

次世代電力システムに向けた特殊巻線構造変圧器と  
デュアル・アクティブ・ブリッジコンバータに  
関する研究

後藤卓弥



# 目 次

第 1 章 緒論 .....	1
1.1 はじめに .....	1
1.2 再生可能エネルギーを取り巻く状況 .....	2
1.3 直流給配電システム .....	4
1.4 交流電力／直流電力変換技術 .....	7
1.5 特殊巻線構造変圧器 .....	9
1.6 直流電力／直流電力変換 .....	12
1.7 本論文の目的と概要 .....	14
第 2 章 特殊巻線構造変圧器によるバイポーラ形 AC/DC コンバータ .....	19
2.1 はじめに .....	19
2.2 特殊巻線構造変圧器を用いたバイポーラ形 AC/DC コンバータ .....	19
2.3 特殊巻線構造変圧器を用いたバイポーラ形 AC/DC コンバータの動作特性 ...	20
2.3.1 バイポーラ形 AC/DC コンバータのシミュレーションモデル .....	20
2.3.2 平衡負荷時の場合 .....	22

2.3.3	不平衡負荷時の場合.....	25
2.3.4	片側負荷開放時の場合.....	28
2.4	まとめ.....	32
<b>第3章 特殊巻線構造変圧器を用いた直流・交流ハイブリッド型給配電システムの検討.....</b>		
		<b>33</b>
3.1	はじめに.....	33
3.2	特殊巻線構造変圧器を用いた電力変換方法.....	33
3.3	実験方法.....	36
3.4	各パターンにおける実験結果.....	38
3.4.1	パターン1の実験結果.....	38
3.4.2	パターン2の実験結果.....	40
3.4.3	パターン3の実験結果.....	42
3.5	出力電圧リップル率比較.....	43
3.6	まとめ.....	45
<b>第4章 三相デュアル・アクティブ・ブリッジ（DAB）コンバータの変圧器磁束密度推定法.....</b>		
		<b>47</b>
4.1	はじめに.....	47

4.2	変圧器の磁束密度.....	47
4.3	DAB コンバータに使用される変圧器.....	48
4.4	励磁電圧の導出.....	49
4.5	位相シフト方式による励磁.....	52
4.6	磁束密度推定法の違いによる変圧器の設計比較.....	58
4.7	磁束密度推定に関する検討.....	60
4.7.1	有限要素法による磁界解析結果との比較.....	60
4.7.2	変圧器の温度上昇についての実験結果との比較.....	62
4.8	まとめ.....	65
第5章 三相デュアル・アクティブ・ブリッジ・コンバータにおける低次高調波リップルの緩和.....		67
5.1	はじめに.....	67
5.2	モデルシステムとリップル低減提案手法.....	67
5.2.1	電流リップル.....	67
5.2.2	三相デュアル・アクティブ・ブリッジ・コンバータ.....	71
5.3	制御入力と出力電流の関係（モデル化）.....	73

5.4	低次高調波電流リップル軽減アルゴリズムと制御器の設計 .....	76
5.4.1	マルチ共振制御器 .....	76
5.4.2	低次高調波周波数リップルの低減を目指した制御器の設計 .....	78
5.4.3	全高調波歪み率 (Total harmonic distortion:THD) と力率 (Power factor:PF) への影響 .....	84
5.5	実験結果と検討 .....	85
5.6	まとめ .....	89
第6章	デュアル・アクティブ・ブリッジ・コンバータにおけるパラメータ不整合の影響 .....	90
6.1	はじめに .....	90
6.2	パラメータの許容誤差による漏れインダクタンスの誤差 .....	90
6.3	定常解析 .....	93
6.3.1	各変圧器のパラメータが同一の場合 .....	94
6.3.2	各変圧器のパラメータが不一致の場合 .....	95
6.4	検討結果 .....	98
6.4.1	電力特性 .....	98
6.4.2	ソフトスイッチングの条件 .....	99

6.4.3	電力伝送損失 .....	100
6.4.4	変圧器の温度上昇 .....	101
6.5	実験結果 .....	105
6.6	まとめ .....	109
第7章 基本高調波近似と三角関数計算に基づく不平衡デュアル・ブリッジ・ コンバータのバランス制御法 .....		111
7.1	はじめに .....	111
7.2	電力伝送に注目した DAB コンバータのモデル .....	111
7.3	電力の平衡方法 .....	115
7.4	シミュレーションおよび考察 .....	119
7.4.1	ケース 1 ( $Lka = 5\mu H, Lkb = Lkc = 6.5\mu H$ ) の場合 .....	119
7.4.2	ケース 2 ( $Lka = Lkb = 5\mu H, Lkc = 6.8\mu H$ ) の場合 .....	122
7.4.3	ケース 3 ( $Lka = 4.0\mu H, Lkb = 5.0\mu H, Lkc = 6.0\mu H$ ) の場合 .....	123
7.5	シミュレーション結果と検討 .....	124
7.6	まとめ .....	124
第8章 総括 .....		126

8.1 本論文の成果.....	126
8.2 新たな課題と今後の展望.....	128
8.2.1 特殊巻線変圧器の研究に対する今後の課題.....	128
8.2.2 デュアル・アクティブ・ブリッジコンバータに関する今後の課題.....	128
謝 辞.....	130
公表した研究結果.....	131

# 第1章 緒論

## 1.1 はじめに

2021年10月に「第6次エネルギー基本計画」が閣議決定された以降<sup>[1]</sup>、日本におけるエネルギー情勢は大きく変化しつつある。特に世界では、ロシアによるウクライナ侵略や中東情勢の緊迫化などにより、エネルギー安全保障への対応を強化している。「地球沸騰化」の時代<sup>[2]</sup>において、日本は2020年10月に「2050年カーボンニュートラル」を宣言し、2021年4月には2030年度までに温室効果ガス排出を2013年度比で46%削減する目標を設定した<sup>[3]</sup>。これにより、日本は脱炭素化を推進し、国際的な気候変動対策に貢献している。また、カーボンニュートラルに向けた野心的な目標を維持しつつ、多様かつ現実的なアプローチを重視している。さらに、エネルギーの安定供給や脱炭素化に向けたエネルギーの構造転換を経済成長につなげる政策の強化などの動きが顕著になっている。

さらに生成AIなどによるグリーン・トランスフォーメーション（Green Transformation :GX）の進展に伴う電力需要増加の可能性も指摘されており、エネルギーに関する不確実性が高まっている<sup>[4]</sup>。

現在日本は、第6次エネルギー基本計画の策定以降、徹底した省エネルギーの推進、再生可能エネルギーの最大限の導入、エネルギー供給の安全性確保を大前提として、2024年2月「GX実現に向けた基本方針」<sup>[5]</sup>に基づく「GX推進法」<sup>[6]</sup>と「GX脱炭素電源法」<sup>[7]</sup>を成立させ、エネルギーの安定供給、脱炭素社会と経済成長の同時実現に取り組んでいる。

エネルギー政策の現状は、上述した第6次エネルギー基本計画を元に実施されている。そして、この基本計画に基づいた「2050年カーボンニュートラルに伴うグリーン成長戦略」<sup>[8]</sup>においては、成長が期待される14分野が報告されている。この14分野のうち、エネルギー関連に注目すると、再生可能エネルギーとして洋上風力、太陽光、地熱、蓄電池、住宅、建築物、次世代電力マネジメント産業など、多岐にわたる技術が期待されている。この期待されている技術には、エネルギーマネジメントシステム、地域の再生可能エネルギー、電気自動車（Electric Vehicle :EV）／燃料電池車（Fuel Cell Vehicle :FCV）などと組み合わせ、再生可能エネルギーを主力電源と統合した柔軟性の確保、電気、熱、モビリティのセクターカップリングが重要され、実証や社会実装が実施されている<sup>[9]</sup>。

しかしながら、この代表的な実証試験結果からは、地域の再生可能エネルギーや EV/FCVなどを組み合わせ最適化するための多種多様な機器などの自立制御や情報通信技術（Information and Communication Technology :ICT）等による遠隔制御技術の他に、さらなる地球温暖化ガスの削減にむけて、直流給電などによる住宅・建築物間のネットワークを図る必要がある。

このように電力について注目すると、多くの機器が 2050 年には電力を使用しており、その使われ方も多様化するものと思われる。

本論文は、再生可能エネルギーが主力電源となった 2050 年の社会を目指し、交流（Alternating Current :AC）／直流（Direct Current :DC）および DC/DC の電力変換技術に注目し、電力変換装置の開発を実施している。

## 1.2 再生可能エネルギーを取り巻く状況

前項の第 6 次エネルギー基本計画の中でも重要な課題として挙げられていた再生可能エネルギーは、2023 年 7 月に閣議決定された脱炭素成長型経済構造移行推進戦略（GX 推進戦略）<sup>[5]</sup>においても、次のように記されている。

すなわち、再生可能エネルギーの主力電源化は、脱炭素電源として重要な位置を占めているとされ、国民負担の抑制と地域との共生を図りながら、エネルギー政策の基本視点である「安全性（Safety）」、「安定供給（Energy Security）」、「経済効率性（Economic Efficiency）」、「環境適合性（Environment）」の「S+3E」を大前提に、再生可能エネルギーを最大限導入拡大することを目指し、2030 年度の電源構成に占める再生可能エネルギー比率 36～38%の確実な達成が目標とされている。

具体的には、太陽光発電の適地への最大限導入、公共施設や住宅、工場・倉庫、空港、鉄道などへの太陽光パネルの設置拡大、蓄電池併設やフィードインプレミアム（Feed-in Premium :FIP）制度の推進による需給状況を踏まえた電力供給の促進が進められている。また、洋上風力の導入拡大に向けたインセンティブや地熱、水力、バイオマスといった他の再生可能エネルギー源の事業環境整備も重要な課題とされている。現在、報告されている主要国の発電電力量に占める再エネ比率の比較を図 1-1 に示す<sup>[9]</sup>。

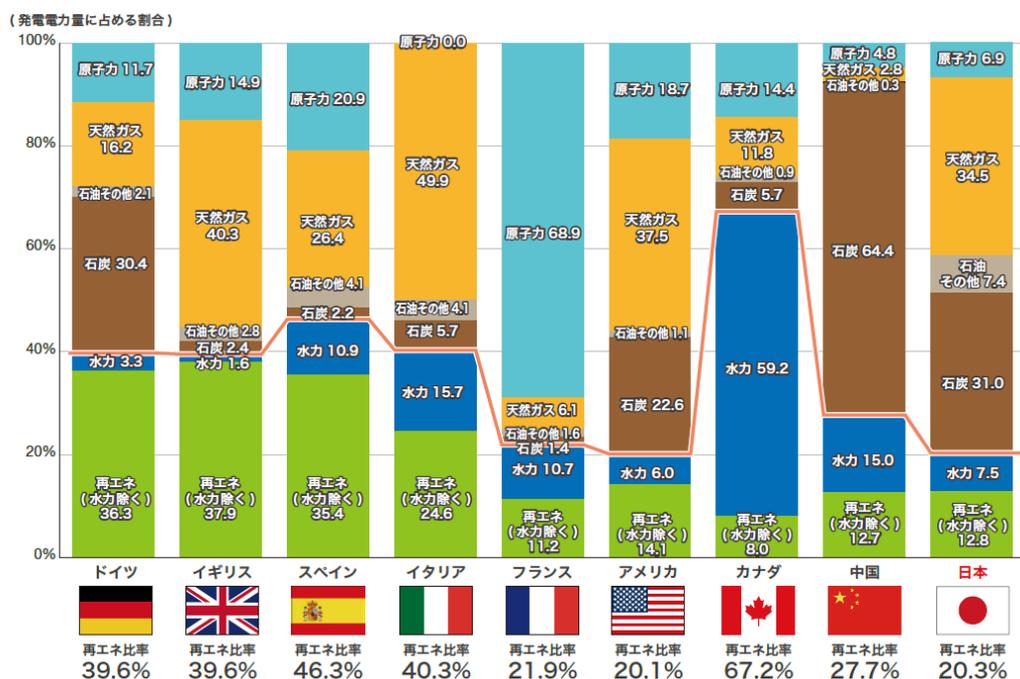


図 1-1 主要国の発電電力量に占める再エネ比率の比較[9]

(引用：経済産業省資源エネルギー庁：

2023 年度版「エネルギーの今を知る 10 の質問」

<https://www.enecho.meti.go.jp/about/pamphlet/energy2023/07.html>

：最終アクセス 2024 年 8 月)

同図に示すように、日本における発電電力量における再エネ比率は 2021 年度で約 20.3%であることがわかる。また、文献 [9] から再エネ発電設備容量は世界第 6 位であり、太陽光発電は世界第 3 位と位置している。

再生可能エネルギーの導入には、いくつかの重要な課題が存在するが、まず、技術的な制約とコストの問題が挙げられる。再生可能エネルギーの中でも特に太陽光発電や風力発電は、天候や地理的条件に大きく依存し、発電量が不安定である。このため、電力系統の安定化を図るためには蓄電技術の発展やスマートグリッドの導入が不可欠である。さらに、日本国内では地域ごとに再生可能エネルギーの導入状況が大きく異なる。都市部では土地利用の制約が大きく、大規模な再生可能エネルギー施設の設置が困難である一方、地方では広大な土地を活用して太陽光や風力発電などの再生可能エネルギーを大量に発電することが可能だが、これらの地域は人口が少なく電力需要が低いため、発電された電力を消費地である都市部に送る必要があり、電力の需給バランスを維持するための送電

網の強化が必要となっている。これにより、地域ごとの特性に応じた柔軟な対応が求められる。再生可能エネルギーの導入には、各種規制や行政手続きの簡素化も必要である。特に風力発電や太陽光発電の新設には、環境影響評価（Environmental Impact Assessment :EIA）や土地利用に関する許認可が必要であり、これらの手続きが導入の障壁となっている。また、地方自治体による規制や地域住民との合意形成も重要な課題である。加えて、再生可能エネルギーの不安定な供給を補うためには、エネルギー貯蔵技術の発展が不可欠である。特に、大規模な蓄電システムや水素エネルギーの利用が注目されており、再生可能エネルギーの発電量が多い時期にエネルギーを蓄え、不足する時期に供給することが可能となる。

さらに、2024年6月に閣議決定されたエネルギー白書2024<sup>[10]</sup>では、GX推進の一環として、脱炭素化技術やインフラへの投資が強調されている。これにより、再生可能エネルギーの導入促進と技術革新が期待されている。

総じて、再生可能エネルギーの普及には多くの課題が存在するが、技術革新や政策支援を通じてこれらの課題を克服し、持続可能なエネルギー社会の実現を目指すことが重要である。

このように、国内外において再生可能エネルギーの需要が増大している中で、これまでの交流システムを用いた給配電のみならず、直流技術を用いている再生可能エネルギー発電と蓄電・送電・消費の面で親和性が高い直流システムを用いた給配電システムの構築が求められている。

### 1.3 直流給配電システム

前項で述べたとおり、エネルギー供給の効率化と再生可能エネルギーの普及を進める中で、直流給配電の需要が急速に高まっている。

直流給配電は、従来の交流給配電に比べて変換・送電ロスの低減の面においてエネルギー効率が高いという利点があり、ACからDCへの変換過程で生じる損失を回避できるため、特に電力変換が多用されるエコハウス、データセンタ、スマート／マイクログリッド、スマートファクトリなどに期待されつつある技術である<sup>[11]-[18]</sup>。これら技術における直流電圧階級は、国内においては高圧直流（High-Voltage, Direct Current :HVDC）と低圧直流（Low-Voltage, Direct Current :LVDC）の2つの電圧階級であるが、海外においては中圧直流（Medium-Voltage, Direct Current MVDC）も定義され多面的な報告がなされている<sup>[19]</sup>。

国内においても、「直流利活用に関する技術マップ及び技術ロードマップ策定に関する調査報告書」<sup>[11]</sup>が発行され、直流技術の普及拡大が期待されている。文献[11]にある 2050 年時点の脱炭素社会における直流利活用のイメージを図 1-2 に示す。再生可能エネルギーに注目すると太陽光発電、メガソーラーシステム、洋上風力発電、鉄道や交通インフラなどは直流系統を用いて連系されており、直流給配電が普及しているものと想定している。また同図に示すように、直流給配電は直流のみだけで発展するのではなく、交流給配電とハイブリッドで普及するものと思われる。

これらの結果、交流電力から直流電力への変換、直流電力から直流電力変換技術は重要な要素技術である。ここで現在までに実施されてきた国内における代表的な直流給配電実証実験を表 1-1 に示す。



図 1-2 2050 年における直流電力利活用のイメージ

(引用：新エネルギー・産業技術総合開発機構（NEDO）「直流利活用に関する技術マップ及び技術ロードマップ策定に関する調査 報告書」2020 年 3 月)

表 1-1 国内における代表的直流給配電実証事業リスト[18]

所在地	出力(kW)	電圧(V)	発電量(kWh/年)	面積	蓄電池容量(kWh)	システム構成	実施	年代
石狩市 超伝導直流送電実証	200	380	210,000	04m <sup>2</sup>		太陽光パネル	さくらインターネット 経産省委託事業	2015年
帯広 MOE Project DC powering	20	380			25	太陽光パネル10kW×2 リチウムイオン蓄電池	NTTファシリティーズ 環境省	2012年から2015年
青森県 七戸町 道の駅DCマイクロ	30				30	ソーラーパネル(20+増設10) CIS等化合物 風力12kW	環境省 青森県	2016年
秋田 DC グリッド	17.2	350			6.75	太陽光4.5kW 燃料電池700W	環境省 秋田県	2010年から終了
東北大学 スマートAC/DCハイ	60	300			57.6	太陽光発電250W×240枚 蓄電池7.2kWh×8	東北大学	
東北学院大学 DC Microgrid	2.6					角度調整式太陽光発電1.6kW 風力発電1.0kW	東北学院大学	
山形 MOE Project DC power for Smart							NTTファシリティーズ 環境省事業	2012年から2015年
仙台 Microgrid NEDO Project	50	420			150	VRLAバッテリー600Ah	東北福祉大学 NEDO	2005年
長岡技大 無エネルギーハウス								終了
宇都宮大 学内情報センター						コンテナ型電源BOXプロジェクト	宇都宮大学 NTTファシリティーズ	
戸田建設 筑波技術研究所							戸田建設 興和、東京整流器	2014年
筑波大学 DC microgrid	60					太陽光電池パネル15kW+5kW 風力発電機5kW+1kW×2 燃料電池10kW+1kW×3	筑波大学	2014年
NTT-F 研究センター DC	12					太陽光パネル多結晶シリコン	NTTファシリティーズ	
千葉県 木更津 道の駅DCリンク	81		76,310			太陽電池335W×242枚	木更津市	2018年
大成建設 横浜 建設技術センター	23.5				33	太陽光パネル リチウムイオン蓄電池	大成建設	2012年
横浜スマートシティ プロジェクト DC							東芝	2015年 (2011年)
JX日鉱日石 横浜 次世代住宅モデル	20				30	太陽光発電 リチウムイオン電池	日石	2012年
LISE 川崎 ビル内DCグリッド	1					太陽光発電・蓄電池	川崎市 東京整流器	2014年
慶応大 藤沢SFC コエボハウス	3.6					燃料電池	慶応大学	2017年
浜松 工場直流実証	11	48			81.2	太陽光発電	スカイプランニング	2012年
金沢工業大学						バイオマス20 kW	金沢工業大学	2018年
愛知工業大学	60	380			Li:50kW、鉛120 kWh	太陽光発電 リチウムイオン蓄電池	愛知工業大学	2006年
グリーン岐阜 車	1.2+5.04				9.7kW	太陽光発電、風力発電、エネファーム、蓄電池	JX日鉱日石 岐阜県	2010年
三重大学	360					太陽光パネル60kW 風力発電300kW	三重大学	2015年
大阪ガス NEXT21	16.9 3.6				5.5	ソーラー(屋上) ソーラー(503住戸)	大阪ガス	1993年
日新電機 直流配電実証	92.4					太陽光発電	日新電機	2020年
京都工芸繊維大 Y型電カロータ						電カロータ	京都工芸繊維大	2017年
住友電工 DCマイクログリッド	8	350			10	太陽光発電多結晶シリコン4kW 太陽光発電CIGS化合物2kW	住友電工	2012年
立命館大学 直流グ リッド						FCと蓄電池のみ	立命館大学	
大阪大学 直流配電							大阪大学	2008年
沼島 直流マイクロ グリッド	18				23	太陽光発電・蓄電池	神戸大学	2012年
栗原工業 DCオフィスビル	10				72	ソーラー(多結晶シリコン) リチウムイオン蓄電池(リユースバッテ	竹中工務店	2019年
パナソニック電工 DCハウス							パナソニック電工	2009年
シャープ 堺 DCエコハウス	9				8	太陽光発電多結晶型 リチウムイオン蓄電池	シャープ	2009年
広島県 福山・尾道 EV/船舶充電実証						太陽光発電	F尾道	2012年
丸亀 MV/LVDC Building by		380		175		太陽光発電・蓄電池	三菱電機	2016年
北九州 直流実証	4				9		豊田通商	2012年
福岡 DC smart house							スマートエナジー 福岡市	2012年
安川電機 工場内DCリンク							安川電気	2013年
ダイワハウス 佐賀 DC自給オフィスビ ル	83.2				105	ソーラーパネル リチウムイオン蓄電池 空調システムとして井戸水や太陽熱の	大和ハウス	2017年
白鷺電気 熊本 DCオフィス	1.92	380				太陽光発電1.92kW増設 それ以前の元の発電量は記載なし	白鷺電気	2018年
沖縄 直流電力融通	2.8, 4.2	350			4.8	建物ごとに設置太陽光パネルの出力が 異なる	沖縄科学技術大学 ソニーCSL	2014年

## 1.4 交流電力／直流電力変換技術

交流電力から直流電力の変換は、家電機器などの小容量の機器から図 1-2 に示す社会インフラを支える大容量のものまで幅広く実施されている。交流電力から、直流電力への変換方式は、変圧器（トランス）方式とスイッチング方式の二種類に大別される。変圧器方式の構成図を図 1-3 に示す。またスイッチング方式の構成図を図 1-4 に示す。

まず、変圧器方式について説明する。図 1-3 に示すように、入力された交流電圧は、変圧器にて巻線比によって変圧され、整流器、平滑化用コンデンサを介して直流電圧に変換される。この方式で使用される変圧器は、商用周波数で動作するものが多い。また、変圧器に使用される鉄心は一次側と二次側の巻線からなる。変圧器の大きさと体積は電源の出力容量に比例するという特徴を持つ。

次に、スイッチング方式には、高周波変圧器を使用する絶縁形とインダクタを使用する非絶縁形がある。

絶縁形の代表的な回路構成を図 1-4(a)に示す。この方式では、入力された交流電圧を直接整流平滑し直流電圧に変換する。この直流電圧をスイッチング素子にて高周波変圧器を介して二次側の電圧にする。この時のスイッチング周波数は、商用周波数よりも高い周波数を用いる。これにより、方形波の交流電圧に変換する。そして、この高周波の交流電圧をダイオードで整流し、出力コンデンサにて平滑して直流電圧が出力される。この出力電圧は、制御装置により設定電値として調整される。ここで、一般的に高周波変圧器の鉄心は高周波用のフェライトコアが使用されている。

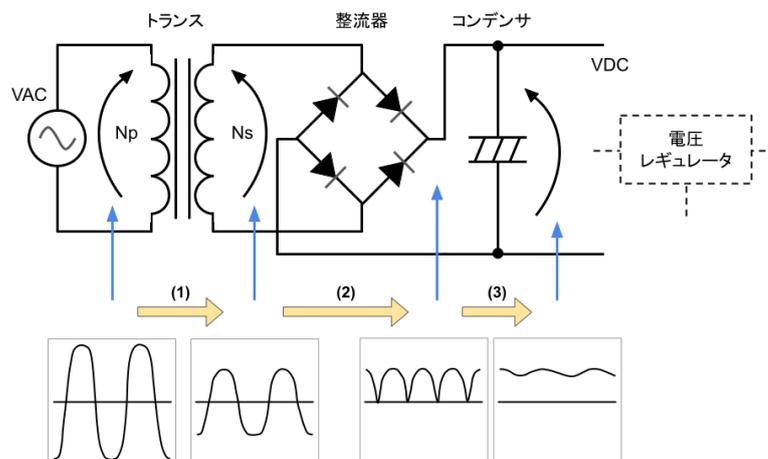
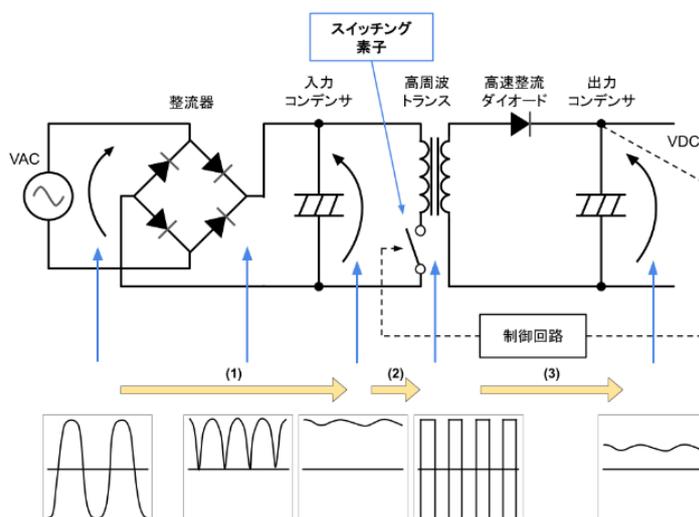


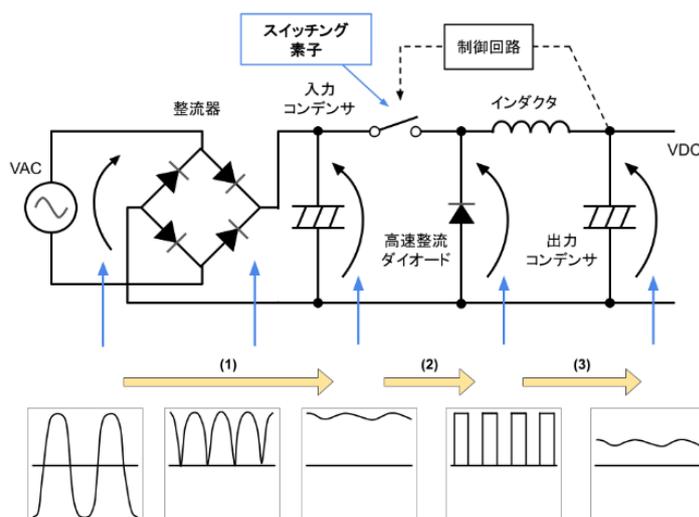
図 1-3 交流／直流変換（トランス方式）

非絶縁形の回路構成を図 1-4(b)に示す。この方式では、高周波トランスを介さずに電圧を直接、整流・平滑し、直流電圧に変換する。次に、この直流電圧でスイッチング素子を ON/OFF することにより切り分けを行う。この時の ON/OFF の周波数は、商用周波数に比べて高い周波数を用いて、図中に示す方形波の交流電圧に変換する。

具体的には、ON 時にインダクタを介して負荷に電流が流れ、インダクタにもエネルギーが蓄積される。OFF 時にインダクタに蓄えられたエネルギーがダイオードを通して負荷に供給される。この高周波の交流電圧を整流・平滑して直流電圧に変換する。



(a) 絶縁形



(b) 非絶縁形

図 1-4 交流／直流変換（スイッチング方式）

ここで、図 1-3 の変圧器方式と図 1-4 のスイッチング方式を比較すると、変圧器方式は回路構成が単純、スイッチングノイズが少ない、安価である等のメリットがあるが反面、効率が低い、体積が大きい、効率が低い等のデメリットもある。

変圧器方式の電力変換は、海外において多相化パルス方式の AC/DC 変換装置 (Multiple Power Compensator : MPC) として多くの報告がある<sup>[19][20]</sup>。MPC は、数キロワットから数百メガワットまでの負荷に給電するため、高調波電流や無効電力の負担を低減し、入力交流電圧における電磁妨害 (Electro Magnetic Interference : EMI) や電磁ノイズ (Radio Frequency Interference : RFI) , 脈動 (リップル) の低い直流出力を持つ交流/直流変換装置として開発されている。これらの MPC は、パルス通倍、スコット接続方式、千鳥巻線方式、フォーク方式、拡張デルタ結線とダブルスター結線方式、ポリゴン形式、倍増回路などが提案されている。さらに MPC の多くの回路構成は、交流電力と直流電力で高い品質を維持し、多種多様なアプリケーションの要件を満たすために検討されている。筆者は、新しい MPC として、高圧交流電力から低圧直流電力への電力変換を 1 段かつ高効率で実施できる特殊巻線構造変圧器を開発している<sup>[21]</sup>。

## 1.5 特殊巻線構造変圧器

本論文で用いる 12 相特殊巻線構造変圧器の構造を図 1-5 に示す。また、図 1-6 に一般的な 12 相変圧器の構造を示す。本論文では図 1-5 に示す変圧器の二次側結線のことを特殊巻線構造と呼ぶ。特殊巻線構造変圧器では、二次側線間電圧の取得方法が一般的な 12 相変圧器とは異なり、 $R_1$ ,  $S_1$ ,  $T_1$  結線を基準として、Y 結線の途中に引き出し点  $R'$ ,  $S'$ ,  $T'$  を設け、引き出し点から結線を出し 12 相電圧を取得する構造になっている。一般的な 12 相変圧器では図 1-6 に示すように、12 相の交流電圧を得るために千鳥結線などの移相巻線を使用し、変圧器の二次側には複数の結線が必要であった。しかし、特殊巻線構造変圧器では、一つの結線で 12 相交流電圧を出力することが可能となる。これにより特殊巻線構造結線では、変圧器の二次側結線の巻数を従来方式の 12 相変圧器より巻線を削減し、損失を低減することができる<sup>[21]</sup>。表 1-3 に特殊巻線構造による変圧器の巻線比を示す。また表 1-4 に一般的な 12 相変圧器<sup>[22]</sup>の巻線比を示す。

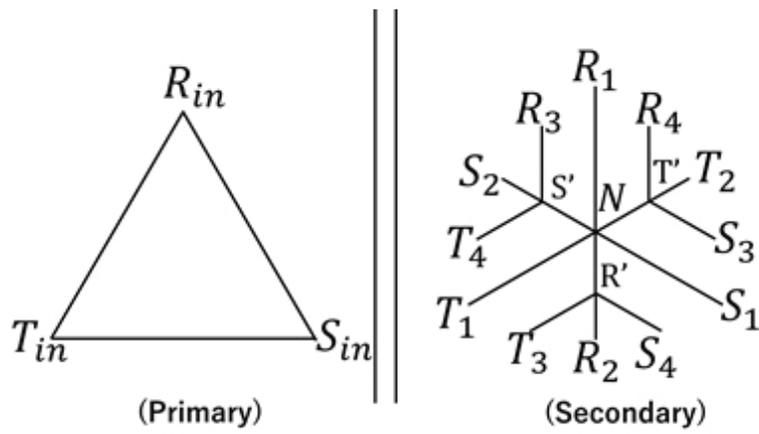


図 1-5 特殊巻線構造による変圧器

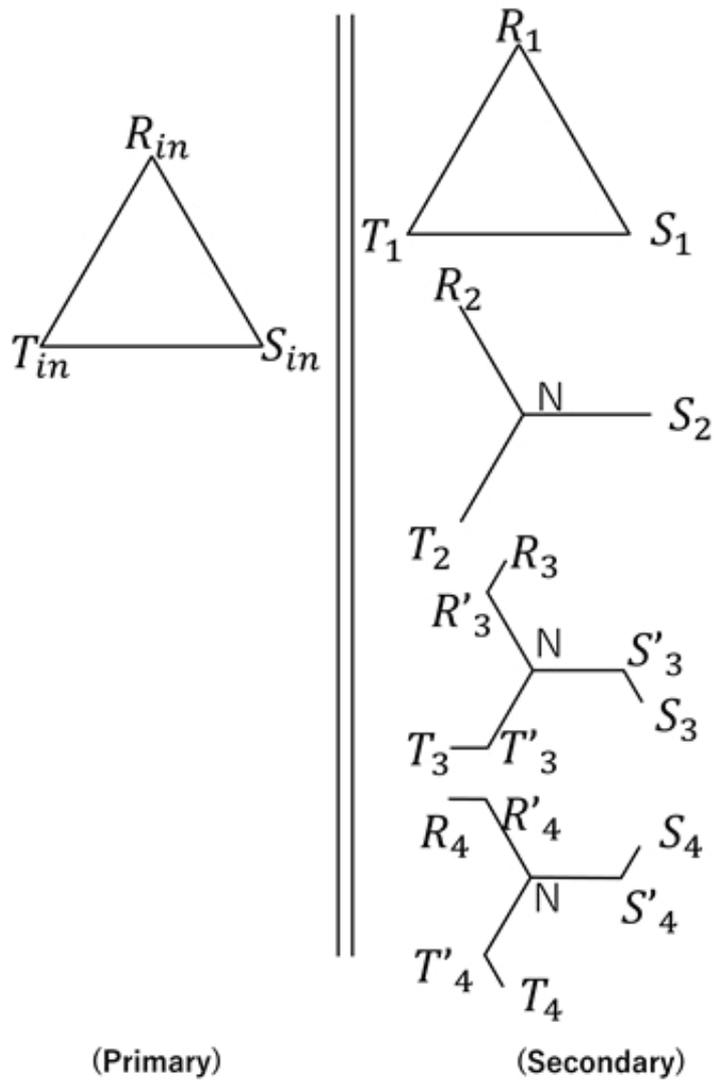


図 1-6 一般的な 12 相変圧器

表 1-3 特殊巻線構造の巻線比

Position	Winding Ratio	Position	Winding Ratio	Position	Winding Ratio
$R_1-N$	1.000	$S_1-N$	1.000	$T_1-N$	1.000
$N-R_2$	0.732	$N-S_2$	0.732	$N-T_2$	0.732
$R'-T_3$	0.518	$S'-T_4$	0.518	$T'-R_4$	0.518
$R'-S_4$	0.518	$S'-R_3$	0.518	$T'-S_3$	0.518
$R'-R_2$	0.318	$S'-S_2$	0.318	$T'-T_2$	0.318

表 1-4 一般的な 12 相変圧器の巻線比

Position	Winding Ratio	Position	Winding Ratio	Position	Winding Ratio
$R_1-S_1$	1.000	$S_1-T_1$	1.000	$T_1-R_1$	1.000
$N-S_2$	0.577	$N-T_2$	0.577	$N-R_2$	0.577
$N-S'_3$	0.471	$N-T'_3$	0.471	$N-R'_3$	0.471
$S'_3-S_3$	0.172	$T'_3-T_3$	0.172	$R'_3-R_3$	0.172
$N-S'_4$	0.471	$N-R'_3$	0.471	$N-R'_4$	0.471
$S'_4-S_4$	0.172	$R'_3-R_3$	0.172	$R'_4-R_4$	0.172

本論文では、次世代電力システムとして期待されている直流給配電のシステムに注目し、この特殊巻線構造変圧器を世界的に検討あるいは導入されているバイポーラ形へ改良し、電力変換技術の向上を提案している。

さらに、本論文での特殊巻線構造変圧器は、二次側の 12 相交流端子から整流して直流電力を得るだけでなく、 $120^\circ$  位相が異なる三相交流電力も出力することを提案し、直流電力と交流電力の両方を出力可能にしたハイブリッド形を開発している。このハイブリッド形は、電力の二次側から一次側への逆潮流も可能し、開発してきた特殊巻線構造変圧器の幅広い社会実装を提案し開発している。

## 1.6 直流電力／直流電力変換

前節では、交流電力から直流電力への変換器について述べた。しかし、直流電力は、図 1-7 に示すように多くの電圧階級にて様々な用途に使用されている<sup>[23]</sup>。このため、直流電圧は、低圧のものから高圧のものまで存在している。

DC/DC コンバータの代表的な種類としては、大きく非絶縁型と絶縁型に分類される。まず、非絶縁型として、降圧チョップ方式、昇圧チョップ方式、昇降圧チョップ方式がある。

次に絶縁型としては、降圧チョップ方式と変圧器を用いた電圧型、昇圧チョップ方式と変圧器を用いた電流型、昇降圧チョップ方式と変圧器を組み合わせたフライバックトランス型などに分類されている<sup>[24]</sup>。デュアル・アクティブ・ブリッジコンバータ（Dual-Active Bridge Converter :DAB コンバータ）は、1991 年に Rik W. De Doncker らによって初めて提案されて以来、電力システム、EV、航空機などの多くの分野で広く適用されている<sup>[25]</sup>。

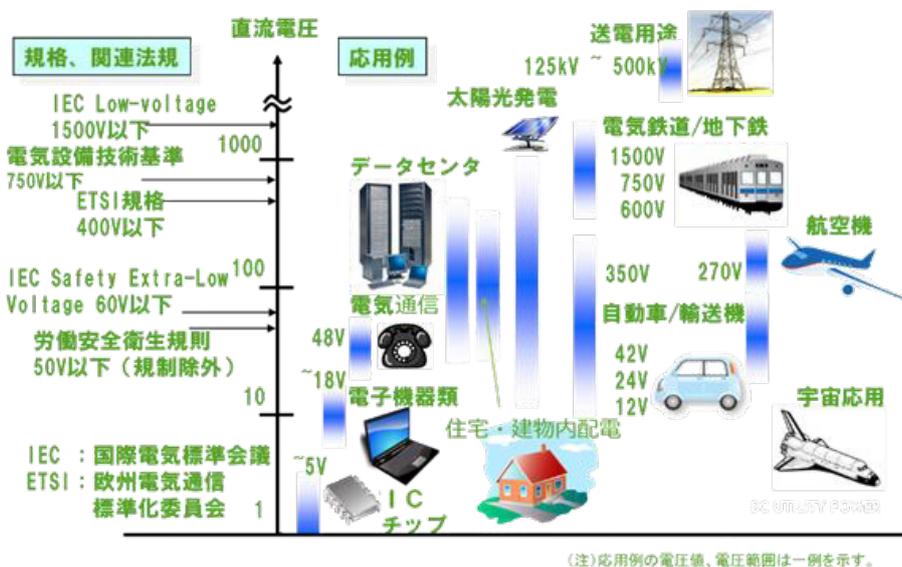


図 1-7 社会における直流電力技術の使用状況<sup>[23]</sup>

(引用：新エネルギー・産業技術総合開発機構(NEDO), NEDO 実用化ドキュメント「「直流には直流」で省エネ実現電力の安定供給もおかませ！」

[https://webmagazine.nedo.go.jp/practical-realization/articles/201208ntt\\_f/](https://webmagazine.nedo.go.jp/practical-realization/articles/201208ntt_f/)

(最終アクセス：2024 年 8 月)

図 1-8 に DAB コンバータの代表的な構成図を示す。このコンバータは、2つのアクティブ・ブリッジと変圧器から構成され、磁気結合を介して双方向に電力伝送ができる。そして、この DAB コンバータの大きな特徴としては、適切な変調方式を適用することで、ソフトスイッチングを実現し、電磁干渉を低減し効率を向上させ、コンバータのサイズと容積を縮小できる利点もある<sup>[26]</sup>。更に DAB コンバータは、単相 DAB コンバータ<sup>[27][28]</sup>と三相 DAB コンバータ<sup>[29]</sup>の 2 種類に分類でき、特に三相 DAB コンバータは、単相より電流の脈動（リップル）を小さくすることができる。

そこで本論文では、図 1-8 に示す三相 DAB コンバータの損失低減による高効率化について注目し、コンバータに使用される高周波変圧器の磁束密度推定法、直流母線におけるリップルの低減、三相 DAB コンバータの不均衡電力の改善、各相での漏れインダクタンスの不揃いなどの課題について、一解決方法を提案している。

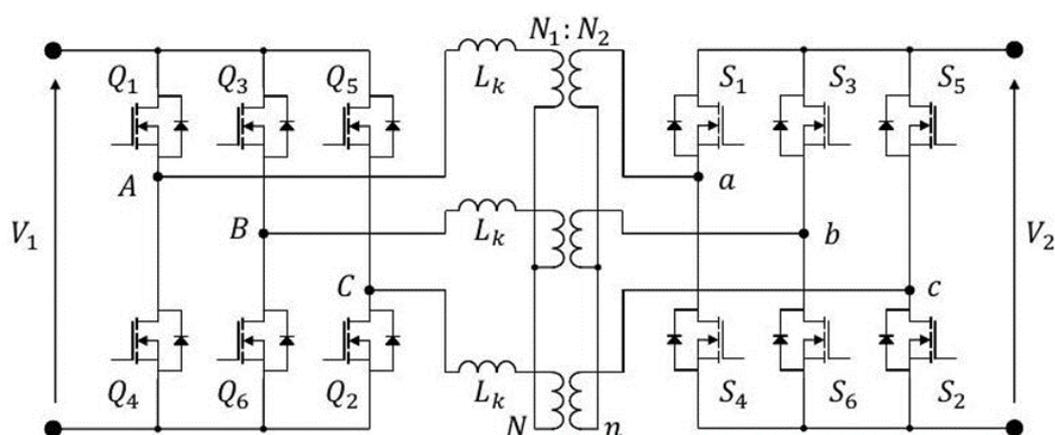


図 1-8 デュアルアクティブブリッジ型 DC/DC コンバータの代表例

## 1.7 本論文の目的と概要

前述のとおり，我が国では第 6 次エネルギー基本計画を基に策定されている様々なエネルギー政策から，国内外において再生可能エネルギーの需要が増大していることが見て取れる。そのような状況において，本論文では，再生可能エネルギーが主力電源となった 2050 年の社会において，以下に示す交流／直流の電力変換技術，直流／直流の電力変換技術に注目し，電力変換装置の開発を目的とする。

本論文は全 8 章構成であり，まず第 1 章では，社会的背景と目的について述べている。

第 2 章では，特殊巻線構造変圧器を用いたバイポーラ形 AC/DC 電力変換装置について提案し，その有効性をシミュレーションにて示している。このシミュレーションでは，負荷が平衡状態，不平衡状態，片側負荷開放状態の場合について実施している。その結果，提案するバイポーラ形コンバータは，負荷が平衡状態，不平衡状態と片側負荷開放状態のいずれの条件においても負荷への電力を供給可能であることを明らかにしている。

第 3 章では，特殊巻線構造を用いた変圧器を DC 出力だけでなく，AC 出力も可能としたハイブリッド形給配電システムへの応用について検討している。これまで，特殊巻線構造を用いた変圧器の用途は，一次側から二次側の AC/DC 変換が主であった。しかし，その構造から二次側端子を用いた AC/AC 変換も可能である点に着目し，AC/DC と AC/AC 変換のハイブリッド方式を開発し，その有効性を示している。

第 4 章では，三相 DAB 型 DC/DC コンバータに使用している変圧器の磁束密度推定手法を提案している。従来の変圧器の磁束密度推定は，入力電圧，スイッチング周波数，鉄心の面積および巻数に基づく方法であるため，負荷と電圧利得の条件に関する依存性を反映することができなかった。そこで，本章では新しい磁束密度推定式を提案し，これらの問題の一解決手法を提案している。有限要素解析 (FEA) によると，提案した式は，鉄心内での磁束密度を予測することが可能であり，その誤差は，FEA の結果と比較しても 4% 未満であった。そして提案式により，変圧器の温度特性もより正確に予測することができることを明らかにしている。これらの結果は，変圧器の設計やパルス負荷，始動プロセスなどの厳しい条件下での変換器の動特性を解析する際に利用できるものと期待される。

