

学位論文 博士（工学）

電気自動車用走行中非接触給電に適した
コイル形状と共振回路方式の基礎的検討

2018年3月

埼玉大学大学院理工学研究科
理工学専攻 数理電子情報コース
主指導教員 金子 裕良 教授

山田 潤

概要

近年、環境問題や省エネルギー対策の観点からガソリン等の化石燃料を使用しないクリーンエネルギー自動車として電気自動車が普及し始めている。政府は、「低炭素社会づくり行動計画」(2008(H20)年7月)において、ハイブリッド自動車や電気自動車等の次世代自動車について、2020年までに新車販売のうち2台に1台の割合で導入するという野心的な目標の実現を目指していることや、「エネルギー基本計画」(2014(H26)年4月)では、2030年までに新車販売に占める次世代自動車の割合を5~7割を目指すなど大きな目標を掲げており、電気自動車がより普及していくと考えられる。電気自動車は、CO₂やNO_xを排出しないゼロエミッション車として挙げられる。また、エネルギー源が電気であるため、ガソリンスタンドのような特殊な設備を必要とせず、インフラ整備の観点からも有利である。

電気自動車の普及に向けた課題の一つとして、連続航続距離や充電時間の問題がある。電気自動車に搭載されるバッテリーの制約により、一回の充電で航続できる距離が短く、充電時間が長い。長距離移動の場合は、車載バッテリーの大容量化やサービスエリアなどに急速充電器を設置する必要がある。

この課題を解決する手法として、走行中非接触給電システムが検討されている。非接触給電は電磁波を伝送媒体として電力を送る方式であり、電気自動車への給電では、磁界結合方式による検討が主流である。走行中非接触給電システムは、路面下に送電用コイルを配置し、走行中の電気自動車に非接触給電をすることで連続航続距離を延ばすことができる。現在は、KAISTや東京大学など世界中で研究が進められている。

本研究では、送電方法に飛び石方式を採用し、走行中非接触給電システムの実現に向けた検討を行った。そこで、給電装置や回路方式について理論的な観点から考察し、複数の送電トランスを用いた給電システムの検討を行った。

序論として電気自動車の普及に関する現状と技術的な課題から、走行中非接触給電システムの社会的な意義について述べた。そこで、給電方式や給電装置、回路方式の技術的な背景や、電磁波による周辺環境への影響や規制などを説明し、走行中非接触給電システム実現に向けた課題について述べ、位置づけを明確化し、本研究の目的を掲示した。

次に、磁界構造の異なる円形トランスやソレノイド型トランスと共用可能なトランスとして提案されているHc型トランスの給電特性を明らかにした。そこで、回路解析を行い、理論的な観点から特性を評価した。その結果、相対するトランスに合わせた磁界構造となるよう回路設計することで、円形、ソレノイド型トランスと給電を行うことができ、有用性について実証できた。Hc型トランスを構成している2つのコイルを並列接続した場合、位置ずれなどで相対するトランスとの相互結合に偏りが生じると、受電コイルの電流が変化し、効率に影響を与えることを理論的な観点から明らかにした。さらに、漏洩電界強度を比較すると、相対するトランス形状によって特性が異なり、円形との給電では円形の特性、ソレノイド型との給電ではソレノイド型の特性に近い電界強度を示した。

そして、位置ずれや二次コイル不在時においても制御機構なしで過電流を抑え、定電圧駆動が可能となる中継コイル方式の回路解析と、同様に位置ずれや二次コイル不在時において過電流を抑えられる PS 方式について特性比較を行った。中継コイル方式の回路解析により、受電コイル不在時においてはインピーダンスが最大となり、給電時には高効率で理想変圧器特性が得られる設計方法を示した。PS 方式との比較では、2 方式に類似性がみられ、中継コイルを一次コイルと密結合となるよう設計することで PS 方式と同様の特性が得られることが分かった。入出力特性は共に一次と二次コイルの巻数比で決定でき、中継部の巻数に依存しない。中継コイル方式のみの特徴として、中継部の巻数を変更することにより、中継部の電圧・電流比を変えることができるため、共振電流を抑えられることが分かった。また、給電実験から 2 方式の特性差異を確認したところ、基本波において近い特性を示し、理論式の妥当性が確認できた。二次コイル不在時での給電特性でも 2 方式は同等の特性を示し、電流波形は三角波となった。三角波となった原因は、インダクタンスの変化と入力の高調波による影響であり、理論的な観点から明らかにした。

また、走行中非接触給電システムに適した PS 方式を用いて、相互結合を考慮した複数の送電トランスを配置した給電システムの回路解析を行い、給電特性への影響を評価にした。そこで、送電トランスを並列接続した場合での特性解析のほか、給電に寄与しないトランスのコイル端子を開放した場合の特性解析を行い、相互結合による影響を理論的な観点から評価した。回路解析の結果、給電に寄与しない送電トランスを開放した場合、コイルに流れる誘導電流により並列接続時と比べ効率が低下する場面があることを明らかにした。対策方法として、開放したトランスのコイル端子を短絡することで、コイルに流れる誘導電流を抑えられ、効率が向上できることを理論的な観点から明らかにした。

最後に各々の成果を総括し、結論を述べた。

目次

第1章 序論.....	1-1
1.1 電気自動車の普及状況.....	1-1
1.2 非接触給電システムの導入.....	1-3
1.2.1 磁界結合方式を用いた非接触電力伝送.....	1-4
1.2.2 非接触給電部（トランス）の種類.....	1-7
1.2.3 その他の電力伝送方式.....	1-11
1.3 走行中の電気自動車への給電.....	1-15
1.3.1 ループコイル方式.....	1-15
1.3.2 飛び石方式.....	1-17
1.3.3 中継コイルを用いた方式.....	1-18
1.4 走行中非接触給電システムの実現に向けた課題.....	1-20
1.4.1 送電方式.....	1-20
1.4.2 トランスの磁界構造.....	1-21
1.4.3 回路方式.....	1-22
1.4.4 送電トランス複数配置時の回路設計.....	1-22
1.4.5 電磁波による周辺環境への影響.....	1-23
1.5 研究目的と本論文の構成.....	1-26
1.5.1 研究目的.....	1-26
1.5.2 本論文の構成.....	1-27
第2章 Hc型トランスの回路解析と性能評価.....	2-28
2.1 始めに.....	2-28
2.2 非接触給電トランスについて.....	2-29
2.2.1 電気自動車用非接触給電システム.....	2-29
2.2.2 給電トランスの種類.....	2-30
2.2.3 Hc型非接触給電トランスの構造.....	2-31
2.2.4 Hc型非接触給電トランスの回路構成.....	2-33
2.3 回路解析.....	2-34
2.3.1 直列接続時の回路.....	2-35
2.3.2 並列接続時の回路.....	2-37
2.4 Hc型トランスの回路.....	2-39
2.4.1 トランス効率の導出.....	2-40
2.4.2 コンデンサの決定.....	2-42

2.5 シミュレーションによる検証	2-43
2.6 給電実験	2-46
2.6.1 実験概要	2-46
2.6.2 ギャップ変動特性	2-48
2.6.3 位置ずれ特性	2-49
2.7 漏洩電磁界	2-52
2.7.1 漏洩電界強度の測定	2-52
2.7.2 漏洩電界強度の比較	2-53
2.7.3 漏洩磁界強度の比較	2-54
2.8 まとめと今後の課題	2-55
2.8.1 まとめ	2-55
2.8.2 今後の課題	2-55
第3章 中継コイル方式とPS方式の回路解析と特性評価	3-56
3.1 始めに	3-56
3.2 非接触給電トランスについて	3-58
3.3 中継コイル方式の回路解析	3-59
3.3.1 二次コイル不在時の入力インピーダンス	3-59
3.3.2 入出力特性	3-60
3.3.3 トランス効率, 最適負荷	3-62
3.3.4 コンデンサの決定	3-63
3.4 PS方式の回路解析	3-64
3.5 SP方式の回路特性	3-66
3.6 中継コイル方式とPS方式の特性比較	3-67
3.6.1 入出力特性	3-67
3.6.2 各部の電圧・電流	3-69
3.6.3 中継コイルの巻線	3-70
3.7 トランスの仕様と回路構成	3-71
3.7.1 トランスの仕様	3-71
3.7.2 入力インピーダンス	3-74
3.7.3 回路構成	3-75
3.7.4 中継コイルの高電圧対策	3-76
3.8 給電実験	3-77
3.8.1 標準状態時の特性	3-77
3.8.2 二次コイル不在時の特性	3-78
3.8.3 位置ずれ特性	3-79
3.9 二次コイル不在時の電流値	3-81

3.9.1 基本波による影響（中継コイル方式）	3-82
3.9.2 基本波による影響（PS方式）	3-83
3.9.3 高調波による影響.....	3-84
3.9.4 二次コイル不在時の電流波形と実効値.....	3-85
3.9.5 電流値の確認.....	3-86
3.10 中継コイルを複数用いたトランスの設計方法.....	3-88
3.11 まとめと今後の課題.....	3-90
3.11.1 まとめ.....	3-90
3.11.2 今後の課題.....	3-90

第4章 送電トランスの相互結合を考慮したPS方式の走行中非接触給電システム 4-91

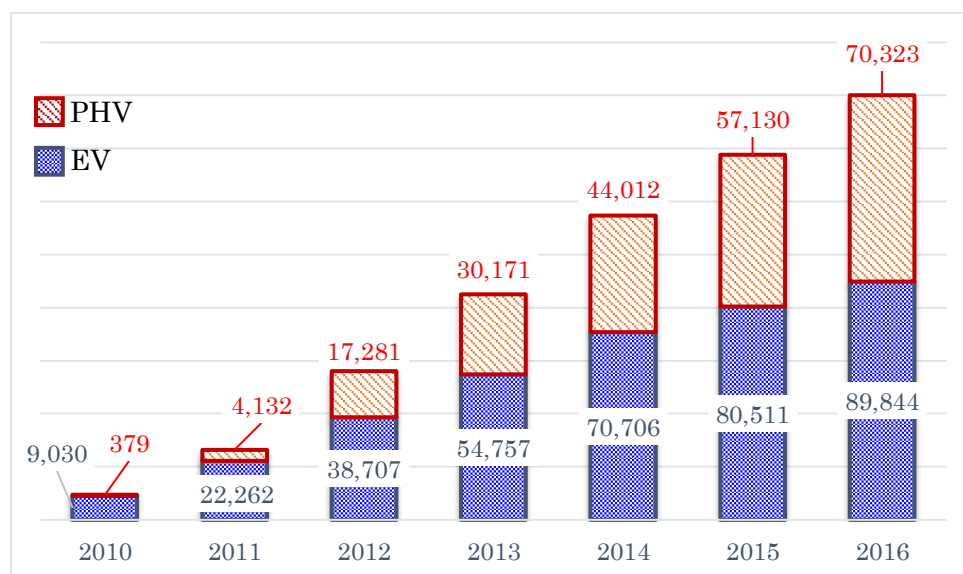
4.1 始めに.....	4-91
4.2 走行中非接触給電システム.....	4-92
4.2.1 給電トランスの決定.....	4-92
4.2.2 地上側コイル間の接続方式の決定.....	4-93
4.3 地上コイル並列接続時の回路解析.....	4-95
4.3.1 送電コイル用コンデンサの決定.....	4-96
4.3.2 受電コイル用コンデンサの決定.....	4-98
4.4 給電実験による特性評価.....	4-99
4.4.1 並列接続時の特性評価.....	4-100
4.4.2 実験結果.....	4-102
4.4.3 送電トランス[B]開放時の特性評価.....	4-106
4.4.4 実験結果.....	4-107
4.5 トランスの接続状態による特性解析.....	4-108
4.5.1 送電トランスを並列接続した場合.....	4-108
4.5.2 正対していない送電トランスを開放した場合.....	4-109
4.5.3 実験による検証.....	4-111
4.6 開放したトランス[B]の接続方法の検討.....	4-113
4.6.1 実験比較.....	4-114
4.6.2 スイッチ方式の提案.....	4-115
4.7 送電トランス3並列接続による特性評価.....	4-116
4.7.1 トランスの仕様と回路構成.....	4-116
4.7.2 正対時と受電トランス不在時.....	4-118
4.7.3 位置ずれ特性.....	4-121
4.7.4 トランス[C]開放時の特性.....	4-122
4.7.5 開放したトランス[C]のコイル端子を短絡した場合の特性.....	4-124
4.8 出力低下の抑制手法について考察.....	4-126

4.8.1 PSS 方式を用いたインピーダンス変換.....	4-127
4.8.2 分割比 s の決定	4-129
4.8.3 シミュレーションによる検証	4-130
4.9 まとめと今後の課題.....	4-131
4.9.1 まとめ.....	4-131
4.9.2 今後の課題.....	4-131
第5章 結論.....	5-133
5.1 まとめ.....	5-133
5.2 今後の課題	5-134
謝辞	136
参考文献	137
発表論文・実績.....	142

第1章 序論

1.1 電気自動車の普及状況

近年、環境問題や省エネ対策の観点からガソリン等の化石燃料を使用しないクリーンエネルギー自動車として電気自動車の研究・開発が進んでいる。国内における電気自動車の保有台数は、2009年に三菱「i-MiEV」の販売や、翌年2010年に日産「リーフ」の販売を皮切りに、増加の一途をたどっている（図 1.1）。政府は、「低炭素社会づくり行動計画」（2008(H20)年7月29日）において、ハイブリッド自動車や電気自動車等の次世代自動車について、2020年までに新車販売のうち2台に1台の割合で導入するという野心的な目標の実現を目指していることや、「エネルギー基本計画」（2014(H26)年4月11日）では、2030年までに新車販売に占める次世代自動車の割合を5～7割を目指すなど大きな目標を掲げており、電気自動車がより普及していくと考えられる。



（次世代自動車振興センター資料を基に作成）（年度）

図 1.1 国内における電気自動車（PHV/EV）の保有台数

電気自動車は、CO₂やNO_xを排出しないゼロエミッション車として挙げられる。また、エネルギー源が電気であり、一般家庭のコンセントからも取得できるため、ガソリンスタンドのような特殊な設備を必要とせず、インフラ整備の観点からも有利である。

電気自動車の普及に向けた課題の一つとして、連続航続距離や充電時間の問題がある。ガソリン車は一回の給油で500km程度を走行することができるが、電気自動車の場合は満充電で200、300km程度であり、長距離移動では実用的とは言えない(表1.1)。また、充電用に用いるバッテリーの特性より、一回の満充電にかかる時間が非常に長い。長距離移動の場合は、車載バッテリー容量を大きくすると共にサービスエリアなどに急速充電器を設置する必要があるが、充電時間の面では課題が残る。

表 1.1 市販されている電気自動車(乗用車タイプ)

車両写真					
メーカー	テスラモーターズ	日産自動車株式会社	日産自動車株式会社	BMW 株式会社	三菱自動車工業株式会社
車両の名称	モデル S	日産リーフ X	e-NV200 バン	BMW i3	i-MiEV X グレード
車両の種類	普通乗用車	普通乗用車	普通乗用車	普通乗用車	軽自動車
車両価格[万円]	865	364.8	374.1	499	262.5
最高速度[km/h]	210	140(推定)	120(推定)	150	130
交流電力量消費 [Wh/km] (電費[km/kWh])	150 (6.7)	117 (8.5)	142 (7.0)	98 (10.2)	110 (9.1)
消費電力[kW] (60km/h/ 100km/h)(推定)	9.0kW/15.0kW	7.0kW/11.7kW	8.5kW/14.2kW	5.9kW/9.8kW	6.6kW/11kW
一充電当たりの 走行距離[km]	400	280	188	390	172
全長×全幅 ×全高[mm]	4,979×1,950 ×1,453	4,445×1,770 ×1,550	4,560×1,755 ×1,855	4,010×1,775 ×1,550	3,395×1,475 ×1,610
車両総重量	1,999	1,735	2,180	1,520	1,090
入力電源	単相/200V	単相/200V /18A	単相/200V /18A	単相/200-240V /16A	単相/200V /15A
標準充電時間[h] (普通[急速])	約 11h	約 11h [約 0.5h]	約 8h [約 0.5h]	約 10~12h(200V) [約 0.75h]	約 7h [約 0.5h]

(環境省「次世代自動車ガイドブック 2016-2017」、次世代自動車振興センター資料及び各社 HP を基に作成)

1.2 非接触給電システムの導入

現在、電気自動車への給電方式はケーブルとコネクタを用いて給電するコンダクティブ方式が主流であるが、コードレス化による利便性の向上や、接点不要の面から安全性や保守性に優れる非接触給電方式 [1] [2]が注目されている。

非接触給電方式では、給電時に節点がないためアーク発生による火災や感電の恐れもなく、雨天などの悪条件下でも給電が可能となる。また、駐車場の路面下や背面などに送電コイルを配置することで、停車中に給電操作を行うことなく無意識のうちに給電を行うことができ、利便性の面からも非常に有用である（図 1.2）。自宅や職場だけではなく、商業施設や駐車場など多くの場所に設置できれば、充電の煩わしさがより低減できる。



(a-1) 実験風景

(IHI 技報 Vol.57 No.1 (2017))



(a-2) 給電コイル部

(株式会社 IHI HP)



(b) 小型 EV の充電イメージ

(長野日本無線株式会社 プレスリリース)



(c) EVトラックの給電（側面）

(日本無線技報 No.68 2017)

図 1.2 停車中の非接触給電

1.2.1 磁界結合方式を用いた非接触電力伝送

非接触給電システムについて様々な方式が検討されている中、電気自動車用では図 1.2 のような磁界を媒介して給電を行う磁界結合方式を用いた研究・開発が盛んである。磁界結合方式は、送電側の近傍に広がる磁界を伝送媒体として受電側に電力を伝送する方式であり、大電力で高効率の給電が可能である。磁界結合方式のうち、従来から使われている磁束の鎖交を利用する方式を電磁誘導方式と呼び、送受電コイルとの共振を利用した方式を磁界共振方式と呼ばれることもある。共振を利用した回路でも電磁誘導方式と呼ぶこともあるが、ここでは便宜上、磁界共振方式に分類した。

1.2.1.1 電磁誘導方式

送電コイルに流れる電流から磁界が発生し（アンペールの法則）、発生した磁界が空間を伝搬して受電コイルへ鎖交する。受電コイルへ鎖交した磁束が変化することで受電側に誘導起電力を発生させ、電流を流すことができる（ファラデーの法則）。直流電源では磁界が変化せず、受電側に誘導起電力を発生させることができないが、交流電源を利用することで、連続的に誘導起電力を発生させることができるため、電力の伝送が可能となる（図 1.3）。

電力を伝送するとき、長ギャップでは送電側と受電側の結合係数が小さくなり漏れインダクタンスが増加する。その結果、無効電力が増加し効率を低下させてしまう。このため、送電距離は数 mm～数 cm 程度であり、長ギャップでの電力伝送は難しい。

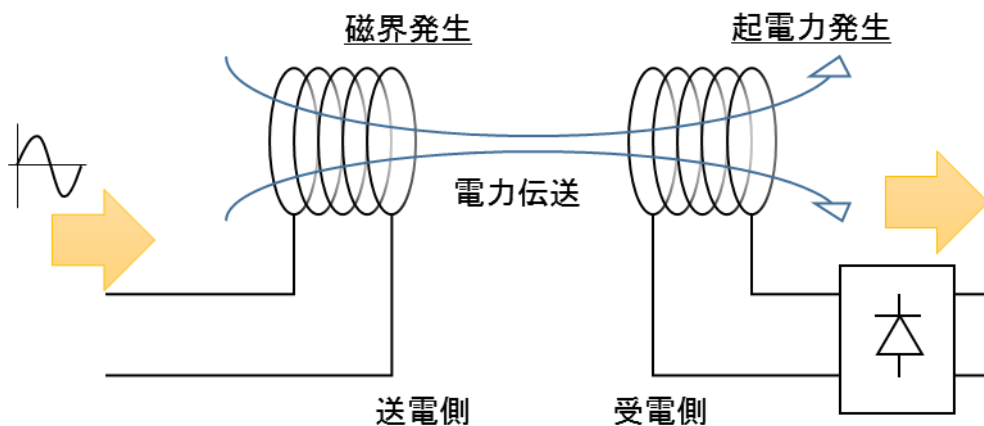


図 1.3 電磁誘導方式の原理モデル

1.2.1.2 磁界共振方式

無効電力を補償するために共振コンデンサを用い、長ギャップでも高効率に電力が伝送できる方式である。コンデンサの挿入方法は図 1.4 が代表例として挙げられる。利用する環境や特性を考慮し、コンデンサやコイルを複合して挿入するシステムも提案されている [3]。コンデンサ値の決め方は、基本的には送電側と受電側で同じ周波数でインダクタンスと共振させるように挿入されるが、力率や入出力特性を考慮してコンデンサを決定する方法も研究されている [4] [5] [6]。2007年に米国マサチューセッツ工科大学 (MIT) が、2m離れた距離で 60W (効率 40~50%) の電力を送ることに成功したことで一躍注目を浴びた [7]。図 1.5 は、MIT が発表したシステムの概要である。

また、大電力給電も可能であり、株式会社東芝では 44kW 級 EV バス用急速充電システムの研究がすすめられている (図 1.6) [8]。磁界結合方式は、長ギャップを大電力・高効率で給電が可能な方式として期待されている。

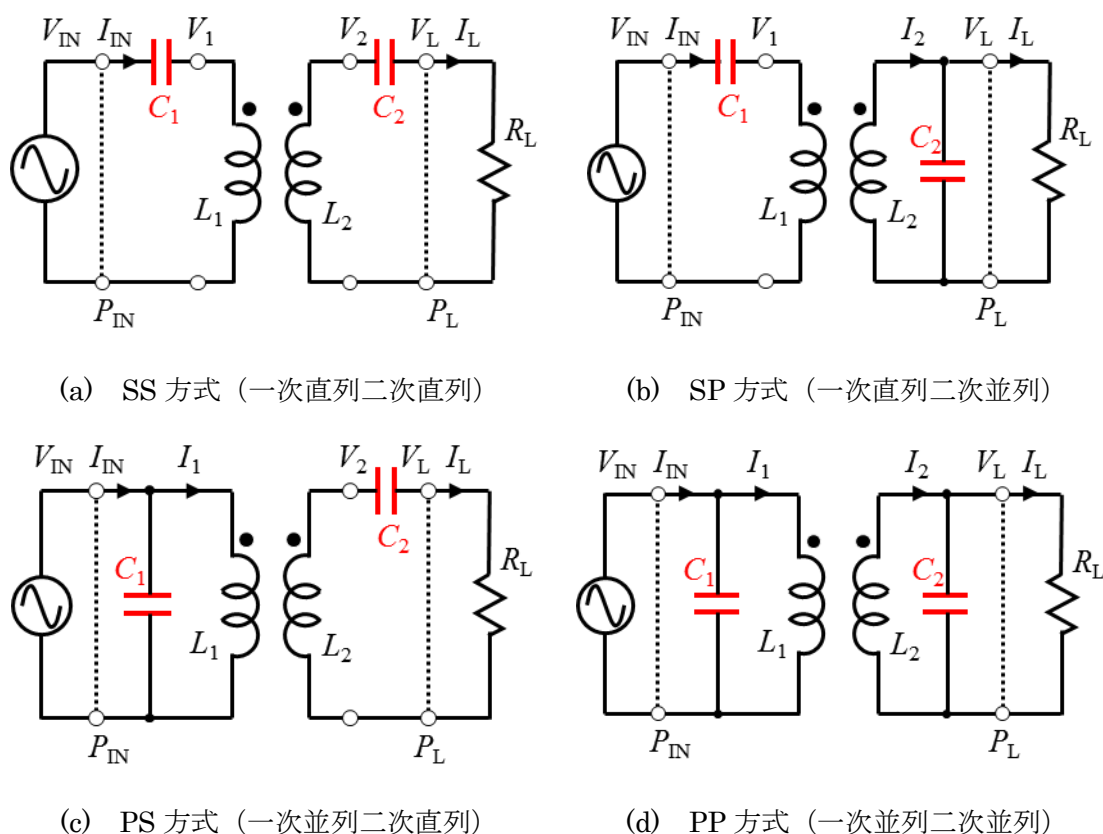
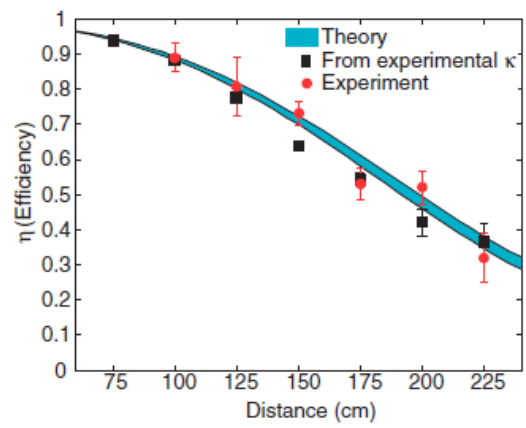


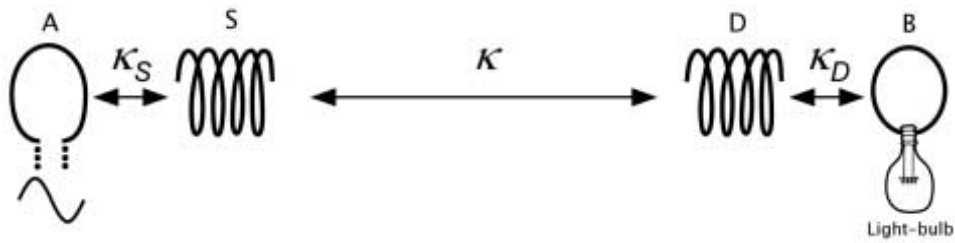
図 1.4 磁界共振方式の回路の種類



(a) 給電時のデモンストレーション
(MIT HP)



(b) 給電距離と効率

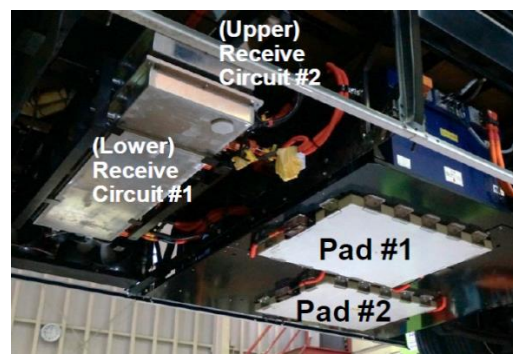


(c) 給電実験時の構成

図 1.5 磁界共振方式を用いた非接触給電 [7]



(a) 給電時のバスの外観



(b) 受電装置

図 1.6 44kW 給電用中型バスと受電装置 [8]

1.2.2 非接触給電部（トランス）の種類

磁界結合方式は給電コイルから発生した磁束を効率よく受電コイルに鎖交させる必要があるため、目的に合わせた様々な形状の非接触給電部（トランス）が提案されている。主に検討されているトランスは大きく分けて円形とソレノイド型の 2 種類である。利用環境に適した構造のトランスを用いることが望ましい。

1.2.2.1 円形トランス

図 1.3 のように円形状にコイルを巻いた、多くの研究で用いられる最も一般的な形状である。その他、図 1.7 の渦巻き状に巻いたスパイラル型 [9] [10] や、図 1.7(b) に示すようなフェライトなどのコアを用いたものでは、コアの片側に巻いた平面コア丸型 [11]、円形コア片側巻構造 [12] とも呼ばれている。オークランド大学では DD Pad や DDQ Pad などを使用したトランスが提案 [13]（図 1.7(c)(d)）されているが、これらトランスは長ギャップ化や給電範囲を向上させるため、円形コイルを複数組み合わせた形状となっている（図 1.8）。

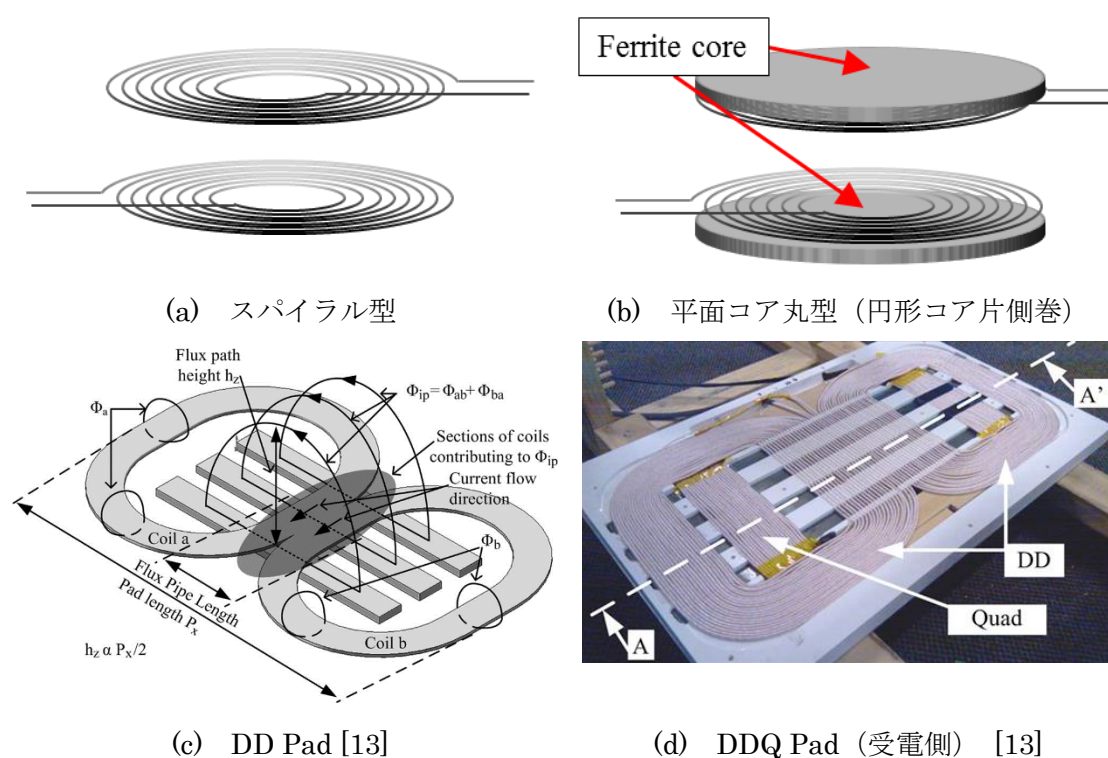
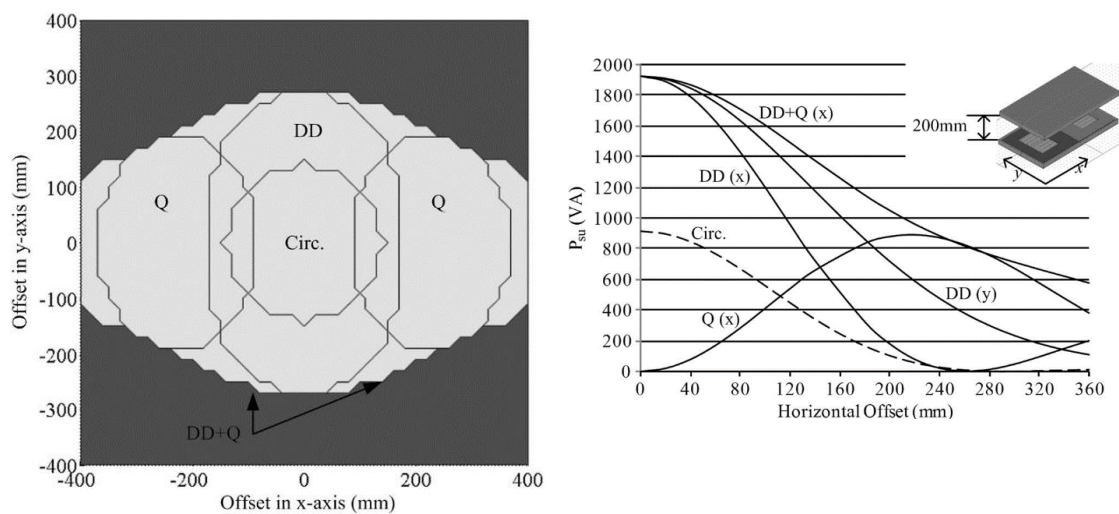


図 1.7 円形トランス



(a) 給電可能範囲

(b) 位置ずれによる給電特性

図 1.8 受電トランス形状 (円形, DD, DDQ) による給電特性の比較 [13]

1.2.2.2 ソレノイド型トランス

図 1.9 のように、コアの包むようにコイルを巻いた形状をしており、角形コア両側巻方式 [12]とも呼ばれる。円形トランスは中央磁極から噴水状に磁束が放射されるため、大きな位置ずれでは給電側コイルに磁束が鎖交せず給電ができなくなる (図 1.10)。ソレノイド型は水平方向に磁束が鎖交するため、位置ずれでも給電側コイルに磁束が鎖交しやすく、給電可能範囲が大きいのが特徴である (図 1.11)。また、結合係数はコイル幅/ギャップ長によって決まるため、ソレノイド型は円形と比べ前後左右のサイズが半分程度にすることができ (図 1.12)、小型化の面では有利である。さらに、磁極部分を拡張した H 型トランス (図 1.13) [14]が提案されており、巻線長の短縮やコア量の削減による軽量化、巻線長短縮による銅損低減 (高効率化)、磁極長延長による位置ずれ許容範囲の拡大が見込める。デメリットとして、コアの片側にコイルを巻く円形トランスに比べ、ソレノイド型はコアの両面に巻くため厚みが増す。また、相対するトランスと反対側 (背面側) に漏洩する磁束も大きく、人体や機器への影響が懸念されるため、遮蔽用背面アルミ等を用いるなどの対策が必要である。



図 1.9 角形コア両側巻トランス [14]

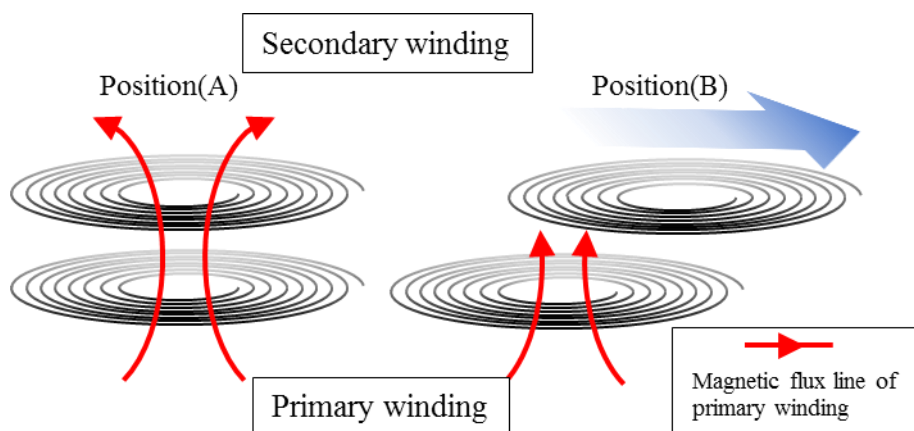


図 1.10 円形トランスの磁界構造 (正対時と位置ずれ時)

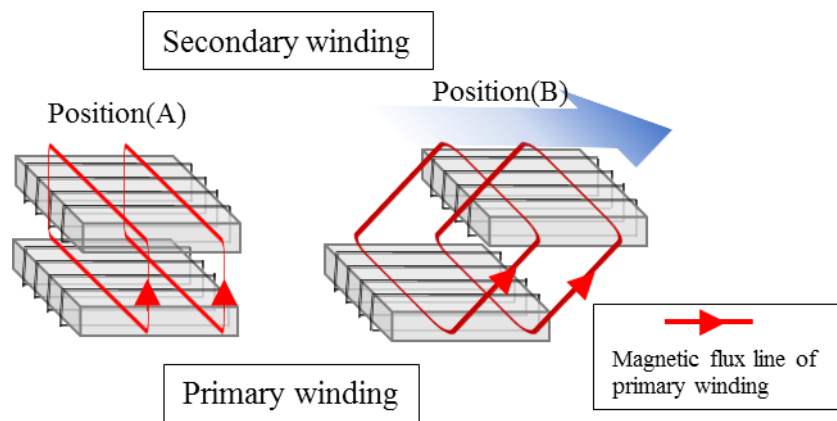
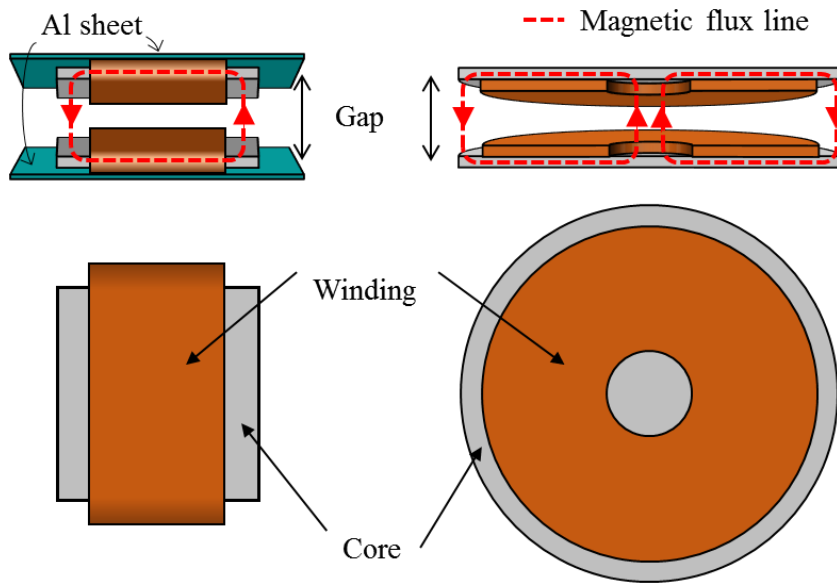


図 1.11 ソレノイド型トランスの磁界構造（正対時と位置ずれ状態）



(a) ソレノイド型

(b) 円形コア片側巻

図 1.12 ソレノイド型と円形コア片側巻方式の巻線構造

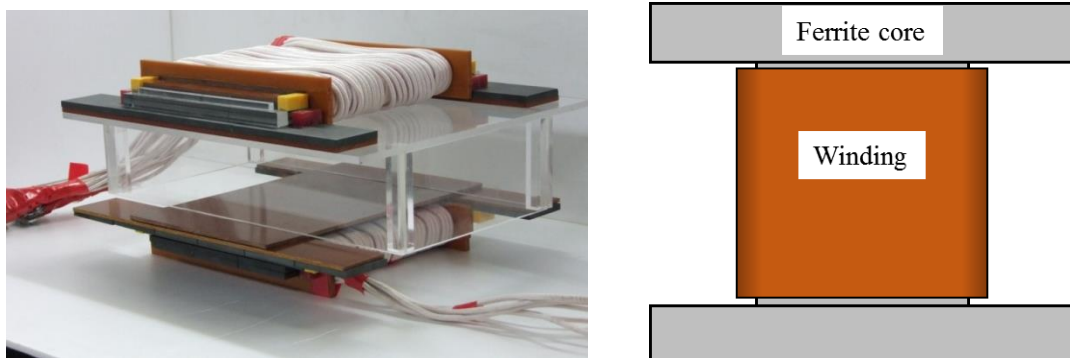


図 1.13 H型トランス [14]

1.2.3 その他の電力伝送方式

磁界結合方式以外にも様々な電力伝送方式が検討されている。主な電力伝送方式について述べる。

1.2.3.1 電界結合方式

電界結合方式は、送電側の電極から広がる電界を伝送媒体として受電側に電力を伝送する方式である。電界結合方式は送受電側の電極間に絶縁層を設け、ギャップをコンデンサとみなして回路設計をしている。このコンデンサに高周波電流を流すことにより、受電側に電力が伝送できる [15]。送受電部のコンデンサのみの回路では、インピーダンスが高くなるため効率的に電力を伝送することは難しい。これを解決するため、電源周波数で共振するインダクタンスを挿入した伝送方式が提案されている (図 1.14) [16] [17]。豊橋技術科学大学の太平孝教授らは路面下に埋設したに導体線路と、タイヤ内のスチールベルト間の電界結合によって電力伝送を行う方式 (EVER, Electric Vehicle on Electrified Roadway) を提案している (図 1.15) [15] [18]。

電界結合方式は磁界結合方式と比べ送受電部が軽量で安価である。また、磁界結合方式では磁路を考慮した設計が必要であるが、電界結合方式では電極を正対するだけでよいため設計がシンプルで自由度が高く、コストも低い。デメリットとして、送電距離が長いと接合容量が小さくなるため、電源周波数を上げる必要がある。そのため、MHz 帯を用いた検討が主流である。MHz 帯での電力伝送ではインバータや整流器の効率が低く、文献 [18] の電気自動車の 1/32 スケールモデルでは、電力伝送効率が約 20%~40%となっている。その他のデメリットとして、送受電部の電極間を高電圧で使用した場合、絶縁破壊する可能性があることや、電極間に金属などの異物混入や、雨水などによる誘電率が変化してコンデンサ容量が変化し短絡する危険性が考えられる。このため、大容量で高効率の電力伝送が難しい。

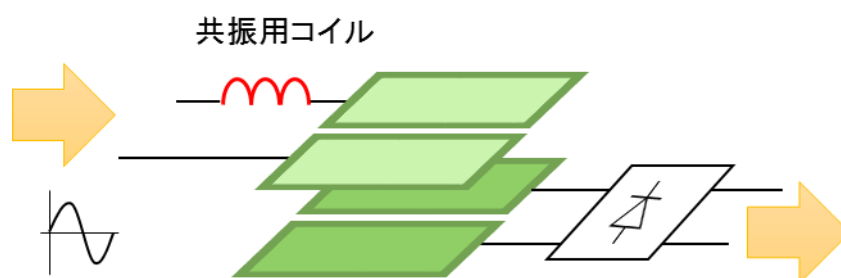


図 1.14 電界結合方式

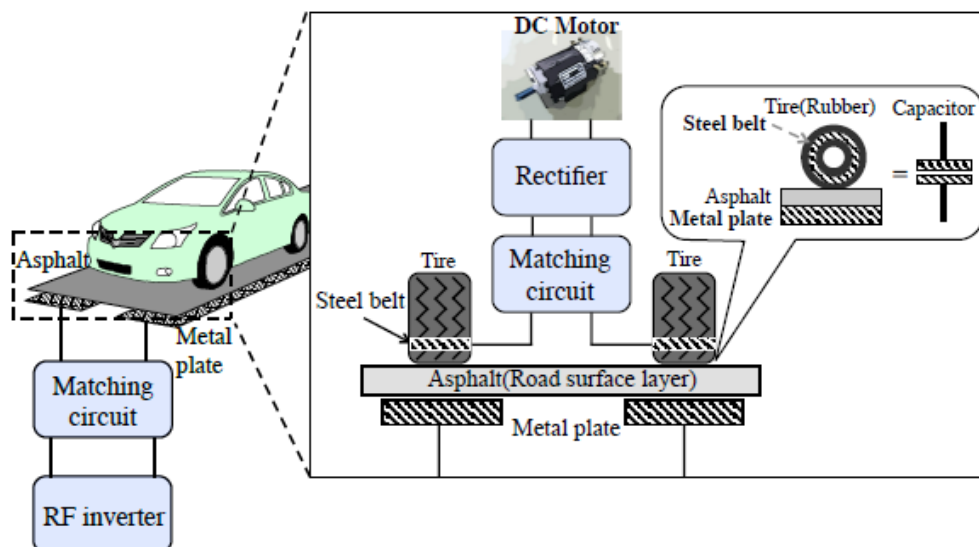


図 1.15 EVER システムの概要 [15]

1.2.3.2 マイクロ波方式

マイクロ波方式は、GHz 帯の通信用電波として広く利用されている周波数帯を利用した電力伝送方式である。送電側には多数のアンテナ素子で構成されるアレーアンテナを用い、各アンテナ素子から放射する電磁波を制御することで、ビーム状のマイクロ波を形成することができる。放射されたマイクロ波は、レクテナと呼ばれるアンテナと整流回路が一体となった受電素子で電力を受け取る。マイクロ波は雲や雨を透過するため、宇宙空間で発電した電力を安定的に地上に電力供給するシステムが検討されている（図 1.16） [19]。

京都大学では電気自動車への充電システムとして研究が行われており、マイクロ波送電器を路面下に、受電器を車体底面に設置した非接触給電システムの提案を行っている（図 1.17） [20] [21]。レクテナの受電整流電力は 1 素子あたり数 W 程度の性能であるため、アレー化を用いて検討を行っている。しかし、総合効率は 20% 台であり、将来的には約 40% まで向上は可能としているが [21]、決して高いとはいえず、今後更なる効率向上が求められる。送受電器のサイズにおいてはアンテナをアレー化させているため、一辺の長さが 1m 程度と大型であり、小型化の検討も必要となる。また、給電電力が小さいため、走行中給電を行う場合は、約 50km/h 以下の定速走行の場合か、バッテリーと組み合わせた補助充電としての利用を想定しており、用途が限定される。

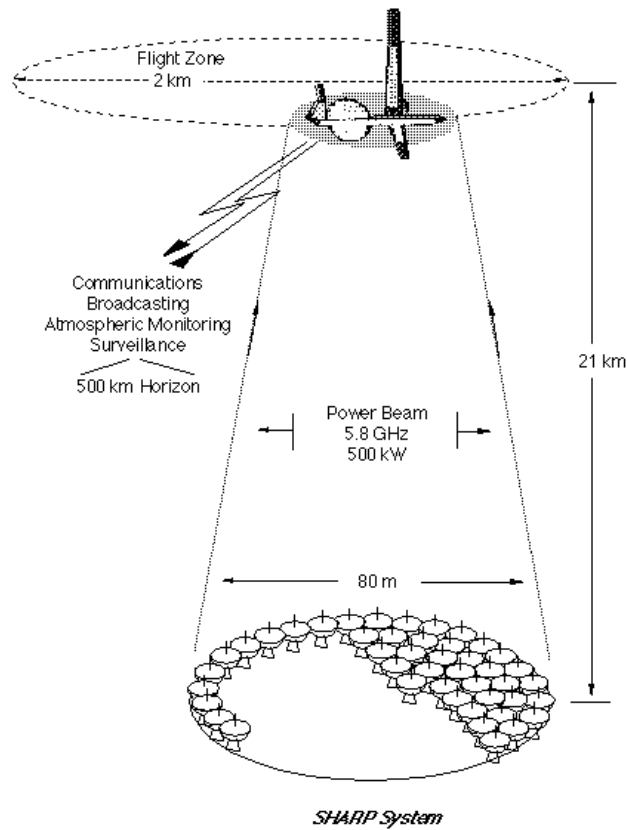


図 1.16 Stationary High Altitude Relay Platform (SHARP) [22]

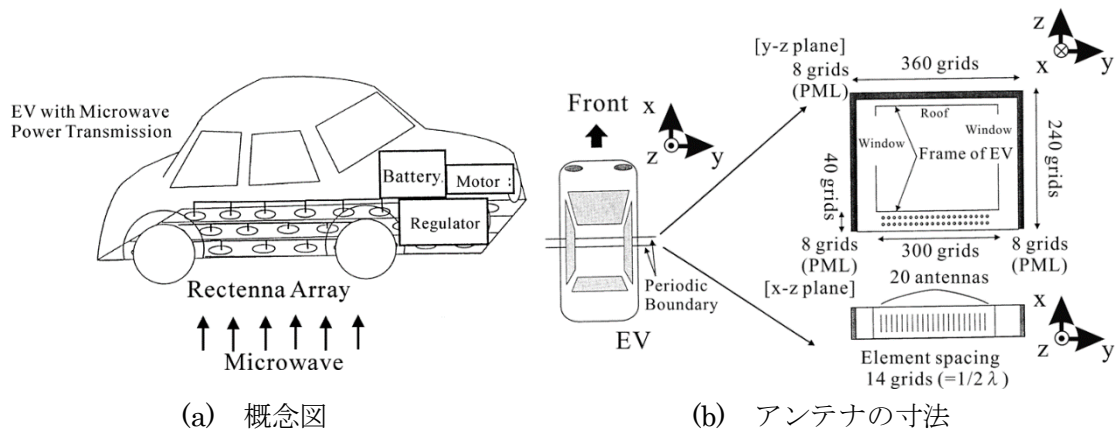
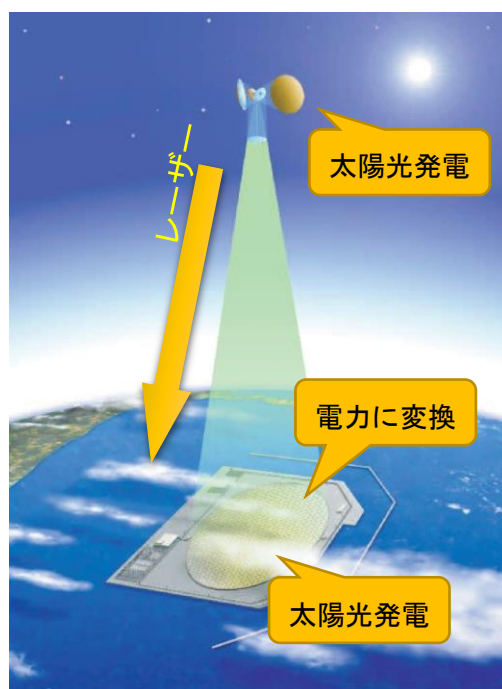


