

博士論文

磁界共振結合型無線電力伝送における  
高効率なシステム設計に関する研究

成末 義哲

指導教員 浅見 徹 教授

## ■ 内容梗概

---

我々の生活は数多くの電子機器によって支えられている．電子機器の普及が進むにつれて，ライフスタイルは大きく変貌してきた．しかし，電子機器の数や種類が増加することは，我々に対してある種の負担をも増大させた．それは電力供給である．現存の電子機器はケーブルからの電力供給が主であり，機器はコンセントと物理的に接続された状態で使用される．近年，一部の電子機器は組み込まれたバッテリーを電力源として駆動されるようになり，バッテリーに溜め込んだ電力によって一時的にコンセントから切り離された状態で使用することができるようになった．しかし，これから先，バッテリー駆動の電子機器が増え続けた場合，それはユーザである我々にとって抱えきれないほど大きな負担となることは想像に難くない．

この問題を解決する手法として，近年注目されているのが無線電力伝送である．試み自体は100年以上以前から行われてきたが，技術の進歩とともに近年大きな盛り上がりを見せている．盛り上がりにより再度火をつけるきっかけとなったのは2007年にマサチューセッツ工科大学の研究グループによって発表された共振現象を利用した無線電力伝送である．送受電器として共振器を用いることにより，高効率に1m以上の距離を無線電力伝送可能であり，電気自動車への給電やバッテリーの無線充電などへの応用が活発に議論されている．現在の電力供給手段であるケーブルを無線電力伝送に置き換えることができれば，我々ユーザは機器の充電から解放される．

しかし，当初発表された構成は，通信用のRF電源に送電器が接続され，送電器と電磁界を介して結合した受電器に負荷が接続されている必要最低限の要素から成るものであった．実用化に向けては，RF電源の高効率化や，受電側でRF-DC変換を行う整流回路の追加が必要であり，盛んに研究が進められている．さらに，我々の生活環境中での無線電力伝送においては，実験環境とは異なり人体や様々な物質が存在するだけでなく突発的な機器の移動も考えられ，人体防護や電磁両立性維持のための漏洩電磁界低減対策が必須であるだけでなく，動的に変化する環境下においても必要な電力を高効率に給電できるシステム設計を行う必要がある．ゆえに人が生活する部屋全体など広い空間に対する電力伝送を実現するためには，共振器アレイ化による給電の広範囲化，アレイを構成する共振器の高性能化，電力伝送の安定化，パラメータ変化への対応機構を実現する必要がある．

これらの背景を踏まえ，本論文においては，高効率な磁界共振結合型無線電力伝送システムの設計手法を構成する以下の技術を提案する．

1. 広範囲への高効率な給電を実現するための直線状アレイ化手法，および，平面状アレイ化手法を提案する．直線状アレイ化手法においては，共振器間の結合と負荷抵抗値の間に存在する，高効率給電を実現するために満たすべき条件を定式化し，その条件式を基にした設計手法を提案する．平面状アレイ化においては，電流分布を設計パラメータとして考える重要性を明らかにし，所望の電流分布を実現するためのインピーダンス調節手法を提案する．その上で，直線状アレイ化と平面状アレイ化を比較し，トレードオフを明らかにした．

2. 共振器アレイの構成要素である共振器に関して、電流の向きに着目した漏洩電磁界低減手法および性能向上手法を提案する．本手法では、共振器設計において電流の向きや分布がその設計指針として重要なパラメータであることを示し、それを基にした設計手法を示す．漏洩電磁界低減手法においては、ループアンテナの放射電磁界に着目し、逆向きの電流ループを適切な半径で組み込むことにより放射電磁界を打ち消すことができることを示した．性能向上手法においては、既存の共振器構造よりも長い電気長を有する共振器構造を実現することで伝送効率の改善につながることを示す．提案手法では半波長のエレメントを複数用いることで全体として半波長の整数倍の電気長を有し、かつ、電流の向きが揃えられ、伝送効率および伝送距離の改善につながることを示した．
3. 受電機器が正常に動作するためには、無線電力伝送システムから安定した電圧を出力する必要がある．本手法では、出力電圧安定化と伝送効率最大化を同時に実現するためのシステム設計手法について述べる．出力電圧安定化においては受電側にスイッチングレギュレータを挿入することで実現可能であるが、このときシステムの動作点が低効率な範囲に存在するため、高効率な給電が不可能となることがわかった．そこで動作点を最大効率点とするために追加する四端子回路網の設計手法と、入力電圧調節を用いた効率最大化手法を提案する．
4. 負荷変動や周辺環境の影響により伝送効率や伝送電力が劣化してしまう問題に対して、可変リアクタを用いることで改善可能であることが知られているが、既存の可変リアクタには電子制御可能かつ連続的に調節可能であり、かつ大電力動作可能であるものは存在しなかった．本手法ではD級インバータを応用した可変リアクタを提案する．回路構成がD級インバータと酷似しているため、電子制御可能であり大電力動作可能であるが、リアクタンスが連続的に調節可能であることを解析的に示し、有効性を実験により確認した．

本論文にて提案する上記の手法は、安定した出力電圧を確保した上で、環境変化に強く、人体に対して安全かつ電力的に高効率な無線電力伝送の実現に資するものである．

# 目次

第1章	序論	1
1.1	本論文の背景	2
1.1.1	無線電力伝送方式の比較	2
1.1.2	磁界共振結合型無線電力伝送の研究事例	7
1.1.3	磁界共振結合型無線電力伝送の実用化に向けた課題と本論文の構成	13
第2章	伝送範囲拡大のための共振器アレイ設計手法	16
2.1	まえがき	17
2.2	直線状アレイの設計手法	17
2.2.1	入力インピーダンスの導出	18
2.2.2	共振器配置間隔の導出	20
2.2.3	共振器配置の実装手法	22
2.2.4	損失抵抗を考慮した伝送効率の見積もり	22
2.2.5	シミュレーション及び実測による有効性の評価	26
2.2.6	0 $\Omega$ 系への応用	30
2.3	平面状アレイの設計手法	34
2.3.1	位置ずれに強い無線電力伝送の条件	34
2.3.2	中継器が1つのシステムにおける電流の均一化手法	36
2.3.3	任意の共振器アレイにおける電流の均一化手法	37
2.3.4	任意電流分布の実現手法	39
2.3.5	受電共振器が電流分布に与える影響	39
2.3.6	電流が均一なシステムの設計例	41
2.3.7	システムの動作解析	43
2.3.8	形状の変更が可能な無線電力伝送シート	44
2.4	直線状アレイ化と平面状アレイ化の比較	47
2.5	あとがき	48
第3章	電流方向に着目した共振器構造	49
3.1	まえがき	50
3.2	漏洩電磁界を打ち消した共振器構造	50
3.2.1	ループコイルの生成する電磁界	50
3.2.2	漏洩電磁界の打ち消し条件	51
3.2.3	漏洩電磁界の打ち消し効果を簡便に実現する共振器構造	52
3.2.4	残存する電磁界	53
3.2.5	電磁界シミュレータを用いた漏洩電磁界打ち消し効果の確認	54
3.2.6	実測による効率の測定	58



3.2.7	半径比の最適化 . . . . .	60
3.2.8	本手法のまとめ . . . . .	64
3.3	半波長の整数倍の電気長を有する共振器構造 . . . . .	65
3.3.1	電流方向の反転を防止する共振器構造 . . . . .	66
3.3.2	シミュレーションによる電流分布と伝送効率改善の確認 . . . . .	71
3.3.3	本手法のまとめ . . . . .	73
3.4	あとがき . . . . .	73
第 4 章	出力電圧安定化と効率最大化を同時に実現するためのシステム設計手法	74
4.1	まえがき . . . . .	75
4.2	スイッチングレギュレータの安定動作点と効率に与える影響 . . . . .	75
4.3	最大効率点の安定化手法 . . . . .	82
4.3.1	一般化した四端子回路網設計 . . . . .	87
4.4	入力電圧制御による電力効率の最大化 . . . . .	89
4.5	実測による検証 . . . . .	90
4.6	あとがき . . . . .	98
第 5 章	D 級インバータを応用した可変リアクタ	99
5.1	まえがき . . . . .	100
5.2	D 級インバータを応用した可変リアクタ . . . . .	101
5.3	シミュレーションおよび実験による性能評価 . . . . .	102
5.4	あとがき . . . . .	112
第 6 章	結論	113
6.1	本論文のまとめ . . . . .	114
6.2	今後の課題 . . . . .	114
	謝辞	116
	発表論文	124
	付録	131
A	損失抵抗を考慮した入力インピーダンス $Z'_{in}(N, \omega_0)$ . . . . .	131
B	異なるエレメントを用いた Type 1 共振器の電流分布 . . . . .	133

# 目 次

1.1	Solar power satellite の概念図 [1]	3
1.2	Ubiquitous power source [2]	3
1.3	2-D waveguide sheet [3]	4
1.4	ワイヤレス電力伝送シート [4]	5
1.5	2007 年に提案された磁界共振結合型無線電力伝送 [5]	6
1.6	地中から電気自動車への電界共振結合型無線電力伝送 [6]	7
1.7	無線電力伝送方式の比較 [7]	7
1.8	電気自動車への走行中給電 [8]	8
1.9	カプセル内視鏡への無線電力伝送 [9]	8
1.10	RLC 直列共振等価回路モデル	9
1.11	SRCA の共振器配置 [10]	10
1.12	スパイラル共振器を直線上に敷き詰めた際の電力効率 [11]	10
1.13	当初の最もシンプルな構成	14
1.14	直線状マルチホップ無線電力伝送を用いた室内給電	14
1.15	本論文の構成	15
2.1	共振器の直線状アレイ化	17
2.2	共振器の平面状アレイ化	17
2.3	$N$ ホップ無線電力伝送の等価回路	18
2.4	入力インピーダンスのスミスチャート表示	23
2.5	作成した共振器	26
2.6	LTspice による伝送効率 $ S_{21} ^2$ のシミュレーション	27
2.7	HFSS による伝送効率 $ S_{21} ^2$ のシミュレーション	28
2.8	100W 電源接続時の電界強度	29
2.9	100W 電源接続時の磁界強度	30
2.10	伝送効率 $ S_{21} ^2$ の実測	31
2.11	受電共振器を 5cm 下げた場合の伝送効率 $ S_{21} ^2$ の実測	32
2.12	受電共振器を 5cm 上げた場合の伝送効率 $ S_{21} ^2$ の実測	32
2.13	実測時の共振器配置	33
2.14	0 $\Omega$ 系における消費電力, 入力電力, 効率のシミュレーション	33
2.15	受電端末が存在しない場合に直線状アレイに生じる電流分布	35
2.16	送電共振器と中継共振器が磁気結合したシステムの等価回路	36
2.17	スパイラル共振器における $Z^{fromL}$ の定義	38
2.18	受電共振器と中継共振器または送電共振器との結合の等価変換	40
2.19	受電端末の影響を打ち消す電源を挿入した等価回路	41
2.20	電流を均一化した無線給電シートのシステム構成	41

2.21	電流のシミュレーション結果	42
2.22	電流を均一化したシステムにおける電力効率と伝送電力	42
2.23	提案する無線電力伝送シートの使用イメージ	45
2.24	無線電力伝送シートのシミュレーションモデル	45
2.25	無線電力伝送シートにおける電力効率	46
2.26	無線電力伝送シートにおける伝送電力	46
2.27	複数の受電端末存在時のシミュレーションモデル	47
3.1	ループ電流と解析空間	51
3.2	$a_1, a_2, a_3$ をそれぞれ 30 mm, 40 mm, 50 mm とした際の提案する共振器構造	52
3.3	$I = 2$ としたときの $z$ 軸 0mm–100mm 上に生成される磁界強度	54
3.4	FEKO による電磁界シミュレーション	55
3.5	$\alpha = a_2/a_1$ に対する電力効率の位置ずれ特性	55
3.6	水平方向への位置ずれ	56
3.7	高さを 10mm で固定した場合における電力効率の水平方向位置ずれ特性	56
3.8	10W 送電時の磁界強度分布	57
3.9	10W 送電時の電界強度分布	58
3.10	作成した共振器	59
3.11	電力効率の鉛直方向位置ずれ特性の実測結果	60
3.12	電力効率の水平方向位置ずれ特性の実測結果	60
3.13	オープン型ヘリカル共振器	66
3.14	6.42 巻オープン型ヘリカル共振器の入力リアクタンスの周波数応答	66
3.15	6.42 巻オープン型ヘリカル共振器の 13.56MHz における電流分布	67
3.16	30.5 巻オープン型ヘリカル共振器の 13.56MHz における電流分布	67
3.17	3 つの半波長エレメントから成る Type1 の共振器構造	67
3.18	3 つの半波長エレメントから成る Type1 の共振器内の電流分布	67
3.19	3 つの半波長エレメントから成る Type2 の共振器構造	68
3.20	3 つの半波長エレメントから成る Type2 の共振器内の電流分布	68
3.21	7 つのエレメントから成る Type1 共振器を構成するスパイラルエレメント	71
3.22	7 つのエレメントから成る Type2 共振器を構成する右巻きスパイラルエレメント	71
3.23	7 つのスパイラルエレメントから成る Type1 共振器	71
3.24	7 つのスパイラルエレメントから成る Type2 共振器	71
3.25	シミュレーションによる伝送距離が 25cm, 50cm, 75cm, 100cm のときの伝送効率の比較	72
4.1	受電側にスイッチングレギュレータを挿入した無線電力伝送システムのブロック図	75
4.2	スイッチングレギュレータの入力抵抗 $R_{sr}$ に対する整流回路からの出力電力 $P_{rcv}$ と電力効率 $\eta_{wpt}$	76
4.3	スイッチングレギュレータへの入力電圧 $V_{rec}$ に対する整流回路からの出力電力 $P_{rcv}$ と電力効率 $\eta_{wpt}$	78
4.4	LTspice によるシミュレーション画面	79

4.5	シミュレーションにより得られた安定動作点における整流回路からの出力 電圧 $V_{\text{rec}}$ とスイッチングレギュレータへの入力電流 $I_{\text{sr}}$ . . . . .	79
4.6	受電側にスイッチングレギュレータを挿入していない場合と挿入した場合 における電力効率の理論的最大値の比較 . . . . .	80
4.7	RF 電源に出力フィルタを挿入した無線電力伝送システムの構成 . . . . .	82
4.8	理想スイッチ, ショットキー障壁に等しい電圧降下 $V_t$ , および等価直列抵 抗 $R_s$ によるショットキーバリアダイオードのモデル化 . . . . .	83
4.9	$K$ インピーダンスインバータの回路構成例 . . . . .	86
4.10	$K = x_1$ なる $K$ インピーダンスインバータと $jx_1x_2$ なるインピーダンスを 有する集中定数素子による式 (4.39) で記述される $ABCD$ パラメータの実 現回路 . . . . .	86
4.11	$K = 10$ の $K$ インピーダンスインバータを挿入したシステムにおける, 入 力抵抗 $R_{\text{sr}}$ に対する整流回路からの出力電力 $P_{\text{rcv}}$ . . . . .	87
4.12	$K = 10$ の $K$ インピーダンスインバータを挿入したシステムにおける, 入 力 RF 電圧 $V_{\text{RF}}$ に対するシミュレーションにより得られた電力効率 $\eta_{\text{wpt}}$ と 整流回路からの出力電圧 $V_{\text{rec}}$ . . . . .	87
4.13	スイッチングレギュレータ V7805-1000 と n チャンネル MOSFET, 10 $\Omega$ 負 荷の接続 . . . . .	90
4.14	スイッチングレギュレータ V7805-1000 の入力電流値および式 (4.32) の右 辺の入力電圧応答 . . . . .	91
4.15	実装した (a) 送電共振器, および (b) 受電共振器 . . . . .	92
4.16	実装した $K$ インピーダンスインバータと等価回路 . . . . .	92
4.17	ポート 1 に負荷抵抗を接続した場合における $K$ インピーダンスインバータ の電力効率 . . . . .	94
4.18	実験環境 . . . . .	95
4.19	実験環境のブロック図 . . . . .	95
4.20	シミュレーション環境 . . . . .	95
4.21	伝送距離が 0cm, 2cm, 4cm, 6cm のときの, D 級インバータへの入力電 圧 $V_{\text{in}}$ に対する電力効率 $\eta_{\text{meas}}$ の実測値とシミュレーション値 . . . . .	96
4.22	$K$ インピーダンスインバータを接続しなかった場合における, D 級イン バータへの入力電圧 $V_{\text{in}}$ に対するシミュレーションにより求めた電力効率 $\eta_{\text{sim}}$ と整流回路からの出力電圧 $V_{\text{rec}}$ . . . . .	97
5.1	D 級インバータを応用した可変リアクタの最小回路構成 . . . . .	100
5.2	トランジスタ $Q_1$ and $Q_2$ のスイッチングに関するタイミング図 . . . . .	101
5.3	位相 $\phi$ に応じたりアクタンス $X_{\text{vr}}$ の理論値 . . . . .	103
5.4	可変リアクタのシミュレーション環境 . . . . .	103
5.5	可変リアクタの実測 . . . . .	104
5.6	位相 $\phi = \pi/2$ のときの可変リアクタのインピーダンス $Z_{\text{vr}}$ に対するデット タイム $\Delta d$ の影響 . . . . .	105
5.7	負荷 $15 + j50$ に対する可変リアクタのインピーダンス $Z_{\text{vr}}$ のシミュレーショ ン結果 . . . . .	106
5.8	負荷 $14.62 + j49.87$ に対する可変リアクタのインピーダンス $Z_{\text{vr}}$ の実測結果	106

5.9 等価直列インピーダンス $10.69-j50.28 \Omega$ に対する可変リアクタのインピー ダンス測定値 . . . . .	107
5.10 等価直列インピーダンス $12.35+j0.40 \Omega$ に対する可変リアクタのインピー ダンス測定値 . . . . .	108
5.11 等価直列インピーダンス $10.12+j50.11 \Omega$ に対する可変リアクタのインピー ダンス測定値 . . . . .	109
5.12 $\phi = \pi/2$ において負荷のリアクタンス $X$ が変化した際の可変リアクタのリ アクタンス $X_{vr}$ . . . . .	110
5.13 負荷のリアクタンス $X$ が変化した際の力率補正効果 . . . . .	111
5.14 負荷のリアクタンス $X$ が変化した際の可変リアクタの効率 . . . . .	111
5.15 負荷のリアクタンス $X$ が変化した際の電力比 $P_{load}/P_{max}$ . . . . .	112

# 目 次

---

2.1	作成した共振器の各パラメータ	25
2.2	伝送効率の比較	29
2.3	Kim らのシステム [11] の解析に用いたパラメータ	34
2.4	負荷を $50\ \Omega$ として, シミュレーションにより得られた効率	35
2.5	電流の均一化に対する回路シミュレーションのパラメータ	43
4.1	解析およびシミュレーションに使用するパラメータ	77
4.2	実装した送電共振器のパラメータ	93
4.3	実装した受電共振器のパラメータ	93
4.4	各伝送距離における相互インダクタンス, 最適抵抗値, および最大効率	93
4.5	各伝送距離における整流回路から受電共振器側をみた等価出力インピーダンス $R_{eq} + jX_{eq}$	93
5.1	リアクタンスの正負による影響を調べるために用いた負荷インピーダンス一覧	106
5.2	測定に用いた負荷インピーダンス一覧	109

## 第1章

---

序論

本章では、本論文の背景について関連研究とともに述べ、本論文で提案する手法の位置づけを明らかにする。そして本論文の構成について記す。

## 1.1 本論文の背景

我々の生活は数多くの家電製品によって支えられており、今やそれなしの生活は成立しない。それに加え、多くのモバイル端末も普及し、2016年3月時点で日本の携帯電話契約数は1億5,648万であり、すでに人口を超えるまでに至っている[12]。電子機器の普及に伴い我々の生活空間は電力供給用のケーブルで溢れるようになった。無線通信が実用化され、多くの情報端末に組み込まれた今でさえ、ケーブルは依然として我々の生活空間を占拠している。近年ではバッテリーを内部に有する電子機器も増加し、一時的にケーブルから切り離された状態で使用することができるようになったが、その代償としてバッテリー充電の手間をユーザが担うようになった。今後電子機器が増え続けた際、このままでは我々の生活空間はよりケーブルに埋め尽くされ、バッテリーの充電を気にして生活するようになってしまう。

この問題を解決する糸口が無線電力伝送である。無線電力伝送はその文字通り、無線で電力を送り届ける技術である。ケーブルを用いずに電力を機器へ送ることができれば、機器はケーブルやバッテリーの充電から解放されるだけでなく、バッテリーの小型化や連続稼働時間の拡大にもつながる。近年、無線電力伝送の方式の中でも携帯端末や電気自動車への応用が特に期待されている方式が磁界共振結合型の無線電力伝送である。他方式との比較を通して、磁界共振結合型無線電力伝送の特長をまとめる。

### 1.1.1 無線電力伝送方式の比較

無線電力伝送は、電磁波の存在を示したハインリヒ・ルドルフ・ヘルツによる実験や、無線電力伝送システムを提唱したとされるニコラ・テスラによる実験を起源とし、すでに100年以上の歴史を有している[13, 14]。ニコラ・テスラが実験のために製作したウォーデンクリフタワー、別名テスラタワーはよく知られており、ニコラ・テスラはこれを用いて地球上全体への無線電力伝送実現を夢見て実験が行ったが結果的に成功には至らなかった。その後しばらくの電磁界の工学的利用における主役は無線通信となり、本格的に無線電力伝送に関する試みが開始されたのは1960年代である[14]。

#### マイクロ波型無線電力伝送

1960年代にWilliam C. Brownが、無線通信やレーダーセンシングの技術を礎として、マイクロ波型無線電力伝送の実験を開始した[14]。マイクロ波方式とは、送電アンテナから放射した電磁波を受電アンテナで受けることによって無線送電する方式である。電磁波は伝播とともに拡散するため効率が低下しがちであるが、マイクロ波ビームを形成することによって拡散損失を大きく減少することが可能であり、数万キロメートル程度の距離を高効率給電可能であるという特徴をもつ。1968年にはマイクロ波無線電力伝送のアプリケーションとして有名なSolar Power SatelliteがPeter E. Glaserによって提案される[15]。これは宇宙空間に建設した太陽電池で発電した電力をマイクロ波として地球に伝



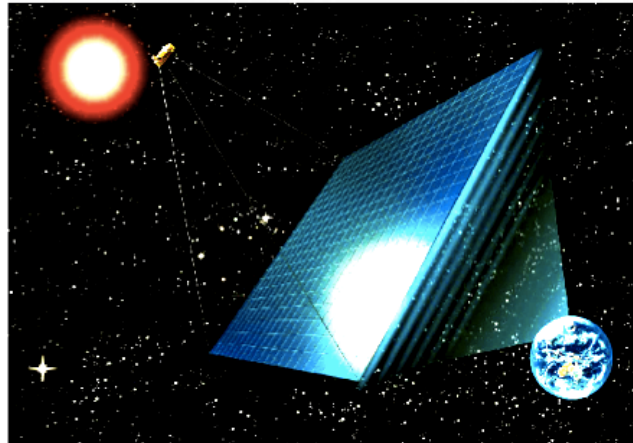


図 1.1: Solar power satellite の概念図 [1]

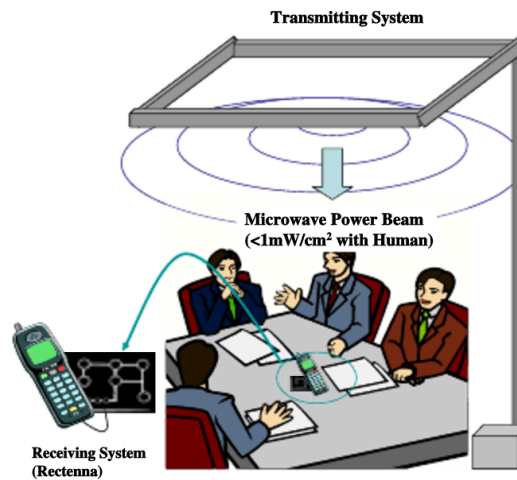


図 1.2: Ubiquitous power source [2]

送し，地球側でマイクロ波を電力に再変換してエネルギー源として用いるコンセプトであり，地球上のエネルギー問題を解決する構想として注目を集めてきた．そのコンセプトを図 1.1 に示す．日本においても京都大学や JAXA を中心として盛んに研究がなされている [16, 17]．長距離伝送の地上実験も進められており，1975 年には初めての地上実験がアメリカで実施され [18]，昨年には日本においても伝送距離 55m で 330W 伝送する実験が行われた [19]．

その他にも近年では，生活空間内における無線給電にも応用されつつある．篠原らは人為的にマイクロ波を空間内に送り出し，空間内のどこからでもレクテナによって電力を取り出すことのできる Ubiquitous power source というシステムを提案している [2]．イメージを図 1.2 に示す．人体防護のため放射されるエネルギー密度が  $1\text{mW}/\text{cm}^2$  以下となるよう設計されているため，伝送電力を大きくすることは難しいが，低消費電力な端末であれば駆動することができる可能性がある．また，野田らは 2 次元平面への給電を目的とした

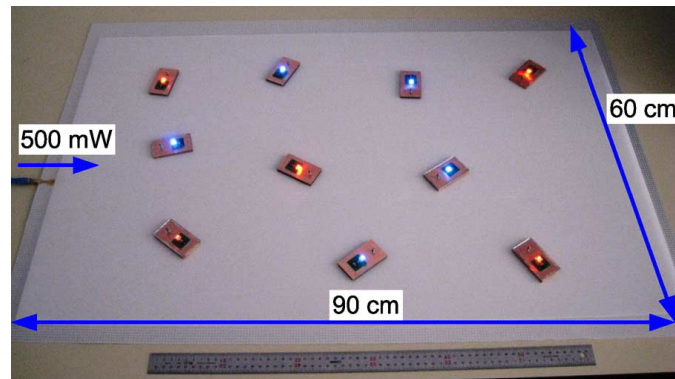


図 1.3: 2-D waveguide sheet [3]

2-D waveguide sheet を提案している [3]。二次元導波路にマイクロ波を伝播させ、カプラによりマイクロ波を吸い出すことによってシート状で位置によらない給電を実現する手法を提案している。2-D waveguide sheet を図 1.3 に示す。給電周波数には 2.4GHz を使用しているため、信号発生や整流における損失により、効率は最大で 40.4% である [20]。また、シート内では定在波が立っているため、節の位置にカプラを配置した場合にはほとんど電力伝送ができないという欠点があったが、複数の入力ポートを用意し、それぞれから入射する電力の振幅および位相を受電端末の位置に応じて調整することで解決可能であることが確かめられている [21]。

上記のようにマイクロ波型の無線電力伝送は、研究の歴史が長く技術の蓄積も非常に多いため、高度なシステムが現時点でも実現可能である。しかし、空間内に電力を送り出した場合には放射により自由度が高いシステムとなればなるほどに電力効率を上げるのは難しい。また、野田らのシステムのように電磁波を媒体内に閉じ込めることで高効率化を図れるが、それでも現状では 40% 程度が限界であり、この場合には受電アンテナが媒体に非常に近い場合でないと電力供給できない。

#### 電磁誘導型無線電力伝送

我々の生活に最も馴染みが深い方式は電磁誘導型の無線電力伝送である。2016 年現在、販売されている無線電力伝送機器はほぼすべて電磁誘導によるものであると言っても過言ではない。電磁誘導方式の無線電力伝送は、送電側のコイルに交流電流を流し、受電側のコイルを貫く磁束を変化させることによって受電側コイルに電圧を誘起して給電を行う。電磁誘導方式では、結合係数の減少とともに、伝送効率が大きく減少するため、送電可能な距離は非常に短い。用いるコイルにも依るが、一般的には数 cm 程度である。しかしながら、非常に高効率な給電が可能であるという利点があるため応用が期待されている。これまでも電動歯ブラシ、コードレス電話機の充電器など水回りの電子機器への給電手法として応用がなされてきた。近年では、Wireless Power Consortium が 2008 年 12 月 17 日に設立され、2010 年 7 月 23 日には無線電力伝送で最初の国際規格 Qi バージョン 1.0 を策定するに至っている [22]。電磁誘導型の無線電力伝送は実用化が最も進んだ方式であり、Qi を搭載した充電器や、スマートフォン、また開発用のモジュールなどが既に販売されている。

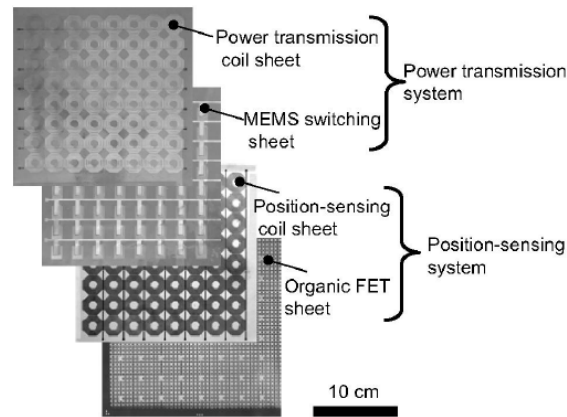


図 1.4: ワイヤレス電力伝送シート [4]

電磁誘導型無線電力伝送の場合，伝送距離拡大は困難であるが，伝送可能な面積を向上するためのシステム開発は検討が行われてきた．その例として MAGIC-Surfaces [23]，ワイヤレス電力伝送シート [4, 24] が挙げられる．MAGIC-Surfaces はコイルと電子コンパスを組み合わせたハードウェアにより，位置検出，方向検出，双方向通信，無線電力伝送を実現するシステムであり，モジュールを床や壁に敷き詰めることによってそれらの機能を実現する．位置検出および方向検出に関しては，オブジェクトのもつコイルに直流電流を生じさせることにより周囲に磁界を生成し，その磁界を電子コンパスで読み取ることにより位置と方向を推定するというものである．精度はそれぞれ誤差 5mm および  $5^\circ$  であり，非常に高精度な検出が可能である．電力伝送に関しては詳細な記述はないが，このシステムにおいて送受電コイルの結合係数を 1 に近づけることは困難であるため，効率は低いものと考えられる．ワイヤレス電力伝送シートは，プラスチック上に導電性の物質を印刷する技術を用いて 2-D 給電を実現する技術である [4, 24]．送電コイルは格子状にアレイ化しているが，すべての送電コイルに電流を流すのではなく，位置検出機構を実装することにより，受電コイルに最も近い送電コイルのみを動作させることによって送電効率を高めている．さらに位置ずれに対する効率の低下を防ぐために，送電コイルの小型化による改良が行われている [25]．受電コイル寸法の  $1/2$ ，つまり面積を  $1/4$  に縮小したものを送電コイルとして用い，送電コイルを複数個を同時に動作させることによって位置ずれに対して効率が安定化しているが，それでも効率は最高でも 40% に達しないと報告されている．

上記のように電磁誘導型を用いた場合，位置ずれの問題が非常に大きく，移動端末への給電や広い空間に対して高効率で給電を行うことは困難である．

#### 磁界共振結合型無線電力伝送

磁界共振結合型の無線電力伝送は，最も新しい方式無線電力伝送であり，2007 年にマサチューセッツ工科大学の Soljačić 教授のグループから提案がなされたものである [5, 26]．電磁誘導型の無線電力伝送では，数 cm 程度の伝送距離しか得られないのに対して，マイクロ波型の無線電力伝送はマイクロ波ビームを構成することによって 1km 以上の距離も伝送可能である．それに対して，共振型の無線電力伝送は，中距離を高効率伝送可能であることで知られているが，送受電器半径の数倍程度の距離で高効率な給電が可能であり，



図 1.5: 2007 年に提案された磁界共振結合型無線電力伝送 [5]

kHz 帯から GHz 帯での動作も確認されている [27]。中距離というのは、送電に用いる共振器直径の整数倍程度の距離で、電磁誘導方式では結合係数が小さすぎるためこの距離の伝送は望めない。マサチューセッツ工科大学の研究グループが発表した当初の研究論文においては、1m 離れていても効率 90%、2m 離れていても効率 50% で給電できることが報告されている。ゆえに電磁誘導型の無線電力伝送とマイクロ波型の無線電力伝送の間に存在する手法といえる。それに加えて、中継共振器と呼ばれる中継器を、送電器と受電器の間に置くことで、伝送距離を 2 倍、3 倍と延長することが可能であるという他の手法にはない特徴を有している [28]。

厳密には磁気結合を主とする磁界共振結合型に対して、電界結合を主とする電界共振結合型の無線電力伝送も存在する。電界共振結合型の無線電力伝送は、2 つの極板から構成されるため、一般に磁界共振結合型と比べると鉛直方向を軸とした回転に弱く、伝送距離を稼ぎにくい。電気自動車への走行中給電のように受電器の位置や進行方向が限定可能な場合には高い効率を実現できるため応用が検討されている [29, 30]。2016 年には豊橋技術科学大学内において、地中に埋め込んだ送電システムから電気自動車に対して走行中給電を行うデモンストレーションも行われている [6]。

ここで図 1.7 に各無線給電方式を伝送距離と電力効率で比較したものを示す。磁界共振結合型の場合には数 cm から 1m 程度までの伝送距離の場合に他の手法と比較して高効率である。伝送距離が 1cm 程度までであれば電磁誘導を、1m を超えるようであればマイクロ波を、それ以外は磁界共振結合を用いるというのが一般的な選択である。我々の生活空間においてあらゆる電子機器への電力供給を無線化していく場合、電磁誘導では伝送距離が不足していたとしても、1m あれば十分な伝送距離である場合が多い。これまでも電気自動車への給電やモバイル機器の充電、体内にある医療機器への給電などに対して様々な応用が検討されてきた。以下では磁界共振結合型無線電力伝送の研究事例を紹介し、実用化に向けた問題点を明らかにする。





図 1.6: 地中から電気自動車への電界共振結合型無線電力伝送 [6]

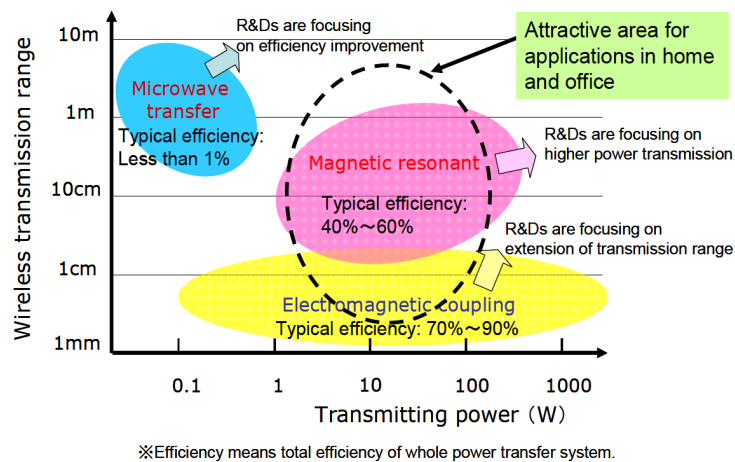


図 1.7: 無線電力伝送方式の比較 [7]

### 1.1.2 磁界共振結合型無線電力伝送の研究事例

#### 等価回路を用いた解析

磁界共振結合を最初に提案した MIT のグループは、その現象を結合モード理論によって行ったが、この理論は一般に難解であるためシステム設計には向いていない。そこで、図 1.10 に示すような RLC 直列共振等価回路モデルを用いた解析が一般的である [31]。この等価回路はオープンヘリカル型共振器のための等価回路であり、その他にもそれぞれの共振器に対して、並列共振回路 [32]、並列キャパシタンスと直列のインダクタンスもしくはキャパシタンスを有する共振回路 [33] など知られている。また等価回路における損失抵抗は、導体損失だけでなく放射損失も考慮してその和として表される。

等価回路解析をもとに効率を最大化する負荷インピーダンスを計算することが可能であり、さらには伝送系を四端子回路網として捉え、内部構造には関知せず、最適な負荷イン

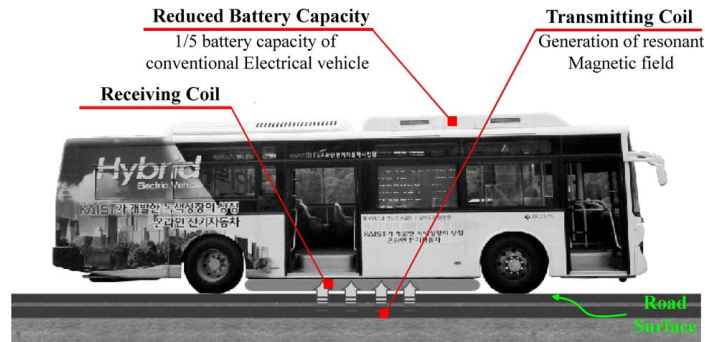


図 1.8: 電気自動車への走行中給電 [8]

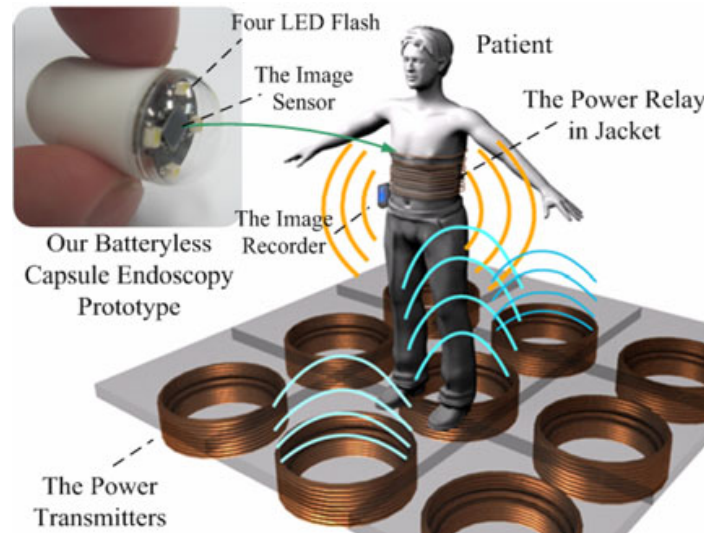


図 1.9: カプセル内視鏡への無線電力伝送 [9]

ピーダンスを求める手法も提案がなされている [34] .

