

博士論文

鉄道用大容量走行中非接触給電の
二次コイルシステムに関する研究

下出 大輔

論文の内容の要旨

本論文は走行中の鉄道への大容量非接触給電を実現させることを目的に研究を行った成果をまとめたものである。非接触給電が求められる鉄道の一例として特に超高速鉄道への走行中給電を実現させることを想定し、非接触給電装置の基本構成について検討を行った。また、鉄道車両では電気自動車に比べはるかに大きな電力を給電する必要があることから、2次コイルの大容量化と複数の2次コイルを用いた大容量給電について検討を行った。さらに、実際の鉄道車両を用いたフィールド試験や走行中の環境を模擬できる試験装置等により、本装置が超高速鉄道に適用可能であることを示した。

本論文は以下の全7章で構成した。第1章では、電気自動車用の非接触給電装置の開発が着実に進歩していることから、鉄道の分野でも非接触給電装置の適用が期待されていることを述べた。非接触給電は高周波を利用することから効率が低いため、従来のパンタグラフを非接触給電装置に単純に置き換えることは難しいが、パンタグラフを用いた接触給電装置を適用することが社会的・技術的に困難な鉄道への応用が求められており、とりわけ鉄道車両を磁氣的に支持して超高速で走行する鉄道の中には非接触給電装置の実用化なくしてはその鉄道そのものの実用化が難しくなることから強く非接触給電装置の実用化が求められている。そこで、このような鉄道用の非接触給電装置に求められる基本要件を整理し、鉄道用の非接触給電装置における課題を示した。

第2章では、走行中給電を前提とした非接触給電装置の鉄道への適用方法を検討した。鉄道用の非接触給電装置に適したコイルの巻線方式等の構成を検討し、1次側、2次側のコイルの基本的な構成と回路方式を示した。また、各コイルの寸法の設計指針について述べ、本論文で対象とする鉄道用非接触給電装置の基本的な構成とその性能目標を示した。

次に、第3章から第5章では、大容量を給電できる2次コイル用いた鉄道用走行中非接触給電の実現に向け、まず、第3章では、2次コイルの大容量化を検討するにあたり、重量を増加させずに2次コイルの電気性能を向上させる観点から2次コイルに適した導体と磁性体の断面形状について検討した。さらに、実用上発生する2次コイルの磁性体の接合面の微小な空隙が電気性能に与える影響について検討した。これらの結果より、2次コイルを大容量化する際に考慮すべき設計指針を示すとともに、軽量化した厚みの薄い磁性体を用いた大容量2次コイルの成立性と課題について示した。

第4章では、2次コイルの軽量化の観点で用いた厚みの薄い磁性体は破損しやすいため、機械的強度の観点から厚みの厚い磁性体を適用することを検討した。単純に磁性体の厚みを厚くすると2次コイルの重量が増加するため、重量が同等で短冊状の厚みの厚い磁性体を離散的に2次コイルに配置することを提案し、短冊状の磁性体を用いた2次コイルの電気性能について検討した。

また、この短冊状の磁性体の最適な配置についても検討し、これらの結果を反映した大容量 2 次コイルを製作し従来の平板状磁性体を用いた 2 次コイルと同等の性能が得られることを示した。

第 5 章では、磁性体を離散配置した 2 次コイルを用いた鉄道用非接触給電装置により 100 km/h と 300 km/h 以上の走行中に速度依存性なく安定して給電できることをフィールド試験にて実証した。また、効率、温度特性、長期耐久性を検証できるような長距離にわたる 1 次コイルを実際の鉄道の線路に敷設し、試験を実施することは困難なことから、走行中の環境を模擬できる試験装置を構築し、鉄道での運用を想定したこれらの特性について検証し、本論文で対象とする非接触給電装置が鉄道に適用することが可能であることを示した。さらに高周波を利用することから旅客公衆の立ち入るプラットホームや鉄道車両内の環境磁界について ICNIRP 2010 の基準値を順守できることを電磁界解析により示し、これらの結果から本論文で示す非接触給電装置が鉄道に適用可能であることを示した。

第 6 章では、複数の 2 次コイルを用いた大容量給電を実現するにあたり、2 次コイル間の相互インダクタンスが存在し、隣接する 2 次回路の共振状態が異なる場合、2 次コイル間で電力の授受が発生することに設計上留意する必要があることを示した。また、1 次側と 2 次側の両方に制御系が存在する場合、2 次コイルの総給電容量が増加すると制御干渉が生じる懸念があることから、非接触給電装置の線形解析モデルと実験モデルを提案し、1 例として制御系のゲインによる安定性に関する解析例を示した。これらの手法を用い、鉄道用の非接触給電装置において 3 両編成を想定した 240 kW の給電が実現可能であることを示した。

第 7 章では、本研究の結論と今後の課題について述べた。本論文で提案する非接触給電装置により超高速鉄道において走行中に安定した給電特性が得られることを明らかとし、また複数の 2 次コイルを用いることで数百 kW の大容量給電も実現可能であることを示した。さらに、電磁誘導方式の非接触給電装置を超高速鉄道に適用するための設計・検証手法を示し、停車中、高速走行中の鉄道車両への大容量非接触給電を 2 次コイルの温度特性に問題なく実現しただけでなく、2 次コイルの軽量化も実現した。なお、本手法は編成が長大化することで MW クラスの給電が必要とされる超高速鉄道への大容量給電の成立性の検証手法としても活用でき、超高速鉄道の実用化にも大きく貢献できる。さらに、他の同様の非接触給電装置等へも展開することが可能であり、他分野における同様の大容量走行中非接触給電装置の開発の加速にも貢献するものと考えられる。

今後の課題としては、電気自動車で検討されている運転周波数 85 kHz を鉄道に採用することは法令等の制約から現状では困難であるが、周波数を上げることで結合係数の向上が期待でき、また電気自動車で研究されている技術と融合することでさらなる高効率化と低コスト化を図れる可能性があるため、電気自動車における開発動向も踏まえて最適な運転周波数を見極める必要がある。また、周囲の金属物への意図しない誘導加熱や構造物に含まれるループ形状を有する金属物に誘導電流が発生することが懸念されている。特に後者は 2 次コイルの誘導電圧を低減させ効率にも影響を与えることから、これらの影響を定量的に把握し適切な対策を検討する必要がある。

鉄道用大容量走行中非接触給電の二次コイルシステムに関する研究

目次

第1章	序論	
1. 1	研究の背景	1
1. 2	非接触給電の歴史と方式	3
1. 3	非接触給電装置の開発動向	5
1. 3. 1	電気自動車における非接触給電装置の開発動向	
1. 3. 2	鉄道における非接触給電装置の開発動向	
1. 4	鉄道用非接触給電装置の基本要件と課題	11
1. 4. 1	走行中給電	
1. 4. 2	2次コイル単体の大容量給電	
1. 4. 3	走行環境下における給電	
1. 4. 4	高速走行中の安定給電と長期耐久性等の実用性	
1. 4. 5	複数の2次コイルを用いた大容量給電	
1. 4. 6	課題のまとめ	
1. 5	本論文の目的と構成	15
1. 5. 1	本論文の目的	
1. 5. 2	本論文の構成	
第2章	鉄道用非接触給電装置の基本構成	
2. 1	はじめに	19
2. 2	基本構成	20
2. 2. 1	1次コイル・2次コイルの設置位置	
2. 2. 2	巻線方式	
2. 2. 3	共振回路方式	
2. 2. 4	1次コイル・1次回路の構成	
2. 2. 5	2次コイルの構成	
2. 2. 6	2次回路の構成	
2. 3	基本寸法	32
2. 4	基本構成のまとめと数値例	38
2. 5	性能目標	40
2. 6	本章のまとめ	41

第3章	2次コイルの電気性能向上と大容量化	
3.1	はじめに	43
3.2	求められる電気性能	45
3.2.1	非共振時の最大出力	
3.2.2	求められる性能	
3.3	最適な導体の断面形状	47
3.3.1	測定方法と解析方法	
3.3.2	試験用2次コイルの構成	
3.3.3	最適な導体の断面形状	
3.4	最適な磁性体の断面形状	51
3.4.1	磁性体の効果	
3.4.1.1	電磁界解析・実験モデル	
3.4.1.2	測定結果と解析結果	
3.4.2	磁性体の断面形状	
3.4.2.1	磁性体の断面形状の概形	
3.4.2.2	オーバーハング部の磁性体の効果	
3.4.2.3	コイル中央部の磁性体の効果	
3.4.2.4	磁性体の断面形状の最適化	
3.5	2次コイルの大容量化	60
3.5.1	2次コイルの諸元	
3.5.2	フェライトの大面积化における接合面の影響	
3.5.3	電磁界解析及び実験による誘導電圧の検証	
3.5.4	電磁界解析及び実験による自己インダクタンスの検証	
3.5.5	自己インダクタンスの温度依存性	
3.5.6	磁性体の磁気飽和	
3.5.7	給電特性	
3.6	本章のまとめ	70
第4章	機械的強度を考慮した2次コイルの磁性体の構成	
4.1	はじめに	71
4.2	2次コイルの磁性体に求められる要件	73
4.2.1	フェライトの肉厚化による機械的強度の向上	
4.2.2	フェライトの最適配置による軽量化	
4.3	離散配置した短冊状磁性体	73
4.3.1	離散配置磁性体の機械的な強度	
4.3.2	離散配置した磁性体の構成	

4. 3. 3	2次コイルの電気性能の評価方法	
4. 3. 4	離散配置磁性体を用いた2次コイルの電気性能	
4. 4	最適な磁性体の配置	79
4. 4. 1	平行2線式1次コイルに適した磁性体の配置	
4. 4. 2	短辺上の磁性体の最適な配置	
4. 4. 3	実験と電磁界解析による検証	
4. 5	離散配置コイルと連続配置コイルの性能比較	83
4. 5. 1	供試体の構成	
4. 5. 2	電気性能の比較	
4. 5. 3	給電特性	
4. 5. 4	温度上昇特性	
4. 6	本章のまとめ	89
第5章	2次コイルの走行中給電特性と実用性	
5. 1	はじめに	91
5. 2	フィールド試験による検証	92
5. 2. 1	フィールド試験の概要	
5. 2. 2	走行中の誘導電圧と給電特性	
5. 3	試験装置による検証	95
5. 3. 1	試験装置の概要	
5. 3. 1. 1	1次回路模擬部	
5. 3. 1. 2	2次回路模擬部	
5. 3. 1. 3	走行風模擬装置	
5. 3. 2	効率	
5. 3. 3	温度特性	
5. 3. 3. 1	解析手法	
5. 3. 3. 2	解析結果	
5. 3. 4	長期耐久性	
5. 3. 4. 1	加速劣化試験	
5. 3. 4. 2	試験結果	
5. 4	電磁界解析による環境磁界の検証	106
5. 5	本章のまとめ	108
第6章	複数の2次コイルを用いた大容量給電時の特性	
6. 1	はじめに	109
6. 2	2次コイル間の相互インダクタンスによる給電特性への影響	110

6. 2. 1	解析式による検証	
6. 2. 2	数値例による検証	
6. 3	1次側と2次側の制御干渉	117
6. 3. 1	制御系の基本構成	
6. 3. 1. 1	1次側の制御系	
6. 3. 1. 2	2次側の制御系	
6. 3. 2	線形解析モデルの構築と安定性の解析	
6. 3. 2. 1	電力変換器を含む非線形解析モデル	
6. 3. 2. 2	解析モデルの線形モデル化	
6. 3. 2. 3	線形解析モデルの妥当性	
6. 3. 2. 4	線形解析モデルを用いた安定性検証	
6. 3. 3	試験装置を用いた実験モデルによる検証	
6. 3. 3. 1	1次側等価回路	
6. 3. 3. 2	実験モデルを用いた安定性検証	
6. 4	本章のまとめ	136
第7章 結論		
7. 1	本論文の結論	137
7. 2	今後の課題	138
謝辞		
付録		
		143
参考文献		
		145
研究業績		
		149

第1章 序論

1. 1 研究の背景

非接触給電とは、物理的な金属接点やコネクタを介さずに非接触で電磁エネルギーを伝送する技術の総称であり、ワイヤレス給電技術とも称される。主にエネルギーとしては小さい分野で広く普及しており、身近な例では非接触型 IC カードのために開発された FeliCa も非接触給電を応用した技術のひとつである。鉄道においては Suica や TOICA など⁽¹⁾に採用され従来の定期券タイプよりも発行枚数が増え、その利便性の高さから確実に我々の生活に非接触給電を利用した装置が浸透してきている。

一方、家電の分野では、洗面台などの水周りで使用する機器は使用環境により感電するリスクが高いため、比較的早い段階から電気シェーバーや電動歯ブラシなど⁽²⁾への応用が進められてきた。また、充電の簡便性向上の観点から携帯電話や音楽プレーヤーなどの日々充電する必要のある機器への需要も高く、実用化が進められてきたが、大半は伝送効率が低く伝送距離の拡大も実現できていない。すなわち、接点レス化は実現しているもののいわゆる「タッチ」した状態で給電する必要があり、大電力を大ギャップにて伝送するには至っていない。

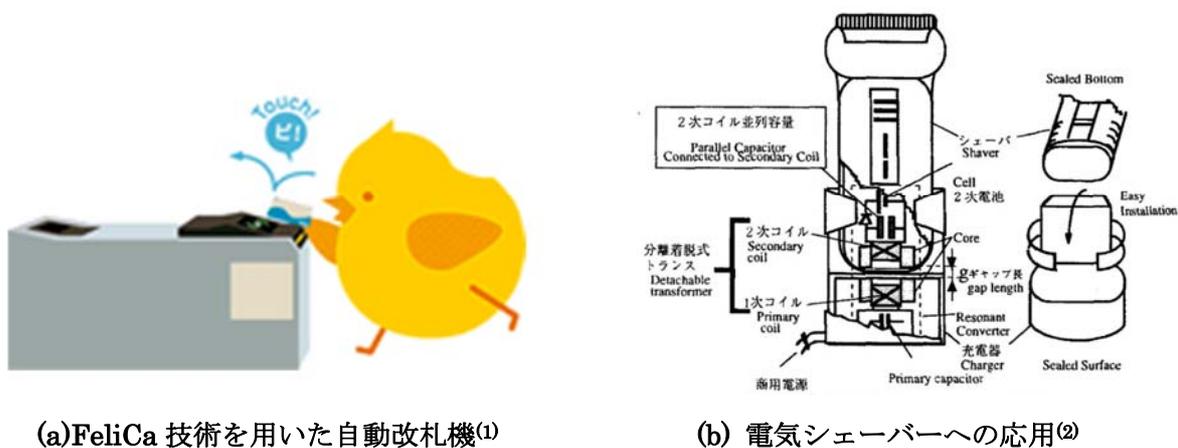


図 1. 1. 非接触給電の応用例

[出所] (a)JR 東海ホームページ, <http://toica.jr-central.co.jp>

(b)阿部他:「非接触充電システムにおける負荷整合」, 電学論 D, 119, 4, pp.536-543(1999)

近年、2次電池の技術進歩によりエネルギー密度の向上したリチウムイオン電池等が携帯電話をはじめノートパソコンやデジタルビデオカメラなどの日常生活で使用するポータブル機器の大半に搭載され、もはやコンセントに充電器を接続しない日がないといっても過言ではない状況となっている。さらに、自動車の分野においてもかつてはガソリンを用いた内燃機関（エンジン）を動力源とした自動車が主流であったが、内燃機関と電動機（モータ）両方を動力源としてもつハイブリッドカーや内燃機関をもたない電動機だけで走行する電気自動車も徐々に普及し始め、これらの機器への簡便で安全な非接触給電装置の適用が期待されるようになってきた。特に電気自動車に給電するためには大きなギャップで大電力を伝送する必要があることから技術的な課題も多く、様々な研究が急速に進められ実用化も目前に迫っている。

鉄道の分野ではディーゼルエンジンを用いた鉄道車両（以下、ディーゼル車）が電化されていない区間で運用されているが、鉄道車両においても自動車と同様に低コスト化、省エネルギー化、環境負荷低減を目的に蓄電池を搭載した鉄道車両（以下、蓄電池電車）の研究が進められている。その蓄電池電車への充電方式には従来のパンタグラフを用いた接触給電方式が採用されているが、パンタグラフの昇降の煩雑さの解消と接触給電では避けられない摩滅部品のメンテナンスコストの低減が課題と考えられており、さらに駅間が長い線区においては停車中に充電した蓄電池のみだけでは駅間を走行することが難しく、また急速充電をしたとしても駅での停車時間のみで蓄電池を満充電することも難しいことから、鉄道車両へ走行中に非接触で給電する装置の研究が求められている。

高速鉄道では動力として必要な電力が1両当り1MW程度必要である⁽³⁾ことから、動力のための電力を非接触で給電することは現実的ではない。一方、超高速で走行する鉄道は、地上側から駆動するため車上側には動力用の電源は不要であるものの、車内のサービス電源等のための電力を給電する必要があるが、完全に地上設備と非接触で走行することからそもそも接触給電を適用することができない⁽⁴⁾ため、超高速鉄道への非接触給電装置の適用が期待されている。

このように、非接触給電装置の適用範囲は家庭用電化製品への充電手段として着実に普及が進んでいる。また、これらの技術が発展し大きなギャップで大きな電力伝送が必要な電気自動車への応用研究も活発化し実用化段階に入っている⁽⁵⁾。さらに鉄道の分野でも電気自動車と同様に、車両に搭載した蓄電池により走行する鉄道車両が実用化され、蓄電池電車への非接触給電装置の適用が求められるようになってきている⁽⁶⁾。また、超高速鉄道では非接触で鉄道車両に給電する技術がなくては超高速鉄道自体の実用化が難しいことから、超高速鉄道への非接触給電装置の実用化も強く求められている。

本論文は、以上の背景から超高速鉄道を含む鉄道へ非接触給電装置を適用することを目的に研究を行った成果をまとめたものである。

1. 2 非接触給電の歴史と方式

電力を非接触で遠くまで送りたいという研究の歴史は古く、1900年にはニコラ・テスラ(Nikola Tesla)が、無線により全世界に送電することを目標に掲げ、電力伝送試験をニューヨークに建設したウォーデンクリフタワー(Wardenclyffe Tower)⁽⁷⁾で試みようとしたことは有名である。この試験は結局失敗に終わるが、その遠距離電力伝送技術の夢は、米国のピーター・グレイザーにより提唱された宇宙太陽光発電システム(SPS)に引き継がれた。これは静止衛星に搭載した太陽電池で発電し、巨大なアンテナを用いてGHz帯のマイクロ波で地上に送電するものであった。米国の航空宇宙局(NASA)とエネルギー省(DOE)がSPSの設計も行ったが、全米の消費電力を賄うには大量のSPSが必要なことからこれも研究が中断されている⁽⁸⁾。

一方、比較的近距离での電力伝送技術は1990年代に米国にて電気自動車用の充電用パドルなどをはじめ、日本国内においても自動搬送機などで実用化されている。特に近年では2007年にマサチューセッツ工科大学(MIT)が磁界共鳴方式により2mもの距離での電力伝送を実現した⁽⁹⁾⁽¹⁰⁾ことで、送受電距離や位置ずれに強い方式への関心が高まるとともに、非接触給電に関する研究が活発化し、日本をはじめ世界各地で実験や展示がなされるようになった。

このように多様な用途・方式に広がりを見せる非接触給電であるが、方式としては表1.1のように電磁誘導方式、発電機方式、マイクロ波伝送方式などに大きく分類できる。

電磁誘導方式は1次コイルと2次コイルに共通して鎖交する磁束を利用したシンプルな伝送方式で、高周波を利用することが一般的であることから共振回路が用いられることが多い。そのため、1次回路と2次回路の共振周波数が同一かどうかによりさらに分類でき、特に1次回路の共振周波数と2次回路の共振周波数を同一とする方式は磁界共鳴方式と呼ばれている⁽¹¹⁾。なお、本論文では共振周波数が同一でない電磁誘導方式を狭義の電磁誘導方式と呼び、狭義の電磁誘導方式と磁界共鳴方式をあわせて電磁誘導方式と呼ぶ。発電機方式はトランスラピッドや日本の超電導磁気浮上式鉄道への給電方式として開発された方式であるが、速度起電力を利用することから停車中に給電できず、また給電電力に速度依存性があることなどが問題となっている。この発電機方式も物理現象としては電磁誘導の原理を利用しているが、本論文では高周波を使用した方式を電磁誘導方式として区別する。マイクロ波伝送方式は、最近では電動トラックへの給電を想定した送電試験が試みられているが、高エネルギーマイクロ波を人体に影響しないよう空間への広がりを解消する必要があることや効率が低いことなどに課題がある。

これらの方式のうち、大きな電力を伝送する必要のある電気自動車への充電方式として、電磁誘導方式による非接触給電装置の研究が広く進められている⁽¹²⁾⁻⁽¹⁴⁾。この方式は高周波電流を用いるため、周囲の磁界は「時間変化する電界、磁界及び電磁界による曝露を制限するためのガイドライン(1Hzから100kHzまで)」(以下、ICNIRP 2010)により定められた公衆に許容できる曝露基準に適合するように設計する必要がある⁽¹⁵⁾が、基準が明確化されており実用的な設計が可能である。

鉄道へ非接触給電装置を適用することを考えた場合、鉄道車両は運用の制限から長時間停車することが余儀なくされることがあるため、発電機方式は速度依存性があることから停車時に給電できないことが致命的な欠点となり採用することは難しい。また、マイクロ波方式は長距離送電には適しているが、近距離送電を想定する鉄道には適切ではない。一方、電磁誘導方式は速度依存性なく給電できる可能性があり鉄道への適用が期待され、特に磁界共鳴方式では大ギャップで大電力を伝送できることが示されていることから鉄道へ適用できる可能性が高い方式と考えられる。しかし、鉄道における1次回路と2次回路の全ての組み合わせにおいて共振周波数を完全に一致させることは実用上難しいことが想定されることから、鉄道への適用方式は1次回路と2次回路の共振周波数が完全に一致しない狭義の電磁誘導方式となる。

表 1.1. 非接触給電の主な分類例

	電磁誘導方式		発電機方式	マイクロ波伝送方式
	狭義の電磁誘導方式	磁界共鳴方式		
原理	共振回路を利用した電磁誘導方式		速度起電力を利用した方式	マイクロ波などの電磁波を利用した方式
	1次、2次回路の共振周波数が同一でない	1次、2次回路の共振周波数が同一		
主な適用例	電気自動車、携帯電話、電動歯ブラシ	電気自動車	トランスラピッド 浮上式鉄道	宇宙太陽光発電システム 電動トラック
送電距離	近距離	中距離	近距離	遠距離
課題	給電容量の大容量化 位置ずれによる給電電力低下	給電容量の大容量化	給電電力の速度依存性	マイクロ波の人体影響 効率の向上

1. 3 非接触給電装置の開発動向

1. 3. 1 電気自動車における非接触給電装置の開発動向

持続可能な社会の実現に向けた取組が進められる中、電気自動車は石油などの化石燃料を用いないため環境負荷の低減という観点において地球に優しく、近年、環境意識の高まりも相まって電気自動車の購入意欲も高まっている。特に、電気自動車に搭載するリチウムイオンなどの電池のエネルギー密度の向上による連続走行可能距離の拡大や、急速充電が可能な地上側のインフラ整備の進展もその普及に貢献している。連続走行可能距離は三菱自動車が販売する i-MiEV で 180 km に達し、平均的なドライバーの運転距離が 40 km から 60 km である⁽¹⁶⁾ことを考えると、十分な容量を持っていると考えられるようになってきたが、ドライバーは帰宅するたびに荷物の有無や風雨などの気象環境によらず毎日充電プラグを車両に接続して充電する必要がありドライバーの大きな負担となっている。この種の負担感は電気自動車の普及を妨げる要因にもつながっていることから、これらの問題を解決すべく電気自動車への非接触給電装置の実用化に向けた研究が推し進められている。自動車への非接触給電装置が実用化されれば、自宅の車庫に自動車を入れるだけで自動的に充電が開始されるようになり、充電作業からドライバーは解放され、充電するという意識さえなくすることができる。これは、電気自動車へ非接触給電装置を適用する大きなメリットのひとつである。

しかし、長距離を移動する必要があるトラックや電気自動車で遠方に帰省することなどを想定すると不十分な点が残る。電気自動車は確かに 180 km もの連続航続距離を達成しているが、ドライバーはバッテリーの残容量を常に意識しなければならず、また、長距離移動中に幾度となくサービスエリアに停車し、ガソリンなどの給油時間に比べてはるかに長い充電時間を要することは高速道路の意義すら奪いかねない。また、長距離移動を想定しバッテリーの容量を大きくすることも重量や設置スペースの面から現実的でない。そこでこれらの問題の抜本的な解決策として考えられているのが、走行中の非接触給電である。走行しながら自動車の給電ができれば、ドライバーはバッテリーの残容量を意識する必要がなくなり連続走行距離の概念そのものが不要となる。さらに、大容量のバッテリーを搭載する必要がなくなることから電気自動車の低コスト化や燃費の改善も期待できる。このような背景から図 1. 2、図 1. 3 のような地上側に中継アンテナを用いた方式や地上側の送電コイルをモジュール化する方式など⁽¹⁷⁾⁽¹⁹⁾により給電範囲を拡大して、走行中の電気自動車に給電するための研究がすすめられ、長距離を移動することが多い高速道路への適用が視野に入れられている⁽²⁰⁾。

海外でも欧州を中心に環境意識が高まり、乗用車だけでなくトラック・バスなどの大型車も電気自動車化する検討が進められており、システム全体を含めて「e-mobility」という名称で浸透しつつある。韓国では韓国科学技術院 (KAIST) が SMFIR (Shaped Magnetic Field In Resonance) と称する非接触給電技術を用いた OLEV (Online Electric Vehicle, オンライン電気自動車) を開発し、OLEV BUS として KAIST の構内で試運転がなされ、2010 年にはソウルグランドパークにて 2.2 km の循環ルートのうち 400 m にわたって道路の下に送電ループを敷設し、電動トラムへの走行中の非接触給電を実現している。全体ルートの 15% から 20% に送電ループを敷設することで従来

の電気バスに比べて搭載するバッテリーを 20%に低減している。さらに、2013 年には韓国西部の Gumi (亀尾) 市において地中に埋め込んだ電線から走行中給電が可能な OLEV を用いた路線バスの運行も開始されており順次運用台数を拡大することが計画されている⁽²¹⁾⁻⁽²⁵⁾。このように電気自動車への走行中の非接触給電は近年世界的にも広く研究されており実用化が目前となっている。

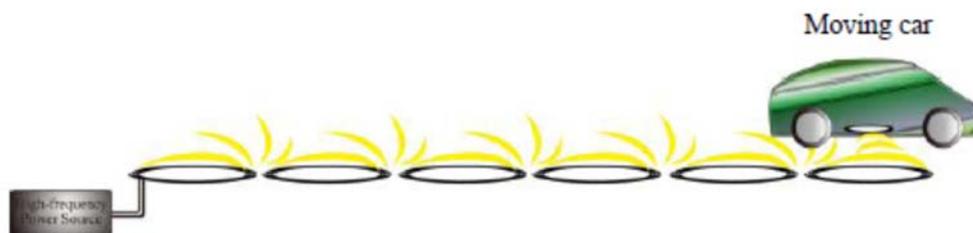


図 1. 2. 中継アンテナを用いた走行中給電の例⁽¹⁷⁾

[出所]加藤他：「中継アンテナを用いた走行中ワイヤレス給電用アンテナに関する受電位置と効率に関する検討」,
電気学会産業応用部門大会, Vol. II, pp. 219-222 (2012)

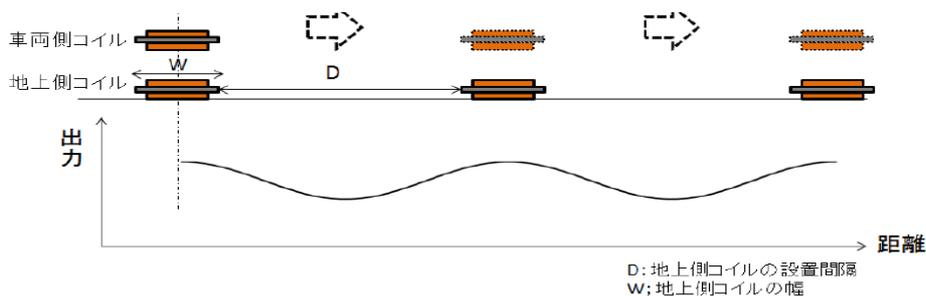


図 1. 3. 地上側送電コイルをモジュール化した例⁽¹⁸⁾

[出所]津田他：「走行中非接触給電用モジュールコイルの検討」, 電気学会産業応用部門大会, Vol. IV, pp.113-118 (2015)

1. 3. 2 鉄道における非接触給電装置の開発動向

鉄道の分野でも自動車と同様に環境負荷の低減が求められている。そのため、ガソリン自動車が電気自動車に置き換えられていく流れと同様に、非電化区間で運用されているディーゼル車からの排気ガスをなくし、二酸化炭素排出量の低減と騒音の低減に向けた蓄電池電車の開発が進められている。

2000年頃から、東日本旅客鉄道株式会社が、ディーゼル車に蓄電池を搭載したディーゼルハイブリッド車両の開発に着手し、従来のディーゼル車に比べ約20%の省エネルギー効果を達成し、2007年には営業車両とし実用化している。近年では電気自動車の普及に伴い蓄電池技術が急速に進展したことから大容量の蓄電池を搭載し非電化区間をディーゼルエンジンなしで走行可能な「蓄電池駆動電車システム」の開発が進められ、2014年に同システムを採用した「NE Train スマート電池くん」が烏山線に導入されている（図1.4）。このシステムでは図1.5に示すように駅での停車中にパンタグラフから充電し、蓄電池の電力を用いて駅間を走行することができるが、車両への給電はパンタグラフを用いた接触給電方式であり、接触給電が必要という意味で、この方式は電気自動車というプラグイン方式に対応する⁽²⁶⁾⁽²⁷⁾。

この方式の場合、鉄道の運転士は電化区間ではパンタグラフを上げ、非電化区間ではパンタグラフを下げて走行する。非電化区間における中間駅では必要に応じてパンタグラフをあげて充電する必要があり、鉄道の運転士は充電作業（パンタグラフの昇降）を意識しなくてはならず、電気自動車のドライバーと同じ問題を抱えていることになる。また、パンタグラフの昇降が煩雑であるだけでなく誤ったタイミングでパンタグラフを上昇させると架線と意図しない接触を生じ架線を断線させるリスク要因にもなりかねない。さらに、パンタグラフを用いた接触給電では接触部が摩滅するためメンテナンスコストが高く、これらを考慮すると蓄電池を用いた鉄道車両への給電方式には非接触給電方式が好ましい。

そのため近年、停車中及び駅前後での走行中に蓄電池電車へ非接触で給電することを想定し、2両編成の鉄道車両に対して300kW給電することを開発目標とした研究が進められ始めている。伝送電力と給電区間から鉄道に应用する際に必要な蓄電池の搭載量の関係も明らかとなりつつあり、蓄電池電車での非接触給電装置の実現可能性がすでに示されている⁽²⁸⁾⁽²⁹⁾。さらに、鉄道総合技術研究所でも蓄電池電車への応用を視野に試験車両を用いて図1.6に示す鉄道用の非接触給電装置の検証試験が実施され、停車中・走行中に40kWの電力を安定して給電できることを確認している⁽³⁰⁾。



図 1. 4. 烏山線で運用中の蓄電池電車

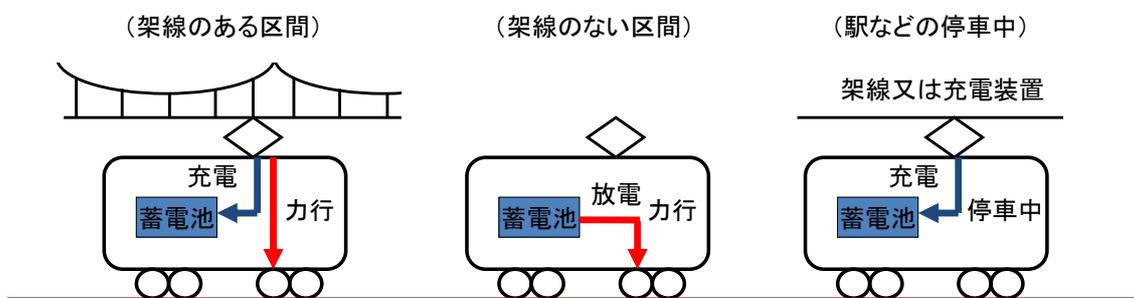


図 1. 5. スマート電池くん⁽²⁶⁾⁽²⁷⁾のイメージ

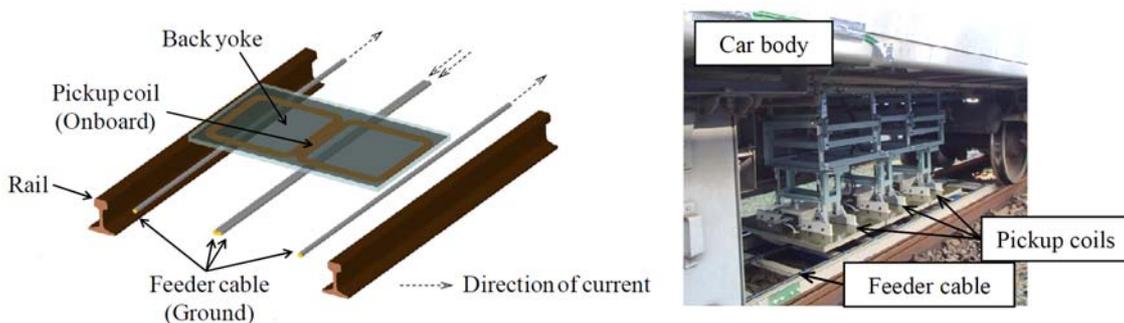


図 1. 6. 鉄道用非接触給電装置⁽³⁰⁾

[出所]浮田他：「試験車両による鉄道用非接触給電装置の検証」，電気学会全国大会講演論文集，vol.5，128，pp.202 (2015)

一方、従来の電化区間における電気鉄道においては架線が最大の弱点であり、運転取り扱いの不良などが原因で断線し列車運行に大きな支障をきたすことがある。さらに、架線は列車の走行により徐々に磨滅することから夜間作業にて定期的に張り替える必要があるためメンテナンス面でコストが高い。そのため、走行中に非接触で給電できるようになれば、これらのデメリットが解消されるため鉄道への非接触給電装置の適用に対する期待は大きい。しかし、非接触給電装置では高周波電流を利用することから、電線などの交流損失が大きく伝送効率も高くない。また、効率を上げるためのコアは高価なうえ大量に必要とすることから高コストなシステムとなる。そのため、単純に既存の在来鉄道に非接触給電装置を応用することは難しい。従って、在来の電気鉄道への応用可能性としては、特別に考慮しなくてはならない事情をもつ線区に限られると考えられる。例えば、パンタグラフなどの集電装置に起因する騒音が極度に制限される線区や景観上の問題から架線が好まれない線区などが考えられる。

また、超高速鉄道の中には鉄輪により走行する鉄道よりさらに高速化を実現させることを目的に、鉄道車両を地上設備と完全に非接触な状態にして走行させる鉄道もあり、この様な鉄道では鉄道車両に必要な電力を供給するための車上設備も地上設備と分離する必要がある。そのため、超高速鉄道の一つと考えられる超電導磁気浮上式鉄道においては、地上設備と独立した車上電源としてガスタービンが用いられた実績はあるが、排気ガスや騒音などの環境問題を考慮すると将来の電源設備として望ましくない。さらに、浮上して走行するため電源設備は極力軽量でなくてはならず、また、営業線においては可燃物である燃料を搭載する電源方式を採用することは難しい。そのため、車上電源として燃料を搭載する必要のない図 1.7 のような発電機方式の非接触給電装置が継続的に検討されてきた⁽³¹⁾⁽³²⁾。

発電機方式の非接触給電装置は、莫大な建設コストがかかる地上側の送電設備を設置する必要がないためコスト面で大きなメリットがあるが、この方式は、原理的に停車中には給電できず、また給電電力に速度依存性があり低速域では十分に給電できないなど実際の営業線に適用することが困難であった。停車中に給電できない問題は駅であれば接触給電装置を部分的に設けることで解決できるが、ダイヤの乱れにより駅への進入が抑止された場合（開通待ち）などにおける駅間での停車時や常時超高速走行ができない場合に必要な電力を確保できないことは致命的な欠点である。そのため、地上側に送電設備を用いることは数百キロに及ぶ沿線への建設コストの面で大きなデメリットになるが、鉄道車両を磁気的に支持することで超高速走行を実現するという特徴から架線を用いた接触給電を適用することができない超高速鉄道用の給電装置にはコストよりも確実に安定して給電することが求められるため、給電電力に速度依存性がないと考えられている電磁誘導方式の非接触給電装置を適用することが適していると考えられる。

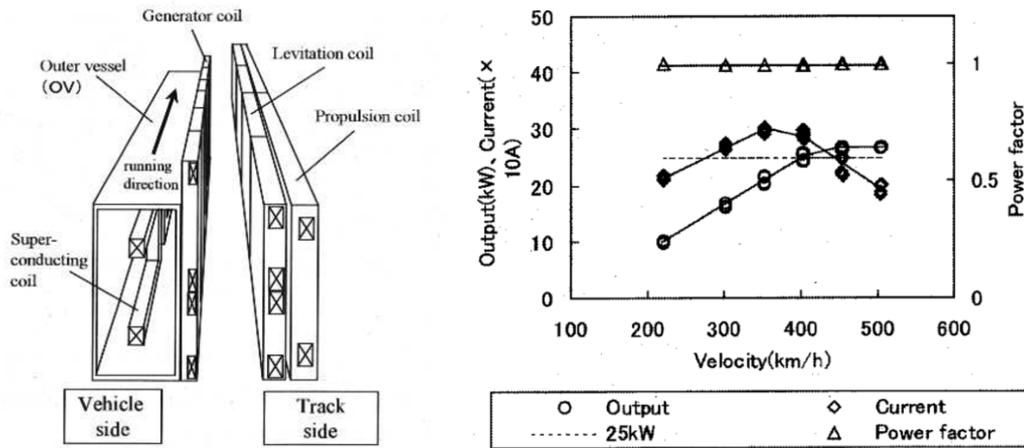


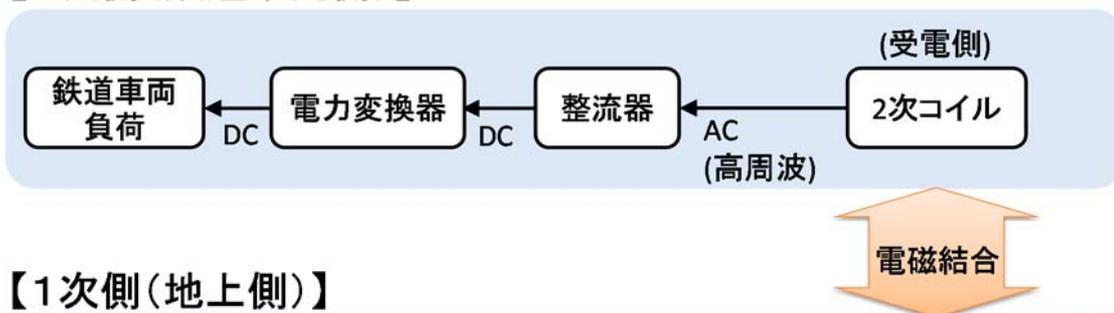
図 1.7. 発電機方式の例⁽³²⁾

[出所]長谷川他：「分散型誘導集電装置の現車試験による特性確認」，電学論 D, 123, 2, pp.156-163(2003)

1. 4 鉄道用非接触給電装置の基本要件と課題

電磁誘導方式は、停車中・走行中ともに安定した給電が期待できることから鉄道用の非接触給電装置の有力な方式と考え、電磁誘導方式の非接触給電装置を鉄道に適用することを検討する。鉄道用の非接触給電装置の構成は図 1. 8 のように、1 次側を地上側とし、2 次側を鉄道車両側とする。1 次側では商用電圧を整流し、高周波インバータを用いて 1 次コイルに高周波電流を流す。1 次コイルと 2 次コイルは電磁的に結合させ、1 次コイルから 2 次コイルに送電する。2 次側は電磁誘導により 2 次コイルに発生した電圧を整流し、電力変換器にて鉄道車両の負荷に適した電圧に昇降圧し、鉄道車両の負荷に電力を供給する。本節では、このような構成の非接触給電装置を鉄道に適用した際に求められる基本的な要件とその課題をまとめる。

【2次側(鉄道車両側)】



【1次側(地上側)】



図 1. 8. 電磁誘導方式を用いた非接触給電装置の構成

1. 4. 1 走行中給電

鉄道は駅に停車している時間よりも走行している時間のほうがはるかに長く、駅などでの停車中に十分な充電時間を確保できないことから長距離を走行するためには、電気自動車と同様に走行中にも給電できることが望まれる。走行中の非接触給電を実現できると、以下のメリットが得られると考えられる。

- ・ 架線やパンタグラフの磨滅に伴うメンテナンスコストの削減
- ・ 架線などを加圧部が暴露されない設備に変更することによる保守性の向上
- ・ 景観に配慮する必要のある観光地等での架線レス化による景観の向上
- ・ 架線とパンタグラフ間の摺動音による騒音問題の解消
- ・ 鉄道車両に搭載する蓄電池の削減に伴う重量の軽減
- ・ 接触給電することが不可能な超高速鉄道への給電の実現

以上の多大なメリットを考慮すると、鉄道用の非接触給電装置の最大の要件は走行中給電を実現させることであると言え、これを実現させるためには、鉄道の沿線は長距離にわたることから1次コイルの低コスト化が求められ、さらに1次コイル・2次コイル同士が万が一にも接触することがないようにする必要があるので大きな電磁ギャップでも安定して給電できることも求められる。

電気自動車における走行中給電では、地上側に大量の1次コイルを用いる方式⁽¹⁷⁾⁻⁽¹⁹⁾などが検討されているが、長距離にわたって地上設備が必要となる鉄道に適用するにはコストの観点から難しく、またこのような方式は線路に沿って走行する鉄道への給電を想定していない。また、鉄道においても非接触給電装置による走行中給電を検討した事例はあるものの、比較的低い速度帯のみで検証されており、高い速度帯での給電特性は検証されておらず、さらに大ギャップを想定した特性も十分に検証されていない。そのため、コストを考慮した走行中給電が可能な1次コイルの構成を検討し、大ギャップでも効率よく給電できる鉄道用の非接触給電装置の基本構成を検討する必要がある。

1. 4. 2 2次コイル単体の大容量給電

鉄道車両の負荷は在来鉄道の動力電源や超高速鉄道の車上電源などが考えられる。例えば、在来鉄道の場合、蓄電池電車などの比較的低速で走行する在来鉄道への適用が考えられ、平均速度を 60 km/h とすれば 4 両編成で 350 kW 程度の電力が必要と考えられており⁽³³⁾、鉄道用の非接触給電における先行研究においても 300 kW/2 両を目標に開発が進められている⁽³⁰⁾。一方、電気自動車では電波法で規定されているようにその非接触電力伝送装置の出力は 7.7 kW 以下とされていることから、鉄道用の非接触給電では電気自動車に比べると、はるかに大きな電力を供給できる必要がある。そのため、2 次コイルを大容量化することが求められる。

その一方で、環境意識の高まりから電化製品・自動車を始め、あらゆる場面で環境負荷への低減が求められることから、在来鉄道においても電力回生システムの導入や軽量化のためのアルミ車体の導入により運転エネルギーの低減が図られている。さらに超高速鉄道の中には浮上して走行する鉄道もあるため一層の軽量化が求められる。そのため、鉄道用の非接触給電装置では鉄道車両に搭載される 2 次コイル等の軽量化も必須の要件である。

先行研究では給電電力の大容量化に向けトランスの無効電力を考慮した設計法など⁽²⁹⁾の検討が進められているが、2 次コイルの重量を考慮して効率よく給電容量を増大させるための検討は十分になされていない。そのため、非接触給電装置の 2 次コイルの電気的な特性について検証し、鉄道車両に適した 2 次コイルの構成について検討する必要がある。また、極限までの軽量化を考慮して 2 次コイルの給電電力を大容量化するためには 2 次コイルの磁性体を大きく軽減する必要がありその実用上の影響についても検討する必要がある。

1. 4. 3 走行環境における給電

鉄道車両に取り付けられる 2 次コイルは振動する環境下で用いられ、さらに 2 次コイルは異物との衝突などにより機械的な応力も加えられる可能性があることから機械的な強度を向上させる必要がある。非接触給電では従来の変圧器とは異なり 1 次コイルと 2 次コイルのギャップが大きく結合係数が低いことから、一般的に 1 次コイルと 2 次コイルに磁性体を用いて結合係数を向上させている。そのため、2 次コイルの磁性体が破損すると 2 次回路の特性が大きく変動する可能性があり、2 次コイルの磁性体の破損のリスクを低減できる構成について検討する必要がある。磁性体の破損のリスクを低減するためには磁性体の厚みを増加させることが効果的であると考えられるが、軽量化と相反するため、磁性体の重量を増加させずに磁性体の強度を向上させる方法を検討する必要がある。

1. 4. 4 高速走行中の安定給電と長期耐久性等の実用性

鉄道用の非接触給電装置は、走行中給電が求められることから走行中の振動下でも安定した給電特性が求められる。また、鉄道の運行に即した連続給電可能な温度特性も求められ、さらに一般的な鉄道車両の寿命である 20 年相当の耐久性も求められる。そのため、鉄道用の非接触給電装置には電気自動車の非接触給電装置とは異なる課題も多い。

電気自動車でも効率などの一般的な議論はなされているが、走行中給電を前提とした実用性についての具体的な議論は多くなされていない。特に高速走行中の鉄道に 2 次コイルを取付けて給電特性を検証されたことはないため、実際の鉄道車両を用いて走行中の給電特性を検証する必要がある。一方、温度特性や耐久性などフィールド設備で検証することが難しい特性もあることから、走行状態を模擬できる試験装置を用いてこれらの鉄道特有の実用上の課題について検討する必要がある。

1. 4. 5 複数の 2 次コイルを用いた大容量給電

大容量の電力を必要とする鉄道に非接触給電装置を適用する場合、多数の 2 次コイルを用いて給電する必要がある。しかし、鉄道車両に複数の 2 次コイルを隣接して取り付けると、2 次コイル間の相互インダクタンスによる干渉が生じる可能性がある。そのため、複数の 2 次コイルで給電する際の 2 次コイル間の相互インダクタンスによる影響を検討する必要がある。

また、数百 kW もの大容量の電力を複数の 2 次コイルで給電する場合、2 次コイルの運転台数が増えることで 1 次コイルと 2 次コイル間の相互インダクタンスに起因する 1 次側、2 次側の制御系への影響が大きくなり、それぞれの制御系が不安定になる可能性がある。そのため、複数の 2 次コイルを用いた非接触給電装置の安定性を検討する必要がある。

1. 4. 6 課題のまとめ

鉄道用の非接触給電装置の基本的な検討課題を以下にまとめる。本論文ではこれらの課題について実験・解析を行い、鉄道用の非接触給電装置の実現に向けて取り組む。

- ① 走行中給電が可能な鉄道用非接触給電装置の基本的な構成
- ② 軽量化を考慮した 2 次コイルの電気性能の向上と大容量化
- ③ 機械的強度を考慮した 2 次コイルの磁性体の構成
- ④ 高速走行時の給電特性や長期耐久性などの実用性
- ⑤ 複数の 2 次コイルを用いた大容量給電時の特性

1. 5 本論文の目的と構成

1. 5. 1 本論文の目的

非接触給電は高周波を利用することから接触給電に比べると効率が低く従来のパンタグラフによる接触給電装置を非接触給電装置に単純に置き換えることは難しい。そのため、鉄道分野では基礎研究は進められているもののまだ実用化に向けた十分な研究がなされていない。しかし、近年、非接触給電装置はパンタグラフを用いた接触給電を適用することが技術的に困難な鉄道への応用が求められており、とりわけ鉄道車両を磁氣的に支持して超高速で走行する鉄道の中には非接触給電装置の実用化なくしてはその鉄道そのものの実用化が難しくなることから強く非接触給電装置の実用化が求められている。そのため、本論文は非接触給電装置を超高速鉄道にて実現することを目的に検討を進めることとする。

超高速鉄道に非接触給電装置を適用するためには主に走行中給電と大容量給電を実現させる必要がある。そこで、本論文ではまず、走行中給電を実現させることを目的に、走行中の超高速鉄道に連続給電が可能な非接触給電装置の基本的な構成について検討を行う。次に、大容量の電力を超高速鉄道に非接触で給電することを目的に、2次コイルの大容量化と複数の2次コイルを用いた大容量給電時の特性を検証する。

2次コイルの大容量化にあたっては、2次コイルの電気性能の向上を図るとともに、機械的な強度の高い磁性体の構成を検討する。また、複数の2次コイルを用いた大容量給電の検証にあたっては2次コイル間の相互干渉や1次側と2次側の制御干渉について検討する。さらに、本装置が超高速鉄道に適用可能であることを示すことを目的に、フィールド試験や試験装置を用いて走行中の給電特性、温度特性や長期耐久性などの実用性について検証する。

1. 5. 2 本論文の構成

本論文の構成を図1.9に示す。第1章「序論」では、非接触給電装置に関して先行して研究が進められている電気自動車用の非接触給電装置の開発動向について述べた。このような背景から、鉄道分野でも蓄電池電車や超高速鉄道への非接触給電装置の適用の期待が高まっていることから、鉄道用の非接触給電装置の基本要件を整理し、本論文にて対象とする鉄道用の非接触給電装置における課題を示した。

第2章「鉄道用非接触給電装置の基本構成」では、走行中給電を前提とした非接触給電装置の鉄道への適用方法を検討する。鉄道用の非接触給電装置に適したコイルの巻線方式等の全体構成を検討し、1次側、2次側のコイルの基本的な構成と回路方式を示す。また、各コイルの寸法の設計指針について述べ、本論文で対象とする非接触給電装置の基本的な構成とその性能目標を示す。

次に、第3章から第5章では、大容量を給電できる2次コイル単体を用いた鉄道用走行中非接触給電の実現に向け、まず、第3章「2次コイルの電気性能向上と大容量化」では、2次コイル

の電気性能の観点から 2 次コイルに適した導体と磁性体の断面形状について検討する。2 次コイルの大容量化の観点では軽量化も考慮し実用上発生する 2 次コイルの磁性体の接合面の微小な空隙が電気性能に与える影響について検討する。これらの結果より、2 次コイルを大容量化する際に考慮すべき設計指針を示すとともに、軽量化した厚みの薄い磁性体を用いた大容量 2 次コイルの成立性と課題について示す。

第 4 章「機械的強度を考慮した 2 次コイルの磁性体の構成」では、2 次コイルの軽量化の観点で用いた厚みの薄い磁性体は破損しやすいため、機械的強度の観点から厚みの厚い磁性体を適用することを検討する。単純に磁性体の厚みを厚くすると 2 次コイルの重量が増加するため、重量が同等で短冊状の厚みの厚い磁性体を離散的に 2 次コイルに配置することを提案し、短冊状の磁性体を用いた 2 次コイルの電気性能について検討する。また、この短冊状の磁性体の最適な配置についても検討し、これらの結果を反映した大容量 2 次コイルを製作してその性能を検証する。

