

電気自動車走行中給電のための
タイヤ集電方式と電化道路
(Via-Wheel Power Transfer and Electrified Roadway for
Dynamic Powering to Electric Vehicle)

2017 年 1 月

博士（工学）

鈴木 良輝

豊橋技術科学大学

Date of Submission:

平成 29年 1月 12日

Department 電気・電子情報工学専攻	Student ID Number 学籍番号	第 103422 号	Supervisors 指導教員	大平 孝 上原 秀幸
Applicant's name 氏名	鈴木 良輝			

Abstract

論文内容の要旨 (博士)

Title of Thesis 博士学位論文名	電気自動車走行中給電のためのタイヤ集電方式と電化道路
----------------------------	----------------------------

(Approx. 800 words)

(要旨 1,200 字程度)

本論文は、タイヤ集電方式による有人電動車両への長区間の連続走行中給電について述べる。第1に、1/32スケール自動車模型でタイヤを介した電力伝送を実証する。タイヤ集電のための、送電用電極板と受電用のスチールベルト入りタイヤを試作した。これらの送受電極を合わせてタイヤ集電系と呼ぶ。タイヤ集電系の最大有能電力効率 η_{max} を測定した。周波数52MHzで η_{max} が89%得られた。周波数52MHzで、電力伝送に必要な整合回路、RFインバータ、RF整流回路を設計・試作した。RFインバータからの高周波電力でタイヤ集電系を介して車載モータが駆動することを実証した。タイヤ集電系 (RF-RF) 効率75%を達成した。

第2に、パネル板と一人乗りバッテリーレス電動カートを使ったタイヤ集電方式電力伝送システムによる有人走行を実証する。まず、タイヤ集電機構を備えた電動カートとその荷重に耐えられる電化パネル床を設計・試作した。タイヤの軸受け部分を絶縁体であるMCナイロンで試作し、タイヤ集電可能な車両構造を実現した。7.05MHzでタイヤ集電系の η_{max} が80%得られた。整合回路を設計試作し、タイヤ集電系の電力伝送効率が67%得られた。RFインバータから120W出力時にモータへの出力70.5W、総合効率59%を達成した。タイヤ集電による電動カートの起動および電動カート0.8m走行を達成した。漏洩電磁界を測定し、搭乗者の安全性を評価した。搭乗者位置の電磁界強度は、総務省「電波防護指針」の指針値以下であった。パネル板と一人乗り電動カートを使ったタイヤ集電方式電力伝送で有人走行が実現できることを示した。

最後に、長区間の電化走行路から電動カートへの連続走行中給電を実現する。電化走行路の終端から1/4波長の奇数倍 (終端から90度位相が遅れた) となる電圧定在波節 (電圧ゼロ点) 付近で電力伝送効率が極めて低くなる問題を発見した。この問題を解決する、定在波節が生じない新しい電化道路構造「右手左手複合系電化走行路」を提案した。埋設した電極板に、通過電圧の位相を進める「左手系回路」を1/10波長程度の間隔で装荷し、電化道路で生じる位相遅れを左手系回路で周期的に打ち消す。これにより、電化走行路の効率低下問題を解決する。全長14m (0.6波長) の周回構造の電化走行路で右手左手複合系走行路の有効性を検証した。左手系回路を装荷しない場合は終端から1/4波長の点で最大効率 η_{max} は0となった。左手系回路を装荷すると η_{max} の低下は解消され、道路全周の平均伝送効率55%、振れ幅7ポイントを達成した。時速3kmで有人電動カートの連続周回走行に成功した。本研究の目的である、タイヤ集電方式による有人電動車両への連続走行中給電を達成した。本研究成果は、EVへの走行中給電実現によるEVの利便性向上と普及促進、ひいては、CO₂削減を達成するグリーンビークル社会実現への第一歩である。

Date of Submission:

平成 29年 1月 12日

Department 電気・電子情報工学専攻	Student ID Number 学籍番号	第 103422 号	Supervisors 指導教員	大平 孝 上原 秀幸
Applicant's name 氏名	鈴木 良輝			

Abstract

論文内容の要旨 (博士)

Title of Thesis 博士学位論文名	Via-Wheel Power Transfer and Electrified Roadway for Dynamic Powering to Electric Vehicle
----------------------------	---

(Approx. 800 words)

(要旨 1,200 字程度)

This paper presents continuous dynamic powering to a manned electric motor cart using Via-Wheel Power Transfer (V-WPT). We show technical feasibility of dynamic powering using V-WPT. First of all, we created a via-wheel power transfer using 1/32 scaled model toy car. We prototyped a transmitting metal plates and a receiving tire structure with a steel belt. The structure consisting of them is called V-WPT system. The V-WPT system is evaluated with regard to maximum available power efficiency η_{\max} , which means the power transfer efficiency performed by a two-port system in case of perfect conjugate impedance matching with its source and load. From the measured frequency response of η_{\max} , we set the operation frequency at 52-MHz, where η_{\max} was observed as 89%. To make the actual efficiency reach η_{\max} , we next designed LC matching circuits for the V-WPT system. If it were not for matching, the power reflection coefficient $|S_{11}|$ of the V-WPT system would be 99%, which means the efficiency is quite low. After matching, $|S_{11}|$ successfully reduced to 0.7% and transfer efficiency achieved 75%. We experimented power transfer from a prototyped RF inverter to an onboard motor through the V-WPT system and a prototyped RF rectifier. We finally confirmed the onboard motor run. This is the proof of power transfer using V-WPT system.

Next, we crated V-WPT to a manned battery-less electric cart from electrified floor panels. We specially remodeled the structure of the cart to receive power by V-WPT. Particularly the metal front uprights were with replaced by insulators made made from MC nylon. Operation frequency is decided as 7.05MHz, where η_{\max} exceeds 80%. We designed and fabricate matching circuits for the V-WPT system. After matching, the exhibited power transfer efficiency of the V-WPT is 67%. We constructed the entire power transfer system, and supplied RF power of 120W to the manned electric cart from an RF inverter. Then, the cart ran by 80cm along the course at 3km/h with total efficiency of 59%. To confirm the driver's safety, we also measured an electromagnetic field (EMF) leakage from the V-WPT system. Measured EMF is lower than the reference value of a radio wave protection guideline suggested by the government of Japan. From these results, we showed the feasibility of V-WPT to a manned electric motor cart running on an electrified floor.

Finally, we worked with a long-haul electrified roadway for continuous dynamic powering to an electric cart. We found some voltage null points where power transfer efficiency severely suffers from unwanted standing waves. These points appear periodically at $\lambda/4$ and odd-number times $\lambda/4$ far from the terminal of roadway, where λ designates the wavelength. The cart cannot be well powered in the vicinity of those null points. To solve this problem, we proposed a new electrified roadway structure called Composite Right and Left Handed (CRLH) electrified roadway. We divided the roadway into segments of $\lambda/10$ in length or shorter, and connected them in cascades by employing left-handed (LH) circuits. They compensate the phase delay caused by a long-haul electrified roadway since the LH circuits are periodically inserted between segments. Thus, the voltage null points standing wave nodes vanish from the roadway because each of the electric length is within $\lambda/10$ without regard to the total roadway length. We confirmed the viability of the CRLH technique in this experiment. For comparison, an electrified roadway of over $\lambda/4$ (14 m round) in conventional structure was constructed. Measured η_{\max} ranges between 0% and 47% due to standing waves, where η_{\max} decreased to 0% at $\lambda/4$ from an end. We then designed and prototyped left-handed circuits and inserted them into electrified track periodically. Measured deviation in η_{\max} was alleviated from 47 point to 5.8 point, and η_{\max} was 55% in average. By this technique, the manned cart ran on the CRLH circuit truck with V-WPT. We successfully performed continuous dynamic powering to a manned electric cart on a long-haul electrified roadway. In conclusion, the developed technologies in this work enable dynamic powering to electric vehicles, and consequently will contribute to our prosperous future life on the low CO₂ blue planet.

目次

第1章	序論	1
1.1	電気自動車への期待	1
1.2	ワイヤレス電力伝送	2
1.3	電気自動車への走行中給電	4
1.4	本研究の目的	6
1.5	論文構成	8
第2章	電化道路電気自動車	10
2.1	電化道路電気自動車のコンセプト	10
2.2	電化道路電気自動車のための走行中給電方式	11
2.2.1	架線方式	11
2.2.2	磁界結合方式	12
2.2.3	マイクロ波方式	13
第3章	タイヤ集電方式 (V-WPT 方式)	14
3.1	タイヤ集電方式のコンセプト	14
3.2	1/32 スケールモデルによるタイヤ集電方式電力伝送の原理実証	15
3.2.1	概要	15
3.2.2	システム構成	16
3.2.3	電化道路とタイヤ集電可能な自動車模型の試作	16

3.2.4	電化道路-タイヤ間の S パラメータ測定と最大有能電力効率 η_{\max} の算出	19
3.2.5	整合回路の設計・試作	22
3.2.6	給電実験	24
3.3	電動カートへのタイヤ集電方式による給電実証	26
3.3.1	概要	26
3.3.2	全体システム構造	26
3.3.3	電化道路と電動カートの試作	28
3.3.4	道路-車両間の S パラメータ測定と最大有能電力効率 η_{\max} の 算出	31
3.3.5	インピーダンス整合回路の設計・試作	36
3.3.6	RF-RF 電力伝送効率の測定・評価	38
3.3.7	100 W 給電実験	40
3.3.8	ワイヤレス給電システムの漏洩電磁界測定	43
第 4 章	右手左手複合系電化道路	47
4.1	長距離の連続走行中給電における課題	47
4.2	連続走行中給電を実現する右手左手複合系構造	50
4.2.1	従続給電型電化道路	50
4.2.2	側路給電型電化道路	58
第 5 章	電動カートへの連続走行中給電	61
5.1	概要	61
5.2	周回電化走行路と電動カートの構成	62
5.3	走行路-電動カート間の最大有能電力効率 η_{\max} の位置特性	65
5.4	右手左手複合系走行路の設計・試作	67

5.5	右手左手複合系構造による η_{\max} の改善効果の評価	71
第6章	結論	75
	謝辞	80
	文献	81
付録A	1/32スケールモデル用 RF インバータと RF 整流回路	88
A.1	1/32スケールモデル RF インバータ回路	88
A.1.1	1/32スケールモデル RF インバータ回路の設計	88
A.1.2	RF インバータ回路の性能評価	89
A.2	RF 整流回路	91
A.2.1	整流回路トポロジ	91
A.2.2	RF-DC 変換効率	93
付録B	二端子対回路網のインピーダンス整合法	95
	業績リスト	102

目次

1.1	タイヤ集電方式走行中給電の実現に向けた課題	6
2.1	電化道路電気自動車 EVER のコンセプト	10
2.2	架線方式 [65]	11
2.3	磁界結合方式 [56]	12
2.4	マイクロ波給電実験（手前パネル：受電レクテナ，奥に電球負荷） [43]	13
3.1	タイヤ集電方式（V-WPT）のコンセプト	14
3.2	1/32 スケールモデルタイヤ集電方式電力伝送システムのシステム構成	16
3.3	1/32 スケールモデル自動車模型と電化道路	17
3.4	電化道路の寸法	18
3.5	電化道路-タイヤ間の 2 ポート S パラメータ測定	19
3.6	S_{11} と S_{22} の測定結果	20
3.7	S_{21} 測定結果と η_{\max}	20
3.8	設計した整合回路のトポロジと素子値	22
3.9	インピーダンス整合前後の電力伝送効率および η_{\max}	23
3.10	インピーダンス整合前後の反射電力	23
3.11	電力伝送実験のシステム構成	24
3.12	電力伝送実験の様子	25
3.13	インバータ直流入力電圧対整流出力電力および総合効率	25

3.14	電動カート走行中給電システム概要	27
3.15	2重床構造電化道路	28
3.16	電化道路図面	29
3.17	試作した2重床構造の電化道路	29
3.18	亜鉛板の接続	29
3.19	電動カート前輪	30
3.20	電動カート後輪ホイールの材質変更	30
3.21	2重床構造の電化道路構成図	31
3.22	0.5m 電化道路	31
3.23	1.5m 電化道路	32
3.24	2m 電化道路	32
3.25	2重床構造 V-WPTS _{dd11} 測定結果	33
3.26	2重床構造 V-WPTS _{dd22} 測定結果	33
3.27	2重床構造 V-WPTS _{dd21} 測定結果	34
3.28	2重床構造タイヤ集電系の最大有能電力効率 η_{\max}	35
3.29	2重床構造タイヤ集電系の電化道路側整合回路構成	36
3.30	2重床構造タイヤ集電系の電動カート側整合回路構成	37
3.31	試作した2重床構造タイヤ集電系の電化道路側整合回路	37
3.32	試作した2重床構造タイヤ集電系の電動カート側整合回路	37
3.33	整合回路装荷後の2重床構造タイヤ集電系の S パラメータ測定	38
3.34	整合回路装荷後の2重床構造タイヤ集電系の S_{dd11} および S_{dd22}	39
3.35	整合回路装荷後の2重床構造タイヤ集電系の S_{dd21}	39
3.36	100W 電力伝送実験構成	40
3.37	100W 電力伝送実験の様子	41
3.38	電動カート駆動実験構成	41

3.39	有人走行中給電	42
3.40	微小ダイポールアンテナ	43
3.41	微小ループアンテナ	43
3.42	2重床構造タイヤ集電系の電磁界測定位置	45
4.1	車両が走行する電化道路	47
4.2	車両が走行する電化道路の高周波等価回路	47
4.3	従来構成の入力インピーダンス	49
4.4	縦続給電型電化道路	50
4.5	車両が第2区間を走行しているときの電化道路と車両の等価回路	50
4.6	対称T型CLC回路	54
4.7	対称T型LCL回路	54
4.8	区間数をさらに増やした場合の等価回路	55
4.9	縦続給電型電化道路入力インピーダンス	56
4.10	縦続給電型電化道路出力インピーダンス	56
4.11	側路給電型電化道路	58
4.12	中央の区間を車両が走行する場合の等価回路	59
4.13	側路給電型電化道路の構成例	59
4.14	側路給電型電化道路の入力インピーダンス	60
4.15	側路給電型電化道路の出力インピーダンス	60
5.1	電化走行路の断面構造	62
5.2	電化走行路周回コースのレイアウト	63
5.3	試作した埋設電極板	63
5.4	電動カート	64
5.5	絶縁した前輪タイヤ	64

5.6	タイヤ集電系の S パラメータ測定値 (整合前)	65
5.7	η_{\max} の車両位置依存性	66
5.8	左手系回路の挿入位置 (丸)	67
5.9	右手左手複合系電化道路のコンセプト	68
5.10	電化走行路一区間の反射係数 S_{11} のスミスチャート軌跡	69
5.11	設計した左手系回路	70
5.12	左手系回路装荷前後の η_{\max} の比較	70
5.13	設計した整合回路	71
5.14	整合回路挿入位置	72
5.15	整合回路装荷後のタイヤ集電系の S_{21}	73
5.16	電動カート EVER システムの構成	73
5.17	V-WPT による有人連続走行中給電実証	74
5.18	RF-RF 効率および DC-DC 効率の位置特性	74
A.1	設計した RF インバータ回路図	89
A.2	試作した RF インバータ回路	90
A.3	消費電流測定値 I_{DD} , 出力電力 P_{fout} , 及び 52MHz における変換効率 η	90
A.4	提案する RF 整流回路図	91
A.5	試作した RF 整流回路図	92
A.6	従来の整流回路トポロジ	93
A.7	RF-DC 変換効率	94
B.1	二端子対回路網	95

表 目 次

3.1	一般環境における電磁界強度指針値	44
3.2	2重床構造タイヤ集電系の電磁界測定結果	46
4.1	縦続給電型電化道路の反射係数の平均と標準偏差	57
4.2	側路給電型電化道路の反射係数の平均と標準偏差	60

第1章

序論

1.1 電気自動車への期待

二酸化炭素 (CO₂) 排出とそれに伴う地球温暖化は世界中で問題となっており、現在解決すべき最重要課題の一つである。地球温暖化防止に向けて、2015年12月に開催された国連気候変動枠組条約第21回締約国会議 (COP21) で史上初めて全ての国が地球温暖化対策に取り組むことを合意した。日本はCOP21でCO₂排出量を2030年までに2013年度比で26%削減することを約束した [1]。ガソリン自動車はCO₂の主要な排出源の一つであり、日本のCO₂総排出量の16%を占める [2]。そのため、日本のCO₂総排出量削減に向けて、CO₂排出量が少なく、環境負荷が低い次世代自動車が求められている。

一方で、我が国の石油供給は情勢の不安定な中東への依存度が高いことが知られている。ガソリン自動車のランニングコストは中東情勢による石油価格高騰の影響を大きく受け、高騰する石油価格はしばしば日本社会を混乱させる。自動車の石油需要は現在の日本の石油総需要の1/3を占めており [3]、自動車による石油の大量消費が日本の中東への依存度が高いことの大きな要因である。中東への依存度を下げ、強固な社会基盤を実現するためには、自動車分野における石油依存度の低減は不可欠である。

電気自動車は上記の環境問題やエネルギー問題を解決する手段として大いに期待されている [4]。電気自動車はガソリン自動車と比較して総合効率が高い [5]。そのため、たとえ火力発電の電力を使用したとしても、ガソリン自動車と比較して石油使用量と二酸化炭素排出量を低減できる。また、電気自動車への充電には、水力、風力、太陽光など化石資源由来のエネルギー以外も用いることができる。つまり、ガソリン自動車のように特定の資源 (石油など) を必要としない。そのため、ガソリ

ン車の問題点である石油産出国への依存度を低減することにつながる。

経済産業省は平成19年に「次世代電気自動車・燃料イニシアティブ」をとりまとめた。2030年までに次世代電気自動車の実現・普及により運輸部門の石油依存度を80%まで削減，エネルギー効率を30%向上を達成し，世界一優しいクルマ社会の実現を目標に掲げた。電気自動車は次世代電気自動車に含まれている。電気自動車の普及のカギとして，ガソリン自動車と同等の航続距離，充電時間，車両価格の達成が挙げられている。

1.2 ワイヤレス電力伝送

「無線」は主に放送や通信の分野において情報を送受信する手段として用いられてきた。放送，通信に続く無線技術市場の第3の矢として，ワイヤレス電力伝送が期待され，ここ10年ほどの間に世界中で研究が急速に進められている。発端は，米MITによる磁界共鳴方式ワイヤレス電力伝送の提唱と実証であった [6]。MITは共振状態にある2つのコイルの磁氣的結合により，伝送距離1m，効率80%のワイヤレス電力伝送を達成した。MITの成果は，伝送距離が長くなると伝送効率が大きく低下するためせいぜい数cmの電力伝送が限界である，というそれまでのワイヤレス電力伝送の常識を覆し，世界に大きなインパクトを与えた。それにより，産学官問わずワイヤレス電力伝送への注目と期待は急激に高まり，研究開発が加速している。

現在，ワイヤレス電力伝送技術の実用化を目指し，磁界を用いた電力伝送 [7]- [16] や電界を用いた電力伝送方式 [17]- [22]，アンテナを用いて遠方界の電磁波（マイクロ波）を用いた電力伝送 [23]- [25] などが研究されている。ワイヤレス電力伝送の導入先アプリケーションは多岐にわたる。以下にワイヤレス電力伝送の導入が期待されるアプリケーションの例を示す。

モバイル機器は，ワイヤレス電力伝送により，充電の煩わしさから解放されることが期待されている。電界結合方式で充電時のコードレスフリー化（置くだけで充電できる充電パッド）がすでに実用化されている [26]。さらに，置く必要すらなく，充電エリア内にモバイル機器があれば充電されるユビキタス電源の実現を目指して研究が進められている [27]。

産業用機器については，バッテリーで走行する自動搬送車両（Automated Guided Vehicle : AGV）へのワイヤレス電力伝送が期待されている。AGVのバッテリーの交換や充電はAGVの稼働率を低下させる。そこで，AGVが荷物の積み下ろしのために停車する間，ワイヤレス電力伝送でバッテリーを充電する。適切な充電箇所を

設けることで、バッテリーの交換や充電のための停車が不要になり、「止まらない工場」の実現に大きく近づく。電磁誘導方式（磁界結合方式）を用いたものが株式会社ダイヘンにより商業化された [28]。また、ロボットアームなど回転体や可動部を持つ機構の向こうへ送電したいという需要もある。回転体を介した送電は従来、スリップリングやロータリーコネクタで実現されてきたが、機械接触点があり消耗することや水銀を用いるため、環境問題や安全への懸念があった。ワイヤレス電力伝送技術により、回転体や可動部の先へ非接触での送電が実現されれば、生産現場のロボットのメンテナンス性が大きく向上する。

水中探査機へのワイヤレス電力伝送により、活動時間の延長が期待されている。水中探査機は有線給電では移動範囲に支障があり、バッテリーでは活動時間に制限が大きくなる。密閉された探査機のバッテリー交換は船上へ引き上げるために時間がかかり、効率的な探索ができない。そこで、海中に設置した給電ステーションから探査機へ充電する方法が提案されている。水中では接触充電は容易ではないため、ワイヤレス電力伝送による充電が研究されている。ワイヤレス電力伝送システム自体の設計は元より、大電力印加時の海水の電気特性など未知の部分もあり、海水の電気特性測定など基礎的な部分から研究が進められている [29]。電力伝送方式としては、磁界結合方式 [30] と電界結合方式 [29] が研究されている。

医療分野においては、ペースメーカー、人工心臓などの体内植え込み医療機器への充電方法として注目を集めている。上記の医療機器は人体への埋設後も電力供給のため、充電コネクタや配線を体外へ露出している、もしくは、バッテリー駆動のため定期的に交換手術が必要である。そのため、患者への負担が大きく苦痛を感じる、感染症のリスクがあるといった問題を抱えている。ワイヤレス電力伝送により、体内の医療機器へ電力伝送できれば、患者の負担を激減できる。また、負担が少なく最近利用が進んでいるカプセル型内視鏡への電力供給として実用化も進んでいる [31]。電力伝送方式としては、磁界結合方式が研究されている [32]。

宇宙分野においてもワイヤレス電力伝送技術の導入が期待されている。その一つが、宇宙太陽光発電（Solar Power Satellite System : SPSS） [33] である。土地が限られた地上の代わりに広大な宇宙に太陽光発電パネルを浮かべて、発電された電力をワイヤレス電力伝送で地上へ送電する構想である。ワイヤレス電力伝送方式の中でも最も伝送可能距離が長い、レーザーやマイクロ波を用いることが想定されている。宇宙分野における他のアプリケーションとして、火星探査用の飛行機（ドローン） [34] もある。火星は大気が薄いため地球ほどの浮力が得られないため、飛行機の一層の軽量化が要求される。そこで、バッテリーを取り外し、母機からのレーザーやマイクロ波を受電して飛行するシステムが研究されている。

電気自動車は充電時に重いケーブルを扱う必要があり、大電力を扱うため感電の危険もある。そこで、停車中の電気自動車をワイヤレス電力伝送で充電する方法が研究されている [35]。これにより、電気自動車の充電の利便性が向上する。充電のための配線やコネクタがいらず、充電設備を全て路面下に埋設できるため、駐車場全体を充電スポットにするなど電気自動車の新しい充電スポットの形成が期待できる。また、自動車の車内における電力配電をワイヤーハーネスの代わりにワイヤレス電力伝送で送ることも考案されている [36], [37]。ワイヤーハーネスを削減することで自動車重量が軽量化でき、効率（燃費）向上が期待できる。

上記のような他分野にわたる数多くのアプリケーションでの実用化を目指し、日本では Broadband Wireless Forum (BWF) [38] のワイヤレス電力伝送ワーキンググループが標準化に向けた検討を進めている。利用シーンごとに方式や仕様、試験方法などの規格化を進めている。また、電波法の規制緩和の提言、他の電波利用機器への影響の検証などワイヤレス電力伝送の実用化に向けた法整備にも関わっている。

1.3 電気自動車への走行中給電

電気自動車の普及のカギとして、航続距離の延長、充電時間の短縮、本体価格の低下が挙げられている。電気自動車はバッテリー容量が小さく、ガソリン自動車と比較して航続距離が短く、長距離走行が難しい。さらに、バッテリー充電時間が長く、家庭用充電器では数時間の充電時間を要する。充電スタンドの急速充電器でもバッテリー充電に 30 分を要するため、電気自動車普及後のスタンド充電待ち問題が指摘されている。バッテリー価格が高いため、電気自動車はガソリン車よりも車体価格が高く購入者は少ない。前節で述べた EV への停車中充電は、充電時の利便性は向上するものの、上記の電気自動車の普及を妨げる課題を解決するものではない。電気自動車の問題を解決する手段として、ワイヤレス電力伝送による電気自動車への「走行中給電」が研究されている [39]- [51]。

電化道路電気自動車 (Electric Vehicle on Electrified Roadway : EVER) [52] は走行中給電技術を導入して上記の問題を解決した電気自動車システムである。主要な幹線道路を電力伝送設備を備えた「電化道路」とし、電気自動車は走行中給電により電化道路上をバッテリーを使用せずにどこまでも走行できる。さらに、電化道路からの電力供給があるため、電気自動車の搭載バッテリーの小容量化が可能であり、車体価格の低減が見込める。つまり、電気自動車の利便性を向上しつつ、コストダウンを達成し、電気自動車の普及促進が期待できる。電化道路電気自動車の実現には、

道路インフラから電気自動車へ走行中給電する技術の確立が不可欠である。走行中給電方式の一つとして、路面下に埋設した送電用コイルから車体底部に取り付けられた受電用コイルへ磁界でエネルギーを送る、電磁誘導方式走行中給電が研究されている。電磁誘導方式走行中給電を利用した電気自動車システム（On-Line Electric Vehicle:OLEV）[53]- [56]は乗客が搭乗した状態で電動バスへの100kWの走行中給電を実証している。しかし、路面と車体底部間にエアギャップが9cm以上あり磁界が漏れる、車体が移動するため送電コイルから生じた磁界が受電コイルと十分交差しなくなり伝送効率が低下する[59]という問題がある。

この問題を解決する新たな方式として、タイヤ集電方式（Via-Wheel Power Transfer : V-WPT）による走行中給電が提案されている[61]。タイヤ集電方式は、路面下に埋設した電極板とタイヤ内のスチールベルト間の容量性結合を介して路面から電気自動車へ高周波電力を送る。路面とタイヤは走行中も常に接地しているため、走行中の自動車に対しても常に容量性結合が生じる。路面下に埋設した電極板の横幅を十分広くとることで、走行中に車両が左右に振れても安定した給電が期待できる。これまでに、タイヤ集電方式の理論提案および金属板とタイヤ間の容量性結合の形成が確認されている[61]。次のステップとして、タイヤ集電方式による電動車両への電力伝送の実証が課題である。

1.4 本研究の目的

本論文は、タイヤ集電方式により、有人電動車両への連続走行中給電を達成することを目的とする。それにより、電気自動車への走行中給電を実現するタイヤ集電方式走行中給電システムの基礎技術を確立する。タイヤ集電方式走行中給電の実用化に向けた技術課題の解決フローを図1.1に示す。本論文は、図内の色付けされた項目を扱う。本研究は、電気自動車への走行中給電を最終的な目標として掲げる。しかし、基礎検討なしに大型かつ複雑な電気自動車を研究対象とすることは難しいため、小型自動車模型および一人乗り電動車両（電動カート）を用いて検討する。本論文の成果より得られた基本的な知見を活かして、実際の電気自動車へのタイヤ集電方式の技術導入が効率的に進むことを狙う。

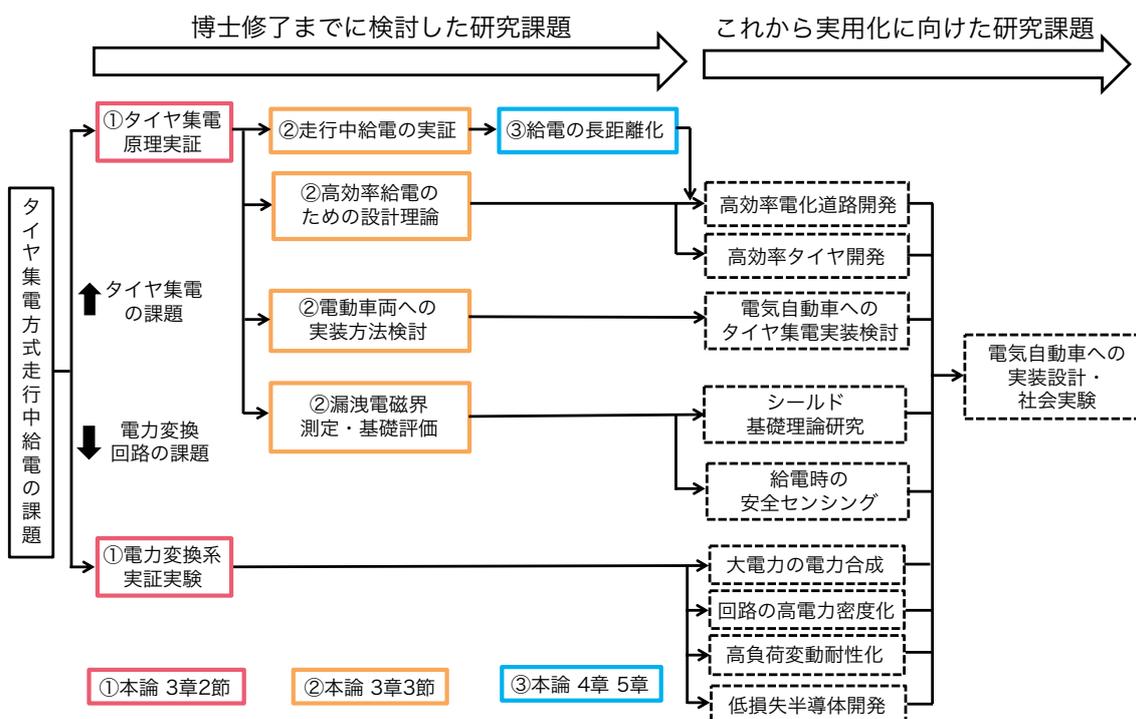


図 1.1 タイヤ集電方式走行中給電の実現に向けた課題

本研究は、電動車両への走行中給電達成に向けて、以下の手順で実証を進める。

1. タイヤ集電方式による電力伝送の原理実証を行う。従来研究 [61] はタイヤ集電によって形成される容量結合の確認のみである。そこでまず、小型自動車模型を用いてワイヤレス給電システム全体を設計・試作し、タイヤ集電方式によ

