

磁気結合インダクタを応用した  
高電力密度コンバータの実現へ向けた研究

A Study on Realization of High Power Density Converters  
using Coupled Inductors

木村 翔太

島根大学大学院 総合理工学研究科  
Interdisciplinary Graduate School of Science and Engineering,  
Shimane University

2018年3月



# 目次

## 第1章 序章

1.1 研究背景 .....	1
1.2 研究目的 .....	6
1.3 本論文の概要 .....	7

## 第2章 電力変換器の高電力密度化手法

2.1 緒言 .....	8
2.2 電力変換器の高電力密度化のためのアプローチ .....	8
2.3 スイッチング周波数の高周波化 .....	9
2.4 高性能受動素子の適用 .....	10
2.4.1 キャパシタ .....	11
2.4.2 インダクタ .....	13
2.5 回路トポロジーの工夫（マルチフェーズ技術） .....	16
2.6 結言 .....	20

## 第3章 磁気結合インダクタ方式マルチフェーズコンバータ

3.1 緒言 .....	21
3.2 回路構成とインダクタ構造 .....	22
3.2.1 疎結合インダクタ方式 .....	24
3.2.2 密結合インダクタ方式 .....	26
3.2.3 統合巻線結合インダクタ方式 .....	28
3.3 電気特性 .....	30
3.3.1 電気特性解析 .....	34
3.3.1.1 疎結合インダクタ方式 .....	34
3.3.1.2 密結合インダクタ方式 .....	38

3.3.1.3	統合巻線結合インダクタ方式.....	40
3.3.2	リップル電流のモデリング.....	42
3.3.2.1	各相リップル電流.....	44
3.3.2.2	入力リップル電流.....	47
3.4	電磁気特性.....	50
3.4.1	電磁気特性解析.....	50
3.4.1.1	疎結合インダクタ方式.....	50
3.4.1.2	密結合インダクタ方式.....	54
3.4.1.3	統合巻線結合インダクタ方式.....	57
3.4.2	最大磁束のモデリング.....	60
3.5	結言.....	66
第4章	数式モデルを用いた小型化性能評価	
4.1	緒言.....	67
4.2	最大許容電力に関する数式モデルの導出.....	67
4.3	実機検証.....	75
4.4	動作モードと小型化性能指標.....	80
4.5	結言.....	83
第5章	コアモデルを用いた小型化性能評価	
5.1	緒言.....	84
5.2	インダクタ体積とコアモデルの導入.....	84
5.3	各磁気結合インダクタ方式の体積モデルリング.....	86
5.4	デューティ比と小型化性能指標.....	90
5.5	電磁界シミュレーションと実機による検証.....	94
5.6	結言.....	103

## 第6章 結論

本研究の総括 .....	104
参考文献 .....	106
謝辞 .....	113
論文目録 .....	114

# 第 1 章

## 序章

### 1.1 研究背景

現代社会においてエネルギーは欠かせないものとなっている。一方でエネルギー消費量は世界的な経済成長や人口増加に伴い年々増大しており、今後も中国やインドを中心としたアジア新興国の経済成長が加速していくことでさらに増加していくが見込まれている<sup>(1)</sup>。これにより、近年ではエネルギー資源の枯渇問題が顕在化している。さらに、2016年において未だ世界のエネルギー源の約85.5%は石油、石炭、天然ガスの化石燃料に依存しており、それらを燃やして発電する際に排出される大量の二酸化炭素(CO<sub>2</sub>)を中心とした温室効果ガスによる地球温暖化も、エネルギー資源の枯渇化と同様に、地球規模で解決すべき環境問題として取り上げられている<sup>(2)</sup>。そのため、化石燃料といった有限のエネルギー資源に替わる太陽光、水力、風力、バイオマス等の新エネルギー(再生可能エネルギー)の利用拡大、また省エネルギー(省エネ)の推進が急務とされている。

温室効果ガスの排出を抑制し持続可能な社会を形成する上で省エネ化の追求は様々な分野において共通の認識となっており、その省エネ化を支えるコアテクノロジーとなるのがパワーエレクトロニクスである。パワーエレクトロニクスはパワー半導体を用いて電気を所望の状態に効率的に変換するための電力工学、電気工学、制御工学の融合技術であり、その技術はパワー半導体デバイスの発展に伴い、身近な家電機器をはじめ、情報・通信機器、電気自動車や新幹線といった輸送機器、さらには太陽光発電や風力発電といった新エネルギー発電機器まで電気を取り扱う幅広い分野で応用されている<sup>(3)-(5)</sup>。パワーエレクトロニクス技術が用いられる電力変換器は大きく分けて、直流を交流に変換するDC-ACインバータ、直流を別の直

流に変換する DC-DC コンバータ，交流を直流に変換する AC-DC コンバータ，交流を別の交流に変換する AC-AC コンバータがあり，用途に応じて必要とされる電圧や周波数に変換するために利用される。環境問題への本格的な対応が重視される社会情勢の中で，今後パワーエレクトロニクス市場は着実に拡大していくことが予想される。そして同時にパワーエレクトロニクス技術を発展させ，電力変換器の一層の小型化，高効率化，高信頼性等，高度な技術要求をクリアしていく必要がある。

温暖化対策のための国際的な枠組みとして，2015 年にフランスのパリで開催された第 21 回気候変動枠組条約締約国会議（COP21）において，全 196 ヶ国が参加するパリ協定が採択された。これにより各国が定めた温室効果ガス排出削減目標を達成するために国内で積極的に対策を講じることが義務付けられた。主要排出国の一つである日本では 2030 年度までに温室効果ガス排出量を 2013 年度比で 26%削減することを目標として掲げており，この目標値は他の主要排出国と比較しても高い目標値である<sup>(6)</sup>。

日本の CO2 排出量を部門別で表したものを図 1.1 に示す<sup>(7)</sup>。2015 年において，国内の CO2 総排出量の内約 17%を運輸部門が占めている。運輸部門には自動車，鉄道，航空機，船舶が含まれるが，その大部分を自動車が占める。そのため，CO2 排出量削減に向けて自動車の燃費規制が厳しさを増しており，環境性能に優れたハイブリッド自動車（HEV: Hybrid Electric Vehicle），プラグインハイブリッド自動車（PHEV: Plug-in Hybrid Electric Vehicle），走行時に排気ガスを出さないゼロエミッション車（ZEV: Zero Emission Vehicle）の電気自動車（EV: Electric Vehicle）や燃料電池自動車（FCV: Fuel Cell Vehicle）といった次世代自動車へ多様なニーズが強くなってきている<sup>(8),(9)</sup>。

パリ協定の締結を境に各国政府や各自動車メーカーの自動車の電動化シフトの動きがさらに加速している。2016 年 10 月にドイツの連邦議会が 2030 年までにガソリン車及びディーゼル車の販売を禁止する決議案を可決した。ただし，この議決案には法的拘束力はないものの自動車大国であるドイツの今後の政策に大きな影響を与えることが予想される。そして，これに続く形で 2017 年 7 月にはフランスと

イギリスが 2040 年までにガソリン車及びディーゼル車の国内販売を禁止する方針を発表している<sup>(10)</sup>。一方で世界の各自動車メーカーでも様々な動きがみられる。自動車メーカー大手のフォルクスワーゲンは 2025 年までに合計 50 車種の EV を発売し、年間の世界販売を最大 300 万台へと引き上げることを宣言している<sup>(10)</sup>。日本国内自動車メーカーにおいても本田技研工業が 2030 年を目途に世界販売数の 3 分の 2 を電動車にする目標を明言しており、最近ではトヨタ自動車も今後の電動化戦略を明らかにし、2030 年に世界販売台数における電動車を 550 万台以上、EV 及び FCV については 100 万台以上を目指すとしている<sup>(11),(12)</sup>。これら電動車の普及させるためにはパワーエレクトロニクス技術の発展が重要となる。

トヨタ自動車は各種エコカー開発に必要な要素技術を含み、様々な燃料と組み合わせることができるハイブリッド技術を「21 世紀の環境コア技術」と位置付け、エコカーのさらなるラインナップの拡充に努め、環境への貢献を進めていくとしている<sup>(13)</sup>。HEV は電気モータと内燃機関の双方の長所を組み合わせたような自動車である。しかしながら、HEV には内燃機関が搭載されているため、EV とは違い走行時の CO<sub>2</sub> の発生を防ぐことは出来ない。そのため、CO<sub>2</sub> の排出量削減に対しては、燃費を向上させることで対応していくことになる。図 1.2 に HEV の電気駆動システムを示す<sup>(14)-(16)</sup>。基本的にはメインのバッテリーからインバータを介して AC モータを駆動させる。一方で、走行性能を上げるためのモータの高出力化の要望に対し、図 1.1 のようにインバータの前段にバッテリー電圧を昇圧するためのコンバータ（昇圧コンバータ）を用いてモータの印加電圧を高電圧化させたシステムの採用事例が増えきている。特に、新たに加えられた昇圧コンバータは居住スペースと燃費性能の観点から小型化、高効率化、低コスト化が強く求められる。

電力変換器の小型化、高効率化を達成する有効な手法の一つとしてマルチフェーズ（多相）技術の導入が挙げられる。マルチフェーズ技術では共通の負荷に対して同じ回路を複数並列に接続された構成になっており、その相数を  $n$  とした場合、各回路のスイッチング信号の位相を  $360^\circ/n$  シフトさせて駆動させる<sup>(17)-(20)</sup>。なお、マルチフェーズ方式は時に同等の意味合いとしてインターリーブ方式と呼ばれるこ



ともある。マルチフェーズ技術は複数の利点を有する。まず、多相並列構造により電流が均等に分流されるため、各回路の素子に流れる電流が  $n$  分の 1 となり、従来のシングルの回路と比較して素子の発熱ストレスを大幅に抑制することができる。加えて、各相スイッチの位相シフト動作により、入出力キャパシタにおいてスイッチング周波数を上げることなく、より高いスイッチング周波数での回路動作と同等の効果を得ることができる。その結果、入出力キャパシタに流れ込む電流のリプル変動が小さくなるため、このキャパシタの容量を小さく設計でき小型化が可能となる。このような特長からマルチフェーズ技術は特に大電流アプリケーションに有用であり、小型・高効率化技術として認識されている。その応用範囲も広く、車載用電力変換器、パワーコンディショナ、POL (Point Of Load) 電源等で使用されている<sup>(21)-(27)</sup>。

マルチフェーズ技術は入出力キャパシタの小型化には有効であることは上述の通りであるが、電力変換器の全体の体積からみると、フィルタ用インダクタについては相数に応じて必要とされる個数が増加するため、電流分流化を考慮しても十分な小型化効果を得ることができない。この課題に対する解決策として、磁気結合インダクタの適用が考えられる。磁気結合インダクタの相互誘導作用により、インダクタに流れる電流リプルの周波数を等価的に高周波化でき磁性体の小型化が可能になる。そのため、マルチフェーズ技術との組み合わせ技術として注目されており様々な研究が行われている<sup>(28)-(32)</sup>。

当然のことながら想定するアプリケーションによって求められる仕様も多種多様である。一方、磁気結合インダクタに関しては、その磁気構造によって小型化性能が大きく左右される。そのため、磁気結合インダクタを適用し、マルチフェーズコンバータの更なる小型・高効率化を実現するためにはアプリケーションの仕様に対して適切な方式を選択する必要がある。この技術的課題を解決することで、パワーエレクトロニクス技術の向上寄与し、電力変換器の省エネ化に貢献できる。

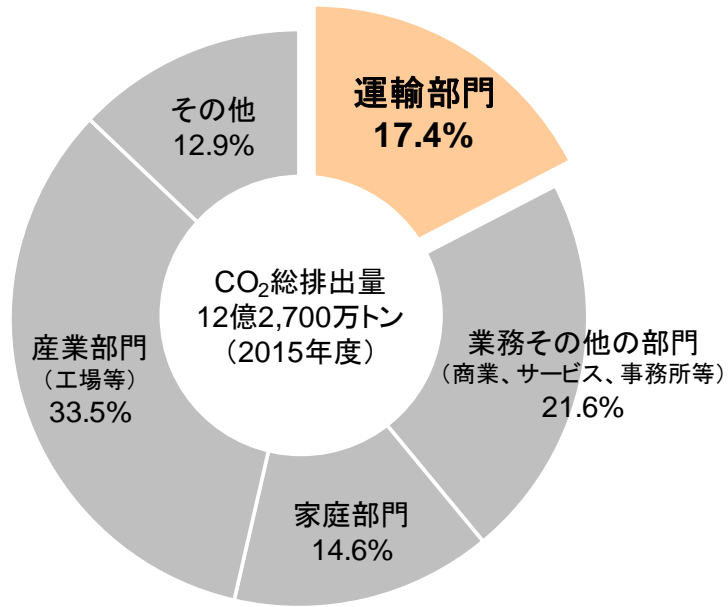


図 1.1 日本の CO<sub>2</sub> 排出量 (部門別) (7)

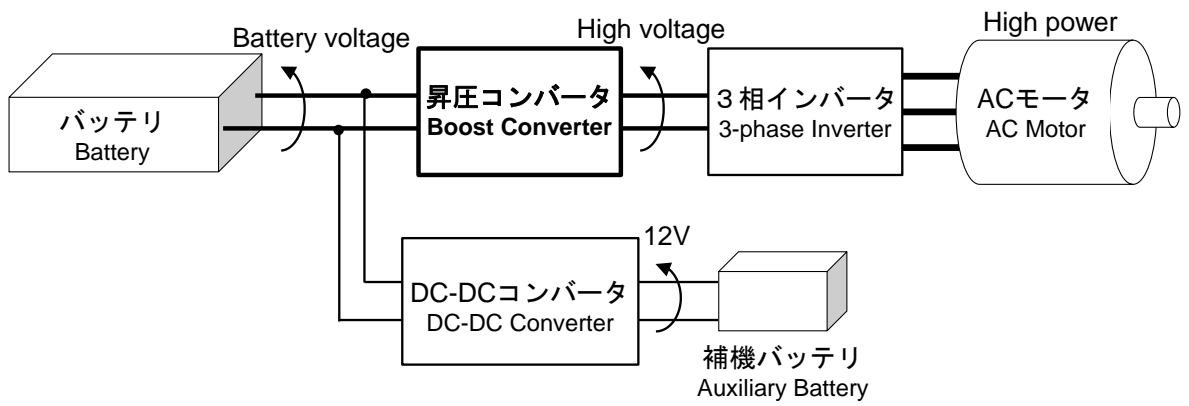


図 1.2 HEV の電気駆動システム

## 1.2 研究目的

本研究の目的は、磁気結合インダクタを応用したマルチフェーズコンバータにおいて、さらなる高電力密度化を実現するための理論的評価モデルの構築及び小型化性能指標の明確化である。

高電力密度コンバータを実現するための一つの手法として、すでに様々なところで採用されているマルチフェーズ技術に磁気結合インダクタを応用するアプローチがある。これまで磁気結合インダクタの応用技術や性能向上技術等に関して、広く研究が行われてきた。現在、広く普及している2相マルチフェーズコンバータに対しては、主に、下記の3つの磁気結合インダクタ方式が提案されている。

- ・疎結合インダクタ (LCI: Loose Coupled Inductors) 方式<sup>(33)-(35)</sup>
- ・密結合インダクタ (CCI: Close Coupled Inductors) 方式<sup>(36)-(37)</sup>
- ・統合巻線結合インダクタ (IWCI: Integrated Winding Coupled Inductors) 方式<sup>(38)-(39)</sup>

これらの磁気結合インダクタ方式はそれぞれ異なる磁気構造を持つため、特長や性能も異なってくる。これらを特定のアプリケーションに応用する場合、電力変換器のさらなる高電力密度化を達成するためには、その仕様に対して小型化性能の高い適切なトポロジーを選択し設計する必要がある。従来の方法では一つのトポロジーごとにシミュレーションを用いて設計を行い実機にて評価していたため、複数のトポロジーと比較する際にはそのトポロジーの数だけ同様の設計プロセスが必要となり最終的にそれらの中から小型化性能の高いトポロジーを判断し選択するまでに多くの作業と時間を要してしまう問題があった。特に磁気結合インダクタは従来の独立したインダクタと比較して設計方法が複雑化してしまうため、比較・検討に要する手間がより大きくなる。つまり、これら3つの磁気結合インダクタ方式に対して、設計パラメータと関連付けて小型化性能を同時に評価できる方法が必要である。そこで、本論文では、3つの磁気結合インダクタ方式の小型化性能を同時に評価できる手法として2種類の評価法を提案し、同時に小型化性能指標も提示する。

### 1.3 本論文の概要

本論文は全6章で構成されており、各章の内容は以下の通りである。

第1章では、省エネルギーや温室効果ガス削減が求められる社会情勢に対してのパワーエレクトロニクス技術の重要性について述べ、電力変換器の高電力密度化の必要性を示した。また、電力変換器の高電力密度化の手法としてマルチフェーズ技術に磁気結合インダクタを適用する方法を取り上げ、本研究の目的について述べている。

第2章では、電力変換器の体積に占める回路構成部品について述べ、それらを小型化するためのアプローチを3つ挙げている。そして、それらの技術動向も交えながらそれぞれ説明している。

第3章では、本研究の対象となる2相マルチフェーズ昇圧コンバータにおける3の磁気結合(LCI方式、CCI方式、IWCI方式)を取り上げ、回路動作からそれぞれの磁気構造やその特徴について説明している。さらに特徴を理解するためにそれらの電磁気特性について解析を行っている。

第4章では、最大許容電力の観点から小型化性能を評価する数式モデルを提案する。前章での解析結果に基づき、それぞれの数式モデルを構築し比較検討を行い、実験によりそのモデルの妥当性について検証している。またPFC等に適用する場合を考え、動作モードに対する小型化性能指標を示している。

第5章では、前章とは別のアプローチで、コアモデルを用いた小型化性能評価方法を提案している。また実験及び電磁界シミュレータによりそれぞれのコアモデルの妥当性の確認を行った後、デューティ比に対する小型化性能指標を示している。またコアモデルを用いて体積比較を行い、実際に作製したプロトタイプにて効率比較を通して有効性について議論している。

第6章では本研究の総括及び今後の展望について述べる。

## 第2章

# 電力変換器の高電力密度化手法

### 2.1 緒言

第1章では、近年の環境問題への懸念から、省エネルギー化や温室効果ガス削減に向けた世界の動きを紹介した。その上でパワーエレクトロニクス技術による電力変換器の小型・高効率化の重要性を示し、本研究の目的について述べた。

本章では、電力変換器の全体体積において大部分を占める回路部品について触れ、それに対して一般的な電力変換器の高電力密度化手法について述べる。それぞれの手法の特徴について技術動向を踏まえながら説明する。そして、最後に本研究対象としている磁気結合インダクタ方式マルチフェーズコンバータの優位性について述べる。

### 2.2 電力変換器の高電力密度化のためのアプローチ

電力変換器は主にパワー半導体デバイス、インダクタやキャパシタといった受動素子等で構成されており、特に電力変換器全体の体積に対して、インダクタとキャパシタの占める割合は大きい。そのため、これらを小型化することで電力変換器の高電力密度化につなげることができる。電力変換器の高電力密度化のための基本的なアプローチとして大別すると以下の3つになる。

- ・スイッチング周波数の高周波化
- ・高性能受動素子の適用
- ・回路トポロジーの工夫（マルチフェーズ技術）

## 2.3 スイッチング周波数の高周波化

スイッチング周波数の高周波化によってインダクタやキャパシタといった受動素子の1周期当たりで扱う必要エネルギー量を減少させることができる。これらのエネルギー蓄積能力を表すインダクタンス  $L$  やキャパシタンス  $C$  はその素子自体のサイズと大きく関わってくる。そのため、スイッチング周波数を高周波化させることで、インダクタやキャパシタの体積を小型化できる。

しかしながら、弊害としてスイッチング周波数の高周波化は、パワー半導体デバイスのスイッチング損失の増加を招くため、回路効率の低下が懸念される。スイッチング周波数の高周波化はスイッチング損失の増加とトレードオフの関係にあり、総合的に見てメリットとデメリットの割合が釣り合う所で頭打ちすることになる。

また、スイッチング周波数の高周波化による弊害はスイッチング損失の増加だけでなく、スイッチングの過渡遷移期間の時間の電流変化率  $di/dt$  や電圧変化率  $dv/dt$  が大きくなることで発生する高周波ノイズによって他の機器に誤動作を引き起こす等の問題が深刻化している。ノイズ問題には電磁妨害 (EMI: Electro Magnetic Interference) と電磁感受性 (EMS: Electro Magnetic Susceptibility) がある。そのため、ノイズの発生を防ぎ、また侵入を防ぐ電磁両立性 (EMC: Electro Magnetic Compatibility) が求められている。これらの問題を解決する方法として、 $L$  や  $C$  の共振現象を巧みに利用したソフトスイッチング技術の適用が考えられる。このソフトスイッチング技術により、従来のハードスイッチングよりも  $di/dt$  や  $dv/dt$  を緩やかにすることができるため、EMI ノイズの大幅な低減が期待できる。同時に、電圧がゼロの状態ですwitchingさせる ZVS (Zero Voltage Switching) や電流がゼロの状態ですwitchingさせる ZCS (Zero Current Switching) によって、スイッチング損失の低減も可能となる。一方で、共振現象によるスイッチの電圧や電流の増加が招く新たな損失の発生やソフトスイッチング可能領域が出力容量によって制限されること、またインダクタやキャパシタを付加することによる電力変換器体積の増大などの問題から、ソフトスイッチング技術も限界がある。

## 2.4 高性能受動素子の適用

電力変換器の高電力密度化を図るためには、高性能なパワー半導体デバイスの適用だけではない。近年ではインダクタやトランスなどの磁気デバイスやキャパシタといった受動素子の研究開発の進展によって、多種多様な高性能な受動素子も登場しているため、これらを用いることで電力変換器の小型化効果の向上にも期待できる。ここでは、高性能キャパシタや高性能磁気デバイスを適用した変換器の高電力密度化の可能性について述べる。

### 2.4.1 インダクタ

図 2.1 にインダクタの基本的な構造を示す。インダクタの構成する要素は、基本的には巻線と磁性体コアの二つである。インダクタサイズについて考える場合には、この二つの要素のサイズが問題となる。一つ目の要素である巻線のサイズは太さと長さで決まる。太さは巻線に流れる電流の大きさと、巻線の許容電流密度で決まる。また、巻線の長さに関しては、主に巻きつけるコアの脚の外周の長さや巻線の巻数に依存する。これらは、巻線の抵抗値を左右するので、巻線電流によって生じる電力損失である銅損や、巻線の温度上昇を決定する要素となる。二つ目の要素であるコアのサイズは、巻線がすべて巻ききれだけの窓面積と、コア内に生じる磁束の磁束密度が、コアに用いられている磁性材料の飽和磁束密度を超えないだけの断面積によって決定される。また、コアの磁化が変化する際に生じる電力損失である鉄損は、磁束密度の変化量とコア体積に依存することから鉄損や、コアの温度上昇を決定する要素になり得る。これら二つの要素を考慮してインダクタサイズを決定する手法の一つとしてエリアプロダクト法<sup>(40),(41)</sup>がある。エリアプロダクト法とは、巻線の断面積とコアの断面積の積  $AP$  によって、インダクタやトランスのサイズを決定する方法で、 $AP$  の値はインダクタやトランスが扱うエネルギーの大きさに比例して決まることに基づく。次式にインダクタの場合の  $AP$  の決定式を示す。

$$AP = A_{\text{core}} \cdot A_{\text{winding}} = \frac{L \cdot I_{L_{\text{max}}}^2}{K_w \cdot B_{\text{max}} \cdot j_{\text{max}}} \dots\dots\dots(2.1)$$

ここで、 $A_{\text{core}}$  はコアの断面積、 $A_{\text{winding}}$  は巻線の断面積、 $L$  はインダクタの自己インダクタンス、 $I_{L_{\text{max}}}$  はインダクタ電流の最大値、 $B_{\text{max}}$  はコア内の磁束密度の最大値、 $j_{\text{max}}$  は巻線の電流密度の最大値、 $K_w$  はコアの窓面積中の巻線の胴体占有率や巻線の表皮効果、近接効果などを考慮した補正係数である。式(2.1)からも、コアの磁束密度の最大値と  $B_{\text{max}}$  と巻線の電流密度の最大値  $j_{\text{max}}$  さえ決まればインダクタのサイズが決まることが分かる。

一方で、現在世の中で作られているコアの材質には様々な種類があり、それらの特性もコア材によって大きく異なる。また一方で、万能なコア材も存在しない。そのため、アプリケーションに応じて最適な性能のコア材を選択し、適切な設計・製作を行うことで、電力変換器の高性能化、小型化にもつながる。

図 2.2 に各コア材の比透磁率と飽和磁束密度の関係<sup>(42)-(46)</sup>を示す。縦軸にとる比透磁率は、高いほど少ない巻数で大きなインダクタンスを得ることができる。また、横軸にとる飽和磁束密度に関しては、磁気飽和の大きな要因の一つであるが、高い飽和磁束密度のコア材ほど少ない巻数で大きな磁束を許容できることから、磁気部品の大幅な小型化が期待できる。

アプリケーションに応じたコア材の適用の一例を挙げると、例えば大電力容量昇圧コンバータにおけるチョーク・コイルに対して、パーマロイの粉末を加圧形成し熱処理を施した圧粉コアや高い飽和磁束密度を持ち低損失なアモルファスコアを採用し、磁気部品の小型化や電力変換器の高効率化を達成している事例が報告されている<sup>(47)-(49)</sup>。また、近年のコア材に関する技術動向としては、アモルファス金属が開発した金属ガラスコア“リカロイ”<sup>(50)</sup>や日立金属(株)が開発した名の結晶軟磁性材料の“FINEMET”<sup>(51)</sup>等、より高性能な新たなコア材も登場している。



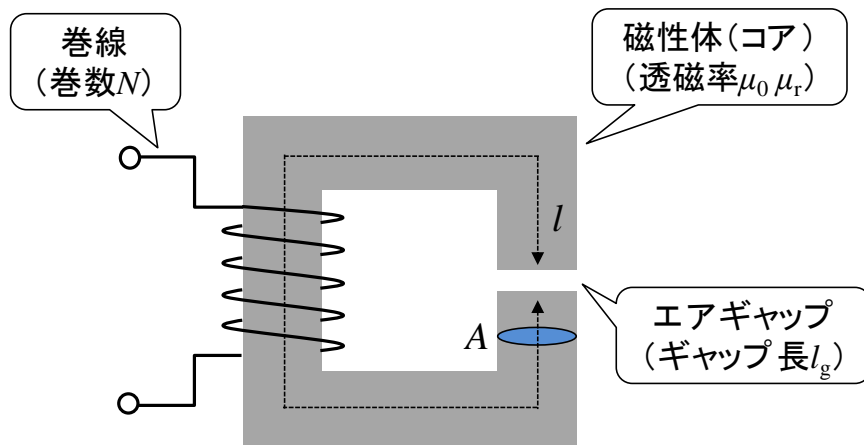


図 2.1 基本的なインダクタの構造

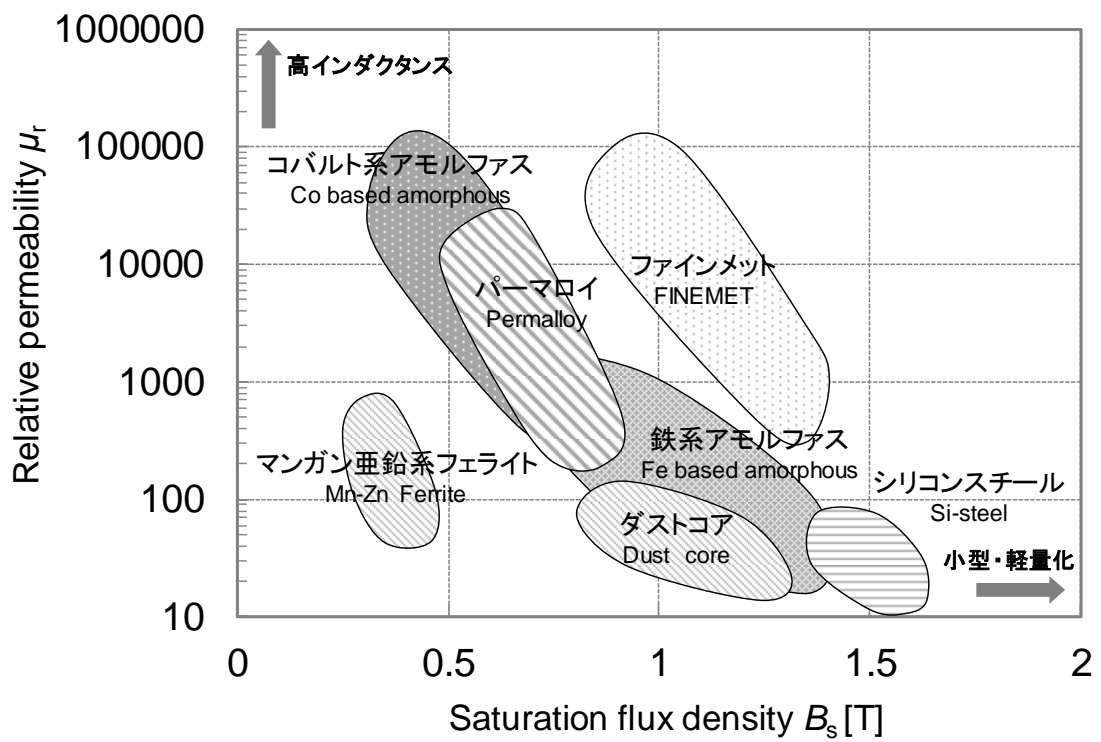


図 2.2 各コア材の比透磁率と飽和磁束密度の関係<sup>(40)-(44)</sup>

## 2.4.2 キャパシタ

キャパシタは受動部品の中でも種類が多く、アプリケーションに応じて適切に使い分けることが重要であると言える。

キャパシタの性能を表す要素は主に静電容量、インピーダンス特性、耐電圧、許容リップル電流の4つである。基本的なキャパシタの構造を図2.3に示す。静電容量(キャパシタンス)は電荷を蓄えることのできる能力を示し、この構造のキャパシタの静電容量(キャパシタンス)  $C$  は次式から求めることができる。

$$C = \frac{\epsilon_0 \cdot \epsilon_r \cdot A}{d} \dots\dots\dots (2.2)$$

ここで、 $\epsilon_0$  は真空中の誘電率( $8.854 \times 10^{-12}$  F/m)、 $\epsilon_r$  は誘電体の材料によって決まる比誘電率、 $A$  は金属平板電極の表面積、 $d$  は金属平板電極間の距離である。式(2.2)より、キャパシタの静電容量を大きくするための方法として、「金属平板電極間の距離を小さくする」、「比誘電率の高い誘電体を採用する」、「金属平板電極の表面積を大きくする」の3つの方法があることが分かる。

表2.1にキャパシタの種類と特性の比較表<sup>(52),(53)</sup>を示す。キャパシタの種類としては、アルミ電界コンデンサ、タンタル電界コンデンサ、フィルムコンデンサ、積層セラミックコンデンサなどが挙げられる。

電界コンデンサは体積あたりの静電容量が大きく大容量が実現できる、他にも耐圧が高いことが挙げられ、平滑用途として多く使われているが、ESRが大きいいため寿命が短い。フィルムコンデンサは比較的低ESRで、かつ耐圧が高いことである。そのため、信頼性の求められる電気自動車(EV)やハイブリッド車(HEV)に搭載されるインバータの平滑用コンデンサとして使われている。最後に、積層セラミックコンデンサは極めて薄いセラミック材料と金属電極を何層にも積み重ねた構造を有している。こうすることで、サイズは小さいながらも極めて大きな静電容量を得ることを可能にしている。また、最近では積層セラミックコンデンサの革新的な技術発展により、高温動作が可能になり、実現できる静電容量範囲がさらに急拡大して

きている。事実として、大容量の車載用 DC-DC コンバータに対して、MLCC を適用することでコンバータの大幅な高電力密度化を実現している例もある<sup>(54)</sup>。しかしながら、MLCC は特有の直流バイアス特性があるため、アプリケーションの仕様では実効的な静電容量がどの程度なのかを把握しておく必要がある。

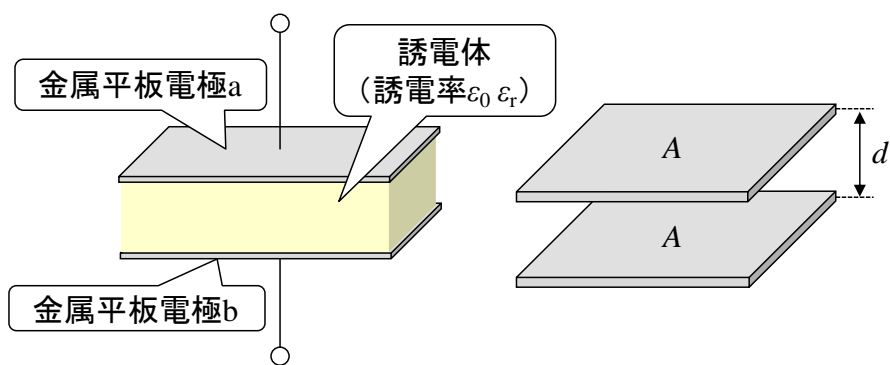


図 2.3 基本的なキャパシタの構造

表 2.1 キャパシタの種類と特性 (文献(31), (32)より引用)

	電界コンデンサ	フィルム コンデンサ	積層セラミック コンデンサ
極性	あり	なし	なし
静電容量	◎	△	○
サイズ	○	△	◎
耐電圧	○	◎	◎
周波数特性	△	◎	◎
温度特性	△	◎	△
直流バイアス特性	◎	◎	△
許容リップル電流性 能	△	◎	◎
寿命・信頼性	△	◎	◎

