

電動車両走行中電界結合ワイヤレス給電の要素技術

(Key Technologies for Capacitive-Coupled
Dynamic Powering to Electric Vehicles)

2018 年 3 月

博士（工学）

崎原 孫周

豊橋技術科学大学

平成 30 年 3 月 23 日

電気・電子情報工学専攻			
氏名	崎原 孫周	紹介教員	大平 孝

論文内容の要旨 (博士)

博士学位論文名	電動車両走行中電界結合ワイヤレス給電の要素技術
---------	-------------------------

(要旨 1,200 字程度)

環境負荷が小さいことから電気自動車(EV)がガソリン車の代替として世界中から期待が寄せられているが未だ普及には至っていない。その原因として、バッテリーに起因する課題が挙げられる。すなわち、1)航続距離が短い、2)バッテリー充電時間が長い、3)バッテリーが高コスト、である。大平らは電化道路電気自動車(EVER)と呼ぶ走行中の EV へワイヤレスに給電する技術の研究を行っており、この技術が EV 普及の起爆剤となると考えている。これまでに大平らは、車両模型や電動カートといった数百 W 級 EV において EVER の実証実験を行ってきた。本論文では EVER の実用化に向けた研究について述べる。

2 章では本論文に関する背景技術について述べる。3 章では、オシロスコープとメビウス変換による非線形負荷インピーダンス測定手法について提案する。ワイヤレス給電により電力を供給される負荷には、電球や整流回路といった入力電力に対し非線形なインピーダンスを持つ回路が想定される。このような非線形負荷に対し効率良く電力を給電するには、動作状態におけるインピーダンスを測定する必要がある。そこで、オシロスコープとメビウス変換を利用することにより、安価で簡易に動作状態における非線形インピーダンスが測定可能であることを示す。4 章では、電化道路が長区間敷設された際に発生する定在波を起因とした給電効率の低下の抑制について述べる。これまでに鈴木らにより右手左手複合系電化道路による定在波抑制を提案しているが、本手法は道路に周期的に高周波回路を埋設する必要がある。そこで電化道路遠端に可変リアクタを装荷することで、負荷が任意の位置にある時最大の給電効率を得るための手法を提案する。また、提案手法についてシミュレーションおよび実証実験を行い、提案手法が正しく動作することを示す。5 章では、汎用建材による走行中ワイヤレス給電の実証実験について述べる。まず、汎用建材であるモルタルを用いた屋内用電化道路(電化フロア)の開発について述べる。モルタルは内部に水分を含有するため、電界結合を用いる方式では給電効率の大幅な劣化が懸念される。そこで給電効率劣化の緩和に向け、モルタル内部に鋼繊維を添加することを提案する。実際に鋼繊維を添加したモルタルパネルを試作し、比誘電率および誘電正接を測定することで鋼繊維による効果を評価する。最も給電効率が高くなるように鋼繊維の添加量を調整したモルタルを表層とした 8 の次周回電化フロアを試作する。試作した電化フロアにより、500W 級電動カートのバッテリーレス

走行実験を行い、汎用建材による電化フロア構築が可能であることを示す。次に、アスファルトを表層とした電化道路による走行中ワイヤレス給電の実証実験について述べる。モルタルと同様、材料や構造について評価を行い、高い給電効率を得られる材料および道路断面構造を検討する。検討した材料・構造を用いて豊橋技術科学大学内に直線 30m 電化道路を敷設する。敷設した電化道路によるバッテリーを取り外した 5kW 級 EV の走行実験を行い、大電力集電かつ長距離走行が可能であることを実証する。

Date of Submission (March 23, 2018):

Department: Electric and Electronic Information Engineering			
Applicant's name	Sonshu Sakihara	Contact faculty	Takashi Ohira

Abstract (Doctor)

Title of Thesis	Key Technologies for Capacitive-Coupled Dynamic Powering to Electric Vehicles
-----------------	---

Approx. 800 words

Electric vehicles (EVs) are expected to replace gasoline vehicles since electric motors exhibit much higher energy efficiency than fossil fuel engines. However, the EV has not been deployed for the moment. This is supposed to come from batteries, which bring three problems: 1) short cruising range, 2) long battery recharging time, and 3) high battery cost. With such background, Hanazawa and Ohira are working on a technique for wireless power transfer to a running EV called Electric Railway Electric Vehicle (EVER). They believe that this technology will become an initiator for mass deployment of EVs. EVER has three advantages as follows: 1) Tolerant of transverse drift of the vehicle thanks to the electrodes wider than the tires. 2) Constant coupling capacitance between the feeder electrode and the tire since the tire is always on the road surface without the air gap. 3) Less field emission since the electric field concentrates between the electrode and the tire. They have carried out demonstration experiments of EVER at EVs, such as 1/32 scale vehicle models and electric carts.

This paper presents key technologies for practical implementation of EVER. Chapter 1 describes that how EV is needed in our future society, what is wireless power transfer, and history of research on wireless power transfer to traveling EVs. Chapter 2 describes the background technologies related to my work. I explain that what are EVER, Via-Wheel Power Transfer, kQ, and composite right- and left-handed electrified roadway. Chapter 3 describes a nonlinear load impedance measurement scheme using an oscilloscope and Mobius transformation. Power transfer efficiency is one of the most important issues in RF system design. Especially in RF power transfer systems, impedance matching is much more crucial than that required in communication systems. This is because even small mismatches may cause an unacceptable amount of reflection in power systems. I present a new approach to high-power impedance measurement featuring an oscilloscope and Mobius transformation. This enables us to observe a power-dependent load as is exposed to RF power in the actual application level in

real time. Chapter 4 describes power transfer efficiency degradation caused by the standing waves generated when the long section of the electrified roadway is assumed. Previous work proposed the restraints of standing waves by the composite right- and left-handed electrified roadway. However, this method needs periodically buried high frequency circuits under the roadway surface. Therefore, I propose a new scheme to obtain the maximum power transfer efficiency for the load placed at an arbitrary position. The feature of the proposed system is to load a variable reactor at the far end of the electrified roadway. This has a very simple configuration and it is not necessary to periodically bury the circuit under the roadway. In the simulation and demonstration experiments, I show that the proposed system works as expected. Chapter 5 describes the demonstration experiment of EVER by general purpose building materials. First, I describe a development of mortar-paved electrified floor for dynamic powering to EV. I find that the power transfer efficiency degradation stems from the mortar containing water inside. I propose a novel mortar that employs ultra high strength fiber which has high dielectric constant and low loss tangent simultaneously. I evaluate electrified floor structure by using electromagnetic field analysis and discover a cross sectional structure that can reach high power transfer efficiency. I fabricate a prototype of mortar-paved electrified eight-shape course and demonstrate battery-less running of an electric cart. As a result of running tests, I show that the electric cart continuously runs at 5 km/h and the EVER system with the mortar surface layer works well.

Second, I describe a development of asphalt-paved electrified roadway for dynamic powering to EV. Like mortar, I evaluate materials and structures, and consider materials and road cross-sectional structures that can achieve high power transfer efficiency. Using the materials and structures developed, I made a straight 30 m electrified roadway in the campus at Toyohashi University of Technology. I also develop a far-end reactive matching (FERMAT) system to solve the problem of standing wave. I made a running test of a 5 kW class battery-less EV on the fabricated electrified roadway. As a result of running tests, the electric cart continued running outdoors at 10 km/h and the EVER system with the asphalt surface layer was successful. I believe that this is a major step of practical application of EVER. Chapter 6 describes the conclusion and prospects for the future.

目次

第1章 序論	1
1.1 電気自動車への期待と課題	1
1.2 ワイヤレス給電による解決	2
1.2.1 電磁誘導	4
1.2.2 磁界結合/共鳴	4
1.2.3 電界結合/共鳴	5
1.2.4 マイクロ波送電	5
1.3 走行中ワイヤレス給電	6
1.4 本研究の立ち位置	9
1.5 本論文の構成	9
第2章 技術背景	13
2.1 電化道路電気自動車	13
2.2 タイヤ集電方式 (Via-Wheel Power Transfer: V-WPT)	14
2.3 kQ 積と η_{\max}	14
2.4 右手左手複合系給電線路	15
第3章 非線形インピーダンス測定システムの開発	18
3.1 RF 回路設計における非線形インピーダンス測定の重要性	18
3.2 測定理論	19

3.2.1	メビウス変換	19
3.2.2	負荷インピーダンス計算理論	20
3.2.3	測定の確からしさに関する検討	21
3.3	実験	22
3.3.1	4ポート回路網トポロジ	22
3.3.2	定常点灯状態における白熱電球のインピーダンス測定	25
3.3.3	動作状態にある整流回路のインピーダンス測定	28
第4章	遠端全反射可変整合方式	32
4.1	定在波に起因する電力伝送効率の低下	32
4.2	遠端全反射可変整合	34
4.3	FERMAT の理論解析	35
4.3.1	直列型 FERMAT	35
4.3.2	並列型 FERMAT	39
4.3.3	遠端型 FERMAT	42
4.4	計算機シミュレーションによる理論検証	43
4.4.1	遠端型 FERMAT による整合	43
4.4.2	線路が損失を含む系における整合誤差の検討	44
4.5	小型 EVER モデルによる実証実験	45
4.5.1	実験構成	45
4.5.2	給電線路特性測定とパラメータフィッティング	46
4.5.3	車両の位置特性シミュレーション	49
4.5.4	車両位置特性測定実験	54
第5章	汎用建材を用いた走行中ワイヤレス給電の実証実験	58
5.1	モルタル舗装 8 の字電化フロア	58

5.1.1	屋内における走行中ワイヤレス給電 (電化フロア)	58
5.1.2	電化フロアに要求される表層材料特性	58
5.1.3	電化フロア用表層材料開発	59
5.1.4	電化フロアの構造設計	64
5.1.5	8 の字周回走行路	68
5.1.6	走行実験	69
5.2	アスファルト舗装電化道路	74
5.2.1	道路材料・構造検討	74
5.2.2	FERMAT による給電効率の安定化	79
5.2.3	走行中ワイヤレス給電実証実験	82
第 6 章 結論		86
謝辞		90
文献		91
業績リスト		101

目 次

1.1	世界の年間CO ₂ 排出量推移(出典:温室効果ガスインベントリオフィス 全国地球温暖化防止活動推進センターウェブサイト (http://www.jccca.org/) より)	2
1.2	2014 年における国別 CO ₂ 排出量(出典:温室効果ガスインベントリオフ イス 全国地球温暖化防止活動推進センターウェブサイト (http://www.jccca.org/) より)	3
1.3	MIT によるワイヤレス給電の実証実験	5
1.4	宇宙太陽光発電のコンセプト(出典:一般財団法人宇宙システム開発 利用推進機構)	6
1.5	韓国にて実用化された OLEV(出典:韓国科学技術院 HP)	7
1.6	米国オークリッジ国立研究所による走行中ワイヤレス給電システム のコンセプト	8
1.7	本研究の立ち位置	10
1.8	EVER システム内における本研究の立ち位置	11
2.1	電化道路電気自動車のコンセプト	13
2.2	タイヤ集電方式	15
2.3	右手左手複合系給電線路	16
3.1	非線形負荷インピーダンス測定システム	20

3.2	実験で用いる 4 ポート回路網	23
3.3	測定系の確からしさのカラーマップ ($r_1=50\text{k}\Omega$, $r_2=50\Omega$)	24
3.4	白熱電球測定における回路構成	25
3.5	白熱電球のインピーダンス測定風景	26
3.6	自作したキャリブレーションキット	26
3.7	スミスチャート上にプロットした白熱電球のインピーダンスの電力依存性	27
3.8	提案システムを用いた整流回路のインピーダンス測定系	29
3.9	整合回路を装荷した整流回路のインピーダンス測定系	29
3.10	整流回路のインピーダンス測定風景	30
3.11	整合回路の有無による整流回路のインピーダンス変動	30
3.12	整合回路の有無による整流効率の変動	31
3.13	整合回路の有無による反射電力量の変動	31
4.1	従来の自動整合回路を含んだ電力伝送系	33
4.2	定在波による電力伝送効率低下問題	33
4.3	電源負荷間距離 (電気長) と η_{\max} の関係	34
4.4	近端リアクタを直列接続した構成 (直列型 FERMAT)	34
4.5	近端リアクタを並列接続した構成 (並列型 FERMAT)	35
4.6	直列型 FERMAT の等価回路	36
4.7	直列型 FERMAT において整合可能となる Z_{in} のスミスチャート上の軌道	36
4.8	直列型 FERMAT において整合可能となる z_l のスミスチャート上の領域	38
4.9	負荷が線路上のどの位置にいても整合可能となる z_l のスミスチャート上の軌道	39

4.10 並列型 FERMAT の等価回路	40
4.11 並列型 FERMAT において整合可能となる Z_{in} のスミスチャート上の 軌道	40
4.12 遠端にのみ可変リアクタを装荷した FERMAT の等価回路図	42
4.13 遠端型 FERMAT(図 4.12) から電源と負荷を取り除いた 2 ポート回路網	43
4.14 $x_t=183.7\Omega$, -1486.4Ω , -122.5Ω のときの S_{21} の負荷位置特性	44
4.15 負荷の各位置における最適リアクタンス x_{t-opt} 値 ($z_0 = 150\Omega$, $z_l =$ $90 - j73.5\Omega$)	45
4.16 線路に減衰があるときの S_{21}	46
4.17 線路に減衰があるときの S_{11}	47
4.18 線路に減衰があるときの S_{22}	47
4.19 実証実験で用いる 1/32 スケールモデル EVER	48
4.20 ミニチュアカートの V-WPT 構造	48
4.21 等価回路モデル作成のための PTL 単体の測定	49
4.22 パラメータフィッティング用等価回路モデル	49
4.23 測定およびシミュレーションにより得られた PTL の S_{11}	50
4.24 短い給電線路を用いた結合容量測定	51
4.25 PTL 遠端に可変リアクタを, PTL 上にミニチュアカートを配置した 等価回路モデル	52
4.26 スミスチャート上にプロットした 4 つの遠端リアクタンス値 x_t (Open, Short, 8.2pF , 82nH) における S_{11} のシミュレーション値	52
4.27 4 つの遠端リアクタンス値 x_t (Open, Short, 8.2pF , 82nH) における S_{11} の位置特性シミュレーション値	53
4.28 4 つの遠端リアクタンス値 x_t (Open, Short, 8.2pF , 82nH) における電力 伝送効率	53

4.29	ミニチュアカートの位置における伝送効率測定系	55
4.30	4つの遠端リアクタンス値 x_t (Open, Short, 8.2pF, 82nH) における S_{11} の測定結果	55
4.31	4つの遠端リアクタンス値 x_t (Open, Short, 8.2pF, 82nH) における電力伝送効率測定結果	56
4.32	4つの遠端リアクタンス値 x_t (Open, Short, 8.2pF, 82nH) における η_{\max} の位置特性	57
4.33	実測により得られた $ S_{21} ^2$ 位置特性の包絡線	57
5.1	タイヤ集電方式の断面図	60
5.2	V-WPT の等価回路図	60
5.3	10m 伝搬損失と集電損失を考慮した η_{\max} を解析するための構造	61
5.4	10m 伝搬損失と V-WPT 損失を考慮した η_{\max} の解析結果	61
5.5	試作したモルタルパネルおよび UFC パネル	62
5.6	平行平板法による試料の比誘電率および誘電正接測定	63
5.7	試料の比誘電率測定結果	63
5.8	試料の誘電正接測定結果	64
5.9	電磁界シミュレーション用断面構造 (正面)	65
5.10	電磁界シミュレーション用断面構造 (側面)	65
5.11	直線 10m 電化フロアの η_{\max} 特性	66
5.12	表層を空気および C5 材料とした電化フロアの電界分布	67
5.13	空隙をいれた断面構造	67
5.14	左右電極間に空隙を設けた電化フロアの η_{\max} 特性	68
5.15	8 の字周回走行路外観	69
5.16	8 の字周回走行路の電極配置図 (上面図)	70

5.17 8の字周回走行路(断面図)	70
5.18 ϕ_1 区間における左手系回路	71
5.19 ϕ_2 区間における左手系回路	71
5.20 左手系回路による定在波抑制	72
5.21 システム全体のブロック図	72
5.22 電動ビークルが右上のセクション上にある時のポート接続図	73
5.23 電動ビークルが右下のセクション上にある時のポート接続図	74
5.24 電力伝送効率測定点	75
5.25 各測定点における V-WPT の効率 η	75
5.26 走行実験の様子	76
5.27 解析した電化道路断面構造	77
5.28 シミュレーションによる 25m 伝播時の η_{\max}	78
5.29 敷設した電化道路の送電電極	79
5.30 下層路盤形成	80
5.31 グランド板施工	80
5.32 基層施工	81
5.33 送電電極施工	81
5.34 特殊アスファルトによる表層施工	82
5.35 10m 電化道路の伝播効率 η_{\max}	83
5.36 10m 電化道路における V-WPT の η_{\max}	83
5.37 試作した FERMAT システム用スタブ	84
5.38 FERMAT システムを用いた際の V-WPT の η_{\max}	84
5.39 システム構成	85
5.40 バッテリーレス走行実験の様子	85

表 目 次

4.1	等価回路モデルにおけるパラメータフィッティング結果	50
4.2	シミュレーションにより求めた定在波腹位置を式 (4.35) に代入するこ とで得られるリアクタンス値	54
4.3	シミュレーションと実測において定在波腹となる位置の比較	54
5.1	13.56MHz における試料測定結果	63
5.2	シミュレーション諸元	64
5.3	一般碎石およびセラミックス系碎石の比誘電率, 誘電正接測定結果 .	77
5.4	一般碎石およびセラミックス系碎石を用いたアスファルトの比誘電 率, 誘電正接測定結果	77

第1章

序論

1.1 電気自動車への期待と課題

CO₂ 排出量削減など低炭素社会の実現が地球規模の課題であることは論を俟たない。全国地球温暖化防止活動推進センター (JCCCA) の調査によると、世界の CO₂ 排出量は 1950 年を境に爆発的に増加しており、近年では毎年約 330 億トンの排出量となっている [1]。その内わが国における CO₂ 排出量は 3.6% と世界で 5 番目に多い。また温室効果ガスによる地球温暖化の寄与のうち CO₂ は 76.7% を占めており、CO₂ が地球温暖化の最大の原因となっていることも明らかとなっている。温室効果ガスによる地球温暖化の防止に向け、2015 年 12 月に国連気候変動枠組条約第 21 回締約国会議 (COP21) におい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 [2]。各国は低炭素社会に向けた長期戦略を描いており、わが国においても 2030 年までに 2013 年度比で温室効果ガスの排出を 26% 削減することを目標と掲げている。この目標を達成するため、わが国では多様な再生可能エネルギーの導入や、住宅・建築物の省エネや Zero Energy Building (ZEB) 化の推進、高効率半導体デバイスの開発などが行われている。その取り組みのひとつとして電気自動車 (EV) の導入が進められている。我が国において EV や PHV は今後の次世代自動車戦略の柱のひとつと捉えられており、2016 年には「EV・PHV ロードマップ」を経済産業省が公表している [3]。このロードマップにおいて、現在 15 万台程度普及している EV・PHV を、2020 年には累積 100 万台程度、2030 年には 1000 万台程度まで大幅に増やすことを目標としている。加えて EV はガソリン車と比べ 1km 走行あたりの必要エネルギー量が約 1/3 (EV: 0.94MJ/km, ガソリン車: 2.7MJ/km)、また CO₂ 排出量が約 1/4 と少ないことから (EV: 49g-CO₂/km, ガソリン車: 193g-CO₂/km) [4]、世界中で普及が望まれている。しかし現在わが国における電気自動車の普及率は自動車保有台数のうち約

7%程度(ハイブリッド車含む)にとどまっている [5] [6]. この原因として、以下に示すバッテリーに起因する課題があるためと考えられる.

- 蓄電容量に限界があり航続距離が短い
ガソリン車と比べEVの航続距離は半分程度であり、長距離の移動には頻繁な充電が必要となる煩雑さがある.
- バッテリーの充電時間が長い
通常充電で10時間程度、急速充電で30分程度の充電時間であり、航続距離の短さによる充電回数の増加はユーザへの負担が大きい.
- バッテリーのコストが高い
リチウムイオン電池は1kWhあたり200,000円 [7] であり、ガソリン車と比べコストメリットが少ない.

EVの普及に向けこれらバッテリーに起因する課題の解決は必須であり、革新的なバッテリーの開発や、ワイヤレス給電技術による走行中給電が期待されている.

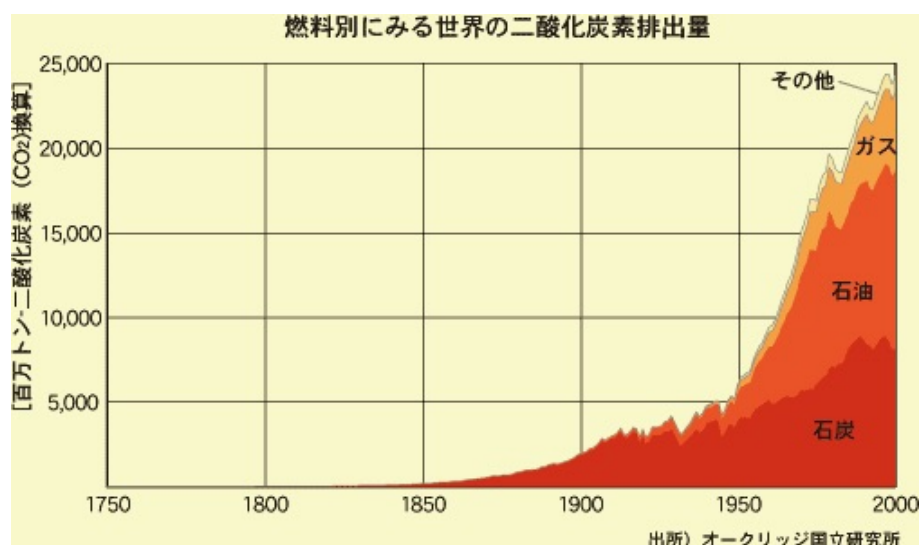


図 1.1 世界の年間CO₂排出量推移 (出典: 温室効果ガスインベントリオフィス 全国地球温暖化防止活動推進センターウェブサイト (<http://www.jccca.org/>) より)

1.2 ワイヤレス給電による解決

この課題の解決に向け、EVがバッテリーに蓄えた電気を「持ち運ぶ」ことで走行するのではなく、必要なときに必要なだけ「受け取る」ことが可能な「道路」と「エ

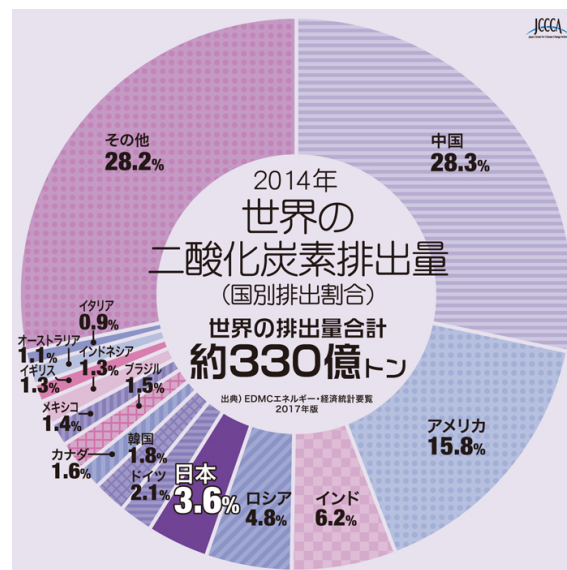


図 1.2 2014 年における国別 CO₂ 排出量 (出典：温室効果ガスインベントリオフィス 全国地球温暖化防止活動推進センターウェブサイト (<http://www.jccca.org/>) より)

エネルギー供給施設」を複合した革新的な道路インフラが提案されている。このインフラにより、EV はバッテリーに起因する課題から解放されることになる。EV は道路から常に電力を受け取り走行し続けることが可能となり、航続距離は無制限となる。EV に搭載するバッテリーは給電機能をもたない道路を走行するために必要な最小限の容量となり、イニシャルコストの大幅な低減や車体の軽量化が期待できる。加えて、ガソリン車や燃料電池車、通常の EV とは異なり燃料供給施設へ立ち寄りが不要となりユーザの利便性が飛躍的に向上する。さらに、我が国の運輸分野において、ガソリン車から EV へのパラダイムシフトに成功すると、CO₂ およびエネルギー資源の大幅な削減効果が見込める。また、屋外の道路のみならず生産施設のような屋内を走行する電動カート、無人搬送車などの EV に対しても走行中のワイヤレス給電が可能な床構造を実現することで、バッテリーに起因するイニシャルコストの削減やメンテナンスの省力化および待機台数の削減による生産性向上が期待できる。走行中の車両へ電力を給電する手段として、電車のパンタグラフのような架線からの給電が考えられる。しかし架線による給電では、乗用車からバスまたはトラックといった様々な車高を持つ車両に対し給電するための架線を敷設することは難しい。また、車両自体に架線から電力を受けとるための機構を装荷する必要があり、そのことは車体重量やコストに大きく影響する。そのため、既存の道路インフラに大きな変更を加えることなく、様々なサイズの車両に対し給電が可能な方式が望まれている。

このような道路インフラを構築するための手段としてワイヤレス給電の研究が活発に行われている。ワイヤレス給電とは、磁界、電界または電磁波を利用し有線を用いずに電力を供給する技術である。2000年代までのワイヤレス給電には電磁誘導と呼ばれる方式を利用した開発が主であり、電動歯ブラシやコードレス電話への給電、近距離無線通信 (Near Field Communication: NFC) の規格に準拠した Felica といった製品への給電技術として実用化されている。一方、送電-受電器間距離が非常に短いことが課題となっていた。ワイヤレス給電技術に革命を起こしたのが2006年に米国 MIT が示した磁界共鳴による方式 [8] である。MIT の提案した方式は、電磁誘導で使用されるコイル線間のキャパシタンスを利用し高い Q 値の LC 共振を発生させる。それにより伝送効率を高めることで送電距離を伸ばすことに成功した。このデモンストレーションによりワイヤレス給電の応用展開の可能性が広く認知され、現在世界中で盛んに研究・開発が行われるようになった [9]- [88]。以下に現在研究されているワイヤレス給電方式を紹介する。

1.2.1 電磁誘導

電磁誘導方式とは、対向したコイルの一方に高周波電流を流すことで、他方のコイルに誘導電圧が励起され給電を行う方式である。電磁誘導によるワイヤレス給電は既に実用化されており、電動歯ブラシ、コードレス電話、電動シェーバーといった機器の充電に使用されている。また NFC のひとつである Felica にも用いられている。このような民生品にも多く使われていることから高周波回路や電源、コイル等が安価であり入手性が高いという利点がある。

1.2.2 磁界結合/共鳴

磁界結合/共鳴方式は、2006年に米国 MIT が提案し、現在最も議論が活発に行われている方式である。給電用カプラとしてコイルを用いることは電磁誘導方式と同じだが、コイルの線間容量を利用し Q 値の高い LC 共振を発生させることが大きな相異点である。MIT の実証実験により、 Q 値を高めることでコイル間距離が離れていても (結合が小さくとも) 電力を供給できることが示された (図 1.3)。磁界結合/共鳴を利用した製品として、株式会社ダイヘンより生産施設内を走行する無人搬送車 (Auto Guided Vehicle: AGV) 向けの充電システムが販売されている [9]。



図 1.3 MIT によるワイヤレス給電の実証実験 (出典：MIT News ホームページより)

1.2.3 電界結合/共鳴

電界結合/共鳴方式は、磁界結合/共鳴方式と異なり給電カプラがコイルではなく平板電極となることが特徴である。対向する平板電極はコンデンサと等価とみなすことができ、送電周波数を高周波とすることで電力を供給することが可能となる。本方式はカプラにコイルを用いないことから安価に構築できることや、位置ずれによる効率低下が少ない利点がある。2011年には村田製作所による iPad 向け電界結合式ワイヤレス電力伝送システムが製品化された [10]。また、花澤らが提案した走行中 EV 向けワイヤレス給電道路 (Electric Vehicle on Electrified Roadway: EVER) も本方式を用いることを特徴としている。EVER の構想、原理については次章で詳しく述べる。

1.2.4 マイクロ波送電

マイクロ波送電方式は上記2つの方式より遥かに高い周波数の電磁波を用いることを特徴としている。現在 920MHz 帯, 2.45GHz 帯, 5.8GHz 帯によるマイクロ波給電の研究開発が進められている。電磁波を用いることから非常に長距離を送電することが可能であり、現在宇宙で発電した電力を地上へ送電するシステム (宇宙太陽光発電) の研究が行われている (図 1.4) [11]。また、海外動向として、2008年に創業された米国 Ossia 社は、最大 10m 程度まで離れた携帯端末に 1W の電力を供給するシ

システムを公表している。このシステムは Cota と名付けられ、マルチパスによるビーコン波により携帯端末の位置を特定し、その経路を用いて安全に電力を供給することを特徴としている。



図 1.4 宇宙太陽光発電のコンセプト (出典：一般財団法人宇宙システム開発利用推進機構)

1.3 走行中ワイヤレス給電

走行中の EV へワイヤレス給電を行う試み自体は古くからあり、1979 年には Bolger らによる電磁誘導を用いた走行中ワイヤレス給電の研究が報告されている [12]。文献 [12] では路面下に埋設したワンターンコイルに 180Hz, 1000A の電流を流し車体下に取り付けられたピックアップコイルにより受電する構想が紹介されている。また、1990 年代には The University of Auckland の研究チームにより 10kHz の周波数を用いた走行中給電システムの提案も行なわれている。同大学は日本のダイフク社と交流が深く、ダイフク社は工場内 AGV へのワイヤレス給電機器の開発・販売を行っている [13]。1994 年には米国カリフォルニア州にて Partner for Advanced Transit and Highways (PATH) Project による大規模実証実験が実施された [14]。これは路面下に埋設したコイルに 400Hz の周波数で電力を供給し、電磁誘導方式により車体に取り付けたピックアップコイルが電力を受け取る。実証実験において、100kW 出力時に

60%の給電効率を達成している。ただし、動作時においてピックアップコイルの地上高が2~4インチと非常に道路面に近接することが課題である。

MIT による磁界共鳴のデモンストレーションによりワイヤレス給電の研究はさらに活発なものとなり、2000年代には、韓国科学技術院(KAIST)による Online Electric Vehicle(OLEV)が報告されている [15]- [19]。OLEV は周波数 20kHz、インバータ出力 200kW の電力を 82%の効率で受電することを報告している。2013 年には 24km にわたる長区間の道路において試験運用を開始している。ただし実際に走行中給電を行う区間はこのうち 144m となっており、現状としては停車中給電により走行用の電力を受けとっている。



図 1.5 韓国にて実用化された OLEV(出典：韓国科学技術院 HP)

また、米国オークリッジ国立研究所 (Oak Ridge National Laboratory : ORNL) において、図 1.6 に示すように路面下にコイルを縦列に埋設する構造が提案されており、2016 年に EV への 20kW ワイヤレス充電実証実験に成功している [20] [21]。

さらに英国の公営企業である Highways England は、高速道路を模した施設による走行中ワイヤレス給電の実験を開始している [22]。英国政府は 2020 年までにこのプロジェクトに 5 億ポンドの投資を行うことを表明しており、英国において走行中ワ

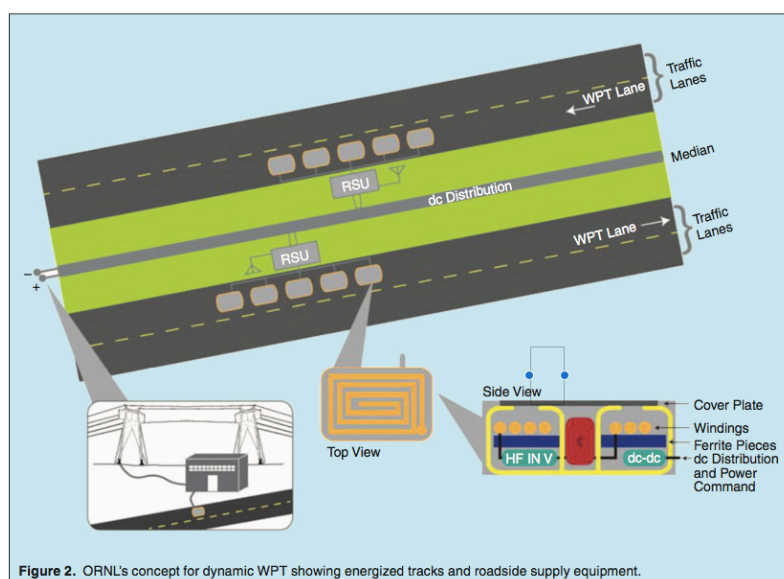


図 1.6 米国オークリッジ国立研究所による走行中ワイヤレス給電システムのコンセプト (出典：オークリッジ国立研究所)

ワイヤレス給電が非常に高い関心を持たれていることがわかる。米国の半導体メーカーである Qualcomm は、電磁誘導方式によるワイヤレス給電システムの開発を行っている [23]。同社の開発した DD コイルを用いることで、3.7kW から 22kW まで給電が可能となっている。現在のところは停車中充電に向けた取り組みを行っているが、今後移動体への給電も検討される予定である。

我が国におけるワイヤレス給電の取り組みとしては、株式会社ダイヘン、昭和飛行機株式会社、株式会社ビー・アンド・プラスなどによる AGV 用ワイヤレス給電システムが販売されていることが挙げられる。2013 年には東亜道路工業がワイヤレス給電用特殊セメントを開発した。道路下に送電装置を埋設し道路表層を施工する際、転圧作業によるワイヤの断線等が課題となっていた。東亜道路工業はこの転圧作業を不要とする特殊セメントを開発し、4cm 程度の深さに装置類を埋め込めることを可能とした。また、東京大学らの研究グループは、ワイヤレス給電機能を有するインホイールモータを開発し走行中ワイヤレス給電の実証実験に成功している [24]。道路に埋設した送電コイルから直接インホイールモータへ給電可能なため、従来のコイルを用いた方式と比べ高効率となることを特徴としている。さらに受電コイルを車体ではなくタイヤに搭載することで、送電-受電コイル間距離を短くすることや、車体の浮き沈みによる送電-受電コイル間距離の変動を抑制している。

豊田中央研究所の花澤らは、これまで紹介した磁界による走行中ワイヤレス給電

と異なり，電界による走行中ワイヤレス給電システムを提案している [25]．これは路面下に埋設した送電電極板とタイヤ内スチールベルトを容量結合させることで電力を伝送する方式であり，安定した結合度や位置ずれに強いこと，漏えい電磁界量が少ないことが期待されている．

このように走行中ワイヤレス給電は世界中で注目を集める技術であり，我が国においても早期の実用化に向け研究活動が行われている．矢野経済研究所によると，走行中ワイヤレス給電システムの国内市場規模の予測として，2020年には車両・インフラ含め750億円，2040年には3400億円の規模となることが予想されており [26]，これによる産業の活性化や新たな産業の創出も期待されている．

1.4 本研究の立ち位置

本研究は電界結合方式による走行中ワイヤレス給電の実用化に向けた研究を行う．既存研究と本研究の立ち位置を図1.7および図1.8に示す．既存研究として，鈴木らは小型車両模型を用いた電界結合方式によるワイヤレス給電の実証 [27] [28]，長区間敷設時における給電効率低下抑制手法の検討，500W級一人乗り電動カートへの走行中ワイヤレス給電の実証を報告している [29] [30]．しかしこれらの報告はあくまで電氣的な実証が主であり，最終的な市場展開のためのシステム全体の高効率化や，一般建材を用いた実際的な道路構造や材料を踏まえた検討が未着手であった．そこで本研究では，電界結合方式による走行中ワイヤレス給電システムの実用化に向けた検討を行う．具体的には，非線形回路の動作状態におけるインピーダンス測定手法を提案し，システムの高効率化を図る．また，長距離給電時に発生する電力伝送効率低下を抑制する新手法を提案し，安定的な電力伝送が可能であることを理論と実験により実証する．さらに，モルタルやアスファルトといった汎用建材を用いたワイヤレス給電走行路の材料や断面構造について検討し，一人乗りEVへの走行中ワイヤレス給電を実証する．これらの研究により，電界結合を用いた走行中ワイヤレス給電の実用化に向けて技術開発が大きく前進することが期待できる．

