

博士論文

Doctoral Dissertation

非接触電力伝送システムの補償回路の体系的設計論
-多様な電気自動車向け給電システム実用化を目指して-

**Systematic design methodology of compensation circuit for
wireless power transfer system
- Aiming for commercial application of various wireless
power transfer in electric vehicles**

by

37-187066 武田広大

Dissertation Submitted to

Department of Electrical Engineering and Information Systems

for the Degree of

Doctor of Philosophy

at

The University of Tokyo

December 2020

Supervisor:

Professor Takafumi Koseki

内容梗概

本論文では、磁界結合型非接触電力伝送システム (WPTS: Wireless power transfer system) の普及を促進するために、補償回路に関する専門的な知識を必要としない補償回路設計論を構築する。そのために、実用的制約を考慮した WPT の電力伝送特性を送受電分割による解析及び、その可視化方法を提案する。さらに、この結果を利用し、電気自動車 (EV) 用 WPTS の設計に応用可能な補償回路設計を行う。

論文全体の構成は以下の 7 章である。

1 章と 2 章では、WPT 技術の現状と抱える課題を特に補償回路の観点からまとめ、補償回路設計の重要性とその難易度について入出力制御および、共振条件の有無から整理している。さらに、製品として設計する際に考慮すべき電源や送受電コイルの電流制約、互換性の課題について述べている。

3 章では、WPTS を送電側と受電側に分割して解析する手法、及びその結果の可視化について提案している。この分割解析により送電側と受電側の補償回路の電力伝送特性を個別に議論できるようになり、考えられる様々な組み合わせの補償回路を統一的に議論できる。そして、分割解析結果を複素インピーダンス平面上に可視化することで、実用的な制約条件を含めた補償回路が持つ電力伝送特性の推定が可能になる。これらの可視化マップを利用することで従来の共振回路とそうでない補償回路のもつ出力電力特性を直感的に把握が可能となる。

4 章では、3 章で求めた可視化マップの持つ有用性を設計に応用できる形で具体化するために、負荷以外の抵抗を無視した場合の、電力とインピーダンスの関係から円と直線の方程式を導出する。これにより、複数の円の複合として電力マップを作図でき、そこから電力特性の幾何的特徴を導ける。さらに、各パラメタが変化したときの電力マップやインピーダンス軌跡の変化について議論する。

5 章では、送受電分割解析と幾何的特徴を利用した補償回路の設計を 2 つ提案する。

まず、実用的な制約として、電源の電流電圧及び電流位相、送受電コイルの電流を考慮し、これらの制約を指定されたパラメタ変動範囲に対して満たしつつ定格電力給電可能な補償回路の設計を提案する。送受電分割解析に基づき、受電回路、送電回路の順に補償回路の設計を行う。提案設計法を用いたシミュレーションによって得られた結果から、電流制約と電源力率の間にトレードオフの関係があることを示す。さらに、実際に電気自動車向けとして開発されたシステムに対して、ここで提案した解析および設計を行うことで本手法の有用性を確認する。

次に、送受電分割解析と幾何的特徴に基づいて、結合係数変動に対する電力動揺を抑制する補償回路設計を提案する。この設計では電力設計問題を幾何の問題として再解釈することで煩雑な数式計算を回避している。共振条件を全く仮定しないことで、先行研究で提案されている手法に比べより高い電力平滑化が達成可能である。

6 章では、実際の EV 向け静止中給電の標準化規格である SAE J2954 を例としてとりあげ提案解析および設計法を適用する。本規格では異なるシステム間での給電評価が必要であり多くの組み合わせが存在する。そこで、提案した送受電分割解析と可視化を利用することで、給電評価結果を分かりやすく提示する。さらに、互換性が取れていないシステム同士の回路を可視化マップを利用し、幾何的特徴と可視化マップを利用した手動での補償回路の調整に基づいた給電互換性を担保する回路設計を行う。

7章では、本論文で得られた成果と今後の課題についてまとめる。

Contents

Chapter 1	序論	1
1.1	背景	1
1.1.1	非接触給電技術の社会的要請	1
1.1.2	非接触給電技術の交通システムへの応用	1
1.2	本論文の目的	2
1.3	本論文の構成	3
Chapter 2	非接触給電における補償回路解析と設計の現状と課題	5
2.1	はじめに	5
2.2	磁界結合型非接触電力伝送技術の基礎	5
2.2.1	非接触給電システムの一般的な構成	5
2.3	電力伝送特性における補償回路設計の重要性	6
2.3.1	補償回路の役割	6
2.3.2	入出力制御の有無と補償回路の自由度と設計目標の関係	6
2.3.3	補償回路の高次化と共振条件の緩和	7
2.3.4	様々な補償回路の組み合わせを持つ WPT システムの給電特性解析	8
2.4	非接触給電システムにおける実用設計	9
2.4.1	実用的な制約による給電の制限	9
2.4.2	異なる送受電システムの組み合わせの給電特性解析と設計指針	9
2.5	本論文で取り組む課題の範囲	10
2.5.1	回路設計の難化	10
2.5.2	異なる送受電システム間の給電評価・設計	10
2.6	まとめ	10
Chapter 3	非接触給電システムの送受電分割による電力伝送特性の可視化	11
3.1	はじめに	11
3.2	非接触給電回路の線形化	11
3.2.1	インバータの基本波近似	11
3.2.2	負荷の等価複素インピーダンス近似	12
3.3	送受電回路の分割解析	13
3.3.1	一次側から見た二次側等価インピーダンス	14
3.3.2	送電回路のインピーダンス解析：伝送可能有効電力関数	15
3.3.3	受電回路のインピーダンス解析：一次等価二次インピーダンス	16
3.3.4	結合の変動に伴う自己インダクタンス変動の補正	16

3.3.5	損失を考慮した場合のインピーダンス解析	17
3.4	電力伝送特性の可視化	17
3.4.1	電力マップの描画	18
3.4.2	Z_{ref} 軌跡の描画	18
3.5	電力マップと Z_{ref} 軌跡を利用した電力伝送特性の導出	19
3.5.1	可視化評価手法の利点	19
3.5.2	定抵抗負荷と定電圧負荷の相違点	21
3.6	まとめ	23
Chapter 4	はしご型補償回路の電力伝送特性の幾何的特徴の解析と体系的理解	27
4.1	はじめに	27
4.2	はしご型補償回路の電力マップおよび Z_{ref} 軌跡の幾何的特徴	27
4.2.1	T型補償回路の電力マップ	27
4.2.2	T型補償回路の Z_{ref} 軌跡	30
4.3	可視化電力マップを用いた補償回路の特徴比較	33
4.3.1	代表的な補償回路の電力マップ分類	33
4.3.2	代表的な補償回路の Z_{ref} 軌跡分類	34
4.3.3	電力マップの形状とパラメタの関係	37
4.3.4	高次補償回路への適用	40
4.4	まとめ	41
Chapter 5	送受電分割と可視化に基づく補償回路設計論	43
5.1	はじめに	43
5.1.1	制御の前提条件	43
5.2	電圧電流制約を満たし定格電流を送る補償回路設計	43
5.2.1	設計対象の補償回路とシステム	43
5.2.2	本設計で考慮する条件	44
5.2.3	電力等高線を利用した定格給電可否判定	44
5.2.4	送受電分離補償回路設計	48
5.2.5	補償回路素子の選定	53
5.2.6	電流制約と電源力率のトレードオフ	53
5.2.7	共振設計と提案設計の比較	54
5.2.8	実際の給電システムを利用した設計	57
5.3	結合変動に対する電力動揺平滑化補償回路設計	60
5.3.1	設計対象の補償回路とシステム	60
5.3.2	本設計で考慮する条件	60
5.3.3	電力平滑条件の導出	61
5.3.4	実験による電力動揺平滑化効果の検証	73
5.4	まとめ	74
Chapter 6	SAE J2954 に基づく EV 用静止中非接触給電システムの給電評価と互換性設計	77
6.1	はじめに	77
6.2	SAE J2954 について	77

6.2.1	給電の要件について	77
6.2.2	相互運用性	77
6.2.3	各種制約	78
6.3	電力等高線を利用した給電要件充足判定	78
6.3.1	単一送受電システムの評価	79
6.3.2	可変素子が補償回路に含まれる場合	81
6.3.3	電源周波数が変化する場合	82
6.3.4	異なるシステム組み合わせにおける給電要件充足判定	83
6.4	電力マップと Z_{ref} 軌跡に基づく手動での補償回路調整	84
6.4.1	補償回路の調整	85
6.4.2	補償回路調整による互換性改善実験結果	88
6.4.3	互換性確保のための設計指標	90
6.5	まとめ	90
Chapter 7	結論	93
7.1	本研究の成果	93
7.2	今後の課題	94
Appendix		95
A	受電側回路の解の探索アルゴリズム	95
A.1	R_s 条件を満たす X_5, X_6 候補の探索	95
A.2	$\tan \theta_{2worst}$ 位相角を最小化する X_4 の選択	96
B	送電側回路の解の探索アルゴリズム	97
B.1	与えられた X_1, X_2, X_3 に対する定格給電可否判定	97
B.2	最低力率 pf_{min} の計算	98
Bibliography		100
References		101
List of Publications		106

List of Figures

1.1	Classification of WPT.	2
1.2	Structure of this thesis.	3
2.1	Schematic diagram of whole circuit of general WPT.	5
2.2	4 basic compensation circuit.	7
2.3	High-order compensation circuit.	9
3.1	Schematic diagram of WPT system.	12
3.2	Equivalent circuit of diode full-bridge rectifier and its typical waveform.	12
3.3	Examples of practical rectifier circuits.	13
3.4	Rect function of the rectifier on the left side is on the right side.	14
3.5	General circuit diagram of WPT system.	14
3.6	Modification of self-inductance variation of transmitter coil.	17
3.7	Equivalent circuit of S/S.	18
3.8	Power map under each constraint.	19
3.9	Power map of P_{trans}^{max}	20
3.10	Z_{ref} trajectory of the receiver. Magenta line and black lines represent $R_L = 5$ and $R_L = 8$	21
3.11	Power map and Z_{ref} trajectory of the receiver. Magenta line and black lines represent $R_L = 5$ and $R_L = 8$	22
3.12	Derivation of power transmission characteristics from the proposed power map.	22
3.13	Comparison of power map with resistance and without resistance.	24
3.14	Explanation of P_{out} calculation when the load is constant voltage source.	25
4.1	4 possible basic compensation circuits.	28
4.2	T compensation equivalent circuit.	29
4.3	Contour lines of transferred power.	30
4.4	Contour line of θ	30
4.5	Geometrical relationship among contour lines.	30
4.6	Z_{ref} trajectory when coupling changes without constant self-inductance.	31
4.7	Z_{ref} trajectory when coupling changes with self-inductance variation.	31
4.8	Z_{ref} trajectory described in (4.16).	32
4.9	Typical power map of constant source voltage under basic compensation configurations designed to be resonant.	33

4.10	Typical power map of constant source current under basic compensation configurations designed to be resonant.	35
4.11	Power map transformation of P_{trans}^V according to X_1	37
4.12	Power map transformation of P_{trans}^V according to X_2	38
4.13	Power map transformation of P_{trans}^V according to X_3	38
4.14	Power map transformation of P_{trans}^I according to X_1	39
4.15	Power map transformation of P_{trans}^I according to X_2	39
4.16	Power map transformation of P_{trans}^I according to X_3	39
4.17	Phase map transformation according to X_1	40
4.18	Phase map transformation according to X_2	40
4.19	Phase map transformation according to X_3	40
4.20	Example of transformation of high-order compensation circuit into T type compensation circuit by $Y - \Delta$ transformation.	41
5.1	Graphical representation of available transmitted power to the receiver side under electrical constraints $S_{P_{out}}$	45
5.2	Judge map of power transmission with satisfying the constraints.	46
5.3	An equivalent circuit of test bench for the experiment.	47
5.4	Picture of experimental setup.	48
5.5	Judgement map of the WPT system shown in Fig. 5.3.	48
5.6	Source current and voltage and coil current measured in the experimental system shown in Fig. 5.3. The area filled with pale black or green is the feasible range of load voltage.	49
5.7	Flowchart of receiver circuit design.	50
5.8	Flowchart of transmitter circuit design.	52
5.9	S_{ref} with points	53
5.10	Final characteristics of the designed system.	54
5.11	Comparison of current and voltage at rated power transferred under CP1 condition. Black lines represent limit values.	55
5.12	Comparison of power factor to the variation of load and coupling.	56
5.13	Comparison of current and voltage at rated power transferred between Conv.3 and Prop.3. Black lines represent limit values.	57
5.14	Comparison of power factor to the variation of load and coupling.	58
5.15	Minimum power factor of the designed system for different current constraints.	58
5.16	Comparison of current and voltage at rated power transferred between calculation and simulation for Prop.3.	59
5.17	Equivalent circuit of the system designed to fulfill all given constraints.	59
5.18	Judgement map of the designed system by the proposed design method.	60
5.19	Measured data of source current/voltage and coil current.	61
5.20	Waveform of source current and voltage at load voltage 340V.	61
5.21	Power circles. Output power is less than P_{out} in blue region and larger in red one. Every center of the circle is on the specific line parallel with R_{ref} ax.	62

5.22	Phase condition lines at $\theta = 0$. Purple, pink and red lines represent the conditions that $X_1 + X_2$ is larger than 0, equal to 0 and smaller than 0, respectively. Current is lagged if Z_{ref} in the lag region.	63
5.23	Geometrical representation of minimum power variation condition. A red line is Z_{ref} line.	63
5.24	Two possible circles tangent to the X_{ref} axis and passing through Z_{rm} and Z_{rM} . A red line is Z_{ref} line. l_1 is the equation of a line perpendicular to Z_{ref} line and passing the midpoint of Z_{rm} and Z_{rM} .	64
5.25	O_θ at different θ_d . Regions of outside of a blue circle corresponding to O'_{pm} and inside of a red circle corresponding to O_{pm} represent phase difference larger than θ_d .	67
5.26	Border condition of r_θ derivation.	68
5.27	Two possible circles tangent to the X_{ref} axis and passing through Z_{rm} and Z_{rM} . A red line is Z_{ref} line. l_1 is the equation of a line perpendicular to Z_{ref} line and passing the midpoint of Z_{rm} and Z_{rM} .	70
5.28	Power variation to angle of reflected impedance and α .	70
5.29	Z_{ref} trajectory of varying R_L at constant output power.	71
5.30	Output power under constant voltage and available power function.	72
5.31	Power map and output power of designed LCC/S circuit($\theta_2 = 0$).	73
5.32	Power map and output power of designed LCC/S circuit($\theta_2 = 35^\circ$).	73
5.33	Power map and output power of designed LCC/LCC circuit($\theta_2 = -35^\circ$).	74
5.34	Output power under constant voltage and available power function of Fig. 5.31-Fig. 5.33.	74
5.35	Output power comparison by previous methods.	75
5.36	Equivalent circuit of the experimental system.	75
5.37	Comparison of simulated power and efficiency with calculation result of the designed circuited by the proposed method.	76
6.1	Equivalent circuit of WPT1.	79
6.2	Self-inductance and coupling map. Ground clearance is minimum.	79
6.3	Self-inductance and coupling map. Ground clearance is maximum.	80
6.4	Area is to be investigated.	80
6.5	Contour of power map and Z_{ref} of various output power.	81
6.6	Equivalent circuit of WPT2 described in SAE J2954.	81
6.7	Available power area changes according to X_{GA} .	82
6.8	Example of power transmission evaluation of the system shown in Fig. 6.6	83
6.9	3D judgement map with varying frequency.	83
6.10	Evaluation map of the system before parameter modification.	84
6.11	Zoomed evaluation map of minimum coupling condition of Z2 class with limitation lines.	85
6.12	Equivalent circuit of different combination of the WPT system.	85
6.13	Results of receiver side modification of parameters.	86
6.14	Power map of Fig. 5.3.	87
6.15	Shift of contour line caused by parameter modification of transmitter side.	88
6.16	Evaluation map of the system after parameter modification.	89
6.17	Experimental results of interoperability test of WPT2 system before the modification.	89
6.18	Interoperability of the WPT system concept.	90
A.1	Graph of R_s and X_{2p} to R_{ac} , or R_{dc} .	95
A.2	Graph of R_s to R_{ac} , or R_{dc} .	96

A.3	Parameter search area.	97
B.1	How to determine r_{l-min}	97
B.2	Determination of the worst power factor.	98

List of Tables

2.1	Values of compensation capacitance of 4 basic topology.	8
3.1	Parameters for S/S simulation	17
4.1	Parameters for power map visualization	37
5.1	Control of the WPT system	44
5.2	Judgment table	47
5.3	Parameters of the system for simulation.	47
5.4	Inductance variation of test bench according to position	47
5.5	Inductance variation of test bench according to position	53
5.6	Given specifications	54
5.7	Current constraints patterns	54
5.8	Designed compensation parameter	56
5.9	Parameters of the system for design.	58
5.10	Parameters of the system for design.	60
5.11	Parameters for design	75
6.1	Power class and Z class in SAE J2954	78
6.2	Interoperability by power class	78
6.3	Compatibility between Z-classes	78
6.4	System specification	82
6.5	System specification	86
6.6	Parameter modification result	88
6.7	Experimental results of interoperability test of WPT2 system after the modification.	90

Chapter 1

序論

1.1 背景

1.1.1 非接触給電技術の社会的要請

電動化が進む現代社会において燃料としてのガソリンなどにかわり、電池が重要な役割を果たしている。その結果、電池の容量が機器の性能や利便性に直接的に影響を及ぼしている。そこで、電池容量の限界を超えるための技術として、非接触給電 (Wireless Power Transfer, WPT) 技術が注目されている。

WPT 技術は、コードでつなぐことなく対象に電力を送る技術全般を指し、現在様々な応用が検討されている。WPT には電力を媒介する種類によりいくつかに分類され、主な方式として、電磁波を介するもの、磁界を介するもの、電界を介するものの3つがある。ここに、レーザーを用いた電力伝送を含めることもある。さらに、大きくは近傍界と放射界に分けられ、最も一般的な電磁誘導を用いたもの、さらに磁界共鳴 (結合) を用いたもの、電界共鳴 (結合) を用いたもの、電磁波を用いたものなどが存在する。これらの特徴をまとめた図を Table 1.1 に示す。

応用先によって必要とされる伝送距離や伝送電力が異なるため、目的に適した方式を選択しなければならない。例えば、電磁波を用いた方式は伝送距離が非常に長く、古くから研究されてきたため、飛翔体への給電応用は 1960 年代から行われていた [1,2]。近年では、医療用インプラント機器への給電 [3] や、多量に存在するセンサーが空間内の電磁波から駆動用電力を受電するエネルギーハーベスティングの開発が盛んに行われている [4]。一方で、磁界を用いた方式は、伝送距離は 1 メートル程度だが、伝送可能電力と伝送効率が非常に高いため、交通システムへの応用 [5] や、産業用機器など [6] の大電力向けの用途への応用が進んでいる。この分野では、Qi 規格のように小電力向けの規格や、電気自動車向けの国際規格などの整備も進んでいる。

近年では、 $\sim 100\text{kHz}$ 周波数帯の磁界共鳴方式は電磁誘導の特殊ケースとして扱われることが多く [7]、等価回路も変圧器として記述されることもある [8–10]。

1.1.2 非接触給電技術の交通システムへの応用

非接触給電の交通システムへの応用は注目されている。特に、電磁誘導、磁界共振型とは相性がよいため、多くの交通システムへの応用研究でこの2つの方式が選ばれている。したがって、以下ではこの2方式について説明する。

小電力応用との相違点

電子機器などの小電力機器向けの非接触給電システムと異なり、交通システムでは非常に大きな電力が必要となる。例えば、電子機器向けの Qi 規格では最大 50W 程度であるが、電気自動車向けでは最小電力でも 3kW

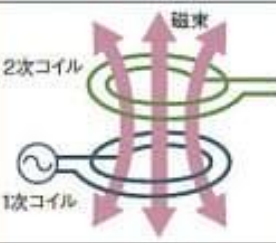
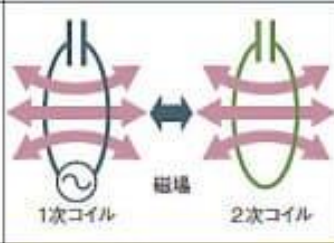
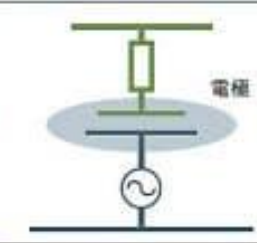

種類	電磁誘導方式	磁界共鳴方式	電界結合方式	電波受信方式
概要				
送電できる距離	数mm～10cm程度	数cm～数m	数mm～数cm	数十cm～数m (家庭内機器向け)
送電できる電力	数W～数kW	数W～数kW	数W～数百W	1W以下
電力の利用効率	70～90% (残りは主に熱になる)	40～60% (残りは熱(磁場)と電波(電場)になる)	60～90% (残りは熱になる)	かなり低い (残りは電波になる)
使用する周波数	10kHz～数百kHz	数百kHz～数十MHz	数百kHz～数MHz	中波～マイクロ波
取り組んでいる企業	Powermat社、三洋電機、セイコーエプソン、昭和飛行機工業など多数	長野日本無線、Qualcomm社、ソニー、WITricity社など	竹中工務店、村田製作所など	Intel社、日本電業工作、Powercast社など

Fig. 1.1: Classification of WPT [11].

である [12]。さらに、鉄道用途では 100kW 以上の電力を送る例もある [13]。

このように、伝送電力が大きくなることで顕在化する課題がある。一つには伝送電力が大きくなることで、電流制限などの熱設計や高電圧などへの対応が重要である。また、漏洩磁界の強度なども大きくなるため、如何に漏洩磁界を抑制するかも重要となる。

電気自動車応用の現状

非接触給電の電気自動車への応用は非常に盛んに研究されている [14–16]。応用先を大きく分類すると、停車中の電気自動車への給電 [17–19] と走行中の電気自動車への給電 [20–24] に分けられる。

停車中の給電については、乗用車向けで一部製品化も始まっており [25]、EV バス向けの実証試験も盛んに行われている [26,27]。一方で、走行中給電については k 各国で実証研究が行われ、実用化の前段階にある。しかし、走行中給電においては技術的課題にとどまらず、いかに収益化にたどり着くかという課題が存在する。

互換性・相互運用性確保の重要性

非接触給電回路では、送受電システムを一つのものとして設計する。しかし、電気自動車での使用場面を想定すると、公共の場所に設置される充電装置は必ずしも車両側のシステムと同一メーカーの作成したものとは限らないため、利用者の利便性の観点からシステムの設計に関して規格が必要となる。現在中心の企画として検討されている規格は SAE J2954 である [12]。一方で、非接触給電システムは現在も研究の進む分野であるため、厳密な定義ではなく、電力伝送特性に注目した技術開発の余地を残した規格定義が必要となる。

1.2 本論文の目的

本論文では、非接触給電システムにおける補償回路の設計を扱う。先行研究における補償回路の設計は共振条件を前提とするものが一般的であった。これは、共振条件を満たすことで解析が簡単になる上に、出力が定電圧や定電流特性を持ち、設計に利用しやすいためである。

一方で、共振を前提としているため共振条件からずれた場合の性能の変化が大きく、製造中に発生する補償素子の設計に精度が要求される。さらに、共振設計では結合係数に対する出力電力の感度が高くなるため、電源や負荷の制御が必須になる。このような課題を解決するため、共振条件を前提としない補償回路設計が研究され始めている。しかし、共振条件を前提としない回路設計は回路解析が複雑になるため、検討は限定的な解

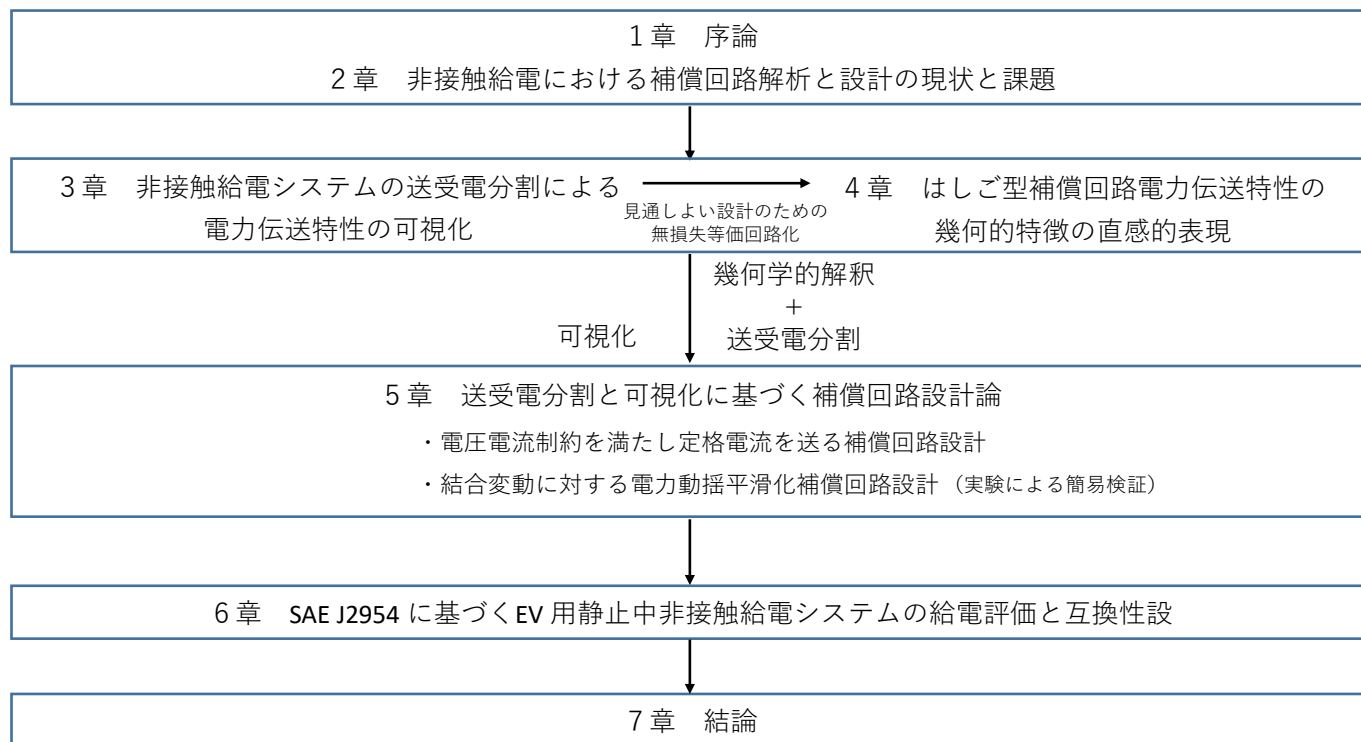


Fig. 1.2: Structure of this thesis.

析にとどまっている。

そこで、本論文では最初に共振条件を満たさない補償回路の新しい解析方法を提案し、その可視化を行う。これにより、共振条件を満たした補償回路とそうでない補償回路、さらに、異なる補償回路構成をもつシステムを連続的に扱うことができる。その後、実用に即した具体的な制約と利用場面を想定した補償回路の設計方法を提案する。これらの、電力伝送特性の可視化手法と補償回路設計を組み合わせることで、非接触給電システムの統一的な補償回路設計を可能にすることが本論文の目的である。

1.3 本論文の構成

本論文の構成を Fig. 1.2 に示す。

第2章では、補償回路の解析と設計に関する基本的な項目と、先行研究についてまとめ、課題を整理する。

第3章では、非接触給電回路を送電側と受電側を分割して解析する方法とその可視化について提案する。この分割解析と可視化手法によって、異なる補償回路構成をもつシステムも同一の枠組みで検討できることを示す。また、電源やコイルの電流制約を考慮した解析方法についても示す。第4章では、よく利用されるはしご型の補償回路のインピーダンスを解析し、代数方程式として表すことで幾何学的特徴を明らかにする。幾何学的な特徴を明らかにすることで従来の補償回路の設計自由度を比較し、補償回路パラメータと出力特性変化の関係を視覚的に示す。

第5章以降では、前章までに求めた回路解析結果を利用した補償回路設計方法について提案する。第5章では、まず、電気自動車向けの規格に準ずる電源や送受電コイルの制約を考慮した補償回路の設計方法を提案する。さらに、電源電圧・負荷固定の条件で送受電コイルの位置ずれによる電力変動を抑制する、幾何学的特徴に基づく補償回路設計を提案する。第6章では、電気自動車向けの非接触給電システムに関する国際規格を例として取り上げ、提案した可視化手法による具体的なシステムの解析方法と、互換性を確保しつつ補償回路設計を行う方法を提案する。

第7章では、結論として本論文の成果をまとめる。

Chapter 2

非接触給電における補償回路解析と設計の現状と課題

2.1 はじめに

この章では、非接触給電システムの基本的な項目と課題についてまとめる。特に、補償回路の設計についてその目的ごとに分類し整理することで、現在の補償回路設計方法と、電力伝送特性の表現方式の不十分な点を示す。

2.2 磁界結合型非接触電力伝送技術の基礎

2.2.1 非接触給電システムの一般的な構成

非接触給電システムの一般的な構成を Fig. 2.1 に示した。

電源

WPT システムの電源は商用電源を一度直流に整流し、それをインバータにより高周波の交流電圧として出力する。非接触給電では、補償回路と送受電コイルで多くの損失が発生するため [28]、整流器やインバータは高効率な変換器でなければならない。そのため、数百 kHz 程度の高出力 WPT ではフルブリッジ型のインバータが多く用いられ、より、高周波の電源になると、E 級インバータなどが用いられる。さらに、近年では、SiC や GaN などワイドバンドギャップ半導体でできた高耐圧・高速スイッチング素子を適用することによる低損失化 [29–31] や、Zero-voltage-switching や Zero-current-switching [21, 32, 33] による開発が進みインバータの変換効率は 95 % を超える値が実現している。

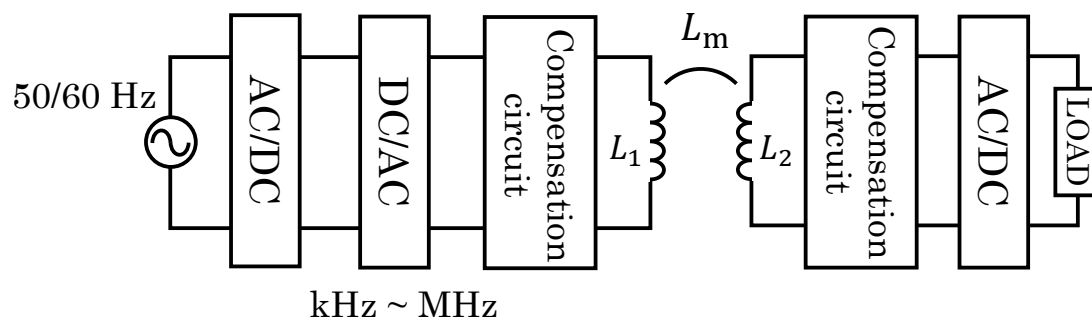


Fig. 2.1: Schematic diagram of whole circuit of general WPT.

補償回路

一般的に、補償回路はコンデンサやインダクタで構成され、送受電コイルがもつ誘導性リアクタンスを補償することで電力伝送特性を調整する。補償回路は共振回路とも呼ばれることがある。これは、電源周波数で力率が1となるように補償回路を設計することから呼ばれる。本論文では共振条件を前提としないため、補償回路という名称で統一する。

送受電コイル

非接触給電において電力の伝送に関わる最も重要な要素の一つとして送受電コイルがある。送受電コイルのもつ特性によってシステム全体の電力伝送特性の上限が決まるため送受電コイルの設計は非常に重要な課題である。送受電コイルの設計では、伝送可能距離や伝送効率の上限及び、漏洩磁界の強度や熱上限などの機械的性能を主に考慮する [34–41]。

整流回路

WPT では電力を高周波の交流で送るため、負荷で利用するためには、一度整流し電圧や電流の制御を行う必要がある。整流回路にも様々なタイプが存在し、主に受動素子のみで構成されているものと能動素子を利用した構成のものがある。前者は特にダイオード型全波整流器に平滑コンデンサを接続した形式のものが一般的に用いられる。後者には、様々な構成のもの存在するが、整流器のダイオードの一部をスイッチング素子に変更したものや [23, 42–44]、整流回路の後段に昇降圧コンバータを接続したもの [45, 46] などが存在する。さらに、整流器をインバータに置き換えることで、双方向の送受電を行うシステムも研究されている [47, 48]。整流回路もインバータと同様高効率であることが望まれるため、同期整流 [42, 49] に関する検討が行われている。

2.3 電力伝送特性における補償回路設計の重要性

2.3.1 補償回路の役割

WPT において補償回路の役割には大きく次の3つがある。

1. 伝送電力の調整
2. 伝送効率の調整
3. 高調波ノイズの低減

従来の電磁誘導を用いて補償回路を利用しない非接触給電では、送受電コイルの結合が非常に小さい場合に漏れインダクタンスが大きくなり、伝送電力および効率が低下する。ここに、補償回路を挿入することで電力伝送特性が改善することが文献 [7] によって示されている。この文献では、送電側の補償回路は伝送電力の調整に寄与し、受電側の補償回路は伝送効率の調整に寄与することを示している。

また、補償回路が存在する回路は LC 共振回路を構成するため、電源が含む冗長成分のうち給電に関与しない高調波電流を抑えるフィルタとしての役割も果たしている。

2.3.2 入出力制御の有無と補償回路の自由度と設計目標の関係

補償回路の設計を考える上で、設計の目標および、電源と負荷の制御方式が非常に重要になる。

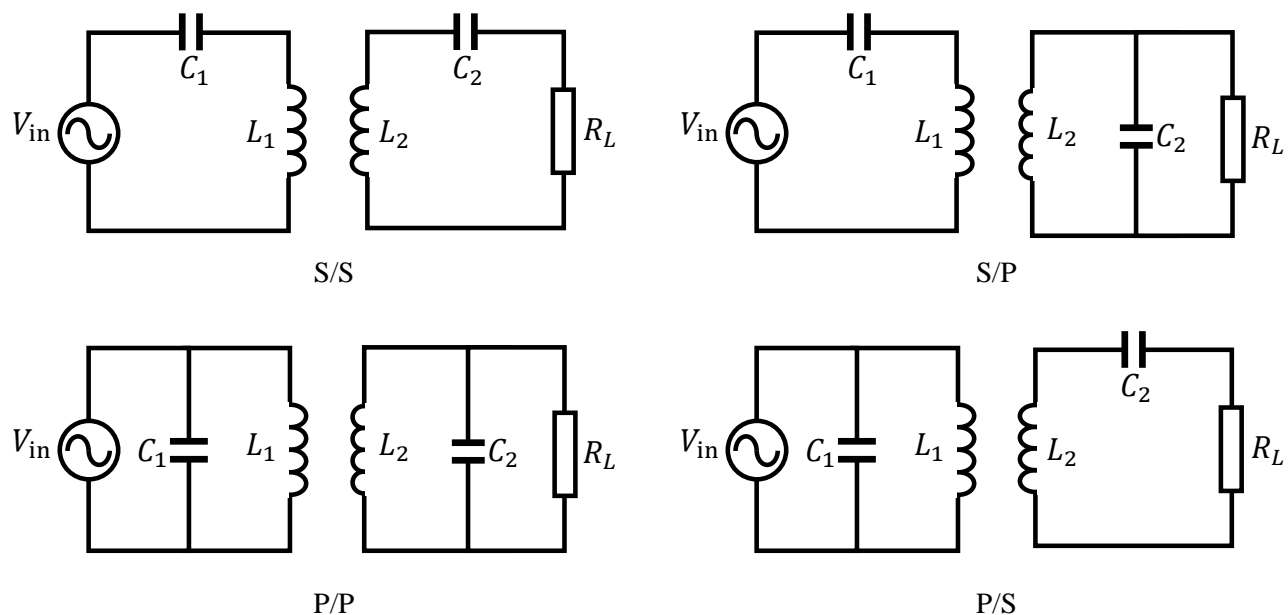


Fig. 2.2: 4 basic compensation circuit.

入出力制御に着目した分類

本論文では、電源の制御の有無と負荷の制御の有無をそれぞれ組み合わせた4つのケースに分けそれぞれの場合について考える。ただし、ここで電源の制御は、電源電圧や周波数を電力の調整のために変化させることを意味し、給電の開始・停止などに関わる電圧の立ち上げ制御などは含まない。これらは、WPTの応用される場面に適したものが選択される。このように、送電側の制御と負荷側の制御の組み合わせによって分類することができる。

例えば、できるだけ安価なWPT装置を作成する場合、制御装置は極力簡易にしたいため電源電圧や負荷はほぼ制御なしに近い状態となる。また、走行中給電などであれば、電源電圧は固定で、負荷を制御することで電力を安定化させることがある。

変動成分に着目した分類

出力電力を制御する場合、非接触給電システムにおいて変動する要素に対する影響を低減することが目的となる。主に位置ずれに伴う結合係数の変化、及び、負荷の変動がある。結合係数の変動には、静止中給電における給電機会ごとに変わるが、給電中は変化しないものと、走行中給電のように給電中に時間的に変化するものがある。さらに、負荷もバッテリーの充電量に伴う端子電圧の変動や、モータのように負荷が時間的に変動する場合がある。

2.3.3 補償回路の高次化と共振条件の緩和

先行研究では様々な補償回路構成が提案されており、補償素子の値の決め方も複数存在している。ここでは、補償回路構成として、送受電システムそれぞれで一つずつ補償素子を接続する基本構成、複数接続する高次構成の2つを考える。また、補償素子の選択方法として共振条件を積極的に利用する場合と、出力特性を重視し、送受電コイルの漏れインダクタンスを部分的に補償するように素子を選択する場合の2つを考える。

基本構成+共振

最も基本的な補償回路の構成は、送受電コイルに単一のコンデンサを直並列に接続するものであり、Fig. 2.2に示したように4つの組み合わせが存在する。

Table 2.1: Values of compensation capacitance of 4 basic topology.

Parameter	SS	SP	PS	PP
C_1	$\frac{1}{\omega^2 L_1}$	$\frac{1}{\omega^2 (L_1 - \frac{L_m^2}{L_2})}$	$\frac{1}{\omega^2 L_1}$	$\frac{1}{\omega^2 (L_1 - \frac{L_m^2}{L_2})}$
C_2	$\frac{1}{\omega^2 L_2}$	$\frac{1}{\omega^2 L_2}$	$\frac{1}{\omega^2 (L_2 - \frac{L_m^2}{L_1})}$	$\frac{1}{\omega^2 (L_2 - \frac{L_m^2}{L_1})}$

共振条件での設計では、補償素子の値は送電コイルの自己インダクタンスに共振するように選定されるため、Table 2.1 で求まる [50]。この式をみると補償素子の値を決定する要素はすべて結合係数や送受電コイルのインダクタンス及び負荷条件などの回路パラメタによって一意に決まるため、回路設計における自由度は存在しない。さらに、P 回路の場合補償素子の値が負荷や結合係数に依存するため、パラメタが変動するケースにおいては電力伝送特性が大きく変化する。

そのため、電力特性を調整する必要がある場合、電源電圧や負荷電圧の制御が必要となる。

基本構成＋共振緩和

前述したように、共振条件が与えられると補償回路の設計自由度が存在しない。そこで、共振条件を緩和することで補償回路による電力伝送特性を設計する自由度が得られる。

例えば、S/S 回路を共振設計すると出力電力が結合係数の 2 乗に反比例するため、電源や負荷を制御せずに出力電力の変動を抑制するためには共振条件を外すことが有効な手法となる [51, 52]。このとき、回路方程式にリアクタンス成分が含まれるため電力解析が複雑になる。

高次構成＋共振

Fig. 2.2 に示した回路に対して、さらに、補償素子を付加した高次な補償回路も提案されている。このような高次な補償回路には、Fig. 2.3 に示したような LCL や LCC 回路が存在する。このような回路の場合、各グループごとに共振条件が与えられる。LCC の場合、共振条件の数に対して補償素子の数のほうが多いため、設計者が調整可能な設計自由度が 1 つ存在する。この自由度を設計目的に応じて適切に調整することで、送受電コイルの設計を変更することなく電力伝送特性を変化させることができる [17, 53–57]。

高次構成＋共振緩和

高次の補償回路であっても共振設計された場合、出力電力は結合係数の 2 乗に比例もしくは反比例する。LCL 回路では設計自由度が増えず、LCC 回路は自由度が 1 つ増える。このとき、共振条件を更に緩和することで設計自由度を増やすことができる [17, 21, 22]。

2.3.4 様々な補償回路の組み合わせを持つ WPT システムの給電特性解析

前章で述べたような共振条件が満たされた様々な補償回路の組み合わせをもつ送受電システムの電力特性は、等価回路を用いたインピーダンス解析や回路方程式を用いた解析 [58–61]、共振条件から導かれる負荷への定電圧または定電流出力特性を持つことを利用した解析 [50, 62–64] によって明らかにされてきた。このように、電力特性が把握しやすいことから補償回路の共振設計は WPT システムの基本的な考え方となっている。

一方で、Fig. 2.2 に示したように、補償回路には送受電コイルに直列または、並列にコンデンサを挿入する

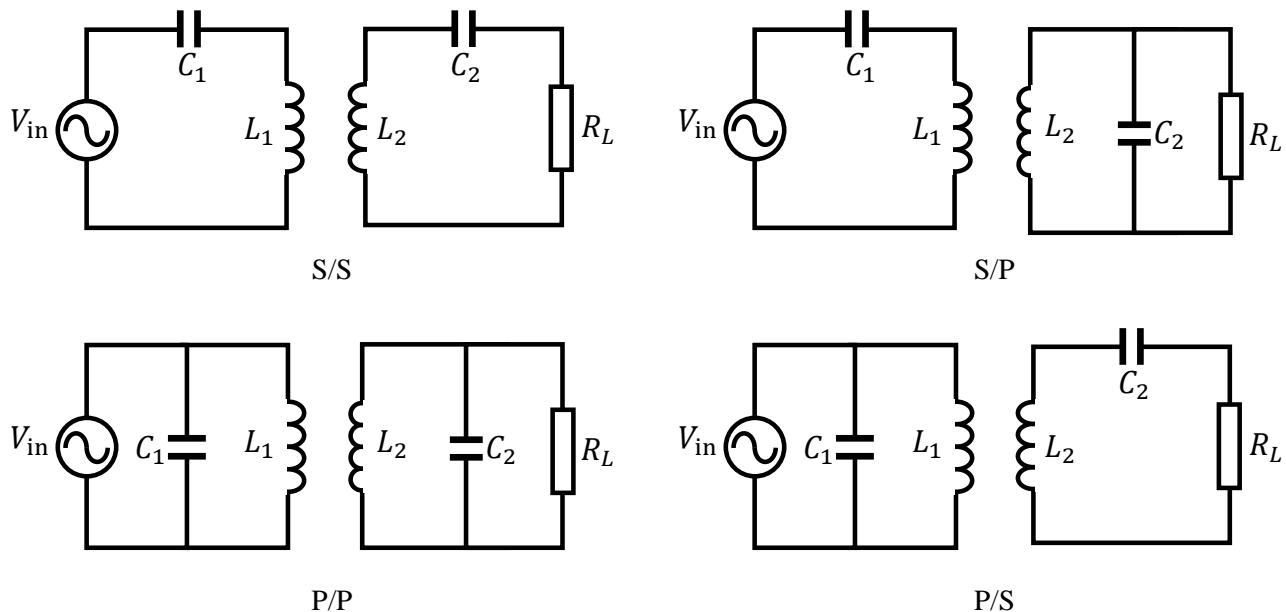


Fig. 2.3: High-order compensation circuit.

Series(S) や Parallel(P) のような基本的なもの [46, 52, 58, 59, 65–69] から、コンデンサやコイルを直並列に組み合わせることによって構成される LCL や LCC などの応用回路構成もある [54, 60, 61, 70–76]。したがって、送電回路と受電回路ごとに異なる種類の回路構成を用いる場合、別種の回路構成も含めると組み合わせは更に増え、組み合わせごとに解析をしていると、WPT 設計者はどの回路構成を選べばよいかわかりづらくなってしまふ。

そこで、今後民生品として応用される場合に様々な回路同士の組み合わせに対して包括的に解析を行う必要がある。

2.4 非接触給電システムにおける実用設計

2.4.1 実用的な制約による給電の制限

電気回路は線形であるため、電源電圧を自由に変えることで任意の出力電力が得られる。しかし、現実には電源の持つ定格電圧や定格電流の上限により送電可能な電力には制約が存在する。

補償回路の設計においてこれらの制約を考慮することが重要であり、送受電コイル電流を考慮した設計に取り組んでいる研究もある。しかし、現状の設計は特定の回路構成に対して個別に取り組まれており、補償回路設計の枠組みとして十分に整理されていない。

2.4.2 異なる送受電システムの組み合わせの給電特性解析と設計指針

非接触給電システムの補償回路には先述したように様々な種類が存在する。さらに、送電側と受電側それぞれに補償回路が使われるため、システムとして組み合わせは非常に大きくなる。

これまでの研究では、送受電側で補償回路の組み合わせを決めた上で議論を行ってきた。しかし、応用先によっては送受電システムが必ずしもペアで設計されたものとならない可能性もある。このような場合、規格として構成やパラメタの値などを厳密に規定することも可能であるが、技術開発や各社の差別化が難しくなる。WPT システムのより広範な普及を促すためには、各社の技術開発の余地を残しなかつ、利用者の利便性の観点から異なる会社ごとのシステムでも給電が可能であることが重要である。

2.5 本論文で取り組む課題の範囲

2.5.1 回路設計の難化

補償回路の選択

前述したように、補償回路には様々な回路構成が存在し、送受電側の組み合わせも複数存在する。このような性質から、利用目的や負荷の性質に合わせて適切な補償回路を選択する必要がある。しかし、WPTの補償回路にある程度精通しなければ適切な回路を選択できず、WPTの技術を利用したい技術者にとって障壁となる可能性がある。

共振条件のない補償回路解析の複雑化

これまでの補償回路解析は共振条件を前提として進められてきた。共振条件を仮定することで電力伝送特性の解析が単純になり、設計が容易になる。

しかし、前述したように共振条件を用いた設計では、設計自由度が限定されるため共振条件を前提としない補償回路設計が行われている。しかし、共振条件を前提としないことで変数が増加し、回路解析は複雑になる。さらに、変数が増えることでパラメタのズレに対する感度解析や実用的制約の評価方法が煩雑かつ複雑になる。

2.5.2 異なる送受電システム間の給電評価・設計

異なる送受電システムの給電特性解析の煩雑化

これまでのWPTの給電特性解析では解析対象のシステムに注目した解析方法であり、異なるシステム間で給電特性を素早く評価し、規格で要求される給電要件を満たすことができるかを判定する方法がない。結果として設計者は非常に多くの計算を要求される。

互換性・相互運用性を満たしたシステム設計論の欠如

研究においては送受電システムは必ず一つの組として解析・設計されている。結果として、異なるコイル形状や補償回路を持つシステム間での給電互換性や相互運用性を評価する方法が研究されてこなかった。しかし、前述したように実用に供されるとき、特に民生利用などでは送電側と受電側のシステム設計者が同一とは限らない。そのため、異なるシステム間での給電が可能かどうかを評価する手法が必要である。

2.6 まとめ

本章では、非接触給電システムの基本的な項目と課題についてまとめた。すなわち、補償回路の設計をその目的ごとに分類し整理した。そして、現在の補償回路設計方法と、電力伝送特性の表現方式の不十分な点を示した。その結果、第3章以降で取り組むべき課題として、補償回路の選択を容易にすること、共振条件を満たさない場合でも一般的に解析可能な方法を示すこと、実用上送電側、受電側に多様な構成がありうる中での互換性・相互運用性を考慮した設計論を導くことの3つを具体的に提示した。

Chapter 3

非接触給電システムの送受電分割による電力伝送特性の可視化

3.1 はじめに

この章では、非接触給電システムを送電側と受電側に分けて解析する方法、及び、その解析結果の可視化方法について提案する。本手法により、従来の補償回路解析よりも直感的かつ視覚的にシステムの持つ電力伝送特性を把握できる。

3.2 非接触給電回路の線形化

非接触給電回路の電力伝送特性を可視化するために、回路を複素インピーダンスとして解析するため、回路の線形化を行う。一般的な非接触給電回路は Fig.3.1 に示した構成をとる。この構成のうち、補償回路及び、送受電コイルに関してはほぼ線形回路とみなすことができる。厳密には、送受電コイルに強磁性体が用いられている場合、送受電コイルのインダクタンスは飽和の影響で電流に対して非線形性を持つ。しかし、その影響は僅かなものに過ぎないため、以下の解析では定常状態での電力伝送特性に注目し、磁束の飽和が起きない領域での使用を想定し、インダクタンスを電流に対して線形なものとして扱っている。

一方、直流電圧を高周波の交流電圧に変換する DC/AC 変換器部分および、高周波交流電力を整流し直流電圧に変換する AC/DC 変換器部分は非線形な特性をもつ。例えば、伝送電力の大きな用途において DC/AC 変換にはフルブリッジ型のインバータが用いられることが多くその電圧波形は基本的に方形波となる。また、AC/DC 変換には受動素子のみで構成されたダイオード型全波整流回路や、能動素子を利用した整流回路などが用いられる。このような非線形部分の電圧/電流波形においては電源周波数以外の成分が含まれてしまうため、回路を複素インピーダンスとして解析することは原則として不可能となる。

したがって、WPT 回路の解析において基本波成分のみに注目することで、これらの部分を線形化し、インピーダンス解析を容易にする方法を説明する。

3.2.1 インバータの基本波近似

前述の通り、多くのインバータの出力電圧波形は方形波となる。インバータの入力直流電圧を V_{DC} とした場合に、入力電圧の基本波周波数成分の大きさは次の式で求められる。

$$V_{in} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_{DC} \quad (3.1)$$

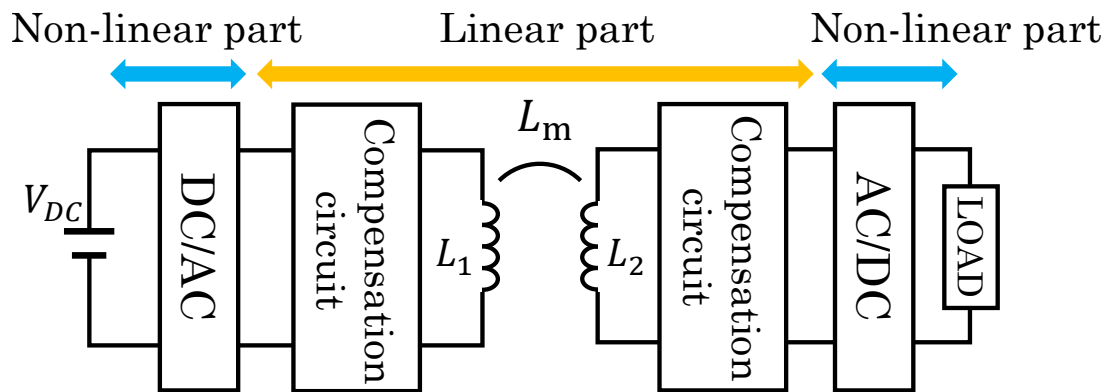


Fig. 3.1: Schematic diagram of WPT system.

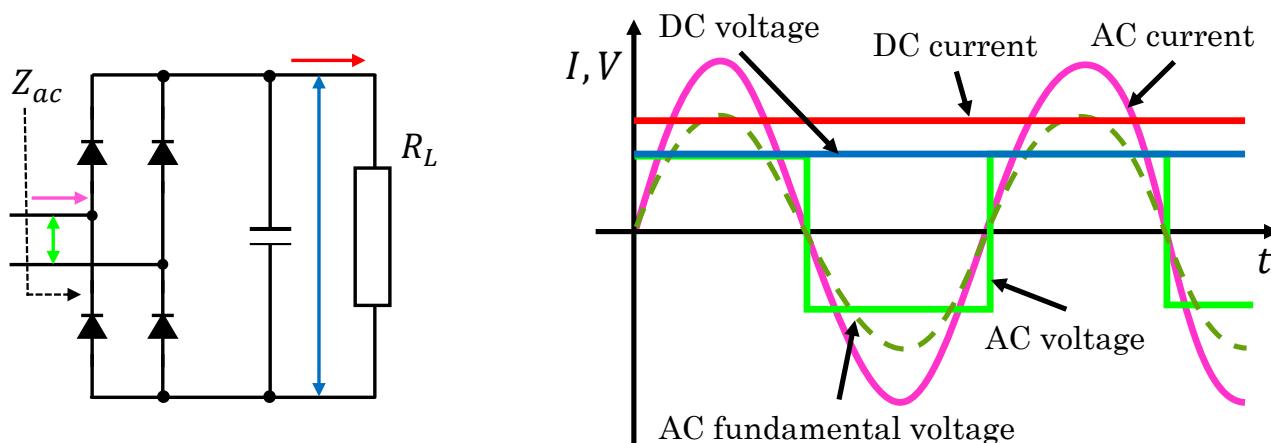


Fig. 3.2: Equivalent circuit of diode full-bridge rectifier and its typical waveform.

