

論文 / 著書情報
Article / Book Information

題目(和文)	TSBC方式マルチレベル変換器を用いた高圧大容量交流電動機駆動システムに関する研究
Title(English)	
著者(和文)	川村 弥
Author(English)	Wataru Kawamura
出典(和文)	学位:博士(工学), 学位授与機関:東京工業大学, 報告番号:甲第10148号, 授与年月日:2016年3月26日, 学位の種別:課程博士, 審査員:赤木 泰文,安岡 康一,千葉 明,藤田 英明,萩原 誠,玉井 伸三
Citation(English)	Degree:Doctor (Engineering), Conferring organization: Tokyo Institute of Technology, Report number:甲第10148号, Conferred date:2016/3/26, Degree Type:Course doctor, Examiner:,,,,,
学位種別(和文)	博士論文
Category(English)	Doctoral Thesis
種別(和文)	要約
Type(English)	Outline

TSBC 方式マルチレベル変換器を用いた 高圧大容量交流電動機駆動システムに関する研究

電気電子工学専攻 川村 弥 (指導教員 赤木 泰文 教授)

論文概要 高圧電動機駆動システムにおける高い制御性・高調波低減と小型・軽量・低損失・低コスト化の両立を目的として、次世代マルチレベル変換器の一つである TSBC 変換器に着目した。TSBC 変換器を高圧電動機駆動システムに適用・実用化する場合に重要な課題となる、直流コンデンサ電圧のバランス制御を含めた制御法を理論解析に基づいて構築し、実験によってその有効性・妥当性を検証した。さらに、システムの小型・軽量化や低損失・低コスト化に貢献する直流コンデンサ電圧の脈動抑制制御および動的制御についても検討した。最後に、TSBC 変換器と同様に次世代高圧モータドライブシステムへの応用が期待されている DSCC 変換器との解析的・理論的な比較を行った。

論文構成

第 1 章 序論

- 1.1 研究背景
- 1.2 本論文の目的
- 1.3 本論文の構成

第 2 章 マルチレベル変換器の技術動向

- 2.1 高圧システム用変換器の分類とマルチレベル変換器の位置づけ
- 2.2 マルチレベル変換器の分類
- 2.3 ダイオードクランプ形
- 2.4 フライイングキャパシタ形
- 2.5 モジュラー・マルチレベル・カスケード変換器 (MMCC)
- 2.6 その他のマルチレベル変換器
- 2.7 マルチレベル変換器の技術動向と本論文の位置付け

第 3 章 動作原理と制御法

- 3.1 回路構成と制御コンセプト
- 3.2 電流の非干渉制御
- 3.3 交流リアクトルの構造に関する考察
- 3.4 中性線電流と中性点電圧を考慮した一般化 SSBC 変換器のパワーフロー解析
- 3.5 TSBC 変換器のパワーフロー解析
- 3.6 直流コンデンサ電圧バランス制御
- 3.7 直流コンデンサ電圧の交流分抑制制御
- 3.8 クラスタ間バランス制御のシミュレーションによる検証
- 3.9 第 3 章のまとめ

第 4 章 実験検証

- 4.1 実験システム構成
- 4.2 制御システム
- 4.3 実験結果
- 4.4 第 4 章のまとめ

第 5 章 直流コンデンサ電圧の動的制御法

- 5.1 直流コンデンサ電圧直流分の動的制御
- 5.2 クラスタ電流および直流コンデンサ交流電圧脈動の数値解析
- 5.3 実験結果
- 5.4 第 5 章のまとめ

第 6 章 DSCC 変換器と TSBC 変換器の比較

- 6.1 直流コンデンサ電圧直流分の動的制御
- 6.2 回路機能・回路構成の比較
- 6.3 クラスタ (アーム) 電流および直流コンデンサ交流電圧脈動の理論解析

6.4 実験結果

- 6.5 DSCC 変換器と TSBC 変換器に適した応用先の例
- 6.6 TSBC 変換器とその他のマルチレベル変換器の比較
- 6.7 第 6 章のまとめ

第 7 章 結論

- 7.1 本論文の成果
- 7.2 今後の課題

付録

参考文献

発表論文

謝辞

第 1 章 序論

産業界における交流電動機の可変速駆動

産業界では、従来から動力・空調・圧縮等のさまざまな用途で中大容量の電動機が幅広く利用されてきた。数 MW をこえる大容量ファン・ブロワ等の用途では、系統直入れによる交流電動機 (本論文では同期電動機または誘導電動機を指す) の固定速駆動が広く採用されていた。これは、交流電動機は整流器が不要であるばかりか、ブラシや整流子等の接触部分が少なく保守性に優れ信頼性が高いことに加え、高圧・大容量化が容易であったことに起因する。直流電動機には整流上の制約から単機容量の限界があることが知られており、容量・回転数を増加させようとする、直流電動機を複数台利用して更に増速ギア等を設置するなど、機械系が複雑化する。しかし、直流電動機は電機子電圧または電機子電流を調整することで、回転数やトルクを容易に制御できるという利点があることから、印刷・製糸・樹脂加工・金属加工等といった可変速かつ高速な制御性を必要とする製造ラインに広く採用された。直流電動機が用いられる用途でも、コスト・保守面および高圧・大容量化の要求から交流電動機の導入が期待されていたが、直流電動機と同等の優れた制御性を交流電動機で実現することは非常に困難であった。直流電動機と同等の高精度な可変速駆動の実現にはインバータなどを用いた三相交流の周波数制御による運転が必要不可欠であった。

1957年の米国 General Electric 社によるサイリスタ開発・実用化の以後、負荷転流形インバータ (LCI: Load Commutated Inverter), 強制転流回路を備えた強制転流形インバータ、電源転流形のサイクロコンバータの研究・開発・実用化が進められた。これにより、振幅と周波数が制御可能な交流電源が利用可能となり、1960年代終わり頃には、サイクロコンバータ、パワートランジスタを用いたインバータなどによる交流電動機の変速制御が実現され、1970年代に入って実用化が進展した。その後1980年代には、GTO(Gate Turn Off)サイリスタ、GCT(Gate Commutated Turn-off)サイリスタ、IGBT(Insulated Gate Bipolar Transistor)といった自己消弧素子の発展により、自励式の電圧形6ステップインバータやPWM(Pulse Width Modulation)インバータを用いた大容量交流電動機の変速駆動が実現・普及した。

その後も、パワーデバイス、インバータ、ベクトル制御の改良に加え、制御装置の性能向上により、産業界では交流電動機の導入が進展した。1973年の石油危機以後はファン・ブロウ・ポンプ等の風量・水量制御にも可変速駆動を導入し、従来の固定速駆動と組み合わせで用いられたダンパー制御などと比較して低出力時における大幅な省エネルギー化を実現している。近年ではインバータ導入コストの低下により、導入コストが可変速によって削減できる電気コスト数年分で回収できる事例が増加しており、可変速駆動の普及を促進している。

高圧モータドライブシステムとその技術課題

前述の背景から、3.3 kV以上の高圧モータドライブシステムにおいても可変速駆動が検討された。しかし、パワーエレクトロニクスの黎明期にはパワーデバイスの耐圧・電流量の限界から、最も耐量のあるサイリスタを用いたサイクロコンバータや電流形インバータが主に導入された。サイクロコンバータは主回路が比較的単純でトルクリプルが小さく回生運転も可能なため、主に低速の高圧モータドライブシステムに多く導入されたが、負荷周波数に依存した電源高調波電流の発生や、低電源力率(0.6～0.7程度)、さらに出力周波数が低周波のみ(電源周波数の1/3程度)に限定されるといった問題が存在した。

その後、高圧・大容量のGTOサイリスタの登場により、サイクロコンバータの適用が難しい比較的高速回転の応用では、強制転流回路を持たない電流形・電圧形のインバータが導入され、可変速駆動の導入が進展した。さらに要求に応じて、電動機多重、パワーデバイスの直列・並列接続、変圧器やリアクトルを利用した変換器多重などの高圧・大容量化技術が発展し、幅広い用途で可変速モータドライブが実現可能になった。

その一方で、1970年代後半には中性点クランプ(NPC: Neutral Point Clamped)インバータが発明され、その後のマルチレベル変換器の研究・開発の出発点となった。NPCインバータは、従来の6素子の三相電圧形インバータ(2レベルインバータ)と比較して出力電圧高調波を低減でき、それによって大幅なトルクリプルの低減や出力フィルタの小型化を実現できる。さらに、同耐圧のパワーデバイスを使用する場合、2レベルイン

バータと比較してシステム全体を2倍に高圧化できるため、高圧・大容量化にも貢献する。これらの理由から、NPCインバータは制御法の確立ののち1990年代から実用化に至った。

NPCインバータが実用化に向かう中、1990年代中頃、米国Robicon社は商用周波数多相多巻線変圧器と多数のパワーセルを組み合わせた高圧・大容量モータドライブシステムを開発・実用化した。各パワーセルは変圧器二次側の三相交流を整流する三相ダイオード整流回路と電圧形単相フルブリッジインバータで構成し、単相フルブリッジインバータの出力端をカスケード接続してY結線することで、高圧化と出力電圧高調波の低減を両立する。出力電圧はパワーセルの直列数に比例してレベル数が増加するため、本方式もマルチレベルインバータの一種である。この方式では、高圧システムにもかかわらず比較的流通量が多く低コスト・低損失な低耐圧パワーデバイスを利用でき、かつパワーセルの直列数をシステムに合わせて適切に設計することで、同一仕様のパワーセルで多数の電圧階級に対応できるという特長がある。さらに、変圧器の二次側の各巻線間で位相シフトすることによって、各パワーセルの整流回路で発生する電源高調波電流を互いにキャンセルし大幅な低減が可能であり、当時米国の高調波規制ガイドラインで最も厳しい基準を入力フィルタなしでクリアできた。これらの多くの利点から、国内外の電機各社も本方式を製品化、現在に至るまで高圧モータドライブシステム向けの主力製品として製造を続けている。

高圧モータドライブシステムにおける技術課題として、高い制御性・高調波の低減と小型・軽量・低損失・低コスト化の両立という点が挙げられる。パワーデバイスの高性能化により、近年の3.3 kV以下のモータドライブシステムではIGBTを用いたNPCインバータ/コンバータなどによってこれらの要求が十分に満たされつつある。一方で、3.3 kVをこえるモータドライブシステムでは、パワーデバイスの耐圧による限界などからNPCインバータの適用が難しく、パワーデバイスの直列接続や前述のRobicon社の方式などが用いられている。前者の方式ではスイッチング周波数低下による制御性の低下や入出力フィルタの大型化、後者の方式では複雑な巻線構造の変圧器による高コスト・高重量化などが大きな問題となり、要求を十分に満たす高圧モータドライブシステムはいまだに実現されていない。マルチレベルインバータ/変換器(以後、一般にマルチレベル変換器と呼称)は一般的に高耐圧化と高調波の低減を両立できるため、多レベルでかつ多相多巻線変圧器が原理的に不要な、新たなマルチレベル変換器の研究が活発に行われている。

モジュラー・マルチレベル・カスケード変換器(MMCC)とその技術課題

このような背景のもと、1990年代中頃から2000年代初頭にかけて、コンバータセルを多段カスケード接続したクラスタを基本単位として有する、モジュラー・マルチレベル・カスケード変換器(MMCC: Modular Multilevel Cascade Converter)が発表された。MMCCの各コンバータセルは、ハーフブリッジ/単相フルブリッジ変換器と

その直流側に接続する直流コンデンサのみで構成し、前述の Robicon 社の方式と異なって直流電力を供給する整流回路および多相多巻線変圧器を用いずに電力変換を実現する。MMCC は上記の構成を有する変換器群の総称であり、クラスタの結線方式によっていくつかの回路方式が存在する。MMCC は、Robicon 社方式のマルチレベルインバータと同様に、低耐圧パワーデバイスを多数利用して高圧システムを実現できると同時に、マルチレベル出力により高調波の低減を実現できる。さらに、Robicon 社方式マルチレベルインバータで原理的に必要な多相多巻線変圧器が不要であるという利点を持つ。

MMCC を高圧モータドライブシステムに適用する研究も 2000 年代終わり頃から行われている。モータドライブへの応用を検討したものに限定すると、6 個のクラスタ（アーム）で構成し直流-三相交流変換を実現する DSCC 方式（以下、DSCC インバータまたは DSCC コンバータ）の研究が大半である。しかし、DSCC インバータをモータドライブシステムに適用する場合、各チョップセルに接続されたコンデンサの電圧脈動幅が低速時に急増する問題が知られている。この問題は 2010 年の A.J. Korn らが提案したコモンモード電圧と変換器内循環電流を利用する方法によって改善されたが、必要となる循環電流が定格電流に対して大きく、低速で大きなトルクを必要とする用途には現実的な対策ではない。

一方で、図 1 に示す 9 個のクラスタで構成する TSBC 方式（以下、TSBC 変換器）は、三相交流-三相交流双方向電力変換を実現できる。したがって、TSBC 変換器を高圧モータドライブシステムに適用した場合、電力回生機能を有し、整流回路が不要で、電源高調波電流を低減できるという多くの優れた特長が期待できる。本方式の基本概念は、2001 年に Prof. R.W. Erickson らによって、マトリクスコンバータの発展形として提案された。提案された当時の回路構成はマトリクスコンバータと同様に各クラスタにリアクトルを持たない構成であったが、その後 2008 年に Dr. C. Oates が DSCC インバータとの類似性を指摘し、他の MMCC と同様に各クラスタにリアクトルを持つ構成で基礎的なシミュレーションを実行している。

一般に、MMCC における技術課題は、変換器の基本である入出力の電圧・電流制御に加え、フローティングの各直流コンデンサ電圧のバランス制御を実現すること、さらに受動素子、特に直流コンデンサの小型化である。しかし、本研究を開始した 2011 年 7 月時点では、TSBC 変換器のバランス制御を含めた制御法やその実験検証についてはほとんど研究例が存在せず、受動素子の大きさについても一切未検討であった。このため、高圧モータドライブ向け TSBC 変換器の実用化に向けた基礎検討として、コンデンサ電圧のバランス制御を含めた制御法の確立およびその実験検証、さらには受動素子の重量・体積に関する検討が期待されている。