## 2.5 回路トポロジーの工夫（マルチフェーズ技術）

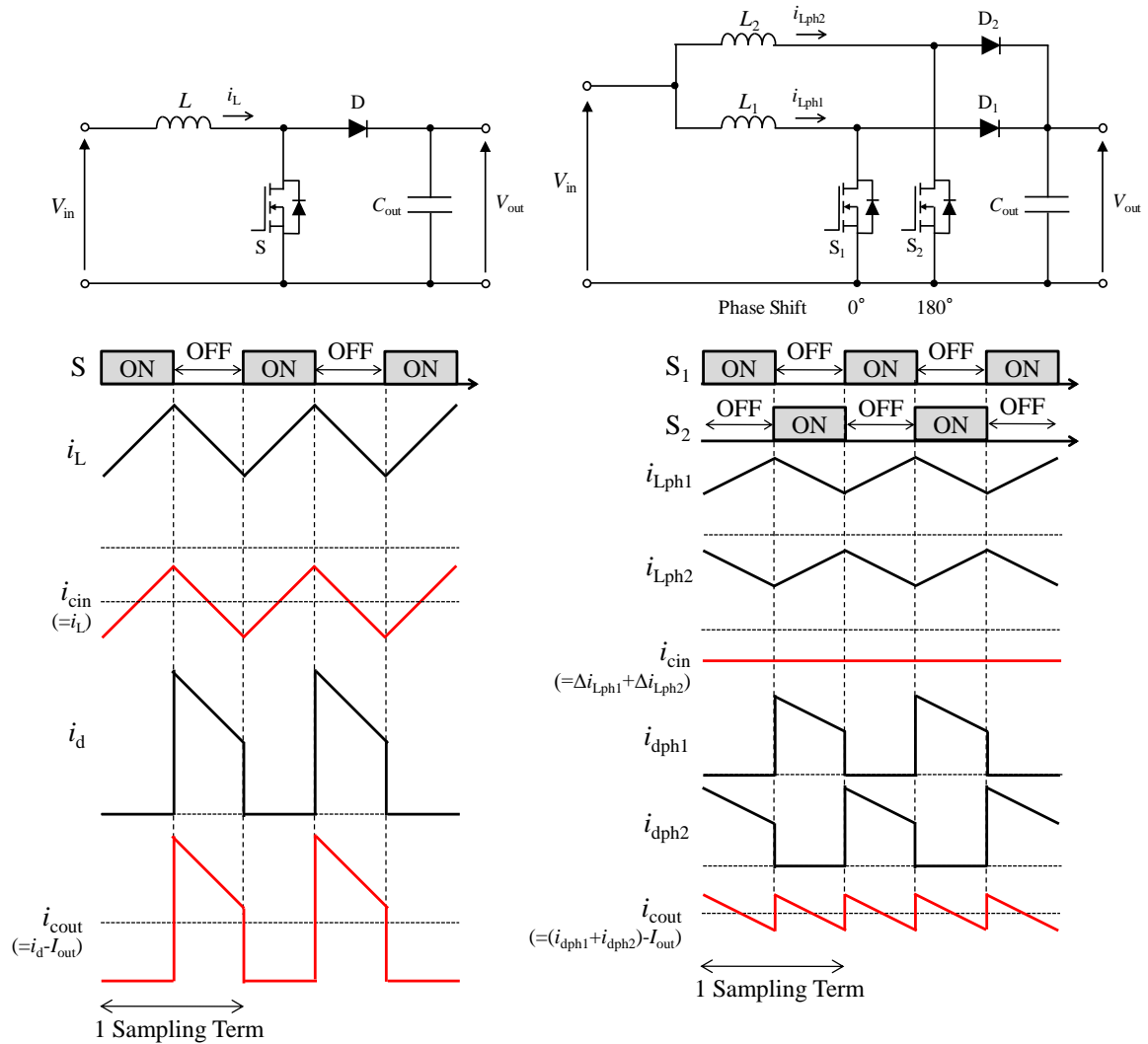
前述したように、電力変換器の高電力密度化には回路の構成部品の中で大きな体積を占めるインダクタやキャパシタといった受動素子の小型化が有効である。一般的にインダクタやキャパシタはスイッチング周波数を増加させることで、小型化することができる。しかし、2.2 節でも述べたが、スイッチング周波数の増加は半導体パワーデバイスに発生するスイッチング損失の増大を招くため、放熱フィン的大型化が問題となる。そのため、スイッチング周波数の増加には限界がある。そこで、電力変換器において、半導体パワーデバイスのスイッチング周波数を高周波化せず、変換器の小型化を達成する方法としてマルチフェーズ技術が広く知られている。マルチフェーズ技術では、同一回路を複数並列に接続させ、その相数  $n$  に対し、各相の半導体スイッチのスイッチング位相を  $n/360^\circ$  ずらして駆動させる。こうすることで、入力側及び出力側のキャパシタに流れ込む電流リップルを等価的に高周波化させることができるため、入出力キャパシタの小型化が達成される。この原理について昇圧チョップ回路を例に簡単に説明する。図 2.4 にマルチフェーズ技術による入出力キャパシタのリプル電流波形の違いを示す。この時の動作波形はデューティ比が 50% の場合のものである。図 2.4(a) において、従来の昇圧チョップ回路における入出力キャパシタ  $C_{in}$ ,  $C_{out}$  では単一のメインスイッチ  $S$  の一周期の ON と OFF のスイッチング状態に沿って電荷の充放電が行われる。特に、出力キャパシタにはダイオードを介して不連続の電流リップルが流れてくるため、一定の出力電圧を維持するために必要な静電容量も大きくなり、キャパシタの大型化につながる。一方で、図 2.4(b) の 2 相のマルチフェーズ昇圧コンバータにおいては、各相のメインスイッチ  $S_1$  と  $S_2$  で 180 度の逆位相で動作させており、入出力キャパシタ  $C_{in}$ ,  $C_{out}$  には各相に流れる電流の足し合わせで流れるため、入出力キャパシタのリプル電流の周波数は等価的にスイッチング周波数の 2 倍となる。したがって、従来の昇圧コンバータと比較して、小さな静電容量のキャパシタで済むため、入出力キャパシタの小型化が可能となる。

次に、マルチフェーズ技術による入出力キャパシタの小型化の可能性について検討する。キャパシタの静電容量  $C$  は一般的に電荷量  $q$  とキャパシタ電圧  $v_c$  を用いると、次式のように計算できる。

$$C = \frac{q}{v_c} \dots\dots\dots(2.3)$$

この式から静電容量  $C$  と電荷量  $q$  は比例にあるため、キャパシタの小型化についてはキャパシタに蓄積される電荷量で判断する。図 2.5 に入出力キャパシタの電荷量特性の相対比較を示す。2 相のマルチフェーズ昇圧チョップ回路では、デューティ比が 0.5 に近い領域で、3 相にすると、デューティ比が 0.33 と 0.66 に近い領域で、入力側と出力側のキャパシタの電荷量が共に最も低減できることが分かる。さらに、マルチフェーズ技術を用いることで従来に比べ、入出力キャパシタの大幅な小型化が期待できることも分かる。

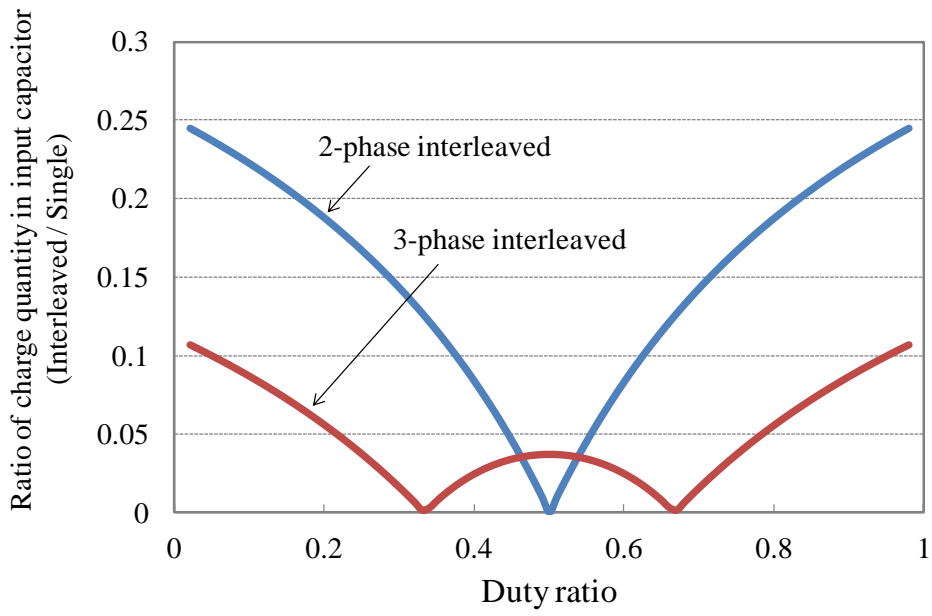
マルチフェーズ技術によるメリットは入出力キャパシタの小型化だけではない。各相に電流が分流させることで、パワー半導体デバイスの電氣的あるいは熱的なストレスを抑えることができ、パワー半導体デバイスのコスト削減と放熱フィンの小型化、さらにはノイズレベルの低減<sup>(55)</sup>も可能となる。車載用電力変換器等の大容量のアプリケーションにおいてはこれらのメリットの価値は非常に高いと考えられる。加えて、回路を並列接続し多相化させてマルチフェーズ技術を適用した方式は、昇圧チョップ回路に限らず絶縁型のフォワードコンバータやフライバックコンバータに対しても適用事例<sup>(56),(57)</sup>があり、本技術の応用範囲は非常に広いことも魅力的である。このように回路トポロジーの工夫によっても、電力変換器の高電力密度化は可能であると言える。



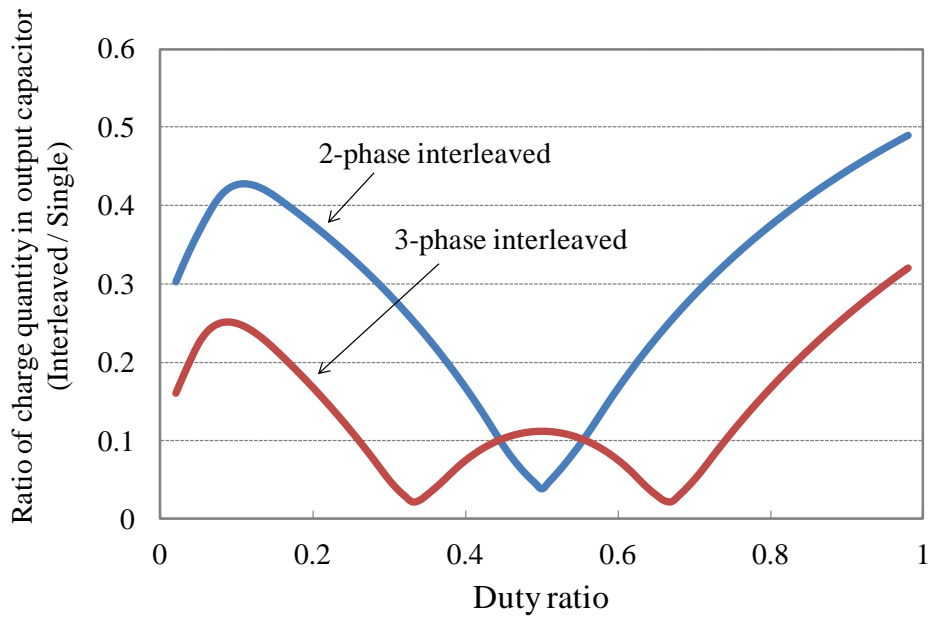
(a) 昇圧チョップ回路

(b) 2相マルチフェーズ昇圧チョップ回路

図 2.4 マルチフェーズ技術による入出力キャパシタのリプル電流波形の違い



(a) 入力のキャパシタ



(b) 出力キャパシタ

図 2.5 入出力キャパシタの電荷量特性の相対比較



## 2.6 結言

本章では、電力変換器の全体体積において大部分を占めるインダクタ及びキャパシタを小型化するための一般的な手法を3つ挙げ、それらの特徴や技術動向について言及した。そして、マルチフェーズ技術の適用を考えた時の回路の小型化の観点から課題となるインダクタ体積の大型化を解決する磁気結合インダクタの有用性について述べた。

## 第3章

# 磁気結合インダクタ方式マルチフェーズコンバータ

### 3.1 緒言

本章では、2相マルチフェーズコンバータにおいて、インダクタの小型化を図るために磁気結合インダクタを利用した回路方式の紹介、さらにそれらの電磁気的な特性を明らかにし、その結果に基づく形で各磁気結合インダクタの設計方法について述べる。

磁気結合インダクタの大きな特徴や利点としては、以下の3つが挙げられる。

- I. 自己誘導（インダクタ）と相互誘導（トランス）をおこなう
  - II. 相互誘導の効果により、各相に流れる電流リップルの動作周波数の高周波化が実現できる
  - III. 複数のコイルを逆結合となるように接続し一体化することで、直流磁束を互いに打ち消し合うため、コア内の最大磁束が低減でき、小型化が可能となる
- 磁気結合インダクタは、インダクタ動作の自己誘導だけでなく、トランス動作の相互誘導もおこなっている。これにより、少ない巻数で大きなインダクタンス値を得ることができ、銅損の低減が可能となる。

磁気結合インダクタの有する相互誘導作用により、他相の巻線に流れるリップル電流の影響を受けるため、相数  $n$  の場合には等価的に従来の  $n$  倍の動作周波数を持つリップル電流が流れることになり、電流の高周波化が実現する。これにより、電流実効値が低減できるため、パワー半導体デバイスでの導通損失を抑えることができる。相互誘導は各相の巻線同士の結合係数が高いほど強くなり、各相の巻線に流れるリップル電流の動作周波数は  $n$  倍に近づく。しかし反対に、その結合係数が低くなるとリップル電流の動作周波数は低くなり、メインスイッチのスイッチング周波数と等しくなる。

インダクタのサイズを決定する要因の一つであるコアの断面積  $A_{\text{core}}$  は、次の磁束量  $\phi$  と磁束密度  $B$  の関係によって決定される。

$$\phi = B \cdot A_{\text{core}} \dots\dots\dots (3.1)$$

この式から、コアの断面積は比例関係にあることが分かる。磁気結合インダクタの構造では、逆極性で巻線が巻かれているため、各相の巻線に電流が流れることで発生する磁束は互いに打ち消し合う。これにより、コア内の磁束量を大幅に低減でき、インダクタの小型化が可能となる。

以上のことから、磁気結合インダクタは、コンバータの高電力密度化・高性能化に対して有効であることが分かる。磁気結合インダクタを適用した2相マルチフェーズ昇圧チョップコンバータにおけるインダクタ構造として、これまでに疎結合インダクタ(LCI: Loose-coupled inductors)、密結合インダクタ(CCI: Close-coupled inductors)、統合巻線結合インダクタ(IWCI: Integrated winding coupled inductors)の3つの方式が提案されている。

### 3.2 回路構成とインダクタ構造

図3.1に磁気結合インダクタを適用したマルチフェーズ昇圧チョップコンバータを示す。ここで、 $V_{\text{in}}$ 、 $V_{\text{out}}$ は入力電圧と出力電圧、 $i_{\text{in}}$ は入力電流、 $i_{\text{Lph1}}$ と $i_{\text{Lph2}}$ は各相の巻線に流れる電流を表す。また、 $S_1$ 、 $S_2$ は各相のメインスイッチ、 $D_1$ と $D_2$ は各相の整流ダイオード、 $C_{\text{in}}$ 、 $C_{\text{out}}$ は入力及び出力キャパシタを表している。さらに、 $S_1$ と $S_2$ のスイッチング位相はそれぞれ180度シフトさせている。このマルチフェーズ技術により、 $C_{\text{in}}$ と $C_{\text{out}}$ には単相昇圧チョップコンバータと比較して2倍の周波数を持つリップル電流が流れる。結果として、それらのキャパシタサイズを低減することができる。さらに、磁気結合インダクタを適用することで、コンバータの大幅な高電力密度化を実現でき、同時にインダクタの体積の低減によりコスト削減も可能となる。

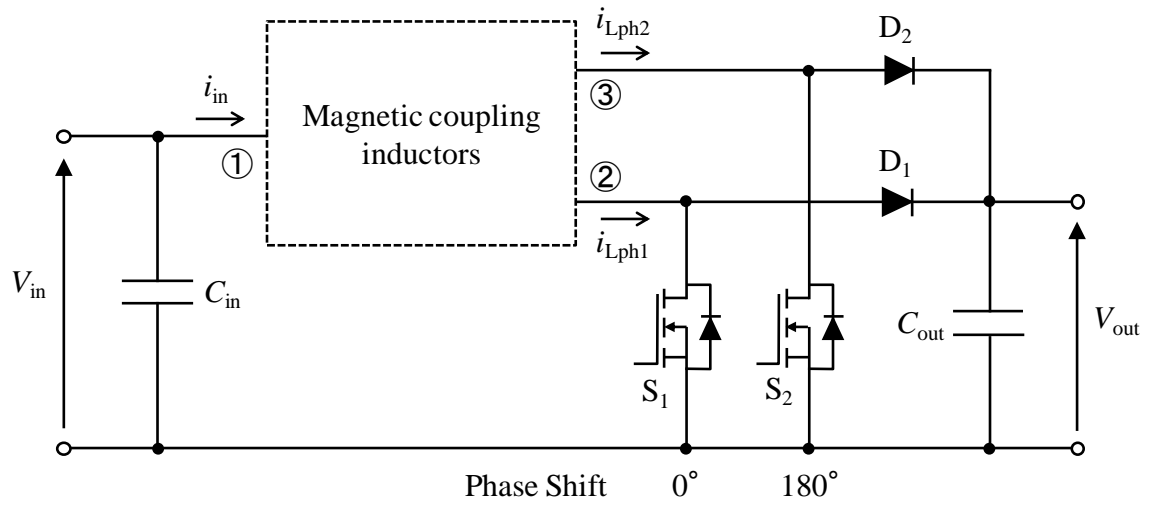


図 3.1 磁気結合インダクタを適用したマルチフェーズ昇圧チョッパコンバータ

### 3.2.1 疎結合インダクタ方式 (LCI converter)

図 3.2 に疎結合インダクタ方式の等価回路モデルを、図 3.3 に疎結合インダクタ方式の構造をそれぞれ示す。疎結合インダクタは外脚に 2 つの巻線  $N_2$  が逆極性に巻かれ、E-E または E-I の単一コアで構成されている。各相インダクタ電流  $i_{Lph1}$ ,  $i_{Lph2}$  は巻線  $N_2$  に流れる。ここで、 $L_2$  は巻線  $N_2$  の自己インダクタンス、 $M_2$  は 2 つの巻線  $N_2$  の間の相互インダクタンスである。また、エアギャップはより高い結合係数  $k(=M_2/L_2)$  を得るために、中脚に設けている。中脚に設けられたエアギャップの長さを調整することで、容易に必要な結合係数  $k$  を得ることができる。しかしながら、この構造は比較的高い漏れインダクタンス  $L_2-M_2$  を持つことから疎結合となる。

近年では、疎結合インダクタのインダクタ構造に関する研究が盛んに行われている。3.1 節でも述べたように、インダクタは巻線と巻線の間には浮遊容量  $C$  ができる。この浮遊容量  $C$  は回路上で、インダクタと並列にキャパシタが付加されるような形となり、サージ電流の原因となる。そのため文献<sup>(58)</sup>では、分割巻線構造にすることで、浮遊容量を低減させるような試みが行われている。他にも、さらに多相化させた時のインダクタ構造<sup>(59)</sup>や、より高い結合度を得るために E-I-E コアを採用した新たなインダクタ構造<sup>(60)</sup>、POL 電源用チップタイプのインダクタ構造<sup>(61)</sup>等も提案されている。

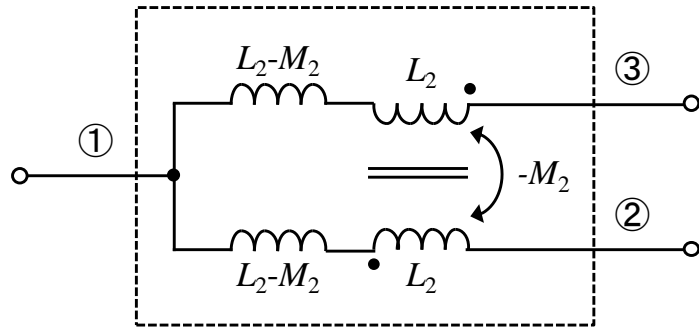


図 3.2 疎結合インダクタ方式の等価回路モデル

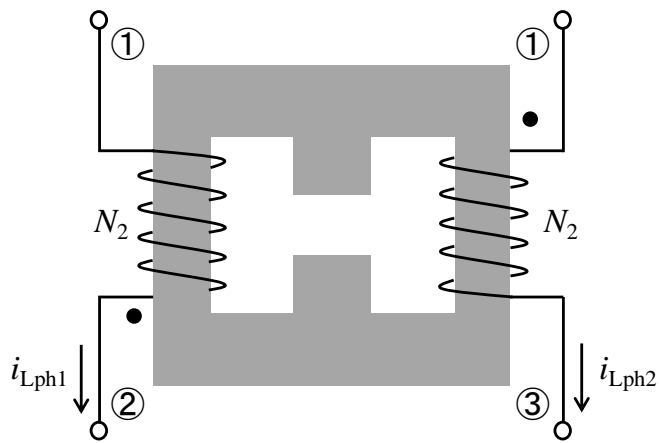


図 3.3 疎結合インダクタの構造

### 3.2.2 密結合インダクタ方式 (CCI converter)

図 3.4 に密結合インダクタ方式の等価回路モデルを、図 3.5 に密結合インダクタ方式の構造をそれぞれ示す。密結合インダクタ方式は、前段に自己誘導をおこなう補助インダクタと後段には相互誘導をおこなう密結合インダクタの 2 つの磁気部品で構成されている。入力電流  $i_{in}$  は補助インダクタの巻線  $N_1$  に流れ、各相インダクタ電流  $i_{Lph1}$ ,  $i_{Lph2}$  は逆極性で巻かれた密結合インダクタの巻線  $N_2$  に流れる。ここで、 $L_1$  は補助インダクタの巻線  $N_1$  の自己インダクタンス、 $M_2$  は密結合インダクタの巻線  $N_2$  同士の相互インダクタンスである。密結合インダクタ方式の利点としては、インダクタとしての振る舞いをする補助インダクタとトランスとしての振る舞いをする密結合インダクタに対して、それぞれの特性に合った別のコア材を採用することができることである<sup>(36),(37),(62)</sup>。例えば、高い飽和磁束密度と良好な直流重畳特性を持つダストコアを補助インダクタに適しており、一方でフェライトコアは補助インダクタに適している。一般的にフェライトコアの飽和磁束密度は低いですが、密結合インダクタでは高い結合係数で、かつ逆極性に巻かれた巻線構造により、直流磁束は互いに打ち消されるため発生しない。加えて、非常にシンプルな構造でインダクタ設計も比較的容易である。

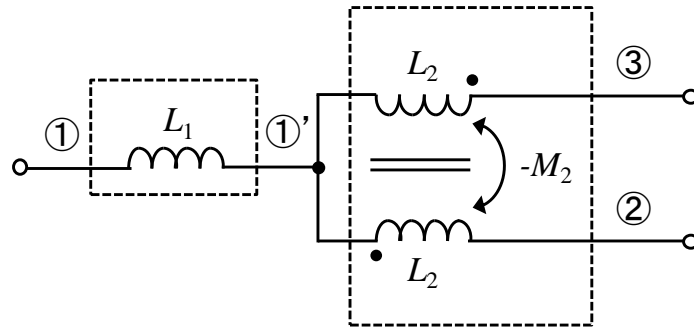
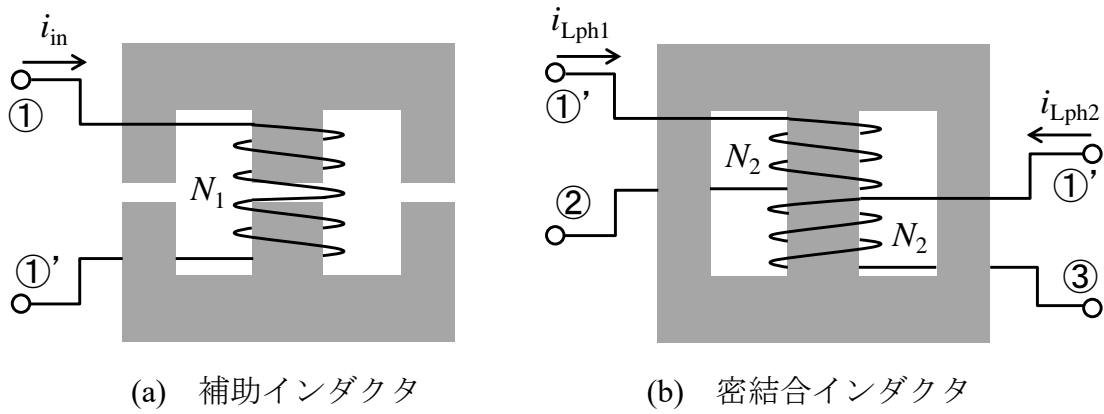


図 3.4 密結合インダクタの等価回路モデル



(a) 補助インダクタ

(b) 密結合インダクタ

図 3.5 密結合インダクタの構造



### 3.2.3 統合巻線結合インダクタ方式 (IWCI converter)

図 3.6 に統合巻線結合インダクタ方式の等価回路モデルを，図 3.7 に統合巻線結合インダクタ方式の構造をそれぞれ示す。統合巻線結合インダクタは疎結合インダクタの構造に対して，中脚に新たに巻線を付加した構造をとっている。入力電流  $i_{in}$  は中脚の巻線  $N_1$  に流れ，各相インダクタ電流  $i_{Lph1}$ ， $i_{Lph2}$  は外脚に巻かれた巻線  $N_2$  に流れる。ここで， $L_1$  と  $L_2$  はそれぞれ巻線  $N_1$  と巻線  $N_2$  の自己インダクタンス， $M_1$  は同極性に接続された巻線  $N_1$  と巻線  $N_2$  の間の相互インダクタンス， $M_2$  は逆極性の関係にある巻線  $N_2$  同士の相互インダクタンスを表している。エアギャップは疎結合インダクタ方式と同様に中脚のみに設ける。また本方式の特徴としては疎結合インダクタの構造に対して，新たに中脚に巻線  $N_1$  を付加させることで，巻線  $N_1$  からみて等価的にインダクタの機能として寄与する磁束に關与する巻線巻数が増える状態となるため，ファラデーの法則に基づくと，交流磁束を低減できる。

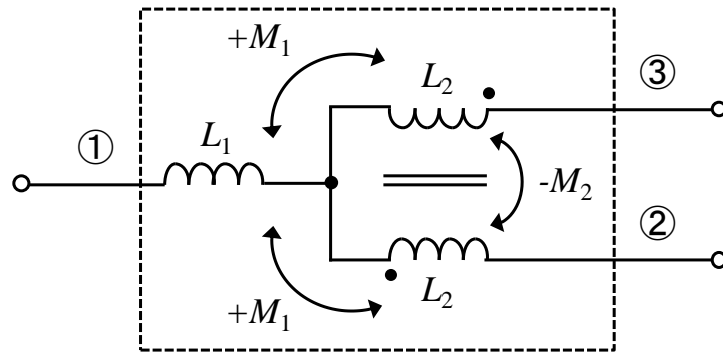


図 3.6 統合巻線結合インダクタの等価回路モデル

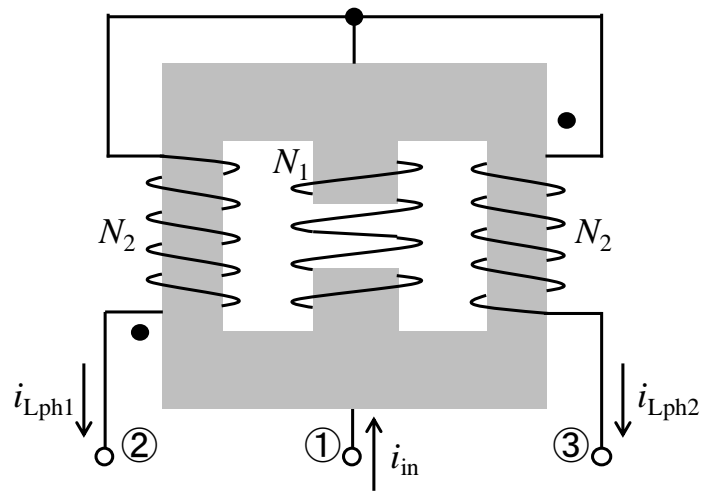


図 3.7 統合巻線結合インダクタの構造

### 3.3 電気的特性

本節では、磁気結合インダクタを適用したマルチフェーズ昇圧コンバータの電気的特性について議論する。

磁気結合インダクタは従来の独立したインダクタ方式とは異なり、各相のリプル電流の動作周波数を高周波化できるといった利点がある。この利点を最大限に生かした設計をするためには、各相に流れるリプル電流とインダクタンスとの関係性を明確にする必要がある。また、先に述べた通り、磁気結合インダクタは自己誘導と相互誘導の双方の作用をおこなうといった特徴がある。つまり、自己誘導からなるインダクタ要素と相互誘導からなるトランス要素に分類できることを意味する。これは、3.1 節で示した各方式の等価回路モデルを見ても明らかである。各要素に分類して考えることで、より簡単にかつ詳細に上記で述べたような電気的特性を理解することができる。

まず、マルチフェーズ昇圧コンバータの動作モードについて説明する。図 3.8 にスイッチングパターンと回路の動作モードを示す。ここで、 $v_{Lph1}$  及び  $v_{Lph2}$  はそれぞれ 1 相目と 2 相目のインダクタ全体にかかる電圧を表している。2 相マルチフェーズ方式では、2 つのメインスイッチ  $S_1$ 、 $S_2$  に対して、4 つの動作モードが存在する。Stage 1 は  $S_1$  が ON で  $S_2$  が OFF の状態、Stage 2 は  $S_1$  が OFF、 $S_2$  が ON の状態であり、Stage 3 は  $S_1$  と  $S_2$  が共に OFF、Stage 4 は  $S_1$  と  $S_2$  が共に ON の状態となる。また、マルチフェーズ昇圧コンバータでは、スイッチング位相を半周期ずらして ( $180^\circ$  位相シフト) 動作させているため、回路動作時のモードサイクルは、デューティ比 0.5 を境に変化し、デューティ比が 0.5 より小さい場合は Stage 1→3→2→3 のパターンを繰り返す。0.5 より大きくなる場合は Stage 4→1→4→2 の動作サイクルを繰り返す。図 3.9 に各動作モードにおける各相巻線の電流及び電圧波形を示す。

(1) 動作モード ( $Duty < 50\%$ )

**Stage 1 (S<sub>1</sub>: ON, S<sub>2</sub>: OFF)**

1相目のスイッチ S<sub>1</sub> が ON の状態であるから  $v_{Lph1}=V_{in}$ , また, 2相目のスイッチ S<sub>2</sub> は OFF の状態なので  $v_{Lph2}=V_{in}-V_{out}$  となる。

**Stage 3 (S<sub>1</sub>: OFF, S<sub>2</sub>: OFF)**

1相目のスイッチ S<sub>1</sub> と 2相目のスイッチ S<sub>2</sub> が共に OFF の状態なので, 各相の巻線の印加電圧は等しくなり,  $v_{Lph1}=v_{Lph2}=V_{in}-V_{out}$  となる。

**Stage 2 (S<sub>1</sub>: ON, S<sub>2</sub>: OFF)**

Stage 1 と反対の状態にあるため,  $v_{Lph1}=V_{in}$ ,  $v_{Lph2}=V_{in}-V_{out}$  となる。

(2) 動作モード ( $Duty \geq 50\%$ )

**Stage 4 (S<sub>1</sub>: ON, S<sub>2</sub>: ON)**

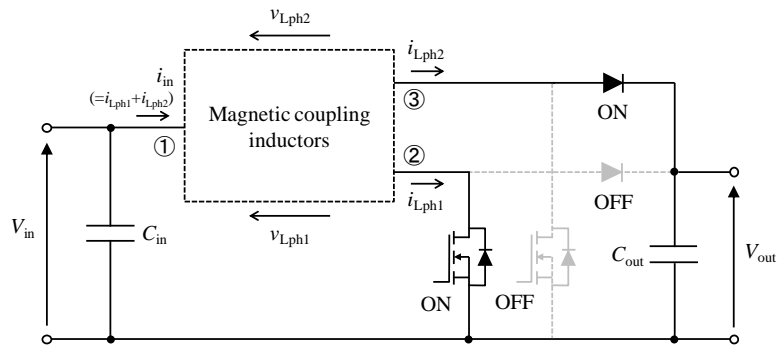
1相目のスイッチ S<sub>1</sub> と 2相目のスイッチ S<sub>2</sub> が共に ON の状態なので,  $v_{Lph1}=v_{Lph2}=V_{in}$  となる。

**Stage 1 (S<sub>1</sub>: OFF, S<sub>2</sub>: OFF)**

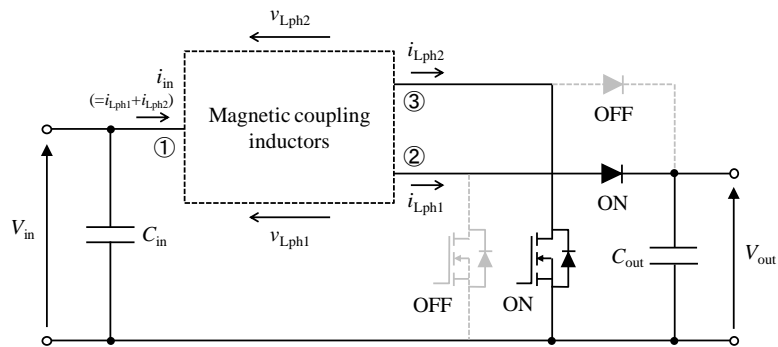
1相目のスイッチ S<sub>1</sub> が ON の状態であるから  $v_{Lph1}=V_{in}$ , また, 2相目のスイッチ S<sub>2</sub> は OFF の状態なので  $v_{Lph2}=V_{in}-V_{out}$  となる。

**Stage 2 (S<sub>1</sub>: ON, S<sub>2</sub>: OFF)**

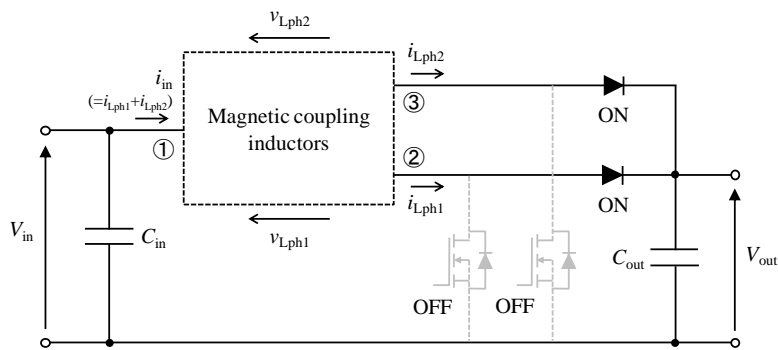
Stage 1 と反対の状態にあるため,  $v_{Lph1}=V_{in}$ ,  $v_{Lph2}=V_{in}-V_{out}$  となる。