また、高次高調波の成分は以下の式で求まる。ただし、 n は正の整数である。

$$V_{in} = \frac{2\sqrt{2}}{(2n-1)\pi} V_{DC} \quad (3.2)$$

これらの式からわかるように、入力電圧の高調波成分は奇数次に含まれており、その振幅は次数に反比例する。一方、WPTの補償回路は電源周波数付近で電力が送れるように設計されているため、基本波周波数から大きくずれると急激に電力伝送性能は低下する。つまり、電源に含まれる高次高調波成分が伝送電力に与える影響は限定的であり、電力の計算において電源は基本波周波数の正弦波電圧源として考えることができる。この近似は先行研究に見られて多くのWPT回路の解析において利用されている。

3.2.2 負荷の等価複素インピーダンス近似

整流回路は非線形性を持つため、単純なインピーダンスとして表すことはできないが、基本波周波数成分を取り出すことで、交流側から見た等価的なインピーダンスを求めることができる。

整流回路の交流側の電圧電流の基本波成分から計算できる交流側から見た等価複素インピーダンス Z_{ac} と、直流側の負荷抵抗値 R_L の関係を表す関数として以下の Rect 関数を定義する。

$$Z_{ac} = \text{Rect}(R_L) \quad (3.3)$$

この関数は、厳密には電流電圧波形・振幅の関数にもなるが、負荷が極端に開放や短絡に近い状態や、出力電圧が非常に低い条件でなければ、実用的な近似として機能する関数となる。

たとえば、Fig.3.2 に示した、ダイオード型全波整流回路の場合には、等価直流負荷抵抗 R_L との間で次の

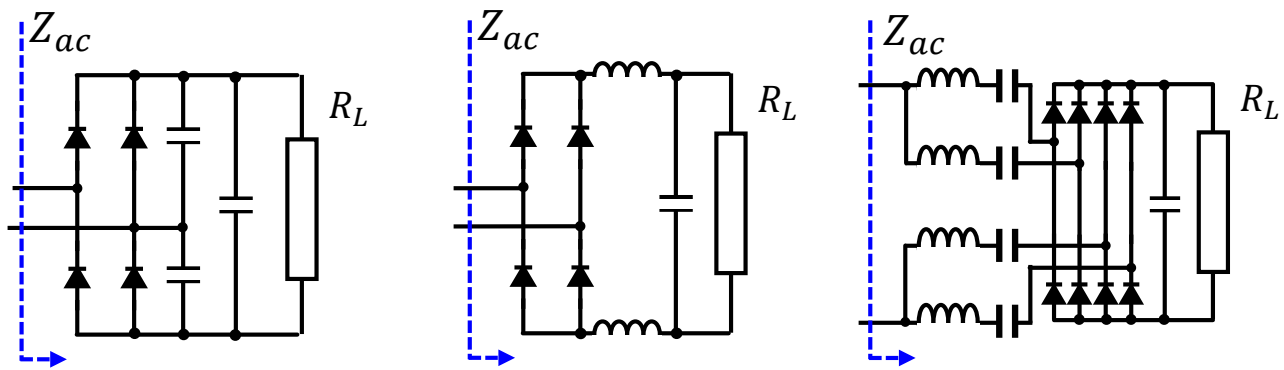


Fig. 3.3: Examples of practical rectifier circuits.

Rect 関数が用いられる。

$$Z_{ac} = \frac{8}{\pi^2} R_L \quad (3.4)$$

この関係は Fig. 3.2 に示したようなリップの小さい直流電圧かつ、正弦波に近い交流電流になることを前提としているため、波形が大きく歪む領域では成り立たなくなる。つまり、この式は直流側に十分な容量の平滑コンデンサが用いられており、なおかつ交流側の回路にインダクタがつながっている必要がある。この条件が整っていない場合、3.4 の関係式は利用できない。さらに、実用的な利用環境では必ずしも、上記で記述した条件が満たされていないことも多い。例えば、SAE J2954 では Fig. 3.3 のように、特殊な構成を持つ整流回路が利用されることがある。この場合、3.4 の関数は利用できない。そこで、このような特殊な整流回路が利用される場合、整流回路のトポロジーに応じた Rect 関数を求める必要がある。

Rect 関数のテーブル関数化

Rect 関数が 3.4 のような簡単な式となる場合は問題ないが、回路が複雑な場合、Rect 関数を解析的に求めることは難しい。そこで、ここでは、回路シミュレータを用いた 3.3 の導出方法について説明する。例として、3.3 の中央に示した回路を取り上げる。手順を以下に示した。

1. 回路モデルを作成する。
2. 電源電圧を固定し、負荷抵抗値を変化させ、それぞれについて交流側の電流/電圧波形を記録する。
3. 取得した電流/電圧波形から基本波成分をフーリエ変換により求め、その振幅位相差情報からインピーダンス Z_{ac} を計算する。
4. R_L と計算により求めた Z_{ac} を対応させ、テーブルを作成する。

本研究では LTspice XVII によって回路モデルを実装した。この手順により、求めた Rect 関数を Fig. 3.4 に示した。回路モデルは後の実験で利用する等価回路を参考にしている。

さらに、電源電圧を変化させた場合と、周波数を変化させた場合も同時に示した。これから、今回の構成については Rect 関数のテーブルは周波数によらず同一のものが利用できると言える。また、電源電圧に対してほとんど依存していないといえる。

3.3 送受電回路の分割解析

ここでは、WPT 回路の伝送電力の複素インピーダンスに基づく特性解析の方法について提案する。一般化した WPT 回路を 3.5 に示した。送受電回路の中には送受電コイルの自己インダクタンスと補償回路が含まれている。 Z_{in} は電源から見た等価インピーダンス、 Z_{ref} は送電側から見た受電側の等価インピーダンス、 Z_s は 2

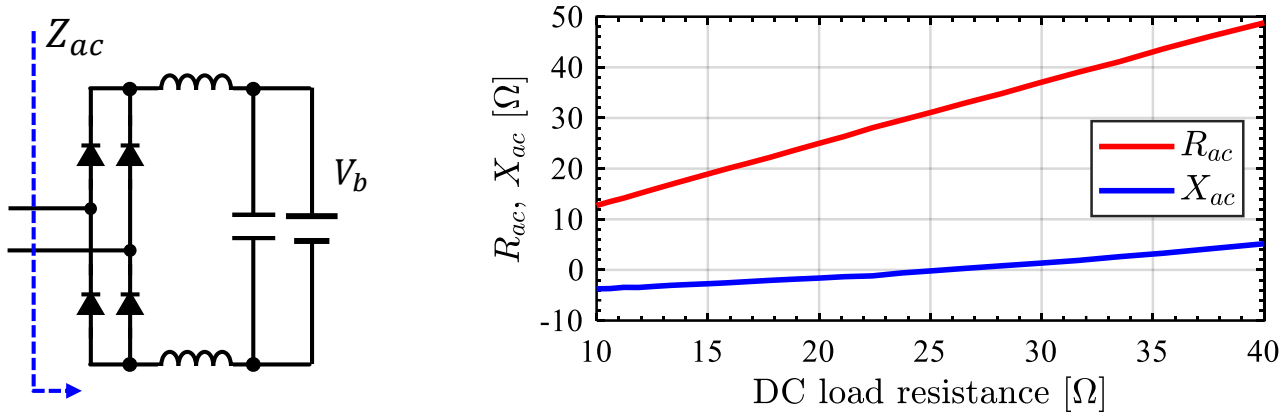


Fig. 3.4: Rect function of the rectifier on the left side is on the right side.

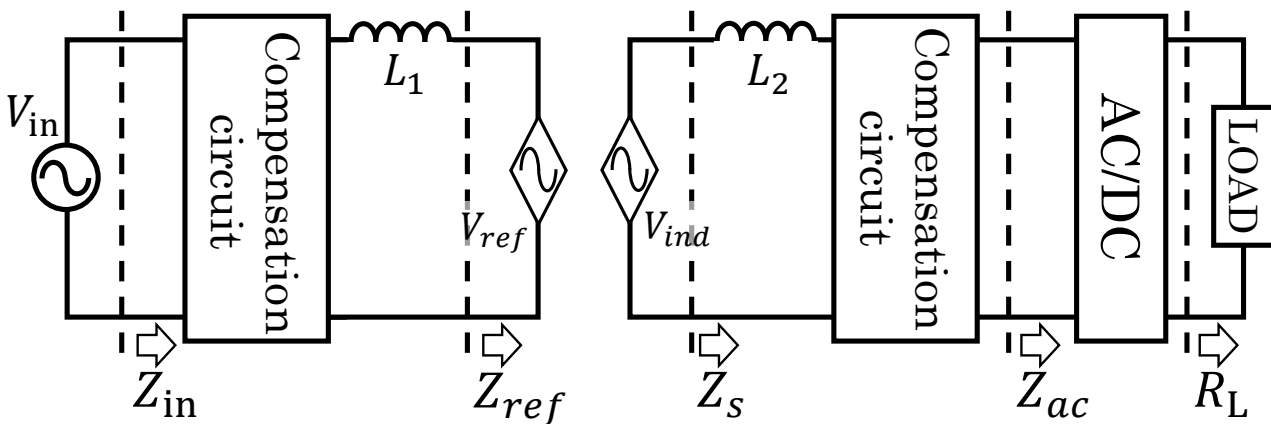


Fig. 3.5: General circuit diagram of WPT system.

次側回路の合成インピーダンス, Z_{ac} は交流側から見た負荷の等価インピーダンス, R_L は負荷の等価直流抵抗を示している。 Z_i は実数 R_i, X_i を用いて $Z_i = R_i + jX_i$ と表わせる。また, V_{ref} は二次側コイルの電流によって一次側のコイルに誘起される電圧であり, V_{ind} は一次側コイルの電流によって二次側コイルに誘起される電圧である。

以下の解析を見通しよく行うため, 負荷以外での電力の消費はないものとする。つまり, 電源の供給した有効電力は負荷での出力電力に等しくなる。

3.3.1 一次側から見た二次側等価インピーダンス

一次側から見た二次側の等価インピーダンス Z_{ref} は次の式で定義できる。ここで, I_{L1} は一次側コイル電流である。

$$Z_{ref} = -\frac{V_{ref}}{I_{L1}} \quad (3.5)$$

さらに, V_{ref} と V_{ind} はそれぞれ次の式で求まる。 L_m は送受電コイルの相互インダクタンス, ω は電源角周波数である。

$$V_{ref} = j\omega L_m \frac{V_{ind}}{Z_s} \quad (3.6)$$

$$V_{ind} = j\omega L_m I_{L1} \quad (3.7)$$

3.5 に 3.6 と 3.7 を代入すること Z_{ref} は次のように求められる。

$$Z_{ref} = \frac{(\omega L_m)^2}{Z_s} \quad (3.8)$$

3.3.2 送電回路のインピーダンス解析：伝送可能有効電力関数

WPT 回路において伝送可能な電力は一次側の補償回路構成によって決まる。そこで、本節では送電側回路のインピーダンスを解析に基づき伝送電力を Z_{ref} の関数として表現する。検討対象の補償回路は、線形回路であるため Z_{in} は Z_{ref} の関数として表すことができる。ただし、電源から見た回路の合成インピーダンス $Z_{in} = R_{in} + jX_{in}$ である。

電源電圧/電流固定の場合

電源電圧が V_{in} の場合に、伝送可能な電力を考える。いま、 Z_{ref} が与えられたとする。受電側回路に送られる電力は Z_{ref} で消費される電力に等しくなる。このとき、伝送電力 P_{trans} は次の式で計算できる。

$$P_{trans}^V = \frac{R_{in}}{R_{in}^2 + X_{in}^2} V_{in}^2 \quad (3.9)$$

同様に、電源電流が I_{in} の場合に、伝送可能な電力を考える。このときの伝送電力 P_{trans} は次の式で計算できる。

$$P_{trans}^I = R_{in} I_{in}^2 \quad (3.10)$$

具体的な回路構成及び、素子の値が決まることで伝送可能な電力を計算することができる。

送電コイル電流による伝送電力の上限

送電コイルに流せる電流には熱的な制約が存在する。送電コイルに流せる電流の上限が $I_{L1-limit}$ で与えられたとき、送電可能な電力の上限 P_{trans}^{limit} は次の式で与えられる。

$$P_{trans}^{limit} = R_{ref} I_{L1-limit}^2 \quad (3.11)$$

この電力はハードウェアから規定される伝送可能電力の上限を与える。

電源電流と電圧の位相差に関する制約

ここでの議論は正弦波電圧源を考慮しているが、実際にはインバータを用いるため、スイッチング損失を減らすことによる効率向上のため、電源電流の位相が電源電圧より若干遅れていることが好まれる。そこで、そのような位相の条件を考える。ZCS(Zero current switching)、や ZVS(Zero voltage switching) の条件を厳密に考慮するためには高調波を考慮する必要があるが、基本波だけを考慮した場合でも大きく外れることはないため本検討では基本波成分を考える。電源電流と電圧の位相差を、電圧を基準として θ とすると次の式で位相差は求まる。

$$\theta = \arctan \frac{X_{in}}{R_{in}} \quad (3.12)$$

各制約を考慮した場合の電力関数

実際のシステムには電流や電圧などに制約がある。そこで、ここまでに導出した条件を利用し制約を考慮した電力関数を求める。上記で記述した電源電圧、電源電流、送電コイル電流、電源位相の4つをそれぞれ、 V_{limit} 、 I_{limit} 、 $I_{L1-limit}$ 、 θ_m とすると、すべての制約条件を満たして伝送可能な電力関数は次の式で求められる。

$$P_{trans}^{max}(Z_{ref}) = \begin{cases} \min(P_{trans}^V, P_{trans}^I, P_{trans}^{limit}) & \theta \geq \theta_m \\ 0 & \theta < \theta_m \end{cases} \quad (3.13)$$

各制約条件下での伝送可能電力を比較し最小のものが制約に違反しない伝送可能電力の上限値となる。これは、もし、それよりも大きな電力を送ろうとすると最小電力となっている条件に違反してしまうからである。進相領域ではインバータのスイッチング素子保護のため動作を停止することを想定し、位相条件を満たしていない部分での伝送電力を 0 としている。

ここで重要な点として、3.9-3.12 は送電側の回路構成と素子の値によって決まるため、受電側の構成などとは独立して定義することができる。つまり、送電側の回路がもつ電力伝送特性だけを独立して議論することができる。

3.3.3 受電回路のインピーダンス解析：一次等価二次インピーダンス

本節では受電側回路のインピーダンス解析を行う。 Z_{ref} は 3.8 で求めることが可能である。 Z_{in} と同様に Z_s は Z_{ac} の関数となる。さらに、3.3 で定義したように Z_{ac} に変換することができるため、 Z_s は R_L の関数となる。したがって、 Z_{ref} は負荷抵抗と、送受電コイル同士の相互インダクタンスの関数となり、次の式で求めることができる。

$$Z_{ref}(L_m, R_L) = \frac{(\omega L_m)^2}{Z_s(R_L)} \quad (3.14)$$

3.14 から、 Z_{ref} には送受電コイルの間の結合の情報と、負荷の状態に関する情報が含まれている。

受電コイル電流による受電電力の上限

送電コイルの電流上限により送電電力に上限があったように、受電コイルの電流上限がある場合にも受電電力に制約が存在する。受電コイルの電流上限を $I_{L2-limit}$ とすると受電可能な最大電力 $P_{receive}^{limit}$ は次の式で求まる。

$$P_{receive}^{limit} = R_s I_{L2-limit}^2 \quad (3.15)$$

3.3.4 結合の変動に伴う自己インダクタンス変動の補正

先述したとおり、送受電コイルには強磁性体が使われることが多く、結果として2つのコイル間の位置関係が変化すると送受電コイルの自己インダクタンスも変動する。電力関数 3.13 は回路パラメータが変化しなければ結合状態や受電側回路の影響を受けないが、送受電コイルの位置関係の変化に伴い L_1 が変化してしまうとこの電力関数が変化してしまう。このままでは、自己インダクタンスが大きく変化する用途で利用しづらいため、送受電コイルの位置関係の変化に伴う回路パラメータの変化を補正する方法について説明する。

今回は、抵抗値を無視しているため送受電コイルの位置関係に伴って変化するのは L_1 , L_2 , L_m の3つとした。送電コイルと Z_{ref} を含めた結合部の等価回路を Fig. 3.6 に示した。Fig. 3.6 の左には補正前の等価回路が示している。この回路において L_1 が変化すると $Z_{in}(Z_{ref})$ の関数が変化してしまう。そこで、Fig. 3.6 の右側に示した複素インピーダンス回路において Z_{ref} と L_1 が直列接続で表現されることに注目する。このとき、結合に伴って L_1 が基準の自己インダクタンスである L_{1nom} から変動した影響をすべて Z_{ref} の変化として取り扱うことができる。(3.11) からわかるように有効伝送電力にリアクタンス要素は影響を受けない。このことを利用して Z_{ref} と L_1 の間で適切にリアクタンスを配分することで仮想的に Z_{ref} を変化させることが可能となる。この補正によって、電力関数は L_{1nom} に対して計算すればよい。 L_{1nom} は計算者が任意に決めてよい。最終的に補正後の Z_{ref} を Z_{refmod} とし次の式で定義する。ただし、 ΔL_1 は $L_1 - L_{1nom}$ で定義される。

$$Z_{refmod} = Z_{ref} + j\omega\Delta L_1 \quad (3.16)$$

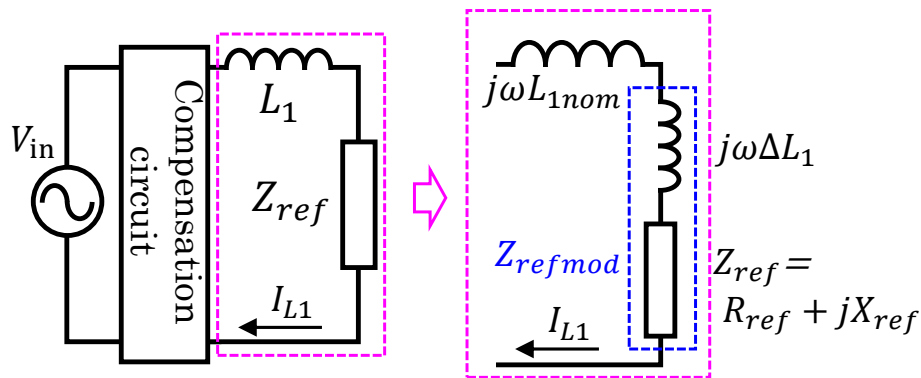


Fig. 3.6: Modification of self-inductance variation of transmitter coil.

Table 3.1: Parameters for S/S simulation

Name	Value	Name	Value	Name	Value	Name	Value
L_1	100 μH	L_2	100 μH	C_1	31.55 nF	C_2	31.55 nF
R_L	5, 8 Ω	L_m	10 – 30 μH	f	85 kHz		
V_{max}	100 V	I_{max}	10 A	$I_{L1-limit}$	10 A	θ_m	0°

3.3.5 損失を考慮した場合のインピーダンス解析

ここまでの解析ではすべての抵抗値を無視してきたが、ここでは補償素子に抵抗値が存在する場合の解析式について説明する。

電力関数の変化

寄生抵抗による損失が存在する場合であっても、 Z_{in} は Z_{ref} の関数として表される。このとき、(3.13) で求められる電力は電源が供給する電力を示しているため、実際に Z_{ref} で消費される電力は途中での損失分だけ少なくなる。そのため、 Z_{ref} に応じた送電回路の効率 η_1 を (3.13) に乗じることで、損失を考慮した電力関数 $P_{trans-wl}^{max}$ を計算することができる。

$$P_{trans-wl}^{max} = \eta_1 P_{trans}^{max} \quad (3.17)$$

η_1 は、電源が供給する電力に対する、 Z_{ref} で消費される電力の割合で定義される。

Z_{ref} の変化

同様に、受電側でも受け取った電力のうち一部が損失として失われるため、 Z_{ac} に応じた受電回路の効率 η_2 を $P_{trans-wl}^{max}$ に乗じる。また、二次側回路の効率は送受電コイルの結合には依存していないため、結合係数の変化に対して η_2 は不変である。

3.4 電力伝送特性の可視化

ここでは、前節の解析結果を可視化する方法について、Fig. 3.7 に示した S/S 回路を用いて説明する。今回の解析においては整流回路はなく直接負荷が接続されているものとする。つまり、 $Z_{ac} = R_L$ である。また、各パラメタの値を Table 3.1 にまとめた。

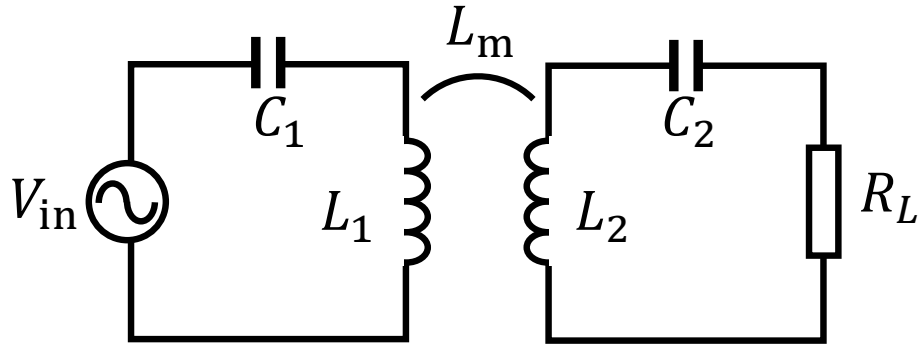


Fig. 3.7: Equivalent circuit of S/S.

3.4.1 電力マップの描画

電力マップは前節で求めた電力関数を Z_{ref} の複素平面上に電力等高線図として描画することで得られる。まず、Fig. 3.7 の電力関数を求める。送電側の Z_{in} は次の式で計算できる。

$$Z_{in}(Z_{ref}) = j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1} + Z_{ref} \quad (3.18)$$

このとき、(3.9) - (3.12) をそれぞれ計算すると次の式で表される。ただし、 $X_1 = \omega L_1 - 1/\omega C_1$ である。

$$P_{trans}^V = \frac{R_{ref}}{R_{ref}^2 + X_1^2} V_{in}^2 \quad (3.19)$$

$$P_{trans}^I = R_{ref} I_{in}^2 \quad (3.20)$$

$$P_{trans}^{limit} = R_{ref} I_{L1-limit}^2 \quad (3.21)$$

$$\theta = \arctan \frac{X_1}{R_{ref}} \quad (3.22)$$

この4つの式から (3.13) に基づき電力関数が導出できる。次に、Table 3.1 に示した値を各電力関数に代入し等高線図を描く。各条件ごとにプロットしたものを Fig. 3.8 に示した。

Fig. 3.8.d は電力ではなく位相の等高線となっている。最終的に得られている電力マップは、各マップを重ね合わせることで Fig. 3.9 のように得られる。

各グラフのより一般的な扱いは次章で記述する。

3.4.2 Z_{ref} 軌跡の描画

次に Z_{ref} 軌跡を導く。(3.14) に基づき Z_{ref} を計算すると次のようになる。

$$Z_{ref}(L_m, R_L) = \frac{(\omega L_m)^2}{j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2} + R_L} \quad (3.23)$$

補償回路が与えられ、負荷条件と結合条件が固定のときこの関数の値は一点に決まり、結合係数が変動する場合 Z_{ref} は複素平面上で Fig. 3.10 に示したように原点を通る比例直線となり、負荷抵抗が変化するときマゼンタと黒の頂点と原点を通る円軌跡となる。これは、(3.23) を結合係数と負荷抵抗を媒介変数として軌跡を求めることで導ける。

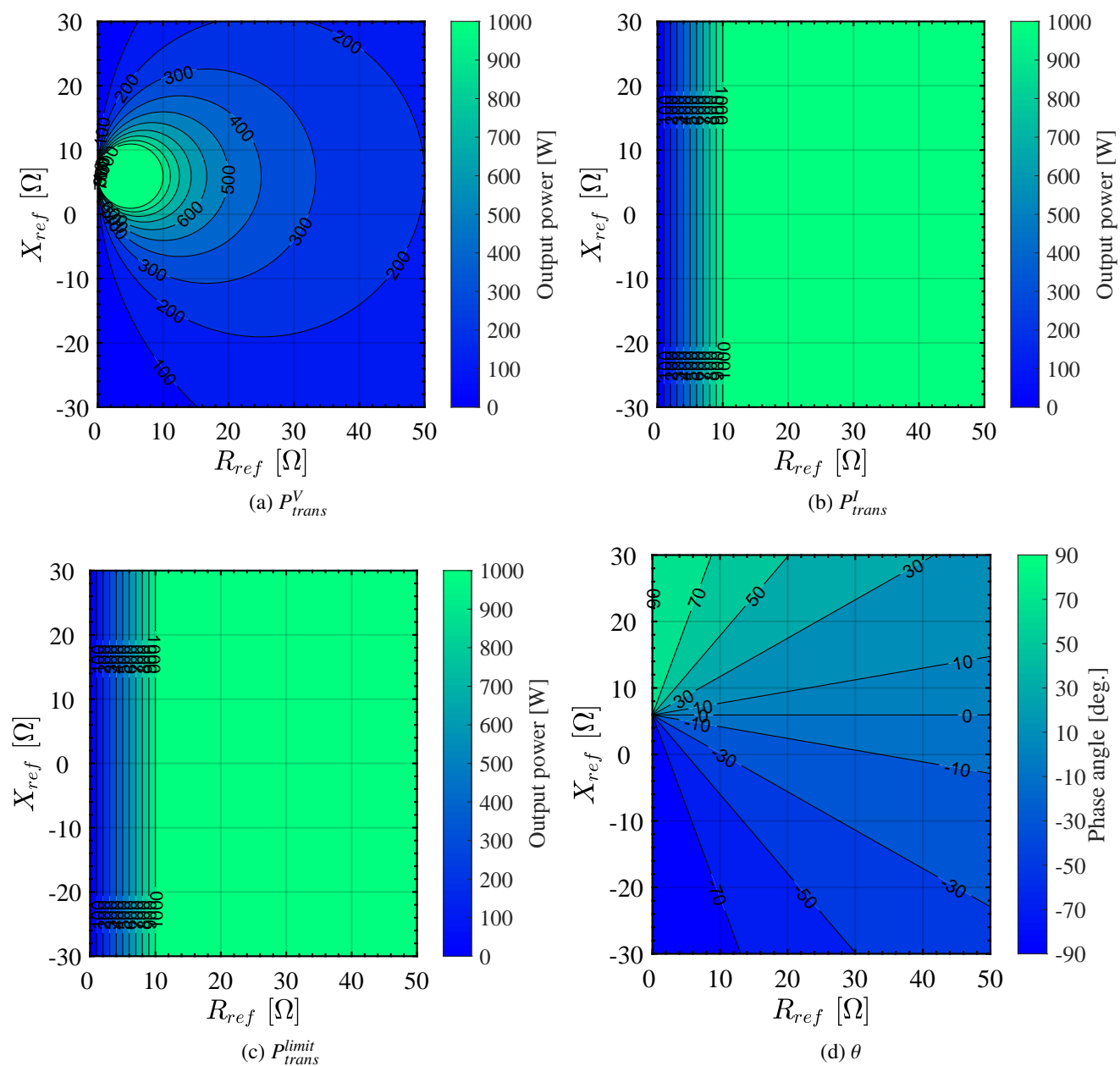


Fig. 3.8: Power map under each constraint.

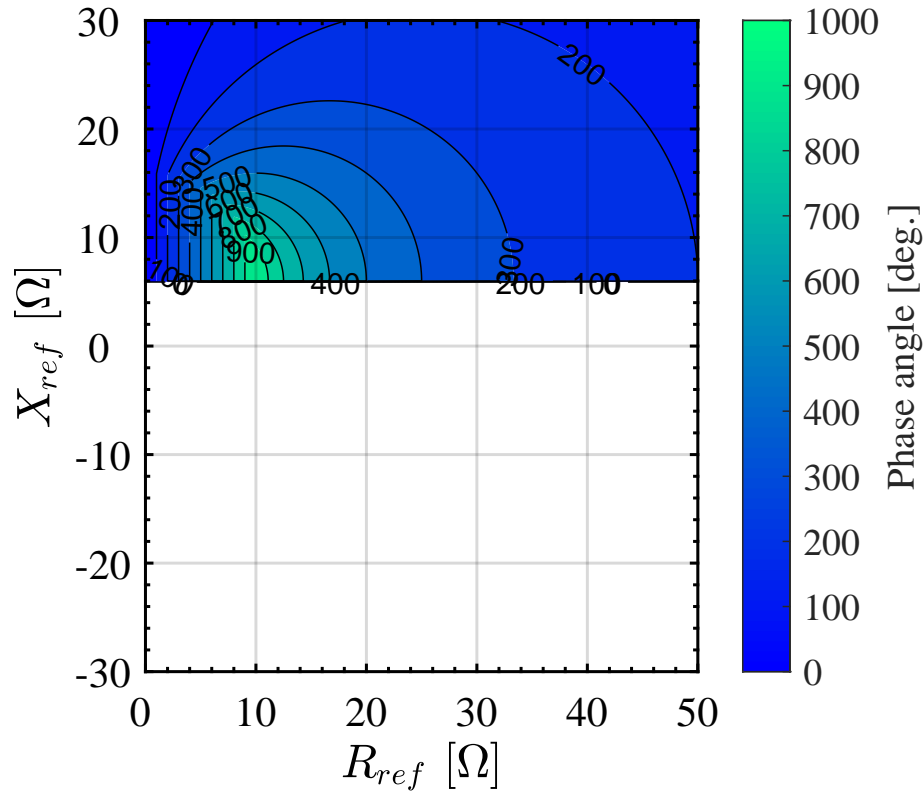
3.5 電力マップと Z_{ref} 軌跡を利用した電力伝送特性の導出

ここでは、前節で可視化した、送電側/受電側それぞれの電力マップと Z_{ref} 軌跡を用いて出力電力特性を読み取る方法について説明する。

3.5.1 可視化評価手法の利点

従来と同様に、電圧方程式から求めた、ある結合・負荷・電源電圧条件下での出力電力は、(3.9)の電力関数に(3.14)で求めた $Z_{ref}(L_m, R_L)$ を代入し計算したものと同一である。次に、この代入計算を電力マップと Z_{ref} 軌跡を用いた可視化マップ上で再解釈すると、Fig. 3.9とFig. 3.10を重ね合わせたFig. 3.11に示すように、 Z_{ref} 軌跡が、電力等高線上のどこにいるか、またその時の電力値の値を読み取ることで簡単に伝送電力を見積もることができる。この表記は次の利点がある。

1. 電力伝送特性の全体像を把握できる。

Fig. 3.9: Power map of P_{trans}^{\max} .

2. 電力マップと Z_{ref} 軌跡は独立しているため、結合係数や負荷抵抗が変化したときに伝送電力がどのように変化するかを計算ではなく視覚的かつ直感的に把握することができる。
3. 電力マップは受電側の回路構成と独立なため、異なる回路構成を持つ受電回路に対する伝送電力の変化傾向を同一マップ上で一度に計算できる。
4. 共振条件を前提としていないマップであるため補償回路が共振条件から変化したときに電力伝送特性がどのように変化するかを直感的に把握できる。

Fig. 3.12 に電力マップから読み取った出力電力特性を示す。電源電圧一定の場合、Fig. 3.9 と Fig. 3.10 を比較することで、赤線で示したような出力特性となると読み取れる。一方、電源電流やコイル電流、位相制約を考慮した電力マップ Fig. 3.9 と Fig. 3.10 を比較することで、Fig. 3.12 の青線のように出力電力特性が読み取れる。図中で青の領域は定電圧での給電領域に対応し、緑の領域は電源電流の上限に抵触しているため、電源電圧を下げることで電源電流上限の定電流での給電に対応している。赤の領域は Z_{ref} 軌跡が進相領域に入っている部分に対応する。この領域では電源保護のために給電を停止することを想定し伝送電力を 0 として示している。

巻線抵抗での損失を考慮した場合

コイルがもつ巻線抵抗での損失を考慮した場合の電力マップを具体的に導出する。送受電コイルがもつ抵抗値をそれぞれ R_1 , R_2 とすると、各電力関数は次のように修正される。

$$P_{trans}^V = \frac{R_{ref} + R_1}{(R_{ref} + R_1)^2 + X_1^2} V_{in}^2 \quad (3.24)$$

$$P_{trans}^I = (R_{ref} + R_1) I_{in}^2 \quad (3.25)$$

$$P_{trans}^{limit} = R_{ref} I_{L1-limit}^2 \quad (3.26)$$

$$\theta = \arctan \frac{X_1}{R_{ref} + R_1} \quad (3.27)$$

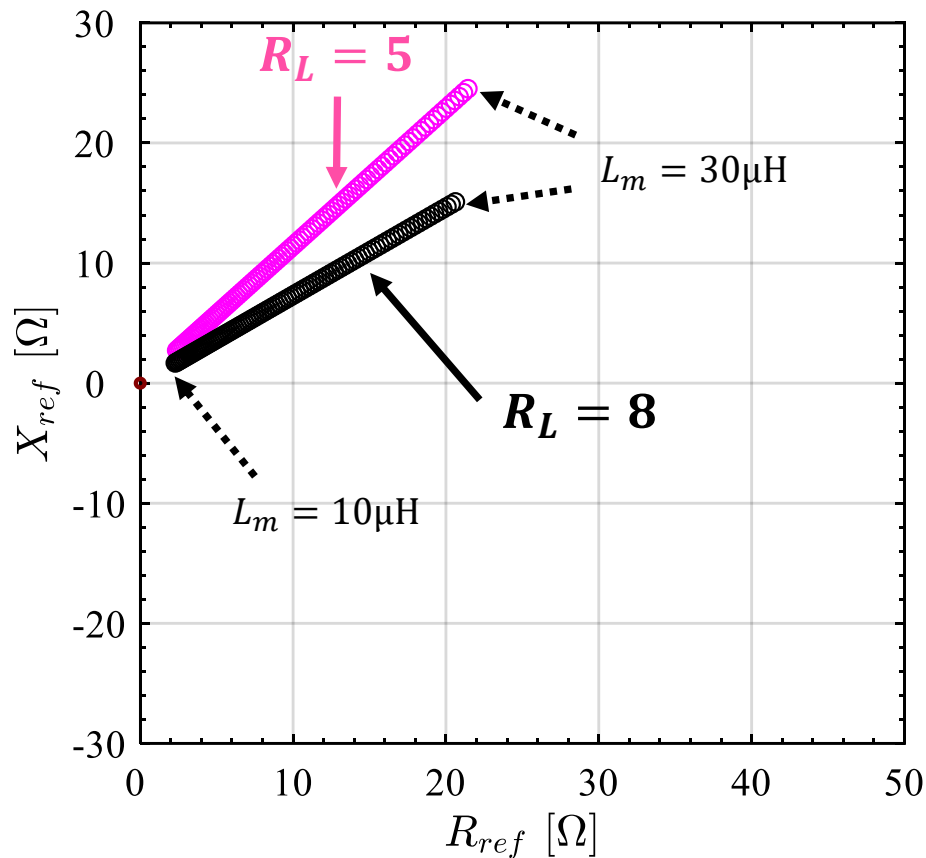


Fig. 3.10: Z_{ref} trajectory of the receiver. Magenta line and black lines represent $R_L = 5$ and $R_L = 8$.

また, η_1 は次の式で求められる。

$$\eta_1 = \frac{R_{ref}}{R_1 + R_{ref}} \quad (3.28)$$

抵抗を考慮した場合と、しない場合の電力マップを Fig. 3.13 に比較して示した。違いをわかりやすくするために送電コイルの抵抗値はやや過大な 2Ω としている。これは 85kHz での Q 値に換算すると約 27 と非常に低い。実際の回路では、巻線抵抗はこの 10 分の 1 程度であって、ここまで明らかな違いはない。

S/S 回路の場合、電圧マップの電力等高線が小さくなっている。これは、抵抗で消費された電力分だけ伝送可能な電力が下がっていることを示している。また、抵抗値を無視した場合、電力等高線は X_{ref} 軸に接しているが、抵抗値を考慮した場合、電力の最大値が $R_{ref} > 0$ の領域に存在する。これは、S/S 回路においてインピーダンスマッチングが実現される Z_{ref} で伝送電力最大となることを示している。したがって、今回の条件では $R_{ref} = 2$, $X_{ref} = 6$ 付近で伝送電力が最大となる。巻線抵抗を考えない場合、インピーダンスマッチングが実現される条件は $R_{ref} = 0$ となる。このように、巻線抵抗考慮した電力マップを導出することもできる。

電流マップの形状が変化していないのは、電流一定条件では、伝送電力は効率に関係なく一定になるからである。電源の位相についてみると、寄生抵抗が存在するために無負荷に近い部分での位相の感度が低くなっているのが読み取れる。

3.5.2 定抵抗負荷と定電圧負荷の相違点

上記の議論は抵抗負荷の場合に成り立つ議論である。しかし、WPT の一般的な負荷としてバッテリーのような定電圧源負荷が挙げられる。この場合、上記の議論がそのままは成り立たないため注意が必要である。以下では、定電圧源負荷の場合に伝送電力を計算する方法を説明する。

まず、電圧 V_{out} の定電圧負荷に定常状態で電力 P_{out} を供給している場合、等価的な直流負荷抵抗は次の式で

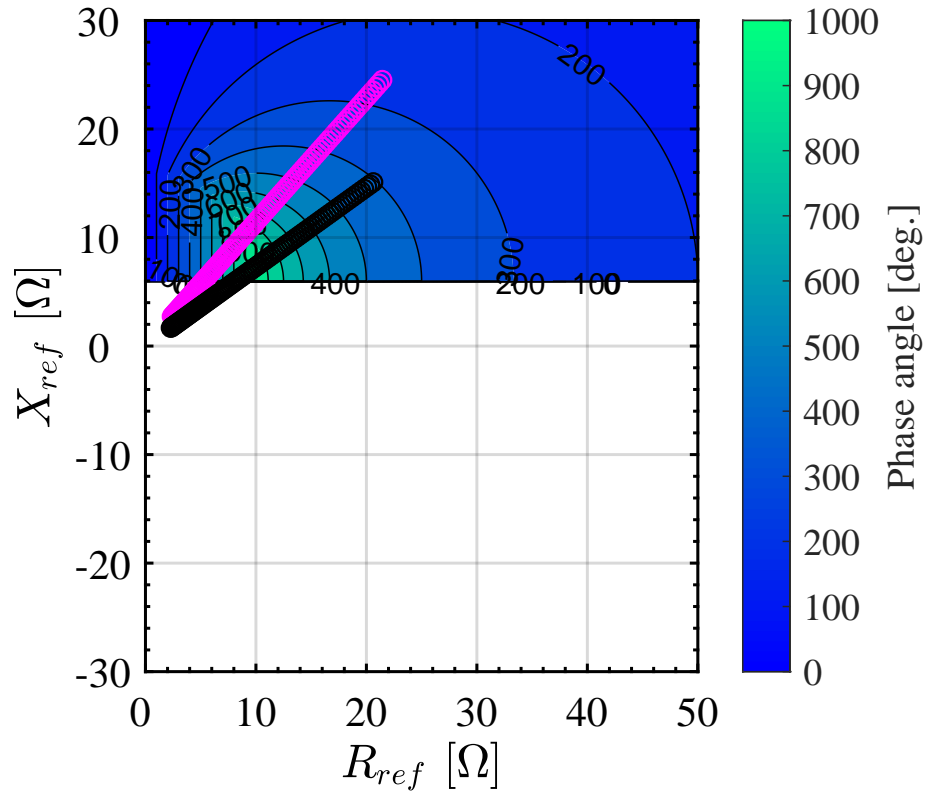


Fig. 3.11: Power map and Z_{ref} trajectory of the receiver. Magenta line and black lines represent $R_L = 5$ and $R_L = 8$.

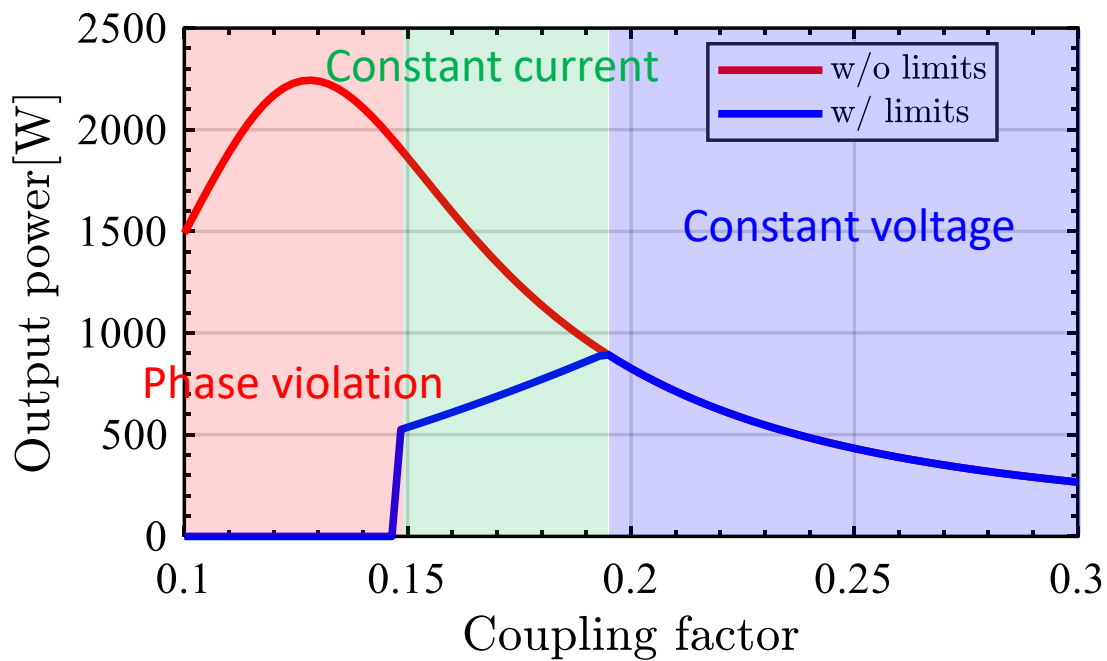


Fig. 3.12: Derivation of power transmission characteristics from the proposed power map.

求めることができる。

$$R_L = \frac{V_{out}^2}{P_{out}} \quad (3.29)$$

この方法で求めた R_L に基づき Z_{ref} を計算し、マップを用いて伝送電力を求める事ができる。しかし、このとき得られた伝送電力 P_{trans}^{max} と、最初に負荷抵抗を決めるために仮定した P_{out} が一致しない場合は正しい伝送電力とはならない。これが、正しい伝送電力となる条件は次の式を満たす R_L が得られるときの P_{trans}^{max} である。

$$P_{trans}^{max}(L_m, R_L) = \frac{V_{out}^2}{R_L} \quad (3.30)$$

Fig. 3.14 に示したように、(3.30) の右辺は V_{out} が一定であるため R_L に対して青線で示した反比例のグラフとなり、(3.30) の左辺は電力マップの形状と R_L が変化したときの Z_{ref} 軌跡に応じた緑のような曲線となる。定抵抗のときの負荷抵抗を R_{nom} とすると、(3.30) が満たされる条件は両者の曲線が交差する Fig. 3.14 中の赤い点に対応する。また、このときの等価的な負荷抵抗値は R_n になる。制約条件が含まれることで Fig. 3.14 の右側に示したような $P_{trans}^{max}(L_m, R_L)$ に関する曲線が得られた結果、交点が見つからず給電不能となる場合も存在する。

3.6 まとめ

この章では、一次側から見た二次側の等価インピーダンス Z_{ref} を境として、送電側と受電側に分離した非接触給電システムの電力伝送特性解析手法とその可視化方法について説明した。WPT システムをインピーダンス回路として表現し、複素インピーダンス平面上に電力伝送特性を視覚的に示せるようになることで、直感的に電力伝送特性を把握することが可能になる。

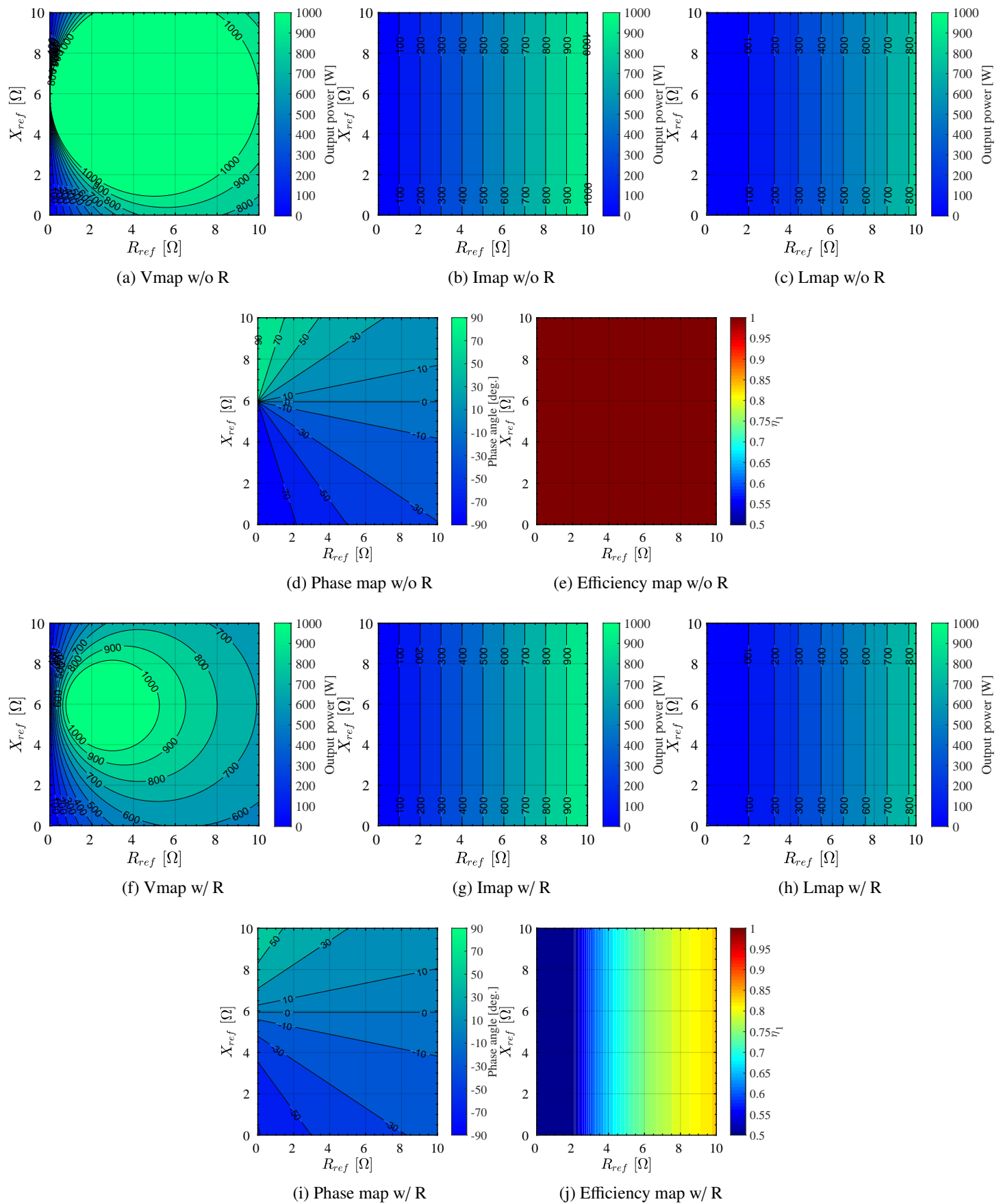


Fig. 3.13: Comparison of power map with resistance and without resistance.

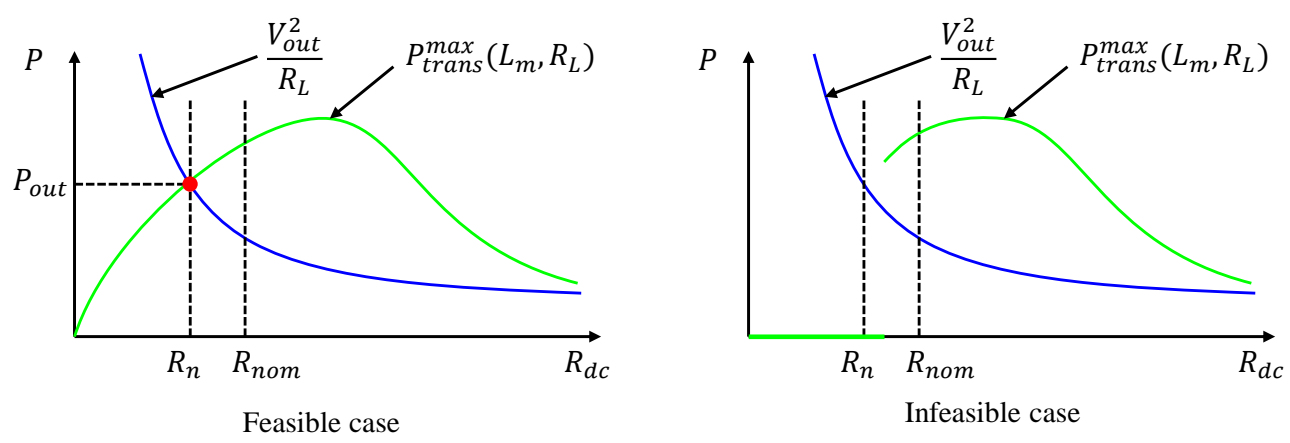


Fig. 3.14: Explanation of P_{out} calculation when the load is constant voltage source.

Chapter 4

はしご型補償回路の電力伝送特性の幾何的 特徴の解析と体系的理解

4.1 はじめに

ここでは、3章で提案した電力マップを T 型補償回路に対して解析的に求めることで、幾何学的な特徴を明らかにする。これにより、電力マップを円と直線の組み合わせとしてあらすことでより直感的な理解を可能にし、補償回路の設計への展開を可能にする。

4.2 はしご型補償回路の電力マップおよび Z_{ref} 軌跡の幾何的特徴

まず、今回の解析対象となるはしご型補償回路について説明する。2章で詳しく説明したとおり、現在 WPT の補償回路として様々な回路構成が提案されているが、その多くは Fig. 4.1 に示した送受電回路の組み合わせに分類できる。

そこで、これらの回路を包括的に扱うために Fig. 4.2 に示した T 型の補償回路を考える。これらすべての補償回路の組み合わせを複素インピーダンスを利用して Fig. 4.2 のリアクタンス回路で表すことができる。例えば、S/S 回路であれば、 $X_2 = X_5 = \pm\infty$, $X_1 + X_3 = \omega L_1 - 1/\omega C_1$, $X_4 + X_6 = \omega L_2 - 1/\omega C_2$ と考えられる。LCC/P であれば、 $X_1 = \omega L_{1s}$, $X_2 = -1/\omega C_{1p}$, $X_3 = \omega L_1 - 1/\omega C_{1s}$, $X_4 = \omega L_2$, $X_5 = -1/\omega C_2$, $X_6 = 0$, とすることで Fig. 4.2 の回路に変換できる。

4.2.1 T 型補償回路の電力マップ

(3.9) - (3.12) に次の式で表される T 型補償回路の Z_{in} を代入する。

$$Z_{in}(Z_{ref}) = jX_1 + \frac{(Z_{ref} + jX_3)jX_2}{Z_{ref} + jX_3 + jX_2} \quad (4.1)$$

これを実部と虚部に分けると次のようになる。

$$R_{in} = \frac{X_2^2 R_{ref}}{R_{ref}^2 + (X_{ref} + X_2 + X_3)^2} \quad (4.2)$$

$$X_{in} = X_1 + X_2 \frac{R_{ref}^2 + (X_{ref} + X_2 + X_3)(X_{ref} + X_3)}{R_{ref}^2 + (X_{ref} + X_2 + X_3)^2} \quad (4.3)$$

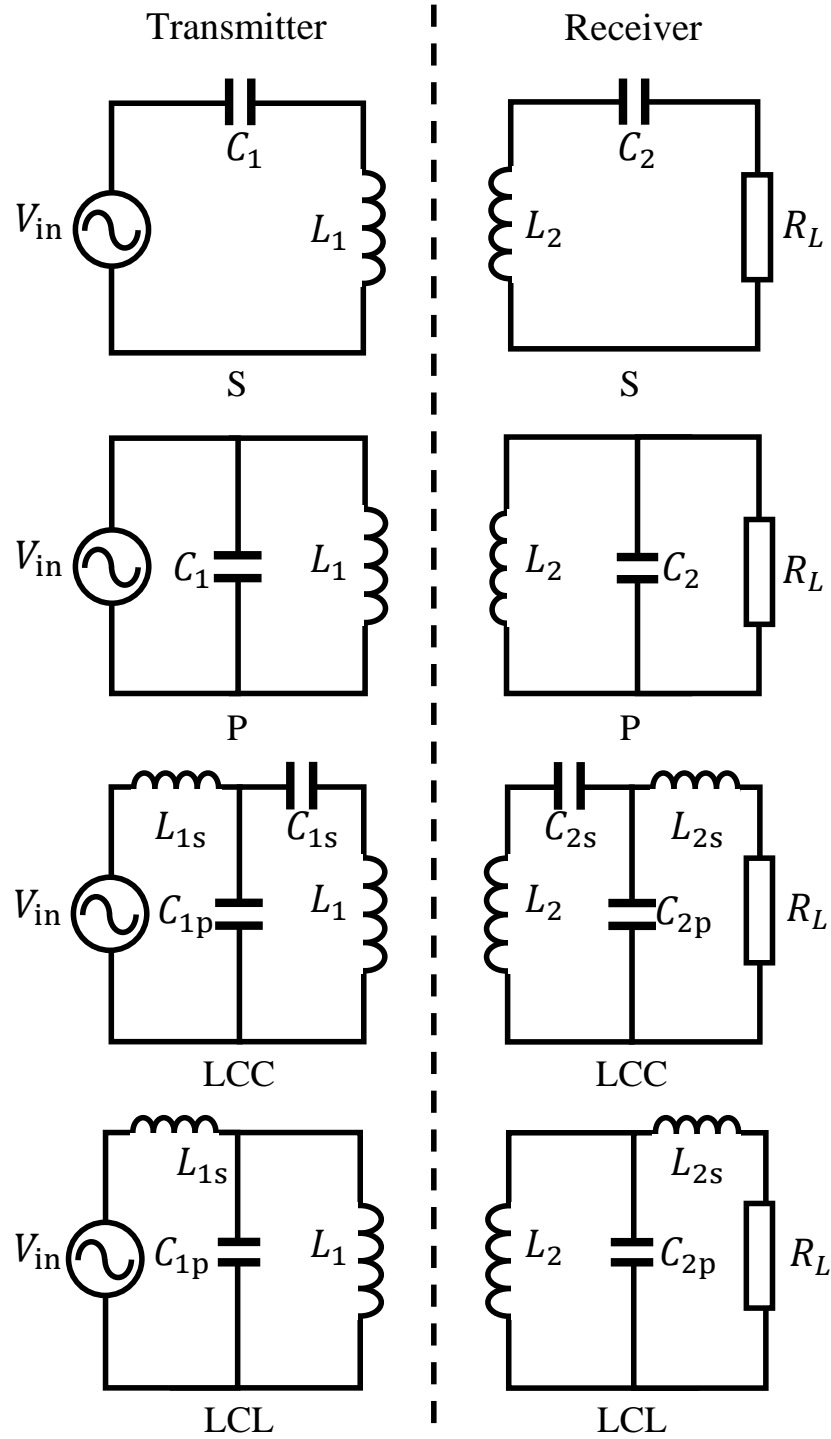


Fig. 4.1: 4 possible basic compensation circuits.