本論文の目的

本論文では、高圧モータドライブシステムにおける高い制御性・高調波低減と小型・軽量・低損失・低コス

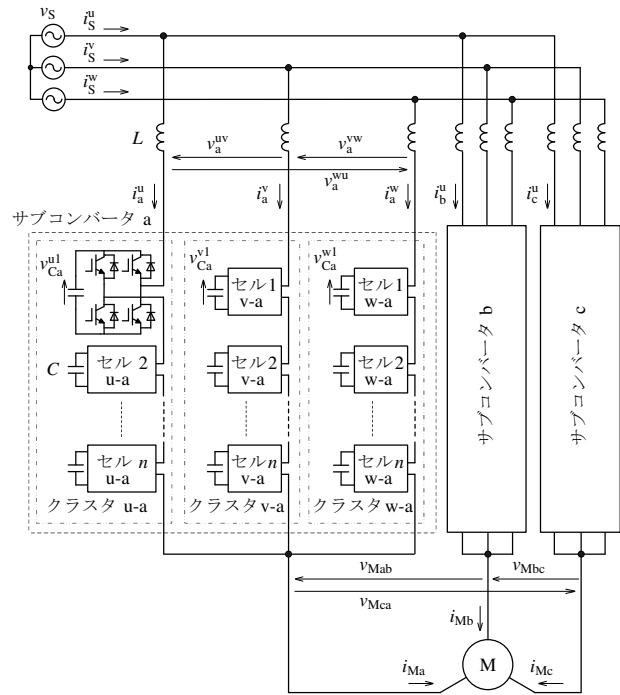


図 1: TSBC 変換器を用いた高圧モータドライブシステムの回路構成例

ト化の両立を目的として、次世代マルチレベル変換器の一つである TSBC 変換器に着目する。TSBC 変換器を高圧モータドライブシステムに適用・実用化する場合に重要な課題となる、直流コンデンサ電圧のバランス制御を含めた制御法を理論解析に基づいて構築すること、および実験によって制御法の有効性・妥当性を検証することを本論文の主眼とする。上記の基礎特性の検討に加え、本論文ではシステムの小型・軽量化や低損失・低コスト化に貢献する周辺技術についても検討する。具体的には、以下の 2 点について検討する。

1. 小型・軽量・低コスト化に貢献する直流コンデンサ電圧の脈動抑制制御
2. 高調波電流の低減と低損失化に貢献する直流コンデンサ電圧の動的制御

基本的制御法および上記 2 点の周辺技術について、設計・製作した 400 V, 15 kW の TSBC 変換器実験室ミニモデルを用いて各制御法の有効性・妥当性を検証する。

さらに、本論文では上記の TSBC 変換器の基礎検討に加えて、高圧モータドライブシステムへの応用が期待されるもう一つの次世代マルチレベル変換器である DSCC 変換器との比較を行う。比較は数値解析ベースと実験ベース双方で行い、主に変換器の大きさ・重量・損失・コストに大きく影響する、電流とコンデンサに生じる電圧脈動の大きさについて評価する。

第 2 章 マルチレベル変換器の技術動向

TSBC 方式の誕生経緯

TSBC 変換器の誕生経緯には 2 つの流れを有している。1 つは 2001 年に Prof. R.W. Erickson らによって提案された、マトリクスコンバータを源とした基本回路構成に基づくものである。この理由から、Modular

Matrix Converter, Modular Multilevel Matrix Converter などの名称がその後用いられた。Prof. R.W. Erickson らが 2001 年から 2006 年にかけて発表した全ての論文では、マトリクスコンバータと同様に各クラスタにリアクトルが接続されておらず、スイッチング時に充電された複数の直流コンデンサ間の短絡に起因するサージ電流の発生が懸念される。

もう 1 つの流れは、2009 年の Dr. C. Oates による発表の以後から始まった、MMCC の一方式であるとする流れである。彼らの発表では、当時既に発表されていた DSCC 方式をはじめとする MMCC ファミリーとの類似性を指摘しており、各クラスタにリアクトルを接続する構成としている。直接変換形の MMC(DSCC 変換器)であるという見方から、Direct MMC などの名称も一部で利用されている。本論文では、本変換器の回路動作が SSBC 変換器/DSBC 変換器の発展形とみなせること、さらに後述するようにマトリクスコンバータと回路動作・原理上の多くの相違点を有することを理由に、MMCC ファミリーに属する TSBC 変換器として扱うこととする。

マトリクスコンバータとの比較

TSBC 変換器の誕生経緯の 1 つの流れの源である三相-三相マトリクスコンバータは、それに含まれる 9 組の双方向スイッチを、ブリッジセルの直列接続で構成するクラスタに置き換えることで TSBC 変換器と同等になるため、回路機能や結線の観点からマトリクスコンバータと TSBC 変換器は類似している。一方で、回路動作や実用面を考慮した場合、以下の相違点が挙げられる。

- 双方向スイッチの耐圧が一般的に低いため、マトリクスコンバータは TSBC 変換器と異なって低圧用途に限定される。
- マトリクスコンバータは変換器内部にエネルギー蓄積素子を有していないため、外部回路なしでの系統事故時運転継続が困難である。
- すべての電力変換回路に共通する基本回路である正準セルを構成するために、マトリクスコンバータの入力フィルタコンデンサが必須であり、結果として回路が入出力で非対称形となる。一方で、TSBC 変換器は各クラスタにリアクトルを接続すれば入出力フィルタなしで正準セル条件を満たし、かつ回路が対称となる。
- 上述事項と関連して、TSBC 変換器は実用上各クラスタにリアクトルが必須である一方で、マトリクスコンバータは双方向スイッチ両端に発生するサージ電圧抑制の観点からリアクトルは不要である。

TSBC 方式の応用先と制御法

TSBC 変換器は、DDBC 変換器と同様に三相-三相変換を実現するため、以下の応用が検討されている。

1. 高圧モータドライブシステム

2. 配電系統用ループコントローラ
3. 国内向け 50/60 Hz 周波数変換装置
4. 低周波送電用周波数変換装置
5. 風力発電連系変換器

TSBC 変換器の制御法は、Prof. R.W. Erickson らの構成では空間ベクトル変調がベースとして用いられた。この制御法では、スイッチングパターン・デューティサイクルの自由度をコンデンサ電圧制御に割り当て、ソーティングによって決定した優先的に充放電すべきコンデンサの充放電を促すように、スイッチングパターンおよびデューティサイクルを決定する。その後、この制御法は複数段の TSBC 変換器にも対応できるように拡張され、同周波数変換でも制御法を切り替えることなく運転継続が可能であることが実験的に示されている。本制御法はコンデンサの充放電によって発生する電流を直接制御しないため、各クラスタへのリアクトル挿入の有無に関わらず、過電流などの対策が困難である。

一方で、2011 年に A.J. Korn らのグループは、当時の DSCC 変換器の制御法を参考にした電流制御ベースの TSBC 変換器で発生するコンデンサ電圧の脈動幅について検討した。その結果、TSBC 変換器は、同周波数変換は大きな制約を受けるものの、一方が低周波出力をする低速モータドライブなどの用途に適していることを理論解析をもとに示した。この発表は理想状態を仮定した理論解析のみであり、電流制御法やクラスタ間バランス制御法が含まれていなかったが、同時期(2011 年)に F. Kammerer らのグループが TSBC 変換器を 3 台の SSBC 変換器に分割して構築したクラスタ間バランス制御法を提案した。しかし、TSBC 変換器を 3 つに分割して制御を構築したため、その非干渉化が不十分であった。

マルチレベル変換器の技術動向と本論文の位置付け

NPC 変換器の適用が困難な 6.6 kV 以上の高圧モータドライブシステムでは、現状商用周波数の多相多巻線変圧器を利用してブリッジセルや NPC 変換器を Y 結線して高圧化した変換器が主力製品となっており、大型・複雑で高コスト、信頼性に課題のある多相多巻線変圧器はインバータ導入の妨げとなっている。MMCC は、他のマルチレベル変換器と比較して高圧化によって生じる問題が少なく、高圧大容量化に適していると考えられる。特に DSCC 方式や TSBC 方式は原理的に変圧器が不要であるため、システムの小型・低コスト化に貢献できる可能性がある。近年では高圧モータドライブ用 DSCC 変換器の製品化が始まっており、既に実用期を迎えている。しかし、低速時におけるコンデンサ電圧脈動増大の問題や整流器が必要になるなど、いくつかの課題を抱えている。TSBC 変換器はこれらの問題を解決できると期待されているが、DSCC 変換器と比較して研究例が少なく、制御法も十分に確立されていない。本論文では、TSBC 変換器の高圧モータドライブシステムへの実用化を目標に、制御法の確立とその実験検証を主目的とする。

第3章 動作原理と制御法

回路構成と制御コンセプト

図1に、高圧モータドライブへの応用を想定したTSBC変換器の主回路構成を示す。TSBC変換器はブリッジセルをモジュール単位としている。各ブリッジセルの直流側はフローティングである。このブリッジセル n 台をリアクトル L とともに直列(カスケード)接続した構成単位を「クラスタ」と定義する。さらに、入力側または出力側のある特定の相に接続されている3台のクラスタをまとめて「サブコンバータ」と定義する。すなわち、サブコンバータ1台はSSBC変換器に相当する。TSBC変換器は、段数 n を適切に選ぶことによって、高圧化を実現できる点に特長があり、一例として3.3 kV 耐圧 IGBT の使用を想定すると6段構成で入出力6.6 kV システムを実現できる。TSBC変換器は9台のクラスタを有しており、入力側三相交流と出力側三相交流との各相間に接続される。本論文で提案する制御法では、各クラスタを制御可能な交流電圧源として動作させ、各クラスタに出力電圧指令を与えることで全てのクラスタの電流を制御する。すなわち、各クラスタの出力電圧は、原則として接続された入出力相の差電圧と電流制御に用いるリアクトルに印加する電圧で構成される。従来の制御法では、全てのクラスタを一括して制御しないため、意図しない循環電流が流れるおそれがあり、または電流の自由度を有効活用できない。

一方でTSBC変換器は、他のMMCCと同様、運転継続のために直流コンデンサ電圧バランス制御が必須となる。直流コンデンサ電圧バランス制御のうち、クラスタ間の電圧アンバランスを均一化するクラスタ間バランス制御は、TSBC変換器固有の制御法を構築する必要がある。クラスタ間バランス制御をクラスタ電流の調整によって独立制御する場合、入出力電流が意図せず不平衡になるなどの問題が発生する。入出力電流を指令値と等しく三相平衡に保ったまま直流コンデンサ電圧バランス制御を実現するために、本論文では9台すべてのクラスタを一括した制御を構築する。以下、入力側を三相電源(固定周波数)と、出力側を三相交流モータ(可変周波数)と接続したモータドライブへの応用を想定する。

電流の非干渉制御

$\alpha\beta 0$ 変換の変換行列 $[C^{\alpha\beta 0}]$ 、 dq 変換の変換行列 $[C^{dq}]$ を以下のように定義する。

$$[C^{\alpha\beta 0}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$[C^{dq}] = \begin{bmatrix} \sin \omega_S t & -\cos \omega_S t \\ \cos \omega_S t & \sin \omega_S t \end{bmatrix} \quad (2)$$

ここで、 ω_S は電源側三相交流の角周波数である。また、これらの行列はいずれも直交行列であるため、 $[C^{\alpha\beta 0}]^{-1} = [C^{\alpha\beta 0}]^T$ および $[C^{dq}]^{-1} = [C^{dq}]^T$ が成立する。

本論文では、電圧と電流について下付き文字が電源側、上付き文字がモータ側の座標軸を表すものとする。

まず、図1より9台のクラスタについて次の電圧方程式が成り立つ。

$$\begin{bmatrix} v_S^u & v_S^v & v_S^w \\ v_S^v & v_S^v & v_S^w \\ v_S^u & v_S^v & v_S^w \end{bmatrix} = L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a^u & i_b^v & i_c^w \\ i_b^u & i_c^v & i_a^w \\ i_c^u & i_a^v & i_b^w \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_a^u & v_b^v & v_c^w \\ v_b^u & v_c^v & v_a^w \\ v_c^u & v_a^v & v_b^w \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{Ma} & v_{Ma} & v_{Ma} \\ v_{Mb} & v_{Mb} & v_{Mb} \\ v_{Mc} & v_{Mc} & v_{Mc} \end{bmatrix} + v_N \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (3)$$

ここで、 $[v_S^{uvw}]$ は電源電圧、 $[v_{Mabc}]$ はモータ電圧、 $[i_{abc}^{uvw}]$ はクラスタ電流、 $[v_{abc}^{uvw}]$ はクラスタ電圧である。また、 v_N はO点からみたN点の電位であり、TSBC変換器のコモンモード電圧に相当する。

次に(3)式に座標変換を施す。(3)式に右から $[C^{\alpha\beta 0}]^T$ を乗じることで uvw 座標を $\alpha\beta 0$ 座標に変換する。さらに、左から $[C^{\alpha\beta 0}]$ を乗じることで abc 座標も $\alpha\beta 0$ 座標に変換する。

$$\sqrt{3} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ v_S^\alpha & v_S^\beta & 0 \end{bmatrix} = L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha^\alpha & i_\beta^\beta & i_0^\alpha \\ i_\beta^\alpha & i_\alpha^\beta & i_0^\beta \\ i_0^\alpha & i_0^\beta & 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_\alpha^\alpha & v_\beta^\beta & v_0^\alpha \\ v_\beta^\alpha & v_\alpha^\beta & v_0^\beta \\ v_0^\alpha & v_0^\beta & v_0^0 \end{bmatrix} + \sqrt{3} \begin{bmatrix} 0 & 0 & v_{M\alpha} \\ 0 & 0 & v_{M\beta} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 3v_N \end{bmatrix} \quad (4)$$

(4)式において、O点とN点の間を流れる電流経路がないため、 $i_0^0 = 0$ としている。

クラスタ電流 $[i_{\alpha\beta}^0]$ と $[i_0^{\alpha\beta}]$ について考える。図1およびキルヒホッフの電流則から次の関係式が成り立つ。

$$i_\alpha^0 = \frac{1}{\sqrt{3}}(i_a^u + i_b^v + i_c^w) = \frac{i_{M\alpha}}{\sqrt{3}} \quad (5)$$

$$i_0^\alpha = \frac{1}{\sqrt{3}}(i_a^\alpha + i_b^\beta + i_c^\alpha) = \frac{i_S^\alpha}{\sqrt{3}} \quad (6)$$

β 軸の電流についても同様である。したがって、これらの電流成分は電源電流およびモータ電流に比例する成分であることがわかる。以下では $[i_{\alpha\beta}^0]$ と $[i_0^{\alpha\beta}]$ を $[i_{M\alpha\beta}]$ と $[i_S^{\alpha\beta}]$ で表すこととする。

(4)式の関係を用いて、クラスタ電圧 $[v_{\alpha\beta 0}^{\alpha\beta 0}]$ に指令値を与える形でクラスタ電流 $[i_{\alpha\beta 0}^{\alpha\beta 0}]$ の制御を行う。 v_0^0 についてはクラスタ電流に影響を与えず、TSBC変換器のコモンモード電圧 v_N のみに影響を与える。コモンモード電圧は後述の一部の制御法で利用するが、コモンモード電圧の重量は一般的に過変調やコンデンサ電圧脈動増大の原因となるため、通常時には $v_0^0 = 0$ と制御する。

電源電流 $[i_S^{\alpha\beta}]$ の制御については、(4)式より

$$\sqrt{3} \begin{bmatrix} v_S^\alpha \\ v_S^\beta \\ v_S^0 \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{3}} L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_S^\alpha \\ i_S^\beta \\ i_S^0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_0^\alpha \\ v_0^\beta \\ v_0^0 \end{bmatrix} \quad (7)$$