#### スイッチング電源の利用

以前の磁界共振結合型の研究は 50 系を想定したものとなっていた．これは主に通信に用いられている 50 系の増幅器の使用を想定していたためである．50 系の増幅器は，A 級増幅器もしくは AB 級増幅器などであり，これらの効率は決して高くない．それに対して細谷らはスイッチング電源を用いることにより高効率な電源を用いることを提案している [35] ．50 系のシステムでは効率を  $|S_{21}|^2$  によって定義していた．それは 50 系電源では反射電力を熱に変換するため，反射電力を最小化することが必要であるためである．それに対してスイッチング電源を用いるシステムにおいては，反射電力は基本的には熱にならず電源に戻るため問題とならない．そこで伝送システム内で発生する熱と放射のみが損失源として，負荷で消費された電力とシステム全体で消費された電力の比によって

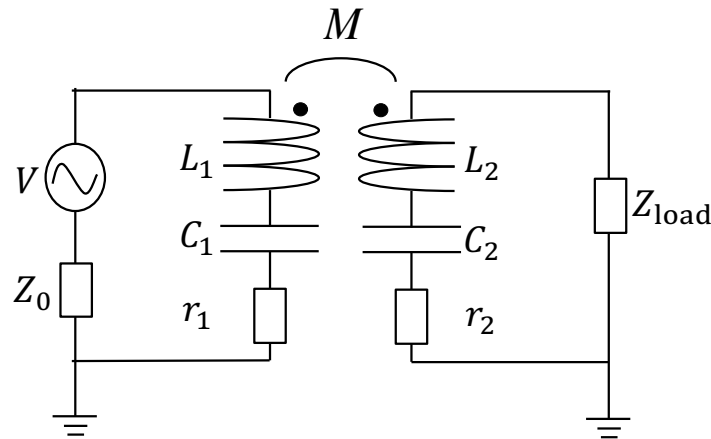


図 1.10: RLC 直列共振等価回路モデル

効率を計算するのが適切である．それを受けて栗井は，0 系電源を用いた 1 ホップシステムにおける効率最大化手法を提案している [36]．

ただし実際には入力インピーダンスの変換によってスイッチング電源自体の効率が変化するため注意が必要である．特に最も効率が高いスイッチング電源として知られる E 級インバータは，入力インピーダンスを所与として設計を行うため，入力インピーダンスが最適値からずれるに従って効率が劣化する [37]．それに対して，D 級のインバータは，E 級よりも入力インピーダンスに依存しない動作が可能であるが，MHz など高い周波数で動作させる場合にはスイッチング時にトランジスタ内部に蓄えられた電荷を吸い出し，ZVS (Zero Voltage Switching) を実現することが低損失な動作のために重要であり，ゆえに入力インピーダンスが D 級インバータの効率を決める重要な要素となる．近年では D 級および E 級ともに無線電力伝送への応用が検討され，次世代材料である GaN を用いたトランジスタにより高効率化が検討されている [38, 39]．さらに Rooij らは D 級インバータの出力に対して並列に適切な ZVS タンク回路を挿入することによって，負荷インピーダンスの変動に強い D 級インバータを提案している [38]．

### 共振器のアレイ化

送受電共振器間の距離が大きくなるに従って，伝送効率が悪くなってしまうことが知られている．より長い距離を伝送するためには，2 つの共振器間に複数の中継共振器を挿入することが，伝送距離を伸ばす上で有効である [28]．中継共振器についても送受電共振器と同様の等価回路によって表されることが確認されている [31, 40]．また中継共振器は，送電や受電に用いる共振器と同じものであるが，ポート部分はショートさせてある．ポート部分をオープンとすることによって，中継共振器の機能を果たせなくなり，他の共振器に対する影響を小さく抑えられることが分かっている．より広い範囲に電力を伝送するために，送電共振器および中継共振器をアレイ化する手法が提案されている．アレイ化には直線状のものと，平面状のものがあり，それぞれについて紹介する．

直線状アレイ化は，動作周波数で自己共振状態になる中継共振器を，送電共振器と受電共振器の間に一列に配置していくものである．直線状にアレイ化された無線電力伝送シス

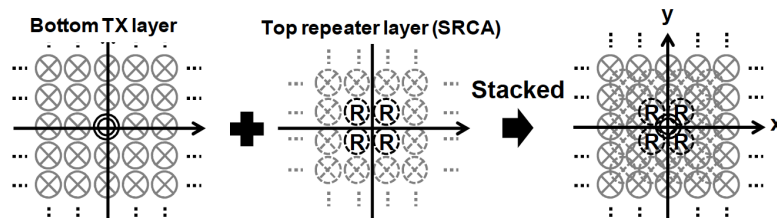


図 1.11: SRCA の共振器配置 [10]

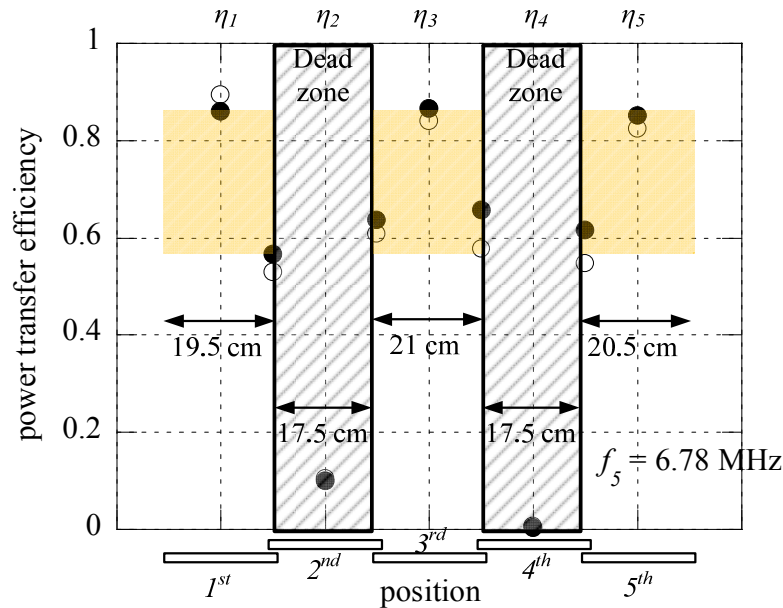


図 1.12: スパイラル共振器を直線上に敷き詰めた際の電力効率 [11]

テムにおいては、 $n$  個の共振器を用いると共振周波数が  $n$  個に割れてしまい、高効率で給電可能な周波数が一定にならないという問題が存在した。そこで栗井らは、共振器自身の自己共振周波数において高効率な給電が可能な、BPF 理論を応用した無線電力伝送システムの設計手法を提案した [41, 42]。さらにこの設計手法を応用し、宮坂らは、同一の共振器を用いた任意の  $n$  段について設計可能な手法を示している [43]。しかしこれらの手法では、共振器間の結合係数がホップ数に依存して変化させる必要があるため、中継共振器を ON/OFF 制御できたとしても伝送距離を動的に変更することはできない。

平面状アレイ化はより自由度が高く、中継共振器を平面上に敷き詰めるものである。Lim らは、送電共振器を敷き詰めた上に中継共振器を敷き詰めることによって高効率な給電を行うシステムを提案しており、この中継共振器の層を Staggered Repeater Coil Array (SRCA) と名付けている [10]。Fig.1.11 に SRCA の共振器配置を示す。SRCA を用いたシステムにおいては、送電共振器は受電共振に最も近いものだけを動作させ、中継共振器はその送電共振器に最も近い 4 つだけを動作させる。最も近い送電共振器を中心として  $3 \times 3$  の送電共振器を動作させる手法。最も近い送電共振器を中心としてその周囲 8 つを中継共振器として動作させる手法の 3 つと効率を比較している。いずれの位置においても高さが 10mm から 20mm までであれば 40% 以上の効率で給電することが可能であるが、高効率



な給電のためには動作周波数を調節する必要があり、法規制としては望ましくない。Kimらは、スパイラル共振器を直線状に敷き詰めることによって、スイッチングを用いることなく、受電共振器がその直線状のどこにいても高効率な無線電力伝送を実現する手法について検討している [11]。しかし、ただ単に自己共振した中継共振器を直線状に4つ配置し、その自己共振周波数で給電した場合には、図 1.12 に示すように、2番目の中継共振器の上と4番目の中継共振器の上で電力の送ることのできない Dead Zone が生じてしまう。この現象の回避策として、給電周波数と最終段の共振器の自己共振周波数を、他の共振器の自己共振周波数から適切にずらすことによって位置ずれに強くなると報告している。しかし、どの程度周波数をずらすべきなのかは示されておらず、試行錯誤的に行うしかない。その上、共振器1と共振器2の間、共振器3と共振器4の間では依然として効率が非常に悪くなってしまっている。

これに対して、三輪らは正方形のループ共振器4つを正方形型に敷き詰め、給電周波数をずらすことによって位置ずれに強い給電を行う手法を提案している [44]。その給電周波数においては、4つの共振器に生じる電流が等しくなっていることが分かっている。しかし、その給電周波数の設計手法は未解決問題である。それに加え、4つのシステム以外の  $3 \times 3$  の9つの共振器を用いたシステムなどには、効率のよい給電が可能である周波数が存在しないことも確認されている。

#### 共振器構造

マサチューセッツ工科大学の研究グループから発表された当初の論文では、オープン型のヘリカル共振器が使用されており、これは現時点においてもその  $Q$  値の高さから実験などではしばしば利用されている。しかし、オープン型の共振器は銅線の長さによって共振周波数を調整するため、共振器サイズに大きな制約がつきまとう。それに対して、ショート型の共振器はキャパシタによって共振周波数を調節するため、共振器サイズによらず共振周波数を所望の値に調節可能である [45]。それに対して、スパイラル共振器はその薄型の構造ゆえに盛んに検討がなされてきた [46]。近年ではヘリカル共振器とスパイラル共振器の中間の特性を有するダブルスパイラル共振器 [47]、複数方向への給電を実現する立方体型の共振器構造 [48] など様々な検討がなされている。プリント基板上に共振器を実装して実験に用いた例なども存在する [49]。

#### 人体防護および電磁両立性

人体曝露や電磁両立性への対策は実用化において非常に重要な問題である。既に人体防護に対して人体モデルを用いた数値解析を行った例が報告されている [50, 51]。また国内で標準化を行っているブロードバンドワイヤレスフォーラムでは、無線電力伝送機器が埋込み型医療機器に対する影響が調査されている [52]。

オープン型の共振器においては電界も大きいため、抑制することが必要であることが分かっている。電界を抑制するオープン型共振器に関しても研究が行われている [53]。粟井らは人体防護を目的とはしていないものの、この技術が今後人体防護の一助となることも考えられる。その他にも4つの共振器を用いて四角形のアレイを構成し、隣り合う共振器間で逆相の電流を流すことによって漏洩磁界を低減する手法が提案されている [54]。また磁界の抑制策として、強磁性体を用いた構造や、送電共振器の生成する磁界を打ち消す

ために逆方向電流を発生させることにより磁界を打ち消すシールド手法が提案されている [55] .

#### 可変リアクタによるシステム補正

共振器の位置がずれた場合や負荷インピーダンスが変動した場合には、電源から見た入力インピーダンスが電源の出力インピーダンスとずれるために、共振器の自己共振周波数における伝送効率が低下してしまうという問題がある。また、入力インピーダンスのずれが出力インピーダンスより大きくなる方向へのずれの場合、システム全体としての共振周波数が2つに割れ、その周波数においては高効率な給電が可能である。Kimらは周波数を調節することによって高効率な動作点を追従する手法を提案している [56]。しかし、給電周波数は法規制などの問題から受電端末の位置に応じて変化させることは望ましくない。井口らは磁界共振結合型無線電力伝送における効率の周波数特性が双峰型となることに着目し、送電側のインピーダンスを Zero Phase Difference Capacitance Control によって、低周波側の峰を送電周波数に移動させる手法を提案している [57]。Behらは、機械的にインダクタおよびキャパシタを切り替えることによって、動的に調節可能な四端子回路網を実現しており、これを用いて動的なインピーダンス整合システムを実装している [58]。この研究をもとに、美藤らは、キャパシタとPIN ダイオードを用いて高速なインピーダンス整合システムへと発展させた [59, 60]。さらに Schuetz らは電子的にトリミング可能なキャパシタ IC を用いたインピーダンス整合システムを実装している [61]。これらで用いられた可変リアクタは、集中定数型のリアクタから成るため、実現可能なリアクタンスの値は離散的である。それに対して、遠藤らは MOFET ブリッジによる共振周波数の補正手法を提案している [62]。共振器周辺に誘電体や磁性体、もしくは金属が存在すると、共振器の自己共振周波数が変化してしまうが、この手法を用いることによって自己共振周波数の調節が可能である。

#### DC-DC コンバータによる効率改善

それに対して森脇らと Fu らは、受電端末側で DC-DC コンバータを用いることによりインピーダンスマッチングが改善されることを示した [63, 64]。RF 領域でのスイッチングが不要であるという特徴があるため、ON 抵抗の小さいスイッチング素子が使用可能であり、より高い効率が実現され得る。またこの手法は、50 系でないシステムに対しても有効であり、負荷抵抗値と伝送効率を最大化する抵抗値との間に存在するずれを埋めることが可能であるため、伝送効率最大化が可能となる技術である。

#### 出力電圧安定化および出力電力安定化

磁界共振結合の無線電力伝送において、高効率であり、かつ、安定した電圧を出力可能なシステムを実現することは容易ではない。それは、受電器の位置ずれにより、共振器間の結合が変化するだけでなく、多くの機器は負荷が時々刻々と変化するためである。それらの変化は、単に効率を劣化させるだけでなく、出力電圧をも変化させるため、受電機器の動作に直結する。出力電圧安定化はしばしば動作周波数を調節することによってなされてきた [56]。しかし、この手法は受電側から送電側へのフィードバックを必要とし、それ

は無線通信により実現される．ゆえに，無線通信リンクが切れた場合や遅延が生じた場合に，出力電圧が所定の値に保つことができない．受電側に DC-DC コンバータを挿入することにより最大効率点の追従を行う手法が多数提案されているが，そのシステムにおいては入力電圧を調節することによって，出力電力を安定化する手法が提案されている [65]．しかし，この手法も無線通信に依存しているため，突如として受電機器が移動した場合や負荷が変動した場合には動作が保証できない．それに対して郡司らは，動的に整流回路を制御することによってフィードバックに依存せず安定した電圧を出力する手法を提案している [66]．この手法では，所望の出力電圧  $V_{\text{target}}$  に対して，整流回路からの出力電圧が許容可能な誤差  $\Delta V$  以内の誤差に収まるように整流回路を ON/OFF する．具体的には，出力電圧が  $V_{\text{target}} + \Delta V$  に達したときに整流回路を OFF とし，整流回路の平滑コンデンサに電流が流れ込むのを遮断し，出力電圧が  $V_{\text{target}}$  に達したときに，再度整流回路を ON とすることによって，常時出力電圧を  $V_{\text{target}}$  と  $V_{\text{target}} + \Delta V$  の間に収めることができる．この手法は受電側からのフィードバックに依存せず出力電圧を安定化することができるという一方，整流回路を ON/OFF するため，RF 電源側からみると負荷変動されているように見える．ゆえに共振器内の電流が変動されてしまい，法規制や EMC という観点から望ましくない可能性がある．また，この手法は電気自動車内のインホイールモータへの応用を前提としていたため，受電器の位置変動や負荷変動への対策は不要であったが，モバイル機器や家電製品など位置ずれや負荷変動が起こりうるものへの適用を考えると，最大効率点追従のための DC-DC コンバータを追加する必要がある．

## 標準化

無線電力伝送の国際標準化団体として活動してきた Alliance for Wireless Power と Power Matters Alliance が合併し，AirFuel Alliance となり，この団体によって国際標準化が行われている [67]．それに対して Wireless Power Consortium においても，共振型無線電力伝送の国際標準化が行われており [68]，2 団体が競合する形となっている．国内においては，ブロードバンドワイヤレスフォーラムの WPT ワーキンググループ [69] および Wireless Power Management Consortium [70] によって，無線電力伝送に関する情報共有および実用化を推進するための標準化活動が行われている [70]．

### 1.1.3 磁界共振結合型無線電力伝送の実用化に向けた課題と本論文の構成

マサチューセッツ工科大学の研究グループから発表された当初の論文における実験においては，図 1.13 に示すように，通信などに用いられる RF 電源と送電器，受電器，そして受電器に負荷が直接接続されていたが，実用化に向けて研究事例で述べたように不足していた要素技術の開発が進んでいる．筆者は図 1.14 に示すように，室内の床や壁に多数の共振器を敷き詰めることによって，室内すべての電子機器に対して無線電力伝送を行うシステムの実現を目指している．しかしその実現に対しては，様々な物体が存在する環境下で，人体防護や電磁両立性を確保しつつ，安定した電力を広い範囲に高効率で給電し続ける必要があるが，既存の技術では依然としてそのようなシステムを設計するのは困難である．

これまでの背景をもとに，本論文は以下の各章によって構成される．

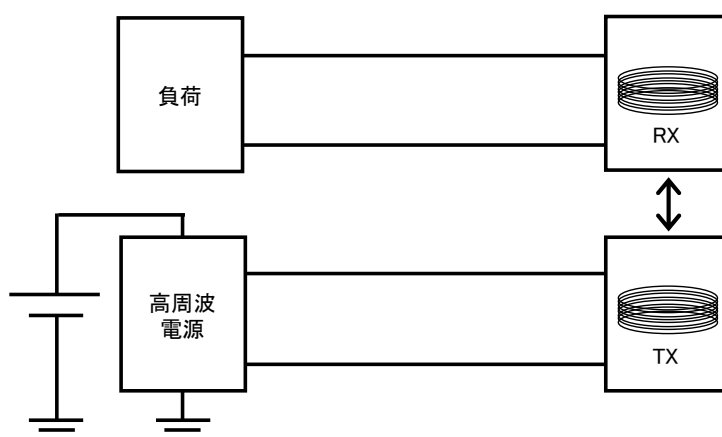


図 1.13: 当初の最もシンプルな構成

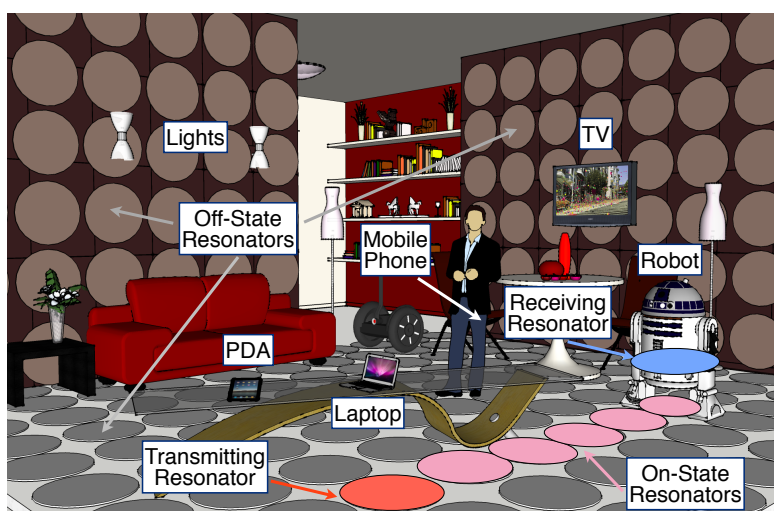


図 1.14: 直線状マルチホップ無線電力伝送を用いた室内給電

## 第1章 序論

## 第2章 伝送範囲拡大のための共振器アレイ設計手法

## 第3章 電流方向に着目した共振器構造

## 第4章 出力電圧安定化と効率最大化を同時に実現するためのシステム設計手法

## 第5章 D級インバータを応用した可変リアクタ

## 第6章 結論

第2章では、広範囲への高効率な給電を実現するための直線状アレイ化手法、および、平面状アレイ化手法を確立する。特に平面状アレイ化は試行錯誤的な試みが中心であったが、本論文においては解析的な定式化によって設計手法を導出する。そのもとで、直線状アレイ化と平面状アレイ化を比較し、トレードオフを明らかにした。第3章では、共振器アレイの構成要素である共振器に関して、電流の向きに着目した漏洩電磁界低減手法および

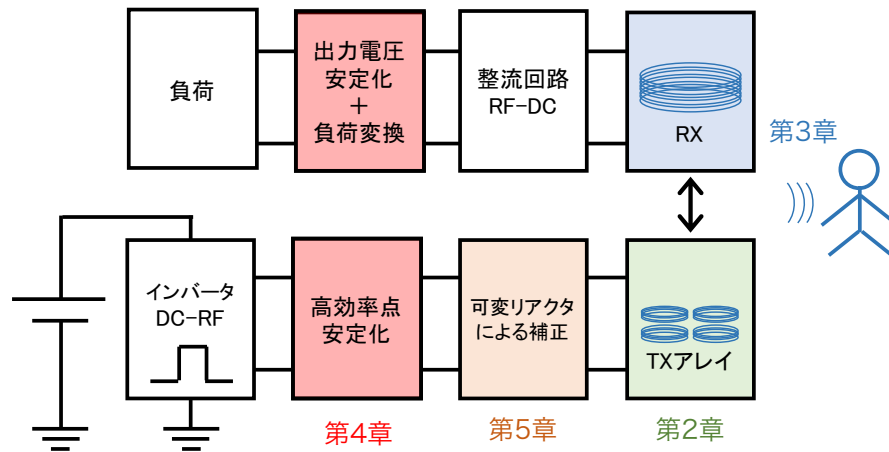


図 1.15: 本論文の構成

性能向上手法を提案する．既存の共振器構造では漏洩電磁界を打ち消すことはできなかったが，本論文ではループ電流に着目し，漏洩電磁界が打ち消される条件式を導出する．また，既存の共振器構造を応用して，より性能のよい共振器を実現するための共振器構成法を確立する．第 4 章では，出力電圧安定化と伝送効率最大化を同時に実現するためのシステム設計手法について述べる．既存手法の多くは，通信に依存していたのに対し，本論文では受電側にスイッチングレギュレータを挿入することで通信に依存せず受電側で出力電圧安定化を行い，かつ，伝送効率最大化についてもスイッチングレギュレータを用いて実現するための手法を示す．第 5 章では，電子制御可能であり大電力動作可能で，かつ，リアクタンスが連続的に調節可能である D 級インバータを提案し，可変リアクタによる共振周波数の補正や動的なシステム最適化に対して応用可能であるか検討を行う．そして第 6 章で本論文をまとめる．

## 第2章

---

# 伝送範囲拡大のための共振器 アレイ設計手法

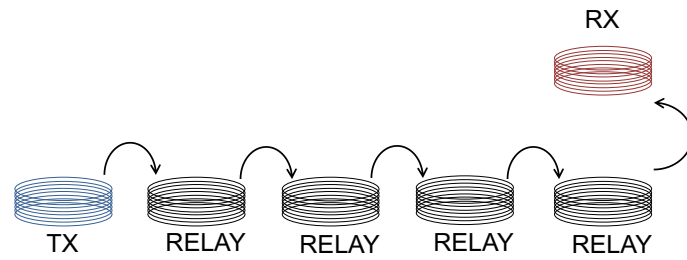


図 2.1: 共振器の直線状アレイ化

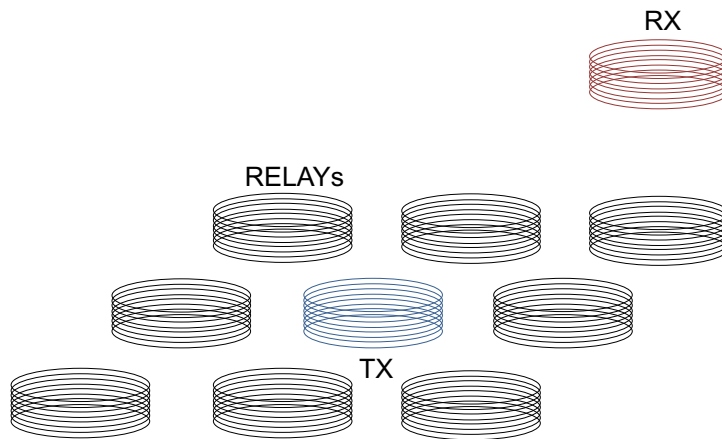


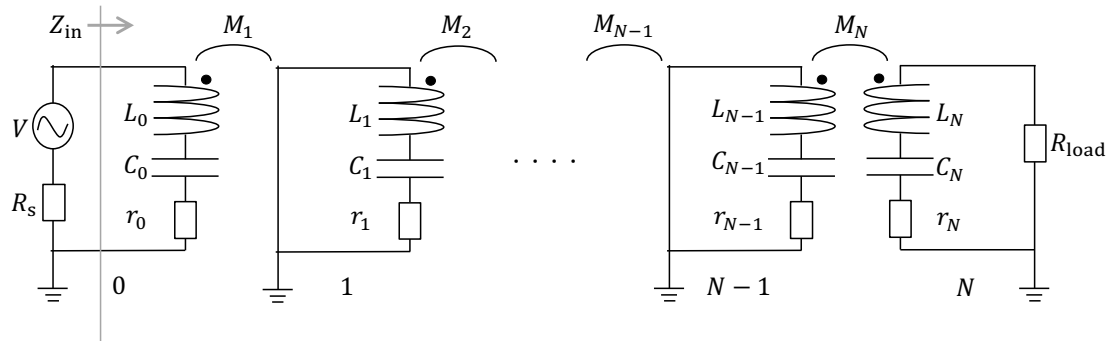
図 2.2: 共振器の平面状アレイ化

## 2.1 まえがき

1対1の共振器を用いて給電できる範囲は最大でも1m程度であるが、中継器を用いることにより伝送距離の拡大が可能である。これを本論文では共振器のアレイ化と呼ぶ。共振器アレイ化として、図2.1に示す直線状アレイ化および図2.2に示す平面状アレイ化の2種類が考えられるが、本論文においては、その両者に対して設計手法の確立を行う。

## 2.2 直線状アレイの設計手法

直線状アレイ化は室内給電システムにおいて、RF電源およびケーブルの数を削減することで、コストを低減し、施工およびメンテナンスを簡便化する重要な技術である。直線状アレイを用いて電力伝送を行う場合、中継共振器をON/OFFすることで、送電共振器から受電共振器までON状態の中継共振器を用いて直線状の経路を生成し、高効率な伝送を行うことを想定している。中継共振器は、ポート部分をショートすることによって中継共振器としての機能がONとなり、ポート部分をオープンとすることによってOFFとなる[71]。しかしながら、1.1.2節で紹介したBPF理論を用いた設計手法に代表されるように、今までに提案がなされてきた磁界共振結合型無線電力伝送システムの設計手法は、送電共振器、中継共振器及び受電共振器のすべてが固定されたシステムに向けたものとなっ

図 2.3:  $N$  ホップ無線電力伝送の等価回路

ていた．そのため， $N$  ホップに対して設計した場合，単に 1 つの中継共振器を追加すれば良いわけではなく，すべての共振器の配置間隔を再調整する必要があった．しかしながら，筆者の目指す室内給電のように，伝送空間を拡大する目的においては移動する受電共振器に対して高効率な給電が可能であることが重要である．受電共振器が移動した場合には，共振器の配置間隔に関しては再調整することなく，ホップ数を変化させるだけで高効率給電が可能でなければならない．中継器の ON/OFF によりホップ数を変化させたとしても高い効率を維持することが可能な直線状アレイの設計手法を提案し，その有効性を LTspice による電子回路シミュレーション，HFSS による電磁界シミュレーション及び実測により確認する．

### 2.2.1 入力インピーダンスの導出

共振器アレイを構成する  $N$  ホップ  $N + 1$  個の共振器のうち初めの  $N$  個は大量に床に敷き詰められている共振器であるため，最初の  $N$  個は同じ共振器であることが望ましい．次に，給電に用いる周波数は共振器自体の自己共振周波数を用いることとする．これは，複数の周波数を用いて給電することは，送電装置のコスト増及び法的な規制の面からも望ましいことではないからである．さらに，最後の中継共振器と受電端末間の相互インダクタンスは，全てのホップ数のシステムにおいて一定であるものとする．これは，受電端末の高効率給電可能な高さが場所によって変化しないようにするためである．システム要件を以下にまとめる．

1. はじめの  $N$  個の共振器は同一
2. 給電には共振器の自己共振周波数を用いる
3. 最終ホップの相互インダクタンスは一定

本手法においては効率を  $|S_{21}|^2$  により定義した． $|S_{21}|^2$  は式 (2.1) によって表される [72]． $|S_{21}|^2$  には電力効率と入射効率の積であり，近年では電力効率による評価が一般的であるため，本手法においても後に電力効率にて評価を行うことを先に述べておきたい． $|S_{21}|^2$



は式 (2.1) によって表される [72] .

$$|S_{21}|^2 = \frac{\text{負荷で消費される電力}}{\text{電源の有能電力}} \quad (2.1)$$

ここで電源の有能電力は、電源に直接負荷を接続した場合に電源から取り出すことのできる電力の最大値であり、電源の RF 電圧を  $V$  とすると  $|V|^2 / (4R_s)$  である．図 2.3 に示す回路においては、送電装置と受電端末の負荷はリアクタンス回路網によって接続されているため、入力ポートに消費された電力はすべて受電端末の負荷によって消費され则认为てよい．それゆえ、 $|S_{21}|^2$  は  $Z_{in}(N, \omega)$  を用いて

$$|S_{21}|^2 = \frac{\text{Re} \left( \frac{\left| \frac{Z_{in}}{R_s + Z_{in}} V \right|^2}{Z_{in}^*} \right)}{\frac{|V|^2}{4R_s}} = \frac{4R_s \cdot \text{Re}(Z_{in})}{|R_s + Z_{in}|^2} \quad (2.2)$$

と表すことができる．それゆえ、 $|S_{21}|^2 = 1$  とすれば

$$4R_s \cdot \text{Re}(Z_{in}) = |R_s + Z_{in}|^2 \quad (2.3)$$

$$= \{R_s + \text{Re}(Z_{in})\}^2 + \{\text{Im}(Z_{in})\}^2 \quad (2.4)$$

となり、さらにこれを整理すると

$$\{R_s - \text{Re}(Z_{in})\}^2 + \{\text{Im}(Z_{in})\}^2 = 0 \quad (2.5)$$

となる．以上の式変形により  $|S_{21}|^2 = 1$  となる条件は  $R_s = Z_{in}$  であるとわかる．これはインピーダンスマッチングがとれていることと等しい．次に、入力インピーダンス  $Z_{in}$  を解析的に求める．相互インダクタンス  $M$  による結合は、 $K = \omega M$  なる  $K$  インバータに等しいため、入力インピーダンス  $Z_{in}$  は式 (2.6) のように書ける．

$$Z_{in}(N, \omega) = j(\omega L_0 - \frac{1}{\omega C_0}) + \frac{(\omega M_1)^2}{j(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1}) + \frac{(\omega M_2)^2}{\vdots}} \quad (2.6)$$

$$\frac{(\omega M_N)^2}{j(\omega L_{N-1} - \frac{1}{\omega C_{N-1}}) + \frac{1}{j(\omega L_N - \frac{1}{\omega C_N}) + R_{load}}}$$