1.5 本論文の構成

以下に本論文の構成を示す．2章では本論文に関する背景技術について述べる．具体的には，花澤らが提案している電化道路電気自動車 (Electric Vehicle on Electrified Roadway: EVER) のコンセプトについて述べ，EVERを実現するタイヤ集電方式に

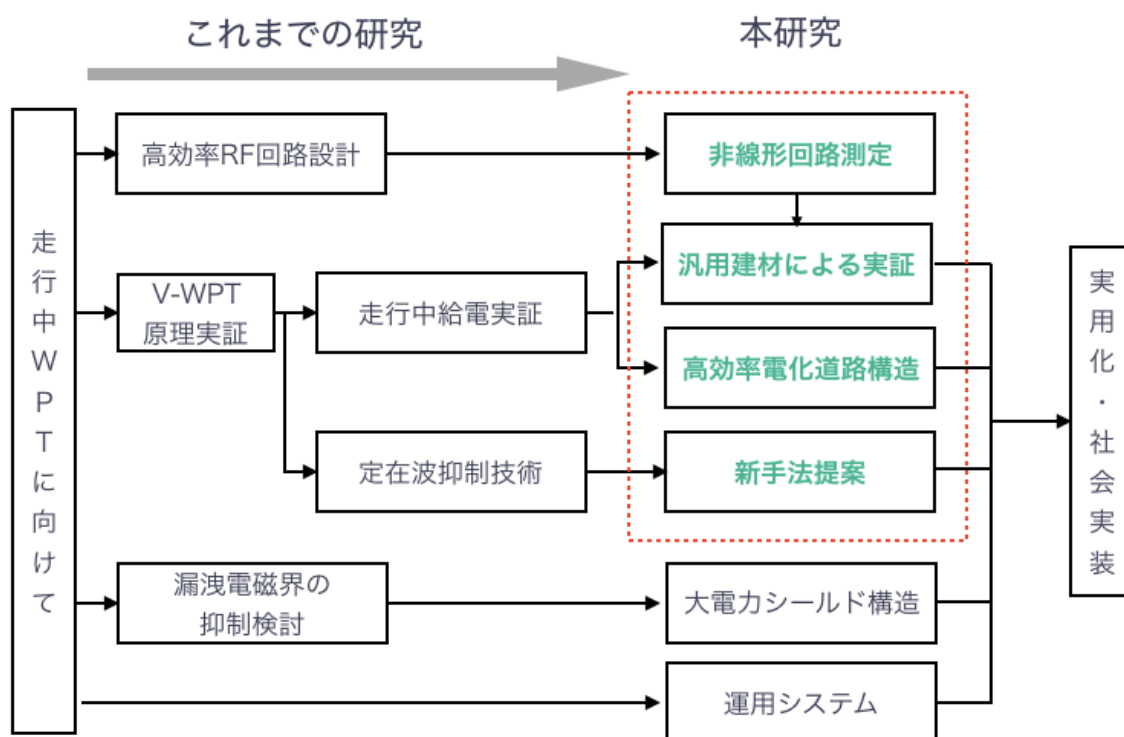


図 1.7 本研究の立ち位置

ついて説明する [25]。また、結合器の性能を示す kQ 積と理論最大効率 η_{\max} について説明する。さらに、電化道路が長距離となった際に生じる定在波に起因する電力伝送効率低下を抑制する手法として、右手左手複合系給電線路 [30] について説明する。

3章では、オシロスコープとメビウス変換による非線形負荷インピーダンス測定手法について提案する。ワイヤレス給電により電力を供給される負荷には、電球や整流回路といった入力電力に対し非線形なインピーダンスを持つ回路が想定される。このような非線形負荷に対し効率良く電力を給電するには、動作状態におけるインピーダンスを測定する必要がある。しかし、通常の LCR メータやインピーダンスアナライザ、ベクトルネットワークアナライザ等では入力可能な電力が mW オーダーと小さいため、動作状態にある非線形負荷インピーダンス測定には不向きである。非線形インピーダンスは NVNA(Non-linear Vector Network Analyzer) のような機器を用いることで測定可能であるが、これらの機器は非常に高価であることが課題である。そこで、オシロスコープとメビウス変換を利用することにより、安価で簡易に動作状態における非線形インピーダンスが測定可能であることを示す。本システムは、5章で行う実証実験において、500W 級電動カートの整流回路および 5kW 級 EV の整流回路の動作特性を評価し、整合回路を試作するために使用されている。

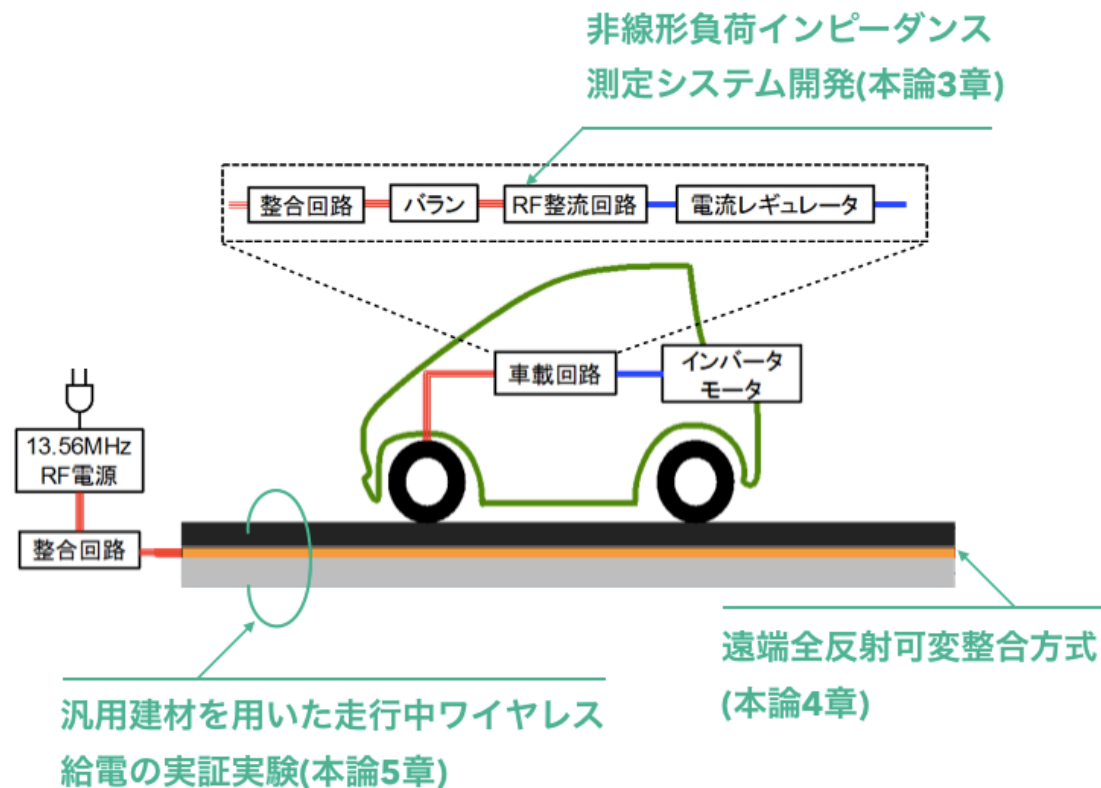


図 1.8 EVER システム内における本研究の立ち位置

4章では、電化道路が長区間敷設された際に発生する定在波を起因とした給電効率の低下の抑制について述べる。これまでに鈴木らにより右手左手複合系給電線路による定在波抑制が実証されているが、この手法は道路に周期的に高周波回路を埋設する必要があるという課題がある。筆者はそれに代わる解決手法として、電化道路遠端に可変リアクタを装荷する新たな電化道路構造を提案する。提案手法について理論解析を行い、負荷がどの位置にあっても最大の給電効率を得ることが可能であることを示す。また、提案手法についてシミュレーションを行い、提案構造が有効に動作することを示す。さらに小型EVERモデルを用いて実証実験を行い、提案構造が実際に試作可能であることを示す。

5章では、汎用建材を用いた電化道路における走行中ワイヤレス給電の実証実験について述べる。まず、汎用建材であるモルタルを用いた屋内用電化道路(電化フロア)の開発について述べる。モルタルは内部に水分を含有するため、電界結合を用いる方式では給電効率の劣化が懸念される。理論解析により、道路表層を高比誘電率および低誘電正接とすることで給電効率劣化の緩和が見込めることを示す。高比誘

電率および低誘電正接を実現する手段として、モルタル内部に鋼繊維を添加することを提案する。実際に鋼繊維を添加したモルタルパネルを試作し、比誘電率および誘電正接を測定することで鋼繊維による効果を評価する。最も給電効率が高くなるように鋼繊維添加量を調整したモルタルを表層とした8の次周回電化フロアを試作する。試作した電化フロア上で、500W 級電動カートのバッテリーレス走行実験を行い、汎用建材による電化フロア構築が可能であることを示す。

次に、表層をアスファルトとした電化道路による走行中ワイヤレス給電の実証実験について述べる。アスファルトも骨材内部に水分を含有するため、給電効率の低下が懸念される。そこで高比誘電率および低誘電正接を実現する手段として、アスファルト骨材としてセラミックス系骨材を利用することを提案する。実際にセラミックス系骨材を用いた特殊アスファルトを試作し、一般アスファルトと比べ給電効率が向上することを示す。検討した材料・構造を用いて豊橋技術科学大学内に直線 30m 電化道路を敷設する。4 章で述べた遠端全反射可変整合方式を用いることで、定在波に起因する給電効率低下の解決を図る。敷設した電化道路によるバッテリーを取り外した 5kW 級 EV の走行実験を行い、大電力集電かつ長距離走行が可能であることを実証する。

第2章

技術背景

2.1 電化道路電気自動車

電化道路電気自動車 (Electric Vehicle on Electrified Roadway : EVER) は、ワイヤレス給電機能を備えた道路インフラ (電化道路) により、走行中の電気自動車へ電力を供給するシステムである。EVER のコンセプトを図 2.1 に示す。自宅から発車した EV は近場へ移動する際は搭載した小型バッテリーで走行し、遠方へ移動する際には電化した幹線道路上を走行することでバッテリーの消費なく移動する。EVER の実現により電気自動車普及の課題であったバッテリーに起因する課題が解決され、電気自動車普及の促進が期待できる。

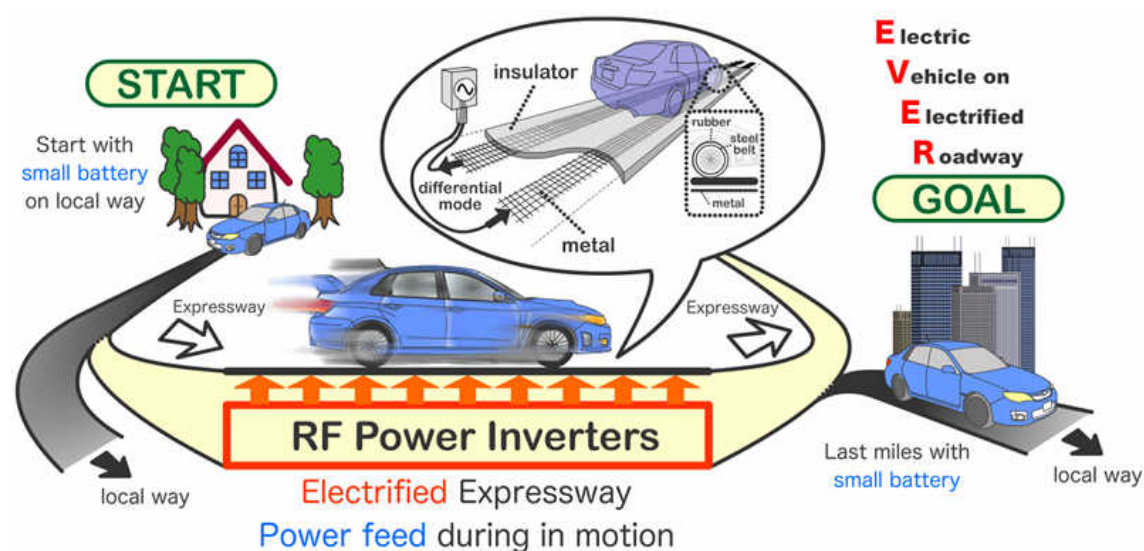


図 2.1 電化道路電気自動車のコンセプト

2.2 タイヤ集電方式(Via-Wheel Power Transfer: V-WPT)

EVER による電気自動車への給電として、我々は電界結合によるタイヤ集電方式を提案している。タイヤ集電方式の原理図を図 2.2 に示す。道路内に埋設された電極板が、電気自動車のタイヤ内スチールベルトおよびホイールと結合することで電力を伝送する。これは道路表層のアスファルトとタイヤゴムを電極板で挟んだ構造となっており、コンデンサと等価とみなすことができる。そのため、送電周波数を高周波とすることで電気自動車へ送電が可能となる。本方式は、以下に示す利点がある。

- 安定した電気結合度

自動車のタイヤは路面に常に接地しているため、埋設した送電電極とタイヤ間距離もまた一定に保たれる。これは安定した電気結合度を実現し、給電効率の変動が少ないことが期待される。

- 少ない漏えい電磁界

送電電極とタイヤ間の間隔が狭く、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、本システムは差動モードによる給電を行うため、左右の送電電極から放射される電磁界を打ち消すことが期待できる。

- 汎用建材で構築可能

OLEV などが検討しているコイルを道路に埋設する手法と比べ、道路構造が単純かつ汎用建材で構築が可能であり、かつ磁性体を用いる必要がないことから安価に構築が可能である。

2.3 kQ 積と η_{\max}

ワイヤレス給電による電力伝送系は、方式の違いはあれど送電-受電カップラの関係は1つの受動2ポート回路系とみることができる。受動2ポート回路の内部にはコイルとコイルの結合が存在したり、または平板電極同士の結合、さらにはアンテナによる伝播といった様々な系を含むことができる。MIT による革命以前のワイヤレス給電においては、結合係数 k を高めることで効率良く電力を伝送できることが知られていた。しかし MIT による磁界結合/共鳴の発見により、結合係数 k だけではなく結合系の Q ファクタも送電効率に影響を与えることが示された。この関係は kQ

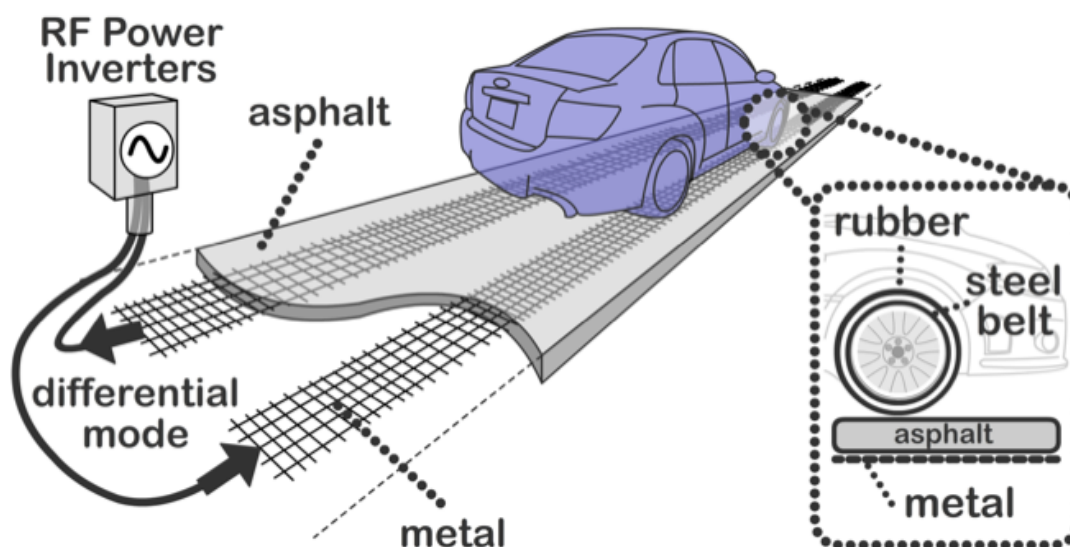


図 2.2 タイヤ集電方式

積と呼称され、 kQ 積を高めることで電力伝送効率の向上が見込めることがわかっている。

kQ 積はワイヤレス給電系における電力伝送効率を示す値として重要な役割を持つが、その値は $0 \sim \infty$ の範囲を持ち、その値が効率にどの程度寄与するかは直感的には判別しにくい。そこでワイヤレス給電系の持つ理論最大効率 η_{\max} が提案された [31] [32]。 η_{\max} は受動 2 ポート回路網においてその入力および出力部に無損失完全整合回路を装荷した際の伝達効率を表す。 kQ 積および η_{\max} は以下の式で定義される。

$$kQ = \frac{|z_{21}|}{\sqrt{|R|}} \quad (2.1)$$

$$\rho = \sqrt{1 + (kQ)^2} \quad (2.2)$$

$$\eta_{\max} = \frac{\rho - 1}{\rho + 1} \quad (2.3)$$

2.4 右手左手複合系給電線路

電化道路を長区間敷設する際の課題のひとつに、定在波に起因する電力伝送効率の低下が挙げられる。定在波とは高周波電源から送電電極遠端に向け進行する波 (進行波) と、送電電極遠端で反射し返ってくる波 (反射波) の合成波である。送電電極

の遠端を開放とすると、送電電極遠端部では進行波と反射波の位相が揃い合成波は最大の振幅を持つ。この位置を定在波腹と呼び、送電周波数の $1/2$ 波長の間隔で周期的に発生する。しかし送電電極遠端から $1/4$ 波長離れた位置では進行波と反射波の位相は逆相となり、合成波の振幅は0となる。この位置を定在波節と呼び、定在波腹同様に $1/2$ 波長の間隔で周期的に発生する。定在波節の位置では合成波の電圧振幅は0となるため、電界結合を利用する我々のシステムでは給電することが不可能となる。我々のシステムは伝送周波数に 13.56MHz を採用しているため、およそ 11m 周期で定在波節が発生する。そのため安定した電力伝送効率を達成するためには、定在波の抑制が必須である。定在波節による電気自動車への給電効率低下の抑制として、鈴木らは右手左手複合系給電線路を提案している [30]。この方式は図 2.3 に示すように電化道路内に左手系回路と呼ばれる進相回路を埋設することで定在波の発生を抑制する。進相回路の入力および出力インピーダンスは電化道路の特性インピーダンスに等しく、かつ、通過位相を電化道路による位相の変動量とすることで、全体として位相が変化しないように見せる。

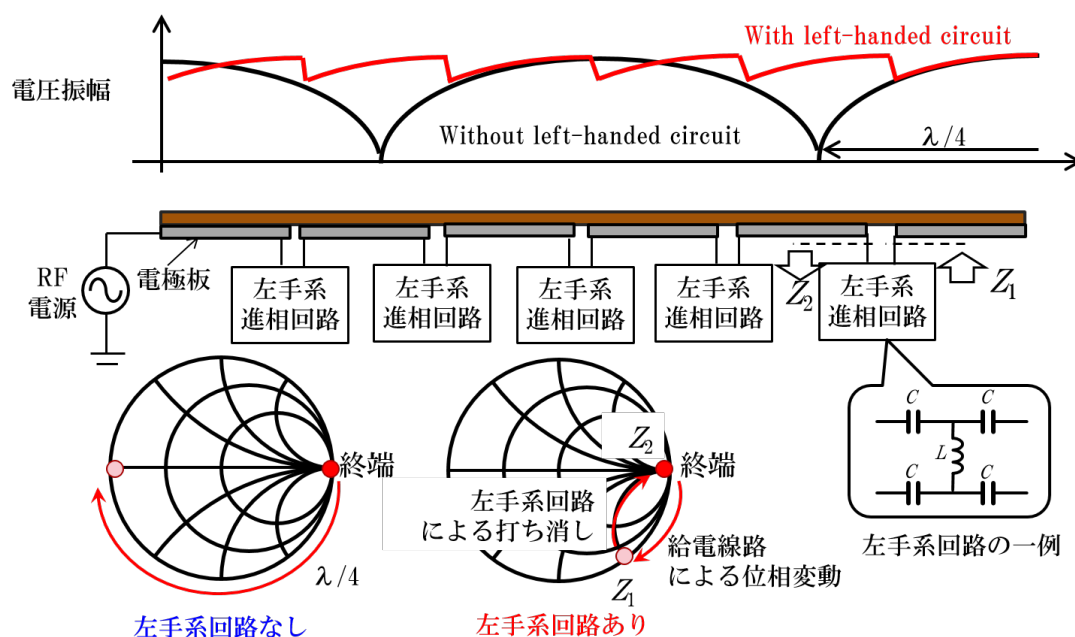


図 2.3 右手左手複合系給電線路

左手系回路は CLC または LCL の T 型回路で構成することが可能であり、その際

の素子値は以下の式で求められる．CLC の T 型トポロジにおいては，

$$L = \frac{Z_0}{\omega \sin \phi} \quad (2.4)$$

$$C = \omega Z_0 \tan \frac{\phi}{2} \quad (2.5)$$

であり，LCL の T 型トポロジにおいては，

$$L = -\frac{Z_0}{\omega} \tan \frac{\phi}{2} \quad (2.6)$$

$$C = -\frac{\omega Z_0}{\sin \phi} \quad (2.7)$$

となる．ここで， Z_0 は電化道路の特性インピーダンスであり， ϕ は左手系回路を接続するために分割された電化道路の電気長である．鈴木らは電化道路に左手系回路を挿入することにより，定在波の発生を抑制し安定的な給電効率が得られることを実証している．

筆者はこの定在波に起因する電力伝送効率低下の課題について，新たな解決手法を提案している [33]．提案手法については4章で詳しく述べる．また筆者は，汎用建材を用いた走行中ワイヤレス給電実証実験において，左手系回路による定在波抑制を行った．このことについては5章で詳しく述べる．

第3章

非線形インピーダンス測定システムの開発

3.1 RF回路設計における非線形インピーダンス測定の重要性

電力伝送効率はいかなる RF 回路設計においても最も重要となる設計指標の一つである。RF 電源から負荷へ効率良く電力を伝送するには、電源と負荷の間に整合回路を挿入する必要がある。RF 電源と負荷のインピーダンスが共役整合している場合に効率的な RF 電力供給が可能となり、特に RF 電力伝送システムでは、通信システムで要求されるものよりもインピーダンス整合が非常に重要である。これは、たとえ小さな不整合であっても、大電力システムで許容できないほどの反射を引き起こす可能性があるためである。反射を最小限に抑えるためには、RF 回路設計者は負荷インピーダンスの挙動に注意を払わなければならない。

負荷のインピーダンスを測定する方法として、kHz 帯では LCR メータを、MHz 帯ではインピーダンスアナライザ、GHz 帯ではネットワークアナライザが一般的に用いられている。これらの機器は、入力電力に対し不変なインピーダンスを示す線形負荷においては期待した期待した測定が可能である。しかし、ワイヤレス給電システムにおいては線形負荷だけでなく、モーターや電球、整流回路といった非線形負荷にも電力を供給できる必要がある。非線形負荷は入力される電力に対し非線形にインピーダンスを変化させるため、上記の測定器では正確にインピーダンスを測定することができない。なぜなら、上記の測定器は出力可能な電力が最大でも通常 1W 程度しかないためである。ワイヤレス給電システムにおいては負荷に入力される電力は 100W 級、または kW 級となることが多いため、効率良く電力を伝送する

ためにも非線形負荷のインピーダンスを測定するシステムは必須となる。

非線形負荷インピーダンスを測定する方法のひとつに、ソースプル法がある [90]-[92]。ソースプル法は、可変インピーダンス回路を RF 電源と負荷の間に挿入し、反射電力を観測しながら反復的に反射電力が最小となるインピーダンスを探索する。この手法はあらゆる入力電力に対し動作が可能であるが、探索の性質上負荷インピーダンスの測定に時間がかかることが課題である。もうひとつのアプローチとして、Engen らが提案した 6 ポートリフレクトメータがある [93] [94] [95]。この手法もあらゆる入力電力に対し動作が可能であるが、負荷インピーダンス測定に 4 つの RF パワーメータを用いる必要がある。3 つ目のアプローチとして、高出力機能を備えた VNA を用いることが挙げられる [96] [97]。従来の VNA の機能に加え大電力測定が行えるため非常に有用であるが、機器本体が高価であることが課題である。

本章では、オシロスコープとメビウス変換を用いた非線形負荷インピーダンス測定の新たなアプローチを提案する。本手法は大電力が入力されている負荷のインピーダンスをリアルタイムに測定が可能である。加え、非常に簡易な構成のため RF 電源から出力した電力はほぼ全て負荷へ到達できる。本手法は電源と負荷の間に測定周波数の 1/4 波長となる伝送線路を挿入し、その両端の複素電圧を観測することで負荷インピーダンスを計算する。本章では本手法の有効性の検証として、白熱電球と整流回路を本手法により測定し、整合回路を設計・試作することで反射電力が低減できることを示す。

3.2 測定理論

3.2.1 メビウス変換

メビウス変換とは、リーマン球面 $\mathbb{P}(= \mathbb{C} \cup \{\infty\})$ 上の任意の点 z から \mathbb{P} 上への全単射となる変換のうちの一つであり、以下の式で定義される [89]。

$$\psi(z) = \frac{\alpha z + \beta}{\gamma z + \delta}, \quad \alpha\delta - \beta\gamma \neq 0 \quad (\alpha, \beta, \gamma, \delta \in \mathbb{C}) \quad (3.1)$$

メビウス変換は平行移動、反転、回転、相似拡大と基本的な変換に分解でき、任意のメビウス変換はこれらの変換を合成することで得られる。またメビウス変換の重要な性質として、複比の保存則がある。 \mathbb{P} 上の相異なる 4 点 z, z_1, z_2, z_3 をメビウス

変換により w, w_1, w_2, w_3 の4点へ変換するとき, その複比は以下の関係を持つ.

$$\frac{(z - z_1)(z_2 - z_3)}{(z - z_3)(z_2 - z_1)} = \frac{(w - w_1)(w_2 - w_3)}{(w - w_3)(w_2 - w_1)} \quad (3.2)$$

この性質は, あるメビウス変換において3つの既知の値を用意することで一般式が導出できることを示している.

3.2.2 負荷インピーダンス計算理論

図3.1に測定システムの構成を示す. 高周波電源と負荷の間に4ポート線形回路が挿入されており, #3および#4で観測される複素電圧を用いることで負荷インピーダンスを測定する. #3および#4はオシロスコプのCh1, Ch2に接続される測定ポートであり, 負荷に対し大きな抵抗を装荷することで仮想的に開放端としている. 従って#3, #4に流れる電流はほぼ0とみなすことができる ($i_3 = i_4 = 0$). 本システムの

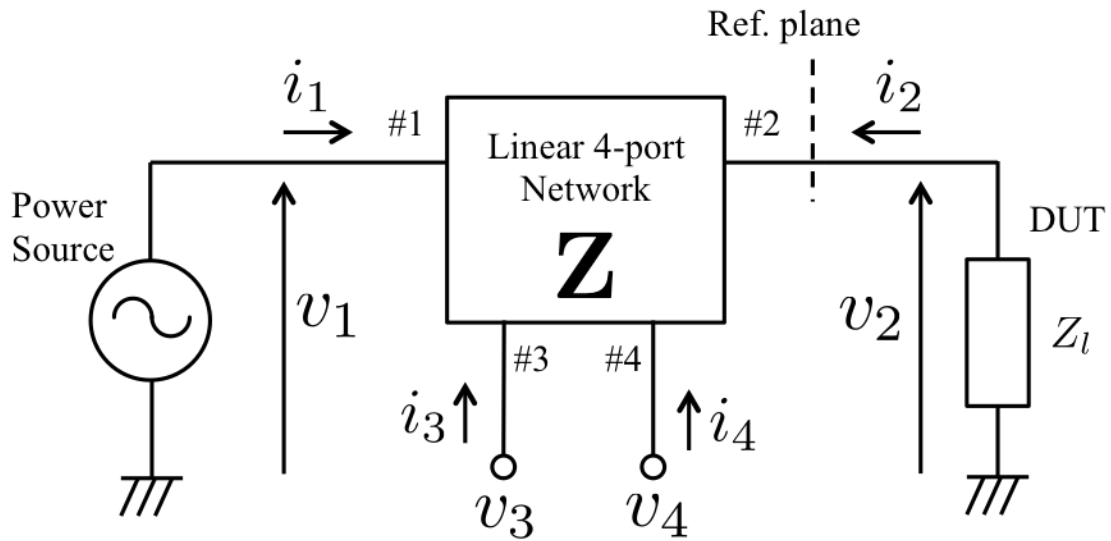


図 3.1 非線形負荷インピーダンス測定システム

回路方程式は以下の式で表現される.

$$v_2 = -Z_l i_2 \quad (3.3)$$

$$v_2 = Z_{21} i_1 + Z_{22} i_2 \quad (3.4)$$

ここで電流 i_1 , i_2 の比を σ とすると, 負荷インピーダンスは以下の式となる.

$$Z_l = -Z_{21}\sigma - Z_{22}, \quad \left(\sigma = \frac{i_1}{i_2}\right) \quad (3.5)$$

式 (3.5) より, Z_l と σ にはメビウス変換の関係があることがわかる (式 (3.1) において $\gamma = 0$). また, #3 および #4 で観測される複素電圧 v_3 , v_4 は以下の式で表される.

$$v_3 = Z_{31}i_1 + Z_{32}i_2, \quad (3.6)$$

$$v_4 = Z_{41}i_1 + Z_{42}i_2 \quad (3.7)$$

ここで複素電圧 v_3 , v_4 の比を ρ とすると,

$$\rho = \frac{v_3}{v_4} = \frac{Z_{31}\sigma + Z_{32}}{Z_{41}\sigma + Z_{42}} \quad (3.8)$$

が得られる. 式 (3.8) より ρ と σ はメビウス変換の関係にあることがわかる. Z_l と ρ , ρ と σ にメビウス変換の関係があることから, Z_l と σ を結びつけるメビウス変換が存在することがわかる. 従って負荷インピーダンス Z_l は #3 および #4 で測定される複素電圧の比から計算可能である. メビウス変換の性質である複比の保存則より, 負荷インピーダンス Z_l と複素電圧比 ρ は以下の式で関係付けられる.

$$\frac{(Z_l - z_1)(z_2 - z_3)}{(Z_l - z_3)(z_2 - z_1)} = \frac{(\rho - \rho_1)(\rho_2 - \rho_3)}{(\rho - \rho_3)(\rho_2 - \rho_1)} \quad (3.9)$$

ここで任意の3点を与えることで Z_l と ρ の一般式を導出できる. 今回任意の3点は OSM (Open: $Z_l = \infty\Omega$, Short: $Z_l = 0\Omega$, Match: $Z_l = Z_m\Omega$) 校正により与える. OSM を装荷した際の複素電圧比をそれぞれ ρ_o, ρ_s, ρ_m とすると, Z_l の一般式は以下となる.

$$\frac{(Z_l - \infty)(0 - Z_m)}{(Z_l - Z_m)(0 - \infty)} = \frac{(\rho - \rho_o)(\rho_s - \rho_m)}{(\rho - \rho_m)(\rho_s - \rho_o)} \quad (3.10)$$

$$Z_l = Z_m \frac{(\rho - \rho_s)(\rho_m - \rho_o)}{(\rho - \rho_o)(\rho_m - \rho_s)} \quad (3.11)$$

3.2.3 測定の確からしさに関する検討

本節では電源と負荷の間に挿入される線形4ポート回路網のトポロジおよび測定の確からしさについて考察する. 本システムで測定される負荷はあらゆるインピーダンスを含むが, どのようなインピーダンスであっても測定の確からしさは公平に

判定されるべきである。そこで本システムの測定の確からしさ M を負荷の相対誤差と測定電圧の相対誤差の比として式 (3.12) のように定義する。

$$M = \left| \frac{\frac{d\rho}{\rho}}{\frac{dZ_l}{Z_l}} \right| = \left| \frac{Z_l}{\rho} \frac{d\rho}{dZ_l} \right| \quad (3.12)$$

ここで、 M が一定値となるような4ポート回路網のトポロジについて考察する。測定ポート3, 4で観測される複素電圧の比 ρ は以下の式で表現される。

$$\rho = \frac{v_3}{v_4} = \frac{v_1}{v_2} = \frac{Z_{11}\sigma + Z_{12}}{Z_{21}\sigma + Z_{22}} \quad \left(\sigma = \frac{i_1}{i_2} \right) \quad (3.13)$$

また、負荷インピーダンス Z_l は

$$Z_l = -\frac{v_2}{i_2} = -Z_{21}\sigma - Z_{22} \quad (3.14)$$

となり、式 (3.14) を式 (3.13) に代入することで、

$$\rho = \frac{Z_{11}Z_l + Z_{11}Z_{22} - Z_{12}Z_{21}}{Z_{21}Z_l} \quad (3.15)$$

が得られる。ここで式 (3.15) を式 (3.12) を代入することにより、 M と Z_l の関係式が導かれる。

$$M = \left| -\frac{|Z_l|}{|Z_l| + Z_{11}Z_l} \right| \quad (3.16)$$

$$|Z_l| = Z_{11}Z_{22} - Z_{12}Z_{21} \quad (3.17)$$

式 (3.16) において、 M が定数値になるためには $Z_{11} = 0$ が条件であることは自明である。すなわち、 $Z_{11} = 0$ となる回路網を測定系とすることで、 M は常に1となる。

3.3 実験

3.3.1 4ポート回路網トポロジ

図3.2に3.2.3で解析した条件を満たす4ポート回路網を示す。 $M = 1$ の条件を満たすために、1/4波長の伝送線路を使用する。複素電圧 v_1 と v_2 の測定において、測定器を高電圧から保護するために分圧抵抗 r_1 および r_2 を用いている。この4ポート

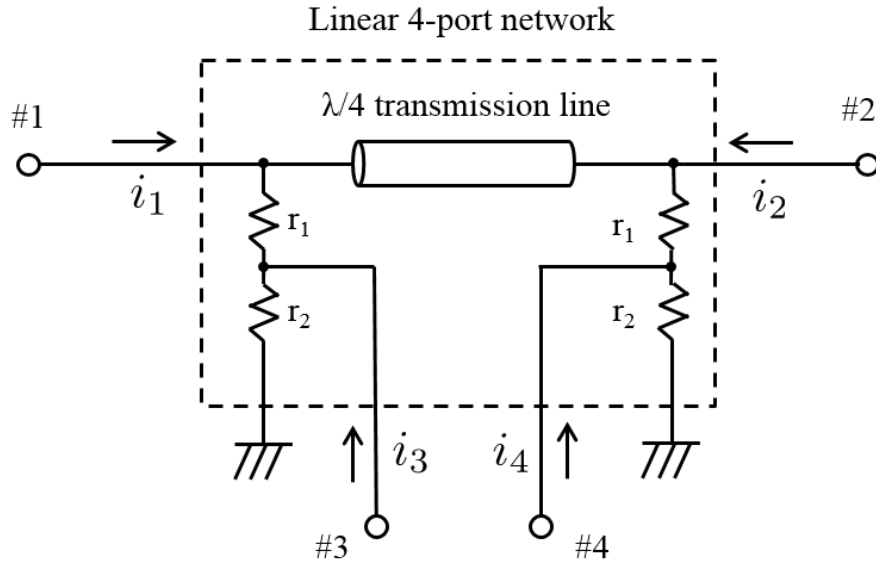


図 3.2 実験で用いる 4 ポート回路網

回路の Z パラメータは以下の式で表わされる.