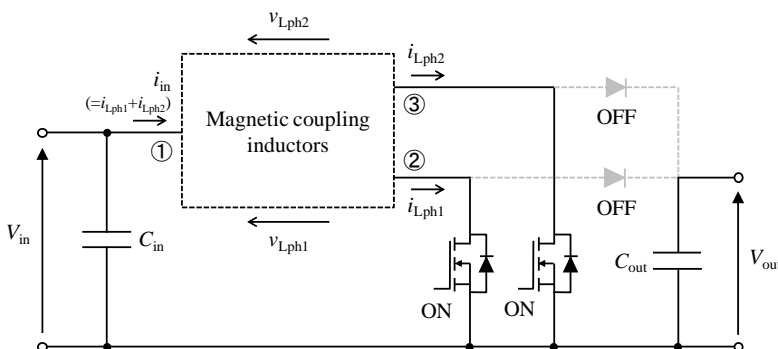
(a) Stage 1



(b) Stage 2

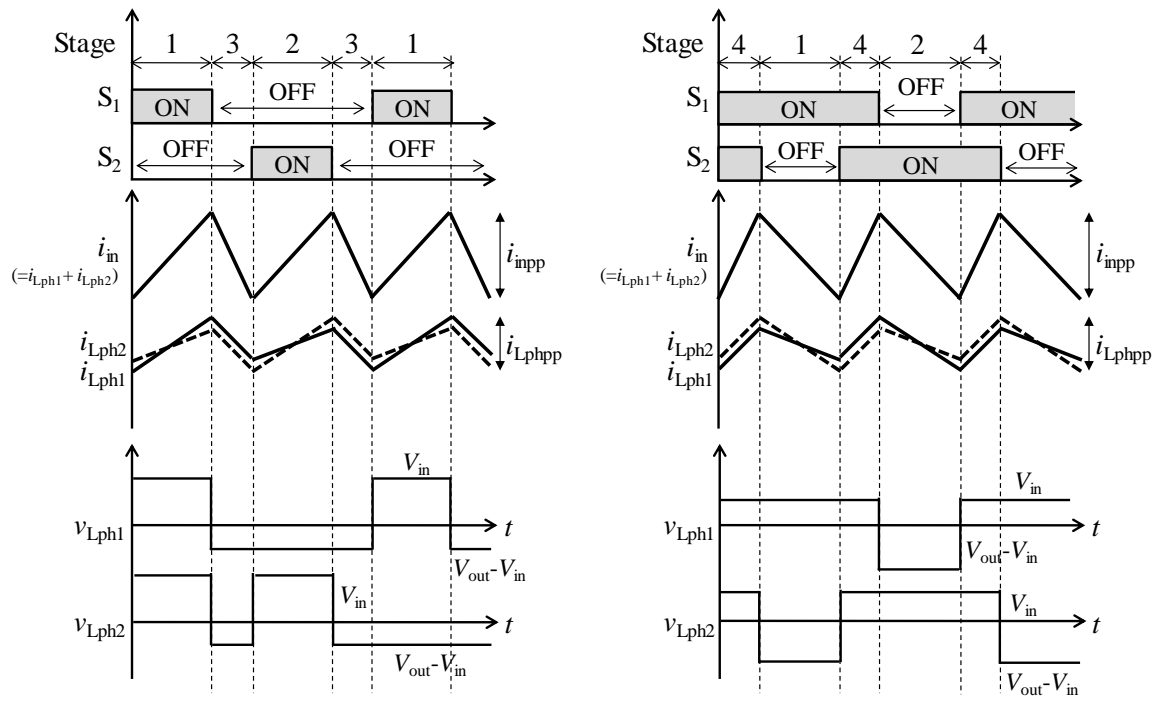


(c) Stage 3



(d) Stage 4

図 3.8 回路動作モード



(a)  $D < 0.5$

(b)  $D \geq 0.5$

図 3.9 各動作モードにおける各相巻線の電流及び電圧波形

### 3.3.1 電気特性

#### 3.3.1.1 疎結合インダクタ方式

疎結合インダクタ方式における各相の巻線に流れるリップル電流とインダクタンスとの関係を明らかにする。リップル電流はインダクタやトランスといった磁気部品に電圧が印加されることによって生じる。そのため、インダクタ要素とトランス要素に印加される電圧を分離させれば、その電圧を誘起するための電流も各要素に応じて分離することができる。ここで、電流及び電圧は図 3.10 のように定義する。

各相の巻線の印加電圧  $v_{Lph1}$ ,  $v_{Lph2}$  はファラデーの電磁誘導の法則より、次式のよ  
うに求めることができる。

$$\begin{cases} v_{Lph1} = L_2 \cdot \frac{di_{Lph1}}{dt} - M_2 \cdot \frac{di_{Lph2}}{dt} \\ v_{Lph2} = L_2 \cdot \frac{di_{Lph2}}{dt} - M_2 \cdot \frac{di_{Lph1}}{dt} \end{cases} \dots\dots\dots (3.1)$$

式(3.1)と前節で解いた各 Stage での電圧関係式から導出した各 Stage における各相のリップル電流の傾き  $di_{Lph1}/dt$ ,  $di_{Lph2}/dt$  を以下に示す。

• Stage 1 (S1: ON, S2: OFF)

$$\begin{cases} \frac{di_{Lph1\_stage1}}{dt} = \frac{1}{L_2 - M_2} \cdot \left( V_{in} - \frac{V_{out}}{2} \right) + \frac{1}{L_2 + M_2} \cdot \frac{V_{out}}{2} \\ \frac{di_{Lph2\_stage1}}{dt} = \frac{1}{L_2 - M_2} \cdot \left( V_{in} - \frac{V_{out}}{2} \right) - \frac{1}{L_2 + M_2} \cdot \frac{V_{out}}{2} \end{cases} \dots\dots\dots (3.2)$$

• Stage 2 (S1: ON, S2: OFF)

$$\begin{cases} \frac{di_{Lph1\_stage2}}{dt} = \frac{1}{L_2 - M_2} \cdot \left( V_{in} - \frac{V_{out}}{2} \right) - \frac{1}{L_2 + M_2} \cdot \frac{V_{out}}{2} \\ \frac{di_{Lph2\_stage2}}{dt} = \frac{1}{L_2 - M_2} \cdot \left( V_{in} - \frac{V_{out}}{2} \right) + \frac{1}{L_2 + M_2} \cdot \frac{V_{out}}{2} \end{cases} \dots\dots\dots (3.3)$$

• Stage 3 (S<sub>1</sub>: OFF, S<sub>2</sub>: OFF)

$$\frac{di_{L_{ph1\_stage3}}}{dt} = \frac{di_{L_{ph2\_stage3}}}{dt} = \frac{1}{L_2 - M_2} \cdot (V_{in} - V_{out}) \dots\dots\dots(3.4)$$

• Stage4 (S<sub>1</sub>: ON, S<sub>2</sub>: ON)

$$\frac{di_{L_{ph1\_stage4}}}{dt} = \frac{di_{L_{ph2\_stage4}}}{dt} = \frac{1}{L_2 - M_2} \cdot V_{in} \dots\dots\dots(3.5)$$

以上の  $di_{L_{ph1}}/dt$ ,  $di_{L_{ph2}}/dt$  の解析結果より,  $i_{L_{ph1}}$ ,  $i_{L_{ph2}}$  は図 3.11 のように入力側から各相に分流して共通に流れる電流成分 (以下, 共通電流  $i_{com}$  と呼ぶ) と各相の巻線間を還流する電流成分 (以下, 還流電流  $i_r$  と呼ぶ) に分けることができる。また, それらの関係は次式で表される。

$$\begin{cases} \frac{di_{L_{ph1}}}{dt} = \frac{di_{com}}{dt} + \frac{di_r}{dt} \\ \frac{di_{L_{ph2}}}{dt} = \frac{di_{com}}{dt} - \frac{di_r}{dt} \end{cases} \dots\dots\dots(3.6)$$

また,  $i_{com}$  と  $i_r$  のリップル電流の傾きは式(4.7)で表すことができる。

$$\begin{cases} \frac{di_{com}}{dt} = \frac{1}{L_2 - M_2} \cdot \left\{ V_{in} - (sl_1 + sl_2) \cdot \frac{V_{out}}{2} \right\} \\ \frac{di_r}{dt} = \frac{1}{L_2 + M_2} \cdot (sl_1 - sl_2) \cdot \frac{V_{out}}{2} \end{cases} \dots\dots\dots(3.7)$$

ここで,  $sl_1$  と  $sl_2$  は各相スイッチ S<sub>1</sub>, S<sub>2</sub> のスイッチング状態を表す論理関数であり, 次のように定義する。

$$\begin{cases} sl_1 = 0 (S_1 : ON), & sl_1 = 1 (S_1 : OFF) \\ sl_2 = 0 (S_2 : ON), & sl_2 = 1 (S_2 : OFF) \end{cases} \dots\dots\dots(3.8)$$

式(3.7)から共通電流  $i_{com}$  に対しては, 漏れインダクタンス  $L_2 - M_2$  が関わり, 還流電流  $i_r$  に対しては, 自己インダクタンスと相互インダクタンスの和  $L_2 + M_2$  が関係することがわかる。また, これらの挙動を模式的に示すと, 図 3.11 のようになる。共通電流はインダクタ要素の自己誘導にのみに起因して発生し, 直流電流が重畳した電流成分になる。そのため, 出力に電力を供給する電流であると言える。一方, 還流電流  $i_r$  はトランス要素に電圧を誘起させるための電流成分で, 各相スイッチ



$S_1$ ,  $S_2$  のスイッチング状態が異なる時に, 各相の巻線に印加される電圧の差によって, 各相の巻線間を還流する。スイッチング状態の変化に伴って電流方向が反転するため交流電流である。

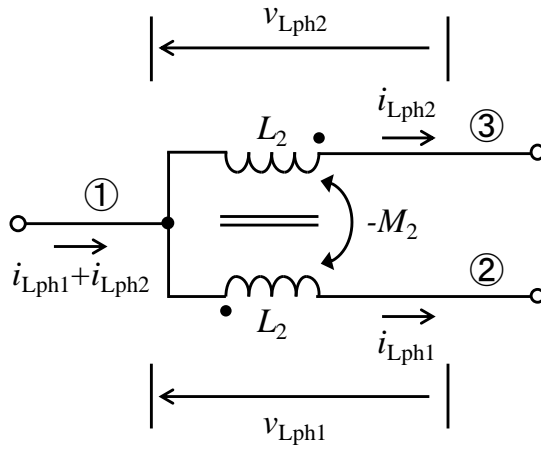


図 3.10 疎結合インダクタ方式の電流及び電圧の定義

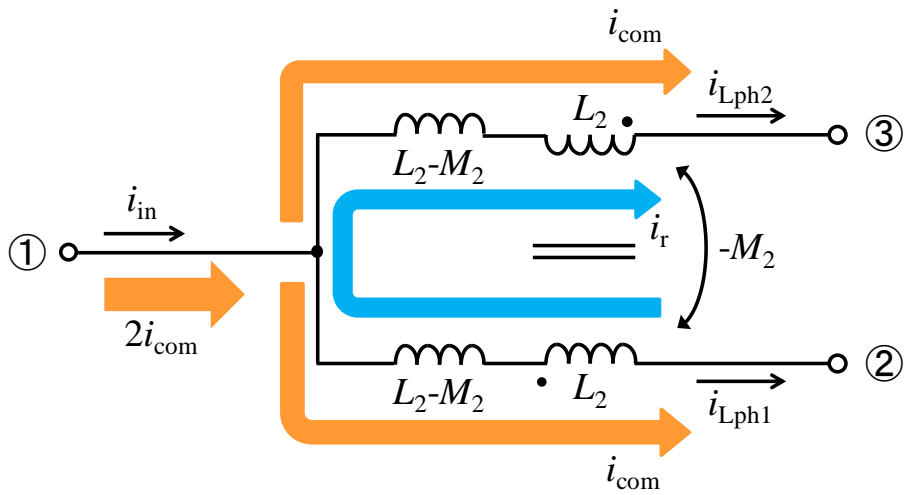


図 3.11 疎結合インダクタ方式における電流分離の概念

### 3.3.1.2 密結合インダクタ方式

同様に、密結合インダクタ方式についても、電気的特性のモデリングをおこなう。電流及び電圧は図 3.12 のように定義する。各相の巻線の印加電圧  $v_{Lph1}$ ,  $v_{Lph2}$  は、次式から求めることができる。

$$\begin{cases} v_{Lph1} = L_1 \cdot \frac{d(i_{Lph1} + i_{Lph2})}{dt} + L_2 \cdot \frac{di_{Lph1}}{dt} - M_2 \cdot \frac{di_{Lph2}}{dt} \\ v_{Lph2} = L_1 \cdot \frac{d(i_{Lph1} + i_{Lph2})}{dt} - M_2 \cdot \frac{di_{Lph1}}{dt} + L_2 \cdot \frac{di_{Lph2}}{dt} \end{cases} \dots\dots\dots (3.9)$$

式(3.9)と各 Stage での電圧関係式から、Stage ごとに各相リプル電流の傾きの  $di_{Lph1}/dt$ ,  $di_{Lph2}/dt$  について解析していくと、疎結合インダクタ方式と同様に密結合インダクタ方式でも、図 3.13 に示すように共通電流  $i_{com}$  と還流電流  $i_r$  に分類することができる。この時各 Stage での  $i_{com}$  と  $i_r$  のリプル電流の傾きは式(3.8)の論理関数を用いると、次式で表される。

$$\begin{cases} \frac{di_{com}}{dt} = \frac{1}{2L_1 + L_2 - M_2} \cdot \left\{ V_{in} - (sl_1 + sl_2) \cdot \frac{V_{out}}{2} \right\} \\ \frac{di_r}{dt} = \frac{1}{L_2 + M_2} \cdot (sl_1 - sl_2) \cdot \frac{V_{out}}{2} \end{cases} \dots\dots\dots (3.10)$$

密結合インダクタは相互誘導のみをおこなうことを目的としているため、理想的には直流磁束を発生させないように漏れインダクタンス  $L_2 - M_2$  が存在しない。よって、結合係数  $k (= M_2/L_2)$  を、 $k=1$  として仮定すると式(3.10)はより簡単になり、次のように変換できる。

$$\begin{cases} \frac{di_{com}}{dt} = \frac{1}{2L_1} \cdot \left\{ V_{in} - (sl_1 + sl_2) \cdot \frac{V_{out}}{2} \right\} \\ \frac{di_r}{dt} = \frac{1}{2L_2} \cdot (sl_1 - sl_2) \cdot \frac{V_{out}}{2} \end{cases} \dots\dots\dots (3.11)$$

式(3.11)から共通電流  $i_{com}$  に対しては、補助インダクタの自己インダクタンス  $2L_1$  が関わり、一方で還流電流  $i_r$  に対しては、密結合インダクタの自己インダクタンス  $2L_2$  が関係することがわかる。

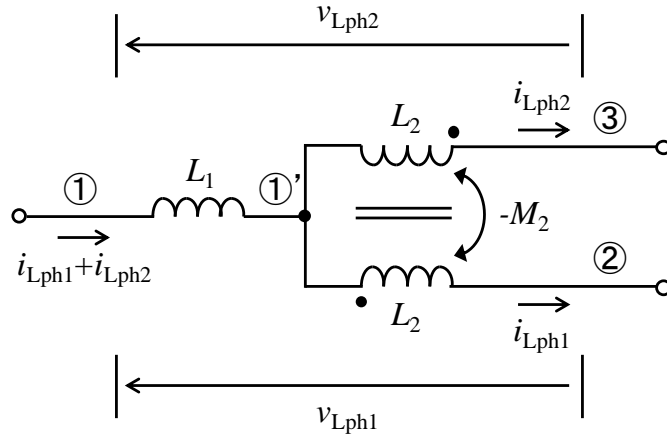


図 3.12 密結合インダクタ方式の電流及び電圧の定義

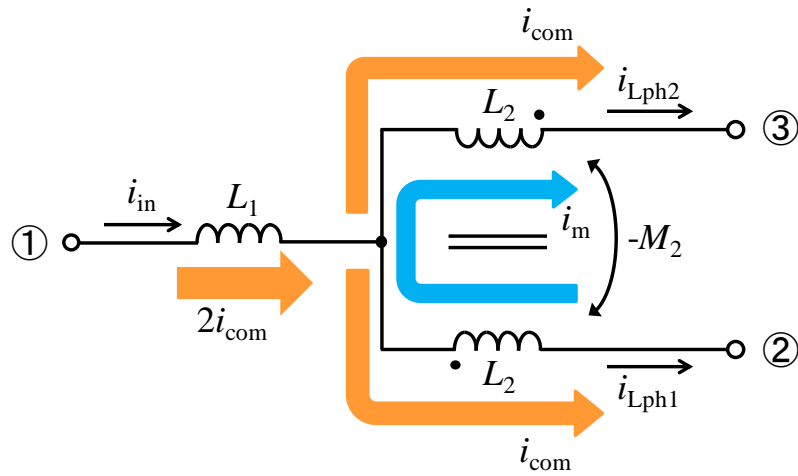


図 3.13 密結合インダクタ方式における電流分離の概念

### 3.3.1.3 統合巻線結合インダクタ方式

統合巻線結合インダクタ方式についても、電気的特性のモデリングをおこなう。電流及び電圧は図 3.14 のように定義すると、各相の巻線の印加電圧  $v_{Lph1}$ ,  $v_{Lph2}$  は、次式で表わすことができる。

$$\begin{cases} v_{Lph1} = L_1 \cdot \frac{d(i_{Lph1} + i_{Lph2})}{dt} + 2M_1 \cdot \frac{d(i_{Lph1} + i_{Lph2})}{dt} + L_2 \cdot \frac{di_{Lph1}}{dt} - M_2 \cdot \frac{di_{Lph2}}{dt} \\ v_{Lph2} = L_1 \cdot \frac{d(i_{Lph1} + i_{Lph2})}{dt} + 2M_1 \cdot \frac{d(i_{Lph1} + i_{Lph2})}{dt} - M_2 \cdot \frac{di_{Lph1}}{dt} + L_2 \cdot \frac{di_{Lph2}}{dt} \end{cases} \dots\dots\dots(3.12)$$

式(3.12)と各 Stage での電圧関係式から、Stage ごとに各相リップル電流の傾きの  $di_{Lph1}/dt$ ,  $di_{Lph2}/dt$  について解析していくと、統合巻線結合インダクタ方式は図 3.15 に示すように共通電流  $i_{com}$  と還流電流  $i_r$  が流れ、各 Stage での  $i_{com}$  と  $i_r$  のリップル電流の傾きは式(4.8)の論理関数を用いると、次式のようになる。

$$\begin{cases} \frac{di_{com}}{dt} = \frac{1}{2L_1 + L_2 + 4M_1 - M_2} \cdot \left\{ V_{in} - (sl_1 + sl_2) \cdot \frac{V_{out}}{2} \right\} \\ \frac{di_r}{dt} = \frac{1}{L_2 + M_2} \cdot (sl_1 - sl_2) \cdot \frac{V_{out}}{2} \end{cases} \dots\dots\dots(3.13)$$

式(3.13)から共通電流  $i_{com}$  に対しては、インダクタンス、 $2L_1 + L_2 + 4M_1 - M_2$  が関わり、一方で還流電流  $i_r$  に対しては、密結合インダクタの自己インダクタンス  $L_2 + M_2$  が関わっていることが理解できる。

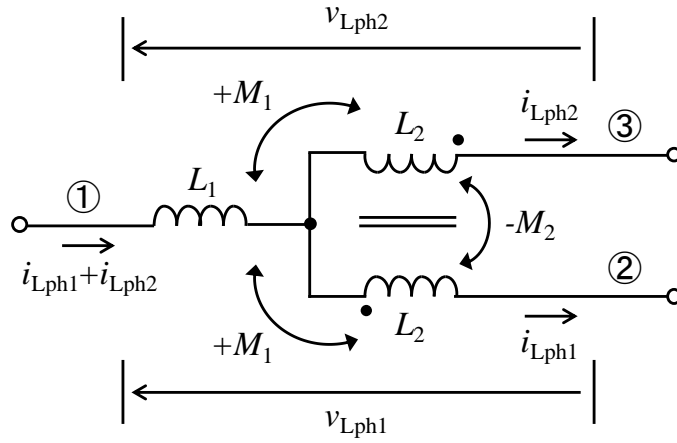


図 3.14 統合巻線結合インダクタ方式の電流及び電圧の定義

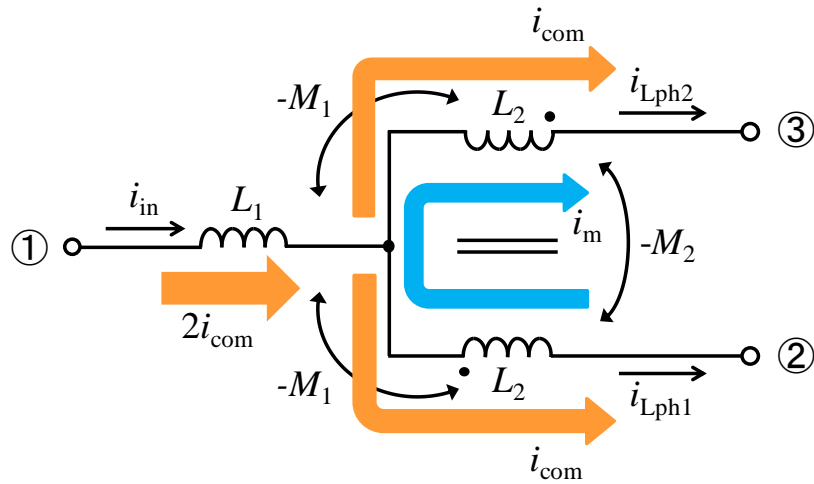


図 3.15 統合巻線結合インダクタ方式における電流分離の概念

### 3.3.2 リプル電流のモデリング

前節の式(3.7), 式(3.11), 式(3.13)のモデルより, 共通電流  $i_{com}$  と還流電流  $i_r$  の各電流要素に分離したときに, 各磁気結合インダクタ方式で  $i_{com}$  と  $i_r$  に関わってくるインダクタンス成分  $L_{com}$  と  $L_r$  は, 表 3.1 のようにまとめることができる。

また,  $L_{com}$  と  $L_r$  を用いると, 各磁気結合インダクタ方式における  $i_{com}$  と  $i_r$  のリプル電流の傾き  $di_{com}/dt$ ,  $di_r/dt$  は, 次式で統一できる。

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_{com}}{dt} = \frac{1}{L_{com}} \cdot \left\{ V_{in} - (sl_1 + sl_2) \cdot \frac{V_{out}}{2} \right\} \\ \frac{di_r}{dt} = \frac{1}{L_r} \cdot (sl_1 - sl_2) \cdot \frac{V_{out}}{2} \end{array} \right. \dots\dots\dots (3.14)$$

式(3.14)に対し, 図 3.16 の各 Stage の微小時間  $dt$  を代入することで, Stage ごとの電流リプルを求めることが可能である。各 Stage の微小時間  $dt$  を以下に示す。ここで,  $D$  はデューティ比,  $T_s$  はスイッチング周期を表す。

表 3.1  $i_{com}$  と  $i_r$  に関するインダクタンス成分

	LCI converter	CCI converter	IWCI converter
Inductance $L_{com}$ associated with $i_{com}$	$L_2 - M_2$	$2L_1$ (in case of $k=1$ )	$2L_1 + 4M_1 + L_2 - M_2$
Inductance $L_r$ associated with $i_r$	$L_2 + M_2$	$2L_2$ (in case of $k=1$ )	$L_2 + M_2$

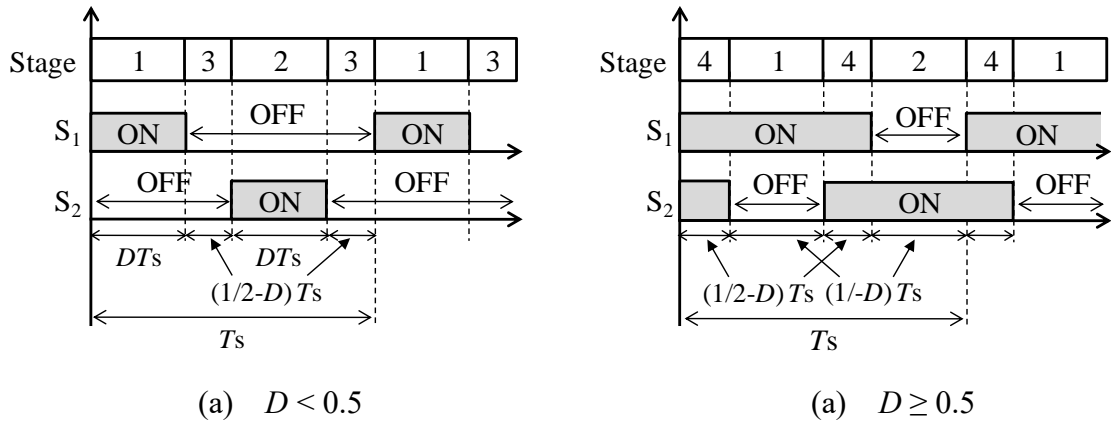


図 3.16 各 Stage の微小時間  $dt$



### 3.3.2.1 各相リプル電流

本節では、各磁気結合インダクタ方式の各相のリプル電流を導出する。各相のリプル電流の傾き  $di_{Lph1}/dt$ ,  $di_{Lph2}/dt$  は式(3.6)でも示した通り、共通電流  $i_{com}$  と還流電流  $i_r$  の傾き  $di_{com}/dt$ ,  $di_r/dt$  の加減算で表現でき、式(3.16)から次式のようになる。

$$\begin{cases} \frac{di_{Lph1}}{dt} = \frac{di_{com}}{dt} + \frac{di_r}{dt} = \frac{1}{L_{com}} \cdot \left\{ V_{in} - (sl_1 + sl_2) \cdot \frac{V_{out}}{2} \right\} + \frac{1}{L_r} \cdot (sl_1 - sl_2) \cdot \frac{V_{out}}{2} \\ \frac{di_{Lph2}}{dt} = \frac{di_{com}}{dt} - \frac{di_r}{dt} = \frac{1}{L_{com}} \cdot \left\{ V_{in} - (sl_1 + sl_2) \cdot \frac{V_{out}}{2} \right\} - \frac{1}{L_r} \cdot (sl_1 - sl_2) \cdot \frac{V_{out}}{2} \end{cases} \dots\dots\dots(3.15)$$

式(3.15)の関係式に図 3.16 で示した各 Stage の微少時間  $dt$  を与えることで、各 Stage における各相リプル電流  $i_{Lphpp1}$ ,  $i_{Lphpp2}$  が算出できる。

上記の方法で各 Stage の各相リプル電流特性を解析すると、各相の巻線に流れる電流  $i_{Lph1}$ ,  $i_{Lph2}$  の挙動と共通電流  $i_{com}$  及び還流電流  $i_r$  の挙動は、図 3.16 のようになる。 $i_{com}$  は、各相の巻線に流れる平均電流が重畳した状態で、リプル電流が各 Stage で変化し、スイッチング周波数に対して完全に 2 倍の動作周波数を持った電流となっており、 $i_r$  はゼロを中心に、各相でスイッチング状態が異なる時にリプル電流が変化する電流で、動作周波数はスイッチング周波数と同じであることが理解できる。よって、 $i_r$  と関係のあるインダクタンス  $L_r$  を大きくすればするほど、高周波の動作周波数を持つ  $i_{com}$  の影響が支配的になるため、各相の巻線電流  $i_{Lph1}$ ,  $i_{Lph2}$  の動作周波数をより高周波化させることができると言える。

また、このような特性の  $i_{com}$  と  $i_r$  に対し、各相リプル電流  $\Delta i_{Lph1}$ ,  $\Delta i_{Lph2}$  との関係性を見てみる。1 相目のリプル電流に着目すると、 $D < 0.5$  の場合では、共に正のリプル変化量を持った  $i_{com}$  と  $i_r$  が足し合わされるので、Stage 1 の期間においてリプル電流は最大になる。また、 $D \geq 0.5$  の場合では、反対に負のリプル変化量を持った  $i_{com}$  と  $i_r$  が足し合わされるため、Stage 4 の時にリプル電流が最大となる。

各磁気結合インダクタ方式において、各相巻線に流れるリプル電流の最大振幅  $i_{Lphpp}$  を算出し理論的にまとめる。ここで、左右対象構造であるので、各相巻線のり

プル電流は等しく， $i_{Lph1pp}=i_{Lph2pp}=i_{Lphpp}$ としている。上記の特性から  $i_{Lphpp}$  と共通電流の最大振幅  $i_{compp}$  と還流電流の最大振幅  $i_{rpp}$  には次式のような関係性がある。

$$i_{Lphpp} = i_{compp} + i_{rpp} \dots\dots\dots(3.16)$$

加えて，出力電圧  $V_{out}$  を昇圧チョッパコンバータの入出力関係式から，デューティ比  $D$  と入力電圧  $V_{in}$  で次のように変換する。

$$V_{out} = \frac{1}{1-D} \cdot V_{in} \dots\dots\dots(3.17)$$

以上より，疎結合インダクタ方式は式(3.18)，密結合インダクタ方式は式(3.19)，統合巻線結合インダクタ方式は式(3.20)でそれぞれ表わすことができる。

<疎結合インダクタ方式>

$$\begin{cases} i_{Lphpp\_D<0.5} = \left\{ \frac{1}{L_2 - M_2} \cdot \frac{1-2D}{2 \cdot (1-D)} + \frac{1}{L_2 + M_2} \cdot \frac{1}{2 \cdot (1-D)} \right\} \cdot V_{in} \cdot D \cdot T_s \\ i_{Lphpp\_D \geq 0.5} = \left\{ \frac{1}{L_2 - M_2} \cdot \frac{2D-1}{2 \cdot (1-D)} + \frac{1}{L_2 + M_2} \cdot \frac{1}{2 \cdot (1-D)} \right\} \cdot V_{in} \cdot (1-D) \cdot T_s \end{cases} \dots\dots\dots(3.18)$$

<密結合インダクタ方式>

$$\begin{cases} i_{Lphpp\_D<0.5} = \left\{ \frac{1}{2L_1} \cdot \frac{1-2D}{2 \cdot (1-D)} + \frac{1}{2L_2} \cdot \frac{1}{2 \cdot (1-D)} \right\} \cdot V_{in} \cdot D \cdot T_s \\ i_{Lphpp\_D \geq 0.5} = \left\{ \frac{1}{2L_1} \cdot \frac{2D-1}{2} + \frac{1}{2L_2} \cdot \frac{1}{2 \cdot (1-D)} \right\} \cdot V_{in} \cdot (1-D) \cdot T_s \end{cases} \dots\dots\dots(3.19)$$

<統合巻線結合インダクタ方式>

$$\begin{cases} i_{Lphpp\_D<0.5} = \left\{ \frac{1}{2L_1 + L_2 + 4M_1 - M_2} \cdot \frac{1-2D}{2 \cdot (1-D)} + \frac{1}{L_2 + M_2} \cdot \frac{1}{2 \cdot (1-D)} \right\} \cdot V_{in} \cdot D \cdot T_s \\ i_{Lphpp\_D \geq 0.5} = \left\{ \frac{1}{2L_1 + L_2 + 4M_1 - M_2} \cdot \frac{2D-1}{2 \cdot (1-D)} + \frac{1}{L_2 + M_2} \cdot \frac{1}{2 \cdot (1-D)} \right\} \cdot V_{in} \cdot (1-D) \cdot T_s \end{cases} \dots\dots\dots(3.20)$$

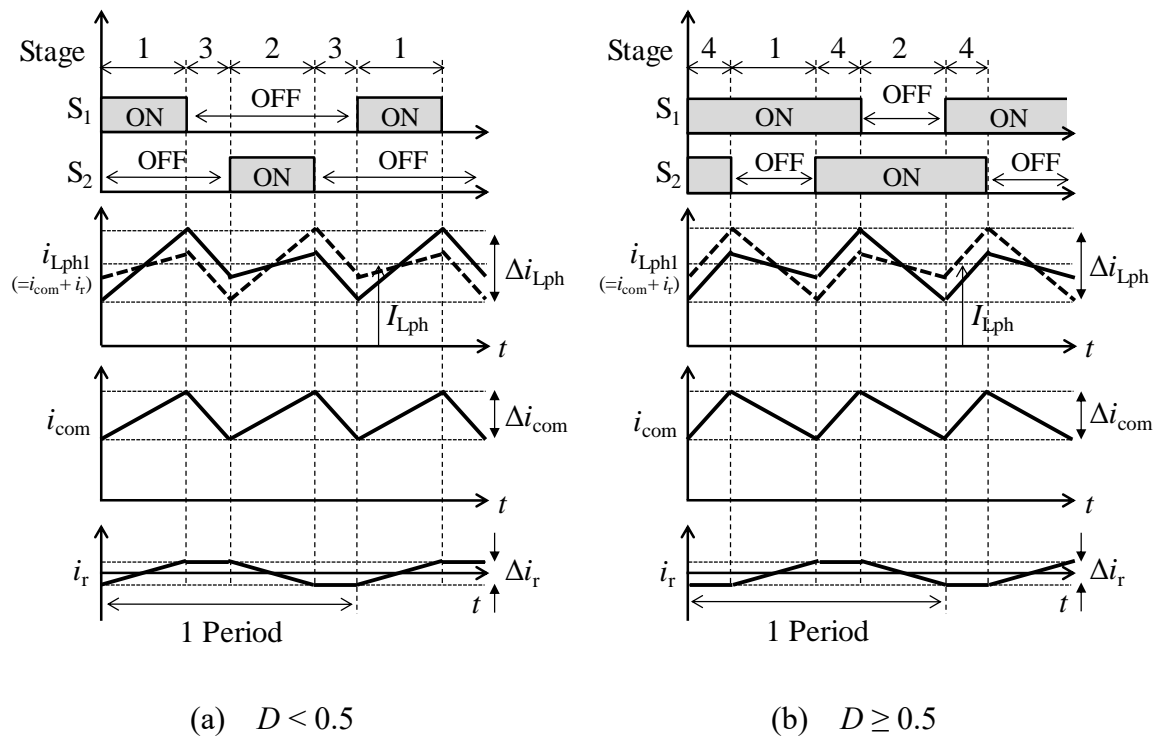


図 3.17 各相の巻線電流  $i_{Lph1}$ ,  $i_{Lph2}$  の波形

### 3.3.2.1 入力リップル電流

本節では、各磁気結合インダクタ方式の入力リップル電流を導出する。入力リップル電流の傾き  $di_{in}/dt$  は各相の巻線リップル電流の傾き  $di_{L_{ph1}}/dt$ ,  $di_{L_{ph2}}/dt$  の和で表現でき、式(3.15)より次式で表される。

$$\frac{di_{in}}{dt} = \frac{di_{L_{ph1}}}{dt} + \frac{di_{L_{ph2}}}{dt} = 2 \cdot \frac{di_{com}}{dt} = \frac{2}{L_{com}} \cdot \left\{ 1 - (sl_1 + sl_2) \cdot \frac{1}{2 \cdot (1-D)} \right\} \cdot V_{in} \dots\dots\dots(3.21)$$

入力電流は、還流電流  $i_r$  は無関係で 2 倍の共通電流  $i_{com}$  のみ関わりを持ってくることが分かる。そのため、入力リップル電流に寄与するのはインダクタンス  $L_{com}$  である。また、式(3.21)と図 3.16 の各 Stage の微少時間  $dt$  から、入力リップル電流の特性解析をすると、図 3.18 のような入力電流波形を得る。この図から、入力電流は共通電流成分しか寄与しないので、常に完全なる 2 倍の動作周波数を持つことが理解できる。この場合、 $D < 0.5$  の場合では Stage1, Stage2 で、 $d \geq 0.5$  では Stage4 の期間でリップル振幅が最大となる。従って、リップル電流の最大振幅  $i_{inpp}$  とすると  $i_{inpp}$  には次式の関係が成り立つ。

$$i_{L_{phpp}} = 2 \cdot i_{compp} \dots\dots\dots(3.22)$$

式(3.22)から各磁気結合インダクタ方式において、それぞれ導出すると、疎結合インダクタ方式は式(3.23)、密結合インダクタ方式は式(3.24)、統合巻線結合インダクタ方式は式(3.25)でそれぞれ表わすことができる。