第 5 章では，直流系統における母線電圧の変動から生じる低周波数の出力電流に含まれるリップルを軽減する手法を提案している。この手法は，比例積分

(PI) 制御器と複数の共振制御器を統合することで、リップルを効果的に抑制することが可能となる。提案手法の有効性を検証するため、低出力と高出力の2つの異なる条件でシミュレーション解析を実施している。さらに、100V/15A の条件で DC/DC コンバータを用いて検証実験を行っている。この実験によれば、出力電流リップルが 8.66% から 2.67% へと大幅に減少し、その結果はシミュレーション結果と良く一致したことを確認している。

第 6 章では、コンバータにおける変圧器の漏れインダクタンスの不一致が三相 DAB コンバータの性能に与える影響について検討している。この検討では、電力伝送、ソフトスイッチングの範囲、各相電流、および変圧器の温度上昇など、いくつかの重要な項目について検討している。

その結果によれば、各相電流は漏れインダクタンスの変動に強く依存し、漏れインダクタンスの不一致が顕著なほど、各電流間の差が大きくなり、各相の変圧器における熱分布が不均衡になること示している。

さらに、この漏れインダクタンスの変動に関しては、統計的確率分析に基づき誤差の閾値を設計値における 10% から 15% 程度の範囲であれば大きな問題がないことを明らかにしている。

第 7 章では、電力の各伝送経路で異なるインダクタンスを持つ三相 DAB コンバータのための、送電電力の基本高調波近似に基づく電力平衡手法を提案している。この提案手法は、インダクタンスの不一致を補正するために、各相の位相シフトに適切な偏差角を追加している。この偏差角の計算法は、マイクロプロセッサに導入するのに適する特徴を有している。そして、シミュレーション解析により、提案手法が相間での電力不均衡を 1/3 に軽減させる効果を示している。この結果、各相間の電力分配が改善され、システム全体の性能が向上することを示している。

第 8 章では、前章までに議論した事項の総論を記し、現時点で明らかになった課題と今後の展望について言及している。

## 第 1 章の参考文献

- [1] 経済産業省：エネルギー基本計画 2021 年 10 月  
(最終アクセス：2024 年 8 月)  
<https://www.meti.go.jp/press/2021/10/20211022005/20211022005-1.pdf>
- [2] 国土交通省気象庁：特集 1：地球沸騰の時代が到来!? ～気象庁の気候変動に関する取り組み～，2024 年（最終アクセス：2024 年 8 月）  
<https://www.jma.go.jp/jma/kishou/books/hakusho/2024/index1.html>
- [3] 内閣官房，経済産業省，内閣府，金融庁，総務省，外務省，文部科学省，農林水産省，国土交通省，環境賞：2050 年カーボンニュートラルに伴うグリーン成長戦略，2021 年 6 月（最終アクセス：2024 年 8 月）  
[https://www.meti.go.jp/policy/energy\\_environment/global\\_warming/ggs/pdf/green\\_honbun.pdf](https://www.meti.go.jp/policy/energy_environment/global_warming/ggs/pdf/green_honbun.pdf)
- [4] 経済産業省：エネルギーを巡る状況について，2024 年 5 月  
(最終アクセス：2024 年 8 月)  
[https://www.enecho.meti.go.jp/committee/council/basic\\_policy\\_subcommittee/2024/055/055\\_004.pdf](https://www.enecho.meti.go.jp/committee/council/basic_policy_subcommittee/2024/055/055_004.pdf)
- [5] 経済産業省：GX 実現に向けた基本方針参考資料  
(最終アクセス：2024 年 8 月)  
[https://www.meti.go.jp/press/2022/02/20230210002/20230210002\\_3.pdf](https://www.meti.go.jp/press/2022/02/20230210002/20230210002_3.pdf)
- [6] 経済産業省：脱炭素成長型経済構造移行推進戦略（GX 推進戦略）の概要  
(最終アクセス：2024 年 8 月)  
<https://www.meti.go.jp/press/2023/07/20230728002/20230728002.html>
- [7] 内閣官房：脱炭素社会の実現に向けた電気供給体制の確立を図るための電気事業法等の一部を改正する法律案【GX 脱炭素電源法】の概要  
(最終アクセス：2024 年 8 月)  
<https://www.cas.go.jp/jp/houan/230228/siryou1.pdf>
- [8] 内閣官房：2050 年カーボンニュートラルに伴う成長戦略  
(最終アクセス：2024 年 8 月 4 日)  
[https://www.meti.go.jp/policy/energy\\_environment/global\\_warming/ggs/pdf/green\\_honbun.pdf](https://www.meti.go.jp/policy/energy_environment/global_warming/ggs/pdf/green_honbun.pdf)
- [9] 経済産業省資源エネルギー庁：2023 年度版「エネルギーの今を知る 10 の質問」，（最終アクセス 2024 年 8 月）  
<https://www.enecho.meti.go.jp/about/pamphlet/energy2023/07.html>
- [10] 経済産業省資源エネルギー庁：令和 5 年度エネルギーに関する年次報告（エネルギー白書 2024）,2024 年 6 月（最終アクセス 2024 年 8 月）

- <https://www.enecho.meti.go.jp/about/whitepaper/2024/pdf/>
- [11] 新エネルギー・産業技術総合開発機構 (NEDO) 「直流利活用に関する技術マップ及び技術ロードマップ策定に関する調査 報告書」2020年3月
  - [12] 廣瀬圭一：総論 (国内外の DC マイクログリッド実証例からみた分散型エネルギー源の活用と課題) , 日本太陽エネルギー学会 2019年 Vol.45 No.5 (通巻 253 号)p30-p38
  - [13] 村文夫：ICT インフラへの DC 適用事例, 日本太陽エネルギー学会 2019年 Vol.45 No.5 (通巻 253 号)p18-p22
  - [14] 神谷岳：蓄電池のデータセンタでの活用, 日本太陽エネルギー学会 2019年 Vol.45 No.5 (通巻 253 号)p18-p22
  - [15] 雪田和人：マイクロ・スマートグリッドと直流給配電技術, 日本太陽エネルギー学会 2019年 Vol.45 No.5 (通巻 253 号)p6-p10
  - [16] 雪田和人, 北條昌秀：総論：次世代の電気エネルギーシステム像, 電気学会学会誌, 2018年 138 巻 2 号 p. 72-73
  - [17] 雪田和人, 武田隆：直流給電システムの技術動向, 電気学会学会誌 2015年 135 巻 6 号 p. 366-369
  - [18] 電気学会ローカル VPP を目指す分散エネルギー技術調査専門委員会：次世代送配電への潮流を乗り切るローカル VPP ビジネス, 2023年2月
  - [19] B. Singh, B. N. Singh, A. Chandra, K. Al-Haddad, A. Pandey and D. P. Kothari, "A review of three-phase improved power quality AC-DC converters," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 51, no. 3, pp. 641-660, June 2004, doi: 10.1109/TIE.2004.825341
  - [19] B. Singh, S. Gairola, B. N. Singh, A. Chandra and K. Al-Haddad, "Multipulse AC-DC Converters for Improving Power Quality: A Review," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 23, no. 1, pp. 260-281, Jan. 2008, doi: 10.1109/TPEL.2007.911880.
  - [20] 例えば：S. Choi, J. Oh, and J. Cho, "Multi-pulse converters for high voltage and high power applications," in Proc. IEEE PIEMC (Power Electron. Motion Control Conf.), Aug. 15-18, 2000, vol. 3, pp. 1019-1024.
  - [21] 加藤 彰訓, 池田 和樹, 後藤 卓弥, 田中 蒼, 雪田 和人, 七原 俊也：“特殊巻線構造方式を用いた 多相変圧器の開発 “, 2024年 44 巻 4 号 p. 28-37
  - [22] 東京精電株式会社：24 相整流回路の特性, (最終アクセス：2024年8月)  
<http://www.tokyo-seiden.co.jp/technic/24ph/>
  - [23] 新エネルギー・産業技術総合開発機構(NEDO), NEDO 実用化ドキュメント「「直流には直流」で省エネ実現電力の安定供給もおまかせ!」, (最終アクセス：2024年8月)

[https://webmagazine.nedo.go.jp/practical-realization/articles/201208ntt\\_f/](https://webmagazine.nedo.go.jp/practical-realization/articles/201208ntt_f/)

- [24] 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 年
- [25] DeDoncker, R.W., Kheraluwala, M.H. and Divan, D.M., ‘Power conversion apparatus for dc/dc conversion using dual active bridges’. (Google Patents, 1991. US Patent 5,027,264)
- [26] Zhao, B., Song, Q., Liu, W. and Sun, Y.: ‘Overview of dual-active-bridge isolated bidirectional dc–dc converter for high-frequency-link power-conversion system’, IEEE Trans. Power Electron., 2013, 29, (8), pp. 4091–4106
- [27] Li, L., Xu, G., Sha, D., Liu, Y., Sun, Y., Su, M., “Review of dual active bridge converters with topological modifications”, IEEE Transactions on Power Electronics 2023.
- [28] van Hoek, H., Neubert, M., Kroeber, A., De Doncker, R. W., “Comparison of a single-phase and a three-phase dual active bridge with low-voltage, high-current output”, In Proceedings of the 2012 International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA) IEEE, 2012, pp. 1-6.
- [29] De Doncker, R.W., Divan, D.M., Kheraluwala, M.H., ”A three-phase soft-switched high-powerdensity DC/DC converter for high-power applications”, IEEE transactions on industry applications 1991, 27, 63-73.

## 第 2 章 特殊巻線構造変圧器によるバイポーラ形 AC/DC コンバータ

### 2.1 はじめに

本章では、電力変換装置として交流 (AC) 電力を直流 (DC) 電力に変換するコンバータへの特殊巻線構造を用いたバイポーラ変圧器を用いることを提案している。一般に、交流電力を直流電力に変換する場合には、正極と負極だけからなるモノポーラ形、正極と負極さらに中性線をとったバイポーラ形のシステム構成が考えられる。直流給電システムに利用する特殊巻線構造 12 相変圧器を用いたモノポーラ形の AC/DC コンバータに関しては出力可能な直流電圧は 1 種類のみである<sup>[1][2]</sup>。しかし、配電システムに直流給電システムを用いる場合、従来の交流配電システムで一般的に用いられている単相 3 線式と同様に 2 種類の電圧を出力可能であるほうが望ましい。

本章では特殊巻線構造変圧器を用いたバイポーラ形 AC/DC コンバータを提案し、負荷が平衡負荷、不平衡負荷であってもそこに電力を供給できることについて述べる。

### 2.2 特殊巻線構造変圧器を用いたバイポーラ形 AC/DC コンバータ

図 2-1 に本研究で提案する特殊巻線構造変圧器を用いたバイポーラ形 AC/DC コンバータの回路図を示す。提案する特殊巻線構造変圧器を用いたバイポーラ形 AC/DC コンバータ回路は、特殊巻線構造の 12 相変圧器に 12 相全波整流回路を組み合わせて構成している。この 12 相の特殊巻線構造変圧器は、二次側各結線の相電圧が  $30^\circ$  ごとに異なる位相となるように設計する。そして変圧器の二次側出力となる 12 相全波整流回路は三相全波整流回路を 4 回路並列に接続することにより構成する。本研究で用いる 12 相全波整流回路の出力部には、変圧器の中性点である N 端子(以降、N と呼ぶ)と整流回路の正極 (+) 端子、負極 (-) 端子の 3 つの端子が設けられる。この 3 つの端子間に負荷を接続することにより、+端子から N 端子までの電圧を  $V_1$  とすると、N 端子から-端子までの電圧を  $V_2$ 、+端子から-端子間の電圧が  $V_1$  と  $V_2$  の和である電圧が負荷へ印加される。

このように、提案するコンバータを用いることで、負荷を接続する箇所により二種類の電圧を利用することが可能となる。

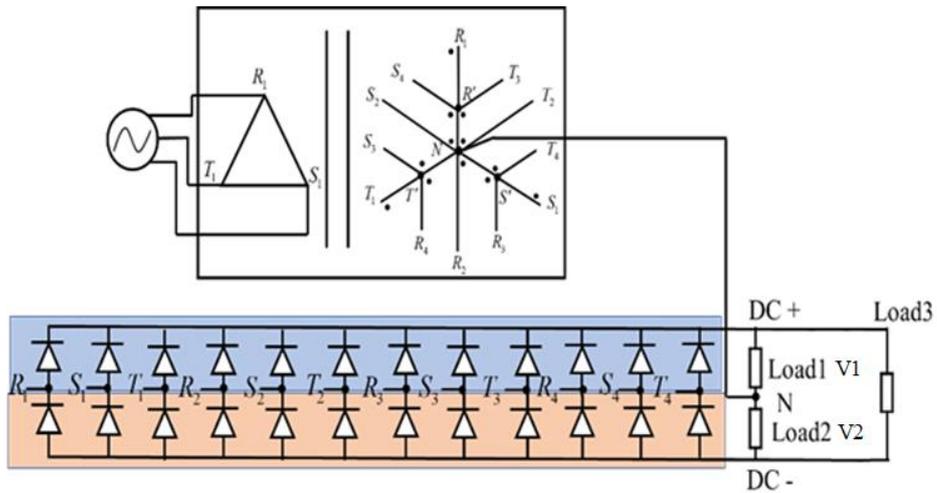


図 2-1 提案する特殊巻線構造変圧器を用いた  
バイポーラ形 AC/DC コンバータ

## 2.3 特殊巻線構造変圧器を用いたバイポーラ形 AC/DC コンバータ

### の動作特性

#### 2.3.1 バイポーラ形 AC/DC コンバータのシミュレーションモデル

図 2-2 に本研究で用いた検討に用いたシステムモデルを示す。このとき特殊巻線構造変圧器は、一次側結線が  $\Delta$  結線、二次側結線が図 2-1 に示すような 12 相の特殊巻線構造結線とした。

本章では、定格電力 1.0 kVA、定格入力電圧 200 V、直流の定格電圧ピーク値は[DC+から N]間において 282 V、[N から DC-]間において 282 V、[DC+から DC-]間については 564 V とした。表 2-1 にコンバータの仕様、表 2-2 にシミュレーションに用いた各素子の定数を各々示す。シミュレーションは、提案するコンバータの一次側に三相交流電源を接続した状態で、[DC+から N]間および[N から DC-]間の抵抗負荷が平衡している場合と不平衡の場合、[DC+から N]間の抵抗負荷が開放される場合について検討した。

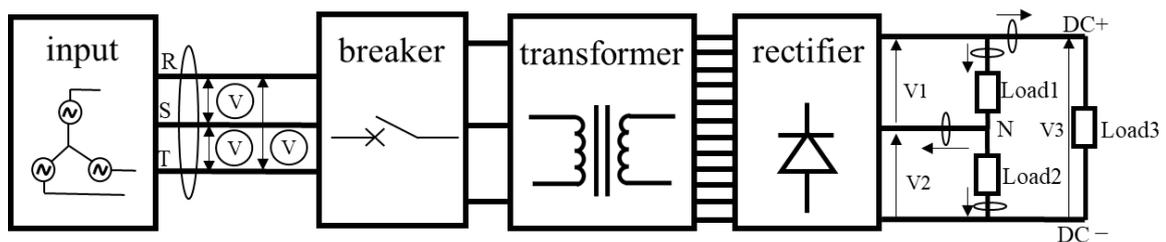


図 2-2 システムモデル

表 2-1 コンバータの仕様

Proposed AC/DC converter specification	
Rated power (VA)	1000
AC input voltage (V)	200
DC output peak voltage (DC+ to N and N to DC-) (V <sub>peak</sub> )	282
DC output peak voltage (DC+ to DC-) (V <sub>peak</sub> )	564

表 2-2 各素子のパラメータ

Setting parameter (Per single-phase transformer)	
Nominal power (VA)	1000
Nominal frequency (Hz)	60
R1, S1, T1, R2, S2, T2 and R3, S3, T3 phase to ground voltage (V)	200
R4, S4, T4, R5, S5, T5 and R6, S6, T6 phase to ground voltage (V)	115.47
R1, S1, T1, R2, S2, T2 and R3, S3, T3 Winding resistance ( $\Omega$ )	0.2
R4, S4, T4, R5, S5, T5 and R6, S6, T6 Winding resistance ( $\Omega$ )	0.0667
R1, S1, T1, R2, S2, T2 and R3, S3, T3 Winding leakage inductances ( $\mu$ H)	21.221
R4, S4, T4, R5, S5, T5 and R6, S6, T6 Winding leakage inductances ( $\mu$ H)	7.074
Magnetization resistance ( $\Omega$ )	400
Magnetization inductance (H)	1.061
Setting parameter (Single diode)	
resistance $R_{on}$ ( $\Omega$ )	0.001
Forward voltage (V)	0.8
Snubber resistance ( $\Omega$ )	500
Snubber capacitance (pF)	250
Setting parameter (3-phase power supply)	
Phase-to-phase voltage (V)	200
Frequency (Hz)	60
Setting parameter (DC Load balanced condition)	
DC+ to Neutral Resistance ( $\Omega$ )	200
Neutral to DC- Resistance ( $\Omega$ )	200
DC+ to DC- Resistance ( $\Omega$ )	1000
Setting parameter (DC Load unbalanced condition)	
DC+ to Neutral Resistance ( $\Omega$ )	400
Neutral to DC- Resistance ( $\Omega$ )	100
DC+ to DC- Resistance ( $\Omega$ )	1000
Setting parameter (DC Load one-sided open condition)	
DC+ to Neutral Resistance ( $\Omega$ )	200→Open (After 0.03s)
Neutral to DC- Resistance ( $\Omega$ )	200
DC+ to DC- Resistance ( $\Omega$ )	1000

## 2.3.2 平衡負荷時の場合

[DC+から N]と[N から DC-]間の直流負荷が平衡している場合 ([DC+から N]: 200Ω, [N から DC-]: 200Ω, [DC+から DC-]: 1kΩ) について着目するため, 図 2-2 のシステムモデルにおける平衡負荷時のシミュレーションを実施した。図 2-3(a)は提案するコンバータの入力電圧, 図 2-3(b)はコンバータの入力電流, 図 2-4(a)には, 特殊巻線構造変圧器の二次側相電圧, 図 2-4(b)には二次側線電流, 図 2-5(a)には, コンバータの直流出力部の[DC+から N]間の電圧及び電流, 図 2-5(b)には[N から DC-]間の電圧及び電流, 図 2-5(c)には[DC+から DC-]間の電圧及び電流, 図 2-5(d)には変圧器の中性線 N に流れる電流を各々示す。

図 2-3 と図 2-4 に示すように, 提案するコンバータの一次側に三相交流電圧を入力することにより, 入力された三相交流電圧と電流は, 二次側では 12 相の電圧と 12 相の階段状の電流となっていることが確認できる。これらの電圧と電流を整流することにより, 図 2-5 に示すような直流電圧と電流に変換されている。

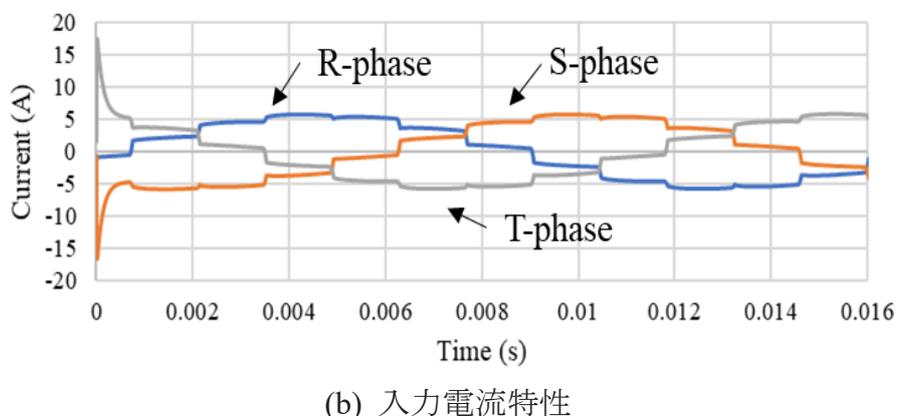
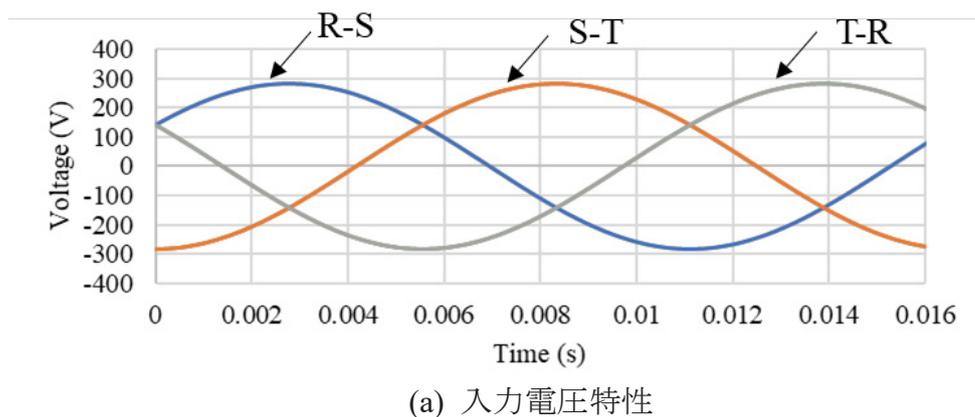
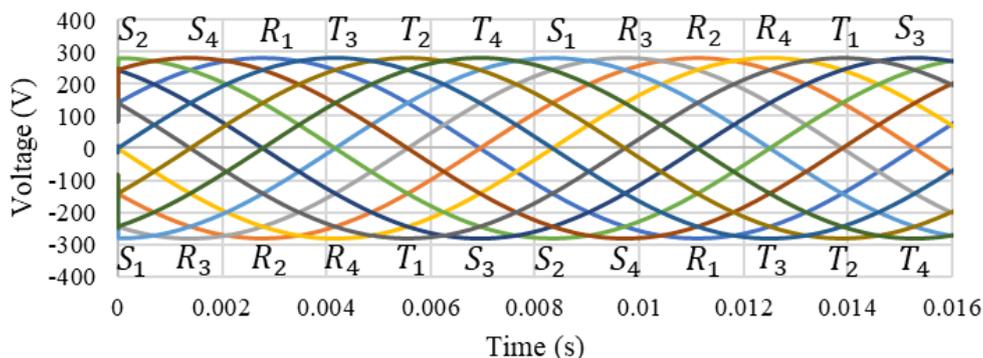


図 2-3 コンバータへの入力電圧特性・入力電流特性  
(特殊巻線構造変圧器の入力である一次側)

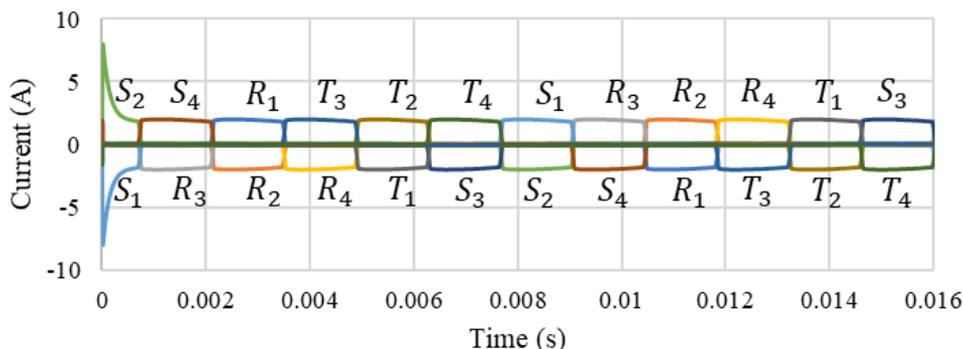
図 2-4(a)に特殊巻線構造変圧器の二次側相電圧，図 2-4(b)に二次側線電流を示す。図 2-4(a)より，提案するコンバータの一次側に三相交流電圧を入力することにより，二次側における各相電圧は  $30^\circ$  ごとに位相差の異なる電圧が出力されている。また，この 12 相の交流電圧を全波整流回路に入力することにより，変圧器の二次側の電流は，パルス状の電流が並んだ波形となることが分かる。このパルス電流は，変圧器の二次側における各結線において 1 周期の間に +側 に 1 回，-側 に 1 回流れており，図 2-4(b)に示すような電流波形を形成している。

さらに図 2-5(a)には，コンバータ直流出力部の[DC+から N]間の電圧及び電流，図 2-5(b)には，直流出力部の[N から DC-]間の電圧及び電流，図 2-5(c)には，[DC+から DC-]間の電圧及び電流，図 2-5(d)には，変圧器の中性線 N に流れる電流を各々示す。

図 2-5(a)，図 2-5(b)と図 2-5(c)より，コンバータの直流出力部においては，リップルがある電圧及び電流が確認できる。この時，出力される直流電圧のピーク値は[DC+から N]間，[N から DC-]間で等しく，281.1 V となっている。

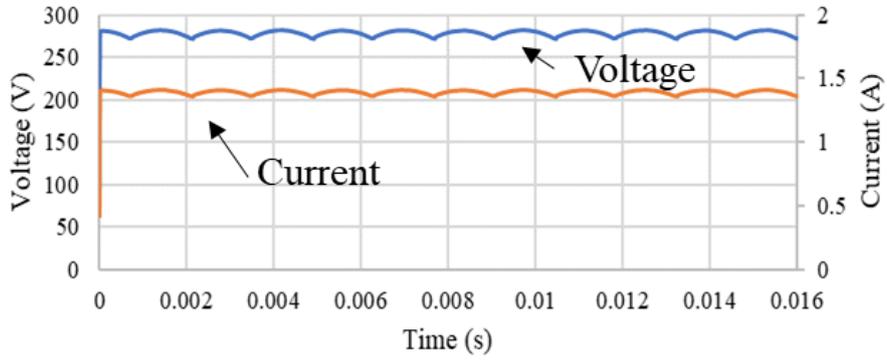


(a) 二次側電圧特性

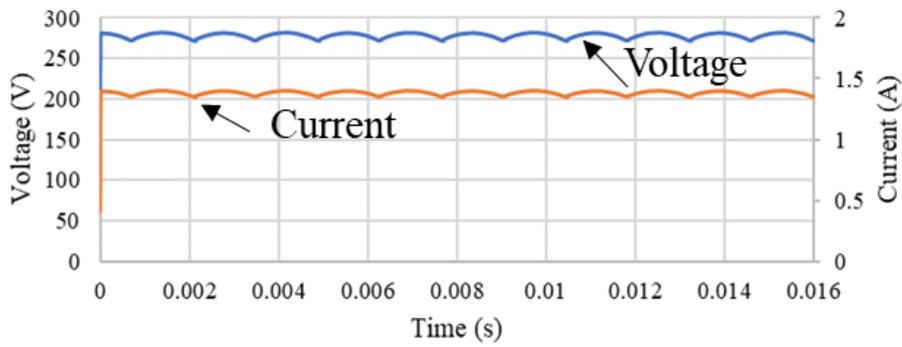


(b) 二次側電流特性

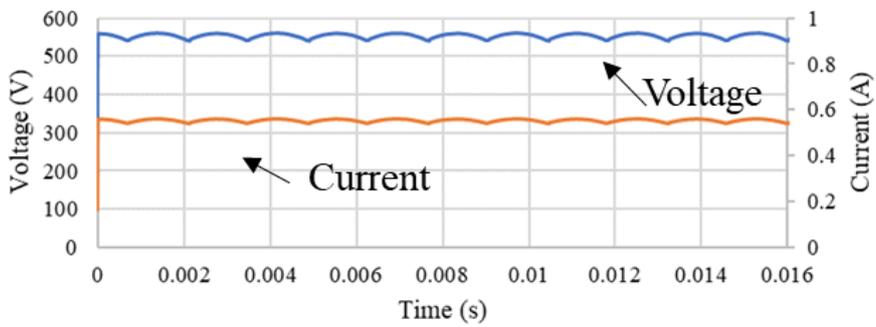
図 2-4 二次側電圧特性・二次側電流特性 (特殊巻線構造変圧器の二次側)



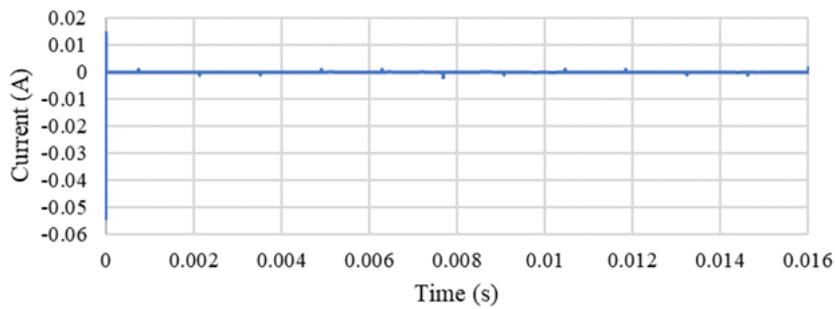
(a) DC+と N 間に接続された負荷における電圧特性と電流特性



(b) N と DC-間に接続された負荷における電圧特性と電流特性



(c) DC+と DC-間に接続された負荷における電圧特性と電流特性



(d) N 点における電流特性

図 2-5 コンバータ出力電圧・出力電流

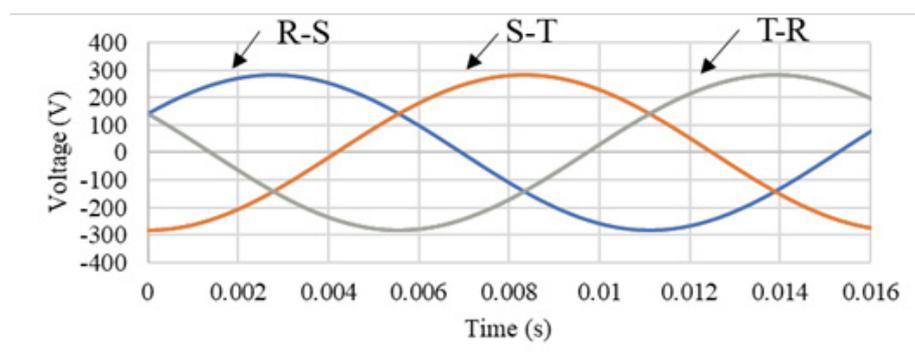
また、[DC+から N]間、[N から DC-]間には  $200\ \Omega$  の抵抗負荷が接続していることから、[DC+から N]間、[N から DC-]間に流れる直流電流のピーク値はともに等しく  $1.41\ \text{A}$  となった。

つぎに、[DC+から DC-]間に着目すると、出力される直流電圧のピーク値は  $562.2\ \text{V}$  となっており、[DC+から N]間と[N から DC-]間の直流電圧の和であることが確認できる。そして、[DC+から DC-]間には  $1.0\ \text{k}\Omega$  の抵抗が接続されているため、 $0.56\ \text{A}$  ピークの直流電流が出力されている。

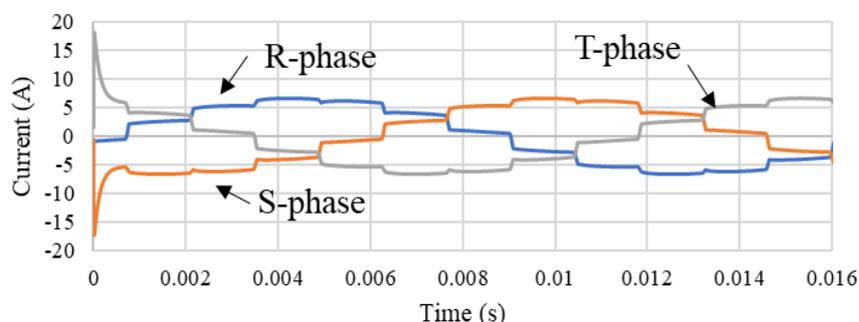
図 2-5(d)に示す変圧器の中性線に流れる電流に着目すると、電流は  $0\ \text{A}$  となっており、[DC+から N]間、[N から DC-]間の抵抗が平衡している場合では、中性線には電流が流れないことを確認した。

### 2.3.3 不平衡負荷時の場合

[DC+から N]と[N から DC-]間の直流負荷が不平衡の場合 ([DC+から N] :  $400\ \Omega$ , [N から DC-] :  $100\ \Omega$ , [DC+から DC-] :  $1\ \text{k}\Omega$ ) について着目する。図 2-6 から図 2-8 に不平衡負荷時のシミュレーション結果を各々示す。



(a) 入力電圧特性



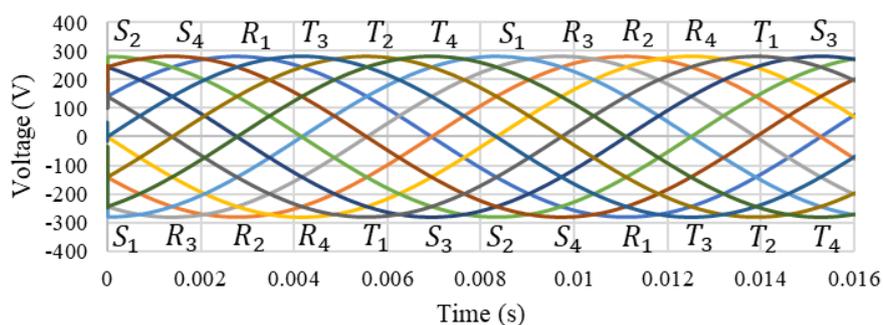
(b) 入力電流特性

図 2-6 コンバータ入力電圧・入力電流(不平衡時)

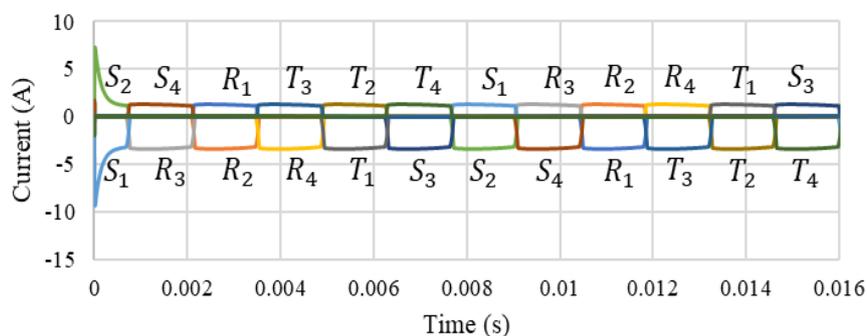
図 2-6(a)は提案するコンバータの入力電圧, 図 2-6(b)はコンバータの入力電流, 図 2-7(a)には, 特殊巻線構造変圧器の二次側相電圧, 図 2-7(b)には二次側線電流, 図 2-8(a)には, コンバータの直流出力部の[DC+から N]間の電圧及び電流, 図 2-8(b)には[N から DC-]間の電圧及び電流, 図 2-8(c)には[DC+から DC-]間の電圧及び電流, 図 2-8(d)には変圧器の中性線 N に流れる電流を各々示す。

図 2-6(a)と図 2-6(b)より提案するコンバータの入力電力は, 不平衡負荷時の場合においても平衡負荷時と同様に三相平衡であることを確認した。

図 2-7(a)より特殊巻線構造変圧器の二次側相電圧は, 平衡負荷時と同様となっているが, 図 2-7(b)より二次側線電流は, 平衡負荷時の場合とは異なり+側電流のピーク値は 0.64A, -側電流のピーク値は 2.54A となっており, +側と-側で異なるピーク値の電流が流れていることが分かる。さらに, コンバータの出力部に着目すると, 図 2-8(a), 図 2-8(b)と図 2-8(c)より, 平衡負荷時と同様にリップルがある直流電圧が出力していることが分かる。

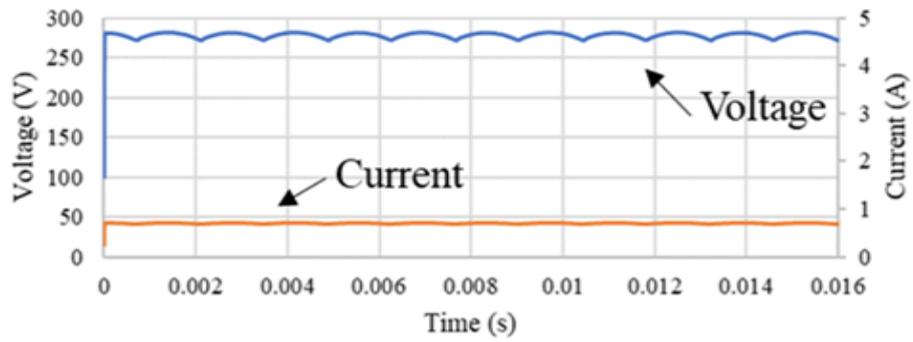


(a) 二次側電圧特性

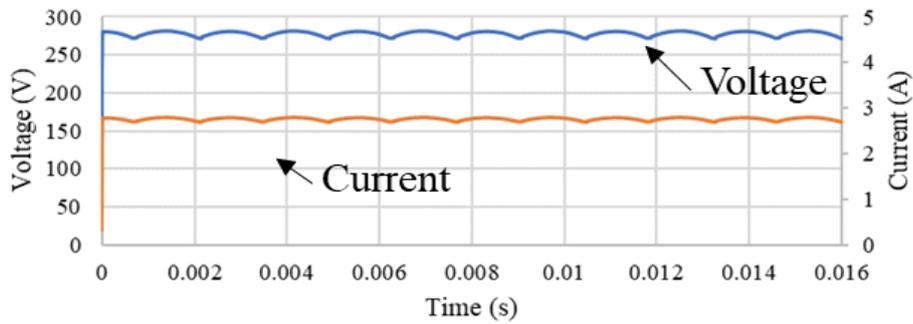


(b) 二次側電流特性

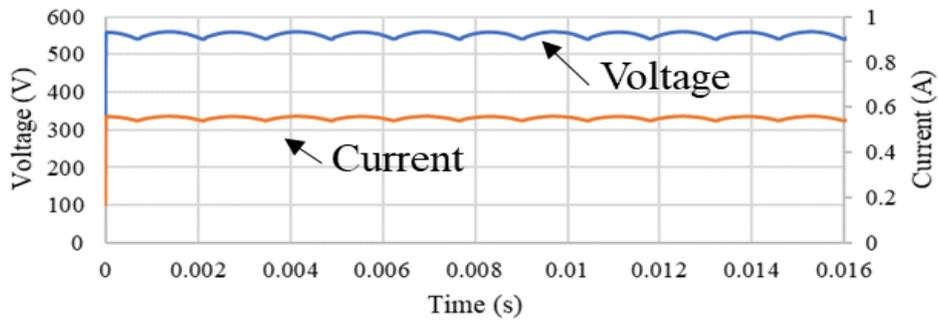
図 2-7 二次側電圧・二次側電流(不平衡時)  
(特殊巻線構造変圧器)



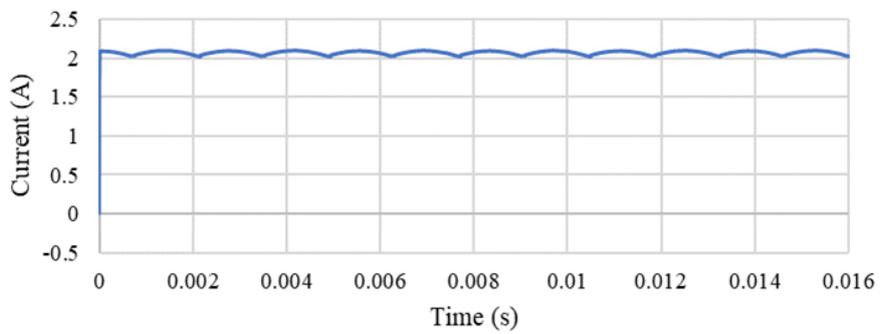
(a) DC+ と N 間の電圧特性と電流特性



(b) N と DC- 間の電圧特性と電流特性



(c) DC+ と DC- 間の電圧特性と電流特性



(d) N 点における電流特性

図 2-8 コンバータ出力電圧特性・出力電流特性

この時、出力される直流電圧と直流電流のピーク値は[DC+から N]間は 281.1 V, 0.70 A, [N から DC-]間は 280.8 V, 2.81 A となった。[DC+から N]間と[N から DC-]間の抵抗が不平衡になることにより、それぞれの負荷に流れる電流は異なる値となる。

そして、[DC+から N]間と[N から DC-]間で直流電圧にわずかな違いがみられるが、これはそれぞれの負荷を流れる直流電流の大きさが異なるため、変圧器の巻線での電圧降下に違いが発生した為である。

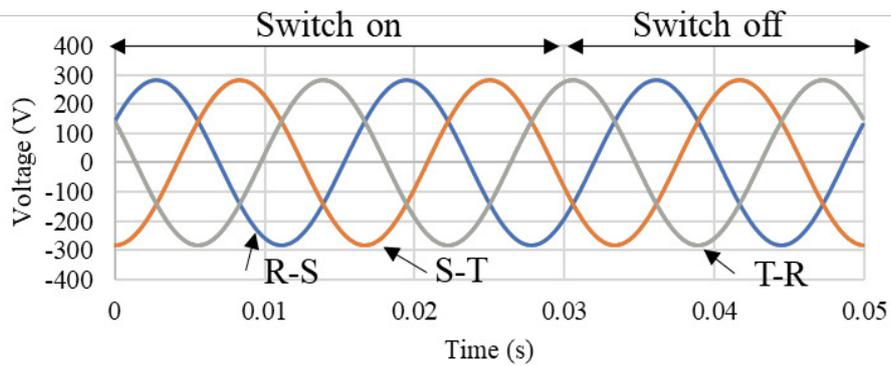
さらに、[DC+から DC-]間に出力される直流電圧に着目すると、直流電圧のピーク値は 561.9 V となり、不平衡負荷の場合においても[DC+から N]間と[N から DC-]間の和の電圧が出力されていることが確認できる。

そして、[DC+から DC-]間には 1.0 k $\Omega$ の抵抗が設置されているため、0.56 A ピークの電流が出力されている。

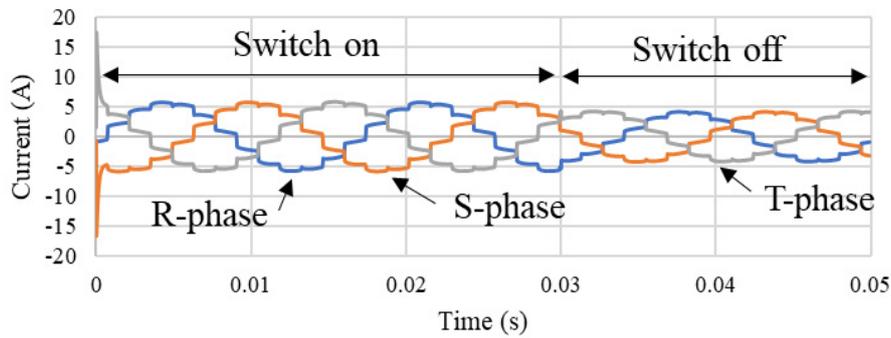
次に、図 2-8(d)に示す変圧器の中性線に流れる電流に着目すると、12 パルスの直流電流が流れていることが確認できる。この直流電流のピーク値は 1.89A であり、[DC+から N]間、[N から DC-]間の抵抗が不平衡の場合、[DC+から N]間、[N から DC-]間に流れる電流の差分が中性線から負荷へ流れることを確認した。

#### 2.3.4 片側負荷開放時の場合

[DC+から N]間と[N から DC-]間の直流負荷が平衡している状態で、シミュレーション開始から定常状態である 0.03 秒後に[DC+から N]間に接続されている負荷が開放となる場合 ([DC+から N] : 200 $\Omega$ →Open, [N から DC-] : 200 $\Omega$ , [DC+から DC-] : 1k $\Omega$ ) について検討した。図 2-9 から図 2-10 に片側負荷開放時のシミュレーション結果を示す。図 2-9(a)は提案するコンバータの入力電圧、図 2-9(b)には入力電流、図 2-10(a)には特殊巻線構造 12 相変圧器の二次側相電圧、図 2-10(b)には特殊巻線構造変圧器の二次側線電流、図 2-11(a)にコンバータ直流出力部の[DC+から N]間の電圧及び電流、図 2-11(b)にコンバータ直流出力部の[N から DC-]間の電圧及び電流、図 2-11(c)にコンバータ直流出力部の[DC+から DC-]間の電圧及び電流、図 2-11(d)に変圧器の中性線 N に流れる電流を各々示す。

