

東京大学 大学院新領域創成科学研究科
基盤科学研究系
先端エネルギー工学専攻

平成30年度

修士論文

磁界共振結合及び電界共振結合を用いた
ワイヤレス電力伝送の統一的解釈に基づく
設計理論に関する研究

指導教員 堀 洋一 教授

2019年1月29日提出

47-176075 鈴木 賢太

概要

近年、摩耗や断線の様なケーブルを用いた従来の充電方式の問題点を抜本的に解決する手法として、ワイヤレス電力伝送の研究が活発になされている。ワイヤレス電力伝送の送電方式は放射型と非放射型に大別されるが、非放射型の磁界結合方式と電界結合方式は、数十 cm までの送電距離において 90 % 以上の高効率伝送を達成し得る送電方式として注目されている。主とする送電場の違いから、磁界結合方式は金属異物に対する脆弱性、電界結合方式は誘電体異物に対する脆弱性をそれぞれ有する事が知られている。また送受電カプラ構造の違いから、電界結合方式は磁界結合方式よりも軽量かつ低コスト実装が可能である利点を有する。そして近年の研究は、磁界結合方式は 1 mm 以上、電界結合方式は 1 mm 以下の送電距離で体積電力密度に優れる事を理論的に明らかにした。しかし、アプリケーションに最適な送電方式選択を導くためには体積電力密度以外の送電特性の差異についても明らかにする必要がある。

そこで本論文では、統一条件下で両送電方式の (a) 送電効率, (b) 最適負荷値, (c) 出力電力, (d) 負荷変動に拠らない一定入力力率 (CUPF: Constant Unit Power Factor) 特性, (e) 負荷変動に拠らない定電流 (CC: Constant Current) 特性, (f) 負荷変動に拠らない定電圧 (CV: Constant Voltage) 特性の六種類の送電特性を回路解析に基づき評価及び比較する。ここで統一条件とは、共振現象に基づく補償トポロジ、リアクタンス補償素子設計法、負荷条件、 Q 値、結合係数 k 、電源性能、送受電カプラ面積である。補償トポロジは、簡単構造により産業応用が期待される Series-Series (SS) トポロジ、Series-Parallel (SP) トポロジ、Parallel-Series (PS) トポロジ、Parallel-Parallel (PP) トポロジの四種類が検討される。リアクタンス補償素子設計法には、CUPF 特性と CC 特性または CV 特性が期待される事から、ジャイレータ特性及び理想変圧器特性に基づく設計法が採用される。そして負荷条件には、最大効率伝送を目的として最適負荷条件が採用される。回路解析及び実験検証の結果として、磁界共振結合方式と電界共振結合方式の送電特性は同一の結果を提示した。その結果は、最適負荷時に全ての補償トポロジが同程度の最大効率、SS / PS トポロジの最適負荷値は SP / PP トポロジの最適負荷値の k^2 倍、PS / PP トポロジの出力電力は SS / SP トポロジの出力電力の k^2 倍、全ての補償トポロジが最適負荷付近の負荷範囲で CUPF 特性、SS / PP トポロジが最適負荷付近の負荷範囲で CC 特性、SP / PS トポロジが最適負荷付近の負荷範囲で CV 特性を達成するというものである。この結果から、磁界共振結合方式と電界共振結合方式は共通して、出力電力に優れる SS / SP トポロジのどちらかを選択をすべきであると結論付けられる。そして SS / SP トポロジ間では、最適負荷値とアプリケーションの負荷仕様の桁関係、CC 特性と CV 特性の必要性に応じて選択する事が推奨される。

次に本論文では、磁界共振結合方式と電界共振結合方式の送電効率と出力電力特性を改善するための設計理論を提示する。両送電方式共に送電特性評価から、送電効率改善のためには結合係数と Q 値の増大、出力電力改善のためには結合係数と送電側内部抵抗の低減を図る必要がある事が明確化した。そこで送電方式毎に、これらのパラメータを改善するための動作周波数選択や送受電カプラ構造の最適化に

ついて言述する．特に，長距離送電での高効率大電力伝送のための送受電カプラ設計法が存在しない電界共振結合方式において，送電効率と出力電力のトレードオフ設計を可能とする送受電カプラ構造について検討し，外部補償キャパシタを並列付加した水平型カプラ構造と，垂直型カプラ構造の二者が優れる事を示す．

目次

1 序論	1
1.1 研究背景	1
1.1.1 ワイヤレス電力伝送の発展	1
1.1.2 ワイヤレス電力伝送の送電方式	1
1.1.3 磁界結合方式と電界結合方式の送電特性	3
1.2 研究目的	4
1.3 本論文の構成	5
2 磁界結合方式と電界結合方式の統一的解析	7
2.1 はじめに	7
2.2 送受電カプラの等価回路	7
2.2.1 磁界結合方式	7
2.2.2 電界結合方式	9
2.3 共振結合方式の補償トポロジ	11
2.3.1 ワイヤレス電力伝送システム	11
2.3.2 補償目的と負荷条件	11
2.3.3 磁界結合方式	12
2.3.4 電界結合方式	13
2.4 リアクタンス補償素子の統一設計法	14
2.4.1 直並列 LC 共振に基づく設計法	14
2.4.2 入出力力率補償に基づく設計法	15
2.4.3 ジャイレータ特性と理想変圧器特性に基づく設計法	15
2.5 おわりに	17
3 磁界共振結合方式の回路解析及び特性評価	18
3.1 はじめに	18
3.2 補償キャパシタ条件の導出	18
3.3 回路解析及び特性評価	19
3.3.1 送電効率及び出力電力	20
3.3.2 入力インピーダンス及び入力力率	25
3.3.3 出力電流及び出力電圧	25

3.4	負荷変動時の送電特性評価	27
3.4.1	前提条件及び注意事項	27
3.4.2	最適負荷時の送電特性	28
3.4.3	負荷変動時の送電特性	29
3.4.4	負荷変動を考慮した設計指針	30
3.5	実験検証	32
3.5.1	実験条件	32
3.5.2	実験結果	33
3.6	おわりに	37
4	電界共振結合方式の回路解析及び特性評価	39
4.1	はじめに	39
4.2	補償インダクタ条件の導出	39
4.3	回路解析及び特性評価	40
4.3.1	送電効率及び出力電力	41
4.3.2	入力インピーダンス及び入力力率	45
4.3.3	出力電流及び出力電圧	46
4.4	負荷変動時の送電特性評価	47
4.4.1	前提条件及び注意事項	48
4.4.2	最適負荷時の送電特性	49
4.4.3	負荷変動時の送電特性	50
4.4.4	負荷変動を考慮した設計指針	50
4.5	実験検証	53
4.5.1	実験条件	53
4.5.2	実験結果	54
4.6	おわりに	58
5	磁界共振結合方式と電界共振結合方式における送電特性の統一的解釈と設計理論	60
5.1	はじめに	60
5.2	統一的解釈	60
5.2.1	リアクタンス補償素子条件	60
5.2.2	送電効率及び出力電力	61
5.2.3	入力インピーダンス及び入力力率	62
5.2.4	出力電流及び出力電圧	64
5.3	設計理論	65
5.3.1	磁界共振結合方式	65
5.3.2	電界共振結合方式	66
5.4	おわりに	68

6 総括	70
6.1 本論文のまとめ	70
6.2 今後の課題	71
A 付録	72
A.1 電界結合方式における VNA の使用	72
謝辞	74
参考文献	75
発表文献	79

目 次

1	Tesla's demonstration of WPT, in 1891[3]	2
2	MIT's demonstration of WPT, in 2007[4]	2
3	WPT to electric vehicle	3
4	Critical comparison about power density between IPT and CPT[12]	4
5	Schematic view of this paper's purpose	6
6	Paper's organization	6
7	IPT coupler	8
8	Equivalent circuit diagram of IPT coupler	8
9	Transmission distance characteristics for coils	9
10	CPT coupler with horizontal structure	10
11	CPT coupler with vertical structure	10
12	Equivalent circuit diagram of CPT coupler	10
13	Transmission distance characteristics for plates	11
14	Circuit diagram of compensation topology	12
15	Circuit diagram in IPT and CPT with resonance coupling	13
16	Circuit diagram for power factor compensation design	15
17	Example circuit diagram of gyrator	16
18	kQ characteristics for maximum efficiency in IPT	22
19	kQ characteristics for optimal load in IPT	22
20	kQ characteristics for output power with optimal load in IPT	23
21	Calculation results of load characteristics for input power factor in IPT	24
22	Calculation results of load characteristics with $k = 0.1$ in IPT	31
23	Calculation results of load characteristics with $k = 0.3$ in IPT	31
24	Experimental equipment in IPT	32
25	Experiment results of load characteristics with $k = 0.1$ in IPT	34
26	Experiment results of load characteristics with $k = 0.3$ in IPT	35
27	Experiment results of load characteristics with $k = 0.1$ in IPT (recalculation)	38
28	Experiment results of load characteristics with $k = 0.3$ in IPT (recalculation)	38
29	kQ characteristics for maximum efficiency in CPT	43
30	kQ characteristics for optimal load in CPT	43
31	kQ characteristics for output power with optimal load in CPT	44

32	Calculation results of load characteristics for input power factor in CPT	45
33	Calculation results of load characteristics with $k = 0.1$ in CPT	52
34	Calculation results of load characteristics with $k = 0.3$ in CPT	52
35	Experimental equipment in CPT	53
36	Experiment results of load characteristics with $k = 0.1$ in CPT	55
37	Experiment results of load characteristics with $k = 0.3$ in CPT	56
38	Experiment results of load characteristics with $k = 0.1$ in CPT (recalculation)	59
39	Experiment results of load characteristics with $k = 0.3$ in CPT (recalculation)	59
40	Calculation results of load characteristics for input power factor in IPT and CPT	63
41	Calculation results of load characteristics for output current and voltage in IPT and CPT	64
42	Coil structure with ferrite	66
43	Litz wire[39]	66
44	Coupling capacitors cross section. (a) Hard surface coupler (ideal). (b) Hard surface coupler (general). (c) Soft surface coupler (purpose)[41]	67
45	Series LC resonant topology in CPT	67
46	Transmission distance characteristics for plates of each structure in CPT	68
47	Transmission distance characteristics for η_{max} of each structure in CPT	69
48	Transmission distance characteristics for $P_{out, \eta_{max}}$ of each structure in CPT	69
49	Equivalent circuit diagram shorted by VNA in CPT	73
50	Frequency characteristics by calculation and VNA measurement in CPT	73

表 目 次

1	F parameters in IPT ($R_1 = R_2 = 0$)	19
2	Compensation capacitor conditions in IPT	19
3	Gyrator and ideal transformer characteristics in IPT ($R_1 = R_2 = 0$)	19
4	Formulas of transmission efficiency in IPT	20
5	Formulas of optimal load in IPT	21
6	Formulas of output power in IPT	23
7	Formulas of input impedance in IPT	24
8	Formulas of output current and output voltage in IPT	26
9	Calculation conditions for all topologies with $k = 0.1$ and $k = 0.3$	27
10	Calculation conditions with $k = 0.1$ in IPT	27
11	Calculation conditions with $k = 0.3$ in IPT	27
12	Calculation results with $k = 0.1$ in IPT	28
13	Calculation results with $k = 0.3$ in IPT	28
14	Coil structure in IPT	32
15	Experiment Conditions in IPT	33
16	Experiment results with $k = 0.1$ in IPT	36
17	Experiment results with $k = 0.3$ in IPT	36
18	F parameters in CPT ($R_1 = R_2 = 0$)	40
19	Compensation inductor conditions in CPT	40
20	Gyrator and ideal transformer characteristics in CPT ($R_1 = R_2 = 0$)	40
21	Formulas of transmission efficiency in CPT	41
22	Formulas of optimal load in CPT	42
23	Formulas of output power in CPT	44
24	Formulas of input impedance in CPT	45
25	Formulas of output current and output voltage in CPT	47
26	Calculation conditions for all topologies with $k = 0.1$ and $k = 0.3$	48
27	Calculation conditions with $k = 0.1$	48
28	Calculation conditions with $k = 0.3$	48
29	Calculation results with $k = 0.1$ in CPT	49
30	Calculation results with $k = 0.3$ in CPT	49
31	Plate structure in CPT	53

32	Experimental conditions in CPT	54
33	Experiment results with $k = 0.1$ in CPT	57
34	Experiment results with $k = 0.3$ in CPT	57
35	Compensation conditions for reactance in IPT and CPT ($R_1 = R_2 = 0$)	61
36	Formulas in IPT and CPT	61
37	Power experiment results in IPT and CPT	62
38	Designed optimal load with in IPT and CPT	62
39	Signal test results for input power factor in IPT and CPT	63

第 1 章

序論

1.1 研究背景

1.1.1 ワイヤレス電力伝送の発展

近年，摩耗や断線のようなケーブルを用いた従来の充電方式の問題点を抜本的に解決する手法として，ワイヤレス電力伝送（WPT: Wireless Power Transfer）の研究が活発になされている [1, 2]．本技術は 19 世紀後半の Nikola Tesla による，共振現象を用いた長距離電力伝送の研究と実証実験から始まり（Fig. 1[3]），2007 年の Massachusetts Institute of Technology（MIT）研究グループによる 2 m の大気空間を介した 60 W 長距離送電の成功報告を以て再燃した（Fig. 2[4]）．もう一つのワイヤレス電力伝送再燃の背景として，二次電池であるリチウムイオン電池を搭載した電気機器の普及が挙げられる．例えば本技術の電氣的接触を持たない利点は，高防水性や整備不要の観点から，電動歯ブラシや電動歯シェーバー，スマートフォン，ノートパソコン等の民生機器への充電用途に適用されている．そして，工場内の無人搬送車（AGV: Automatic Guided Vehicle）やロボットアーム回転部への充電用途への適用は産業機器稼働の効率化を実現する [5]．また，ペースメーカ等の体内埋め込み型医療機器へのワイヤレス電力伝送は，機器搭載一次電池の大容量化や機器交換のための切開手術を不要とし，患者の負担を大きく削減する [6]．そして本技術の最も期待されるアプリケーションは電気自動車であると言えるだろう．特に，走行中ワイヤレス電力伝送は電気自動車普及の課題である走行距離の短さを解決し得る技術として，大電力用途ながら様々な機関で研究実証されてきている（Fig. 3[7, 8]）．

1.1.2 ワイヤレス電力伝送の送電方式

ワイヤレス電力伝送とは，ラストワイヤを介さずに電磁エネルギーを送電する技術の総称であるが，その技術は電磁エネルギーの周波数や送受電器の構造，主とする送電場の違いから，一括りとする事は出来ない．例えば，電気自動車への走行中ワイヤレス電力伝送の中でも Fig. 3(a) は磁界結合方式，Fig. 3(b) は電界結合方式を用いて実装されている．

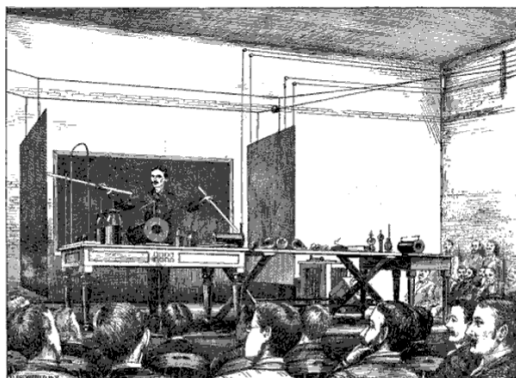


Fig. 1: Tesla's demonstration of WPT, in 1891[3]



Fig. 2: MIT's demonstration of WPT, in 2007[4]

放射型送電方式と非放射型送電方式

ワイヤレス電力伝送の送電方式は主に、放射型であるマイクロ波方式とレーザ方式、非放射型である磁界結合方式 (IPT: Inductive Power Transfer) と電界結合方式 (CPT: Capacitive Power Transfer) の四方式に大別される [9]. マイクロ波方式は送受電アンテナを介した $300 \text{ MHz} - 3 \text{ THz}$ の高周波の電磁波伝搬により電力伝送が行われる. レーザ方式は、光源から受光器に照射されたレーザ光の電気エネルギー変換を以て電力伝送が行われる. これらの放射型ワイヤレス電力伝送は、高周波数動作に基づく電磁波の指向性により、数十 m – 数 km の超長距離送電を得意とするため、宇宙太陽光発電や飛行中電気飛行機の充電用途への適用が期待されている. しかし、マイクロ波方式は放射損や高周波動作に起因する変換器効率の低さ、レーザ方式は光電気変換効率の低さから、現状のシステム効率は 50% 程度とされている. 更に、放射型ワイヤレス電力伝送は高周波電磁波放射のための人体への影響並びに周辺機器への電磁干渉が懸念される. 対して、非放射型ワイヤレス電力伝送は送電距離の増加に伴う著しい送電効率低下を招くものの、数十 cm の長距離送電において 90% 以上の高効率を達成する. 更に動作周波数を $\text{kHz} - \text{MHz}$ 帯とするため、比較的周囲への安全性を確保し易い. 従って本論文では、高効率伝送とその安全性により民生機器や産業機器への汎用的な適用が大きく期待される非放射型ワイヤレス電力伝送に着目し、それらの詳細な比較を行う.

磁界結合方式と電界結合方式

磁界結合方式は一对のコイルにより送受電カプラ (coupler) を構成し、交流磁界の伝搬により電力伝送が行われる. 電界結合方式は複数の金属プレートにより送受電カプラを構成し、交流電界の伝搬により電力伝送が行われる. ここで、マイクロ波方式の送受電器が大気中に電磁波を放射する事から「アンテナ」という名称を有するのに対し、非放射型ワイヤレス電力伝送の送受電器は送受電器間に結合 (相互作用) を有する事から「カプラ」と呼称する. 更に、両送電方式共に共振現象を用いる事で送電距離増大に伴う送電効率、出力電力等を改善する事が可能となる. 共振構造の採用有無により、磁界結合方式は磁界共振結合方式と電磁誘導方式、電界結合方式は電界共振結合方式と静電誘導方式に細分類される.

また、磁界結合方式と電界結合方式の送電媒体やカプラ構造の差異は独自の定性的特徴を示す. 送電媒体の観点から、交流磁界伝搬に基づく磁界結合方式は渦電流損を生じるため、金属異物の介入に脆弱であり、送電効率低下や異物発熱のリスクを伴う [10]. 対して、交流電界伝搬に基づく電界結合方式は金属異物への脆弱性は持さないが、水等の誘電体の介入による送電効率低下が問題となる [11]. 更にカ



(a) By The University of Tokyo[7]



(b) By Toyohashi University of Technology[8]

Fig. 3: WPT to electric vehicle

プラ構造の観点から、磁界結合方式は送受電コイルに高周波抵抗を低減するためのリッツ線やカブラ間の強結合を維持するフェライトを用いる事が殆どであり、高価で重量となる傾向にある。対して、電界結合方式は送受電カプラに複数の金属プレート、加えて相互容量を増大するための誘電体のみで構成されるため、安価で軽量となる傾向にある。また、金属加工次第でカプラ形状に柔軟性を有する電界結合方式はシステムの小型化をも可能とする。以上の定性的特徴は使用環境や機器の大きさ、質量、コスト等の適用機器の仕様に応じた適切な送電方式の選択を提供する。

1.1.3 磁界結合方式と電界結合方式の送電特性

前小節で述べられた定性的特徴に加え、磁界結合方式と電界結合方式は研究例報告に基づき、送電可能距離や送電可能電力が議論されてきた。Daniel C. Ludois 等の研究グループは 2005–2015 年までの非放射型ワイヤレス電力伝送技術の送電特性向上に関する動向を、送電距離に対する送電効率及び出力電力に着目して調査した [12]。両送電方式で主種様々の送電効率と出力電力が報告されている中、磁界結合方式は 1 mm 以上の送電距離、電界結合方式は 1 mm 以下の送電距離での研究例が多い事が示され、潜在的な選択基準を明らかにした。加えて、送電距離が小さい場合の両送電方式の電力密度について、磁界結合方式ではコア材料の磁気飽和、電界結合方式では大気中の絶縁破壊電圧を考慮し、数値的に比較する事でそれらの理論的境界を定めた。結果として Fig. 4 に示す様に、送電距離に対するカプラ体積電力密度の境界は 1 mm である事が示された。

しかし本基準のみに依存し、1 mm 以上の送電距離では磁界結合方式、1 mm 以下の送電距離では電界結合方式を選択する事は、前節で述べた送電方式毎の利点を無視する事となり、幾つかの場合においては適当ではない。例えば、水中での用途には誘電体介入に強い磁界結合方式、工場での用途には金属破片等の異物介入に強い電界結合方式の採用が推奨されるだろう。そして、送電距離に対する電力密度に優劣は結論付けられたものの、磁界結合方式の短距離大電力伝送（送電距離：6–8 mm，出力電力：3 kW，送電効率：89 % [13]）並びに電界結合方式の長距離大電力伝送（距離：150 mm，電力：2.4 kW，送電効率：90.8 % [14]）の成功例も報告されている。拠って、送電方式の選択は送電距離と送電効率、出力電力（電力密度）等に代表される送電特性と、材料性質や有利環境などの定性的特徴を踏まえて慎重に行われる必要がある。

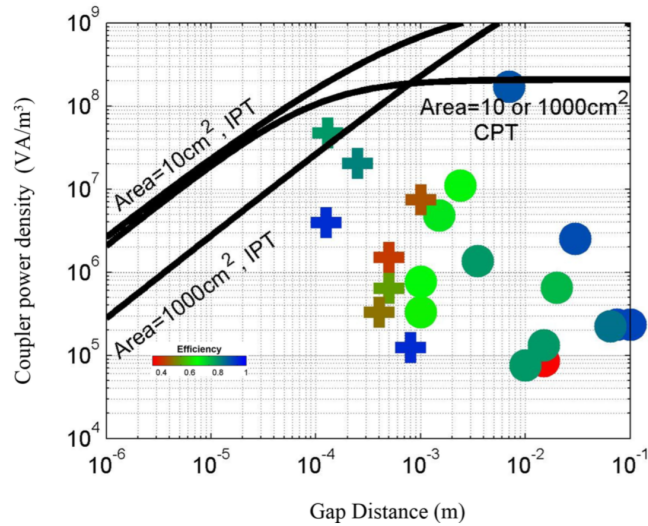


Fig. 4: Critical comparison about power density between IPT and CPT[12]

1.2 研究目的

以上では，送電特性と定性的特徴を考慮した磁界結合方式と電界結合方式の選択が求められる事を述べた．しかし送電効率に代表する様に，送電方式毎の送電特性は条件により異なる値を示すため，一概にその優劣を断言し得ない．拠って，設計条件や共振現象に基づく補償トポロジ（補償回路）を最大限統一し，送電方式毎の送電特性を定量的に評価及び比較する事で，有効な送電方式選択基準を提供する必要がある．そして選択基準のみならず，送電方式毎に評価された送電特性に基づき，それぞれの送電特性改善のための設計理論を展開する必要がある．従って，本論文の主な目的を，統一条件下での磁界結合方式と電界結合方式の送電特性評価及び比較，加えてこれらに基づく送電方式固有の設計理論の展開と定める．

ここで，本論文での目的と目的達成のための詳細な評価及び比較について Fig. 5 に概略的に図示する．初めに設計条件として，最適負荷の使用と共振を達成するリアクタンス補償素子の設計法，同性能の定電圧源使用，カップラ面積，そしてワイヤレス電力伝送の送電特性に大きく影響する結合係数と Q 値を統一する．なお，結合係数は送電距離に依存するパラメータであるため，本論文では送電距離ではなく結合係数を統一条件として採用した．次に，それらの統一条件下で，各送電方式毎に Series-Series (SS) トポロジ，Series-Parallel (SP) トポロジ，Parallel-Series (PS) トポロジ，Parallel-Parallel (PP) の四種類の補償トポロジの送電特性が評価及び比較され，選択の基準が示される．ここで，本論文で評価及び比較する送電特性は (a) 送電効率，(b) 最適負荷，(c) 出力電力，(d) 負荷変動に拠らない一定入力力率 (CUPF: Constant Unit Power Factor) 特性，(e) 負荷変動に拠らない定電流 (CC: Constant Current) 特性，(f) 負荷変動に拠らない定電圧 (CV: Constant Voltage) 特性の六種類とする．これらの送電特性は，両送電方式で完全に解明されておらず，その解明は本論文の部分的な目的とする．そして補償トポロジ毎に，磁界結合方式と電界結合方式の送電特性が比較される．この時，本質的に双対性を示す磁界結合方式と電界結合方式が，統一条件下であれば同一の結果を示し，統一的解釈が可能である事を明示する．そして最後に，統一的解釈に基づき送電方式固有の設計理論を展開する．

1.3 本論文の構成

本章では研究背景と研究目的について述べた。第2章では磁界結合方式及び電界結合方式のカプラ構造とその等価回路，検討する補償トポロジ，更には両送電方式に共通する回路素子設計法について言及する。第3章及び第4章では，磁界共振結合方式と電界共振結合方式で同一の設計法に基づき，それぞれ前述した四種類の補償トポロジのリアクタンス補償素子条件を導出する。加えて，補償条件を適用した上での等価回路解析が行われ，送電効率や出力電力等の送電特性評価に基づく補償トポロジ選択の基準が提示される。ここでは，信号試験及び送電実験により両送電方式での解析結果並びに送電特性評価の有効性を検証する。第5章では，第3章及び第4章での解析結果に基づき，磁界共振結合方式と電界共振結合方式の送電特性を比較し，統一的に解釈可能である事を明示する。そして，統一的解釈に基づき送電方式固有の設計理論を展開する。最後に第六章で本論文「磁界共振結合及び電界共振結合を用いたワイヤレス電力伝送の統一的解釈に基づく設計理論に関する研究」の内容をまとめ，今後の課題について言及する事で総括とする。

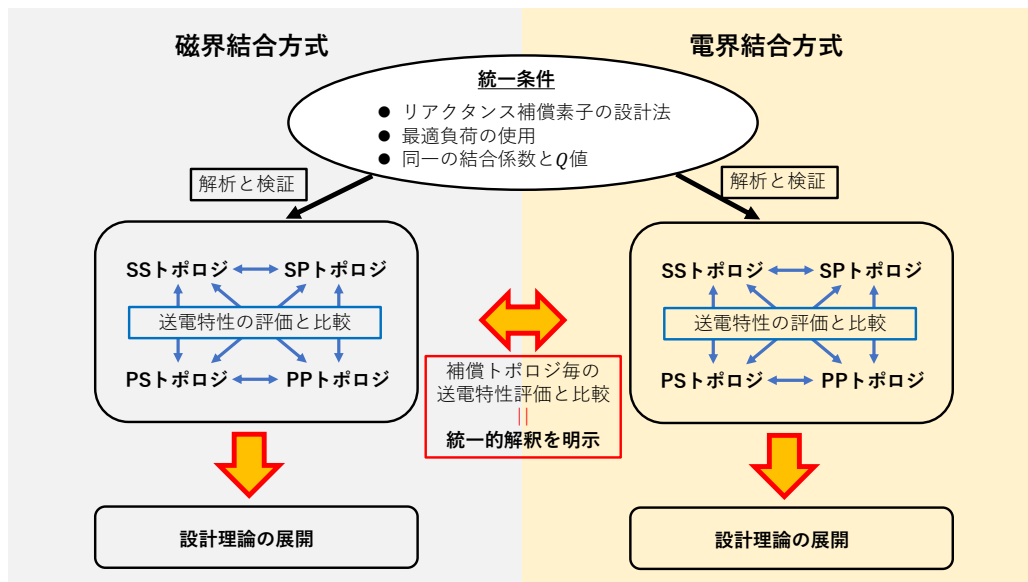


Fig. 5: Schematic view of this paper's purpose

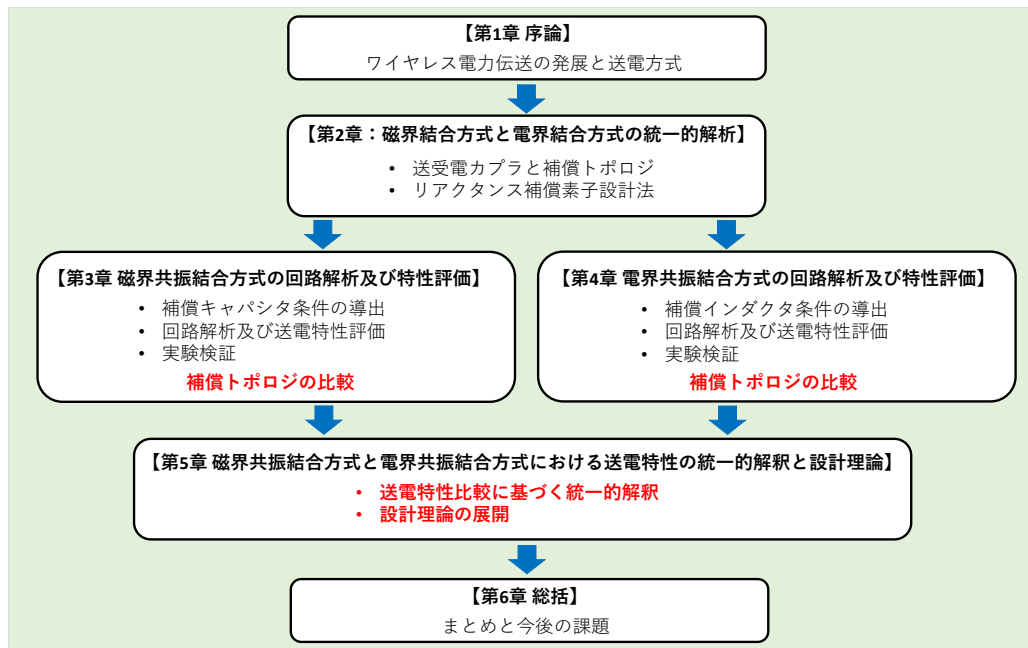


Fig. 6: Paper's organization

第 2 章

磁界結合方式と電界結合方式の統一的解析

2.1 はじめに

本章では磁界結合方式と電界結合方式の構造や、共振結合方式に適用される統一的解析手法について言及する．初めに、両送電方式の送受電カプラ構造とその等価回路及び送電距離特性について示す．次に、両送電方式に共通する共振結合方式の補償トポロジについて、それらの解析動向を踏まえて送電特性の追加解析の必要性を述べる．そして統一的設計条件として、最大効率伝送を目的として最適負荷条件を採用する事、CUPE 特性、CC 特性または CV 特性が得られるジャイレータ特性及び理想変圧器特性に基づくリアクタンス補償素子設計法を採用する事について説明される．

2.2 送受電カプラの等価回路

2.2.1 磁界結合方式

典型的な磁界結合方式の送受電カプラは Fig. 7 の様に一對の送受電コイルにより構成され、その構造は Fig. 8(a) の様な等価回路図で表せる．ここで、 L_1 / L_2 は送受電コイルの自己インダクタンス、 L_m は相互インダクタンス、 R_1 / R_2 は送受電コイルの等価直列抵抗 (ESR: equivalent series resistance) である．更に Fig. 8(a) の磁界結合方式の回路図は Fig. 8(b) の様な T 型回路に等価変換される．また、送受電側間の結合の強さを表す結合係数 k 並びに送受電コイルの Q 値をそれぞれ以下に定義する．

$$k = \frac{L_m}{\sqrt{L_1 L_2}} \quad (2-1)$$

$$Q_1 = \frac{\omega L_1}{R_1}, \quad Q_2 = \frac{\omega L_2}{R_2} \quad (2-2)$$

第 3 章の回路解析でも提示するが、両者は伝送回路の送電効率並びに出力電力に寄与する重要な設計パラメータである．また、結合係数は長距離送電である程に小さく、送電効率を重要視する用途では比透磁率が高く渦電流損の小さいフェライトを採用し、結合係数の増大が図られる．更に、送受電コイルには固有の反共振周波数による高周波抵抗増大 (Q 値減少) を避けるため、リッツ線が用いられる事が多い．

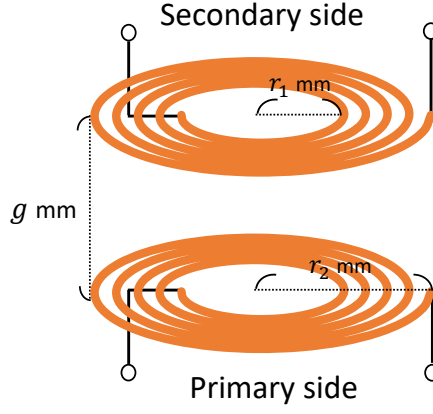


Fig. 7: IPT coupler

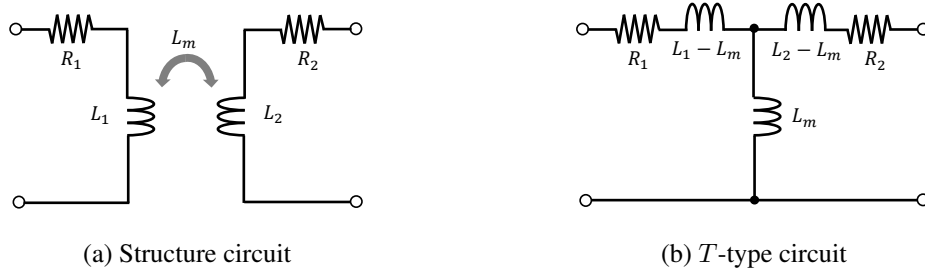


Fig. 8: Equivalent circuit diagram of IPT coupler

ここで、磁界結合方式の理解を得るために、内径 $r_1 = 124 \text{ mm}$ 、外径 $r_2 = 310 \text{ mm}$ 、磁束鎖交断面積 $S = 0.302 \text{ m}^2$ の対称構造の送受電コイルの距離特性をインピーダンスアナライザ（KeySight E4990A）により測定した．巻線には直径 1.63 mm （2 Sq）の KIV 線を採用し、54 巻きの空芯構造としている．また、コイルパラメータの測定には Fig. 8(b) の等価回路構造に基づく以下の関係式が用いられた．なお、 $L_{i,op} / R_{i,op}$ は受電側（送電側）カプラ端が開放状態での送電側（受電側）インダクタンスと ESR、 $L_{i,sh}$ は受電側（送電側）カプラ端が短絡状態での送電側（受電側）インダクタンスであり、結合係数には送受電側で計算された値の平均値を採用する．

$$L_i = L_{i,op} \quad (i = 1, 2) \quad (2-3)$$

$$R_i = R_{i,op} \quad (i = 1, 2) \quad (2-4)$$

$$k_i = \sqrt{1 + L_{i,sh} / L_{i,op}} \quad (i = 1, 2) \quad (2-5)$$

$$k = (k_1 + k_2) / 2 \quad (2-6)$$

加えて、上式のパラメータを (2-1) に代入し、相互インダクタンス L_m は算出される．また、通常コイルの自己インダクタンス及び ESR は距離に依存しないパラメータとされるが、磁界結合方式では送受電コイル距離が近づく程にコイルパラメータは相互作用により変化する．従って、全てのコイルパラメータは送電距離毎に求められる．送電距離に対する自己インダクタンスと相互インダクタンス、結合係数の値の変化特性並びにその ESR の変化特性について、85 kHz での測定結果を Fig. 9 に示す．送電距離の増加に伴い、送受電コイル間相互作用の減少に起因した全てのコイルパラメータ値の減少が確認出来る．送受電コイルをそれぞれ単体で測定した場合のコイルパラメータは $L_1 = 1.43 \text{ mH}$ 、 $L_2 = 1.46 \text{ mH}$ 、 $R_1 = 2.33 \Omega$ 、 $R_2 = 2.42 \Omega$ と測定されており、少なくとも送電距離に拠らず ESR を一定と見なす事は

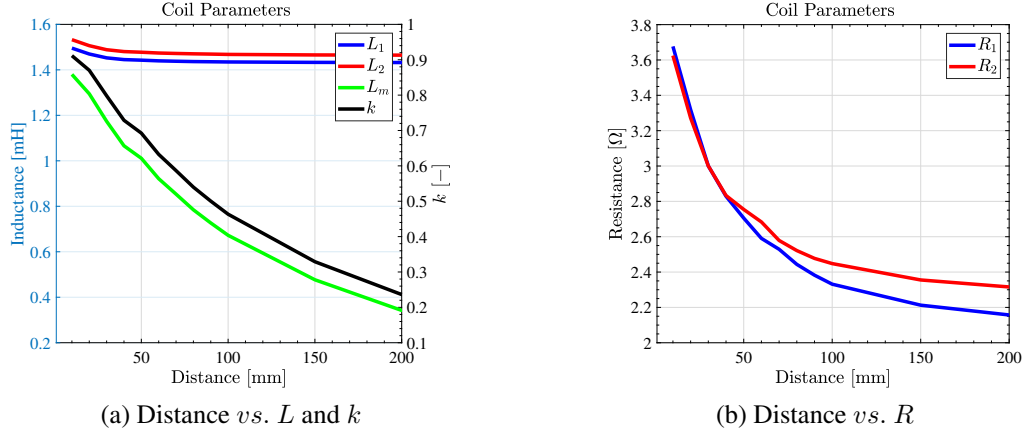


Fig. 9: Transmission distance characteristics for coils

想定した送電特性との差異を招く要因となり得る。また、幸いにも自己インダクタンスは殆ど送電距離に依存しない為、移動体の送電距離変動時の自己インダクタンス変化に起因した共振ずれは生じにくいと考えられる。