この式に  $\omega = \omega_0$  を代入すると，入力インピーダンスは次式 (2.9) となる．

$$Z_{\text{in}}(N, \omega_0) = \frac{(\omega_0 M_1)^2}{(\omega_0 M_2)^2} \quad (2.7)$$

$$= \frac{\vdots}{\frac{(\omega_0 M_N)^2}{R_{\text{load}}}} = \begin{cases} \frac{\prod_{i:\text{odd}} (\omega_0 M_i)^2}{\prod_{i:\text{even}} (\omega_0 M_i)^2} \frac{1}{R_{\text{load}}} & N : \text{odd} \\ \frac{\prod_{i:\text{odd}} (\omega_0 M_i)^2}{\prod_{i:\text{even}} (\omega_0 M_i)^2} R_{\text{load}} & N : \text{even} \end{cases} \quad (2.8)$$

$$= \begin{cases} \frac{\prod_{i:\text{odd}} M_i^2}{\prod_{i:\text{even}} M_i^2} \frac{\omega_0^2}{R_{\text{load}}} & N : \text{odd} \\ \frac{\prod_{i:\text{odd}} M_i^2}{\prod_{i:\text{even}} M_i^2} R_{\text{load}} & N : \text{even} \end{cases} \quad (2.9)$$

### 2.2.2 共振器配置間隔の導出

磁界共振型無線電力伝送における設計手法では，結合係数によるものが一般的であるが，本稿では相互インダクタンスによる設計手法を提案する．それは，インダクタンスの測定誤差及び結合係数の測定誤差を伴わずに設計可能であるからである．共振器のインダクタンスの測定の際には，複数の周波数におけるインピーダンスを測定し，最小2乗法近似によって行うのが一般的であるが，これは各周波数における測定誤差が結果に大きく影響を与えてしまうため，複数の周波数にて正確な測定が必要となってしまう．また，結合係数の測定に関しては，共振器を磁気結合させると配置間隔が一定の距離よりも近い場合には， $|S_{21}|^2$  は周波数軸上に2つの極大点をもち，その周波数  $f_e, f_m$  ( $f_e > f_m$ ) を用いて

$$k = \frac{f_e^2 - f_m^2}{f_e^2 + f_m^2} \quad (2.10)$$

のように推定することが可能であるが，この式はそもそも近似式であり，結合が弱くなってくると高効率な給電が可能である距離であっても極大点の見分けができなくなってしまう．それに比べ，相互インピーダンスは次節 2.2.3 で述べるように，2つの共振器を磁界結合させたときの入力インピーダンスから求めることが可能であるため，より簡便に正確な設計が可能であると考えられる．

任意の  $N$  ホップで  $Z_{\text{in}}(N, \omega_0) = R_s$  となるような，相互インダクタンスを求める．まず1ホップでインピーダンス整合がとれる条件は，式 (2.9) より  $(\omega_0 M_1)^2 / R_{\text{load}} = R_s$  である．これが送電装置の共振器または最後の中継共振器と，受電端末の共振器間の相互イ

インダクタンス  $M_{\text{LAST}}$  を与え

$$\frac{(\omega_0 M_{\text{LAST}})^2}{R_{\text{load}}} = R_s \quad (2.11)$$

である．次に  $n+1$  ホップのシステムを考えることにより  $n-1$  番目と  $n$  番目の共振器間の相互インダクタンス  $M_N$  を求める．最終ホップの相互インダクタンス  $M_{\text{LAST}}$  が一定であることに注意すると， $Z_{\text{in}}(n+1, \omega_0)$  は  $Z_{\text{in}}(n, \omega_0)$  と  $M_N$  を用いて表すことができる．式 (2.9) より， $n$  が奇数のとき

$$Z_{\text{in}}(n+1, \omega_0) = \frac{\prod_{i=1,3,\dots,n} M_i^2}{\left( \prod_{i=2,4,\dots,n-1} M_i^2 \right) M_{\text{LAST}}^2} R_{\text{load}} \quad (2.12)$$

$$= \left( \frac{\left( \prod_{i=1,3,\dots,n-2} M_i^2 \right) M_{\text{LAST}}^2 \omega_0^2}{\prod_{i=2,4,\dots,n-1} M_i^2 R_{\text{load}}} \right) \frac{M_N^2 R_{\text{load}}^2}{\omega_0^2 M_{\text{LAST}}^4} \quad (2.13)$$

$$= Z_{\text{in}}(n, \omega_0) \left( \frac{\omega_0 M_N}{R_s} \right)^2 \quad (2.14)$$

となる．式 (2.13) から式 (2.14) への変形には式 (2.11) を用いた． $n$  が偶数の場合にも同様に

$$Z_{\text{in}}(n+1, \omega_0) = \frac{\left( \prod_{i=1,3,\dots,n-1} M_i^2 \right) M_{\text{LAST}}^2 \omega_0^2}{\prod_{i=2,4,\dots,n} M_i^2 R_{\text{load}}} \quad (2.15)$$

$$= \left( \frac{\prod_{i=1,3,\dots,n-1} M_i^2}{\left( \prod_{i=2,4,\dots,n-2} M_i^2 \right) M_{\text{LAST}}^2} R_{\text{load}} \right) \frac{\omega_0^2 M_{\text{LAST}}^4}{M_N^2 R_{\text{load}}^2} \quad (2.16)$$

$$= Z_{\text{in}}(n, \omega_0) \left( \frac{\omega_0 M_N}{R_s} \right)^{-2} \quad (2.17)$$

となる． $n$  ホップのシステムが適切に設計されているとするならば，

$$Z_{\text{in}}(n+1, \omega_0) = \left( \frac{\omega_0 M_N}{R_s} \right)^{\pm 2} Z_{\text{in}}(n, \omega_0) = \left( \frac{\omega_0 M_N}{R_s} \right)^{\pm 2} R_s \quad (2.18)$$

であるから， $\frac{\omega_0 M_N}{R_s} = 1$  となっていればインピーダンス整合がとれる．それゆえ，中継共振器は等間隔配置となり，その相互インダクタンス  $M_{\text{RELAY}}$  は

$$\frac{(\omega_0 M_{\text{RELAY}})^2}{R_s} = R_s \quad (2.19)$$

によって与えられる．まとめると以下を得る．

$$\text{最終ホップの相互インダクタンス} : \frac{(\omega_0 M_{\text{LAST}})^2}{R_{\text{load}}} = R_s \quad (2.20)$$

$$\text{その他のホップの相互インダクタンス} : \frac{(\omega_0 M_{\text{RELAY}})^2}{R_s} = R_s \quad (2.21)$$

このように共振器を配置することによって任意のホップにおいて高効率な給電が可能であると考えられる．また，受電共振器を配置する高さが先に決まっている場合には，まずその高さにおける相互インピーダンスを測定し，式 (2.11) を満たすように  $R_s$  もしくは  $R_{\text{load}}$ ，またはその両方を調節することで適応可能である． $R_s$  の調節には送電装置と送電共振器の間に， $R_{\text{load}}$  の調節には受電共振器と負荷の間に，インピーダンス変換回路をそれぞれ挟むことで可能であると考えられる． $R_{\text{load}}$  の場合には，DC-DC コンバータを用いた負荷変換も可能である．

### 2.2.3 共振器配置の実装手法

実装する場面においては， $M_{\text{LAST}}$  及び  $M_{\text{RELAY}}$  を実現する配置間隔を導出する必要がある．中継共振器は等間隔配置であるから，送電装置の共振器または最後の中継共振器と受電端末の共振器の配置間隔及び中継共振器の配置間隔の2つを求めることとなる．共振器2個を磁気結合させ，一方の共振器のポートに抵抗  $R$  を接続すると，もう一方の共振器からみた共振周波数における入力インピーダンスは，式 (2.9) より  $Z_{\text{in}}(1, \omega_0) = (\omega_0 M)^2 / R$  となる．それゆえ， $M_{\text{LAST}}$  を実現する配置間隔は，送電装置と受電端末を磁気結合させたときに送電装置からみた入力インピーダンスが  $R_s$  となるような距離である．また， $M_{\text{RELAY}}$  を実現する配置間隔は，一方の中継共振器に抵抗  $R_s$  を接続し，もう一方の中継共振器からみた入力インピーダンスが  $R_s$  となるような距離とすればよい．

入力インピーダンスの測定には，様々な方法が考えられるが，今回はベクトルネットワークアナライザを用いる場合を説明する．ポート1からみた入力インピーダンス  $Z_{\text{in1}}$  はSパラメータ  $S_{11}$ ，ポート1の特性インピーダンス  $Z_0$  と密接に関係しており， $S_{11} = (Z_{\text{in1}} - Z_0) / (Z_{\text{in1}} + Z_0)$  である．それゆえ， $Z_{\text{in1}} = R_s$  は  $S_{11} = (R_s - Z_0) / (R_s + Z_0)$  と等しい．また  $S_{11}$  を入力インピーダンスに変換する機能がついているベクトルネットワークアナライザの場合には，その機能を使うことで配置間隔を求めることも可能である． $S_{11}$  を入力インピーダンスに変換する機能を持つ ROHDE&SCHWARZ 社製のベクトルネットワークアナライザ ZVL [73] を用いて， $R_s = R_{\text{load}}$  として  $M_{\text{LAST}}$  を実現するための配置間隔を求めたときの，入力インピーダンスのスミスチャートによる表示を図 2.4 に示す．

### 2.2.4 損失抵抗を考慮した伝送効率の見積もり

提案している共振器の配置手法は，共振器における損失抵抗が無視できるという仮定のもとで導出してきた．損失抵抗が0であれば伝送効率は限りなく100%に近いものとなるはずである．しかしながら，共振器において損失抵抗は小さいながらも存在するため，段数が増えてきた場合に損失抵抗が与えた影響によって，入力インピーダンスが変化し，大

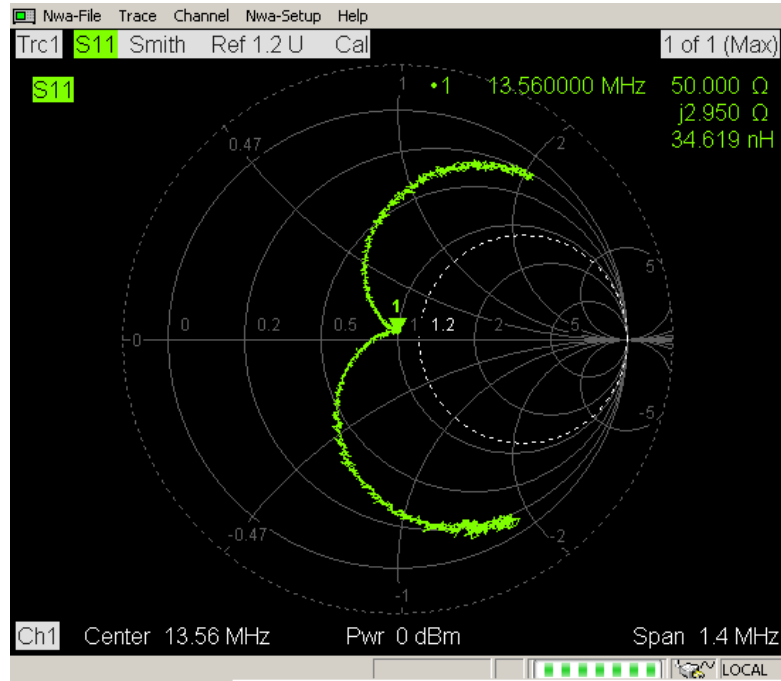


図 2.4: 入力インピーダンスのスミスチャート表示

きなインピーダンスの不整合を引き起こす可能性がある．そこで本節では，損失抵抗が存在する場合にも入力インピーダンスは電源のインピーダンス  $R_s$  に近い値となることを示し，さらに損失抵抗を考慮した共振周波数における伝送効率の見積もり式を導出した．これまでの議論と同様に  $r_0 = r_1 = \dots = r_{N-1} = r$ ， $r_N = r'$  とする．損失抵抗を考慮した入力インピーダンスを  $Z'_{in}(N, \omega_0)$  とすると，式 (2.6) の導出と同様にして

$$\begin{aligned}
 Z'_{in}(N, \omega) &= j(\omega L_0 - \frac{1}{\omega C_0}) + r \\
 &+ \frac{R_s^2}{j(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1}) + r + \frac{R_s^2}{j(\omega L_{N-1} - \frac{1}{\omega C_{N-1}}) + r + \frac{R_s R_{load}}{j(\omega L_N - \frac{1}{\omega C_N}) + r' + R_{load}}}} \quad (2.22)
 \end{aligned}$$

となる．また  $\omega = \omega_0$  とすると，入力インピーダンスは次式 (2.23) のようになる．

$$\begin{aligned}
 Z'_{in}(N, \omega_0) &= r + \frac{R_s^2}{r + \frac{R_s^2}{\vdots}} \quad (2.23) \\
 &\quad \vdots \\
 &\quad r + \frac{R_s R_{load}}{r' + R_{load}}
 \end{aligned}$$

この式を整理すると、次式 (2.24) を得る。

$$Z'_{\text{in}}(N, \omega_0) = R_s \frac{(s^N - t^N) + (s^{N+1} - t^{N+1}) \left(1 + \frac{r'}{R_{\text{load}}}\right)}{(s^{N-1} - t^{N-1}) + (s^N - t^N) \left(1 + \frac{r'}{R_{\text{load}}}\right)} \quad (2.24)$$

$$\text{ただし } s = \frac{\frac{r}{R_s} + \sqrt{\left(\frac{r}{R_s}\right)^2 + 4}}{2}, t = \frac{\frac{r}{R_s} - \sqrt{\left(\frac{r}{R_s}\right)^2 + 4}}{2}$$

計算過程は付録 A に示した。ここで、付録の式 (A.19) を用いて変形すると

$$Z'_{\text{in}}(N, \omega_0) = R_s \left( 1 + \frac{r'}{R_{\text{load}}} + \frac{(s^N - t^N) \left(\frac{r}{R_s} - \frac{2r'}{R_{\text{load}}}\right)}{(s^N - t^N) \left(1 + \frac{r'}{R_{\text{load}}} - \frac{r}{R_s}\right) + (s^{N+1} - t^{N+1})} \right) \quad (2.25)$$

となるため、 $r$  が  $R_s$  に比べ十分小さく、また  $r'$  が  $R_{\text{load}}$  に比べて十分に小さいならば、ホップ数  $N$  が増加しても  $Z'_{\text{in}}(N, \omega_0)$  は  $R_s$  に近い値となる。次に  $Z'_{\text{in}}(N, \omega_0)$  を用いて伝送効率の見積もりを行う。伝送効率  $|S_{21}(N, \omega_0)|^2$  は、式 (2.2) によって与えられるため、負荷で消費される電力を求めることで伝送効率の見積もりが可能である。負荷で消費される電力  $P$  は、次のように変形することができる。

$$P = \frac{\text{負荷で消費される電力}}{\text{N+1 番目の共振器で消費される電力}} \times \frac{\text{N+1 番目の共振器で消費される電力}}{\text{N 番目以降の共振器で消費される電力}} \times \frac{\text{N 番目以降の共振器で消費される電力}}{\text{N-1 番目以降の共振器で消費される電力}} \cdot \cdot \cdot \times \frac{\text{2 番目以降の共振器で消費される電力}}{\text{1 番目以降の共振器で消費される電力}} \times \frac{\text{1 番目以降の共振器で消費される電力}}{\text{1 番目以降の共振器で消費される電力}} \quad (2.26)$$

ここで、負荷で消費される電力と  $N+1$  番目の共振器で消費される電力の比は  $R_s$  と  $r'$  の比に等しい。また、 $i+1$  番目以降の共振器で消費される電力と  $i$  番目以降の共振器で消費される電力の差は、 $Z'_{\text{in}}(i, \omega_0)$  で消費される電力のうちの  $i$  番目の共振器の損失抵抗  $r$  によって消費される電力である。それゆえ、 $i+1$  番目以降の共振器で消費される電力と  $i$  番目以降の共振器で消費される電力の比は、 $Z'_{\text{in}}(i, \omega_0) - r$  と  $Z'_{\text{in}}(i, \omega_0)$  の比に等しい。1 番目以降で消費される電力は、すなわちシステム全体で消費される電力に等しいため、式

表 2.1: 作成した共振器の各パラメータ

共振周波数	損失抵抗	インダクタンス	キャパシタンス
13.56MHz	1.42Ω	13.27μH	10.38pF

(2.2) の導出時と同様にして求めると、式 (2.26) は 1 ホップから  $N$  ホップまでの入力インピーダンスを用いて次式のように表される。

$$P = \frac{R_{\text{load}}}{R_{\text{load}} + r'} \times \frac{Z'_{\text{in}}(1, \omega_0) - r}{Z'_{\text{in}}(1, \omega_0)} \times \frac{Z'_{\text{in}}(2, \omega_0) - r}{Z'_{\text{in}}(2, \omega_0)} \times \dots$$

$$\times \frac{Z'_{\text{in}}(N, \omega_0) - r}{Z'_{\text{in}}(N, \omega_0)} \times \text{Re} \left( \frac{\left| \frac{Z'_{\text{in}}(N, \omega_0)}{R_s + Z'_{\text{in}}(N, \omega_0)} V \right|^2}{Z'^*_{\text{in}}(N, \omega_0)} \right) \quad (2.27)$$

$$= \text{Re} \left( \frac{\left| \frac{Z'_{\text{in}}(N, \omega_0)}{R_s + Z'_{\text{in}}(N, \omega_0)} V \right|^2}{Z'^*_{\text{in}}(N, \omega_0)} \right) \frac{R_{\text{load}}}{R_{\text{load}} + r'} \prod_{1 \leq i \leq N} \frac{Z'_{\text{in}}(i, \omega_0) - r}{Z'_{\text{in}}(i, \omega_0)} \quad (2.28)$$

これを式 (2.1) に代入することで、抵抗損失を考慮した場合の伝送効率が得られる。

$$|S_{21}|^2 = \frac{4R_s \cdot \text{Re}(Z'_{\text{in}}(N, \omega_0))}{|R_s + Z'_{\text{in}}(N, \omega_0)|^2} \frac{R_{\text{load}}}{R_{\text{load}} + r'} \prod_{1 \leq i \leq N} \left( 1 - \frac{r}{Z'_{\text{in}}(i, \omega_0)} \right) \quad (2.29)$$

$$\simeq \frac{R_{\text{load}}}{R_{\text{load}} + r'} \left( 1 - \frac{r}{R_s} \right)^N \quad (2.30)$$

最後の近似では、 $Z'_{\text{in}}(N, \omega_0) \simeq R_s$  を用いた。これら効率の見積もり式 (2.29) および式 (2.30) によって得た値を、LTspice 及び HFSS によるシミュレーションにより得た伝送効率、実測の伝送効率と比較して図 2.2 に示す。2 つの見積もり式が適切な効率の見積もりが可能であることを示しており、近似が妥当であったといえる。また、式 (2.30) より伝送効率は  $N$  が増加するに従い等比的に減少する。それゆえ  $N_{\text{max}}$  以内のホップ数で効率  $\eta_{\text{least}}$  以上を確保したいのであれば

$$\frac{R_{\text{load}}}{R_{\text{load}} + r'} \left( 1 - \frac{r}{R_s} \right)^{N_{\text{max}}} \geq \eta_{\text{least}} \quad (2.31)$$

を満たすように設計すればよい。

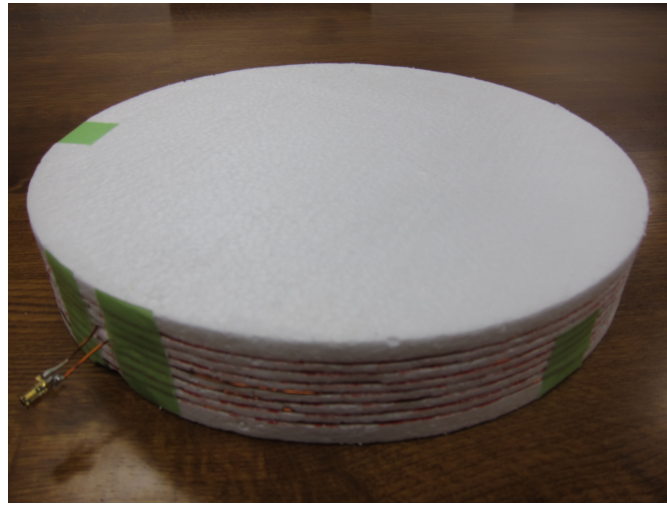


図 2.5: 作成した共振器

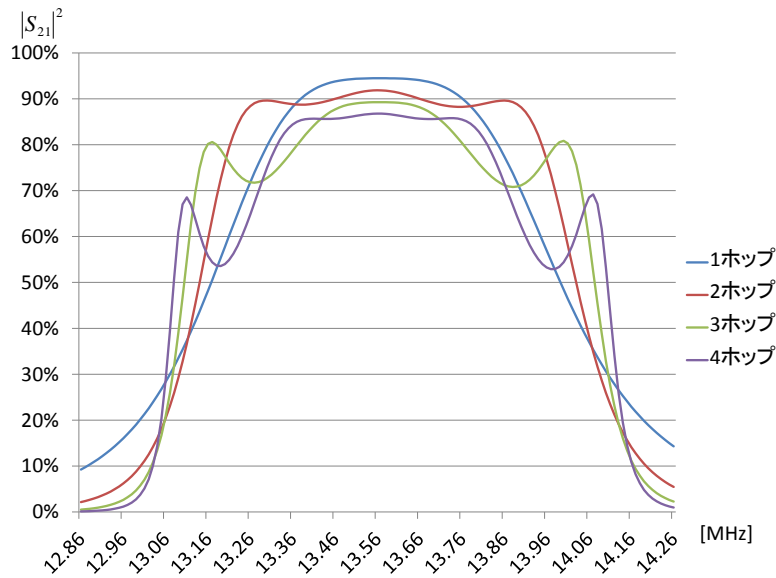
## 2.2.5 シミュレーション及び実測による有効性の評価

導出した共振器の配置手法の有効性を LTspice を用いた電子回路シミュレーション, HFSS を用いた電磁界シミュレーション及び実測にて確認した。得られた結果は, 提案する共振器配置手法が, 十分実用に耐えうるものであることを示している。

### LTspice による電子回路シミュレーション

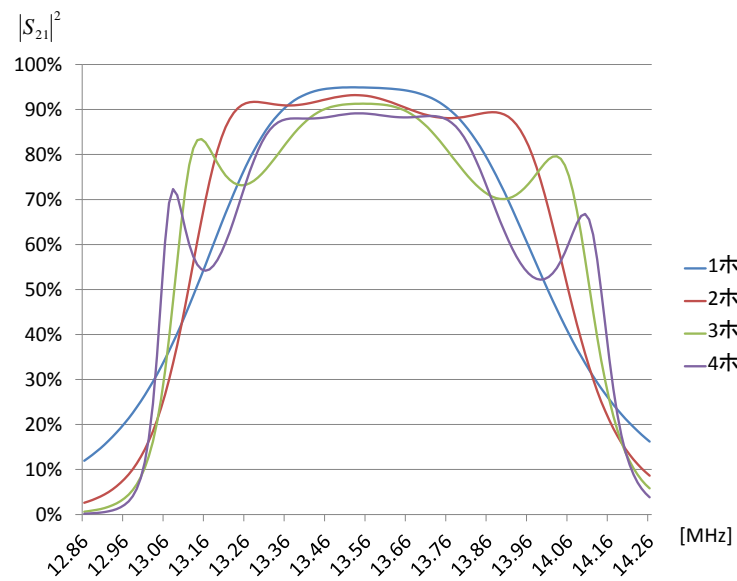
LTspice [74] は Linear Technology 社によって提供されている, 電子回路シミュレータ SPICE の派生ソフトウェアである。今回提案している設計手法の有効性を確認するため, LTspice を用いた電子回路シミュレーションにより, 設計手法の正当性を確認した。共振器のパラメータには, 居村ら [75] の提案しているヘリカル型のアンテナを共振周波数 13.56MHz で実際に作成し, ベクトルネットワークアナライザによって測定した値を用いた。共振器の作成に際しては, 1mm 直径の銅線をピッチ幅 5mm, 直径 300mm で巻いていき, 長さを調節することで共振周波数を 13.56MHz に合わせた。また, 測定において損失抵抗  $R$  は直接測定することが可能であるが, インダクタンス  $L$  はキャパシタンス  $C$  と加算されリアクタンスとしての測定しかできないため, 5つの周波数にてリアクタンスを測定しその値から最小2乗近似法を用いてインダクタンス  $L$  とキャパシタンス  $C$  を求めた。各測定値を以下に示す。また, 受電端末の共振器は簡単のため送電共振器や中継共振器のものと同様のものとし, 電源のインピーダンス, 負荷に関しても簡単のため  $R_s = R_{load} = 50 [\Omega]$  とした。LTspice によるシミュレーションにおいては, 相互インピーダンスを指定することができないため, インダクタンス  $L$  より結合係数  $k$  を計算し, 結合係数を指定することにより提案手法と同等の回路を得た。シミュレーションによって得た  $|S_{21}|^2$  の周波数特性を図 2.6 に示す。図 2.6 より, どのホップ数の場合にも共振器の自己共振周波数で伝送効率は最大となっており, 高効率な給電が可能である周波数帯域幅も十分に広いことがわかる。LTspice によって得られた結果は提案している設計手法の電子回路における正当性を裏付けるものである。



図 2.6: LTspice による伝送効率  $|S_{21}|^2$  のシミュレーション

#### HFSS による電磁界シミュレーション

等価回路において導出してきた設計手法の電磁気学における正当性を確認するため、HFSS によるシミュレーションを行った。HFSS は ANSOFT 社によって販売されている、完全 3 次元 Full-wave 電磁界解析ツールであり、有限要素法を用いてマクスウェル方程式の数値解を求めることができる [76]。しかしながら、解析には大きな計算資源が必要であり、解析対象のモデルの大きさにもよるが、数百 GB オーダのメモリが必要となる。また解析には長い時間がかかることが知られており、モデルによっては数日を要する。今回は、CPU24 コア、物理メモリ 256GB のマシンを用いて HFSS を動作させた。シミュレーションにおいて、電源のインピーダンスと負荷は前節 2.2.5 と同様に  $R_s = R_{load} = 50 [\Omega]$  とし、共振器のモデルは居村らの提案しているヘリカル型を使用した。銅線には断面が  $1\text{mm} \times 1\text{mm}$  の正方形であるものを用い、それをピッチ幅 5mm、円の直径 300mm でモデリングを行った。共振器の配置に関しては、共振器を水平直線上に配置した。解析空間は生活空間を想定して “air” とした。HFSS によるシミュレーションにおいては、物理的なパラメータのみ設定可能であるため、自己共振周波数を 13.56MHz に合わせ、所望の相互インダクタンスを導出する距離を求めなければならない。共振器の自己共振周波数を 13.56MHz に合わせる際には、銅線の巻数を適宜調節し、10 回程度の解析によって 3.144 周（上下合わせると 6.288 周）のときに 13.56MHz で自己共振をすることがわかった。この共振器の損失抵抗は  $1.31\Omega$  であった。次に、共振器の配置間隔を求めるため、2 つの共振器を水平直線上に配置し、 $S_{11} = \frac{50 - 50}{50 + 50} = 0$  となる間隔を 10 度程度の解析を行うことによって求め、配置間隔 3.71825cm を得た。これらのパラメータを用いて得た  $|S_{21}|^2$  の周波数特性を図 2.7 に示す。この結果は、等価回路によって導出してきた設計手法が電磁界の現象に即していることを示しており、高効率な給電が可能であり、広い伝送帯域幅を有していることを示している。

図 2.7: HFSS による伝送効率  $|S_{21}|^2$  のシミュレーション

つづいて、周波数 13.56MHz の 100W 電源を接続した場合の電界強度を図 2.8 に、磁界強度を図 2.9 に示す。ICNIRP は 2010 年に 10MHz 以下の帯域におけるガイドラインを改定し [77]，現在 10MHz 以上の帯域におけるガイドラインを改訂中であるため，今回は 10MHz における公衆ばく露の参考値である，電界強度 83V/m，磁界強度 21A/m を用いて図 2.8,2.9 を評価すると，磁界強度が 21A/m を超えている空間は電界強度が 83V/m を超えている空間よりはるかに狭くなることがわかった。

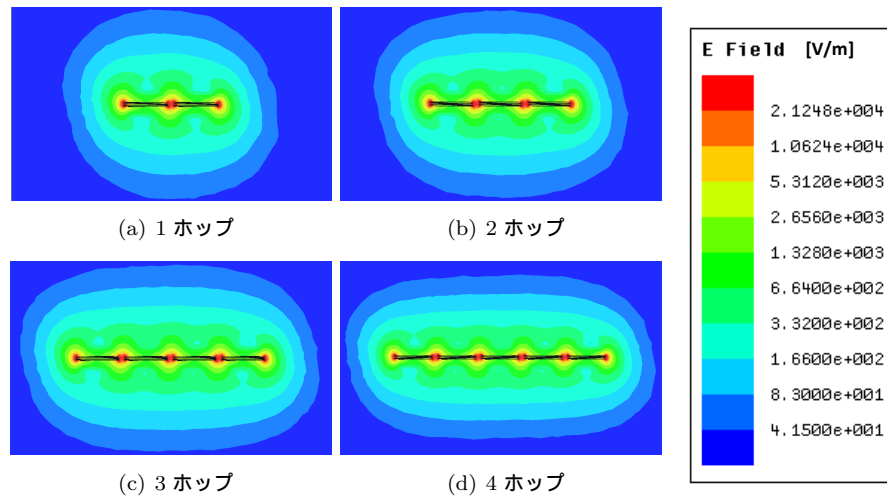


図 2.8: 100W 電源接続時の電界強度

表 2.2: 伝送効率の比較

	1 ホップ	2 ホップ	3 ホップ	4 ホップ
実測	95.3%	90.5%	89.4%	86.6%
実測 (-5cm)	80.3%	77.6%	76.8%	74.1%
実測 (+5cm)	81.9%	79.3%	77.9%	77.0%
LTspice	94.5%	91.9%	89.3%	86.8%
HFSS	94.9%	93.0%	89.2%	86.8%
見積もり式 (2.29)	94.5%	91.9%	89.2%	86.8%
見積もり式 (2.30)	94.5%	91.8%	89.2%	86.7%

### 実測

シミュレーションにより今回提案している設計手法の回路理論，電磁界における正当性が示された．そこで次に実測によって伝送効率を求めた．共振器には2.2.5節で作成したものと同様のものを用い，電源のインピーダンスと負荷も  $R_s = R_{\text{load}} = 50 [\Omega]$  とした．配置間隔の導出及び  $|S_{21}|^2$  の測定には ROHDE&SCHWARZ 社製のベクトルネットワークアナライザ ZVL を用いた．また，実測においてはアプリケーションを意識し，受電共振器のみ，水平直線上ではなく最後の中継共振器の鉛直上に配置した．さらに，受電側の共振器についての位置ずれ特性を調べるため，鉛直方向に上下それぞれ 5cm ずらしたときの  $|S_{21}|^2$  の測定も行った (図 2.13)．実装の結果，水平方向の配置間隔は 4.1cm，鉛直方向の配置間隔は中心から中心までの距離が 26cm であった．実測の結果を図 2.10, 2.11, 2.12 に示す．図 2.10 より，提案している設計手法によって実際に高効率な給電が可能であることが示され，シミュレーションの結果と同様に十分に広い帯域幅を有している．また，図 2.11, 2.12 をみると，自己共振周波数における効率はどの場合にも 70% を下回らず，位置ずれに強い配置であるということが出来る．最後に，実測，LTspice によるシミュレー

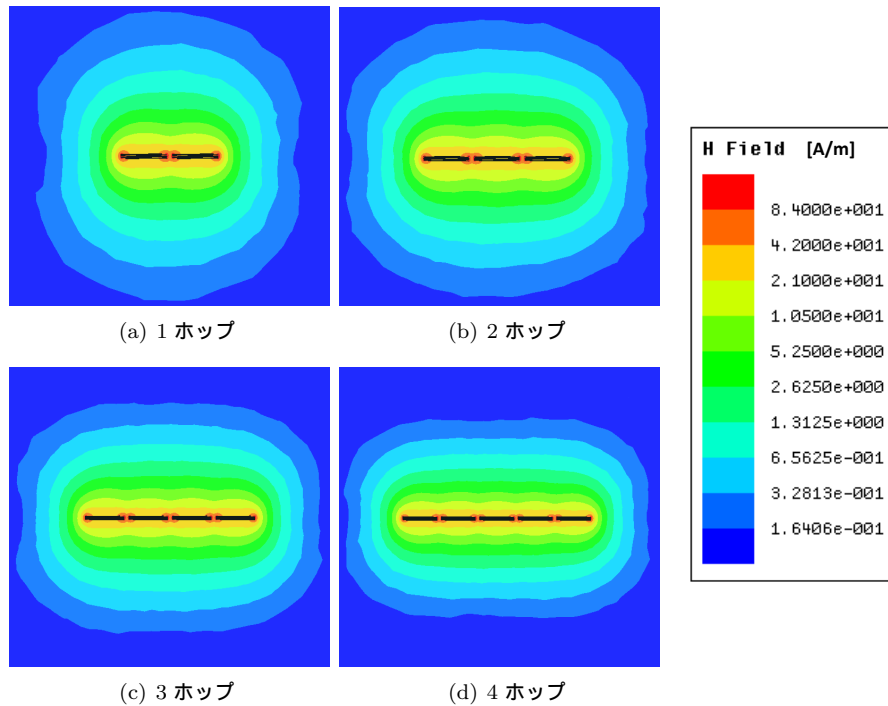


図 2.9: 100W 電源接続時の磁界強度

ション, HFSS によるシミュレーション, 伝送効率の見積もり式により得られた伝送効率を表 2.2 にまとめる. 5cm 下げた場合よりも 5cm 上げた場合の方が高効率給電が可能であるという結果は, 直感的には不自然に感じるが, 1 ホップの場合における入力インピーダンスを計測すると, 5cm 下げた場合 114.6  $\Omega$ , 5cm 上げた場合 26.0  $\Omega$  であり, 5cm 下げた場合の方が 50  $\Omega$  からのずれが大きかった.