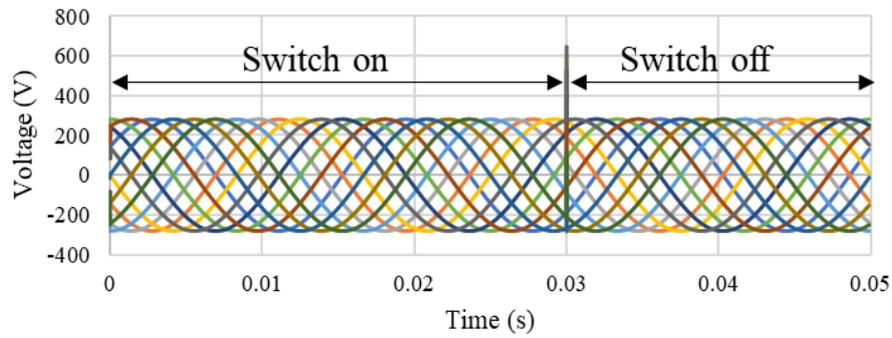


(a) 入力電圧特性

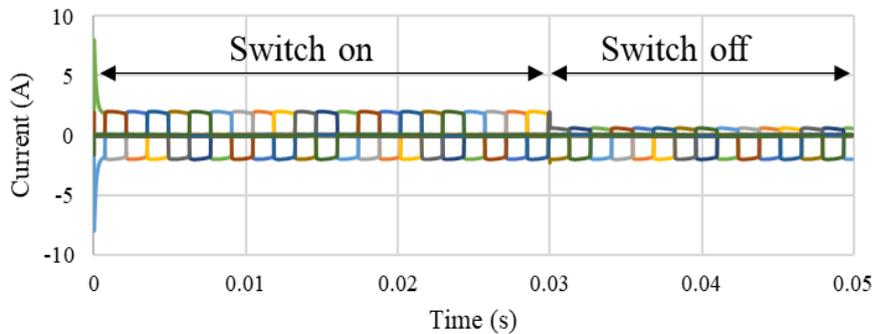


(b) 入力電流特性

図 2-9 コンバータ入力電圧特性・入力電流特性



(a) 二次側電圧特性



(b) 二次側電流特性

図 2-10 二次側電圧特性・二次側電流特性 (特殊巻線構造変圧器)

シミュレーション結果について着目すると、[DC+から N]間に接続された負荷を開放する前までは、コンバータの各部の波形は平衡負荷時と同様であった。

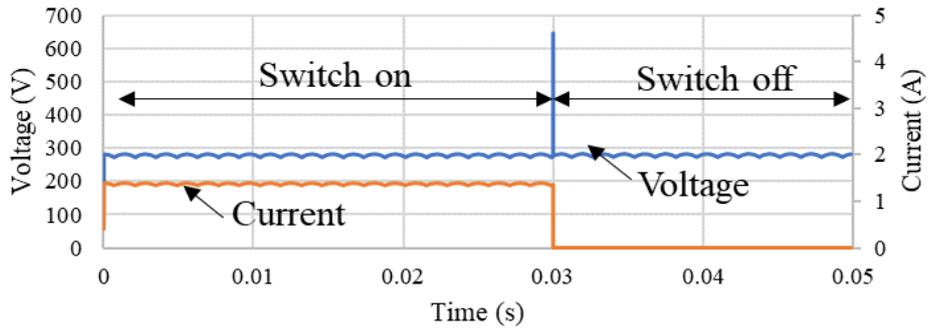
次に、0.03 秒以降のシミュレーション結果について着目すると、[DC+から N]間に接続された負荷を開放することにより、図 2-9 に示すように、提案するコンバータの入力電圧は平衡負荷時、不平衡負荷時と同様に三相平衡状態である一方、入力電流はわずかに低下している。

図 2-10(a)と図 2-10(b)より、特殊巻線構造変圧器の二次側線電流は+側における電流のピーク値が 2.00 A から 0.62 A へと低下するとともに、二次側電圧には瞬間的に過電圧が発生している。そして、0 秒から 0.03 秒までの期間では、[DC+から N]間に 200 Ω の負荷が接続されているため、二次側線電流の+側には、[DC+から N]間に流れる電流と[DC+から DC-]間に流れる電流の合計のピーク値を持つパルス電流が流れている。そして開放後では、[DC+から N]間に接続されていた負荷が切り離されるため、[DC+から DC-]間に流れる電流のピーク値を持つパルス電流が流れる。このため、電流値が低下した。さらに、コンバータ直流出力部に着目すると、図 2-11(a)、図 2-11(b)と図 2-11(c)より、コンバータ直流出力部には 0.03 秒後の[DC+から N]間の負荷が切り離されるタイミングで、特殊巻線構造変圧器の二次側電圧と同様に瞬間的に過電圧が発生している。この瞬間的な過電圧により、[N から DC-]間の電流は、瞬間的に 0A まで低下しており、[DC+から DC-]間に過電流が発生している。この過電圧と過電流の発生は、実験システムにおけるリアクタンスが影響するためと想定される。

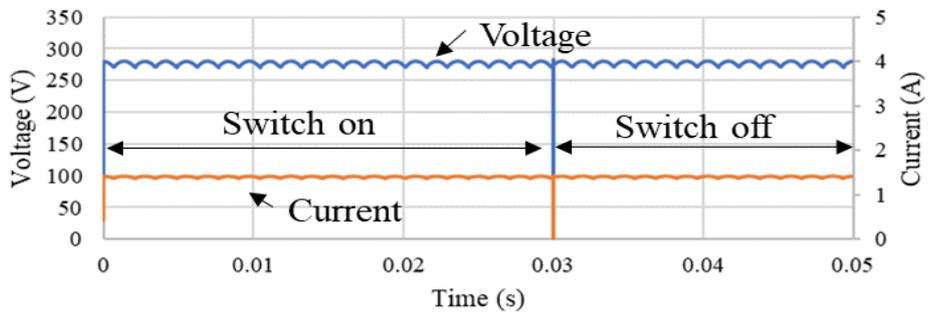
その後、上記で発生した過電圧は収束し、[DC+から N]間の電流は 0A へと低下し、[N から DC-]間および[DC+から DC-]間の電流は、負荷が切り離される以前の値まで回復している。そして、図 2-11(d)に示すように、中性線に流れる電流に着目すると、0.03 秒以降、[N から DC-]間に流れる電流と同じ大きさの電流が中性線に流れている。これは、[DC+から N]間の抵抗が 0.03 秒経過後に切り離されることで DC+からの電流経路がなくなったためであると考えられる。

提案するコンバータの二次側負荷への電力供給は、二次側の特定の相が負荷 1 あるいは負荷 2 を分担するのではなく、負荷 1 と負荷 2 への電力供給は 12 相をすべて整流した電力が用いられている。そこで、負荷 1 が開放状態となった場合、12 相交流の半波整流された部分の電力消費が無くなったものとなる。

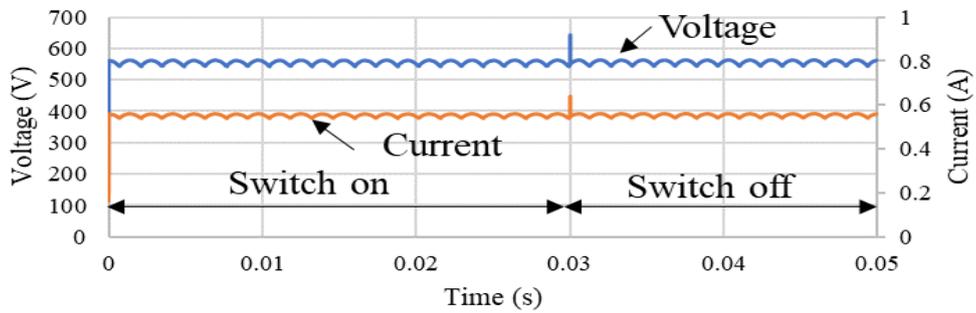
その結果、二次側の負荷が不平衡となった場合においても、一次側の三相電圧と電流には不平衡が発生しない。



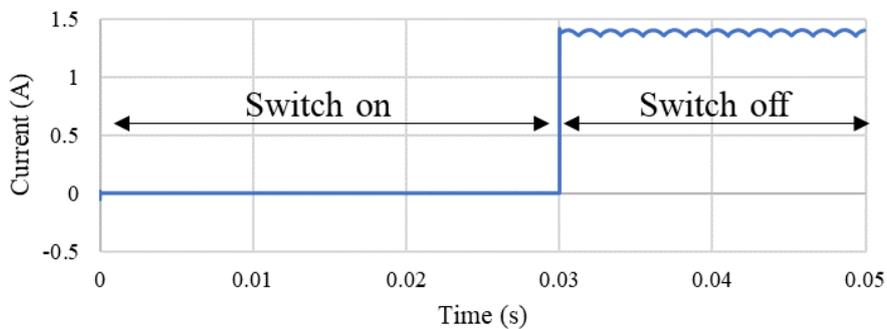
(a) DC+ と N 間の電圧特性と電流特性



(b) N と DC- 間の電圧特性と電流特性



(c) DC+ と DC- 間の電圧特性と電流特性



(d) N 点における電流特性

図 2-11 コンバータ出力電圧・出力電流

## 2.4 まとめ

本章では，特殊巻線構造変圧器を用いたバイポーラ形である交流／直流電力変換装置である AC／DC コンバータについて提案し，その有効性をシミュレーションにて示した。

シミュレーションでは，負荷が平衡状態の場合，不平衡状態の場合，片側負荷開放状態の場合について各々実施した。

その結果，提案する AC／DC コンバータは，負荷が平衡状態，不平衡状態と片側負荷開放状態のいずれの条件においても負荷へ電力を供給可能であることを明らかにした。

## 第 2 章の参考文献

- [1] 池田和樹，岩崎祐翔，雪田和人，松村年郎，七原俊也，後藤泰之，加藤彰則，“直流給電用 AC/DC コンバータに特殊巻線構造変圧器を用いることによる損失低減効果の検討”，信学技報，Vol.122，No.51 pp.28-33 (2022).
- [2] 池田和樹，岩崎祐翔，田中蒼，西谷強，雪田和人，七原俊也，後藤泰之，加藤彰訓，“特殊巻線構造変圧器を用いたコンバータの基礎特性の検討”，2022年9月5日-2022年9月6日新エネルギー・環境研究会，pp.101-105 (2022).

# 第3章 特殊巻線構造変圧器を用いた直流・交流ハイブリッド型給配電システムの検討

## 3.1 はじめに

本章では、特殊巻線構造を用いた変圧器を直流給電のみならず交流給電への応用について検討した。具体的には、これまで開発してきた特殊巻線構造を用いた変圧器は、一次側から二次側の交流／直流変換が主であった<sup>[1][2]</sup>。本章では、同変圧器で二次側端子を用いた交流／直流、交流／交流変換のハイブリッド変換あるいは、交流／交流変換も可能であることを示している。

## 3.2 特殊巻線構造変圧器を用いた電力変換方法

本章で提案する変換装置のシステム構成を図3-1に示す。また、図3-2に、このときの電力潮流を示す。図3-2示すように、提案システムの変換器一次側には、交流系統の三相電源を接続する。変換器の一次側に接続された三相電圧は、特殊巻線構造12相変圧器により $15^\circ$ 毎に位相の異なる12相交流電圧へと変換される。その後、変換した12相電圧をダイオード整流回路により全波整流することにより負荷へと24パルスの直流電圧を供給する。

同様に、特殊巻線構造12相変圧器により $120^\circ$ 毎に位相の異なる三相交流電圧を用いて三相交流負荷へ交流電圧を供給する。

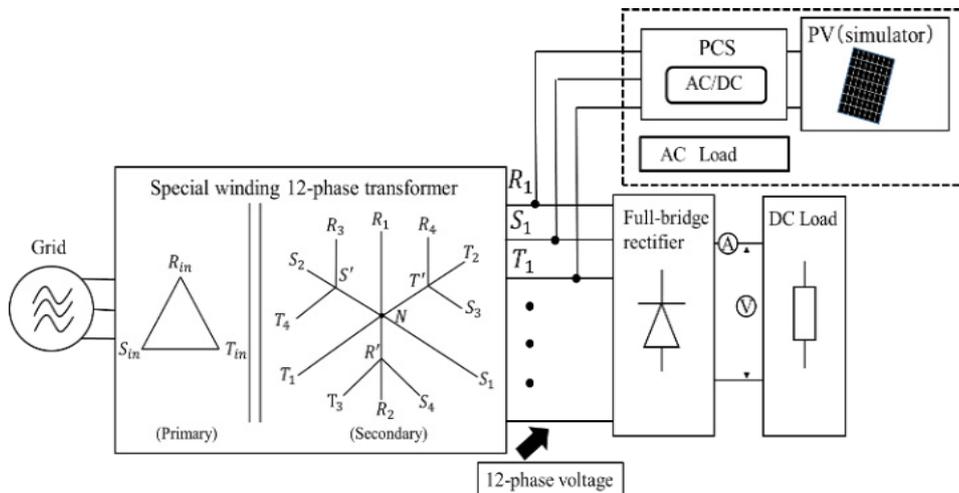
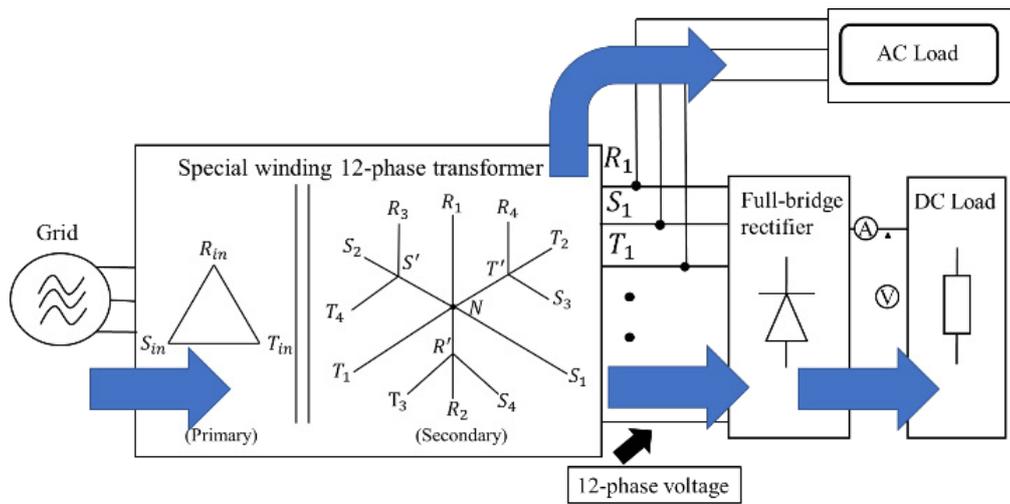


図3-1 提案する直流／交流給配電システム

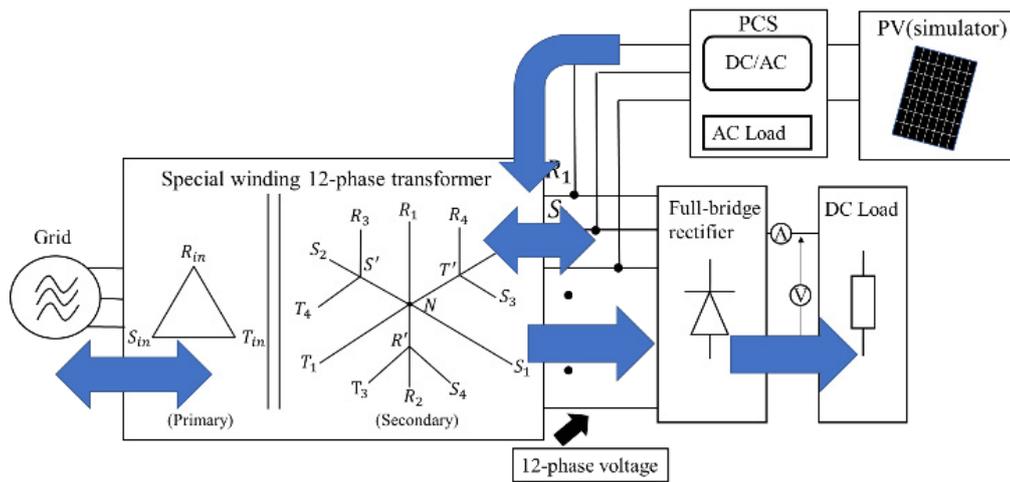
このときの電力の流れを図 3-2 に示す。図 3-2(a)は、二次側に電源がない場合、図 3-2(b)は二次側に太陽光発電装置などが導入された場合の電力潮流を各々示している。

図 3-2(a)の場合、一次側から入力された電力は、特殊巻線構造変圧器を介して 12 相の交流出力となり整流器を介して直流負荷 (DC Load) に供給される電力と、12 相のうち  $120^\circ$  位相差がある 3 つの端子から、三相交流出力を交流負荷 (AC Load) に供給される電力となる。

図 3-2(b)の場合、二次側に太陽光発電装置が、図 3-1 に示す二次側の  $120^\circ$  位相差がある  $R_1$ ,  $S_1$ ,  $T_1$  端子に接続されており、この端子から供給された電力は、特殊巻線構造変圧器を介して、12 相交流となり整流器を介して DC Load に供給される電力となる。ここで、DC Load に供給して余剰電力がある場合は、一次側への逆潮流電力が生じる。



(a) 二次側に電源装置がない場合



(b) 二次側に電源装置がある場合

図 3-2 直流／交流給配電システムの電力潮流

### 3.3 実験方法

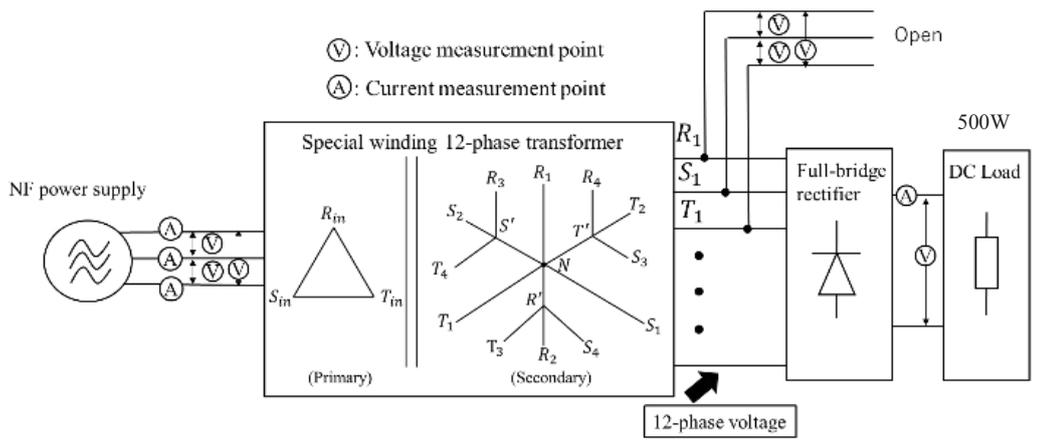
図 3-3 に実験回路を示す。使用した特殊巻線構造変圧器の仕様は定格容量 700VA、一次側  $\Delta$  結線、二次側特殊巻線構造結線、鉄心の材質はアモルファスを用いている。

また実験では、直流負荷として巻線抵抗を用いており約 500W とした。そして、太陽光発電模擬装置（マイウェイ技研製：APL II）とパワーコンディショナー（Power Conditioning System：PCS）（山洋電気 P73H）10kVA、系統電源（エヌエフ回路設計ブロック：プログラマブル交流電源）を使用した。

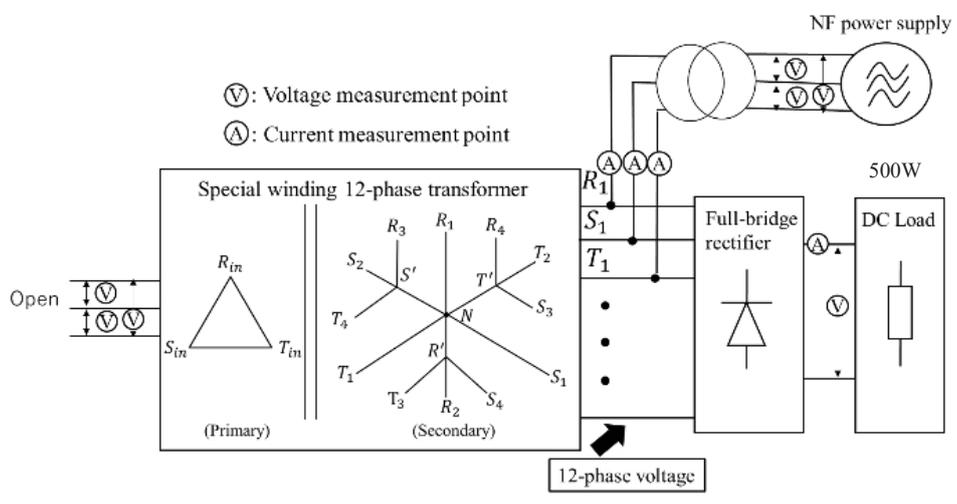
本実験は、以下に示す 3 パターンで行った。

- (a)パターン 1 は、特殊巻線構造変圧器の一次側に交流電源を接続した状態で、二次側に直流負荷を接続している。
- (b)パターン 2 は、特殊巻線構造変圧器の一次側を開放した状態で、二次側の  $120^\circ$  の位相差がある  $R_1, S_1, T_1$  端子に三相交流電源を接続し、二次側に直流負荷を接続している。ただし、二次側電源と特殊巻線構造変圧器の間に絶縁変圧器(5 kVA)を導入している。
- (c)パターン 3 は、特殊巻線構造変圧器の一次側は系統電源とし、二次側の  $120^\circ$  の位相差がある  $R_1, S_1, T_1$  端子に PCS と太陽光発電模擬装置（APL II）を接続し、直流負荷を接続している。PCS の出力には、パターン 2 と同様に絶縁変圧器を導入している。

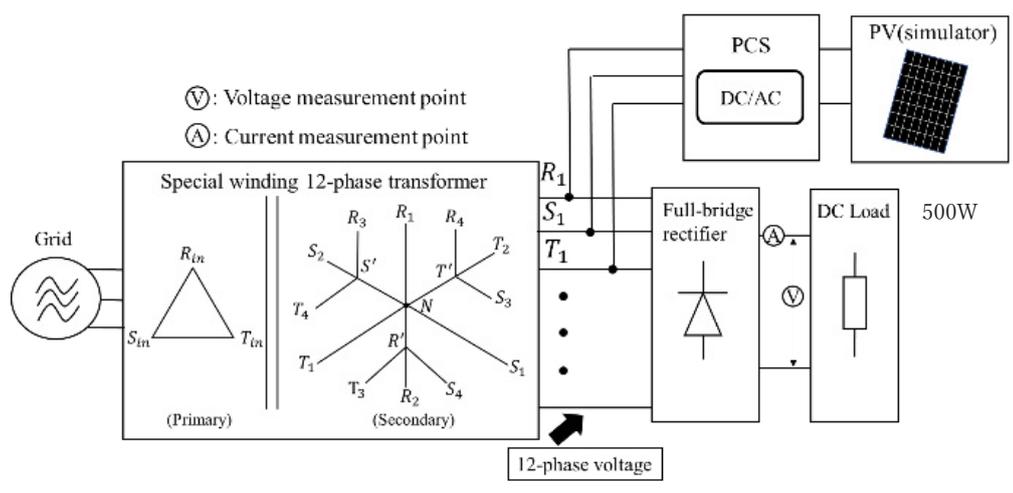
この各実験における測定箇所は、提案するコンバータの一次側の三相電圧と電流、二次側の  $120^\circ$  位相がずれている  $R_1, S_1, T_1$  端子の各電流および端子間の各電圧、整流後の直流電圧および直流電流とした。



(a) パターン 1



(b) パターン 2



(c) パターン 3

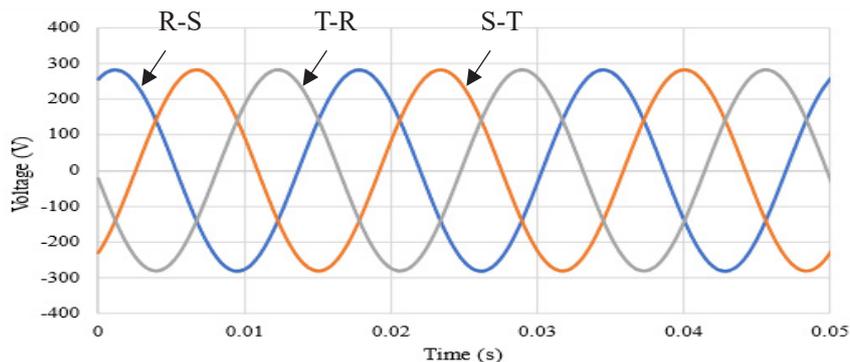
図 3-3 システム構成図

### 3.4 各パターンにおける実験結果

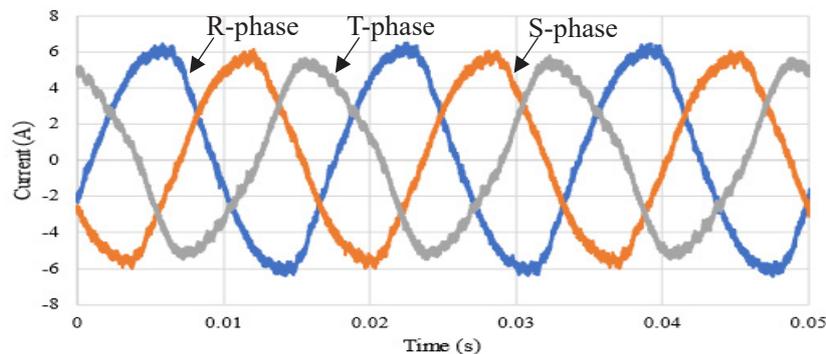
#### 3.4.1 パターン 1 の実験結果

図 3-3(a)のパターン 1 の実験結果を図 3-4 と図 3-5 に各々示す。図 3-4 には、特殊巻線構造変圧器の一次側入力電圧と電流、図 3-5 には、 $R_1$ ,  $S_1$ ,  $T_1$  端子の各電流および端子間の各電圧、12 相の交流電圧、整流後の直流電圧および直流電流である。

交流安定化電源を入力としているので平衡した三相電圧と電流が印加されていることが分かる。二次側では、12 相の交流電圧がつくられおり、これらを整流して 350 V の直流電圧が DC\_Load に印加されている。本研究では、特殊巻線構造変圧器にて、直流給電できることを示している。

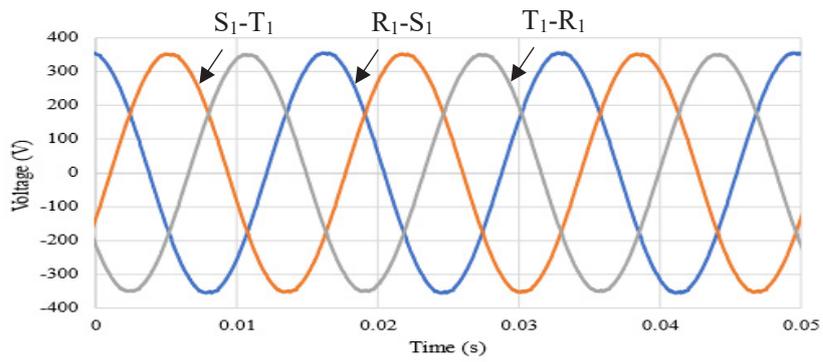


(a) 入力電圧

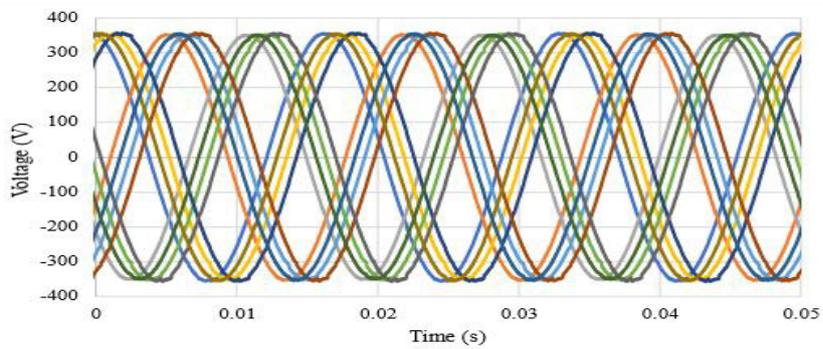


(b) 入力電流

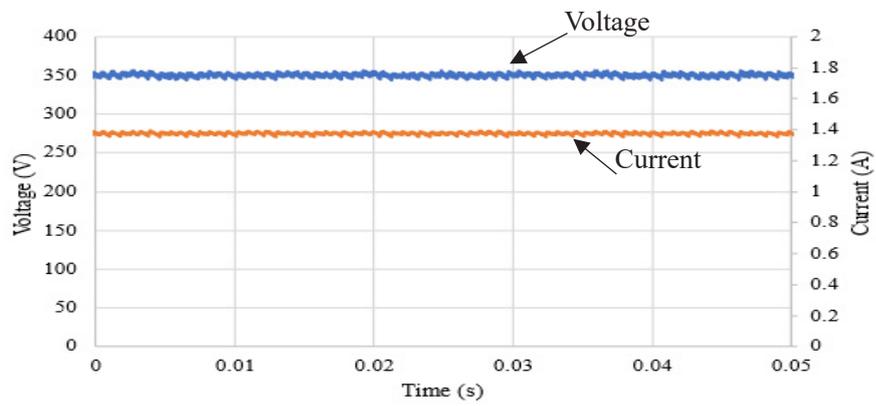
図 3-4 特殊巻線構造変圧器の一次入力電圧・電流特性 (パターン 1)



(a)  $R_1, S_1, T_1$  端子間電圧特性



(b) 12 相の交流電圧特性



(c) 直流電圧・電流特性

図 3-5 特殊巻線構造変圧器の出力電圧・電流特性 (パターン 1)

### 3.4.2 パターン2の実験結果

パターン2の場合の各部の波形に関して注目する。図3-6は特殊巻線構造変圧器一次側の電圧波形，図3-7は二次側の $R_1$ ， $S_1$ ， $T_1$ 端子間の各電圧，図3-8は二次側の $R_1$ ， $S_1$ ， $T_1$ 端子の各電流特性，図3-9は12相の交流電圧，図3-10は整流後の直流電圧および直流電流である。

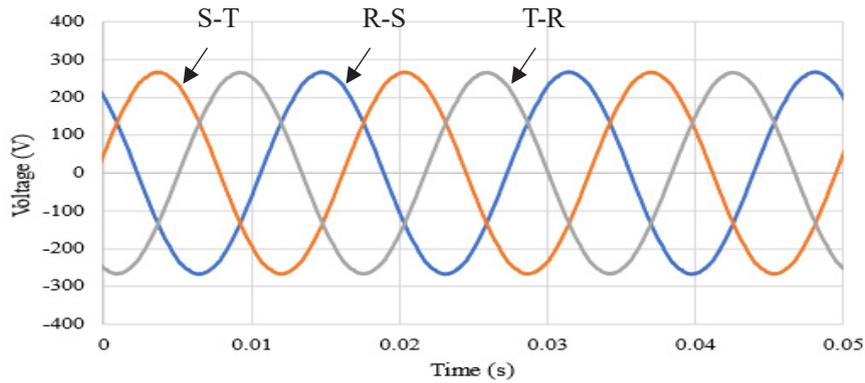


図 3-6 特殊巻線構造変圧器の一次側電圧特性 (パターン2)

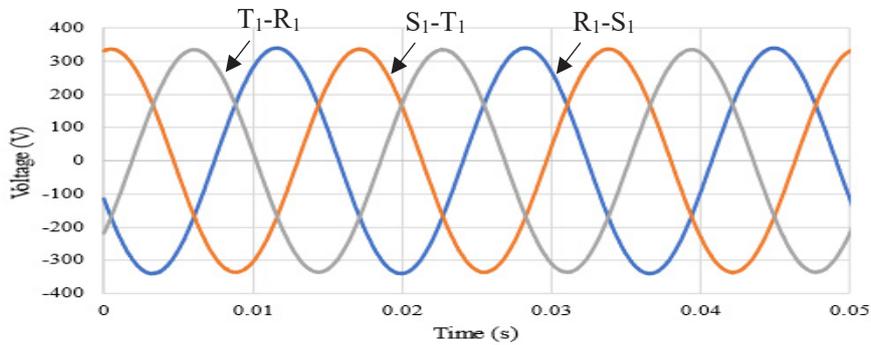


図 3-7  $R_1$ ， $S_1$ ， $T_1$  端子間の各電圧特性 (パターン2)

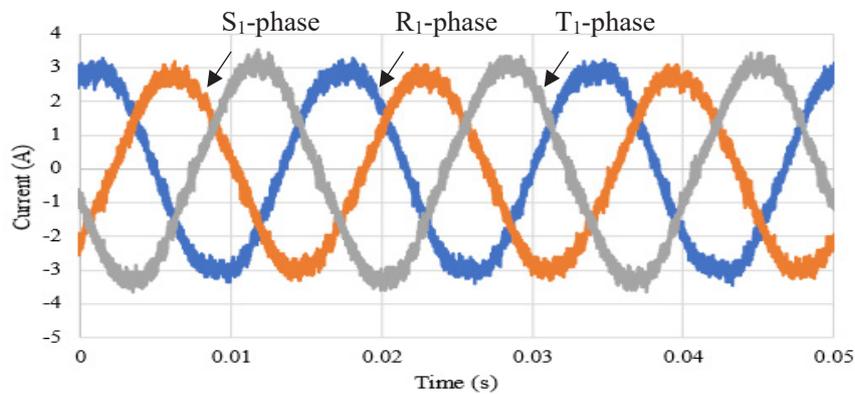


図 3-8  $R_1$ ， $S_1$ ， $T_1$  端子の各電流特性 (パターン2)

実験の結果、特殊巻線構造変圧器の一次側を開放した状態で  $R_1, S_1, T_1$  端子に交流電源を接続することで、直流負荷へ電力を供給可能であることが分かる。

そして、特殊巻線構造変圧器の二次側  $R_1, S_1, T_1$  端子に三相交流電源を接続した場合、特殊巻線構造変圧器は二次側から励磁され、変圧器の鉄心に磁束が発生する。そして、変圧器の一次側には図 3-7 に示すように三相交流電圧が発生し、変圧器の二次側には図 3-9 に示すように 12 相交流電圧が発生する。このとき、特殊巻線構造変圧器の一次側は開放されているため電流は流れず電圧のみが発生し、変圧器の二次側の 12 相交流電圧はダイオード全波整流回路に入力され、図 3-10 に示すように直流電圧および直流電流を発生させる。

このため、提案するコンバータの一次側に電源がない場合でも、二次側に三相交流電源を接続することにより負荷へ直流電力を供給することが可能となる。

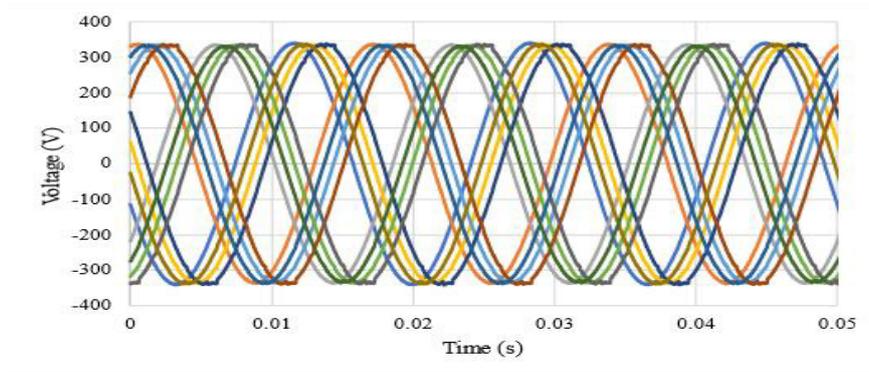


図 3-9 12 相交流電圧特性 (パターン 2)

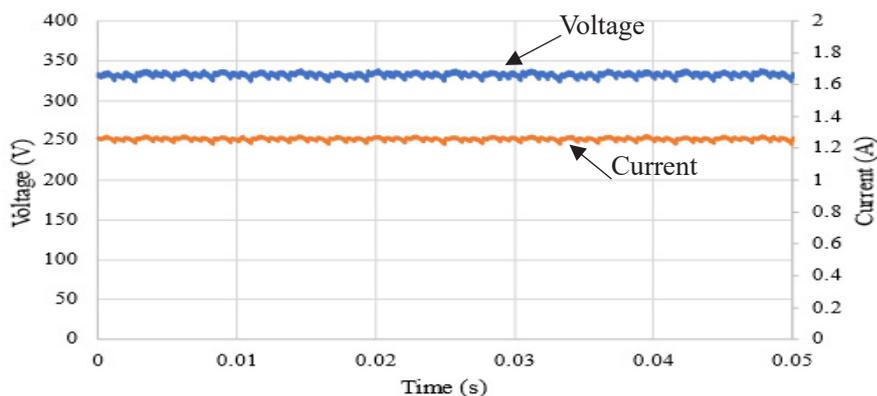


図 3-10 直流電圧・電流特性 (パターン 2)

### 3.4.3 パターン3の実験結果

パターン3の場合における実験結果に関して注目する。図3-11には各電力特性を示している。同図には、太陽光発電模擬装置の出力電力、PCSの出力電力、直流負荷である巻線抵抗で消費する電力、特殊巻線構造変圧器から系統への逆潮流電力を各々している。実験開始から50秒までは、直流負荷が500W電力を消費しており、PCSは制御電力を系統から受電していることがわかる。50秒から200秒までは太陽光発電模擬装置が発電し始め、それとともにPCSが動作し始めている。その後、200秒から270秒までは太陽光発電模擬装置が出力を増加し、270秒から330秒までは一定となっている。その後、太陽光発電模擬装置は350秒まで出力が低下し一定となっている。

図3-12は、パターン3における直流電圧と電流特性を示している。同図に示すように、直流電圧350Vが印加され、電流約1.4Aが流れていることがわかる。この実験結果から、提案する特殊巻線構造変圧器に太陽光発電装置を導入しても直流負荷に電力を供給できる。さらに余剰電力は、電力系統に逆潮流することが可能であることがわかる。

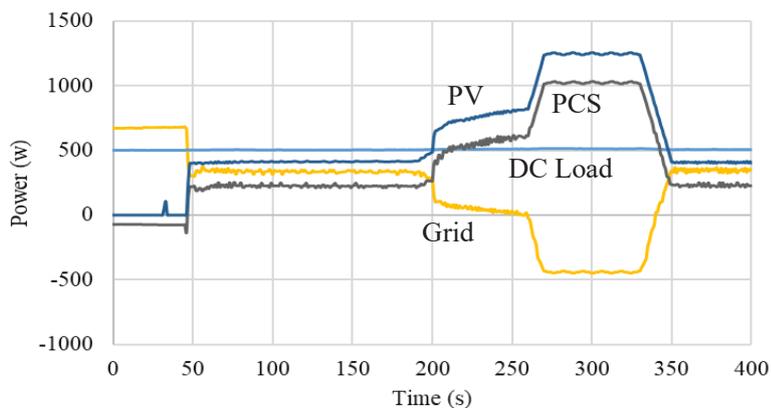


図3-11 各電力特性 (パターン3)

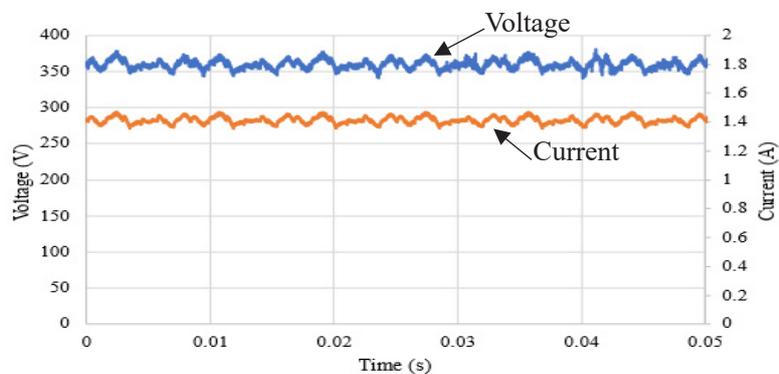


図3-12 直流電圧・電流特性 (パターン3)

### 3.5 出力電圧リップル率比較

表 3-1 にパターン 1 からパターン 3 の場合のシミュレーション時間 (270 秒から 330 秒) における直流出力電圧リップル率の計算結果を示す。直流出力電圧リップル率は以下の式より計算により求めた。

$$V_{ripple} = \left\{ \frac{(V_{max} - V_{min})}{V_{mean}} \right\} \times 100 (\%) \quad (3-1)$$

ここで、 $V_{ripple}$ :直流出力電圧リップル率、 $V_{max}$ :直流電圧の最大値、 $V_{min}$ :直流電圧の最小値、 $V_{mean}$ :直流電圧の平均値である。

計算の結果、パターン 1 の場合の直流出力電圧リップル率は 4.28%、パターン 2 の場合の直流出力電圧リップル率は 5.55%であった。パターン 3 の場合の直流出力電圧リップル率は、12.64%であった。

これらの計算結果を比較すると、パターン 3 の場合では、他のパターンの場合と比較してリップル率が上昇することが分かった。

図 3-13 から図 3-15 にパターン 1 からパターン 3 における特殊巻線構造変圧器の二次側 12 相交流電圧のピーク付近の拡大図を各々示す。

パターン 1 の場合、特殊巻線構造変圧器の二次側各相のピーク付近の電圧にひずみが見られ、リップル電圧は約 11V であった。パターン 2 の場合でも同様に二次側線間電圧のピーク付近にひずみが見られ、リップル電圧は約 15V であった。パターン 1 の場合と比較してリップル電圧は約 4V と大きくなっており、直流出力電圧リップル率が大きくなったと考えられる。

ここで、パターン 2 の場合にリップル電圧が大きくなった原因について考える。図 3-13 および図 3-14 を比較すると、パターン 2 の 12 相交流電圧のピーク値の差がパターン 1 の場合に比べて大きいことが分かる。パターン 2 の場合、特殊巻線構造変圧器の二次側  $R_1$ ,  $S_1$ ,  $T_1$  相には三相交流電源が接続されている。この電源電圧は負荷により電流が流れた場合でもおよそ一定の値の交流電圧が出力されるように制御されているため、負荷の影響をほとんど受けない。

その一方、特殊巻線構造変圧器の  $R_2$ ,  $S_2$ ,  $T_2$  巻線など、電源が接続されていない相の電圧は、変圧器の巻線に電流が流れることにより電圧降下が発生し電圧が低下する。そのため、 $R_1$ ,  $S_1$ ,  $T_1$  相の電圧とその他の相の電圧のピーク値に差が生まれリップル電圧が増加したと考えられる。

図 3-15 におけるリップル電圧も、図 3-14 と同様に大きいことがわかる。このとき、図 3-15 では PCS が動作しているために、PCS からの高調波の影響もあり大きくなっているものと考えられる。

そこで、これらのリップル電圧が直流負荷への影響を与えることが懸念されるため、巻線抵抗のほかに直流給電用の LED 照明を接続させ負荷機器への影響について検討した。