2.2.2 電界結合方式

典型的な電界結合方式の送受電カプラは、金属プレート Plate1–Plate4 を Fig. 10 の様な水平配置（水平型カプラ構造）や Fig. 11 の様な垂直配置（垂直型カプラ構造）とする事で構成される。Plate1 と Plate2 は電源のある送電側、Plate3 と Plate4 は負荷のある受電側に配置される。本構造の回路図は Fig. 12(a) の様にそれぞれの金属プレート間の容量 C_{12} – C_{34} を以て表される。また本論文で議論される電界共振結合方式において、採用される補償インダクタの内部抵抗が金属プレート内部抵抗よりも十分大きいとみなし、金属プレートの内部抵抗を無視した解析を行う。これらの各容量による回路図は Fig. 12(b) の様な π 型回路に等価変換される [15]。この時の自己容量 C_1 / C_2 と相互容量 C_m はそれぞれ以下の式で表せる。

$$C_1 = C_{12} + \frac{(C_{13} + C_{14})(C_{23} + C_{24})}{C_{13} + C_{14} + C_{23} + C_{24}} \quad (2-7)$$

$$C_2 = C_{34} + \frac{(C_{13} + C_{14})(C_{23} + C_{24})}{C_{13} + C_{14} + C_{23} + C_{24}} \quad (2-8)$$

$$C_m = \frac{C_{24}C_{13} - C_{14}C_{23}}{C_{13} + C_{14} + C_{23} + C_{24}} \quad (2-9)$$

また、送受電側間の結合の強さを表す結合係数 k は下式として定義され、磁界結合方式と同様に長距離送電である程に小さい値となり、伝送回路の送電効率並びに出力電力に寄与する設計パラメータである。

$$k = \frac{C_m}{\sqrt{C_1 C_2}} \quad (2-10)$$

電氣的接触の排除のみを目的とするアプリケーションでは、送電距離を極限まで小さくしたり、送受電間への誘電体の挿入により結合係数の増大が試みられる。これはゼロ距離送電として、ゴムタイヤを介した電気自動車の走行中充電用途や、ブラシレス同期発電機の軸受を介した励磁用途、直流配電時のコンセントとプラグ間の絶縁用途等、電界結合方式が有利とする送電距離で多く研究されている [16, 17, 18]。

ここで、電界結合方式の理解を得るために、プレートパラメータの距離特性をインピーダンスアナライザ（KeySight E4990A）により測定した。Fig. 10 では短辺 $l_1 = 250$ mm，長辺 $l_2 = 600$ mm，板厚

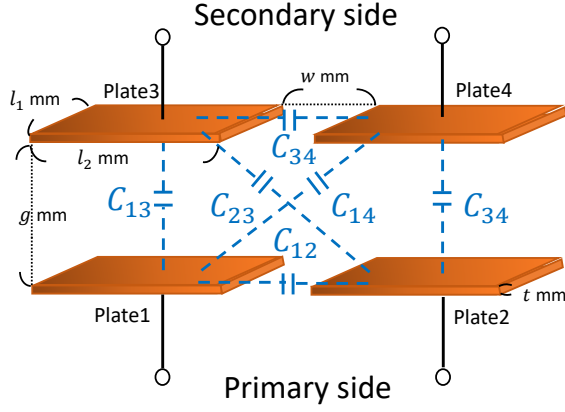


Fig. 10: CPT coupler with horizontal structure

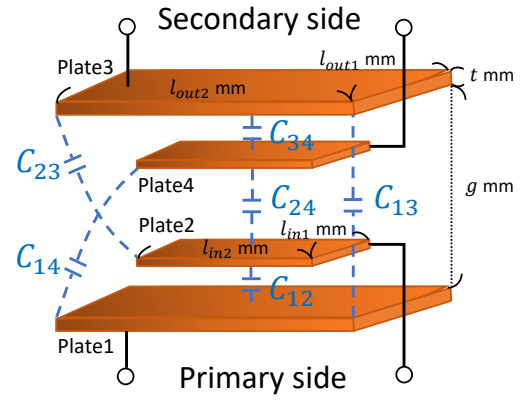


Fig. 11: CPT coupler with vertical structure

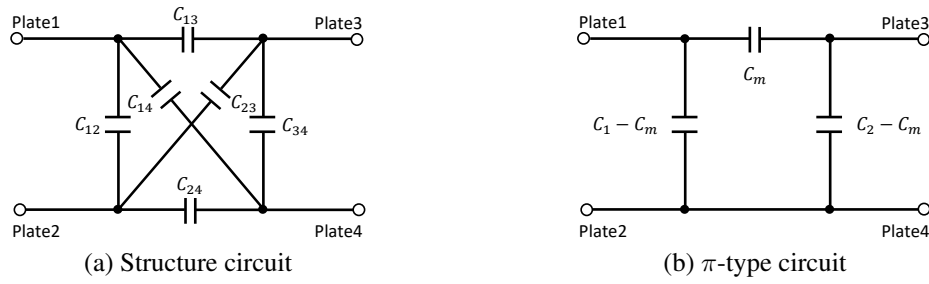


Fig. 12: Equivalent circuit diagram of CPT coupler

$t = 0.4 \text{ mm}$, 面積 $S = 0.150 \text{ m}^2$ の銅プレートの水平型配置, Fig. 11 では Plate1,3 : 短辺 $l_{out1} = 500 \text{ mm}$, 長辺 $l_{out2} = 600 \text{ mm}$, 板厚 $t = 0.8 \text{ mm}$, 面積 $S = 0.300 \text{ m}^2$, Plate2,4 : 短辺 $l_{in1} = 400 \text{ mm}$, 長辺 $l_{in2} = 480 \text{ mm}$, 板厚 $t = 0.8 \text{ mm}$, 面積 $S = 0.192 \text{ m}^2$ の銅プレートの垂直配置としている. 本構造は送受電側それぞれの金属プレートが同一平面上に占める合計面積を $S = 0.300 \text{ m}^2$ と統一し, 2.2.1 小節の送受電コイル鎖交磁束断面積とも統一させている. なお特別な誘電体の挿入は行われず, 送受電カプラは空气中に設置された. また, プレートパラメータの測定には Fig. 12(b) の等価回路構造に基づく以下の関係式が用いられた. $C_{i,op}$ は受電側 (送電側) カプラ端が開放状態での送電側 (受電側) 容量, $C_{i,sh}$ は受電側 (送電側) カプラ端が短絡状態での送電側 (受電側) 容量であり, 結合係数には送受電側で計算された値の平均値を採用する.

$$C_i = C_{i,sh} \quad (i = 1, 2) \quad (2-11)$$

$$k_i = \sqrt{1 + C_{i,op}/C_{i,sh}} \quad (i = 1, 2) \quad (2-12)$$

$$k = (k_1 + k_2)/2 \quad (2-13)$$

加えて, 上式のパラメータを (2-10) に代入し, 相互容量 C_m は算出される. 磁界結合方式と同様に全てのプレートパラメータは送電距離毎に求められる. 送電距離に対する自己容量と相互容量, 結合係数の値の変化特性について, 400 kHz での測定結果を Fig. 13 に示す. 送電距離の増加に伴い, 全てのプレートパラメータ値の減少が見られる. 更に, 水平型カプラ構造では比較的大きい結合係数と小さな自己容量が得られるのに対し, 垂直型カプラ構造では比較的小さな結合係数と大きな自己容量が得られるという着目すべき差異が存在する. 送電特性改善に寄与する送受電カプラの設計理論については, 第 5 章で詳しく言述する.

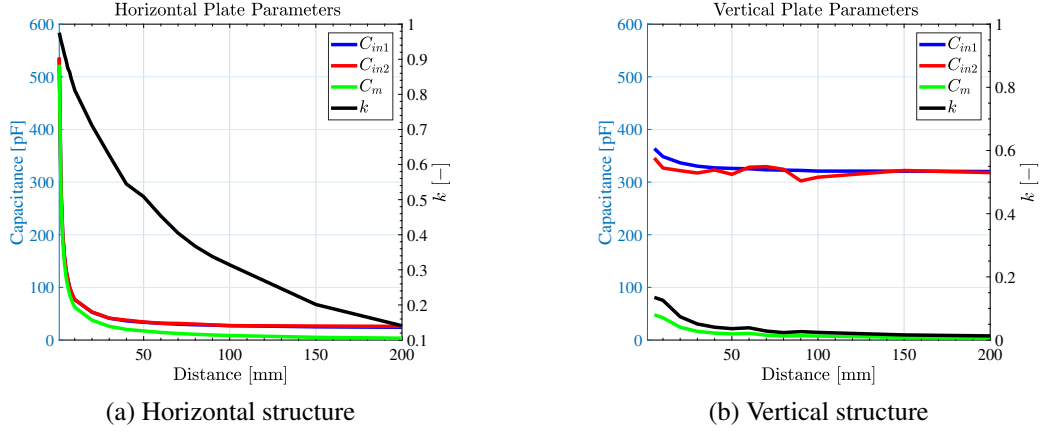


Fig. 13: Transmission distance characteristics for plates

2.3 共振結合方式の補償トポロジ

2.3.1 ワイヤレス電力伝送システム

ワイヤレス電力伝送のシステムは Fig. 14 に示す様に、直流電圧源と DC-AC コンバータにより矩形波電圧を生成する電源回路、送受電カップラと送受電側の補償回路による伝送回路、AC-DC コンバータと負荷抵抗 R_L による負荷回路から構成される。詳細には、直流電圧源は電力系統による交流電圧源と DC-DC コンバータ、AC-DC コンバータは整流回路と DC-DC コンバータ、負荷抵抗は二次電池や電動機等の定電力負荷として表される必要があるかもしれない。ここで \dot{V}_1 / \dot{V}_2 は伝送回路の入出力電圧、 \dot{I}_1 / \dot{I}_2 は入出力電流、 f / ω は電源回路の動作周波数並びに動作角周波数、 Z_{in} は入力インピーダンスである。本論文では解析の簡単化のため、電源回路を正弦波による交流電圧源、負荷回路を純負荷抵抗と見なす。電源回路の簡単化理由は、共振により動作周波数で十分なりアクタンス補償が達成される伝送回路は、バンドパスフィルタとして働き、矩形波電圧を基本波近似する事が可能なためである [19]。負荷回路の簡単化理由は、負荷部分に挿入される AC-DC コンバータは見かけ上の負荷抵抗を制御する役割も担い、実際の負荷抵抗 R_L の定数倍の等価負荷抵抗として表現する事が可能なためである [20]。なお、本論文では定電流源を使用した場合については言及せず、定電圧源使用時のみを検討する。また、定電圧源の動作周波数は規格や奨励等に基づき、磁界結合方式では 85 kHz、電界結合方式では 400 kHz を採用する [21, 22]。

2.3.2 補償目的と負荷条件

磁界結合方式の送受電カップラはインダクタンス、電界結合方式の送受電カップラは容量に起因し、電源の動作周波数に応じたりアクタンスを有する。これらのリアクタンスは長距離送電になる程、システムの送電効率及び出力電力を低減させる。従って Fig. 14 に示す様に、各送電方式における送受電カップラに補償回路を接続し、共振現象に基づきリアクタンスを補償する必要がある。共振現象の採用有無により、磁界結合方式は磁界共振結合方式と電磁誘導方式、電界結合方式は電界共振結合方式と静電誘導方式に細分類される。また、補償回路におけるリアクタンス補償素子並びに負荷抵抗値は各設計目的に応じて適切に設計される必要がある。例えば高周波伝送回路であれば、電力反射を生じる事無く電気信号

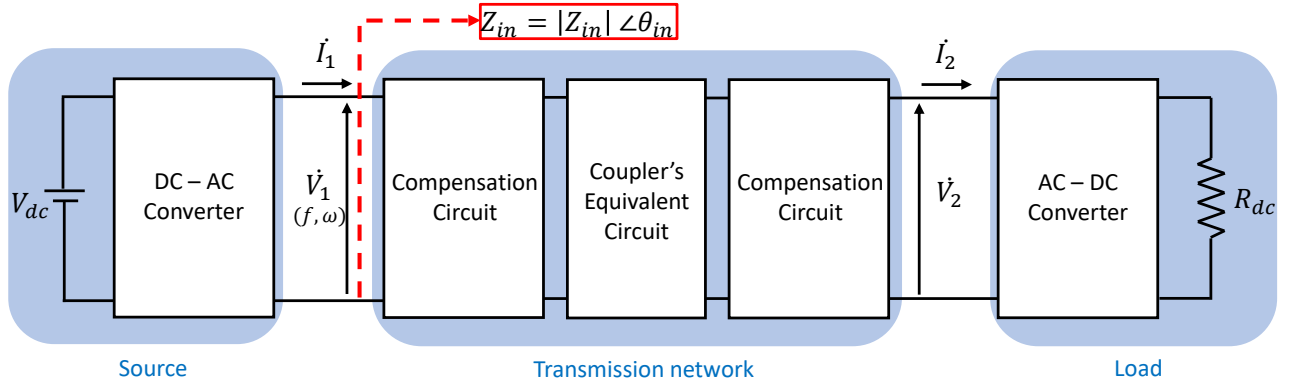


Fig. 14: Circuit diagram of compensation topology

を負荷に最大限伝送するため、電源側の入力インピーダンスと負荷側の出力インピーダンスを一致させるインピーダンス整合が設計法として採用される．この場合、電源に $50\ \Omega$ の内部インピーダンスが存在する $50\ \Omega$ 電源が採用される事が多く、整合のために $50\ \Omega$ の負荷抵抗が用いられ、伝送回路の理論的
最大効率は $50\ \%$ となる．しかし、ワイヤレス電力伝送では電気信号ではなく電力の伝送を目的として
いる為、無駄な電力消費を低減させ、素子の発熱を抑制するために最大効率伝送を目的とする必要があ
る．従って、2.4 節で言述するリアクタンス補償素子条件に加え、最大効率を達成するための最適負荷
条件を設計に考慮する必要がある．最適負荷 R_{Lopt} は、下式に示すリアクタンス補償素子条件適用後の
送電効率 η の負荷 R_L による微分方程式を補償トポロジ毎に解く事で、それぞれ一意に定められる [23].

$$\frac{\partial \eta}{\partial R_L} = 0 \quad (2-14)$$

2.3.3 磁界結合方式

検討する二素子補償型トポロジ

磁界共振結合方式では、送受電コイルの自己インダクタンスに基づくリアクタンスを補償するため、
Fig. 15(a) の様に送受電側にそれぞれ C_1 / C_2 の容量を有する補償キャパシタを接続する．Fig. 15(a) に
おいて、送受電側コイルに直列（S: series）に補償キャパシタを接続したものを SS トポロジ、送電側
には直列、受電側には並列（P: parallel）に接続したものを SP トポロジ、送電側には並列、受電側には直
列に接続したものを PS トポロジ、送受電側に並列に接続したものを PP トポロジと呼称する．ここで、
補償キャパシタの内部抵抗は送受電コイルの内部抵抗に比べて十分小さい事が想定されるため、解析の
上では考慮しない事とする．なお、本論文で評価する四種の補償トポロジ以外にも両側 LCC 補償トポ
ロジ [24] の様に、より多くの補償素子を用いたリアクタンス補償も存在するが、産業応用に適した簡単
なシステム構造から磁界共振結合方式に多く採用される二素子補償型トポロジのみに着目する．

二素子補償型トポロジの解析動向

二素子補償型トポロジの中で、送電効率と最適負荷、出力電力が数式化されている事から、最も解析
が進むのは SS トポロジであると言える．SP / PS / PP トポロジでは送電効率や最適負荷は数式化されて

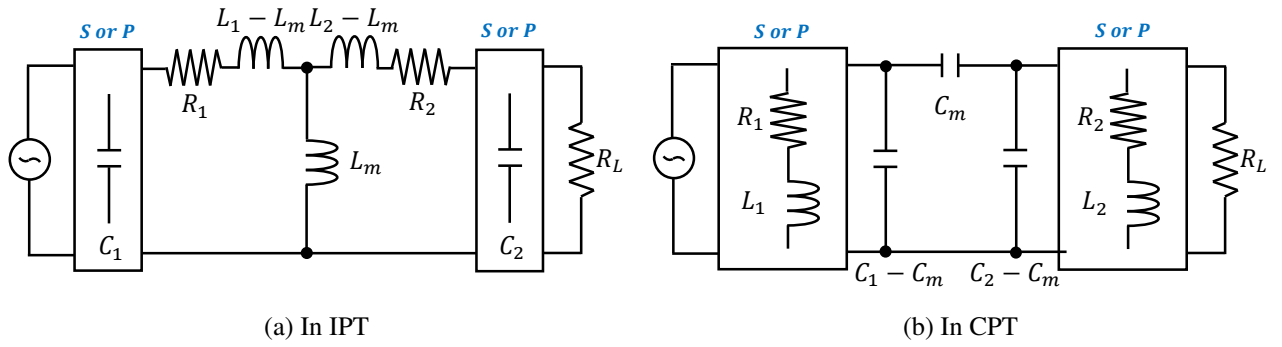


Fig. 15: Circuit diagram in IPT and CPT with resonance coupling

いるものの、出力電力については未だ数式化されておらず、これらの送電性能を考慮した良好な補償トポロジ選択には至らない [25, 26]. また、二素子補償型トポロジを比較した文献について述べる. SS / SP トポロジを比較した文献では、それぞれの最適負荷条件とリアクタンス補償素子条件 (2.4.2 小節: 入出力力率補償に基づく設計法) を満足する場合の最大効率に一致する事、SP トポロジの方が最適負荷値が約 100 倍大きく設計される事が報告されている [27]. SS / SP / PS / PP トポロジを比較した文献では、電圧源を採用した場合の SS / SP トポロジは固有のリアクタンス補償素子条件を満足する事で、CC / CV 特性の両者を達成し得る事、PS トポロジは CV 特性のみ、PP トポロジは CC 特性のみを達成し得ることが報告されている [28]. また、SS / SP / PS / PP トポロジで受電側を直並列 LC 共振、それに対して送電側の入力力率を 1 とするリアクタンス補償素子設計法が提案されている [29]. そして、SP / PS トポロジはそれぞれの最適負荷条件とリアクタンス補償素子条件 (2.4.3 小節: ジャイレータ設計及び理想変圧器特性に基づく設計法) を満足する場合の最大効率に一致する事が報告されている [25]. この様に二素子補償型トポロジは様々な研究グループにより解析されているが、各文献でリアクタンス補償素子の設計法が異なるため、補償トポロジ名のみで一概に送電特性を判断する事は難しいと言える.

2.3.4 電界結合方式

検討する二素子補償型トポロジ

電界共振結合方式では、送受電カプラの自己容量に基づくリアクタンスを補償するため、Fig. 15(b) の様に送受電側にそれぞれ補償インダクタを接続する. Fig. 15(b) において、送受電側カプラに直列に補償インダクタを接続したものを SS トポロジ、送電側には直列、受電側には並列に接続したものを SP トポロジ、送電側には並列、受電側には直列に接続したものを PS トポロジ、送受電側に並列に接続したものを PP トポロジと呼称する. ここで、 L_1 / L_2 は補償インダクタのインダクタンス、 R_1 / R_2 はインダクタの ESR である. 補償インダクタの Q 値は (2-2) に示す磁界結合方式の送受電コイル Q 値の定義式と等しい. なお、本論文で評価する四種の補償トポロジ以外にも両側 LCLC 補償トポロジ [14] の様に、より多くの補償素子を用いたりリアクタンス補償も存在するが、産業応用に適した簡単なシステム構造である事から二素子補償型トポロジのみに着目する.

二素子補償型トポロジの研究動向

二素子補償型トポロジの中で、送電効率と最適負荷、出力電力が数式化されていることから、最も解析が進むのは SS / SP トポロジであると言える [30]. 更に、SS トポロジは固有のリアクタンス補償素子条件を満たす事で、CUPF 特性及び CC / CV 特性の両者を達成し得る事が報告されている [31]. また、二素子補償型トポロジを比較した文献について述べる. SS / SP トポロジを比較した文献では、それぞれの最適負荷条件とリアクタンス補償素子条件 (2.4.2 小節: 入出力力率補償に基づく設計法) を満足する場合の最大効率及び出力電力は完全に一致する事、SP トポロジの方が最適負荷値が約 100 倍大きく設計される事を報告した [30]. SS / PP トポロジを比較した文献では、それぞれの最適負荷条件とリアクタンス補償素子条件 (2.4.3 小節: ジャイレータ特性及び理想変圧器特性に基づく設計法) を満足する場合の最大効率は完全に一致する事が示されている [32]. しかし、PS トポロジの解析例がない事や PP トポロジの出力電力が数式化されていない事、SP / PS / PP トポロジの CC / CV 特性についての解析例が存在しないことから、これらの送電性能を考慮した良好な補償トポロジ選択には至らない. そして、この様に二素子補償型トポロジは様々な研究グループにより解析されているが、各文献でリアクタンス補償素子の設計法が異なるため、補償トポロジ名のみで一概に送電特性を判断する事は難しいと言える.

2.4 リアクタンス補償素子の統一設計法

磁界共振結合方式及び電界共振結合方式ではリアクタンス補償素子の設計法に拠り、各補償トポロジの送電特性を一意に定義できない事を述べた. リアクタンス補償素子の設計法毎の送電特性差異について比較検討する必要があるが、その差異については本論文では検討されず、本論文では一つの統一した設計法を両送電方式の二素子補償型トポロジ全てに適用する事で、送電特性を公平に評価する事を試みる. 共振結合方式では、直並列 LC 共振に基づく設計法や入出力力率補償に基づく設計法、ジャイレータ特性と理想変圧器特性に基づく設計等、様々なリアクタンス補償素子設計法が採用されている. 本論文では「ジャイレータ特性及び理想変圧器特性に基づく設計法」を採用するが、その採用理由と他の設計法について以降で言及する.

2.4.1 直並列 LC 共振に基づく設計法

直並列 LC 共振に基づく設計法とは、以下の様な送電側共振器の共振周波数 ω_1 と受電側共振器の共振周波数 ω_2 、電源の動作周波数 ω を一致させる手法である.

$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}}, \quad \omega_2 = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}} \quad (2-15)$$

本条件式は磁界共振結合方式の SS トポロジで頻繁に採用され、高効率大電力伝送に加え、CUPF 特性と CC 特性を達成する. しかし等価回路に基づく解析上、この条件式は磁界共振結合方式の SS トポロジ及び電界共振結合方式の PP トポロジを除く補償トポロジでは、設計意図を有する補償条件とはなり得ない.

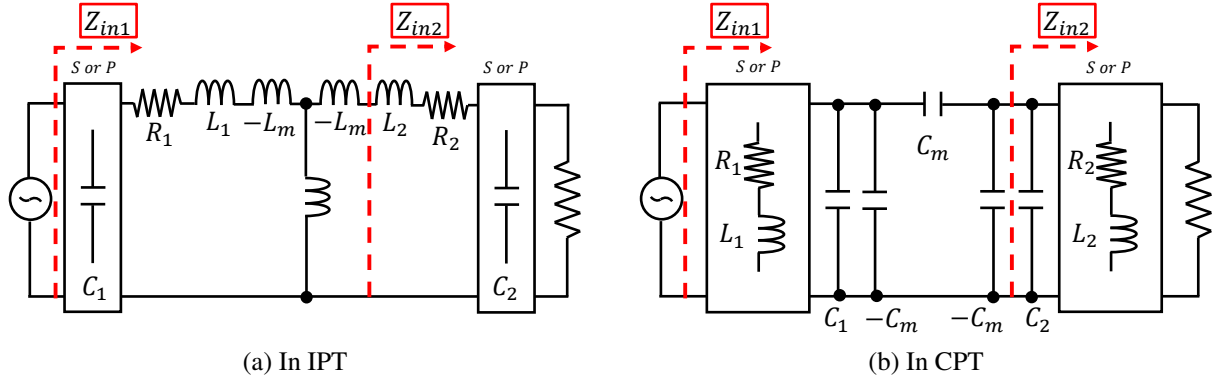


Fig. 16: Circuit diagram for power factor compensation design

2.4.2 入出力力率補償に基づく設計法

入出力力率補償に基づく設計法とは Fig. 16 の共振結合方式の等価回路において、下式の様に送電側入力インピーダンス Z_{in1} ($= Z_{in}$) と受電側入力インピーダンス Z_{in2} のリアクタンスを相殺する補償素子設計法である。共振器の共振のみを考慮した直並列 LC 共振設計とは異なり、本設計は等価回路全体を考慮した共振設計となり、インピーダンス整合でのリアクタンス補償と類似する。

$$\omega_1 \rightarrow \text{Im}(Z_{in1}) = 0, \quad \omega_2 \rightarrow \text{Im}(Z_{in2}) = 0 \quad (2-16)$$

本設計と最適負荷設計の併用により、最適負荷条件を満たす場合に限り、磁界共振結合方式と電界共振結合方式の全ての補償トポロジにおいて入出力力率 1 を達成する事が出来る。しかし本設計による補償素子条件は $L_1, L_2, C_1, C_2, Q_1, Q_2, \omega, k, R_L$ のパラメータを含む複雑な条件となる事や、電界共振結合方式では負荷変動時に理論的に大きく入出力力率が低減してしまう等の課題が報告されている [30]。

2.4.3 ジャイレータ特性と理想変圧器特性に基づく設計法

ジャイレータ特性及び理想変圧器に基づく設計法とは、適切なリアクタンス補償素子条件により CUPF 特性に加え、CC 特性または CV 特性を達成し得る設計法である。CUPF 特性を達成する事で、DC-AC コンバータ電源のゼロ電圧スイッチング (ZVS: Zero Voltage Switching) による送電効率改善や送電側の無効電力低減による入出力電力の増大が期待出来る。そして CC / CV 特性を達成する事で、等価負荷抵抗が変動する電動機や二次電池の充電過程等でも安定して充電する事が可能となる [33]。また、磁界共振結合方式では伝送回路をジャイレータと呼ばれる回路網の組み合わせとして捉える事で、各補償トポロジをグラフィカルに理解出来る事が報告されている [34]。以降にジャイレータとその組み合わせにより得られる送電特性について言及する。

電気回路の二端子対回路では、その回路網は以下の F パラメータによる回路方程式として表される。

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_1 \\ \dot{I}_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{A} & \dot{B} \\ \dot{C} & \dot{D} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{V}_2 \\ \dot{I}_2 \end{bmatrix} \quad (2-17)$$

本回路方程式において $\dot{A} = \dot{D} = 0$ が成り立つ回路網はジャイレータと呼ばれる [34]。

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_1 \\ \dot{I}_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \pm jZ_0 \\ \pm j/Z_0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{V}_2 \\ \dot{I}_2 \end{bmatrix} \quad (2-18)$$

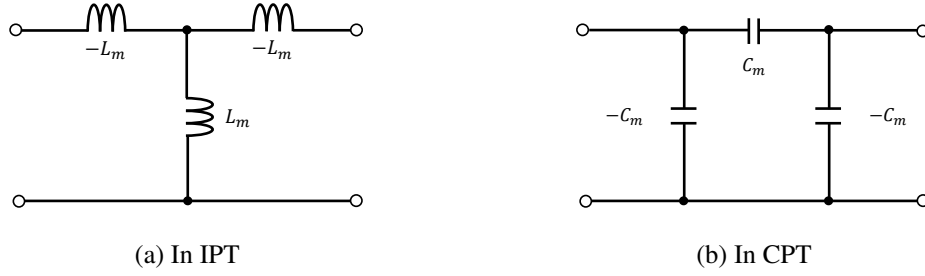


Fig. 17: Example circuit diagram of gyrator

ここで、 Z_0 は二端子対回路の特性インピーダンスである。構造詳細は先行研究に譲るが、Fig. 17(a) に示す磁界結合方式の相互インダクタンスから成る回路網や Fig. 17(b) に示す電界結合方式の相互容量から成る回路網はジャイレータの定義を満たす。特に Fig. 17(a) の回路網は K インバータ、Fig. 17(b) の回路網は J インバータとも呼称される [35]。回路網が $\dot{A} = \dot{D} = 0$ を満足する場合、入力インピーダンス Z_{in} は (2-19) で表され、回路内に ESR が存在しない場合にはその値は実数となる事が分かる。つまり、負荷値に拠らず入力電圧と入力電流は同位相となり、入力力率 $\cos \theta_{in} = 1$ を達成する。本式の様に入力インピーダンスを負荷に反比例する値に変換する特徴から、ジャイレータはイミタンス変換器とも呼ばれる [36]。なお、イミタンス変換器とはインピーダンス・アドミタンス変換器の略称である。

$$Z_{in} = \dot{V}_1 / \dot{I}_1 = Z_0^2 \dot{I}_2 / \dot{V}_2 = Z_0^2 / R_L \quad (\cos \theta_{in} = 1) \quad (2-19)$$

この時の出力電圧 $|\dot{V}_2|$ は以下の様に表せる。

$$|\dot{V}_2| = \pm R_L / Z_0 |\dot{V}_1| \quad (2-20)$$

また、この時の出力電流 $|\dot{I}_2|$ は以下の様に表せる。

$$|\dot{I}_2| = \pm 1 / Z_0 |\dot{V}_1| \quad (2-21)$$

(2-20)、(2-21) から、負荷値に比例して値が定まる出力電圧に対して、出力電流は負荷に依存していない事が分かる。回路網が $\dot{A} = \dot{D} = 0$ を満たす場合に得られる CUPF 特性並びに CC 特性を併せてジャイレータ特性と呼称する。なお本論文では取り扱わないが、電源として定電流源を採用した場合には CUPF 特性並びに CV 特性が得られる。

また、偶数個のジャイレータを従属接続する事で、(2-17) の回路網は $\dot{B} = \dot{C} = 0$ を満足する。

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_1 \\ \dot{I}_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \pm j Z_0 & 0 \\ 0 & \pm j / Z_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{V}_2 \\ \dot{I}_2 \end{bmatrix} \quad (2-22)$$

回路網が $\dot{B} = \dot{C} = 0$ を満足する場合、入力インピーダンス Z_{in} は (2-23) で表され、回路内に ESR が存在しない場合にはその値は実数となる事が分かる。つまり、負荷値に拠らず入力電圧と入力電流は同位相となり、入力力率 $\cos \theta_{in} = 1$ を達成する。

$$Z_{in} = \dot{V}_1 / \dot{I}_1 = Z_0^2 \dot{V}_2 / \dot{I}_2 = Z_0^2 R_L \quad (\cos \theta_{in} = 1) \quad (2-23)$$

この時の出力電圧 $|\dot{V}_2|$ は以下の様に表せる。

$$|\dot{V}_2| = \pm 1 / Z_0 |\dot{V}_1| \quad (2-24)$$

また、この時の出力電流 $|\dot{I}_2|$ は以下の様に表せる。

$$|\dot{I}_2| = \pm 1/Z_0 R_L |\dot{V}_1| \quad (2-25)$$

(2-22), (2-22) から、負荷値に反比例して値が定まる出力電流に対して、出力電圧は負荷に依存していない事が分かる。出力電圧が入力電圧と伝送回路のみに依存する特徴に着目し、回路網が $\dot{B} = \dot{C} = 0$ を満たす場合に得られる CUPF 特性並びに CV 特性を併せて理想変圧器特性と呼称する。なお本論文では取り扱わないが、電源として定電流源を採用した場合には CUPF 特性並びに CC 特性が得られる。

以上から、本論文の評価比較では CUPF 特性や CC / CV 特性の利点が期待されることから「ジャイレータ特性及び理想変圧器特性に基づくリアクタンス補償素子設計法」を採用する。第3章及び第4章の回路解析では本設計法に基づき、補償トポロジ毎に $R_1 = R_2 = 0$ の条件下で、 $\dot{A} = \dot{D} = 0$ または $\dot{B} = \dot{C} = 0$ のどちらかを満たすリアクタンス補償素子条件を導出する。また、解析の簡単化のため、以下のパラメータが使用される。

$$\begin{cases} a_1 = 1 - \omega^2 L_1 C_1, & a_2 = 1 - \omega^2 L_2 C_2 \\ a_3 = 1 - \omega^2 L_1 C_1 (1 - k^2), & a_4 = 1 - \omega^2 L_2 C_2 (1 - k^2) \\ a_5 = 1 + \omega^4 L_1 L_2 C_1 C_2 (1 - k^2) - \omega^2 (L_1 C_1 + L_2 C_2) \end{cases} \quad (2-26)$$

2.5 おわりに

本章では初めに磁界結合方式と電界結合方式のカプラ構造について示し、磁界結合方式では T 型等価回路、電界結合方式では π 型等価回路で表現出来る事、送電距離増大に伴い結合係数やインダクタンス、容量が減少する事を示した。次に、ワイヤレス電力伝送システムの概略について説明し、簡単化のために基本波近似解析を用いる事、負荷は純負荷抵抗を想定する事、そして消費電力と素子発熱抑制のために最大効率伝送を目的とし、最適負荷を使用する事について述べた。そして両送電方式に共通する共振結合方式の二素子補償型トポロジについて、出力電力等の数式化や CC / CV 特など未解明である送電特性について取り上げ、それらの追加解析の必要性について言述した。最後にリアクタンス補償素子設計法として、CUPE 特性と CC 特性または CV 特性が期待されるジャイレータ特性及び理想変圧器特性に基づく設計法を採用する事を述べた。

第 3 章

磁界共振結合方式の回路解析及び特性評価

3.1 はじめに

本章では，磁界共振結合方式ワイヤレス電力伝送の回路解析を行い，諸公式及び諸特性計算に基づく各補償トポロジの送電特性評価を行う．初めに $R_1 = R_2 = 0$ の条件下でジャイレータ特性または理想変圧器特性を得る各補償トポロジの補償キャパシタ条件を導出する．次に $R_1 \neq R_2 \neq 0$ の条件下で補償キャパシタ条件適用時の各送電特性の厳密及び近似された諸公式を導出し，各補償トポロジの送電特性を評価する．その後，送電特性を踏まえた補償トポロジ選択や，送電効率と出力電力のトレードオフを考慮した結合係数選択について議論する．諸特性計算では，設計条件を満たす場合に得られる送電特性の負荷変動時のロバスト性について議論し，それを考慮した設計指針を述べる．最後に信号試験及び送電実験により設計条件，送電特性評価の有効性を検証する．なお回路解析の際，SS トポロジのみ詳細な解析手順を示し，他の補償トポロジは結果のみ表にまとめられる．

3.2 補償キャパシタ条件の導出

本節では $R_1 = R_2 = 0$ の条件下で，SS トポロジでの導出過程に倣い，二素子補償型トポロジの補償キャパシタ条件の導出を行う．

SS トポロジの二端子対回路において，回路方程式の F パラメータ \dot{A} – \dot{D} は以下の様に表せる．

$$\dot{A} = -a_1/\omega^2 L_m C_1, \quad \dot{B} = ja_5/\omega^3 L_m C_1 C_2, \quad \dot{C} = 1/j\omega L_m, \quad \dot{D} = -a_2/\omega^2 L_m C_2 \quad (3-1)$$

SS トポロジでは補償キャパシタの適切な設計により $\dot{A} = \dot{D} = 0$ を満たす事が可能であり，その時の C_1 及び C_2 は以下の条件となる．

$$C_1 = \frac{1}{\omega^2 L_1}, \quad C_2 = \frac{1}{\omega^2 L_2} \quad (3-2)$$

補償キャパシタ条件を満たす場合，回路網の F パラメータは以下の様に書き換えられる．

$$\dot{A} = 0, \quad \dot{B} = -j\omega L_m, \quad \dot{C} = 1/j\omega L_m, \quad \dot{D} = 0 \quad (3-3)$$

Tab. 1: F parameters in IPT ($R_1 = R_2 = 0$)

	SS topology	SP topology	PS topology	PP topology
\dot{A}	$-a_1/\omega^2 L_m C_1$	$-a_5/\omega^2 L_m C_1$	L_1/L_m	$a_4 L_1/L_m$
\dot{B}	$ja_5/\omega^3 L_m C_1 C_2$	$a_3 L_2/j\omega L_m C_1$	$a_4 L_1/j\omega L_m C_2$	$j\omega L_1 L_2(1-k^2)/L_m$
\dot{C}	$1/j\omega L_m$	$a_2/j\omega L_m$	$a_1/j\omega L_m$	$a_5/j\omega L_m$
\dot{D}	$-a_2/\omega^2 L_m C_2$	L_2/L_m	$-a_5/\omega^2 L_m C_2$	$a_3 L_2/L_m$

Tab. 2: Compensation capacitor conditions in IPT

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

Tab. 3: Gyrator and ideal transformer characteristics in IPT ($R_1 = R_2 = 0$)

	SS topology	SP topology	PS topology	PP topology
\dot{A}	0	L_m/L_2	L_1/L_m	0
\dot{B}	$-j\omega L_m$	0	0	$j\omega L_1 L_2(1-k^2)/L_m$
\dot{C}	$1/j\omega L_m$	0	0	$-k^2/j\omega L_m(1-k^2)$
\dot{D}	0	L_2/L_m	L_m/L_1	0
Z_{in}	$\omega^2 L_m^2/R_L$	$L_m^2 R_L/L_2^2$	$L_1^2 R_L/L_m^2$	$\omega^2 L_m^2(1-k^2)^2/k^4 R_L$
$ \dot{V}_2 $	$R_L/\omega L_m \dot{V}_1 $	$L_2/L_m \dot{V}_1 $	$L_m/L_1 \dot{V}_1 $	$k^2 R_L/\omega L_m(1-k^2) \dot{V}_1 $
$ \dot{I}_2 $	$1/\omega L_m \dot{V}_1 $	$L_2/L_m R_L \dot{V}_1 $	$L_m/L_1 R_L \dot{V}_1 $	$k^2/\omega L_m(1-k^2) \dot{V}_1 $
Characteristics	Gyrator	Ideal Transformer	Ideal Transformer	Gyrator