<疎結合インダクタ方式>

$$\begin{cases} i_{inpp\_D < 0.5} = \left\{ \frac{2}{L_2 - M_2} \cdot \frac{1 - 2D}{2 \cdot (1 - D)} \right\} \cdot V_{in} \cdot D \cdot T_s \\ i_{inpp\_D \geq 0.5} = \left\{ \frac{2}{L_2 - M_2} \cdot \frac{2D - 1}{2 \cdot (1 - D)} \right\} \cdot V_{in} \cdot (1 - D) \cdot T_s \end{cases} \dots\dots\dots(3.23)$$

<密結合インダクタ方式>

$$\begin{cases} i_{\text{inpp-}D<0.5} = \left\{ \frac{1}{L_2} \cdot \frac{1-2D}{2 \cdot (1-D)} \right\} \cdot V_{\text{in}} \cdot D \cdot T_s \\ i_{\text{inpp-}D \geq 0.5} = \left( \frac{1}{L_2} \cdot \frac{2D-1}{2 \cdot (1-D)} \right) \cdot V_{\text{in}} \cdot (1-D) \cdot T_s \end{cases} \dots\dots\dots (3.24)$$

<統合巻線結合インダクタ方式>

$$\begin{cases} i_{\text{inpp-}D<0.5} = \left\{ \frac{2}{2L_1 + L_2 + 4M_1 - M_2} \cdot \frac{1-2D}{2 \cdot (1-D)} \right\} \cdot V_{\text{in}} \cdot D \cdot T_s \\ i_{\text{inpp-}D \geq 0.5} = \left\{ \frac{2}{2L_1 + L_2 + 4M_1 - M_2} \cdot \frac{2D-1}{2 \cdot (1-D)} \right\} \cdot V_{\text{in}} \cdot (1-D) \cdot T_s \end{cases} \dots\dots\dots (3.25)$$

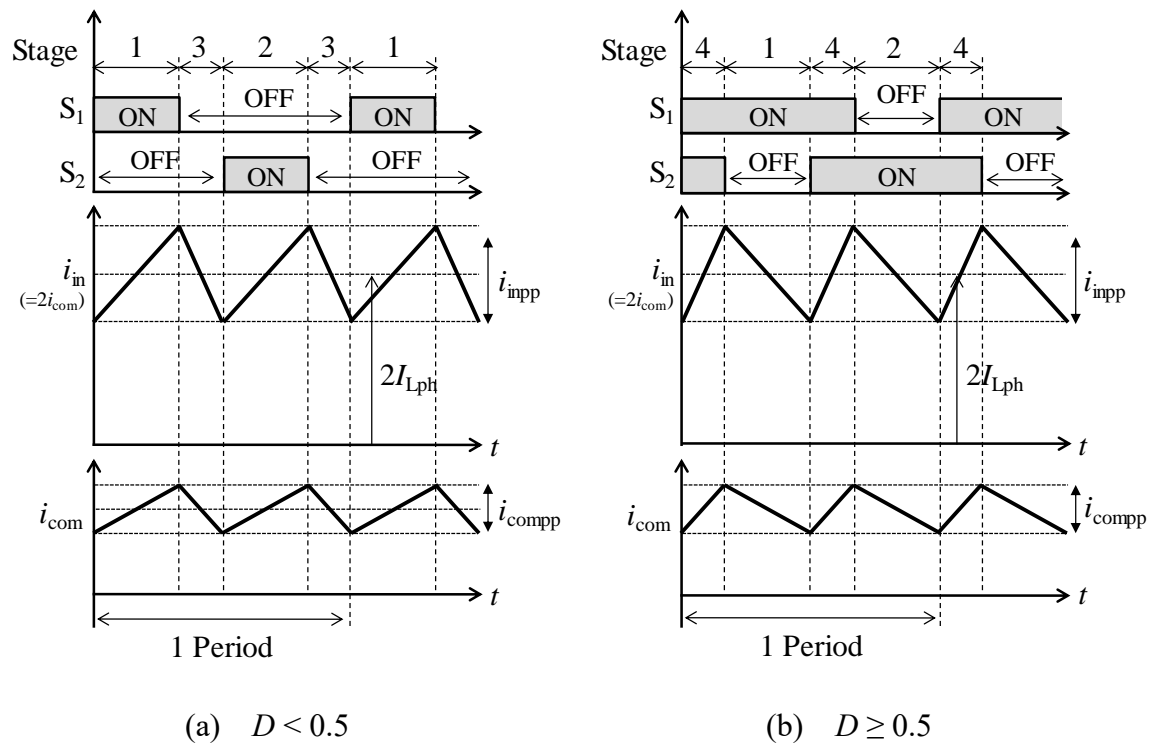


図 3.18 入力電流  $i_{in}$  の波形

### 3.4 電磁気特性

前節では、磁気結合インダクタを適用したマルチフェーズ昇圧チョップコンバータの電気的特性について議論をおこなった。本節では、それらの電磁気的特性について議論する。

磁気部品的设计をする上では、コア内に発生する最大磁束量をきちんと把握し、回路動作の安全性の観点から飽和させないような設計が求められる。また、磁気結合インダクタについては、本研究のテーマである高電力密度化性能を議論する上においても、磁束の磁気的特性の解析は重要となる。

磁気的特性も電気的特性と同様にインダクタ要素（共通電流  $i_{com}$ ）とトランス要素（還流電流  $i_r$ ）に分けて、考えることができる。本節ではこの考え方に基づいた形で解析をおこなう。

#### 3.4.1 電磁気特性解析

コア内に発生する磁束  $\phi$  と磁気部品の巻線に流れる電流  $i$  は、ファラデーの電磁誘導の法則より次式のような関係式が成立する。

$$N \cdot \phi = L \cdot i \dots\dots\dots (3.26)$$

ここで、 $N$  は巻線巻数、 $L$  はインダクタンスである。この式から分かるように、磁束  $\phi$  とは巻線に流れる電流  $i$  と比例関係にある。

そこで、各磁気結合インダクタに対して 3.5 節で説明した磁気回路モデルを適用し、電流と対応させた形で磁気的特性の解析をおこなう。

##### 3.4.1.1 疎結合インダクタ方式

3.3.1.1 節の電気的特性の解析結果から、各相の巻線電流  $i_{Lph1}$ 、 $i_{Lph2}$  は共通電流  $i_{com}$  と還流電流  $i_r$  に分離できることが明らかとなっている。これより、磁気回路モデル上でも、図 3.19 の磁気回路モデルに示すように各相巻線の起磁力  $N_2 i_{Lph1}$ 、 $N_2 i_{Lph2}$  を

$N_2(i_{com}+i_r)$ と  $N_2(i_{com}-i_r)$ でそれぞれ表現できる。図 3.19 において、 $\phi_{o1}$ 、 $\phi_{o2}$  は外脚に流れる磁束、 $\phi_c$  は中脚に流れる磁束、 $R_{mo}$  と  $R_{mc}$  は外脚と中脚の磁気抵抗を表す。この磁気回路モデルについて、キルヒホッフの法則を適用し、各脚の磁束 $\phi_{o1}$ 、 $\phi_{o2}$ 、 $\phi_c$ を求めると次式となる。

$$\begin{cases} \phi_{o1} = \frac{N_2}{R_{mo} + 2R_{mc}} \cdot i_{com} + \frac{N_2}{R_{mo}} \cdot i_r \\ \phi_{o2} = \frac{N_2}{R_{mo} + 2R_{mc}} \cdot i_{com} - \frac{N_2}{R_{mo}} \cdot i_r \dots\dots\dots(3.27) \\ \phi_c = \phi_{o1} + \phi_{o2} = \frac{2 \cdot N_2}{R_{mo} + 2R_{mc}} \cdot i_{com} \end{cases}$$

この式より、 $\phi_{o1}$ 、 $\phi_{o2}$  は  $i_{com}$  と  $i_r$  によって発生する 2 つの磁束成分から成り、 $\phi_c$  は  $i_{com}$  によって発生する磁束成分のみで表されることが分かる。このとき、共通電流  $i_{com}$  によって発生する磁束成分を共通磁束 $\phi_{com}$ 、還流電流  $i_r$  によって発生する磁束成分を還流磁束 $\phi_r$  とすると、式(4.27)は式(4.28)で置き換えることができ、 $\phi_{com}$  と  $\phi_r$  はそれぞれ式(3.29)のように表すことができる。

$$\begin{cases} \phi_{o1} = \phi_{com} + \phi_r \\ \phi_{o2} = \phi_{com} - \phi_r \dots\dots\dots(3.28) \\ \phi_c = 2 \cdot \phi_{com} \end{cases}$$

$$\begin{cases} \phi_{com} = \frac{N_2}{R_{mo} + 2R_{mc}} \cdot i_{com} \dots\dots\dots(3.29) \\ \phi_r = \frac{N_2}{R_{mo}} \cdot i_r \end{cases}$$

これらの結果より、共通磁束 $\phi_{com}$ と還流磁束 $\phi_r$ の各磁束成分は図 3.20 のようにコア内に流れることが分かる。各相の外脚  $N_2$  の巻線から生じる $\phi_{com}$  は共通して中脚に流れ、他方の巻線に交わらないため自己誘導をおこなう漏れ磁束としてみなすことができる。一方、 $\phi_r$  は中脚には通らずに各相の巻線が巻かれる外脚のみを還流し、相互誘導をおこなうための励磁磁束とみなせる。

図 3.19 の磁気回路モデルにおいて、左右対称であると仮定すると、各相の外脚巻線の自己インダクタンス  $L_2$ 、相互インダクタンス  $M_2$ 、漏れインダクタンス  $L_2-$



$M_2$ はそれぞれ次式で表すことができる。

$$\begin{cases} L_2 = N_2^2 \cdot \frac{R_{mo} + R_{mc}}{R_{mo}^2 + 2 \cdot R_{mo} \cdot R_{mc}} \\ M_2 = N_2^2 \cdot \frac{R_{mc}}{R_{mo}^2 + 2 \cdot R_{mo} \cdot R_{mc}} \dots\dots\dots(3.30) \\ L_2 - M_2 = \frac{N_2^2}{R_{mo} + 2 \cdot R_{mc}} \end{cases}$$

式(3.29)と式(3.30)より、 $\phi_{com}$ と $\phi_r$ は次式で表すことができる。

$$\begin{cases} \phi_{com} = \frac{L_2 - M_2}{N_2} \cdot i_{com} \\ \phi_r = \frac{L_2 + M_2}{N_2} \cdot i_r \end{cases} \dots\dots\dots(3.31)$$

共通磁束 $\phi_{com}$ と還流磁束 $\phi_r$ のインダクタンスとの関係について言及すると、式(3.31)より、 $\phi_{com}$ には漏れインダクタンス $L_2 - M_2$ のみが関係し、 $\phi_r$ には自己インダクタンス $L_2$ と相互インダクタンス $M_2$ が関わりを持つことが分かる。

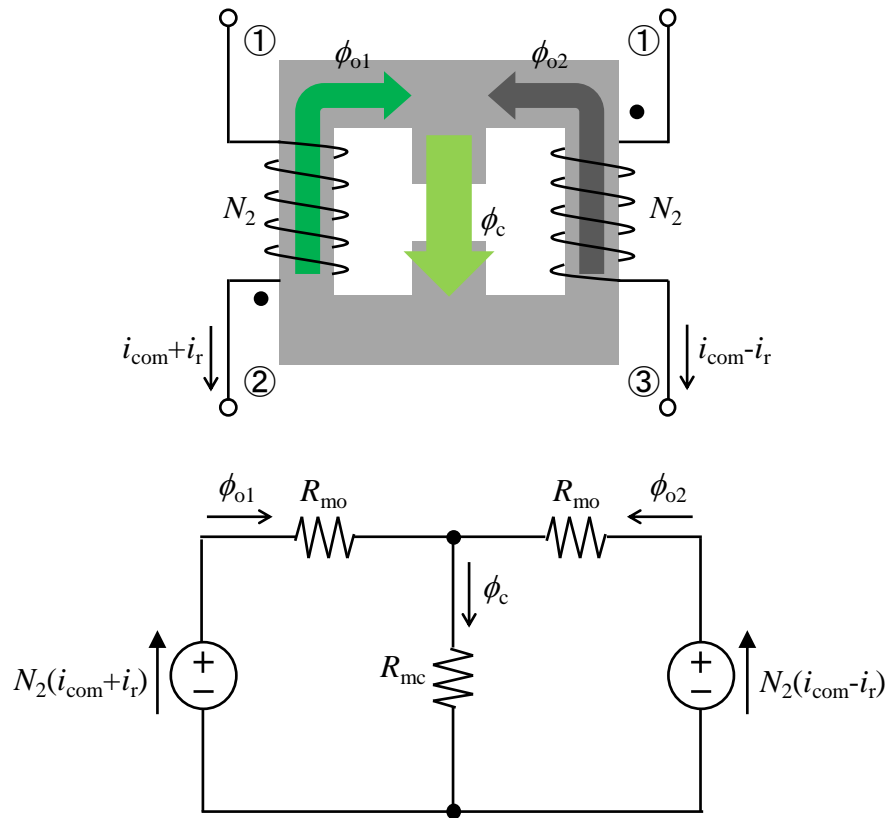


図 3.19 疎結合インダクタの磁気回路モデル

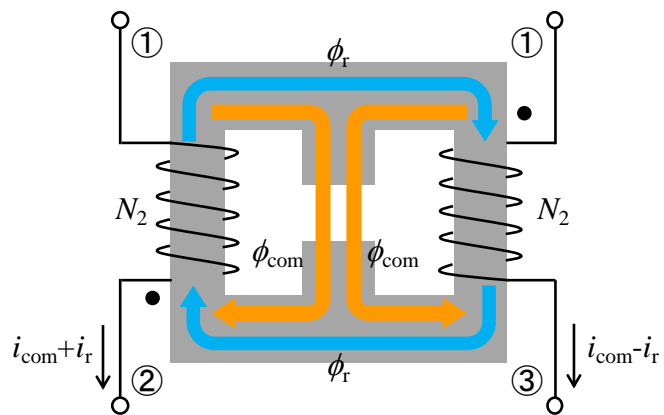


図 3.20 疎結合インダクタにおける磁束分離の概念

### 3.4.1.2 密結合インダクタ方式

同様に、密結合インダクタ方式についても、磁気的特性のモデリングをおこなう。密結合インダクタ方式は補助インダクタと密結合インダクタの 2 つの磁気部品から構成されているため、それぞれについて解析をおこなう。

3.3.1.2 節の電気的特性の解析結果から、各巻線電流を共通電流  $i_{com}$  と還流電流  $i_r$  で分類すると、補助インダクタの巻線電流  $i_{in}$  は  $2i_{com}$ 、密結合インダクタの各相の巻線電流  $i_{Lph1}$ ,  $i_{Lph2}$  はそれぞれ  $i_{com}-i_r$  と  $i_{com}-i_r$  で表すことができる。そのため、補助インダクタの起磁力  $N_1i_{in}$  を  $2N_2i_{com}$  で、密結合インダクタの起磁力  $N_2i_{Lph1}$ ,  $N_2i_{Lph2}$  を  $N_2(i_{com}+i_r)$  と  $N_2(i_{com}-i_r)$  でそれぞれ表現できる。これより、密結合インダクタ方式の磁気回路モデルは図 3.21 になる。ここで、図 3.21(a)の補助インダクタにおいて、 $\phi_x$  はコアに流れる磁束、 $R_{mx}$  は磁気抵抗を示す。また、図 3.21(b)の密結合インダクタにおいて、 $\phi_{cc}$  はコアに流れる磁束、 $R_{mcc}$  は磁気抵抗を示す。それぞれの磁気回路モデルにおいて、キルヒホッフの法則を適用すると、 $\phi_x$  と  $\phi_{cc}$  はそれぞれ式(3.32)と式(3.33)から求めることができる。

$$\phi_x = \frac{2 \cdot N_1}{R_{mx}} \cdot i_{com} \dots\dots\dots (3.32)$$

$$\phi_{cc} = \frac{N_2}{R_{mcc}} \cdot i_r \dots\dots\dots (3.33)$$

これらの式を疎結合インダクタ方式と同様に、共通磁束  $\phi_{com}$  と還流磁束  $\phi_r$  で表すと次式のように置き換えることができる。

$$\begin{cases} \phi_x = 2 \cdot \phi_{com} \\ \phi_{cc} = \phi_r \end{cases} \dots\dots\dots (3.34)$$

また、式(4.34)を変形すると、 $\phi_{com}$  と  $\phi_r$  は次式で表される。

$$\begin{cases} \phi_{com} = \frac{N_1}{R_{mx}} \cdot i_{com} \\ \phi_r = \frac{N_2}{R_{mcc}} \cdot i_r \end{cases} \dots\dots\dots (3.35)$$

以上より, 図 3.22 に示すように補助インダクタに発生する磁束  $\phi_a$  は 2 倍の  $\phi_{com}$  で表現でき, 密結合インダクタに発生する磁束  $\phi_c$  は交流磁束の  $\phi$  と同じ特性になることが理解できる。つまり, 密結合インダクタでは自己誘導をおこなうインダクタとしてはたらき, 密結合インダクタは相互誘導となるためトランスとしてのはたらきがあるといえる。

図 3.21 の磁気回路モデルにおいて, 補助インダクタの自己インダクタンス  $L_1$  と結合係数  $k (=M_2/L_2)$  を,  $k=1$  として仮定した場合の密結合インダクタの自己インダクタンス  $L_2$  は次のように表すことができる。

$$\begin{cases} L_1 = \frac{N_1^2}{R_{mk}} & \dots\dots\dots(3.36) \\ L_2 = M_2 = \frac{N_2^2}{R_{mxc}} \end{cases}$$

同様に, 式(3.35)と式(3.36)から  $\phi_{com}$  と  $\phi$  は次式で表される。

$$\begin{cases} \phi_{com} = \frac{L_1}{N_1} \cdot i_{com} & \dots\dots\dots(3.37) \\ \phi_r = \frac{L_2}{N_2} \cdot i_r \end{cases}$$

共通磁束  $\phi_{com}$  と還流磁束  $\phi$  のインダクタンスとの関係性については, 式(3.37)より,  $\phi_{com}$  には補助インダクタの自己インダクタンス  $L_1$  が関係し,  $\phi$  には密結合インダクタの自己インダクタンス  $L_2$  が関わりを持つことが分かる。

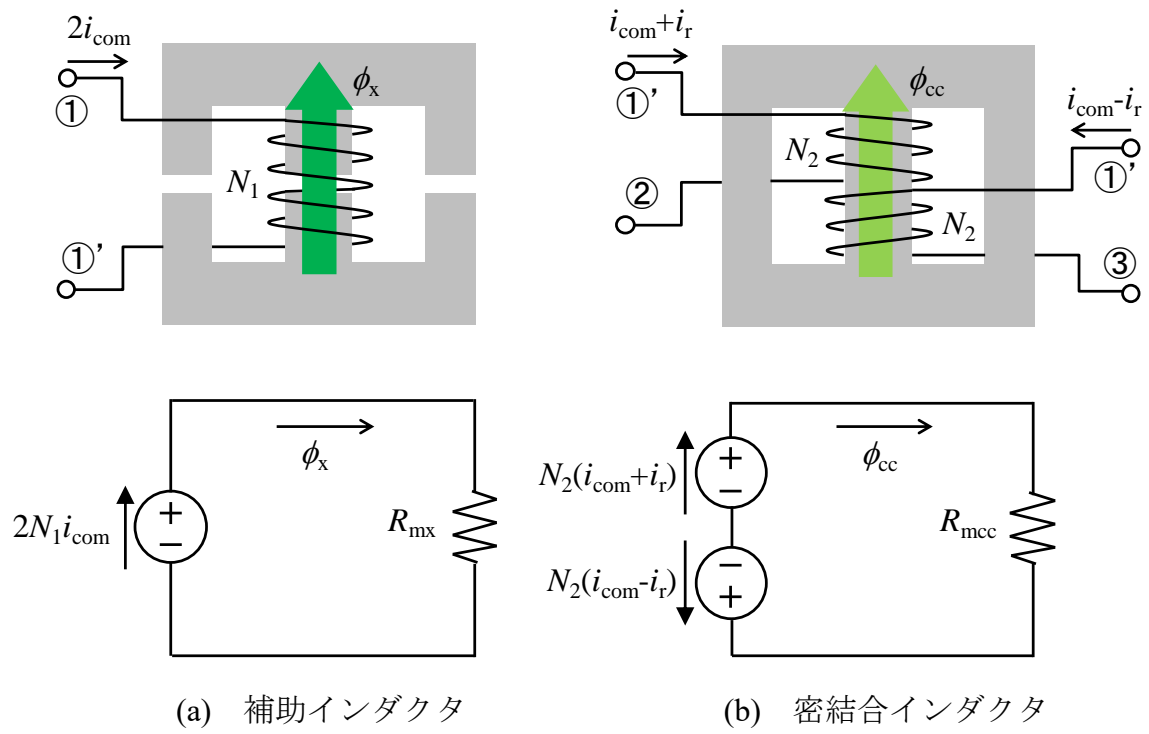


図 3.21 密結合インダクタ方式の磁気回路モデル

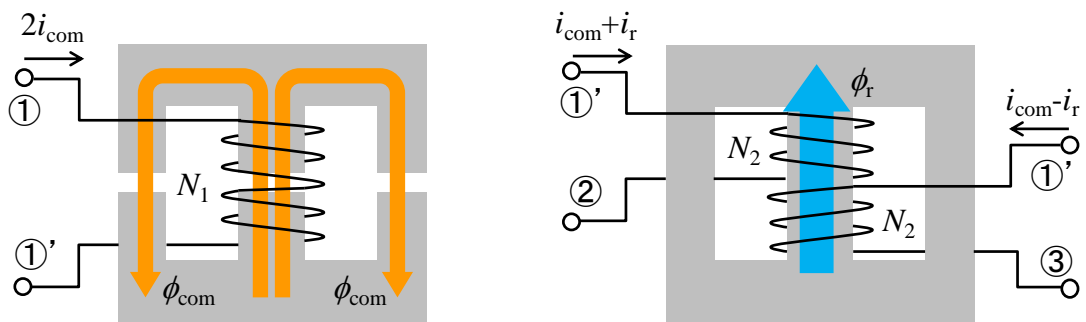


図 3.22 密結合インダクタ方式における磁束分離の概念

### 3.4.1.3 統合巻線結合インダクタ方式

統合巻線結合インダクタについても、磁気的特性のモデリングをおこなう。3.3.1.3 節の電気的特性の解析結果から、同様に各巻線電流を共通電流  $i_{com}$  と還流電流  $i_r$  で分類すると、中脚の巻線電流  $i_{in}$  は  $2i_{com}$ 、外脚の各相巻線電流  $i_{Lph1}$ ,  $i_{Lph2}$  はそれぞれ  $i_{com}-i_r$  と  $i_{com}+i_r$  で表すことができるため、中脚での起磁力  $N_1 i_{in}$  を  $2N_2 i_{com}$  で、外脚での起磁力  $N_2 i_{Lph1}$ ,  $N_2 i_{Lph2}$  を  $N_2(i_{com}+i_r)$  と  $N_2(i_{com}-i_r)$  でそれぞれ表現できる。このとき、統合巻線結合インダクタの磁気回路モデルは図 3.25 のようになる。ここで、 $\phi_{o1}$ ,  $\phi_{o2}$  は外脚に流れる磁束、 $\phi_c$  は中脚に流れる磁束、 $R_{mo}$  と  $R_{mc}$  は外脚と中脚の磁気抵抗を表す。この磁気回路モデルについて、キルヒホッフの法則を適用することで、各脚の磁束  $\phi_{o1}$ ,  $\phi_{o2}$ ,  $\phi_c$  は次式のように求めることができる。

$$\begin{cases} \phi_{o1} = \frac{2N_1 + N_2}{R_{mo} + 2R_{mc}} \cdot i_{com} + \frac{N_2}{R_{mo}} \cdot i_r \\ \phi_{o2} = \frac{2N_1 + N_2}{R_{mo} + 2R_{mc}} \cdot i_{com} - \frac{N_2}{R_{mo}} \cdot i_r \\ \phi_c = \phi_{o1} + \phi_{o2} = \frac{2 \cdot (2N_1 + N_2)}{R_{mo} + 2R_{mc}} \cdot i_{com} \end{cases} \dots\dots\dots (3.38)$$

疎結合インダクタと同様、 $\phi_{o1}$ ,  $\phi_{o2}$  は共通磁束  $\phi_{com}$  と還流磁束  $\phi_r$  で、 $\phi_c$  は還流磁束  $\phi_r$  のみで表される。また、式(3.38)を  $\phi_{com}$  と  $\phi_r$  で表すと次式に置き換えることができ、また、 $\phi_{com}$  と  $\phi_r$  は式(3.39)のように示される。

$$\begin{cases} \phi_{o1} = \phi_{com} + \phi_r \\ \phi_{o2} = \phi_{com} - \phi_r \\ \phi_c = 2\phi_{com} \end{cases} \dots\dots\dots (3.39)$$

$$\begin{cases} \phi_{com} = \frac{2N_1 + N_2}{R_{mo} + 2R_{mc}} \cdot i_{com} \\ \phi_r = \frac{N_2}{R_{mo}} \cdot i_r \end{cases} \dots\dots\dots (3.40)$$

以上より、共通磁束  $\phi_{com}$  と還流磁束  $\phi_r$  は図 3.26 に示すようにコア内に流れることが分かる。疎結合インダクタの特性との相違点として、 $\phi_{com}$  に関わる巻線巻数の違

いが挙げられる。疎結合インダクタでは  $N_2$  のみであるが、統合巻線結合インダクタにおいては、 $2N_2+N_1$  が関係してくる。

図 3.25 の磁気回路モデルにおいて、左右対称であると仮定すると、中脚巻線の自己インダクタンス  $L_1$  と相互インダクタンス  $M_1$ 、各相の外脚巻線の自己インダクタンス  $L_2$  と相互インダクタンス  $M_2$  はそれぞれ次のように表すことができる。

$$\left\{ \begin{array}{l} L_1 = 2 \cdot \frac{N_2^2}{R_{mo} + 2 \cdot R_{mc}} \\ M_1 = \frac{N_1 \cdot N_2}{R_{mo} + 2 \cdot R_{mc}} \\ L_2 = N_2^2 \cdot \frac{R_{mo} + R_{mc}}{R_{mo}^2 + 2 \cdot R_{mo} \cdot R_{mc}} \\ M_2 = N_2^2 \cdot \frac{R_{mc}}{R_{mo}^2 + 2 \cdot R_{mo} \cdot R_{mc}} \end{array} \right. \dots\dots\dots (3.41)$$

式(3.40)と式(3.41)より、 $\phi_{com}$  と  $\phi_r$  は次式で表すことができる。

$$\left\{ \begin{array}{l} \phi_{com} = \frac{2L_1 + 4M_1 + L_2 - M_2}{2N_1 + N_2} \cdot i_{com} \\ \phi_r = \frac{L_2 + M_2}{N_2} \cdot i_r \end{array} \right. \dots\dots\dots (3.42)$$

共通磁束  $\phi_{com}$  と還流磁束  $\phi_r$  のインダクタンスとしては、式(3.42)より、 $\phi_{com}$  には漏れインダクタンス  $2L_1 - 4M_1 + L_2 - M_2$  が関係し、 $\phi_r$  には自己インダクタンス  $L_2$  と相互インダクタンス  $M_2$ 、漏れインダクタンス  $L_2 - M_2$  が関わりを持つことが分かる。

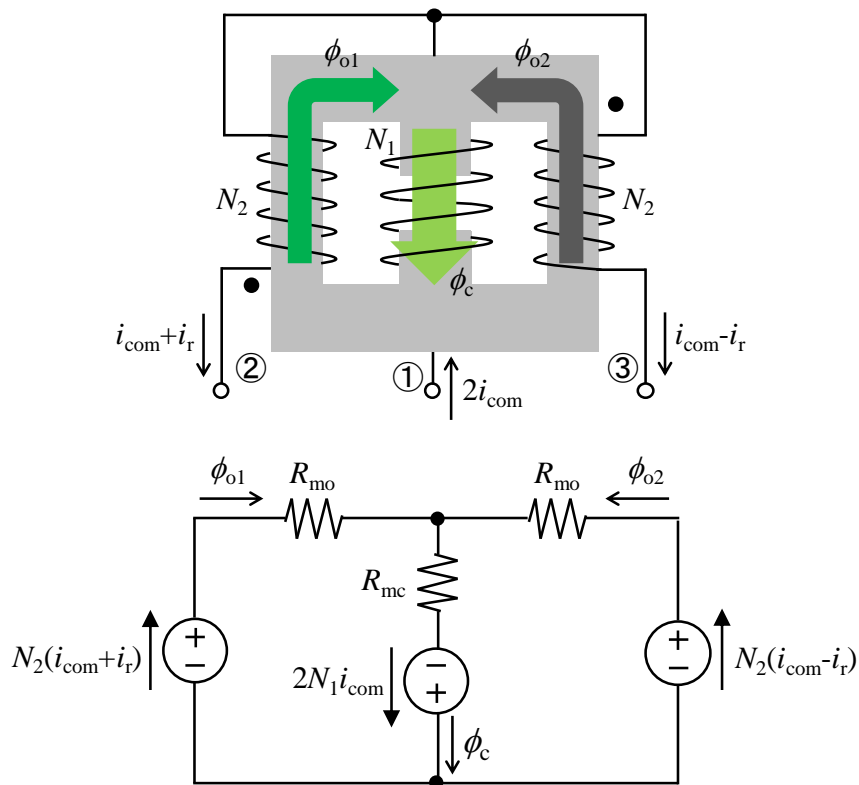


図 3.25 統合巻線結合インダクタの磁気回路モデル

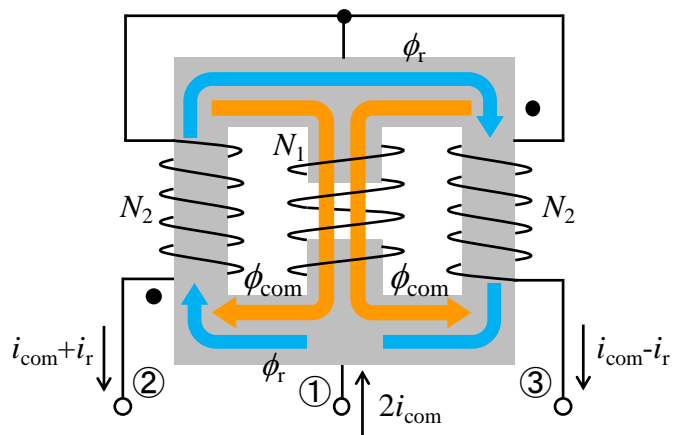


図 3.26 統合巻線結合インダクタにおける磁束分離の概念



### 3.4.2 最大磁束のモデリング

インダクタ設計の際には、磁気飽和を生じさせないために、コア内で発生する磁束のピーク値とコアの断面積で決定される磁束密度のピーク値に対して、コア材によって決まる最大磁束密度を超えないように設計する必要がある。前節の磁気特性のモデルでは、共通電流  $i_{com}$  に比例する共通磁束  $\phi_{con}$  と還流電流  $i_r$  に比例する還流磁束  $\phi$  との関係性を明らかにしながら、関係にある共通磁束  $\phi_{con}$  本節では、磁束のピーク値を算出していく。

<疎結合インダクタ方式>

磁束の挙動を解析する。 $i_{com}$  と  $i_r$  のリップル電流の傾きは式(3.7)で表すことができるので、これに図 3.16 で示した各 Stage の微小時間  $dt$  を与えると、各 Stage における各磁束の挙動を解析することができる。図 3.27 に疎結合インダクタの磁束波形を示す。この図から、外脚の磁束  $\phi_o$  は共通磁束  $\phi_{con}$  と還流磁束  $\phi$  から構成されており、 $\phi_{con}$  と  $\phi$  が共にピークとなる時に  $\phi_o$  もピーク値をとっていることが分かる。一方で、中脚の磁束  $\phi_c$  については、構成磁束成分が還流磁束  $\phi$  のみであることから、 $\phi_c$  は  $\phi$  がピークになる時にピークとなる。このことから、外脚の磁束のピーク磁束  $\Phi_{op}$  と中脚の磁束のピーク値  $\Phi_{cp}$  は共通磁束のピーク値  $\Phi_{comp}$  と還流磁束のピーク値  $\Phi_{rp}$  からそれぞれ次式のような関係が成り立つ。

$$\Phi_{op} = \Phi_{comp} + \Phi_{rp} \dots\dots\dots(3.37)$$

$$\Phi_{cp} = 2 \cdot \Phi_{comp} \dots\dots\dots(3.38)$$

また、式(3.27)から  $\phi_{con}$  と  $\phi$  は  $i_{com}$  と  $i_r$  に依存し、図 3.17 と図 3.21 からそれぞれの挙動は同じことが分かる。つまり、 $i_{com}$  と  $i_r$  がピークとなる時に  $\Phi_{comp}$  と  $\Phi_{rp}$  も同時にピークとなる。 $i_{com}$  のピーク値には直流が重畳するため、各相巻線電流の平均値  $I_{Lph}$  と共通電流の最大振幅  $i_{comp}$  の和で表され、また、 $i_r$  のピーク値は交流のみなので還流電流の最大振幅  $i_{rpp}$  で表される。よって、 $\Phi_{comp}$  と  $\Phi_{rp}$  は次式で求めることができる。

<密結合インダクタ方式>

同様に磁束の挙動について解析する。式(3.10)で示される  $i_{com}$  と  $i_r$  のリップル電流の傾きと各 Stage の微小時間  $dt$  により，各 Stage における各磁束の挙動を解析することができる。図 3.28 に密結合インダクタの磁束波形を示す。この図から，補助インダクタの磁束のピーク値  $\Phi_{xp}$  と密結合インダクタの磁束のピーク値  $\Phi_{ccp}$  は共通磁束のピーク値  $\Phi_{comp}$  と還流磁束のピーク値  $\Phi_{rp}$  を用いると式(3.42)と式(3.43)で表される。また，この時の  $\Phi_{comp}$  と  $\Phi_{rp}$  はそれぞれ式(3.44)でとなる。

$$\Phi_{xp} = 2 \cdot \Phi_{comp} \dots\dots\dots(3.42)$$

$$\Phi_{ccp} = \Phi_{rp} \dots\dots\dots(3.43)$$

$$\begin{cases} \Phi_{comp} = \frac{N_1}{R_{mx}} \cdot \left( 2 \cdot I_{Lph} + \frac{i_{comp}}{2} \right) \\ \Phi_{rp} = \frac{N_2}{R_{mo}} \cdot \frac{i_{rp}}{2} \end{cases} \dots\dots\dots(3.44)$$