これらの結果、各パターンにおいて LED 照明は問題なく点灯しており、今回の実験におけるリップル電圧値であれば LED 照明機器への影響は少ないことがわかった。しかし、今後 EV 用の給電装置への適用を考慮すると、リップル電圧値はより小さい電圧値が期待されるため、今後、平滑化コンデンサの導入なども検討する必要があるものと思われる。

表 3-1 出力電圧リップル比較

	Voltage Ripple Ratio (%)
Pattern 1	4.28
Pattern 2	5.55
Pattern 3	12.64

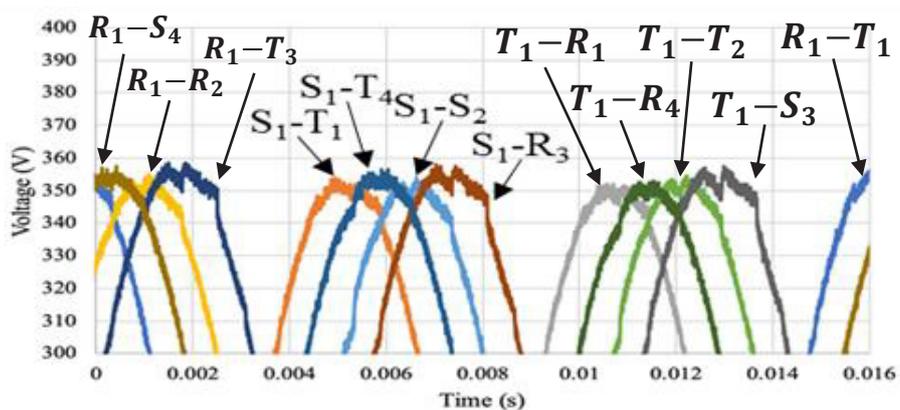


図 3-13 パターン 1 の交流電圧のピーク波形 (拡大)

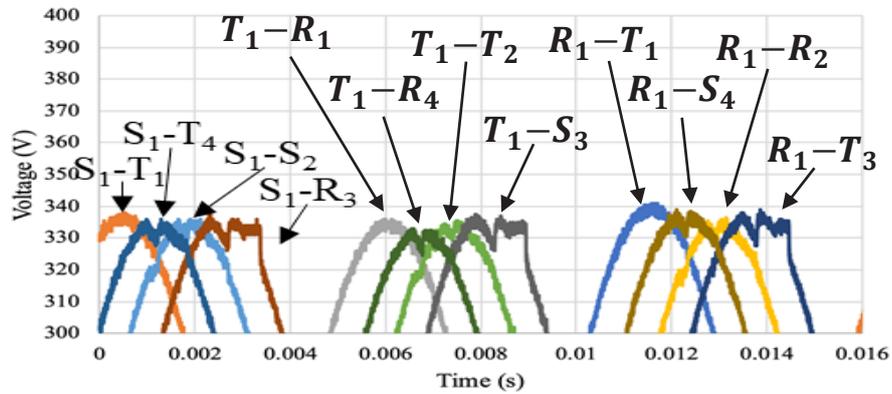


図 3-14 パターン 2 の交流電圧のピーク波形 (拡大)

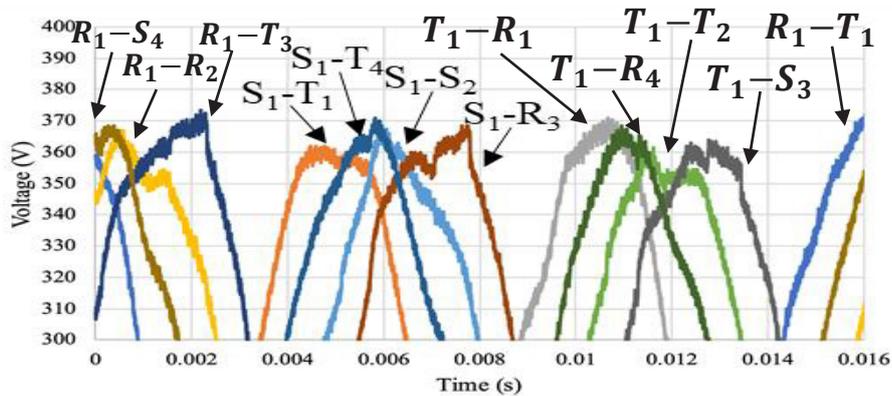


図 3-15 パターン 3 の交流電圧のピーク波形 (拡大)

### 3.6 まとめ

本章では、特殊巻線構造を用いた変圧器を直流交流給配電システムへの応用について検討した。従来の特殊巻線構造を用いた変圧器は、一次側から二次側の交流/直流変換が主目的であった。

しかし、その構造から二次側端子を用いた交流/交流変換についても検討し、交流/直流、交流/交流変換のハイブリッド変換あるいは、交流/交流変換についても検討し、二次側において直流と交流のハイブリッド給電、二次側の交流給電から直流給電、二次側交流給電から一次側への給電が可能であることを示した。

### 第 3 章の参考文献

- [1] 池田和樹, 岩崎祐翔, 西谷強, 田中蒼, 雪田和人, 七原俊也, 後藤泰之, 加藤彰訓:「直流給電用 AC/DC コンバータに特殊巻線構造変圧器を用いることによる損失低減効果の検討」, 信学技報, Vol.122, No.51, pp.28-33, 2022 年 5 月
- [2] 池田和樹, 雪田和人, 松村年郎, 七原俊也, 後藤泰之, 岩崎祐翔, 田中蒼, 西谷強, 加藤彰訓:「特殊巻線構造方式を用いて変圧器を多相化することによる変圧器の巻線減少効果の検討」, 電気学会令和 3 年度電力技術/電力系統技術/半導体電力変換合同研究会, 2022 年 3 月

## 第4章 三相デュアル・アクティブ・ブリッジ (DAB) コンバータの変圧器磁束密度推定法

### 4.1 はじめに

絶縁型 DC/DC コンバータ用に使用される変圧器は、一次側と二次側の間に、電流の流れる経路が存在せずに（ガルバニック絶縁）、一次側と二次側の電圧値を整合させる働きを持つ。変圧器の片側（例えば、一次側）に交流電圧を印加すると、変圧器の鉄心内に電圧値と巻数に比例した磁束が発生し、変圧器のもう片側（例えば、二次側）に電圧が誘導される。この磁束は、一般的に材料に依存する最大磁束密度によって定量化され、この最大値は、データシートまたはメーカーなどの材料仕様書に記載されている。もし、鉄心内で発生する磁束がこの最大値を超えると、鉄心に磁気飽和が発生し、損失、電流波形の歪み、突入電流などが引き起こされ、状況によってはコンバータの損傷を引き起こす可能性がある。

したがって、絶縁型 DC/DC コンバータ用の変圧器を設計する際には、磁気飽和を避けるために、磁束密度に十分注意を払う必要がある。

本章では、DC/DC コンバータ用の変圧器の設計を容易にするため、変圧器の磁束密度の推定方法を提案し、その有効性を示している。

### 4.2 変圧器の磁束密度

変圧器の磁束密度 $B$ は、通常次式を用いて算出される。

$$B = \frac{V_1}{N_1 A_c f_s K_f} \quad (4-1)$$

ここで、 $V_1$ は入力電圧（実効値）、 $N_1$ は一次巻線の巻数、 $A_c$ は鉄心の断面積、 $f_s$ はスイッチング周波数、 $K_f$ は波形係数である。この波形係数は矩形波において $K_f=4.0$ 、正弦波では4.44となる。

式(4-1)は、小容量から大容量の電力、低周波数から高周波数まで、多くの種類の単方向絶縁型コンバータの設計に広く採用されている<sup>[1]-[5]</sup>。この式(4-1)による磁束密度推定は、制御変数や出力電圧値に依存しないため、負荷の変化に関係なく一定であると仮定される。しかし、例えば位相シフト (Single-Phase-Shift:SPS) 方式のコンバータのように、一次側と二次側における位相差を調整するシステ

ムでは、式(4-1)は出力電圧の振幅を考慮していない為、正確な磁束密度推定ができない。この磁束密度推定によると、不適切な巻数、過小または過大なサイズの鉄心の選定およびコンバータの誤動作等を引き起こす可能性がある。

### 4.3 DAB コンバータに使用される変圧器

DAB コンバータでは、システムに最適な変調方式を適用することで、ソフトスイッチングを実現し、これによりノイズを低減し効率を向上させ、コンバータのサイズと容積を縮小することができる<sup>[6]</sup>。このコンバータの小型化に関する要素技術としては、変圧器の設計が重要である。現在までに、DAB コンバータの設計に関する報告<sup>[7]-[14]</sup>は数多くなされており、特に文献[7]から文献[10]では、式(4-1)で表される従来の磁束密度の推定法が、DAB コンバータに使用する変圧器の設計に用いられている。

また、文献[11]と文献[12]では、式(4-2)によって三相 DAB コンバータの磁束密度を推定している。

$$B_{dab3} = \frac{V_1}{9N_1A_c f_s} \quad (4-2)$$

このように、これまでの研究において、2種類の式にて磁束密度 $B$ を算出しているが、式(4-1)で求められる磁束密度に比べ、式(4-2)で得られる磁束密度は、1/2.25 倍となる。

また、文献[13]と文献[14]では、次式で示す式(4-3)を単相 DAB コンバータの磁束密度計算に用いている。

$$B_{dab1} = \frac{V_1}{4N_1A_c f_s} \left( 1 + \frac{nV_2}{V_1} (1 - D_p) \right) \quad (4-3)$$

式(4-3)では、 $V_2$ は出力電圧、 $n$ は変圧比、 $D_p$ は位相シフト比である。式(4-3)は、式(4-1)で記述される従来の推定式と類似しているが、括弧内に追加されている項がある。この項は、磁束密度が出力電圧と制御変数に依存することを示している。ただし、式(4-3)は単相 DAB コンバータ専用であり、三相 DAB コンバータへの適用に関する研究は、これまでに報告がなされていない。三相システムを考えた場合、三相変圧器 1 台あるいは 3 台の単相変圧器で構成されるため、変圧器の中性点の存在により鉄心の磁界解析が複雑になる。

三相 DAB コンバータ用の変圧器の磁束密度に関しては、文献[15]にて報告がなされている。このコンバータは電気自動車用の急速充電装置向けであり、変圧器の一次側と二次側の結線方式はともにスター結線方式である。

文献[15]で提案されている最大磁束密度 $B_{pk}$ は次式にて算出される。

$$B_{pk} = \frac{V_1}{18N_1A_c f_s} \left( 1 + \frac{nV_2}{V_1} \left( 1 - \frac{3\psi}{2\pi} \right) \right) \quad (4-4)$$

ここで $\psi$ は位相シフト角を示す。

本章では磁束密度の振幅を決定する新たな式を提案する。この導出式を有限要素解析により評価し、提案式の有効性を確認する。また、コンバータの温度特性は、運用時に磁束を正確に測定することが困難であるため、仮定する磁束モデルに基づいて計算された理論的な温度と比較し、提案式の有効性を検討している。

#### 4.4 励磁電圧の導出

図 4-1 は、三相 DAB コンバータのスター結線時の回路図を示す。図中に示す $V_1$ は入力直流電圧、 $V_2$ は出力直流電圧、 $i_a$ 、 $i_b$ 、 $i_c$ は二次側の各相電流、 $n$ は変圧器の巻線比である。電力は端子 1 から端子 2 に送られると仮定する。

検討を簡単にするために、以下の仮定を行う

- ・ 3 台の変圧器は同じパラメータを持つ
- ・ 変圧器の巻線の等価直列抵抗は無視できる
- ・ MOS 型 FET のオン抵抗は無視できる
- ・ スイッチの立ち上がり時間と立ち下がり時間は零とする
- ・ 変圧器は磁化特性の線形領域のみで動作する

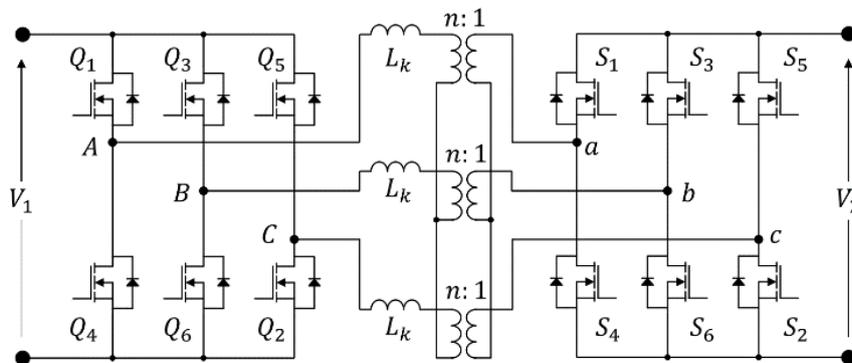


図 4-1 三相 DAB コンバータ構成図

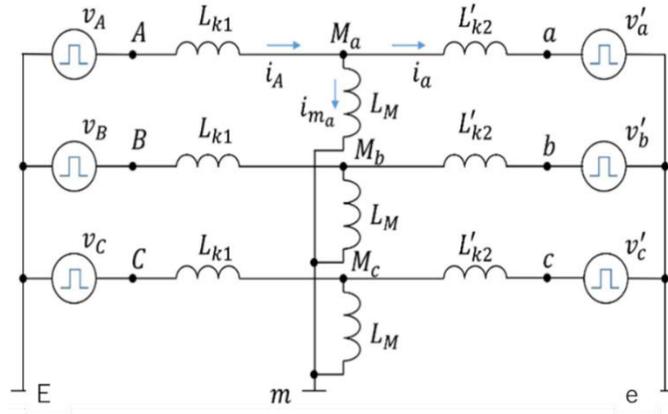


図 4-2 等価回路

コンバータの一次側に換算した等価回路を図 4-2 に示す。ここで上付き文字「'」は、変圧器の一次側換算値である。

$$L'_{k2} = n^2 L_{k2} \quad (4-5)$$

$$v'_x = n v_x \quad (4-6)$$

ここで、各相を表す  $x$  は  $a, b, c$ 、 $n$  は巻線比 ( $n = N_1/N_2$ ) であり、 $N_1$  と  $N_2$  はそれぞれ一次巻線と二次巻線の巻数、 $L_{k1}$  と  $L'_{k2}$  は一次巻線と二次巻線の漏れインダクタンス、 $L_M$  は変圧器の励磁インダクタンスを表す。

DAB コンバータに使用される変圧器の場合、励磁インダクタンス  $L_M$  は漏れインダクタンス  $L_k$  ( $L_k = L_{k1} + L'_{k2}$ ) よりも大きいため、回路解析において省略されることが多い。しかし、本章ではコンバータの磁化特性を調べるために、これを回路の重要な特性として考慮した。ここで、入力側の共通ノード E の電位をゼロであると仮定し、A 相のみに注目すると以下のようなになる。

$$\begin{cases} L_{k1} \frac{di_A}{dt} = v_A - v_{ma} - v_m \\ L'_{k2} \frac{di_a}{dt} = v_{ma} - v'_a - v'_e + v_m \\ L_M \frac{di_{ma}}{dt} = v_{ma} \\ i_{ma} = i_A - i'_a \end{cases} \quad (4-7)$$

ここで、 $v_A, v_B, v_C$  および  $v'_a, v'_b, v'_c$  は、それぞれ E 点および e 点に対するスイッチングノードの電圧である。また、 $v_m$  と  $v_e$  はそれぞれ変圧器および二次側に接続される変換器の中性点の電位で、式(4-7)の第 1 式と第 2 式を足し合わせると次のようになる。

$$L_{k1} \frac{di_A}{dt} + L'_{k2} \frac{di_a}{dt} = v_A - v_a - v_e \quad (4-8)$$

ここで仮に、三相が平衡している場合、各側の電流の総和はゼロになるため、出力側の中性点であるコモンモード電圧 $v_e$ は次のように導出できる。

$$v_e = \frac{1}{3}(v_A + v_B + v_C - v_a - v_b - v_c) \quad (4-9)$$

ここで、 $L_{k1}$ と $L'_{k2}$ は、 $L_M$ の $1/10$ 以下である（つまり、 $L_M$ に比べて非常に小さい）場合、A相の変圧器の励磁電圧 $v_{ma}$ は式(4-7)と式(4-9)から求めることができ、式(4-10)で表すことができる。同様に、B相とC相の励磁電圧は式(4-11)および(4-12)で表すことができる。

$$v_{ma} = \frac{1}{2}(v_A + v'_a + v_e) - v_m \quad (4-10)$$

$$v_{mb} = \frac{1}{2}(v_B + v'_b + v_e) - v_m \quad (4-11)$$

$$v_{mc} = \frac{1}{2}(v_C + v'_c + v_e) - v_m \quad (4-12)$$

ここで、式(4-9)から式(4-12)の方程式を $v_m$ について解くと、次のようになる。

$$v_m = \frac{1}{3}(v_A + v_B + v_C) \quad (4-13)$$

ここで、 $v_m$ を式(4-10)から式(4-12)に代入し、 $v_{ma}$ 、 $v_{mb}$ 、 $v_{mc}$ について整理すると、スイッチングノードの電圧に対する励磁インダクタンス間の電圧－電流特性をモデル化した次式が得られる。

$$\begin{pmatrix} v_{ma} \\ v_{mb} \\ v_{mc} \end{pmatrix} = \frac{1}{6} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_A + v'_a \\ v_B + v'_b \\ v_C + v'_c \end{pmatrix} \quad (4-14)$$

$v_A, v_B, v_C$ および $v'_a, v'_b, v'_c$ の値はスイッチングの状態、つまり変調方式に依存する。

## 4.5 位相シフト方式による励磁

位相シフト (Single-Phase-Shift:SPS) 方式は, DAB 型コンバータの電圧値と送電方向を制御するために使用されている。この方式では, 一次側および二次側の各相が  $120^\circ$  の位相差を保持し, 各スイッチのデューティ比は 50% である。

図 4-3 は, 電力の流れが順方向のときの電流と電圧の波形を示している。図中における  $Q_x$  は各相の一次側スイッチを指し,  $S_x$  は各相の二次側スイッチを示す (ここで  $x \in [a, b, c]$ )。各半周期ごとに 6 つのスイッチング状態がある。

表 4-1 には, 各状態での平衡時の電圧を示している。また, 表中の  $M$  はコンバータの電圧利得 (以降, 電圧変換比) を表し,  $M = nV_2/V_1$  として計算される。

図 4-3(a) から, コンバータが降圧モード (つまり, 電圧変換比が  $M \leq 1$ ) で動作する場合, 変圧器は状態 1 から状態 6 までの間に励磁される。これは, その区間の電圧が正であるためであり, 残りのスイッチング周期では電圧は負であるため減磁される。

一方, 図 4-3(b) から, 昇圧モード (つまり, 出力電圧が入力電圧より大きい,  $M > 1$ ) で動作している場合, 変圧器は状態 2 から状態 7 までの間で磁化され, 現在のスイッチング周期の残りとの次の周期の最初の状態で減磁される。定常状態において, 正のボルト秒積と負のボルト秒積はその振幅と大きさが等しく, 極性が反対でなければならない。

$$\lambda_p = -\lambda_N = \lambda \quad (4-15)$$

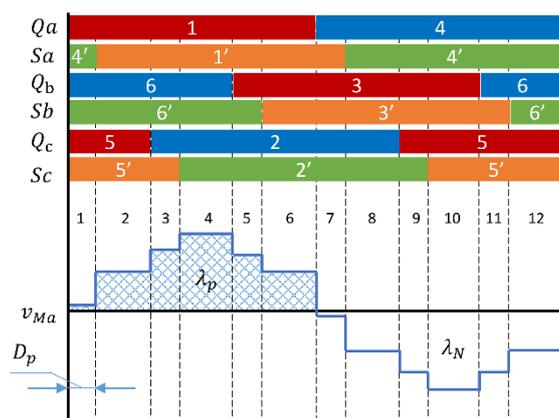
ここで,  $\lambda$  は磁束の振幅を示す。

各状態における励磁電圧を定式化し,  $\lambda$  について解くことで, 各モードにおける磁束の振幅は次式で導かれる。ここで,  $D_p$  は単位法で表した位相シフト比,  $f_s$  はスイッチング周波数とする。

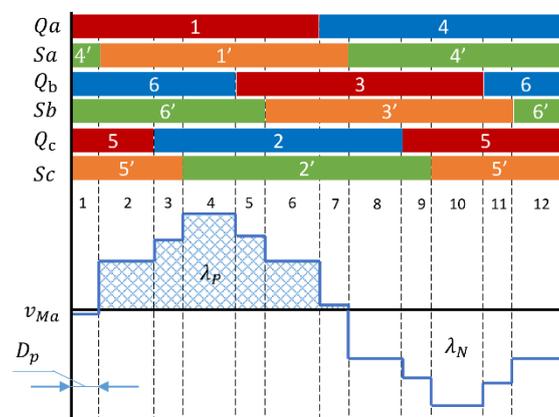
$$\lambda = \begin{cases} \frac{V_1}{9f_s}(1 + M - 3MD_p) & , M \leq 1 \\ \frac{V_1}{9f_s}(1 + M - 3D_p) & , M > 1 \end{cases} \quad (4-16)$$

表 4-1 A 相変圧器の励磁電圧

State	Value	State	Value
1	$\frac{V_1}{6}(1-M)$	7	$\frac{V_1}{6}(-1-M)$
2	$\frac{V_1}{6}(1+M)$	8	$\frac{V_1}{6}(-1-M)$
3	$\frac{V_1}{6}(2+M)$	9	$\frac{V_1}{6}(-2-M)$
4	$\frac{V_1}{6}(2+2M)$	10	$\frac{V_1}{6}(-2-2M)$
5	$\frac{V_1}{6}(1+2M)$	11	$\frac{V_1}{6}(-1-2M)$
6	$\frac{V_1}{6}(1+M)$	12	$\frac{V_1}{6}(-1-M)$



(a) 降圧モード



(b) 昇圧モード

図 4-3 励磁電圧

ここで、磁性体鉄心の断面積を $A_c$ とすると、鉄心内の磁束密度の振幅は以下となる。

$$\Delta B = \frac{\lambda}{N_1 A_c} \quad (4-17)$$

上記の式を式(4-16)に代入すると、次のようになる。

$$\Delta B = \begin{cases} \frac{V_1}{9N_1 A_c f_s} (1 + M - 3MD_p) & , M \leq 1 \\ \frac{V_1}{9N_1 A_c f_s} (1 + M - 3D_p) & , M > 1 \end{cases} \quad (4-18)$$

式(4-18)で決定される磁束密度は、動作モードが降圧または昇圧によって、式(4-2)で計算される磁束密度よりも $(1 + M - 3MD_p)$ または $(1 + M - 3D_p)$ 倍大きくなる。これら追加した係数は、磁束密度が位相シフト比と両端の直流電圧に依存することを表す。一定の電圧変換比では、位相シフト比がゼロのときに最大の磁束密度が得られる。電圧が増加すると磁束の振幅が大きくなり、そのため、広い電圧範囲で動作する DAB コンバータの変圧器を設計する際には、飽和を避けるために注意が必要になる。

そこで、これまで述べた各種の磁束密度算出方法について比較を行う。前述のように、コンバータ内の磁束密度は式(4-1)によっても計算することができる。ここで、 $K_f$ は波形係数で、正弦波では 4.44、矩形波では 4.0 である。Y-Y 結線を持つ三相 DAB コンバータでは、巻線電圧が矩形波形を取るため、 $K_f$ は 4.0 が適用される。

式 (4-1) に上記の条件を導入すると次式で表される。

$$B_{cv} = \frac{V_1}{4N_1 A_c f_s} \quad (4-19)$$

そして、提案した式(4-18)を基準とすると、式(4-19)は式(4-20)、式(4-2)は式(4-21)、式(4-3)は式(4-22)として表すことができる。

$$\Delta B = B_{cv} k_1 \quad (4-20)$$

$$= B_{aab3} k_2 \quad (4-21)$$

$$= B_{aab1} k_3 \quad (4-22)$$

ここで、 $k_1$ は式(4-19)に対する比率（係数）であり、 $k_2$ と式(4-2)、 $k_3$ と式(4-3)も同様である。

$$k_1 = \begin{cases} \frac{4}{9}(1 + M - 3MD_p) & , M \leq 1 \\ \frac{4}{9}(1 + M - 3D_p) & , M > 1 \end{cases} \quad (4-23)$$

$$k_2 = \begin{cases} 1 + M - 3MD_p & , M \leq 1 \\ 1 + M - 3D_p & , M > 1 \end{cases} \quad (4-24)$$

$$k_3 = \begin{cases} \frac{4}{9} \times \frac{1+M-3MD_p}{1+M(1-D_p)} & , M \leq 1 \\ \frac{4}{9} \times \frac{1+M-3D_p}{1+M(1-D_p)} & , M > 1 \end{cases} \quad (4-25)$$

この $k_1, k_2, k_3$ の値は、提案する磁束密度推定式による値と従来用いられてきた磁束値がどのように異なるかを示している。

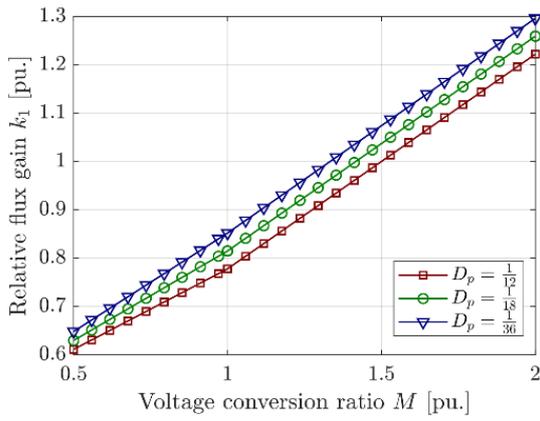
図 4-4(a)は、単位法で表した位相シフト比の条件下で電圧変換比 $M$ に対する $k_1$ の特性を示している。電圧変換比が 0.5 から 2 の範囲にあるとき、この算出方法だと係数 $k_1$ は約-40%から 30%となることを示している。

一方、図 4-4(b)に示すように、位相シフト角が  $0^\circ$  から  $30^\circ$  (位相シフト比で 0.0833p.u.)まで変化する場合、磁束密度の値は、位相シフト角の影響で約 10%のばらつきが生じている。

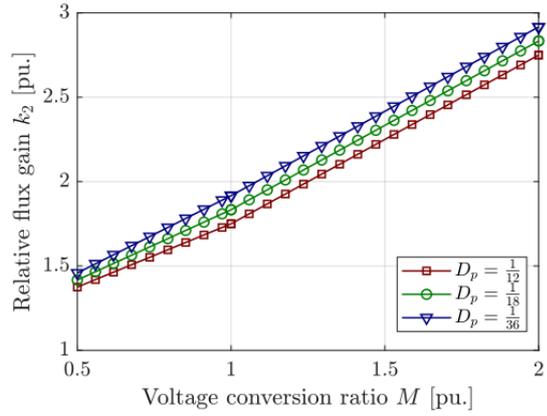
$k_2$ についても、式(4-2)による磁束密度推定と提案手法の差について検討すると、図 4-5 に示すように同じ傾向が見られる。

特に、特定の位相シフト角に対して、電圧変換比 $M$ が 0.5 から 2 の範囲で変化した場合、磁束の推定結果には 50%から 300%という大きな差が発生する。さらに、特定の電圧変換比のもので、位相シフト角の違いにより 25%程度の磁束の変化が見られる。これらの結果から、式(4-2)で計算される磁束は、提案された式(4-18)で得られる磁束よりも非常に小さいことがわかる。

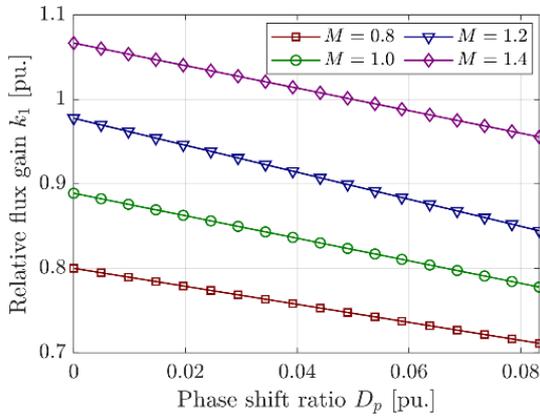
一方、 $k_3$ については、図 4-6 に示すように、式(4-3)による磁束密度推定では、提案した式(4-18)で得られる磁束密度よりもはるかに大きな磁束密度を示す。ここで電圧変換比 $M$ が 0.5 から 2 の範囲では、相対ゲイン $k_3$ は 0.405~0.44 の値になる。その結果、磁束密度の振幅が式(4-18)で得られる値より 200%以上大きい結果となる。



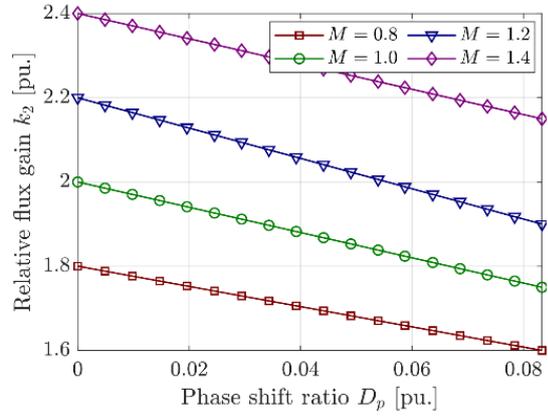
(a) 係数  $k_1$  対電圧変換比



(a) 係数  $k_2$  対電圧変換比



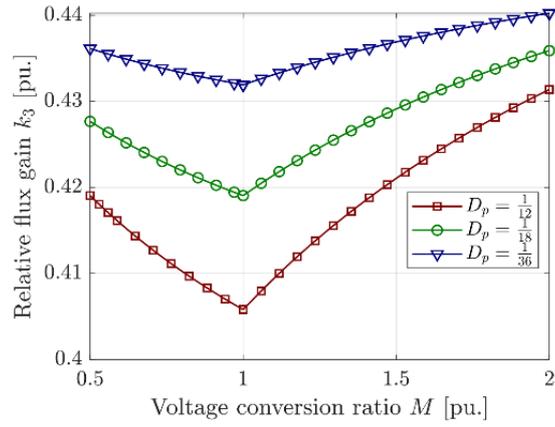
(b) 係数  $k_1$  対位相シフト比



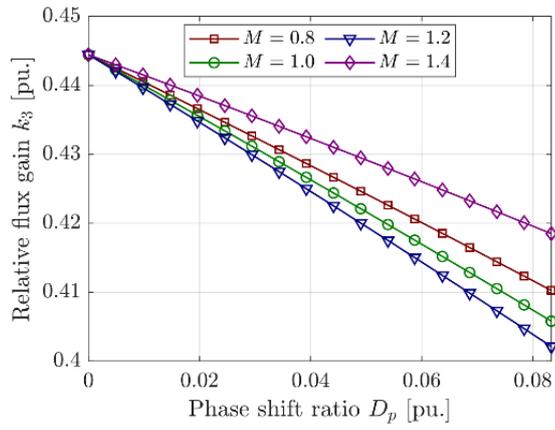
(b) 係数  $k_2$  対位相シフト比

図 4-4 提案した推定式(4-18) と従来式(4-19) との比較

図 4-5 提案した推定式(4-18) と従来式(4-2) との比較



(a) 係数  $k_3$  対電圧変換比



(b) 係数  $k_3$  対位相シフト比

図 4-6 提案した推定式 (4-18) と従来式 (4-3) との比較

## 4.6 磁束密度推定法の違いによる変圧器の設計比較

提案する磁束密度推定法を、10kW の三相 DAB コンバータ用の変圧器設計に適用する。このコンバータは、電気自動車の急速充電器用に設計しており、各制御変数の最適化手法の詳細については、文献[15]で報告されている。

このシステムの仕様を表 4-2 に示す。変圧器は巻線の断面積とコアの断面積の積によってインダクタンスやトランスのサイズを決定するエリアプロダクト法<sup>[4]</sup>で設計した。

提案した式(4-18)により算出した場合と、比較のために他の手法で得られた場合の変圧器の巻数を表 4-3 に示している。求められた仕様により、変圧器の巻線比は 1 とした。

表 4-3 によれば、式(4-19)を用いた従来の計算では、同じ磁束密度を得るには提案式に比べてより多くの巻数を必要とする。一方、単相 DAB コンバータ向けに導出された式(4-3)を用いた場合には、同じ磁束密度を得るために、提案手法の約 2 倍の巻数が必要になる。これにより、鉄心の利用率が上がり、巻数が増え、巻線抵抗が増加し、それに伴い銅損も増加する。一方で、式(4-2)で得られる巻数は半分の巻数にとどまる。

これらの結果、マージンが十分に確保されていない場合、電力変換時に鉄心が飽和する可能性がある。さらに、実際の磁束密度が高い場合、損失や変圧器が想定以上に高温になる可能性がある。

ここで、各巻線を 15 巻きとする変圧器を仮定し、提案した式(4-18)と前述の式(4-2)、式(4-3)と式(4-19)による手法に基づいて磁束と損失を計算し、その結果を表 4-4 にまとめた。同表に示すように、同じ一次巻数で同じ動作条件（周波数、電圧、制御角）の場合、式(4-19)および式(4-3)に基づく計算では、より磁束密度が高くなり、それに伴い損失も大きく推定することになる。特に、式(4-3)によって得られた磁束に基づく損失は、提案式で得られた損失よりもおよそ 10 倍に達する為、過剰に鉄心の温度上昇を推定し、その結果過剰に冷却を行うか、より大型の鉄心を選択する可能性がある。一方で、式(4-2)で得られる磁束の変動は提案式で得られる値の半分に過ぎず、鉄心損失は非常に小さい。これにより、変圧器の発熱を過小評価する可能性がある。

表 4-2 システムの仕様

Symbol	Description		Value	Unit
$V_1$	Input voltage		380	V
$V_2$	Output voltage		320-420	V
$P_{max}$	Max power		10	kW
$L_k$	Total leakage inductance		5	$\mu$ H
$L_m$	Magnetizing inductance		1.3	mH
$D_p$	Nominal phase shift ratio		0.0426	p.u.
$f_{sw}$	Switching frequency		75	kHz
$R_{AC}$	AC resistance		36.5	m $\Omega$
$\Delta B$	Flux density swing		270	mT
$n$	Winding ratio		1:1	
Core	ETD54/28/19 (N87)		EPCOS	
$A_c$	Cross-section area		2.8	cm <sup>2</sup>
$A_t$	Surface area		136.3	cm <sup>2</sup>
$\mu_r$	Relative permeability		1600	
$B_{sat}$	Saturation flux density		320	mT

表 4-3 巻数の比較

Description	Eq.(4-18)	Eq.(4-19)	Eq.(4-2)	Eq.(4-3)	Unit
Pri.turns(N1)	15	18	8	35	Turns
Sec.turns(N2)	15	18	8	35	Turns

表 4-4 鉄損の比較

Description	Eq.(4-18)	Eq.(4-19)	Eq.(4-2)	Eq.(4-3)	Unit
Flux density (B)	264.6	317.4	141.1	621.4	mT
Core Loss ( $\Delta P_{fe}$ )	3.84	6.22	0.74	36.12	W

## 4.7 磁束密度推定に関する検討

提案する磁束密度推定式を検証するために、文献[15]で報告された設計に従い製作した 10kW コンバータシステムを使用した。使用した実験システムを図 4-7 に示す。同図に示すように、インバータ 1 とインバータ 2 を接続しているのが対象とする変圧器である。この設計する変圧器は、鉄心のタイプに応じて、各々 2 つの巻線を持ち、各々 15 巻きとした。

### 4.7.1 有限要素法による磁界解析結果との比較

解析用ソフトウェアとして Finite-Element-Method-Magnetic (FEMM) バージョン 4.2<sup>[16]</sup>を使用し、有限要素解析により複数の動作点で最大磁束密度を評価した。シミュレーションでは、鉄心材質は線形とし比透磁率は固定である。一次巻線と二次巻線に流れる電流は、各動作点で算出した計算値に基づいて手動で設定する。鉄心の比透磁率は文献[17]で提案されているように 1600 に設定した。

図 4-8 は、6kW の電力送電時における有限要素法解析 (FEA) の結果を示している。シミュレーションでの最大磁束密度は鉄心の中心で 112mT である。ETD54 の中心コアは円形断面であるのに対し、FEMM で解析した鉄心断面は長方形である。これを考慮すると、シミュレーションの磁束密度に  $\pi/4$  を乗じて値を調整する必要がある。その結果、磁束密度は 142mT になった。一方、式(4-18)による計算値は 136mT であり、設計された値から 6mT の差がある。この計算結果とシミュレーション結果が近い値であることがわかる。



図 4-7 10-kW DAB コンバータ実験システム

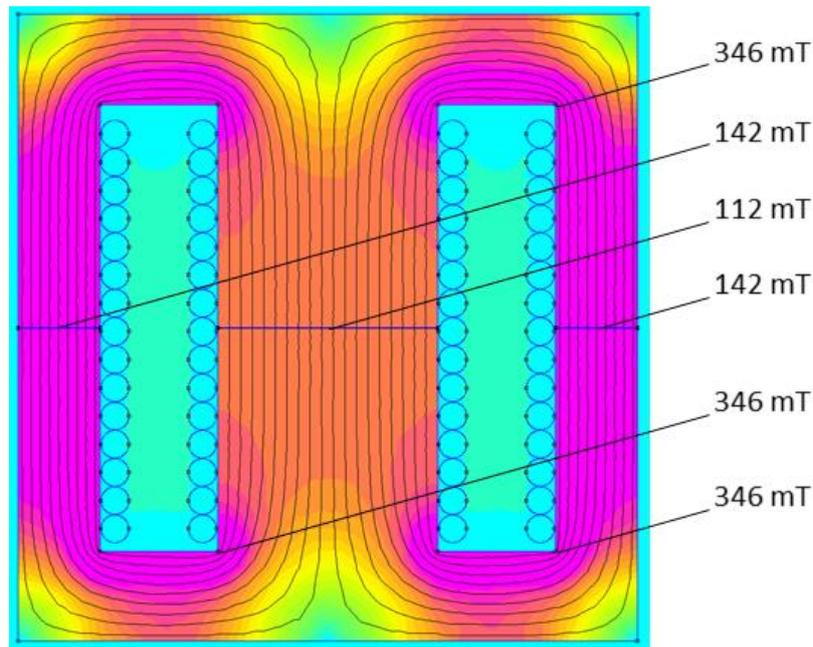


図 4-8 6kW 運転時の FEA 結果

図 4-8 に見られる磁束線は、磁束がコア全体に均等に分布していないことを示している。特に、内側長方形の角において、磁束密度はエアギャップ沿いよりも高い値を示している。例えば、この事例では、内側長方形の角における磁束密度は 346mT であり、これはコアの飽和磁束密度 390mT（100℃ 時）に非常に近い<sup>[18]</sup>。したがって、変圧器を設計する際には、鉄心の飽和を避けるために注意を払わなければならない。鉄心の最大磁束密度は、メーカーが指定する飽和レベルの 50%以下になるように選択する必要がある。そこで、本検討では、この磁束密度を飽和磁束密度の 3 分の 1 とし、鉄心の飽和に十分な裕度を持たせた。

出力電力を変化させた場合の最大磁束密度の結果を図 4-9 に示す。同図には、提案した推定値 $B_{cal}$ と FEA シミュレーション結果 $B_{fea}$ を示している。このとき推定値とシミュレーションの結果の誤差の最大は、最大電力時と最小電力時に発生し、約 $\pm 5\text{mT}$ （シミュレーション値の約 4%）となっているが、出力電力が 6kW のときは、誤差がほとんどないことがわかる。これらの結果から、提案法による推定値は FEA 結果と概ね一致していると考えることができる。

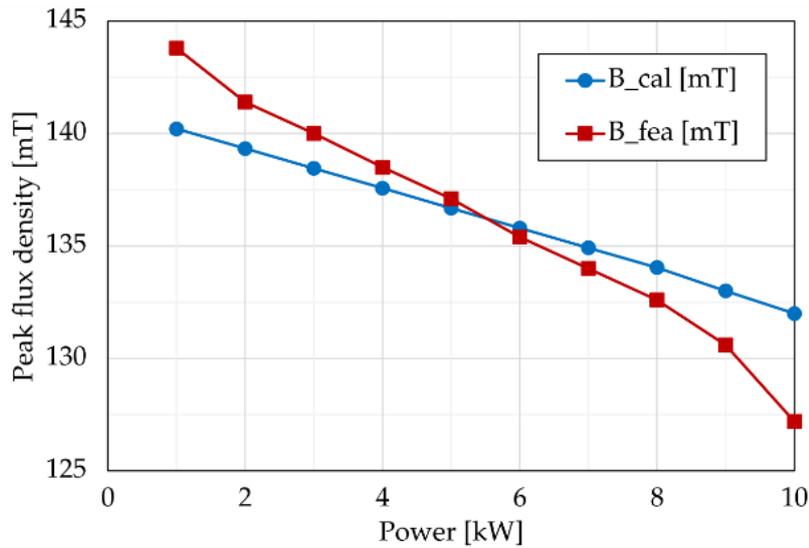


図 4-9 推定結果と FEA シミュレーション結果の比較

( $B_{cal}$ は式 (4-18) を用いた推定値,  $B_{fea}$ は FEA シミュレーションのデータ)

#### 4.7.2 変圧器の温度上昇についての実験結果との比較

実験による磁束を測定するのは困難であるため、代わりに変圧器の温度を評価した。ここで、文献[4]によると、理論的な温度上昇 ( $^{\circ}\text{C}/\text{W}$ ) は次式で予測される。

$$\Delta T = 450 \left( \frac{\Delta P_{cu} + \Delta P_{fe}}{A_t} \right)^{0.826} \quad (4-26)$$

ここで、 $\Delta P_{cu}$ は銅損、 $\Delta P_{fe}$ は鉄心の損失を、 $A_t$ は変圧器の総表面積 ( $\text{cm}^2$ ) を表す。

この銅損 $\Delta P_{cu}$ と鉄心の損失 $\Delta P_{fe}$ のうち、 $\Delta P_{fe}$ は磁束密度に依存するため、提案手法である式(4-18)と従来手法を用いて計算する。一方、実験では、伝送電力を定格値に達するまで徐々に増加させた。そして各ポイントで、変圧器の飽和温度をサーモグラフィで測定した。

図 4-10 は、6.6kW 送電時の変圧器の熱分布を示す。このとき、最も高温になるのは変圧器の巻線部で約  $60^{\circ}\text{C}$ で、鉄心の温度は約  $54^{\circ}\text{C}$ である。実験時の周囲温度は  $15^{\circ}\text{C}$ であった。一方、提案手法と従来手法 (式(4-19)) を用いた推定では、それぞれ  $59.1^{\circ}\text{C}$ と  $64.7^{\circ}\text{C}$ という結果になった。従って、提案された推定法が変圧器温度をより正確に予測できている。このときの様々な出力電力における磁束密度の算出値を用いて変圧器の中心部の温度を推定した結果を図 4-11 で比較する。