この時の入力インピーダンス及びその入力力率を (3-4) に示す．また，定電圧源を用いた場合の出力電圧 $|\dot{V}_2|$ 及び出力電流 $|\dot{I}_2|$ を (3-5)，(3-6) に示す．

$$Z_{in} = \omega^2 L_m^2 / R_L, \quad \therefore \cos \theta_{in} = 1 \quad (3-4)$$

$$|\dot{V}_2| = R_L / \omega L_m |\dot{V}_1| \quad (3-5)$$

$$|\dot{I}_2| = 1 / \omega L_m |\dot{V}_1| \quad (3-6)$$

R_L に拠らずに $\cos \theta_{in} = 1$ を満たす事や一定の $|\dot{I}_2|$ を得られる事が分かる．従って，補償キャパシタ条件を満たす事で SS トポロジはジャイレータ特性を得る事が示された．

他の補償トポロジも同様に解析され，その結果は Tab. 1–Tab. 3 に示される．各補償トポロジ毎の異なる補償キャパシタ条件を満足すると，SS / PP トポロジは $\dot{A} = \dot{D} = 0$ を満たすジャイレータ特性，SP / PS トポロジは $\dot{B} = \dot{C} = 0$ を満たす理想変圧器特性を得る事が可能となる．次節以降，回路の抵抗成分を考慮し，これらの補償キャパシタ条件適用時の各補償トポロジの送電特性評価を行う．

3.3 回路解析及び特性評価

本節では， $R_1 \neq R_2 \neq 0$ の条件下で補償キャパシタ条件適用時の送電特性諸公式を導出し，更に近似式として簡単化する事で，明解な諸公式に基づく各補償トポロジの送電特性評価とその公平比較を行

Tab. 4: Formulas of transmission efficiency in IPT

	$\eta (Q_1 \neq Q_2)$	$\eta (Q = Q_1 = Q_2, 1 \ll Q^2)$	η_{max}
SS topology	$\frac{k^2 R_2 R_L Q_1 Q_2}{(R_2 + R_L)(R_2 + R_L + k^2 R_2 Q_1 Q_2)}$	$\frac{k^2 R_2 R_L Q^2}{(R_2 + R_L)(R_2 + R_L + k^2 R_2 Q^2)}$	$\frac{k^2 Q^2}{(1 + \sqrt{1 + k^2 Q^2})^2}$
SP topology	$\frac{k^2 R_2 R_L Q_1 Q_2^3}{A_1 R_2 Q_2 + B_1 (A_2 Q_2 + R_L)}$	$\frac{k^2 R_2 R_L Q^4}{(R_L + R_2 Q^2)\{R_{2d} Q^2 + R_L(1 + k^2 Q^2)\}}$	$\frac{k^2 Q^2}{(\sqrt{1 + k^2} + \sqrt{1 + k^2 Q^2})^2}$
PS topology	$\frac{k^2 R_2 R_L Q_1 Q_2}{(R_2 + R_L)^2 + k^2 R_2 Q_2 (R_2 Q_{1d} + R_L Q_1)}$	$\frac{k^2 R_2 R_L Q^2}{(R_{2d} + R_L)(R_2 + R_L + k^2 R_2 Q^2)}$	$\frac{k^2 Q^2}{(\sqrt{1 + k^2} + \sqrt{1 + k^2 Q^2})^2}$
PP topology	$\frac{k^2 R_2 R_L Q_1 Q_2^3 (1 - k^2)^2}{C R_2 Q_2^2 + R_L^2 (1 + k^2 Q_{1d} Q_2)}$	$\frac{k^2 R_2 R_L Q^4}{(R_{Ld} + R_2 Q^2)\{R_{2d} Q^2 + R_L(1 + k^2 Q^2)\}}$	$\frac{k^2 Q^2}{(\frac{1+k^2}{1-k^2} + \sqrt{1 + k^2 Q^2})^2}$

う．評価対象とする送電特性は送電効率（最適負荷），出力電力，CUPF 特性，CC 特性，CV 特性の六種類とする．なお，CC / CV 特性の回路解析では導出過程の違いから，CC 特性では SS トポロジの出力電流式，CV 特性では SP トポロジの出力電圧式の導出に分けて解析する．また諸公式の簡単化のために，(2-1) の結合係数 k と (2-2) の送受電コイル Q 値に加え，以下のパラメータが用いられる．これらのパラメータは電界結合方式の回路解析に用いるものとは異なる事に注意されたい．

$$\begin{cases} Q_{1d} = Q_1 + k^2 Q_2, & Q_{2d} = k^2 Q_1 + Q_2, & R_{2d} = R_2(1 + k^2), & R_{Ld} = R_L(1 + k^2)/(1 - k^2)^2 \\ A_1 = R_2 Q_2 - k^2 R_L Q_1, & A_2 = R_2(k^2 Q_1 + Q_2) + k^2 R_L Q_1 \\ A_3 = R_2 Q_2(1 - k^2) - k^2 R_L(Q_1 + Q_2) \\ B_1 = R_L + R_2 Q_2^2, & B_2 = R_L + R_2 Q_2(1 - k^2)(Q_1 + Q_2) \\ C = (1 - k^2)^2\{R_L + R_2 Q_2^2 + (R_2 + R_L)(1 + k^2 Q_1 Q_2)\}, & D = Q_1 Q_2(1 - k^2) - 1 \end{cases} \quad (3-7)$$

3.3.1 送電効率及び出力電力

送電効率（最適負荷）

回路解析に基づき，SS トポロジの補償キャパシタ条件適用時の送電効率 η は以下の様に導出された．

$$\eta = \frac{k^2 R_2 R_L Q_1 Q_2}{(R_2 + R_L)(R_2 + R_L + k^2 R_2 Q_1 Q_2)} \quad (3-8)$$

また，(3-8) に (3-9) の微分方程式を適用する事で，(3-10) で表される最適負荷を得る．

$$\frac{\partial \eta}{\partial R_L} = 0 \quad (3-9)$$

$$R_{Lopt} = R_2 \sqrt{1 + k^2 Q_1 Q_2} \quad (3-10)$$

諸公式に基づく明解な特性評価のために，(3-11) に示す Q 値の近似を用いて諸公式中のパラメータ数低減を図る．なお，送受電コイルの Q 値は数百程度の値を持つ事が殆どで，本近似は有効であると言える．

$$Q = Q_1 = Q_2, \quad 1 \ll Q^2 \quad (3-11)$$

Tab. 5: Formulas of optimal load in IPT

	$R_{Lopt} (Q_1 \neq Q_2)$	$R_{Lopt} (Q = Q_1 = Q_2, 1 \ll Q^2)$
SS topology	$R_2 \sqrt{1 + k^2 Q_1 Q_2}$	$R_2 \sqrt{1 + k^2 Q^2}$
SP topology	$\frac{R_2 Q_2 \sqrt{1 + Q_2 Q_{2d}}}{\sqrt{1 + k^2 Q_1 Q_2}}$	$\frac{R_2 Q^2 \sqrt{1 + k^2}}{\sqrt{1 + k^2 Q^2}}$
PS topology	$R_2 \sqrt{1 + k^2 Q_{1d} Q_2}$	$R_2 \sqrt{(1 + k^2)(1 + k^2 Q^2)}$
PP topology	$\frac{R_2 Q_2 (1 - k^2) \sqrt{1 + Q_2 Q_{2d}}}{\sqrt{1 + k^2 Q_{1d} Q_2}}$	$\frac{R_2 Q^2 (1 - k^2)}{\sqrt{1 + k^2 Q^2}}$

本近似を用いると補償キャパシタ条件を満足する送電効率及び最適負荷式は以下の通り簡単化される。

$$\eta \simeq \frac{k^2 R_2 R_L Q^2}{(R_2 + R_L)(R_2 + R_L + k^2 R_2 Q^2)} \quad (3-12)$$

$$R_{Lopt} \simeq R_2 \sqrt{1 + k^2 Q^2} \quad (3-13)$$

(3-12), (3-13) により, 補償キャパシタ条件及び最適負荷条件の両者を満たす場合の送電効率 η_{max} は以下の様に求められる。

$$\eta_{max} \simeq \frac{k^2 Q^2}{(1 + \sqrt{1 + k^2 Q^2})^2} \quad (3-14)$$

他の補償トポロジの送電効率式及び最適負荷式についても同様に解析され, その結果は Tab. 4, Tab. 5 に示される。なお Q 値の簡単化式において, 式中からパラメータ数を削減するだけでなく, 諸公式を綺麗にまとめる事を優先し, 近似の有効な範囲でパラメータ数の増加も併せて行った。例えば, PS トポロジの最適負荷式では $R_{Lopt} = R_2 \sqrt{1 + k^2 Q_{1d} Q_2} \simeq R_2 \sqrt{1 + k^2 Q^2 (1 + k^2)}$ とする近似を, $R_2 \sqrt{(1 + k^2)(1 + k^2 Q^2)}$ と近似している。この近似は最終的に最大効率式や出力電力式の明解化にも寄与している。

Tab. 4 について, Q 値の簡単化式と最適負荷時の送電効率式を見ると, SS トポロジと PS トポロジ, SP トポロジと PP トポロジの送電効率式が類似している事が分かる。これは, 2 次側補償キャパシタの接続形式により大方の送電効率が定まる事を示す。更に, 全ての補償トポロジの η_{max} は $1 + k^2$ と $1 - k^2$, 1 の差異を除いて等形状である。 $k < 0.3$ を目安に, 結合係数が小さい場合は $1 + k^2 \simeq 1 - k^2 \simeq 1$ の近似が可能である。このような弱結合条件の場合, 設計条件を満足する二素子補償型トポロジは以下に示す同量の最大効率を達成する。

$$\eta_{max}^{all} = \frac{k^2 Q^2}{(1 + \sqrt{1 + k^2 Q^2})^2} \quad (3-15)$$

本最大効率式に従い, k, Q の値に伴う最大効率の変化は Fig. 29 の様に計算された。本特性に拠れば, 全ての補償トポロジでは k 及び Q 値を増大させる事で最大効率増大が見込める。しかし SS / SP トポロジに関しては本小節で説明する出力電力とトレードオフとなる事に注意されたい。

また Tab. 5 について, 諸公式簡単化の過程に関わらず, SS トポロジと PS トポロジ, SP トポロジと PP トポロジの最適負荷式が類似している事が分かる。これは各補償トポロジにおける送電効率の類似性を考慮すると明白である。簡単化された最適負荷式において, $1 + k^2 \simeq 1 - k^2 \simeq 1$ を仮定すると, SS

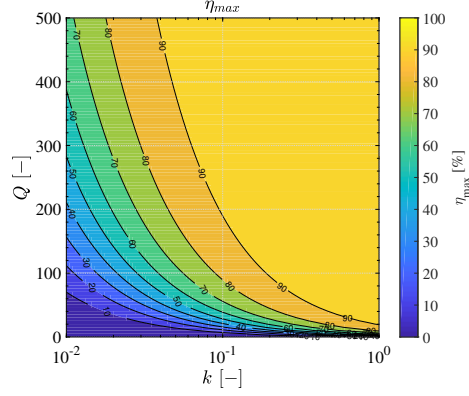


Fig. 18: kQ characteristics for maximum efficiency in IPT

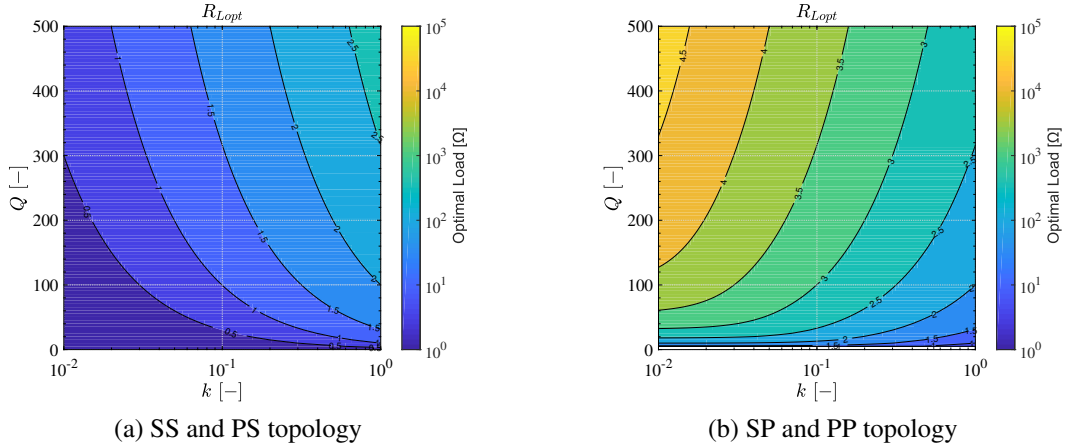


Fig. 19: kQ characteristics for optimal load in IPT

トポロジと PS トポロジ, SP トポロジと PP トポロジはそれぞれ以下の等しい R_{Lopt} を示す.

$$R_{Lopt}^{SS,PS} = R_2 \sqrt{1 + k^2 Q^2} \quad (3-16)$$

$$R_{Lopt}^{SP,PP} = \frac{R_2 Q^2}{\sqrt{1 + k^2 Q^2}} \quad (3-17)$$

本最適負荷式に従い, k , Q の値に伴う最適負荷の変化は Fig. 30 の様に計算された. ここで, $R_2 = 1 \Omega$ としている. 本特性に拠れば, SS / PS トポロジでは k , Q が大きい程に最適負荷値が増大するのに対し, SP / PP トポロジでは k が小さく, Q が大きい程に最適負荷値が増大する. しかし何より, SP / PP トポロジの最適負荷値は SS / PS トポロジよりも大きい傾向にある事が分かる. この結果は, 以下に示す各補償トポロジにおける最適負荷の比例式からも確認できる.

$$R_{Lopt}^{SS,PS} : R_{Lopt}^{SP,PP} = 1 + k^2 Q^2 : Q^2 \simeq k^2 : 1 \quad (3-18)$$

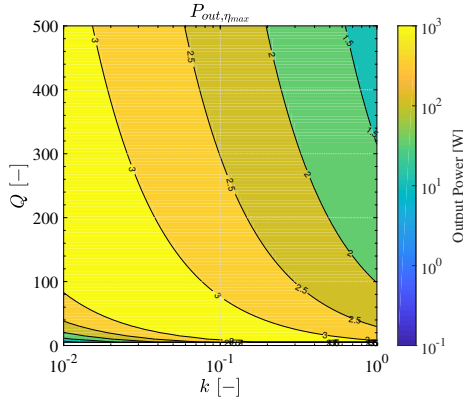
ある程度の高効率伝送を意識し $1 \ll k^2 Q^2$ である事を踏まえると, SS / PS トポロジの最適負荷値は SP / PS トポロジよりも小さく, 約 k^2 倍となる. 以上の補償トポロジ毎の最適負荷値の差異は, アプリケーション毎に定められた負荷に適した補償トポロジ選択を可能にする.

出力電力

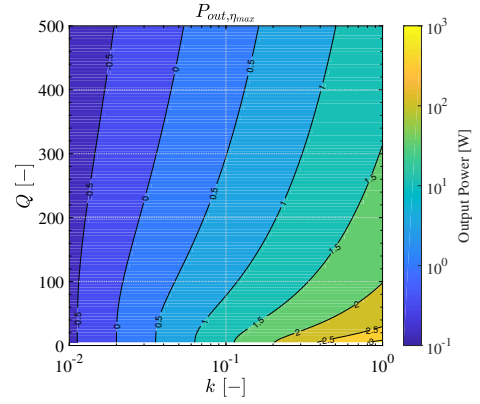
回路解析に基づき, SS トポロジの補償キャパシタ条件適用時の出力電力 P_{out} は (3-19) の様に導出された. 諸公式中パラメータ数低減のため, (3-11) の Q 値の近似により, 出力電力式は (3-20) の様に簡単

Tab. 6: Formulas of output power in IPT

	$P_{out} (Q_1 \neq Q_2)$	$P_{out} (Q = Q_1 = Q_2, 1 \ll Q^2)$	$P_{out, \eta_{max}}$
SS topology	$\frac{k^2 R_2 R_L Q_1 Q_2}{R_1 (R_2 + R_L + k^2 R_2 Q_1 Q_2)^2} \dot{V}_1 ^2$	$\frac{k^2 R_2 R_L Q^2}{R_1 (R_2 + R_L + k^2 R_2 Q^2)^2} \dot{V}_1 ^2$	$\frac{\eta_{max}}{R_1 \sqrt{1 + k^2 Q^2}} \dot{V}_1 ^2$
SP topology	$\frac{k^2 R_2 R_L Q_1 Q_2^3}{R_1 \{A_1^2 + (A_2 Q_2 + R_L)^2\}} \dot{V}_1 ^2$	$\frac{k^2 R_2 R_L Q^4}{R_1 \{R_{2d} Q^2 + R_L (1 + k^2 Q^2)\}^2} \dot{V}_1 ^2$	$\frac{\eta_{max}}{R_1 \sqrt{(1 + k^2)(1 + k^2 Q^2)}} \dot{V}_1 ^2$
PS topology	$\frac{k^2 R_2 R_L Q_1 Q_2}{R_1 \{(R_2 + R_L)^2 + (R_2 Q_{1d} + R_L Q_1)^2\}} \dot{V}_1 ^2$	$\frac{k^2 R_2 R_L}{R_1 (R_{2d} + R_L)^2} \dot{V}_1 ^2$	$\frac{\eta_{max} \sqrt{1 + k^2 Q^2}}{R_1 Q^2 \sqrt{1 + k^2}} \dot{V}_1 ^2$
PP topology	$\frac{k^2 R_2 R_L Q_1 Q_2^3 (1 - k^2)^2}{R_1 [B_2^2 + \{R_L Q_{1d} + D R_2 Q_2 (1 - k^2)\}^2]} \dot{V}_1 ^2$	$\frac{k^2 R_2 R_L Q^2}{R_1 (1 - k^2)^2 (R_{Ld} + R_2 Q^2)^2} \dot{V}_1 ^2$	$\frac{\eta_{max} \sqrt{1 + k^2 Q^2}}{R_1 Q^2 (1 - k^2)} \dot{V}_1 ^2$



(a) SS and SP topology



(b) PS and PP topology

 Fig. 20: kQ characteristics for output power with optimal load in IPT

化される．(3-13)，(3-20)により，補償キャパシタ条件及び最適負荷条件の両者を満たす場合の出力電力 $P_{out, \eta_{max}}$ は(3-21)の様に求められる．

$$P_{out} = \frac{k^2 R_2 R_L Q_1 Q_2}{R_1 (R_2 + R_L + k^2 R_2 Q_1 Q_2)^2} |\dot{V}_1|^2 \quad (3-19)$$

$$P_{out} \simeq \frac{k^2 R_2 R_L Q^2}{R_1 (R_2 + R_L + k^2 R_2 Q^2)^2} |\dot{V}_1|^2 \quad (3-20)$$

$$P_{out, \eta_{max}} \simeq \frac{\eta_{max}}{R_1 \sqrt{1 + k^2 Q^2}} |\dot{V}_1|^2 \quad (3-21)$$

他の補償トポロジの出力電力式についても同様に解析され，その結果はTab. 6に示される． $P_{out, \eta_{max}}$ は η_{max} 及び $|\dot{V}_1|$ ，そして次節で提示する Tab. 7の入力インピーダンス $Z_{in, \eta_{max}}$ のみに依存している．故に同量の送電効率及び入力電圧に対し，出力電力増大のためには入力インピーダンスの低減が必要となる．またSSトポロジとSPトポロジ，PSトポロジとPPトポロジの $P_{out, \eta_{max}}$ が類似している事が分かる．ここで，詳細な評価のために $1 + k^2 \simeq 1 - k^2 \simeq 1$ を仮定すると，SSトポロジとSPトポロジ，PSトポロジとPPトポロジはそれぞれ以下の等しい出力電力式を示す．

$$P_{out, \eta_{max}}^{SS, SP} = \frac{\eta_{max}}{R_1 \sqrt{1 + k^2 Q^2}} |\dot{V}_1|^2 \quad (3-22)$$

$$P_{out, \eta_{max}}^{PS, PP} = \frac{\eta_{max} \sqrt{1 + k^2 Q^2}}{R_1 Q^2} |\dot{V}_1|^2 \quad (3-23)$$

Tab. 7: Formulas of input impedance in IPT

	$Z_{in} (Q_1 \neq Q_2)$	$Z_{in} (Q = Q_1 = Q_2, 1 \ll Q^2)$	$Z_{in, \eta_{max}}$
SS topology	$\frac{R_1(R_2 + R_L + k^2 R_2 Q_1 Q_2)}{R_2 + R_L}$	$\frac{R_1(R_2 + R_L + k^2 R_2 Q^2)}{R_2 + R_L}$	$R_1 \sqrt{1 + k^2 Q^2}$
SP topology	$\frac{R_1 \{A_1 + j(A_2 Q_2 + R_L)\}}{R_2 Q_2 + jB_1}$	$\frac{R_1 \{R_{2d} Q^2 + R_L(1 + k^2 Q^2)\}}{R_L + R_2 Q^2}$	$R_1 \sqrt{(1 + k^2)(1 + k^2 Q^2)}$
PS topology	$\frac{R_1 Q_1 \{R_2 + R_L + j(R_2 Q_{1d} + R_L Q_1)\}}{-k^2 R_2 Q_2 + j(R_2 + R_L + k^2 R_2 Q_1 Q_2)}$	$\frac{R_1 Q^2 (R_{2d} + R_L)}{R_2 + R_L + k^2 R_2 Q^2}$	$\frac{R_1 Q^2 \sqrt{1 + k^2}}{\sqrt{1 + k^2 Q^2}}$
PP topology	$\frac{R_1 Q_1 (1 - k^2) \{R_L Q_{1d} + D R_2 Q_2 (1 - k^2) - jB_2\}}{R_L + A_2 Q_2 (1 - k^2) - jA_3}$	$\frac{R_1 Q^2 (1 - k^2)^2 (R_{2d} + R_2 Q^2)}{R_{2d} Q^2 + R_L (1 + k^2 Q^2)}$	$\frac{R_1 Q^2 (1 - k^2)}{\sqrt{1 + k^2 Q^2}}$

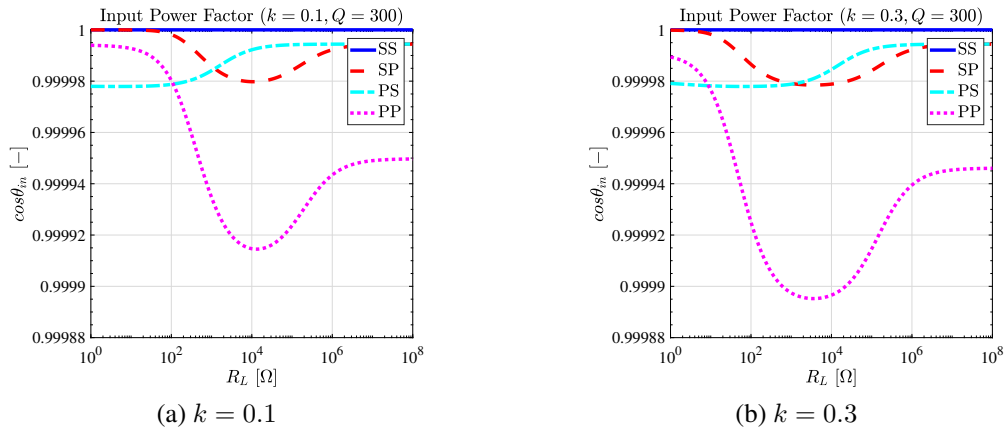


Fig. 21: Calculation results of load characteristics for input power factor in IPT

本出力電力式に従い, k , Q の値に伴う出力電力の変化は Fig. 31 の様に計算された. ここで, $|\dot{V}_1| = 100$ V 及び $R_1 = 1 \Omega$ としている. SS / SP トポロジでは k , Q が小さい程に出力電力が増大するのに対し, PS / PP トポロジでは k が大きく, Q が小さい程に出力電力が増大する. しかし何より, SS / SP トポロジは大電力伝送が可能な範囲が広く, PS / PP トポロジよりも出力電力を増大し易い事が分かる. この結果は, 以下に示す各補償ポロジにおける出力電力の比例式からも確認できる.

$$P_{out, \eta_{max}}^{SS, SP} : P_{out, \eta_{max}}^{PS, PP} = Q^2 : 1 + k^2 Q^2 \simeq 1 : k^2 \quad (3-24)$$

ある程度の高効率伝送を意識し $1 \ll k^2 Q^2$ である事を踏まえると, 同量の最大効率に対して PS / PP トポロジの出力電力は SS / SP トポロジよりも小さく, 約 k^2 倍となる. SS / SP トポロジは大電力伝送の観点から, PS / PP トポロジよりも優れた特性を有するが, 小さな結合係数を有する送受電プラでは送電効率とのトレードオフを考慮した設計が求められる.

更に, 入力電圧 $|\dot{V}_1|$ を大きく, または送電コイル ESR である R_1 を小さくする程に送電効率に影響する事なく出力電力を増大させる事が可能である. Q 値一定とする場合, (2-2) の通り R_1 は L_1 に従う事, L_1 は動作周波数に基づき設計される事を考慮すると, システムの高周波動作は高効率大電力伝送を達成し得る事が分かる. しかし, $|\dot{V}_1|$ 及び動作周波数の増大は電源性能に依存し, 効率低下を招き得る事に注意されたい. また, $R_L \neq R_{Lopt}$ は送電効率の低下と共に出力電力を増大させる事が可能である. 従って, 高効率大電力伝送のためには以上のトレードオフを設計に考慮する必要がある.

3.3.2 入力インピーダンス及び入力力率

回路解析に基づき、SS トポロジの補償キャパシタ条件適用時の入力インピーダンス Z_{in} は以下の様に導出された。

$$Z_{in} = \frac{R_1(R_2 + R_L + k^2 R_2 Q_1 Q_2)}{R_2 + R_L} \quad (3-25)$$

ここで、SS トポロジの入力インピーダンス式は実数成分のみで表され、負荷に抛らない CUPF 特性を達成する事は明白であるが、他の補償トポロジの入力インピーダンス式は複素数で表される。厳密な CUPF 特性評価のためには入力力率式を導出する必要があるが、煩雑な式として導出される。そこで負荷変動時の入力力率の変動をグラフとして提示し、その結果から CUPF 特性達成可否を判断し入力インピーダンス式の簡単化に適用する。 $Q_1 = Q_2 = 300$, $R_1 = R_2 = 1 \Omega$, $f = 85 \text{ kHz}$ の条件下で一意に定まるインダクタンスと補償キャパシタの設計値による伝送回路を仮定し、 $R_L = 1 - 100 \text{ M}\Omega$ の負荷範囲で Fig. 21 の様に入力力率を算出した。なお、結合係数は 0.1, 0.3 の二通りを仮定した。Fig. 21 は負荷変動に伴う多少の入力力率変動を示すが、その値は結合係数の大きさに抛らず殆ど無視できる程であり、全ての補償トポロジは CUPF 特性を達成可能であると言える。従って、全ての補償トポロジにおける入力インピーダンス式は実数成分のみに近似される。加えて諸公式中パラメータ数低減のため、(3-11) の Q 値の近似により、入力インピーダンス式は以下の様に簡単化される。

$$Z_{in} \simeq \frac{R_1(R_2 + R_L + k^2 R_2 Q^2)}{R_2 + R_L} \quad (3-26)$$

(3-13), (3-26) により、補償キャパシタ条件及び最適負荷条件の両者を満たす場合の入力インピーダンス $Z_{in, \eta_{max}}$ は以下の様に求められる。

$$Z_{in, \eta_{max}} \simeq R_1 \sqrt{1 + k^2 Q^2} \quad (3-27)$$

他の補償トポロジにおける入力インピーダンス式も同様に解析され、その結果は Tab. 7 に示される。前述した通り、SP / PS / PP トポロジは補償キャパシタ条件適用時であっても、入力インピーダンス式は複素数となり完全な CUPF 特性は得られないが、Fig. 21 に示す様に Q 値の高い送受電コイルを用いる事で、殆ど CUPF 特性を達成する事が可能である。また、各補償トポロジにおける $Z_{in, \eta_{max}}$ は Tab. 6 の $P_{out, \eta_{max}}$ に内包され、出力電力増大のために重要なパラメータである事が分かる。

3.3.3 出力電流及び出力電圧

出力電流 (CC 特性)

回路解析に基づき、SS トポロジの補償インダクタ条件適用時の出力電流 $|\dot{I}_2|$ は以下の様に導出された。

$$|\dot{I}_2| = \frac{k \sqrt{R_2 Q_1 Q_2}}{\sqrt{R_1}(R_L + R_2 + k^2 R_2 Q_1 Q_2)} |\dot{V}_1| \quad (3-28)$$

内部抵抗を無視した回路解析とは異なり、 $|\dot{I}_2|$ は R_L の関数として表現されるため、完全な CC 特性は得られない。しかし $R_L = 0$ に近い負荷範囲で、最大電流 $|\dot{I}_2|_{max}$ と共に CC 特性が得られる。ここで本論文は、最大電流に対する減衰比が 1/2 以下となる負荷範囲を CC 負荷範囲と定義する。

$$|\dot{I}_2|_{max} = \frac{k \sqrt{Q_1 Q_2}}{\sqrt{R_1 R_2}(1 + k^2 Q_1 Q_2)} |\dot{V}_1| \quad (3-29)$$

$$\text{CC range} : R_L \ll R_2(1 + k^2 Q_1 Q_2) \quad (3-30)$$

Tab. 8: Formulas of output current and output voltage in IPT

	$ \dot{I}_2 $	$ \dot{I}_2 _{max}$	CC range
SS topology	$\frac{k\sqrt{R_2Q_1Q_2} \dot{V}_1 }{\sqrt{R_1(R_2 + R_L + k^2R_2Q_1Q_2)}}$	$\frac{k\sqrt{Q_1Q_2} \dot{V}_1 }{\sqrt{R_1R_2(1 + k^2Q_1Q_2)}}$	$R_L \ll R_2(1 + k^2Q_1Q_2)$
PP topology	$\frac{kQ_2(1 - k^2)\sqrt{R_2Q_1Q_2} \dot{V}_1 }{\sqrt{R_1[B_2^2 + \{R_LQ_{1d} + DR_2Q_2(1 - k^2)\}^2]}}$	$\frac{k(1 - k^2)\sqrt{Q_1Q_2} \dot{V}_1 }{\sqrt{R_1R_2\{Q_2^2 + D^2(1 - k^2)^2\}}}$	$R_L \ll \frac{\sqrt{(Q_1 + Q_2)^2 + D^2}}{\sqrt{1 + Q_{1d}^2 / R_2Q_2(1 - k^2)}}$
	$ \dot{V}_2 $	$ \dot{V}_2 _{max}$	CV range
SP topology	$\frac{kR_LQ_2\sqrt{R_2Q_1Q_2} \dot{V}_1 }{\sqrt{R_1\{A_1^2 + (A_2Q_2 + R_L)^2\}}}$	$\frac{kQ_2\sqrt{R_2Q_1Q_2} \dot{V}_1 }{\sqrt{R_1\{k^4Q_1^2 + (1 + k^2Q_1Q_2)^2\}}}$	$\frac{R_2Q_2\sqrt{1 + Q_{2d}^2}}{\sqrt{k^4Q_1^2 + (1 + k^2Q_1Q_2)^2}} \ll R_L$
PS topology	$\frac{kR_L\sqrt{R_2Q_1Q_2} \dot{V}_1 }{\sqrt{R_1\{(R_2 + R_L)^2 + (R_2Q_{1d} + R_LQ_1)^2\}}}$	$\frac{k\sqrt{R_2Q_1Q_2} \dot{V}_1 }{\sqrt{R_1(1 + Q_1^2)}}$	$\frac{R_2\sqrt{1 + Q_{1d}^2}}{\sqrt{1 + Q_1^2}} \ll R_L$

設計値の R_{Lopt} が上記の負荷範囲を満足する場合、その範囲内で SS トポロジは CC 特性を得る。

3.2 節で CC 特性が期待された PP トポロジにおける出力電流式も同様に解析され、その結果は Tab. 8 に示される。PP トポロジでは SS トポロジと同様に、出力電流が式中に R_L を含み、負荷変動に依存してその値が変化する事が分かる。従って SS / PP トポロジで CC 特性を得るために、最適負荷が CC 負荷範囲に存在する事に加え、アプリケーションで想定される負荷変動が CC 負荷範囲内に存在する事を確認する必要がある。

出力電圧 (CV 特性)

回路解析に基づき、SP トポロジの補償インダクタ条件適用時の出力電圧 $|\dot{V}_2|$ は以下の様に導出された。

$$|\dot{V}_2| = \frac{kR_LQ_2\sqrt{R_2Q_1Q_2}}{\sqrt{R_1\{A_1^2 + (A_2Q_2 + R_L)^2\}}} |\dot{V}_1| \quad (3-31)$$

内部抵抗を無視した回路解析とは異なり、 $|\dot{V}_2|$ は R_L の関数として表現されるため、完全な CV 特性は得られない。しかし $R_L = \infty$ に近い負荷範囲で、最大電圧 $|\dot{V}_2|_{max}$ と共に CV 特性が得られる。ここで本論文は、最大電圧に対する減衰比が 1/2 以下となる負荷範囲を CV 負荷範囲と定義する。

$$|\dot{V}_2|_{max} = \frac{kQ_2\sqrt{R_2Q_1Q_2}}{\sqrt{R_1\{k^4Q_1^2 + (1 + k^2Q_1Q_2)^2\}}} |\dot{V}_1| \quad (3-32)$$

$$\text{CV range} : \frac{R_2Q_2\sqrt{1 + Q_{2d}^2}}{\sqrt{k^4Q_1^2 + (1 + k^2Q_1Q_2)^2}} \ll R_L \quad (3-33)$$

設計値の R_{Lopt} が上記の負荷範囲を満足する場合、その範囲内で SP トポロジは CV 特性を得る。

3.2 節で CV 特性が期待された PS トポロジにおける出力電圧式も同様に解析され、その結果は Tab. 8 に示される。PS トポロジでは SP トポロジと同様に、出力電圧が式中に R_L を含み、負荷変動に依存してその値が変化する事が分かる。従って SP / PS トポロジで CV 特性を得るために、最適負荷が CV 負荷範囲に存在する事に加え、アプリケーションで想定される負荷変動が CV 負荷範囲内に存在する事を確認する必要がある。

Tab. 9: Calculation conditions for all topologies with $k = 0.1$ and $k = 0.3$

L_1 / L_2 [pF]	Q_1 / Q_2 [-]	R_1 / R_2 [-]	f_0 [kHz]	$ \dot{V}_1 $ [V]
1.40 / 1.40	300 / 300	2.49 / 2.49	85.0	100

Tab. 10: Calculation conditions with $k = 0.1$ in IPT

	SS topology	SP topology	PS topology	PP topology
k [-]	0.100			
L_m [μ H]	140			
C_1 / C_2 [nF]	2.50 / 2.50	2.53 / 2.50	2.50 / 2.53	2.53 / 2.53
R_{Lopt} [Ω]	74.8	7510	75.2	7398

Tab. 11: Calculation conditions with $k = 0.3$ in IPT

	SS topology	SP topology	PS topology	PP topology
k [-]	0.300			
L_m [μ H]	420			
C_1 / C_2 [nF]	2.50 / 2.50	2.75 / 2.50	2.50 / 2.75	2.75 / 2.75
R_{Lopt} [Ω]	224	2602	234.2	2268

3.4 負荷変動時の送電特性評価

以上では、最適負荷値と最適負荷時の送電効率及び出力電力の簡単化式について主に評価した。そこで本節では、簡単化式評価が有効であるか否かを最適負荷時の送電特性の厳密計算により確認する。更に、負荷変動時の送電効率及び出力電力の変化に加えて、前節で算出した負荷変動時の入力力率、負荷変動時の出力電流及び出力電圧の変化をグラフとして算出し、各送電特性のロバスト性を評価する。負荷変動時の出力電流及び出力電圧の変化の確認では、補償トポロジ毎の最適負荷値と CC 負荷範囲と CV 負荷範囲の関係性を示す。また、結合係数による影響を調査するために $k = 0.1$ 及び $k = 0.3$ の二通りを検討する。ここでシステムパラメータは結合係数の大きさ毎に事前設計されており、走行中ワイヤレス電力伝送の様に結合係数変動時の送電特性を評価するものではない。

3.4.1 前提条件及び注意事項

特性計算に際して、 $k = 0.1$ 及び $k = 0.3$ の計算に共通して用いられる回路パラメータを Tab. 9 に示す。自己インダクタンス L_1 / L_2 は対称構造を想定した等値とし、次節の送電実験に用いられる送受電コイルのパラメータと近い値を採用した。厳密には Fig. 9(a) に示される様に、結合係数の変化に伴う値の変化が考慮されるべきであるが、簡単化のために結合係数に拠らずに一定値としている。送受電コイルの Q 値である Q_1 / Q_2 は一定値が与えられ、その値と自己インダクタンス、共振周波数、加えて (2-2) の Q 値の定義式に従う R_1 / R_2 が採用される。なお、送受電コイルの反共振周波数に影響され、実システムでは動作周波数変動に伴うインダクタンス及び ESR の変化が考慮される必要があるが、簡単化のためにそれらの値は一定値とする。また、共振周波数は規格や奨励等に基づき 85 kHz，入力電圧は同