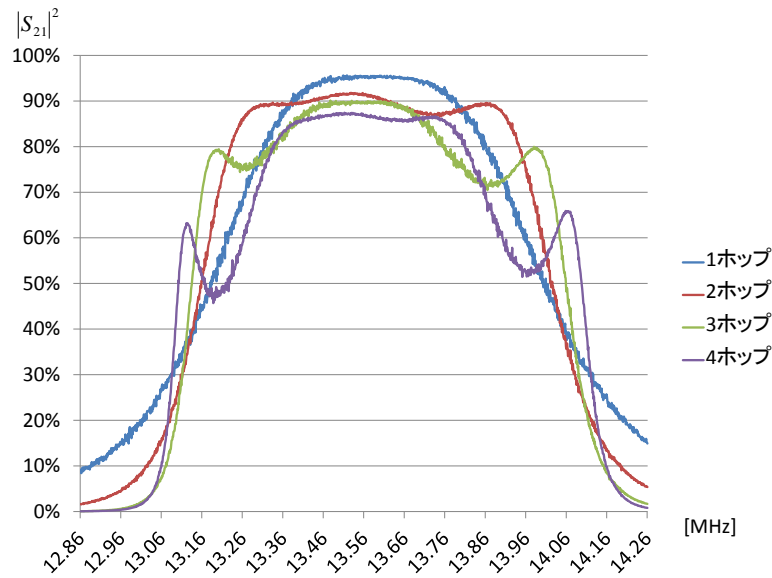
### 2.2.6 0 $\Omega$ 系への応用

提案している設計手法は, 50  $\Omega$  系を想定した設計手法であった. しかしながら, 現在ではスイッチング電源を用いる 0  $\Omega$  系が主流である. そこで, 提案している設計手法を 0  $\Omega$  系へ応用可能であるか検討する. まず伝送効率を定義する. 0  $\Omega$  系においては, 電源の有能電力が定義できないため,  $|S_{21}|^2$  も定義できない. そこで次式 (2.32) によって定義される電力効率  $\eta$  を用いて評価するのが一般的である.

$$\eta = \frac{\text{負荷で消費される電力}}{\text{入力電力}} \quad (2.32)$$

負荷で消費される電力は式 (2.26) によって与えられ, 入力電力は式 (2.26) における, 1 番目以降の共振器で消費されるエネルギーに等しいため, 式 (2.2) の導出と同じ議論によって, 式 (2.32) は次式 (2.33) に変形される.

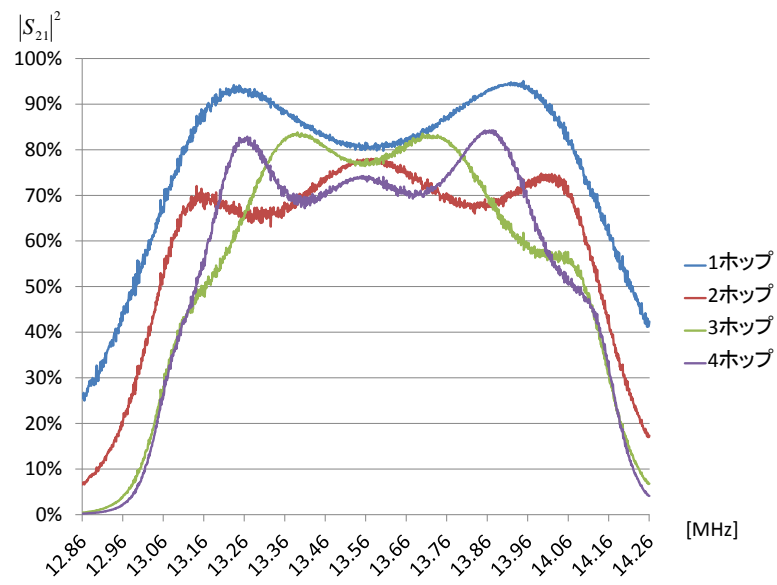
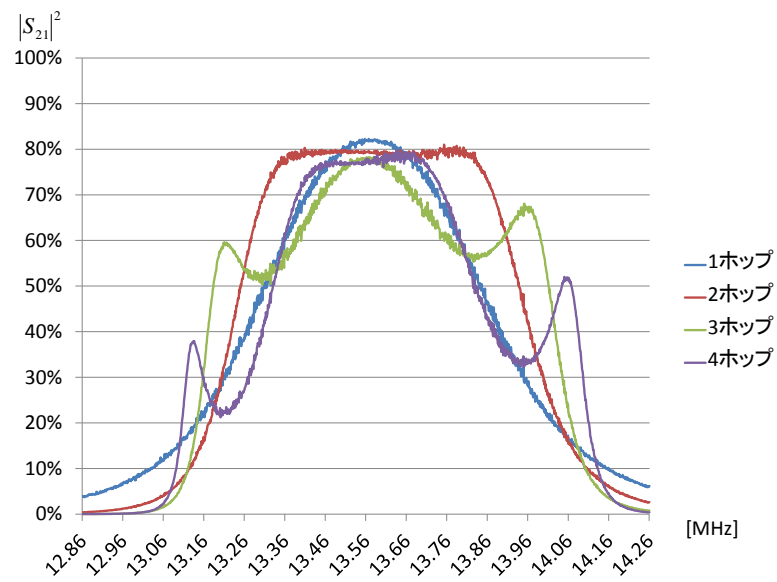
$$\eta = \frac{R_{\text{load}}}{R_{\text{load}} + r'} \prod_{1 \leq i \leq N} \left( 1 - \frac{r}{Z'_{\text{in}}(i, \omega_0)} \right) \quad (2.33)$$

図 2.10: 伝送効率  $|S_{21}|^2$  の実測

$$\simeq \frac{R_{\text{load}}}{R_{\text{load}} + r'} \prod_{1 \leq i \leq N} \left(1 - \frac{r}{R_s}\right) \quad (2.34)$$

$$= \frac{R_{\text{load}}}{R_{\text{load}} + r'} \left(1 - \frac{r}{R_s}\right)^N \quad (2.35)$$

$|S_{21}|^2$  と  $\eta$  は定義が異なるため直接比較してよいものではないが、敢えて式 (2.29) と式 (2.33) を比較すれば、必ず  $|S_{21}|^2 \leq \eta$  である。これは  $50 \Omega$  系において十分な効率を確保できるという点からすると、 $0 \Omega$  系においても十分な効率を確保し得る、つまり  $50 \Omega$  系を想定して導出した設計手法が  $0 \Omega$  系に対しても適応可能であるということを示している。その一方、効率  $\eta$  では伝送できる電力についての考慮がなされていないため、高電圧をかけなければ十分な電力伝送ができない場合や、電力伝送に大電流が必要となる場合でも  $\eta$  の値が大きくなる可能性がある。しかしながら、今回提案している設計手法では、入力インピーダンスがほぼ一定値  $R_s$  となるように設計されているので、設計時に  $R_s$  を適切な値に設定すれば、いずれのホップ数の場合でも十分かつ同程度の電力が出力され、負荷で消費されるはずである。そこで  $0 \Omega$  系における消費電力、入力電力、効率  $\eta$  の周波数応答を確認するため、LTspice を用いてシミュレーションを行った。共振器の各種パラメータは 2.2.5 節におけるシミュレーションとすべて同じものとし、 $R_s = 50 [\Omega]$  とした。また今回は  $R_{\text{load}} = 50 [\Omega]$  の場合における相互インダクタンスの値を用いて設計を行った。電源電圧をピーク値 100V とした際の、各ホップ数における消費電力、入力電力、効率を図 2.14 に示す。共振周波数 13.56MHz において効率は最大、各ホップにおける入力電力は同程度であり、消費電力も単調に減少こそしているものの同程度となっている。これによって今回提案している設計手法の  $0 \Omega$  系に対する有効性が示された。

図 2.11: 受電共振器を 5cm 下げた場合の伝送効率  $|S_{21}|^2$  の実測図 2.12: 受電共振器を 5cm 上げた場合の伝送効率  $|S_{21}|^2$  の実測

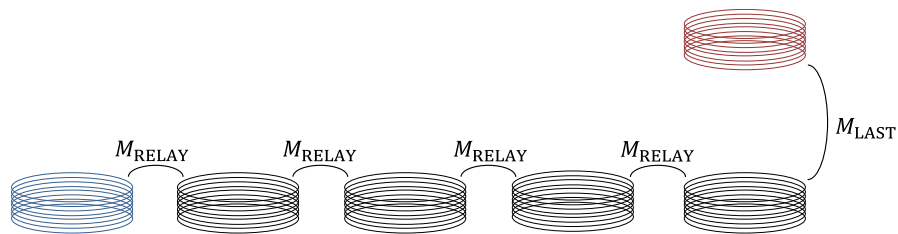


図 2.13: 実測時の共振器配置

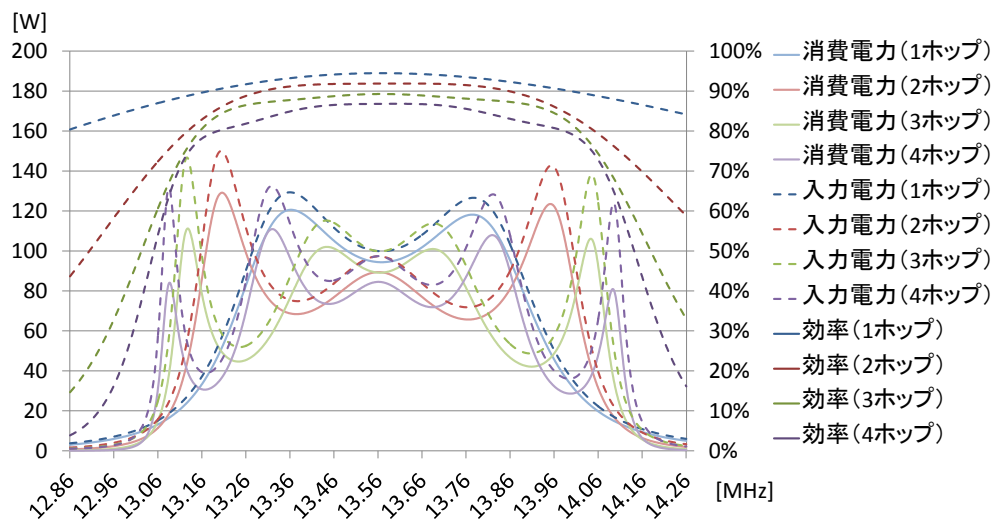


図 2.14: 0 Ω 系における消費電力, 入力電力, 効率のシミュレーション

## 2.3 平面状アレイの設計手法

直線状アレイ化につづいて、位置ずれに強い無線電力伝送を実現するために平面状共振器アレイが満たすべき条件を導き、その条件を満たすシステムの実現手法を等価回路を用いて導出する。

### 2.3.1 位置ずれに強い無線電力伝送の条件

1.1.2節でも述べたように、Kim らはスパイラル共振器を直線状に敷き詰めることによって、スイッチングを用いることなく、受電共振器がその直線状のどこにいても高効率な無線電力伝送を実現する手法について検討している [11]。しかし、ただ単に自己共振した中継共振器を直線状に4つ配置し、その自己共振周波数で給電した場合には、図 1.12 に示すように、2番目の中継共振器の上と4番目の中継共振器の上で電力の送ることのできない Dead Zone が生じてしまう。この現象の回避策として、給電周波数と最終段の共振器の自己共振周波数を、他の共振器の自己共振周波数から適切にずらすことによって位置ずれに強くなると報告している。しかし、どの程度周波数をずらすべきなのかは示されておらず、試行錯誤的に行うしかない。その上、共振器1と共振器2の間、共振器3と共振器4の間では依然として効率が非常に悪くなっている。これに対して、三輪らは正方形のループ共振器4つを正方形型に敷き詰め、給電周波数をずらすことによって位置ずれに強い給電を行う手法を提案している [44]。その給電周波数においては、4つの共振器に生じる電流が等しくなっていることがわかっている。しかし、その給電周波数の設計手法は未解決問題である。それに加え、4つのシステム以外の  $3 \times 3$  の9つの共振器を用いたシステムなどには、効率のよい給電が可能である周波数が存在しないことも確認されている。

本研究で提案する給電範囲の広範囲化手法は、共振器の数や配置に関わらず共振器に発生する電流を等しくする、もしくは任意の電流分布を実現するための手法であり、既存の手法を一般化した手法といえる。位置ずれに強い平面状アレイを実現するにあたり、システムに求められる条件を考える。磁界共振結合型の無線電力伝送では、電磁誘導方式と同様に、式 (2.36) で表されるファラデーの電磁誘導を主に用いて受電端末側に電圧を誘起する。

$$\nabla \times \boldsymbol{E} = -\frac{\partial \boldsymbol{B}}{\partial t} \quad (2.36)$$

磁界共振結合型の無線電力伝送において、用いる共振器によっては、電界による結合も電圧誘起の一因である [78]。しかし、一般に周囲の誘電体の影響に強い短絡型の共振器においては磁気結合が支配的であるため、今回は電界結合を考慮しない [79]。このとき、位置ずれに強くするためには、位置に関係なく一定の磁気結合が得られるシステムを構築する

表 2.3: Kim らのシステム [11] の解析に用いたパラメータ

給電周波数	損失抵抗	インダクタンス	キャパシタンス	中継共振器間の結合係数
6.78MHz	0.3 $\Omega$	2.4 $\mu$ H	230pF	-0.1



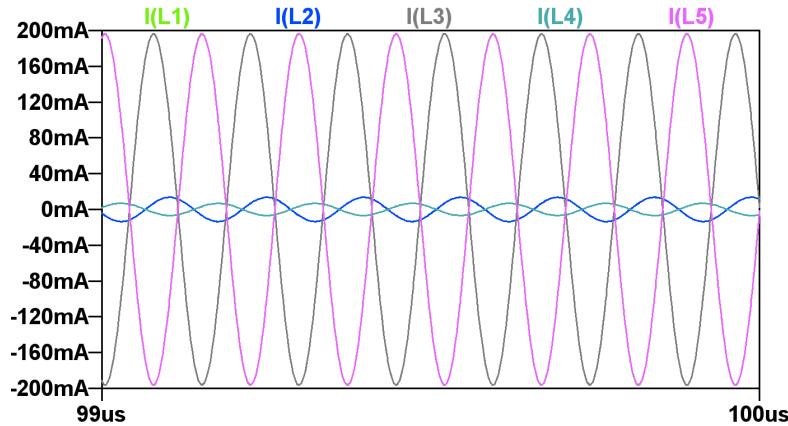


図 2.15: 受電端末が存在しない場合に直線状アレイに生じる電流分布

表 2.4: 負荷を 50 Ω として、シミュレーションにより得られた効率

Position	1	2	3	4	5
Efficiency	90.0%	3.9%	86.7%	1.0%	84.7%

べきである．すなわち，給電範囲内における磁束密度をより一定にすることが必要不可欠である．ここで送電共振器及び中継共振器に注目すると，磁束は式 (2.37) のようにアンペール-マクスウェルの式によって記述される．

$$\nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{j} + \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} \quad (2.37)$$

ここでも電界の影響を無視すると，磁界は電流と対応することがわかる．そのため，位置ずれに強いシステムを構築するためには，均一な電流分布を実現する必要がある．ゆえに送電共振器及び全ての中継共振器に同じ共振器を用い，さらに等間隔に配置した上で，全ての共振器の電流が等しくなるように設計することが位置ずれに強い無線電力伝送を実現するための条件であると考えられる．

仮説を検証するため Kim らのシステム [11] を等価回路により解析した．シミュレータには LTspice を用いた [74]．Kim らの実験ではループコイルを用いた間接給電であったが，現在では直接給電が主流であり，回路シミュレーションをするにあたって不確定要素が多いため，今回は直接給電を想定してシミュレーションを行った．シミュレーションに用いたパラメータは，Kim らのシステムに習って表 2.3 に示すように設定した．まず初めに，受電共振器が存在しない場合の送電共振器及び中継共振器に発生する電流をシミュレーションにより求めた．図 2.15 に得られた電流分布を示す．L1, L2, L3, L4, L5 のそれぞれが Kim らのシステムにおける 1st, 2nd, 3rd, 4th, 5th にそれぞれ対応する．L1 のグラフが見えにくい，これは L5 のグラフとほぼ重なっているためである．つまり，L1, L3, L5 については大きな電流が生じているものの，L2, L4 についてはほぼ電流が生じていない．この結果を 1.1.2 節で示した図 1.12 と比較すると，谷が生じる位置と電流が生じていない共振器が一致する．つづいて，電力効率をシミュレーションにより求めた．Kim らのシステムにおいて受電共振器は鉛直上に配置しているものの，送電共振器に比べ小型であったため結合係数は 0.2 に設定した．負荷インピーダンスを 50 Ω として，シ

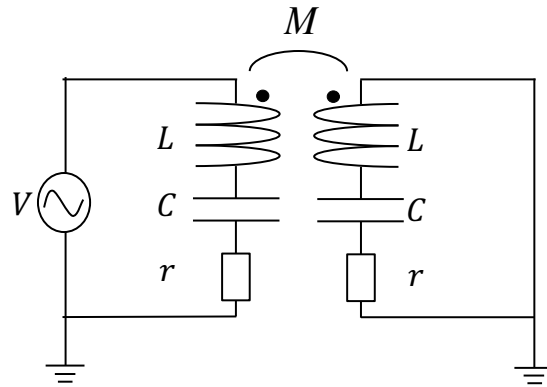


図 2.16: 送電共振器と中継共振器が磁気結合したシステムの等価回路

ミュレーションにより得られた効率を表 2.4 に示す．この図を 1.1.2 節で示した図 1.12 と再度比較すると，電力効率の傾向が完全に一致していることが確認できる．この結果は今回の仮説を強く支持するものである．

また今回の仮説を支持するものとして三輪らのシステムを取り上げたい．三輪らのシステムにおいては，4 つの共振器も格子状に敷き詰めた場合にどの共振器上においても高効率給電可能な周波数が存在することが知られている．この周波数における電流分布を解析したところ，それぞれの共振器に同相で振幅がほぼ等しい電流が生じていることが確認されている．以上の理由から，共振器それぞれに同一の電流を発生されることで高効率な給電を広範囲で行えるものと考えた．次節では，全ての電流を等しくするための設計手法について検討する．

### 2.3.2 中継器が 1 つのシステムにおける電流の均一化手法

簡単のため，まず送電共振器 1 つと中継共振器が 1 つのシステムについて考える．システム構成及び，各パラメータを図 2.16 に示す．磁界共振結合型の無線電力伝送においては，自己共振器を用いるため，送電の角周波数  $\omega$  に関して

$$\omega = 1/\sqrt{LC} \quad (2.38)$$

が成立する．磁界共振型の無線電力伝送の設計パラメータは，一般に，共振器間の結合係数及び共振器個々の  $Q$  値である．そのため，初めにこの 2 つのパラメータを適切に設計することにより，2 つの共振器の電流を均一化することを考える．送電共振器の電流を  $I_1$ ，中継共振器の電流を  $I_2$  とすると， $I_1$  と  $I_2$  の間には次式 (2.39) が成立する．

$$j\omega M I_1 = r I_2 \quad (2.39)$$

つまり， $I_1$  と  $I_2$  の電流位相は必ず  $\pm\pi/2$  ずれてしまい，また，一般に  $|j\omega M| \gg r$  であるから，振幅も大きく異なる．これは，結合係数や  $Q$  値をいくら調節したとしても，電流を均一化できないことを示している．

結合係数や  $Q$  値の設計では対応できないため，他に設計パラメータを追加する必要がある．しかしながら，このシステムに課されている拘束条件は式 (2.38) のみであるから，この拘束

条件を一度解除して考える．このとき，各共振器は給電周波数で共振しているとは限らず，共振器1つにつき  $L_i$  と  $C_i$  の2つがパラメータとして追加されるが，給電周波数におけるシステムの動作のみを考えた場合には，インピーダンスの合成値  $Z_i(\omega) = r + j(\omega L_i - 1/(\omega C_i))$  のみが重要であるため，実質的には共振器1つにつき1つのパラメータ  $Z_i(\omega)$  が追加されることになる．そこで以下では，給電周波数におけるインピーダンス  $Z_i(\omega)$  を適切に設計することにより，電流を均一化することを考える．

$I_1 = I_2 = I$  と仮定して，中継共振器に対して KVL を適用し， $Z_2(\omega)$  について解くと式 (2.41) を得る．

$$j\omega MI + Z_2(\omega)I = 0 \quad (2.40)$$

$$Z_2(\omega) = -j\omega M \quad (2.41)$$

次に送電共振器に KVL を適用すると，

$$j\omega MI + Z_1(\omega)I = V \quad (2.42)$$

を得る．この式は  $Z_1(\omega)$  に関して一意に解くことができない．なぜなら， $Z_1(\omega)$  が変化したとしても， $I$  の振幅と位相が変化するだけであり，電流の均一化には寄与しないからである．そのため，電流の均一化という観点では  $Z_1(\omega)$  は任意の値で構わないが，力率はできる限り向上させるべきであるため，

$$\text{Im}(Z_1(\omega)) = -\omega M \quad (2.43)$$

が満たすべき条件となる．条件式の実現可能性について考えると， $Z_1(\omega)$ ， $Z_2(\omega)$  は寄生抵抗を有するため，式 (2.43) は実現可能であるが，式 (2.41) は厳密には実現不可能である．しかし， $|\omega M| \gg r$  であれば，式 (2.41) は近似的に成立し，

$$I_2 = \frac{j\omega M}{-r + j\omega M} I_1 \quad (2.44)$$

となるため， $r'/|\omega M|$  が0に近づくにつれて， $I_2$  は限りなく  $I_1$  に漸近する．ゆえに満たすべき条件は， $i = 1, 2$  において以下の式 (2.45) と式 (2.46) が成立することである．

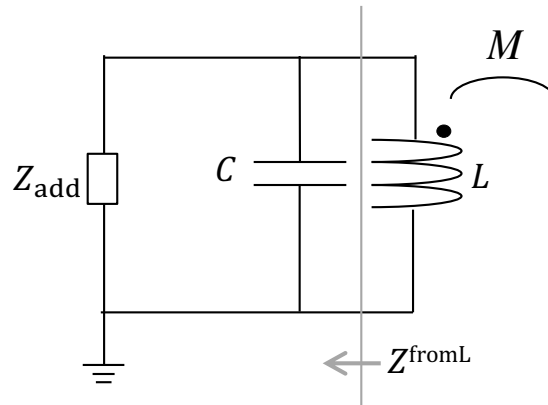
$$\text{Im}(Z_i(\omega)) = -\omega M \quad (2.45)$$

$$|\omega M| \gg r \quad (2.46)$$

最後に自己共振の条件式 (2.38) に関して考えたい．現状のところ，式 (2.38) が成立するシステムが磁界共振結合型の無線電力伝送システムであると見なされている．今回の設計においては式 (2.38) が成立していないため今回のシステムは磁界共振結合型ではないとも考えられるが，送電共振器と中継共振器の2つを合わせて1つの共振器として捉えると，今回のシステムに関しても給電周波数で自己共振している．そのため，今回のシステムは広義的な磁界共振結合型の無線電力伝送システムであると考えられる．

### 2.3.3 任意の共振器アレイにおける電流の均一化手法

先ほどの手法と同様にして，同一の共振器を等間隔に任意形状に配置するシステムにおいて，電流分布を均一化する手法を考える．まず初めに共振器の等価回路に関して考える

図 2.17: スパイラル共振器における  $Z_{fromL}$  の定義

が，一般に共振器は，直列共振回路 [31]，並列共振回路 [32]，並列キャパシタンスと直列のインダクタンスもしくはキャパシタンスを有する共振回路 [33] 等によって解析可能であることが知られている．そのため，今回はこれら全ての等価回路に応用できるよう，等価回路をより一般化し，磁気結合したインダクタからみた共振器自体のインピーダンス  $Z_{fromL}$  を用いて解析する．例として図 2.17 に，スパイラル共振器のポートにインピーダンス  $Z_{add}$  を接続したモデルを示した．

全ての共振器に同じ電流  $I$  が流れていると仮定して，ある中継共振器  $i$  において満たされるべき条件式を導く．中継共振器  $i$  に KVL を適用すると式 (2.48) を得る．

$$j\omega LI + \sum_{k \neq i} (j\omega M_{ik} I) - Z_i^{fromL} I = 0 \quad (2.47)$$

$$Z_i^{fromL} = j\omega \left( L + \sum_{k \neq i} M_{ik} \right) \quad (2.48)$$

これが中継共振器  $i$  に課される条件であり，これを満たすようにシステムを設計する必要がある．具体的には，以前に述べたように結合係数， $Q$  値， $Z_i^{fromL}$  を設計することになる．一般的には  $Z_i^{add}$  を適切に接続して  $Z_i^{fromL}$  を設計するのが最も簡便である．

つづいて，送電共振器について考える．送電共振器については，どのようなインピーダンスの素子を接続しようとも電流分布は変化しない．しかしながら，接続した素子により出力される電流振幅が変化する．これは力率が変化することを意味しており，力率はできる限り 1 に近づけるべきであるから，送電共振器にはポートからみたリアクタンスが 0 となるように，すなわち共振するようにリアクタンス素子を接続すべきである．ここで，自己共振させるのではなく，システム全体として共振させることに注意されたい．すなわち隣接する中継共振器からの相互結合成分を考慮して，共振させる必要がある．接続すべきキャパシタンスの値は共振器の種類によって異なるため一概には言えないが，例えば，直列共振型の等価回路で表現されるループコイルを用いる場合には以下の式によって与えられる．

$$\frac{1}{\omega C_i} = \omega \left( L + \sum_{k \neq i} M_{ik} \right) \quad (2.49)$$

他の共振器を用いる場合でも，相互結合成分を考慮してリアクタンス素子を接続すればよい．

### 2.3.4 任意電流分布の実現手法

電流を均一化する手法を更に応用して，任意の共振器を任意の位置関係で配置した際に，任意の電流分布を実現する手法について考える．前節と同様に  $Z_i^{fromL}$  を用いて解析を行う．共振器  $i$  の電流が  $\alpha_i I$  となるようなシステムの設計手法を考える．そこで共振器  $i$  の電流  $\alpha_i I$  であると仮定して，共振器  $i$  において KVL を適用すると，

$$j\omega L_i \alpha_i I + \sum_{k \neq i} (j\omega M_{ik} \alpha_k I) - Z_i^{fromL} I = 0 \quad (2.50)$$

となる．したがって，共振器  $i$  において満たされるべき条件

$$Z_i^{fromL} = j\omega \left( \alpha_i L_i + \sum_{k \neq i} \alpha_k M_{ik} \right) \quad (2.51)$$

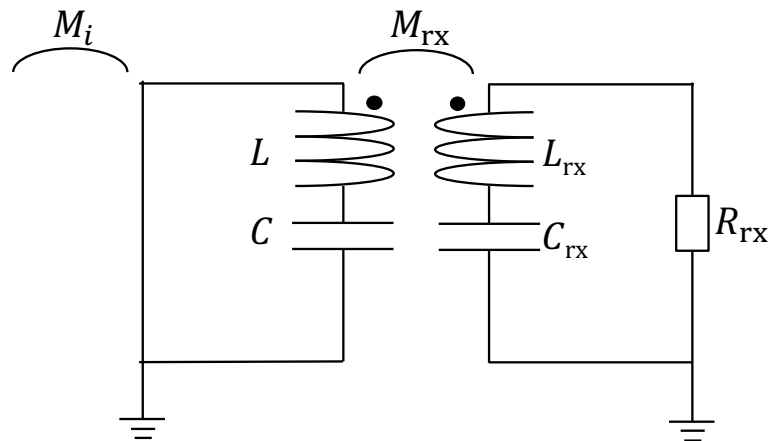
を得る．各共振器において式 (2.51) が成立するように結合係数， $Q$  値， $Z_i^{fromL}$  を設計する必要がある．ここで，実部の調節について考えるが， $Z_i^{add}$  によって実部を調節するためには，共振器のポートに抵抗を接続することになる．しかし，実数成分を減らすことは適切な電源を接続することに相当し，また電力効率を考えると抵抗を接続し実数成分を増加させるのは適切でない．つまり，実部のずれが大きく，結合係数や  $Q$  値の調節によって対応ができないような電流分布に関しては，高効率に実現することは原理的に不可能である．

### 2.3.5 受電共振器が電流分布に与える影響

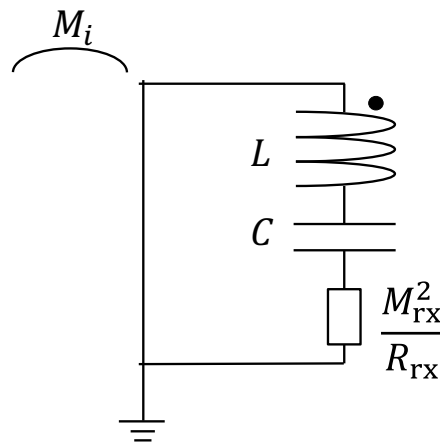
受電共振器が存在することによって電流分布が大きく歪んでしまつては広い範囲で高効率な給電を行うことができない．そこで本節では，受電共振器が存在することによって電流分布がどのように変化するのか検証する．

受電共振器が存在した場合，等価回路上に起こる変化を考える．今回は簡単のため，各共振器に存在する損失抵抗及び電源の出力インピーダンスは無視できるほど小さいものとして解析する．このとき，受電共振器と受電共振器が強く結合している中継共振器または送電共振器について考える．等価回路を図 2.18(a) に示す．受電共振器が送電周波数において自己共振しているものとすれば，受電共振器が送電共振器及び中継共振器の電流に与える影響は，強く結合している中継共振器または送電共振器に接続された抵抗によって与えられる電流の歪みと等価である．なぜなら，負荷  $R_{rx}$  を有し，相互インダクタンス  $M_{rx}$  で結合した受電共振器は鳳-テブナンの定理を用いて図 2.18(b) に示した回路に等価変換可能であるためである．ゆえに考える問題は，受電共振器が存在しない環境下において，ある中継共振器もしくは送電共振器に電流  $I_0$  が生じている場合，その共振器に  $M_{rx}^2/R_{rx}$  なる抵抗を接続した場合の電流の歪みを求めることである．

このような問題を考える場合，補償の定理が有効であることが知られている．図 2.19 のように，抵抗  $M_{rx}^2/R_{rx}$  と電圧源  $I_0 M_{rx}^2/R_{rx}$  を同時に挿入することを考える．この回路



(a) 受電共振器を用いた等価回路



(b) 受電共振器を抵抗に置き換えた等価回路

図 2.18: 受電共振器と中継共振器または送電共振器との結合の等価変換

では抵抗  $M_{rx}^2/R_{rx}$  での電圧降下と電圧源から印加される電圧が打ち消しあうため、電流分布は変化せず、この共振器の電流も  $I_0$  で変化しない．ここから電圧源  $I_0 M_{rx}^2/R_{rx}$  を取り除くと、抵抗  $M_{rx}^2/R_{rx}$  のみを接続したシステムとなる．ここで重ね合わせの理を用いると、抵抗  $M_{rx}^2/R_{rx}$  が与える電流の歪みは、抵抗  $M_{rx}^2/R_{rx}$  を接続したシステムにおいてその抵抗に直列に接続された電圧源  $I_0 M_{rx}^2/R_{rx}$  によって生じる電流に等しい．そこで図 2.19 のシステムにおいて電圧源  $I_0 M_{rx}^2/R_{rx}$  によって生じる電流を計算する．

既に述べたように提案するシステムの設計は、送電共振器なのか中継共振器なのかによらず近接する共振器間の相互インダクタンスと設計した電流値から決定される．つまりどの共振器に電圧源が与えられても電流値の相対的なバランスは変化しない．すべての共振器で式 (2.51) が成立していれば、図 2.19 の電圧源から発生する電流も設計値の相対的なバランスを保持している．ゆえに抵抗  $M_{rx}^2/R_{rx}$  を接続することによって生じる電流の歪みは、設計した電流分布の定数倍であるため、電流分布は歪まない．以上より、提案する設計手法は受電共振器が存在する環境下においても有効であることを示された．ただし、本節での解析では共振器における損失抵抗、および電源の出力インピーダンスを十分に小

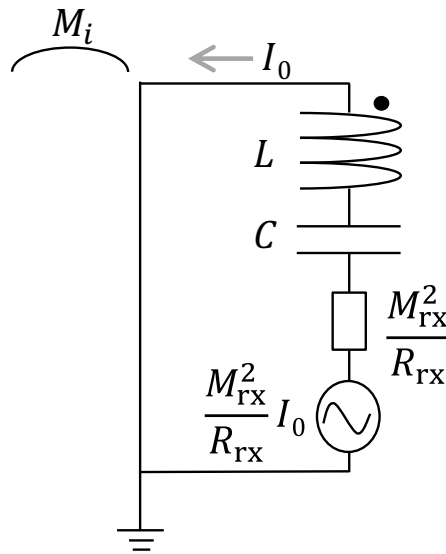


図 2.19: 受電端末の影響を打ち消す電源を挿入した等価回路

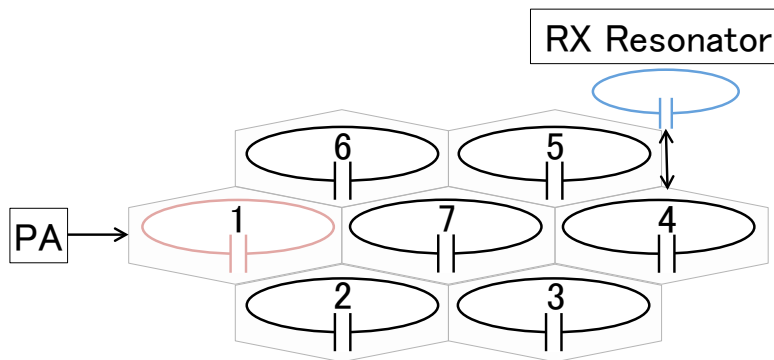


図 2.20: 電流を均一化した無線給電シートのシステム構成

さいものとして解析を行った．現実には，共振器の損失抵抗が増加するに従い，設計式からずれが生じるため電流分布が歪むだけでなく，受電共振器による歪みも大きくなる可能性があることに注意されたい．つづいてシステムを回路的に解析することにより，伝送効率および伝送電力の見積もり式を導出する．

### 2.3.6 電流が均一なシステムの設計例

条件式 (2.49) を用いたシステムの設計例を示す．システムの概要を図 2.20 に示す．今回は簡単のため，全ての共振器は同一で，ループコイルにコンデンサを接続したものを使用し，等間隔に配置するものとした．回路シミュレーションのパラメータを図 2.5 に示す．インダクタンスは直径 30cm のループコイルを想定し，参考文献を基に  $1\mu\text{H}$  に設定した [80]．寄生抵抗  $0.1\ \Omega$ ，誘電正接  $1/1000$ ，隣り合う共振器間の結合係数を全て  $-0.1$  とし，他の結合については非常に弱いものとして無視した [11]．給電周波数は ISM バンド