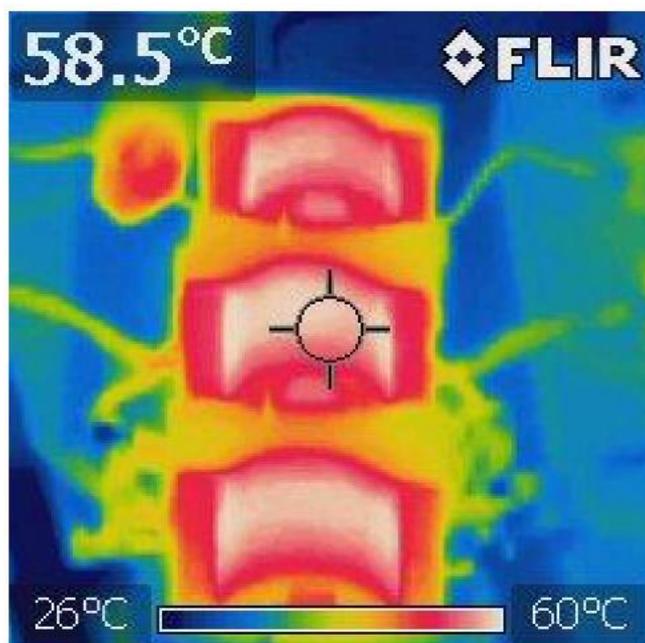


図 4-10 6.6kW 送電時の変圧器温度

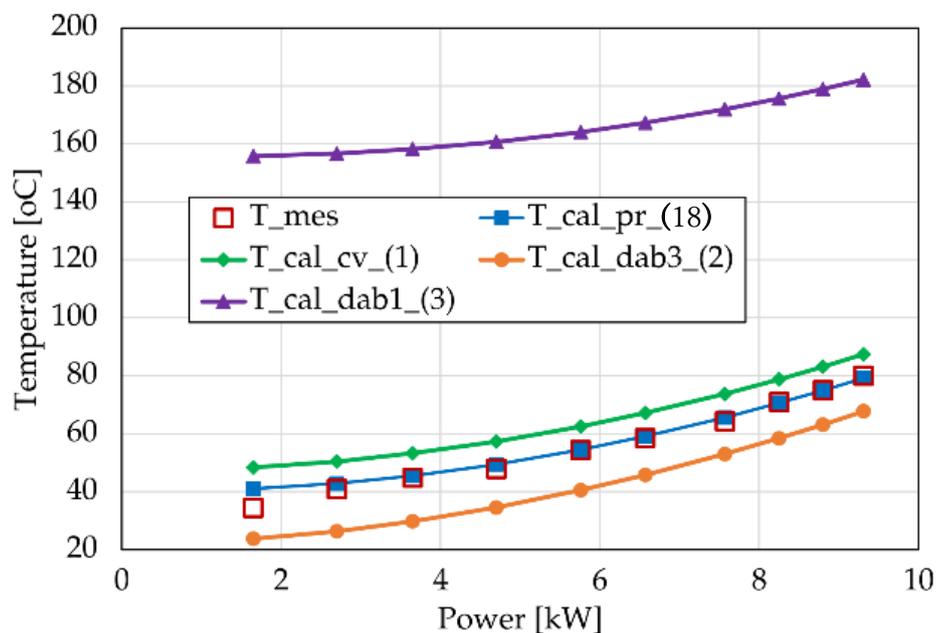


図 4-11 変圧器中心部の温度特性

$T_{mes}$  : 測定データ

$T_{cal\_pr}(18)$  : 提案式(4-18)による推定

$T_{cal\_cv}(1)$  : 従来式(4-1)による推定

$T_{cal\_dab3}(2)$  : 従来式(4-2)による推定

$T_{cal\_dab1}(3)$  : 従来式(4-3)による推定

図 4-11 に示すように、提案式を用いた温度推定は、特に中・高電力域で測定値と一致している。温度における推定誤差は 1.8kW において 6°Cと顕著であるが、高電力域において正確な温度推定ができています。一方、従来の磁束密度推定式である式(4-1)による温度推定は、測定データと比較して 5°Cから 11°Cの過大な推定値となる。式(4-2)による推定も、温度を約 13°C過小に評価するため、誤った熱予測になる。式(4-3)もまた、単相 DAB コンバータ用に導出されたものであるため、三相 DAB コンバータの磁束密度の推定には適さないことを示している。したがって、提案された磁束密度推定法である式(4-18)によって温度推定を改善できると言える。

次にコンバータにおける一次側の電圧と電流特性について注目する。図 4-12 は、9.3kW の出力電力を送電したときのコンバータの一次側（送電側）で測定された相電圧 $v_{AN}(t)$ と電流 $i_A(t)$ である。電流波形は電圧変換比が 1 である時、階段状に変化し一定値を示す区間がある。これら一定値の区間は、励磁インダクタンスがその区間中に変化していないことを示している。仮に励磁インダクタンスが変化すれば、電流波形は乱れる。励磁電流の存在により、ピーク値に 0.5A の差が発生している。

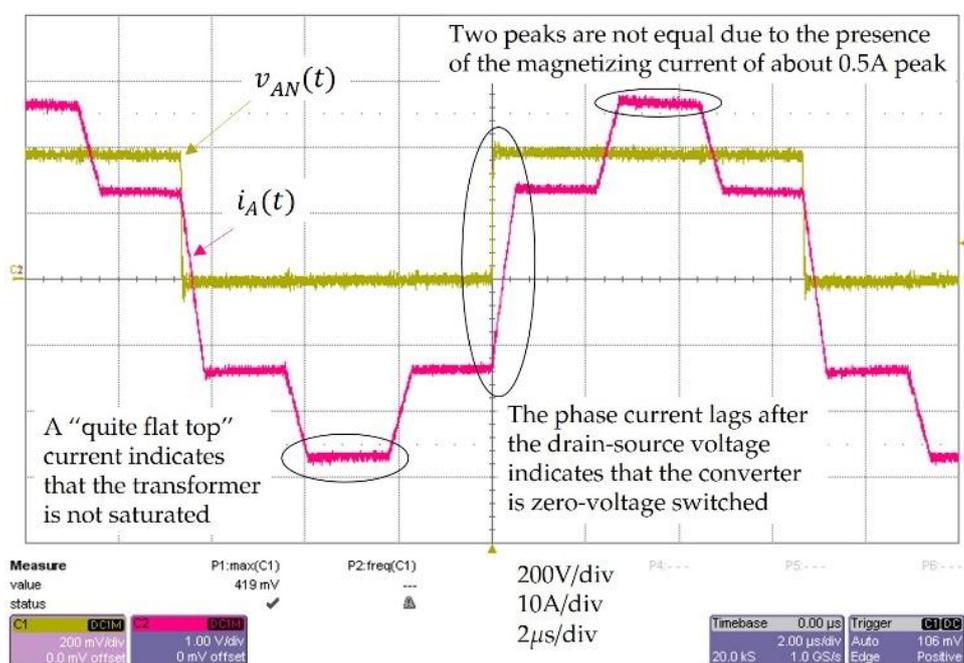


図 4-12 9.3kW での電流電圧特性

## 4.8 まとめ

本章では、DAB DC/DC コンバータの磁束密度推定手法を提案した。この検討の結果、DAB コンバータの磁束密度は負荷と電圧変換比の条件に依存することがわかった。入力電圧、スイッチング周波数、鉄心の面積および巻数に基づく従来の手法では、この依存を反映することができず、負荷や出力電圧に関係なく一定の磁束値を示す結果となる。本章で提案した磁束密度推定式は、これらの問題を解決することができるものである。

さらに有限要素解析によると、提案式は鉄心内での磁束密度の振幅を良好に予測し、その誤差は、FEA 結果と比較して 4%未満であった。また、提案した磁束密度推定法により、変圧器の温度特性もより精確に予測できる。

この提案する式は、今後、変圧器の設計を行う際や、パルス負荷や始動過程などの厳しい条件下でのコンバータの動特性を解析する際に利用できるものと期待できる。

## 第 4 章の参考文献

- [1] Hurley, W.G. , Wolfle, W.H. and Breslin, J.G.: ‘Optimized transformer design: Inclusive of high-frequency effects’, IEEE Trans. Power Electron., 1998, 13, (4), pp. 651–659
- [2] Coelho, L.D.S. , Mariani, V.C. , Guerra, F.A., da Luz, M.V. and Leite, J.V.: ‘Multiobjective optimization of transformer design using a chaotic evolutionary approach’, IEEE Trans. Mag., 2014, 50, (2), pp. 669–672
- [3] Bahmani, M.A. , Thiringer, T. and Kharezy, M.: ‘Design methodology and optimization of a medium-frequency transformer for high-power dc–dc applications’, IEEE Trans. Ind. Applicat., 2016, 52, (5), pp. 4225–4233
- [4] McLyman, C.W.T.: ‘Transformer and inductor design handbook’. (CRC press, 2017)
- [5] Kazimierczuk, M.K.: ‘High-frequency magnetic components’. (John Wiley & Sons, 2009)
- [6] Zhao, B., Song, Q., Liu, W. and Sun, Y.: ‘Overview of dual-active-bridge isolated bidirectional dc–dc converter for high-frequency-link power-conversion system’, IEEE Trans. Power Electron., 2013, 29, (8), pp. 4091–4106
- [7] Du, Y., Baek, S., Bhattacharya, S. and Huang, A.Q.: ‘High-voltage high-frequency transformer design for a 7.2 kV to 120V/240V 20kVA solid state transformer’. IECON 2010-36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, 2010. pp. 493– 498

- [8] Mainali, K., Tripathi, A., Patel, D.C., Bhattacharya, S. and Challita, T.: ‘Design, measurement and equivalent circuit synthesis of high power hf transformer for three-phase composite dual active bridge topology’. 2014 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition-APEC 2014, 2014. pp. 342–349
- [9] Chattopadhyay, R., Judds, M.A., Ohodnicki, P.R. and Bhattacharya, S.: ‘Modelling, design and analysis of three limb high frequency transformer including transformer parasitics, for sic mosfet based three port dab’. IECON 2016-42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2016. pp. 4181–4186
- [10] Tan, K., Yu, R., Guo, S. and Huang, A.Q.: ‘Optimal design methodology of bidirectional llc resonant dc/dc converter for solid state transformer application’. IECON 2014-40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2014. pp. 1657–1664
- [11] Hu, J., Soltan, N. and DeDoncker, R.W.: ‘Asymmetrical duty-cycle control of three-phase dual-active bridge converter for soft-switching range extension’. 2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2016. pp. 1–8
- [12] Krismer, F.: Modeling and optimization of bidirectional dual active bridge DC-DC converter topologies. Dissertation, ETH Zurich (2010)
- [13] Nguyen, D.D., et al.: A simple dc bias elimination technique for dual-active-bridge dc/dc converters. In: 10th International Conference on Power Electronics–ECCE Asia (ICPE 2019-ECCE Asia), Busan, Korea, pp. 500–504 (2019)
- [14] Zhang, Z., Andersen, M.A.: High frequency ac inductor analysis and design for dual active bridge (dab) converters. In: 2016 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Long Beach, CA, pp. 1090–1095 (2016)
- [15] Nguyen, D.D., Bui, N.T., Yukita, K.: Design and optimization of three-phase dual active-bridge converters for electric vehicle charging stations. *Energies* 13(1), 150 (2020)
- [16] Meeker, D.: Finite element method magnetics (FEMM)-version 4.2 user’s manual (2017)
- [17] EPCOS, A.: ‘ETD 54/28/19 core and accessories’, Data Sheet, May, 2017
- [18] EPCOS, A.: ‘Ferrites and accessories-siferrit material n87’, Data Sheet, September, 2006

# 第5章 三相デュアル・アクティブ・ブリッジ・コンバータにおける低次高調波リップルの緩和

## 5.1 はじめに

本章では、直流電圧の変動から生じる低次の電流リップルを軽減する新しい手法を提案する。この手法は、従来の比例積分 (PI) 制御器と複数の共振制御器を統合することで、主要な高調波リップルを効果的に抑制する方法である。提案法の有効性を検証するため、低出力と高出力の 2 つの異なる条件でシミュレーション解析を実施した。

## 5.2 モデルシステムとリップル低減提案手法

### 5.2.1 電流リップル

図 5-1 は、急速充電ステーションシステムの簡略図である。変圧器とダイオードを用いた多相化整流器技術は、アクティブ整流器と比較して嵩張るが、そのシンプルな構成、高い耐久性および比較的容易な高調波歪み対策により、広く大電力を用いる分野において採用されている。このシステムにおいては、六相ダイオード整流器を用いた変換方式により電力が DC/DC コンバータに供給されている。例えば、この整流器の出力は 360Hz のように、ライン周波数 ( $f_{line}$ ) 60Hz の 6 倍の周波数で周期的な特性を示している。このため、多くの高調波が 360Hz の基本周波数に重畳している。

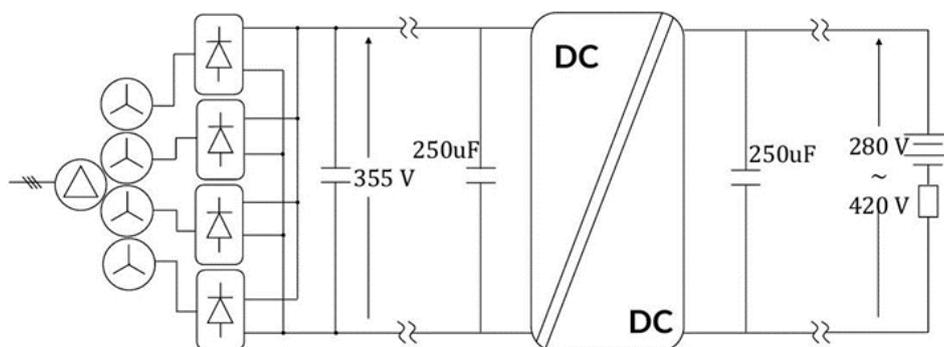


図 5-1 システム概要図

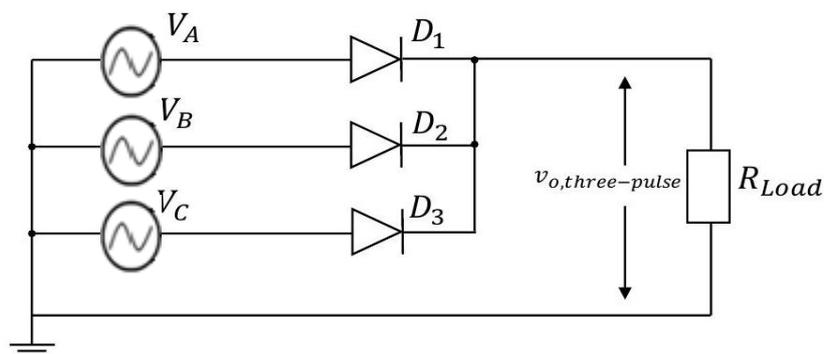


図 5-2 三相ダイオード整流器の簡略図

そこで、高調波の大きさについて注目するため、まず、図 5-2 に示すような三相整流器を考える。この三相整流器の入力は、同じ振幅、周波数、 $120^\circ$  の位相差を持ち、スター結線接続された三相の電圧 $V_A, V_B, V_C$ から構成されている。さらに、各相にダイオード $D_1, D_2, D_3$ が接続されている。負荷 $R_{Load}$ は、三相のダイオードの共通端子と接地間に接続している。このとき、出力電圧は $3f_{line}$ の周波数で周期性を示し、式(5-1)のように記述できる。

$$v_{o,six-pulse}(t) = V_{avg} + \sum_{n=1}^{\infty} \left( a_n \cos\left(\frac{2\pi n t}{T}\right) + b_n \sin\left(\frac{2\pi n t}{T}\right) \right) \quad (5-1)$$

ここで $T = 1/f_{line}$ であり、 $a_i, b_i$ は $i=3,6,9,\dots$ 以外では 0 となる。

整流器から出力される平均電圧 $V_{avg}$ は、 $\omega_0$ を $2\pi f_{line}$ 、 $V_{pk}$ を各相の入力電圧の最大値とする時、次式を用いて求めることができる。また式(5-3)、式(5.4)は $a_i, b_i$  ( $i=3,6,9,\dots$ )を示す。

$$V_{avg} = \frac{3\sqrt{3}V_{pk}}{2\pi} \quad (5-2)$$

$$b_n = \frac{2}{2\pi/3} \int_{-\pi/3}^{\pi/3} V_{pk} \sin(\omega_0 t) \sin(n\omega t) d(\omega t) \quad (5-3)$$

$$a_n = \frac{2}{2\pi/3} \int_{-\pi/3}^{\pi/3} V_{pk} \sin(\omega_0 t) \cos(n\omega t) d(\omega t) \quad (5-4)$$

$b_n$ は、出力電圧が時間 $t$ の偶関数となるため、ゼロに等しい。また $a_n$ は次式を用いて簡略化できる。

$$a_n = \frac{3\sqrt{3}V_{pk}}{\pi(1-n^2)} \cos\left(\frac{n\pi}{3}\right) \quad (5-5)$$

従って、この整流器の出力電圧のフーリエ展開は次式として表される。

$$v_{o,three-pulse}(t) = \frac{3\sqrt{3}V_{pk}}{2\pi} + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{3\sqrt{3}V_{pk}}{\pi(1-n^2)} \cos\left(\frac{n\pi}{3}\right) \cos\left(\frac{2\pi nt}{T}\right) \quad (5-6)$$

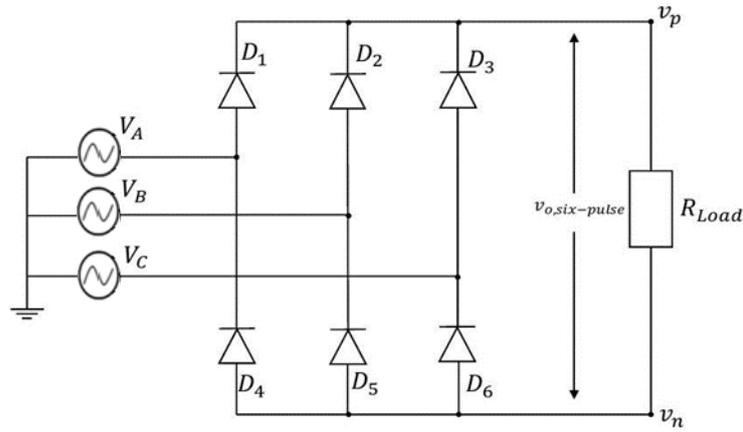


図 5-3 六相ダイオード整流器

式(5-6)に示すように、上述した解析結果を利用し、図 5-3 に示す六相の場合におけるフーリエ展開は、正の電圧 $v_p$ から負の電圧 $v_n$ を減算することで求めることができる。ここに $v_p$ と $v_n$ は、それぞれ式(5-7)と式(5-8)で表される。

$$v_p = \frac{3\sqrt{3}V_{pk}}{2\pi} + \frac{3\sqrt{3}V_{pk}}{8\pi} \cos(3\omega_0 t) - \frac{3\sqrt{3}V_{pk}}{35\pi} \cos(6\omega_0 t) + \frac{3\sqrt{3}V_{pk}}{80\pi} \cos(9\omega_0 t) + \dots \quad (5-7)$$

$$v_n = -\frac{3\sqrt{3}V_{pk}}{2\pi} - \frac{3\sqrt{3}V_{pk}}{8\pi} \cos(3\omega_0 t) - \frac{3\sqrt{3}V_{pk}}{35\pi} \cos(6\omega_0 t) - \frac{3\sqrt{3}V_{pk}}{80\pi} \cos(9\omega_0 t) + \dots \quad (5-8)$$

そして、六相整流器の出力電圧は式(5-9) によって決定される。

$$\begin{aligned} v_{o,six-pulse} &= v_p - v_n \\ &= \frac{3\sqrt{3}V_{pk}}{\pi} - \frac{6\sqrt{3}V_{pk}}{35\pi} \cos(6\omega_0 t) \\ &\quad - \frac{6\sqrt{3}V_{pk}}{143\pi} \cos(12\omega_0 t) - \dots \end{aligned} \quad (5-9)$$

式(5-9)によれば出力電圧は、基本周波数が $6f_{line}$ の高調波（以下、これを基本高調波と呼ぶ）を含んでいる。この基本高調波の振幅は第2高調波の振幅の4倍程度、第3高調波の振幅の約9倍であり、電圧波形には高次の高調波が比較的多く含まれていることが分かる。これらの高調波の振幅は、図5-4に図示する（ $1\text{p.u.} = V_{pk}$ ）。

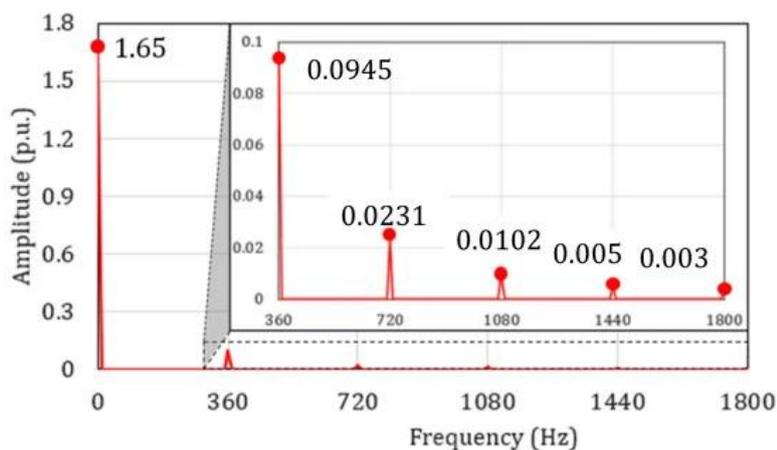


図 5-4 六相整流器における出力電圧の周波数特性

したがって、充電電流には出力電圧に起因したこれらの周波数リップルが含まれる可能性があり、蓄電池に悪影響を及ぼす可能性があるほか、電気自動車の給電規格である CHAdeMO などに準拠しない懸念もある<sup>[1]</sup>。

本章では、低周波リップルによる蓄電池への悪影響を軽減することを目的とした制御手法を提案している。この制御手法の有効性を DAB コンバータに導入して検討する。

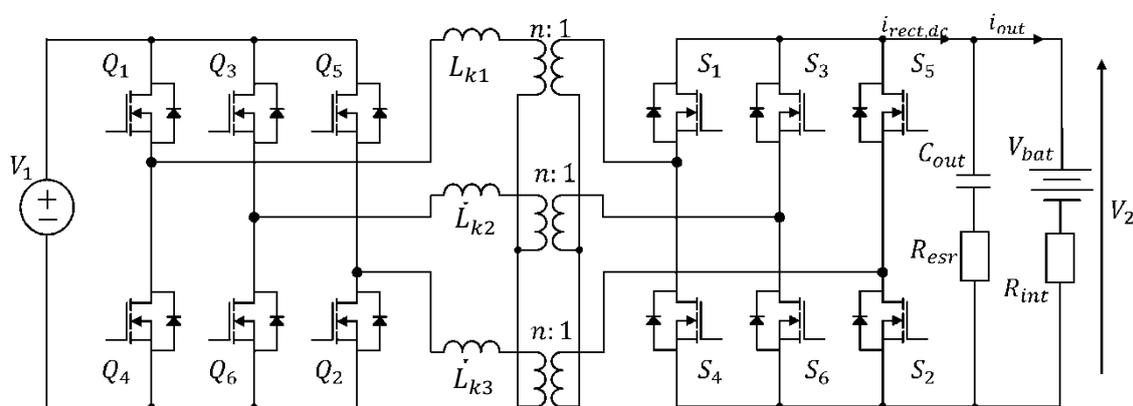


図 5-5 DAB コンバータ構成図

## 5.2.2 三相デュアル・アクティブ・ブリッジ・コンバータ

図 5-5 は DAB コンバータの構成図を示している。コンバータ内の変圧器は、スター結線で接続された 3 つの単相トランスで構成している。各トランスの漏れインダクタンスは  $L_k$  で示され、巻線比は  $n:1$  である。トランスの両端には 2 つの三相インバータがあり、一次側と二次側に属する MOSFET は、それぞれ  $Q$  と  $S$  で示される。入力電圧  $V_1$  前段の整流器から供給され、出力電圧  $V_2$  は蓄電池電圧である。入力コンデンサ  $C_{in}$  と出力コンデンサ  $C_{out}$  は電圧安定化フィルタとして機能する。さらに、本章ではコンデンサの等価直列抵抗  $R_{esr}$  と内部抵抗  $R_{int}$  も考慮する。この検討では、4.5 節で述べた位相シフト方式を採用した。この変調方式といくつかの主要な電流波形を図 5-6 に示す。

この変調方式では、各 MOSFET は 1 周期内で  $180^\circ$  の間導通する（デューティ比 50%）。同時に、同じレグ内で相補的に変調され、上下アームの短絡現象を防ぐためにゲート信号間にデッドタイムを挿入する。一次側と二次側のそれぞれ 3 つのレグが  $120^\circ$  の位相差となっており、電力伝送は、1 次側と 2 次側の位相シフト  $\phi$  を調整することで制御される。

検討を簡略化するために、以下の仮定を行う。

- ・トランス巻線の直列抵抗は無視する
- ・MOSFET のオン抵抗は無視する
- ・スイッチのパラメータは同一とする
- ・トランスのパラメータは同一とする
- ・蓄電池の寄生抵抗による電圧降下は蓄電池の電圧よりかなり小さい

図 5-6 に示すとおり、出力電圧の  $x$  相の一次側出力電圧  $v_{p_x}$  と二次側出力電圧  $v_{s_x}$  は、 $a, b, c$  のようにインデックス付けされ、6 段階からなる波形であり、角度  $\phi$  で位相シフト  $v_{p_x}$  と  $v_{s_x}$  の重なりを考慮することで、12 の区間に分けることができる。それに応じて、A 相の遷移電流(transition current) (MOSFETs  $Q_1$  と  $Q_4$  を含む) は、式 (5-10) を使用して計算することができる。

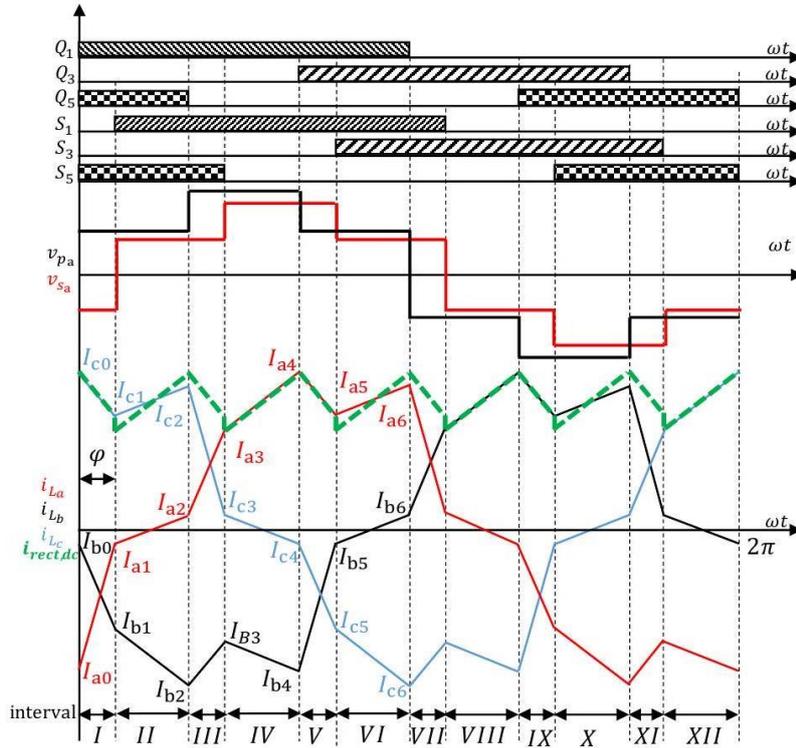


図 5-6 SPS 変調を実施したときの DAB コンバータの主要波形

$$\begin{cases} I_{a0} = -I_M \left( 2(1 - M) + \frac{3M\varphi}{\pi} \right) \\ I_{a1} = I_M \left( -2(1 - M) + \frac{3\varphi}{\pi} \right) \\ I_{a2} = I_M \left( -(1 - M) + \frac{3M\varphi}{\pi} \right) \\ I_{a3} = I_M \left( -(1 - M) + \frac{6\varphi}{\pi} \right) \\ I_{a4} = I_M \left( (1 - M) + \frac{6M\varphi}{\pi} \right) \\ I_{a5} = I_M \left( (1 - M) + \frac{3\varphi}{\pi} \right) \end{cases} \quad (5 - 10)$$

ここで、 $I_M = \frac{V_1}{6X_d}$ 、 $X_d = 3f_s L_k$  ( $f_s$ はスイッチング周波数)であり、 $M = \frac{nV_2}{V_1}$ は、一次側を基準とした二次側と一次側の電圧変換比である。

これらの遷移電流値から、実効電流値を考慮し、 $\varphi$ を $\left[ -\frac{\pi}{3}, \frac{\pi}{3} \right]$ の範囲とする。出力電力 $P_{out}$ は式(5-11)を用いて求めることができる。

$$P_{out} = \frac{3MV_1 I_M}{2\pi} \varphi \left( 4 - \frac{3\varphi}{\pi} \right) \quad (5 - 11)$$

### 5.3 制御入力と出力電流の関係（モデル化）

状態平均化法は，コンバータの安定性をモデル化するために利用される一般的な手法であり，DAB の解析にも効果的に利用されている。第 5.2 節で述べたように，インダクタの端子間電圧は，半周期の 6 つの区間にわたり一定に保たれる。これらの離散状態は，状態平均化法を適用しやすくしている。

図 5-5 に示す DAB 構成図から，全部で 4 つの蓄電素子が存在し，このことからシステムが 4 次元であることが分かる。しかし，DAB 型コンバータは可変構造システムのクラスに属する。具体的には，相電流は出力電圧に比べて高速に変化する。この制御システムの動作周波数はスイッチング周波数よりはるかに小さいため，急速に変化する変数は無視できる。従って，システムの次数は 1 次元減ることになる。このシステムの平均した状態空間は式(5-12)で表すことができる。

$$\begin{cases} \dot{\vec{x}} = A\vec{x} + B\vec{u} \\ \vec{y} = C\vec{x} + D\vec{u} \end{cases} \quad (5-12)$$

ここで， $x$ と $y$ はともに $v_2$ について示している。 $u$ は行列 $[v_1, v_{bat}]^T$ で， $v_{bat}$ は蓄電池電圧， $C = 1, D = 0$ である。

式(5-13)に示されるように，出力コンデンサに対するノード方程式を用いて，行列 $A_{1 \times 1}$ および $B_{1 \times 2}$ を導出する。

$$\frac{dv_2}{dt} = \frac{1}{C_{out}} (i_{rect,dc} - i_{out}) \quad (5-13)$$

ここで， $i_{rect,dc}$ は整流器電流を表し， $i_{out}$ は蓄電池への電流である。

この方程式から導かれる大信号方程式は，各パラメータの平均値を示すオーバーバーを用いて，式 (5-14) で示される。

$$\frac{d\bar{v}_2}{dt} = \frac{1}{C_{out}} (\bar{i}_{rect,dc} - \bar{i}_{out}) \quad (5-14)$$

この大信号モデルを得るには， $i_{rect,dc}$ の値を決定する必要がある。出力リップルの周波数はスイッチング周波数の 6 倍である。したがって，区間 I と II の間の平均電流を決定する必要がある。図 5-6 を参照すると，式(5-15)を用いて各区間の平均電流を計算することができる。

$$\bar{i}_{rect,dc,M} = \sum_{x=1}^3 S_{sx,M} \times \bar{i}_{Lx,M} \quad (5-15)$$

出力側の $x$ 相の出力側(添え字 $a, b, c$ で示される)の区間 $M(I, II)$  など)におけるスイッチング関数を $S_{sx,M}$ とする。具体的には,  $S_{sx,M}$ は, 上段がオフ状態のときにゼロであり, そうでなければ1である。これらの値は, 式(5-16)および式(5-17)を用いて計算でき, それぞれ $[\varphi, \frac{\pi}{3}]$ および $[\frac{\pi}{3}, \frac{\pi}{3} + \varphi]$ の範囲における位相シフトに対応する。

$$\overline{i_{rect,dc,I}} = \overline{i_{Lc,I}} \quad (5-16)$$

$$\overline{i_{rect,dc,II}} = \overline{i_{La,II}} + \overline{i_{Lc,II}} \quad (5-17)$$

式 (5-10) に従えば, 式 (5-16) と式 (5-17) は以下のように簡略化できる。

$$\overline{i_{rect,dc,II}} = I_M \left[ 1 - M + \frac{3\varphi}{2\pi} (2M + 1) \right] \quad (5-18)$$

$$\overline{i_{rect,dc,II}} = 3I_M(1 + M) \quad (5-19)$$

整流器電流の $i_{rect,dc}$ 電流の対称性を利用すると, 奇数間隔と偶数間隔における平均出力電流は同一である。ここで, 「奇数」のインデックスは奇数間隔 $[\varphi, \frac{\pi}{3}]$ を示し, 「偶数」のインデックスはそうでないケースを示す。

式(5-16), 式(5-17)および式(5-12)を式(5-14)に代入することにより, 行列 $A_{odd/even}$  および行列 $B_{odd/even}$  は次の式を用いて求めることができる。

$$\begin{cases} A_{odd} = \frac{R_{int}(3\varphi - \pi) - 9\omega_s L_k}{9\omega_s L_k C_{out}(R_{esr} + R_{int})} \\ B_{odd} = \left[ \frac{R_{int}}{9\omega_s L_k C_{out}(R_{esr} + R_{int})} \left( \frac{1}{3}\varphi + \pi \right), \frac{-1}{C_{out}} \right] \end{cases} \quad (5-20)$$

$$\begin{cases} A_{even} = \frac{3(\varphi R_{int} - 3\omega_s L_k)}{9\omega_s L_k C_{out}(R_{esr} + R_{int})} \\ B_{even} = \left[ \frac{3(\varphi R_{int} - 3\omega_s L_k)}{9\omega_s L_k C_{out}(R_{esr} + R_{int})}, \frac{-1}{C_{out}} \right] \end{cases} \quad (5-21)$$

$\omega_s = 2\pi f_s$ とすると, 式(5-20)と式(5-21)から, 平均行列 $A$ と $B$ は以下のように求めることができる。

$$\begin{cases} A = \frac{1}{\frac{\pi}{3}} \times \left[ \left( \frac{\pi}{3} - \varphi \right) A_{\text{even}} + \varphi A_{\text{odd}} \right] \\ = -\frac{1}{(R_{\text{bat}} + R_{\text{est}})C_{\text{out}}} \\ B = \frac{1}{\frac{\pi}{3}} \times \left[ \left( \frac{\pi}{3} - \varphi \right) B_{\text{even}} + \varphi B_{\text{odd}} \right] \\ = \left[ \frac{R_{\text{int}} \varphi}{(R_{\text{est}} + R_{\text{int}})\omega_s L_k C_{\text{out}}} \left( \frac{2}{3} - \frac{\varphi}{2\pi} \right), \frac{-1}{C_{\text{out}}} \right] \end{cases} \quad (5-22)$$

ここから、次式を解くことで平衡点を求めることができる。

$$A\bar{v}_2 + [B_1 B_2][\bar{v}_2 \quad v_{\text{bat}}]^T = 0 \quad (5-23)$$

平衡点付近で線形化することにより、小信号モデルは式(5-24)のように得られる。

$$\frac{v_2(s)}{\varphi(s)} = \frac{(R_{\text{esr}}C_{\text{out}}+1)v_1 R_{\text{int}}}{[(R_{\text{esr}}+R_{\text{int}})C_{\text{out}}s+1]\omega_s L_k} \left( \frac{2}{3} - \frac{\varphi}{\pi} \right) \quad (5-24)$$

バッテリー抵抗の電圧降下が出力電圧よりかなり小さいという仮定の下で、制御入力から出力電流への伝達関数は、式 (5-25) となる。

$$\frac{i_{\text{out}}(s)}{\varphi(s)} = \frac{(R_{\text{esr}}C_{\text{out}}+1)V_1}{[(R_{\text{esr}}+R_{\text{int}})C_{\text{out}}s+1]\omega_s L_k} \left( \frac{2}{3} - \frac{\varphi}{\pi} \right) \quad (5-25)$$

本章では、定電流 (CC) 充電モードに重点を置いている。この時、式 (5-25) で示される制御入力から出力電流への伝達関数から、この関係が負荷に依存しないことが明らかである。したがって、DAB コンバータは電流源と見なすことができ、これは制御の容易さという点で利点がある。

## 5.4 低次高調波電流リップル軽減アルゴリズムと制御器の設計

DAB コンバータの電流と電圧は、比例積分 (PI) 制御を用いて実施される。PI 制御は直流 0 Hz で、無限大の利得を持つため、定常偏差を持たない。

一方、低次高調波周波数のリップル現象 (例えば、360, 720, 1080Hz など) に対処するために、PI 制御は、電流ループ内に広い帯域幅を持つ必要がある。これらを考慮した設計により、これらの周波数でのゲインが十分に高く保たれ、リップルの振幅が軽減される。しかし、電流ループの帯域幅は、ローパスフィルタの時定数や蓄電池の充電装置への要求によって制約される。例えば、蓄電池の充電過程において、電流のスルーレートが 20 A/s を超えないことが求められ、シャットダウン時のスルーレートは 100 – 200 A/s の範囲内に収める必要がある<sup>[2]</sup>。したがって電流リップルを低減する為に帯域幅を広げることは現実的ではない。

### 5.4.1 マルチ共振制御器

共振(R)制御器は特定の周波数で信号を正確に調整するために使用されている。共振項を制御する伝達関数は次の式 (5-27) で表される。特に、この伝達関数は、角周波数  $\omega$  rad/s で示される周波数において無限大のゲイン  $G_R(s)$  を示す。従って、この特定の周波数を持つ信号は、共振制御器の機能を利用して制御できる。

$$G_R(s) = \frac{2k_{ir}s}{s^2 + \omega_0^2} \quad (5-27)$$

ここで、 $k_{ir}$  は設計パラメータ、 $\omega_0$  は共振周波数である。

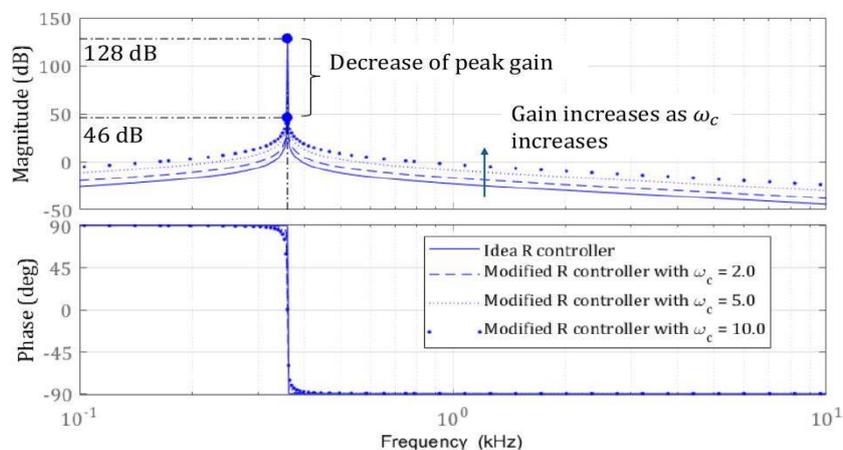


図 5-7 共振コントローラのボード線図

図 5-7 に示すボード線図は、理想的な共振制御器の応答特性を示している。前述のように、共振周波数で示されるゲインが著しく高く、低周波のリプル現象を効果的に抑制している。しかし、共振周波数のみでゲインが高くなるため、この制御器はリップルの周波数に対するゲインの感度が非常に高い。したがって、この周波数からわずかな逸脱が発生すれば、低周波成分が残る可能性がある。例えば、周波数リップルが 360Hz から 356.4Hz に移った場合（約 1% の周波数の低下）、理想的な共振制御器の利得は 122dB から 12.2dB にシフトする。この利得の低下は、低周波リップルの周波数と共振周波数の差が拡大するにつれて、さらに顕著になる。

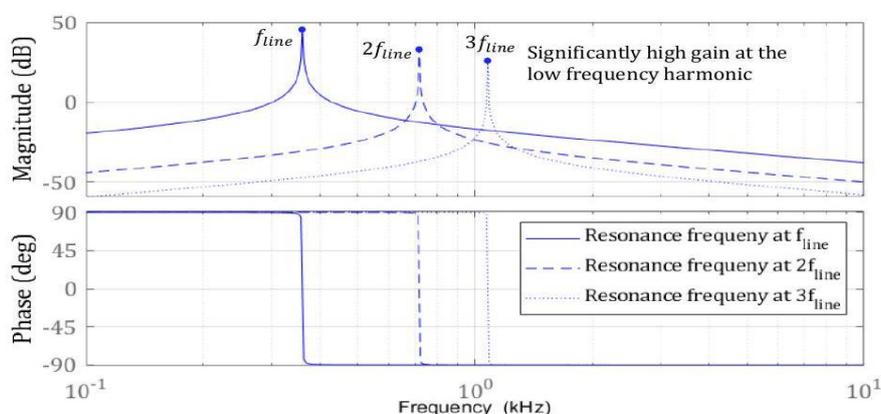


図 5-8 マルチ共振コントローラのボード線図

このような感度低下を回避するために、修正された共振制御器を適用する。その伝達関数は式(5-28)で示される。追加のパラメータ  $\omega_c$  は、共振制御器が理想モデルよりも感度の低いものにする。

$$G_R(s) = \frac{2k_{ir}\omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_0^2} \quad (5-28)$$

複数の高調波周波数リップルが存在する場合は、それぞれが特定の高調波周波数に対応するように構成された複数の共振制御器を使用することで、同様の手法を採用することができる。たとえば、図 5-4 に示されている主要な高調波を表す共振ピークが 360Hz、720 Hz、および 1080 Hz にある場合は、図 5-8 に示すようにそれに対応する複数の共振周波数を有する制御器を使用すれば良い。

## 5.4.2 低次高調波周波数リップルの低減を目指した制御器の設計

CHAdeMO規格の電流リップルに関わる制約を表5-1に示す,具体的には5kHz以下の周波数で発生するリップルについては,全振幅値が3Aを超えてはならない。式(5-9)で示すように,DABコンバータの母線電圧は,基本周波数360Hzを基準とした複数の高調波による影響を受ける。これらの高調波の中でも,図5-4に示すように,初めの3つの高調波の振幅は特に影響が大きいいため,制御器の設計時には慎重な検討が必要である。

表 5-1 CHAdeMO 規格に従った電流リップル制限値<sup>[1]</sup>

Frequency	Limit value (Ap-p)
10 Hz or less	1.5
5 kHz or less	3.0
150 kHz or less	9.0

電流制御ループは,直流成分を調整するために従来のPIコントローラを採用し,一方,3つの改良型共振制御器が高調波周波数リップルに対処するために使用されている。この配置を図5-9に示す。また,電圧制御ループは,電流制御ループの外側のループとして構成される。しかし,ここでは,低周波リップルを最小化することに主眼を置くため,電流制御ループに関するパラメータのみを設計し,共振項の有効性を検証することを目指す。

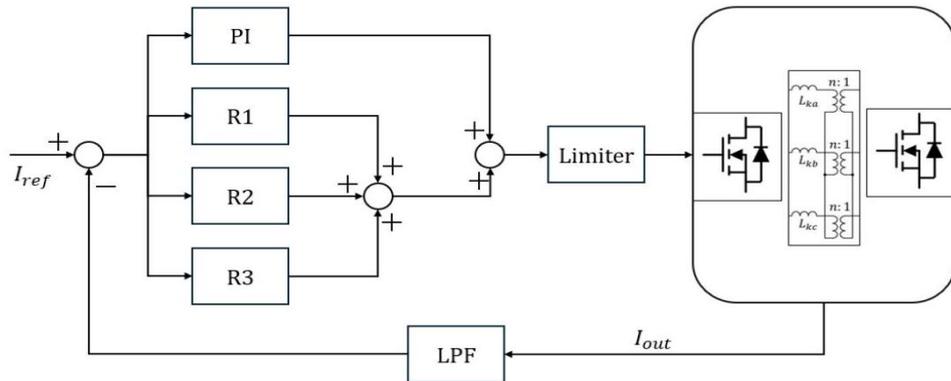


図 5-9 制御器のブロック図

表 5-2 制御器の設計とシミュレーションのための主要パラメータ

Parameters	Symbols	Value
Input and output Voltage	$V_1$ and $V_2$	100 V
Transformer turn ratio	$n$	1:1
Leakage inductance	$L_k$	12.5 $\mu$ H
Magnetizing inductance	$L_m$	0.9 mH
Input and output filter capacitor	$C_{in}$ and $C_{out}$	250 $\mu$ F
Switching frequency	$f_s$	50 kHz