る電力伝送を実証する。

2. タイヤ集電可能な電動車両構造及び電化道路の構造を検討し、短区間の走行中給電により電動車両の給電走行を達成する。実際に人が搭乗可能な電動車両を用いて、タイヤ集電方式ワイヤレス電力伝送システムを構築する。小型自動車模型からの発展として、電気自動車同様、金属車体の電動車両へタイヤ集電を実装する方法について検討する。電力伝送による車両の動作検証に加えて、電力伝送システムからの漏洩電磁界の測定評価も実施する。また、高効率な電力伝送を達成する新たな整合回路の設計理論を導入する。
3. 電動車両への長区間、連続走行中給電を達成する。長区間の連続走行中給電の実現には、電化道路上に周期的に発生する電圧定在波節（電圧ゼロ点）が大きな課題となる。電圧定在波節付近では道路から生じる電界が極めて小さくなり、電力伝送効率も極めて低くなる。そこで、定在波節が生じない、新しい電化道路構造「右手左手複合系電化道路構造」を提案し、どのような道路長さでも安定した連続走行中給電が実現できることを実証する。

また、本稿で実証実験に用いる電力伝送システムの車両は全て車載バッテリーを搭載しないものとする。最終的な電気自動車では、全ての道路の電化は難しいため、一般道路を走行するための小型バッテリーを搭載する。しかし、本研究はタイヤ集電による連続走行中給電を達成し、いかに途切れなく走行中給電できるかを示すことを目的としているため、バッテリーを搭載する必要はない。

実験で用いる電極を埋設する道路構造については、実際の道路建材や道路構造を模した構造にはしていない。なぜなら、実際の道路建材や構造を導入すると、敷設後に容易に構造変更ができない上、道路建材の影響も未知数であるため、問題が発生した時に要因分析が困難になるからである。図 1.1 に示すように、本稿での成果を踏まえて、電気的特性と機械的特性（道路耐久など）を併せ持つ電化道路を開発する予定である。実際の電気自動車への実装も道路と同様で今後開発していく予定であるが、改造や構造変更が容易でないため、電動カートへの実装の知見を活かすことで効率的に進めることを考えている。

1.5 論文構成

以下に本論文の構成を示す。

第2章では、電化道路電気自動車の概要について説明する。走行中給電を実現する給電方式を比較し、架線方式やコイル方式に対するタイヤ集電方式の優位性を示す。

第3章では、タイヤ集電方式による電力伝送について述べる^{注1}。3.1節では、タイヤ集電方式の概要を述べる。3.2節では、平板電極とタイヤ内のスチールベルト間で電力伝送できることを実証する。本節では、基礎検討として、自動車模型を用いて、平板電極とスチールベルトを模した帯状電極間を高周波電力が透過することを示す。そのため、本節では、模型自動車と実際の電気自動車の構造との差異に考慮しない。また、小型自動車模型の実験はタイヤを介して電力が伝送できることを示す基礎実験という位置付けのため、まずは、回路が小型化でき試作および高周波電源の準備が容易な周波数52MHzを用いて検討を進める。3.3節では、有人電動車両（一人乗り電動カート）への走行中給電を達成するための、電化道路及び電動車両の構造設計、電力伝送実験、漏洩電磁界評価について述べる。実際の電気自動車同様、金属車体の電動車両へのタイヤ集電について検討する。本節は金属車体の車両への給電に主眼を置いたものであり、また、50W以上の大電力であるが電波暗室内での実験のため、市販のハイパワー電源が簡単に用意できる7.05MHzを用いる。

4章では、電化道路長が長くなることで生じる走行中給電の問題点と解決手法を提案する。長区間の電化道路では、電化道路上の電圧に定在波節が生じ、周期的に電力伝送効率が低下することを示す。課題解決のため、周期的に電化道路上の電圧位相を左手系回路で補正する。どのような長い電化道路でも電気自動車へ連続走行中給電可能な道路構成：右手左手複合系電化道路を提案する。この提案構成の効果を理論解析と回路シミュレーションで示す。

5章では電動車両（電動カート）への長区間の連続走行中給電を実証する。定在波の電圧節が生じうる全長14m（2/3波長）の走行路を試作する。右手左手複合系構造を走行路へ導入し、電動カートの全周連続走行中給電を達成する。これにより、提案構成の有効性を実証する。本実験では、使用周波数として、ISMバンドである13.56MHzを用いる。なぜならば、電動カートによる連続走行中給電の実験は50W以上の大電力かつ暗室外のため、総務省へ高周波利用設備の申請が必要があるから

¹本論文は電子情報通信学会論文誌C“バッテリーレス電動カート連続給電走行のための右手左手複合系電化道路”業績[1]（Copyright (C) 2017 IEICE.）、電気学会論文誌D“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”業績[3]、IEEE MTT-S“Dielectric coupling from electrified roadway to steel-belt tires characterized for miniature model car running demonstration”業績[6]、業績[12]、業績[15]を元にしたものである。

である。13.56MHz は基本波の放射電磁界強度に制限値がないため、許可を受けやすい。将来的に電気自動車でのタイヤ集電の社会実証やその後の実用化においても、13.56MHz は伝送周波数として現状最有力候補の一つである。

最後に、6章では本研究の結論と今後の展望について述べる。

第2章

電化道路電気自動車

2.1 電化道路電気自動車のコンセプト

電化道路電気自動車 (Electric Vehicle on Electrified Roadway : EVER) は、給電設備を備えた道路インフラ（電化道路）から電気自動車へ走行中給電するシステムである。図2.1に示すように、近場へは小型のバッテリーで走行し、遠方への移動には電化された主要幹線道路から電車のように集電して走行する。EVERの実現により、電気自動車は大容量のバッテリーを搭載せずに長距離走行が可能となる。加えて、バッテリー小型化により燃費がよく安価なEVを実現できる。また、集電走行時にバッテリーを介さず給電電力で直接電気自動車を駆動させることでバッテリーの充放電ロスや消耗を改善できる。つまり、電気自動車の利便性とコストを大きく改善し、EVの普及促進が期待できる。電化道路電気自動車の実現には、走行中の電気自動車へ連続的に給電する技術の確立が不可欠である。

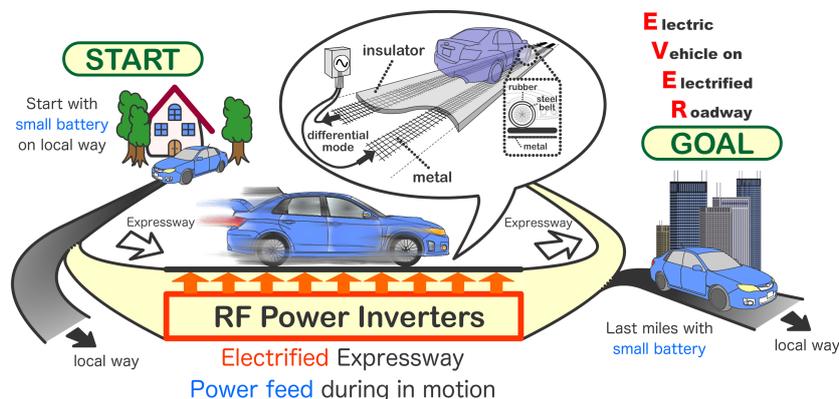


図 2.1 電化道路電気自動車 EVER のコンセプト

2.2 電化道路電気自動車のための走行中給電方式

2.2.1 架線方式

架線方式は路面電車（トラム）の集電方式として採用されており，国内外ともに稼働中である [64]．さらに，2016年6月，スウェーデンの自動車会社 Scania は高速道路に2kmに渡って大型ハイブリッドトラック用架線を敷設した [65]．トラックは敷設された架線から図2.2に示すようにパンタグラフを用いて直接接触して集電する．ハイブリッドトラックに対して走行中給電することで，電気自動車モードでの走行距離を伸ばすことができる．

しかし，一般の乗用電気自動車への架線方式による走行中給電を考えると，トラックと比べて車高が低いため，集電のためのパンタグラフが長く，大型になるため搭載が難しいという問題点がある．また，パンタグラフの搭載は乗用電気自動車のデザインを損ねる問題もある．そのため，架線方式は一般電気自動車への走行中給電には不向きである．



図 2.2 架線方式 [65]

2.2.2 磁界結合方式

路面下に埋設した送電用コイルやケーブルと車体底部に搭載した受電用コイル間での磁氣的結合を介して電気自動車へ給電を行う(図2.3)。kHz帯の低周波の磁界結合方式は電磁誘導方式とも呼ばれる。韓国のKAISTなどが実証実験を進めており、伝送電力100kW、最大伝送効率81% [56]を達成している。周波数は20kHzを用いている。人体への安全性について、バスから20cm離れた地点で、ICNIRP(International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection)ガイドラインの許容値 $6.5 \mu\text{T}$ を下回ることが報告されている。

磁界結合方式は、車両の横ずれによる伝送効率低下が課題である。送電用ケーブルから20cm車両が横ずれすると、電力伝送効率が40%まで低下する。さらに、kHz帯はISMバンドではないため、通信に影響を与えないよう、各国の電波法で定められる放射電磁界強度の規制値を遵守しなければならないことも実用化に向けた大きな課題である。効率向上や漏洩電磁界を抑制するため、フェライトによるシールドがよく用いられるが、道路への敷設コストや車載受電モジュールのコストが高くなる。

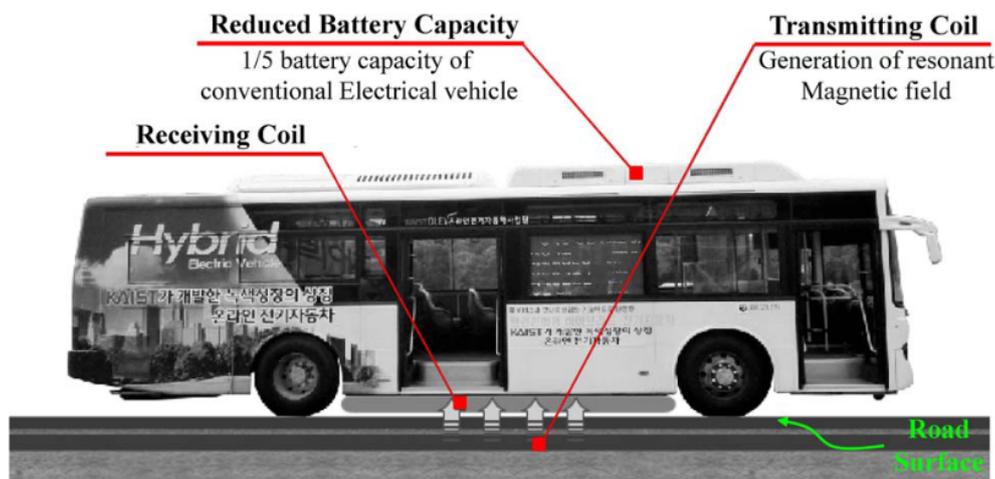


図 2.3 磁界結合方式 [56]

2.2.3 マイクロ波方式

マイクロ波方式は、数100MHz~数GHzの周波数（マイクロ波帯）を用いて、アンテナで通信と同じように電波を放射し、放射された電波をアンテナで受電することで電力伝送する。マイクロ波方式は他方式と比較して、送受電アンテナ間の距離を長くしても効率が下がりにくく、長距離の電力伝送に向く。日本電業工作株式会社、ボルボテクノロジー・ジャパン、京都大学らにより、送電電力10kW 送電距離6mで送受電アンテナ間効率約40%が達成されている [43]。しかし、周波数が高いため半導体の損失が大きい、電波の指向性を受電アンテナに向けて絞りきれない（漏れ電波が生じる）などの理由により、近距離の電力伝送では他方式と比較して効率面で不利である。



図 2.4 マイクロ波給電実験（手前パネル：受電レクテナ，奥に電球負荷） [43]

第3章

タイヤ集電方式 (V-WPT方式)

3.1 タイヤ集電方式のコンセプト

タイヤ集電方式は道路内に埋設した平板状の導体線路とタイヤ内のスチールベルト間での容量性結合を利用する(図3.1)。高周波を用いて容量性結合を介して道路からEVへ電力伝送する。スチールベルトとホイールは十分近接しているため、スチールベルトとホイール間の容量性結合を介してホイールから高周波電力を取り出すこともできる。タイヤは常に接地しており走行中も容量性結合が形成され続けるため、走行中もEVへ給電が可能である。

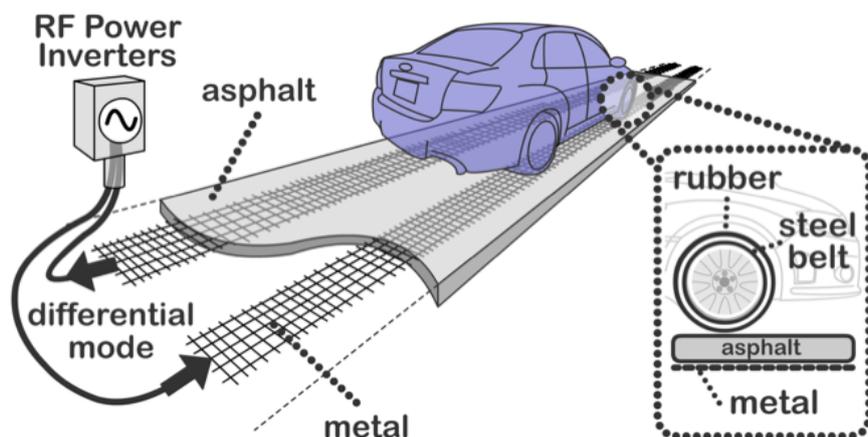


図3.1 タイヤ集電方式 (V-WPT) のコンセプト

導体線路とスチールベルト間の間隔が狭く、かつ空隙がなく誘電体であるタイヤを介しているため、原理上電界が周囲へ漏れにくい。さらに、導体線路へ差動モー

ドで給電し、左右の導体線路から放射される電磁界を打ち消す。そのため、他方式と比較して、走行中給電時の漏洩電磁界に対する電波法や人体防護指針への遵守の観点で有利である。また、送電側の構造が単純であり、磁性体など特殊で高価な材料が不要であるため、現実性のある敷設コストが期待できる。そこで、本研究は、タイヤ集電方式による走行中給電の実現可能性について検討する。

3.2 1/32 スケールモデルによるタイヤ集電方式電力伝送の原理実証

3.2.1 概要

本節は、タイヤ集電方式によるワイヤレス電力伝送を 1/32 スケールモデル自動車模型（ミニ四駆）を用いて実証する。本検討は、タイヤを介して高周波電力伝送できることの実証を目的とする。まずは、基礎検討として、小型で扱いやすい自動車模型とそのタイヤを用いて、タイヤ集電（電界結合）で電力伝送するための手法を探求する。

本節は、道路を模した平板電極と模型タイヤに巻かれた帯状金属間の容量結合を介した電力伝送を検討する。そのため、模型自動車と実際の車両との車体構造、材質などの違いについては本節の段階では考慮しない。有人走行可能な電動車両への実装の可能性については、次節で基礎検討を進める。本節の自動車模型実験で得られた回路設計や評価の知見を次節以降の検討へ活かす。

また、1.2.4 項で述べるが、本検討では、使用周波数は伝送効率と準備可能な実験用電源の周波数を考慮して 52MHz とする。実際の電気自動車へ電力伝送する周波数については、13.56MHz が有力であるが、給電効率や法整備、標準化などもかかるため今後の要検討課題である。

本節では、電化道路とタイヤ集電可能な自動車模型および、高効率電力伝送を実現する整合回路を設計試作する。ワイヤレス電力伝送システムを構成する、RF インバータ、RF 整流回路と組み合わせてタイヤ集電方式による電力伝送実験を実施する。

3.2.2 システム構成

設計・試作するタイヤ集電方式電力伝送システムの構成を図3.2に示す。RFインバータから出力された高周波電力は、電化道路を伝搬し、車両前輪タイヤで集電され、自動車模型へと給電される。自動車模型に搭載したRF整流回路により直流へ変換され自動車模型のDCモーターが駆動する。本システムにはバッテリーを搭載せず、タイヤ集電により給電される電力のみでモーターを駆動することを実証する。各要素を設計および試作し、システム全体を構築する。

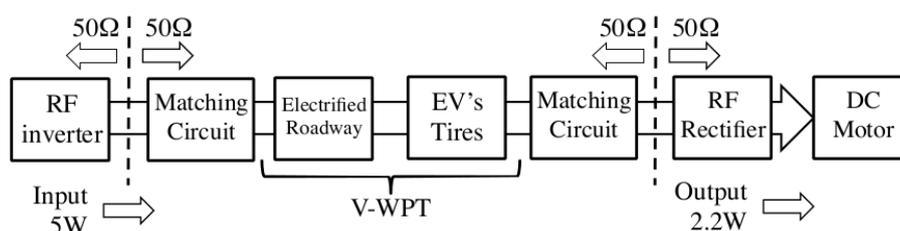


図3.2 1/32スケールモデルタイヤ集電方式電力伝送システムのシステム構成

本節は、タイヤ集電 (V-WPT) システムに関わる電化道路、自動車模型、整合回路の設計・試作について述べる。RFインバータおよびRF整流回路については付録Aに記載する。インバータの出力インピーダンスと整流回路の入力インピーダンスは $50\ \Omega$ となるよう設計する。電力伝送効率を最大化するため、タイヤ集電系の入出力インピーダンスが $50\ \Omega$ となるよう整合回路を装荷する。上記のように、各要素を $50\ \Omega$ 系とすることで、インバータ、タイヤ集電系、整流回路を独立に設計しやすくした。また、インバータのRF出力は 5W を目標として設計する。自動車模型のモーターを駆動するのに十分な電力として、整流回路からのDC出力 2.2W を目標設定する。インバータ出力 5W の時、タイヤ集電の効率と整流回路の効率を合わせて 44% 以上あれば、DC出力 2.2W を達成できる。よって、タイヤ集電と整流回路がそれぞれ効率 67% 以上を達成することを目指す。

3.2.3 電化道路とタイヤ集電可能な自動車模型の試作

試作した自動車模型と電化道路を図3.3に示す。自動車模型のタイヤにはスチールベルトが存在しないため、代用として、銅箔をホイールに巻き付けた。実際の自動車タイヤのスチールベルトは、タイヤ表面から約 1cm の位置に埋設されている。自動車模型のタイヤは表面から約 3mm の位置にスチールベルトがあり、実際の自

自動車スケールに換算するとタイヤ表面から 9.6 cm の位置にスチールベルトが埋設されていることになる。実際の自動車タイヤは、その値よりギャップが狭いため、容量性結合増加が期待できる。また、実験用車両のタイヤは幅が約 1.5cm であり、1/1 スケールに換算すると 48cm と乗用車タイヤよりも幅広である。

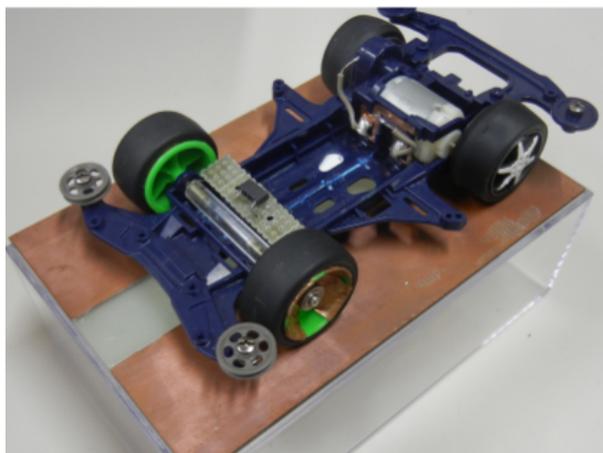


図 3.3 1/32 スケールモデル自動車模型と電化道路

本システムは、前輪の 2 本のタイヤから給電を行う。金属シャフトを用いると前輪タイヤが短絡されてしまうため、絶縁体であるアクリル製の棒でシャフトを製作し 2 つの前輪タイヤを絶縁した。集電した電力を取り出すため、スチールベルト用銅箔をホイール全体に貼り、ネジでホイールをアクリル製シャフトに取り付けた。銅箔とネジは導通しているため、ネジに接触する車体ベアリングを介して集電した電力を取り出す。実際の電気自動車では、スチールベルトと金属ホイール間の容量性結合を利用し、1) ホイールから車軸を介してベアリングやロータリージョイントで電力を取り出す、2) ホイールに平板状の導体を近づけて容量性結合で取り出す、という方法が候補となる。

また、ガラスエポキシ製両面カット基板の中央部の銅箔を剥がして 1 組の給電用電極板とした。電化道路は図 3.4 に示すように 10 cm × 15 cm の FR4 基板 1 枚で製作できるサイズとした。両面とも中央の銅箔を剥がしたあと、裏面には入力用コネクタを取り付け、電極板に配線した。表裏の電極は配線されていないが、対向しており間隔が狭いため、裏側の電極板に給電された高周波電力は表側に電極板間の容量性結合を介して伝搬する。表の電極板上に自動車タイヤを乗せて電力伝送する。実際の道路では表層に直接電極が露出することはないが、本検討はタイヤ集電のはじめの実証実験であるため、できるだけ簡単な実験系として給電用電極板-スチール

ベルト間の絶縁体はタイヤゴムのみとした。

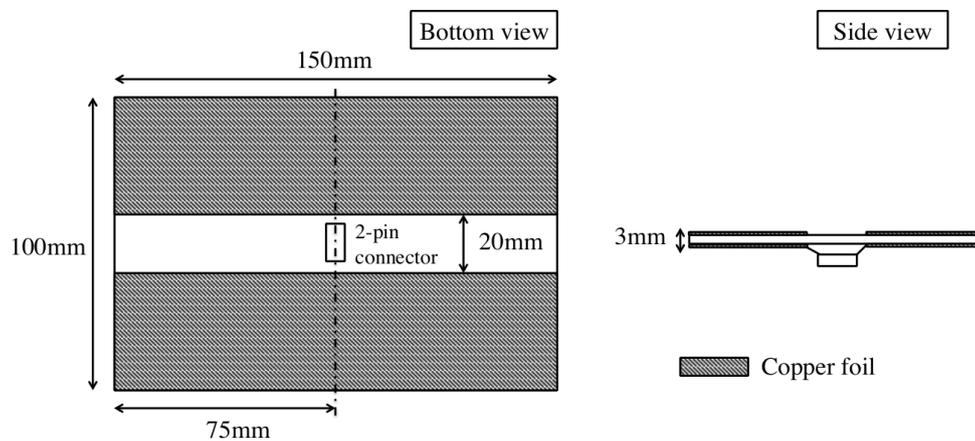


図 3.4 電化道路の寸法

3.2.4 電化道路-タイヤ間のSパラメータ測定と最大有能電力効率 η_{\max} の算出

電力伝送する周波数を決定するため、高効率で電力伝送可能な周波数帯域を、試作した電化道路からタイヤ間まで（タイヤ集電系：図3.5）のSパラメータを測定することで明らかにする。ネットワークアナライザで図3.5のタイヤ集電系の2ポートSパラメータを測定した。Sパラメータの測定結果を図3.6および図3.7に示す。測定結果より、反射係数 S_{11} および S_{22} がほぼ1であり、電力伝送効率 $|S_{21}|^2$ は測定周波数範囲全域で0.5%以下と極めて低い値となった。このことから、測定したどの周波数でもそのままでは電力伝送効率が低いことが示された。

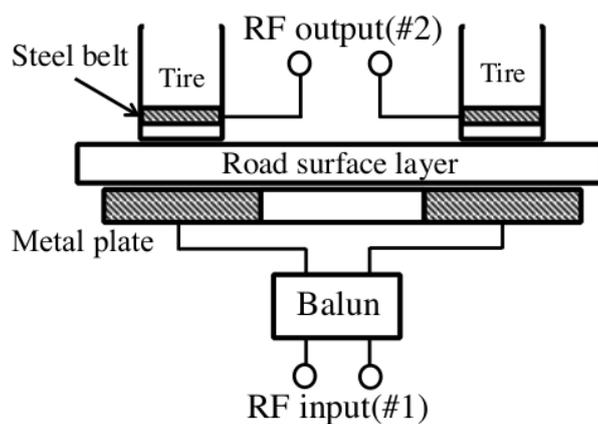


図3.5 電化道路-タイヤ間の2ポートSパラメータ測定

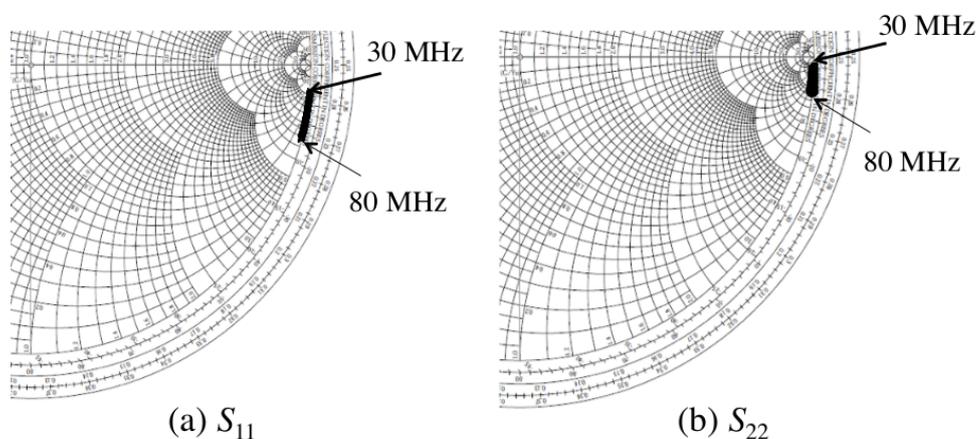


図 3.6 S_{11} と S_{22} の測定結果

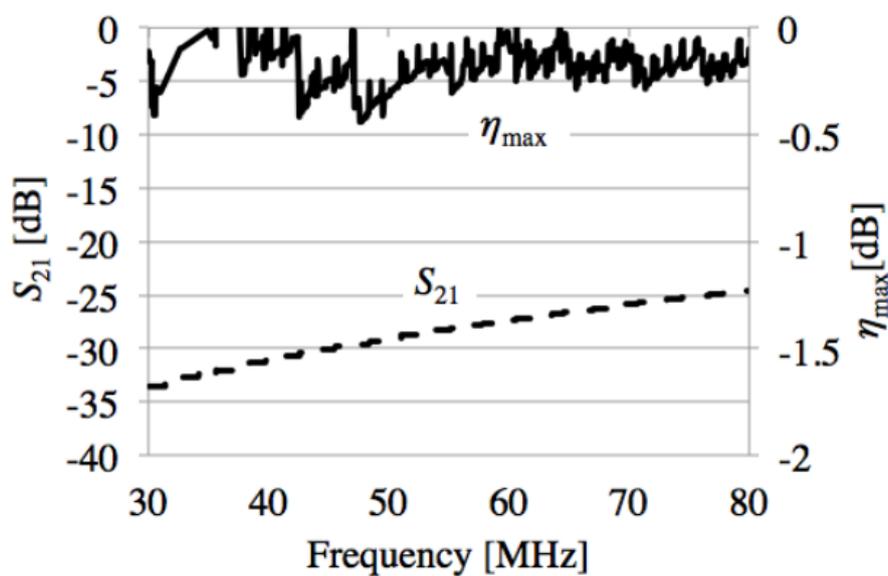


図 3.7 S_{21} 測定結果と η_{\max}

電力伝送効率が低い原因は、反射係数 S_{11} および S_{22} の絶対値が非常に大きいことから、各ポート (#1, #2) のインピーダンス不整合である。この考えの根拠を示すため、最大有能電力効率 η_{\max} [69] を算出した。最大有能電力効率 η_{\max} は2ポート回路網 (タイヤ集電系) の各ポートを無損失整合回路でインピーダンス整合することで得られる効率である。最大有能電力効率 η_{\max} が測定した2ポート回路網で得られる最大の効率となる。 η_{\max} の周波数特性を算出することで、インピーダンス整合

により高効率な伝送効率を得られる周波数がわかる。そのため、 η_{\max} を参考として、伝送周波数を決定する。 η_{\max} は2ポート回路網のSパラメータより、

$$\eta_{\max} = K - \sqrt{K^2 - 1} \quad (3.1)$$

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |S_{11}S_{22} - S_{21}S_{12}|^2}{2|S_{21}S_{12}|} \quad (3.2)$$

もしくはZパラメータから以下の式で算出できる。

$$\eta_{\max} = 1 - \frac{2}{1 + \sqrt{1 + kQ^2}} \quad (3.3)$$

$$kQ = \frac{|Z_{21}|}{\sqrt{R_{11}R_{22} - R_{21}R_{12}}} \quad (3.4)$$

η_{\max} はKの単調減少関数である(ただし常に $K > 1$)。 η_{\max} は kQ の単調増加関数である。Qの分子が結合インピーダンス、分母が損失に対応している。ここで、 R_{ij} はZパラメータ Z_{ij} の実部である。

η_{\max} の計算結果を図3.7に示す。 η_{\max} より、インピーダンス整合により、周波数30MHz-80MHzの範囲で、電力伝送効率89%以上が得られることが分かった。そのため、伝送周波数を52MHzに定め、整合回路を装荷することで高効率電力伝送の実現を試みる。設定周波数を52MHzとした理由は、周波数が高くなるほど後述の車体に搭載する整合回路のLC素子が小さくて済むからである。しかし、あまりに周波数が高いとインバータや整流回路の設計と試作が難しくなる、効率が低下するという問題がある。車載整合回路のLC素子が車体に搭載可能かつ、インバータと整流回路に問題が出ない周波数として周波数52MHzとした。実際の電気自動車への電力伝送の周波数は今後別途検討する。

