにおける高調波解析結果

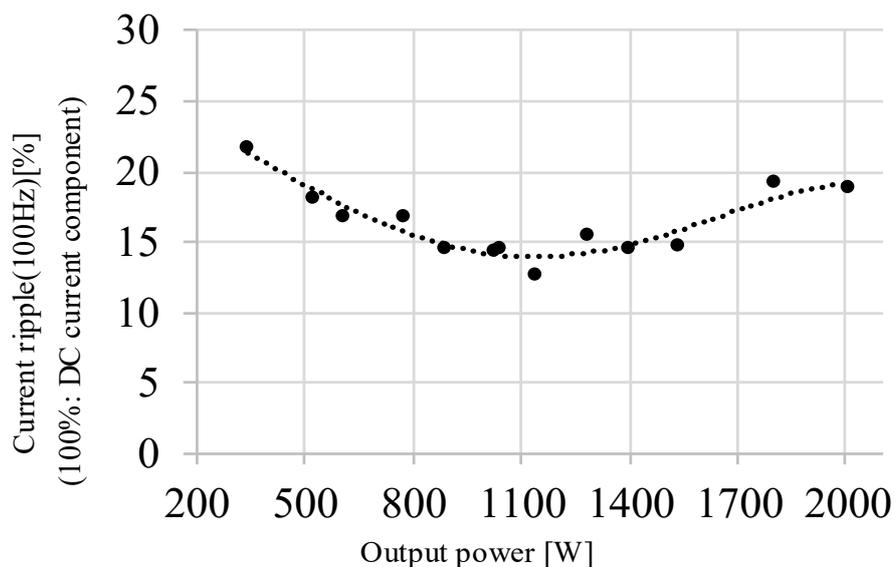


図 5-20 和差電流制御を用いた降圧型コンバータにおける入力電流の残存 2 次成分の負荷特性

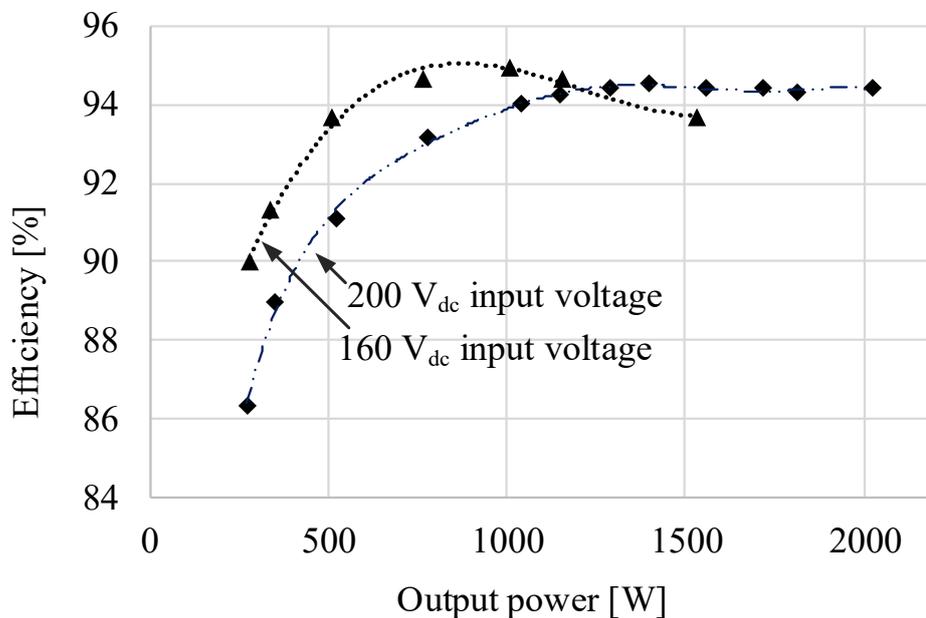


図 5-21 和差電流制御を用いた降圧型コンバータにおける電力変換効率特性

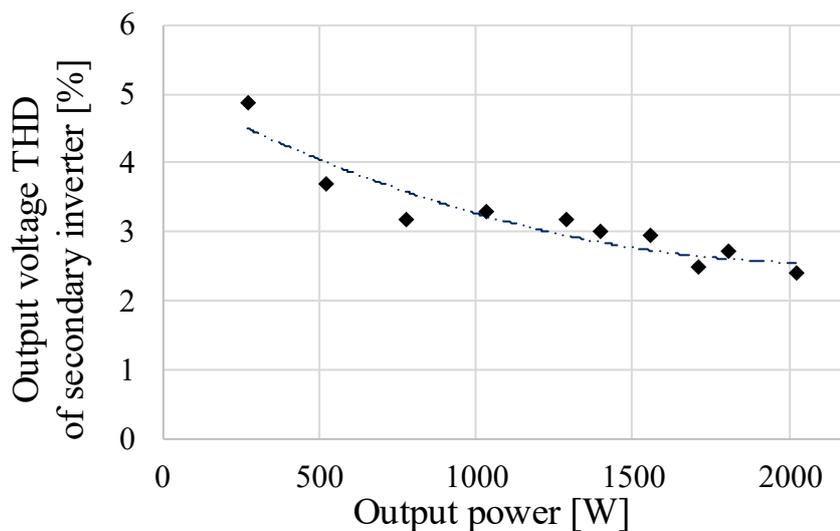


図 5-22 和差電流制御を用いた降圧型コンバータにおける出力電圧 THD の負荷特性

(2) 提案回路と従来のアクティブパワーデカップリング方式との比較

図 5-23 に半導体素子に関して、提案回路及び図 5-2 に示す DC アクティブフィルタを用いた従来回路との損失解析の比較を示す。また、表 5.3 に損失解析条件を示す。提案回路と図 5-2 に示す従来回路の一次側及び二次側はそれぞれ同じ部品を用いて解析を行っており、スイッチング周波数に関しても同じ値を適用している。ただし、提案回路の二次側フルブリッジインバータではスイッチング周波数 50 Hz の極性反転動作のみとなるため、従来回路二次側の PWM を行うフルブリッジインバータは一次側と同様に 50 kHz のスイッチング周波数を適用している。これは、提案回路では一次側フルブリッジインバータにおいて 50kHz のスイッチング周波数による PWM 動作を行っていることから、従来回路においても同様のスイッチング周波数としているためである。解析結果より、2kW の定格動作時における提案回路の半導体素子による合計損失は、DC アクティブフィルタを用いた従来回路と比較して 48.1%低くなることを確認した。提案回路におけるアクティブパワーデカップリング回路では磁気素子共用形のハイブリッド変調方式を採用しているため、一次側電力変換器に電力伝送を行う電流に単相電力脈動補償を行う電流がそれぞれ和差算されるので、フルブリッジインバータの相電流は電力伝送動作単体時と比べて増加するが、第 2 章で述べた従来の複合型アクティブパワーデカップリング方式では脈動補償用の電流は全て加算されるのみなので、提案方式では減算される分損失の影響を緩和できる。また、従来回路のインターリーブ回路単体だけではなく DC アクティブパワーデカップリング回路の発生損失との和と比較するとほぼ同じ損失となる。従って、提案回路では中間タップ付きトランスを適用することで、従来回路に対して同じ損失値に対して単相電力脈動補償用の追加半導体素子を必要としない分の体積の小型化が期待できる。また、提案回路の二次側フルブリッジインバータのスイッチング損失は、50 Hz の極性反転動作のみであるためほぼ 0 に近い。提案回路の効率改善手法として、ダイオード整流器をフルブリッジインバータもしくは二次側変換器をマトリックスコンバータに変更し同期整流及びソフトスイッチング手法を適用できれば効率改善が期待できるが、今後の課題とする。

図 5-24 に提案回路と従来回路の体積に関する比較結果を示す。それぞれトランスに対して一次側の回路素子について体積を比較した結果を示しており、従来回路についての各

パラメータは下記のように求めた。

まず、従来の独立型アクティブパワーデカップリング方式の場合、単相電力脈動補償回路としてバッファキャパシタとインダクタが1つずつ、半導体素子が2つ追加素子として必要となる。バッファキャパシタの静電容量は(5.17)式から計算される。アクティブパワーデカップリング方式では、バッファキャパシタの変動電圧 Δv_c を大きくなるよう制御する。従来回路におけるインターリーブコンバータにおける昇圧率の関係上、直流中間電圧は 350 V としている。従って、アクティブに電圧を変動させることで従来回路においてバッファキャパシタンス 100 μ F の静電容量を用いて脈動成分を吸収することができる。ここで、従来回路における昇圧率を加味した場合、昇圧インダクタンス L_{boost_con} は下記のように決定される。

$$L_{boost_con} = \frac{V_{dc}}{4\Delta i_L f_{sw}} \frac{V_{com} - V_{dc}}{V_{com}} \dots\dots\dots(5.26)$$

なお、電流リップル率は 30.0%として昇圧に必要なインダクタンスを算出する。

ここで、インダクタの体積は、インダクタンス及びそれを満たすためのコア材料などのパラメータに依存する。インダクタのコアを選択する方法はいくつかあるが、本章ではスイッチング周波数やコアの材質からコア形状を決定した。また、インダクタの体積 Vol_{Lbuf} はコアの窓面積と断面積を利用した Area Product 法⁽⁵⁴⁾を基に以下のように導出した。

$$Vol_{Lbuf} = K_v \left(\frac{L_{boost_con} I_{max}^2}{K_u B_{max} J} \right)^{\frac{3}{4}} \dots\dots\dots(5.28)$$

K_v はコアの形状に依存する体積係数、 I_{max} はインダクタに流れる最大電流、 K_u は窓面積利用率、 B_{max} はコアの最大磁束密度、 J は線材の電流密度である。本論文では、 $B_{max} = 1.2$ T を用い、インダクタの体積はコアの現積から、 $K_v = 13.6$ 、 $K_u = 0.8$ 、 $J = 4$ A/mm² としている。

また、冷却装置についてはヒートシンクを本稿では採用しており、必要な冷却系の体積は、半導体による損失 P_{loss} で決まる必要熱抵抗から算出できる。必要な熱抵抗 $R_{th(f-a)}$ は下記のように求められる。

$$R_{th(f-a)} = \frac{T_j - T_a}{P_{loss}} - (R_{th(j-c)} + R_{th(c-f)}) \dots\dots\dots(5.29)$$

$R_{th(j-c)}$ は接合部と筐体との間の熱抵抗、 $R_{th(c-f)}$ は筐体と冷却システムとの間の熱抵抗である。冷却システムの容積を推定するために、本稿では CSPI (Cooling System Performance Index) を導入している。CSPI は、冷却システムの単位体積当たりの冷却性能を意味する。本章では、強制空冷時のファンによるシステムの寿命の制限を回避するために、自然冷却を前提とした冷却システムの設計を採用する。冷却システムの体積 $Vol_{heatsink}$ は、エアプロダクト法を用いて下記のように表される。

$$Vol_{heatsink} = \frac{1}{R_{th(f-a)} CSPI} \dots\dots\dots(5.30)$$

これらの計算結果を基に、各回路の体積を比較した。**エラー! 参照元が見つかりません。**より、DC アクティブフィルタを用いた従来回路と比較して、総合体積を 18%低減できることを確認した。本章における体積比較は、提案回路において実際に使用したフィルムコンデンサを基に体積を導出しており、また従来回路に同製品の規格違いを採用して計算している。従って、単一品を用いたフィルムコンデンサの体積が主体的になるが、近年では積層セラミックコンデンサの開発が進んでいるため、小型製品である積層セラミックコンデンサに代替することで更なる小型化が見込める。また、DC アクティブフィルタを用いた従来回路では磁気素子が脈動補償動作に必要となるため、回路体積に対して大きな割合を占めることが図より確認できる。また、提案回路において理論式では 100 μ F 以上である場合脈動補償動作に必要な静電容量を満たすことができるが、実験の都合上 200 μ F のフィルムコンデンサを採用している。本体積比較では実際に使用した 200 μ F の体積を用いて比較した結果となる。従来回路では理論式によって導出したキャパシタンスの 100 μ F の製品体積を用いているため、その場合では従来回路と比べて 46%体積を小型化できることを確認している。