図 1.17 マイクロ波を用いた EV 無線充電に関する研究 [21]

1.2.3.3 レーザー方式

レーザー方式は、THz 帯のレーザーを利用した電力伝送方式で、波長がマイクロメートルと短く直進性を持つため、小型で長距離の電力伝送が可能となる。受電部は半導体の光起電力効果を利用して電気に変換するため、太陽光発電で使用するソーラーパネルを併用できることがメリットである。長距離の電力伝送に優れているため、宇宙空間で得られる太陽光エネルギーを地上に無線伝送することが可能である（図 1.18）。マイクロ波方式と同様、安定供給可能な電力供給システムとして期待されているが、レーザー方式は雲や雨によって遮られてしまうことや、大気によってかく乱してしまうため、効率が低下しやすい [23]。また、送電部においては電気から光への変換効率が低く、受電部においても光から電気への変換効率が低い。このため、システム全体を見たときの効率が低く、大電力の伝送を行うためには装置を大型化する必要がある。また、人の目に当たった場合の安全性も考慮する必要があることから、現状では、天候の変化がなく長距離の電力伝送ができ、かつ無人である宇宙空間での使用が望ましく、大電力、高効率が求められている電気自動車への給電には適さない。



(JAXA HP)

図 1.18 レーザー方式を用いた宇宙太陽光発電システム

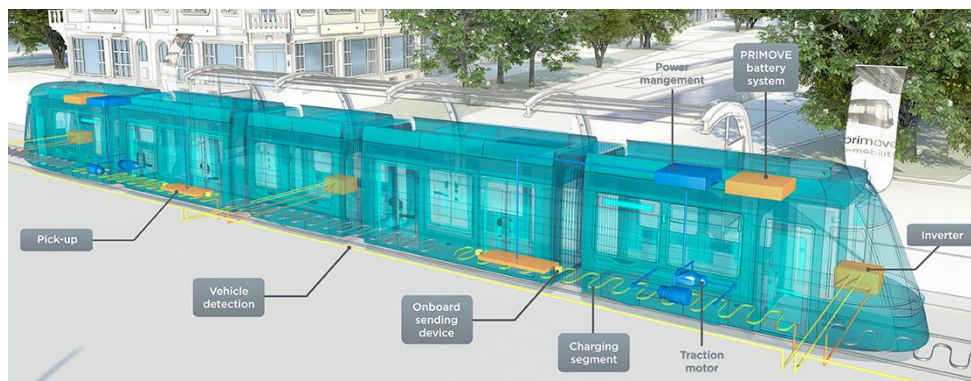
1.3 走行中の電気自動車への給電

走行中非接触給電システムは路面下に送電コイルを配置し、走行中の電気自動車に非接触で給電をすることで連続航続距離を延ばすことができる手法である。現在は、KAIST や東京大学など世界中で研究が進められている [24] [25] [26]。

走行中非接触給電システムに用いられている送電方式として、給電区間全面にループ状の送電コイルを敷設したループコイル方式 [4] [5] [27]や、飛び石のように間隔をあけて送電コイルを配置した飛び石方式 [28] [29]の検討が進められている。その他にも送電コイルと受電コイル間に第3のコイルとして中継コイルを用いた方式 [30] [31] [32]が提案されている。

1.3.1 ループコイル方式

全路線にループ状のコイルを敷設することにより、給電範囲の拡大のほか、位置ずれ時の出力変動が抑えられ、定格出力が得られやすいメリットがある。ボンバルディア社では2010年、進行方向に波打つように配置したS字型のループコイルを使用したPRIMOVEシステム(図1.19)をドイツのアウグスブルグ市に試験用に設置された。PRIMOVEシステムは100~500kWの範囲で電力を供給することができる。実証実験は2012年6月に完了している。また、韓国のKAISTが開発したOn-Line Electric Vehicle (OLEV)では、図1.20の通り、送受電コイルをフェライトで囲っており、受電コイルに磁束が飛びやすいよう縦に磁極を設けている。2009年にソウル大公園でインフラ整備を開始した後2010年に完成し、運用が開始された。20~100kWの給電が可能であり、200mmのギャップで伝送効率80%以上を達成している。



(a) イメージ図

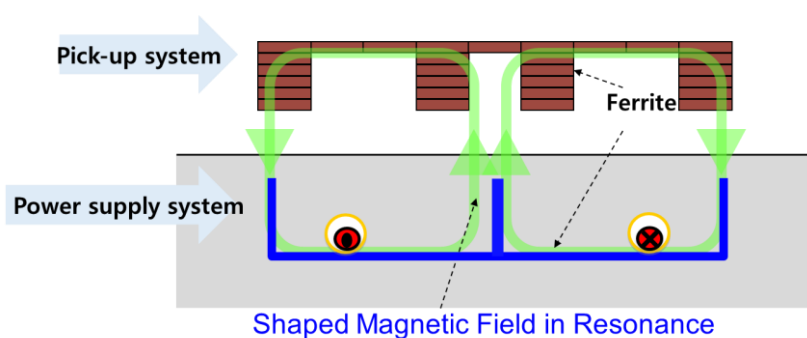


(b) デモ画面

図 1.19 The PRIMOVE system (ボンバルディア社) [33]



(a) 走行中の OLEV

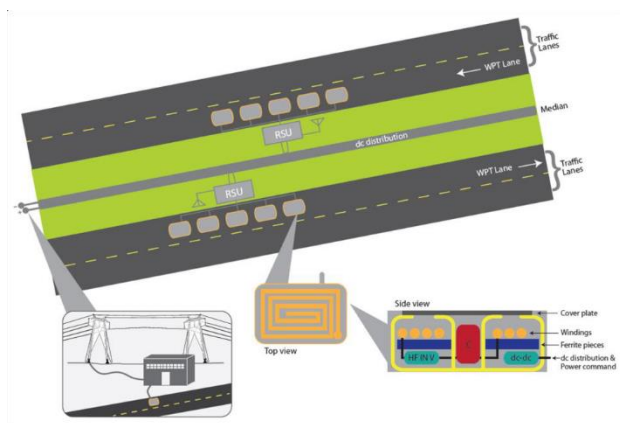


(b) トランスの磁界構造

図 1.20 OLEV (KAIST) [34]

1.3.2 飛び石方式

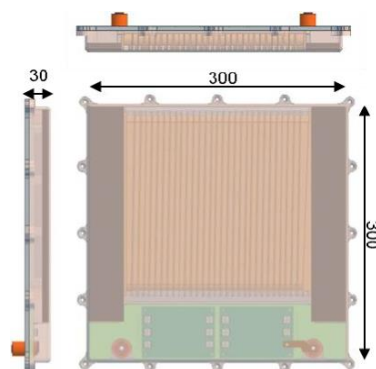
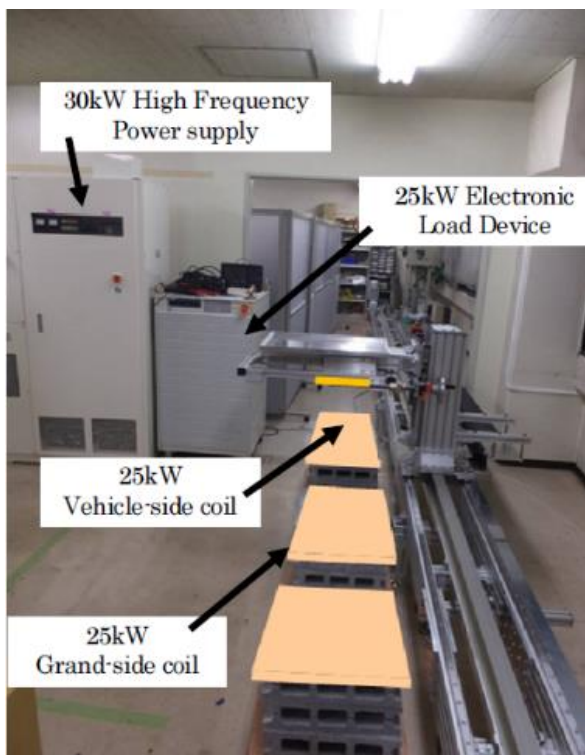
停車中の給電コイルと同様のコイルを路面下に配置した方式であるため、停車中の給電コイルと共用することができ、受電コイルを複数して状況に応じて切り替える必要はない。また、コイルを飛び石の様に路面下に配置するため、各コイルのメンテナンスが非常に容易である。オークリッジ国立研究所 (ORNL) では、2016年にトヨタ自動車らと共同で 20kW 非接触給電の実証実験を行った [35]。走行中非接触の概念図と実験施設を図 1.21 に示す。スパイラルコイルを用いて給電を行っており [36]、伝送効率は 90%を達成している。停車中給電だけではなく走行中給電の実証実験も行っている。今後は有線充電器と同等の 50kW を目標に検討が進められている。また、埼玉大学においても 2014 年から NEDO プロジェクトで東京大学、テクノバラと共同研究を行っており、25kW 給電可能なコイルの設計を行った (図 1.22) [37] [38]。ソレノイド型のコイルを用いており、総合効率 89.5%を達成した。2017 年には路上での実証実験も行っている。



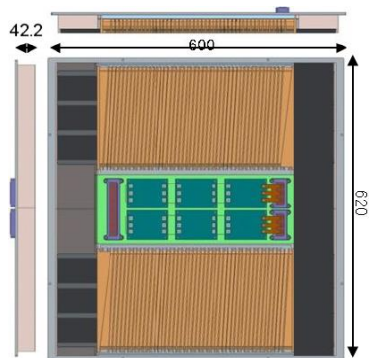
(a) 走行中非接触給電の概念図 [36]

(b) 実験施設 [35]

図 1.21 20kW 非接触給電システム (スパイラルコイル)



(b) 車載側コイル [38]



(c) 地上側コイル [38]

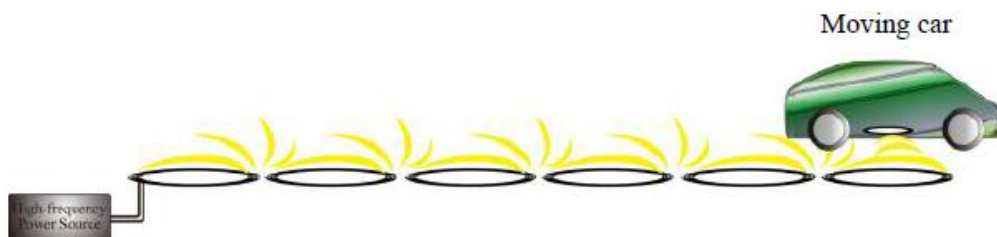
(a) 25kW 給電用模擬走行ベンチテスター [37]

図 1.22 25kW 非接触給電システム (ソレノイド型コイル)

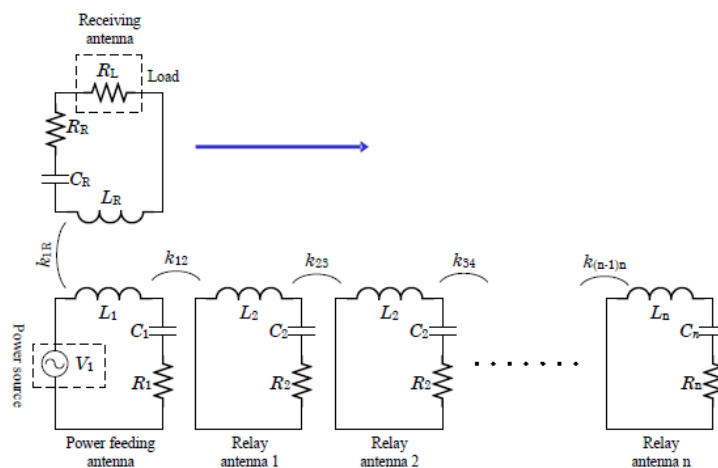
1.3.3 中継コイルを用いた方式

中継コイルを介し電力伝送範囲を拡大することができるため、レイアウトに柔軟性を持

たせて電力伝送することができる。図 1.23 の様に送受電コイル間に中継コイルを車両進行方向に配置することで給電区間の延長が目的とした配置方法のほか、図 1.24 の様に平面上に配置する方法も検討されている。両配置方法とも電力伝送範囲を拡大させることが可能であるが、送電コイルや中継コイルの位置関係や中継コイル数により給電不可区間が発生する。このため、配置方法や電源周波数を変化させる必要があり、現状では単純に走行中非接触給電システムに適用することは難しい。



(a) 中継コイルを用いた非接触給電の概念図



(b) 等価回路

図 1.23 進行方向に中継コイルを配置した給電システム [32]

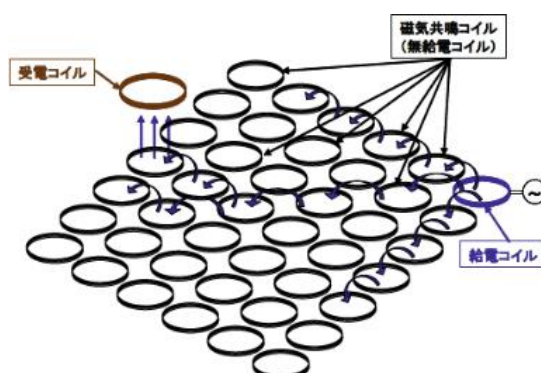


図 1.24 面上に中継コイルを配置した給電システム [31]

1.4 走行中非接触給電システムの実現に向けた課題

1.4.1 送電方式

前節の通り、送電方式にはループコイル方式、中継コイルを用いた方式、飛び石方式が検討されている。ループコイル方式は、給電区間全域にコイルを敷設するため、敷設工事や故障時の障害対応においては敷設区間全域が給電不可となる（図 1.25(a)）。また、大きなループコイルを用いると、それだけ銅損が増加するため、効率が低下しやすい。中継コイルを用いた方式は、送電トランスの位置関係により給電不可区間が発生するため（図 1.25(b)）、配置方法や電源周波数に制約が発生してしまい、単純に走行中非接触給電システムに適用することは難しい。

その点、飛び石方式は、図 1.26 のように給電に使用するトランスのみに電力を供給することができるため効率の向上が可能であることや、パネル化することで、劣化や故障によるトランス交換でも全域で給電不可となることはなく容易に交換も可能といったメリットがある。その他、中継コイルを用いた方式の様に送電不可区間が発生することもなく、配置に制約がない。

このため、メンテナンス性や配置の制約の観点から飛び石式が有力と考えられる。本論文では飛び石方式を用いた走行中非接触給電システムの検討を進める。

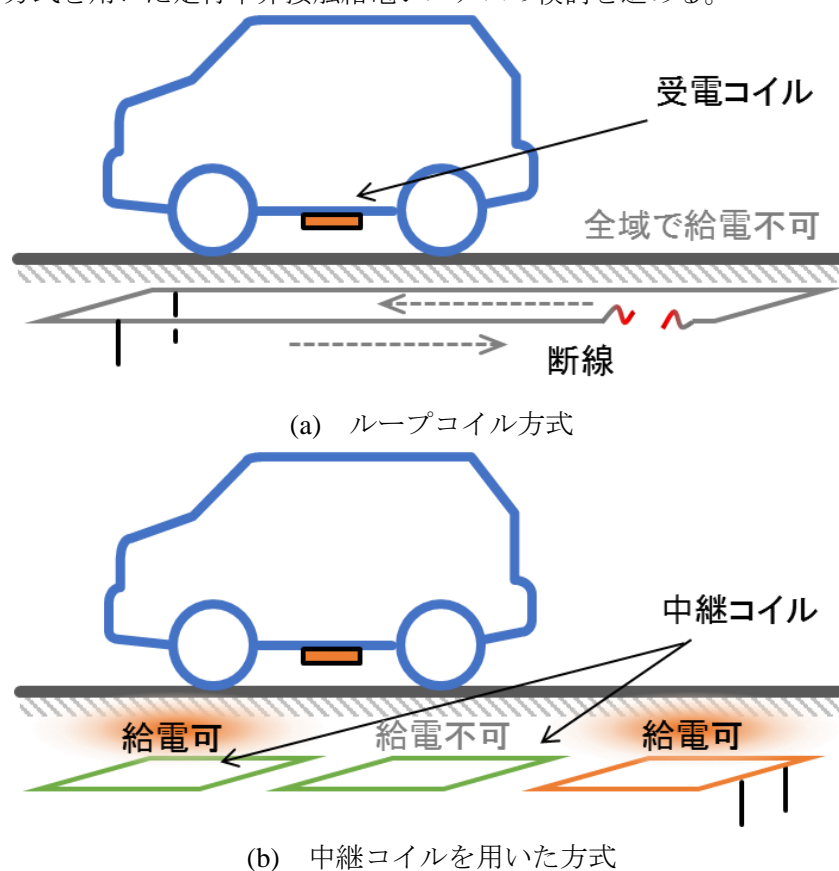


図 1.25 ループコイル方式と中継コイルを用いた方式

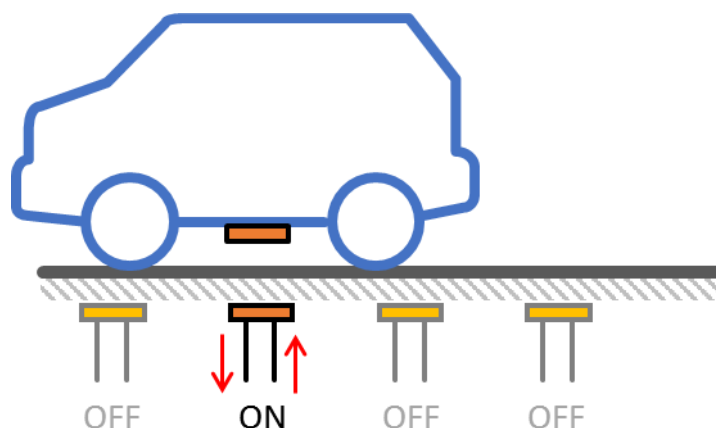


図 1.26 飛び石方式を用いた非接触給電システム

1.4.2 トランスの磁界構造

飛び石方式のトランスには、給電面に垂直に磁束が鎖交する円形トランスと、水平に磁束が鎖交するソレノイド型トランスの 2 種類検討されている。両トランスは磁界構造が異なるため、お互い給電できない。ソレノイド型トランスは円形トランスと比べ、ギャップ長が長く位置ずれ許容範囲が広い。特に磁極部分を拡張した H 型トランスは小型軽量、長ギャップ、左右方向の位置ずれ許容量に優れた特徴があるため、走行中非接触給電に適している形状といえる。現状では、停車中給電用のトランスは円形に決まりつつあるため、走行中給電用としてソレノイド型を用いた場合、停車中用の円形トランスと切り替える必要があり、コスト面で望ましくない。将来的には一つの形状に集約される可能性もあるが、過渡的な現状においては両方式が共存する可能性があり、互換性の上で大きな課題となっている。

この問題を解決するため、ソレノイド型及び円形トランスと互換性のあるトランスとして、H 型トランスを拡張したコア・巻線構造を持つ Hc 型トランスを提案している [39]。Hc 型トランスは従来の H 型トランスのコイルを 2 分割し、中央部に磁極を追加した形状で、円形トランスとの給電を可能にしている。しかし、Hc 型トランスは 2 分割したコイルが近接した配置をしているため、設計する上で必要な相互結合を考慮した回路解析や、実用化を考慮した電源周波数帯域での性能評価が行われていない。

1.4.3 回路方式

現在、電気自動車用非接触給電システムで検討されている磁界結合方式では、図 1.4 に示すような一次直列二次直列にコンデンサを配置した SS 方式や一次直列二次並列にコンデンサを配置した SP 方式による検討が主流となっている [6] [8] [24]。両回路方式とも二次コイル不在時にはコイルとコンデンサを共振した回路であるため、定電圧駆動では過大な電流が流れてしまう。過大な入力電流により機器が破損する可能性があるため、入力電流の制御等の対策が不可欠であるが、走行中給電では短時間で大きな位置ずれが発生するため、高速な制御機構が必要である。

制御機構なしで過電流を抑える方法として中継コイルを用いた方式（中継コイル方式、Repeater Coil topology）が提案されている [25]。一次と二次コイルの間に中継コイルを設け、中継コイルに共振するようコンデンサを設置することで、位置ずれ時や二次コイル不在時にインピーダンスを増大させ、過大な電流が流れることを抑えることができる。現在、中継コイルを用いた可変インピーダンス方式で検討されている非接触給電部（トランス）は、円形コイルで行われており、長ギャップ化、左右方向の位置ずれ許容量に優れたソレノイド型での検討がなされていない。また、入出力特性や効率を考慮した設計方法についても明らかにされていない。

別の回路方式として、一次並列二次直列にコンデンサを接続した PS 方式がある [40]。PS 方式も二次コイル不在時にインピーダンスを増加させることができる。しかしながら入出力特性や効率を考慮した設計方法は提案されているが、実機を用いた検討はあまり見られず、位置ずれや二次コイル不在時などの給電特性が不明な点も多い。

1.4.4 送電トランス複数配置時の回路設計

飛び石方式の特性として、位置ずれ時の出力低下がある。このため、平均給電電力を向上させるには、トランスの大型化や送電トランス間隔を密に配置する必要がある。トランスの大型化は、一トランス当たりの送電能力を上げるため、正対時の瞬時電力が大きく耐電流や電源容量を考慮した設計をしなければならず、トランスサイズやコストのほか、安全性の観点からも課題となる。特に、受電トランスの大型化やコスト増は電気自動車の普及の妨げとなるため好ましくない。このため、送電トランスを密に配置し、出力低下を抑える方法が望ましい。

送電トランスを複数配置する場合、送電トランス間に相互結合が発生する。絶え間なく給電できるよう密に配置した場合、相互結合の影響が無視できなくなる。現在、複数の送電トランスを用いた検討はあるが [3] [41] [42]、送電トランス間の相互結合を考慮した検討は見られない。また、効率や安全性の観点から給電に使用する送電トランスのみを接続して電力を供給する運用も考えられるが、送電に利用しないコイルと相互結合がある場合、効率への影響は不明である。

1.4.5 電磁波による周辺環境への影響

AV機器やパソコン、電子レンジなど日常生活の中で多種多様な電子機器があふれている。ほとんどの電子機器は電氣的なノイズを発生しており、発生した電磁波によって電子機器や人体へ影響を及ぼす可能性がある。

非接触電力伝送は給電用の接点を持たず、送電部のコイルから発生する電磁波を利用して給電を行う。このため、送受電部の間だけではなく外部にも電磁波が放射される。さらに電気自動車で想定される給電電力は kW クラスであることから、電磁波も強く、影響を考慮した設計が必要となる。

1.4.5.1 電子機器への影響

放射される電磁波による電子機器への影響を防ぐため、国際無線障害特別委員会 (CISPR) が電磁環境両立性 (EMC) に関する規制を行っている。CISPR は国際電気標準会議 (IEC) の特別委員会として発足した組織であり、無線障害の原因となる電子機器類からの放射される電磁波に関し、その許容値と測定方法を世界規格として策定している。工業・科学・医療用高周波装置の妨害電波に関する許容値、測定法については CISPR 11 に定めている。電気自動車の非接触電力伝送に関する規制は CISPR 11 に含まれている。日本では情報通信審議会、情報通信技術分科会、電波利用環境委員会が担当しており、CISPR 規格を基本として国内規格化を図っている。また、国内規格化を受け、関係法令が改正される。電気自動車の電力伝送に関する規制値は、電波法施行規則に定められている (図 1.27)。

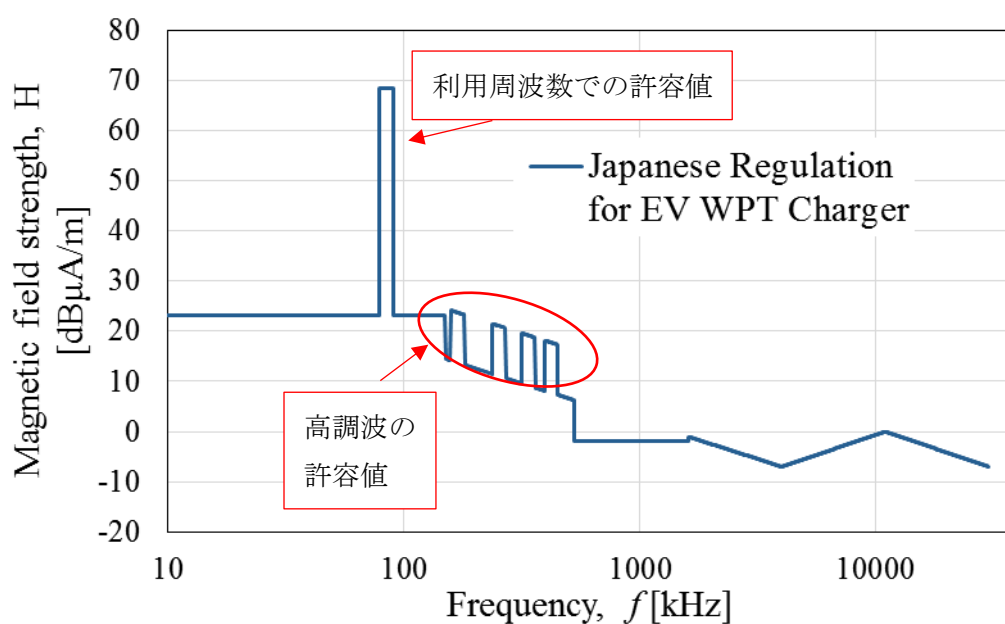


図 1.27 電気自動車用非接触電力伝送装置から 10m の距離における磁界強度の許容値

1.4.5.2 人体への影響

電磁波による人体への有害な影響から防護するため、WHO が正式に認知している機関である国際非電離放射線防護委員会 (ICNIRP) が電磁波のばく露制限を設けたガイドライン (防護指針) [43] を制定している。ガイドラインの根拠は、電界のばく露による影響と磁界のばく露による影響を考慮した指標となっている。

電界が身体に入射されると、身体の表面に電荷が誘導され、身体内部に電流を生じさせる。発生した電流により、末梢神経や筋細胞に電氣的刺激を与える。

磁界が身体に入射されると、ファラデーの法則による誘導電流が発生する。誘導電流による網膜への刺激の影響で、視野周辺部で点滅する微弱な閃光を知覚させると考えられている。

ICNIRP のガイドラインでは、健康への影響と直接的に関連付けられるばく露制限値を基本制限値としている (表 1.2)。神経細胞や筋細胞などには電界が作用するため、基本制限の規定では電界強度が用いられている。身体内の電界強度は評価が困難であり、人体へ入射する電界強度及び磁界強度からも直接結びつけられない。このため、ガイドラインでは数学的モデルや実験研究の結果によって換算した、ばく露参考レベルを示している (図 1.28)。参考レベルは、ばく露した人体と電磁界との結合が最大となる条件のもとで算出されているため、人体へ入射した電磁波が参考レベルを満たす場合、基本制限を満たすことが保証されている。もし参考レベルを超過した場合は、基本制限値を満たすか確認が必要となる。

表 1.2 時間変化する電界及び磁界への人体のばく露に対する基本制限 [43]

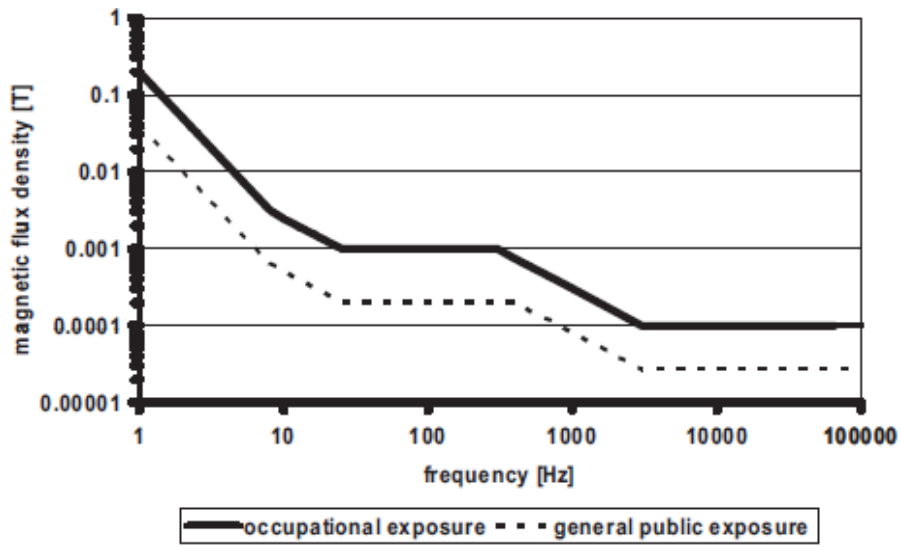
Exposure characteristic	Frequency range	Internal electric field (V m ⁻¹)
Occupational exposure		
CNS tissue of the head	1–10 Hz	0.5/f
	10 Hz–25 Hz	0.05
	25 Hz–400 Hz	2 × 10 ⁻³ f
	400 Hz–3 kHz	0.8
	3 kHz–10 MHz	2.7 × 10 ⁻⁴ f
All tissues of head and body	1 Hz–3 kHz	0.8
	3 kHz–10 MHz	2.7 × 10 ⁻⁴ f
General public exposure		
CNS tissue of the head	1–10 Hz	0.1/f
	10 Hz–25 Hz	0.01
	25 Hz–1000 Hz	4 × 10 ⁻⁴ f
	1000 Hz–3 kHz	0.4
	3 kHz–10 MHz	1.35 × 10 ⁻⁴ f
All tissues of head and body	1 Hz–3 kHz	0.4
	3 kHz–10 MHz	1.35 × 10 ⁻⁴ f

Notes:

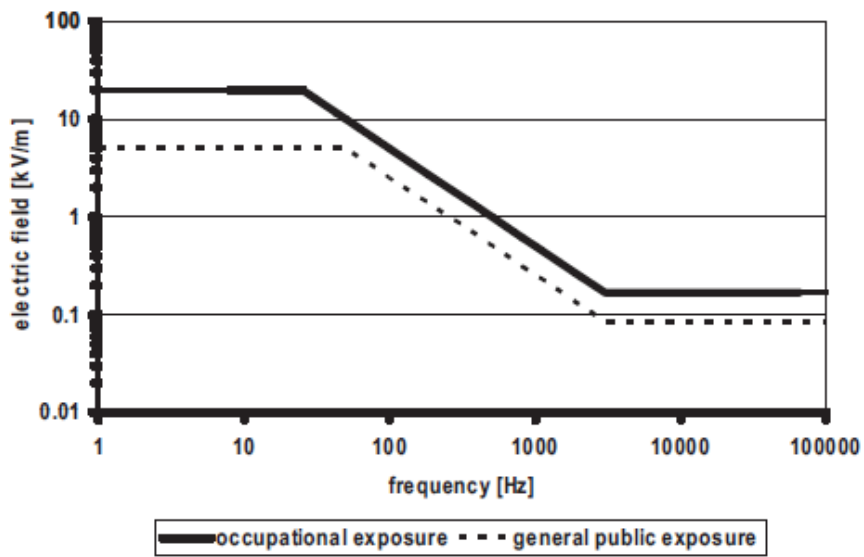
- f is the frequency in Hz.

- All values are rms.

- In the frequency range above 100 kHz, RF specific basic restrictions need to be considered additionally.



(a) 磁界へのばく露に対する参考レベル



(b) 電界へのばく露に対する参考レベル

図 1.28 ばく露に対する参考レベル [43]

1.5 研究目的と本論文の構成

1.5.1 研究目的

本研究では、磁界結合方式を用いた電気自動車用走行中非接触給電システムの実現に向けた基礎検討をする。送電方法に飛び石方式を用い、複数の送電トランスを用いた給電システムを想定している。そこで、走行中非接触給電システムに適するトランス形状や回路方式を提案し、給電特性を理論的な観点から評価する。評価は一對一のトランスに着目して行う。その後、トランスの複数配置を想定した給電システムの設計方法の検討し、特性評価を行う。

最初に、主に検討が進められている非接触給電装置（円形、ソレノイド型）と互換性のある Hc 型トランスについて理論解析を行う。Hc 型トランスは2つの給電装置と互換性を保つため複数コイルを用いている。複数のコイルは近接した配置をしているため、相互結合を考慮する必要がある。よって、複数コイルの相互結合を考慮した回路解析を行い、従来同様の一對一のトランスとして等価的に表せることを明らかにする。その後、自動車の非接触給電用に使用される電源周波数での給電特性と、漏洩電磁界の測定を行い、理論的な観点から給電特性を評価する。

回路方式では、位置ずれで入力電流を抑えられる方式である中継コイル方式の設計方法の検討のほか、中継コイル方式と同様の特性を持つ PS 方式との特性比較を行い、2方式の類似性を確認する。中継コイル方式では、全てのコイルの相互結合を考慮し、入出力特性や効率の観点から最適な設計方法を導出する。そして理論的な観点から PS 方式との特性差異を明らかにする。その後、給電実験により2方式の特性を評価し、理論の妥当性や2方式の有用性を検証する。

最後に、飛び石に複数の送電トランスを配置した PS 方式の非接触給電システムの検討を行う。走行時、絶え間なく給電できるように送電トランスを密に配置すると相互結合が生じる。送電トランス間の相互結合を考慮した回路解析を行い、効率や出力への影響を評価する。また、給電に使用する送電トランスをスイッチングによる接続の切り替えを想定した場合の給電特性を評価し、相互結合の影響を明らかにする。また、対策方法を理論的な観点から検討する。

1.5.2 本論文の構成

本論文は全5章で構成されており、各章については以下のとおりである。

第1章では、序論として電気自動車の普及に関する現状と技術的な課題から、走行中非接触給電システムの社会的な意義について説明する。そこで、給電方式や給電装置、回路方式の技術的な背景や、電磁波による周辺環境への影響や規制などを説明し、走行中非接触給電システム実現に向けた課題について述べ、位置づけを明確化する。最後に、本研究の目的を掲示する。

第2章では、主要なトランス形状である円形とソレノイド型の二種類のトランスと互換性があるHc型トランスに関する回路解析と特性評価をする。Hc型トランスは従来のH型トランスのコイルを2分割した構造であるため、複数のコイルを直並列に接続したトランスとなっている。分割されたコイルの相互結合を考慮した回路解析を行い、従来同様一對一のトランスと等価的に表されることを確認し、有用性を明らかにする。そして、コイルの接続方法による給電効率への影響を理論的な観点から評価する。また、漏洩電磁界を測定して特性を確認する。

第3章では、位置ずれ時の過電流を抑える手法として検討されている中継コイル方式とPS方式について理論解析を行い、2方式の類似性について明らかにする。中継コイル方式は二次コイル不在時に過大な入力電流を抑えることができる方式として提案されているが、入出力特性を考慮した設計方法が明らかにされていない。第3章で設計方法を明らかにし、理論的な観点から特性を評価する。また、PS方式についても同様に評価を行い、理論的な観点から類似性を明らかにし、有用性を確認する。

第4章では、送電コイルを複数用いたPS方式非接触給電システムの検討を行い、効率や給電特性について評価を行う。本論文では、飛び石方式を用いた走行中非接触給電システムを想定しているが、飛び石方式用の送電トランスを複数配置すると、送電コイル間に相互結合が発生する。よって、送電トランス間の相互結合を考慮した回路設計方法の検討を行い、給電特性を確認する。そこで、効率改善のための手法を検討し、相互結合による影響を理論的な観点から明らかにする。さらに給電電力向上のために出力変動を抑える手法について検討し、今後の方向性について示す。

第5章では、本論文のまとめを行う。そこで、本研究で得られた結果を総括し、走行中非接触給電システムの実現に向けた方向性や課題について述べる。

第2章 Hc 型トランスの回路解析と性能評価

2.1 始めに

PHV や EV への給電は、利便性・保守性などの観点から非接触給電方式の研究開発が盛んにおこなわれているが [44]，その中で特に磁界結合型を用いた非接触給電装置の実用化が進んでいる。電気自動車用非接触給電装置は送電側と受電側の間に空隙が必要なため、装置間のギャップ長変動や前後左右の位置ずれによる許容範囲の大きい高効率なものが求められる。また、kW クラスの電力を伝送するため漏洩電磁界が大きく発生することが予想される。漏洩電磁界は電子機器や人体への影響が懸念されるため、併せて検討しなければならない。

電気自動車側と地上側に設置される非接触給電部（トランス）には、前章で述べた通り、ソレノイド型 [8] [12] [14] や円形 [9] ~ [11] [13] がある。ソレノイド型、特に磁極部分を拡張した H 型トランス [14] は小型軽量化、長ギャップ化、左右方向の位置ずれ許容量に優れ、円形では漏洩電磁界の強度が小さい点で優れている。2 つの形状のトランスは磁界構造が異なるため互換性がなくそのままでは給電できない。駐車中と走行中など利用環境に応じて今後両方式が共用される可能性があるが、互換性の上で大きな課題となっている。

この問題を解決するため、ソレノイド型及び円形トランスと互換性のあるトランス構造が Auckland 大学から提案されている。DDQP, BPP と呼ばれるトランス [13] を、受電側に設置することで、送電側にソレノイド型の磁界構造と同じ DD あるいは円形のトランスを用いても給電可能となる。複数の円形コイルを重ねて向きの異なる磁束を効率良く鎖交させる構造となっているが、コイルの切替えや共振コンデンサの選定方法など不明な点がある。これに対し埼玉大学では、H 型トランスを拡張したコア・巻線構造を持ち、H 型及び円形トランスと互換性のある Hc 型トランスを提案している [39]。Hc 型トランスは従来の H 型トランスのコイルを 2 分割し、中央部に磁極を追加し、円形トランスとの給電を可能にしている。H 型トランスと給電する場合は 2 分割したコイル間の接続を変更するだけで磁界構造を変更できるのが特徴である。しかし、Hc 型トランスは 2 分割したコイルが近接した配置をしているため、設計する上で必要な相互結合を考慮した回路解析や、実用化を考慮した電源周波数帯域での性能比較が不十分であった。

本章では、一次直列二次並列コンデンサ方式の非接触給電システムの基礎検討として、提案している Hc 型トランスと同サイズの円形と H 型トランス間との給電特性を明らかにするとともに、回路解析を行い、理論的な観点から Hc 型トランスの性能評価をする。

2.2 非接触給電トランスについて

2.2.1 電気自動車用非接触給電システム

図 2.1 は電気自動車用非接触給電システムの概略図を示す。路面側に電源、インバータ、送電コイルが設置され、車両側に受電コイル、充電回路、バッテリーを搭載する。地上側からの電力は、送受電コイルを介し非接触で車両側に供給される。

非接触給電システムの回路構成を図 2.2 に示す。給電側には充電回路とバッテリーから成るが、回路上では整流器と負荷抵抗に模擬している。非接触給電トランスは、空隙がある変圧器であるため、通常の変圧器と比べて結合係数が低い。長ギャップでは漏れインダクタンスが増加することにより無効電力し効率が低下してしまうため、補償用の共振コンデンサを用いる必要がある。本章では一次直列二次並列にコンデンサを配置した方式(SP方式)を基本の回路として採用する。

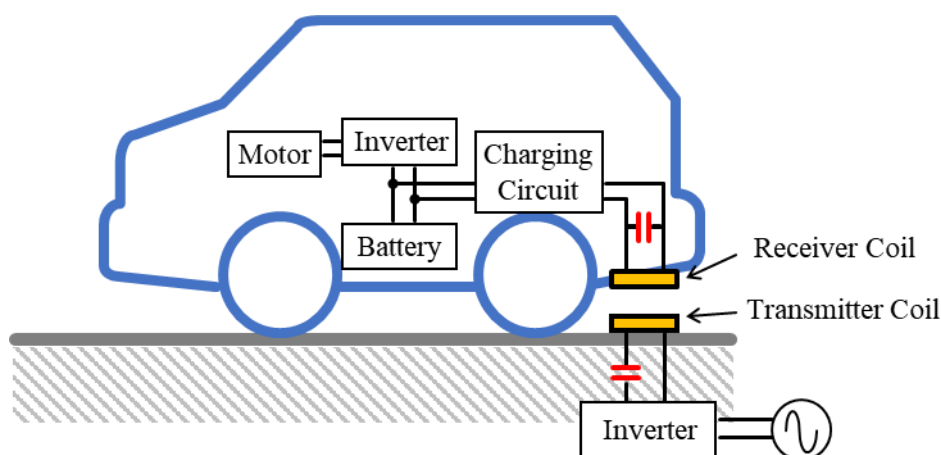


図 2.1 電気自動車用非接触給電システムの概略図

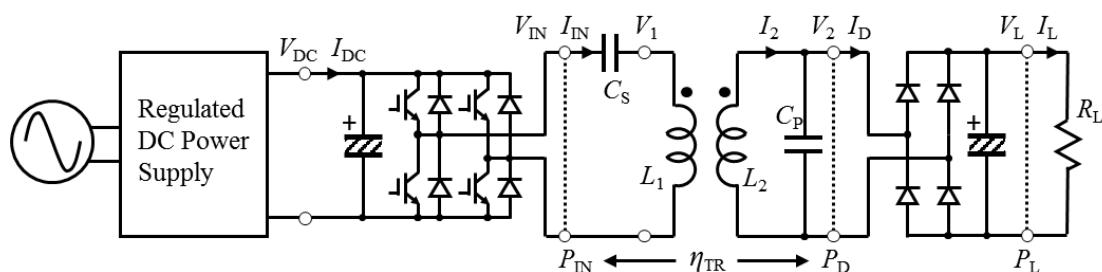


図 2.2 一次直列二次並列コンデンサを用いた非接触給電システム

2.2.2 給電トランスの種類

磁界結合型の非接触給電トランスの磁界構造には、円形トランスの様に給電面に対して垂直方向に磁束が鎖交する構造とソレノイド型の様に水平に鎖交する構造の2種類がある。図 1.11 に示す通り、円形トランスはコイルの中心から垂直に貫く磁界構造をしているため、位置ずれに弱く、トランス径の半分程度の位置ずれでコイルに磁束が貫かず、給電できなくなる。ソレノイド型トランスはコイルに並行する磁界構造をしているため、左右の位置ずれが起きても磁束を鎖交させることができ、より大きな位置ずれでも給電することができる。しかし、図 2.3 のように両トランス間では磁界構造が異なるため給電ができない。

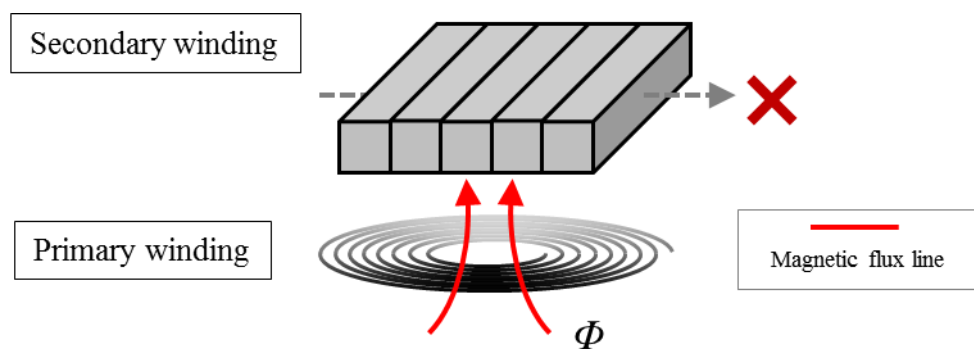


図 2.3 送電側：円形，受電側ソレノイド型

2.2.3 Hc型非接触給電トランスの構造

現在、駐車中用給電コイルの標準化活動が各国ですすめられており、標準コイルとして円形コイルが有力視され、今後は走行中非接触給電の標準化も進められることが予想される。駐車中給電では給電範囲が限定的であるため、位置ずれに対する許容量が小さい円形コイルでも問題ないが、走行中給電では、長ギャップだけではなくトランス間の大きな位置ずれを許容できるトランスであることが望まれる。2つの異なる利用環境に応じて共用される可能性もあり、互換性の上で大きな課題である。

これに対し埼玉大学では、H型トランスを拡張したコア・巻線構造を持ち、H型及び円形トランスと互換性のあるHc型トランスを提案している [39]。図 2.4 に外観を、図 2.5 に寸法を示す。Hc型トランスはソレノイド型磁界構造で磁極部分を拡張したH型トランス [14]を基に改良し、H型トランスのコイル部分を左右に2分割することで両方式と互換性を保つ構造となっている。

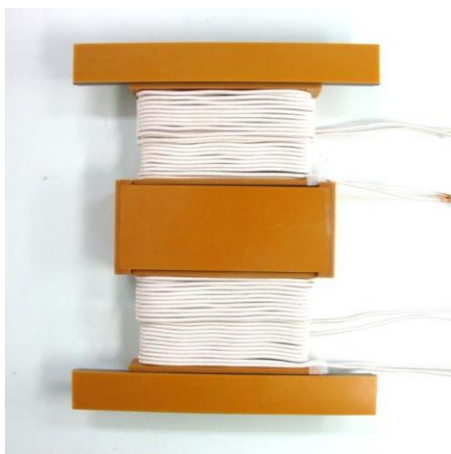


図 2.4 Hc型トランスの外観

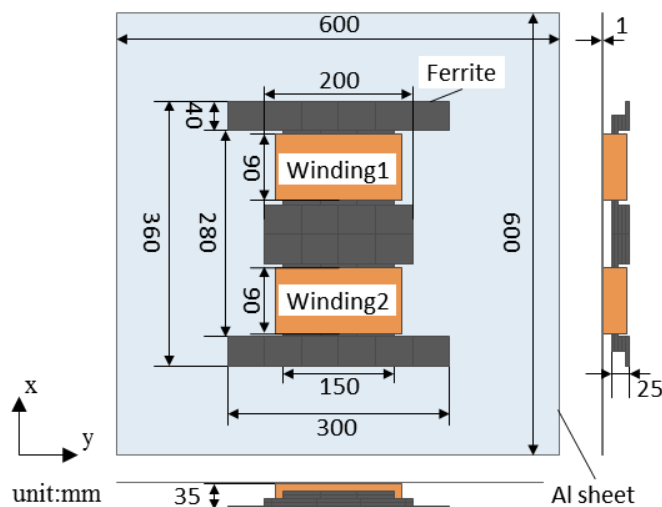


図 2.5 Hc型トランスの寸法

給電時の磁界構造は図 2.6 の通りとなる。Hc 型トランスと H 型トランス間で給電する場合は、図 2.6(a)のように、H 型トランスと並行した磁界を発生させ、従来の H 型同様に水平方向に磁束を鎖交することで Hc 型トランスと給電を行っている。また、円形トランスと給電する際には図 2.6(b)のようにトランス中央から噴水状に磁界を発生させ、Hc 型トランスの中央磁極から磁束を鎖交することで給電を行っている。