各制約条件下の電力マップの幾何学的特徴

ここで、(4.2) と (4.3) を (3.9) に代入し式変形すると、(4.4) のような出力電力に関する Z_{ref} の方程式が得られる。これは Z_{ref} 平面上で P_{trans} を送ることのできる条件は、円または直線で与えられることを意味する。

$$\begin{cases} (R_{ref} - R_V)^2 + (X_{ref} - X_V)^2 = R_V^2 & X_1 + X_2 \neq 0 \\ R_{ref} = \frac{X_2^2 P_{trans}}{V_{in}^2} & X_1 + X_2 = 0 \end{cases} \quad (4.4)$$

$$(R_V, X_V) = \left(\frac{V_{in}^2}{P_{trans}} \frac{X_2^2}{2(X_1 + X_2)^2}, -\frac{X_1 X_2}{X_1 + X_2} - X_3 \right) \quad (4.5)$$

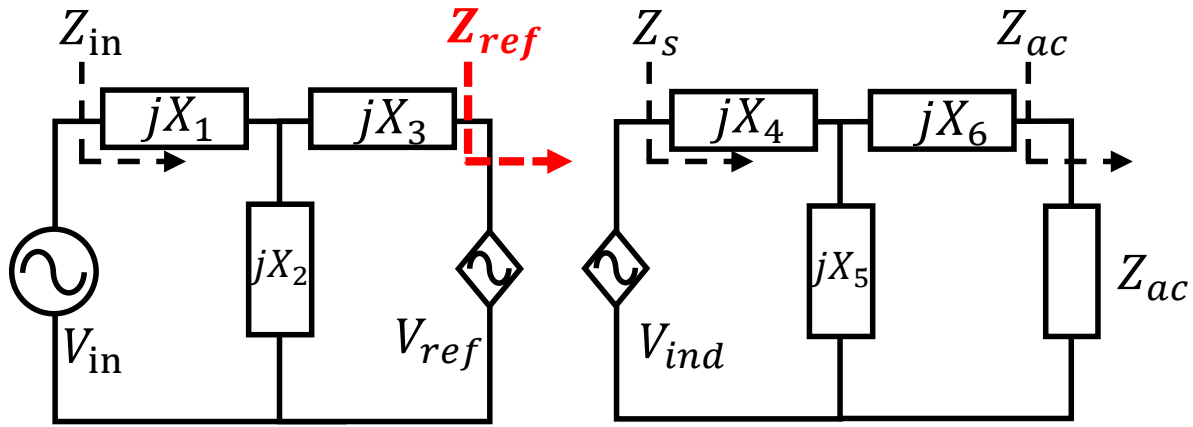


Fig. 4.2: T compensation equivalent circuit.

同様に、(3.10) に (4.2) と (4.3) を代入し、式変形すると (4.6) のように円または直線となる。

$$\begin{cases} R_{ref} = \frac{P_{trans}}{I_{max}^2} & X_2 = \pm\infty \\ (R_{ref} - R_I)^2 + (X_{ref} - X_I)^2 = R_I^2 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (4.6)$$

$$(R_I, X_I) = \left(\frac{I_{max}^2}{2P_{trans}} X_2^2, -X_2 - X_3 \right) \quad (4.7)$$

さらに、位相 θ に関して (3.12) に (4.2) と (4.3) を代入することで、 Z_{ref} 平面上の円条件が導かれる。

$$\begin{cases} (R_{ref} - R_\theta)^2 + (X_{ref} - X_\theta)^2 = \left(\frac{X_2^2 \sqrt{1 + \tan^2 \theta}}{2(X_1 + X_2)} \right)^2 & X_1 + X_2 \neq 0 \\ X_{ref} = (\tan \theta) R_{ref} - X_I & X_1 + X_2 = 0 \end{cases} \quad (4.8)$$

$$(R_\theta, X_\theta) = \left(-\frac{X_2^2 \tan \theta}{2(X_1 + X_2)}, -X_3 - \frac{X_1 X_2 + X_2^2 / 2}{X_1 + X_2} \right) \quad (4.9)$$

(3.11) から、次の関係式が得られる。

$$R_{ref} = \frac{P_{trans}}{I_{L1-limit}^2} \quad (4.10)$$

各円条件の位置関係

前項で求めた式を Z_{ref} 平面上の幾何学的な位置関係として説明する。(4.4) と (4.6) で示したように、電源電圧、電源電流に関する電力等高線の中心座標の R_{ref} 成分と半径が等しいことから、電力等高線は Fig. 4.3 に実線で示したように必ず X_{ref} 軸に必ず接する円となる。また、より大きな P_{trans} に対する電力等高線は Fig. 4.3 で破線で示したようにより半径が小さな円となる。逆に小さな P_{trans} に対しては半径の大きな円となる。いずれの場合も、電力等高線は X_{ref} 軸に接する。さらに、すべての円の中心座標の X_{ref} 成分は $X_1 - X_3$ が変化しない限り一定のため、図中破線直線で示した直線上を中心座標は移動する。

次に、位相条件について調べる。まず、 $\theta = 0$ つまり、力率 1 となる円の中心座標は X_{ref} 軸上に必ず存在することが (4.8) からわかる。この円が X_{ref} 軸と交わる点を計算すると、その座標はそれぞれ、 X_I, X_V と一致する。また、 θ が変化するときでも、この円は常に X_{ref} 軸上の $(0, X_I), (0, X_V)$ の同一 2 点を通る。

これらをまとめると Fig. 4.5 に示したものとなる。この関係を利用することで電力マップの描画をより簡単かつ容易に行うことができる。さらに、各パラメタ $X_1 \sim X_6$ の変動に伴う電力伝送特性の変化も素早く把握できる。

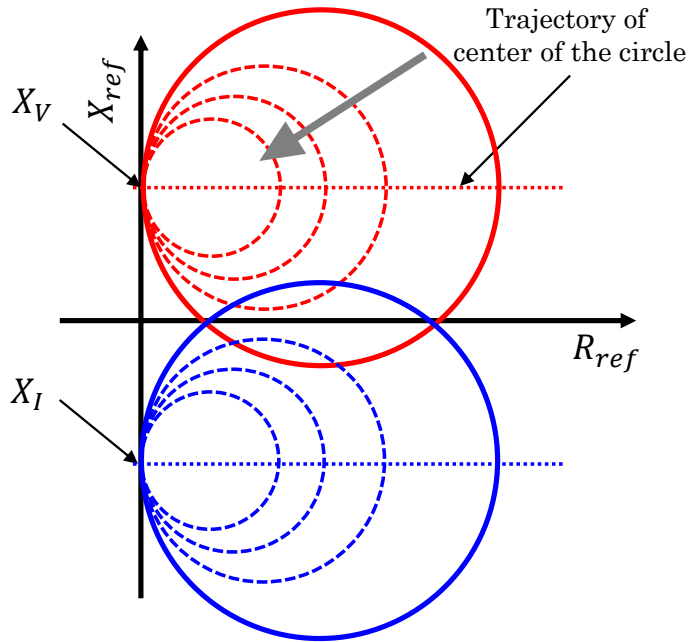


Fig. 4.3: Contour lines of transferred power.

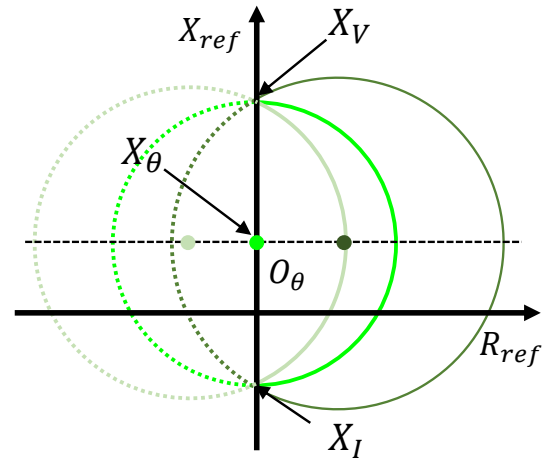
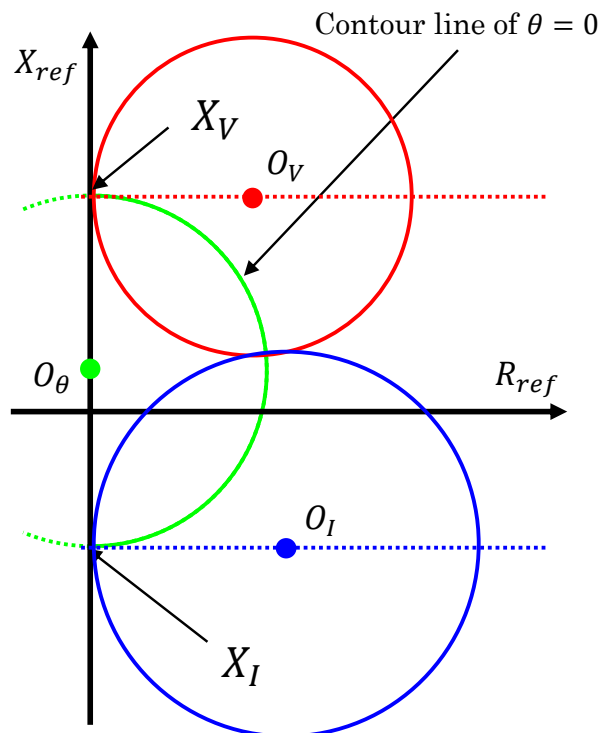
Fig. 4.4: Contour line of θ .

Fig. 4.5: Geometrical relationship among contour lines.

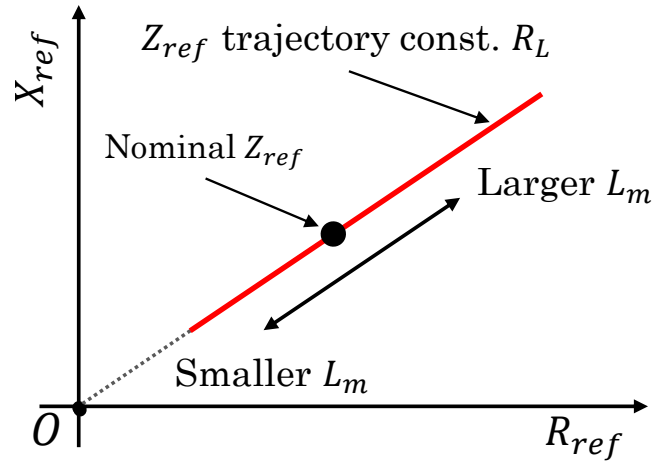
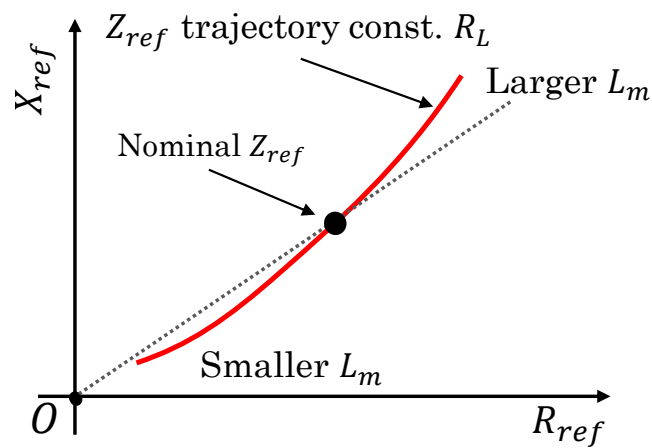
4.2.2 T型補償回路の Z_{ref} 軌跡

電力マップに続いて、結合と負荷の状態が決まる Z_{ref} について考える。

T型補償回路の Z_{ref} の導出

受電側回路の合成インピーダンス Z_s を Fig. 4.2 の等価回路から求める。

$$Z_s = jX_4 + \frac{(Z_{ac} + jX_6)jX_5}{Z_{ac} + jX_6 + jX_5} \quad (4.11)$$

Fig. 4.6: Z_{ref} trajectory when coupling changes without constant self-inductance.Fig. 4.7: Z_{ref} trajectory when coupling changes with self-inductance variation.

送電側と同様の方法で受電側の回路の合成インピーダンス Z_s の実部 R_s と虚部 X_s は (4.12), (4.13) と求まる。

$$R_s = \frac{X_5^2 R_{ac}}{R_{ac}^2 + (X_{ac} + X_5 + X_6)^2} \quad (4.12)$$

$$X_s = X_4 + X_5 \frac{R_{ac}^2 + (X_{ac} + X_5 + X_6)(X_{ac} + X_6)}{R_{ac}^2 + (X_{ac} + X_5 + X_6)^2} \quad (4.13)$$

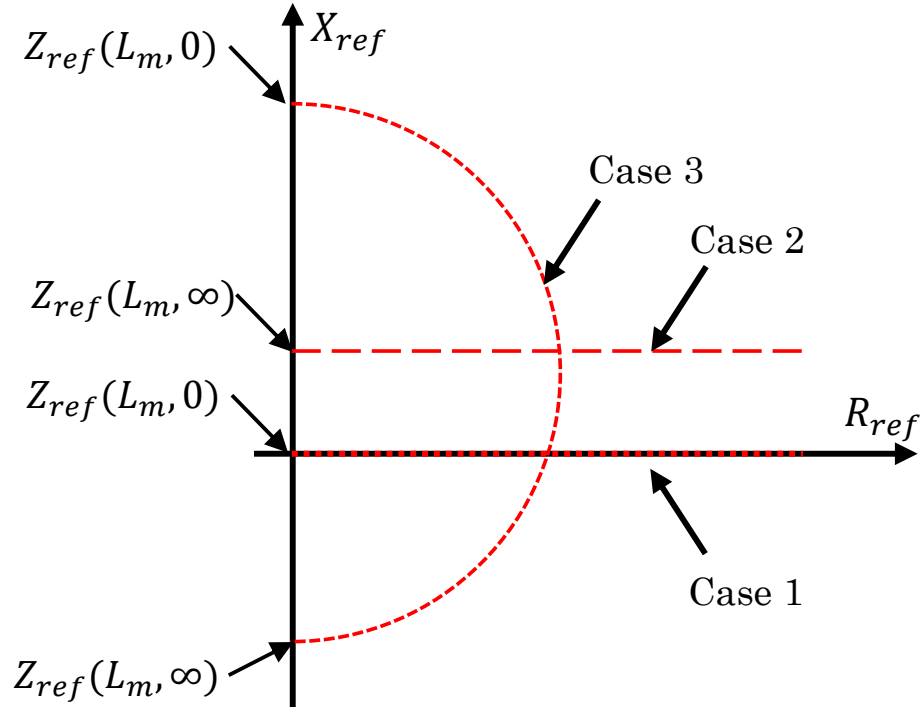
このときの Z_{ref} は (3.8) から計算できる。

結合の変化

送受電コイルの結合が変化したときの (3.8) から求まる Z_{ref} 軌跡について議論する。 Z_{ref} は (3.8) からわかるように、相互インダクタンスの2乗に比例している。さらに、 $(\omega L_m)^2$ は実数であるため、負荷を一定とすると Z_{ref} 軌跡は Fig. 4.6 に示したように、 Z_{ref} 平面上の原点を通る直線となる。ただし、結合変動に伴う送受電コイルの自己インダクタンス変動が存在する場合、Fig. 4.7 のように、この直線上から変動の程度に応じたズレが発生する。

負荷の変化

次に負荷抵抗が変化した場合の Z_{ref} 軌跡について説明する。以下の議論では $Z_{ac} = R_{ac}$ であるとして議論をすすめる。まず、負荷 R_{ac} が短絡された場合 $R_{ac} = 0$ と、開放された場合 $R_{ac} = \infty$ の一次側から見た二次側の等価インピーダンスを考える。負荷の短絡及び開放条件では (4.12) から、 $R_s = 0$ である。また、 X_s を (4.13) から同様に求めると次の式で負荷短絡または開放時の一次側から見た二次側の等価インピーダンス Z_{ref} は次の

Fig. 4.8: Z_{ref} trajectory described in (4.16).

リアクタンスで求まる。

$$Z_{ref}(L_m, 0) = \frac{(X_5 + X_6)(\omega L_m)^2}{j(X_4 X_5 + X_5 X_6 + X_6 X_4)} \quad (4.14)$$

$$Z_{ref}(L_m, \infty) = \frac{(\omega L_m)^2}{j(X_4 + X_5)} \quad (4.15)$$

次に、負荷の短絡状態から開放状態への遷移の様子を考える。 $Z_{ref}(L_m, R_{ac})$ の動作点は R_{ac} の変動に対して $Z_{ref}(L_m, 0)$, $Z_{ref}(L_m, \infty)$ を直径とする(4.16)の円上を動く。ただし、一方の点が無限大になる場合は X_{ref} が定数となる R_{ref} 軸に平行な直線上を動く。まとめると次の式となる。

$$\begin{cases} X_{ref} = 0 & X_5 = \pm\infty, X_4 + X_6 = 0 \\ X_{ref} = -\frac{(X_5 + X_6)(\omega L_m)^2}{X_4 X_5} & X_4 + X_5 = 0 \\ R_{ref}^2 + (X_{ref} - X_0)^2 = R_0^2 & X_4 + X_5 \neq 0 \end{cases} \quad (4.16)$$

$$R_0 = \frac{2(X_4 X_5 + X_5 X_6 + X_6 X_4) + X_5^2}{2(X_4 + X_5)(X_4 X_5 + X_5 X_6 + X_6 X_4)} (\omega L_m)^2 \quad (4.17)$$

$$X_0 = \frac{X_5^2 (\omega L_m)^2}{2(X_4 + X_5)(X_4 X_5 + X_5 X_6 + X_6 X_4)} \quad (4.18)$$

(4.16)で求めた3つの条件での Z_{ref} 軌跡の概形をFig. 4.8に示した。Case 1は(4.16)の最初に示した条件に対応しており、具体的には共振設計されたS回路やLCC回路での Z_{ref} 軌跡を示している。この条件では Z_{ref} は常に純抵抗とみなせる。次にCase 2は(4.16)の二番目に示したものに対応する。これは、LCC回路などの高次補償回路の負荷側の共振条件の一部が満たされていない条件に対応する。最後にCase 3は(4.16)の三番目に示した条件に対応している。これは、P回路や共振条件を満たしていないS回路やLCC回路などが該当する。

また、 R_{ac} に対応した Z_{ref} の円上での位置は、 $Z_{ref}(\omega L_m, Z_{ac})$ の位相角 θ_{ref} が(4.19)となる Z_{ref} 軌跡上の点である。

$$\theta_{ref} = -\arctan\left(\frac{(X_4 + X_5)R_{ac}^2 + (X_5 + X_6)[X_4 X_5 + (X_4 + X_5)X_6]}{X_5^2 R_{ac}}\right) \quad (4.19)$$

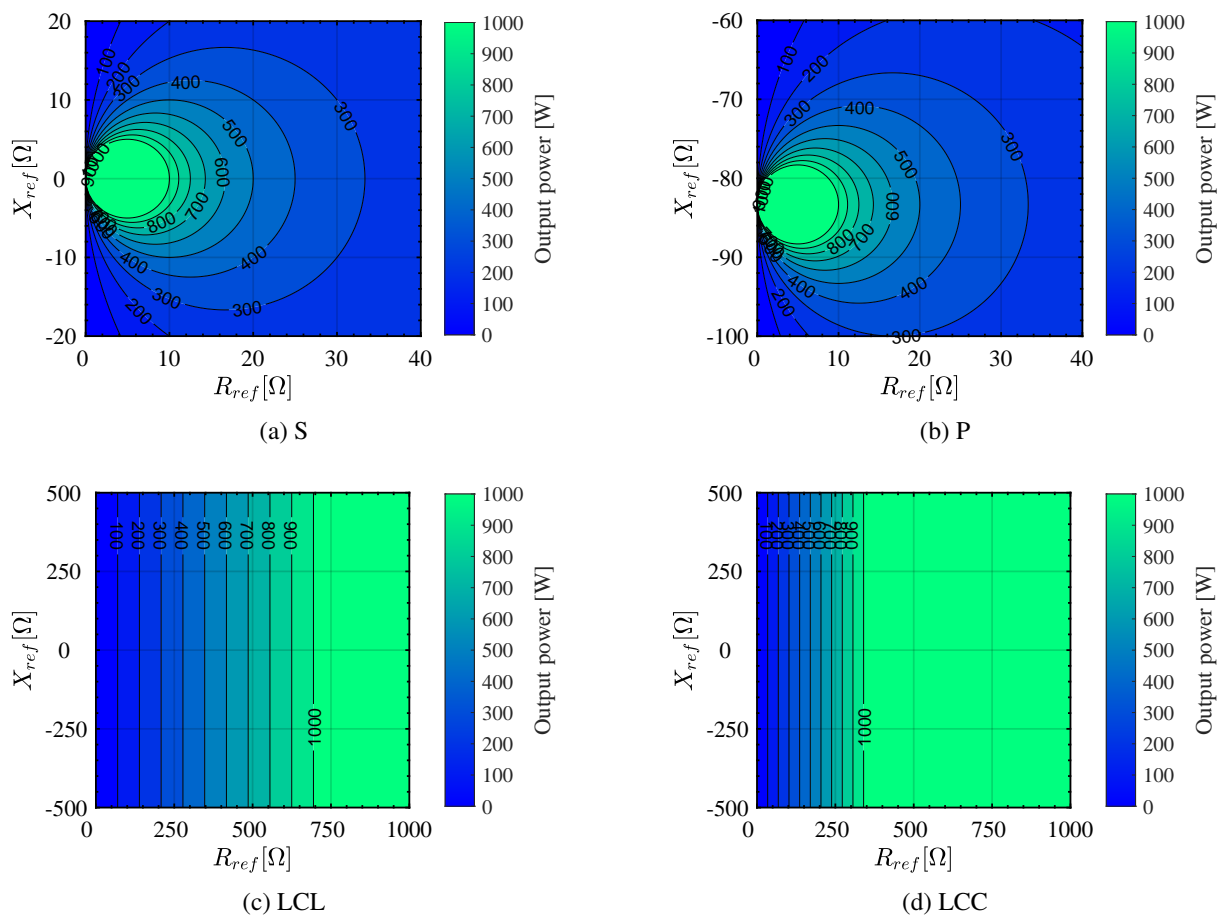


Fig. 4.9: Typical power map of constant source voltage under basic compensation configurations designed to be resonant.

一般的な補償回路の共振設計では Case 1 に示した条件となるよう設計されることが多い。これは、結合係数と負荷が変化したときの Z_{ref} 軌跡の形状が一致し、かつ、 R_{ref} 軸上の直線であるため電力マップの設計と整合性が取りやすいためである。また、P 回路では Z_{ref} 軌跡の形状が円形になるため、結合係数の変化と負荷変動に伴う結合係数の軌跡が一致しないため、両者の変動に対して電力マップの設計を行うことは難しい。

4.3 可視化電力マップを用いた補償回路の特徴比較

4.3.1 代表的な補償回路の電力マップ分類

ここでは、電源電圧と送受電コイルを固定したときの補償回路と (4.4) で与えられる方程式の形状に関する特徴をまとめる。Fig. 4.9 には代表的な共振設計された補償回路の電力マップ一覧を示す。また、共振条件を外した場合の図形の変化についても同様に示す。Fig. 4.1 に示した S, P, LCL, LCC の 4 つについて、補償回路の共振設計を行ったときの電力マップ P_{trans}^V について議論する。

S 回路

S 回路の場合、 $X_2 = \pm\infty$ となるため、 $\lim_{X_2 \rightarrow \pm\infty} R_V, X_V$ とすれば、(4.5) から中心座標は (4.20) である。

$$(R_V, X_V) = \left(\frac{V_{\max}^2}{2P_{trans}}, -X_1 - X_3 \right) \quad (4.20)$$

この形状は、Fig. 4.9a に対応している。(4.20) から、従来の共振設計の場合 $X_1 + X_3 = 0$ が満たされなければならず、電力マップの形状の電源電圧以外による調整は不可能である。もし、 $X_1 + X_3 \neq 0$ とできる場合、つま

り、共振設計を行わない場合、円の中心座標のうち X_{ref} は $X_1 + X_3$ で調整可能である。このとき、電力等高線の形状は変化しない。

P 回路

P 回路の場合、 $X_1 = 0$, $X_3 = \omega L_1$, $X_1 + X_2 \neq 0$ となる。これを、(4.5) に代入すると、円の中心座標は (4.21) で求められる。

$$(R_V, X_V) = \left(\frac{V_{in}^2}{2P_{trans}}, -X_3 \right) \quad (4.21)$$

この形状は、Fig. 4.9b に対応している。 X_3 はコイルの設計によって決まり調整不能なため、P 回路では電力等高線の形状は変化しない。

LCL 回路

共振型の LCL 回路では、共振条件として $X_1 + X_2 = X_2 + X_3 = 0$, $X_3 = \omega L_1$ が与えられる。このとき、(4.4) から (4.22) の直線となる。

$$R_{ref} = \frac{X_2^2 P_{trans}}{V_{in}^2} \quad (4.22)$$

この形状は、Fig. 4.9c に対応している。LCL 回路では送電コイルによって $X_2 = -\omega L_1$ と一意に決まるため、この電力等高線の形状は調整ができない。

共振条件を設けない場合、 X_1, X_2 の 2 自由度が存在し、(4.5) の R_V, X_V を独立して調整可能になり自由に円の中心を決められる。

LCC 回路

LCC 回路では、LCL と同様の共振条件が利用される。したがって、電力マップの形状は、Fig. 4.9d に対応する。ただし、LCC では LCL と異なり、 $X_3 = \omega L_1 - 1/\omega C_{1s}$ となる。この場合、方程式は (4.22) と同じ形になるが、 C_{1s} により X_2 も調整可能なため、直線の位置の調整も可能である。

共振条件を設けない場合は、LCL 回路と同様に電力マップの調整が可能である。

以上の議論をまとめると次のようになる。

1. 電力マップの形状は回路構成と補償素子の形状で決まる
2. P 回路と共振設計された LCL 回路では電力マップの形状を電源電圧以外で調整できない
3. S 回路の電力マップの形状は円となり、半径は変えられないが X_{ref} 軸方向の位置を調整できる
4. LCC 回路の電力マップの形状は縦縞となり、 X_2 の調整により縞の間隔（電力分布）を調整できる。

S 回路の電力マップは円形状となっているが、LCL, LCC 回路の電力マップ形状は縦縞となっている。これは、従来の解析ではインピーダンスインバータによる定電圧源と定電流源の変換に対応している。つまり、定電流電源に関する電力マップの形状は、Fig. 4.10 に示したように逆になり、S 回路の電力マップは縦縞となり、LCL, LCC 回路の電力マップは円形状になる。P 回路についてはどちらも円形状となる。

4.3.2 代表的な補償回路の Z_{ref} 軌跡分類

以下では、負荷の補償回路ごとに負荷短絡時の一次側から見た二次側の等価インピーダンス (4.14) と、負荷開放時の一次側から見た二次側の等価インピーダンス (4.15) を計算する。

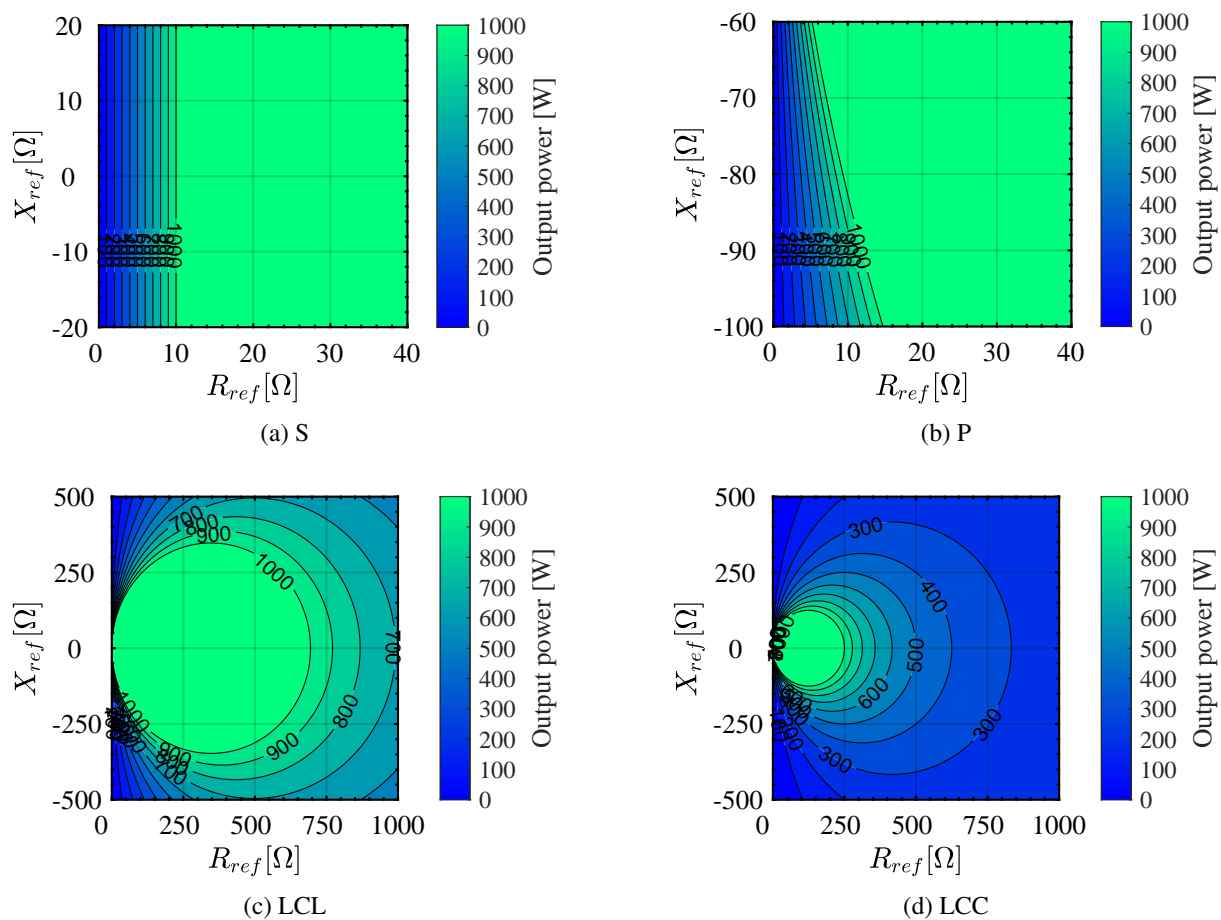


Fig. 4.10: Typical power map of constant source current under basic compensation configurations designed to be resonant.

S 回路

S 回路では $X_5 = \pm\infty$ であるため、短絡/開放時の Z_{ref} 動作点はそれぞれ、(4.23) と (4.24) となる。

$$Z_{ref}(L_m, 0) = \frac{(\omega L_m)^2}{j(X_4 + X_6)} \quad (4.23)$$

$$Z_{ref}(L_m, \infty) = 0 \quad (4.24)$$

$X_4 + X_6 = 0$ の条件で負荷開放時の Z_{ref} 動作点は無限大、つまり開放状態になる。共振条件が満たされないところでは、原点を通過し中心が X_{ref} 軸上にある円軌跡となる。

P 回路

P 回路では $X_6 = 0$ である。したがって、短絡/開放時の Z_{ref} 動作点は(4.25), (4.26) となる。

$$Z_{ref}(L_m, 0) = \frac{(\omega L_m)^2}{jX_4} \quad (4.25)$$

$$Z_{ref}(L_m, \infty) = \frac{(\omega L_m)^2}{j(X_4 + X_5)} \quad (4.26)$$

$X_4 + X_5 = 0$ の条件で負荷短絡時の Z_{ref} 動作点は開放状態になり、Fig. 4.8 の Case 2 に対応する、実軸に平行な直線形状となる。共振条件が満たされないところでは Case 3 に対応する、半円形状となる。

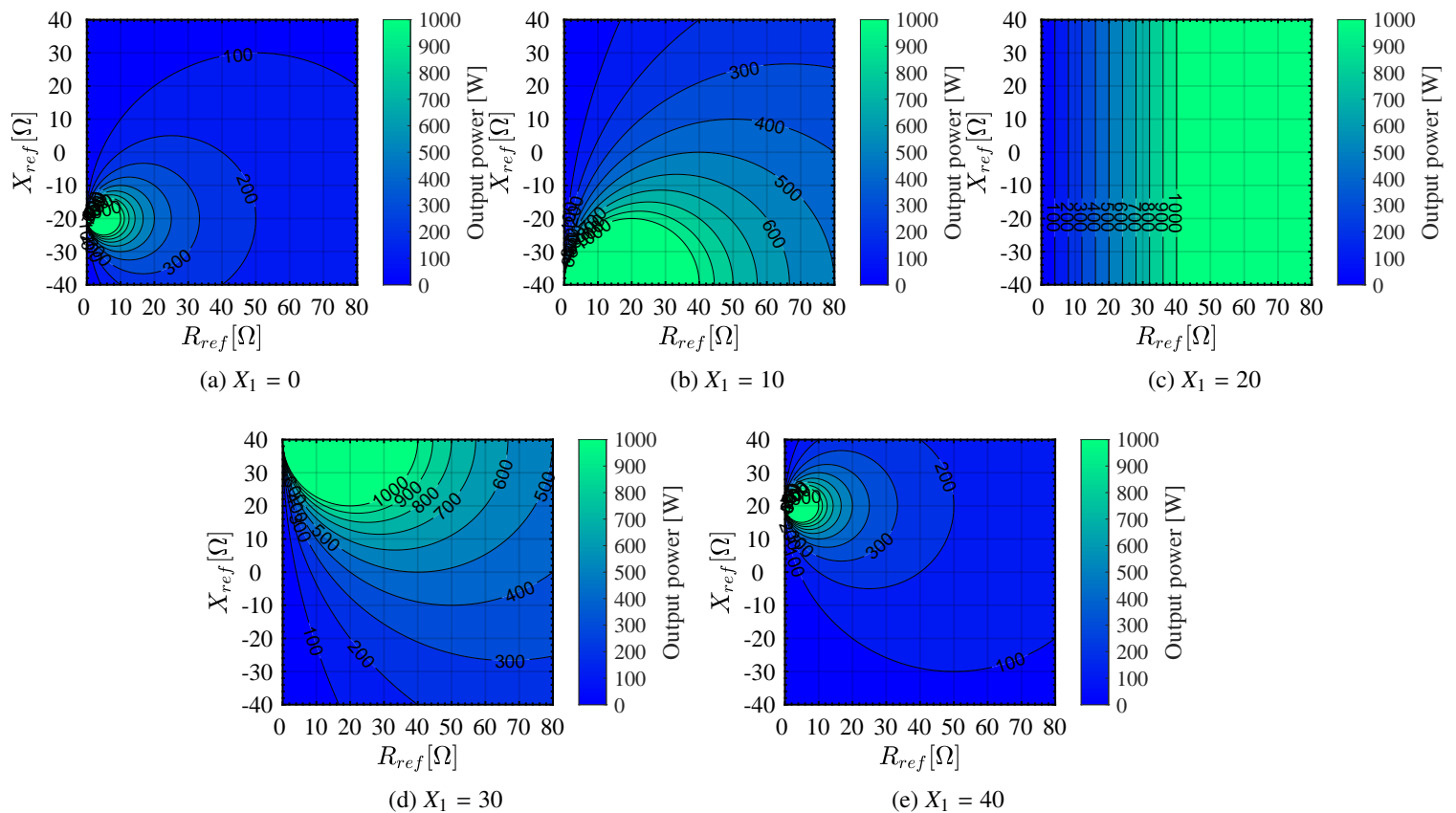
LCL または LCC 回路

LCC (または LCL) 回路の場合, $Z_{ref}(L_m, 0)$ と $Z_{ref}(L_m, \infty)$ は (4.14), (4.15) となる。共振条件 $X_4 + X_5 = X_5 + X_6 = 0$ が満たされる場合, 負荷短絡時の Z_{ref} は開放状態, 負荷開放時の Z_{ref} は短絡状態となる。このときの Z_{ref} 軌跡の形状は Fig. 4.8 の Case 1 と一致する。

$X_4 + X_5 = 0$ のみが満たされる場合, 負荷短絡時の Z_{ref} は開放状態に, また $X_5 + X_6 = 0$ のみが満たされる場合, 負荷開放時の Z_{ref} は短絡状態になり, Case 2 の形状となる。すべての共振条件が満たされていない場合, Case 3 の形状となる。

Table 4.1: Parameters for power map visualization

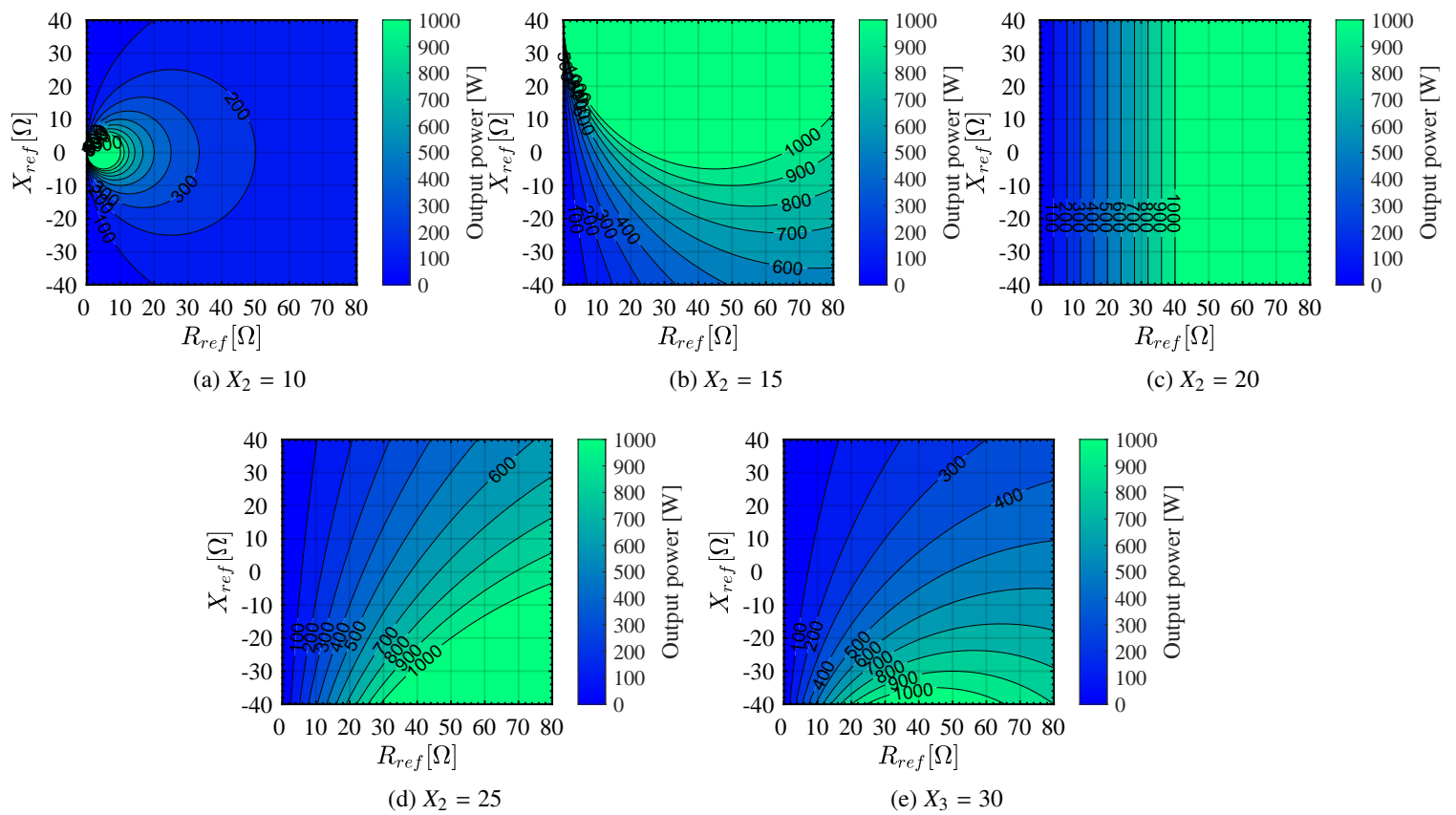
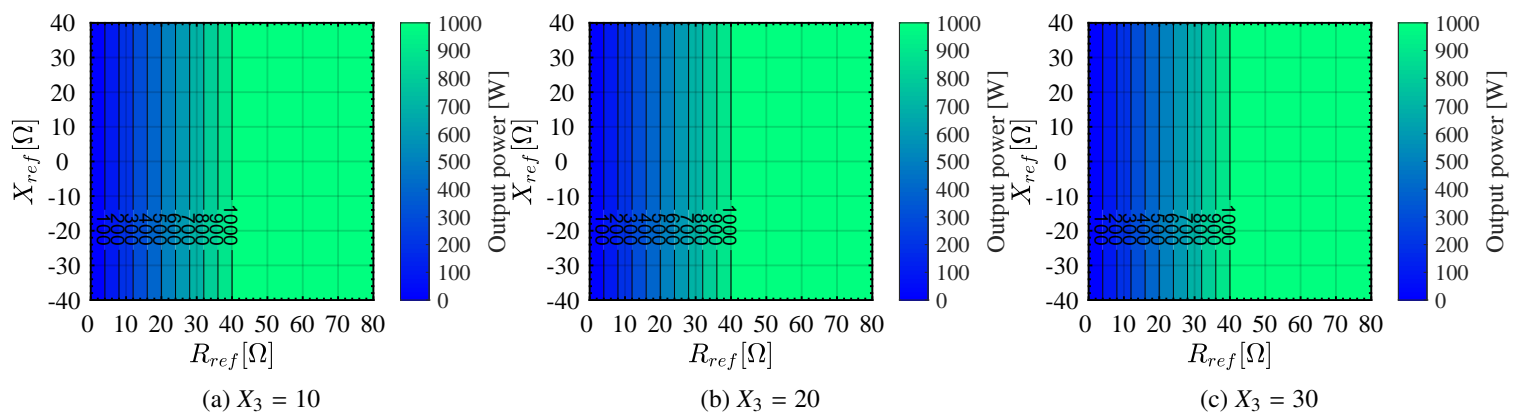
Name	Value	Name	Value	Name	Value	Name	Value
L_1	100 μH	L_2	100 μH	f	85 kHz		
V_{max}	100 V	I_{max}	10 A	$I_{L1-limit}$	10 A	θ_m	0°

Fig. 4.11: Power map transformation of P_{trans}^V according to X_1 .

4.3.3 電力マップの形状とパラメタの関係

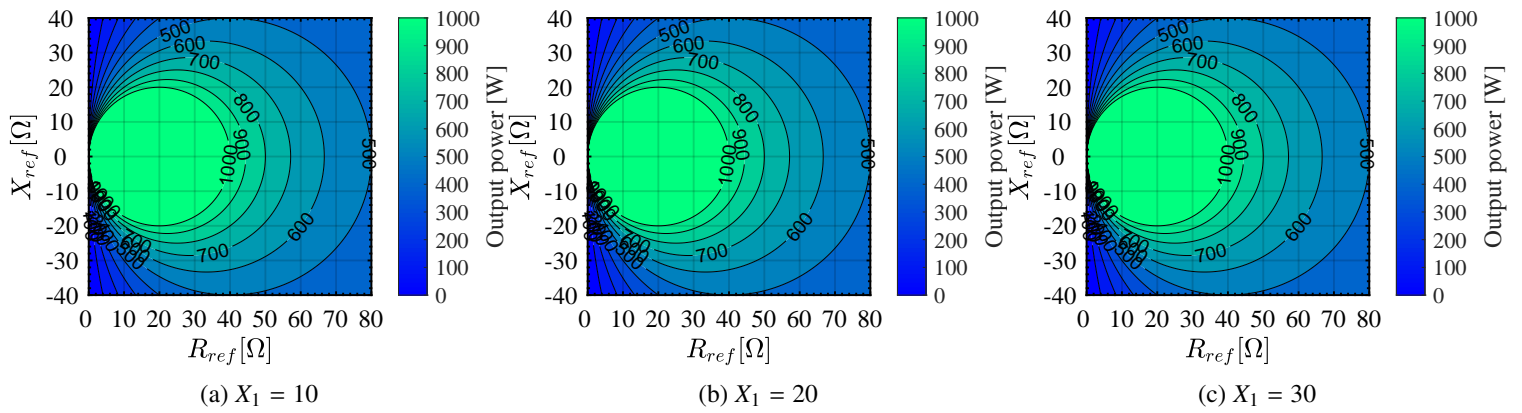
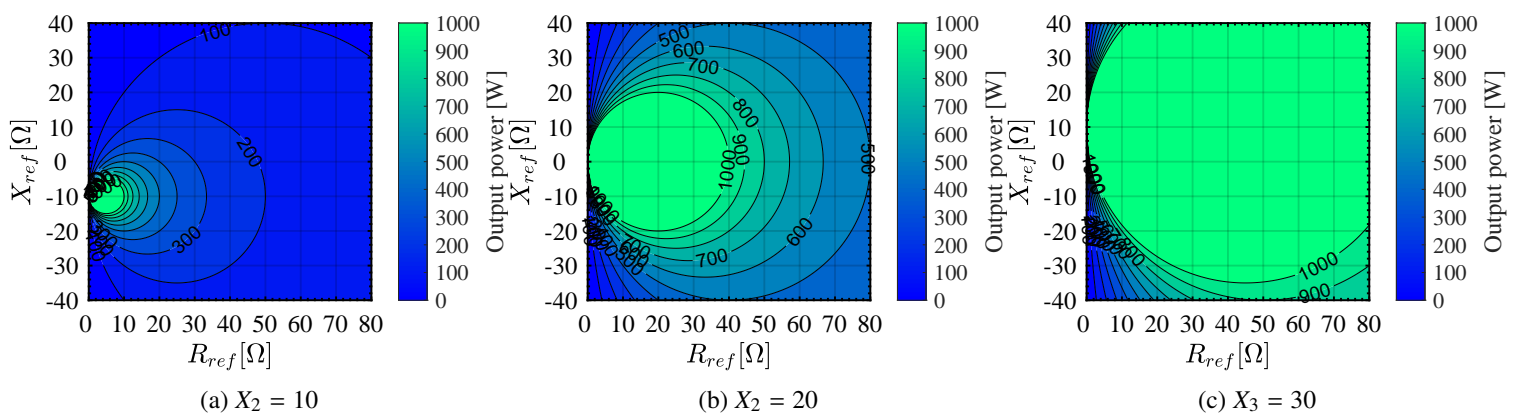
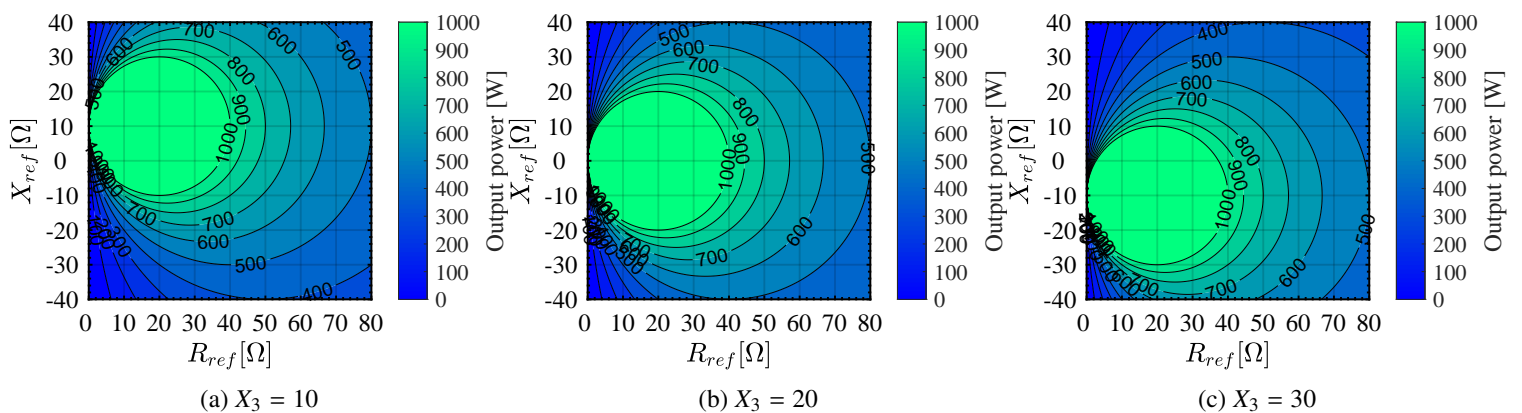
P_{trans}^V の電力マップ

Fig. 4.11, Fig. 4.12, Fig. 4.13 の 3 つには X_1 から X_3 をそれぞれ変化させたときの電力マップの変化を示した。計算に利用した数値を Table 4.1 に示した。基準として共振設計された LCC 回路を考えている。 X_1 と X_2 を変化させた場合、(4.5) から、電力等高線の円の中心が変動していることが読み取れる。一方で、 X_3 が変化した場合、(4.5) の X_{ref} 座標のみが変化するため、電力マップは X_{ref} 軸方向に平行移動する。本解析で基準としている電力マップの電力等高線が X_{ref} 軸に平行な直線となっており、 X_3 の変動に伴う電力マップの変化が見えなくなっている。これは、LCC 回路における共振のとり方が、 X_1 のパラメタ変動に対して電力伝送特性が安定であることを意味している。

Fig. 4.12: Power map transformation of P_{trans}^V according to X_2 .Fig. 4.13: Power map transformation of P_{trans}^V according to X_3 .