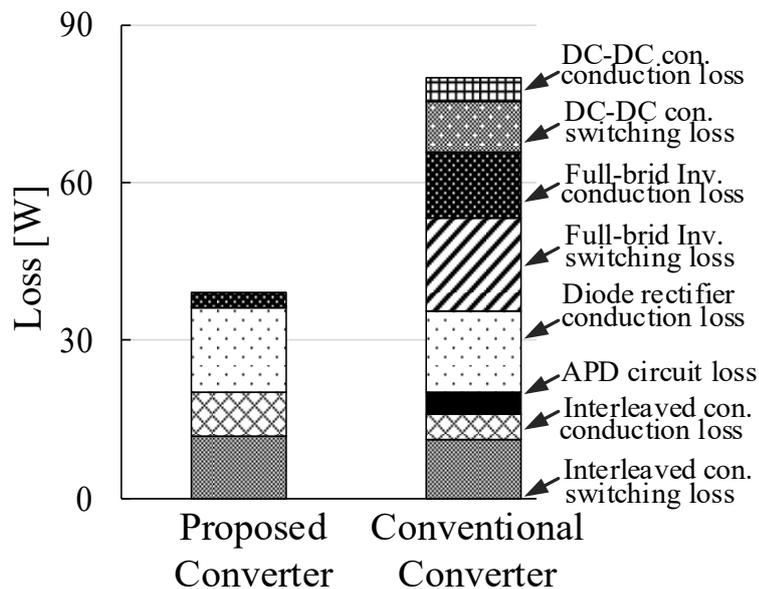


図 5-23 和差電流制御を用いた降圧型コンバータに関する損失解析結果

表 5.3 降圧型コンバータに関する解析条件

| | | |
|------------------|------------------------|---------------------------------------|
| Switching device | Fig.5-2 | SiC-MOSFET Rohm, SCH2080KE |
| | $S_{1ap} \sim S_{1bn}$ | SiC-MOSFET Rohm, SCH2080KE (2P) |
| | $S_{2ap} \sim S_{2bn}$ | SiC-MOSFET Rohm, SCH3030AL |
| Diode | SiC Rohm, SCS220KG | |
| Buffer Capacitor | Fig.5-2 | SIZUKI, 600Vdc RM60Y107K7538A |
| | C_{buf} | SIZUKI, 600Vdc RM60Y207K7461A |
| CSPI | 3 | |

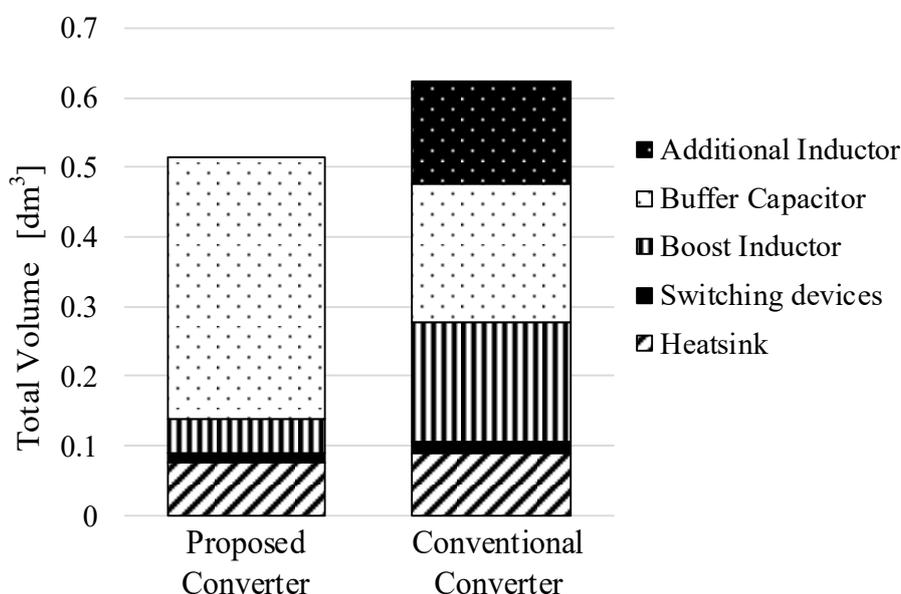


図 5-24 和差電流制御を用いた降圧型コンバータに関する体積比較結果

5.7 結論

第5章では、昇圧型及び和差電流制御法を用いた磁気素子共用形アクティブパワーデカップリング機能付き絶縁型 DC-単相 AC コンバータを提案した。本章におけるアクティブパワーデカップリングによる補償方式は、第4章と同様に和差電流制御法を用いた入力電流とのハイブリッド変調を採用しており、昇降圧の関係が異なるため新たな制御方法を適用した昇圧型変換器となる。本提案回路では、メイン回路の高周波トランスを脈動補償動作として共用し、電力伝送と単相電力脈動補償の両立を複数の追加半導体素子なしに同時に達成できる。フルブリッジインバータの同相動作と差動動作期間をそれぞれ独立に制御することにより、バッファキャパシタ電圧を制御しつつ、トランスの高周波化及び単相

交流への電力伝送が可能であることを理論的に明らかにした。従来のアクティブパワーデカップリング回路を用いた方式と比較して、小型化や高効率化の点で有利であることを、実機実験結果を基に確認した。

また、試作機を製作し実験による提案法の動作検証を行い以下の結果を得た。

- (1) 2kW 時の電力脈動成分を 200 μ F のバッファキャパシタで補償でき、負荷範囲に依らず良好な脈動補償結果を得た。
- (2) 従来の昇圧チョッパ、DC アクティブフィルタ、DC-AC コンバータの構成回路に比べて、半導体素子を 6 個削減した提案回路を用いて同等の動作を確認した。
- (3) 单相電力脈動補償時及び直流入力電圧 200V 印加時に和差電流制御を用いた昇圧型の提案 DC-单相 AC コンバータの電力変換効率について、実機実験より最高効率 94.5%を得た。
- (4) 従来回路のトランス一次側回路と比較して、損失を 48%低減できることを解析結果を用いて示した。
- (5) トランス一次側の回路について従来方式と比較した結果、18%小型化できることを確認した。また、同補償コンデンサ条件下においては 46%体積を小型化できることを確認した。

本実験では、フィルムキャパシタを使用した。近年フィルムキャパシタやセラミックキャパシタの開発がなされており、小型大容量・大電流の積層セラミックキャパシタの製品化が少しずつ進んでいる。これらを提案回路の補償容量へ使用することで、小型化と長寿命化、メンテナンスフリー化が実現できる。

第6章

結論

6.1 本研究の成果

本研究では、バッテリーなどの直流蓄電システムと家庭用配電である単相交流のインターフェースとして必要となる DC-単相 AC コンバータを研究対象とし、電力変換器と単相電力脈動補償機能を有する補助回路について高パワー密度化を達成するために、少ない部品点数で電力変換動作と脈動補償動作の両立を実現すること研究目的とし、体積小型化への改善効果の高い磁気素子を削減する電力脈動補償機能を持つ電力変換器を提案した。また、様々なアプリケーションへの適用を想定して、電圧仕様や絶縁の有無が異なる電力変換器の高パワー密度化を達成するために回路仕様の異なる回路に付与する追加素子を削減する多目的電流のハイブリッド変調法をそれぞれ提案し、詳細について議論した。さらに、直流電源と単相交流のインターフェースとして必要となる DC-単相 AC コンバータに求められる瞬時電力の不一致からなる単相電力脈動補償方法について、これまでに適用されてきたコンデンサ平滑方式や小容量コンデンサを用いた既存のアクティブパワーデカップリング方式についての課題を挙げ、それを解消するために、アクティブパワーデカップリング動作に用いる部品に対して追加点数削減且つ電力変換効率の高効率化を達成する手法について提案し、提案法の有用性を実機実験の結果を基に示した。本章では、第1章から第5章までの結果をまとめ、本研究の結論とする。

第1章では、世界中で切迫している地球温暖化の対策に向けた低炭素社会の実現に向け

て、二酸化炭素の排出がない電気自動車やプラグインハイブリッド自動車に注目されていることを述べ、その中でも車載向け電力変換器の高パワー密度化による電気自動車の普及促進がこれからの社会に必須となることを述べた。車載向けバッテリー充電システムについて、家庭用配電である単相交流とバッテリーである直流のインターフェースとして必要となるDC-単相ACコンバータには、長寿命化・低コスト化・高パワー密度化が求められていることについて言及し、車載向けアプリケーションの他にも直流配電システムなど多くのアプリケーションにこれらの要求が同様にあることを説明した。一般的な産業機器などに比べて、車載向けや再生可能エネルギー等を用いた配電システムの場合に必須となる電力変換器であることから、電力変換器の稼働時における温度条件が過酷となるだけでなく、対振動性能や野外での過酷な環境のもと長時間駆動されるため、電力変換器及びその回路素子に求められる仕様への要求条件は高くなる。現在の技術では温度変化による低寿命化に繋がり、電力変換器内の回路素子交換頻度が高くなる、もしくは高コスト化となるため厳しい駆動環境下を考慮した素子や発熱を限りなく抑制する、すなわち電力変換効率が高い技術の開発が急務であることを述べた。このように、DC-単相ACコンバータのアプリケーション適用範囲に応じた様々な所望の仕様に合わせた回路の入出力条件に対して、高パワー密度化が必要となることを述べ、本研究の目的と論文の概要を示した。

第2章では、これまでに提案されてきたDC-単相ACコンバータとそれに採用される単相電力脈動補償回路を示し、それらの特徴と課題を明らかにした。はじめに、DC-単相ACコンバータの製品に多く採用される大容量の電解コンデンサを用いたコンデンサ平滑方式について説明し、単相交流を扱う際に発生する単相電力脈動成分の原理と問題点について説明した。それに対して、これまでの電力脈動補償技術の技術動向について整理し、それぞれの従来回路に対する特徴と問題点を示した。電力伝送を行う主回路に対して主回路動作に干渉しない独立な補償動作を行うアクティブパワーデカップリング方式を「独立型アクティブパワーデカップリング方式」と本論文では定義しその利点と問題点を述べた。また、コンデンサ平滑方式に比べて体積・コスト・電力変換効率の点で劣ることを説明した。これに対してメイン回路の素子を利用し、単相電力脈動補償動作を行う「複合型アクティブパワーデカップリング方式」について技術動向を整理し、「独立型アクティブパワーデカップリング方式」と同様に電力変換器全体の電力変換効率や体積が課題であることを述べ

第 6 章

結論

た。提案回路では、アクティブパワーデカップリング機能付き DC-単相 AC コンバータの小型化のボトルネックとなる要員である単相電力脈動補償用の追加磁気素子もしくは複数の半導体素子を削減する方法として、メイン回路の磁気素子を脈動補償動作にも利用し電力伝送動作との両立を実現する方式を「磁気素子共用形」と呼称し磁気素子共用形を実現する「多目的電流のハイブリッド変調を採用した独立型アクティブパワーデカップリング方式」を本論文における提案手法であることを述べた。本方式では、メイン回路の磁気素子に単相電力脈動補償動作を共用し、スイッチング一周期中に電力伝送動作に伴う電流と単相電力脈動補償動作の 2 つの電流について、単一磁気素子のみで並列動作を実現できる。この並列動作を実現するために提案回路における目的の違った 2 つの電流をそれぞれ動作させる手法として多目的電流についてハイブリッドに変調させる方法を提案し、高パワー密度化を実現可能な提案方式について 2 つのハイブリッド変調手法のそれぞれの特徴を述べた。これにより少ない部品点数且つ小さな部品体積で脈動補償動作を達成することが可能であることを示した。最後に本研究の位置づけを示し、本研究の意義を明らかにした。以下に第 2 章で得られた結果を示す。

(1)DC-単相 AC 電力変換器では、単相交流を力率 1 の正弦波としたとき商用周波数の 2 倍成分の電力脈動が発生し、その脈動を変換器内で平滑する要素部品が高パワー密度化の妨げとなるため、高寿命、小型化、高効率化を達成できる回路方式が要求されている

(2)単相電力脈動補償技術についてコンデンサ平滑方式とアクティブパワーデカップリング方式に大別でき、コンデンサ平滑方式を採用した電力変換器について低コストの一方でコンデンサの発熱やコンデンサ体積による問題点を挙げ、さらなる長寿命化や小型化の実現が原理的に難しい

(3)アクティブパワーデカップリング技術について、メイン回路の電力送電動作に対して脈動補償回路が「独立に動作する独立型」と「メイン回路素子を共用する複合型」の 2 つに大別できる。独立型は複数の追加素子が必要でありコスト・体積・

電力変換効率すべての点でコンデンサ平滑方式と比較して劣るため、高パワー密度化の実現には単相電力脈動補償にメイン回路素子を利用して追加部品点数削減及び電力変換効率低下を改善する制御方式が必要となる