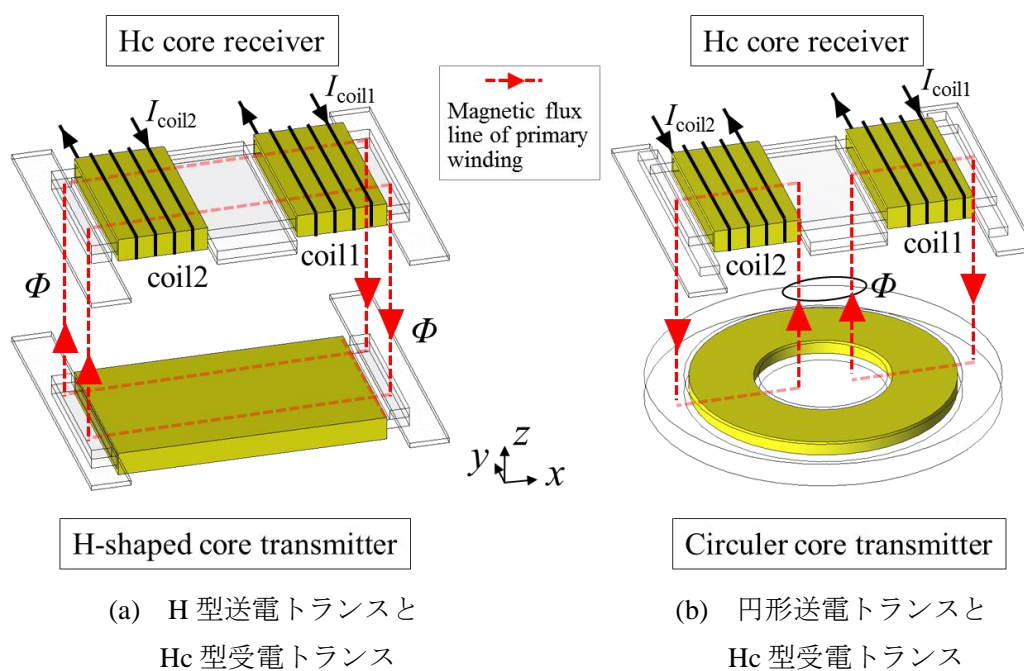
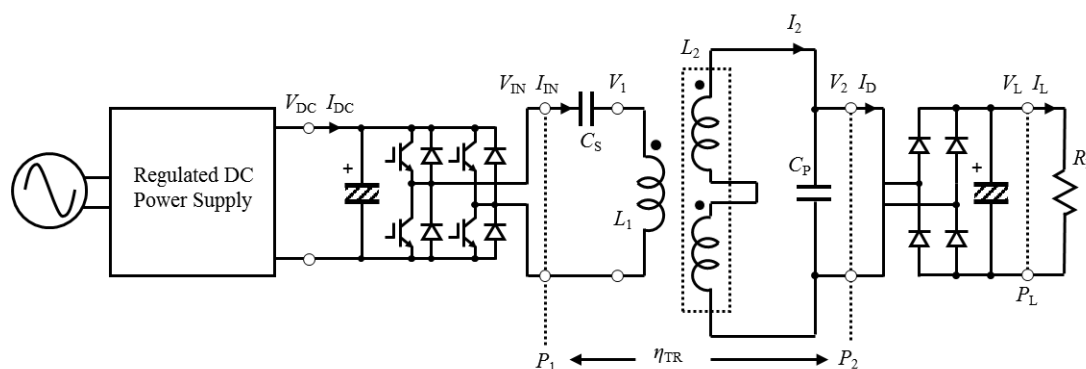


図 2.6 Hc 型受電トランスの磁界構造

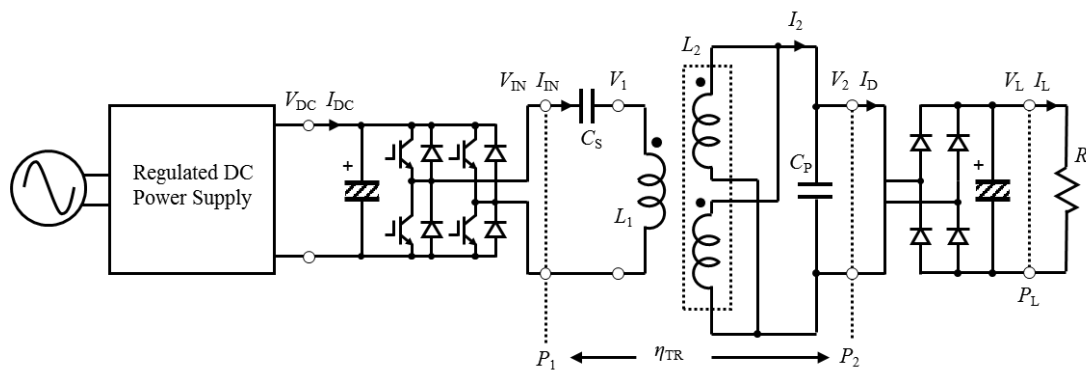
2.2.4 Hc型非接触給電トランスの回路構成

Hc型トランスを用いた一次直列二次並列コンデンサ方式 (SP方式) の非接触給電システムについて図 2.7 に示す。高周波電源に $f_0=85\text{kHz}$ の方形波フルブリッジインバータを用い、二次側整流回路には全波整流回路を用いる。二次トランスの分割したコイルの接続方式は図 2.7(a)の直列接続と、図 2.7(b)の並列接続の2方式が考えられる。

Hc型トランスはコイルが左右に2分割されているため、本来は図 2.7 の構成であるが、分割されているコイルが高い磁界結合で結ばれているため、従来は一つのコイルとみなして検討されてきた。しかし、位置ずれなどによるパラメータ変動が大きく、コイルに流れる電流の偏りなどもトランス設計時には考慮する必要がある。このため、ここでは分割された状態で回路解析を行う。



(a) 直列接続



(b) 並列接続

図 2.7 Hc型受電トランスを用いた非接触給電システム

2.3 回路解析

Hc型トランスは、コイルを分割しているため、回路上は複数のコイルを用いたトランスと同等である。また、それぞれのコイルに結合があるため、相互結合を考慮しなければならない。本節では送受電コイルをそれぞれ複数接続されたトランスについて一般式を導出する。導出された一般式からHc型トランスの回路計算を行う。

まず、送電側を n 個のコイル、給電側を m 個のコイルとした場合、トランス部の相互結合は図 2.8、インダクタンスの式は一般的に(2.1)式として表すことができる。 \mathbf{L} はインダクタンス行列である。

$$\begin{bmatrix} V_{1a} \\ V_{1b} \\ \vdots \\ V_{2a} \\ V_{2b} \\ \vdots \end{bmatrix} = j\omega \mathbf{L} \begin{bmatrix} I_{1a} \\ I_{1b} \\ \vdots \\ I_{2a} \\ I_{2b} \\ \vdots \end{bmatrix} = j\omega \begin{bmatrix} L_{1a} & M_{1a1b} & \cdots & M_{1a2a} & M_{1a2b} & \cdots \\ M_{1a1b} & L_{1b} & & & & \\ \vdots & & \ddots & & & \\ M_{1a2a} & & & L_{2a} & M_{2a2b} & \cdots \\ M_{1a2b} & & & M_{2a2b} & L_{2b} & \\ \vdots & & & \vdots & & \ddots \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{1a} \\ I_{1b} \\ \vdots \\ I_{2a} \\ I_{2b} \\ \vdots \end{bmatrix} \quad \text{..... (2.1)}$$

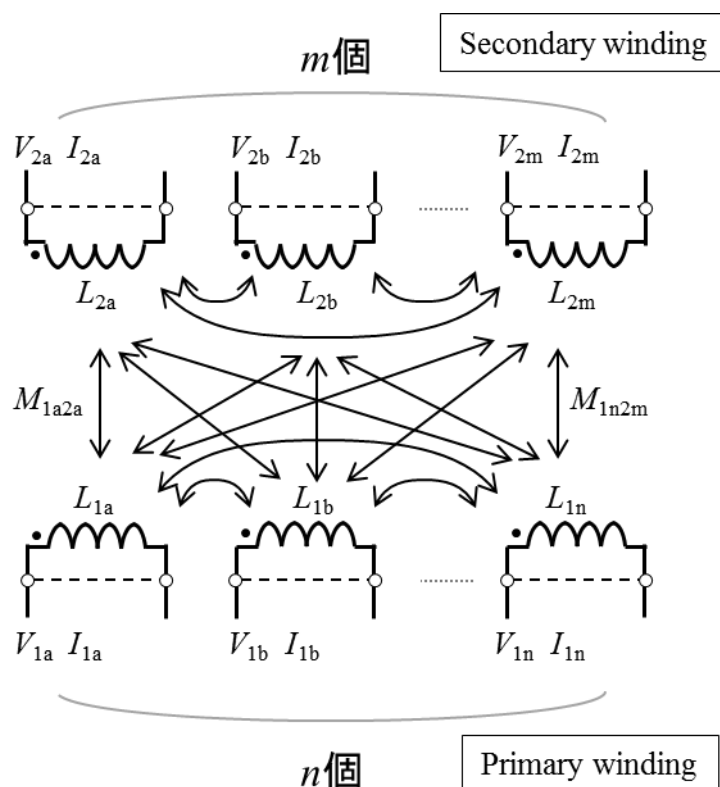


図 2.8 送電側 n 個、受電側 m 個のコイルを用いたトランスの相互結合

2.3.1 直列接続時の回路

直列接続時の回路は図 2.9 となる。直列に接続しているため、端子部の電圧 V_1, V_2 、電流 I_1, I_2 は以下の関係式が成り立つ。

$$\begin{cases} V_1 = V_{1a} + V_{1b} + \dots \\ I_1 = I_{1a} = I_{1b} = \dots \end{cases} \dots\dots\dots (2.2)$$

$$\begin{cases} V_2 = V_{2a} + V_{2b} + \dots \\ I_2 = I_{2a} = I_{2b} = \dots \end{cases} \dots\dots\dots (2.3)$$

(2.2)(2.3)式を(2.1)式に代入し、電圧 V_1, V_2 、電流 I_1, I_2 にまとめると直列接続時のインダクタンス行列 \mathbf{L}_s が整理でき、(2.4)式が得られる。

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = j\omega \mathbf{L}_s \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = j\omega \begin{bmatrix} \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n L_{ij} & \sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^n L_{(n+i)j} \\ \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^m L_{i(n+j)} & \sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^m L_{(n+i)(n+j)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \dots\dots\dots (2.4)$$

ここで、 L_{ij} はインダクタンス行列 \mathbf{L} の各要素を表す。

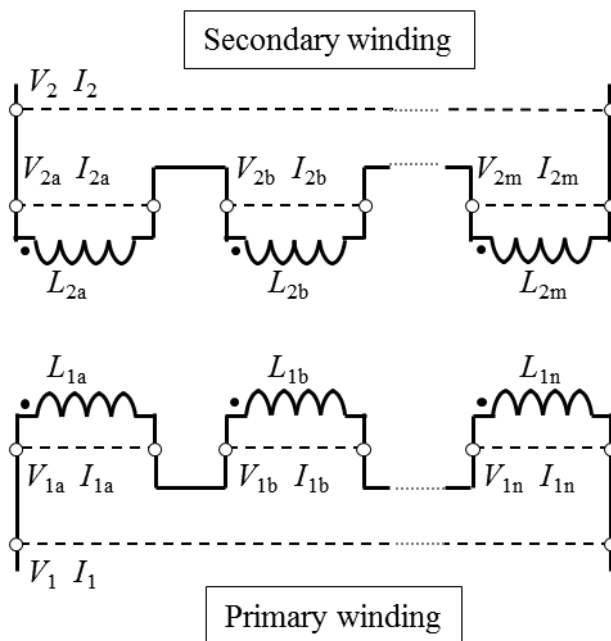


図 2.9 コイルの直列接続時

(2.4)式より、等価的な自己インダクタンス L_1' , L_2' , 相互インダクタンス M' が決まる。

$$\left\{ \begin{array}{l} L_1' = \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n L_{ij} \\ L_2' = \sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^m L_{(n+i)(n+j)} \\ M' = \sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^n L_{(n+i)j} = \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^m L_{i(n+j)} \end{array} \right. \dots\dots\dots (2.5)$$

以上より、複数のコイルを直列接続した場合でも、等価的に1対1のトランスとして表せるため、従来同様の非接触給電システムとしてコンデンサ値や最適負荷、理論効率を求めることができる。本検討のHc型トランスは、給電側のコイルは1個、受電側のコイルは2個なので、(2.6)式となる。

$$\left\{ \begin{array}{l} L_1' = L_1 \\ L_2' = L_{2a} + L_{2b} + 2M_{2a2b} \\ M' = M_{12a} + M_{12b} \end{array} \right. \dots\dots\dots (2.6)$$

コイルの巻線抵抗は、送電側を r_1 , 受電側を r_{2a} , r_{2b} とすると、等価的な巻線抵抗 r_1' , r_2' は以下の(2.7)式となる。

$$\left\{ \begin{array}{l} r_1' = r_1 \\ r_2' = r_{2a} + r_{2b} \end{array} \right. \dots\dots\dots (2.7)$$

2.3.2 並列接続時の回路

並列接続時の回路は図 2.10 となる。(2.1)式より V の式から I の式に変形すると(2.8)式と表せる。 Δ_{ij} はインダクタンス行列 \mathbf{L} の余因子である。

$$j\omega \begin{bmatrix} I_{1a} \\ I_{1b} \\ \vdots \\ I_{2a} \\ I_{2b} \\ \vdots \end{bmatrix} = \frac{1}{|\mathbf{L}|} \begin{bmatrix} \Delta_{11} & \Delta_{21} & \cdots & \Delta_{(n+1)1} & \Delta_{(n+2)1} & \cdots \\ \Delta_{12} & \Delta_{22} & & & & \\ \vdots & & \ddots & & & \\ \Delta_{1(n+1)} & & & \Delta_{(n+1)(n+1)} & \Delta_{(n+2)(n+1)} & \cdots \\ \Delta_{1(n+2)} & & & \Delta_{(n+1)(n+2)} & \Delta_{(n+2)(n+2)} & \\ \vdots & & & \vdots & & \ddots \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{1a} \\ V_{1b} \\ \vdots \\ V_{2a} \\ V_{2b} \\ \vdots \end{bmatrix} \dots\dots\dots (2.8)$$

並列に接続しているため、端子部の電圧 V_1, V_2 、電流 I_1, I_2 は以下の関係式が成り立つ。

$$\begin{cases} V_1 = V_{1a} = V_{1b} = \dots \\ I_1 = I_{1a} + I_{1b} + \dots \end{cases} \dots\dots\dots (2.9)$$

$$\begin{cases} V_2 = V_{2a} = V_{2b} = \dots \\ I_2 = I_{2a} + I_{2b} + \dots \end{cases} \dots\dots\dots (2.10)$$

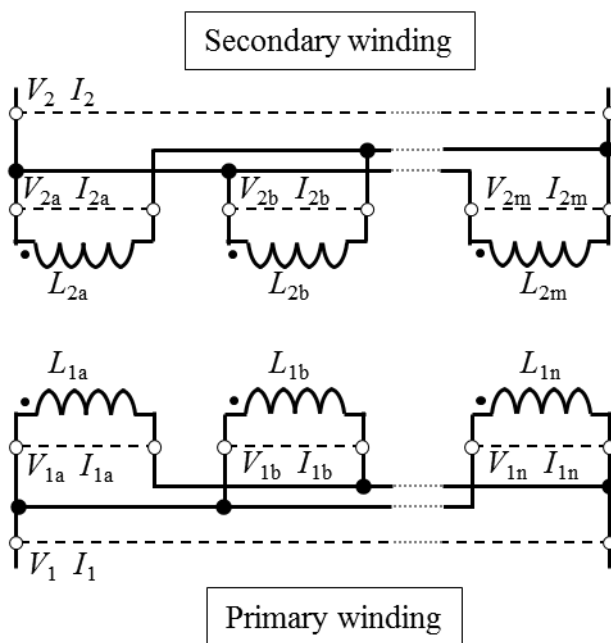


図 2.10 コイルの並列接続時

(2.9)(2.10)式を(2.8)式に代入し、電圧 V_1, V_2 , 電流 I_1, I_2 にまとめると(2.11)式となる。

$$j\omega \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \frac{1}{|\mathbf{L}|} \begin{bmatrix} \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n \Delta_{ij} & \sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^n \Delta_{(n+i)j} \\ \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^m \Delta_{i(n+j)} & \sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^m \Delta_{(n+i)(n+j)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \dots\dots\dots (2.11)$$

(2.11)式の I の式から V の式へ変形すると並列接続時のインダクタンス行列 \mathbf{L}_P を求めることができ、(2.12)式が得られる。

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = j\omega \mathbf{L}_P \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = j\omega \begin{bmatrix} L'_1 & M' \\ M' & L'_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \dots\dots\dots (2.12)$$

以上より、複数のコイルを並列接続した場合、等価的に 1 対 1 のトランスとして表せるため、従来同様の非接触給電トランスとして扱うことができ、コンデンサ値や最適負荷、理論効率を求めることができる。本検討の Hc 型トランスは、給電側のコイルは 1 個、受電側のコイルは 2 個なので、(2.13)式が得られる。

$$\begin{cases} L'_1 = L_1 - \frac{(M_{12a} - M_{12b})^2}{L_{2a} + L_{2b} - 2M_{2a2b}} \\ L'_2 = \frac{L_{2a}L_{2b} - M_{2a2b}^2}{L_{2a} + L_{2b} - 2M_{2a2b}} \\ M' = \frac{(L_{2a} - M_{2a2b})M_{12b} + (L_{2b} - M_{2a2b})M_{12a}}{L_{2a} + L_{2b} - 2M_{2a2b}} \end{cases} \dots\dots\dots (2.13)$$

また、コイルの等価的な巻線抵抗 r_1', r_2' は以下の(2.14)式となる。

$$\begin{cases} r'_1 = r_1 \\ r'_2 = \frac{r_{2a}r_{2b}}{r_{2a} + r_{2b}} \end{cases} \dots\dots\dots (2.14)$$

ここで、(2.6), (2.13)式を比較すると、直列接続時の L_1' は変化しないが、並列接続時の L_1' には、送電側と受電側コイルの相互インダクタンスの項が含まれている。 $M_{12a} = M_{12b}$ の場合は L_1 と等しくなるが、位置ずれ等により $M_{12a} = M_{12b}$ の関係が成り立たなくなった場合に値が変化する。つまり、 L_1' の値によって決定していたコンデンサ値とのずれが生じ、効率に影響を与えることがわかる。

2.4 Hc型トランスの回路

図 2.6 の通り，Hc 型トランスを 2 分割したコイル Coil1, Coil2 は同形状であり，かつ正対時を基本形状として検討する。このとき，以下の(2.15)式が成り立つ。

$$\begin{cases} L_{2a} = L_{2b} \\ M_{12a} = M_{12b} \end{cases} \dots\dots\dots (2.15)$$

また，分割した Coil1, Coil2 を直列・並列で接続したときのインダクタンス行列 \mathbf{L}_S , \mathbf{L}_P はそれぞれ(2.16), (2.17)式，結合係数 k は，(2.18)式として整理される。

$$\mathbf{L}_S = \begin{bmatrix} L_1 & 2M_{12a} \\ 2M_{12a} & 2(L_{2a} + M_{2a2b}) \end{bmatrix} \dots\dots\dots (2.16)$$

$$\mathbf{L}_P = \begin{bmatrix} L_1 & M_{12a} \\ M_{12a} & \frac{1}{2}(L_{2a} + M_{2a2b}) \end{bmatrix} \dots\dots\dots (2.17)$$

$$k = \frac{2M_{12a}}{\sqrt{2L_1(L_{2a} + M_{2a2b})}} \dots\dots\dots (2.18)$$

コンデンサ C_S , C_P や負荷抵抗の導出は(2.16), (2.17), (2.18)式を用いて計算を行う。

2.4.1 トランス効率の導出

Hc型トランスを用いたSP方式の回路構成について、一次側インバータから負荷抵抗 R_L までの間をT型等価回路として表すと、図 2.11 として表せる。一次に直列コンデンサ C_S を、二次に並列コンデンサ C_P を設置した回路となっている。実際の給電トランスでは、フェライトコアとリッツ線を用いると鉄損を表す r_0 と巻線抵抗 r_1, r_2 は電源周波数 f_0 においてトランスのリアクタンス $\omega M', \omega L_1', \omega L_2'$ に比べ十分小さい。従って、抵抗成分を省略した回路で検討を進める。また、整流回路と平滑コンデンサを省略し、抵抗負荷 R_L は C_P と並列で接続した回路で考える。

まず二次側の並列コンデンサ C_P の値は、電源周波数 $f_0 (= \omega_0/2\pi)$ において二次側コイルの自己インダクタンス L_2' と共振するように、一次側の直列コンデンサ C_S の値は電源力率が1となるように(2.19), (2.20)式の値に決める。

$$\frac{1}{\omega_0 C_P} = \omega_0 L_2' \dots\dots\dots (2.19)$$

$$\frac{1}{\omega_0 C_S} = \omega_0 L_1' (1 - k^2) \dots\dots\dots (2.20)$$

この時、 V_{IN} と V_L , I_{IN} と I_L は、以下の(2.21)式の値となり、理想変圧器と等価となる。また、電源から見た入力インピーダンスは(2.22)式で表される。

$$\begin{cases} V_{IN} = \frac{M'}{L_2'} V_L \\ I_{IN} = \frac{L_2'}{M'} I_L \end{cases} \dots\dots\dots (2.21)$$

$$Z_{IN} = \left(\frac{M'}{L_2'} \right) R_L \dots\dots\dots (2.22)$$

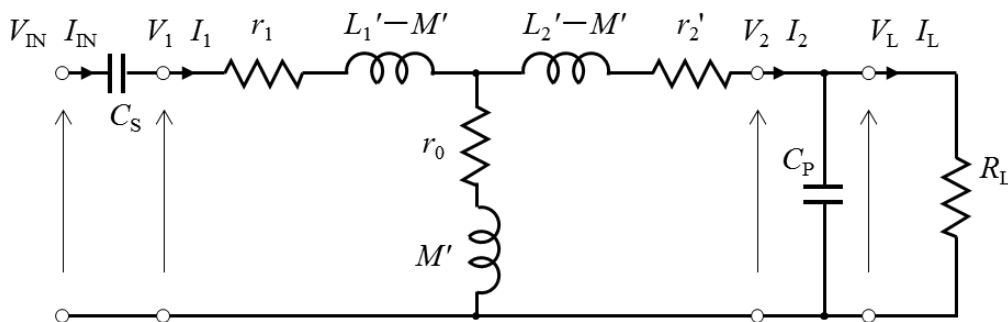


図 2.11 T型等価回路

続いて、銅損のみを考慮したトランス部効率 η は(2.23)式、トランス効率の最大値 η_{\max} と、その時の負荷抵抗 (最適負荷) $R_{L\max}$ はそれぞれ(2.24), (2.25)式となる。

$$\eta = \frac{R_L I_L^2}{r_1 I_1^2 + r_2' I_2^2 + R_L I_L^2} = \frac{R_L}{r_1 \left(\frac{L_2'}{M'}\right)^2 + r_2' \left\{1 + \left(\frac{R_L}{\omega_0 L_2'}\right)^2\right\} + R_L} \dots\dots\dots (2.23)$$

$$\eta_{\max} = \frac{1}{1 + \frac{2r_2'}{\omega_0 L_2'} \sqrt{\left(\frac{L_2'}{M'}\right)^2 \frac{r_1}{r_2'} + 1}} \dots\dots\dots (2.24)$$

$$R_{L\max} = \omega_0 L_2' \sqrt{\left(\frac{L_2'}{M'}\right)^2 \frac{r_1}{r_2'} + 1} \dots\dots\dots (2.25)$$

また、(2.24), (2.25)式の最大効率と負荷抵抗は、 k と Q_i ($Q_1 = \omega_0 L_1'/r_1$, $Q_2 = \omega_0 L_2'/r_2'$) を用いて表すことができ [45], 以下(2.26), (2.27)式となる。

$$\eta_{\max} = \frac{1}{1 + \frac{2}{k Q_2} \sqrt{\frac{Q_2}{Q_1} + k^2}} \dots\dots\dots (2.26)$$

$$R_{L\max} = \frac{r_2' Q_2}{k} \sqrt{\frac{Q_2}{Q_1} + k^2} \dots\dots\dots (2.27)$$

また、電気自動車用非接触給電トランスの Q_1 , Q_2 は、一般的に数 100 程度に対し、結合係数 k は ~ 0.3 程度であるため、(2.28)式の近似式が成り立つ。

$$\frac{Q_2}{Q_1} \gg k^2 \dots\dots\dots (2.28)$$

このとき、最大効率と負荷抵抗はそれぞれ(2.29)式, (2.30)式として表される。

$$\eta_{\max} \approx \frac{1}{1 + \frac{2}{k \sqrt{Q_1 Q_2}}} \dots\dots\dots (2.29)$$

$$R_{L\max} \approx \frac{r_2' Q_2}{k} \sqrt{\frac{Q_2}{Q_1}} \dots\dots\dots (2.30)$$

2.4.2 コンデンサの決定

コンデンサ C_P は、(2.19)式より L_2' によって決定されるが、(2.16)、(2.17)式より、接続方式によって L_2' が異なる。送電側が H 型トランスの場合、図 2.6(a)に示す通り Hc 型トランスの 2 分割された Coil1, Coil2 を鎖交する磁束が同一方向であるのに対し、図 2.6(b)より送電側が円形トランスの場合、Coil1, Coil2 に鎖交する相対的な磁束の向きが逆になる。このため、送電トランスによって Coil1, Coil2 の相互インダクタンス M_{2a2b} の符号が反転する。これらのことから、回路の接続方式や送電側のトランスによる L_2' の違いについて整理すると表 2.1 となる。

コンデンサ C_P の決定にあたっては、入出力特性が大きく変化しないよう、送電側のトランス形状に関わらず L_2' の差異が小さいことが望ましい。よって、表 2.1 より H 型との給電では並列接続に、円形との給電では直列接続として Hc 型トランスのコイル接続を C_P と共に切り替える。

表 2.1 給電側コイルの接続方法によるインダクタンス

Type	H-shaped core	Circular core
Series	$2(L_{2a} + M_{2a2b})$	$2(L_{2a} - M_{2a2b})$
Parallel	$\frac{1}{2}(L_{2a} + M_{2a2b})$	$\frac{1}{2}(L_{2a} - M_{2a2b})$

2.5 シミュレーションによる検証

回路解析で導出した理論式の妥当性を検証するため、接続方式を変えてトランス定数の比較を行った。トランスの各パラメータを表 2.2 に示す。送電側トランスは H 型と円形の 2 パターンを測定し、さらに H 型トランスでは、標準状態（正対時）のほか、 x 方向の位置ずれ 100mm とした場合の二か所で測定した。送電側は Hc 型トランスを使用し、コイル毎に定数測定した。H 型、円形との標準状態において、分割されたコイルを直並列接続して測定した値と、表 2.2 から算出した理論値と比較をした。結果を表 2.3 に示す。インダクタンスや結合係数などの各値は、理論値と測定結果がほぼ一致しており、導出式の妥当性が確認できた。

表 2.2 位置ずれ時の回路定数（正対時と 100mm 位置ずれ時）

Primary	H-shaped core		Circular core
x [mm]	0	100	0
r_1 [m Ω]	81.73	82.74	124.49
r_{2a} [m Ω]	13.21	13.65	13.81
r_{2b} [m Ω]	13.89	14.19	14.09
L_1 [μ H]	72.05	69.74	101.42
L_{2a} [μ H]	8.50	8.37	8.44
L_{2b} [μ H]	8.56	8.36	8.91
M_{12a} [μ H]	6.16	5.87	2.68
M_{12b} [μ H]	5.90	2.33	2.72
M_{2a2b} [μ H]	3.29	3.09	3.28

表 2.3 計算値と理論値の比較

(a) 送電側：H型トランス

Coil Connection	Series		Parallel	
	Measurement	Theory	Measurement	Theory
r_1 [mΩ]	81.76	81.73	81.84	81.73
r_2' [mΩ]	32.22	27.10	8.10	6.77
L_1' [μH]	72.07	72.05	72.10	72.04
L_2' [μH]	23.55	23.64	6.02	5.91
M' [μH]	12.08	12.06	6.08	6.03
k	0.293	0.292	0.292	0.292

(b) 送電側：円形トランス

Coil Connection	Series		Parallel	
	Measurement	Theory	Measurement	Theory
r_1 [mΩ]	124.52	124.49	124.32	124.49
r_2' [mΩ]	22.49	27.89	5.91	6.97
L_1' [μH]	101.33	101.42	101.45	101.42
L_2' [μH]	10.75	10.78	2.72	2.69
M' [μH]	5.41	5.40	2.67	2.70
k	0.164	0.163	0.161	0.163

第2章 Hc型トランスの回路解析と性能評価

次に、位置ずれ時について、シミュレーション比較を行った。送電側はH型トランス、受電側はHc型トランスとし、標準状態とx方向の位置ずれ100mmとした場合の二種類の比較をした。Hc型トランスの分割されたコイルは並列接続とした。シミュレーションソフトにPSIMを用いた。簡略化のため正弦波入力、整流器損失を0とした。コンデンサ、負荷抵抗は標準状態で最適値となるよう設計し($C_S=0.0532\mu\text{F}$, $C_P=0.593\mu\text{F}$, $R_L=11.2\Omega$), 3kW給電を行った。2巻線トランスとした場合の等価回路定数から導出した理論値とシミュレーション値を表2.4に示す。標準状態では、理論値、シミュレーション値ともに効率が一致した。位置ずれでは、理論とシミュレーションともに低下している。これは位置ずれによりトランスの各パラメータが変化したため、等価的なインダクタンスや結合係数が低下し、効率が悪化したことがわかる。また、シミュレーションでは標準状態と同じコンデンサと負荷を使用しているため、理論効率とは厳密には異なるが、傾向は同様である。

次に、位置ずれによる電圧・電流を確認する。送電側を比較すると、位置ずれで V_{IN} が低下し I_{IN} が増加している。これは、 k が低下したことで Z_{IN} が減少し、 V_{IN} が低下した。理論値では、標準状態で 11.7Ω , $x=100\text{mm}$ では 7.7Ω であることから明らかである。シミュレーション結果では、標準状態で 11.7Ω となり理論値と等しいのに対し、 $x=100\text{mm}$ では 5.5Ω となり理論値より低い。これは、位置ずれ時も標準状態と同じ $R_L(=11.2\Omega)$ で給電を行ったためである。受電側を比較すると、 V_2 , I_D は位置ずれ時も変わらない。これは、出力が3kW一定であるためである。ただし、受電側コイルの電流 I_{2a} , I_{2b} に違いがみられ、標準状態では電流差異が 0.57A に対し、位置ずれ時では 2.44A となった。これは、分割されたコイルが並列接続であり、かつ M_{12a} , M_{12b} に偏りが発生したことで受電側の誘導起電力に差が発生し、電流の差異が発生した。

表 2.4 等価回路定数から導出した理論値とシミュレーション値

(a) 等価回路定数と理論値			(b) シミュレーション値		
x [mm]	0	100	x [mm]	0	100
r_1 [m Ω]	81.73	82.74	V_{IN} [V]	188.5	132.9
r_2' [m Ω]	6.77	6.96	I_{IN} [A]	16.2	23.2
L_1' [μH]	72.04	68.55	V_2 [V]	183.3	183.3
L_2' [μH]	5.91	5.73	I_{2a} [A]	30.4	32.3
M' [μH]	6.03	4.10	I_{2b} [A]	29.9	29.9
k	0.292	0.207	I_D [A]	16.4	16.4
Q_1	471	442	P_1 [W]	3046.0	3071.5
Q_2	466	440	P_2 [W]	3000	3000
$R_{L\max}$	11.2	15.1	η_{TR} [%]	98.49	97.67
η_{\max}	98.5	97.8	Z_{IN} [Ω]	11.7	5.5
Z_{IN} [Ω]	11.7	7.7			

2.6 給電実験

2.6.1 実験概要

Hc型トランスとの給電特性を確認するため、図2.12のH型及び円形トランスを用いて給電実験を行った。互換性を確認するために、形状はHc型トランスと同程度とした。表2.5に示すトランス定数を基にコンデンサ、負荷抵抗を決定した。図2.7の回路において、電源周波数85kHz、インバータ出力 $V_{IN}<350V$ 、 $I_{IN}<35A$ かつトランス効率 $\eta_{TR}>90\%$ の範囲で抵抗負荷 R_L に3.0kW給電を行い、トランス効率とトランス各部の電圧・電流値、及び漏洩電界強度を測定した。一次側が円形トランスの場合、コンデンサ C_S を分割した回路を用いて実験を行った。円形トランスは L_1 が大きいので、一次側トランスにかかる電圧 V_1 が過大となり、コンデンサ C_S や一次巻線の絶縁が問題となるため分割した。トランス効率は、ギャップ長変動による特性と位置ずれによる特性について評価した。また、トランス各部の電圧・電流について、位置ずれ特性を評価した。コンデンサ C_S 、 C_P や負荷抵抗 R_L は、トランス形状やギャップ長毎に最適値に設計をして実験をした。位置ずれ時には標準状態の C_S 、 C_P 、 R_L と同条件とした。また、地上側にもHc型トランスを設置する可能性も考慮し、Hc型トランス同士の給電特性も併せて実験した。接続方式は、H型トランスとの給電と同様の接続方式として並列接続とした。

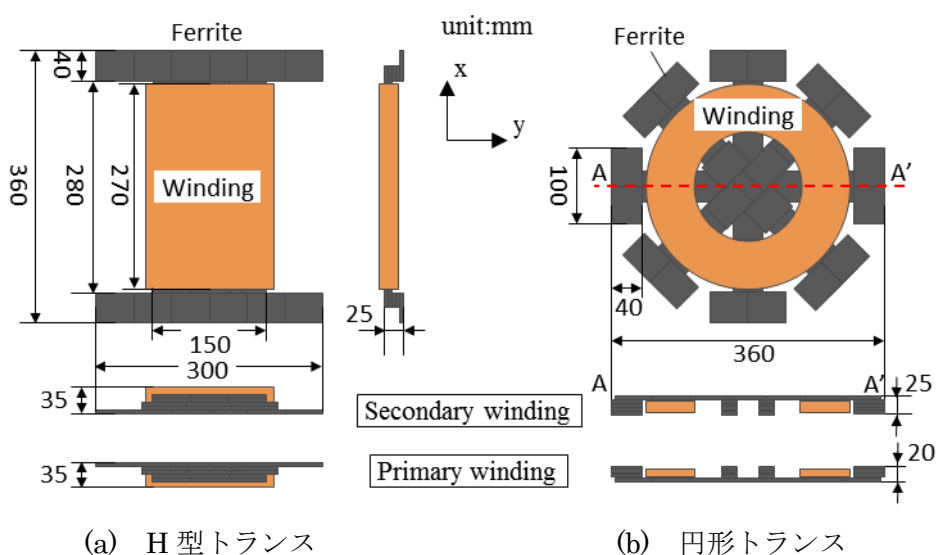


図 2.12 トランスの形状

表 2.5 トランス定数

Type	Primary	H-shaped core		Circular core	H-shaped core		Circular core	Hc core	
	Secondary	Hc core			H-shaped core		Circular core	Hc core	
gap[mm]		150	100	100	150	100	100	150	100
f_0 [kHz]		85							
N_1 [Turn] (parallel)		14(4p)		14(2p)	14(4p)		14(2p)	14(2p)×2	
N_2 [Turn] (parallel)		4(6p)×2			4(15p)		4(8p)	4(6p)×2	
r_1 [mΩ]		103	79.5	124	71.9	72.7	125	84.3*	87.5*
r_2 [mΩ]		9.91*	6.64*	8.77*	7.43	7.54	5.32	8.36*	8.59*
L_1 [μH]		68.66	71.53	101.47	67.76	70.29	102.08	66.16*	68.59*
L_2 [μH]		5.88*	6.13*	10.64*	6.07	6.36	8.21	6.03*	6.34*
M [μH]		3.90*	6.26*	5.06*	4.02	6.50	5.64	3.70*	5.83*
k		0.194*	0.299*	0.154*	0.198	0.308	0.195	0.185*	0.280*
C_S [μF]		0.0531	0.0538	0.0354	0.0539	0.0551	0.0357	0.0549	0.0555
C_p [μF]		0.596	0.572	0.330	0.578	0.551	0.427	0.581	0.553
R_{Lmax} [Ω]		15.6	11.6	51.8	15.6	10.9	31.2	16.9	12.2
η_{max} [%]		97.0	98.6	98.0	97.9	98.6	98.3	97.4	98.3
Q_1		356	481	437	500	516	436	419	419
Q_2		317*	493*	648	434	450	824	385*	394*

※ 分割した2つのコイルの合成値

2.6.2 ギャップ変動特性

図 2.13 にギャップ変動時の給電効率を示す。送電側 H 型，受電側 Hc 型トランス（H 型-Hc 型）と，Hc 型同士の給電効率は，H 型同士とほぼ同等の特性を示した。また，円形-Hc 型は，円形同士に近い給電特性を示し，効率低下は約 1%であった。Hc 型は H 型に近い形状であるため，結合係数 k の低下は少ないが，対円形との給電では形状差異が大きいため k がより低下する。円形との給電効率を上げるためには，より円形に近い磁界構造にする必要がある。例えば，Hc 型トランスは H 型のコイルを前後に分割しているが，左右方向にも同様のコイルを設け，噴水状に磁束が発生しやすい構造も有効である。

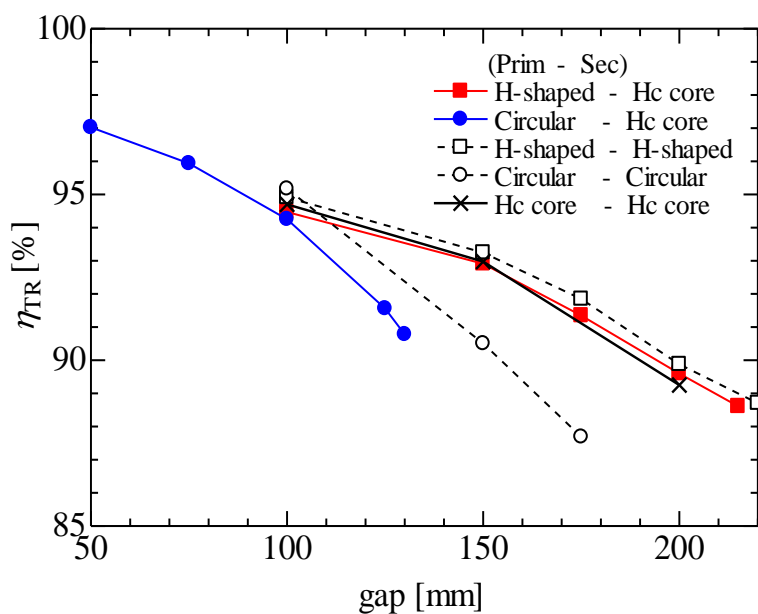


図 2.13 ギャップ変動特性

2.6.3 位置ずれ特性

ギャップ 150mm, 100mm の位置ずれ時の給電効率と、各部の電圧・電流の特性を評価した。トランスの対称性から H 型, Hc 型トランスは, $x \geq 0, y \geq 0$ の範囲で, 円形トランスは $r \geq 0$ の範囲で位置ずれさせて測定した。また, ギャップ 150mm の円形-Hc 型の給電では, I_{IN} が 35A を超えてしまうため, ギャップ 100mm のみ測定した。

2.6.3.1 ギャップ 150mm の特性評価

H 型-Hc 型と Hc 型トランス同士の給電を行い, H 型同士の給電効率と比較した。結果を図 2.14 に示す。また, 各部の電圧・電流について, H 型-Hc 型の結果を図 2.15 に示す。図 2.14 より, 標準状態では, 効率に差異は見られなかった。位置ずれ時では, 効率低下は平均 1% 程度であり, H 型同士と同様の特性である。Hc 型同士の給電で, x 方向の効率低下幅が大きい, 並列接続により L_2' が変化し, その結果受電側の共振がずれてしまったことが影響したと考えられる。また, 図 2.15 より, 送電側の電圧 V_{IN} は位置ずれで低下し, 受電側の電圧 V_2 は一定となった。 V_{IN} が低下した理由は, k が低下したことよりインピーダンスが減少したためである。 V_2 が一定となった理由は, 出力一定としたためである。 I_{2a}, I_{2b} の電流差異をみると, y 方向への位置ずれでは 0.6A 未満で偏りがほぼないが, x 方向への位置ずれでは, 差異が大きく, $x=100\text{mm}$ で 2.7A となった。位置ずれで M_{12a}, M_{12b} に偏りが発生したことで受電側の誘導起電力に差が発生し, シミュレーションと同様, 電流の差異が発生したと考えられる。

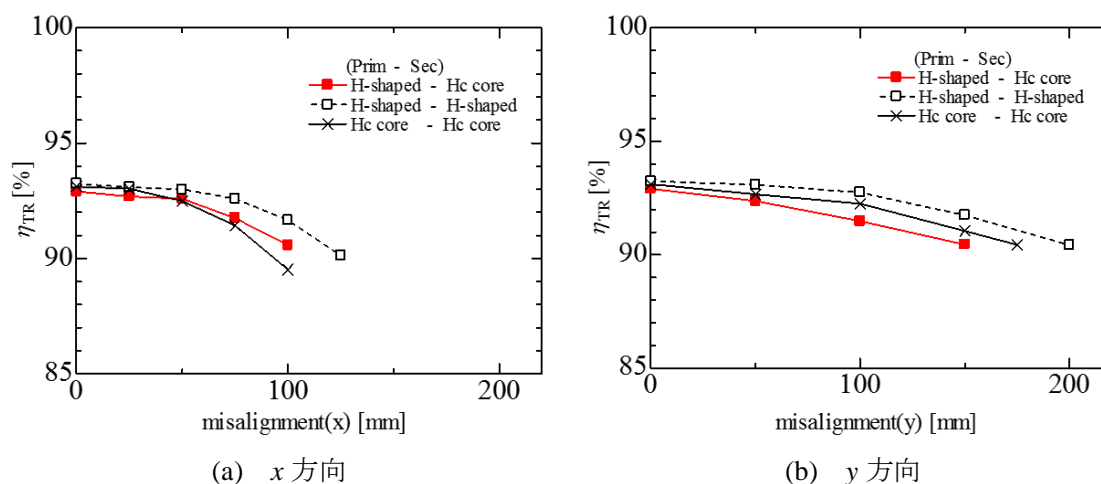


図 2.14 位置ずれ時の効率 (gap : 150mm)

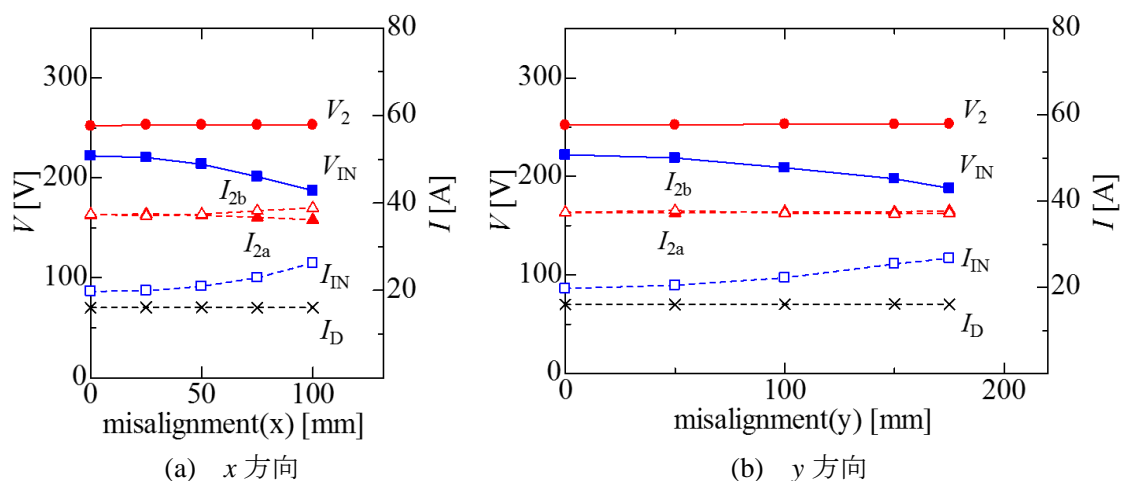


図 2.15 位置ずれ時の各部の電圧・電流 (送電側: H 型, 受電側: Hc 型, gap: 150mm)

2.6.3.2 ギャップ 100mm の特性評価

ギャップ 100mm では, H 型トランスとの性能比較に加え, 円形トランスとの比較も行った。結果を図 2.16 に示す。また, 各部の電圧・電流について, H 型-Hc 型の結果を図 2.17 に, 円形-Hc 型の結果を図 2.18 に示す。図 2.16 より, 対 H 型トランスとの給電比較では, ギャップ 150mm と同様, H 型同士と同様の特性を示した。位置ずれ時の特性は, ギャップ 150mm の給電効率ほどの差異は見られず, ほぼ同等である。図 2.17 より, トランスの電圧も, ギャップ 150mm と同様の特性を示し, V_{IN} は位置ずれで減少, V_2 は一定となった。 I_{2a} , I_{2b} の電流差異もギャップ 150mm と同様の傾向を示し, y 方向への位置ずれでは 1A 未満で偏りがほぼなく, x 方向では差異が大きく, $x=100\text{mm}$ で 6.7A となった。

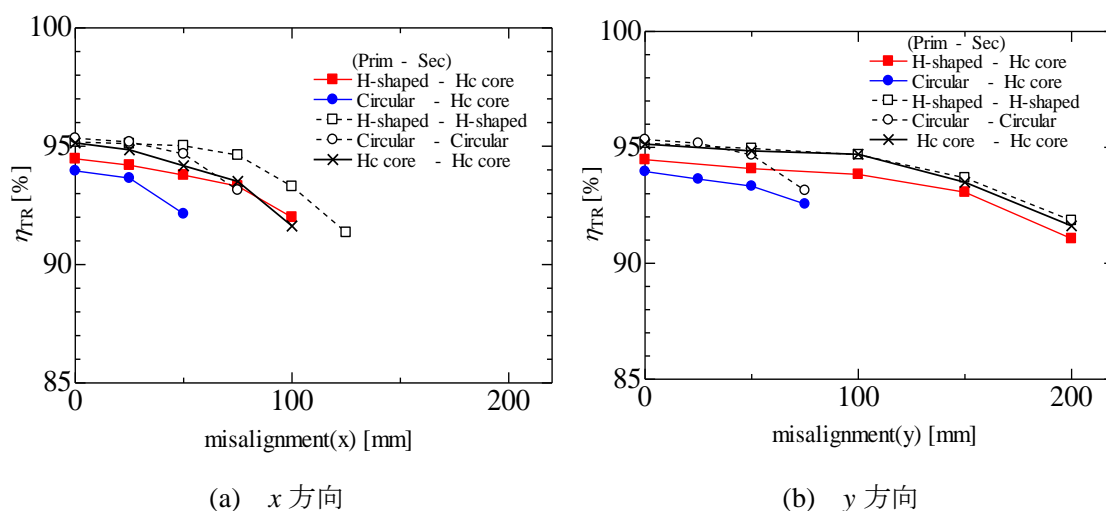


図 2.16 位置ずれ時の効率 (gap: 100mm)

第2章 Hc型トランスの回路解析と性能評価

対円形との比較において、円形-Hc型は標準状態の給電効率が約94.0%と高い効率を維持している。位置ずれ時の効率は、円形同士と同程度の傾向を示し、共用可能であることが言える。y方向への位置ずれで効率低下幅が小さい理由は、Hc型トランスの位置ずれに強い方向であるため、低下が抑えられたと考えられる。また、図2.18より、位置ずれ時において V_{IN} と V_2 の特性をみると、 V_{IN} が低下、 V_2 が一定となり、対H型との給電特性と傾向は同等である。また、対H型との給電とは異なり二次側コイルに流れる電流 I_2 が一定で電流の偏りはない。これは、Hc型トランスの分割されているコイルが直列に接続しているためである。

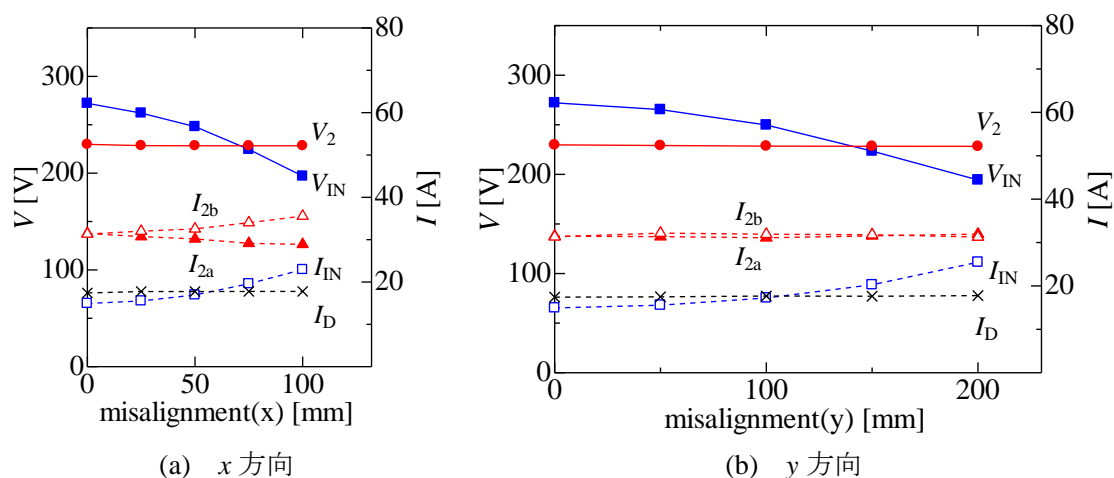


図 2.17 位置ずれ時の各部の電圧・電流 (送電側：H型，受電側：Hc型，gap：100mm)