第 5 章「2 次コイルの走行中給電特性と実用性」では、非接触給電装置を超高速鉄道に適用することを想定し、実際の鉄道車両を用いたフィールド試験により走行中の給電特性を検証する。また、長期耐久性や温度上昇特性などを検証するために 1 次コイルを長距離にわたって実際の鉄道の線路に敷設することは困難なことから、走行中の環境を模擬できる試験装置を構築し、鉄道での運用を想定した走行中の 2 次コイルの温度特性や長期耐久性について検証する。さらに高周波を利用することから旅客公衆の立ち入るプラットフォームや鉄道車両内の磁界環境について電磁界解析により検証する。

第 6 章「複数の 2 次コイルを用いた大容量給電時の特性」では、複数の 2 次コイルを用いて鉄道車両に大容量給電する際に懸念される 2 次コイル間の相互インダクタンスによる給電時の相互干渉について検討する。また、数百 kW もの大容量の電力を複数の 2 次コイルを用いて給電する場合、2 次コイルの運転台数が増えることにより 1 次側、2 次側の制御系への影響が生じることが懸念されるため、非接触給電装置の制御系の安定性の検証手法を提案する。さらに、この検証手法を用いて 2 次コイルの運転台数の増加による制御系への影響とその安定性を示し、複数の 2 次コイルを用いた大容量給電の実現性を検証する。

最後に第 7 章「結論」で、本論文の結論と今後の課題を示す。

本研究により得られた成果は、電磁誘導方式を用いた鉄道用の非接触給電装置を適用するための設計・検証手法を示すことにある。本論文で示す手法を用いることにより、停車中、超高速走行中の鉄道車両に非接触で大電力を安定して供給する装置の実現が可能となり、超高速鉄道そのものの実用化に大きく貢献する。また、これらの手法は他の鉄道車両への適用も含めて同様の非接触給電の開発にも貢献することができるものとする。

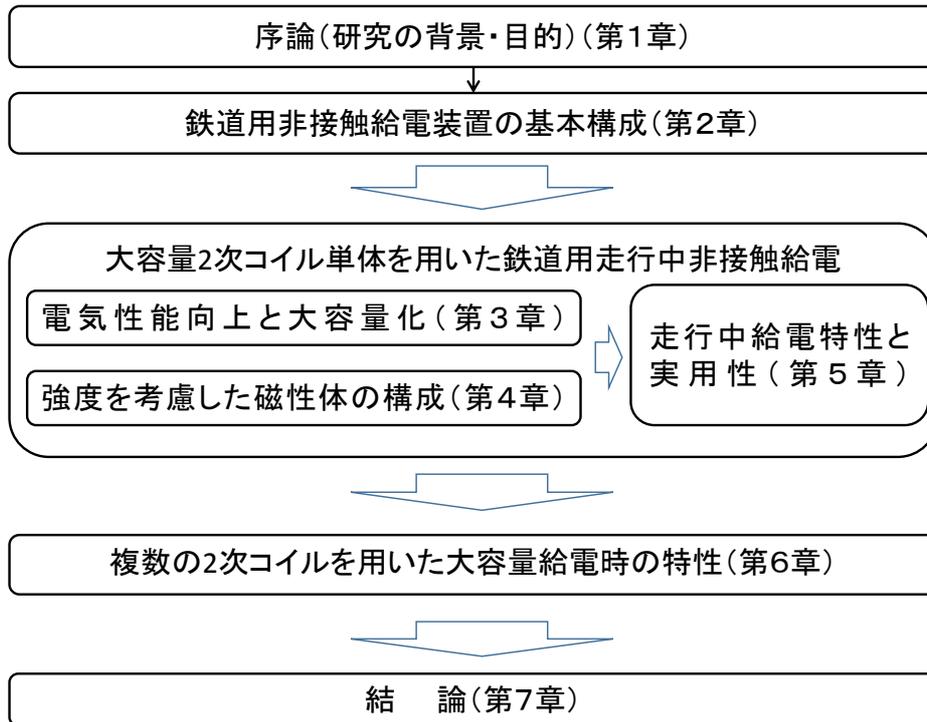


図 1. 9. 本論文の構成

第2章 鉄道用非接触給電装置の基本構成

2.1 はじめに

第1章で述べたように、鉄道に非接触給電装置を適用する場合、走行中給電を実現することが望ましい。近年、電気自動車でも高速道路等での走行中給電の適用可能性の検討が始められているが、鉄道への適用に関しては十分に検討されていない。また、鉄道車両は電気自動車に比べはるかに大容量の電力を給電することが求められ、電気自動車のように1つの2次コイルで給電することは難しいことから、鉄道用の非接触給電装置は電気自動車用の非接触給電装置とは求められる要件が異なる。そこで本章では大容量の電力を走行中の鉄道車両に給電することを目的とした非接触給電装置の基本構成について検討する。

第2章は、図2.1に示す構成とし、鉄道用の非接触給電装置の基本構成を検討するにあたって、まず装置の基本構成について検討する。基本構成としては、1次コイルと2次コイルの設置位置や1次コイルが線路を走行する鉄道車両に非接触で連続して給電できることを考慮した1次コイル、2次コイルの巻線方式、1次・2次回路に共振回路を用いることからそれぞれの共振回路方式について検討する。次に、1次側・2次側のコイルと回路の構成について検討し、比較的大きな電磁ギャップで給電することを考慮して1次コイルと2次コイルの基本寸法について検討する。最後に、これらをまとめ鉄道用非接触給電装置の基本構成を示し、その数値例と本論文で対象とする鉄道用非接触給電装置の性能目標を示す。

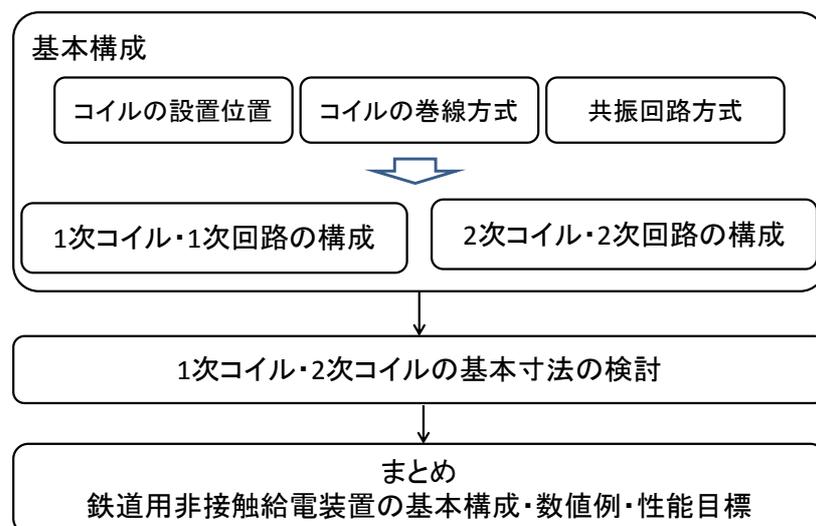


図 2.1. 第2章の構成

2. 2 基本構成

走行中の鉄道車両に大容量給電が可能な非接触給電装置の基本構成について検討する。

2. 2. 1 1次コイル・2次コイルの設置位置

1次コイルと2次コイルの設置位置について検討する。設置位置を決めるにあたって、スペースに制約の大きい鉄道車両に搭載される2次コイルの設置位置から検討する。2次コイルの設置位置は、図2.2に示すように(a)鉄道車両の底面、(b)鉄道車両の上面、(c)鉄道車両の側面が考えられる。なお、1次コイルはこれらの2次コイルに対向して設置されるものとし、それぞれの得失を整理した結果を表2.1に示す。

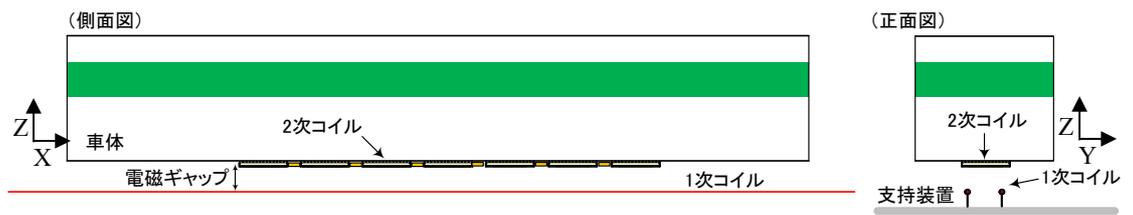
鉄道車両の側面に設置する(c)の場合、上下線で2本の線路しかない複線区間であれば、1次コイル1個で上下線の鉄道車両に給電できる可能性があり建設コストにおいてメリットを得られる可能性があるが、鉄道車両の側面には乗降用のドアや窓があり2次コイルを設置するスペースがほとんどなく実現性は極めて低いと考えられる。

鉄道車両の上面に設置する(b)の場合、鉄道車両の天井には支障物がほとんどないことから2次コイルの設置スペースの制約は少なく複数の2次コイルを自由に設置することが可能と考えられるが、1次コイルを敷設するためには在来鉄道における架線と同様に1次コイルを支持するおおがかりな地上設備が必要となる。そのため、非接触給電装置の適用先のひとつである景観上の配慮が必要な線区への適用には適していない。

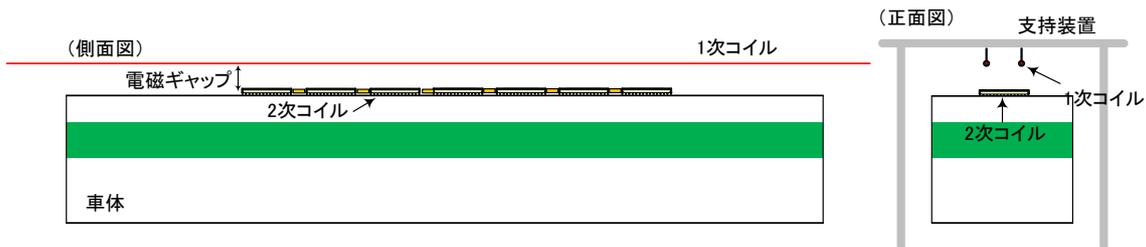
鉄道車両の底面に設置する(a)の場合、1次コイルを敷設するためのおおがかりな支持装置は不要であり、景観上の問題で架線が好まれない線区への適応性が高い。一方、在来鉄道の車両の底面には電気機器が多く取付けられており、2次コイルの設置スペースの制約になるが、それらの電気機器の下面にも設置することも不可能ではない。また、超高速鉄道では必要な電気機器は走行速度が速いため車内に設置されることから底面に取付けられる機器は少なく2次コイルの設置スペースに関するデメリットはないと考えてよい。

以上から、非接触給電装置の適用が期待される線区としてあげた、景観上の問題で架線を設けられない線区への適用と超高速鉄道への適用を考慮し、本論文では、鉄道用の非接触給電装置の2次コイルの設置位置を(a)の鉄道車両の底面とする。

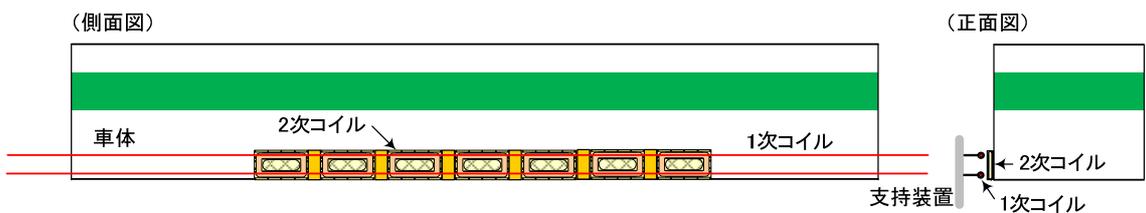
なお、ここで以降の説明のため本論文における座標系について定義する。図2.2(a)の通り、鉄道の進行方向をX方向、進行方向に垂直な左右方向をY方向、上下方向をZ方向と定義する。



(a) 鉄道車両底面に設置した場合



(b) 鉄道車両上面に設置した場合



(c) 鉄道車両側面に設置した場合

図 2.2. 鉄道用非接触給電装置の設置位置

表 2.1. 鉄道用非接触給電装置の設置位置による得失

	(a) 鉄道車両底面	(b) 鉄道車両上面	(c) 鉄道車両側面
メリット	大がかりな支持装置が不要	2次コイルの設置スペースの制約が少ない	同一の1次コイルで上下線に給電可能
デメリット	鉄道車両底面の機器を考慮して2次コイルを設置	架線と同様の支持装置が必要 鉄道車両の重心が高くなる	2次コイルの設置スペースがない

2. 2. 2 巻線方式

1.2節で述べたとおり、鉄道用の非接触給電装置では電磁誘導方式を採用する。巻線方式を検討するにあたり、実用化が目前となっている電気自動車用の非接触給電装置で検討されている巻線方式について述べ、鉄道に適した巻線方式を検討する。

電気自動車用の非接触給電装置の巻線方式として、図 2.3 のように 1 次電流による磁束を上下に貫通させる方式（以下、A 型巻線方式）と図 2.4 のように左右に貫通させる方式（以下、B 型巻線方式）の 2 種類が主に検討されている。A 型巻線方式は片側巻トランス⁽³⁴⁾、Circular type⁽³⁵⁾とも呼ばれ、1 次コイルと 2 次コイルを上下に対向して用いることから、1 次コイルと 2 次コイルが前後（X）・左右（Y）方向に位置がずれた場合、1 次電流による 2 次コイルの鎖交磁束が大幅に減少し、大きくずれると原理的に給電電力が得られない位置がある。一方、B 型巻線方式は両側巻トランス⁽³⁴⁾とも呼ばれ、Y 方向に位置がずれたとしても 2 次コイルの鎖交磁束は A 型巻線方式のように大幅に減少することはないことから、B 型巻線方式のほうが A 型巻線方式よりも Y 方向の位置ずれに対して有利な巻線方式であることが示されている⁽³⁴⁾。そのため、1 次コイルと 2 次コイル間の相対位置が運転者の技量によるところの多い電気自動車用の非接触給電装置では、Y 方向の位置ずれに強い B 型巻線方式を採用している例もある。

走行中に連続して給電できることが求められる鉄道用の非接触給電装置の場合、1 次コイルは線路に沿って連続的に敷設する必要がある。A 型巻線方式の場合、図 2.3 の円形状の 1 次コイルを図 2.5 のように矩形状に拡張し、連続的に給電できるよう例えば 1~3 km 程度の長さの 1 次コイルを複数用いることで走行中給電を実現できる可能性がある。一方、B 型巻線方式の場合、1 次コイルの長さを延ばすことは難しいため、図 2.6 のように多数の 1 次コイルを線路に沿って敷設することで走行中給電を実現できる可能性がある。しかし、膨大な数の 1 次コイルを必要とするためコスト面で不利であり、また 2 次コイルが X 方向に移動した際に 1 次コイルの電流により発生する 2 次コイルの誘導起電力（以下、誘導電圧）が変動するため、連続的に安定して 2 次コイルに給電するためには課題が多い⁽¹⁹⁾。

一方、鉄道は運転士の技量や運転速度に関係なく線路に沿って走行するため、走行中の鉄道車両は線路に対して Y 方向に大きくずれることはない。そのため、鉄道用の非接触給電装置では 1 次コイルと 2 次コイルの Y 方向の位置関係がずれた場合の特性への影響を考慮する必要性は低い。そのため、本論文で対象とする走行中給電が必要な鉄道用の非接触給電装置の巻線方式は、鉄道の場合は Y 方向の位置ずれを考慮する必要がないこと、さらにケーブルを用いて簡易に 1 次コイルを構成できる可能性が高い A 型巻線方式とする。

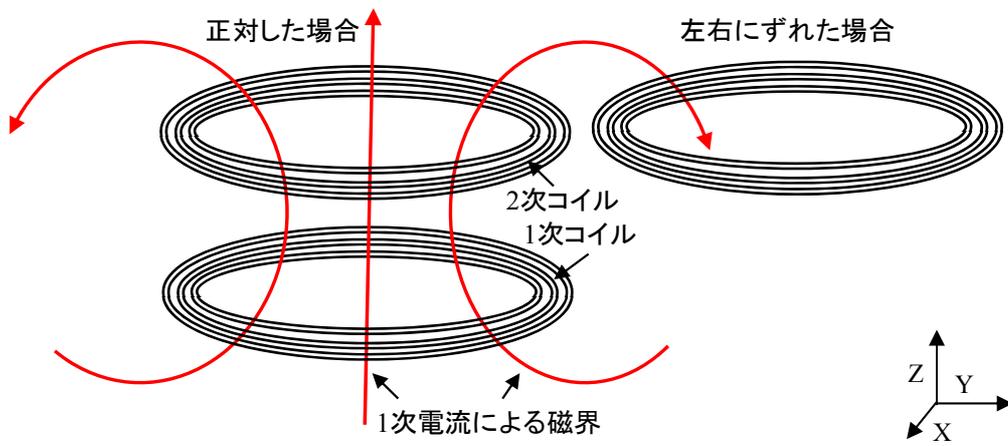


図 2.3. A型巻線方式の構成

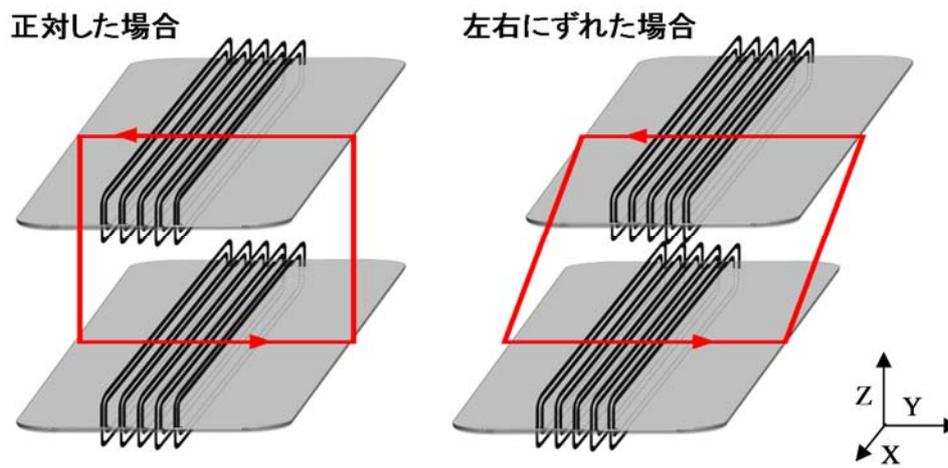


図 2.4. B型巻線方式の構成

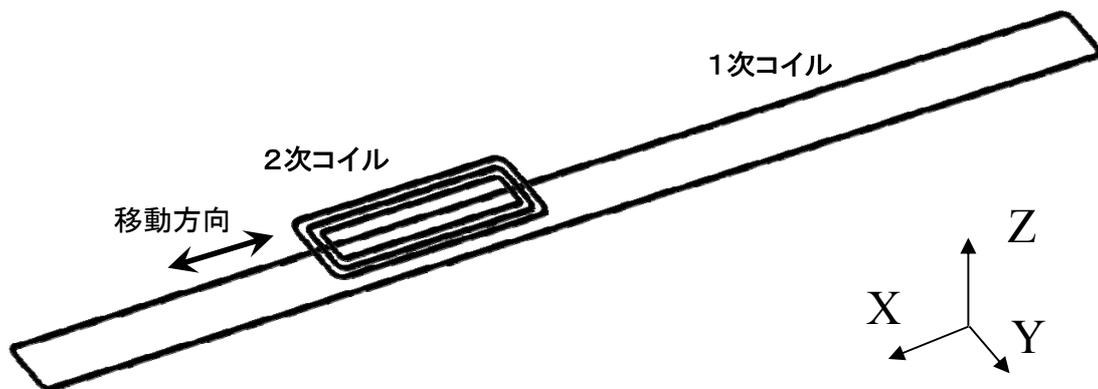


図 2.5. A 型巻線方式を拡張した走行中非接触給電の構成

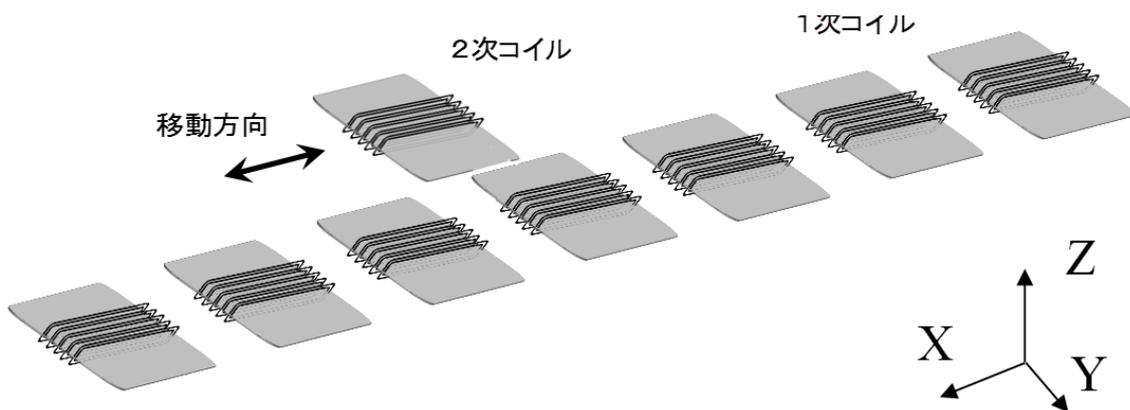


図 2.6. B 型巻線方式を拡張した走行中非接触給電の構成

2. 2. 3 共振回路方式

非接触給電では高周波を用いることでコイル間の結合係数を向上させている．そのため，1次回路と2次回路には効率向上を図るため直列又は並列コンデンサを各コイルに接続し力率の改善を図る構成が広く検討されている⁽³⁵⁾⁽³⁶⁾．

文献(35)では図2.7のように1次回路と2次回路ともに直列共振コンデンサを用いる方式（以下，SS方式）以外では電磁ギャップの変動により1次側で力率を補償するための回路定数が変動することが示されている．鉄道では，乗車する旅客数，走行中の鉄道車両の振動，運転モード等により電磁ギャップが大きく変動するため，本論文では運転状況により1次回路の共振条件が変動しないSS方式を採用する．

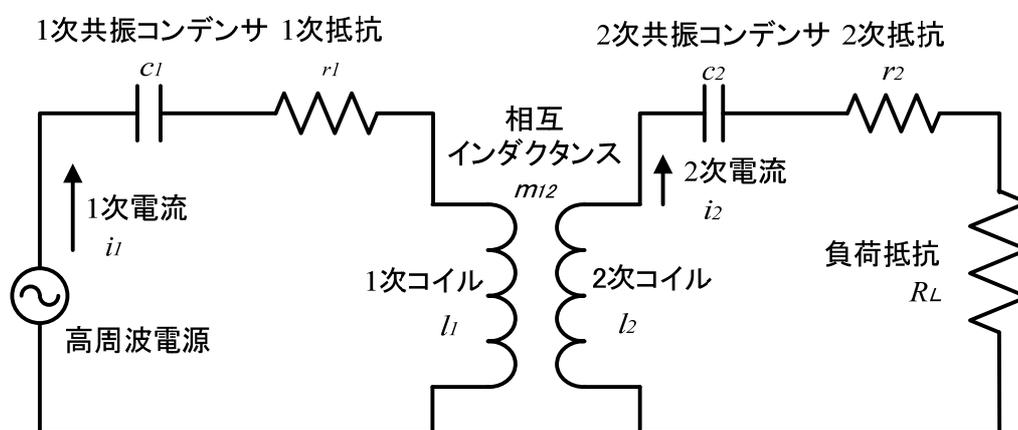


図 2. 7. SS方式の基本的な回路構成

2. 2. 4 1次コイル・1次回路の構成

1次コイルと1次回路の構成を検討する。電気自動車用の非接触給電装置では、1次コイルと2次コイルの結合係数を向上させるため、1次コイルに磁性体を用いた装置の検討もなされているが⁽²⁵⁾、走行中給電が求められる鉄道用の非接触給電装置では、長距離にわたって1次コイルを敷設する必要があることから高価な磁性体を用いることは経済性の観点から難しい。そのため、1次コイルには磁性体を用いず、進行方向に長大なケーブルを用いて1次コイルを構成する。

次に数百 km にも及ぶ線路への適用方法を検討する。1本の1次コイルにより長大な区間で連続給電できる構成とすることは現実的でないことから、長さ 1-3 km にて区分給電される複数の1次コイルを用いることが考えられる。しかし、1つの直列コンデンサで 1-3km の1次コイルの自己インダクタンスを補償すると、高周波電流を通電するため1次コイルに発生するリアクタンス電圧が過大になる。そこで、海外の浮上式鉄道でも採用されている方式⁽³⁷⁾と同様に、図 2.8 に示す等価回路のようにほぼ1次コイルと共振するよう一定の間隔で直列コンデンサを接続する。なお、電源の発振周波数でほぼ共振させることからこの直列コンデンサを共振コンデンサと呼ぶ。

1次側の電源は、複数の2次コイルを搭載した鉄道車両の有無に関わらず安定して通電できる必要がある。1次側の電源に電圧源を用いるとほぼ直列共振していることから無負荷時には短絡状態に近い大電流が流れ問題となり、また複数の2次コイルに給電する際には定電流源を用いた方が有利であることが示されている⁽³⁸⁾ことなどから、走行中給電を目的とした電気自動車用の非接触給電装置の1次回路の電源には定電流源を用いた回路構成が検討されている⁽²³⁾⁽³⁹⁾。そこで、鉄道用の非接触給電装置でも同様に1次側の電源は定電流源とする。

以上より、本論文では、表 2.2 に示す通り1次コイルは磁性体を用いない 1-3 km 程度の半無限に長いケーブルコイル（以下、平行2線式1次コイル）とし、1次側の電源は定電流源とする。

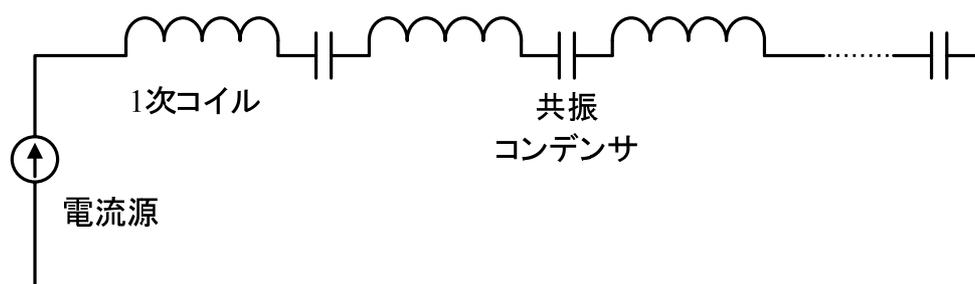


図 2.8. 1次側の等価回路

表 2.2. 1次コイル・1次回路の構成

コイルの長さ	: 1-3 km 程度	磁性体の有無	: 無
コイルの線種	: ケーブル	電源	: 定電流源

2. 2. 5 2次コイルの構成

2次コイルの構成を検討する。電気自動車の底面に比べると鉄道車両の底面には2次コイルを取り付けるスペースが大きいことから、図2.9のように鉄道車両の底面を有効に利用できるような2次コイルの導体は鉄道車両の進行方向に長い長方形状とする。

鉄道車両が必要とする電力は電気自動車に比べ大きいため、2次コイルの寸法を拡大することでコイル当たりの出力容量を増加させることが必要であるが、実際の鉄道への応用を考慮した場合、1台当たりの2次コイルの寸法を過度に増大させると2次コイルの製作上の制約が大きくなり、また1コイル当たりの重量が増加するため取り扱い上の制約が生じる。一方、電気自動車の場合、車体の底面に十分なスペースがないことから1個の2次コイルが取り付けられていることが一般的であるが、鉄道車両の長さは20 m程度あるため複数の2次コイルを取り付けるスペースとして15 m程度確保することが可能である。そこで、本論文では図2.9のように鉄道車両の底面に複数の2次コイル設置し、鉄道車両が必要とする電力を供給することとする。

電磁誘導方式における最大効率に関する条件は文献(8)に示されており、1次コイルと2次コイル間の結合係数とそれぞれのコイルのQ値を高めることで効率を向上させることができる。本論文で対象とする鉄道用の非接触給電装置では1次コイルに磁性体を用いないことや大きな電磁ギャップを想定する必要があることからコイル間の結合係数が低く、また一般に鉄道車両の底面は導電性のある金属でできておりその底面に発生する渦電流による損失を軽減する必要もあることから、2次コイルには磁性体を設けて結合係数の改善を図ると同時に鉄道車両底面への漏れ磁束の低減を図る必要がある。磁性体にはフェライトや電磁鋼板などを用いることが考えられるが、2次コイルには重量の軽減と連続通電できる温度上昇特性が求められることから、比較的軽量で損失の小さいフェライトを磁性体として用いる。一方、Q値を高めるためには交流抵抗による損失を低減し、自己インダクタンスを向上させる必要があるが、自己インダクタンスの増加は2次コイルに発生するリアクタンス電圧を増加させることになるため、Q値の向上の観点では導体にリッツ線を用いることで交流抵抗を極力低減している。

なお、走行中の異物との衝突等による破損に対しては、導体やフェライトを繊維強化プラスチック(FRP)製のケースに収納し強度を保つ構成とする。これらを考慮し本論文では図2.10に示すような2次コイルの正面断面形状を基本とする。

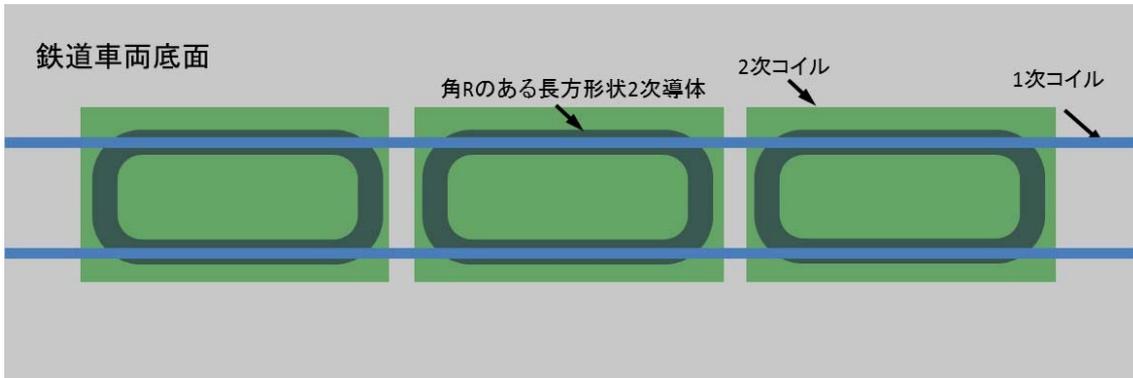


図 2. 9. 2次コイル（導体）の上面図

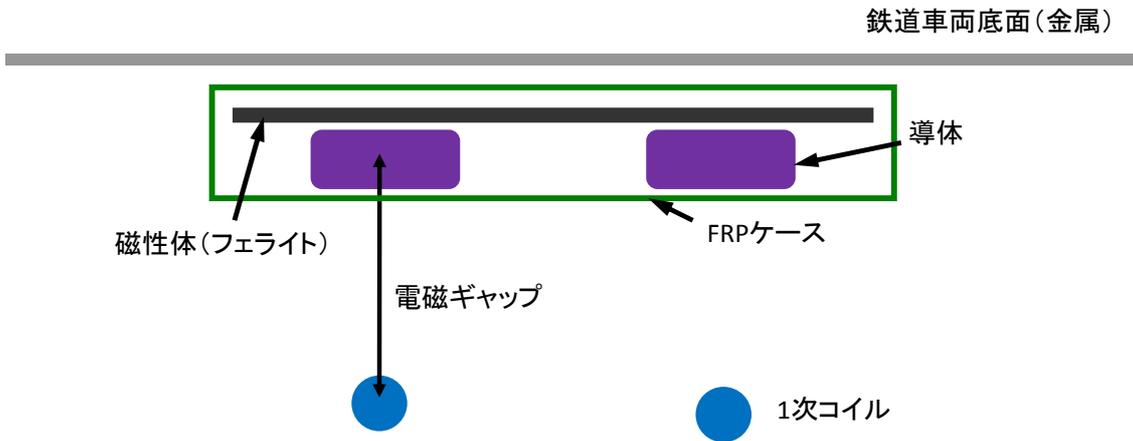


図 2. 10. 2次コイルの正面断面形状

2. 2. 6 2次回路の構成

鉄道車両の負荷の回路構成は適用する鉄道車両によって異なるが、本論文では鉄道車両の負荷は鉄道車両内の直流母線に接続され、その直流母線を介して2次コイルが負荷に電力を供給することを想定して2次回路の構成について検討する。

走行中の鉄道車両の上下振動による電磁ギャップの変動等により2次コイルの誘導電圧が変動することから、一定電圧を維持する必要がある直流母線に接続するために、2次コイルには整流器だけでなくDC-DCコンバータも用いて昇降圧する必要がある。そこで、本論文では、SS方式を採用することから2次コイルにはほぼ共振するよう直列コンデンサを接続し、その出力端に整流器とDC-DCコンバータを接続する図2.11に示す構成を基本とする。なお、1次回路と同様にこの直列コンデンサを共振コンデンサと呼ぶ。

次に、鉄道に適した複数の2次回路を用いた非接触給電装置の構成について検討する。複数の2次回路を用いた構成は多様に考えられるため、本論文で対象とする鉄道用の非接触給電装置の2次回路に求められる要件を優先順位の高い順に以下の通りとし、表2.3、表2.4のように簡単のため2個の2次回路を直列・並列に接続した構成で比較する。

- ・ 耐圧設計や安全性の観点から2次コイルの出力端に発生する電圧が過大とならないこと
- ・ 1つの2次回路の不具合が他の2次回路の給電に影響しない高い信頼性を持つこと
- ・ 環境負荷低減の観点から2次回路の総重量が低減できること

2次回路を直列に接続する構成として、(A)2次コイルの出力端、(B)整流器の出力端、(C)DC-DCコンバータの出力端で接続することが考えられる。直列に接続することで、電力変換器の数量が低減され軽量化のメリットが得られるが、2次コイルの数に比例して出力端での電圧が大きくなり、特に鉄道のような大容量システムで多数の2次コイルを用いる場合は電圧レベルが過大となる。また、直列に接続することから1つの2次コイルや電力変換器の不具合により1両全ての2次回路の給電が停止するため信頼性も低く、実用性は低い。

次に、2次回路を並列に接続する構成についても同様に(D)2次コイルの出力端、(E)整流器の出力端、(F)DC-DCコンバータの出力端で接続することが考えられる。(D)や(E)のようにDC-DCコンバータの出力前に並列接続すると鉄道車両の振動等に起因する誘導電圧の変動による各回路の接続点における電圧差から大電流が流れる可能性がありこれらについては電気的な特性から成立性が低い。一方、(F)の場合は電力変換器や整流器の数量は多くなるが、DC-DCコンバータで出力電圧を一定に制御できることから接続点での電圧差による問題は解消でき成立性が高く、さらに並列接続することから1つの2次コイルや電力変換器の不具合が生じても他の2次回路への影響がなく信頼性も高い。

以上から、前述した2次回路の要件を考慮すると、本論文では2次回路の出力端で発生する電圧が過大とならないよう2次回路は並列接続することとし、さらに信頼性を高めるため図2.12

のようにそれぞれの2次コイルに電力変換器（整流器+DC-DCコンバータ）を接続し、その出力端で母線に接続する構成とする。

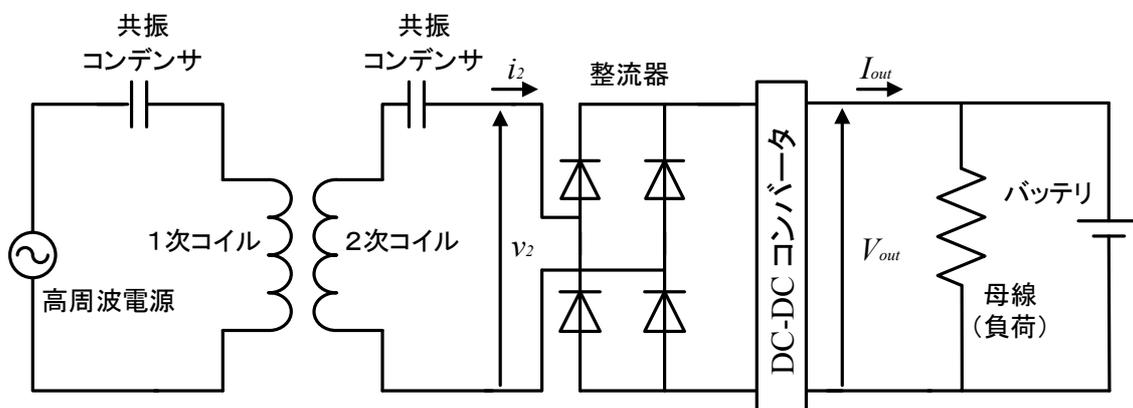


図 2. 11. 2 次回路の基本構成

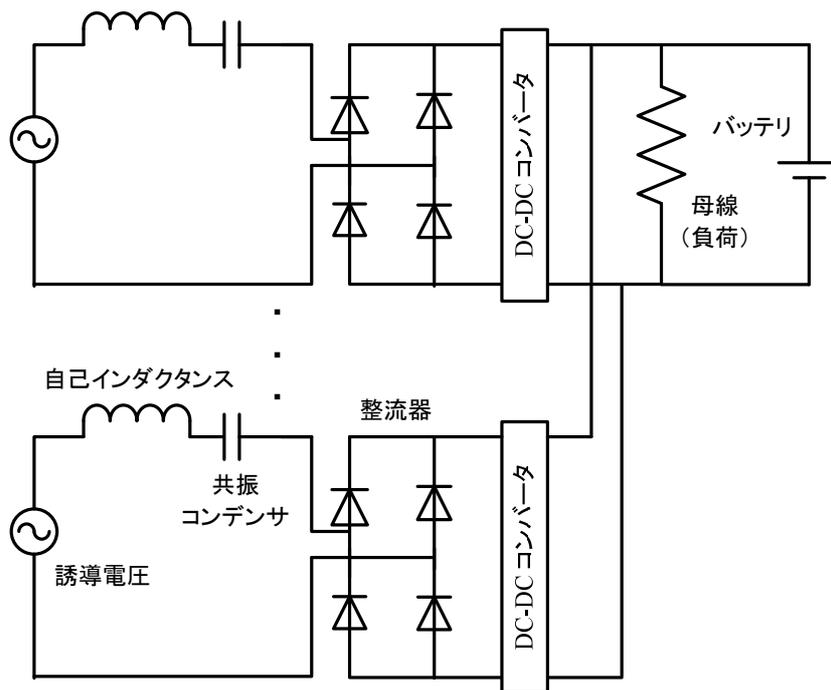


図 2. 12. 複数の 2 次コイルを用いた 2 次回路の基本構成

表 2.3. 2次回路の直列接続構成

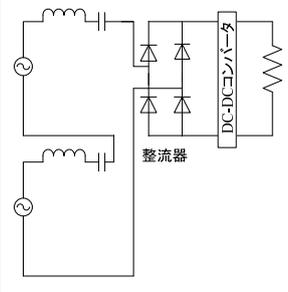
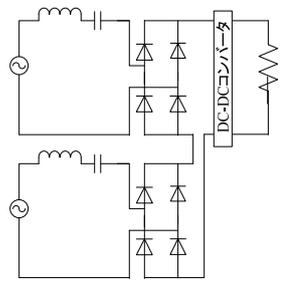
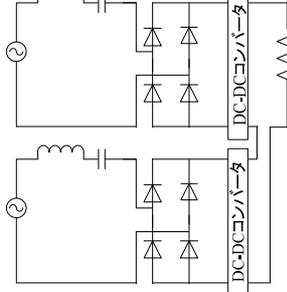
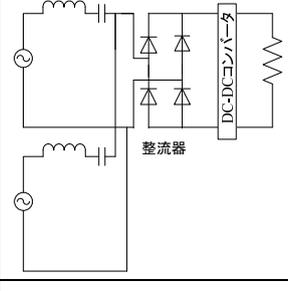
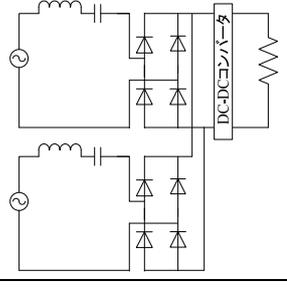
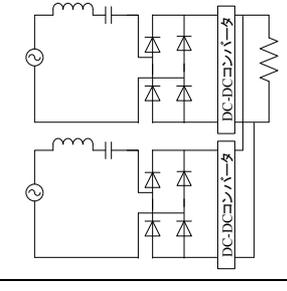
	(A)	(B)	(C)
接続箇所	2次コイル出力端	整流器出力端	DC-DCコンバータ出力端
回路構成			
変換器の数 (整流器/コンバータ)	少数 / 少数	多数 / 少数	多数 / 多数
変換器の容量	大容量 / 大容量	小容量 / 大容量	小容量 / 小容量
実用性	低	低	低

表 2.4. 2次回路の並列接続構成

	(D)	(E)	(F)
接続箇所	2次コイル出力端	整流器出力端	DC-DCコンバータ出力端
回路構成			
変換器の数 (整流器/コンバータ)	少数 / 少数	多数 / 少数	多数 / 多数
変換器容量	大容量 / 大容量	小容量 / 大容量	小容量 / 小容量
実用性	低	低	高

2. 3 基本寸法

平行 2 線式 1 次コイルを用いた鉄道用非接触給電装置の各コイルの基本寸法について検討する。ここで、以降の説明のため図 2. 13 のように X 方向に平行な 2 次コイルの辺の長さをコイル長さ、Y 方向に平行な辺の長さをコイル幅と定義する。

本装置では平行 2 線式の 1 次コイルを用いるため、コイル幅に対してコイル長さが十分に大きい場合、2 次コイルに鎖交する 1 次電流による磁束はコイル長さに比例する。そのため、同一の電磁ギャップにおける誘導電圧はコイル長さに比例することは明らかである。

一方、誘導電圧はコイル幅に比例するとは限らない。そこで、コイル幅と誘導電圧の関係を検討する。なお、2 次コイルは磁気特性に非線形性を有する磁性体を用い、その高い透磁率により空心コイルより磁束を多く集めることができるが、コイル幅に対する鎖交磁束の関係は空心コイルと同等であると仮定し、まず、理論的な考察が容易な空心コイルを用いて検討する。

図 2. 14 に 1 次コイルと 2 次コイルのコイル幅を 200 mm, 400mm, 600 mm とし、1 次コイルに周波数 20 kHz, 350 Arms を通電した時の 2 次コイルの単位長さ・1 回巻当たりの誘導電圧と電磁ギャップの関係を示す。この結果より、例えば、幅 200 mm のコイルとその 3 倍の幅 600 mm のコイルの誘導電圧の比は電磁ギャップ 100 mm においては 2.4, 電磁ギャップ 200 mm においては 3.5 となり、コイル幅を 3 倍にしたにも関わらず誘導電圧は比例して 3 倍にならず、さらに電磁ギャップによりその比率が異なることがわかる。コイル幅を増加させることは 2 次コイルの重量増加につながるため、電磁ギャップに応じた適切なコイル幅の設計手法を検討する必要がある。

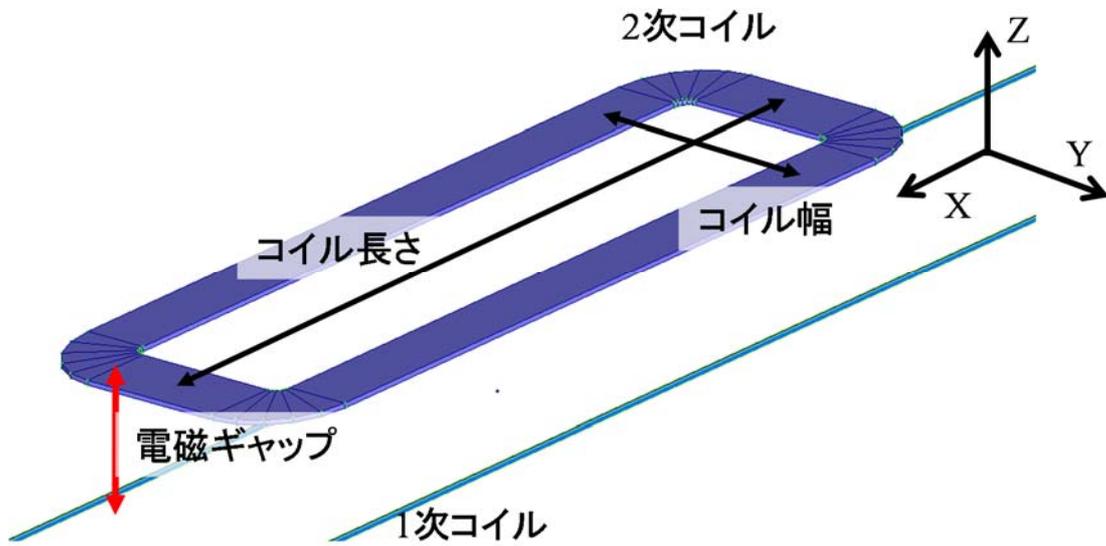


図 2.13. 2次コイルの導体の辺の名称の定義

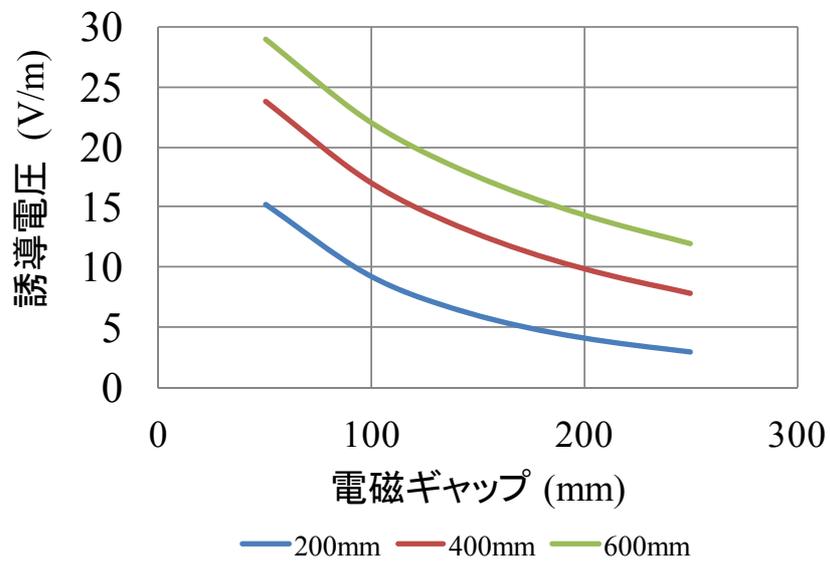


図 2.14. 電磁ギャップと誘導電圧の関係

ここで、コイル幅と誘導電圧の関係を示すため、図 2.15 に示す空心コイルの 2 次元モデルを用いてコイル幅と 2 次コイルの鎖交磁束 (以下、断りのない限り 2 次コイルの鎖交磁束を単に「鎖交磁束」と表現する) の理論的な関係について検討する。座標 (y, G) における 1 次電流 i_1 による磁束密度の z 成分 $B_z(y, G)$ は、図 2.15 に示すように座標 $(-W/2, 0)$ の i_1 による磁束 B_N と座標 $(W/2, 0)$ の 1 次電流 i_1 による磁束 B_P の Z 成分の和であるので、(2.1)式のように表される。なお、コイル幅を W 、コイル長さを L 、電磁ギャップを G 、真空の透磁率を μ_0 とした。さらに 2 次コイルの鎖交磁束の z 成分 Φ_z を、電磁ギャップ G に対するコイル幅 W の比 $R(R=W/G)$ を導入して求めると、(2.2)式のように表される。

$$\begin{aligned}
 B_z &= B_N \cos \theta_N + B_P \cos \theta_P \\
 &= \frac{\mu_0 i_1}{2\pi \sqrt{\left(\frac{W}{2}+y\right)^2 + G^2}} \cos \theta_N + \frac{\mu_0 i_1}{2\pi \sqrt{\left(\frac{W}{2}-y\right)^2 + G^2}} \cos \theta_P \\
 &= \frac{\mu_0 i_1}{2\pi} \left(\frac{\frac{W}{2}+y}{\left(\frac{W}{2}+y\right)^2 + G^2} + \frac{\frac{W}{2}-y}{\left(\frac{W}{2}-y\right)^2 + G^2} \right) \quad (2.1)
 \end{aligned}$$

$$\Phi_z = \int_{-\frac{W}{2}}^{\frac{W}{2}} B_z dy \times L = \frac{\mu_0 i_1 L}{2\pi} (\log|R^2 + 1|) \quad (2.2)$$

ここで、同一の 1 次電流 i_1 、同一のコイル長さ L における鎖交磁束 Φ_z とコイル幅との関係を示すため、式(2.3)に示す関数 $H(R)$ を定義する。

$$H(R) = \frac{\Phi_z}{L \cdot i_1 \cdot W} = \frac{\frac{\mu_0}{2\pi} (\log|R^2 + 1|)}{W} = \frac{\frac{\mu_0}{2\pi} (\log|R^2 + 1|)}{R \cdot G} \quad (2.3)$$

任意の電磁ギャップ G におけるコイル幅当りの誘導電圧が最大になる R を求めるため関数 $F(R)$ を式(2.4)のように定義し、その微分式(2.5)を求める。

$$F(R) = \frac{\frac{\mu_0}{2\pi} (\log|R^2 + 1|)}{R} \quad (2.4)$$

$$\frac{dF(R)}{dR} = \frac{\mu_0}{2\pi} \left(\frac{\frac{2R^2 + 1}{R^2 + 1} - \log|R^2 + 1|}{R^2} \right) \quad (2.5)$$

図 2.16 に $F(R)$, $dF(R)/dR$ の R との関係を示す。 $dF(R)/dR$ は R が 2 のときに 0 になるため、 $F(R)$ は $R=2$ において最大値をとる。 すなわち、 $F(R)$ は任意のギャップにおいて $R=2$ で最大値をとるため、 コイル幅当りの誘導電圧を最大にするためにはコイルの幅を電磁ギャップの 2 倍に選定することが適している。

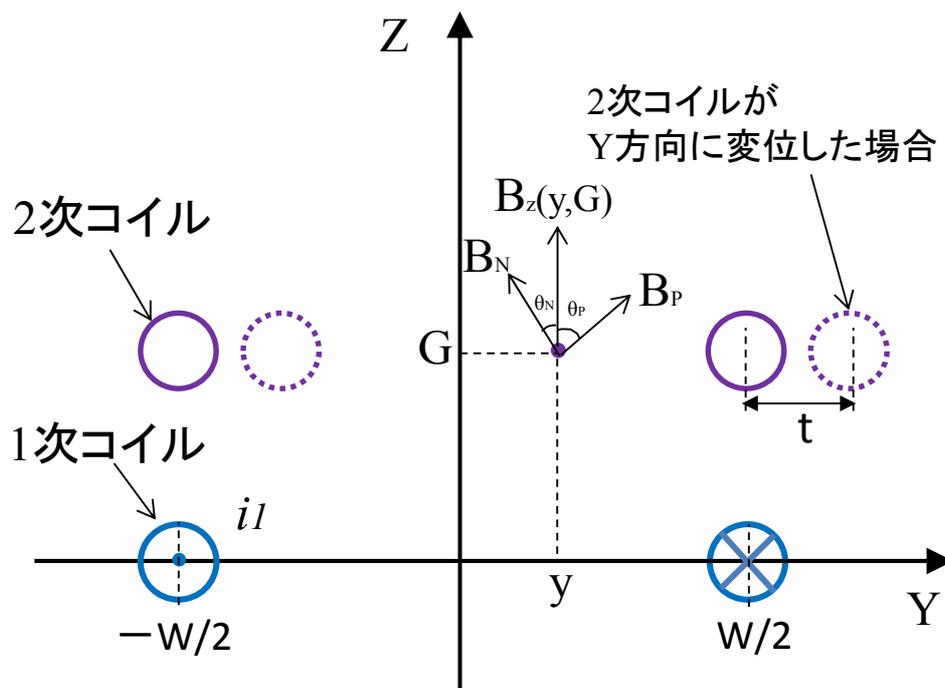


図 2.15. 2次元モデル

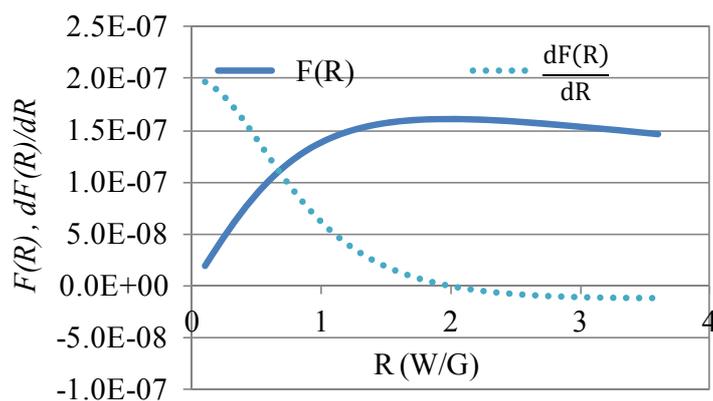


図 2.16. $F(R)$, $dF(R)/dR$, R の関係

次に、鉄道用の非接触給電装置においては2次コイルが1次コイルに対して大きくY方向にずれることを考慮する必要はないが、コイルが微小にY方向にずれた際の鎖交磁束の変化についても検討する。図2.15のようにY方向に距離 t だけ2次コイルが変位した場合、鎖交磁束は式(2.6)のように表現できる。

$$\begin{aligned} \Phi_{z-t} &= \int_{-\frac{W}{2}+t}^{\frac{W}{2}+t} Bzdy \times L \\ &= \frac{\mu_0 i_1 L}{4\pi} \left(\log \left| \frac{\left(R + \frac{t}{G}\right)^2 + 1}{\left(\frac{t}{G}\right)^2 + 1} \right| + \log \left| \frac{\left(R - \frac{t}{G}\right)^2 + 1}{\left(\frac{t}{G}\right)^2 + 1} \right| \right) \end{aligned} \quad (2.6)$$

ここで2次コイルがY方向に t ずれた際の $F(R)$ の差分 $\Delta F_t(R)$ を式(2.7)のように定義する。

$$\Delta F_t(R) = \frac{\Delta \Phi_z}{L \cdot i_1 \cdot R} = \frac{\Phi_z - \Phi_{z-t}}{L \cdot i_1 \cdot R} \quad (2.7)$$

鉄道におけるY方向の変位量は20 mm程度と推定できる⁽⁴⁰⁾⁽⁴¹⁾ため、図2.17に2次コイルが1次コイルに対してY方向に20 mmずれた際の $\Delta F_t(R)$ 、 $\Delta F_t(R)/dR$ の R との関係を示す。この図より R が0.7のときに鎖交磁束の減少量に相当する $\Delta F_t(R)$ が最大となることがわかる。すなわち、コイルの幅は R が0.7になるように設計すべきではなく、Y方向の位置ずれが生じた際の鎖交磁束の減少の観点からも $R=2$ は適切な設計値であることがわかる。

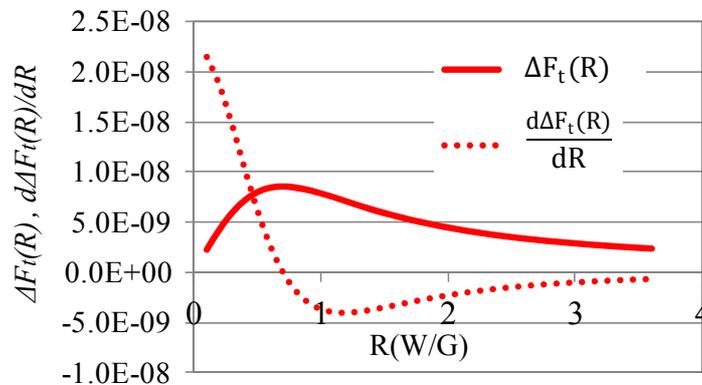


図 2.17. $\Delta F_t(R)$, $\Delta F_t(R)/dR, R$ の関係

ここで、コイル幅に対する鎖交磁束の関係は空心コイルと同等であるとした仮定を検証する。ここでは、磁性体の磁気特性の非線形性を考慮して計算が可能な電磁界解析ソフト ELF/magic⁽⁴²⁾により、導体の上面に平板状の磁性体を用いた2次コイルの鎖交磁束を求め、関数 $F(R)$ に相当する値を求めた結果を図 2.18 に示す。図 2.16 と比較すると磁性体を用いたことにより鎖交磁束は空心コイルよりも増えるが、コイル幅に対する鎖交磁束の関係は空心コイルと同等であり、磁性体を用いた場合でも $R=2$ において関数 $F(R)$ は最大値をとる。よって、仮説は妥当であり、Y 方向の位置ずれの影響も磁性体を用いることで定性的には空心コイルより小さくなると考えられるため、磁性体を用いた場合も同様に $R=2$ が適切な設計値である。

以上より、2次コイルのコイル幅は電磁ギャップの2倍とし、コイル長さは適用する鉄道車両の要件に応じて設定することで最適な鉄道用の非接触給電装置を構築できる。

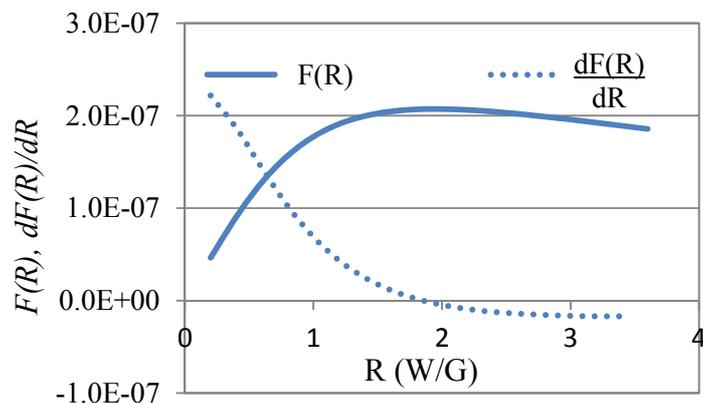


図 2.18. $F(R), dF(R)/dR, R$ の関係 (磁性体有)

2. 4 基本構成のまとめと数値例

本論文で対象とする鉄道用非接触給電装置の基本構成を図 2. 19, 表 2. 5 にまとめ, その具体的な諸元の数値例を表 2. 6 に示す.