(4)複合型アクティブパワーデカップリング方式では、脈動補償用に追加の部品点数を削減できる一方で、脈動補償効果の低下もしくは補償キャパシタの小容量化の限界、電流ひずみに起因するなどの技術的課題がある。また、高パワー密度化の観点からは、単相電力脈動補償動作に伴う電流がメイン回路に加算されることによる電力変換効率の低下要因となる問題や、追加磁気素子や半導体素子とその冷却装置による体積の大型化の問題が障壁となるため、部品点数削減がパワー密度の向上には必ずしもつながらずトレードオフの関係がある

(5)提案した新しい複合型アクティブパワーデカップリング方式は、メイン回路の磁気素子を脈動補償動作に共用且つ補償電流加算による損失増加を抑制する制御方式であるため、補償用に追加の磁気素子もしくは半導体素子とその冷却装置を必要とせず脈動補償要素を含めた電力変換器の高パワー密度が実現できる可能性がある

第3章では、磁気素子を共用するハイブリッド変調による提案アクティブパワーデカップリング方式の有用性を確認するために、基礎検討として非絶縁型 DC-単相 AC コンバータを用いた回路構成とその制御法を提案した。一般的に DC-単相 AC コンバータに多く採用される昇圧チョップ構造に脈動補償動作を共用するため、昇圧インダクタに電力伝送と脈動補償の2つの目的の違う電流をそれぞれ制御する、多目的電流制御の一つとして時分割電流制御法を示した。提案回路は、従来の昇圧チョップとフルブリッジインバータの間に双方向の半導体素子と補償用の小容量コンデンサを付与するだけで単相電力脈動成分をアクティブに吸収できる。このようにメイン回路素子を共用して脈動補償動作を行う複合型アクティブパワーデカップリング方式ではメイン回路に流れる電流が問題となると2章

第 6 章

結論

で示した技術的課題に対して、提案方式では電流を時間的に分割してそれぞれを昇圧インダクタに流入し制御させるため、制御干渉がなく単一磁気素子による両立制御が可能であることを示し、実機実験により提案回路の妥当性と有用性を確認した。以下に第 3 章で得られた結果について示す。

- (1) 試作機を用いた実機実験によって、追加磁気素子を必要としない時分割電流制御を採用した提案アクティブパワーデカップリング方式により脈動成分を 90.2%低減できることを確認し、良好な脈動補償効果を得た
- (2) 磁気素子共用形の提案アクティブパワーデカップリング動作適用時における非絶縁型の提案回路の電力変換効率において、最高効率 96.0%を確認した
- (3) 提案回路の最大電力密度はスイッチング周波数が 20 kHz の場合、10.8 kW/dm³、効率は 98.8%を達成した
- (4) コンデンサ平滑方式と従来の降圧型 DC アクティブフィルタ方式に比べて、高パワー密度化を実現できることを確認した

本実験では、磁気素子共用形を採用した独立型アクティブパワーデカップリング方式の基礎検証であるため、脈動補償用コンデンサに積層セラミックコンデンサを使用し従来の複合型アクティブパワーデカップリング方式に対して磁気素子削減及び多目的電流制御による利点を確認することを目的に体積比較などの詳細な解析を行った。

第 4 章では、前章で確認したハイブリッド変調による磁気素子共用形の新しいアクティブパワーデカップリング方式のパワー密度に対する効果についての基礎検証結果を基に、アプリケーション適用範囲拡大を目的に絶縁型の降圧型電力変換器へ適用する方式を提案した。提案回路では、絶縁部品としてメイン回路に採用される絶縁トランスに中間タップを設け脈動補償動作と共用することで、単相電力脈動補償用に追加の半導体素子及びその冷却装置を必要としない特徴を持つ。中間タップ付きトランスの中間電位と差動電位をそれぞれ独立に制御することで、脈動補償動作と電力伝送動作を同時に実現できる。第 4 章

では、電力伝送と脈動補償動作を単一磁気素子で両立を実現するハイブリッド変調として和差電流制御を採用し、メイン回路素子に流れる補償電流による損失増加について和差算によって抑制できる特徴を述べた。また、脈動補償動作は単相交流側の力率が1であることを前提として指令値生成及び動作を行うため、単相交流出力にひずみが重畳しないほど脈動補償効果は高くなるため、本章では単相交流電圧について低歪み率を実現する Δ - Σ 変換に基づくPDMをトランス二次側のマトリックスコンバータに適用した。その後、提案した手法についてシミュレーション及び実験を行い、それらの結果より提案回路の妥当性の確認を行った。最後に受動素子を含めたDC-AC変換器のトランス一次側における変換器体積に着目し、従来のBTB回路との比較検討を行い提案回路の有用性を証明した。以下に第4章で得られた結果を示す。

- (1) 脈動補償用に追加半導体素子及び冷却装置を必要とせず、メイン回路の磁気素子を共用した和差電流制御法により電流実効値増加を抑制した
- (2) コンデンサ平滑方式と同等の半導体素子数、もしくは独立型アクティブパワーデカップリング方式に必要な追加半導体素子数を削減できる回路構成を提案した
- (3) 直接型交流電力変換器適用によって、交流変換側における直流中間部及び直流中間キャパシタを削減でき、電力変換回路の小型化が可能である。また、直接型交流変換器へ適用した変調方式によって出力電圧リップル幅をPWM方式と比べて小さくできるため、単相交流側の出力電圧ひずみ率が全負荷範囲において3.0%以下に抑えられる良好な結果を得た
- (4) 和差電流制御を適用した磁気素子共用形アクティブパワーデカップリング方式によって、降圧型電力変換器において単相電力脈動成分を200 μ Fの小容量キャパシタで補償できることを確認し、単相交流負荷に依らず提案方式による良好な脈動補償効果を確認した

- (5) コンデンサ平滑方式の複数品を並列接続時と比較して提案方式の単相電力脈動における補償用エネルギーバッファについて、キャパシタンスは 90%、体積は 5.0%以上低減できることを確認した。

本実験では、脈動補償用コンデンサにフィルムキャパシタを使用した。近年フィルムキャパシタやセラミックキャパシタの開発が進んでおり、小型大容量・大電流の積層セラミックキャパシタが出現している。これらを使用することで、補償用コンデンサの体積を小型化が期待できる。本提案方式では磁気素子を追加しない点及び第 3 章の基礎検証にて磁気素子共用をする多目的電流制御の有用性を確認できていることから、第 4 章で得られた結果とコンデンサの積層セラミックキャパシタへの代替によってさらなる小型化と長寿命化、メンテナンスフリー化が実現できる。

第 5 章では、第 4 章の降圧型 DC-単相 AC コンバータに対して、昇圧型の絶縁型 DC-単相 AC コンバータと和差電流制御を適用した磁気素子共用形脈動補償回路を提案した。追加の半導体素子及びその冷却装置を必要としない特徴は前節と同じであり、直流電源電圧に対して電力伝送と脈動補償回路は昇圧型の構成を取る。中間タップ付きトランスの中間電位と差動電位は第 4 章に対して脈動補償動作と電力伝送に用いる電位がそれぞれ反対となるため、本章では新たな和差電流制御法を提案し、メイン回路との磁気素子共用を実現する多目的電流制御を行った。提案回路について、シミュレーションと実機実験を行い提案手法の妥当性を確認した。その後、提案回路の損失と体積に着目し、解析結果を基に従来回路と比較して有用性を確認した。以下に第 5 章で得られた結果を示す。

- (1) 和差電流制御を適用した磁気素子共用形アクティブパワーデカップリング方式によって、昇圧型電力変換器において 2 kW 時の単相電力脈動成分を 200 μF のバッファキャパシタで補償できることを確認し、出力負荷範囲に依らず良好な脈動補償結果を得た
- (2) 従来の昇圧チョッパ、DC アクティブフィルタ、DC-AC コンバータの構成回路に比べて、半導体素子を 6 個削減した提案回路を用いて同等の動作を確認した

(3) 単相電力脈動補償時における昇圧型の提案回路の電力変換効率について、直流入力電圧 200 V 印加時に最高効率 94.5%を得た

(4)従来回路のトランス一次側の直流-単相交流電力変換回路と比較して、半導体素子による発生損失を 48%低減できることについて解析結果を用いて示した

以上のように、メイン回路の磁気素子と脈動補償動作を共用し、電力伝送との多目的となる電流をハイブリッドに変調する提案手法を適用することで、少ない部品点数で脈動補償動作を電力伝送動作路同時に実現し、DC-単相 AC コンバータの高パワー密度化を達成した。磁気素子は回路素子の中でも比較的パワー密度が低く、適用数に応じて電力変換回路のパワー密度の低減に大きく影響をあたえるため、磁気素子の削減による効果は高い。また、半導体素子とその冷却装置は磁気素子の次に回路体積を圧迫するだけでなく、半導体素子による損失の増加が問題となるためより発生損失の少ない低オン抵抗などの高性能素子への変換もしくは素子そのものを削減することが望ましい。オールボー大学の研究結果からも、なるべく回路素子数を低減することが回路を形成する必要半田量の低減につながり回路に対する信頼性の高低に影響することがわかっている。従って、磁気素子共用を実現するハイブリッド変調を採用した提案方式では磁気素子もしくは半導体素子を削減し、高効率を達成できる多目的電流制御を適用するため、高パワー密度化が実現できる。この結果、磁気素子を共用する多目的電流制御を適用した単相電力脈動補償機能付き DC-単相 AC コンバータを直流バッテリーと家庭用配電システムのインターフェースに用いることで、電力変換効率の改善と体積小型化による適用範囲削減及び発熱問題の抑制を実現でき、電気自動車や再生可能エネルギーを用いた配電システムの普及の一助として貢献したと考える。

6.2 提案するアクティブパワーデカップリング方式の比較

本研究では、数 kW オーダーの DC-単相 AC コンバータについて高パワー密度化を実現するためにメイン回路の磁気素子を単相電力脈動補償に共用する新しい回路構成及び制御手法を提案した。本節では、第2章に述べた本研究が目指す位置づけと各省で提案した回路の特性を比較する。

図 6-1 に本論文で提案した磁気素子共用形のアクティブパワーデカップリング方式を有する DC-単相 AC コンバータについての特性比較を示す。第 2 章で述べたように、単相電力脈動補償を行うために必要となる追加の部品点数と電力変換器全体の変換効率にはトレードオフの関係があるため、部品点数削減が高パワー密度化につながるとは断言することができない。従って、本論文では、補償用コンデンサ体積、補償用インダクタ体積、追加半導体素子数、補償用電流加算による許容電流量の増加率、電力変換効率の 5 軸を基にそれぞれ 5 段階で各電力変換器を評価している。なお、本章における各回路の評価についての仕様は第 2 章と同様に、出力容量 1 kW とし各軸の評価数値を換算し段階評価を行っている。

本研究では、メイン回路の磁気素子をアクティブパワーデカップリング動作に共用するため、第 3 章の提案回路方式では追加の磁気素子を必要とせず、第 4 章-第 5 章の提案回路方式では追加の磁気素子及びその冷却装置を必要としない。提案方式は複合型アクティブパワーデカップリング方式に分類されるため、補償用電流はメイン回路に流入するが、第 3 章では時間的に分割して流入且つ電力伝送電流実効値の方が大きいため回路素子の許容電流増加とはならない。また、第 4 章及び第 5 章の和差電流制御を適用した絶縁型 DC-単相 AC コンバータでは、中間タップ付きトランスの特性上、中間端子に対して同量かつ半値ずつの電流がトランス一次側両端子へ流入する。従って、トランス一次側両端子に流れる電力伝送用の電流に対して中間端子からの電流は和算・減算される極性となるため、電流増加率は従来の複合型アクティブパワーデカップリング方式と比べて半値分のみとなる。また減算側の電流が流れる半導体素子側では電流二乗に比例する発生損失は従来回路に比べて小さいため、総合的な電流増加による半導体素子での発生損失は抑制できるため電力変換効率の評価軸も総じて 95.0%以上となる段階に位置する。

受動素子については、出力容量 1 kW に対する理論値と各章実験値の 2 パターンについて評価軸を作成している。各章のインダクタンスの理論値は、各章記載の通りインダクタの電流リップル率を 30.0%として算出しており、各提案方式とも 4 段階以上の比較的高い段階に位置することがわかる。インダクタンスについては、第 4 章でコンデンサ平滑方式と比較した際の理論値におけるインダクタ体積は 0.023dm^3 と算出できるが、本比較では実験で使用した値と同様の 2.0 mH を用いて体積を算出している。第 4 章と同様の理論値を用