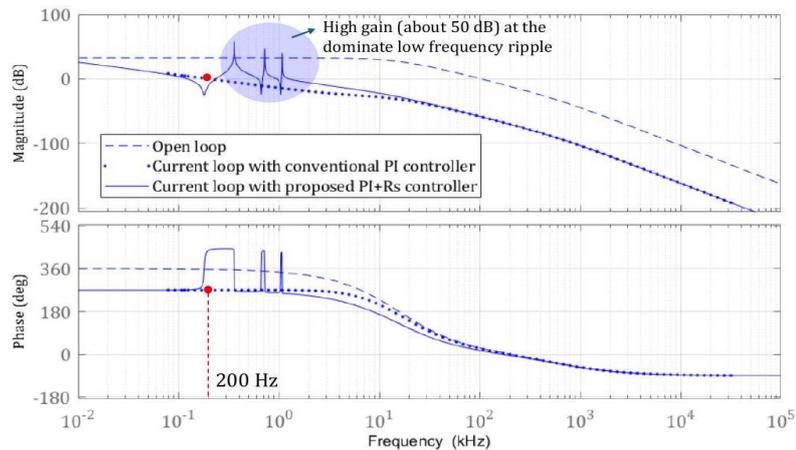


図 5-10 従来の制御器と提案方式の制御器による電流ループのボード線図

DAB コンバータの制御器の設計と検証の際に重要となる主要パラメータを、表 5-2 に示す。このコンバータは 3 つの単相変圧器で構成され、それぞれが  $12.5\mu\text{H}$  の漏れインダクタンスを持ち、共通の巻数比は 1:1 である。これらの変圧器はデルターデルタの結線方式で接続している。

DAB コンバータの入力電圧は 100 VDC で、三相整流器の出力から供給される。出力電圧は 100V に固定され、出力電流  $i_{\text{out}}$  は 15A である。さらに、システムは 50kHz の周波数で動作し、サンプリング周波数は 1 サンプルあたり  $20\mu\text{s}$  に設定されている。

設計手順は、2 つの異なる手順に分けられる。まず、ステップ 1 では PI 制御器を設計し、ステップ 2 では複数の改良型共振制御器を組み込む。前述のとおり、負荷はスルーレートの低い蓄電池で構成している。そのため、電流ループは数百 Hz の周波数範囲で動作するように設計している。このシナリオでは、カットオフ周波数を 200Hz とし、位相余裕を  $90^\circ$  に設定した。

図 5-10 の実線（提案手法）と破線（従来手法 PI 制御）で示すように、得られた結果が、予想された特性と合致している。PI 制御器のパラメータを、式(5-29) に示す。

$$\begin{cases} k_p = 0.0024 \\ k_i = 32.42 \end{cases} \quad (5-29)$$

最初のステップ1を完了すると、ステップ2では図5-7と図5-8で説明したように、共振項が導入される。改良型共振項は、低次高調波リップルを低減にさせる一方で、同時にシステム利得を上昇させ、位相余裕の減少を引き起こす。ここでは、共振周波数( $\omega_0, \omega_1, \omega_2$ )をそれぞれ360Hz, 720Hz, 1080Hzに設定した3つの共振制御器を実装している。全ての共振制御器において、共振周波数での適切なゲインを確保するために、 $\omega_c$ はすべての共振制御装置で2rad/sに固定されている。その結果、設計変数は $k_{ir,x}$ のみとなり、ここに $x = 1, 2, 3$ は対応する高調波次数を表す。最初に、 $k_{ir,1}$ は、360Hzの基本周波数で十分に高い利得を達成するように定める。その後、 $k_{ir,2}$ と $k_{ir,3}$ は、式(5-9)で示す振幅に基づいて比例的に定める。このときのパラメータを式(5-30)に示す。パラメータに対するボード線図を図5-10に示す。

$$\begin{cases} k_{ir,0} = 20.0 \\ k_{ir,1} = 5.0 \\ k_{ir,2} = 2.5 \end{cases} \quad (5-30)$$

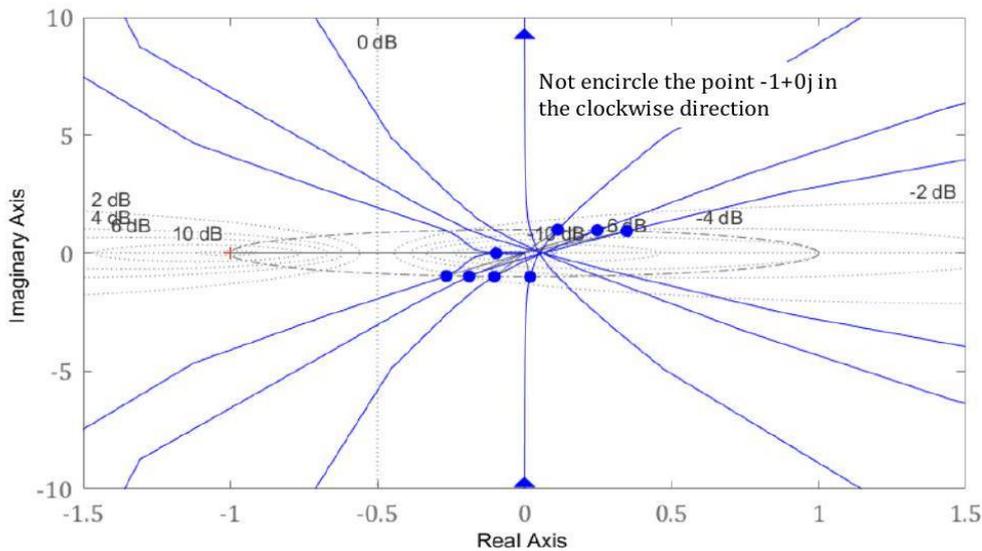
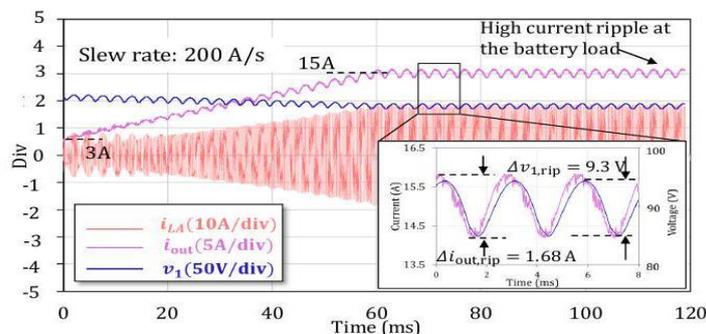


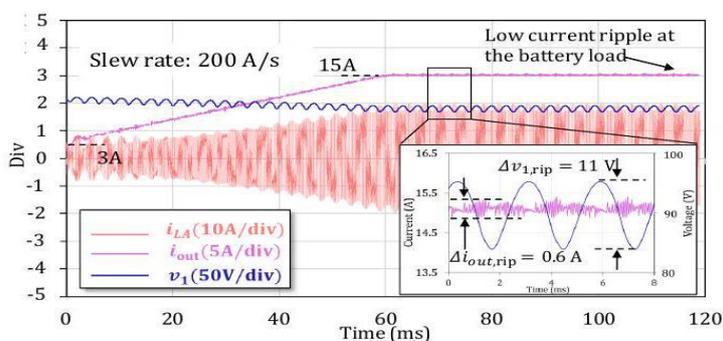
図 5-11 PI 制御器と R 制御器を使用した  
電流ループのナイキスト線図の拡大図

文献[3]によれば、改良共振制御器 (R) を組み込む際には、ボード線図は使用に適さない可能性がある。R を追加した後のシステムの安定性を確認するために、PI+R 制御器として設計後の電流ループのナイキスト線図を作成し、図 5-11 に示した。この図は、図が時計回り方向に点-1+0j を囲んでおらず、右半面の極が存在しないことを示している。つまり、システムは安定していることが推測できる。

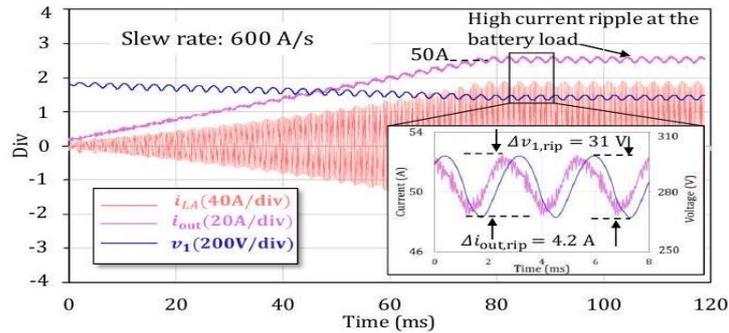
設計パラメータの検証は、シミュレーションで実施した。その結果は図 5-12 に示している。2 つのケースのシミュレーションを実施し、ケース 1 は低電力 (100V/15A)、ケース 2 は高電力 (355V/50A) である。ケース 1 のシミュレーション結果は図 5-12(a)と(b)に示し、ケース 2 のシミュレーション結果も同様である。2 つのケースにおいて、電力は電圧と電流の両方に比例して増加するため、制御パラメータは変更していない。さらに、シミュレーションの迅速化とデータ収集の簡略化のため、充電電流のスルーレートは 100 V の場合 200 A/s、355 V の場合では 600 A/s に設定した。これらの値は、シミュレーションの効率性を確保しながら、CHAdEMO 要件を満たしている。なお、これらのスルーレートは実際のアプリケーションでの信頼性を確保するマージンも提供している。



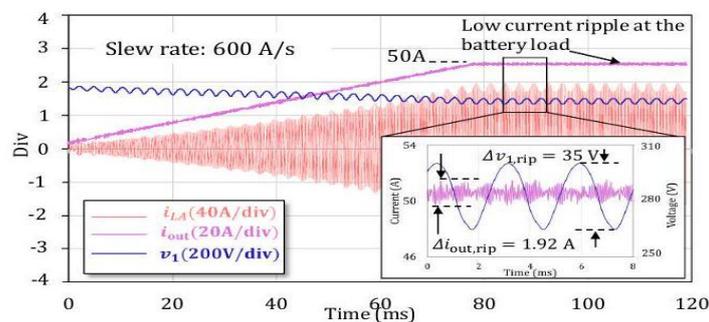
(a) 100V/15A の低出力時における電流特性と電圧特性 (制御なし)



(b) 100V/15A の低出力時における電流特性と電圧特性 (制御あり)



(c) 355V/50A の高出力時における電流特性と電圧特性（制御なし）



(d) 355V/50A の高出力時における電流特性と電圧特性（制御あり）

図 5-12 低出力時と高出力時の電流波形と電圧波形のシミュレーション結果

低電力出力時のシミュレーションでは、リップル除去技術を使用しない場合、母線電圧に 360Hz の成分を含むリップルが発生し、ピークツーピーク (p-p) の振幅は約 9.3V (直流母線電圧の 9.3%) になる。この電圧変動は、負荷に対して周波数と位相がわずかに入力信号のそれからシフトした約 1.67A (出力電流の約 11.11%) の電流リップルを引き起こす。

この現象の原因は、図 5-10 (青線と破線) に示されたボード線図から判別できる。すなわち、360Hz 以上の周波数のゲインは負のままであるため、これにより関連する周波数リップルが通過することができる。しかし、複数の共振制御器を適用すると、そのゲインはこれらの高調波で高いピークに達する。例えば、図 5-10 (破線と実線) によると、360Hz、720Hz、1080Hz での振幅は約 50 dB であり、これにより図 5-12(b) に示されるように、これらの電流リップルは効果的に除去され、残留するリップルは 0.4 A (出力電流の 2.67%) 以下、電圧リップルは約 11 V となる。

同様の傾向は、図 5-12 (a) および (d) に示すように、355V/50A の条件でも見られる。リップル除去技術を適用しない場合、入力電圧リップルは約 31V

(直流母線電圧の約 8.73%) となる。出力電流リップルは約 4.20 A に達し、これは明らかに CHAdeMO 規格を満たしていない。しかし、リップル除去技術を統合することで、35V の入力リップル (直流母線電圧の約 9.8%) の下で、リップル電流は 1.92A 以下に低減され、規格要件を満たす。これは、前述の提案アルゴリズムの有効性を明確に示している。

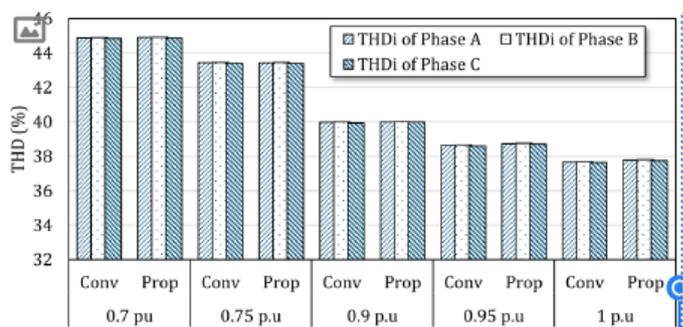
### 5.4.3 全高調波歪み率 (Total harmonic distortion:THD) と力率

#### (Power factor:PF) への影響

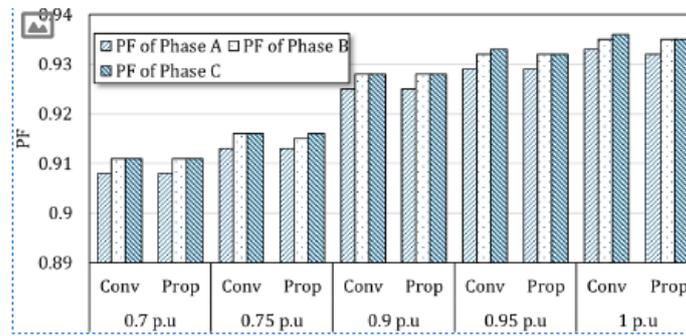
提案手法の有効性に関して、全高調波歪み率 (THD) と力率 (PF) への影響に関して検討した。定電流の充電モード時の異なる負荷状況 (0.7p.u, 0.75p.u, 0.9p.u, 0.95p.u, 1p.u (最大電力は 1p.u を示す)) の下で、交流端における総合歪み率 (THD) 値と力率 (PF) について注目した。

本検討の交流/直流変換には、6 パルス整流器を使用した。これらの結果をまとめて図 5-13 に示す。具体的には、図 5-13(a)と(b)は、それぞれ異なる電力レベルでの THD と PF の棒グラフである。棒グラフの各グループは、A 相, B 相, C 相の THD または PF を表している。さらに、棒グラフでは、各電力レベルについて、従来型「Conv」と提案型「Prop」と表示した。

負荷が 0.7p.u の場合には、従来方式では相電流の THD は 44~45%程度で、PF は全相で 0.908~0.911 程度である。これらの値は、従来方式と提案方式とでほぼ等しい。そして、負荷電力が増加すると、相電流の THD は減少、PF は増加するものの、それらは提案方式と従来方式とでほぼ等しい。つまり提案する制御方法は、交流の入力電流の THD と PF に大きな影響を与えない。



(a) 従来方式と提案方式の異なる負荷での総合高調波 (THD) の比較



(b) 従来方式と提案方式の異なる負荷下での PF 特性  
 図 5-13. 従来方式と提案方式による異なる負荷電力の  
 総合高調波 (THD) と力率 (PF)

## 5.5 実験結果と検討

提案手法を評価するために、図 5-15 に示す DAB プロトタイプシステムを用いて実験を行った。実験の主要なパラメータを表 5-3 に示す。

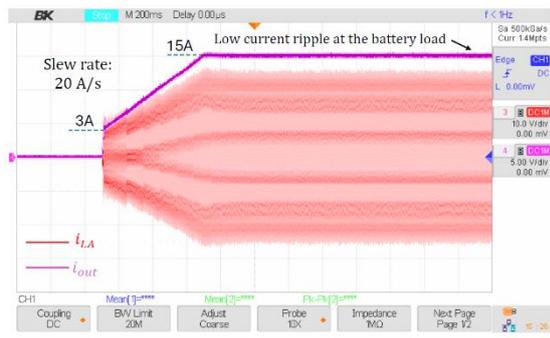
双方向交流電源であるグリッドシミュレータ (Chroma 61815) から供給される三相整流器の出力は、DAB コンバータの入力に接続した。その結果、基本周波数  $f_{line}$  の 6 倍の周波数を有する高調波が発生する。DAB コンバータの出力には、電子負荷 (Chroma 62120D) を接続した。

実験上の制約から、パラメータをスケールダウンして実施した。DAB コンバータの入力電圧  $V_1$  と出力電圧  $V_2$  は各々 100V とした。コンバータの変圧器は、単相トランスを 3 台使用し、約  $4.25\mu\text{H}$  の漏れインダクタンスがある。

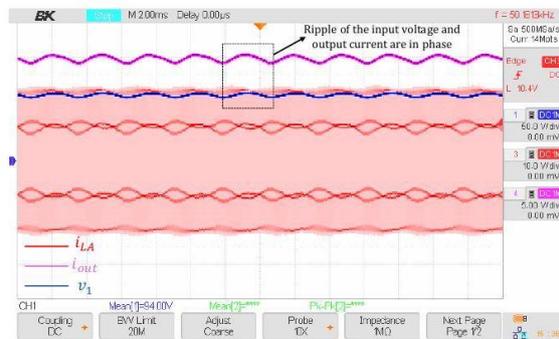
システム全体の制御とスイッチング・パターンの生成は、STMicroelectronics の NUCLEO-STM32G474RE ボードによって実施した。さらに、出力電流は BK Precision 社の CP62 電流プローブを使用して計測し、相電流は CWT PEM Rogowski 電流波形変換器 CWTMini HF3B で測定した。



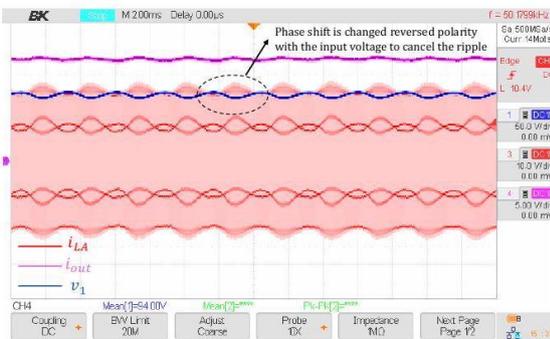
(a) スタートアップ時の電流の立ち上がり結果 (制御なし)



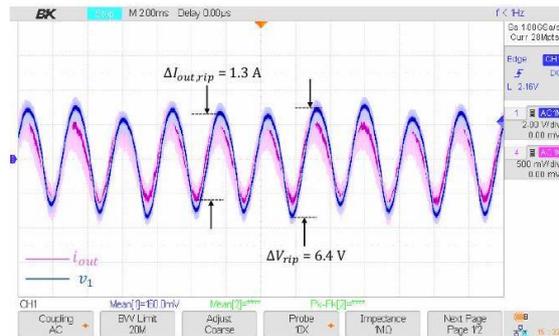
(b) スタートアップ時の電流の立ち上がり結果 (制御実施)



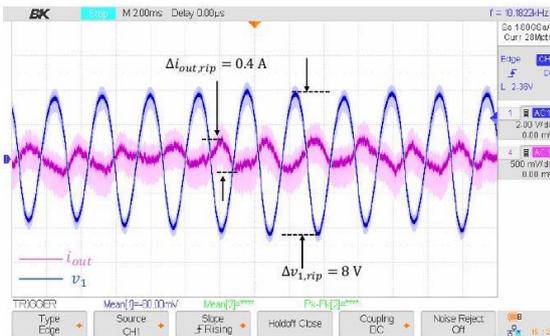
(c) 定常状態における特性 (制御なし)



(d) 定常状態における特性 (制御実施)



(e) 電圧特性と電流特性の交流カップリング (制御なし)



(f) 電圧特性と電流特性の交流カップリング (制御実施)

図 5-14 100V/15A スケールダウン実験結果

表 5-3 DAB3 コンバータの主要パラメータ

Parameters	Symbol	Value
Input voltage	$V_1$	100 V
Output voltage	$V_2$	100 V
Power	$P_{out}$	1.5 kW
Frequency	$f_s$	50 kHz
Turn ratio	$n$	1(7:7)
Magnetizing inductance	$L_m$	0.9 mH
Leakage inductance	$L_k$	12.5 $\mu$ H
Wire		Lizt 1050AWG38
Core		EE42/21/15 (N87)



図 5-15 プロトタイプ DAB コンバータ[4]

図 5-14 は、第 5.4 節で説明したケース 1 (100 V/15 A) の実証データである。図 5-14(a), (c)および(e)は、提案手法を使用しない場合の実験結果を、図 5-14(b), (d)および(f)は提案手法を使用した場合の実験結果を示している。リップル除去を実施した提案手法の実施した場合の結果は、以下ようになる。

- 出力電流はスルーレート 20A/s のランプアップ特性を示し、CHAdEMO 規格に適合している。これらの実験結果は、図 5-12 (a) および (b) で説明したシミュレーションと非常に近い特性である。
- リップル除去技術を適用しない場合、平均母線電圧 100 V (図 5-14 (d) に図示) の場合、図 5-14 (e) に示すように、測定で観測されるリップルは約 6.4 V (DC バスの 6.4%) である。同様に、出力電流リップルは約 1.3 A となり、出力電流の約 8.66%に相当する。狭帯域幅の電流コントローラを設計しているため、このリップルは入力電圧のリップルと位相がほぼ一致する。
- 提案手法を適用した場合の結果を示す図 5-14(b)と(d)では、母線電圧のリップルが 8V となり、前のケースよりわずかに大きいが出力電圧リップルは前のケースと比較して顕著に減少している。提案する制御器の影響下で、入力電圧に対する位相シフトの極性が反転している。この様子は、図 5-14(d)で確認することができる。一方、線電流 (赤い曲線) は、入力電圧リップルに対して逆の極性で振動する。その結果、低次の高調波リップルは軽減され、負荷にはほぼ直流電流が流れ、図 5-14(f)に示すように、全振幅値(p-p) のリップルは約 0.4A (出力電流リップルの約 2.67%) となる。この計測結果は、第 5.4 節の図 5-12(b)で示されたシミュレーション結果 (0.6A) と近い値である。

以上の検討から、提案された手法が効果的であることが明らかとなった。またこれらの実験結果は、シミュレーション結果と一致していることから、システムがスケールアップした際も適用できると推測する。さらに、図 5-12(d)のシミュレーションで実証されたように、この方法は、低周波出力リップルを CHAdEMO で定義されている基準値以下に抑えるという点で、有効な効果を示している。

## 5.6 まとめ

本章では，母線電圧の変動から生じる低周波出力電流リップルを軽減する新しい手法を提案した。この手法は，従来の比例積分（PI）制御器と複数の共振制御器を統合することで，主要な高調波リップルを効果的に抑制する。

提案手法の有効性を検証するため，低出力と高出力の 2 つの異なる条件でシミュレーションを実施した。さらに，100 V/15 Aの条件で検証実験を行った。

実験結果は，出力電流リップルが 8.66%から 2.67%へと大幅に減少し，シミュレーション結果と良く一致している。しかし，機器の制約上，高出力レベルでの実験は実現できていない。それでも，低電力でのシミュレーションと実験の両方で確認された有効性に基づき，CHAdeMO 指定の基準値以下の出力リップルを維持するために同じ手法を採用できると予想される。

## 第 5 章の参考文献

- [1] 一般社団法人 CHAdeMO 協議会, 付録表 1.2.5 電流リップルの限度値 ‘電気自動車用急速充電スタンド標準仕様書’ P.47, 2018 年 5 月 29 日
- [2] Association, C.; et al. ‘Technical specifications of quick charger for the electric vehicle’ CHAdeMO Protoc. Rev 2010, 1 .
- [3] Qin, H.; Kimball, J.W. ‘Closed-loop control of DC-DC dual-active-bridge converters driving single-phase inverters’ IEEE transactions on power electronics 2013, 29, 1006-1017.
- [4] Nguyen, D.D.; Pham, T.T.; Le, T.T.; Choi, S.; Yukita, K. ‘A Modulation Method for Three-Phase Dual-Active-Bridge Converters in Battery Charging Applications’ SUSTAINABILITY 2023, 15.

## 第6章 デュアル・アクティブ・ブリッジ・コンバータにおけるパラメータ不整合の影響

### 6.1 はじめに

DAB コンバータに使用される変圧器の漏れインダクタンス値は、鉄心の形状や巻線技術によって影響を受けることが報告されている<sup>[1][4]</sup>。変圧器の巻線技術には、内鉄型と外鉄型の二種類が使用されているが、本章では内鉄型巻線による漏れインダクタンスについて注目する。DAB コンバータの変圧器における漏れインダクタンスのばらつきは、各相のインピーダンスの不均衡を引き起こし、その結果、相電流の分布が不均一になる。このため、電力伝送、ソフトスイッチング動作範囲、実効値電流、熱分布など、いくつかの特性において設計値から逸脱する可能性がある。

特に、本章で注目する漏れインダクタンスの不一致に関する問題は、文献[5]から[7]などのいくつかの論文で取り上げられているが、これらの研究は主にパルス状の負荷変動による一時的な不均衡についてのみ議論している。

本章では、DAB コンバータの漏れインダクタンスの不一致の影響を考慮した新しい解析方法を提案する。この手法では、関連する方程式に「相対標準偏差( $\rho$ )」を用いて、送電電力、ソフトスイッチングの範囲、実効値電流、温度上昇などのコンバータにおける重要な要素について検討する。

さらに、本章では、温度上昇を許容できるための漏れインダクタンスに関する推奨事項を統計的確率の観点から提案する。ここに、提案する推奨事項は、多数のサンプルの不一致の大きさが正規分布に従うとした場合の分析結果に基づいている。

### 6.2 パラメータの許容誤差による漏れインダクタンスの誤差

図 6-1 は、高い漏れインダクタンス $L_k$ を組み込むことができる DAB コンバータ用の内鉄型変圧器の巻線を示している。そして、この $L_k$ は文献[3]に従い、次式を用いて推定することができる。

$$L_k = \frac{\mu_0(MLT)}{a} \left( c + \frac{b_1 + b_2}{3} \right) N_1^2 \quad (6-1)$$

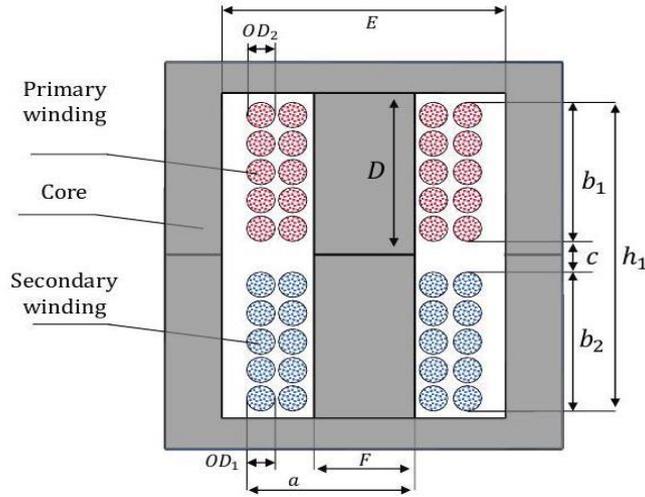


図 6-1 内鉄型巻線

ここで、MLT は鉄心の平均巻長、 $a$  と  $b$  は巻線形状寸法、 $c$  は二つの巻線間の絶縁の厚み、 $N_1$  は一次側巻線の巻数を示す。

これらのパラメータの中で、MLT、 $a, b, c$  は各々許容範囲がある。この範囲の結果、 $L_k$  が設計値から変動する可能性がある。そして、鉄心および巻線の関係において、式(6-1)は次式として書き換えることができる。

$$L_k = 2\mu_0 N_1 \pi \frac{F+E}{F-E} \left[ 2D - \frac{2}{3} \frac{N_1}{m_1} OD_1 - \frac{2}{3} \frac{N_2}{m_2} OD_2 \right] \quad (6-2)$$

ここに、一次側および二次側の巻線径および層数をそれぞれ  $OD_1, OD_2, m_1, m_2$  とし、 $E, F, D$  は中心脚の直径、鉄心内幅および内高を各々示す。そして、各鉄心形状の基準寸法に対する許容差は IEC 63090:2017 規格に従っている。具体的に、鉄心形状の相対誤差は最大 5% まで許容することができる。一方、次式から、 $m_1, m_2$  および  $N_1$  は常に整数であり変動しないことがわかる。ここでは、 $F, E, OD_1$  および  $OD_2$  の絶対誤差を、それぞれ  $\Delta F, \Delta E, \Delta OD_1, \Delta OD_2$  とする。

したがって、推定された漏れインダクタンスの絶対誤差  $\Delta L_k$  は次式によって求められる。

$$\Delta L_k \approx \frac{\partial L_k}{\partial F} \Delta F + \frac{\partial L_k}{\partial E} \Delta E + \frac{\partial L_k}{\partial OD_1} \Delta OD_1 + \frac{\partial L_k}{\partial D} \Delta D + \frac{\partial L_k}{\partial OD_2} \Delta OD_2 \quad (6-3)$$

そこで、鉄心材料 ETD59/31/22<sup>[8]</sup>を使用して、鉄心形状の公差が統合された漏れインダクタンス値に与える影響を検討した。他の鉄心形状(EE, ELP, EC, ER など)に同様の分析を行っても、EDT に対するのと同様の結論を得ることができる。

鉄心と巻線構造の寸法は、上記のように最大 5%の許容範囲内に変化させることとした。この調整は、式(6-3)の各パラメータに対する最大許容誤差の 1/10 刻みにて、段階的に行った。

この手順により、1 万ケースを超える異なるパターンが生成し、漏れインダクタンスの値の相対誤差を、図 6-2 に示すような分布グラフを用いて分析した。図 6-2 の分布は正規分布に非常に近く、平均値は 0%, 標準偏差は 7.76%であった。さらに、全サンプルの 80.26%は漏れインダクタンスの相対誤差が約 10%であり、19.74%のサンプルは相対誤差が 10%を超えていた。このうち最も誤差が大きい場合、 $L_k$ の相対誤差は最大 22%になる。したがって、大規模なシステムの安定性を確保するためには、鉄心の寸法における許容誤差による影響を考慮することが重要である。

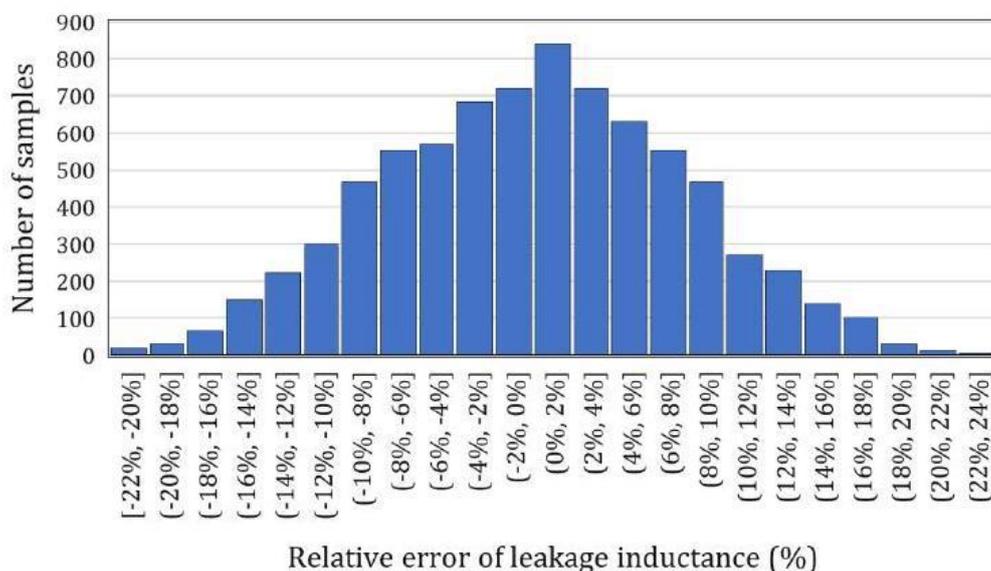


図 6-2 漏れインダクタンス変動の分布

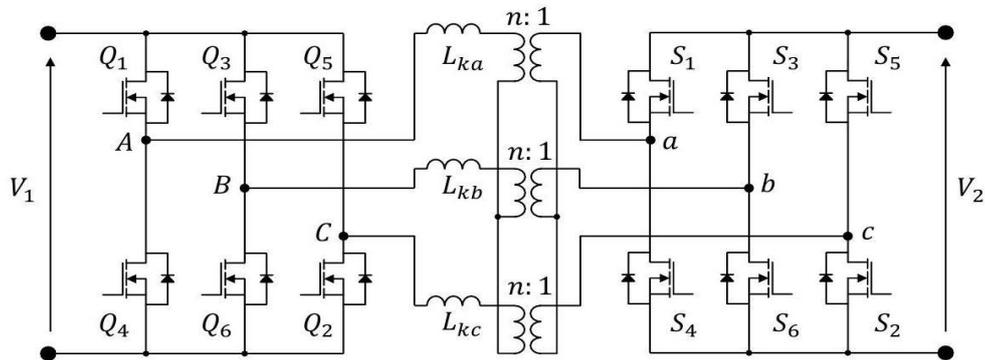


図 6-3 パラメータ検討に用いる  
デュアル・アクティブ・ブリッジ・コンバータの構成

### 6.3 定常解析

図 6-3 は、DAB コンバータの回路図を示している。図中に示す $V_1$ と $V_2$ は、各々端子電圧を示している。そして、2つの三相インバータを接続する三つの単相高周波変圧器は、Y-Y 結線で接続されている。ここで、各相に使用した高周波変圧器は、巻線比 $n:1$ としている。コンバータ内の電力伝送を処理するために、位相シフトを用いる。つまり、 $180^\circ$  の導通モードにて 6 ステップ変調が使用され、二次側の出力電圧は一次側に対して $\phi$ 度シフトされる。

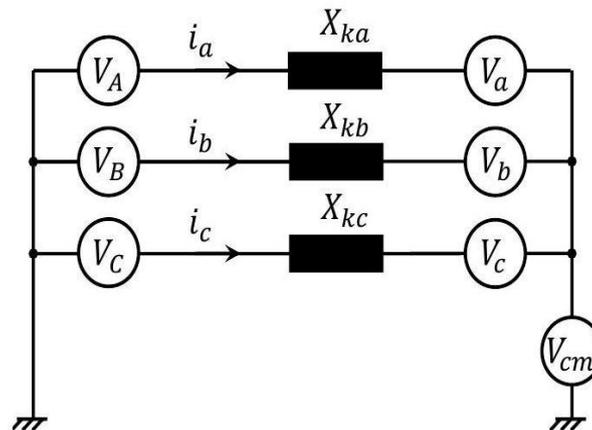


図 6-4 一次側に関する等価回路図

図 6-4 はコンバータの等価回路図を示している。図中の $V_A, V_B, V_C$ は入力 DC 端子の負極に対する相電圧であり、 $V_a, V_b, V_c$ は出力 DC 端子の負極に対する相電圧である。両側が絶縁されているため、2つの中性点の間には同相電圧（コモンモ

ード電圧)  $V_{cm}$ がある。各相のインピーダンス $Z_{kx}$ は次式で算出される。ここで、 $x$ はA相、B相、C相を表す。

$$Z_{kx} = \sqrt{r_x^2 + X_{kx}^2} \quad (6-4)$$

ここで、 $X_{kx} = 2\pi f \cdot L_{kx}$ で $f$ は高調波周波数、 $L_{kx}$ は各相の漏れインダクタンスである。 $r_x$ は相の直列等価抵抗で、 $r_x$ には巻線抵抗、巻線や基板の浮遊抵抗、スイッチのオン状態抵抗が含まれる。高周波数では、通常 $r_x$ は $X_{kx}$ よりもはるかに小さいため、インピーダンスはリアクタンスで次式にて近似できる。

$$Z_{kx} \approx X_{kx} = 2\pi f_{sw} \cdot L_{kx} \quad (6-5)$$

そして、相電流は次式で計算できる

$$\begin{cases} L_{ka} \frac{di_a(t)}{dt} = V_A(t) - V_a(t) - V_{cm}(t) \\ L_{kb} \frac{di_b(t)}{dt} = V_B(t) - V_b(t) - V_{cm}(t) \\ L_{kc} \frac{di_c(t)}{dt} = V_C(t) - V_c(t) - V_{cm}(t) \end{cases} \quad (6-6)$$

式(6-6)を各スイッチング状態で解くことにより、遷移電流を求めることができる。しかし、式(6-6)において、 $\vec{V}_{ABC}(t) = {}^t [V_A(t), V_B(t), V_C(t)]$ および $\vec{V}_{abc}(t) = {}^t [V_a(t), V_b(t), V_c(t)]$ はスイッチング状態から導出できるが、 $V_{cm}(t)$ の算出は、難しい。そこで、変圧器のパラメータが同一である場合と不一致である場合の2つの状況について検討する。

### 6.3.1 各変圧器のパラメータが同一の場合

仮に、全ての相の漏れインダクタンスが同一であれば、式(6-6)の3つの方程式の和をとり、次のようになる。

$$i_a(t) + i_b(t) + i_c(t) = 0 \quad (6-7)$$

ここで変圧器はY-Y結線であるため、 $V_{cm}(t)$ は、次式を用いて求める。

$$V_{cm}(t) = \frac{1}{3} \left( (V_A(t) - V_a(t)) + (V_B(t) - V_b(t)) + (V_C(t) - V_c(t)) \right) \quad (6-8)$$

文献[9]によれば、式(6-8)を式(6-6)に代入することで、A相の遷移電流は次のように求めることができる。

$$\begin{cases} I_0 &= -I_M(2(1-M) + 6MD_\phi) \\ I_1 &= I_M(-2(1-M) + 6D_\phi) \\ I_2 &= I_M(-(1-M) + 6MD_\phi) \\ I_3 &= I_M(-(1-M) + 12D_\phi) \\ I_4 &= I_M((1-M) + 12MD_\phi) \\ I_5 &= I_M((1-M) + 6D_\phi) \end{cases} \quad (6-9)$$

ここで、 $I_M = \frac{V_1}{18f_s L_k}$ において、 $M$ は $\frac{nV_2}{V_1}$ であり電圧変換比を、 $D_\phi$ は $\frac{\phi}{2\pi}$ であり正規化された位相シフトである。ここに $D_\phi$ は、無効電力削減のために通常 $D_\phi < \frac{1}{6}$ （または電気角で $60^\circ$ ）として設計する。

### 6.3.2 各変圧器のパラメータが不一致の場合

前節で述べたように、鉄心の主要パラメータは約5%の範囲で変動する可能性があり、これによって漏れインダクタンスが設計値から変動する。そして各相の漏れインダクタンスが同一でない場合、 $V_{cm}(t)$ は前節で提示された方法では解くことができず、これによってコンバータの分析および設計がより複雑になってしまう。よって本節では、パラメータの不一致が存在する場合の定式化法を提案する。

まず、 $L_k$ を平均漏れインダクタンスとし、次式で定義する。

$$L_k = \frac{L_{ka} + L_{kb} + L_{kc}}{3} \quad (6-10)$$

その時、変圧器の漏れインダクタンスの相対標準偏差は次式で算出できる。

$$\rho = \sqrt{\frac{1}{3} \left[ \left( \frac{L_{ka}}{L_k} - 1 \right)^2 + \left( \frac{L_{kb}}{L_k} - 1 \right)^2 + \left( \frac{L_{kc}}{L_k} - 1 \right)^2 \right]} \quad (6-11)$$

$$= \sqrt{2 \left( 1 - \frac{L_{ka}L_{kb} + L_{ka}L_{kc} + L_{kb}L_{kc}}{3L_k^2} \right)} \quad (6-12)$$

次に、 $L_\sigma$ を次式で定義すると、

$$L_\sigma = \frac{L_{ka}L_{kb} + L_{ka}L_{kc} + L_{kb}L_{kc}}{L_{ka} + L_{kb} + L_{kc}} \quad (6-13)$$

$L_\sigma$ は次式になる。

$$L_\sigma = \left( 1 - \frac{\rho^2}{2} \right) L_k \quad (6-14)$$

$L_\sigma$ の値は、各相のインダクタンスの偏差が $L_k$ の平均値からどれだけ離れているかに依存する。ここで偏差がない場合、 $L_\sigma = L_k$ であり、偏差がある場合、 $L_\sigma$ は $L_k$ よりも小さくなる。そこで、 $\sigma_a, \sigma_b, \sigma_c$ をそれぞれ $\frac{L_{ka}}{L_\sigma}, \frac{L_{kb}}{L_\sigma}, \frac{L_{kc}}{L_\sigma}$ とする。明らかに、

$\sigma_a, \sigma_b, \sigma_c$ は正の実数であり、変圧器のパラメータが同一であれば1となる。

さらに、 $\sigma_a, \sigma_b, \sigma_c$ は以下の特性を持つ。

$$\begin{cases} \sigma_a + \sigma_b + \sigma_c = \sigma_a\sigma_b + \sigma_b\sigma_c + \sigma_c\sigma_a = \frac{6}{2-\rho^2} \\ \frac{1}{\sigma_a} + \frac{1}{\sigma_b} + \frac{1}{\sigma_c} = \frac{1}{\sigma_a\sigma_b} + \frac{1}{\sigma_b\sigma_c} + \frac{1}{\sigma_c\sigma_a} = \frac{6}{2-\rho^2} \cdot \frac{1}{\sigma_a\sigma_b\sigma_c} \end{cases} \quad (6-15)$$

式(6-6)の1番目の方程式を $\sigma_a$ で割り、2番目の方程式を $\sigma_b$ で、最後の方程式を $\sigma_c$ にて、それぞれ割ると、式(6-6)は次のようになる。

$$\begin{cases} L_\sigma \frac{di_a(t)}{dt} = \frac{V_A(t) - V_a(t)}{\sigma_a} - \frac{1}{\sigma_a} V_{cm}(t) \\ L_\sigma \frac{di_b(t)}{dt} = \frac{V_B(t) - V_b(t)}{\sigma_b} - \frac{1}{\sigma_b} V_{cm}(t) \\ L_\sigma \frac{di_c(t)}{dt} = \frac{V_C(t) - V_c(t)}{\sigma_c} - \frac{1}{\sigma_c} V_{cm}(t) \end{cases} \quad (6-16)$$

式(6-16)を $V_{cm}(t)$ について解くと、コモンモード電圧は次のように求められる。

$$V_{cm}(t) = \frac{1}{\frac{1}{\sigma_a} + \frac{1}{\sigma_b} + \frac{1}{\sigma_c}} \cdot \left( \frac{V_A(t) - V_a(t)}{\sigma_a} + \frac{V_B(t) - V_b(t)}{\sigma_b} + \frac{V_C(t) - V_c(t)}{\sigma_c} \right) \quad (6-17)$$

得られたコモンモード電圧を式(6-16)に代入すると、次のようになる。

$$L_\sigma \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} = \frac{1}{\sigma_a + \sigma_b + \sigma_c} \begin{bmatrix} \sigma_b + \sigma_c & -\sigma_c & -\sigma_b \\ -\sigma_c & \sigma_c + \sigma_a & -\sigma_a \\ -\sigma_b & -\sigma_a & \sigma_a + \sigma_b \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_A(t) - V_a(t) \\ V_B(t) - V_b(t) \\ V_C(t) - V_c(t) \end{bmatrix} \quad (6-18)$$