ここで， $i_{comp}$  と  $i_{rp}$  は式(3.16)と式(3.19)の対応関係で示されているので，それらを式(3.36)より変換し，式(3.44)に代入することで，式(3.42) 及び式(3.43)はそれぞれ次式で示される。

$$\begin{cases} \Phi_{xp\_D<0.5} = \frac{2 \cdot N_1 \cdot I_{Lph}}{R_{mx}} + \frac{1}{4} \cdot \frac{V_{in}}{N_1} \cdot \frac{1-2D}{1-D} \cdot D \cdot T_s \\ \Phi_{xp\_D \geq 0.5} = \frac{2 \cdot N_1 \cdot I_{Lph}}{R_{mx}} + \frac{1}{4} \cdot \frac{V_{in}}{N_1} \cdot \frac{2D-1}{1-D} \cdot (1-D) \cdot T_s \end{cases} \dots\dots\dots(3.45)$$

$$\begin{cases} \Phi_{ccp\_D<0.5} = \frac{1}{4} \cdot \frac{V_{in}}{N_2} \cdot \frac{1}{1-D} \cdot D \cdot T_s \\ \Phi_{ccp\_D \geq 0.5} = \frac{1}{4} \cdot \frac{V_{in}}{N_2} \cdot \frac{1}{1-D} \cdot (1-D) \cdot T_s \end{cases} \dots\dots\dots(3.46)$$

<統合巻線結合インダクタ方式>

同様に磁束の挙動について解析する。式(3.13)の  $i_{com}$  と  $i_r$  のリップル電流の傾きと各 Stage の微小時間  $dt$  から、各 Stage における各磁束の挙動を解析すると図 4.28 のようになる。この図から、疎結合インダクタ方式と同様に外脚の磁束のピーク値  $\Phi_{op}$  と中脚の磁束のピーク値  $\Phi_{cp}$  を共通磁束のピーク値  $\Phi_{comp}$  と還流磁束のピーク値  $\Phi_{rp}$  で示すとそれぞれ式(4.47)と式(4.48)で示される。このとき、 $\Phi_{comp}$  と  $\Phi_{rp}$  は式(3.49)となる。

$$\Phi_{op} = \Phi_{comp} + \Phi_{rp} \dots\dots\dots(3.47)$$

$$\Phi_{cp} = 2 \cdot \Phi_{comp} \dots\dots\dots(3.48)$$

$$\begin{cases} \Phi_{comp} = \frac{2N_1 + N_2}{R_{mo} + 2R_{mc}} \cdot \left( I_{Lph} + \frac{i_{compp}}{2} \right) \dots\dots\dots(3.49) \\ \Phi_{rp} = \frac{N_2}{R_{mo}} \cdot \frac{i_{rpp}}{2} \end{cases}$$

また、 $i_{compp}$  と  $i_{rpp}$  は式(3.16)と式(3.20)の対応関係で示されているので、それらを式(3.36)より変換し、式(3.41)に代入することで、式(3.47) 及び式(3.48)はそれぞれ次式で示される。

$$\begin{cases} \Phi_{op\_D<0.5} = \frac{(1+2\beta) \cdot N_2 \cdot I_{Lph}}{R_{mo} + 2R_{mc}} + \frac{1}{2} \cdot \frac{V_{in}}{(1+2\beta) \cdot N_2} \cdot \left( 1 + \frac{\beta}{1-D} \right) \cdot D \cdot T_s \dots\dots\dots(3.50) \\ \Phi_{op\_D \geq 0.5} = \frac{(1+2\beta) \cdot N_2 \cdot I_{Lph}}{R_{mo} + 2R_{mc}} + \frac{1}{2} \cdot \frac{V_{in}}{(1+2\beta) \cdot N_2} \cdot \left( 1 + \frac{\beta}{D} \right) \cdot D \cdot T_s \end{cases}$$

$$\begin{cases} \Phi_{cp\_D<0.5} = \frac{2 \cdot (1+2\beta) \cdot N_2 \cdot I_{Lph}}{R_{mo} + 2R_{mc}} + \frac{1}{2} \cdot \frac{V_{in}}{(1+2\beta) \cdot N_2} \cdot \frac{1-2D}{1-D} \cdot D \cdot T_s \dots\dots\dots(3.51) \\ \Phi_{cp\_D \geq 0.5} = \frac{2 \cdot (1+2\beta) \cdot N_2 \cdot I_{Lph}}{R_{mo} + 2R_{mc}} + \frac{1}{2} \cdot \frac{V_{in}}{(1+2\beta) \cdot N_2} \cdot \frac{2D-1}{1-D} \cdot (1-D) \cdot T_s \end{cases}$$

ここで、 $\beta$  は中脚巻線  $N_1$  と外脚巻線  $N_2$  の巻数比( $N_1/N_2$ )を表している。

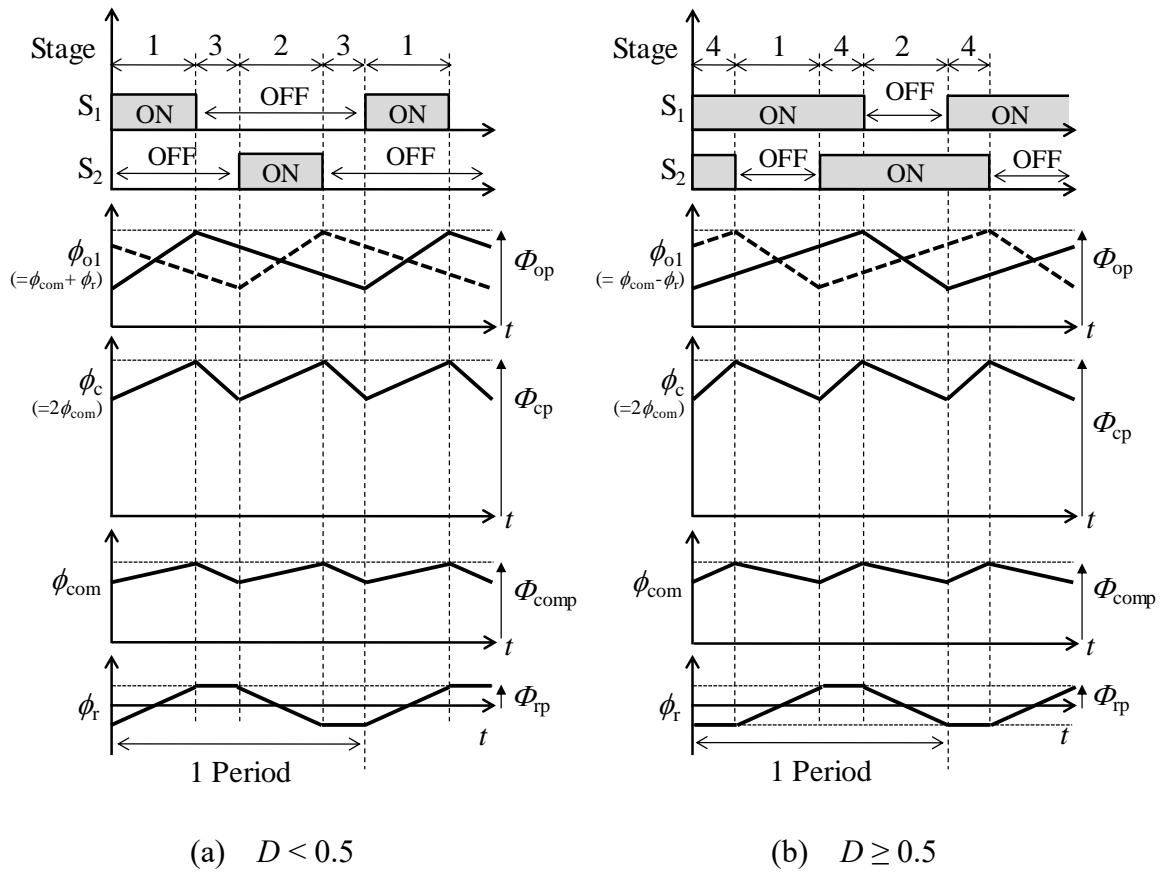


図 3.27 疎結合インダクタ方式の磁束波形

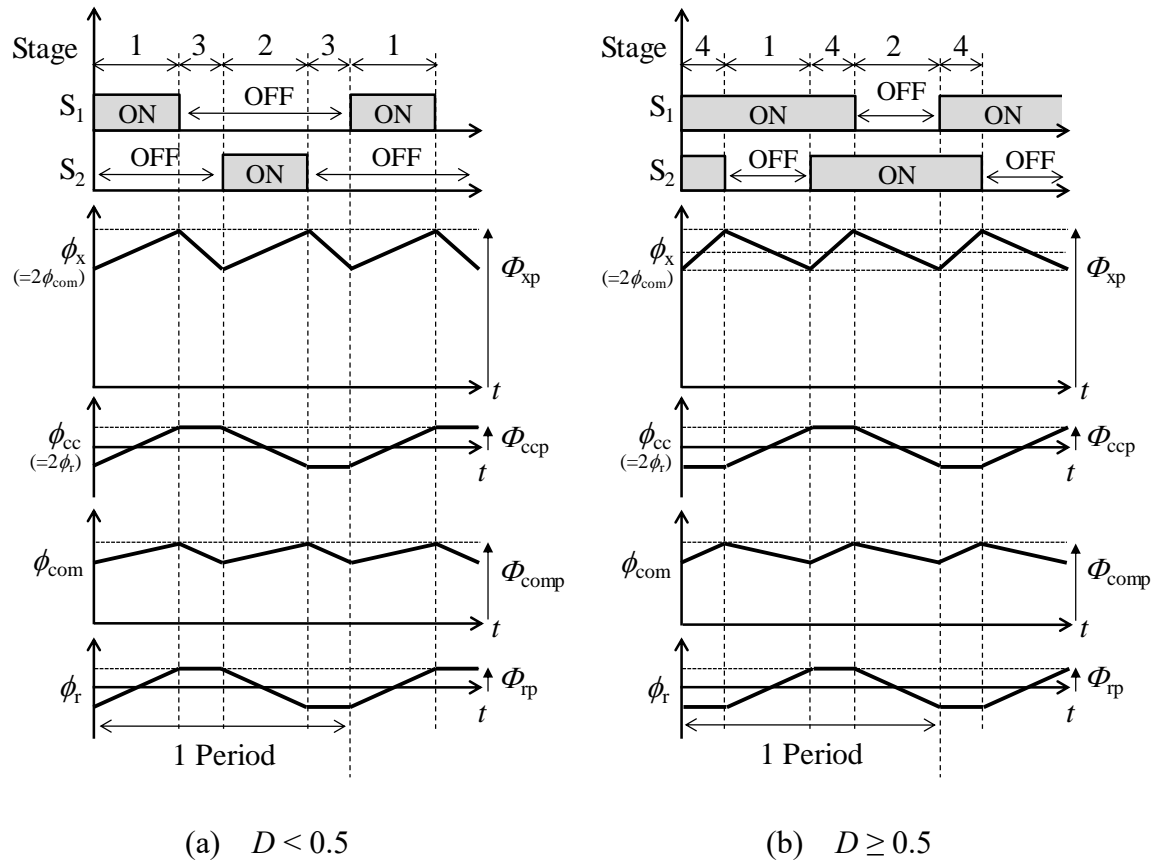


図 3.28 密結合インダクタ方式の磁束波形

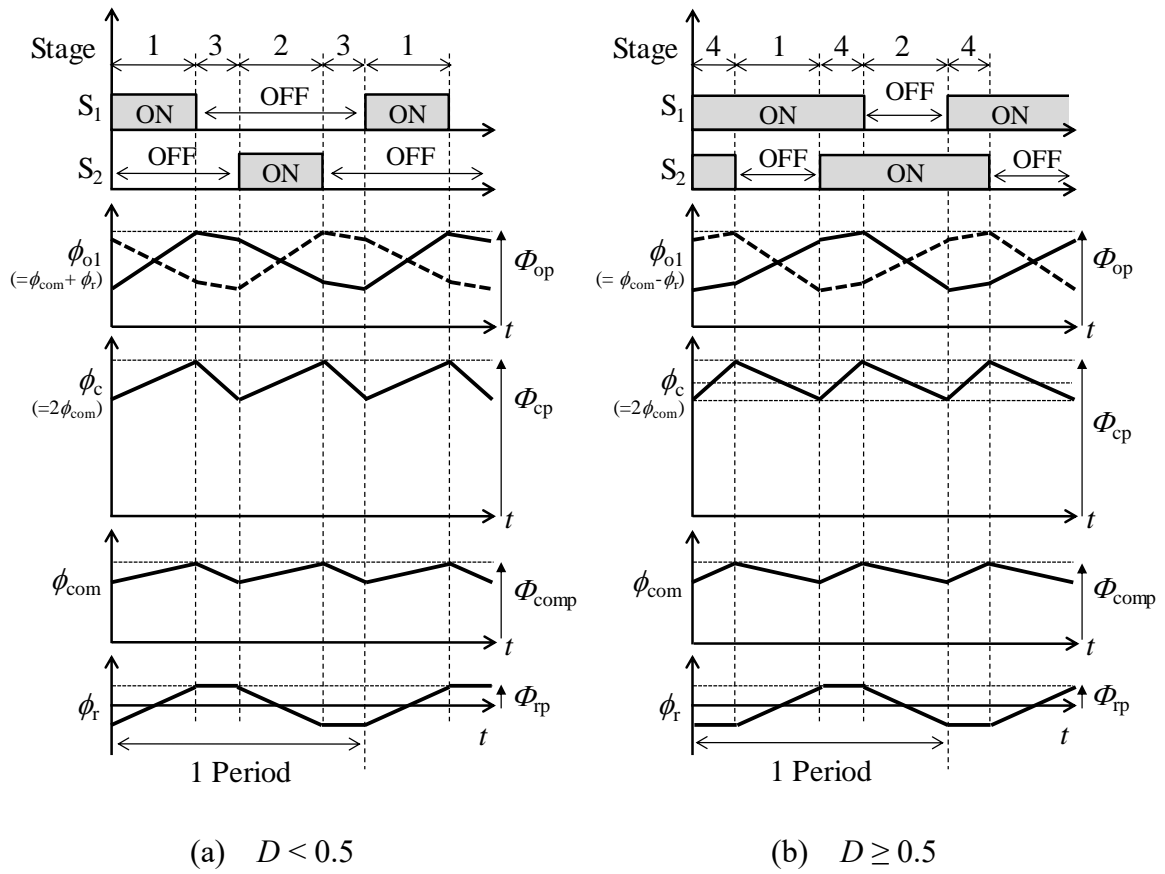


図 3.29 統合巻線結合インダクタ方式の磁束波形

### 3.5 結言

本章では、本研究で対象となる 2 相マルチフェーズ昇圧コンバータにおいて、3 つの磁気結合インダクタ方式（結合インダクタ方式，密結合インダクタ方式，統合巻線結合インダクタ方式）の回路構成と磁気構造について述べた。さらに設計する上で必要となる電磁気特性解析を行った。本解析でインダクタに流れる電流を各相共通の電流成分と還流する電流成分に分離させることができた。これにより，それぞれの磁気結合インダクタ方式において各相インダクタリプル電流及び入力リップル電流を定性的に把握し設計できることはもちろんのこと，電気回路上でのインダクタンスの関係から，磁気結合インダクタ特有の電流高周波化を実現するインダクタンスとの関わりをモデル化することができた。加えて，電流と磁束との関わりも共通成分と還流成分に分離した考え方にに基づき明らかにした。

## 第4章

# 数式モデルを用いた小型化性能評価

### 4.1 緒言

磁気結合インダクタ方式の応用を考える時, そのアプリケーションに対する適切な方式の選択が最終的な小型化性能を左右する。本章では, アプリケーションをPFC (Power Factor Correction : 力率改善) 回路とした場合のそれぞれの磁気結合インダクタ方式の小型化性能について検討する。そのために, 最大許容電力の観点から小型化性能を評価できる数式モデルを提案する。具体的には前章での解析結果に基づき, それぞれの数式モデルを構築し比較検討を行い, 実験によりそれらの数式モデルの妥当性について検証を行う。そして, 動作モード (リップル電流) に対する小型化性能指標を提示する。ここで, 許容最大電力の定義としては, 所望のリップル電流 (インダクタンス値) を維持し, 磁気飽和を生じさせずに安定的に動作する条件下において, そのコンバータが許容できる最大出力電力とする。

### 4.2 最大許容電力に関する数式モデルの導出

<疎結合インダクタ方式>

図 3.2 及び図 3.3 に示した疎結合インダクタ方式の許容電力を算出する。まず, リップル電流の最大振幅  $i_{Lphpp}$  を求める。3.3.2.1 節の各相リップル電流の解析結果より, 各磁気結合インダクタ方式は,  $D < 0.5$  の場合は Stage 1 の期間において,  $D \geq 0.5$  の場合は Stage 4 の期間にそれぞれリップル電流が最大となることが分かっている。そして, 疎結合インダクタにおいて各相リップル電流の最大振幅は電氣的に表すと式 (3.18) で示される。この式に対して, 式(3.29)と式(3.31)の関係式によって磁氣的なパラメータの式に変換することができ, 各相の巻数  $N_2$  と各脚の磁気抵抗  $R_{mo}$ ,  $R_{mc}$  を



用いると次式のようになる。

$$\begin{cases} i_{L_{\text{phpp}}_{D < 0.5}} = \left( R_{\text{mo}} + R_{\text{mc}} \cdot \frac{1-2D}{1-D} \right) \cdot \frac{V_{\text{in}}}{N_2^2} \cdot D \cdot T_s \\ i_{L_{\text{phpp}}_{D \geq 0.5}} = \left( R_{\text{mo}} + R_{\text{mc}} \cdot \frac{2D-1}{1-D} \right) \cdot \frac{V_{\text{in}}}{N_2^2} \cdot (1-D) \cdot T_s \end{cases} \dots\dots\dots(4.1)$$

一方、コア内の磁束のピーク値については、3.3.2 節の解析結果より、外脚の磁束のピーク値  $\Phi_{\text{op}}$  は式(3.40)、中脚の磁束のピーク値  $\Phi_{\text{cp}}$  は式(3.41)でそれぞれ表すことができる。しかし、インダクタの設計をおこなう際には中脚と外脚のどちらの脚部で先に磁気飽和する可能性があるのかを調査する必要がある。疎結合インダクタにおいて、これに焦点を当てた解析結果は文献(33)で詳しく述べられているため、ここでの詳しい解析過程は省略することにする。

各相巻線に流れる平均電流  $I_{\text{Lph}}$  とリップル電流  $i_{\text{Lphpp}}$  との比を表した各相のリップル電流率  $i_{\text{Lphpp}}/I_{\text{Lph}}$  を 0.3 と固定した際の各磁束のピーク値の特性は図 4.1 のようになる。この図では縦軸に外脚と中脚の磁束ピーク値の比 ( $\Phi_{\text{cp}}/\Phi_{\text{op}}$ )、横軸にデューティ比  $D$  をとっている。また、 $\alpha$  は各磁気抵抗の比  $R_{\text{mc}}/R_{\text{mo}}$  を示したものである。この図から、中脚の磁束のピーク値  $\Phi_{\text{cp}}$  はどのデューティ比領域においても外脚の磁束のピーク値  $\Phi_{\text{op}}$  の 2 倍より小さくなることが分かる。また、疎結合インダクタに用いる汎用の 3 脚コアの中脚断面積は外脚断面積の 2 倍程度あることから、外脚部で先に飽和することがなければ、中脚部でも磁気飽和が生じないと言える。よって、疎結合インダクタは、外脚の磁束のピーク値  $\Phi_{\text{op}}$  がコア材によって決定される最大磁束  $\Phi_{\text{omax}}$  を超えないという次の条件式が得られる。

$$\Phi_{\text{op}} \leq \Phi_{\text{omax}} \dots\dots\dots(4.2)$$

以上の結果から、磁気飽和が発生せずに所望のリップル電流の許容最大電力の算出が可能となる。出力電力  $P_{\text{out}}$  はコンバータの電力変換効率を 100% と仮定すると、100% と仮定すると入力電流  $I_{\text{in}}$  と入力電圧  $V_{\text{in}}$  を用いて次式から求められる。

$$P_{\text{out}} = I_{\text{out}} \cdot V_{\text{out}} = I_{\text{in}} \cdot V_{\text{in}} \dots\dots\dots(4.3)$$

従って、疎結合インダクタ方式の許容電力  $P_{\text{outmax\_LCI}}$  は式(4.2)の条件下で式(3.40)、

式(4.1), 式(4.3)を用いることで式(4.4)のように与えられる。

$$\left\{ \begin{array}{l} P_{\text{outmax\_LCL\_}D<0.5} \leq \frac{2 \cdot R_{\text{mo}} \cdot \Phi_{\text{omax}}^2}{\left\{ \frac{I_{\text{Lph}}}{i_{\text{Lphpp}}} \cdot \frac{1 + \alpha \cdot \frac{1-2D}{1-D}}{(1+2\alpha)^2} + \frac{1}{1+2\alpha} + \frac{1}{4} \cdot \frac{i_{\text{Lphpp}}}{I_{\text{Lph}}} \cdot \frac{1}{1 + \alpha \cdot \frac{1-2D}{1-D}} \right\} \cdot D \cdot T_s} \\ P_{\text{outmax\_LCL\_}D \geq 0.5} \leq \frac{2 \cdot R_{\text{mo}} \cdot \Phi_{\text{omax}}^2}{\left\{ \frac{I_{\text{Lph}}}{i_{\text{Lphpp}}} \cdot \frac{1 + \alpha \cdot \frac{2D-1}{1-D}}{(1+2\alpha)^2} + \frac{1}{1+2\alpha} + \frac{1}{4} \cdot \frac{i_{\text{Lphpp}}}{I_{\text{Lph}}} \cdot \frac{1}{1 + \alpha \cdot \frac{2D-1}{1-D}} \right\} \cdot (1-D) \cdot T_s} \end{array} \right. \dots\dots\dots (4.4)$$

<密結合インダクタ方式>

疎結合インダクタ方式と同様に、図 3.4 及び図 3.5 に示した密結合インダクタ方式の許容電力容量を算出する。まず、3.2.2.1 節の各相リプル電流の解析結果より密結合インダクタの各相リプル電流の最大振幅  $i_{\text{Lphpp}}$  は電氣的に式(3.18)で表される。リプル電流の最大振幅を求める。そして、この式に対して、式(3.35)と式(3.37)の関係式によって磁氣的なパラメータの式に変換し、補助インダクタの巻数  $N_1$ 、密結合インダクタの各相巻数  $N_2$  及びそれぞれの磁気抵抗  $R_{\text{mx}}$ ,  $R_{\text{mcc}}$  で表すと次式のようになる。

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{\text{Lphpp\_}D<0.5} = \frac{1}{4} \cdot \left\{ (1-2D) \cdot \frac{R_{\text{mx}}}{N_1^2} + \frac{R_{\text{mcc}}}{N_2^2} \right\} \cdot V_{\text{in}} \cdot \frac{D}{1-D} \cdot T_s \\ i_{\text{Lphpp\_}D \geq 0.5} = \frac{1}{4} \cdot \left\{ (2D-1) \cdot \frac{R_{\text{mx}}}{N_1^2} + \frac{R_{\text{mcc}}}{N_2^2} \right\} \cdot V_{\text{in}} \cdot T_s \end{array} \right. \dots\dots\dots (4.5)$$

また、各インダクタの磁束ピーク値に関してだが、3.3.2 節の解析結果より、補助インダクタの磁束のピーク値  $\Phi_{\text{xp}}$  は式(3.45)、密結合インダクタの磁束のピーク値  $\Phi_{\text{csp}}$  は式(3.46)でそれぞれ与えられる。式(3.45)より補助インダクタは各相巻線に流れる平均電流  $I_{\text{Lph}}$  に起因して発生する直流磁束が存在するのに対し、式(3.46)より密結合インダクタでは、各相の巻線に流れる平均電流は等しく、逆結合で構成され

ているため、互いの巻線から発生する直流磁束は打ち消され巻線に電圧が印加されることで発生する交流磁束のみで表現されていることが分かる。したがって、補助インダクタに関しては、流すことができる電流値に制限があるため、電力容量を算出するにあたっては補助インダクタに注意する必要がある。このことから、昇圧インダクタにおいての許容最大磁束  $\Phi_{x\max}$  を定義すると、コア内に発生する磁束のピーク値  $\Phi_{xp}$  がそれを超えないような条件から次式の関係が成り立つ。

$$\Phi_{xp} \leq \Phi_{x\max} \dots\dots\dots(4.6)$$

以上より、密結合インダクタ方式の許容電力  $P_{\text{outmax\_CCI}}$  は式(4.2)の条件下で式(3.45)、式(3.46)、式(4.5)、式(4.6)をそれぞれ用いることで式(4.7)のように導出できる。ただし、式(4.7)において、 $A$  及び  $B$  は式(4.8)で定義している。

$$\left\{ \begin{array}{l} P_{\text{outmax\_CCI\_}D<0.5} \leq \frac{16 \cdot R_{\text{mcc}} \cdot \Phi_{\text{ccmax}}^2 \cdot \left\{ \frac{R_{\text{mx}}}{R_{\text{mcc}}} \cdot \Phi_{\text{xmax}}^2 + (1-2D) \cdot \Phi_{\text{ccmax}}^2 \right\}}{\left\{ A + 2 \cdot (1-2D) \cdot B \pm \Phi_{\text{xmax}} \sqrt{A^2 - 8 \cdot \frac{R_{\text{mx}}}{R_{\text{mcc}}} \cdot (1-2D) \cdot B} \right\} \cdot \frac{D}{1-D} \cdot T_s} \\ P_{\text{outmax\_CCI\_}D \geq 0.5} \leq \frac{16 \cdot R_{\text{mcc}} \cdot \Phi_{\text{ccmax}}^2 \cdot \left\{ \frac{R_{\text{mx}}}{R_{\text{mcc}}} \cdot \Phi_{\text{xmax}}^2 + (2D-1) \cdot \Phi_{\text{ccmax}}^2 \right\}}{\left\{ A + 2 \cdot (2D-1) \cdot B \pm \Phi_{\text{xmax}} \sqrt{A^2 - 8 \cdot \frac{R_{\text{mx}}}{R_{\text{mcc}}} \cdot (2D-1) \cdot B} \right\} \cdot T_s} \end{array} \right. \dots\dots\dots(4.7)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} A = \frac{i_{\text{Lphpp}}}{I_{\text{Lph}}} \cdot \frac{R_{\text{mx}}}{R_{\text{mcc}}} \cdot \Phi_{\text{xmax}} \\ B = \left( 2 + \frac{i_{\text{Lphpp}}}{I_{\text{Lph}}} \right) \cdot \Phi_{\text{ccmax}}^2 \end{array} \right. \dots\dots\dots(4.8)$$

<統合巻線結合インダクタ>

図 3.6 及び図 3.7 の統合巻線結合インダクタ方式の許容電力を算出する。同様に、3.2.2.1 節の各相リプル電流の解析結果より、統合巻線結合インダクタの各相リプル電流の最大振幅  $i_{\text{Lphpp}}$  は電氣的に式(3.20)で表される。この式に対して、式(3.40)と

式(3.42)の関係式によって磁気的なパラメータの式に変換し、各相の巻数  $N_2$  と各脚の磁気抵抗  $R_{mo}$ ,  $R_{mc}$  で表すと次式のようにになる。

$$\begin{cases} i_{L_{phpp\_D<0.5}} = \left\{ R_{mo} + R_{mc} \cdot \frac{1-2D}{1-D} + \frac{2\beta \cdot (\beta+1)}{1-D} \right\} \cdot \frac{V_{in}}{(1+2\beta)^2 \cdot N_2^2} \cdot D \cdot T_s \\ i_{L_{phpp\_D \geq 0.5}} = \left\{ R_{mo} + R_{mc} \cdot \frac{2D-1}{1-D} + \frac{2\beta \cdot (\beta+1)}{1-D} \right\} \cdot \frac{V_{in}}{(1+2\beta)^2 \cdot N_2^2} \cdot (1-D) \cdot T_s \end{cases} \dots\dots\dots(4.9)$$

一方、コア内の磁束のピーク値については、3.3.2 節の解析結果より、外脚の磁束のピーク値  $\Phi_{op}$  は式(3.50)、中脚の磁束のピーク値  $\Phi_{cp}$  は式(3.51)でそれぞれ表すことができる。しかし、疎結合インダクタと同様に統合巻線結合インダクタはコア内に特性の異なる 2 つの磁束  $\Phi_{op}$ ,  $\Phi_{cp}$  が発生することから、中脚と外脚のどちらの脚部で先に磁気飽和する可能性があるのかを調査する必要がある。統合巻線結合インダクタにおける磁束の解析は、文献(41)で詳しく述べられているため、ここでの詳しい解析過程は省略することにする。

各相のリプル電流率  $i_{L_{phpp}}/I_{Lph}$  を 0.3 と固定した際の各磁束ピーク値の比の特性を図 4.2 に示す。統合巻線結合インダクタでは、磁気抵抗比  $\alpha$  ( $=R_{mc}/R_{mo}$ ) と巻数比  $\beta$  ( $=N_1/N_2$ ) の 2 つの可変パラメータが存在する。そのため、この 2 つのパラメータそれぞれに焦点をあてた特性について検討する。図 4.2(a)に  $\beta=1$  として固定し  $\alpha$  を変化させた場合、図 4.2(b)に  $\alpha=10$  として固定し  $\beta$  を変化させた場合の特性をそれぞれ示す。また、これらの図では縦軸に外脚と中脚の磁束ピーク値の比 ( $\Phi_{cp}/\Phi_{op}$ )、横軸にデューティ比  $D$  をとっている。いずれの場合も、疎結合インダクタと同様に中脚の磁束のピーク値  $\Phi_{cp}$  はどのデューティ比領域においても外脚の磁束のピーク値  $\Phi_{op}$  の 2 倍より小さくなっていることから、外脚部で先に飽和することがなければ、中脚部でも磁気飽和が生じないことが分かる。よって、統合巻線結合インダクタでも、外脚の磁束のピーク値  $\Phi_{op}$  がコア材によって決定される最大磁束  $\Phi_{omax}$  を超えないという式(5.2)で示される条件式が得られる。

従って、統合巻線結合インダクタ方式の許容電力容量  $P_{outmax\_IWC}$  は式(4.2)の条件下で式(3.50)、式(4.2)、式(4.9)を用いることで式(4.10)のように与えられる。ただし、

式(4.10)において、 $A_1$  ,  $A_2$  ,  $B_1$  ,  $B_2$ はそれぞれ式(4.11)で定義している。

$$\left\{ \begin{array}{l} P_{\text{outmac\_IWCl\_}D<0.5} \leq \frac{2 \cdot R_{\text{mo}} \cdot \Phi_{\text{omax}}^2}{\left\{ \frac{I_{\text{Lph}}}{i_{\text{Lphpp}}} \cdot \frac{A_1}{(1+2\alpha)^2} + \frac{B_1}{1+2\alpha} + \frac{1}{4} \cdot \frac{i_{\text{Lphpp}}}{I_{\text{Lph}}} \cdot B_1^2 \cdot \frac{1}{A_1} \right\}} \cdot D \cdot T_s \\ P_{\text{outmac\_IWCl\_}D \geq 0.5} \leq \frac{2 \cdot R_{\text{mo}} \cdot \Phi_{\text{omax}}^2}{\left\{ \frac{I_{\text{Lph}}}{i_{\text{Lphpp}}} \cdot \frac{A_2}{(1+2\alpha)^2} + \frac{B_2}{1+2\alpha} + \frac{1}{4} \cdot \frac{i_{\text{Lphpp}}}{I_{\text{Lph}}} \cdot B_2^2 \cdot \frac{1}{A_2} \right\}} \cdot (1-D) \cdot T_s \end{array} \right. \dots\dots(4.10)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} A_1 = 1 + \alpha \cdot \frac{1-2D}{1-D} + \frac{2\beta \cdot (\beta+1)}{1-D}, \quad B_1 = 1 + \frac{\beta}{1-D} \\ A_2 = 1 + \alpha \cdot \frac{2D-1}{D} + \frac{2\beta \cdot (\beta+1)}{D}, \quad B_2 = 1 + \frac{\beta}{D} \end{array} \right. \dots\dots\dots(4.11)$$