いた比較である場合、図 6-1 における第 4 章のインダクタ体積評価軸は 5 段階目に位置する。また、近年開発されている大容量の積層セラミックキャパシタ (MURATA 製 EVS20329S2G306MS09, 30 μ H, 400V 耐圧) に実験値と同様の静電容量程度へ代替した場合、図 6-1 に示すフィルムキャパシタ適用時のコンデンサ体積に対して、第 4 章では 64.7%、第 5 章では 80.8% 低減できそれぞれ 5 段階目に位置する体積評価となる。これらの計算及び実際の体積は付録 B に記載する。

電力変換効率に関しては、最高効率を基に評価軸を段階ごとに分けて表現しているが、第 4 章における DC-AC コンバータの試作機における電力変換効率が比較的低いことが図より確認できる。主要な損失としてトランス二次側無負荷時における無負荷損失が占める割合が大きく、定格出力時における無負荷損失が定格の 10% を占める損失であることを実験により確認できている。他には、マトリックスコンバータ側のスナバ損失も効率低下の要因であることが確認できている。これらの試作機による結果を踏まえて、第 5 章の実機作製では中間タップ付きトランスに関する考察を行い、バイファイラ巻き等の漏れインダクタンス成分の少ない巻き方且つ広温度領域において低損失な特性を持つ磁気材料 MnZn 系フェライトを採用したハード側での改良を実施した。第 4 章と第 5 章では入力電圧が異なるが、中間タップの電位の関係上、トランス印加電圧や流入電流の数値的差は大きく変わらないため、トランスによる無負荷損失の改善は十分可能であると考えられる。次節の今度の課題でも挙げた、インダクタとトランスのコア一体化手法⁽⁹⁹⁾⁽¹⁰¹⁾による体積及び効率の改善が可能である点から、高パワー密度化を目指すうえでハード側での設計による改善は必須であると考え。制御的な動作の観点からは、近年注目を集めている Dual Active Converter-Matrix Converter (DAB-MC) などの電流極性に対するスイッチングタイミングや DAB のソフトスイッチング特性を活かした制御動作について報告がなされている。中間タップ付きトランスによる体積削減及び制御的な損失抑制手法の両立が今後の課題である。

以上より、各方式ともに高パワー密度化を図るうえで目標とする理想線に位置しており、本研究で目指すべきパワー密度に関する評価を満たせうる技術と考えられる。また、第 3 章はハイブリッド変調による磁気素子共用形の提案方式についての基礎検証という位置づけであるが、各章の方式は非絶縁/絶縁、昇圧/降圧と回路仕様が異なるため、様々なアプリ

第6章
結論

ケーションに応じて回路構成を選択できる。各回路構成は大容量化が容易ではあるが、非絶縁型電力変換器では不連続電流制御を適用しているため電流ピーク値が大きい点、および従来絶縁型電力変換器と同程度の素子数で絶縁及びハイブリッド変調を実現できる点から、PVやEVの蓄電システム、家庭用機器等への大容量化用途では絶縁型の提案回路が適している。いずれの回路方式でも、磁気素子をメイン回路と共用するため単相電力脈動補償回路への必要部品点数は少なく、且つ提案ハイブリッド変調によって発生損失を抑制できるため、要求される入力電圧や仕様に応じて各回路を選択できる。

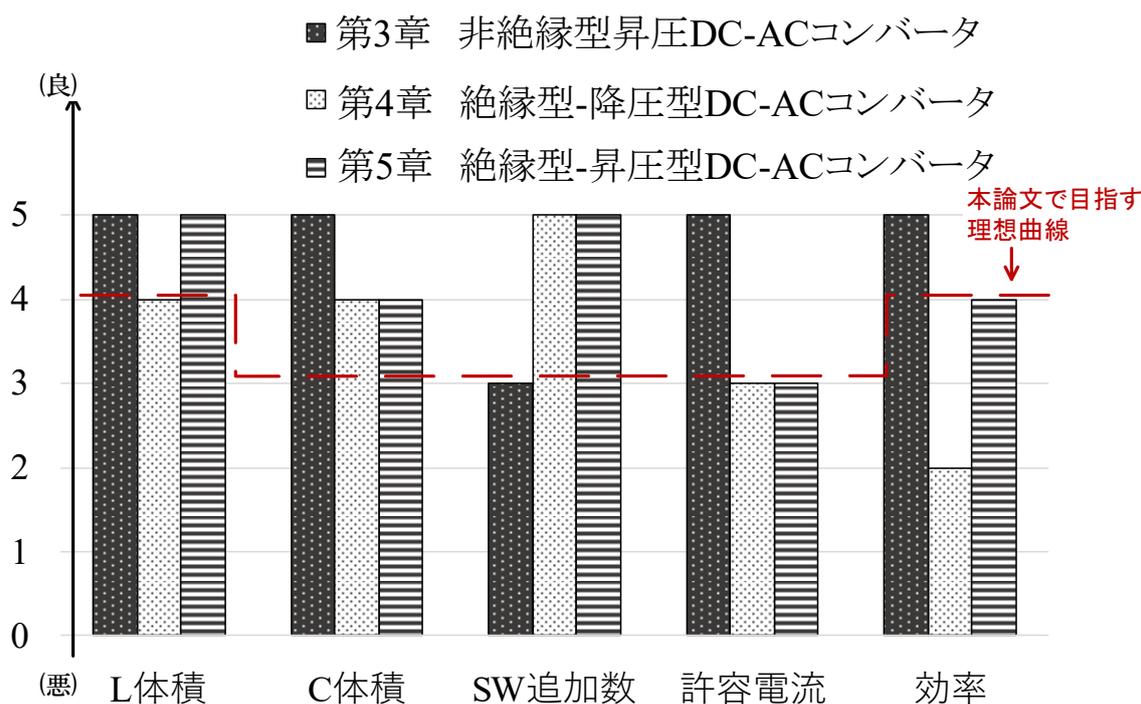


図 6-1 提案回路方式の比較

6.3 今後の課題

本研究では、高パワー密度な DC-単相 AC コンバータを実現することを目的として、メイン回路の磁気素子を脈動補償動作と共用し、脈動補償動作に追加素子数を削減する新しい独立型アクティブパワーデカップリング回路と単一の磁気素子に多目的電流を制御する制御手法を提案し、試作機を用いた実験結果によりその有用性を明らかにした。しかし、アクティブパワーデカップリング回路を用いた電力変換器の用途について様々な議論の余地がある。下記に現在考えられる課題を示す。

(1) 双方向電力変換への応用

提案した電力変換回路およびアクティブパワーデカップリング方式について、双方向にする回路構成を考案する。特にバッテリー用途については充放電経路が必要となるため回生動作を独立型アクティブパワーデカップリング方式に適用し、応用方式を検討する必要がある。

(2) 磁気素子小型化に向けた設計方法の明確化

第4章と第5章で提案したメイン回路の絶縁トランスを脈動補償動作に共用する手法に関して、磁気素子共用を実現する和差電流制御を適用したアクティブパワーデカップリング方式について更なる高パワー密度化を図るために第4章の脈動補償用もしくは第5章の昇圧用インダクタと絶縁トランスを同一コアとする手法を考案する。電力変換器の重量化及びパワー密度化へは磁気素子のコアを削減することによって大きく影響がある。本論文で提案する磁気素子を実現する和差電流制御を適用したでは中間タップ付きトランスとインダクタについて別途コアを用いて基礎検証を行っているが、3つ以上の出力を持つ DC-DC マルチコンバータでは中間タップが及ぼす磁気的な要素と差動側端子がもたらす磁気的な要素について詳細に検証し、同一コアで巻き方を工夫することでこれらを共用することが可能であるとの研究結果が報告されている⁽⁹⁹⁾⁽¹⁰¹⁾。この同一コアにする手法を本論文で提案する磁気素子共用を実現する手法に応用できれば、インダクタとトランスのコアを共有化できるためコアの体積及び重量が削減できるためさらなる高パワー密度化が可能である。

(3) アプリケーション拡大に向けた駆動方法の構築

本論文で提案する磁気素子共用を実現する多目的電流のハイブリッド変調では、インダクタへの流入電流を時分割もしくはトランスの各電位をそれぞれ制御するために、電圧利用率低下など電力伝送動作への制約が発生する。第5章の提案回路では、電力伝送動作を優先的に行う方式を持つがその分脈動補償動作側が限定的になる。トランスの巻数比を工夫するなどの改善は行えるが、ハード側だけではなくソフト側、すなわち制御側による電圧利用率の改善方式も必要となる。このようにトランス巻数比は現在簡単化のため 1:1 を採用しているが、巻数比と電圧利用率を考慮した最適設計を行うことで、動作モードの制約が緩和され電圧利用率の改善も可能であると考えられる。適用するアプリケーションによっては入出力電圧の関係は多岐にわたるため、制御方式を含めた回路設計が必要である。

謝辞

本研究を進めるにあたり、直接ご指導を賜りました長岡技術科学大学 伊東 淳一教授に心より感謝し、厚く御礼申し上げます。また、学外より学位審査に携わっていただいた神戸市立工業高等専門学校 南 政孝准教授、日頃より有益なご意見、ご助言を賜りました長岡技術科学大学 近藤 正示名誉教授、大石 潔教授、三浦 友史教授、宮崎 敏昌教授、芳賀 仁准教授、横倉 勇希准教授、日下 佳祐産学融合特任講師、渡辺 大貴産学官連携研究員、北海道大学 折川 幸司助教、国立奈良工業高等専門学校 石飛 学教授にも心より感謝し、厚く御礼申し上げます。

長い研究生生活の間、苦楽を共にしたパワー研の先輩、同輩及び後輩諸氏に感謝致します。私がパワーエレクトロニクス研究室に配属され、長い研究生生活の間様々な場面で多くのご助言をいただいた Goh Tech Chiang 氏、大沼 喜也氏、宮脇 慧氏、櫻原 有吾氏、野下 裕市氏、小岩 一広氏、中田 祐樹氏、高橋 広樹氏、加藤 尚和氏、佐藤 大介氏、中西 俊貴氏、長野 剛氏、提橋 郁人氏にも心より感謝し、御礼を申し上げます。

また、未熟であった修士及び博士課程在学中に惜しみなくご助言をいただき、議論をしていただいた諸先生方、先輩方はもちろんのこと、研究生生活において苦楽を分かちあい支え合ったパワー研同期の方々をはじめ、学部から博士課程までの長い期間を支え合った比嘉 隼氏、Le Hoai Nam 氏、矢吹 明紀氏、宅間 春介氏、西澤 是呂久氏、永井 悟司氏、古川 啓太氏、また学部・修士課程をともに研究に打ち込こんだ谷向 一馬氏、門嶋 祥之氏、米田 一己氏、さらに DC-AC コンバータについて多くの議論に応じてくださった林 文博氏、大島 涼氏、桜庭 友和氏にも心より感謝し、御礼申し上げます。

謝辞

家庭を持つ母としての生活と、女性の博士課程学生としての研究生活を両立できる環境を整えてくださった長岡技術科学大学理事の方々や関係者の方々、高橋 由紀子准教授、山本 麻希准教授、山崎 理絵男女共同参画推進室事務補佐員ならびに室員関係者の方々、また温かい応援とご配慮を賜り、長い研究生活だけでなく私生活においても支えてくださった大河内 紀子元学長アドバイザーおよび本校 Peer カフェ担当員の方々、弓削商船高専 峯脇 さやか助教、東京工業高等専門学校 武田 美咲助教にも心より御礼申し上げます。

最後に、大学・大学院で学ぶ機会を与えていただき、家庭を築きつつも学業に専念できるように理解と協力を惜しまなかった両親、姉、兄、喜也、蒼、千夏に心から感謝いたします。

参考文献

- (1) 経済産業省・資源エネルギー庁ホームページ <http://www.enecho.meti.go.jp/>
- (2) 経済産業省・資源エネルギー庁「エネルギー白書 2021」
- (3) 外務省ホームページ：「持続可能な開発」
<http://www.mofa.go.jp/mofaj/gaiko/kankyo/sogo/kaihatsu.html>
- (4) 外務省：「気候変動に関する国際連合枠組条約の京都議定書」
https://www.mofa.go.jp/mofaj/gaiko/treaty/treaty_020413.html
- (5) 外務省：「パリ協定」
https://www.mofa.go.jp/mofaj/ila/et/page24_000810.html
- (6) 環境省「令和3年度 環境・循環型社会・生物多様性白書」
- (7) 経済産業省「グリーン IT 推進協議会資料」
- (8) Ali Emadi, Sheldon S. Williamson, Alireza Khaligh: “Power Electronics Intensive Solutions for Advanced Electric, Hybrid Electric, and Fuel Cell Vehicular Power Systems”, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 21, No. 3, pp. 567-577 (2006)
- (9) Koji Shiozaki, Jae S. Lee, T. Nomura, B. Whitaker, Adam Barkley, Zach Cole, Brandon Passmore, Ty McNutt, Alexander B. Lostetter, “Design and Verification of High Frequency SiC On-board Vehicle Battery Charger for PHV/EV”, SAE of Japan, EVTeC & APE Japan 2014, No. 20144039, (2014)
- (10) Koji Shiozaki, Ken Toshiyuki, Jae Seung Lee, Kyosuke Miyagi, Adam Barkley, Zach Cole, Brandon Passmore, Ty McNutt, Alexander B. Lostetter: “Verification of High Frequency SiC On-board Vehicle Battery Charger for PHV”, SAE 2016 World Congress and Exhibition, No. 0148-7191 (2016)