2 次コイルは鉄道車両の底面に設置し, コイルの巻線方式は A 型巻線方式とする. 走行中給電を考慮して 1 次コイルは A 型巻線方式を拡張した磁性体を用いないケーブルコイルとし, 2 次コイルには磁性体を用いた長形状のコイルとする. 共振回路方式は, 1 次・2 次回路ともに直列共振回路を用いる SS 方式とし, 1 次電源は定電流源とする. また, 鉄道車両が必要とする大容量の電力を給電できるよう複数の 2 次回路を並列接続する.

数値例として 1 次電流は, 250 -350 Arms とし, その運転周波数は安定した実績のある IGBT 素子を適用することを考慮し他の移動体用のシステムでも適用されている周波数⁽²⁹⁾⁽³⁰⁾と同等の 10-20 kHz とする. 1 次コイルと 2 次コイル間の電磁ギャップは, 走行中に 1 次コイルと 2 次コイルが接触することは絶対に避ける必要があるため, 十分に大きい 150-250 mm を想定する. 1 次コイル, 2 次コイルのコイル幅は最大電磁ギャップ 250 mm においてコイル幅あたりの誘導電圧が効率よく得られる 450-550 mm とする. コイル長さは, 1 次コイルは 1-3 km 程度とし, 2 次コイルは取扱いの容易さを考慮して 1,000-2000 mm 程度とする. 給電容量は鉄道車両が必要とする 1 両当たり 50-100 kW 程度を想定し, 1 コイル当たり 10-15 kW 程度の給電が可能な 2 次コイルを並列接続することとする.

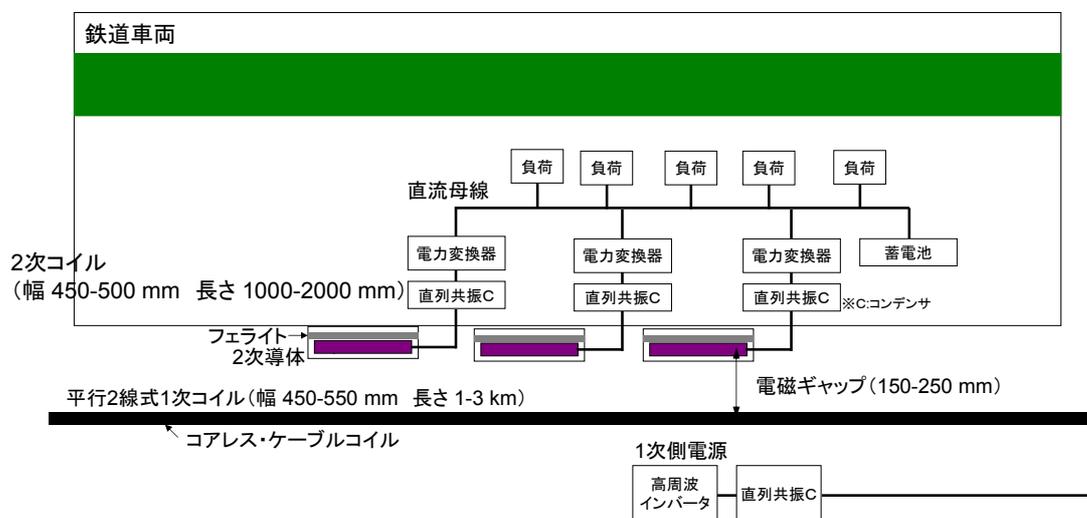
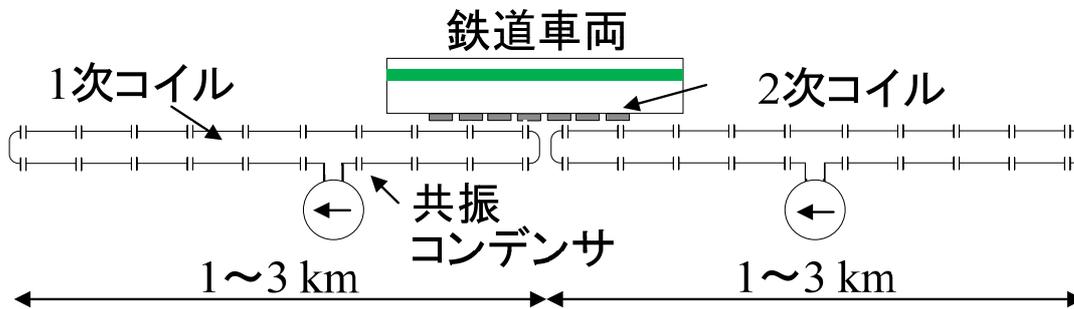


図 2. 19. 鉄道用非接触給電装置の基本構成

表 2. 5. 鉄道用非接触給電装置の基本構成

2次コイルの設置位置	: 車両底面	巻線方式	: A型巻線方式
1次コイル	: ケーブルコイル (磁性体なし)	2次コイル	: 長方形コイル (磁性あり)
共振回路方式	: SS方式	2次回路の接続	: 並列接続
1次電源	: 定電流源		

表 2. 6. 鉄道用非接触給電装置の諸元の数値例

1次電流	: 250-350 Arms	運転周波数	: 10-20 kHz
電磁ギャップ	: 150-250 mm	コイル幅	: 450-550 mm
1次コイル長さ(1個当たり)	: 1-3 km	2次コイル長さ	: 1000-2000 mm
2次コイルの給電容量	: 10-15 kW	給電容量	: 50-100 kW/両

2. 5 性能目標

本論文で対象とする鉄道用非接触給電装置の性能目標を表 2.7 に示す。1 編成における鉄道車両を 3 両とし、必要な給電容量は 1 両当たり 80 kW として総給電容量を 240 kW とする。2 次コイルはそれぞれの鉄道車両の底面に取り付けられることから鉄道車両の強度等を考慮して 2 次コイルの重量は 1 両当たり 420 kg 以下とし、また、その取付け可能な鉄道車両の長さを考慮して線路方向の 2 次コイルの長さの合計は 15 m 以下とする。鉄道車両の走行速度は 300 km/h 以上を想定し、停車中から 300 km/h 以上の速度域で安定して給電できることとする。なお、給電中の旅客等の一般公衆が立ち入る可能性のある領域における磁界環境は ICNIRP 2010 の基準値である 27 μ T 以下とする必要がある。

次に、1 両当たりの 2 次コイルの台数を 7 台とした場合の 2 次コイルの性能目標を表 2.8 に示す。鉄道用非接触給電装置の性能目標より、1 コイル当たりの給電容量の目標は 11.5 kW 以上、重量は 60 kg 以下となる。また、一番破損の可能性が高い磁性体の応力はフェライトの許容応力である 90 MPa 以下とする。さらに、2 次コイルは鉄道車両に取付けられることから温度上昇の低減も求められるため、許容温度上昇値は 50 deg 以下とし、効率は 90 %以上を性能目標とする。また、鉄道車両と同等の 20 年以上の耐久性が求められる。なお、2 次コイルの重量は、2 次コイルの鉄道車両への取付けや運搬などにおける作業員の負担過重の限度を一人当たり 20 kg 程度⁽⁴³⁾ として 4 人で取り扱うことを考慮した 80 kg 以下であり実用上問題ない重量となっている。

表 2.7. 鉄道用非接触給電装置の性能目標

編成	: 3 両	総給電容量	: 240 kW
重量 (1 両当たり)	: 420 kg	2 次コイル長さ (1 両)	: 15 m 以下
走行速度	: 0~300 km/h 以上	磁界 (旅客立入箇所)	: 27 μ T 以下

表 2.8. 2 次コイルの性能目標

給電容量	: 11.5kW 以上	重量	: 60 kg 以下
磁性体の応力	: 90 MPa 以下	許容温度上昇	: 50 deg 以下
耐久性	: 20 年以上	効率	: 90 %以上

2. 6 本章のまとめ

本章では大容量の電力を走行中に給電できる鉄道用非接触給電装置の基本構成を示した。非接触給電装置の適用が期待される景観上の問題から架線を設けることが難しい線区や超高速鉄道への適用を考慮し、2次コイルは鉄道車両の底面に設置し、1次コイルを地上側に対向するよう設置することとした。コイルの巻線方式は、線路に沿って走行する鉄道車両はY方向に大きく位置がずれることがないことやケーブルを用いて簡易に1次コイルを構成できる可能性が高いA型巻線方式とした。また、共振回路方式は大きな電磁ギャップの変動においても1次回路の共振条件が変動しないSS方式とした。

1次コイルは、数百キロに及ぶ線路において1個の1次コイルで連続給電することは現実的でないことから、1-3 km程度にて区分給電される複数の1次コイルを用いて給電することとし、1次コイルに発生するリアクタンス電圧が過大とならないよう一定の間隔で直列コンデンサを接続することとした。また、1次側の電源は負荷である鉄道車両の有無に関わらず安定して通電できる必要があり、また複数の2次コイルへ同時給電する必要があるため、1次側の電源は定電流源とした。一方、2次コイルは1次コイルに磁性体を用いないことや電磁ギャップが大きいことから1次コイルとの結合係数を向上させるため磁性体を用いることとし、鉄道車両が必要とする大容量の電力を給電するため、複数の2次コイルを用いて給電することとした。また、その2次回路は発生する電圧が過大とならないよう並列接続することとし、さらに信頼性の観点から各2次コイル個別に電力変換器を接続し、その出力端で鉄道車両の母線に接続する構成とした。最後に、電磁ギャップとコイル幅の関係を整理し、平行2線式の1次コイルを用いた非接触給電装置の場合、各コイルのコイル幅は電磁ギャップの2倍とすることが最適であることを示しコイルの基本寸法の考え方を示した。以上を整理し、本論文で対象とする鉄道用非接触給電装置の構成をまとめ、具体的な数値例と性能目標を示した。以降の章においては、本章で示した基本構成をもとに実用上の課題について議論する。

第3章 2次コイルの電気性能向上と大容量化

3.1 はじめに

非接触給電装置の2次コイルは軽量化することが大きな課題であることから同じ重量で高い電気性能を得ることが求められる。効率の観点では高い誘導電圧が求められ、耐圧の観点では2次コイルに発生するリアクタンス電圧を低減するために小さい自己インダクタンスが求められる。これらの特性は直列共振回路を用いた2次回路の最大出力の観点からも重要であることから、2次コイルの大容量化のためにもこれらの電気性能の向上に向けた検討が必要である。

第3章は図3.1に示す構成とし、まず2次コイルの電気性能として、2次コイルの自己インダクタンスの低減と誘導電圧の向上について検討する。自己インダクタンスの低減の観点では導体の断面形状の異なる2次コイルを用いて、最適な導体の断面形状について検討する。また、2次コイルの誘導電圧の向上の観点では、2次コイルに高い透磁率をもつ磁性体を適用することによる誘導電圧向上への効果だけでなく、金属製の鉄道車両の底面に発生する渦電流の低減による効果についても検討する。次に、鉄道車両に搭載される2次コイルには重量の低減も強く求められるため、2次コイルに適用する磁性体の断面形状について詳細に検討し、重量軽減も考慮した最適な2次コイルの断面形状を示す。

次に、最適な断面形状を考慮して構成された2次コイルの大容量化について検討する。給電容量の大きい2次コイルは大型化することから、2次コイルの磁性体も大型化する。そのため、複数の磁性体を接合して大型化した磁性体を製作する必要があるが、その接合面に空隙が生じることは避けられない。1次コイルには磁性体を用いないことから1次電流による磁束の磁路の大半が空間であるため、この接合面の空隙の影響は大きくないと考えられがちであるが、その詳細は十分に検討されていない。特に、2次コイルは軽量化の観点から磁性体の厚みを小さくする必要があるため、磁性体の厚みと接合面の空隙による2次コイルの電気性能への影響との関係について検討する必要がある。また、磁性体の厚みを小さくする場合にはその磁気飽和についても留意する必要がある。そこで、大容量を必要とする鉄道への適用を考慮して性能目標として示した1コイル当たり11.5kW以上である12kWの給電が可能な様々な厚みの磁性体を用いた2次コイルを製作し、その給電性能も含めた電気性能を検証し、厚みの薄い磁性体を用いた大容量2次コイルの成立性とその課題について示す。

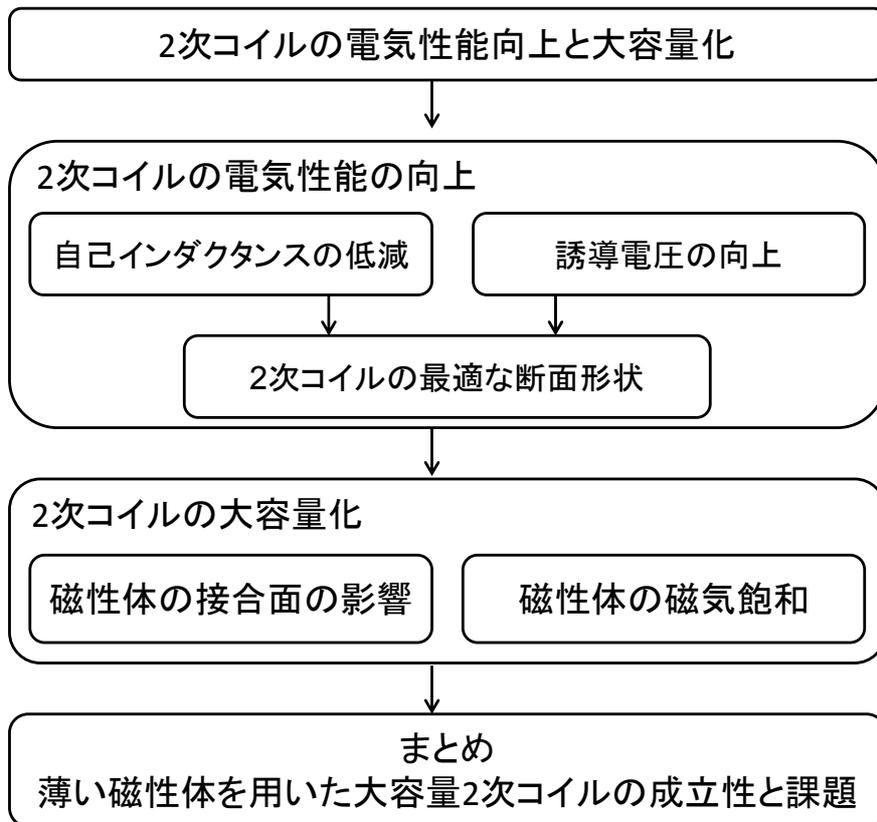


図 3.1. 第 3 章の構成

3. 2 求められる電気性能

3. 2. 1 非共振時の最大出力

SS方式を用いた非接触給電装置の2次側の等価回路を図3.2に示す。2次回路に直列コンデンサを接続して力率を改善させているため、共振状態を維持するために2次コイルの自己インダクタンスを変動させないことが重要である。しかし、現実的には完全な共振状態を常に維持することは難しいため、共振がずれること（以下、共振ずれ）により生じる2次回路のリアクタンス成分により2次コイルの最大出力は制限される。ここでは、2次回路の共振がずれた際の2次コイルの最大出力について検討する。

図3.2の等価回路における2次コイルの電流 i_2 は、次式により表現できる。

$$i_2 = \frac{\omega m_{12} i_1}{\sqrt{(r_2 + R_L)^2 + (\omega l_2 - 1/\omega c_2)^2}} \quad (3.1)$$

ここで m_{12} は1次コイルと2次コイル間の相互インダクタンス、 r_2 は2次コイルの抵抗、 R_L は負荷抵抗、 l_2 は2次コイルの自己インダクタンス、 c_2 は2次回路の共振コンデンサの容量である。2次コイルの負荷に供給される電力 P は(3.2)式のように表わされる。

$$P = i_2^2 R_L = \frac{(\omega m_{12} i_1)^2 \times R_L}{(r_2 + R_L)^2 + (\omega l_2 - 1/\omega c_2)^2} \quad (3.2)$$

2次コイルの抵抗 r_2 が負荷抵抗 R_L に比べて十分に小さい場合、(3.2)式は次のように表現できる。

$$P \approx \frac{(\omega m_{12} i_1)^2 \times R_L}{R_L^2 + (\omega l_2 - 1/\omega c_2)^2} \quad (3.3)$$

この微分 $\partial P / \partial R_L$ は、(3.4)式のように得られ、0になるときの最大出力 P_{max} は(3.5)式で表わされる。

$$\frac{\partial P}{\partial R_L} = \frac{(\omega m_{12} i_1)^2 \{-R_L^2 + (\omega l_2 - 1/\omega c_2)^2\}}{\{R_L^2 + (\omega l_2 - 1/\omega c_2)^2\}^2} = 0 \quad (3.4)$$

$$P_{max} = \frac{(\omega m_{12} i_1)^2}{2 \times (\omega l_2 - 1/\omega c_2)} \quad (3.5)$$

なお、非共振時において最大出力が得られる際の負荷抵抗 R_L は次式で表わさせる。

$$R_L = \omega l_2 - 1/\omega c_2 \quad (3.6)$$

よって、(3.5)式より2次コイルの最大出力を増加させるには、2次コイルの誘導電圧($\omega m_{12} i_1$)を増加させるか2次回路に残るリアクタンス成分($\omega l_2 - 1/\omega c_2$)（以下、残存リアクタンス）を低減させる必要がある。

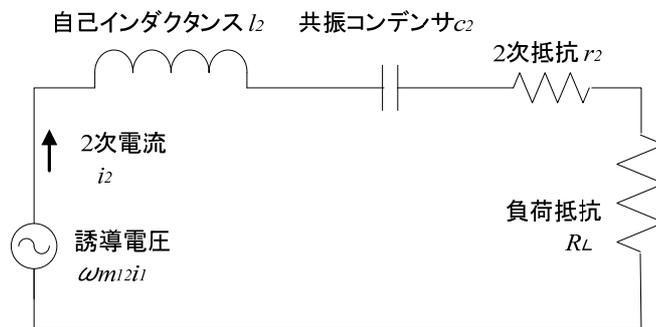


図 3. 2. 2 次側の等価回路

3. 2. 2 求められる性能

(3.5)式より最大出力の観点から 2 次コイルの誘導電圧を高くすることが求められる。また、2 次コイルが同一の出力を得るために必要な電流を軽減するためにも誘導電圧を高くすることは重要である。誘導電圧は 1 次電流、1 次コイルと 2 次コイル間の相互インダクタンス、周波数に比例するが、非接触給電装置における 1 次電流と周波数はシステムの設計で一定に決められるため、2 次コイルの形状を最適化しコイル間の相互インダクタンスを向上させ、誘導電圧を向上させることが求められる。

また、2 次回路の残存リアクタンスが常に 0 になるよう調整することが望ましいが、鉄道に非接触給電装置を適用する場合、大量の 2 次回路の共振状態を調整する必要があり、実際のハードを構成する際は、必要なコンデンサ容量の 95%程度の基本コンデンサと数%の調整用コンデンサを複数用意し、組合せて共振回路を調整する。しかし、容量の異なる調整用コンデンサを大量に用意することはコスト面から難しく、調整したとしても 2 次回路には自己インダクタンスの数%程度のリアクタンスが残る。そのため、自己インダクタンスが大きいほど 2 次回路に残るリアクタンスが大きくなり最大出力を低下させることから、2 次コイルの自己インダクタンスを小さくする必要がある。また、一般の電気機器と異なり周波数が高いため 2 次コイルに発生するリアクタンス電圧が過大となることから 2 次コイルの自己インダクタンスを小さくすることが重要である。さらに、給電中に 2 次コイルの自己インダクタンスが変動すると残存リアクタンスも変動して力率や最大出力に影響するため、2 次コイルの自己インダクタンスは変動しないことも求められる。以上、2 次コイルに求められる性能を整理すると以下の通りとなる。

- ・ 誘導電圧の向上と自己インダクタンスの低減
- ・ 運転中の安定した（変動しない）自己インダクタンス特性

3. 3 最適な導体の断面形状

導体の断面形状と 2 次コイルの自己インダクタンス・誘導電圧との関係について実験と電磁界解析を行い、最適な導体断面形状について検討する。ここでは、巻数 3 回の 1 次コイルと巻数 15 回の導体断面形状の異なる 3 種類の 2 次コイルを用いて検討する。なお、本論文で想定する鉄道用非接触給電装置の 1 次コイルは 1 条のケーブルを想定しているが、基本的な 2 次コイルの性能の検討を目的としているため、巻数 3 回の 1 次コイルを用い、1 条のケーブルと同等の起磁力を得られる 1 次電流を通電している。

3. 3. 1 測定方法と解析方法

2 次コイルの自己インダクタンスはインピーダンスメータ (Agilent E4980A) で計測する。誘導電圧は、3 種類の 2 次コイルを 1 次コイルの上面と 2 次コイルの下面のギャップ (以下、エアギャップ) が同一条件となるようにそれぞれ設置し、1 次コイルの電流を周波数 20 kHz、起磁力 250(83.3Arms×3) Arms とした際の 2 次コイルの無負荷開放電圧を測定する。エアギャップを同一の条件としたのは、1 次コイルと 2 次コイルが接触しないことが要件であるためである。なお、解析では積分要素法を用いた 3 次元電磁界解析ソフト ELF/magic⁽⁴²⁾を用いて実験と同一の条件で 2 次コイルの鎖交磁束を計算し、自己インダクタンス、誘導電圧を計算した。なお、以降 3.4 節までの解析はこの ELF/magic を用いて計算している。

3. 3. 2 試験用 2 次コイルの構成

製作した 3 種類の試験用 2 次コイルの外形図を図 3.3 に示す。製作上の誤差を含むが、2 次コイルのコイル幅は 400 mm、コイル長さは 500 mm とした。それぞれの導体の断面積は同等とするが、Type A の断面は 160 mm×11 mm と厚みが薄く、断面の幅が大きい扁平な形状である。一方、Type C の断面は 29 mm×59 mm と厚みが厚く、Type B の断面はその中間の寸法である。なお、図 3.4 に 1 次コイルと 2 次コイル(Type A)を用いた試験風景を示す。

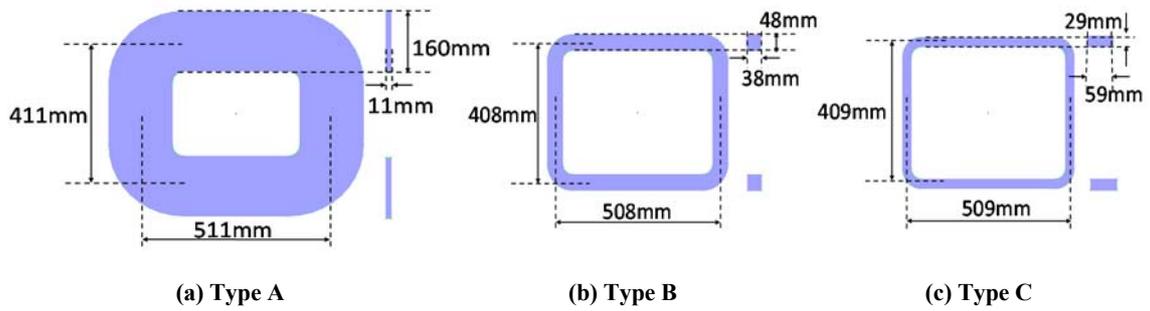


図 3. 3. 試験用 2 次コイルの外形図

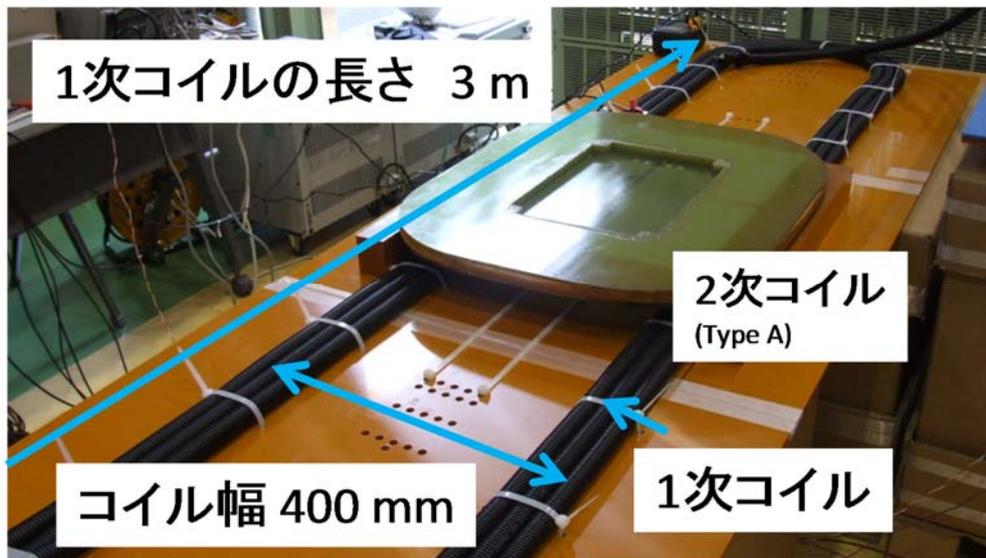


図 3. 4. 3 回巻 1 次コイルと Type A コイルを用いた試験風景

3. 3. 3 最適な導体の断面形状

図 3.5, 図 3.6 に自己インダクタンスと誘導電圧の測定結果と電磁界解析により計算した結果をそれぞれ示す. 図 3.5 より, Type A の自己インダクタンスが一番小さいことがわかる. これは, 図 3.7 に示すように導体断面の厚みの厚いコイルに比べて厚みの薄いコイルのほうが 2 次コイルの電流による磁束が導体に鎖交しにくいいためである.

次に, 図 3.6 より, エアギャップが同一の条件であれば各 2 次コイルの誘導電圧の値の差異は小さいことがわかる. これは, 図 3.7 に示すように, エアギャップではなく電磁ギャップが同一の場合, 厚みの厚い 2 次コイルの方が厚みの薄い 2 次コイルよりも, 1 次電流による鎖交磁束が大きくなることから厚みの厚いコイルの方が誘導電圧は高くなると考えられるが, エアギャップが同一の条件の場合は, 厚みの厚い 2 次コイルの電磁ギャップは大きくなるため, 誘導電圧が低くなる. これらの結果, エアギャップが同一の条件であれば, 3 種類の 2 次コイルの誘導電圧がほぼ同等になったと考えられる.

以上より, 2 次コイルの自己インダクタンスは扁平な断面形状になるほど小さくなる一方で, エアギャップ一定の条件であれば誘導電圧は導体の断面形状による差異が小さいことから, 2 次コイルには Type A の導体断面形状を適用することが適している.

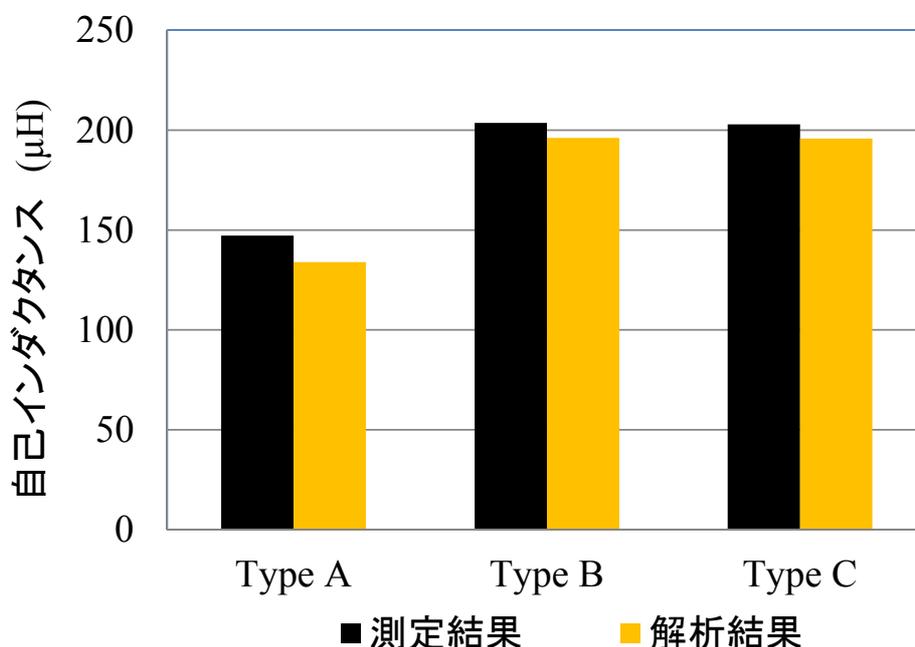


図 3.5. 2 次コイルの自己インダクタンスの測定結果と解析結果

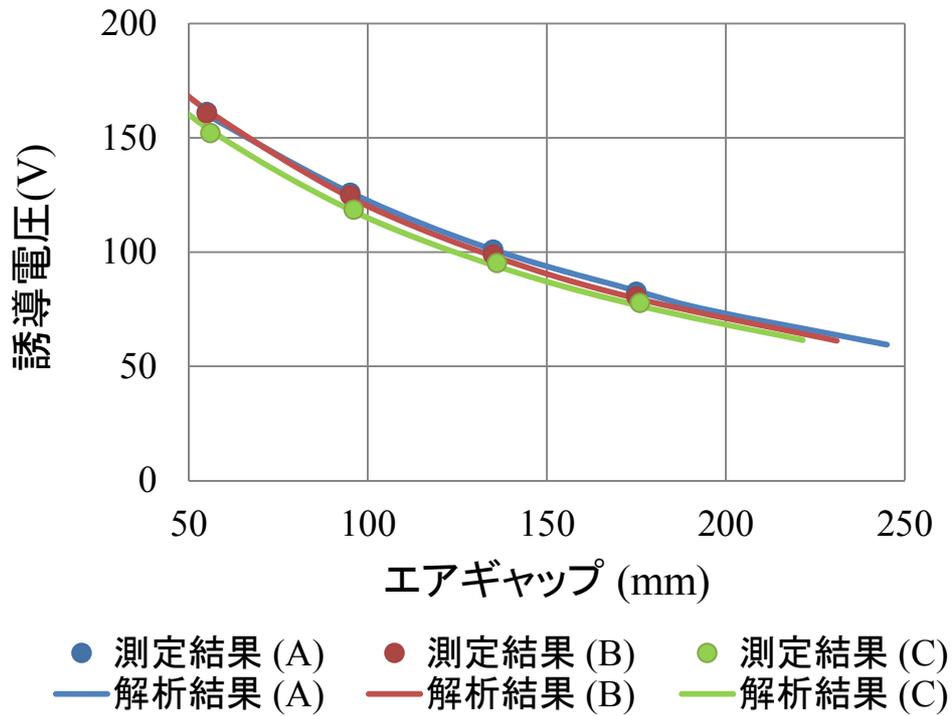


図 3.6. 2次コイルの誘導電圧の測定結果と解析結果

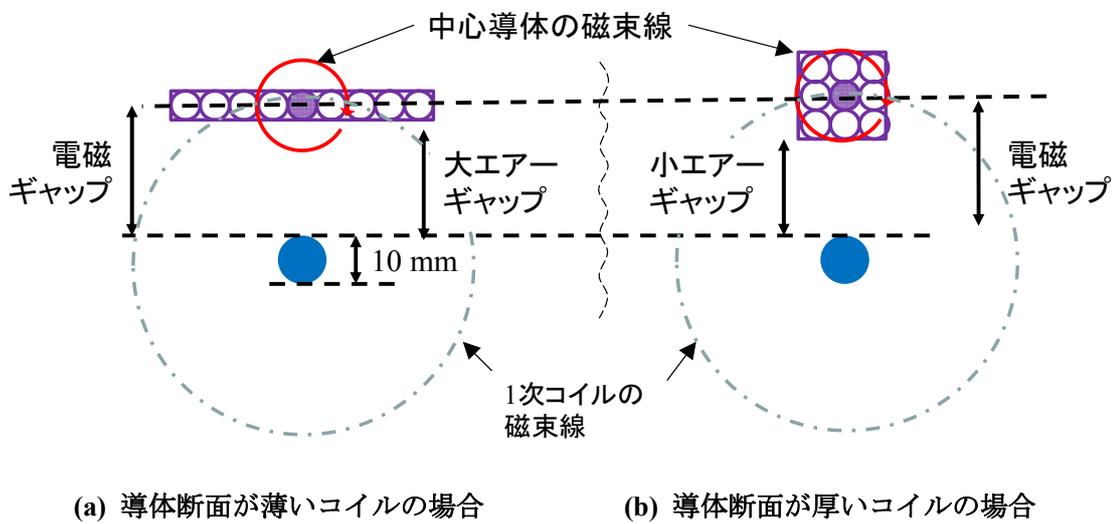


図 3.7. 1次電流と2次コイルの中央導体に流れる電流による磁束線のイメージ図

3. 4 最適な磁性体の断面形状

2次コイルは導電性のあるアルミなどでできた鉄道車両の底面に取付けられるため、1次電流を通電した際には、鉄道車両の底面に1次電流が発生する磁界を打ち消す方向に渦電流が流れ、2次コイルに発生する誘導電圧を低下させる。そのため、2次コイルにはフェライト等の磁性体を用いて鉄道車両の底面に発生する渦電流を低減し、1次コイルとの相互インダクタンスの改善を図る必要がある。ここでは、2次コイルに適用した磁性体の効果を示し、最適な磁性体の断面形状について検討する。

3. 4. 1 磁性体の効果

磁性体にはフェライトや電磁鋼板を用いることが考えられるが、本論文では、損失が小さく比較的軽量のフェライトを適用する。ここでは2次コイルの誘導電圧を測定・解析し、フェライトの効果を検証する。

3. 4. 1. 1 電磁界解析・実験モデル

導体の自己インダクタンスが一番小さいType A コイルを用いる。図3.8に鉄道車両の底面を模擬したアルミ板（以下、アルミ板）を用いた電磁界解析および実験モデルの断面図を示す。フェライトには図3.9に示すBH特性をもつ比透磁率が7500、飽和磁束密度が0.5 TのMn-Zn系のフェライトを用い、電磁界解析ではフェライトの磁気特性も考慮して計算した。なお、本論文で用いるフェライトの種類は以降の章でも全て同一である。

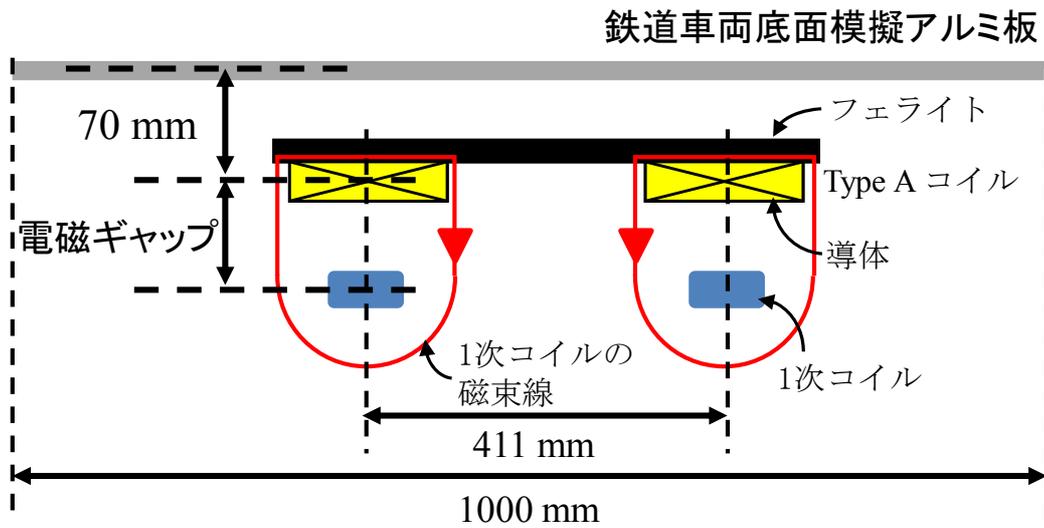


図 3. 8. Type A コイルを用いた電磁界解析及び実験モデルの断面図

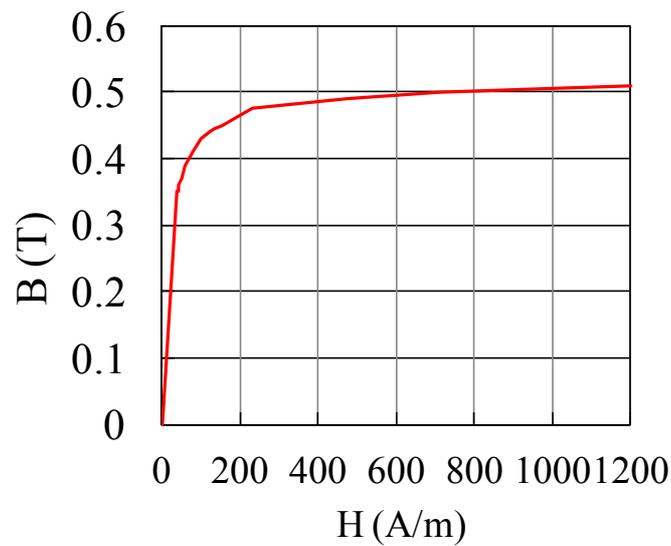


図 3. 9. フェライトの BH 特性

3. 4. 1. 2 測定結果と解析結果

図 3. 10 にフェライトの効果を検証するために実施した Type A コイルの誘導電圧の測定結果と解析結果を示す。ここでは、アルミ製の鉄道車両の底面に発生する渦電流の影響を検証するため、アルミ板がない場合の結果もあわせて示している。測定結果と解析結果は精度よく一致しており、フェライトやアルミ板を用いた非接触給電装置の特性を本解析手法で正確に検証できることがわかる。

この結果より 2 次コイルにフェライトを適用することでアルミ板の有無にかかわらず誘導電圧が向上していることがわかる。また、アルミ板の有無を比較することで、アルミ板により 2 次コイルの誘導電圧が低下することがわかる。例えば、フェライトを用いていない場合、誘導電圧はアルミ板を用いることにより 50%低下する。これはアルミ板に発生する渦電流が 1 次コイルによる磁束を打ち消し、2 次コイルの鎖交磁束を低減するためである。一方、フェライトを用いた場合は、誘導電圧の低下を 15%に抑えることができる。この違いは、フェライトのシールド効果によりアルミ板に漏れる磁束が軽減されアルミ板に発生する渦電流が抑制されたためである。すなわち、フェライトは 2 次コイルに鎖交する 1 次コイルの磁束を増やすだけでなく、アルミ板への漏れ磁束を低減することでアルミ板の渦電流による 1 次コイルの磁束の低減も抑制できることから、フェライトは誘導電圧の向上に効果的であるといえる。

なお、フェライトは 1 次コイルの電流だけでなく、2 次コイルの電流により発生するアルミ板への漏れ磁束も同様に低減でき、2 次コイルの電流によりアルミ板に発生する渦電流による損失も低減できる。この効果を検証するため、2 次コイルの交流抵抗を測定する。なお、測定器が 2 次コイルに流す電流は微弱なため、2 次コイルの交流抵抗値は、磁性体の鉄損は含まれず、導体の交流損失とアルミ板に生じる渦電流による損失を加味した値となる。その測定結果を図 3. 11 に示す。この結果から、フェライトを用いていない 2 次コイルの交流抵抗はアルミ板を用いることで大幅に増加することがわかる。これは 2 次コイルの電流による磁界を遮蔽するフェライトがないため、アルミ板に渦電流が多く流れるためである。一方、フェライトを用いた場合、アルミ板を用いてもほとんど交流抵抗は増加しない。これは、2 次コイルの電流による磁界をフェライトが十分に遮蔽しほとんどアルミ板に渦電流が流れないためである。従って、誘導電圧の向上の観点だけでなく、鉄道車両の底面の温度上昇につながるアルミ板の損失の低減の観点からも 2 次コイルにフェライトを用いることは必須である。

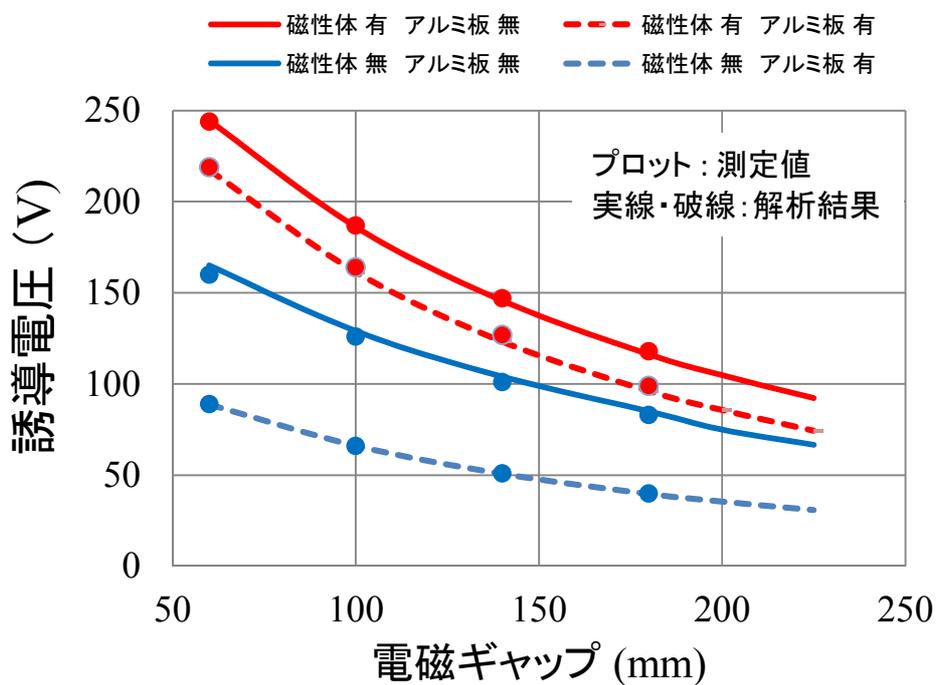


図 3. 10. フェライトによる誘導電圧向上効果の検証結果

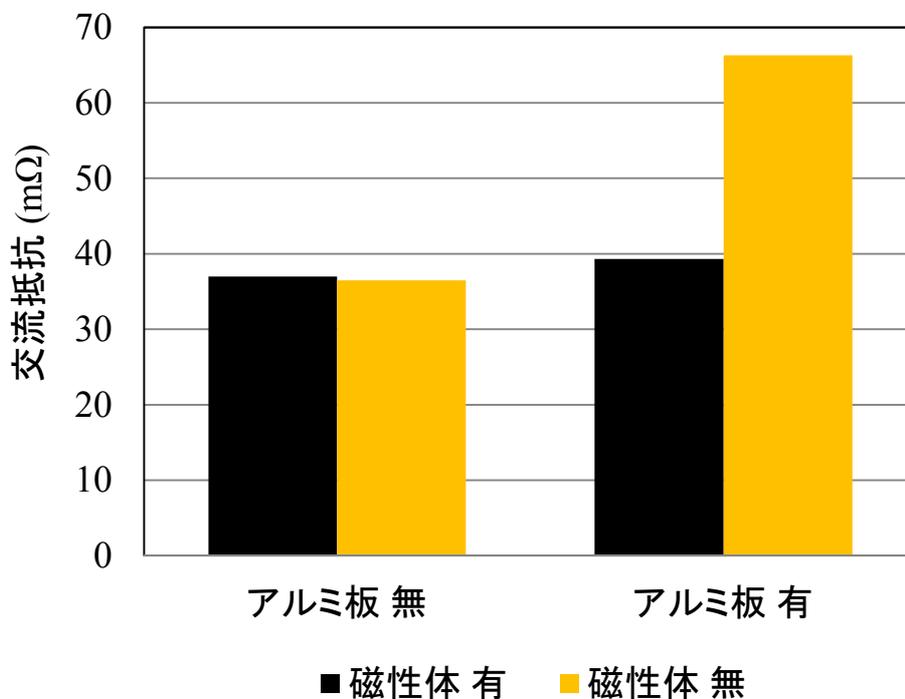


図 3. 11. 2次コイルの交流抵抗の測定結果

3. 4. 2 磁性体の断面形状

磁性体を用いない平行2線式1次コイルを用いたとしても、2次コイルのフェライトは誘導電圧の向上に効果的であることを示した。ここでは、平板フェライトを用いた2次コイルの基本断面を示し、重量が同等で誘導電圧を向上することができるフェライトの断面形状を検討する。そこで、誘導電圧を向上するためにフェライトをオーバーハングさせた場合の特性と重量を軽減するために2次コイル中央部のフェライトを削減した場合の特性を検討し、これらの結果から2次コイルに適したフェライトの断面形状について検討する。

3. 4. 2. 1 磁性体の断面形状の概形

フェライトの断面形状を電磁界解析により定量的に検討する前に、フェライトの断面形状による2次コイルの特性を定性的に検討する。従来の非接触給電装置では図3.12(a)に示す平板状のフェライトが用いられることが多い。また、一般的な電気機器では図3.12(b)に示すようなE型のフェライトを用いて磁気抵抗を軽減し結合係数を改善している。一方、鉄道用の非接触給電装置では2次コイルを車体に搭載する必要があるため、磁気抵抗の軽減だけでなくフェライトの重量を軽減することも求められる。そのため、図3.12(c)のようにE型のフェライトと同等の磁気回路を構成でき、さらに平板フェライトと同等の重量に軽量化できる逆凹型フェライトが2次コイルの磁性体の断面形状として適していると考えられる。そこで、次節以降、逆凹型フェライトを基本にさらなる誘導電圧の向上と軽量化を目的に電磁界解析を行い、詳細な形状を検討する。