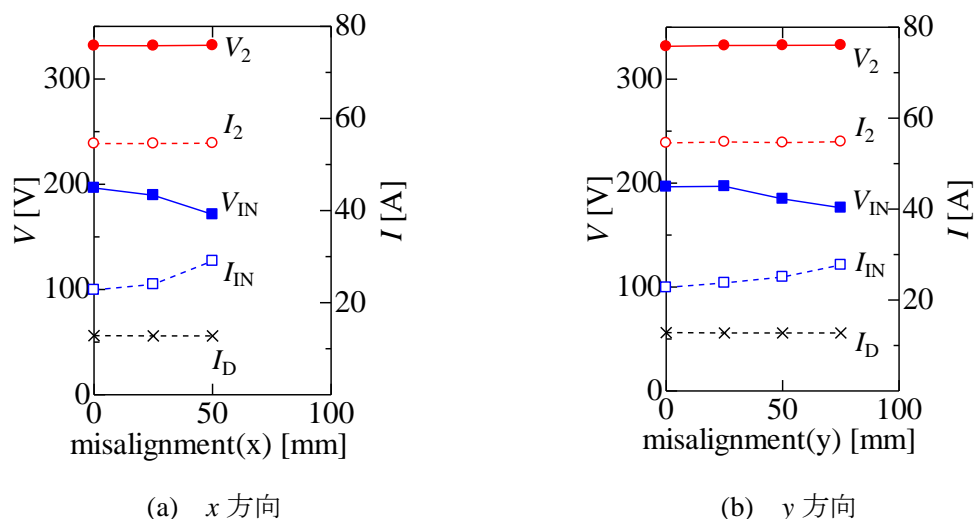


図 2.18 位置ずれ時の各部の電圧・電流 (送電側：円形，受電側：Hc型，gap：100mm)

2.7 漏洩電磁界

2.7.1 漏洩電界強度の測定

漏洩電界は電子機器へ影響を及ぼすため、電波法（施行規則第46条の2）で基準値が定められている。実験には全面電波吸収体である電波暗室（図2.19）で行い、測定器はETS-LINDGREN社製の直径60cmのループアンテナを用いた。ループアンテナは標準状態のトランス間の中心から水平方向に3m離れた距離に設置し、漏洩電界強度の絶対値が最大となる位置に配置した。電波法では、設備から10m離れた距離の磁界強度が基準となっているため、測定距離を3mに換算した。また、磁界強度を電界強度に換算して比較を行った。

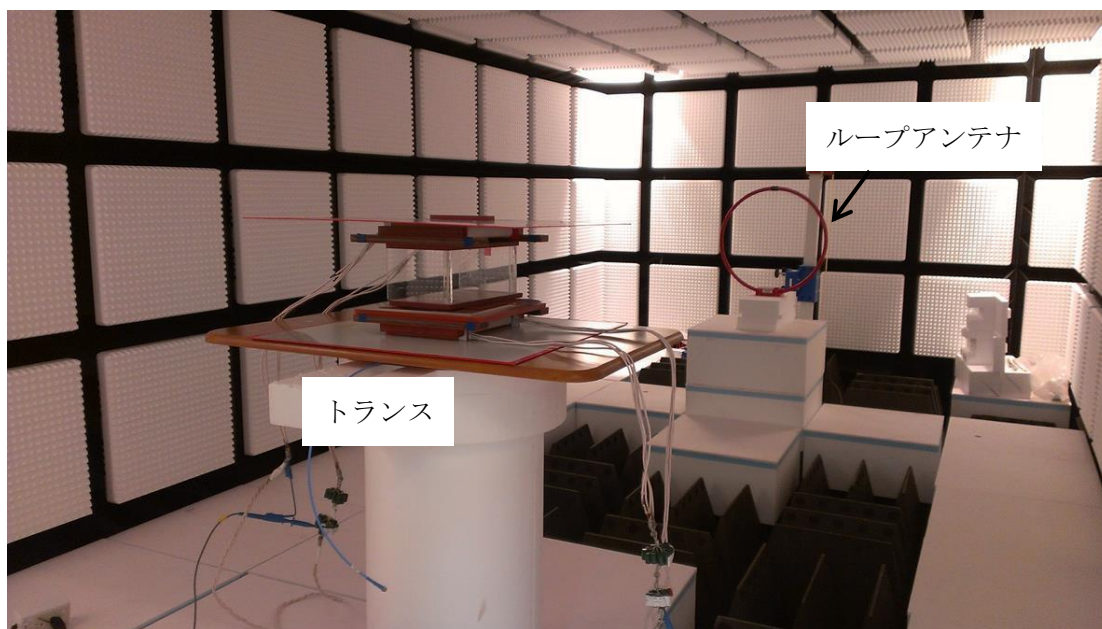


図 2.19 電波暗室

2.7.2 漏洩電界強度の比較

図 2.20 に送電側：H 型（ギャップ 150mm）、円形（ギャップ 100mm）における給電時の漏洩電界強度を示す。図中の破線は測定距離を 3m に換算した漏洩電界の基準値を示している。測定した方向は、漏洩電界が最も高い状態となる方向であり、H 型-Hc 型は x 方向、円形-Hc 型は y 方向である。また、ギャップ 150mm の円形-Hc 型の給電では、 I_{IN} が 35A を超えてしまうため、ギャップ 100mm で比較をした。

図 2.20(a)より、基本波において、H 型-Hc 型は H 型同士給電結果との差が 1dB 以下であり、ほぼ同等である。同様に Hc 型トランス同士の漏洩電界も測定したところ、H 型同士との差は 1dB 未満となり、H 型トランス同士とほぼ同等であった。

図 2.20(b)では、円形-Hc 型は円形同士の結果に近い特性を示している。基本波を比較した場合、円形同士より 4.1dB 高いが、送電側と受電側のトランス形状差異により結合係数が低下したことで、漏洩電界が増加したと考えられる。

このように、ソレノイド型及び円形とも Hc 型トランスとの給電では、相対するトランスの特性に近い特性が得られることが分かった。また、今回実験は構造による違いを明らかにするため、特に漏洩電界対策を行っていない。このため、全ての組み合わせで電波法の基準値を上回っているが、基本波の低減にはキャンセルコイル [46]の設置、高調波の低減にはインバータ電源のパルス幅制御やリアクトルの挿入 [47]等の対策が有効である。

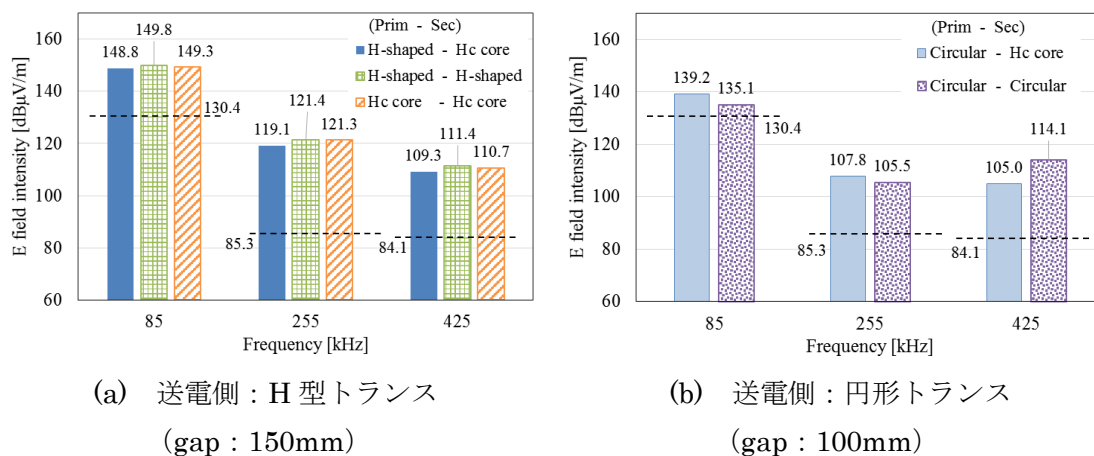


図 2.20 3.0kW 給電時における漏洩電界強度

2.7.3 漏洩磁界強度の比較

磁界強度による人体への有害な影響から防護するため、ICNIRP がガイドラインを制定している。2010年に改訂された現在の規制値 (ICNIRP2010) によると、85kHzでは $27\mu\text{T}$ 未満であれば人体に影響はないとされている。標準状態のトランス間の中心から水平方向の磁界を測定した。ソレノイド型トランスでは x 方向の漏洩磁界が大きいので、 x 方向で比較した。測定には磁界暴露レベルテスタ (NARDA ELT-400) を用いた。

3kW 給電時の漏洩磁界強度を図 2.21 に示す。H型-Hc型の給電では図 2.21(a)、円形-Hc型の給電では図 2.21(b)に示す。参考としてHc型同士、H型同士、円形同士の磁界強度も掲載した。

図 2.21(a)より、H型-Hc型の漏洩磁界は、H型同士とHc型同士の間の強度となり、図 2.21(b)より、円形-Hc型の漏洩磁界は、Hc型同士と円形同士の間の強度となることが確認できた。Hc同士の漏洩磁界がH型同士と比べ低い理由は、中央に設けた磁極を経由して鎖交する磁束もあるため、外部へ放射される磁界が減少したと考えられる。

また、自動車の車幅を1500mmとした場合、人体にばく露する距離は、車の中央から750mm以上の離れた位置となる。中央から750mm以上の距離では、いずれの状態においても、基準値を下回っているため、安全といえる。

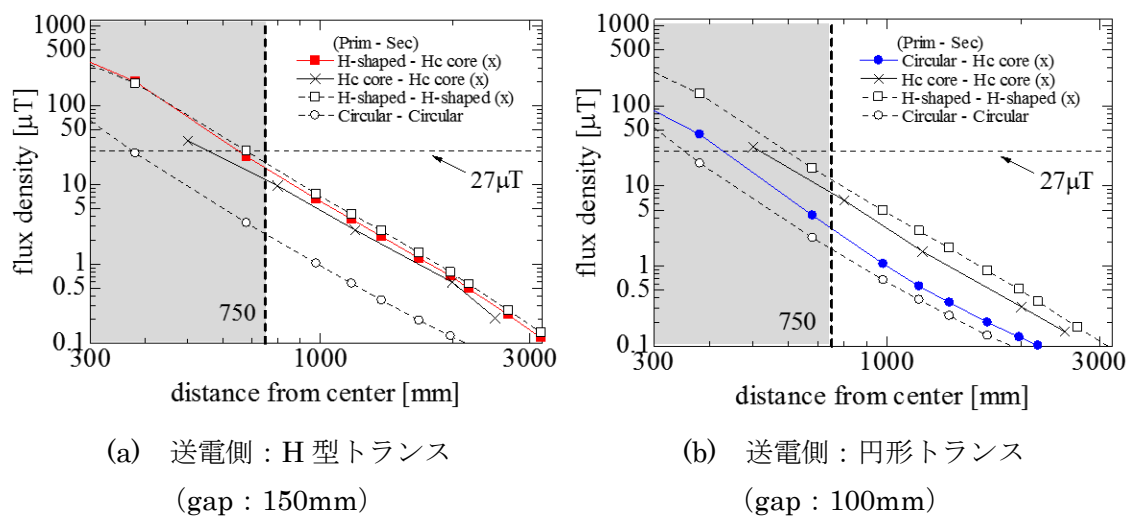


図 2.21 3.0kW 給電時における漏洩磁界強度の比較

2.8 まとめと今後の課題

2.8.1 まとめ

本章では、基礎検討として、同サイズのH型及び円形トランスと給電可能なHc型トランスの給電特性を明らかにするとともに、複数コイルの回路解析を行い、理論的な観点からHc型トランスの性能評価を行った。複数コイルを直並列接続した場合のインダクタンスを導出し、一対一のトランスとして等価的に表されることを確認した。さらに、シミュレーションを行い、理論式の妥当性を確認した。

給電実験からHc型トランスの給電特性について確認した。その結果、相対するトランスに合わせた磁界構造となるよう回路設計することで、対円形では円形同士、対H型ではH型同士の給電効率に近い特性が得られることを確認した。コイルを並列接続した場合、並列したコイルと相対するトランスとの相互結合に偏りが生じたことで、受電側コイルの電流が変化するとともに効率に影響を与えることを理論的な観点から明らかにした。

漏洩電界強度の測定では、H型-Hc型とH型同士は、ほぼ同等の電界強度を示した。円形-Hc型は円形同士と近い特性を示した。構造差異により増加した漏洩電界は約4dBであった。Hc型トランスとの給電では、相対するトランスの特性に近い特性が得られることが分かったが、いずれの条件においても漏洩電界は基準値を上回ったため対策が必要である。漏洩磁界強度の測定では、自動車の車幅を1500mmとした場合、いずれのトランスでも車の外側では基準値27 μ Tを下回っており、安全といえる。

2.8.2 今後の課題

2.8.2.1 接続切り換え時の入出力変動の低減

本章では、H型及び円形トランスと互換性のあるHc型トランスの有用性について確認できたが、入出力特性に差異が見られた。実運用を考慮した場合、できるだけ切り替え時の特性差異が抑えられることが望ましい。今後は形状・サイズ・巻数の検討を行っていく必要がある。

2.8.2.2 漏洩電磁界の低減と測定精度の向上

本検討では、3kW給電において漏洩電磁界の評価を行ったが、いずれの条件においても漏洩電界は基準値を上回っているため対策が必要である。また、電波法で規定されている測定距離は10mであるが、設備の制約上、3mに換算したのち評価を行っている。距離による換算値は-10dBとしたが、形状やトランス近傍において減衰率が変動する場合も考えられる。より実態に即した測定値となるようトランス形状や距離による減衰率について精査をする必要がある。

第3章 中継コイル方式と PS 方式の回路解析と特性評価

3.1 始めに

第1章で述べた通り、EVの普及に向けた技術的な課題は、充電時間の短縮、連続航続距離の拡大である。非接触給電システムの実現によって、走行中においてもプラグを用いず非接触で給電することができるため、利便性を損なわずに疑似的に連続航続距離を拡大することができる。走行しながら電力をチャージできるため、バッテリーも小さくでき充電時間の短縮にも期待ができる。そのほか、給電用のコネクタを用いないため、感電の危険性が低減されるメリットもある。

現在走行中非接触給電システムとして研究がすすめられている方式は、給電区間全面にループ状の送電コイルを配置したループコイル方式 [4] [5] [27]や、飛び石のように間隔をあけて送電コイルを配置した飛び石方式 [28] [29]があげられる。

それぞれの方式にはメリット・デメリットがあり、例えばループコイル方式では、給電区間全面にループ状のコイルを敷設することにより、給電範囲の拡大のほか、位置ずれ時の出力変動が抑えられ、定格出力が得られやすいメリットがある。しかし、全路線にコイルを敷設するため、メンテナンス時には敷設したループコイルを全て掘り起こす必要がある。また、ループコイルが大きければ、それだけ銅損も増加するため、効率が低下しやすい。

飛び石方式では、停車中の給電コイルと同様のコイルを飛び石の様に路面下に配置した給電システムである。停車中の給電コイルと同様のコイルを使用することを想定しているため、受電コイルを複数して状況に応じて切り替える必要はない。また、コイルを飛び石の様に路面下に配置するため、各コイルのメンテナンスが非常に容易である。

どの配置方法でも検討されている回路方式は、一次直列二次直列にコンデンサを配置した SS 方式や、一次直列二次並列にコンデンサを配置した SP 方式による検討が主流であり、両回路方式とも位置ずれや二次コイル不在時にインピーダンスが低下し、過大な電流が流れてしまう。このため、過大な電流が流れるのを防ぐため、負荷の変動に対しても実効値が一定となる電流源駆動(定電流駆動) [29]や給電範囲判定 [48]による制御等の対策が不可欠である。

制御機構なしで過電流を抑える方法として中継コイルを用いた可変インピーダンス方式(中継コイル方式, Repeater Coil topology)が提案されている [25]。一次と二次コイルの間に中継コイルを設け、中継コイルに共振するようコンデンサを設置することで、位置ずれ時や二次コイル不在時にインピーダンスを増大させ、過大な電流が流れることを抑えることができる。走行中給電においては短時間に大きな位置ずれが発生するため、制御機構を必要としない中継コイル方式は非常に有用である。現在、中継コイルを用いた可変インピーダンス方式で検討されている非接触給電部(トランス)は、円形コイルで行われており、ソレノイド型での検討がなされていない。ソレノイド型、特に磁極部分を拡張した H 型トラ

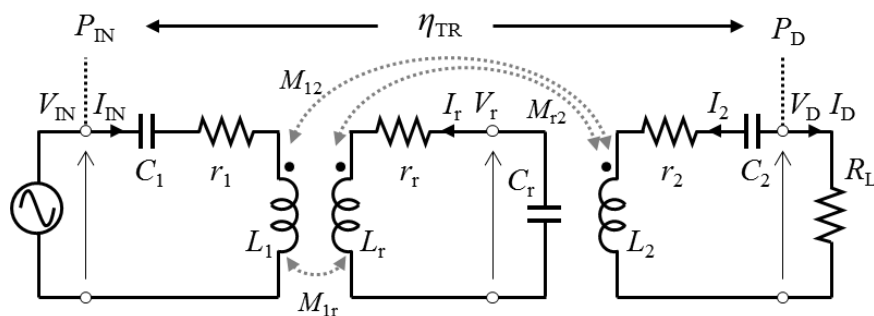
ンスは小型軽量化, 長ギャップ化, 左右方向の位置ずれ許容量に優れ, 走行中給電においては大きなメリットである。また, 入出力特性や効率を考慮した設計方法についても明らかにされていない。

また, 別の回路方式として, 一次並列二次直列にコンデンサを接続した PS 方式がある [40]。PS 方式も一次コイルと共振するよう並列にコンデンサを設置することで, 二次コイル不在時にインピーダンスを増加させることができる。さらに, 一次と二次の両コンデンサを含むトランスの等価回路が理想変圧器と同様の特性 (理想変圧器特性 [5] [12] [14] [44] [48]) として扱える様なコンデンサパラメータの設計方法も提案されている [6]。しかしながら実機を用いた検討はあまり見られず, 位置ずれや二次コイル不在時などの給電特性が不明な点も多い。

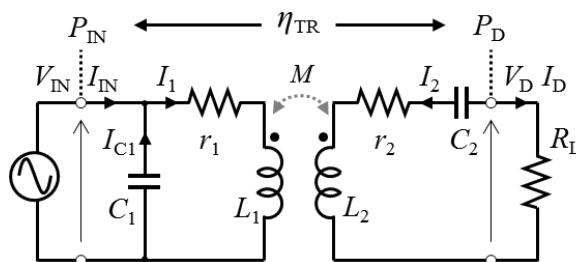
本章では, H 型トランスを用い, 中継コイル方式, PS 方式の特性評価を行った。そこで, 中継コイル方式の回路解析を行い, 設計方法を提案した。さらに, 両方式の給電特性や二次コイル不在時の特性差異を理論的に明らかにするとともに, 給電実験を行い特性の比較を行った。

3.2 非接触給電トランスについて

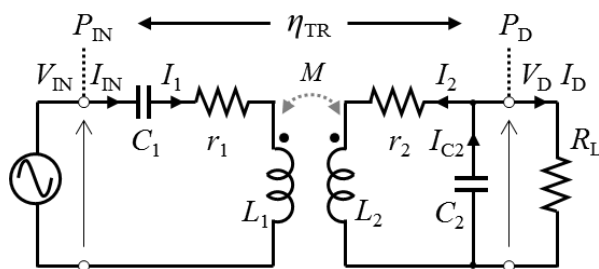
本章で検討する中継コイルを用いた中継コイル方式と、一次並列二次直列にコンデンサを配置した PS 方式、従来方式である一次直列二次並列にコンデンサを配置した SP 方式の等価回路を図 3.1 に示す。電源電圧 V_{IN} は $f_0 = 85\text{kHz}$ の正弦波入力とし、二次側の出力部には簡単化のため整流器を用いず負荷抵抗 R_L を直接接続した簡易等価回路となっている。図 3.1(a) の中継コイル方式は、一次、中継部、二次にそれぞれ直列にコンデンサ C_1 、 C_r 、 C_2 を設置している。図 3.1(b) の PS 方式は、一次に並列コンデンサ C_1 を、二次に直列コンデンサ C_2 を設置している。図 3.1(c) の SP 方式は、一次に直列コンデンサ C_1 を、二次に並列コンデンサ C_2 を設置している。中継コイル方式では、一次、中継部、二次全てに結合があるものとする。



(a) 中継コイル方式



(b) PS 方式



(c) SP 方式

図 3.1 各方式の等価回路

3.3 中継コイル方式の回路解析

3.3.1 二次コイル不在時の入力インピーダンス

二次コイルがない場合、過大な入力電流を抑えるため入力インピーダンス Z_{IN} が最大となるよう設計する必要がある。図 3.1(a) より回路方程式は以下となる。

$$V_{IN} = \left(r_1 + j\omega_0 L_1 + \frac{1}{j\omega_0 C_1} \right) I_{IN} + j\omega_0 M_{1r} I_r \quad (3.1)$$

$$0 = j\omega_0 M_{1r} I_{IN} + \left(r_r + j\omega_0 L_r + \frac{1}{j\omega_0 C_r} \right) I_r \quad (3.2)$$

(3.1)(3.2)式より、入力インピーダンス Z_{IN} は(3.3)式となる。

$$Z_{IN} = \frac{V_{IN}}{I_{IN}} = r_1 + j\omega_0 L_1 + \frac{1}{j\omega_0 C_1} + \frac{(\omega_0 M_{1r})^2}{r_r + j\omega_0 L_r + \frac{1}{j\omega_0 C_r}} \quad (3.3)$$

ここで、中継コイルのコンデンサ値について、以下の(3.4)式が成り立つとき、第4項において、分母の虚数成分が 0 となる。分母の巻線抵抗 r_r は電源周波数 f_0 において、分子のリアクタンス $\omega_0 M_{1r}$ に比べ十分小さい。よって、 Z_{IN} が最大となる。

$$\frac{1}{\omega_0 C_r} = \omega_0 L_r \quad (3.4)$$

3.3.2 入出力特性

二次コイルがある場合の入出力特性を求める。回路方程式は以下となる。

$$V_{IN} = \left(j\omega_0 L_1 + \frac{1}{j\omega_0 C_1} \right) I_{IN} + j\omega_0 M_{1r} I_r + j\omega_0 M_{12} I_2 \quad (3.5)$$

$$0 = j\omega_0 M_{1r} I_{IN} + \left(j\omega_0 L_r + \frac{1}{j\omega_0 C_r} \right) I_r + j\omega_0 M_{r2} I_2 \quad (3.6)$$

$$0 = j\omega_0 M_{12} I_{IN} + j\omega_0 M_{r2} I_r + \left(j\omega_0 L_2 + \frac{1}{j\omega_0 C_2} + R_L \right) I_2 \quad (3.7)$$

巻線抵抗 r_1 , r_r , r_2 は電源周波数 f_0 においてリアクタンス $\omega_0 L_1$, $\omega_0 L_r$, $\omega_0 L_2$ に比べ十分小さいため、抵抗成分を省略した回路で検討を進める。

入力電流 I_{IN} と二次コイルの電流 I_2 の関係式は、(3.4)(3.6)式より、(3.8)式となる。

$$I_{IN} = -\frac{M_{r2}}{M_{1r}} I_2 \quad (3.8)$$

(3.5)(3.7)(3.8)式より、入力電圧 V_{IN} は I_2 の式に整理できる。

$$V_{IN} = \left\{ -\frac{M_{r2}}{M_{1r}} \left(j\omega_0 L_1 + \frac{1}{j\omega_0 C_1} \right) - \frac{M_{1r}}{M_{r2}} \left(j\omega_0 L_2 + \frac{1}{j\omega_0 C_2} \right) + 2j\omega_0 M_{12} - \frac{M_{1r}}{M_{r2}} R_L \right\} I_2 \quad (3.9)$$

$I_2 = -I_D$, $V_D = R_L I_D$ より、(3.8)(3.9)式を整理するとトランスの入出力特性が得られる。

$$V_{IN} = \frac{M_{1r}}{M_{r2}} V_D + \left\{ \frac{M_{r2}}{M_{1r}} \left(j\omega_0 L_1 + \frac{1}{j\omega_0 C_1} \right) + \frac{M_{1r}}{M_{r2}} \left(j\omega_0 L_2 + \frac{1}{j\omega_0 C_2} \right) - 2j\omega_0 M_{12} \right\} I_D \quad (3.10)$$

$$I_{IN} = \frac{M_{r2}}{M_{1r}} I_D \quad (3.11)$$

ここで、(3.12)式が成り立つとき、(3.10)(3.11)式から(3.13)(3.14)式が導ける。(3.13)式の電圧比は(3.14)式の電流比の逆数であり、コンデンサを含めたトランスの等価回路は巻数比 b の理想変圧器と等価に扱うことができる。

$$\frac{M_{r2}}{M_{1r}} \left(j\omega_0 L_1 + \frac{1}{j\omega_0 C_1} \right) + \frac{M_{1r}}{M_{r2}} \left(j\omega_0 L_2 + \frac{1}{j\omega_0 C_2} \right) - 2j\omega_0 M_{12} = 0 \quad \dots\dots\dots (3.12)$$

$$\frac{V_{IN}}{V_D} = \frac{M_{1r}}{M_{r2}} = \frac{k_{1r}}{k_{r2}} \sqrt{\frac{L_1}{L_2}} = b \quad \dots\dots\dots (3.13)$$

$$\frac{I_{IN}}{I_D} = \frac{M_{r2}}{M_{1r}} = \frac{k_{r2}}{k_{1r}} \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} = \frac{1}{b} \quad \dots\dots\dots (3.14)$$

$$Z_{IN} = \left(\frac{k_{1r}}{k_{r2}} \right)^2 \frac{L_1}{L_2} R_L \quad \dots\dots\dots (3.15)$$

ここで k_{nm} は n 次コイルと m 次コイルの結合係数を表している。

一次と二次コイルが同形状の場合、 $\sqrt{L_1/L_2}$ は一次と二次の巻数比となる。(3.13)(3.14)式の示す通り、中継コイルのインダクタンス L_r の影響がないため、入出力特性は中継コイルの巻数に関わらず一次と二次コイルの巻数比で決定されることがわかる。さらに(3.15)式より、二次コイルが位置ずれで k_{r2} が低下すると Z_{IN} が増加することから V_{IN} 一定とした場合 I_{IN} が低下し、過大な入力電流が流れない。

つまり、位置ずれや二次コイル不在時に入力電力を抑えることができるため、負荷の変動に対しても実効値が一定となる電圧源駆動（定電圧駆動）が可能となる。

3.3.3 トランス効率, 最適負荷

トランス効率を求める。鉄損を無視し、銅損のみを考慮した場合、トランス効率は(3.16)式となる。

$$\eta = \frac{R_L I_D^2}{r_1 I_1^2 + r_r I_r^2 + r_2 I_2^2 + R_L I_D^2} \dots\dots\dots (3.16)$$

(3.7)(3.8)式より、 I_r を I_2 の式で表すと以下の(3.17)式となる。

$$\begin{aligned} |I_r| &= \left| \left\{ \frac{M_{12}}{M_{1r}} - \frac{\omega_0 L_2 - 1/(\omega_0 C_2)}{\omega_0 M_{r2}} + j \frac{R_L}{\omega_0 M_{r2}} \right\} I_2 \right| \\ &= \sqrt{\left\{ \frac{M_{12}}{M_{1r}} - \frac{\omega_0 L_2 - 1/(\omega_0 C_2)}{\omega_0 M_{r2}} \right\}^2 + \left(\frac{R_L}{\omega_0 M_{r2}} \right)^2} |I_2| \end{aligned} \dots\dots\dots (3.17)$$

(3.8)(3.17)式及び $I_2 = -I_D$ を(3.16)式に代入する。

$$\eta = \frac{R_L}{r_1 \left(\frac{M_{r2}}{M_{1r}} \right)^2 + r_r \left[\left\{ \frac{M_{12}}{M_{1r}} - \frac{\omega_0 L_2 - 1/(\omega_0 C_2)}{\omega_0 M_{r2}} \right\}^2 + \left(\frac{R_L}{\omega_0 M_{r2}} \right)^2 \right] + r_2 + R_L} \dots (3.18)$$

(3.18)式には二次のコンデンサ C_2 が含まれている。 C_2 は効率が最大となるよう決定すればよい [49]。つまり、(3.19)式が成り立つときトランス効率 η は最大となり(3.20)式が得られる。

$$\frac{1}{\omega_0 C_2} = \omega_0 \left(L_2 - \frac{M_{r2}}{M_{1r}} M_{12} \right) = \omega_0 L_2 \left(1 - \frac{k_{r2}}{k_{1r}} k_{12} \right) \dots\dots\dots (3.19)$$

$$\eta = \frac{R_L}{r_1 \left(\frac{M_{r2}}{M_{1r}} \right)^2 + r_r \left(\frac{R_L}{\omega_0 M_{r2}} \right)^2 + r_2 + R_L} \dots\dots\dots (3.20)$$

よって、(3.21)式から最適負荷 $R_{L\max}$ 、最大効率 η_{\max} が求まる。

$$\frac{\partial \eta}{\partial R_L} = 0 \dots\dots\dots (3.21)$$

$$R_{L\max} = \omega_0 M_{r2} \sqrt{\frac{r_1}{r_r} \left(\frac{M_{r2}}{M_{1r}} \right)^2 + \frac{r_2}{r_r}} \dots\dots\dots (3.22)$$

$$\eta_{\max} = \frac{1}{1 + \frac{2r_r}{\omega_0 M_{r2}} \sqrt{\frac{r_1}{r_r} \left(\frac{M_{r2}}{M_{1r}} \right)^2 + \frac{r_2}{r_r}}} \dots\dots\dots (3.23)$$

また、(3.22)、(3.23)式の最適負荷と最大効率は、 k と Q_i ($= \omega_0 L_i / r_i$) ($i = 1, 2, r$) を用いて表すことができ [45]、以下の(3.24)、(3.25)式となる。

$$R_{L\max} = \frac{k_{r2}}{k_{1r}} r_2 Q_2 \sqrt{k_{r2}^2 \frac{Q_r}{Q_1} + k_{1r}^2 \frac{Q_r}{Q_2}} \dots\dots\dots (3.24)$$

$$\eta_{\max} = \frac{1}{1 + \frac{2}{k_{1r} k_{r2} Q_r} \sqrt{k_{r2}^2 \frac{Q_r}{Q_1} + k_{1r}^2 \frac{Q_r}{Q_2}}} \dots\dots\dots (3.25)$$

3.3.4 コンデンサの決定

中継部と二次のコンデンサは(3.4)(3.19)式で導出済みである。残りの一次のコンデンサ C_1 は、(3.12)式と(3.19)式から求められる。

$$\frac{1}{\omega_0 C_1} = \omega_0 \left(L_1 - \frac{M_{1r}}{M_{r2}} M_{12} \right) = \omega_0 L_1 \left(1 - \frac{k_{1r}}{k_{r2}} k_{12} \right) \dots\dots\dots (3.26)$$

これで全てのコンデンサを決定した。まとめるとコンデンサを決定するには以下の観点から導出することとなる。

- ・一次のコンデンサは入出力特性から決定。
- ・中継部のコンデンサは二次コイル不在時にインピーダンス最大となるよう決定。(中継コイルのインダクタンスと共振)
- ・二次のコンデンサは効率が最大となるよう決定。

3.4 PS 方式の回路解析

図 3.1(b) より回路方程式は以下の式となる。

$$V_{IN} = \left(r_1 + j\omega_0 L_1 + \frac{1}{j\omega_0 C_1} \right) I_{IN} + j\omega_0 M I_2 \quad (3.27)$$

$$V_{IN} = -\frac{1}{j\omega_0 C_1} I_{C1} \quad (3.28)$$

$$I_1 = I_{IN} + I_{C1} \quad (3.29)$$

$$0 = j\omega_0 M I_1 + \left(r_2 + j\omega_0 L_2 + \frac{1}{j\omega_0 C_2} + R_L \right) I_2 \quad (3.30)$$

巻線抵抗 r_1 , r_2 は電源周波数 f_0 においてリアクタンス $\omega_0 L_1$, $\omega_0 L_2$ に比べ十分小さいため、抵抗成分を省略した回路で検討を進める。

文献 [6] より, PS 方式のコンデンサは以下の(3.31)(3.32)式で決定され, (3.33)~(3.35)式の通り入出力特性が得られる。 k は一次コイルと二次コイルの結合係数である。

$$\frac{1}{\omega_0 C_1} = \omega_0 L_1 \quad (3.31)$$

$$\frac{1}{\omega_0 C_2} = \omega_0 L_2 (1 - k^2) \quad (3.32)$$

$$\frac{V_{IN}}{V_D} = \frac{L_1}{M} = \frac{1}{k} \sqrt{\frac{L_1}{L_2}} = b_{PS} \quad (3.33)$$

$$\frac{I_{IN}}{I_D} = \frac{M}{L_1} = k \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} = \frac{1}{b_{PS}} \quad (3.34)$$

$$Z_{IN} = \frac{1}{k^2} \frac{L_1}{L_2} R_L \quad (3.35)$$

(3.33)(3.34)式より電圧比と電流比は逆数であり, 巻数比 b_{PS} の理想変圧器と等価に扱うことができる。(3.35)式より, k が低下すると入力インピーダンス Z_{IN} が増加することから, 入力電圧 V_{IN} を一定とした場合, 過大な入力電流が流れず, 定電圧駆動が可能となる。

二次コイル不在時の入力インピーダンスは、(3.27)~(3.29)式と $M=0$ より以下の(3.36)式となる。

$$Z_{IN} = \frac{\frac{r_1 + j\omega_0 L_1}{j\omega_0 C_1}}{r_1 + j\omega_0 L_1 + \frac{1}{j\omega_0 C_1}} \dots\dots\dots (3.36)$$

一次コイルのコンデンサ値は(3.31)式であるため、(3.36)式に代入すると分母の虚数成分が0となり、 Z_{IN} が最大となる。また、最適負荷と最大効率は以下の式となる。

$$R_{L_{max}} = \omega_0 M \sqrt{\left(\frac{M}{L_1}\right)^2 + \frac{r_2}{r_1}} \dots\dots\dots (3.37)$$

$$\eta_{max} = \frac{1}{1 + \frac{2r_1}{\omega_0 M} \sqrt{\left(\frac{M}{L_1}\right)^2 + \frac{r_2}{r_1}}} \dots\dots\dots (3.38)$$

(3.37)(3.38)式は、 k と Q_i を用いて表すと [45]、以下の(3.39)(3.40)式となる。

$$R_{L_{max}} = k r_2 Q_2 \sqrt{k^2 + \frac{Q_1}{Q_2}} \dots\dots\dots (3.39)$$

$$\eta_{max} = \frac{1}{1 + \frac{2}{k Q_1} \sqrt{k^2 + \frac{Q_1}{Q_2}}} \dots\dots\dots (3.40)$$

3.5 SP 方式の回路特性

3.3 節と 3.4 節で解析を行った 2 方式との比較のため、従来から検討されている SP 方式の特性について説明する。図 3.1(c) に示す SP 方式の回路のコンデンサは、(3.41)(3.42)式で決定され [6], (3.43)~(3.45)式の入出力特性が得られる。

$$\frac{1}{\omega_0 C_1} = \omega_0 L_1 (1 - k^2) \dots\dots\dots (3.41)$$

$$\frac{1}{\omega_0 C_2} = \omega_0 L_2 \dots\dots\dots (3.42)$$

$$\frac{V_{IN}}{V_D} = \frac{M}{L_2} = k \sqrt{\frac{L_1}{L_2}} = b_{SP} \dots\dots\dots (3.43)$$

$$\frac{I_{IN}}{I_D} = \frac{L_2}{M} = \frac{1}{k} \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} = \frac{1}{b_{SP}} \dots\dots\dots (3.44)$$

$$Z_{IN} = k^2 \frac{L_1}{L_2} R_L \dots\dots\dots (3.45)$$

(3.43)(3.44)式より中継コイル方式や PS 方式同様、電圧比と電流比は逆数であり、巻数比 b_{SP} の理想変圧器と等価に扱うことができる。また、最適負荷と最大効率以下の(3.46)(3.47)式となり、 k と Q_i を用いて表すと [45] [50], 以下の(3.48)(3.49)式となる。

$$R_{Lmax} = \omega_0 L_2 \sqrt{\left(\frac{L_2}{M}\right)^2 \frac{r_1}{r_2} + 1} \dots\dots\dots (3.46)$$

$$\eta_{max} = \frac{1}{1 + \frac{2r_2}{\omega_0 L_2} \sqrt{\left(\frac{L_2}{M}\right)^2 \frac{r_1}{r_2} + 1}} \dots\dots\dots (3.47)$$

$$R_{Lmax} = \frac{r_2 Q_2}{k} \sqrt{\frac{Q_2}{Q_1} + k^2} \dots\dots\dots (3.48)$$

$$\eta_{max} = \frac{1}{1 + \frac{2}{k Q_2} \sqrt{\frac{Q_2}{Q_1} + k^2}} \dots\dots\dots (3.49)$$

3.6 中継コイル方式と PS 方式の特性比較

本節で中継コイル方式と PS 方式の特性の差異について整理する。

3.6.1 入出力特性

3.3 節, 3.4 節で導出した 2 方式についてのコンデンサ C , 入出力特性, 入力インピーダンス Z_{IN} , 最適負荷 R_{Lmax} , 最大効率 η_{max} についてまとめた表を表 3.1 に示す。参考として 3.5 節で示した SP 方式のパラメータも併せて掲載した。

表 3.1 でわかる通り, 全ての方式には類似性がみられる。入出力特性を見ると, 全て理想変圧器特性を示し, 一次と二次の巻数比で特性を決定できる点である。そのほか, 中継コイルの位置によって類似性に変化がみられる点である。例えば, 中継コイルの位置を一次コイルと同位置とする。一次コイルと中継コイルに同じコイルを使用し ($Q_1=Q_r$), かつ密結合 ($k_{1r}=1$) とした場合, 中継コイル方式の特性が PS 方式と等しくなる。逆に, 中継コイルの位置を二次コイルと同位置とする。中継コイルと二次コイルに同じコイルを使用し ($Q_r=Q_2$), かつ密結合 ($k_{r2}=1$) とした場合, 中継コイル方式の特性は SP 方式と同じものとして表せる。

PS 方式と SP 方式の違いは, 結合係数 k とインピーダンス Z_{IN} との関係性である。PS 方式は k が小さくなると Z_{IN} が増加するのに対し, SP 方式は Z_{IN} が低下する。このため, 位置ずれ等で結合が小さくなった場合, PS 方式では入力電流は減少するが, SP 方式では過大な電流が流れる。本章で検討する中継コイル方式では, 一次側に中継コイルを設置するため, PS 方式と同様の特性となる

表 3.1 各方式のコンデンサ値, 回路特性, 最適負荷, 最大効率

	Repeater Coil topology	PS Capacitor topology	SP Capacitor Topology
Capacitor	$\begin{cases} \frac{1}{\omega_0 C_1} = \omega_0 L_1 \left(1 - \frac{k_{1r} k_{12}}{k_{r2}}\right) \\ \frac{1}{\omega_0 C_r} = \omega_0 L_r \\ \frac{1}{\omega_0 C_2} = \omega_0 L_2 \left(1 - \frac{k_{r2} k_{12}}{k_{1r}}\right) \end{cases}$	$\begin{cases} \frac{1}{\omega_0 C_1} = \omega_0 L_1 \\ \frac{1}{\omega_0 C_2} = \omega_0 L_2 (1 - k^2) \end{cases}$	$\begin{cases} \frac{1}{\omega_0 C_1} = \omega_0 L_1 (1 - k^2) \\ \frac{1}{\omega_0 C_2} = \omega_0 L_2 \end{cases}$
Input/Output characteristics	$\begin{cases} V_{IN} = \frac{k_{1r}}{k_{r2}} \sqrt{\frac{L_1}{L_2}} V_D \\ I_{IN} = \frac{k_{r2}}{k_{1r}} \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} I_D \end{cases}$	$\begin{cases} V_{IN} = \frac{1}{k} \sqrt{\frac{L_1}{L_2}} V_D \\ I_{IN} = k \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} I_D \end{cases}$	$\begin{cases} V_{IN} = k \sqrt{\frac{L_1}{L_2}} V_D \\ I_{IN} = \frac{1}{k} \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} I_D \end{cases}$
Input impedance [Z_{IN}]	$\left(\frac{k_{1r}}{k_{r2}}\right)^2 \frac{L_1}{L_2} R_L$	$\frac{1}{k^2} \frac{L_1}{L_2} R_L$	$k^2 \frac{L_1}{L_2} R_L$
Optimal load [R_{Lmax}]	$\omega_0 M_{r2} \sqrt{\frac{r_1}{r_r} \left(\frac{M_{r2}}{M_{1r}}\right)^2 + \frac{r_2}{r_r}}$	$\omega_0 M \sqrt{\left(\frac{M}{L_1}\right)^2 + \frac{r_2}{r_1}}$	$\omega_0 L_2 \sqrt{\frac{r_1}{r_2} \left(\frac{L_2}{M}\right)^2 + 1}$
Maximum Efficiency [η_{max}]	$\frac{1}{1 + \frac{2r_r}{\omega_0 M_{r2}} \sqrt{\frac{r_1}{r_r} \left(\frac{M_{r2}}{M_{1r}}\right)^2 + \frac{r_2}{r_r}}}$	$\frac{1}{1 + \frac{2r_1}{\omega_0 M} \sqrt{\left(\frac{M}{L_1}\right)^2 + \frac{r_2}{r_1}}}$	$\frac{1}{1 + \frac{2r_2}{\omega_0 L_2} \sqrt{\frac{r_1}{r_2} \left(\frac{L_2}{M}\right)^2 + 1}}$
Optimal load [R_{Lmax}] (using k, Q)	$\frac{k_{r2}}{k_{1r}} r_2 Q_2 \sqrt{k_{r2}^2 \frac{Q_r}{Q_1} + k_{1r}^2 \frac{Q_r}{Q_2}}$	$k r_2 Q_2 \sqrt{k^2 + \frac{Q_1}{Q_2}}$	$\frac{r_2 Q_2}{k} \sqrt{\frac{Q_2}{Q_1} + k^2}$
Maximum efficiency [η_{max}] (using k, Q)	$\frac{1}{1 + \frac{2}{k_{1r} k_{r2} Q_r} \sqrt{k_{r2}^2 \frac{Q_r}{Q_1} + k_{1r}^2 \frac{Q_r}{Q_2}}}$	$\frac{1}{1 + \frac{2}{k Q_1} \sqrt{k^2 + \frac{Q_1}{Q_2}}}$	$\frac{1}{1 + \frac{2}{k Q_2} \sqrt{\frac{Q_2}{Q_1} + k^2}}$

3.6.2 各部の電圧・電流

トランス各部の電圧・電流を表 3.2 に示す。中継コイルの電流 I_r は、(3.5)式に(3.8)(3.26)式を代入して求めることができ、 V_r は、 $V_r = j\omega_0 L_r I_r$ より導出できる。ここでも中継コイル方式と PS 方式に類似性が確認でき、一次コイルと中継コイルに同じコイル ($Q_1=Q_r$) を使用し、かつ密結合 ($k_{1r}=1$) とした場合、 V_r は V_{C1} 、 I_r は I_{C1} に相当する。PS 方式の I_1 は、中継コイル方式の一次コイルに流れる電流 I_{IN} と中継コイルに流れる電流 I_r の和に等しい。

中継コイル方式の V_r 、 I_r は、入力電圧 V_{IN} に依存しており、二次コイルとの結合や二次コイルのインダクタンスの影響を受けない。これは、定電圧駆動(V_{IN} 一定)では、二次コイルの状態に依らず中継コイルの V_r 、 I_r が変化しないことを意味する。PS 方式も同様であり、二次コイルの状態にかかわらず I_{C1} 、 V_{C1} は変わらない。 I_1 には I_{IN} が加算されているため、インピーダンス Z_{IN} によって変化するが、中継コイル方式の一次コイルに流れる電流 I_{IN} も同様に変化するため、2 方式に大きな差異はない。

表 3.2 トランス各部の電圧・電流

(a) Repeater Coil topology		(b) PS Capacitor topology	
V_r [V]	$\frac{L_r}{M_{1r}} V_{IN}$	V_{C1} [V]	V_{IN}
I_r [A]	$\frac{1}{j\omega_0 M_{1r}} V_{IN}$	I_{C1} [A]	$\frac{1}{j\omega_0 L_1} V_{IN}$
		I_1 [A]	$I_{IN} + \frac{1}{j\omega_0 L_1} V_{IN}$

ただし、巻線の銅損を考慮した場合、差異が出る場合がある。中継コイル方式は I_{IN} 、 I_r それぞれの二乗の和となるが、PS 方式は I_{IN} と I_{Cl} のベクトル和の二乗となる。式で表すと以下の(3.50)式となる

$$\begin{aligned} I_1^2 &= \left| I_{IN} - j \frac{1}{\omega_0 L_1} V_{IN} \right|^2 \\ &= I_{IN}^2 + \left(\frac{V_{IN}}{\omega_0 L_1} \right)^2 + \frac{2}{\omega_0 L_1} |I_{IN}| |V_{IN}| \sin \theta \\ &= I_{IN}^2 + I_{Cl}^2 + \frac{2}{\omega_0 L_1} |I_{IN}| |V_{IN}| \sin \theta \end{aligned} \quad \dots\dots\dots (3.50)$$

つまり、 V_{IN} 、 I_{IN} の力率が 1 の場合、第 3 項が 0 となり、中継コイル方式と同様、二乗の和となるが、力率が低下すると第 3 項が加算されるため、 I_1 が増加し損失に影響が出る。

3.6.3 中継コイルの巻線

中継コイルの巻数は表 3.1 より、入出力特性に影響はしないが、中継部に流れる電流に影響する。例えば、中継部の巻数を N 倍した場合を考える。元の電圧・電流を V_r 、 I_r 、巻数を N 倍したときの電圧・電流を V_r' 、 I_r' とする。自己インダクタンス L は巻数の二乗、相互インダクタンス M は 2 巻線の巻数の積に比例するため、表 3.2 より以下の(3.51) (3.52)式が成り立つ。

$$V_r' = \frac{L_r \times N^2}{M_{1r} \times N} V_{IN} = N V_r \quad \dots\dots\dots (3.51)$$

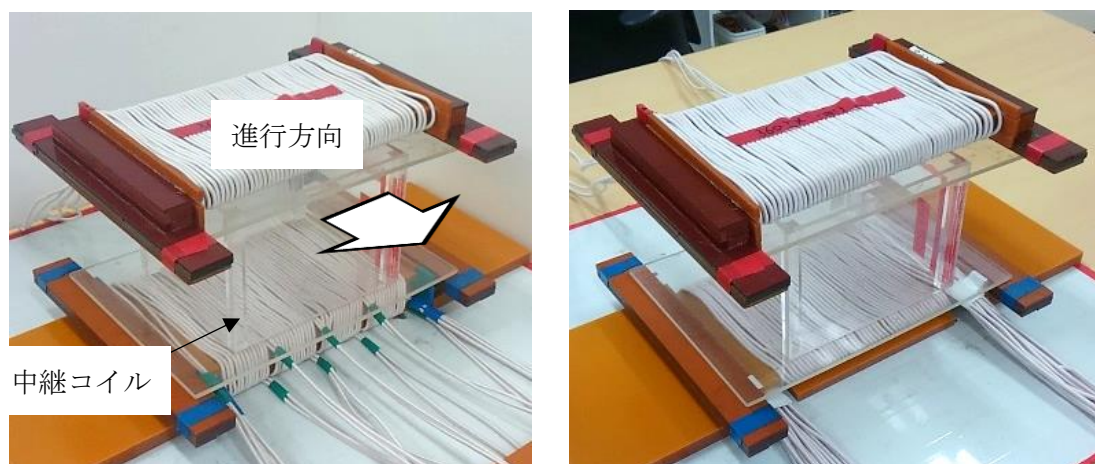
$$I_r' = \frac{1}{j\omega_0 M_{1r} \times N} V_{IN} = \frac{1}{N} I_r \quad \dots\dots\dots (3.52)$$