参考文献

- (11) トヨタホーム : <https://www.toyotahome.co.jp/chumon/technology/smarthouse/car/index.html>
- (12) Panasonic 技法 : 「特集 : エネルギーマネジメント」, Vol. 60, No. 1 (2014)
- (13) Panasonic 技法 : 「特集 : エネルギー技術 創・蓄・省エネルギー技術および周辺技術」, Vol. 57, No. 4 (2012)
- (14) 大沼 喜也, 伊東 淳一 : 「アクティブバッファを用いた単相降圧形 PFC 整流器の開発」, 電気学会論文誌 D, Vol. 133, No. 2 (2013)
- (15) 渡辺 大貴, 小岩 一広, 伊東 淳一, 大沼 喜也, 宮脇 慧 : 「昇圧形アクティブバッファを有する電解コンデンサレス太陽光発電系統連系インバータの開発」, 電気学会論文誌 D, Vol. 135, No. 5, pp. 467-474 (2015)
- (16) ニチコン株式会社 : ホームページ「EV/HV/PHV 市場に向けたコンデンサの最新技術動向」 <https://www.nichicon.co.jp/lib/lib73.html>
- (17) TDK ラムダ株式会社 : ホームページ <http://www.tdk-lambda.co.jp/>
- (18) 村田製作所ホームページ : 「車載用セラミックコンデンサ」, <https://www.murata.com/jajp/about/newsroom/techmag/metamorphosis17/productsmarket/capacitor>
- (19) 日本ケミコン株式会社 : 「TECHNICAL NOTE -アルミ電解コンデンサの上手な使い方-」, <https://www.chemi-con.co.jp/products/relatedfiles/capacitor/catalog/al-technote-j.pdf>
- (20) 日本ケミコン株式会社 : 「大型アルミ電解コンデンサ-U37F シリーズ-」, <https://www.chemi-con.co.jp/catalog/pdf/al-j/al-sepa-j/006-screw/al-u37flg-j-2020.pdf>
- (21) ルビコン株式会社ホームページ : 「フィルムコンデンサ テクニカルノート」, <http://www.rubycon.co.jp/products/film/technote.html>
- (22) 長井真一郎, 中澤知之, 鈴木靖, 植木浩一 : 「受動部品における技術動向」, 平成 21 年電気学会全国大会, No. S20-6, pp. 1-4 (2009)
- (23) ローム株式会社 : ホームページ <https://www.rohm.co.jp/analogpower/interview/02>
- (24) Yi Tang, Frede Blaabjerg, Poh Chiang Loh, Chi Jin, Peng Wang : “Decoupling of Fluctuating Power in Single-Phase Systems Through a Symmetrical Half-Bridge Circuit”, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 30, No. 4, pp. 1855-1865 (2015)
- (25) 伊東 淳一, 伊東 洋一 編: 「トランジスタ技術 SPECIAL キロ・ワット超を制御する

-
- 電力変換技術の実際 TRSP No.125 パワーエレクトロニクス技術教科書」,CQ 出版,
(2014)
- (26) 山口 正人, 横関 政洋 編:「入門演習パワーエレクトロニクス」, EnergyChord, (2014)
- (27) Toshiki Nakanishi, Jun-ichi Itoh: “High Power Density Design for a Modular Multilevel Converter With an H-Bridge Cell Based on a Volume Evaluation of Each Component”, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 33, No. 3, pp. 1967-1984 (2018)
- (28) 五十嵐 浩明, 赤木 泰文:「瞬時電圧低下補償装置のシステム構成と運転特性」, 電気学会論文誌 D, Vol. 123, No. 9, pp. 1021-1028 (2003)
- (29) Chia-Tse Lee, Yen-Ming Chen, Li-Chung Chen, Po-Tai Cheng: “Efficiency Improvement of a DC/AC Converter with the Power Decoupling Capability”, IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), pp. 1462-1468 (2012)
- (30) 富山 圭祐, 清水 敏久: 「パワーデカップリング機能を持つ高効率単相系統連系インバータとその制御法」, 電気学会論文誌 D, Vol. 135, No. 2, pp.147-154 (2015)
- (31) Shota Yamaguchi, Toshihisa Shimizu: “Single-phase Power Conditioner with a Buck-boost-type Power Decoupling Circuit”, IEEJ Jurnal of Industry Applications, Vol. 5, No. 3, pp. 191-198, (2016)
- (32) 米田 昇平, 藤田 英明:「位相シフト制御を適用した高周波サイクロコンバータ」電気学会論文誌 D, Vol. 136, No.6 pp.433-440 (2016)
- (33) 清水 敏久, 藤田 努, 木村 軍司, 広瀬 順:「直流リップル補償形単相 PWM コンバータ」, 電気学会論文誌 D, Vol. 117, pp. 434-442 (1997)
- (34) Toshihisa Shimizu, Yasuhiro Jin, Gunji Kimura: “DC ripple current reduction on a single-phase PWM voltage-source rectifier”, IEEE Transaction on Industry Applications, Vol. 36, No. 5, pp. 1419-1428 (1999)
- (35) 津野 康一, 石井 謙市郎, 清水 敏久:「単相電圧型 PWM 整流器におけるパワーデカップリング特性の比較」, 電気学会論文誌 D, Vol. 126, No. 1, pp. 64-73 (2006)
- (36) 芳賀 仁, 高橋 勲, 大石 潔:「電解コンデンサレス高力率単相ダイオード整流回路を持つインバータによる IPM モータの一駆動法」, 電気学会論文誌 D, Vol. 124, No. 5 pp. 510-516 (2004)

参考文献

- (37) 高橋 勲, 堀 和宇 : 「高調波電流の少ない単相ダイオード整流回路」, 電気学会論文誌 D, Vol. 115, No. 10, pp.1215-1220 (1995)
- (38) 松井 景樹, 山本 勇, 関 爾東, 長谷川 勝, 安藤 健志, 上田 玄, 森 秀樹 : 「商用周波の共振で直流高電圧を発生する単相整流回路」, 電気学会論文誌 D, Vol. 127, No. 4, pp.368-374 (2007)
- (39) Yao Sun, Yonglu Liu, Mei Su, Wenjing Xiong, Jian Yang: “Review of Active Power Decoupling Topologies in Single-Phase Systems”, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 31, No. 7, (2016)
- (40) 北野 達也, 松井 幹彦 : 「DC アクティブフィルタ機能を備えた単相 PWM コンバータのコンデンサ容量低減」, 平成 8 年電気学会全国大会, No. 715, pp. 4-10 - 4-11 (1996)
- (41) 竹下 隆晴, 松井 信行, 外山 浩司 : 「単相 PEM コンバータの直流電圧脈動の一抑制策」, 電気学会論文誌 D, Vol. 113, No. 9, pp. 1106-1107 (1997)
- (42) Kuo-Hen Chao, Po-Tai Cheng, “Power decoupling methods for single-phase three-poles AC/DC converters”, in Proc. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition ECCE 2009, pp. 3742–3747 (2009)
- (43) Ruxi Wang, Fred Wang, Rixin Lai, Puqi Ning, Rolando Burgos, Dushan Boroyevich: “Study of Energy Storage Capacitor Reduction for Single Phase PWM Rectifier”, 2009 Twenty-Fourth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC 2009, pp. 1177-1183, (2009)
- (44) Haibing Hu, Souhib Harb, Nasser Kutkut, Issa Batarseh, Z. Juhn Shen: “Power Decoupling Techniques for Micro-inverters in PV Systems-a Review”, Energy Conversion Congress and Exposition 2010 (ECCE), pp. 3235-3240 (2010)
- (45) Ioan Serban, Corneliu Marinescu: “Active power decoupling circuit for a single-phase battery energy storage system dedicated to autonomous microgrids”, in Proc. 2010 IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), Vol. 1, pp. 2717–2722 (2010)
- (46) 入江 寿一, 山下 剛, 竹本 信乃 : 「2 象限チョップと負荷コンデンサを用いた単相整流回路のリプル補償」, 電気学会論文誌 D, Vol. 112, No. 7, pp. 623-629 (1992)

-
- (47) Dominik Bortis, Dominik Neumayr, Johann W. Kolar: “ η p-Pareto Optimization and Comparative Evaluation of Inverter Concepts considered for the GOOGLE Little Box Challenge”, 2016 IEEE 17th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL), No. O8-1 (2016)
- (48) Ahmed S. Morsy, Prasad N. Enjeti: “Comparison of Active Power Decoupling Methods for High-Power-Density Single-Phase Inverters Using Wide-Bandgap FETs for Google Little Box Challenge”, IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, Vol. 4, No. 3, pp. 790-798 (2016)
- (49) Yi Tang, Frede Blaabjerg: “Power decoupling techniques for single-phase power electronics systems-An overview”, 2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), pp. 2541-2548, (2015)
- (50) Souhib Harb, Robert S. Balog, “Single-phase PWM rectifier with power decoupling ripple-port for double-line-frequency ripple cancellation”, 2013 Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), pp. 1025–1029 (2013)
- (51) Hua Han, Yonglu Liu, Yao Sun, Mei Su, Wenjing Xiong: “Single-phase current source converter with power decoupling capability using a series-connected active buffer”, IET Power Electronics, Vol. 8, No. 5, pp. 700–707 (2015)
- (52) 櫻庭 友和, 日下 佳祐, 折川 幸司, 伊東 淳一: 「パワーデカップリング技術を用いた単相インバータで高パワー密度を実現するためのコンポーネントへの要求」, 電気学会電子デバイス/半導体電力変換合同研究会, No. EDD-15-090, SPC-15-172, (2015)
- (53) 檜原 有吾, 伊東 淳一: 「パレートフロントカーブを用いた PV 用マルチレベルトポロジーの効率とパワー密度の性能比較」, 電気学会論文誌 D, Vol.134, No.2 pp. 209-219, (2013)
- (54) Colonel WM. T. Mclyman, "Transformer and Inductor Design Handbook"
- (55) Runruo Chen, Yunting Liu, Fang Z. Peng, “DC capacitor-less inverter for single phase power conversion with minimum voltage and current stress”, IEEE Transaction on Power Electronics, Vol. 30, No. 10, pp. 5499–5507, (2015)
- (56) 寒川 明信, 三浦 友史, 伊瀬 敏史: 「電力脈動補償マトリックスコンバータを用いた

参考文献

- PV用マイクロインバータの基礎検討」, 平成27年電気学会全国大会, No. 4-054, pp. 88-89 (2015)
- (57) 小高 渉, 小笠原 悟司, 折川 幸司: 「マトリックスコンバータを用いた三相・三相入力絶縁型 AC-DC 変換器の入力フィルタを用いたパワーデカップリング制御」, 電気学会半導体電力変換/家電・民生/自動車合同研究会, No. SPC-20-232, HCA-20-82, VT-20-87, pp. 29-34 (2020)
- (58) 根葉 保彦: 「交流チョッパを結合した単相 PWM 電流形電力変換器」, 電気学会論文誌 D, Vol. 117, No. 6, pp. 673-679 (1997)
- (59) Shengfang Fan, Yaosuo Xue, Kai Zhang: “A novel active power decoupling method for single-phase photovoltaic or energy storage applications”, 2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), DOI: 10.1109/ECCE.2012.6342406, pp. 2439-2446 (2012)
- (60) 阿部 充庸, 芳賀 仁, 近藤 正宗: 「中性点電位制御による NPC 型単相整流器のパワーデカップリング法」, 電気学会論文誌 D, Vol. 136, pp. 937-943 (2016)
- (61) 米田 昇平, 藤田 英明: 「パワーデカップリング制御法を適用した商用周波一高周波直接変換器の実験的検証」, 平成28年電気学会産業応用部門大会, No.1-53, pp.177-180 (2016)
- (62) Shohei Komeda, Hideaki Fujita: “A Power Decoupling Control Method for an Isolated Single-Phase AC-to-DC Converter Based on Direct AC-to-AC Converter Topology”, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.33, No.11, pp. 9691 – 9698 (2018)
- (63) Aleksey Trubitsyn, Brandon J. Pierquet, Alexander K. Hayman, Garet E. Gamache, Charles R. Sullivan, David J. Perreault: “High-efficiency inverter for photovoltaic applications”, in Proc. IEEE Energy Conv. Congr. And Expo., Atlanta, pp. 2803-2810 (2010)
- (64) Brandon J. Pierquet, David J. Perreault: “A Single-phase Photovoltaic Inverter Topology With a Series-Connestion Enegy Buffer”, IEEE Teansaction on Power Electronics, Vol. 28, No. 10, pp. 4603-4611 (2013)
- (65) Yi Tang, Wenli Yao, Poh Chiang Loh, Frede Blaabjerg: “Highly Reliable Transformerless Photovoltaic Inverters With Leakage Current and Pulsating Power Elimination”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 63, No. 2, pp. 1016-1026 (2016)