3.2.5 整合回路の設計・試作

整合回路には最も素子数が少ない2素子の逆L型のトポロジを用いた整合回路でインピーダンスの実部と虚部を変換する点はトランスでインピーダンス変換を行う先行研究 [68] と異なる。回路シミュレータを用いて整合回路の素子値を、 $S_{11}=0$ となるように最適化した結果を図3.8に示す。整合回路を試作し、電化道路及びタイヤへ付加した。

整合回路を装荷したタイヤ集電系の電力伝送効率 (S_{21}) および反射電力 (S_{11}) を測定した。電力伝送効率を図3.9に、反射電力を図3.10に示す。測定結果より周波数52MHzにおいて電力伝送効率75.1%が得られた。伝送効率の目標値67%以上を達成し、反射電力を0.7%まで低減した。最大有能電力効率と電力伝送効率の差が7ポイントあるが、反射電力が充分抑えられているため、7ポイントの効率低下は大半が整合回路の素子の損失であると考えられる。上記結果より、整合回路により電力伝送効率および反射電力の大幅な改善を達成した。

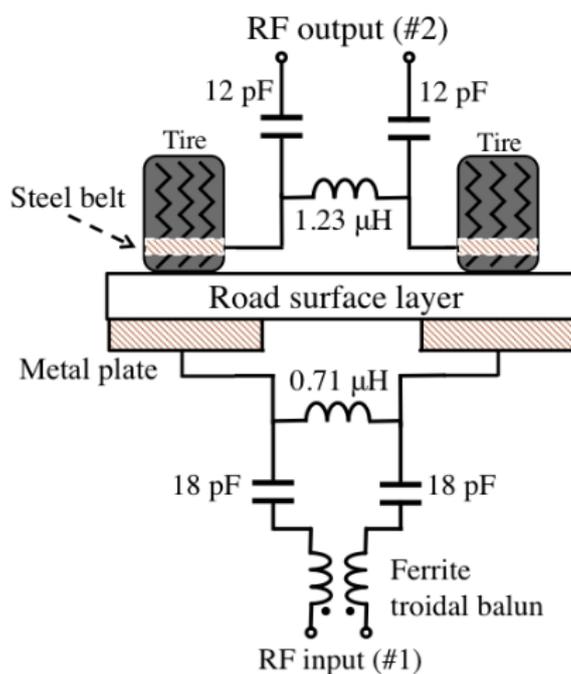


図3.8 設計した整合回路のトポロジと素子値

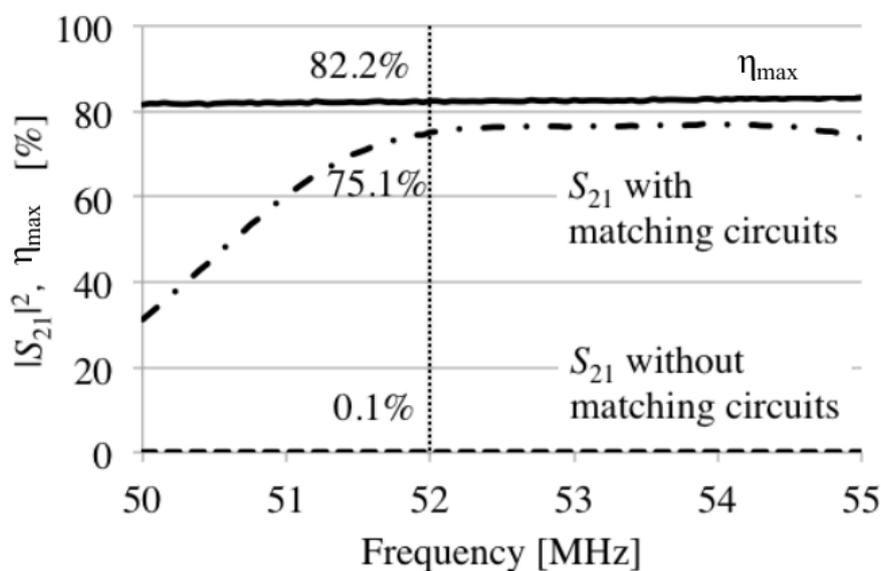


図 3.9 インピーダンス整合前後の電力伝送効率および η_{\max}

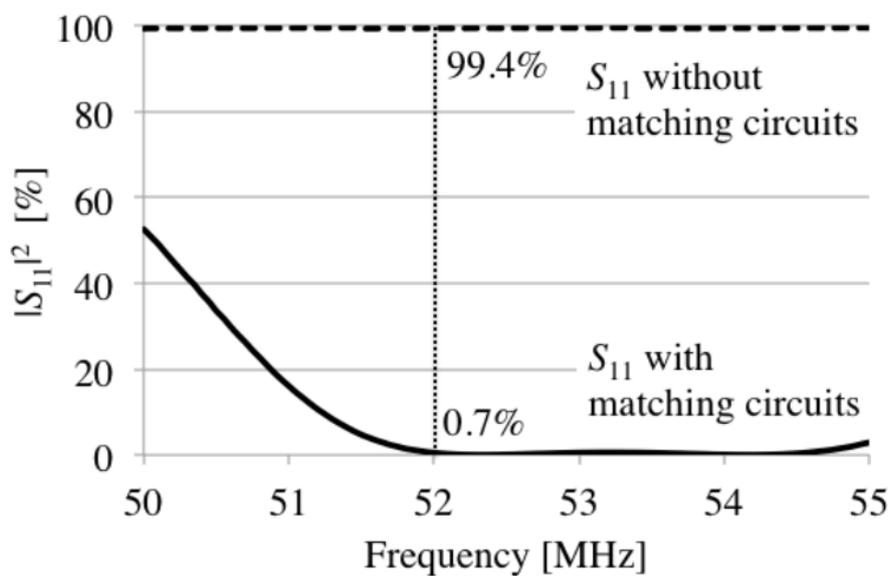


図 3.10 インピーダンス整合前後の反射電力

3.2.6 給電実験

RF インバータ，電化道路，1/32 スケールモデル電気自動車，整流回路を統合し，図 3.11 に示すようにタイヤ集電による車両への給電実験を行った．給電実験の様子を図 3.12 に示す．まず，整流回路の想定負荷 $2\ \Omega$ の抵抗を出力負荷として，インバータへの入力直流電圧 V_{in} ，入力直流電流 I_{in} および，モータへの出力直流電圧 V_{out} ，出力直流電流 I_{out} を測定した．インバータへの入力電圧 $V_{in}(=V_{DD})$ を変化させたときの，負荷への出力電力と総合効率測定結果を図 3.13 に示す．総合効率は，インバータへの直流入力電力とモータへの直流出力電力の比で定義する．モータの想定出力電圧 2.2V 時の総合効率は 25% であった．また，インバータ，タイヤ集電系，整流回路単独の効率はそれぞれ 52%，75.1%，62% である．インバータは， $V_{DD} = 9.5V$ のときの効率を再測定した．各要素単独の効率の積は 24.2% となり，総合効率と 0.8% の差で一致した．この結果より，タイヤ集電方式ワイヤレス電力伝送システムで自動車模型の車体へ高周波電力を伝送し，モーターで使用可能な DC 電力を出力することに成功した．

負荷抵抗を DC モーターに取り替えて，タイヤ駆動実験を実施したところ，後輪タイヤが回転することが確認できた．この結果より，タイヤ集電方式ワイヤレス電力伝送システムにより，自動車模型を駆動させることに成功した．平板電極から模型タイヤを介して高周波電力を伝送できることが実証された．

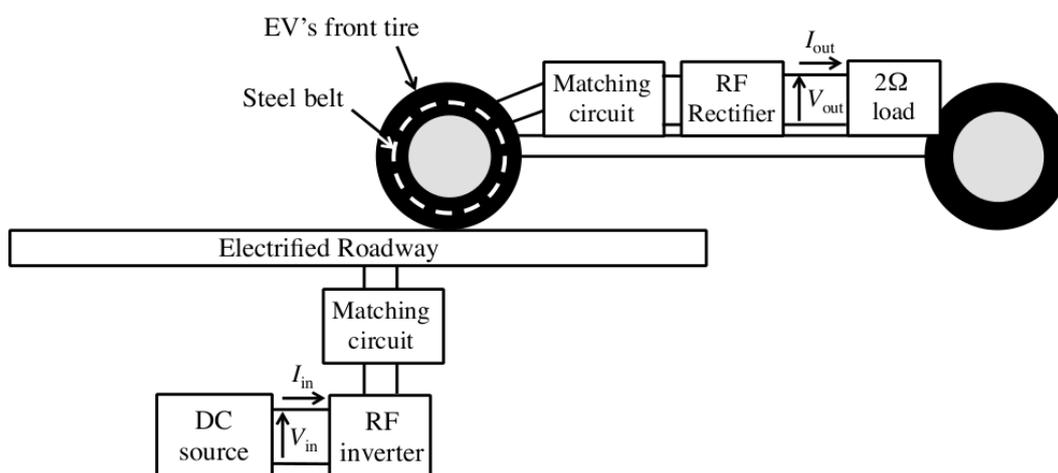


図 3.11 電力伝送実験のシステム構成

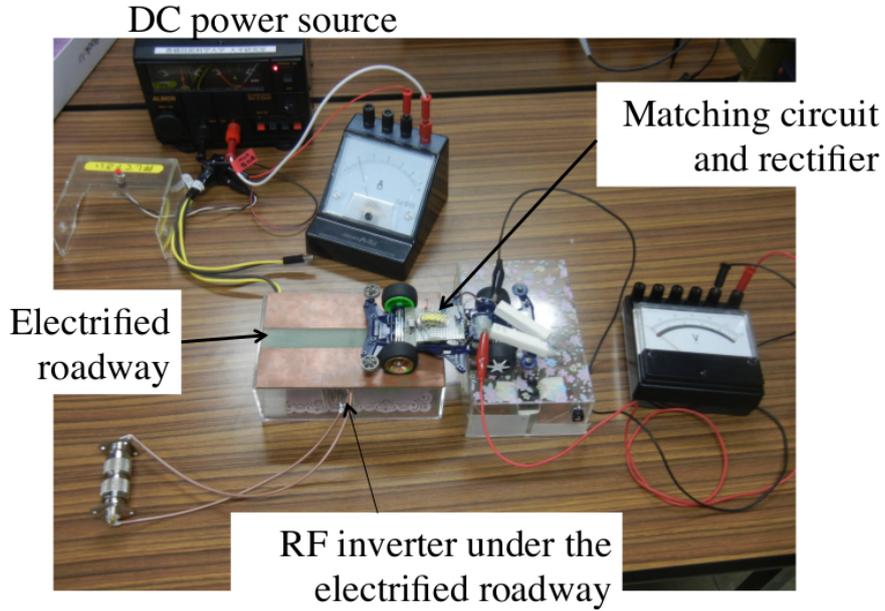


図 3.12 電力伝送実験の様子

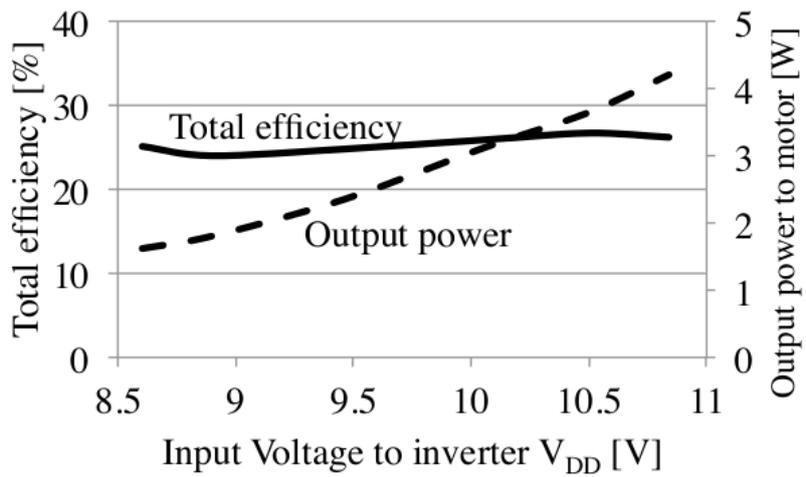


図 3.13 インバータ直流入力電圧対整流出力電力および総合効率

3.3 電動カートへのタイヤ集電方式による給電実証

3.3.1 概要

前節において模型自動車タイヤを介したタイヤ集電による電力伝送が示された。しかし、検討した模型自動車はプラスチック製の車体であるが、本研究が最終目標とする電気自動車の車体はほぼ全て金属製である。金属製のボディでは、左右のタイヤ間が金属ボディで短絡してタイヤ間から高周波電力が取り出せない恐れがある。

そのため、本節は、電気自動車へのタイヤ集電方式給電の可能性検討として、金属ボディの電動車両への電力伝送を実証する。給電対象の電動車両は、実際に人が乗って走行可能な電動車両（電動カート）とする。さらに、前節では車体を静止させてタイヤ集電したが、本節では短い区間（80 cm）の電化道路で電動カートの給電走行を目指す。

本検討は、電化道路と電動カート（タイヤ集電系）を設計・試作し、タイヤ集電による有人電動カートへの 100W 級走行中給電を達成する。電動カートが走行可能な電化道路（床）構造、電動カートへのタイヤ集電機構の実装を検討する。高効率電力伝送のための整合回路について、前節で用いた回路シミュレータの最適化に代わる、理論的な設計法を導入する。また、給電中の漏洩電磁界を測定し、搭乗者や周辺の人の安全性を検証する。なお、実験にはトヨタ車体制電動カートエブリデーを使用する。電動カートは直流電圧 24V で駆動し、モーターの最大出力は 430W である。電動カートのバッテリーを取り外し、タイヤ集電による給電で走行させる。本検討で使用する周波数は、市販の 100W 級のハイパワー高周波電源が用意しやすい 7.05MHz とした。

3.3.2 全体システム構造

本研究で構築する給電システムの概要を図 3.14 に示す。本システムは 3 つの要素に大分される。RF 電力を発生させる RF インバータ、電力を伝送するタイヤ集電系、RF 電力を直流へ変換する RF 整流回路である。タイヤ集電系は RF インバータが出力した RF 電力が伝搬する電化道路と集電する前輪タイヤ構造で構成される。RF インバータで発生した RF 電力は電化道路中の平板電極へ入力される。不平衡-平衡モード変換を行うバランを RF インバータ出力に装荷し、電化道路へ差動給電する。電動カートはタイヤ内のスチールベルトと平板電極間の容量性結合を介して集電する。集電された RF 電力は RF 整流回路で直流に変換され、電動カートモータへ給電され

る。整合回路はRFインバータ，タイヤ集電系，RF整流回路間のインピーダンス整合のために挿入される。本研究では，電化道路および電動カートで構成されるタイヤ集電系を設計・試作する。

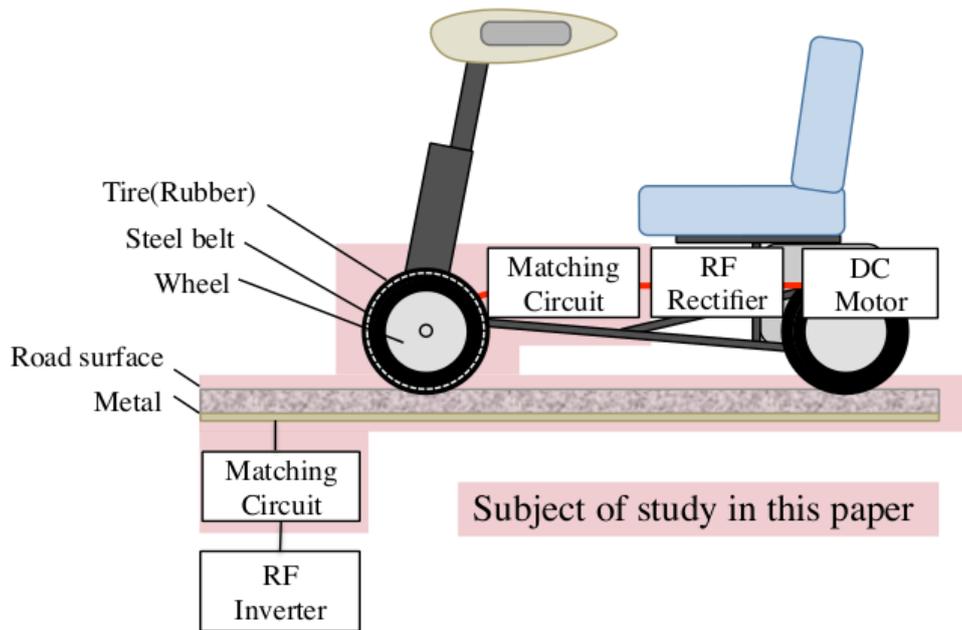


図 3.14 電動カート走行中給電システム概要

3.3.3 電化道路と電動カートの試作

電化道路構造とタイヤで集電可能な電動カート構造を試作した。電動カートへの給電のための電化道路として、図 3.15 に示す、かさ上げ式の 2 重床構造を用いる。この床構造は、人が搭乗した電動カートが走行可能な耐荷重を備えている、電化道路の構築や長さ変更、道路裏の作業が容易であるなどの理由で採用した。なお材料は木板である。実際に屋外道路として敷設可能な構造は、今後の検討していく予定であり、本検討では考慮しない。本研究では、まず、有人電動カートがタイヤ集電で走行することの実証を目指す。床板の裏面に図 3.17 のように埋設導体線路として亜鉛板を貼り、ジャンパ線で電化道路長さ方向に亜鉛板を電氣的に接続した(図 3.18)。金属製支柱との不要な電氣的結合を防ぐため、支柱が接触する亜鉛板四隅を切り落とした。



図 3.15 2 重床構造電化道路

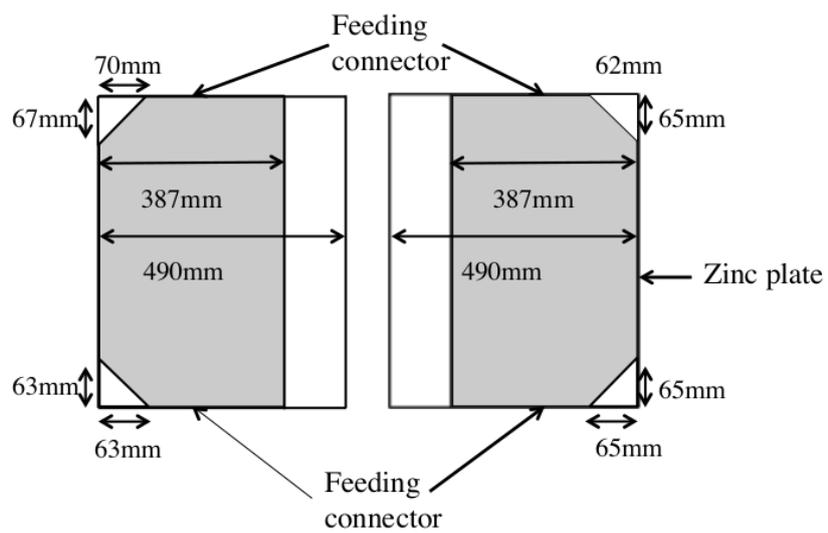


図 3.16 電化道路図面



図 3.17 試作した 2 重床構造の電化道路



図 3.18 亜鉛板の接続

図 3.19 にタイヤ集電を可能とするために改良した電動カート前輪を示す。電動カート前輪のタイヤにスチールベルトが入っていないため、タイヤに銅線を巻き付けてスチールベルトの代用とした。車体フレームが金属であるため、左右のタイヤ間が短絡される、車体フレーム全体に RF 電力が流れる、という問題を発見した。問題解決のため、アップライト（青色部品）を絶縁体（MC ナイロン）で作り替えて左右のタイヤを絶縁した。さらに、給電に使用しない後輪ホイールが電化道路と結合する問題が明らかになった。樹脂製ホイールを試作し、後輪ホイールを樹脂製とすることで、後輪の不要な結合を解消した(図 3.20)。

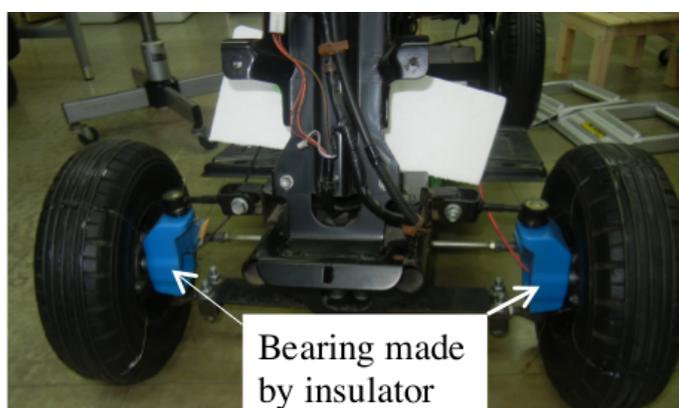


図 3.19 電動カート前輪



図 3.20 電動カート後輪ホイールの材質変更

3.3.4 道路-車両間のSパラメータ測定と最大有能電力効率 η_{\max} の算出

組み上げた電化道路上に電動カートを図3.21のようにRF入力側1枚目の床板上に配置した。電化道路への入力-タイヤ間出力の差動2ポートSパラメータをネットワークアナライザで測定した。測定ポート#1を電化道路への給電点に、測定ポート#2をタイヤ車軸間に接続した。図3.22-図3.24のように0.5m、1.5m、2mと電化道路長を変化させ、

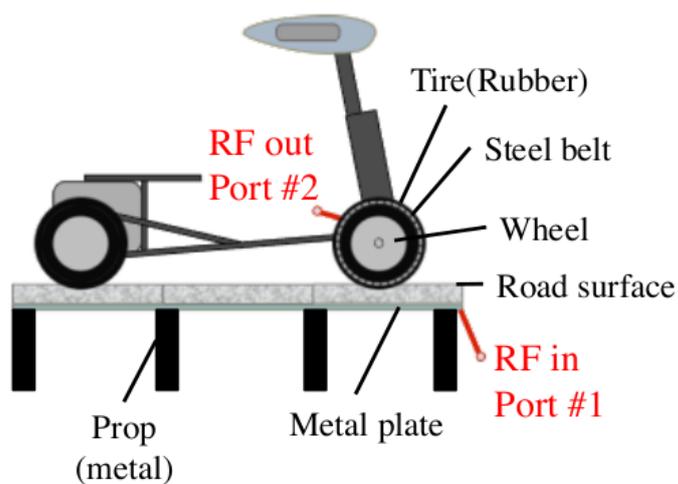


図 3.21 2重床構造の電化道路構成図



図 3.22 0.5m 電化道路



図 3.23 1.5m 電化道路



図 3.24 2m 電化道路

反射特性の測定結果を図 3.25 および図 3.26 に示す。周波数 7.05MHz では、電化
 道路長に関わらず S_{11} および S_{22} は非常に大きい。

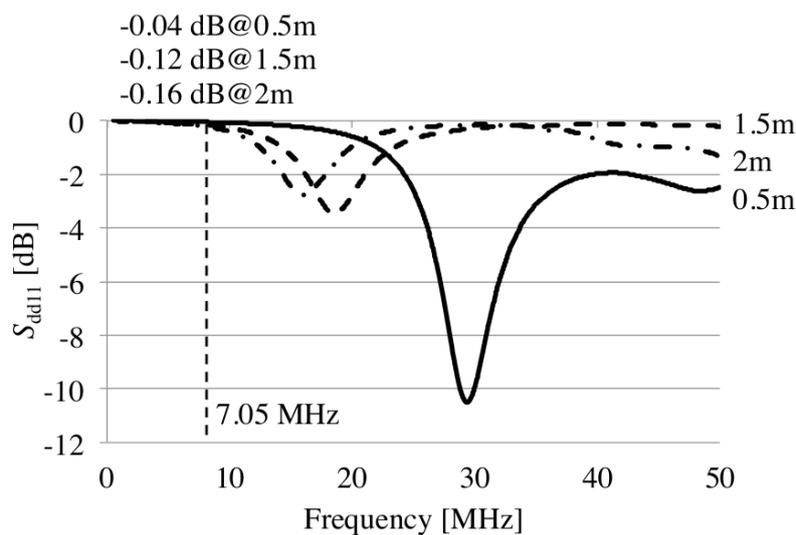


図 3.25 2 重床構造 V-WPTS_{dd11} 測定結果

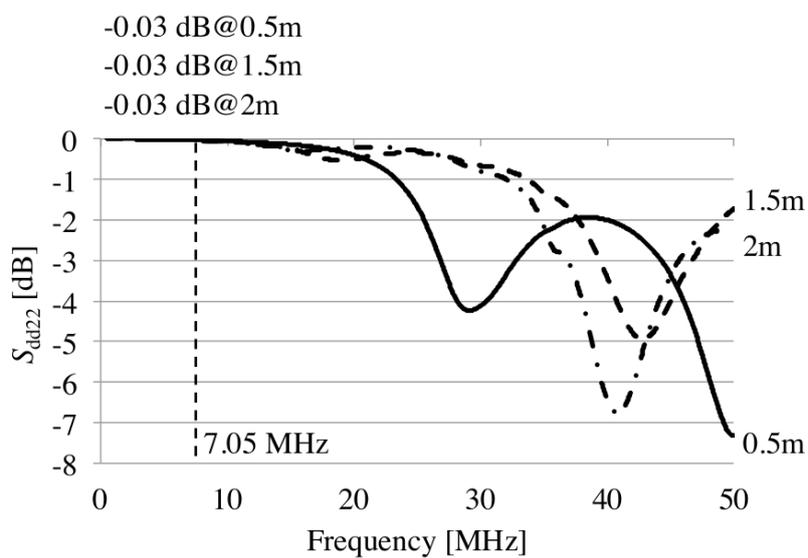


図 3.26 2 重床構造 V-WPTS_{dd22} 測定結果

図3.27より電力伝送効率は7.05MHzで1%以下と非常に低い。電力伝送効率が低い原因は、ポート#1およびポート#2のインピーダンス不整合による電力反射である。ポート#1およびポート#2への整合回路装荷により電力伝送効率向上を図る。

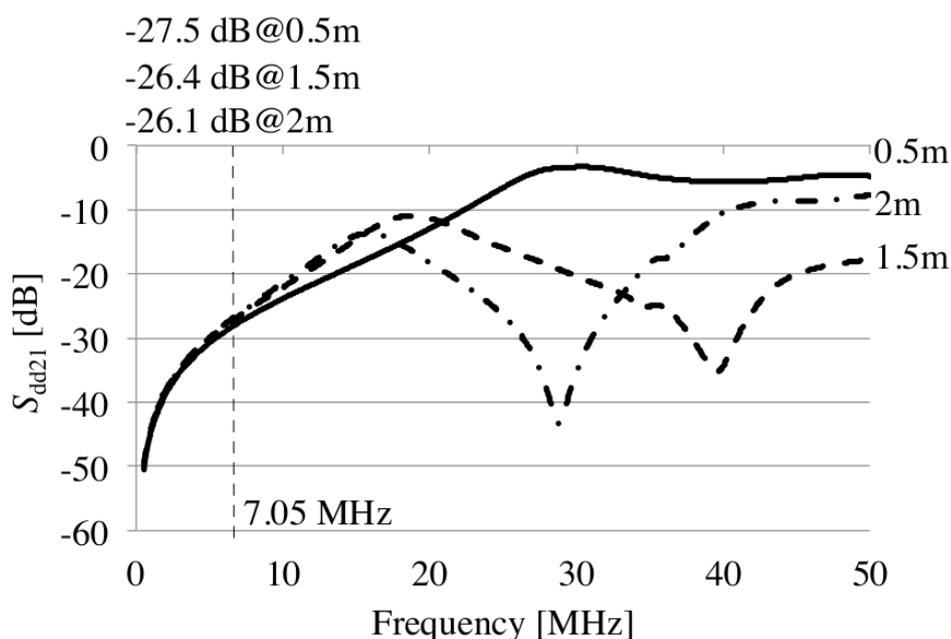


図 3.27 2 重床構造 V-WPTS_{dd21} 測定結果

最大有能電力効率 η_{\max} を指標として伝送周波数を決定する。今回の測定では差動 S パラメータを測定したため、式(3.2)中の $S_{11} \sim S_{22}$ は差動 S パラメータ $S_{dd11} \sim S_{dd22}$ と読み替える計算した最大有能電力効率 η_{\max} を図3.28に示す。周波数7.05MHzにおいて、0.5m 電化道路において $\eta_{\max}=93\%$ を達成した。電化道路長が長くなると η_{\max} は低下し、2m 電化道路における $\eta_{\max}=80\%$ である。上記のようにインピーダンス整合による電力伝送効率の改善が確認された。電化道路給電点からタイヤまでの距離を一定とした場合でも総電化道路長を延長すると η_{\max} が低下する傾向が明らかになった。

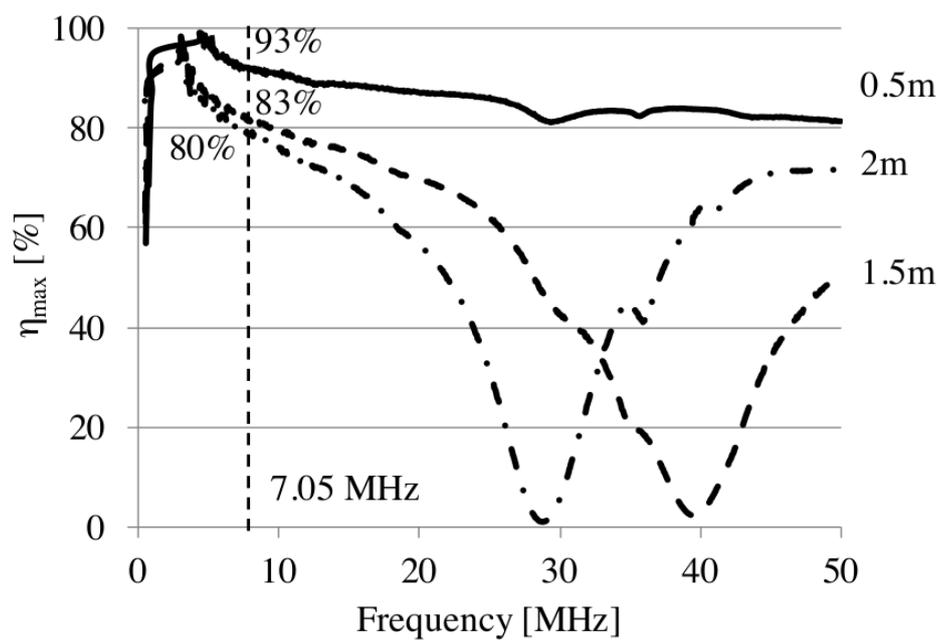


図 3.28 2 重床構造タイヤ集電系の最大有能電力効率 η_{\max}

3.3.5 インピーダンス整合回路の設計・試作

伝送周波数 7MHz でインピーダンス整合回路を設計・試作し、タイヤ集電系に装荷して電力伝送効率向上を図る。前節では、整合回路の設計に回路シミュレータの最適化機能を用いていた。しかし、この手法は理論的でなく、最適化の探索によっては最適な回路構成、素子値が発見できないなどの問題もある。