つまり、中継部の巻数で中継部の電圧・電流比を変えることができる。中継部では、 L_r と共振するようコンデンサを設置しているため、大きな共振電流 I_r が流れるが、中継コイル方式では中継部の巻数変更で電流が抑えられるメリットがある。PS 方式でも、 L_1 を増加させることで共振電流 I_{Cl} の低減は可能であるが、(3.33)式より入力電圧 V_{IN} も増加するため、電源の制約上、共振電流を大きく低減することは難しい。

3.7 トランスの仕様と回路構成

3.7.1 トランスの仕様

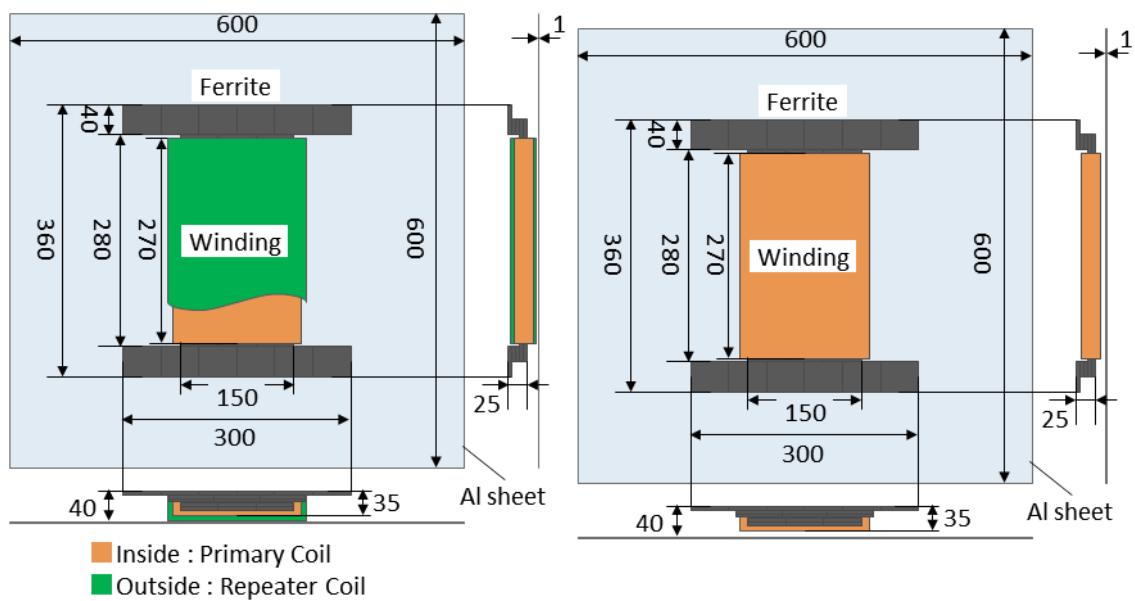
中継コイル方式と PS 方式の特性を確認するため、2 種類のトランスを作製した。鳥瞰図を図 3.2 に、トランス寸法を図 3.3 に示す。また、磁気ギャップ 160mm（機械ギャップ 150mm）で位置ずれのない状態を標準状態とし、そのときのトランス定数を表 3.3 に示す。特性の差異を確認するため、2 方式は同形状とした。トランスは H 型トランスを基本形状として比較した。トランスのコアにはソフトフェライト、巻線にはリッツ線、トランス背面には電磁遮蔽用アルミ板を使用した。図 3.2(a)、図 3.3(a)に示す通り、中継コイル方式は中継コイルを一次コイル上に巻いた形状となっている。二次コイルは 2 方式共に同形状のコイルを使用した。一次と二次の巻数は共に 4T、14T とし、中継コイルの巻数は 28T とした。コンデンサ、負荷抵抗 R_L は表 3.3 のトランス定数を基に決定した。また、比較として、SP 方式の定数も併せて掲載した。SP 方式のトランス定数は PS 方式の一次と二次を逆転させた定数となっている。



(a) Repeater Coil topology

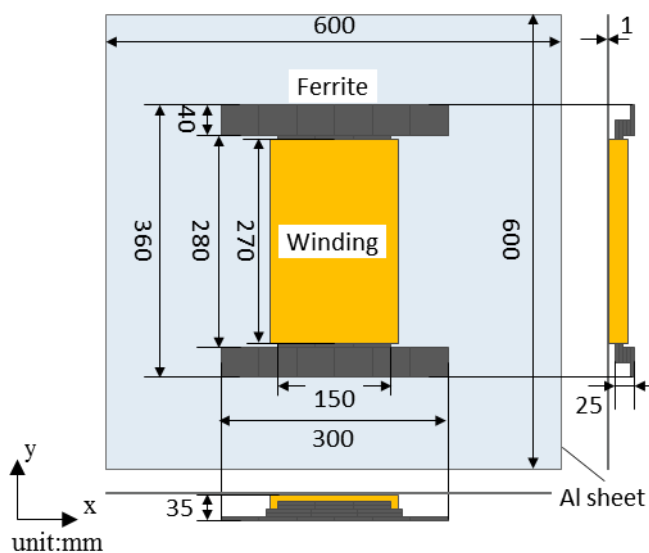
(b) PS Capacitor topology

図 3.2 トランスの鳥瞰図



(a) Primary (Repeater Coil topology)

(b) Primary (PS Capacitor topology)



(c) Secondary

図 3.3 トランスの寸法

表 3.3 トランス定数

Type	Repeater Coil topology	PS Capacitor topology	SP Capacitor Topology
gap[mm]	Magnetic gap : 160 (Mechanical gap : 150)		
f_0 [kHz]	85		
$N_1 / N_r / N_2$ [Turn]	4T / 28T / 14T	4T / - / 14T	14T / - / 4T
$p_1 / p_r / p_2$ (parallel)	4p / 2p / 4p	14p / - / 4p	4p / - / 14p
r_1 [m Ω]	13.57	8.45	76.96
r_r [m Ω]	389.41	-	-
r_2 [m Ω]	76.28	76.96	8.45
L_1 [μ H]	6.85	6.32	69.73
L_r [μ H]	277.25	-	-
L_2 [μ H]	68.77	69.73	6.32
M_{1r} [μ H]	39.53	-	-
M_{r2} [μ H]	29.06	-	-
M_{12} [μ H]	4.21	4.19	4.19
k_{1r}	0.907	-	-
k_{r2}	0.210	-	-
k_{12}	0.194	0.200	0.200
C_1 [μ F]	2.987	0.555	0.0527
C_r [μ F]	0.0127	-	-
C_2 [μ F]	0.0534	0.0527	0.555
R_{Lmax} [Ω]	7.19	6.92	15.72
R_L [Ω]	9.0	9.0	32.0
η_{max} [%]	97.73	97.72	97.72
Q_1	269.5	399.5	483.9
Q_r	380.2	-	-
Q_2	481.5	483.9	399.5

3.7.2 入力インピーダンス

中継コイル方式と PS 方式の 2 方式の入力インピーダンスを図 3.4 に示す。基本周波数 f_0 付近では 2 方式は同程度である。しかし、高調波領域 ($3f_0$, $5f_0$, $7f_0$) では異なっており、さらに 2 方式共に基本波と比べて低次高調波のインピーダンスは低い。このため、方形波電源で駆動すると高調波電流の影響により効率が低下するほか、基本波における特性の比較が難しい。よって、本章ではインバータ電源の後にフィルタを接続し、疑似的な正弦波を出力する電源を用いて実験を行った。フィルタを用いることによりシステム全体の効率低下が懸念されるが、入力電源の高調波成分が低減できるため、基本波での給電が可能となるほか、高調波の漏洩電磁界が低減できるメリットがある [47]。走行中給電では大電力の給電が想定されるため、漏洩電磁界の低減対策は必須である。今後は大容量の正弦波インバータが開発され、高調波の低減対策が不要となることも考えられるが、当面はフィルタ等を用い、疑似的な正弦波電源としたシステムで検討する必要がある。

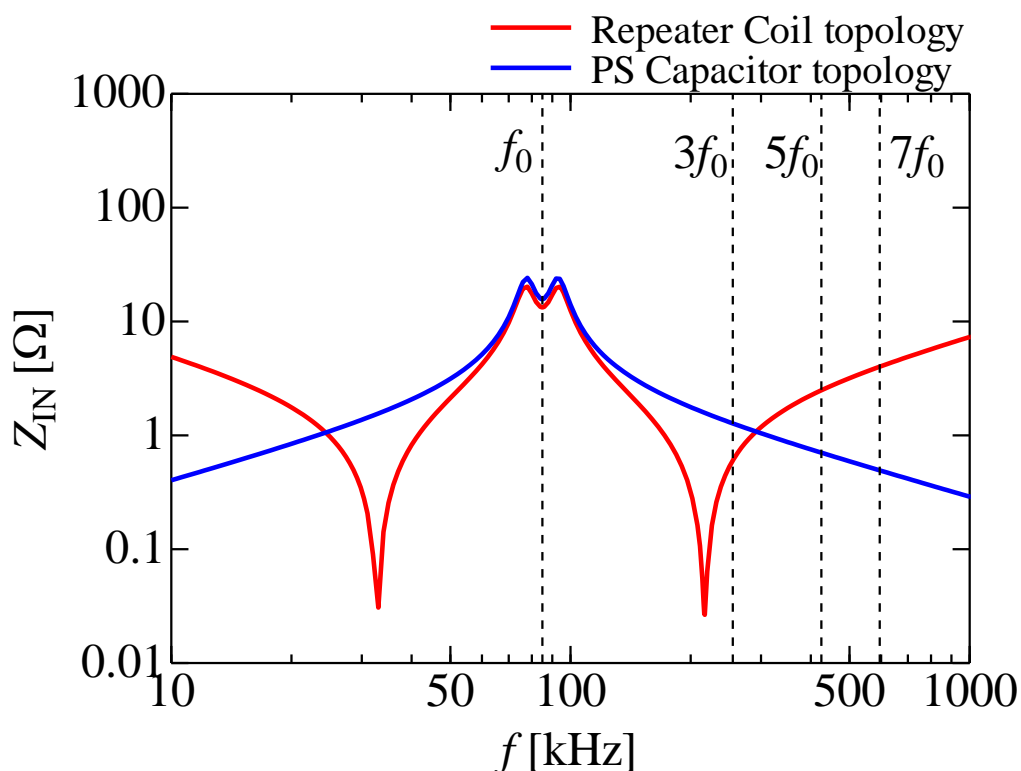


図 3.4 入力インピーダンス

3.7.3 回路構成

2方式の回路構成を図3.5に示す。電源は $f_0=85\text{kHz}$ のフルブリッジ方形波インバータを用い、二次側の整流器は全波整流回路を用いる。基本波での特性を比較するため、トランスの前にバンドパスとなるLC直列フィルタを使用した。フィルタの定数を表3.4に示す。負荷抵抗 R_L は、トランス効率が最大となるよう設定した。

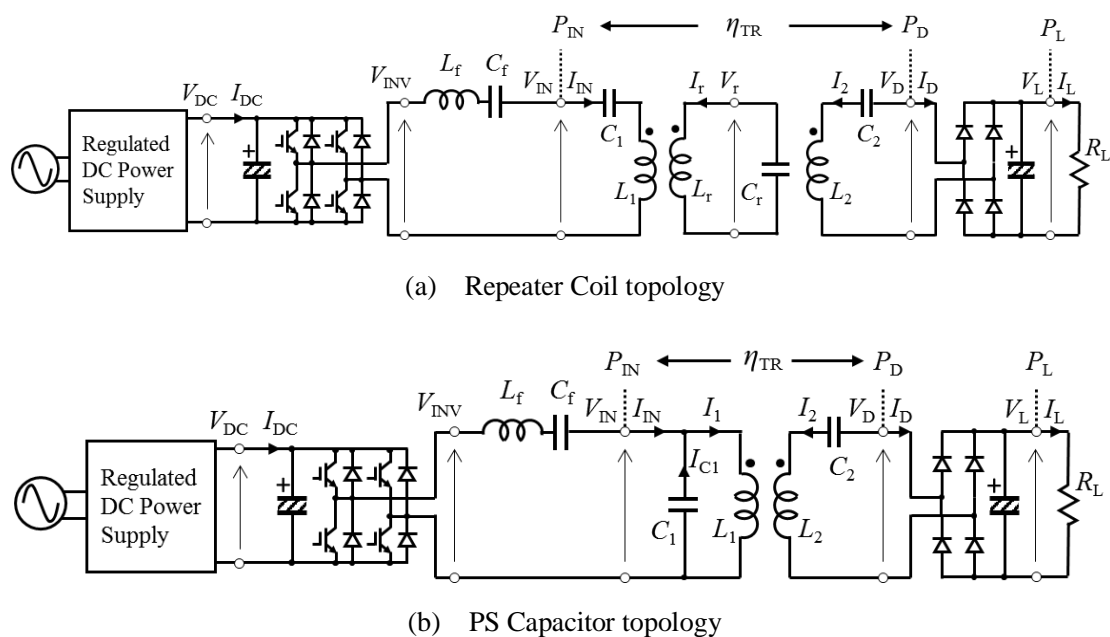


図 3.5 回路構成

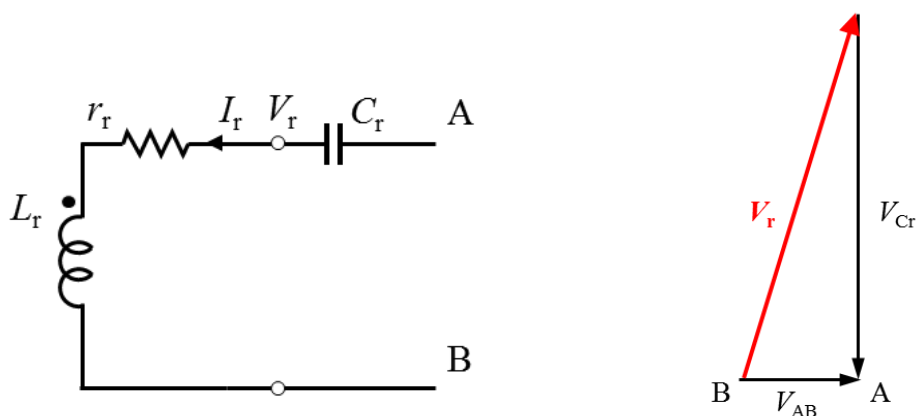
表 3.4 LC フィルタ定数

L_f [μH]	104.48
C_f [μF]	0.03355
f_f [kHz]	85.005

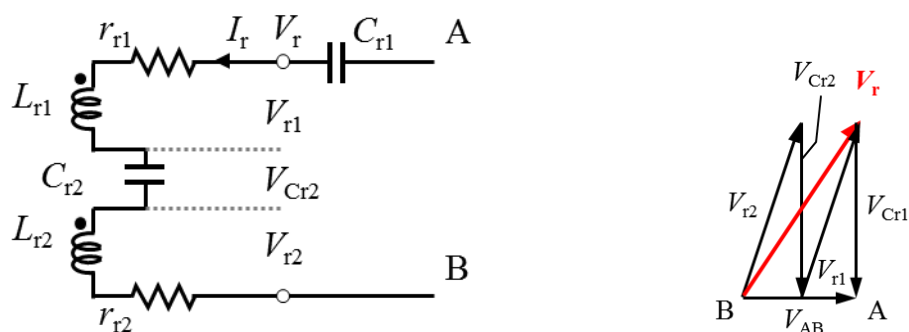
3.7.4 中継コイルの高電圧対策

中継部の巻数は一次コイルの7倍であるためコイル電圧 V_r も7倍となる。コンデンサ C_r の耐圧不足や巻線間の絶縁破壊を防ぐため、巻線とコンデンサを4分割した。巻線とコンデンサの分割数に応じて電圧が抑えることができる [51]。

2分割した場合を例として説明する。図 3.6 に巻線分割した回路とベクトル図を示す。図 3.6(a) は分割前、図 3.6(b) は分割後の回路とベクトル図である。中継コイルの巻数を半分に分け、 C_r の2倍の容量にしたコンデンサを2つ用いて、巻線と交互に接続する。リアクタンスの和は変わらず0なので、分割数に関わらず V_{AB} は銅損のみとなる。分割しない場合、巻線のリアクタンスがそのまま V_r に影響する。巻数を分割する場合、2分割した巻数の間にあるコンデンサの電圧ベクトルがコイルと逆向きとなるため、コイル部の電圧 V_r を大幅に低減させることができる。



(a) 巻線分割しない場合



(b) 巻線分割する場合

図 3.6 巻線分割した回路とベクトル図

3.8 給電実験

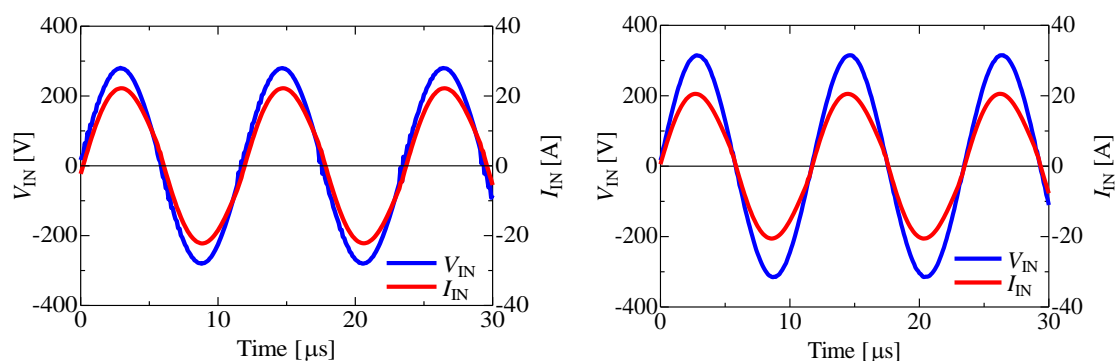
作製した図 3.2 のトランスを使用して中継コイル方式、PS 方式の給電実験を行った。標準状態で 3.0kW 給電となるよう V_{IN} を決定した。

3.8.1 標準状態時の特性

標準状態での給電実験を行い、理論値との比較と 2 方式の給電特性差異を確認した。標準状態時の実験値と理論値を表 3.5 に、入力波形を図 3.7 に示す。表 3.5 の電圧・電流は実効値である。

表 3.5 実験値と理論値の比較（標準状態）

(a) Repeater Coil topology.			(b) PS Capacitor topology.		
	Experiment	Theory		Experiment	Theory
V_{IN} [V]	198.6	198.6	V_{IN} [V]	222.4	222.4
I_{IN} [A]	15.9	14.9	I_{IN} [A]	14.6	14.2
pf_{IN}	0.995	1.000	pf_{IN}	0.999	1.000
V_r [V]	357.0	348.3	I_{C1} [A]	66.3	65.9
I_r [A]	9.9	9.4	I_1 [A]	68.2	67.3
V_D [V]	153.6	146.0	V_D [V]	153.6	147.6
I_D [A]	20.0	20.3	I_D [A]	20.0	21.3
P_L [W]	3001.6	2961.3	P_L [W]	3000.9	3027.0
Z_{IN} [Ω]	12.5	13.3	Z_{IN} [Ω]	15.2	15.7



(a) Repeater Coil topology

(b) PS Capacitor topology

図 3.7 入力電圧・入力電流波形（標準状態）

表 3.5 より, 2 方式は理論値とよく一致しており, 入出力特性はほぼ同程度である。また, 図 3.7 より, 入力電圧・電流波形は共に正弦波であり, 力率はほぼ 1 である。よって理論式の妥当性が確認できた。

2 方式の特性差異について比較する。表 3.5 より共振電流を比較すると, PS 方式の共振電流 I_{C1} は 66.3A と大きな電流が流れているのに対し, 中継コイル方式の共振電流 I_r は 9.9A と約 1/7 である。これは, 中継部の巻数が PS 方式の 7 倍であるためであり, 設計通り電流が抑えられていることが確認できる。また, 中継部のコイル間電圧 V_r は V_{IN} の 7 倍で 1,400V を超える値となるが, 巻線を 4 分割しているため約 7/4 倍の 360V 程度となっている。

3.8.2 二次コイル不在時の特性

二次コイル不在時の給電実験を行い, 2 方式の給電特性差異を確認した。実験結果を表 3.6 に, 入力波形を図 3.8 に示す。表 3.6 の電圧・電流は実効値である。

表 3.6 二次コイル不在時の実験結果

(a) Repeater Coil topology.		(b) PS Capacitor topology.	
	Experiment		Experiment
V_{IN} [V]	198.8	V_{IN} [V]	222.4
I_{IN} [A]	1.8	I_{IN} [A]	2.0
pf_{IN}	0.27	pf_{IN}	0.24
V_r [V]	355.9	I_{C1} [A]	66.1
I_r [A]	9.9	I_1 [A]	68.5
P_{IN} [W]	98.1	P_{IN} [W]	109.9
Z_{IN} [Ω]	112.9	Z_{IN} [Ω]	108.0

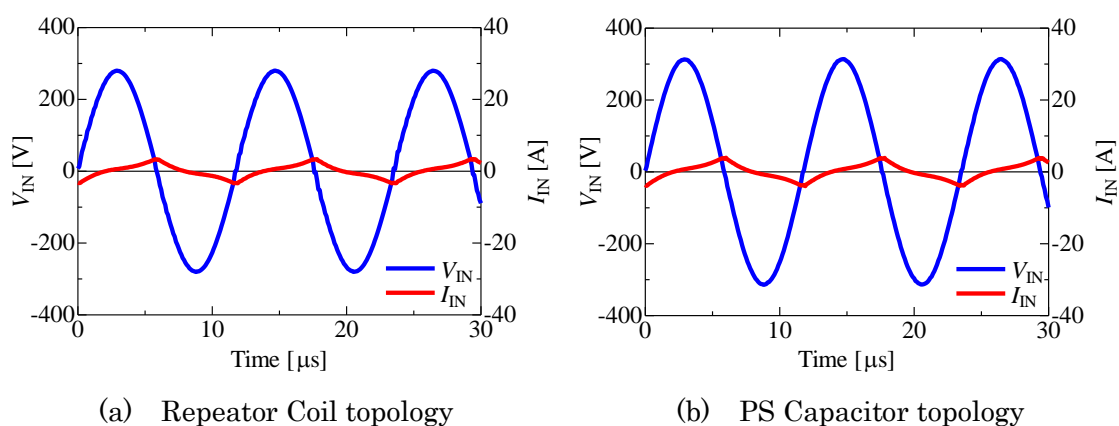


図 3.8 入力電圧・入力電流波形 (二次コイル不在時)

両方式ともインピーダンスが増加し、 I_{IN} が大きく低減できることが確認できた。また、消費電力も抑えられており、入力電力 P_{IN} は 100W 程度である。これは、一次側コイルの銅損とフェライトの鉄損である。共振電流を確認すると、中継コイル方式の I_r 、PS方式の I_{C1} とともに二次コイルの有無に関わらず変動が見られない。表 3.2 で示した通りほぼ一定である。PS方式の一次コイルに流れる電流 I_1 が標準状態時より 0.3A 増加しているが、これは力率が低下したためである。また、両方式の電流波形は共に三角波となったが、原因については第 3.9 節で述べる。

3.8.3 位置ずれ特性

x 方向（進行方向）への位置ずれ特性を確認した。標準状態から $x=250\text{mm}$ まで 50mm 間隔で給電を行った。参考として、SP方式の結果も併せて比較した。定電圧駆動(V_{IN} 一定)では位置ずれ時に過大な電流が流れてしまうため、定電流駆動(I_{IN} 一定)とした。図 3.9 に位置ずれ時の出力電力 P_L とインピーダンス Z_{IN} 、効率 η を示す。

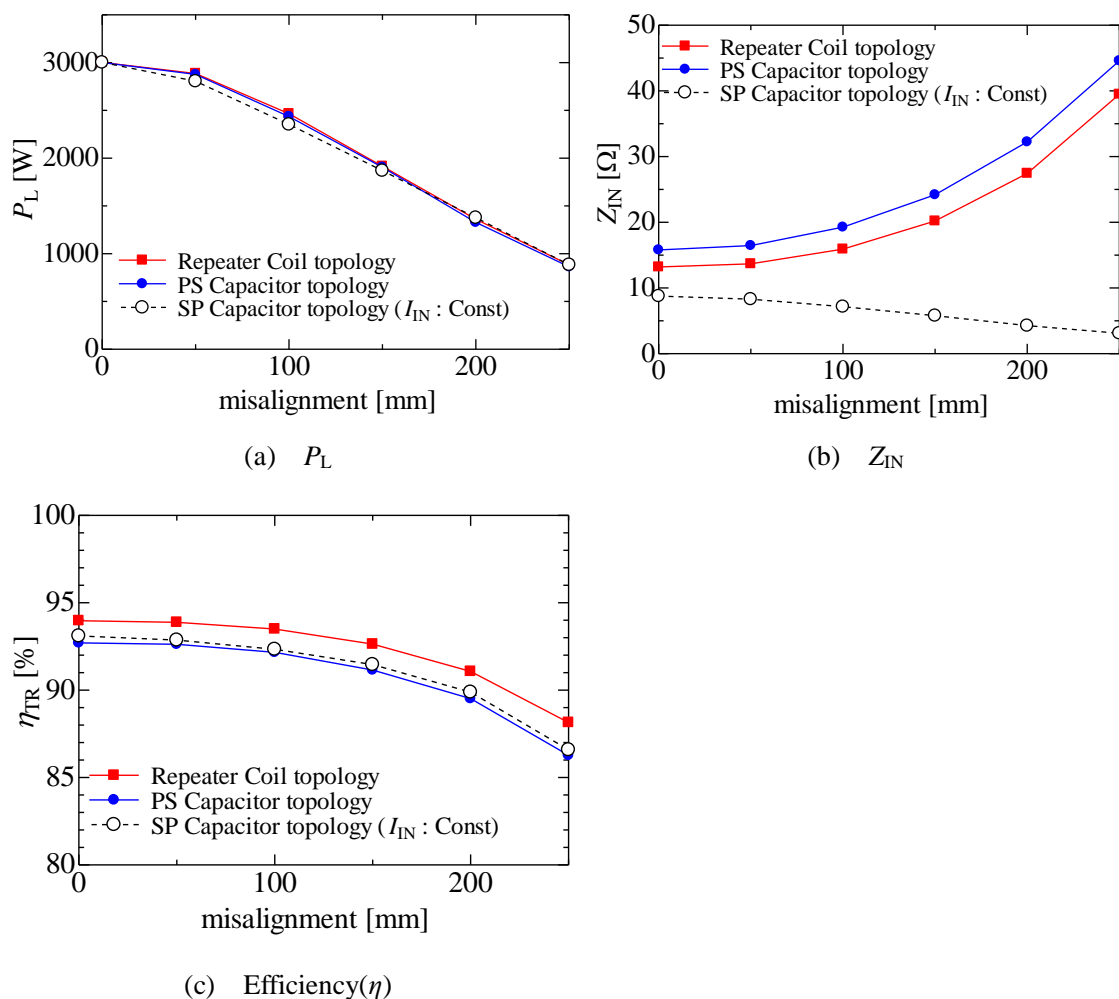


図 3.9 位置ずれ時の出力電力，インピーダンス，効率

図 3.9(a) より、出力電力は2方式とも同等の特性であり、位置ずれと共に出力が抑えられている。図 3.9(b) に示す通り、位置ずれの拡大に伴いインピーダンスが増加しているためである。250mm の位置ずれで中継コイル方式のインピーダンスは 13.2Ω から 39.5Ω へ、PS 方式は 15.7Ω から 44.6Ω へ約3倍増加している。

図 3.9(c) より、効率は、2方式とも200mm の位置ずれでも90%付近の高い効率を維持しているが、どの位置においても中継コイル方式の効率は1%以上高い。PS方式の一次コイルには約70Aの電流が流れるため損失が大きい。並列数を増やし、巻線抵抗を低減することでPS方式も中継コイル方式と同程度まで効率を高めることができる。

参考として定電流駆動でSP方式の給電も行ったが、PLは中継コイル、PS方式の定電圧駆動と同程度の特性が得られた。インピーダンスは、位置ずれと共に低下するため、定電圧では駆動できない。250mm の位置ずれで 8.8Ω から 3.1Ω と約1/3となり、中継コイル方式、PS方式の逆数である。

2方式の各部の電圧・電流を図 3.10 に示す。図 3.10 の電圧・電流は実効値である。インピーダンスに差異は見られるが、入力 V_{IN} , I_{IN} , 出力 V_D , I_D は2方式共に特性はほぼ同等である。一次側の特性を見ると、中継コイル方式の電圧 V_{IN} , V_r , 電流 I_r は、どの状態でも一定であり、 I_{IN} のみが増加する。これはPS方式の特性も同様である。 I_1 は、表 3.2(b) より I_{IN} が含まれているが変動が見られない。これは位置ずれで V_{IN} と I_{IN} の基本波の位相がずれ、力率が低下したことが原因と考えられる。

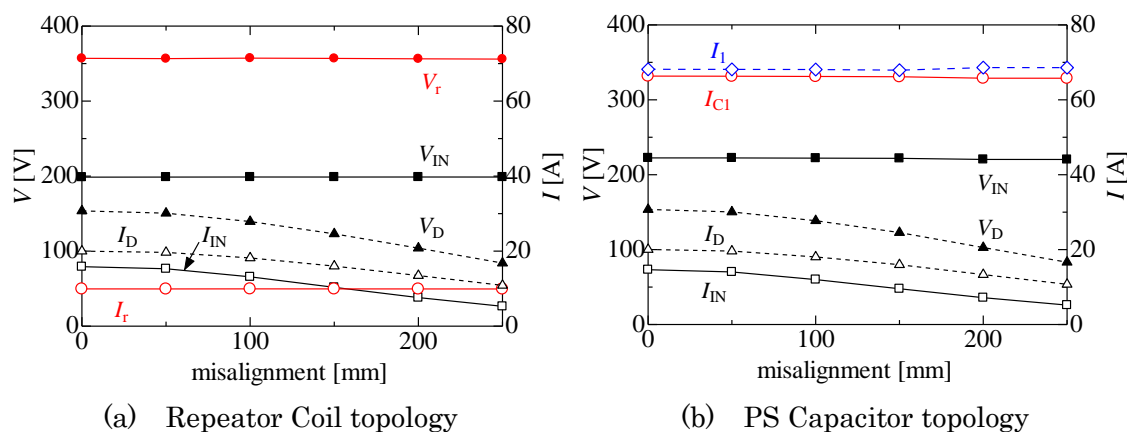


図 3.10 位置ずれ時の各部の電圧・電流

3.9 二次コイル不在時の電流値

前節第 3.8.2 項の二次コイル不在時の給電実験において、入力電流が三角波となった原因について説明する。表 3.3 の定数を用いて二次コイル不在時のインピーダンスを求めると、(3.3)(3.36)式より、中継コイル方式は 1132.4Ω 、PS 方式は 1345.4Ω となり、表 3.6 に示す実験値 112.9Ω 、 122.3Ω から大きくかい離している。二次コイルの有無による定数の比較をしたところ、差異がみられた。表 3.7 に示す。二次コイル不在時のインピーダンスは、インダクタンスの変化により低下していることが確認できる。これは、二次コイルの有無により一次コイルがつくる磁路が変化したためと考えられる。二次コイルがある場合、図 3.4 より、共振周波数付近ではインピーダンスの変動は小さく、インダクタンスの変動による影響を受けにくい。しかし、二次コイルがない場合、図 3.11 より共振周波数付近でインピーダンスは大きく変動する。このため、入力電流 I_{IN} に大きく影響を与える。よって、二次コイル不在時の入力電流 I_{IN} はインダクタンスの変化を考慮して導出する必要がある

表 3.7 二次コイル有無によるインダクタンスとインピーダンス比較

Type	Repeater Coil topology		PS Capacitor topology	
	with	without	with	without
2nd coil	with	without	with	without
L_1 [μH]	6.85	6.80	6.32	6.15
L_r [μH]	277.25	270.09	-	-
M_{1r} [μH]	39.53	38.54	-	-
Z_{IN} [Ω] (Without 2nd Coil)	1132.4	114.8	1345.4	122.3

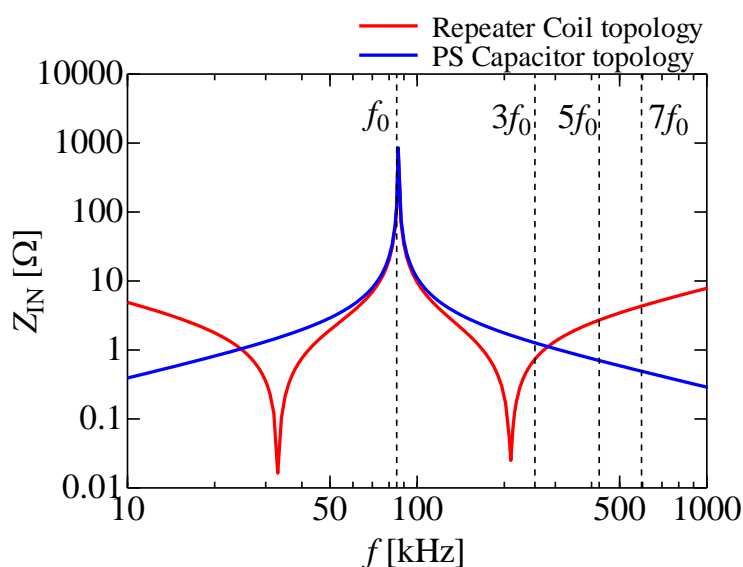


図 3.11 入力インピーダンス (二次コイル不在時)

3.9.1 基本波による影響（中継コイル方式）

最初に中継コイル方式の解析を進める。インバータ出力電圧は方形波であるため、以下の(3.53)式で表すことができ、基本波成分は(3.54)式となる。 V_{INV} はインバータ電圧の波高値である。また、(3.53)式は交流の方形波であるため、波高値と実効値は同値となる。

$$v_{INV}(t) = \frac{4V_{INV}}{\pi} \left(e^{j\omega_0 t} + \frac{1}{3} e^{j3\omega_0 t} + \frac{1}{5} e^{j5\omega_0 t} + \dots \right) \dots\dots\dots (3.53)$$

$$v_{IN,1}(t) = \frac{4V_{INV}}{\pi} e^{j\omega_0 t} \dots\dots\dots (3.54)$$

(3.53)(3.54)式の虚数成分をインバータ出力電圧 $v_{INV}(t)$, $v_{IN,1}(t)$ の瞬時値とする。インピーダンスは(3.3)式であるが、中継部のインピーダンスが大きいため、一次側の成分は無視でき、(3.55)式と近似できる。

$$Z_{IN,1} \approx \frac{(\omega_0 M_{1r})^2}{r_r + j\omega_0 L_r + \frac{1}{j\omega_0 C_r}} \dots\dots\dots (3.55)$$

(3.54)(3.55)式より、入力電流 $i_{IN,1}$ は(3.56)式となる。

$$i_{IN,1}(t) = \frac{v_{IN,1}(t)}{Z_{IN,1}} = \frac{4V_{INV}}{\pi} \left\{ \frac{r_r}{(\omega_0 M_{1r})^2} e^{j\omega_0 t} + \frac{\omega_0 L_r - \frac{1}{\omega_0 C_r}}{(\omega_0 M_{1r})^2} e^{j(\omega_0 t + \pi/2)} \right\} \dots\dots\dots (3.56)$$

二次コイル不在時のインダクタンスを L'_r , M'_{1r} とする。さらに、(3.4)式より C_r を消去すると(3.56)式は、以下(3.57)式に整理できる。 ΔL_r は、(3.58)式より設計値 L_r の変化量である。

$$i_{IN,1}(t) = \frac{4V_{INV}}{\pi} \left\{ \frac{r_r}{(\omega_0 M_{1r})^2} e^{j\omega_0 t} + \frac{\Delta L_r}{\omega_0 M_{1r}^2} e^{j(\omega_0 t + \pi/2)} \right\} \dots\dots\dots (3.57)$$

$$\Delta L_r = L'_r - L_r \dots\dots\dots (3.58)$$

3.9.2 基本波による影響 (PS 方式)

PS 方式も中継コイル方式と同様、インダクタンスの変化でインピーダンスが低下しているため、同様に解析を進める。

インピーダンスは(3.36)式であるが、分子の巻線抵抗 r_1 はリアクタンス $\omega_0 L_1$ に比べ十分に小さい。分子の r_1 を省略すると以下の(3.59) 式となる。

$$Z_{IN} \approx \frac{L_1/C_1}{r_1 + j\omega_0 L_1 + \frac{1}{j\omega_0 C_1}} \dots\dots\dots (3.59)$$

(3.54)(3.59)式より、入力電流 $i_{IN,1}$ は(3.60)式となる。

$$i_{IN,1}(t) = \frac{v_{IN,1}(t)}{Z_{IN,1}} \\ = \frac{4V_{INV}}{\pi} \left\{ \frac{r_1}{L_1/C_1} e^{j\omega_0 t} + \frac{\omega_0 L_1 - \frac{1}{\omega_0 C_1}}{L_1/C_1} e^{j(\omega_0 t + \pi/2)} \right\} \dots\dots\dots (3.60)$$

二次コイル不在時のインダクタンスを L_r' とする。さらに、(3.31)式より C_1 を消去すると(3.60)式は、以下(3.61)式となる。 ΔL_r は、(3.62)式より設計値 L_1 の変化量である。

$$i_{IN,1}(t) = \frac{4V_{INV}}{\pi} \left\{ \frac{r_r}{(\omega_0 M_{1r})^2} e^{j\omega_0 t} + \frac{\Delta L_r}{\omega_0 M_{1r}^2} e^{j(\omega_0 t + \pi/2)} \right\} \dots\dots\dots (3.61)$$

$$\Delta L_r = L_r' - L_r \dots\dots\dots (3.62)$$

3.9.3 高調波による影響

入力電圧 V_{IN} は、方形波に LC フィルタを追加した疑似的な正弦波であるため、実際には高調波成分が残る。二次コイル不在の場合は入力電流 I_{IN} の基本波成分が小さく、高調波の影響を受けやすい。このため、入力電流 I_{IN} には高調波による影響を考慮する必要がある。インバータ出力電圧の高調波成分は(3.63)式となる。

$$v_{IN,2n-1}(t) = \frac{4V_{INV}}{\pi} \cdot \frac{1}{(2n-1)} e^{j(2n-1)\omega_0 t} \dots\dots\dots (3.63)$$

$(n = 2,3,4,\dots)$

$v_{IN,2n-1}$ は $2n-1$ 次高調波の電圧である。二次コイル不在時のトランスに LC フィルタを加えたインピーダンス特性を図 3.12 に示す。図 3.11 より、二次コイル不在時のインピーダンス特性を比較すると、図 3.4 と同様に基本周波数付近では 2 方式は同程度であるが、高調波領域では異なる。しかし、図 3.12 より、LC フィルタを加えたインピーダンス特性を比較すると、高調波領域ではフィルタの L_f が支配的な領域であることがわかる。つまり、高調波については L_f のみ考慮すればよい。よって、インピーダンスは(3.64)式として表せる。

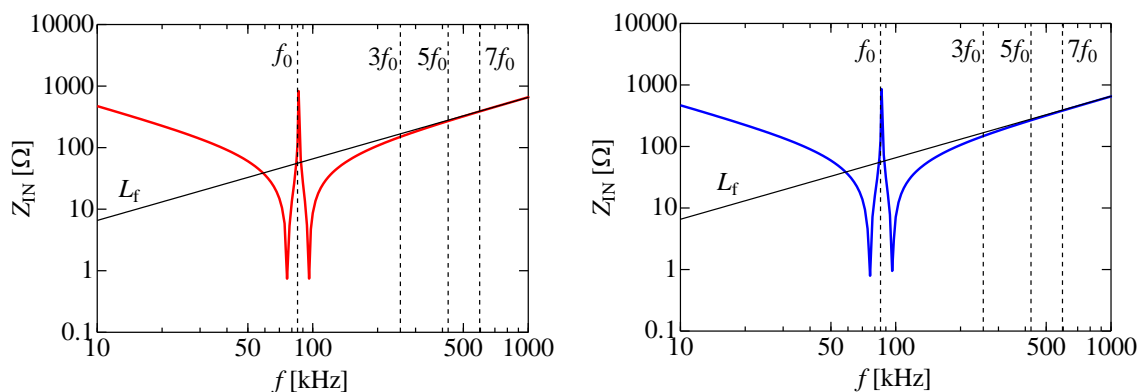
$$Z_{IN,2n-1} = j(2n-1)\omega_0 L_f \dots\dots\dots (3.64)$$

$(n = 2,3,4,\dots)$

$Z_{IN,2n-1}$ は $2n-1$ 次高調波のインピーダンスである。(3.63)(3.64)式より、入力電流 $i_{IN,2n-1}$ は以下の(3.65)式となる。

$$i_{IN,2n-1}(t) = \frac{v_{IN,2n-1}(t)}{Z_{IN,2n-1}} \dots\dots\dots (3.65)$$

$$= -\frac{4V_{INV}}{\pi} \left\{ \frac{1}{\omega_0 L_f (2n-1)^2} e^{j\{(2n-1)\omega_0 t + \pi/2\}} \right\}$$



(a) Repeater Coil topology (b) PS Capacitor topology

図 3.12 入力インピーダンス (二次コイル不在+LC フィルタ)

3.9.4 二次コイル不在時の電流波形と実効値

インバータ出力電圧 V_{INV} は方形波であるため、入力電流 I_{IN} は、基本波成分と高調波成分の和として扱う。つまり、中継コイル方式は(3.57)(3.65)式の和となり、PS 方式は(3.61)(3.65)式の和となる。整理すると以下の(3.66)~(3.68)式となる。

$$i_{IN,2n-1}(t) = i_{IN,1}(t) + \sum_{n=2}^{\infty} i_{IN,2n-1}(t) \quad (3.66)$$

$$= \frac{4V_{INV}}{\pi} \left[A e^{j\omega_0 t} + B e^{j\left(\omega_0 t + \frac{\pi}{2}\right)} + C \sum_{n=2}^{\infty} \frac{1}{(2n-1)^2} e^{j\left\{(2n-1)\omega_0 t + \frac{\pi}{2}\right\}} \right] \dots$$

(中継コイル方式)

$$A = \frac{r_r}{(\omega_0 M'_{1r})^2}, \quad B = \frac{\Delta L_r}{\omega_0 M'_{1r}}, \quad C = \frac{-1}{\omega_0 L_f} \dots (3.67)$$

(PS 方式)

$$A = \frac{r_1}{\omega_0^2 L_1 L'_1}, \quad B = \frac{\Delta L_1}{\omega_0 L_1 L'_1}, \quad C = \frac{-1}{\omega_0 L_f} \dots (3.68)$$

(3.66)式の A, B, C 値は回路方式で異なり、中継コイル方式は(3.67)式、PS 方式では(3.68)式が適用される。

ここで、 V_{INV} を基準に導出した(3.66)式から、 V_{IN} を基準に置き換える。図 3.7 及び図 3.8 よりフィルタを介したトランスの入力電圧 V_{IN} は正弦波となっており、インバータ電源の方形波電圧 V_{INV} の基本波とほぼ等しい。よって、インバータ電源電圧の基本波成分を表す(3.54)式から(3.69)(63)式を得る。(3.69)式より入力電圧の実効値 V_{IN} を基準に置き換えたのち、複素形式から瞬時値に直すと(3.70)式となる。また、実効値は(3.71)式と表すことができる。

$$\sqrt{2}V_{IN} = \frac{4V_{INV}}{\pi} \dots (3.69)$$

$$i_{IN}(t) = \sqrt{2}V_{IN} \left\{ A \sin \omega_0 t + B \cos \omega_0 t + C \sum_{n=2}^{\infty} \frac{1}{(2n-1)^2} \cos(2n-1)\omega_0 t \right\} \dots (3.70)$$

$$I_{IN} = V_{IN} \sqrt{A^2 + B^2 + \left(\frac{\pi^2}{96} - 1\right)C^2} \dots (3.71)$$

(3.70)(3.71)式の各項について整理すると、第一項(A)は基本波の抵抗成分、第二項(B)は L の変化による成分、第三項(C)は高調波+フィルタ成分となる。例えば、正弦波入力、かつ L の変化がない($\Delta L=0$) 場合は力率が1となるが、方形波入力や $\Delta L \neq 0$ であれば、 \cos 成分が加算されるため、力率が低下する。 ΔL の大きさは(3.71)式より I_{IN} の大きさに影響するため、 L の変動を考慮した設計をする必要がある。

3.9.5 電流値の確認

理論式の妥当性を確認するため、二次コイル不在時の実験値と比較した。電流波形を図3.13に入力電圧・電流、インピーダンスを表3.8に示す。表3.8の電圧・電流は実効値である。図3.13の理論波形は第15次高調波まで加算した。2方式とも波形はほぼ同形状であり、三角波となっている。インピーダンスの差異は見られるが、実効値も理論値とほぼ同等であり、理論式の妥当性が確認できた。

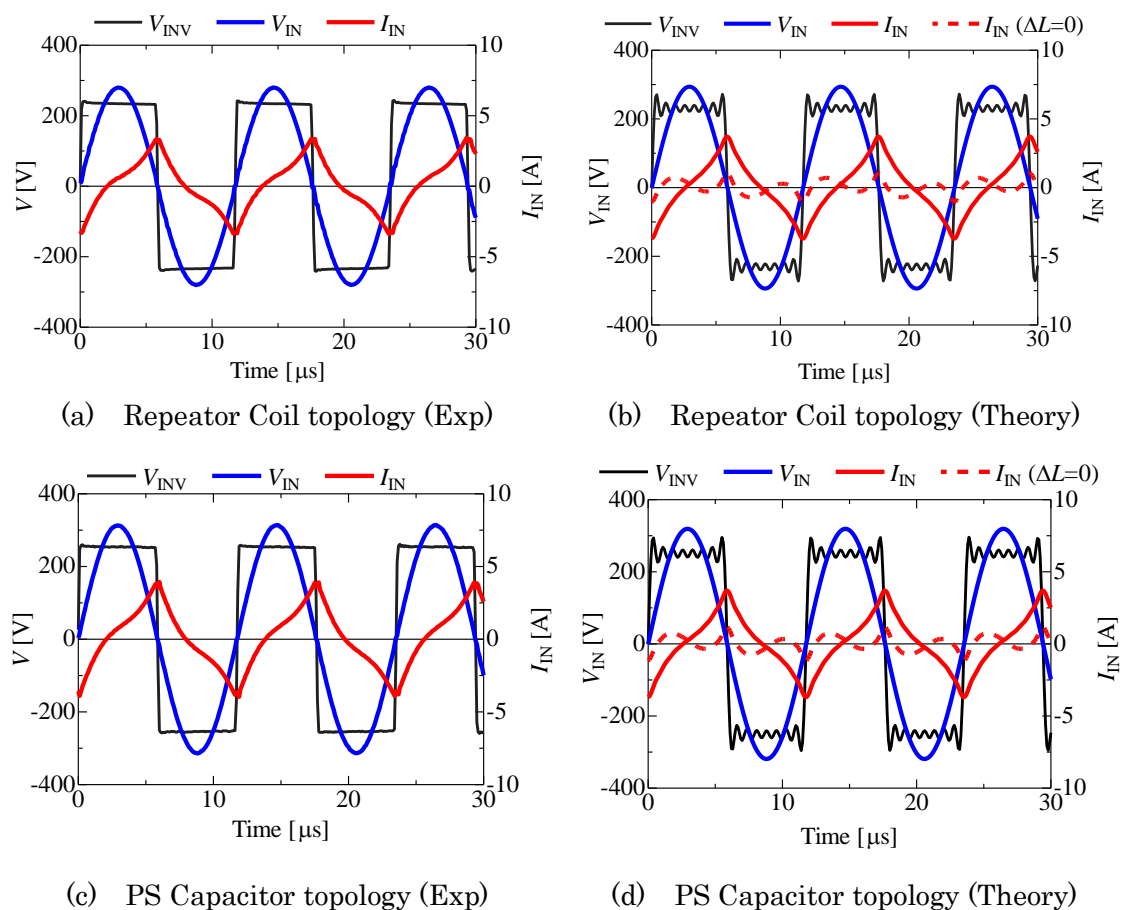


図 3.13 入力電圧・入力電流波形の実験値と理論値 (二次コイル不在時)