-
- (66) Xiaoqing Wang, Min Chen, Bodong Li, Guannan Zhu, Lei Chen, Xinnan Sun, Dongbo Zhang :
“Control and Modulation of a Single-Phase AC/DC Converter with Smooth Bidirectional Mode
Switching and Symmetrical Decoupling Voltage Compensation”, IEEE Transactions on Power
Electronics, DOI: 10.1109/TPEL.2021.3120006, (2021)
- (67) Wen Cai, Ling Jiang, Bangyin Liu, Shanxu Duan, Changyue Zou: “A power decoupling method
based on four-switch three-port DC/DC/AC converter in dc microgrid”, IEEE Transactions on
Industry Applications, Vol. 51, No. 1, pp. 336-343 (2015)
- (68) Jun-ichi Itoh, Fumiya Hayashi: “Ripple Current Reduction of a Fuel Cell for a Single-Phase
Isolated Converter Using a DC Active Filter With a Center Tap”, IEEE Transactions on Power
Electronics, Vol. 25, Issue 3, pp. 550 - 556, (2010)
- (69) Jiand You, D. Mahinda Vilathgamuwa, Negareh Ghasemi, Wynand Louis Malan: “An Active
Power Decoupling Method for Single Phase DC/AC DAB Converters”, IEEE Access, Vol. 7 pp.
12964-12972 (2019)
- (70) Toshihisa Shimizu, Keiji Wada, Naoki Nakamura: “A Flyback-type Single Phase Utility
interactive Inverter with low-frequency ripple current reduction on the DC input for an AC
photovoltaic module system” , in Proc. 2002 IEEE 33rd Annual Power Electronics Specialists
Conference, 2002. pp. 1483–1488 (2002)
- (71) Toshihisa Shimizu, Keiji Wada, Naoki Nakamura: “Flyback-Type Single-Phase Utility
Interactive Inverter With Power Pulsation Decoupling on the DC Input for an AC Photovoltaic
Module System” , IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 21, No. 5, pp. 1264–1272 (2006)
- (72) 新庄 史浩, 和田 圭二, 清水 敏久 : 「パワーデカップリング機能を持つ電圧形単相系
統インバータ」, 平成 19 年電気学会産業応用部門大会, No. 1-21, pp. I-241-I-244 (2007)
- (73) 新庄 史浩, 和田 圭二, 清水 敏久 : 「パワーデカップリング機能を有するフォワード
形単相系統連係インバータの高効率化」, 電気学会半導体電力変換研究会, SPC-08-35
(2008)
- (74) Hiroki Watanabe, Jun-ichi Itoh: “Isolated Single-phase AC Grid Connected Converter With Small
Inductors and Capacitors for Micro-inverters” , 2017 IEEE Applied Power Electronics
Conference and Exposition (APEC), No. 2038, pp.1542-1549 (2017)

参考文献

- (75) 荒木 隆宏, 折川 幸司, 伊東 淳一: 「Ga_N-FET を用いた PWM インバータの EMC フィルタに関する実験検討」, 電気学会半導体電力変換研究会, SPC-13-117, EDD-13-055 (2013)
- (76) Uwe Drofenik, Gerold Lamimer, Johann W. Kolar: “Theoretical Converter Power Density Limits for Forced Convection Cooling”, Proceedings of the International PCIM Europe Conference, pp. 608-619 (2005)
- (77) Yoshiya Ohnuma, Jun-ichi Itoh: “Comparison of Boost Chopper and Active Buffer as Single to Three Phase Converter”, No. SPC-13-117, EDD-13-055 (2013)
- (78) Kyosuke Katayama, Yoshito Sameda, Yoshiaki Hasegawa: “Smart PV Battery System with Combination of Photo voltaic Power Generation and Battery System”, Toshiba, Special Reports, Vol. 66 No. 8 (2011)
- (79) Satoshi Nagai, Hoai N. Le, Tsuyoshi Nagano, Koji Orikiawa, Jun-ichi Itoh: “Minimization of Interconnected Inductor for Single-Phase Inverter with High-Performance Disturbance Observer”, 2016 IEEE 8th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC-ECCE Asia), No. Wb8-06, (2016)
- (80) Hoai N. Le, Koji Orikiawa, Jun-ichi Itoh: “Circuit-Parameter-Independent Nonlinearity Compensation for Boost Converter Operated in Discontinuous Current Mode”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 64, No. 2, pp. 1157-1166 (2017)
- (81) Jun-ichi Itoh, Tomokazu Sakuraba, Hoai N. Le, Hiroki Watanabe, Keisuke Kusaka: “DC to Single-phase AC Grid Connected Inverter with Boost Type Active Buffer Circuit Operated in Discontinuous Current Mode”, IEEJ Transactions on Industry Applications, Vol. 138, No. 5, pp. 453-462 (2018)
- (82) Mohammad Alhussan, Fahad Alhuwaisheh, Prasad Enjeti: “A Single-Phase Ga_N Totem-Pole PFC with Active Power Decoupling”, 2021 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), DOI: 10.1109/APEC42165.2021.9487303, pp. 239-246 (2021)
- (83) Sangmin Jung, Youngsang Bae, Sewan Choi, Hyosung Kim: “A low cost utility interactive inverter for Residential Fuel Cell Generation”, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 22, No. 6, pp. 2293-2298 (2007)

- (84) Yi Tang, Frede Blaabjerg, Poh Chiang Loh, Chi Jin, Peng Wang, “Decoupling of Fluctuating Power in Single-Phase Systems Through a Symmetrical Half-Bridge Circuit”, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 30, No. 4 (2015)
- (85) Patrick W. Wheeler, José Rodríguez, Jon C. Clare, Lee Empringham: “Matrix Converters: A Technology Review”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 49, No. 2, pp. 274-288 (2002)
- (86) 加藤 浩司, 伊東 淳一: 「直接形電力変換器を用いたマルチ電源連系システムの一制御法」, 電気学会半導体電力変換研究会, No. SPC-08-11(2008)
- (87) Yuuki Nakata, Jun-ichi Itoh: “A Fundamental Verification of a Single-phase to Three-phase Matrix Converter with a PDM Control based on Space Vector Modulation”, 2014 International Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014 - ECCE ASIA), No. 19P1-12, pp. 138-145 (2014)
- (88) 新見 嘉崇, 折野 裕一郎, 黒澤 実, 片桐 崇: 「 $\Delta \Sigma$ 変調を用いたキャリア変調方式 PWM 変換の検討」, 平成 20 年電子情報通信学会総合大会講演論文集, A-1-15, p.15 (2008)
- (89) Atsushi Hirota, Soon-Kurl Kwon, Satoshi Nagai, Srawouth Chandhaket, and Mutsuo Nakaoka: “A Novel Type Suppressed Noise Peak Dc-Dc Boost Converter Introducing Delta-Sigma Modulation Technique,” IEEE PEDS 2011, No.92 pp. 534-537 (2011)
- (90) 中田 祐樹, 伊東 淳一: 「空間ベクトル変調を基にした PDM の直接形高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータへの適用」, 電気学会論文誌 D, Vol. 125, No. 1 pp. 72-73 (2015)
- (91) 渡辺 大貴, 伊東 淳一: 「パルス密度変調を適用した昇圧型アクティブバッファを有する電流過多系統連系インバータの出力波形改善法」電気学会半導体電力変換/家電民生/自動車合同研究会, No. SPC-15-208, HCA-15-077, VT-15-048 (2015)
- (92) E.C. Nho, J.H.Jung, H.S.Kim: “Switching Loss Minimization of 3-phase Interleaved Bidirectional DC-DC Converter” The 2014 IPEC, pp2763-2764 (2014)
- (93) Su man Dwari, Leila Parsa: “A Novel High Efficiency High Power Interleaved Coupled-Inductor Boost DC-DC Converter for Hybrid and Fuel Cell Electric Vehicle ”, 2007 IEEE Vehicle Power

- and Propulsion Conference, pp. 399-404, (2007)
- (94) 平地 克也：「DC/DC コンバータの基礎から応用まで」電気学会, (2018)
- (95) 平地 克也：「平地研究室技術メモ -位相シフト方式フルブリッジ型 DC/DC コンバータの基礎-」, <http://hirachi.cocolog-nifty.com/>
- (96) 日暮 洋樹, 星 伸一, 春名 順之介, 飯塚 辰幸, 内山 嘉博, 松岡 寛：「単相方式と三相インターリーブ方式双方向 DC-DC コンバータの動作特性の比較」, 平成 23 年電気学会産業応用部門大会, No. Y-5 (2011)
- (97) 今岡 淳, 山本 真義, 川島 崇宏：「結合インダクタを用いた車載用昇圧チョップパ回路の特性解析と設計」, パワーエレクトロニクス学会誌, Vol. 39, pp. 55-64, (2014)
- (98) 長尾 英樹, 山本 真義：「インターリーブ方式トランスリンク形 PFC コンバータ用結合インダクタの最適設計法」, 平成 23 年電気大会全国大会, No. 0-040, pp. 76-77 (2011)
- (99) 井上 俊太郎, 伊東 健一, 石垣 将紀, 杉山 隆英：「3 ポート DC-DC コンバータに用いるトランス・磁気結合リアクトル結合磁気素子」, 電気学会論文誌 D, Vol. 140, No. 2, pp. 107-116, (2019)
- (100) Masaki Ishigaki, Kenichi Itoh, Shuji Tomura Takaji Umeno: "A new Isolated multi-port Converter using Interleaving and Magnetic Coupling Inductor Technologies", in Applied Power Electronics and Exposition (APEC), pp. 1068-1074, (2013)
- (101) Shuntaro Inoue, Kenichi Itoh, Masanori Ishigaki, Takahide Sugiyama: "Integrated Magnetic Component of a Transformer and a Magnetically Coupled Inductor for a Three-Port DC-DC Converter", IEEJ Journal of Industry Applications, Vol. 9, No. 6, pp. 713-722, (2020)
- (102) 電気学会 半導体電力変換方式調査専門委員会 編：「半導体電力変換回路」, オーム社, (1987)
- (103) 電気学会 半導体電力変換調査専門委員会 編：「パワーエレクトロニクス回路」, オーム社, (2000)
- (104) 鵜野 将年：「パワーエレクトロニクスにおけるコンバータの基礎と設計法 -小型化・高効率化の実現-(設計技術シリーズ)」, 化学情報出版, (2020)

論文目録

本論文に係る発表論文

学会誌における発表論文

1. **Nagisa Takaoka**, Hiroki Takahashi, Jun-ichi Itoh: “Isolated Single-Phase Matrix Converter Using Center-Tapped Transformer for Power Decoupling Capability”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 54, No. 2, pp. 1523-1531 (2018)
2. Keisuke Kusaka, **Nagisa Takaoka**, Tomokazu Sakuraba, Hiroki Watanabe, Jun-ichi Itoh, “Single-Phase AC Grid-Tied Inverter with Buck-Type Active Power Decoupling Circuit Operated in Discontinuous Current Mode”, IEEJ Journal of Industry Applications, Vol. 10, No. 3, pp. 292-302 (2020)
3. **Nagisa Takaoka**, Hiroki Watanabe, Jun-ichi Itoh: “Isolated DC to Single-Phase AC Converter with Active Power Decoupling Capability using Coupled Inductor”, IEEJ Journal of Industry Applications, Vol. 11, No. 2 (2022) 印刷中

国際学会における口頭発表論文

1. **Nagisa Takaoka**, Hiroki Takahashi, Jun-ichi Itoh, Goh T. Chiang, Takahide Sugiyama, Masaru Sugai: “Power Decoupling Method Comparison of PDM with of Isolated Single-phase Matrix Converters and using Center-tapped Transformer with PDM”, IEEE Energy Conversion Congress