である。さらに両辺に $[C^{dq}]$ を左から乗じることでより dq 変換を行い、

$$\sqrt{3} \begin{bmatrix} v_S^d \\ v_S^q \\ v_S^0 \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} L \frac{d}{dt} & -\omega_S L \\ \omega_S L & L \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_S^d \\ i_S^q \\ i_S^0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_0^d \\ v_0^q \\ v_0^0 \end{bmatrix} \quad (8)$$

という関係式が得られる。これにより以下のように dq 座標上の電源電流の制御を行う。

$$\begin{bmatrix} v_0^{d*} \\ v_0^{q*} \end{bmatrix} = \sqrt{3} \begin{bmatrix} v_S^d \\ v_S^q \end{bmatrix} - \frac{\omega_S L}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_S^d \\ i_S^q \end{bmatrix} - K_S \left(1 + \frac{1}{sT_S} \right) \left(\begin{bmatrix} i_S^{d*} \\ i_S^{q*} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} i_S^d \\ i_S^q \end{bmatrix} \right) \quad (9)$$

ここで、 K_S, T_S はそれぞれ電源側電流制御の比例制御ゲインと積分制御の時定数である。

循環電流の定義および制御

(4) 式のクラスタ電流 $[i_{\alpha\beta 0}^{\alpha\beta}]$ のうち、電源電流およびモータ電流と無関係な電流成分 $[i_{\alpha\beta}^{\alpha\beta}]$ については、TSBC 変換器内のみを流れる電流であると考えられる。したがって、 $[i_{\alpha\beta}^{\alpha\beta}]$ の 4 成分をまとめて「循環電流」と定義する。この循環電流は、モータ電流・電源電流に一切の影響を与えない。一方で、直流コンデンサの充放電に影響を与えるので、循環電流は後述する直流電圧バランス制御および直流コンデンサ電圧の交流分振幅抑制制御に利用できる。

循環電流の制御については、(4) 式より

$$\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} = L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{\alpha}^{\alpha} & i_{\beta}^{\beta} \\ i_{\beta}^{\alpha} & i_{\alpha}^{\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{\alpha}^{\alpha} & v_{\beta}^{\beta} \\ v_{\beta}^{\alpha} & v_{\alpha}^{\beta} \end{bmatrix} \quad (10)$$

であるから、以下のような制御を行う。

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha}^{\alpha*} & v_{\beta}^{\beta*} \\ v_{\beta}^{\alpha*} & v_{\alpha}^{\beta*} \end{bmatrix} = -K_Z \left(\begin{bmatrix} i_{\alpha}^{\alpha*} & i_{\beta}^{\beta*} \\ i_{\beta}^{\alpha*} & i_{\alpha}^{\beta*} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} i_{\alpha}^{\alpha} & i_{\beta}^{\beta} \\ i_{\beta}^{\alpha} & i_{\alpha}^{\beta} \end{bmatrix} \right) \quad (11)$$

K_Z は循環電流の比例制御ゲインである。循環電流の制御は、定常偏差の影響が少ないため比例制御のみとしている。

図 2 は循環電流の経路の一例を示している。ここで、図 2 のサブコンバータの区別は、各サブコンバータの中性点に接続された相の名称を用いている。図 2(a) のように出力側三相交流の各相で切り分けた場合は「サブコンバータ a, b, c」、図 2(b) のように入力側三相交流の各相で切り分けた場合は「サブコンバータ u, v, w」として区別する。図 2 の (a) と (b) は同一回路であるが、サブコンバータの着目する共通接続点（スター結線の中性点）が異なる。具体的には、図 2 の (a) のサブコンバータ a はモータ端子 a に接続している。一方、図 2(b) のサブコンバータ u は電源端子 u に接続している。図 2 では循環電流のうち、例として $i_{\beta}^{\beta}/2$ の経路を示しており、クラスタ v-b, w-b, v-c, w-c を循環して流れ、電源電流、モータ電流とは独立している。このように、すべての循環電流は電源電流、モータ電流と独立しており、各サブコンバータの中性点で打ち消し合う電流である。

パワーフロー解析

TSBC 変換器は 9 台のクラスタを有するため、9 個の電力成分を有する。SSBC 変換器と同様、各クラスタに流出入する瞬時有効電力に関して次式が成立する。

$$\begin{bmatrix} p_a^u & p_a^v & p_a^w \\ p_b^u & p_b^v & p_b^w \\ p_c^u & p_c^v & p_c^w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_a^u i_a^u & v_a^v i_a^v & v_a^w i_a^w \\ v_b^u i_b^u & v_b^v i_b^v & v_b^w i_b^w \\ v_c^u i_c^u & v_c^v i_c^v & v_c^w i_c^w \end{bmatrix} \quad (12)$$

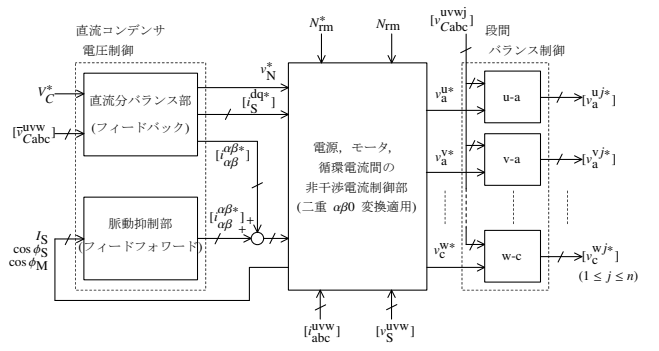


図 3: TSBC 変換器の全体制御系

(12) 式に $\alpha\beta 0$ 変換を適用し、 $[p_{\alpha\beta 0}^{\alpha\beta}]$ を導出する。TSBC 変換器は 3 組の SSBC 変換器から構成されるため、SSBC 変換器のパワーフロー解析を出発点として計算することで、 $[p_{\alpha\beta 0}^{\alpha\beta}]$ は以下のように導出できる。

$$p_{\alpha}^{\alpha} = \frac{1}{3} (v_S^{\alpha} i_{M\alpha} - v_{M\alpha} i_S^{\alpha}) + \frac{1}{\sqrt{6}} (v_S^{\alpha} i_{\alpha}^{\alpha} - v_S^{\beta} i_{\alpha}^{\beta}) - \frac{1}{\sqrt{6}} (v_{M\alpha} i_{\alpha}^{\alpha} - v_{M\beta} i_{\beta}^{\alpha}) - v_N i_{\alpha}^{\alpha} \quad (13)$$

$$p_{\alpha}^{\beta} = \frac{1}{3} (v_S^{\beta} i_{M\alpha} - v_{M\alpha} i_S^{\beta}) - \frac{1}{\sqrt{6}} (v_S^{\alpha} i_{\alpha}^{\beta} + v_S^{\beta} i_{\alpha}^{\alpha}) - \frac{1}{\sqrt{6}} (v_{M\alpha} i_{\alpha}^{\beta} - v_{M\beta} i_{\beta}^{\alpha}) - v_N i_{\alpha}^{\beta} \quad (14)$$

$$p_{\alpha}^0 = \frac{1}{\sqrt{3}} (v_S^{\alpha} i_{\alpha}^{\alpha} + v_S^{\beta} i_{\alpha}^{\beta}) - \frac{1}{3\sqrt{2}} (v_{M\alpha} i_{M\alpha} - v_{M\beta} i_{M\beta}) - \frac{1}{\sqrt{3}} v_N i_{M\alpha} \quad (15)$$

$$p_{\beta}^{\alpha} = \frac{1}{3} (v_S^{\alpha} i_{M\beta} - v_{M\beta} i_S^{\alpha}) + \frac{1}{\sqrt{6}} (v_S^{\alpha} i_{\beta}^{\alpha} - v_S^{\beta} i_{\beta}^{\beta}) + \frac{1}{\sqrt{6}} (v_{M\alpha} i_{\beta}^{\alpha} + v_{M\beta} i_{\alpha}^{\alpha}) - v_N i_{\beta}^{\alpha} \quad (16)$$

$$p_{\beta}^{\beta} = \frac{1}{3} (v_S^{\beta} i_{M\beta} - v_{M\beta} i_S^{\beta}) - \frac{1}{\sqrt{6}} (v_S^{\alpha} i_{\beta}^{\beta} + v_S^{\beta} i_{\beta}^{\alpha}) + \frac{1}{\sqrt{6}} (v_{M\alpha} i_{\beta}^{\beta} + v_{M\beta} i_{\alpha}^{\beta}) - v_N i_{\beta}^{\beta} \quad (17)$$

$$p_{\beta}^0 = \frac{1}{\sqrt{3}} (v_S^{\alpha} i_{\beta}^{\alpha} + v_S^{\beta} i_{\beta}^{\beta}) + \frac{1}{3\sqrt{2}} (v_{M\alpha} i_{M\beta} + v_{M\beta} i_{M\alpha}) - \frac{1}{\sqrt{3}} v_N i_{M\beta} \quad (18)$$

$$p_0^{\alpha} = \frac{1}{3\sqrt{2}} (v_S^{\alpha} i_S^{\alpha} - v_S^{\beta} i_S^{\beta}) - \frac{1}{\sqrt{3}} (v_{M\alpha} i_{\alpha}^{\alpha} + v_{M\beta} i_{\beta}^{\alpha}) - \frac{1}{\sqrt{3}} v_N i_S^{\alpha} \quad (19)$$

$$p_0^{\beta} = -\frac{1}{3\sqrt{2}} (v_S^{\alpha} i_S^{\beta} + v_S^{\beta} i_S^{\alpha}) - \frac{1}{\sqrt{3}} (v_{M\alpha} i_{\alpha}^{\beta} + v_{M\beta} i_{\beta}^{\alpha}) - \frac{1}{\sqrt{3}} v_N i_S^{\beta} \quad (20)$$

$$p_0^0 = \frac{1}{3} (v_S^{\alpha} i_S^{\alpha} + v_S^{\beta} i_S^{\beta}) - \frac{1}{3} (v_{M\alpha} i_{M\alpha} + v_{M\beta} i_{M\beta}) \quad (21)$$

(21) 式より、 p_0^0 は電源側・モータ側を介して TSBC 変換器に流出入する電力を表す。したがって、残りの 8

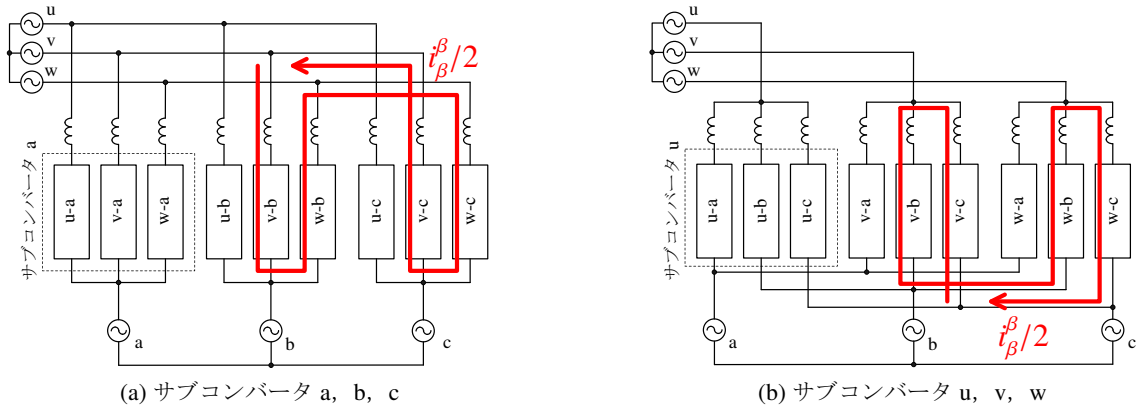


図 2: サブコンバータの定義および循環電流の一例 ((a) と (b) の図はともに図 1 と同一構成である。ただし、交流モータは簡単のため各相ごとに電圧源で表している。)

個の電力成分は TSBC 変換器内の循環電力を表す。以上より、 $\alpha\beta 0$ 変換を 2 回適用し、電力の座標変換を行うことで、電源側・モータ側電力と循環電力を分離できる。図 4 に、変換器内パワーフローの一例を示す。図 4 に示すように、 $[p_{\alpha\beta}^0]$ はモータ abc 各相に接続した 3 台のクラスタ (すなわち 1 台の SSBC 変換器) 単位でのパワーフローに、 $[p_0^{\alpha\beta}]$ は電源 uvw 各相に接続した 3 台のクラスタ単位でのパワーフローに、 $[p_{\alpha\beta}^{\alpha\beta}]$ は $[p_{\alpha\beta}^0]$ および $[p_0^{\alpha\beta}]$ では表現できない、より細かなクラスタ間でのパワーフローに対応する。SSBC 変換器と同様、 $[p_{\alpha\beta 0}^{\alpha\beta 0}]$ はコンデンサ電圧 $[\bar{v}_{\alpha\beta 0}^{\alpha\beta 0}]$ の増減に寄与する。

$$\begin{bmatrix} \bar{v}_{C\alpha}^{\alpha} & \bar{v}_{C\alpha}^{\beta} & \bar{v}_{C\alpha}^0 \\ \bar{v}_{C\beta}^{\alpha} & \bar{v}_{C\beta}^{\beta} & \bar{v}_{C\beta}^0 \\ \bar{v}_{C0}^{\alpha} & \bar{v}_{C0}^{\beta} & \bar{v}_{C0}^0 \end{bmatrix} \approx \frac{1}{nC_V} \int \begin{bmatrix} p_{\alpha}^{\alpha} & p_{\alpha}^{\beta} & p_{\alpha}^0 \\ p_{\beta}^{\alpha} & p_{\beta}^{\beta} & p_{\beta}^0 \\ p_0^{\alpha} & p_0^{\beta} & p_0^0 \end{bmatrix} dt + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 3V_C \end{bmatrix} \quad (22)$$

ただし、 $[\bar{v}_{\alpha\beta 0}^{\alpha\beta 0}]$ はコンデンサ電圧算術平均値 $[\bar{v}_{Cabc}^{uvw}]$ を、電源側・モータ側の両方から $\alpha\beta 0$ 変換を適用することで算出する。(22) 式より、 $[p_{\alpha\beta 0}^{\alpha\beta 0}]$ を用いて $[\bar{v}_{\alpha\beta 0}^{\alpha\beta 0}]$ を制御できる。

直流コンデンサ電圧バランス制御

TSBC 変換器の連続運転を行うためには、各ブリッジセルに接続された直流コンデンサ電圧の直流分を一定値に保つバランス制御が必須である。このバランス制御はフィードバックによって行い、以下のような階層構造を持つ。

- 一括制御：全直流コンデンサ電圧平均値を所定の指令値 (一定値) に制御する
- クラスタ間バランス制御：クラスタ内直流コンデンサ電圧平均値をクラスタ間でバランスさせる。サブコンバータ間バランス制御とサブコンバータ内バランス制御とから構成されている。
- 段間バランス制御：同一クラスタ内の直流コンデンサ電圧をバランスさせる。