Tab. 12: Calculation results with $k = 0.1$ in IPT

	SS topology	SP topology	PS topology	PP topology
η_{max} [%]	93.6	93.5	93.5	93.4
$P_{out, \eta_{max}}$ [W]	125	124	1.25	1.26
$\cos \theta_{in, \eta_{max}}$ [-]	1.00	1.00	1.00	1.00
CC range [Ω]	$R_L \ll 2.24 \text{ k}$	–	–	$R_L \ll 218 \text{ k}$
CV range [Ω]	–	$251 \ll R_L$	$2.51 \ll R_L$	–

Tab. 13: Calculation results with $k = 0.3$ in IPT

	SS topology	SP topology	PS topology	PP topology
η_{max} [%]	97.8	97.7	97.7	97.4
$P_{out, \eta_{max}}$ [W]	43.5	41.7	3.76	4.29
$\cos \theta_{in, \eta_{max}}$ [-]	1.00	1.00	1.00	1.00
CC range [Ω]	$R_L \ll 20.2 \text{ k}$	–	–	$R_L \ll 170 \text{ k}$
CV range [Ω]	–	$30.2 \ll R_L$	$2.71 \ll R_L$	–

出力の電源に対する特性評価のために一定値 100 V が与えられる。更に、結合係数の大きさ毎に採用される回路パラメータをそれぞれ Tab. 10, Tab. 11 に示す。相互インダクタンス L_m は (2-1) の結合係数の定義式に従う値が採用される。

設計値について、キャパシタンス C_1 / C_2 は Tab. 2, 最適負荷値 R_{Lopt} は Tab. 22 に基づき設計された。 $k = 0.3$ の場合には補償トポロジ毎の C_1 / C_2 の差異が顕著に現れるが、 $k = 0.1$ の場合には結合係数の小ささから、その差異は小さく設計された。また、前節の諸公式評価に一致し、SS / PS トポロジの最適負荷値と SP / PP トポロジの最適負荷値はそれぞれ殆ど同値であり、これらは約 k^2 倍の差異を有して設計されている事が分かる。加えて、 $k = 0.3$ の場合の SS / PS トポロジの最適負荷値は $k = 0.1$ の場合よりも大きく、SP / PP トポロジの最適負荷値は小さくなる事が分かる。以上の条件に加え、負荷変動特性では $f = f_0 \text{ kHz}$ と負荷抵抗値 $R_L = 1 \Omega - 100 \text{ M}\Omega$ の条件下で各送電特性が算出される。

3.4.2 最適負荷時の送電特性

結合係数の大きさ毎の最適負荷時の送電特性と CC / CV 負荷範囲は Tab. 12, Tab. 13 の通り算出された。ここで、(3-15) の簡単化送電効率式への計算条件の代入により、 $k = 0.1$ の場合の送電効率は全ての補償トポロジで 93.6 %, $k = 0.3$ の場合は 97.8 % と算出された。(3-22), (3-23) の簡単化出力電力式への計算条件の代入により、 $k = 0.1$ の場合の SS / SP トポロジの出力電力は 125.2 W, PS / PP トポロジでは 1.25 W, $k = 0.3$ の場合は 43.6 W, 3.93 W と算出された。多少の差異はあるものの、厳密計算と簡単化諸公式の計算結果は殆ど相違ない事が分かる。また、SS / SP トポロジと PS / PP トポロジの間の出力電力の差異は約 k^2 倍となる結果を示した。更に、全ての補償トポロジで CUPF 特性が得られるとしたため明白であるが、最適負荷時に入力力率が 1 となる結果となった。CC / CV 負荷範囲について、各補償トポロジ毎に設計された最適負荷値がその負荷範囲内に存在する事が分かる。更に、 $k = 0.3$ の場合の SS トポロジの CC 負荷範囲は $k = 0.1$ の場合よりも狭まるのに対し、SP トポロジの CV 負荷範囲

は広がる事、PS / PP トポロジでは負荷範囲の広さが結合係数の大きさによらない事が分かる。以上より、近似を用いた簡単化諸公式評価が有効性を有する事に加え、出力電力の観点から SS / SP トポロジが優れる事、結合係数の大きさに応じて送電効率と出力電力の間にトレードオフが生じる事、全ての補償トポロジが CUPF 特性を達成する事、最適負荷付近で SS / PP トポロジは CC 特性、SP / PS トポロジは CV 特性を得る事が示された。

3.4.3 負荷変動時の送電特性

結合係数の大きさ毎の負荷変動時の送電特性は Fig. 22, Fig. 23 の様に算出された。なお、出力電力と出力電流、出力電圧の特性を詳細に説明するために、これらのグラフ中に補償トポロジ毎の最適負荷値を記載した。

第一に結合係数の大きさに拠らない類似点について述べる。Fig. 22(a), Fig. 23(a) では全ての補償トポロジが設計された最適負荷値で殆ど同値の最大効率を達成している。また、送電効率の諸公式の類似性からも明白であった様に、SS / PS トポロジと SP / PP トポロジの負荷変動特性は殆ど同形となることが分かる。Fig. 22(b), Fig. 23(b) では負荷範囲全域で PS / PP トポロジに対して SS / SP トポロジの出力電力値が大きい事が分かる。また、送電効率と出力電力の負荷変動特性を比較すると、最大効率負荷（最適負荷）と最大電力負荷は一致しない事から、使用する負荷値についても目的に応じた選択が求められる。Fig. 22(c), Fig. 23(c) は前掲したグラフと同一であり、負荷変動に伴う入力力率の変動は生じるものの、その値は無視できる程であり、全ての補償トポロジで CUPF 特性を達成可能である事を示す。Fig. 22(d), Fig. 23(d) では全ての補償トポロジが一定の負荷値から大きい負荷範囲で CV 特性を達成出来る事を示す。しかし追記した最適負荷の位置を考慮すると、最適負荷付近の負荷変動で CV 特性を達成するのは SP / PS トポロジのみであると言える。同様に Fig. 22(e), Fig. 23(e) では全ての補償トポロジが一定の負荷値から小さい負荷範囲で CC 特性を達成する事が出来るが、最適負荷付近の負荷変動で CC 特性を達成するのは SS / SP トポロジのみであると言える。

次に $k = 0.1$ と比べた $k = 0.3$ の特徴、つまり結合係数が大きい程に確認できる特性差異を述べる。送電効率について、結合係数が大きい程に最大効率に近い送電効率を得られる負荷範囲が広い事や最大効率そのものが大きい値を有する事が分かる。出力電力について、結合係数が大きい程に PS / PP トポロジの最大電力値は増大するのに対し、SS / SP トポロジでは最大電力値の変化は見られない。代わりに結合係数が大きい程に SS トポロジでは最大電力負荷が増大、SP トポロジでは低下し、それに起因して Tab. 12, Tab. 13 の様な結合係数の大きさに応じた出力電力の増減が生じると考えられる。出力電圧について、PP トポロジでは CV 特性が得られる負荷範囲に差異はないが、SP トポロジでは結合係数が大きい程に、CV 負荷範囲が広がる事が分かる。対して出力電流については、PS トポロジでは CC 特性が得られる負荷範囲に差異はないが、SS トポロジでは結合係数が大きい程に、CC 負荷範囲が広がる事が分かる。また、前述した通り、結合係数が大きい程に SS トポロジの CC 負荷範囲は狭まるのに対し、SP トポロジの CV 負荷範囲は広がる事、PS / PP トポロジでは負荷範囲の広さが結合係数の大きさによらない事が分かる。

3.4.4 負荷変動を考慮した設計指針

以上の特性調査から，設計時に考慮すべき項目としては補償トポロジ，結合係数，負荷の三種類が挙げられる．補償トポロジは，全ての補償トポロジが同程度の最大効率を達成する中で，どのような条件下でも出力電力に優位性を持つ事から SS / SP トポロジを選択すべきである．従って，以降は SS / SP トポロジのみの議論を行う．SS / SP トポロジ間の選択では，SS トポロジは最適負荷付近での CC 特性，SP トポロジでは最適負荷付近での CV 特性を有する事や，アプリケーション毎の負荷値の大小，つまりは出力電流と出力電圧のどちらを優先的に必要とするかに応じて選択する事が望ましい．結合係数については，アプリケーションの送電距離や占有体積に制限され得るが，それらに自由度が残る場合には結合係数の選択が可能である．大電力用途である場合には，大きな最大効率と負荷変動へのロバスト性を兼ね備えている事から，基本的には大きな結合係数を選択する事が望ましい．しかし入力電圧値が限られた電源を用いる場合には，アプリケーションの電力仕様を満たすために小さな結合係数を選択する必要がある．また SP トポロジを選択する場合，補償キャパシタ条件が結合係数に依存するため，非対称送受電コイル製造の困難さや動的アプリケーションでの共振ずれが問題となり得る．これらの影響を最大限小さくするために，小さな結合係数を選択する必要があるかもしれない．負荷については，アプリケーションの仕様により定まるために，設計されるパラメータでない．しかし，最適負荷条件に合わせた伝送回路内のパラメータ調整や，負荷回路内部の AC-DC コンバータにより見かけ上の等価負荷抵抗を調整する事で，最適負荷値を達成及び維持する事が求められる．また，本論文では最大効率伝送を目的とし最適負荷使用を前提としたが，電源やカプラ構造に制約がある中で，アプリケーションの出力電力を増大したい場合には最大電力負荷等の負荷値に調整するべきである．

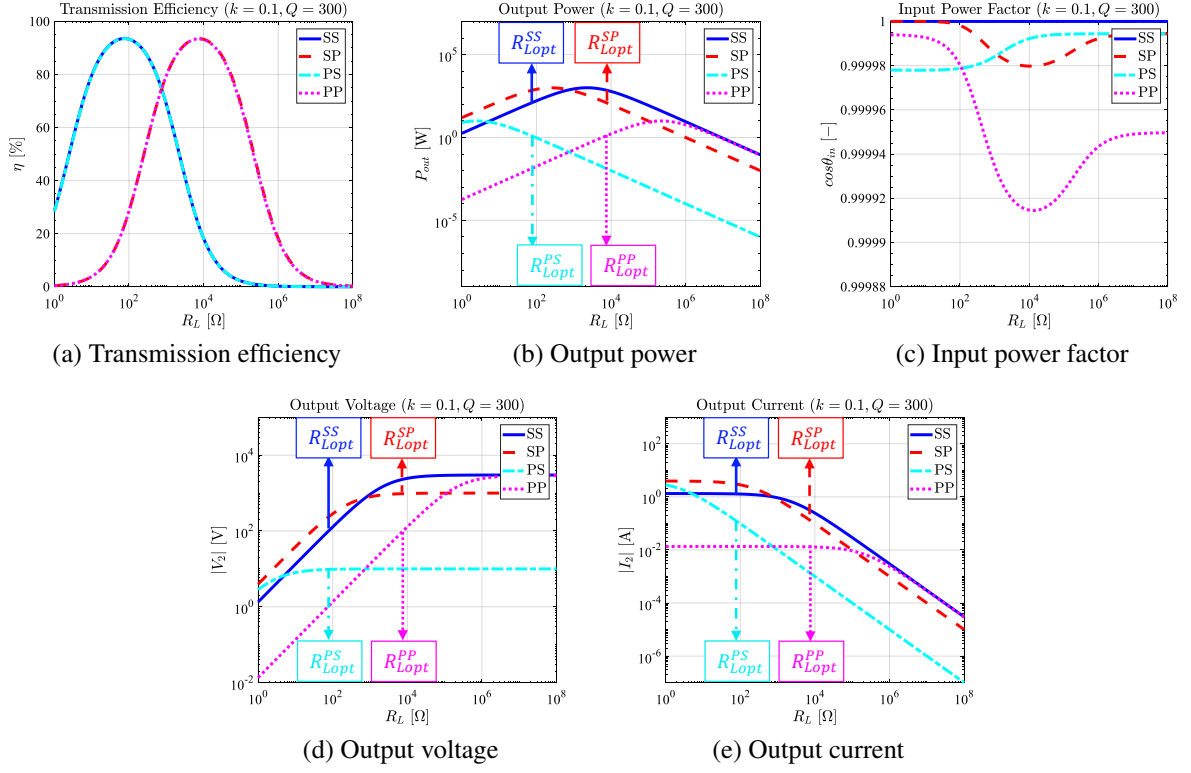


Fig. 22: Calculation results of load characteristics with $k = 0.1$ in IPT

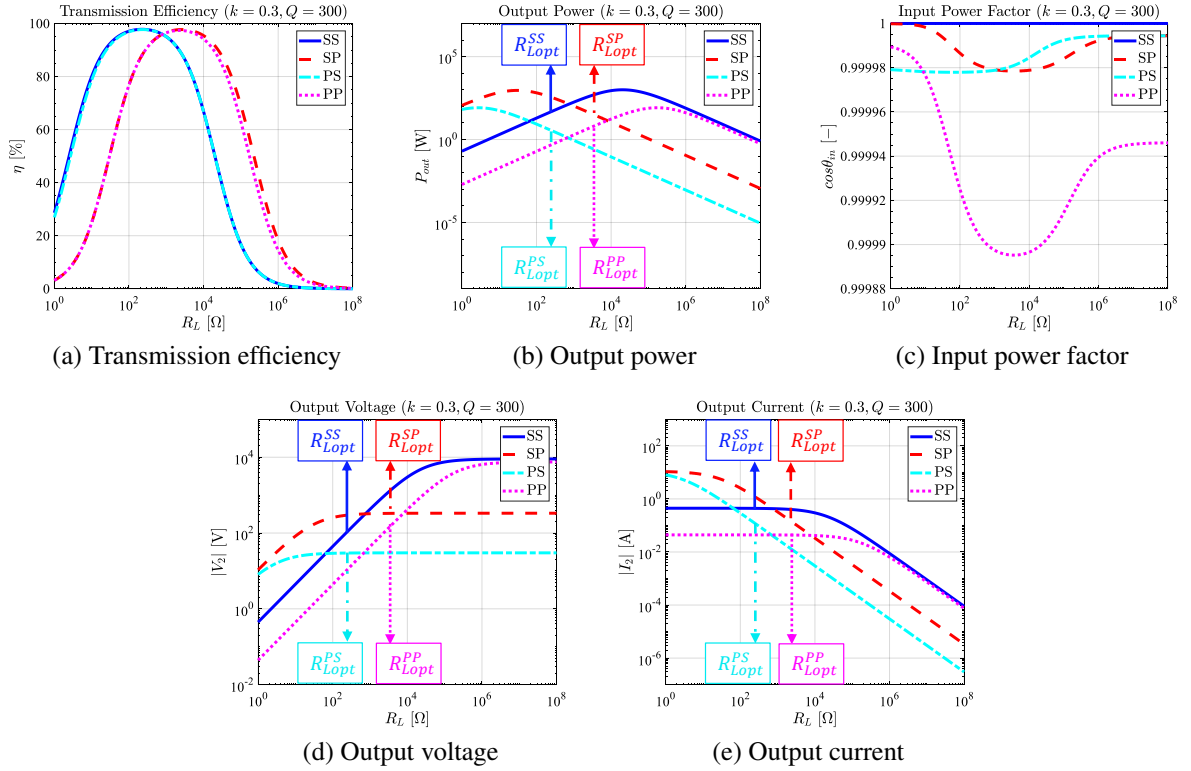


Fig. 23: Calculation results of load characteristics with $k = 0.3$ in IPT

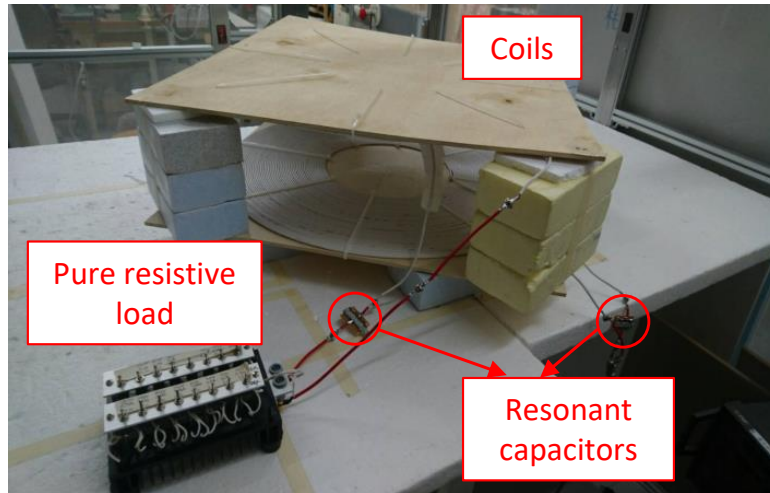


Fig. 24: Experimental equipment in IPT

Tab. 14: Coil structure in IPT

r_1 [mm]	r_2 [mm]	S [mm ²]	N [-]	$g_{k=0.1}$ [mm]	$g_{k=0.3}$ [mm]
124	310	0.302	54	350	160

3.5 実験検証

信号試験及び送電実験により，出力電力の観点から優れる SS / SP トポロジの最適負荷使用時と負荷変動時の送電特性を測定する事で，補償キャパシタ条件及び最適負荷条件の有効性，送電特性評価の有効性を検証する．

3.5.1 実験条件

Fig. 24 に示す実験装置は，直径 1.63 mm (2 Sq) の KIV 線から作製された円形送受電コイル，補償キャパシタ，純抵抗負荷，定電圧源から構成される．定電圧源はファンクションジェネレータ (Tektronix AFG3022) とバイポーラアンプ (nF HSA4014) により，電圧実効値 $|\dot{V}_1| = 10.0$ V，動作周波数 $f = 85.0$ kHz の正弦波定電圧が生成される．送受電コイルの内半径 r_1 ，外半径 r_2 ，磁束鎖交面積 S ，巻数 N ， $k = 0.1 / k = 0.3$ の場合の送電距離 $g_{k=0.1} / g_{k=0.3}$ は Tab. 14 に示す値とした．インピーダンスアナライザ (KeySight E4990A) により測定された各素子値を Tab. 15 に記載する． C_1 / C_2 は補償キャパシタ条件を満たす値を採用，負荷変動範囲は $R_L = 1 - 495$ k Ω とする．

磁界共振結合方式では以下の三通りの手法で負荷変動特性を取得し，これらの結果を比較する．

1. 回路計算 (Cal.)

Matlab による Tab. 15 の回路パラメータを用いた回路計算．回路パラメータは実験装置の測定値に基づくため，完全な共振は達成されない．

2. 信号試験 (Test)

インピーダンスアナライザとベクトルネットワークアナライザ (VNA: Vector Network Analyzer, KeySight E5061B) による実験装置の測定．入力力率のみインピーダンスアナライザにより測定さ

Tab. 15: Experiment Conditions in IPT

	$k = 0.1$		$k = 0.3$	
	SS topology	SP topology	SS topology	SP topology
L_1 / L_2 [mH]	1.43 / 1.46		1.43 / 1.47	
R_1 / R_2 [Ω]	2.11 / 2.26		2.32 / 2.44	
Q_1 / Q_2 [-]	363 / 345		329 / 321	
L_m [μ H]	144		442	
k [-]	0.0992		0.305	
C_1 / C_2 [pF]	2.45 / 2.38	2.47 / 2.38	2.45 / 2.38	2.71 / 2.38
R_{Lopt} [Ω]	79.5	7.73 k	243	2.66 k
$f(f_0)$ [kHz]	85.0			
R_L [Ω]	1–495 k			
V_1 [V]	10.0			

れ、他の送電特性はVNAにより測定される。インピーダンスアナライザでの測定時には無誘導負荷接続状態で入力端子を測定、VNAでの測定時には出力端開放状態で入出力端子が測定される。VNAにより測定されたSパラメータはVNA自身の演算機能により、各送電特性の換算値へと変換される。

3. 送電実験 (Exp.)

オシロスコープ (Tektronix TBS2000) と差動プローブ (Tektronix THDP0200)、電流プローブ (TCP 0030A) による電力伝送時の実験装置の測定。送電特性の測定の中で、入力力率測定はオシロスコープの精度上困難であるため、入力力率の検証は信号試験の結果を以て行われる。入出力電圧 V_1 / V_2 、入出力電流 I_1 / I_2 は直接測定され、有効入出力電力 P_{in} / P_{out} はオシロスコープ自身の演算機能による電圧瞬時値及び電流瞬時値の積の平均値として算出される。得られた有効入出力電力に基づき、送電効率 $\eta = P_{out} / P_{in}$ を算出した。また本実験では、耐圧 2 kV の補償キャパシタがそれぞれ採用されているが、負荷値により補償キャパシタへの印加電圧が最大約 4 kV と想定されるため、印加電圧が 2 kV を超える負荷範囲での送電実験は行われない。

3.5.2 実験結果

負荷変動特性の計算結果及び測定結果を結合係数の大きさ毎に Fig. 25, Fig. 26 に示す。また、最適負荷時の伝送回路における送電特性の計算結果及び測定結果を Tab. 16, Tab. 17 に示す。ここで Fig. 25(d), Fig. 26(d) では SS トポロジでは CC 特性を検証するために出力電流の負荷変動特性、SP トポロジでは CV 特性を検証するために出力電圧の負荷変動特性のみを記載している。なお前述した通り、送電実験では補償キャパシタの耐電圧制限から、 $k = 0.1$ の場合の SS トポロジは $R_L = 1.14 - 1.00$ k Ω 、SP トポロジは $R_L = 600 - 495$ k Ω 、 $k = 0.3$ の場合の SS トポロジは $R_L = 1.14 - 10.0$ k Ω 、SP トポロジは $R_L = 60.2 - 495$ k Ω までの範囲の負荷変動特性を測定するものとした。以降では評価項目毎に送電特性の検証を行い、最後に計算結果と測定結果の誤差要因について考察する。

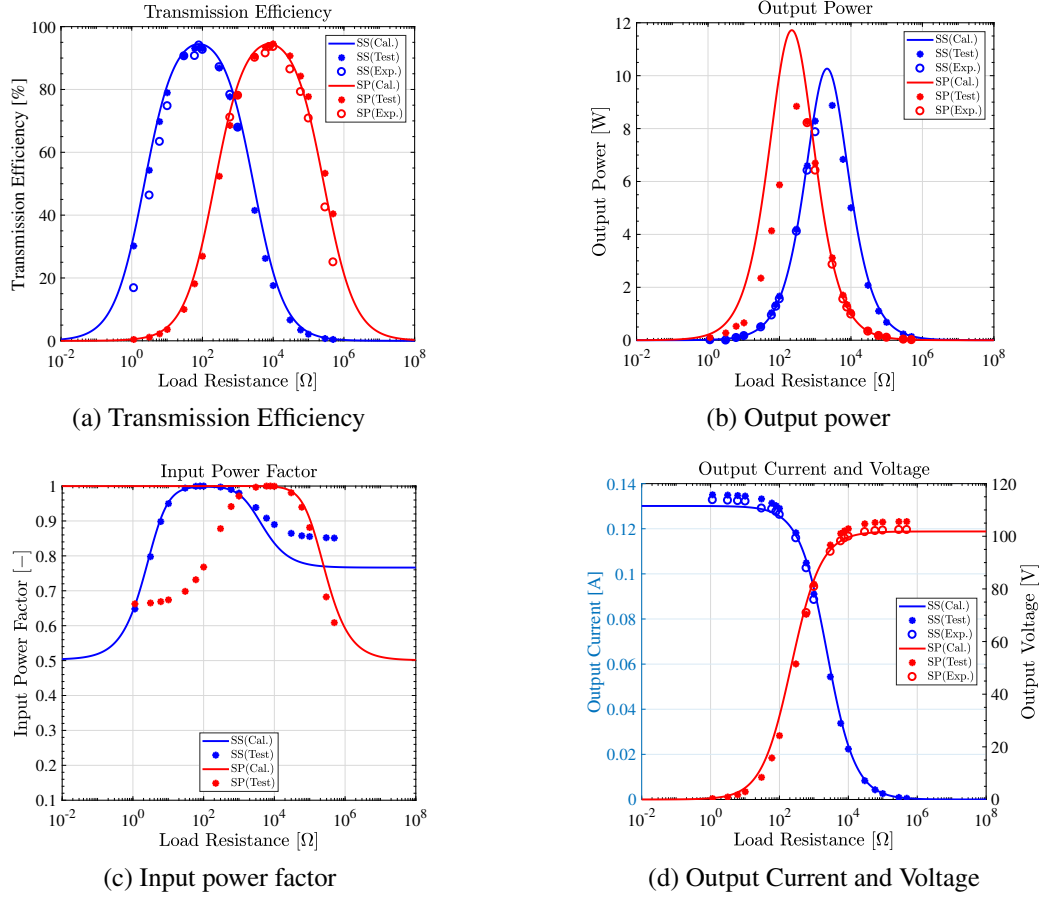


Fig. 25: Experiment results of load characteristics with $k = 0.1$ in IPT

送電効率（最適負荷）の検証

SS / SP トポロジの送電効率において、回路計算結果と信号試験結果、送電実験結果の負荷変動特性概形が概ね一致している事、設計した最適負荷値で最大効率を達成している事が分かる。また、 $k = 0.3$ の場合は $k = 0.1$ の場合と比べて、広い負荷範囲で高効率を達成する事も分かる。しかし、SS / SP トポロジの両者では最適負荷から離れた負荷である程に、回路計算結果と送電実験結果に差異が生じている。これらの誤差の大きい範囲は出力電力が小さい負荷範囲と一致している為、オシロスコープの測定誤差が要因であると考えられる。

Tab. 16, Tab. 17 は最適負荷値での送電効率値は回路計算結果と信号試験結果、送電実験結果が概ね一致している事を示す。結合係数の大きさ毎に SS / SP トポロジの送電効率値を比較すると、SS / SP トポロジは殆ど同程度の最大効率が測定された。また、回路解析で得られた以下の最大効率式に Tab. 15 の k , Q_1 , Q_2 の値を代入し、実パラメータに基づく計算結果及び測定結果と比較する。なお計算の都合で (3-15) とは異なり、公式中のパラメータを $Q^2 = Q_1 Q_2$ としている。

$$\eta_{max} = \frac{k^2 Q_1 Q_2}{(1 + \sqrt{1 + k^2 Q_1 Q_2})^2} \quad (3-34)$$

上式に基づく $k = 0.1$ の場合の SS / SP トポロジの最大効率値は 94.5 %, $k = 0.3$ の場合は 98.0 % と算出され、実パラメータに基づく計算結果及び測定結果と概ね一致する結果となった。従って、簡単化送電効率式に基づく最大効率評価は有効性を有すると言える。

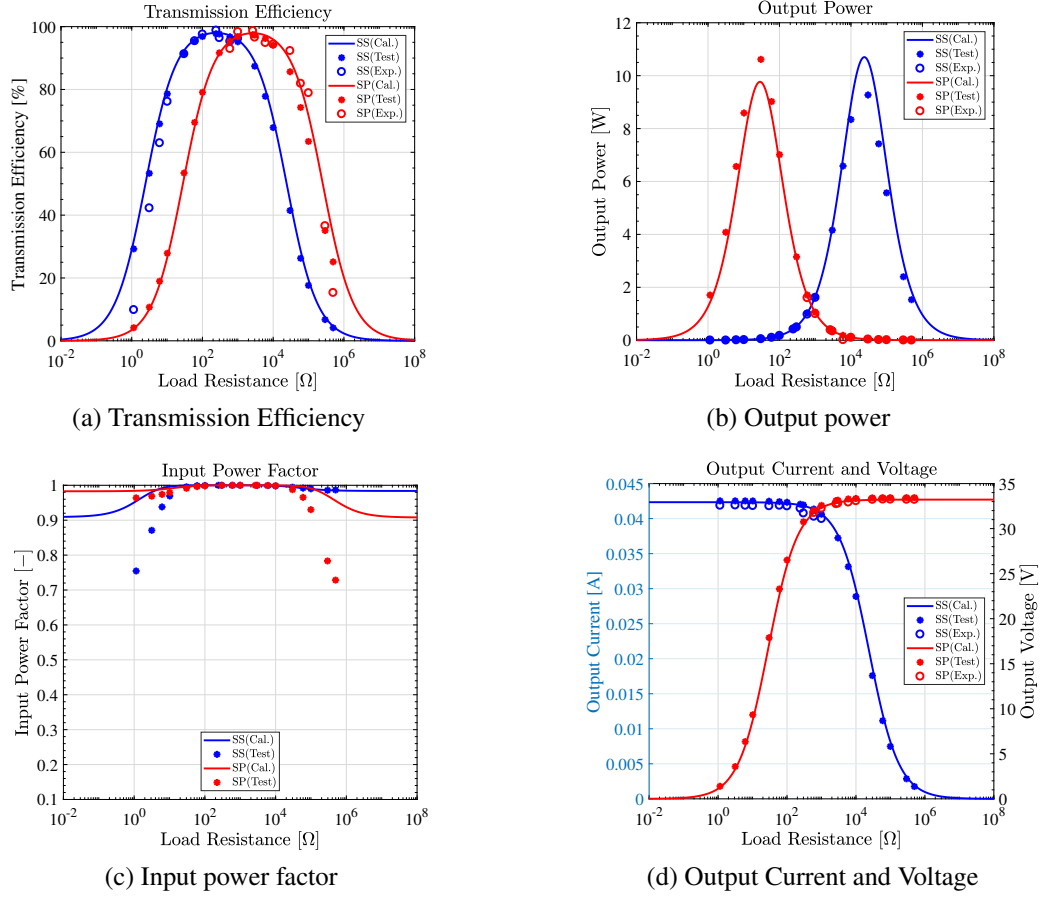


Fig. 26: Experiment results of load characteristics with $k = 0.3$ in IPT

出力電力の検証

SS / SP トポロジの出力電力において、回路計算結果と信号試験結果、送電実験結果の負荷変動特性概形が概ね一致している事が分かる。また $k = 0.3$ の場合は $k = 0.1$ の場合と比べて、SS トポロジでは大きい負荷値、SP トポロジでは小さい負荷値で最大電力を達成する事が分かる。しかし、SS / SP トポロジの両者では最大電力負荷に近い負荷値である程に、回路計算結果と信号試験結果に差異が生じている。これは測定機器や伝送回路内部の寄生成分に起因する共振ずれが、共振が鋭いと想定される最大電力負荷付近で大きく影響している為と考えられる。

Tab. 16, Tab. 17 は最適負荷値での出力電力値は回路計算結果と信号試験結果、送電実験結果が概ね一致している事を示す。実験装置が寄生成分を有しながらの本結果は、負荷値が最適負荷に近い程にパラメータ誤差にロバスト性を有する事を示す。結合係数の大きさ毎に SS / SP トポロジの出力電力値を比較すると、それらは殆ど同値として測定された。また、回路解析で得られた以下の出力電力式に Tab. 15 の k , Q_1 , Q_2 , R_1 , $|\dot{V}_1|$ と前小々節で算出された η_{max} の値を代入し、実パラメータに基づく計算結果及び測定結果と比較する。なお計算の都合で (3-22) とは異なり、公式中のパラメータを $Q^2 = Q_1 Q_2$ としている。

$$P_{out, \eta_{max}}^{SS, SP} = \frac{\eta_{max}}{R_1 \sqrt{1 + k^2 Q_1 Q_2}} |\dot{V}_1|^2 \quad (3-35)$$

上式に基づく $k = 0.1$ の場合の SS / SP トポロジの出力電力値は 1.27 W, $k = 0.3$ の場合は 0.426 W と算出され、実パラメータに基づく計算結果及び測定結果と概ね一致する結果となった。従って、簡単化

Tab. 16: Experiment results with $k = 0.1$ in IPT

	SS topology			SP topology		
	Cal.	Test	Exp.	Cal.	Test	Exp.
η_{max} [%]	94.4	93.2	94.1	94.4	94.0	93.6
$P_{out, \eta_{max}}$ [W]	1.27	1.35	1.28	1.26	1.34	1.24
$\cos \theta_{in, \eta_{max}}$ [-]	0.998	1.00	–	0.999	1.00	–

Tab. 17: Experiment results with $k = 0.3$ in IPT

	SS topology			SP topology		
	Cal.	Test	Exp.	Cal.	Test	Exp.
η_{max} [%]	98.0	97.7	98.8	97.9	97.4	98.6
$P_{out, \eta_{max}}$ [W]	0.426	0.429	0.418	0.407	0.413	0.390
$\cos \theta_{in, \eta_{max}}$ [-]	1.00	1.00	–	1.00	1.00	–

出力電力式に基づく出力電力評価は有効性を有すると言える。

入力力率の検証

SS / SP トポロジの入力力率において、回路計算結果でさえ負荷変動によりその値が大きく減少する事が分かる。これは実験装置の寄生成分による共振ずれに影響していると考えられるが、その減少は特に結合係数が小さい程に顕著に見られる。これは結合係数が小さい程に共振ずれの影響を大きく受ける事を示す。更に、その回路計算結果と信号試験結果も最適負荷から離れた負荷値である程に差異を生じているが、これは共振ずれが最適負荷から離れた負荷範囲で大きく影響を及ぼすためと考えられる。

Tab. 16, Tab. 17 は最適負荷値での入力力率値は殆ど 1 を達成し、回路計算結果と信号試験結果が概ね一致している事を示す。実験装置が寄生成分を有しながらの本結果は、負荷値が最適負荷に近い程にパラメータ誤差にロバスト性を有する事を示す。

出力電圧及び出力電流の検証

SS トポロジにおける出力電流と SP トポロジにおける出力電圧において、回路計算結果と信号試験結果、送電実験結果の負荷変動特性概形が概ね一致している事が分かる。また、SS トポロジでは最適負荷付近で CC 特性、SP トポロジでは最適負荷付近で CV 特性を達成している事が分かる。なお、本送電特性の評価は CC 特性 / CV 特性の評価を以て完了とし、最適負荷時の値を以ての評価は行われない。

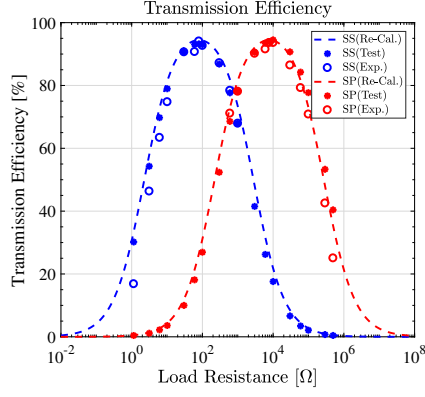
測定値の誤差原因

本実験での誤差原因は (1) 導線の寄生抵抗 (2) 導線の寄生インダクタンス (3) 線間の寄生容量 (4) 素子パラメータの測定誤差 (5) プローブの寄生容量 (6) プローブの寄生抵抗 (7) オシロスコープの確度等に起因すると考えられる。中でも本実験では、送電効率の誤差要因はオシロスコープの確度にある事、出力電力と入力力率の誤差要因は測定機器や伝送回路内部の寄生成分に影響した共振ずれにある事を述べた。そこで共振ずれの影響を調査するために、 $k = 0.1$ の場合には Tab. 15 の L_1 に $-5 \mu\text{H}$ (0.349 %

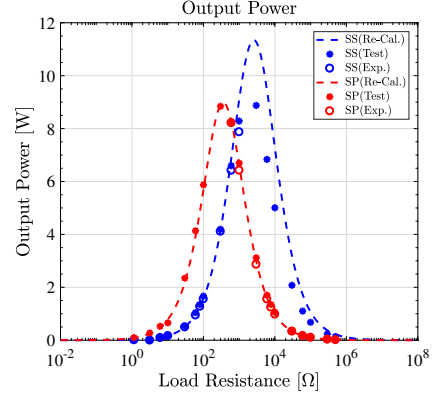
誤差), $k = 0.3$ の場合には Tab. 15 の L_2 に $-5 \mu\text{H}$ (0.340 % 誤差) 加算した上で, 負荷変動特性を再度計算した. 再計算に都合の良い加算値を定めたが, 送受電コイルの測定誤差, 測定機器や伝送回路内部の寄生成分により, これらは現実的なパラメータ誤差である. 結合係数の大きさ毎に再計算した結果 (Re-Cal.) を, 前掲した測定結果と併せて Fig. 27, Fig. 28 に示す. 再計算結果と信号試験結果, 送電実験結果が良く一致している事が分かる. また, 送電効率や SS トポロジの出力電流, 出力電圧の計算結果は再計算前と殆ど変わらず, パラメータ誤差に対して比較的ロバストである事が分かる. 以上から, 出力電力と入力力率の誤差要因は寄生成分に起因した共振ずれであることを確認した. しかし, 1 % 以下のパラメータ誤差改善は現実的ではない. 従って, 負荷変動時の出力電力情報の取得にはフィードバック等が必要であり, 更には, 変換効率の悪化に繋がるため, 入力力率の小さい負荷範囲, つまり最適負荷から大きく離れた負荷範囲での動作は推奨されない.