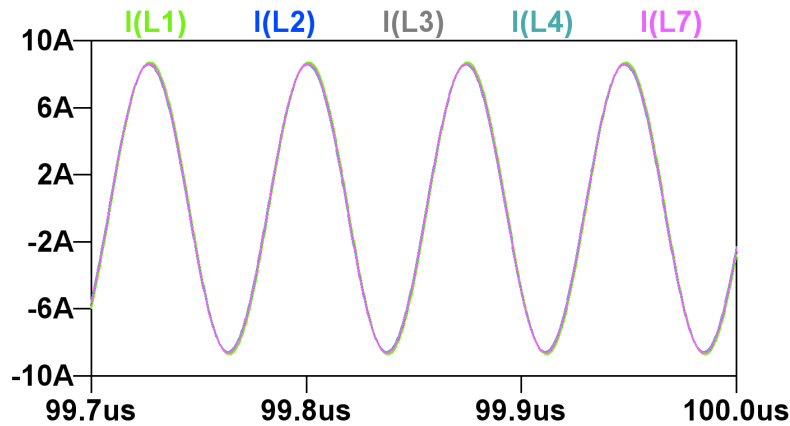


図 2.21: 電流のシミュレーション結果

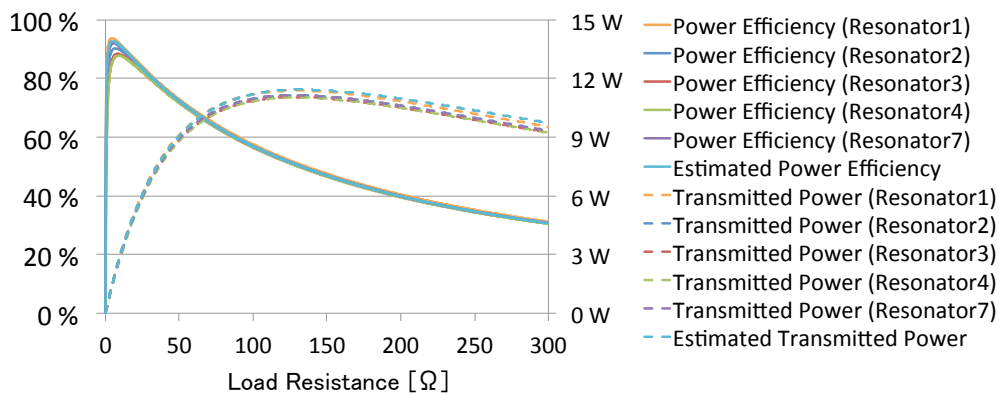


図 2.22: 電流を均一化したシステムにおける電力効率と伝送電力

を想定して 13.56MHz とし，式 (2.48) より求めたキャパシタンスは，共振器 7 が 344.4pF であり，その他については 196.8pF であった．

得られた設計により回路シミュレーションを行った．回路シミュレータには LTspice を用いた．まずはじめに，受電共振器が無い場合の電流分布を図 2.21 に示す．ここで電源については，電圧振幅 10V，内部インピーダンス  $0\ \Omega$  とした．得られた結果より，全ての共振器の電流が均一になっており，設計の妥当性が示された．

つづいて受電共振器を配置した場合の伝送効率と伝送電力を求めた．これ以降，伝送効率は  $|S_{21}|^2$  ではなく，電力効率を使って定義する．受電共振器に関しては，インダクタンス  $0.5\ \mu\text{H}$ ，損失抵抗  $0.1\ \Omega$  とし，共振器 1, 2, 3, 4, 7 と結合係数 0.2 で結合した場合について計算した．接続するキャパシタンスは 13.56MHz で自己共振するよう  $137.8\text{pF}$  としている．シミュレーションにおいては，LTspice を用いて Z 行列を計算することにより，受電端末の負荷を変化させた際の電力効率と伝送電力を計算した．シミュレーション結果と後の 2.3.7 節で示す見積もり式 (2.57) 及び式 (2.59) を用いて計算した結果を図 2.22 に示す．得られた結果より，受電端末の負荷が約  $5\ \Omega$  のところで電力効率が最大化している．それに対して，伝送電力は約  $110\ \Omega$  で最大となっている．伝送電力は電源の出力電圧に



表 2.5: 電流の均一化に対する回路シミュレーションのパラメータ

給電周波数	損失抵抗	インダクタンス	中継共振器間の結合係数
13.56MHz	0.1 $\Omega$	1 $\mu$ H	-0.1

よって調節可能であるため，高効率給電が可能な 5  $\Omega$  あたりの領域で給電するのが適切である．次小節にて導出する見積もり式によって計算した値は，シミュレーション結果と酷似しており，見積り式の正当性が確認できる．

### 2.3.7 システムの動作解析

本節では，得られた設計手法により設計したシステムの電流  $I$ ，電力効率  $\eta$  及び伝送電力  $P$  を数量的に見積もるため，見積もり式を導出する．今回はシミュレーションに用いた直列共振型の共振器を用いた場合について述べる．見積り式の導出に際しては，設定した電流分布が完全に満たされているものとして近似的に解析する．

まず初めに電流  $I$  を見積もる．電源電圧を  $V$ ，電源の電流を  $I$  とする．力率は 1 であるから， $V$  と  $I$  の位相は同じであるとしてよい．そこで  $V$  及び  $I$  の位相を 0 とする．このとき

$$\text{Re}(VI^*) = VI \quad (2.52)$$

が成立する．電源から出力される電力と，消費される電力は等しいため

$$VI = \sum_k \text{Re} \left( |\alpha_k I|^2 Z'_k(\omega) \right) \quad (2.53)$$

である．ここで  $Z'_k(\omega)$  は中継共振器  $k$  に接続している受電共振器による消費電力を考慮した抵抗成分である．受電共振器  $j$  と相互インダクタンス  $M_j$  で結合しており，受電共振器の負荷を含めた抵抗値を  $R_j$  とすれば，

$$Z'_k(\omega) = Z_k^{\text{from } L}(\omega) + \sum (\omega M_j)^2 / R_j \quad (2.54)$$

で表される．式 (2.53) を整理すると次式 (2.55) を得る．

$$I = \frac{V}{\sum |\alpha_k|^2 \text{Re} (Z'_k(\omega))} \quad (2.55)$$

つづいて，電力効率を見積もる．まずはじめに負荷も含めて設計した場合について述べる．負荷  $R$  の接続されている共振器番号を  $i$  とすると，消費電力は負荷と電流の 2 乗の積であるから以下で与えられる．

$$\eta = \frac{|\alpha_i|^2 R}{\sum |\alpha_k|^2 \text{Re} (Z'_k(\omega))} \quad (2.56)$$

次に負荷を含めず設計した場合について考える．2.3.6 節にて行った設計などがこの場合にあたり，この場合についても先程と同様の解析によって電力効率  $\eta$  を求めることができる．受電共振器の負荷を  $R$ ，損失抵抗を  $r$  とし，受電共振器が共振器番号  $i$  の中継共振器

と相互インダクタンス  $M$  で結合しているとする．このとき，受電共振器にて消費される電力は中継共振器  $i$  に直列に接続された  $(\omega M)^2/(R+r)$  なる抵抗にて消費される電力に等しい．その電力のうち，負荷  $R$  にて消費される電力の割合は  $R/(R+r)$  であるから，式 (2.56) を用いると式 (2.57) を得る．

$$\eta = \frac{|\alpha_i|^2}{\sum |\alpha_k|^2 \operatorname{Re}(Z'_k(\omega))} \frac{(\omega M)^2}{R + 2r + r^2/R} \quad (2.57)$$

最後に伝送電力を見積もる．先程と同様，初めに負荷も含めて設計した場合を考える．式 (2.55) より伝送電力  $P$  は，

$$P = R |\alpha_i I|^2 = R \left( \frac{|\alpha_i| V}{\sum |\alpha_k|^2 \operatorname{Re}(Z'_k(\omega))} \right)^2 \quad (2.58)$$

によって与えられる．負荷を考慮せず設計した場合には， $R$  を  $(\omega M)^2/(R+r)$  に置き換え，受電共振器の損失抵抗によって消費される電力を考慮すると次式 (2.59) となる．

$$P = \frac{(\omega M)^2}{R + 2r + r^2/R} \left( \frac{|\alpha_i| V}{\sum |\alpha_k|^2 \operatorname{Re}(Z'_k(\omega))} \right)^2 \quad (2.59)$$

見積もり式 (2.57) 及び式 (2.59) により計算した電力効率と伝送電力を図 2.22 に示した．電流分布が均一であると仮定して解析を行ったが，誤差は非常に小さいことが確認できた．

共振器に生じる電流を設計することによって高効率給電可能な領域を拡大する手法を導出した．本手法は同一の共振器を用いた共振器アレイに対して，等しい電流が流れるよう各共振器を設計することにより，均一な磁界を生成するものである．本手法は受電共振器を無視して設計するが，受電共振器の影響を考慮しても，共振器の損失抵抗が十分に小さければ電流分布は設計通りとなり歪まないことが確認できた．シミュレーション結果によると，どの共振器と結合しても高効率な給電が可能であること，均一な電力の送電が可能であることが確認され，それらの値は導出した見積もり式で正確に見積もり可能であることがわかった．次節 2.3.8 では，本手法を無線電力伝送シートに応用する．

### 2.3.8 形状の変更が可能な無線電力伝送シート

提案した電流の均一化手法を応用した無線電力伝送シートの設計について述べる．提案する無線電力伝送シートは，モジュールを並べ替えることによってユーザが無線電力伝送シートの形を自由に变更できるだけでなく，シート上の機器同士が電力を融通し合うことが可能であるという特徴を有する．

今回提案する無線電力伝送シートは2つのユニークな特徴を有している．1つ目の特徴は，ユーザが自由に形状を变更可能であることである．提案するシステムはモジュール化された6種類の共振器から構成され，場所に応じて適切な種類のモジュールを選んで配置するだけで，任意の形状の無線電力伝送シートを構成することが可能である．2つ目の特徴は，シート上の端末から電力を供給することが可能な点にある．現在までに提案されている無線電力伝送シートは全て，シートが電源に接続されていることを想定していた．しかしながら，電源が無い環境においてもラップトップPC等を用いてスマートフォンの充電が行われている．このような使用シーンを想定すると，ラップトップPC等の端末を電

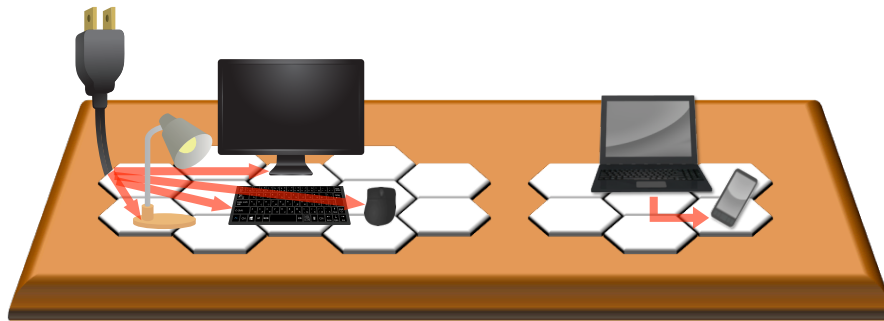


図 2.23: 提案する無線電力伝送シートの使用イメージ

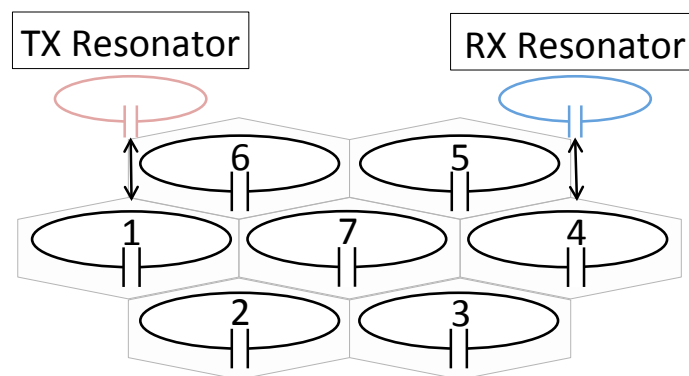


図 2.24: 無線電力伝送シートのシミュレーションモデル

源として用いることができる方が望ましく、またそれも無線で接続できる方が望ましい。この特徴は 1.1.2 節で紹介したいずれの無線電力伝送シートも有していない特徴である。

提案する無線電力伝送シートの使用例を図 2.23 に示す。このように卓上に無線電力伝送シートをユーザの好きな形に配置することで、シート上の全ての機器に無線電力伝送することが可能である。電源は既に述べたように、シートを電力源に接続しなくとも、ラップトップ PC のように余剰電力の有する機器があればその機器から分け与えることも可能である。そのため、家やオフィス以外の出先においても使用できる。それ以外にもかばんの中に入れておくことにより、かばんの中でラップトップ PC から携帯型端末群に給電したり、床にシートを敷き詰めることによってロボット型掃除機などを給電したりするようなアプリケーションにも応用可能である。

位置ずれに強い無線電力伝送シートを実現するためには、同一の共振器を等間隔に多数敷き詰め、全ての共振器の電流を均一にする必要がある。そのための条件は式 (2.48) によって与えられる。ここで共振器間の磁気結合は距離の 3 乗で減衰するため、隣り合う共振器同士の成分が支配的であることに着目する [11, 33]。隣り合う共振器との結合以外を無視すると、式 (2.48) は次式 (2.60) のように変形される。

$$Z_i^{fromL} = j\omega (L + n_i M) \quad (2.60)$$

ここで  $n_i$  は共振器  $i$  に隣り合う共振器の個数である。位置ずれに強いシステムを実現す

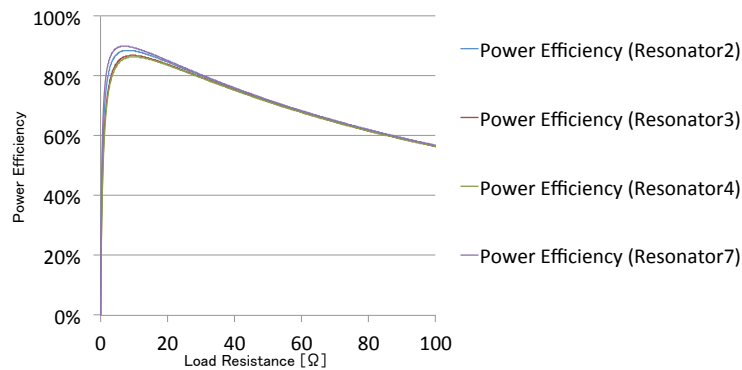


図 2.25: 無線電力伝送シートにおける電力効率

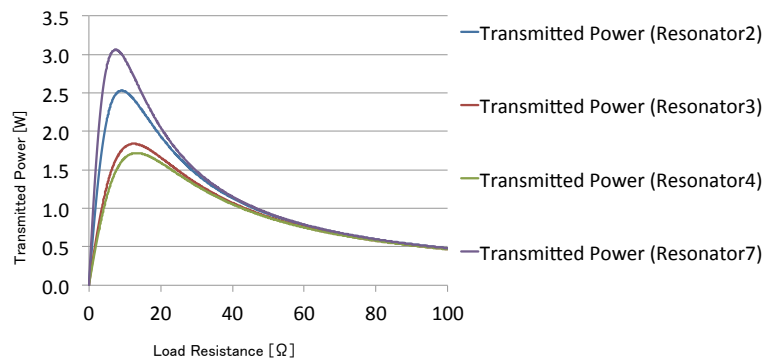


図 2.26: 無線電力伝送シートにおける伝送電力

る場合，できる限り隙間無く共振器を敷き詰めるべきであるから，共振器を三角格子状に敷き詰めるのが適当である．この場合， $n_i$  は 1 から 6 までしか有り得ないため， $n_i = 1$  から  $n_i = 6$  に応じた共振器を予め作成しておき，それらを適切に配置することによって，ユーザが最適化した任意の形状の無線電力伝送シートを作成することが可能である．この  $n_i = 1$  から  $n_i = 6$  に対応した共振器モジュールこそ今回提案する無線電力伝送シートモジュールである．各モジュールを設計する際には，磁気結合しているインダクタンス  $L$  及び隣接共振器間の相互インダクタンス  $M$  を測定し，式 (2.60) を満たすように  $Z^{\text{add}}$  を接続すれば良い．また，2 節においても述べたように，今回の設計手法を用いた場合システム全体として 1 つの共振器となる．そのため，無線電力伝送シート全体を 1 つの中継共振器のように用いることが可能である．つまり，これはシートに直接給電する必要が無いことを示しており，端末が給電源になることも可能であることを表している．

無線電力伝送シートに直接給電した際の動作は 2.3.6 節にて行ったシミュレーションと同様であるため，既に位置ずれに強い給電が可能であることが示されている．そこで，本節では，端末同士の電力融通に関してシミュレーションを行う．送電共振器は受電共振器と同一とし，全ての設計は 2.3.6 節のシステムと同一とする．送電共振器は結合係数 0.2 で共振器 1 と結合し，受電共振器は結合係数 0.2 で共振器 2, 3, 4, 7 と結合するものとした．得られた電力効率を図 2.25 に，伝送電力を図 2.26 示す．電力効率，伝送電力共に

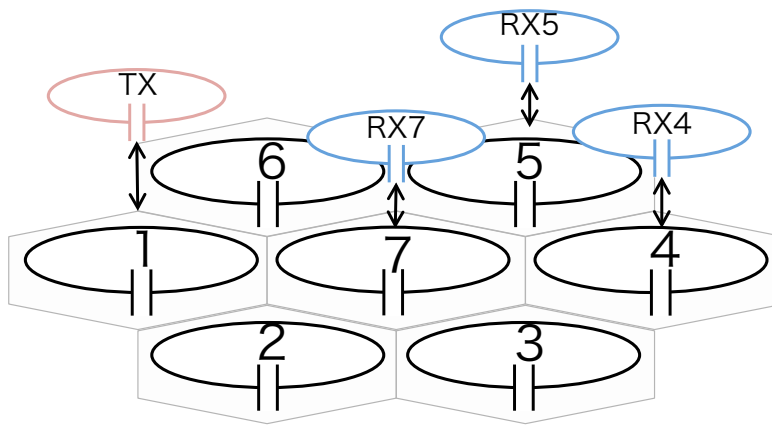


図 2.27: 複数の受電端末存在時のシミュレーションモデル

10  $\Omega$  あたりで最大となっている．しかしながら，伝送電力は受電共振器の位置により大きく異なっている．負荷が 40  $\Omega$  以上であれば，位置による伝送電力の差異は小さい．ゆえに伝送電力を含めて位置によらない給電を実現するのであれば 40  $\Omega$  を用い，電力効率を最優先するのであれば 10  $\Omega$  程度を用いるのが良い．また，負荷が 40  $\Omega$  のときには各共振器での損失は伝送電力の約 4.5% 程度であるため，理論上 22 個の共振器を敷き詰めたとしても 50% 以上の効率が実現できる．これは約 3.4m<sup>2</sup> 程度の面積をカバーしていることになる．

次に 3 つの受電共振器が存在する場合についてシミュレーションを行った．シミュレーションモデルを図 2.27 に示す．全てのパラメータは先程のものと全て同一とするが，負荷に関しては 10  $\Omega$  と 40  $\Omega$  の 2 つの値に固定した．負荷が 10  $\Omega$  の場合，伝送電力は RX4 が 0.55W，RX5 が 0.58W，RX7 が 0.96W であり，3 つを合わせた電力効率は 89.5% であった．受電共振器が 1 つの場合の電力効率は 86.4% であったため，効率は 3% 程度改善しているが，やはり伝送電力には差異が生じていた．負荷が 40  $\Omega$  の場合，伝送電力は RX4 が 0.78W，RX5 が 0.79W，RX7 が 0.84W であり，伝送電力の差異は非常に小さく収まっている．受電共振器が 1 つの場合の電力効率は 76.0% であったのに対し，3 つを合わせた電力効率は 88.4% であり，10% 以上改善している．ゆえに複数の負荷を用いる場合には 40  $\Omega$  あたりを用いるのが適当である．以上より，受電端末の負荷は，受電端末の個数などにより適宜調節することで特性の改善が得られることがわかった．

## 2.4 直線状アレイ化と平面状アレイ化の比較

直線状アレイ化と平面状アレイ化について，設計手法を提案し，それぞれ伝送効率を解析的に導出した．解析によると，直線状アレイにおける電力効率は式 (2.35)，平面状アレイは式 (2.57) によって表される．いずれも送電に用いる共振器の個数が増加するに従って効率は低下する．つまり，直線状アレイにおいてはホップ数が増えるに従って効率が低下し，平面状アレイ化においてはアレイのサイズが大きくなるに従って効率が低下する．しかし，直線状アレイ化については，中継共振器を ON/OFF 制御することにより，電流が生じる共振器の個数を最小限に留めることができるため，平面状アレイ化よりも高効率な電力伝送が期待できる．それに対して平面状アレイ化については，共振器の ON/OFF 制

御を行わないため、すべての共振器で電流が生じることとなる。その一方、平面状アレイは直線状アレイと異なり、中継共振器の ON/OFF 制御が不要であるため、ON/OFF 制御のための機構や受電器の位置検出機構が不要である。以上より、効率とシステムの複雑さにおいて、直線状アレイ化と平面状アレイ化にはトレードオフが存在することが明らかとなった。

## 2.5 あとがき

本章では、伝送範囲拡大のための共振器アレイ化手法に関して、直線状アレイ化と平面状アレイ化の両者を提案した。直線状アレイ化については、ホップ数が変化したとしても高い伝送効率を維持することが可能な設計手法を確立した。送電共振器から ON 状態の中継共振器を連ねることによって、受電共振器まで電力を伝送することが可能であり、相互インダクタンスの設計式、システムの実装手法を提案した。それに対して、平面状アレイ化では、電流分布を設計パラメータとすることにより、共振器アレイ内で所望の電流分布を実現し、位置依存性の低い平面状アレイを設計する手法を確立した。またこの手法を無線電力伝送シートに応用し、形状の変更が可能な無線電力伝送シートを構築するための共振器モジュールを提案した。直線状アレイ化では ON 状態の中継共振器と送受電共振器にのみ電流が生じないため、ホップ数に比例して伝送効率が低下するが、平面状アレイ化では全ての共振器に電流が生じるため直線状アレイ化に比べて効率が低くなることがわかった。ただし、直線状アレイ化は中継共振器のスイッチングおよび受電共振器の位置検出が必要であり、直線状アレイ化と平面状アレイ化は、効率とシステムの複雑さにおいてトレードオフの関係にあることがわかった。

## 第3章

---

# 電流方向に着目した共振器 構造

### 3.1 まえがき

本章では磁界共振結合型の無線電力伝送に用いる共振器構造について、2つの側面から検討を行った。1つ目の側面は漏洩電磁界である。磁界共振結合の無線電力伝送を実用化する上で、人体防護やEMC対策は必要不可欠であり、そのためには漏洩電磁界を低減させる必要がある。本章ではこの問題に対して、最も基本的な磁界発生源であるループ電流が遠方に生成する電磁界に着目し、複数のループ電流を重ね合わせることで、漏洩電磁界を打ち消すための条件式を導出した。その条件式をもとに、漏洩電磁界を打ち消した共振器構造を提案する。

2つ目の側面は効率改善である。これまでも共振器単体の構造を工夫することにより効率改善を目指す論文は多数存在するが、従来の共振器構造はその電気長が最大でも半波長であったのに対し、今回提案する共振器構造は、半波長の整数倍の電気長を有することが可能となり、電気長が拡大されたことにより $Q$ 値の向上が期待できる。本論文においては、共振器単体の構造を工夫するのではなく、既存の共振器構造を複数個用いることにより、より高効率な1つの共振器構造を実現する点が、従来の手法と大きく異なる。

本章の構成は以下の通りである。まずはじめに漏洩電磁界を打ち消した共振器構造について説明したのち、つづいて電気長を拡大した共振器構造について述べる。

### 3.2 漏洩電磁界を打ち消した共振器構造

#### 3.2.1 ループコイルの生成する電磁界

4つの共振器を用いて四角形のアレイを構成し、隣り合う共振器間で逆相の電流を流すことによって漏洩磁界を低減する手法が提案されている [54]。このように逆相の電流を用いることで漏洩電磁界を打ち消すことが可能であるかもしれない。本論文においては、共振器から放射される電磁界を打ち消すための条件をアンテナ理論に基づいて導出し、その条件をもとにした共振器構造を提案する。既存の共振器は漏洩電磁界の低減効果を確認しているに留まっているが、本手法では漏洩電磁界を理論上厳密に打ち消しており、それが最大の違いである。

磁界共振結合型無線電力伝送において、送受電素子としてループ共振器、ヘリカル共振器、スパイラル共振器が一般的に用いられている。ヘリカル共振器やスパイラル共振器はループ共振器の組み合わせ構造と考えられるため、ループ共振器は最も基本的なユニットである。そこで本研究ではループ共振器の解析に基づいて漏洩電磁界の低減手法について考える。

ループ共振器の作る電磁界を求める手法として次の2つの手法が考えられる。まず1つ目は、ピオ・サバールの法則より直接的に磁界分布を求める手法である。この手法は共振器近傍にて非常に精度がよく、無線給電空間における磁界分布を求めるには最適の手法である。逆に言えば、無線給電空間から少しはみ出た領域において電磁界が打ち消されるような構造を考案する手法が考えられる。しかしながら、設定した領域において電磁界が効率良く打ち消されたとしても、より遠方において電磁界が打ち消されるとは限らない。

それに対してもう1つの手法としてループアンテナの解析手法を応用することが考えられる。幸いなことにループアンテナが放射する電磁界分布は、ヘルツポテンシャルにより計算することができる。この理論は電氣的に小型なループ電流をもと



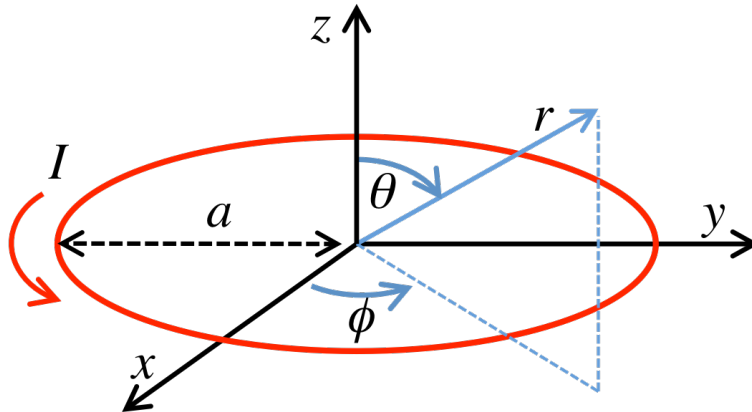


図 3.1: ループ電流と解析空間

に計算を行うため，電氣的に小型なループ共振器が放射する電磁界の推定にそのまま適用することができる．図 3.1 に示した左回りループ電流  $I$  からの放射に関して，計算により得られる電磁界分布は以下であり，ここで  $a$  ループ電流の半径， $k$  は放射空間の波数， $\eta$  は放射空間の特性インピーダンスである [81]．

$$E_r = 0 \quad (3.1)$$

$$E_\theta = 0 \quad (3.2)$$

$$E_\phi = \eta \frac{(ka)^2 I \sin \theta}{4r} \left( 1 + \frac{1}{jkr} \right) e^{-jkr} \quad (3.3)$$

$$H_r = j \frac{ka^2 I \cos \theta}{2r^2} \left( 1 + \frac{1}{jkr} \right) e^{-jkr} \quad (3.4)$$

$$H_\theta = -\frac{(ka)^2 I \sin \theta}{4r} \left( 1 + \frac{1}{jkr} - \frac{1}{(kr)^2} \right) e^{-jkr} \quad (3.5)$$

$$H_\phi = 0 \quad (3.6)$$

この電磁界分布はヘルツポテンシャルを  $a$  に関してマクローリン展開を施し，高次成分を無視している．これはループ電流近傍における電磁界を近似していることに相当する．ゆえに，ループアンテナの解析を用いる手法は，ビオ・サバルの法則を用いる手法と比較し，遠方界においてはより正確な議論を行うことが可能であると考えられる．つづいて，式 (3.1–3.6) を用いた漏洩電磁界低減手法について論じる．

### 3.2.2 漏洩電磁界の打ち消し条件

式 (3.1–3.6) を以下のように変形することを考える．

$$E_r = 0 \times a^2 I \quad (3.7)$$

$$E_\theta = 0 \times a^2 I \quad (3.8)$$

$$E_\phi = \eta \frac{k^2 \sin \theta}{4r} \left( 1 + \frac{1}{jkr} \right) e^{-jkr} \times a^2 I \quad (3.9)$$

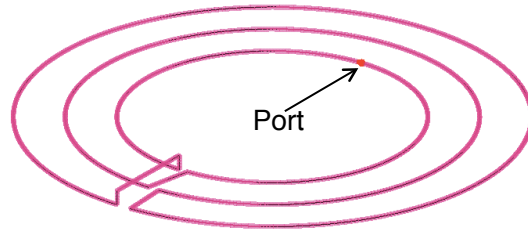


図 3.2:  $a_1, a_2, a_3$  をそれぞれ 30 mm, 40 mm, 50 mm とした際の提案する共振器構造

$$H_r = j \frac{k \cos \theta}{2r^2} \left( 1 + \frac{1}{jkr} \right) e^{-jkr} \times a^2 I \quad (3.10)$$

$$H_\theta = -\frac{k \sin \theta}{4r} \left( 1 + \frac{1}{jkr} - \frac{1}{(kr)^2} \right) e^{-jkr} \times a^2 I \quad (3.11)$$

$$H_\phi = 0 \times a^2 I \quad (3.12)$$

式 (3.7–3.12) をみると，ある点  $(r, \phi, \theta)$  におけるすべての成分が  $a^2 I$  に比例しており，比例定数には  $a$  および  $I$  は含まれていない．比例定数はその位置に関するパラメータ  $(r, \phi, \theta)$  と空間の特性インピーダンス  $\eta$  及び波数  $k$  にのみ依存している．これはつまり，位置に関するパラメータ  $(r, \phi, \theta)$  はループ電流の中心に依存するパラメータであるから，ループ電流の中心と放射空間の媒質，動作周波数を固定すれば， $a^2 I$  のみに依存する．

ここで例として同心円の2つのループ電流について考える．2つのループ電流から放射される電磁界は，それぞれのループ電流から放射される電磁界の足し合わせに等しい．なぜなら電磁気現象を記述するマクスウェル方程式は線形方程式だからである．2つのループ電流は同心円であるから， $a^2 I$  の比例定数部分は等しい．2つのループ電流の半径をそれぞれ  $a_1$  と  $a_2$ ，電流値を左回りで  $I_1$  と  $I_2$  であるとおけば，2つのループ電流によって放射される電磁界は  $a_1^2 I_1 + a_2^2 I_2$  に比例することとなる．ゆえに，もし  $a_1^2 I_1 + a_2^2 I_2$  が0であれば放射電磁界が打ち消される．例えば  $a_1 = 2a_2$  が成立するとき， $2I_1 = -I_2$  が成立するように電流を制御することで漏洩電磁界を打ち消することができる．これをより多数の場合にも拡張する．同心ループ電流の数を  $n$  とし，半径の小さいものからその半径を  $a_1, a_2, \dots, a_n$  とする．また，それぞれに生じる電流を，同様に半径の小さいものから  $I_1, I_2, \dots, I_n$  としたとき，漏洩電磁界が打ち消される条件は次式としてまとめられる．

$$\sum_{i=1}^n a_i^2 I_i = 0 \quad (3.13)$$

複数の同心ループ共振器が存在する場合に，式 (3.13) を満たすよう電流を調節することによって漏洩電磁界を打ち消すことが可能である．

### 3.2.3 漏洩電磁界の打ち消し効果を簡便に実現する共振器構造

2つの同心ループ電流についてもう一度考える．上記で述べたように，もし  $a_1^2 I_1 + a_2^2 I_2$  が0となるように電流を制御することによって放射電磁界を打ち消することができる．しかしながら，これは同心ループの数だけ独立した電源が必要となる．すなわち，2つの同心

ループ電流の場合には2つの独立した電源が必要であり，コストの増加や装置の大型化，制御の複雑化などの問題を引き起こす．よって本小節では，より簡便に1つの電源だけで漏洩電磁界の打ち消し条件を満たすことを考える．

漏洩電磁界の打ち消し条件式は  $a_1^2 I_1 + a_2^2 I_2 = 0$  であるが，半径の2乗は常に正であるため電流値には負の場合が存在してはならない．これを実現するのは複数の電源があれば不可能であるかのようにも思えるが，可能なケースが1つある．それは  $I_1 = -I_2$  である．なぜならこの式は， $I_1$  の向きが  $I_2$  の向きとは逆である，つまり逆相であるということを示しており，電線の巻く向きを逆向きに直列接続すればよい．しかしながら  $I_2 = -I_1$  であるとすれば， $a_1^2 - a_2^2 = 0$  が満たされることが放射を打ち消す条件となり，解は  $a_1 = a_2$  となる．同じ半径で  $I_1 = -I_2$  を満たす2つの電流が存在しているとすれば，これは同じ円に逆方向同振幅の電流が生じていることになるので，結局電流が存在していないことと等しい．

3つの同心ループ電流について考えると状況が異なる．それぞれの半径を  $a_1, a_2, a_3$ ，それぞれの電流を  $I_1, I_2, I_3$  であるとすれば，上記の議論により，放射される電磁界は  $a_1^2 I_1 + a_2^2 I_2 + a_3^2 I_3$  に比例する．ここで例えば  $-I_1 = -I_2 = I_3$  とすれば，漏洩電磁界が打ち消される条件は以下ようになる．

$$-a_1^2 - a_2^2 + a_3^2 = 0 \quad (3.14)$$

この条件式を満たす解は無限に存在する．特に解を自然数に限定すれば，解はピタゴラス数になるため，主なものに  $\{a_1, a_2, a_3\} = \{3 : 4 : 5\}$  や  $\{a_1, a_2, a_3\} = \{5 : 12 : 13\}$  などがある．これらは実際にコイルを作成することをでき，例えば  $\{a_1, a_2, a_3\} = \{3 : 4 : 5\}$  であれば，図3.2に示すようなコイル構造となる．

最後により多数の同心ループ構造に拡張する．同心ループ電流の数を  $n$  とし，半径の小さいものからその半径を  $a_1, a_2, \dots, a_n$  とする．また，それぞれに生じる電流を，同様に半径の小さいものから  $I_1, I_2, \dots, I_n$  とし，最外ループの電流の向きを基準と同じ向きのとき  $s_i = 1$ ，逆向きのとき  $s_i = -1$  とするとき，漏洩電磁界が打ち消される条件は次式 (3.16) としてまとめられる．

$$\sum a_i^2 (s_i I) = 0 \quad (3.15)$$

$$\therefore \sum s_i a_i^2 = 0 \quad (3.16)$$

式 (3.16) を満たすような  $s_i$  と  $a_i$  の組を導き， $s_i$  に従って各ループコイルを直列接続することにより漏洩電磁界を打ち消することができる．

### 3.2.4 残存する電磁界

上記で説明した理論ではすべての電磁界が打ち消されてしまうかのようにも見える．しかし，既に説明したように，用いたループ電流が放射する電磁界に関する式 (3.1–3.6) は，アンテナ工学により得られた知見を活かしており，ヘルツポテンシャルの高次項を無視することによってループ電流から遠く離れたところで支配的な成分のみを残している．ゆえに複数のループ電流の和として式 (3.1–3.6) による漏洩電磁界を打ち消したとしても必ずループ電流近傍には電磁界が残存するはずである．