ここで、 $\Delta L=0$ とした場合、 I_{IN} の波形は三角波から崩れ、実効値が低下している。中継コイル方式は0.49A、PS方式は0.53Aまで減少した。 ΔL の影響で I_{IN} が悪化し三角波となっているといえる。表3.7より L の変動は2方式とも約-2.6%であるが、 I_{IN} は3倍以上増加している。 ΔL の変動が電流値に大きく影響していることが確認できた。

表 3.8 入力電圧・電流, インピーダンスの実験値と理論値 (二次コイル不在時)

(a) Repeater Coil topology

	Experiment	Theory	Theory ($\Delta L=0$)
V_{INV} [V]	230.8	230.9	230.9
V_{IN} [V]	207.8	207.8	207.8
I_{IN} [A]	1.76	1.94	0.49
Z_{IN} [Ω]	118.4	107.2	424.1

(b) PS Capacitor topology

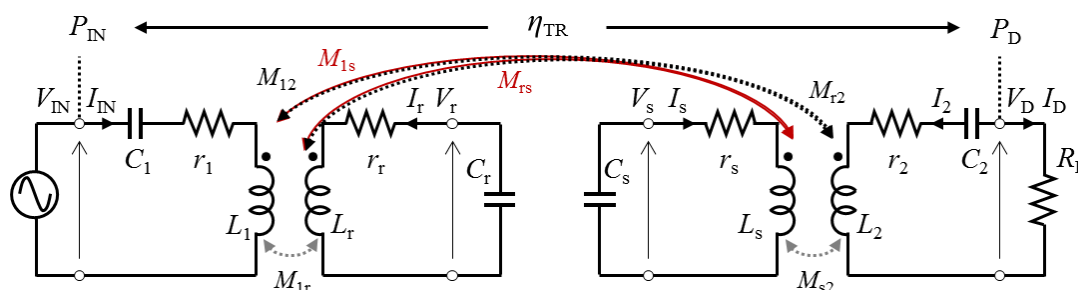
	Experiment	Theory	Theory ($\Delta L=0$)
V_{INV} [V]	250.6	253.8	253.8
V_{IN} [V]	228.5	228.5	228.5
I_{IN} [A]	2.02	1.89	0.53
Z_{IN} [Ω]	113.0	120.7	434.6

3.10 中継コイルを複数用いたトランスの設計方法

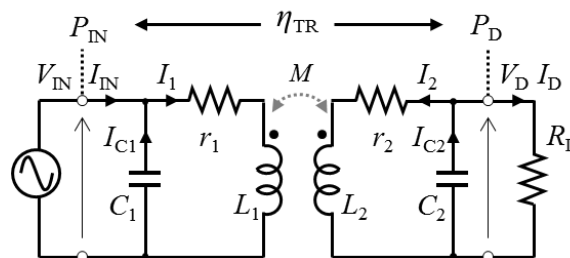
中継コイルを一次側に配置して検討を行ったが、MIT で発表されているような二次側にも中継コイルを用いた給電システム [7] も考えられる。図 3.14(a) に示す複数の中継コイルを用いた回路でも、入出力特性を考慮して同様に設計することができる。(3.72) 式の回路方程式から回路解析すると表 3.9 の特性が得られる。参考として、図 3.14(b) に示す PP 方式の特性も併せて掲載した。

一次側に配置した中継コイルは、一次コイルと同じコイル ($Q_1=Q_r$)、かつ密結合 ($k_{1r}=1$) とし、二次側に配置した中継コイルは、二次コイルと同じコイル ($Q_s=Q_2$)、かつ密結合 ($k_{s2}=1$) とすると PP 方式と同様の特性が得られる。このように中継コイルの設置数を増やした場合でも同様に設計することが可能である。

$$\begin{bmatrix} V_{IN} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} j\omega_0 L_1 + \frac{1}{j\omega_0 C_1} & j\omega_0 M_{1r} & j\omega_0 M_{1s} & j\omega_0 M_{12} \\ j\omega_0 M_{1r} & j\omega_0 L_r + \frac{1}{j\omega_0 C_r} & j\omega_0 M_{rs} & j\omega_0 M_{r2} \\ j\omega_0 M_{1s} & j\omega_0 M_{rs} & j\omega_0 L_s + \frac{1}{j\omega_0 C_s} & j\omega_0 M_{s2} \\ j\omega_0 M_{12} & j\omega_0 M_{r2} & j\omega_0 M_{s2} & j\omega_0 L_2 + \frac{1}{j\omega_0 C_2} + R_L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_r \\ I_s \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (3.72)$$



(a) 中継コイルを複数用いた方式



(b) PP 方式

図 3.14 中継コイルを複数用いた方式と PP 方式の回路

表 3.9 中継コイルを複数用いた方式と PP 方式の回路特性比較

	中継コイルを複数用いた方式	PP 方式
Capacitor	$\begin{cases} \frac{1}{\omega_0 C_1} = \omega_0 L_1 \left(1 - \frac{k_{1r} k_{1s}}{k_{rs}}\right) \\ \frac{1}{\omega_0 C_r} = \omega_0 L_r \left(1 - \frac{k_{rs} k_{r2}}{k_{s2}}\right) \\ \frac{1}{\omega_0 C_s} = \omega_0 L_s \left(1 - \frac{k_{1s} k_{rs}}{k_{1r}}\right) \\ \frac{1}{\omega_0 C_2} = \omega_0 L_2 \left(1 - \frac{k_{r2} k_{s2}}{k_{rs}}\right) \end{cases}$	$\begin{cases} \frac{1}{\omega_0 C_1} = \omega_0 L_1 (1 - k^2) \\ \frac{1}{\omega_0 C_2} = \omega_0 L_2 (1 - k^2) \end{cases}$
Input/Output characteristics	$\begin{cases} V_{IN} = j\omega_0 b_{RC2} I_D \\ I_{IN} = -\frac{1}{j\omega_0 b_{RC2}} V_D \end{cases}$	$\begin{cases} V_{IN} = j\omega_0 b_{PP} I_D \\ I_{IN} = -\frac{1}{j\omega_0 b_{PP}} V_D \end{cases}$
Input impedance [Z _{IN}]	$\frac{(\omega_0 b_{RC2})^2}{R_L}$	$\frac{(\omega_0 b_{PP})^2}{R_L}$
Optimal load [R _{Lmax}]	$\omega_0 b_{RC2} \sqrt{\frac{r_r M_{s2}^2 + r_s M_{rs}^2}{r_1 M_{rs}^2 + r_s M_{1r}^2}}$	$\omega_0 b_{PP} \sqrt{\frac{r_1 L_2^2 + r_2 M^2}{r_1 M^2 + r_2 L_1^2}}$
Maximum Efficiency [η _{max}]	$\frac{1}{1 + \frac{2}{\omega_0 b_{RC2} M_{rs}^2} \sqrt{(r_1 M_{rs}^2 + r_s M_{1r}^2)(r_r M_{s2}^2 + r_s M_{rs}^2)}}$	$\frac{1}{1 + \frac{2}{\omega_0 b_{PP} M^2} \sqrt{(r_1 M^2 + r_2 L_1^2)(r_1 L_2^2 + r_2 M^2)}}$
Optimal load [R _{Lmax}] (using <i>k</i> , <i>Q</i>)	$\left(\frac{k_{1r} k_{s2} - k_{12} k_{rs}}{k_{rs}}\right) r_2 Q_2 \sqrt{\frac{\beta_{RC2}}{\alpha_{RC2}}}$	$\left(\frac{1-k^2}{k}\right) r_2 Q_2 \sqrt{\frac{\beta_{PP}}{\alpha_{PP}}}$
Maximum efficiency [η _{max}] (using <i>k</i> , <i>Q</i>)	$\frac{1}{1 + \frac{2}{(k_{1r} k_{s2} - k_{12} k_{rs}) k_{rs}} \sqrt{\alpha_{RC2} \beta_{RC2}}}$	$\frac{1}{1 + \frac{2}{(1-k^2) k} \sqrt{\alpha_{PP} \beta_{PP}}}$

$$\left(\begin{array}{l} b_{RC2} = \frac{M_{1r} M_{s2} - M_{12} M_{rs}}{M_{rs}}, \quad b_{PP} = \frac{L_1 L_2 - M^2}{M} \\ \alpha_{RC2} = \frac{k_{rs}^2}{Q_1} + \frac{k_{1r}^2}{Q_s}, \quad \beta_{RC2} = \frac{k_{s2}^2}{Q_r} + \frac{k_{rs}^2}{Q_2}, \quad \alpha_{PP} = \frac{k^2}{Q_1} + \frac{1}{Q_2}, \quad \beta_{PP} = \frac{1}{Q_1} + \frac{k^2}{Q_2} \end{array} \right)$$

3.11 まとめと今後の課題

3.11.1 まとめ

従来の走行中非接触給電システムで検討されている回路方式では、位置ずれや二次コイル不在時にインピーダンスが低下し、過大な電流が流れてしまう問題がある。制御機構なしで過電流を抑え、トランスの入力電圧を一定とした駆動が可能となる中継コイル方式が提案されている。現在、中継コイル方式の入出力特性や効率を考慮した設計方法については明らかにされていない。本章では位置ずれに強い H 型トランスを用いて中継コイル方式の回路解析を行い、特性評価を行った。

また、別の回路方式として提案されている PS 方式も位置ずれや二次コイル不在時での過電流を抑えることができ、かつトランスの入力電圧を一定とした駆動が可能な方式である。PS 方式との比較を行い、特性の差異を明らかにした。

中継コイル方式の回路解析では、二次コイル不在の場合にインピーダンスが最大となるような設計方法、給電時においては高効率であり、理想変圧器特性が得られる設計方法を示した。2 方式の理論式を比較すると、特性に類似性がみられ、中継コイルを一次コイルと密結合となるよう設計することで PS 方式と同様の特性が得られることが分かった。入出力特性は共に一次と二次コイルの巻数比で決定でき、中継部の巻数に依存していないことが分かった。中継コイル方式のみの特徴として、中継部の巻数を変更することにより、電圧・電流比を変えることができるため、中継部の共振電流を抑えられることが分かった。

また、給電実験から 2 方式の特性差異を確認した。標準状態、位置ずれ特性では、基本波において近い特性を示し、理論式の妥当性が確認できた。二次コイル不在時での給電特性でも 2 方式は同等の特性を示し、電流波形は三角波となった。三角波となった原因は、インダクタンスの変化と入力の高調波による影響であり、理論的な観点から明らかにした。

3.11.2 今後の課題

本章では、給電特性に着目して理論解析、特性評価を行ったが、電気自動車用走行中非接触給電システムへの適用を考慮した場合、漏洩電磁界も併せて評価しなければならない。漏洩電磁界の強度によって周辺機器や人体へ影響を及ぼす。現在、中継コイル方式や PS 方式用いたシステムでの漏洩電磁界の特性差異は明らかにされていない。今後は 2 方式の漏洩電磁界の評価を行い、他の方式との特性差異を確認する必要がある。

第4章 送電トランスの相互結合を考慮した PS 方式の走行 中非接触給電システム

4.1 始めに

前章までは一對一のトランスのみに着目した回路解析、特性評価を行った。そこで走行中給電に適する回路方式である中継コイル方式と PS 方式の設計方法、給電特性を明らかにした。走行中非接触給電用のレーンを敷設する場合、複数の送電トランスを配置することになるため、多對一の電力伝送となる。このため、複数の送電トランスを用いた設計方法、給電特性を明らかにする必要がある。

本章では、送電トランスを配置する方法として、飛び石方式を用いた場合を想定している。飛び石方式は、メンテナンス性が容易であることや、給電に使用する送電トランスのみに電力を供給することで、効率向上が見込めるなどの観点から走行中給電に適していると考えられる。また、停車中給電トランスとの共用化が可能でありコスト面からも有用な方式である。

飛び石方式の特性として、位置ずれ時の出力低下がある。正対時が最も出力電力が高く、位置ずれが大きいほどの出力電力は低下する。このため、配置によって平均給電電力が大きく低下し、必要な電力が賄えなくなる恐れがある。平均給電電力を向上させるには、トランスの大型化やトランス間隔を密に配置する方法が考えられる。トランスの大型化は、一トランス当たりの送電電力を上げるため、正対時の瞬時電力が大きく耐電流や電源容量を考慮した設計をしなければならず、トランスサイズやコストのほか、安全性の観点からも課題となる。特に、受電トランスの大型化やコストの増加は電気自動車の普及の妨げとなるため好ましくない。このため、送電トランスを密に配置し、出力低下を抑える方法が望ましい。

送電トランスを複数配置する場合、送電トランス間に相互結合が発生する。絶え間なく給電できるよう密に配置した場合、送電トランス間の相互結合が無視できなくなる。現在、複数の送電トランスを用いた検討はあるが [3] [41] [42]、送電トランス間の相互結合を考慮した検討は見られない。また、効率や安全性の観点から給電に使用する送電トランスのみを接続して電力を供給する運用も考えられるが、送電に利用しないコイルと相互結合がある場合、効率への影響は不明である。

本章では、走行中非接触給電システムに適する回路方式である PS 方式を用い、送電トランス間の相互結合を考慮した非接触給電システムについて特性評価を行った。そこで、受電トランス不在時や位置ずれ時などの給電特性から相互結合による影響を確認したほか、コイル電流に着目して給電に寄与しないコイル端子を開放した場合の特性評価を行い、相互結合の影響を理論的な観点から明らかにした。さらに出力低下を抑える手法について考察し、今後の方向性について示した。

4.2 走行中非接触給電システム

4.2.1 給電トランスの決定

走行中非接触給電システムの送電方式は、飛び石方式を採用しているが、用いる給電コイルには、対向するコイル面に対して垂直方向に磁束が鎖交する円形トランスと対向するコイル面に対して水平に磁束が鎖交するソレノイド型トランスの2種類ある。第1.2.2項に説明した通り、円形トランスの水平方向への位置ずれ許容範囲は、ソレノイド型トランスと比べ狭い。位置ずれによる結合係数の特性を確認するため、磁界解析ソフト JMAG を用いてシミュレーションを行った。トランス形状は図4.1に、シミュレーション結果は図4.2に示す。比較したトランス形状はほぼ同程度のサイズである。

図4.2より、円形トランスの位置ずれ特性は位置ずれによって大きく低下しており、ギャップ40mmの倍程度の位置ずれで $k=0$ となる、いわゆるヌルポイントが存在する。走行中非接触給電システムを構築するときヌルポイントが存在すると給電電力に大きな変動が生じる。ヌルポイントを発生させないよう配置した場合、送電トランスを半分の距離20mm以下の間隔で配置する必要がある。

それに対し、ソレノイド型トランス(H型)x方向への位置ずれでは円形トランスの倍以上の位置ずれでもヌルポイントが存在しない。そのため、円形トランスと比較し出力変動が小さく、送電コイルの間隔を広く設定できる。走行中給電では大きなメリットである。

よって本検討では、出力変動が抑えられ、走行中非接触給電システムに適したソレノイドトランスを用い、x方向を車両の進行方向としてトランスを配置する。

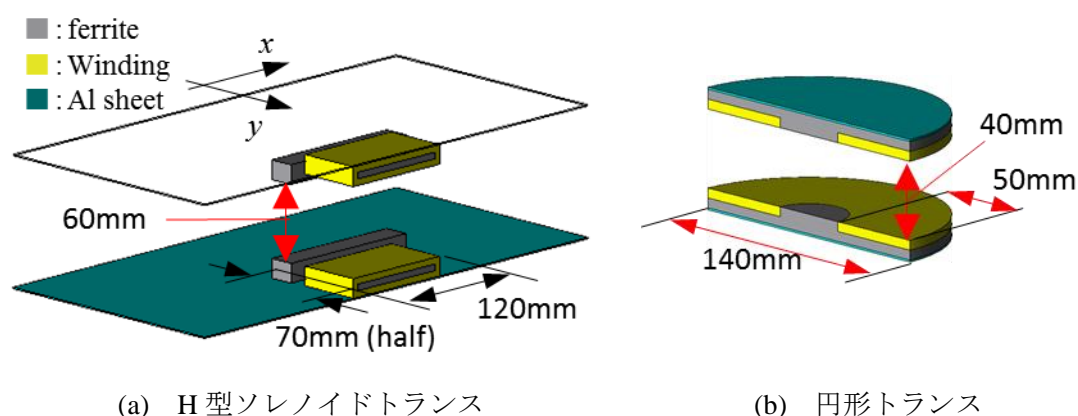


図4.1 トランス形状 (ハーフモデル)

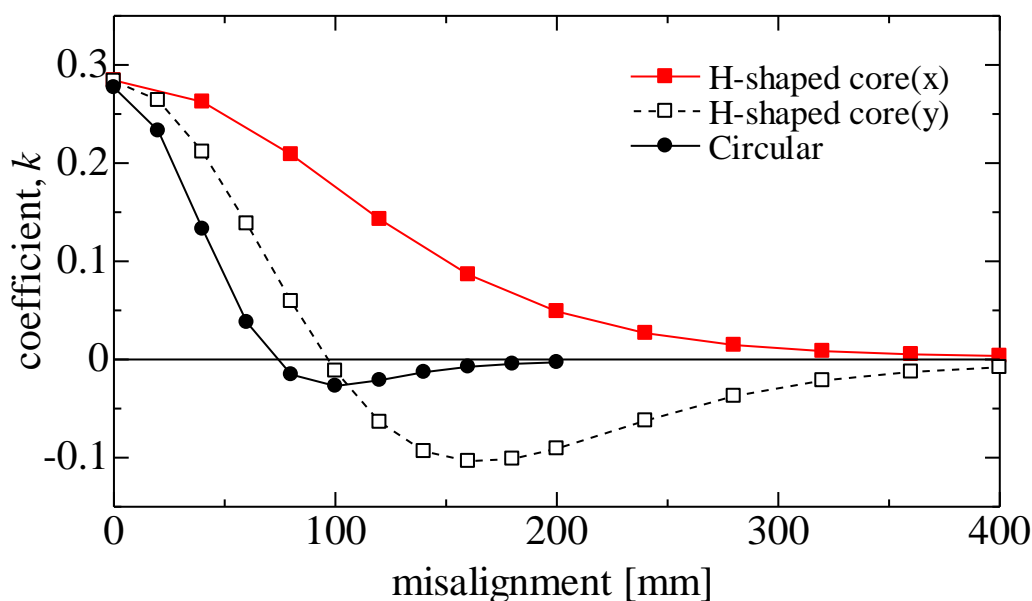


図 4.2 位置ずれによる結合係数

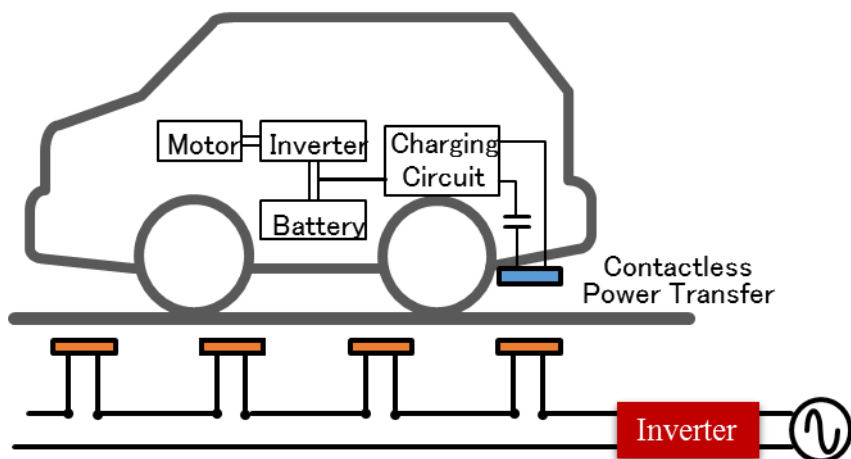
4.2.2 地上側コイル間の接続方式の決定

飛び石方式の走行中非接触給電システムは、多数の送電コイルを路面に敷設する。このとき、各コイルへの送電方法は図 4.3 に示すような直列に接続する場合と並列に接続する場合が考えられる。

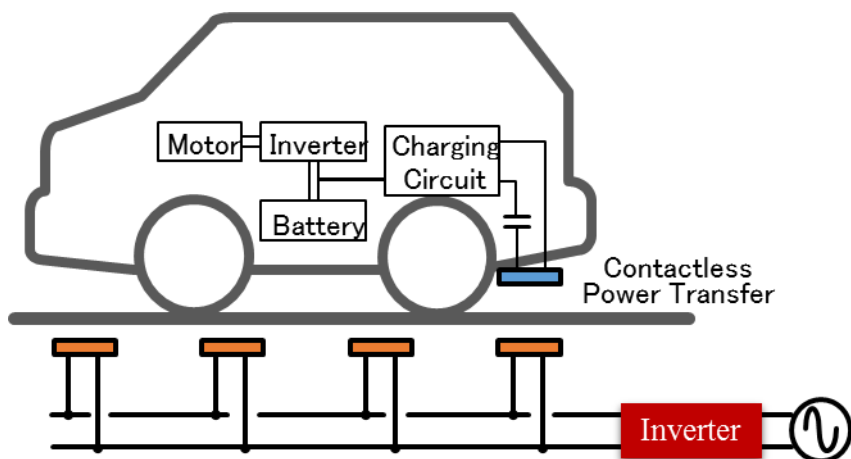
直列接続は配線長が短くなるため送電ロスが小さくなることと、全てのトランスに流れる電流が等しいため、定電流出力のインバータを用いた場合、所望の電力が供給可能となる。デメリットとして、トランスの故障で断線した場合、他のトランスに電力を供給できなくなる問題が発生する。

それに対し並列接続では、全てのコイルにかかる電圧が等しいため、定電圧出力のインバータを用いた場合、所望の電力が供給可能となるほか、故障で断線した場合でも駆動できるメリットがある。デメリットとして、給電に使用しないトランスにも等しく電圧が印可されるため、インピーダンスによってトランスに大きな入力電流が生じ、効率低下や機器の破損を招く可能性がある。トランスのコンデンサ方式に一次並列二次直列にコンデンサを配置した PS 方式を用いた場合、受電コイルがない場合にインピーダンスが増加し、給電が必要なトランスのみに電力が供給される。このため、並列接続によるデメリットは生じない。

よって、本検討では並列接続を採用する。



(a) 送電コイルの直列接続



(b) 送電コイルの並列接続

図 4.3 送電コイル接続時の概要図

4.3 地上コイル並列接続時の回路解析

本節では、複数の送電コイルを並列接続し、相互結合の影響を考慮した PS 方式の回路解析を進め、コンデンサの設計方法について検討する。

まず、図 4.4 に示す通り、送電コイルを 2 並列接続した場合について解析を進める。受電コイルが送電コイル[A]と正対している状態でコンデンサを決定する。3 つのコイルを等価的に一対一のトランスとして表す方法は、第 2.3 節に示す回路計算から導出でき、(4.1)式が得られる。また、コンデンサ値は(4.2)(4.3)式となる。

$$\begin{cases} L'_1 = \frac{L_a L_b - M_{ab}^2}{L_a + L_b - 2M_{ab}} \\ L'_2 = L_2 - \frac{(M_{a2} - M_{b2})^2}{L_a + L_b - 2M_{ab}} \\ M' = \frac{(L_a - M_{ab})M_{b2} + (L_b - M_{ab})M_{a2}}{L_a + L_b - 2M_{ab}} \end{cases} \dots\dots\dots (4.1)$$

$$\frac{1}{\omega_0 C_1} = \omega_0 L'_1 \dots\dots\dots (4.2)$$

$$\frac{1}{\omega_0 C_2} = \omega_0 L'_2 (1 - k^2) \dots\dots\dots (4.3)$$

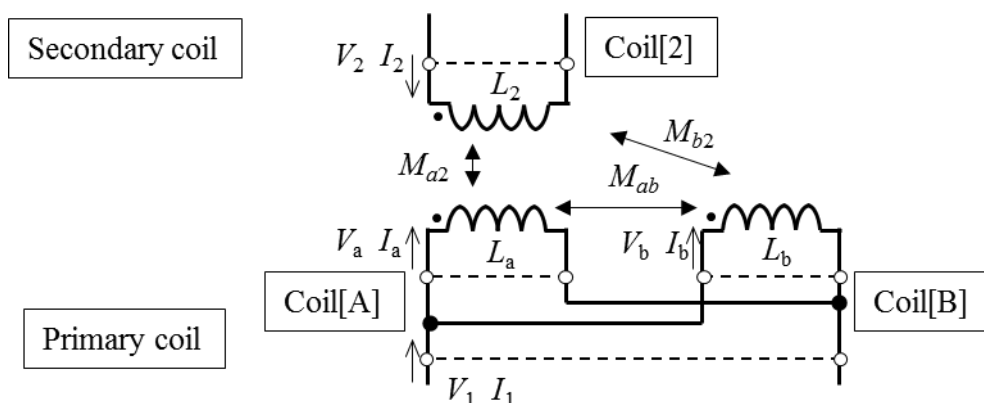


図 4.4 地上側コイル（送電コイル）2 並列接続時

4.3.1 送電コイル用コンデンサの決定

送電側に設置するコンデンサ値は、(4.1)(4.2)式に示す通り、受電側のパラメータ (L_2, M_{a2}, M_{b2}) が含まれていない。このため、送電側コイルのコンデンサは図 4.5 の示すような受電コイルがない状態で検討を進めることが可能である。図 4.5 のインダクタンスの式は(4.4)式となる。

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \end{bmatrix} = j\omega \begin{bmatrix} L_a & M_{ab} \\ M_{ab} & L_b \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \end{bmatrix} \dots\dots\dots (4.4)$$

(4.4)式より、 V の式から I の式へ変形すると(4.5)式と表せる。

$$j\omega \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \end{bmatrix} = \frac{1}{L_a L_b - M_{ab}^2} \begin{bmatrix} L_b & -M_{ab} \\ -M_{ab} & L_a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \end{bmatrix} \dots\dots\dots (4.5)$$

送電コイルは並列に接続しているため、端子部の電圧 V_a, V_b は以下の関係式が成り立つ。また、(4.6)式を(4.5)式に代入すると(4.7)式が得られる。

$$V_1 = V_a = V_b \dots\dots\dots (4.6)$$

$$\begin{cases} j\omega_0 I_a = \frac{L_b - M_{ab}}{L_a L_b - M_{ab}^2} V_a \\ j\omega_0 I_b = \frac{L_a - M_{ab}}{L_a L_b - M_{ab}^2} V_b \end{cases} \dots\dots\dots (4.7)$$

ここで、電圧の式に直すと

$$\begin{cases} V_a = j\omega_0 \frac{L_a L_b - M_{ab}^2}{L_b - M_{ab}} I_a \\ V_b = j\omega_0 \frac{L_a L_b - M_{ab}^2}{L_a - M_{ab}} I_b \end{cases} \dots\dots\dots (4.8)$$

と表すことができる。よって、送電コイル間の相互結合を含めた等価的なインダクタンス L'_a, L'_b は以下の(4.9)式と表すことができる。

$$\begin{cases} L'_a = \frac{L_a L_b - M_{ab}^2}{L_b - M_{ab}} \\ L'_b = \frac{L_a L_b - M_{ab}^2}{L_a - M_{ab}} \end{cases} \dots\dots\dots (4.9)$$

得られた(4.9)式から、送電コイル部のコンデンサを決定することができる。

ここで、送電コイルをパネル化して配置する場合を考慮すると、送電コイルのインダクタンスは全て同じ値となる。つまり、送電コイルのインダクタンスを L_1 としたとき、等価的なインダクタンス L_1' は以下(4.10)式となる。また、コンデンサ値は(4.11)式となる。

$$L_1' = L_a' = L_b' = L_1 + M_{ab} \dots\dots\dots (4.10)$$

$$\frac{1}{\omega_0 C_1} = \omega_0 L_1' = \omega_0 (L_1 + M_{ab}) \dots\dots\dots (4.11)$$

(4.11)式より、送電コイルに設置するコンデンサ値 C_1 には、送電コイル間の相互結合が含まれることがわかる。仮に地上にコイルサイズに合わせて等間隔に配置した場合、送電コイル間の結合は自己インダクタンスと比べ小さい。例えば、 M_{ab} が L_1 に対して無視できるほど小さい場合は、等価的な送電コイルの自己インダクタンス L_1' と L_1 は等しくなるため、一対一のトランスの設計と同様のコンデンサ設計ができる。密に並べて配置した場合は、相互結合を考慮したコンデンサ設計が必要となる。

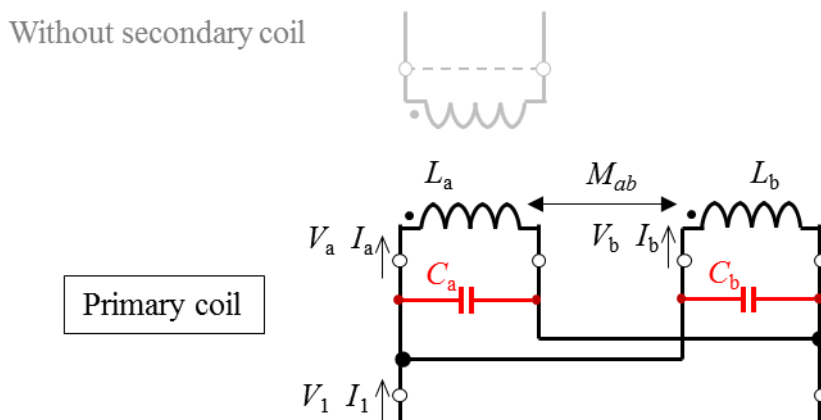


図 4.5 送電コイル 2 並列接続時 (受電コイル不在)

4.3.2 受電コイル用コンデンサの決定

受電コイル用コンデンサ値について導出する。まず、(4.3)式を変形すると(4.12)式となる。

$$\frac{1}{\omega_0^2 C_2} = L_2' - \frac{M'^2}{L_1'} \dots\dots\dots (4.12)$$

ここで、(4.1)式のパラメータを(4.12)式に代入すると(4.13)式が得られる。

$$\frac{1}{\omega_0^2 C_2} = L_2 - \frac{(M_{a2} - M_{b2})^2}{L_a + L_a - 2M_{ab}} - \frac{\{(L_a - M_{ab})M_{b2} + (L_b - M_{ab})M_{a2}\}^2}{(L_a L_b - M_{ab}^2)(L_a + L_a - 2M_{ab})} \dots\dots\dots (4.13)$$

送電コイルのインダクタンスは全て等しく、 L_1 とした場合、(4.14)式として整理できる。

$$\begin{aligned} \frac{1}{\omega_0^2 C_2} &= L_2 - \frac{(M_{a2} - M_{b2})^2}{2(L_1 - M_{ab})} - \frac{(M_{b2} + M_{a2})^2}{2(L_1 + M_{ab})} \\ &= L_2 - \frac{k_{a2}^2 + k_{b2}^2 - 2k_{ab}k_{a2}k_{b2}}{1 - k_{ab}^2} L_2 \dots\dots\dots (4.14) \end{aligned}$$

$$\begin{cases} M_{ab} = k_{ab}L_1 \\ M_{a2} = k_{a2}\sqrt{L_1 L_2} \\ M_{b2} = k_{b2}\sqrt{L_1 L_2} \end{cases} \dots\dots\dots (4.15)$$

ここで相互インダクタンスは(4.15)式より結合係数に置き換えている。送電コイル[A]と受電コイルの結合係数 k_{a2} は、正対しているため他の結合係数と比べ大きい。よって、(4.16)式が成り立つとき、(4.14)式は以下の(4.17)式と近似できる。

$$\begin{cases} k_{ab}^2 \ll 1 \\ k_{b2}^2 \ll 1 \\ k_{ab}k_{b2} \ll 1 \end{cases} \dots\dots\dots (4.16)$$

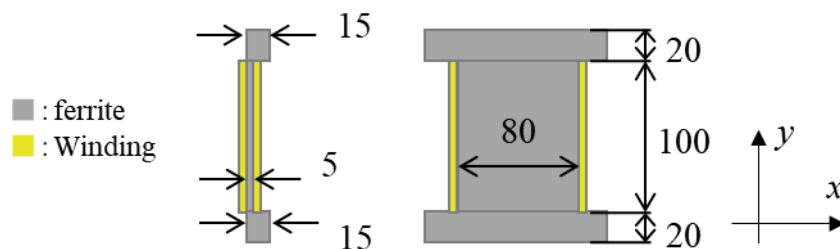
$$\frac{1}{\omega_0^2 C_2} \approx L_2(1 - k_{a2}^2) \dots\dots\dots (4.17)$$

(4.17)式より、受電コイル部のコンデンサは、一対一のトランス設計時のコンデンサ値と等しい。よって、受電コイル用のコンデンサは従来同様に設計が可能である。

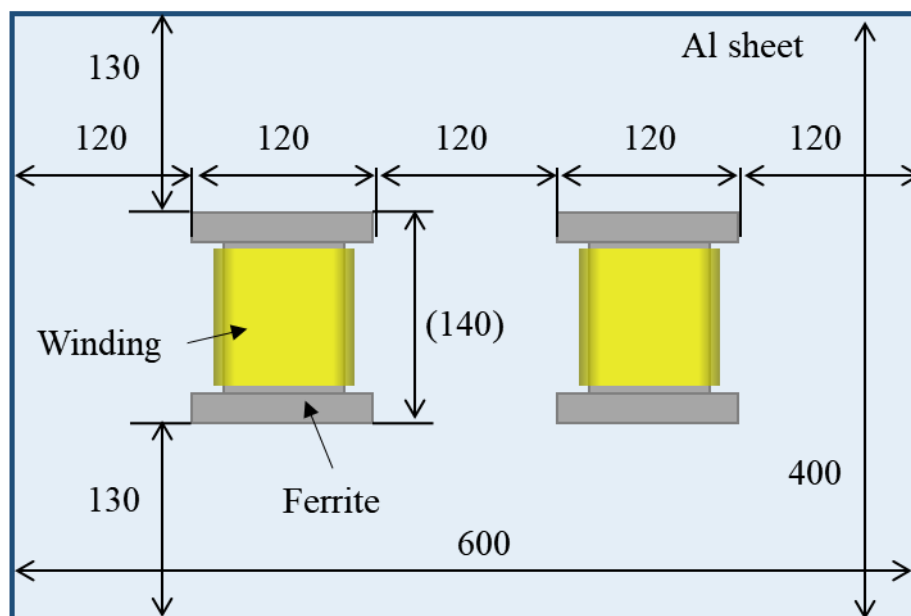
4.4 給電実験による特性評価

相互結合による影響を確認するため、送電トランス複数配置時の給電実験を行った。

トランスは図 4.6(a)の寸法のトランスを使用し、送電トランスの配置は図 4.6(b)に示す。送電コイルと受電コイルは同形状として実験した。コイルのコアにはソフトフェライト、巻線にはリッツ線を用いた。また、結合係数の向上や電磁波遮蔽の観点からトランス背面にアルミ板を用い、地上側は $W600 \times D400\text{mm} \times H1\text{mm}$ 、車載側は $W400 \times D400\text{mm} \times H1\text{mm}$ のサイズとした。送電トランスは2つ使用し、120mm 間隔に配置した。トランスの外観を図 4.7に示す。送受電コイルの磁極のギャップ長を 60mm として実験を行った。



(a) トランスの寸法



(b) 送電トランスの配置図

図 4.6 トランスの寸法と配置図

4.4.1 並列接続時の特性評価

実験の回路は図 4.8 に示す。電源に 85kHz のフルブリッジインバータを用いている。基本波入力時の特性を確認するため、インバータ出力後にバンドパスとなる LC 直列フィルタを使用した。フィルタの定数を表 4.1 に示す。2 つの送電トランスは並列接続とした。受電トランスには、バッテリーを模擬した全波整流器と電子負荷装置を用いた。

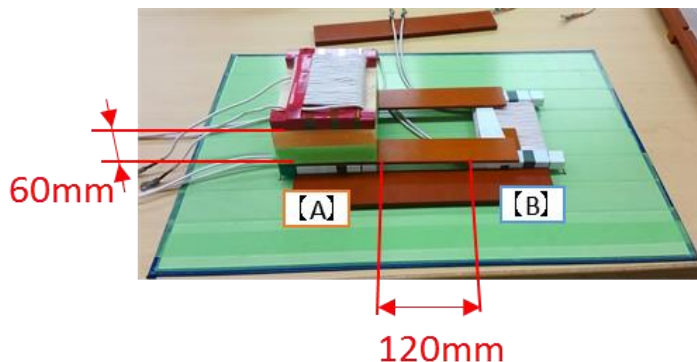


図 4.7 トランスの外観

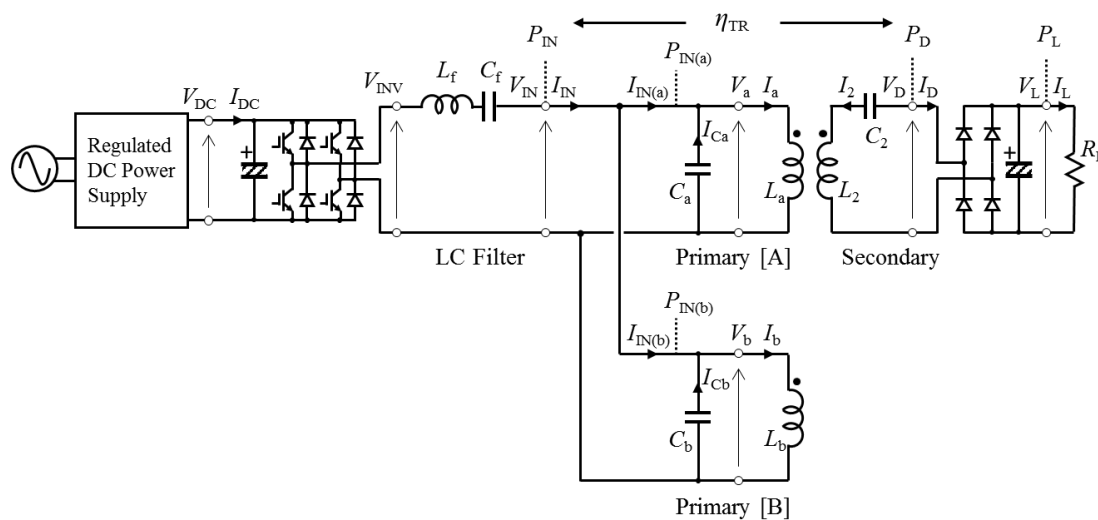


図 4.8 2 つの送電トランスを用いた PS 方式非接触給電システムの実験回路図

表 4.1 LC フィルタ定数

L_f [μH]	104.48
C_f [μF]	0.03355
f_f [kHz]	85.005

実験で使用するトランス定数を表 4.2 に示す。送電側のコンデンサ値は(4.11)式より送電コイル間の相互結合が含まれているが、表 4.2 よりインダクタンス L_a , L_b と比較し M_{ab} は十分小さい。従って、それぞれのコイルと共振するよう設計した。受電側のコンデンサは、トランス[A]と正対している状態の結合係数を用いて算出した。

最適負荷は送電コイルの配置間隔や個数によって影響される。このため、トランス[A]のみ接続した一対一のトランスを基準として最大効率 η_{\max} , 最適負荷 $R_{L\max}$ を算出した。整流器後の負荷抵抗 R_L は、最適負荷 $R_{L\max}$ となるよう決定した。

表 4.2 2つの送電トランスを用いた非接触給電システムの回路定数

Type	PS Capacitor topology
gap[mm]	60
f_0 [kHz]	85
$N_{1(a)} / N_{1(b)} / N_2$ [Turn]	12T / 12T / 24T
$p_{1(a)} / p_{1(b)} / p_2$ (parallel)	2p / 2p / 1p
$L_a / L_b / L_2$ [μ H]	22.81 / 23.16 / 96.63
$r_a / r_b / r_2$ [m Ω]	42.57 / 45.00 / 167.4
$Q_a / Q_b / Q_2$	286 / 280 / 308
M_{ab} [μ H]	-0.637
M_{a2} [μ H]	11.42
M_{b2} [μ H]	1.222
k_{ab}	-0.0277
k_{a2}	0.243
k_{b2}	0.0258
C_a [μ F]	0.1562
C_b [μ F]	0.1487
C_2 [μ F]	0.0388
$R_{L\max}$ [Ω]	12.5*
R_L [Ω]	16.0
η_{\max} [%]	97.22*

※ 送電トランス[A]のみ接続した場合の最適負荷と最大効率

4.4.2 実験結果

トランス[A]と正対時、受電トランス不在時、位置ずれ特性の評価を行った。入力電圧 V_{IN} は、トランス[A]と正対しているときに給電電力 $P_L=1500W$ となる電圧とした。

4.4.2.1 正対時と受電トランス不在時

受電トランス有無による入力電圧・電流波形を図 4.9 示し、給電結果を表 4.3 に示す。

表 4.3 より、トランス[A]と正対時において、トランス[A]の入力力率を見ると 0.97 ほどである。(4.11)式より、コンデンサの決定時には相互インダクタンス成分が含まれているが、送電コイルの L に対して送電コイル間の M が十分に小さいため、力率にはほとんど影響していない。また、効率は、93.75%が得られていることから、正対しているトランス同士では問題なく給電ができていることが確認できた。

全体の入力力率は 0.95 であり、トランス[A]の入力力率と比べ若干低い。これは、トランス[B]の入力力率が低いいため全体の力率が低下した。

受電トランス不在時では、入力電流は 7.2A から 2.0A まで減少した。PS 方式を用いた一対一の給電特性と同様、入力電流が抑えられていることが確認できた。入力インピーダンス Z_{IN} を比較すると、正対時はインピーダンスが 34.5Ω と小さいが、受電トランスが不在時にはインピーダンスが増加して 126.0Ω と約 3.7 倍となっている。その結果、入力電流が抑えられたと考えられる。

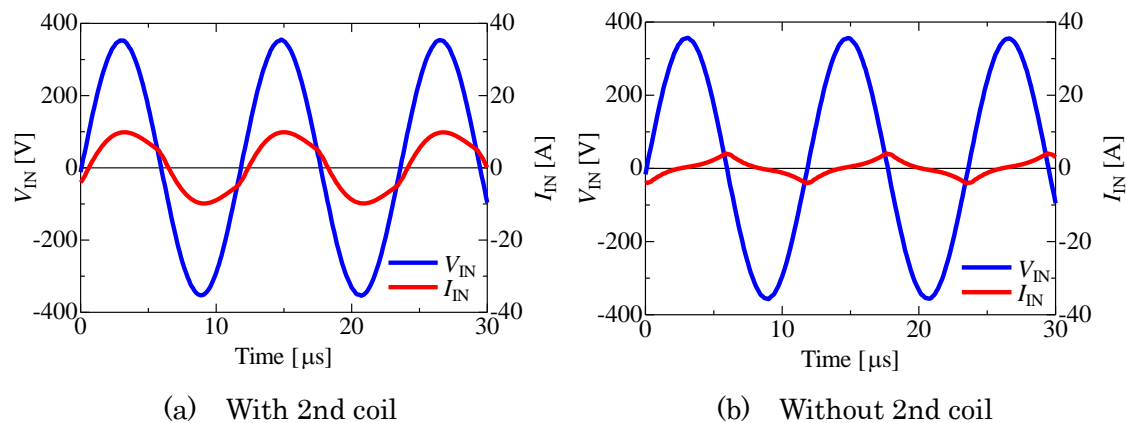


図 4.9 入力電圧・入力電流波形 (受電トランス有・無)

表 4.3 正対時と受電コイル不在時の給電結果

2nd coil	with	without
V_{IN} [V]	248.6	248.6
I_{IN} [A]	7.20	1.97
pf_{IN}	0.95	0.13
$I_{IN(a)} / I_{IN(b)}$ [A]	5.97 / 1.71	1.21 / 0.90
$pf_{IN(a)} / pf_{IN(b)}$	0.97 / 0.66	0.11 / 0.21
I_a / I_b [A]	22.6 / 20.9	17.8 / 16.9
V_D [V]	158.3	-
I_D [A]	11.1	-
P_{IN} [W]	1703	65.5
$P_{IN(a)}$ [W]	1438	33.2
$P_{IN(b)}$ [W]	266	32.3
P_D [W]	1597	-
P_L [W]	1500	-
η_{TR}	93.75	-
Z_{IN} [Ω]	34.5	126.0

4.4.2.2 位置ずれ特性

x 方向(進行方向)への位置ずれ特性を確認した。トランス[A]と正対時を標準状態($x=0\text{mm}$)として $x=-120\text{mm}$ から 360mm まで 30mm 間隔で給電を行った。入力電圧は一定とし、標準状態で出力電力 1500W となる電圧を基準とした。図 4.10 に位置ずれ時の出力電力と効率、図 4.11 に各トランスの入力電力、図 4.12 に入力力率を示す。

図 4.10 よりトランス効率 η_{TR} は、送受電コイルが正対している状態($x=0\text{mm}$, 240mm)で極大となり、 $x=0\text{mm}$ では 93.7% 、 $x=240\text{mm}$ では 93.5% となった。送電トランス[A][B]の中間部である $x=120\text{mm}$ で効率は極小となったが、 92.6% と効率の低下は約 1% である。送電トランス[A][B]間($x=0\sim 240\text{mm}$)での平均効率は 93.2% となり、ほぼ一定の効率で給電が可能であることが分かった。

出力電力は、送電トランスと正対時付近で出力が極大となっている。送電トランスの中間地点($x=120\text{mm}$)で極小となり、 1121W であった。出力の低下率は 25.3% である。トランス間の平均給電電力は 1317W で平均低下率は 12.2% となった。

図 4.11 より、各トランスへの入力電力は、正対時が極大となっている。トランスの中間地点($x=120\text{mm}$)では、各トランスの入力電力はほぼ等しい結果が得られた。

図 4.12 では、各トランスの入力力率と、全体の入力力率を示す。個々のトランスで見た場合、正対時に最大となり、 $x=0\text{mm}$ の時は 0.97 、 $x=240\text{mm}$ の時は 0.98 でほぼ 1 となった。全体の入力力率は、各トランスの正対時に極大となり、 $x=0\text{mm}$ では 0.95 、 $x=240\text{mm}$ では 0.94 となった。送電トランス間の最低力率は $x=120\text{mm}$ で 0.86 となり、平均力率は 0.91 であった。