3.6 おわりに

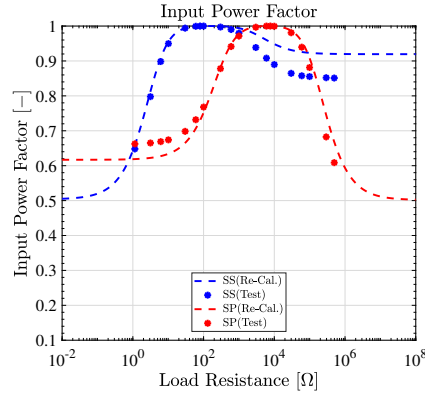
本章では, 磁界共振結合方式において設計条件となる補償キャパシタ条件と最適負荷条件を導出した. そして設計条件に基づく各補償トポロジの送電効率式, 出力電力式を導出した. 近似を用いた簡単化された諸公式では, それらの送電特性は明解となり, 全ての補償トポロジは同程度の最大効率を達成する事, SP/PP トポロジは SS/PS トポロジの約 $1/k^2$ 倍大きい最適負荷が設計される事, SS/SP トポロジは PS/PP トポロジの約 $1/k^2$ 倍大きい出力電力を得る事が理解出来た. そして, 回路解析と特性計算に基づき, 全ての補償トポロジが理論的に CUPF 特性を達成する事, SS/PP トポロジでは最適負荷に近い負荷変動で CC 特性, SP/PS トポロジでは CV 特性特性が得られる事を示した. これらの結果から, アプリケーションに応じた負荷仕様や CC 特性 / CV 特性の必要性を踏まえた SS/SP トポロジの選択が望ましいと結論付けた. また, SS/SP トポロジでは結合係数が大きい程に送電効率が大きく, 出力電力が小さくなる事から, それらのトレードオフを考慮した結合係数の選択が求められる事を述べた. そして実験検証では, 信号試験と送電実験により設計条件や送電特性評価の有効性を検証した. 送電効率や SS トポロジの出力電流, SP トポロジの出力電圧の負荷変動特性は計算結果と概ね一致した. 出力電力と入力力率の負荷変動特性は 1 % 以下のパラメータ誤差による共振ずれに起因し, その概形は大きく誤差を生じたが, 最適負荷時の値は良く一致していた. 従って, 変換効率の悪化に繋がるため, 入力力率の小さい負荷範囲, つまり最適負荷から大きく離れた負荷範囲での動作は推奨されない事を述べた.



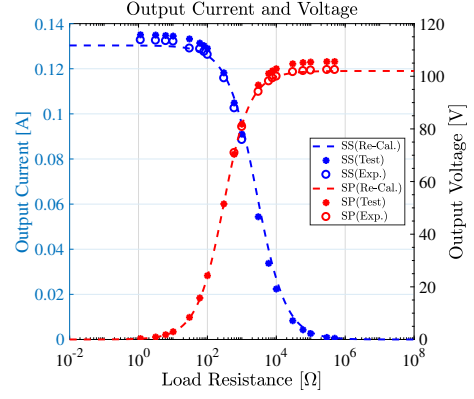
(a) Transmission Efficiency



(b) Output power

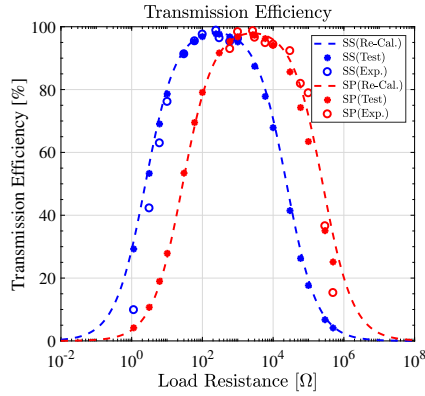


(c) Input power factor

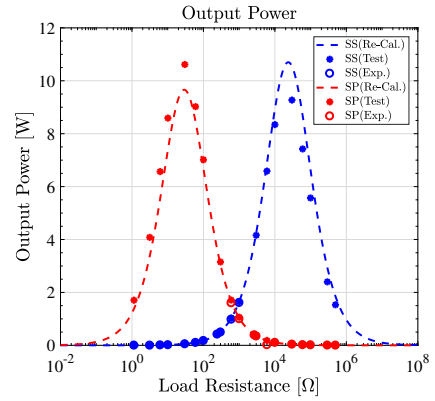


(d) Output Current and Voltage

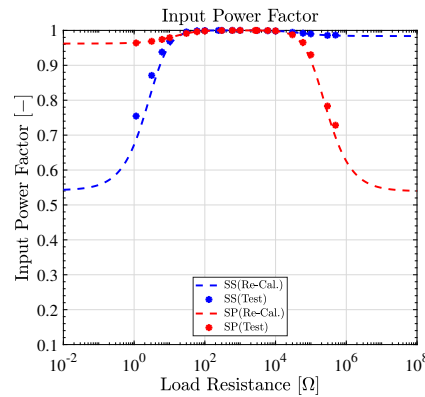
Fig. 27: Experiment results of load characteristics with $k = 0.1$ in IPT (recalculation)



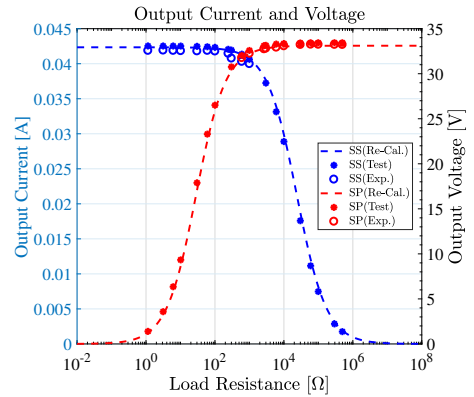
(a) Transmission Efficiency



(b) Output power



(c) Input power factor



(d) Output Current and Voltage

Fig. 28: Experiment results of load characteristics with $k = 0.3$ in IPT (recalculation)

第 4 章

電界共振結合方式の回路解析及び特性評価

4.1 はじめに

本章では，電界共振結合方式ワイヤレス電力伝送の回路解析を行い，諸公式及び諸特性計算に基づく各補償トポロジの送電特性評価を行う．初めに $R_1 = R_2 = 0$ の条件下でジャイレータ特性または理想変圧器特性を得る各補償トポロジの補償インダクタ条件を導出する．次に $R_1 \neq R_2 \neq 0$ の条件下で補償インダクタ条件適用時の各送電特性の厳密及び近似された諸公式を導出し，各補償トポロジの送電特性を評価する．その後，送電特性を踏まえた補償トポロジ選択や，送電効率と出力電力のトレードオフを考慮した結合係数選択について議論する．諸特性計算では，設計条件を満たす場合に得られる送電特性の負荷変動時のロバスト性について議論し，それを考慮した設計指針を述べる．最後に信号試験及び送電実験により設計条件，送電特性評価の有効性を検証する．なお回路解析の際，SS トポロジのみ詳細な解析手順を示し，他の補償トポロジは結果のみ表にまとめられる．

4.2 補償インダクタ条件の導出

本節では $R_1 = R_2 = 0$ の条件下で，SS トポロジでの導出過程に倣い，二素子補償型トポロジの補償キャパシタ条件の導出を行う．

SS トポロジの二端子対回路において，回路方程式の F パラメータ \dot{A} - \dot{D} は以下の様に表せる．

$$\dot{A} = a_3 C_2 / C_m, \quad \dot{B} = a_5 / j\omega C_m, \quad \dot{C} = j\omega C_m (1 - k^2) / k^2, \quad \dot{D} = a_4 C_1 / C_m \quad (4-1)$$

SS トポロジでは補償インダクタの適切な設計により $\dot{A} = \dot{D} = 0$ を満たす事が可能であり，その時の L_1 及び L_2 は以下の条件となる．

$$L_1 = \frac{1}{\omega^2 C_1 (1 - k^2)}, \quad L_2 = \frac{1}{\omega^2 C_2 (1 - k^2)} \quad (4-2)$$

補償インダクタ条件を満たす場合，回路網の F パラメータは以下の様に書き換えられる．

$$\dot{A} = 0, \quad \dot{B} = -k^2 / j\omega C_m (1 - k^2), \quad \dot{C} = j\omega C_m (1 - k^2) / k^2, \quad \dot{D} = 0 \quad (4-3)$$

Tab. 18: F parameters in CPT ($R_1 = R_2 = 0$)

	SS topology	SP topology	PS topology	PP topology
\dot{A}	$a_3 C_2 / C_m$	$-a_5 / \omega^2 L_2 C_m$	C_2 / C_m	$-a_2 / \omega^2 L_2 C_m$
\dot{B}	$a_5 / j\omega C_m$	$a_1 / j\omega C_m$	$a_2 / j\omega C_m$	$1 / j\omega C_m$
\dot{C}	$j\omega C_m (1 - k^2) / k^2$	$a_4 C_1 / j\omega L_2 C_m$	$a_3 C_2 / j\omega L_1 C_m$	$-a_5 / j\omega^3 L_1 L_2 C_m$
\dot{D}	$a_4 C_1 / C_m$	C_1 / C_m	$-a_5 / \omega^2 L_1 C_m$	$-a_1 / \omega^2 L_1 C_m$

Tab. 19: Compensation inductor conditions in CPT

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

Tab. 20: Gyrator and ideal transformer characteristics in CPT ($R_1 = R_2 = 0$)

	SS topology	SP topology	PS topology	PP topology
\dot{A}	0	C_m / C_1	C_2 / C_m	0
\dot{B}	$-k^2 / j\omega C_m (1 - k^2)$	0	0	$1 / j\omega C_m$
\dot{C}	$j\omega C_m (1 - k^2) / k^2$	0	0	$-j\omega C_m$
\dot{D}	0	C_1 / C_m	C_m / C_2	0
Z_{in}	$k^4 / \omega^2 C_m^2 R_L (1 - k^2)^2$	$C_m^2 R_L / C_1^2$	$C_2^2 R_L / C_m^2$	$\omega^2 C_m^2 / R_L$
$ \dot{V}_2 $	$\omega C_m R_L (1 - k^2) / k^2 \dot{V}_1 $	$C_1 / C_m \dot{V}_1 $	$C_m / C_2 \dot{V}_1 $	$\omega C_m R_L \dot{V}_1 $
$ \dot{I}_2 $	$\omega C_m (1 - k^2) / k^2 \dot{V}_1 $	$C_1 / C_m R_L \dot{V}_1 $	$C_m / C_2 R_L \dot{V}_1 $	$\omega C_m \dot{V}_1 $
Characteristics	Gyrator	Ideal Transformer	Ideal Transformer	Gyrator

この時の入力インピーダンス及びその入力力率を (4-4) に示す。また、定電圧源を用いた場合の出力電圧 $|\dot{V}_2|$ 及び出力電流 $|\dot{I}_2|$ を (4-5), (4-6) に示す。

$$Z_{in} = k^4 / \omega^2 C_m^2 R_L (1 - k^2)^2, \quad \therefore \cos \theta_{in} = 1 \quad (4-4)$$

$$|\dot{V}_2| = \omega C_m (1 - k^2) R_L / k^2 |\dot{V}_1| \quad (4-5)$$

$$|\dot{I}_2| = \omega C_m (1 - k^2) / k^2 |\dot{V}_1| \quad (4-6)$$

R_L に拠らずに $\cos \theta_{in} = 1$ を満たす事や一定の $|\dot{I}_2|$ を得られる事が分かる。従って、補償インダクタ条件を満たす事で SS トポロジはジャイレータ特性を得る事が示された。

他の補償トポロジも同様に解析され、その結果は Tab. 18–Tab. 20 に示される。各補償トポロジ毎の異なる補償インダクタ条件を満足すると、SS / PP トポロジは $\dot{A} = \dot{D} = 0$ を満たすジャイレータ特性、SP / PS トポロジは $\dot{B} = \dot{C} = 0$ を満たす理想変圧器特性を得る事が可能となる。次節以降、回路の抵抗成分を考慮し、これらの補償インダクタ条件適用時の各補償トポロジの送電特性評価を行う。

4.3 回路解析及び特性評価

本節では、 $R_1 \neq R_2 \neq 0$ の条件下で補償インダクタ条件適用時の送電特性諸公式を導出し、更に近似式として簡単化する事で、明解な諸公式に基づく各補償トポロジの送電特性評価とその公平比較を行

Tab. 21: Formulas of transmission efficiency in CPT

	$\eta (Q_1 \neq Q_2)$	$\eta (Q = Q_1 = Q_2, 1 \ll Q^2)$	η_{max}
SS topology	$\frac{k^2 R_2 R_L Q_1 Q_2}{(R_2 + R_L)(R_2 + R_L + k^2 R_2 Q_1 Q_2)}$	$\frac{k^2 R_2 R_L Q^2}{(R_2 + R_L)(R_2 + R_L + k^2 R_2 Q^2)}$	$\frac{k^2 Q^2}{(1 + \sqrt{1 + k^2 Q^2})^2}$
SP topology	$\frac{\delta_k R_2 R_L Q_1 Q_2^2 Q_{2\delta}}{A_{\delta_k} R_2 Q_2 + B(A_{\delta_k} Q_2 + R_L)}$	$\frac{\delta_k R_2 R_L Q^4}{(R_L + R_2 Q^2)(R_L + R_2 Q^2 + \delta_k R_L Q^2)}$	$\frac{\delta_k Q^2}{(1 + \sqrt{1 + \delta_k Q^2})^2}$
PS topology	$\frac{\delta_k R_2 R_L Q_{1\delta} Q_2}{(R_2 + R_L)(R_2 + R_L + \delta_k R_2 Q_{1\delta} Q_2)}$	$\frac{\delta_k R_2 R_L Q^2}{(R_2 + R_L)(R_2 + R_L + \delta_k R_2 Q^2)}$	$\frac{\delta_k Q^2}{(1 + \sqrt{1 + \delta_k Q^2})^2}$
PP topology	$\frac{k^2 R_2 R_L Q_{1\delta} Q_2^2 Q_{2\delta}}{A_{kQ_{1\delta}} R_2 Q_2 + B(A_{kQ_{1\delta}} Q_2 + R_L)}$	$\frac{k^2 R_2 R_L Q^4}{(R_L + R_2 Q^2)(R_L + R_2 Q^2 + k^2 R_L Q^2)}$	$\frac{k^2 Q^2}{(1 + \sqrt{1 + k^2 Q^2})^2}$

う．評価対象とする送電特性は送電効率（最適負荷），出力電力，CUPF 特性，CC 特性，CV 特性の六種類とする．なお，CC / CV 特性の回路解析では導出過程の違いから，CC 特性では SS トポロジの出力電流式，CV 特性では SP トポロジの出力電圧式の導出に分けて解析する．また諸公式の簡単化のために，(2-10) の結合係数 k と (2-2) の補償インダクタ Q 値に加え，以下のパラメータが用いられる．

$$\begin{cases} Q_{1\delta} = \frac{1 + Q_1^2}{Q_1}, & Q_{2\delta} = \frac{1 + Q_2^2}{Q_2}, & \delta_k = \frac{k^2}{1 - k^2} \\ A_k = R_2 Q_2 + k^2 R_L Q_1, & A_{\delta_k} = R_2 Q_2 + \delta_k R_L Q_1, & A_{kQ_{1\delta}} = R_2 Q_2 + k^2 R_L Q_{1\delta} \\ B = R_L + R_2 Q_2^2 \end{cases} \quad (4-7)$$

4.3.1 送電効率及び出力電力

送電効率（最適負荷）

回路解析に基づき，SS トポロジの補償インダクタ条件適用時の送電効率 η は以下の様に導出された．

$$\eta = \frac{k^2 R_2 R_L Q_1 Q_2}{(R_2 + R_L)(R_2 + R_L + k^2 R_2 Q_1 Q_2)} \quad (4-8)$$

また，(4-8) に (4-9) の微分方程式を適用する事で，(4-10) で表される最適負荷を得る．

$$\frac{\partial \eta}{\partial R_L} = 0 \quad (4-9)$$

$$R_{Lopt} = R_2 \sqrt{1 + k^2 Q_1 Q_2} \quad (4-10)$$

諸公式に基づく明解な特性評価のために，(4-11) に示す Q 値の近似を用いて諸公式中のパラメータ数低減を図る．なお，補償インダクタの Q 値は数百程度の値を持つ事が殆どで，本近似は有効であると言える．

$$Q = Q_1 = Q_2, \quad 1 \ll Q^2 \quad (4-11)$$

本近似を用いると補償インダクタ条件を満足する送電効率及び最適負荷式は以下の通り簡単化される．

$$\eta \simeq \frac{k^2 R_2 R_L Q^2}{(R_2 + R_L)(R_2 + R_L + k^2 R_2 Q^2)} \quad (4-12)$$

$$R_{Lopt} \simeq R_2 \sqrt{1 + k^2 Q^2} \quad (4-13)$$

Tab. 22: Formulas of optimal load in CPT

	$R_{Lopt} (Q_1 \neq Q_2)$	$R_{Lopt} (Q = Q_1 = Q_2, 1 \ll Q^2)$
SS topology	$R_2 \sqrt{1 + k^2 Q_1 Q_2}$	$R_2 \sqrt{1 + k^2 Q^2}$
SP topology	$\frac{R_2 Q_2 \sqrt{Q_2 Q_{2\delta}}}{\sqrt{1 + \delta_k Q_1 Q_2}}$	$\frac{R_2 Q^2}{\sqrt{1 + \delta_k Q^2}}$
PS topology	$R_2 \sqrt{1 + \delta_k Q_{1\delta} Q_2}$	$R_2 \sqrt{1 + \delta_k Q^2}$
PP topology	$\frac{R_2 Q_2 \sqrt{Q_2 Q_{2\delta}}}{\sqrt{1 + k^2 Q_{1\delta} Q_2}}$	$\frac{R_2 Q^2}{\sqrt{1 + k^2 Q^2}}$

(4-12), (4-13) により, 補償インダクタ条件及び最適負荷条件の両者を満たす場合の送電効率 η_{max} は以下の様に求められる.

$$\eta_{max} \simeq \frac{k^2 Q^2}{(1 + \sqrt{1 + k^2 Q^2})^2} \quad (4-14)$$

他の補償トポロジの送電効率式及び最適負荷式についても同様に解析され, その結果は Tab. 21, Tab. 22 に示される.

Tab. 21 について, 諸公式簡単化の過程に関わらず, SS トポロジと PS トポロジ, SP トポロジと PP トポロジの送電効率式が類似している事が分かる. これは, 2 次側補償インダクタの接続形式により大方の送電効率が定まる事を示す. 更に, 全ての補償トポロジの η_{max} は k^2 と δ_k の差異を除いて等形状である. $k < 0.3$ を目安に, 結合係数が小さい場合は $\delta_k \simeq k^2$ の近似が可能である. この様な弱結合条件の場合, 設計条件を満足する二素子補償型トポロジは以下に示す同量の最大効率を達成する.

$$\eta_{max}^{all} = \frac{k^2 Q^2}{(1 + \sqrt{1 + k^2 Q^2})^2} \quad (4-15)$$

本最大効率式に従い, k, Q の値に伴う最大効率の変化は Fig. 29 の様に計算された. 本特性に拠れば, 全ての補償トポロジでは k 及び Q 値を増大させる事で最大効率増大が見込める. しかし SS / SP トポロジに関しては本小節で説明する出力電力とトレードオフとなる事に注意されたい.

また Tab. 22 について, 諸公式簡単化の過程に関わらず, SS トポロジと PS トポロジ, SP トポロジと PP トポロジの最適負荷式が類似している事が分かる. これは各補償トポロジにおける送電効率の類似性を考慮すると明白である. 簡単化された最適負荷式において, $\delta_k \simeq k^2$ を仮定すると, SS トポロジと PS トポロジ, SP トポロジと PP トポロジはそれぞれ以下の等しい R_{Lopt} を示す.

$$R_{Lopt}^{SS, PS} = R_2 \sqrt{1 + k^2 Q^2} \quad (4-16)$$

$$R_{Lopt}^{SP, PP} = \frac{R_2 Q^2}{\sqrt{1 + k^2 Q^2}} \quad (4-17)$$

本最適負荷式に従い, k, Q の値に伴う最適負荷の変化は Fig. 30 の様に計算された. ここで, $R_2 = 1 \Omega$ としている. 本特性に拠れば, SS / PS トポロジでは k, Q が大きい程に最適負荷値が増大するのに対し, SP / PP トポロジでは k が小さく, Q が大きい程に最適負荷値が増大する. しかし何より, SP / PP トポロジの最適負荷値は SS / PS トポロジよりも大きい傾向にある事が分かる. この結果は, 以下に示す各補償トポロジにおける最適負荷の比例式からも確認できる.

$$R_{Lopt}^{SS, PS} : R_{Lopt}^{SP, PP} = 1 + k^2 Q^2 : Q^2 \simeq k^2 : 1 \quad (4-18)$$

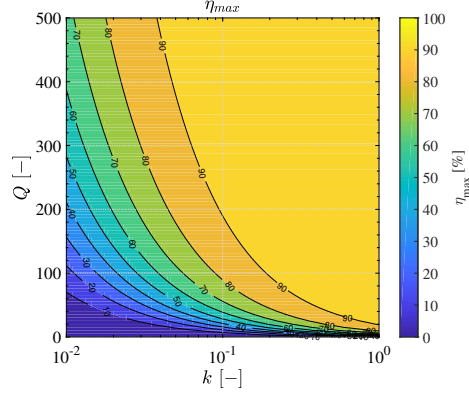


Fig. 29: kQ characteristics for maximum efficiency in CPT

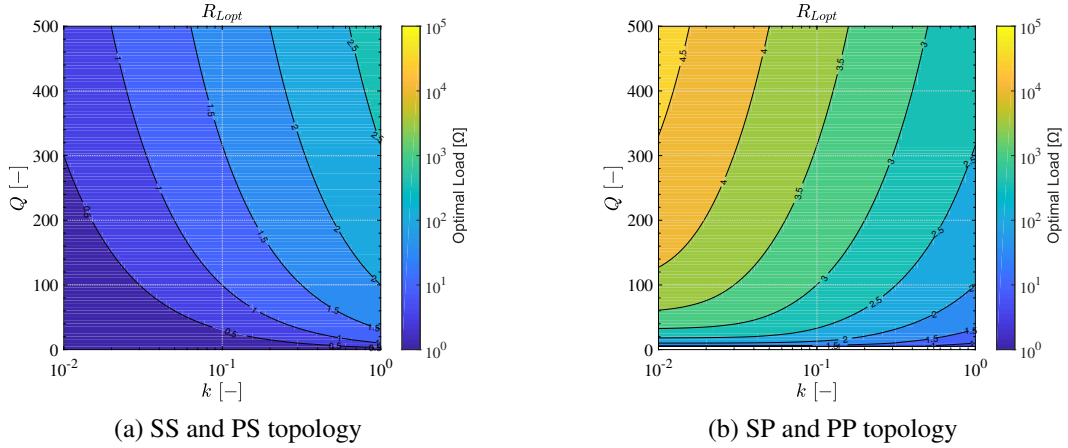


Fig. 30: kQ characteristics for optimal load in CPT

ある程度の高効率伝送を意識し $1 \ll k^2 Q^2$ である事を踏まえると、SS / PS トポロジの最適負荷値は SP / PS トポロジよりも小さく、約 k^2 倍となる。以上の補償トポロジ毎の最適負荷値の差異は、アプリケーション毎に定められた負荷に適した補償トポロジ選択を可能にする。

出力電力

回路解析に基づき、SS トポロジの補償インダクタ条件適用時の出力電力 P_{out} は (4-19) の様に導出された。諸公式中パラメータ数低減のため、(4-11) の Q 値の近似により、出力電力式は (4-20) の様に簡単化される。(4-13), (4-20) により、補償インダクタ条件及び最適負荷条件の両者を満たす場合の出力電力 $P_{out, \eta_{max}}$ は (4-21) の様に求められる。

$$P_{out} = \frac{k^2 R_2 R_L Q_1 Q_2}{R_1 (R_2 + R_L + k^2 R_2 Q_1 Q_2)^2} |\dot{V}_1|^2 \quad (4-19)$$

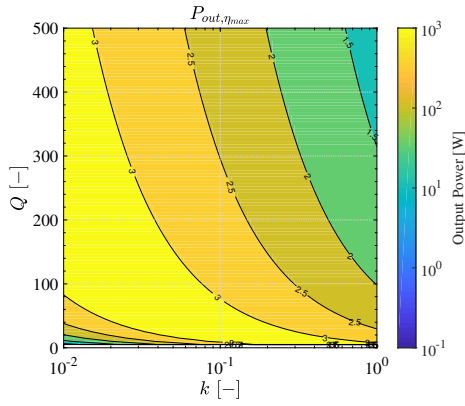
$$P_{out} \simeq \frac{k^2 R_2 R_L Q^2}{R_1 (R_2 + R_L + k^2 R_2 Q^2)^2} |\dot{V}_1|^2 \quad (4-20)$$

$$P_{out, \eta_{max}} \simeq \frac{\eta_{max}}{R_1 \sqrt{1 + k^2 Q^2}} |\dot{V}_1|^2 \quad (4-21)$$

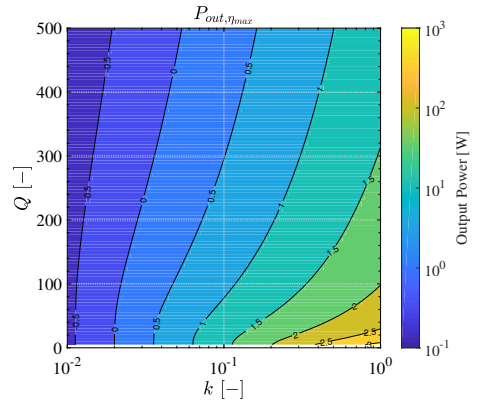
他の補償トポロジの出力電力式についても同様に解析され、その結果は Tab. 23 に示される。 $P_{out, \eta_{max}}$ は η_{max} 及び $|\dot{V}_1|$ 、そして次節で提示する Tab. 24 の入力インピーダンス $Z_{in, \eta_{max}}$ のみに依存している。故に同量の送電効率及び入力電圧に対し、出力電力増大のためには入力インピーダンスの低減が必要と

Tab. 23: Formulas of output power in CPT

	$P_{out} (Q_1 \neq Q_2)$	$P_{out} (Q = Q_1 = Q_2, 1 \ll Q^2)$	$P_{out, \eta_{max}}$
SS topology	$\frac{k^2 R_2 R_L Q_1 Q_2}{R_1 (R_2 + R_L + k^2 R_2 Q_1 Q_2)^2} \dot{V}_1 ^2$	$\frac{k^2 R_2 R_L Q^2}{R_1 (R_2 + R_L + k^2 R_2 Q^2)^2} \dot{V}_1 ^2$	$\frac{\eta_{max}}{R_1 \sqrt{1 + k^2 Q^2}} \dot{V}_1 ^2$
SP topology	$\frac{\delta_k R_2 R_L Q_1 Q_2^2 Q_{2\delta}}{R_1 \{A_{\delta_k}^2 + (A_{\delta_k} Q_2 + R_L)^2\}} \dot{V}_1 ^2$	$\frac{\delta_k R_2 R_L Q^4}{R_1 (R_L + R_2 Q^2 + \delta_k R_L Q^2)^2} \dot{V}_1 ^2$	$\frac{\eta_{max}}{R_1 \sqrt{1 + \delta_k Q^2}} \dot{V}_1 ^2$
PS topology	$\frac{\delta_k Q_2 R_2 R_L}{R_1 Q_1 (R_2 + R_L)^2} \dot{V}_1 ^2$	$\frac{\delta_k R_2 R_L}{R_1 (R_2 + R_L)^2} \dot{V}_1 ^2$	$\frac{\eta_{max} \sqrt{1 + \delta_k Q^2}}{R_1 Q^2} \dot{V}_1 ^2$
PP topology	$\frac{k^2 R_2 R_L Q_2^2 Q_{2\delta}}{R_1 Q_1 (B^2 + R_2^2 Q_2^2)} \dot{V}_1 ^2$	$\frac{k^2 R_2 R_L Q^2}{R_1 (R_L + R_2 Q^2)^2} \dot{V}_1 ^2$	$\frac{\eta_{max} \sqrt{1 + k^2 Q^2}}{R_1 Q^2} \dot{V}_1 ^2$



(a) SS and SP topology



(b) PS and PP topology

 Fig. 31: kQ characteristics for output power with optimal load in CPT

なる．また SS トポロジと SP トポロジ，PS トポロジと PP トポロジの $P_{out, \eta_{max}}$ が類似している事が分かる．ここで，詳細な評価のために $\delta_k \simeq k^2$ を仮定すると，SS トポロジと SP トポロジ，PS トポロジと PP トポロジはそれぞれ以下の等しい出力電力式を示す．

$$P_{out, \eta_{max}}^{SS, SP} = \frac{\eta_{max}}{R_1 \sqrt{1 + k^2 Q^2}} |\dot{V}_1|^2 \quad (4-22)$$

$$P_{out, \eta_{max}}^{PS, PP} = \frac{\eta_{max} \sqrt{1 + k^2 Q^2}}{R_1 Q^2} |\dot{V}_1|^2 \quad (4-23)$$

本出力電力式に従い， k ， Q の値に伴う出力電力の変化は Fig. 31 の様に計算された．ここで， $|\dot{V}_1| = 100$ V 及び $R_1 = 1 \Omega$ としている．SS / SP トポロジでは k ， Q が小さい程に出力電力が増大するのに対し，PS / PP トポロジでは k が大きく， Q が小さい程に出力電力が増大する．しかし何より，SS / SP トポロジは大電力伝送が可能な範囲が広く，PS / PP トポロジよりも出力電力を増大し易い事が分かる．この結果は，以下に示す各補償トポロジにおける出力電力の比例式からも確認できる．

$$P_{out, \eta_{max}}^{SS, SP} : P_{out, \eta_{max}}^{PS, PP} = Q^2 : 1 + k^2 Q^2 \simeq 1 : k^2 \quad (4-24)$$

ある程度の高効率伝送を意識し $1 \ll k^2 Q^2$ である事を踏まえると，同量の最大効率に対して PS / PP トポロジの出力電力は SS / SP トポロジよりも小さく，約 k^2 倍となる．SS / SP トポロジは大電力伝送の観点から，PS / PP トポロジよりも優れた特性を有するが，小さな結合係数を有する送受電カプラでは送電効率とのトレードオフを考慮した設計が求められる．

Tab. 24: Formulas of input impedance in CPT

	$Z_{in} (Q_1 \neq Q_2)$	$Z_{in} (Q = Q_1 = Q_2, 1 \ll Q^2)$	$Z_{in, \eta_{max}}$
SS topology	$\frac{R_1(R_2 + R_L + k^2 R_2 Q_1 Q_2)}{R_2 + R_L}$	$\frac{R_1(R_2 + R_L + k^2 R_2 Q^2)}{R_2 + R_L}$	$R_1 \sqrt{1 + k^2 Q^2}$
SP topology	$\frac{R_1 \{A_{\delta_k} + j(A_{\delta_k} Q_2 + R_L)\}}{R_2 Q_2 + jB}$	$\frac{R_1(R_L + R_2 Q^2 + \delta_k R_L Q^2)}{R_L + R_2 Q^2}$	$R_1 \sqrt{1 + \delta_k Q^2}$
PS topology	$\frac{R_1 Q_1 (R_2 + R_L)(1 + jQ_1)}{\delta_k R_2 Q_2 + j(R_2 + R_L + \delta_k R_2 Q_1 Q_2)}$	$\frac{R_1 Q^2 (R_2 + R_L)}{R_2 + R_L + \delta_k R_2 Q^2}$	$\frac{R_1 Q^2}{\sqrt{1 + \delta_k Q^2}}$
PP topology	$\frac{-j R_1 Q_1 (R_2 Q_2 + jB)(1 + jQ_1)}{A_k + k^2 R_L Q_2 + j\{A_k Q_2 + R_L(1 - k^2)\}}$	$\frac{R_1 Q^2 (R_L + R_2 Q^2)}{R_L + R_2 Q^2 + k^2 R_L Q^2}$	$\frac{R_1 Q^2}{\sqrt{1 + k^2 Q^2}}$

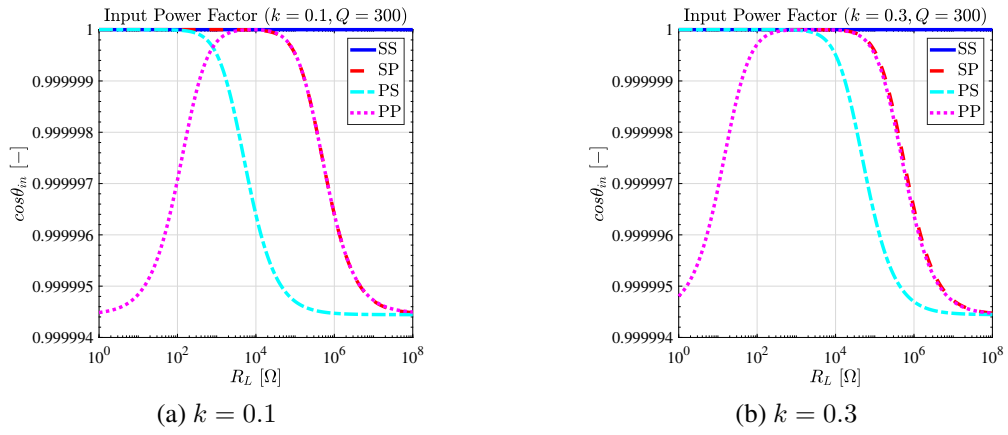


Fig. 32: Calculation results of load characteristics for input power factor in CPT

更に、入力電圧 $|\dot{V}_1|$ を大きく、または送電コイル ESR である R_1 を小さくする程に送電効率に影響する事なく出力電力を増大させる事が可能である。 Q 値一定とする場合、(2-2) の通り R_1 は L_1 に従う事、 L_1 は動作周波数に基づき設計される事を考慮すると、システムの高周波動作は高効率大電力伝送を達成し得る事が分かる。しかし、 $|\dot{V}_1|$ 及び動作周波数の増大は電源性能に依存し、効率低下を招き得る事に注意されたい。また、 $R_L \neq R_{Lopt}$ は送電効率の低下と共に出力電力を増大させる事が可能である。従って、高効率大電力伝送のためには以上のトレードオフを設計に考慮する必要がある。

4.3.2 入力インピーダンス及び入力力率

回路解析に基づき、SS トポロジの補償インダクタ条件適用時の入力インピーダンス Z_{in} は以下の様に導出された。

$$Z_{in} = \frac{R_1(R_2 + R_L + k^2 R_2 Q_1 Q_2)}{R_2 + R_L} \quad (4-25)$$

ここで、SS トポロジの入力インピーダンス式は実数成分のみで表され、負荷に拠らない CUPF 特性を達成する事は明白であるが、他の補償トポロジの入力インピーダンス式は複素数で表される。厳密な CUPF 特性評価のためには入力力率式を導出する必要があるが、煩雑な式として導出される。そこで負荷変動時の入力力率の変動をグラフとして提示し、その結果から CUPF 特性達成可否を判断し入力インピーダンス式の簡単化に適用する。 $Q_1 = Q_2 = 300$, $R_1 = R_2 = 1 \Omega$, $f = 400 \text{ kHz}$ の条件下で一意に定まる

インダクタンスと補償インダクタ条件に基づく自己容量による伝送回路を仮定し、 $R_L = 1 - 100 \text{ M}\Omega$ の負荷範囲で Fig. 32 の様に入力力率を算出した．なお，結合係数は 0.1, 0.3 の二通りを仮定した．Fig. 32 は負荷変動に伴う多少の入力力率変動を示すが，その値は結合係数の大きさに拠らず殆ど無視できる程であり，全ての補償トポロジは CUPF 特性を達成可能であると言える．従って，全ての補償トポロジにおける入力インピーダンス式は実数成分のみに近似される．加えて諸公式中パラメータ数低減のため，(4-11) の Q 値の近似により，入力インピーダンス式は以下の様に簡単化される．

$$Z_{in} \simeq \frac{R_1(R_2 + R_L + k^2 R_2 Q^2)}{R_2 + R_L} \quad (4-26)$$

(4-13)，(4-26) により，補償インダクタ条件及び最適負荷条件の両者を満たす場合の入力インピーダンス $Z_{in, \eta_{max}}$ は以下の様に求められる．

$$Z_{in, \eta_{max}} \simeq R_1 \sqrt{1 + k^2 Q^2} \quad (4-27)$$

他の補償トポロジにおける入力インピーダンス式も同様に解析され，その結果は Tab. 24 に示される．前述した通り，SP / PS / PP トポロジは補償インダクタ条件適用時であっても，入力インピーダンス式は複素数となり完全な CUPF 特性は得られないが，Fig. 32 に示す様に Q 値の高い補償インダクタを用いる事で，殆ど CUPF 特性を達成する事が可能である．また，各補償トポロジにおける $Z_{in, \eta_{max}}$ は Tab. 23 の $P_{out, \eta_{max}}$ に内包され，出力電力増大のために重要なパラメータである事が分かる．

4.3.3 出力電流及び出力電圧

出力電流（CC 特性）

回路解析に基づき，SS トポロジの補償インダクタ条件適用時の出力電流 $|\dot{I}_2|$ は以下の様に導出された．

$$|\dot{I}_2| = \frac{k\sqrt{R_2 Q_1 Q_2}}{\sqrt{R_1}(R_L + R_2 + k^2 R_2 Q_1 Q_2)} |\dot{V}_1| \quad (4-28)$$

内部抵抗を無視した回路解析とは異なり， $|\dot{I}_2|$ は R_L の関数として表現されるため，完全な CC 特性は得られない．しかし $R_L = 0$ に近い負荷範囲で，最大電流 $|\dot{I}_2|_{max}$ と共に CC 特性が得られる．ここで本論文は，最大電流に対する減衰比が 1/2 以下となる負荷範囲を CC 負荷範囲と定義する．

$$|\dot{I}_2|_{max} = \frac{k\sqrt{Q_1 Q_2}}{\sqrt{R_1 R_2}(1 + k^2 Q_1 Q_2)} |\dot{V}_1| \quad (4-29)$$

$$\text{CC range} : R_L \ll R_2(1 + k^2 Q_1 Q_2) \quad (4-30)$$

設計値の R_{Lopt} が上記の負荷範囲を満足する場合，その範囲内で SS トポロジは CC 特性を得る．

4.2 節で CC 特性が期待された PP トポロジにおける出力電流式も同様に解析され，その結果は Tab. 25 に示される．PP トポロジでは SS トポロジと同様に，出力電流が式中に R_L を含み，負荷変動に依存してその値が変化する事が分かる．従って SS / PP トポロジで CC 特性を得るために，最適負荷が CC 負荷範囲に存在する事に加え，アプリケーションで想定される負荷変動が CC 負荷範囲内に存在する事を確認する必要がある．