P_{trans}^I の電力マップ

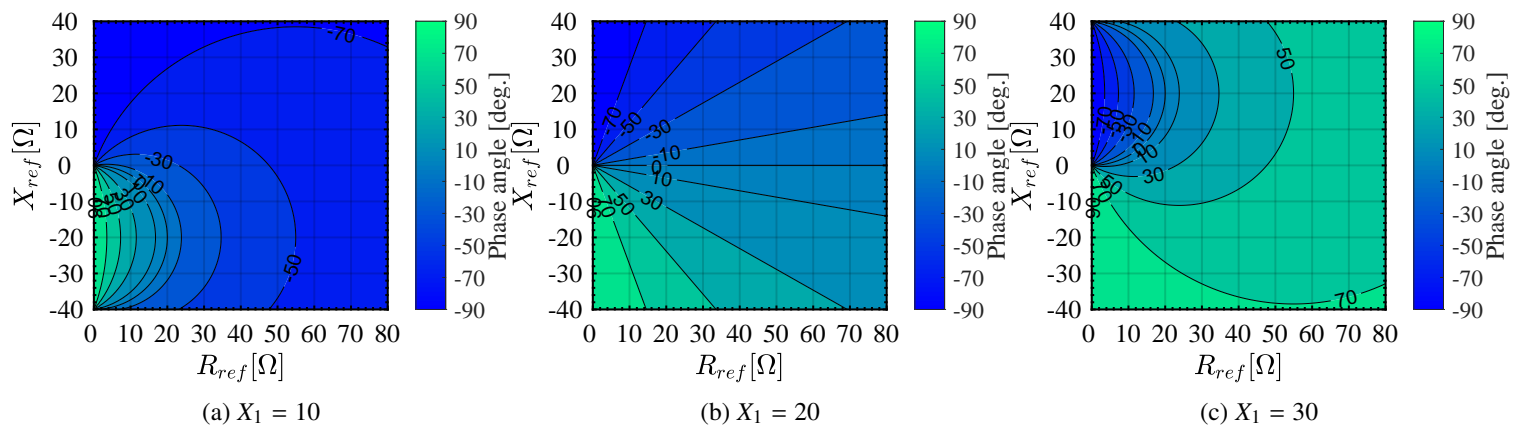
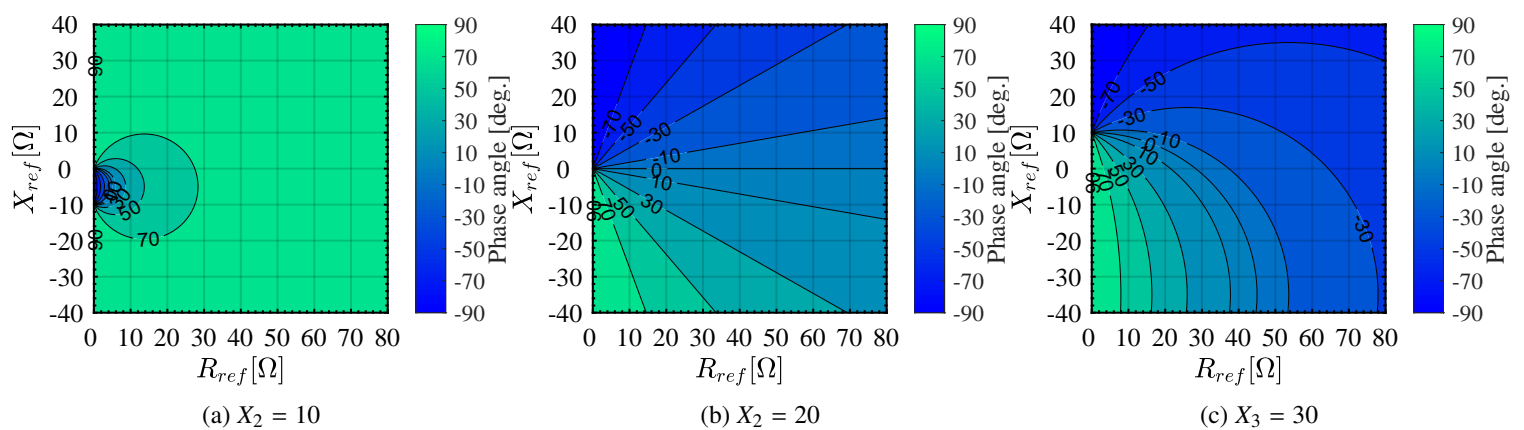
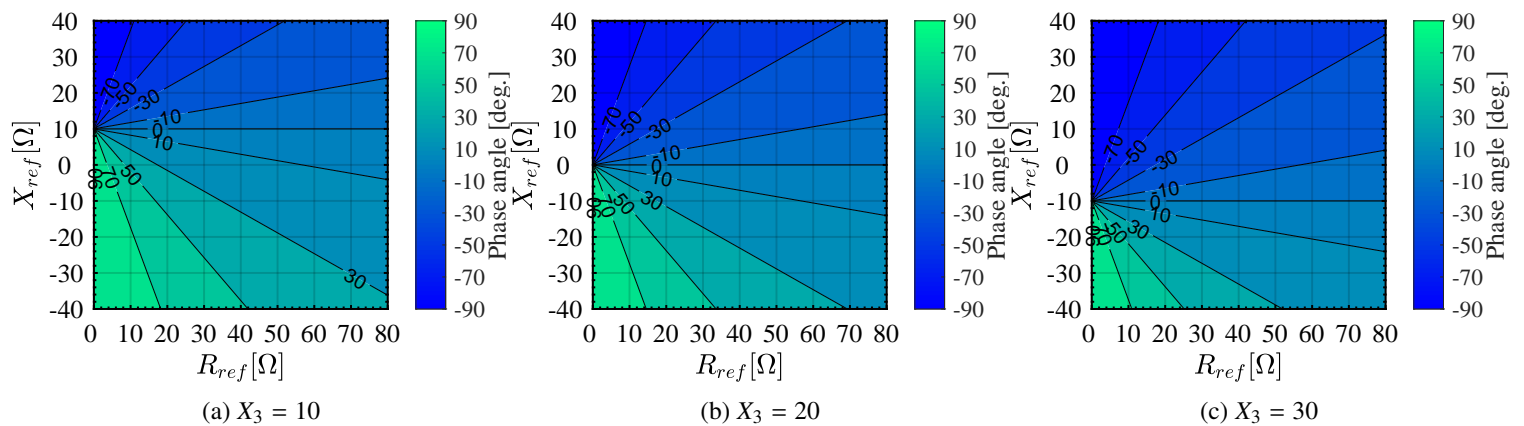
P_{trans}^I の電力マップについて解析する。Fig. 4.14 をみると、電力マップの形状は X_1 に対して不変である。これは、(4.7) に X_1 が含まれていないことから理解できる。また、 X_3 が変化するとき、Fig. 4.16 からわかるように、同一の円形状を維持しつつ X_{ref} 軸方向に平行移動している。

Fig. 4.14: Power map transformation of P_{trans}^I according to X_1 .Fig. 4.15: Power map transformation of P_{trans}^I according to X_2 .Fig. 4.16: Power map transformation of P_{trans}^I according to X_3 .

θ の電力マップ

位相 θ のマップを Fig. 4.17~Fig. 4.19 に示した。 X_1 が変化した場合，(4.9) からわかるように等位相差円の X_{ref} 軸との交点の片方が常に一定である。また， X_3 が変化するとき， X_{ref} 軸方向に平行移動している。

ここまでの議論から，電力マップと位相マップは X_3 に対してすべて X_{ref} 軸方向に同一量だけ平行移動している。つまり，最終的に得られる P_{trans}^{max} の電力マップの形状は同一で位置だけが移動するといえる。これは，(4.5)–(4.8) の各 X_{ref} 座標に X_3 が等しく含まれていることに一致している。

Fig. 4.17: Phase map transformation according to X_1 .Fig. 4.18: Phase map transformation according to X_2 .Fig. 4.19: Phase map transformation according to X_3 .

4.3.4 高次補償回路への適用

ここまでの解析は一般化した T 型の補償回路に対して、解析を行うことで様々な補償回路を連続的に扱うこと及び、その幾何学的な特徴をまとめた。ここでは、T 型回路を用いることでより高次の補償回路の電力伝送特性も統一的に扱えることを示す。

T 型補償回路より高次なはしご型回路の補償回路は、 $Y-\Delta$ 変換を適切に繰り返すことにより、必ず Fig. 4.2 に示した T 型の補償回路に変換することができる。つまり、T 型補償回路に対する電力伝送特性を解析するこ

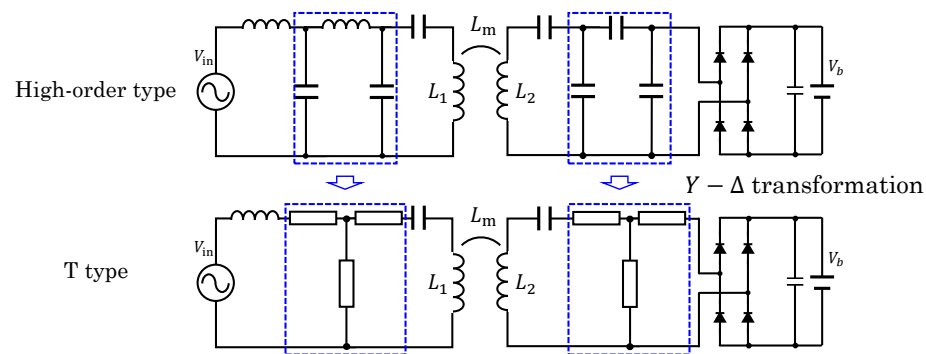


Fig. 4.20: Example of transformation of high-order compensation circuit into T type compensation circuit by $Y-\Delta$ transformation.

とで、より高次なはしご型補償回路をすべて包括した議論を行うことができる。

例えば、Fig. 4.20 の上段に示したような高次な補償回路であっても、青点線枠で囲った部分を下段の回路のように変換することで、等価的に T 型の補償回路として扱うことが可能となる。つまり、電源周波数が固定の条件で解析している限り、電力マップがもつ特徴は回路が高次になっても本質的に変化しないと言える。

4.4 まとめ

この章では、巻線抵抗などの損失を無視することで、T 型補償回路における電力マップと Z_{ref} 軌跡の幾何学的特徴を解析的に導出した。また、具体的な数値解析例を示すことで、代表的な電力マップの形状と、回路パラメタの関係を明らかにした。さらに、任意のはしご型回路は $Y-\Delta$ 変換によって T 型補償回路に変換可能であることを説明し、一般的な WPT システムの補償回路にはしご型の構成が利用されることから、多くの補償回路がこの枠組で解析可能となる。

Chapter 5

送受電分割と可視化に基づく補償回路設計論

5.1 はじめに

本章では、前章までに導出した手法を用いた非接触給電システムの補償回路設計手法を2つ説明する。まず、非接触給電システムの実用的使用条件を考慮したときの定格電力を送るための補償回路の統一的設計方法を提案する。次に、結合係数が変動したときの出力伝送電力の変動を抑制する補償回路の設計方法を提案する。

前者の設計では、実用的使用条件として、電源の電流・電圧、送受電コイルの電流制約、コイルの位置ずれによる結合係数の変動を考慮する。前記条件を制約条件とするような最適化問題として補償回路設計を定式化することで、設計要求値を満たす補償回路が求められること示す。後者の設計では、設計問題を幾何問題として解釈することで電源電圧一定条件下で、出力電力の平滑化が実現可能なことを示す。

5.1.1 制御の前提条件

以降の補償回路設計の提案において、Table 5.1のように電源電圧と負荷の制御を想定している。○は制御あり、×は制御をしないことを意味している。

5.2では、負荷が直接整流回路に繋がれているような場合を想定し、負荷電力を電源にフィードバックすることで、目標負荷電力が得られるように、電源電圧を制御するシステムを想定する。負荷の制御が可能なケースでは、負荷変動を抑えることができるようになり、補償回路の設計としてはより簡単な問題となるためここでは検討しない。

一方、5.3では、電源電圧及び、負荷の値を一定として結合係数の変動に対応する。このとき、負荷の制御により交流側からみた見かけ上のインピーダンスが一定となるように制御することで、設計を見通しよく行える。しかし、負荷の制御行われず大きく変動する場合、本研究の成果は限定的な条件下でしか利用できない。

5.2 電圧電流制約を満たし定格電流を送る補償回路設計

5.2.1 設計対象の補償回路とシステム

本設計では、電源、送受電コイル、負荷それぞれ1つずつ繋がれており、送受電コイルの結合は一つだけのシステムを考える。また、本論文では共振条件は満たさない場合も考える。

Table 5.1: Control of the WPT system

	Source voltage control	Load control	Note
5.2	○	× (○)	Load control makes design easier
5.3	×	○ (×)	Load condition is assumed as constant

5.2.2 本設計で考慮する条件

本設計では、次の条件下で定格電力を送れる補償回路を設計することを目指す。

1. 電源電流：インバータの電流制約から上限が決まる。
2. 電源電圧：インバータの電圧制約から上限が決まる。電圧値は制御によって連続的に変化させることができる。
3. 送受電コイル電流：コイルの熱的制約から決まる。
4. 電源位相：力率・効率・設備保護の観点から決まる。
5. 結合係数：送受電コイルが設計対象とする位置関係に対応する値すべてを考慮する。
6. 送受電コイルの自己インダクタンス：送受電コイルの位置関係による自己インダクタンスの変動を考慮する。
7. 負荷：設計において考慮すべき負荷変動の範囲すべてを考慮する。

5.2.3 電力等高線を利用した定格給電可否判定

まず、設計した補償回路が位置ずれや負荷の変動などがある場合に、上記条件を満たしつつ定格給電可能か判定する必要がある。そこで、与えられた WPT システムが負荷や結合の変動に対して各種制約を満たしながら定格給電ができるかを素早く評価する方法を説明する。

定格給電可能領域の導出

負荷で必要とする定格電力 P_{out} の出力可否を判定する。

電力マップにおいて P_{out} より大きな伝送電力が得られる Z_{ref} 上の領域を定格給電可能領域と定義し、これを求める。定格給電可能領域は 3 章と 4 章で求めた電力マップから導出可能である。

(4.4) より、 P_{out} より大きな電力を送れる Z_{ref} 条件は、必ず P_{out} の円条件の内側に存在する。つまり、電源の最大電圧 V_{max} のもとで、 P_{out} より大きな電力を供給できる Z_{ref} 領域 S_V は次の式で表され、Fig. 5.1 の赤い領域に対応する。

$$\begin{cases} (R_{ref} - R_{0V})^2 + (X_{ref} - X_{0V})^2 \leq R_{0V}^2 & X_1 + X_2 \neq 0 \\ R_{ref} \geq \frac{X_2^2 P_{out}}{V_{max}^2} & X_1 + X_2 = 0 \end{cases} \quad (5.1)$$

$$(R_{0V}, X_{0V}) = \left(\frac{V_{max}^2}{P_{out}} \frac{X_2^2}{2(X_1 + X_2)^2}, -\frac{X_1 X_2}{X_1 + X_2} - X_3 \right) \quad (5.2)$$

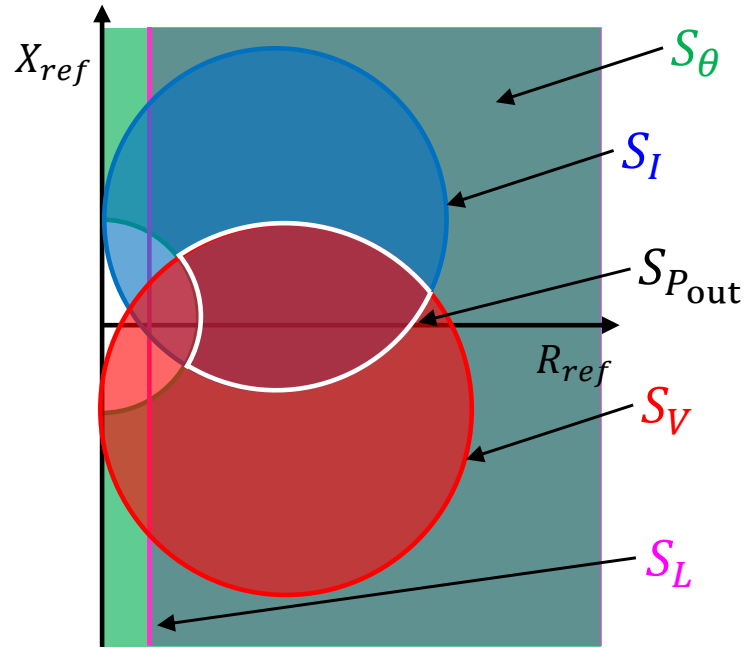


Fig. 5.1: Graphical representation of available transmitted power to the receiver side under electrical constraints $S_{P_{out}}$.

同様に，最大電源電流 I_{max} の条件下で P_{out} 以上の電力を供給できる領域 S_I は次のようになる。

$$\begin{cases} R_{ref} = \frac{P_{out}}{I_{max}^2} & X_2 = \pm\infty \\ (R_{ref} - R_{0I})^2 + (X_{ref} - X_{0I})^2 \leq R_{0I}^2 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (5.3)$$

$$(R_{0I}, X_{0I}) = \left(\frac{I_{max}^2}{2P_{out}} X_2^2, -X_2 - X_3 \right) \quad (5.4)$$

さらに，電源電流が θ 以上電源電圧に対して進相とならない Z_{ref} の領域 S_θ は次の式で与えられる。

$$\begin{cases} (R_{ref} - R_{0\theta})^2 + (X_{ref} - X_{0\theta})^2 \geq r_\theta^2, & X_1 + X_2 > 0 \\ X_{ref} \leq -X_I, & X_1 + X_2 = 0 \\ (R_{ref} - R_{0\theta})^2 + (X_{ref} - X_{0\theta})^2 \leq r_\theta^2, & X_1 + X_2 < 0 \end{cases} \quad (5.5)$$

$$(R_{0\theta}, X_{0\theta}) = \left(-\frac{X_2^2 \tan \theta}{2(X_1 + X_2)}, -X_3 - \frac{X_1 X_2 + X_2^2/2}{X_1 + X_2} \right) \quad (5.6)$$

$$r_\theta = \frac{X_2^2 \cos \theta}{2(X_1 + X_2)} \quad (5.7)$$

送電コイル電流 $I_{L1-limit}$ の上限を超えない Z_{ref} 領域 S_L は次の式で与えられる。

$$R_{ref} \geq \frac{P_{out}}{I_{L1-limit}^2} \quad (5.8)$$

最終的に P_{out} 以上の給電が可能な Z_{ref} 領域 $S_{P_{out}}$ は，上述の4領域を同時に満たす領域であり，各領域の積集合を取ることで求まる。

$$S_{P_{out}} = S_V \cap S_I \cap S_\theta \cap S_L \quad (5.9)$$

つまり， $S_{P_{out}}$ は，Fig. 5.1 の白線で囲った領域であり， P_{out} 以上の電力を給電できる領域に対応する。この領域が定格給電可能領域である。

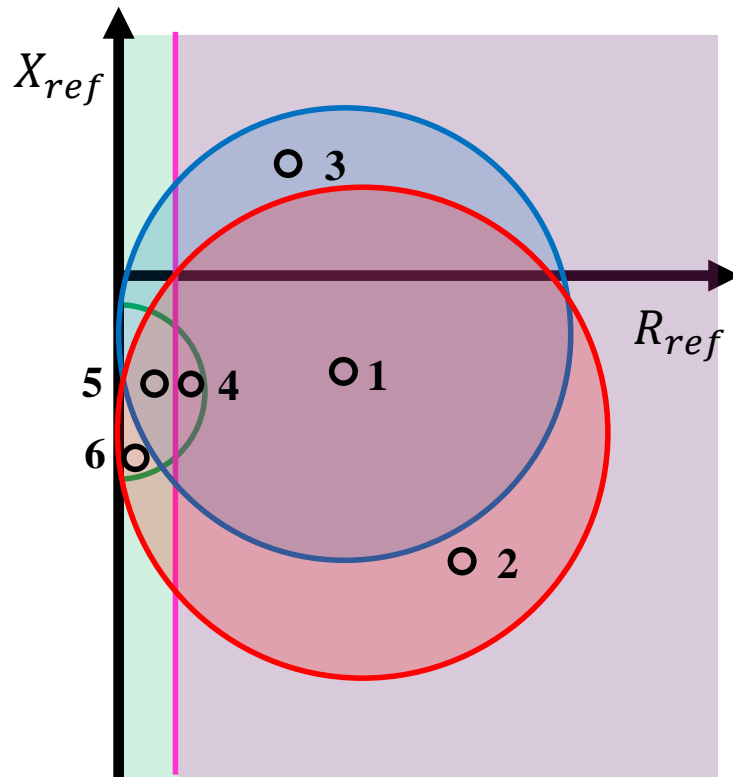


Fig. 5.2: Judge map of power transmission with satisfying the constraints.

定格給電可能領域を利用した給電可否判定

与えられた負荷と結合状態に対して (3.8) により Z_{ref} 軌跡が得られる。この Z_{ref} を (3.13) に代入すると P_{trans}^{max} が得られる。このとき得られた電力は、電源の制約を考慮した電源が供給可能な最大の有効電力である。

ここで、 Z_{ref} は負荷で要求される出力電力 P_{out} の関数である。したがって、 P_{out} に対して P_{trans}^{max} のほうが大きければ電源の制御により入力電圧を下げることで P_{out} が実現できる。一方で、 P_{out} が P_{trans}^{max} より大きいとき、いずれかの電源の制約に違反しなければ P_{out} は出力できないため必要な要求電力よりも小さな電力しか負荷では得られないと判断できる。これを式としてまとめると次のようになる。

$$\begin{cases} P_{trans}^{max} \geq P_{out} & (Feasible) \\ P_{trans}^{max} < P_{out} & (Unfeasible) \end{cases} \quad (5.10)$$

(5.10) の条件は、 Z_{ref} 軌跡をプロットし、それが、定格給電領域 $S_{P_{out}}$ に含まれているかどうかを判定することで、視覚的に評価可能である。また、 $S_{P_{out}}$ の外に Z_{ref} 軌跡が存在する場合、 Z_{ref} 軌跡がどの領域に存在するかで、違反している制約条件を把握できる。Fig. 5.2 には、定格給電可能領域と、いくつかの Z_{ref} 軌跡の一部を黒丸で例として示した。各点の位置から制約を満たしているかを判定可能であり、その結果をまとめたものを Table 5.10 に示した。このように、本手法により Z_{ref} の位置によって違反している制約を素早く評価可能である。

実験による妥当性検証

本マップの妥当性を評価するため、実験を行った。実験装置の等価回路と写真を Fig. 5.3 と Fig. 5.4 に示す。また、各素子の測定値を Table 5.3 に示した。このとき、結合係数に応じて送受電コイルの自己インダクタンスが変動する。したがって、3.3.4 に基づく補正を加えるために必要な値及び、結合係数と自己インダクタンスを Table 5.4 に示す。

測定した値に基づき、定格給電可否判定を行った結果を Fig. 5.5 に示す。

この図の (a) において、原点に近い点の集合は結合係数が最小のとき、かつ、負荷電圧の変動したときの Z_{ref}

Table 5.2: Judgment table

Region	I_{\max}	V_{\max}	$I_{L1-limit}$	$0 \leq \theta$
1	Clear	Clear	Clear	Clear
2	Over limit	Clear	Clear	Clear
3	Clear	Over limit	Clear	Clear
4	Clear	Clear	Clear	Over limit
5	Clear	Clear	Over limit	Over limit
6	Over limit	Clear	Over limit	Clear

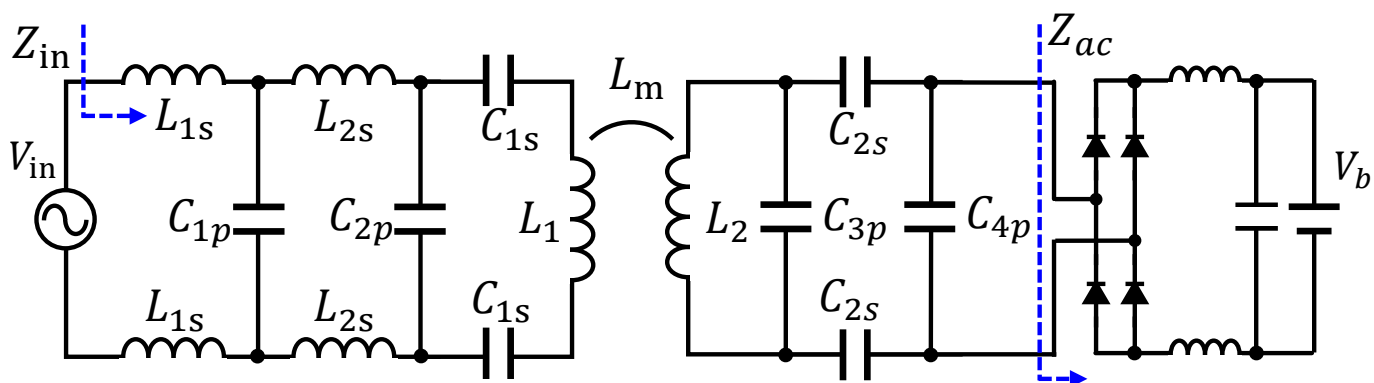


Fig. 5.3: An equivalent circuit of test bench for the experiment.

Table 5.3: Parameters of the system for simulation.

Name	Value	Name	Value	Name	Value
L_{1s}	12.5 μH	C_{1s}	64.00 nF	C_{1p}	222.48 nF
L_{2s}	9.65 μH	C_{2s}	69.03 nF	C_{2p}	80.19 nF
f	85 kHz	C_{4p}	37.68 nF	C_{3p}	27.39 nF
L_{1nom}	128 μH	V_s	525 V		
I_{\max}	60 Arms	$I_{L1_{\max}}$	43 Arms	$I_{L2_{\max}}$	38 Arms
V_b	280 – 420 V	P_{out}	6.6 kW		

Table 5.4: Inductance variation of test bench according to position

	L_1 [μH]	ΔL_1 [μH]	L_2 [μH]	k
Maximum coupling	123.0	-7.0	70.65	0.292
Minimum coupling	128.2	0.2	66.87	0.0963

軌跡に対応している。一方、原点から離れている点の集合は結合係数が最大するとき、かつ、負荷電圧の変動したときの Z_{ref} 軌跡に対応している。Fig. 5.5(a) から、黒の実線で囲った条件では、 Z_{ref} の動作点が定格給電可能領域の境界線である暗赤色の等高線の外側に存在する。したがって、負荷電圧 380V より小さい条件では電圧制約に抵触し、定格電力を送れないことが想定される。次に、Fig. 5.5(b) には、(a) を拡大した図を示した。これをみると、負荷電圧が 280V の条件で定格給電可能領域の境界線の外側に Z_{ref} が存在するため、この条件では送電コイル電流の制約に抵触し定格給電ができないものと考えられる。

以上の判定を踏まえて、実機での実験結果を Fig. 5.6 に示す。薄い黒もしくは緑で示した領域はいずれの制

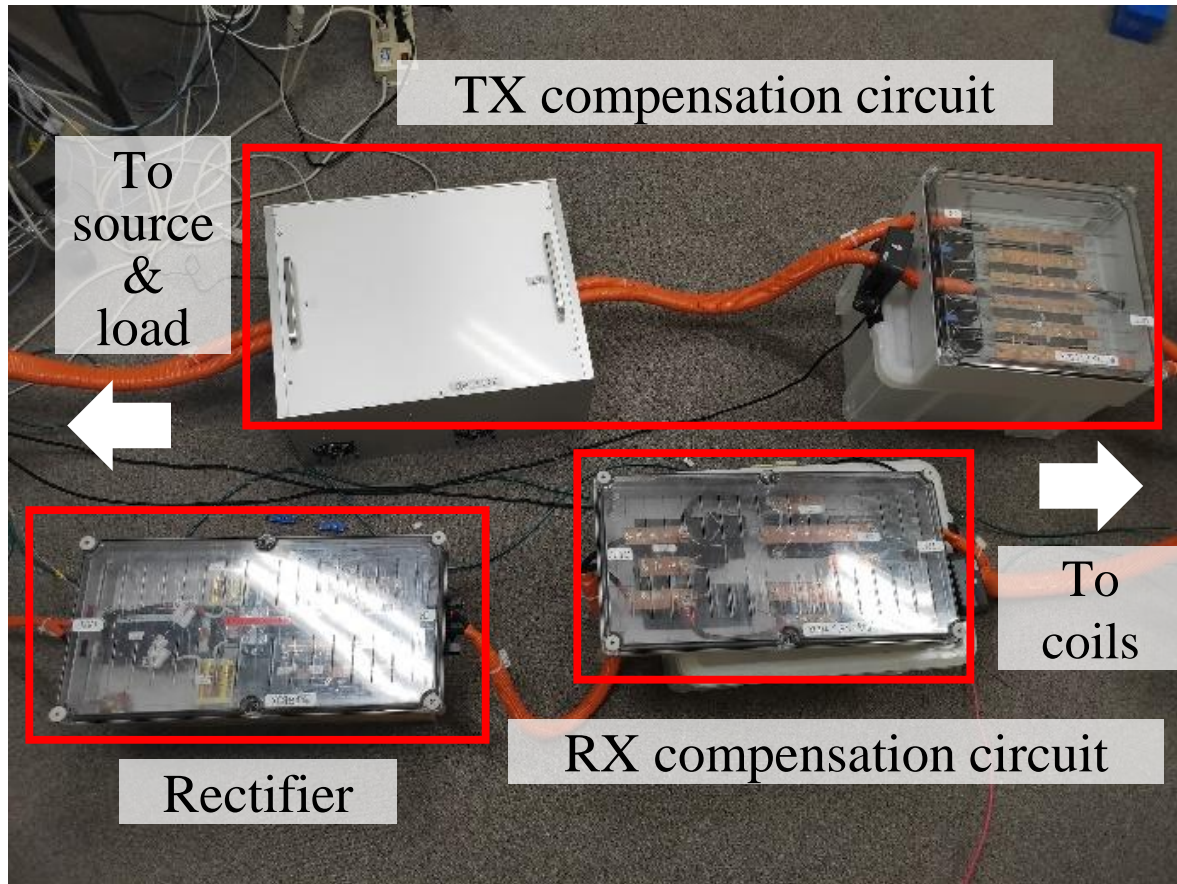


Fig. 5.4: Picture of experimental setup.

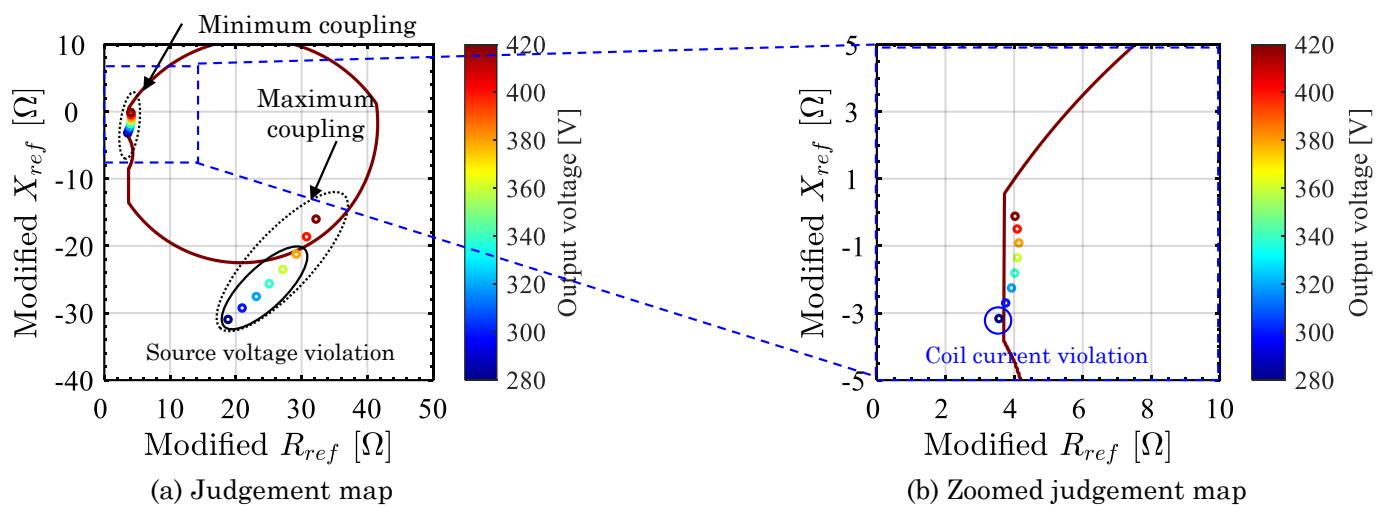


Fig. 5.5: Judgement map of the WPT system shown in Fig. 5.3.

約条件にも抵触せずに給電できる負荷電圧の条件を示している。この結果をみると、事前に Fig. 5.5 で推定された条件で各種制約に抵触し給電できなくなっている。

以上のことから、提案した定格給電可能領域を用いた、システムの定格電力給電可否の判定は有効であると言える。

5.2.4 送受電分離補償回路設計

ここでは、5.2.2 で説明した制約条件を考慮した補償回路の設計方法について説明する。

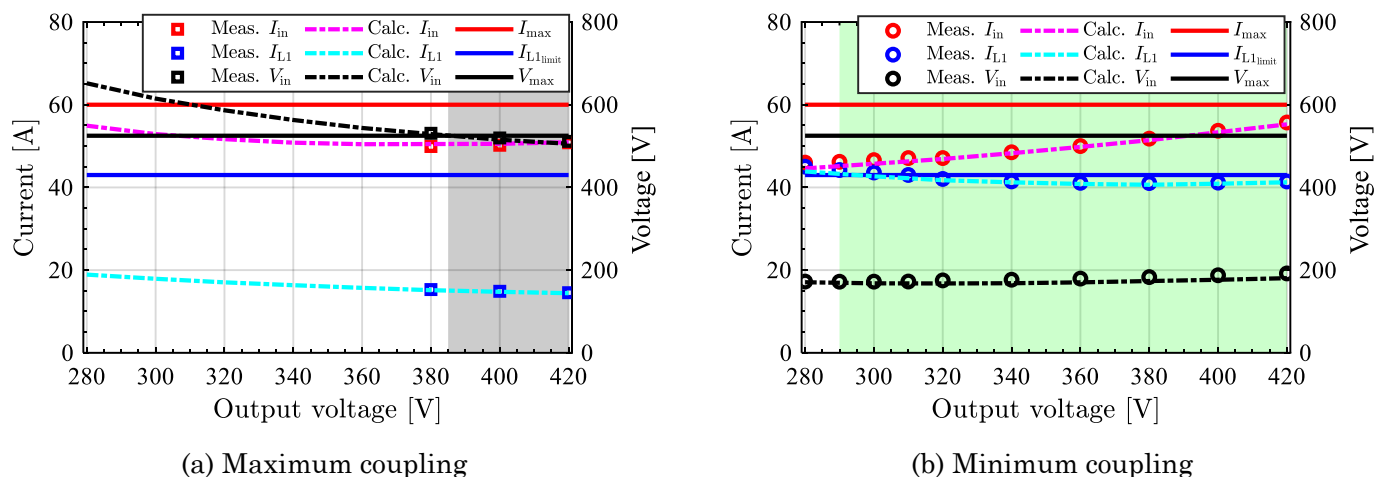


Fig. 5.6: Source current and voltage and coil current measured in the experimental system shown in Fig. 5.3. The area filled with pale black or green is the feasible range of load voltage.

設計全体の流れ

本設計では送電側と受電側を分け、受電側回路⇒送電側回路の順に補償回路を求める。回路の設計は本来送受電回路をまとめて行うことで、より最適な解を求めることができる。しかし、本論文では、送受電回路を分離することで後述する互換性を確保する設計を容易に行えるようにする。

一般的に、受電側の回路の力率を1とすることがシステム全体の効率を上げるために重要であることが示唆されている [77]。したがって、本稿では与えられた負荷と結合の変動範囲での Z_s の位相角ができるだけ0になるような受電回路を設計する。また、受電回路の設計で送受電コイルの定格電流以下で給電するための条件を考慮する。

受電側回路の設計

受電回路の設計の手順を Fig. 5.7 に示す。

Z_s の設計目標

まずは、負荷変動について考える。今回はコンデンサ型フルブリッジダイオード整流器を用いるため、交流のリアクタンス成分はほぼ $X_{ac} = 0$ と考えられ、 Z_{ac} は負荷抵抗 R_{dc} から (5.11) で計算できる。

$$Z_{ac} = \frac{8}{\pi^2} R_{dc} \quad (5.11)$$

したがって、 Z_{ac} の変動範囲の最小値 R_{ac-min} と最大値 R_{ac-max} は、それぞれ定格出力電力 P_o と変動する直流出力電圧 V_o の最低電圧、最高電圧から計算可能である。異なる構成の整流回路でも3章に示した方法で Z_{ac} を近似的に求められる。

次に、結合の変動について考える。結合係数の変動は物理的なコイルの位置関係に依存する (L_1, L_2, L_m) の組として与えられる。特に本設計において重要な項目として相互インダクタンスが最小となる組を ($L_{1nom}, L_{2nom}, L_{m-min}$) とし、そこからのコイルの位置変動に伴う自己インダクタンスの変動をそれぞれ $\Delta L_1, \Delta L_2$ と定義する。

次に、送受電コイルの定格電流による制約を考慮する。受電コイルに流れる電流が I_{L2} のとき、出力電力は次の式で計算できる。

$$P_o = R_s I_{L2}^2 \quad (5.12)$$

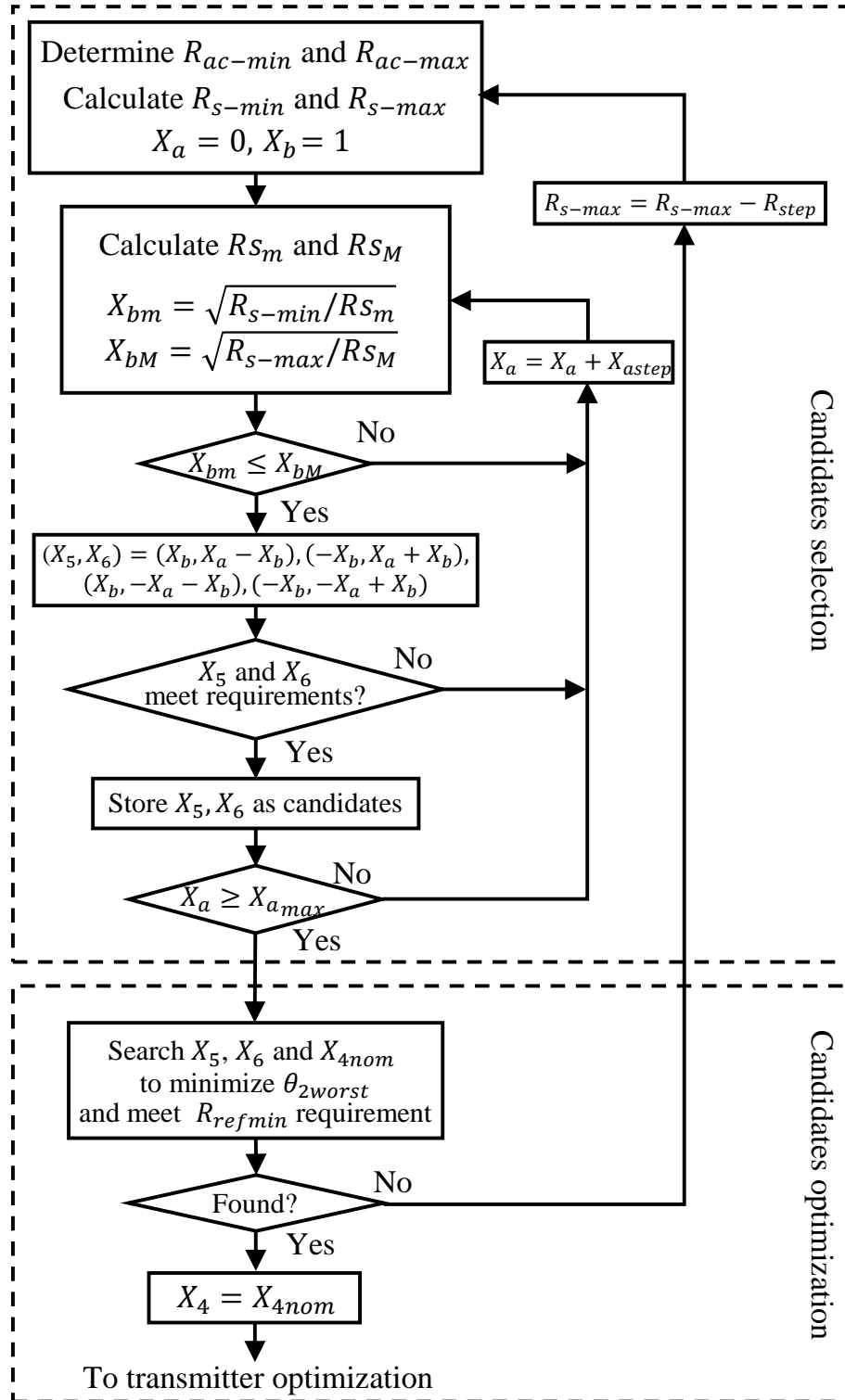


Fig. 5.7: Flowchart of receiver circuit design.

つまり、受電コイルの電流に上限 $I_{L2-limit}$ が与えられた場合、定格出力を得るために必要な R_s の下限 R_{s-min} が決まる。

$$R_s \geq \frac{P_o}{I_{L2-limit}^2} = R_{s-min} \quad (5.13)$$

一方、送電側回路から受け取れる電力は (4.10) で規定され、 P_o を得るための R_{ref} の下限 R_{refmin} が (5.14) のように送電コイルの電流上限で決まる。

$$R_{refmin} = \frac{P_o}{I_{L1-limit}^2} \quad (5.14)$$

Z_s の位相角が 0 近くに設計されたとき $Z_s \approx R_s$ となるため、 $Z_{ref}^{trajectory}$ の実部 $R_{ref}^{trajectory}$ は、次の近似で求めら

れる。

$$R_{ref}^{trajectory} = \frac{R_s}{|Z_s|^2} (\omega L_m)^2 \approx \frac{(\omega L_m)^2}{R_s} \quad (5.15)$$

(5.14) と (5.15) から、次のように R_s の上限 R_{s-max} が決まる。特に、本設計ではすべての結合条件での給電で制約を満たす必要があるため、最も厳しい条件となる L_{m-min} での値を R_{s-max} として設定する。

$$R_s \leq \frac{(\omega L_{m-min})^2}{R_{refmin}} = R_{s-max} \quad (5.16)$$

ただし、受電コイルの自己インダクタンス変動などで位相角は、0 からずれることもあるため R_{s-max} の条件を満たすことは、 R_{refmin} の条件を満たすための十分条件ではない。したがって、実際の受電回路設計では R_{refmin} について (5.14) の条件を $R_{ref}^{trajectory}$ が満たしているかを確認しなければならない。

以上の検討より、 R_s に制約を与えることで送受電コイル電流制約を間接的に考慮することができた。

以上から受電側回路の設計を以下の最適化問題として定式化できる。

$$\text{Objective : minimize } \tan \theta_{2worst} \quad (5.17)$$

$$\text{Given : } R_{ac} \in [R_{ac-min}, R_{ac-max}] \quad (5.18)$$

$$\text{Subject to : } X_{4min} \leq X_4 \leq X_{4max}, \quad (5.19)$$

$$X_{5min} \leq X_5 \leq X_{5max}, \quad (5.20)$$

$$X_{6min} \leq X_6 \leq X_{6max}, \quad (5.21)$$

$$R_{s-min} \leq R_s(R_{ac}) \leq R_{s-max}. \quad (5.22)$$

$$R_{refmin} \leq \frac{R_s}{|Z_s|^2} (\omega L_m)^2 \quad (5.23)$$

ただし、最適化の目的関数 θ_{2worst} は次の式で定義される。

$$\tan \theta_{2worst} = \max_{R_{ac} \in [R_{ac-min}, R_{ac-max}], L_m \in [L_{m-min}, L_{m-max}]} \left| \frac{X_s(R_{ac})}{R_s(R_{ac})} \right| \quad (5.24)$$

この値は負荷と自己インダクタンス Z_s の位相角に対応して決まる値であり、受電側の回路の力率の下限を最大化している。

送電側回路の設計

次に、送電回路の設計を Fig. 5.8 に示したフローチャートに基づき行う。

1. すべての $Z_{refmod}^{trajectory}$ を描画する。
2. $Z_{refmod}^{trajectory}$ をすべて含む領域 S_{ref} を決める。
3. 選んだ領域 S_{ref} が P_o より大きい供給可能電力領域 S_{P_o} に含まれるような X_1, X_2, X_3 をもとめる。
4. もっとも力率の高いものを採用する。

$Z_{refmod}^{trajectory}$ の描画

まず、設計した受電回路から得られる $Z_{refmod}^{trajectory}$ を描画し、Fig. 5.9 に示したように軌跡が全て含まれるような多角形領域 S_{ref} を決める。各頂点の座標のうち、 X_{ref} 軸から離れている順に $P_1, P_2, P_3, \dots, P_N$ とする。また、 $P_i(R_{P_i}, X_{P_i})$ とする。つまり、 $R_{P_{i+1}} \leq R_{P_i}$ である。

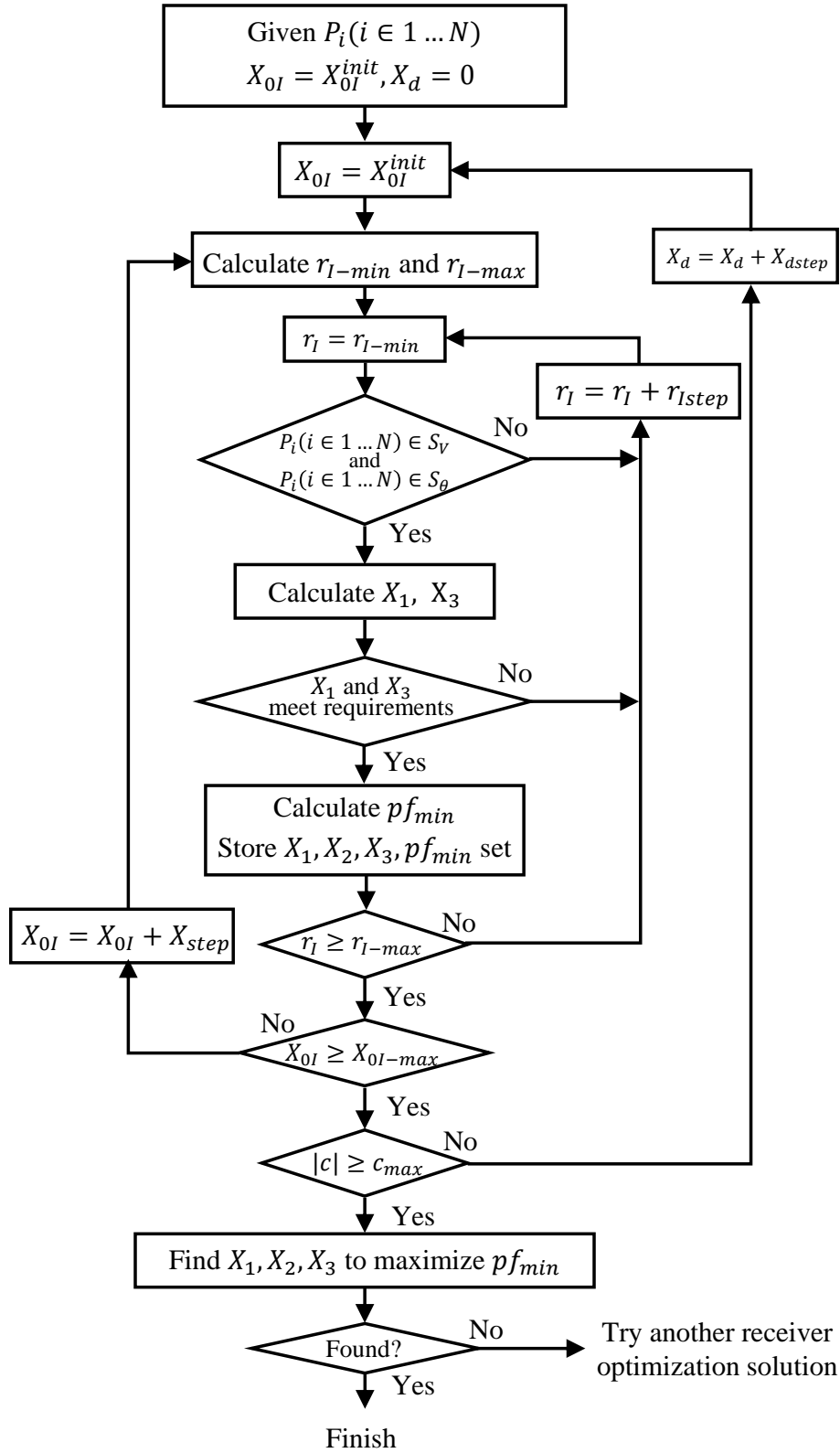


Fig. 5.8: Flowchart of transmitter circuit design.

 X_1, X_2, X_3 の条件充足検証

定格電力を受電側に送るために必要な条件は、すべての Z_{ref} 軌跡が S_{P_o} に含まれること、であるから、送電回路の設計問題は次の様な最適化で解くことができる。

$$\text{Objective : maximize } pf_{min} \quad (5.25)$$

$$\text{Given : } Z_{ref}^{trajectory} \in S_{ref} \quad (5.26)$$

$$\text{Subject to : } X_{1min} \leq X_1 \leq X_{1max}, \quad (5.27)$$

$$X_{2min} \leq X_2 \leq X_{2max}, \quad (5.28)$$

$$X_{3min} \leq X_3 \leq X_{3max}, \quad (5.29)$$

$$S_{ref} \subset S_{P_o}. \quad (5.30)$$

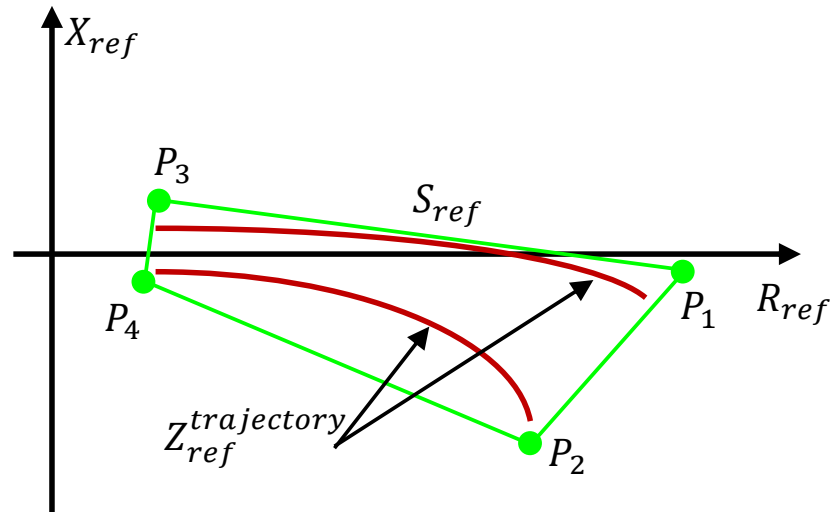
Fig. 5.9: S_{ref} with points

Table 5.5: Inductance variation of test bench according to position

L_m [μH]	Coil alignment	L_1 [μH]	L_2 [μH]	L_m [μH]
L_{m-max}	(0,0,90)	123.0	70.65	27.28
L_{m-min}	(75,100,160)	128.2	66.87	8.92

ここで、 pf_{min} は S_{ref} において最も力率が悪い動作点での力率を意味している。今、 S_{ref} において定電力 P_o の出力を目指すため、対象となる領域で最も力率が悪い時、インバータに要求される皮相電力が最大となる。つまり、最低力率を最大化することにより皮相電力の低減を図ることができる。

もし、解が見つからなかった場合は、受電回路の設計で次点の解候補に対して送電回路の最適設計を行う。これを解が見つかるまで繰り返し、受電側回路の解候補がなくなれば、与えられた制約条件を満たす回路は存在しないため解無しで設計を終了する。

5.2.5 補償回路素子の選定

前節のアルゴリズムによって求めた回路の定数の値は、リアクタンスの値であり、具体的な素子の値に変換する必要がある。このとき、所望のリアクタンス値を実現する補償素子の組み合わせは一意に決まらないため、伝送電力以外の特性に合わせて決定しなければならない。最も基本的な考え方として、利用する補償素子の数を最小化する事が挙げられる。この場合、 X_i に対応する受動素子の値は次のように決まる。

$$\begin{cases} \frac{X_i}{\omega} & X_i \geq 0 \\ \frac{1}{\omega|X_i|} & X_i < 0 \end{cases} \quad (5.31)$$

5.2.6 電流制約と電源力率のトレードオフ

送受電コイルの電流制約を考慮し回路を設計する場合、共振設計と比べ電源の力率が低下する。ここでは、電流制約の大きさと電源力率の大きさ間のトレードオフを検討する。

Table 5.6: Given specifications

Name	Value	Name	Value	Name	Value
f	85 kHz	V_o	280 - 420 V	P_o	6.6 kW

Table 5.7: Current constraints patterns

Constraint pattern	I_{\max}	$I_{L1-limit}$	$I_{L2-limit}$
CP1	80 Arms	80 Arms	26 Arms
CP2	70 Arms	55 Arms	38 Arms
CP3	60 Arms	43 Arms	38 Arms

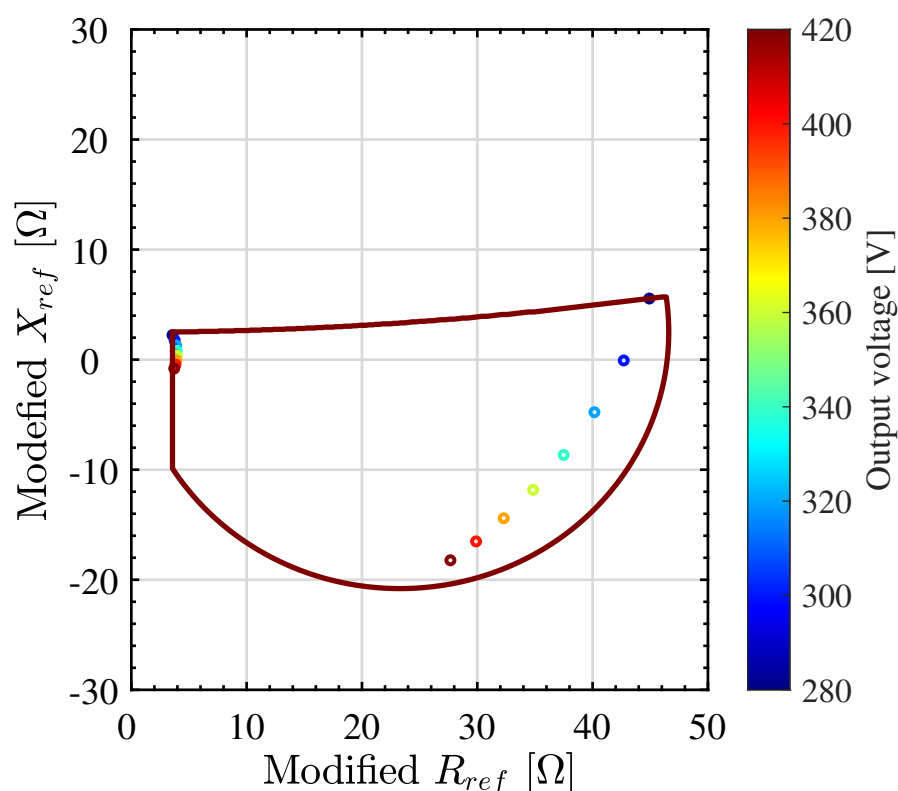


Fig. 5.10: Final characteristics of the designed system.