そこで本検討は、整合回路の設計のため、付録 B に示す二端子対複素共役整合法を用いる [67]。これは、S パラメータ測定結果より整合に必要な電源側出力インピーダンス Z_S と整流回路側入力インピーダンス Z_L を算出する。そして、インバータの出力インピーダンスと整流回路の入力インピーダンスを $50\ \Omega$ から Z_S と Z_L に変換するインピーダンス整合回路を設計する方法である。S パラメータ測定結果より、整合に必要な電源側出力インピーダンス Z_S と整流回路側入力インピーダンス Z_L は

$$Z_S = 102 + j461\ \Omega \quad (3.5)$$

$$Z_L = 576 + j1105\ \Omega \quad (3.6)$$

と求められる。インバータの出力インピーダンスと整流回路の入力インピーダンスを $50\ \Omega$ から Z_S と Z_L に変換するインピーダンス整合回路を図 3.29 および図 3.30 のように設計した。設計した 2 つの整合回路をインバータ-電化道路間、タイヤ-整流回路間に装荷する。試作した整合回路を図 3.31 および図 3.32 に示す。回路は一つのトロイダルコイルと複数のチップコンデンサの組み合わせで構成した。配線や接近した金属板（回路を入れた筐体床面）の影響のため、 Z_S と Z_L が得られるよう素子値を調整している。

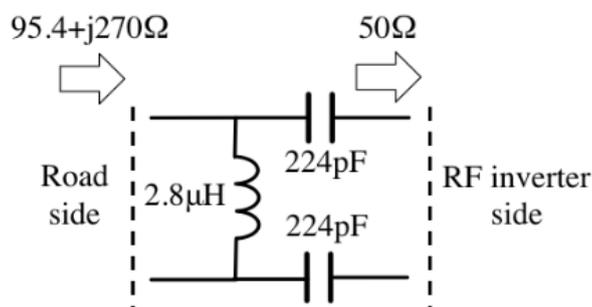


図 3.29 2 重床構造タイヤ集電系の電化道路側整合回路構成

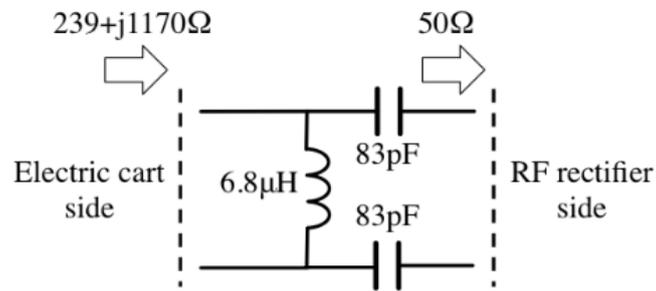


図 3.30 2重床構造タイヤ集電系の電動カート側整合回路構成

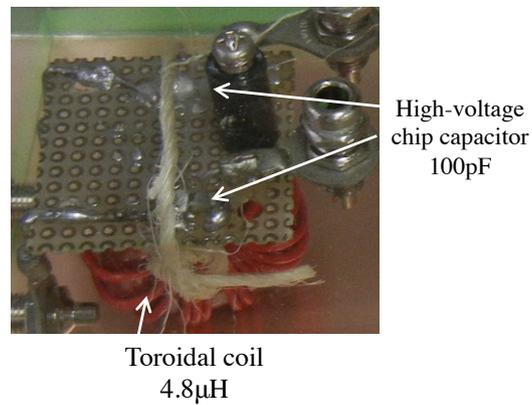


図 3.31 試作した2重床構造タイヤ集電系の電化道路側整合回路

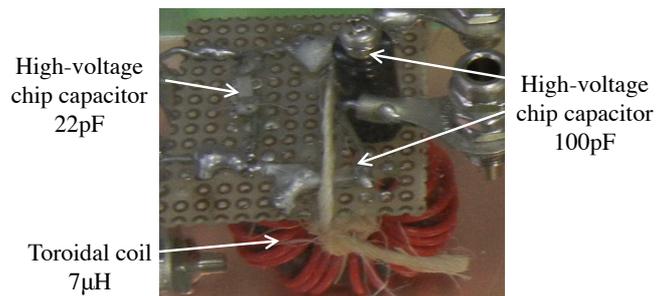


図 3.32 試作した2重床構造タイヤ集電系の電動カート側整合回路

3.3.6 RF-RF 電力伝送効率の測定・評価

設計・試作した整合回路を電動カートおよび電化道路へ装荷し、差動2ポートSパラメータを測定した。測定の様子を図3.33に示す。Sパラメータ測定結果を図3.34および図3.35に示す。反射電力は

$$|S_{dd11}|^2 \times 100[\%] \quad (3.7)$$

で、電力伝送効率は

$$|S_{dd21}|^2 \times 100[\%] \quad (3.8)$$

で定義される。図3.34より、7.05MHzにおいて S_{11} は1%、 S_{22} は3%まで低減された。試作誤差により反射が最小となる周波数はずれたものの、上記の結果より整合回路により50Ω系とタイヤ集電系のインピーダンス整合を確認した。図3.35より、電力伝送効率67%達成を確認した。電力伝送効率測定値は整合回路装荷前の最大有能電力効率 η_{\max} と比較して11ポイント減少している。原因として反射電力と整合回路の損失が考えられる。

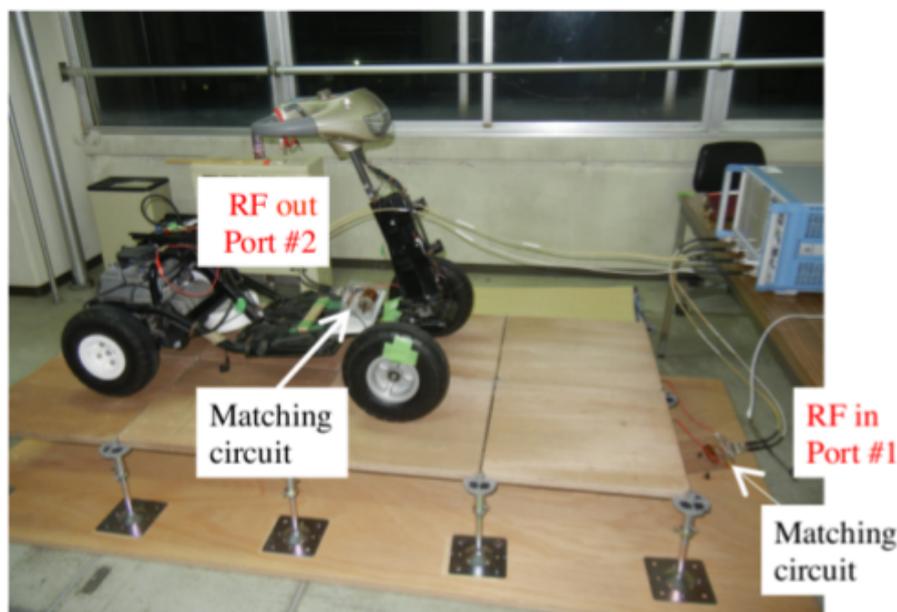


図 3.33 整合回路装荷後の2重床構造タイヤ集電系のSパラメータ測定

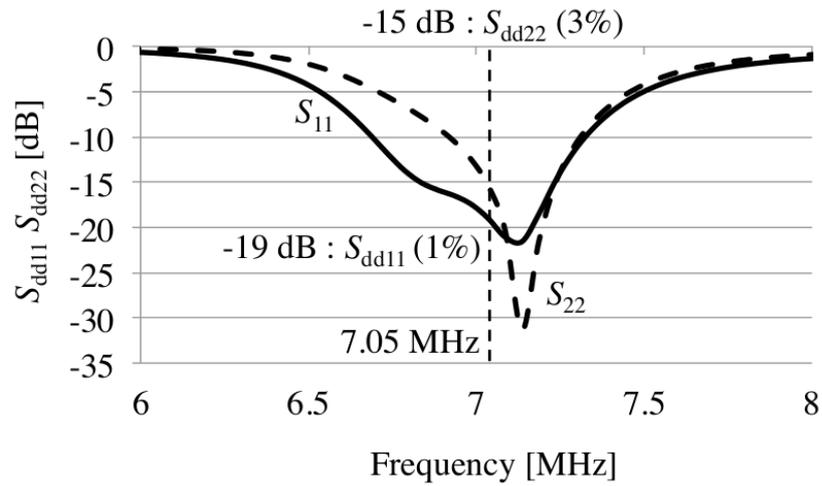


図 3.34 整合回路装荷後の 2 重床構造タイヤ集電系の S_{dd11} および S_{dd22}

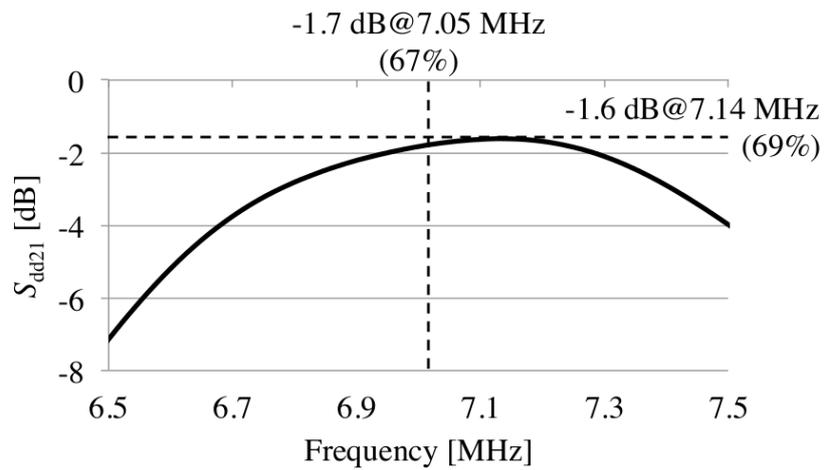


図 3.35 整合回路装荷後の 2 重床構造タイヤ集電系の S_{dd21}

3.3.7 100 W 給電実験

100 W 級の電力をタイヤ集電系へ入力し、タイヤ集電系の 100 W 級耐電力と 100 W 級電力伝送を実証した。図 3.36 に実験系を示す。高周波電源として、無線機 IC-7200 を使用し、同軸ケーブルで 7.05 MHz の RF 電力を出力する。RF 電力はタイヤ集電系を伝送し、電動カート上の 50 Ω ダミーロードで消費される。タイヤ集電系の電力伝送効率を電力メータで測定した。

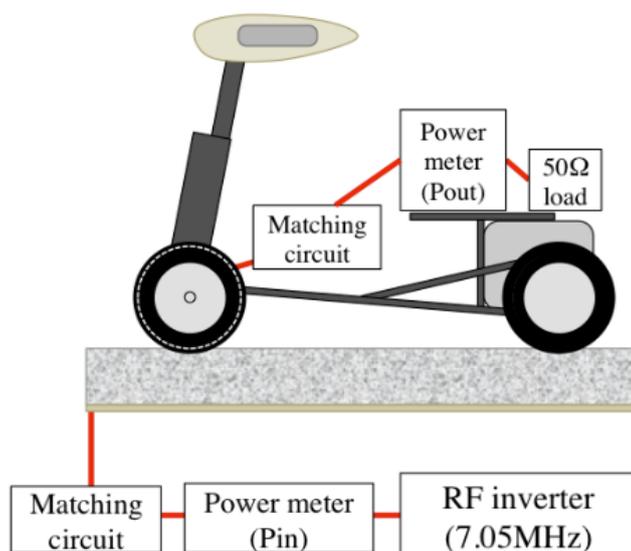


図 3.36 100W 電力伝送実験構成

一般の実験室（もしくは部屋外へ電磁界が漏れる環境）で 50 W 以上の電力伝送実験には通信局への届け出が必要となる。そのため、周囲への電磁界の放射が遮断できる電波暗室で実験した。電力伝送実験の様子を図 3.37 に示す。入力電力 $P_{in}=95$ W のとき、通過電力 $P_{out}=58$ W、電力伝送効率 61 % を達成した。試作したタイヤ集電系による 100 W 電力伝送を示し、タイヤ集電系と回路の 100 W 級耐電力を確認した。

100 W 級の電力伝送が示されたので、図 3.38 のように整流回路をモーターを接続し、電動カートの駆動・走行を検証した。電動カートが時速 4 km/h で走行できるよう、高周波電源から 120 W の電力を電化道路へ入力した。整流回路からモータへの出力電力 70.5 W を達成し、電動カートモータ駆動を確認した。タイヤ集電系と整流回路を合わせた総合効率 59% を達成した。電動カートへ図 3.39 のように搭乗、電化道路上を 80 cm 走行し、短い区間ながら走行中給電を実証した。本結果より、金属

車体の電動車両へのタイヤ集電機構の実装、およびタイヤ集電による電力伝送が可能であることが示された。

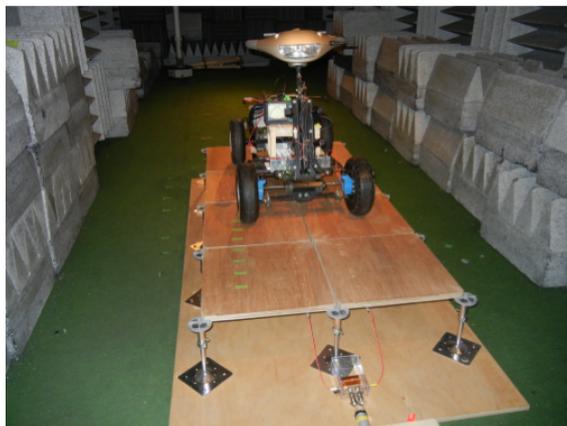


図 3.37 100W 電力伝送実験の様子

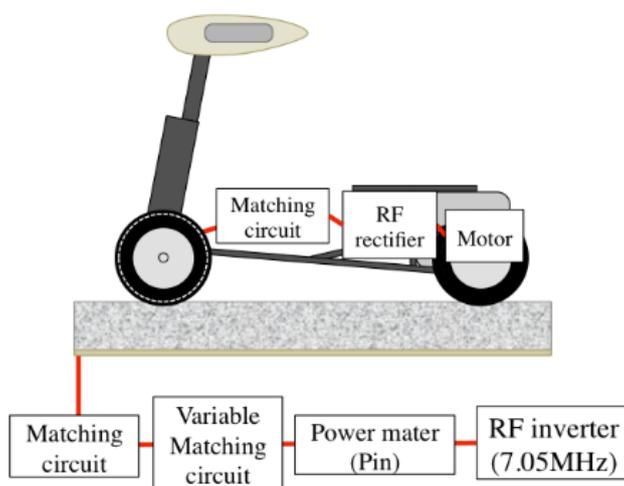


図 3.38 電動カート駆動実験構成



図 3.39 有人走行中給電

3.3.8 ワイヤレス給電システムの漏洩電磁界測定

ワイヤレス給電システムでは，システム周辺に強い電磁界が生じる可能性があり，周辺電磁界が人体や電子機器に与える影響は重要な課題の1つである．電磁界からの人体防護に関する規定を示した総務省「電波防護指針」は，人体に影響を与えないとされる電磁界強度を定めている [66]．電波暗室内で，電力伝送中のタイヤ集電系周辺の電磁界強度を測定し，電波防護指針を参照する．図3.40および図3.41に示す微小ダイポールアンテナと微小ループアンテナを接続したオシロスコープで電磁界強度を測定する．

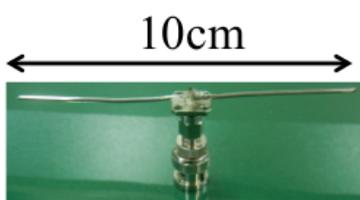


図 3.40 微小ダイポールアンテナ

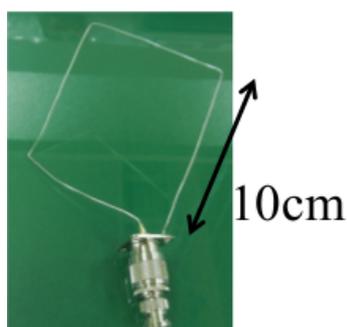


図 3.41 微小ループアンテナ

電磁界の測定原理を以下に示す．微小ダイポールアンテナのアンテナ長を l [m] としたとき，アンテナが受けた電界 E [V/m] とオシロスコープで観測される電圧 v [V] の間には

$$v = 0.5lE \quad (3.9)$$

の関係が成り立つ。なおアンテナの実効長は0.5とした [70]。これより電界 E は、

$$E = \frac{2v}{l} \quad (3.10)$$

で求められる。また、微小ループアンテナの面積を $S[\text{m}^2]$ とすると、ループと交差した磁界 $H[\text{A/m}]$ とオシロスコープで観測される電圧 $v[\text{V}]$ の間には、

$$|v| = |\omega| \oint_S \mu_0 \mathbf{H} \cdot d\mathbf{s} \quad (3.11)$$

より、

$$H = \frac{|v|}{2\pi f \mu_0 S} \quad (3.12)$$

の関係がある。周波数7MHzにおける電波防護指針の電磁界強度指針値（表3.1）で測定した電磁界強度を評価する。

表3.1 一般環境における電磁界強度指針値

周波数 $f[\text{MHz}]$	電界強度 $E[\text{V/m}]$	磁界強度 $H[\text{A/m}]$
3-30	$824/f$	$2.18/f$
7	118	0.31

評価には、電動カート走行方向を x 方向、電動カート左手方向を y 方向、天井方向を z 方向とした3軸の絶対値を持ちいる。測定電界強度の絶対値 E は

$$E = \sqrt{E_x^2 + E_y^2 + E_z^2} \quad (3.13)$$

で求めた。 E_x, E_y, E_z は微小ダイポールアンテナの偏波方向を各軸に合わせたときの測定電界強度である。測定磁界の絶対値 H も同様に

$$H = \sqrt{H_x^2 + H_y^2 + H_z^2} \quad (3.14)$$

で求めた。 H_x, H_y, H_z は微小ループアンテナの偏波方向を各軸に合わせたときの測定磁界強度である。高周波電源の出力電力は120Wとし、電動カートを駆動させた状態で測定した。図3.42のように、①前輪から1m前方、②左前輪上、③左前輪側方50cm、④座席、⑤座席上部（人体頭部位置）、⑥後輪から1m後方の6箇所測定した。使用周波数7MHz一般環境の防護指針値は電界強度実効値116.9 [V/m]、磁界強度実効値0.31 [A/m]である。電界強度測定値は全ての測定位置で指針値を大

大きく下回っている。磁界強度測定値も全ての測定位置で指針値を下回っている。電動カートへの走行中給電時の搭乗者の位置において電磁界測定値は防護指針値を下回ることが確かめられた。しかし、前輪から1m前方および左前輪上の測定位置において、指針値に近い強い磁界強度が測定された。前輪前方で強い磁界強度が観測された原因として、整合回路から電化道路への給電線が考えられる。前輪前方と比較して、給電線のない後輪後方では磁界強度が弱いためである。給電線に大電流が流れ、給電線周辺に強い磁界分布が生じたと考えられる。左前輪上においても、同様に、スチールベルトの代用として巻き付けた導線により強い磁界が生じたと考えられる。今後、より大きな電力を伝送する際には、長い導線周辺に生じる磁界の対策が必要がある。

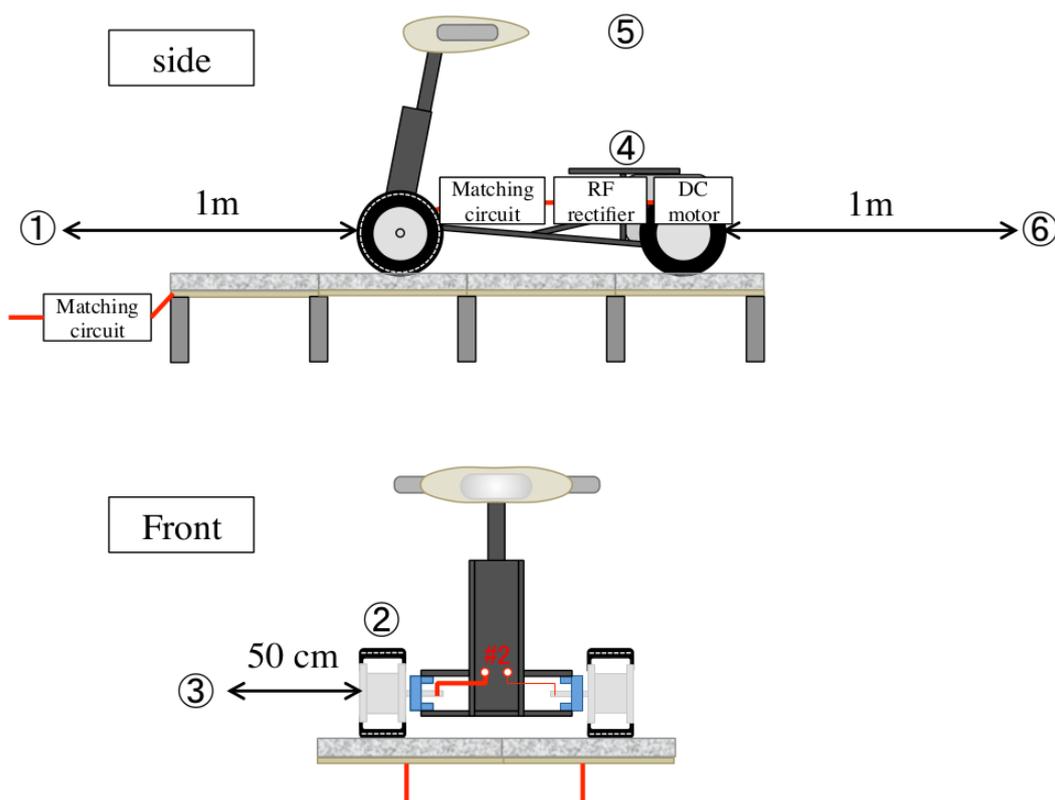


図 3.42 2 重床構造タイヤ集電系の電磁界測定位置

表 3.2.2 重床構造タイヤ集電系の電磁界測定結果

	E [V/m]	H[A/m]
① 前輪から 1m 前方	0.09	0.22
② 左前輪上	13.64	0.26
③ 左前輪側方 50cm	4.15	0.12
④ 座席	5.2	0.14
⑤ 座席上部	3.8	0.14
⑥ 後輪から 1m 後方	1.32	0.07

第4章

右手左手複合系電化道路

4.1 長距離の連続走行中給電における課題

電化道路電気自動車は、道路を少なくとも数km以上の長区間に渡って電化し、その上でEVへ連続走行中給電する。タイヤ集電による走行中給電は、数MHz~数十Hzを伝送周波数とすることを想定している。伝送波の波長 λ に対して電化道路長が $1/10\lambda \sim 1/20\lambda$ よりも長くなると、電化道路を分布定数回路として扱う必要がある。例えば13.56MHzの場合、波長は約22mであり、数メートル以上の電化道路は伝送線路として振る舞う。そのため、電化道路上の電力の伝播および電化道路とタイヤの結合は単純な集中定数コンデンサとして扱えなくなる。このような電化道路を車両が走行する場合（図4.1）の高周波等価回路モデルは図4.2となる。

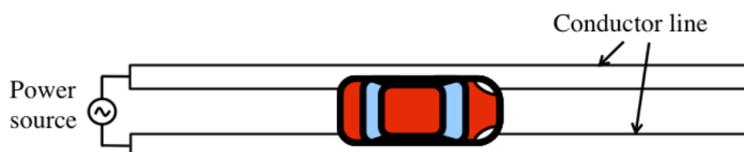


図 4.1 車両が走行する電化道路



図 4.2 車両が走行する電化道路の高周波等価回路

電化道路を全長を $l_1 + l_2$ の伝送線路モデルとし、電源と電気自動車間は長さ l_1 、電気自動車から電化道路端までは長さ l_2 の伝送線路で表す。 z_c は電化道路から車両側を見たインピーダンスである。車両は、導体線路を跨いでいるため、並列装荷されたインピーダンスとして作用する。車両の走行により伝送線路長さ l_1 および l_2 が変動するため、電源から電化道路を見たインピーダンスが動的に変動する。

電化道路の特性インピーダンスを Z_0 、物理長 l_1, l_2 を電気長に換算すると $\theta_1 = \beta l_1 [\text{rad}]$, $\theta_2 = \beta l_2 [\text{rad}]$ となる。 β は位相定数 $[\text{rad/m}]$ である。伝送線路の終端を開放とすると、車両から終端を見たインピーダンスは

$$-jZ_0 \cot \theta_2 \quad (4.1)$$

である。これに車両のインピーダンス Z_c が並列に装荷されたインピーダンスを z_{c2} とすると

$$z_{c2} = \frac{-jZ_0 Z_c \cot \theta_2}{Z_c - jZ_0 \cot \theta_2} \quad (4.2)$$

となる。これを電気長 θ_1 の伝送線路を介して電源から見たインピーダンス z_{in} は

$$z_{in} = \frac{Z_0 \cos \theta_1}{j \sin \theta_1} - \frac{\frac{Z_0}{j \sin \theta_1} \frac{Z_0}{j \sin \theta_1}}{\frac{Z_0 \cos \theta_1}{j \sin \theta_1} + z_{c2}} \quad (4.3)$$

電源から電化道路を見た入力インピーダンス Z_{in} を車両の位置を関数としてプロットすると図 4.3 となる。ここで、 $Z_0 = Z_c = 50 \Omega$, $\theta_1 + \theta_2 = 10 \text{rad}$ とした。結果より、 0.5 波長周期で z_{in} が大きく変動している。周期的に入力インピーダンス $z_{in} = 50 \Omega$ となる位置は存在するが、車両位置が変動することで徐々に 50Ω から離れていき反射電力が増大していく。つまり、長区間の電化道路では、車両位置によって電化道路の入力インピーダンスが大きく変動する。そのため、反射損失が生じ、車両へ安定して給電することができない。特に、電気自動車から電化道路端までの長さ l_2 が $1/4\lambda$ の奇数倍のときは、長さ l_2 の線路が短絡して見えるため、車両のインピーダンスが全く見えなくなり、式 (4.3) は純リアクタンスとなる。これは、終端が解放された l_2 の線路がオープンスタブとして振る舞うためである。また、別の見方をすれば、終端が解放された l_2 の線路には定在波が立ち、終端から $1/4\lambda$ の奇数倍の点は電圧節（定在波電圧がゼロの点）にあたる。車両が電圧節の上にあるとき、タイヤ間の電圧はゼロになるため、車両はエネルギーを受け取ることができない。

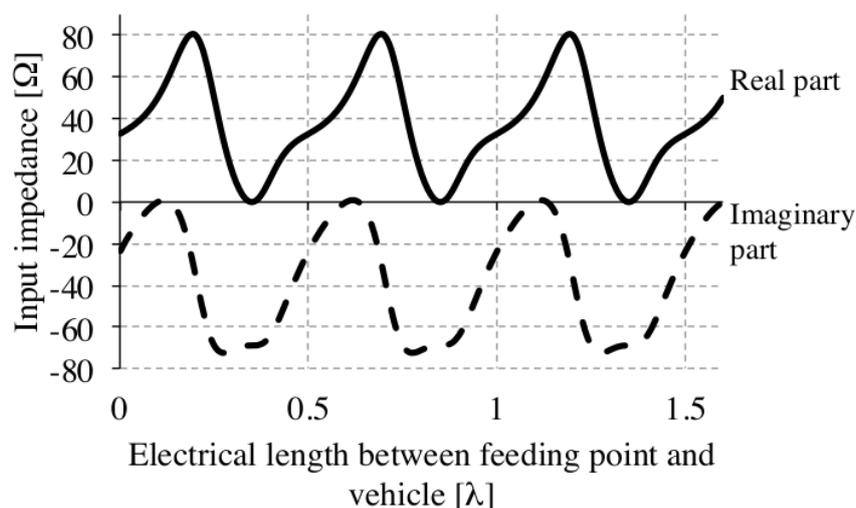


図 4.3 従来構成の入力インピーダンス

電気自動車にはバッテリーが搭載されているため、電圧節の付近ではバッテリーで走ることもできる。しかし、腹と節の周期間隔が短い（13.56MHzで約5m）ため、頻繁な充放電でバッテリーが早く消耗する。給電可能な腹で一気に電力を送る場合、電力が大きくなるため、インバータの大電力化や整流回路などの高耐圧、高耐電流化のコストがかかる。

道路長さを波長よりも十分短くし、それぞれの区間へ電源から給電することも考えられる。しかし、それぞれの電化道路に高周波電源が必要となる、もしくは一つの電源から各道路まで大量の配線が必要になる。これは、道路の施工容易性が低下する、システム全体のコストが高くなるといった問題を抱えている。