Tab. 25: Formulas of output current and output voltage in CPT

	$ \dot{I}_2 $	$ \dot{I}_2 _{max}$	CC range
SS topology	$\frac{k\sqrt{R_2Q_1Q_2}}{\sqrt{R_1}(R_2 + R_L + k^2R_2Q_1Q_2)} \dot{V}_1 $	$\frac{k\sqrt{Q_1Q_2}}{\sqrt{R_1R_2}(1 + k^2Q_1Q_2)} \dot{V}_1 $	$R_L \ll R_2(1 + k^2Q_1Q_2)$
PP topology	$\frac{kQ_2\sqrt{R_2Q_{2\delta}}}{\sqrt{R_1Q_1}(B^2 + R_2^2Q_2^2)} \dot{V}_1 $	$\frac{k}{\sqrt{R_1R_2Q_1Q_2}} \dot{V}_1 $	$R_L \ll R_2Q_2\sqrt{Q_2Q_{2\delta}}$
	$ \dot{V}_2 $	$ \dot{V}_2 _{max}$	CV range
SP topology	$\frac{R_LQ_2\sqrt{\delta_kR_2Q_1Q_{2\delta}}}{\sqrt{R_1\{A_{\delta_k}^2 + (A_{\delta_k}Q_2 + R_L)^2\}}} \dot{V}_1 $	$\frac{Q_2\sqrt{\delta_kR_2Q_1Q_{2\delta}}}{\sqrt{R_1\{\delta_k^2Q_1^2 + (1 + \delta_kQ_1Q_2)^2\}}} \dot{V}_1 $	$\frac{R_2Q_2\sqrt{Q_2Q_{2\delta}}}{\sqrt{\delta_k^2Q_1^2 + (1 + \delta_kQ_1Q_2)^2}} \ll R_L$
PS topology	$\frac{R_L\sqrt{\delta_kR_2Q_2}}{\sqrt{R_1Q_1}(R_2 + R_L)} \dot{V}_1 $	$\sqrt{\frac{\delta_kR_2Q_2}{R_1Q_1}} \dot{V}_1 $	$R_2 \ll R_L$

出力電圧 (CV 特性)

回路解析に基づき、SP トポロジの補償インダクタ条件適用時の出力電圧 $|\dot{V}_2|$ は以下の様に導出された。

$$|\dot{V}_2| = \frac{R_LQ_2\sqrt{\delta_kR_2Q_1Q_{2\delta}}}{\sqrt{R_1\{A_{\delta_k}^2 + (A_{\delta_k}Q_2 + R_L)^2\}}}|\dot{V}_1| \quad (4-31)$$

内部抵抗を無視した回路解析とは異なり、 $|\dot{V}_2|$ は R_L の関数として表現されるため、完全な CV 特性は得られない。しかし $R_L = \infty$ に近い負荷範囲で、最大電圧 $|\dot{V}_2|_{max}$ と共に CV 特性が得られる。ここで本論文は、最大電圧に対する減衰比が $1/2$ 以下となる負荷範囲を CV 負荷範囲と定義する。

$$|\dot{V}_2|_{max} = \frac{Q_2\sqrt{\delta_kR_2Q_1Q_{2\delta}}}{\sqrt{R_1\{\delta_k^2Q_1^2 + (1 + \delta_kQ_1Q_2)^2\}}}|\dot{V}_1| \quad (4-32)$$

$$\text{CV range} : \frac{R_2Q_2\sqrt{Q_2Q_{2\delta}}}{\sqrt{\delta_k^2Q_1^2 + (1 + \delta_kQ_1Q_2)^2}} \ll R_L \quad (4-33)$$

設計値の R_{Lopt} が上記の負荷範囲を満足する場合、その範囲内で SP トポロジは CV 特性を得る。

4.2 節で CV 特性が期待された PS トポロジにおける出力電圧式も同様に解析され、その結果は Tab. 25 に示される。PS トポロジでは SP トポロジと同様に、出力電圧が式中に R_L を含み、負荷変動に依存してその値が変化する事が分かる。従って SP / PS トポロジで CV 特性を得るために、最適負荷が CV 負荷範囲に存在する事に加え、アプリケーションで想定される負荷変動が CV 負荷範囲内に存在する事を確認する必要がある。

4.4 負荷変動時の送電特性評価

以上では、最適負荷値と最適負荷時の送電効率及び出力電力の簡単化式について主に評価した。そこで本節では、簡単化式評価が有効であるか否かを最適負荷時の送電特性の厳密計算により確認する。更に、負荷変動時の送電効率及び出力電力の変化に加えて、前節で算出した負荷変動時の入力力率、負荷変動時の出力電流及び出力電圧の変化をグラフとして算出し、各送電特性のロバスト性を評価する。負荷変動時の出力電流及び出力電圧の変化の確認では、補償トポロジ毎の最適負荷値と CC 負荷範囲と CV

Tab. 26: Calculation conditions for all topologies with $k = 0.1$ and $k = 0.3$

C_1 / C_2 [pF]	Q_1 / Q_2 [-]	f_0 [kHz]	$ \dot{V}_1 $ [V]
500 / 500	300 / 300	400	100

Tab. 27: Calculation conditions with $k = 0.1$

	SS topology	SP topology	PS topology	PP topology
k [-]	0.100			
C_m [pF]	50.0			
L_1 / L_2 [μ H]	320 / 320	317 / 320	320 / 317	317 / 317
R_1 / R_2 [Ω]	2.67 / 2.67	2.65 / 2.67	2.67 / 2.65	2.65 / 2.65
R_{Lopt} [Ω]	80.4	7.99 k	80.0	7.95 k

Tab. 28: Calculation conditions with $k = 0.3$

	SS topology	SP topology	PS topology	PP topology
k [-]	0.300			
C_m [pF]	150			
L_1 / L_2 [μ H]	348 / 348	317 / 348	348 / 317	317 / 317
R_1 / R_2 [Ω]	2.91 / 2.91	2.65 / 2.91	2.91 / 2.65	2.65 / 2.65
R_{Lopt} [Ω]	262	2.78 k	250	2.65 k

負荷範囲の関係性を示す。また、結合係数による影響を調査するために $k = 0.1$ 及び $k = 0.3$ の二通りを検討する。ここでシステムパラメータは結合係数の大きさ毎に事前設計されており、走行中ワイヤレス電力伝送の様に結合係数変動時の送電特性を評価するものではない。

4.4.1 前提条件及び注意事項

$k = 0.1$ 及び $k = 0.3$ の計算に共通して用いられる回路パラメータを Tab. 26 に示す。自己容量 C_1 / C_2 は対称構造を想定した等値とした。厳密には Fig. 13 に示される様に、結合係数の変化に伴う値の変化が考慮されるべきであるが、簡単化のために結合係数に拠らずに一定値としている。補償インダクタの Q 値は一定値 300、共振周波数は規格や奨励等に基づき 400 kHz、入力電圧は同出力の電源に対する特性評価のために一定値 100 V が与えられる。更に、結合係数の大きさ毎に採用される回路パラメータをそれぞれ Tab. 27, Tab. 28 に示す。相互容量 C_m は (2-10) の結合係数の定義式に従う値が採用される。

設計値について、インダクタンス L_1 / L_2 は Tab. 19、最適負荷値 R_{Lopt} は Tab. 22 に基づき設計された。補償インダクタの ESR は、それらのインダクタンスと共振周波数、加えて (2-2) の Q 値の定義式に従う R_1 / R_2 が採用される。 $k = 0.3$ の場合には補償トポロジ毎の L_1 / L_2 の差異が顕著に現れるが、 $k = 0.1$ の場合には結合係数の小ささから、その差異は小さく設計された。なお、補償インダクタの反共振周波数に影響され、実システムでは動作周波数変動に伴うインダクタンス及び ESR の変化が考慮される必要があるが、簡単化のためにそれらの値は一定値とする。また、前節の諸公式評価に一致し、SS / PS トポロジの最適負荷値と SP / PP トポロジの最適負荷値はそれぞれ殆ど同値であり、これらは約

Tab. 29: Calculation results with $k = 0.1$ in CPT

	SS topology	SP topology	PS topology	PP topology
η_{max} [%]	93.6	93.6	93.6	93.6
$P_{out, \eta_{max}}$ [W]	116	117	1.17	1.18
$\cos_{in, \eta_{max}}$ [-]	1.00	1.00	1.00	1.00
CC range [Ω]	$R_L \ll 2.41 \text{ k}$	–	–	$R_L \ll 239 \text{ k}$
CV range [Ω]	–	$264 \ll R_L$	$2.65 \ll R_L$	–

Tab. 30: Calculation results with $k = 0.3$ in CPT

	SS topology	SP topology	PS topology	PP topology
η_{max} [%]	97.8	97.9	97.9	97.8
$P_{out, \eta_{max}}$ [W]	37.2	39.1	3.53	3.68
$\cos_{in, \eta_{max}}$ [-]	1.00	1.00	1.00	1.00
CC range [Ω]	$R_L \ll 23.6 \text{ k}$	–	–	$R_L \ll 239 \text{ k}$
CV range [Ω]	–	$29.4 \ll R_L$	$2.65 \ll R_L$	–

k^2 倍の差異を有して設計されている事が分かる．加えて， $k = 0.3$ の場合の SS / PS トポロジの最適負荷値は $k = 0.1$ の場合よりも大きく，SP / PP トポロジの最適負荷値は小さくなる事が分かる．以上の条件に加え，負荷変動特性では $f = f_0 \text{ kHz}$ と負荷抵抗値 $R_L = 1 \Omega - 100 \text{ M}\Omega$ の条件下で各送電特性が算出される．

4.4.2 最適負荷時の送電特性

結合係数の大きさ毎の最適負荷時の送電特性と CC / CV 負荷範囲は Tab. 29, Tab. 30 の通り算出された．ここで，(4-15) の簡単化送電効率式への計算条件の代入により， $k = 0.1$ の場合の送電効率は全ての補償トポロジで 93.6 %， $k = 0.3$ の場合は 97.8 % と算出された．(4-22)，(4-23) の簡単化出力電力式への計算条件の代入により， $k = 0.1$ の場合の SS / SP トポロジの出力電力は 117 / 118 W，PS / PP トポロジでは 1.17 / 1.18 W， $k = 0.3$ の場合は 37.3 / 41.0 W，3.36 / 3.69 W と算出された．多少の差異はあるものの，厳密計算と簡単化諸公式の計算結果は殆ど相違ない事が分かる．また，SS / SP トポロジと PS / PP トポロジの間の出力電力の差異は約 k^2 倍となる結果を示した．更に，全ての補償トポロジで CUPF 特性が得られるとしたため明白であるが，最適負荷時に入力力率が 1 となる結果となった．CC / CV 負荷範囲について，各補償トポロジ毎に設計された最適負荷値がその負荷範囲内に存在する事が分かる．更に， $k = 0.3$ の場合の SS トポロジの CC 負荷範囲は $k = 0.1$ の場合よりも狭まるのに対し，SP トポロジの CV 負荷範囲は広がる事，PS / PP トポロジでは負荷範囲の広さが結合係数の大きさによらない事が分かる．以上より，近似を用いた簡単化諸公式評価が有効性を有する事に加え，出力電力の観点から SS / SP トポロジが優れる事，結合係数の大きさに応じて送電効率と出力電力の間にトレードオフが生じる事，全ての補償トポロジが CUPF 特性を達成する事，最適負荷付近で SS / PP トポロジは CC 特性，SP / PS トポロジは CV 特性を得る事が示された．

4.4.3 負荷変動時の送電特性

結合係数の大きさ毎の負荷変動時の送電特性は Fig. 33, Fig. 34 の様に算出された。なお、出力電力と出力電流、出力電圧の特性を詳細に説明するために、これらのグラフ中に補償トポロジ毎の最適負荷値を記載した。

第一に結合係数の大きさに拠らない類似点について述べる。Fig. 33(a), Fig. 34(a) では全ての補償トポロジが設計された最適負荷値で殆ど同値の最大効率を達成している。また、送電効率の諸公式の類似性からも明白であった様に、SS / PS トポロジと SP / PP トポロジの負荷変動特性は殆ど同形となることが分かる。Fig. 33(b), Fig. 34(b) では負荷範囲全域で PS / PP トポロジに対して SS / SP トポロジの出力電力値が大きい事が分かる。また、送電効率と出力電力の負荷変動特性を比較すると、最大効率負荷（最適負荷）と最大電力負荷は一致しない事から、使用する負荷値についても目的に応じた選択が求められる。Fig. 33(c), Fig. 34(c) は前掲したグラフと同一であり、負荷変動に伴う入力力率の変動は生じるものの、その値は無視できる程であり、全ての補償トポロジで CUPF 特性を達成可能である事を示す。Fig. 33(d), Fig. 34(d) では全ての補償トポロジが一定の負荷値から大きい負荷範囲で CV 特性を達成出来る事を示す。しかし追記した最適負荷の位置を考慮すると、最適負荷付近の負荷変動で CV 特性を達成するのは SP / PS トポロジのみであると言える。同様に Fig. 33(e), Fig. 34(e) では全ての補償トポロジが一定の負荷値から小さい負荷範囲で CC 特性を達成する事が出来るが、最適負荷付近の負荷変動で CC 特性を達成するのは SS / SP トポロジのみであると言える。

次に $k = 0.1$ と比べた $k = 0.3$ の特徴、つまり結合係数が大きい程に確認できる特性差異を述べる。送電効率について、結合係数が大きい程に最大効率に近い送電効率を得られる負荷範囲が広い事や最大効率そのものが大きい値を有する事が分かる。出力電力について、結合係数が大きい程に PS / PP トポロジの最大電力値は増大するのに対し、SS / SP トポロジでは最大電力値の変化は見られない。また、前述した通り、結合係数が大きい程に SS トポロジの CC 負荷範囲は狭まるのに対し、SP トポロジの CV 負荷範囲は広がる事、PS / PP トポロジでは負荷範囲の広さが結合係数の大きさによらない事が分かる。

4.4.4 負荷変動を考慮した設計指針

以上の特性調査から、設計時に考慮すべき項目としては補償トポロジ、結合係数、負荷の三種類が挙げられる。補償トポロジは、全ての補償トポロジが同程度の最大効率を達成する中で、どのような条件下でも出力電力に優位性を持つ事から SS / SP トポロジを選択すべきである。従って、以降は SS / SP トポロジのみの議論を行う。SS / SP トポロジ間の選択では、SS トポロジは最適負荷付近での CC 特性、SP トポロジでは最適負荷付近での CV 特性を有する事や、アプリケーション毎の負荷値の大小、つまりは出力電流と出力電圧のどちらを優先的に必要とするかに応じて選択する事が望ましい。結合係数については、アプリケーションの送電距離や占有体積に制限され得るが、それらに自由度が残る場合には結合係数の選択が可能である。大電力用途である場合には、大きな最大効率と負荷変動へのロバスト性を兼ね備えている事から、基本的には大きな結合係数を選択する事が望ましい。しかし入力電圧値が限られた電源を用いる場合には、アプリケーションの電力仕様を満たすために小さな結合係数を選択する必要がある。また SP トポロジを選択する場合、補償インダクタ条件が結合係数に依存するため、非対称補償インダクタ製造の困難さや動的アプリケーションでの共振ずれが問題となり得る。これらの影響を最大限小さくするために、小さな結合係数を選択する必要があるかもしれない。負荷については、アプリ

ケーションの仕様により定まるために、設計されるパラメータでない。しかし、最適負荷条件に合わせた伝送回路内のパラメータ調整や、負荷回路内部の AC-DC コンバータにより見かけ上の等価負荷抵抗を調整する事で、最適負荷値を達成及び維持する事が求められる。また、本論文では最大効率伝送を目的とし最適負荷使用を前提としたが、電源やカプラ構造に制約がある中で、アプリケーションの出力電力を増大したい場合には最大電力負荷等の負荷値に調整するべきである。

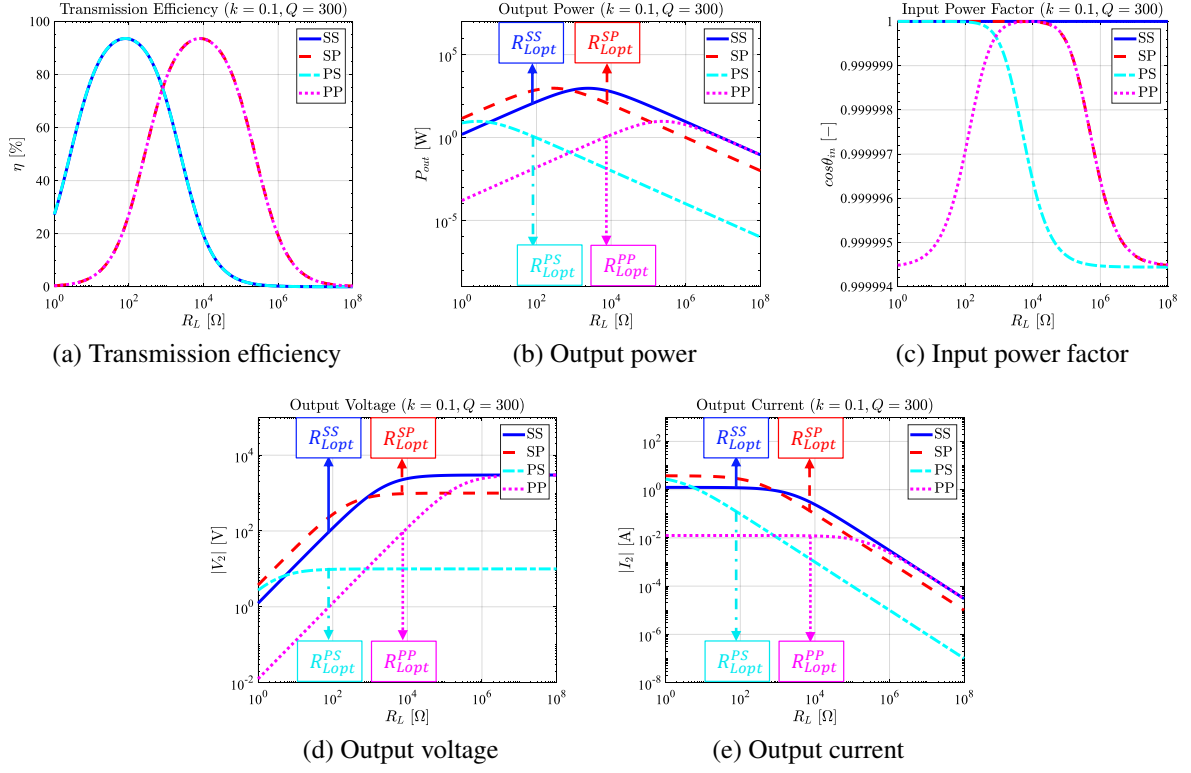


Fig. 33: Calculation results of load characteristics with $k = 0.1$ in CPT

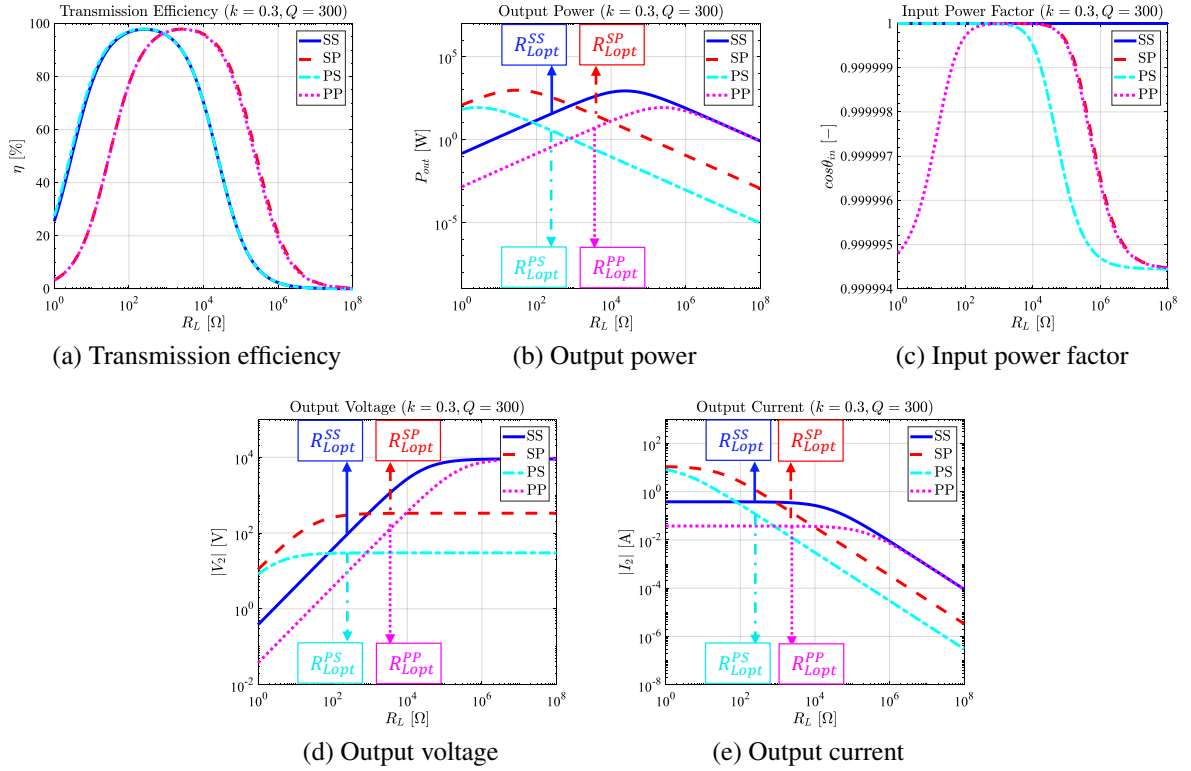


Fig. 34: Calculation results of load characteristics with $k = 0.3$ in CPT

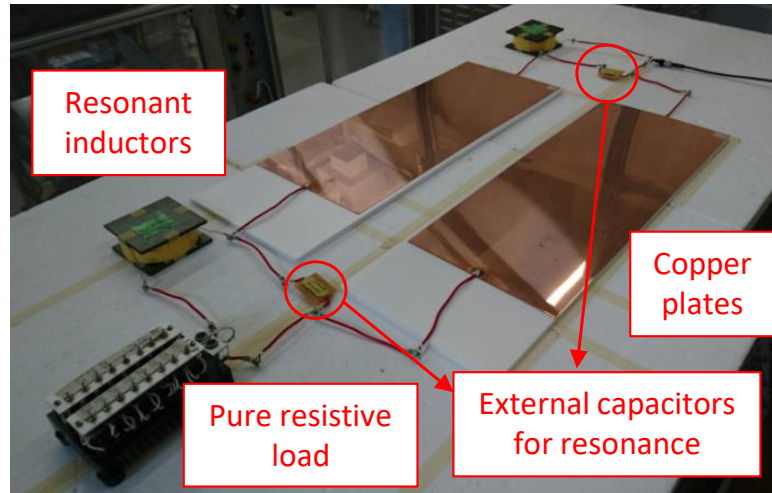


Fig. 35: Experimental equipment in CPT

Tab. 31: Plate structure in CPT

l_1 [mm]	l_2 [mm]	S [m ²]	t [mm]	w [mm]	g [mm]
250	600	0.150	0.400	70.0	7.00

4.5 実験検証

信号試験及び送電実験により，出力電力の観点から優れる SS / SP トポロジの最適負荷使用時と負荷変動時の送電特性を測定する事で，補償インダクタ条件及び最適負荷条件の有効性，送電特性評価の有効性を検証する．

4.5.1 実験条件

Fig. 35 に示す実験装置は，四枚の銅プレートから成る送受電カプラ，補償インダクタ，補償キャパシタ，純抵抗負荷，定電圧源から構成される．定電圧源はファンクションジェネレータ（Tektronix AFG3022）とバイポーラアンプ（nF HSA4014）により，電圧実効値 $|\dot{V}_1| = 10.0$ V，動作周波数 $f = 400$ kHz の正弦波定電圧が生成される．各送受電プレートの短辺 l_1 ，長辺 l_2 ，板厚 t ，面積 S ，同側プレート間隔 w ，送電距離 g は Tab. 31 に示す値とした．なお，送電距離は結合係数の大きさに拠らず一定とし，外部補償キャパシタを送受電カプラに並列接続する事で二通りの結合係数を得る．併せて，外部補償キャパシタは補償インダクタ条件により必要とされるインダクタンスを低減する役割を担い，これに伴うインダクタ ESR の減少により，出力電力の増大に寄与する．各素子のパラメータはインピーダンスアナライザ（KeySight E4990A）により測定され，Tab. 32 に記載される． C_{in1} / C_{in2} は送受電カプラが本来有する自己容量， C_{ex1} / C_{ex2} は外部補償キャパシタが有する容量であり，本実験での自己容量は下式により再定義される．

$$C_{1,2} = C_{in1,2} + C_{ex1,2} \quad (4-34)$$

また， L_1 / L_2 は補償インダクタ条件を満たす値を採用，負荷変動範囲は $R_L = 1 - 495$ k Ω とする．

電界共振結合方式では以下の三通りの手法で負荷変動特性を取得し，これらの結果を比較する．

Tab. 32: Experimental conditions in CPT

	$k = 0.1$		$k = 0.3$	
	SS topology	SP topology	SS topology	SP topology
C_{in1} / C_{in2} [pF]	101 / 100			
C_{ex1} / C_{ex2} [pF]	778 / 777		192 / 192	
C_1 / C_2 [pF]	879 / 877		293 / 292	
C_m [pF]	88.6			
k [–]	0.0998		0.300	
L_1 / L_2 [μ H]	182 / 182	180 / 182	594 / 596	541 / 596
R_1 / R_2 [Ω]	1.49 / 1.47	1.69 / 1.47	4.51 / 4.79	4.28 / 4.79
Q_1 / Q_2 [–]	308 / 313	268 / 313	331 / 313	318 / 313
R_{Lopt} [Ω]	45.4	4.96 k	462	4.73 k
$f(f_0)$ [kHz]	400			
R_L [Ω]	1–495 k			
V_1 [V]	10.0			

1. 回路計算 (Cal.)

Matlab による Tab. 32 の回路パラメータを用いた回路計算。回路パラメータは実験装置の測定値に基づくため、完全な共振は達成されない。

2. 信号試験 (Test)

インピーダンスアナライザによる実験装置の入力力率測定。測定時には無誘導負荷接続状態で入力端子が測定される。また、磁界共振結合方式の実験的検証に用いられた VNA は、付録 A に記述する理由により電界共振結合方式の測定には不適とされ、測定には用いられない。

3. 送電実験 (Exp.)

オシロスコープ (Tektronix TBS2000) と差動プローブ (Tektronix THDP0200)、電流プローブ (TCP 0030A) による電力伝送時の実験装置の測定。送電特性の測定の中で、入力力率測定はオシロスコープの精度上困難であるため、入力力率の検証は信号試験の結果を以て行われる。入出力電圧 \dot{V}_1 / \dot{V}_2 、入出力電流 \dot{I}_1 / \dot{I}_2 は直接測定され、有効入出力電力 P_{in} / P_{out} はオシロスコープ自身の演算機能による電圧瞬時値及び電流瞬時値の積の平均値として算出される。得られた有効入出力電力に基づき、送電効率 $\eta = P_{out} / P_{in}$ を算出した。

4.5.2 実験結果

負荷変動特性の計算結果及び測定結果を結合係数の大きさ毎に Fig. 36, Fig. 37 に示す。また、最適負荷時の伝送回路における送電特性の計算結果及び測定結果を Tab. 33, Tab. 34 に示す。ここで Fig. 36(d), Fig. 37(d) では SS トポロジでは CC 特性を検証するために出力電流の負荷変動特性、SP トポロジでは CV 特性を検証するために出力電圧の負荷変動特性のみを記載している。以降では評価項目毎に送電特性の検証を行い、最後に計算結果と測定結果の誤差要因について考察する。

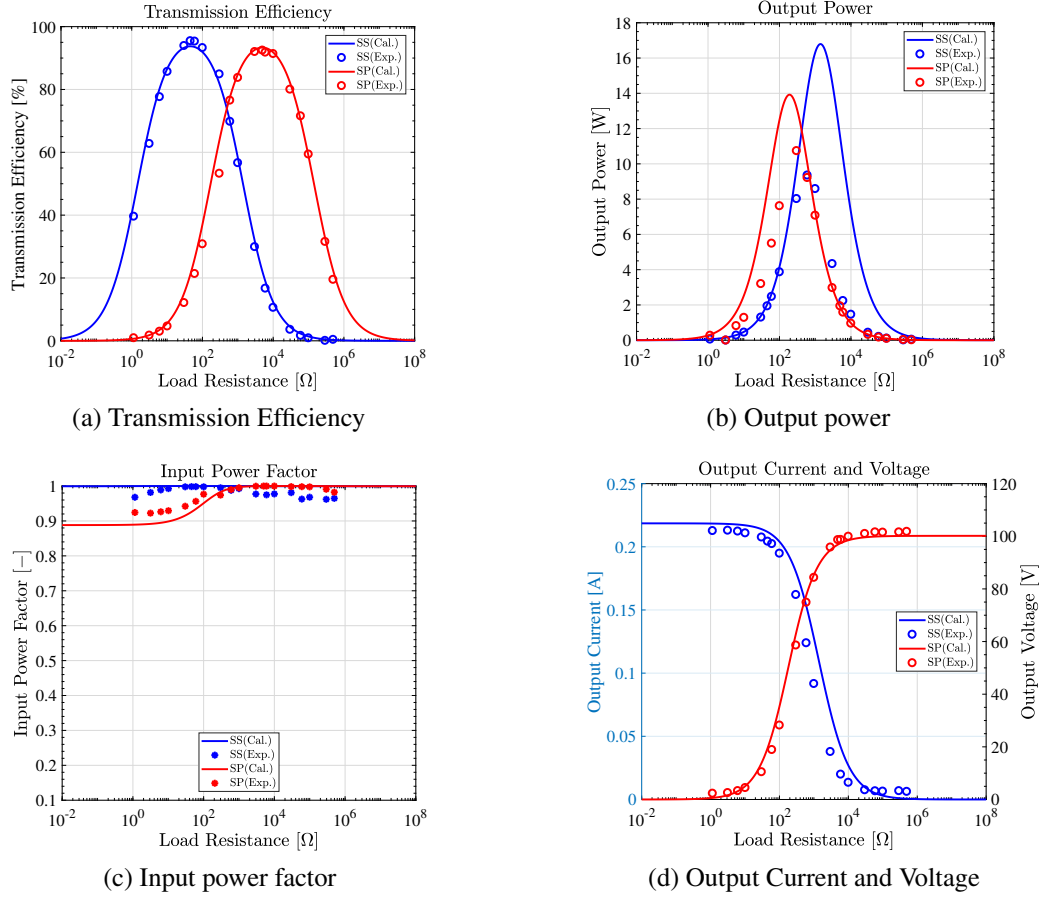


Fig. 36: Experiment results of load characteristics with $k = 0.1$ in CPT

送電効率（最適負荷）の検証

SS / SP トポロジの送電効率において、回路計算結果と送電実験結果の負荷変動特性概形が概ね一致している事、設計した最適負荷値で最大効率を達成している事が分かる。また、 $k = 0.3$ の場合は $k = 0.1$ の場合と比べて、広い負荷範囲で高効率を達成する事も分かる。しかし、 $k = 0.3$ の場合の SS / SP トポロジの両者では最適負荷から離れた負荷である程に、回路計算結果と送電実験結果に差異が生じている。これらの誤差の大きい範囲は出力電力が小さい負荷範囲と一致している為、オシロスコープの測定誤差が要因であると考えられる。

Tab. 33, Tab. 34 は最適負荷値での送電効率値は回路計算結果と送電実験結果が概ね一致している事を示す。結合係数の大きさ毎に SS / SP トポロジの送電効率値を比較すると、SS / SP トポロジは殆ど同程度の最大効率が測定された。また、回路解析で得られた以下の最大効率式に Tab. 32 の k , Q_1 , Q_2 の値を代入し、実パラメータに基づく計算結果及び測定結果と比較する。なお計算の都合で (4-15) とは異なり、公式中のパラメータを $Q^2 = Q_1 Q_2$ としている。

$$\eta_{max} = \frac{k^2 Q_1 Q_2}{(1 + \sqrt{1 + k^2 Q_1 Q_2})^2} \quad (4-35)$$

上式に基づく $k = 0.1$ の場合の SS / SP トポロジの最大効率値は 93.5 %, $k = 0.3$ の場合は 97.8 % と算出され、実パラメータに基づく計算結果及び測定結果と概ね一致する結果となった。従って、簡単化送電効率式に基づく最大効率評価は有効性を有すると言える。

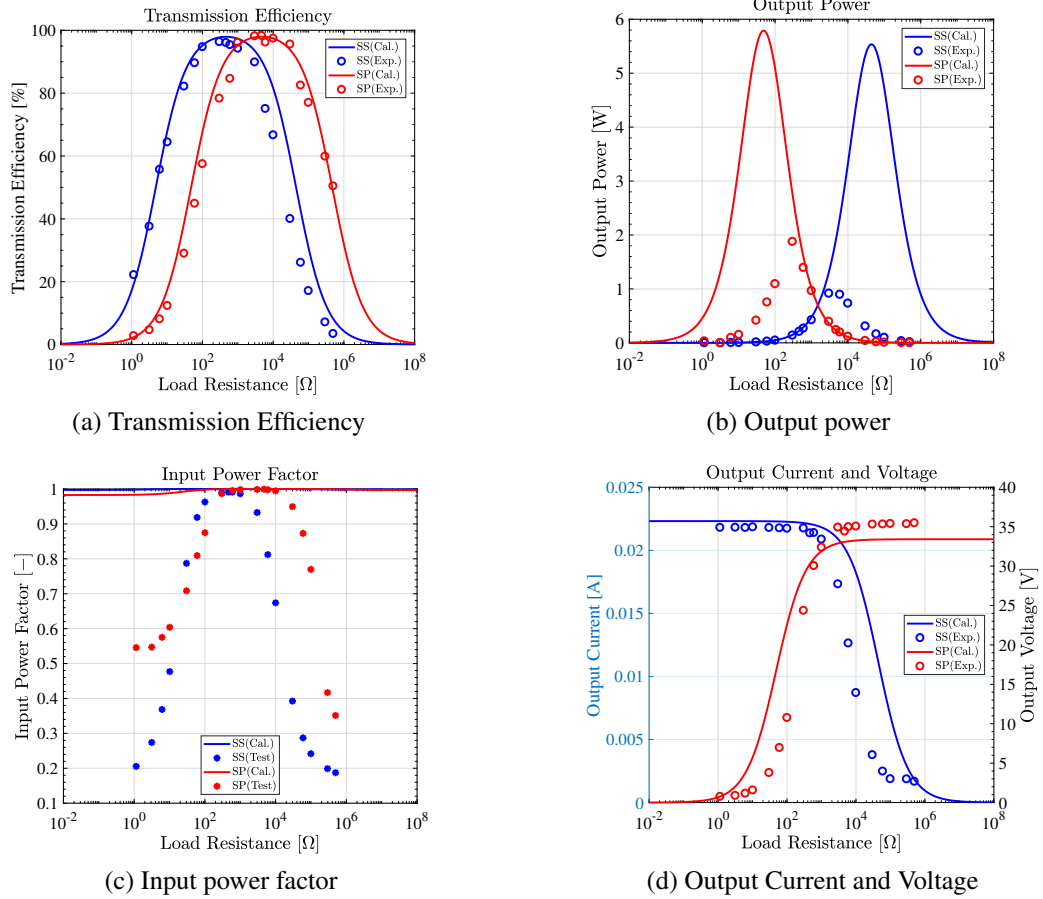


Fig. 37: Experiment results of load characteristics with $k = 0.3$ in CPT

出力電力の検証

SS / SP トポロジの出力電力において、最大電力負荷に近い負荷値である程に、回路計算結果と送電実験結果の負荷変動特性概形が概ね一致している事が分かる。これは測定機器や伝送回路内部の寄生成分に起因する共振ずれが、共振が鋭いと想定される最大電力負荷付近で大きく影響している為と考えられる。

Tab. 33, Tab. 34 は最適負荷値での出力電力値は回路計算結果と送電実験結果が概ね一致している事を示す。実験装置が寄生成分を有しながらの本結果は、負荷値が最適負荷に近い程にパラメータ誤差にロバスト性を有する事を示す。結合係数の大きさ毎に SS / SP トポロジの出力電力値を比較すると、それらは殆ど同値として測定された。また、回路解析で得られた以下の出力電力式に Tab. 32 の k , Q_1 , Q_2 , R_1 , $|\dot{V}_1|$ と前小々節で算出された η_{max} の値を代入し、実パラメータに基づく計算結果及び測定結果と比較する。なお計算の都合で (4-22) とは異なり、公式中のパラメータを $Q^2 = Q_1 Q_2$ としている。

$$P_{out, \eta_{max}}^{SS, SP} = \frac{\eta_{max}}{R_1 \sqrt{1 + k^2 Q_1 Q_2}} |\dot{V}_1|^2 \quad (4-36)$$

上式に基づく $k = 0.1$ の場合の SS / SP トポロジの出力電力値は 2.10 / 1.85 W, $k = 0.3$ の場合は 0.241 / 0.254 W と算出され、実パラメータに基づく計算結果及び測定結果と概ね一致する結果となった。従って、簡単化出力電力式に基づく出力電力評価は有効性を有すると言える。