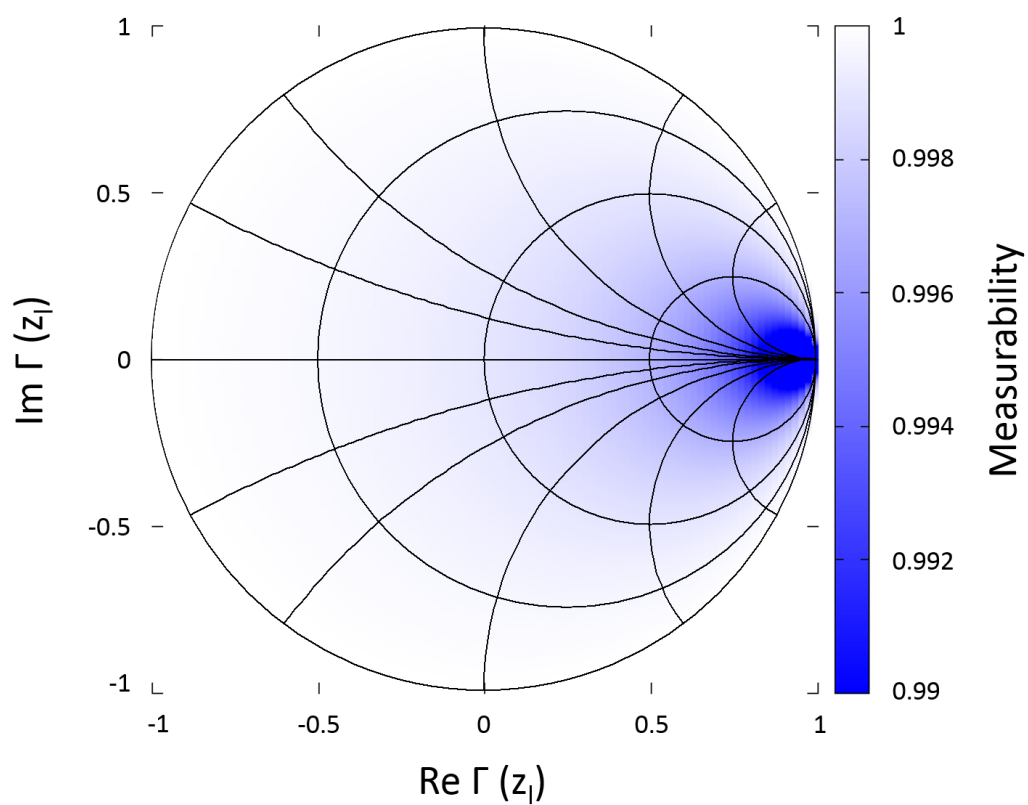
$$\mathbb{Z} = \frac{z_0 R}{z_0^2 + R^2} \begin{bmatrix} z_0 & -jR \\ -jR & z_0 \end{bmatrix}, \quad (3.18)$$

$$R = r_1 + r_2. \quad (3.19)$$

ここで, $M = 1$ の条件を満足するためには, $R = \infty$ とする必要がある. しかしその値は現実には不可能なため, 本実験においては $r_1 = 50 \text{ k}\Omega$ および $r_2 = 50 \text{ }\Omega$ を用いている. この回路構成における M は以下の式で計算される.

$$M = \frac{50050}{|50050 + Z_l|} \quad (3.20)$$

図 3.3 に式 (3.20) をスミスチャート上にプロットしたカラーマップを示す. 負荷が開放に近づくにつれ M の値が変化していくことがわかる. スミスチャート内で値が変動している原因として, 測定系内部の損失要因と, 電圧測定ポートが完全に開放となっていないことが考えられる.

図 3.3 測定系の確からしさのカラーマップ ($r_1=50\text{k}\Omega$, $r_2=50\Omega$)

3.3.2 定常点灯状態における白熱電球のインピーダンス測定

本システムの実証実験として、40W 白熱電球と 100W 白熱電球の動作状態におけるインピーダンスを測定する。実験構成を図 3.4 に、測定風景を図 3.5 に示す。PC とオシロスコープを接続し、リアルタイムにインピーダンスを計算するプログラムを作成した。図 3.6 に自作した校正器を示す。今回用いる送電周波数 13.56MHz において Open: $\infty\Omega$, Short: 0Ω , Match: 50Ω となることを VNA により確認した。

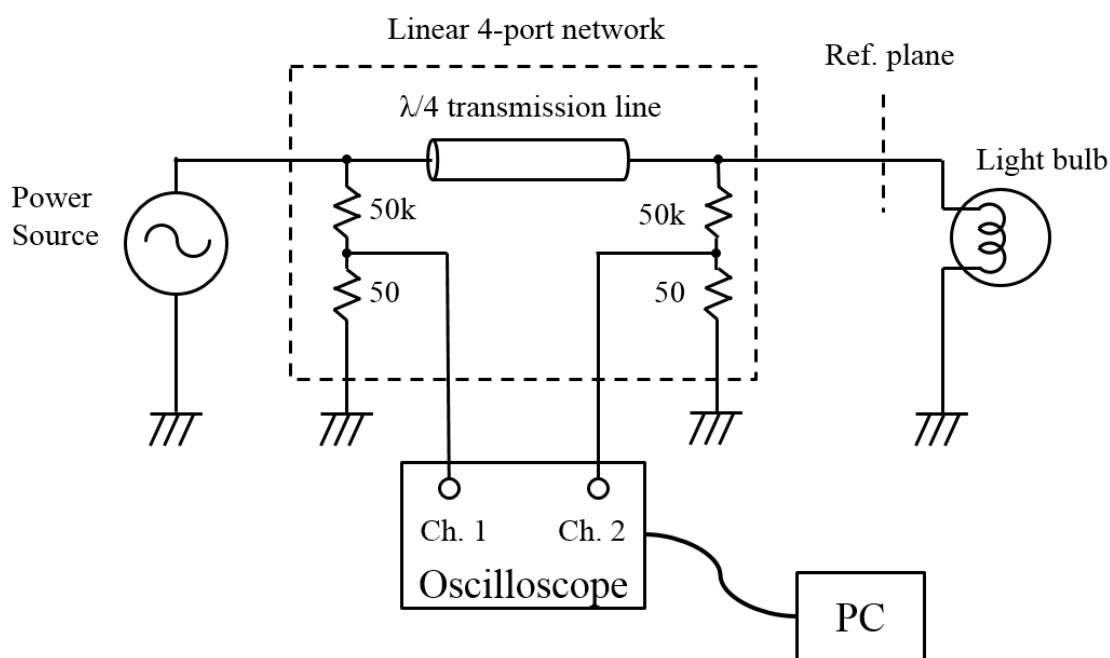


図 3.4 白熱電球測定における回路構成

40W 白熱電球に 1W から 40W を、100W 白熱電球に 1W から 80W まで入力した際のインピーダンス変動を図 3.7 に示す。図 3.7 より、入力電力を増加させると共に白熱電球のインピーダンスの実部が増加していることがわかる。これは白熱電球の物理的特性と一致する。しかし、インピーダンスの虚部に関しては VNA で測定した値と比べ変動が確認できる。この原因の一つとして、VNA と本システムにおける測定電力が異なることが考えられる。VNA の入力電力はおよそ 0dBm 程度に対し、本システムの最低入力電力は 1W である。この違いにより白熱電球の特性が変化していることが推察される。また、VNA と本システムでは異なる校正器を用いており、特に本システムでは自作の校正器を利用している。このことも測定に影響を与えることが検討される。

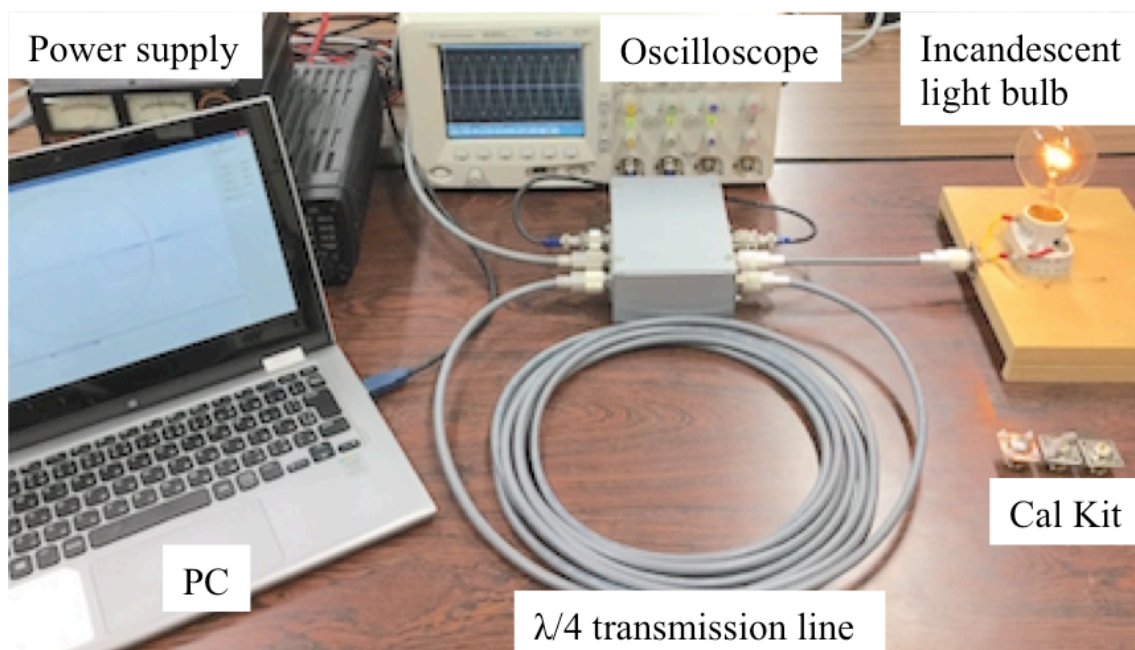


図 3.5 白熱電球のインピーダンス測定風景



図 3.6 自作したキャリブレーションキット

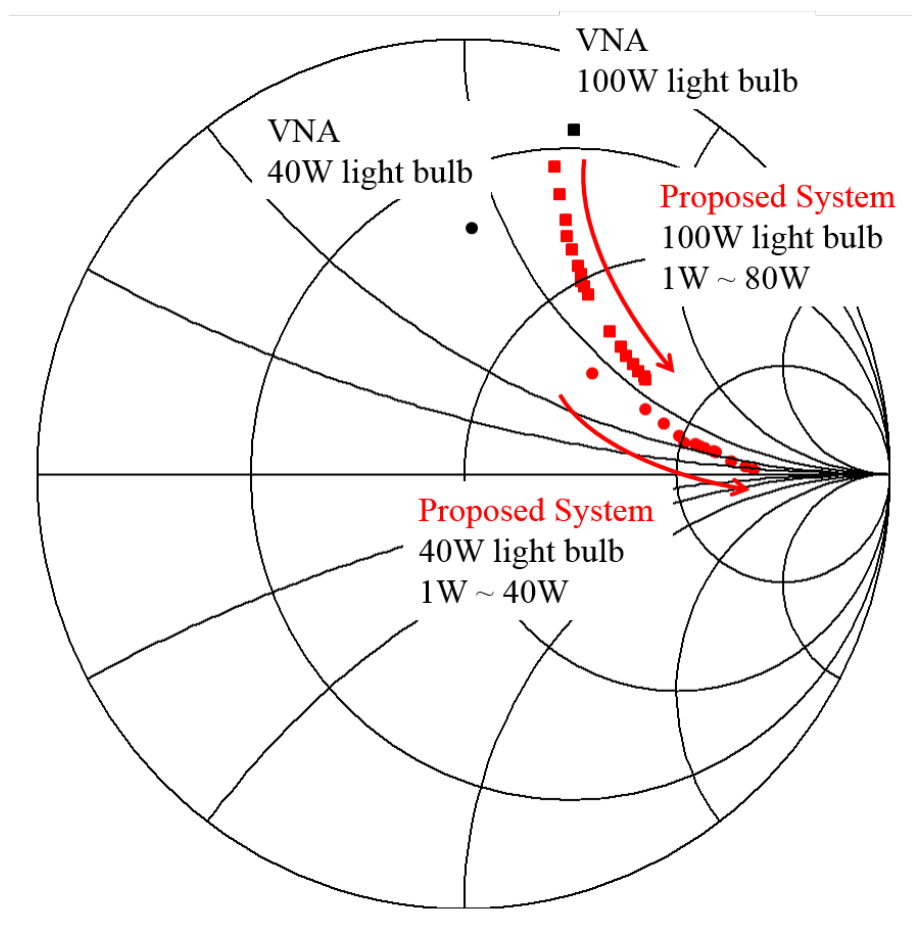


図 3.7 スミスチャート上にプロットした白熱電球のインピーダンスの電力依存性

3.3.3 動作状態にある整流回路のインピーダンス測定

非線形素子を用いた回路のひとつに整流回路がある。整流回路は WPT システムを構築するうえで重要となる回路の一つである。高周波電源により出力された電力はコイルや平行平板などの結合器を介して負荷へ供給される。負荷には白熱電球やバッテリー、モーターと様々な機器が接続される。白熱電球のように高周波のまま使用可能な負荷もあるが、バッテリーやモーターは直流入力であることが多いため、整流回路による高周波から直流への変換が必要となる。整流回路の整流効率を高めるためには、内部素子の品質や回路トポロジの検討から、整流回路に接続する負荷の変動を抑制すること、結合器とのインピーダンス整合をとることが挙げられる。しかし最適な整合回路を作製するためには、使用する電力を入力した状態における整流回路の入力インピーダンスを測定する必要がある。なぜなら、整流回路は内部にダイオードといった非線形素子を含むため、入力電力によりインピーダンスが変動するためである。これまでに述べたように、通常の VNA では出力電力を調整できないため、大電力入力時における整流回路の入力インピーダンスを測定することは難しい。そこで提案システムを用い大電力入力時における整流回路の入力インピーダンスを測定し、整合回路を試作する。試作した整合回路を用いることで反射電力が低減することで提案システムの有用性を示す。

図 3.8、図 3.10 に試作した整流回路と測定システムの回路構成と実験風景を示す。 L はチョークコイル、 C は直流入力を抑制するキャパシタである。また、高調波反射を抑制するために直流共振回路を挿入している。試作した整流回路に 30W から 170W まで入力した際の入力インピーダンスを測定した。また、整流効率 η および反射効率 η_{ref} を計算した。整流効率 η の定義式を以下に示す。

$$\eta = \frac{P_o}{P_{\text{in}}} \quad (3.21)$$

ここで、 P_{in} は整流回路への入力電力、 P_{out} は整流回路からの出力電力である。また、反射効率 η_{ref} の定義式を以下に示す。

$$\eta_{\text{ref}} = \frac{P_{\text{ref}}}{P_{\text{in}}}, \quad (3.22)$$

測定した入力インピーダンス、 η および η_{ref} を図 3.11、図 3.12 および図 3.13 の黒点に示す。インピーダンス不整合により大きな反射が発生していることがわかる。また、入力電力により反射効率や整流効率変動していることがわかる。これは整流回路内部にあるダイオードの非線形性によるものである。

本システムの有用性を確認するため、100W 入力時における入力インピーダンスをもとに整合回路を試作した。試作した整合回路を整流回路の前段に挿入した。回路構成を図 3.9 に示す。整合回路を挿入した整流回路の入力インピーダンス、整流効率および反射効率を測定した。入力電力は 70W から 120W としている。測定結果を図 3.11, 図 3.12 および図 3.13 の赤点に示す。整合回路を挿入することで、整流効率が 50% から 65% に向上したことがわかる。また、反射効率も 25% から 2.5% まで低減した。これらの結果より、提案システムによる非線形負荷インピーダンス測定の有効性および有用性が確認された。

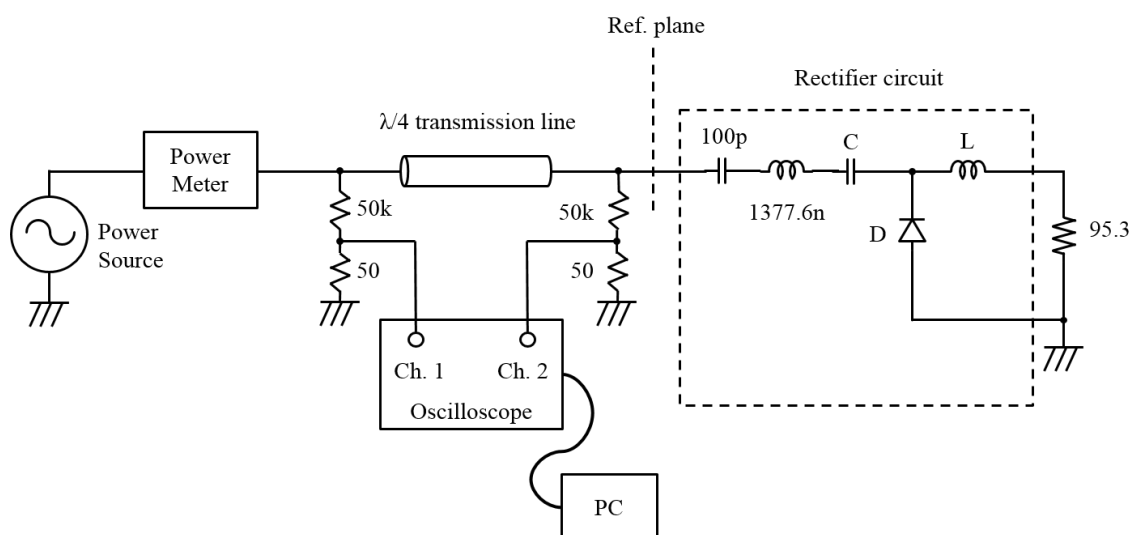


図 3.8 提案システムを用いた整流回路のインピーダンス測定系

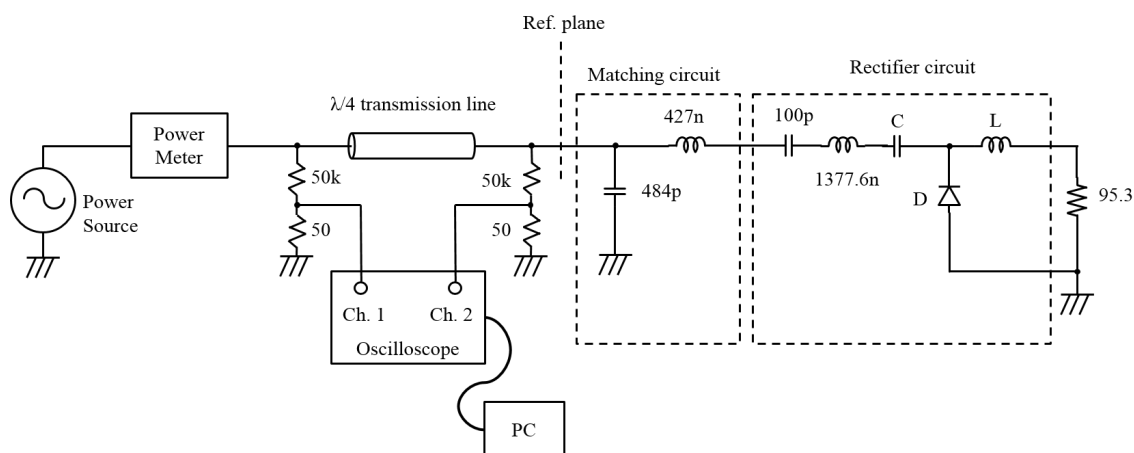


図 3.9 整合回路を装荷した整流回路のインピーダンス測定系

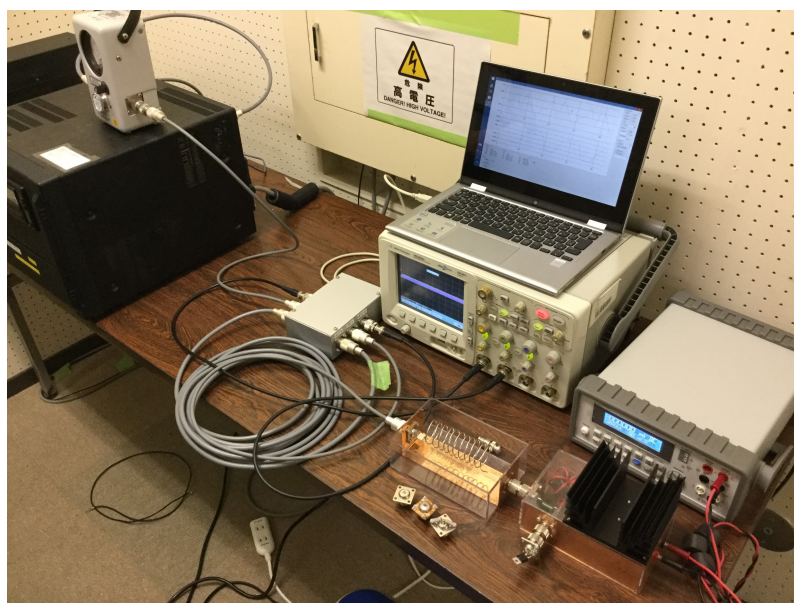


図 3.10 整流回路のインピーダンス測定風景

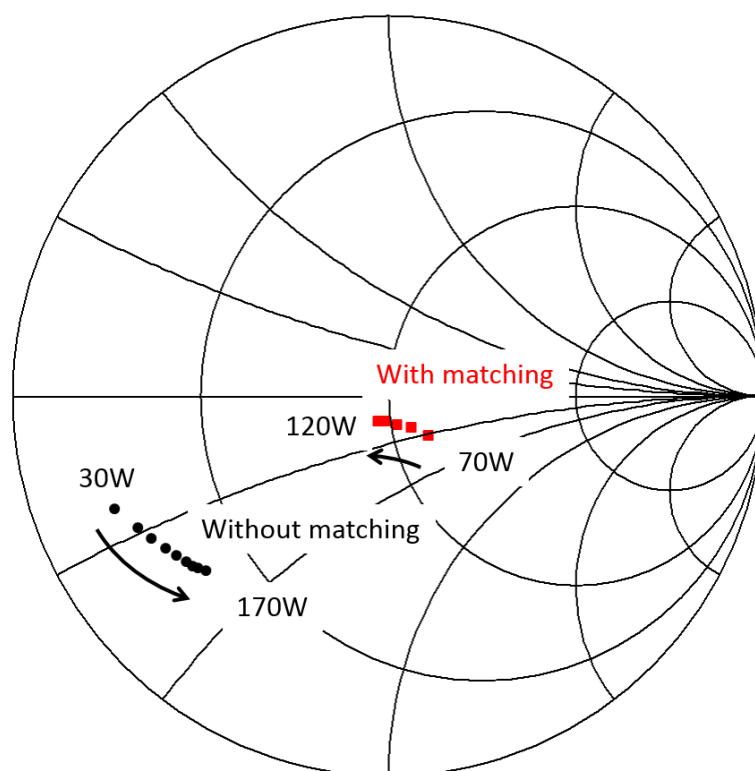


図 3.11 整合回路の有無による整流回路のインピーダンス変動

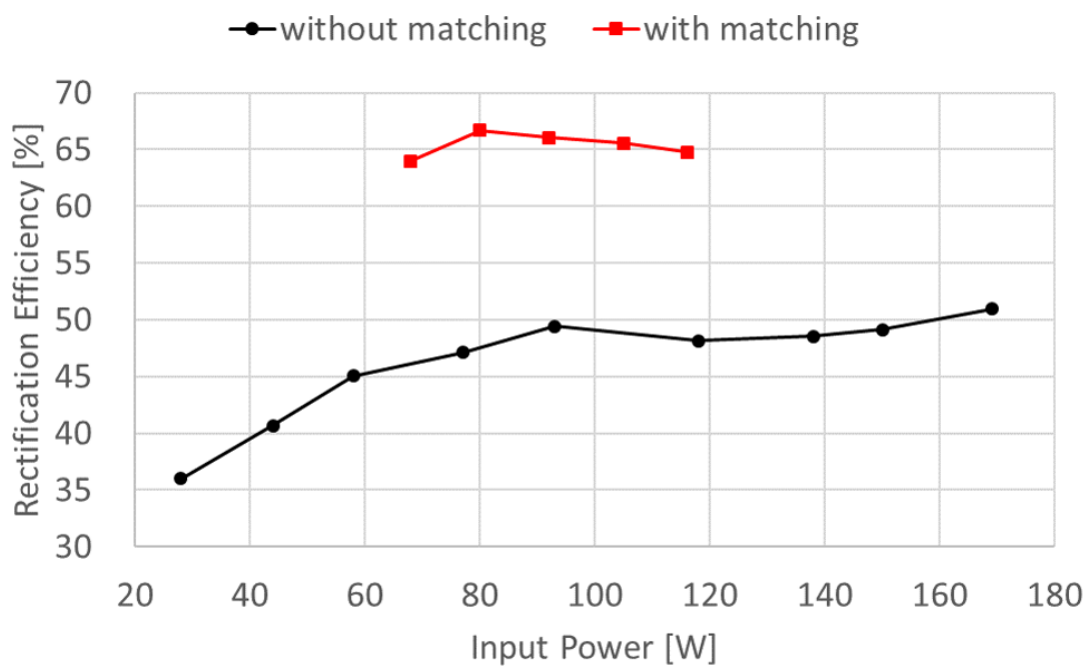


図 3.12 整合回路の有無による整流効率の変動

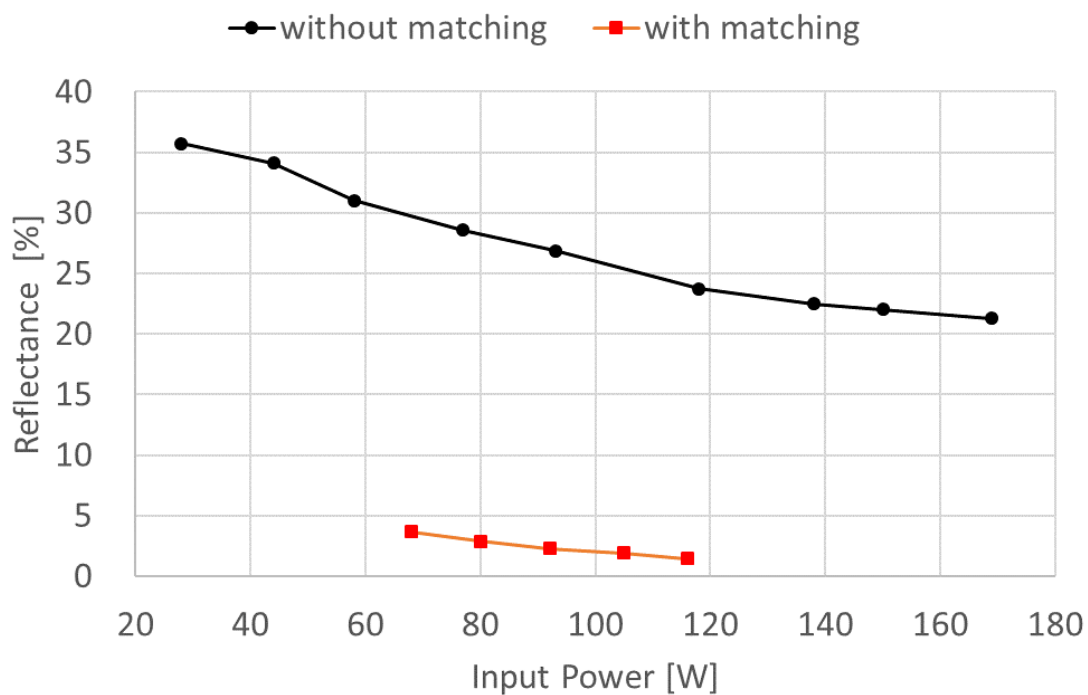


図 3.13 整合回路の有無による反射電力量の変動

第4章

遠端全反射可変整合方式

4.1 定在波に起因する電力伝送効率の低下

筆者らがこれまで検討していた走行中ワイヤレス給電系を図4.1に示す。自動整合回路が電源と給電線路の間に装荷されている構成となっている。ここで、電源および給電線路は平衡(差動)である。給電線路の遠端は開放または短絡となっている。受電器が給電線路上を移動すると電源側からみたインピーダンスが変化するため、反射を抑えるために自動整合回路が必要となる。しかし、給電線路が伝送周波数の $1/4$ 波長に比べ長距離となると、定在波の影響により電圧または電流が0となる位置が発生する(図4.2)。受電器がこの位置にいと電源からみたインピーダンスの実部が0もしくは ∞ となり自動整合回路による整合が不可能となる。また図4.3に線路全長を13.56MHzにおいて 360° としたときの電源負荷間距離(電気長)と η_{\max} のグラフを示す。ここで横軸は電源負荷間距離の電気長、縦軸は η_{\max} である。 η_{\max} とは、2ポート回路網の両ポートを無損失整合回路で複素共役整合することで得られる理論効率である[31][32]。図4.3より、給電線路が損失を含む場合、定在波の節において η_{\max} が低くなることがわかる。定在波の立ち方は給電線路の終端条件のみによって決定されるため、従来の自動整合回路では定在波節付近による電力伝送効率低下を回避することができない。既存研究として、鈴木らにより定在波に起因する給電効率低下抑制手法が提案されている[30]。この方式は左手系回路と呼ぶ移相回路を電化道路に周期的に埋設することで、定在波の発生自体を抑制するものである。鈴木らは電化道路に左手系回路を装荷することにより、500W級電動カートの走行中ワイヤレス給電実証実験に成功している。

本章では、左手系回路とは異なる、筆者が提案した新たな給電効率低下抑制手法について述べる。

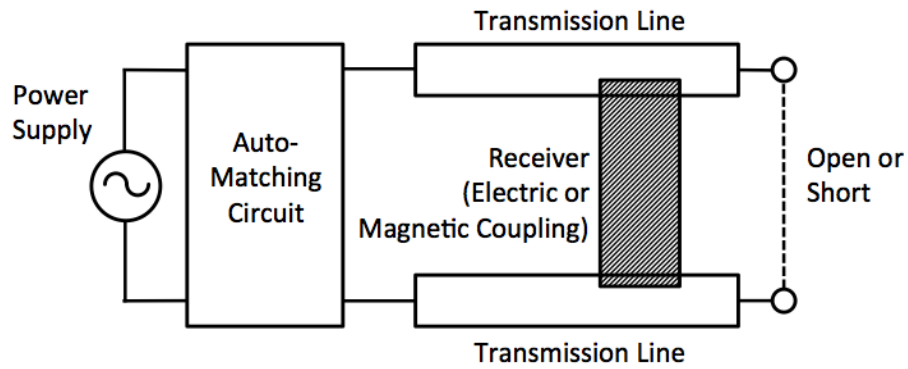


図 4.1 従来の自動整合回路を含んだ電力伝送系

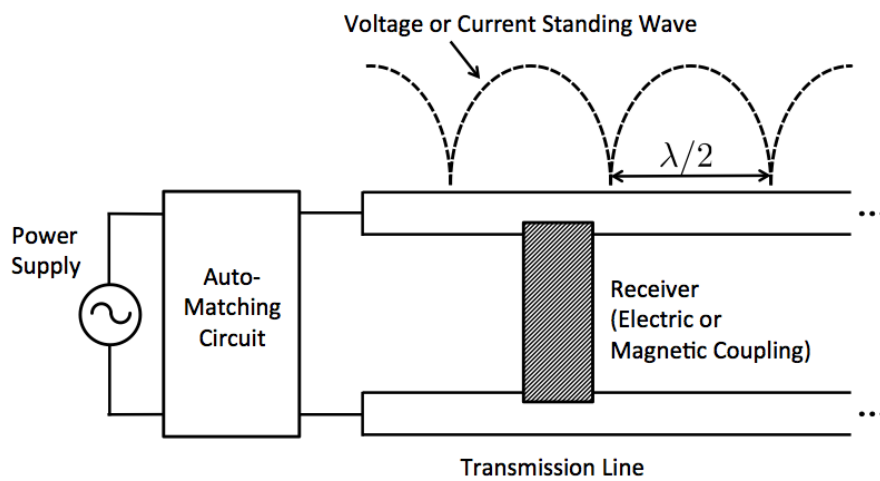
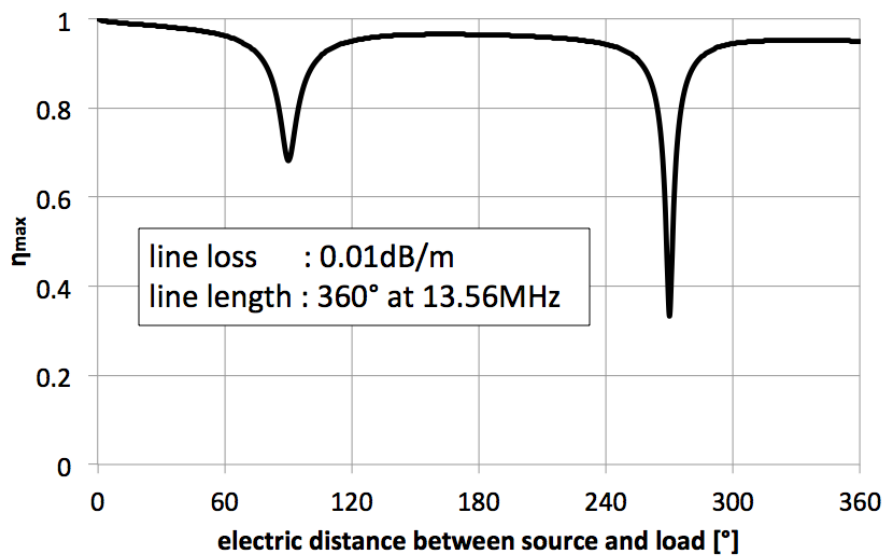


図 4.2 定在波による電力伝送効率低下問題

図 4.3 電源負荷間距離 (電気長) と η_{\max} の関係

4.2 遠端全反射可変整合

図 4.4, 図 4.5 に提案回路の構成を示す. 給電線路の近端と遠端に可変リアクタを接続することで整合を行う. 近端リアクタの接続は直列, 並列どちらかを用いる. 定在波の振舞いが線路の終端条件によって決定されることを利用し, 遠端リアクタの値を適切に設定する. それに加え近端リアクタを用いることで最適整合を行う. 以後本方式を FERMAT(Far-End-Reaction Movement-Adjust Tuning) と呼称する.