一つの電源からできるだけ長い距離を給電できる走行中給電システムが求められている。

4.2 連続走行中給電を実現する右手左手複合系構造

本章では，車両走行時の電化道路のインピーダンス変動を低減し，車両への連続走行中給電を実現する電化道路構成として縦続給電型電化道路と側路給電型電化道路を提案する．

4.2.1 縦続給電型電化道路

縦続給電型電化道路の構成

長区間の電化道路上を車両が走行する際のインピーダンス変動の低減手法として，図4.4に示す縦続給電型電化道路を提案する．縦続型電化道路は，短い区間に導体線路を分割する．区間の接続部に特性インピーダンスが電化道路の特性インピーダンス Z_0 に等しく，かつ，通過位相を進める進相回路を接続回路として周期的に装荷する．位相進み特性は，分割された導体線路1区間分の電化道路が持つ位相遅れ特性と等しい大きさとする．図4.4の等価回路図4.5を用いて理論を説明する．

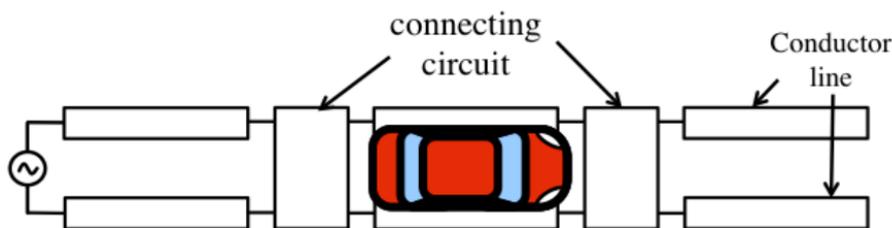


図4.4 縦続給電型電化道路

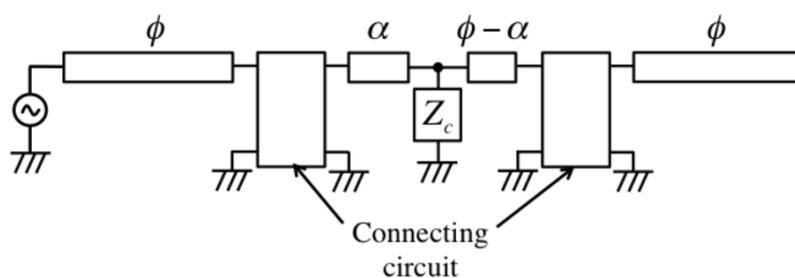


図4.5 車両が第2区間を走行しているときの電化道路と車両の等価回路

分割された導体線路1区間分の電気長を ϕ [rad]とする。1区間分の電化道路の位相遅れ特性を ϕ [rad]とすると、それに対応した進相回路も位相進み特性 ϕ [rad]を持つよう設計する。車両が乗っている中央の区間は、車両の後方（電源方向）の接続回路までの電気長が α [rad]、前方（終端方向）の接続回路までの電気長が $\phi - \alpha$ [rad]とする。中央の区間の電化道路上に車両がいるとする。また、終端は開放されている。 Z_0 は道路から見た車両のインピーダンスである。電源から左側の導体線路を介して伝搬してくる伝送波は位相が ϕ 遅れている。しかし、進相回路により位相が ϕ 進められるため、位相が元に戻り、中央の導体線路に入力される伝送波の位相は電源出力と等しくなる。これを繰り返すことで、伝送波の位相が大きく変動することが無くなり、位相変動を低減、入力インピーダンスの変動を抑えることができる。進相回路による入力インピーダンスの変動低減を数式で説明する。簡単のため、電化道路を無損失とする。分割された導体線路区間は伝送線路のSパラメータ

$$\mathbf{S} = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix} \exp(-j\phi) \quad (4.4)$$

で表されるとする。これは、通過により位相が ϕ_1 遅れる伝送線路である。これにインピーダンス行列 \mathbf{Z} への変換公式

$$\mathbf{Z} = \mathbf{Z}_0 (\mathbf{I} + \mathbf{S}) (\mathbf{I} - \mathbf{S})^{-1} \quad (4.5)$$

を適用すると、

$$\mathbf{Z} = \begin{pmatrix} z_{11} & z_{12} \\ z_{21} & z_{22} \end{pmatrix} \quad (4.6)$$

$$= \frac{Z_0}{1 - e^{-2j\phi}} \begin{bmatrix} 1 + e^{-2j\phi} & 2e^{-j\phi} \\ 2e^{-j\phi} & 1 + e^{-2j\phi} \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

$$= \frac{Z_0}{j \sin \phi} \begin{bmatrix} \cos \phi & 1 \\ 1 & \cos \phi \end{bmatrix} \quad (4.8)$$

となる。

$$\mathbf{Z} = (\mathbf{I} + \mathbf{S}) (\mathbf{I} - \mathbf{S})^{-1} \quad (4.9)$$

を適用すると,

$$\mathbf{Z} = \begin{pmatrix} z_{11} & z_{12} \\ z_{21} & z_{22} \end{pmatrix} \quad (4.10)$$

$$= \frac{Z_0}{1 - e^{-2j\phi}} \begin{bmatrix} 1 + e^{-2j\phi} & 2e^{-j\phi} \\ 2e^{-j\phi} & 1 + e^{-2j\phi} \end{bmatrix} \quad (4.11)$$

$$= \frac{Z_0}{j \sin \phi} \begin{bmatrix} \cos \phi & 1 \\ 1 & \cos \phi \end{bmatrix} \quad (4.12)$$

となる.

縦続に接続された電源から n 区間目 ($n = 1, 2, \dots, N$: N は電化道路の分割区間数) の導体線路の入力インピーダンス $z_{in}(n)$ は, その終端に接続された第 $(n+1)$ 区間目の進相回路の入力インピーダンスを $z'_{in}(n+1)$ とすると

$$z_{in}(n) = z_{11} - \frac{z_{12}z_{21}}{z_{22} + z'_{in}(n+1)} \quad (4.13)$$

となる. この進相回路の入力インピーダンス z'_{in} は第 $(n+1)$ 区間目の導体線路の入力インピーダンス $z_{in}(n+1)$ に依存して

$$z'_{in}(n+1) = z'_{11} - \frac{z'_{12}z'_{21}}{z'_{22} + z_{in}(n+1)} \quad (4.14)$$

となる. 式(4.14)に式(4.13)を代入すると

$$z'_{in}(n+1) = z'_{11} - \frac{z'_{12}z'_{21}}{z'_{22} + z_{11} - \frac{z_{12}z_{21}}{z_{22} + z_{in}(n+1)}} \quad (4.15)$$

となる。さらに、式(4.8)および式(4.12)を適用すると

$$z_{\text{in}}(n) = \frac{Z_0 \cos \phi}{j \sin \phi} - \frac{\frac{Z_0}{j \sin \phi} \frac{Z_0}{j \sin \phi}}{\frac{Z_0 \cos \phi}{j \sin \phi} + \frac{jZ_0 \cos \phi}{\sin \phi} - \frac{\frac{jZ_0}{\sin \phi} \frac{jZ_0}{\sin \phi}}{\frac{jZ_0 \cos \phi}{\sin \phi} + z_{\text{in}}(n+1)}} \quad (4.16)$$

$$= \frac{Z_0 \cos \phi}{j \sin \phi} + \frac{jZ_0 \cos \phi}{\sin \phi} + z_{\text{in}}(n+1) \quad (4.17)$$

$$= z_{\text{in}}(n+1) \quad (4.18)$$

となる。任意の n について $z_{\text{in}}(n) = z_{\text{in}}(n+1)$ が成立するため、数学的帰納法より、 $z_{\text{in}}(n)$ は n に無関係な一定値となる。進相回路により位相が補正され、全ての区間の入力インピーダンスは等しくなる。これにより、電源と車両が乗った区間の間に存在する区間数に関わらず入力インピーダンスは一定となる。同様に、導体線路の終端が開放されている場合 ($z_{\text{in}}(N) = \infty$)、車両が乗った区間から終端方向の導体線路を見ると電化道路終端までの区間数に関わらず開放状態となる。式(4.12)のインピーダンス行列を持つ進相回路は、受動素子で構成することが可能である。式(4.12)を2つの部分行列に分解すると

$$\mathbf{Z}' = \frac{jZ_0}{\sin \phi} \begin{bmatrix} \cos \phi & 1 \\ 1 & \cos \phi \end{bmatrix} \quad (4.19)$$

$$= \frac{jZ_0}{\sin \phi} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} - \frac{jZ_0}{\sin \phi} \begin{bmatrix} 1 - \cos \phi & 1 \\ 1 & 1 - \cos \phi \end{bmatrix} \quad (4.20)$$

$$= \frac{jZ_0}{\sin \phi} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} - jZ_0 \tan \frac{\phi}{2} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (4.21)$$

と変形できる。このインピーダンス行列はT型の集中定数2ポート回路で実現できる。 $0 < \phi < \pi$ の場合は、 $\sin \phi > 0$ かつ $\tan(\phi/2) > 0$ なので、

$$L = \frac{Z_0}{\omega \sin \phi} \quad (4.22)$$

$$\frac{1}{C} = \omega Z_0 \tan \frac{\phi}{2} \quad (4.23)$$

とした図4.6のCLCのT型回路で実現できる。また、 $\pi < \phi < 2\pi$ のときは $\sin \phi < 0$

かつ $\tan(\phi/2) < 0$ となるので，図4.7に示すLCLのT型回路トポロジにおいて，

$$L = -\frac{Z_0}{\omega} \tan \frac{\phi}{2} \quad (4.24)$$

$$\frac{1}{C} = -\frac{\omega Z_0}{\sin \phi} \quad (4.25)$$

とすることで実現できる．

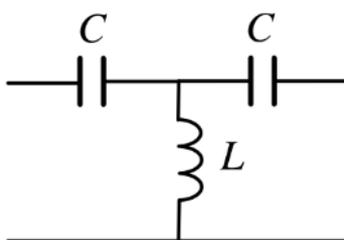


図4.6 対称T型CLC回路

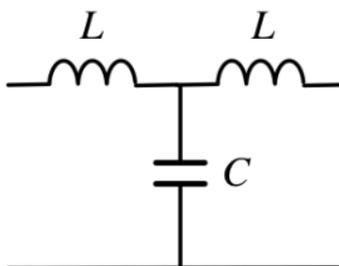


図4.7 対称T型LCL回路

従続給電型電化道路の回路シミュレーション

縦続給電型電化道路の入力インピーダンス変動低減効果を回路シミュレーションで検証する。図4.4の構造の等価回路モデルを図4.5を用いる。図4.5の等価回路モデルの区間数と接続回路の数は任意に増やすことができ、左右の接続回路と導体線路が追加された図4.8のようになる。

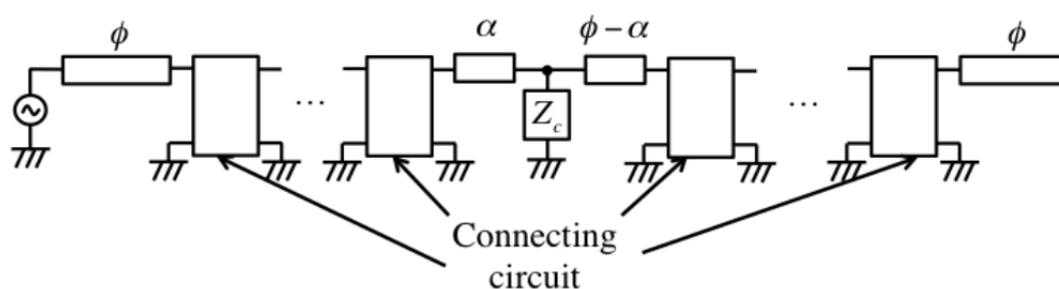


図4.8 区間数をさらに増やした場合の等価回路

区間数を16, $\phi = 36[\text{rad}]$, 周波数10MHzとして回路シミュレーションし, 電化道路上の車両位置に対する入力インピーダンスの変動を解析した。接続回路は図4.6のCLCのT型トポロジ回路である。式(4.22), (4.23)より,

$$L = 2.46\mu\text{H} \quad (4.26)$$

$$C = 541\text{pF} \quad (4.27)$$

となる。シミュレーション結果を図4.9に示す。図4.3の従来構成の電化道路の場合と比較してインピーダンス実部, 虚部ともに変動幅が低減している。

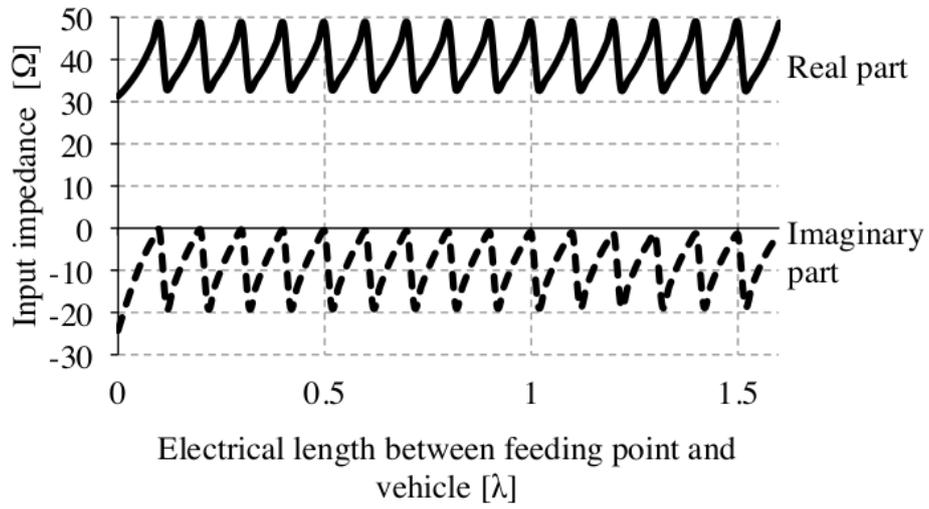


図 4.9 縦続給電型電化道路入カインピーダンス

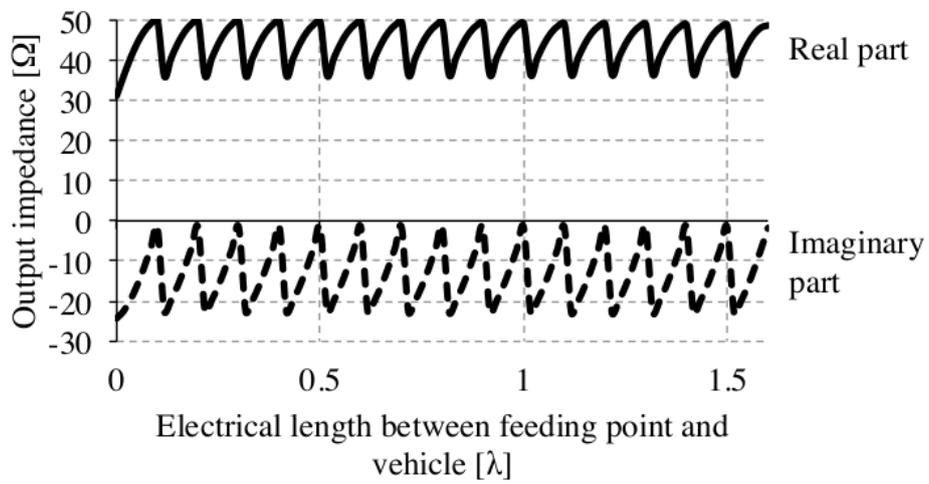


図 4.10 縦続給電型電化道路出カインピーダンス

定量的な検証として、50 Ω系に対する入出力インピーダンスを反射係数 Γ

$$\Gamma_n = \frac{z_n - Z_0}{z_n + Z_0} \quad (4.28)$$

に換算し、その平均値

$$\langle \Gamma \rangle = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \Gamma_n \quad (4.29)$$

と標準偏差

$$\sigma = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N |\Gamma_n - \langle \Gamma \rangle|^2} \quad (4.30)$$

を計算した。ここで z_n は車両の位置を順次変更して n 回目に計算したインピーダンス、 Γ_n はそのインピーダンスから計算した反射係数、 $n=1, 2, \dots, N$ 、 N はインピーダンスの全計算回数、 $\langle \Gamma \rangle$ は反射係数の平均を表す。図4.9および図4.10に示す測定結果から反射係数の平均と標準偏差を計算すると表4.1となり、反射係数の平均値、標準偏差より反射係数の変動が従来構造より大きく低減した。この結果より、縦続給電型電化道路の入出力インピーダンス変動低減効果が確認された。

表 4.1 縦続給電型電化道路の反射係数の平均と標準偏差

	入力側反射係数		出力側反射係数	
	平均	標準偏差	平均	標準偏差
従来構造	0.121-j0.402	0.369	-0.312-j0.012	0.463
縦列型電化道路	-0.101-j0.117	0.101	-0.035-j0.153	0.097

4.2.2 側路給電型電化道路

側路給電型電化道路の構成

電化道路の入出力インピーダンス変動を低減するもう一つの電化道路構造として、側路給電型電化道路を提案する。側路給電型電化道路は、図4.11に示すように、導体線路の脇に道路と並行した電力伝送路を備えた電化道路である。電力伝送路は同軸ケーブルなどが用いられ、それによる各導体線路へ分岐的に接続する。

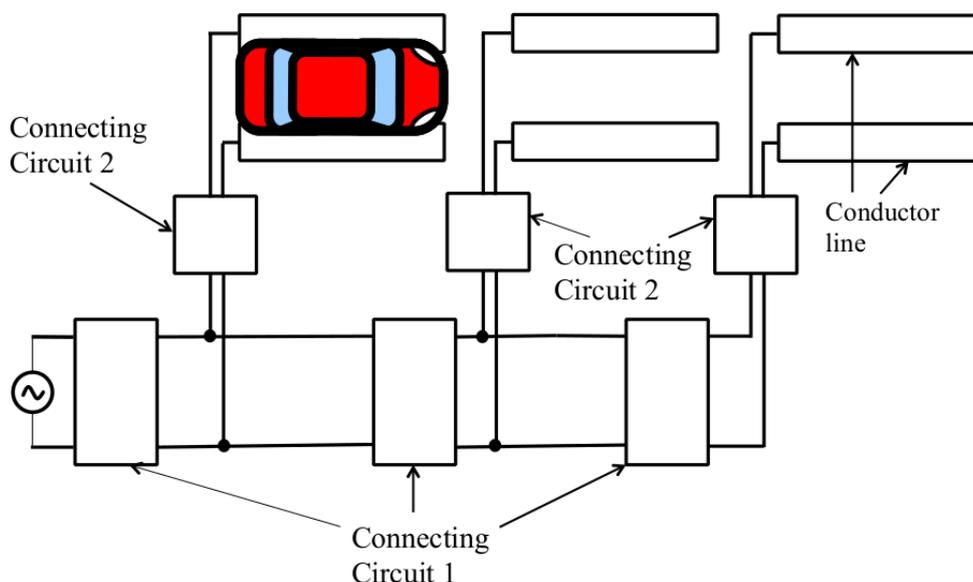


図 4.11 側路給電型電化道路

電力伝送路に装荷された接続回路 (Connecting Circuit 1) は電力伝送路の位相遅れ ϕ_1 を相殺する位相進み特性 ϕ_1 を持つよう式(4.22)-(4.25)を用いて設計する。側路給電型電化道路の等価回路を 4.12 に示す。電力伝送路と導体線路間に挿入された接続回路 (Connecting Circuit 2) は、電極対の電気長 ϕ_2 と同量の位相進み特性 ϕ_2 を持つよう設計する。これにより、車両が乗っていない区間の導体線路を電力伝送路から見ると開放状態と等価となる。そのため、区間数を増加させても車両が乗っていない区間は電源から導体線路をみた入力インピーダンスや車両から電源側をみた出力インピーダンスに影響を与えない。

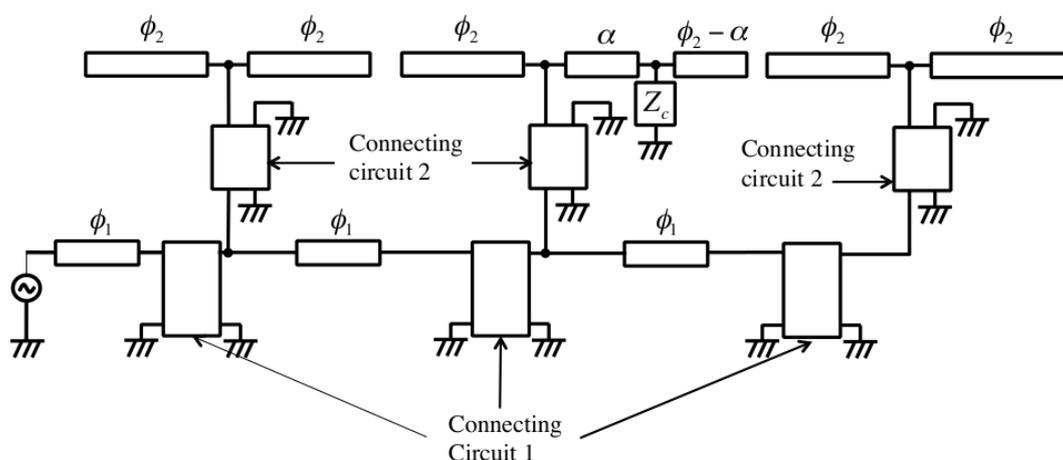


図 4.12 中央の区間を車両が走行する場合の等価回路

側路給電型電化道路の回路シミュレーション

図 4.13 に側路型電化道路の構成例を示す. 周波数 $f = 10\text{MHz}$ とし, 式 (4.22)-(4.25) より $L_1 = 2.45\mu\text{H}$, $C_1 = 542\text{pF}$, $L_2 = 5\mu\text{H}$, $C_2 = 1030\text{pF}$, $\phi_1 = \phi/5$, $\phi_2 = \phi/10$ と定めた. 特性インピーダンス $Z_0 = 50\Omega$ とした. 区間数を 16 とし, 回路シミュレーションにより, 電源側から導体線路を見た側路型電化道路の入力インピーダンスと車両から電源側をみた出力インピーダンスの変動を解析した. 図 4.14 に入力インピーダンスを, 図 4.15 に出力インピーダンスを示す. 従来の電化道路構造のシミュレーション結果と比較して, 入力インピーダンス, 出力インピーダンスともに変動は低減した. 表 4.2 に示す反射係数の平均と標準偏差から見ても, 入出力インピーダンス変動の低減効果が定量的に確認できる.

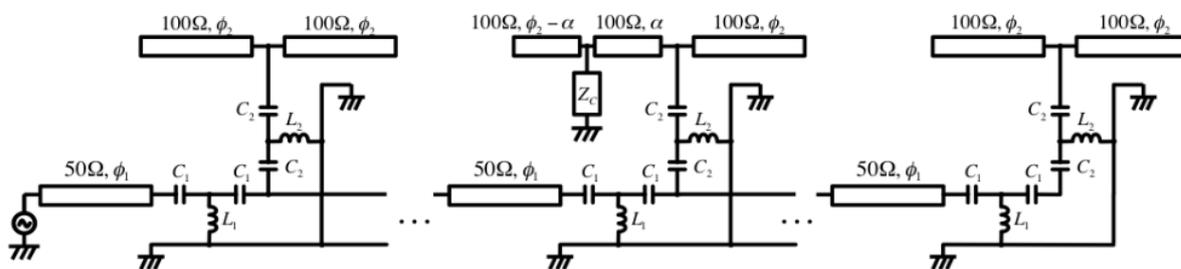


図 4.13 側路給電型電化道路の構成例

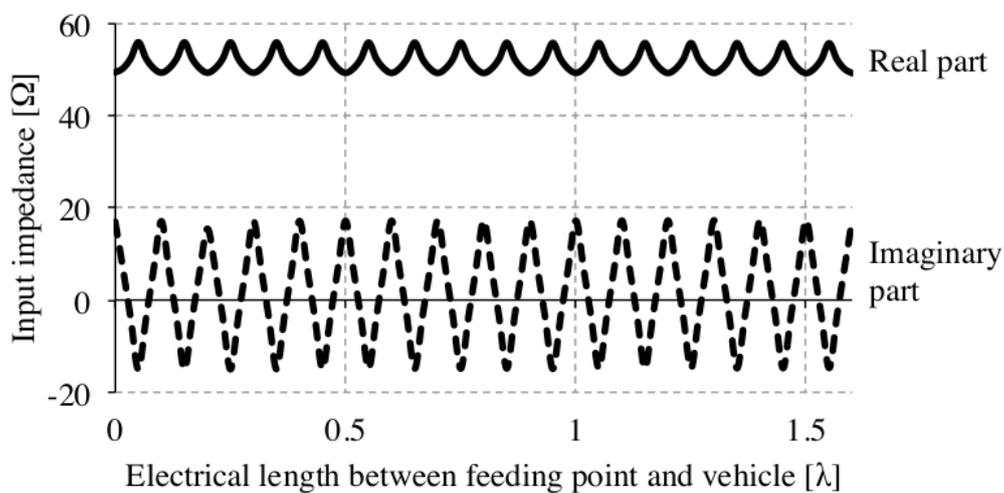


図 4.14 側路給電型電化道路の入力インピーダンス

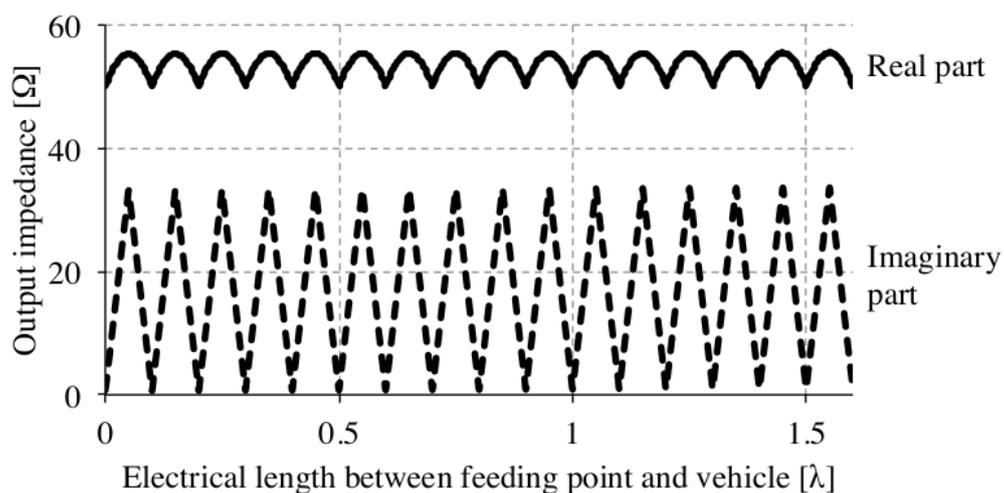


図 4.15 側路給電型電化道路の出力インピーダンス

表 4.2 側路給電型電化道路の反射係数の平均と標準偏差

	入力側反射係数		出力側反射係数	
	平均	標準偏差	平均	標準偏差
従来構造	0.121-j0.402	0.369	-0.312-j0.012	0.463
側路給電型電化道路	0.026+j0.019	0.100	0.013+j0.026	0.068

第5章

電動カートへの連続走行中給電

5.1 概要

本章は、新しく提案した右手左手複合系構造電化道路による長区間の連続走行中給電実験を実証する。定在波電圧節が発生する長区間の走行路に左手系回路を挿入し、右手左手複合系構造を構築する。右手左手複合系構造により、定在波電圧節を解消し、連続走行中給電が可能となることを実証する。

本検討は、定在波電圧節による伝送効率の低下を右手左手複合系構造で解決可能であることを示すことを目的とする。そのため、電極を埋設する床は道路構造や屋内床を模した構造でなく、発泡スチロールの表面に木板を敷いた構造とした。この構造でも埋設電極長さを $1/4$ 波長以上とすることで定在波電圧節が生じるため、本提案構造の有効性の検証が可能である（本検討では電極長さ 14m ：約 $2/3$ 波長とした）。砂利やアスファルトといった実際の道路建材を用いた電化道路については、本検討では考慮しない。

本検討では電動カートを給電対象とするが、本提案の工夫は道路の構成にあるため、給電対象が電気自動車であっても同様の効果が得られる。

電波暗室外での実験となるため、周波数は通信への干渉を考慮する必要がない ISM バンドである 13.56MHz を用いた。この周波数は、将来、タイヤ集電方式を電気自動車へ社会実装する際にも使用可能となることが期待できる。なお、ISM バンド以外の周波数では、電波暗室外での 50W 以上のワイヤレス電力伝送実験は電波法上難しい。

5.2 周回電化走行路と電動カートの構成

まず、電化走行路と電動カートを設計試作する。試作する走行路の断面構造を図5.1に示す。図5.1の電化走行路は、まず、地面からの影響を除去する導体板の上に厚さ10cmの発泡スチロール板を敷設した。発泡スチロール板の上に電極板と表層となる木板を置き、長尺シートで覆った。電極板を図5.2および図5.3に示すように、周回構造の0の字型に敷設した。走行コースは全長14mとした。電極板左中央①にある給電ポートから電極板へ高周波差動電力を給電する。電力伝送に使用する周波数はISM帯域周波数である13.56MHzとした。電極板の右端(番号②の点)は開放されている。定在波の電圧節は終端から1/4波長(5.5m)となる③付近および、コース下半分の同様の地点で生じると予想される。