- and Exposition (ECCE), 2015 IEEE, pp. 141-148 (2015)
2. **Nagisa Takaoka**, Jun-ichi Itoh: “Revelation of Soft-Switching Operation for Isolated DC to Single-phase AC Converter with Power Decoupling”, 41th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON2015), No.YF-025526 (2015)
 3. **Nagisa Takaoka**, Jun-ichi Itoh: “Battery Energy Storage System with Isolated Single-phase Matrix Converter using Center-tapped Transformer for Power Decoupling Capability”, 4th International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA2015), No. 299 (2015)
 4. Jun-ichi Itoh, Tomokazu Sakuraba, Hiroki Watanabe, **Nagisa Takaoka**: “DC to Single-phase AC Grid-Connected Inverter using Buck Type Active Power Decoupling Circuit without additional magnetic component”, IEEE Energy Conversion Congress Exposition 2017, pp. 1765-1772 (2017)
 5. **Nagisa Takaoka**, Keisuke Kusaka, Hayato Higa, Jun-ichi Itoh: “Novel DC to Single-Phase Isolated AC Converter using Coupled Inductor with Power Decoupling Capability”, 2018 20th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'18 ECCE Europe), No. CFP18850-ART, pp. 1-10 (2018)
 6. **Nagisa Takaoka**, Hiroki Watanabe, Jun-ichi Itoh: “Isolated DC to Single-phase AC Converter with Active Power Decoupling Capability for Battery Storage System”, 2019 8th International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA2019), No. 211, (2019)

国内学会における口頭発表

1. 高岡 渚, 高橋 広樹, 伊東 淳一: 「マトリックスコンバータを用いた絶縁型単相 DC-AC コンバータの電力脈動補償の基礎検証」, 平成 26 年電気関係学会関西連合大会, No. G4-9 (2014)
2. 高岡 渚, 高橋 広樹, 伊東 淳一: 「中間タップを用いた絶縁型単相マトリックスコンバータの電力脈動補償における PDM の電圧誤差補償」, 電気学会半導体電力変換/モータ

-
- ドライブ合同研究会, No. SPC-15-055, MD-15-055 (2015)
3. 高岡 渚, 伊東 淳一: 「絶縁型 DC-単相 AC コンバータの電力脈動補償回路のソフトスイッチング動作に関する一考察」, 平成 27 年電気学会産業応用部門大会, No. 1-4 (2015)
 4. 高岡 渚, 伊東 淳一: 「中間タップを用いた電力脈動補償機能を有する絶縁型 DC-単相 AC コンバータの回生動作の基礎検証」, 平成 27 年度電気学会関西支部連合大会, No. P4-9 (2015)
 5. 高岡 渚, 日下 佳祐, 伊東 淳一: 「結合インダクタを用いた単相電力脈動補償機能付き昇圧型 DC-単相 AC コンバータの基礎検証」, 電気学会半導体電力変換研究会, No. SPC-17-139, MD-17-090, pp. 45-50 (2017)
 6. 高岡 渚, 渡辺 大貴, 伊東 淳一: 「3 巻線トランスを使った電力脈動補償機能を有する絶縁型 DC-単相 AC コンバータの実機検証」, 令和 2 年電気学会全国大会, No. 4-039, pp. 67-68 (2020)

参考論文

1. Koji Oriki, Nagisa Takaoka, Jun-ichi Itoh, Kazuya Okamoto, Noboru Yamada: “Development of Micro DC-DC Converter Realizes High Efficiency and Temperature-Tolerance in CPV Module”, Photovoltaic Science and Engineering Conference (PVSEC23), No. 6-P-38, (2013)
2. Hiroki Takahashi, Nagisa Takaoka, Raul R. Gutierrez, Jun-ichi Itoh: “Power Decoupling Method for Isolated DC to Single-phase AC Converter using Matrix Converter”, 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON2014), pp. 3337-3343 (2014)

付録 A (Δ - Σ 変換に基づく PDM を適用した 昇圧型の絶縁型 DC-単相 AC コンバータ)

本章では、第 5 章に示す昇圧構成をとる絶縁型 DC-単相 AC コンバータについて、マトリックスコンバータをトランス二次側に接続し、電力伝送及び脈動補償動作の両立の実現が可能であることを、実機検証を通して示す。本動作検証は、第 6 章にも記載した今後の課題について、電力変換器における双方向動作性能を満たすために、前段階として双方向動作が可能な回路構成における基礎検証を目的としているが、本付録では DC 側から単相 AC 側への電力伝送方向のみについての動作検証結果のみを示す。

図 A.1 に第 5 章に示す昇圧構成の絶縁型 DC-単相 AC コンバータのトランス二次側へマトリックスコンバータを適用した回路構成を示す。第 5 章の回路構成とは異なりダイオード整流器がマトリックスコンバータへ代替されるため、双方向の電力伝送が可能となる回路構成となる。

図 A.2 に本章における提案回路の制御ブロック図を示す。本回路でのトランス一次側は第 5 章と同様の同相-差動電圧制御モードを組み合わせ単一のトランスを共用し、追加半導体素子なしに電力伝送と脈動補償動作の両立を実現できる。なお、本章におけるトランス一次側の電力伝送動作は、第 5 章のような商用周波数成分を持つ単相交流側の出力電圧指令を用いた PWM ではなく、差動電圧制御モードのオン時間にもなうデューティ d_{diff} は常に固定値として与え、商用周波数への電力変換はトランス二次側で行われる。これらのデューティの関係は(5.3)式と同様に表される。また、トランス二次側では、第 4 章で示す Δ - Σ 変換に基づく PDM をマトリックスコンバータへ適用する。トランス一次側からマト

リックスコンバータへ伝送される固定幅のパルス状の電圧に対して、トランス二次側に適用する Δ - Σ 変換によって指令値との誤差を埋めるようにゲート信号の出力が決定されるため、マトリックスコンバータ側では THD の低い出力電圧を実現できる。

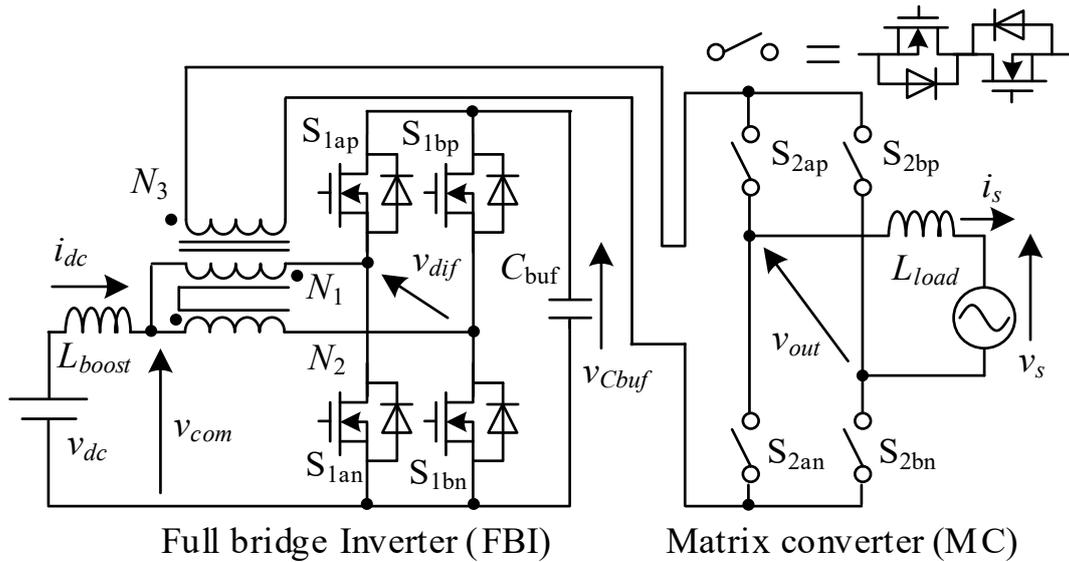


図 A-1 マトリックスコンバータを適用した昇圧型の提案回路構成

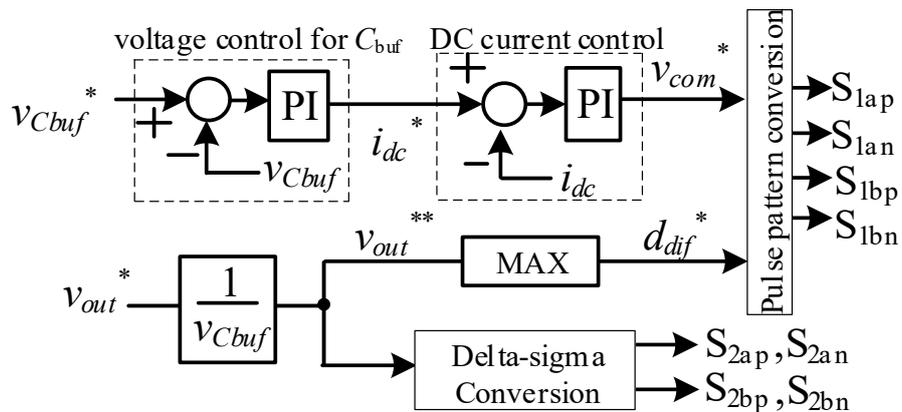
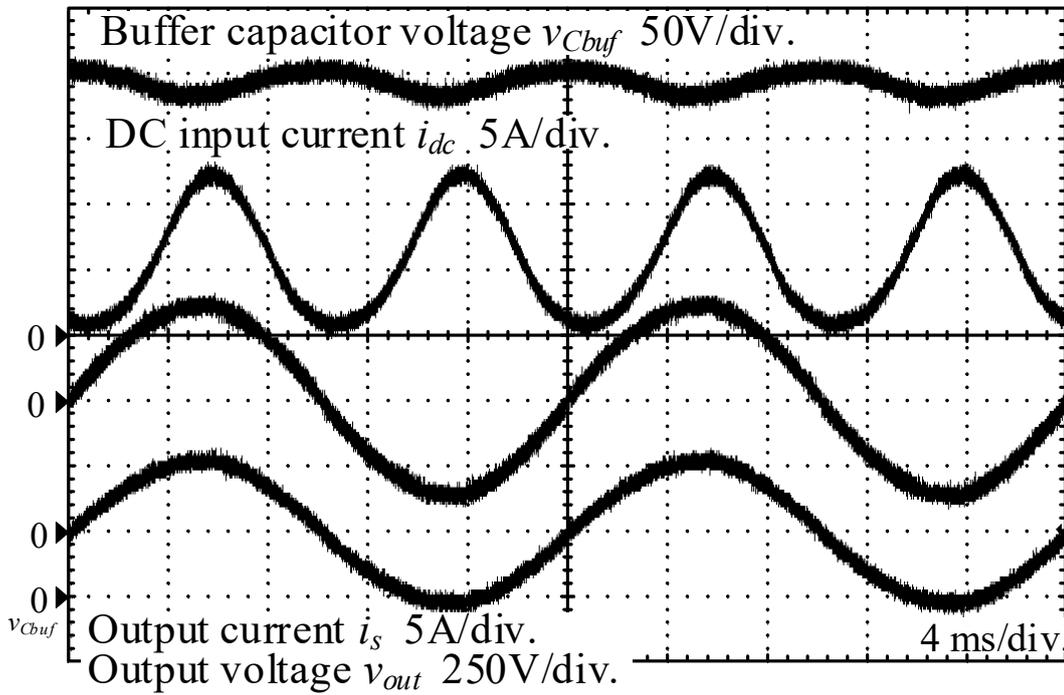