5.2.7 共振設計と提案設計の比較

今回の設計に用いるコイルの位置関係とインダクタンスの関係を Table 5.5 に示した。また、負荷条件について Table 5.6 に示した。

まず、今回は比較対象として共振設計された SS 回路と LCC/LCC 回路 (DLCC) を考える。比較するにあたり、電流制約を Table 5.7 の 3 パターン用意した。1 つ目は、SS 回路の共振設計において必要となる最大値に合わせて決定している。2 つ目は実験機を受電コイル電流制約を満たすように共振 LCC/LCC 回路を設計した場合に必要な最大電流に合わせて決めている。3 つ目は実験機が対応可能な最大値に基づき決められた値である。また、電源電圧最大値の制約については常に $V_{\max} = 445\text{V}$ で一定である。

各補償回路の設計方法について説明する。SS 回路では共振の基準として相互インダクタンスが最大のときの送受電コイルの自己インダクタンスを採用した。LCC/LCC 設計では出力電力が結合係数に比例するため、電源電圧最大かつ相互インダクタンス最小で定格電力を出力できるように補償回路設計する。さらに、これだ

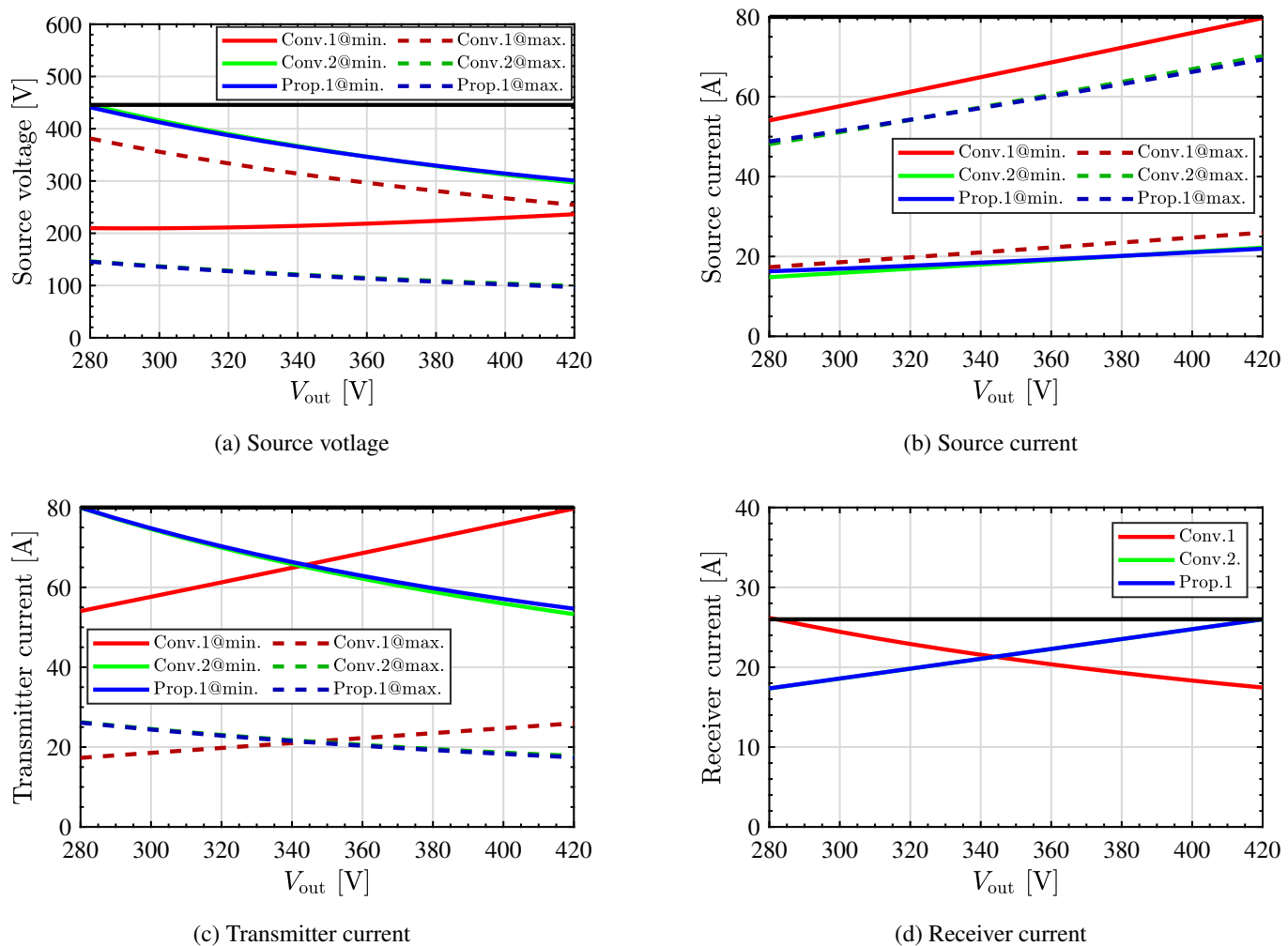


Fig. 5.11: Comparison of current and voltage at rated power transferred under CP1 condition. Black lines represent limit values.

けではすべての補償素子の値を定めるのに不十分なため、受電コイルの電流制約を満たすような条件を与え補償素子の値を決定した。CP2,CP3 に対して SS 回路は明らかに共振設計では制約を満たせないため、提案設計法で $X_2 = \infty$ として非共振設計を行ったが解が見つからなかった。これは SS 回路の設計自由度の限界を示している。

以上の設計に基づく補償回路の各設計値を Table 5.8 に示した。表において、Conv.1 と Conv.2, Prop.1 は電流制約 CP1 における SS 共振設計, LCC/LCC 共振設計, 提案設計で得られる補償素子の値である。SS 回路においては C_{X3}, C_{X4} はそれぞれ送電側, 受電側の直列補償コンデンサの値に対応している。Conv.3 と Prop.2 は CP2 の条件下で LCC/LCC 共振設計と提案設計により得られた補償回路の値である。Prop.3 は提案設計により実験装置の持つ制約をすべて満たすように CP3 の条件のもとで設計したときの各素子の値を示している。また, Prop.3 での $Z_{ref}^{trajectory}$ と S_{P_o} を Fig. 5.10 に示した。これを見ると $Z_{ref}^{trajectory}$ がすべて S_{P_o} に含まれており設計が正しく行われている。

CP1 で設計したときの定格電力送電時の電圧電流の特性を Fig. 5.11, CP2,CP3 で設計したものを Fig. 5.13 に示した。Fig. 5.11 では電源電圧と受電コイル電流の制約については制約条件の決定方法からすべての方式が満たす。相互インダクタンスが最大のとときと最小のとときで必要とされる電流と電圧の値が大きく異なる。さらに, 電源電流と送電コイル電流の相互インダクタンスに対する関係は SS 回路方式を除いて負の関係がある。つまり, 相互インダクタンスが小さい時, 必要な電源電流は小さく, 送電コイル電流は大きくなる。逆に, 相互インダクタンスが大きい時, 必要な電源電流は大きくなり送電コイル電流は小さくなる。これは, 定格電力の給電が可能な相互インダクタンスの範囲を大きく設定すればするほど, 設計においてシステムの各コンポーネ

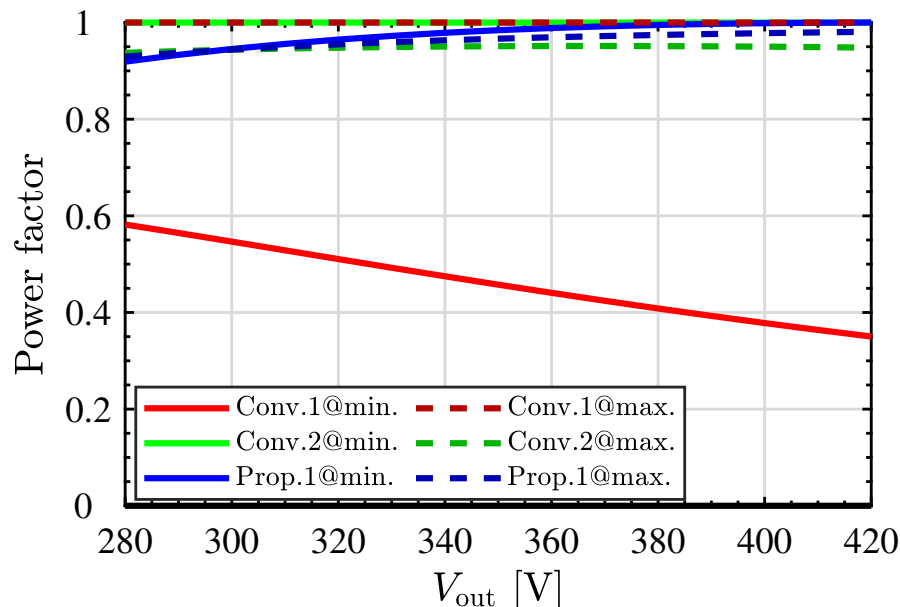


Fig. 5.12: Comparison of power factor to the variation of load and coupling.

Table 5.8: Designed compensation parameter

Case	L_{X1} [μH]	C_{X2} [nF]	C_{X3} [nF]	C_{X4} [nF]	C_{X5} [nF]	L_{X6} [μH]	CP
Conv.1(SS)			28.46	52.43			CP1
Conv.2(DLCC)	10.44	128.7	29.77	88.45	128.7	27.23	CP1
Conv.3(DLCC)	15.26	229.8	31.04	72.68	188.2	18.63	CP2
Prop. 1	10.50	340.1	29.50	79.28	128.7	26.30	CP1
Prop. 2	15.24	232.9	29.99	66.32	188.0	16.78	CP2
Prop. 3	17.55	202.6	30.33	135.9	122.4	66.08	CP3

ントが対応すべき電流の最大値が大きくなることを示している。一方で、受電コイルの電流は結合状態によらず一定となっている。これは、(5.12)に相互インダクタンスに関する変数が含まれていない事実を示している。

さらに、CP1,CP2で制約条件を揃えた場合、提案設計による得られた回路はLCC/LCCとほぼ同じ値となり、提案設計法が共振設計を包括した設計法になっていることが確認できる。両者の値の若干の違いは提案設計では自己インダクタンスの変動を考慮し、受電回路の位相の変動抑制を優先しているためである。結果として、Fig. 5.12に示したように、相互インダクタンスが変動したときの平均的な力率はProp.1の方が高くなっている。一方で、SSではインダクタンスの変動により力率が大幅に悪化することが確認できる。

Conv.3とProp.3から得られた回路の負荷と相互インダクタンスの変動に対して定格電力を送った場合の電圧電流の特性をFig. 5.13に示した。この結果からConv.3では電源電圧と受電コイル電流の制約をみたすことができているが、 L_{m-max} で電源電流を、 L_{m-min} では送電コイル電流の制約を満たせてない。一方で、提案法はすべての負荷条件および結合条件で制約を満たしている。また、必要な最大の電源電圧の最大値が若干下がっていることが読み取れる。

このときの力率をFig. 5.14に示した。Prop.3ではConv.3よりも負荷変動に対して力率の低下が大きい。このように最大電流の制約が厳しくなった場合に力率が低下する関係がある。そこで、受電コイルの電流制約を固定し、送電コイル電流と、電源電流の制約条件を変えたときに得られる回路の負荷及び相互インダクタンスの変動範囲で最低力率をFig. 5.15に示した。

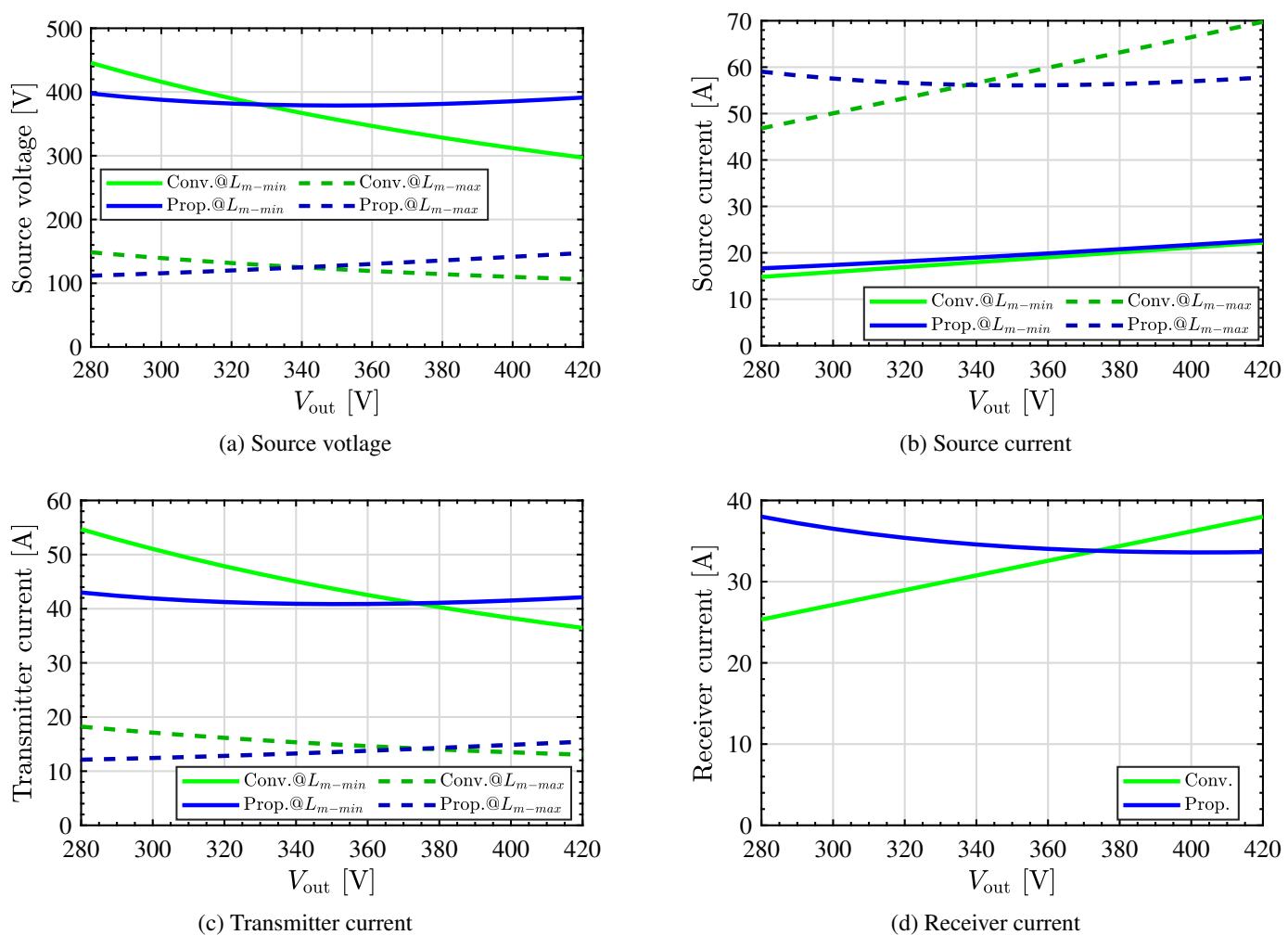


Fig. 5.13: Comparison of current and voltage at rated power transferred between Conv.3 and Prop.3. Black lines represent limit values.

この図から送電コイル電流が $I_{L1-limit} = 57$ A 以上, $I_{max} = 69$ A 以上の領域では, ほぼ一定の力率となっている. この領域はちょうど, Conv.2 の設計の CP2 と一致している. つまり, 力率の低下を容認することで, LCC/LCC 共振設計で必要とされる電流・電圧より低い定格電流電圧を設定することができる.

さらに電源電流の上限を下げていくと, あるところから急激に力率が低下する領域が現れる. この領域は $I_{L1-limit}$ が増えることで, R_s の許容領域が広がり, $Z_{ref}^{trajectory}$ が R_{ref} 軸方向の直線形状となる. このような直線的形状の $Z_{ref}^{trajectory}$ を S_{P_o} が含むために最低力率が小さくなる. これは, 電源電流の上限が電源の仕様から与えられた場合に, ある一定以上の力率での給電を実現するにはこの低力率領域に入らないように送電コイルの電流の上限を設計する必要がある.

5.2.8 実際の給電システムを利用した設計

ここでは, Fig. 5.3 で示したシステムに対して提案設計手法を利用し, 制約条件を考慮した設計を行う.

システム概要

基本的なシステムの制約条件は Table 5.9 に示したものとする. 対象システムは, 自動車用非接触給電システムとしてメーカーで開発されていたプロトタイプに相当するものである. そのため, 補償回路の構成が一般的な非接触給電システムのものとは異なっている. また, 標準化規格策定以前の開発品であるため, SAE J2954 に掲載されている回路と異なる点がある. そこで, 設計対象システムは, Fig. 5.3 と異なり, 整流回路を一般的

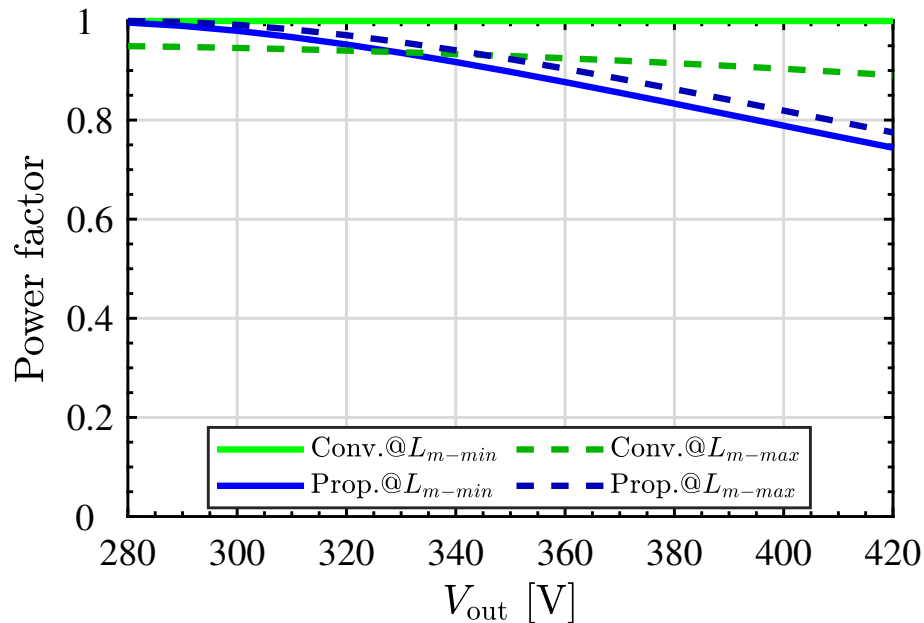


Fig. 5.14: Comparison of power factor to the variation of load and coupling.

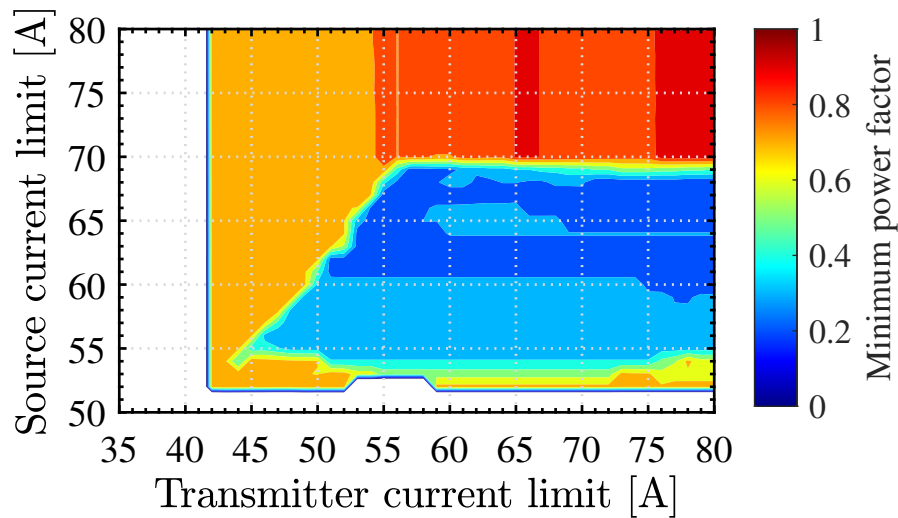


Fig. 5.15: Minimum power factor of the designed system for different current constraints.

Table 5.9: Parameters of the system for design.

Name	Value	Name	Value	Name	Value
f	85 kHz	L_{1nom}	128 μ H	V_{in}	450 Vrms
I_{max}	60 Arms	$I_{L1_{max}}$	43 Arms	$I_{L2_{max}}$	38 Arms
V_b	340 – 400 V	P_{out}	6.6 kW		

なコンデンサ並列接続型のものとし、設計後の補償回路は T 型で実装する。さらに、負荷電圧の範囲が 340 – 400 V となっている。

以下での検討では、現在 SAE J2954 で検討されている Fig. 5.17 に示した補償回路への設計として考える。本設計の結果は 4.3.4 での議論から、電力面において大きな劣化なく Fig. 5.3 の補償回路へと展開可能である。

再設計結果

再設計を行ったパラメタを Table 5.10 に示す。

設計後の定格給電マップを Fig. 5.18 に示す。これをみると、すべての動作点が定格給電領域に含まれて

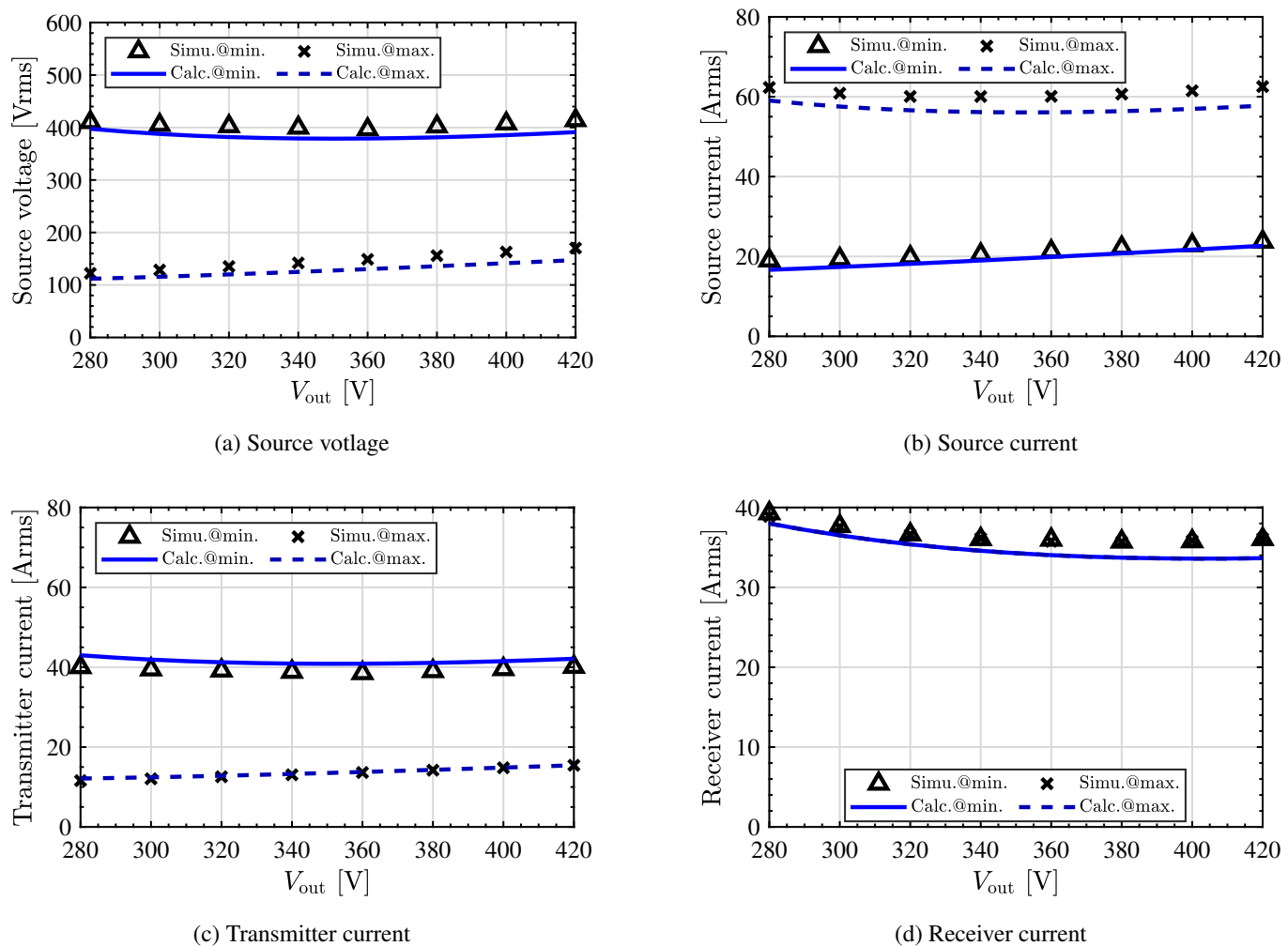


Fig. 5.16: Comparison of current and voltage at rated power transferred between calculation and simulation for Prop.3.

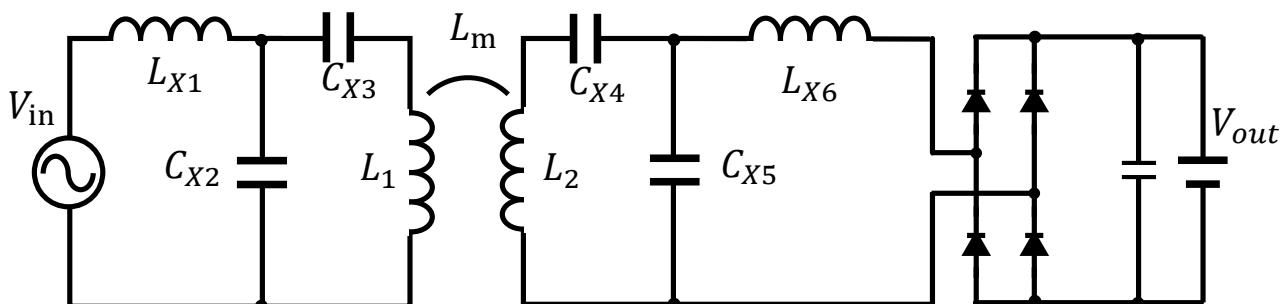


Fig. 5.17: Equivalent circuit of the system designed to fulfill all given constraints.

いる。

実験による設計の妥当性確認

上記で求めた素子の値となるように補償素子を製作し実験を行った。実験結果を Fig. 5.19 に示した。薄い黒で塗りつぶされている領域では、すべての制約を満たした給電が行えている。それぞれの範囲は、結合が最大及び最小の両方で負荷変動 340–400V を含んでおり給電条件を満たせている。Fig. 5.6 に示した当初設計されたシステムでは、結合係数が強い場合に負荷電圧 380V 以下で給電ができない条件が存在する。一方、提案法によって設計したものでは、結合が最大の条件での給電も 85kHz の単一周波数で実現できている。

また、結合最大の条件で伝送効率は 90 %、結合最小の条件で最低伝送効率 86.7 % となった。さらに、Fig.

Table 5.10: Parameters of the system for design.

Name	Value	Name	Value	Name	Value
L_{x1}	24.96 μH	C_{x2}	189.5 nF	C_{x3}	30.03 nF
C_{x4}	63.28 nF	C_{x5}	174.3 nF	L_{x6}	3.6 μH
V_b	340 – 400 V	P_{out}	6.6 kW		

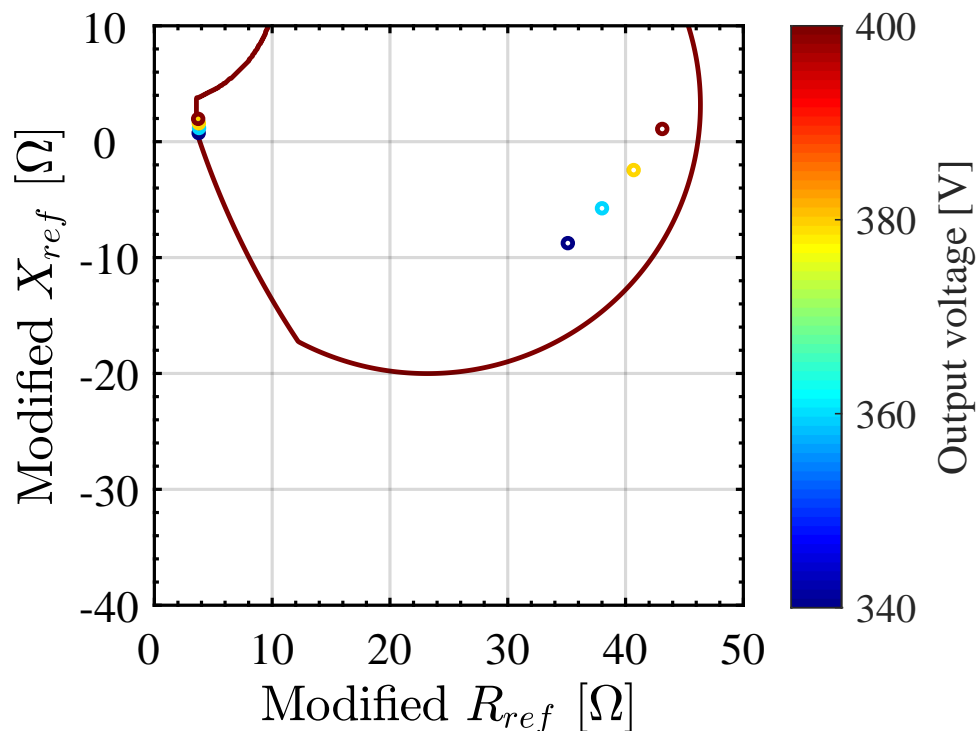


Fig. 5.18: Judgement map of the designed system by the proposed design method.

5.20 には負荷電圧 340V での電源電流及び電源電圧の波形を示した。この電圧電流波形から電流が電圧の立ち上がりに対して遅れている。つまり、遅れ力率での運転ができています。

以上の実験結果から、複数の制約条件を満たす補償回路の提案設計法が有効であることが示された。

5.3 結合変動に対する電力動揺平滑化補償回路設計

5.3.1 設計対象の補償回路とシステム

本設計では、電源、送受電コイル、負荷それぞれ1つずつ繋がれており、送受電コイルの結合は一つだけのシステムを考える。また、本論文では共振条件は満たさない場合も考える。

5.3.2 本設計で考慮する条件

本設計では、電源電圧、及び負荷抵抗値が一定の場合に、相互インダクタンスの変動範囲の最小値と最大値を M_{\min} と M_{\max} とし、この変動範囲内での電力変動を最小化することを目的とする。このとき、出力電力は定格電力 P_m を下回らないものとする。

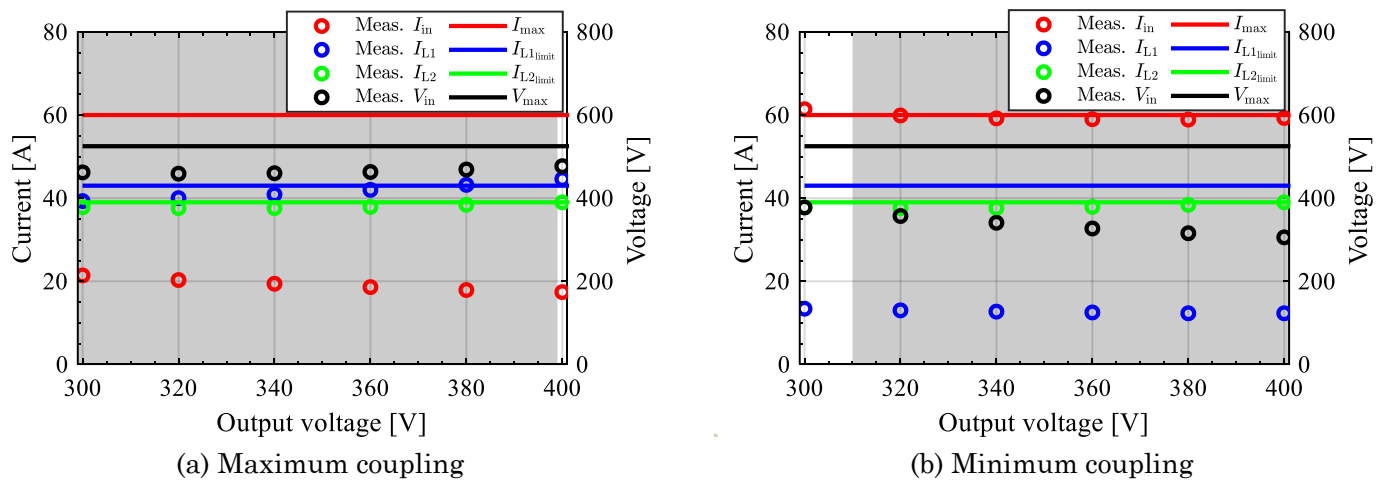
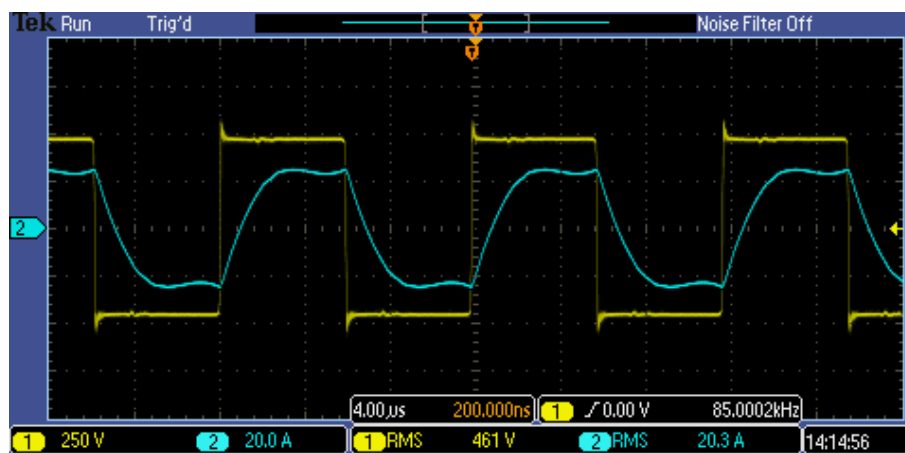
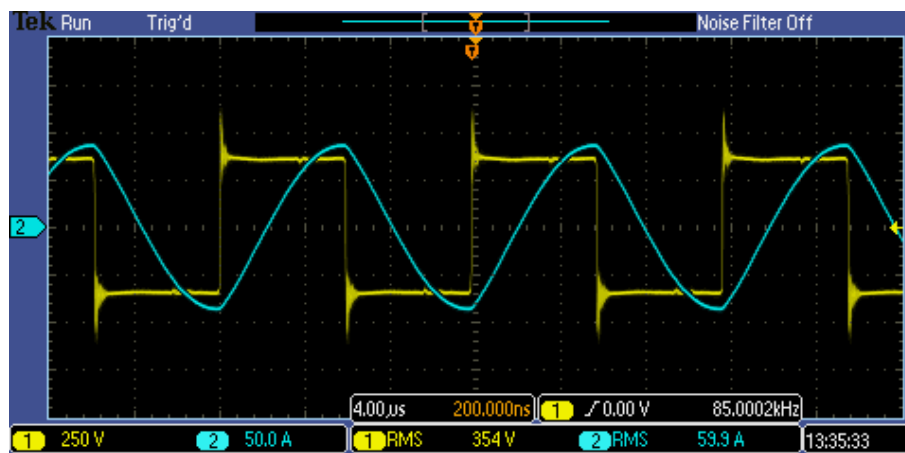


Fig. 5.19: Measured data of source current/voltage and coil current.



(a) Maximum coupling



(b) Minimum coupling

Fig. 5.20: Waveform of source current and voltage at load voltage 340V.

5.3.3 電力平滑条件の導出

設計問題の幾何学的解釈

まず、出力電力 P_{out} を実現できる Z_{ref} 領域は (4.4) から円である。この円を O_p とする。4章の議論から次のことが言える。

1. この円は常に X_{ref} 軸に接する形状である。

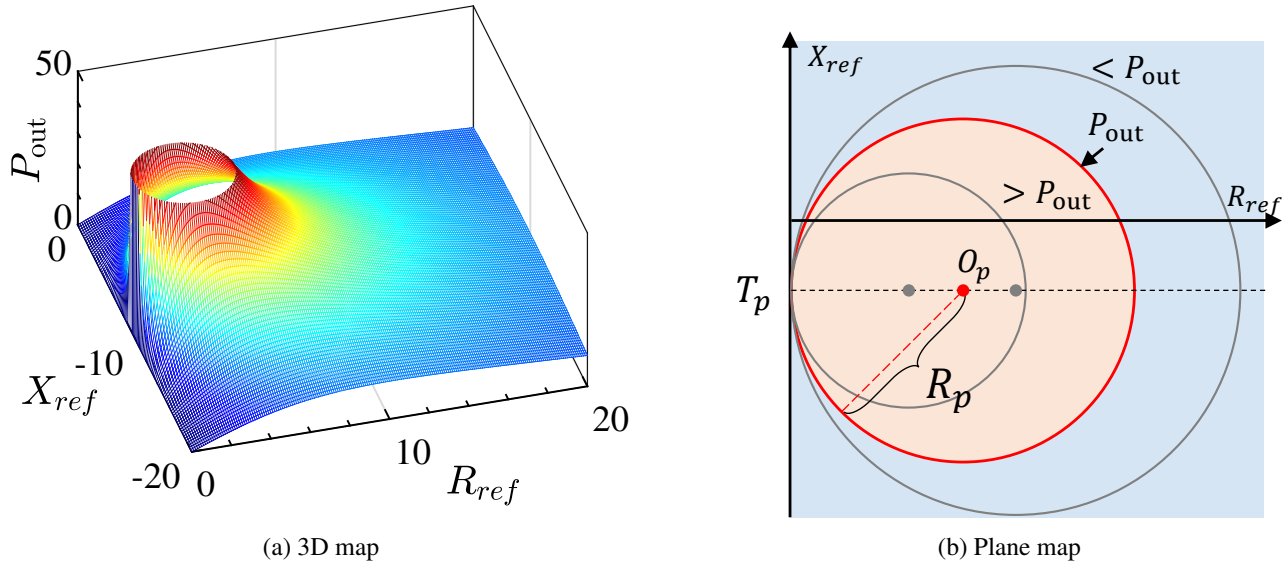


Fig. 5.21: Power circles. Output power is less than P_{out} in blue region and larger in red one. Every center of the circle is on the specific line parallel with R_{ref} ax.

2. 出力電力が大きいほど半径が小さくなる。
3. 中心は常に同一 R_{ref} 軸に平行な直線上に存在する。

5章で明らかにしたように、 P_{out} の円より内側では必ず P_{out} より大きな出力電力が得られ、外側では P_{out} より小さい出力しか得られない。つまり、 Z_{ref} 軌跡が Z_{ref} 平面上で円 O_p の内側にあることが P_m 以上の電力を負荷で得るための条件であるといえる。

次に、位相条件との関係を説明する。位相が 0 以上となる領域を考えると、(4.8) は次のようになる。

$$\begin{cases} (R_{ref} - R_\theta)^2 + (X_{ref} - X_{0\theta})^2 \geq r_\theta^2, & X_1 + X_2 > 0 \\ X_{ref} \leq -\tan \theta R_{ref} + X_2 + X_3, & X_1 + X_2 = 0 \\ (R_{ref} - R_\theta)^2 + (X_{ref} - X_{0\theta})^2 \leq r_\theta^2, & X_1 + X_2 < 0 \end{cases} \quad (5.32)$$

$$(R_{0\theta}, X_{0\theta}) = \left(-\frac{X_2^2 \tan \theta}{2(X_1 + X_2)}, -X_3 - \frac{X_1 X_2 + X_2^2/2}{X_1 + X_2} \right) \quad (5.33)$$

$$r_\theta = \left| \frac{X_2^2 \sqrt{1 + \tan^2 \theta}}{2(X_1 + X_2)} \right| \quad (5.34)$$

この条件をそれぞれの場合について Fig. 5.22 に示した。これらの位相条件を示す円は X_{ref} 軸上に中心がある。さらに、円と X_{ref} 軸の交点のうち的一方に、 O_p の中心が存在する X_{ref} 座標と一致する。

相互インダクタンスが変動したときの Z_{ref} 軌跡は 4章で議論したように原点を通る直線となる。したがって、今回のように相互インダクタンスに変動範囲がある場合、軌跡の形状は線分となる。

さて、出力電力が P_m を下回らない条件は、 P_m に対応した円 O_{pm} の内側に線分 Z_{ref} が存在することである。このような幾何的特徴に基づくと、電力変動を最も抑制できるのは Fig. 5.23 のように、結合係数の変動に対応した Z_{ref} 線分のちょうど両端点が O_{pm} 上にあるときである。このとき、 M_{min} と M_{max} で出力電力が P_m となる。さらに、 Z_{ref} 軌跡が直線であることから、 M_{min} と M_{max} で得られる電力を等しくすると、その間の結合領域では必ずより P_m よりも大きな電力が得られることが保証されることも視覚的に理解できる。

設計問題の幾何的解法

設計では、まず線分 Z_{ref} に対して次の条件を満たす円を見つける。1つ目の条件は出力電力が P_m を下回らないことを保証するための条件である。2つ目の条件はインバータが進相運転をしないために必要な条件で

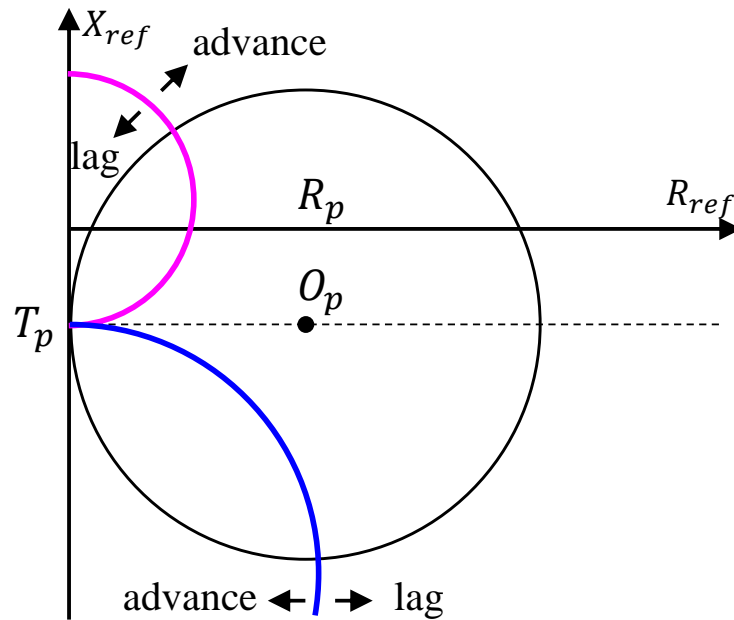


Fig. 5.22: Phase condition lines at $\theta = 0$. Purple, pink and red lines represent the conditions that $X_1 + X_2$ is larger than 0, equal to 0 and smaller than 0, respectively. Current is lagged if Z_{ref} in the lag region.

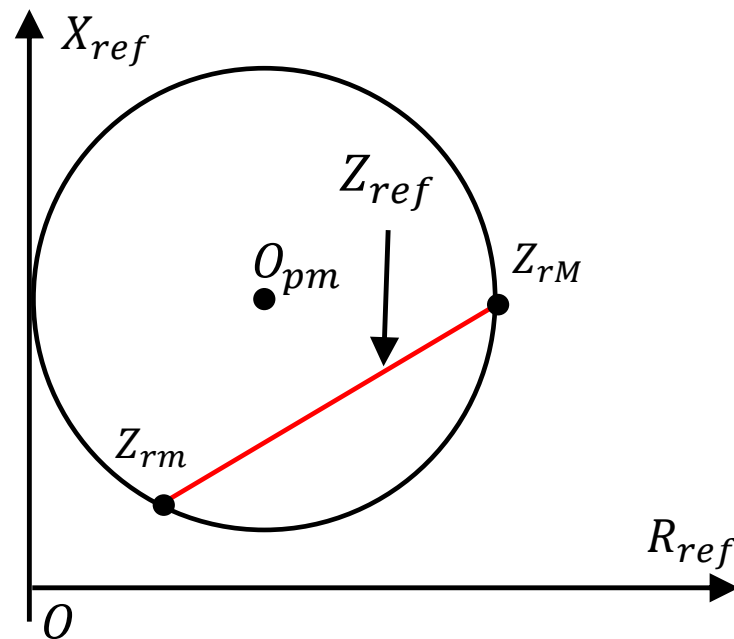


Fig. 5.23: Geometrical representation of minimum power variation condition. A red line is Z_{ref} line.

ある。

1. 与えられた Z_{ref} 線分の両端点 Z_{rm}, Z_{rM} を通り, X_{ref} 軸に接する等電力円 O_{pm} を選ぶ.
2. 電源電流に関する位相条件 θ_d を満たすように, 等位相差円の半径 r_θ を決める.