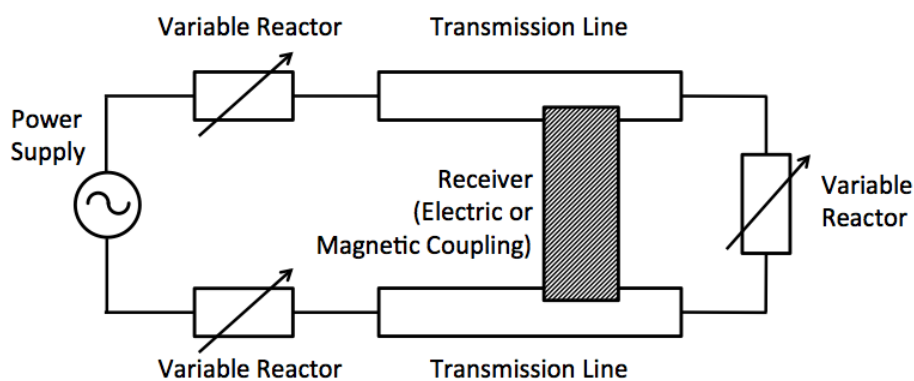


図 4.4 近端リアクタを直列接続した構成 (直列型 FERMAT)

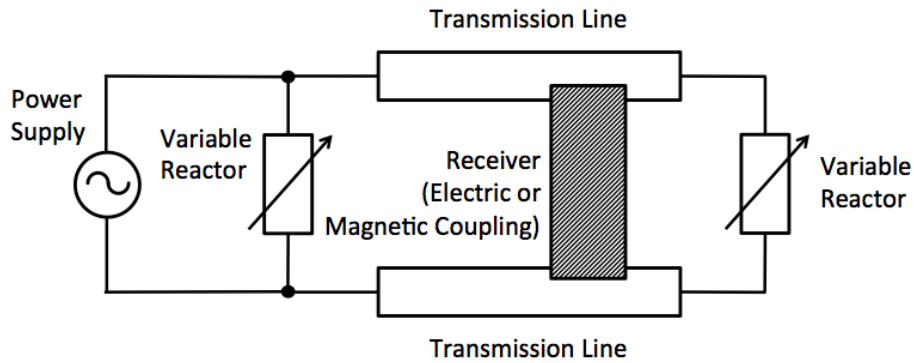


図 4.5 近端リアクタを並列接続した構成 (並列型 FERMAT)

4.3 FERMAT の理論解析

本章では直列型 FERMAT, 並列型 FERMAT, さらに遠端リアクタを 1 個のみを用いた遠端型 FERMAT について理論解析を行う。本解析では, 給電線路と負荷の結合方式は電界結合とし解析を行う。従って負荷は給電線路に対し並列に接続される。また不平衡回路と平衡回路は互いに等価変換可能であるため, 本解析では簡単化のため不平衡回路とし FERMAT の解析を行う。

4.3.1 直列型 FERMAT

近端リアクタが直列接続の際の等価回路を図 4.6 に示す。理論解析の簡単化のために, 線路を無損失とし, 位相定数を $\beta[\text{rad/m}]$ で表す。近端リアクタのインピーダンスを $jx_s[\Omega]$, 線路近端から負荷までの物理長を $a[\text{m}]$, 給電線路の特性インピーダンスを $z_0[\Omega]$, 負荷インピーダンスを $z_l = r_l + jx_l[\Omega]$, 遠端リアクタのインピーダンスを $jx_t[\Omega]$ とする。また, 電源の内部インピーダンス $z_s = z_0$ とする。ここで, 給電線路の特性インピーダンス z_0 を基準インピーダンスとしたとき, 近端リアクタで整合をとるための Z_{in} の範囲は図 4.7 に示すように基準インピーダンス z_0 と ∞ を結ぶ円周上である必要がある。これを式で表すと,

$$\Re\{Z_{in}\} = z_0 \quad (4.1)$$

の条件となる。この条件を満足する x_t が存在すれば, 本方式による整合が可能となる。

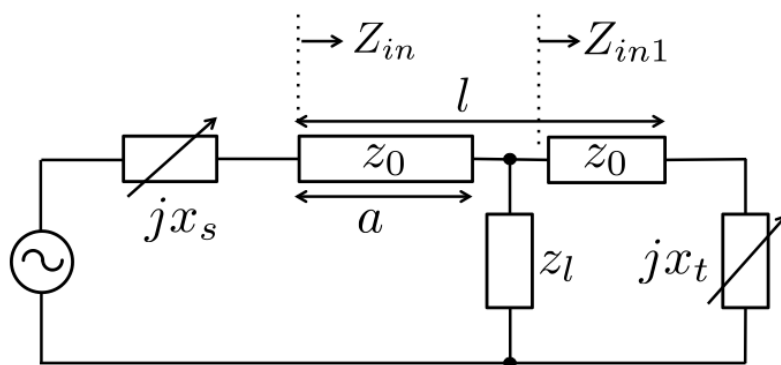


図 4.6 直列型 FERMAT の等価回路

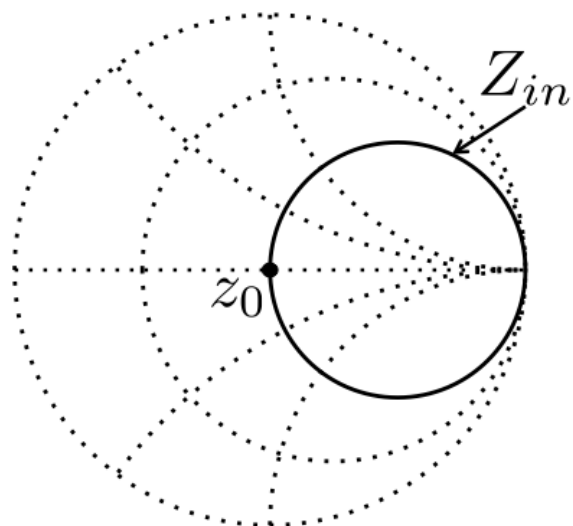


図 4.7 直列型 FERMAT において整合可能となる Z_{in} のスミスチャート上の軌道

図4.6における近端からみた入力インピーダンス Z_{in} は,

$$Z_{in1} = jz_0 \frac{x_l + z_0 \tan \beta(l-a)}{z_0 - x_l \tan \beta(l-a)} = jA \quad (4.2)$$

$$z_l / Z_{in1} = \frac{A \{-Ar_l + j(r_l^2 + Ax_l + x_l^2)\}}{r_l^2 + (x_l + A)^2} \quad (4.3)$$

$$= B + jC \quad (4.4)$$

$$Z_{in} = z_0 \frac{B + jC + jz_0 \tan \beta a}{z_0 + j(B + jC) \tan \beta a} \quad (4.5)$$

となる。式(4.1)の条件より,

$$z_0 \frac{Bz_0(1 + \tan^2 \beta a)}{(z_0 - C \tan \beta a)^2 + B^2 \tan^2 \beta a} = z_0 \quad (4.6)$$

が導かれる。上式を x_l について解くと,

$$x_l = \frac{\pm P + Q + R + S}{T} \quad (4.7)$$

$$P = z_0 \sec^2 \beta(l-a) \times \sqrt{z_0 r_l \{(r_l^2 + x_l^2) \sec^2 \beta a - z_0 r_l\}} \quad (4.8)$$

$$Q = -z_0^3 \tan \beta(l-a) \quad (4.9)$$

$$R = z_0^2 [x_l \{\tan^2 \beta(l-a) + 2 \tan \beta a \tan \beta(l-a) - 1\} + r_l \sec^2 \beta a \tan \beta(l-a)] \quad (4.10)$$

$$S = z_0(r_l^2 + x_l^2) \times \left[\{1 - \tan^2 \beta(l-a)\} \tan \beta a + \{1 - \tan^2 \beta a\} \tan \beta(l-a) \right] \quad (4.11)$$

$$T = z_0^2 - z_0 [2x_l \{\tan \beta a + \tan \beta(l-a)\} + r_l \sec^2 \beta a] + (r_l^2 + x_l^2) \{\tan \beta a + \tan \beta(l-a)\}^2 \quad (4.12)$$

が得られる。ここで P に注目すると、平方根の中は正である必要があるため,

$$r_l^2 + x_l^2 \geq z_0 r_l \cos^2 \beta a \quad (4.13)$$

という条件が存在することが分かる。式(4.13)は、 z_0 を基準インピーダンスとした

スミスチャート上において、0 と $z_0 \cos^2 \beta a$ を結ぶ円の外側に z_l が存在するとき整合が可能であることを示している。 $\cos^2 \beta a = 1$ とすると、整合可能範囲は図4.8のグレー領域内(黒の実線上を含む)となる。近端リアクタ x_s の値は以下の式で求めら

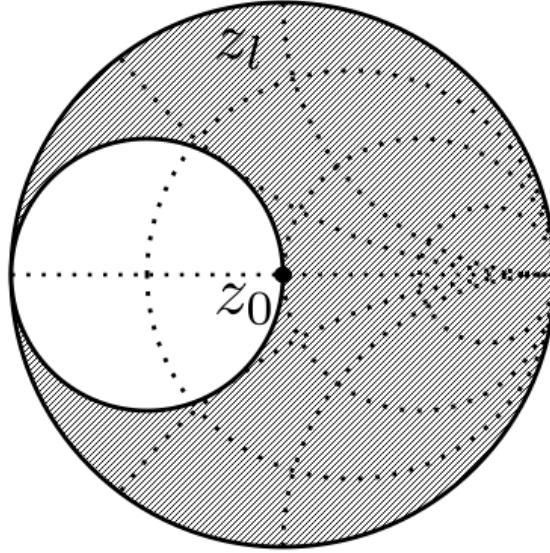


図4.8 直列型 FERMAT において整合可能となる z_l のスミスチャート上の領域

れる。

$$x_s = -\Im\{Z_{in}\} \quad (4.14)$$

また負荷が給電線路近端から電気長で $\frac{(2n+1)\pi}{2}$ [rad] の位置にいる時、新たな整合条件が発生する。このときの Z_{in} は、

$$\tan\left(\beta l - \frac{(2n+1)\pi}{2}\right) = -\cot \beta l \quad (4.15)$$

より、

$$Z_{in1} = jz_0 \frac{x_l - z_0 \cot \beta l}{z_0 + x_l \cot \beta l} \quad (4.16)$$

$$Z_{in} = \frac{z_0^2(r_l - jx_l)}{r_l^2 + x_l^2} - j \frac{z_0(z_0 + x_l \cot \beta l)}{x_l - z_0 \cot \beta l} \quad (4.17)$$

となり、式(4.1)より以下の条件式が導かれる。

$$\frac{r_l^2 + x_l^2}{r_l} = z_0 \quad (4.18)$$

上式は z_0 を基準インピーダンスとしたスミスチャート上において、0 と z_0 を結ぶ円の円周上に z_l が存在するとき整合が可能であることを示している。式 (4.13) と式 (4.18) の条件を踏まえると、負荷がどの位置にいても整合をとるためには式 (4.18) を満足する必要があることが分かる (図 4.9)。

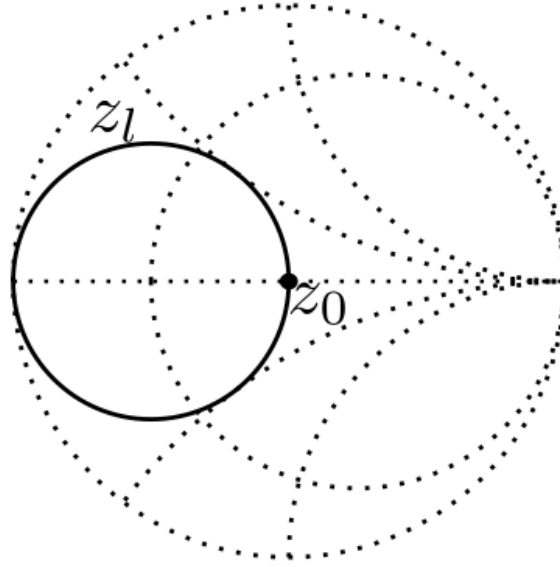


図 4.9 負荷が線路上のどの位置にいても整合可能となる z_l のスミスチャート上の軌道

また、 x_t と x_s の関係は式 (4.14) より以下の式で表される。

$$x_s = \frac{z_0^2 x_l}{r_l^2 + x_l^2} + \frac{z_0(z_0 + x_l \cot \beta l)}{x_l - z_0 \cot \beta l} \quad (4.19)$$

4.3.2 並列型 FERMAT

近端リアクタを並列接続した際の回路を図 4.10 に示す。ここで、給電線路の特性インピーダンス z_0 を基準インピーダンスとしたとき、近端リアクタで整合をとるための Z_{in} の範囲は図 4.11 の実線上である必要がある。

図 4.11 のスミスチャート上において、実線で示した範囲を式で表すと、

$$\Re\{Z_{in}^{-1}\} = \frac{1}{z_0} \quad (4.20)$$

となる。この条件を満足する x_l があれば、本方式による整合が可能となる。

負荷インピーダンスを $z_l = r_l + jx_l$ としたとき、図 4.10 における近端からみた入力

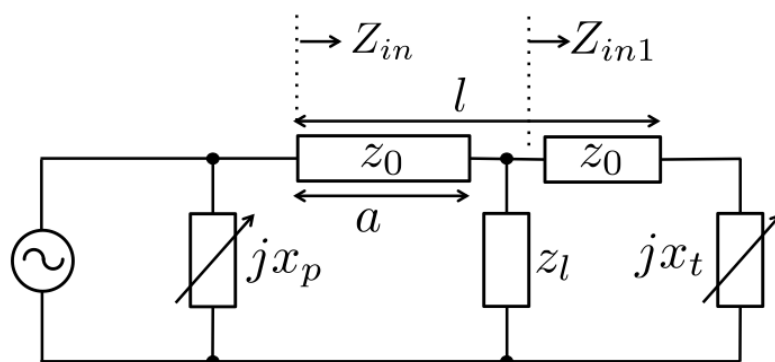


図 4.10 並列型 FERMAT の等価回路

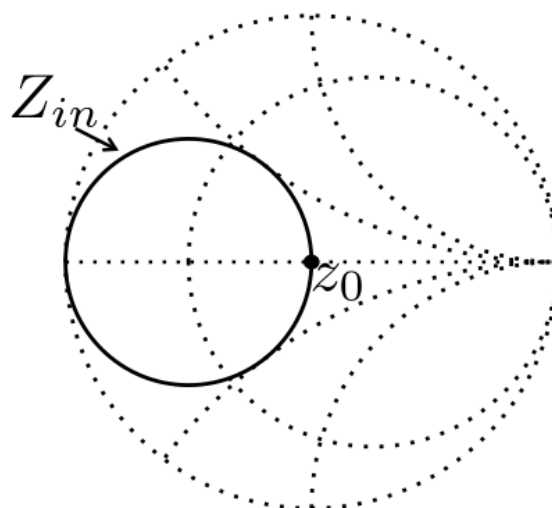


図 4.11 並列型 FERMAT において整合可能となる Z_{in} のスミスチャート上の軌道

インピーダンス Z_{in} は式 (5) で表される．式 (4.20) の条件より x_t は、

$$x_t = \frac{\pm P + Q + R + S}{T} \quad (4.21)$$

$$P = z_0 \sqrt{z_0 r_l} \tan \beta a \sec^2 \beta(l-a) \times \sqrt{\{(r_l^2 + x_l^2) \sec^2 \beta a - z_0 r_l \tan^2 \beta a\}} \quad (4.22)$$

$$Q = -z_0^3 \tan^2 \beta a \tan \beta(l-a) \quad (4.23)$$

$$R = z_0^2 \{x_l \tan \beta a (\tan \beta a \tan^2 \beta(l-a) - 2 \tan \beta(l-a) - \tan \beta a) + r_l \sec^2 \beta a \tan \beta(l-a)\} \quad (4.24)$$

$$S = z_0(r_l^2 + x_l^2) [\tan \beta a \tan^2 \beta(l-a) + (\tan^2 \beta a - 1) \tan \beta(l-a) - \tan \beta a] \quad (4.25)$$

$$T = z_0^2 \tan^2 \beta a + z_0 [2x_l \tan \beta a \{1 - \tan \beta a \tan \beta(l-a)\} - r_l \sec^2 \beta a] \\ + (r_l^2 + x_l^2) \{\tan \beta a \tan \beta(l-a) - 1\}^2 \quad (4.26)$$

の式で表現される．ここで P に注目すると、平方根の中は正である必要があるため、

$$r_l^2 + x_l^2 \geq z_0 r_l \sin^2 \beta a \quad (4.27)$$

の条件が存在することが分かる．式 (4.27) は、 z_0 を基準インピーダンスとしたスミスチャート上において、0 と $z_0 \sin^2 \beta a$ を結ぶ円の外側に z_l が存在するとき整合が可能であることを示している． $\sin^2 \beta a = 1$ とすると、整合可能範囲は図 4.8 と同様の範囲で表される．また近端リアクタ x_p は、以下の式で求められる．

$$x_p = \Im\{Z_{in}^{-1}\}^{-1} \quad (4.28)$$

さらに、負荷が線路近端から電気長で $n\pi[\text{rad}]$ の位置にいる時、新たな整合条件が発生する．このときの Z_{in} は、

$$\tan(\beta l - n\pi) = \tan \beta l \quad (4.29)$$

より、

$$Z_{in1} = jz_0 \frac{x_t + z_0 \tan \beta l}{z_0 - x_t \tan \beta l} \quad (4.30)$$

$$Z_{in} = \frac{jz_0 z_l (x_t + z_0 \tan \beta l)}{z_l (z_0 - x_t \tan \beta l) + jz_0 (x_t + z_0 \tan \beta l)} \quad (4.31)$$

となり，式 (4.20) の条件から以下の式が導かれる．

$$\frac{r_l^2 + x_l^2}{r_l} = z_0 \quad (4.32)$$

上式は z_0 を基準インピーダンスとしたスミスチャート上において，0 と z_0 を結ぶ円の円周上に z_l が存在するとき整合が可能であることを示している．

4.3.3 遠端型 FERMAT

本節では，遠端リアクタのみで整合が可能になる条件の有無を探る．図 4.12 に遠端にのみ可変リアクタを装荷した等価回路図を示す．

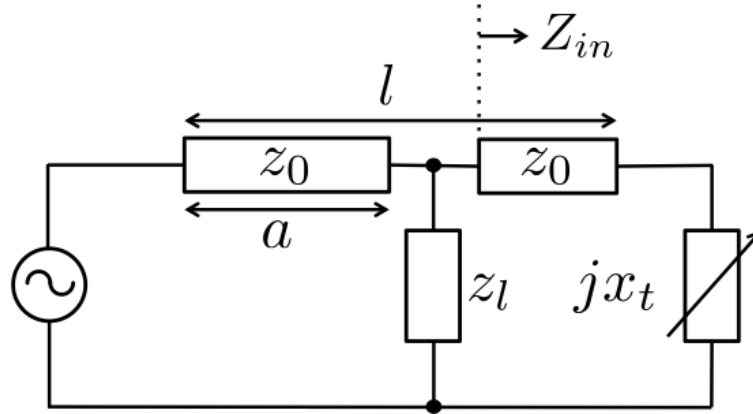


図 4.12 遠端にのみ可変リアクタを装荷した FERMAT の等価回路図

遠端リアクタのみで整合を行うためには，以下の条件を満たす必要がある．

$$\Re\{z_l/Z_{in}\} = z_0 \quad (4.33)$$

$$\Im\{z_l/Z_{in}\} = 0 \quad (4.34)$$

上式の条件を満たす遠端リアクタ x_t は以下の式で表現される．

$$x_t = -\frac{(r_l^2 + x_l^2)\{r_l + x_l \tan \beta(l - a)\}}{r_l\{x_l - r_l \tan \beta(l - a)\}} \quad (4.35)$$

ただし，負荷インピーダンスの条件として

$$\frac{r_l^2 + x_l^2}{r_l} = z_0 \quad (4.36)$$

が存在する．上式は z_0 を基準インピーダンスとしたスミスチャート上において，0 と z_0 を結ぶ円の円周上に z_l が存在するとき整合が可能であることを示している (図 4.9)．式 (4.36) を満足するよう負荷インピーダンスを定めれば，負荷がどの位置にいても遠端リアクタのみで整合が可能であることが分かる．また，この負荷インピーダンス条件は 4.3.1 節および 4.3.2 節で示した，特定の位置に負荷がいる際の負荷インピーダンス条件と一致する．

4.4 計算機シミュレーションによる理論検証

4.4.1 遠端型 FERMAT による整合

本章では，回路シミュレーションにより遠端型 FERMAT の有効性を示す．遠端リアクタの値は式 (4.35) を用いて数値計算する．図 4.13 の 2 ポート回路網において， $Z_{\#1} = z_0 = 150\Omega$ ， $Z_{\#2} = z_l = 90 - j73.5\Omega$ ，給電線路全長を 13.56MHz において 360° (電気長) としたときの S_{21} を図 4.14 に示す．横軸を線路の電気長，縦軸を S_{21} としている．ここでポート 1 のインピーダンスは線路の特性インピーダンスと同値としている．すなわち $Z_{\#1} = z_0$ ， $Z_{\#2} = z_l$ である．

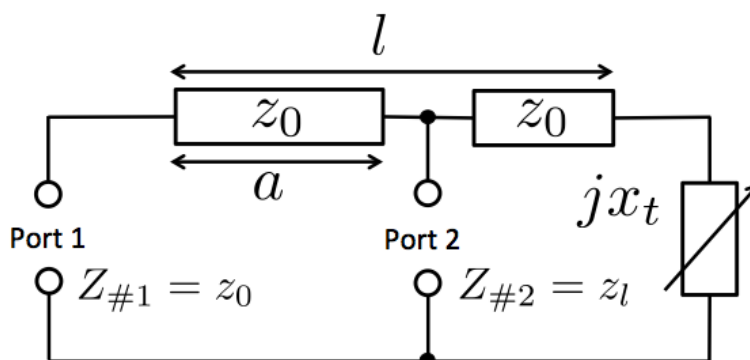


図 4.13 遠端型 FERMAT (図 4.12) から電源と負荷を取り除いた 2 ポート回路網

図 4.14 において，実線の波形は，負荷が電気長で 0° となる位置にいる際に整合するよう x_l の値を定めた時，各位置における S_{21} を表している．その他の破線も同様に，負荷が 45° ， 90° の位置にあるときの x_l の値の時，各位置における S_{21} を示している．図 4.14 より，負荷の位置が 0° の際， $x_l = 183.7\Omega$ とすることで整合がとれることが分かる．同様に， 45° の際には $x_l = -1486.4\Omega$ ， 90° の際には $x_l = -122.5\Omega$ とするとそれぞれの位置において整合可能となる．また図 4.15 に負荷の各位置にお

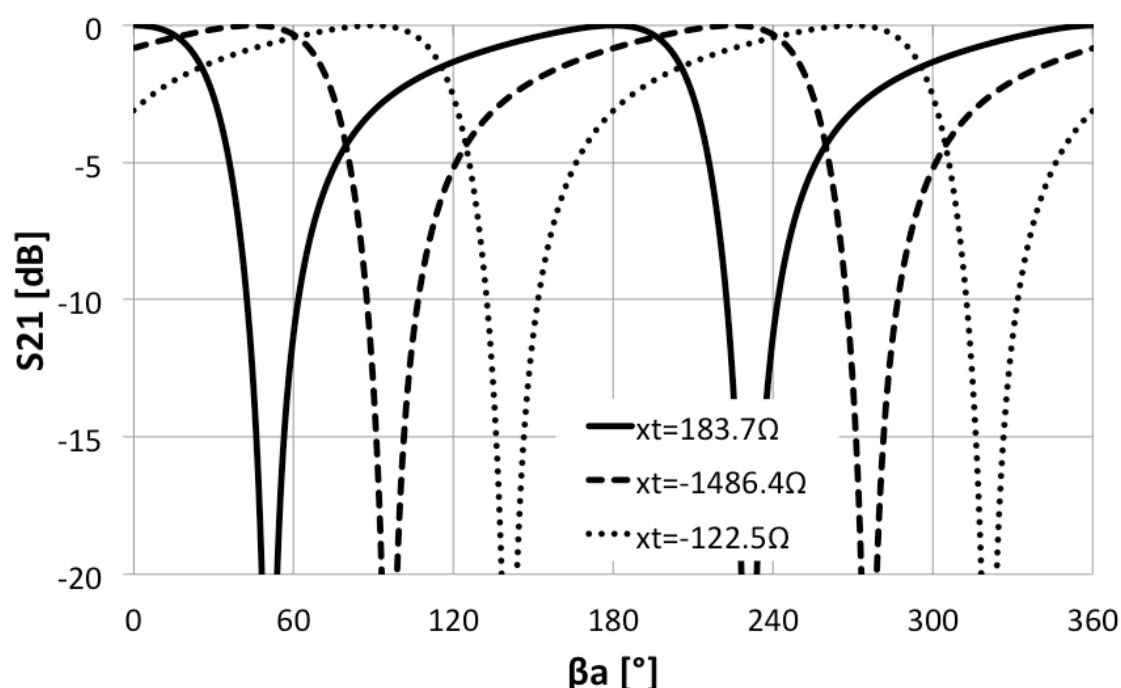


図 4.14 $x_t=183.7\Omega$, -1486.4Ω , -122.5Ω のときの S_{21} の負荷位置特性

ける x_t の値を示す. x_t のリアクタンス値は $-\infty$ から ∞ の範囲で変化することが分かる.

4.4.2 線路が損失を含む系における整合誤差の検討

これまでの解析は簡単化のために線路に損失を含まないとしていた. しかし実際の系には線路損失は存在するため, 理論式により求めたリアクタの値に誤差が発生すると考えられる. 本節では誤差の検討として, まず無損失線路で解析した式 (4.35) を用いて遠端リアクタ x_t の値を定める. その後無損失線路を有損失線路に置き換え, x_t をそのまま用いた場合の S パラメータの変化を計算する. シミュレーション条件として, 図 4.13 に示す遠端型 FERMAT の 2 ポート回路網において, $Z_{\#1} = z_0 = 150\Omega$, $Z_{\#2} = z_l = 90 - j73.5\Omega$ とする. また給電線路全長を 13.56MHz において 1620° (電気長) とする.

図 4.16 に減衰定数 α を 0dB/m, 0.01dB/m, 0.03dB/m としたときの S_{21} を, 図 4.17 に S_{11} を, 図 4.18 に S_{22} を示す. このとき, 負荷の各位置 $a[^\circ]$ (電気長) において, 式 (4.35) を用いて整合を行っているため, 無損失線路においては各位置の S_{21} は 0dB

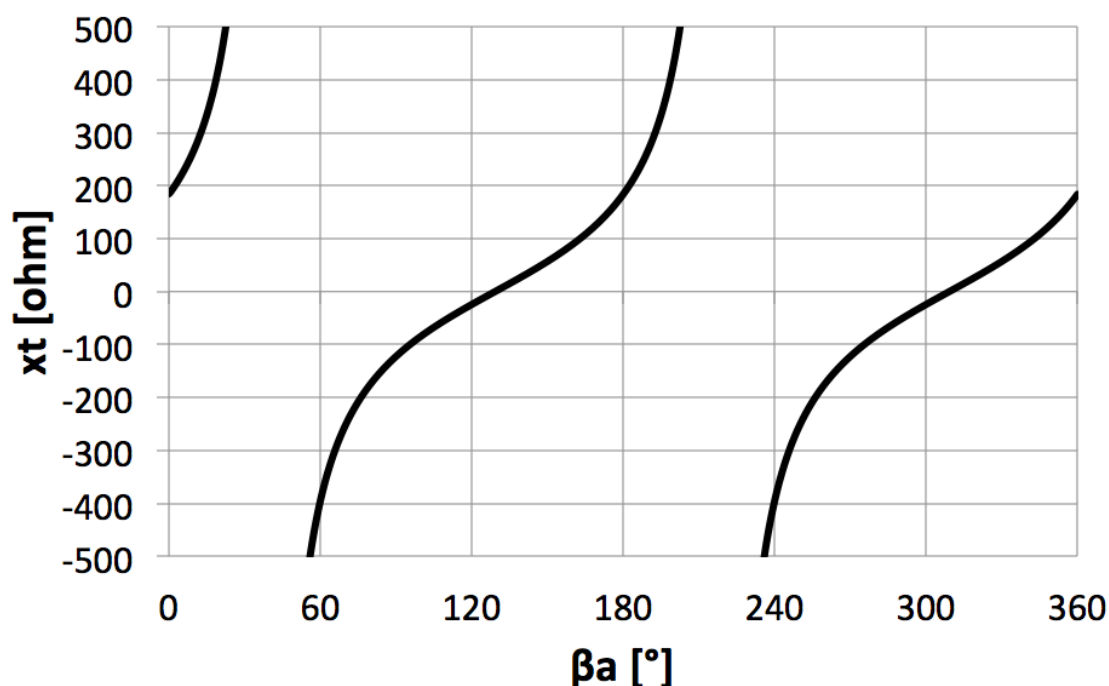


図 4.15 負荷の各位置における最適リアクタンス x_{t-opt} 値 ($z_0 = 150\Omega$, $z_l = 90 - j73.5\Omega$)

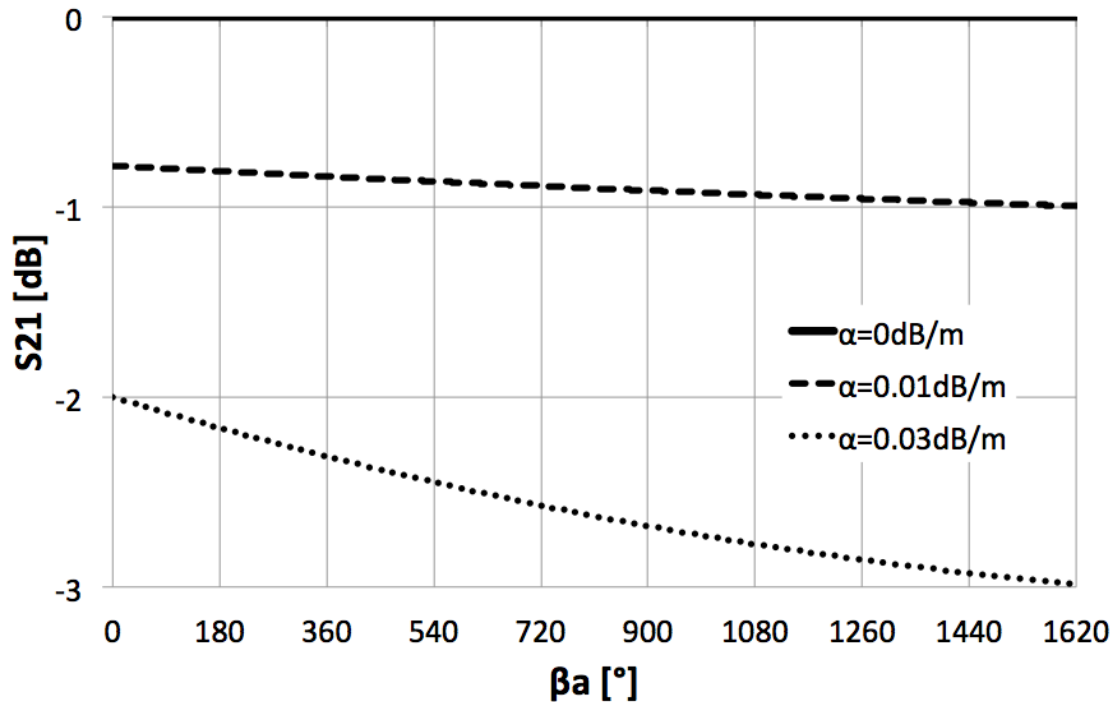
となる。図 4.16 より、線路損失を含む系では負荷位置が線路遠端に近づくにつれ S_{21} が低下することがわかった。また図 4.17, 図 4.18 より、線路損失が増加するにつれ反射が増加していることがわかる。 $\alpha=0.03\text{dB/m}$ のとき最大で-10dB 程度の反射が発生するが、これは電源と給電線路間に従来型の自動整合回路を装荷することで整合をとることが可能である。

4.5 小型 EVER モデルによる実証実験

4.5.1 実験構成

1/32 スケールモデル EVER システムを用いて、FERMAT 理論の実証実験を行う。実験系を図 4.19 に示す。給電電極としてアルミテープを、道路表層としてアクリル板を、下層としてポリエチレンボードを用いている。測定ポート 1 における GND は道路 GND と銅テープを用いて共通化している。ミニチュアカートの前輪ホイールに銅テープを貼り付け受電電極としている。金属性の車軸を用い車体内部に電力を取り込むようにしている。ミニチュアカート前輪部の構造図を図 4.20 に示す。

この実験系において、式 (4.35) における遠端リアクタンス x_t の値を計算するため

図 4.16 線路に減衰があるときの S_{21}

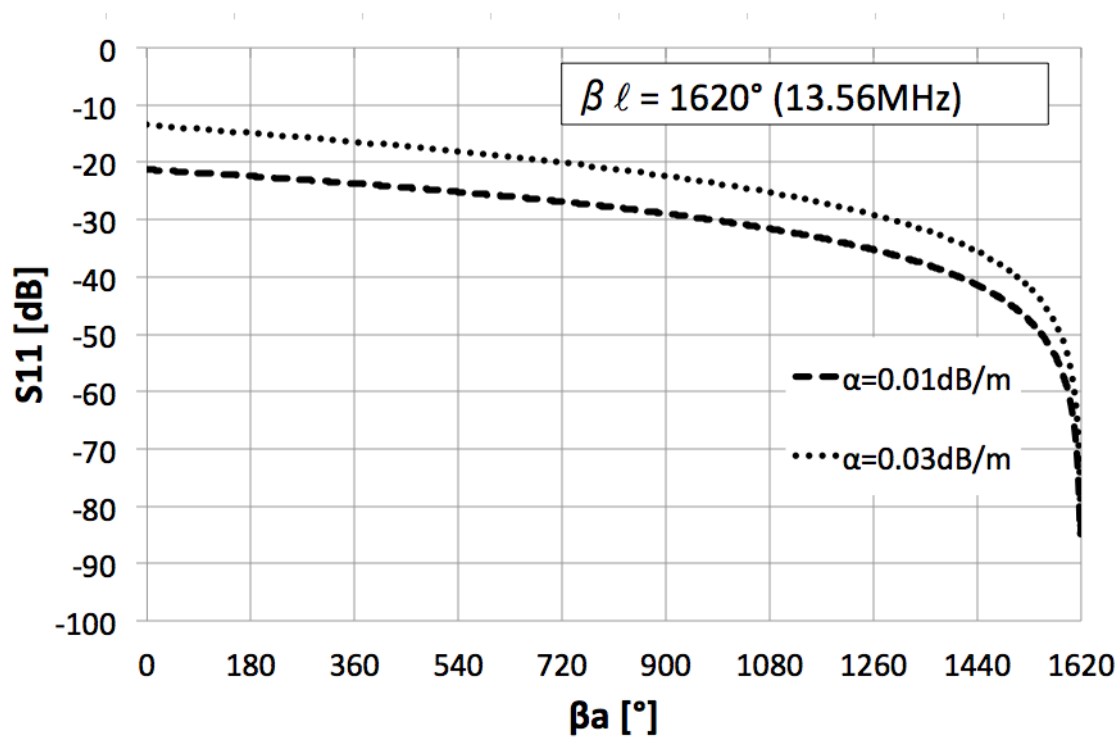
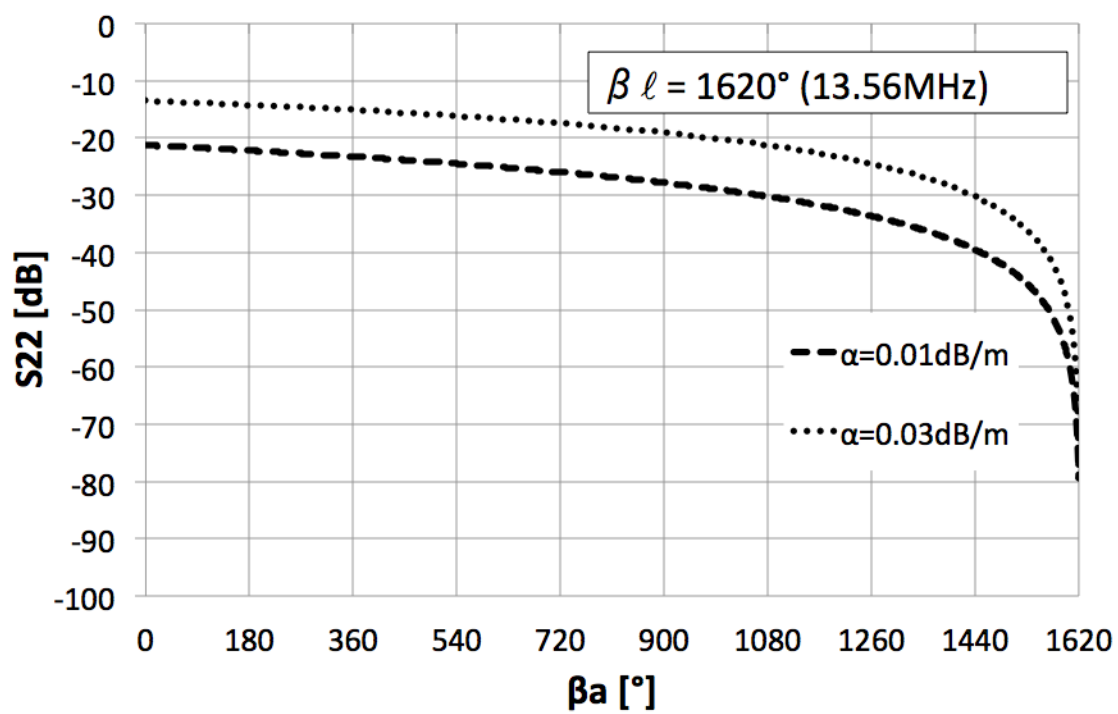
に，給電線路 (Power Transmission Line : PTL) の特性と，結合容量を含めた負荷インピーダンスの測定を行う．

4.5.2 給電線路特性測定とパラメータフィッティング

4 ポート VNA を用いて給電線路の差動 1 ポート S パラメータを測定した．測定系を図 4.21 に示す．測定周波数は 150MHz から 250MHz で，1001 ポイント刻みとしている．この周波数にした理由として，本実験系は小型であるため，送電電極-受電電極間の結合容量が小さいことが挙げられる．

図 4.22 に示した等価回路モデルを用いて，PTL のパラメータフィッティングを行う． L_w はポート 1 から PTL までの配線を表している．パラメータフィッティングのアルゴリズムには simulated annealing を用い，収束条件は $|S_{meas}(1,1) - S_{sim}(1,1)| = 0$ とした．ここで $S_{meas}(1,1)$ とは図 4.21 の実験系の実測により得られた S_{11} であり， $S_{sim}(1,1)$ とは図 4.22 の等価回路モデルを用いてシミュレーションにより得られた S_{11} を示す．

パラメータフィッティングの結果，表 4.1 に示す PTL の特性値が得られた．また，

図 4.17 線路に減衰があるときの S_{11} 図 4.18 線路に減衰があるときの S_{22}

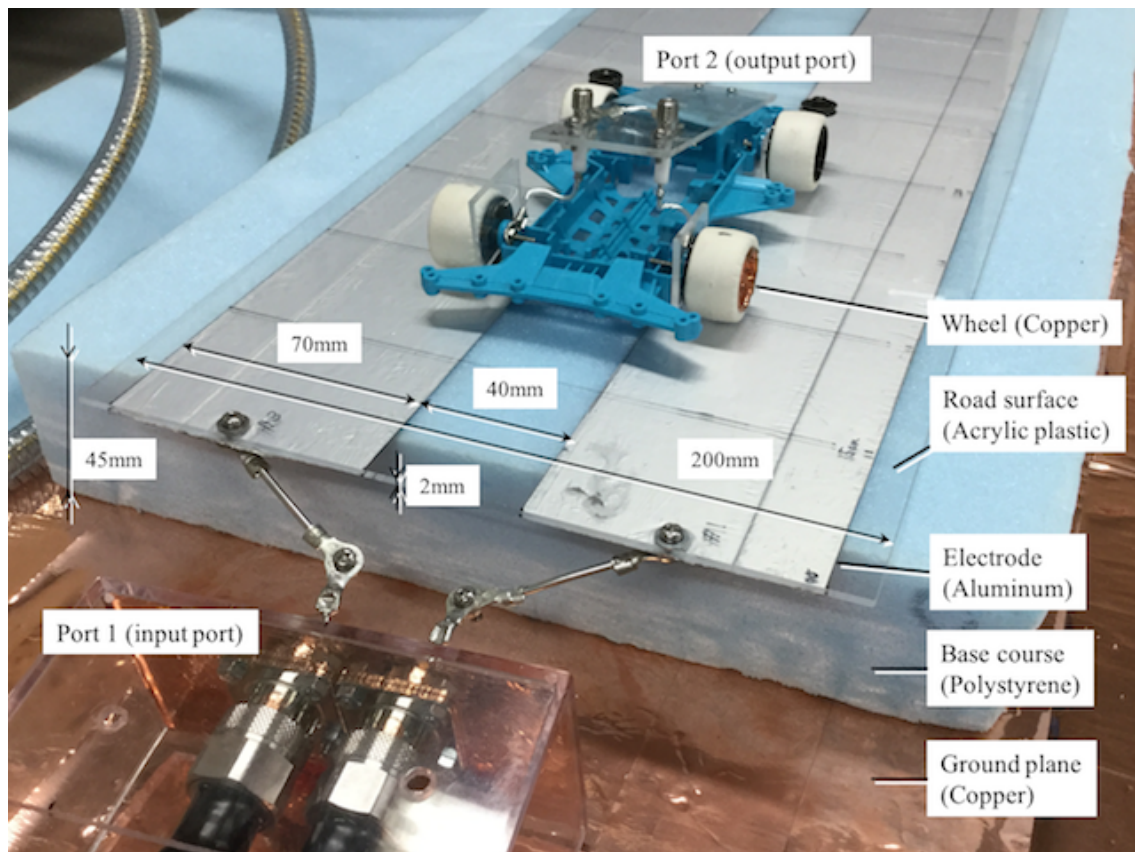


図 4.19 実証実験で用いる 1/32 スケールモデル EVER

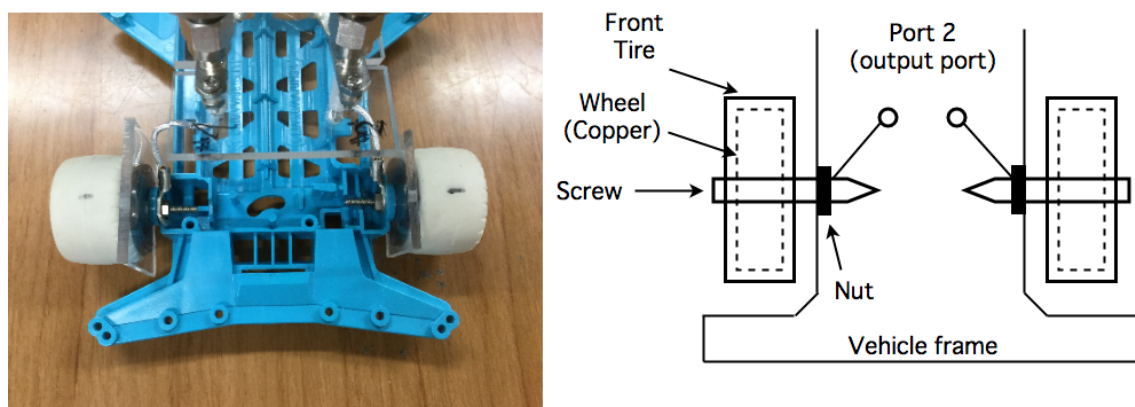


図 4.20 ミニチュアカーの V-WPT 構造

$S_{meas}(1,1)$ および $S_{sim}(1,1)$ を図 4.23 に示す. 図 4.23 より, 実測値とシミュレーション値は良好な一致を見せていることがわかる.