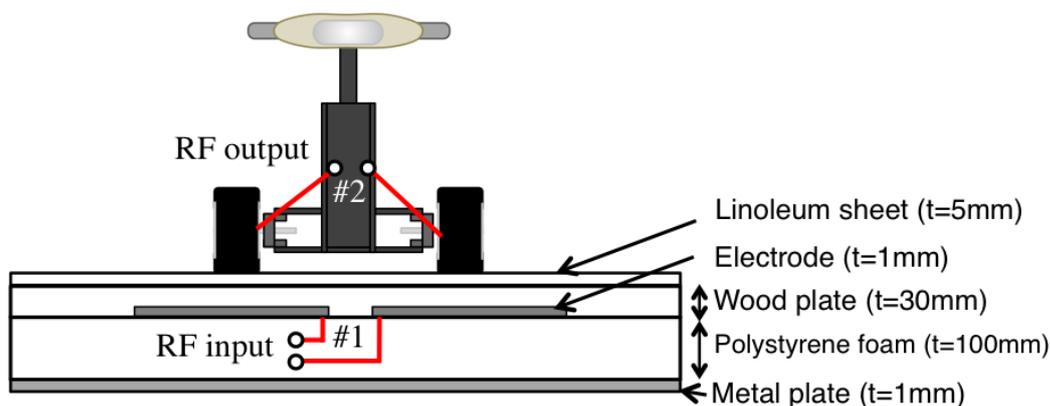


図5.1 電化走行路の断面構造

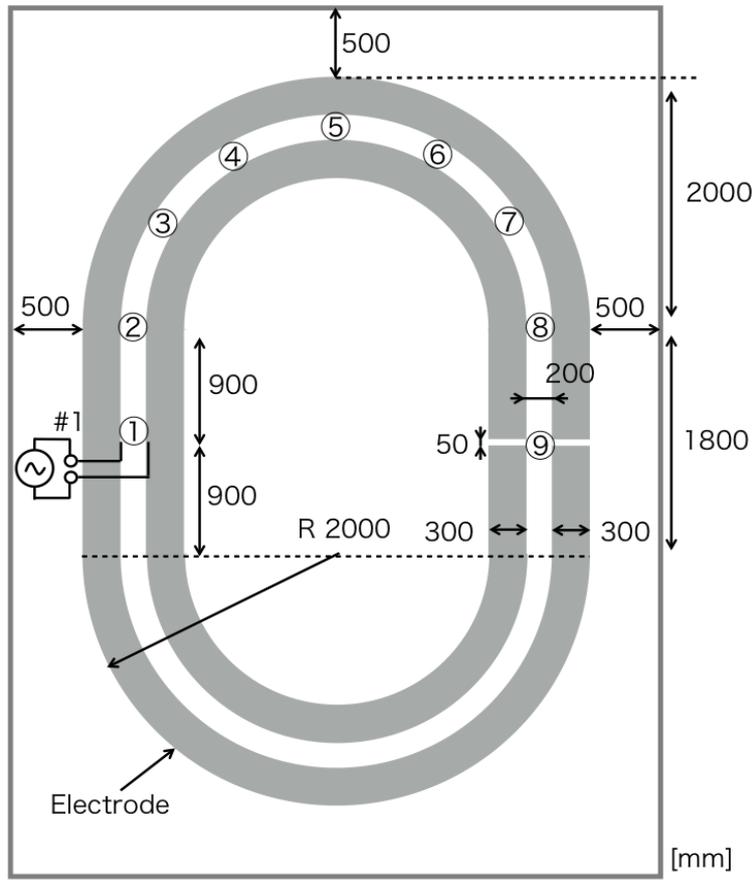


図 5.2 電化走行路周回コースのレイアウト

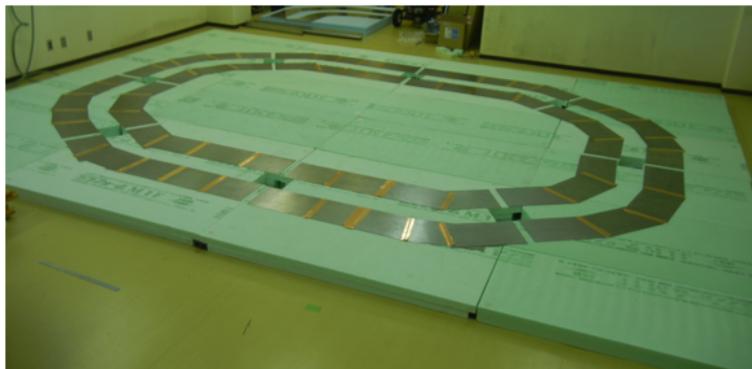


図 5.3 試作した埋設電極板

試作した電化走行路から，図5.4に示す電動カートへタイヤ集電で走行中給電する．電動カートタイヤにはスチールベルトがないため，図5.5に示すように電動カート前輪タイヤに導線を巻いてスチールベルトの代用とした．巻いた導線から軸受けへ配線し，軸受けから車載回路へ集電した電力を取り出す．図5.1に示す電化道路埋設電極への電力入力ポート(#1)から電動カートタイヤ間の電力出力ポート(#2)までの系をタイヤ集電系と呼称する．



図 5.4 電動カート

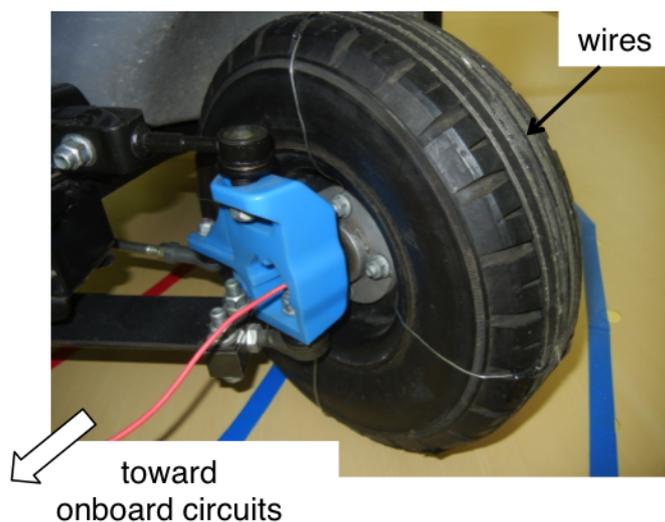


図 5.5 絶縁した前輪タイヤ

5.3 走行路-電動カート間の最大有能電力効率 η_{\max} の位置特性

走行コース上に電動カートを配置し、タイヤ集電系の2ポートSパラメータをネットワークアナライザで測定する。本論文中のSパラメータは全て差動Sパラメータを表す。電化走行路および車両は左右対称系であること、およびインバータからの入力が入力であることから、本論文ではタイヤ集電系を差動回路として扱う。なお、対称構造であるタイヤ集電系は差動入力に対して不平衡成分が生じることはないため、不平衡成分を考慮する必要はない。

測定したSパラメータより、最大有能電力効率 η_{\max} を算出する。電動カートの配置箇所は走行コースを半周する図5.2の①～⑨の点である。コースは上下対称構造のため、片方の半周の測定が省ける。測定したSパラメータを図5.6に示す。 S_{11} より反射電力がどの測定位置においても大きく、整合回路による反射電力の改善が必要である。測定点③以外では80%ほどの反射電力が確認できる。 S_{21} より通過電力は1%以下である。 S_{21} の振れ幅は31dBあり、車両位置による給電効率の振れが大きい。

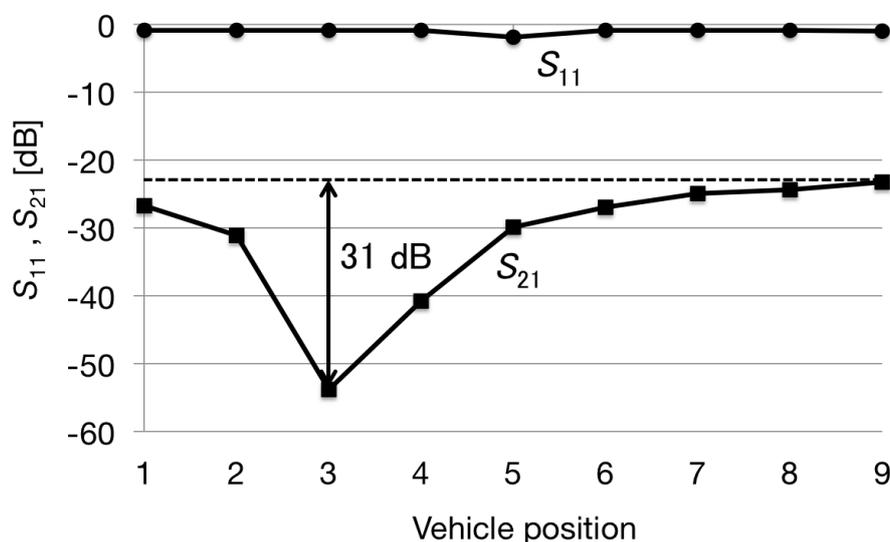


図 5.6 タイヤ集電系の S パラメータ測定値 (整合前)

η_{\max} の計算結果を図 5.7 に示す。電極終端位置（測定点⑨）から測定点①に向かうほど η_{\max} は低下する。 η_{\max} の変動範囲は 0~46.7%、低下幅は 46.7 ポイントとなった。測定点③において η_{\max} はゼロとなった。これは、測定点③では整合を取り反射損をなくしてもタイヤ集電系の電力伝送効率がゼロであることを意味する。電極終端から測定点③までの距離（約 5m）は進行波（13.56MHz）の 1/4 波長（=5.5m）とほぼ等しい。これらのことから、コースの終端から 1/4 波長の点で定在波の電圧節が生じ、電力伝送効率が大きく低下する。

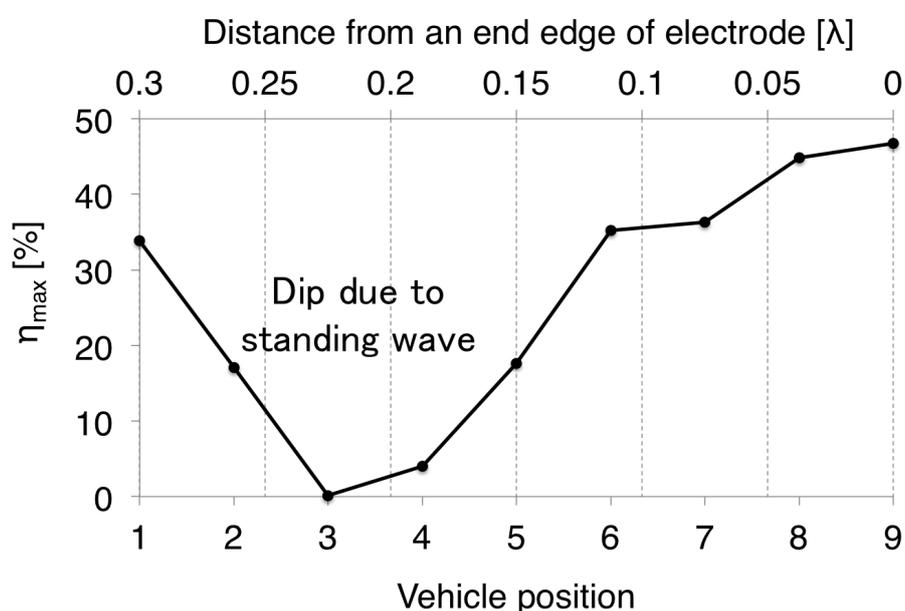


図 5.7 η_{\max} の車両位置依存性

5.4 右手左手複合系走行路の設計・試作

右手左手複合系構造を設計試作し，その効果を実証する．左手系回路の挿入間隔は，分割した1区間のコース長が波長と比べて十分小さくなるよう，2m（約1/11波長）とした．図5.8に示すように，円で示した箇所を電極板を切断する．

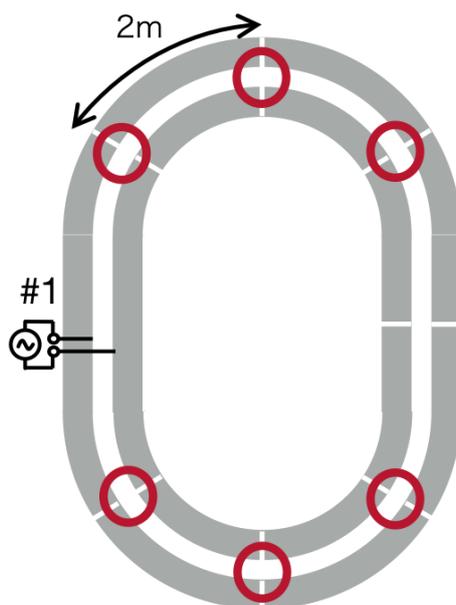


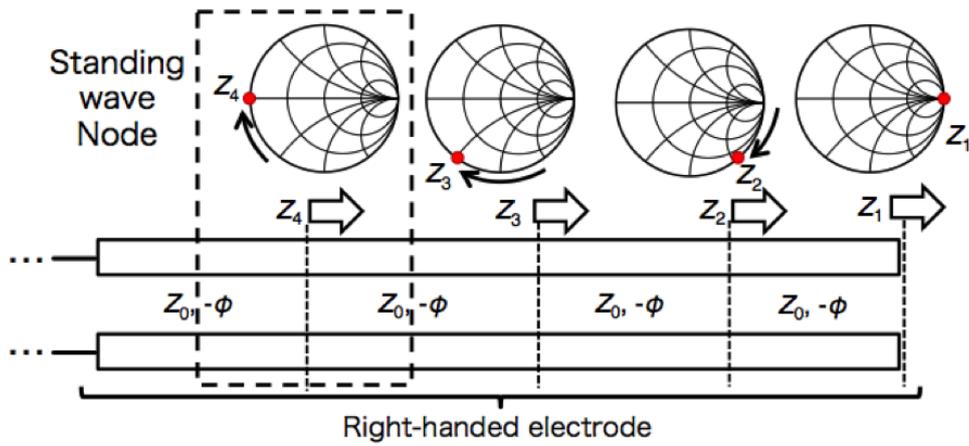
図5.8 左手系回路の挿入位置（丸）

そして，図5.9(b)に示すように左手系回路を電極板に縦列に装荷する従続給電型の右手左手複合系構造とする．左手系回路のトポロジを図5.9(b)のハイパスT型とすると，式(4.22), (4.23)より，コイルとキャパシタの素子値は，

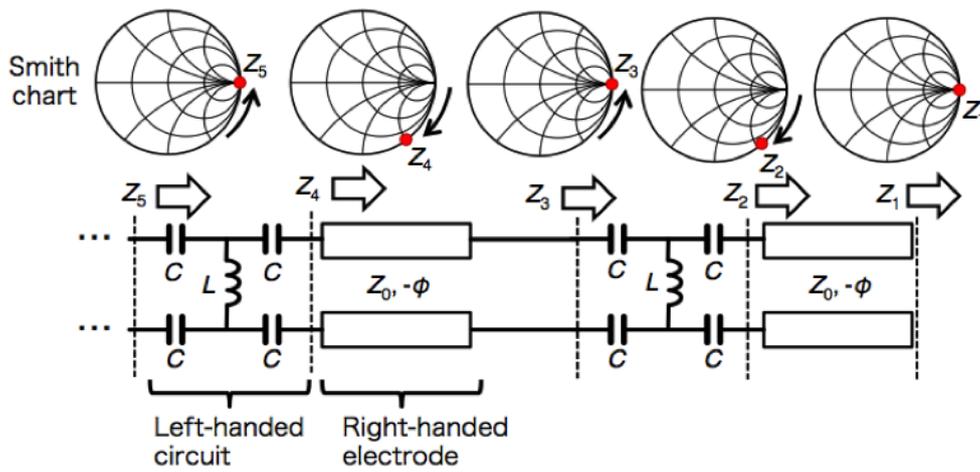
$$L = \frac{Z_0}{\omega \sin \phi} \quad (5.1)$$

$$\frac{1}{C} = \frac{\omega Z_0}{2} \tan \frac{\phi}{2} \quad (5.2)$$

で求められる．左手系回路を差動型で設計するため，容量値は式(4.23)の2倍となる． Z_0 は分割したコース1区間を差動2ポート回路網と見たときの特性インピーダンス [Ω]である． ϕ は左手系回路の進相位相量 [deg]を表し，コース1区間の通過位相遅れ $\angle S_{21}$ [deg]を打ち消すため， $\angle \phi = -S_{21}$ とする．



(a) Conventional electrified roadway



(b) Right and left handed electrified roadway

図 5.9 右手左手複合系電化道路のコンセプト

左手系回路の設計に必要な特性インピーダンス Z_0 と進相位相量 ϕ を求める。まず、 Z_0 を導出する。導出には、測定系の基準インピーダンスと特性インピーダンスが一致しているとき、周波数によらず反射が生じないことを利用する。具体的には、分割したコース1区間の差動2ポートSパラメータを測定する。測定周波数は1~30MHzとする。基準インピーダンスを変数とし、スミスチャート上で反射係数 S_{11} の軌跡が中央に収束するように基準インピーダンスを探索した。図5.10に一区間の反射係数 S_{11} を示す。白丸は基準インピーダンス（スミスチャート中心）を $50\ \Omega$ とした場合の軌跡、 \times 印は $145\ \Omega$ とした場合の軌跡である。基準インピーダンス $50\ \Omega$ の時の反射係数 S_{11} の軌跡は中央から右へ大きく動く。基準インピーダンス $145\ \Omega$ の時、中央付近に集中した。そこで、特性インピーダンスを $145\ \Omega$ とした。このときの通過位相 $\angle S_{21}$ は $-42\ \text{deg}$ となった。この位相遅れを打ち消すため、 $\phi = 42\ \text{deg}$ とした。

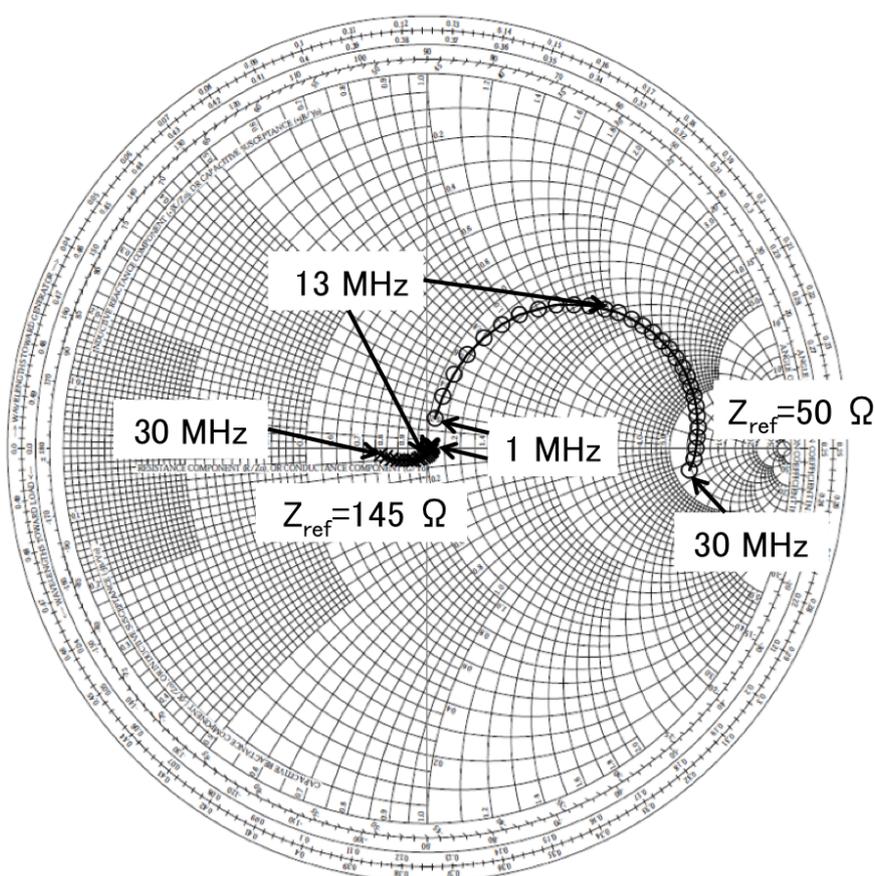


図 5.10 電化走行路一区間の反射係数 S_{11} のスミスチャート軌跡

式(5.1), (5.2)を用いて設計した左手系回路を図5.11に示す. 設計した左手系回路を試作し, 右手左手複合系電化走行路を敷設した. この上でタイヤ集電系の η_{\max} の電動カート位置特性を測定した. 測定条件は, 整合前の η_{\max} 測定と同じである. 図5.12に左手系回路装荷前後のタイヤ集電系 η_{\max} の電動カート位置特性を示す. 左手系回路の装荷により測定点③付近での η_{\max} の低下が完全に解消された. η_{\max} の振れ幅は46.7ポイントから5.8ポイントに大幅に改善した. 右手左手複合系電化走行路上はいずれの点でも安定した η_{\max} が得られた. このことから本提案構造による定在波電圧節の解消が実証された.

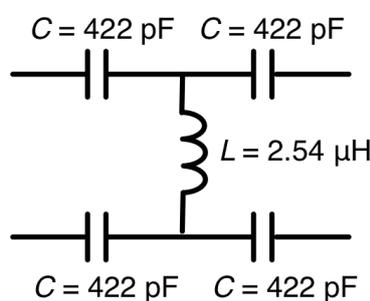


図 5.11 設計した左手系回路

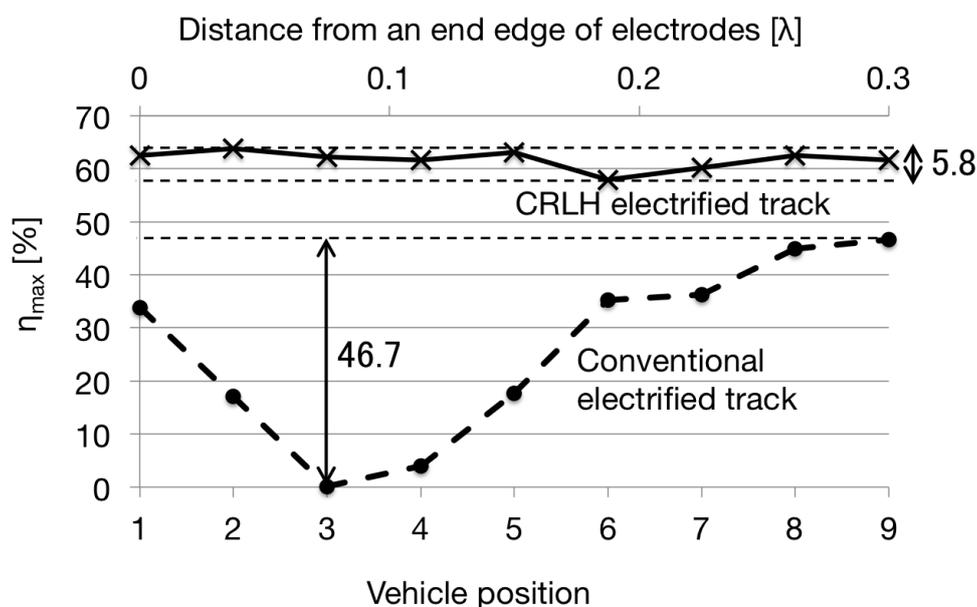


図 5.12 左手系回路装荷前後の η_{\max} の比較

5.5 右手左手複合系構造による η_{\max} の改善効果の評価

タイヤ集電方式走行中給電システム全体を設計試作し、有人電動カートへの連続走行中給電を実証する。まずタイヤ集電系の入出力端に装荷する整合回路を設計する。設計には入出力同時共役整合法 (simultaneous conjugate matching) [67] を用いた。場所によってインピーダンスが変化する。ここでは、測定点⑦で測定したSパラメータを使用した。トポロジは最も素子数の少ない逆L型とした。図5.13(a)に示す電源側の整合回路は、コイルの数が少ないハイパス型とした。整流回路側(図5.13(b))は、整流回路から発生する高調波がタイヤや電化走行路へ漏れることを防ぐため、直列コイル並列コンデンサのローパス型の回路構成とした。

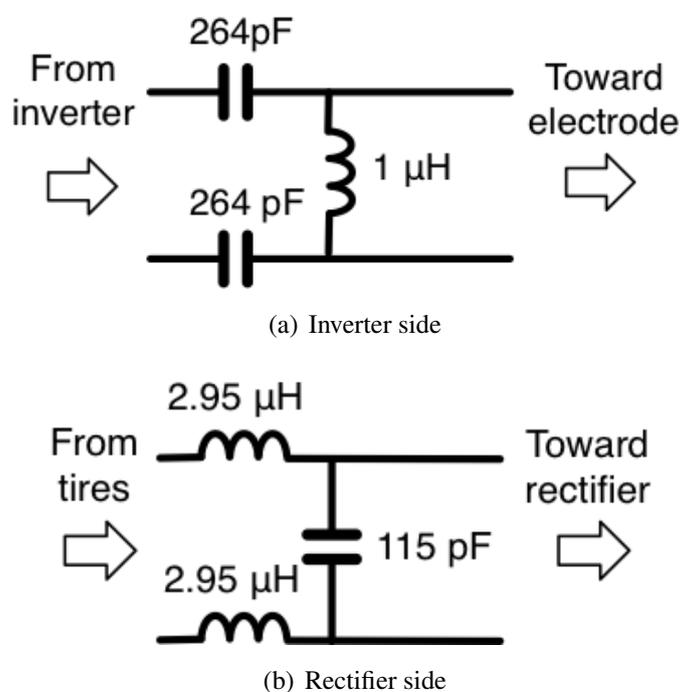


図 5.13 設計した整合回路

設計した整合回路を試作し、タイヤ集電系へ装荷した。前節での η_{\max} 測定同様、測定点①~⑥で電力伝送効率 $|S_{21}|^2$ を測定した。被測定系を図 5.14 に示す。回路の試作誤差や引き回しによるインピーダンスのずれを補正するため、電源側の整合回路の前段に可変整合回路を装荷した。可変整合回路の素子値は、 S_{11} が最小となるようにネットワークアナライザで測定しながら調整した。可変整合回路は手動可変であり、走行中はリアルタイムでは可変しない。また、走行路上の場所によるインピーダンス変動を補正する目的には使用していない。従来電化走行路および整合回路を装荷した右手左手複合系電化走行路におけるタイヤ集電系の電力伝送効率 (S_{21} [dB]) の比較を図 5.15 に示す。電力伝送効率の振れ幅は 31dB から 0.83dB に大きく改善した。以上の結果より、本提案構造で電動カートへ連続的に走行中給電できることを実証した。

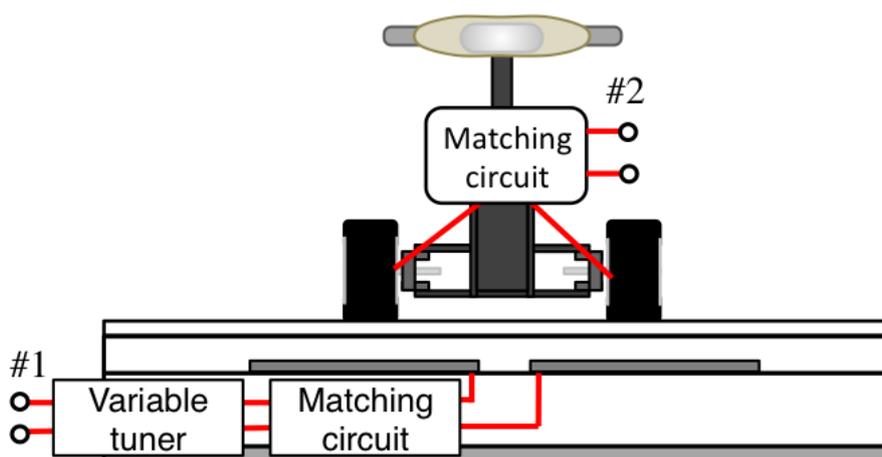


図 5.14 整合回路挿入位置

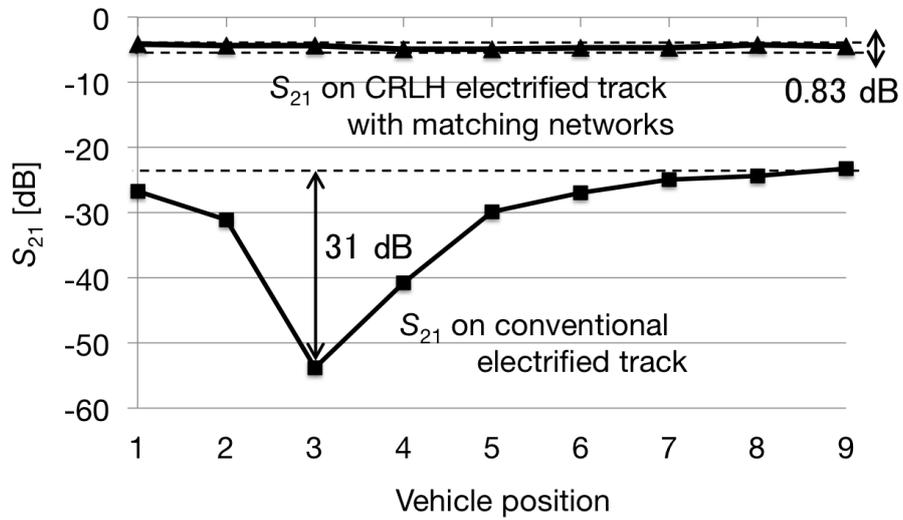


図 5.15 整合回路装荷後のタイヤ集電系の S_{21}

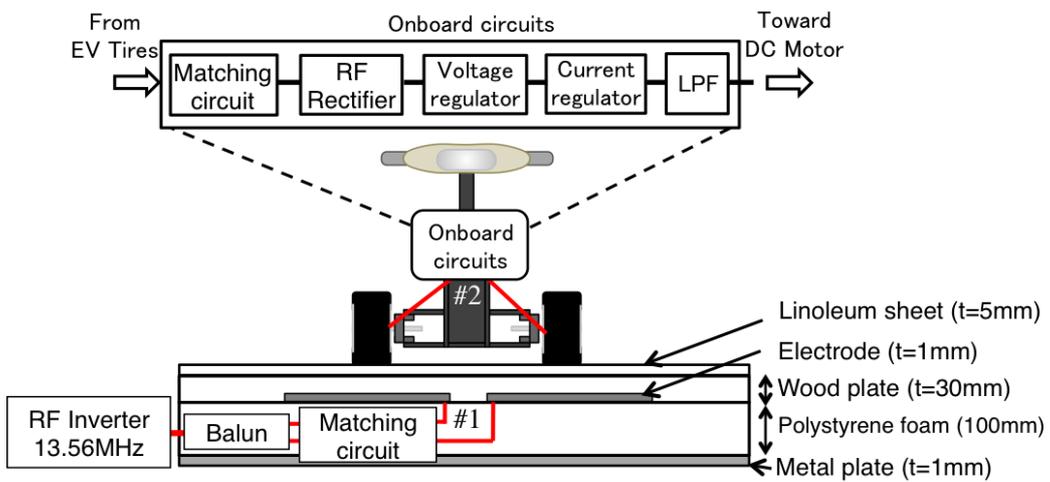


図 5.16 電動カート EVER システムの構成

走行中給電システムに必要なインバータや整流回路など図 5.16 に示す構成要素を試作し，走行中給電システム全体を組み上げた．測定点⑦でインバータへの反射電力が最小となるよう，可変整合回路を微調整した．その結果，時速 3km で電動カートを周回走行させることに成功した．RF-RF 電力伝送効率およびシステムの DC-DC 電力伝送効率の位置特性を測定した．測定位置は図 5.2 の①~⑨の点である．測定結果を図 5.18 に示す．RF-RF 伝送効率の変動幅は 7.1 ポイント，DC-DC 伝送効率の変動幅は 8.2 ポイントとなった．