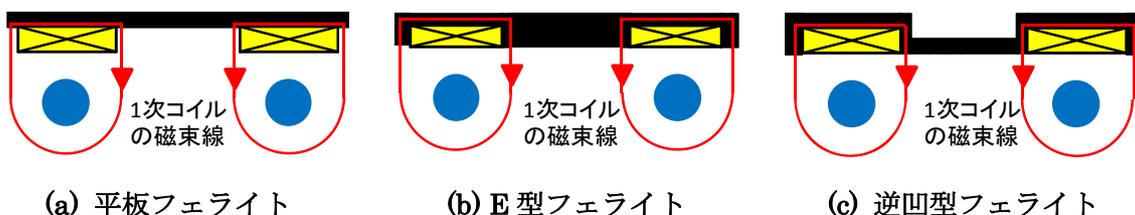


図 3.12. フェライトの断面形状の検討モデル

3. 4. 2. 2 オーバーハング部の磁性体の効果

フェライトを2次コイルの導体上からY方向にオーバーハングさせることで磁束を集める効果が向上し誘導電圧が向上すると考え、その効果について検証する。ここでは電磁ギャップを140mmに固定して誘導電圧を評価する。2次コイルの導体上面全体にフェライトを配置した状態を標準状態とし、図3.13のようにフェライトをオーバーハングさせる。図3.14(a)にオーバーハングさせた幅と誘導電圧の関係を示す。この結果より、オーバーハングによる誘導電圧の向上は大きく、例えば50mmオーバーハングさせることで誘導電圧を7%向上できる。また、図3.14(b)に示した電磁界解析により求めたフェライト内の磁束密度分布からもオーバーハングさせることで漏れ磁束が低減してフェライト内の磁束が増加し誘導電圧を向上させていることがわかる。

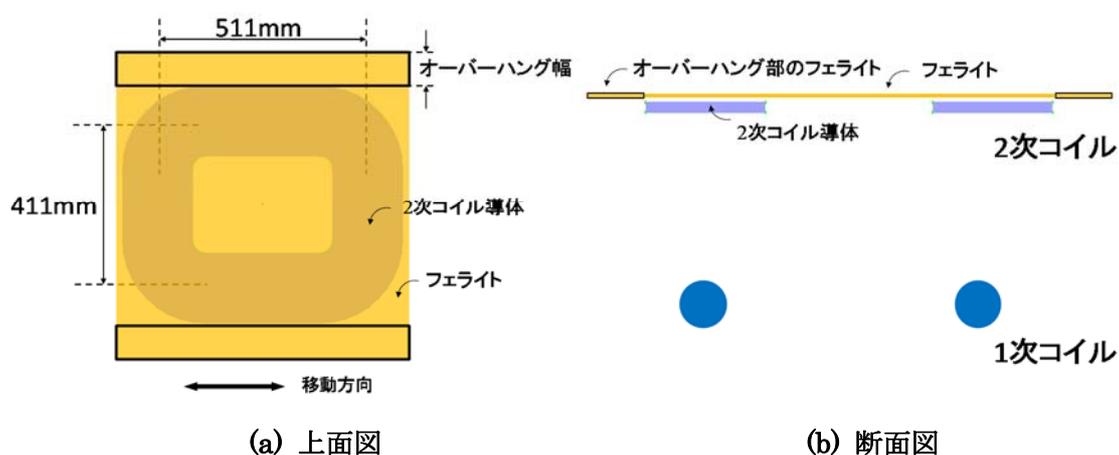


図 3.13. フェライトのオーバーハングの効果の検証モデル

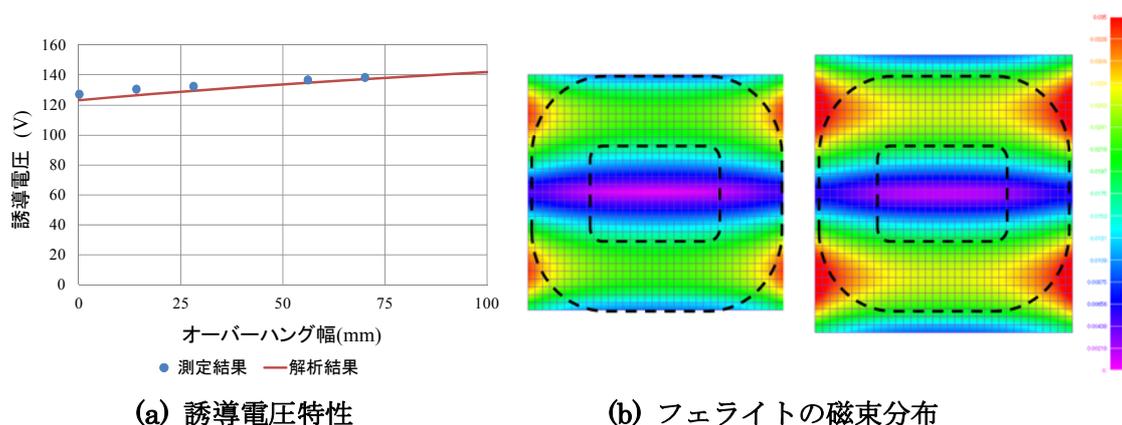


図 3.14. フェライトのオーバーハングによる特性解析結果

3. 4. 2. 3 コイル中央部の磁性体の効果

2次コイルの中央部のフェライトには磁束が集中しないため中央部のフェライトを削減させても大きく誘導電圧は低下しないと考え、中央部のフェライト削減による影響について検証する。同様に電磁ギャップを 140 mm に固定して誘導電圧を評価する。コイル中央部にフェライトを配置した状態を標準状態とし、図 3. 15 のようにコイル中央部のフェライトを削減する。図 3. 16 (a)に削減したコイル中央部のフェライトの幅と誘導電圧の関係を示す。フェライトの削減幅 25%までにおいては誘導電圧の低下がほとんどなく、また、図 3. 16(b) に示した電磁界解析により求めた磁束密度分布からもコイル中央部のフェライトの磁束密度は小さい。これらの結果より、コイル中央部のフェライトの誘導電圧向上への寄与は小さいため、コイル中央部のフェライトを削減することで、誘導電圧を低下させることなく2次コイルの重量を削減することが可能である。

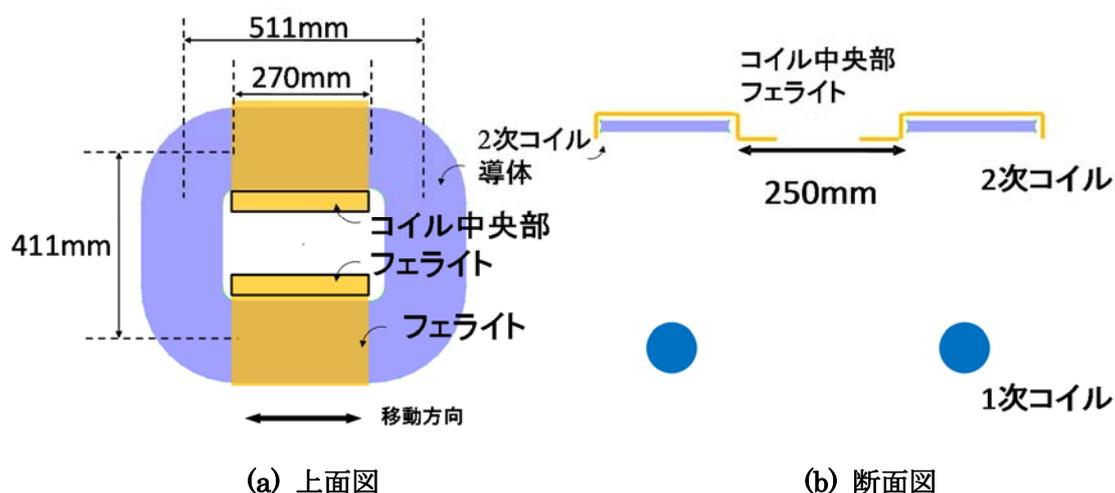


図 3. 15. コイル中央部フェライトの効果の検証モデル

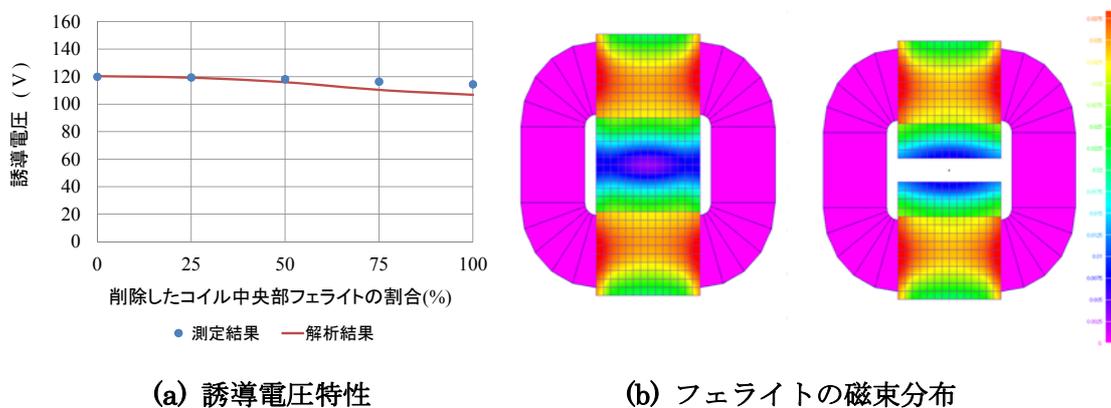


図 3. 16. コイル中央部フェライトの削除による特性解析結果

3. 4. 2. 4 磁性体の断面形状の最適化

これまでの結果より、コイル中央部のフェライトは 1 次電流による磁束の磁路になっておらず、誘導電圧の向上にほとんど寄与していない。一方、フェライトをオーバーハングさせることにより誘導電圧を向上できることがわかった。そこで、逆凹型フェライトを用いた 2 次コイルと同じ重量で誘導電圧が最大となる最適な磁性体の断面形状を示すため、図 3. 17 のように中央部のフェライトをオーバーハングさせるために移動させた場合の誘導電圧特性を電磁界解析により検討する。図 3. 18 にフェライトの移動幅と電磁ギャップ 200 mm における誘導電圧との関係を示す。この結果より、フェライトの中央部のほぼ半分に対応する移動幅 60 mm までは誘導電圧は単調に増加するため、移動幅を 60 mm とした時の断面形状が最適といえる。従って、コイル中央部のフェライトを半分程度までであれば取付け条件等で許容できる限りフェライトをオーバーハングさせた断面形状とすることが重要である。

また、図 3. 19 にこれまでに示した各コイルと最適化したコイルの同一条件における誘導電圧の解析値を示す。最適フェライトを用いたコイルの誘導電圧はフェライトを用いないコイルに対して 2.6 倍、従来の平板状フェライトを用いたコイルに対して 1.3 倍に改善できる。

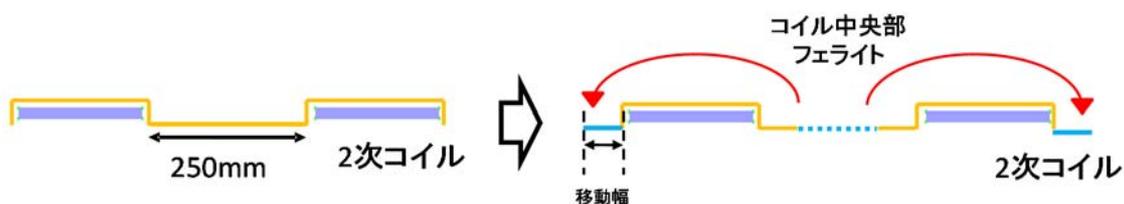


図 3. 17. 最適なフェライト断面形状

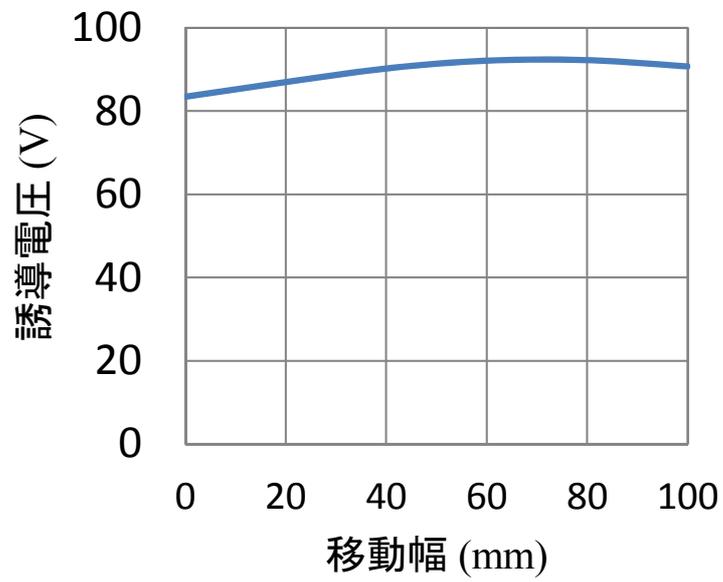


図 3. 18. 移動幅と誘導電圧の関係

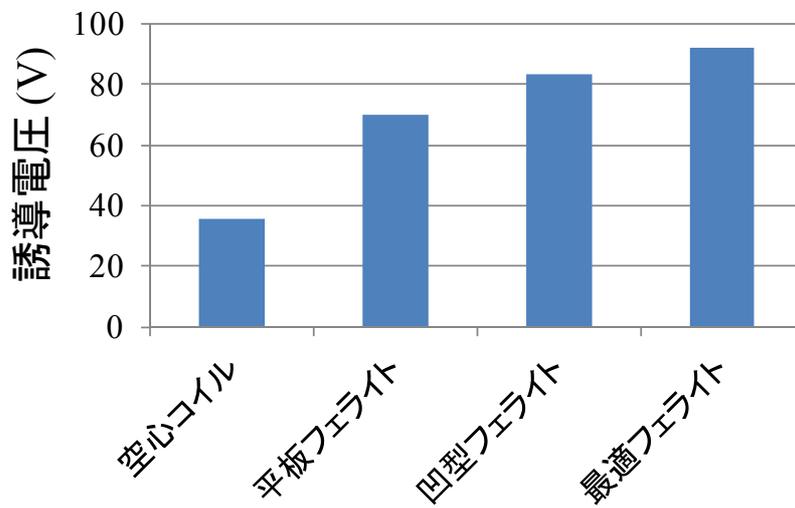


図 3. 19. 各フェライトを用いた 2 次コイルの誘導電圧の比較

3. 5 2次コイルの大容量化

本節では、2次コイルの大容量化を検討するにあたって、3.3節、3.4節で示した導体と磁性体の最適な断面形状を考慮した12kWの給電が可能な2次コイルの構成について検討する。

2次コイルの容量を増大させるためには、基本的にコイルの窓面積を増大させる必要がある。これまでに述べた導体断面形状にて大面積化する場合、フェライトも大面積化する必要がある。製作時に高圧プレス機を必要とするフェライトを大型化するにあたっては、コスト低減の観点から複数の小型フェライトを接合して使用することが一般的であり、その接合面における微小な空隙によるコイルの特性への影響を把握することは、産業応用上、重要な課題である。また、微小な空隙の影響はフェライトの厚みに依存すると考えられるが、軽量化が求められる2次コイルのフェライトの厚みを増やすことは容易ではないため、その厚みをパラメータとして接合面における空隙の影響を検討する必要がある。

ここでは、12kW給電可能な2次コイル（以下、大容量2次コイル）を実現させるにあたって課題となる、大型化したフェライトの接合面の影響について示す。

3. 5. 1 2次コイルの諸元

最大電磁ギャップを250mmと想定して、1次コイル、2次コイルのコイル幅はその2倍の500mmとし、コイル長さは、2次コイルの取扱いの容易さを考慮して1,050mmとした。製作した大容量2次コイルの上面図を図3.20に示す。汎用的に製造されている形状のフェライトをコイルの形状に適合するよう主に85×100mmに加工し、Y方向の寸法が85mmとなるようコイル上に配置するため、図3.20に示すようにフェライト間に接合面が生じる。製作したコイルに用いたフェライトの厚みは2mm、5mm、10mmとし、フェライトの厚みによる2次コイルの特性への影響を検証する。以降、これらのコイルを2mmコイル、5mmコイル、10mmコイルと称する。製作したコイルのフェライトの重量は導体23.7kgに対して2mm厚で12kg、10mm厚では55kgとフェライトの占める重量の割合は大きく容易に厚みを増やすことはできない。また、2次コイルの導体とフェライトを収納するためのケースの重量である20kg程度を考慮すると2mmコイル以外では重量目標60kgを超過している。以上、大容量2次コイルの主要諸元を表3.1にまとめた。

本節以降の解析対象は、フェライト間の接合面の空隙等を考慮する必要がある。そこで以降の解析は有限要素法を用いた電磁界解析ソフトJmag Studio 10.0⁽⁴⁴⁾を用いて解析する。解析モデルは図3.21に示すように対称境界条件を用いた1/4のFEM解析モデルを用い、鉄道車両底面を想定したアルミ板も考慮している。2次コイルの誘導電圧は平行2線式の1次コイルに通電した際の、また2次コイルの自己インダクタンスは2次コイルに通電した際の2次コイルの鎖交磁束からそれぞれ計算する。なお、本節では1次電流は250 Armsとし、周波数は19 kHzとした。

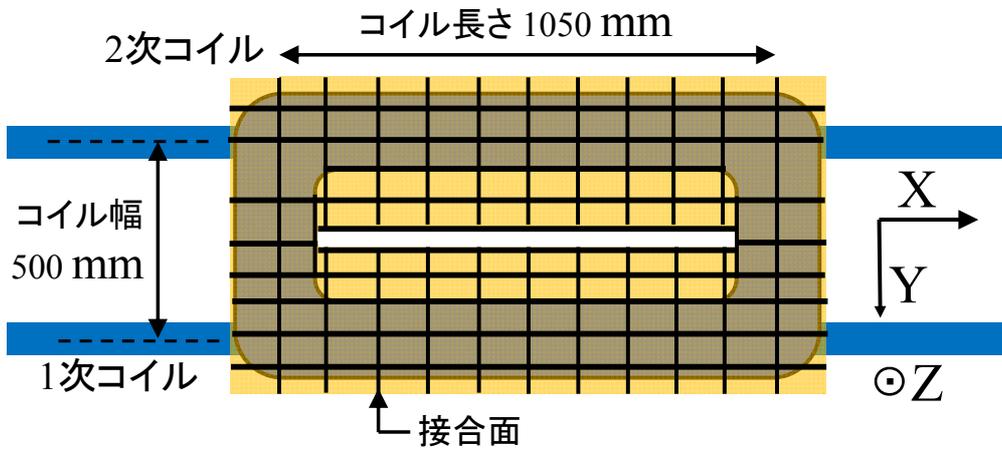


図 3. 20. 大容量 2 次コイルの上面図

表 3. 1. 大容量 2 次コイルの主要諸元

コイルサイズ	500 × 1050 mm	巻数	16
フェライトの厚み	2,5,10 mm	給電容量	12 kW
フェライトの重量	12, 27,55 kg	導体の重量	23.7 kg

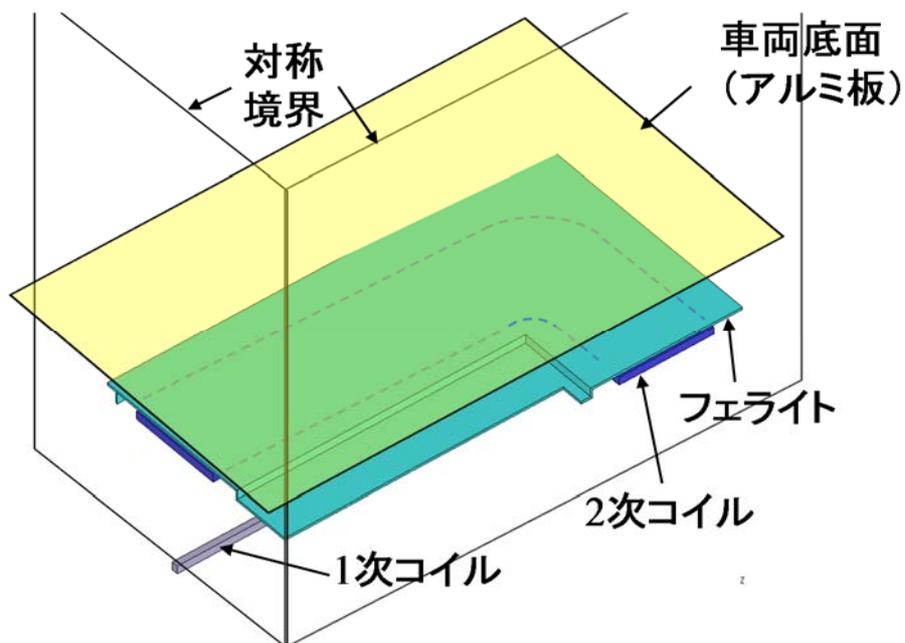


図 3. 21. 鉄道用非接触給電装置の 1/4 解析モデル

3. 5. 2 フェライトの大面积化における接合面の影響

1次側, 2次側共に磁性体を持ち, 1次側と2次側間の空隙が数 mm しかない一般的なモータ等の電気機器では, 磁性体の接合面に空隙が生じると特性に大きな影響を与えることは容易に想像できる. 一方, 1次コイルに磁性体を用いない鉄道用の非接触給電装置では磁気抵抗の大きい空気が主要磁路となり, フェライト間の接合面の空隙による影響は大きくないと考えられるが, その詳細はあまり考察されていない. そこで, 図 3. 22 に示す断面図における磁気抵抗モデル用いてその影響を検討する. 磁束 ϕ はフェライト部の磁気抵抗 R_f 及び空間部の磁気抵抗 R_{air} , 1次コイルの起磁力 i_1 を用いて次の様に表わされる.

$$\phi = 2i_1 / (R_f + R_{air}) \quad (3.7)$$

ここで R_f はフェライトでの磁気抵抗 R_{fe} 及び接合面の空隙での磁気抵抗 R_{gap} の和にて表わされるが, 接合面での空隙部は微小であるため漏れ磁束がないと仮定し, その磁気抵抗はフェライトの厚みに反比例すると考える. ここでフェライトの比透磁率を μ_r , 真空の透磁率を μ_0 , フェライトの長さを L_f , フェライトの厚みを d , 接合面の空隙の大きさを L_g とするとフェライト X 方向の寸法 1 m あたりの磁気抵抗は次式の通り表わされる.

$$R_f = R_{fe} + R_{gap} = \frac{1}{\mu_r \mu_0} \frac{L_f}{d} + \frac{1}{\mu_0} \frac{L_g}{d} \quad (3.8)$$

なお, 接合面の空隙の大きさは磁路中の 6 箇所接合面の空隙の和で考える. フェライトの長さは図 3. 22 より 390 mm とし, また, 接合面の空隙の大きさを 0.6 mm (1 箇所当たり 0.1 mm) とした時の R_{fe} , R_{gap} を(3.8)式より求める. 一方, 空間部の磁気抵抗は簡易なモデルでは計算できないため, FEM 解析結果を用いて R_{air} を推定する方法について述べる.

図 3. 23 に R_f をパラメータとして電磁ギャップ 150 mm における鎖交磁束 ϕ を FEM 解析により計算した結果及びその磁束と R_f から(3.7)式により求めた R_{air} を示す. 図 3. 23 より 2 mm コイルと 10 mm コイルの R_f である 0.5×10^5 A/Wb から 2.6×10^5 A/Wb における R_{air} は 2.8×10^6 A/Wb から 3.0×10^6 A/Wb 程度となるため, R_{air} は 2.9×10^6 A/Wb 程度と推定する. 以上, R_f も合わせて表 3. 2 にまとめる.

この表よりフェライトの厚みによらず R_{fe} は R_{air} の 1% 以下であり, 接合面の空隙がない場合はフェライトの厚みによる誘導電圧の差異は小さいと考えられる. 一方, 1 箇所当たりの接合面の空隙が 0.1 mm であっても, フェライトの厚みが 2 mm の場合の R_{gap} は R_{air} の 8.2% 程度あり, 接合面の空隙がない場合に比べ誘導電圧は 7.8% 程度低下する. なお, フェライトの厚みが 10 mm の場合の R_{gap} は R_{air} の 1.6% 以下であり, 誘導電圧への影響は小さく, 接合面の空隙の影響はフェライトの厚みによって異なることが予測できる. 空間部の磁気回路の単純な長さは電磁ギャップ 150 mm の往復とフェライトの長さ 390 mm から 690 mm あり, 1 箇所当たりのわずか 0.1 mm のフェライトの接合面の空隙は磁気回路の長さに対しわずか 1/6900 であるが, 1 次コイルに磁性体

を用いない構成であってもフェライトの厚みが小さい場合、微小な 0.1 mm の接合面の空隙が誘導電圧を大きく低下させる可能性がある。

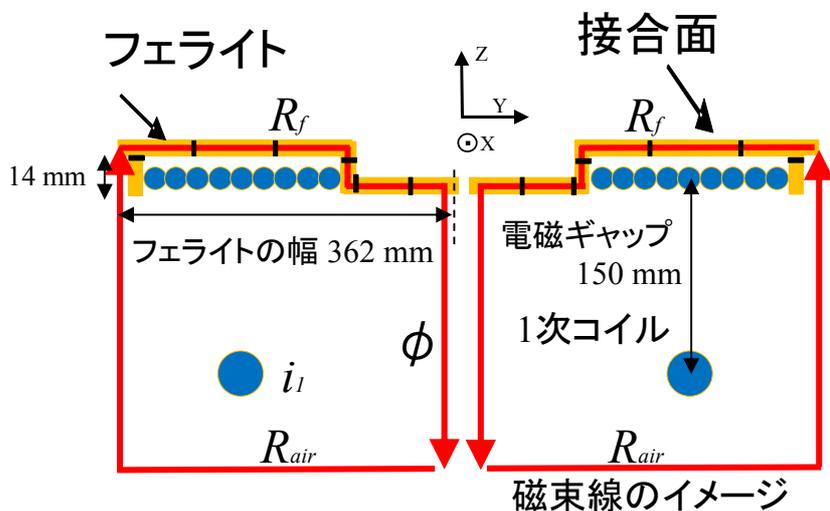


図 3. 22. 鉄道用非接触給電装置の断面図

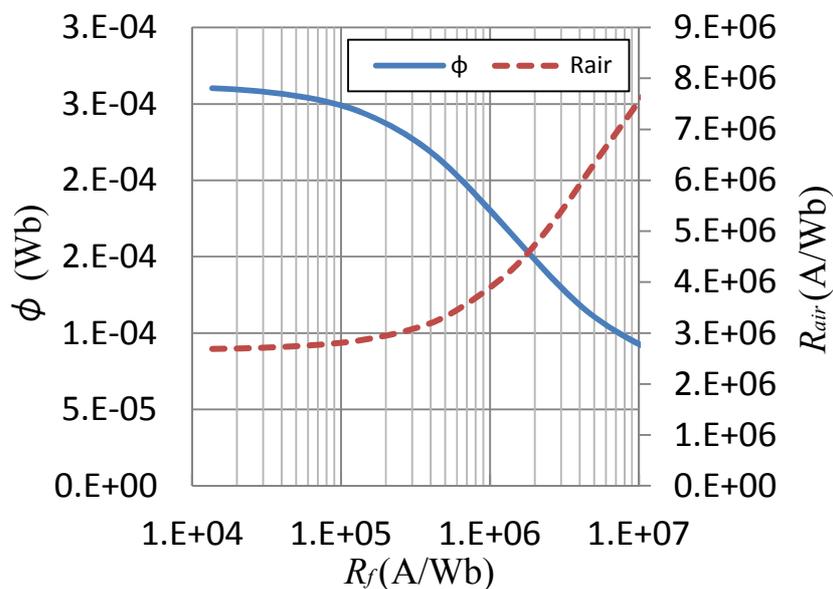


図 3. 23. フェライトの磁気抵抗と誘導電圧の関係

表 3. 2. 磁気抵抗の計算結果($\times 10^3$ A/Wb)

フェライトの厚み	R_{air}	R_{fe}	R_{gap}	R_f
10 mm	2900	4.1	48.0	52.1
5 mm	2900	8.3	95.0	103.3
2 mm	2900	20.7	239.0	259.7

3. 5. 3 電磁界解析及び実験による誘導電圧の検証

図 3. 24 に 2 次コイルのフェライトの厚みを変化させた場合の接合面の空隙の和と誘導電圧との関係を FEM 解析により求めた結果を示す。接合面の空隙が大きくなるにつれて誘導電圧が低下するが、特に薄型フェライトを用いたコイルの方が誘導電圧は大きく低下する。接合面がない場合、2 mm コイルと 10 mm コイルの誘導電圧の差は 1.5 % で、フェライトの厚みによる誘導電圧の差異は小さいといえるが、接合面の空隙の和が 0.6 mm ある場合、その差異は 10.0% に増加する。これは断面モデルの磁気抵抗を用いて検討した結果と傾向は一致している。

一方、製作した各厚みのフェライトを用いた 2 次コイルの誘導電圧を計測したが、実機では接合面の空隙を測定できなかつたため、仮に接合面の和を 0.64 mm として図 3. 24 にプロットすると、各厚みの 2 次コイルの測定結果はそれぞれ FEM 解析結果と一致した。

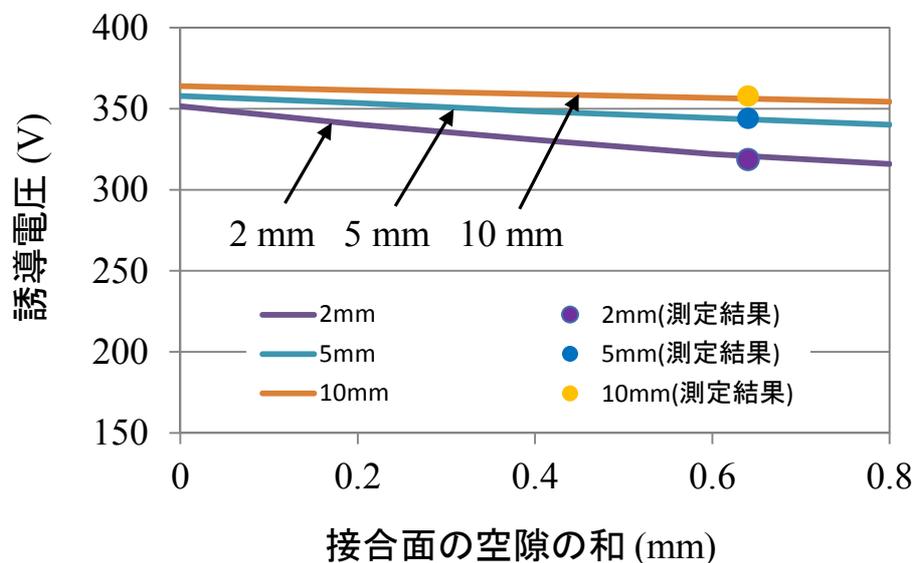


図 3. 24. 接合面の空隙の和と誘導電圧の関係

3. 5. 4 電磁界解析及び実験による自己インダクタンスの検証

図 3. 25 に 2 次コイルのフェライトの厚みを変化させた場合の接合面の空隙の和と自己インダクタンスとの関係を FEM 解析により求めた結果を示す。図 3. 25 から誘導電圧と同様に厚みの小さいフェライトほど接合面の空隙により大きく自己インダクタンスが低下する。自己インダクタンスにおける空間部の磁気抵抗は誘導電圧の場合と異なるが、この結果も原理的には同様である。更に接合面の空隙の和を 0.64 mm と仮定して製作したコイルの測定結果を図 3. 25 にプロットすると、各厚みの 2 次コイルの測定結果はそれぞれ誘導電圧と同様に FEM 解析結果と一致しており、誘導電圧の結果と合わせて、FEM 解析結果及び磁気抵抗モデルを用いて示した原理は妥当であるといえる。

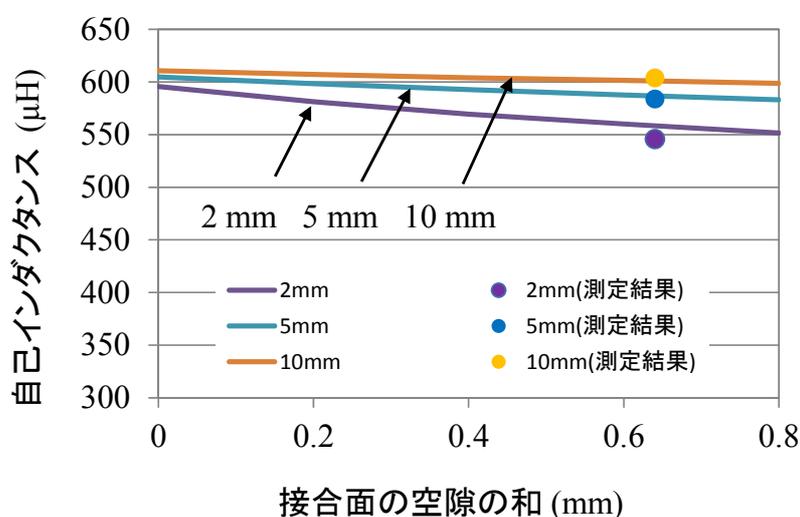


図 3. 25. 接合面の空隙の和と自己インダクタンスの関係

3. 5. 5 自己インダクタンスの温度依存性

薄型フェライトを用いた場合、誘導電圧や自己インダクタンスが接合面の空隙により大きく影響を受けることを示した。この接合面の空隙は温度変化によりフェライトが膨張・収縮することで変動する可能性がある。非接触給電装置では共振回路を利用するため、特に自己インダクタンスが変動すると給電特性に大きな影響を与える可能性があるため、その変動を定量的に把握しておく必要がある。そこで、本節では、自己インダクタンスの温度依存性を検証する。

コイルの温度を上昇させた後の自然冷却時にインピーダンスメータ (Agilent E4980A) を用いて 2 次コイルの自己インダクタンスを連続的に測定した。図 3. 26 にフェライトの温度が 50°C から 20°C に変化した際における 2 mm コイルと 5 mm コイルの自己インダクタンスの測定結果を 50°C における自己インダクタンスを基準に規格化して示す。この図より、50°C から 25°C への 25 K の温度変化によって、2 mm コイルの自己インダクタンスは 1.5% 変動する一方、5 mm コイルはわずか 0.2% とほとんど変動しないことがわかる。

この結果を図 3. 25 を用いて考察する。フェライトが 25 K 温度上昇すると、熱膨張係数($12 \times 10^{-6} \text{ mm/K}$)からフェライトの Y 方向の寸法 362 mm に対して約 0.11 mm 熱膨張し接合面の空隙が変動する可能性がある。なお、Z 方向のフェライトの熱膨張は小さく接合面の空隙に影響しないと考え考慮しない。図 3. 25 から 0.11 mm の接合面の空隙の変動により 2 mm コイルの自己インダクタンスは 1.0 %変動するのに対し、5 mm コイルでは 0.4 %と変動が小さく、測定結果と傾向は一致する。以上より、2 次コイルの自己インダクタンスに温度依存性が生じるひとつの要因としてフェライトの熱膨張があると考えられる。

大型化して 2 次コイルの給電電力を大容量化する際に留意する事項を整理した。1 次側に空心コイルを用いた電磁ギャップが大きい非接触給電装置においても、軽量化を考慮して薄型フェライトを用いると実用上発生する微小な接合面の空隙が 2 次コイルの特性に大きく影響することを示した。また、この微小な空隙は温度変化により自己インダクタンスを変動させ、非接触給電装置における重要な共振状態を変化させる可能性がある。また、第 6 章で示す複数の 2 次コイル間の電磁的な干渉の一要因にもなるため注意が必要である。

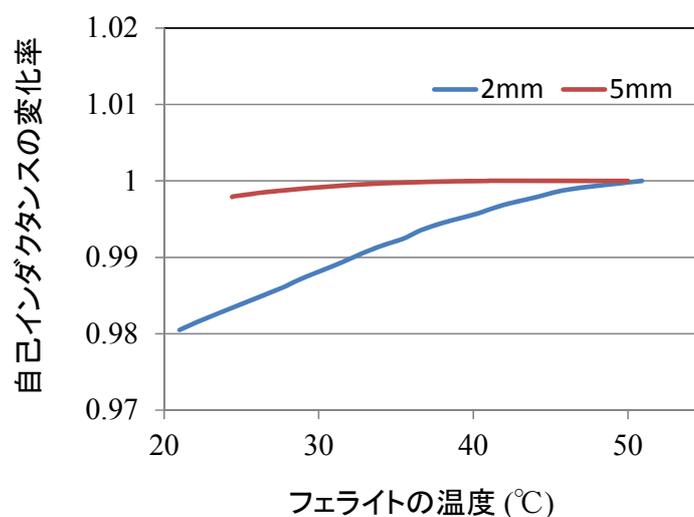


図 3. 26. フェライトの温度変化による自己インダクタンスの変動の測定結果

3. 5. 6 磁性体の磁気飽和

フェライトの磁気飽和は給電中の 2 次コイルの誘導電圧や 2 次コイルの自己インダクタンスの変動の要因となる。特に自己インダクタンスの変動は 2 次回路の力率を変動させ効率の低下にもつながるため、自己インダクタンスが変動しないようフェライトの厚みを選定する必要がある。

2 次コイルに比べ 1 次コイルの方が起磁力は小さく、また 1 次コイルと 2 次コイルのフェライトは大きな電磁ギャップにより離れているため 1 次電流によるフェライトの磁化への影響は小さい。そのため、ここでは 2 次コイルの起磁力と自己インダクタンスの関係を検討する。図 3.27 にこれらの関係を電磁界解析により求めた結果を示す。なお、解析結果は厚み 10 mm のフェライトを用いた 2 次コイルの起磁力を 1 A とした際の自己インダクタンスを基準に規格化して示す。2 次コイルの自己インダクタンスが変動し始める起磁力において磁気飽和が生じ始めたと考えることができ、2 次コイルはそれぞれの自己インダクタンスが変化し始める起磁力以下で使用する必要がある。この結果より例えば厚み 2 mm のフェライトを用いたコイルであれば、起磁力 700 Arms までの範囲で安定して給電することが可能である。

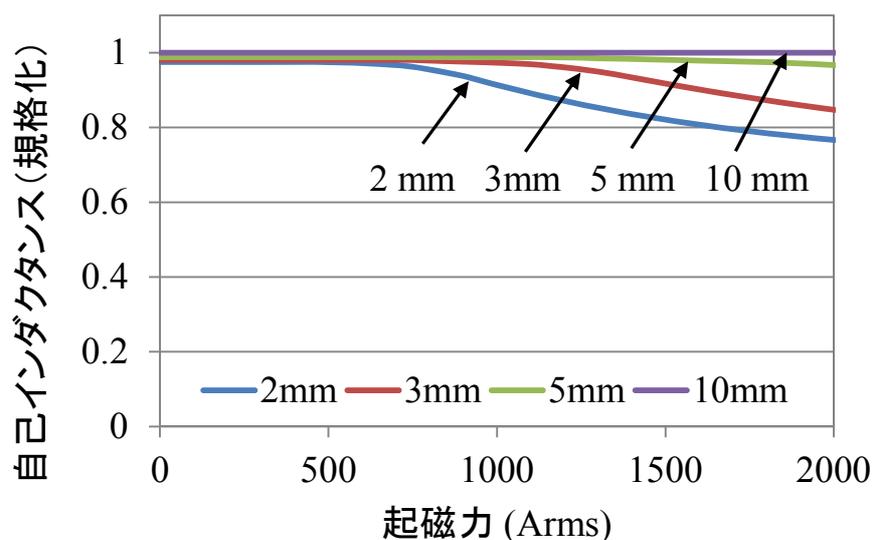


図 3.27. 2 次コイルの起磁力と自己インダクタンスの関係

3. 5. 7 給電特性

2次コイルの給電特性を検証する。給電試験回路の構成は図 3. 28 に示す通りとし、2次コイル単体の特性を評価することを目的としていることから、負荷は抵抗負荷とした。1次電流は 250 Arms、周波数 19 kHz とした。なお、給電試験時の回路定数を表 3. 3 に示す。

図 3. 29 は 2 mm コイルを用いて給電試験を実施した際の 1次コイルと 2次コイルの起磁力、出力電圧と電流の測定結果である。2次コイルの起磁力は 700 Arms 以下であるため、3. 5. 6 節で示した通りフェライトの磁気飽和は生じず、出力電圧と電流の測定結果からも 12 kW 安定して給電できることがわかる。

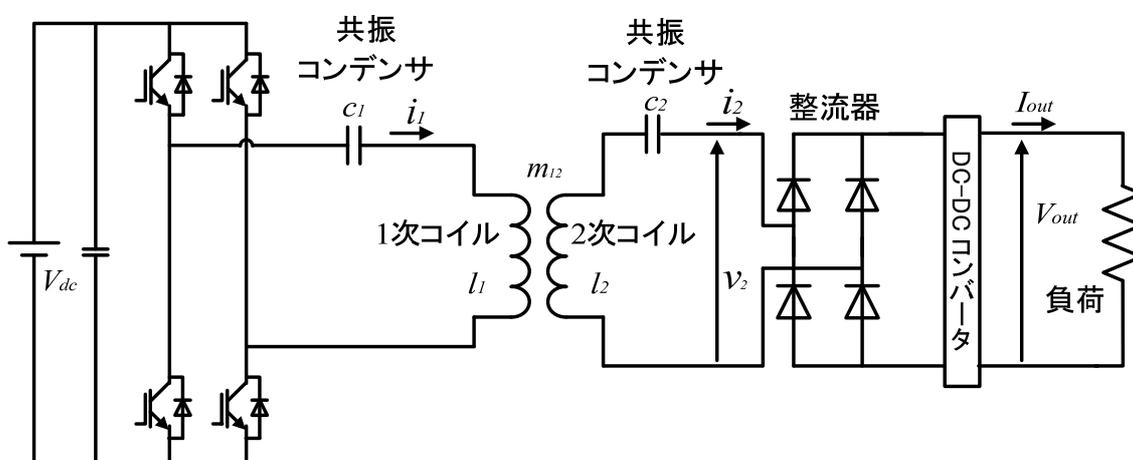
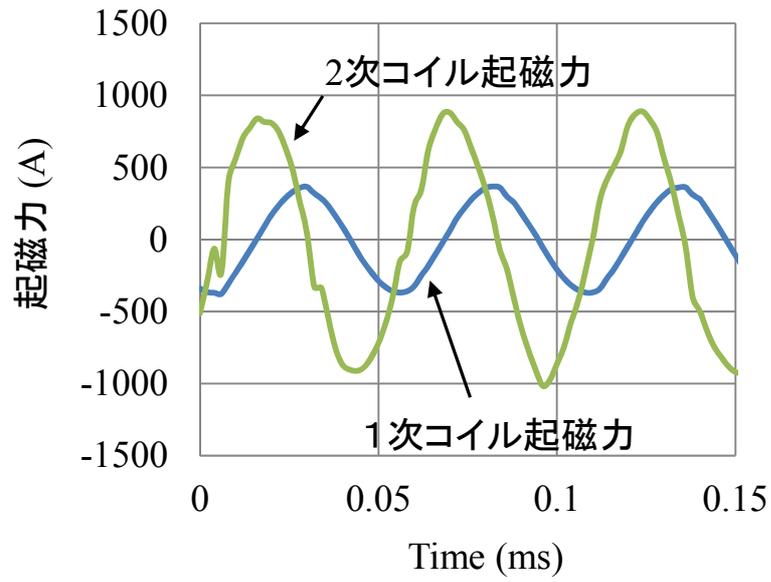


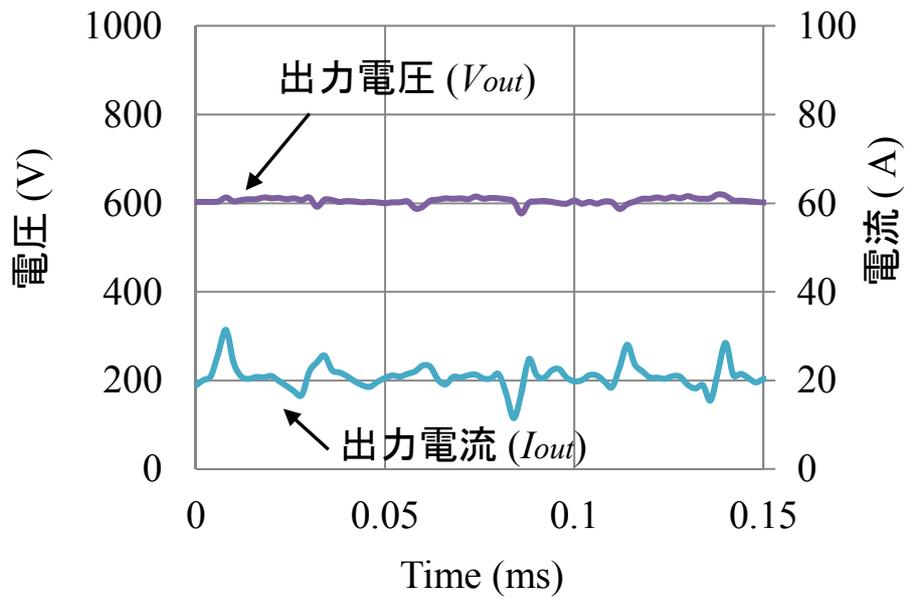
図 3. 28. 給電試験回路の構成

表 3. 3. 給電試験時の回路定数

1次回路	コイル	l_1	57.3 μ H	2次回路	コイル	l_2	543.8 μ H
		r_1	55.7 m Ω			r_2	147.0 m Ω
	共振コンデンサ	c_1	1.4 μ F		共振コンデンサ	c_2	134.0 μ F



(a) 1次, 2次コイルの起磁力



(b) 出力電圧と出力電流

図 3. 29. 12 kW 給電試験における波形例

3. 6 本章のまとめ

高周波を利用するため 2 次コイルの自己インダクタンスは給電時のリアクタンス電圧が大きくなることから小さくすることが望ましい。また、誘導電圧は効率の観点から大きくすることが求められる。これらの要件は、非共振時の 2 次コイルの最大出力の観点からも重要である。

本章ではこれらの要件に適した 2 次コイルの構成について検討した。同一のエアギャップであれば、導体断面の形状により誘導電圧は大きく変わらないため、自己インダクタンスを小さくできる扁平な断面形状の導体を用いることが適していることを示した。また、2 次コイルはアルミ等の金属でできた鉄道車両の床下に取付けられるため、アルミに流れる渦電流に起因する誘導電圧の低下や損失の増加を低減するため、2 次コイルにフェライトなどの磁性体を用いることが必須であることを示した。また、2 次コイルは重量軽減が必達の課題であるため、最適なフェライトの断面形状を示し、さらに軽量化するため、フェライトの厚みの低減による特性への影響を検証するとともに、磁気飽和の影響が生じないようにフェライトの厚みごとの起磁力と自己インダクタンスの関係を整理し、2 次コイルに適用するフェライトの厚みを選定するための設計指針を示した。

次に、12 kW の給電が可能な 2 次コイルについて検討した。12 kW クラスの大容量給電を実現するためには 2 次コイルの窓面積を基本的には増大させる必要があり、同時にフェライトの面積も増大させる必要がある。重量を増加させないよう薄型の小型フェライトを接合して構成された大型フェライトを 2 次コイルに用いると、この実用上発生するフェライト間の接合面の微小な空隙による電気性能への影響が大きく、設計に留意する必要があることを示した。また、この微小な空隙は 2 次コイルの自己インダクタンスを温度によって変化させる要因となるため、非接触給電装置において重要な共振状態を阻害する可能性があることを示した。さらに、3 種類の厚みの異なるフェライトを用いた 2 次コイルを製作し、目標重量を達成できる 2 mm の厚みのフェライトを用いた 2 次コイルが磁気飽和の影響のない範囲で安定して性能目標である 12 kW の給電が可能であることを示した。また、2 次コイルの温度が上昇するとフェライトの接合面の影響等から 2 次コイルの自己インダクタンスが温度依存性を持つことを実測により示した。なお、この温度依存性については第 6 章で示す複数の 2 次コイルを用いた給電特性に影響を与える。

第4章 機械的強度を考慮した2次コイルの磁性体の構成

4.1 はじめに

鉄道用の非接触給電装置の実用性における課題の1つに2次コイルの機械的強度の向上が挙げられる。2次コイルの機械的な強度は導体の含浸やフェライトの厚みを増大させること、あるいはこれらを収納するケースを強固にすること等によって向上させることができる。しかし、いずれも2次コイルの重量を増加させる要因となるため、2次コイルの軽量化の観点からこれらの方法で機械的強度を向上させることは難しい。

しかし、導体の含浸に用いる樹脂やFRP自体は異物の衝突等により容易には破損しないが、フェライトは焼結材料であるため、樹脂やFRPに比べ強度は弱く、容易に欠損や折損が生じる。そのため、2次コイルを構成するこれらの要素のうち特にフェライトは容易に破損しない構成とすることが求められる。

第3章では重量を軽減するため、電気的な性能の観点から最適な2次コイルの断面形状を示し、厚みの薄い2mmのフェライトを用いたとしても、2次コイルが十分な給電性能を有することを示したが、フェライト自体を強固に保護しない限り、このような厚みの極度に小さい2~3mmのフェライトは容易に破損する危険性がある。従って、フェライトはその厚みを増やし強度を向上させることが求められるが、軽量化の観点から容易に厚みを増やすことはできない。そこで、これまでフェライトを2次コイルの導体の上に均一に連続的に配置（以下、連続配置）することを基本としてきたが、第4章では図4.1に示す構成で、機械的強度を高めることを目的にフェライトの厚みを増大した短冊状のフェライトを重量が増えないように2次コイルの導体の上に一定の間隔で配置（以下、離散配置）した2次コイルを提案し、その機械的な強度と電気性能への影響を検討する。また、短冊状のフェライトを離散配置するにあたっては軽量化を図るため、平行2線式1次コイルの作る磁束に適したフェライトの配置箇所についても検討する。最後に、これらの検討結果を反映し短冊状のフェライトを離散的に配置した12kW給電可能な2次コイルを試作し、従来の連続配置した2次コイルと同等の電気性能を得られることを示す。

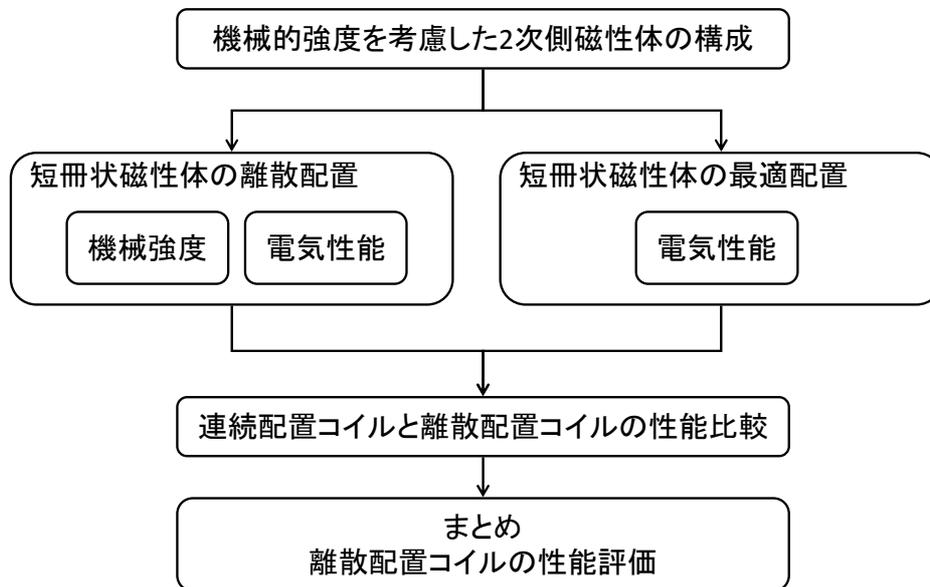


図 4.1. 第 4 章の構成

4. 2 2次コイルの磁性体に求められる要件

4. 2. 1 フェライトの肉厚化による機械的強度の向上

焼結材料であることから厚みの薄いフェライトはもろくて壊れやすい。また、厚みの薄いフェライトは焼結時に反りが大きくなることなどから寸法精度を保つことが難しく、一般的に 2~3 mm 程度のフェライトは 5 mm 程度のフェライトを研磨するなどの加工をして製作されることが多いため、製作時間・製作コストがかかる。そのため、2 次コイルのフェライトには軽量化の観点と矛盾するが、厚みを増やすことによる機械的な強度の向上と製作性の向上が求められる。なお、本論文ではフェライトの製造手法自体については取り上げないため、フェライト自体の製作性向上については議論しない。

4. 2. 2 フェライトの最適配置による軽量化

停車中に給電することを目的とした同一の円形状の 1 次コイルと 2 次コイルを対面させて用いる場合は、2 次コイルの導体上面全体に配置したフェライトは効果的であるが、1 次コイルに 2 次コイルの形状と異なる平行 2 線式の 1 次コイルを用いる場合は必ずしも導体上面全体にフェライトを配置することが最適であるとは限らない。そのため、重量を軽減するために、平行 2 線式 1 次コイルによる磁束が 2 次コイルに効果的に鎖交するようフェライトを配置することが求められる。

4. 3 離散配置した短冊状磁性体

重量を増加させずに、機械的な強度を向上できるフェライトの構成について検討する。2 次コイルの導体上面全体にフェライトを連続配置した場合と同等の体積で、厚みを増大させた短冊状のフェライトを一定の間隔で離散配置した場合のフェライトの機械的な強度と 2 次コイルの電気性能について検討する。

4. 3. 1 離散配置磁性体の機械的な強度

走行による異物との衝突等により 2 次コイルにひずみが 5×10^{-4} 程度生じると想定すると、フェライトのヤング率 150 GPa からフェライトには 75 MPa の応力が加わる可能性があり、フェライトの許容応力が 90 MPa であることを考慮すると損傷するリスクが高い。そのため、少なくとも安全率 2 倍を確保できるようにフェライトの断面係数を 2 倍以上に向上させ応力を低減する必要がある。

直方体形状のフェライトの XZ 断面, YZ 断面の断面係数 Z_{xz} , Z_{yz} , 応力 σ_y , σ_x は, 図 4.2 のようにフェライトの x 方向の長さを b_x , y 方向の長さを b_y , 厚みを d , フェライトに加わるモーメントを M とすると, 以下のように表すことができる。

$$Z_{xz} = \frac{b_x d^2}{6} \qquad \sigma_y = \frac{M}{Z_{xz}} \qquad (4.1)$$

$$Z_{yz} = \frac{b_y d^2}{6} \qquad \sigma_x = \frac{M}{Z_{yz}} \qquad (4.2)$$

離散配置フェライトの y 方向の幅 b_y は変えず, その厚み d を連続配置フェライトの 2 倍, x 方向の幅 b_x を 1/2 倍とすると, 離散配置フェライトの断面係数 Z_{xz} , Z_{yx} はそれぞれ 2 倍, 4 倍となり, 応力 σ_y , σ_x はそれぞれ 1/2 倍, 1/4 倍に低減される。すなわち, フェライトに生じる応力は連続配置フェライトに比べ少なくとも 50% 以下になり, 安全率を 2 倍以上確保でき, フェライトを離散配置することで機械的強度を十分に向上できると考える。

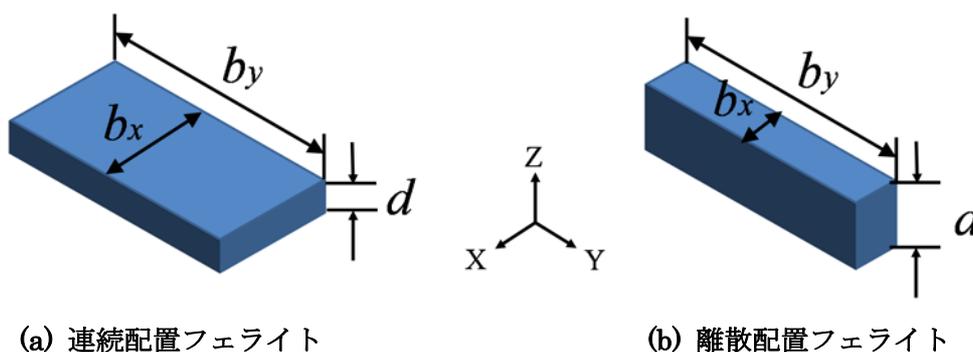


図 4.2. フェライトの形状

4. 3. 2 離散配置した磁性体の構成

第3章で述べた図3.3(a)の空心コイルに連続配置フェライトと離散配置フェライトをそれぞれ用いた場合の2次コイルの電気性能について検討する. 図4.3, 図4.4に2次コイルの導体上面にフェライトを連続配置した場合と離散配置した場合の上面図と側面図を示す. フェライトの2つの断面のうち, 進行方向に平行な断面(XZ断面)のフェライトの断面積が一定となるよう, 連続配置フェライトの厚みを3mmとした場合には, 離散配置フェライトの厚みはその2倍の6mmとし, X方向のフェライトの幅と配置間隔が1:1になるよう離散配置する.