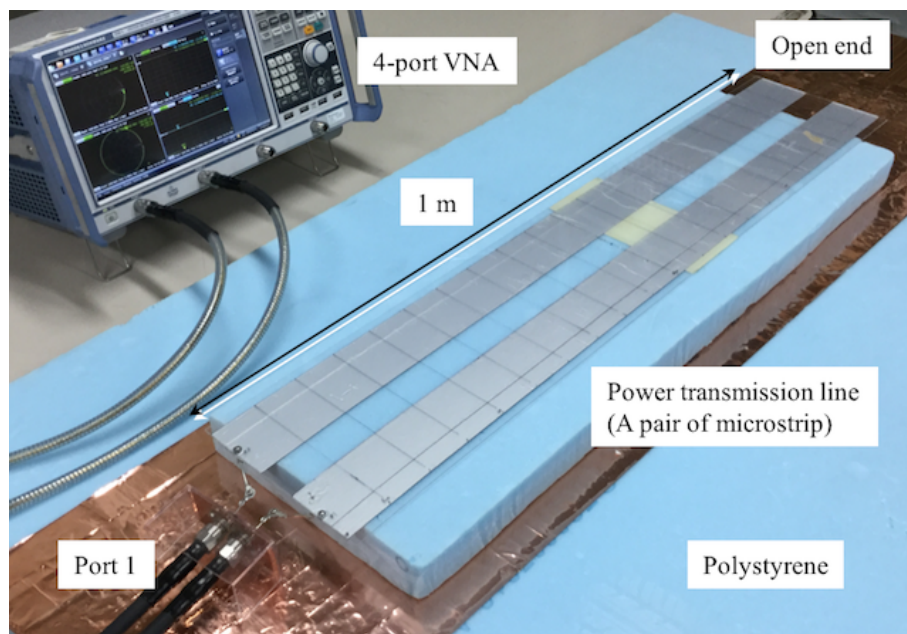


図 4.21 等価回路モデル作成のための PTL 単体の測定

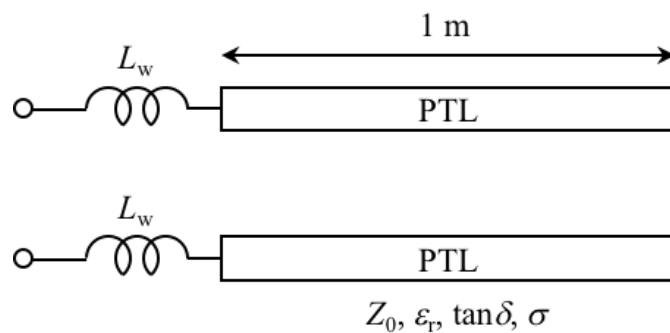


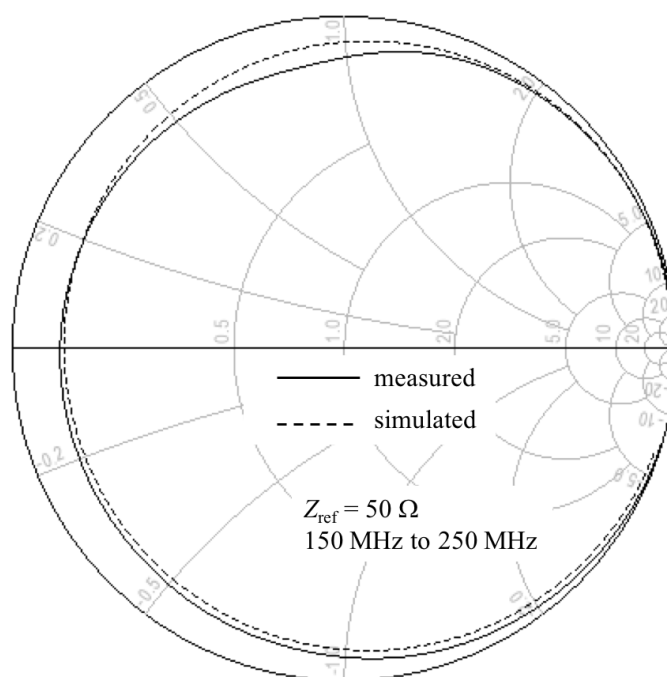
図 4.22 パラメータフィッティング用等価回路モデル

4.5.3 車両の位置特性シミュレーション

前節で解析した PTL を用いて車両の位置特性をシミュレーションするために, 結合容量を含めた負荷インピーダンスを測定する. 測定系を図 4.24 に示す. 図 4.21 における PTL をミニチュアカートの持つ前輪タイヤ幅と同等 (35mm) とすることで, 結

表 4.1 等価回路モデルにおけるパラメータフィッティング結果

$Z_0[\Omega]$	ϵ_r	$\tan \delta$	$\sigma[\text{S/m}]$	$Lw[\text{nH}]$
97.1	1.36	0.0087	$8.37\text{e-}9$	20

図 4.23 測定およびシミュレーションにより得られた PTL の S_{11}

合容量を含めた負荷インピーダンスを測定した。前節で解析した PTL と、測定した負荷の S パラメータを用いて、FERMAT を用いた車両の位置特性シミュレーション系を構築した。回路構成を図 4.25 に示す。ここで、負荷の S パラメータ前段に $-L_w$ となる素子が挿入されているが、これは図 4.24 における測定時に接続されたポート 1 から PTL への配線の影響を消去するためのものである。ポート 2 に接続される Z_l の値は結合容量を含めた入力インピーダンス Z_w が PTL の特性インピーダンス Z_0 と同値となるよう設定した。

図 4.26, 図 4.27 および図 4.28 に遠端リアクタの値を $\infty\Omega$, 0Ω , $j100\Omega$ (82nH), and $-j100\Omega$ (8.2pF) とした場合における S_{11} と S_{21} の位置特性を示す。図 4.26 において、 S_{11} は X 印を始端(ポート 1 側)とし時計周りに回転している。図 4.26, 図 4.27 および図 4.28 より、遠端リアクタを変化させることで定在波腹、節の位置が変化していることがわかる。

また、各遠端リアクタンス値における最大効率位置 (l_{pos} における定在波腹位置) を式 (4.35) に代入することでシミュレーションで用いたリアクタンス値が求まるか検証した。検証結果を表 4.2 に示す。表 4.2 は理論式とシミュレーションが良好な一致を見せていることを示している。

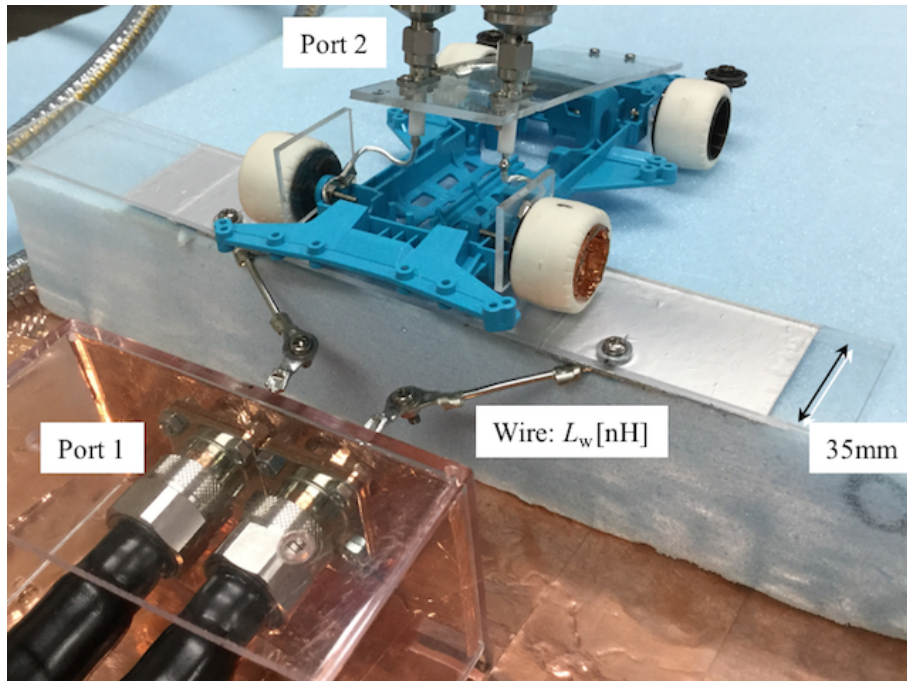


図 4.24 短い給電線路を用いた結合容量測定

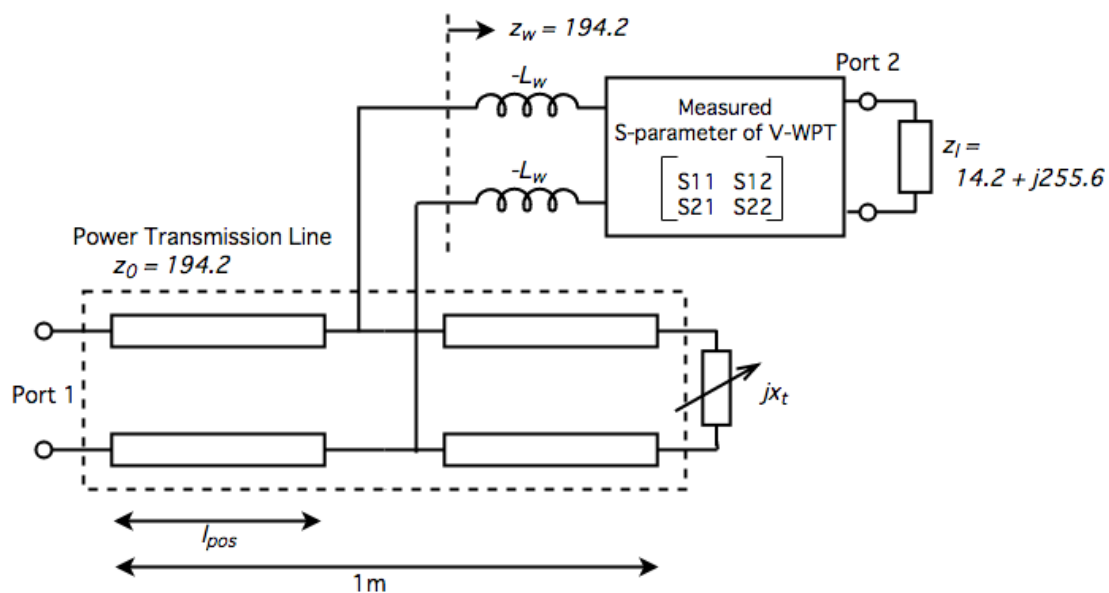


図 4.25 PTL 遠端に可変リアクタを、PTL 上にミニチュアカートを配置した等価回路モデル

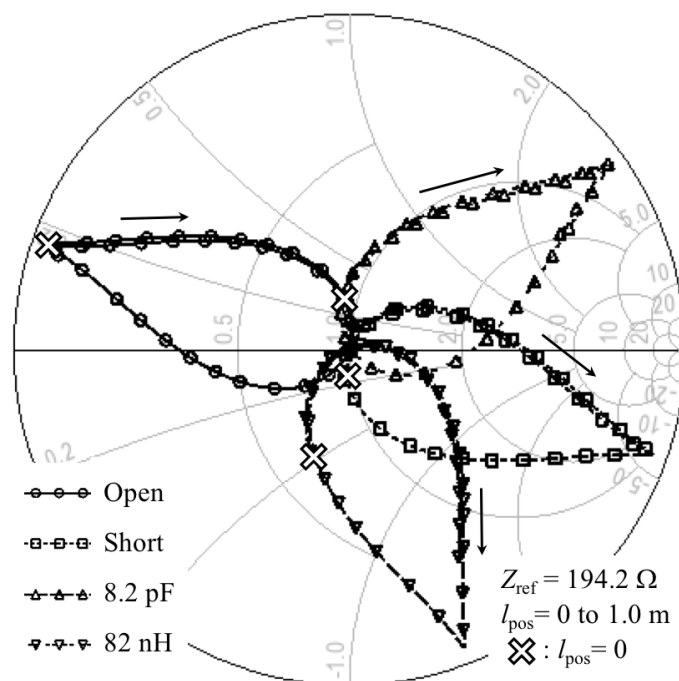


図 4.26 スミスチャート上にプロットした 4 つの遠端リアクタンス値 x_l (Open, Short, 8.2pF, 82nH) における S_{11} のシミュレーション値

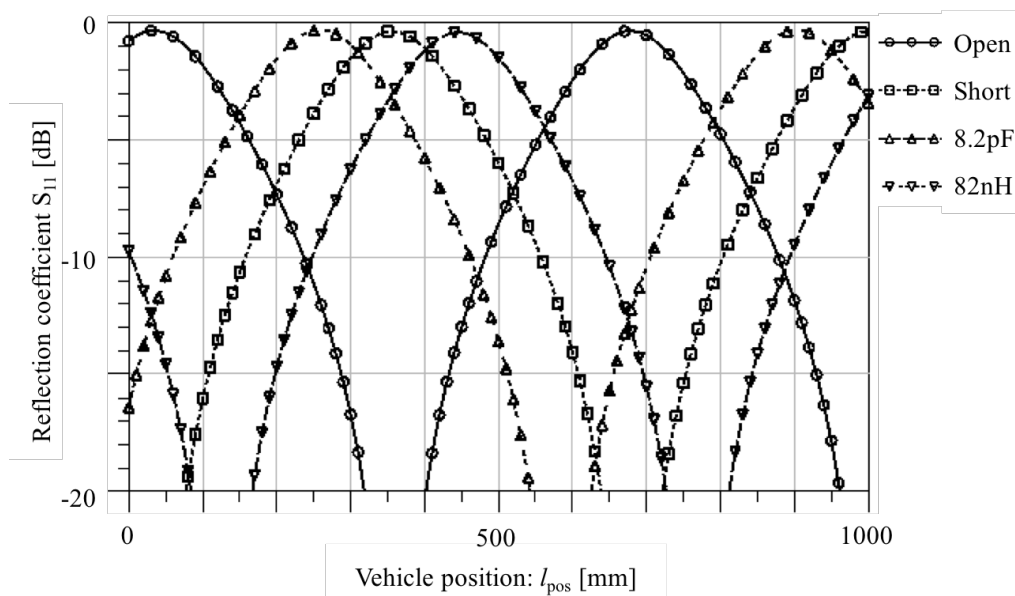


図 4.27 4つの遠端リアクタンス値 x_l (Open, Short, 8.2pF, 82nH) における S_{11} の位置特性シミュレーション値

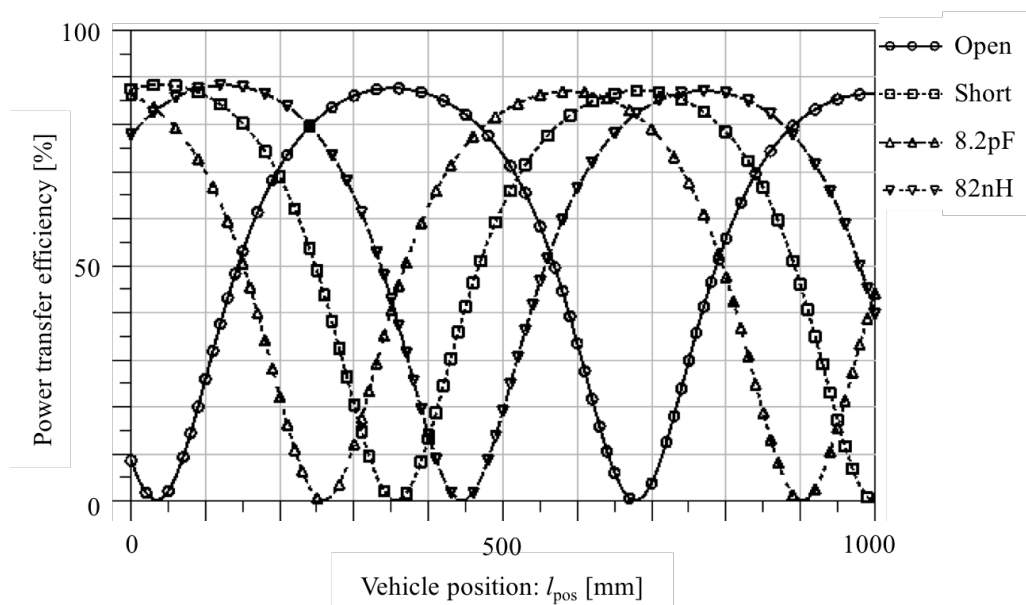


図 4.28 4つの遠端リアクタンス値 x_l (Open, Short, 8.2pF, 82nH) における電力伝送効率

表 4.2 シミュレーションにより求めた定在波腹位置を式 (4.35) に代入することで得られるリアクタンス値

Maximum-efficiency position l_{pos} [m]	Far-end reactance x_t [Ω]	
	specified in simulation	calculated from Eq. (4.35)
0.35	∞	8860
0.68	0	2.59
0.77	100	94.1
0.58	-100	-99.5

4.5.4 車両位置特性測定実験

理論とシミュレーションの妥当性を検証するために FERMAT の実証実験を行う。実験系を図 4.29 に示す。VNA の基準インピーダンスはポート 1 を 194.2Ω 、ポート 2 を $14.2 + j255.6\Omega$ とした。遠端リアクタの値としてシミュレーションと同様 $\infty\Omega$, 0Ω , $j100\Omega$ (82nH), $-j100\Omega$ (8.2pF) を用いた。測定周波数は 200MHz である。車両位置特性の測定結果を図 4.30 および図 4.31 に示す。実測結果はシミュレーション結果と傾向が一致していることがわかる。また、表 4.3 にシミュレーションと実験において定在波腹となる車両位置の比較を示す。表 4.3 より、シミュレーションと実験に良好な一致が見られることがわかる。

表 4.3 シミュレーションと実測において定在波腹となる位置の比較

Reactance x_t [Ω]	Maximum-efficiency position l_{pos} [m]	
	simulated	measured
∞	0.35	0.35
0	0.68	0.65
100	0.77	0.7
-100	0.58	0.55

図 4.32 に図 4.25 のシミュレーション系において遠端リアクタンス値を $\infty\Omega$, 0Ω , $j100\Omega$ (82nH), $-j100\Omega$ (8.2pF) とした際の各車両位置における η_{\max} を示す。ここで

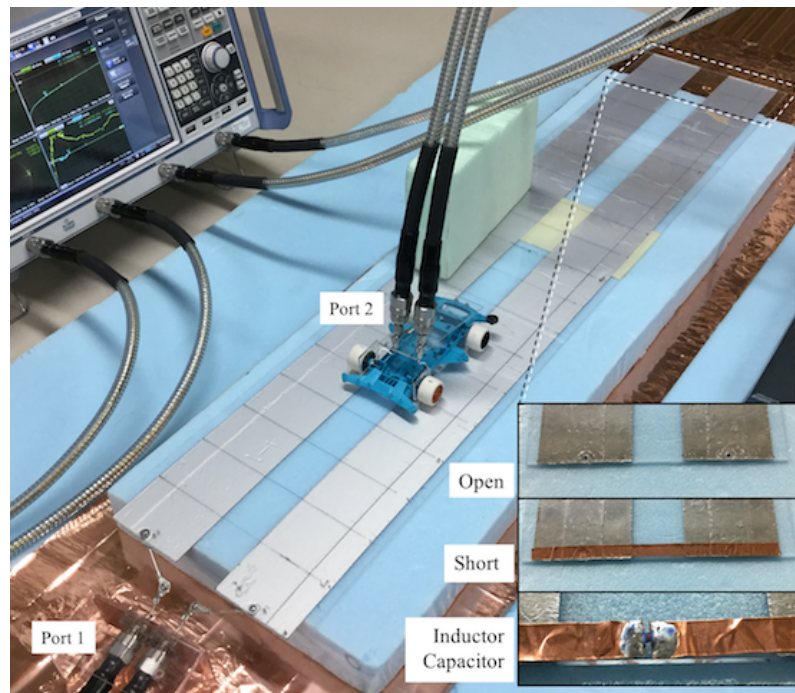
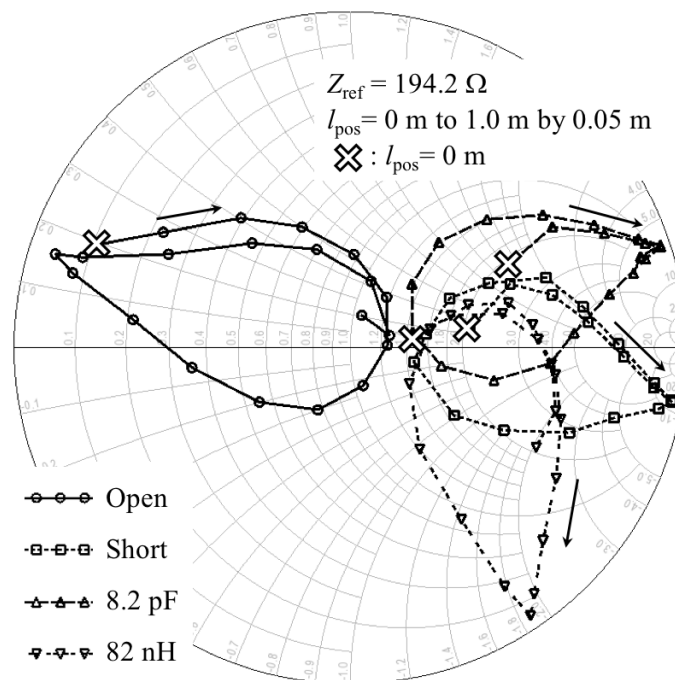


図 4.29 ミニチュアカート的位置における伝送効率測定系

図 4.30 4 つの遠端リアクタンス値 x_l (Open, Short, 8.2pF, 82nH) における S_{11} の測定結果

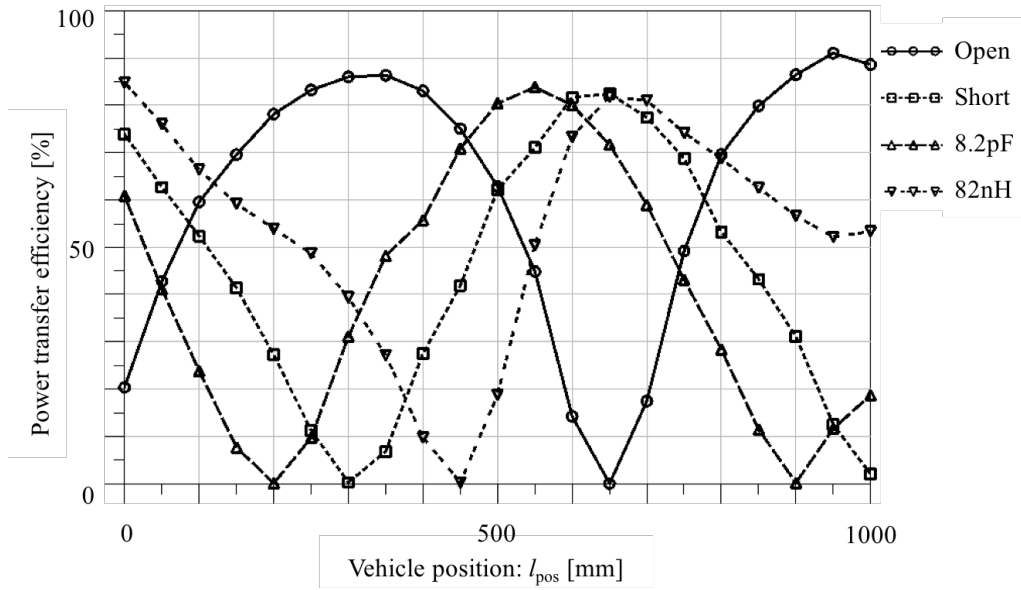


図 4.31 4つの遠端リアクタンス値 x_t (Open, Short, 8.2pF, 82nH) における電力伝送効率測定結果

η_{\max} は以下の式で計算している [31] [32].

$$kQ = \frac{|z_{21}|}{\sqrt{|\mathbf{R}|}}, \quad (4.37)$$

$$\rho = \sqrt{1 + (kQ)^2} \quad (4.38)$$

$$\eta_{\max} = \frac{\rho - 1}{\rho + 1} \quad (4.39)$$

図 4.32 より，遠端リアクタンス値を変化させることで定在波節の位置を移動させることができるが，節付近における効率低下は避けられないことがわかる．しかし，複数のリアクタンス値を適切に用いることで図 4.33 に示すように車両がどの位置にいても高い η_{\max} を得ることができる．また，図 4.33 に実測により得られた $|S_{21}|^2$ 位置特性の包絡線を示す．図 4.33 は提案した FERMAT 理論を用いて適宜最適な遠端リアクタンス値を用いることで，定在波節による給電不可能となる位置が発生せず，かつ η_{\max} に近い給電効率を得られることを示している．

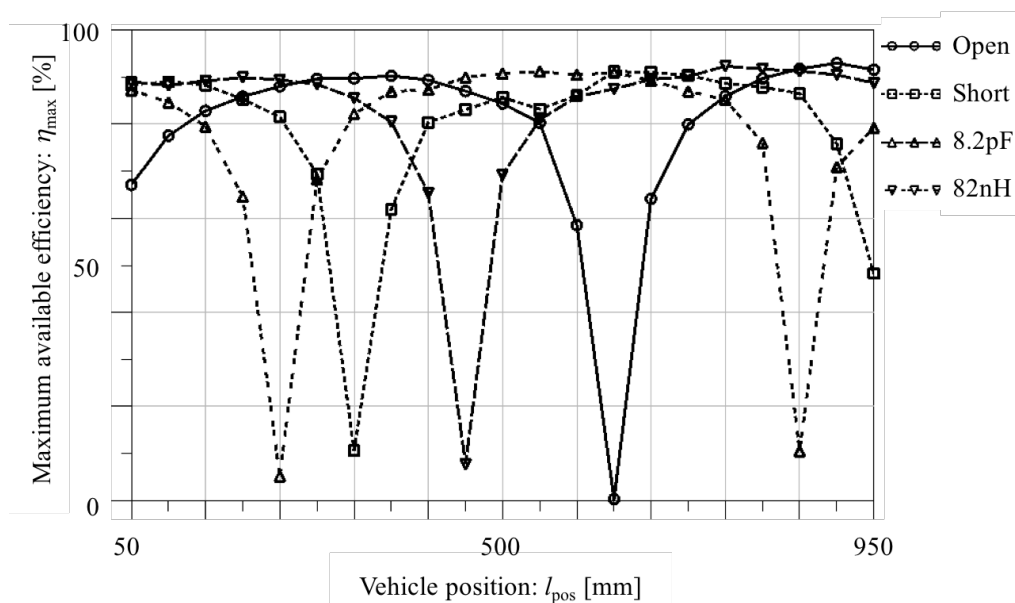


図 4.32 4つの遠端リアクタンス値 x_t (Open, Short, 8.2pF, 82nH) における η_{\max} の位置特性

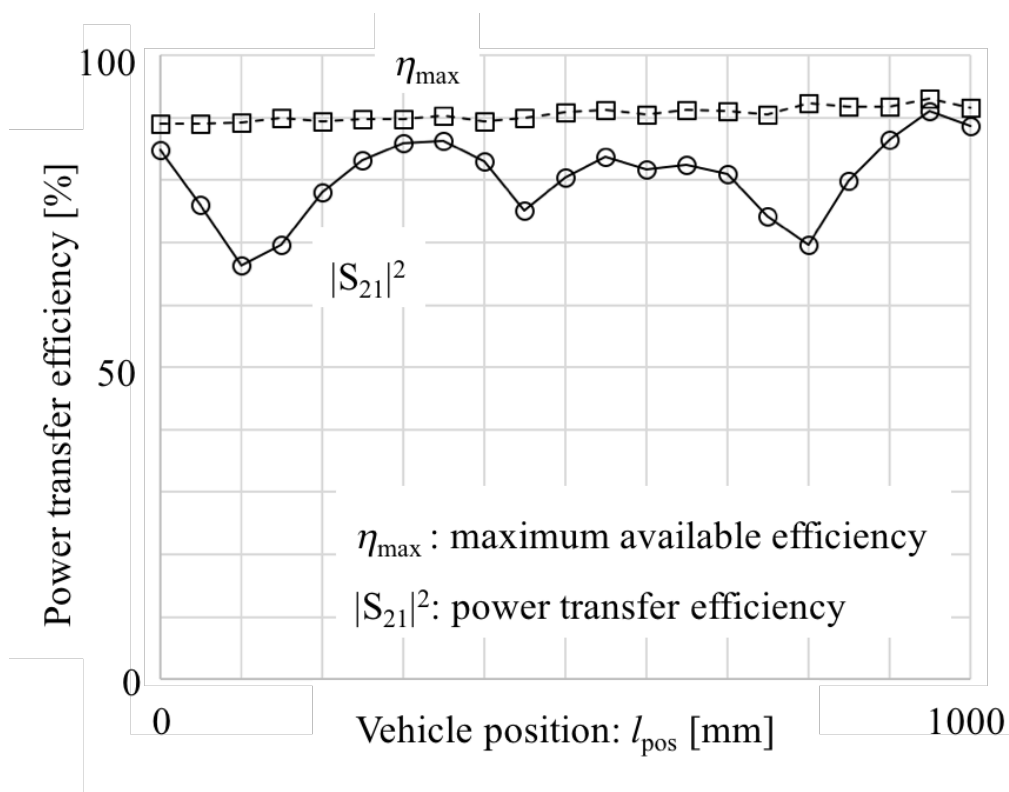


図 4.33 実測により得られた $|S_{21}|^2$ 位置特性の包絡線

第5章

汎用建材を用いた走行中ワイヤレス給電の実証実験

5.1 モルタル舗装8の字電化フロア

5.1.1 屋内における走行中ワイヤレス給電(電化フロア)

電化道路技術の展開先のひとつに、生産施設内を走行する自動搬送車両 (Auto Guided Vehicle: AGV) や電動フォークリフトへの給電がある。AGV や電動フォークリフトも電気自動車同様バッテリーにより駆動するため、充電の手間や待機台数の確保といった課題がある。これらの電動車両も走行中に給電を可能とすることで、充電の課題を解決し 24 時間連続走行を実現することができる。本章では、生産施設のような屋内を走行する電動車両向け電化道路(以下、電化フロアと呼称する)の実現について検討を行う。

5.1.2 電化フロアに要求される表層材料特性

生産施設内に敷設される床材にはモルタルがよく用いられる。モルタルはセメント、砂、水を練り混ぜて作製する汎用建材である。ただしモルタルは精製過程において水を用いるため、誘電損失が増加し集電効率の低下が懸念される。このことについて理論的に検討する。

V-WPT 方式の断面構造を図 5.1 に示す。GND 板、基層、電極板、表層、タイヤから成り、電極板とタイヤ内のスチールベルトが容量結合することで高周波電力を伝搬することが可能となる。WPT において電力伝送効率は非常に重要な要素であり、

この構造においては、電極-スチールベルトに挟まれた表層の電気特性が電力伝送効率を左右する。図 5.1 の等価回路を図 5.2 に示す。ここで R_1 は左右電極間の誘電損失を表す抵抗、 C_1 は左右電極間の結合容量、 R_2 は埋設電極と表層間の誘電損失を表す抵抗、 C_2 は埋設電極と表層間の結合容量、 R_3 は表層とタイヤ内スチールベルト間の誘電損失を表す抵抗、 C_3 は表層とタイヤ内スチールベルト間の結合容量を表している。図 5.2 における kQ 積は以下の式で表わされる。

$$\mathbf{Z} = \frac{R_1}{1 + j\omega C_1 R_1} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} + \frac{2R_2}{1 + j\omega C_2 R_2} \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} + \frac{2R_3}{1 + j\omega C_3 R_3} \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.1)$$

$$kQ = \sqrt{\frac{R_1 (1 + \omega^2 C_2^2 R_2^2) (1 + \omega^2 C_3^2 R_3^2)}{2\{R_2 (1 + \omega^2 C_3^2 R_3^2) + R_3 (1 + \omega^2 C_2^2 R_2^2)\}}} \quad (5.2)$$