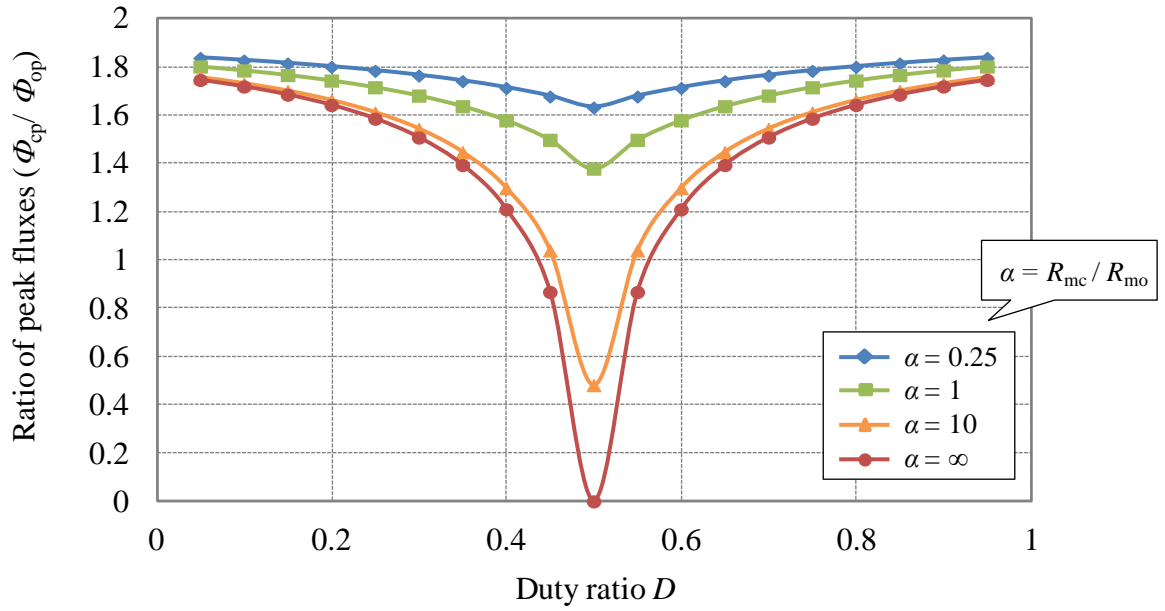
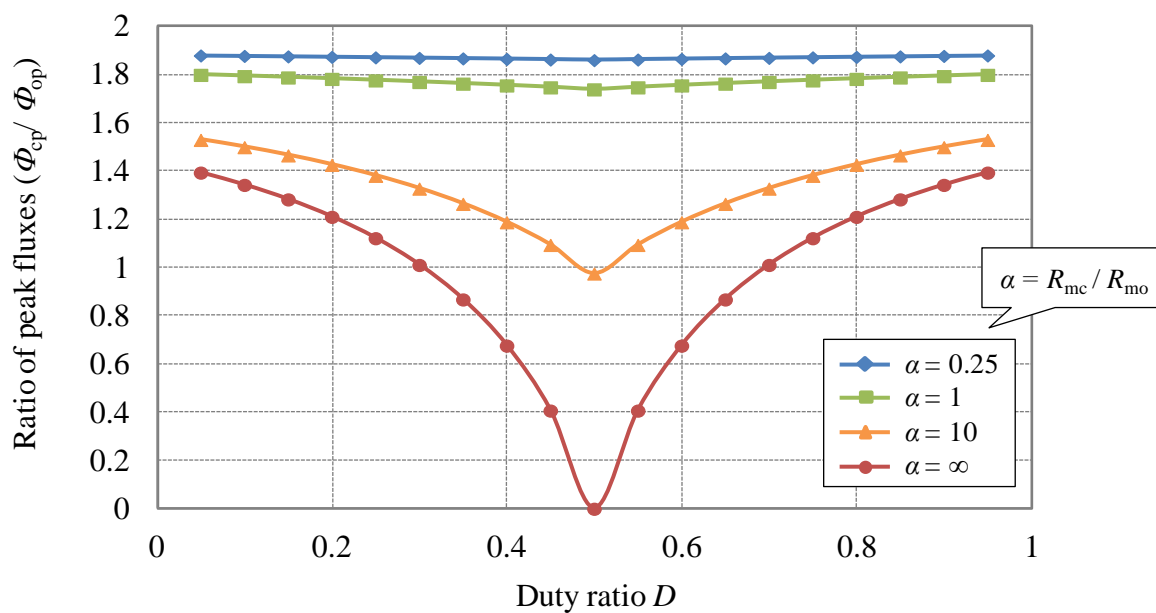
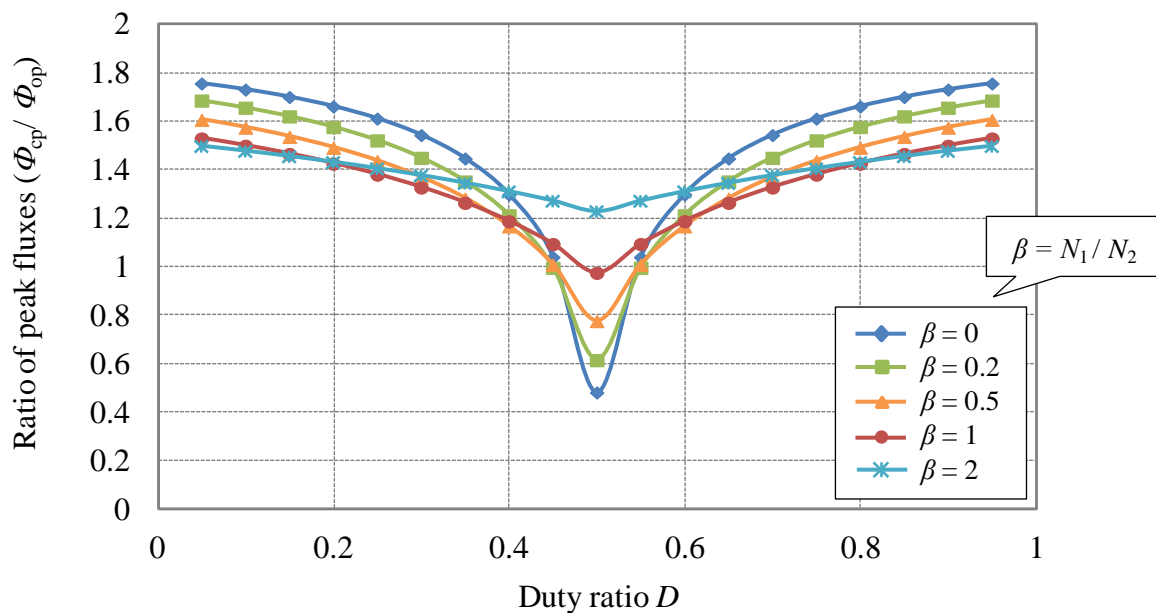


図 4.1 疎結合インダクタのデューティ比と各脚磁束のピーク比の特性



(a)  $\beta=1$  として固定,  $\alpha$  を変化させた場合



(b)  $\alpha=10$  として固定,  $\beta$  を変化させた場合

図 4.2 統合巻線結合インダクタのデューティ比と各脚磁束のピーク比の特性

### 4.3 実機検証

前節の最大許容電力の数式モデルの妥当性について実験により検証を行う。また、実機での検証については、密結合インダクタ方式は他の2つの方式とは別で行う。

まず、式(4.7)の密結合インダクタ方式の最大許容電力の数式モデルについて検証する。回路定数を表4.1に示す。また、図4.3に密結合インダクタ方式の許容電力に対するリップル電流率の特性を示す。リップル電流率は各相巻線の平均電流に対する各相リップル電流の比率を表しており、図4.3においてリップル電流率が2より小さい領域( $\Delta i_{Lph}/I_{Lph} < 2$ )は電流連続モード(CCM: Continuous Current Mode)を示し、リップル電流率が2と等しい( $\Delta i_{Lph}/I_{Lph} = 2$ )の時は(CCM: Critical Current Mode)を表している。

図4.3の許容電力特性の妥当性を確認するために、実機を作製し検証を行う。密結合インダクタにおいて、高い相互インダクタンスを得るためにエアギャップは設けない。また、図4.3の青線に示す磁気抵抗  $R_{mcc}$  が  $0.2A/\mu Wb$  の場合で検証を行う。この条件下において理論値と測定値が一致するかどうかを確認する。ここで、許容電力の実測においては、回路の電力変換効率を100%と仮定し、入力電力を許容電力と定めている。実験結果を図4.4に示す。理論値と実験での測定値がほぼ一致していることが分かる。また、図4.5(a)は巻数  $N_b$  が9巻の時の実験波形を示している。このとき、許容電力の理論値は  $\Delta i_{Lph}/I_{Lph} = 2$  の時の907Wに対して、実機でも907Wの電力を許容しながら  $\Delta i_{Lph}/I_{Lph} = 2$  と設計通りのリップル電流を確保できている。また、図4.5(b)に示した巻数  $N_b$  が28巻の時の実験波形からも同様に  $i_{Lph}/I_{Lph} = 0.83$  の時の461Wの理論値に対して、実験からも461Wの電力を許容でしながらリップル電流率も  $\Delta i_{Lph}/I_{Lph} = 0.81$  とほぼ設計値と一致している。また、磁気飽和せずに安定して動作していることも確認できる。以上のことから、密結合インダクタの許容電力容量の算出式の妥当性が実証できた。

次に、式(4.4)及び式(4.10)に示す疎結合インダクタ方式と統合巻線結合インダクタ方式の最大許容電力の数式モデルの妥当性について検証する。実験の回路定数は表4.1と同じである。実験はリップル電流率が0.3と1の場合で行い、それぞれの数



式モデルから算出した許容電力に実験結果が一致するかを検証する。その結果を図 4.6 に示す。また、図 4.7 には  $\Delta i_{Lph}/I_{Lph}=0.3$  とでのそれぞれの動作波形を示している。どちらの方式についても理論値と実験値との最大誤差が 2%以内に収まっており、良い結果を得ることができた。従って、それぞれの数式モデルの妥当性を実験的に証明することができた。

表 4.1 回路定数

Symbol	Parameter	Value
$V_{in}$	Input voltage	141 V
$V_{out}$	Output voltage	390 V
$D$	Duty ratio	0.638
$f_s$	Switching frequency	50 kHz

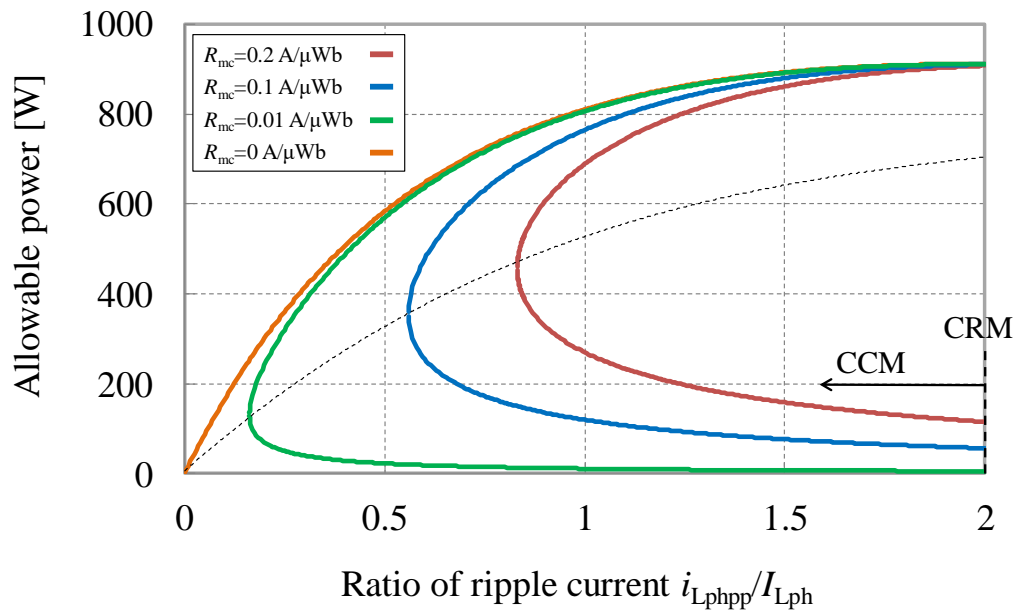


図 4.3 密結合インダクタ方式の許容電力とリプル電流率の特性

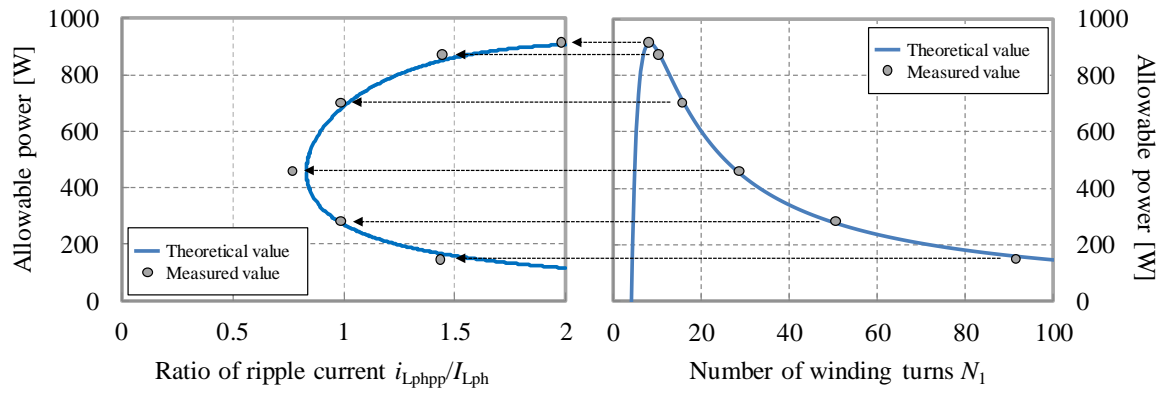


図 4.4 理論値と実験値の比較 (CCI 方式)

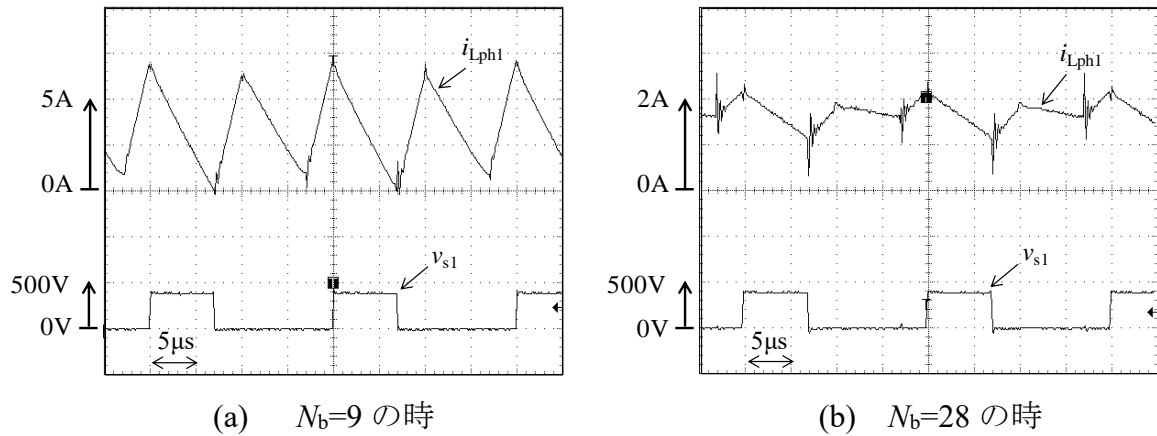


図 4.5 動作波形 (CCI 方式)

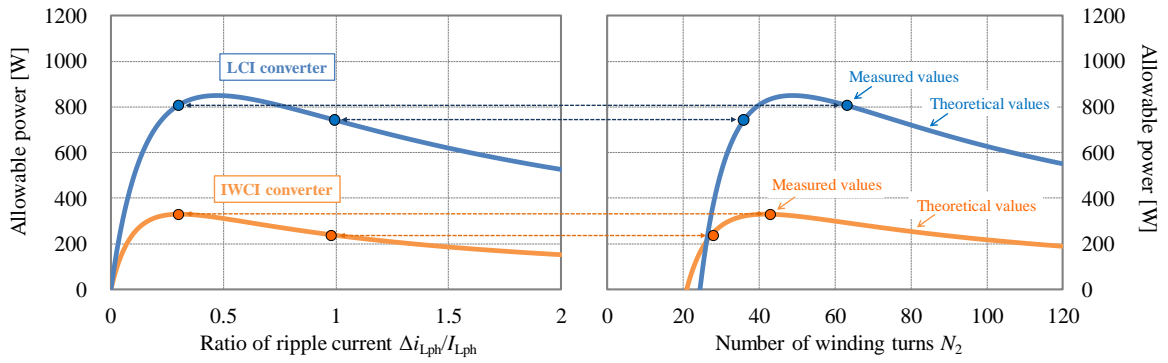
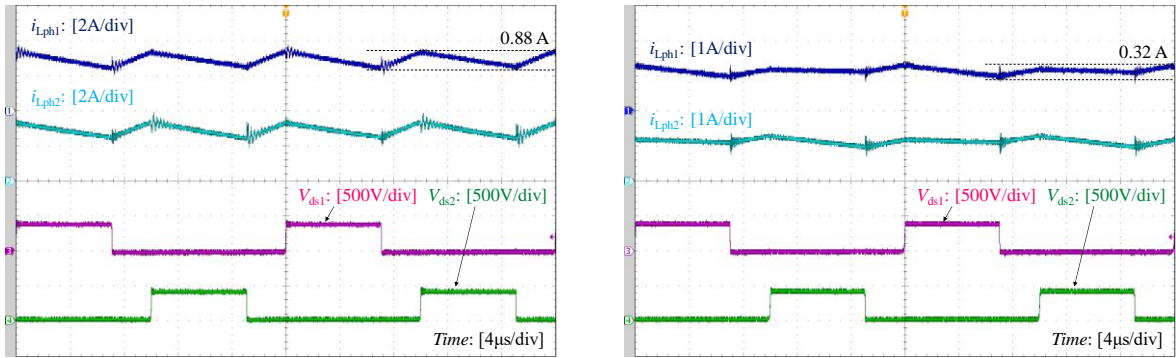
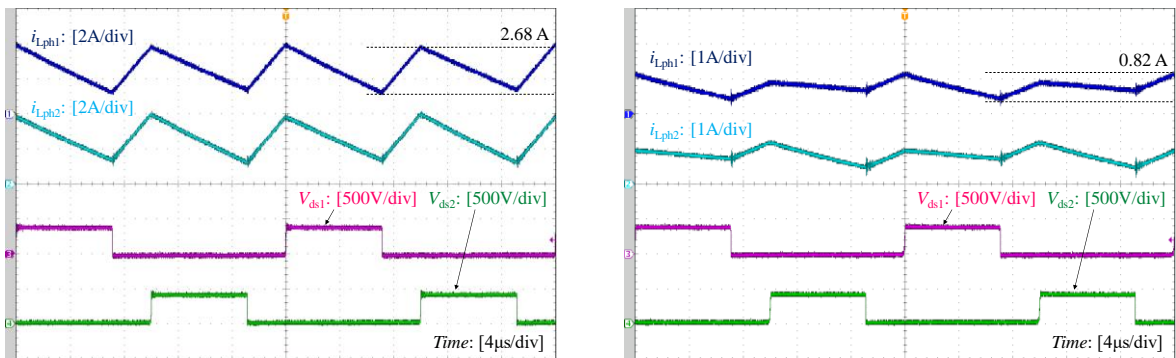


図 4.6 理論値と実験値の比較 (LCI 方式と IWCI 方式)



(a)  $i_{Lphpp}/I_{Lph} = 0.3$  の時



(b)  $i_{Lphpp}/I_{Lph} = 1$  の時

図 4.7 動作波形 (LCI 方式と IWCI 方式)

※左 : LCI 方式, 右 : IWCI 方式

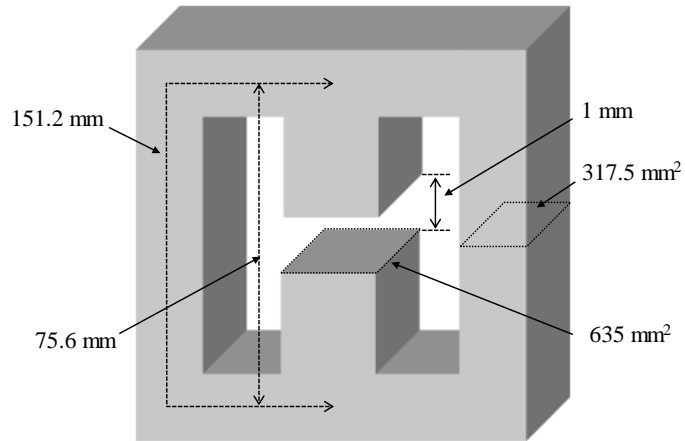
## 4.4 動作モードと小型化性能指標

本節では、前節で導出した最大許容電力の数式モデルを用いて、各磁気結合インダクタ方式の最大許容電力を同条件下で比較し、その結果から各方式の小型化性能に関して議論する。

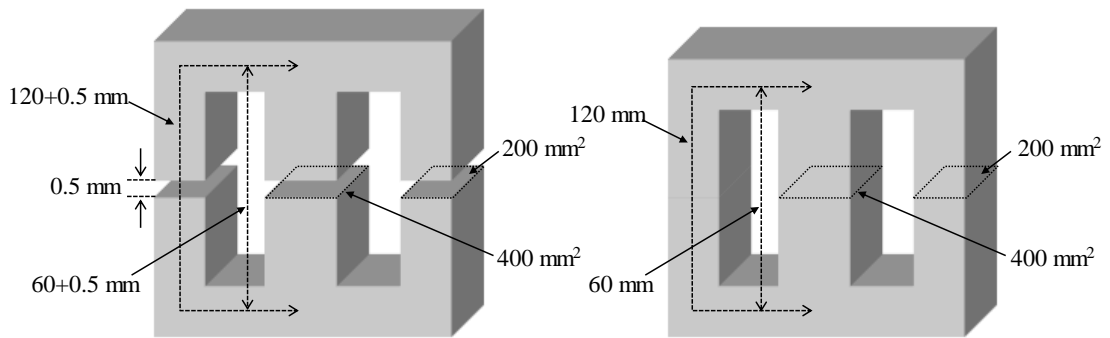
この許容最大電力の比較においては、許容可能な電力の大きさに大きく影響するのはコアの断面積、最大磁束密度及びエアギャップ長である。よって、同条件下での比較のための前提条件として、各インダクタコアの総体積、最大磁束密度及び総エアギャップ長を統一している。

図 4.8 に本比較で想定する各磁気結合インダクタ方式のコアサイズを示す。ただし、密結合インダクタ方式は2つの磁気部品で構成されていることから、それらの体積を足し合わせたものが疎結合インダクタ方式や統合巻線結合インダクタ方式の体積を等しくなるようにする。さらに、コアの材質はフェライトとし、エアギャップの長さも統一する。ただし、密結合インダクタには高い結合度を得るために、エアギャップ長は設けない。また、今回の電力容量特性では電流リップ率を変化させた場合の特性を示していることから、回路定数は表 4.1 に示すように PFC 回路でのユニバーサル入力を想定して入力電圧  $V_{in}$  は 141V、出力電圧  $V_{out}$  は 390V としている。全ての方式におけるインダクタの最大磁束密度も 200mT、ギャップ長は 1mm で統一して設計を行う。ただし、密結合インダクタはギャップを持たない。

図 4.9 に各方式の許容電力容量特性の比較結果を示す。図 4.9(a)はリップル電流率を変化させた場合の特性を、図 4.9(b)は巻線巻数を変化させた場合の特性をそれぞれ表している。図 4.9(a)から、駆動方式に着目すると疎結合インダクタ方式と統合巻線結合インダクタ方式は電流連続モードで大電力を許容でき、密結合インダクタ方式は電流臨界モードで大電力を許容できることが分かる。また、図 4.9(b)から、密結合インダクタ方式は疎結合インダクタ方式や統合巻線結合インダクタ方式と比較して少ない巻数で大電力を許容でき高電力密度化を達成している。

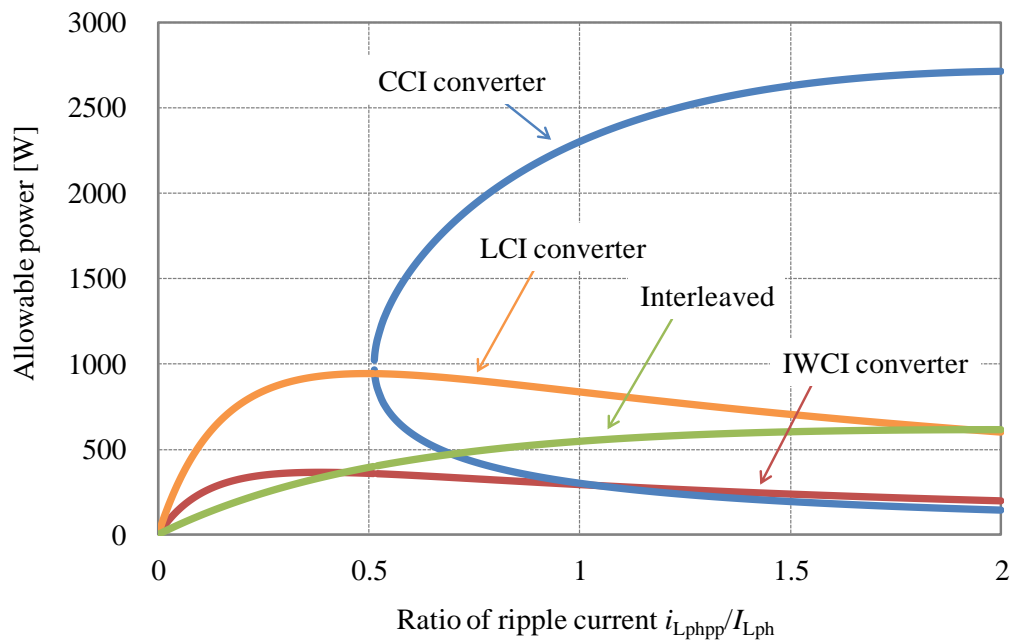


(a) 疎結合インダクタ方式及び統合巻線結合インダクタ方式

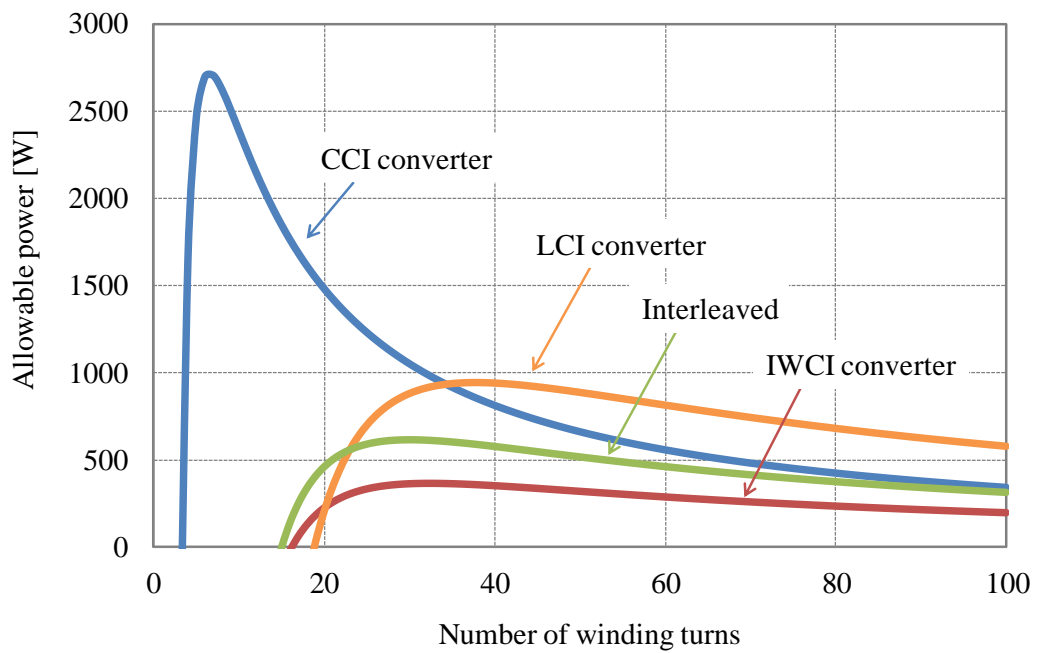


(b) 密結合インダクタ方式 (左: 補助インダクタ, 右: 密結合インダクタ)

図 4.8 各磁気結合インダクタ方式のコアサイズ



(a) 各相リップル電流率を変化させた場合



(b) 巻線巻数を変化させた場合

図 4.9 各方式の許容電力特性の比較

## 4.5 結言

本章では、PFC回路をアプリケーションとして想定した際のそれぞれの磁気結合インダクタ方式の小型化性能について検討を行った。まず、前章での解析結果に基づき、最大許容電力の観点から小型化性能を評価できる数式モデルを構築した。実験によりそれらの数式モデルの妥当性を確認し、その数式モデルを用いて、各方式の動作モード（リップル電流率）に対する小型化性能について検討を行った。その結果、疎結合インダクタ方式と統合巻線結合インダクタ方式は電流連続モード（CCM）で、密結合インダクタ方式は電流臨界モード（CRM）で小型化性能を示すことを明らかにした。



## 第5章

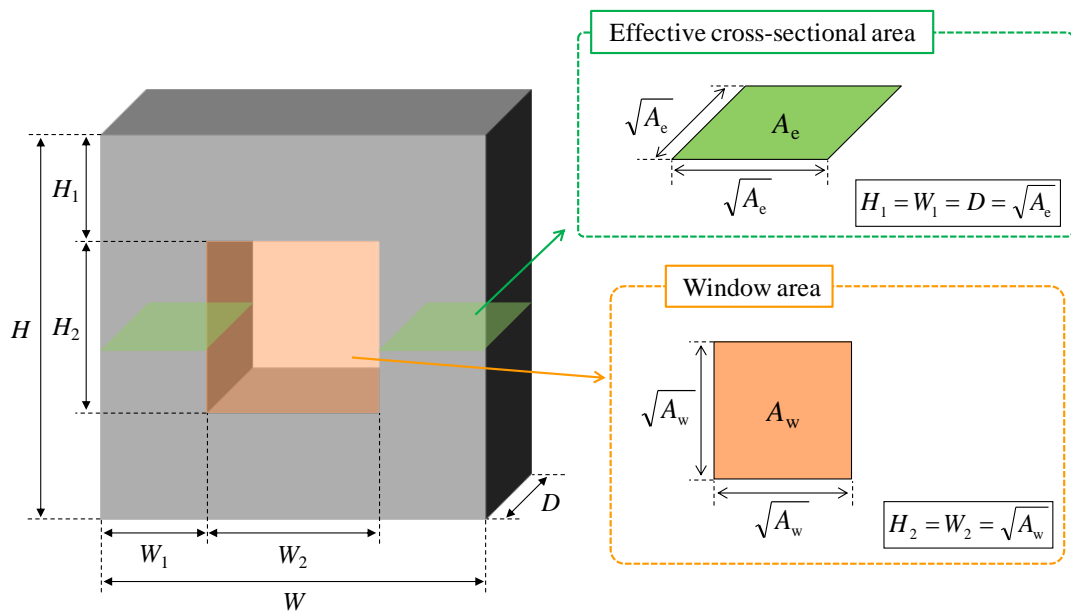
# コアモデルを用いた小型化性能評価

### 5.1 緒言

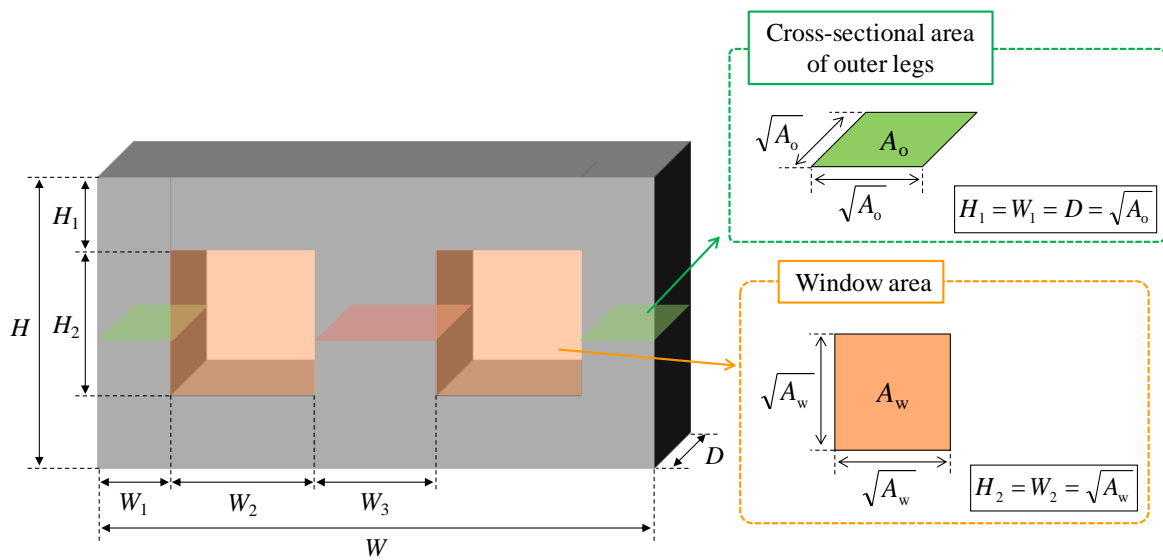
本章では前章と別のアプローチから小型化性能の評価方法を検討する。具体的にはエリアプロダクト法に基づいたコアモデルを提案する。これを用いて設計を行うことで各方式のインダクタ体積を計算でき小型化性能を比較できる。さらに、このコアモデルを用いてデューティ比に対する小型化性能指標を提示する。また、モデルの妥当性を実験により検証している。

### 5.2 磁気部品のサイズの考え方とコアモデルの導入

インダクタの機能を成す構成要素は、基本的に巻線と磁性体コアの2つである。1つ目の要素である巻線の体積は太さと長さで決まる。太さは巻線に流れる電流の大きさと、巻線の許容電流密度で決まる。また、巻線の長さに関しては、主に巻きつけるコアの脚の外周の長さや巻線の巻数に依存する。一方で2つ目の要素であるコアのサイズは、巻線がすべて巻ききれだけの窓面積と、コアの断面積によって決定される。したがって、2.4.1 節で説明したエリアプロダクト法に基づいて設計する。インダクタの体積は図 5.1 に示すコアモデルを用いて試算を行う。ここで、コアの断面積及び窓面積の形状は計算の便宜上、正方形としている。



(a) トロイダルコア



(a) 3脚コア

図 5.1 コアモデル

### 5.3 各磁気結合インダクタ方式のサイズのモデリング

磁気部品のサイズの構成要素は窓面積とコアの断面積である。窓面積は巻線の断面積とその巻数が窓に対してどれだけの割合を占めるかで求めることができる。巻線断面積  $A_{\text{winding}}$  は巻線に流れる平均電流  $I_{\text{Lave}}$  と巻線の許容電流密度  $J$  から次式で与えられる。

$$A_{\text{winding}} = \frac{I_{\text{Lave}}}{J} \dots\dots\dots(5.4)$$

また、コアの断面積  $A_{\text{core}}$  はコア内の磁束密度のピーク値  $\Phi_p$  がコア材によって決まる最大磁束密度  $B_{\text{max}}$  以下におさえるための次の関係式によって決定される。

$$A_{\text{core}} = \frac{\Phi}{B} \dots\dots\dots(5.4)$$

これはインダクタ設計においても重要なことであり、回路の電氣的な挙動を決めるリップル電流に関する式との2式を連立させて、両者を設計通りに満足させる必要がある。各相の巻線に流れるリップル電流の最大振幅と最大磁束に関しては、既に第3章で解析をおこなった通りである。これらの式から各磁気結合インダクタ方式について、条件を満足させるようなインダクタサイズをモデリングしていく。

#### <疎結合インダクタ方式>

疎結合インダクタ方式のコアモデルは図 5.1(b)である。まず、窓面積について考える。図 3.3 に示した疎結合インダクタの構造から、1つの窓に対しては片方の外脚に巻かれた各相巻線  $N_2$  の内1つが関わってくるような形となっている。このことから、窓面積  $A_w$  は窓に対する巻線が占める割合を示す占積率  $sf$ 、各相巻線巻数  $N_2$  及び式(5.15)から次式から求めることができる。

$$A_w = \frac{N_2 \cdot I_{\text{Lph}}}{sf \cdot J} \dots\dots\dots(5.5)$$

次に、コアの断面積を算出する。疎結合インダクタは外脚と中脚に流れる磁束の

特性は異なることから、それぞれの断面積については別々に求める必要がある。外脚の断面積  $A_o$  は式(3.40)と式(5.4)から次式で求められる。

$$A_o = \frac{1}{B_{\max}} \cdot \left\{ \frac{N_2 \cdot I_{Lph}}{R_{mo} + 2R_{mc}} + \frac{1}{2} \cdot V_{in} \cdot D \cdot T_s \right\} \dots\dots\dots (5.6)$$

また、中脚の断面積  $A_c$  は同様に式(3.41)と式(5.4)から次式で求められる。

$$\begin{cases} A_{c\_D<0.5} = \frac{1}{B_{\max}} \cdot \left\{ \frac{2 \cdot N_2 \cdot I_{Lph}}{R_{mo} + 2R_{mc}} + \frac{1}{2} \cdot \frac{V_{in}}{N_2} \cdot \frac{1-2D}{1-D} \cdot D \cdot T_s \right\} \\ A_{c\_D \geq 0.5} = \frac{1}{B_{\max}} \cdot \left\{ \frac{2 \cdot N_2 \cdot I_{Lph}}{R_{mo} + 2R_{mc}} + \frac{1}{2} \cdot V_{in} \cdot \frac{2D-1}{1-D} \cdot (1-D) \cdot T_s \right\} \end{cases} \dots\dots\dots (5.7)$$