図 A-2 マトリックスコンバータを適用した昇圧型の提案回路の
制御ブロック線図

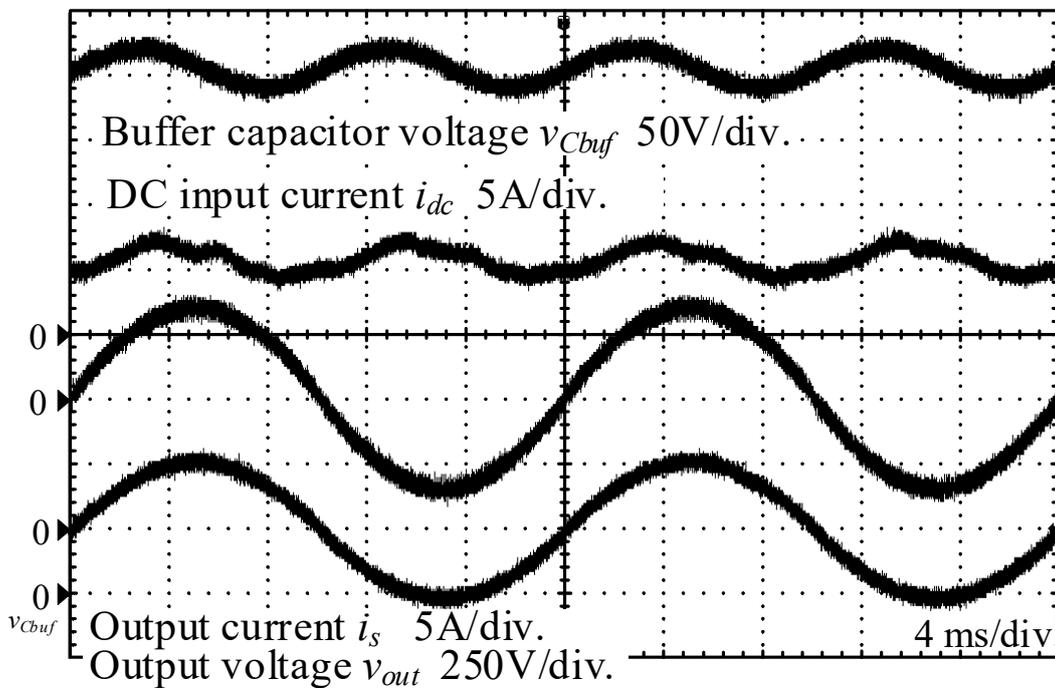
付録 A (Δ - Σ 変換に基づく PDM を適用した
昇圧型の絶縁型 DC-単相 AC コンバータ)

図 A-3 にマトリックスコンバータを適用した昇圧構成の絶縁型 DC-単相 AC コンバータにおける実験波形を示す。なお、実験条件は表 5.2 と同様であり、単相交流負荷へは R-L を用いて実験を行った。図 A-3 (a)に提案回路による単相電力脈動補償を適用しない場合を、(b)に単相電力脈動補償を適用した場合且つ出力電力約 900 W 時の実験波形をそれぞれ示す。図 A-3 (a)より、脈動補償を適用しない場合、バッファキャパシタは小容量であるため脈動を吸収するための静電容量が十分に足りず、残存脈動成分は直流側の入力電流に重畳する。このとき、制御側ではバッファキャパシタ電圧の平均値を低い応答周波数を用いて制御するため、バッファキャパシタ電圧の変動幅は補償動作によるものではなく脈動成分の重畳である。一方、図 A-3 (b)の脈動補償を適用した場合は、バッファキャパシタ電圧は脈動成分を補償する方向へ変動するため、入力電流に重畳する脈動成分を一定に近づけることができる。

図 A-4 に単相電力脈動補償適用時の入力電流における高調波解析結果を示す。なお、高調波の解析は商用周波数を基準に行っており、横軸は周波数に対する次数を示す。提案回路において単相電力脈動補償前と比較して、脈動成分(2次)を 79.2%低減できることを実験及び解析結果より確認した。脈動成分の残存の原因については、脈動補償動作を行う同相電圧制御モードでスイッチング一周期中に使用できる最大デューティは差動電圧制御モードの指令値からの差分から決定されるため、同相電圧制御モードが出力できる範囲が制限されるためである。これを解決するためには、制御に用いる基準電圧であるバッファキャパシタ電圧を大きくすることで相対的に使用できるデューティ範囲を拡大するか、トランスの巻数比などハード側での電圧利用率について対策が必要であると考えられる。また、脈動補償適用時の指令値と実際のバッファキャパシタ電圧を比較した場合、電圧制御の帯域の関係上誤差が生じるため、実際の電圧の誤差が残存脈動成分の原因の一部であると考察する。



(a) 単相電力脈動補償適用しない場合



(b) 単相電力脈動補償適用した場合

図 A.3 昇圧構成の絶縁型 DC-単相 AC マトリックスコンバータの実験波形

図 A-5 に脈動補償適用後の入力電流の 2 次成分およびマトリックスコンバータの出力電圧 THD の負荷電力特性を示す。提案回路における単相電力脈動補償を適用した時、全負荷範囲において 2 次成分を直流成分に対して 15%以下に抑制できていることが図より確認できる。提案回路における脈動補償適用後の入力電流に重畳する 2 次成分最小値は、出力電力 360 W 時に直流成分に対して 10.3%となることを確認し、提案方式による良好な脈動補償効果を実証した。また、マトリックスコンバータの出力電圧 THD について、全負荷範囲で 3.0%以下であることが確認できる。従って、 Δ - Σ 変換に基づく PDM によって指令値との誤差を埋めるようにゲート信号の出力を決定できるため電圧のひずみ低減が実現でき、その結果マトリックスコンバータの出力電圧において低 THD を達成できることを実験及びその解析結果より確認した。

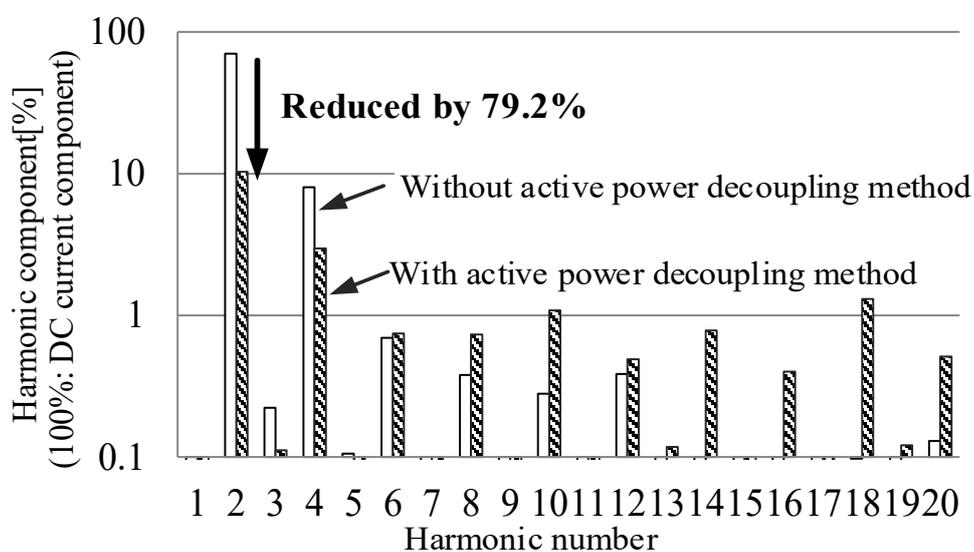


図 A-4 昇圧構成の絶縁型 DC-単相 AC マトリックスコンバータの脈動補償効果に関する高調波解析結果

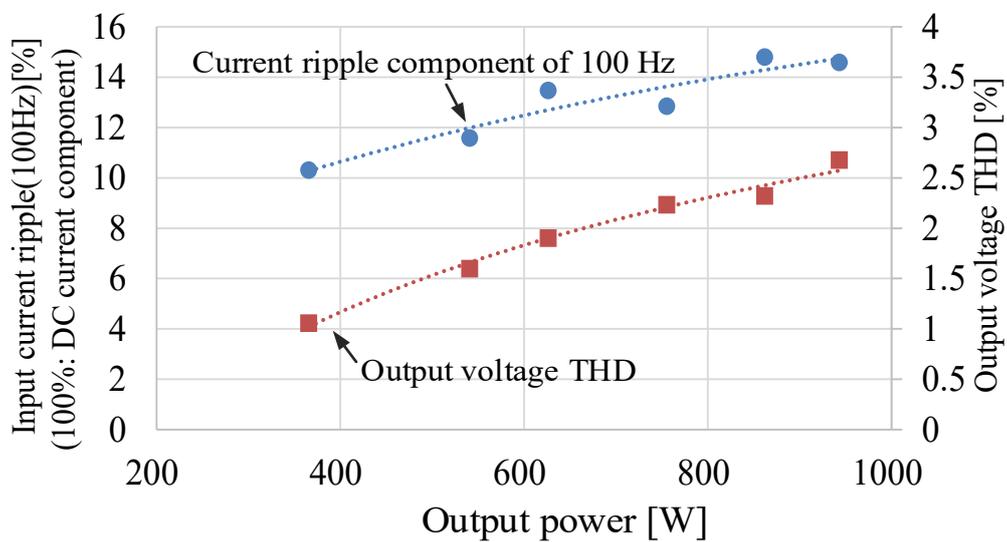


図 A-5 脈動補償効果と出力電圧 THD の出力負荷特性

付録 B(各回路パラメータの導出)

ここでは、第2章において本論文の位置づけを示した5軸からなるアクティブパワーデカップリング回路の評価基準を説明する。本論文における評価基準は、出力電力1kW、入力電圧200Vdc、出力電圧100Vrmsとして概算したものであり、従来回路では入出力方向や昇降圧構成が異なるため、あくまで一例とする概算となる。評価の5軸は下記のように導出しており、各評価軸に対する5ランクは表B.1に示す。

- ・回路の変換効率：各論文に記載の最高効率
- ・インダクタ体積：必要インダクタンスと回路仕様から製品を用いて導出
- ・コンデンサ体積：必要静電容量から導出。実験値の方が理論値より大きい場合はそちらを採用し、製品から体積を導出
- ・電流容量：メイン回路による電力伝送の電流を基準に、複合型アクティブパワーデカップリング動作による脈動補償電流が重畳する割合を導出
- ・半導体素子数：脈動補償回路に用いる追加の半導体素子数であり、複合動作を行うメイン回路の半導体素子数はこの評価には含まれない

また、各章のまとめや第6章で述べたように、本論文の実証実験で採用したバッファキャパシタはフィルムコンデンサであったことに対して、最新の容量の大きく耐圧の高い積層セラミックキャパシタへ代替することによる体積低減効果を検証した。代替製品適用に

よる体積低減量は第 6 章で述べたとおりであるが、本付録では実際に実験で使用したフィルムコンデンサ及び仕様に基づく理論値の場合のフィルムコンデンサ、代替を想定した積層セラミックキャパシタの選定した製品体積を表 B.2 にまとめたものを示す。表 B.2 は、補償に必要な静電容量と、各製品の単体体積、また必要静電容量を満たす直列(S) - 並列(P)の数、また必要数に対する総合体積をそれぞれ各章についてまとめたものである。表内のこれらのコンデンサは、耐圧を回路仕様毎に選定し、必要数に対する総合体積が小さいものから受動素子を選定している。積層セラミックキャパシタへ代替した場合は、脈動補償用コンデンサの実験値に対して約 80.8%低減することが確認できる。また、代替製品は第 3 章の実機検証で用いたバッファキャパシタと同じものであり、代替時の基礎動作や良好な脈動補償効果は確認している。

表 B.1 アクティブパワーデカップリング回路の評価指数

| ランク | L 体積 [dm ³] | C 体積 [dm ³] | SW 追加数 | 許容電流 | 効率[%] |
|-----|-------------------------|-------------------------|--------|-------|-------|
| 5 | ～0.2 | ～0.2 | 0 | 変わらない | それ以上 |
| 4 | ～0.4 | ～0.4 | 1 | 5割増加 | 96以下 |
| 3 | ～2 | ～0.8 | 2 | 2倍以下 | 94以下 |
| 2 | ～4 | ～1.2 | 3 | 3倍以下 | 92以下 |
| 1 | それ以上 | それ以上 | それ以上 | それ以上 | 90以下 |

表 B.2 コンデンサの種類と体積

| | | | Capacitance [μF] | Numbers | Volume [dm^3] | S-P number | Total Volume [dm^3] |
|-------|----------------------|-------------|----------------------------------|------------------------------------|-----------------------------|---------------|-----------------------------------|
| Ch. 4 | Film Capacitor | Theoretical | 100 | SIZUKI, 450V UW45Y107K4ADLA | 0.102 | 1 | 0.102 |
| | | Experiment | 200 | | | 1S-2P | 0.203 |
| | Ceramic Capacitor | Experiment | 200 | Murata, 400V EVS20329S2G306MS09 | 0.0026 | 2S-14P | 0.072 |
| Ch. 5 | Film Capacitor | Theoretical | 100 | SIZUKI, 600V RM60Y107K7538A | 0.198 | 1 | 0.198 |
| | | Experiment | 200 | SIZUKI, 600V RM60Y207K7461A | 0.374 | 1 | 0.374 |
| | Ceramic Capacitor | Experiment | 200 | Murata, 400V EVS20329S2G306MS09 | 0.0026 | 2S-14P | 0.072 |