式 (5.2) より、 C_1 は kQ 積に影響を与えないことがわかる。また、 R_1 が増加することで kQ 積が増加すること、 R_2 が増加することで kQ 積が増加することがわかる。同様に、表層材料の比誘電率が増加すると C_2 が増加し kQ 積が増加する。したがって、高効率な電力伝送のためには表層材料には高比誘電率および高抵抗が求められる。一方、給電線路が長距離となると、高比誘電率の表層材料を用いても電磁波の伝搬に伴う減衰量が増加する懸念がある [98]。そこで電磁界シミュレーションを用いて長距離給電線路における V-WPT 機構の集電効率を解析した。解析した構造を図 5.3 に示す。シミュレーションにおける給電線路長を 10m とした。その基層は表層材料のみの影響を観察するため、発泡系建材 (比誘電率 1, 誘電正接 0) とした。また、文献 [86] により提案されている左右電極間に目地を儲けた構造とした。遠端に集電用タイヤを配置し、タイヤゴムの比誘電率を 7, 誘電正接を 0.3 とした。表層の誘電正接を 0.2 と固定し、比誘電率を 2 ~ 20 と変化させた際の η_{\max} を解析した結果を図 5.4 に示す。解析した範囲内において、表層材料が高比誘電率となることで η_{\max} が向上する。そのため、高比誘電率となる表層材料を開発することで高い伝送効率が期待できる。

5.1.3 電化フロア用表層材料開発

前節で述べたようにモルタルは内部に水分を含むため、誘電損失が増加し集電効率の低下が懸念される。また、理論検討により表層材料は高比誘電率となることが望ましい。そこで高比誘電率および低誘電正接を同時に達成する新たなモルタルを提

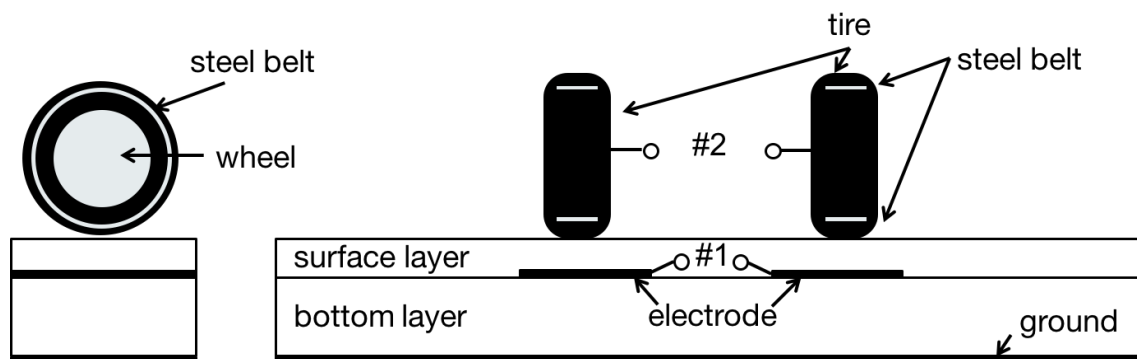


図 5.1 タイヤ集電方式の断面図

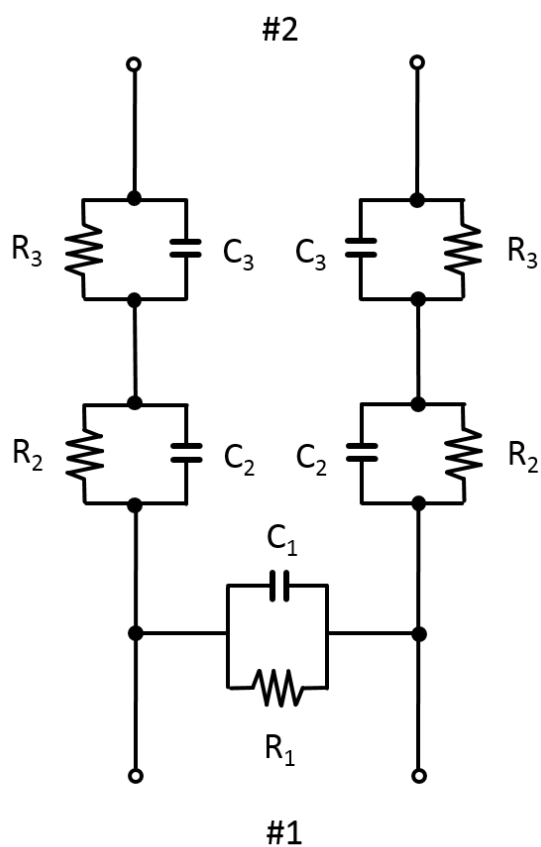
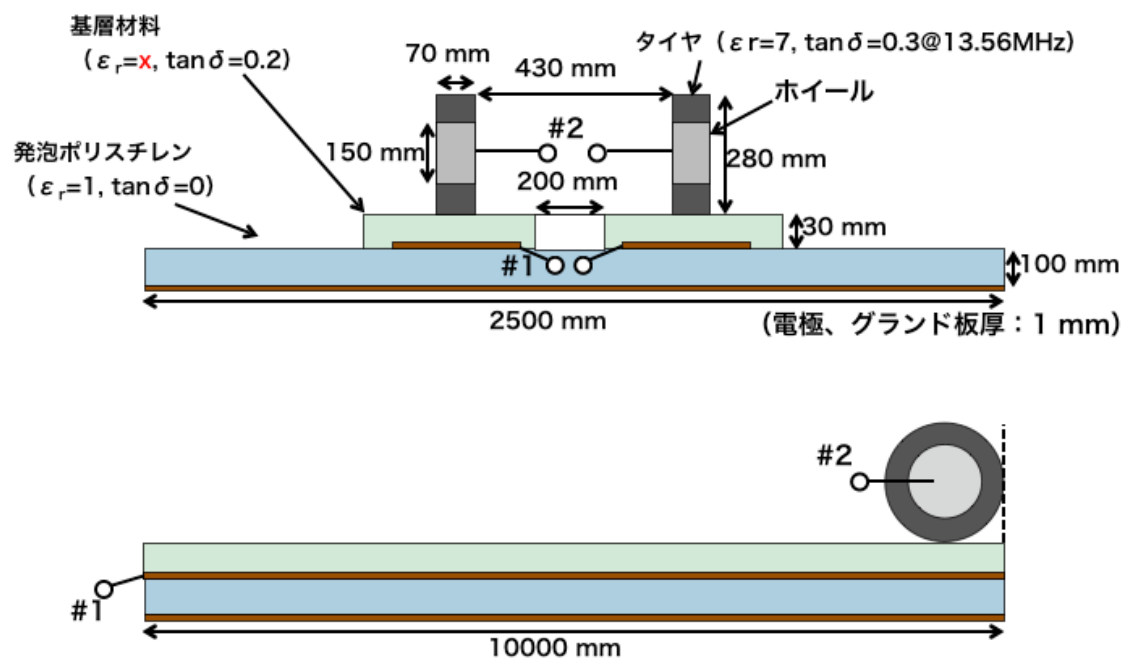
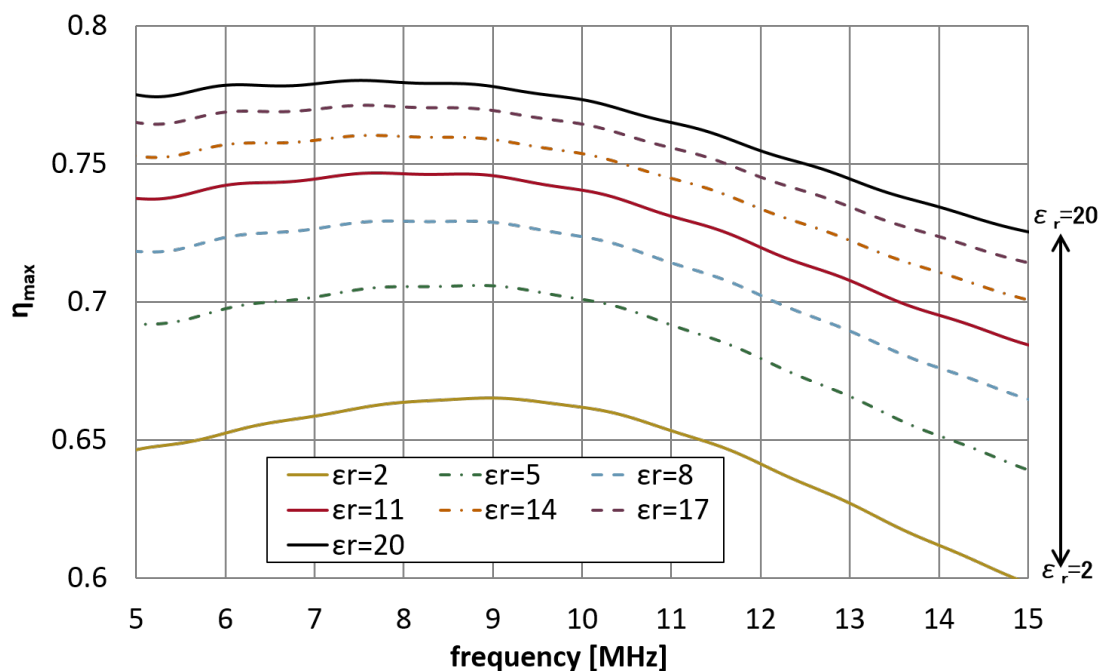


図 5.2 V-WPT の等価回路図


 図 5.3 10m 伝搬損失と集電損失を考慮した η_{\max} を解析するための構造

 図 5.4 10m 伝搬損失と V-WPT 損失を考慮した η_{\max} の解析結果

案する。これまでにコンクリート構造物に導電性材料を添加することで比誘電率および誘電正接が変化することが示唆されている [100]。今回、モルタル内部に鋼繊維を添加することで、高比誘電率および低誘電正接を実現する。ここで鋼繊維とは、スチール製の線材であり、今回径0.2mm、長さ13mmの材料を使用する。配合する鋼繊維の量は超高強度繊維補強コンクリート (UFC: Ultra High Strength Fiber Reinforced Concrete) を基準とする。鋼繊維入りモルタルパネルと UFC パネルを図 5.5 に示す。C1 は混入する鋼繊維量を UFC を基準として 0%, C2 は 25%, C3 は 50%, C4 は 75%, C5 は 100% 含有したモルタルであり、D は UFC である。

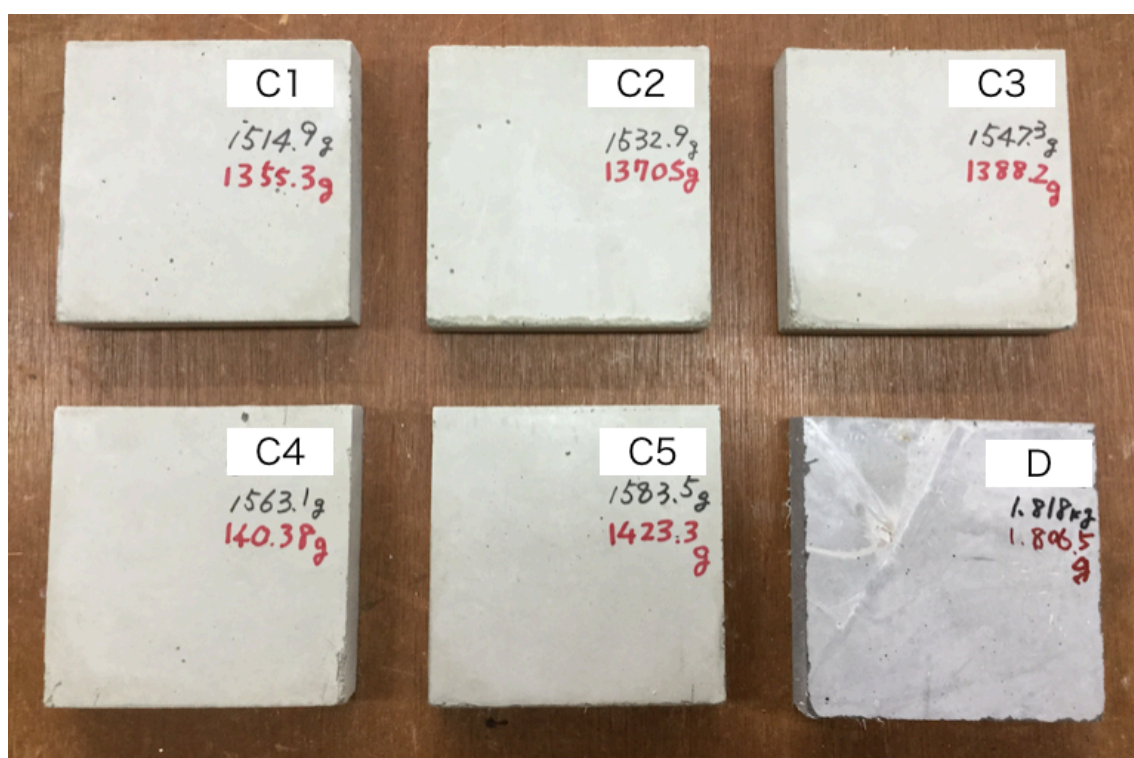


図 5.5 試作したモルタルパネルおよび UFC パネル

図 5.5 の材料について、平行平板法により比誘電率と誘電正接を測定した。測定系を図 5.6 に示す。ワイヤレス電力伝送は ISM 帯を用いることが望ましいため、測定周波数は ISM 帯 (6.78MHz, 13.56MHz) を含む 5MHz~15MHz とした。インピーダンスアナライザによる測定結果を表 5.1, 図 5.7, 図 5.8 に示す。表 5.1 より、鋼繊維を UFC 基準で 100% 含有したモルタル (C5) は UFC や C1 と比べ高比誘電率となることが明らかになった。また、鋼繊維の混入量を多くするほど誘電正接が低下することが明らかになった。式 (5.2) より、C5 を表層材として使用することで V-WPT の集電効率の改善が期待できる。

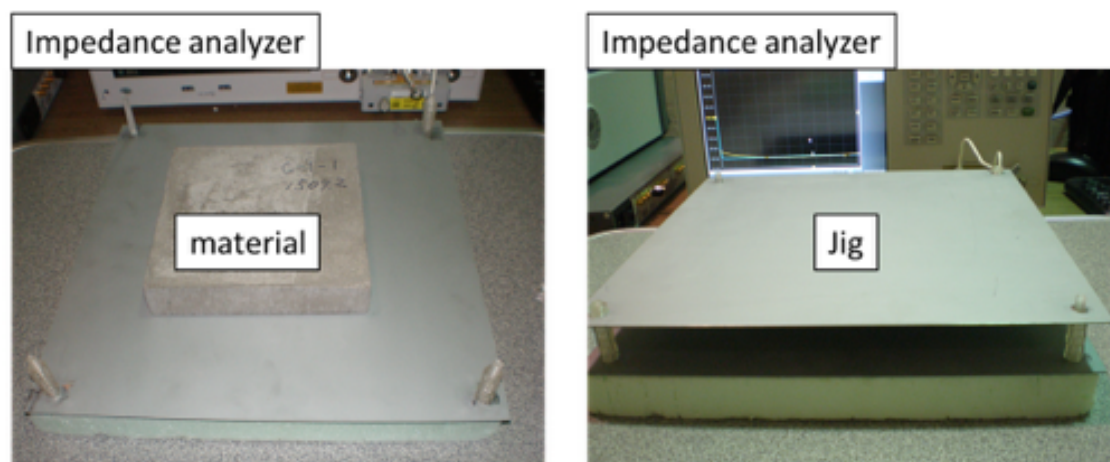


図 5.6 平行平板法による試料の比誘電率および誘電正接測定

表 5.1 13.56MHz における試料測定結果

frequency		C1	C2	C3	C4	C5	D
13.56MHz	ϵ_r	6.02	12.5	12.6	17.0	16.8	6.09
	$\tan \delta$	0.51	0.43	0.28	0.32	0.22	0.14

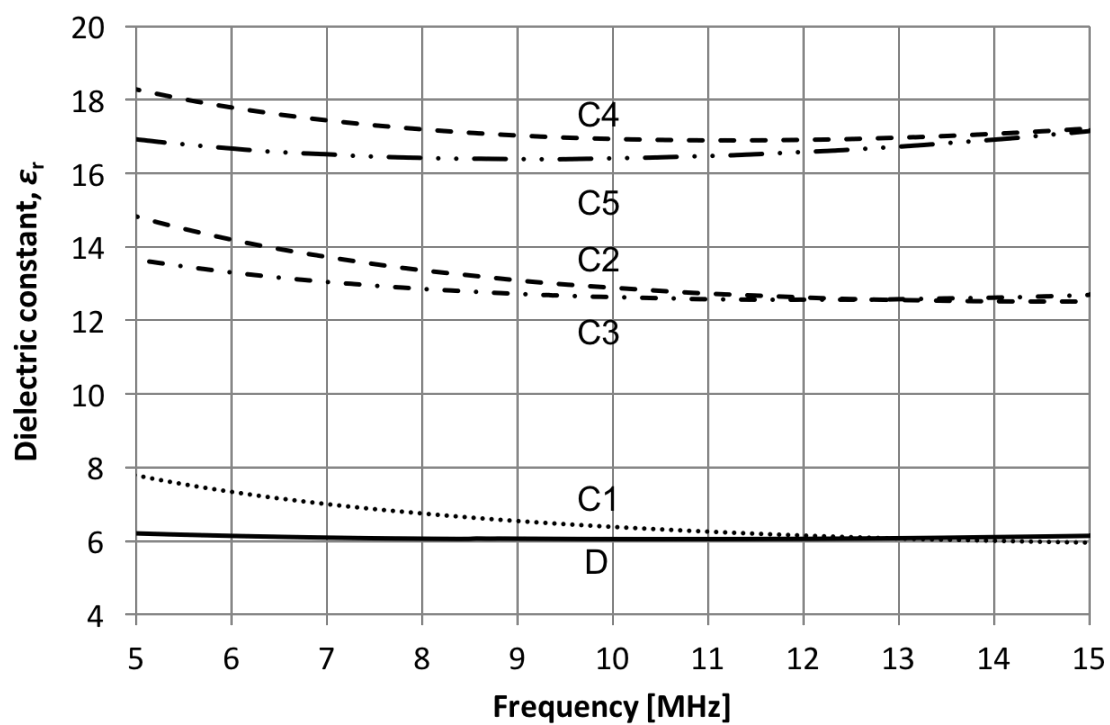


図 5.7 試料の比誘電率測定結果

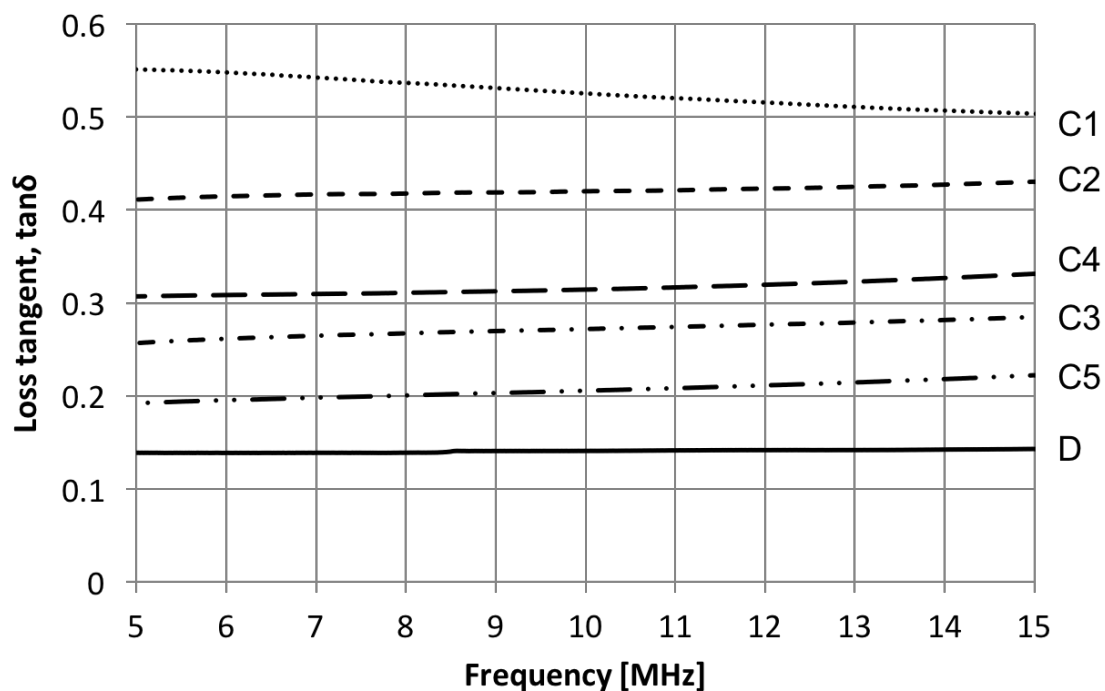


図 5.8 試料の誘電正接測定結果

5.1.4 電化フロアの構造設計

前章では、鋼繊維を配合したモルタルにより高比誘電率および低誘電正接を実現できることを明らかにした。式 (5.2) より、表層材料の比誘電率が増加すると電力伝送効率は増加するが、フロア内のエネルギー伝搬時に波長短縮による定在波節の増加が懸念される。定在波節付近においてはエネルギー集電効率がほぼ 0 となるため、定在波節の増加は平均的な集電効率の低下につながる。本章では、表層を提案する材料 (C1~C5)、基層を発泡系材料とした際のエネルギー伝搬時における損失および定在波の影響について電磁界シミュレーションにより確認する。断面構造を図 5.9 に、側面図を図 5.10 に、解析諸元を表 5.2 に示す。

表 5.2 シミュレーション諸元

frequency	5 ~ 15MHz
electrode	iron
road length	10m
surface layer material	C1 ~ C5, D
bottom layer	Styrene foam

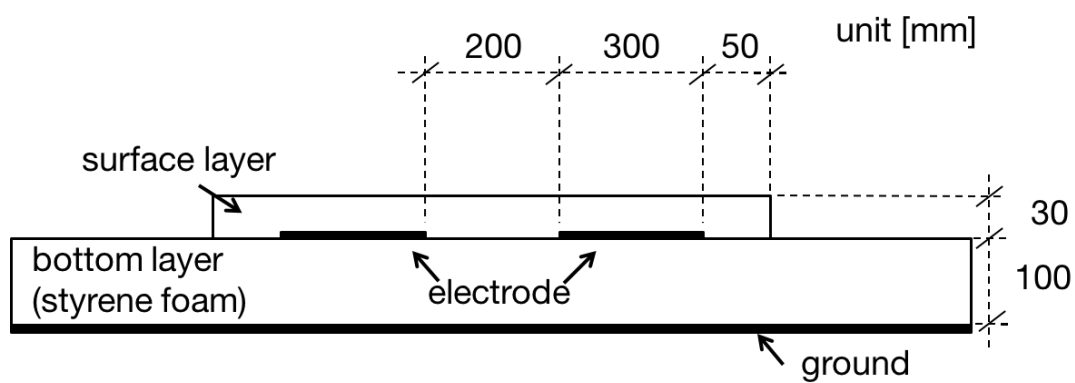


図 5.9 電磁界シミュレーション用断面構造 (正面)

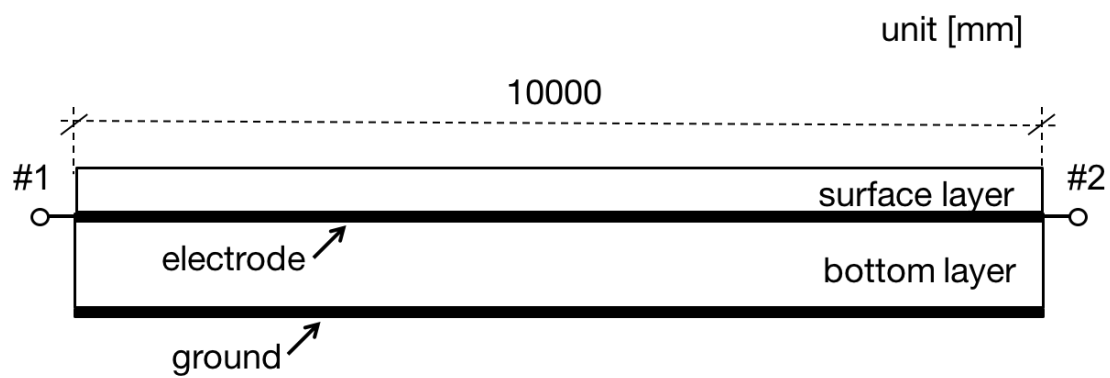


図 5.10 電磁界シミュレーション用断面構造 (側面)

電磁界解析ソフトを用いて、図 5.10 の 2 ポート回路網における最大有能電力効率 η_{\max} を計算した。図 5.11 に η_{\max} の周波数特性を示す。この結果より、鋼繊維を配合することで高い伝搬効率を得られることが明らかになった。また、図 5.12 に表層を空気とした直線路と、表層を C5 材料とした直線路について、道路内における電界分布を示す。この時、#2 は解放端とし解析した。表層を空気とした場合、#2 側から定在波節までの距離は 4.66m だが、表層を C5 材料とすることで 3.63m と 2 割程度の波長短縮が生じていることが分かる。

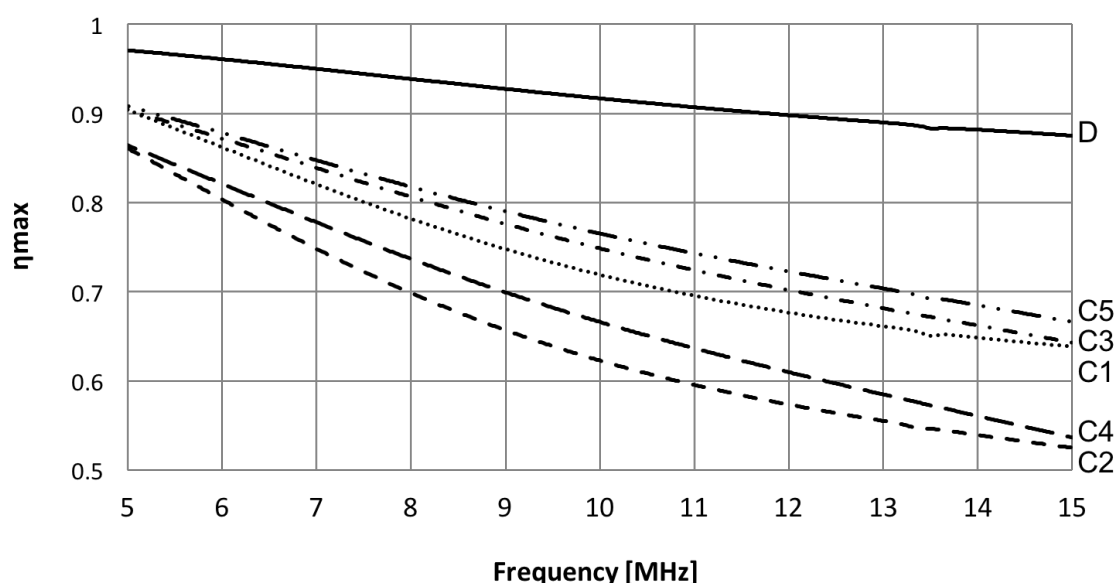


図 5.11 直線 10m 電化フロアの η_{\max} 特性

さらに、電力伝送効率を向上する手段として、左右電極間に空隙を設ける。表層に C5 材料、基層に発泡系材料を用いた電化フロアの左右電極間に空隙を設け、電磁界シミュレーションによる η_{\max} の解析により最適化設計を行った。シミュレーション系を図 5.13 に示す。図 5.9 の断面構造と同様の寸法となっており、左右電極間に空隙を設ける構造となっている。ここで空隙幅は 1cm, 5cm, 10cm としシミュレーションを行った。図 5.14 に空隙を設けた場合の η_{\max} を示す。図 5.14 より、空隙を 5cm 以上とすることで高い伝搬効率を得られることが分かる。これらの結果より、表層を C5 材料、基層を発泡系材料、左右電極間に 5cm の空隙を設けることで高い伝搬効率となる電化フロアが設計できた。

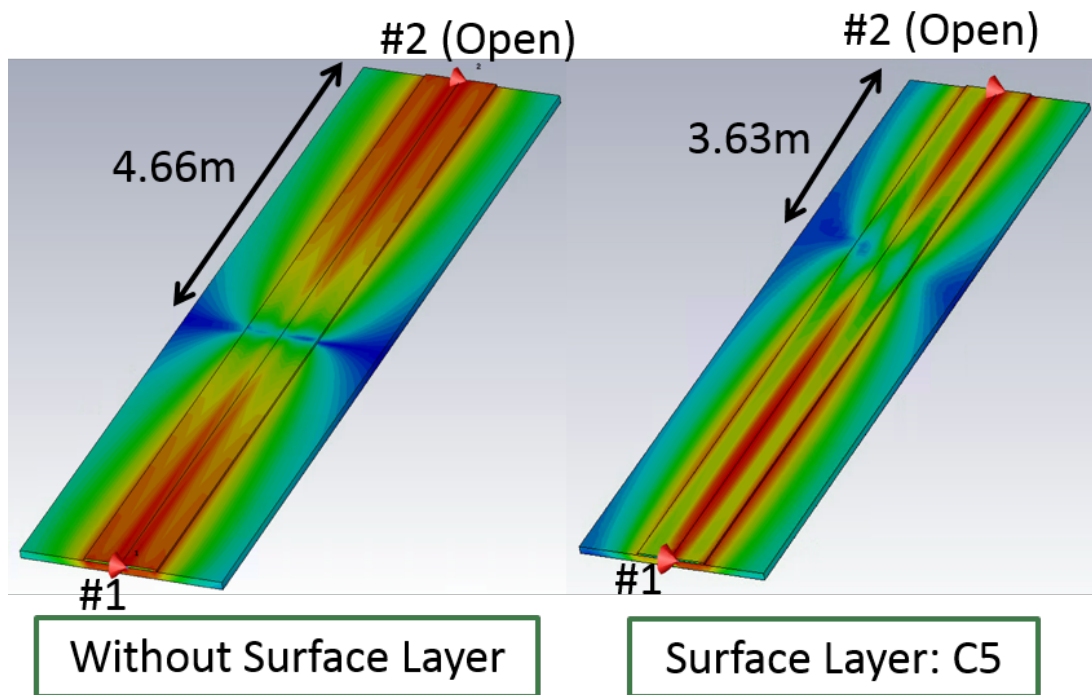


図 5.12 表層を空気および C5 材料とした電化フロアの電界分布

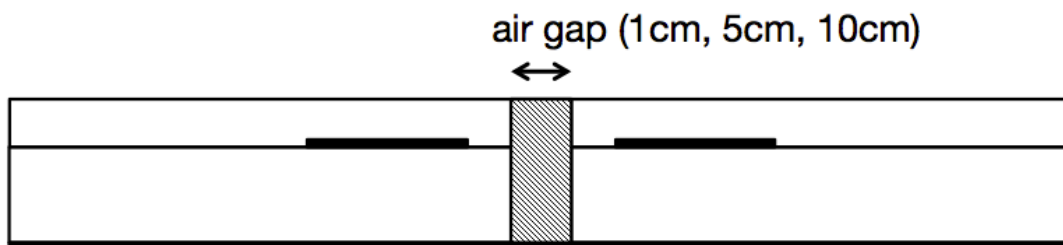
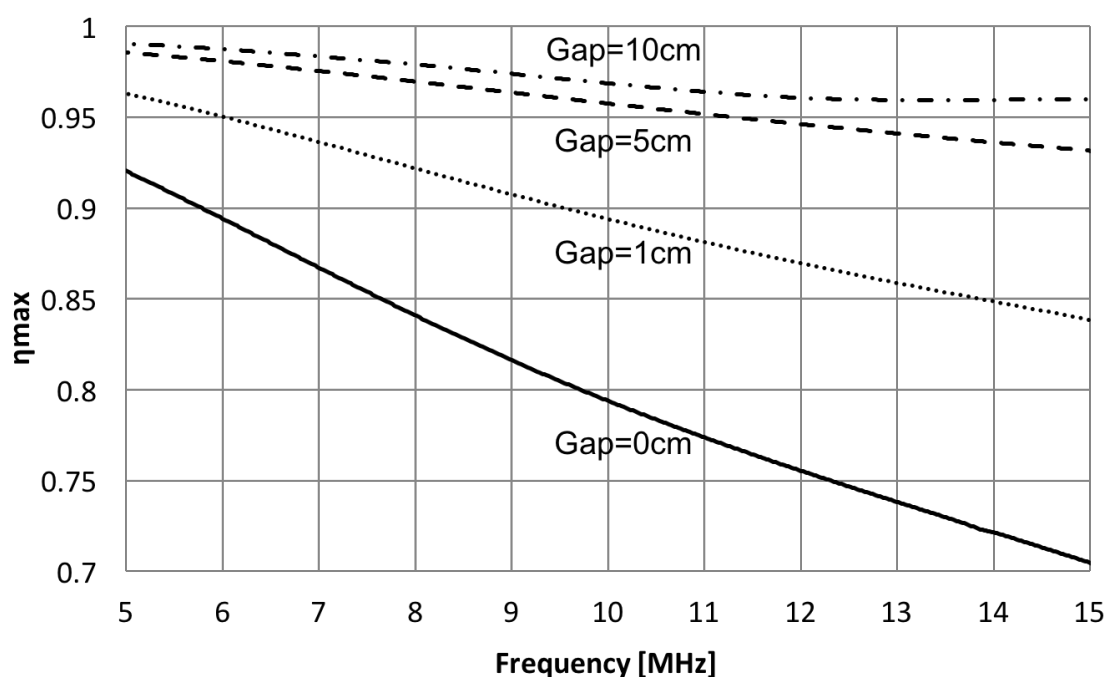


図 5.13 空隙をいれた断面構造

図 5.14 左右電極間に空隙を設けた電化フロアの η_{\max} 特性

5.1.5 8の字周回走行路

前章で設計した電化フロアを基に、8の字周回走行路を試作した。1周の長さはおおよそ 24m となっている。図 5.15 に写真を、図 5.16 に配置図を、図 5.17 にその断面構造を示す。表層に C5 材料、基層に発泡系材料を使用しており、給電効率向上のため左右電極間に 5cm の空隙を設けている。この電化フロアは終端を開放端としており、中央から給電を行う。ただし、1/4 周を 1 セクションとし、給電部も 4 点としている。そのため本電化フロアは 4 つの独立した電化フロアを組み合わせた系となっており、カートの位置に応じて給電点を切り替える構造となっている。

また、定在波節による給電効率低下の解決として、1 セクションを 3 分割し、その接続部に左手系回路 [30] を挿入する。ここで左手系回路とは、給電線路による位相遅れを補償することで、定在波の発生を抑制する回路である。左手系回路のトポロジをハイパス T 型とすると、その素子値は以下の式で表される。

$$L = \frac{Z_0}{\omega \sin \phi} \quad (5.3)$$

$$\frac{1}{C} = \frac{\omega Z_0}{2} \tan \frac{\phi}{2} \quad (5.4)$$

分割したセクションの通過移相をネットワークアナライザを用いて測定した。測定の結果、線路の特性インピーダンスが 84Ω 、 ϕ_1 の区間で通過位相 58.5deg 、 ϕ_2 の区間で通過位相 72deg が得られた。これらの値を用いて左手系回路を設計した。設計した左手系回路を図 5.18 および図 5.19 に示す。また左手系回路の有無による集電効率の η_{max} を図 5.20 に示す。測定点は図 5.16 に示す 5 点である。ネットワークアナライザを用いて測定した S パラメータから η_{max} を算出した。また測定周波数は 13.56MHz とした。図 5.20 より、左手系回路を挿入することで定在波節の発生を抑制し、どの位置においても 50% 程度の給電効率が得られた。