ここで、ギャップを設けない外脚の磁気抵抗  $R_{mo}$  は図 5.1(b)の各寸法を用いることで式(5.5)から求めることができ、中脚の磁気抵抗  $R_{mc}$  は式(5.1)を変形して式(5.6)で与えられる。ただし、 $\mu_0$ 、 $\mu_r$  はそれぞれ真空中の透磁率とコアの比透磁率である。

$$R_{mo} = \frac{3 \cdot \sqrt{A_w} + 4 \cdot \sqrt{A_o}}{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot A_o} \dots\dots\dots (5.8)$$

$$\begin{cases} R_{mc\_D<0.5} = \frac{1-D}{1-2D} \cdot \left( \frac{N_2^2 \cdot i_{Lphpp}}{V_{in} \cdot D \cdot T_s} - R_{mo} \right) \\ R_{mc\_D \geq 0.5} = \frac{D}{2D-1} \cdot \left( \frac{N_2^2 \cdot i_{Lphpp}}{V_{in} \cdot D \cdot T_s} - R_{mo} \right) \end{cases} \dots\dots\dots (5.9)$$

<密結合インダクタ方式>

密結合インダクタ方式のコアモデルは図 5.1(a)である。まず、窓面積について考える。図 3.5 に示した密結合インダクタ方式の構造から、補助インダクタは1つの窓に対して1つの巻線  $N_1$  が関わっており、密結合インダクタは1つの窓に対して2つの各相巻線  $N_2$  が関わってくるような形となっている。このことから、補助インダクタの窓面積  $A_{wx}$  は式(5.10)、密結合インダクタの窓面積  $A_{wcc}$  は式(5.11)からそれぞれ求めることができる。

$$A_{wx} = \frac{2 \cdot N_2 \cdot I_{Lph}}{sf \cdot J} \dots\dots\dots (5.10)$$

$$A_{wcc} = \frac{2 \cdot N_2 \cdot I_{Lph}}{sf \cdot J} \dots\dots\dots (5.11)$$

次に、同様にコアの断面積を算出する。まず、補助インダクタのコアの断面積  $A_x$  は式(3.45)と式(5.4)から式(5.12)で求められ、磁気抵抗  $R_{mx}$  は式(4.5)を変形して式(5.13)で与えられる。

$$\left\{ \begin{aligned} A_{x\_D<0.5} &= \frac{1}{B_{\max}} \cdot \left\{ \frac{2 \cdot N_1 \cdot I_{Lph}}{R_{mx}} + \frac{1}{4} \cdot \frac{V_{in}}{N_1} \cdot \frac{1-2D}{1-D} \cdot D \cdot T_s \right\} \\ A_{x\_D \geq 0.5} &= \frac{1}{B_{\max}} \cdot \left\{ \frac{2 \cdot N_1 \cdot I_{Lph}}{R_{mx}} + \frac{1}{4} \cdot \frac{V_{in}}{N_1} \cdot \frac{2D-1}{1-D} \cdot (1-D) \cdot T_s \right\} \end{aligned} \right. \dots\dots\dots (5.12)$$

$$\left\{ \begin{aligned} R_{mx\_D<0.5} &= \frac{1-D}{1-2D} \cdot \left\{ (1-D) \cdot \frac{4 \cdot N_1^2 \cdot i_{Lphpp}}{V_{in} \cdot D \cdot T_s} - \frac{N_1^2}{N_2^2} \cdot R_{mcc} \right\} \\ R_{mx\_D \geq 0.5} &= \frac{1}{2D-1} \cdot \left\{ (1-D) \cdot \frac{4 \cdot N_1^2 \cdot i_{Lphpp}}{V_{in} \cdot (1-D) \cdot T_s} - \frac{N_1^2}{N_2^2} \cdot R_{mcc} \right\} \end{aligned} \right. \dots\dots\dots (5.13)$$

次に、密結合インダクタのコアの断面積  $A_{cc}$  は式(3.46)と式(5.1)から式(5.14)で求められ、ギャップを設けない磁気抵抗  $R_{mcc}$  は図 5.5(a)の各寸法を用いることで式(5.15)から求めることができる。

$$\left\{ \begin{aligned} A_{cc\_D<0.5} &= \frac{1}{B_{\max}} \cdot \left\{ \frac{1}{4} \cdot \frac{V_{in}}{N_2} \cdot \frac{1}{1-D} \cdot D \cdot T_s \right\} \\ A_{cc\_D \geq 0.5} &= \frac{1}{B_{\max}} \cdot \left\{ \frac{1}{4} \cdot \frac{V_{in}}{N_2} \cdot \frac{1}{1-D} \cdot (1-D) \cdot T_s \right\} \end{aligned} \right. \dots\dots\dots (5.14)$$

$$R_{mcc} = \frac{4 \cdot (\sqrt{A_{wcc}} + \sqrt{A_{ecc}})}{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot A_{ecc}} \dots\dots\dots (5.15)$$

<統合巻線結合インダクタ方式>

窓面積から同様にして考える。図 3.3 に示した統合巻線結合インダクタの構造か

ら、1つの窓に対しては片方の外脚に巻かれた各相巻線  $N_2$  の内1つに加え、中脚に巻かれた巻線  $N_2$  が関わってくるような形となっている。このことから、窓面積  $A_w$  は窓に対する巻線が占める割合を示す占積率  $sf$ 、各相巻線巻数  $N_2$  及び式(5.4)から次式から求めることができる。

$$A_w = \frac{2 \cdot N_1 \cdot I_{Lph} + N_2 \cdot I_{Lph}}{sf \cdot J} \dots\dots\dots(5.16)$$

次に、コアの断面積を算出する。統合巻線結合インダクタは疎結合インダクタと同様に、外脚の断面積  $A_o$  は式(3.50)と式(5.5)から次式で求められる。

$$\begin{cases} A_{o\_D<0.5} = \frac{1}{B_{max}} \cdot \left\{ \frac{(1+2\beta) \cdot N_2 \cdot I_{Lph}}{R_{mo} + 2R_{mc}} + \frac{1}{2} \cdot \frac{V_{in}}{(1+2\beta) \cdot N_2} \cdot \left(1 + \frac{\beta}{1-D}\right) \cdot D \cdot T_s \right\} \\ A_{o\_D \geq 0.5} = \frac{1}{B_{max}} \cdot \left\{ \frac{(1+2\beta) \cdot N_2 \cdot I_{Lph}}{R_{mo} + 2R_{mc}} + \frac{1}{2} \cdot \frac{V_{in}}{(1+2\beta) \cdot N_2} \cdot \left(1 + \frac{\beta}{D}\right) \cdot D \cdot T_s \right\} \end{cases} \dots\dots\dots(5.17)$$

また、中脚の断面積  $A_c$  は同様にして式(3.51)と式(5.5)から次式で求められる。

$$\begin{cases} A_{c\_D<0.5} = \frac{1}{B_{max}} \cdot \left\{ \frac{2 \cdot (1+2\beta) \cdot N_2 \cdot I_{Lph}}{R_{mo} + 2R_{mc}} + \frac{1}{2} \cdot \frac{V_{in}}{(1+2\beta) \cdot N_2} \cdot \frac{1-2D}{1-D} \cdot D \cdot T_s \right\} \\ A_{c\_D \geq 0.5} = \frac{1}{B_{max}} \cdot \left\{ \frac{2 \cdot (1+2\beta) \cdot N_2 \cdot I_{Lph}}{R_{mo} + 2R_{mc}} + \frac{1}{2} \cdot \frac{V_{in}}{(1+2\beta) \cdot N_2} \cdot \frac{2D-1}{1-D} \cdot (1-D) \cdot T_s \right\} \end{cases} \dots\dots\dots(5.18)$$

ここで、ギャップを設けない外脚の磁気抵抗  $R_{mo}$  は疎結合インダクタと同様に図5.1(b)の各寸法を用いることで式(5.6)から求めることができ、中脚の磁気抵抗  $R_{mc}$  は式(5.6)を変形して式(5.19)で与えられる。ただし、 $\mu_0$ 、 $\mu_r$  はそれぞれ真空中の透磁率とコアの比透磁率である。

$$\begin{cases} R_{mc\_D<0.5} = \frac{1-D}{1-2D} \cdot \left\{ \frac{(1+2\beta)^2 \cdot N_2^2 \cdot i_{Lphpp}}{V_{in} \cdot D \cdot T_s} - \left(1 + \frac{2\beta \cdot (\beta+1)}{1-D}\right) \cdot R_{mo} \right\} \\ R_{mc\_D \geq 0.5} = \frac{1-D}{2D-1} \cdot \left\{ \frac{(1+2\beta)^2 \cdot N_2^2 \cdot i_{Lphpp}}{V_{in} \cdot (1-D) \cdot T_s} - \left(1 + \frac{2\beta \cdot (\beta+1)}{D}\right) \cdot R_{mo} \right\} \end{cases} \dots\dots\dots(5.19)$$

## 5.4 デューティ比と小型化性能評価

各磁気結合インダクタ方式のサイズと損失の比較をコアモデルを用いておこなう。回路定数を表 5.1 に示す。出力電力は 1kW である。同一条件下で、リアクトル体積の比較を行うため下記の前提条件を設けることとする。

- ・コア材はフェライトを使用
- ・電流密度：5 A/mm<sup>2</sup>
- ・占積率（総巻線断面積／窓面積）：60%
- ・最大磁束密度：200 mT

インダクタのサイズの損失の比較は入力電圧が 50V で固定し、デューティ比を変化させた際の小型化性能について調べる。図 5.2 にデューティ比とインダクタ体積の関係を示す。このとき、統合巻線結合インダクタに関しては、巻数比  $\beta$  を 1 としている。また、このデータは各インダクタ方式において総窓面積を統一した場合のデータを示している。図 5.2 から、磁気結合インダクタ方式ではボトム値を持ち、従来方式を比較してデューティ比が 0.5 に近い領域で最も小型できていることが分かる。これはデューティ比が 0.5 に近い時に最も交流磁束が打ち消されることで、コアの断面積が低減されるためである。加えて、疎結合インダクタ方式はデューティ比が 0.5 に近い領域で、統合巻線結合インダクタ方式は高いデューティ比領域においてそれぞれインダクタサイズの低減効果が大きく、小型化性能が高いことが明らかとなった。この理由としては、デューティ比の増加に伴いコア内には発生する交流磁束成分も増加するが、IWC方式では LCI 方式と比較して中脚部に巻線 N1 を有しているため、ファラデーの電圧則からも分かる通り、その分だけインダクタ要素に関わる交流磁束を抑えることができ、結果として小型化できたものと考えられる。一方、CCI 方式については、今回 1kW という比較的小さな電力条件下での検討であったため、直流磁束が重畳する補助インダクタに対しても密結合インダクタと同じフェライトの適用が可能であった。そのため 3.3.2 節でも述べた通り、本来の CCI 方式が持つ補助インダクタと密結合インダクタに対して、それぞれの

特性に合った別のコア材を採用することができるという利点を十分に生かせなかったと考えられる。よって、より大きな電力での比較においては、補助インダクタに直流重畳特性の良いダストといったコア材を適用出来るため CCI 方式の小型化性能が向上すると示唆される。



表 5.1 回路定数

Symbol	Parameter	Value
$V_{in}$	Input voltage	50 V
$D$	Duty ratio	0.05 – 0.95
$f_s$	Switching frequency	50 kHz
$P_{out}$	Output power	1 kW
$I_{in}$	Input current	20 A
$i_{Lphpp}/I_{Lph}$	Ratio of ripple current	0.3
$i_{Lphpp}$	Peak-to-peak ripple current	3 A
$J$	Current density of windings	5 A/mm <sup>2</sup>
$sf$	Space factor of window area	0.8
$B_{max}$	Maximum flux density in all inductors	200 mT

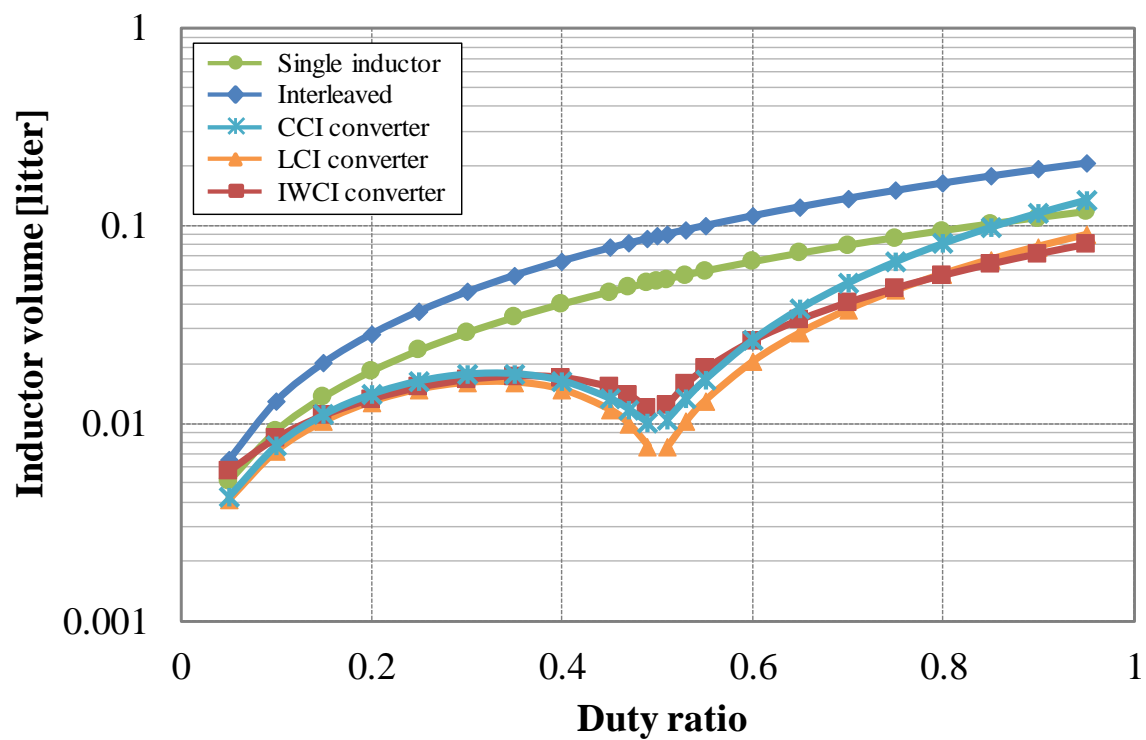


図 5.2 デューティ比とインダクタ体積の関係

## 5.5 電磁界シミュレーションと実験による検証

コアモデルの妥当性を電磁界シミュレーション及び実験により検証する。

回路定数を表 5.2 に示す。出力電力は 1kW である。5.4 節と同様にインダクタの設計条件は統一している。図 5.3 にコアモデルによる体積計算結果を示す。磁気結合インダクタ方式は従来の非結合インダクタと比較して大幅な小型化が達成されている。また、3 つの磁気結合インダクタ方式の中で比較した場合、LCI 方式が 0.065 liter と最も小型化できることが分かった。デューティ比は 0.69 であることから、図 5.2 の大小関係と確かに一致していることが分かる。次に、同等の体積のコアを用いて実機検証を行う。表 5.3 に各磁気結合インダクタの設計仕様を示す。使用するコアは、疎結合インダクタ及び統合巻線結合インダクタは PC40 EC70-Z (TDK 製)、密結合インダクタ方式は PC40 EER49-Z (TDK 製) である。作製したインダクタの写真を図 5.4 に示す。

図 5.5 に電磁界シミュレーション COMSOL Multiphysics (COMSOL 社)<sup>(63)</sup>を使ったコア内磁束密度の解析結果を示す。最大磁束密度 200mT 以下での設計に対して、シミュレーション上でも磁束密度を 200mT 以下で設計できていることが分かる。また、図 5.6 に各磁気結合インダクタ方式の実験波形を示す。各相のリプル電流振幅の設計値の 1.5A に対し、これらの波形から実機上でもほぼ一致しており、安定的な動作が確認できる。したがって、電磁界シミュレーションと実験から各磁気結合インダクタ方式のインダクタの設計法の妥当性を確認できたことから、コアモデルの妥当性についても実証できた。

最後に各磁気結合インダクタ方式の効率比較を行う。図 5.6 に各磁気結合リアクトルを適用した際の回路効率を示す。全ての方式は大きい出力電力領域において 98%以上の高効率を実現している。その中で LCI 方式が 1kW の最大出力時で最高効率 87.4%を達成している。この時の各磁気結合リアクトル方式での効率の差の原因を検証するために、1kW 出力時での損失解析を行い、その結果を図 5.7 に示す。リアクトル部分以外は全て同じ条件で実験しているため、効率の差のほとんどがリ

リアクトルで発生する損失の違いによるものと考えられる。リアクトルの損失は鉄損と銅損に分けられ、鉄損は IGSE (Improved Generated Steinmetz Equation) <sup>(64)</sup>により求め、銅損は直流損に加え、表皮効果損を考慮している。実際に図 5.7 を見てみると、MOSFET やダイオードの損失はほとんど差がない。また、出力キャパシタの損失もその他の損失に比べて十分に小さいため、効率の差はリアクトルの損失のみで考察できる。電力が大きい領域では電流も大きくなっていくため、必然的に鉄損に対して銅損の占める割合が大きくなる。そこで表 5.3 の銅損に関する巻数で比較すると、LCI 方式よりも CCI 方式の方が少ないため銅損も低減できていることが分かる。しかしながら、トランス要素を担っている密結合インダクタ部での鉄損が大きいため、リアクトルの全損失で見ると CCI 方式よりも LCI 方式の方が少なく、結果として LCI 方式の効率が高くなることが分かる。

以上より、コアモデルの妥当性を実証でき、1kW の実機モデルでは体積及び効率の観点から LCI 方式が最も小型化性能が高いことが確認できた。以上のことから、提案したコアモデルは非常に有効なものである。

表 5.2 回路定数

Symbol	Parameter	Value
$V_{in}$	Input voltage	100 V
$V_{out}$	Output voltage	325 V
$D$	Duty ratio	0.69
$f_s$	Switching frequency	50 kHz
$P_{out}$	Output power	1 kW
$I_{in}$	Input current	10 A
$i_{Lphpp}/I_{Lph}$	Ratio of ripple current	0.3
$i_{Lphpp}$	Peak-to-peak ripple current	1.5 A
$B_{max}$	Maximum flux density in all inductors	200 mT
$J$	Current density of windings	5 A/mm <sup>2</sup>

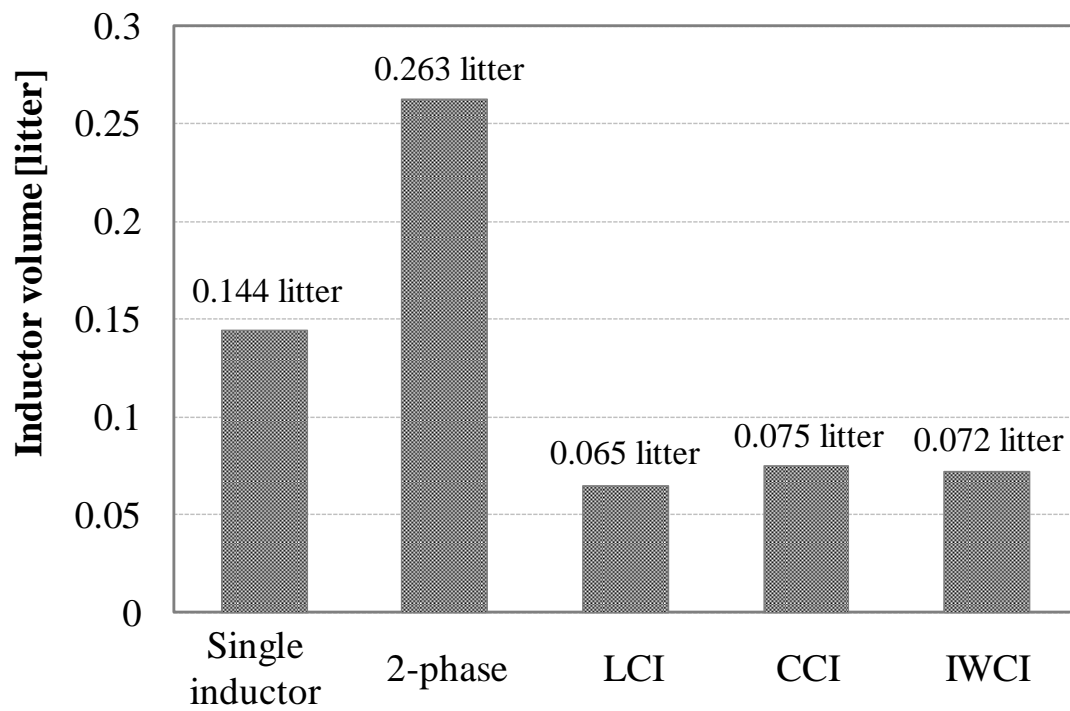
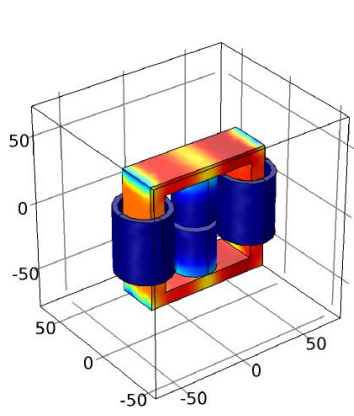


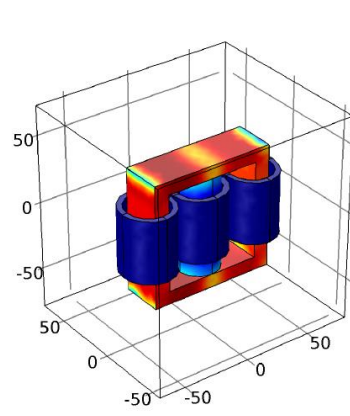
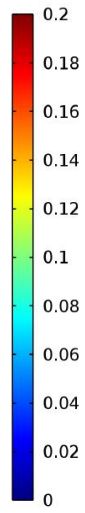
図 5.3 各磁気結合インダクタの設計仕様

表 5.3 各磁気結合インダクタの設計仕様

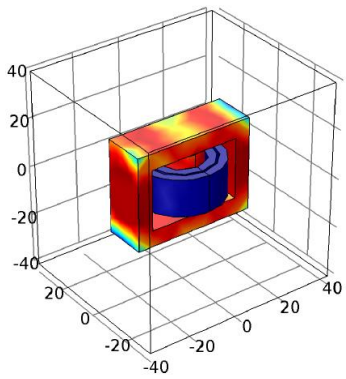
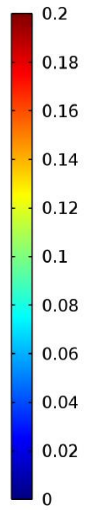
<b>LCI method (Core: PC40 EC70-Z, TDK Co., Ltd)</b>		
Symbol	Items	Value
$N_2$	Number of winding turns	58 turns
$L_2$	Self inductance	8.68 mH
$M_2$	Mutual inductance	8.41 mH
$l_{gc}$	Gap length of the central leg	1.6 mm
<b>CCI method (Core: PC40 EER49-Z, TDK Co., Ltd)</b>		
Symbol	Items	Value
$N_1$	Number of winding turns	34 turns
$N_2$	Number of winding turns of CCI	12 turns
$L_1$	Self inductance	213 $\mu$ H
$L_2$	Self inductance of CCI	860 $\mu$ H
$M_2$	Mutual inductance	854 $\mu$ H
$l_{g\_aux}$	Gap length of the auxiliary inductor	1.5 mm
<b>IWCI method (Core: PC40 EC70-Z, TDK Co., Ltd)</b>		
Symbol	Items	Value
$N_1:N_2$	Ratio of winding turns	30:30 ( $\beta=1$ )
$L_1$	Self inductance of center winding	69.8 $\mu$ H
$L_2$	Self inductance of outer windings	190 $\mu$ H
$M_1$	Mutual inductance between center and outer windings	32.6 $\mu$ H
$M_2$	Mutual inductance between outer windings	185 $\mu$ H
$l_{gc}$	Gap length of the central leg	3.4 mm



(a) 疎結合インダクタ



(b) 統合巻線結合インダクタ



(c) 密結合インダクタ

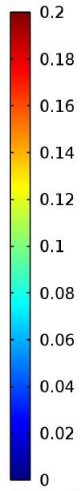
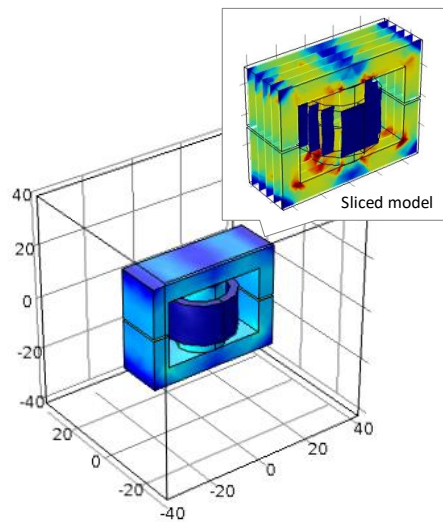
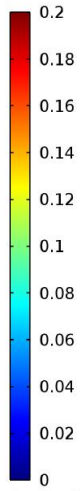
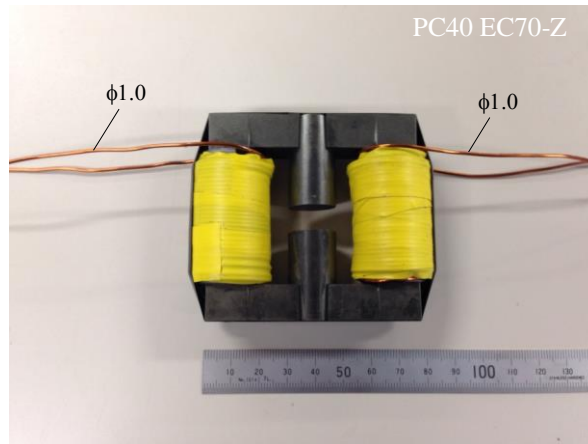
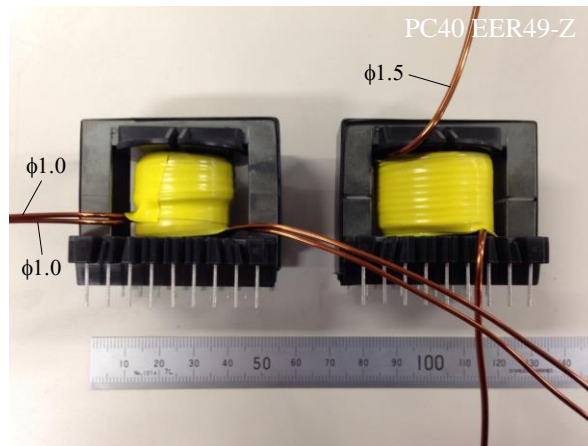


図 5.4 電磁界シミュレーションによる磁束密度解析結果

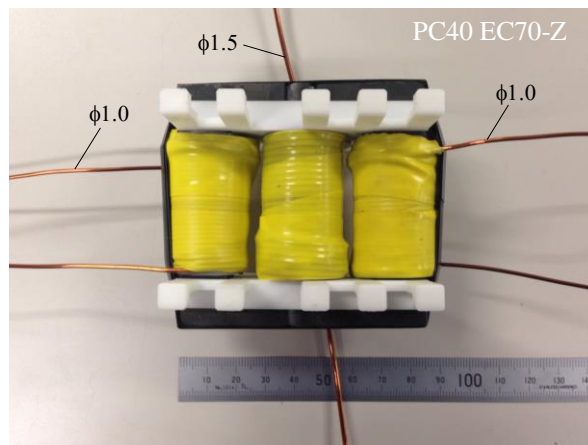




(a) 疎結合インダクタ方式

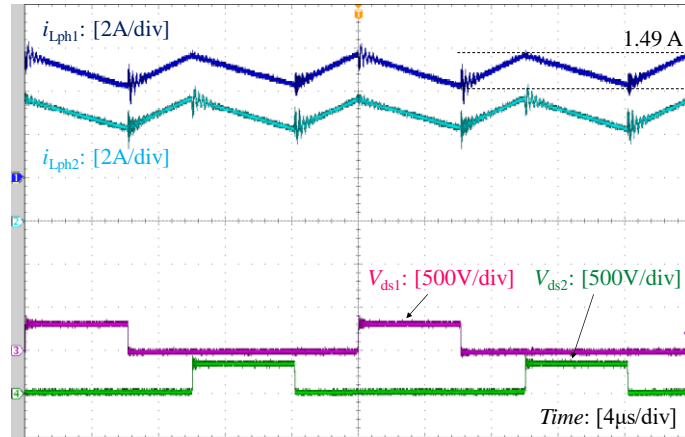


(b) 密結合インダクタ方式

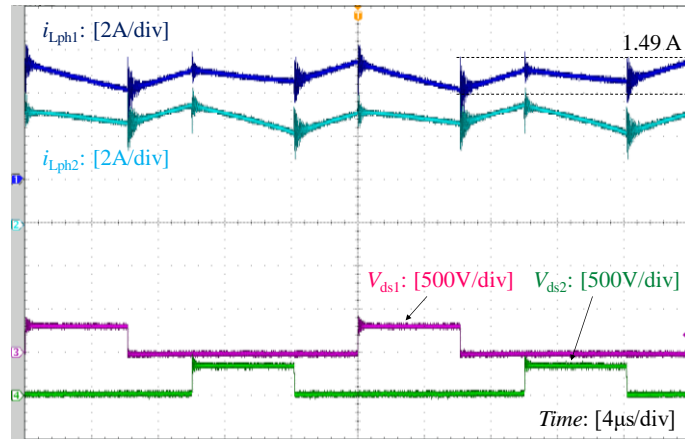


(c) 統合巻線結合インダクタ方式

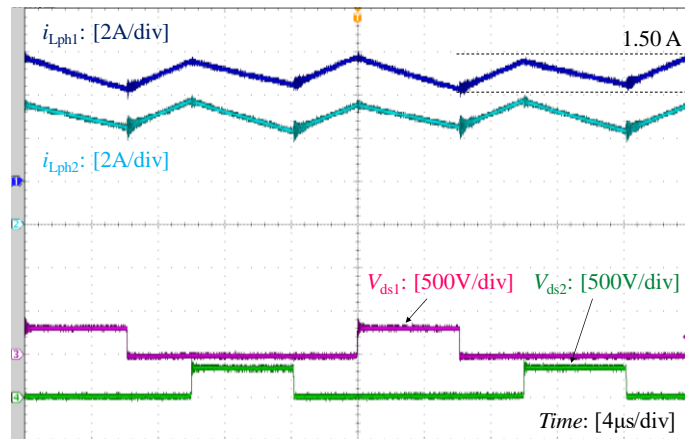
図 5.4 作製したインダクタの写真



(a) 疎結合インダクタ方式



(b) 密結合インダクタ方式



(c) 統合巻線結合インダクタ方式

図 5.5 各磁気結合インダクタ方式の実験波形

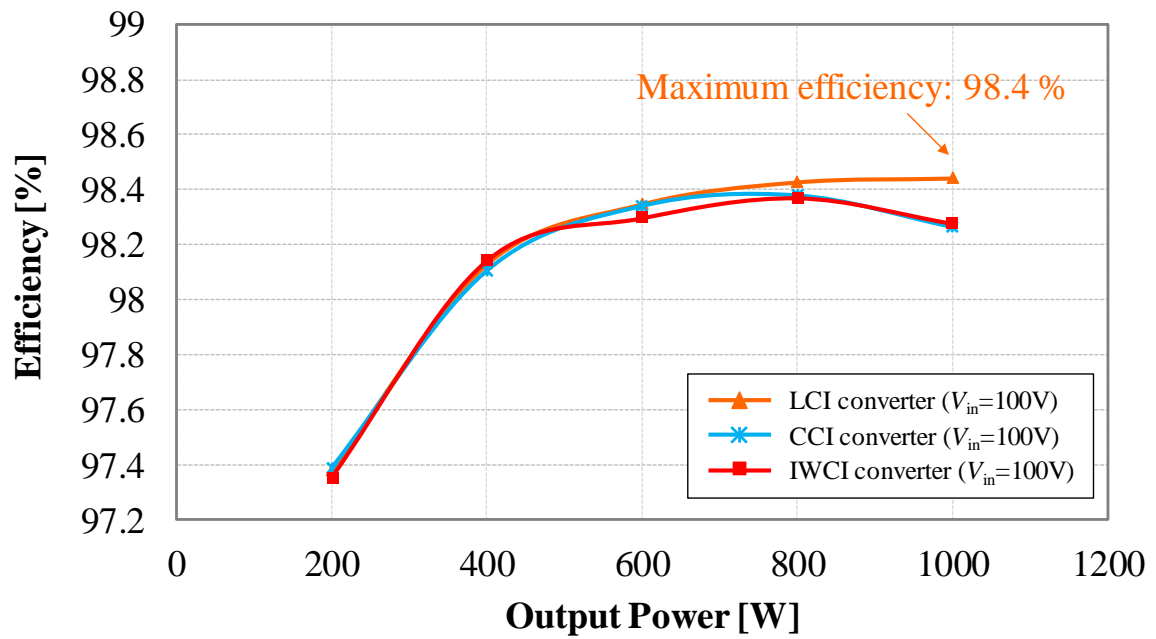


図 5.6 各磁気結合インダクタを適用した際の回路効率

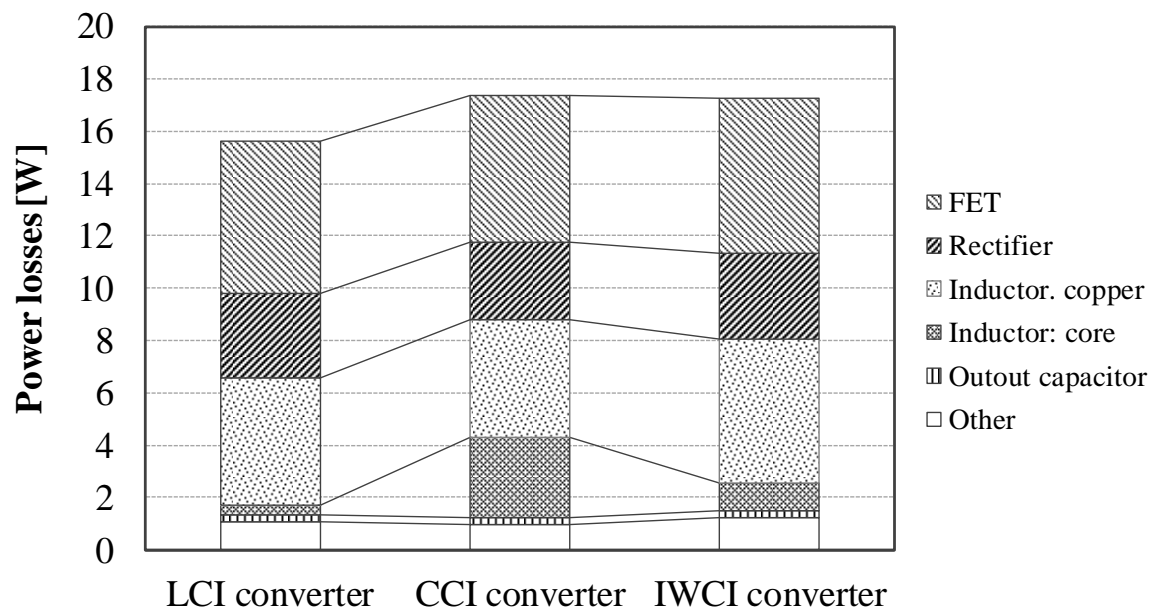


図 5.7 1kW 出力時での損失解析

## 5.6 結言

本章では、前章とは別のアプローチで小型化性能を評価することができる新たなコアモデルを提案した。まず、エリアプロダクト法に基づいたコアモデルを使用して、磁気結合インダクタのデューティ比に対する小型化性能について比較検討を行った。その結果、疎結合インダクタ方式はデューティ比が 0.5 に近い領域で、統合巻線結合インダクタ方式は高いデューティ比領域においてそれぞれ小型化性能が高いことが明らかとなった。また、コアモデルの妥当性は電磁界シミュレーション結果と実験結果から実証できた。さらに、1kW 実機モデルで磁気結合インダクタ方式の小型化性能を検証した結果、体積と効率の観点から、LCI 方式が最も優れていることを示した。