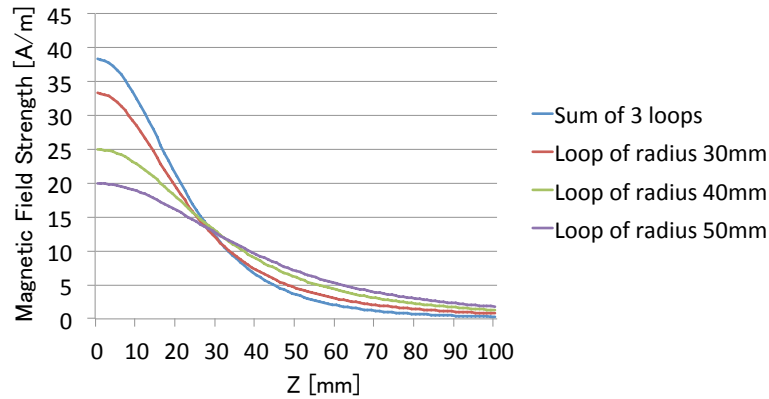


図 3.3:  $I = 2$  としたときの  $z$  軸 0mm–100mm 上に生成される磁界強度

第 3.2.1 で説明したように，ループ電流近傍においてはビオ・サバールの法則を用いた方がより正確な計算が可能である．ループ電流が図 3.1 における  $z$  軸上に生成する磁界は，ビオ・サバールの法則を用いて

$$H_z = \frac{I}{2} \frac{a^2}{(z^2 + a^2)^{3/2}} \quad (3.17)$$

のように計算できることは広く知られている．この式を用いて  $a_1 : a_2 : a_3 = 3 : 4 : 5$  及び  $-I_1 = -I_2 = I_3$  を満たす 3 つの同心ループ電流が  $z$  軸上に生成する磁界を計算すると， $a_3 = 5a$  及び  $I_3 = I$  として次式のようになる．

$$H_z = \frac{I}{2} \left( \frac{-9a^2}{(z^2 + 9a^2)^{3/2}} + \frac{-16a^2}{(z^2 + 16a^2)^{3/2}} + \frac{25a^2}{(z^2 + 25a^2)^{3/2}} \right). \quad (3.18)$$

括弧内第 2 項と第 3 項を比べると，第 2 項の方がループ共振器近傍では大きい．ゆえに共振器近傍において  $H_z$  の絶対値は括弧内第 1 項より必ず大きくなる．図 3.3 にビオ・サバールの法則によって計算した，電流値  $I = 2$  としたときの共振器全体，半径 30mm のループ電流，半径 40mm のループ電流，半径 50mm のループ電流によってそれぞれ生成される磁界強度を示す．この図より  $z$  軸 25mm と 30mm の間で 4 本の線は交差しており，この点から 3 つのループ電流全体から生成される磁界が劇的に減少し，最も小さい値になっていることが分かる．ゆえ，この交差点程度の高さであれば無線給電も可能であると考えられる．

### 3.2.5 電磁界シミュレータを用いた漏洩電磁界打ち消し効果の確認

本節では電磁界シミュレータ FEKO を用いて提案する共振器構造の有効性を検証する．今回は簡単のため図 3.2 に示したような 3 つの同心ループを用いた構造について電磁界シミュレータ FEKO を用いたシミュレーションを行った．3 つ同心ループの半径比に対して漏洩電磁界の打ち消し条件式を満たす解は無限に存在するため，効率の観点から最適な半

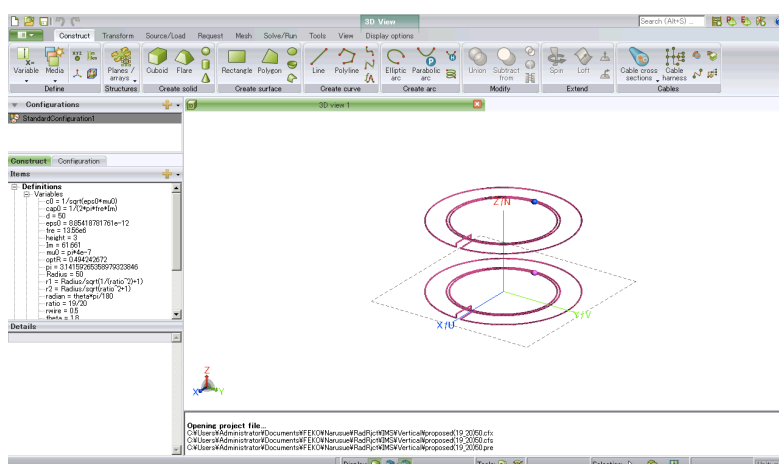


図 3.4: FEKO による電磁界シミュレーション

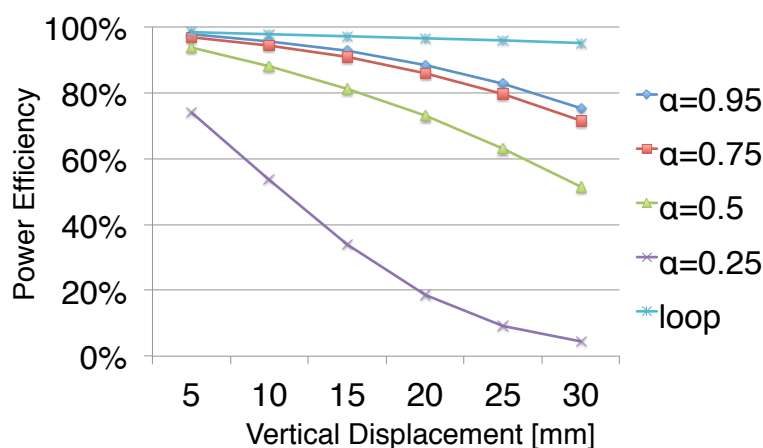


図 3.5:  $\alpha = a_2/a_1$  に対する電力効率の位置ずれ特性

径をシミュレーションにより求め、その半径比を有した共振器から放射される漏洩電磁界を解析する。

半径について  $a_1 < a_2 < a_3$  とする.  $a_3$  を基準として 1 とすると,  $a_1$  及び  $a_2$  についてはどちらか一方が決まれば他方は自動的に決まる. そこで次式

$$\alpha = a_1/a_2 \quad (3.19)$$

で定義するパラメータ  $\alpha$  を導入する．この  $\alpha$  の値を 0 から 1 に変化させ，シミュレーションにより電力伝送効率の位置ずれ特性を確認する．また共振させるために図 3.2 に示すポートの位置にそれぞれに応じたキャパシタを装荷した．また周波数には ISM バンドである 13.56MHz を用い，導線には直径 1mm の銅線を用いた．このシミュレーションにおいては，位置ずれは  $z$  軸方向だけとし，水平方向への位置ずれは無視した． $z$  軸方向への位置ずれは図 3.3 を参考にし 30mm までとした．それぞれの高さに応じて栗井氏の研究を参考に伝送効率を最大化した [36]．また比較対象としてループコイルに対しても同様のシミュ

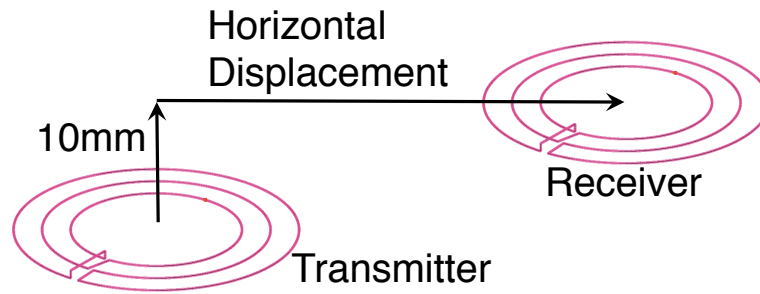


図 3.6: 水平方向への位置ずれ

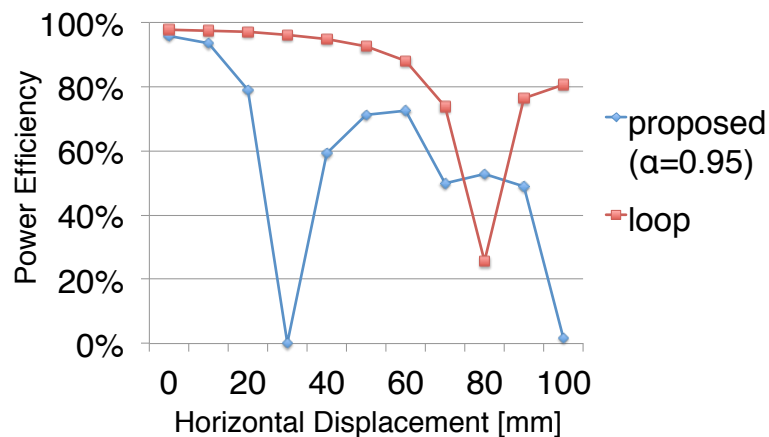
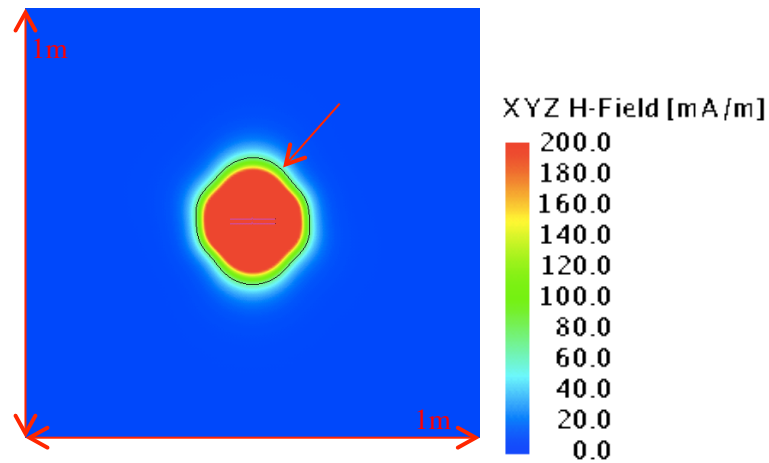


図 3.7: 高さを 10mm で固定した場合における電力効率の水平方向位置ずれ特性

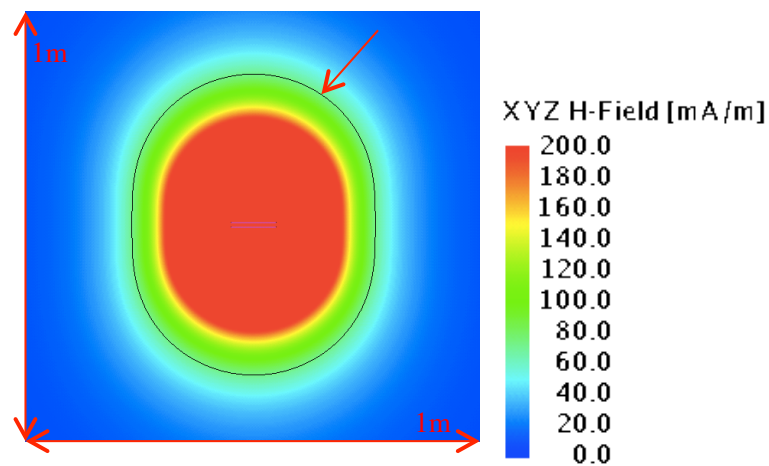
レーションを行った．図 3.4 にシミュレーション画面を，図 3.5 にシミュレーション結果を示す． $z$  方向の位置ずれが大きくなるに従ってループコイルと提案手法との効率の差は大きくなってしまふものの，位置ずれが 25mm 程度までであれば  $\alpha = 0.95$  や  $\alpha = 0.90$  のときには 80% 以上の効率を維持することが可能であることが分かる．いずれの位置ずれにおいても  $\alpha = 0.95$  の場合が提案手法の中で最大効率を実現することができる．そのため，以下においてはループコイルと  $\alpha = 0.95$  の提案手法とを比較していく．

#### 水平方向への位置ずれ特性

つづいて水平方向への位置ずれ特性をシミュレーションにより求めた．シミュレーションの概要を図 3.6 に示す．水平方向への位置ずれ特性をシミュレーションする際， $z$  軸方向への位置ずれは 10mm に固定した．シミュレーション結果を図 3.7 に示す．提案手法とループコイルではそれぞれ違う位置において谷が存在しているが，提案手法の方が短い距離に谷が生じており，安定して給電するためには 20mm 程度までに水平方向への位置ずれを制限する必要があることが分かった．



(a) 提案構造



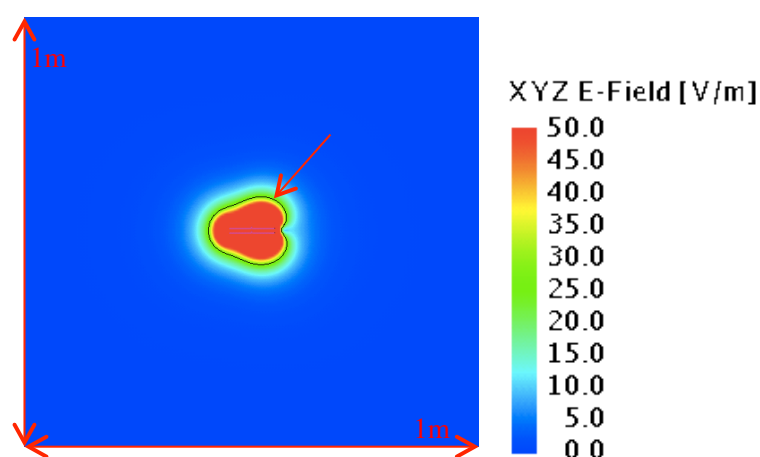
(b) ループ共振器

図 3.8: 10W 送電時の磁界強度分布

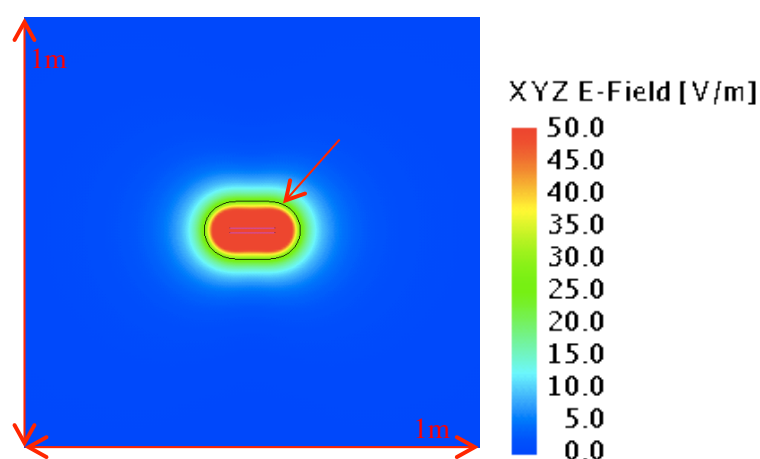
## 電磁界シミュレーションによる漏洩電磁界削減効果の確認

効率，および給電範囲のどちらにおいても，ループコイルと比較して性能の劣化が確認された．しかしながら実用を考える上では効率が多少悪くとも漏洩電磁界が小さい方が望ましいケースは多く存在する．そこで漏洩電磁界をシミュレーションにより求めた． $z$  軸方向への位置ずれは 10mm と固定し，伝送電力を 10W に固定した際の磁界強度分布を図 3.8 に，電界強度分布を図 3.9 に示す．それぞれのグラフに矢印で指し示した黒線は ICNIRP の定めている，10MHz から 400MHz までの時間的に変化する電界及び磁界への公衆の曝露に関する参考レベルを示している [82]．図 3.8 より，参考レベルを超える領域は提案手法の方が非常に小さくなっていることが分かり，この差は電力を大きくするに従ってより拡大する．また提案手法の方が磁界強度が急激に弱まっていることが確認できる．しかしながら，提案手法の方が結合が弱いために同じ電力を送るためには多くの電流が必要であり，そのため共振器の近傍では提案手法の方が磁界分布が強い領域も存在して





(a) 提案構造



(b) ループ共振器

図 3.9: 10W 送電時の電界強度分布

いる．図 3.9 に示す電界強度分布によると，10MHz から 400MHz までの時間的に変化する電界及び磁界への公衆の曝露に関する参考レベルを超える領域は磁界強度分布と比較し非常に狭くなっているため，提案する共振器構造においては磁界強度がより重要なパラメータであることが分かる．

### 3.2.6 実測による効率の測定

シミュレーションにより提案手法の有効性を確認することができた．つづいて，実測により電力効率と位置ずれ特性を確認した．実測に際して最初に提案構造の共振器とループコイルを用いた共振器を実装した．図 3.10 にそれぞれの共振器を示す．シミュレーションと同様に最外ループの半径を 50mm，導線は直径 1mm の銅線としており，ポートには SMA ポートと直列に共振用のキャパシタを装荷した．測定にはベクトルネットワークアナ





(a) 提案構造



(b) ループ共振器

図 3.10: 作成した共振器

ライザを用いた．シミュレーションと同様に  $z$  軸方向に 0mm から 30mm までずらしながら  $S$  パラメータの測定を行い，測定した  $S$  パラメータの値から最大効率を計算した [34]．

測定した  $S$  パラメータから最大効率を求めた結果を図 3.11 に示す．シミュレーションに比べ効率の減少は見られるものの，同様の傾向を示している． $z$  軸方向への位置ずれが 20mm 程度までであれば効率の良い電力伝送が可能であることが確認できる．

つづいて電力効率の水平方向への位置ずれ特性を測定した．測定条件はシミュレーションと同様であり，図 3.6 のように  $z$  軸方向への位置ずれを 10mm に固定し，水平方向に 0mm から 100mm までずらしながら  $S$  パラメータを測定し，最大効率を計算した．結果を図 3.12 に示す．シミュレーションと同様に 30mm のところで提案手法では谷になっており，20mm 程度までの領域であれば安定した無線電力伝送が可能であることがわかる．ループコイルに対しても 80mm のところで谷になっており，シミュレーションの結果と一致する．ただし，提案手法においては水平方向への位置ずれが 60mm の位置と 80mm の位置で，シミュレーションに比べ実測による効率が極端に低くなっている．この

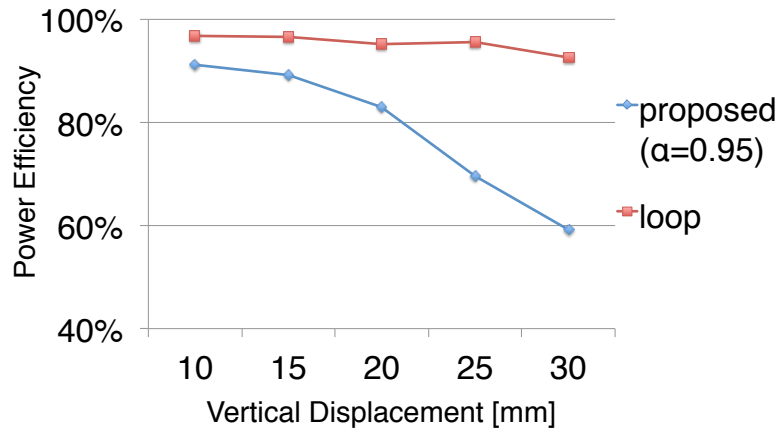


図 3.11: 電力効率の鉛直方向位置ずれ特性の実測結果

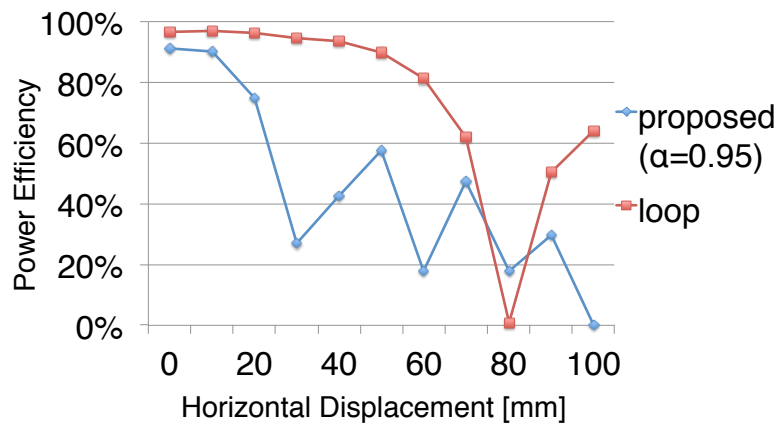


図 3.12: 電力効率の水平方向位置ずれ特性の実測結果

原因として、今回はコイルを手巻きによって作成したため、実装誤差による影響が生じている可能性がある。

### 3.2.7 半径比の最適化

シミュレーションにおいては  $\alpha$  が 1 に近づくほどに効率は改善した。ここでは漏洩電磁界を打ち消す条件式 (3.16) が成立した上で伝送効率および伝送距離を最大化するための半径比を理論的に考察する。

ビオ・サバルの法則により得られる  $z$  軸上の磁界強度に関する式 (3.17) を用いて考える。漏洩電磁界を打ち消す条件式 (3.16) が成り立っているとき、 $1/z$ ,  $1/z^2$ ,  $1/z^3$  に比例する磁界は打ち消されている。ゆえに残存する電磁界はより高次の成分であるはずであ

る．ここで式 (3.17) を  $1/z$  に関して整理すると次式のようになる．

$$H_z = \frac{I}{2} \frac{a^2}{(z^2 + a^2)^{3/2}} \quad (3.20)$$

$$= \frac{I}{2} \frac{a^2}{\left(\frac{1}{(1/z)^2} + a^2\right)^{3/2}} \quad (3.21)$$

式 (3.21) を  $1/z = 0$  を中心としてマクローリン展開することを考えるが，式 (3.21) は  $1/z = 0$  で不連続である．そこで次式 (3.22) で定義する  $F(t)$  を導入する．

$$F(t) = \frac{t^3}{(t^2 + 1)^{3/2}} \quad (3.22)$$

式 (3.22) を用いると，式 (3.21) は

$$H_z = \frac{I}{2} \left| \frac{a^2 (1/z)^3}{\left(1 + a^2 (1/z)^2\right)^{3/2}} \right| \quad (3.23)$$

$$= \frac{I}{2a} \left| \frac{(a/z)^3}{\left((a/z)^2 + 1\right)^{3/2}} \right| \quad (3.24)$$

$$= \frac{I}{2a} |F(a/z)| \quad (3.25)$$

のように表される．ゆえに  $F(t)$  をマクローリン展開をすることにより， $z$  軸上における磁界強度に関して， $1/z^3$  よりも高次の成分に関して容易に解析することができる．

$F(t)$  をマクローリン展開するため， $F(t)$  の高次導関数を求める．本論文では  $F^{(n)}(t)$  は  $F(t)$  の  $n$  次導関数を表すものとする．5 次導関数までの計算結果を次に示す．

$$F^{(1)}(t) = 3 \left( \frac{t^2}{(t^2 + 1)^{3/2}} - \frac{t^4}{(t^2 + 1)^{5/2}} \right) \quad (3.26)$$

$$F^{(2)}(t) = 3 \left( \frac{2t}{(t^2 + 1)^{3/2}} - \frac{7t^3}{(t^2 + 1)^{5/2}} + \frac{5t^5}{(t^2 + 1)^{7/2}} \right) \quad (3.27)$$

$$F^{(3)}(t) = 3 \left( \frac{2}{(t^2 + 1)^{3/2}} - \frac{27t^2}{(t^2 + 1)^{5/2}} + \frac{60t^4}{(t^2 + 1)^{7/2}} - \frac{35t^6}{(t^2 + 1)^{9/2}} \right) \quad (3.28)$$

$$F^{(4)}(t) = 45 \left( -\frac{4t}{(t^2 + 1)^{5/2}} + \frac{25t^3}{(t^2 + 1)^{7/2}} - \frac{42t^5}{(t^2 + 1)^{9/2}} + \frac{21t^7}{(t^2 + 1)^{11/2}} \right) \quad (3.29)$$

$$F^{(5)}(t) = 45 \left( -\frac{4}{(t^2 + 1)^{5/2}} + \frac{95t^2}{(t^2 + 1)^{7/2}} - \frac{385t^4}{(t^2 + 1)^{9/2}} + \frac{525t^6}{(t^2 + 1)^{11/2}} - \frac{231t^8}{(t^2 + 1)^{13/2}} \right) \quad (3.30)$$

これを用いて  $F(t)$  をマクローリン展開すると次式を得る．

$$F(t) = \frac{F^{(0)}(0)}{0!} + \frac{F^{(1)}(0)}{1!}t + \frac{F^{(2)}(0)}{2!}t^2 + \frac{F^{(3)}(0)}{3!}t^3 + \frac{F^{(4)}(0)}{4!}t^4 + \frac{F^{(5)}(0)}{5!}t^5 + \dots \quad (3.31)$$

$$= t^3 - \frac{3}{2}t^5 + \dots \quad (3.32)$$

式 (3.32) を式 (3.25) に代入すると、

$$H_z = \frac{I}{2a} \left| \left( \frac{a}{z} \right)^3 - \frac{3}{2} \left( \frac{a}{z} \right)^5 + \dots \right| \quad (3.33)$$

$$= \frac{I}{2} \left| a^2 \left( \frac{1}{z} \right)^3 - \frac{3}{2} a^4 \left( \frac{1}{z} \right)^5 + \dots \right| \quad (3.34)$$

ゆえに  $z$  軸上に生じる磁界に関して、 $1/z^3$  の次に高次の項は  $1/z^5$  の項であり、その係数は  $a^4$  に比例する。 $1/z^5$  より高次の項は、 $1/z^5$  の項に比べて急峻に減衰するため、これ以降は  $1/z^5$  の項で生成される磁界のみを考慮して半径比の最適化を考える。

計算の都合上、 $z > 0$  の領域について考える。漏洩電磁界を打ち消す条件式 (3.16) が成り立っているとき、残存する漏洩電磁界を次式 (3.37) により近似できる。

$$H_z \sim \frac{I}{2} \sum s_i \left( a_i^2 \left( \frac{1}{z} \right)^3 - \frac{3}{2} a_i^4 \left( \frac{1}{z} \right)^5 \right) \quad (3.35)$$

$$= \frac{I}{2} \left( \left( \frac{1}{z} \right)^3 \sum (s_i a_i^2) - \frac{3}{2} \left( \frac{1}{z} \right)^5 \sum (s_i a_i^4) \right) \quad (3.36)$$

$$= -\frac{3I}{4} \left( \frac{1}{z} \right)^5 \sum (s_i a_i^4) \quad (3.37)$$

ゆえに、残存する磁界強度を最大化するためには、式 (3.16) を拘束条件として、次式で定義される  $q(a_i, s_i)$  を最大化する必要がある。

$$q(a_i, s_i) = \sum (s_i a_i^4) \quad (3.38)$$

ここでループ数  $n$  と最外ループの半径  $a_n$  を定数とすると、式 (3.16) を拘束条件としてときに、 $q(a_i, s_i)$  を最大化する条件は、 $n-1$  以下の  $i$  に対して

$$s_i = -s_n \quad (3.39)$$

$$a_i = \frac{a_n}{\sqrt{n-1}} \quad (3.40)$$

であり、 $q(a_i, s_i)$  の最大値は

$$q(a_i, s_i) = a_n^4 \left( 1 - \frac{1}{n-1} \right) \quad (3.41)$$

である。証明は以下である。

まずはじめに、すべての  $s_i$  を所与として  $a_i$  を最適化する。最適化にはラグランジュ未定乗数法を用いる。関数  $E(a_i, \lambda)$  を次式のように定める。

$$E(a_i, \lambda) = \sum (s_i a_i^4) - \lambda \left( \sum (s_i a_i^2) \right) \quad (3.42)$$

このとき  $q(a_i, s_i)$  が最大化される条件の候補は  $s_i \neq 0$  より

$$\frac{\partial E(a_i, \lambda)}{\partial a_i} = 0 \quad (3.43)$$

$$\frac{\partial E(a_i, \lambda)}{\partial \lambda} = 0 \quad (3.44)$$

で与えられる．これらを計算し，整理すると

$$4a_i^3 - 2\lambda a_i = 0 \quad (3.45)$$

$$\sum (s_i a_i^2) = 0 \quad (3.46)$$

を得る．式 (3.45) より  $a_i^2$  は 0 もしくは  $\lambda/2$  である．ここで  $s_n$  を除く  $s_i$  に関して， $s_i$  が -1 である  $i$  の個数を  $N_-$  とする． $s_i = -1$  かつ  $a_i^2 = \lambda/2$  である  $i$  の個数から， $s_i = 1$  かつ  $a_i^2 = \lambda/2$  である  $i$  の個数を引いた数を  $m$  とすると， $m$  は  $N_-$  以下の整数である．この  $m$  を用いると，式 (3.46) は次式のように変形できる．

$$a_n^2 - m \frac{\lambda}{2} = 0 \quad (3.47)$$

式 (3.47) より， $\lambda$  は

$$\lambda = a_n^2 \frac{2}{m} \quad (3.48)$$

となり，これを  $q(a_i, s_i)$  に代入すると，

$$q(a_i, s_i) = a_n^4 - m \left( a_n^2 \frac{1}{m} \right)^2 \quad (3.49)$$

$$= a_n^4 \left( 1 - \frac{1}{m} \right) \quad (3.50)$$

となり， $m$  が大きいほど  $q(a_i, s_i)$  も大きくなる． $m$  の最大値は  $N_-$  であり， $m = N_-$  のとき， $s_i = -1$  を満たす  $i$  に対しては  $a_i^2 = a_n^2 \frac{2}{m}$  であり， $s_i = 1$  を満たす  $i$  については  $a_i^2 = 0$  となる．ゆえに  $s_i$  が所与であるとき， $q(a_i, s_i)$  を最大化する  $a_i$  は次式により与えられる．

$$a_i = \begin{cases} \frac{a_n}{\sqrt{N_-}} & (i \in \{j | s_j = -1\}) \\ 0 & (\text{otherwise}) \end{cases} \quad (3.51)$$

$q(a_i, s_i)$  の最大値は式 (3.50) より

$$q(a_i, s_i) = a_n^4 \left( 1 - \frac{1}{N_-} \right) \quad (3.52)$$

となる．

これまでの解析は  $s_i$  を所与としていたが，つづいて  $s_i$  を最適化することを考える．式 (3.52) より， $q(a_i, s_i)$  は明らかに  $N_-$  の単調増加関数である．ゆえに  $N_-$  を最大化すればよい．そのためには  $s_n$  を除くすべての  $s_i$  を -1 とすればよい．よって，条件式 (3.39) が成立する．さらに， $q(a_i, s_i)$  が最大となるのは  $N_- = n - 1$  のときであり，これを式 (3.51) に代入すると条件式 (3.40) を得る．さらに条件式 (3.40) を式 (3.52) に代入することで， $q(a_i, s_i)$  の最大値として式 (3.41) を得る．以上により， $q(a_i, s_i)$  の最大値を表す式 (3.41)，および，その条件として式 (3.39) と式 (3.40) が証明された．

さらに巻数の最適化について考えると， $q(a_i, s_i)$  は巻数  $N$  に関して単調増加である．ゆえに巻数は可能な限り増やした方がよいが，電氣的に小型であることが本手法の前提と

なっているため，電氣的に小型な範囲で巻数を最大化するのが望ましい．また，巻数  $N$  が無限大に近づくとき残存する  $z$  軸方向の磁界は

$$H_z = -\frac{3I}{4} \left(\frac{1}{z}\right)^5 a_n^4 \quad (3.53)$$

によって与えられ，これが上限値である．上記の解析で得られた結果はシミュレーションにおける半径比の最適化と一致する．シミュレーションにおいては  $\alpha$  が 1 に近づくほどに効率が向上していたが， $\alpha$  が 1 に近づくというのは  $a_1$  と  $a_2$  が  $a_3/\sqrt{2}$  に近づくということであり，これは巻数を 3 としたときの式 (3.40) に他ならない．

### 3.2.8 本手法のまとめ

ループ電流が放射する漏洩電磁界に着目し，半径比を適切に設定することにより漏洩電磁界を打ち消すための条件式を導出した．さらには電流の流れる向きを考えてコイルを巻くことにより簡便に漏洩電磁界を打ち消す共振器構造の設計手法を示し，シミュレーション及び実測によって有効性を確認した．効率という点においてはループコイルには及ばないものの，提案手法の方が漏洩電磁界が非常に小さく，さらにはある領域を境に劇的に小さくなっていることが分かった．伝送効率を最大化するためには，最外ループ以外の電流をすべて最外ループの逆向きとし，それらの半径を可能な限り同一とすればよいことを明らかにした．

### 3.3 半波長の整数倍の電気長を有する共振器構造

磁界共振結合型の無線電力において、伝送距離の向上は必須である。マサチューセッツ工科大学の研究グループが発表した当初の論文においては、1m 程度の距離で 90% 程度の伝送効率が報告されているが、これは直径 1m の共振器を用いたために可能であったことであり、実用化を考えるとより小さいサイズの共振器を使用する必要がある。サイズは無線電力伝送を実装するアプリケーションに強く依存する一方、そのもとで伝送距離を伸ばすためには共振器自体の  $Q$  値を向上する他ない。伝送効率は結合係数  $k$  と  $Q$  値の積である  $kQ$  積の関数として表されることが知られている [83]。結合係数の決定要因としてはサイズと送受電器の相対位置が支配的であるが、サイズと相対位置はアプリケーションによって決定されるべきである。アプリケーションに対する所望のサイズと相対位置が与えられたとき、最低限の効率を維持することができるかどうかは共振器自体の  $Q$  値にかかっている。しかし、マサチューセッツ工科大学の研究グループの例をとっても分かるように、現状として十分な効率が担保できるとは言い難い。つまり、効率による制限から伝送距離やサイズを妥協せざるを得ないのが現状であり、この制限を緩和するため、高  $Q$  な共振器構造の研究が行われている。

これまでの研究において、一般的に用いられてきた共振器構造は、オープン型とショート型の 2 種類に分類できる [45]。オープン型の共振器は基本的には、電源の動作周波数で自己共振するように設計したものを使用する。動作周波数で自己共振するよう共振器の巻数やサイズを調節することになり、入力インピーダンスが最小となるように設計する。オープン端であることを考えると、共振器部分が  $\lambda/4$  伝送線路のように振る舞っていると考えられるため、電気長は全体として半波長となる。それに対してショート型の共振器は直列にキャパシタを接続することによって自己共振させて用いる。反共振点に至るよりも短い状態で用いることで、ショート型の共振器自体のインピーダンスには正の虚数成分が存在していることから、電気長は半波長より短い状態で用いていることとなる。

それに対して、共振器を直列  $LCR$  回路としてとらえた場合、 $Q$  値は動作各周波数を  $\omega$  として  $\omega L/R$  のように表されるため、巻数を増やし、より長い電気長を有する構造の方が  $Q$  値が大きくなる可能性がある。なぜなら、低周波域におけるソレノイドコイルのインダクタンス  $L$  を考えると、それは巻数を  $N$  に対して、 $N^2$  に比例することが一般に知られており、その一方、寄生抵抗  $R$  は  $N$  に比例する。ゆえに  $Q$  値自体も巻数  $N$  に比例することになる。しかしながら、自己共振するほどに高い周波数で用いる場合には、必ずしも巻数  $N$  を増加させたとしても  $Q$  値が増加するとは限らない。それは 3.3.1 節で述べるように、巻数の増加により電気長が半波長を超えたときに、電流の向きが逆転してしまうために、 $Q$  値が低下してしまうためであると考えられる。ゆえに、現在一般に用いられているオープン型およびショート型の共振器は、ともに電気長が半波長以下で用いる。