無限に幅の小さい短冊状フェライトを離散配置した場合, 1次コイルと2次コイル間の相互インダクタンス m_{12} (以下, 第4章では相互インダクタンスと呼ぶ) や2次コイルの自己インダクタンス l_2 は大きく変化しないと容易に想定できる. しかし, 無限に小さくない一定の幅をもつ短冊状のフェライトを離散配置した場合, 断面積が同一であってもその配置間隔により性能が低下する可能性があるため, 短冊状フェライトを離散配置する間隔による2次コイルの電気性能への影響を検討する必要がある.

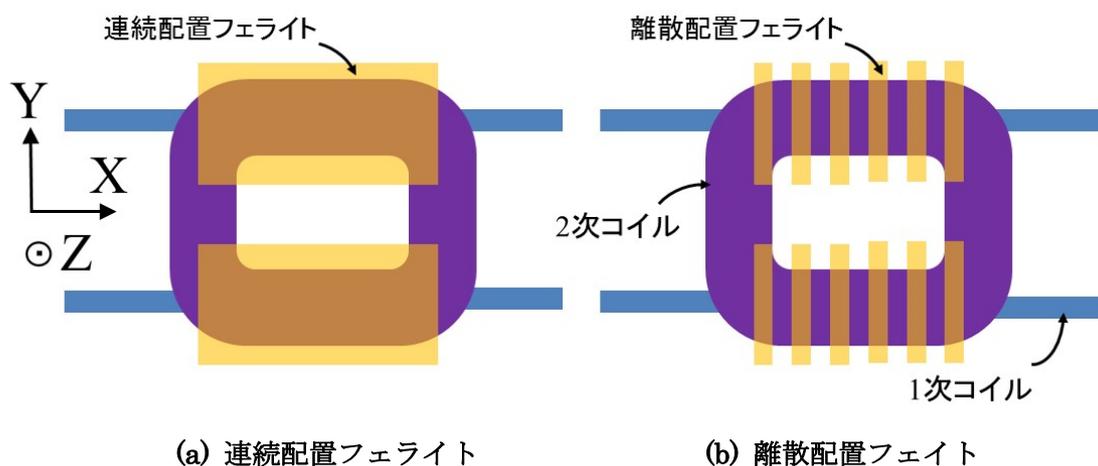


図4.3. 検証用コイルの上面図

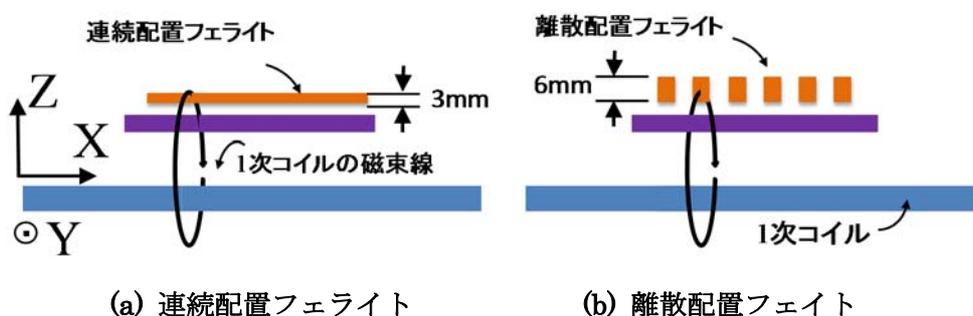


図4.4. 検証用コイルの側面図

4. 3. 3 2次コイルの電気性能の評価方法

誘導電圧を評価できる相互インダクタンス m_{12} と、リアクタンス電圧を評価できる自己インダクタンス l_2 を用いて2次コイルを評価する。また、変圧器では一般的に(4.3)式に示す結合係数を用いてその性能が評価されるが、1次コイルを平行2線式とした鉄道用の非接触給電装置では1次コイルの長さは線区等により異なり一定ではないことから、1次コイルの自己インダクタンス l_1 の影響を除くため、比較する2次コイルの結合係数の比も用いて評価する。

$$k = \frac{m_{12}}{\sqrt{l_1} \cdot \sqrt{l_2}} \quad (4.3)$$

以上より、本章では相互インダクタンス m_{12} 、2次コイルの自己インダクタンス l_2 及び結合係数の比を用いて2次コイルを評価する。

図4.5(a)~(c)に示すような同一の断面積をもつ様々な幅の離散配置フェライトを導体上に配置し、離散配置フェライトの幅による2次コイルの電気性能への影響を測定と電磁界解析を行い検証する。なお、フェライトの配置方法による基本的な電気性能の差異を検証することを目的とするため、鉄道車両底面を模擬するアルミ板は用いていない。

測定は2次コイルと1次コイルの電磁ギャップが130 mmになるよう2次コイルを設置し、1次コイルに300 Armsを通電した際の2次コイルの誘導電圧から1次コイルと2次コイル間の相互インダクタンス m_{12} を計算する。また、自己インダクタンス l_2 はインピーダンスメータ(Agilent E4980A)で測定する。なお、比較するため、連続配置フェライトを用いた場合の2次コイルの電気性能も同様に測定した。

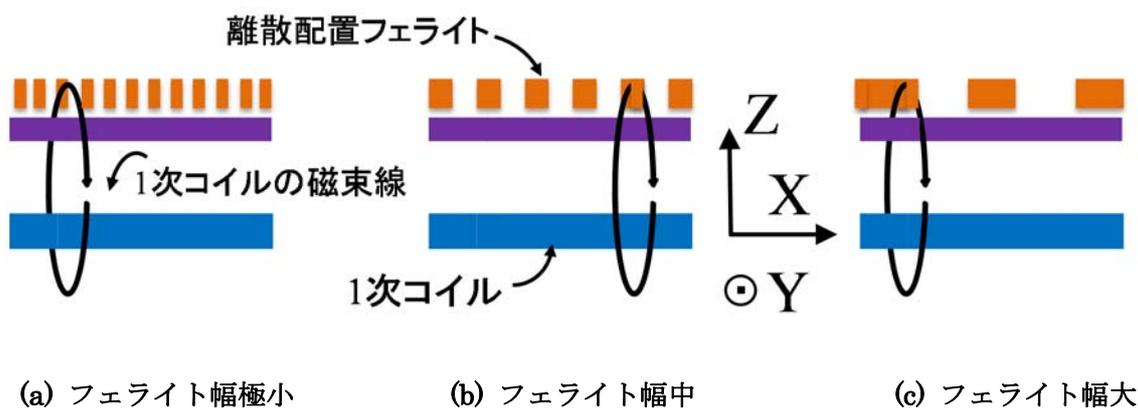


図4.5. 幅の異なる離散配置フェライトを用いた2次コイルの側面図

4. 3. 4 離散配置磁性体を用いた 2 次コイルの電気性能

図 4.6 に離散配置したフェライトの幅と相互インダクタンス m_{12} , 自己インダクタンス l_2 の関係を示す。また, 図 4.7 にフェライトを連続配置した 2 次コイルの結果を基準に規格化した結合係数の比を同様に示す。なお, 比較しやすいように横軸 0 mm に連続配置フェライトを用いた 2 次コイルの結果を示す。

これらの結果より, 離散配置フェライトの幅が極めて小さい 10 mm 以下であれば連続配置した場合に比べ相互インダクタンス m_{12} の低下は 0.5% 以下, 自己インダクタンス l_2 は 1% 以下と大きく変化せず, 結合係数の観点からは 0.1 % 以下の低下で 2 次コイルの性能への影響は少ないといえる。一方, フェライトの幅を 30 mm まで大きくした場合はそれぞれの低下率が 1.8%, 2.1%, 0.8% となり, 75 mm の場合にはさらに低下率が増加し 3.5%, 3.5%, 1.6% となった。

これは, 1 次電流の作る磁路に対する磁気抵抗は, フェライトの幅が小さい場合は, 磁束が y 方向にほぼ平行なため増加しないが, 同一の断面積であってもフェライトの幅が大きい場合はフェライトのない断面を通る磁束は高い透磁率をもつフェライトに引き寄せられ, y 方向に平行とならないことで磁路が増え, その結果磁気抵抗が大きくなるためである。以上より, 断面積が一定で離散配置フェライトの間隔が十分に小さければ性能は大きく低下しないことが解析・実験により実証できた。

実際の鉄道の 2 次コイルに適用する際, 極端に小さな幅のフェライトを用いることは現実的でないため, 本結果をもとに許容できる性能低下に応じた離散配置フェライトの幅を決定することができる。例えば, 10 mm もの小さな幅のフェライトを多数用いることは現実的でないが, 連続配置フェライトに対して許容できる性能低下を 1% 以内と定めた場合, 短冊状フェライトの幅は 30 mm 以下と決定できる。

また, 測定結果と解析結果は精度よく一致しているため, 本節ではフェライトの幅と配置間隔が 1:1 となる場合を示したが, 異なる比率においても電磁界解析を用いてその特性を推定することが可能である。

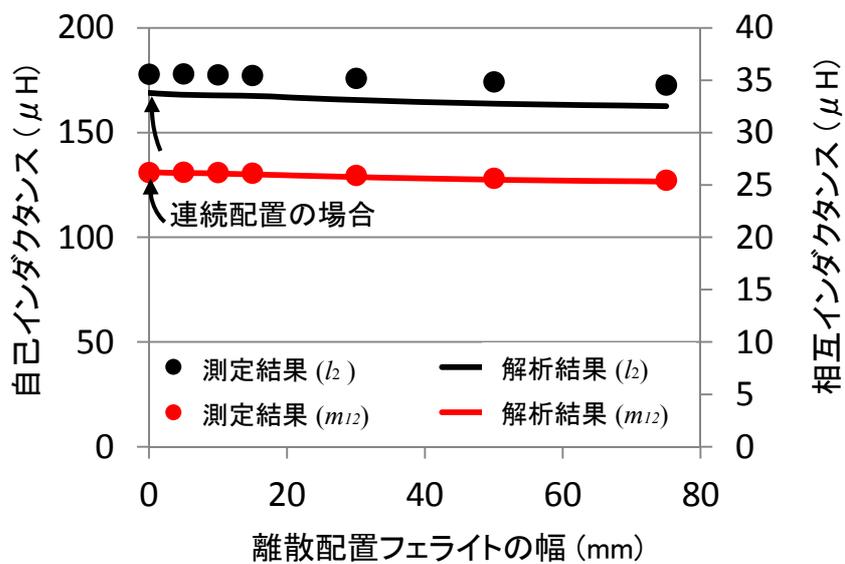


図 4.6. 離散配置フェライトの幅と各インダクタンスの関係

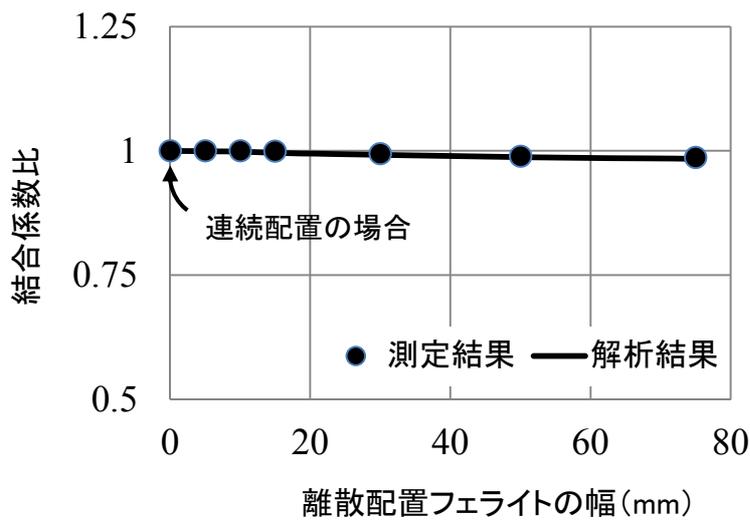


図 4.7. 離散配置フェライトの幅と結合係数の関係

4. 4 最適な磁性体の配置

図 3.20 で示した 2 次コイルのフェライトは、停車中に給電することを目的とした電気自動車等に適用されている 2 次コイルと同様に、2 次コイルの導体上面全体にフェライトを配置しているが、長形状の 2 次コイルの導体のうち短い辺に対応する辺が平行 2 線式の 1 次コイルにはないため、導体上面全体にフェライトを配置することが最適とは限らない。そこで、ここでは、平行 2 線式の 1 次コイルに適した 2 次コイルのフェライトの配置について検討する。なお、説明のため 2 次コイルの導体のうち長い辺を「導体長辺」、短い辺を「導体短辺」と呼ぶ。

4. 4. 1 平行 2 線式 1 次コイルに適した磁性体の配置

図 4.8 に 1 次コイルが平行 2 線式コイルの場合と長形状コイルの場合における 1 次コイルを含めた 2 次コイルの上面図を示す。図 4.8(b) のように、停車中の移動体に給電するための非接触給電装置では 1 次コイルと 2 次コイルが同じ形状であるため、1 次コイルの導体長辺と導体短辺に流れる電流が作る磁束が共に 2 次コイルに鎖交するため、2 次コイルの導体上面全体に用いられたフェライトは有効に作用する。一方、図 4.8(a) のように 1 次コイルが平行 2 線式コイルの場合には、2 次コイルの導体短辺に対応する辺が 1 次コイルにないため、2 次コイルの導体短辺上のフェライトの効果は小さい。そこで、1 次コイルの電流による磁束を集める効果の少ない導体短辺上のフェライトを適切に配置することで、2 次コイルの鎖交磁束を低下させずに重量を軽減させることを検討する。

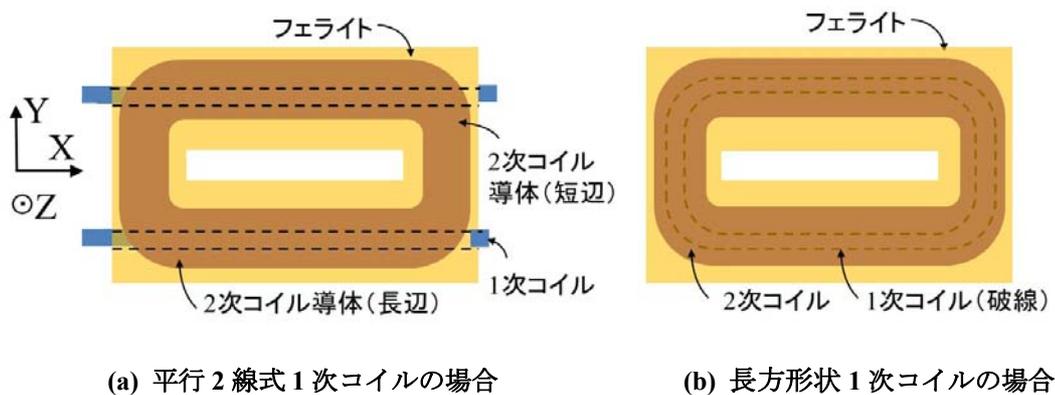


図 4.8. 3 章で用いた大容量 2 次コイルに 1 次コイルを含めた上面図

4. 4. 2 短辺上の磁性体の最適な配置

導体短辺上のフェライトの配置が異なる 2 次コイルを 3 種類製作し、短辺上の磁性体の最適な配置を検討する。ここでは、図 4.8 で示した従来通りにフェライトを導体上面全体に配置した 2 次コイル（以降、Type A と呼ぶ）を評価基準として、図 4.9 に示す導体短辺上のフェライトを削減した 2 種類の 2 次コイル（Type B,C）の電気性能を示す。Type B は導体短辺上のフェライトをすべて削除して最も大きく軽量化を図った配置とし、Type C はその中間的な位置づけで、導体短辺上のフェライトの半分を削除した配置である。製作したコイルの外形寸法は 800 mm×1,800 mm とした。なお、2 次コイルは鉄道車両の底面を模擬したアルミ板の下部 75 mm の位置に取付け、前節と同様に相互インダクタンス m_{12} 、自己インダクタンス l_2 、結合係数の比を用いて評価する。

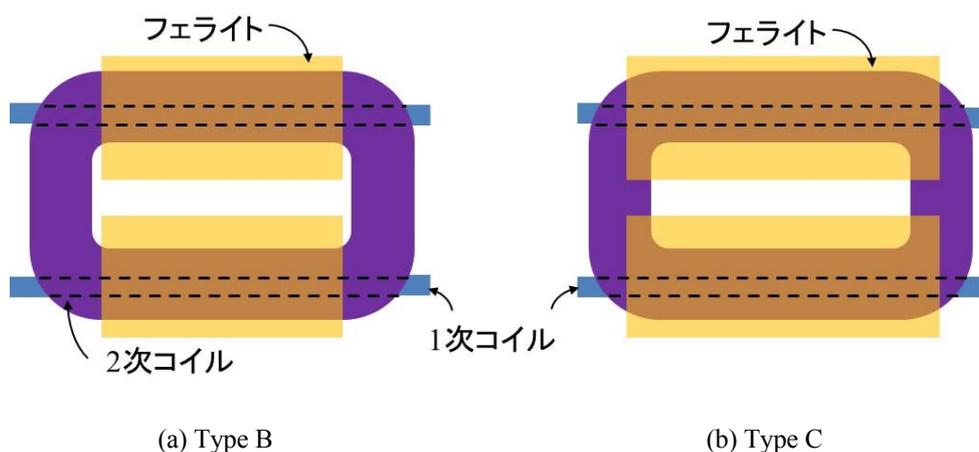


図 4.9. 導体短辺上のフェライトの効果の検証用コイル

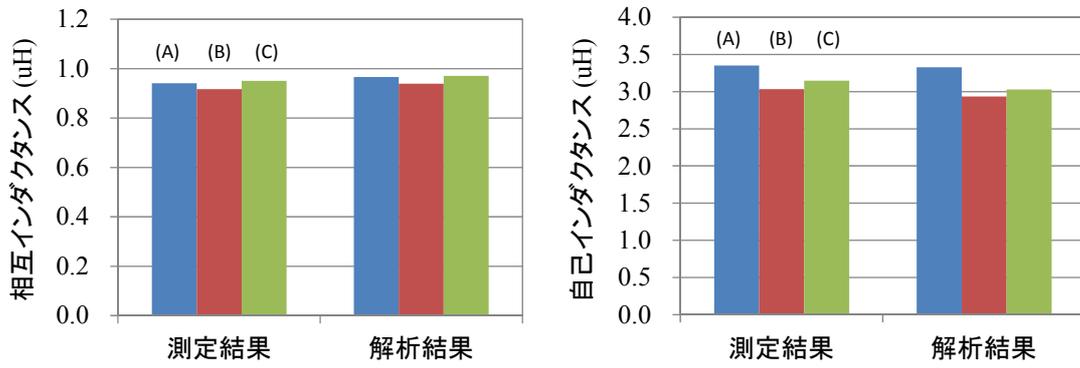
4. 4. 3 実験と電磁界解析による検証

図 4. 10 に各コイルの相互インダクタンス m_{12} , 自己インダクタンス l_2 の測定結果と解析結果を示す. 測定結果より Type B の相互インダクタンス m_{12} は Type A に比べて 2.4% 低下した. これは, 導体短辺の上部において 1 次コイルが作る磁界に対し, Y 方向の磁路を構成するフェライトが全くないためである. 一方, Type C では Type A より 0.9% わずかに増加した.

解析結果と測定結果は精度よく一致しているので, Type C の結果について電磁界解析による磁束密度分布を用いて考察する. 図 4. 11 (a)(b) に 1 次コイルのみに通電した際の Type C 及び Type A のフェライトの磁束密度分布を示す. 導体短辺上部のフェライトの磁束密度が他の部位よりも大きくなっているのは, 導体短辺近傍の 1 次コイル電流による磁束が高い透磁率をもつフェライトにより引きつけられて集中したためである. その集められた磁束は, Type C の場合, 図 4. 11 (a) の磁束密度の分布図より, 2 次コイルに有効に鎖交している. 一方, 図 4. 11 (b) で示す Type A の場合は, 磁束が集中している箇所が 2 次コイル導体の外側になるため, その集中した磁束は 2 次コイルに有効に鎖交していない. そのため, Type C は Type A よりもわずかに相互インダクタンス m_{12} が向上したものと考えられる.

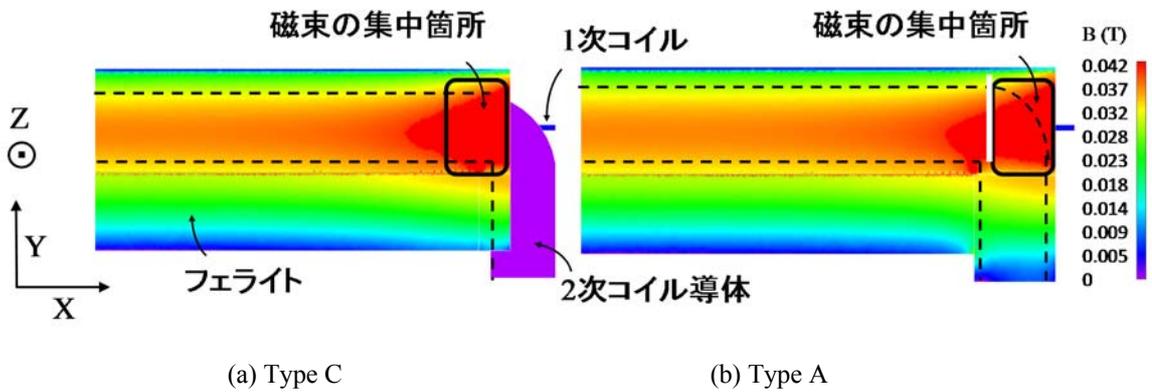
一方, 自己インダクタンス l_2 は測定結果より Type A に比べて Type B で 9.5%, Type C で 6.1% 低下する. これは導体短辺上のフェライトが削減されたことで 2 次コイルの導体短辺の自己インダクタンスが低減したためである.

次に, Type A に対する Type B, Type C の結合係数の比を図 4. 12 に示す. この結果より Type C の結合係数は Type A の 1.05 倍, Type B は 1.03 倍に増加する. 従って, Type C の結合係数が一番大きく, さらに Type A より重量も軽減できるため, Type C が導体短辺上のフェライトの配置としてこれらの 3 種類の中では最も良く, 導体短辺上のフェライトは導体の半分に配置することが適している.



(a) 相互インダクタンス m_{12} (b) 自己インダクタンス l_2

図 4.10. 相互インダクタンスと自己インダクタンスの測定結果と解析結果



(a) Type C

(b) Type A

図 4.11. フェライトの磁束密度分布の電磁界解析結果

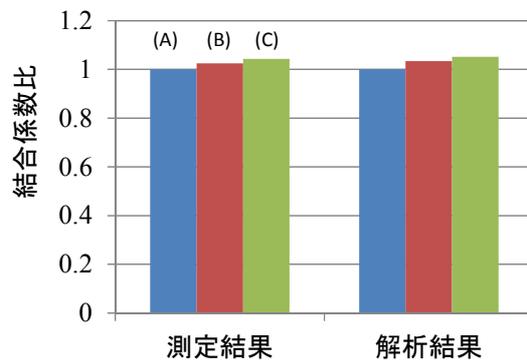


図 4.12. 測定結果と解析結果から求めた結合係数比

4. 5 離散配置コイルと連続配置コイルの性能比較

12 kW 給電可能なフェライトを連続的に配置した 2 次コイルと離散的に配置した 2 次コイルを製作し、それぞれの電気性能を比較して離散的にフェライトを配置した 2 次コイルの電気性能を検証する。これまでと同様に電気性能として相互インダクタンス m_{12} 、自己インダクタンス l_2 、結合係数の比を用いて評価する。また、フェライトの配置による温度上昇への影響も評価するため、それぞれのコイルのフェライトの温度上昇特性についても検証する。

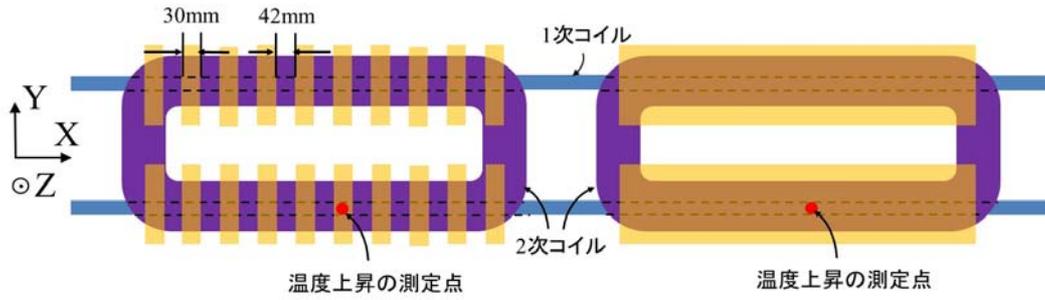
4. 5. 1 供試体の構成

試作したコイルのフェライトの構成を表 4. 1 に示す。それぞれのコイルの導体短边上のフェライトは図 4. 9 (b)で示した Type C のように導体短辺の上部の半分を占めるように配置する。導体長边上のフェライトは短冊状のフェライトを離散的に配置したコイル（離散配置コイル）と連続的に配置したコイル（連続配置コイル）の 2 種類とし、電気性能の差異を評価する。

これらの試作コイルの上面図を図 4. 13 に、解析モデルを図 4. 14 に示す。離散配置フェライトを用いることにより大幅に性能を低下させないよう、離散配置フェライトの幅を 30 mm、フェライトの配置間隔を 42 mm とし、フェライトの体積が一定となるよう、連続配置フェライトの厚み 3 mm に対して、離散配置フェライトの厚みを 2.4 倍の 7.2 mm とする。なお、これらの試作コイルの重量は約 55 kg で目標値を達成している。

表 4.1. 試作コイルの構成

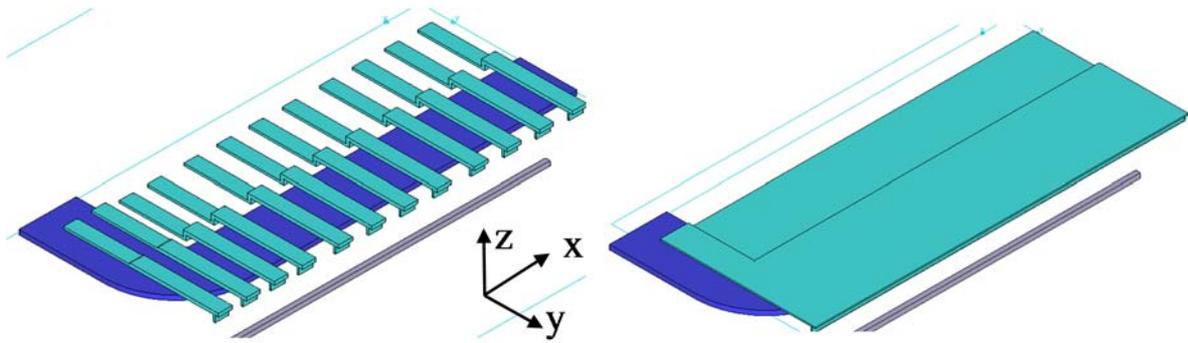
	導体短边上の フェライト配置	導体長边上の フェライト配置	フェライト の厚み	フェライト の体積	外形寸法 (L×W)
離散配置コイル	Type C	離散配置	7.2 mm	同一	1800×800 mm
連続配置コイル	Type C	連続配置	3 mm		



(a) 離散配置コイル

(b) 連続配置コイル

図 4.13. 試作コイルの上面イメージ図



(a) 離散配置コイル

(b) 連続配置コイル

図 4.14. 試作コイルの解析モデル (アルミ板は図中では省略)

4. 5. 2 電気性能の比較

図 4.15 に離散配置コイルと連続配置コイルの相互インダクタンス m_{12} , 自己インダクタンス l_2 の測定結果および解析結果を示す. なお, 結合係数は連続配置コイルを基準に規格化して示す. 解析結果と測定結果は精度よく一致した. 測定結果より, 離散配置コイルは連続配置コイルに比べて, 相互インダクタンス m_{12} は 1.2% 減少し, 自己インダクタンス l_2 は 1.4% 減少したが, 結合係数は 0.4% の低下となった. 従って, 結合係数の差は 1% 以内で, 同等の性能が得られたといえる.

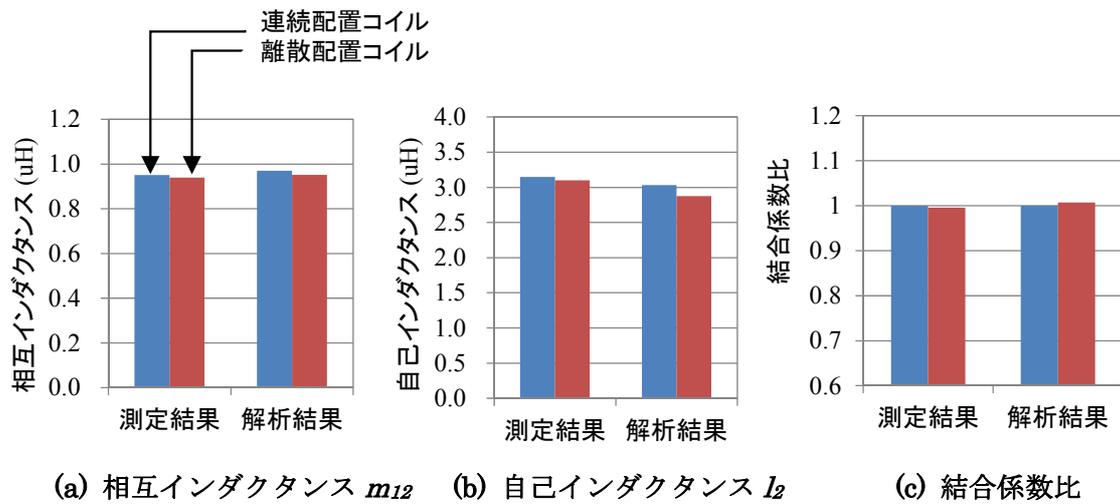


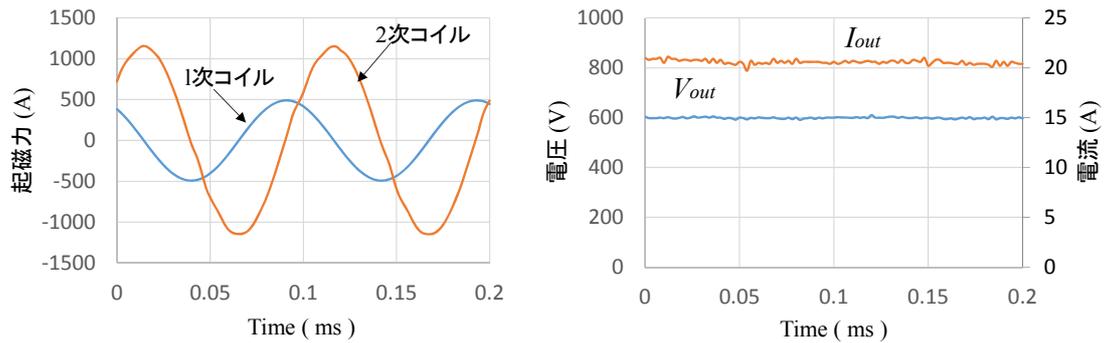
図 4.15. 電気性能の比較結果

4. 5. 3 給電特性

3.5.7 節で示した図 3.28 の給電試験回路を用いて、離散配置コイルの給電特性を示す。1 次電流は 350 Arms, 周波数は約 10 kHz とした。離散配置コイルを用いた給電試験時の回路定数を表 4.2 に示す。図 4.16 (a) に 12 kW の給電試験時の 1 次コイル, 2 次コイルの起磁力の波形を, 図 4.16 (b) に出力電圧と電流の波形を代表して示す。これらの出力電圧 600 V, 出力電流 20.5 A より 12 kW の電力を 2 次コイルに安定して給電できていることが確認できる。

表 4.2. 給電試験時の回路定数

1 次 回路	1 次 コイル	l_1	51.1 μ H	2 次 回路	離散配置 コイル	l_2	793.8 μ H
		r_1	38.2 m Ω			r_2	274.0 m Ω
	共振 コンデンサ	c_1	5.7 μ F		共振 コンデンサ	c_2	330.0 μ F



(a) 1 次コイル, 2 次コイルの起磁力

(b) 出力電圧と電流

図 4.16. 12 kW の給電試験時の代表波形

4. 5. 4 温度上昇特性

フェライトを離散配置した場合と連続配置した場合の温度上昇特性の差異を明らかにするため、これらのコイルを一定時間通電し温度上昇特性を比較する。

まず、離散配置コイルにおけるコイル内の温度上昇の分布について確認するため、一定時間通電した後にサーモグラフィカメラで離散配置コイルの表面温度を測定した結果を図 4.17 に示す。なお、カメラでの撮影範囲の都合上、離散配置コイル全面を同時に撮影できないことから部分的に撮影しているため、撮影時間の経過に応じて撮影画面ごとに多少の温度の低下が生じている。また、2 次コイルの対称性から全体の 1/4 を撮影している。この結果から離散配置フェライトにおいて局所的な発熱は発生していないが、磁束が集中する導体上のフェライトの中央部の温度上昇が大きいことがわかる。これは、2 次コイルの主な損失は導体の銅損とフェライトの鉄損が大半であり、導体は全面でほぼ均一に発熱するのに対しフェライトは磁束が一番集中する中央部において損失が大きくなるためと考えられる。そこで、次に図 4.13 で示したフェライトの中央部を測定点とし、連続配置コイルと離散配置コイルの温度上昇特性の差異を検証する。

図 4.18 に離散配置コイルと連続配置コイルで給電した際の各コイルの測定点の温度上昇特性を示す。それぞれのコイルの温度上昇特性はほぼ同一の特性を示した。図 4.19 (a) (b) に給電時の各コイルの磁束密度分布を示す。これらの図より、フェライトの磁束密度に大きな差異がないことがわかる。これは、離散配置コイルと連続配置コイルのフェライトの断面積を同一にしたためである。その結果、フェライトの鉄損は同一となり、コイルの導体は同一であることからその銅損も同等であり、すなわち、これらの 2 次コイルの損失は同等となる。また、離散配置コイルは凸凹形状となるため、放熱面となる表面積も連続配置コイルとほとんど変わらない。以上の結果より、離散配置コイルと連続配置コイルの温度上昇特性は同等となったと考える。よって、従来の連続配置コイルと比較して離散配置コイルの温度上昇特性は同等であり、フェライトを離散配置することによる温度上昇特性への影響はほとんどない。

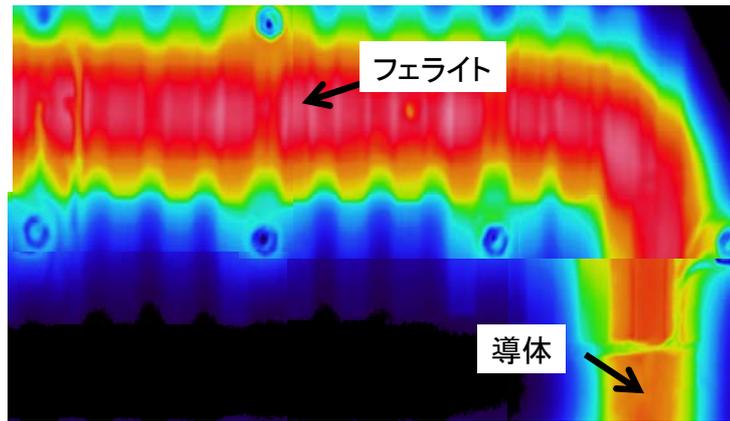


図 4.17. 離散配置コイルの表面温度

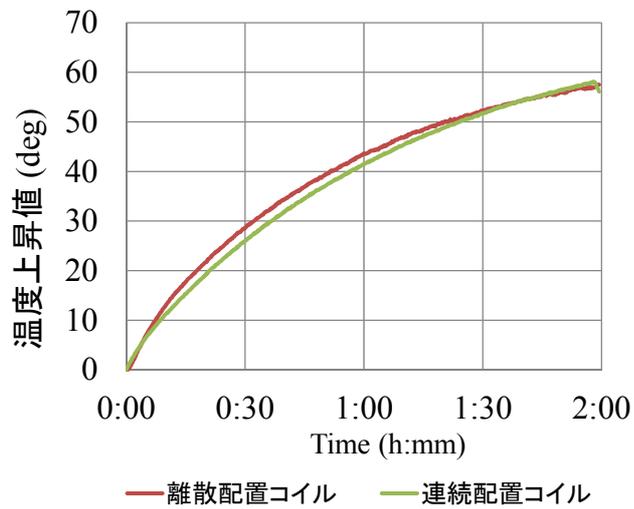


図 4.18. 離散配置コイルと連続配置コイルの温度上昇特性

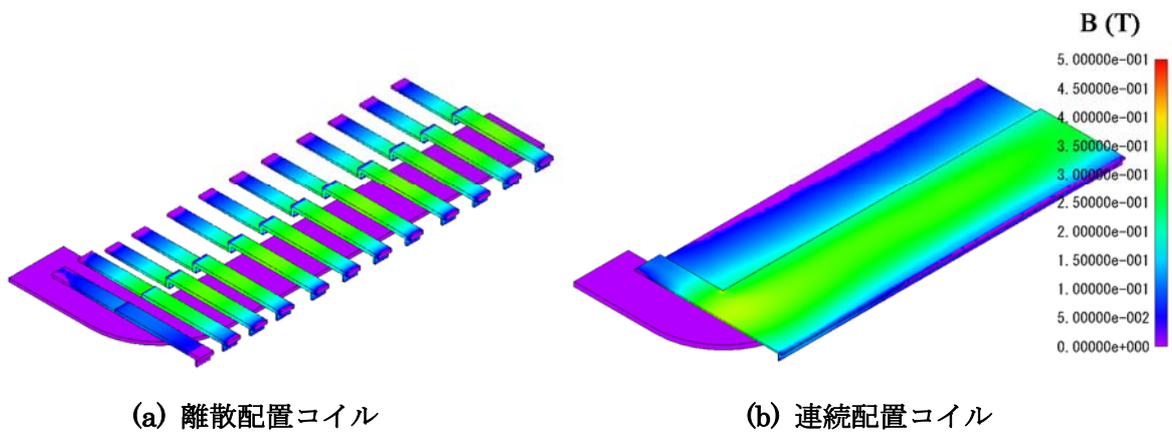


図 4.19. 給電時の磁束密度分布

4. 6 本章のまとめ

機械的な強度を考慮して鉄道用の非接触給電装置における 2 次コイルのフェライトの構成について検討した。フェライトはもろく壊れやすいことから極度に厚みの薄いフェライトを用いた場合破損しやすく、実際の取り扱いが困難となるだけでなく鉄道車両の走行中の振動による破損のリスクも高まる。そのため、フェライトは機械的な強度を向上させるために厚みを増大させることも求められるが、2 次コイルには同時に軽量化も求められるため単純に厚みを増大させることはできない。そこで、本章では重量を増加させないよう厚みの大きな短冊状のフェライトを離散的に配置した 2 次コイルの特性を検証した。

機械的な強度の観点では、断面係数を用いてフェライトの強度を評価し、離散配置フェライトは連続配置フェライトに比べ、応力を大きく低減できることを示した。次に電気性能の観点では、離散配置する間隔が無限に小さければ同等の性能が得られることは明らかであるが、離散配置する間隔が大きくなると性能が低下するため、フェライトを離散配置したことによる 2 次コイルの電気性能への影響を定量的に評価し、許容できる性能の低下に応じて離散配置する間隔を設計するための指針を示した。

以上の結果より、離散配置する間隔を適切に選定することで連続配置コイルに対して大きな性能の低下が生じないことが明らかとなり、電気性能を大幅に低下させずに機械的強度を高めた 2 次コイルを実現できることを示した。また、測定結果と解析結果が精度よく一致することから、様々な可能性のある離散配置コイルを設計する際の解析手法として応用できる。

さらに、離散配置する短冊状フェライトを平行 2 線式 1 次コイルに適した配置とするため、導体短辺の上部のフェライトのうち誘導電圧の向上に寄与しない箇所を特定し、電気性能を低下させずに軽量化を図ることが可能であることも示した。

最後に、これらの結果を取り入れた短冊状のフェライトを離散的に配置した 12 kW 出力が可能な 2 次コイルを製作し、電気性能だけでなく温度特性の面でも連続配置コイルと同等の性能が得られることを確認し、強度の高い軽量化された 2 次コイルを鉄道用非接触給電に適用できることを示した。

第5章 2次コイルの走行中給電特性と実用性

5.1 はじめに

第4章までにおいて、鉄道用非接触給電装置に求められる要件をもとに、走行中給電が実現可能な装置構成を検討してきたが、本章では実際の鉄道における成立性を示すため、車上側の2次コイルの走行中の給電特性・効率や実用性について検証する。なお、実用性としては、2次コイルの長期耐久性、温度特性及び周囲の磁界環境について検証する。また、実際の鉄道車両としては、鉄道用非接触給電の適用先のひとつである超高速鉄道を想定する。

第5章は、図5.1に示す構成とし、走行中の給電特性など実際に走行しなくては検証できない項目は実際の鉄道車両を用いたフィールド試験にて検証し、試験設備の制約上フィールド試験では検証が困難な2次コイルの走行中の効率、温度特性、長期耐久性などについては走行状態を模擬できる試験装置を用いて検証する。また、環境磁界については旅客公衆が立ち入る箇所であるプラットフォーム等の地上設備をフィールドや試験装置で再現することが難しいことから磁界解析により検証する。以上の結果をまとめ、鉄道用非接触給電装置の成立性を示す。

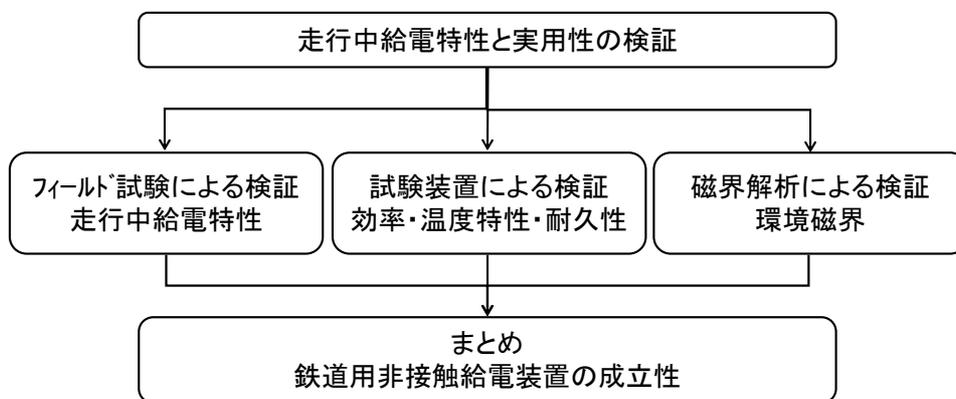


図 5.1. 第5章の構成

5. 2 フィールド試験による検証

走行中の給電特性は，実際の鉄道車両を用いたフィールド試験により検証する以外の適切な手法がない．そこで，走行中の給電特性を検証できる簡易的な試験用の 1 km 程度の地上側設備を構築し，これを用いて走行中の給電特性を検証する．

5. 2. 1 フィールド試験の概要

図 5. 2 に示すフィールド試験のイメージ図のように 1 km 程度の区間に 1 次コイルを仮設し，鉄道車両に 2 次コイルを搭載して走行中の給電特性の検証が可能な装置を構築した．

1 次コイルの電流は一定となるよう制御され，1 次回路のリアクタンス電圧が過大とならないよう直列コンデンサを数百メートルごとに接続している．2 次コイルは鉄道車両の底面に取付けられ，これまでと同様に直列コンデンサを接続して整流器・DC-DC コンバータを介して負荷に 12～15 kW 給電可能な構成とする．なお，電磁ギャップは最大 150-250 mm の範囲で変動すると想定する．

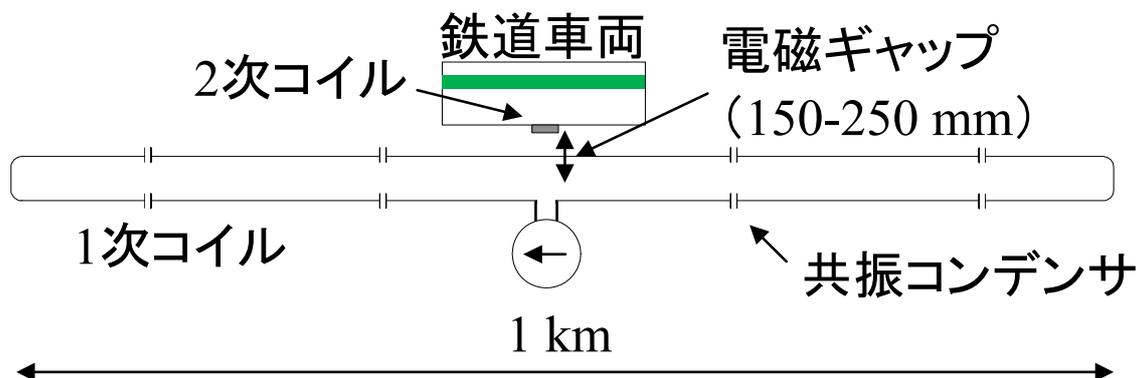


図 5. 2. 実際の鉄道車両を用いた非接触給電装置のフィールド試験のイメージ

5. 2. 2 走行中の誘導電圧と給電特性

フィールド試験において、1次コイルに350 Arms 通電した際の2次コイルの誘導電圧と給電特性を検証する。2次コイルは、第4章で示した離散配置フェライトを用いた2次コイルとし、速度条件は100 km/h と300 km/h 以上とした。なお、100 km/h では電磁ギャップが大きく、300 km/h 以上での高速領域では小さい電磁ギャップに設定して走行する。

走行速度ごとに誘導電圧を測定した結果と解析結果を図5.3に示す。解析結果は停車を想定して解析した値であるが、走行時の測定結果とほぼ一致しており、高速走行による誘導電圧への影響はない。また、電磁ギャップが小さく設定された高速領域と電磁ギャップが大きく設定された低速領域では、その電磁ギャップの差異から、高速領域の方が低速領域より高い誘導電圧が得られている。