## 第6章

### 結論

#### 本研究の総括

本研究では、電力変換器の高電力密度化に有効な3種類の磁気結合インダクタ方式マルチフェーズコンバータを対象として、さらなる高電力密度化を実現するためのこれらの理論的評価モデルの構築及び小型化性能指標の明確化を目的に議論・検討を行った。

第1章では、本研究の背景となるパワーエレクトロニクス技術の重要性について述べ、省エネルギーの観点から電力変換器の高電力密度化の重要性を示した。また、電力変換器の高電力密度化の手法として、マルチフェーズ技術に磁気結合インダクタを適用する方法を取り上げ、本研究の目的を示した。

第2章では、変換器を高電力密度化する手法について述べた。その中でコストを抑えつつシンプルな回路構成で、変換器の高電力密度化を達成する手法として、回路を多相化させ、各相の半導体スイッチ信号を位相シフトさせて動作させるマルチフェーズ方式の有効性について述べた。この方式を適用することにより、各相実効値電流分流化によりパワー半導体デバイスの導通損失低減による冷却システムの小型化および出力平滑キャパシタの電流高周波化によるキャパシタの小型化が可能となる。しかしながら、回路を並列化させた相数に対してインダクタが増加してしまうことから体格低減に適していないという問題点を指摘した。

第3章では、昇圧コンバータにおいて、具体的な高電力密度化を達成する磁気結合を利用した2相マルチフェーズコンバータの回路方式について3種類の方式(結合インダクタ方式、密結合インダクタ方式、統合巻線結合インダクタ方式)を取り上げ、回路構成と磁気構造について述べた。さらにそれらの電磁気特性解析を行っ

た。解析する際には、インダクタ電流成分を各相に共通の電流成分と還流する電流成分に分離させることに成功している。これにより、3種類の回路方式において各相インダクタ電流リップルおよび入力電流リップルを設計できることはもちろんのこと、電気回路上でのインダクタンスの関係から、磁気結合を利用したインダクタ特有のインダクタ電流高周波化を実現するインダクタンスの関わりをモデル化することができた。加えて、電流と磁束との関わりも共通成分と還流成分に分離した考え方にに基づき明らかにした。

第4章では、前章での解析結果に基づき、最大許容電力のアプローチから各磁気結合インダクタ方式の小型化性能について、定量的に比較を行い議論した。その結果、駆動方法に着目すると最大許容電力の観点から、疎結合インダクタ方式と統合巻線結合インダクタ方式は電流連続モードで、密結合インダクタ方式は電流臨界モードで高電力密度化を達成できることを明らかにした。

第5章では、更なる小型化性能を評価するために有効なコアモデルを提案し、比較検討を行った。その結果、疎結合インダクタ方式はデューティ比が0.5に近い領域で、統合巻線結合インダクタ方式は高いデューティ比領域においてそれぞれインダクタサイズの低減効果が大きく、小型化性能が高いことが明らかとなった。コアモデルの妥当性は実験的に実証できた。

以上の本研究での成果により、各磁気結合インダクタ方式の小型化性能指標が明らかになり電力変換器のさらなる高電力密度が実現できることを明らかにしたと同時に、これを利用することで設計プロセスの大幅な削減が期待できることを証明できた。

## 参考文献

- (1) IEA, “World Energy Outlook 2017-Executive Summary”
- (2) BP, “Statistical Review of World Energy 2017”
- (3) 財団法人エネルギー総合工学研究所, 「新エネルギーの展望 パワーエレクトロニクス」(2008年3月)
- (4) 河村篤男:「現代パワーエレクトロニクス」, 数理工学社 (2005)
- (5) 伊東淳一, 伊東洋一:「パワーエレクトロニクス技術教科書」, トランジスタ技術 SPECIAL, CQ 出版社, No. 12 (2014)
- (6) 環境省, 「COP21 の成果と今後」
- (7) 国土交通省 ウェブページ, 「運輸部門における二酸化炭素排出量」  
[http://www.mlit.go.jp/sogoseisaku/environment/sosei\\_environment\\_tk\\_000007.html](http://www.mlit.go.jp/sogoseisaku/environment/sosei_environment_tk_000007.html)
- (8) 水谷良治, 立花武, 森本雅之, 赤津観, 星伸一:「自動車の低燃費化に貢献する電動化技術」, 電気学会部門誌 D, Vol. 135, No. 9, pp. 884-891 (2015)
- (9) 森田賢治, 桑田雅敏:「電動車両の開発動向」, JARI Research Journal, JRJ20140903 (2014)
- (10) 経済産業省 資源エネルギー庁 ウェブページ, 「電気自動車 (EV) は次世代のエネルギー構造を変える?!」  
<http://www.enecho.meti.go.jp/about/special/tokushu/ondankashoene/ev.html>
- (11) 本田技研工業 ホームページ, ニュースリリース, 「Honda Meeting 2017 代表取締役社長 社長執行役員 八郷 隆弘 スピーチ骨子」(2017年6月8日)  
<http://www.honda.co.jp/news/2017/c170608.html>
- (12) トヨタ自動車 ホームページ, ニュースリリース, 「トヨタ自動車、2030年に電動車の販売 550万台以上、EV・FCVは100万台以上を目指すー2025年頃までには、全車種を電動専用車もしくは電動グレード設定車にー」(2017年12月18日)

<https://newsroom.toyota.co.jp/jp/corporate/20352116.html>

- (13) トヨタ自動車 ホームページ, 20th PRIUS, 「受け継がれるハイブリッド技術」  
(2017年8月4日)
- <https://newsroom.toyota.co.jp/jp/prius20th/innovation/tech/>
- (14) 小林徹也: 「デンソーにおける HV/EV 向け製品開発」, デンソーテクニカルレビュー, Vol. 16 (2007)
- (15) 小林優, 菊池隆二, 北澤成, 富田芳樹, 小杉肇, 金子高久: 「小型用パワーコントロールユニットの開発」, 2016年春季大会学術講演会講演予稿集, 20165433, pp.2320-2325 (2016)
- (16) 山本真義: 「4代目プリウスのPCU分解から紐解く車載パワーデバイスの技術動向予測」, 車載テクノロジー (4月号), 技術情報協会, pp.125-131 (2017)
- (17) 中納啓介, 石倉啓太: 「DC/DCコンバータのマルチフェーズ化による小型・高効率化の検討」, 信学技報, Vol. 116, No. 133, pp. 1-6 (2016)
- (18) 北村達也・山田正樹・原田茂樹・小山正人: 「SiCを用いた高パワー密度インターリーブDC/DCコンバータの開発」, 電気学会部門誌D, vol. 134, no. 11, pp. 956-961 (2014)
- (19) M. T. Zhang, M. M. Jovanovic, and F. C. Lee, “Analysis and evaluation of interleaving technique in forward converters,” IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 13, no. 4, pp. 690–698, 1998.
- (20) 望月賢人, 富永麗司, 湊純司, 中井久史: 「小型高出力車載充電器の開発」, パナソニック技報, Vol. 61, No. 1, pp.47-51 (2015)
- (21) J. Zhu, and A. Pratt, “Capacitor ripple current in an interleaved PFC converter,” IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 24, no. 6, pp. 1506-1514, 2009.
- (22) H. Kim, J. Baek, M. Ryu, J. Kim, and J. Jung, “The high-efficiency isolated ac-dc converter using the three-phase interleaved LLC resonant converter employing the Y-connected rectifier,” IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 29, no. 8, pp. 4017-4028, 2014.



- (23) K. Tseng, and C. Huang, “High step-up high-efficiency interleaved converter with voltage multiplier module for renewable energy system,” *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 3, pp. 1311–1319, 2014
- (24) Y. Hasuke, H. Sekine, K. Katano, and Y. Nonobe, “Development of boost converter for MIRAI,” *SAE Tech. Paper*, 2015-01-1170, 2015.
- (25) サンケン電気 ホームページ, ニュース, 「PMBus 対応 12V 系中間バス用大容量 POL コンバータ 「BR211」 を開発」 (2016 年 2 月 22 日)  
<http://www.sanken-ele.co.jp/news/contents/20160222.htm>
- (26) オムロン ホームページ, ニュースリリース, 「次世代型 ALL-SiC パワーコンディショナ」の開発について」 (2014 年 2 月 20 日)  
<https://www.omron.co.jp/press/2014/02/c0220.html>
- (27) M. O’Loughlin, “An interleaving PFC pre-regulator for high-power converters,” *Texas Instrument Literature*, 2010.
- (28) K. J. Hartnett, J. G. Hayes, M. S. Rylko, B. J. Barry, and J.W. Masłoń, “Comparison of 8-kW CCTT IM and discrete inductor interleaved boost converter for renewable energy applications,” *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 51, no. 3, pp. 2455–2469, 2015.
- (29) Q. Li, Y. Dong, F. C. Lee, and D. J. Gilham, “High-density low-profile coupled inductor design for integrated point-of-load converters,” *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 28, no. 1, pp. 547–554, 2012.
- (30) M. Pavlovsky’, G. Guidi, and A. Kawamura, “Assessment of coupled and independent phase designs of interleaved multiphase buck/boost dc-dc converter for EV power train,” *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 29, no. 6, pp. 2693–2704, 2014.
- (31) W. Huang, and B. Lehman, “A compact coupled inductor for interleaved multiphase DC–DC converters,” *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 31, no. 10, pp. 6770–6775, 2016.

- (32) H. Kosai, S. McNeal, B. Jordan, J. Scofield, B. Ray, and Z. Turgut, “Coupled inductor characterization for a high performance interleaved boost converter,” *IEEE Trans. on Magnetics*, vol. 45, no. 10, pp. 4812- 4815, 2009.
- (33) 今岡淳・山本真義・川島崇宏 : 「相互結合インダクタを用いた車載用昇圧チョップ回路の特性解析と設計」, *パワーエレクトロニクス学会誌*, Vol. 39, pp. 55-64 (2013)
- (34) P. Wong, P. Xu, B. Yang, and F. C. Lee, “Performance improvements of interleaving VRMs with coupling inductors,” *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 16, no. 4, pp. 499–507, 2001.
- (35) J. Imaoka, M. Yamamoto, Y. Nakamura, and T. Kawashima: “Analysis of output capacitor voltage ripple in multi-phase transformer-linked boost chopper circuit”, *IEEJ Journal of Industry Applications*, Vol.2, No.5, pp.252–260 (2013)
- (36) M. Hirakawa, M. Nagano, Y. Watanabe, K. Andoh, S. Nakatomi, and S. Hashino, “High power density dc/dc converter using the close-coupled inductors,” in *Proc. IEEE Energy Convers. Congr. Expo.*, pp. 1760–1767, 2009.
- (37) M. Hirakawa et al., “High power dc/dc converter using extreme close-coupled inductors aimed for electric vehicles,” in *Proc. Int. Power Electron. Conf. (ECCE ASIA’10)*, pp. 2941–2948, 2010
- (38) J. Imaoka, M. Yamamoto, K. Umetani, S. Arimura, and T. Hirano, “Characteristics analysis and performance evaluation for interleaved boost converter with integrated winding coupled inductor,” in *Proc. IEEE Energy Convers. Congr. Expo. (ECCE)*, pp. 3711–3718, 2013
- (39) K. Umetani, J. Imaoka, M. Yamamoto, S. Arimura, and T. Hirano, “Evaluation of the Lagrangian method for deriving equivalent circuits of integrated magnetic components: a case study using the integrated winding coupled inductor,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 51, no. 1, pp. 547–555, 2015.
- (40) H. Nijende, N. Frohleke, and J. Bocker, “Optimized size design of integrated

- magnetic components using area product approach,” in Proc. Eur. Conf. Power Electron. Appl., pp. 1–10, 2005.
- (41) W. Colonel and T. McLyman, Transformer and Inductor Design Handbook. New York, NY, USA: Marcel Dekker, 2004.
  - (42) TDK 株式会社 ホームページ  
<http://www.tdk.co.jp/>
  - (43) アルプス電気株式会社  
[http://www.alps.com/j/about\\_alps/tec/tec\\_liqualloy.html](http://www.alps.com/j/about_alps/tec/tec_liqualloy.html)
  - (44) 日立金属株式会社  
[http://www.hitachi-metals.co.jp/prod/prod06/p06\\_12.html](http://www.hitachi-metals.co.jp/prod/prod06/p06_12.html)
  - (45) MICROMETALS, INC  
[http://www.micrometals.com/catalog\\_index.html](http://www.micrometals.com/catalog_index.html)
  - (46) JFE スチール株式会社  
<http://www.jfe-steel.co.jp/products/denji/catalog/f1j-002.pdf>
  - (47) J. Biela, U. Badstuebner, and J. W. Kolar, “Impact of power density maximum on efficiency of dc-dc converter system”, IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 24, No. 1, pp. 288-300 (2009)
  - (48) G. A. Ward, A. J. Forsyth, “Topology selection and design trade-offs for multi-kW telecom dc power supplies”, Inter. Conf. on Power Electronics, Machines and Drives, no. 487, pp. 439-434 (2002)
  - (49) M. Cacciato, F. Caricchi, F. Giuhlii, and E. Santini, “A critical evaluation and design of bi-directional dc-dc converters for super-capacitors interfacing in fuel cell applications”, Industry Applications Conference, 39<sup>th</sup> IAS Annual Meeting. Conference, Record of the 2004 IEEE Industry Applications Conference, Vol. 2, pp. 1127-1133 (2004)
  - (50) J. Biela, and J. W. Kolar: “An optimized, 99% efficient, 5kW, phase-shift PWM dc-dc converter for data centers and telecom applications”, 2010 International Power

- Electronics Conference (IPEC), pp. 626-634 (2010)
- (51) U. Badstübner, A. Stupar, and J. W. Kolar, “Sensitivity of telecom dc-dc converter optimization to the level of detail of the system model”, IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC) 2018, pp. 585-592 (2011)
- (52) 株式会社村田製作所 ホームページ  
<http://www.murata.com/ja-jp>
- (53) 太陽誘電株式会社 ホームページ  
<http://www.yuden.co.jp/jp/>
- (54) M. Hirakawa, M. Nagano, Y. Watanabe, K. Andoh, S. Nakatomi, S. Hashino, and T. Shimizu, “High power density 3-level converter with switched capacitors aimed for HEV,” 14th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE-PEMC 2010), pp.1-10, 2013.
- (55) C. Wang, M. Xu, F. C. Lee, and B. Lu, “EMI study for the interleaved multi-channel PFC,” Proc. IEEE Power Electron. Specialists Conf. (PESC), pp. 1336-1342, 2007.
- (56) S. Kavurucu, and A. M. Hava, “Performance evaluation and comparison of single-phase and two-phase interleaving flyback micro-inverters for grid connected PV systems,” in Proc. IEEE International Symposium on Industrial Electronics. (ISIE), pp. 620-625, (2014)
- (57) Y. Suh, T. Kang, H. Park, B. Kang and S. Kim, “Bi-directional power flow rapid charging system using coupled inductor for electric vehicle,” IEEE Energy Conversion Congress and Expo (ECCE 2012), pp. 3387-3394, (2010)
- (58) K. J. Hartnett, J. G. Hayes, M. G. Egan and M. S. Rylko: “CCTT-core split-winding integrated magnetic for high-power dc-dc converters,” IEEE Trans. on Power Electronics, vol.28. pp. 4970-4984, 2013.
- (59) Jun Imaoka, Masayoshi Yamamoto, and Takahiro Kawashima, “High power density three-phase interleaved boost converter with a novel coupled inductor”, IEEJ Journal of Industry Applications, Vol. 4, No. 1, pp. 20-30 (2015)

- (60) Jun Imaoka, Shota Kimura, Wilmar Martinez, and Masayoshi Yamamoto, “A novel integrated magnetic core structure suitable for transformer-linked interleaved boost chopper circuit”, IEEJ Journal of Industry Applications, Vol. 3, No. 5, pp. 395-404 (2014)
- (61) Jun Imaoka, Shota Kimura, Yuki Itoh, Masayoshi Yamamoto, Michiaki Suzuki, and Kenji Kawano, “Feasible evaluations of coupled multilayer chip inductor for POL converter”, in Proc. the 2014 International power Electronics conference -ECCE ASIA- (IPEC-Hiroshima 2014), pp. 883-890 (2014)
- (62) Hoang Chuong Thai, Masataka Isihara, Shota Kimura, Daigoro Ebisumoto and Masayoshi Yamamoto, “Magnetic structure of close-coupled inductors to improve the thermal handling capability in interleaved dc-dc converter”, in Proc. 2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), pp. 205-210 (2017)
- (63) K. Venkatachalam, C. R. Sullivan, T. Abdallah, and H. Tacca, “Accurate prediction of ferrite core loss with nonsinusoidal waveforms using only Steinmetz parameters,” in Proc. IEEE Workshop Comput. Power Electron., pp. 36–41, 2002.
- (64) COMSO ホームページ  
<https://www.comsol.jp/>

## 謝辞

本研究を進めるにあたり直接ご指導賜りました名古屋大学 未来材料・システム研究所 山本 真義 教授に心から感謝し、深く御礼申し上げます。また、博士後期課程 3 年次より指導担当教員として多大なるご支援頂きました島根大学 総合理工学研究科 総合理工学専攻 吉田 和信 教授にも心より感謝申し上げます。

ご多忙の中、学位取得にあたり副査として学位審査にご協力頂きました島根大学 総合理工学研究科 総合理工学専攻 神宮寺 要 教授, 増田 浩次 教授に御礼申し上げます。

学生生活において昼夜を問わず苦楽を分かち合い、研究活動において有益な御助言と御協力を頂いた島根大学パワーエレクトロニクス研究室メンバー及び卒業生諸氏に感謝致します。その中でも、博士の先輩として多くの御指導と御相談に乗って頂きました今岡 淳 氏, 梅上 大勝 氏, 服部 文哉 氏, 金澤 康樹 氏, また同期として研究室配属から今日までの長い間、研究を共に支え合ってきた川上太知氏, 七森公碩氏に心より深く感謝申し上げます。

最後に、大学で学ぶ機会を与えて頂き、学業や研究活動に専念できるように御理解と御協力を頂いた両親に心より感謝致します。

# 論文目録

## 学術論文

- (1) Jun Imaoka, **Shota Kimura**, Wilmar Martinez, and Masayoshi Yamamoto, “A novel integrated magnetic core structure suitable for transformer-linked interleaved boost chopper circuit”, IEEJ Journal of Industrial Applications, Vol. 3, No. 5, pp. 395-404 (2014)
- (2) 木村翔太・今岡淳・山本真義：「高電力密度昇圧コンバータにおける最大許容電力と小型化性能」, パワーエレクトロニクス学会誌, Vol. 40, pp. 84-92 (2014)
- (3) Jun Imaoka, **Shota Kimura**, Yuki Itoh, Wilmar Martinez, and Masayoshi Yamamoto, Michiaki Suzuki, Kenji Kawano, “Feasible evaluations of coupled multilayer chip inductor for POL converters,” IEEJ Journal of Industrial Applications, Vol. 4, No. 3, pp. 126-135 (2015)
- (4) 青砥匠吾・木村翔太・今岡淳・山本真義：「磁気結合を利用した高電力密度昇圧コンバータにおける小型化性能の検討」, 電気学会部門誌 C, Vol. 135, No. 7, pp. 776-784 (2015)
- (5) Jun Imaoka, Kazuhiro Umetani, **Shota Kimura**, Wilmar Martinez, Masayoshi Yamamoto, Seikoh Arimura, and Tetsuo Hirano, “Magnetic analysis, design and experimental evaluations for integrated winding coupled inductor in interleaved converters”, IEEJ Journal of Industry Applications, Vol. 5, No. 3, pp. 276-288 (2016)
- (6) **Shota Kimura**, Yuki Itoh, Wilmar Martinez, Masayoshi Yamamoto, and Jun Imaoka, “Downsizing effects of integrated magnetic components in high power density dc-dc converters for EV and HEV applications”, IEEE Transaction on Industry Applications, Vol. 52, No. 4, pp. 3294-3305 (2016)
- (7) **Shota Kimura**, Kimihiro Nanamori, Taichi Kawakami, Jun Imaoka and Masayoshi Yamamoto, “Allowable power analysis and comparison for high power density dc-dc

converters with integrated magnetic components”, IEEJ Journal of Industry Applications, Vol. 6, No. 6, pp. 463-472 (2017)

- (8) Jun Imaoka, Kenkichi Okamoto, **Shota Kimura**, Wilmar Martinez, Mostafa Noah, Masayoshi Yamamoto, and Masahito Shoyama, “A novel design method considering DC-biased magnetization for integrated magnetic components used in multi-phase dc/dc converters”, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 33, No. 4, pp. 3346-3362 (2018).

### 国際会議における口頭発表論文

- (1) **Shota Kimura**, Jun Imaoka, and Masayoshi Yamamoto, “Potential power analysis and evaluation for interleaved boost converter with close-coupled inductor,” in Proc. 2013 IEEE 10th IEEE International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS 2013), pp. 26-31 (2013)
- (2) **Shota Kimura**, Jun Imaoka, and Masayoshi Yamamoto, “Basic investigation on core loss calculation method under square wave voltage magnetizing condition,” in Proc. 2013 2nd International Conference on Electric Power Equipment – Switching Technology (ICEPE-ST), pp.1-4 (2013)
- (3) Wilmar Martinez, **Shota Kimura**, Jun Imaoka, Masayoshi Yamamoto, Kazuhiro Umetani, Seikoh Arimura, and Tetsuo Hirano, “High power density dc-dc converter for home energy management systems,” in Proc. 2014 international conference on intelligent green building and smart grid (IGBSG 2014), pp. 1-6 (2014) [Invited Paper]
- (4) Yuki Itoh, **Shota Kimura**, Jun Imaoka, and Masayoshi Yamamoto, “Inductor loss calculation of coupled inductors for high power density boost converter,” in Proc. 2014 International Power Electronics Conference -ECCE ASIA- (IPEC-Hiroshima 2014), pp. 2497-2502 (2014)
- (5) Jun Imaoka, **Shota Kimura**, Yuki Itoh, Masayoshi Yamamoto, Michiaki Suzuki, and Kenji Kawano, “Feasible evaluations of coupled multilayer chip inductor for POL



- converter”, in Proc. 2014 International Power Electronics Conference -ECCE ASIA-(IPEC-Hiroshima 2014), pp. 883-890 (2014) [Invited Paper]
- (6) Yuki Ito, **Shota Kimura**, Jun Imaoka, and Masayoshi Yamamoto, “Inductor loss analysis of various materials in interleaved boost converters”, in Proc. 2014 IEEE Energy Conversion Congress Exposition (ECCE), pp. 980-987 (2014)
  - (7) **Shota Kimura**, Shogo Aoto, Jun Imaoka, and Masayoshi Yamamoto, “Allowable power analysis for high power density dc-dc converters using integrated magnetic components”, in Proc. 2014 IEEE Energy Conversion Congress Exposition (ECCE), pp. 5221-5228 (2014)
  - (8) **Shota Kimura**, Jun Imaoka, and Masayoshi Yamamoto, “Downsizing effects of integrated magnetic components in high power density dc-dc converters for EV and HEV”, in Proc. 2014 IEEE Energy Conversion Congress Exposition (ECCE), pp. 5761-5768 (2014)
  - (9) Wilmar Martinez, Jun Imaoka, **Shota Kimura**, Masayoshi Yamamoto, and Camilo Cortes, “Volume comparison of dc-dc converters for electric vehicles”, in Proc. 2015 IEEE Workshop on Power Electronics and Power Quality Applications (PEPQA), pp. 1-6 (2015)
  - (10) Yuki Itoh, **Shota Kimura**, Fumiya Hattori, Jun Imaoka, and Masayoshi Yamamoto, “Designing Method Considering Magnetic Saturation Issue of Coupled Inductor in Interleaved CCM Boost PFC Converter”, in Proc. 2015 IEEE Energy Conversion Congress Exposition (ECCE), pp. 2616-2621 (2015)
  - (11) Masataka Ishihara, **Shota Kimura**, Wilmar Martinez, and Masayoshi Yamamoto, “Analysis and design of passive components for interleaved flyback converter with integrated transformer”, in Proc. 2015 IEEE Energy Conversion Congress Exposition (ECCE), pp. 5902-5909 (2015)
  - (12) **Shota Kimura**, Shogo Aoto, Masataka Ishihara, Jun Imaoka, and Masayoshi Yamamoto, “Interleaved active clump forward converter with novel integrated

- magnetic components for EV and HEV applications”, in Proc. 2015 IEEE Energy Conversion Congress Exposition (ECCE), pp. 6029-6036 (2015)
- (13) Wilmar Martinez, Mostafa Noah, Shun Endo, Kimihiro Nanamori, **Shota Kimura**, Yuki Itoh, Masayoshi Yamamoto, Jun Imaoka, and Kazuhiro Umetani, “Three-phase LLC resonant converter with integrated magnetics”, in Proc. 2016 IEEE Energy Conversion Congress Exposition (ECCE), pp. 1-8 (2016)
- (14) Daigoro Ebisumoto, Masataka Ishihara, **Shota Kimura**, Wilmar Martinez, Noah Mostafa, Masayoshi Yamamoto, and Jun Imaoka, “Design of a four-phase interleaved boost circuit with closed-closed inductors”, in Proc. 2016 IEEE Energy Conversion Congress Exposition (ECCE), pp.1-6 (2016)
- (15) **Shota Kimura**, and Masayoshi Yamamoto, “Volume comparison of integrated magnetic components applied to interleaved dc/dc converters”, in Proc. Symposium on Semiconductor Power Conversion (S2PC), pp.149-150 (2016)
- (16) Jun Imaoka, Kenkichihiro Okamoto, Daigoro Ebisumoto, **Shota Kimura**, Masayoshi Yamamoto, and Masahito Shoyama, “A novel design method of integrated magnetic components used in two-phase interleaved converter with phase drive control”, in Proc. Symposium on Semiconductor Power Conversion (S2PC), pp.52-53 (2016)
- (17) Mostafa Noah, **Shota Kimura**, Shun Endo, Masayoshi Yamamoto, Jun Imaoka, Kazuhiro Umetani, and Wilmar Martinez, “A novel three-phase LLC resonant converter with integrated magnetics for lower turn-off losses and higher power density”, in Proc. 2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), pp. 322-329 (2017)
- (18) **Shota Kimura**, Thai Hoang Chuong, Daigoro Ebisumoto, Taich Kawakami, Masayoshi Yamamoto, and Jun Imaoka, “A novel isolated dc-dc converter with integrated magnetic components for EV and HEV applications”, in Proc. 2017 IEEE 3rd International Future Energy Electronics Conference and ECCE Asia (IFEEC 2017 - ECCE Asia), pp. 1351-1356 (2017)

- (19) Jun Imaoka, Kenkichihiro Okamoto, Masahito Shoyama, Daigoro Ebisumoto, Shota Kimura, Mostafa Noah, and Masayoshi Yamamoto, “Magnetic design and experimental evaluation of Integrated Magnetic Components used in Interleaved Multi-phase DC/DC converter with Phase Drive Control”, in Proc. 2017 IEEE 3rd International Future Energy Electronics Conference and ECCE Asia (IFEEEC 2017 - ECCE Asia), pp. 2192-2197 (2017)
- (20) Mostafa Noah, Shun Endo, **Shota Kimura**, Masayoshi Yamamoto, Jun Imaoka, Kazuhiro Umetani, and Eiji Hiraki, “An investigation into a slight-variation of the transformer effective permeability in LLC resonant converter”, in Proc. 2017 19th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE’17 ECCE Europe), pp. 1-7 (2017)
- (21) Hoang Chuong Thai, Masataka Isihara, **Shota Kimura**, Daigoro Ebisumoto, and Masayoshi Yamamoto, “A Novel Magnetic Structure of Close-Coupled Inductors to Improve the Thermal Handling Capability in Interleaved DC-DC Converter”, in Proc. 2017 IEEE 3rd International Future Energy Electronics Conference and ECCE Asia (IFEEEC 2017 - ECCE Asia), pp. 205-210 (2017)
- (22) Jun Imaoka, Kenkichihiro Okamoto, Masahito Shoyama, Daigoro Ebisumoto, **Shota Kimura**, Mostafa Noah, and Masayoshi Yamamoto, “Magnetic design and experimental evaluation of integrated magnetic components used in Interleaved Multi-phase dc/dc converter with phase drive control”, in Proc. 2017 IEEE 3rd International Future Energy Electronics Conference and ECCE Asia (IFEEEC 2017 - ECCE Asia), pp. 2192-2197 (2017)
- (23) Hoang Chuong Thai, Masataka Isihara, **Shota Kimura**, Daigoro Ebisumoto, and Masayoshi Yamamoto, “Magnetic Structure of Close-Coupled Inductors to Improve the Thermal Handling Capability in Interleaved DC-DC Converter”, in Proc. 2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), pp. 205-210 (2017)
- (24) Jun Imaoka, Kenkichihiro Okamoto, **Shota Kimura**, Mostafa Noah, Masayoshi

- Yamamoto, and Masahito Shoyama, “A high-reliable magnetic design method for three-phase coupled inductor used in interleaved multi-phase boost converter”, in Proc. 2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), pp. 873-880 (2017)
- (25) Toshihiro Iwaki, Seiya Ishiwaki, Yusuke Sugihara, Takashi Sawada, Kimihiro Nanamori, Mostafa Noah, **Shota Kimura**, and Masayoshi Yamamoto, “The theoretical analysis of False-Turn-ON of GaN HEMT”, in Proc. International Conference on Materials and Systems for Sustainability 2017 (ICMass) (2017)
- (26) Tengfei Ou, Thai Hoang Chuong, Daigoro Ebisumoto, **Shota Kimura**, Yusuke Sugihara, Seiya Ishiwaki, and Masayoshi Yamamoto, “”, in Proc. International Conference on Materials and Systems for Sustainability 2017 (ICMass) (2017)
- (27) **Shota Kimura**, Kimihiro Nanamori, Mostafa Noah, and Masayoshi Yamamoto “A novel LLC resonant dc-dc converter with integrated transformer”, in Proc. 2017 IEEE International Communications Energy Conference (INTELEC), pp. 1-5 (2017)
- (28) Daigoro Ebisumoto, **Shota Kimura**, Kimihiro Nanamori, Mostafa Noah, Jun Imaoka, Masataka Ishihara, and Masayoshi Yamamoto “Analytical investigation of interleaved dc-dc converter using closed coupled inductor with phase drive control”, in Proc. 2017 IEEE International Communications Energy Conference (INTELEC), pp. 1-4 (2017)
- (29) **Shota Kimura**, Kimihiro Nanamori, and Masayoshi Yamamoto “Modeling and design of interleaved multi-phase dc-dc converter with 2-phase coupled inductor cell for high power density”, in Proc. 2017 IEEE International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA), pp. 1-6 (2017)

#### 国内学会における口頭発表論文

- (1) 木村翔太・今岡淳・山本真義：「高電力密度昇圧コンバータにおける相互結合インダクタの発熱評価」, 平成 24 年電気学会 産業応用部門大会, pp.385-386 (2012)
- (2) 木村翔太・伊藤勇輝・今岡淳・山本真義：「高電力密度化を達成する結合イン

- ダクタのコアロス算定」, 平成 25 年電気学会 産業応用部門大会, pp. 355-358 (2013)
- (3) 伊藤勇輝・木村翔太・今岡淳・山本真義:「結合インダクタの仮想コアを用いたコアロスの理論的算出」, 平成 25 年度 (第 64 回) 電気・情報関連学会中国支部連合大会, pp. 93-94 (2013)
  - (4) 伊藤勇輝・木村翔太・今岡淳・山本真義:「インターリーブ昇圧コンバータにおける材質の違いに着目した結合インダクタのコアロス解析」, 平成 25 年電気学会半導体電力変換 自動車 家電・民生合同研究会, pp. 13-17 (2013)
  - (5) 木村翔太・今岡淳・山本真義:「高電力密度昇圧コンバータにおける最大許容電力と小型化性能」, 第 202 回パワーエレクトロニクス学会定例研究会, JIPE-40-07, pp. 1-6 (2014)
  - (6) 青砥匠吾・木村翔太・今岡淳・山本真義:「磁気結合を利用した高電力密度昇圧コンバータにおける小型化性能の検討」, 平成 26 年電気学会 電子・情報・システム部門大会, pp. 1320-1325 (2014)
  - (7) 木村翔太・山本真義:「小型化を実現する磁気結合技術を適用した絶縁型 DC-DC コンバータ」, 平成 27 年電気学会産業応用部門大会, pp. 349-350 (2015)
  - (8) 蛭子本大悟郎・石原將貴・伊藤勇輝・青砥匠吾・木村翔太・今岡淳・山本真義:「4 相昇圧コンバータにおける密結合方式の設計方法」, 平成 27 年度 (第 66 回) 電気・情報関連学会中国支部連合大会, pp. 4-10 (2015)
  - (9) 今岡淳・岡本賢吉朗・庄山正仁・木村翔太・山本真義:「高電力密度マルチフェーズ DC/DC コンバータ用統合磁気デバイスの直流偏磁を補償する設計手法とその実証的評価」, 平成 28 年電気学会産業応用部門大会, pp. 67-70 (2016)
  - (10) Thai Hoang Chuong・蛭子本大悟郎・石原將貴・木村翔太・山本真義:「巻線共有型密結合インダクタ方式インターリーブ二相昇圧チョッパ回路におけるインダクタ設計」, 平成 28 年度 (第 67 回) 電気・情報関連学会中国支部連合大会, R16-04-05, pp. 1-2 (2016)