Tab. 33: Experiment results with $k = 0.1$ in CPT

	SS topology			SP topology		
	Cal.	Test	Exp.	Cal.	Test	Exp.
η_{max} [%]	93.7	–	95.5	93.3	–	92.5
$P_{out, \eta_{max}}$ [W]	2.03	–	1.94	1.89	–	1.94
$\cos \theta_{in, \eta_{max}}$ [–]	1.00	0.998	–	1.00	1.00	–

Tab. 34: Experiment results with $k = 0.3$ in CPT

	SS topology			SP topology		
	Cal.	Test	Exp.	Cal.	Test	Exp.
η_{max} [%]	97.9	–	96.1	98.3	–	98.0
$P_{out, \eta_{max}}$ [W]	0.225	–	0.211	0.231	–	0.243
$\cos \theta_{in, \eta_{max}}$ [–]	1.00	0.991	–	1.00	1.00	–

入力力率の検証

SS / SP トポロジの入力力率において、回路計算結果でさえ負荷変動によりその値が大きく減少する事が分かる。これは測定機器や実験装置の寄生成分による共振ずれに影響していると考えられる。更に、その回路計算結果と信号試験結果も最適負荷から離れた負荷値である程に差異を生じているが、これは共振ずれが最適負荷から離れた負荷範囲で大きく影響を及ぼすためと考えられる。

Tab. 33, Tab. 34 は最適負荷値での入力力率値は殆ど 1 を達成し、回路計算結果と信号試験結果が概ね一致している事を示す。実験装置が寄生成分を有しながらの本結果は、負荷値が最適負荷に近い程にパラメータ誤差にロバスト性を有する事を示す。

出力電圧及び出力電流の検証

SS トポロジにおける出力電流と SP トポロジにおける出力電圧において、回路計算結果と送電実験結果の負荷変動特性概形が概ね一致している事が分かる。また、SS トポロジでは最適負荷付近で CC 特性、SP トポロジでは最適負荷付近で CV 特性を達成している事が分かる。なお、本送電特性の評価は CC 特性 / CV 特性の評価を以て完了とし、最適負荷時の値を以ての評価は行われない。

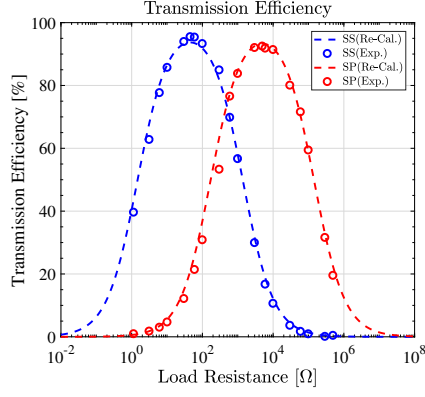
測定値の誤差原因

本実験での誤差原因は (1) 導線の寄生抵抗 (2) 導線の寄生インダクタンス (3) 線間の寄生容量 (4) 素子パラメータの測定誤差 (5) プローブの寄生容量 (6) プローブの寄生抵抗 (7) オシロスコープの確度等に起因すると考えられる。中でも本実験では、送電効率の誤差要因はオシロスコープの確度にある事、出力電力と入力力率の誤差要因は測定機器や伝送回路内部の寄生成分に影響した共振ずれにある事を述べた。そこで共振ずれの影響を調査するために、 $k = 0.1$ の場合の SS / SP トポロジにおいて、Tab. 32 の C_1 / C_2 に 4 / 2 pF (0.455 / 0.228 % 誤差)、 $k = 0.3$ の場合の SS トポロジにおいて、Tab. 32 の C_1 / C_2 に 7 / 4 pF (2.33 / 1.35 % 誤差)、SP トポロジにおいては 4 / 4 pF (1.33 / 1.35 % 誤差) 加算した上で、負荷変動特性を再度計算した。再計算に都合の良い加算値を定めたが、送受電プレートの測定誤差、測

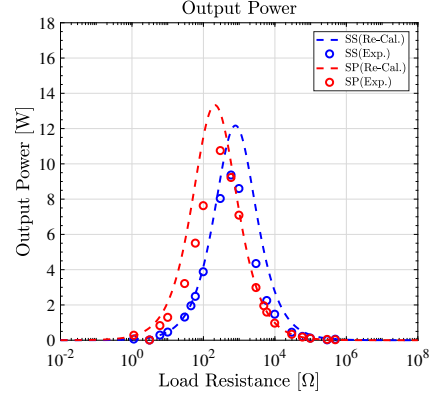
定機器や伝送回路内部の寄生成分により、これらは現実的なパラメータ誤差である。特に、送電実験に用いた差動プローブは2 pFの寄生容量を有するため、測定箇所にも依存するが、自己容量の小さな電界共振結合方式では大きな誤差要因となる。結合係数の大きさ毎に再計算した結果（Re-Cal.）を、前掲した測定結果と併せて Fig. 38, Fig. 39 に示す。出力電力のグラフにおいて、再計算結果と送電実験結果が良く一致している事が分かる。入力力率の再計算結果は信号試験結果の値を下回る結果を示したが、これは元々の信号試験時の誤差要因が少なかったため、つまり送電実験時の差動プローブの寄生容量が本実験の主な測定誤差であると言える。また、送電効率やSSトポロジの出力電流、出力電圧の計算結果は再計算前と殆ど変わらず、パラメータ誤差に対して比較的ロバストである事が分かる。以上から、出力電力と入力力率の誤差要因は寄生成分に起因した共振ずれである事を確認した。この問題に対し、実装時には変換器や伝送回路内に存在し得る寄生容量が、共振ずれに影響しない程度の自己容量を有する送受電カプラを構成する事が望ましい。その上で、負荷変動時の出力電力情報の取得にはフィードバック等が必要であり、更には、変換効率の悪化に繋がるため、入力力率の小さい負荷範囲、つまり最適負荷から大きく離れた負荷範囲での動作は推奨されない。

4.6 おわりに

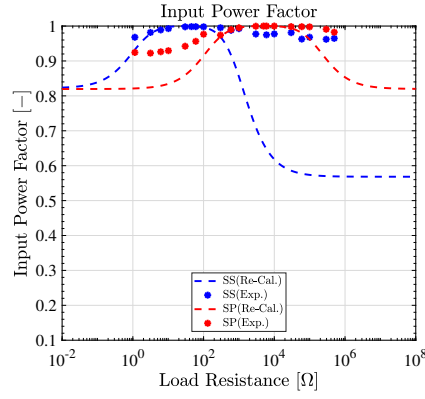
本章では、電界共振結合方式において設計条件となる補償インダクタ条件と最適負荷条件を導出した。そして設計条件に基づく各補償トポロジの送電効率式、出力電力式を導出した。近似を用いた簡単化された諸公式では、それらの送電特性は明解となり、全ての補償トポロジは同程度の最大効率を達成する事、SP/PPトポロジはSS/PSトポロジの約 $1/k^2$ 倍大きい最適負荷が設計される事、SS/SPトポロジはPS/PPトポロジの約 $1/k^2$ 倍大きい出力電力を得る事が理解出来た。そして、回路解析と特性計算に基づき、全ての補償トポロジが理論的にCUPF特性を達成する事、SS/PPトポロジでは最適負荷に近い負荷変動でCC特性、SP/PSトポロジではCV特性特性が得られる事を示した。これらの結果から、アプリケーションに応じた負荷仕様やCC特性/CV特性の必要性を踏まえたSS/SPトポロジの選択が望ましいと結論付けた。また、SS/SPトポロジでは結合係数が大きい程に送電効率が大きく、出力電力が小さくなる事から、それらのトレードオフを考慮した結合係数の選択が求められる事を述べた。そして実験検証では、信号試験と送電実験により設計条件や送電特性評価の有効性を検証した。送電効率やSSトポロジの出力電流、SPトポロジの出力電圧の負荷変動特性は計算結果と概ね一致した。出力電力と入力力率の負荷変動特性は、主に測定機器の寄生容量に起因した1-3%のパラメータ誤差による共振ずれを生じ、その概形は大きく誤差を示したが、最適負荷時の値は良く一致していた。これに対して、実装時には変換器や伝送回路内に存在し得る寄生容量が、共振ずれに影響しない程度の自己容量を有する送受電カプラを構成する事が望ましい事を述べた。また、変換効率の悪化に繋がるため、入力力率の小さい負荷範囲、つまり最適負荷から大きく離れた負荷範囲での動作は推奨されない事を述べた。



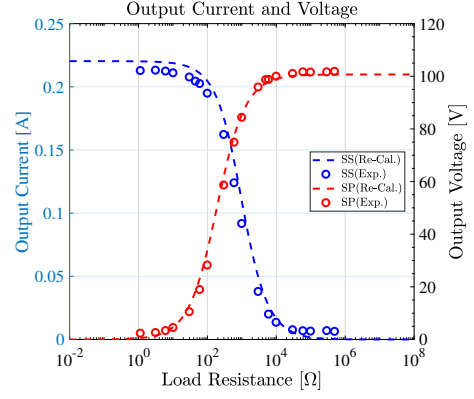
(a) Transmission Efficiency



(b) Output power

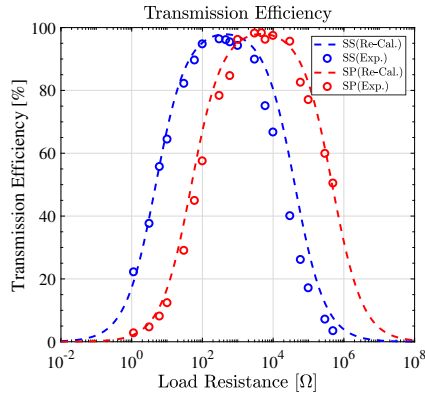


(c) Input power factor

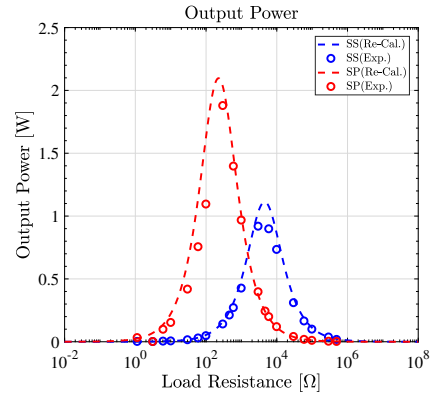


(d) Output Current and Voltage

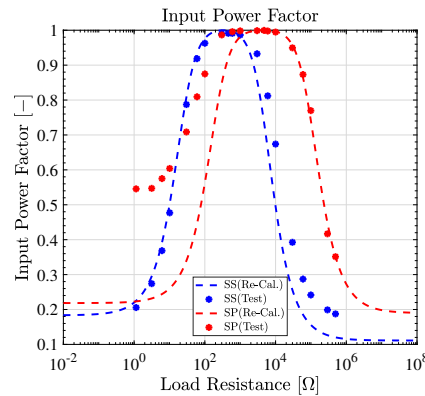
Fig. 38: Experiment results of load characteristics with $k = 0.1$ in CPT (recalculation)



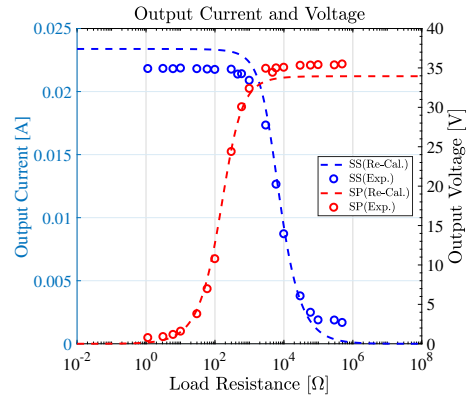
(a) Transmission Efficiency



(b) Output power



(c) Input power factor



(d) Output Current and Voltage

Fig. 39: Experiment results of load characteristics with $k = 0.3$ in CPT (recalculation)

第 5 章

磁界共振結合方式と電界共振結合方式における送電特性の統一的解釈と設計理論

5.1 はじめに

第 3 章及び第 4 章では磁界共振結合方式と電界共振結合方式の送電特性評価に基づき、補償トポロジ選択の指針を提示した。本章では得られた諸公式及び実験結果を基に、磁界共振結合方式と電界共振結合方式の統一的解釈及び差異について明確に言述し、それに基づく送電方式毎の設計理論を述べる。初めに、リアクタンス補償条件が各送電方式で対称的に捉えられる事とその結合係数依存性についての差異について言及する。次に、設計条件を満足する場合の両送電方式の送電特性が統一的に解釈可能である事を示す。最後に、送電特性改善のために必要な各送電方式特有の設計理論について述べる。

5.2 統一的解釈

5.2.1 リアクタンス補償素子条件

磁界共振結合方式と電界共振結合方式において、ジャイレータ特性または理想変圧器特性を満足するリアクタンス補償素子条件を送電方式毎に Tab. 35 に併せて再掲する。ここで、磁界共振結合方式では補償キャパシタ条件、電界共振結合方式では補償インダクタ条件を掲載している。磁界共振結合方式では $C = 1/\omega^2 L$ 、電界共振結合方式では $L = 1/\omega^2 C$ を基準とした条件式である事は類似しているが、補償トポロジ毎の $1 - k^2$ の包含有無に差異を有する。これは、磁界結合方式の送受電カプラを T 型等価回路、電界結合方式の送受電カプラを π 型等価回路で表している事に起因している。例えば、物理的意味の薄い等価回路表現とするのであれば、磁界結合方式を π 型等価回路、電界結合方式を T 型等価回路として表す事も可能であり、その場合は Tab. 35 に示す条件式中の $1 - k^2$ の包含有無が対称に入れ替わる。しかし、等価変換である事から設計結果は変化せず、見方が変化するだけである。

前章までの評価では磁界共振結合方式と電界共振結合方式は共に、出力電力の観点から SS / SP トポロジが優れるという結論であった。SS トポロジを採用したい場合、電界共振結合方式はリアクタンス補

Tab. 35: Compensation conditions for reactance in IPT and CPT ($R_1 = R_2 = 0$)

In IPT	SS topology	SP topology	PS topology	PP topology
C_1	$\frac{1}{\omega^2 L_1}$	$\frac{1}{\omega^2 L_1(1-k^2)}$	$\frac{1}{\omega^2 L_1}$	$\frac{1}{\omega^2 L_1(1-k^2)}$
C_2	$\frac{1}{\omega^2 L_2}$	$\frac{1}{\omega^2 L_2}$	$\frac{1}{\omega^2 L_2(1-k^2)}$	$\frac{1}{\omega^2 L_2(1-k^2)}$
In CPT	SS topology	SP topology	PS topology	PP topology
L_1	$\frac{1}{\omega^2 C_1(1-k^2)}$	$\frac{1}{\omega^2 C_1}$	$\frac{1}{\omega^2 C_1(1-k^2)}$	$\frac{1}{\omega^2 C_1}$
L_2	$\frac{1}{\omega^2 C_2(1-k^2)}$	$\frac{1}{\omega^2 C_2(1-k^2)}$	$\frac{1}{\omega^2 C_2}$	$\frac{1}{\omega^2 C_2}$

Tab. 36: Formulas in IPT and CPT

In IPT and CPT	η_{max}	R_{Lopt}	$P_{out, \eta_{max}}$
SS topology	$\frac{k^2 Q^2}{(1 + \sqrt{1 + k^2 Q^2})^2}$	$R_2 \sqrt{1 + k^2 Q^2}$	$\frac{\eta_{max}}{R_1 \sqrt{1 + k^2 Q^2}} \dot{V}_1 ^2$
SP topology	$\frac{k^2 Q^2}{(1 + \sqrt{1 + k^2 Q^2})^2}$	$\frac{R_2 Q^2}{\sqrt{1 + k^2 Q^2}}$	$\frac{\eta_{max}}{R_1 \sqrt{1 + k^2 Q^2}} \dot{V}_1 ^2$
PS topology	$\frac{k^2 Q^2}{(1 + \sqrt{1 + k^2 Q^2})^2}$	$R_2 \sqrt{1 + k^2 Q^2}$	$\frac{\eta_{max} \sqrt{1 + k^2 Q^2}}{R_1 Q^2} \dot{V}_1 ^2$
PP topology	$\frac{k^2 Q^2}{(1 + \sqrt{1 + k^2 Q^2})^2}$	$\frac{R_2 Q^2}{\sqrt{1 + k^2 Q^2}}$	$\frac{\eta_{max} \sqrt{1 + k^2 Q^2}}{R_1 Q^2} \dot{V}_1 ^2$

償素子条件に $1 - k^2$ が含まれることから、磁界共振結合では影響が小さい送電距離変動に伴う結合係数変動に注意する必要がある。送電距離変動は電気自動車等の移動体への給電で起こり得るため磁界共振結合方式が優れるが、インフラとしての普及を想定すると、敷設の容易さや製造コストに優れる電界共振結合方式を用いる事も考慮されるべきである。SP トポロジを採用したい場合には、両送電方式共にリアクタンス補償素子条件に $1 - k^2$ を含むため、電気自動車と電力系統間の双方向給電への応用は難しい。これは、双方向給電には送受電側の対称回路構造や対称特性が望ましいとされるためである [37, 38]。

5.2.2 送電効率及び出力電力

磁界共振結合方式と電界共振結合方式において、リアクタンス補償素子条件及び最適負荷条件を満たし、 $Q = Q_1 = Q_2$, $1 \ll Q^2$, $k^2 \ll 1$ の近似を仮定した場合の送電効率式、最適負荷式、出力電力式を Tab. 36 に再掲する。全ての補償トポロジにおいて、両送電方式の送電特性を表す諸公式は全て同形となった。更に、第3章及び第4章の送電実験において、最適負荷時に得られた SS / SP トポロジの送電特性結果とその設計された最適負荷値を Tab. 37, Tab. 38 に再掲する。本論文の送電実験では、両送電方式の結合係数及びカップラ面積を統一して設計した。また、それに付随して磁界共振結合方式の送受電コイルと電界共振結合方式の補償インダクタの Q 値は 300 程度、それらの ESR は $1.47 - 4.79 \Omega$ の一桁範囲の値を持ち、Tab. 36 の式に含まれる素子パラメータは全て同等のオーダを有する設計となった。本設計に起因し、Tab. 37, Tab. 37 に示す結合係数の大きさ毎の送電効率は両送電方式で殆ど等値、

Tab. 37: Power experiment results in IPT and CPT

In IPT	$k = 0.1$		$k = 0.3$	
	SS topology	SP topology	SS topology	SP topology
η_{max} [%]	94.1	93.6	98.8	98.6
$P_{out, \eta_{max}}$ [W]	1.28	1.24	0.418	0.390
In CPT	$k = 0.1$		$k = 0.3$	
	SS topology	SP topology	SS topology	SP topology
η_{max} [%]	95.5	92.5	96.1	98.0
$P_{out, \eta_{max}}$ [W]	1.94	1.94	0.211	0.243

Tab. 38: Designed optimal load with in IPT and CPT

In IPT	$k = 0.1$		$k = 0.3$	
	SS topology	SP topology	SS topology	SP topology
$R_{L_{opt}}$ [Ω]	79.5	7.73 k	243	2.66 k
In CPT	$k = 0.1$		$k = 0.3$	
	SS topology	SP topology	SS topology	SP topology
$R_{L_{opt}}$ [Ω]	45.4	4.96 k	462	4.73 k

出力電力と最適負荷値はオーダが等しく、殆ど近い値となった。

出力電力に見られる多少の差異について、 $k = 0.1$ の場合の SS / SP トポロジでは電界共振結合方式が磁界共振結合方式よりも 1.52 / 1.56 倍大きく、 $k = 0.3$ の場合には磁界共振結合方式が電界共振結合方式よりも 1.98 / 1.60 倍大きい結果を示した。これについて、送電側インダクタ ESR である R_1 の値は、 $k = 0.1$ の場合の SS / SP トポロジでは磁界共振結合方式が電界共振結合方式よりも 1.42 / 1.25 倍大きく、 $k = 0.3$ の場合には電界共振結合方式が磁界共振結合方式よりも 1.94 / 1.84 倍大きい結果となり、Tab. 36 の R_1 と反比例関係にある出力電力式を考慮すると納得の係数関係である。最適負荷値に見られる多少の差異は、 $k = 0.1$ の場合の SS / SP トポロジでは磁界共振結合方式が電界共振結合方式よりも 1.75 / 1.65 倍大きく、 $k = 0.3$ の場合には電界共振結合方式が磁界共振結合方式よりも 1.90 / 1.78 倍大きい結果を示した。これについても、受電側インダクタ ESR である R_2 の値は、 $k = 0.1$ の場合の SS / SP トポロジでは磁界共振結合方式が電界共振結合方式よりも 1.54 / 1.54 倍大きく、 $k = 0.3$ の場合には電界共振結合方式が磁界共振結合方式よりも 1.96 / 1.96 倍大きい結果となり、Tab. 36 の R_2 と比例関係にある最適負荷式を考慮すると納得の係数関係である。以上から、結合係数と Q 値、送受電側 ESR、電源電圧の統一条件下では磁界共振結合方式と電界共振結合方式の SS / SP 方式は同程度の最適負荷が設計され、同程度の送電効率及び出力電力を提供するという統一的解釈が得られた。

5.2.3 入力インピーダンス及び入力力率

磁界共振結合方式と電界共振結合方式において、送受電側のリアクタンス補償条件を完全に満足すれば、理論的には負荷変動に拠らない CUPF 特性が得られた。しかし、Fig. 40 に再掲する様に、信号試験では両送電方式共にパラメータ誤差に起因する共振ずれにより、負荷変動時に入力力率も大きく変動

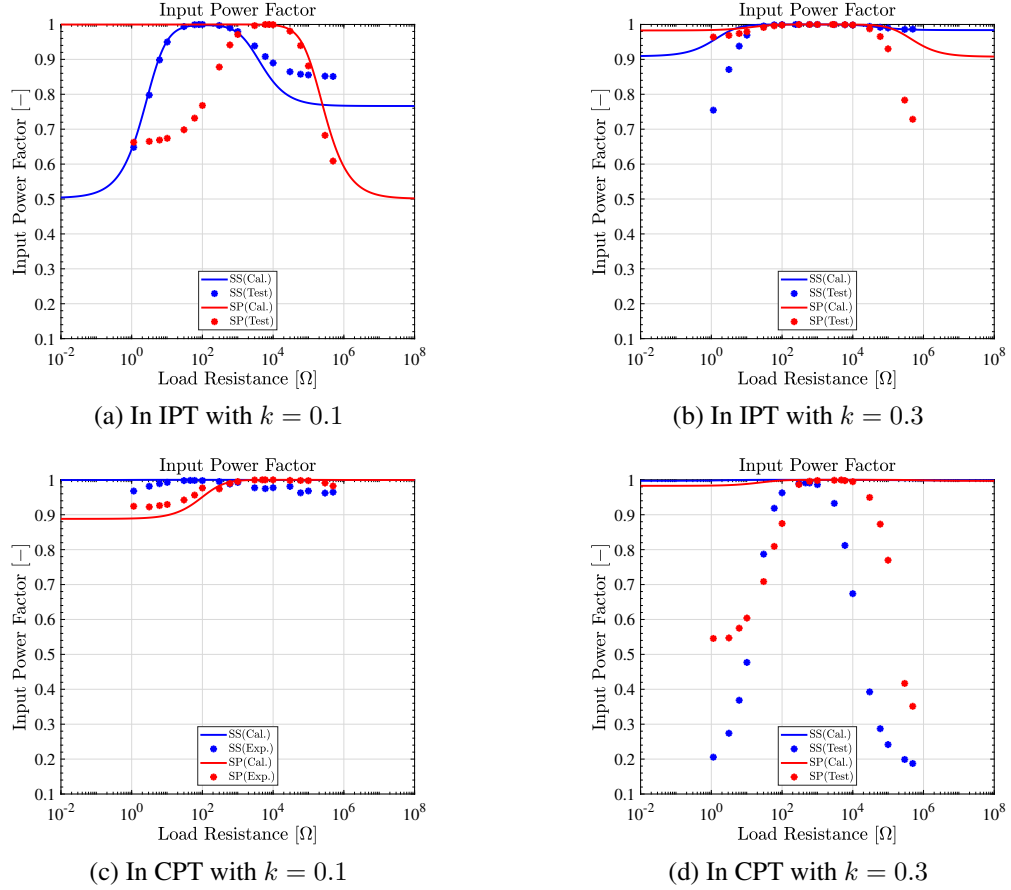


Fig. 40: Calculation results of load characteristics for input power factor in IPT and CPT

Tab. 39: Signal test results for input power factor in IPT and CPT

In IPT	$k = 0.1$		$k = 0.3$	
	SS topology	SP topology	SS topology	SP topology
$\cos \theta_{in, \eta_{max}} [-]$	1.00	1.00	1.00	1.00
In CPT	$k = 0.1$		$k = 0.3$	
	SS topology	SP topology	SS topology	SP topology
$\cos \theta_{in, \eta_{max}} [-]$	0.998	0.991	1.00	1.00

した．特に電界共振結合方式における $k = 0.3$ の場合は他の条件時に比べて，負荷変動時に大きく入力力率が低下した．これは磁界共振結合方式が採用する容量が nF オーダであるのに対し，電界共振結合方式では数百 pF オーダを採用している事が原因と考えられる．両送電方式で一定値の伝送回路及び測定機器内での寄生成分を想定した場合，素子パラメータの誤差割合は電界共振結合方式の方が高い．特に，電界共振結合方式で小さな自己容量を採用する $k = 0.3$ の方が $k = 0.1$ の場合よりも入力力率の変動が大きい事から，寄生容量のパラメータ誤差が主な共振ずれの要因であると考えられる．抛って，共振ずれの影響を厳密に比較する場合，両送電方式に用いる素子パラメータの数値オーダを統一する必要がある．また，比較的良好な CUPF 特性を得るためには本論文でのリアクタンス補償素子条件に加え，両送電方式共に大きな値の素子パラメータを採用する必要がある．CUPF 特性は達成しなかったが Tab. 39 に示す通り，両送電方式において最適負荷時の入力力率は 1 となる結果を示した．これは両送電方式

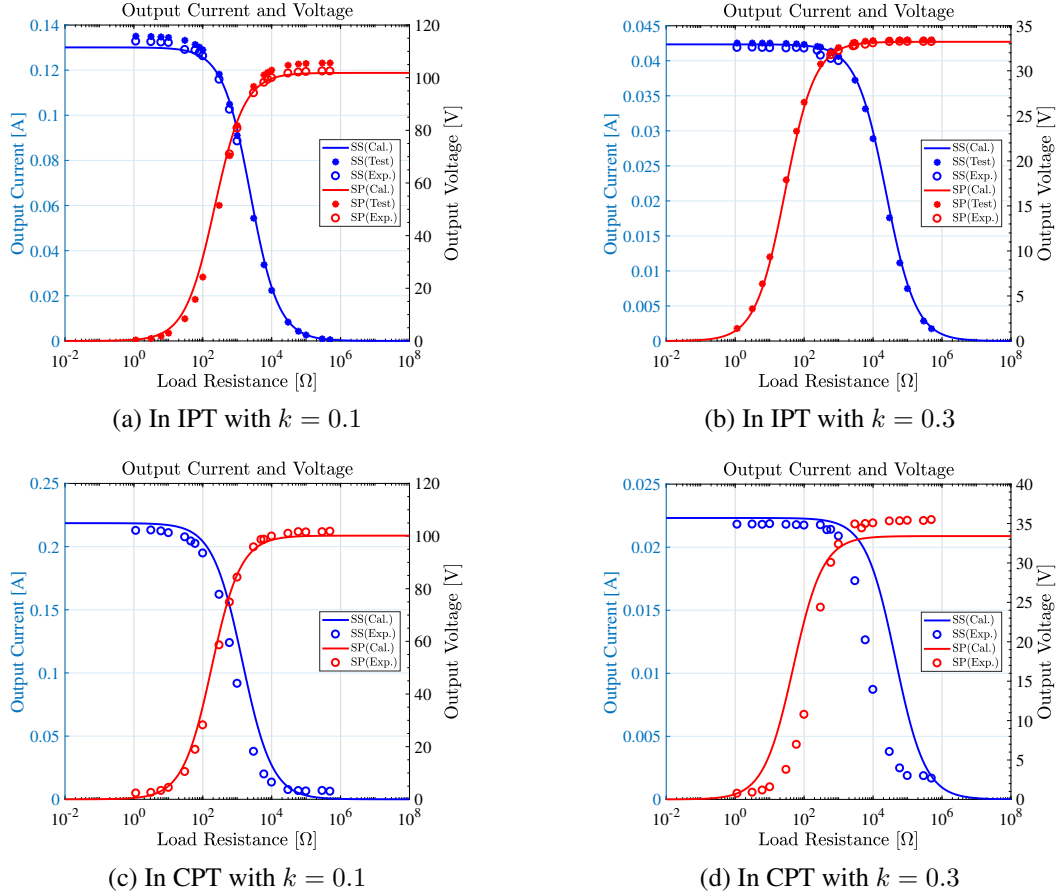


Fig. 41: Calculation results of load characteristics for output current and voltage in IPT and CPT

共に、最適負荷時には共振ずれの影響が比較的小さくなるという結果を意味する。以上より、両送電方式は実装時には共振ずれに起因して CUPF 特性は得られないが、最適負荷時にはその影響が比較的小さくなる事、伝送回路中の寄生成分に影響されない素子パラメータを用いる事で CUPF 特性に改善が期待される事等の統一的知見が得られた。

5.2.4 出力電流及び出力電圧

第3章及び第4章の送電実験で得られた、負荷変動時の SS トポロジの出力電流、SP トポロジの出力電圧の測定結果を Fig. 41 に併せて再掲する。結合係数の大きさに拠らず両送電方式において、SS トポロジでは最適負荷値よりも小さい負荷変動時に CC 特性、SP トポロジでは最適負荷値よりも大きい負荷変動時に CV 特性を示した。CC 特性または CV 特性を最も意識した補償トポロジの選択を行う場合、アプリケーションで想定される負荷変動が CC 負荷範囲または CV 負荷範囲内に存在する事を確認する必要がある。以上より両送電方式は、伝送回路に内部抵抗が存在しない場合は、リアクタンス補償素子条件を満たす事で全ての負荷範囲で CC 特性または CV 特性を達成する事が可能であるが、内部抵抗を加味した場合は、最適負荷付近の負荷変動のみで SS トポロジは CC 特性、SP トポロジは CV 特性を示すという統一的解釈が得られた。

5.3 設計理論

以上の磁界共振結合方式と電界共振結合方式の統一的解釈により得られた，リアクタンス補償素子条件と送電特性評価に基づく補償トポロジ選択の基準を以下に述べる．例えば「送電効率」の観点では「SS / SP / PS / PP トポロジ」が推奨される．

1. 送電効率：SS / SP / PS / PP トポロジ
2. 出力電力：SS / SP トポロジ
3. CUPF 特性：SS / SP / PS / PP トポロジ（最適負荷付近で有効）
4. CC 特性：SS / PP トポロジ（CC 負荷範囲で有効）
5. CV 特性：SP / PS トポロジ（CV 負荷範囲で有効）
6. 回路の対称性：SS / PP トポロジ
7. 結合係数変動時のロバスト性：SS トポロジ（IPT） / PP トポロジ（CPT）

回路パラメータ上の磁界共振結合方式と電界共振結合方式の差異は，リアクタンス補償素子条件の結合係数依存性のみであり，他の送電特性は送電方式ではなく補償トポロジのみに左右される事が示された．従って，第 1 章で述べた送受電カプラの材料性質や有利環境，体積電力密度等の差異のみに基づき，送電方式を選択する事が可能となった．

加えて本節では，磁界共振結合方式と電界共振結合方式に求められる送電特性改善のための設計理論について言及する．以下に両送電方式の SS / SP トポロジに共通する，一定の入力電圧時に送電特性を改善するためのパラメータ採用基準を示す．例えば「送電効率増大」のためには「 kQ 増大」のための設計が必要とされる．

1. 送電効率増大： kQ 増大
2. 出力電力増大： Q 増大（ R_1 低減）， k 低減

これらの送電特性改善のための素子パラメータを満足するため，各送電方式における送受電カプラ設計や動作周波数選択について議論を行う．

5.3.1 磁界共振結合方式

磁界共振結合方式での最適化のための設計自由度は，動作周波数，送受電コイルのサイズや配置，構造，巻き方等に存在する．動作周波数について， C_1 を固定値とした場合，高周波動作により Tab. 35 の補償キャパシタ条件を満たすために必要な L_1 の値を低減する事が出来る．結果として， Q_1 を一定とした場合の R_1 は L_1 に比例し減少するため，Tab. 36 の出力電力式に従い，得られる出力電力は増大する．しかし，ある周波数からはコイル固有の反共振周波数に起因し，高周波抵抗が著しく増大するため（ Q 値低減），出力電力の低下を招く．更に，高周波動作に起因する変換器損失や電磁ノイズの増大，周波数規格に注意した動作周波数の選択をしなければならない．

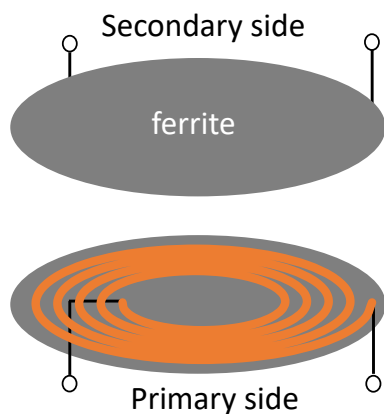


Fig. 42: Coil structure with ferrite

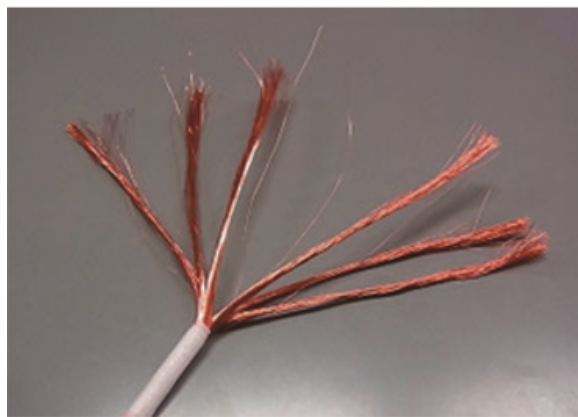


Fig. 43: Litz wire[39]

送受電コイルのサイズと配置について、磁束鎖交数増大に起因する k 増大を目的とし、送電距離を短くする事やカプラ面積を増大させる事が必要となる。しかし、アプリケーションに拠っては送電距離やカプラ面積に制約を設けられ、結合係数が一意に定まる場合がある。そこで、送受電コイル構造の改良のため、比透磁率が高く渦電流損の小さいフェライトをシート状もしくは巻線コアとして採用する事で結合係数を増大する事が可能となる (Fig. 42)。加えてリッツ線を用いる事で、高周波抵抗の低減による出力電力の増大を可能とする (Fig. 43[39])。しかし、リッツ線が単線に比べて高周波抵抗の小さい周波数範囲は 10 kHz–1 MHz の間である事が報告されており [39]、動作周波数に応じた線材の選択が求められる。また、フェライトやリッツ線を採用する事はシステムを重量かつ高コストにするため、アプリケーションの送電特性とこれらの材料の欠点を吟味した上で採用されるべきであろう。

送受電コイルの巻き方について、F. Canales 等の研究グループは円形状や正方形形状、長方形形状の中でも円形状のコイルが最も結合係数が大きくなる事を報告した [40]。更に本文献は、コイルの外半径に対する内半径の比が 0.4 となるまでは結合係数が増大するが、それ以降は改善が見られない事が述べられている (第 3 章のコイル内外半径比も 0.4)。また、小さな L_1 となる様にコイルを巻く事で、それに伴う R_1 の値も減少し、出力電力の増加に繋がる。この場合、Tab. 35 の補償キャパシタ条件を満たすために必要な C_1 の値も増大するが、キャパシタは大きな容量である程に誘電正接が小さく、損失を低減する特徴を有するため、出力電力増大のためには有効な設計法となる。

5.3.2 電界共振結合方式

電界共振結合方式での最適化のための設計自由度は、動作周波数、送受電プレートのサイズや配置、構造等に存在する。動作周波数について磁界共振結合方式と同様に、 C_1 を固定値とした場合、高周波動作により Tab. 35 の補償インダクタ条件を満たすために必要な L_1 の値を低減する事が出来る。結果として、 Q_1 を一定とした場合の R_1 は L_1 に比例し減少するため、Tab. 36 の出力電力式に従い、得られる出力電力は増大する。しかし、ある周波数からはインダクタ固有の反共振周波数に起因し、高周波抵抗が著しく増大するため (Q 値低減)、出力電力の低下を招く。更に、高周波動作に起因する変換器損失や電磁ノイズの増大、周波数規格に注意した動作周波数の選択をしなければならない。

送受電プレートのサイズや配置について、送電距離を短くする事やプレート面積を大きくする事で結合係数は増大する。極論を言えば、送電距離を殆どゼロ距離とする事で Fig. 12(b) の π 型等価回路中で