そこで本節では、電流の向きが逆転してしまうことによる  $Q$  値の低下を防ぎつつ、巻数を増加させることによって、 $Q$  値を向上させ、高効率な無線電力を実現するための共振器構造を提案する。提案する共振器には 2 つの種類がある。Type1 は、互いに磁気結合した複数のオープン型の半波長共振器を 1 つの共振器として用いるものである。共振器アレイによって 1 つの高性能な共振器を構築しているものとも捉えられる。Type2 はオープン型の半波長共振器を奇数個直列に接続したものであるが、電流の向きが逆転する問題を解決するために、巻線の向きが右回りのものと左回りのものを交互に接続したものである。提案構造の有効性を電磁界シミュレーションにより確認したところ、既存のオープン型へ

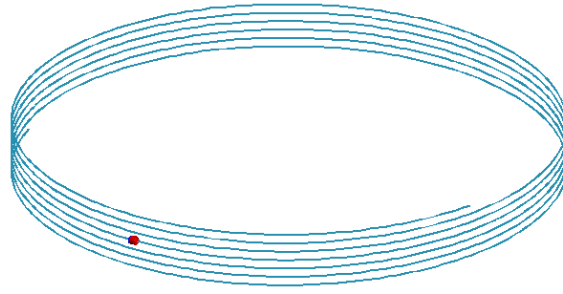


図 3.13: オープン型ヘリカル共振器

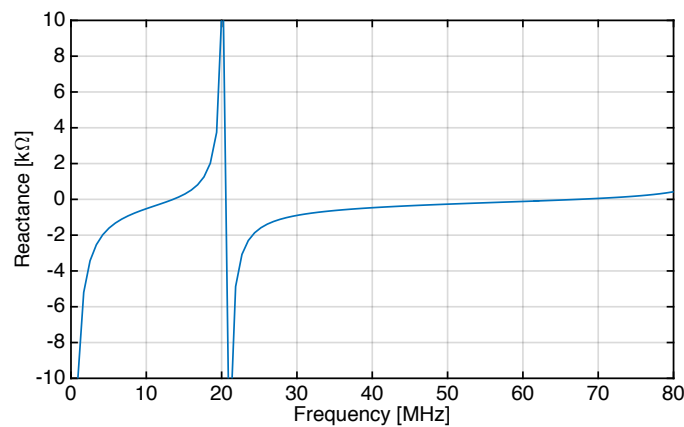


図 3.14: 6.42 巻オープン型ヘリカル共振器の入力リアクタンスの周波数応答

リカル共振器と比較して，伝送距離 1m のときに 40%の効率改善が確認できた．

### 3.3.1 電流方向の反転を防止する共振器構造

電気長を拡大した共振器構造を説明する前に，電気長が半波長を超えた際に起こる現象を確認する．図 3.13 に，直径 30cm，銅線径 1mm，ピッチ 5mm でモデル化したオープン端のヘリカル共振器を示す．このオープン端のヘリカル共振器は，他の共振器構造と比較して非常に  $Q$  値が高いことが知られている [47]．電磁界シミュレータ FEKO を用いて巻数を調節し，自己共振周波数を 13.56MHz に調節したところ，その巻数は 6.42 であった．図 3.14 に，6.42 巻のオープン端ヘリカル共振器の入力リアクタンスの周波数応答を示す．本論文においては，この 6.42 巻のオープン端ヘリカル共振器を単一ヘリカル共振器と呼ぶこととする．単一ヘリカル共振器における 2 番目の直列共振点は，67.3MHz 付近に存在することが読み取れる．この 2 番目の直列共振点を無線電力伝送に応用可能か検



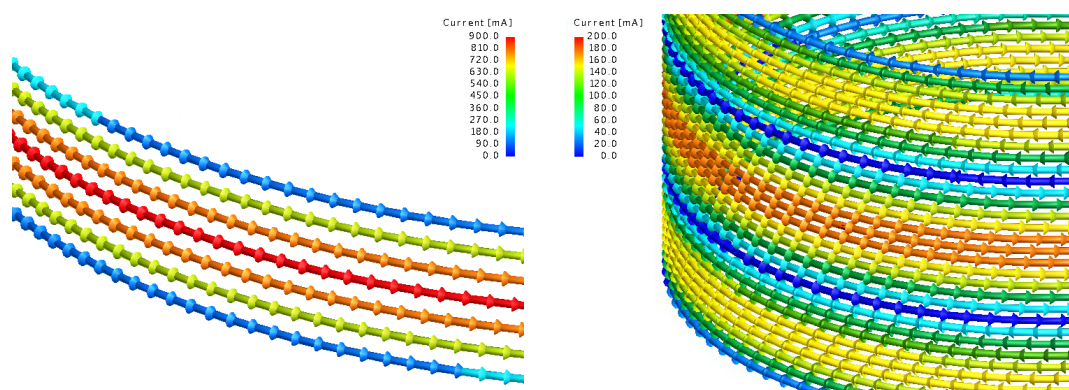


図 3.15: 6.42 巻オープン型ヘリカル共振器の 13.56MHz における電流分布

図 3.16: 30.5 巻オープン型ヘリカル共振器の 13.56MHz における電流分布

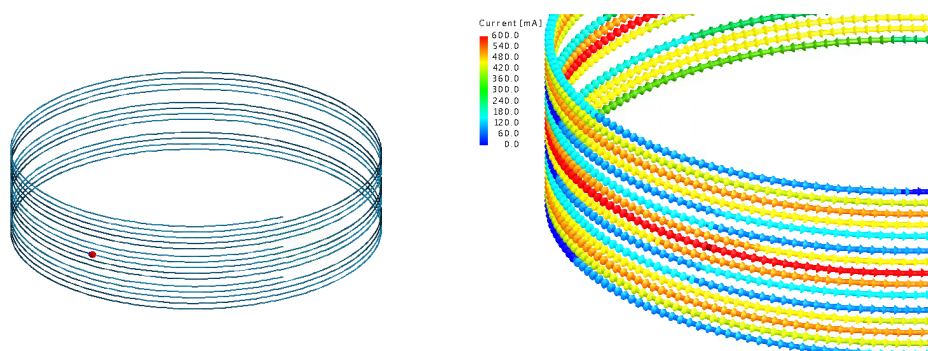


図 3.17: 3 つの半波長エレメントから成る Type1 の共振器構造

図 3.18: 3 つの半波長エレメントから成る Type1 の共振器内の電流分布

討を行う．巻数を増加させることによって，2 番目の直列共振点を 13.56MHz に調節したとき，その巻数は 30.5 であった．図 3.15 に 13.56MHz における単一ヘリカル共振器の電流分布を，図 3.16 に巻数が 30.5 の共振器における電流分布を示す．単一ヘリカル共振器の電気長は半波長であるのに対し，巻数が 30.5 巻の場合には 1.5 波長となっている．このとき，共振器内部で電流の方向が逆転するため，その結果，生成された磁束同士が打ち消されてしまい， $Q$  値およびインダクタンスの減少につながる．単一ヘリカル共振器および巻数 30.5 巻の共振器を用いて，伝送効率のシミュレーションを行ったところ，伝送距離が 50cm のとき，単一ヘリカル共振器では 80% の効率が得られたのに対し，30.5 巻の場合では 10% の効率しか得られなかった．外形が同一の場合，伝送効率は  $Q$  値に大きく依存するため，この結果は 30.5 巻の場合には  $Q$  値が単一ヘリカル共振器に比べ劣化したことを示している．

30.5 巻の共振器構造で  $Q$  値が劣化するのは電流の方向が逆転してしまうためである．共振器やコイルにおいて巻数を増やした場合に  $Q$  値およびインダクタンスの向上が見込めるのは，生成された磁束同士が強め合うためであるから，電流の方向は単一に揃えるのが望ましい．そこでこの問題を解決すべく 2 種類の共振器構造を提案する．本論文ではそれ

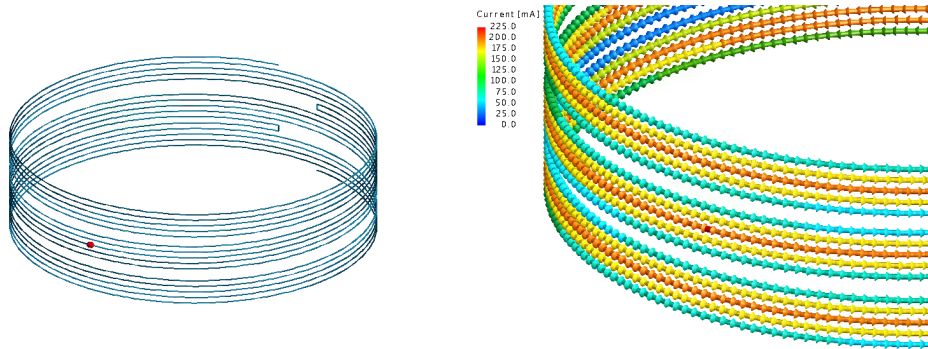


図 3.19: 3つの半波長エレメントから成る Type2 の共振器構造

図 3.20: 3つの半波長エレメントから成る Type2 の共振器内の電流分布

それを Type1 および Type2 と呼ぶこととする．まずはじめに Type1 の共振器構造から説明する．Type1 の共振器構造を図 3.17 を用いて説明する．これは単一ヘリカル共振器が3つ近接しているものであるが，Type1 の共振器は電磁界で結合した半波長のエレメントを複数近接させ，それを1つの共振器として用いる構造である．エレメントあたりの巻数は増加しないものの，複数のエレメントの総和として巻数が増加することになる．ただし，エレメント自体の巻数は厳密には単一ヘリカル共振器の場合よりも減少する．これは，複数のエレメント全体として共振させる際に，相互インダクタンスの影響により構造内の電気長が短くなるためである．シミュレーションによると，オープン端のヘリカル共振器を3つ，距離 5mm で配置した場合，給電点を中間のエレメントに設けると，エレメントの巻数が 4.35 のときに共振周波数が 13.56MHz となった．図 3.18 に Type1 共振器の電流分布を示す．電流の方向が逆転することなく，巻数を増大させることに成功していることがわかる．

つづいて，Type2 の共振器構造を図 3.19 を用いて説明する．これはオープン端ヘリカル共振器を3つ直列に接続したものであるが，最大の特徴は隣り合うエレメントでは巻線の向きを逆転させることにある．図 3.19 では，中央のエレメントのみ右回りであり，それに隣り合う上部および下部のエレメントは左回りに銅線が巻かれている．これは，巻数が増加したときに銅線内の電流方向が逆転するのに合わせて巻線の向きを逆転させることで，結果として電流の向きを揃える構造となっている．この構造についても相互干渉の結果，エレメントの巻数は単一の場合に比べて減少する．シミュレーションの結果によると，エレメントの巻数が 4.96 のときに，自己共振周波数は 13.56MHz となる．このときの電流分布を図 3.20 に示すが，すべてのエレメントに同一方向の電流が生じていることが見て取れる．

これら2つの共振器構造のエレメントはヘリカル共振器以外にもスパイラル共振器やダブルスパイラル共振器についても適用可能であり，また，その数も次節で示すようにより多数で構成することが可能である．例示した共振器構造は単一ヘリカル共振器と比較して2倍以上の厚みを有しているが，以下では，スパイラル共振器をエレメントとすることで単一ヘリカル共振器よりも薄い構造でありながら7つのエレメントによりなる共振器を実現している．さらに，各共振器構造について2点補足する．まず Type2 の共振器の入力インピーダンスについてである．Type2 の共振器は，エレメントが直列に接続されている

ため、その入力インピーダンスの計算に伝送線路理論を応用することが可能である．半波長、つまり、 $\lambda/2$  の共振器は、2 つの  $\lambda/4$  エLEMENT から成るため、 $\lambda/4$  の伝送線路のように振る舞う．よって、Type2 の共振器は終端がオープンであるため、その入力インピーダンス  $Z_{in}$  は、構成する  $\lambda/2$  の共振器の個数を  $n$  として

$$Z_{in} = \begin{cases} 0 & (n : \text{odd}) \\ \infty & (n : \text{even}) \end{cases} \quad (3.54)$$

となる．ゆえに Type2 の共振器を自己共振させるためには、奇数個のエLEMENT を直列に接続する必要がある．

もう一点は Type1 の共振器構造に生じる電流分布の向きについて、解析的に保証するものである．まず Type1 の共振器構造を次式のようにモデル化する．

$$\begin{pmatrix} r + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right) & j\omega k_{12}L & \cdots & j\omega k_{1n}L \\ j\omega k_{21}L & r + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right) & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & j\omega k_{n-1n}L \\ j\omega k_{n1}L & \cdots & j\omega k_{nn-1}L & r + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \vdots \\ I_n \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} V \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{pmatrix} \quad (3.55)$$

ここで、 $r$  は各ELEMENT の損失抵抗、 $L$  はインダクタンス、 $C$  はキャパシタンスであり、 $k_{ij}$  はELEMENT  $i$  とELEMENT  $j$  間の結合係数、 $I_i$  は各ELEMENT に流れる電流値、 $V$  はELEMENT 1 への入力電圧である．結合係数  $k_{ij}$  に関して、本手法ではすべて正となるように共振器を配置するものとする．簡単のため  $r = 0$  と近似して解析を進める．一般に銅線のみから成る共振器ELEMENT は 1000 程度もしくはそれ以上の  $Q$  値をもち、非常に損失抵抗が小さいため、この近似は現実的なものであると考えられる． $r = 0$  とした場合、式 (3.55) は

$$\begin{pmatrix} j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right) & j\omega k_{12}L & \cdots & j\omega k_{1n}L \\ j\omega k_{21}L & j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right) & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & j\omega k_{n-1n}L \\ j\omega k_{n1}L & \cdots & j\omega k_{nn-1}L & j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \vdots \\ I_n \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} V \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{pmatrix} \quad (3.56)$$

となる．無損失かつ共振状態にあるときには電流の維持に電圧源を必要としないため、

$$\begin{pmatrix} j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right) & j\omega k_{12}L & \cdots & j\omega k_{1n}L \\ j\omega k_{21}L & j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right) & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & j\omega k_{n-1n}L \\ j\omega k_{n1}L & \cdots & j\omega k_{nn-1}L & j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \vdots \\ I_n \end{pmatrix} = O \quad (3.57)$$

を満たす電流の組合せが存在すること共振条件となる．この共振条件を満たす周波数においては、Type1 の共振器が自己共振状態にあるといえるが、ここでこの条件式 (3.57) に

対して必ずすべての  $I_i$  の符号が同一となる周波数が存在することを示す．式 (3.57) は

$$\begin{pmatrix} 0 & k_{12} & \cdots & k_{1n} \\ k_{21} & 0 & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & k_{n-1n} \\ k_{n1} & \cdots & k_{nn-1} & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \vdots \\ I_n \end{pmatrix} = - \begin{pmatrix} 1 - \frac{1}{\omega^2 LC} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 1 - \frac{1}{\omega^2 LC} & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & 1 - \frac{1}{\omega^2 LC} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \vdots \\ I_n \end{pmatrix} \quad (3.58)$$

と変形でき，最終的には

$$\begin{pmatrix} 0 & k_{12} & \cdots & k_{1n} \\ k_{21} & 0 & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & k_{n-1n} \\ k_{n1} & \cdots & k_{nn-1} & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \vdots \\ I_n \end{pmatrix} = - \left( 1 - \frac{1}{\omega^2 LC} \right) \begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \vdots \\ I_n \end{pmatrix} \quad (3.59)$$

を得る．ここで結合係数から構成される行列を

$$K = \begin{pmatrix} 0 & k_{12} & \cdots & k_{1n} \\ k_{21} & 0 & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & k_{n-1n} \\ k_{n1} & \cdots & k_{nn-1} & 0 \end{pmatrix} \quad (3.60)$$

とおく．また，本論文では，行列  $A$  の  $(i, j)$  成分を  $A_{ij}$  と書くこととする．ここで，行列  $K$  の成分はすべて非負である．加えて， $i \neq j$  のとき  $K_{ij} > 0$  であり，かつ， $K_{ii}^2 > 0$  であるから，行列  $K$  は既約である．成分が非負であり，既約である行列に対しては Perron-Frobenius の定理より，固有値に正の実数であるものが存在し，それに対応する固有ベクトルの成分もすべて正である．ここで行列  $K$  の，正の実数である固有値を  $e$ ，それに対応する固有ベクトルを  $w$  とおくと，式 (3.59) から， $-\left(1 - \frac{1}{\omega^2 LC}\right)$ ，および，ベクトル  $(I_1, I_2, \dots)^T$  は，結合係数から構成される行列の固有値，および，固有ベクトルとなっているため，

$$-\left(1 - \frac{1}{\omega^2 LC}\right) = e \quad (3.61)$$

$$\begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \vdots \\ I_n \end{pmatrix} = w \quad (3.62)$$

を得る． $w$  の成分はすべて正であるため，電流値もすべて正となる．また電流値がすべて正となる周波数は

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{(e+1)LC}} \quad (3.63)$$

で与えられる．固有値  $e$  は正であるため，Type1 共振器の自己共振周波数は，エレメント自体の自己共振周波数

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (3.64)$$

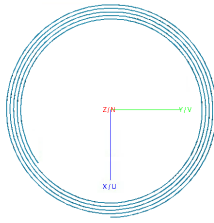


図 3.21: 7つのエレメントから成る Type1 共振器を構成するスパイラルエレメント

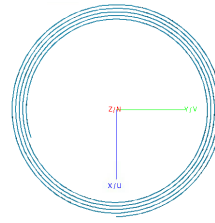


図 3.22: 7つのエレメントから成る Type2 共振器を構成する右巻きスパイラルエレメント

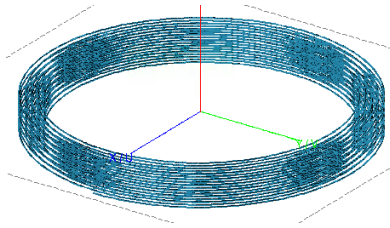


図 3.23: 7つのスパイラルエレメントから成る Type1 共振器

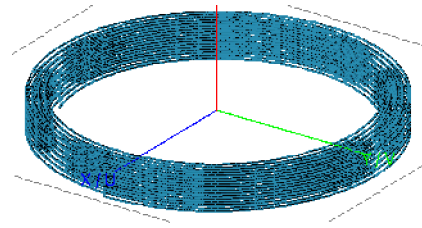


図 3.24: 7つのスパイラルエレメントから成る Type2 共振器

よりも小さくなる．また，エレメントの巻数を減らすことによってインダクタンス  $L$  が大きく減少するため，巻数の調節により，共振周波数を調節することが可能である．以上で，同一のエレメントを用いた場合に，電流の符号が同一である共振周波数が存在することを示した．用いるエレメントが同一でない場合にも，電流符号が同一となる周波数が存在することを付録 B にて証明した．

### 3.3.2 シミュレーションによる電流分布と伝送効率改善の確認

提案した2つの共振器構造の有効性を確認するため，シミュレーションにより Type1 および Type2 の共振器構造を設計し，それらで実現される伝送効率と単一ヘリカル共振器で実現される伝送効率を比較した．図 3.17 および図 3.19 に示した共振器構造は単一ヘリカル共振器よりも2倍以上厚みがあり，直接の比較は公平ではないため，本節ではスパイラル共振器をエレメントとする Type1 および Type2 の共振器を設計し，それによって評価を行う．本節でもパラメータは前節までと同様に，径 30cm，銅線径 1mm，ピッチおよびエレメント間の距離は 5mm とした．このとき，スパイラル共振器を7つ重ねるように配置したとしても，その厚みは 30mm であり，単一ヘリカル共振器の厚み  $5 \times 6.42 = 32.1$  [mm] よりも薄い．ゆえに本節では7つのスパイラル共振器を用いて Type1 および Type2 の共振器を設計する．

スパイラル共振器をエレメントとして採用していることから給電点を適切に設定することが困難であったため，直径 31cm のループコイルを用いて間接的に給電を行い，ループコイルの入力インピーダンスが最大となる巻数を探索することで自己共振周波数を 13.56MHz に調節した．また，Type2 の共振器構造については，上部から1番目，3番目，5番目，7番目のエレメントは左回りに巻き，その他は右回りとした Type1 はすべて右回りに巻いた．巻数を調節したところ，Type1 は 4.85 巻，Type2 は 4.8 巻のときに自己共振周波数が



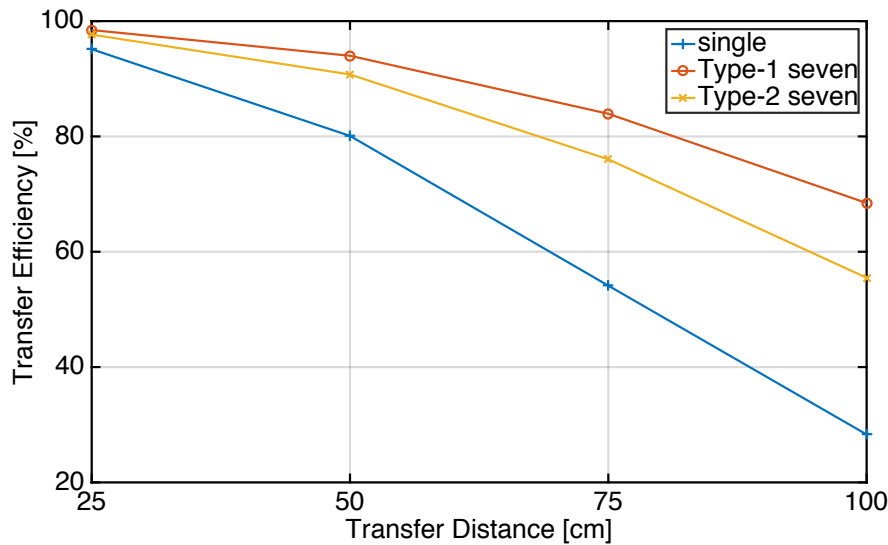


図 3.25: シミュレーションによる伝送距離が 25cm , 50cm , 75cm , 100cm のときの伝送効率の比較

おおよそ 13.56MHz となった．図 3.21 に Type1 のエレメントを，図 3.22 に Type2 に右回りのエレメントを示す．図 3.23 および図 3.24 に，それぞれ Type1 の共振器構造，Type2 の共振器構造を示す．

伝送効率のシミュレーションにおいては，同一の共振器を鉛直方向に移動させ，エレメント間の最短距離を伝送距離と定義した．シミュレーションでは 25cm , 50cm , 75cm , 100cm の 4 点について伝送効率を求めた．また伝送効率を算出する際には，最適負荷が設定されているものとし，シミュレーションにより得られた  $S$  パラメータから最大効率を計算した [83]．図 3.25 に単一ヘリカル共振器，Type1 の共振器構造，Type2 の共振器構造を用いた場合のそれぞれについて伝送効率を示している．伝送距離が 25cm のときには，伝送効率に大きな差は見受けられないが，伝送距離の増加に伴って効率の差異も増加する．Type1 および Type2 の共振器構造を用いた場合，特に伝送距離 100cm の場合には，単一ヘリカル共振器を用いた場合と比較して大きな効率改善がみられる．最も効率が高いのは Type1 であり，Type1 の共振器構造を用いた場合の効率は単一ヘリカル共振器を用いたときに比べ，伝送距離 100cm で約 40% も効率が向上することがわかった．伝送効率は  $Q$  値に大きく依存するため， $Q$  値が向上したと言える．ここで提案構造の評価について 1 点補足すると，提案共振器の場合，従来の  $Q$  値測定手法では正しく計測することができない．従来の手法ではループコイルと共振器を磁氣的に結合させ，ループコイルとベクトルネットワークアナライザを接続して，入力インピーダンスの周波数応答を測定することで  $Q$  値を得るが，本提案構造に同様の構成をとるとループコイルが複数のエレメントと同時に結合してしまう．このような結合は従来想定されておらず，適した  $Q$  値測定手法が存在しない．結合点が複数考えられる共振器についての  $Q$  値測定の手法を確立することは今後の課題である．

また，提案構造の応用先として，従来の共振器を単に置き換えるという用途だけではなく，多層基板内に実装する小型共振器への応用が考えられる．提案構造では，エレメントのサイズがこれまでの共振器構造と比較して小型になる．ゆえにより狭い面積に実装可能

となるため、これまで自己共振型の共振器が実装不可能であったものにも、提案構造を用いることによって自己共振する高  $Q$  な共振器を実装することができる可能性がある。また多層基板内に実装することによって、既存の製造プロセスを利用し、提案構造を実装可能であるものと考えられる。

### 3.3.3 本手法のまとめ

本節では共振器の  $Q$  値を向上するための電気長を拡張した共振器構造を提案した。従来の共振器では電気長が半波長以下に制限されていたのに対し、提案する Type1 および Type2 の共振器構造では、半波長のエレメントを複数用いることによって、全体として電気長が拡張されたように振る舞う。Type1 の共振器構造は互いに電磁界を介して結合した複数のエレメントを用いるのに対して、Type2 では隣り合うエレメントの巻線の向きを逆転させた上で直列に接続することで、それぞれ電流分布を同一方向に揃える構造となっている。シミュレーションの結果より、伝送効率の向上が確認され、これは  $Q$  値の向上を意味しているものであると考えている。提案手法の  $Q$  値を測定する手法の確立と、プリント基板内に製造する共振器への応用が今後の課題である。

## 3.4 あとがき

本章では、電流の流れる向きに着目した2つの共振器構造を提案した。1つ目の構造は、ループ電流から生じる漏洩電磁界を、逆向きの電流ループを用いて打ち消す手法である。2つ目の構造は、電流方向が逆転する減少を防ぎつつ、電気長を延長するための共振器構造である。1つ目の構造と2つ目の構造は、相反するものではなく、1つ目の共振器構造を単位エレメントとして、2つ目の共振器構造を実装することも可能であると考えられる。漏洩電磁界を用いた共振器構造においては、電氣的に小型であることが漏洩電磁界の打ち消し条件を満たす上で必須であるために、巻数を自由に増大させることはできない。しかし、電気長を拡大した共振器構造では、電氣的に小型な複数の共振器を用いて1つの共振器構造を実現可能であるため、漏洩電磁界の打ち消し条件を満たした上で全体としての巻数を増大させることができる点で2つの手法は相性がよいと考えられる。これにより、漏洩電磁界を抑制しつつ、効率の改善を見込むことができる。

## 第4章

---

出力電圧安定化と効率最大化  
を同時に実現するためのシス  
テム設計手法



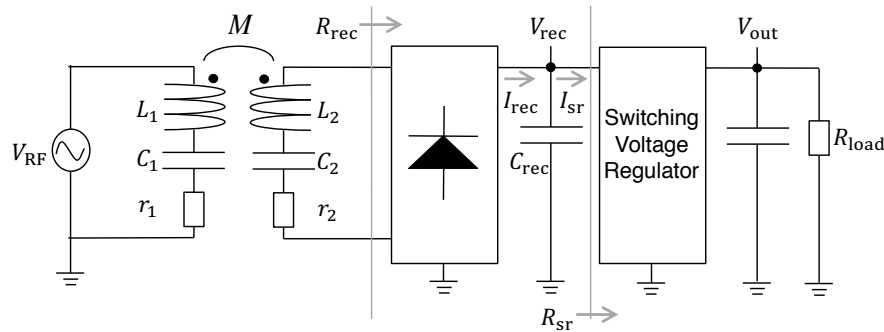


図 4.1: 受電側にスイッチングレギュレータを挿入した無線電力伝送システムのブロック図

## 4.1 まえがき

受電機器の安定した動作のためには、無線電力伝送システムから出力される電圧が安定していることは必須条件である。我々の身の回りには非常に数多くの電子機器が存在しているが、その大多数は AC アダプタによって給電されているが、AC アダプタは、100V の AC 電圧を整流回路によって整流し、かつ、各機器の動作電圧に調節した電圧を出力している。つまり、各機器は、予め定められた直流電圧源をそれぞれの電力源として動作している。

無線給電で AC アダプタを置き換えることを考えたとき、受電側にスイッチングレギュレータを挿入することによって、無線給電からの出力電圧を一定にするのが自然である。なぜなら、受電側にスイッチングレギュレータを挿入しなかった場合、受電器の移動や負荷変動に対してフィードバック制御により出力電圧を安定化する必要があるが、そのフィードバックは無線給電であるという特性ゆえに無線通信に頼るほかなく、通信が途切れた場合や遅延が生じた場合にその影響を受けてしまうためである。しかし、単に受電側にスイッチングレギュレータを挿入した場合、電力効率が大きく劣化するという問題を発見した。本章では磁界共振結合型の無線電力伝送において、受電側にスイッチングレギュレータを挿入した場合においても、高効率な電力伝送を実現するためのシステム設計手法と最大効率点追従手法について述べる。

## 4.2 スwitchングレギュレータの安定動作点と効率に与える影響

本節では、受電側のスイッチングレギュレータにより生じる問題を明らかにする。この問題はスイッチングレギュレータの入力抵抗値に大きく関連している。図 4.1 に受電側スイッチングレギュレータを有する解析モデルを示す。まずはじめに、スイッチングレギュレータの入力抵抗値が、如何にして決定されるのか解析する。解析においては、動作周波数  $f_0$  は 6.78 MHz とし、送受電に用いる共振器は同一の自己共振周波数を持ち、すなわち、

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}} \quad (4.1)$$

を満たすものとする。ここで角周波数  $\omega_0$  は、 $2\pi f_0$  で定義される。表 4.1 に示すパラメータを用いて、スイッチングレギュレータの入力抵抗  $R_{sr}$  がどのように決定されるのか考える。図 4.2 に、整流回路からの出力電圧  $P_{rcv}$  と電力効率  $\eta_{wpt}$  を、スイッチングレギュレータの

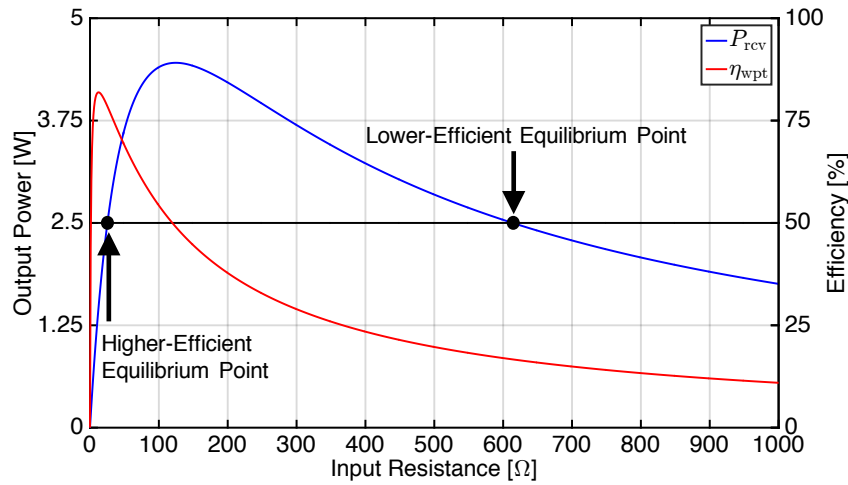


図 4.2: スイッチングレギュレータの入力抵抗  $R_{sr}$  に対する整流回路からの出力電力  $P_{rcv}$  と電力効率  $\eta_{wpt}$

入力抵抗  $R_{sr}$  の関数として計算した結果を示す．ここで， $P_{rcv}$  は  $V_{rec}I_{rec}$ ， $P_{in}$  は RF 電圧源  $V_{RF}$  からの出力電力， $P_{load}$  は  $V_{out}^2/R_{load}$  によって定義した負荷における消費電力， $\eta_{wpt}$  は  $P_{load}/P_{in}$  により定義した電力効率である．本節での解析では，簡単のため，整流回路とスイッチングレギュレータにおける損失は無視する．次節 4.3 では整流回路とスイッチングレギュレータの損失を含めて定式化を行うが，本節での解析では，簡単のためそれらの損失は無視する．また，整流回路はフルブリッジ全波整流回路としてモデル化した．このとき，整流回路の入力抵抗値は

$$R_{rec} = \frac{8}{\pi^2} R_{sr} \quad (4.2)$$

として計算できる．スイッチングレギュレータへの入力電力  $P_{sr}$  ( $= V_{rec}I_{sr}$ ) はスイッチングレギュレータの電力効率  $\eta_{sr}$  を用いて

$$P_{sr} = \frac{V_{out}^2}{\eta_{sr} R_{load}} \quad (4.3)$$

のように計算できる．本節では損失を無視するため， $\eta_{sr}$  は 1 と仮定する．

安定動作点においては，整流回路からの出力電力とスイッチングレギュレータへの入力電力が一致するはずである．なぜなら，もし仮に一致していない場合，過不足の電力は整流回路の平滑コンデンサに流れ込むことになるため，整流回路からの出力電圧が変化する．よってこれは定常状態に達していないことを意味することになるためである．整流回路からの出力電力とスイッチングレギュレータへの入力電力が一致しているとき，

$$P_{rcv} = P_{sr} \quad (4.4)$$

が成り立つ．式 (4.4) は平衡条件である．いまスイッチングレギュレータへの入力電力  $P_{sr}$  は  $5^2/10 = 2.5$  [W] であるから，図 4.2 によると，平衡点は 2 つ存在する．式 (4.4) を満たす平衡点におけるスイッチングレギュレータの入力抵抗  $R_{sr}$  は，1 点が  $25.3 \Omega$  であり，も

表 4.1: 解析およびシミュレーションに使用するパラメータ

Quantity	Symbol	Value
Operating frequency	$f_0$ [Hz]	$6.78 \times 10^6$
Operating angular frequency	$\omega_0$ [rad/s]	$2\pi \times 6.78 \times 10^6$
Input RF voltage	$V_{\text{RF}}$ [V]	6
Inductance of the transmitter	$L_1$ [ $\mu\text{H}$ ]	1
Inductance of the receiver	$L_2$ [ $\mu\text{H}$ ]	1
Mutual inductance between $L_1$ and $L_2$	$M$ [H]	$10/\omega_0$
Capacitance of the transmitter	$C_1$ [pF]	551.037
Capacitance of the receiver	$C_2$ [pF]	551.037
Resistance of the transmitter	$r_1$ [ $\Omega$ ]	1
Resistance of the receiver	$r_2$ [ $\Omega$ ]	1
Output voltage from the regulator	$V_{\text{out}}$ [V]	5
Load resistance	$R_{\text{load}}$ [ $\Omega$ ]	10

う1点が613.8  $\Omega$ である。ただし、その2点には電力効率に大きな差があり、 $R_{\text{sr}}$ が25.3  $\Omega$ のときの電力効率は $R_{\text{sr}}$ が613.8  $\Omega$ であるときと比較して非常に高い。