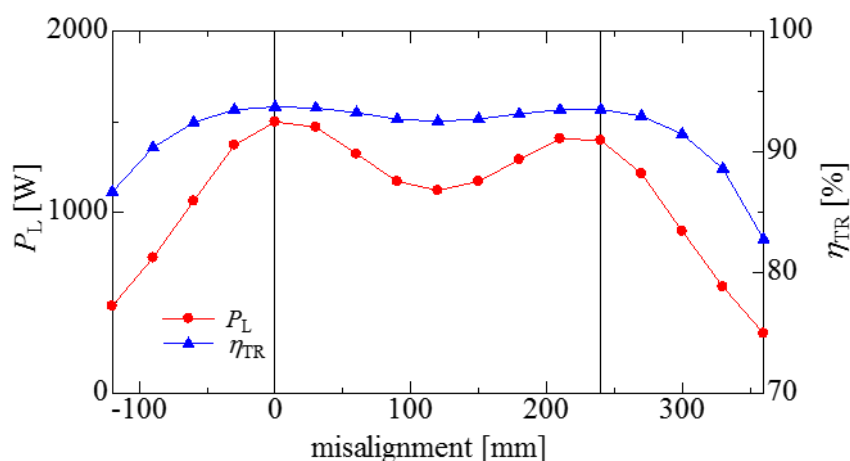


図 4.10 位置ずれ時の出力電力と効率

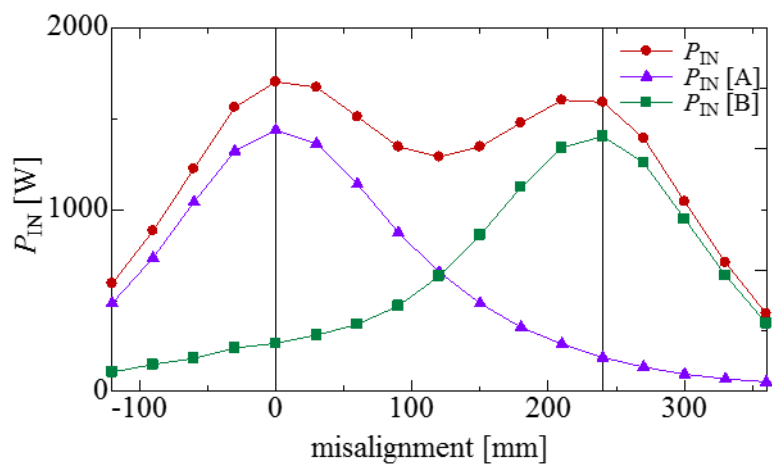


図 4.11 位置ずれ時の入力電力

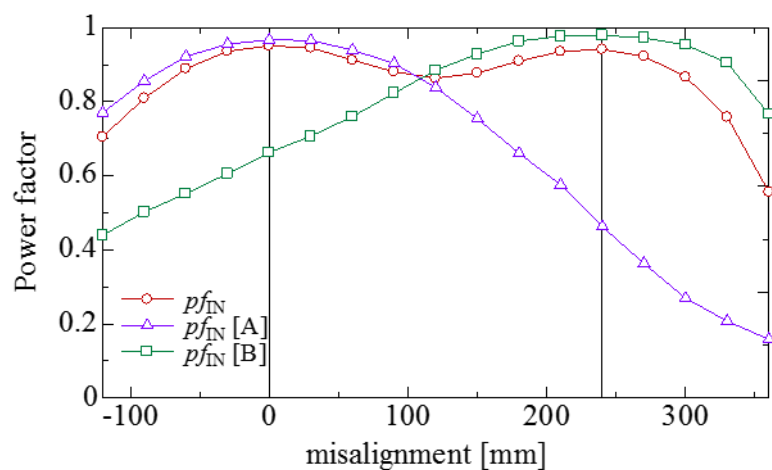


図 4.12 位置ずれ時の力率

4.4.3 送電トランス[B]開放時の特性評価

複数の送電トランスを接続した場合、トランス数に比例してコイルの銅損、フェライトの鉄損が増加するため効率が低下する。このため、図 4.7 のように複数の送電トランスを用い、送電トランス[A]と正対するよう受電トランスが配置されている場合、正対していない送電トランス[B]は給電に寄与しない。このため、効率や安全性の観点から図 4.13 のような、利用しないトランスのコイル端子を開放し、通電しない方が望ましい。正対していないトランス[B]の接続を外し、給電実験を行った。

トランスの配置は図 4.6 と同様の配置とし、回路図は図 4.14 に示す。

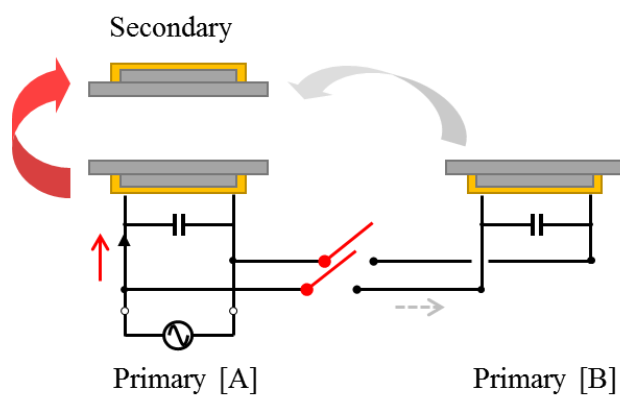


図 4.13 正対していない送電トランスの接続を切った状態

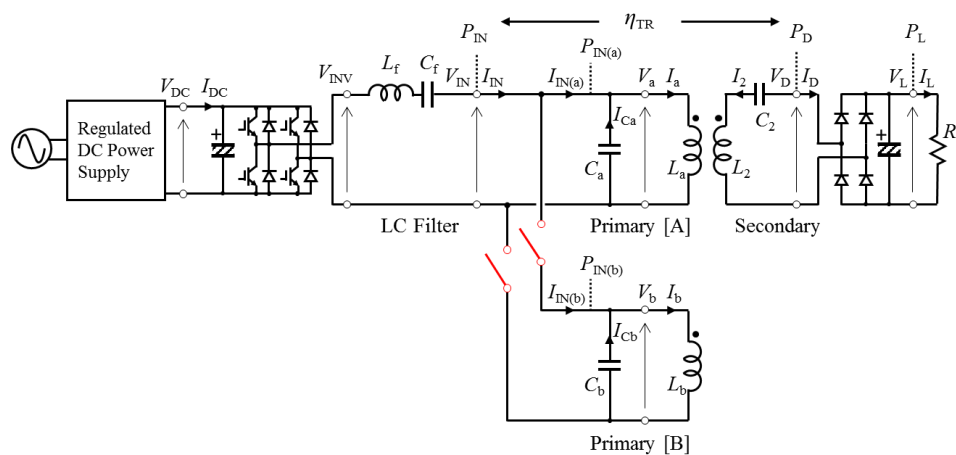


図 4.14 送電トランス[B]の接続を切った状態の回路図

4.4.4 実験結果

給電結果を表 4.4 に示す。参考として送電トランス 2 並列接続時の給電結果を併せて載せた。入力電圧は、トランス[B]を開放時と並列接続時ともに同じ入力電圧として実験を行った。効率を比較すると、93.75%から 85.68%へ大きく低下した。差異を確認すると、トランス[B]を開放することで入力電流 $I_{IN(b)}$ が 0 となるが、トランス[B]のコイルに流れる電流 I_b が 20.9A から 28.5A に増加した。本検討では PS 方式を用いているため、トランス[B]の接続を開放しても図 4.14 の通り、コイル L_b とコンデンサ C_b から成る閉回路が形成される。電源が接続されていないため本来ならば電流は流れないが、相互結合の影響で大きな誘導電流が発生していると考えられる。

表 4.4 トランス[B] 開放時の給電結果

Type	トランス[B]を開放	並列接続
V_{IN} [V]	248.6	248.6
I_{IN} [A]	3.7	7.2
pf_{IN}	0.97	0.95
$I_{IN(a)} / I_{IN(b)}$ [A]	(3.7) / -	5.97 / 1.71
$pf_{IN(a)} / pf_{IN(b)}$	(0.97) / -	0.97 / 0.66
I_a / I_b [A]	21.6 / 28.5	22.6 / 20.9
V_D [V]	110.1	158.3
I_D [A]	7.7	11.1
P_{IN} [W]	895	1703
$P_{IN(a)}$ [W]	(895)	1438
$P_{IN(b)}$ [W]	-	266
P_D [W]	767	1597
P_L [W]	717	1500
η_{TR}	85.68	93.75
Z_{IN} [Ω]	66.7	34.5

4.5 トランスの接続状態による特性解析

送電トランスの接続状態による効率変化の原因を確認するため、送電トランス[B]のコイルに流れる電流 I_b に着目して理論解析を行った。

4.5.1 送電トランスを並列接続した場合

並列駆動時の回路図を図 4.15 に示す。電圧電源 V_{IN} は正弦波入力とし、負荷側には負荷抵抗 R_L を接続した簡易等価回路となっている。ここで、トランス[B]のコイルに流れる電流 I_{b_para} を求める。トランスのインダクタンスの式は、以下の(4.18)式となる。

$$\begin{bmatrix} V_{IN} \\ V_{IN} \\ 0 \end{bmatrix} = j\omega_0 \begin{bmatrix} L_a & M_{ab} & M_{a2} \\ M_{ab} & L_b & M_{b2} \\ M_{a2} & M_{b2} & -jZ_2/\omega_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_{b_para} \\ I_2 \end{bmatrix} \dots\dots\dots (4.18)$$

ここで、 Z_2 は二次側のインピーダンスであり、以下の(4.19)式として表される。

$$Z_2 = j\omega_0 L_2 + \frac{1}{j\omega_0 C_2} + R_L \dots\dots\dots (4.19)$$

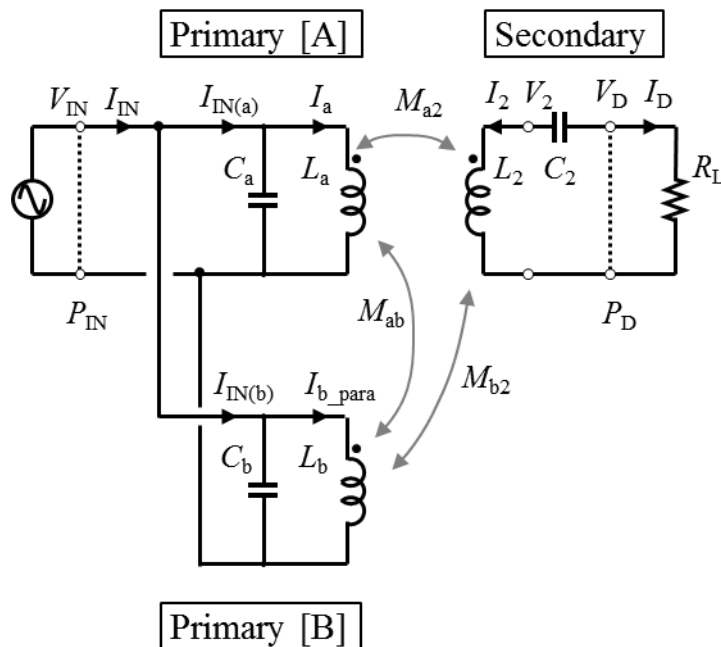


図 4.15 送電トランスの並列接続時

(4.18)式の 1, 2 行目より V_{IN} を消去すると(4.20)式となる。

$$I_a = \frac{L_b - M_{ab}}{L_a - M_{ab}} I_{b_para} - \frac{M_{a2} - M_{b2}}{L_a - M_{ab}} I_2 \dots\dots\dots (4.20)$$

(4.20)式を(4.18)式の 3 行目に代入したのち, $I_2 = -I_D$ の関係式から(4.21)式が得られる。

$$I_{b_para} = - \frac{(M_{a2} - M_{b2})M_{a2} + j(L_a - M_{ab})Z_2/\omega_0}{(L_b - M_{ab})M_{a2} + (L_a - M_{ab})M_{b2}} I_D \dots\dots\dots (4.21)$$

(4.21)式より, 並列接続時にトランス[B]のコイルに流れる電流 I_{b_para} は, 負荷側に流れる電流 I_D を基準に表すことができる。この式より分かることは, I_{b_para} は, 二次側のインピーダンスや各コイルのインダクタンスから導出でき, 一次側のコンデンサ値に依存しない。

4.5.2 正対していない送電トランスを開放した場合

受電トランスと正対していないトランス[B]を開放した時の回路図を図 4.16 に示す。並列接続時と同様, 電圧電源 V_{IN} は正弦波入力とし, 負荷側には負荷抵抗 R_L を接続した簡易等価回路としている。ここで, トランス[B]のコイルに流れる電流 I_{b_open} を求める。

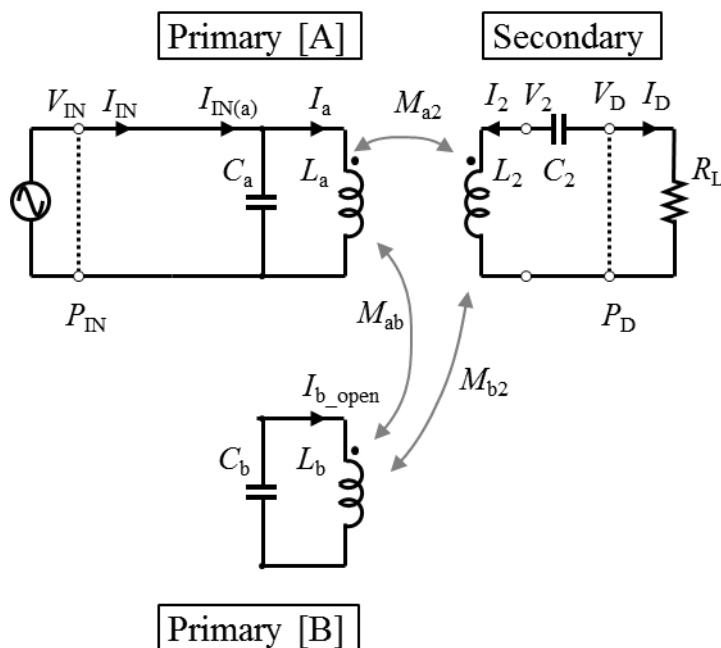


図 4.16 送電トランス[B]の開放時

トランスのインダクタンスの式は以下の(4.22)式となる。

$$\begin{bmatrix} V_{IN} \\ -\frac{1}{j\omega_0 C_b} \\ 0 \end{bmatrix} = j\omega_0 \begin{bmatrix} L_a & M_{ab} & M_{a2} \\ M_{ab} & L_b & M_{b2} \\ M_{a2} & M_{b2} & -jZ_2/\omega_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_{b_open} \\ I_2 \end{bmatrix} \dots\dots\dots (4.22)$$

ここで、 Z_2 は二次側のインピーダンスであり、(4.19)式で表される。

(4.22)式の2行目より I_a の関係式は(4.23)式となる。ここで、 X_b はトランス[B]のリアクタンスであり、(4.24)式である。

$$I_a = -\frac{X_b}{\omega_0 M_{ab}} I_{b_open} - \frac{M_{a2}}{M_{ab}} I_2 \dots\dots\dots (4.23)$$

$$X_b = \omega_0 L_b - \frac{1}{\omega_0 C_b} \dots\dots\dots (4.24)$$

(4.23)式を(4.22)式の3行目に代入したのち、 $I_2 = -I_D$ の関係式から(4.25)式が得られる。

$$I_{b_open} = \frac{M_{a2} M_{b2} + jM_{ab} Z_2/\omega_0}{M_{a2} X_b/\omega_0 - M_{ab} M_{b2}} I_D \dots\dots\dots (4.25)$$

(4.25)式より、トランス[B]のコイルに流れる電流 I_{b_open} は、負荷側に流れる電流 I_D を基準に表すことができる。 I_{b_open} は、それぞれのコイルとの相互結合 M_{ab} 、 M_{b2} がなければ0となるが、結合があれば I_{b_open} が増加し、効率低下を招く。また、 I_{b_open} は I_{b_para} と異なり、分母にトランス[B]のリアクタンス X_b が含まれている。このため、トランス[B]のコイルと共振状態であれば分母が極小となり I_{b_open} が大きく増加する。図 4.17 の周波数特性より、トランス[B]の接続を開放すると1対1の給電時と近い特性を示しているが、共振付近ではインピーダンスに変動があり、効率に大きく影響を与えていることがわかる。

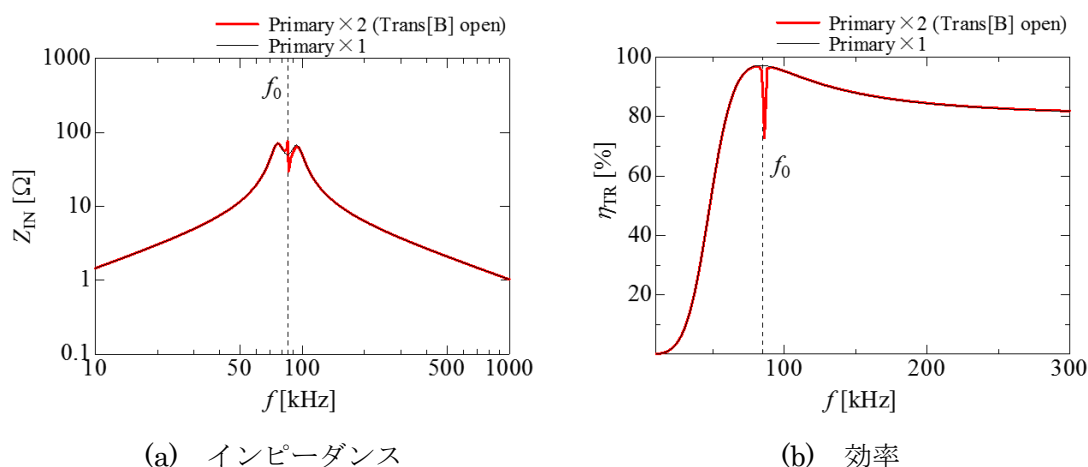


図 4.17 トランス[B]の接続を開放したときの周波数特性

4.5.3 実験による検証

開放したトランスに流れる電流と効率の関係を確認するため、送電トランスの間隔やコンデンサを変えて給電実験を行った。実験の概要図を以下の図 4.18 に示す。回路図は図 4.14 の通りである。送電トランス背面に W840×D400mm×H1mm のアルミ板を用い、120mm 間隔で送電コイルを 2 つ配置した。また、受電トランスはトランス[A]と正対させた。受電トランスの背面には W400×D400mm×H1mm のアルミ板を用いた。相互結合による影響を確かめるため、トランス[B]の磁極間の距離を 120mm から 360mm まで 60mm 間隔で移動させて 1.5kW の給電を行った。また、トランス[B]のリアクタンスの影響も確認するため、コンデンサ値 C_b を変更させて給電を行った。コンデンサは、基準の $0.1487\mu\text{F}$ のほか、 $0.15012\mu\text{F}$ と $0.15439\mu\text{F}$ の 3 種類を用意した。コイルに流れる電流は、設計上の制約により上限を 35A として給電を行った。

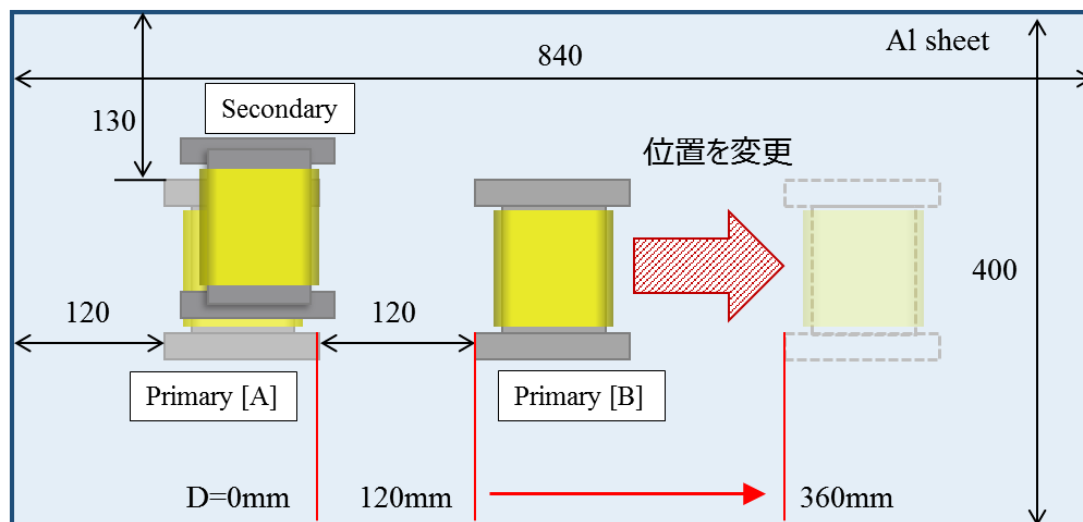


図 4.18 トランス[B]の位置ずれ実験の概要図

結果を図 4.19 に示す。図 4.19(a)は位置ずれ時にトランス[B]のコイルに流れる電流 I_b を示し、図 4.19(b)は効率を示す。図 4.19(b)の破線は I_b 上限の 35A を超えたため、1.0kW 給電時のデータを参考として掲載した。図 4.19(a)の破線は、1.0kW 給電時の I_b 値を基に推定した値である。また、コンデンサ $C_b=0.15439\mu\text{F}$ の実験では、送電コイル間隔が 150mm 以下で C 性となり給電ができないため、180mm 以上のみ掲載した。

送電コイルの間隔が狭いと、トランス[B]のコイルに流れる電流 I_b が増加し、効率が低下している。 I_b の大きさと効率に相関があることがわかる。また、コンデンサ値 C_b を 0.1487 μF から 0.15012 μF に変更すると I_b が倍近く増加し、効率が大きく低下した。 C_b を 0.15439 μF に変更すると、逆に I_b が低下し効率が向上した。トランス[B]のリアクタンスの増加により電流 I_b が減少し、効率に影響したと考えられる。表 4.5 にコイルに接続するコンデンサ値と共振周波数の関係を示す。この表より C_b が 0.15012 μF の時、最も電源周波数 85kHz に近い。コイル L_b との共振によりリアクタンスが最も小さくなるため、(4.25)式より電流 I_b が大きく増加する。結果、効率が低下した。逆に C_b が 0.15439 μF の時が共振周波数 85kHz から最も離れているため、トランス[B]のリアクタンスが最も大きくなり、効率が向上した。

以上の結果より、相互結合やトランスのリアクタンスと効率の関係について確認できた。

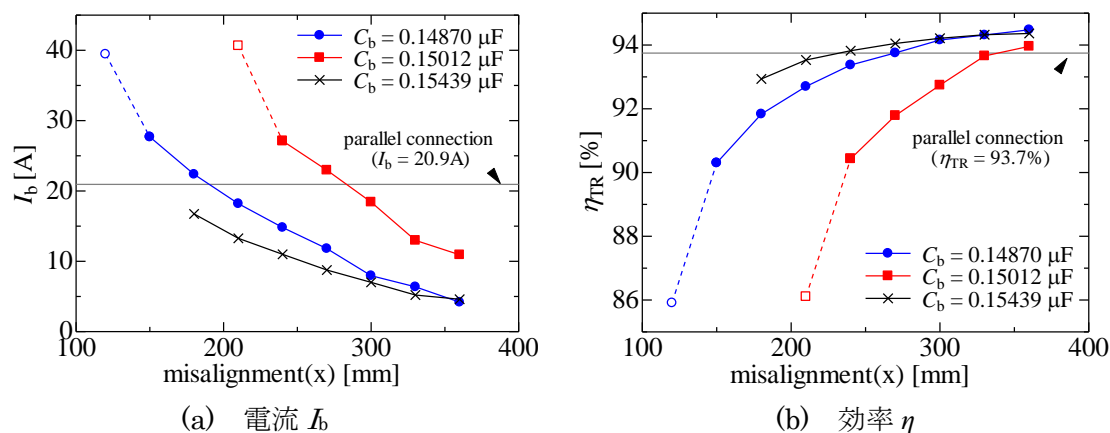


図 4.19 位置ずれ時の I_b 値と効率の関係

表 4.5 トランス[B]のコイルに接続するコンデンサ値と共振周波数

C_b [μF]	Frequency [kHz]
0.1487	85.8
0.15012	85.4
0.15439	84.1

4.6 開放したトランス[B]の接続方法の検討

前節より相互結合が強い場合、トランスの接続を開放しても閉回路となっているコイル部の循環電流が増加し、効率低下を招くことを明らかにした。このため、単純にトランスの接続を開放することはできない。循環電流を抑える方法について検討を進める。図 4.20 に 2 種類の接続方法の概要図を示す。概要図に示す 2 種類の回路は、共にトランス[B]が電源から開放された状態となっている。ここで、図 4.20(a)の方法は、トランス[B]のコイル端子を開放状態にする。コイル端子を解放状態にすることで循環電流を 0 にすることができるため、効率向上が期待できる。図 4.20(b)の方法は、トランス[B]のコイル端子を短絡状態にする。短絡させることでトランス[B]のリアクタンスを増加させることができる。リアクタンスの増加によって効率向上が期待できる。

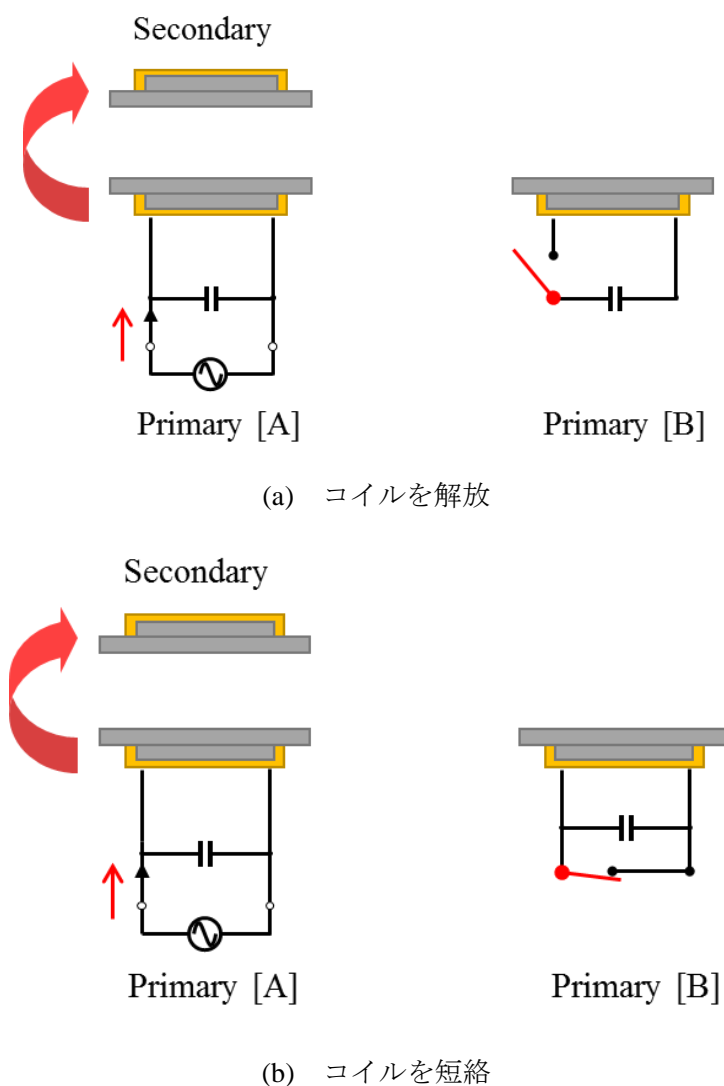


図 4.20 トランス[B]のコイル端子の接続状態

4.6.1 実験比較

トランス[B]のコイル接続方法による効率の影響を確かめるため、実験比較を行った。トランスの配置図は図 4.6(b)、受電側の実験回路図は図 4.14 の通りである。送電側は図 4.20 に示す 2 種類の接続方法で給電実験を行った。受電トランスは送電トランス[A]と正対させ、1.5kW の給電を行った。

実験結果を表 4.6 に示す。参考として 2 並列接続時の給電結果も併せて載せた。表 4.6 より、コイル端子を開放すると、コイルに電流が流れないため、効率が改善されている。並列駆動と比べ 1%程度の効率向上が確認できた。

コイル端子を短絡させた場合は、コイルで共振しないためトランスのリアクタンスが増加し、(4.25)式より電流 I_b が流れにくくなる。実験結果より、コイル端子を開放した場合と同様の特性を示し、並列駆動と比べ 1%程度の効率向上が確認できた。2 種類の方法とも給電効率はほぼ同等である。

表 4.6 トランス [B]のコイル接続方法による給電結果

Type	トランス[B]の コイル端子を開放	トランス[B]の コイル端子を短絡	2 並列接続
V_{IN} [V]	290.1	288.7	248.6
I_{IN} [A]	5.9	5.9	7.2
pf_{IN}	0.99	0.99	0.95
$I_{IN(a)} / I_{IN(b)}$ [A]	(5.9) / -	(5.9) / -	5.97 / 1.71
$pf_{IN(a)} / pf_{IN(b)}$	(0.99) / -	(0.99) / -	0.97 / 0.66
V_b [V]	15.8	1.0	(248.6)
I_a / I_b [A]	25.3 / 0.10	25.2 / 0.12	22.6 / 20.9
V_D [V]	158.5	158.4	158.3
I_D [A]	11.1	11.1	11.1
P_{IN} [W]	1684	1683	1703
$P_{IN(a)}$ [W]	(1684)	(1683)	1438
$P_{IN(b)}$ [W]	-	-	266
P_D [W]	1598	1598	1597
P_L [W]	1501	1500	1500
η_{TR}	94.91	94.97	93.75
Z_{IN} [Ω]	49.4	49.0	34.5

4.6.2 スイッチ方式の提案

送電トランス間に相互結合によって、トランスの開放でより効率が低下する場合が生じるが、コイル端子の接続方法を変更することで効率改善が見込めることも確認できた。

送電トランスの閉回路をスイッチングで開放する場合、突入電流によるアークの発生や、節点の摩耗やノイズによる機器の故障などが考えられる。送電コイルはコンデンサと共振しているため、電流値は高い。大電力を送る場合、より大きな共振電流が流れるため、コイル端子部を開放することは難しい。このため、大電流が発生しにくい方法としてコイル端子を短絡させるスイッチング方式が望ましい。

その他、トランスを電源から開放するときにもスイッチが必要であることから、合計2つのスイッチが必要である。スイッチの数を増やすと、コスト増や制御が複雑となるため、より部品点数を減らして簡素化させる必要がある。

以上のことを考慮すると、図 4.21 のようなトグルスイッチが適している。スイッチが ON の時は、トランス[A]と[B]は並列接続される。OFF の時はトランス[B]は電源から開放され、コイルの端子部で短絡される。1つのスイッチで切り替えが可能となる。受電側トランスと正対していない状態では、入力電流が小さいためスイッチングを行いやすい。また、共振しているコイル端子を開放しないため、スイッチ部分に大電流が流れにくい構造となる。

SS 方式や SP 方式を用いる場合、受電コイル不在時は給電時と比べてインピーダンスが小さく、大きな入力電流が発生する。このため、スイッチングさせる場合は、給電時に動作させなければならない。走行中非接触給電システムでは短時間に大きな位置ずれが発生するため、非常に高速なスイッチング制御が必要となる。さらに、入力電流も大きいため機器も故障しやすい。PS 方式を用いたシステムでは、受電コイルがない状態、つまり入力電流が小さい時でスイッチングを行うことができるため、安全に切り替えられ、かつ高速なスイッチング制御を行う必要はない。

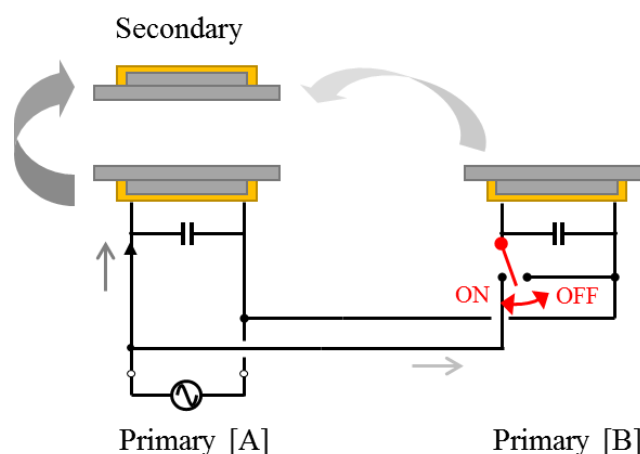


図 4.21 トグルスイッチ

4.7 送電トランス 3 並列接続による特性評価

4.7.1 トランスの仕様と回路構成

前節まで 2 つの送電トランスを用いた検討を行った。さらに送電トランスの接続数を拡張した場合の特性を確認するため、送電トランスを 3 つ用いて給電を行った。トランスの外観は図 4.22 に、回路図は図 4.23 に示す。トランスは図 4.6(a)の寸法のトランスを使用し、トランス背面には地上側 W840×D400mm×H1mm, 車載側 W400×D400mm×H1mm のアルミ板を使用した。送電トランスは 120mm 間隔で 3 つ配置した。トランス定数を表 4.7 に示す。

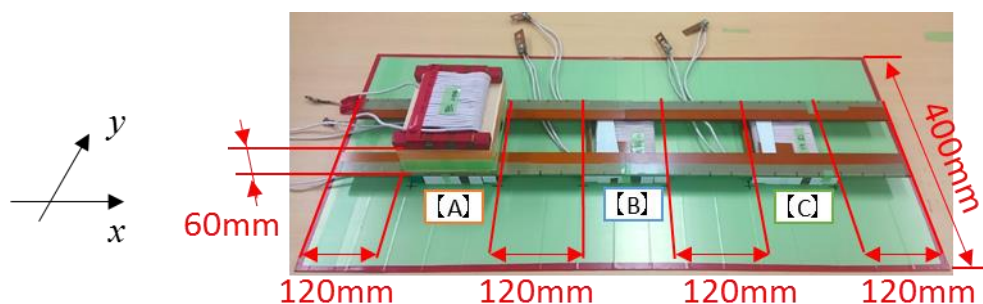


図 4.22 トランスの外観 (送電トランス : 3 並列接続)

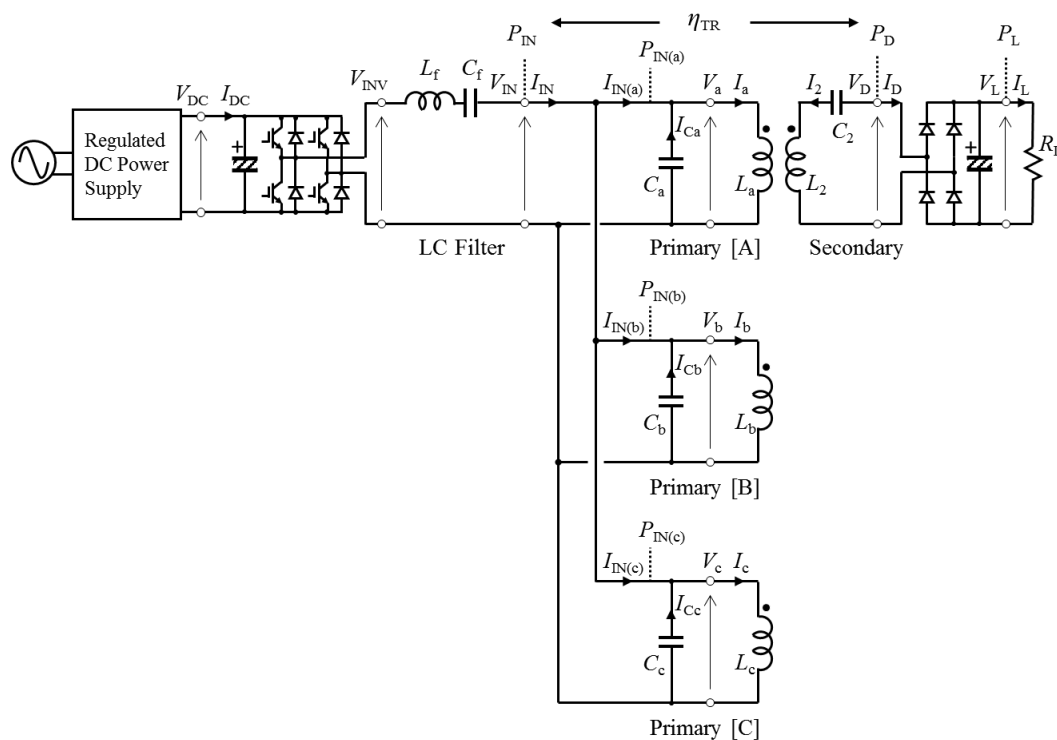


図 4.23 実験回路図 (送電トランス : 3 並列接続)

表 4.7 トランス定数 (送電トランス : 3 並列接続)

Type	PS Capacitor topology
gap[mm]	60
f_0 [kHz]	85
$N_{1(a)} / N_{1(b)} / N_{1(c)} / N_2$ [Turn]	12T / 12T / 12T / 24T
$p_{1(a)} / p_{1(b)} / p_{1(c)} / p_2$ (parallel)	2p / 2p / 2p / 1p
$L_a / L_b / L_c / L_2$ [μ H]	21.83 / 22.67 / 22.45 / 96.63
$r_a / r_b / r_c / r_2$ [m Ω]	42.29 / 42.11 / 42.76 / 169.8
$Q_a / Q_b / Q_c / Q_2$	276 / 287 / 280 / 304
M_{ab} [μ H]	-0.497
M_{ac} [μ H]	-0.247
M_{a2} [μ H]	11.01
M_{bc} [μ H]	-0.587
M_{b2} [μ H]	1.099
M_{c2} [μ H]	0.203
k_{ab}	-0.0223
k_{ac}	-0.0112
k_{a2}	0.240
k_{bc}	-0.0260
k_{b2}	0.0235
k_{c2}	0.00436
$C_a / C_b / C_c / C_2$ [μ F]	0.1562 / 0.1487 / 0.1544 / 0.0388
R_{Lmax} [Ω]	12.5*
R_L [Ω]	16.0
η_{max} [%]	97.22*

※ 送電トランス[A]のみ接続した場合の最適負荷と最大効率

4.7.2 正対時と受電トランス不在時

受電トランスとトランス[A]と正対している時の入力波形を図 4.24 に、受電トランス不在時の入力波形を図 4.25 に示す。また、給電結果を表 4.8 に示す。

図 4.24, 表 4.8 よりトランス正対時では、トランス[A]への入力力率は 0.98 でほぼ 1 である。また、効率は 90.27% となり、正対しているトランス同士では問題なく給電ができていることが確認できた。

全トランスへの入力力率は 0.88 と低下しているが、受電トランスと正対していないトランス[B], [C]の入力力率が低いため、全体の力率が低下した。効率は、送電コイル 2 並列時の効率は 93.75% であるため、3 並列にしたことで約 3.5% 低下した。送電トランスの接続数を増加すると、さらに効率が低下すると予想される。

図 4.25, 表 4.8 より、受電トランス不在時において、入力電流は 7.6A から 3.7A まで減少し、入力電力が 1763W から 106W まで抑えられていることが確認できた。送電トランス 2 並列時は 65.5W であり、1 トランスあたり約 30~35W 増加している。

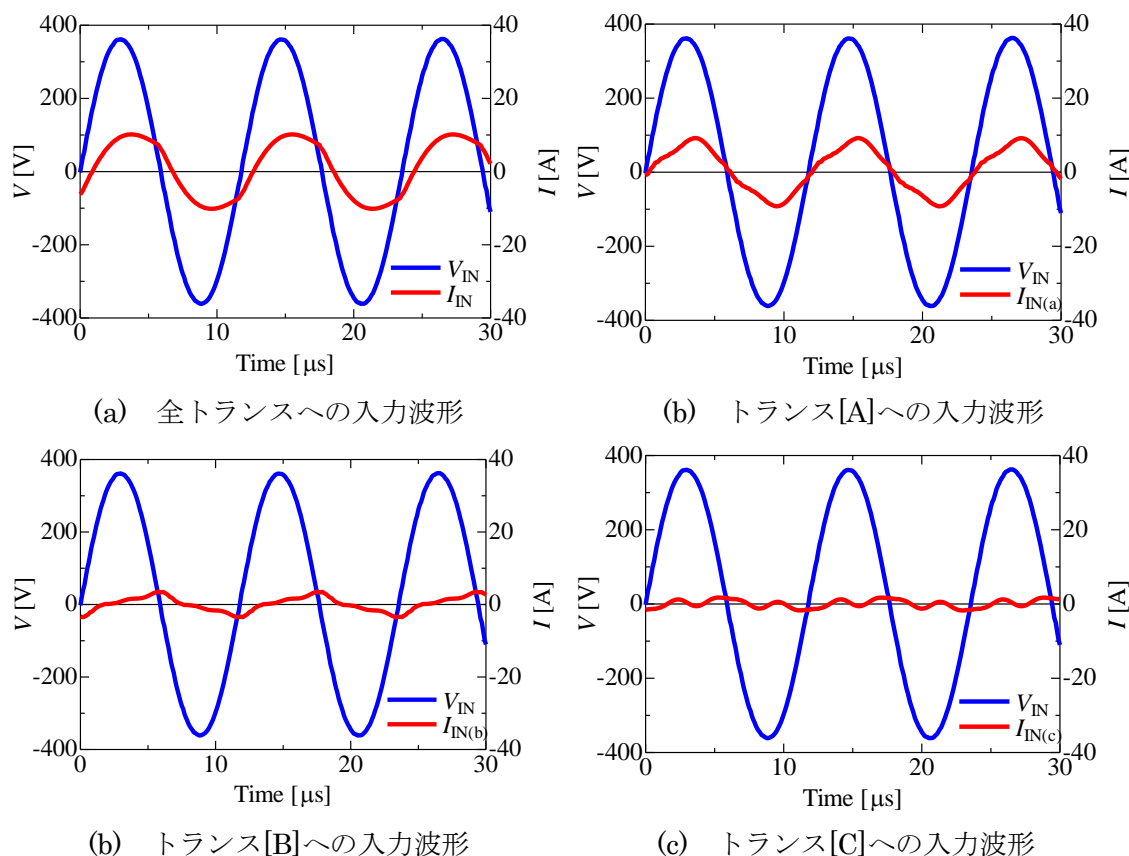


図 4.24 送電トランス 3 並列接続時の入力電圧・電流波形 (受電トランス : 有)

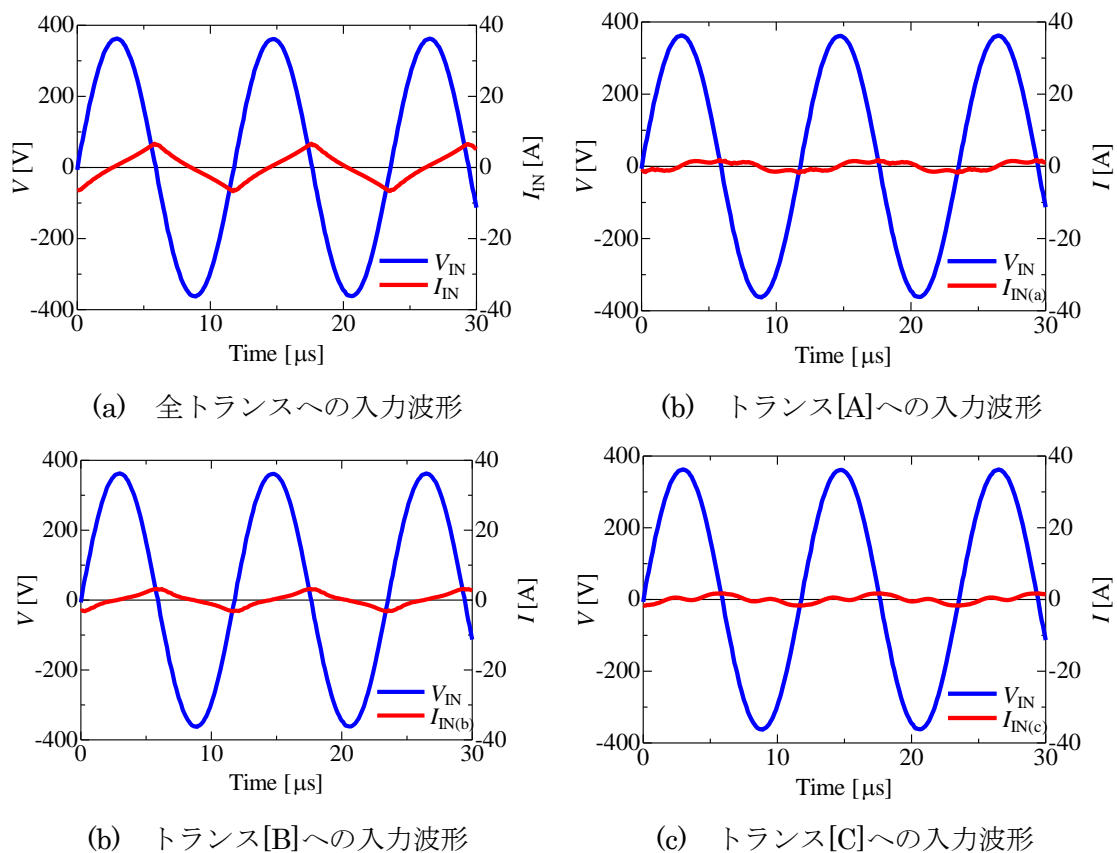


図 4.25 送電トランス 3 並列接続時の入力電圧・電流波形 (受電トランス : 無)

表 4.8 トランス[A]との正対時と受電トランス不在時の給電結果 (送電コイル3並列)

2nd coil	with	without
V_{IN} [V]	263.2	263.2
I_{IN} [A]	7.62	3.67
pf_{IN}	0.88	0.11
$I_{IN(a)} / I_{IN(b)} / I_{IN(c)}$ [A]	5.96 / 1.94 / 1.06	1.10 / 1.82 / 0.94
$pf_{IN(a)} / pf_{IN(b)} / pf_{IN(c)}$	0.98 / 0.32 / 0.24	0.13 / 0.08 / 0.14
$I_a / I_b / I_c$ [A]	23.6 / 22.4 / 22.3	22.8 / 22.5 / 22.3
V_D [V]	157.9	-
I_D [A]	11.1	-
P_{IN} [W]	1763	106.0
$P_{IN(a)}$ [W]	1529	37.7
$P_{IN(b)}$ [W]	159.2	37.7
$P_{IN(c)}$ [W]	75.3	30.7
P_D [W]	1591	-
P_L [W]	1501	-
η_{TR}	90.27	-
Z_{IN} [Ω]	34.5	71.7

4.7.3 位置ずれ特性

トランス[A]と正対時を標準状態 ($x=0\text{mm}$) として $x=-120\text{mm}$ から 240mm (トランス[B]と正対) まで 30mm 間隔で給電を行った。入力電圧は一定とし、標準状態で出力電力 1500W となる電圧を基準とした。図 4.26 に位置ずれ時の出力電力と効率、図 4.27 に各トランスの入力電力を示す。

図 4.26 よりトランス効率は、 $x=0\sim 240\text{mm}$ において、 $89.9\sim 91.2\%$ の効率が得られ、平均は 90.5% となった。効率差異は最大でも 1.3% であり、ほぼ一定の効率を維持できている。

出力電力は、 $x=240\text{mm}$ (トランス[B]と正対) 付近で最大となり 1600W 以上となった。これは、正対しているトランス[B]のほか左右に配置されているトランス[A], [C]からの給電電力も含まれるためである。送電トランスの中間地点では出力が 1404W となり、最大給電電力を基準としたとき、出力の低下率は 15.5% となった。2 並列時と比べ 9.8% 改善した。平均給電電力は 1537W であり、平均低下率は 7.4% であった。2 並列時と比べ平均低下率が 4.8% 改善されている。特に出力変動の対策を行っていないため変動が大きい。出力向上には変動抑制対策が必要である。

図 4.27 より、各トランスへの入力電力は、正対時が最大となっている。送電トランスの中間地点 ($x=120\text{mm}$) では左右のトランスからの給電電力も等しい。送電コイル 2 並列時の特性と同様である。

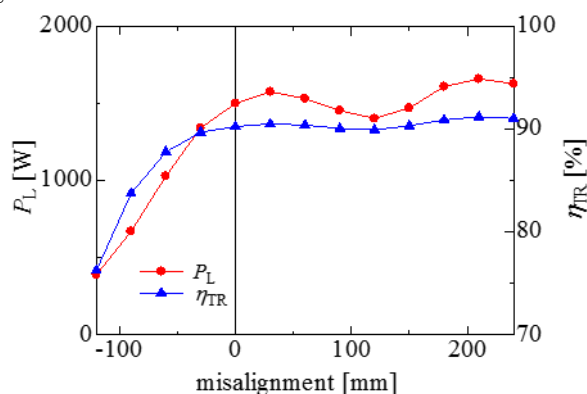


図 4.26 位置ずれ時の出力電力と効率 (送電コイル×3)

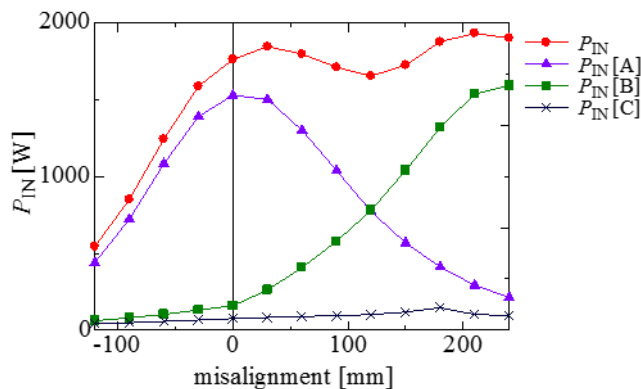


図 4.27 位置ずれ時の入力電力 (送電コイル×3)

4.7.4 トランス[C]開放時の特性

受電トランスとトランス[A]が正対している状態において、トランス[C]を開放させたときの特性を確認した。トランス[C]開放時の回路図を図 4.28 に示す。また、給電結果を表 4.9 に、周波数特性を図 4.29 に示す。参考として送電トランス 3 並列接続時の 1.5kW 給電結果を表 4.9 に掲載した。また、トランス[C]開放時の給電では、設計上の制約により、コイルに流れる電流の上限を 35A として給電を行った。