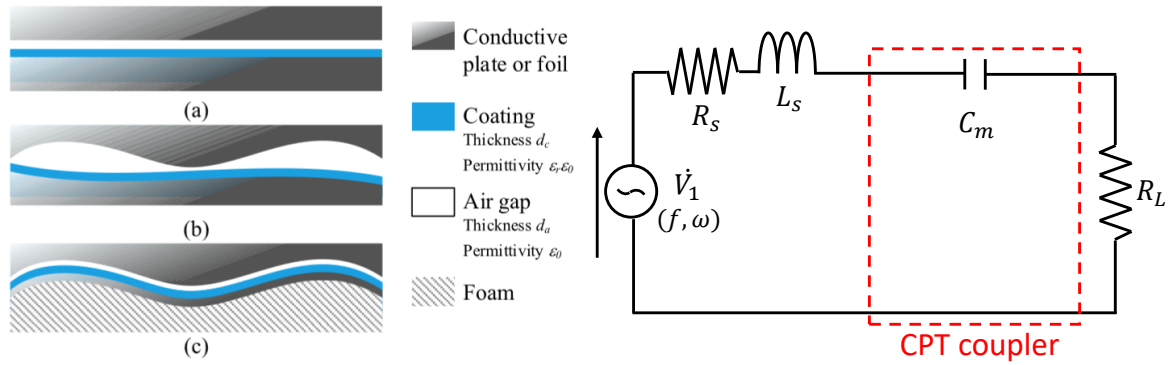


Fig. 44: Coupling capacitors cross section. (a) Fig. 45: Series LC resonant topology in CPT
Hard surface coupler (ideal). (b) Hard sur-
face coupler (general). (c) Soft surface coupler
(purpose)[41]

は $C_1 - C_m = C_2 - C_m = 0$ ，つまり結合係数を 1 とする事が出来る．第 1 章でも述べた様に，1 mm 以下の送電距離とする事で，磁界共振結合方式に勝る電力伝送密度を達成する事が可能となる．抛って電界結合方式では，接触型であれば如何に送受電間の空隙を無くせるか（Fig. 44[41]），移動体を対象とした非接触型であれば極短距離で如何に接触を防げるかに着目して研究されることが多い．この場合，自己容量が存在しない為に本論文での補償トポロジは全て適用できず，代わりに Fig. 45 に示す単一外部素子から成る直列 LC トポロジが用いられる．本補償トポロジを採用する場合， L_s を設計する補償インダクタ条件は以下の様に表される．

$$L_s = \frac{1}{\omega^2 C_m} \quad (5-1)$$

本構造では大きな値の C_m を想定している為，採用される L_s は小さな値として設計可能であり，それに伴う ESR である R_s も小さくなる．従って本構造は，高効率大電力伝送の観点から最も優れる補償トポロジと言える．しかし金属プレートの歪みが存在する場合の C_m の著しい低下に起因する共振ずれや，接触による送受電間短絡のリスクが存在する [42]．そして何より，送電距離が大きい場合の電界結合方式の需要には応えられない．

送受電プレートの構造について，第 3 章で提示された Fig. 10 の水平型カプラ構造，Fig. 11 の垂直型カプラ構造，そして第 4 章で採用した自己容量を補うために水平型送受電カプラに補償キャパシタ C_{ex} を並列付加する構造の三種類が存在する．Fig. 46(a) に再掲する様に，水平型カプラ構造のみでは結合係数は比較的大きいが，30 mm の送電距離では C_1 が 132 pF になり，400 kHz での共振のために必要な L_1 の値は 1.20 mH 程度， $Q_1 = 300$ とするならば R_1 は 10.0 Ω 程度の大きな値を持ってしまう．反対に Fig. 46(a) に再掲する様に，垂直型カプラ構造は結合係数は比較的小さいが，30 mm の送電距離では C_1 が 320 pF になり，400 kHz での共振のために必要な L_1 の値は 495 μ H 程度， $Q_1 = 300$ とするならば R_1 は 4.14 Ω 程度の値で済む．更に，結合係数は単調減少するものの，送電距離増大にかかわらず自己容量が殆ど一定値を維持するため，長距離送電での大電力化や送電距離変化に起因する共振ずれへのロバスト性には優れていると言える．ここで Fig. 46(a) の水平型カプラ構造の距離特性に基づき， C_{ex} の付加により，自己容量を距離に抛らず一定値となる様に計算した結果を Fig. 46(c) に示す．なお，送電距離に抛らず自己容量が 320 pF（垂直型カプラ構造の自己容量と同値）となる様に $C_{ex} = 0 - 296$ pF のキャパシタンスが付加される．

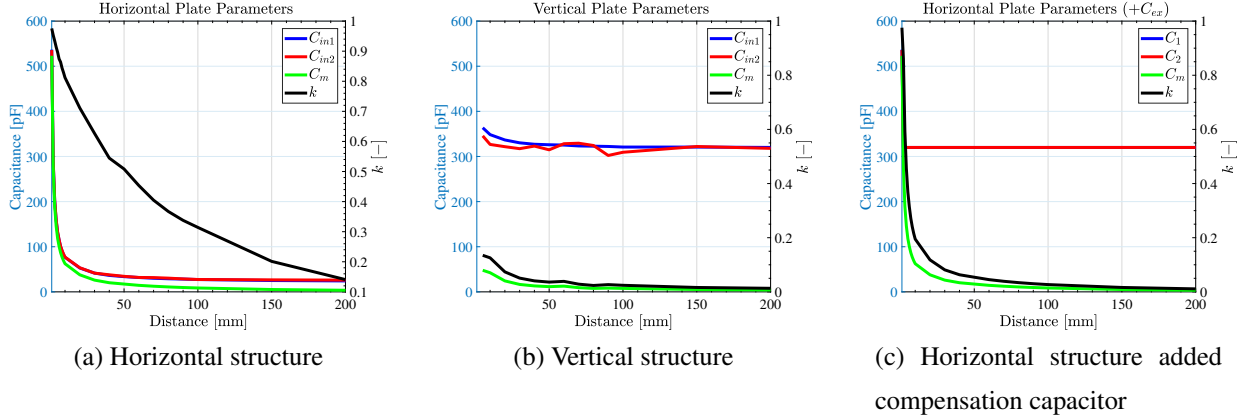
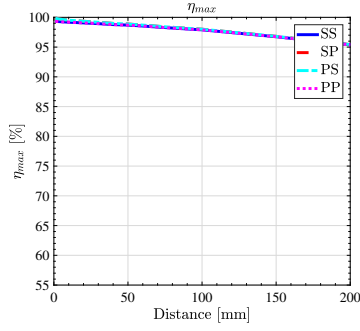


Fig. 46: Transmission distance characteristics for plates of each structure in CPT

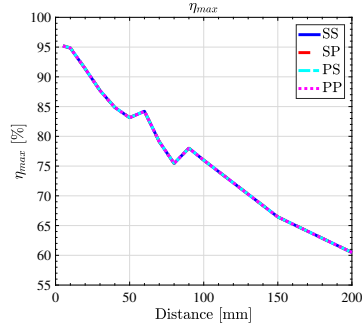
Fig. 46 の送電距離特性を基に，二素子補償型トポロジの設計条件を満たす場合に得られ得る送電効率及び出力電力の計算結果をそれぞれ Fig. 47, Fig. 48 に示す．水平型カプラ構造のみでは，その結合係数の大きさから全範囲で $\eta_{max} = 95\%$ 以上を達成するが，自己容量の小ささに起因するインダクタ ESR の大きさから， $P_{out, \eta_{max}} = 0.14\text{ W}$ 以下になってしまう．また，垂直型カプラ構造及び補償キャパシタを付加した水平型カプラ構造では，送電距離増大に伴い $\eta_{max} = 55\%$ まで低下するが，自己容量が大きいために $P_{out, \eta_{max}} = 4\text{ W}$ まで増大する．以上から，電界共振結合方式で送電効率と出力電力のトレードオフを考慮した設計を望む場合，垂直型カプラ構造または補償キャパシタを付加した水平型カプラ構造が適していると言える．しかし計算結果からも分かる様に，高効率伝送と大電力伝送の両立は未だ難しく，今後は結合係数と自己容量に大きな値を有する新しいカプラ構造の設計が必要になると考える．

5.4 おわりに

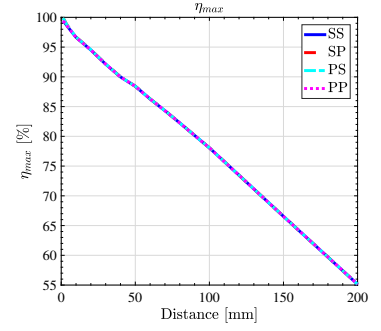
本章では諸公式及び実験結果に基づき，磁界共振結合方式と電界共振結合方式では，リアクタンス補償条件とその結合係数依存性が対称的に差異を有するが，設計条件下であれば同程度の最適負荷が設計され，同程度の送電効率及び出力電力を提供する事，完全な CUPF 特性は得られないが最適負荷時には入力力率 1 を達成する事，一定の負荷範囲で SS / PP トポロジは CC 特性，SP / PS トポロジは CV 特性を有する事に統一的解釈が可能である事を述べた．そして両送電方式共に送電効率増大のためには kQ 増大，出力電力増大のためには R_1 と k の低減を必要とする事を述べた．これらの回路パラメータを得るために，各送電方式の動作周波数や送受電カプラ設計に関する設計理論について述べた．送受電カプラ設計について，磁界共振結合方式では送電特性改善のための線材，コア材料，コイルの構造配置等が多く研究される中，電界共振結合方式では送受電カプラ設計が殆ど研究されていない事が課題の一つとして明確となった．そこで，送電効率と出力電力のトレードオフ設計を可能とする送受電カプラ構造について検討し，外部補償キャパシタを並列付加した水平型カプラ構造と，垂直型カプラ構造の二者が優れる事を明示した．



(a) Horizontal structure

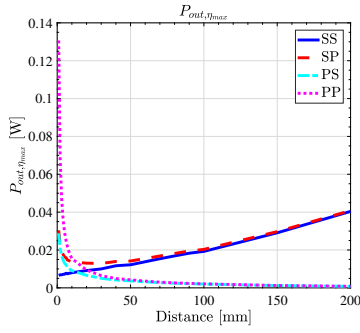


(b) Vertical structure

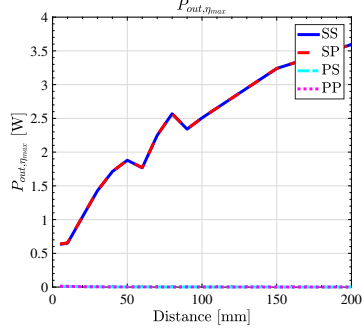


(c) Horizontal structure added compensation capacitor

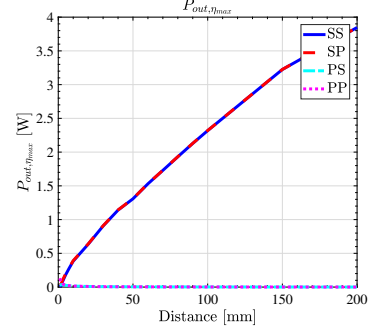
Fig. 47: Transmission distance characteristics for η_{max} of each structure in CPT



(a) Horizontal structure



(b) Vertical structure



(c) Horizontal structure added compensation capacitor

Fig. 48: Transmission distance characteristics for $P_{out,\eta_{max}}$ of each structure in CPT

第 6 章

総括

6.1 本論文のまとめ

本論文では、磁界共振結合方式及び電界共振結合方式を用いたワイヤレス電力伝送の送電特性を統一条件下で評価及び比較する事で、それらの送電特性が統一的に解釈できる事を明示し、個々の設計理論に結び付けた。従来、磁界結合方式は長距離伝送、電界結合方式は短距離伝送に長けていると考えられており、近年の研究は追従して、送電距離と送電可能な体積電力密度の関係性から、その理論的境界は 1 mm の送電距離に存在する事を明らかにした。しかし実装時の材料性質や有利環境を考慮すると、送電距離と体積電力密度の関係性のみで送電方式選択に至る事は幾つかの場合には適当ではない。加えて、最善の送電方式選択を導くためには体積電力密度以外の送電特性の差異についても明らかにする必要がある。そこで本論文では、統一条件下で両送電方式の (a) 送電効率、(b) 最適負荷、(c) 出力電力、(d) CUPF 特性、(e) CC 特性、(f) CV 特性の六種類の送電特性を評価及び比較した。ここで統一条件とは、補償トポロジ (SS / SP / PS / PP)、リアクタンス補償素子設計法 (ジャイレータ特性及び理想変圧器特性に基づく設計法)、負荷条件 (最適負荷)、 Q 値 (約 300)、結合係数 ($k = 0.1$, $k = 0.3$)、電源 (同性能の定電圧源)、送受電カップラ面積 ($S = 0.3 \text{ m}^2$) である。回路解析及び実験検証の結果として、磁界共振結合方式と電界共振結合方式の送電特性は同一の結果を提示した。その結果は、最適負荷時に全ての補償トポロジが同程度の最大効率、SS / PS トポロジの最適負荷値は SP / PP トポロジの最適負荷値の k^2 倍、PS / PP トポロジの出力電力は SS / SP トポロジの出力電力の k^2 倍、全ての補償トポロジが最適負荷付近の負荷範囲で CUPF 特性、SS / PP トポロジが最適負荷付近の負荷範囲で CC 特性、SP / PS トポロジが最適負荷付近の負荷範囲で CV 特性を達成するというものであった。この結果から、磁界共振結合方式と電界共振結合方式は共通して、出力電力に優れる SS / SP トポロジのどちらかを選択すべきであると結論付けた。そして SS / SP トポロジ間では、最適負荷値とアプリケーションの負荷仕様の桁関係、CC 特性と CV 特性の必要性に応じて選択する事を推奨した。

本論文で検討した、磁界共振結合方式と電界共振結合方式の送電特性は全て補償トポロジに依存するものであり、統一条件下ではそれらの統一的解釈が可能である事を明示した。従って、送電方式の選択には実装時の材料性質や利用環境、体積電力密度上限のみを考慮、その後補償トポロジを選択すればよい。また、以上の統一的解釈に基づき、両送電方式の送電効率と出力電力特性を改善するための設計理論について言述した。両送電方式共に、送電効率改善のためには結合係数と Q 値の増大、出力電力改善

のためには結合係数と送電側内部抵抗の低減を図る必要があった。磁界共振結合方式では、結合係数増大のためにフェライトの使用、 Q 値増大及び内部抵抗低減のためにリッツ線の使用、動作周波数の増大等が望ましい事を述べた。対して電界共振結合方式では、内部抵抗低減のための動作周波数増大は同様の改善法であるが、主に長距離送電での高効率大電力伝送のための送受電カプラ設計法が存在しない。これは、大きな値の結合係数と自己容量を両立する送受電カプラの実現が困難である事に起因する。そこで本論文では、送電効率と出力電力のトレードオフ設計を可能とする送受電カプラ構造について検討し、外部補償キャパシタを並列付加した水平型カプラ構造と、垂直型カプラ構造の二者が優れる事を明示した。

以上を以て本論文では、送電方式選択への難であった送電特性の明解化を行い、送電方式選択のみならず補償トポロジ、結合係数、動作周波数の選択など、様々な設計パラメータを決定付ける一般理論を提示した。これにより、磁界共振結合方式と電界共振結合方式の共通点と相違点が明らかになり、ワイヤレス電力伝送の詳細な理解と構造設計への道筋を明確化したと言える。

6.2 今後の課題

本論文では、補償トポロジ、リアクタンス補償素子設計法、最適負荷の使用、結合係数の大きさ、 Q 値、送受電カプラ占有面積を統一した上で磁界共振結合方式と電界共振結合方式を比較した。主に等価回路から得られる回路パラメータの統一を図ったが、より明解な回路設計のためには送電距離やカプラ占有体積と結びつける必要がある。深く追求すれば、磁界結合方式の送受電コイルの線材やコア材料、巻き数、線間ピッチ、電界結合方式の誘電体等もパラメータとして落とし込む必要があるだろう。他にも更なる回路パラメータの統一、補償トポロジの検討、送電特性の検討が今後の課題として挙げられる。回路パラメータの統一について、本論文では磁界結合方式と電界結合方式は、動作周波数を増大させる事で出力電力を増大する事が出来ると結論付けたが、動作周波数も統一条件となり得るパラメータである。また、電圧源だけでなく電流源を電源として用いた場合の検討も必要だろう。補償トポロジの検討について、本論文では二素子補償型トポロジのみが検討されたが、 LCC トポロジや $LCLC$ トポロジ等、他の補償トポロジの送電特性も明解化し、アプリケーション環境に最適な補償トポロジの選択基準を提供する必要がある。また、更なる送電特性として素子耐圧や磁界結合方式の磁気飽和や磁界漏洩の安全範囲、電界結合方式の絶縁破壊電圧や電界漏洩の安全範囲が評価され、設計に内包される必要がある。以上より、残る送電特性評価をより多くの統一条件下で評価し、送電方式や補償トポロジの最適な選択基準を提供する事に加え、送電特性改善のための回路設計を物理的パラメータにより明解とする事を今後の課題とし、今後のワイヤレス電力伝送技術の特性理解とその発展に期待したい。

付録 A

付録

A.1 電界結合方式における VNA の使用

本章では，電界結合方式でのベクトルネットワークアナライザ (VNA: Vector Network Analyzer) の使用可否について議論する．本稿の電界結合方式の実験検証ではオシロスコープを用いたが，測定時にはパラメータ誤差による共振ずれに起因した計算結果と測定結果の誤差に悩まされた．しかし VNA ではその問題以前に，本質的に電界結合方式の信号試験に適さない．著者は一年間 VNA による検証を続け，その測定誤差と奮闘してきたが，その要因を突き止めたので本章で言述したい．また，著者が悩まされた様に他の研究グループでも VNA による測定誤差が報告されているが，その要因は明らかにされていない．結論から述べると，VNA の入力側と出力側の負端子，同軸ケーブルであれば入出力側の外部導体は絶縁されておらず，VNA からは短絡して見えるという事が原因である．本問題の解決にあたり，製造元である Keysight のサポート窓口に問い合わせたところ，全ての VNA でこの構造を有すると伺った．

電界結合方式の構造を示す等価回路は Fig. 49(a) の様に表す事が出来る．定性的に説明するのであれば，入出力側の負端子が絶縁されていない場合，VNA は C_{24} から成るインピーダンスを無視した測定結果を示すため，測定結果に誤差が生じる．ここで Plate2 と Plate4 を短絡させた場合の等価回路を Fig. 49(b) に再描画した．各プレート間容量 $C_{12} - C_{34}$ を用いて π 型回路として表せている事が分かる．VNA から見た自己容量を C'_1 / C'_2 ，相互容量を C'_m と置くとこれらは以下の様に表せる．

$$C'_1 = C_{12} + C_{13} + C_{14} \quad (\text{A-1})$$

$$C'_2 = C_{23} + C_{13} + C_{34} \quad (\text{A-2})$$

$$C'_m = C_{13} \quad (\text{A-3})$$

第 2 章で示した (2-7)–(2-9) の自己容量，相互容量と比べて大きく異なる事が分かる．これらのパラメータ誤差により，VNA は共振ずれや相互容量自体の減少を誤認し，送電効率や出力電力の減少という測定誤差を示す事となる．また，磁界結合方式については VNA が負端子間を短絡させ見ていた場合でも，その等価回路及びパラメータは Fig. 8(b) の本来の等価回路と差異は無く，測定誤差を示す事はない．

ここで，送電効率と出力電力の周波数変動特性について，等価回路に基づく計算結果 (Cal.)，Plate2 と Plate4 を短絡させた等価回路に基づく計算結果 (Re-Cal.)，VNA による測定結果 (Test) を Fig. 50 に示す．ここで，補償トポロジには SS トポロジを採用し， $C_1 = 877 \text{ pF}$ ， $C_2 = 877 \text{ pF}$ ， $C_m = 86.9 \text{ pF}$

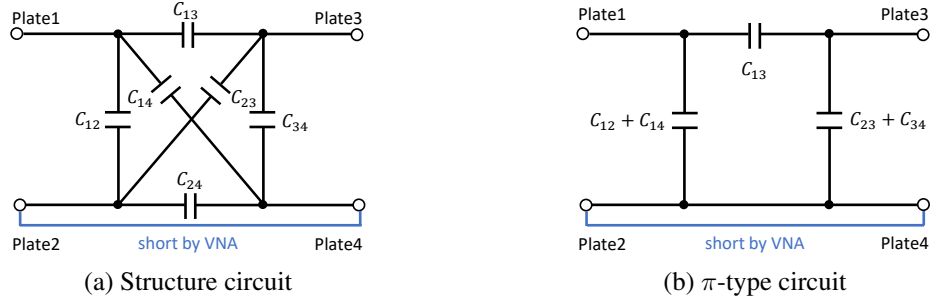


Fig. 49: Equivalent circuit diagram shorted by VNA in CPT

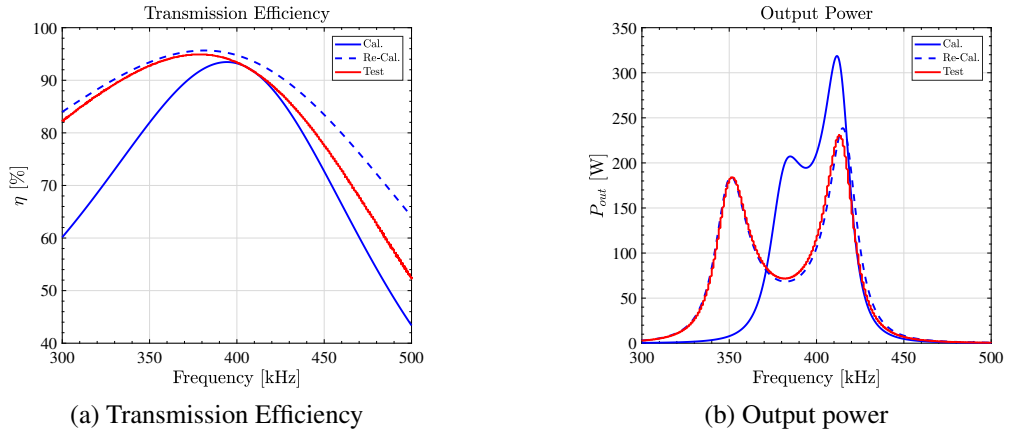


Fig. 50: Frequency characteristics by calculation and VNA measurement in CPT

, $L_1 = 183 \mu\text{H}$, $L_2 = 187 \mu\text{H}$, $R_1 = 1.54 \Omega$, $R_2 = 1.57 \Omega$, $f_0 = 400 \text{ kHz}$, $R_L = R_{Lopt} = 46.4 \Omega$, $V_1 = 100 \text{ V}$ の実験装置を用いている。Plate2, 4 を短絡させた等価回路に基づく計算結果と VNA による測定結果が良く一致している事が分かる。共振周波数 400 kHz のみに着目すると、送電効率は全ての結果が良く一致しているが、出力電力ではその値は大きくずれ、許容の誤差範囲とは決して言えない。以上より、VNA の入出力側負端子は絶縁されておらず、全くの別回路を測定しているという事が示された。従って、電界結合方式の特性検証には現状の VNA は適さず、オシロスコープ等を用いる必要がある。

謝辞

本論文の執筆にあたり，指導教員である堀洋一教授には研究の方向性から，研究内容の詳細に至るまで日頃よりご指導頂きました事，感謝申し上げます．特に，本研究の重要性を工学的視点から見出して下さり，明確な研究意義や工学的価値の有無を意識して研究に取り組む様になりました．藤本博志准教授には，発表会の場合等で研究に関する的確なご指摘を頂きました事，感謝申し上げます．意図せず表面的な研究となっていた箇所をご指摘頂く事で，本研究の質を高めて頂きました．居村岳広特任講師には，ワイヤレス電力伝送の基礎から研究動向，研究課題等の多くをご教授頂き，そして研究内容の詳細に至るまでを議論させて頂きました事，感謝申し上げます．本研究でのリアクタンス補償素子設計法や送電特性評価等，先生のご助言の多くを研究内容に活用させて頂きました．ワイヤレス電力伝送チームの博士課程の先輩である畑様には，研究内容や論文の書き方，発表スライドの構成等，常日頃から幅広くご指導頂きました事，感謝申し上げます．ご相談に伺った際は何時間もお時間を割いて頂き，実験誤差の原因究明や論文添削にお力添え頂きました．論文の書き方について，未だ立派とは言えませんが，初期に比べて論理的で読み易いものとなる様に心掛ける様になりました．ワイヤレス電力伝送チームの博士課程の先輩である季様には，研究内容のご相談のみならず，日頃から本音を言い合える仲として，研究室生活を豊かにして頂きました事，感謝申し上げます．電気飛行機チームの修士課程の先輩である新實様には，他のチームであるにもかかわらず，研究内容や実験機の使用法，技術会の懇親会幹事の仕事内容に至るまで多くをご教授頂きました事，感謝申し上げます．ご相談させて頂いた際は，必ず励ましのお言葉を掛けて下さり，お話する度に元気付けられました．また，就職活動時に他己分析としてお伺いした著者の長所及び短所が，自己分析以上に該当する内容で驚いた事は忘れられません．専攻秘書の山崎様には研究と就職活動の両立に苦しんでいた時期，毎日の様にご相談に伺い，優しいお言葉により鼓舞して頂きました事，感謝申し上げます．特に，就職活動時は多くのご迷惑をお掛けした中，堀洋一教授と共に自身の選択を優先して下さり，研究と就職活動の両者において，後悔のない修士過程とする事が出来ました．そして，日頃から研究について相談させていただいたワイヤレス電力伝送チームの居村特任講師，ロビソン様，畑様，矢崎様，季様，高橋君，花尻君，大塚さん，宇都君，堅田君，田島君，縄田さん，ヘランカさん，タンタン君，時田君に心より感謝申し上げます．加えて，二年間の修士課程を共に過ごした同期の大塚さん，小川君，誠人君，高橋君，花尻君，布施君には心より感謝申し上げます．最後に，金銭面や仕送りだけでなく精神的に日々の生活を支えて頂いた家族の皆様に心より感謝申し上げます．

参考文献

- [1] T. Imura, Y. Hori: “Maximizing Air Gap and Efficiency of Magnetic Resonant Coupling for Wireless Power Transfer Using Equivalent Circuit and Neumann Formula,”IEEE Trans. IE, Vol. 58, No. 10, pp. 4746–4752 (2013)
- [2] G. A. Covic, J. T. Boys: “Modern Trends in Inductive Power Transfer for Transportation Applications,”IEEE J. Emerg. Sel. Topics PE, Vol. 1, No. 1, pp. 28–41 (2013)
- [3] N. Tesla: “Experiments with alternate currents of very high frequency and their application to methods of artificial illumination,”in Electrical World magazine, W. J. Johnson Co., New York, Vol. 18, No. 2, p. 19 (1891)
- [4] F. Hadley: Goodbye wires!. [online] MIT News. Available at: <http://news.mit.edu/2007/wireless-0607> [Accessed 9 Jan. 2019].
- [5] 高橋 俊輔: “ワイヤレス給電の技術概要,” 特許庁技術懇話会, No. 279, pp. 3–14 (2015)
- [6] K. Agarwal, R. Jegadeesan, Y. X. Guo, N. V. Thakor: “Wireless Power Transfer Strategies for Implantable Bioelectronics,”IEEE Reviews BE, Vol. 10, pp. 136–161 (2017)
- [7] K. Hata, K. Hanajiri, T. Imura, H. Fujimoto, Y. Hori, M. Sato, D. Gunji: “Driving Test Evaluation of Sensorless Vehicle Detection Method for In-motion Wireless Power Transfer,”in IPEC, pp. 663–668 (2018)
- [8] T. Ohira: “A battery-less electric roadway vehicle runs for the first time in the world,”in ICMIM, pp. 75–78 (2017)
- [9] X. Lu, P. Wang, D. Niyato, D. I. Kim, Z. Han: “Wireless Charging Technologies: Fundamentals, Standards, and Network Applications,”IEEE Commun. Surveys Tut., vol. 17, no. 2, pp. 757–789, 2nd Quart. (2016)
- [10] P. Zhang, Q. Yang, X. Zhang, Y. Li, Y. Li: “Comparative Study of Metal Obstacle Variations in Disturbing Wireless Power Transmission System,”IEEE Trans. Magnetics, Vol. 53, No.6 (2017)
- [11] Y. Naka, K. Yamamoto, T. Nakata, M. Tamura, M. Masuda: “Verification Efficiency of Electric Coupling Wireless Power Transfer in Water,”in ICMIM pp. 83–86 (2017)

- [12] J. Dai, D. C. Ludois: "A Survey of Wireless Power Transfer and a Critical Comparison of Inductive and Capacitive Coupling for Small Gap Applications,"IEEE Trans. PE, Vol. 30, No. 1, pp. 6017–6029 (2015)
- [13] R. Laouamer, M. Brunello, J. P. Ferrieux, O. Normand, N. Buchheit: "A multi-resonant converter for non-contact charging with electromagnetic coupling,"in IECON, Vol. 2, pp. 792–797 (1997)
- [14] F. Lu, H. Zhang, H. Hofmann, C. C. Mi: "A Double-Sided LCLC-Compensated Capacitive Power Transfer System for Electric Vehicle Charging,"IEEE Trans. PE, Vol.30, No.11, pp.6011–6014 (2015)
- [15] F. Lu, H. Zhang, H. Hofmann, W. Liu, C. C. Mi: "A Four-Plate Compact Capacitive Coupler Design and LCL-Compensated Topology for Capacitive Power Transfer in Electric Vehicle Charging Application,"IEEE Trans. PE, Vol. 31, No. 12, pp. 8541–8551 (2016)
- [16] J. Dai, S. Hagen, D. C. Ludois, I. P. Brown : "Synchronous Generator Brushless Field Excitation and Voltage Regulation via Capacitive Coupling Through Journal Bearings,"IEEE Trans. IA, Vol. 53, No. 4, pp. 3317–3326 (2017)
- [17] K. Amano, H. Funato, J. Haruna: "Proposal of isolated outlet socket and plug using capacitive power transfer,"in IFEEC 2017 – ECCE Asia, pp. 648–653 (2017)
- [18] N. Sakai, D. Itokazu, Y. Suzuki, S. Sakihara, T. Ohira: "One-kilowatt capacitive Power Transfer via wheels of a compact Electric Vehicle,"in WPTC, pp. 1–3 (2016)
- [19] 栗井郁雄: "磁気結合共振器型ワイヤレス給電システムの BPF 理論による設計法,"電学論 C, vol. 130, no. 12, pp. 2192–2197 (2010)
- [20] 平松敏幸, 黄孝亮, 加藤昌樹, 居村岳広, 堀 洋一: "ワイヤレス給電における送電側による最大効率と受電側による所望受電電力の独立制御,"電学論 D, vol. 135, no. 8, pp. 847–854 (2015)
- [21] 石田 正明, 床木 裕樹, 尾林 秀一: "ワイヤレス電力伝送の制度化・標準化の動向と取り組み,"東芝レビュー, Vol. 73, No. 1, pp. 35–38 (2018)
- [22] 総務省情報通信審議会: "ワイヤレス電力伝送システムに関する技術的条件,"Available at: http://www.soumu.go.jp/main_content/000334715.pdf [Accessed 26 Jan. 2019].
- [23] M. Kato, T. Imura, Y. Hori: "New Characteristics Analysis Considering Transmission Distance and Load Variation in Wireless Power Transfer via Magnetic Resonant Coupling,"in Intelec (2012)
- [24] S. Li, W. Li, J. Deng, T. D. Nguyen, C. C. Mi: "A Double-Sided LCC Compensation Network and Its Tuning Method for Wireless Power Transfer,"IEEE Trans. VT, Vol. 64, No. 6, pp. 2261–2273 (2015)
- [25] 山田 潤, 津田 和真, 小林 涼太, 金子 裕良: "可変インピーダンスを考慮した非接触給電システムの回路解析と特性評価,"電学論 D, vol. 137, no. 11, pp. 815–826 (2017)
- [26] T. Yamamoto, K. Nara, Y. Kaneko: "An Evaluation of Wireless Power Transfer System with Plural Repeater Coils for Moving Objects,"in IECON 2018, pp. 4769–4774 (2018)

- [27] 居村岳広, 堀 洋一: “電磁誘導方式と磁界共振結合方式の統一理論,” 電学論 D, vol. 135, no. 6, pp. 697–710 (2015)
- [28] Y. H. Sohn, B. H. Choi, E. S. Lee, G. C. Lim, G. H. Cho, C. T. Rim: “General United Analyses of Two-Capacitor Inductive Power Transfer Systems: Equivalence of Current-Source SS and SP Compensations,” IEEE Trans. PE, Vol. 30, No. 11, pp. 6030–6045 (2015)
- [29] C. S. Wang, O. H. Stielau, G. A. Covic: “Design Considerations for a Contactless Electric Vehicle Battery Charger” IEEE Trans. IE, Vol. 52, No. 5, pp. 1308–1314 (2005)
- [30] K. Suzuki, K. Hata, T. Imura, Y. Hori: “SS and SP Topology Analysis for Capacitive Power Transfer with Resonance Coupling Based on Power Factor Consideration,” in IECON, pp. 4846–4851 (2018)
- [31] F. Lu, H. Zhang, H. Hofmann, C. C. Mi: “A Double-Sided LC-Compensation Circuit for Loosely Coupled Capacitive Power Transfer,” IEEE Trans. PE, Vol. 33, No. 2, pp. 1633–1643 (2018)
- [32] T. Komaru, H. Akita: “Positional Characteristics of Capacitive Power Transfer as a Resonance Coupling System,” in WPT pp. 218–221 (2013)
- [33] D. H. Tran, V. B. Vu, W. Choi: “Design of a High-Efficiency Wireless Power Transfer System With Intermediate Coils for the On-Board Chargers of Electric Vehicles,” IEEE Trans. PE, Vol. 33, No. 1, pp. 175–187 (2018)
- [34] Y. H. Sohn, B. H. Choi, G. H. Cho, C. T. Rim: “Gyrator-Based Analysis of Resonant Circuits in Inductive Power Transfer Systems,” IEEE Trans. PE, Vol. 31, No. 10, pp. 6824–6843 (2016)
- [35] 馬 哲旺: “マイクロ波フィルタ設計の基礎と実践,” in MWE (2012)
- [36] 入江 寿一, 野矢 浩司: “イミタンス変換器と整流器を用いた直流定電流電源,” パワーエレクトロニクス学会誌, Vol. 30, pp. 57–64 (2005)
- [37] 望月 大樹, 渡辺 宏, 金子 裕良, 阿部 茂: “双方向非接触給電の基礎検討,” in SPC, pp. 23–28 (2011)
- [38] U. K. Madawala, D. J. Thrimawithana: “A Bidirectional Inductive Power Interface for Electric Vehicles in V2G Systems,” IEEE Trans. PE, Vol. 30, No. 11, pp. 6030–6045 (2015)
- [39] 松本 秀樹, 三浦 聖, 森 正裕, 野内 健太郎, 大根田 進, 香月 史郎: “ワイヤレス給電用コイルの最適化検討,” 昭和電線レビュー, Vol. 62, pp. 30–39 (2016)
- [40] R. Bosshard, J. W. Kolar, J. Mhlethaler, I. Stevanovi, B. Wunsch, F. Canales: “Modeling and η - α -Pareto Optimization of Inductive Power Transfer Coils for Electric Vehicles,” IEEE J. Emerg. Sel. Topics PE, Vol. 3, No. 1, pp. 50–64 (2015)
- [41] J. Dai, D. C. Ludois: “Capacitive Power Transfer Through a Conformal Bumper for Electric Vehicle Charging,” IEEE Trans. PE, Vol. 4, No. 3, pp. 1015–1025 (2016)

- [42] 原川 健一, 影山 健二, 三浦 一幸: “電界結合技術によるワイヤレス電力伝送技術の可能性,” 竹中技術研究報告書, No. 66, pp. 1–8 (2010)
- [43] 藤田 敏博, 金子 裕良, 阿部 茂: “直列および並列共振コンデンサを用いた非接触給電システム,” 電学論 D, Vol. 127, No. 2, pp. 174–180 (2007)
- [44] F. Lu, H. Zhang, H. Hofmann, C. C. Mi: “A CLLC-Compensated High Power and Large Air-Gap Capacitive Power Transfer System for Electric Vehicle Charging Applications,” in APEC, pp. 1721–1725 (2016)
- [45] H. Umetani, M. Ishihara, F. Hattori, M. Masuda, M. Yamamoto, K. Umetani: “Mid-range kHz Electric Resonance Coupling Wireless Power Transfer,” in ECCE, pp. 3197–3202 (2015)
- [46] C. Fang, J. Song, L. Lin, Y. Wang: “Practical Considerations of Series-Series and Series-Parallel Compensation Topologies in Wireless Power Transfer System Application,” in WoW pp. 255–259 (2017)

発表文献

査読付国際会議論文

- [1] 著 者 K. Suzuki, K. Hata, T. Imura, Y. Hori
題 名 SS and SP Topology Analysis for Capacitive Power Transfer with Resonance Coupling
Based on Power Factor Consideration
会 議 名 The 44th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON2018)
場 所 Washington, D. C., United States of America
発 表 日 21th, October, 2018
開催期間 21th–23th, October, 2018

国際会議論文

- [2] 著 者 K. Suzuki, T. Imura, Y. Hori
題 名 Experimental Verification of Optimal Load to Achieve Maximum Efficiency in
Capacitive Power Transfer with Resonance Coupling
会 議 名 Asian Wireless Power Transfer Workshop (AWPT2017)
場 所 National University of Singapore, Singapore
発 表 日 10th, December, 2017
開催期間 9th–11th, December, 2017

国内会議論文

- [3] 著 者 鈴木 賢太, 居村 岳広, 堀 洋一
題 名 電界共振結合型ワイヤレス電力伝送の SS 方式及び SP 方式を用いた力率補償
共振設計の提案
会 議 名 平成 30 年電子情報通信学会無線電力伝送研究会 (WPT 研究会)
場 所 北海道大学, 北海道
発 表 日 2018 年 7 月 3 日
開催期間 2018 年 7 月 2–3 日