次に、各スイッチング状態における式(6-18)を考え、遷移電流について解くと、A相、B相、C相の各電流はそれぞれ式(6-19)、(6-20)、(6-21)として表すことができる。

$$I_a = \frac{V_1}{18f_s L_k} \times \begin{cases} -(\sigma_b + \sigma_c - \sigma_b M - \sigma_c M + 6D_\phi \sigma_b M) \\ (6D_\phi \sigma_c - \sigma_c - \sigma_b + \sigma_b M + \sigma_c M) \\ (\sigma_b M - \sigma_b + 6D_\phi \sigma_c M) \\ (6D_\phi \sigma_b - \sigma_b + 6D_\phi \sigma_c + \sigma_b M) \\ (\sigma_c - \sigma_c M + 6D_\phi \sigma_b M + 6D_\phi \sigma_c M) \\ (\sigma_c + 6D_\phi \sigma_b - \sigma_c M) \end{cases} \quad (6-19)$$

$$I_b = \frac{V_1}{18f_s L_k} \times \begin{cases} (1-M)\sigma_c - 6M\sigma_a D_\phi \\ (1-M)\sigma_c - 6(\sigma_a + \sigma_c)D_\phi \\ -(1-M)\sigma_a - 6M(\sigma_a + \sigma_c)D_\phi \\ -(1-M)\sigma_a - 6\sigma_c D_\phi \\ -(1-M)(\sigma_a + \sigma_c) - 6M\sigma_c D_\phi \\ -(1-M)(\sigma_a + \sigma_c) + 6\sigma_a D_\phi \end{cases} \quad (6-20)$$

$$I_c = \frac{V_1}{18f_s L_k} \times \begin{cases} (1-M)\sigma_b + 6M(\sigma_a + \sigma_b)D_\phi \\ (1-M)\sigma_b + 6\sigma_a D_\phi \\ (1-M)(\sigma_a + \sigma_b) + 6M\sigma_a D_\phi \\ (1-M)(\sigma_a + \sigma_b) - 6\sigma_b D_\phi \\ (1-M)\sigma_a - 6M\sigma_b D_\phi \\ (1-M)\sigma_a - 6(\sigma_a + \sigma_b)D_\phi \end{cases} \quad (6-21)$$

式(6-19)は、変圧器のパラメータの不一致を考慮したA相の遷移電流を表している。ここに各相のパラメータの不一致をそれぞれ $\sigma_a, \sigma_b, \sigma_c$ として示している。

ここで不一致が無く、すべての三相のパラメータが同じ時、すなわち、 $\sigma_a = \sigma_b = \sigma_c = 1$ である場合、式(6-19)は式(6-9)と同一になる。

## 6.4 検討結果

### 6.4.1 電力特性

前節にて算出した式(6-19)、式(6-20)および式(6-21)から、損失のないコンバータを仮定すると、正規化された出力電力は次のように算出できる。

$$\begin{aligned} P_{\text{out}}^* &= \frac{P_{\text{out}}}{P_m} = 4MD_\phi(2 - 3D_\phi) \cdot \frac{\sigma_a + \sigma_b + \sigma_c}{3} \\ &= \left(4MD_\phi(2 - 3D_\phi)\right) \cdot \frac{2}{2 - \rho^2} \end{aligned} \quad (6-22)$$

ここで、 $P_m = \frac{V_1^2}{12f_s L_k}$ である。式(6-22)の最初の因子は、パラメータが同じ場合のコンバータの出力電力を示している。式(6-22)の二番目の因子は、パラメータの偏差がコンバータの生成する電力に影響することを示している。 $\rho^2$ が常に正であるため、式(6-22)はパラメータの不一致が存在すると出力電力が増加することを示している。しかし、図 6-5 に示すように、相対標準偏差が約 10%であっても、電力の増加はわずか 0.5%である。したがって、変圧器のパラメータの不一致は、コンバータの電力特性に強い影響を与えないことを示している。

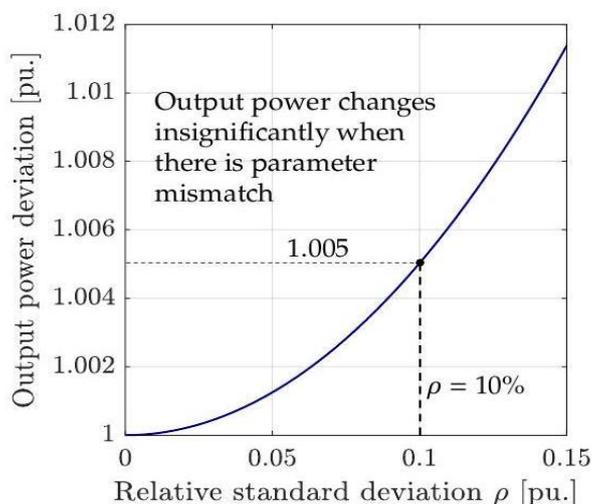


図 6-5 パラメータ不一致時における出力電力の変化

## 6.4.2 ソフトスイッチングの条件

式(6-19), 式(6-20)と式(6-21)から, 各相のソフトスイッチングの条件は次のように求められる。

$$\begin{cases} I_{a0} = -(1-M)(\sigma_b + \sigma_c) - 6M\sigma_b D_\phi \leq 0 \\ I_{a1} = -(1-M)(\sigma_b + \sigma_c) + 6\sigma_c D_\phi \geq 0 \\ I_{b4} = -(1-M)(\sigma_a + \sigma_c) - 6M\sigma_c D_\phi \leq 0 \\ I_{b5} = -(1-M)(\sigma_a + \sigma_c) + 6\sigma_a D_\phi \geq 0 \\ I_{c2} = (1-M)(\sigma_a + \sigma_b) + 6M\sigma_a D_\phi \geq 0 \\ I_{c3} = (1-M)(\sigma_a + \sigma_b) - 6\sigma_b D_\phi \leq 0 \end{cases} \quad (6-23)$$

そこで, 式(6-23)を $D_\phi$ について解くことで, ソフトスイッチング条件が算出できる。

$$D_\phi \geq \max \begin{cases} \frac{\sigma_a + \sigma_b}{6\sigma_a} \cdot \left(1 - \frac{1}{M}\right) \\ \frac{\sigma_b + \sigma_c}{6\sigma_b} \cdot \left(1 - \frac{1}{M}\right) \\ \frac{\sigma_a + \sigma_c}{6\sigma_c} \cdot \left(1 - \frac{1}{M}\right) \\ \frac{\sigma_a + \sigma_c}{6\sigma_a} \cdot (1 - M) \\ \frac{\sigma_a + \sigma_b}{6\sigma_b} \cdot (1 - M) \\ \frac{\sigma_b + \sigma_c}{6\sigma_c} \cdot (1 - M) \end{cases} \quad (6-24)$$

図 6-6 は, コンバータのソフトスイッチング領域に関する電力特性を示している。青い実線は, パラメータの不一致がない場合 (または相対標準偏差  $\rho = 0\%$  の場合) の従来の領域を示している。パラメータがその平均値から逸脱すると, ソフトスイッチング領域は, 電圧変換比が 1 から大きくずれた場合に, 狭くなる傾向がある。

例えば, 0.5 pu.の電力を送電する場合, 電圧変換比  $M$  が 0.66 でもソフトスイッチングが可能である。しかし, 漏れインダクタンスの相対標準偏差 $\rho$ が 12.3% の場合かつ電圧変換器比 $M$ が 0.75 より小さくなる場合には, 同じ電力が入力されてもソフトスイッチングができなくなる。

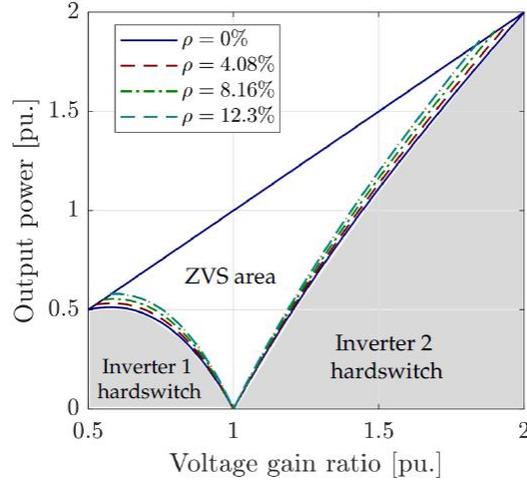


図 6-6 パラメータの不一致を考慮したソフトスイッチング領域

### 6.4.3 電力伝送損失

変圧器の一次電流の実効(RMS)値は、次のように導出できる。

$$I_{a,rms} = \sqrt{\frac{\sigma_b^2 + \sigma_b \sigma_c + \sigma_c^2}{3}} \cdot I_{RMS} \quad (6-25)$$

$$I_{b,rms} = \sqrt{\frac{\sigma_a^2 + \sigma_a \sigma_c + \sigma_c^2}{3}} \cdot I_{RMS} \quad (6-26)$$

$$I_{c,rms} = \sqrt{\frac{\sigma_a^2 + \sigma_a \sigma_b + \sigma_b^2}{3}} \cdot I_{RMS} \quad (6-27)$$

ここで、 $I_{RMS}$ はパラメータが同一の場合の平均値 (RMS) 電流であり、

$$I_{RMS} = \frac{V_1}{18f_s L_k} \sqrt{216D_\phi^2 (1 - D_\phi) M + 5(M - 1)^2} \quad (6-28)$$

と定義される。

そして、変圧器の交流抵抗が $r_w$ であれば、銅損は次のように計算される。

$$\begin{aligned} \Delta P_{Cu} &= (I_{a,rms}^2 + I_{b,rms}^2 + I_{c,rms}^2) r_w \\ &= \frac{2(\sigma_a^2 + \sigma_b^2 + \sigma_c^2) + (\sigma_a \sigma_b + \sigma_b \sigma_c + \sigma_c \sigma_a)}{9} \cdot (3I_{RMS}^2 r_w) \\ &= \frac{2(2 + \rho^2)}{(2 - \rho^2)^2} \Delta P_{Cu,nom} \end{aligned} \quad (6-29)$$

図 6-7 は、式(6-29)に従って、漏れインダクタンスの相対標準偏差に対する相対銅損の依存関係を示している。図に示されているように、 $\rho$ が 10%の場合、パラメータが同一である場合と比較して、銅損は約 1.5%増加するだけである。

したがって、漏れインダクタンスの非同一は変圧器の銅損に与える影響は軽微であると言える

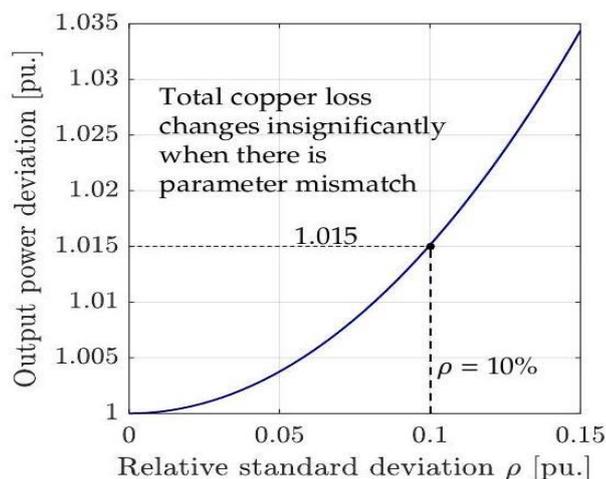
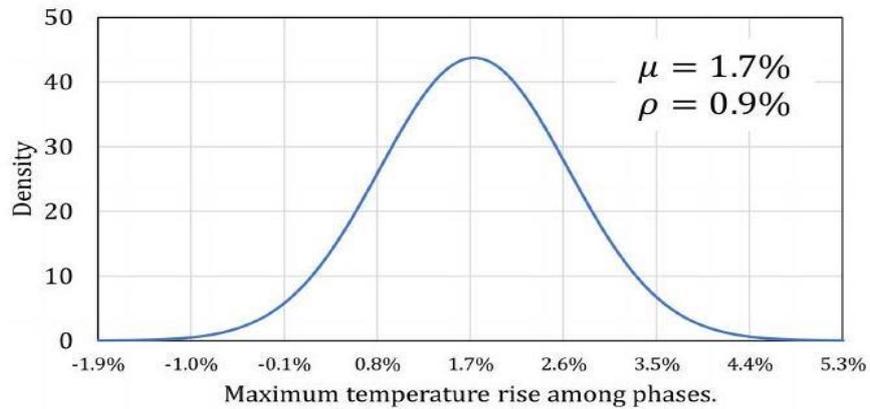


図 6-7 パラメータ不一致時における銅損の変化

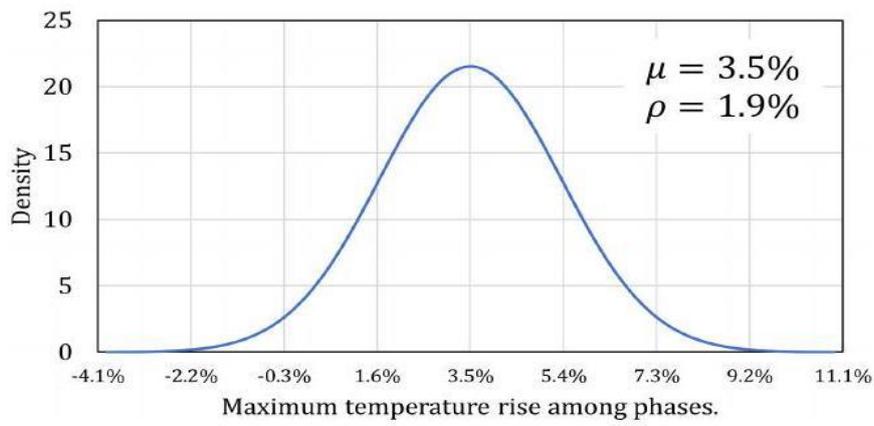
#### 6.4.4 変圧器の温度上昇

前項で議論したように、漏れインダクタンスが大幅に変化しても、変圧器の総銅損はわずかに増加するだけであることがわかった。しかしこの場合、相電流が均等に分配されておらず、変圧器の各相間で熱エネルギーの分布が不均等であることを示している。本項ではこの件について注目する。

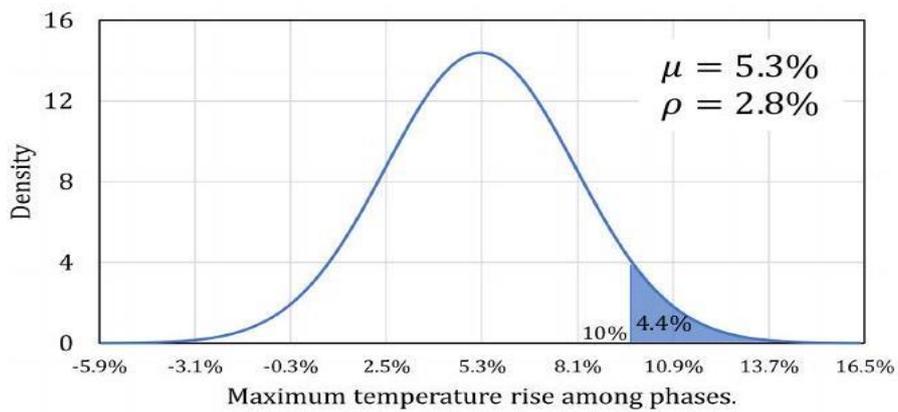
具体的に、漏れインダクタンスの不一致を 5%から 30%まで 5%刻みで変化させた 6 つのケースの温度上昇について検討を行った。



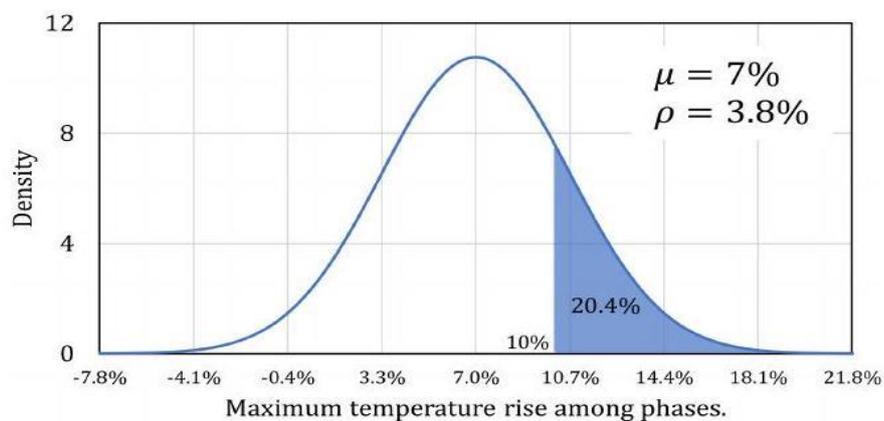
(a) ケース 1 不一致 5%未満



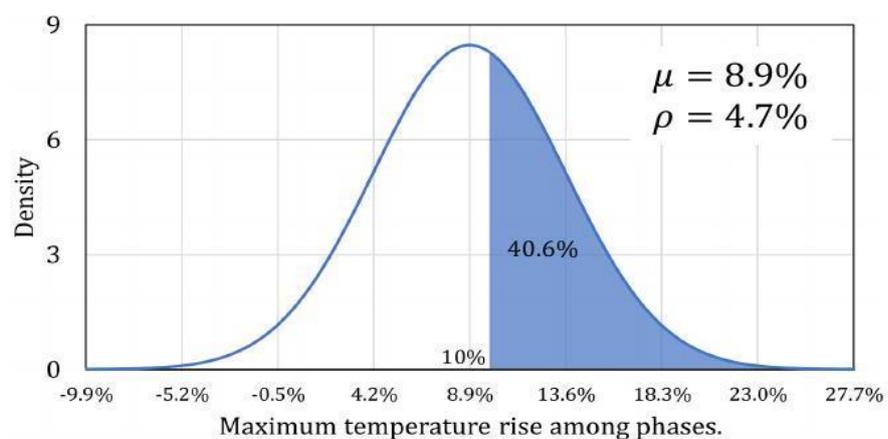
(b) ケース 2 不一致 10%未満



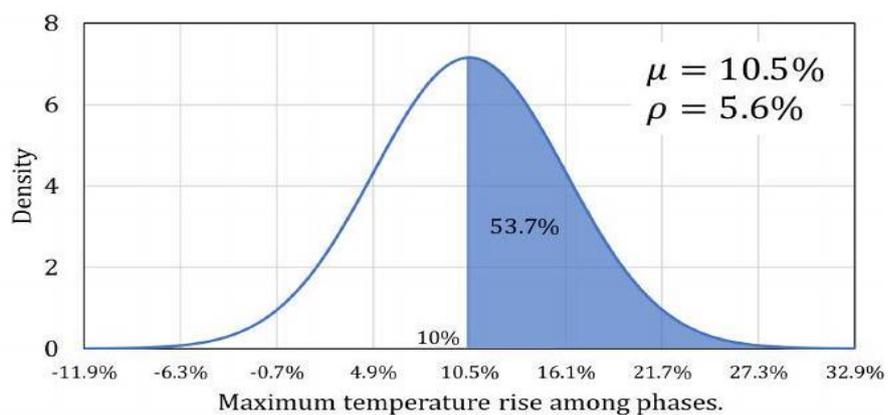
(c) ケース 3 不一致 15%未満



(d) ケース 4 不一致 20%未満



(e) ケース 5 不一致 25%未満



(f) ケース 6 不一致 30%未満

図 6-8  $L_k$ の不一致の場合における最大温度上昇

第 6.2 節で述べたように、寸法の公差による漏れインダクタンスのばらつきは正規分布則にしたがう。それに伴い相対ばらつきの範囲でランダムに 3 つの異なる漏れインダクタンス値を選択し、それにより 1 万 5 千以上のサンプルを生成した。この生成されたデータセットも正規分布にしたがう。

次に、各相の実効値電流は、各相の抵抗が等しいと仮定して、式(6-25)から(6-27)を用いて算出した。これにより、各相間の電力伝送損失と温度上昇を求めることができる。この結果を正規分布グラフとして図 6-8 に示す。ここで、それぞれの平均値と標準偏差の値はそれぞれ  $\mu$ ,  $\rho$  として各々示す。

基準ケースと比較して最大温度上昇が 10% を超える確率を正規分布グラフから導出するために、以下に示す 2 つの方法を用いる。

1 つ目は、経験則として知られる 68-95-99.7 則<sup>[10]</sup>である。この法則により、正規分布において平均値から指定された標準偏差の範囲内に観測値が存在する割合を推定できる。経験則の範囲を超える場合には、文献[10]に記述されているとおり、標準正規分布表を使用して対応する確率値を求めることができる。

次に、 $L_k$  の不一致率が 5% 未満の場合、図 6-8(a) に示されるように、各相間の最大温度上昇 ( $\Delta T$ ) はすべてのケースにおいて、10% 未満にとどまる。そして、 $L_k$  の最大偏差が 10% から 15% の範囲にある場合、図 6-8(b) と (c) において、 $\Delta T$  の値が平均値の 10% を超える事例は少ないことがわかる。 $L_k$  の最大変動が 15% の場合でも、ほとんどのケースにおいて温度の最大上昇は基準ケースの 10% 未満にとどまることがわかる。

ここで、 $L_k$  の最大変動が基準値の 20% に達する場合である図 6-8(d) に注目する。このケースを、基準ケースと比較してすると、 $\Delta T$  が 10% を超える可能性は約 20% である。この確率は高くないかもしれないが、 $L_k$  の変動の閾値として考慮すべきである。この閾値を超えると、特に  $L_k$  の最大変動が 25% を超える場合、図 6-8(e) に示すように、40% 以上でこの問題が発生するため懸念事項となる。さらに、図 6-8 (f) に示すように最大変動が 30% の場合、全体のケースの半数以上が基準ケースに対して  $\Delta T$  が 10% を超える。したがって、 $L_k$  の不一致が 20% を超える場合、それは重大な懸念事項となり、熱バランス技術を実施してこの問題に対処する必要があると言える。

## 6.5 実験結果

本実験の目的は、漏れインダクタンスの不一致が DAB コンバータの特性に与える影響を検証することである。これらの実験を実施するために、入力側の直流母線電圧をプログラマブル電源 (BK Precision MR50040) に接続し、出力は定電圧 (CV) モードに設定された電子負荷 (BK Precision 8116) に接続した。入力電圧  $V_1 = 50V$  および出力電圧  $V_2 = 50V$  とした。一次側および二次側インバータのスイッチング素子には、CREE 社の C2M0025120D SiC MOSFET を使用した。そして、3 台の単相変圧器を使用している。この変圧器の主要パラメータを表 6-1 に示す。さらに、システム全体は ST MicroElectronics の NUCLEO-STM32G474RE で制御を実施した。

実験中、変圧器の一次側から見た漏れインダクタンスは、変圧器の二次側を短絡することによって測定した。この漏れインダクタンスの値は、正確な測定を確保するために LCR メータ (BK Precision 891) を使用し、各相電流波形は Rogowski 電流プローブ (PEM CWT Mini50HF) を使用して測定した。この測定装置には、入力数の制限があるため、三相の各電流は実験シナリオ毎に独立して測定した。そして、測定した相電流を同じ条件にて組み合わせることで、電流波形の包括的な分析と比較を実施している。

表 6-1 のコアパラメータを使用した変圧器の漏れインダクタンスの測定結果を図 6-9 に示す。この漏れインダクタンスは、前述のように、コアパラメータの許容差や巻線技術の影響を受けることに注意する必要がある。

表 6-1 DAB コンバータの主要パラメータ

Parameters	Symbol	Value
Frequency	$f_s$	25 kHz
Turn ratio	$n$	1(10:10)
Magnetizing inductance	$L_m$	0.5mH
Base leakage inductance	$L_k$	12.5 $\mu$ H
Wire		Lizt 600 AWG38
Core		ETD59/31/22(N87)

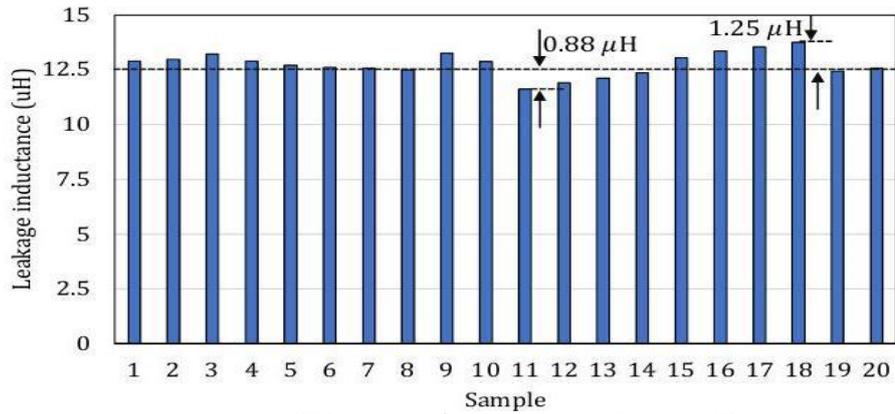


図 6-9 漏れインダクタンスの測定結果

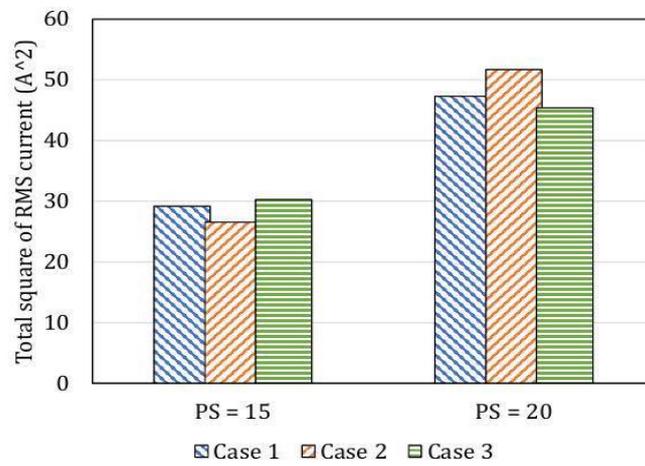


図 6-10 各相の相電流の実効値の二乗和

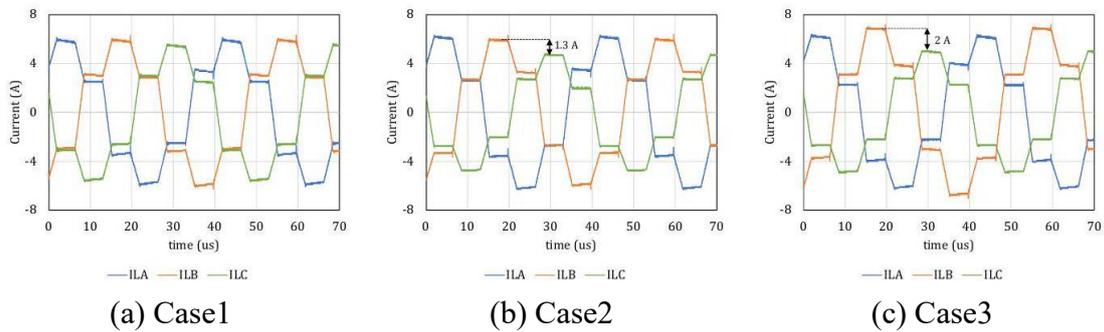


図 6-11 3 ケースにおける相電流波形

特に、このばらつきに対処するために、EDT59 コアとリッツ線 (600AWG38) を使用して、20 台の変圧器を製作した。理論計算によると、予想される漏れインダクタンスは約  $12.5\mu\text{H}$  である。しかし、コアパラメータの許容差と巻線技術により、測定された漏れインダクタンスは  $11.62\mu\text{H}$  から  $13.75\mu\text{H}$  の範囲であった。この結果は、漏れインダクタンスの値が設計値から約 10%逸脱しており、第 6.2 節の結果に符号することを示している。

図 6-2 に示すように、少数のサンプルが上述のばらつきを超えていることに注意すべきである。最も悪いシナリオでは、 $L_k$  の最大ばらつきは 24% に達することが分かった。漏れインダクタンスのばらつきが、DAB コンバータの特性に与える影響を評価するために、以下に示す 3 つのケースにおける実験を実施した。

ケース 1 は比較的、ばらつきが小さいケースを表している。このケースでは、A 相、B 相、C 相の  $L_k$  値はそれぞれ  $12.5\mu\text{H}$ 、 $12.4\mu\text{H}$  および  $12.75\mu\text{H}$  とした。ケース 2 および 3 では、 $L_k$  の最大ばらつきとして 24% を考慮し、A 相、B 相、C 相の値は、ケース 2 では  $13.05\mu\text{H}$ 、 $10.43\mu\text{H}$  と  $15.5\mu\text{H}$ 、ケース 3 では  $10.43\mu\text{H}$ 、 $10.86\mu\text{H}$  と  $15.5\mu\text{H}$  とした。

ケース 2 および 3 の相対標準偏差  $\rho$  はそれぞれ 27.59% および 30.3% である。式(6-30)のとおり、変圧器の全銅損はケース 1 と比較して約 10% 変化するだけである。この結果は、ケースにおける各相の相電流の実効値の二乗和を示す図 6-10 からも理解することができる。しかし、位相シフトが  $20^\circ$  である図 6-11 から明らかなように、漏れインダクタンスの変動が各相の電流波形に与える影響は大きいことがわかる。

ケース 1 では、 $L_k$  の不一致がわずか 2% であり、相電流はほぼ均衡している。この結果を図 6-11(a) に示す。しかし、ケース 2 および 3 では、漏れインダクタンスのばらつきが 24% と大きく、相電流の不均衡が顕著になる。具体的には、図 6-11(b) に示すとおり、B 相のピーク電流が C 相のピーク電流よりも約 1.3A (ケース 1 と比較して 22%) 高くなっている。図 6-11(c) に示すとおり、ケース 3 でも同様の結果が見られ、約 2A (ケース 1 と比較して 33.8%) 高くなる。

その結果、図 6-12 に示すように、各相の相電流の実効値は大きく異なる。例えば、位相シフトが  $15^\circ$  の場合、ケース 1 の各相の相電流は、 $L_k$  の変動がわずか 2% であるためほぼ均衡している。一方、ケース 2 および 3 では、各相の相電流の最大値と最小値の差が大きく、それぞれ 1A (平均実効値の 32.25%) および 0.6A (平均実効値の 17.6%) である。位相シフトが  $20^\circ$  の場合にも同じ傾向がみられる。

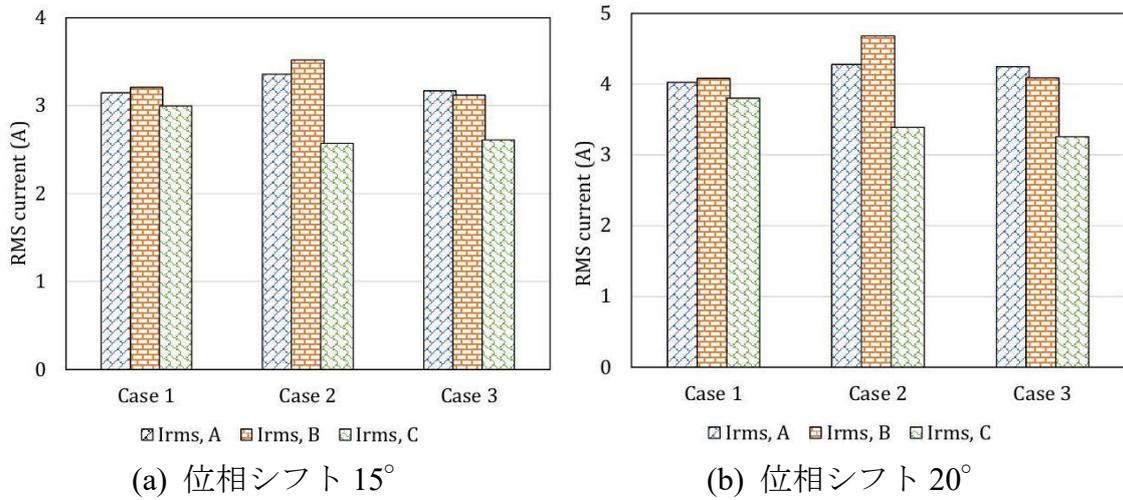


図 6-12  $L_k$  の不一致条件下での実効電流の実験結果

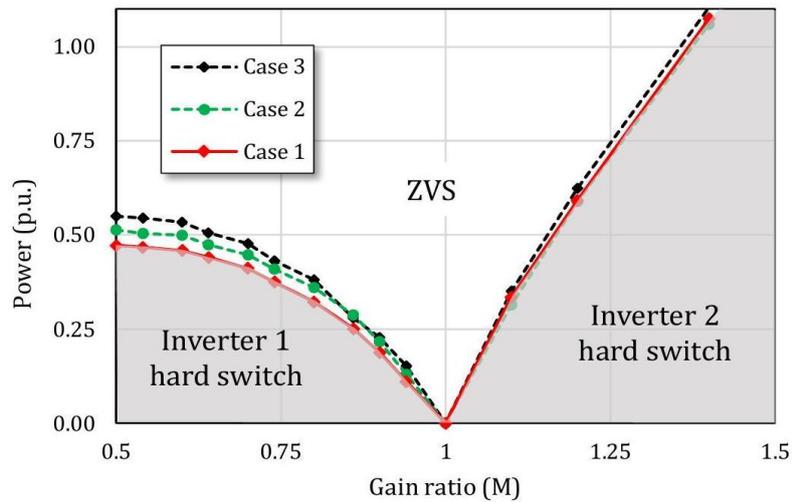


図 6-13 ソフトスイッチング領域の実験

図 6-13 は、インダクタンスの不一致条件下でのソフトスイッチング領域を示している。ケース 1 は、赤い曲線で相対標準偏差  $\rho$  が約 1.2% のインダクタンスのばらつきがシナリオを表している。ケース 2 および 3 は、それぞれ緑色と黒色の曲線で示している。この結果は、ケース 2 および 3 のソフトスイッチング領域がケース 1 の範囲よりも狭いことを示している。例えば、 $M = 0.8$  の時、従来のケースでは約 0.32 p.u. の電力でソフトスイッチングが動作するが、ケース 2 およびケース 3 では、この電力がそれぞれ 0.36 p.u. および 0.38 p.u. を超える必要がある。この実験結果は、第 6.4.2 節の解析結果を裏付けている。

## 6.6 まとめ

本研究では、漏れインダクタンスの不一致が DAB コンバータの性能に与える影響について検討した。この検討では、電力伝送、ソフトスイッチングの範囲、実効値相電流および変圧器の相間の最大温度上昇など、いくつかの重要な要素について実施した。

そして、シミュレーション結果と実験結果により、電力伝送および銅損は $L_k$ の不一致に対して比較的影響を受けにくいことを示した。

しかし、相電流は $L_k$ の変動に強く依存し、 $L_k$ の不一致の程度が大きいほど、相間の実効値電流の差が大きくなり、変圧器の相間での熱分布が不均衡になる。 $L_k$ の変動に関する統計的確率分析に基づき、不一致の閾値は設計値の 10%から 15%程度にすることを提案した。これにより、相間の最大温度上昇が設計時と比較して 10%未満で均等に分布することを明らかにした。

これらの結果は、パラメータの不一致が発生する可能性のある他のタイプのコンバータにも適用できる。

## 第 6 章の参考文献

- [1] Eslamian, M.; Kharezy, M.; Thiringer, T. ‘An accurate method for leakage inductance calculation of shell-type multi core-segment transformers with circular windings’ IEEE Access 2021, 9, 111417-111431.
- [2] Shen, Z.; Wang, H.; Shen, Y.; Qin, Z.; Blaabjerg, F. ‘Winding design of series AC inductor for dual active bridge converters’ In Proceedings of the 2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). IEEE, 2018, pp. 565-570.
- [3] McLyman, C.W.T. ‘Transformer and inductor design handbook’; CRC press, 2004.
- [4] Ouyang, Z.; Thomsen, O.C.; Andersen, M.A. ‘Optimal design and tradeoff analysis of planar transformer in high-power DC-DC converters’ IEEE Transactions on Industrial Electronics 2010 59,2800 – 2810.
- [5] Engel, S.P.; Soltau, N.; De Doncker, R.W. ‘Instantaneous current control for the three-phase dual-active bridge DC-DC converter’, Proceedings of the 2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). IEEE, 2012, pp. 3964-3969.
- [6] Hu, J.; Cui, S.; Wang, S.; De Doncker, R.W. ‘Instantaneous flux and current control for a three-phase dual-active bridge DC-DC converter’, IEEE Transactions on Power Electronics 2019, 35,2184 – 2195
- [7] Huang, J.; Li, Z.; Shi, L.; Wang, Y.; Zhu, J. ‘Optimized modulation and dynamic control of a three-phase dual active bridge converter with variable duty cycles’, IEEE Transactions on Power Electronics 2018, 34, 2856-2873.
- [8] TDK. Ferrites and accessories: ETD 59/31/22 Core and accessories, 2022.
- [9] Nguyen, D.D.; Bui, N.T.; Yukita, K. ‘Design and optimization of three-phase dual-active-bridge converters for electric vehicle charging stations’, Energies 2019, 13, 150.
- [10] Morris H. DeGroot, M.J.S. ‘Probability and Statistics’, Addison-Wesley, 2002.

# 第7章 基本高調波近似と三角関数計算に基づく不平衡デュアル・ブリッジ・コンバータのバランス制御法

## 7.1 はじめに

三相デュアル・アクティブ・ブリッジ (DAB) コンバータは、絶縁のために三相変圧器を使用する。しかし、製造上の理由で、各相の伝送経路におけるインダクタンスが互いに異なる場合があり、この差が大きい場合、各相で電流が不均等に分配され、電力スイッチやトランスの損失と熱分布の不均衡につながる可能性がある。本章では、伝送経路におけるインダクタンスの不一致に起因する三相 DAB コンバータの相間の電流バランスをとるための方法を提案する。この方法は、基本高調波近似と各相の位相シフトの三角関数計算に基づいている<sup>[1]</sup>。シミュレーションと実験結果により、提案手法が相電流のバランスを効果的に改善することを示す。

## 7.2 電力伝送に注目した DAB コンバータのモデル

DAB コンバータは、2つのアクティブ・ブリッジと絶縁トランスを含む DAB コンバータの一種である。図 7-1 にコンバータの簡略図を示す。三相トランスの一次側と二次側に 2 つの三相インバータが配置されている。大電力用途のために、インバータは通常、SiC-MOSFET で構成され、三相変圧器は、製造プロセスを簡素化するために 3 つの単相変圧器で構成されることが一般的である。また、簡便化のため、変圧器は Y-Y 結線とする。

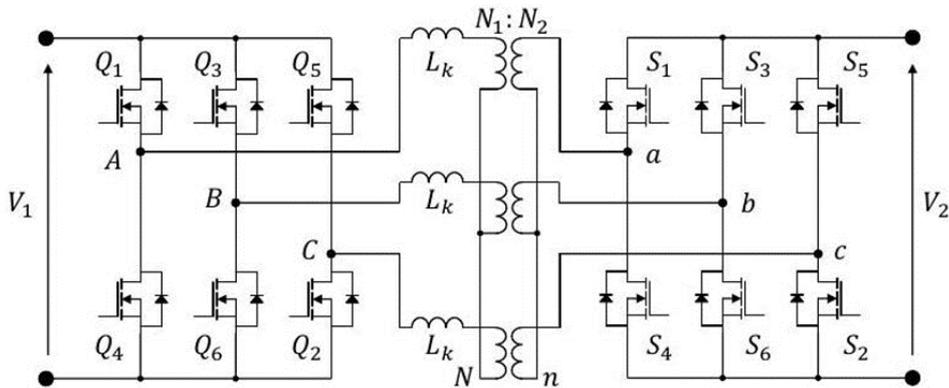


図 7-1 DAB コンバータの等価回路

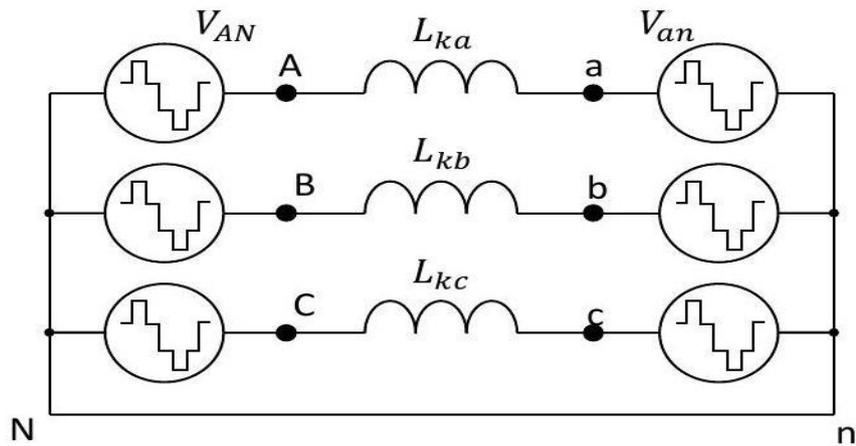


図 7-2 DAB コンバータの概要図

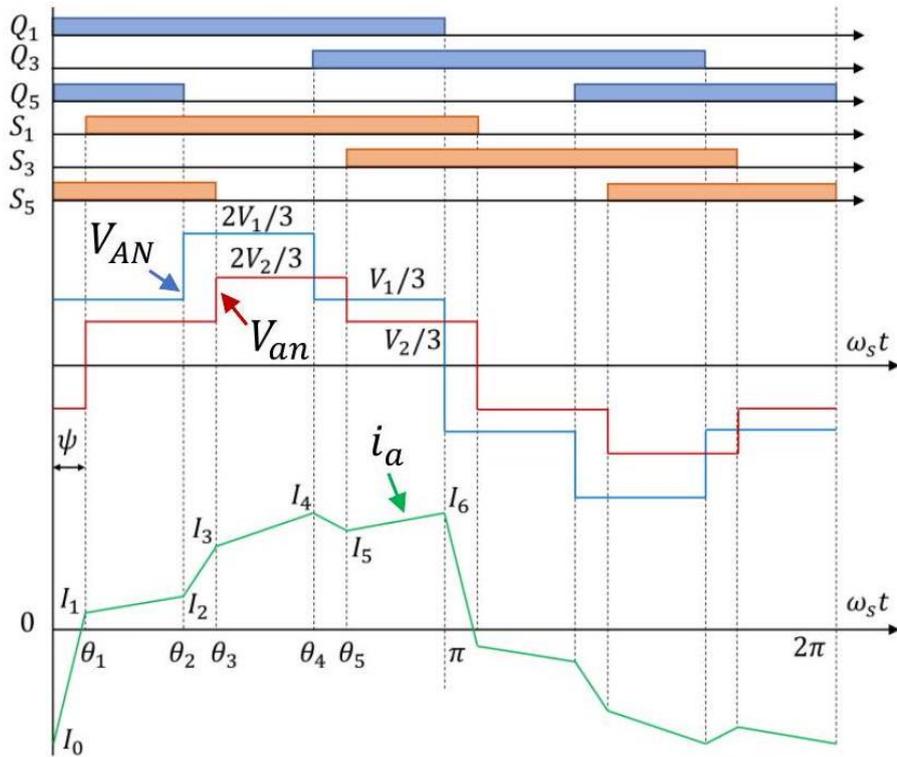


図 7-3 SPS 変調による理論的な電圧と電流の波形

従来、コンバータ内の電力伝送を制御するために SPS 変調が使用される。理想的には、各スイッチのデューティ・サイクルは相補で 50% であり、各相が互いに  $120^\circ$  シフトしている。その結果、変圧器の両側に 2 つの三相矩形波電圧が生成される。次に、2 つのブリッジ間に  $\psi$  度の位相シフト角を使用して、二次側電圧を一次側電圧に対して前後にシフトし、電力伝送が行われる。