この条件を満たす円 O_{pm} の中心座標と O_θ の半径を求め, (4.5),(4.9) の条件を連立した, (5.35) を解くことで, X_1, X_2, X_3 が (5.36) のように求まる.

$$\begin{cases} \left| \frac{X_2^2 \sqrt{1 + \tan^2 \theta_d}}{2(X_1 + X_2)} \right| = r_\theta \\ (R_{pm}, X_{pm}) = \left(\frac{V_{in}^2}{P_{out}} \frac{X_2^2}{2(X_1 + X_2)^2}, -\frac{X_1 X_2}{X_1 + X_2} - X_3 \right) \end{cases} \quad (5.35)$$

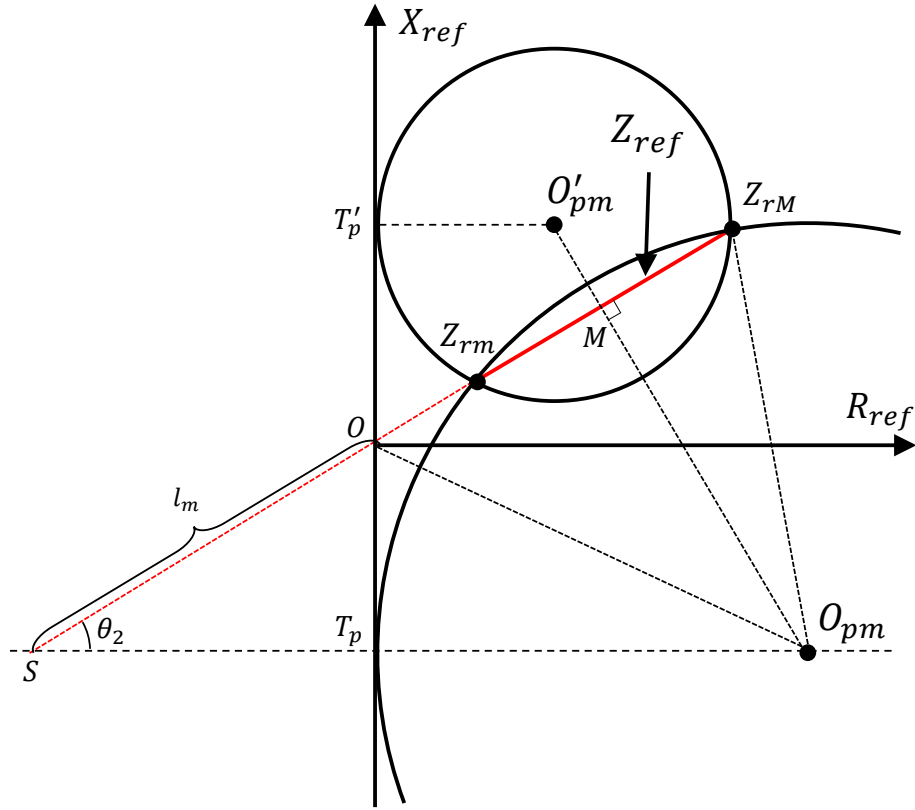


Fig. 5.24: Two possible circles tangent to the X_{ref} axis and passing through Z_{rm} and Z_{rM} . A red line is Z_{ref} line. l_1 is the equation of a line perpendicular to Z_{ref} line and passing the midpoint of Z_{rm} and Z_{rM} .

$$\begin{aligned}
 (X_1, X_2, X_3) = & \left(\frac{B}{\sqrt{A}}(1 - \sqrt{A}), B, -B(1 - \sqrt{A}) - X_p \right), \\
 & \left(-\frac{B}{\sqrt{A}}(1 - \sqrt{A}), -B, B(1 - \sqrt{A}) - X_p \right), \\
 & \left(\frac{B}{\sqrt{A}}(1 + \sqrt{A}), -B, B(1 + \sqrt{A}) - X_p \right), \\
 & \left(-\frac{B}{\sqrt{A}}(1 + \sqrt{A}), B, -B(1 + \sqrt{A}) - X_p \right),
 \end{aligned} \tag{5.36}$$

$$\text{where } A = \frac{2P_{out}R_{pm}}{V_{in}^2}, \tag{5.37}$$

$$B = \frac{2r_{\theta}|\cos \theta_d|}{\sqrt{A}}. \tag{5.38}$$

O_{pm} の導出

以下では、 O_{pm} と O_{θ} の決定方法について説明する。冒頭で説明した条件を満たす円 O_{pm} は Fig. 5.24 に示したようにたかだか2つしか存在せず、その半径は幾何学的に求められる。

まず、 $|Z_{rm}|$ を l 、 $|Z_{rM}| = \alpha l$ 、として OT_p の長さを二通りで表す。ただし、 α は (5.39) で定義される。

$$\alpha = \left(\frac{M_{max}}{M_{min}} \right)^2 \tag{5.39}$$

線分 $|OS|$ の長さを l_m とすると $|OT_p|$ は (5.40) と表せる。

$$|OT_p| = |OS| \sin \theta_2 \tag{5.40}$$

$\triangle OT_p O_{pm}$ において三平方の定理より (5.41) となる。また、 $\triangle OMO_{pm}$ と $\triangle Z_{rM}MO_{pm}$ にそれぞれ三平方の定

理を適用し、 $|MO_{pm}|$ が共有されていることに注意し式を変形すると、(5.42) となる。

$$|OT_p|^2 = |OO_{pm}|^2 - |T_p O_{pm}|^2 \quad (5.41)$$

$$|OO_{pm}|^2 = |OM|^2 + |O_{pm} Z_{rM}|^2 - |MZ_{rM}|^2 \quad (5.42)$$

(5.41) に (5.42) を代入することで次の式が得られる。

$$|OT_p|^2 = |OM|^2 + |O_{pm} Z_{rM}|^2 - |MZ_{rM}|^2 - |T_p O_{pm}|^2 \quad (5.43)$$

ここで、円の半径が等しいことから、 $|O_{pm} Z_{rM}| = |T_p O_{pm}|$ が成り立つ。さらに、 $|OM| = (|OZ_{rm}| + |OZ_{rM}|)/2$ であるから、(5.43) の式を l_m について解くことで、 l_m の長さは次の式で決まる。

$$l_m = \pm \sqrt{\alpha} \frac{l}{|\sin \theta_2|} \quad (5.44)$$

さらに、法ベキの定理より (5.46) の関係式が成り立つ。

$$|ST_p|(|S O_{pm}| + |T_p O_{pm}|) = |SZ_{rm}| |SZ_{rM}| \quad (5.45)$$

$$l_m \cos \theta_2 (l_m \cos \theta_2 + 2R_{pm}) = (l_m + l)(l_m + \alpha l) \quad (5.46)$$

(5.44) を (5.46) に代入すると、 R_{pm} は次の式で求まる。

$$R_{pm} = \frac{\alpha + 1 + 2\sqrt{\alpha} \sin \theta_2}{2 \cos \theta_2} l \quad (5.47)$$

$$R'_{pm} = \frac{\alpha + 1 - 2\sqrt{\alpha} \sin \theta_2}{2 \cos \theta_2} l \quad (5.48)$$

したがって、 T_p と T'_p の座標は (5.44) からそれぞれ、次の式で求められる。

$$OT_p = -\sqrt{\alpha} l \quad (5.49)$$

$$OT'_p = \sqrt{\alpha} l \quad (5.50)$$

R_{pm} と OT_p は O_{pm} の中心座標と一致するため、 R_{pm} と X_{pm} が求まる。

$$(R_{pm}, X_{pm}) = (R_{pm}, OT_p), (R'_{pm}, OT'_p) \quad (5.51)$$

r_θ の導出

インバータの運転を電流が遅れる条件で行えるように r_θ を決定する。与えられた結合条件の範囲で電流が遅相となるためには、Fig. 5.22 の lag 領域に線分 Z_{ref} が全て含まれれば良い。

等位相円 O_θ の X_{ref} 軸との交点のうち T_p ではない方の点を T_I とする。 T_I が T_p よりも小さいなら、Fig. 5.25 の青線で示したように線分 Z_{rm} が位相 θ_d における円の外側にあればよい。逆に、 T_I が T_p よりも大きいなら、Fig. 5.25 の赤線で示したように線分 Z_{rm} が位相 θ_d における円の内側にあればよい。これらの条件を満たすことで、(5.5) の条件を満たす。一方で、電源容量の観点から θ_d に近い条件で動作する方が好ましい。この条件が満たされるのは、 O_θ が Z_{rm} もしくは Z_{rM} の端点を通るか、線分 Z_{ref} に接する円になる場合である。今回の検討では Z_{ref} が有限の長さを持っているため必ずしも円に接する条件が最小位相の条件を満たすわけではない。考えられる Z_{ref} と O_θ の位置関係は 4 つ存在し、それぞれについて Fig. 5.25 に示した。Fig. 5.25a の場合は、 O_θ の内側が位相条件を満たす Z_{ref} 領域のため Z_{rM} が O_θ 上にある時条件を満たす。残りの条件では O_θ の外側が位相条件を満たす領域である。線分 Z_{ref} の長さによって、線分の端点が O_θ 上に存在する場合と、 O_θ に接する場合の二通りがある。

Fig. 5.25a でマゼンダの線で示したように、線分 Z_{ref} の両端のどちらかが位相条件の境界となる場合の O_θ の半径は T_p と Z_{rM} の中点 M_p を通り、その線分に垂直な線と、 T_p から θ_d だけ傾いた線分が交わる点が O_θ と中心となり、半径 r_θ は $T_p O_\theta$ となる。 $\angle Z_{rM} T_p O$ を θ_m とすると、 $\angle M_p O_{pm} T_p = \theta_m$ であるため、次の計算で求められる。

Fig. 5.25b のように O_θ が Z_{ref} に接する場合を考える。このとき、 T_p 、 O_θ それぞれから、 Z_{ref} におろした垂線の足をそれぞれ H_T 、 H_θ とする。さらに、線分 Z_{ref} の延長線と、線分 $T_p O_\theta$ の延長線が交わる点 Q を考えると、 $\triangle QT_p H_T \sim \triangle QO_\theta H_\theta$ の関係から次の関係式が成り立つ。

$$QT_p : QO_\theta = T_p H_T : O_\theta H_\theta \quad (5.52)$$

さらに、 $T_p H_T = OT_p \cos \theta_2$ であるから、この式を (5.52) に代入し、 r_θ について解くことで求まる。

Fig. 5.25c のように円と線分 Z_{ref} が交わる場合、Fig. 5.25a のときと同様に、考えることで r_θ を求められる。 $T_p M_p$ は $\triangle O_{pm} T_p M_p$ に注目することで θ_m を用いることで次の式で表される。

$$T_p M_p = R_{pm} \cos(\theta_m - \frac{\pi}{2}) \quad (5.53)$$

さらに、 $\angle M_p T_p O_\theta = \pi - \theta_m - \theta_d$ から最終的に r_θ は次の式で求まる。

$$r_\theta = \frac{\sin \theta_m}{\cos(\theta_m - \theta_d)} R_{pm} \quad (5.54)$$

$$r_\theta = \begin{cases} \frac{\sin \theta_m}{\cos(\theta_m + \theta_d)} R_{pm} & (T_I > T_p) \\ \frac{|OT_p \cos \theta_2|}{1 - \cos(\theta_d - \theta_2)} & (T_I < T_p \text{ and } \sin \theta_d + \sin \theta_2 < \frac{R_{rM}}{r_\theta}), \\ \frac{\sin \theta_m}{\cos(\theta_m - \theta_d)} R_{pm} & (\text{Otherwise}) \end{cases} \quad (5.55)$$

$$\theta_m = \angle Z_{rM} T_p T_I \quad (5.56)$$

Fig. 5.25 で青線で示したように、円 O'_θ が線分 Z_{ref} に接する場合、 T'_p と O'_θ から、直線 Z_{ref} へ降ろした垂線の足を H_T 、 H_θ とすると、半径 r_θ は $\triangle H_T T'_p Q \sim \triangle H_\theta O'_\theta Q$ の関係から次の計算で求められる。

$$QT'_p : QO'_\theta = T'_p H_T : O'_\theta H_\theta \quad (5.57)$$

さらに、 $T'_p H_T = OT'_p \cos(\theta_d - \theta_2)$ であるから、この式を (5.57) に代入し、 r_θ について解くことで求まる。Fig. 5.25e に示したように、 Z_{ref} と交わる条件のとき、Fig. 5.25a での導出と同様の手順で計算をすることで次の式で求まる。

$$\frac{\sin \theta'_m}{\cos(\theta'_m - \theta_d)} R'_{pm} \quad (5.58)$$

等位相差円と Z_{ref} が接する場合と交わる場合の境界条件を導出する。

境界条件では、Fig. 5.26 のように O'_θ からおろした垂線の足 H_θ が Z_{rM} と一致する。このような位置関係となる条件を考える。

O'_θ 、 H_θ からそれぞれ X_{ref} 軸におろした垂線の足を H_1 、 H_2 とし、 O'_θ から $H_2 H_\theta$ におろした垂線の足を H_3 とする。このとき、 r_θ を利用することで、 $H_1 O'_\theta = r_\theta \sin \theta_d$ となる。同様に、 $H_3 H_\theta = r_\theta \sin \theta_2$ と求められる。

このとき、 $H_2 H_\theta$ の長さは次の式で求まる。

$$|H_2 H_\theta| = r_\theta \sin \theta_d + r_\theta \theta_2 \quad (5.59)$$

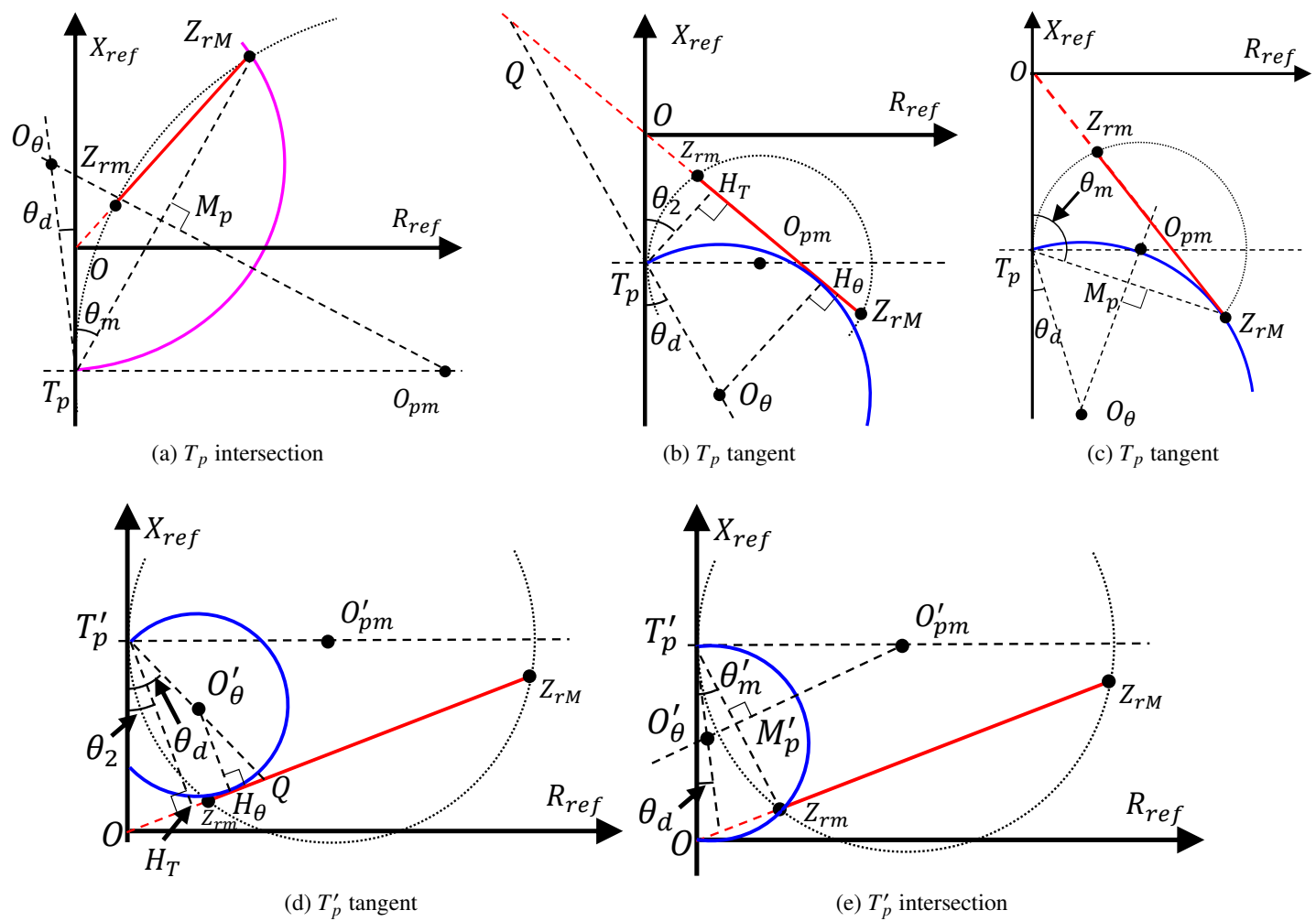


Fig. 5.25: O_θ at different θ_d . Regions of outside of a blue circle corresponding to O'_{pm} and inside of a red circle corresponding to O_{pm} represent phase difference larger than θ_d .

境界条件では H_θ と Z_{rm} が一致するため次の等式が成り立つ。

$$|H_2 H_\theta| = |H_2 Z_{rm}| \quad (5.60)$$

したがって、最終的に得られる Fig. 5.25d となる条件は次の式で与えられる。

$$r_\theta \leq \left(\frac{\cos \theta_2}{\sin \theta_d + \sin \theta_2} \right) |Z_{rm}| \quad (5.61)$$

$$r'_\theta = \begin{cases} \frac{\sin \theta'_m}{\cos(\theta'_m - \theta_d)} R'_{pm} & (T_l < T_p \text{ and } \sin \theta_d + \sin \theta_2 < \frac{R_{rm}}{r_\theta}) \\ \frac{|OT'_p \cos \theta_2|}{1 + \cos(\theta_d - \theta_2)} & (\text{Otherwise}) \end{cases} \quad (5.62)$$

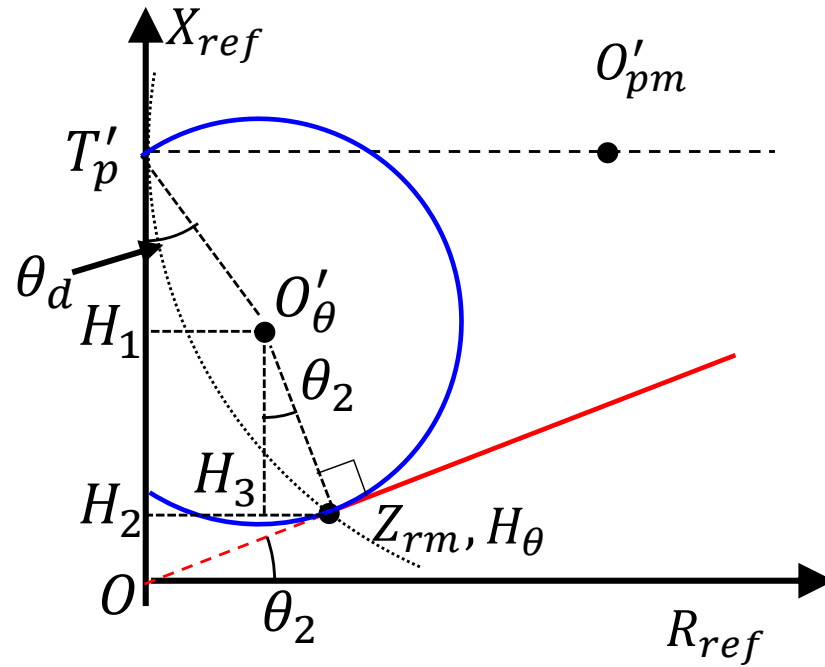
$$\theta'_m = \angle Z_{rm} T'_p T_l \quad (5.63)$$

(5.62) は $\angle OT'_p Z_{rm} < \theta_d < \angle OT'_p Z_{rM}$ が満たされているとき利用できる。

補償回路の設計

補償回路の設計は次の順で行う。

1. 負荷抵抗及び、電源電圧、結合係数変動範囲、定格電力を決める。
2. (5.39) から α を求め、必要な電力変動幅を決める。

Fig. 5.26: Border condition of r_θ derivation.

3. (5.70),(5.71) から θ_2 を決める. このとき, (3.8) から Z_{rm} が (5.75) の条件を満たすことを確認する.
4. (5.47) と (5.49) または, (5.48) と (5.50) から O_{pm} または, O'_{pm} の中心座標を求める.
5. θ_d を決め, (5.55) または (5.62) のうち適切な式に代入することで, r_θ を計算する.
6. 求めた O_{pm} と O_θ の半径から (5.36) を使って X_1, X_2, X_3 を計算する.
7. 求めた X_1, X_2, X_3 となる補償素子を選択する.

(5.36) からわかるように, X_1 から X_3 の組み合わせは複数得られる. 電力伝送特性の観点からはいずれの素子構成でも同一の特性を持つため, 複数の候補から一つに絞るには電力とは別の評価項目が必要となる. 複数の組み合わせ候補からの選択基準として, 補償素子のサイズや, 高調波への特性の違いなどが考えられる.

最大電力変動率の算出

ここでは、最大の電力変動率を計算する。\$M_{\min}\$ から \$M_{\max}\$ の範囲で出力電力が最大となるのは、Fig. 5.27 のように線分 \$Z_{ref}\$ を通過する円のうちで最も半径の小さい円 \$O_{pM}\$ と接するときである。このとき、\$O_{pM}\$ の半径に対応する電力が最大となる。

(4.4) から出力電力は \$O_{pm}\$, \$O_{pM}\$ の半径に反比例するため、\$R_{pm}\$ と \$R_{pM}\$ の比を取ることで、結合が \$M_{\min}\$ から \$M_{\max}\$ まで変動するときの電力変動の最大比率を求めることができる。これは、単純な幾何の問題であり、相似と三平方の定理から求めることができる。最終的に知りたいのは \$R_{pm} : R_{pM}\$ である。そこで、Fig. 5.27 における \$|LM| : |LZ_H|\$ を求める。

\$|Z_{rm}Z_H|\$ の \$l\$ に対する比率を \$m\$ とすると、\$|LO|\$ の長さは \$(m+1)l \sin \theta_2\$ となる。このとき (5.64) が成り立つ。

$$LM : LZ_H = (m+1)l \sin \theta_2 + \frac{\alpha+1}{2}l : (m+1)(\sin \theta_2 + 1)l \quad (5.64)$$

\$(m+1)\$ の値は、\$\triangle MO_{pm}Z_{rM}\$ と \$\triangle MO_{pm}O\$ が線分 \$MO_{pm}\$ を共有していることに注目し、三平方の定理を用いて次の方程式を解くことで求まる。

$$|OT_p|^2 + |O_{pm}T_p|^2 = |OO_{pm}|^2 \quad (5.65)$$

$$|OO_{pm}|^2 - |OM|^2 = |O_{pm}Z_{rM}|^2 - |MZ_{rM}|^2 \quad (5.66)$$

$$|OZ_H|^2 + R_{pm}^2 = |OM|^2 + R_{pm}^2 - |MZ_{rM}|^2 \quad (5.67)$$

ここで、\$|OZ_H| = |OT_p|\$ の関係を利用している。

最終的に次の \$m\$ に関する方程式が得られる。

$$R_{pm}^2 - \left(\frac{\alpha-1}{2}\right)^2 l^2 = (1+m)^2 l^2 + R_{pm}^2 - \left(\frac{\alpha+1}{2}\right)^2 l^2 \quad (5.68)$$

この方程式を解くと \$m+1\$ は次の式で求まる。

$$m+1 = \sqrt{\alpha} \quad (5.69)$$

すると、最終的に電力変動率は (5.64) に (5.69) を代入することで次のように求まる。

$$\Delta_{\text{peak}} = \frac{LM}{LZ_H} = \frac{2\sqrt{\alpha} \sin \theta_2 + \alpha + 1}{2\sqrt{\alpha}(1 + \sin \theta_2)} \quad (5.70)$$

$$\Delta'_{\text{peak}} = \frac{-2\sqrt{\alpha} \sin \theta_2 + \alpha + 1}{2\sqrt{\alpha}(1 - \sin \theta_2)} \quad (5.71)$$

それぞれ、\$O_{pm}\$ と \$O'_{pm}\$ に対応している。

Fig. 5.28 には \$\alpha\$ が変化したときの反射インピーダンス角度 \$\theta_2\$ に対する最大電力変動比率 \$\Delta_{\text{peak}}\$ を示した。Fig. 5.28a と Fig. 5.28b より、\$\alpha\$ が大きいほど電力変動比率も大きくなり、インピーダンス角に対して単調増加または単調減少となる。現実の設計では \$\Delta_{\text{peak}}\$ と \$\Delta'_{\text{peak}}\$ のうちより電力変動の小さい方となるように設計するため、両者の最小値、つまり、\$\Delta_{\text{peak}}^{\min} = \min(\Delta_{\text{peak}}, \Delta'_{\text{peak}})\$ が実現可能な電力変動比率となる。Fig. 5.28c から、\$\theta_2\$ が 0 から外れるにつれて変動比率は小さくなる。つまり、受電側回路の共振をずらすことで、より電力変動を抑えられる。また、ある \$\alpha\$ に対して (5.70) の最小値を計算すると、(5.72) となり、これが補償回路によって実現可能な電力変動抑制効果の限界となる。これ以上の電力の変動を抑制したい場合には制御による対策が必要となる。

$$\Delta_{\text{peak}} = \frac{(\sqrt{\alpha} + 1)^2}{4\sqrt{\alpha}} \quad (5.72)$$

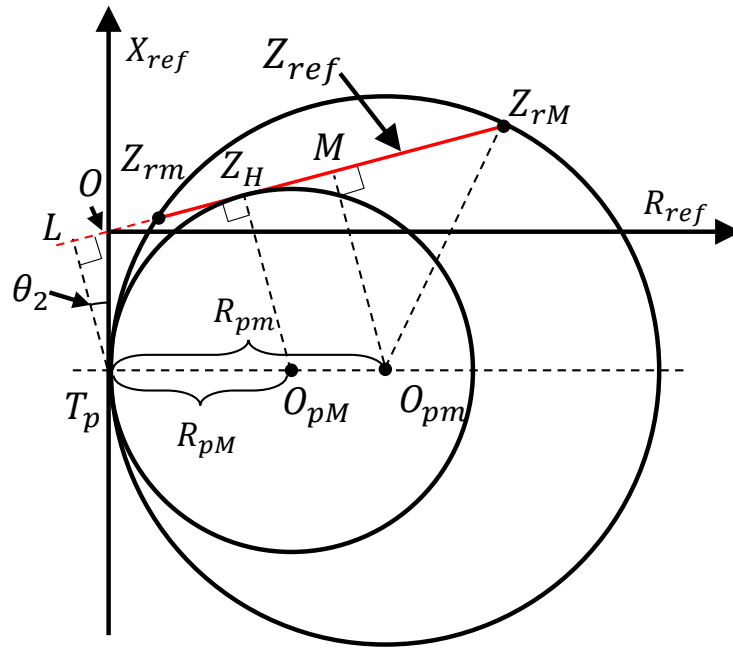


Fig. 5.27: Two possible circles tangent to the X_{ref} axis and passing through Z_{rm} and Z_{rM} . A red line is Z_{ref} line. l_1 is the equation of a line perpendicular to Z_{ref} line and passing the midpoint of Z_{rm} and Z_{rM} .

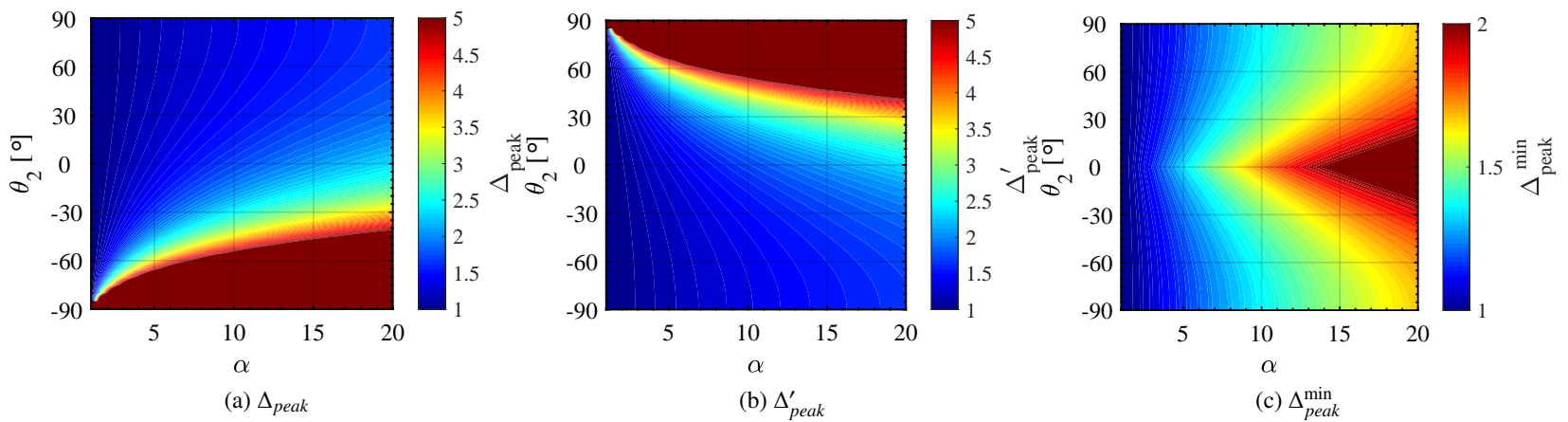


Fig. 5.28: Power variation to angle of reflected impedance and α .

電力の変動率と電力伝送特性の間のトレードオフ

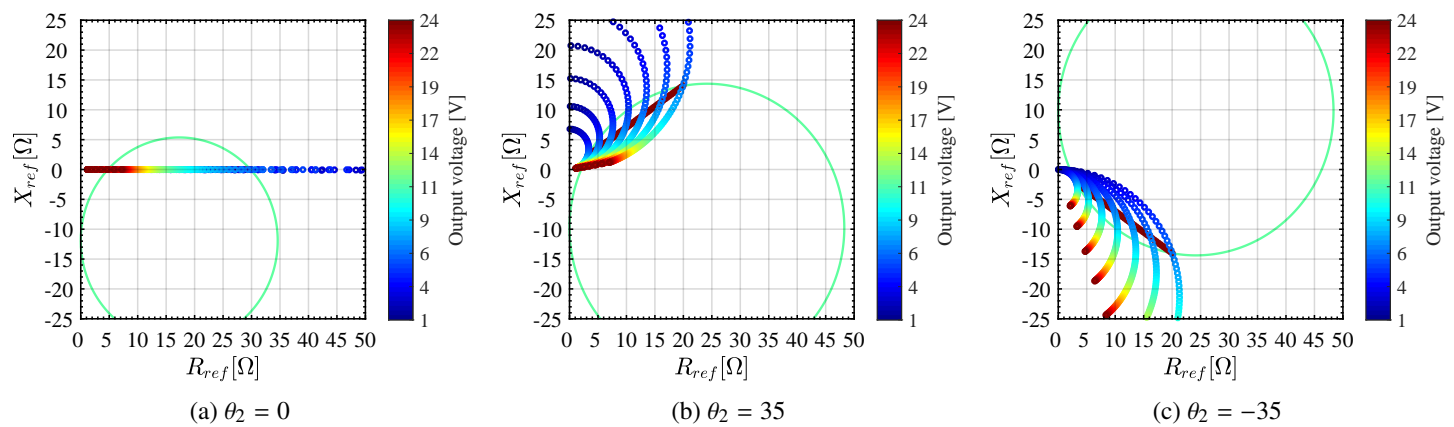
補償回路の設計によって抑制可能な電力変動率は前述の項で明らかにした。上記で導出した電力変動抑制法を利用した場合、出力電力の平滑化が可能になる一方で、電源力率の低下やシステムの電力伝送効率の低下が発生する。

効率

反射インピーダンス角 θ_2 を大きくすることで電力変動を抑えられることを説明したが、現実の回路には巻線抵抗が存在するため、反射インピーダンス角が大きくなると効率が非常に低くなる。そこで、送受電コイルの抵抗値を間接的に考慮する。

受電側回路の効率は受電コイルの抵抗値を R_2 として次の式で計算できる。

$$\eta_2 = \frac{R_{ac}}{R_{ac} + R_2} \quad (5.73)$$

Fig. 5.29: Z_{ref} trajectory of varying R_L at constant output power.

電源が供給した電力のうち受電側に送られる電力は送電コイルの抵抗 R_1 から次の式で決まる.

$$\eta_1 = \frac{R_{ref}}{R_{ref} + R_1} \quad (5.74)$$

すなわち, $\eta_1 \eta_2$ が全体の効率では支配的になり, 一定以上の効率を保つためには, 次の条件が満たされていればよい.

$$R_{ref} \gg R_1 \quad (5.75)$$

$$R_{ac} \gg R_2 \quad (5.76)$$

受電側回路の高次化

線分 Z_{ref} は Z_s が変化しない場合, 結合によってのみ決まるため, Z_s が一致する限り補償回路の構成に依存しない。したがって, S 回路に対して行った設計をより高次の補償回路に展開することも可能である。

定抵抗負荷の場合, インピーダンス軌跡が同一であれば, 補償回路の違いによる伝送電力特性の違いはない。

定電圧負荷の場合

定電圧負荷の場合, 4章で説明したように定抵抗負荷のときと電力伝送特性が変化する。したがって, 定抵抗での解析結果を定電圧負荷の場合にそのまま適用することはできない。しかし, 部分的に応用可能な点があるため, その点に注意して検討することで同様の設計方法を定電圧負荷にも適用可能である。

線分 Z_{ref} の両端では出力電力が, 定電圧負荷の等価抵抗値を導出する基準となる電力が一致するため結合の変動幅の両端では, 条件がみたされる。それ以外の Z_{ref} 上の点では, 出力電力は定抵抗負荷の場合と異なってくる。出力電力は定抵抗負荷の場合と比べより抑制される場合と, 逆に変動幅が増加する場合がある。これは負荷 R_L の変化に対する Z_{ref} の軌跡と電力等高線の形状から判定することができる。

線分 Z_{ref} 上のある点を考える。定電圧負荷の電圧を V_{out} とすると, 定格出力 P_m のときの等価抵抗値 R_{nom} は次の式で求まる。

$$R_{nom} = \frac{V_{out}^2}{P_m} \quad (5.77)$$

定電圧負荷のときの出力電力の導出方法は, Fig. 5.29 のように基準となる点から R_L を変化させたときの Z_{ref} 軌跡に基づき電力のグラフを読み取った値と負荷抵抗値と負荷電圧の関係から導出できる。

定抵抗負荷 R_{nom} のときの出力電力を P_{nom} とすると, 電力のグラフは Fig. 5.30 のようになる。このとき, 電力関数の値も同時にグラフに示すと, 緑線のようになる。実際出力電力は, 緑線と青線の交点となり, この

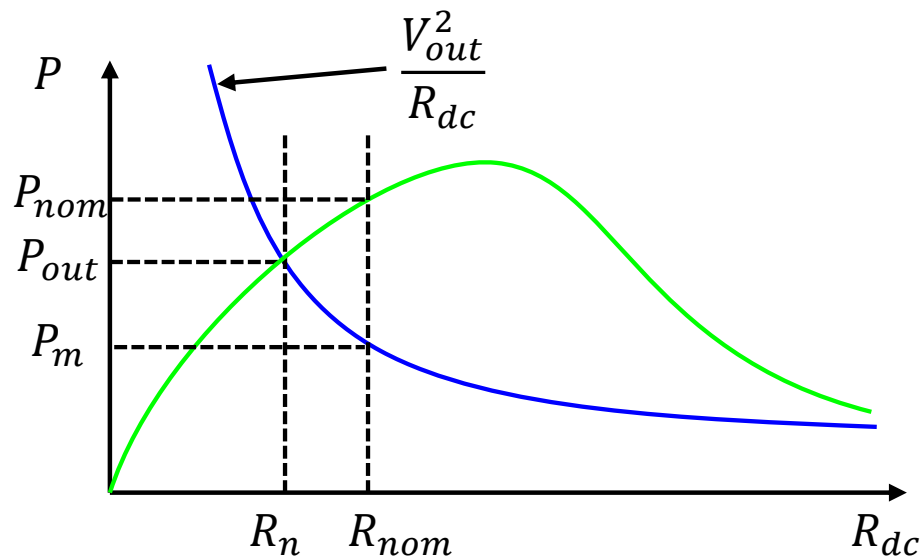


Fig. 5.30: Output power under constant voltage and available power function.

電力を P_{out} とすると、青線が R_{dc} に対して単調な関数であるため、 P_{out} は必ず P_m より大きいことが保証される。さらに、 R_{nom} での傾きが正の場合、 $P_{nom} \geq P_{out}$ となる。このとき電力変動率は定抵抗負荷の場合よりも小さくなる。逆に、傾きが負の場合、 $P_{nom} \leq P_{out}$ となる場合もあり、このとき電力変動率は定抵抗負荷の場合よりも大きくなる。

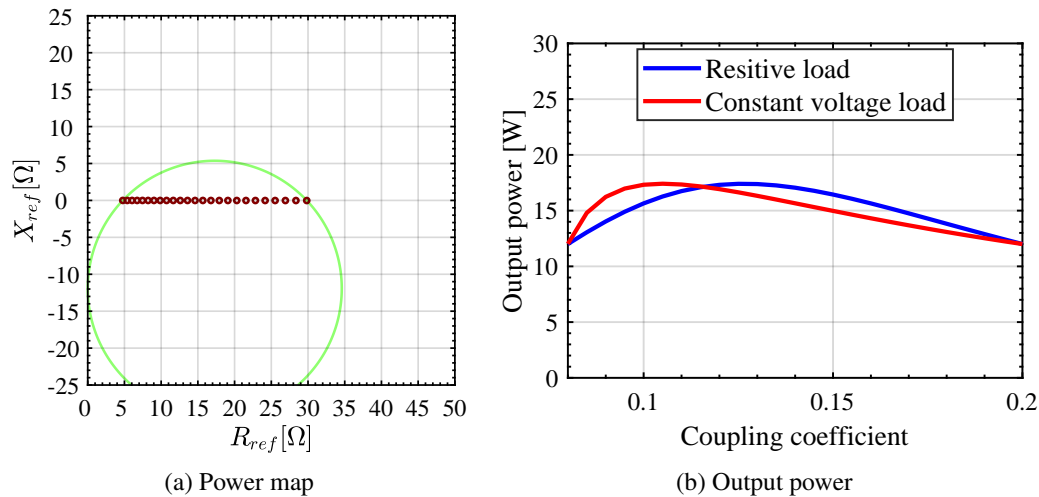
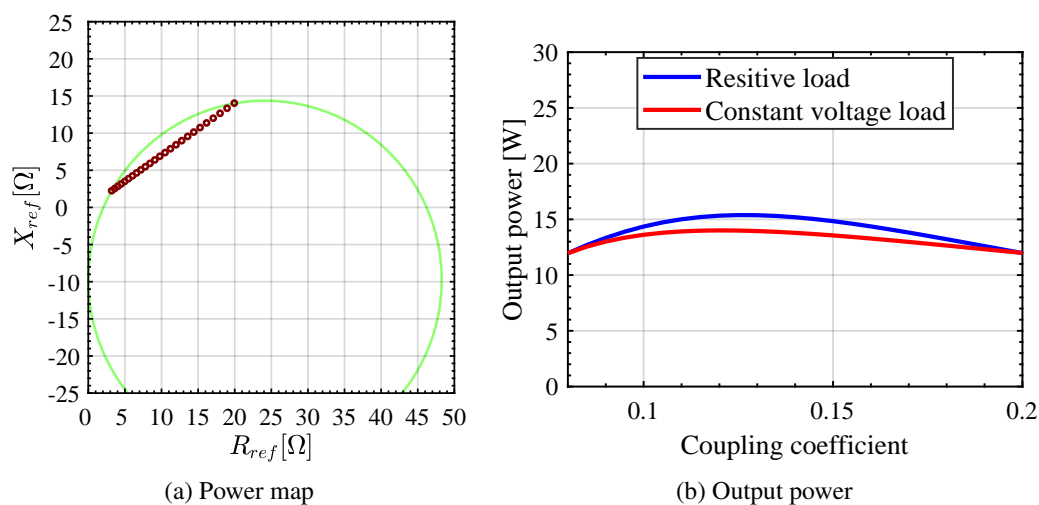
したがって、定電圧負荷の場合、 Z_{ref} 軌跡の特性が影響するため定抵抗負荷の場合と異なり、負荷側の回路構成の違いを考える必要がある。

Fig. 5.31 には $\theta_2 = 0$ で設計した回路の 12W の当電力等高線と Z_{ref} 軌跡及び、出力電力特性を示した。これを見ると、定電圧負荷の場合と定抵抗負荷の場合で、出力電力が最大となる結合係数が異なるが、最大の電力は同じである。これは、S 回路の Z_{ref} 軌跡が、結合の変化と負荷の変化に対して同じ形状になるからである。同様に、 $\theta_2 = 35$ で設計した場合の回路特性を Fig. 5.32 に示した。このとき、 $\theta_2 = 0$ と異なり、 Z_{ref} 軌跡が、結合が変化する場合と負荷が変化する場合で異なる。結果として定電圧負荷と定抵抗負荷での出力電力特性が異なり、最大電力値も異なる。このとき、最大電力地は定抵抗負荷のときよりも小さくなる。これは、上述したとおり、S 回路の場合、負荷の変化に伴う Z_{ref} 軌跡の関係から必ず、 $P_{nom} \geq P_{out}$ となるため、定電圧負荷の場合の電力変動が小さくなる。シミュレーションした各ケースについて解析したケースを Fig. 5.34 に示した。これをみると、受電側回路が S 回路のとき、負荷の変化に伴う電力変化の極大値が R_{nom} より大きなところに存在するため、定電圧負荷での出力電力が小さくなる。逆に LCC の回路の場合、電力変化の極大値は R_{nom} より小さい点に存在するため、電力変動は定電圧負荷のときのほうが大きくなる。この電力変動を抑えるには、 Z_{ref} 軌跡の形状が負荷抵抗値に対して大きくなるように設計すれば良い。

先行研究との比較

ここでは、電力抑制を補償回路の設計によって実現しようとする同種の先行研究との比較を行う。各手法によって得られる出力電力の比較と、電源電流の比較結果を Fig. 5.35 に示した。この結果をみると、提案手法が電力変動を抑えられていることがわかる。青線の手法では要求電力の下限を下回っている。これは、この手法が負荷が効率最大となる条件に固定した設計を前提としており、今回の比較では負荷抵抗は前提条件として一定のものとしているからである。

一方で、電源電流をみると、提案手法は他の手法に比べ電流値が大きくなっている。しかし、共振設計された S/S 回路などに比べると小さい。これは、S/S ではインピーダンスが低下することで力率は 1 に近いが出力電流は大きくなるためである。

Fig. 5.31: Power map and output power of designed LCC/S circuit($\theta_2 = 0$).Fig. 5.32: Power map and output power of designed LCC/S circuit($\theta_2 = 35^\circ$).

提案手法では、先行研究における最も電力平滑化効果の高い手法に比べ約 10 % 電力の変動幅を抑制できる。この抑制幅は Fig. 5.28 から θ_2 によって設計でき、結合係数の変動率が大きいほど効果が大きいと言える。Tuned SP/S, Partial detuned LCC/S の 2 手法は $\theta_2=0$ に対応している。また、Tuned S/S, Detuned S/S では 4.3.1 で議論したように、電力等高線の半径を変更することができないため、電力の平滑化効果は提案法に比べ少し劣る。

5.3.4 実験による電力動揺平滑化効果の検証

電力変動率の抑制効果を検証するために実験を行った結果を示す。実験装置の構成を Fig. 5.36 に示した。

今回の設計条件を Table 5.11 に示した。実験結果とシミュレーション結果を Fig. 5.37 に示した。実験によって得られた出力電力は計算のときよりも小さくなっている。これは回路中の損失が要因である。そこで、実験で得られた出力電力に、整流回路での損失を計算により補償した出力電力として赤丸で示した。この結果は計算の結果とよく一致している。また、結合が小さい領域では効率が低下し、特に、出力電力が大きく整流回路における電圧降下が小さい場合はその影響はさらに小さくなる。逆に小さい電力のシステム設計においてはこの損失を考慮し、出力電力を意図的に大きく設定するなどの工夫が必要である。

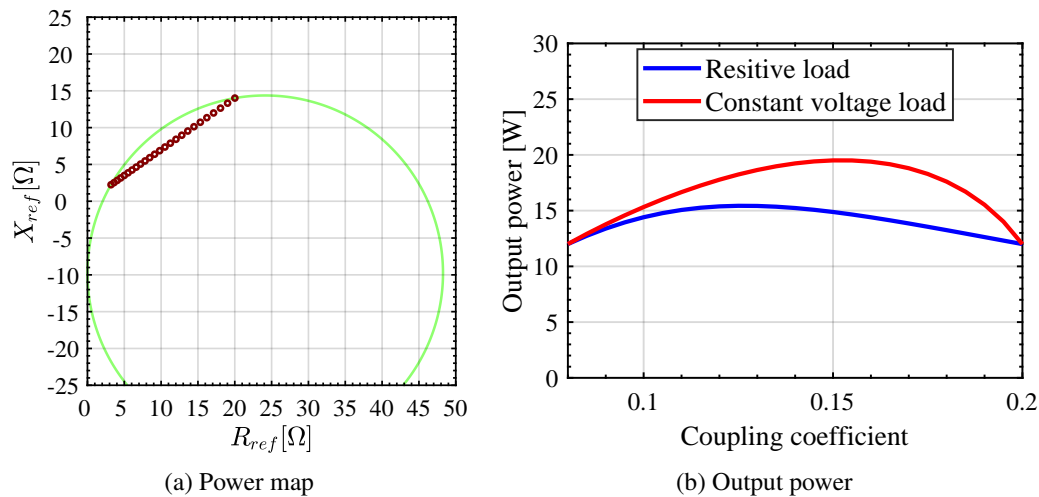
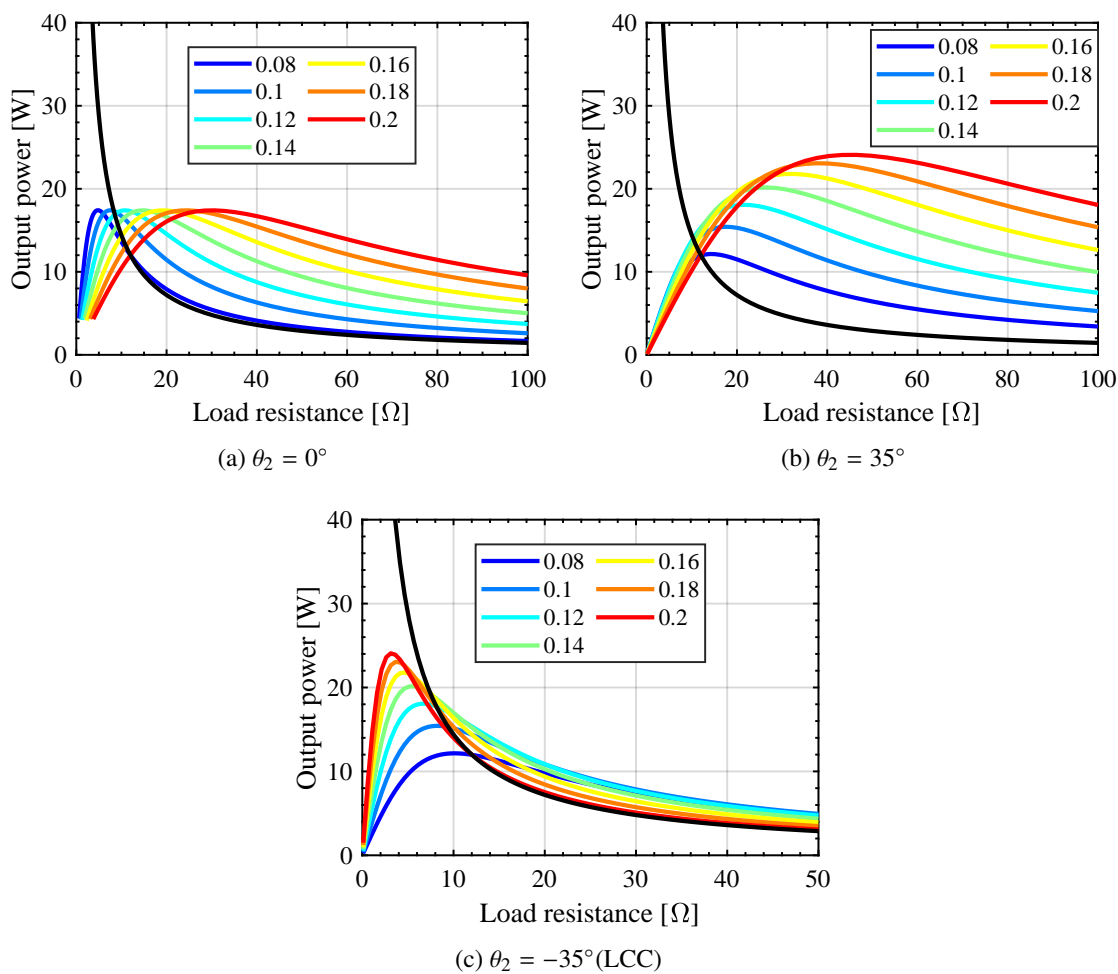
Fig. 5.33: Power map and output power of designed LCC/LCC circuit($\theta_2 = -35^\circ$).

Fig. 5.34: Output power under constant voltage and available power function of Fig. 5.31-Fig. 5.33.

5.4 まとめ

本章では、補償回路の設計手法を2つ提案した。1つは、様々な制約条件を満たしつつ、定格電力を給電できる補償回路設計手法であり、もう1つは結合係数の変動に対する電力脈動を抑制する補償回路設計手法である。1つ目の手法は電気自動車向けWPTシステムの互換性設計などへの応用が可能であり、本手法により複雑な条件をまとめて考慮した補償回路設計を送受電システム毎に設計可能である。2つ目の手法では、送受電コイルの位置ずれに対する出力電力のロバスト性を確保したい場合などに応用可能である。提案手法は、共振

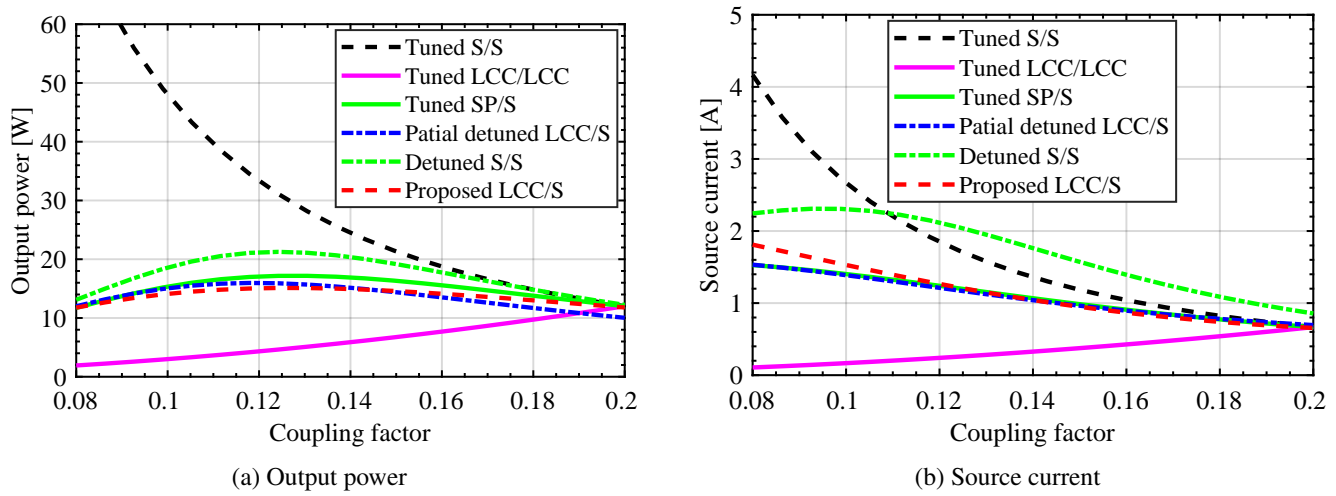


Fig. 5.35: Output power comparison by previous methods.

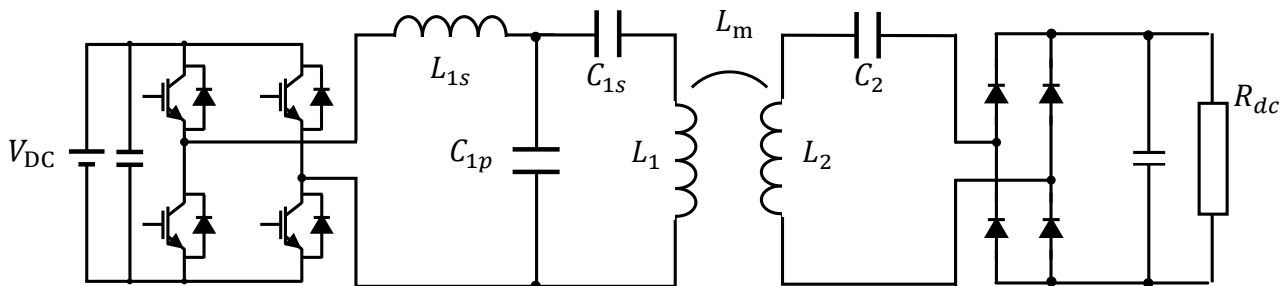


Fig. 5.36: Equivalent circuit of the experimental system.

Table 5.11: Parameters for design

Name	Values	Name	Values	Name	Values
V_{DC}	20 V	L_1	156 μH	L_2	163 μH
k_{\min}, k_{\max}	0.08, 0.2	θ_d	0	f	85 kHz
P_m	12 W	R_{dc}	12 Ω		

	θ_2	0°	35°
L_{1s}		16.65 μH	14.33 μH
C_{1p}		24.49 nF	61.61 nF
C_{1s}		22.99 nF	22.35 nF
C_2		21.51 nF	19.94 nF

条件を前提としないことで、従来よりも高い電力変動抑制効果を実現できる。

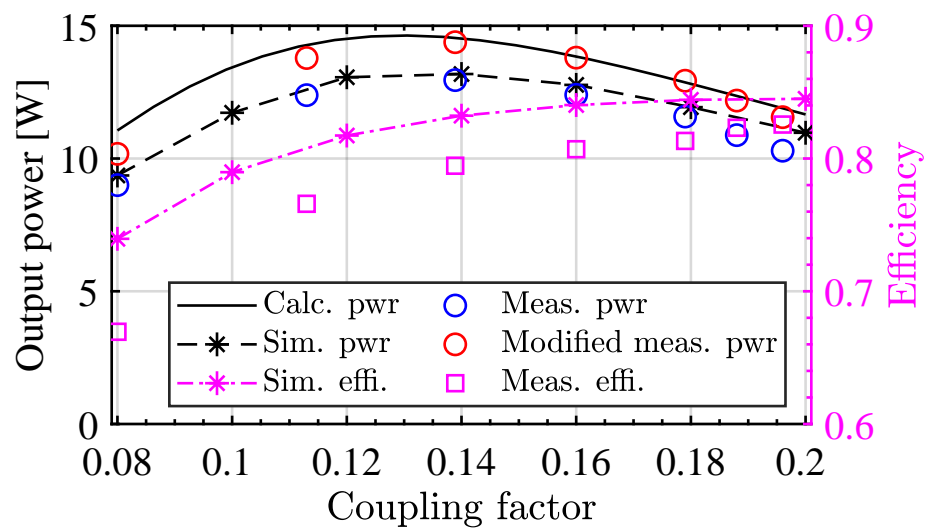


Fig. 5.37: Comparison of simulated power and efficiency with calculation result of the designed circuit by the proposed method.

Chapter 6

SAE J2954 に基づく EV 用静止中非接触給電システムの給電評価と互換性設計

6.1 はじめに

本章では，提案電力伝送解析手法を用いて電気自動車向け非接触給電システムの国際規格である SAE J2954 [12] に準拠したシステムでの評価及び設計を行う。本手法は規格内で示されている，磁束とインピーダンスに基づく互換性評価手法と比較し，具体的な電圧電流値を利用することで電力を視覚的に扱うことができる。これにより，非接触給電システムの重要な性能である電力の評価と，補償回路の設計指針を得ることができる。

6.2 SAE J2954 について

電気自動車向けの WPT システムの国際標準規格として現在検討されている SAE J2954 には具体的な回路要件やシステムが満たすべき要求事項が示されている。まず，ここでは，この規格の中から特に注目する点について詳細に説明する。

6.2.1 給電の要件について

本規格は駐車中の給電を想定しており，伝送可能電力と伝送可能距離によってクラスが決められている。電力のクラスとして，WPT1～WPT4 の 4 つと 3 つのコイル間ギャップクラス Z1～Z3 (GC : Ground clearance) が定められている。各電力クラスとギャップクラスを Table 6.1 に示した。

電力の給電について，次の要件を満たすことがシステムが規格に準拠することを意味する。

1. 規定の電力クラスに応じた出力電力を
2. ギャップクラスによって決まるコイルの位置ずれ範囲と負荷電圧の変動範囲において
3. 一定の効率以上で送れること

6.2.2 相互運用性

規格内では，漏洩電磁界や給電における地車間の通信方式，給電性能に関する規定がなされている。本章では特に給電性能に関する相互運用性の評価と確保のための回路設計について議論する。

相互運用性とは異なる電力クラスやギャップクラスを持つ WPT システム同士であっても決められた給電性

Table 6.1: Power class and Z class in SAE J2954

Power class	WPT1	WPT2	WPT3	WPT4
Maximum input power	3.7 kVA	7.7 kVA	11.1 kVA	22 kVA
Gap class	Z1	Z2	Z3	
Ground clearance range [mm]	100 – 150	140 – 210	170 – 250	

Table 6.2: Interoperability by power class

		VA			
		WPT1	WPT2	WPT3	WPT4
GA	WPT1	Required	Required	Required	–
	WPT2	Required	Required	Required	–
	WPT3	Required	Required	Required	–
	WPT4	–	–	–	Required

Table 6.3: Compatibility between Z-classes

		VA		
		Z1	Z2	Z3
GA	Z1	Required	N/A	N/A
	Z2	Required	Required	N/A
	Z3	Required	Required	Required

能が保証されていることを指す。電気自動車向け WPT では公共の駐車場などに設置され、不特定の車両に対して給電を行うケースが存在する。不特定の車両には様々な受電システムが搭載されているため相互運用性を確保することが WPT システムの普及において重要な要素となる。本規格のなかでは、送電システムのことを GA(Ground assembly)、受電システムのことを VA(Vehicle assembly) としているため、本章でもこの命名に従う。

規格において、異なる電力クラスに適合したシステムの同士の相互運用性について Table 6.2 と Table 6.3 のように定義されている。これは、異なる電力クラスに適合したシステム同士の給電も行えるようにしなければならないことを意味している。また、GA システムはすべてのギャップクラスに対応した VA に対して給電を行えなければならない。

6.2.3 各種制約

上記で説明した電力クラスに対応したシステムを設計する際、電源や送受電コイルには制約が存在する。J2954 では具体的システム構成が数値例とともに示されている。そこには、電源の電流制約や電圧制約例も明示されている。

6.3 電力等高線を利用した給電要件充足判定

ここでは、5.2.3 で提案した評価方法を電気自動車向け世界標準規格である SAE J2954 で示されているシステムに対して適用する。

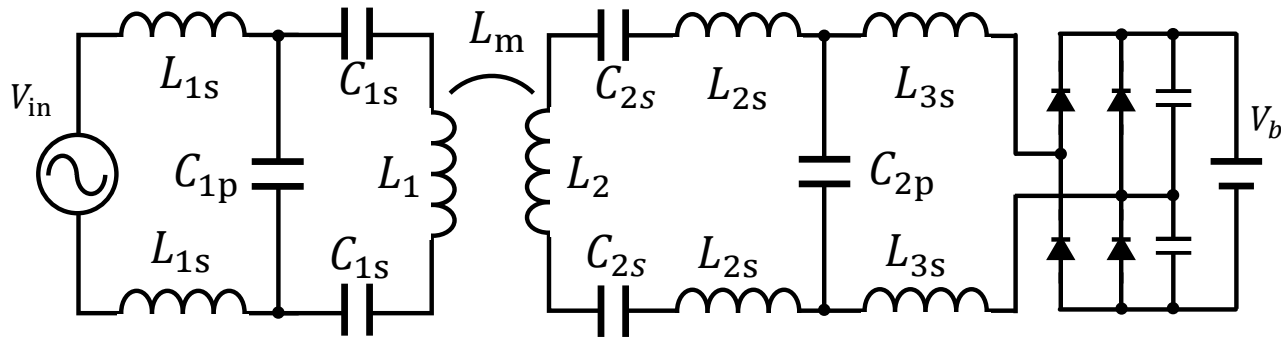


Fig. 6.1: Equivalent circuit of WPT1.