表 1: クラスタ間バランス制御一覧

v_C	$[i_{\alpha\beta}^{\alpha\beta}]$	v_N^*	等価ゲイン	副次的に発生する成分
$[\bar{v}_{C\alpha\beta}^0]$	f_S	-	$K_{0i} V_S$	-
	-	f_M	$K_{0v} I_M$	$2f_M$
$[\bar{v}_{C0}^{\alpha\beta}]$	f_M	-	$K_{0i} V_M$	-
	-	f_S	$K_{0v} I_S$	$2f_S$
$[\bar{v}_{C\alpha\beta}^{\alpha\beta}]$	f_S	-	$K_{1i} V_S$	$2f_S, f_S \pm f_M$
	f_M	-	$K_{1i} V_M$	$2f_M, f_S \pm f_M$
	f_N	f_N	$K_{1v} V_N$	$2f_N, f_N \pm f_S, f_N \pm f_M$

これらの制御は非干渉化されている。

制御対象となる直流コンデンサ電圧はすべて検出するが、実際の検出値には後述するように交流分が含まれている。本章のバランス制御は電圧直流分のみに着目したフィードバック制御であるため、検出値はローパスフィルタ (LPF: Low-pass filter) などの交流分除去フィルタを通過した後制御系に入力する。

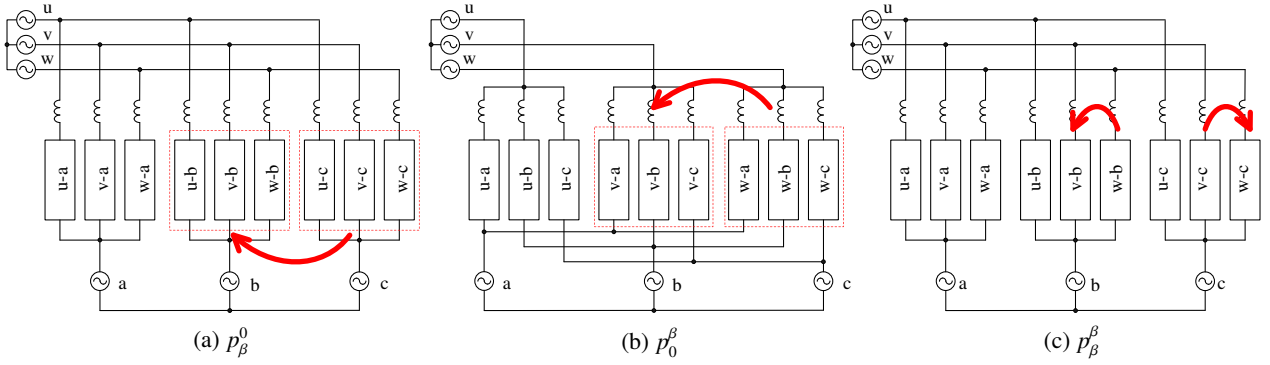
一括制御のための i_S^d の指令値を次式により与える。

$$i_S^{d*} = \frac{p^*}{v_S^d} + K_A \left(1 + \frac{1}{sT_A} \right) (V_C^* - \bar{v}_C) \quad (23)$$

ここで、 p^* はモータの瞬時有効電力 (推定値) であり、 $p^* = v_{M\alpha}^* i_{M\alpha} + v_{M\beta}^* i_{M\beta}$ など与える。(23) 式の右辺第 1 項はフィードフォワード項であり、右辺第 2 項は直流コンデンサ電圧の一括制御項 (フィードバック制御) に相当する。フィードフォワード項は必須ではなく、電動機の負荷急変時などの過渡特性改善に用いる。一括制御は TSBC 変換器中の全直流コンデンサ電圧の平均値 $\bar{v}_C$ を所定の指令値 V_C^* に制御する。 K_A, T_A はそれぞれ比例制御ゲインと積分制御の時定数である。

一方で i_S^d の指令値は、電源から TSBC 変換器に流入する瞬时无効電力の指令値 q_S^* を用いて $i_S^{q*} = q_S^* / v_S^d$ と表せるから、通常の電源力率 1 運転では $i_S^{q*} = 0$ とする。

クラスタ間バランス制御を大きく 2 つに分類するために、以下の操作を行う。まず、クラスタ u-a 内の直流コンデンサ電圧の算術平均値を $\bar{v}_{Ca}^u$ と定義し、他のクラスタも同様に定義する。ここで、以下のような直

図 4: TSBC 変換器における $\alpha\beta 0$ 座標上でのパワーフロー

流コンデンサ電圧の行列 $[\bar{v}_{Cabc}^{uvw}]$ を定義する。

$$[\bar{v}_{Cabc}^{uvw}] = \begin{bmatrix} \bar{v}_{Ca}^u & \bar{v}_{Ca}^v & \bar{v}_{Ca}^w \\ \bar{v}_{Cb}^u & \bar{v}_{Cb}^v & \bar{v}_{Cb}^w \\ \bar{v}_{Cc}^u & \bar{v}_{Cc}^v & \bar{v}_{Cc}^w \end{bmatrix} \quad (24)$$

(24) 式を abc 座標, uvw 座標ともに $\alpha\beta 0$ 座標に座標変換した行列

$$[\bar{v}_{C\alpha\beta 0}^{\alpha\beta 0}] = \begin{bmatrix} \bar{v}_{C\alpha}^\alpha & \bar{v}_{C\alpha}^\beta & \bar{v}_{C\alpha}^0 \\ \bar{v}_{C\beta}^\alpha & \bar{v}_{C\beta}^\beta & \bar{v}_{C\beta}^0 \\ \bar{v}_{C0}^\alpha & \bar{v}_{C0}^\beta & \bar{v}_{C0}^0 \end{bmatrix} \quad (25)$$

を考える。ここで、すべてのクラス内直流コンデンサ電圧平均値が V_C^* に等しいと仮定すると、(25) 式は

$$[\bar{v}_{C\alpha\beta 0}^{\alpha\beta 0}] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 3V_C^* \end{bmatrix} \quad (26)$$

となる。したがって、(25) 式の行列の各要素を (26) 式の値に制御することができれば、すべてのクラスの直流コンデンサ電圧平均値を V_C^* にすることができる。ここで、 $\bar{v}_{C0}^0$ は定義から $3\bar{v}_C$ に等しいため、この成分の制御に関しては 3 節の一括制御によって既に実現されている。本論文のクラス間バランス制御では (25) 式における $\bar{v}_{C0}^0$ 以外の 8 成分を 0 に収束させる制御を行う。この 8 成分のうち、 $[\bar{v}_{C\alpha\beta}^0]$ と $[\bar{v}_{C0}^{\alpha\beta}]$ の 4 成分を 0 に制御するものを「サブコンバータ間バランス制御」、 $[\bar{v}_{C\alpha\beta}^{\alpha\beta}]$ の 4 成分を 0 に制御するものを「サブコンバータ内バランス制御」と呼ぶことにする。

サブコンバータ間バランス制御は次式の正相循環電流またはコモンモード電圧を用いる。

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha}^{*} & i_{\alpha}^{\beta*} \\ i_{\beta}^{*} & i_{\beta}^{\beta*} \end{bmatrix} = K_{0i} \begin{bmatrix} -\bar{v}_{C\alpha}^0 \sin \theta_S & \bar{v}_{C\alpha}^0 \cos \theta_S \\ -\bar{v}_{C\beta}^0 \sin \theta_S & \bar{v}_{C\beta}^0 \cos \theta_S \end{bmatrix} \quad (27)$$

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha}^{*} & i_{\alpha}^{\beta*} \\ i_{\beta}^{*} & i_{\beta}^{\beta*} \end{bmatrix} = K_{0i} \begin{bmatrix} \bar{v}_{C0}^\alpha \sin \theta_M & \bar{v}_{C0}^\beta \sin \theta_M \\ -\bar{v}_{C0}^\alpha \cos \theta_M & -\bar{v}_{C0}^\beta \cos \theta_M \end{bmatrix} \quad (28)$$

$$v_N^* = K_{0v}(\bar{v}_{C\alpha}^0 \sin(\theta_M + \phi_M) - \bar{v}_{C\beta}^0 \cos(\theta_M + \phi_M)) \quad (29)$$

$$v_N^* = K_{0v}(\bar{v}_{C0}^\alpha \sin(\theta_S + \phi_S) - \bar{v}_{C0}^\beta \cos(\theta_S + \phi_S)) \quad (30)$$

ここで

$$\theta_S = 2\pi f_S t \quad (31)$$

$$\theta_M = 2\pi f_M t + \delta_M \quad (32)$$

であり、 f_S は電源周波数 ($= \omega_S/2\pi$)、 f_M はモータ周波数、 δ_M は電源の初期位相を基準にしたモータ初期位相、 K_{0i} 、 K_{0v} はサブコンバータ間バランス制御の比例制御ゲインである。また、電源電圧・電流とモータ電圧・電流について

$$\begin{bmatrix} v_S^\alpha \\ v_S^\beta \end{bmatrix} = V_S \begin{bmatrix} \sin \theta_S \\ -\cos \theta_S \end{bmatrix} \quad (33)$$

$$\begin{bmatrix} i_S^\alpha \\ i_S^\beta \end{bmatrix} = I_S \begin{bmatrix} \sin(\theta_S + \phi_S) \\ -\cos(\theta_S + \phi_S) \end{bmatrix} \quad (34)$$

$$\begin{bmatrix} v_{M\alpha} \\ v_{M\beta} \end{bmatrix} = V_M \begin{bmatrix} \sin \theta_M \\ -\cos \theta_M \end{bmatrix} \quad (35)$$

$$\begin{bmatrix} i_{M\alpha} \\ i_{M\beta} \end{bmatrix} = I_M \begin{bmatrix} \sin(\theta_M + \phi_M) \\ -\cos(\theta_M + \phi_M) \end{bmatrix} \quad (36)$$

を仮定している。 V_S, V_M はそれぞれ電源とモータの線間電圧実効値、 I_S, I_M はそれぞれ電源とモータの線電流実効値、 ϕ_S と ϕ_M はそれぞれ電源とモータの力率角である。(27)、(29) 式はともにサブコンバータ a, b, c 間の直流コンデンサ電圧バランスを、(28)、(30) 式はともにサブコンバータ u, v, w 間の直流コンデンサ電圧バランスを実現する。それぞれは同一の機能を持っているため、次の 4 通りのうちのいずれかの組み合わせで使用する。

- (27) 式と (28) 式
- (29) 式と (30) 式
- (27) 式と (30) 式
- (29) 式と (28) 式

サブコンバータ内バランス制御の実現には 2 種類の方法が存在する。1 つめは次式の逆相循環電流を用いる方法である。

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha}^{*} & i_{\alpha}^{\beta*} \\ i_{\beta}^{*} & i_{\beta}^{\beta*} \end{bmatrix} = -K_{li} \begin{bmatrix} \bar{v}_{C\alpha}^\alpha \sin \theta_S & \bar{v}_{C\alpha}^\alpha \cos \theta_S \\ \bar{v}_{C\beta}^\alpha \sin \theta_S & \bar{v}_{C\beta}^\alpha \cos \theta_S \\ \bar{v}_{C\alpha}^\beta \cos \theta_S & -\bar{v}_{C\alpha}^\beta \sin \theta_S \\ \bar{v}_{C\beta}^\beta \cos \theta_S & -\bar{v}_{C\beta}^\beta \sin \theta_S \end{bmatrix} \quad (37)$$

ここで、 K_{li} はサブコンバータ内バランス制御の比例制御ゲインである。(37) 式の循環電流は電源電圧と電

表 2: 交流分抑制制御の一覧

制御	$[i_{\alpha\beta}^{a\beta}]$	$[\bar{v}_{Cab}^0]$	$[\bar{v}_{C0}^{a\beta}]$	$[\bar{v}_{Cab}^{a\beta}]$
I	—	$2f_M$	$2f_S$	$f_S \pm f_M$
II	$f_S \pm 2f_M$	—	$2f_S$ $f_S \pm 3f_M$	$f_S \pm f_M$ $2(f_S \pm f_M)$
III	$f_S + 2f_M$	—	$2f_S$ $f_S + 3f_M$	$f_S \pm f_M$ $2(f_S + f_M)$
IV	$\frac{2f_S - f_M}{2f_M - f_S}$	$\frac{2f_S}{3f_S - f_M}$	$\frac{2f_M}{3f_M - f_S}$	$f_S + f_M$

力を形成するが、同様にモータ電圧と電力を形成するように循環電流を与えることも可能である。もう 1 つの方法は、次式のコモンモード電圧と循環電流を同時に重畳する方法である。

$$v_N^* = \sqrt{2}V_N \cos 2\pi f_N t \quad (38)$$

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha}^{a*} & i_{\alpha}^{\beta*} \\ i_{\beta}^{a*} & i_{\beta}^{\beta*} \end{bmatrix} = K_{1v} \cos 2\pi f_N t \begin{bmatrix} \bar{v}_{Ca}^{\alpha} & \bar{v}_{Ca}^{\beta} \\ \bar{v}_{Cb}^{\alpha} & \bar{v}_{Cb}^{\beta} \end{bmatrix} \quad (39)$$

ここで、 V_N はコモンモード電圧実効値、 f_N はコモンモード電圧の周波数であり、原則としていずれも任意の値を設定できる。

制御系の設計

表 1 は、クラスタ間バランス制御を使用する周波数と等価ゲインの観点から一覧にまとめたものである。各成分のバランス実現には 2 つまたは 3 つの選択肢が存在し、状況に応じて使い分けことができる。使い分けには、バランスのための電力形成に寄与する係数に相当する等価ゲインが指標となる。一例として、 $[\bar{v}_{Cab}^0]$ の 2 成分は循環電流もしくはコモンモード電圧のいずれかを用いることでバランスのための電力を形成できる。モータ電流実効値が小さい場合、コモンモード電圧を用いる方法は等価ゲインが小さくなり、電力形成が困難になる。一方で、循環電流を用いる方法では、安定した三相電源に接続する場合には等価ゲインは変化せず安定した電力形成が見込めるため、実用上適している。さらに表 1 は、各バランス制御を適用した場合の過渡時において副次的に発生する周波数成分を示している。副次的に発生する成分は、フィードバック制御を形成した場合にコンデンサ電圧検出値に電圧脈動成分として出現するため、低周波数になると一般的に制御が不安定になる傾向がある。したがって、副次的に発生する周波数の最低周波数は、設計する制御時定数に対して高い周波数になるように考慮する必要がある。例えば、 $[\bar{v}_{Cab}^{a\beta}]$ のバランス制御を $f_M \approx f_S$ で実現する場合、循環電流のみを用いる 2 つの方法は副次的に $f_S - f_M \approx 0$ の低周波成分を発生するため、残るコモンモード電圧と循環電流の双方を重畳するバランス制御のみが利用できる。

直流コンデンサ電圧の交流分抑制制御

追加の循環電流を流さない場合、つまり

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha}^{a*} & i_{\alpha}^{\beta*} \\ i_{\beta}^{a*} & i_{\beta}^{\beta*} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (40)$$