図 5.17 V-WPT による有人連続走行中給電実証

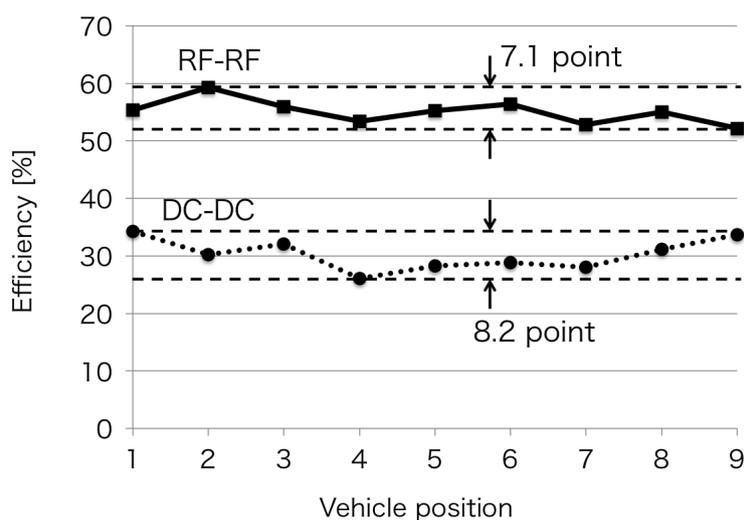


図 5.18 RF-RF 効率および DC-DC 効率の位置特性

第6章

結論

本研究は、タイヤ集電方式により、有人電動車両への連続走行中給電を達成することを目的とした。それにより、タイヤ集電方式走行中給電システムの実現可能性を示す。

まず第1に、タイヤ集電方式による高周波電力伝送を小型自動車模型を用いて実機実証した。電化道路（金属平板）とタイヤの容量結合を介した電力伝送を実証することを目指した。プリント基板を用いて路面下の埋設電極を模擬した、1組の金属平板電極を試作した。自動車模型の前輪から給電するため、前輪タイヤに銅箔を巻いてスチールベルトの代わりとした。試作した平板電極上に自動車模型を乗せ、ネットワークアナライザで平板電極から車体までのSパラメータを測定した。測定結果より、入力電力の大半が反射し、通過電力は0.5%以下であった。そこで、タイヤ集電系の両端に整合回路を挿入してインピーダンス整合し、反射電力を抑制することを考えた。整合回路は設計周波数のみでしか反射抑制効果がないため、整合により高効率を得られる周波数を、最大有能電力効率 η_{\max} を指標として探索した。測定Sパラメータより η_{\max} を算出することで、整合回路の設計や回路解析なしに整合後の効率を見積もることができた。 η_{\max} の算出結果より、インピーダンス整合により、周波数30MHz-80MHzの範囲で、電力伝送効率89%以上が得られることが分かった。整合回路のLC素子のサイズやインバータや整流回路の設計難易度を考え、周波数52MHzを伝送周波数とした。伝送周波数を決定したので、整合回路を設計した。整合回路は回路シミュレータで反射係数が0となるように逆L型のトポロジの整合回路を最適化した。整合回路により反射電力と電力伝送効率は十分に改善された。インバータや整流回路と組み合わせ、ワイヤレス電力伝送システム全体を組み上げた。インバータから電化道路へ給電すると、自動車模型のモータが回転した。この結果より、タイヤ集電方式によるワイヤレス電力伝送を実証した。

第2に、電気自動車同様、人が搭乗可能で金属車体の電動車両（電動カート）へのタイヤ集電方式による電力伝送を達成した。まず、電動カートの荷重に耐えられる電化道路（床）構造とタイヤ集電機構を備えた電動カートの構造を考案した。電動カートは前輪から給電することとし、前輪タイヤから集電できるよう改造した。通常の電動カートは前輪タイヤ間が金属フレームで接続されているため、左右タイヤが導通しており、タイヤ間に電位差が生じない。この問題を解決するため、タイヤの軸受け部分の部品（タイヤと車体フレームを接続する部品）を絶縁体であるMCナイロンに作り変えた。これにより、タイヤと車体が絶縁され、タイヤ間に電位差が生じるようになり、タイヤ集電が可能となった。続いて、試作した電化道路上に電動カートを置き、電化道路-タイヤ間(タイヤ集電系)のSパラメータを測定した。測定したSパラメータを用いてインピーダンス整合回路を設計・試作した。インピーダンス整合回路の設計方法として、二端子対複素共役整合法を新たに導入した。二端子対複素共役整合法を新たに導入することで、回路シミュレータのオプティマイザに頼らず、測定Sパラメータから理論的にインピーダンス整合回路が設計できるようになった。インピーダンス整合回路を装荷したタイヤ集電系は電力伝送効率67%@7MHzを達成した。120W入力時にモータ出力70.5Wを達成し、ワイヤレス電力伝送システムの全体効率59%を達成した。給電中に電動カートを80cm走行させ、短区間の有人走行中給電に成功した。給電中の周囲への漏洩電磁界を測定し、走行中給電時の搭乗者の安全性を検討した。座席周辺では防護指針値を上回る電磁界強度は観測されなかった。

最後に、長区間の連続走行中給電を達成した。まず、長区間の電化道路は分布定数線路として振る舞うため、電化道路入出力インピーダンスの電化道路上車両位置依存性が生じる問題を回路シミュレーションで明らかにした。さらに、電化道路終端から $\lambda/4$ 波長の奇数倍離れた地点では入力インピーダンスの実部がゼロとなった。これは、電化道路上に立つ定在波を考えると、電化道路終端から $\lambda/4$ 波長の奇数倍の地点は電圧節に当たるためである。電圧がゼロつまり短絡状態のため、車両の負荷が見えなくなる。この問題を解決する新たな電化道路構成として、縦続給電型電化道路と側路給電型電化道路を提案した。縦続給電型電化道路は、導体線路を分割して接続回路を介して縦続に接続した構造である。接続回路は分割された導体線路1区間の電気長と同量の位相進み特性を持つ進相回路である。進相回路により、1区間分の導体線路を伝搬した伝送波の位相を補正する。これを繰り返すことで、伝送波の位相変動と電化道路の入出力インピーダンスの変動を低減する。側路給電型電化道路は、分割した導体線路へ線路に並行した電力伝送路から分岐的に接続した構造である。車両が乗っていない区間は、導体線路と電力伝送路間の接続回路により

開放状態に見える。そのため、電化道路を延長し、区間数を増加させても電化道路の入出力インピーダンスに影響を与えない。回路シミュレーション結果より、縦続給電型電化道路と側路給電型電化道路の入出力インピーダンスは、従来の電化道路と比較して、変動が大きく低減されることを確認した。

次に、提案した右手左手複合系構造の有効性を実機実証した。1周14mの周回構造の屋内用電化走行路を試作した。最大有能電力効率 η_{\max} の電動カート位置特性を測定したところ電化道路終端から $\lambda/4$ 波長離れた点で η_{\max} がゼロとなった。すなわち電力伝送効率が定在波電圧節付近で大きく低下することが示された。このとき η_{\max} の低下は46.7ポイントであった。この問題の解決のため、右手左手複合系電化走行路を設計試作したところ η_{\max} の低下が46.7ポイントから5.8ポイントに大きく抑圧でき、車両位置によらず安定した η_{\max} が得られた。つまり、伝送効率がゼロとなる点(電圧節)が解消された。整合回路を設計・試作し、タイヤ集電系へ装荷した。右手左手複合系電化走行路における整合回路装荷後のタイヤ集電系の電力伝送効率の低下幅は0.83dBとなり、従来電化走行路の低下幅31dBから大幅に改善した。 η_{\max} の位置特性同様、車両位置が変動しても安定した電力伝送効率を得られた。インバータ、整流回路などを含むEVERシステム全体を組み上げ、電動カートへの走行中給電実験を実施した。時速3kmで電動カートの連続周回走行に成功した。以上の結果より、長区間のタイヤ集電方式による有人電動車両への走行中給電を達成した。

これまでの研究から得られた知見と今後の展望を以下に述べる。まず、高周波を用いることでタイヤを介した電力伝送が可能であるということを実証した。さらに、最大有能電力効率 η_{\max} というワイヤレス電力伝送システム(タイヤ集電系などの結合器部分)が持つ伝送効率の最大値を正確に算出できる評価指標を新たに導入した。これにより、1. 結合器の構造を設計する、2. η_{\max} を算出・評価する、3. 電力伝送を最大化するため整合回路を設計・装荷する、というワイヤレス給電システムの結合器の一連の設計方法が確立された。さらに設計手順の確立により、結合器の伝送効率評価や伝送効率向上の検討を実施する際に損失要因の切り分けが容易になった。結合器の伝送効率の理論最大値がそもそも低いのか、整合が取れないために伝送効率が低いのか容易に切り分けられるようになったことで、高効率なワイヤレス給電システムの結合器の設計がより効率化されると期待される。

実際に人が搭乗して走行可能な電動車両(電動カート)へのタイヤ集電方式電力伝送の達成により、金属フレームの電動車両であっても、タイヤと車体に絶縁体を挿入して高周波的に切り離す(インピーダンスを高める)ことで、タイヤ集電で電力伝送が可能であるという知見を得た。これは、実際の電気自動車へのタイヤ集電方式の実装の可能性を示すものである。今後明らかにすべき課題項目として、高効

率電力伝送を達成するには、タイヤ-車体の間のインピーダンスをどのくらい高くすれば良いかを示すという点がある。上記の η_{\max} を指標とすることで、タイヤ-車体の間のインピーダンスと電力伝送効率の関係が明らかにできる。これにより、高効率電力伝送を実現する電気自動車の車体構造設計が可能となる。現状のMCナイロンでは、実際の電気自動車へ導入することは強度上の懸念があるため、上述の方法により、電気性能と機械的強度を両立する設計の実現が期待出来る。

最後に、右手左手複合系電化道路により、定在波節が生じるほどの長区間の電化道路においても連続走行中給電が実現できることを示した。これにより、電化道路上に生じる定在波を適切に制御することで、どのような長さの電化道路においても給電効率の変動が抑えられ、安定した連続給電が期待できる。右手左手複合系電化道路の導入により、定在波の問題のために、道路長を短くしてインバータを複数設置する必要がなくなる。インバータはワイヤレス給電システムの中でも高価なコンポーネントの一つであるため、システム全体のコストダウンが期待できる。一方で、道路に左手系回路という回路コンポーネントをどのように周期的に埋設するという課題が残されている。今後、左手系回路を平面フレキシブル化して埋設電極と一体化して敷設できるようにするなどの方法で問題を改善することで、より受け入れられやすい技術になると考えている。

今後は、電気自動車への走行中給電の実現に向けて、より実現性を高めるにはタイヤ集電の高効率化や複数台給電の実現、漏洩電磁界などが重要であると考えている。長区間化においては定在波節以外にも実際には減衰定数による損失も生じる。そのため、高周波帯で低損失かつ施工容易性を併せ持つ道路材料、道路構造の探求が必要である。自動車へのタイヤ集電の実装についても、上で挙げたように電気的性能と機械強度の両立が課題である。大電力化に伴い、整合状態を少しでもよくするため、整合回路をリアルタイム自動整合回路へ発展させることも重要である。実用の状態を考えると一つの電化道路上の車両台数が変動することは十分想定される。道路上の車両の数、走行状態に合わせて伝送電力や整合の制御が求められる。漏洩電磁界についても、実際の電気自動車での再測定が必要となるが、伝送電力が100倍以上になるため、搭乗者の安全のための電磁遮蔽技術が必要になる可能性が高い。上記の項目は実用化に向けた課題の一部であるが、本研究からの発展として積極的に進めていきたいものである。

本研究では高周波回路理論を元にしたアプローチを行い、高周波に関する深い知識を得ることができた。一方で、本研究で取り扱ったワイヤレス給電の技術はRFインバータ回路、電磁界理論、アンテナ技術、RF整流回路など様々な高周波技術の複合システムである。システム全体の研究に触れることで、電磁界理論、アンテナ理

論, パワーエレクトロニクスなど幅広い見識が得られた。特に, 一般的にはあまり交わることがない, 高周波かつ大電力 (パワーエレクトロニクス) という2分野を横断する専門知識を得ることができた。これらの分野では考え方が異なることが多く (周波数領域/時間領域, 分布定数/集中定数, 電圧電流/Sパラメータなど), それらを包括した考え方ができるようになったことは大きいと考えている。今後は, ワイヤレス給電で得られた知見を活かし, アンテナ (電波伝搬) や高周波回路といった高周波システム・スマートグリッドなどのパワーエレクトロニクスシステムといった複数の分野へ研究を展開していくことも目指していきたい。例えば, 電気自動車は今や, レーダーなどの高周波システム, インバータなどのパワエレ技術, ワイヤレス給電などを包括できる存在である。ワイヤレス給電にとどまらず, 高周波・電力システム全体を考えて, これからも研究を進めていきたいと考えている。

本研究で明らかにした知見, 新たな技術, 理論が今後のワイヤレス給電システムひいてはエレクトロニクス技術の有益な基盤の一つとなることを期待して, 本論文の総括とする。

謝辞

本研究を進めるにあたって、多大なるご指導、ご鞭撻を賜りました大平 孝 教授、上原 秀幸 教授、田村 昌也 准教授、坂井 尚貴 助教、宮路 祐一 助教、Wuren Tuya 久留米工業高等専門学校 准教授に深甚なる感謝の意を表明します。本研究に関して大変有益なご助言を頂きました市川 周一 教授、穂積 直裕 教授にここに感謝いたします。電化道路電気自動車の研究開発や実証実験につきましては、大成建設株式会社の遠藤 哲夫 様、陣内 浩 様、大澤 和也 様、藤岡 友美 様の多大なるご協力により実現いたしました。心より感謝いたします。タイヤ集電の研究を立ち上げ、開始当初より共に研究を進めてまいりました、株式会社豊田中央研究所（現在 株式会社 UL Japan 所属）花澤 理宏 様に感謝の意を示します。また、本研究で使用した測定器を提供いただきましたローデ・シュワルツ・ジャパン株式会社の方々、電動カートの改造にご協力いただきましたシンフォニアテクノロジー株式会社の方々、技術提供をいただきましたトヨタ車体株式会社の方々、技術・材料提供をいただきました古河電気工業株式会社の増田 満 様に感謝いたします。本研究の遂行にしまして、高周波利用設備の申請のご指導・ご協力をいただきました東海総合通信局の方々に感謝いたします。本研究の一部は、戦略的情報通信研究開発推進事業 (SCOPE)：契約番号 0159-0001 の受託研究で行われたものです。電化道路電気自動車の研究を共に進めてきた波動工学研究室の杉浦貴光さん、崎原 孫周 さん、水谷 豊 君、鳥井 俊宏 君、北川裕理 さん、本田 拓海 君、宮崎 陽一朗 君、斉藤 彰 君、糸数 大己 君、青柳 祐輝 君、青山 紋土 君、澤田 篤 君、宮崎 基照 君、活発な議論や実験に多大な協力をいただいた電磁波工学研究室、ワイヤレス通信研究室の皆様感謝します。

文献

- [1] 環境省, “国連気候変動枠組条約第21回締約国会議 (COP21) 及び京都議定書第11回締約国会合 (COP/MOP11) の結果について,” <http://www.env.go.jp/earth/cop/cop21>, Aug. 2016.
- [2] 国土交通省, “環境:運輸部門における二酸化炭素排出量,” http://www.mlit.go.jp/sogoseisaku/environment/sosei_environment_tk_000007.html, Dec. 2013.
- [3] 石油連盟, “今日の石油産業 2013,” http://www.paj.gr.jp/statis/data/data/2013_data.pdf, Dec. 2013.
- [4] 経済産業省 資源エネルギー庁, “「次世代自動車・燃料イニシアティブ」とりまとめ (本体),” http://www.enecho.meti.go.jp/policy/fuel/ini_gaiyou.pdf, Dec. 2013.
- [5] 細川隆志, 谷畑孝二, 宮本寛明, “次世代自動車「i MiEV」の開発 (第二報),” 三菱自動車テクニカルレビュー, no.20, pp.53–60, 2008.
- [6] A. Kurs, A. Karalis, R. Moffatt, J.D. Joannopoulos, P. Fisher, and M. Soljačić, “Wireless power transfer via strongly coupled magnetic resonances,” *Science*, vol.317, no.5834, pp.83–86, June 2007.
- [7] 大麻純季, 岩堀大希, 桑原義彦, “フラクタルアンテナを用いたワイヤレス送電の理論的検討,” 信学技報, WPT2012–16, pp.7–12, Aug. 2012.
- [8] 高橋俊輔, “EV用ワイヤレス給電システムにおける効率向上,” 信学技報, WPT2012–22, pp.11–16, Nov. 2012.
- [9] 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, Jan. 2010.

- [10] 居村岳広, 堀洋一, “等価回路から見た磁界共振結合におけるワイヤレス電力伝送距離と効率の限界値に関する研究,” 電学論D, vol.130, no.10, pp.1169–1174, Oct. 2010.
- [11] I. Awai, “Basic characteristics of “magnetic resonance” wireless power transfer system excited by a 0 ohm power source,” IEICE Electronics Express, vol.10, no.21, pp.1–13, Nov. 2013.
- [12] 澤原裕一, 石崎俊雄, 粟井郁雄, “WPTシステムにおける共振器最適化の検討,” 信学技報, WPT2013–13, pp.7–13, July 2013.
- [13] 阿部茂, 金子裕良, “非接触給電技術,” 電学誌, vol.128, no.12, pp.796–799, Dec. 2008.
- [14] 望月大樹, 仲達崇一郎, 渡辺宏, 境野翔, 金子裕良, 阿部茂, 保田富夫, “一方
向非接触給電から拡張容易な双方向非接触給電システム,” 電学論D, vol.133,
no.7, pp.707–713, July 2013.
- [15] Qualcomm, “WiPower,” Wireless Power Technology | Wireless Energy Transfer | WiPower, <http://www.qualcomm.com/solutions/wireless-charging/wipower>, Dec. 2013.
- [16] 谷屋明彦, “磁界共鳴によるワイヤレス電力伝送,” KEC情報, no.220, pp.31–53, Jan. 2012.
- [17] 市川敬一, “電界共鳴方式の理論,” 電界磁界結合型ワイヤレス給電技術-電磁誘導・共鳴送電の理論と応用-, pp.189–190, 科学情報出版, 茨城, 2014.
- [18] 常川光一, 楊程, “独立伝送形W P Tシステムの動作原理解析とその特性,” 信学技報, AP2013–85, pp.27–30, Sept. 2013.
- [19] 原川健一, “非接触電力供給技術に関する検討-その1 直列共振による電力供給-,” 日本建築学会大会学術講演, D–1, pp.597–598, 仙台, Aug. 2009.
- [20] 澤原裕一, 石崎俊雄, 粟井郁雄, “メアンダー型電界結合共振器の基礎検討,” 信学技報, vol.114, no.246, WPT2014–45, pp.47–52, Oct. 2014.
- [21] 難波隆一, 榎田洋太郎, 小澤佑介, “距離依存性の少ない電界結合共振型無線電力伝送の検討,” 信学技報, vol.115, no.3, WPT2015–9, pp.45–50, Apr. 2015.

- [22] 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, WPT2014-20, pp.15-19, Nov. 2013.
- [23] 加々美友宏, 松下隼人, 岩堀大希, 桑原義彦, “走行中の模型電気自動車へのワイヤレス送電デモシステム,” 信学技報, WPT2010-20, pp.37-42, Jan. 2011.
- [24] 篠原真毅, “無線電力伝送の送電距離に対する理論と技術,” 信学論 (B), vol.J96-B, no.9, pp.881-893, Sept. 2013.
- [25] 齊藤孝, 三原荘一郎, 中村修治, 伊地智幸一, 本間幸洋, 佐々木拓郎, 小澤雄一郎, 藤原暉雄, “マイクロ波によるエネルギー伝送技術の研究開発,” 信学論 (C), vol.J96-C, no.9, pp.213-220, Oct. 2013.
- [26] 村田製作所, “ワイヤレス電力伝送モジュール,” <http://www.contec.co.jp/product/hid/index.html>, Oct. 2016.
- [27] 橋本弘藏, 石川峻樹, 三谷友彦, 篠原真毅, “ユビキタス電源の改良,” 信学技報, WPT2010-03, pp.13-16, Apr. 2010.
- [28] 株式会社ダイヘン, “搬送機革命,” <http://www.daihen.co.jp/wireless/special/>, Oct. 2016.
- [29] 田村昌也, 山本恭平, 仲 泰正, “大電力下における液相の複素誘電率算出方法の検討,” 信学技報, vol.115, no.428, WPT2015-65, pp.11-14, Jan. 2016.
- [30] 川辺健太郎, 張 陽軍, 粟井郁雄, “磁界結合型 WPT システムに対する透明な水シールドの提案とその基礎検討 ~EMC 問題解決に向けて~, ” 信学技報, vol.116, no.26, EMCJ2016-9, pp.1-6, May. 2016.
- [31] オリンパス株式会社, “オリンパスニュースリリース: 内視鏡の適応拡大と進化を目指すカプセル内視鏡と周辺技術を開発,” <http://www.daihen.co.jp/wireless/special/>, Oct. 2016.
- [32] R. Iwashita, M. Ishiwata, Y. Takaguchi, T. Koike, I. Hashimoto, K. Shiba, “A thin, flexible receiving coil for wireless power transmission based on magnetic induction to an implantable device: measuring the power efficiency of receiving coils with varying numbers of mounted magnetic sheets,” 2015 9th International Symposium

- on Medical Information and Communication Technology (ISMICT) , pp. 40–44, 24–26 Mar. 2015 .
- [33] N. Shinohara, “Power without wires,” *IEEE Microwave Magazine*, vol.12, no. 7, pp.64–73, Dec. 2011.
- [34] 岩清水 優, 三谷友彦, 篠原真毅, 松崎江陽, 佐々木 岳, 松本剛明, 米本浩一, “火星飛行探査機への自動追尾型マイクロ波無線電力供給用送電システムの研究,” *信学技報*, vol.114, no.524, WPT2014–94, pp.5–10, Mar. 2015.
- [35] 徳良 晋, 村山隆彦, 上田章雄, 高津裕二, 新妻素直, “電気自動車向け非接触充電システムの開発,” *IHI 技報*, vol.53, no.2, pp.38–41, 2013.
- [36] 後藤宏明, 篠原真毅, 三谷友彦, 土性広之, 水野充彦, “自動車エンジンルーム内センサへのマイクロ波電力伝送に関する研究,” *信学技報*, vol.114, no.524, WPT2014–96, pp.17–20, March 2015.
- [37] 渡邊耀介, 田村昌也, 高野一平, “散乱体を有する遮蔽空間における空洞共振器理論を用いた無線電力伝送の基礎検討,” *信学技報 WPT2015–75*, vol.115, no.446, pp.17–20, Feb. 2016.
- [38] YRP-Broadband Wireless Forum , “ブロードバンドワイヤレスフォーラム (BWF) ,” <http://bwf-yrp.net/>, Oct. 2016.
- [39] 西川和廣, “電気自動車 (EV) 普及が広げる道路インフラの可能性への期待,” *土木学会誌*, vol.96, no. 4, p.43, Apr. 2011.
- [40] G.A. Covic, J.T. Boys, M.L.G. Kissin, and H.G. Lu, “A three-phase inductive power transfer system for roadway-powered vehicles,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol.54, no.6, pp.3370–3378, Dec. 2007.
- [41] S.Raabe and G.A. Covic, “Practical design considerations for contactless power transfer quadrature pick-ups,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol.60, no.1, pp.400–409, Jan. 2013.
- [42] Qualcomm, “Qualcomm HALO,” <http://www.qualcommhalo.com>, Nov. 2013.
- [43] 古川実, 峯岸隆偉, 小川智也, 佐藤幸次, 王鵬, 外村博史, 寺本雅彦, 篠原真毅, “電動トラック用 2.4GHz 帯 10kW 出力レクテナへの伝送実験,” *信学技報*, WPT2012–47, pp.36–39, March 2012.

- [44] 米山直樹, 新井宏之, “シート状導波路を用いた走行中給電システムにおける高効率かつ均一な伝送特性と損失詳細の検討,” 信学論 (B), vol. J96-B, no.7, pp.712-719, July 2013.
- [45] 望月正志, 沖米田恭之, 山本喜多男, “2kW 走行中給電装置の開発,” 信学技報, vol.114, no.72, WPT2014-28, pp.23-28, June 2014.
- [46] 桑原義彦, “走行中小型EVへのワイヤレス送電システムの開発と実用化への課題,” 車載テクノロジー, vol.4, no.1, 2016.
- [47] 小原弘志, 横地克謙, “電気自動車への走行中非接触給電,” 国総研レポート 2013, p 108, 2013.
- [48] 青木秀太, 佐藤文博, 宮原敏, 松木英敏, 田倉哲也, “走行中非接触給電における周囲漏洩電磁界低減を目的とした送電側コイル形状に関する検討,” 信学技報, vol.115, no.82, WPT2015-28, pp.43-48, June 2015.
- [49] 伊勢正尚, 関口貴郎, 鶴田義範, 岡田実, “平行二線方式ワイヤレス電力伝送による走行中給電の実験検討,” 信学技報, vol.114, no.375, WPT2014-66, pp.15-20, Dec. 2014.
- [50] Bombardier, “primove,” <http://primove.bombardier.com>, Nov. 2013.
- [51] CONTEC, “非接触給電システム-ワイヤレスで給電できる「安心」「安全」の電源システム | コンテック,” <http://www.contec.co.jp/product/hid/index.html>, Dec. 2013.
- [52] T. Ohira, “Via-wheel power transfer to vehicles in motion,” IEEE Wireless Power Transfer Conference, WPTC2013, pp.242-246, Perugia, May 2013.
- [53] I.S. Suh, “Application of shaped magnetic field in resonance (SMFIR) technology to future urban transportation,” CIRP Design Conference 2011, pp.226-232, Daejeon, 2011.
- [54] J. Huh, S.W. Lee, W.Y. Lee, G.H. Cho, and C.T. Rim, “Narrow-width inductive power transfer system for online electrical vehicles,” IEEE Trans. Power Electron., vol.26, no.12, pp.3666-3679, Dec. 2011.

- [55] Y.D. Ko, and Y.J. Jang, "The optimal system design of the online electric vehicle utilizing wireless power transmission technology," *IEEE Trans. Intell. Transp.*, vol.14, no.3, pp.1255–1265, Sept. 2013.
- [56] J. Kim, J. Kim, S. Kong, H. Kim, I. Suh, N.P. Suh, D. Cho, J. Kim, and S. Ahn, "Coil design and shielding methods for a magnetic resonant wireless power transfer system," *Proc. IEEE*, vol.101, no. 6, pp.1332–1342, March 2013.
- [57] J. Shin, S. Shin, Y. Kim, S. Ahn, S. Lee, G. Jung, S.J. Jeon, and D.H. Cho, "Design and implementation of shaped magnetic-resonance-based wireless power transfer system for roadway-powered moving electric vehicles," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol.61, no.3, pp.1179–1192, Mar. 2014.
- [58] S. Raabe and G.A. Covic, "Practical design considerations for contactless power transfer quadrature pick-ups," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol.60, no.1, pp.400–409, Jan. 2013.
- [59] O.C. Onar, J.M. Miller, S.L. Campbell, C. Coomer, C.P. White, and L.E. Seiber, "A novel wireless power transfer for in-motion EV/PHEV charging," *IEEE APMC 2013*, pp.3073–3080, California, March 2013.
- [60] Q. Yuan, and T. Ishikawa, "Effect of via-wheel power transfer system on human body," *IEEE Wireless Power Transfer Conference, WPTC2013*, pp.238–241, Perugia, May 2013.
- [61] M. Hanazawa, and T. Ohira, "Power transfer for a running automobile," *IEEE MTT-S International MicrowaveWorkshop Series on Innovative Wireless Power Transmission, IMWS–IWPT2011*, pp.77–80, Kyoto, May 2011.
- [62] Y. Suzuki, T. Sugiura, N. Sakai, M.Hanazawa, and T. Ohira, "Dielectric coupling from electrified roadway to steel-belt tires characterized for miniature model car running demonstration, " *IEEE MTT-S International MicrowaveWorkshop Series on Innovative Wireless Power Transmission, IMWS-IWPT2012*, pp.35–38, Kyoto, May 2012.
- [63] 小丸亮, 秋田英範, "電界結合を用いた無線電力伝送における結合係数の位置特性評価, " *信学技報, WPT2013-15*, pp.20–24, July 2013.

- [64] 三井物産プランとシステム株式会社ホームページ, “トランスロール, ” <http://plantsystems.mitsui.co.jp/ja/transportation-sector/Translohr.aspx>, Feb. 2014.
- [65] Scania Group, “World’s first electric road opens in Sweden, ” <https://www.scania.com/group/en/worlds-first-electric-road-opens-in-sweden-2/>, Arg. 2016.
- [66] 総務省, “電気通信技術審議会答申 諮問第 89 号「電波利用における人体防護の在り方」(平成 9 年 4 月), ” <http://www.tele.soumu.go.jp/resource/j/material/dwn/guide89.pdf>, Dec. 2013.
- [67] D.M. Pozar, “Design for maximum gain (Conjugate Matching),” in *Microwave Engineering Third Edition*, pp.548-553, John Wiley & Sons, Inc., New York, 2003.
- [68] 原川健一, 影山健二, 鶴田壮広, 三浦一幸, “電界結合・共振型ワイヤレス電力伝送技術-並列共振型電力伝送回路-, ” *信学技報*, WPT2011-24, Dec. 2011.
- [69] T. Ohira, “What in the world is Q? ,” *IEEE Microwave Magazine*, vol.17, no.6 , pp.42-49, June 2016.
- [70] C.A. Balanis, “Vector effective length,” in *Antenna theory : analysis and design Third Edition*, pp.87-88, John Wiley & Sons, Inc., New York, 2005.