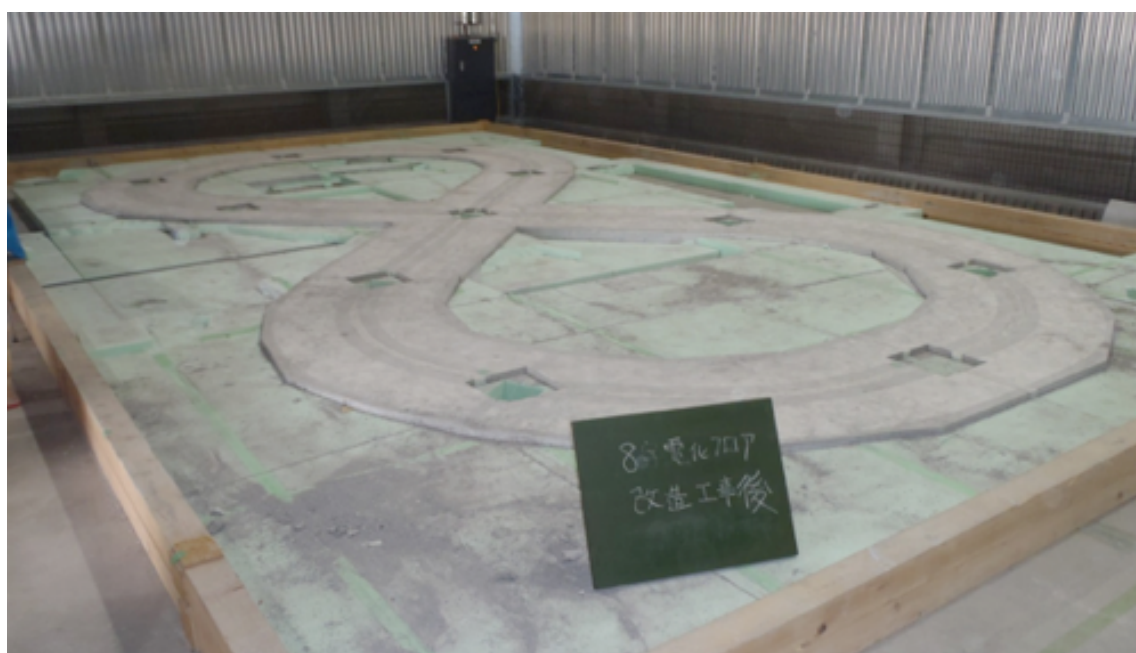


図 5.15 8 の字周回走行路外観

5.1.6 走行実験

これまでの結果を踏まえ、走行実験のための回路を設計・試作した。構造図を図 5.21 に示す。従来電動ビークルに搭載されていたバッテリーは全て取り外しており、車載回路として、整合回路、整流回路、電圧電流レギュレータ、瞬断補償回路が搭載されている。駆動用モーターは従来搭載されていたモーターを使用している。瞬断補償回路は、中央給電部の電極板が敷設されていない区域を通過するための回路であり、キャパシタにより構成されている。試作した車載回路を電動ビークルに搭載し、全周における効率測定を行った。測定系を図 5.22、図 5.23 に示す。

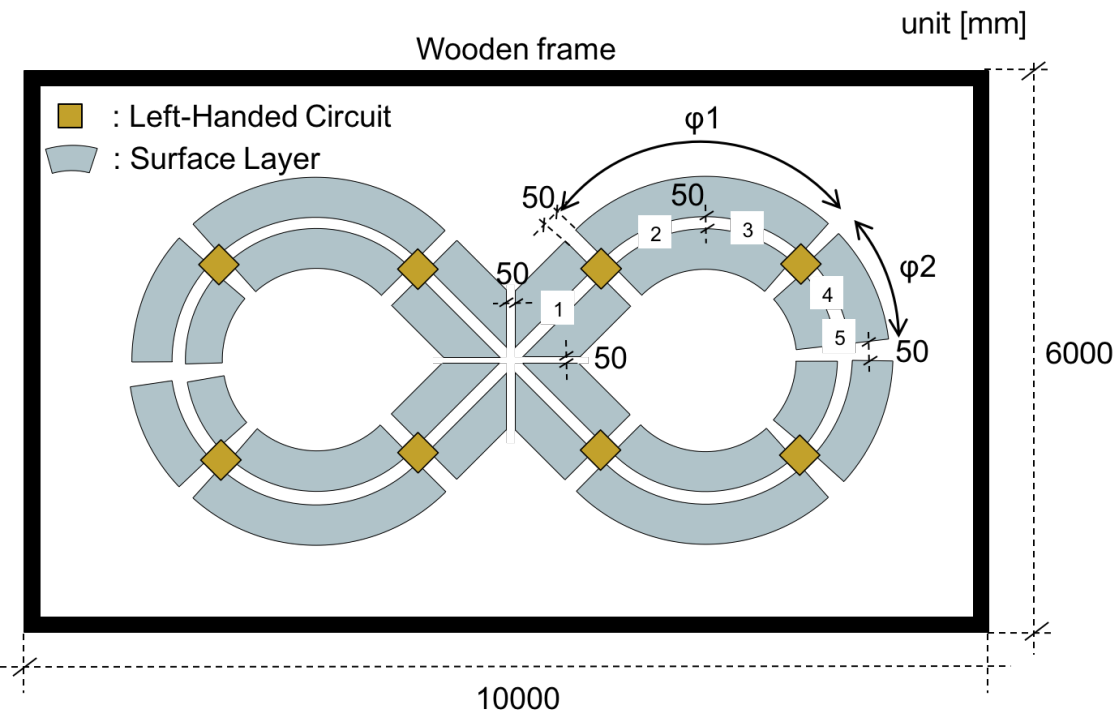


図 5.16 8 の字周回走行路の電極配置図 (上面図)

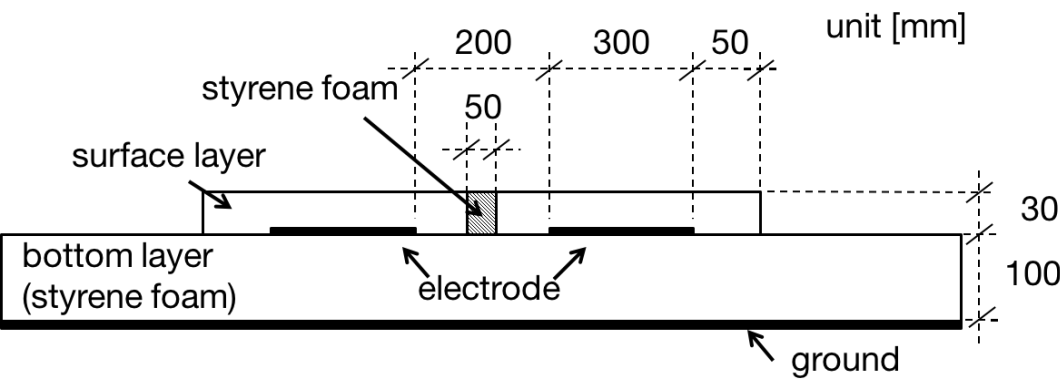
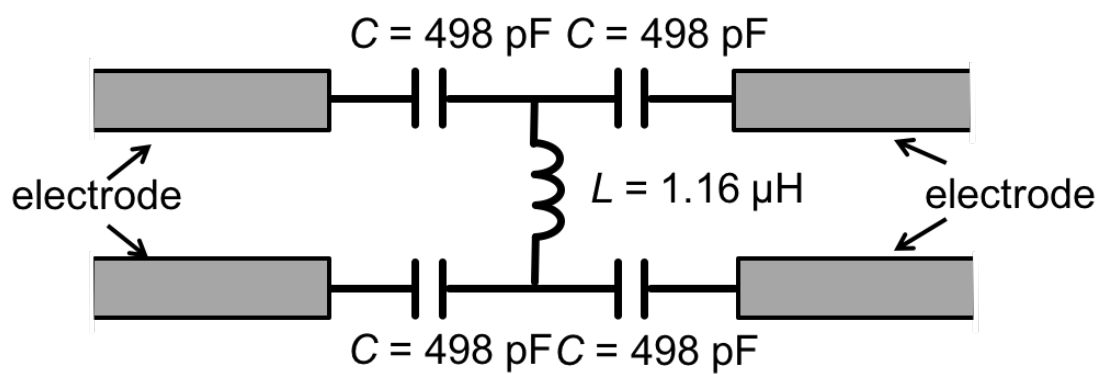
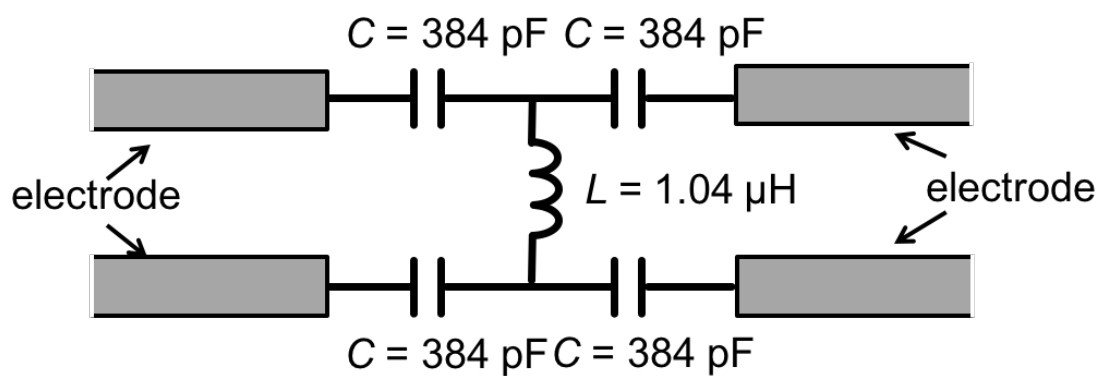


図 5.17 8 の字周回走行路 (断面図)

図 5.18 ϕ_1 区間における左手系回路図 5.19 ϕ_2 区間における左手系回路

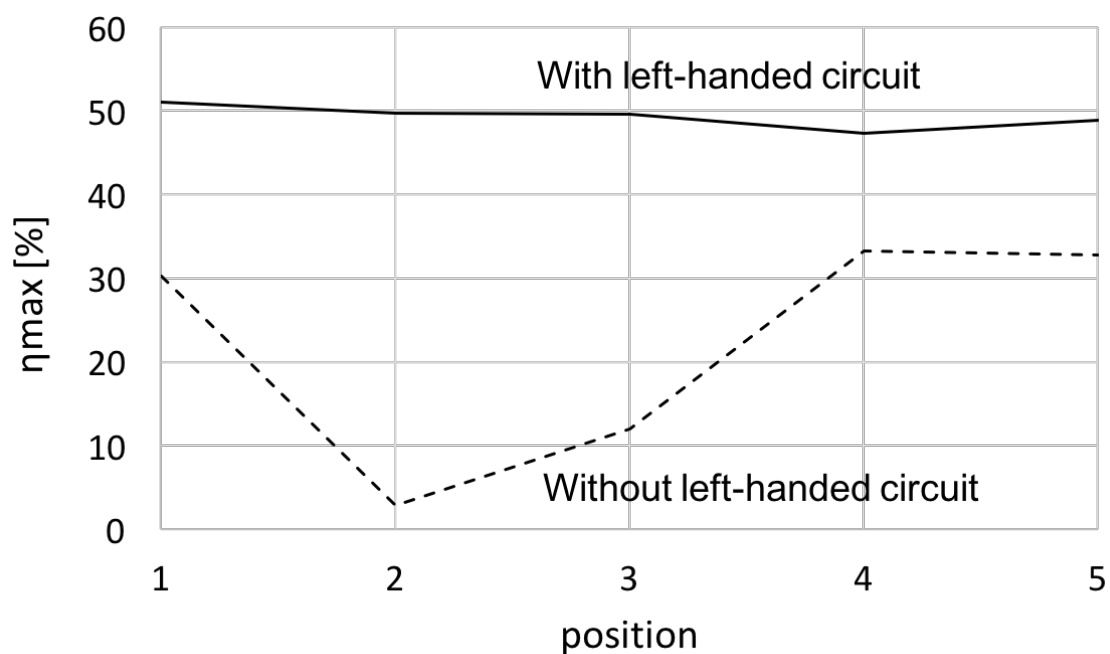


図 5.20 左手系回路による定在波抑制

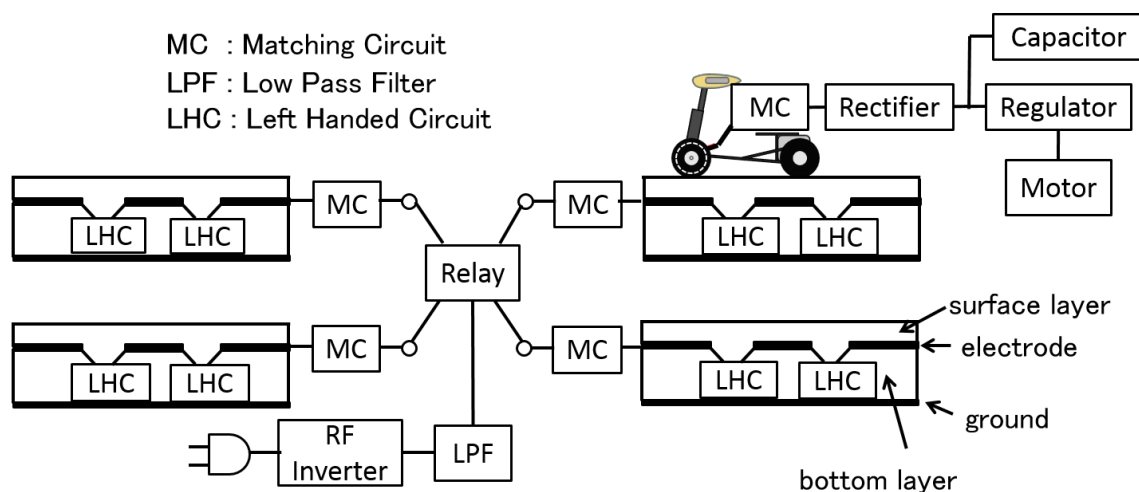


図 5.21 システム全体のブロック図

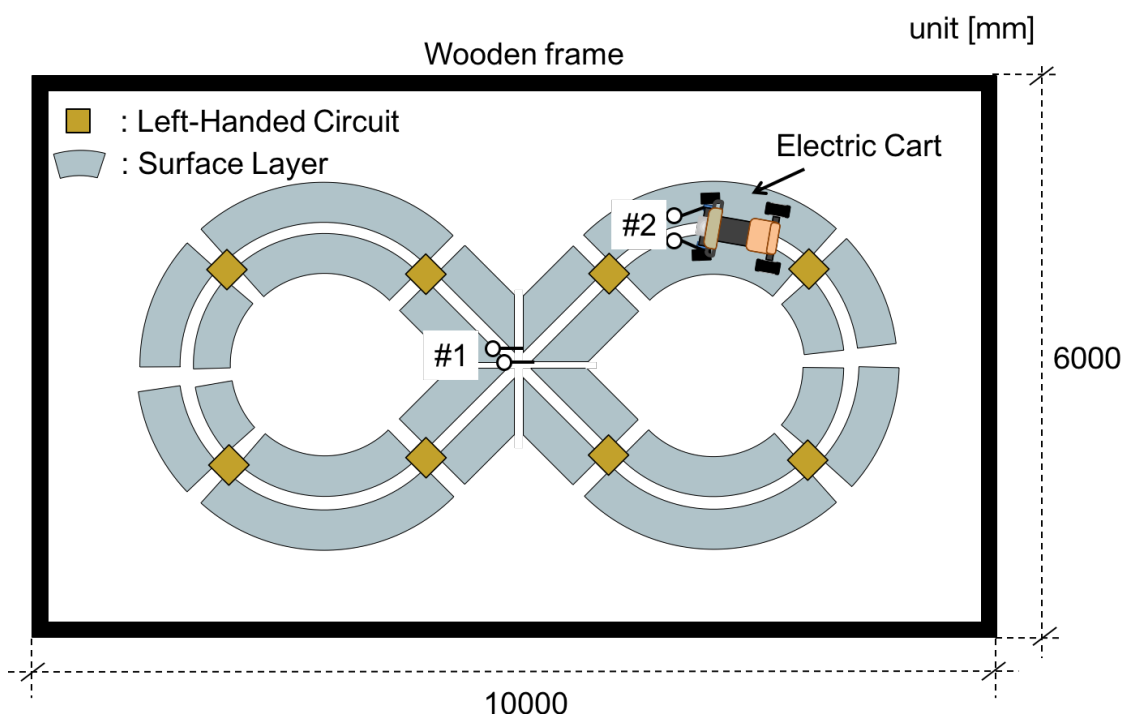


図 5.22 電動ビークルが右上のセクション上にある時のポート接続図

カートが図 5.22 のように右上のセクション上にいる時は#1 は右上の電極に接続される。またカートが図 5.23 のように右下のセクション上にいる時は#1 は右下の電極に接続される。カートが左上、左下のセクション上にいる時も同様に#1 の接続を切り替えて測定する。測定点は図 5.24 に示すように 20 点とした。図 5.25 より、左手系回路により定在波節が発生せず、一定の効率で給電可能であることが示されている。測定点 2 の地点で測定した S パラメータより、2 ポート同時整合を用いて整合回路を設計した。整合回路装荷後の V-WPT 効率 η を図 5.25 に示す。ここで、

$$\eta = |S_{21}|^2 \quad (5.5)$$

である。図 5.25 より、電動ビークルがどの位置にいても 40% 程度の効率で給電可能であることが示されている。ビークルポジションによる効率のばらつきの要因として、左手系回路の試作誤差、車軸から電力を取り出すベアリングの接触状態変動、各セクションの分割区間長の不均一性、埋設電極の曲率半径の不均一性、などが考えられる。最後に有人による電動ビークル走行実験を行った。実験風景を図 5.26 に示す。RF インバータの出力周波数は 13.56MHz、出力電力は 250W である。走行実験

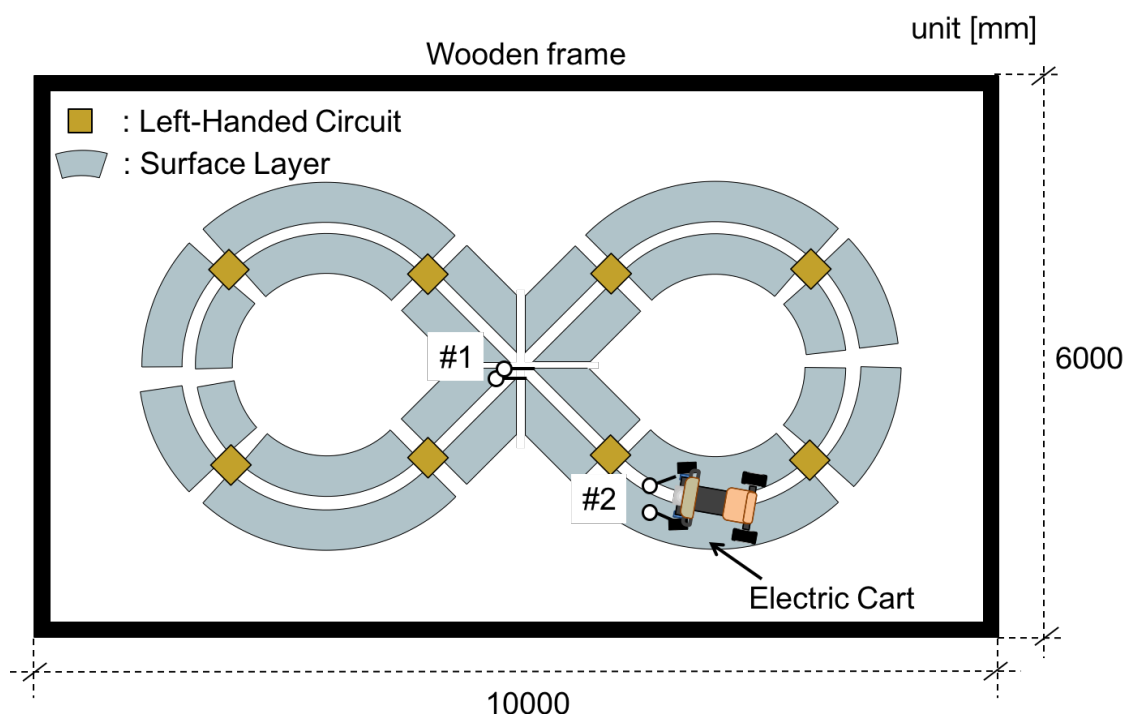


図 5.23 電動ビークルが右下のセクション上にある時のポート接続図

の結果，時速 5km で電動ビークルが継続走行し，一般表層による V-WPT 方式を用いた走行中給電システムが実証された。

5.2 アスファルト舗装電化道路

5.2.1 道路材料・構造検討

本節ではアスファルトを表層とした電化道路を敷設し，5kW 級 EV のワイヤレス給電によるバッテリーレス走行を実証する。前節における検討の結果，電化道路において高い電力伝播効率を得るためには道路表層を電氣的損失の少ない材料で構築する必要があることが示された。アスファルト内部に使用される骨材も水分を含有するため，通常のアスファルト舗装では集電効率の低下が懸念される。そこで高比誘電率および低誘電正接を実現する手段として，アスファルトの骨材としてセラミックスを利用することを提案する。平行平板法により，アスファルト骨材として利用される一般碎石と提案するセラミックス系碎石の比誘電率および誘電正接を測定した。表 5.2.1 に一般碎石とセラミックス系碎石の測定結果を示す。比誘電率は概ね同

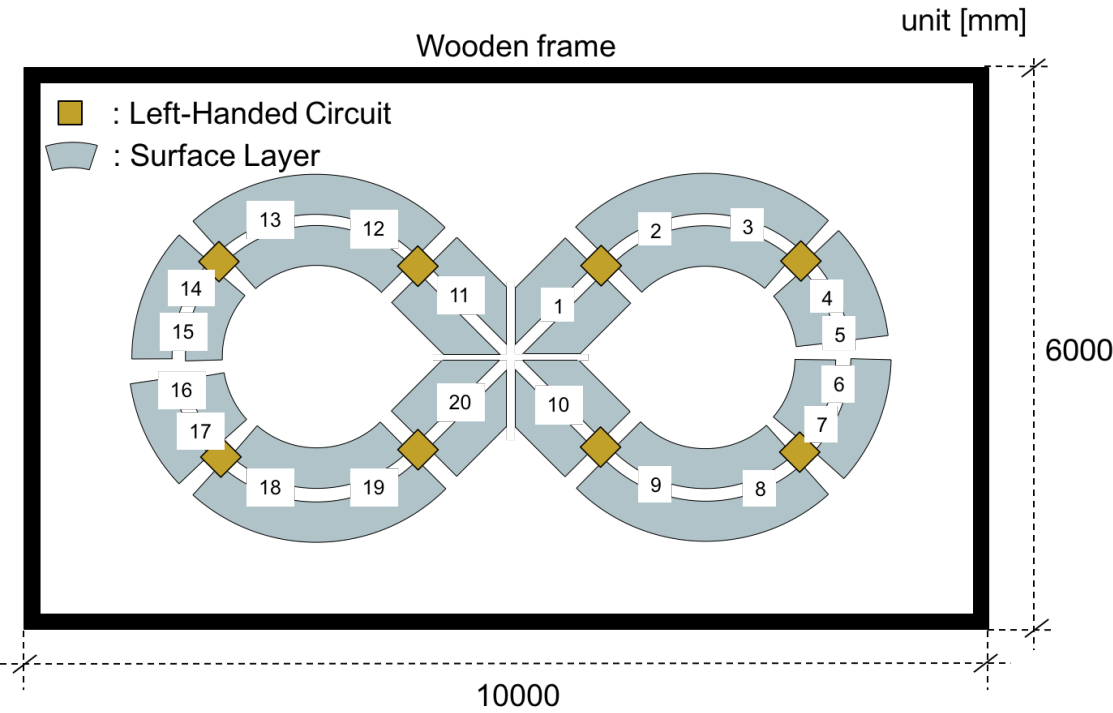


図 5.24 電力伝送効率測定点

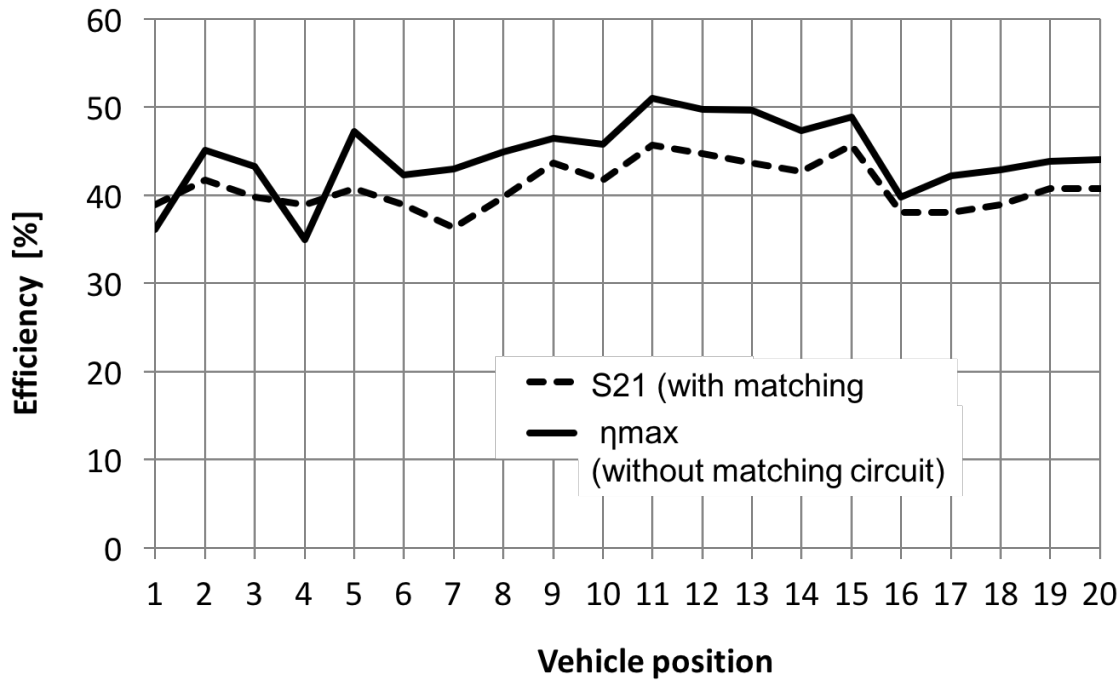


図 5.25 各測定点における V-WPT の効率 η



図 5.26 走行実験の様子

等であるが，セラミックス系碎石の誘電正接が明らかに低い値である．これは，一般碎石と比べセラミックス系碎石には含水量が少なく，また吸水もほぼないためと考えられる．したがってセラミックス系碎石を用いることで電化道路内をエネルギーが伝播する際の損失を低減できると考えられる．

表 5.3 一般碎石およびセラミックス系碎石の比誘電率，誘電正接測定結果

材料	比誘電率	誘電正接
一般碎石	2.95	0.127
セラミック系碎石	2.29	0.004

そこで，一般碎石を骨材としたアスファルト板とセラミックス系碎石を主な骨材とした特殊アスファルト板を試作し，その電気特性を VNA を用いた平行平板法により評価した．電気特性の測定結果を表 5.2.1 に示す．表 5.2.1 より，特殊アスファルトの誘電正接が一般アスファルトと比べ極めて低い値となることがわかる．この結果は EV への給電効率の面で特殊アスファルトが明らかに有利なことを示している．

表 5.4 一般碎石およびセラミックス系碎石を用いたアスファルトの比誘電率，誘電正接測定結果

材料	比誘電率	誘電正接
一般アスファルト	6.44	0.33
特殊アスファルト	4.97	0.01

さらに，表 5.2.1 の値を用いて直線 25m 電化道路の電力伝播効率シミュレーションを行った．図 5.27 に電化道路の断面構造を，図 5.28 にシミュレーション結果を示す．シミュレーションの結果，25m 伝播時の η_{\max} は一般碎石および一般アスファルトで構築した電化道路では 18%，セラミックス系碎石およびそれを骨材とした特殊アスファルトで構築した電化道路では 96% となることが明らかとなった．

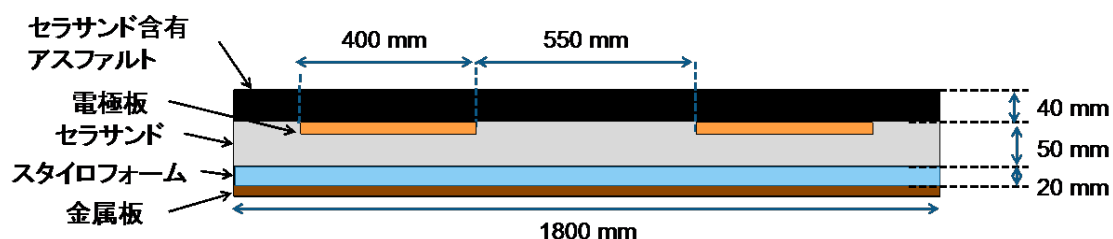
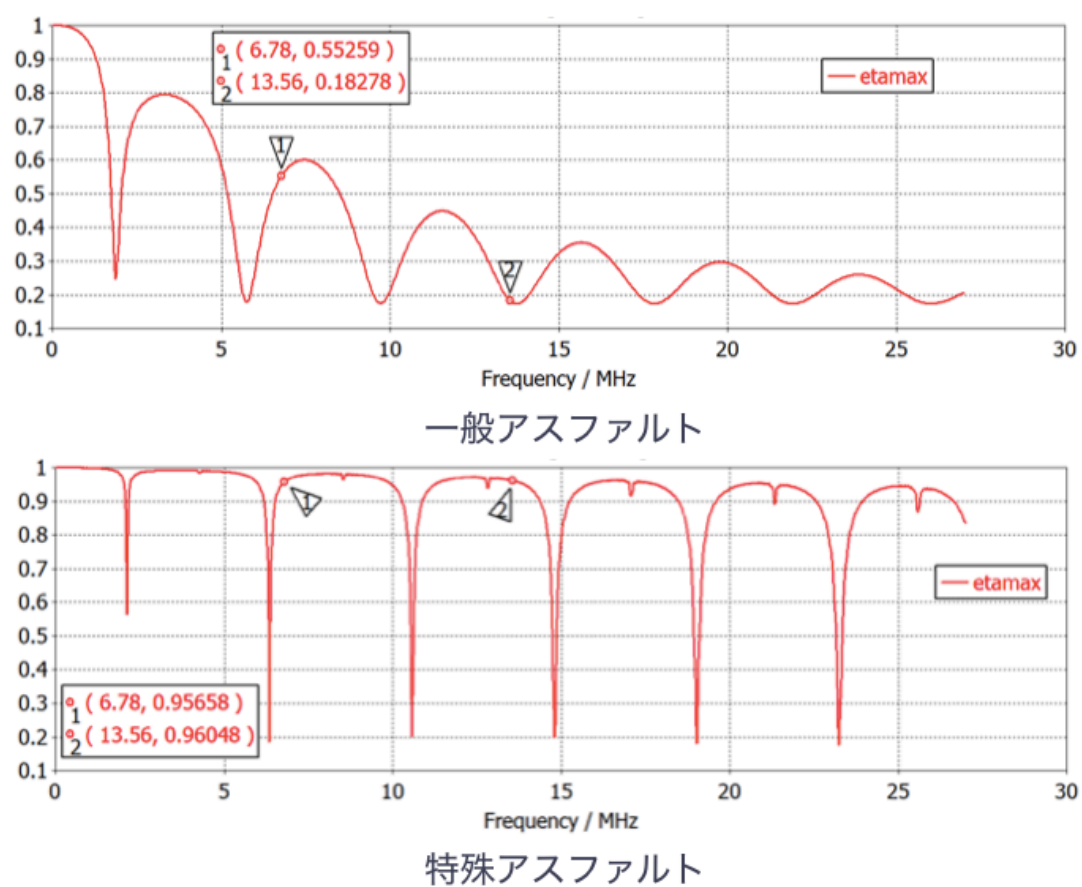


図 5.27 解析した電化道路断面構造

図 5.28 シミュレーションによる 25m 伝播時の η_{\max}

これら検討を基に直線 30m 電化道路を設計した。この電化道路は図 5.29 に示すように、端部から 10m の位置に給電点を備えており、10m 電化道路と 20m 電化道路とに分割されている。これは本実証実験において、まず 10m 距離で実証実験を行い、次に 20m、最後に 30m と道路長を拡張できるようにしたためである。

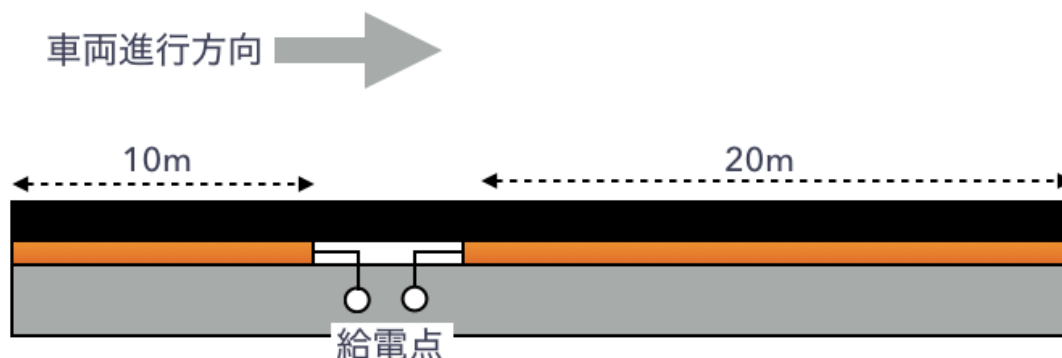


図 5.29 敷設した電化道路の送電電極

施工写真を図 5.30-図 5.34 に示す。まず一般碎石を敷設し、下層路盤を形成した（図 5.30）。次に下層路盤上にグラウンド板を施工した（図 5.31）。グラウンド板は下層路盤上に敷設する電化道路への地盤からの電磁波の影響をシールドする役目がある。今回グラウンド板として敷鉄板を用いた。敷設したグラウンド板上にセラミックス系碎石などで構成される基層及び電極線路を 30m 施工し（図 5.32、図 5.33）、表層として特殊アスファルトを施工（図 5.34）した。特殊アスファルト構造は、誘電損失が少ない材料としてセラミックス系骨材を採用した。セラミックス系骨材は通常の道路にも用いられており、普通自動車の通過輪数 10 万回の強度を有することが道路舗装会社（大成ロテック株式会社）による検討によって明らかになっている。

5.2.2 FERMAT による給電効率の安定化

敷設した電化道路の 10m 区間について、表層の特殊アスファルト敷設前と敷設後における η_{\max} を VNA を用いて測定した。測定結果を図 5.35 に示す。結果、10m 伝播において表層なしの状態では 79.4%、表層ありで 75.1% となることがわかった。表層を敷設することで伝播効率が低下した要因はアスファルトによる損失だと考えられる。また、シミュレーションと比べ伝播効率が 20 ポイント低下している。この要因のひとつとして、施工時において道路内部に水分等が含有されたことが考えられる。

敷設した電化道路を用いて V-WPT による集電効率の位置特性の η_{\max} を評価した



図 5.30 下層路盤形成



図 5.31 グランド板施工



図 5.32 基層施工



図 5.33 送電電極施工



図 5.34 特殊アスファルトによる表層施工

結果を図 5.36 に示す。集電効率の η_{\max} は最大で 36% となり、最低で 1% となることが明らかとなった。伝播効率と比べ集電効率が低下した原因としては、タイヤのゴムによる損失が考えられる。また、定在波の影響により集電効率が周期的に変化していることがわかる。

定在波に起因する効率低下を抑制するため、4 章で提案した遠端全反射可変整合 (FERMAT) 方式を用いる。検討の結果、終端条件としてオープン、 $j23\Omega$ 、 $j72\Omega$ とすることで EV がどの位置にいても安定した給電効率を得られることがわかった。所望のリアクタンス値となるよう 10D-FB の同軸ケーブルを用いたスタブを試作した。これらのスタブを電化道路遠端に接続し (図 5.37)、V-WPT の位置特性を測定した。測定結果を図 5.38 に示す。図 5.38 より、遠端リアクタンス値を適切に切り替えることで、EV がどの位置にいても $\eta_{\max} = 25\% \sim 35\%$ と、安定した給電効率を得られることがわかる。

5.2.3 走行中ワイヤレス給電実証実験

これまで検討した結果を用いて、直線 10m のバッテリーレス走行実験を行った。全体のシステム構成を図 5.39 に示す。13.56MHz の RF 電源から出力された電力は LPF を介し高調波を遮断する。その後バランにより差動モードとして伝播され整合回路に入力される。整合回路の出力端は電化道路に埋設された電極に接続される。