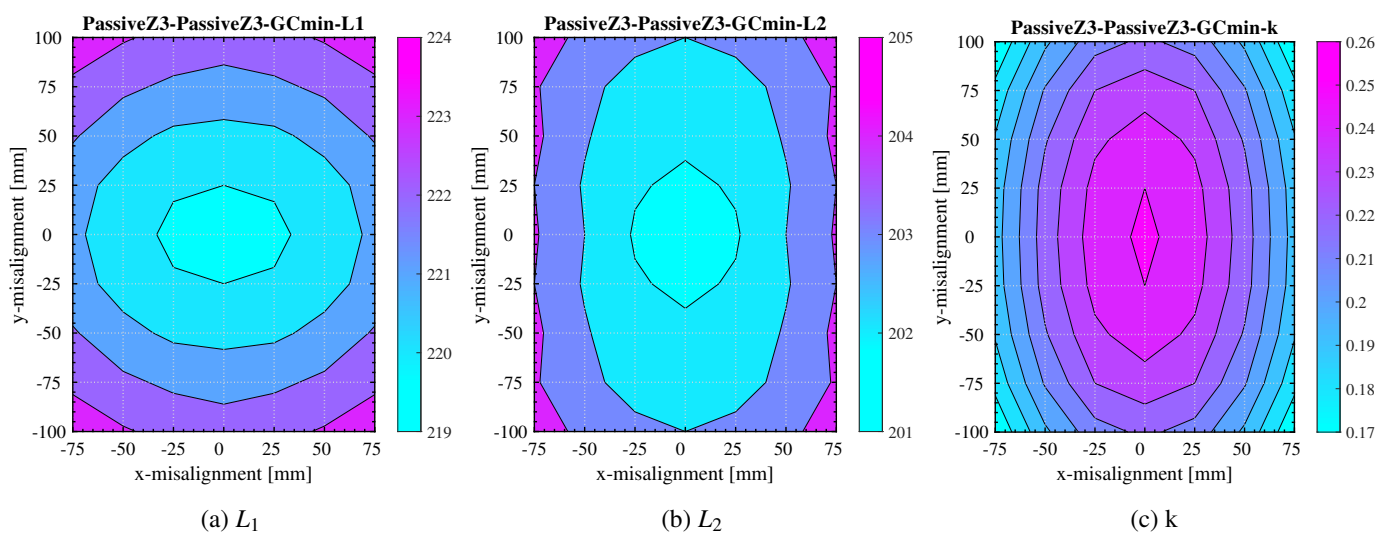


Fig. 6.2: Self-inductance and coupling map. Ground clearance is minimum.

6.3.1 単一送受電システムの評価

位置ずれと結合係数の関係

Fig. 6.2 と Fig. 6.3 には送受電コイルの中心位置からの位置ずれと結合係数及び自己インダクタンスの関係を、GC が最小の場合と最大の場合のそれぞれについて示した。この結合係数は SAE J2954 に記載されている Fig. 6.1 の 3.3kW のコイルモデルから磁界解析により求めている。

このように、結合係数と自己インダクタンスは送受電コイルの位置関係によって変化する。

負荷条件の検討

規格内では 280V - 420V の負荷電圧に対して定格電力までの電力を送電できなければならない。システムの規格準拠性を検証する場合、Fig. 6.4 の左に示したような、電力と電圧の平面上の条件をすべて検証する必要がある、手間がかかる。そこで、解析条件を工夫する。

解析において負荷を一度、直流等価抵抗に変換する。このとき、複数の電圧・電力の組み合わせに対して同一の抵抗値が存在する。これは、Fig. 6.4 の等高線に対応している。今回検討する規格では、電源電圧を伝送電力に基づき制御できるため、ある負荷抵抗値に対して出力可能な最大の電力を評価することで、その電力より小さい電力は電源電圧の調整により出力可能であると判断できる。つまり、Fig. 6.4 に赤線と青線で示した境界条件について評価することで、残りの電圧・電力の組み合わせを調べる必要がなくなる。

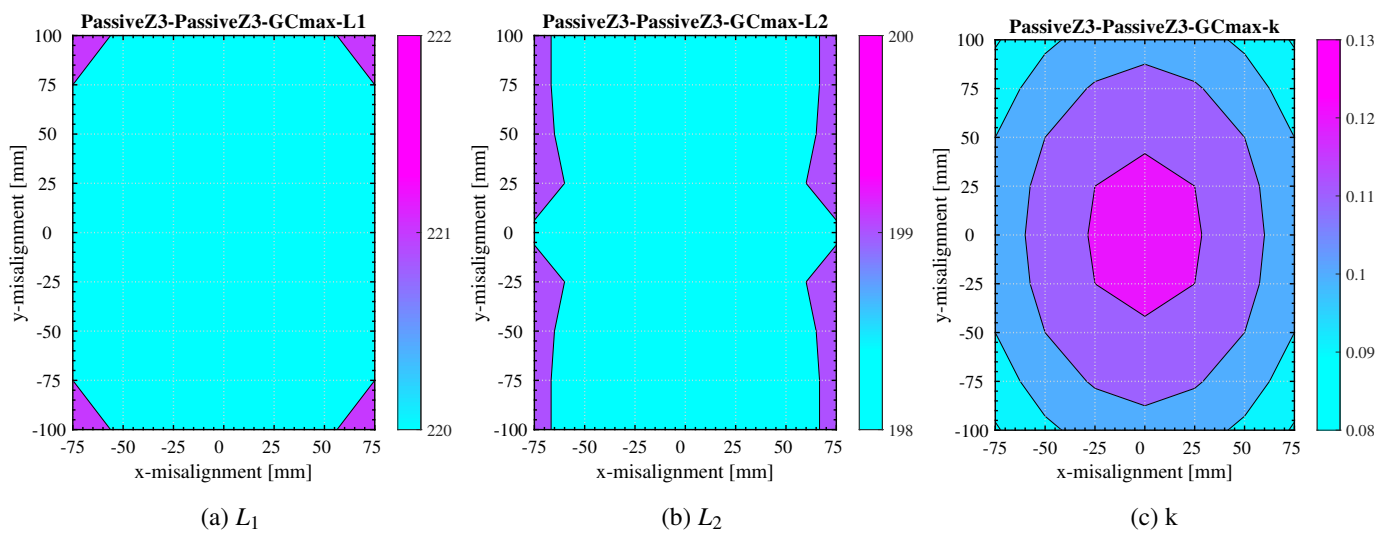


Fig. 6.3: Self-inductance and coupling map. Ground clearance is maximum.

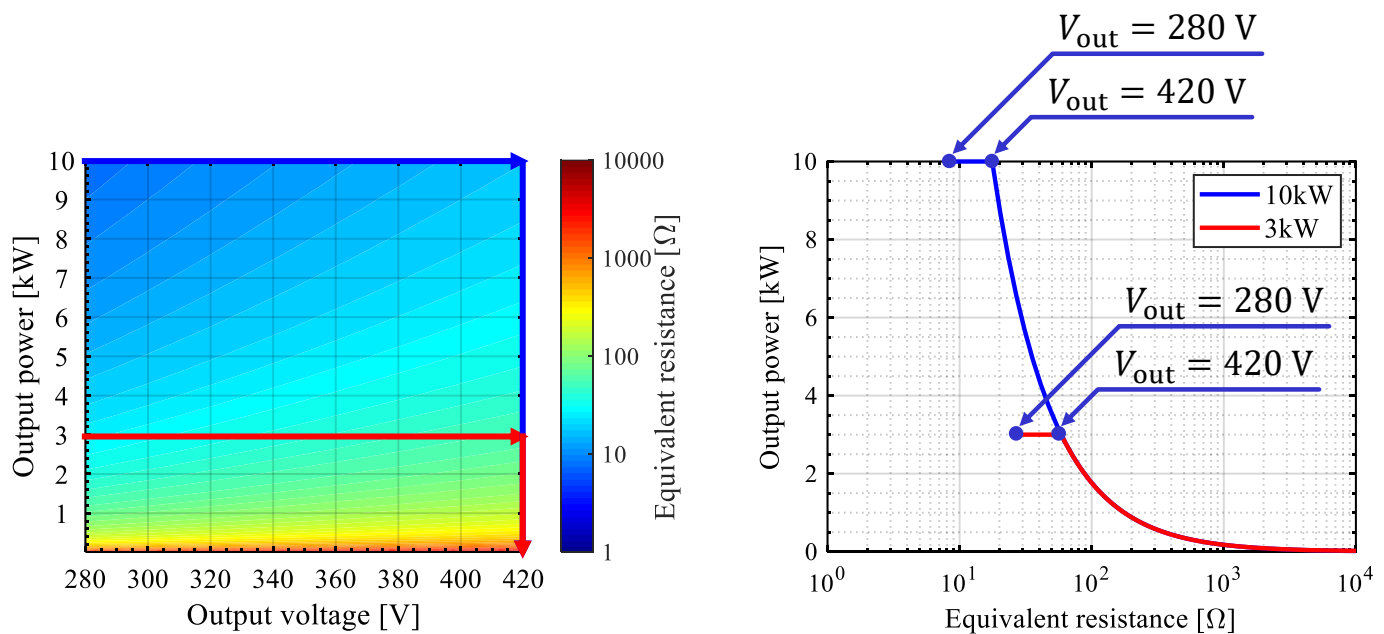


Fig. 6.4: Area is to be investigated.

給電要件充足判定

以上の検討を踏まえると、負荷条件は次の2つの状態がある。

1. 出力電力が一定で、負荷電圧が変化する領域、つまり、Fig. 6.4において水平な境界条件
2. 負荷電圧が一定で出力電力が変化する領域、つまり、Fig. 6.4の右図において電力が減少している領域

1. の領域については、5.2.3で説明した条件と全く同一であるため、そこでの議論が適用できる。一方で、2. の領域では図示の手法を変更する必要がある。具体的には、1. で等高線を抜き出していたところをコンターマップとし、 Z_{ref} 動作点を出力電力に応じた色で示す。最終的に、コンターマップと、 Z_{ref} 動作点の濃淡により給電可否を判定できる。

Fig. 6.5には、5.2.3で検討したシステムに対する、2. の領域の給電可否判定マップを示す。負荷の要求する電力に対応した Z_{ref} の点に比べ、その位置における電力コンターマップの色が明るい場合、電源の供給できる電力のほうが、負荷の要求電力よりも大きいことを示すため、給電要件を充足していると判断できる。

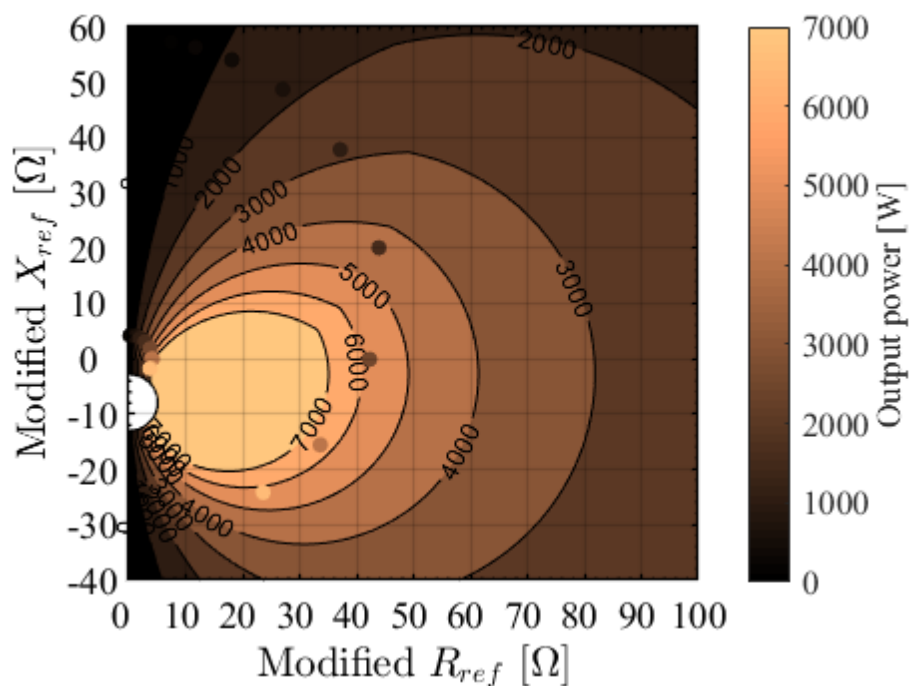
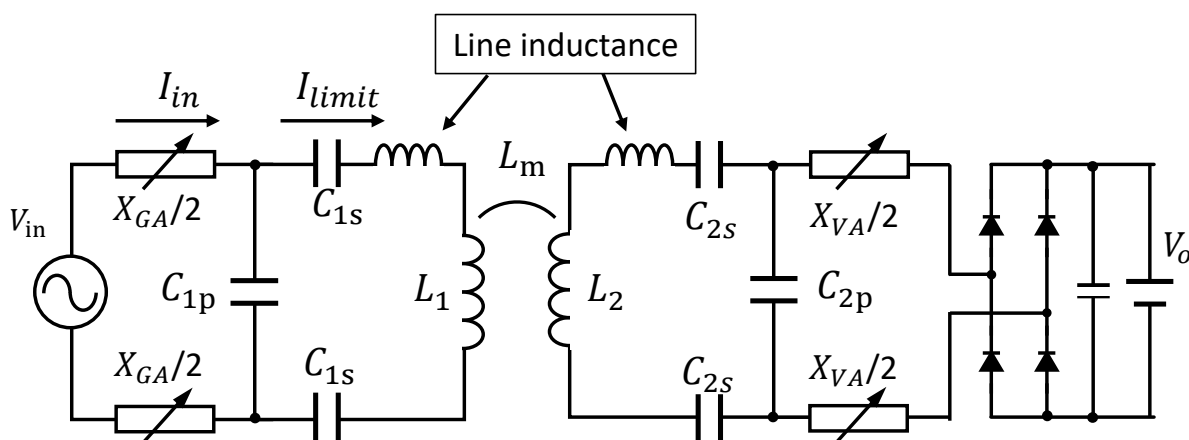
Fig. 6.5: Contour of power map and Z_{ref} of various output power.

Fig. 6.6: Equivalent circuit of WPT2 described in SAE J2954.

6.3.2 可変素子が補償回路に含まれる場合

SAE J2954 に記載されている WPT2 には Fig. 6.6 に示したように、補償回路に可変リアクタンスが利用されている例が存在する。このように、可変リアクタンスが存在する場合、電力関数も変化するため電力マップも一定ではなくなる。本章での目的は給電が可能かどうかを判定することであるため、可変リアクタンスを調整し変動範囲内のいずれかの位置で給電できれば良いと考える。したがって、各リアクタンス値に対する電力関数を求め、それぞれの値を比較し最大の電力を選択することで電力マップを再定義できる。同様に Z_{ref} 軌跡も多変数の軌跡 $Z_{ref}(L_m, R_{dc}, X_{vari})$ に拡張できる。

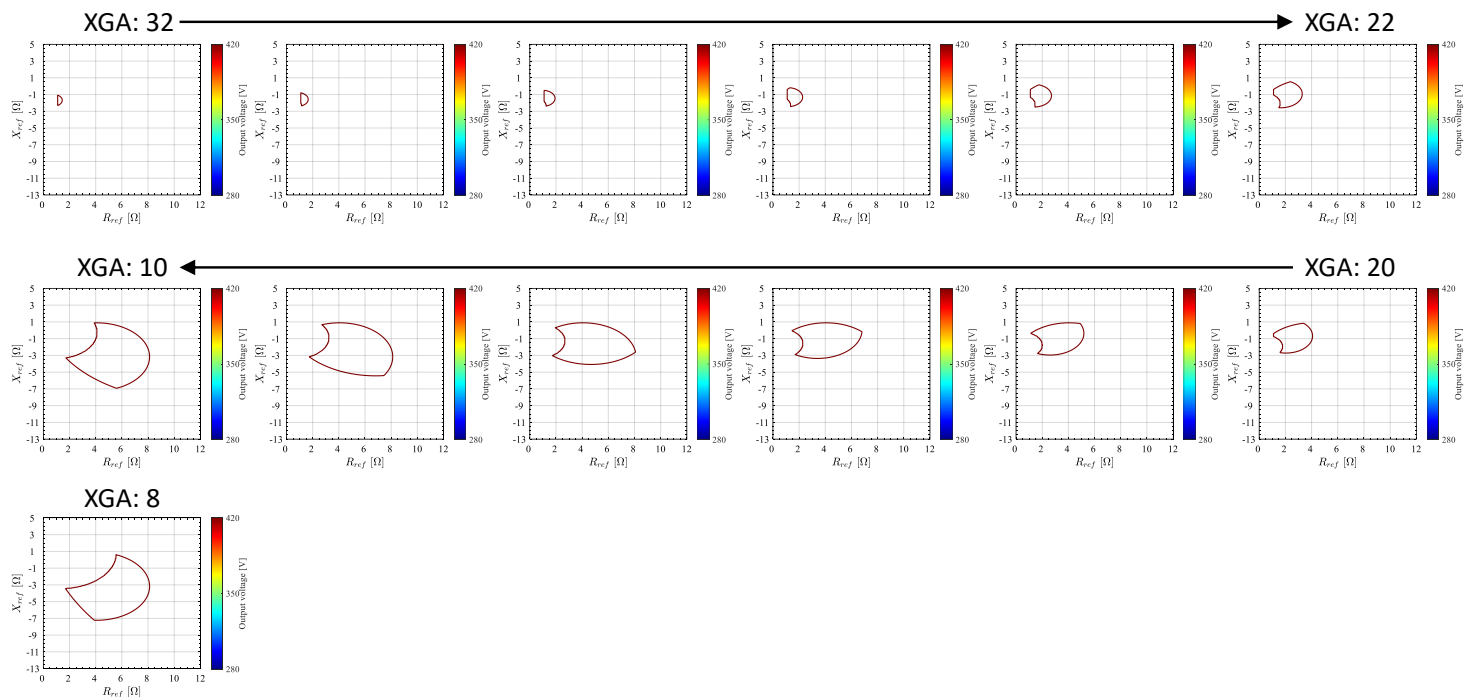
このとき、電力マップと Z_{ref} 軌跡は独立であるため、可変素子が存在しない場合と同様に一つの複素インピーダンス平面上で議論できる。

Fig. 6.7 には X_{GA} が変化したときの定格給電可能領域の変化を示した。最終的に電力マップは、これらのマップの和集合を取ることで得られる。ただし、計算に用いた数値を、Table 6.4 に示す。

Fig. 6.8 には解析例と解析結果の見方を示している。暗黒色の曲線で示されている円領域は、ある定格電力の等高線を電力マップから取り出したものであり、この領域の内側に Z_{ref} 軌跡が存在すれば定格電力の給電が

Table 6.4: System specification

Name	Value	Name	Value	Name	Value
I_{max}	28 Arms	V_{max}	450 Vrms	f	85 kHz
L_{1nom}	40 μ H	$I_{L1-limit}$	80 Arms	V_o	280 - 420 V
P_o	7 kW	θ_{limit}	20 deg.		
C_{1s}	296.25 nF	C_{1p}	282.75 nF	X_{GA}	8-32 Ω
C_{2s}	250 nF	C_{2p}	170 nF	X_{VA}	-16- 10 Ω

Fig. 6.7: Available power area changes according to X_{GA} .

可能である。一方で、領域の外にある動作条件では制約を満たした給電ができないと判断できる。また、図中の複数の線分は異なる結合係数、および、負荷電圧状態に対応しており、×から○の線分は、 X_{VA} の変化に応じた Z_{ref} 軌跡である。×と○はそれぞれ、 X_{VA} が最大と最小に相当する。

ある X_{GA} と X_{VA} の組み合わせに対して定格電力が給電できれば要件を満たしている。つまり、線分のうち、一部が定格給電可能領域の内部に存在することが、ある結合係数、負荷条件の組み合わせにおいて定格電力の給電が可能であることの条件である。

6.3.3 電源周波数が変化する場合

非接触給電システムの電源には周波数が調整可能なものがある。電源周波数が変化する場合、前節の内容と異なり電力関数と Z_{ref} 軌跡が同時に変化するため、給電可能領域の等高線をとりだし、Z 軸方向に周波数ごとの電力関数と Z_{ref} 軌跡をプロットし、給電可能空間を作成し、 Z_{ref} 軌跡がその空間に含まれるかどうかで判定できる。いずれかの周波数で動作できればよい場合、 Z_{ref} 軌跡が空間にかすめれば良い。

SAE J2954 では、Fig. 6.1 に示したシステムが電源周波数を変化させることを前提としている。そこで、対象のシステムに対して、電源周波数を変化させたときの定格給電判定のマップ例を Fig. 6.9 に示す。

この図の黒線は、各電源周波数における定格電力を給電できる定格給電領域の境界線に対応している。また、電源周波数を規格で規定されている、81 – 90kHz の範囲で変化させ、それぞれの等高線を描画したのもである。同様に、 Z_{ref} 軌跡も電源周波数に応じて変化し、Fig. 6.9(b) のようになる。このシステムでは、すべて

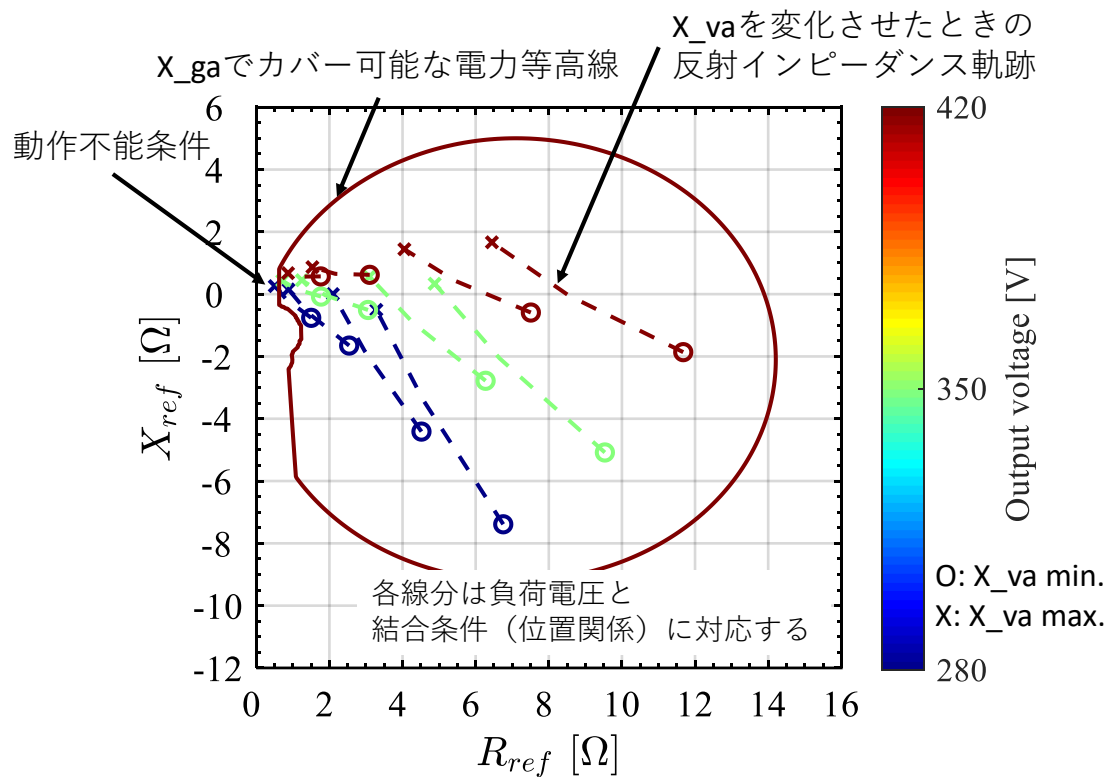


Fig. 6.8: Example of power transmission evaluation of the system shown in Fig. 6.6

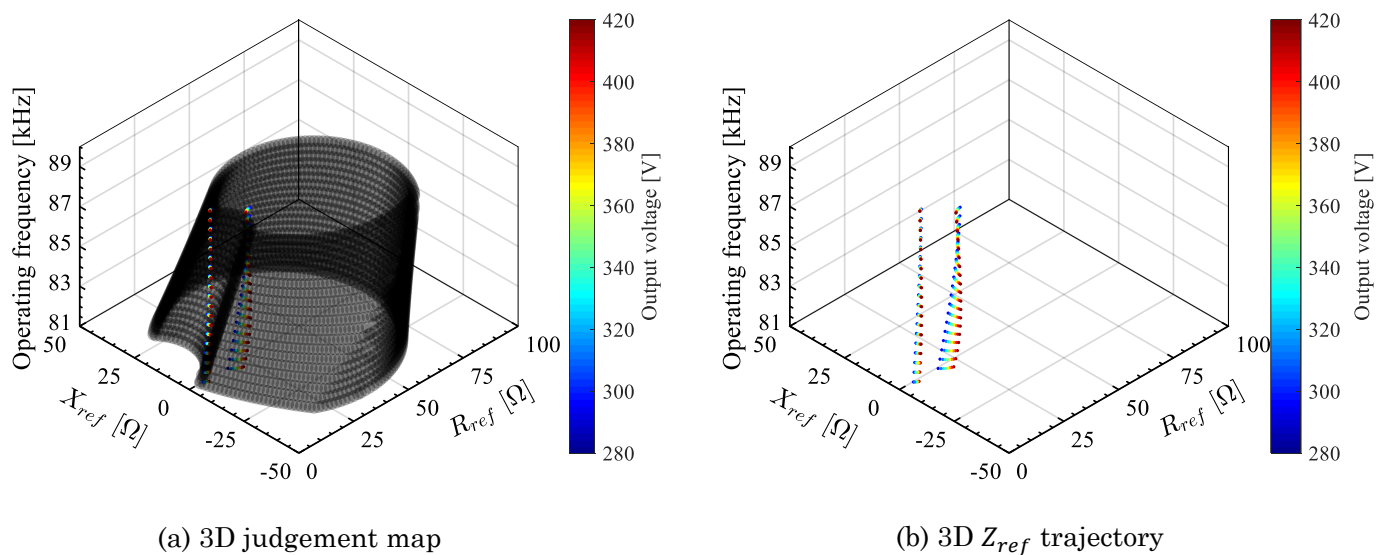


Fig. 6.9: 3D judgement map with varying frequency.

の負荷条件に対応した Z_{ref} 軌跡の一部が定格給電可能空間内に含まれているため、給電要件を充足していると判定できる。

6.3.4 異なるシステム組み合わせにおける給電要件充足判定

異なるシステムの組み合わせ同士での給電要件の充足の判定を提案マップを利用することで、容易に実現可能である。

提案給電マップを用いた複数システムの一斉定格給電可否評価

このシステムの 7kW における給電評価マップは Fig. 6.10 となる。このマップには次の 3つの VA システムの解析結果がまとめて載せてある。1. Fig. 5.3 の VA システム, 2. Fig. 6.6 の VA のうち Z2 対応システム,

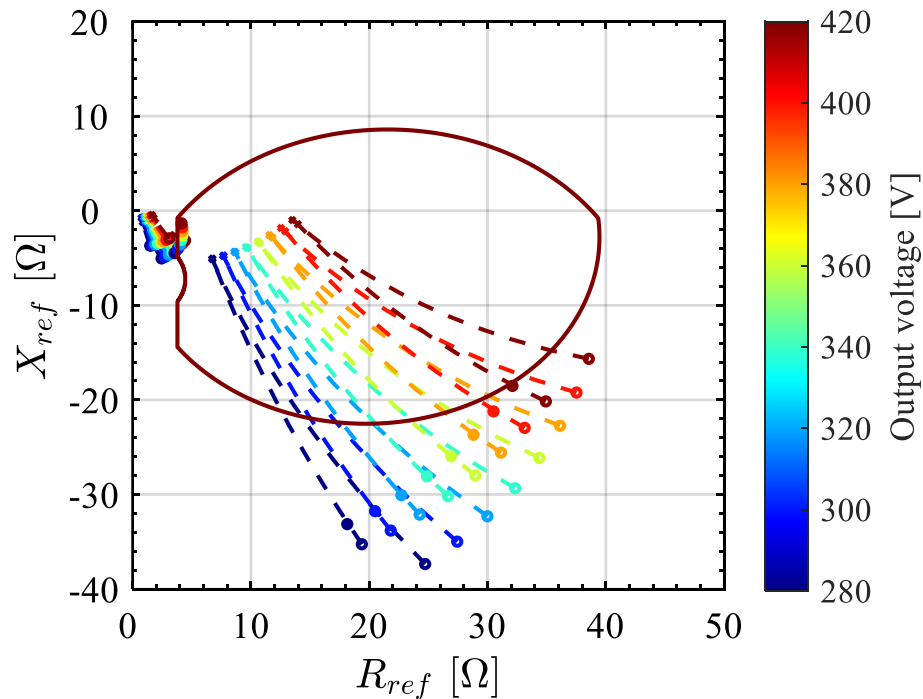


Fig. 6.10: Evaluation map of the system before parameter modification.

3. Fig. 6.6 の VA のうち Z3 対応システム。

Fig. 6.10 をみると、結合係数が大きい場合、つまり、送受電コイル同士の距離が近い場合、 X_{VA} の変化に対応する各線分の一部が定格給電可能領域に入っているため、給電が可能な条件が存在すると判断できる。一方で、Fig. 6.6 の Z3 クラスの結合係数最小条件における Z_{ref} 軌跡がすべて定格給電可能領域外に存在することから、この条件では、定格電力を給電できないと判断できる。

また、Fig. 6.6 の Z2 クラスの送受電コイル同士が最も離れた結合係数が最小の条件について拡大した Fig. 6.11 をみると、7kW の定格給電領域の外側に一部の Z_{ref} 動作点が存在するため、定格給電を電流・電圧制約を守りつつ実現することはできない条件が存在すると判断できる。

つまり、Fig. 5.3 のシステムと Fig. 6.6 のシステムは互換性が満たされていないと判断できる。

提案給電マップを用いた制約条件抵触推定

Fig. 6.11 において、 Z_{ref} の点がいずれの領域にあるかで、違反する制約を推定できる。例えば、負荷電圧が 420V に対応する線分は定格給電可能領域に一部が含まれているため、給電可能であるが、280V では給電不能になると判断できる。また、負荷電圧 280V で X_{VA} が -12 のとき、 Z_{ref} はおよそ、(2, -5) に存在し、この領域はコイル電流制約および、位相制約の違反領域に存在する。したがって、この動作点で給電を行うと、送電コイル電流の超過と電源の進相運転が発生すると推定できる。

Fig. 5.3 の VA システムの Z_{ref} 動作点は、塗りつぶし円として Fig. 6.10 に表示されている。ただし、次の 2 つの理由によって 5.2.3 での解析と異なり定格給電領域に Z_{ref} 動作点が含まれていない。1. 定格電力を 7kW としたこと、2. 負荷電圧の変動範囲が 280–420V と広がったこと。

6.4 電力マップと Z_{ref} 軌跡に基づく手動での補償回路調整

5.2.8 では回路設計をはじめから行う場合の手法について示した。一方、既存のシステムに対して、電力マップを作成し、その電力マップに基づき複数システム間の互換性を確保できるような補償回路を直感的に修正する事もできる。

検討対象のシステムとして、Fig. 6.12 に示した 7kW システムでの調整例を示す。

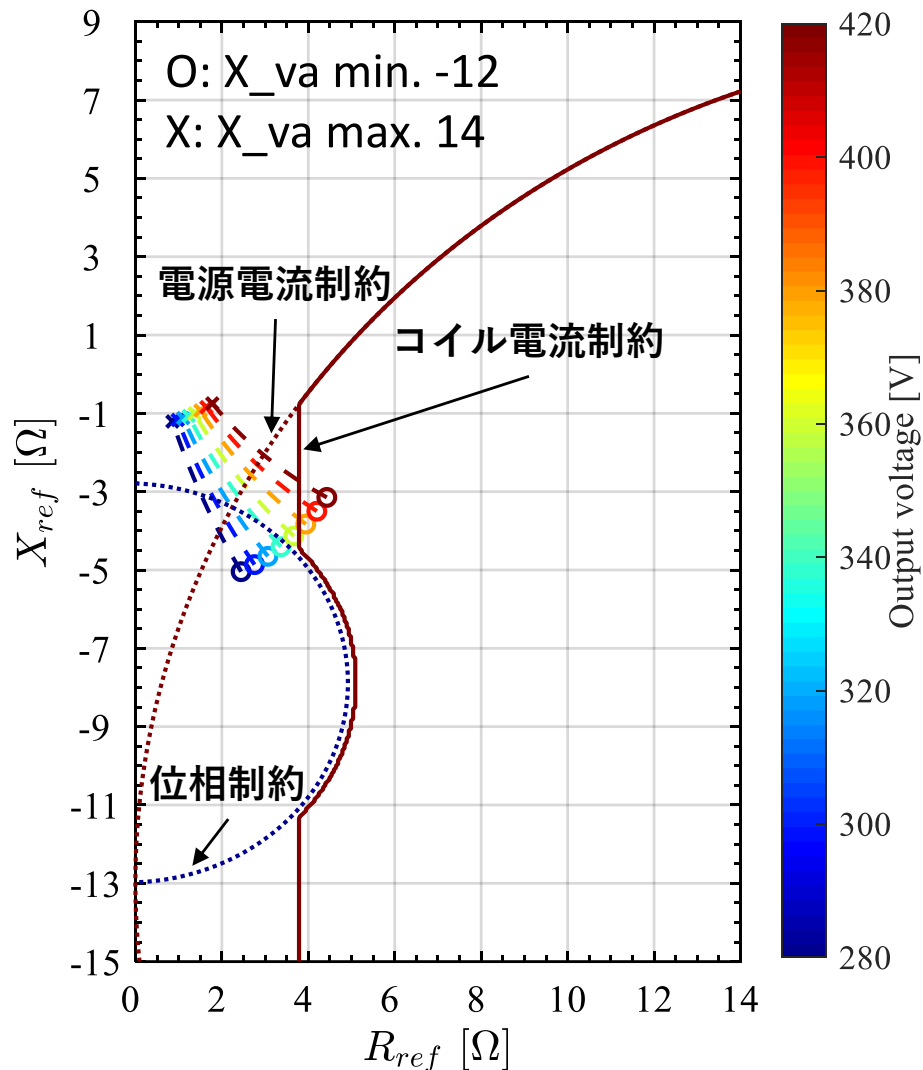


Fig. 6.11: Zoomed evaluation map of minimum coupling condition of Z2 class with limitation lines.

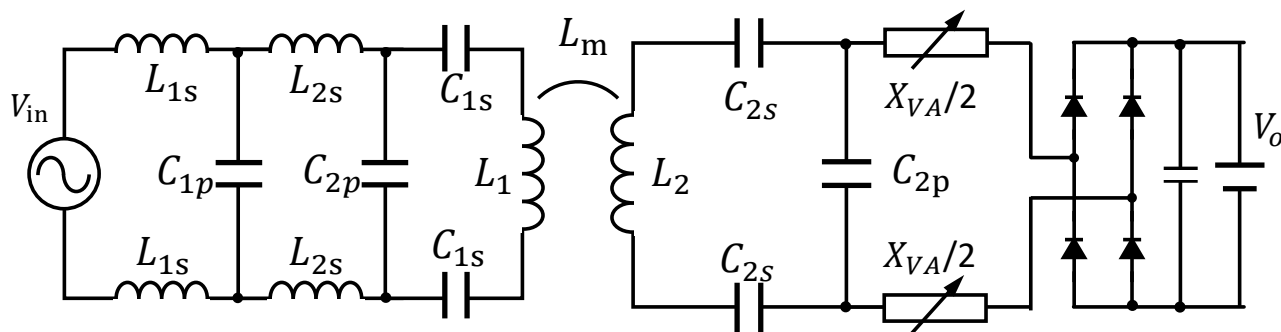


Fig. 6.12: Equivalent circuit of different combination of the WPT system.

このシステムは、GA システムと VA システムが異なる設計者によって設計されたものである。GA の回路は、5.2.3 で検討したシステムに対応している。このシステムは、SAE J2954 における WPT2 相当の回路であり、VA のシステムは Fig. 6.6 に示したように WPT2 相当の回路である。各パラメタは Table 6.5 である。今回は実験検証まで行う。VA の実機は Z2 と Z3 相当のシステム 2 つである。以下の検討では、特に給電電力一定で、負荷電圧が変化する場合を検討する。これは、給電時間に占める割合が多い負荷条件のためである。

6.4.1 補償回路の調整

以上を踏まえ、給電がすべての条件で可能となるようにパラメータの修正を行う。このとき、制約条件は変更しない。今回は、すでに設計されたシステムに対して補償回路の調整を行うため、調整の容易さを考慮し、

Table 6.5: System specification

Name	Value	Name	Value	Name	Value
I_{\max}	60 Arms	V_{\max}	495 Vrms	f	85 kHz
L_{1nom}	128 μ H	$I_{L1-limit}$	43 Arms	V_o	280 - 420 V
P_o	7 kW	θ_{limit}	0 deg.		
L_{1s}	12.5 μ H	C_{1s}	64.00 nF	C_{1p}	222.48 nF
L_{2s}	9.65 μ H	C_{2p}	80.19 nF		
$C_{2s}(Z2)$	250 nF	$C_{2p}(Z2)$	170 nF	$X_{VA}(Z952)$	-12-14 Ω
$C_{2s}(Z3)$	310 nF	$C_{2p}(Z3)$	170 nF	$X_{VA}(Z3)$	-16-10 Ω

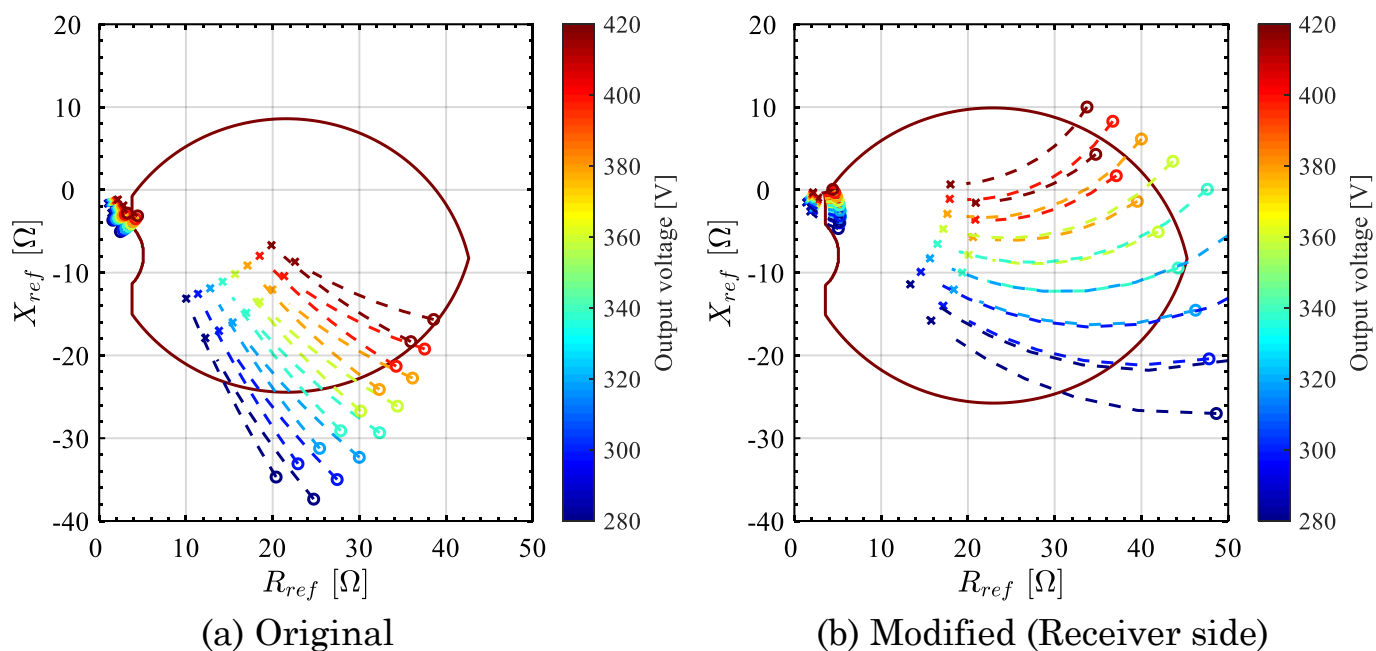


Fig. 6.13: Results of receiver side modification of parameters.

コンデンサの値のみを変更することとする。したがって、Fig. 6.6 で調整可能なのは C_{2s} と C_{2p} の2つとした。具体的な設計の手順は以下の通りである。

受電回路の補償回路調整

Z_{ref} 軌跡の実部が送電コイル電流の制約から求まる (5.8) より大きいことが条件となる。 Z_{ref} を大きくするためには、(3.8) より Z_s を小さくする必要がある。 Z_s は受電回路の合成インピーダンスであり、T型補償回路では (4.11) と表される。 Z_s の絶対値を小さくするには、次の2つの方法がある。1. Z_s のリアクタンス成分を0に近づける。2. Z_s の実部を小さくする。まず、前者の条件を考慮する。設計対象回路の Z_s リアクタンス成分を X_4 で調整し条件を満たす X_4 があるかを確認する。今回の回路では、Fig. 6.13 に示したように、 C_{2s} の調整のみで低結合係数領域での Z_{ref} 軌跡が定格給電領域内へ移動する。

この調整のみで対応できない場合、後者の方法を実行する。(4.12) から X_5, X_6 を調整することで R_s を小さくし、 Z_{ref} の実部を大きくすることができる。

送電回路の補償回路調整

受電側回路の調整によって、結合係数が最小の条件で Z_{ref} の実部が、コイル電流制約を満たす値となったら、修正後の Z_{ref} 軌跡を再描画する。この段階で定格給電領域に含まれていない Z_{ref} 動作点条件に基づき、定

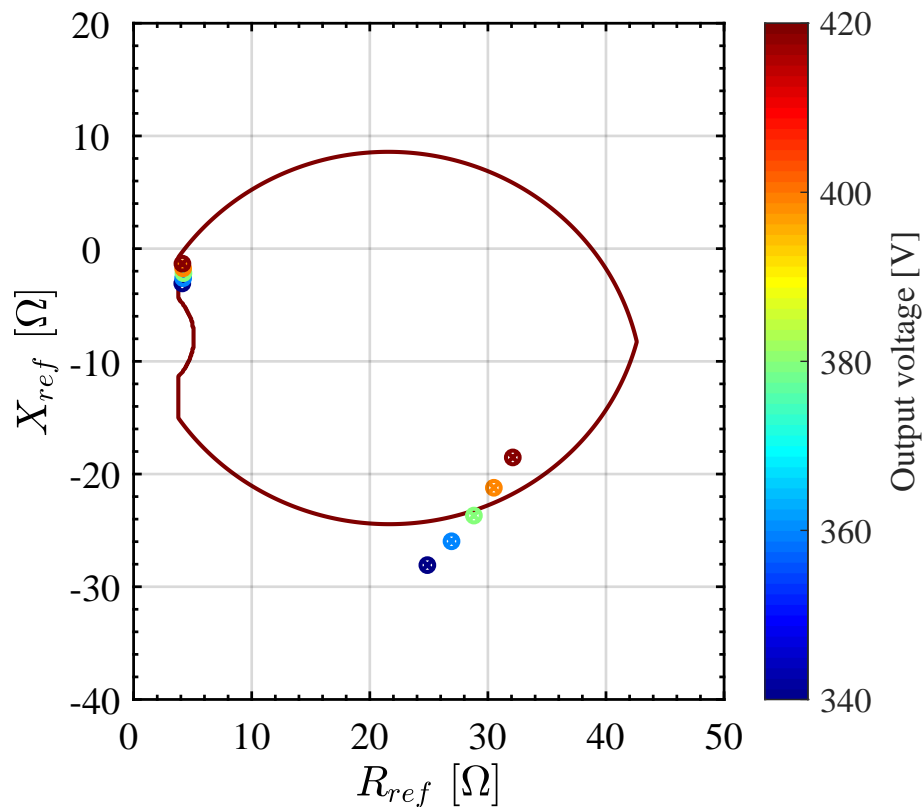


Fig. 6.14: Power map of Fig. 5.3.

格給電領域の調整を行う。

電圧制約と電流制約に対応する電力等高線の半径は (4.4) と (4.6) から、 X_1 と X_2 によって決まるため、この2つの変数を調整する。電流制約に対応する円は、 X_2 の絶対値を大きくすることで広げられる。一方、電圧制約に対応する円では、 $X_2/(X_1 + X_2)$ の絶対値が小さくなるように調整することで円の半径を広げることができる。

Fig. 6.13 から、 C_{2s} の調整により定格給電が可能になることがわかる。一方で、Fig. 6.14 に示したように、Fig. 5.3 では結合が強かつ、負荷電圧の低い条件で電力等高線の外側に動作点が存在し定格給電ができていない。そこで、この動作点が含まれるように電力等高線を調整する。

今回設計の調整する送電側システムの補償回路ははしご型回路であり、4.3.4 で説明した Y- Δ 変換を用いて 85kHz での初期設計された X_1, X_2, X_3 をそれぞれ求めると、17.35, -9.15, 22.1 となる。それぞれの円の半径を広げるために、 X_2 の絶対値を大きくし、 $X_2/(X_1 + X_2)$ の絶対値を小さくする。今回は定格給電可能領域に加えたい Z_{ref} 動作点が含まれるように X_1, X_2 を少しずつ変え、最終的に 24.4, -20.4 に変更した。この変更によって、定格給電可能領域が Fig. 6.15 のように広がった一方、初期の領域に比べ上方方向に移動している。この移動分を補正するため、 X_3 の調整による領域の平行移動を行う。4 章で説明したとおり、 X_3 により電力等高線はすべて X_{ref} 軸方向に平行移動する。したがって、今回の場合であれば、 X_{ref} 軸負方向への移動であるため、 X_3 を大きくすることで実現できる。

調整の結果、 X_1, X_2, X_3 は 24.4, -20.4, 48 となり、このときの給電評価マップを Fig. 6.16 に示す。この結果を見ると、すべての動作点が定格給電可能領域に含まれていることが読み取れる。この状態であれば互換性が確保できていると予想できる。また、もとのはしご型補償回路構成を実現できる補償素子の値はいくつかの候補が存在する。しかし、今回はインダクタの値は変更しないという前提を設けることで一意に決定できる。この条件下で求めた修正後それぞれの値を、Table 6.6 に示す。

以上のことから、提案設計法により初期設計のシステムよりも定格給電可能な領域が拡大できた。さらに、調整したパラメタはコンデンサの値のみであり、容易な変更が可能といえる。

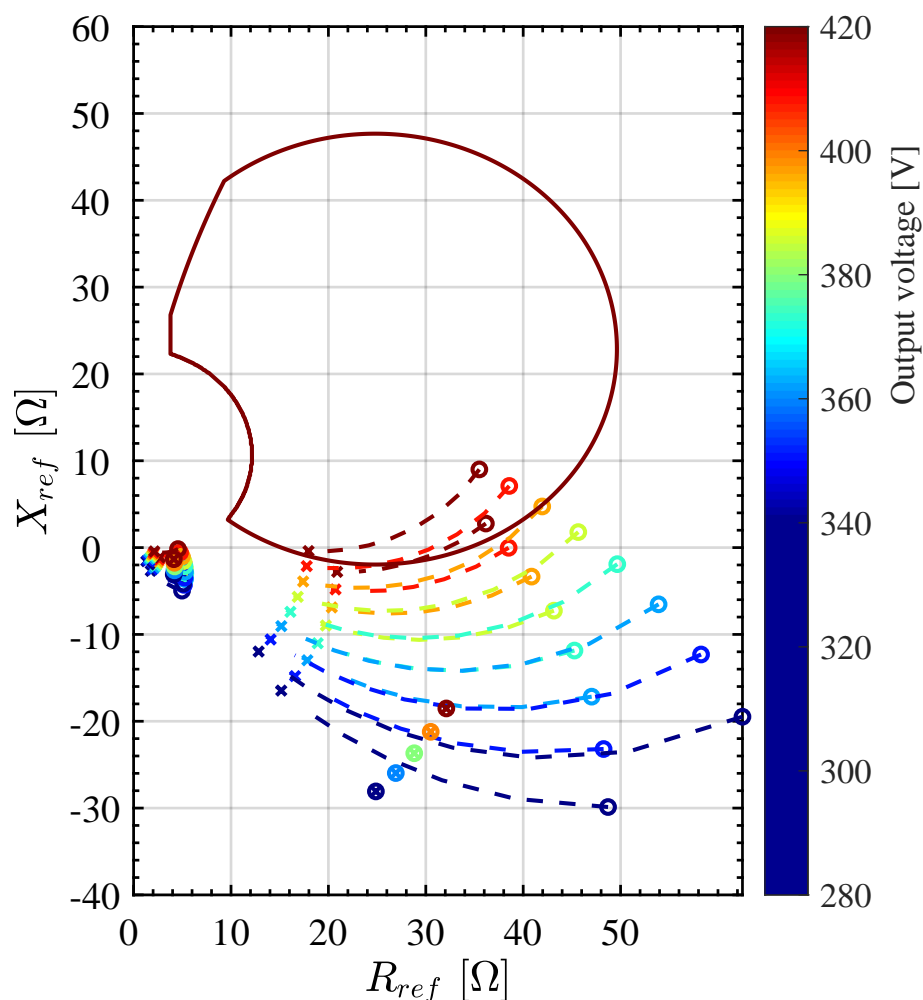


Fig. 6.15: Shift of contour line caused by parameter modification of transmitter side.

Table 6.6: Parameter modification result

Name	Original value	Modified value
C_{1s}	64.00 nF	39.33 nF
C_{1p}	222.48 nF	664.45 nF
C_{2p}	80.19 nF	215.52 nF
$C_{2s}(Z2)$	250 nF	270 nF
$C_{2s}(Z3)$	310 nF	270 nF

6.4.2 補償回路調整による互換性改善実験結果

6.4 で導出した補償回路調整を行い、互換性性能改善の実験結果を以下に示す。以下の実験では Fig. 5.3 の GA システムと Fig. 6.6 の VA システムの互換性の変化を調整前後で調べた。

調整前の給電実験の結果を Fig. 6.17 に示した。これは、結合係数が最小と最大のときに X_{VA} を変化させ、その時の電圧電流値をプロットしたものである。これを見ると、6.3.4 で予想したように、結合係数が小さくかつ負荷電圧が小さい時、送電コイル電流の制約条件に違反している。さらに、負荷電圧 420V で結合係数が最小のとき、 X_{VA} が小さいところでは給電が可能なが予測されていた。実験結果はこれに一致し、 X_{VA} が大きくなるにつれ電源電流が増加し、制約条件に違反している。

一方、結合係数が大きい場合、 X_{VA} が小さいときに電圧制約に違反することが予想されている。実験結果では、 X_{VA} が小さくなるにつれて、電源電圧が上昇し、制約条件を超えていることが読み取れる。負荷電圧 420V

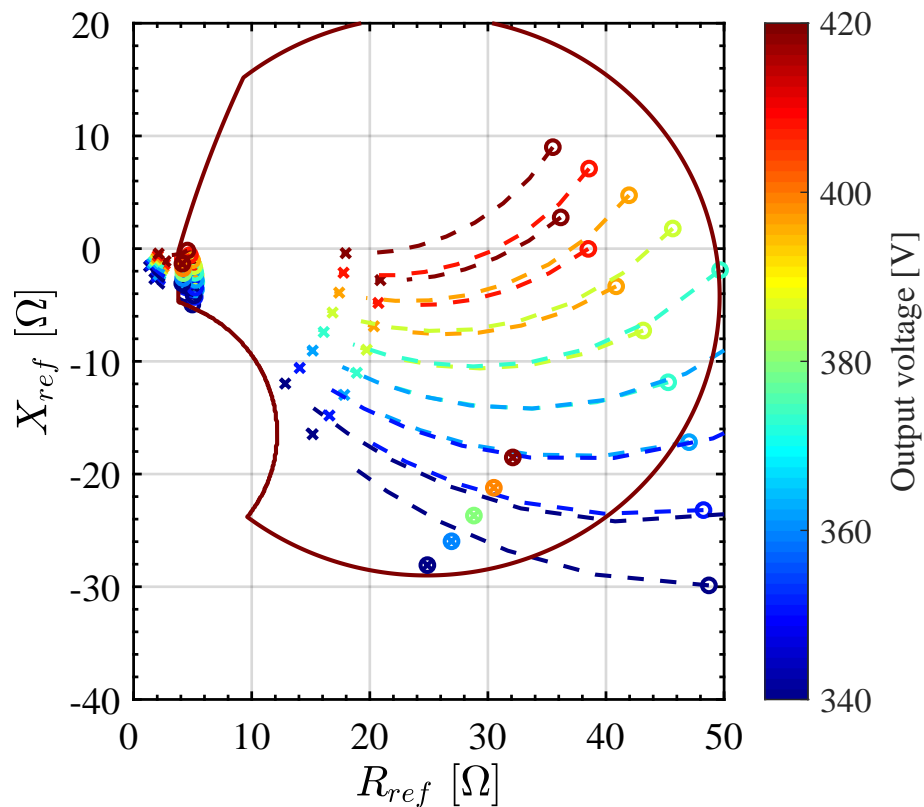


Fig. 6.16: Evaluation map of the system after parameter modification.