付録A

1/32スケールモデル用RFインバータとRF整流回路

A.1 1/32スケールモデルRFインバータ回路

A.1.1 1/32スケールモデルRFインバータ回路の設計

50Ωの負荷に対する出力電力5W以上のRFインバータを設計・試作する。設計したRFインバータ回路はハートレー形発振回路、バッファ回路、ソース接地増幅回路、整合回路で構成される。RFインバータ回路の回路構成を図A.1に示す。ハートレー形発振回路の発振周波数は L_1 , C_2 の共振周波数で近似的に決まり、発振周波数52MHzで設計した。周波数52MHzを使用した理由は、タイヤ集電系の整合回路のLC素子値が小型で基板上に実装できるサイズとなるからである。電源電圧 V_{DD} , V_{GG} は12Vとし、回路設計した。シリコンNMOSFET 2SK241 (3並列)を使用した緩衝増幅回路は電圧、電流を増幅し出力インピーダンスを一定にすることで前段の発振回路を安定させている。 L_3 , C_4 の整合回路1はロードプル法で設計し、50Ωで整合をとるようにした。 L_4 , C_5 の整合回路2はRD15HVF1のデータシート記載の入力インピーダンス $9 - j15\Omega$ と50Ωで整合をとるように設計した。この入力インピーダンスは $V_{DD}=12V$ 時の値であるため、本試作もそれに合わせて $V_{DD}=12V$ とする。シリコンパワーMOSFET RD15HVF1を使用した増幅回路の R_1 , R_2 は、 V_{DD} , V_{GG} が12Vのとき、ドレインに流れ込むアードリング電流が500mAとなるバイアス電圧を達成するように設計した。 C_7 , L_6 の整合回路3はロードプル法で出力インピーダンスが50Ωとなるように設計した。 L_2 , L_5 はRFチョークコイルであり、高周波成分を直流電源ラインに通さず、直流電源からの直流電流のみをFETのドレイン・ソース間に通す。 C_1 , C_6 は直流電源ラインのグラウンドに対する高周波インピーダンスを

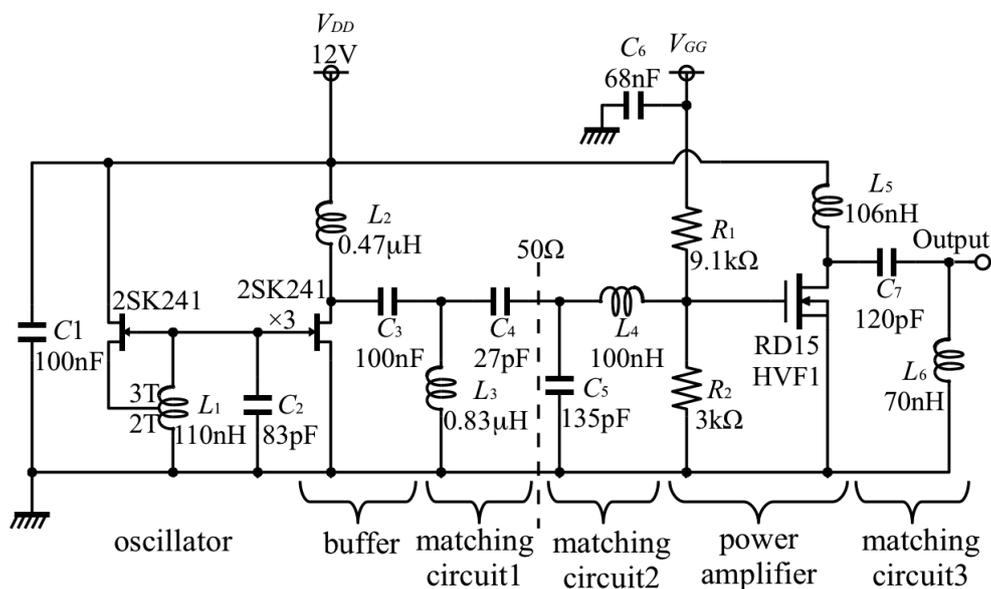


図 A.1 設計した RF インバータ回路図

下げ、直流電源ラインの高周波漏れを削減する。C₃は直流成分を阻止し、高周波成分だけ次段に伝える。

A.1.2 RF インバータ回路の性能評価

試作したRFインバータ回路(図A.1)の V_{DD} を12Vとし、 V_{GG} を0から20Vまで変化させた。回路全体の消費電流 I_{DD} 、基本波電力 $P_{f_{out}}$ を測定し、効率 η を算出した。効率 η は $\eta = (P_{f_{out}} \times 100) / (V_{DD} \times I_{DD})$ と定義する。測定した基本波電力 $P_{f_{out}}$ 、消費電流 I_{DD} 、および算出した効率 η をFig.A.3に示す。 $V_{GG} = 12V$ のとき、基本波電力 $P_{f_{out}} = 5.9W$ 、効率 $\eta = 36.6\%$ 、消費電流 $I_{DD} = 1.3A$ となった。1/32スケールモデルEVのモーターは0.9Wで駆動するため、試作したRFインバータはEVERシステムに適用可能である。

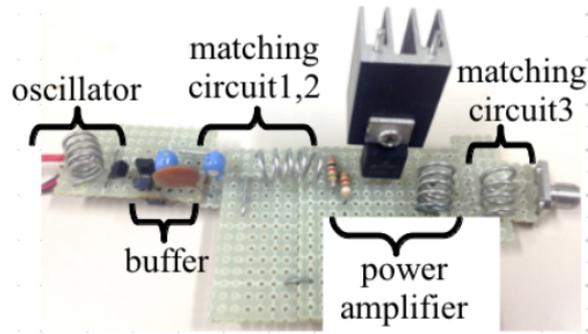


図 A.2 試作した RF インバータ回路

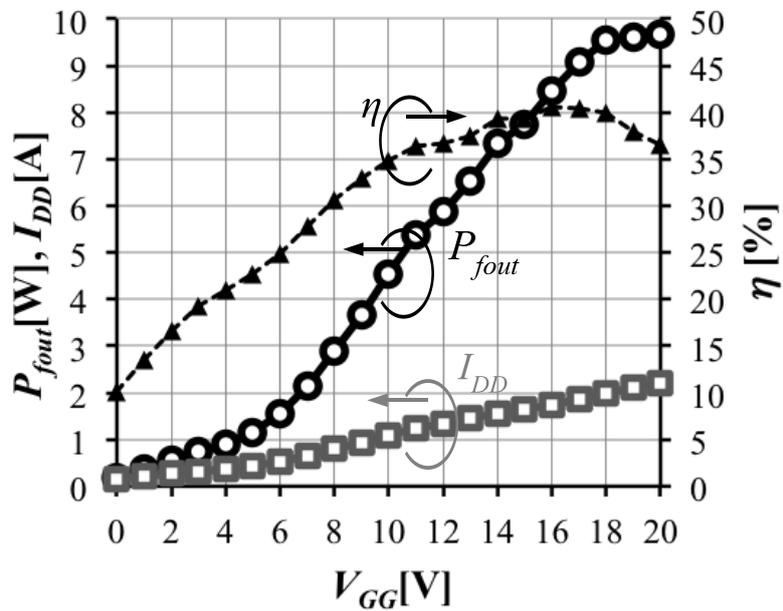


図 A.3 消費電流測定値 I_{DD} , 出力電力 P_{fout} , 及び 52MHz における変換効率 η

A.2 RF 整流回路

A.2.1 整流回路トポロジ

整流回路の出力電力はモータの負荷に依存するため、モータ回転時を想定し印加電圧 2.1 V に対応した整流回路を設計する。このときのモータ電流量が 1.06 A のため、モータ抵抗値 $2\ \Omega$ 、モータ消費電力 2.2 W となる。また、 $50\ \Omega$ 系で設計されたタイヤ集電系と接続するため、整流回路の入力インピーダンスが $50\ \Omega$ とする整合回路を設計する。設計した全波倍電流整流回路を図 A.4 に示す。倍電流整流回路は、抵抗値が低いモータを出力負荷とした場合に、高い整流回路効率が得られる利点がある。実際の電気自動車でも、耐電力と設計周波数が異なるため設計するダイオードや回路トポロジは異なるが、上記利点より高い整流効率が期待できる。試作した回路を図 A.5 に示す。設計した回路は、ブリッジ整流回路を基本とし、ダイオードの順電圧降下による損失電力を低減するため、ブリッジ整流回路のダイオード 2 個をインダクタに置き換えた。さらに、負荷と並列に 100nF の平滑用コンデンサを挿入した。RF 電源の出力電流に対して 2 倍の電流が負荷抵抗に流れ、負荷抵抗に印加される電圧は RF 電源の出力電圧の半分になる。そのため、入力インピーダンスは 4 倍となるため、 $50\ \Omega$ 系に整合しやすい。整合回路は、想定出力電力電力 2.2 W のとき $50\ \Omega$ 系に整合するよう、ソースプル法により設計、試作した。

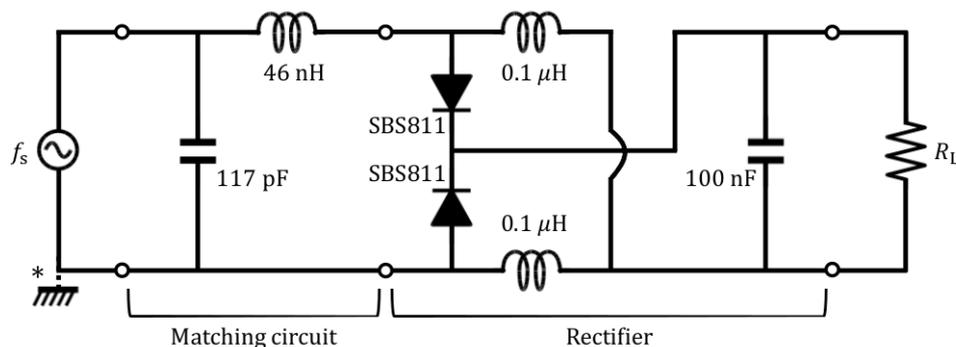


図 A.4 提案する RF 整流回路図

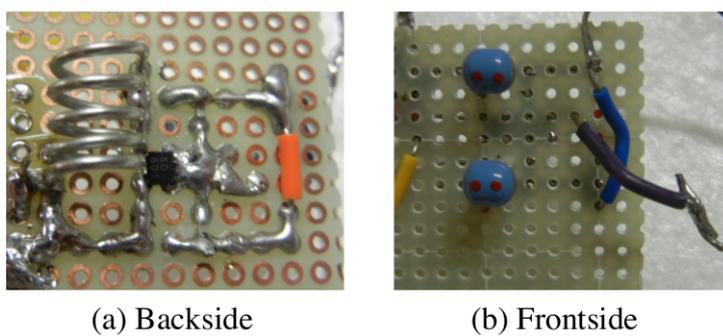
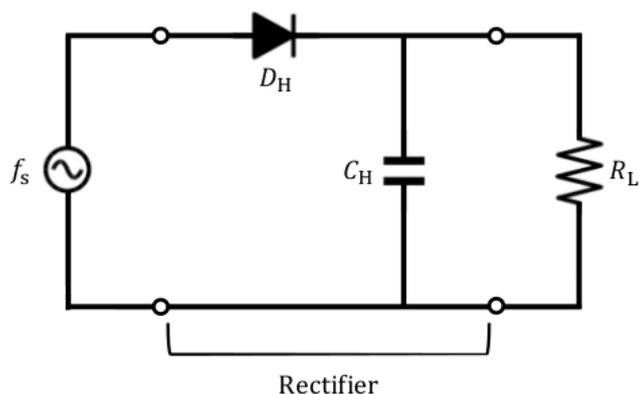


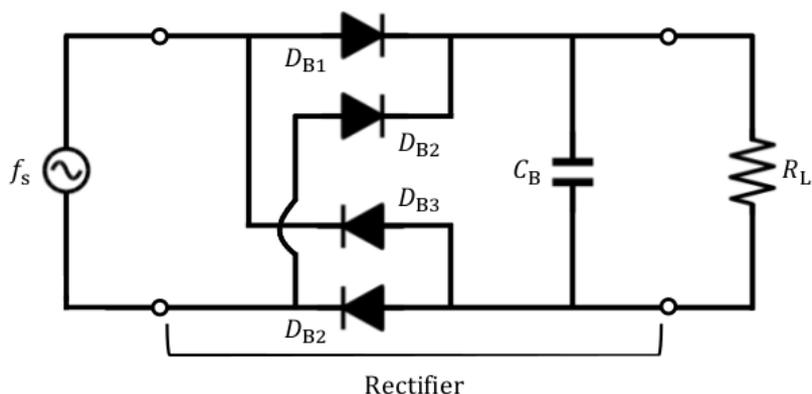
図 A.5 試作した RF 整流回路図

A.2.2 RF-DC 変換効率

設計した整流回路，既存の半波整流回路，ブリッジ型整流回路のRF-DC変換効率をシミュレータで解析，比較する．半波整流回路，ブリッジ型整流回路を図A.6(a)，(b)に示す．MHz帯のワイヤレス給電用整流回路に用いられているブリッジ型整流回路を比較対象とした．整流回路の入力側には電源周波数 $f_s = 52\text{MHz}$ のRF電源を接続する．出力側には抵抗値 $R_L = 2\Omega$ の負荷抵抗を接続する．順電流 $I_o[\text{A}]$ はダイオードの順方向に流れる電流値である．ショットキーダイオードSBS811を仮定して解析した． $C_H = 5\mu\text{F}$ ， $C_B = 100\text{nF}$ とした．出力電力を0.1~3Wまで変化させ，RF-DC変換効率を解析した．



(a) Single series rectifier



(b) Bridge rectifier

図A.6 従来の整流回路トポロジ

RF-DC変換効率，比較結果を図A.7に示す。RF-DC変換効率について，出力電力が設計目標値2.2Wのとき，スケールモデル用整流回路，半波整流回路，ブリッジ型整流回路の解析値はそれぞれ87.2%，78%，71%である。ブリッジ型整流回路よりも1ループ当たりのダイオード数を削減することで高効率化を実現した。半波整流回路と比較してダイオード1個当たりに流れる電流を低減し，耐電力を高めた。実際に整流回路を試作し，測定した。出力電力2.2W時の整流回路の変換効率は62%であった。シミュレーション結果87.2%と比較して，効率が約1.5dB低い。この要因として，試作時の回路内のLC素子の損失が考えられる。

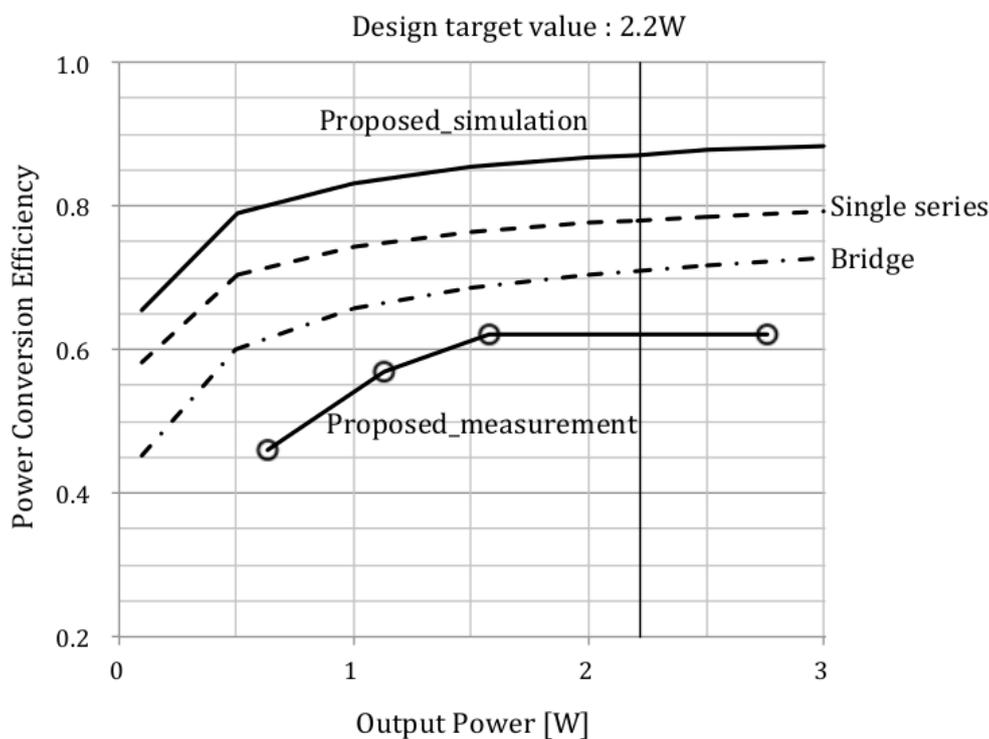


図 A.7 RF-DC 変換効率

付録B

二端子対回路網のインピーダンス整合法

タイヤ給電系はその両端に高周波電源と整流回路が接続される図B.1の2端子対回路網と見なせる。 Z_S は高周波電源の出力インピーダンス， Z_L は整流回路の入力インピーダンスである。 入力ポートおよび出力ポートのインピーダンス整合によりタイヤ集電系の伝送効率は最大化される（最大電力伝達定理）。 インピーダンス整合の条件は、

$$Z_{in} = Z_S^* \quad (\text{B.1})$$

$$Z_{out} = Z_L^* \quad (\text{B.2})$$

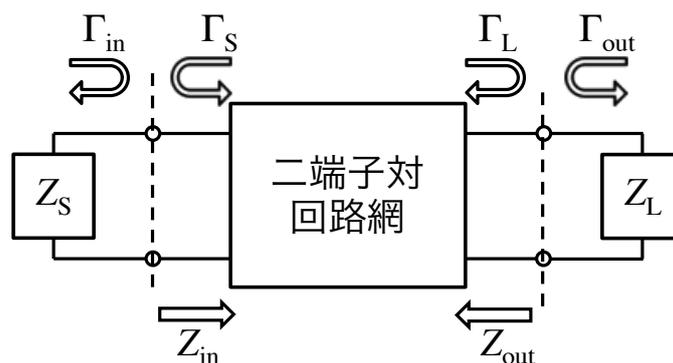


図 B.1 二端子対回路網

である。V-WPT 給電系を2端子回路網のZパラメータ

$$\mathbf{Z} = \begin{pmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{pmatrix} \quad (\text{B.3})$$

で表現すると、タイヤ集電系の入力インピーダンス Z_{in} および出力インピーダンス Z_{out} は、

$$Z_{in} = Z_{11} - \frac{Z_{12}Z_{21}}{Z_{22} + Z_L} \quad (\text{B.4})$$

$$Z_{out} = Z_{22} - \frac{Z_{12}Z_{21}}{Z_{11} + Z_S} \quad (\text{B.5})$$

で表される。式(B.4), (B.5)より、 Z_{in} および Z_{out} は、もう片方のポートに接続された回路のインピーダンス Z_L および Z_S に依存する。タイヤ集電系入力ポートと出力ポートで同時に整合するには、式(B.4)および(B.5)を同時に満たす最適負荷 Z'_S, Z'_L が必要である。 Z'_S, Z'_L を求める二端子対複素共役整合 [67] の手順を以下に示す。図B.1において、50 Ω系に対する給電系入力ポートの反射係数を Γ_{in} 、電源回路の反射係数を Γ_S 、給電系出力ポートの反射係数を Γ_{out} 、整流回路の反射係数を Γ_L とする。反射係数 $\Gamma_{in}, \Gamma_{out}, \Gamma_S, \Gamma_L$ の間には、

$$\Gamma_{in} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \quad (\text{B.6})$$

$$\Gamma_{out} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_S} \quad (\text{B.7})$$

$$(\text{B.8})$$

の関係が成り立つ。式(B.1),(B.2)を満足するとき、各反射係数間においても共役整合の関係

$$\Gamma_{in} = \Gamma_S^* \quad (\text{B.9})$$

$$\Gamma_{out} = \Gamma_L^* \quad (\text{B.10})$$

が成り立つ。式(B.6)および(B.1)より

$$\Gamma_S = \Gamma_{in}^* = S_{11}^* + \frac{S_{12}^*S_{21}^*\Gamma_L^*}{1 - S_{22}^*\Gamma_L^*} \quad (\text{B.11})$$

式 (B.11) に式 (B.10) および式 (B.7) を代入することで, Γ_S の 2 次方程式

$$\Gamma_S^2 (\Delta S_{22}^* - S_{11}) + \Gamma_S (1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2) + \Delta^* S_{22} - S_{11}^* = 0 \quad (\text{B.12})$$

を得る. $\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$ である. 同様にして, Γ_L に関する式 (B.13) を得る.

$$\Gamma_L = \Gamma_{\text{out}}^* = S_{22}^* + \frac{S_{12}^* S_{21}^* \Gamma_S^*}{1 - S_{11}^* \Gamma_S^*} \quad (\text{B.13})$$

式 (B.13) に式 (B.9) および (B.6) を代入することで,

$$\Gamma_L^2 (\Delta S_{11}^* - S_{22}) + \Gamma_L (1 - |S_{11}|^2 + |S_{22}|^2 - |\Delta|^2) + \Delta^* S_{11} - S_{22}^* = 0 \quad (\text{B.14})$$

を得る. 式 (B.12), (B.14) における Γ_S, Γ_L の二次の項を a , 一次の項を b , 定数項を c と置くと, Γ_S, Γ_L

$$\Gamma_S, \Gamma_L = \frac{-b \pm \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a} \quad (\text{B.15})$$

$$\Gamma_S \text{ の場合 : } a = \Delta S_{22}^* - S_{11} \quad (\text{B.16})$$

$$b = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2 \quad (\text{B.17})$$

$$c = \Delta^* S_{22} - S_{11}^* \quad (\text{B.18})$$

$$\Gamma_L \text{ の場合 : } a = \Delta S_{11}^* - S_{22} \quad (\text{B.19})$$

$$b = 1 - |S_{11}|^2 + |S_{22}|^2 - |\Delta|^2 \quad (\text{B.20})$$

$$c = \Delta^* S_{11} - S_{22}^* \quad (\text{B.21})$$

で求められる. ただし, 受動回路網のため, $|\Gamma_S|, |\Gamma_L| > 1$ となる解は有意でない. 導出した Γ_S, Γ_L は

$$Z'_S = Z_0 \frac{1 + \Gamma_S}{1 - \Gamma_S} \quad (\text{B.22})$$

$$Z'_L = Z_0 \frac{1 + \Gamma_L}{1 - \Gamma_L} \quad (\text{B.23})$$

で Z'_S および Z'_L に変換できる. 導出された最適負荷 Z'_S および Z'_L が V-WPT 給電系の入力ポートおよび出力ポートに接続されたとき, タイヤ集電系の伝送効率は最大と

なる。インピーダンス整合回路（インピーダンス変換回路）により，電源の出力インピーダンスと整流回路の入力インピーダンスを Z_S および Z_L に変換することで実現される。

業績リスト

論文 (査読あり)

- [1] 鈴木良輝, 崎原孫周, 坂井尚貴, 大平 孝, 遠藤哲夫, 藤岡友美, “バッテリーレス電動カート連続給電走行のための右手左手複合系電化道路,” 電子情報通信学会論文誌 C, vol.J99-C, no.4, pp.133–141, Mar. 2016.
- [2] 崎原孫周, 鈴木良輝, 坂井尚貴, 大平 孝, “高周波伝送線路に沿って移動する負荷へ給電するための遠端全反射可変整合方式,” 電子情報通信学会論文誌 C, vol.J99-C, no.4, pp.142–149, Mar. 2016.
- [3] 鈴木良輝, 水谷 豊, 杉浦貴光, 坂井尚貴, 大平 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,” 電気学会論文誌 D, vol.134, no.7, pp.675–682, July 2014.

国際会議 (査読あり)

- [4] Naoki Sakai, Daiki Itokazu, Yoshiki Suzuki, Sonshu Sakihara, Takashi Ohira, “One-Kilowatt Capacitive Power Transfer via Wheels of a Compact Electric Vehicle,” IEEE Wireless Power Transfer Conference, WPTC2016, Aveiro Portugal, May 2016.
- [5] Naoki Sakai, Yoshiki Suzuki, Toshihiro Torii, Yuri Kitagawa, and Takashi Ohira, “Electric vehicle on electrified roadway maquette demonstrator,” International conference of Global Network for Innovative TEchnology 2013, page 1, Penang, Malaysia, Dec. 2013.
- [6] Y.Suzuki, T. Sugiura, N. Sakai, M. Hanazawa, and T. Ohira, “Dielectric coupling from electrified roadway to steel-belt tires characterized for miniature model car running demonstration,” IEEE MTT-S, IMWS-IWPT2012, pp.35-38, Kyoto, May 2012.

学会発表

- [7] 崎原孫周, 鈴木良輝, 坂井尚貴, 遠藤哲夫, 大平 孝, “コンクリート建材を用いた電化フロアにおける電界結合型ワイヤレス給電によるバッテリーレス電動カート走行実験,” 2016 信学ソ大, no.B-21-23, p 481, Sept. 2016.
- [8] 澤田 篤, 糸数大己, 鈴木良輝, 崎原孫周, 坂井尚貴, 大平 孝, “電化道路電気自動車内の電磁界解析,” 信学技報 WPT2015-67, vol.115, no.428, pp.19-22, Jan. 2016.
- [9] 崎原孫周, 鈴木良輝, 坂井尚貴, 大平 孝, “移動する負荷へワイヤレス送電するための遠端全反射可変整合方式,” 信学技報, MW2015-120, vol.115, no.314, pp.59-62, Nov. 2015.
- [10] 糸数大己, 青柳祐輝, 宮崎陽一郎, 鈴木良輝, 崎原孫周, 坂井尚貴, 大平 孝, “キロワット級 EVER に向けた V-WPT 集電機構の設計と電力伝送実験,” 信学技報 WPT2015-31, vol.115, no.82, pp.59-62, Jun. 2015.
- [11] 澤田篤, 鈴木良輝, 崎原孫周, 坂井尚貴, 大平 孝, 遠藤哲夫, 藤岡友美, “EVER の電力伝達効率 η_{\max} を向上させる道路構造の提案,” 信学技報 WPT-2015-18, vol.115, no.3, pp.93-96, Apr. 2015.
- [12] 鈴木良輝, 崎原孫周, 坂井尚貴, 大平 孝, 遠藤哲夫, 藤岡友美, “右手左手複合系電化フロア上のバッテリーレス電動カート走行実験一定在波電圧節の解消による走行中連続給電の実現一,” 信学技報 WPT2014-100, vol.114, no.524, pp.37-40, Mar. 2015.
- [13] 藤岡友美, 遠藤哲夫, 鈴木良輝, 坂井尚貴, 大平 孝, “建物内電化フロア構造の実験的検討,” 信学技報 WPT2014-44, vol.114, no.246, pp.43-46, Oct. 2014.
- [14] 鈴木良輝, 宮崎陽一郎, 鳥井俊宏, 坂井尚貴, 大平 孝, 遠藤哲夫, 藤岡友美, “電化フロア電動カート有人走行実験,” 信学技報 WPT2014-43, vol.114, no.246, pp.39-42, Oct. 2014.
- [15] 鈴木良輝, 坂井尚貴, ウリントヤ, 大平 孝, “右手左手複合系線路による長区間電化道路の提案,” 信学技報 WPT2014-27, vol.114, no.72, pp.17-22, Jun. 2014.

- [16] 鈴木良輝, 坂井尚貴, 大平 孝, “自動車タイヤとアスファルトスラブによる V-WPT 系の最大有能電力伝達効率解析,” 信学技報 WPT2014-6, vol.114, no.9, pp.27-30, April 2014.
- [17] 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 2012, アカデミアプログラム, 横浜, July 2012.
- [18] 鈴木良輝, 鳥井俊宏, 坂井尚貴, 大平 孝, “電化道路電気自動車 EVER 実証実験,” ワイヤレス・テクノロジー・パーク 2013, アカデミアプログラム, 横浜, May 2013.
- [19] 杉浦貴光, 鈴木良輝, 坂井尚貴, ウリントヤ, 大平 孝, “電化道路電動カート EVER 用高効率整流回路,” 信学技報, WPT2012-32, pp.7-12, Dec. 2012.

特許

- [20] 遠藤哲夫, 陣内浩, 大平 孝, 坂井尚貴, 鈴木良輝, 崎原孫周, “給電導体の埋設構 及び非接触型給電走行路,” 2016.
- [21] 大平 孝, 坂井尚貴, 鈴木良輝, 鳥井俊宏, 他社 4 名, “給電導体の埋設構造,” 2014.
- [22] 大平 孝, ウリントヤ, 鈴木良輝, 水谷豊, 坂井尚貴, “電力伝送路,” 2013.

表彰 (個人受賞)

- [23] “学生研究奨励賞,” 社団法人電子情報通信学会東海支部, June 2014.
- [24] “Excellent Student Award,” IEEE, May 2014.
- [25] “アカデミア発表プログラム成績優秀者,” ワイヤレス・テクノロジー・パーク 2012, July 2012.
- [26] “平成 24 年度学術研究学生表彰,” 豊橋技術科学大学, Apr. 2013.

表彰 (研究グループ受賞)

- [27] “日経エレクトロニクス読者賞,” NE ジャパンワイヤレス・テクノロジー・アワード 2013, May 2013.

- [28] “CEATEC AWARD 2012 次世代イノベーション・キーテクノロジー部門準グランプリ，” CEATEC 2012 AWARD 審査委員会， Oct. 2012.
- [29] “MWE2011 大学展示優秀発表賞，” MWE2011 実行委員会， Dec. 2011.