図 7-2 は DAB コンバータの概要図で、図に示されているすべての電圧は、変圧器の中性点を基準としている。この図において、 $L_{kx}$  は、対応する相における変圧器の一次側漏れインダクタンス（外部直列インダクタが存在する場合はそれを含む）であり、 $x \in [a, b, c]$  である。

図 7-3 は、SPS 変調方式を使用して得られる理想的な相電圧・電流波形を示す。以下に仮定を述べる。

- ・各相のシステム・パラメータは同一である ( $L_{ka} = L_{kb} = L_{kc} = L_k$ )
- ・電力は各相に均等に分配される
- ・電力損失は無視する

文献[2]より、変圧器を介した送電電力は次式で表される。

$$P = \frac{nV_1V_2}{12f_sL_k} \psi \left( 4 - \frac{3\psi}{\pi} \right) \quad (7-1)$$

ここで、 $L_k$  はトランスの一次側漏れインダクタンスであり、 $f_s$  はスイッチング周波数、 $V_1$  および  $V_2$  は直流電圧、 $n$  はトランスの巻線比である。式(7-1)は、定常状態での出力電流と出力電圧を乗算して得られる。出力電流の計算は、各スイッチング状態での遷移電流を解くことで行われる。この計算は、すべての相のパラメータが同一であれば簡単に求められるが、パラメータの不一致がある場合、複雑な計算になる。

次に、A 相の変圧器の一次側と二次側にかかる電圧の基本波成分は以下のように表すことができる。

$$v_{AN}^f(t) = \frac{2V_1}{\pi} \sin(2\pi f_s t) \quad (7-2)$$

$$v_{an}^f(t) = \frac{2nV_2}{\pi} \sin(2\pi f_s t - \psi) \quad (7-3)$$

上付き文字  $f$  は対応する基本波成分を意味する。そして、位相差  $\psi$  に対応する送電電力  $P_a^f$  は以下のように表すことができる。

$$P_a^f = \frac{\|V_{AN}^f\| \cdot \|V_{an}^f\|}{2X_a} \sin \psi \quad (7-4)$$

ここで、 $X$  はシステム間のリアクタンスであり、 $X_a = 2\pi f_s L_{ka}$  である。 $\|V_{AN}^f\|$  および  $\|V_{an}^f\|$  は、A 相の一次および二次電圧の基本波成分の絶対値であり、 $\|V_{AN}^f\| = \frac{2V_1}{\pi}$  および  $\|V_{an}^f\| = \frac{2nV_2}{\pi}$  となる。

これを式 (7-4) に代入すると、A 相を介して伝達される基本波成分の電力は次のようになる。

$$P_a^f = \frac{2nV_1V_2}{\pi^2X_a} \sin \psi \quad (7-5)$$

そして、三相のリアクタンスが同一である場合、基本波成分の電力伝送は次のように計算される。

$$P^f = \frac{6nV_1V_2}{\pi^2X_a} \sin \psi \quad (7-6)$$

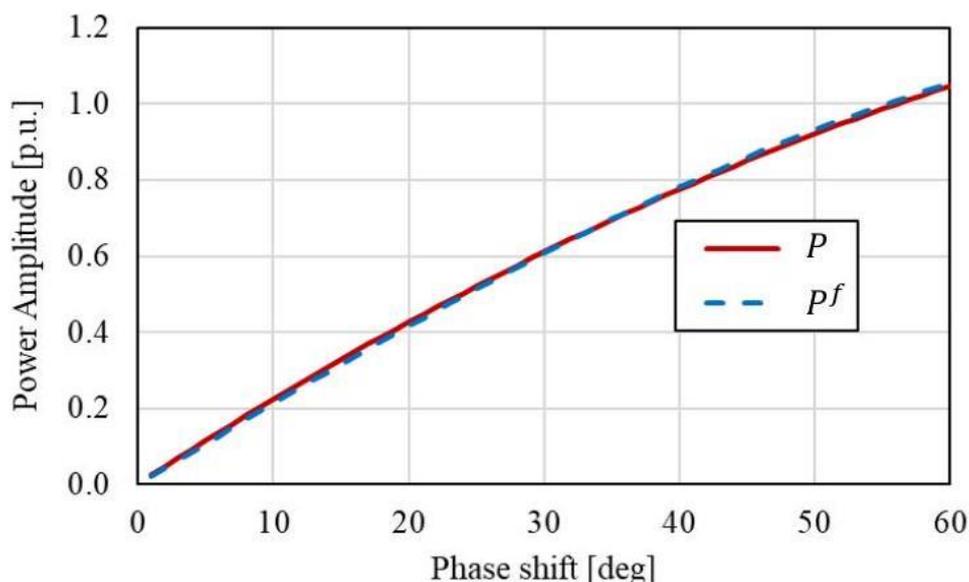


図 7-4 位相シフトに対する電力特性

図 7-4 は、位相シフト角  $\psi$  が  $0^\circ$  から  $60^\circ$  の範囲での  $P$  と  $P_f$  の比較を示している。この図において、実線が式(7-1)で算出された電力伝送を示し、破線は式(7-6)に従って基本波成分のみで伝達される電力を示している。このように、2つの電力特性の間にはほとんど差が無い。 $P$ の導出は、パラメータ依存の高い方程式を解くことによって決定される遷移電流に強く依存するが、 $P_a^f$ の算出はB相およびC相のパラメータに依存しない。したがって、以後の分析では、 $x \in [a, b, c]$ に対する $P_x^f$ を使用して、パラメータ不一致の問題が発生した場合の不均衡電力を解析する。

### 7.3 電力の平衡方法

前節では、三相のリアクタンスが同一であると仮定していた。しかし、巻線技術や磁性材料の性能のばらつき等、様々な理由によりリアクタンスが異なる場合がある。したがって、同じ位相シフト角 $\psi$ の場合、リアクタンスが最も小さい相が最も高い電力伝送を持ち、逆にリアクタンスが最も大きい相は最も低い電力伝送を持つ。したがって、相間の電力をバランスさせるためには、各相に対して異なる位相シフト角を使用する。 $\psi_a, \psi_b$ および $\psi_c$ を、実際の各位相シフト角とすると、式(7-5)から、各相の基本電力は次のように表すことができる。

$$\begin{cases} P_a^f = \frac{2nV_1V_2}{\pi^2 X_a} \sin \psi_a \\ P_b^f = \frac{2nV_1V_2}{\pi^2 X_b} \sin \psi_b \\ P_c^f = \frac{2nV_1V_2}{\pi^2 X_c} \sin \psi_c \end{cases} \quad (7-7)$$

特に、DAB コンバータの制御システムでは、通常、受電側の電流を調整するために、1つの電流制御器のみが存在する。この制御器の出力はブリッジの位相シフト角 $\psi$ であることから、 $\psi$ から $\psi_a, \psi_b$ および $\psi_c$ を次のように算出する。

$$\psi_x = \psi + \delta_x, \quad x \in [a, b, c] \quad (7-8)$$

ここで、 $\delta_x$ は $\psi_x$ が $\psi$ に対して持つ位相偏差である。また、これはパラメータの不一致を補正するために制御器が提供すべき補正位相角でもある。ここで、 $\delta_x$ が十分に小さい場合、 $\sin \psi_x$ は次のように近似できる。

$$\begin{aligned} \sin \psi_x &= \sin(\psi + \delta_x) \\ &\approx \sin \psi + \delta_x \cos \psi \end{aligned} \quad (7-9)$$

式(7-9)を式(7-7)に代入すると、次のようになる

$$\begin{cases} P_a^f \approx \frac{2nV_1V_2}{\pi^2} \cdot \frac{\sin \psi + \delta_a \cos \psi}{X_a} \\ P_b^f \approx \frac{2nV_1V_2}{\pi^2} \cdot \frac{\sin \psi + \delta_b \cos \psi}{X_b} \\ P_c^f \approx \frac{2nV_1V_2}{\pi^2} \cdot \frac{\sin \psi + \delta_c \cos \psi}{X_c} \end{cases} \quad (7-10)$$

各相で電力が均等に分配されるように、位相偏差 $\delta_x$ は次のように設計される。

$$\frac{\sin \psi + \delta_a \cos \psi}{X_a} = \frac{\sin \psi + \delta_b \cos \psi}{X_b} = \frac{\sin \psi + \delta_c \cos \psi}{X_c} = \frac{\sin \psi}{\langle X \rangle} \quad (7-11)$$

ここで、 $\langle X \rangle$ は平均リアクタンスであり、次のように算出される。

$$\langle X \rangle = \frac{X_a + X_b + X_c}{3} \quad (7-12)$$

式(7-11)を $\delta_x$ について解くと、次のようになる。

$$\begin{cases} \delta_a = \frac{X_a - \langle X \rangle}{\langle X \rangle} \tan \psi \\ \delta_b = \frac{X_b - \langle X \rangle}{\langle X \rangle} \tan \psi \\ \delta_c = \frac{X_c - \langle X \rangle}{\langle X \rangle} \tan \psi \end{cases} \quad (7-13)$$

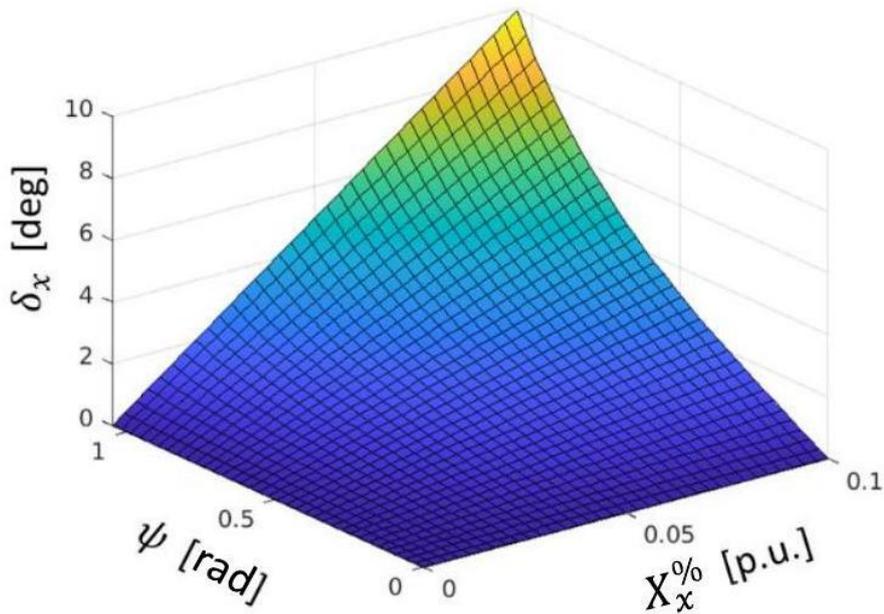


図 7-5  $\delta_x$ のリアクタンス偏差およびブリッジ位相シフト角に対する依存特性

式 (7-13) によって決定する $\delta_x$ の値は、 $X_x$ が $\langle X \rangle$ からどれだけ逸脱しているか、および共通のブリッジ位相シフト角 $\psi$ がどれだけ大きいかによって依存する。その依存関係は図 7-5 に示され、図中の $X_x^{\%}$ は、 $X_x$ が $\langle X \rangle$ からどれだけ相対的に偏差があるかを表す式(7-14)に示す値である。

$$X_x^{\%} = \frac{X_x - \langle X \rangle}{\langle X \rangle} \quad (7-14)$$

式(7-13)によれば、位相シフト偏差 $\delta_x$ が相対リアクタンス偏差に比例することがわかる。相対リアクタンス偏差が 10%で、ブリッジ位相シフト角 $\psi$ が  $60^\circ$  までの場合、対応する相の位相偏差は  $10^\circ$  になる。この場合、小信号 $\delta_x$ に関わる式(7-9)の仮定が崩れることはなく、近似誤差は無視できるほど小さい。

$$\frac{\sin(\psi + \delta_x)}{\sin \psi + \delta_x \cos \psi} = \frac{0.94}{0.95} \approx 98.95\% \quad (7-15)$$

相対リアクタンスの偏差が 20%で、位相シフト角が  $60^\circ$  の場合でさえも、下式のように誤差が約 5%であるため、この仮定は成り立つ。

$$\frac{\sin(\psi + \delta_x)}{\sin \psi + \delta_x \cos \psi} = \frac{0.98}{1.04} \approx 94.23\% \quad (7-16)$$

リアクタンスの偏差または位相シフト角が小さい場合、近似誤差はさらに小さくなる。そして、変圧器からの無効電力を制限するために、位相シフト角は $-30^\circ$  から $+30^\circ$  の範囲で設計する。

したがって、式 (7-9) による近似誤差は無視でき、式 (7-13) を使用して伝送経路のリアクタンスの不一致を補償することができる。

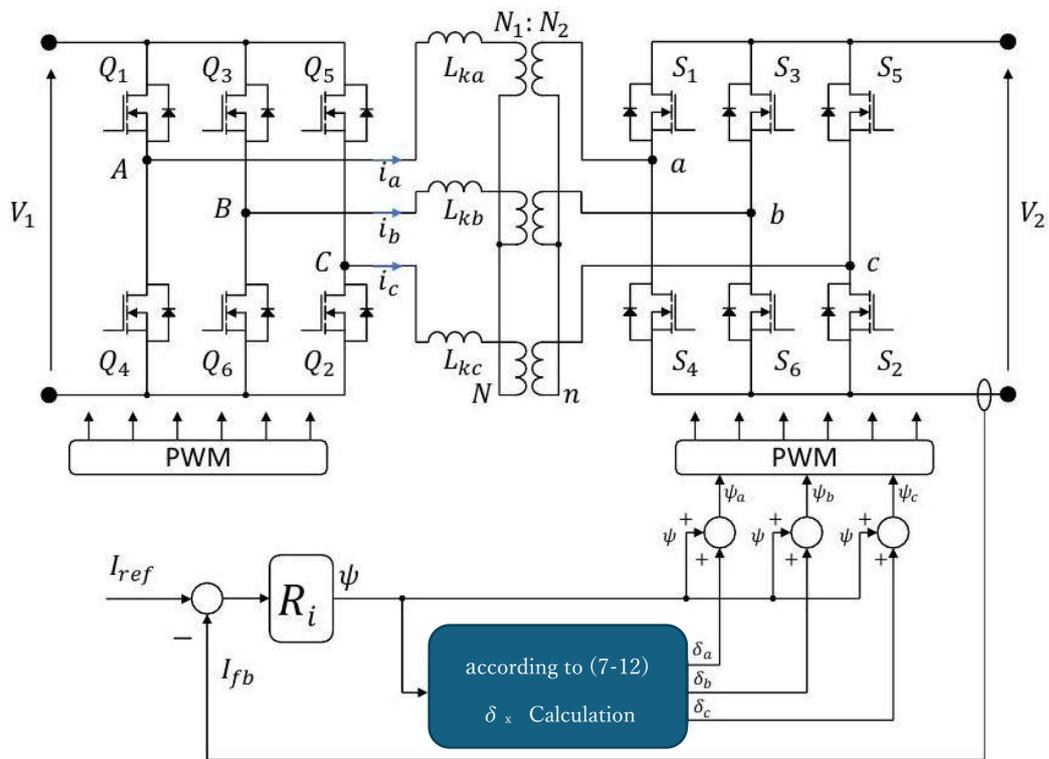


図 7-6 提案する電力平衡手法を用いた電流制御ループ図

図 7-6 は、提案する電力平衡手法を用いた電流制御ループを示している。この提案手法は、新しい位相シフト角を算出し電流を制御する手法であり、システムに実装している。図中に示すように、式(7-12)に従って、相対リアクタンス偏差は事前に算出されるため、実行時には  $\tan \psi$  のみを算出すればいい。したがって、浮動小数点処理ユニット、CORDIC アルゴリズムまたはルックアップテーブルを使用することで、 $\sin$  関数は数サイクルの CPU 処理で簡単に計算することができる<sup>[3]</sup>。

## 7.4 シミュレーションおよび考察

提案する手法の有効性を実証するために、シミュレーションを実施した。インダクタンスは意図的に異なるように設定した。シミュレーションは、いくつかの偏差条件および運転条件下で実施した。シミュレーションシステムのパラメータを表 7-1 に示す。このシミュレーションでは、A, B, C 相の合計漏れインダクタンスが設計値とは意図的に異なるように設定している。

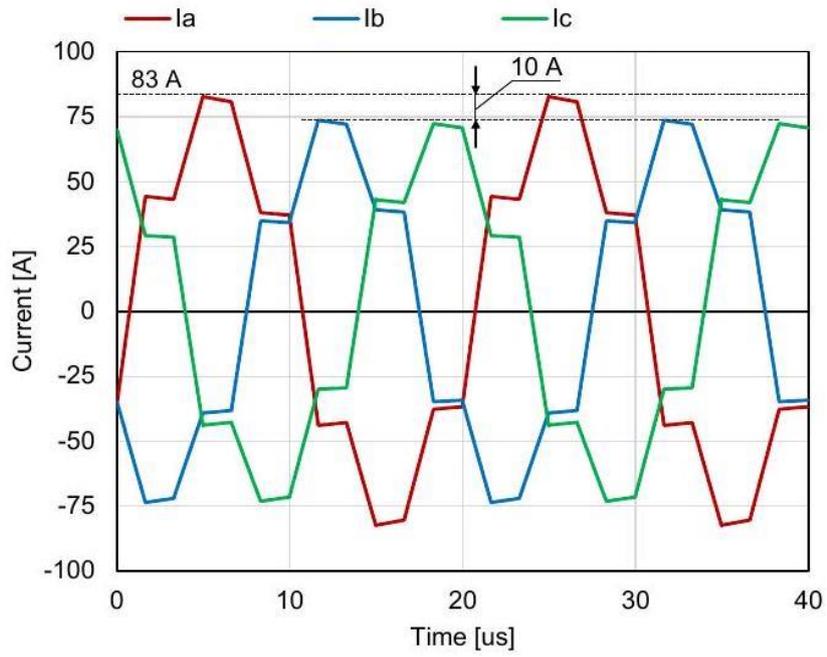
以下の3つのケースについて検討を行った。

表 7-1 システム・パラメータ

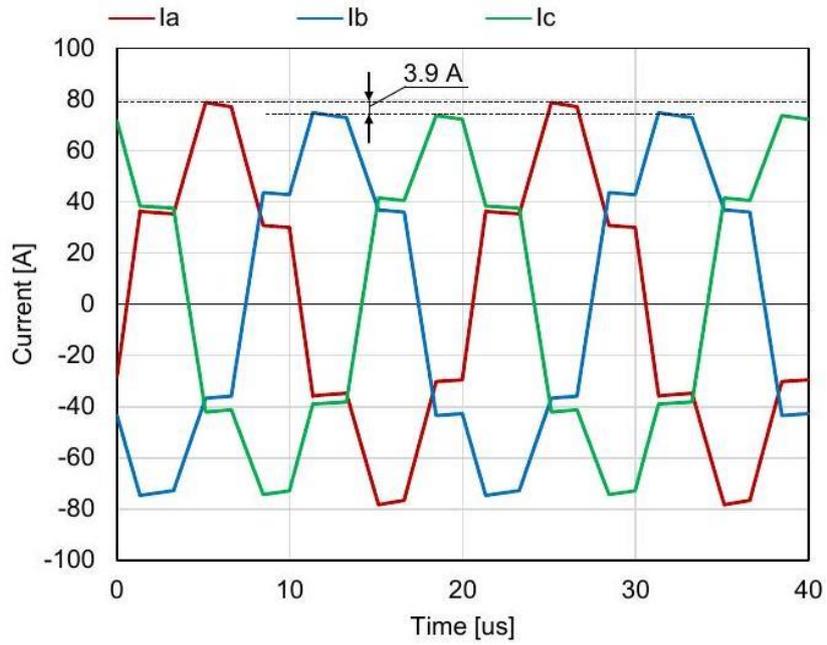
Parameter	Symbol	Value	Unit
Input voltage	$V_1$	400	V
Output voltage	$V_2$	320 ~ 420	V
Transformer ratio	$n$	1:1	
Total leakage inductance (expected)	$L_k$	5	$\mu\text{H}$
Reactance deviation	$X_x\%$	10 ~ 30%	
Switching frequency	$f_s$	100	kHz
Phase shift angle	$\psi$	0 ~ 30	degrees

### 7.4.1 ケース 1 ( $L_{ka} = 5\mu\text{H}, L_{kb} = L_{kc} = 6.5\mu\text{H}$ ) の場合

ケース 1 では、A 相の漏れインダクタンスは設計どおりに仮定しているが、B 相と C 相のインダクタンスは同じであり、A 相よりも 30%大きい。したがって、平均漏れインダクタンスは  $6\mu\text{H}$  になる。各相の相対リアクタンス偏差は、それぞれ -20%, 8.3%と 8.3%である。



(a) SPS 変調の場合



(b) 提案手法の場合

図 7-7 ケース 1 における位相電流 ( $\psi=30^\circ$ )

図 7-7(a)は、すべての相の位相シフトが  $30^\circ$  で、電圧変換比が 1:1 の場合の相電流波形を示している。同図に示すように A 相の電流が 3 つの中で最も大きく、ピーク電流は B 相および C 相よりも 10A（または 13.7%）大きくなっている。各相の実効値は、それぞれ 55.1A、49.3A および 49.1A である。スイッチのオン抵抗が同じ場合、A 相における電流偏差の損失は、B 相および C 相よりも約 25% 増加している。

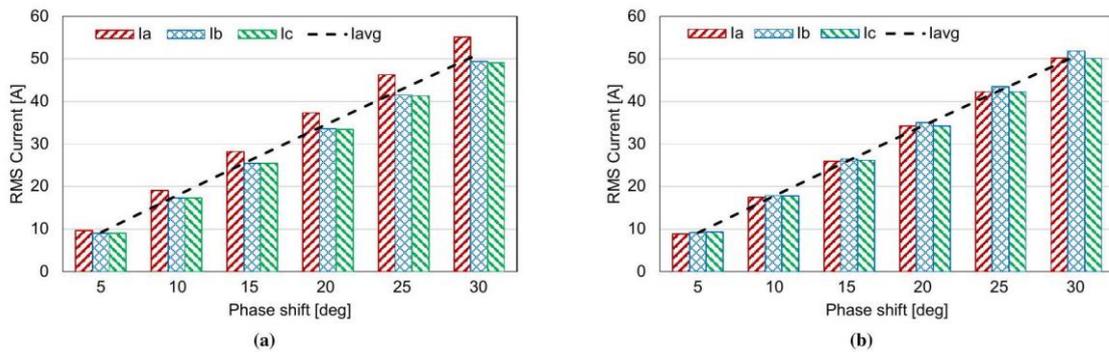
図 7-7(b)に示すように、提案手法を適用することで、相電流の差が著しく減少する。A 相の電流は最大値を示しているが、B 相と C 相の差は 3.9A にまで減少している。これは前のケースに比べて約 40%と小さくなっている。

実効値電流においては、差はさらに小さくなる。A、B、C 相の実効値電流はそれぞれ 50.2A、51.9A、50.1A であり、B 相が大きいことがわかる。

その結果、B 相の損失は A 相と C 相よりも 7.3%大きいことがわかる。したがって、SPS 変調の場合と比較して、損失は約 30%以上減少している。

図 7-8 は、提案手法が、様々な位相シフト角の条件下での実効値電流に与える影響を示している。図 7-8(a)では、B 相および C 相の実効値電流はインダクタンスが同一であるため、ほぼ同じであるが、A 相の実効値電流はすべての位相シフト角の場合で B 相および C 相のそれを上回っていることがわかる。たとえば位相シフト角が  $20^\circ$  以上の場合、各相の実効値電流の差は 3.6%未満となる。

提案手法を用いると、図 7-8(b)に示すように、各相の実効値電流の差は著しく減少する。したがって、1 つの相のインダクタンスが、他の相よりも著しく小さい場合に提案手法は有効である。



(a) SPS 変調の場合

(b) 提案手法の場合

図 7-8 ケース 1 における異なる位相シフト角度での実効値相電流

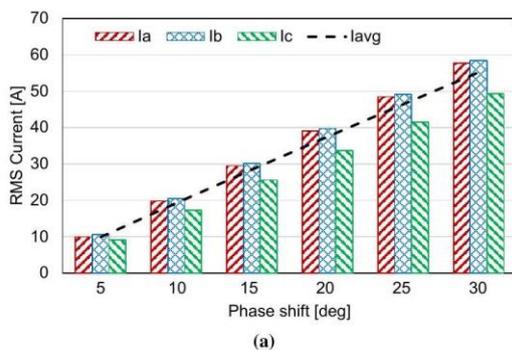
## 7.4.2 ケース 2 ( $L_{ka} = L_{kb} = 5\mu H, L_{kc} = 6.8\mu H$ ) の場合

ケース 2 では、A 相と B 相の漏れインダクタンスは設計どおりに仮定しているが、C 相のインダクタンスは A 相と B 相よりも 36%大きい。したがって、平均漏れインダクタンスは  $5.6\mu H$  になる。各相の相対リアクタンス偏差は、それぞれ -10.7%、-10.7%と 21.4%となる。

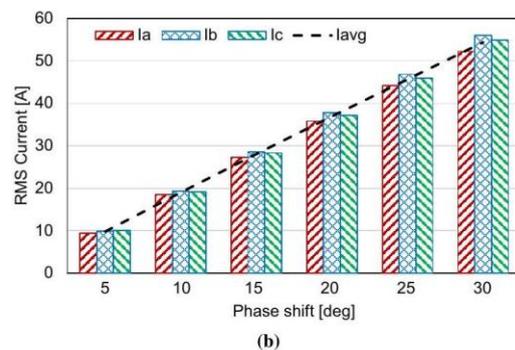
図 7-9 は、ケース 1 と同様に、ケース 2 における提案手法が様々な位相シフト角の条件下での実効値電流に与える影響を示している。

図 7-9(a)では、A 相および B 相の実効値電流はインダクタンスが同一であるため、ほぼ同じであるが、C 相の実効値電流はすべての位相シフト角の場合で A 相および B 相のそれを下回っていることがわかる。たとえば、位相シフト角が  $30^\circ$  の場合、B 相の電流は C 相の電流よりも 18.7%大きく、その差は 9.2A である。

提案手法を用いると、図 7-9(b)に示すように、各相の実効値電流の差は著しく減少する。位相シフト角が  $30^\circ$  の場合には、最大の電流差は 3.6A (6.9%に相当) である。したがって、1 つの相のインダクタンスが他の相よりも著しく大きい場合においても、提案手法は有効である。



(a) SPS 変調の場合



(b) 提案手法の場合

図 7-9 ケース 2 における異なる位相シフト角度での実効値相電流

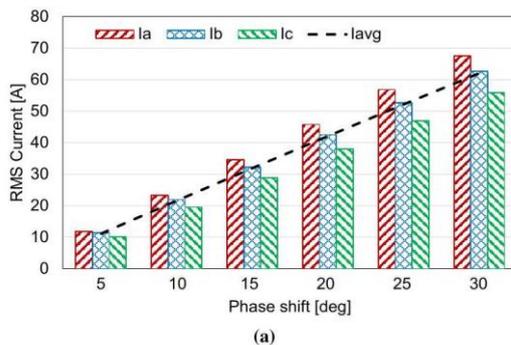
### 7.4.3 ケース 3 ( $L_{ka} = 4.0\mu H, L_{kb} = 5.0\mu H, L_{kc} = 6.0\mu H$ ) の場合

ケース 3 では、B 相の漏れインダクタンスは設計どおりに仮定しているが、A 相のインダクタンスは B 相より 20%小さく、C 相は 20%大きい。したがって、平均漏れインダクタンスは  $5.0\mu H$  になる。各相の相対リアクタンス偏差はそれぞれ-20%、0%、20%となる。

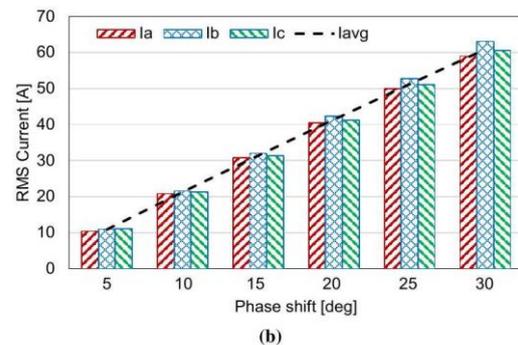
図 7-10 は、ケース 1 と同様に、ケース 3 における提案手法が、様々な位相シフト角の条件下での実効値電流に与える影響を示している。

図 7-10(a)では、各相のインダクタンスが異なる値であるため、最も小さい漏れインダクタンスを持つ A 相は最も高い実効値電流を持ち、最も大きなインダクタンスを持つ C 相は最も小さい実効値電流を示す。たとえば、位相シフト角が  $30^\circ$  の場合、A 相の実効値電流は 67.6A であり C 相の実効値電流よりも 11.8A (21.1%) 大きい。

提案手法を用いると、図 7-10(b)に示すように、各相の実効値電流の差は著しく減少する。位相シフト角が  $30^\circ$  の場合には、最大の電流差は 4.1A (6.95%に相当) である。したがって、各相のインダクタンスが大きく異なる場合においても、提案手法は有効である。



(a) SPS 変調の場合



(b) 提案手法の場合

図 7-10 ケース 3 における異なる位相シフト角度での実効値相電流

## 7.5 シミュレーション結果と検討

上述した3つのケースから、提案手法は、1つの相が他の相よりも著しく大きいまたは小さいインダクタンスを持つ場合、あるいは3つのインダクタンスが大きく異なる場合でも、実効値の電流の不均衡を効果的であることを示した。

すべてのケースにおいて、インダクタンスの偏差が20%に達する場合、不均衡は最大で約3倍減少する。

この提案手法は、簡単な計算ですむため、高速に算出できる。

さらに、実行時での計算に、さらなる情報を提供するために追加のセンサーや測定が必要ないため、追加のコストや制御システム全体への負担を増やすことなく、伝送損失を現象することができる。

ただし、提案手法は、位相補償を計算するために、各相の漏れインダクタンスの総和を必要とする。したがって、これについて、測定値と実測値において誤差がある場合、運転中に変化した場合、提案手法の効果は減少する。

また、この技術は浮動小数点または固定小数点ユニットをサポートするマイクロプロセッサで実行可能である。低スペックのプロセッサの場合、三角関数を計算するためにルックアップテーブルを使用する可能性がある。

これらの実験結果より、基本高調波によって計算された電力伝送と実際の成分は良く一致しているが、両者の間には不一致もある。さらに、この計算では変圧器のコアの損失を無視しており、スイッチング損失も考慮していない。これらの要素に対処するための手法の開発等が今後の検討事項である。

## 7.6 まとめ

本章では、伝送経路で異なるインダクタンスを持つDABコンバータのための、基本高調波近似に基づく電力平衡手法を提案した。この技術は、パラメータの不一致を補正するために、各相の位相シフト角に適切な偏差角を追加した。偏差角の計算は容易であり、マイクロプロセッサに導入するのに適している。

本章でのシミュレーション結果は、提案技術が不均衡を1/3に軽減させる効果を示しており、その結果、各相間の電力分配が改善され、システム全体の性能が向上することが示された。

## 第 7 章の参考文献

- [1] S. A. Arshadi, M. Ordonez, W. Eberle, M. A. Saket, M. Craciun, and C. Botting, “Unbalanced three-phase llc resonant converters: Analysis and trigonometric current balancing,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 3, pp. 2025–2038, 2018.
- [2] D.-D. Nguyen, K. Yukita, A. Katou, and S. Yoshida, ‘Design optimization of a three-phase dual-active-bridge converter for charging stations’, in *2019 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)*. IEEE, 2019
- [3] STMicroelectronics, ‘Getting started with the cordic accelerator using stm32 cubeg4 mcu package’, Tech. Rep., 2021.

## 第 8 章 総括

### 8.1 本論文の成果

地球温暖化防止のために、温室効果ガスの排出を 2050 年までに全体としてゼロにするカーボンニュートラルを目指すことを宣言し、再生可能エネルギーの最大限の利活用および導入、主力電源化が要求されている。

具体的な一例としては、地域共生・地域裨益型再エネの導入が検討されている。さらに、電力分野を交通分野、産業分野や熱分野などのエネルギー消費分野と連携するセクターカップリングを進めることで、社会全体が脱炭素に向かおうとしている。このため、再生可能エネルギーによる発電、蓄電装置、電気自動車（EV）などを導入したマイクログリッドやスマートグリッドが注目されはじめている。

マイクログリッドは、交流（AC）技術を用いた AC マイクログリッドのほか、直流（DC）技術を中心とした DC マイクログリッドが提案されている。特に DC は、太陽光発電、燃料電池、蓄電池などとの親和性が高く、システムを考慮した場合、交流システムよりも変換段数が少ない、周波数の同期がないなどの利点がある。このため、直流技術を中心とした給配電技術にも注目がなされている。

直流給配電においては、交流電力から直流電力への変換や直流電力における異なる直流電圧への変換が重要な要素技術である。このため、AC/DC コンバータ、DC/DC コンバータ技術における変換効率の向上ならびに次世代半導体の利活用、長寿命化、新しい変換装置の開発などの課題がある。

本論文では、直流給配電を導入した次世代電力システムにおける電力変換技術に関して、特殊巻線構造変圧器を用いた交流/直流電力変換技術、デュアル・アクティブ・ブリッジコンバータを用いた直流電圧変換技術に関する研究成果をまとめている。

第 2 章では、特殊巻線構造変圧器を用いたバイポーラ形交流/直流電力変換装置である AC/DC コンバータについて提案し、その有効性をシミュレーションにて示した。シミュレーションでは、負荷が平衡状態の場合、不平衡状態の場合と片側負荷開放状態の場合について実施した。その結果、提案するコンバータは、負荷が平衡状態、不平衡状態と片側負荷開放状態のいずれの条件においても負荷へ電力を供給可能であることを明らかにした。

第 3 章では、特殊巻線構造を用いた変圧器を直流/交流給配電システムへの応用について検討した。従来の特殊巻線構造を用いた変圧器は、一次側から二次側の交流/直流変換が主であった。しかし、その構造から二次側端子を用いた交

流／交流変換について検討し、その有効性を示した。また、提案するコンバータの二次側に電源を接続することで直流出力のリップル電圧が増加することを確認した。

第4章では、デュアル・アクティブ・ブリッジ (DAB) コンバータにおける変圧器の磁束密度推定手法を提案した。これまでの手法では、入力電圧、スイッチング周波数、鉄心の断面積および巻数に基づいて算出していたため、コンバータから電力供給する負荷や出力電圧に関係なく一定の磁束特性であった。このため、設計値にてコンバータを運用した場合、種々の想定外の動作を引き起こす可能性があった。そこで、この問題を解決するため、変圧器の励磁に関する動作モードを考慮した推定式を提案した。提案した推定式は、有限要素解析と比較すると、鉄心内での磁束特性を予測するため、変圧器の温度特性も正確に把握することができた。その結果、提案した推定式は、変調方式に依存しないため、コンバータの設計や突入電流、機器起動時における厳しい条件下における動作解析に利用できるものと期待される。

第5章では、直流母線電圧の変動から生じる低周波出力電流リップルを軽減する新しい手法を提案した。この手法は、従来の比例積分 (PI) 制御器と複数の共振制御器を統合することで、主要な高調波リップルを効果的に抑制することが可能となっている。提案手法の有効性を検証するため、低出力と高出力の2つの異なる条件でシミュレーション解析を実施した。さらに、100V／15A の条件で DC／DC コンバータを用いて検証実験を行った。実験結果は、出力電流リップルが 8.66% から 2.67% へと大幅に減少し、シミュレーション結果と良く一致したことを確認した。

第6章では、漏れインダクタンス  $L_k$  の推定誤差が DAB コンバータの性能に与える影響について検討した。この検討では、電力伝送、ソフトスイッチングの範囲、相電流 (瞬時値)、および変圧器の相間の最大温度上昇など、いくつかの重要な項目について検討した。そして、実験結果とシミュレーション結果の両方により、電力伝送および銅損は  $L_k$  の設計値との誤差に対して比較的影響を受けにくいことを示した。しかし、相電流は  $L_k$  の変動に強く依存し、 $L_k$  の誤差が大きいほど、相間の実効値電流の差が大きくなり、変圧器の相間での熱分布が不均衡になること示した。さらに、 $L_k$  の変動に関する統計的確率に基づき、誤差の閾値は設計値の 10% から 15% 程度の範囲であることを明らかにした。

第7章では、各伝送経路で異なるインダクタンスを持つ DAB コンバータのための、電力伝送の基本高調波近似に基づく電力平衡手法を提案した。この提案手法は、パラメータの不一致を補正するために、各相の位相シフト角に適切な偏差角を追加した。補正角度の計算は、容易であるためマイクロプロセッサにて処理することが可能である。このときの有効性を示すシミュレーション結果は、提案

手法が不均衡を  $1/3$  に軽減させる効果を示しており、その結果、各相間の電力分配が改善され、システム全体の性能が向上することを示した。

## 8.2 新たな課題と今後の展望

本論文では、次世代電力システムに向けた特殊巻線構造変圧器とデュアル・アクティブ・ブリッジコンバータに関するテーマに取り組み、それぞれにおいて、直流給配電技術に貢献できる重要な知見を得た。それぞれのテーマに対して、本研究の遂行により新しい課題や今後の展望について述べる。

### 8.2.1 特殊巻線変圧器の研究に対する今後の課題

本論文では、交流三相電力を入力として 12 相電力を出力し、この 12 相電力をダイオード整流して、直流電力を出力する特殊巻線変圧器について検討を実施した。この特殊巻線変圧器は、正極と負極のモノポーラ形であったため、正極と負極の他に中性線を取り出したバイポーラ形に拡張した。このバイポーラ形においては、12 相を半分にした六相での直流給電になるため、比較的大きい直流電圧に脈動（リップル）が発生する。今後は、このリップルを小さくするとともに、直流技術に導入されている高抵抗接地方式などの保護方式の開発が課題となる。

また本論文では、交流／直流変換だけであったため、変圧器の 12 相出力端子から、三相交流を出力することを提案し交流と直流のハイブリッド給電方式に拡張することができた。このシステムにおいても、交流と直流の混触防止などの保護方式についても課題となっている。さらに、二次側の交流系統に接続した装置から高調波などが発生した場合におけるノイズ抑制方式についても、今後の課題となる。

### 8.2.2 デュアル・アクティブ・ブリッジコンバータに関する今後の課題

本論文では、次世代半導体を用いた DAB コンバータにおいて、変換器内部の変圧器の磁束密度推定、変数の推定誤差、低周波出力電流リップルの軽減に関する課題に関して一解決方法を提案した。

今後は、本論文で開発した DAB コンバータを社会実装するため、実際のシステムへ導入し多面的な運用を実施することが必要である。

具体的には、電気自動車（EV）の給電装置をはじめとするモビリティ分野や

再生可能エネルギーの普及に伴う蓄電装置への導入や直流給配電システムへの応用に関して検討することも必要である。特に給配電技術を考えた場合、DABコンバータにさらにインバータを追加したトリプル・アクティブ・ブリッジ型に関しても研究を実施する必要がある。

## 謝 辞

本研究は、次世代電力システムに向けた特殊巻線構造変圧器とデュアル・アクティブ・ブリッジコンバータに関する研究の一環として、愛知工業大学エコ電力研究センターにおいて実施したものです。研究を遂行するにあたり、多くの方々から多大なるご指導とご支援を賜りました。ここに深く感謝の意を表します。

まず、本論文の完成にあたり、多大なるご指導を賜りました愛知工業大学 工学部 電気学科 雪田和人教授に、心より御礼申し上げます。先生のご指導なくして本研究を成し遂げることはできませんでした。

また、本論文の審査に際し、貴重なご助言とご指導を賜りました、愛知工業大学 工学部 電気学科 兼 総合技術研究所 所長 鈴置保雄教授、愛知工業大学 工学部 電気学科 七原俊也教授、名古屋工業大学 大学院工学研究科 工学専攻電気・機械工学類 竹下隆晴教授、東京都市大学 理工学部 電気電子通信工学科 天雨徹特任教授の諸先生方には、研究の深化に多大なるご貢献をいただきましたことを、心より深く感謝申し上げます。

さらに、本論文の作成にあたり、貴重なご助言を賜りました愛知工業大学 後藤泰之学長、愛知工業大学 工学部 電気学科 津坂亮博講師、Hanoi University of Science and Technology Duy-Dinh Nguyen 講師の皆様に深く感謝申し上げます。

また、研究の遂行にあたり、ご協力していただいた愛知工業大学 エコ電力研究センターの皆様、愛知工業大学 大学院工学研究科 博士前期課程 電気・電子工学専攻 田中蒼さん、同 松永亜香里さんに厚く御礼申し上げます。

加えて、在職中の学校法人名古屋電気学園および愛知工業大学の関係者の皆様にも、温かいご理解とご支援をいただきましたことに、心より感謝申し上げます。

最後に、これまで温かく見守り、支えてくれた家族や友人、そして何よりも学生時代から最も近くで支えてくれた妻に、心から感謝の意を表します。多くの困難を乗り越えることができたのは、皆様の支えがあったからこそです。この場を借りて、改めて深く御礼申し上げます。

2025年2月  
後藤 卓弥

## 公表した研究結果

### 1. 学術論文

- (1) Duy-Dinh Nguyen, Takuya Goto, Kazuto Yukita, Akinori Katou, Shinji Yoshida: A flux estimation method for three-phase dual-active-bridge DC/DC converters, IET Power Electronics Volume14, Issue6 pages 1102-1110, May 2021
- (2) Nguyen Duy, D., Nguyen, A.-T., Takuya, G., Kazuto Y: Simple balancing method for unbalanced dual-bridge converters based on fundamental harmonics approximation and trigonometric calculation, Measurement, Control, and Automation, Vol.2, No.2, 44-51. March 2022
- (3) Duy-Dinh Nguyen, The-Tiep Pham, Tat-Thang Le, Ton Duc Do, Takuya Goto Kazuto Yukita: Impact of Parameter Mismatch on Three-PhaseDual-Active-Bridge Converters, Journals Electronics 2023 Volume 12 Issue 12, 2609, June 2023
- (4) 後藤 卓弥, 加藤 彰訓, 田中 蒼, 西谷 強, 雪田 和人, 七原 俊也:特殊巻線構造変圧器によるバイポーラ形 AC/DC コンバータの特性検討, 電気設備学会論文誌,2024 年 44 巻 2 号 p. 11-20, 公開日: 2024 年 05 月 10 日
- (5) 後藤 卓弥, 田中 蒼, 加藤 彰訓, 雪田 和人, 七原 俊也:特殊巻線構造変圧器を用いた直流・交流ハイブリッド型給配電システムの検討,電気設備学会論文誌, 2024 年 44 巻 3 号 p. 21-27, 公開日: 2024 年 06 月 10 日
- (6) Takuya Goto,The-Tiep Pham, Danh-Nam Nguyen, Kazuto Yukita, Duy-Dinh Nguyen:Mitigation of Low Harmonic Ripples Based on the Three-Phase Dual Active Bridge Converter in Charging Station Applications, Journals Electronics 2024, Volume13Issue 13,2527; June 2024

## 2. 国際会議

- (1) Aoi Tanaka, Takuya Goto, Tsuyoshi Nishitani, Kazuto Yukita, and Toshiya Nanahara: A Study on Improving DC Power Quality of 12-Phase Transformer with A Special Winding Structure, The International Council on Electrical Engineering (ICEE) Conference 2023, ICEE23JY-084 (2023) 2023年7月
- (2) Takuya GOTO, Akihiro TSUSAKA, Akari MATSUNAGA, Kazuto YUKITA, Duy-Dinh Nguyen: A Study on DC Power Distribution Using Transformer with Special Winding Structure in Renewable Energy-Integrated Grid, 13th International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA 2024), Paper ID:428 2024年11月