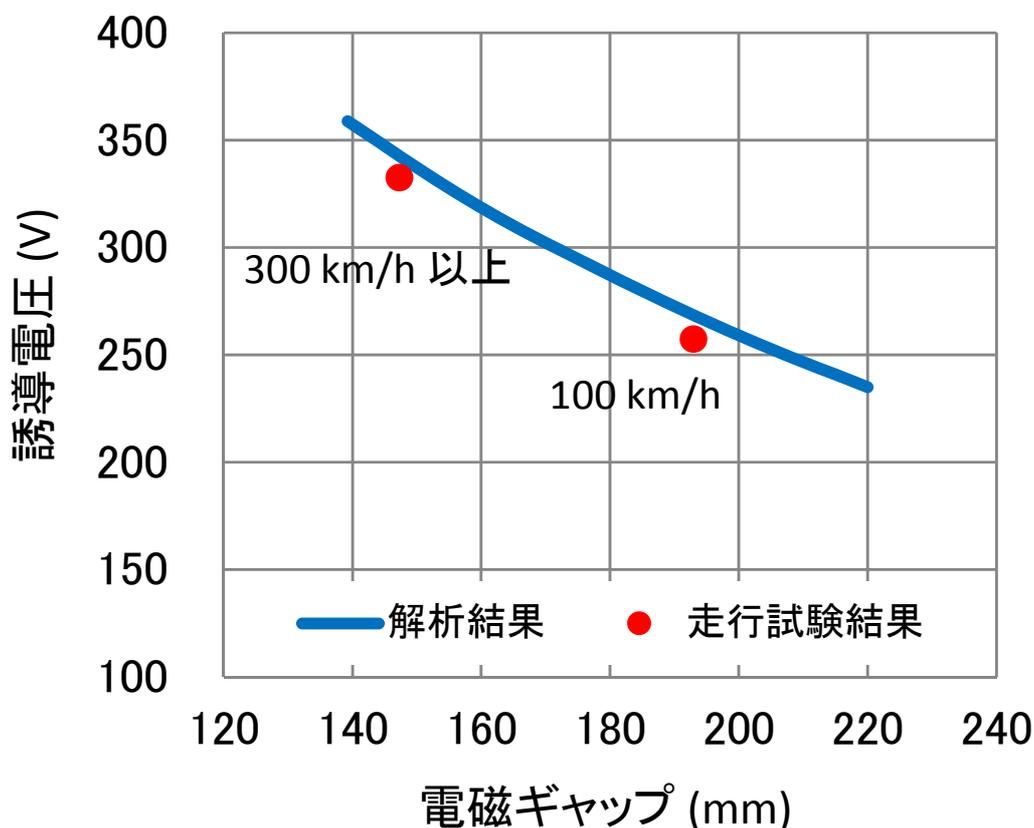


図 5.3. フィールド試験における電磁ギャップと誘導電圧の関係

次に、走行中の給電特性を示す。フィールド試験における2次回路の構成も第3章、第4章で実施した給電試験と同様である。なお、DC-DCコンバータは負荷に安定した電力を給電できるよう12 kWの定電力制御を行っている。図5.4と図5.5に100 km/h及び300 km/h以上で走行中の無負荷誘導電圧の波形と給電時の2次コイルの電流及び出力電圧・電流波形を示す。

走行振動などにより誘導電圧は変動するが、出力電圧・電流は大きく変動せず安定して12 kW給電でき、給電電力に速度依存性はないことがわかる。ただし、走行速度により電磁ギャップが異なることから誘導電圧も異なるため、電磁ギャップの大きい100 km/hにおける2次電流は定電力制御されていることから300 km/h以上の場合より大きくなる。

これらのフィールド試験結果より超高速鉄道で想定される走行速度において速度依存性なく安定した走行中給電が可能であることが実証できた。なお、走行中の誘導電圧等が変動することから効率等はフィールド試験で正確に評価することは難しいため、次節以降で述べる試験装置を用いて検証する。

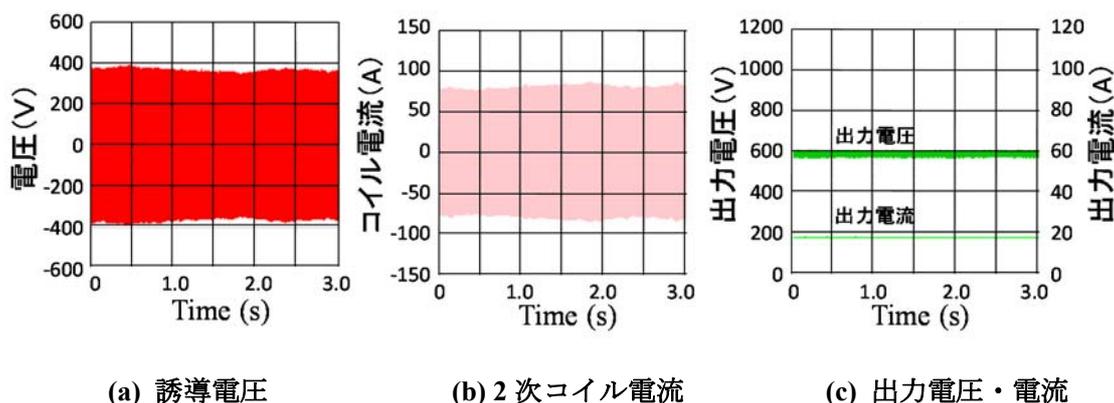


図 5.4. 100 km/h で走行中の給電特性

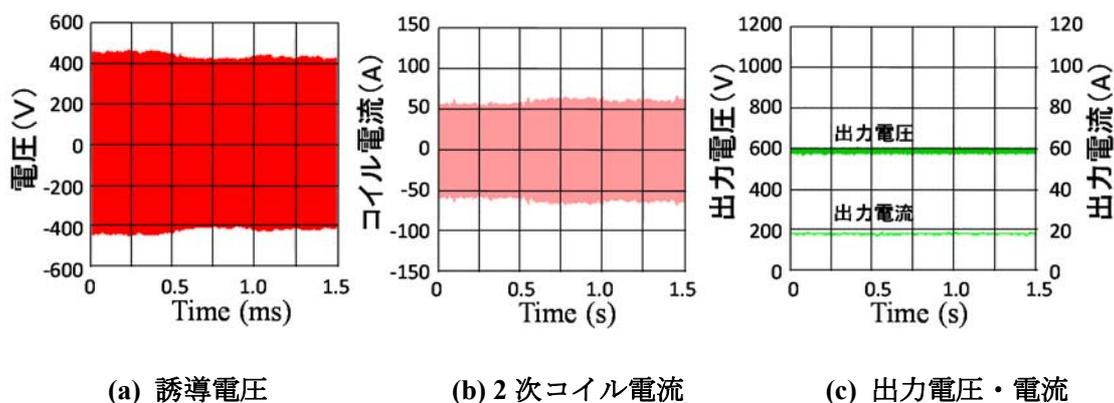


図 5.5. 300 km/h 以上で走行中の給電特性

5. 3 試験装置による検証

数百キロにわたる鉄道の営業線に試験用の 1 次コイルを連続的に敷設することは経済性の観点から難しいため、長時間の走行中給電における温度特性の評価をフィールド試験で実施することは難しい。また、旅客が乗車する列車を用いた耐久性の評価も安全性の観点から不可能である。そこで、走行中の 2 次コイルの環境を再現できる試験装置を構築し、本装置を用いてフィールド試験の設備では評価が困難な特性を検証する。

5. 3. 1 試験装置の概要

試験装置は 2 次コイルが鉄道車両に取り付けられる環境を模擬する必要があること、また 2 次コイルを走行状態と同等の環境にする必要があることなどから、以下の機能が求められる。

- ① 2 次コイルは鉄道車両の底面を模擬した金属製の模擬板に取り付けられること
- ② 複数の 2 次コイルにより同時に給電可能であること
- ③ 走行中の車両振動による誘導電圧の変動を模擬できること
- ④ 走行中の 2 次コイル周囲に流れる風を模擬できること

そこで、試験装置は 1 次回路模擬部、2 次回路模擬部及び模擬走行風発生装置で構成し、これらの機能を満足できる構成とする。

5. 3. 1. 1 1 次回路模擬部

図 5.6 に試験装置の構成を、図 5.7 に試験装置における 1 次回路を示す。1.8 m の 2 次コイル 3 台と長さ 8 m の 1 次コイルを用い、非金属製の支持架台にそれぞれ固定する。1 次コイルはフィールドと同一の方法で支持され、1 次コイルの温度上昇特性も評価できる。1 次側の電源は任意の電圧を出力できる直流電源と高周波インバータで構成され、直列コンデンサと調整用コイルを介して 1 次コイルに接続する。なお、試験装置では 3 個の 2 次コイルの長さの和と 1 次コイルの長さがほぼ同一となるため、フィールドで想定される長さ 1-3 km の 1 次コイルと 2 次コイルの長さの比が一致しない。そこで、調整用コイルで 1 次回路のインピーダンスを調整し、フィールド環境の再現性を高めている。

1 次側電源の主要諸元を表 5.1 に示す。2 次コイルは固定されるため、走行中の上下振動による誘導電圧の変動は、1 次電流を鉄道車両の振動に応じて変動させて模擬する。そのため、直流電圧が高速に応答できる DC-DC コンバータを用いた直流電源装置と想定する運転周波数を再現できる 5 kHz から 25 kHz まで運転可能な IGBT 素子を用いた高周波インバータを直列に接続し、最大 500 Arms を通電可能な 1 次電源を構成する。また、1 次電流をフィードバック制御することで定電流源として運転することもできる。表 5.2 に 1 次回路の主要な回路定数を示す。また、調整用コイルは 10 μ H から 60 μ H とし、1 次コイルのインダクタンスの和に対してほぼ直列共振できるようにコンデンサの容量を調整できる構成となっている。

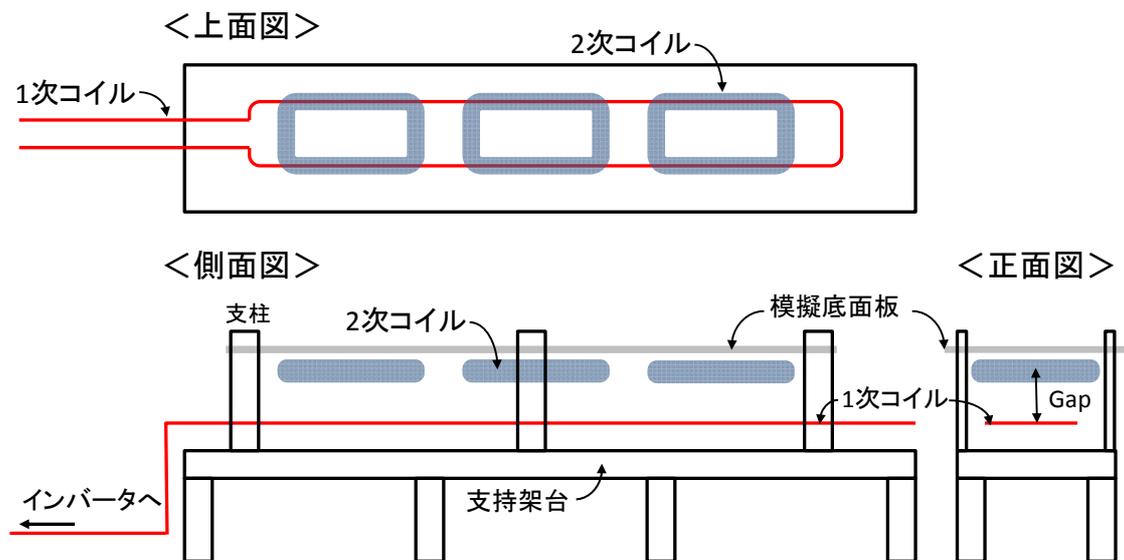


図 5.6. 試験装置の構成

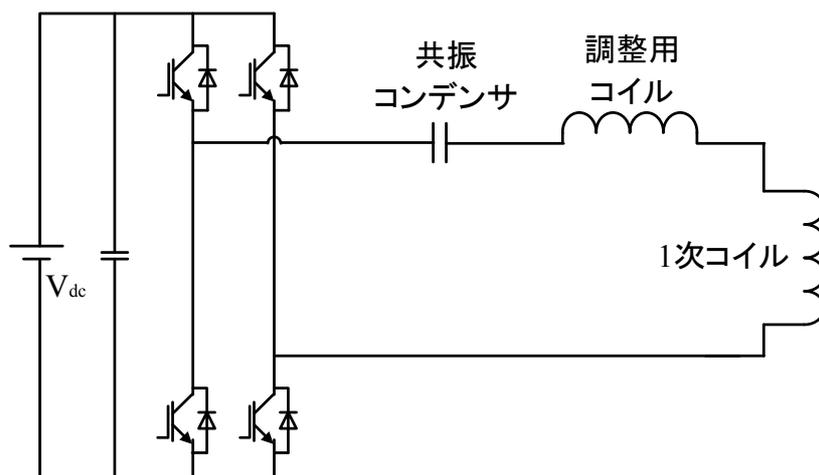


図 5.7. 試験装置における 1 次回路

表 5.1 1 次側電源の主要諸元

直流電源装置	入力電圧	400 V (50Hz)	高周波 インバータ	周波数	5-25 kHz
	出力電圧(V _{dc})	0-500 V		出力電流	1-500 A
	出力電流	0-300 A			
	出力電力	70 kW			

表 5.2. 1 次回路の主要な回路定数

1 次コイルの自己インダクタンス l_l	13 μ H
調整用コイルの自己インダクタンス l_{adj}	10-60 μ H
共振用コンデンサ c_l	1.0-5.6 μ F

5.3.1.2 2次回路模擬部

2次コイルはアルミなどの金属で構成される鉄道車両の底面に取付けられるため、その底面等に発生する渦電流の影響を考慮する必要がある。本試験装置では鉄道車両底面を模擬した「模擬底面板」に取付けボルト等を介して2次コイルを取付け、鉄道車両の底面の影響を評価できる構成とする。模擬底面板は試験装置の支柱に固定されるが、固定位置は上下に可変できる構成とし、100 mm から 300 mm の電磁ギャップを模擬できる。また、2次コイルは6章で述べる2次コイル間相互の干渉を評価できるよう3台同時に給電することが可能である。図5.8に3台の2次コイルを用いた2次回路の構成を、表5.3にその記号表を示す。各2次コイルの負荷側は整流器とDC-DCコンバータを介して直流母線に接続され、並列運転できる構成となっている。

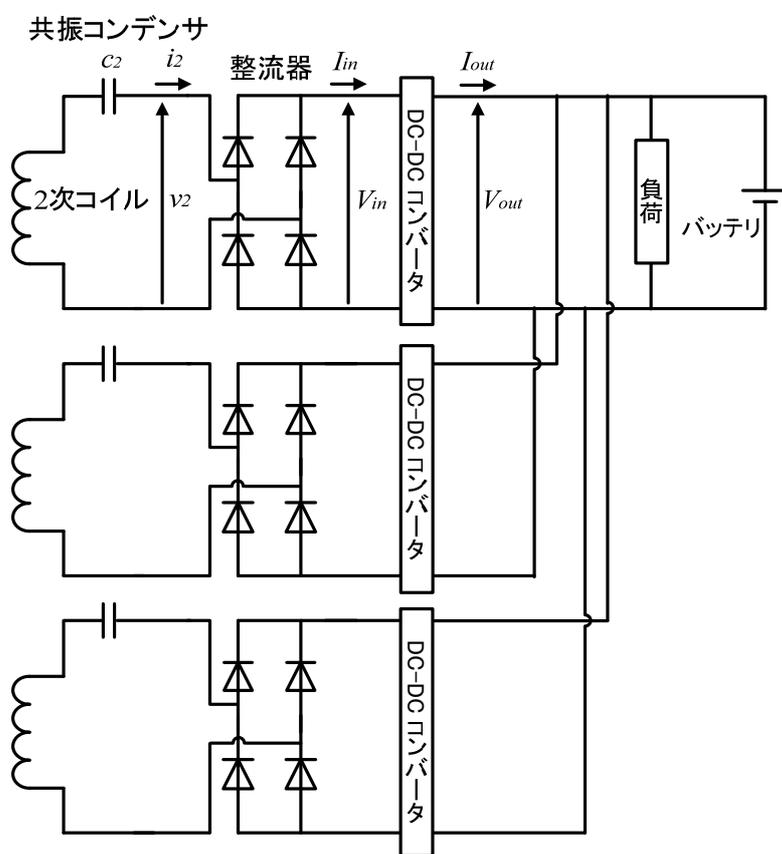


図 5.8. 3台の2次コイルを用いた2次回路の構成

表 5.3. 図 5.8 の記号表

i_2	2次コイル電流	v_2	整流器入力電圧
I_{in}	DC-DC コンバータ入力電流	V_{in}	DC-DC コンバータ入力電圧
I_{out}	DC-DC コンバータ出力電流	V_{out}	DC-DC コンバータ出力電圧

5. 3. 1. 3 走行風模擬装置

図 5.9 のように模擬底面板に取り付けられた 2 次コイルを覆う風路を設け、その風路に走行中に想定される風を流すことで定置の試験装置により長時間走行時のコイルの温度上昇特性を評価できる構成とする。本装置で再現できる風速は約 20 km/h から 70 km/h となるが、一般的に鉄道車両の底面の風速は走行速度の 30%程度であるため⁽⁴⁵⁾、60 km/h から 240 km/h までの鉄道車両の走行風を模擬することが可能である。

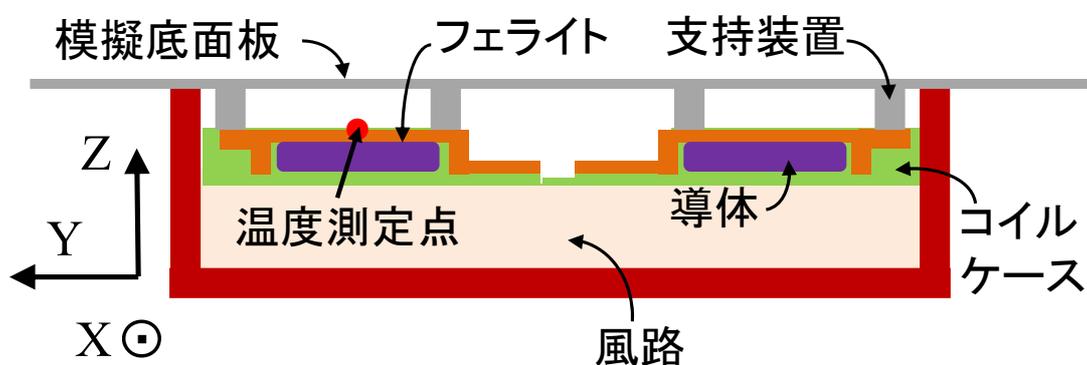


図 5.9. 走行風模擬装置の Y Z 断面図

5. 3. 2 効率

走行速度により異なる電磁ギャップが想定される超高速鉄道では、一定の電力を給電する際には誘導電圧が走行速度により異なることから効率も走行速度により異なると考えられる。ここでは、電磁ギャップ、誘導電圧、効率の関係について整理する。

まず、電磁ギャップと誘導電圧の関係を示す。図 5.10 は試験装置を用いて 1 次電流 350 Arms、運転周波数 10 kHz における 2 次コイルの誘導電圧を測定した実験結果と解析結果である。解析モデルは図 5.11 に示すように、対称境界条件を用いた 1/4 モデルを用い、1 次コイル通電時の鎖交磁束を求め誘導電圧を計算している。この結果より誘導電圧は電磁ギャップにより大きく変動することが明らかであり、例えば電磁ギャップが 150 mm から 250mm に変動すると誘導電圧は 30%変動する。

効率は 1 次側と 2 次側を検討する必要があるが、1 次側の効率は 1 次コイルの長さに大きく影響され、鉄道に適用する場合、建設コストと運転コストのバランスを考慮してその長さは決定される。そのため、ここでは 2 次コイルの効率に焦点を絞って議論する。

図 5.8 の回路構成で 2 次コイルを 1 台運転し 2 次側の効率を検討する。2 次側の効率は、2 次回路全体の全効率 η と変換器（整流器+DC-DC コンバータ）効率 η_T を評価する。各効率を以下の通り定義する。なお、2 次コイルの鉄損・銅損も含めて評価するため、 v_2 は給電中の値ではなく無負荷時の開放電圧を用いる。

$$\eta = \frac{V_{out} \times I_{out}}{v_2 \times i_2 \cos\theta} \quad (5.1)$$

$$\eta_T = \frac{V_{out} \times I_{out}}{V_{in} \times I_{in}} \quad (5.2)$$

2 次回路の故障等を想定し 2 次コイルの出力を目標出力の 10%増である 13.5 kW とした時の誘導電圧に対する 2 次コイル電流と効率の関係を図 5.12 に示す。この結果より電力変換器の効率 η_T の誘導電圧による変動は小さく 95~96%の効率を得る一方、コイル電流が増加することによる損失の増加で、低い誘導電圧における全効率 η は大きく低下する。そのため、全効率 90%以上を達成するためには、300V 以上の誘導電圧が必要である。従って、図 5.3 より 300 km/h 以上の超高速走行時には誘導電圧が 330V を得られることから 90%の目標効率を達成できる。一方、100 km/h では誘導電圧が 250 V 程度となるため効率は 82%まで低下するが、超高速鉄道ではほとんどの区間を 300 km/h 以上で走行することから、運用においては目標効率を達成しているといえる。

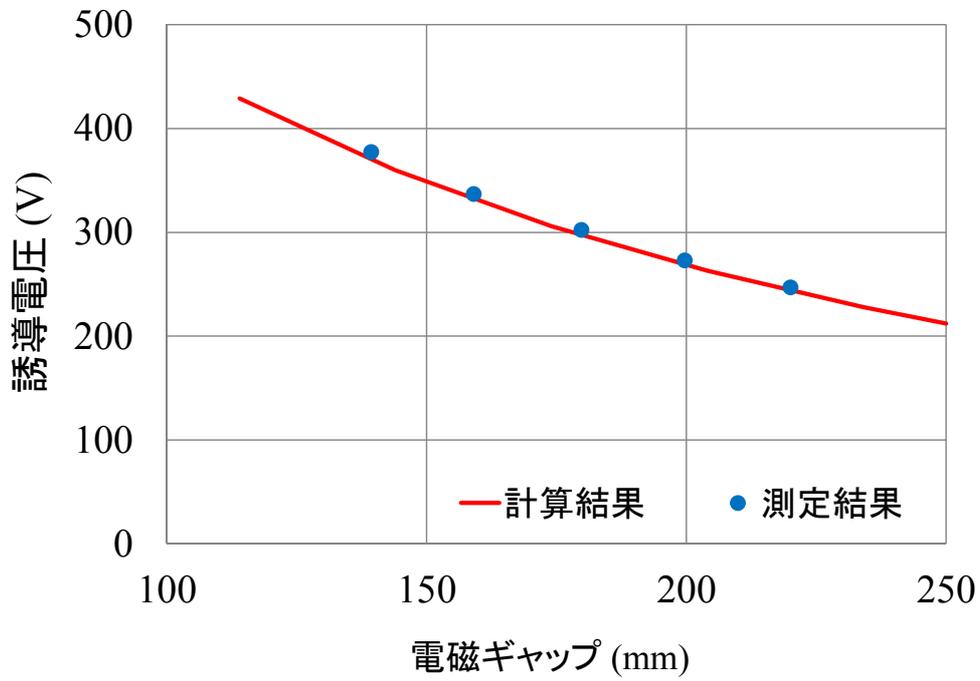


図 5. 10. 電磁ギャップと誘導電圧の関係

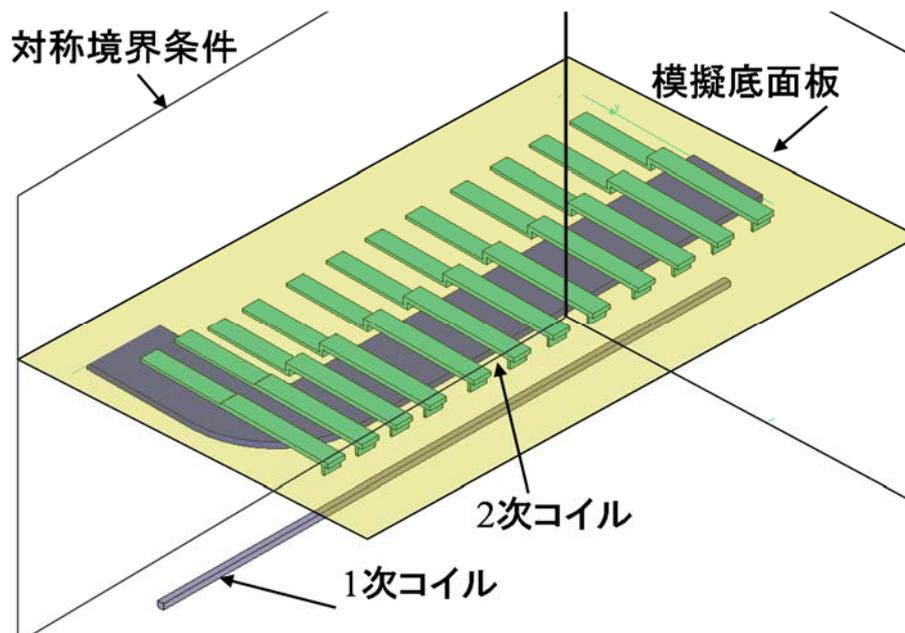


図 5. 11. 非接触給電装置の 1/4 部分モデル

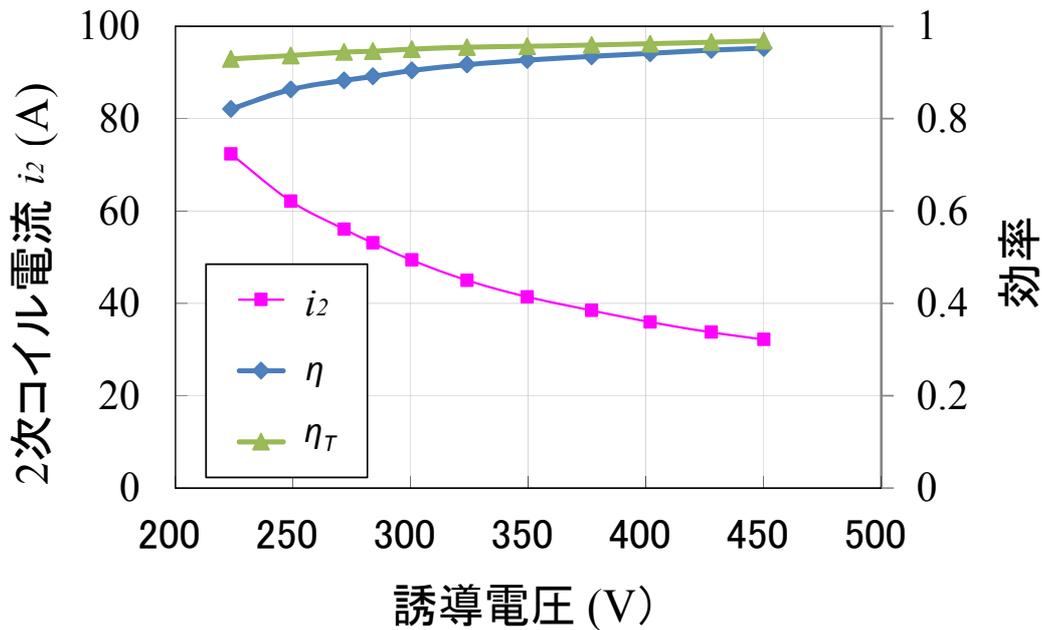


図 5.12. 誘導電圧と 2 次コイル電流・効率の関係

5. 3. 3 温度特性

非接触給電装置は高周波を利用することから、交流抵抗による導体等の損失や磁性体に生じる鉄損により 2 次コイルの発熱が大きくなることが想定される。鉄道の場合、給電する時間は停車中よりも走行中のほうが長くなることが想定され、走行風による 2 次コイルの下面の冷却も考慮して、2 次コイルの温度特性を検証する必要がある。しかし、実際の鉄道車両の連続走行時の温度上昇特性を把握することは簡易な 1 km 程度のフィールド試験設備では不可能であるため、本節では走行風を考慮した温度上昇特性の解析手法を提案する。また、試験装置の走行風模擬装置を用いて実施した温度上昇試験結果と解析結果を比較してその妥当性を検証し、これらの結果を用いて走行中の 2 次コイルの温度上昇特性を評価する。なお、2 次コイルの許容温度上昇値は 50 K とする。

5. 3. 3. 1 解析手法

温度上昇特性を 3 次元有限要素法(JMAG STUDIO 10.0)により求め、測定結果と比較し妥当性を検証する。2 次コイルの損失はフェライトの鉄損と導体の銅損であるため、第 4 章と同様に温度上昇値が最大となる図 5.9 で示した測定点で評価する。解析モデルは図 5.11 で示した電磁界解析モデルから一部を切り抜いた図 5.13 のようなフェライトを含む奥行き 50 mm の部分モデルとする。なお、解析条件は以下の通りである。

(a) 発熱条件

フェライトの形状や厚みを正確に再現したモデルを用いた電磁界解析により給電中のフェライトの磁束密度を求め、磁束密度から鉄損を算出する。また、銅損はコイルの交流抵抗値と電流値から算出する。交流抵抗値はアルミ等外部への損失が生じない環境下で測定した値を用いる。

(b) 境界条件

2次コイルの周囲は空気とし、コイルの上面および側面や模擬底面板の熱伝達係数 h_v は無風条件とする。コイルの下面の熱伝達係数には、停車時は無風条件における $4.65 \text{ W/m}^2\cdot\text{K}$ を用い、走行時は走行風の風速から以下の式により算出する⁽⁴⁶⁾。

$$h_v = 7.14 \times v^{0.78} \text{ (W/m}^2 \cdot \text{K)} \quad \text{ただし、} v \text{は風速 (m/s)} \quad (5.3)$$

(c) 試験条件

走行風による冷却効果を検証するため、2次コイルの電流条件は速度によらず50 Arms一定とする。走行速度は停車状態の0 km/hと試験装置で再現可能な最低速度70 km/hと最高速度240 km/hとする。複数の条件で解析・測定することで解析手法の妥当性についても検証する。温度上昇解析における解析条件の一覧を表5.4に示す。

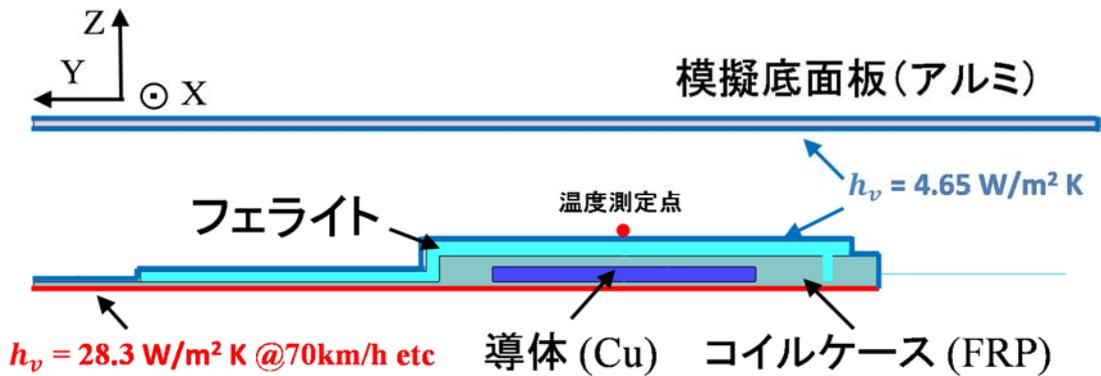


図 5.13. 温度上昇解析における FEM 解析モデル

表 5.4. 温度上昇解析における解析条件

走行速度	風速	熱伝達係数 (h_v)
0 km/h	0 km/h	$4.65 \text{ W/m}^2\cdot\text{K}$
70 km/h	21 km/h	$28.3 \text{ W/m}^2\cdot\text{K}$
240 km/h	72 km/h	$73.9 \text{ W/m}^2\cdot\text{K}$

5. 3. 3. 2 解析結果

図 5.14 に各速度における温度上昇特性の解析結果と測定結果を示す。解析結果と測定結果に若干の差異はあるが、停車状態と異なる 2 速度で傾向がほぼ一致したため解析手法は妥当であると考えられる。

停車中の温度上昇は大きく、1 時間 30 分で許容温度上昇値の 50 K に到達し、最終到達温度上昇値は 65 K となった。一方、走行風を考慮すると 70 km/h での走行中の温度上昇値は 50% に低減される。これらの結果より、停車時間によって温度上昇値は許容値を超過する可能性があるが、駅における停車時間は 30 分程度と想定されるため、実際の鉄道での運用においては許容温度上昇値以下となる。また、走行中は温度上昇が十分軽減され許容温度上昇値以下となるため、鉄道への応用上温度上昇特性は問題とならない。

本手法は磁界解析と温度解析の連成解析を行うことで 2 次コイルのフェライトの厚みや形状を考慮できるだけでなく走行速度や 2 次コイルの給電中の電流を変更した際における温度上昇特性を解析により検証できる。そのため、本手法を用いることで走行中給電を前提とした鉄道用の非接触給電装置の 2 次コイルの設計を効率よく実施することが可能となる。

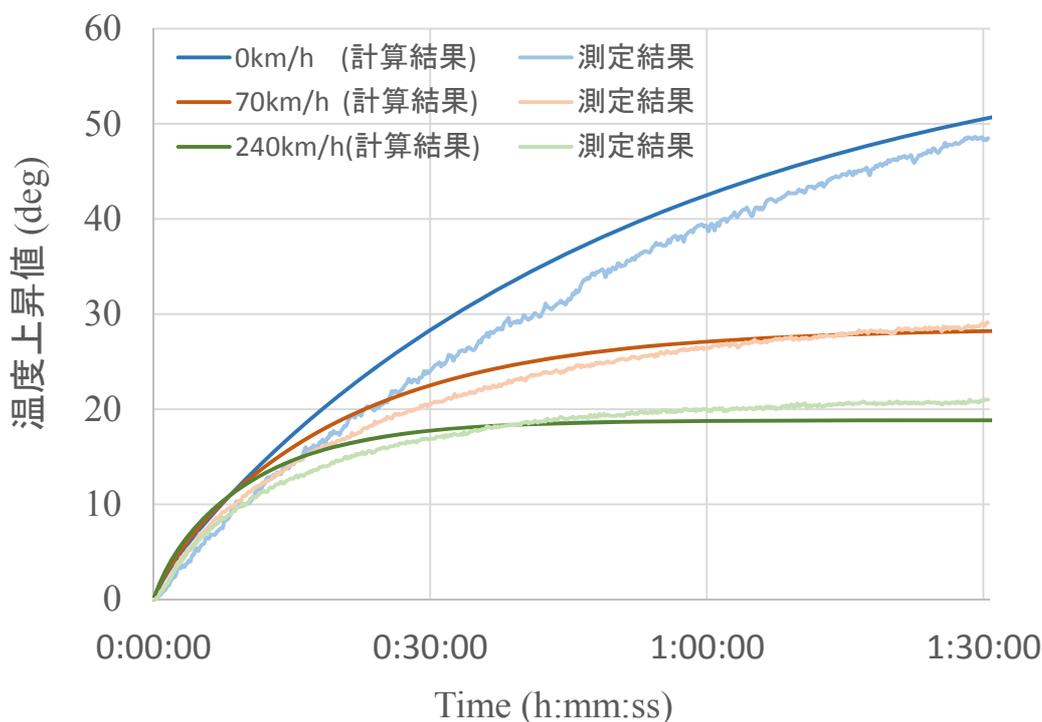


図 5.14. 各速度における温度上昇特性の解析結果と測定結果

5. 3. 4 長期耐久性

2次コイルは鉄道車両の寿命と同等の15年から20年の耐久性を求められるため、電氣的・機械的な長期耐久性について検証する必要がある。2次コイルの導体は、樹脂で含浸して絶縁を強化しているが、高周波で使用するため、給電中の2次コイル端に発生するリアクタンス電圧が大きい。そのため、高周波電流を通電した状態での絶縁性能の耐久性を検証する必要がある。また、導体はFRP製のケースに収められ、さらに導体上にフェライトが接着された複合材料であるため、熱応力による機械的な強度性能の耐久性も検証する必要がある。

本節では加速劣化の考え方を適用した電氣的な耐久性試験により絶縁劣化傾向を評価し、さらにヒートサイクル試験を同時に行うことで熱膨張による機械的な耐久性についても評価する。

5. 3. 4. 1 加速劣化試験

絶縁耐久性を短期間で評価するため、JEC-3408-1997 電気規格調査会標準規格「特別高圧(11kV～275kV) 架橋ポリエチレンケーブルおよび接続部の高電圧試験方法」を準用して加速劣化試験を実施する。V-t特性のn乗則を用い、試験電圧値と劣化係数を(5.4)、(5.5)式により決定する。給電中の2次コイルに流れる電流により発生するリアクタンス電圧 $\omega l_2 i_2$ は、2次コイル電流に比例するため、(5.6)式で決まる試験電流値を用いる。

$$\text{試験電圧値} = \text{常時使用電圧} \times \text{劣化係数} \quad (5.4)$$

$$\text{劣化係数} = (\text{検証期間} / \text{試験実施期間})^{1/n} \quad (5.5)$$

$$\text{試験電流値} = \text{常時使用電流} \times \text{劣化係数} \quad (5.6)$$

エポキシ樹脂のnの値は10～16⁽⁴⁷⁾とされるため、安全を考慮して一番小さい10を採用する。耐久性の検証期間を20年、試験期間を300日とする。鉄道車両の一日の運用時間を8時間、試験1日当たりの課電時間を5時間とした場合、劣化係数は1.4となる。常時使用電流は効率90%の運転を想定して50 Armsとし、試験電流値は70 Armsとした。

課通電試験とヒートサイクル試験を同時に実施するため、温度上昇値が許容温度上昇値50Kの1.2倍の60Kに到達するまで2次コイルに70 Armsを通電した後に冷却する。なお、冷却効率を向上させるため、走行風模擬装置の風路を用いてコイル下面に風を流して冷却する。耐久性試験を実施した時の図4.13(a)で示した測定点の温度上昇特性を図5.15(a)に示す。50分の通電で温度上昇値は60Kに到達でき、その後、風をコイル下面に40分流すことで初期温度に到達できたため、一日6サイクルのヒートサイクル試験を実施できる。

鉄道車両の運用において走行中のコイルは走行風により冷却されるため温度上昇は小さいが、長時間停車が発生した場合の温度上昇は大きい。そこで、ヒートサイクル試験時のコイルのX方向の熱膨張を測定した結果を図5.15(b)に示す。この結果から1.8mのコイルに対して約0.35mmの熱膨張が発生することがわかる。20年間で長時間停車する回数を推定することは困難である

が、このヒートサイクル試験では20年間にわたり約4日に1回長時間停車が発生することを想定した1800回のヒートサイクル試験を実施したことになり、実際の運用に対して十分な回数のヒートサイクル試験を実施できたものとする。

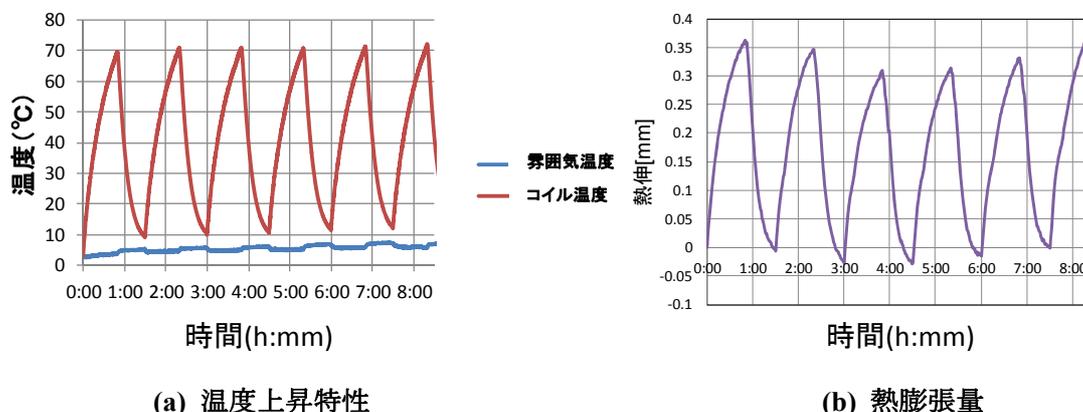


図 5.15. 耐久性試験中のコイルの温度と熱膨張量

5.3.4.2 試験結果

耐久性試験の実施前後における劣化傾向を把握するため、電気的な定数として1次コイルと2次コイル間の相互インダクタンス、2次コイルの自己インダクタンス、交流抵抗、直流抵抗(20°C換算値)の変化を検証した結果、その変化は1%未満であり、耐久性試験の前後において変化はなかった。一方、絶縁特性は十分な絶縁抵抗($50 \times 10^4 \text{ M}\Omega$ 以上)を有しており問題ないが、劣化傾向を把握するため測定した成極指数 (P.I)⁽⁴⁸⁾は、耐久性試験の前後において6.2から5.0に若干低下したが、基準値1.5に対して十分大きい。また、浸透探傷検査によりコイルを構成するフェライトやケースの損傷を調査したが、熱膨張に起因する亀裂等の発生は認められなかった。以上の結果より、本論文で対象とした鉄道用非接触給電装置の2次コイルは20年相当の耐久性を有する。

5. 4 電磁界解析による環境磁界の検証

鉄道車両内外に一般公衆が立ち入ることがあるため、一般公衆が立ち入る可能性のある領域における環境磁界を評価する必要がある。交流磁界の生物学的影響に関しては ICNIRP 2010 に述べられている。非接触給電装置により発生する周囲の磁界は人体への磁界暴露を制限するためこの ICNIRP 2010 で定められた規制値を満たす必要があり、一般公衆が立ち入る可能性のある領域における環境磁界は $27 \mu\text{T}$ 以下とする必要がある。

非接触給電装置の 1 次コイル、2 次コイルの近傍で一般公衆が立ち入る可能性があるのは、駅におけるプラットフォームと鉄道車両内が考えられる。それ以外の領域にも鉄道会社の関係者が運転業務や保守業務で立ち入る可能性があるが、鉄道会社の運用により鉄道関係者の立ち入りは制限することが可能であるため、一般公衆の立ち入る可能性のあるプラットフォームと鉄道車両内の磁界について検証する。ここでは、鉄道車両の構造を単純化したモデルを用いて電磁界解析を行い、想定されるプラットフォームや鉄道車両内における磁界環境のレベルを ICNIRP 2010 の基準値と比較する。

図 5.16 に非接触給電装置を適用した鉄道システムの断面を模式化した図を示す。実際の鉄道の断面形状は複雑な形状をしているが、一般公衆が立ち入る可能性のある領域における磁界を概算し、規制値に問題がないことを検証することを目的とするため、鉄道車両は四角状のアルミ板で構成されているものと仮定する。

図 5.17 (a)及び(b)に 1 次コイルの起磁力 350 Arms の場合と 2 次コイルの起磁力が大きく環境磁界も大きいと想定される走行速度 100 km/h で 12 kW 給電中を想定した場合における環境磁界の電磁界解析結果を示す。これらの結果より 10 kHz における ICNIRP2010 の規制値（赤色）を超過する箇所は鉄道車両の下側のみであり、鉄道車両内及びプラットフォームにおける磁界は規制値に対して十分に小さいことがわかる。従って、離散配置コイルを用いた鉄道用の非接触給電装置は一般公衆の立ち入る可能性のある領域において ICNIRP 2010 の規制値を満たすことが可能であり、磁界環境において実用上の問題はない。

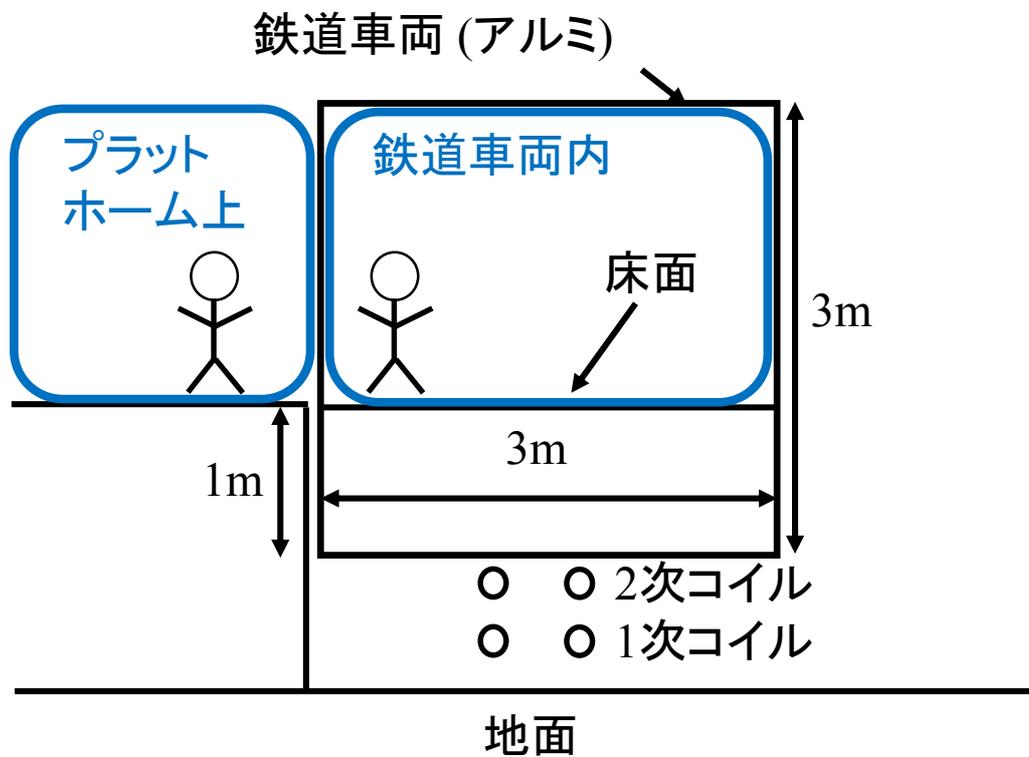
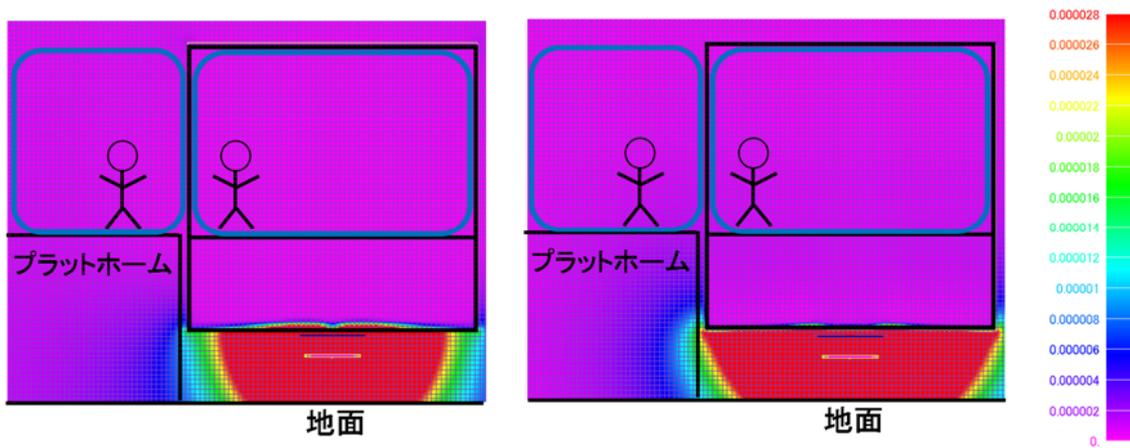


図 5.16. 非接触給電装置を適用した鉄道システムの簡易断面図



(a) 1次コイルの起磁力 350 Arms

(b) 2次コイル 12 kW 給電中(100 km/h)

図 5.17. コイル周辺の環境磁界

5. 5 本章のまとめ

超高速鉄道に非接触給電装置を適用することを想定し、走行中給電における車上装置の特性をフィールド試験及び試験装置により検証した。また、鉄道車両の運用を想定し、装置の長期耐久性や環境磁界についても検証した。

フィールド試験では走行速度 100 km/h と 300 km/h 以上における給電特性を検証し、想定される速度において給電電力に速度依存性がなく、安定した走行中給電が可能であることを示し、特に走行速度 300 km/h 以上においては 90%以上の効率を達成できることを示した。なお、一般の鉄道では走行速度による大きな電磁ギャップの変動は想定されないため、効率に速度依存性は生じない。

さらに、速度により走行風が異なるため、走行風を考慮した解析と試験装置を用いた実験によりコイルの温度特性の速度依存性について検証した。その結果、走行中のコイルの温度上昇特性は走行風により十分に低減できることが明らかとなり、鉄道での実際の運用において連続給電が可能であることを示した。なお、温度上昇特性解析においては電磁界解析により損失を推定し、走行中のコイルが受ける走行風に応じた熱伝達係数を用いることで走行中の温度上昇特性を評価できることを示した。この手法により 2 次コイルのフェライトの形状・種類や厚みなどの構成だけでなく、任意の走行速度や給電電力におけるコイルの温度上昇特性を解析で評価でき、非接触給電装置の他の鉄道への適用可能性を検証する手法として活用できる。

さらに、高周波を利用する設備であることからその耐久性の評価は重要であるため、鉄道車両に求められる 20 年相当の耐久性を 2 次コイルが有していることを検証した。電気的には長期課電試験を実施し、熱的にはヒートサイクル試験を実施し、2 次コイルが十分な電気的、機械的な耐久性を有していることを示した。また、鉄道において一般公衆が立ち入る可能性のある領域における磁界環境は ICNIRP2010 の規制値を順守できることを電磁界解析により示した。

以上の超高速鉄道を用いたフィールド試験・試験装置・解析により、超高速鉄道を含む鉄道に非接触給電装置を適用することが可能であることを示した。次章以降、2 次コイルを複数化した場合の課題について検討する。

第6章 複数の2次コイルを用いた大容量給電時の特性

6.1 はじめに

第5章では走行中の給電特性、温度上昇特性や長期耐久性などの検証を行うことで鉄道用非接触給電装置の実用性を示したが、実際の鉄道が必要とする大容量の電力を給電するためには、多数の2次コイルを用いた給電特性を検証する必要がある。具体的には2次コイル間の相互インダクタンスによる給電特性への影響や2次コイルの運転台数を増加させることによる1次側と2次側の制御系への影響（以下、制御干渉）に関する検討が必要である。

第6章は、図6.1に示す構成とし、複数の2次コイルを用いた大容量給電時の特性を検討するにあたって、まず2次コイル間の相互インダクタンスによる給電特性への影響を解析式により示す。次に、1次側と2次側の制御干渉について検討するための線形解析モデルと実験モデルを提案し、2次コイルの総給電電力（2次コイルの運転台数）による制御系の安定性への影響について述べる。

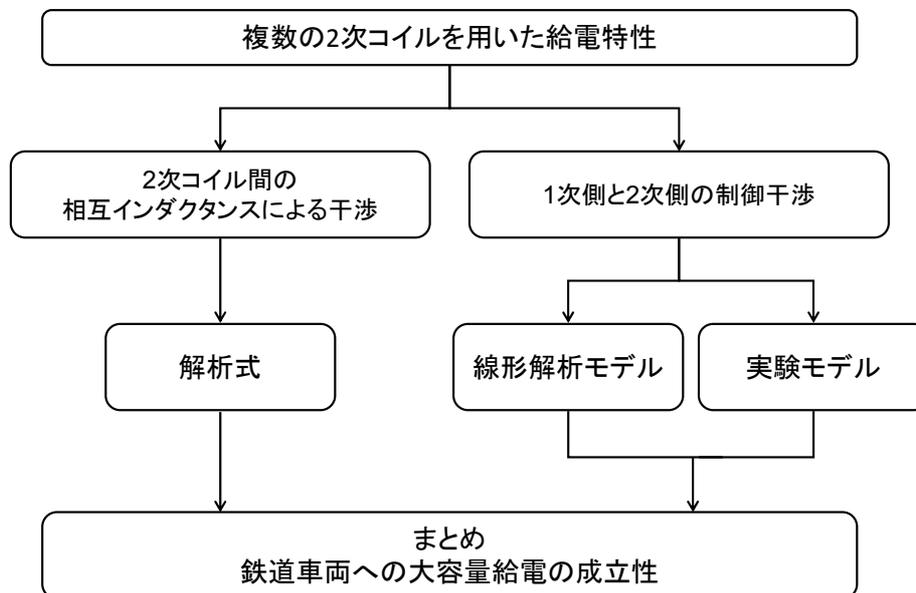


図 6.1. 第6章の構成

6. 2 2次コイル間の相互インダクタンスによる給電特性への影響

複数の2次コイルを用いて給電する場合、2次コイル間の相互インダクタンスに起因する干渉に留意する必要がある。また、第3章で述べた通り、2次コイルの自己インダクタンスの温度依存性や多数ある2次回路の共振状態を実用上同一に調整できないことなどから、鉄道用の非接触給電装置においては複数存在する2次回路の共振状態が異なることを想定する必要がある。なお、先行研究では1次側の電源を定電圧源とした場合における2次コイル間の干渉の検討がなされているが⁽⁴⁹⁾、本論文で対象とする鉄道用非接触給電の1次側の電源には電流源を想定しており、1次側を定電流源とした場合の2次回路間の干渉について検討する必要がある。そこで、本節では、1次側の電源は定電流源とし、2次側には複数の共振状態が異なる2次回路を用いて給電した際の2次コイル間の相互インダクタンスによる給電特性への影響を検討する。

6. 2. 1 解析式による検証

1次側の電源を定電流源とした鉄道用非接触給電装置において、複数の2次コイルにより鉄道車両に給電した場合の2次コイル間の干渉について解析式を用いて検証する。本節では原理を示すため1個の1次コイルと2個の2次コイルを用いて給電することとし、整流器以下を示す等価抵抗 r_{21}, r_{22} を用い、図6.2に示す回路構成における給電特性を検証する。図6.2で用いた記号はまとめて表6.1に示す。

複数の2次コイルを用いるため、1次コイルと2次コイル間の相互インダクタンス m_{12} と2次コイル間の相互インダクタンス m_{22} を考慮する必要がある。また、2次回路は運転周波数で完全共振するよう調整することが求められるが、実用上大量の2次回路を同じ共振状態に維持することは難しく、2次回路にはリアクタンス成分が残る。以下、2次回路に残るリアクタンス成分を残存リアクタンスと呼ぶ。ここでは、2次コイル間の相互インダクタンス m_{22} と2次回路の残存リアクタンスによる給電特性への影響について示す。

2次回路の残存リアクタンスは異なることがあるため、それぞれの残存リアクタンスを X_1, X_2 とすると、回路方程式は(6.1)式のように表わされ、各2次コイルの電流は(6.2)式の通りとなる。1次電流による2次コイルの誘導電圧 $\omega m_{12} i_1$ と各2次電流 i_{21}, i_{22} との位相差 θ_1, θ_2 を用いると2次回路のベクトル図は図6.3のようになる。その結果、各2次コイルの負荷への出力 P_1, P_2 は(6.3)式のように表わされる。

$$\begin{cases} j\omega m_{12}i_1 + j\omega m_{22}i_{22} = (jX_1 + R_1)i_{21} \\ j\omega m_{12}i_1 + j\omega m_{22}i_{21} = (jX_2 + R_2)i_{22} \end{cases} \quad (6.1)$$

$$\text{但し, } X_1 = j\omega l_{21} + \frac{1}{j\omega c_{21}}, \quad X_2 = j\omega l_{22} + \frac{1}{j\omega c_{22}}$$

$$\begin{cases} i_{21} = \frac{R_2 + (jX_1 + \omega m_{22})}{(\omega m_{22})^2 + (jX_1 + R_1)(jX_2 + R_2)} j\omega m_{12}i_1 \\ i_{22} = \frac{R_1 + (jX_2 + \omega m_{22})}{(\omega m_{22})^2 + (jX_1 + R_1)(jX_2 + R_2)} j\omega m_{12}i_1 \end{cases} \quad (6.2)$$

$$\begin{cases} P_1 = \omega m_{12}i_1 \cdot i_{21} \cos \theta_1 + \omega m_{22}i_{22} \cdot i_{21} \cos \left(\frac{\pi}{2} - (\theta_1 - \theta_2) \right) \\ \quad \quad \quad \equiv P_{1c} + P_{Tr} \\ P_2 = \omega m_{12}i_1 \cdot i_{22} \cos \theta_2 + \omega m_{22}i_{21} \cdot i_{22} \cos \left(\frac{\pi}{2} + (\theta_1 - \theta_2) \right) \\ \quad \quad \quad \equiv P_{2c} - P_{Tr} \end{cases} \quad (6.3)$$

(6.3)式のそれぞれの第1項 P_{1c} , P_{2c} は1次コイルと2次コイル間の相互インダクタンス m_{12} に起因する1次コイルから2次コイルへの本来の給電電力であり, 第2項 P_{Tr} は2次コイル間の相互インダクタンス m_{22} に起因する2次コイル間で授受される電力を意味する.