と制御した場合、各クラスタには電源電流とモータ電流の電流成分のみが $1/3$ ずつ均等に流れるため、クラ

スタ電流に含まれる周波数成分は f_S, f_M である。したがって、直流コンデンサ電圧の交流成分には、クラスタに印加される電圧との積によって $2f_S, 2f_M, f_S \pm f_M$ の周波数成分が含まれる。一般に MMCC の直流コンデンサ電圧の交流分振幅は周波数に反比例する。このため、本方式では $f_M = 0$ または $f_M = f_S$ に近づいたときに脈動幅が増大する。

上記手法では、電源からサブコンバータ a, b, c に流入する瞬時有効電力は一定であるが、モータに供給する瞬時有効電力はモータ周波数の 2 倍で変動している。モータ周波数 f_M が零周波数に近づいた場合、電源から流入する瞬時有効電力に対して、モータに供給する瞬時有効電力が大きい/小さい状態が $1/(4f_M)$ [s] の期間継続し、直流コンデンサはその間平均的に放電/充電を続ける。したがって、モータ周波数が零周波数に近づくと、直流コンデンサ電圧の振幅が増大する可能性がある。本方式は、電源からサブコンバータ a, b, c に注入される瞬時有効電力がモータへ供給する瞬時有効電力と等しくなるように制御することで、直流コンデンサの交流成分に含まれる $2f_M$ の周波数成分を打ち消す。具体的には、循環電流を

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha}^{a*} & i_{\alpha}^{\beta*} \\ i_{\beta}^{a*} & i_{\beta}^{\beta*} \end{bmatrix} = \frac{I_S \cos \phi_S}{\sqrt{2} \cos \phi_M} \begin{bmatrix} -\sin \theta_S \cos (2\theta_M + \phi_M) \\ \sin \theta_S \sin (2\theta_M + \phi_M) \\ \cos \theta_S \cos (2\theta_M + \phi_M) \\ -\cos \theta_S \sin (2\theta_M + \phi_M) \end{bmatrix}^* \quad (41)$$

と制御する。このように制御すると、クラスタ電流には f_S, f_M のほか $f_S \pm 2f_M$ の周波数成分を含む。また、直流コンデンサ電圧の交流成分には $2f_M$ 成分が打ち消された結果、 $2f_S, f_S \pm f_M, 2(f_S \pm f_M), f_S \pm 3f_M$ の周波数成分が含まれる。したがって、本方式では $f_M = 0$ における問題を解決できるが、 $f_M = f_S/3$ または $f_M = f_S$ に近づいた場合に直流コンデンサ電圧の振幅が増大する。

提案手法は、制御 II と同様に、電源からサブコンバータ a, b, c に流入する瞬時有効電力がモータへ供給する瞬時有効電力と等しくなるように制御し、さらに流入する瞬時無効電力も変動させることでクラスタ電流に $f_S - 2f_M$ の周波数成分が現れないようにする。具体的には、循環電流を

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha}^{a*} & i_{\alpha}^{\beta*} \\ i_{\beta}^{a*} & i_{\beta}^{\beta*} \end{bmatrix} = \frac{I_S \cos \phi_S}{\sqrt{2} \cos \phi_M} \begin{bmatrix} -\sin (\theta_S + 2\theta_M + \phi_M) \\ -\cos (\theta_S + 2\theta_M + \phi_M) \\ \cos (\theta_S + 2\theta_M + \phi_M) \\ -\sin (\theta_S + 2\theta_M + \phi_M) \end{bmatrix}^* \quad (42)$$

と制御する。このように制御すると、循環電流には $f_S + 2f_M$ 成分のみが含まれる。結果として、クラスタ電流には $f_S, f_M, f_S + 2f_M$ の周波数成分を含み、直流コンデンサ電圧の交流成分には $2f_S, f_S \pm f_M, 2(f_S \pm f_M), f_S + 3f_M$ の周波数成分を含む。制御 II と異なり、 $f_S - 3f_M$ の成分を含まないため、 $f_M = 0$ だけでなく $f_M = f_S/3$ に近づいた場合でも安定な動作が可能である。

抑制制御 I, II では、いずれも $[\bar{v}_{Cab}^{a\beta}]$ に含まれる $f_S - f_M$ 成分の影響により、 $f_M = f_S$ 付近の周波数での運転が困難である。本方式では循環電流に $2f_S - f_M$ および $2f_M - f_S$ 成分を流すことで、直流コンデンサ交流電圧



図 5: 400 V, 15 kW, TSBC 実験室ミニモデルの外観

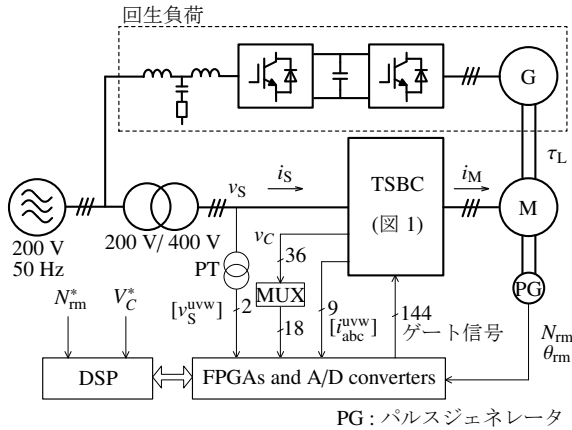


図 6: 三相 400 V, 15 kW 実験システム

変動に現れる $f_s - f_M$ 成分を打ち消す。具体的には、循環電流を

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha}^* \\ i_{\beta}^* \end{bmatrix} = \frac{I_M}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} -\sin \theta_{SM} & -\cos \theta_{SM} \\ -\cos \theta_{SM} & \sin \theta_{SM} \end{bmatrix} + \frac{I_S}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} -\sin \theta_{MS} & -\cos \theta_{MS} \\ -\cos \theta_{MS} & \sin \theta_{MS} \end{bmatrix} \quad (43)$$

と制御する。ここで、

$$\theta_{SM} = (2\omega_S - \omega_M)t - \delta_M - \phi_M \quad (44)$$

$$\theta_{MS} = (2\omega_M - \omega_S)t + 2\delta_M - \phi_S \quad (45)$$

である。このように制御すると、 $f_M = f_s$ 付近でも運転継続が可能である。ただし、 $2f_M, 3f_s - f_M, 3f_M - f_s$ 成分の存在により、 $f_M = 0, f_s/3, 3f_s$ 付近では運転が困難である。ただし、本方式を適用する場合、コンデンサ電圧の低周波成分を完全に除去するため、電源側力率角 ϕ_S とモータ側力率角 ϕ_M は次式を満足する必要がある。

$$\phi_S = -\phi_M \quad (46)$$

換言すると、電源側力率角をモータ側力率角に応じて調整する必要がある。これと同時に $I_S = I_M$ も満足する必要があるが、回路損失が無視できる場合は力率角の調整によって従属的に満足できる。

表 3: 実験主回路定数

定格電力	P	15 kW
電源線間電圧実効値	V_S	400 V
電源周波数	f_s	50 Hz
交流リアクトル (三相リアクトル)	L	5 mH (15%)
直流コンデンサ容量	C	1.7 mF
直流コンデンサ直流電圧指令値 (定格)	V_C^*	200 V
単位静電定数 (定格)	H	81 ms
PWM キャリア周波数	f_c	1 kHz
等価 PWM キャリア周波数	$8f_c$	8 kHz

() 内の値は 400 V, 15kW, 50 Hz ベース

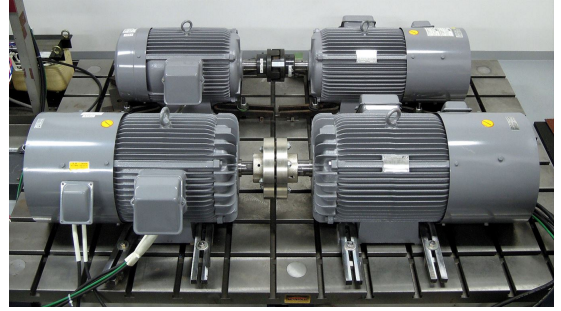


図 7: 実験で使用する 380 V, 50 Hz, 4 極, 15 kW 定格の誘導電動機 (左奥), 320 V, 38 Hz, 6 極, 15 kW 定格の誘導電動機 (左手前), およびそれぞれの負荷トルク印加に用いる誘導発電機 (右側)

表 2 に、交流分抑制制御 II~IV 適用時と非適用時 (制御 I) において、循環電流の周波数成分と、 $\alpha\beta$ 座標上各コンデンサ電圧成分に出現する脈動周波数成分の一覧を示す。制御 II と III は、 $2f_M$ 成分の抑制という点で基本機能は同一であるが、制御 II では $f_s - 3f_M$ 成分が出現するため、モータ周波数が $f_M = f_s/3$ 付近に到達する場合には制御 II は不適切であり、一般的に制御 III が有効である。モータ周波数を 0 から f_s 付近またはそれ以上まで幅広く可変させる場合、一種類の制御のみでは脈動低周波数成分出現によって動作が困難になる点が避けられない。このため、脈動低周波数成分が発生しないように動作中に適切に制御を切り替える必要がある。

一方、表 2 のコンデンサ電圧に含まれる周波数成分に着目し、その最低周波数を十分除去できるローパスフィルタなどの脈動除去フィルタをコンデンサ電圧バランス制御のコンデンサ電圧検出部に適用することで、より外乱を抑制した制御が実現できる。入出力周波数が固定の用途では、より脈動除去効果が大きく比較的位相遅れの少ない移動平均フィルタなどが採用できる場合がある。

第 4 章 実験検証

実験システム構成

図 5 に TSBC 実験室ミニモデル (400 V, 15 kW) の外観を示す。システムは 4 つの盤から構成され、そのうち 3 つはそれぞれサブコンバータ a, b, c を構成し、残りが制御信号・検出信号等を集約しているインターフェース盤に対応する。

図 6 に実験システム (400 V, 15 kW) の構成を示す。主回路は図 1 と同一構成で各クラスはブリッジセル 4 段構成とし、半導体スイッチは IGBT を使用した。そ

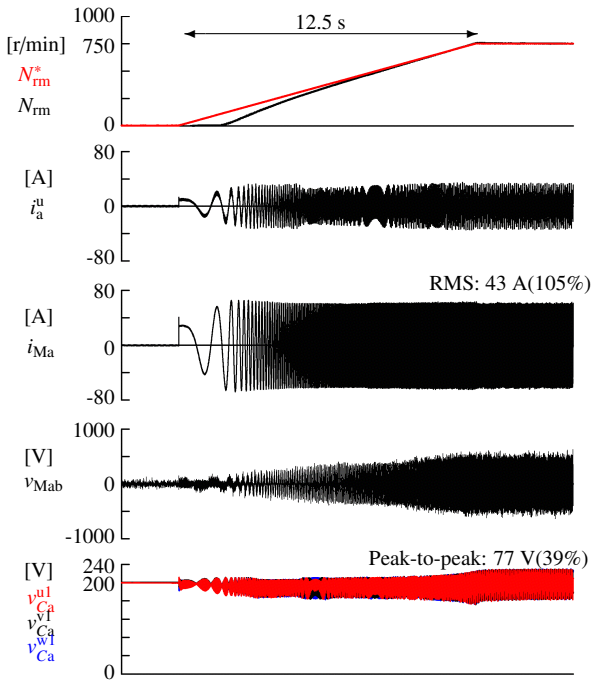


図 8: 定格トルク負荷時の実験始動特性 (38 Hz 誘導電動機)

の結果、変換器全体で直流コンデンサは 36 個、IGBT は 144 個となる。主回路の入力側は、絶縁と電圧整合を目的とした変圧器を介して 200 V、50 Hz 系統に接続し、出力側は、後述する供試電動機に直結する。

表 3 に主回路の回路定数を示す。直流コンデンサ電圧の指令値は、電動機定格電圧時の変調率が 0.8 程度となる $V_C^* = 200$ V(定格値)と設定する。このとき、変換器容量で規格化したコンデンサ蓄積エネルギーを意味する単位静電定数は 81 ms となる。各クラスタに接続する交流リアクトルとして、5 mH の三相リアクトル計 3 個(サブコンバータあたり 1 個)を接続している。

図 7 に、50 Hz 誘導電動機と 38 Hz 誘導電動機、およびそれぞれの回転軸に直結する誘導発電機の外観を示す。定格出力は等しいが、38 Hz 誘導電動機の定格トルクが 50 Hz 誘導電動機のそれに比べて倍となるため、電動機径が大きい。TSBC の低速大トルク負荷への応用を検討するため、以下に示す実験では主に 38 Hz 誘導電動機を使用する。

制御システム

制御回路は、1 枚の DSP 基板と 2 枚の FPGA 基板をベースとした全デジタル制御を採用した。図 6 に示すように、FPGA 基板に付属する A/D 変換器には、2 個の系統線間電圧、9 個のクラスタ電流、18 個の直流コンデンサ電圧の検出信号を入力する。直流コンデンサの総数は 36 個だが、マルチプレクサを使用することで必要 A/D 変換器数を低減している。電動機の回転子速度および位置は、パルスジェネレータの出力を FPGA 内でデジタル処理することで得る。

DSP 基板にはモータの回転数指令値 N_{rm}^* 、直流コンデンサ電圧の指令値 V_C^* を入力信号として与える。電圧・電流の検出値が FPGA 基板から DSP 基板に転送されると、等価 PWM キャリア周期 (125 μ s) おきに各

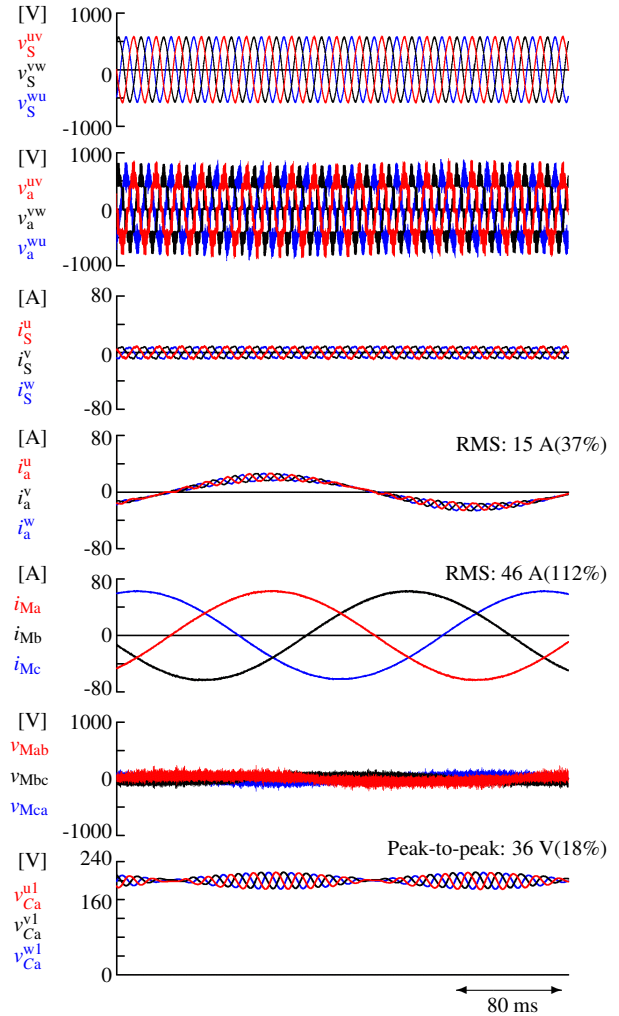


図 9: 定格トルク負荷時、回転速度 $N_{rm} = 40$ r/min 時の実験定常特性 ($f_M \approx 2$ Hz, 38 Hz 誘導電動機)