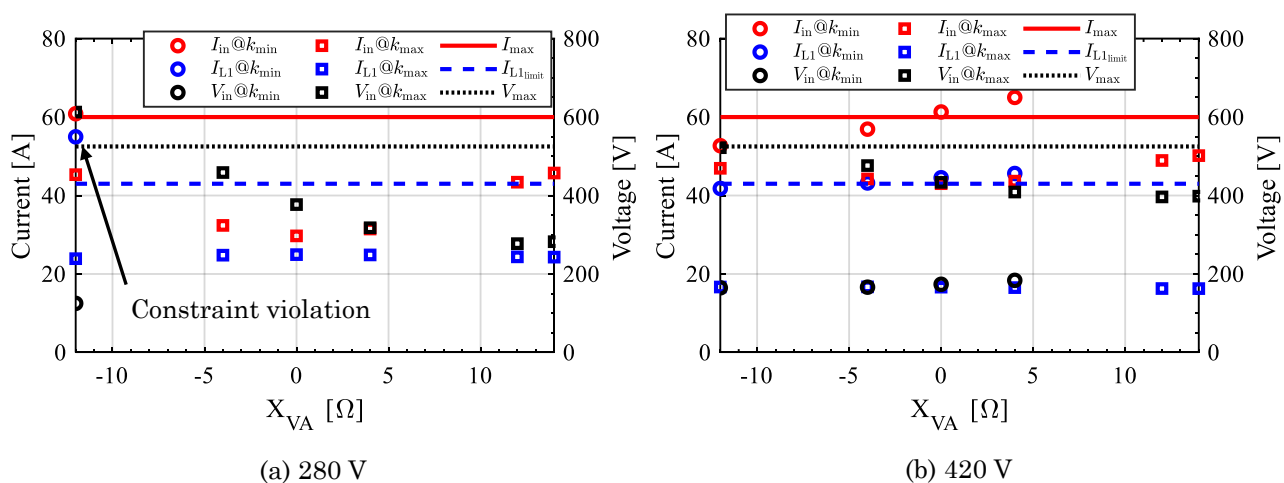


Fig. 6.17: Experimental results of interoperability test of WPT2 system before the modification.

のとき、 X_{VA} 最小値でちょうど境界線上に Z_{ref} があるが、実験結果でもちょうど制約の電源電圧と一致している。

次に、パラメタを調整したあとに行った実験結果を示す。本実験は装置の都合によりデータ点が少ないため、実験結果を制約条件を満たしていれば○、満たしていなければ×として Table 6.7 にまとめた。これをみると、修正前は結合係数が小さく、負荷電圧が低いところで制約を満たせていなかった給電が修正後は規定通りできていることが確認できた。

以上の結果から、本設計手法の有効性が確認できる。また、 X_{VA} のような可変素子が存在する場合でも、本解析手法が有効なことも確認された。

Table 6.7: Experimental results of interoperability test of WPT2 system after the modification.

	X_{VA}							
	max.				min.			
	Coupling							
	min.		max.		min.		max.	
	V_{out}							
constraints	min.	max.	min.	max.	min.	max.	min.	max.
source voltage	-	×	○	○	○	○	×	×
source current	-	○	○	○	○	○	○	○
coil current	-	○	○	○	○	○	○	○

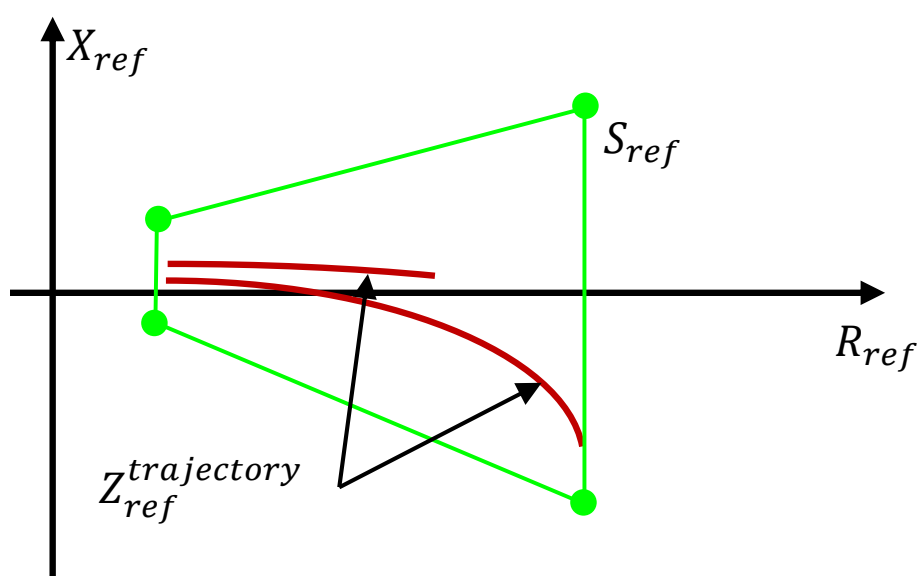


Fig. 6.18: Interoperability of the WPT system concept.

6.4.3 互換性確保のための設計指標

本手法を用いることで電力伝送特性に着目した、互換性を確保したシステムの設計指標の提示が可能である。本手法は送電側と受電側の特性を分離して表示している。したがって、Fig. 6.18 のように送電側と受電側それぞれに規定電力を送ることのできる Z_{ref} 領域を予め取り決めることで、設計自由度を確保しつつ互換性を担保した回路設計が可能である。

例えば、送電側は緑の線分で囲われた領域を定格電力給電可能領域に含めるように補償回路を設計すれば良い。一方、受電側は定格電力、負荷の条件に対して規定の緑線分で囲われた領域に Z_{ref} 軌跡が収まるような補償回路設計を行えば良い。送電側と受電側がそれぞれ、緑の領域に対して設計を行うことで、最終的に完成したシステムは決められた条件に対して定格電力の給電が可能であることが 5.2.3 から担保される。

6.5 まとめ

本章では、5章で提案した補償回路の評価手法を自動車向け非接触給電の国際規格である SAE J2954 に適用し、本手法の有効性を検証した。実際の WPT システムのパラメタを利用し、定格給電可能領域を描画するこ

とで、給電可能な条件や給電不能な条件とその理由が視覚的に判定可能であることを示した。さらに、給電互換性が確保されていなかった組み合わせに対しても、補償回路のパラメタを調整することで定格電力の給電ができるようになることを具体的数値例を用いて示した。

Chapter 7

結論

7.1 本研究の成果

第1章は序論として、非接触電力伝送技術、特に電気自動車への非接触給電技術の、これまでの世界の研究開発経緯とを概観し、先行研究の問題点を主に補償回路の観点からまとめた。そして、設計自由度を大きくするため、あえて共振条件を満たさない回路における保証回路の設計方法を系統化する、という本論文の目的を示した。

第2章では、非接触給電における補償回路条件と設計の現状と課題として、WPT技術の現状と抱える課題、特に補償回路設計の重要性を具体的に述べた。設計の難易度を、入出力制御および、共振条件の有無から整理した。そして、製品として設計する際に考慮すべき、電源や送受電コイルの電流制約と互換性の課題を整理し具体的に記述した。

第3章では、非接触給電システムの送受電分割による電力伝送特性の可視化として、まずWPTSを送電側と受電側に分割して解析する手法、及びその結果の可視化法を提案した。この分割解析により、送電側と受電側の補償回路の電力伝送特性を個別に議論し、考えられる様々な組み合わせの補償回路を統一的に議論することが可能となった。さらに、分割解析結果を複素インピーダンス平面上で可視化することで、実用的な制約条件を含めた補償回路が持つ電力伝送特性の推定を可能とした。これらの可視化マップにより、従来の共振回路、および共振条件を満たさない補償回路のもつ出力電力特性を、統一的かつ直感的な理解を可能とした。

第4章では、第3章で求めた可視化マップを設計に有効に利用するために、はしご型補償回路の電力伝送特性の幾何的特徴を解析し体系的に理解する例を記述した。理論的な簡便性のために、負荷以外の抵抗が無視できると仮定し、その場合の電力とインピーダンスの関係を論じ、円と直線の方程式を導出した。これにより、複数の円を描くことで可視化マップを作図し、手で電力特性を導くことができる。

第5章では、実用的制約を考慮した補償回路設計論として、ここまで示した送受電分割解析と幾何学的特徴を利用した実用的制約を満たす、定格電力給電可能な補償回路の系統的設計方法をまとめた。すなわち、実用的制約としては、電源の電流電圧及び電流位相、送受電コイルの電流を扱う。まず、これらの制約を指定されたパラメータ変動範囲で満たすような補償回路を設計を提案した。提案設計法では、送受電分割解析に基づき、受電回路→送電回路の手順で設計を行う。また、幾何学的特徴を利用し、素早く定格給電時に制約条件が充足されているか否かを判定した。本設計法を用いた回路の数値計算結果から、電流制約と給電力率にトレードオフの関係があることが示された。さらに、幾何学的特徴と可視化マップを利用し、手で補償回路の調整を行う方法を示した。次に、電力動揺平滑化のための補償回路設計として、送受電分割解析と幾何学的特徴に基づいて、結合係数変動に対する電力動揺を抑制する補償回路設計手順を提案した。結合変動が大きいときの電力設計を、幾何学の問題として再解釈し煩雑な数式計算を回避することで実務的に容易にし、また、あえて共振条件を仮定しないことで、先行研究で提案されてきた手法に比べ、より優れた電力平滑化を達成できることを示した。

第 6 章では、SAEJ2954 に基づく EV 用静止中非接触給電システムの給電評価と互換性設計として、実際の EV 向け静止中給電の標準技術規格である SAE J2954 を扱い、提案設計法の適用例を示した。本規格では異なるシステム間での給電評価が必要であり、送受電の回路には多くの組み合わせが想定される。そこで、提案した送受電分割解析と可視化の簡易性を有効活用し、給電評価結果を分かりやすく提示した。さらに、互換性のないシステム同士の回路を、可視化マップを利用し提案設計アルゴリズムに取り込むことで、給電互換性を担保できる。この宮殿互換性を得られる回路設計法の有効性を具体的に示した。

以上要するに、本論文では、非接触給電システムにおける、補償回路の果たす役割について統一的に明らかにし、新しい可視化方法を通して補償回路の設計を提案した。提案した解析手法と可視化手法を利用することで、従来個別に検討されていた補償回路を、電力に関して連続的および網羅的に扱うことが可能になる。これにより、共振を前提として議論されてきた補償回路の設計をより一般化し、電力特性の可視化を通して直感的な補償回路設計ができるようになった。さらに、電気自動車向けの非接触給電システムを例に、互換性や相互運用性などの実用的制約を考慮した回路の解析法と設計法を提示できた。これらの成果は、一般性の高い補償回路の設計の指針を示すもので、今後の非接触給電技術の普及に資するものである。

7.2 今後の課題

ここでは、本論において残された課題および、拡張の方向性について述べる。

- 本解析では送受電コイルは 1 対 1 で結合していることを前提としていたが、複数の送受電コイルが存在する場合への拡張が考えられる。
- 提案解析手法では基本波の電力に注目しているため、高調波を考慮した解析は難しい。したがって、インバータ駆動の下での漏洩磁界の影響を検討するためには本手法の時間高調波の影響をモデル化できる拡張が必要である。
- 提案設計では、解析を行うときに抵抗値を 0 に近似した。そのため、効率を陽に考慮した解析は難しい。実用的に有益な解は得られるが、より汎用的な設計とするためには、設計の段階で、損失の計算を含むモデル化など、効率を陽に議論できる方法論を導くことも重要となる。
- 提案手法によって得られる T 型のリアクタンス補償回路は複数の実現方法が存在するため、素子としての実現方法を工夫することでより高次の機能を補償回路に持たせることができると考えられる。
- 本設計手法では電流電圧の動的な制御の問題、過渡現象の取り扱いを明示的に考慮できていない。静止中給電のような高速応答が必要とされない用途では問題はないが、走行中給電のような高速応答が必要とされる用途では、電流・電圧制御の動的挙動の考慮が必要である。

Appendix

A 受電側回路の解の探索アルゴリズム

A.1 R_s 条件を満たす X_5, X_6 候補の探索

まず, (5.22) を満たす X_5, X_6 の組を見つける.

(4.12) より, R_s の大きさを決めるのは Z_{ac}, X_5, X_6 であり, 今回は特に $Z_{ac} = R_{ac}$ である. 負荷の条件 $R_{ac} \in [R_{ac-min}, R_{ac-max}]$ に対して $R_s(R_{ac}) \in [R_{s-min}, R_{s-max}]$ となるような X_5, X_6 を探す.

(4.12) から R_s は R_{ac} に対する関数として考えられる. ここで, R_s は $X_5 + X_6, X_5$ に関して対称な関数となっていることがわかる. したがって, 次のような関数を考える. ここで, $X_a = |X_5 + X_6|, X_b = |X_5|$ である.

$$R_s(R_{ac}) = \frac{X_b^2 R_{ac}}{R_{ac}^2 + X_a^2} \quad (\text{A.1})$$

ある X_a, X_b が与えられた場合, これらの関数の概形は Fig. A.2 の様になる. (5.22) を満たす X_a, X_b を見つけることで, R_s の対称性を利用し Fig. A.3 に示したように残りの3つの解を求めることができる. つまり, X_5, X_6 は (A.2) となる.

$$\begin{aligned} (X_5, X_6) = & (X_b, X_a - X_b), (-X_b, X_a + X_b), \\ & (X_b, -X_a - X_b), (-X_b, -X_a + X_b) \end{aligned} \quad (\text{A.2})$$

X_5, X_6 が制約を満たす値であれば, その組を残す. これを最大の X_a である X_{aM} まで続け (5.22) を満たす組をすべて見つける.

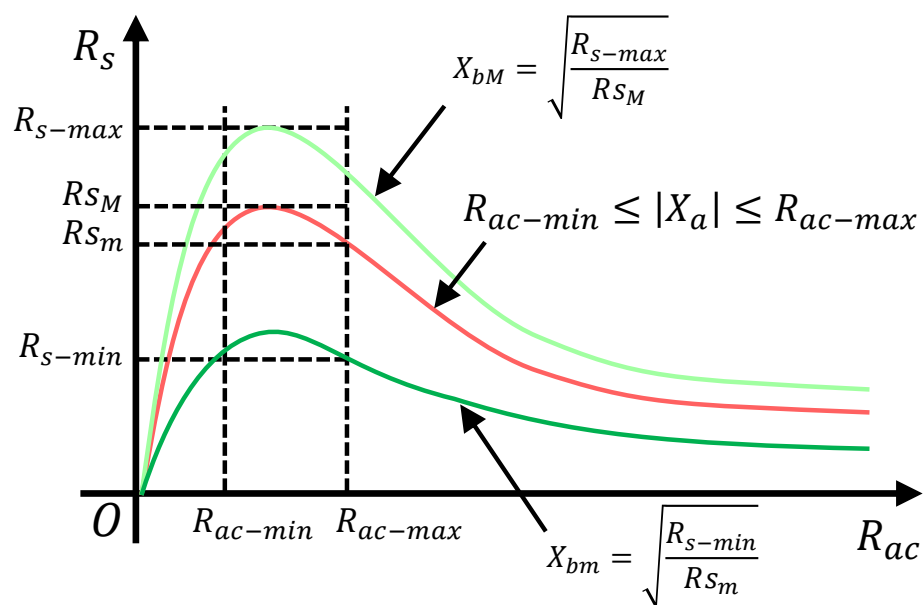
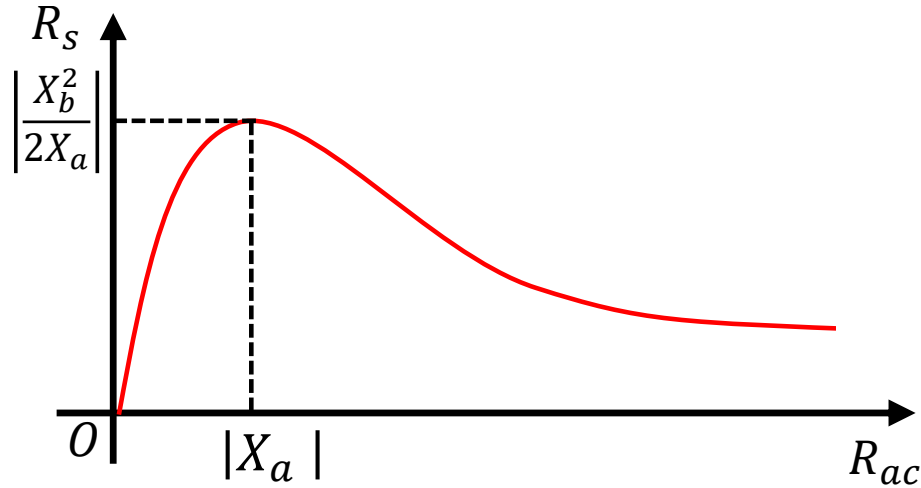


Fig. A.1: Graph of R_s and X_{2p} to R_{ac} , or R_{dc} .

Fig. A.2: Graph of R_s to R_{ac} , or R_{dc} .

次に, $R_s(R_{ac}) \in [R_{s-min}, R_{s-max}]$ を満たすかを調べる. Fig. A.2 から R_{ac} の両端, もしくは極大値の $R_{ac} = |X_a|$ のときの R_s の値は最小または最大となる.

まず, X_a を固定し考える. $X_b = 1$ のときの, R_s の最大値 R_{sM} と最小値 R_{sm} を, X_a の値によって場合分けした (A.3), (A.4) から求める.

$$R_{sM} = \begin{cases} R_s(R_{ac-min}) & 0 \leq |X_a| < R_{ac-min} \\ \frac{X_b^2}{2|X_a|} & R_{ac-min} \leq |X_a| \leq R_{ac-max} \\ R_s(R_{ac-max}) & R_{ac-max} \leq |X_a| \end{cases} \quad (A.3)$$

$$R_{sm} = \begin{cases} R_s(R_{ac-max}) & 0 \leq |X_a| < R_{ac-geo} \\ R_s(R_{ac-min}) = R_s(R_{ac-max}) & |X_a| = R_{ac-geo} \\ R_s(R_{ac-min}) & R_{ac-geo} < |X_a| \end{cases} \quad (A.4)$$

ここで, $R_{ac-geo} = \sqrt{R_{ac-min}R_{ac-max}}$ である.

次に, (5.22) を満たす X_b の範囲を求める. (A.1) より R_s は X_b の 2 乗に比例するため, R_{s-max} と R_{sM} , R_{s-min} と R_{sm} を比較することで, $R_s \in [R_{s-min}, R_{s-max}]$ を満たす, X_b の絶対値の範囲を簡単に求められる.

Fig. A.1 に示したように $X_b = 1$ に対しての R_{sm} が R_{s-min} と異なるとき, Fig. A.1 の濃い緑線のように $\sqrt{R_{s-min}/R_{sM}}$ で $R_{sm} = R_{s-min}$ を満足する最小の X_b である X_{bm} を求められる. 同様に X_b の最大値についても淡緑線のように $\sqrt{R_{s-max}/R_{sM}}$ で $R_{sM} = R_{s-max}$ を満たすような X_{bM} が求まる.

もし, $X_{bm} \leq X_{bM}$ であれば, $R_s \in [R_{s-min}, R_{s-max}]$ は $X_{bm} \leq X_b \leq X_{bM}$ のような X_b に対して満たされる. しかし, $X_{bm} > X_{bM}$ であれば, R_s の最小条件を満たすように X_b を調整すると, $R_{sM} > R_{s-max}$ となるため, 最初に与えられた X_a に対して R_s の条件を満たす X_b は存在しない.

A.2 $\tan \theta_{2worst}$ 位相角を最小化する X_4 の選択

$\tan \theta_{2worst}$ を最小化する, 前段階で求めた X_5, X_6 の組と X_4 を求める.

$\tan \theta_{2worst}$ の変動要因には負荷の変動に伴う部分と, ΔL_2 の位置依存性に伴う部分がある. 前者は X_{2p} の変動として, 後者は X_4 の変動として現れ, この 2 つは独立している. そこで, 最初に負荷変動に対して制約を満たす X_{4nom} を見つけ, 次に ΔL_2 の影響を最小化する.

ΔL_2 が存在するとき, (5.15) で近似するために仮定した $X_s = 0$ の条件は満たされない. 結果的に, $|Z_s| > R_s$ となり, $R_{refmin} > R_{ref}$ となる可能性がある. そこで, (5.23) のうち最も厳しい条件である L_{m-min} で, X_5, X_6 の組に対して, 負荷変動しても常に $R_{refmin} \leq R_{ref}$ となるような X_{4nom} を考える.

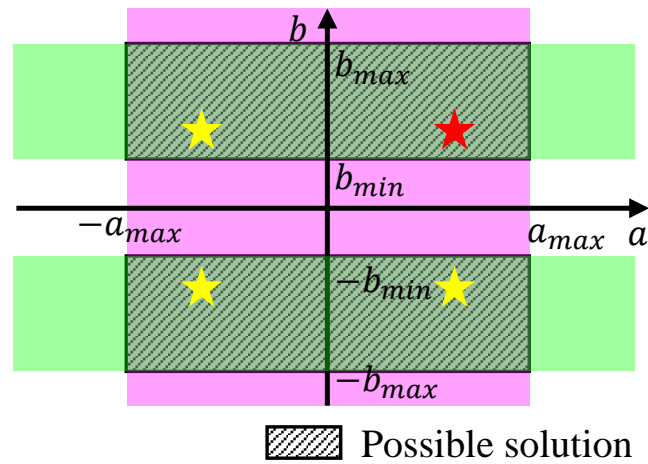
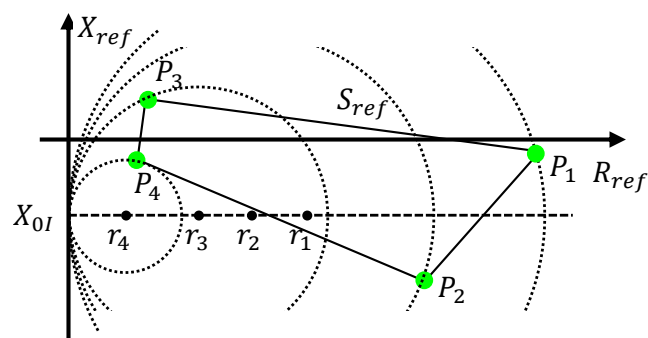


Fig. A.3: Parameter search area.

Fig. B.1: How to determine r_{I-min}

さらに, (5.23) を満たす X_{4nom} のうち (5.24) を最小とする X_{4nom} を X_4 として選択する. (5.24) の X_s は ΔL_2 による X_{4nom} の変動を考慮し (A.5) で計算する. X_{2p}

$$X_s(R_{ac}) = X_{2p}(R_{ac}) + X_{4nom} + \omega \Delta L_2 \quad (\text{A.5})$$

$$X_{2p}(R_{ac}) = X_5 \left(1 - \frac{(X_5 + X_6)X_5}{R_{ac}^2 + (X_5 + X_6)^2} \right) \quad (\text{A.6})$$

B 送電側回路の解の探索アルゴリズム

B.1 与えられた X_1, X_2, X_3 に対する定格給電可否判定

以下では, 直接 $S_{ref} \subset S_{P_o}$ を検証する代わりに, S_I, S_V, S_θ の幾何代数的特徴を利用し, それぞれの領域に S_{ref} が含まれていることを素早く確認することで定格給電可否を判定する.

以下では解析を幾何的に捉えやすくするために, X_1, X_2, X_3 の代わりに X_d , 電流条件円の中心の X_{ref} 座標である X_{0I} とその半径 $r_I = R_{0I}$ を利用する. ただし, $X_d = X_1 + X_2$ とする.

まず, S_I が S_{ref} を含むための条件を考える. X_{0I} は (5.4) で計算できる. このとき, S_I の境界円条件は (4.6) で決まる. 多角形 S_{ref} を含む S_I 円の最小半径は Fig. B.1 のように P_i をそれぞれ円周上にもつ円の半径のうち最大のものであり, これを r_{I-min} とする. つまり, r_{I-min} は次の式で求められる.

$$r_{I-min} = \max_{i \in \{1, 2, \dots, N\}} r_i \quad (\text{B.1})$$

$$r_i = \frac{R_{P_i}^2 + (X_{P_i} - X_{0I})^2}{2R_{P_i}} \quad (\text{B.2})$$

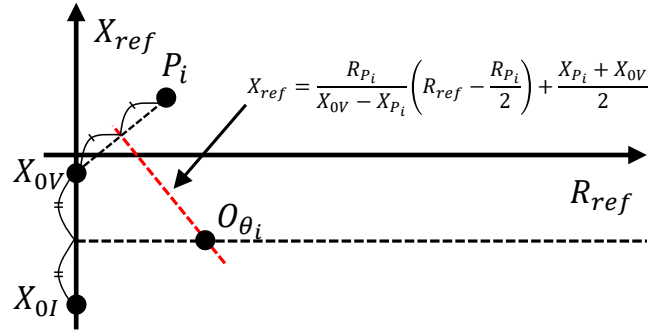


Fig. B.2: Determination of the worst power factor.

また、 X_2 の絶対値が最大するとき、(5.4) から r_{I-max} が決まる。したがって、 $S_{ref} \subset S_I$ となるためには、 $r_I \in [r_{I-min}, r_{I-max}]$ が必要条件となる。

次に、 $S_{ref} \subset S_V$ を検証する。 S_V も同様に円となるため、境界円の内側に、 P_i が含まれていれているかを調べる。ただし、 $X_d = 0$ の場合、 S_V は (5.1) となる。したがって、次の条件がすべての P_i について成り立てばよい。

$$\begin{cases} (R_{P_i} - r_V)^2 + (X_{P_i} - X_{O_V})^2 \leq r_V^2 & X_d \neq 0 \\ R_{P_i} \geq \frac{X_2^2 P_o}{V_{max}^2} & X_d = 0 \end{cases} \quad (\text{B.3})$$

ここで、 r_V は (5.2),(5.4) から次の式で計算できる。

$$r_V = \frac{V_{max}^2}{X_d^2 I_{max}^2} r_I \quad (\text{B.4})$$

また、 S_I と S_V の中心の X_{ref} 座標 X_{O_V} と X_{O_I} は (5.2) と (5.4) より (B.5) の関係がある。

$$X_{O_V} - X_{O_I} = \frac{X_2^2}{X_d} \quad (\text{B.5})$$

最後に、 $S_{ref} \subset S_\theta$ を評価する。位相差 0 の円は中心が $((X_{O_I} + X_{O_V})/2, 0)$ で半径が $|X_{O_V} - X_{O_I}|/2$ となる。したがって、(5.5) の条件は (B.6) と書き換えられる。

$$\begin{cases} R_{P_i}^2 + (X_{P_i} - X_{O_I}/2 - X_{O_V}/2)^2 \geq \frac{X_2^4}{4X_d^2}, & X_d > 0 \\ X_{P_i} \leq -(\tan \theta)R_{P_i} + X_{O_I} + \frac{X_{O_I}^2}{X_2}, & X_d = 0 \\ R_{P_i}^2 + (X_{P_i} - X_{O_I}/2 - X_{O_V}/2)^2 \leq \frac{X_2^4}{4X_d^2}, & X_d < 0 \end{cases} \quad (\text{B.6})$$

以上の条件を全て満たす X_{O_I}, X_d, r_I が求めれば、対応する X_1, X_2, X_3 の組も次の式で一意に決まる。

$$X_1 = X_d - X_2 \quad (\text{B.7})$$

$$X_2 = \pm \sqrt{\frac{2r_I P_o}{I_{max}^2}} \quad (\text{B.8})$$

$$X_3 = -X_{O_I} - X_2 \quad (\text{B.9})$$

B.2 最低力率 pf_{min} の計算

求めた X_1, X_2, X_3 から回路方程式を解いて最低力率を計算すると、 S_{ref} に含まれるすべての Z_{ref} に対して計算をする必要がある。そこで、ここでは提案した等位相差円を用いて候補を絞ることで計算を簡潔に行う。

等位相差円は (5.5) に示した領域の境界で与えられる。定格給電中に力率が最低となるのは、 $Z_{ref} \in S_{ref}$ の要素において r_θ が最大となるときである。したがって、等位相差円が S_{ref} をすべて含むときの最小の r_θ を求めることで、(4.9) から pf_{\min} が計算できる。また、 r_θ は Fig. B.2 に示したように基本的な幾何計算から求めることができる。

等位相差円の中心の軌跡は $X_{ref} = (X_{0I} + X_{0V})/2$ 上に存在するため、 P_i を通る等位相差円の中心座標 O_{θ_i} は次の式で計算できる。

$$O_{\theta_i} \left(\frac{(X_{0I} - X_{P_i})(X_{0V} - X_{P_i})}{2R_{P_i}} + \frac{R_{P_i}}{2}, \frac{X_{0I} + X_{0V}}{2} \right) \quad (\text{B.10})$$

さて、 O_{θ_i} の R_{ref} 要素は (4.9) より R_θ と等しくなるため、 $\tan \theta_i$ は次の式で求められる。

$$\tan \theta_i = -\frac{2X_d R_\theta}{X_2^2} \quad (\text{B.11})$$

よって最低力率は次の式で求まる。

$$pf_{\min} = \min_{i \in \{1, 2, \dots, N\}} \left(\frac{1}{\sqrt{1 + \tan^2 \theta_i}} \right) \quad (\text{B.12})$$

References

- [1] Brown, W.: Experiments in the transportation of energy by microwave beam, in *1958 IRE International Convention Record*, Vol. 12, pp. 8–17 (1964).
- [2] Matsumoto, H.: Research on solar power satellites and microwave power transmission in Japan, *IEEE Microwave Magazine*, Vol. 3, No. 4, pp. 36–45 (2002).
- [3] Agarwal, K., Jegadeesan, R., Guo, Y. X. and Thakor, N. V.: Wireless Power Transfer Strategies for Implantable Bioelectronics, *IEEE Rev. Biomed. Eng.*, Vol. 10, pp. 136–161 (2017).
- [4] Lu, X., Wang, P., Niyato, D., Kim, D. I. and Han, Z.: Wireless Networks With RF Energy Harvesting: A Contemporary Survey, *IEEE Communications Surveys Tutorials*, Vol. 17, No. 2, pp. 757–789 (2015).
- [5] JR 東海が新型リニア公開、流線形でワイヤレス給電採用 (2020).
- [6] TDK, : TDK ラムダ WPX.
- [7] Imura, T. and Hori, Y.: Superiority of magnetic resonant coupling at large air gap in wireless power transfer, *IECON Proc. (Industrial Electron. Conf.)*, pp. 4570–4575 (2016).
- [8] Tohi, T., Kaneko, Y. and Abe, S.: 非接触給電の最大効率の結合係数 k とコイルの Q による表現, 電気学会研究会資料. Spc, 半導体電力変換研究会, No. 176, pp. 17–22 (2011).
- [9] Tohi, T., Kaneko, Y. and Abe, S.: Maximum Efficiency of Contactless Power Transfer Systems using k and Q , *IEEJ Trans. Ind. Appl.*, Vol. 132, No. 1, pp. 123–124 (2012).
- [10] Matsuoka, H., Watanabe, S. and Koseki, T.: Research on the Characteristic Change in an Inductive-Coupling-Type Contactless Power Transformer for a Railway According to the Core Shapes and Misalignment Utilizing a T-Type Equivalent Circuit, *Electr. Eng. Japan (English Transl. Denki Gakkai Ronbunshi)*, Vol. 197, No. 4, pp. 73–82 (2016).
- [11] 久米秀尚 : スマホの「おくだけ充電」急速普及へ 離陸するワイヤレス給電 (2011).
- [12] J2954: Wireless Power Transfer for Light-Duty Plug-in/Electric Vehicles and Alignment Methodology, *SAE Int.*, Vol. APR2019, (2019).
- [13] Kim, J. H., Lee, B. S., Lee, J. H., Lee, S. H., Park, C. B., Jung, S. M., Lee, S. G., Yi, K. P. and Baek, J.: Development of 1-MW Inductive Power Transfer System for a High-Speed Train, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 62, No. 10, pp. 6242–6250 (2015).
- [14] Covic, G. and Boys, J.: Inductive Power Transfer, *Proc. IEEE*, Vol. 101, No. 6, pp. 1276–1289 (2013).
- [15] Li, S. and Mi, C.: Wireless Power Transfer for Electric Vehicle Applications, *Emerg. Sel. Top. Power Electron. IEEE J.*, Vol. 3, No. 1, pp. 4–17 (2015).
- [16] Ahmad, A., Alam, M. S. and Chabaan, R.: A Comprehensive Review of Wireless Charging Technologies for Electric Vehicles, *IEEE Trans. Transp. Electrification*, Vol. 4, No. 1, pp. 38–63 (2017).
- [17] Ramezani, A., Farhangi, S., Iman-Eini, H., Farhangi, B., Rahimi, R. and Moradi, G. R.: Optimized LCC-Series Compensated Resonant Network for Stationary Wireless EV Chargers, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 66, No. 4, pp. 2756–2765 (2019).

- [18] Li, W., Zhao, H., Deng, J., Li, S. and Mi, C. C.: Comparison Study on SS and double-sided LCC compensation topologies for EV/PHEV Wireless Chargers, *IEEE Trans. Veh. Technol.*, Vol. 65, No. 6, pp. 4429–4439 (2016).
- [19] Choi, S. Y., Huh, J., Lee, W. Y. and Rim, C. T.: Asymmetric coil sets for wireless stationary EV chargers with large lateral tolerance by dominant field analysis, *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 29, No. 12, pp. 6406–6420 (2014).
- [20] Miller, J. M., Jones, P. T., Li, J. M. and Onar, O. C.: 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] Zhao, J., Cai, T., Duan, S., Feng, H., Chen, C. and Zhang, X.: A General Design Method of Primary Compensation Network for Dynamic WPT System Maintaining Stable Transmission Power, *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 31, No. 12, pp. 8343–8358 (2016).
- [22] Feng, H., Cai, T., Duan, S., Zhao, J., Zhang, X. and Chen, C.: An LCC-Compensated Resonant Converter Optimized for Robust Reaction to Large Coupling Variation in Dynamic Wireless Power Transfer, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 63, No. 10, pp. 6591–6601 (2016).
- [23] Kobayashi, D., Hata, K., Imura, T., Fujimoto, H. and Hori, Y.: Sensorless Vehicle Detection Using Voltage Pulses in Dynamic Wireless Power Transfer System, *EVS29 Symp.*, pp. 1–10 (2016).
- [24] Nagendra, G. R., Chen, L., Covic, G. A. and Boys, J. T.: Detection of EVs on IPT highways, *Conf. Proc. - IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo. - APEC*, Vol. 2, No. 3, pp. 1604–1611 (2014).
- [25] Yvkoff, L.: BMW Cuts The Cord In Wireless EV Charging Pilot Program (2019).
- [26] 高橋俊輔 : ワイヤレス給電の技術動向, Technical report, CHAdeMO 第 28 回整備部会 (2017).
- [27] Bowdler, N.: Wirelessly charged electric buses set for Milton Keynes (2014).
- [28] Lu, F., Zhang, H., Hofmann, H. and Mi, C. C.: A Dynamic Charging System With Reduced Output Power Pulsation for Electric Vehicles, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 63, No. 10, pp. 6580–6590 (2016).
- [29] Zeng, H. and Peng, F. Z.: SiC-Based Z-Source Resonant Converter With Constant Frequency and Load Regulation for EV Wireless Charger, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 32, No. 11, pp. 8813–8822 (2017).
- [30] Cai, A. Q. and Siek, L.: A 2-kW, 95Using Gallium Nitride Gate Injection Transistors, *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, Vol. 5, No. 1, pp. 458–468 (2017).
- [31] Kusaka, K. and Itoh, J.-i.: Experimental verification of rectifiers with SiC/GaN for wireless power transfer using a magnetic resonance coupling, in *2011 IEEE Ninth International Conference on Power Electronics and Drive Systems*, pp. 1094–1099 (2011).
- [32] Deng, J., Lu, F., Member, S., Li, W. and Member, S.: ZVS Double-Side LCC Compensated Resonant Inverter with Magnetic Integration for Electric Vehicle Wireless Charger, *2015 IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo.*, pp. 1131–1136 (2015).
- [33] Kan, T., Nguyen, T. D., White, J. C., Malhan, R. K. and Mi, C. C.: A new integration method for an electric vehicle wireless charging system using LCC compensation topology: Analysis and design, *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 32, No. 2, pp. 1638–1650 (2017).
- [34] Choi, S. Y., Huh, J., Lee, W. Y. and Rim, C. T.: Asymmetric coil sets for wireless stationary EV chargers with large lateral tolerance by dominant field analysis, *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 29, No. 12, pp. 6406–6420 (2014).
- [35] Noh, E., Kim, K. and Ko, K. H.: Transmitter coil system without ferrite in wireless power transfer, *Electron. Lett.*, Vol. 52, No. 5, pp. 392–393 (2016).

-
- [36] Knaisch, K., Springmann, M. and Gratzfeld, P.: Comparison of coil topologies for inductive power transfer under the influence of ferrite and aluminum, *2016 11th Int. Conf. Ecol. Veh. Renew. Energies, EVER 2016* (2016).
- [37] Kang, M. H., Byeon, J., Joo, D. M., Kim, M. and Lee, B. K.: Design of optimum self-inductances of magnetic pads in inductive power transfer system for electric vehicles, *ECCE 2016 - IEEE Energy Convers. Congr. Expo. Proc.*, No. 2 (2017).
- [38] Zhang, X., Yuan, Z., Yang, Q., Li, Y., Zhu, J. and Li, Y.: Coil Design and Efficiency Analysis for Dynamic Wireless Charging System for Electric Vehicles, *IEEE Trans. Magn.*, Vol. 52, No. 7, pp. 2–5 (2016).
- [39] Zaheer, A., Hao, H., Covic, G. A. and Kacprzak, D.: Investigation of multiple decoupled coil primary pad topologies in lumped IPT systems for interoperable electric vehicle charging, *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 30, No. 4, pp. 1937–1955 (2015).
- [40] Lee, S., Jeong, S., Hong, S., Sim, B. and Kim, J.: Design and Analysis of EMI Shielding Method using Intermediate Coil for Train WPT System, *2018 IEEE Wirel. Power Transf. Conf. WPTC 2018*, No. 3, pp. 1–4 (2019).
- [41] Zhang, W., White, J. C., Malhan, R. K. and Mi, C. C.: Loosely Coupled Transformer Coil Design to Minimize EMF Radiation in Concerned Areas, *IEEE Trans. Veh. Technol.*, Vol. 65, No. 6, pp. 4779–4789 (2016).
- [42] Colak, K., Asa, E., Bojarski, M., Czarkowski, D. and Onar, O. C.: A Novel Phase-Shift Control of Semibridgeless Active Rectifier for Wireless Power Transfer, *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 30, No. 11, pp. 6288–6297 (2015).
- [43] Mai, R., Liu, Y., Li, Y., Yue, P., Cao, G. and He, Z.: An Active-Rectifier-Based Maximum Efficiency Tracking Method Using an Additional Measurement Coil for Wireless Power Transfer, *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 33, No. 1, pp. 716–728 (2018).
- [44] Li, Z., Song, K., Jiang, J. and Zhu, C.: Constant Current Charging and Maximum Efficiency Tracking Control Scheme for Supercapacitor Wireless Charging, *IEEE Trans. Power Electron.*, pp. 84–87 (2018).
- [45] Narusue, Y., Kawahara, Y. and Asami, T.: Maximum efficiency point tracking by input control for a wireless power transfer system with a switching voltage regulator, *2015 IEEE Wirel. Power Transf. Conf.*, pp. 1–4 (2015).
- [46] Li, H., Li, J., Wang, K., Chen, W. and Yang, X.: A maximum efficiency point tracking control scheme for wireless power transfer systems using magnetic resonant coupling, *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 30, No. 7, pp. 3998–4008 (2015).
- [47] Zhao, L., Thrimawithana, D. J. and Madawala, U. K.: A hybrid bi-directional IPT system with improved spatial tolerance, *2015 IEEE 2nd Int. Futur. Energy Electron. Conf. IFEEEC 2015* (2015).
- [48] Song, Y., Madawala, U. K., Thrimawithana, D. J. and Hu, A. P.: LCL and CL compensations for wireless three phase bi-directional EV charging systems, *2016 IEEE 2nd Annu. South. Power Electron. Conf. SPEC 2016*, p. 155DUMMY (2016).
- [49] Lovison, G., Imura, T., Fujimoto, H. and Hori, Y.: Secondary-side-only Control for Smooth Voltage Stabilization in Wireless Power Transfer Systems with Constant Power Load, pp. 77–83 (2018).
- [50] Joy, E. R., Kushwaha, B. K., Rituraj, G. and Kumar, P.: Analysis and comparison of four compensation topologies of contactless power transfer system, *2015 4th Int. Conf. Electr. Power Energy Convers. Syst. EPECS 2015* (2015).
- [51] Zhu, Q., Guo, Y., Wang, L., Liao, C. and Li, F.: Improving the Misalignment Tolerance of Wireless Charging System by Optimizing the Compensate Capacitor, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 62, No. 8, pp. 4832–4836

- (2015).
- [52] Feng, H., Cai, T., Duan, S., Zhang, X., Hu, H. and Niu, J.: A Dual-Side-Detuned Series-Series Compensated Resonant Converter for Wide Charging Region in a Wireless Power Transfer System, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 65, No. 3, pp. 2177–2188 (2018).
- [53] Campi, T., Cruciani, S., Maradei, F. and Member, S.: Near-Field Reduction in a Wireless Power Transfer System Using LCC Compensation, *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, Vol. 59, No. 2, pp. 686–694 (2017).
- [54] Li, S., Li, W., Deng, J., Nguyen, T. D. and Mi, C. C.: A Double-Sided LCC Compensation Network and Its Tuning Method for Wireless Power Transfer, *IEEE Trans. Veh. Technol.*, Vol. 64, No. 6, pp. 2261–2273 (2015).
- [55] Zhu, Q., Wang, L., Guo, Y., Liao, C. and Li, F.: Applying LCC Compensation Network to Dynamic Wireless EV Charging System, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 63, No. 10, pp. 6557–6567 (2016).
- [56] Li, W., Mi, C. C., Li, S., Deng, J., Kan, T. and Zhao, H.: Integrated LCC Compensation Topology for Wireless Charger in Electric and Plug-in Electric Vehicles, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 0046, No. c, pp. 1–1 (2015).
- [57] Zhou, S. and Chris Mi, C.: Multi-Paralleled LCC Reactive Power Compensation Networks and Their Tuning Method for Electric Vehicle Dynamic Wireless Charging, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 63, No. 10, pp. 6546–6556 (2016).
- [58] Abe, H., Sakamoto, H. and Harada, K.: A noncontact charger using a resonant converter with parallel capacitor of the secondary coil, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 36, No. 2, pp. 444–451 (2000).
- [59] ABE, H., SAKAMOTO, H. and HARADA, K.: A Non-Contact Energy Transfer System without a Limitation of Exactly Positioning and Distance of Magnetic Coupled Coil, *Trans. Inst. Electron. Inf. Commun. Eng. B*, Vol. 86, No. 6, pp. 987–996 (2003).
- [60] Wang, C. S., Covic, G. A. and Stielau, O. H.: Investigating an LCL load resonant inverter for inductive power transfer applications, *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 19, No. 4, pp. 995–1002 (2004).
- [61] Wang, C.-S., Stielau, O. and Covic, G.: Design Considerations for a Contactless Electric Vehicle Battery Charger, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 52, No. 5, pp. 1308–1314 (2005).
- [62] Hou, J., Chen, Q., Zhang, Z., Wong, S. C. and Tse, C. K.: Analysis of Output Current Characteristics for Higher Order Primary Compensation in Inductive Power Transfer Systems, *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 33, No. 8, pp. 6807–6821 (2018).
- [63] Sohn, Y. H., Choi, B. H., Lee, E. S., Lim, G. C., Cho, G. H. and Rim, C. T.: General Unified Analyses of Two-Capacitor Inductive Power Transfer Systems: Equivalence of Current-Source SS and SP Compensations, *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 30, No. 11, pp. 6030–6045 (2015).
- [64] Sohn, Y. H., Choi, B. H., Cho, G. H. and Rim, C. T.: Gyration-Based Analysis of Resonant Circuits in Inductive Power Transfer Systems, *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 31, No. 10, pp. 6824–6843 (2016).
- [65] Zhu, Q., Guo, Y., Wang, L., Liao, C. and Li, F.: Improving the Misalignment Tolerance of Wireless Charging System by Optimizing the Compensate Capacitor, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 62, No. 8, pp. 4832–4836 (2015).
- [66] Miller, J. M., Onar, O. C. and Chinthavali, M.: Primary-side power flow control of wireless power transfer for electric vehicle charging, *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.*, Vol. 3, No. 1, pp. 147–162 (2015).
- [67] Hou, J., Chen, Q., Wong, S.-c., Member, S., Tse, C. K., Ruan, X., Member, S., S, A. S. S. and P, S.: Analysis and Control of Series / Series-Parallel Compensated Resonant Converter for Contactless Power Transfer, Vol. 3, No. 1, pp. 124–136 (2015).

-
- [68] Moghaddami, M., Sundararajan, A. and Sarwat, A. I.: A Power-Frequency Controller with Resonance Frequency Tracking Capability for Inductive Power Transfer Systems, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 54, No. 2, pp. 1773–1783 (2018).
- [69] Mai, R., Chen, Y., Zhang, Y., Yang, N., Cao, G. and He, Z.: Optimization of the Passive Components for an S-LCC Topology-Based WPT System for Charging Massive Electric Bicycles, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 65, No. 7, pp. 5497–5508 (2018).
- [70] Villa, J. L., Sallan, J., Sanz Osorio, J. F. and Llombart, A.: High-misalignment tolerant compensation topology for ICPT systems, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 59, No. 2, pp. 945–951 (2012).
- [71] Lu, F., Zhang, H., Hofmann, H. and Mi, C.: A dual-coupled LCC-compensated IPT system to improve misalignment performance, *2017 IEEE PELS Work. Emerg. Technol. Wirel. Power Transf. WoW 2017*, pp. 1–8 (2017).
- [72] Zhang, Y., Yan, Z., Kan, T., Zeng, X., Chen, S. and Mi, C. C.: Modeling and Analysis of a Strongly Coupled Series-Parallel-Compensated Wireless Power Transfer System, *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.*, Vol. 7, No. 2, pp. 1364–1370 (2019).
- [73] Yao, Y., Wang, Y., Liu, X., Lin, F. and Xu, D.: A Novel Parameter Tuning Method for a Double-Sided LCL Compensated WPT System With Better Comprehensive Performance, *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 33, No. 10, pp. 8525–8536 (2018).
- [74] Zhao, Q., Wang, A., Liu, J. and Wang, X.: The Load Estimation and Power Tracking Integrated Control Strategy for Dual-Sides Controlled LCC Compensated Wireless Charging System, *IEEE Access*, Vol. 7, pp. 75749–75761 (2019).
- [75] Madawala, U. K., Neath, M. and Thrimawithana, D. J.: A power-frequency controller for bidirectional inductive power transfer systems, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 60, No. 1, pp. 310–317 (2013).
- [76] Lim, Y., Tang, H., Lim, S. and Park, J.: An adaptive impedance-matching network based on a novel capacitor matrix for wireless power transfer, *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 29, No. 8, pp. 4403–4413 (2014).
- [77] Imura, T. and Hori, Y.: Unified Theory of Electromagnetic Induction and Magnetic Resonant Coupling, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 135, No. 6, pp. 697–710 (2015).

List of Publications

Journals

1. 武田 広大, 古関 隆章, “磁界結合型非接触給電システムの送受電回路の分離解析に基づく伝送電力性能の可視化,” 電気学会論文誌 D (産業応用部門誌), vol. 141, no. 4, pp. 330–338, 2021.
2. Kodai Takeda, Toshiyuki Fujita, Takehiro Imura, Yusuke Minagawa, and Takafumi Koseki, “Efficient Evaluation of Wireless Power Transfer System Based on Visual Map with Electrical Constraints,” IEEE Transaction on Power Electronics (Under review)

International conference

1. Kodai Takeda, Takafumi Koseki, “Geometrical Circuit Design for Dynamic Wireless Power Transfer to Suppress Power Fluctuation to Coupling Variation,” IECON2020, Singapore, 10月・2020年. 【査読あり・口頭/Virtual】
2. Kodai Takeda, Takafumi Koseki, Takehiro Imura, Toshiyuki Fujita, Yusuke Minagawa, “Visualized Evaluation of Feasibility of Power Transmission with Electrical Constraints in Wireless Power Transfer,” WoW 2020, Korea, 10月・2020年. 【査読あり・口頭/Virtual】
3. Kodai Takeda, Wataru Ohnishi, Takafumi Koseki, “Proposal of Simplified Transfer Function Model for Dynamic Rectified DC Voltage in DWPT,” WPTC 2019, London, 6月・2019年. 【査読あり・ポスター】
4. Kodai Takeda, Takafumi Koseki, “Improvement of Efficiency of Multi-Parallel Dynamic Wireless Power Transfer System with LCC Topology,” IECON 2018, Washington 10月・2018年. 【査読あり・口頭】
5. Kodai Takeda, Takafumi Koseki, “Analytical Investigation on Asymmetric LCC Compensation Circuit for Trade-off between High Efficiency and Power,” IPEC 2018, 23H1-3, Niigata, 5月・2018年. 【査読あり・口頭】

Domestic conference

1. 武田広大, 居村岳大, 藤田稔之, 皆川裕介, 古関隆章, “実用的な制約を考慮した電気自動車向け非接触給電の電力伝送特性の可視化と互換性評価”, 自動車技術会, 自動車技術会年春季大会, 神奈川, 5月・2020年【査読あり・発表なし】
2. 武田広大, 大西亘, 古関隆章, “インバータを利用した非接触給電回路のパラメータ同定方法の提案”, 電子情報通信学会, WPT研究会, 北海道, 6月・2019年・発表予定【査読なし・口頭】
3. 武田広大, 古関隆章, “走行中非接触給電システムの電力伝達特性に配線インピーダンスが与える影響の定量的評価と抑制”, 平成29年電気学会産業応用部門大会, 北海道, 8月・2017年【査読なし・口頭】

4. 武田広大, 古関隆章, “複数送電コイル並列接続走行中非接触給電における待機損失を考慮した伝送効率最大化と出力電力特性の設計”, 電子情報通信学会, 信学技報, WPT2017-12, pp. 23-28, 鹿児島, 6月・2017年【査読なし・口頭】
5. 武田広大, 古関隆章, 保田富夫, 藤田稔之, “走行中非接触給電における単一電源による複数送電コイル一括励磁のための送電コイル接続法とその特性”, 電子情報通信学会, 信学技報, WPT2016-18, pp. 43-48, 東京, 6月・2016【査読なし・口頭】

Acknowledgment

本研究は、東京大学大学院 工学系研究科 電気系工学専攻古関研究室にて行われたものです。本研究をすすめるにあたり、多くの方々にご協力いただきました。

東京大学 工学系研究科 古関 隆章教授には、6年間の研究生活において、研究のいろはを教えていただきました。また、本研究を進めるにあたり終始あたたかいご指導と激励を賜りました。深い敬意と感謝を示し、御礼申し上げます。

東京理科大学 理工学部 堀 洋一教授、東京大学 生産技術研究所 高宮 真教授、東京大学 新領域創成科学研究科 水間 毅特任教授、東京大学 新領域創成科学研究科 藤本 博志教授には、本研究の内容についての確かつ適切なお指導を賜りました。心よりお礼申し上げます。

日本自動車研究所 皆川 裕介様、森田 賢治氏、松岡 亨卓氏、東京理科大学 理工学部 居村先生、東京大学 新領域創成科学研究科 特任講師 藤田 稔之先生には研究に関する議論や助言、実験への多大なご協力を賜りました。心から感謝の意を表します。

博士課程学生特別リサーチ・アシスタント制度、日本学生支援機構には、金銭面での援助をいただきました。誠にありがとうございました。

研究室の先輩である、渡邊さん、Salman さん、には研究室生活を通して様々なアドバイスを頂きました。また、粟木さん、溝口さん、光井さん、Wang さんには在籍中お世話になりました。古関研究室 助教 大西先生、技官 高田さん、秘書 松崎さん、には研究室での研究・作業・生活全般で大変お世話になりました。現、古関研究室メンバーである、三好さん、坂井さん、Varsha さん、Shikha さんには、論文の添削や研究に関する議論などでお世話になりました。皆様のおかげで、博士課程での生活を楽しく過ごすことができました。

最後に、博士課程への進学に理解を示し、いつも私の身を案じ支えてくれた両親へ深い敬意と感謝の意を表します。