(6.3)式のそれぞれの第1項の誘導電圧に相当する $\omega m_{12}i_1$ は, 1次電流を定電流源としていることから一定となるが, 第1項の示す出力 P_{1c} , P_{2c} は2次コイルの電流 i_{21} , i_{22} と力率 $\cos \theta_1$, $\cos \theta_2$ により変動する. 相互に授受される電力 (以下, 授受電力) を表す第2項には, 2次コイル間の相互インダクタンス m_{22} と各2次電流間の位相差 $\theta_1 - \theta_2$ が含まれる. そのため, この授受電力は, 2次コイル間に相互インダクタンス m_{22} があり, かつ隣接する2次コイルの電流の位相が異なる場合に生じる. すなわち, 各2次回路が完全共振であれば2次コイル間に干渉は生じないが, 残存リアクタンスにより完全共振を常に維持できない場合は2次コイル間の相互インダクタンス m_{22} により2次コイル間で授受電力が発生する.

ただし, この授受電力自体は2コイルの負荷への総出力 $P_1 + P_2$ に影響しない. しかし, 各コイルの負荷への出力 P_1 , P_2 が一定になるよう制御すると, 送電側となった2次コイルには不要に大きな電流が流れることになり, 実用上この不要に授受される電力による2次コイルの電流も加味した大きな電流容量で2次コイル等を設計する必要が生じる. そのため, 2次コイル間の電力の授受を避けるため, 2次コイル間の相互インダクタンス m_{22} が十分小さくなるよう2次コイルの中心間間隔を選定する必要がある. なお, この2次コイル間の相互インダクタンス m_{22} については次節で述べる.

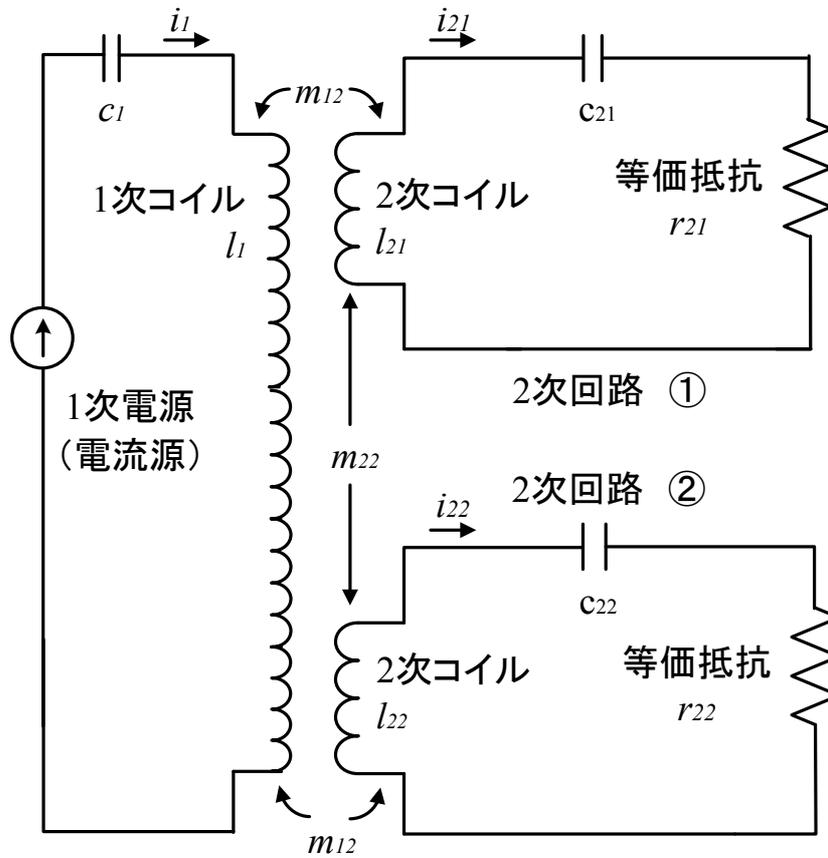


図 6. 2. 2 個の 2 次コイルを用いた鉄道用非接触給電装置の等価回路

表 6. 1. 図 6.1 の記号表

i_1	1 次電流	$i_{21(22)}$	2 次電流
l_1	1 次コイルの自己インダクタンス	$l_{21(22)}$	2 次コイルの自己インダクタンス
c_1	1 次回路の共振コンデンサ容量	$c_{21(22)}$	2 次回路の共振コンデンサ容量
$r_{21(22)}$	負荷の等価抵抗		
m_{12}	1 次コイルと 2 次コイル間の相互インダクタンス		
m_{22}	2 次コイル間の相互インダクタンス		

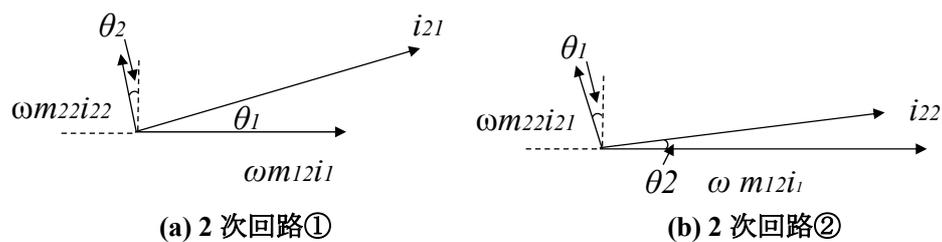


図 6. 3. 2 次回路のベクトル図

6. 2. 2 数値例による検証

大容量の電力を供給する必要がある鉄道用の非接触給電装置では、多数の 2 次コイルを必要とするため、スペースが限られることを想定すると 2 次コイル同士の取付け間隔を小さくすることが求められるが、これは 2 次コイル間の相互インダクタンス m_{22} を大きくすることになる。2 次コイル間の相互インダクタンス m_{22} が無視できない場合、前節で述べたとおり隣接する 2 次回路との共振状態が異なると電力の授受が生じる。第 3 章で述べたように厚みの薄いフェライトを用いた 2 次コイルの自己インダクタンスは温度依存性を持ち、また 2 次コイルの自己インダクタンスの製作上のばらつきまで考慮して多数の種類のコンデンサを用意することは現実的でないため、複数の全ての 2 次回路の共振状態を完全に一致させることは難しい。以上から、2 次コイル間に電力の授受が生じないように 2 次コイル間の相互インダクタンス m_{22} が十分小さくなるよう 2 次コイルの中心間間隔を選定する必要がある。

そこでまず、2 次コイル間の相互インダクタンス m_{22} と 2 次コイルの中心間間隔の関係を示す。図 6.4 に 2 次コイルの中心間間隔と 2 次コイルの自己インダクタンス l_2 に対する相互インダクタンス m_{22} の割合の関係を示す。この結果より、例えば、相互インダクタンス m_{22} の影響を自己インダクタンスの 0.3% 以内に収めるためには、1.8 m の 2 次コイルの場合その中心間間隔を 2.2 m 以上とする必要がある。

ここで、複数の 2 次コイルを用いた給電特性を第 5 章で示した試験装置を用いて検証する。給電試験は図 5.8 で示した回路において、2 次コイルを 2 台運転する。なお、本試験における回路定数は表 6.2 の通りとした。2 次コイルのコイル中心間間隔は 2.2 m とし、電磁ギャップ 150 mm における走行中の鉄道車両の振動による誘導電圧の変動を模擬できるよう 1 次電流を制御する。試験装置の制約により実際の鉄道車両とは異なるが、DC-DC コンバータの出力端にはバッテリーと負荷を模擬したバッテリーと同一電圧(590V)の定電圧源とみなせる回生電源を接続している。また、それぞれの DC-DC コンバータの出力電力は 13.5 kW となるよう設定する。なお、制御系には時定数 1 msec で応答する PI 制御系を用いるが、詳細な制御系については 6.3 節で述べる。

各 2 次コイルの入力電圧は同一であるため、図 6.5 (a) に 1 コイル分の 2 次コイル電圧、電流を示す。また、図 6.5 (b) に各コイルの出力電圧、電流を示す。それぞれ上側に 1 sec 間の測定結果を示し、下側に 0.5 msec の拡大波形を示す。図 6.5 (a) より、鉄道車両の振動により生じる数 Hz の 2 次コイルの誘導電圧の変動に対し DC-DC コンバータの制御系の時定数が十分小さいため出力電力が一定となるよう変動に応じて 2 次コイル電流が増減していることがわかる。また、図 6.5 (b) より、各コイルの DC-DC コンバータの出力電圧は 590 V となり、出力電流も誘導電圧の変動によって大きく増減せず 23A 流れ、それぞれ 13.5 kW を相互に干渉することなく、安定して給電することが可能であることがわかる。

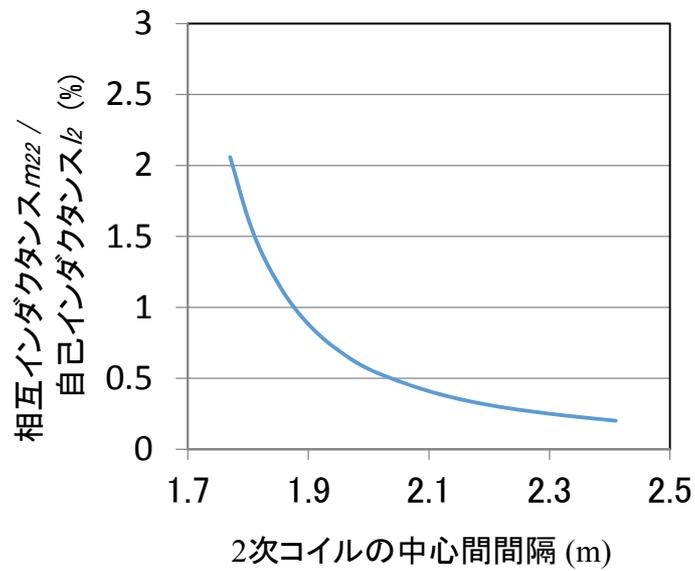
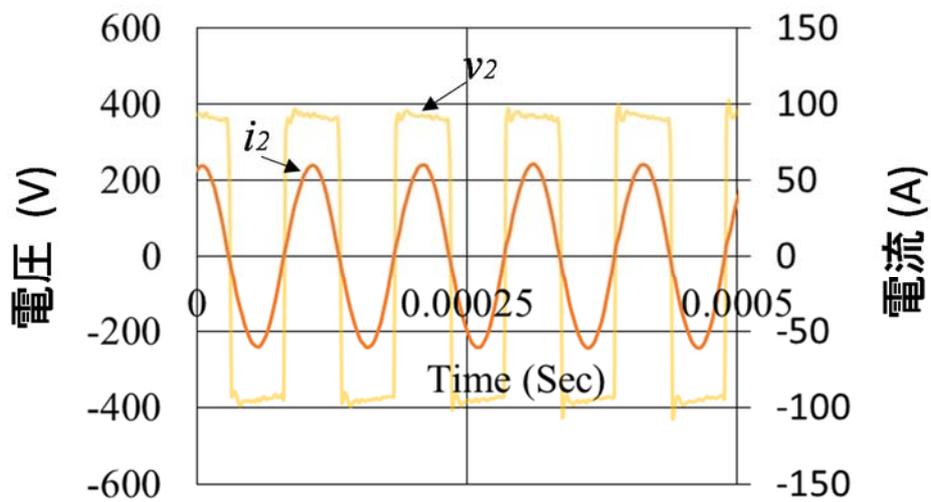
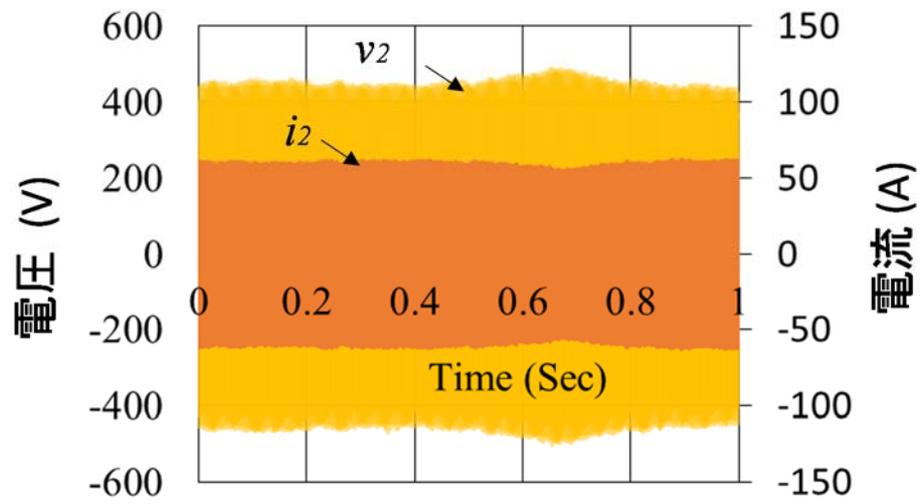


図 6. 4. 2 次コイルの中心間隔と 2 次コイル間の相互インダクタンス m_{22} の関係

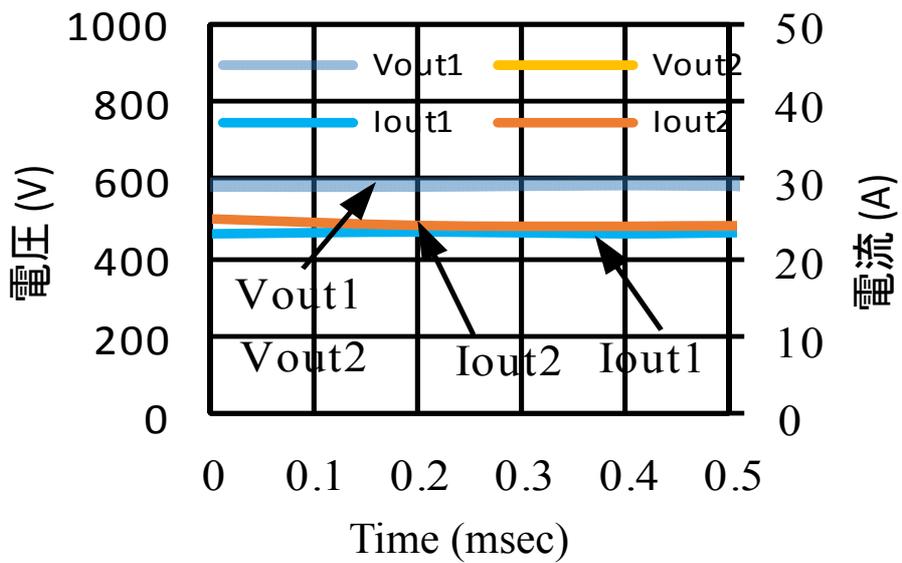
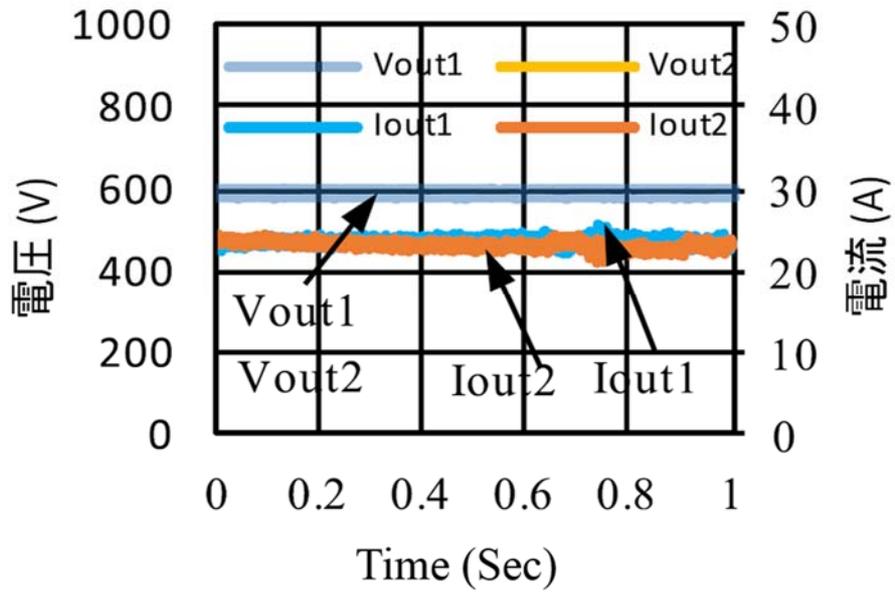
表 6. 2. 給電試験時の回路定数

1 次 回路	1 次コイル	l_1	51.1 μ H	2 次 回路	2 次コイル	l_2	800.0 μ H
		r_1	38.2 m Ω			r_2	274.0 m Ω
	共振コンデンサ	c_1	5.7 μ F	共振コンデンサ	c_2	320.0 μ F	



(a) 2次コイル電圧と電流

図 6.5. 2個の2次コイルを用いた給電試験時の波形例



(b) 出力電圧と電流

図 6.5. 2 個の 2 次コイルを用いた給電試験時の波形例

6. 3 1次側と2次側の制御干渉

鉄道用の非接触給電装置では、1次コイルの電流が一定になるよう電流制御する必要があり、2次側は列車の負荷に一定電力を安定して供給できるよう定電力源となるよう制御する必要があることから、1次側、2次側の両方に制御系が必要となる。そのため、1つの1次コイルから複数の2次コイルを用いて大容量給電をする場合、2次コイルの数が増えることによる制御系の安定性への影響について留意する必要がある。特に電力変換器として1次側にサイリスタ整流器と高周波インバータ、2次側に整流器とDC—DCコンバータを用いる場合、直流回路と交流回路が混在し、更に非線形性を有する回路を持つために、単純な回路解析では伝達関数等を求めることが難しい。また、編成された鉄道車両（以下、編成車両）を用いた数百kW規模の大容量の給電試験を多頻度を実施して、制御系の安定性を実験的に検証することも難しい。また、先行研究においても、1次側、2次側のそれぞれもしくはその両方を制御する方式について様々な検討がなされているが、主に効率の向上に関するものが多く、両方を制御する場合の安定性及び安定性を得るための制御系の設計方法については十分に議論されていない⁽⁵⁰⁾⁻⁽⁵²⁾。

そこで、本節では鉄道用非接触給電の回路方程式を仮想的なdq軸変換等を用いて直流回路と交流回路を接続した解析モデルで示し、その伝達関数から求められる極配置を用いた制御系の解析手法を提案する。更に、解析手法の妥当性を検証するため、編成車両に大電力を給電した際の特徴を模擬できる試験装置を用いた実験モデルを提案する。最後にこれらを用いて、2次コイルの運転台数が増加することによる制御系への影響を例にその安定性を検証する。

6. 3. 1 制御系の基本構成

6. 3. 1. 1 1次側の制御系

1次回路の詳細を図6.6に示す。1次コイルとその共振コンデンサは、サイリスタ整流器と高周波インバータに接続され、1次コイルに一定電流が流れるようにサイリスタ整流器を電圧制御し、定電流源として動作させている。サイリスタ整流器は回路の共振抑制用のノッチフィルタによる振動抑制を行っているが、基本的に1次コイルに流れる高周波電流をPI制御し、サイリスタ整流器の出力電圧 V_1 を制御する。なお、制御ゲインは無負荷での起動時に過電圧が生じず、極力起動時間が短くなるよう選定することを基本とするが、サイリスタ整流器には、脈動低減のためのLC回路が存在するため、PIゲインを上げてても十分な応答が得られないだけでなく発散する可能性があるため、その設計に留意する必要がある。

6. 3. 1. 2 2次側の制御系

2次回路の詳細構成を図6.7に示す。2次コイルとその共振コンデンサは、それぞれダイオード整流器、DC-DCコンバータを介して鉄道車両の負荷に接続される。なお、DC-DCコンバータは鉄道車両内の定電圧母線に接続され、定電力制御する。定電力制御を行うにあたっては、指令電力と整流器の出力電圧 V_2 から電流指令値を生成し、DC-DCコンバータへの入力電流 I_c をPI制御し、DC-DCコンバータの入力電圧 V_2 を制御する。制御ゲインは走行中に1次コイルの敷設区間へ進入した際の起動時に過電流を抑制でき、さらに極力起動時間が短くなるよう選定することを基本とする。

以上より、1次回路は定電流源、2次回路は定電力源とし、1次側はサイリスタのスイッチング制御によりその出力電圧 V_0 を、2次側はDC-DCコンバータのIGBTのスイッチングを制御してその入力電圧 V_c を制御するが、1次回路はその後段に、2次回路には前段にLC回路が接続されているため、制御対象であるサイリスタ整流器の出力電圧 V_1 やDC-DCコンバータの入力電圧 V_2 の応答性が高くない。また1次コイルと2次コイルは相互インダクタンス m_{12} により磁気結合していることから2次コイルの運転台数が増えることは1次側からみると外乱が増えることになるため、制御系の安定性への影響が大きくなる可能性がある。一方、それぞれの回路には直流回路と交流回路が混在し、更に整流器等の非線形要素を持つため、単純な回路解析にて伝達関数を求めることは難しい回路構成となる。

そこで、対象とする非接触給電装置の制御特性を解析するための解析手法と実験モデルを提案し、これらを用いて安定して運転可能な2次コイルの台数について検討する。なお、2次コイル1台当たりの給電電力を13.5kWとし、1両当たり80kW、3両編成を想定して240kW(18台)程度を給電目標とする。

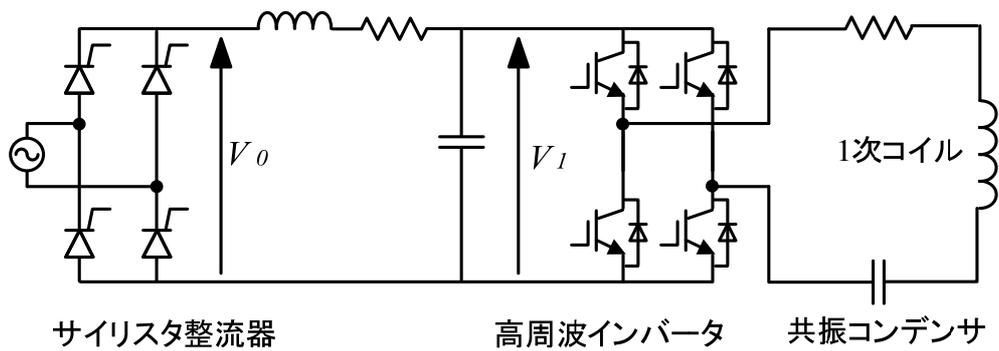


図 6. 6. 鉄道用非接触給電における 1 次回路の詳細構成

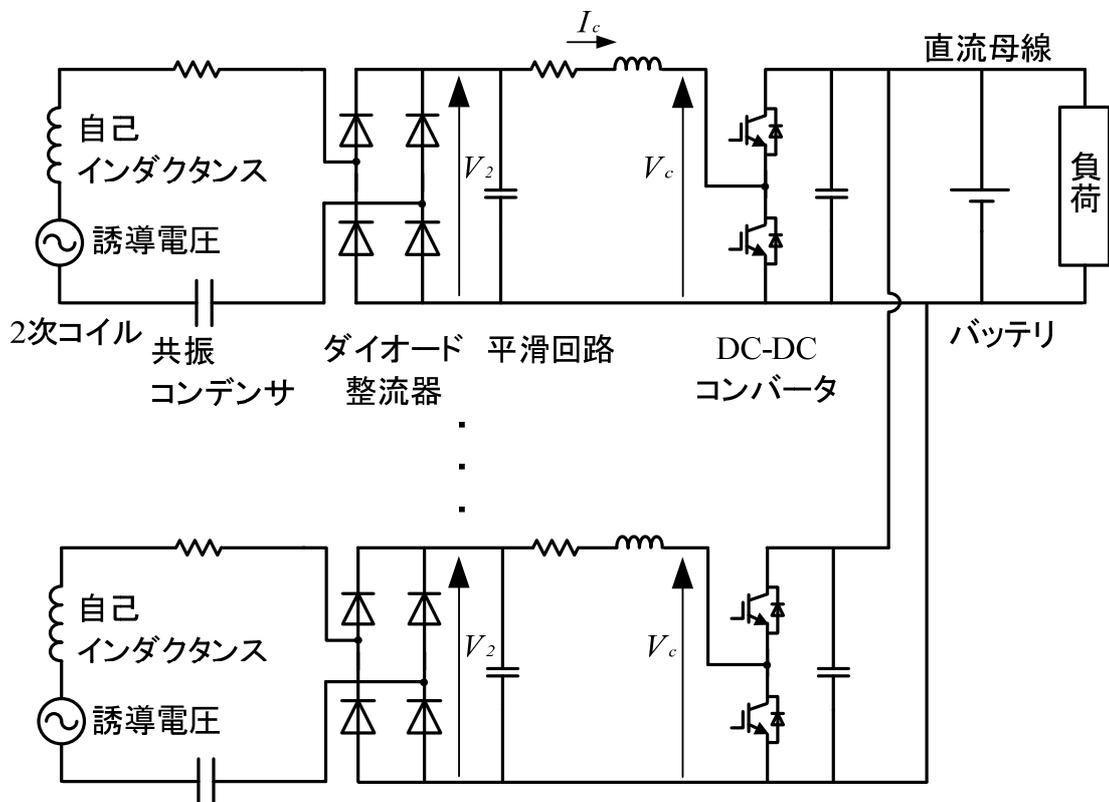


図 6. 7. 鉄道用非接触給電における 2 次回路の詳細構成

6. 3. 2 線形解析モデルの構築と安定性の解析

電力変換器を含む非接触給電の回路は、非線形回路であり、MATLAB Simulink 等にて動作シミュレーションすることが可能であるが、極配置等を求めることができないため本質的な特性を理解することは難しい。そこで、本章では仮想的な dq 軸変換等を用いて直流回路と交流回路を接続した解析モデルの構築手法について述べ、同手法を用いて求めた本論文で対象とする鉄道用の非接触給電装置の制御系の極配置からその安定性について検証する。

6. 3. 2. 1 電力変換器を含む非線形解析モデル

前節で説明した鉄道用非接触給電装置の回路解析を実施するための基本的な解析モデルを図 6.8 に、各回路の PI 制御系のブロック図を図 6.9 に示す。なお、1 次回路のインバータにて DC → AC、2 次回路の整流器にて AC → DC に変換されるが、直流系を大文字、交流系を小文字にて示す。また、添え字 0 は 1 次側のサイリスタの出力後の LC 回路に、1 はサイリスタ整流器の出力以降の 1 次回路に、2 は 2 次側の整流器出力以前の 2 次回路に、c は DC-DC コンバータの入力側の LC 回路に用いる。これらをまとめた記号表を表 6.3 に示す。1 次側のサイリスタの出力電圧 V_0 は、1 次電流指令値 $i_{1(ref)}$ に対して(6.4)式の PI 制御にて求められる電圧がサイリスタの点弧角を制御することによって出力されるものとして、これ以前の回路は省略している。なお、 $i_{1(ref)}$ は 1 次電流の指令値、 $i_{1(rms)}$ は計測される 1 次電流の実効値、 K_{p1}, K_{i1} は 1 次側の PI ゲインである。同様に、2 次側の DC-DC コンバータの IGBT の入力電圧 V_c は、電力指令値 $P_{2(ref)}$ から(6.5)式にて電流指令値 $I_{c(ref)}$ を作成し、(6.6)式の PI 制御にて求められる電圧がコンバータのスイッチング素子を制御することによって出力されるものとして、この後の回路を省略している。なお、 K_{p2}, K_{i2} は 2 次側の PI ゲインである。

$$V_0 = \left(K_{p1} + \frac{K_{i1}}{s} \right) (i_{1(ref)} - i_{1(rms)}) \quad (6.4)$$

$$I_{c(ref)} = \frac{P_{2(ref)}}{V_2} \quad (6.5)$$

$$V_c = \left(K_{p2} + \frac{K_{i2}}{s} \right) (I_c - I_{c(ref)}) \quad (6.6)$$

また、1次側の整流器入力前と2次側のコンバータ出力後の直流部は以下に示す通りとなる。

$$I_0 = \frac{1}{L_0 s + R_0} (V_0 - V_1) \quad (6.7)$$

$$V_1 = \frac{1}{C_0 s} (I_0 - I_1) \quad (6.8)$$

$$I_c = \frac{1}{L_c s + R_c} (V_2 - V_c) \quad (6.9)$$

$$V_2 = \frac{1}{C_c s} (I_2 - I_c) \quad (6.10)$$

また、図 6.8 では一つの2次回路のみを示しているが、2次コイルが N 台あると仮定すると、1次電流 i_1 、2次電流 i_2 は(6.11)(6.12)式で表せる。

$$i_1 = \frac{1}{r_1 + s l_1 + 1/s c_1} (e_1 + v_1) \quad e_1 = s N m_{12} i_2 \quad (6.11)$$

$$i_2 = \frac{1}{r_2 + s l_2 + 1/s c_2} (e_2 - v_2) \quad e_2 = s m_{12} i_1 \quad (6.12)$$

なお、1次コイルと2次コイル間の相互インダクタンス m_{12} は1次コイルと2次コイル間の空隙によって変化するが、鉄道車両の走行中の振動による空隙の変化が数十 mm としても相互インダクタンス m_{12} の変化は 10% 程度と小さく、運転台数 N の変化の方が制御系に与える影響が大きいため、ここでは m_{12} を定数として議論する。

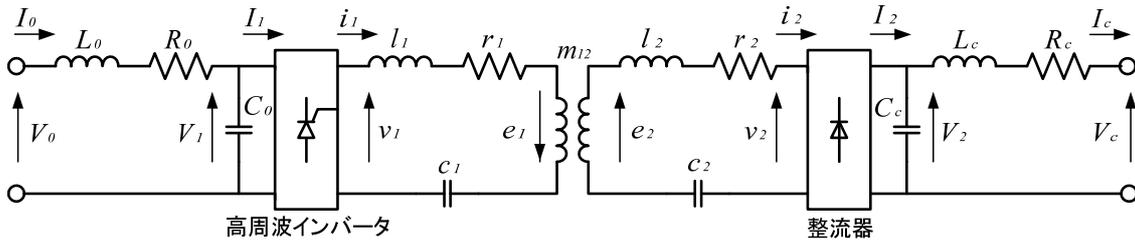


図 6.8. 全体回路の解析モデル

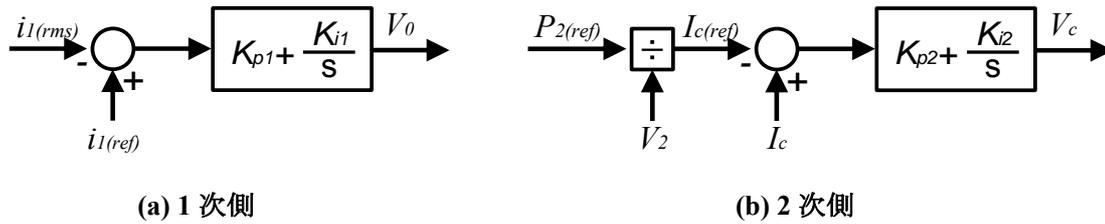


図 6.9. PI 制御系のブロック図

表 6.3. 図 6.9 の記号表

1 次回路		2 次回路	
V_0	サイリスタの出力電圧	e_2	2 次コイルの誘導電圧
I_0	サイリスタの出力電流	v_2	整流器の入力電圧
V_1	サイリスタ整流器の出力電圧	i_2	2 次コイルの電流
I_1	サイリスタ整流器の出力電流	V_2	コンバータの入力電圧
v_1	高周波インバータの出力電圧	I_2	コンバータの入力電流
i_1	高周波インバータの出力電流	V_c	コンバータの IGBT の入力電圧
e_1	1 次コイルの誘導電圧	I_c	コンバータの IGBT の入力電流
R_0	平滑回路の直流抵抗	r_2	2 次コイルの交流抵抗
L_0	平滑回路のインダクタンス	l_2	2 次コイルの自己インダクタンス
C_0	平滑回路のキャパシタンス	c_2	2 次側共振回路のキャパシタンス
r_1	1 次コイルの交流抵抗	R_c	コンバータの直流抵抗
l_1	1 次コイルの自己インダクタンス	C_c	コンバータの入力キャパシタンス
c_1	1 次側共振回路のキャパシタンス	L_c	コンバータの入力リアクタンス
m_{12}	1 次コイルと 2 次コイル間の相互インダクタンス		

6. 3. 2. 2 解析モデルの線形モデル化

電力変換器による直流回路と交流回路の接続が非線形であるため、dq 軸変換により高周波成分を含まない振幅に変換する。各回路の電圧方程式を α 軸とそれに 90 度ずれた仮想的な β 軸として、 α 軸、 β 軸における電圧方程式を表わす。

$$\overrightarrow{v_{1\alpha\beta}} = r_1 \overrightarrow{i_{1\alpha\beta}} + l_1 \frac{d}{dt} \overrightarrow{i_{1\alpha\beta}} + \frac{1}{c_1} \int \overrightarrow{i_{1\alpha\beta}} dt - Nm_{12} \frac{d}{dt} \overrightarrow{i_{2\alpha\beta}} \quad (6.13)$$

$$-\overrightarrow{v_{2\alpha\beta}} = r_2 \overrightarrow{i_{2\alpha\beta}} + l_2 \frac{d}{dt} \overrightarrow{i_{2\alpha\beta}} + \frac{1}{c_2} \int \overrightarrow{i_{2\alpha\beta}} dt - m_{12} \frac{d}{dt} \overrightarrow{i_{1\alpha\beta}} \quad (6.14)$$

$$\overrightarrow{v_{1\alpha\beta}} = \begin{bmatrix} v_{1\alpha} \\ v_{1\beta} \end{bmatrix} \quad \overrightarrow{i_{1\alpha\beta}} = \begin{bmatrix} i_{1\alpha} \\ i_{1\beta} \end{bmatrix} \quad (6.15)$$

$$\overrightarrow{v_{2\alpha\beta}} = \begin{bmatrix} v_{2\alpha} \\ v_{2\beta} \end{bmatrix} \quad \overrightarrow{i_{2\alpha\beta}} = \begin{bmatrix} i_{2\alpha} \\ i_{2\beta} \end{bmatrix} \quad (6.16)$$

これらを dq 軸変換すると以下の通りとなる。

$$\begin{aligned} \overrightarrow{v_{1dq}} &= r_1 \vec{C}^{-1} \vec{C} \overrightarrow{i_{1dq}} + l_1 \vec{C}^{-1} \vec{C} \frac{d}{dt} \overrightarrow{i_{1dq}} + l_1 \vec{C}^{-1} \frac{d}{dt} \{ \vec{C} \} \overrightarrow{i_{1dq}} + \frac{1}{c_1} \vec{C}^{-1} \vec{C} \int \overrightarrow{i_{1dq}} dt \\ &\quad + \frac{1}{c_1} \vec{C}^{-1} \int \vec{C} dt \overrightarrow{i_{1dq}} - Nm_{12} \vec{C}^{-1} \vec{C} \frac{d}{dt} \overrightarrow{i_{2dq}} - Nm_{12} \vec{C}^{-1} \frac{d}{dt} \{ \vec{C} \} \overrightarrow{i_{2dq}} \end{aligned} \quad (6.17)$$

$$\overrightarrow{v_{1dq}} = \begin{bmatrix} v_{1d} \\ v_{1q} \end{bmatrix} \quad \overrightarrow{i_{1dq}} = \begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \end{bmatrix} \quad (6.18)$$

なお、

$$\vec{C} = \begin{bmatrix} \cos \omega t & -\sin \omega t \\ \sin \omega t & \cos \omega t \end{bmatrix} \quad (6.19)$$

$$\vec{C}^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \omega t & \sin \omega t \\ -\sin \omega t & \cos \omega t \end{bmatrix}$$

ここで、 ω は基本角周波数とし、(6.17)式を変形する。

$$\begin{aligned} \overrightarrow{v_{1dq}} &= \begin{bmatrix} 0 & -x_1 \\ x_1 & 0 \end{bmatrix} \overrightarrow{i_{1dq}} + \left(r_1 + sl_1 + \frac{1}{s c_1} \right) \overrightarrow{i_{1dq}} \\ &\quad - \begin{bmatrix} 0 & -\omega N m_{12} \\ \omega N m_{12} & 0 \end{bmatrix} \overrightarrow{i_{2dq}} - N m_{12} \frac{d}{dt} \overrightarrow{i_{2dq}} \end{aligned} \quad (6.20)$$

$$x_1 = \omega l_1 - \frac{1}{\omega c_1} \quad (6.21)$$

また、参考文献(53)から共振回路におけるコイル電流振幅の過渡応答が共振点近傍にて時定数が $\tau=2l_1/r_1$ の一次遅れ系であることを利用して、(6.20)式の第2項を以下のように置き換える。

$$(\text{第2項}) = (r_1 + s2l_1) \overrightarrow{i_{1dq}} \quad (6.22)$$

更に、第4項の振幅変換された \vec{i}_{2dq} の変化は低周波であり、高周波である第3項より十分小さいため無視する。以上より、(6.20)式は(6.23)式のように簡略化でき、2次回路は完全共振していると考えて同様に求められる。

$$\vec{v}_{1dq} = \begin{bmatrix} 0 & -x_1 \\ x_1 & 0 \end{bmatrix} \vec{i}_{1dq} + (r_1 + s2l_1) \vec{i}_{1dq} - \begin{bmatrix} 0 & -\omega N m_{12} \\ \omega N m_{12} & 0 \end{bmatrix} \vec{i}_{2dq} \quad (6.23)$$

$$-\vec{v}_{2dq} = (r_2 + s2l_2) \vec{i}_{2dq} - \begin{bmatrix} 0 & -\omega m_{12} \\ \omega m_{12} & 0 \end{bmatrix} \vec{i}_{1dq} \quad (6.24)$$

次に、1次側のインバータ部ではDC→ACに変換されるが、直流電圧 V_1 を120度パルスにて変調して交流電圧 v_1 を発生する場合（直流電流 I_1 は交流電流 i_1 に変換）、矩形波と正弦波間の変換係数0.9、矩形波に対する120度パルスの電圧係数0.866、1次回路の力率 $\cos\theta$ を用いて、以下のように表わすことができる。

$$|v_1| = 0.9 \times 0.866 \times V_1 \quad (6.25)$$

$$I_1 = 0.9 \times 0.866 \times |i_1| \cos\theta \quad (6.26)$$

$$|v_1| = \sqrt{v_{1d}^2 + v_{1q}^2} \quad |i_1| = \sqrt{i_{1d}^2 + i_{1q}^2} \quad (6.27)$$

同様にして、2次側の整流器部ではAC→DCに変換されるが、交流電圧 v_2 、交流電流 i_2 と直流電圧 V_2 、直流電流 I_2 の間には以下の関係がある。

$$|v_2| = 0.9 V_2 \quad I_2 = 0.9 |i_2| \quad (6.28)$$

$$|v_2| = \sqrt{v_{2d}^2 + v_{2q}^2} \quad |i_2| = \sqrt{i_{2d}^2 + i_{2q}^2} \quad (6.29)$$

また、整流器入力電圧 \vec{v}_{2dq} はその後の回路を等価抵抗 r_c にて表わすと、

$$\vec{v}_{2dq} = r_c \vec{i}_{2dq} \quad r_c = \frac{|v_2|}{|i_2|} \quad (6.30)$$

次に、 i_1 ベクトルを d 軸に設定して $i_{1q}=0$ とすると、(6.23)(6.24)式は以下のように変形され $i_{2d}=0$ となる。

$$v_{1d} = (r_1 + s2l_1) i_{1d} + \omega N m_{12} i_{2q} \quad (6.31)$$

$$v_{1q} = x_1 i_{1d} - \omega m_{12} i_{2d} \Rightarrow v_{1q} = x_1 i_{1d} \quad (6.32)$$

$$0 = (r_c + r_2 + s2l_2) i_{2d} \Rightarrow i_{2d} = 0 \quad (6.33)$$

$$0 = (r_c + r_2 + s2l_2) i_{2q} - \omega m_{12} i_{1d} \quad (6.34)$$

また、(6.30)式から $v_{2d}=0$ であり、すなわち

$$v_{2q} = |v_2| = 0.9 V_2 \quad (6.35)$$

となる。以上より

$$|i_1| = i_{1d} = \frac{1}{r_1 + s2l_1} (-\omega N m_{12} i_{2q} + v_{1d}) \quad (6.36)$$

$$|i_2| = i_{2q} = \frac{1}{r_2 + s2l_2} (\omega m_{12} i_{1d} - 0.9V_2) \quad (6.37)$$

$$v_{1d} = \sqrt{|v_1|^2 - v_{1q}^2} \quad (6.38)$$

$$|i_1| \cos \theta = \frac{v_{1d}}{|v_1|} |i_1| \quad (6.39)$$

更に、(6.38)(6.39)式と2次電流の指令値を付録に示す方法で線形化すると、それぞれ以下の通りに表わせる。なお、定常分を、' で表している。

$$v_{1d} = \frac{v'_1}{v'_{1d}} |v_1| - \frac{v'_{1q}}{v'_{1d}} v_{1q} \quad (6.40)$$

$$|i_1| \cos \theta \equiv i_{1p} = -\frac{i'_{1p}}{v'_1} |v_1| + \frac{v'_{1d}}{v'_1} |i_1| + \frac{i'_{1d}}{v'_1} v_{1d} \quad (6.41)$$

$$I_{c(ref)} = 2I'_{c(ref)} - \frac{I'_{c(ref)}}{V'_2} V_2 \quad (6.42)$$

以上、dq 軸変換等により非接触給電回路の関係式がすべて線形化され、これらの関係式から線形解析モデルにおけるブロック図全体は図 6.10 のように表される。

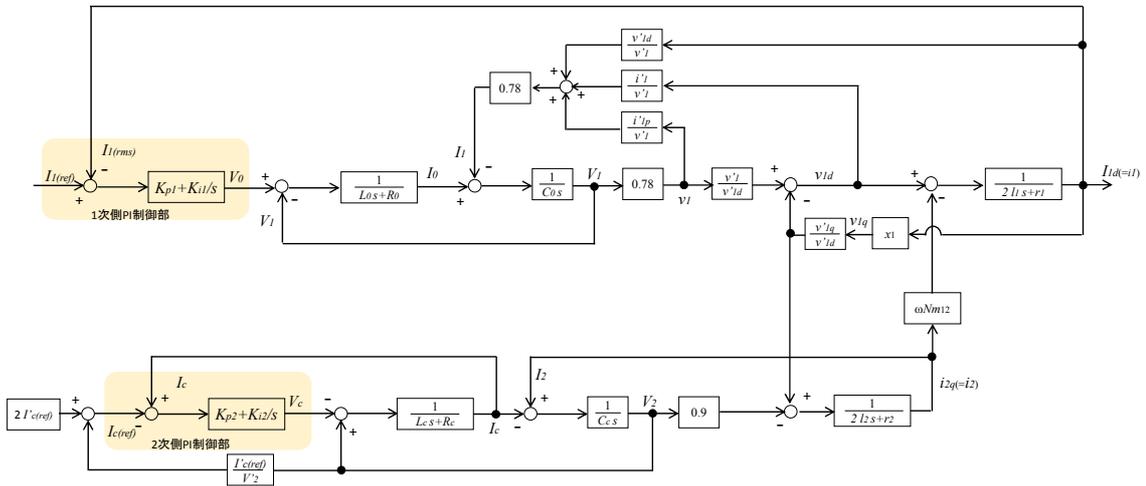


図 6.10. 線形解析モデルにおける全体ブロック図

6. 3. 2. 3 線形解析モデルの妥当性

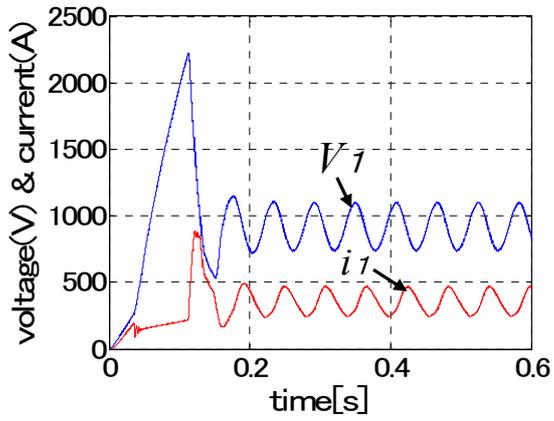
前節で導出した線形解析モデルの伝達関数を求めることは困難なため、ここでは線形解析モデルと非線形解析モデルをそれぞれ Matlab Simulink にて作成し、各パラメータにおける動作シミュレーションを実施し、相互を比較することによって線形解析モデルの妥当性を検証する。なお、非線形解析モデルでは図 6. 8 の電力変換器部を Matlab Simulink の非線形モデルを利用して作成している。解析における回路定数を表 6. 4 に、制御ゲインのパラメータを表 6. 5 に示す。Case 1 は 6.2 節で実施した 2 台の 2 次コイルで安定した運転実績のある制御ゲインであり、これを基準に各パラメータを選定している。周波数は 10 kHz、1 次電流指令値は 350 Arms、2 次コイルの誘導電圧は 250 Vrms、1 台当たりの 2 次コイルの出力電力指令値は 13.5 kW としこれらは全てのケースで同一とした。なお、表 6. 5 に記載の 2 次コイルの最大運転台数については次節で説明する。Case 1 の条件で安定して運転することができる 2 次コイルの台数を非線形解析モデルと線形解析モデルにより計算した結果はともに 11 台となり一致した。次に、制御系が振動した 2 次コイル 12 台運転時のそれぞれのモデルを用いて計算した波形を図 6. 11、図 6. 12 に示す。ここでは、1 次電流の指令値を 0.05 s にて目標値まで増加させた過渡応答と定常応答を示すが、定常応答で評価する。これらの波形よりそれぞれのモデルの定常応答における発振周波数・振幅が概ね一致していることがわかる。以上、安定運転可能な台数と発振時の周波数・振幅がほぼ一致することから、線形解析モデルは非線形解析モデルと同等の制御特性を有していると考えてよい。