ブリッジセルの電圧指令値を制御法(第 3 章参照)に基づいて計算する。この電圧指令値は FPGA 基板に転送され、三角波キャリア比較(変調)およびデッドタイム生成を行ったのち、最終的に 144 個の IGBT ゲート信号を出力する。各クラスタ内の 4 つのブリッジセルでは、マルチレベル化を目的として三角波の初期位相を $45^\circ (= \pi/4)$ ずつシフトさせる。

実験結果

図 8 に、38 Hz 誘導電動機の始動特性を示す。負荷トルクは定格トルクとし、速度指令値 N_{rm}^* は 0 から 750 r/min まで 12.5 秒かけてランプ関数状に与える。また、モータ周波数が 15 Hz 未満の領域で電圧脈動抑制の制御 III を適用した。回転速度 N_{rm} は、ベクトル制御の効果により始動直後の期間を除いて良好に指令値 N_{rm}^* に追従する。モータ電流 i_{Ma} は始動直後から正弦波状に制御されている。クラスタ電流 i_a^u のピーク値は 35 A となり、モータ電流ピーク値 70 A の半分となる。直流コンデンサ電圧の直流分は 200 V の指令値に良好に追従している。

図 9, 10 に、38 Hz 誘導電動機に定格トルクを印加し、回転速度指令値をそれぞれ 40 r/min, 750 r/min と与えた時の定常波形を示す。図 9 では電圧脈動抑制の

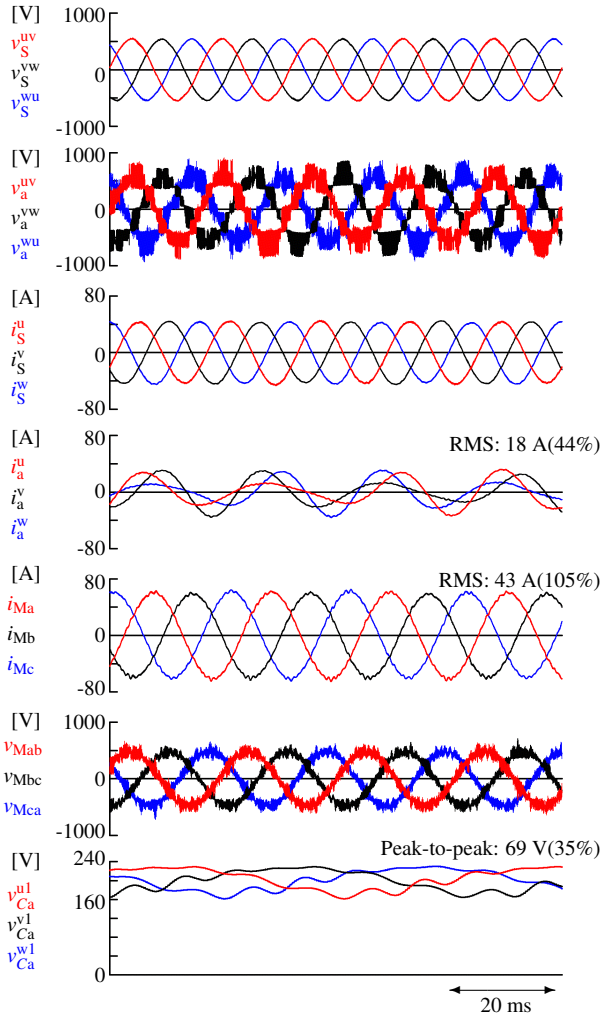


図 10: 定格トルク負荷時、回転速度 $N_{rm} = 750$ r/min 時の実験定常特性 ($f_M \approx 37.5$ Hz, 38 Hz 誘導電動機)

制御 III を適用している。いずれの結果でも、電源電流およびモータ電流は低ひずみな正弦波に良好に制御されている。図 10 ではモータ周波数が 50 Hz に接近するため、コンデンサ電圧の $f_S - f_M$ 成分が支配的となって電圧脈動幅が増大するが、直流分は 200 V に良好に制御されている。

図 11 は、図 10 と同条件でのシミュレーション波形である。両者は良好に一致しており、シミュレーションの信頼性が十分確保されていることを確認した。

図 12 に、回転速度指令値を 25 秒間で 0 から 1500 r/min までランプ関数状に変化させた始動波形を示す。本実験では加速中にモータ周波数が 50 Hz 付近を通過するため、黒い点線で囲まれた領域 (35~65 Hz) において $f_S - f_M$ 成分を抑制できる制御 IV を適用している。その結果、モータ周波数が 50 Hz に接近または一致した場合でもコンデンサ電圧脈動の発散を起こすことなく、安定にモータの定格周波数である 75 Hz まで始動している。50 Hz 付近では、クラスタ電流 i_a^u に脈動抑制用の循環電流が重畳されているため、制御 IV を適用していない動作領域と比べてそのピーク値は増大し、最大で 41 A に達している。直流コンデンサ電圧の脈動幅は 50 Hz 付近では制御 IV を適用していない周波数領域

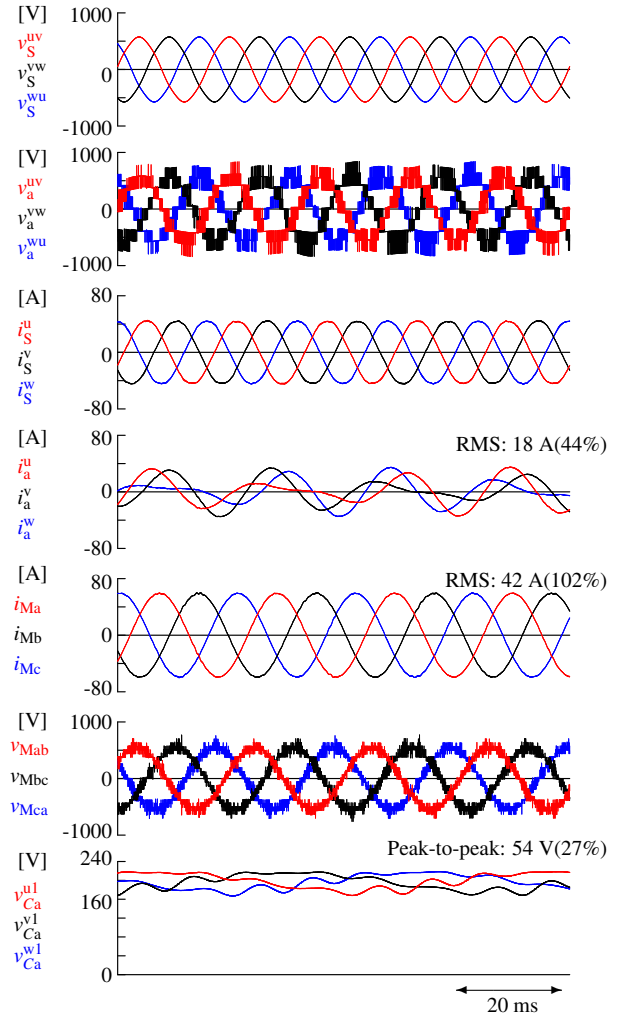


図 11: 図 10 と同条件におけるシミュレーション波形

と比べて電圧脈動幅が小さく、提案制御の有用性が確認できる。始動中における最大の電圧脈動幅は 50 Hz を通過した直後の 48 V (24%) であるが、制御 IV を適用していない動作領域の最大電圧脈動幅とほぼ同等である。

図 13 に、モータ周波数を 50 Hz とした場合の定常波形を示す。系統側出力電圧、モータ側出力電圧ともにマルチレベル波形であるため、系統電流 i_S^u, i_S^v, i_S^w 、モータ電流 i_{Ma}, i_{Mb}, i_{Mc} は低ひずみの正弦波状となる。またクラスタ電流 i_a^u, i_a^v, i_a^w には、系統電流 i_S^u, i_S^v, i_S^w とモータ電流 i_{Ma} の 1/3 の電流成分のほかに、直流コンデンサ電圧脈動抑制用・バランス制御用の循環電流が重畳する。その結果、クラスタ電流の最大値は 31 A、実効値は 21 A となる。直流コンデンサ電圧 200 V に対して電圧脈動振幅は 20 V (10%) となる。よって、制御 IV の適用により、モータ周波数が 50 Hz に一致した場合でも電圧脈動が発散することなく、50 Hz で連続運転が可能であることを確認した。

第 5 章 直流コンデンサ電圧の動的制御法

簡単化のため各ブリッジセルの直流コンデンサ電圧はすべて V_C とし、脈動分 (交流分) は零とする。各ブリッジセルの過変調を防止するため、系統線間電圧 V_S

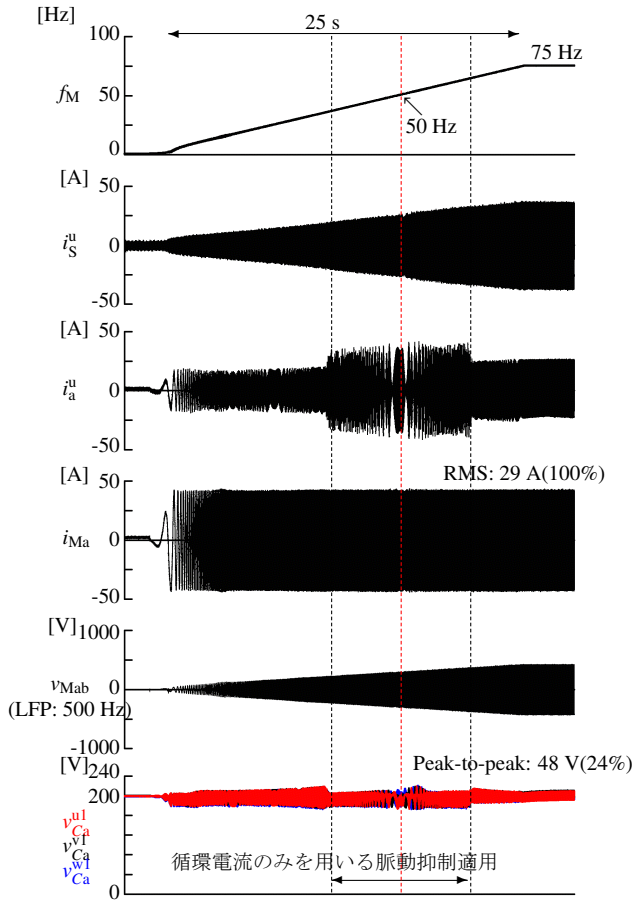


図 12: 定格トルク負荷時の実験始動特性 (埋込磁石型同期電動機)

とモータ線間電圧 V_M 間で次式を満足する必要がある。

$$\sqrt{\frac{2}{3}}(V_S + V_M) \leq nV_C \quad (47)$$

ただし、 n はクラスタあたりのブリッジセル数を表す。(47) 式において、リアクトルの電圧降下と系統中性点に対するモータ中性点の電位 (TSBC が出力する零相電圧) は、ともに零と仮定している。以下の理由より、電圧指令値 V_C^* は (47) 式を満足する範囲で可能な限り小さく設定することが望ましい。

1. 系統側出力電圧の波形改善
2. 各パワーデバイスのスイッチング損失低減
3. 交流リアクトルおよび電動機の鉄損低減

上記理由から、本章ではコンデンサ電圧指令値 V_C^* を (47) 式を満足する範囲で可能な限り小さく設定することを基本方針とする。

実験結果

図 14 に、回転数指令値を 12.5 秒間で 0 から 750 r/min までランプ関数状に与えた場合の始動波形を示す。ただし、全速度領域で定格負荷トルクを与え、モータ周波数が 15 Hz 未満の領域で脈動抑制法を適用した。回転速度 N_{rm} は、始動直後の期間を除いて良好に指令値

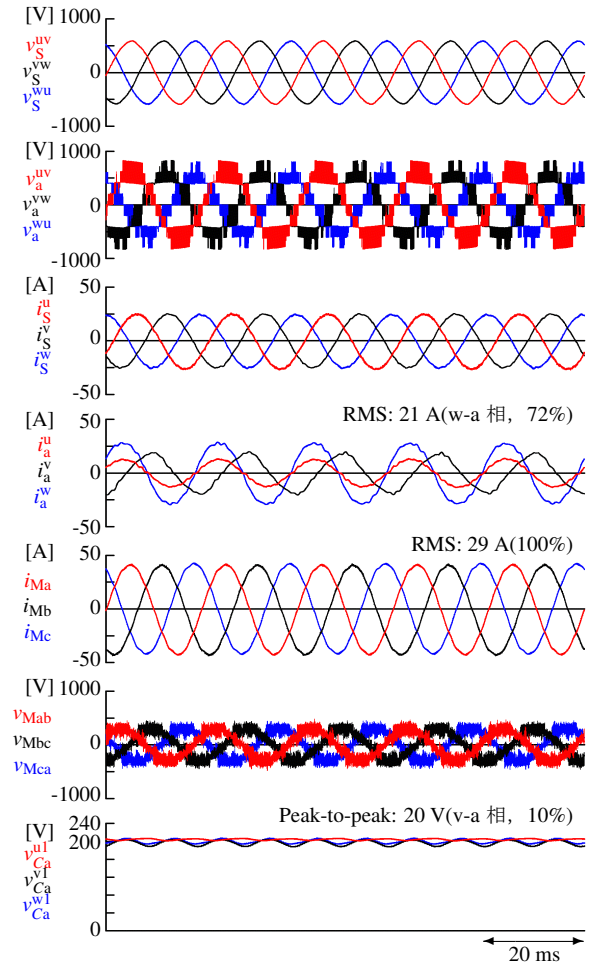


図 13: 定格トルク負荷時の定常特性 (モータ周波数 $f_M = 50$ Hz, 埋込磁石型同期電動機, 制御 IV 適用時)

N_{rm}^* に追従する。モータ電流 i_{Ma} は始動直後から正弦波状に制御されている。クラスタ電流 i_a^u のピーク値は 35 A となり、モータ電流ピーク値 70 A の半分となる。 i_a^u の実効値の最大は 20 A である。直流コンデンサ電圧の直流分は、回転速度の増加とともに 120 V から 200 V まで指令値に追従し、線形に増加する。直流コンデンサ電圧脈動幅 (peak-to-peak) は、全速度領域で 70 V 以内を維持している。また、各電流波形に歪みが見られず、全速度領域で過変調は発生していない。このため、変調率 1 以内を満たしつつコンデンサ電圧指令値の低減を実現している。