表 4.9 より、効率は 90.27% から 71.09% へ大幅に低下した。トランス[C]を開放すると入力電力は 1/4 にも関わらず、共振電流 I_c は 22.3A から 33.7A へ大きく増加している。送電トランス 2 並列時と同様、相互結合の影響でトランス[C]に誘導電流が発生して効率が低下した。

図 4.29 の周波数特性では、2 並列接続時のインピーダンス、効率と比較をした。図 4.29(a) より、トランス[C]を開放すると 2 並列接続時のインピーダンスに近い特性を示しているが、共振周波数 f_0 付近で変動している。図 4.29(b) より、効率も 2 並列接続時と近い特性を示しているが、 f_0 付近で効率が急峻に低下している。ともにトランス[B]を開放した時と同様の特性を示している。

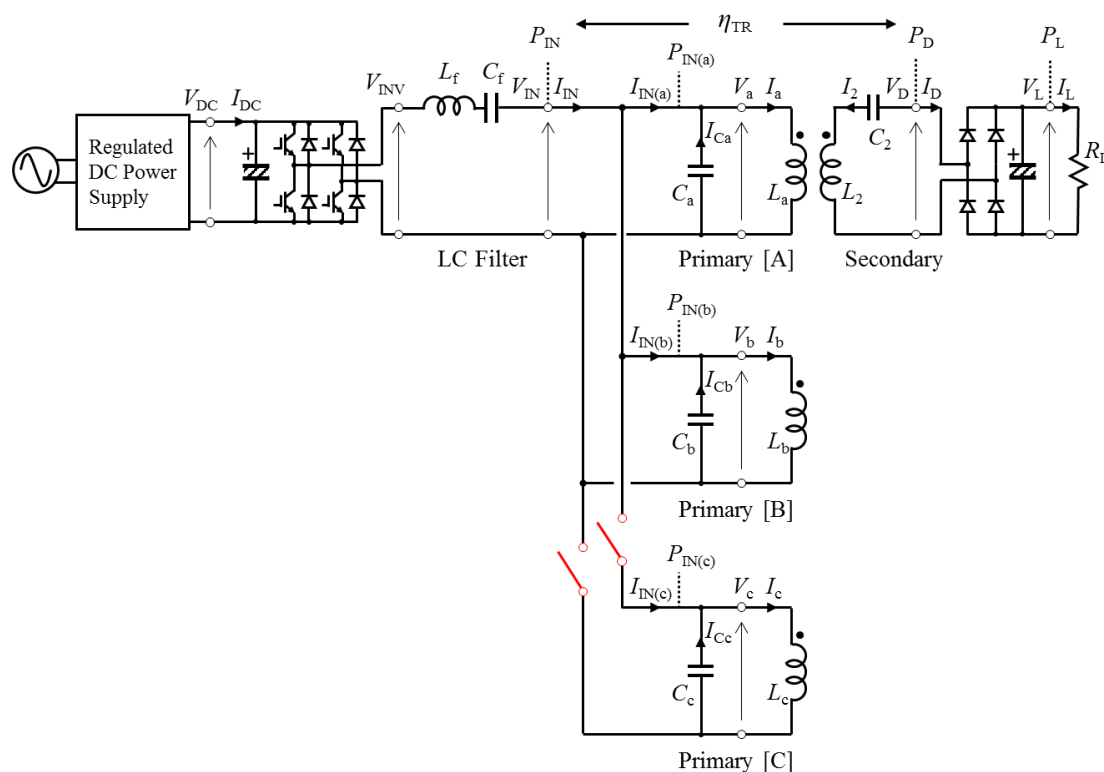


図 4.28 送電トランス[C]開放時の実験回路図 (送電トランス×3)

表 4.9 送電トランス[C]開放時の給電結果

Type	トランス[C]を開放	並列接続
V_{IN} [V]	114.8	263.2
I_{IN} [A]	3.8	7.62
pf_{IN}	0.97	0.88
$I_{IN(a)} / I_{IN(b)} / I_{IN(c)}$ [A]	2.6 / 1.3 / -	5.96 / 1.94 / 1.06
$pf_{IN(a)} / pf_{IN(b)} / pf_{IN(c)}$	0.99 / 0.88 / -	0.98 / 0.32 / 0.24
$I_a / I_b / I_c$ [A]	10.1 / 9.7 / 33.7	23.6 / 22.4 / 22.3
V_D [V]	69.1	157.9
I_D [A]	4.8	11.1
P_{IN} [W]	422	1763
$P_{IN(a)}$ [W]	292	1529
$P_{IN(b)}$ [W]	130	159.2
$P_{IN(c)}$ [W]	-	75.3
P_D [W]	300	1591
P_L [W]	283	1501
η_{TR}	71.09	90.27
Z_{IN} [Ω]	30.4	34.5

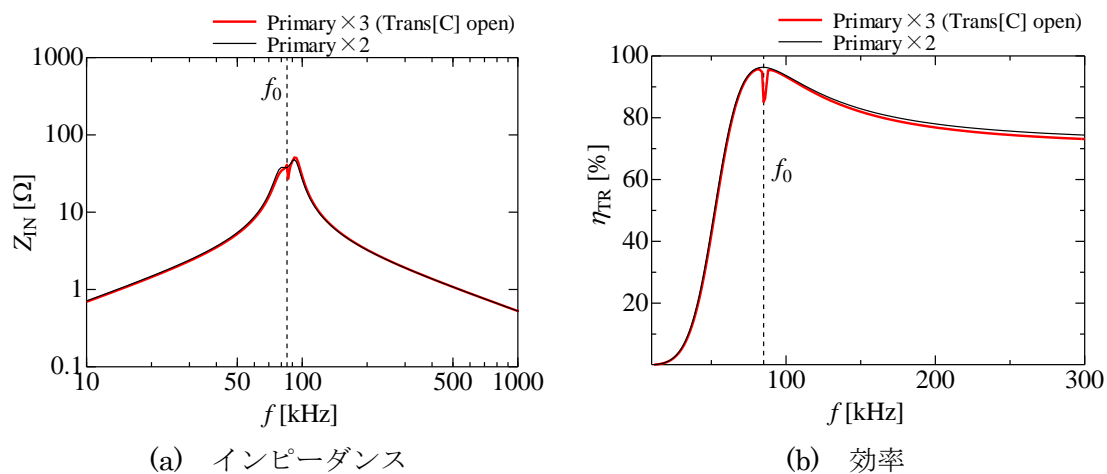


図 4.29 トランス[C]を開放した時の周波数特性

4.7.5 開放したトランス[C]のコイル端子を短絡した場合の特性

トランス[C]のコイル端子を短絡させた場合の給電特性を確認した。受電トランスは送電トランス[A]と正対させ、1.5kWの給電を行った。

実験結果を表4.10に周波数特性を図4.30に示す。参考として3並列接続時の給電結果も併せて載せた。表4.10より、コイル端子を短絡させることによって、トランス[C]のコイルに流れる電流が22.3Aから0.58Aまで減少し、効率が90.3%から92.6%まで改善された。2並列接続時と同様まで効率を改善できることが確認できた。

図4.30(a)のインピーダンス特性では、トランス[C]のコイル端子を短絡すると、2並列接続時のインピーダンスに近い特性を示す。図4.30(b)の効率比較でも2並列接続時と同様の特性を示している。トランス[C]を開放した場合、図4.29に示す通り共振周波数 f_0 付近でインピーダンス、効率に変動が生じたが、コイル端子を短絡させると f_0 付近でも変動がなく、全ての周波数領域において2並列接続時とほぼ同等の特性を示すことが確認できた。

表 4.10 トランス[C]のコイル端子短絡による給電結果

Type	トランス[C]の コイル端子を短絡	並列接続
V_{IN} [V]	263.2	263.2
I_{IN} [A]	6.95	7.62
pf_{IN}	0.94	0.88
$I_{IN(a)} / I_{IN(b)} / I_{IN(c)}$ [A]	5.86 / 1.65 / -	5.96 / 1.94 / 1.06
$pf_{IN(a)} / pf_{IN(b)} / pf_{IN(c)}$	0.99 / 0.45 / -	0.98 / 0.32 / 0.24
V_c [V]	0.26	(263.2)
$I_a / I_b / I_c$ [A]	23.4 / 22.1 / 0.58	23.6 / 22.4 / 22.3
V_D [V]	158.3	157.9
I_D [A]	11.1	11.1
P_{IN} [W]	1725	1763
$P_{IN(a)}$ [W]	1520	1529
$P_{IN(b)}$ [W]	191.9	159.2
$P_{IN(c)}$ [W]	-	75.3
P_D [W]	1597	1591
P_L [W]	1500	1501
η_{TR}	92.60	90.27
Z_{IN} [Ω]	37.9	34.5

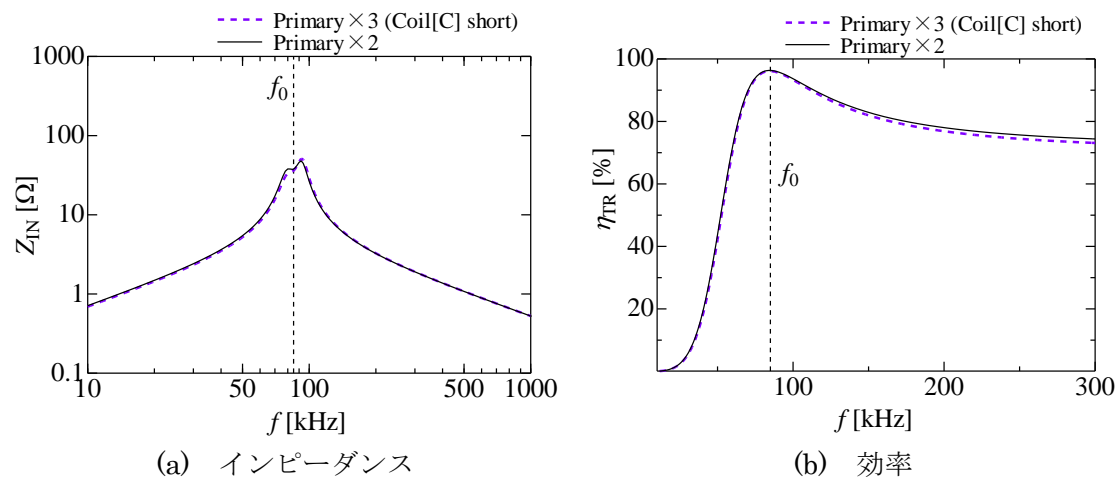


図 4.30 トランス[C]のコイル端子を短絡した時の周波数特性

4.8 出力低下の抑制手法について考察

本章では、飛び石方式を用いた走行中非接触給電システムの検討を行った。複数の送電トランスを配置する場合、相対する送電トランスが不在となる区間が存在するため、図 4.31(a)に示すような領域で出力が低下する。これは、飛び石方式に限らず図 4.31(b)のループコイル方式でも同様である。平均給電電力の向上のほか、装置の長寿命化の観点から出力の変動が抑えられることが望ましい。特に、飛び石方式では出力低下が起きやすいため対策を講じる必要がある。本節では今後の方向性の一例として PSS 方式を用いた出力低下の抑制手法について考察した。

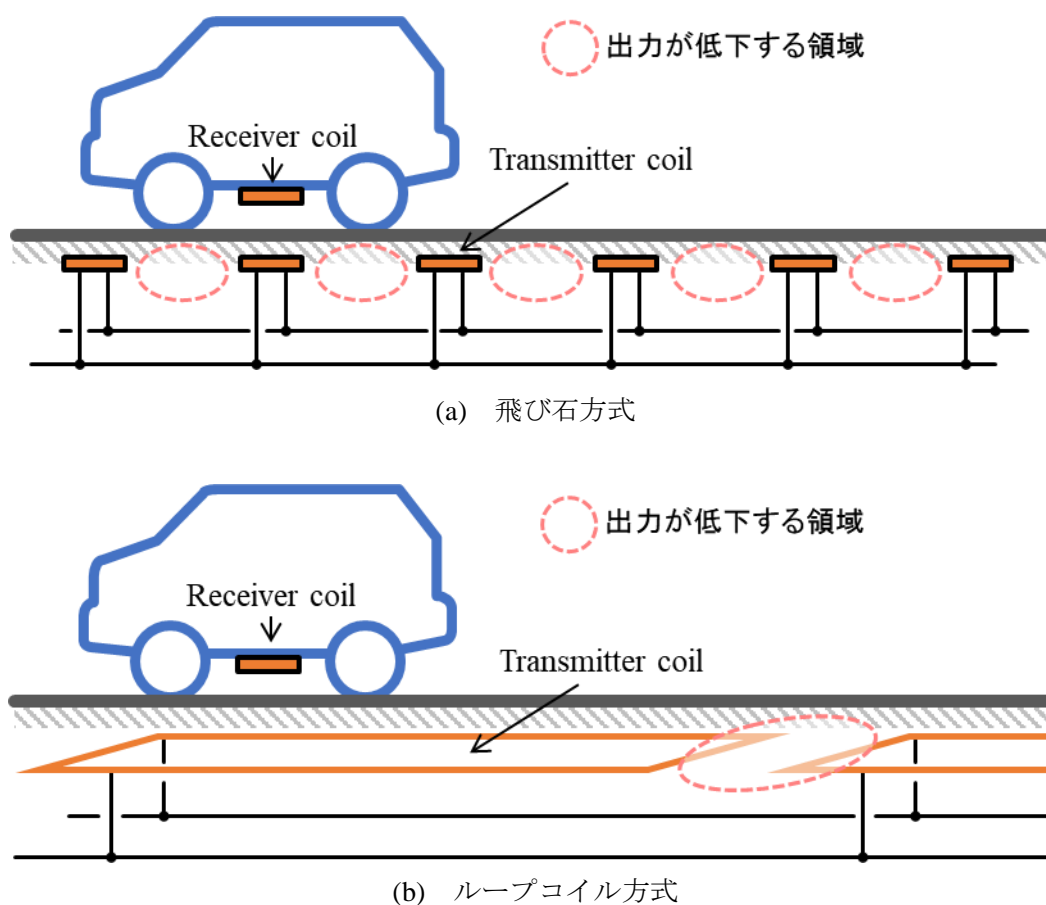


図 4.31 出力低下が生じる領域

4.8.1 PSS 方式を用いたインピーダンス変換

出力低下が起きる原因は位置ずれによるインピーダンスの変動である。位置ずれが生じると相互結合が変化しインピーダンスが変化する。このため、定電圧駆動や定電流駆動で出力一定にすることは難しい。

そこで、インピーダンスの変動を抑える回路方式として PSS 方式が考えられる [52]。PSS 方式は図 4.32 のように、PS 方式の一次側並列に配置したコンデンサをコイルに対して直並列に分割して配置した回路方式である。コンデンサや回路特性を表 4.11 に示す。PS 方式のコンデンサ、回路特性も参考として載せた。表 4.11 より、一次側のコンデンサ値は、容量性リアクタンスの和が電源周波数において一次側の誘導性リアクタンスと等しくなるよう決定する。インピーダンスは容量性リアクタンスの分割比 s によって変化させることができる。PS 方式は位置ずれで結合係数 k が低下するとインピーダンスが増加する。定電圧駆動では過大な入力電流が抑えられるメリットがあるが、給電区間内においての出力低下はデメリットとなる。PSS 方式では、位置ずれでインピーダンスの変化が生じた時、動的に分割比 s を変えることでインピーダンスが変換でき、出力低下を抑制することができる。

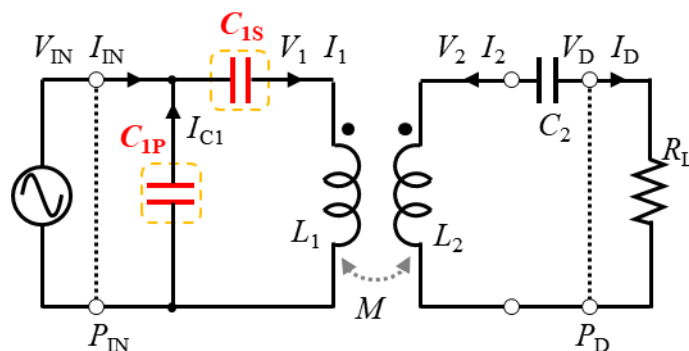


図 4.32 一次並列直列二次直列コンデンサ方式 (PSS 方式)

表 4.11 PSS方式とPS方式のコンデンサと回路特性

	PPS方式	PS方式
Capacitor	$\begin{cases} \frac{1}{\omega_0 C_{1P}} + \frac{1}{\omega_0 C_{1S}} = \omega_0 L_1 \\ \frac{1}{\omega_0 C_2} = \omega_0 L_2 \left(1 - \frac{k_0^2}{s}\right) \\ \left(\frac{1}{\omega_0 C_{1P}} : \frac{1}{\omega_0 C_{1S}} = s : (1-s)\right) \end{cases}$	$\begin{cases} \frac{1}{\omega_0 C_1} = \omega_0 L_1 \\ \frac{1}{\omega_0 C_2} = \omega_0 L_2 (1 - k_0^2) \end{cases}$
Input/Output characteristics	$\begin{cases} V_{IN} = \frac{s}{k} \sqrt{\frac{L_1}{L_2}} V_D \\ I_{IN} = \frac{k}{s} \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} I_D \end{cases}$	$\begin{cases} V_{IN} = \frac{1}{k} \sqrt{\frac{L_1}{L_2}} V_D \\ I_{IN} = k \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} I_D \end{cases}$
Optimal load	$R_{L\max} = \omega_0 M \sqrt{\left(\frac{M}{sL_1}\right)^2 + \frac{r_2}{r_1}}$	$R_{L\max} = \omega_0 M \sqrt{\left(\frac{M}{L_1}\right)^2 + \frac{r_2}{r_1}}$
Maximum Efficiency	$\eta_{\max} = \frac{1}{1 + \frac{2r_1}{\omega_0 M} \sqrt{\left(\frac{M}{sL_1}\right)^2 + \frac{r_2}{r_1}}}$	$\eta_{\max} = \frac{1}{1 + \frac{2r_1}{\omega_0 M} \sqrt{\left(\frac{M}{L_1}\right)^2 + \frac{r_2}{r_1}}}$
Optimal load (using k, Q)	$R_{L\max} = kr_2 Q_2 \sqrt{\left(\frac{k}{s}\right)^2 + \frac{Q_1}{Q_2}}$	$R_{L\max} = kr_2 Q_2 \sqrt{k^2 + \frac{Q_1}{Q_2}}$
Maximum efficiency (using k, Q)	$\eta_{\max} = \frac{1}{1 + \frac{2}{kQ_1} \sqrt{\left(\frac{k}{s}\right)^2 + \frac{Q_1}{Q_2}}}$	$\eta_{\max} = \frac{1}{1 + \frac{2}{kQ_1} \sqrt{k^2 + \frac{Q_1}{Q_2}}}$
Input impedance	$Z_{IN} = \left(\frac{s}{k}\right)^2 Z_{LR}$	$Z_{IN} = \frac{1}{k^2} Z_{LR}$
Input current	$I_{IN} = \left(\frac{k}{s}\right)^2 \frac{V_{IN}}{Z_{LR}}$	$I_{IN} = k^2 \frac{V_{IN}}{Z_{LR}}$

$$(\because Z_{LR} = (L_1/L_2)R_L)$$

4.8.2 分割比 s の決定

正対時を基準 ($s_0=1$) とし、位置ずれ時の入力電流が一定となるよう分割比 s を決定する。

正対時から x 位置ずれした時、入力電流を $I_{IN}(x)$ とすると、以下の(4.26)式として表せる。

$$I_{IN}(x) = \left(\frac{k_x}{s_x} \right)^2 \frac{V_{IN}}{Z_{LR}} \dots\dots\dots (4.26)$$

k_x , s_x は x 位置ずれした時の結合係数と分割比である。ここで、分割比 s_x を(4.27)式と置くと、(4.28)式の関係が成り立つ。

$$s_x = \frac{k_x}{k_0} \dots\dots\dots (4.27)$$

$$I_{IN}(x) = k_0^2 \frac{V_{IN}}{Z_{LR}} = I_{IN}(0) \dots\dots\dots (4.28)$$

よって、正対時の結合係数 k_0 と位置ずれ時の結合係数 k_x の比から分割比を決定することで、入力電圧 V_{IN} 一定ならば、位置ずれ時でも正対時と同等の入力電流が得られる。しかし、現実的には動的に位置ずれ時の結合係数を求めることは難しい。そこで、入力電流の変動から分割比を決定する方法を考える。

x から Δx 位置ずれした時の入力電流を $I_{IN}(x+\Delta x)$ とすると、(4.29)式として表せる。

$$I_{IN}(x+\Delta x) = \left(\frac{k_{x+\Delta x}}{s_x} \right)^2 \frac{V_{IN}}{Z_{LR}} \dots\dots\dots (4.29)$$

(4.26)(4.29)式より変動による入力電流比は(4.30)式となる。

$$\frac{I_{IN}(x+\Delta x)}{I_{IN}(x)} = \left(\frac{k_{x+\Delta x}}{k_x} \right)^2 \dots\dots\dots (4.30)$$

(4.30)式の右辺値は(4.27)式より

$$\left(\frac{k_{x+\Delta x}}{k_x} \right)^2 = \left(\frac{k_{x+\Delta x}}{k_0} \cdot \frac{k_0}{k_x} \right)^2 = \left(\frac{s_{x+\Delta x}}{s_x} \right)^2 \dots\dots\dots (4.31)$$

であるため、(4.30)式に代入すると(4.32)式が導かれる。

$$s_{x+\Delta x} = s_x \sqrt{\frac{I_{IN}(x+\Delta x)}{I_{IN}(x)}} \dots\dots\dots (4.32)$$

よって、入力電流の変動から、次の分割比 $s_{x+\Delta x}$ が決定できる。

4.8.3 シミュレーションによる検証

導出式の妥当性を検証するためシミュレーションを行った。トランス形状は図 4.1(a)の形状を用い、 x 方向へ位置ずれさせて給電を行った。入力電圧 V_{IN} (実効値) は 100V とし、正対時から 40mm 間隔で 240mm まで測定した。比較として、PS 方式の給電も行った。位置ずれ時の入力電圧、入力電流を図 4.33(a)に、出力電力と力率を図 4.33(b)に示す。

図 4.33(a)より、PS 方式では、位置ずれさせると入力電流が低下するのに対し、PSS 方式ではほぼ一定であり理論通りの結果が得られた。図 4.33(b)より、出力電力を見ると PS 方式は 80mm 位置ずれで約半分となるが、PSS 方式では正対時とほぼ同程度の出力が得られている。ただし、80mm を超えると出力電力が低下し、160mm の位置ずれでは約半分となった。これは、位置ずれ時の力率が低下したためであり、図 4.33(b)から確認できる。出力電力を一定にするためには力率を低下させない対策方法を考える必要がある。

また、PSS 方式を用いることで出力低下が改善されることが分かったが、入力電流によって動的にコンデンサの分割比を変えるため、高速に動作させる制御装置が求められる。また、大電力の伝送を行うため、応答性や大容量化の観点からも検証する必要がある。

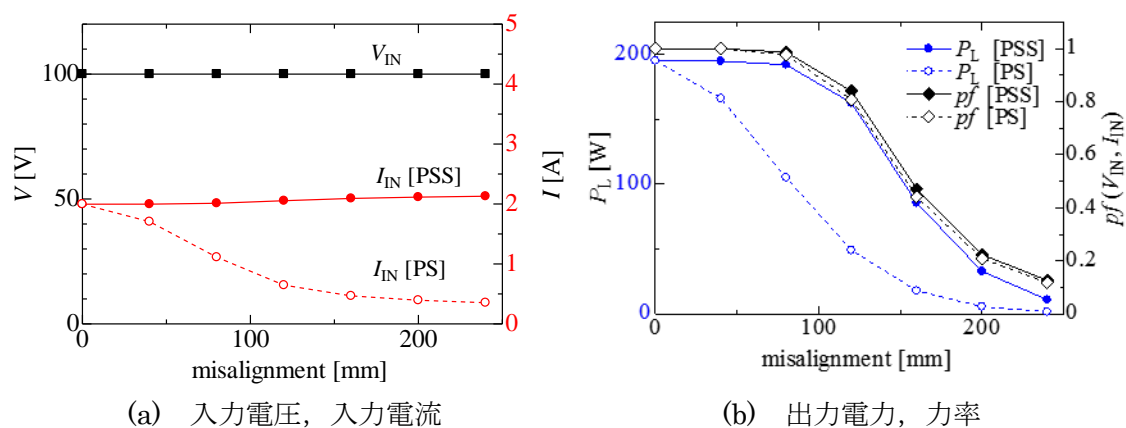


図 4.33 位置ずれ時の入力電圧、入力電流と出力電力、力率

4.9 まとめと今後の課題

4.9.1 まとめ

本章では、送電トランスの配置方法として飛び石方式を想定している。飛び石方式は他の方式と比べメンテナンス性やコスト面で有用であることや、給電に使用する送電トランスのみに電力を供給することが可能であるため、効率向上が見込めるなどの観点から走行中給電に適しているシステムである。送電トランスを複数配置するとき、配置間隔によって相互結合が発生するため、相互結合を考慮した設計をしなければならない。また、給電に使用する送電トランスのみに電力を供給することで効率向上が見込めると考えられるが、送電に利用しないコイルと相互結合があるため、効率への影響は不明であった。

よって、走行中非接触給電システムに適する PS 方式を用い、送電トランス間の相互結合を考慮した給電システムの特性評価を行った。そこで、位置ずれなど給電特性から相互結合の影響を確認したほか、給電に寄与しないコイル端子を開放した場合の特性評価を行い、相互結合の影響を理論的な観点から明らかにした。

回路解析の結果、並列接続時では送電トランス間の相互結合が自己インダクタンスと比較し十分小さい場合は相互結合の影響も小さく、一対一のトランスと同様の設計で給電が行えることを明らかにした。給電実験より、正対時、受電トランス不在時、位置ずれ時の特性を確認し、正対しているトランス同士では一対一のトランスと同様の特性が得られることを確認した。位置ずれ特性では、効率の変動は約 1%程度であり、ほぼ一定である。出力電力の変動は 3 並列接続時でも 15.5%と大きく、出力向上には変動抑制対策が必要である。

給電に寄与しない送電トランスを開放した状態では、並列接続時と比べ効率が大きく低下した。開放した送電トランスのリアクタンスが小さいため、小さい相互結合であってもコイルに共振電流が流れ、効率低下を招いたことが分かった。対策方法として、開放したトランスのコイル端子を短絡することでリアクタンスが増加し、コイルに流れる共振電流を抑えられることができた。結果、効率が向上できることを確認できた。

最後に、出力低下の抑制手法として PSS 方式を用いたインピーダンス変換手法について考察し、今後の方向性を示した。

4.9.2 今後の課題

走行中非接触給電システムについて検討を進めたが、位置ずれ特性は、それぞれの定常状態での特性評価であり、動的な給電実験を行っていない。本検討のような横幅 120mm のトランスを 120mm 間隔で配置した場合、100km/h 走行時、給電電力に 120Hz 程度の周期性を持つ。電源周波数とは異なる周波数の電力が供給されることとなるが、電源周波数 85kHz に対して極めて低く、影響は小さいと考えられる。文献 [53] より、車両速度が 100km/h の場合では、速度依存性はなく準定常状態とみなすことができるとしているが、

100km/h での走行は行っておらず推定値である。今後は、実際の走行を模擬した速度での給電実験を行う必要がある。

第5章 結論

5.1 まとめ

環境問題や省エネ対策の観点から電気自動車が大きく普及し始めている。しかし、電気自動車に搭載されるバッテリーの特性により連続航続距離が短く、技術的な課題の一つとなっている。その中で、連続航続距離の拡大が可能な技術として走行中非接触給電システムが提案され、研究がすすめられている。本論文では飛び石式を用いた走行中非接触給電システムの実現に向けて、給電装置や回路方式について理論的な観点から考察し、複数の送電トランスを用いた給電システムの基礎検討を行った。

第1章では、序論として電気自動車の普及現状と技術的な課題から、走行中非接触給電システムの社会的な意義について述べた。そこで、給電方式や給電装置、回路方式の技術的な背景や、電磁波による周辺環境への影響や規制などを説明し、走行中非接触給電システムの課題について述べ、位置づけを明確化した。最後に、本研究の目的を掲示した。

第2章では、磁界構造の異なる円形トランスやソレノイド型トランスと共用可能なトランスとして提案されているHc型トランスの給電特性を明らかにした。そこで、回路解析を行い、理論的な観点から特性を評価した。その結果、相対するトランスに合わせた磁界構造となるよう回路設計することで、円形、ソレノイド型トランスと給電を行うことができ、有用性について実証できた。Hc型トランスを構成している2つのコイルを並列接続した場合、位置ずれなどで相対するトランスとの相互結合に偏りが生じると、受電コイルの電流が変化し、効率に影響を与えることを理論的な観点から明らかにした。さらに、漏洩電界強度を比較すると、相対するトランス形状によって特性が異なり、円形との給電では円形の特性、ソレノイド型との給電ではソレノイド型の特性に近い電界強度を示した。相対するトランスの特性に近い特性が得られることが分かったが、いずれの条件においても漏洩電界は基準値を上回ったため対策が必要である。

第3章では、従来の走行中非接触給電システムで検討されている回路方式では、位置ずれや二次コイル不在時にインピーダンスが低下し、過大な電流が流れてしまう問題がある。制御機構なしで過電流を抑え、定電圧駆動が可能となる中継コイル方式が提案されている。現在、中継コイル方式は入出力特性や効率を考慮した設計方法が確立されていない。別の回路方式として提案されているPS方式も位置ずれや二次コイル不在時での過電流を抑えることができ、かつトランスの入力電圧を一定とした駆動が可能な方式である。H型トランスを用いて中継コイル方式の回路解析から設計方法を導出し、PS方式との特性差異を明らかにした。中継コイル方式の回路解析により、受電コイル不在時においてはインピーダンスが最大となり、給電時には高効率給電が可能で、かつ理想変圧器特性が得られる設計方法を示した。PS方式と比較すると、2方式の特性に類似性がみられ、中継コイルを一次コイルと密結合となるよう設計することでPS方式と同様の特性が得られることが分かつ

た。入出力特性は共に一次と二次コイルの巻数比で決定でき、中継部の巻数に依存していないことが分かった。中継コイル方式のみの特徴として、中継部の巻数を変更することにより、中継部の電圧・電流比を変えることができるため、共振電流を抑えられることが分かった。また、給電実験から2方式の特性差異を確認したところ、基本波において近い特性を示し、理論式の妥当性が確認できた。二次コイル不在時での給電特性でも2方式は同等の特性を示し、電流波形は三角波となった。三角波となった原因は、インダクタンスの変化と入力の高調波による影響であり、理論的な観点から明らかにした。

第4章では、走行中非接触給電システムに適した回路方式であるPS方式を用い、複数の送電トランスを配置した給電システムの特性評価を行い、相互結合の影響を理論的な観点から明らかにした。回路解析の結果、並列接続時では相互結合が自己インダクタンスと比較し十分小さい場合、一対一のトランスと同様の設計で給電が行えることを明らかにした。給電実験より、受電トランスの有無、位置ずれ特性を確認し、正対しているトランス同士では一対一のトランスと同様の特性が得られることを確認した。また、給電に寄与しない送電トランスを開放したところ、並列接続時と比べ効率が大きく低下した。相互結合の影響によって開放したトランスに共振電流が流れ、効率低下を招いたことが確認できた。対策方法として、開放したトランスのコイル端子を短絡したところ、コイルに流れる共振電流を抑えられ、効率が向上できることを確認できた。

5.2 今後の課題

本研究では、互換性やインピーダンス特性に着目して検討を進めたが、高速走行や充電時間短縮など利便性を考慮すると、大電力給電の需要が高まると予想される。近年では、飛び石方式の20kW級走行中非接触給電システムの研究も進められている。今後は、バスやトラックなどの大型自動車への給電や普通乗用車への急速充電を考慮すると、更なる大容量化の検討も必要である。大容量化に伴い、給電効率やインピーダンス特性の検討だけでなく、トランスの許容電流や耐電圧の検討や磁気飽和や耐熱性を考慮した形状検討、漏洩電磁界の低減対策など総合的な観点から実現可能性について検証する必要がある。

また、本検討の走行中非接触給電システムにおいて、正対時や位置ずれ時などの静的な特性評価を行ったが、走行中においては給電条件が絶えず変化するため、動的な給電特性を明らかにしなければならない。等間隔に送電トランスを敷設し、かつ一定の速度で走行した場合、トランスの位置関係に周期性を持つ。トランスの位置関係によって相互結合が決定されるため、電源以外に周期性を持つ電力が受電側に供給されることと等しい。現在自動車用非接触給電で想定している電源周波数は85kHzであり、車速によって発生する起電力の周波数に比べ、はるかに高い。低速走行での実証実験も行われており、速度依存性はないとされているが、高速道路の運用を想定した場合、50km/h以上の動的な給電特性の検証は必須である。

最後に、本論文は走行中非接触給電システムに適したトランス形状や回路方式などを理論的な観点からアプローチを行い、有用性を示した。今後、本論文が走行中給電非接触給電システムの実用化や更なる発展に向けた検討の一助となれば幸いである。

謝辞

本論文は筆者が埼玉大学大学院理工学研究科理工学専攻博士後期課程に在籍中の研究成果を基にまとめたものである。博士課程入学から3年間、研究の方向性から詳細に至るまで、終始御懇篤なる御指導いただきました金子裕良教授に心より深く感謝いたします。

論文の審査におきましては、重要な御助言と御教示いただきました、伊藤和人教授、前山光明教授、辻俊明准教授には心より御礼申し上げます。

日本大学浜松芳夫特任教授には大学学部生時代より永年にわたり、研究の進め方や悩みについて親身になって相談に乗っていただきました。ここに深く感謝いたします。

実験装置の製作においては、川原藤樹技術職員には多大なるご協力を頂きました。御礼申し上げます。

株式会社テクノバ 新技術開発部特任研究員 砂金富保氏にはトランス設計に関する考え方など懇切丁寧にご教授いただきました。心より感謝いたします。

研究を進めるにあたり、大学院修士課程の生形直軌氏、福島健太氏、山本達哉氏をはじめ、電気機器研究室の皆様には真剣に議論を交わし、研究生活に多くの刺激を与えてくださいました。特に、大学院修士課程修了生の津田和真氏（現在、東芝三菱電機産業システム株式会社に在籍）には在学中、深夜に及ぶ実験にも快くお付き合いいただきました。また連日連夜の議論を通じて多角的な視点から研究推進に有益なヒントを多々いただきました。皆様には大学の研究生活の中でかけがえのない日々を過ごさせていただいたこと、心より深く感謝いたします。再び熱く語り合える日を楽しみにしております。

また、大学への進学や研究活動全般にあたり、衆議院事務局人事課の皆様には大変お世話になりました。特に研修係の荒金麻夕美氏、仲谷公男氏、安田篤司氏、原久恵氏、伊豆川恵子氏のほか、ロンドン大学クイーン・メアリーへ派遣中の西原成美氏には論文執筆に多大なご協力とご支援をいただきました。深く感謝いたします。

最後に、研究活動にあたり、あたたかく応援してくれた家族に心から感謝します。

参考文献

- [1] M.Budhia, G.A.Covic and J.T.Boys, "A New Magnetic Coupler for Inductive Power Transfer Electric Vehicle Charging Systems," *IEEEIECON 2010*, pp. 2481-2486, 2010.
- [2] 電気学会・移動体用エネルギーストレージシステム技術調査専門委員会, “電池システム技術,” pp. 236-267.
- [3] K. K. Ean, S. Kai, P. Sukprasert, T. Imura , Y. Hori, “Two-Transmitter Wireless Power Transfer with LCL Circuit for Continuous Power in Dynamic Charging,” *2015 IEEE PELS Workshop on Emerging Technologies*, 2015.
- [4] 入江寿一, 南信之, 南秀明 , 北吉晴芳, “イミタンス変換器を用いた非接触給電装置,” *電学論 D*, Vol120, No.6, pp.789-794, 2000.
- [5] 金子裕良, 松下真也, 及川康史 , 阿部 茂, “直列および並列共振コンデンサを用いた移動型非接触給電と給電効率,” *電学論 D*, Vol.128, No.7, pp.919-925, 2008.7.
- [6] 藤田敏博, 金子裕良 , 阿部 茂, “直列および並列共振コンデンサを用いた非接触給電システム,” *電学論 D*, Vol.127 ,No.2, pp.174-180, 2007.2.
- [7] A. Kurs, A. Karalis, R. Moffatt, J. D. Joannopoulos, P. Fisher and M. Soljac'ic', "Wireless Power Transfer via Strongly Coupled Magnetic Resonances," *in Science Express on 7*, vol. 317, no. 5834, pp. 83-86, 2007.7.
- [8] S. Obayashi, “85kHz Band 44kW Wireless Rapid Charging System for Electric Bus,” 23rd ITS World Congress, Melbourne, pp.1-12, 2016.10.
- [9] 堀田昌志, 延彰憲, 春山隆行, 結城亨 , 羽野光夫, “共鳴型無線給電システムへの水や誘電体の影響,” *産業応用工学会論文誌*, Vol.2, No.2, pp.23-31, 2014.9.
- [10] B. Wang, W. Yezazunis , K. H. Teo, “Wireless Power Transfer: Metamaterials and Array of Coupled Resonators,” Mitsubishi Electric Research Laboratories, Inc., 2013.
- [11] 紙屋雄史, 大聖泰弘 , 松木英敏, “電動車両用非接触急速充電システム,” *電学誌*, Vol.128, No.12, pp.804-807, 2008.
- [12] 岩田卓也, 江原夏樹, 金子裕良, 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,” *電学半導体電力変換研資*, SPC-09-39, pp.109-114, 2009.
- [13] M. Budhia, J. T. Boys, G. A. Covic , C.-Y. Huang, “Development of a Single-Sided Flux Magnetic Coupler for Electric Vehicle IPT Charging Systems,” *IEEE Trans.*

- on *Industrial Electronics*, Vol.60, No.1, pp.318-328, 2013.1.
- [14] 千明将人, 長塚裕一, 金子裕良, 阿部 茂, 保田富夫, 鈴木 明, “新コア構造による電気自動車用非接触給電装置トランスの小型軽量化,” *電学半導体電力変換研資*, SPC-11-48, pp.139-144, 2011.
- [15] 鈴木良輝, 鳥井俊宏, 水谷豊, 杉浦貴光, 坂井尚貴, 上原秀幸, 大平孝, “車両タイヤによるゼロギャップ無線電力伝送,” *ワイヤレス・テクノロジー・パーク, アカデミアプログラム*, 横浜, 2012.7.
- [16] 居村岳広, 岡部浩之, 内田利之, 堀洋一, “等価回路から見た非接触電力伝送の磁界結合と電界結合に関する研究—共振時の電磁界結合を利用したワイヤレス電力伝送—,” *電学論 D*, Vol.130, No.1, pp.84-92, 2010.
- [17] 増田満, 楠正弘, 小原大輝, 中山裕次郎, 濱田浩樹, 根上昭一, “電界共振結合型ワイヤレス電力伝送システム,” *信学技報, WPT 2013-20*, pp. 15-19, 2013.11.
- [18] 鈴木良輝, 水谷豊, 杉浦貴光, 坂. 尚貴, 大. 孝, “電化道路をタイヤ集電で走行する電気自動車の 1/32 スケールモデル試作実験,” *電学論 D*, Vol.134, No.7, pp.675-682, 2014.7.
- [19] A. Bomber, "Wireless Power Transmission: An Obscure History, Possibly a Bright Future," 2006.
- [20] 篠田健司, 篠原真毅, 三谷友彦, 松本紘, 橋本隆志, 岸則政, “マイクロ波送電を用いた電気自動車充電システムの評価研究,” *信学技報 SPS2005-11*, pp.1-4, 2006.2.
- [21] 篠原真毅, 松本紘, “マイクロ波を用いた電気自動車無線充電に関する研究,” *信学論 C*, Vol.J87-C, No.5, pp.433-443, 2004.5.
- [22] C. Boyko and S. McCormick, "SHARP," Friends of CRC, 6 February 2001. [Online]. Available: <http://www.friendsofrc.ca/Projects/SHARP/sharp.html>. [Accessed 14 September 2017].
- [23] 鈴木拓明, “レーザー方式宇宙太陽光発電の開発現状と展望,” *レーザー研究*, Vol.39, No.1, pp.24-29, 2011.1.
- [24] Y. Chun, S. Park, J. Kim, H. Kim, K. Hwang, J. Kim, S. Ahn, “System and electromagnetic compatibility of resonance coupling wireless power transfer in on-line electric vehicle,” *Proceedings of ISAP*, pp. 158-161, 2012.
- [25] Koh Kim Ean, Takehiro Imura and Yoichi Hori, "New Wireless Power Transfer via Magnetic Resonant Coupling for Charging Moving Electric Vehicle," *EVTeC and APE Japan*, May 2014.
- [26] C. Kato, K. Tsuda, T. Matsumura, Y. Kaneko, T. Fujita, T. Yasuda, “Investigation of Wireless Power Transfer System with Spaced Arranged Primary H-shaped Core

- Coils for Moving EVs,” *IECON2015-Yokohama*, pp. 5197-5201, 2015.
- [27] J. Boys, G. Elliott and G. Covic, "An Appropriate Magnetic Coupling C—Efficient for the Design and Comparison of ICPT Pickups," *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS*, vol. 22, no. 1, pp. 333-335, 2007.
- [28] 大場紀章, 保田富夫, 佐藤元久, “走行中非接触給電システムの提案,” *自動車技術会 秋季学術講演会*, 297-20145827, 2014.10.
- [29] 今野純也, 津田和真, 金子裕良, 岸 洋之, 保田富夫, “直列接続コイルを用いた非接触給電システムの共振コンデンサ方式・電源駆動方法の検討,” *電学全大*, 4-210, pp.353-354, 2015.3.
- [30] 小川健一郎, 工藤浩喜, 大館紀章, 尾林秀一, 庄木裕樹, 諸岡翼, “磁気共鳴方式における第3のコイルおよびアレー化による電力伝送効率の向上,” *信学技報*, WPT2010-13, 2011.1.
- [31] 西村太, 安倍秀明, “磁気共鳴型ワイヤレス電力伝送コイルの面方向へのアレー化に関する一検討,” *信学技報*, WPT2010-17, 2011.1.
- [32] 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*, 2012.8.
- [33] Bombardier Transportation, "PRIMOVE for trams," Bombardier Inc., [Online]. Available: <http://primove.bombardier.com/applications/tram.html>.
- [34] Korea Advanced Institute of Science and Technology, "KAIST," Korea Advanced Institute of Science and Technology, 3 2013. [Online]. Available: http://www.kaist.ac.kr/_prog/_board/?mode=V&no=10390&code=ed_news&site_dvs_cd=en&menu_dvs_cd=&list_typ=B&skey=&sval=&smonth=&site_dvs=&GotoPage=11.
- [35] Oak Ridge National Laboratory, "ORNL surges forward with 20-kilowatt wireless charging for vehicles | ORNL," [Online]. Available: <https://www.ornl.gov/news/ornl-surges-forward-20-kilowatt-wireless-charging-vehicles>. [Accessed 19 November 2017].
- [36] J. M. Miller, P. T. Jones, J.-M. Li and O. C. Onar, "ORNL Experience and Challenges Facing Dynamic Wireless Power Charging of EV's," *IEEE Circuits and Systems Magazine*, pp.40-53, 2015.5.
- [37] 田中薫, 松森弘之, 石間勉, 保田富夫, 金子裕良, 古関隆章, “電気自動車用 25kW 走行中非接触給電システムの開発,” *自動車技術会 春季学術講演会*, No.20165064, pp.337-341, 2016.5.
- [38] 藤田稔之, 保田富夫, 岸洋之, 金子裕良, “電気自動車用 25kW 走行中非接触給電シ

- システム用地上側コイル及び車両側装置の開発,” 自動車技術会 春季学術講演会, No.20165065, 2016.5.
- [39] R. Shimizu, Y. Kaneko and S. Abe, "New Hc Core Transmitter of a Contactless Power Transfer System that is Compatible with Circular Core Receivers and H-Shaped Core Receivers," EDPC 2013, Nuremberg, pp.369-375, 2013.10.
- [40] C.-S. Wang, G. Covic and O. Stielau, "Power Transfer Capability and Bifurcation Phenomena of Loosely Coupled Inductive Power Transfer Systems," Industrial Electronics, IEEE Transactions, Vol.51, No.1, pp.148-157, Feb, 2004.
- [41] 竹内琢磨, 小林大太, 居村岳広, 堀洋一, "Double-LCC を用いた走行中ワイヤレス電力伝送の基礎実験,” 信学技報, Vol.116, No.74, WPT2016-10, pp.5-10, 2016.6.
- [42] 安倍秀明, "棒状 1 次コイルアレイと平面状 2 次コイルの壁掛非接触給電への有用性検証,” 平成 29 年電気学会全国大会, 4-167, pp.291-292, 2017.3.
- [43] International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection (ICNIRP), "Guidelines for limiting exposure to time varying electric, magnetic, and electromagnetic fields," 2010.
- [44] 阿部茂, "EV・PHEV 用非接触給電の技術動向,” 電学誌, Vol.133, No.1, pp.25-27, 2013.
- [45] 遠井敬大, 金子裕良, 阿部茂, "非接触給電の最大効率の結合係数 k とコイルの Q による表現,” 電学論 D, Vol.132, No.1, pp. 123-124, 2012.
- [46] S. Lee, W. Lee, J. Huh, H. Kim, C. Park, G. Cho and C. Rim, "Active EMF cancellation method for I-type pickup of On-Line Electric Vehicles," IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), pp.1980-1983, 2011.
- [47] M.Jo, Y.Kaneko and S.Abe, "Methods for Reducing Leakage Electric Field of a Wireless Power Transfer System for Electric Vehicles," ECCE2014, Pittsburgh, pp.1762-1769, 2014.
- [48] 菅野勇一, 三田祐輔, 金子裕良, 阿部茂, 保田富夫, 鈴木明, "電気自動車用非接触給電装置のサーチコイルを用いた給電可能位置判定法,” 半導体電力変換研究会, SPC-12-007, 2012.1.27.
- [49] 居村岳広, 堀洋一, "電磁誘導方式と磁界共鳴結合方式の統一理論,” 電学論 D, Vol.135, No.6, pp.697-710, 2015.
- [50] 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,” JIASC2015, 4-2, pp. IV113-IV118, 2015.
- [51] 山中智裕, 野口真伍, 金子裕良, 阿部茂, 保田富夫, 鈴木明, "電気自動車の急速充電用非接触給電システム,” JIASC2011, 2-11, pp. II 407- II 412, 2011.

- [52] 津田和真, 山田潤, 金子裕良, “走行中非接触給電システムに適した回路方式の検討,” 平成 29 年電気学会全国大会, 4-183, pp.320-321, 2017.3.
- [53] 藤田稔之, 保田富夫, 赤木泰史, “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, Vol.136, No.8, pp.522-531, 2016.8.

発表論文・実績

査読付き学術論文

- [1] ○山田潤, 清水良太郎, 小林涼太, 金子裕良, “円形及びソレノイド型磁界結合方式非接触給電トランスと共用可能な He 型トランスの回路解析と性能評価”, 電気学会論文誌 D, Vol.136, No.11, pp.891-900, (2016.11)
- [2] ○山田潤, 津田和真, 小林涼太, 金子裕良, “可変インピーダンスを考慮した非接触給電システムの回路解析と特性評価”, 電気学会論文誌 D, Vol.137, No.11, pp.815-826, (2017.11)

学会・研究会等発表論文

- [3] ○山田潤, 金子裕良, “可変インピーダンスを考慮した回路方式の検討と特性評価”, 平成 29 年電気学会全国大会, 4-186, pp.325-327, (2017.3)

共著論文

- [4] 山本 達哉, ○山田 潤, 金子裕良, “磁界構造の異なる非接触給電トランスの共用化に関する研究”, 平成 28 年電気学会全国大会, 1-94, pp.327-332, (2016.9)
- [5] 津田和真, ○山田潤, 金子裕良, “走行中非接触給電システムに適した回路方式の検討”, 平成 29 年電気学会全国大会, 4-183, pp.320-321, (2017.3)

講演会

- [6] 山田潤, “ワイヤレス給電の知財動向”, NeCST EV パワーエレクトロニクス研究会, 2016.1