表 6.4. 解析における 1 次回路, 2 次回路の定数

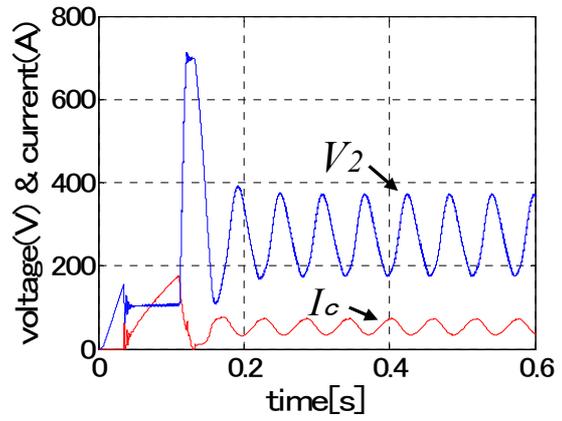
1 次回路	r_1	0.4 Ω	2 次回路	r_2	0.2 Ω
	l_1	0.37 mH		l_2	0.8 mH
	c_1	0.71 μ F		c_2	0.32 μ F
	R_0	0.01 m Ω		R_c	0.10 Ω
	L_0	1.0 mH		L_c	1.3 mH
	C_0	15.4 mF		C_c	0.5 mF

表 6.5. 解析における制御ゲインのパラメータ

	パラメータ				2 次コイルの 運転可能台数	
	K_{p1}	K_{i1}	K_{p2}	K_{i2}		
Case 1	1.5	150	1.62	1693	11	
Case 2	3.0				18	
Case 3	5.7				30	
Case 4	7.5				0	
Case 5	1.5	50			14	
Case 6		30			15	
Case 7	1.5	150	4.86	1693	13	
Case 8			8.1		0	
Case 9					564	14
Case 10					1.62	339

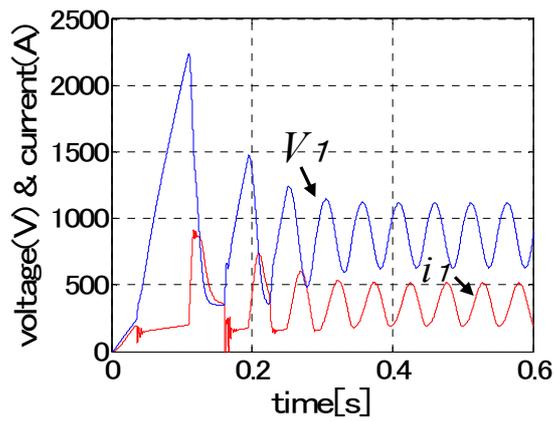


(a) V_1 & i_1

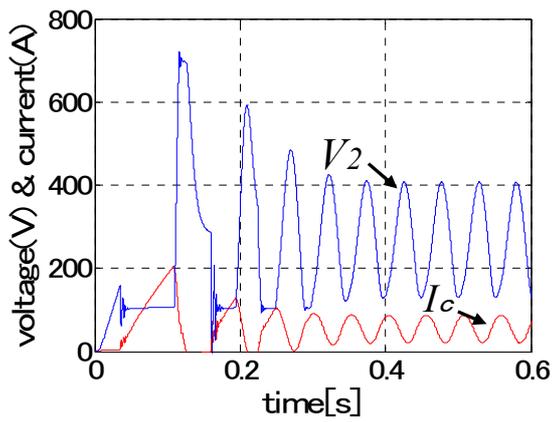


(b) V_2 & I_c

図 6. 11. 非線形解析モデルの計算結果 (Case 1)



(a) V_1 & i_1



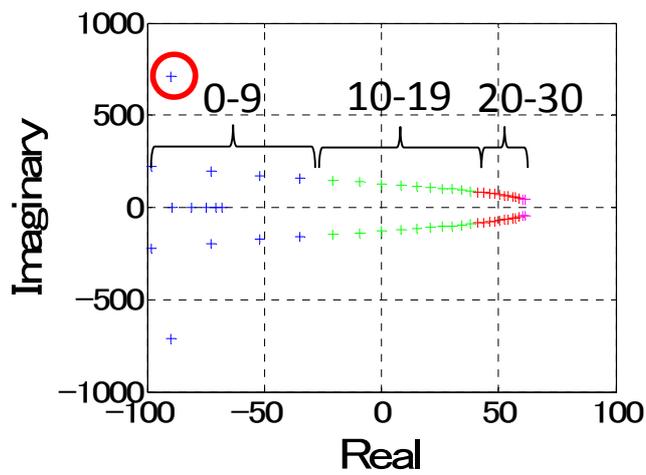
(b) V_2 & I_c

図 6. 12. 線形解析モデルの計算結果 (Case 1)

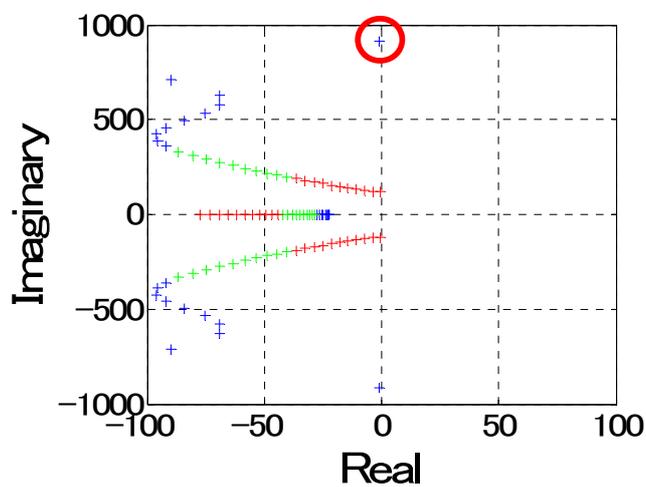
6. 3. 2. 4 線形解析モデルを用いた安定性検証

線形解析モデルを用いて 2 次回路の運転台数変化時(0~30 台)の 1 次回路の指令電流から出力電流の伝達関数の極配置を計算する。まず、表 6.5 の Case 1 の安定性を判断するため、原点付近を拡大した極配置を図 6.13 (a)に示す。なお、0~9 台運転時を青、10~19 台を緑、20~30 台を赤で表わし、傾向を判別しやすいよう特徴のある箇所を囲みにて分類している。図 6.13(a)より 12 台以上の運転時において正の実部をもつ極が存在することから負荷が増えることで不安定になることがわかる。ここで、1 次側、2 次側の比例ゲインと積分ゲインのうち運転可能台数に影響を与えるゲインを検証するため、各ゲインをパラメータとして安定に運転が可能な 2 次コイルの最大台数を計算した結果を表 6.5 に示す。この結果より、1 次側、2 次側ともに比例ゲインを増加させると、特に 1 次側の比例ゲインの増加により運転可能な 2 次コイルの台数は大きく増加するが、1 次側、2 次側ともに比例ゲインが過大になると無負荷時 (0 台) に運転できなくなる。また、積分ゲインを減少させると運転台数はわずかに増加する。これらの結果より、2 次側よりも 1 次側の比例ゲインが全体の制御系への影響が大きいと考えられ、ここでは 1 次側の比例ゲイン K_{pl} を 1.5 から 5.7 と 7.5 に変化させた場合(Case 3,4)の原点付近の極配置を図 6.13(b)(c)に示す。図 6.13 (a) と比較すると全体的に極は左側に移動し安定化するため、Case 3 では運転台数を 30 台に増加させることができ、本論文で目標とする 240 kW(運転台数 18 台)を達成することができる。しかし、 K_{pl} を増やすと赤丸で囲んだ虚数値軸 1000 付近の 0 台運転時の極が右側に移動するため、更に K_{pl} を増やした Case 4 では 0 台運転時に不安定極を持つ。

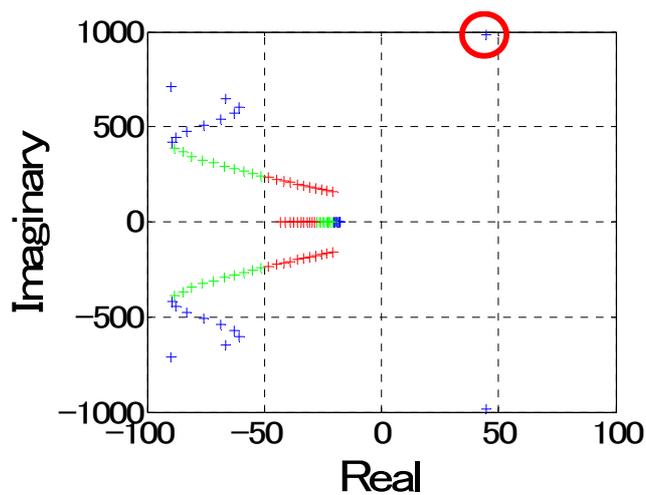
以上、本節では、非線形解析モデルでは制御系の安定・不安定の判別はできるが、運転台数や制御定数の変化に対する制御系への影響を評価できないため、鉄道用の非接触給電の回路方程式を線形化することで求められる極配置により安定性を判別できる優位な線形解析モデルを提案した。本手法を用いた制御系の安定性の検証例として PI 制御ゲインと 2 次コイルの運転可能台数の関係を示し、2 次コイルの運転台数の増加により制御系の安定性が低下することを示した。この手法は他の同様の電力変換器をもつ非接触給電の安定性の解析にも応用でき、また 制御系の改良や回路定数の変更による特性への影響を極配置から考察することができるため、非接触給電における制御系の本質を理解するための有効な手段となる。



(a) Case 1



(b) Case 3



(c) Case 4

図 6. 13. 0 から 30 台運転時の極配置

6. 3. 3 試験装置を用いた実験モデルによる検証

6.3.2 節では線形解析モデルを用いて制御系の安定性を検証したが、本節では実際に給電試験を行い解析結果の妥当性を検証する。しかし、制御定数等をパラメータとした給電試験を実際の鉄道車両を用いて多頻度を実施することは実務上難しい。そこで、3 台の 2 次コイルで給電可能な第 5 章で示した試験装置を用いて数十台の給電試験を模擬できる実験モデルを提案し、この実験モデルを用いて解析と同等の条件における運転可能台数を検証する。

6. 3. 3. 1 1 次側等価回路

試験装置の 1 次コイルの長さは 8 m と短いため同時に運転できる 2 次コイルの数は 3 台となり、編成車両に比べると運転台数は制限されるが、電力変換器も含めた実機を用いて制御特性を検証することができる。また、1 次回路と 1 次電源もスケールが低減されるが、図 6.14 に示すように調整コイル及び調整抵抗を用いて、交流回路の定数の調整を行い、更にインバータの前段にその直流出力電圧を DSP にて制御できる直流電源を接続し、この DSP に前述したインバータの前段の特性を再現したプログラムを付与することでフィールドと同様の特性を再現できる。本節では 2 次コイルや電力変換器は実際の鉄道車両に搭載するものと同じのものを用い、3 台の 2 次コイルでフィールドでの数十台の給電試験と等価な実験モデルを構築する。

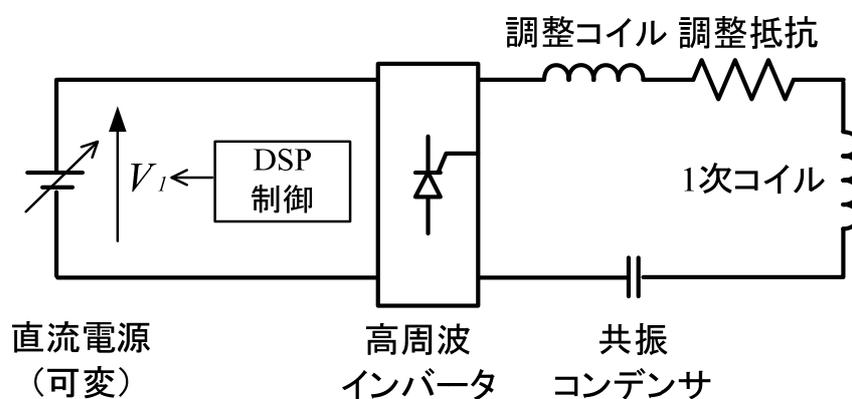


図 6.14. 試験装置における 1 次回路の構成

N 台の 2 次コイルを用いた編成車両への給電を、3 台の 2 次コイルを用いた試験装置で再現することを検討する。 N 台の 2 次コイルを用いた編成車両への給電を想定した回路構成は図 6.15 のようになり、1 次側、2 次側の回路方程式は(6.43)(6.44)式の通りとなる。

$$v_1 = l_1 \frac{di_1}{dt} + \frac{1}{c_1} \int i_1 dt + r_1 \times i_1 - N \times m_{12} \frac{di_2}{dt} \quad (6.43)$$

$$-v_2 = l_2 \frac{di_2}{dt} + \frac{1}{c_2} \int i_2 dt + r_2 \times i_2 - m_{12} \frac{di_1}{dt} \quad (6.44)$$

試験装置では 3 台の 2 次コイルで模擬することを考慮し、 $N=3 \times N_0$ とし、(6.43)式を N_0 で除すると以下の通りとなる。

$$\frac{v_1}{N_0} = \frac{l_1}{N_0} \times \frac{di_1}{dt} + \frac{1}{N_0 \times c_1} \int i_1 dt + \frac{r_1}{N_0} i_1 - 3 \times m_{12} \frac{di_2}{dt} \quad (6.45)$$

$$-v_2 = l_2 \frac{di_2}{dt} + \frac{1}{c_2} \int i_2 dt + r_2 \times i_2 - m_{12} \frac{di_1}{dt} \quad (6.46)$$

以上より、 N 台の 2 次コイルを用いた編成車両への給電と等価な、3 台の 2 次コイルを用いた試験装置での回路構成は図 6.16 のようになる。すなわち、フィールドでの 1 次回路の定数から N_0 を乗除した値となる 1 次回路を構成することで試験装置にてフィールドと同等の等価回路が得られる。本実験モデルにおいては、 N_0 を 10 とし、3 台の 2 次コイルを用いてフィールドにおける最大 30 台の運転を模擬できる回路定数を設定することとし、フィールドにおける 1 次回路の残存リアクタンスと交流抵抗をもとに表 6.6 のように試験装置の回路定数を調整した。なお、実験モデルで 2 次コイルを 1 台ずつ起動することはフィールドで 10 台同時に起動することに相当するが、2 次コイルの出力電力を事前に加減調整しておくことで編成車両における任意の運転台数を模擬できる。

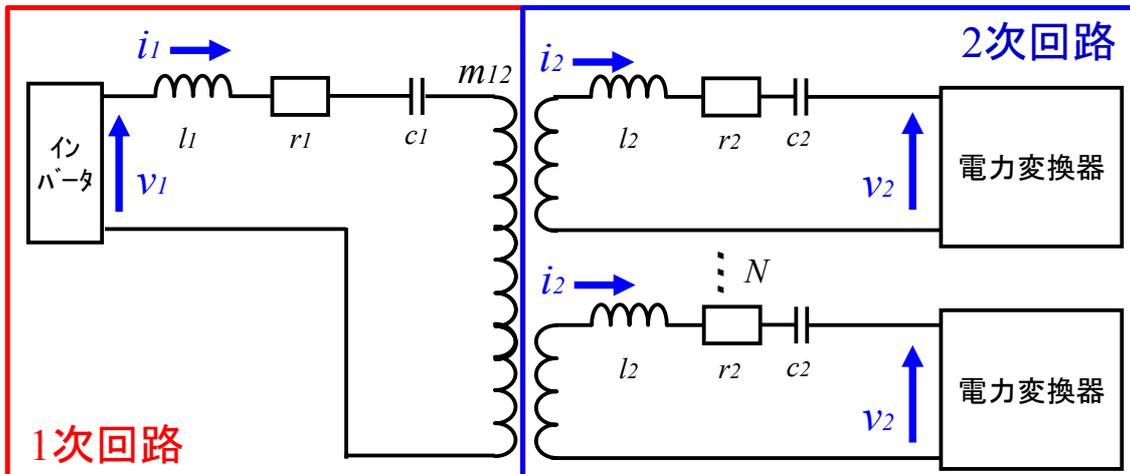


図 6.15. N 台の 2 次コイルを運転するフィールド試験の構成 (実際の鉄道車両の構成)

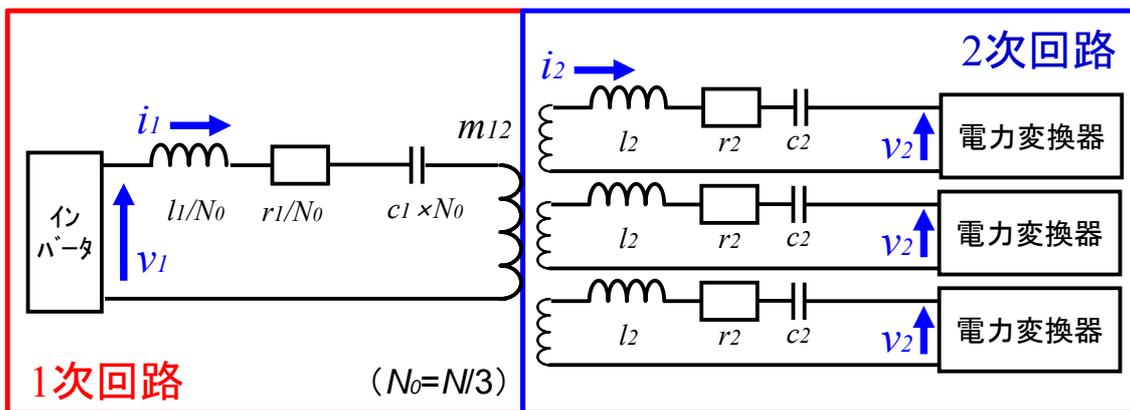


図 6.16. 3 台の 2 次コイルにより N 台の 2 次コイルの運転を模擬する試験装置の構成

表 6.6. フィールド試験及び試験装置における鉄道用非接触給電の 1 次回路定数

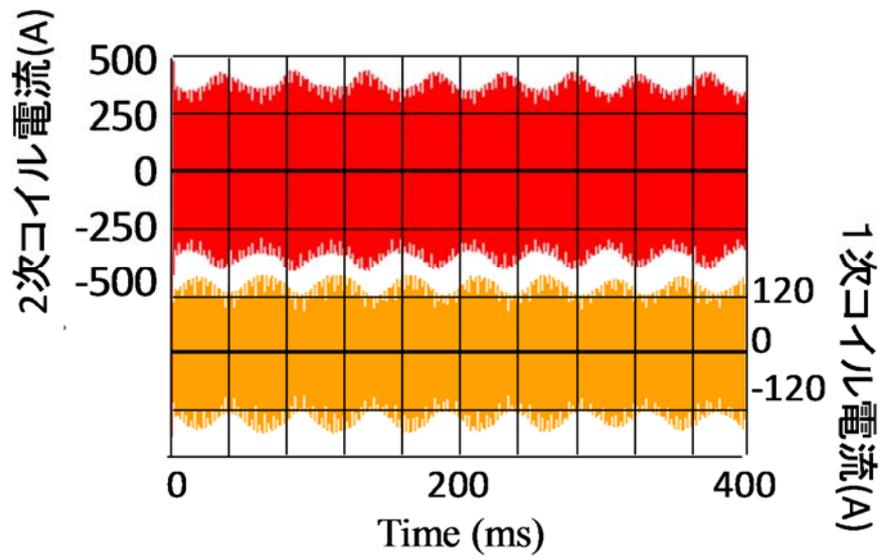
	残存リアクタンス	交流抵抗 r_1
フィールド試験	1.1 Ω	365 m Ω
試験装置	103 m Ω	45.0 m Ω

6. 3. 3. 2 実験モデルを用いた安定性検証

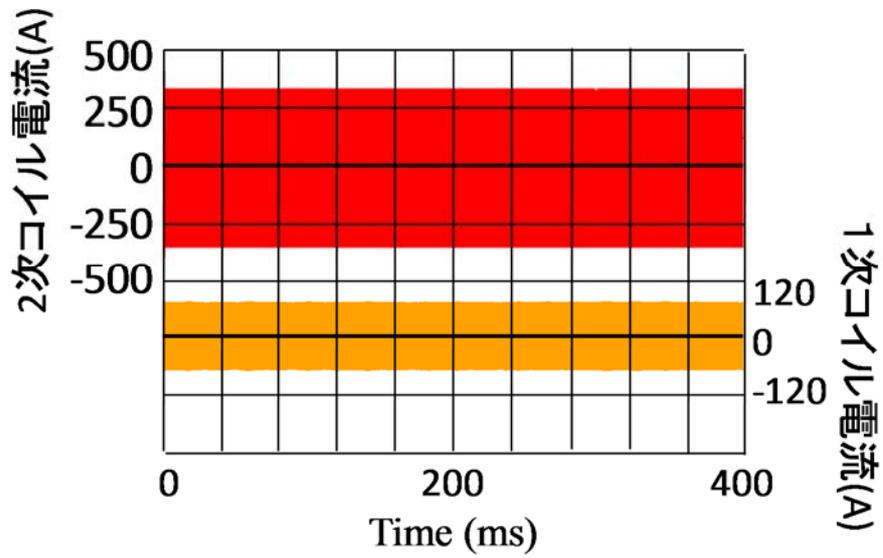
線形解析モデルと同様に 1 次側の比例ゲインによる安定性を検証するため、線形解析モデルで実施した表 6.5 の Case 1, 2, 4 の条件で実験モデルにより運転可能台数を検証した。その結果を表 6.7 にまとめて示す。なお、試験時の波形は安定した例と不安定になった例を代表して Case 1 で編成車両における 10 台の運転（実験モデルでは 1 台定格運転）を再現した結果と Case 2 で 18 台の運転（実験モデルでは 1 台定格運転、もう 1 台は定格の 80% 運転）を再現した結果を図 6.17(a)(b) にそれぞれ示す。これらの結果より、Case 1 では運転可能台数は線形解析モデルと比べ若干減ったが、ほぼ同等の運転台数で制御系が発振し、またその周波数も 20 Hz 程度で線形解析モデルにおける結果とほぼ一致した。また、Case 2 では線形解析モデルと同様に比例ゲイン K_{pl} を上げることで 2 次コイルの運転可能台数が 18 台に増加した。更に、Case 4 のように比例ゲイン K_{pl} をさらに上げたところ、線形解析モデルと同様に 0 台運転時に不安定になり、これらの結果より実験モデルにおいても線形解析モデルと同等の制御特性の傾向を得ることができた。以上より、実験モデルと線形解析モデルにおいて同等の制御特性の傾向を得ることができ、本論文で目標とした 240 kW で安定給電できることが実験モデルと線形解析モデルにより実証できた。なお、これらの特性は実際の鉄道車両を用いたフィールドにおいても同等の特性が得られており、実験モデル・線形解析モデルともに有用な検証方法と考える。

表 6.7. 線形解析モデルと実験モデルによる運転可能台数の検証結果

フィールド試験	パラメータ	2 次コイルの運転可能台数	
	K_{pl}	線形解析モデル	実験モデル
Case 1	1.5	11	9
Case 2	3.0	18	18
Case 4	7.4	0	0



(a) 13.5kW×10 (135 kW) ($K_{pI}:1.5$)



(b) 13.5 kW×18 (243 kW) ($K_{pI}:3.0$)

図 6. 17. 実験モデルにおける給電試験時の波形例

6. 4 本章のまとめ

2次コイルを複数化して鉄道車両への大容量非接触給電を実現するために、2次コイル間の相互インダクタンス m_{22} による給電特性への影響と2次コイルの運転台数の増加による制御系の安定性への影響について検証した。

隣接して取り付けられた2次コイル間に相互インダクタンス m_{22} が生じることを考慮した給電電力の解析式を求め、1次側を定電流源とした非接触給電では、2次コイル間の相互インダクタンス m_{22} があり、かつそれぞれの2次回路の共振状態が異なる場合において、2次コイル間に電力の授受が発生することを示した。この授受電力は2次回路の電流容量の増大を引き起こすため、電力授受発生を抑制する必要がある。そのためには、多数の2次回路の共振状態をすべて同一に調整することは実用上不可能であることから、2次コイル間の相互インダクタンス m_{22} を考慮した適切な2次コイルの取り付け間隔を設計することが必要であることを示した。

また、2次コイルの運転台数による1次側と2次側の制御系の安定性を検証するための解析手法として、非線形性を有する電力変換器を用いた鉄道用の非接触給電の回路方程式を線形化した解析モデルを提案し、この線形解析モデルで求められる制御系の極配置から、2次コイルの運転台数と制御系の安定性の関係を検証することが可能となった。本解析手法を用いて対象とする鉄道用非接触給電を解析した結果、1次側の比例ゲインによる運転可能台数への影響が大きいが明らかとなり、1次側の比例ゲインを調整することで目標とする240 kWの給電を達成できることを示した。

さらに、これらの解析で得られた結果を実際の鉄道車両を用いて多頻度に条件を変更して検証することは実務上困難なことから、編成車両に大電力を給電した場合の制御特性を模擬できる新たな実験モデルを提案し、実験モデルにおいても線形解析モデルと同等の制御特性を模擬できることを示すとともに、240 kWの給電を達成できることを示した。

これらの手法は複数の2次コイルにより給電する必要のある鉄道用非接触給電における安定性の検証手法として有用であり、また、他の非接触給電でも同様の考え方をを用いることができる。本論文ではPI制御ゲインによる特性のみを検証したが、これらの解析・実験手法を用いることで鉄道用非接触給電におけるさらなる制御改良を追加実施した際の特性の検証や、さらに大容量を必要とする鉄道用の非接触給電の特性の検証を容易化でき、非接触給電の開発に貢献するものと考えられる。

第7章 結論

7. 1 本論文の結論

走行中の鉄道に大容量の電力を非接触で給電することを目的に研究を行った。対象とする鉄道にはパンタグラフを用いた接触給電を適用することが騒音や景観上の観点から困難な鉄道や原理的に接触給電を適用できない鉄道を想定した。特に、超高速鉄道では非接触給電装置の実用化なくしてはその鉄道そのものの実用化が難しくなることから本論文では非接触給電装置を超高速鉄道にて実現することを想定し検討を進めた。

第2章では、大容量走行中非接触給電を検討するにあたって、1次コイルは平行2線式コイルを鉄道線路沿線に敷設することとし、長方形の2次コイルを鉄道車両の底面に複数個設置する構成を示した。また、これらのコイルの基本的な寸法設計の考え方を示した。共振回路の方式は1次回路、2次回路に直列共振コンデンサを用いた電磁誘導方式とし、これらを整理して鉄道用非接触給電装置の基本構成と数値例をあげ、その性能目標を示した。

第3章では、大容量給電を実現するためには、2次コイルの大容量化と複数の2次コイルを用いた給電を検討する必要があることから、まず2次コイルの大容量化を検討するにあたり、2次コイルの電気性能を向上させるため、自己インダクタンスが小さく、誘導電圧が高い2次コイルの最適な断面形状を示した。また、軽量化のため厚みの薄い複数の磁性体を接合して大型化させた磁性体を2次コイルに用いることによる電気性能への影響を示し、設計上の留意点を示した。

第4章では、従来用いられてきた磁性体を連続的に配置した2次コイルでは軽量化の観点で磁性体の厚みを薄くすると磁性体の破損への懸念が高まることから、磁性体の体積を増加させずに短冊状の磁性体を離散的に最適な個所に配置することで機械的強度が高く、電気的な性能が低下しない2次コイルを提案し、性能目標である12kWの給電が可能であることを示した。

第5章では、磁性体を離散配置した2次コイルを用いた鉄道用非接触給電装置により100km/hから300km/h以上の走行中に安定して給電できることをフィールド試験にて実証した。また、効率、温度特性、長期耐久性を試験装置にて検証し、2次コイル単体を用いた非接触給電装置を鉄道に適用することが可能であることを示した。さらに、環境磁界についてもICNIRP 2010の基準値を順守できることを電磁界解析により示し、これらの結果から超高速鉄道を含む鉄道に提案する非接触給電装置が適用可能であることを示した。

第6章では、複数の2次コイルを用いた大容量給電を実現するにあたり、2次コイル間の相互インダクタンスが存在し、隣接する2次回路の共振状態が異なる場合、2次コイル間で電力の授受が発生することに設計上留意する必要があることを示した。また、1次側と2次側の両方に制御系が存在する場合、2次コイルの総給電容量が増加すると制御干渉が生じる懸念があることから、非接触給電装置の線形解析モデルと実験モデルを提案し、1例として制御系のゲインによる安定性に関する解析例を示した。これらの手法を用い、鉄道用の非接触給電装置において3両編成を想定した240 kWの給電が実現可能であることを示した。

以上より、本論文では、提案する鉄道用の非接触給電装置により走行中の超高速鉄道に安定して給電できることを明らかとし、また複数の2次コイルを用いることで数百 kWの大容量給電も実現可能であることを明らかとした。さらに、電磁誘導方式の非接触給電装置を超高速鉄道に適用するための設計・検証手法を示し、停車中、高速走行中の鉄道車両への大容量非接触給電を2次コイルの温度特性に問題なく実現しただけでなく、2次コイルの軽量化も実現した。

なお、本手法は編成が長大化することで MWクラスの給電が必要とされる超高速鉄道への大容量給電の成立性の検証手法としても活用でき、超高速鉄道の実用化にも大きく貢献できる。さらに、他の同様の非接触給電装置等へも展開することが可能であり、他分野における同様の大容量走行中非接触給電装置の開発の加速にも貢献するものと考えられる。

7. 2 今後の課題

非接触給電装置は、感電の心配がなく保守性に優れ、鉄道への適用においては騒音や景観問題を解決できる可能性があることなどからその実現にける期待は大きい。しかし、高周波を利用することから効率が低く、既存の架線を用いた鉄道との互換性もないことから接触給電方式を単純に非接触給電装置に置き換えることは極めて困難である。そのため、その適用先は現時点では景観上の問題や原理的に接触給電を行うことが不可能な鉄道などに限定される。

今後、さらに鉄道への非接触給電装置を拡張していくためにはさらなる高効率化、軽量化の研究を進めていく必要がある。また、電磁誘導の原理を利用していることから2次コイル以外への誘導による障害が発生する可能性があり、その影響の定量的な把握も重要である。ここでは主な鉄道用の非接触給電装置における今後の課題として、次の3点を挙げる。

(1) 運転周波数

本研究ではスイッチング素子に IGBT を適用するため、運転周波数を 10 kHz から 20 kHz 程度としたが、電気自動車では 85 kHz が採用されている。現状では法令等の制約から大容量を必要とする鉄道において電気自動車と同等の 85 kHz を採用することは困難と考えるが、周波数を上げることで誘導電圧の向上が期待でき、また電気自動車で研究されている技術と融合させることでさらなる高効率化と低コスト化が図れる可能性があるため、電気自動車の開発動向も踏まえて最適な運転周波数を見極める必要がある。

(2) 周囲の金属物への誘導加熱

非接触給電装置は高周波による電磁誘導を利用していることから、特に 1 次コイル周辺の金属物に渦電流を発生させ、損失が大きくなる懸念がある。そのため、1 次コイルを布設するにあたってはその近傍に金属物が介在しないよう鉄道施設を設計することで損失の低減を図るとともに、想定しない異物を確実に検知できるシステムを構築する必要がある。

(3) 周囲の金属ループによる給電効率への影響

非接触給電装置の 1 次コイルを敷設した周辺に、構造物などの金属物によりループ形状が構成されるとそのループに誘導電流が流れることが懸念させる。構造物を加熱する恐れがあるとともに誘導電流が発生した想定していないループと 2 次コイルとの位置関係によっては 2 次コイルの鎖交磁束が低減して誘導電圧が低下し 2 次コイルの給電効率を低下させる恐れがある。鉄道用の非接触給電装置の場合、1 次コイルが敷設される構造物の種類は多様にあるため、これらの影響を定量的に把握する必要がある。

謝辞

本論文は長年の課題であった超高速鉄道への給電方式を確立させるという課題に対して、フィールド試験・試験装置を用いて長期にわたり研究を行った成果をまとめたものであり、多方面の方々にご指導，ご協力を賜りました。

本論文をまとめるにあたり，ご指導頂きました東京大学の大崎博之教授，堀洋一教授，古関隆章教授，横山明彦教授，水間毅特任教授，居村岳広特任講師に感謝申し上げます。特に，本論文の作成当初より終始親身にご指導頂きました東京大学の大崎博之教授に重ねて厚く御礼申し上げます。

また，本研究を進めるに当たり，適切な研究の場を与えて頂いた東海旅客鉄道株式会社の白國紀行本部長，寺井元昭副本部長，藤原俊輔技術顧問，村井敏昭担当部長，北野淳一担当部長，宮本茂樹担当部長に感謝申し上げます。特に，村井敏昭担当部長には，本研究の遂行に関して，多くのご指導，ご鞭撻を賜り重ねて御礼申し上げます。

また，本研究に関して，様々な議論を頂くとともに試験データの解析にご助力頂きました，澤田理氏，柏木夕希氏，小山友一氏をはじめとする東海旅客鉄道株式会社中央新幹線推進本部の皆様には深く感謝申し上げます。

また，実験センターの所員の皆様には本研究に関わる試験の実施にあたりご協力賜り感謝申し上げます。特に実験センター試験装置セクションの皆様には膨大な試験の実施とデータの取得に多大なるご尽力を頂き，改めて御礼申し上げます。

最後に，本論文執筆にあたり，あたたかく応援し支え続けて頂いた両親，妻の真理，娘の奈菜に深く感謝します。

付録

(6.40)式～(6.42)式を導出する．(6.38)式より，

$$|v_1|^2 = v_{1d}^2 + v_{1q}^2 \quad (\text{A1})$$

定常分と微小変化分を各々，'及び Δ にて表すと，

$$(v_1' + \Delta v_1)^2 = (v_{1d}' + \Delta v_{1d})^2 + (v_{1q}' + \Delta v_{1q})^2 \quad (\text{A2})$$

微小変化分のみ抜き出すと

$$\Delta v_1 v_1' = \Delta v_{1d} v_{1d}' + \Delta v_{1q} v_{1q}' \quad (\text{A3})$$

$$\begin{aligned} \Delta v_{1d} &= \frac{v_1'}{v_{1d}'} \Delta v_1 - \frac{v_{1q}'}{v_{1d}'} \Delta v_{1q} \\ &= \frac{v_1'}{v_{1d}'} (|v_1| - v_1') - \frac{v_{1q}'}{v_{1d}'} (v_{1q} - v_{1q}') \end{aligned} \quad (\text{A4})$$

$$= \frac{v_1'}{v_{1d}'} |v_1| - \frac{v_{1q}'}{v_{1d}'} v_{1q} - v_{1d}'$$

$$\therefore v_{1d} = \Delta v_{1d} + v_{1d}' = \frac{v_1'}{v_{1d}'} |v_1| - \frac{v_{1q}'}{v_{1d}'} v_{1q} \quad (\text{A5})$$

(6.39)式も同様に， $|i_1|$ ， $|v_1|$ を振幅， $|i_1| \cos \theta$ を i_{1p} とおくと，

$$|v_1| i_{1p} = v_{1d} |i_1| \quad (\text{A6})$$

となり，(6.38)式と同様に微小変化分のみ抜き出す．

$$\begin{aligned} \Delta i_{1p} &= -\frac{i_{1p}'}{v_1'} \Delta v_1 + \frac{v_{1d}'}{v_1'} \Delta i_1 + \frac{i_1'}{v_1'} \Delta v_{1d} \\ &= -\frac{i_{1p}'}{v_1'} |v_1| + \frac{v_{1d}'}{v_1'} |i_1| + \frac{i_1'}{v_1'} v_{1d} + i_{1p}' - \frac{2v_{1d}' i_1'}{v_1'} \end{aligned} \quad (\text{A7})$$

$$\therefore i_{1p} = \Delta i_{1p} + i_{1p}' = -\frac{i_{1p}'}{v_1'} |v_1| + \frac{v_{1d}'}{v_1'} |i_1| + \frac{i_1'}{v_1'} v_{1d} \quad (\text{A8})$$

2次電流指令値の計算式も同様に,

$$\begin{aligned} P_{2(ref)} &= V_2 I_{c(ref)} \\ &= (V'_2 + \Delta V_2)(I'_{c(ref)} + \Delta I_{c(ref)}) \end{aligned} \quad (A9)$$

$$\Delta I_{c(ref)} = -\frac{I'_{c(ref)}}{V'_2} \Delta V_2 \quad (A10)$$

$$\therefore I_{c(ref)} = \Delta I_{c(ref)} + I'_{c(ref)} = 2I'_{c(ref)} - \frac{I'_{c(ref)}}{V'_2} V_2 \quad (A11)$$

なお、定常値は2次回路が共振している場合、1次回路からみた2次回路の等価抵抗を r_{2eq} と置くと、以下の通りとなる。

$$r_{2eq} = \frac{P_{2ref} + r_2 i_2'^2}{I_{1ref}^2} \quad (A12)$$

$$v'_{1d} = (r_1 + r_{2eq}) I_{1ref} \quad v'_{1q} = x_1 I_{1ref} \quad (A13)$$

$$v'_1 = \sqrt{(r_1 + r_{2eq})^2 + x_1^2} \cdot I_{1ref} \quad (A14)$$

$$i'_{1p} = \frac{r_1 + r_{2eq}}{\sqrt{(r_1 + r_{2eq})^2 + x_1^2}} \cdot I_{1ref} \quad (A15)$$

また、共振時の出力方程式 $P_{2ref} = e_2 i_2 - r_2 i_2^2$ から、それぞれ以下の通りとなる。

$$i_2 = \frac{e_2 - \sqrt{e_2^2 - 4r_2 P_{2ref}}}{2r_2} \quad (A16)$$

$$I'_2 = 0.9 i_2 \quad (A17)$$

$$V'_2 = \frac{v'_2}{0.9} = \frac{e_2 - r_2 i_2}{0.9} \quad (A18)$$

参考文献

- (1) JR 東海ホームページ, <http://toica.jr-central.co.jp>
- (2) 阿部秀明, 坂本浩, 原田耕輔: 「非接触充電システムにおける負荷整合」, 電学論 D, 119, 4, pp.536-543 (1999)
- (3) 長谷部寿郎, 山本肇: 「都市間輸送の高速化に貢献する次世代高速新幹線駆動システム」, 東芝レビュー, Vol.61, No.9, pp.7-10 (2006)
- (4) 電気工学ハンドブック第 6 版, 電気学会, pp.1717-1718, 2001
- (5) 徳良晋, 村山隆彦, 上田章雄, 高津裕二, 新妻素直: 「電気自動車向け非接触充電システムの開発」, IHI 技報, Vol.53, No.2, pp.38-41 (2013)
- (6) 柏木隆行, 長谷川均, 加藤佳仁, 坂本泰明, 浮田啓悟: 「非接触給電コイルにおける導体の近接効果による損失の検討」, 鉄道総研報告, Vol.27, No.7, pp.29-34 (2013)
- (7) <http://www.teslasociety.com/>
- (8) 松木英敏: 「非接触電力伝送技術の最前線」, シーエムシー出版
- (9) AndréKurs, AristeidisKaralis, Robert Moffatt, J. D Joannopoulos, Peter Fisher, MarinSoljačić :“Wireless Power Transfer via Strongly Coupled Magnetic Resonances”, Science, Vol.317, No.5834, pp.83-86 (Jun. 2007)
- (10) AristeidisKaralis, J.D. Joannopoulos and Marin Soljačić ,“Efficient wirelessnon-radiativemid-range energy transfer,” Annals of Physics, Vol.323, Issue 1,pp.34-48 (Jan. 2008)
- (11) 居村岳広, 堀洋一: 「電磁誘導方式と磁界共振結合方式の統一理論」, 電学論 D, 135, 6, pp.697-710 (2015)
- (12) H.Miura, S.Arai, Y.Kakubari, F.Sato, H.Matsuki and T.Sato : “Improvement of the Transcutaneous Energy Transmission System Utilizing Ferrite Cored Coils for Artificial Hearts”, IEEE Trans. on Magn., vol.42, no.10, pp.3578-3580 (Oct.2006)
- (13) K.Kobayashi, N.Yoshida, Y.Kamiya, Y.Daisho and S.Takahashi : “Development of a Non-contact Rapid Charging Inductive Power Supply System for Electric-driven Vehicles”, Vehicle Power and Propulsion Conference (Sep. 2010)
- (14) H.Sakamoto, K.Harada, S.Washimiya, and K.Takehara : “Large Air-Gap Coupler for Inductive Charger” IEEE Trans. on Magn., vol.35, no.5, pp.3526-3528 (Sep.1999)
- (15) ICNIRP : “Guideline for limiting exposure to time-varying electric and magnetic fields (1 Hz to 100 kHz)”, Health Physics, vol.99, pp.818-836 (2010)

- (16) <http://mitsubishi-motors.co.jp/i-miev/>
- (17) 加藤昌樹, 居村岳広, 堀洋一: 「中継アンテナを用いた走行中ワイヤレス給電用アンテナに関する受電位置と効率に関する検討」, 電気学会産業応用部門大会, Vol. II, pp. 219-222 (2012)
- (18) 津田和真, 加藤千裕, 金子裕良, 藤田稔之, 保田富夫: 「走行中非接触給電用モジュールコイルの検討」, 電気学会産業応用部門大会, Vol. IV, pp.113-118 (2015)
- (19) 藤田稔之, 保田富夫: 赤木泰文: 「駐車時と走行時の二次側コイルを共通化した非接触給電システムの基礎検討」, 電学論 D, 136, 8, pp.522-531 (2016)
- (20) 佐藤元久: 「高速道路ワイヤレス走行中給電への期待」, OHM, pp.25-27 (May. 2015)
- (21) “2009 ON-LINE ELECTRIC VEHICLE”, KAIST (2009)
- (22) “KAIST OLEV Transport System”, KAIST Wireless Power Transmission Research Center, 2013
- (23) Y.D.Ko and Y.J.Jang: “The Optimal System Design of the Online Electric Vehicle Utilizing Wireless Power Transmission Technology,” IEEE Trans. Intell. Transp.Syst., vol.14, no.3, pp.1255-1264 (Sep.2013)
- (24) S.Lee, B.Choi, and C.T.Rim: “Dynamics Characterization of the Inductive Power Transfer System for Online Electric Vehicles by Laplace Phasor Transform,” IEEE Trans. on Power Electron., vol.28, no.12, pp.5902-5909 (Dec.2013)
- (25) J.Huh, S.W.Lee, W.Y.Lee, G.H.Cho, and C.T.Rim: “Narrow-Width Inductive Power Transfer System for Online Electrical Vehicles”, IEEE Trans. on Power Electron., vol.26, No12, pp.3666-3678 (Dec.2011)
- (26) 神孫子博: 「ハイブリッド車両と蓄電池駆動電車システムの開発」, JR EAST Technical Review-No40, pp.13-16 (2012)
- (27) 藪田秀樹, 柴沼健一, 廣瀬寛, 吉田耕治: 「蓄電池駆動電車システムの車両システムの評価」, JR EAST Technical Review-No40, pp.21-24 (2012)
- (28) 柴田将伍, 近藤圭一郎: 「非接触給電による給電式鉄道車両の蓄電素子搭載量低減」, 電気学会産業応用部門大会, Vol. V, pp.245-248 (2014)
- (29) 山本浩平, 丸山貴嗣, 近藤圭一郎, 柏木隆行: 「大容量非接触給電トランスの無効電力を考慮した設計法」, 電学論 D, 133, 3, pp.378-385 (2013)
- (30) 浮田啓悟, 柏木隆行, 坂本泰明, 加藤佳仁, 依田裕史, 笹川卓: 「試験車両による鉄道用非接触給電装置の検証」, 電気学会全国大会講演論文集, vol.5, 128, pp.202 (2015)
- (31) 長谷川均: 「超電導磁気浮上式鉄道の誘導集電に関する研究」, (Mar. 2003)

- (32)長谷川均, 村井敏明, 松江仁:「分散型誘導集電装置の現車試験による特性確認」, 電学論 D, 123, 2, pp.156-163 (2003)
- (33)飯田秀樹, 加我敦:「インバータ制御電車概論」, 電気車研究会 pp.221-220 (Aug.2003)
- (34)金子裕良, 江原夏樹, 岩田卓也, 阿部茂, 保田富夫, 井田和彦:「電気自動車用非接触給電装置のトランス巻線方式による特性比較」, 電学論 D, 130, 6, pp.734-741 (2010)
- (35)C.S.Wang, O.H.Stielau, and G.A.Covic:“Design Considerations for a Contactless Electric Vehicle Battery Charger”, *IEEE Trans. on Ind.*, vol.52, no.5, pp.1308-1314 (Oct.2005)
- (36)甲斐敏祐, クライソン, トロンナムチャイ:「電気自動車用途における非接触充電の受電回路トポロジの検討」, 電学論 D, 132, 11, pp.1048-1054 (2012)
- (37)M.Bauer, P.Becker and Q.Zheng:“Inductive Power Supply(IPS)for the Transrapid”, *Maglev 2006*, pp.471-476 (Sep. 2006)
- (38)J.Meins, G.Buhler, R.Czainski and F.Turki:“Contactless Inductive Power Supply”, *Maglev 2006*, pp.1-9 (Sep. 2006)
- (39)入江寿一, 藪内智浩:「イミタンス変換器を用いた非接触給電装置における高周波定電流電源」, 電学論 D, 125, 11, pp.964-970 (2005)
- (40)山上博, 谷藤克也:「鉄道車両の高速曲線通過におけるストッパ当たりを考慮したアクティブ振動制御」, 第6回「運動と振動の制御」シンポジウム講演論文集, M113 (Mar.1999)
- (41)須田義大, 藤岡健彦, 井口雅一:「鉄道車両の高速走行安定性と曲線通過性能」, 日本機械学会論文集 C 編, Vol.52, No.474, pp.738-745 (1986)
- (42)株式会社エルフ, :「株式会社エルフ ホームページ」, <http://elf.co.jp>
- (43)厚生労働省労働基準局長:「職場における腰痛予防対策の推進について」, 基発 0618 第 2 号, 平成 25 年 6 月 18 日
- (44)JSOL Corporation:「JMAG ホームページ」, <http://jmag-international.com/index.html>
- (45)井門敦志:「車上側および地上側からの計測による車両床下流れの評価」, 鉄道総研報告, Vol.23, No7, pp.39-44, 2010
- (46)電気工学ハンドブック新版, 電気学会, pp.567, 1998
- (47)放電ハンドブック下巻, 電気学会放電ハンドブック出版委員会, pp.236-243, 1998
- (48)電気工学ハンドブック新版, 電気学会, pp.500, 1998
- (49)居村岳広:「磁界共振結合を用いたワイヤレス電力伝送におけるクロスカップリングキャンセル法の提案」, 電学論 D, Vol.134, No.5, pp.564-574 (2014)

- (50) 平松敏幸, 黄孝亮, 加藤昌樹, 居村岳広, 堀洋一: 「ワイヤレス給電における送電側による最大効率と受電側による所望受電電力の独立制御」, 電学論 D, 135, 8, pp.847-854 (2015)
- (51) 郡司大輔, 居村岳広, 藤本博志: 「磁界共振結合ワイヤレス給電における相互通信を要さない伝送電力制御手法」, 電学論 D, 136, 3, pp.222-231 (2016)
- (52) 小林大太, 居村岳広, 堀洋一: 「走行中ワイヤレス給電システムにおけるリアルタイム最大効率制御」, 電学論 D, 136, 6, pp.425-432 (2016)
- (53) P.N.Ha, 藤田英明, 尾崎一博, 内田直喜: 「ゾーンコントロール誘導加熱装置の電流位相制御と過渡特性」, 電学論 D, 129, 7, pp.691-697 (2009)

研究業績

1. 本研究に関連する査読付原著論文

- [1] D.Shimode, T.Murai, S.Fujiwara : “A Study of Structure of Inductive Power Transfer Coil for Railway Vehicles”, *IEEEJ Journal of Industry Application*, vol.4, No.5, 2015, pp.550-558
- [2] 下出大輔, 村井敏昭, 澤田理 : 鉄道用非接触給電 2 次コイルへの離散配置コアの適用, 電気学会論文誌産業応用部門誌, Vol.135, No.10, 2015, pp.1017-1024
- [3] 下出大輔, 村井敏昭, 澤田理 : 試験装置を用いた鉄道用非接触給電システムの実用化検証, 電気学会論文誌産業応用部門誌, Vol.136, No.1, 2016, pp.37-45
- [4] 下出大輔, 村井敏昭, 澤田理 : 鉄道用非接触給電の 2 次コイルのフェライトの面積化及び 2 次コイルの複数化に関する検討, 電気学会論文誌産業応用部門誌, Vol.137, No.1, 2017, pp.60-68
- [5] 下出大輔, 村井敏昭, 柏木夕希, 澤田理 : 複数の 2 次コイルを用いた鉄道用非接触給電における 1 次側と 2 次側の制御干渉について, 電気学会論文誌産業応用部門誌, Vol.137, No.2, 2017, pp.159-167

2. 本研究に関連する国際会議発表論文

- [1] D.Shimode, T.Murai, S.Fujiwara, “A Study of Coil Structure of Inductive Power Collection System for Moving Vehicle,” Proceedings of *The 1st International Future Energy Electronics Conference 2013 (IFEEC 2013)*, pp.235-240, Nov. 2013.
- [2] D.Shimode, T.Murai, T.Sawada, “Design of ferrite cores of inductive Power Collection Coils for Moving Vehicles,” Proceedings of *The 2014 International Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014)*, pp.1122-1127, May. 2014.

3. 本研究に関連する国際会議発表

- [1] D.Shimode, T.Murai, T.Sawada, “Adaptation of Discrete-type Ferrite Cores for Secondary Coils of Inductive Power Collection System for Moving Vehicles,” Proceedings of *The IEEE International Magnetics Conference (INTERMAG Europe 2014)*, FA-5, May. 2014.

4. 本研究に関連する特許登録, 特許出願

- [1] 特許第 5818431 号「変圧器」下出大輔, 村井敏昭, 澤田理, 2015.10.9 登録
- [2] US2012/0154098 “TRANSFORMER”, Daisuke SHIMODE, Toshiaki MURAI, Tadashi SAWADA, JUN.21.2012

5. 本研究に関連しない特許登録, 特許出願

- [1] 特許第 5844631 号「受電装置, 及び受電方法」村井敏昭, 下出大輔, 澤田理, 2015.11.27 登録
- [2] 特開 2015-173146 「コイル取付構造」下出大輔, 村井敏昭, 萩原善泰, 高橋幸生, 鳶川雅之, 2015.10.1 公開
- [3] US2012/0326515 “ELECTRIC POWER RECEIVING DEVICE AND METHOD OF RECEIVING ELECTRIC POWER”, Daisuke SHIMODE, Toshiaki MURAI, Tadashi SAWADA, DEC.27.2012
- [4] US2015/0279543 “COIL MOUNTING STRUCTURE”, Daisuke SHIMODE, Toshiaki MURAI, Masayuki TOBIKAWA, Yukio TAKAHASHI, Oct.1.2015

6. 本研究に関連しない国内学会大会発表論文

- [1] 引原隆士, 下出大輔, 吉岡孝, 上田暁: 進行磁界による永久磁石への作用力の 3 次元計測, 第 12 回電磁力関連のダイナミクス講演論文集, pp.403-406, 2000
- [2] 下出大輔, 安藤啓一, 松尾哲司, 島崎眞昭: ヒステリシス磁気特性実測データからのストップモデルの同定に関する検討, 平成 13 年電気関係学会関西支部連合大会, G1-5, 2001
- [3] 安藤啓一, 下出大輔, 松尾哲司, 島崎眞昭: 対称ヒステリシスループ群からのプレイモデルの同定に関する検討, 平成 13 年電気関係学会関西支部連合大会, G1-6, 2001
- [4] 下出大輔, 寺田靖, 松尾哲司, 島崎眞昭: ストップモデルを用いた電磁鋼板の磁気特性表現に関する検討, 平成 14 年電気学会全国大会, 5-158, 2002