図 15, 16 に回転数指令値を $N_{rm}^* = 100$ r/min, かつ定格負荷トルク時における、直流コンデンサ電圧直流分の動的制御を有効・無効にした場合の定常波形を示す。前者の場合は $V_C^* = 131$ V, 後者の場合は $V_C^* = 200$ V (定格回転数時の値を保持) とした。両者とも、安定した低速高トルク運転を実現できているが、系統側出力線間電圧 v_a^{uv} , v_a^{vw} , v_a^{wu} に差異がある。具体的には、図 15 では最大で 13 レベルを出力しているのに対し、図 16 では 9 レベルとなる。これは、マルチレベル電圧波形の 1 ステップがコンデンサ電圧に等しいことから、同振幅の交流電圧を出力した場合にコンデンサ電圧が低いほどレベル数が増加することに起因する。

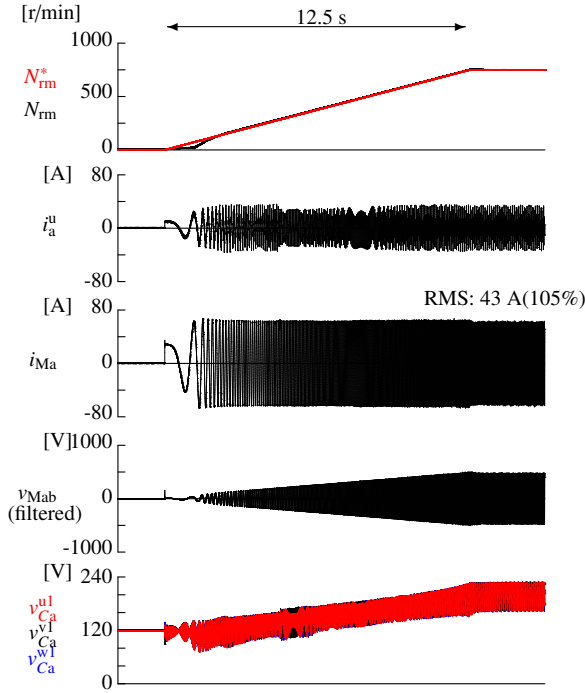


図 14: 定格トルク負荷時実験始動特性

図 17, 18 に, 図 15, 16 における系統側出力線間電圧波形 v_a^{uv} , v_a^{vw} , v_a^{wu} と系統電流波形 i_s^u , i_s^v , i_s^w を拡大した波形を示す。系統電流を比較すると, 図 17 のほうがより高調波成分を低減している。THD(Total Harmonic Distortion: 全高調波歪率)を算出すると図 17 は 4.9%, 図 18 は 6.8% となる。図 17 より, 電圧指令値を動的に制御することで, 低速度領域においても高調波電圧・電流の抑制が実現できる。

第 6 章 DSCC 変換器と TSBC 変換器の比較

図 19 に, DSCC 変換器の主回路構成を示す。図 19 では一例として, 入力側の整流器に Δ - Δ -Y 変圧器を用いた 12 パルスダイオード整流器を採用している。各レグは多段カスケード接続されたチョップパセルと結合リアクトルより構成する。図 19 では, レグ毎のチョップパセル数を 16 としている。結合リアクトルは 3 端子より構成し, 両端端子は上下アームと, 中間端子(センタータップ)はモータ端子と直結する。結合リアクトルを用いた場合, モータ電流成分により発生する磁束は内部で互いに打ち消し合うため, 各アームに計 6 個のリアクトルを接続した場合と比較して重量・体積を小型化できる。各チョップパセルは負電圧を出力できないため, 一般的な三相インバータと同様に三相交流電圧の相電圧 peak-to-peak は直流電圧により制限される。アーム電流は 5 つの自由度を有するが, 変数変換・座標変換によって直流電流 (1 自由度), モータ電流 (2 自由度), および循環電流 (2 自由度) に分類できる。循環電流は DSCC 変換器 C 内を循環し, 直流電流・モータ電流に影響を与えないため, 直流コンデンサ電圧の制御に利用できる。

上アーム電流 i_{Pa} , 下アーム電流 i_{Na} は, 直流電流 i_{dc} ,

a 相モータ電流 i_{Ma} , a 相循環電流 i_{Za} を使用して, 以下のように表せる。

$$i_{Pa} = \frac{i_{dc}}{3} + \frac{i_{Ma}}{2} + i_{Za} \quad (48)$$

$$i_{Na} = \frac{i_{dc}}{3} - \frac{i_{Ma}}{2} + i_{Za} \quad (49)$$

一方, 上アーム出力電圧 v_{Pa} , 下アーム出力電圧 v_{Na} は, 結合リアクトルに印加される電圧を無視すると

$$v_{Pa} = \frac{v_{dc}}{2} - v_{Ma} - v_E \quad (50)$$

$$v_{Na} = \frac{v_{dc}}{2} + v_{Ma} + v_E \quad (51)$$

と表せる。ここで, v_{dc} は直流電圧, v_{Ma} は a 相モータ電圧, v_E はコモンモード電圧である。

DSCC 変換器の直流コンデンサ電圧には, モータ周波数の基本波成分と二次の周波数成分が含まれる。特に基本波成分の脈動幅はモータ電流の実効値に比例し周波数に反比例するため, 低速運転時には脈動幅が増大する。この脈動を抑制する方法として, 正弦波, 方形波状などのコモンモード電圧と循環電流を用いて脈動の原因となる電力を打ち消す低速域制御法 (正弦波重畳法, 方形波重畳法, LFM: Low-Frequency Mode) が提案されている。上記手法では, 以下の循環電流を追加で流すことで, モータ周波数の基本波成分と二次の周波数成分を打ち消す。

$$i_{Za} = \frac{1}{2K_E V_E^2} \left(\frac{2v_{Ma}^2}{v_{dc}} - \frac{v_{dc}}{2} \right) v_E i_{Ma} + \frac{v_{Ma} i_{Ma}}{v_{dc}} - \frac{i_{dc}}{3} \quad (52)$$

ここで, K_E はコモンモード電圧および循環電流の形状に依存する係数で, 双方が正弦波であれば $K_E = 1$, 双方が方形波であれば $K_E = 2$ となる。

図 22, 23 に 40% 負荷トルク時における DSCC 変換器・TSBC 変換器の始動波形をそれぞれ示す。それぞれの主回路の回路定数は, 表 5, 6 に示すように単位静電定数を除けばほぼ同等であり, 同一の 50 Hz 誘導電動機を駆動した。双方ともに回転数指令値を 16.7 秒間で 0 から 1500 r/min までランプ関数状に与えている。

図 22 では, 直流コンデンサの交流電圧脈動制御として $t = t_0$ から $t = t_1$ では低速域制御法 (方形波重畳法), $t = t_1$ から $t = t_2$ では, 重畳する方形波状のコモンモード電圧と循環電流交流分の実効値を比例的に減少させ, $t = t_2$ 以降は中速域制御法 (基本制御法) に切り替えた。その結果, $t = t_2$ 以降はアーム電流 i_{Pu} の最大値が 16 A 程度であるのに対して, $t = t_0$ から $t = t_1$ の低速域制御法を用いた領域では 31 A に達する。また, 直流コンデンサ電圧はその平均値が指令値 140 V に良好に制御されているが, $t = t_0$ から $t = t_1$ および $t = t_1$ から $t = t_2$ の期間で交流脈動成分が増大しており, 脈動幅 (peak-to-peak) の最大値は 38 V (27%) に達する。一方, $t = t_2$ 以降の中速域では脈動幅が次第に減少する。

図 23 では, 直流コンデンサの交流電圧脈動制御として $t = t_0$ から $t = t_1$ では制御 III, $t = t_1$ 以降は制御 IV を使用した。その結果, $t = t_0$ から $t = t_1$ ではクラスタ電流 i_a^u の最大値が 11 A 程度であるのに対して,

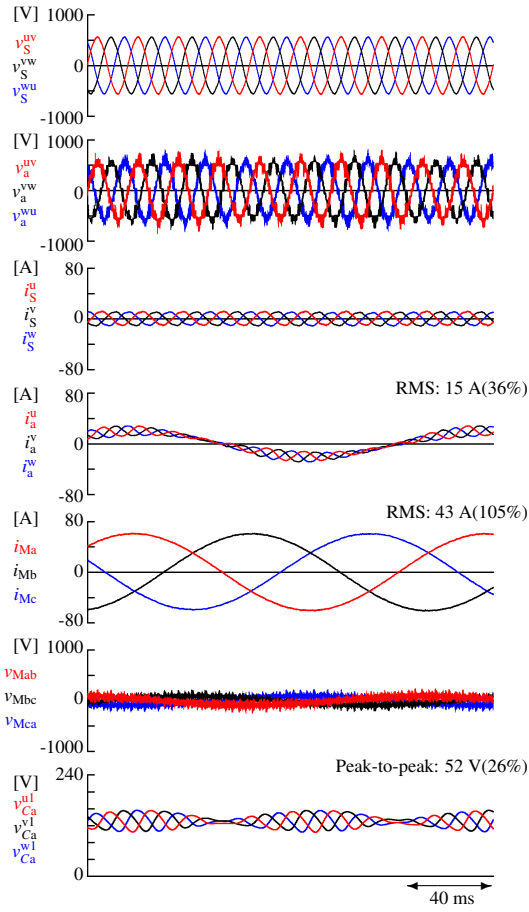


図 15: 定格トルク負荷時実験定常波形 ($N_{rm}^* = 100$ r/min, コンデンサ電圧動的制御有効時, $V_c^* = 131$ V)

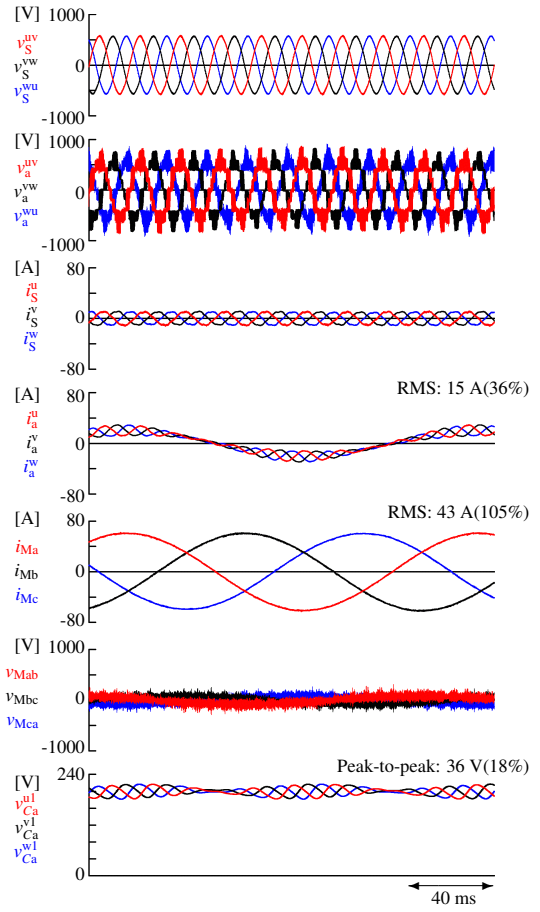


図 16: 定格トルク負荷時実験定常波形 ($N_{rm}^* = 100$ r/min, コンデンサ電圧動的制御無効時, $V_c^* = 200$ V)

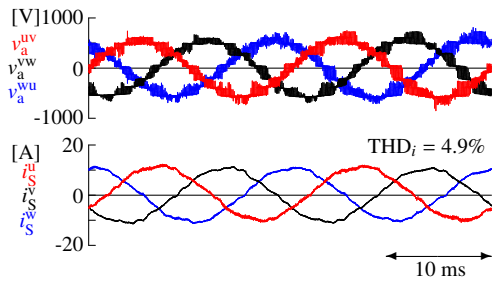


図 17: 図 15 の拡大波形

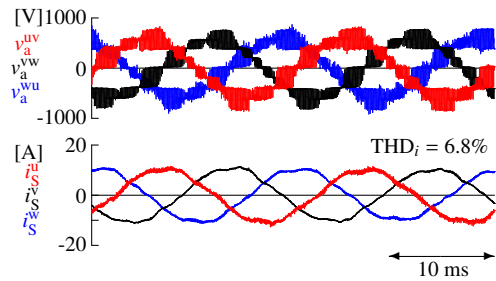


図 18: 図 16 の拡大波形

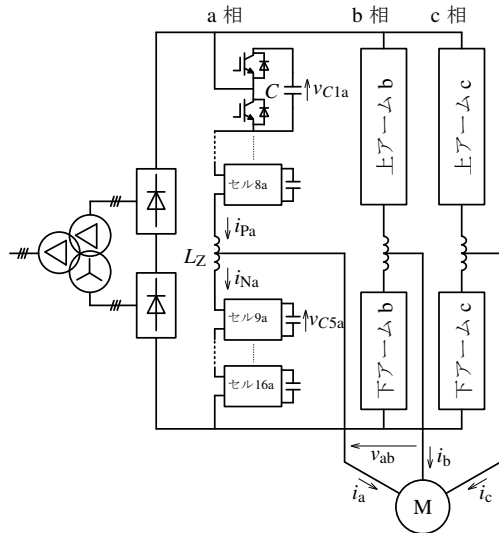


図 19: 12 パルスダイオード整流器を入力側に使用した DSCC 変換器の回路構成 (leg あたり 16 段構成)

$t = t_1$ 以降の電源周波数接近領域制御法を用いた領域では 32 A に達する。直流コンデンサ電圧は、その平均値が指令値 200 V に良好に制御されている。一方、 $t = t_1$ 以降においてモータ周波数が電源周波数 50 Hz に接近するに伴い交流脈動成分は増大し、脈動幅 (peak-to-peak) の最大値は 50 V (25%) に達する。低速域に着目すると、 $t = t_0$ から $t = t_1$ では脈動幅は小さく、始動時は 12 V (6%) 程度である。

理論解析と実験始動特性で得られたクラスタ電流実効値とコンデンサ電圧脈動幅の傾向が一致し、DSCC 変換器では電流と脈動幅双方が低速時に増大し、TSBC 変換器では電源周波数接近時に増大することが示された。

以上の結果から、DSCC 変換器と TSBC 変換器は一概に優劣の関係が存在せず、電力回生機能の必要性および負荷トルク特性によって優劣が決定することが示された。それぞれに適した応用先の例を以下に示す。

- DSCC 変換器: 電力回生が必要ない、ファン・ブロワ・ポンプ・コンプレッサ等に代表される逓減負荷トルク特性をもつ応用
- TSBC 変換器: 電力回生が必要で、低速高トルク負荷である、圧延・ミル・キルン・コンベア等の応用

第 7 章 結論

本論文では、次世代高圧交流電動機駆動システムへの適用が期待されているモジュラー・マルチレベル・カスケード変換器 (MMCC) の一つである TSBC 変換器に着目し、実用化に必要な不可欠となる制御法の理論解析に基づいた構築を主軸に、システムの小型・軽量化や低損失・低コスト化に貢献する周辺技術の検討を行った。