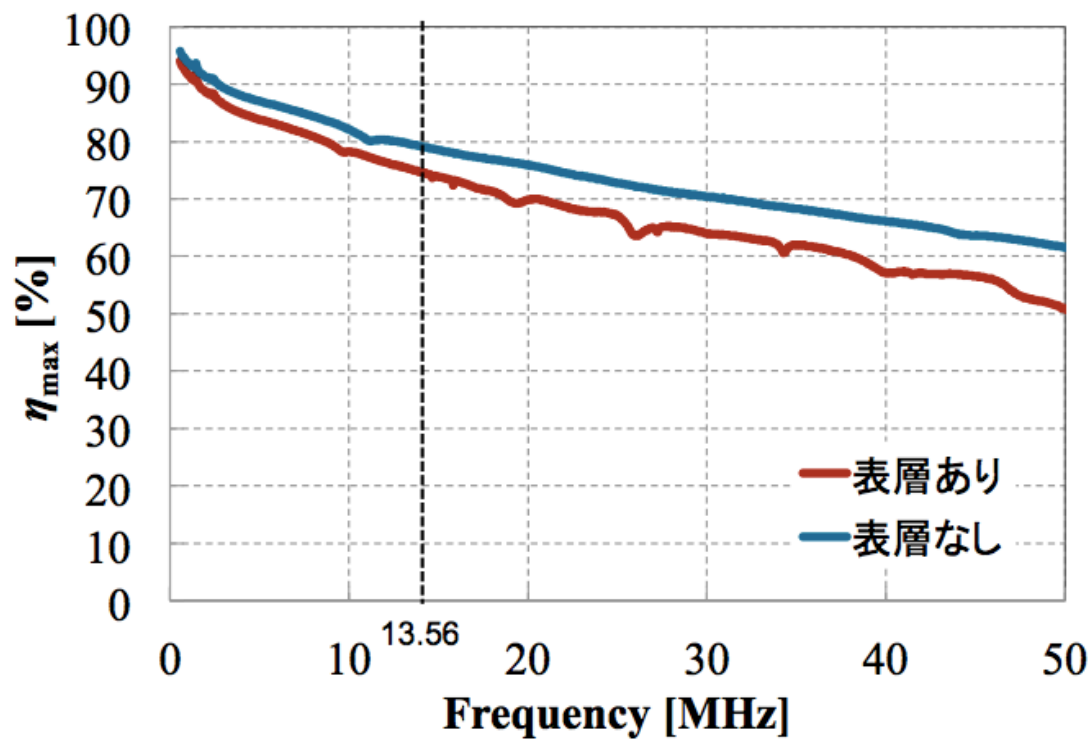


図 5.35 10m 電化道路の伝播効率 η_{\max}

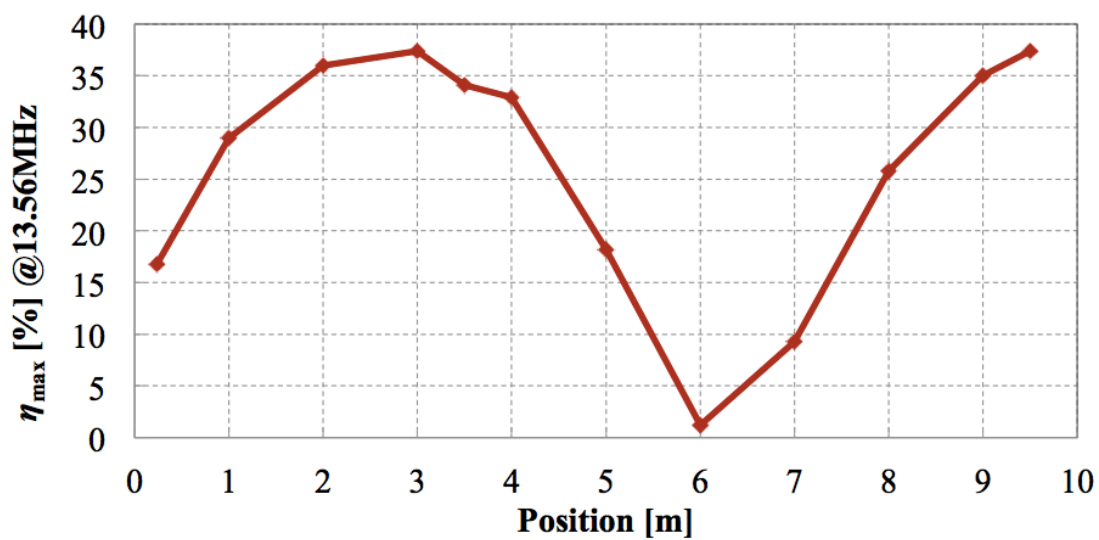


図 5.36 10m 電化道路における V-WPT の η_{\max}



図 5.37 試作した FERMAT システム用スタブ

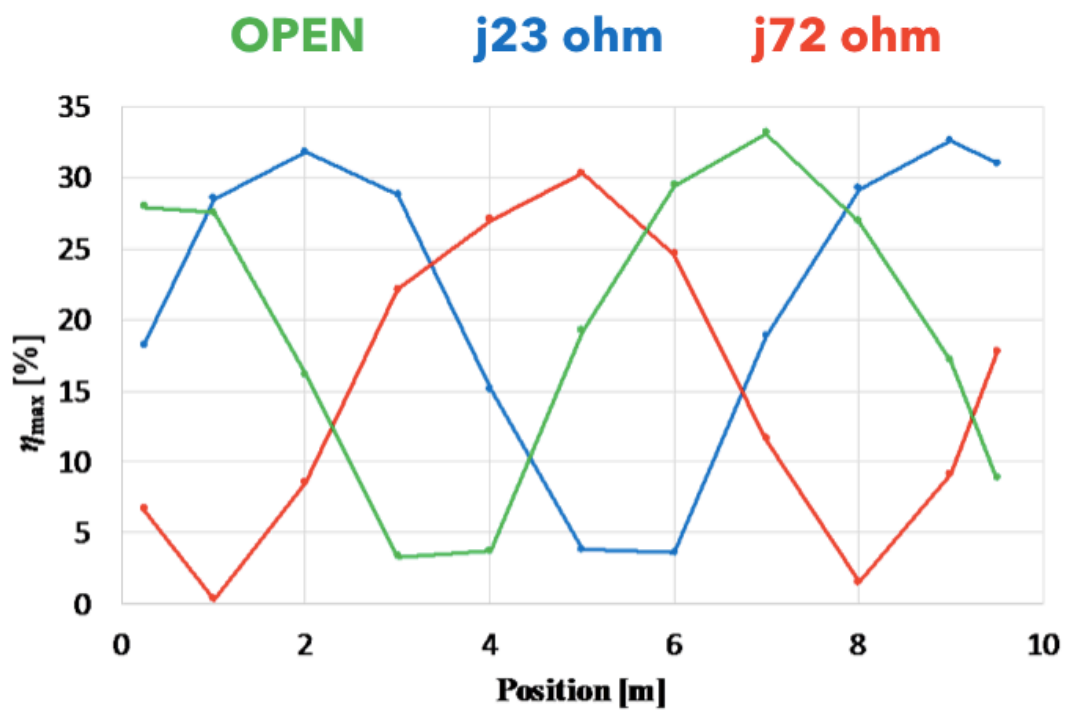


図 5.38 FERMAT システムを用いた際の V-WPT の η_{\max}

小型EVは電化道路上にあり、タイヤを介して高周波電力を受電する。車内に伝送された電力は車載回路(整合回路, バラン, RF整流回路, 電流レギュレータ)を介してEVのインバータモータに入力される。また、電化道路遠端にはFERMATシステムを装荷し定在波による効率低下を抑制している。実験風景を図5.40に示す。実証実験の結果、インバータ出力を3kWとしたときDC出力900Wを得ることができ、RF-DC効率30%を達成した。

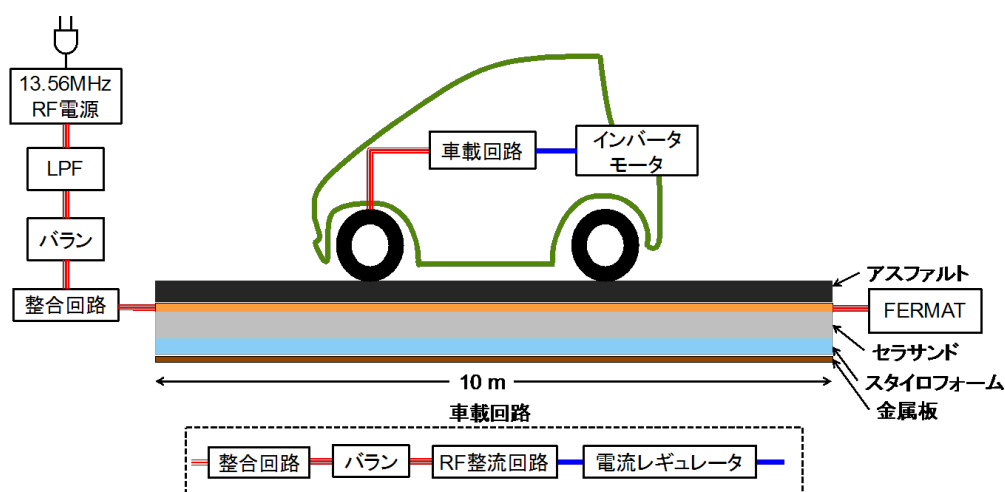


図 5.39 システム構成



図 5.40 バッテリーレス走行実験の様子

第6章

結論

本論文では、電化道路電気自動車 (Electric Vehicle on Electrified Roadway: EVER) システムの高効率化のために能動回路の動作状態におけるインピーダンス測定の新手法や EVER 実用化に向けた一般建材を用いた電化道路構築の検討について述べた。

2 章では、EVER のコンセプト、タイヤ集電機構、 kQ 積、 η_{\max} といった本論文における背景技術について説明した。

3 章では、オシロスコープとメビウス変換を活用した電力依存負荷インピーダンス測定の新たなアプローチを示した。理論解析により、線形4ポート回路網を使用することで、線形および非線形回路のインピーダンスをリアルタイムに測定できることを示した。提案システムの有用性および有効性の検証のため、白熱電球と整流回路による実証実験を行った。100W 級白熱電球に 1W から 80W まで入力した際の入力インピーダンスの変化を提案システムにより測定した。測定の結果、電力を大きくするにつれ白熱電球のインピーダンスの実部が増加していることがわかった。これは白熱電球の物理的特性と一致する。また、インピーダンスの虚部に関しては VNA で測定した値と良好な一致が確認できた。このことより、本システムによる非線形インピーダンス測定が可能であることが示されたさらに、100W 入力時における整流回路の入力インピーダンスを測定し、その値から整合回路を試作した。試作した整合回路を装荷することで、整流効率の向上および反射電力の低減がパワーメータにより確認できた。これらの結果より、提案システムの有用性および有効性を確認した。

4 章では、給電線路の近端および遠端に可変リアクタを装荷することで、線路上の任意の位置に負荷が移動したときに、その位置に定在波腹を追従させる新たな整合方式 (Far-End Reactance MATching: FERMAT) を提案した。理論解析により近端リアクタを直列接続した直列型 FERMAT、近端リアクタを並列接続した並列型 FERMAT、

遠端のみにリアクタを装荷した遠端型 FERMAT の整合条件を明らかにした。給電線路の特性インピーダンスと負荷インピーダンスに特定の関係があれば遠端リアクタのみで整合が可能であることがわかった。給電線路に損失を含めた系について整合誤差を検討した。線路損失 $\alpha=0\text{dB/m}$, 0.01dB/m , 0.03dB/m とし、線路全長を 13.56MHz において 1620° (電気長) としたときについて数値的に解析した。その結果、 $\alpha=0.03\text{dB/m}$ のとき S_{11} および S_{22} は最大で -10dB 以内に維持できることがわかった。従って FERMAT を用いることにより、たとえ線路に損失がある場合でも給電線路前段に簡易な自動整合回路を挿入することで整合がとれる範囲にまで反射が抑圧できるということが理論的に示せた。また、 $1/32$ スケールモデルによる実証実験を行った。給電線路長は 1m とし、給電電極としてアルミテープを、道路表層としてアクリル板を、下層としてポリエチレンボードを用いて構成した。構成した給電線路の特性を4ポート VNA により測定し、回路シミュレータによるパラメータフィッティングを用いて等価回路モデルを作成した。作成した等価回路モデルは実測値と良好な一致を見せることを確認した。ミニチュアカーのタイヤと給電線路の結合容量を測定し、作成した給電線路の等価回路モデルと組合せ FERMAT を用いた車両の位置特性シミュレーションを行った。遠端リアクタの値を $\infty\Omega$, 0Ω , $j100\Omega$ (82nH) および $-j100\Omega$ (8.2pF) とした際に定在波腹と節の位置が変化することを確認した。遠端リアクタの値としてシミュレーションと同様 $\infty\Omega$, 0Ω , $j100\Omega$ (82nH), $-j100\Omega$ (8.2pF) を用いて車両の位置特性を測定した。結果、シミュレーションと実験に良好な一致が見られ、提案手法の妥当性が確認された。

5章では、一般建材モルタルを表層材とした屋内向け電化道路 (以下電化フロア) の実証実験について述べた。V-WPT 方式の理論解析により、高比誘電率または低誘電正接の表層材料を開発することで高い集電効率を得られることを示した。集電効率向上のため、モルタルに鋼繊維を添加することで高い比誘電率を得られることを明らかにした。特に鋼繊維の添加量を超高強度繊維補強コンクリートと同等とすることで、無添加と比べ誘電正接が 0.51 から 0.14 まで低減できることを示した。開発した材料を表層材とした電化フロアの電磁界解析を行い、高い電力伝播効率を得られる断面構造を明らかにした。これらの検討を基に、右手左手複合系8の字周回電化フロアを試作した。各位置における V-WPT の η_{max} は 40% 程度となり、継続給電が可能であることが示された。整合回路、整流回路、電圧電流レギュレータ、瞬断補償回路を試作し、電動カートに搭載し走行実験を行った。走行実験の結果、時速 5km で電動カートが継続走行し、一般表層による EVER システムが実証された。

また、アスファルトを表層とした電化道路の材料および断面構造について検討した。まず電化道路の電力伝播効率を高めるため、アスファルトに用いられる骨材に

について検討した。通常のアスファルトに使用される骨材(一般骨材)の比誘電率および誘電正接を測定した結果、比誘電率は2.95、誘電正接は0.127となることがわかった。この結果より一般骨材は誘電正接が大きく、電化道路内の電力損失が大きくなることが懸念された。そこで新たな骨材として、セラミックス系碎石の使用を検討した。セラミックス系碎石の比誘電率および誘電正接測定の結果、比誘電率は2.29となり、誘電正接は0.004となることが明らかとなった。この結果よりセラミックス系碎石を骨材として用いることで電化道路の効率向上が期待された。また、一般骨材とセラミックス系骨材を用いたアスファルトを試作し、それぞれの比誘電率および誘電正接を測定した。結果、一般骨材を用いたアスファルトの比誘電率は6.44、誘電正接は0.33となった。また、セラミックス系骨材を用いたアスファルトの比誘電率4.97は、誘電正接は0.01となることがわかった。さらに、これらの結果を用いて直線30m電化道路の電力伝播効率シミュレーションを行った。結果、セラミックス系骨材を電化道路の基層および表層アスファルトの骨材として用いることで、電力伝播効率の η_{\max} は96%となることが示された(一般骨材を用いた場合の電力伝播効率は18%)。セラミックス系骨材を用いて豊橋技術科学大学構内に直線30m電化道路を敷設した。敷設した電化道路は10mと20mの分割された2つの電化道路で構成されている。これは、走行路を10mから30mまで段階的に走行実験を行えるようにするためである。まず、10m電化道路における電力伝播効率の η_{\max} を測定した。測定の結果、 η_{\max} は75.1%となりシミュレーションと比べ20ポイントの低下がみられた。この原因として、電化道路施工は複数日において行われており、かつ施工日付近は天候が悪く、小雨も降っていたため表層アスファルト敷設前に水分が入りこんだ可能性がある。敷設した電化道路上に小型EVを載せ、V-WPT効率の η_{\max} の位置特性を評価した。結果、最大で35%の効率が得られるが、定在波の影響により効率が0%となる点も発生した。そこで、FERMATシステムによる伝送効率の安定化を図った。電化道路遠端を開放、 $j23\Omega$ および $j72\Omega$ とすることで定在波腹と節の位置を変化させ、給電効率を25%から33%の範囲に収めることに成功した。これにより安定した電力供給を実現し、小型EVのバッテリーレス走行に成功した。

今後の展望として、まず非線形負荷インピーダンス測定システムの広帯域化が望まれる。現状では提案システムは $\lambda/4$ 線路により線形回路網を構築しているため、能動回路から発生する高調波を同時に測定するには課題がある。また、1ポート回路のみ測定が可能のため、今後多ポート化への拡張が望まれる。さらに、今回提案した測定の確からしさの指標 M では、その数値に定量的な意味が見出しにくいことが課題であり、さらなる検討が望まれる。次に、定在波に起因する給電効率低下の課題については、現状のFERMAT理論では電化道路上を移動する車両は1つと限定し

ている。今後実用化を目指す上で、電化道路上に乗る車両が複数台となることは必至である。それらの車両に対し、定在波の影響なく安定して電力を供給させるシステムの構築が実用化に向けて大きな課題となる。また、FERMAT理論は電化道路上の車両の位置を把握することが条件になっている。そのためセンサ等によりリアルタイムな位置測位が必要となること、さらに遠端リアクタンスの動的制御が必要と、システムが大掛かりになることが懸念される。今後、左手系回路のように受動回路で構成され、FERMATのように道路に周期的に埋設することのない定在波抑制手法が望まれる。さらに、本論では屋内向け電化道路(電化フロア)表層材料として、鋼繊維を配合したモルタルを提案し誘電正接が低下することを示したが、その値は未だ十分とはいえない。今後の長距離化を狙うにあたり、さらなる材料・構造検討が必要である。

本研究を進めるにあたり、高周波回路理論はもちろん、線形/非線形回路を正しく測定することの難しさ、道路を敷設するにあたり機械的な強度と電氣的な性能を両立するための材料・構造検討など非常に多岐に渡る視点からワイヤレス給電技術を眺めることができた。どのような技術もそうだが、ワイヤレス給電技術にしてもさまざまな基礎技術の上に成り立っており、それらを横断的(もちろん全てではないが)に学ぶことができたことは非常に得難い経験であった。今後は、これまでに得られた知見を活かしワイヤレス給電のみならずあらゆる電気/電子回路へ研究の手を伸ばしていくつもりである。

本研究で明らかとなった知見や成果が今後のみなさまの研究、開発の有益な情報となることを期待し総括とする。

謝辞

本研究を進めるにあたり多大なるご指導, ご鞭撻を賜りました大平 孝 教授, 坂井 尚貴 助教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上原 秀幸 教授, 市川 周一 教授, 穂積 直裕 教授, 田村 昌也 准教授, 宮路 祐一 助教に感謝いたします。また, 学生の頃より研究の奥深さや学ぶ楽しさを指導いただいた沖縄工業高等専門学校 of 石田 修己 元教授に多大なる感謝の意を表明します。

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数多くの方々の助力により成し遂げることができました。大成建設株式会社の遠藤 哲夫 様, 陣内 浩 様 (現東京工芸大学 教授), 大澤 和也 様, 藤岡 友美 様, 大成ロテック株式会社の城本 政一 様, 大成有楽不動産株式会社の宮城 司 様, 環境調査事務所の藤崎 哲史 様に心より感謝いたします。本研究による博士論文執筆にあたり社内において多大なる助力を頂きました。大成建設株式会社の松井 達彦 様を始め, 今村 聡 様, 上野 純 様, 佐藤 康弘 様, 大黒 雅之 様に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, 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, 技術提供をいただきましたトヨタ車体株式会社, 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。本研究の遂行に關しまして, 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 および 0159-0002 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鈴木 良輝 君, 鳥井 俊宏 君, 北川 裕理 君, 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] 全国地球温暖化防止活動推進センター, “世界の二酸化炭素排出量 (2014 年),” http://www.jccca.org/chart/chart03_01.html, 2014.
- [2] 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.
- [3] 経済産業省, “電気自動車・プラグインハイブリッド自動車の普及に向けて、「EV・PHV ロードマップ」をとりまとめました,” <http://www.meti.go.jp/press/2015/03/20160323002/20160323002.html>, March 2016.
- [4] 日本自動車研究所, “総合効率と GHG 排出の分析報告書”, 2011.
- [5] 自動車検査登録情報協会, “自動車保有台数推移表,” 2017.
- [6] 自動車検査登録情報協会, “ハイブリッド車・電気自動車の保有台数推移表,” 2017.
- [7] 経済産業省, “蓄電池戦略,” p.10, 2012.
- [8] 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, July 2007.
- [9] 株式会社ダイヘン, “搬送機革命,” <http://www.daihen.co.jp/wireless/special/>, Oct. 2016.
- [10] 村田製作所, “ワイヤレス電力伝送モジュール,” <https://www.murata.com/ja-jp/about/newsroom/techmag/metamorphosis16/productsmarket/wireless>, 2011.

- [11] 一般財団法人宇宙システム開発利用推進機構, “宇宙太陽光発電システム,” http://www.jspacesystems.or.jp/project_ssps/.
- [12] J. G. Bolger, F. A. Kirsten, and L. S. Ng, “Inductive power coupling for an electric highway system,” IEEE Vehicular Technology Conference, vol. 28, pp.137-144, March 1978.
- [13] 株式会社ダイフク, <http://www.daifuku.com/jp/solution/wirelesspower/>.
- [14] “Roadway powered electric vehicle project track construction and testing program phase 3D, ’ ’ Systems Control Technology, Inc., Palo Alto, CA, USA, California PATH research paper UCB-ITS-PRR-94-07, 10551425, March 1994.
- [15] 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.
- [16] 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.
- [17] 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.
- [18] 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, March 2014.
- [19] S. Y. Choi, B. W. Gu and S. Y. Jeong, “Trends of wireless power transfer systems for roadway powered electric vehicles,” Proc. IEEE 79th Vehicular Technology Conf., May 2014.
- [20] 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 Syst. Mag., vol.15, no. 2, pp.40-53, 2015.

- [21] Oak Ridge National Laboratory, “ORNL surges forward with 20-kilowatt wireless charging for vehicles,” <https://www.ornl.gov/news/ornl-surges-forward-20-kilowatt-wireless-charging-vehicles>, March 2016.
- [22] GOV. UK, “Off road trials for electric highways technology,” <https://www.gov.uk/government/news/off-road-trials-for-electric-highways-technology>, Aug. 2015.
- [23] Qualcomm, “Qualcomm HALO,” <http://www.qualcommhalo.com>, Nov. 2013.
- [24] 東京大学, “世界初 道路からインホイールモータへの走行中ワイヤレス給電に成功～新しい走行中給電のかたち～,” http://www.k.u-tokyo.ac.jp/info/entry/22_entry553/, April 2017.
- [25] M. Hanazawa and T. Ohira, “Power transfer for a running automobile,” IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Innovative Wireless Power Transmission, IMWS-IWPT2011, pp.77-80, Kyoto, May 2011.
- [26] 株式会社矢野経済研究所, “*Yano E plus*,” 東京, p.89, no. 111, June 2017.
- [27] 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,” 電学論 D, vol.134, no.7, pp.675-682, July 2014.
- [28] Y. Suzuki, M. Mizutani, T. Sugiura, N. Sakai and T. Ohira, “Prototype experiments on a 1/32-scale model via-wheel power transfer electric vehicle”, Electrical Engineering in Japan, Wiley Periodicals, vol.195, no.1, pp.63-71, April 2016. DOI: 10.1002/eej.22813 (Translated from Denki Gakkai Ronbunshi, vol.134-D, no.7, July 2014, pp.675-682)
- [29] 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—,” 信学技報 WPT2014-100, vol.114, no.524, pp.37-40, March 2015.
- [30] 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,” 信学論 C, vol.J99-C, no.4, pp.133-141, April 2016.

- [31] T. Ohira, "What in the world is Q?," IEEE Microwave Magazine, vol.17, pp.42-49, June 2016.
- [32] T. Ohira, "The kQ product as viewed by an analog circuit engineer," IEEE Circuit and Systems Magazine, vol.17, no.1, pp.27-32, Feb. 2017.
- [33] 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, April 2016.
- [34] 大平孝, "電化道路電気自動車," 自動車技術, vol.67, no.10, pp.47-50, Oct. 2013.
- [35] C. Liu, A. P. Hu and N. K. C. Nair, "Coupling study of a rotary capacitive power transfer system," Proceedings of the IEEE International Conference on Industrial Technology, 2009.
- [36] 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.
- [37] 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.
- [38] 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.
- [39] G. A. Covic and J. T. Boys, " Inductive power transfer, " Proc. IEEE, vol.101, no. 6, pp.1276-1289, 2013.
- [40] 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, March 2015.
- [41] Qualcomm, "WiPower," Wireless Power Technology | Wireless Energy Transfer | WiPower, <http://www.qualcomm.com/solutions/wireless-charging/wipower>, Dec. 2013.

- [42] 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.
- [43] 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.
- [44] 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.
- [45] R. Bosshard, J. W. Kolar, J. Muehlethaler, I. Stevanovic, B. Wunsch and F. Canales, “Modeling and η - α -pareto optimization of inductive power transfer coils for electric vehicles,” Emerg. Sel. Top. Power Electron. IEEE J., vol.3, no. 1, pp.50-63, 2015.
- [46] 齊藤孝, 三原莊一郎, 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.
- [47] 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.
- [48] M. L. G. Kissin, H. Hao and G. A. Covic, “A practical multiphase IPT system for AGV and roadway applications,” 2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, ECCE 2010 - Proceedings, pp.1844-1850, 2010.
- [49] 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.
- [50] 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 Microwave Workshop Series on Innovative Wireless Power Transmission, IMWS-IWPT2012, pp.35-38, Kyoto, May 2012.
- [51] 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.

- [52] 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.
- [53] 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.
- [54] 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.
- [55] T. Fujita, T. Yasuda and H. Akagi, "A moving wireless power transfer system applicable to a stationary system," in 2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, ECCE 2015, pp. 4943-4950, 2015.
- [56] 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.
- [57] K. Song, C. Zhu, K. E. Koh, T. Imura and Y. Hori, "Wireless power transfer for running EV powering using multi-parallel segmented rails," IEEE WoW 2015 - IEEE PELS Workshop on Emerging Technologies: Wireless Power, Proceedings, 2015.
- [58] M. Kim, H. Kim, D. Kim, Y. Jeong, H. H. Park and S. Ahn, "A three-phase wireless-power-transfer system for online electric vehicles with reduction of leakage magnetic fields," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol.63, no. 11, pp.3806-3813, Nov. 2015.
- [59] 高橋俊輔, "ワイヤレス給電の技術概容," 特技懇 特集 次世代のエネルギー供給 ~ ワイヤレス給電 ~, no.279, pp.3-14, Nov. 2015.
- [60] 庄木裕樹, "ワイヤレス電力伝送 (WPT) 技術の実用化に向けた動向と今後の取り組み ~ 制度化、国際協調、標準化の動向と普及に向けた活動 ~," 特技懇 特集 次世代のエネルギー供給 ~ ワイヤレス給電 ~, no.279, pp.15-23, Nov. 2015.
- [61] 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.

- [62] 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.
- [63] 居村岳広, 内田利之, 堀洋一, “非接触電力伝送における電磁誘導と電磁界結合の統一的解釈,” 電気学会技報, VT-09-007, pp.35-40, Jan. 2009.
- [64] T. Ohira, “Via-wheel power transfer to vehicles in motion,” IEEE Wireless Power Transfer Conference, WPTC2013, pp.242–246, Perugia, May 2013.
- [65] 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.
- [66] 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.
- [67] 大平孝, “ワイヤレス風力伝送の定常 kQ 理論,” 信学技報, MW2017-24, vol.117, no.104, pp.15-18, May 2017.
- [68] 大平孝, “ワイヤレス第3の矢,” 信学技報, vol.115, no.391, MW2015-171, pp.55-58, Jun. 2016.
- [69] N.Shinohara, “Power without wires,” IEEE Microwave Magazine, vol.12, no.7, pp.64-73, Dec. 2011.
- [70] Q. Chen, K. Ozawa, Q. Yuan and K. Sawaya, “Antenna characterization for wireless power-transmission system using near-field coupling,” IEEE Antennas and Propagation Magazine, vol.54, no.4, pp.108-116, Aug. 2012.
- [71] Q. Yuan, Q. Chen, L. Li and K. Sawaya, “Numerical analysis on transmission efficiency of evanescent resonant coupling wireless power transfer system,” IEEE Transaction on Antennas and Propagation, vol.58, no.5, pp.1751-1758, May 2010.
- [72] 青木勝義, 勝代健次, 山野上耕一, 黒木太司, “kHz 帯磁界共鳴電力伝送における回路不整の影響に関する検討,” 信学技報, vol.115, no.372, MW2015-152, pp.109-112, Dec. 2015.

- [73] 高橋航, 古田健太, 遠藤俊, 布川和樹, 馬場涼一, 丸山珠美, “磁界共鳴方式 WPT に対する氷雪影響の解析と測定,” 信学技報, vol.115, no.498, WPT2015-90, pp.77-80, March 2016.
- [74] 石川俊樹, 篠原真毅, “パネル構造型宇宙太陽光発電所におけるパネル位置推定のためのパネル角度推定法の提案,” 信学論 C, vol. J98-C, No.12, pp.366-376, Dec. 2015.
- [75] 野口恭甫, ウリントヤ, 坂井尚貴, “電化道路-タイヤ間における無線電力伝送回路試作,” 信学技報, vol.115, no.314, MW2015-131, pp.63-66, Nov. 2015.
- [76] M. L. G. Kissin, G. A. Covic and J. T. Boys, “Steady-state flat-pickup loading effects in polyphase inductive power transfer system,” IEEE Trans. on industrial electronics, vol.58, no.6, June 2011.
- [77] O. C. Onar, S. L. Campbell, L. E. Seiber, Cliff. P. White, J. M. Miller and M. Chinthavali, “A high-power wireless charging system development and integration for a Toyota RAV4 electric vehicle,” *IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)*, pp.1-8, June 2016, Dearborn, MI, USA.
- [78] Y. Lim, H. Tang, S. Lim and J. Park, “An adaptive impedance-matching network based on a novel capacitor matrix for wireless power transfer,” IEEE Trans. Power Electron., vol. 29, no. 8, Aug. 2014.
- [79] T. C. Beh, M. Kato, T. Imura, S. Oh and Y. Hori, “Automated impedance matching system for robust wireless power transfer via magnetic resonance coupling,” IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 60, no. 9, Sep. 2013.
- [80] F. S. Sandoval, S. M. Torres Delgado, A. Moazen-zadeh and U. Wallrabe, “Nulls-free wireless power transfer with straightforward control of magnetoinductive waves,” IEEE Trans. on MTT, vol.65, no.4, April 2017.
- [81] T. Ohira, “A battery-less electric roadway vehicle runs for the first time in the world (invited),” IEEE International Conference on Microwaves Intelligent Mobility, Nagoya, March 2017.
- [82] 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.

- [83] 伊勢正尚, 関口貴郎, “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.
- [84] 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.
- [85] 佐藤翔一, 斉藤彰, 水谷豊, 坂井尚貴, 大平孝, “リアルタイム負荷追従 2.4GHz インピーダンス自動整合回路,” 信学論 (B), vol.J98-B, No.9, Sep. 2015.
- [86] 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, April 2015.
- [87] 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, April, 2014.
- [88] T. Ohira, “What in the world is Q,” IEEE Microwave Magazine, vol.17, no.6, pp.42-49, June 2016.
- [89] J. W. Brown and R. V. Churchill, *COMPLEX VARIABLES and APPLICATIONS*, SEVENTH EDITION, McGrawHill, New York, pp. 307-311, 2004.
- [90] J. Essel, D. Brenk, J. Heidrich, R. Weigel, and D. Kissinger, “Large-signal measurements and nonlinear characterization of an analog frontend for passive UHF CMOS RFID transponders,” *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol.61, no.2, Feb. 2013.
- [91] P. Roblin, et al., “New trends for the nonlinear measurement and modeling of high-power RF transistors and amplifiers with memory effects,” *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol.60, no.6, June 2012.
- [92] J. Benedikt, R. Gaddi, P. J. Tasker, and M. Goss, “High-power time-domain measurement system with active harmonic load-pull for high-efficiency base-station amplifier design,” *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol.48, no.12, Dec. 2000.
- [93] C. A. Hoer, “A high-power dual six-port automatic network analyzer used in determining biological effects of RF and microwave radiation,” *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol.MTT-29, no.12, Dec. 1981.

- [94] T. Yakabe, and F. Xiao, "A vector network analyzer based on seven-port wave-correlator," *IEICE Trans. ELECTRON.*, vol.E88-C, no.7, pp.1483-1489, July 2005.
- [95] G. F. Engen, and C. A. Hoer, "Application of an arbitrary six-port junction to power measurement problems," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol.IM-21, no.4, pp.470-474, Nov. 1972.
- [96] D. Barataud, et al., "Measurements of time-domain voltage/current waveforms at RF and microwave frequencies based on the use of a vector network analyzer for the characterization of nonlinear devices-application to high-efficiency power amplifiers and frequency-multipliers optimization," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol.47, no.5, Oct. 1998.
- [97] K. Thalayasingam, and H. Heuermann, "Novel vector non-linear measurement system for intermodulation measurements," *Proceedings of the 39th European Microwave Conference*, Rome, Oct. 2009.
- [98] 中島達二, "誘電分極, 誘電率および誘電損," 誘電体現象論, pp.92-95, (社)電気学会, 東京, 2001.
- [99] 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.
- [100] 高井伸一郎, "導電性・電磁波遮蔽性を有するコンクリート構造物の開発に関する基礎的研究," 鳥取大学博士学位論文, pp.97-99, Sep. 2013.

業績リスト

論文 (査読あり)

- [1] Sonshu Sakihara, Satoshi Kitabayashi, Naoki Sakai, and Takashi Ohira, “Far-end reactor matching to a traveling load along an RF power transmission line,” IEICE Trans. Fundamentals, vol.E101-A, no.2, Feb. 2018.
- [2] Sonshu Sakihara, Masaru Tanaka, Naoki Sakai, and Takashi Ohira, “Power dependent impedance measurement exploiting an oscilloscope and Möbius transformation,” IEICE Trans. Electron., vol.100, no.10, pp.918-923, Oct. 2017.
- [3] 崎原孫周, 鈴木 良輝, 坂井 尚貴, 大平 孝, 遠藤 哲夫, 陣内 浩, “電動ビークル走行中給電のためのモルタル舗装電化フロア,” 電子情報通信学会論文誌 A, Vol.J100-A, No.6, pp.219-227, June 2017.
- [4] 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, April 2016.
- [5] 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, April 2016.

国際会議 (査読あり)

- [6] 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.

- [7] Sonshu Sakihara, Masaru Tanaka, Kyohei Yamada, Naoki Sakai, and Takashi Ohira, “Nonlinear Load Impedance Measurement System Exploiting Time-Domain Waveform and Möbius Transformation,” Interdisciplinary Research and Global Outlook Conference 2015, P90, Aichi, Japan, Oct. 2015.

学会発表

- [8] 崎原孫周, 遠藤哲夫, “電界結合方式を用いたワイヤレス給電道路の開発 その2 定在波に起因する給電効率低下の抑制,” 日本建築学会全国大会, no.40273, Sept. 2017.
- [9] 崎原孫周, 遠藤哲夫, 鈴木良輝, 坂井尚貴, 大平孝, “電界結合方式を用いたワイヤレス給電建物フロアの開発 その2 定在波に起因する給電効率低下の抑制,” 電気設備学会全国大会, C-2, pp.122-123, Sept. 2016.
- [10] 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.
- [11] 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.
- [12] 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.
- [13] 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.
- [14] 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, April 2015.
- [15] 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, March 2015.

特許

- [16] 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,” 特願 2016-048688, 2016.
- [17] 大平孝, 崎原孫周, 坂井尚貴, “整合装置および移動体給電システム,” 特願 2015-154869, 2015.

表彰（個人受賞）

- [18] 崎原孫周, “学生研究奨励賞,” 社団法人電子情報通信学会東海支部, June 2012.
- [19] Sonshu Sakihara, “RTO Report Awards,” Rohde & Schwarz Design Competition, Dec. 2012.
- [20] 崎原孫周, “MWE2011 1 段増幅器部門優秀賞,” MWE2011 実行委員会及び電子情報通信学会マイクロ波研究専門委員会 MWE2011 学生コンテスト, Dec. 2011.

雑誌寄稿

- [21] 遠藤哲夫, 崎原孫周, “バッテリーレス電気自動車へ向けた走行中ワイヤレス給電技術,” 車載テクノロジー, vol.4, no.3, pp.75-79, Feb. 2017.
- [22] 遠藤哲夫, 崎原孫周, “電界結合方式による走行中給電技術の開発,” 建設と社会, vol.97, no.1137, pp.32-33, Dec. 2016.
- [23] 遠藤哲夫, 崎原孫周, 大平孝, “電界結合方式を利用した走行中給電技術の開発,” 電設技術, vol.62, no.7, pp.94-98, July 2016.