表 4: 図 20, 21 における動作条件

負荷トルク	T_L	40%
電動機電流実効値	I_M	13.8 A
電動機力率	$\cos \phi_M$	0.71
単位静電定数	H	50 ms
コモンモード電圧実効値 (DSCC)	V_{cm}	180 V
コモンモード電圧周波数 (DSCC)	f_{cm}	50 Hz
電源力率 (TSBC)	$\cos \phi_S$	1.0 (0.71)*

* () 内の値は差分周波数脈動抑制制御使用時のみ適用

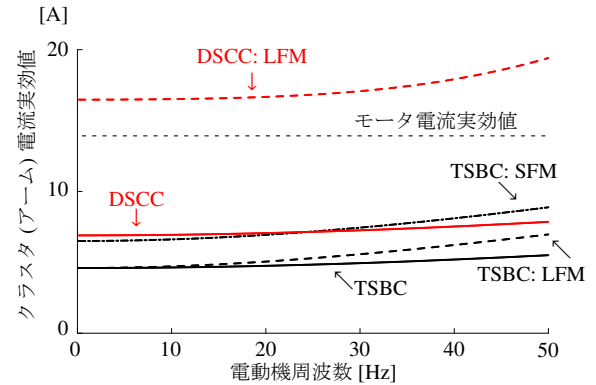


図 20: DSCC 変換器と TSBC 変換器のクラスタ (アーム) 電流実効値の数値比較

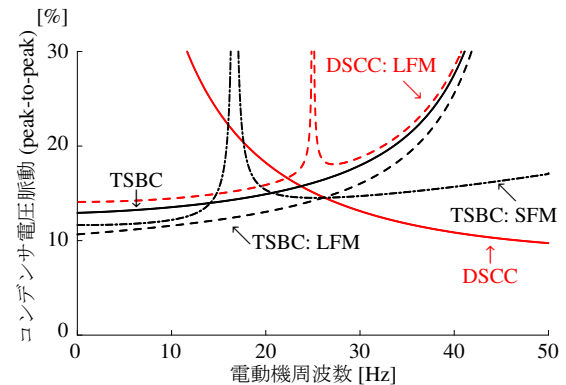


図 21: DSCC 変換器と TSBC 変換器のコンデンサ電圧脈動幅の数値比較

表 5: 実験に使用した DSCC 変換器主回路 (図 19) の回路定数

定格電力	P	15 kW
定格直流リンク電圧	V_{dc}	560 V
結合リアクトル	L_Z	2.0 mH (5.9%)
直流コンデンサ容量	C	6.6 mF
直流コンデンサ直流電圧指令値	V_C^*	70 V
単位静電定数	H	52 ms
leg あたりセル数	n	16
PWM キャリア周波数	f_c	1.5 kHz
等価 PWM キャリア周波数	$n f_c$	24 kHz

() 内の値は 400 V, 15 kW, 50 Hz ベース

表 6: 実験に使用した TSBC 変換器主回路の回路定数

定格電力	P	15 kW
電源線間電圧実効値	V_S	400 V
電源周波数	f_S	50 Hz
交流リアクトル (単相リアクトル)	L	3 mH (8.8%)
直流コンデンサ容量	C	1.7 mF
直流コンデンサ直流電圧指令値	V_C^*	200 V
単位静電定数	H	81 ms
PWM キャリア周波数	f_c	1 kHz
等価 PWM キャリア周波数	$8 f_c$	8 kHz

() 内の値は 400 V, 15 kW, 50 Hz ベース

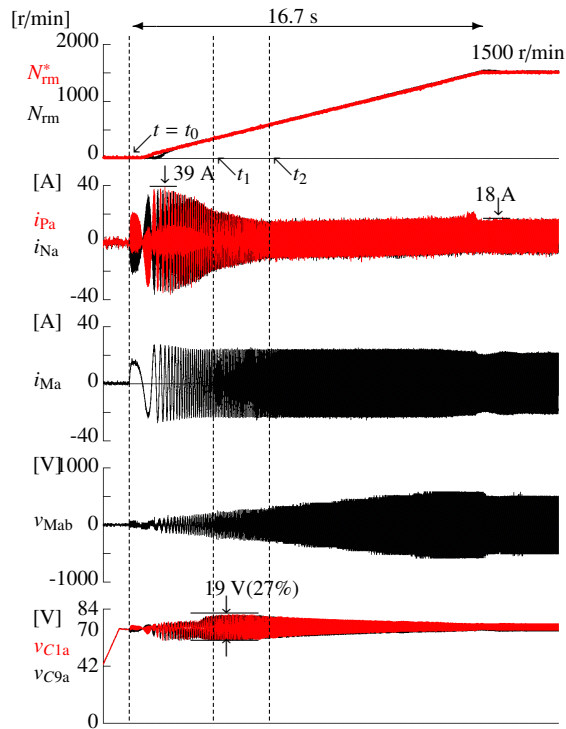


図 22: 40%負荷トルクを印加した 50 Hz 誘導電動機の実験始動特性 (DSCC 変換器使用時)

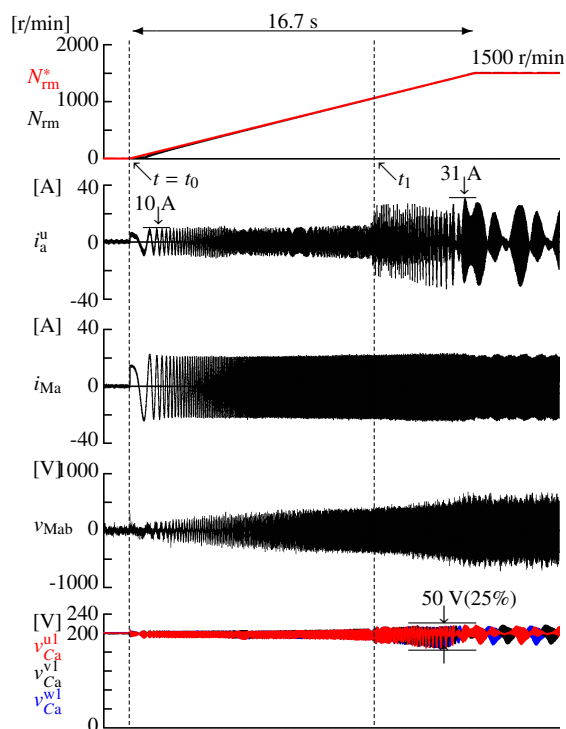


図 23: 40%負荷トルクを印加した 50 Hz 誘導電動機の実験始動特性 (TSBC 変換器使用時)

TSBC 変換器の制御法が未確立であったことから、本論文では、変換器全体の電圧・電流方程式を用いて非干渉電流制御を構築した。入出力と循環回路の非干渉化は、2度適用する $\alpha\beta 0$ 変換によって実現し、世界で初めて完全な非干渉化に成功した。さらに、一般化 SSBC 変換器を出発点とした TSBC 変換器のパワーフロー解析を行った。また、パワーフロー解析に基づいて実用上必要不可欠な直流コンデンサ電圧バランス制御および脈動抑制制御を構築した。このパワーフロー解析結果は、 $\alpha\beta 0$ 軸上の電圧・電流で表現されているため、入出力と循環回路が数式上で分離されている点に特長があり、結果として入出力電圧・電流に理論上干渉しないバランス制御が構築可能である。実験室ミニモデルを再現したシミュレーション上で、バランス制御の理論妥当性を検証した。

また、三相 400 V、15 kW、4 段構成の実験室ミニモデルを設計・製作し、世界で初めて交流電動機を接続した実験検証に成功した。実験では定常特性・過渡特性ともに検討した。定常時・過渡時ともに非干渉電流制御およびコンデンサ電圧のバランス制御は良好に動作し、提案した制御法の妥当性・有効性を確認した。同条件で比較した実験波形とシミュレーション波形はよく一致しており、シミュレーションの信頼性が確認できた。提案した各種脈動抑制制御法による電圧脈動の抑制効果の検証を行い、実用上十分な抑制効果を確認できた。

一方、交流電動機を TSBC を用いて可変速駆動させることを想定し、最適な直流電圧指令値決定法に関する考察を行った。直流コンデンサ電圧の直流分を動的に制御することによって、波形改善と損失低減を実現できることを理論的に示した。さらに、波形改善の効果を、実験室ミニモデルを用いて確認した。これにより、フィルタの小型化、高調波の低減、変換器の効率向上などが期待できる。

最後に、TSBC 変換器と同様に次世代高圧交流電動機駆動システムへの適用が期待されている MMCC の一つである DSCC 変換器を、本論文で検討した TSBC 変換器と理論的および実験的に比較した。比較では、基本的な回路機能・回路構成に加えて、スイッチング素子や受動素子で発生する損失に関する電流の大きさや、変換器全体のサイズ・コストに関するコンデンサ電圧脈動幅について重点的に評価を行った。理論検討と実験で得られた結果はその傾向が一致しており、DSCC 変換器は低速時に、TSBC 変換器はモータ周波数が電源周波数接近時に、それぞれ電流とコンデンサ電圧脈動振幅が大幅に増大することを示した。これらの結果から、DSCC 変換器は回生が不要な中高速回転の応用に、TSBC 変換器は回生が必要な低速回転の応用に適していることを、理論的・実験的に明らかにした。

発表論文等

学会誌論文

1. 川村弥, 赤木泰文:「TSBC 方式モジュラー・マルチレベル・カスケード変換器 (MMCC-TSBC) の非干渉制御」, 電学論 D, Vol. 133, No. 8, pp. 828–837 (2013-8)
2. W. Kawamura, M. Hagiwara, and H. Akagi, “Control and experiment of a modular multilevel cascade converter based on triple-star bridge cells,” *IEEE Trans. Ind. Appl.* vol. 50, no. 5, pp. 3536–3548, Sep./Oct. 2014.
3. 川村弥, 萩原誠, 赤木泰文:「スター結線を有するモジュラー・マルチレベル・カスケード変換器 (MMCC-xSBC) のパワーフロー解析とコンデンサ電圧制御」, 電学論 D, Vol. 135, No. 7, pp. 775–786 (2015-7)
4. W. Kawamura, K. -L. Chen, M. Hagiwara, and H. Akagi, “A low-speed, high-torque motor drive using a modular multilevel cascade converter based on triple-star bridge cells (MMCC-TSBC),” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 51, no. 5, pp. 3965–3974, Sep./Oct. 2015.

国際会議

1. W. Kawamura and H. Akagi, “Control of the modular multilevel cascade converter based on triple-star bridge-cells (MMCC-TSBC) for motor drives,” *IEEE Energy Conversion Congress & Exposition (ECCE)* 2012, pp. 3506–3513, Sep. 2012.
2. W. Kawamura, M. Hagiwara, and H. Akagi, “A broad range of frequency control for the modular multilevel cascade converter based on triple-star bridge-cells (MMCC-TSBC),” *IEEE Energy Conversion Congress & Exposition (ECCE)* 2013, pp. 4014–4021, Sep. 2013.
3. W. Kawamura, M. Hagiwara, and H. Akagi, “Experimental verification of a modular multilevel cascade converter based on triple-star bridge-cells (MMCC-TSBC) for motor drives,” *IEEE International Future Energy Electronics Conference (IFEEC)* 2013, pp. 454–459, Nov. 2013.
4. W. Kawamura, M. Hagiwara, and H. Akagi, “Control and experiment of a 380-V, 15-kW motor drive using modular multilevel cascade converter based on triple-star bridge cells (MMCC-TSBC),” *International Power Electronics Conference (IPEC) – ECCE-Asia* 2014, pp. 3742–3749, May 2014.
5. W. Kawamura, K. -L. Chen, M. Hagiwara, and H. Akagi, “A low-speed, high-torque motor drive using the modular multilevel cascade converter based on triple-star bridge cells (MMCC-TSBC),” *IEEE Energy Conversion Congress & Exposition (ECCE)* 2014, pp. 1631–1638, Sep. 2014.
6. W. Kawamura, Y. Chiba, M. Hagiwara, and H. Akagi, “Experimental verification of TSBC-based electrical drives when the motor frequency is passing through, or equal to, the supply frequency,” *IEEE Energy Conversion Congress & Exposition (ECCE)* 2015, pp. 5490–5497, Sep. 2015.
7. W. Kawamura, M. Hagiwara, and H. Akagi, “Design and evaluation of ac inductors indispensable to a modular multilevel cascade converter (MMCC-TSBC) for medium-voltage motor drives,” *IEEE International Future Energy Electronics Conference (IFEEC)* 2015, Nov. 2015.

国内シンポジウム講演

1. 川村弥, 岡崎佑平, 萩原誠, 赤木泰文:「モジュラー・マルチレベル・カスケード変換器を用いた高圧大容量モータドライブ: DSCC と TSBC の比較」, 平成 26 年電気学会産業応用部門大会, 3-S1-3, pp. III-11–16, 2014 年 8 月

国内会議

1. 川村弥, 萩原誠, 赤木泰文:「モジュラー・マルチレベル・カスケード変換器 (MMCC-TSBC) の高圧モータドライブへの応用」, 平成 24 年電気学会全国大会, 4-052, pp. 91–92(第 4 分冊), 2012 年 3 月
2. 川村弥, 赤木泰文:「モジュラー・マルチレベル・カスケード変換器 (MMCC-TSBC) の制御法」, 平成 24 年電気学会産業応用部門大会, 1-49, pp. I-241–246, 2012 年 8 月
3. 川村弥, 赤木泰文:「モジュラー・マルチレベル・カスケード変換器 (MMCC-TSBC) の入出力周波数が接近した場合の制御法」, 平成 25 年電気学会全国大会, 4-046, pp. 80–81(第 4 分冊), 2013 年 3 月
4. 川村弥, 萩原誠, 赤木泰文:「TSBC 方式モジュラー・マルチレベル・カスケード変換器 (MMCC-TSBC) の実験検証」, 平成 25 年電気学会産業応用部門大会, 1-68, pp. I-297–300, 2013 年 8 月
5. 川村弥, 萩原誠, 赤木泰文:「TSBC 方式モジュラー・マルチレベル・カスケード変換器 (MMCC-TSBC) を用いた誘導電動機の始動特性」, 平成 26 年電気学会全国大会, 4-043, pp. 68–69(第 4 分冊), 2014 年 3 月
6. 川村弥, 萩原誠, 赤木泰文:「高圧モータ駆動向け TSBC 方式モジュラー・マルチレベル・カスケード変換器に使用する交流リアクトルの検討」, 平成 27 年電気学会産業応用部門大会, 1-31, pp. I-161–166, 2015 年 9 月

特許

1. 発明の名称: 電力変換器, 発明者: 赤木泰文・川村弥, 出願番号: PCT/JP2012/071005, 出願日: 2012 年 8 月 20 日, 公告番号: WO/2014/030202 (公開中)

表彰

1. 平成 25 年電気学会産業応用部門大会論文発表賞 (部門表彰), (国内会議 4.)