この2つの平衡点のうち、それぞれの安定性について考える。整流回路からの出力電圧  $V_{\text{rec}}$  が平衡値  $V_{\text{blnc}}$  から微小電圧  $\Delta V$  だけずれた場合を考える。安定動作点であれば、出力電圧がずれて  $V_{\text{blnc}} + \Delta V$  になったとしても、出力電圧  $V_{\text{rec}}$  ( $=V_{\text{blnc}} + \Delta V$ ) は平衡電圧  $V_{\text{blnc}}$  に戻る必要がある。よって、整流回路からの出力電圧  $V_{\text{rec}}$  が平衡電圧  $V_{\text{blnc}}$  から  $V_{\text{blnc}} + \Delta V$  に増加したとき、出力電圧  $V_{\text{rec}}$  が平衡電圧  $V_{\text{blnc}}$  に収束するために、平滑コンデンサに流れ込む電力  $P_{\text{rcv}} - P_{\text{sr}}$  は負である必要がある。すなわち、安定動作点においては

$$\frac{d(P_{\text{rcv}} - P_{\text{sr}})}{dV_{\text{rec}}} < 0 \quad (4.5)$$

が成立する。もし  $d(P_{\text{rcv}} - P_{\text{sr}})/dV_{\text{rec}}$  が正であるとき、出力電圧  $V_{\text{rec}}$  は平衡電圧  $V_{\text{blnc}}$  にとどまっておくことはできない。 $d(P_{\text{rcv}} - P_{\text{sr}})/dV_{\text{rec}} > 0$  なる場合には、出力電圧  $V_{\text{rec}}$  が平衡電圧  $V_{\text{blnc}}$  から  $V_{\text{blnc}} + \Delta V$  に微小電圧  $\Delta V$  だけ増加したとき、出力電圧  $V_{\text{rec}}$  はさらに増加することになってしまうためである。同様に、出力電圧  $V_{\text{rec}}$  が平衡電圧  $V_{\text{blnc}}$  から微小電圧  $\Delta V$  だけ減少し、 $V_{\text{blnc}} - \Delta V$  となった場合、出力電圧は  $V_{\text{rec}}$  はさらに減少することになる。上記の議論は、平衡点のうち、 $d(P_{\text{rcv}} - P_{\text{sr}})/dV_{\text{rec}} > 0$  を満たす点は不安定平衡点であることを意味している。逆に、式 (4.5) が満たされれば、出力電圧  $V_{\text{rec}}$  が微小電圧  $\Delta V$  だけずれた場合であっても、 $V_{\text{rec}}$  は  $V_{\text{blnc}}$  に戻るため、式 (4.5) は安定条件である。ここで、式 (4.5) の導出自体には整流回路やスイッチングレギュレータが無損失であることを用いていないため、整流回路やスイッチングレギュレータの損失を加味した場合においても式 (4.5) が安定条件であることに注意されたい。

整流回路とスイッチングレギュレータが無損失であると再度仮定し、2つの平衡点の安定性を考えたい。スイッチングレギュレータの電力効率が一定であるとき、スイッチングレギュレータの入力抵抗  $R_{\text{sr}}$  を整流回路からの出力電圧  $V_{\text{rec}}$  で微分した値  $dR_{\text{sr}}/dV_{\text{rec}}$  は正であるため、式 (4.5) を整流回路からの出力電圧  $V_{\text{rec}}$  の代わりに、スイッチングレギュ

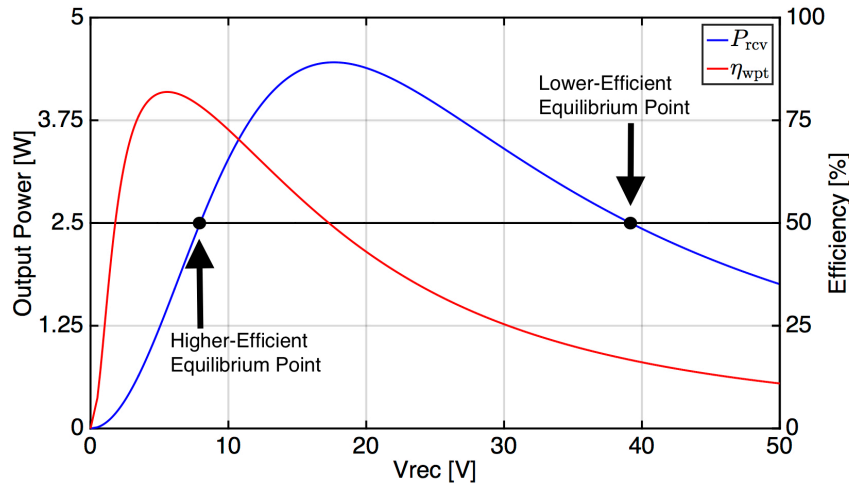


図 4.3: スイッチングレギュレータへの入力電圧  $V_{\text{rec}}$  に対する整流回路からの出力電力  $P_{\text{rcv}}$  と電力効率  $\eta_{\text{wpt}}$

レータの入力抵抗  $R_{\text{sr}}$  を用いて表すと,

$$\frac{d(P_{\text{rcv}} - P_{\text{sr}})}{dR_{\text{sr}}} < 0 \quad (4.6)$$

を得る．スイッチングレギュレータへの入力電力  $P_{\text{sr}}$  は  $V_{\text{rec}}$  の値によらず 2.5 W であるため,  $dP_{\text{sr}}/dR_{\text{sr}} = 0$  が成り立つ．よって式 (4.6) は次式 (4.7) のように整理できる．

$$\frac{dP_{\text{rcv}}}{dR_{\text{sr}}} < 0 \quad (4.7)$$

図 4.2 より, スイッチングレギュレータの入力抵抗  $R_{\text{sr}}$  が 613.8  $\Omega$  である平衡点においては式 (4.7) が満たされる一方, 入力抵抗  $R_{\text{sr}}$  が 25.3  $\Omega$  であるもう一方の平衡点に関しては式 (4.7) を満たさない．よって, 安定点におけるスイッチングレギュレータの入力抵抗  $R_{\text{sr}}$  は 613.8  $\Omega$  である．

安定条件による理解の他に, 収束性からの解釈も可能である．図 4.2 では横軸をスイッチングレギュレータの入力抵抗  $R_{\text{sr}}$  としていたが, 図 4.3 に横軸をスイッチングレギュレータへの入力電圧, すなわち, 整流回路からの出力電圧  $V_{\text{rec}}$  とした場合の整流回路からの出力電力  $P_{\text{rcv}}$  と電力効率  $\eta_{\text{wpt}}$  を示す．ここで  $V_{\text{rec}}$  と  $R_{\text{sr}}$  の関係は,  $P_{\text{sr}} = 2.5$  より,  $V_{\text{rec}} = \sqrt{P_{\text{sr}} R_{\text{sr}}} = \sqrt{2.5 R_{\text{sr}}}$  により計算した．ここで  $R_{\text{sr}} = 25.3$  [ $\Omega$ ] に対応する平衡点は  $V_{\text{rec}} = 8.0$  [V] であり,  $R_{\text{sr}} = 613.8$  [ $\Omega$ ] に対応する平衡点は  $V_{\text{rec}} = 39.2$  [V] である． $V_{\text{rec}}$  が 8.0 V 未満でスイッチングレギュレータの動作を開始させた場合には, 整流回路からの出力電力  $P_{\text{rcv}}$  は 2.5 W 未満であるため  $V_{\text{rec}}$  は減少する．よって, 平衡点に達することはない． $V_{\text{rec}}$  が 8.0 V 以上 39.2 V 未満でスイッチングレギュレータの動作を開始させた場合, 整流回路からの出力電力  $P_{\text{rcv}}$  は 2.5 W 以上であるため,  $V_{\text{rec}}$  は増加する．その結果,  $V_{\text{rec}}$  は 39.2 V の平衡点に達する． $V_{\text{rec}}$  が 39.2 V 以上でスイッチングレギュレータの動作を開始させた場合には, 整流回路からの出力電力  $P_{\text{rcv}}$  は 2.5 W 以下であるため,  $V_{\text{rec}}$  は減少し, 39.2 V となる．ゆえに, 最終的に達する平衡点は  $V_{\text{rec}} = 39.2$  [V] である動作点である．

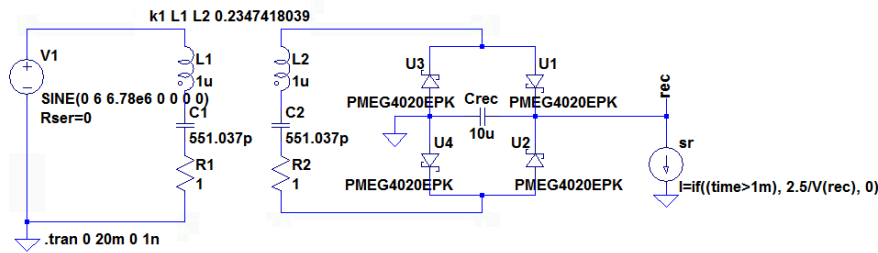
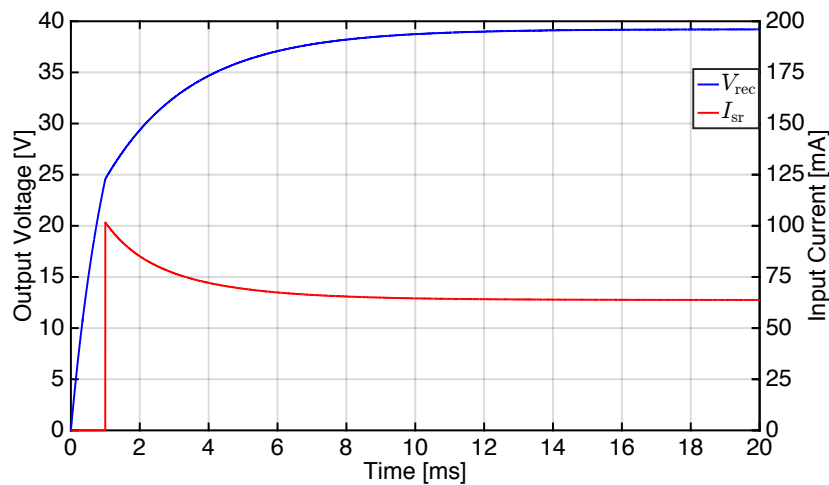


図 4.4: LTspice によるシミュレーション画面

図 4.5: シミュレーションにより得られた安定動作点における整流回路からの出力電圧  $V_{\text{rec}}$  とスイッチングレギュレータへの入力電流  $I_{\text{sr}}$ 

上記の議論に関して真偽を確認するため、回路シミュレーションを行った。図 4.4 に、LTspice を用いたシミュレーション画面を示す。シミュレーションで用いたパラメータは、整流回路とスイッチングレギュレータ以外に関しては、解析に用いたものと同一とした。整流回路は NXP 製ショットキーバリアダイオード PMEG4020EPK と  $10\text{ }\mu\text{F}$  の平滑コンデンサを用いたフルブリッジ全波整流回路としてモデル化した。スイッチングレギュレータへの入力電力は、整流回路からの出力電圧  $V_{\text{rec}}$  によらず  $2.5\text{ W}$  であるため、スイッチングレギュレータと  $10\text{ }\Omega$  の負荷は、 $2.5\text{ W}$  の電力を常に消費する電流源としてまとめてモデル化できる。LTspice におけるシミュレーションでは、スイッチングレギュレータと負荷を  $2.5/V_{\text{rec}}\text{ [A]}$  なる電流を平滑コンデンサから吸い出す電流源としてモデル化した。その電流源の消費電力は  $V_{\text{rec}} \times 2.5/V_{\text{rec}} = 2.5\text{ [W]}$  である。さらにその電流源はシミュレーション開始直後ではなく、平滑コンデンサに十分な電力を蓄えてから電流源を始動させるために、 $1\text{ ms}$  後に始動させた。

図 4.5 に、安定動作点における、整流回路からの出力電圧  $V_{\text{rec}}$  とスイッチングレギュレータへの入力電流値  $I_{\text{sr}}$  を示す。スイッチングレギュレータへの入力電流値  $I_{\text{sr}}$  は、電流源への入力電流値としてシミュレーションしたものである。出力電圧値  $V_{\text{rec}}$  と入力電流値  $I_{\text{sr}}$  はそれぞれ  $39.22\text{ V}$  および  $63.8\text{ mA}$  に収束した。よって、シミュレーションにより得られた安定動作点におけるスイッチングレギュレータの入力抵抗  $R_{\text{sr}}$  は  $39.22/0.638 \sim 615\text{ }\Omega$

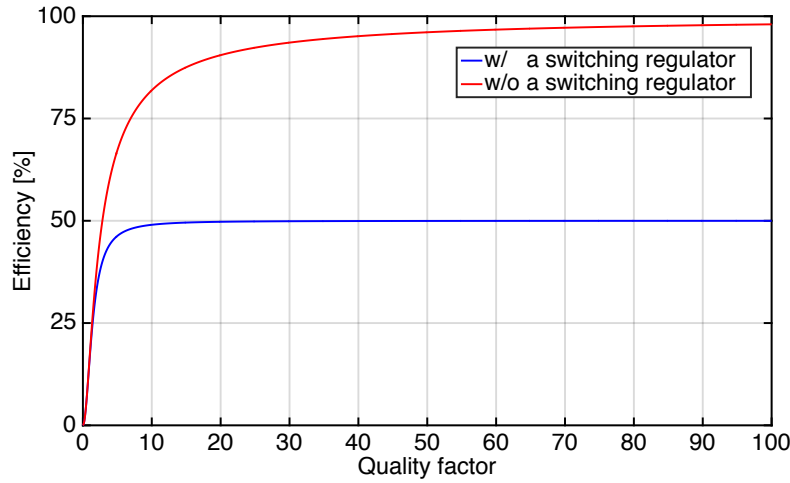


図 4.6: 受電側にスイッチングレギュレータを挿入していない場合と挿入した場合における電力効率の理論的最大値の比較

であり，解析値の  $613.8 \Omega$  に非常に近い．以上のように，シミュレーションにより，解析の妥当性が確かめられた．

スイッチングレギュレータの入力抵抗  $R_{sr}$  は，平衡条件である式 (4.4) と安定条件である式 (4.7) によって決定されることを示した．スイッチングレギュレータへの入力電力  $P_{sr}$  が変化すると，安定動作点における入力抵抗  $R_{sr}$  もまたそれに伴って変化する．しかし，式 (4.7) および図 4.2 によると，安定動作点における入力抵抗  $R_{sr}$  は，整流回路からの出力電力  $P_{rcv}$  が最大となる抵抗  $R_{sr(mpp)}$  よりも小さくなることはない．なぜなら，入力抵抗  $R_{sr}$  が  $R_{sr(mpp)}$  より小さいとき，平滑コンデンサに流れ込む電力  $dP_{rcv}/dR_{sr}$  が正となり，式 (4.7) を満たさないためである．整流回路の入力抵抗  $R_{rec}$  が

$$R_{rec(mpp)} = \frac{(\omega M)^2}{r_1} + r_2 \quad (4.8)$$

となるとき，出力電力  $P_{rcv}$  は最大となるため，出力電力が最大となるスイッチングレギュレータの入力抵抗  $R_{sr(mpp)}$  は式 (4.2) を用いて

$$R_{sr(mpp)} = \frac{\pi^2}{8} \left( \frac{(\omega M)^2}{r_1} + r_2 \right) \sim 124.6 \quad (4.9)$$

のように計算可能である．その一方で，電力効率  $\eta_{wpt}$  が最大となるスイッチングレギュレータの入力抵抗  $R_{sr(mep)}$  は，式 (4.2) と [36] を用いて

$$R_{sr(mep)} = \frac{\pi^2}{8} r_2 \sqrt{1 + \frac{(\omega M)^2}{r_1 r_2}} \sim 12.4 \quad (4.10)$$

のように表される．表 4.1 に示したパラメータを用いた場合，伝送電力が最大となる入力抵抗  $R_{sr(mpp)}$  は，効率が最大となる入力抵抗  $R_{sr(mep)}$  より大幅に大きくなる．よって，最大効率点における安定動作は不可能であることがわかる．一般化して述べると，伝送電力

を最大化する入力抵抗  $R_{\text{sr(mpp)}}$  は、相互インダクタンス  $(\omega M)^2$  が0でない限り、次式

$$R_{\text{sr(mpp)}}^2 - R_{\text{sr(mep)}}^2 = \frac{\pi^4}{64} \left( \frac{(\omega M)^4}{r_1^2} + \frac{r_2 (\omega M)^2}{r_1} \right) \quad (4.11)$$

より、電力効率を最大化する入力抵抗  $R_{\text{sr(mep)}}$  より必ず大きくなる。ゆえに、スイッチングレギュレータの入力抵抗  $R_{\text{sr}}$  が  $R_{\text{sr(mep)}}$  となることはなく、つまり、最大効率点は安定点の外側にあることになる。安定動作範囲においては、スイッチングレギュレータの入力抵抗値は、伝送電力を最大化する入力抵抗  $R_{\text{sr(mpp)}}$  より大きい点に限られ、かつ、図 4.2 より電力効率  $\eta_{\text{wpt}}$  は、入力抵抗  $R_{\text{sr}}$  が増加するにつれて単調に低下する。したがって、安定動作点における電力効率  $\eta_{\text{wpt}}$  は、次の不等式を満たす。

$$\eta_{\text{wpt}} < \frac{R_{\text{rec(mpp)}}}{R_{\text{rec(mpp)}} + r_2} \times \frac{\frac{(\omega M)^2}{R_{\text{rec(mpp)}} + r_2}}{\frac{(\omega M)^2}{R_{\text{rec(mpp)}} + r_2} + r_1} \quad (4.12)$$

$$= \frac{\frac{(\omega M)^2}{r_1} + r_2}{\frac{(\omega M)^2}{r_1} + 2r_2} \times \frac{\frac{(\omega M)^2}{r_1}}{\frac{(\omega M)^2}{r_1} + 2r_2} \quad (4.13)$$

$$= \frac{\frac{(\omega M)^2}{r_1 r_2}}{2 \left( \frac{(\omega M)^2}{r_1 r_2} + 2 \right)} \quad (4.14)$$

$$= \frac{Q_1 Q_2}{2(Q_1 Q_2 + 2)} \quad (4.15)$$

ここで、 $Q_1$  と  $Q_2$  は、それぞれ、送受電共振器の結合を考慮した  $Q$  値であり、 $\omega M/r_1$  および  $\omega M/r_2$  のように定義した。たとえ  $Q_1$  と  $Q_2$  が十分に大きいとしても、スイッチングレギュレータを挿入した場合には、式 (4.15) より最大効率が 50% となる。表 4.1 に示したパラメータを用いて電力効率  $\eta_{\text{wpt}}$  の具体的な数値を計算およびシミュレーションすると、計算では 16.2%、シミュレーションでは 17.7% であった。その一方、もしスイッチングレギュレータが受電側に挿入されていない場合に実現可能な最大効率は、

$$\eta_{\text{wpt}} = \frac{Q_1 Q_2}{(1 + \sqrt{1 + Q_1 Q_2})^2} \quad (4.16)$$

で与えられることが知られている [36]。表 4.1 に示したパラメータを用いて計算した理論的な最大効率は 81.9% であり、スイッチングレギュレータを挿入した場合の 16.2% よりも非常に大きいことがわかる。スイッチングレギュレータを受電側に挿入していない場合と挿入した場合の理論的な最大電力効率を  $Q$  値 ( $Q = Q_1 = Q_2$ ) の関数としてプロットしたものを図 4.6 に示す。 $Q$  値が上昇するに従って、スイッチングレギュレータを挿入していない場合の理論的な最大電力効率は 100% に近づく。しかしながら、スイッチングレギュレータを挿入した場合には、既に述べたように最大でも 50% である。

受電側にスイッチングレギュレータを挿入した場合においても、高効率な無線電力伝送を実現するためには、電力効率が最大となる入力抵抗  $R_{\text{sr(mep)}}$  が安定動作範囲内に存在する必要がある。もし伝送電力が最大となる入力抵抗値が  $R_{\text{sr(mpp)}}$  よりも、電力効率が最大となる入力抵抗  $R_{\text{sr(mep)}}$  のほうが大きくすることができたとすると、そのとき最大効率点

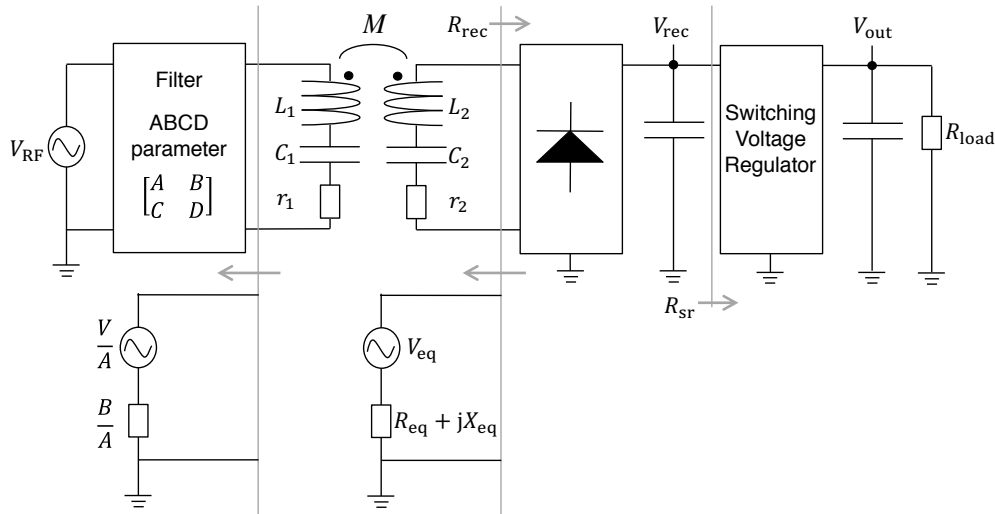


図 4.7: RF 電源に出力フィルタを挿入した無線電力伝送システムの構成

が安定動作範囲内に含まれることとなり、スイッチングレギュレータが挿入されていない場合と同様に高効率な無線電力伝送が可能となる。次節にて  $K$  インピーダンスインバータを用いて、最大効率点が安定動作範囲に含まれるよう、電力効率が最大となる入力抵抗  $R_{sr(mpp)}$  を小さくするシステム設計手法について述べる。

### 4.3 最大効率点の安定化手法

本節では、整流回路およびスイッチングレギュレータの損失を考慮した上で、平衡点の安定条件を考える。その安定条件を基にして、最大効率点で安定動作を実現するためのシステム設計手法について述べる。RF 電源の後段に  $K$  インバータを挿入することが、最大効率点を安定化する簡便な手法であることを示す。図 4.7 に、RF 電源と送電共振器の間に  $ABCD$  パラメータ

$$F = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \quad (4.17)$$

で記述される四端子回路網を挿入したシステム構成を示す。この四端子回路網を適切に設計することにより、最大効率点の安定化を試みる。ここで、この四端子回路網の損失が、電力伝送部と比較して十分に小さければ最大効率を与えるスイッチングレギュレータの入力抵抗  $R_{sr(mep)}$  は変化しないことに注意されたい。

整流回路とスイッチングレギュレータの損失を考慮したとしても、スイッチングレギュレータの入力抵抗  $R_{sr}$  の安定性は式 (4.5) によって決定される。なぜなら式 (4.5) の導出には、整流回路とスイッチングレギュレータが無損失であることを仮定していないためである。しかし、式 (4.5) から四端子回路網の  $ABCD$  パラメータを設計することはできない。そこでまず、式 (4.5) を四端子回路網の  $ABCD$  パラメータおよび図 4.7 内に記述されたパラメータを用いて解析的に表すことを考える。

この解析においては、整流回路はショットキーバリアダイオードによって構成したフルブリッジ全波整流回路であるものとした。ショットキーバリアダイオードから成るフル



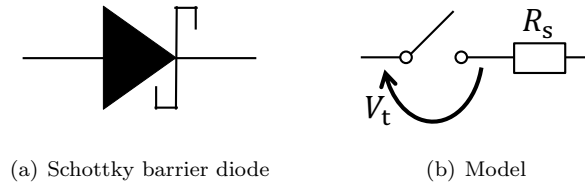


図 4.8: 理想スイッチ, ショットキー障壁に等しい電圧降下  $V_t$ , および等価直列抵抗  $R_s$  によるショットキーバリアダイオードのモデル化

ブリッジ全波整流回路は, 各ショットキーバリアダイオードを図 4.8 に示すように, そのショットキー障壁の高さと等しい電圧降下  $V_t$  と等価直列抵抗  $R_s$  の直列接続を用いてモデル化することにより, 正確に解析可能であることが知られている [84]. フルブリッジ全波整流回路に正弦波電流  $I$  を入力した場合を考えると, そのときの入力電圧  $V_{\text{rec.in}}$  は

$$V_{\text{rec.in}} = \frac{4}{\pi} (V_{\text{rec}} + 2V_t) \frac{I}{|I|} + 2R_s I \quad (4.18)$$

のように表される. キルヒホッフの電圧則を適用すると

$$V_{\text{eq}} = I(R_{\text{eq}} + jX_{\text{eq}}) + \frac{4}{\pi} (V_{\text{rec}} + 2V_t) \frac{I}{|I|} + 2R_s I \quad (4.19)$$

が得られる. ここで,  $V_{\text{eq}}$  および  $R_{\text{eq}} + jX_{\text{eq}}$  は, 鳳テブナンの定理により得られる, 整流回路から受電共振器側をみた等価電圧と等価インピーダンスである. 両辺の絶対値をとり, 2乗した上で整理すると

$$\left| (R_{\text{sum}} + jX_{\text{eq}}) + \frac{V_{\text{sum}}}{|I|} \right|^2 |I|^2 - |V_{\text{eq}}|^2 = 0 \quad (4.20)$$

$$(R_{\text{sum}}^2 + X_{\text{eq}}^2) |I|^2 + 2V_{\text{sum}} R_{\text{sum}} |I| + (V_{\text{sum}}^2 - |V_{\text{eq}}|^2) = 0 \quad (4.21)$$

となる. ここで  $V_{\text{sum}}$  と  $R_{\text{sum}}$  は, それぞれ,  $4(V_{\text{rec}} + 2V_t)/\pi$  および  $R_{\text{eq}} + 2R_s$  により定義した. よって  $|I|$  について解くと

$$|I| = \frac{-V_{\text{sum}} R_{\text{sum}} + \sqrt{|V_{\text{eq}}|^2 R_{\text{sum}}^2 - (V_{\text{sum}}^2 - |V_{\text{eq}}|^2) X_{\text{eq}}^2}}{R_{\text{sum}}^2 + X_{\text{eq}}^2} \quad (4.22)$$

を得る. 整流回路からの出力電流  $I_{\text{rec}}$  は, 正弦波電流  $I \sin(\omega_0 t)$  の絶対値を時間平均したものであるから,  $|I|$  を用いて  $2|I|/\pi$  により計算できる. 整流回路からの出力電力  $P_{\text{rcv}}$  は

$$P_{\text{rcv}} = \frac{2}{\pi} |I| V_{\text{rec}}, \quad (4.23)$$

により計算できるため,  $dP_{\text{rcv}}/dV_{\text{rec}}$  は次式により得られる.

$$\frac{dP_{\text{rcv}}}{dV_{\text{rec}}} = \frac{2}{\pi} |I| - \frac{8}{\pi^2} V_{\text{rec}} \frac{R_{\text{sum}} + V_{\text{sum}} X_{\text{eq}}^2/\alpha}{R_{\text{sum}}^2 + X_{\text{eq}}^2} \quad (4.24)$$

ただし,

$$\alpha = \sqrt{|V_{\text{eq}}|^2 R_{\text{sum}}^2 - (V_{\text{sum}}^2 - |V_{\text{eq}}|^2) X_{\text{eq}}^2} \quad (4.25)$$

である．ゆえに式 (4.5) は

$$\frac{2}{\pi} |I| - \frac{8}{\pi^2} V_{\text{rec}} \frac{R_{\text{sum}} + V_{\text{sum}} X_{\text{eq}}^2 / \alpha}{R_{\text{sum}}^2 + X_{\text{eq}}^2} - \frac{dP_{\text{sr}}}{dV_{\text{rec}}} < 0 \quad (4.26)$$

により表される．ここで平衡条件である式 (4.4) が満たされているとき，その平衡点の安定条件を考える．式 (4.4)，(4.22)，(4.23) より，

$$|I| = \frac{-V_{\text{sum}} R_{\text{sum}} + \alpha}{R_{\text{sum}}^2 + X_{\text{eq}}^2} = \frac{\pi P_{\text{sr}}}{2V_{\text{rec}}} \quad (4.27)$$

が成立する．さらに式 (4.26) は次式 (4.28)

$$\frac{P_{\text{sr}}}{V_{\text{rec}}} - \frac{8}{\pi^2} V_{\text{rec}} \frac{R_{\text{sum}} + \frac{V_{\text{sum}} X_{\text{eq}}^2}{V_{\text{sum}} R_{\text{sum}} + (R_{\text{sum}}^2 + X_{\text{eq}}^2) \frac{\pi P_{\text{sr}}}{2V_{\text{rec}}}}}{R_{\text{sum}}^2 + X_{\text{eq}}^2} < \frac{dP_{\text{sr}}}{dV_{\text{rec}}} \quad (4.28)$$

に変形できるため，最終的に式 (4.28) は

$$-\frac{8}{\pi^2} \left( \frac{1 + \beta R_{\text{sum}}}{R_{\text{sum}} + \beta (R_{\text{sum}}^2 + X_{\text{eq}}^2)} \right) < \frac{dI_{\text{sr}}}{dV_{\text{rec}}} \quad (4.29)$$

のように変形できる．ここで  $\beta$  は  $\pi P_{\text{sr}} / (2V_{\text{sum}} V_{\text{rec}})$  なる変数である．最後の変形においては

$$\frac{dI_{\text{sr}}}{dV_{\text{rec}}} = \frac{d}{dV_{\text{rec}}} \left( \frac{P_{\text{sr}}}{V_{\text{rec}}} \right) = \frac{1}{V_{\text{rec}}} \frac{dP_{\text{sr}}}{dV_{\text{rec}}} - \frac{P_{\text{sr}}}{V_{\text{rec}}^2} \quad (4.30)$$

なる関係を用いた．式 (4.29) に含まれるすべての変数を，最大効率点付近で測定することによって，理論上は最大効率点を安定化することが可能である．しかし，式 (4.29) を直接用いて，無線電力伝送システムを設計することは容易ではない．

より簡便なシステム設計手法を確立するため，本論文においては式 (4.29) をそのまま適用する代わりに，式 (4.29) の十分条件を用いたシステム設計を提案する．式 (4.28) において，

$$(V_{\text{sum}} X_{\text{eq}}^2) / \left( V_{\text{sum}} R_{\text{sum}} + (R_{\text{sum}}^2 + X_{\text{eq}}^2) \frac{\pi P_{\text{sr}}}{2V_{\text{rec}}} \right) \geq 0 \quad (4.31)$$

なる項を無視すると，式 (4.29) の十分条件

$$-\frac{8}{\pi^2} \left( \frac{R_{\text{sum}}}{R_{\text{sum}}^2 + X_{\text{eq}}^2} \right) < \frac{dI_{\text{sr}}}{dV_{\text{rec}}} \quad (4.32)$$

が得られる．この十分条件は，式 (4.29) と比較して，スイッチングレギュレータ以降の部分と分離して考えることができる点で有益である．つまり，式 (4.32) の右辺は，四端子回路網や共振器，整流回路のパラメータを一切含まず，それと同様に左辺についても，スイッチングレギュレータおよび負荷のパラメータを含まない．式 (4.32) の左辺は， $|X_{\text{eq}}|$  と  $R_{\text{sum}}$  が，それぞれ，0 と  $|X_{\text{eq}}|$  に近づくにつれて減少する． $R_{\text{sum}}$  はショットキーバリアダイオードの損失抵抗  $R_s$  の影響により必ず正であるため， $|X_{\text{eq}}| = 0$  かつ  $R_{\text{sum}}$  が最小であるとき，式 (4.32) の左辺は最小化される．最大効率点を含む動作範囲において式 (4.32) を満たすためには， $R_{\text{sum}}$  および  $|X_{\text{eq}}|$  の値がその動作範囲に対して十分に小さくなるよう四端子回路網を設計すればよい．また，十分条件を表す式 (4.32) は， $|X_{\text{eq}}| = 0$

であれば，もとの条件式 (4.29) と等価となることに注意されたい．なぜなら  $|X_{eq}| = 0$  であるとき， $(V_{sum} X_{eq}^2) / (V_{sum} R_{sum} + (R_{sum}^2 + X_{eq}^2) \frac{\pi P_{sr}}{2V_{rec}})$  の値も同様に 0 となるためである．よって，十分条件式 (4.32) は， $|X_{eq}|$  の値が小さくなるにつれて本来の条件式 (4.29) に近づくものである．

最大効率点を安定化するための四端子回路網として，本論文では， $K$  インピーダンスインバータを用いることを提案する．図 4.7 に示した各パラメータを用いると， $R_{sum}$  および  $X_{eq}$  はそれぞれ

$$R_{sum} = \operatorname{Re} \left( \frac{(\omega M)^2}{\frac{B}{A} + r_1} \right) + r_2 + 2R_s \quad (4.33)$$

$$X_{eq} = \operatorname{Im} \left( \frac{(\omega M)^2}{\frac{B}{A} + r_1} \right) \quad (4.34)$$

のように計算できるため， $|X_{eq}|$  と  $|R_{sum}|$  の値を小さくするためには， $|B/A|$  の値を大きくすればよい．非常に大きな  $|B/A|$  を有する四端子回路網の 1 つとして， $K$  インピーダンスインバータが挙げられる． $K$  インピーダンスインバータは，図 4.9 に示すような T 型回路， $\Pi$  型回路，もしくは結合した 1 対の共振器などにより実装可能である． $K$  インピーダンスインバータは， $Z$  なるインピーダンスを  $K^2/Z$  に変換する機能を有し，無線電力伝送においては，共振器間結合の設計や解析に対して応用されてきた [36, 85, 86]．また，受電共振器が存在しないときに RF 電源からの入力電流を抑制するために用いられている LCC 回路も  $K$  インピーダンスインバータを応用したものである [87]． $K$  インピーダンスインバータを選択することによって，最大効率点の安定化と LCC 回路としての効果との両方を期待できる． $K$  インバータの ABCD 行列は

$$F = \begin{bmatrix} 0 & -jK \\ \frac{1}{jK} & 0 \end{bmatrix}. \quad (4.35)$$

のように表記されるため，理想的には  $|B/A|$  が無限大となる． $|B/A| = \infty$  であるとき，

$$R_{sum} = r_2 + 2R_s \quad (4.36)$$

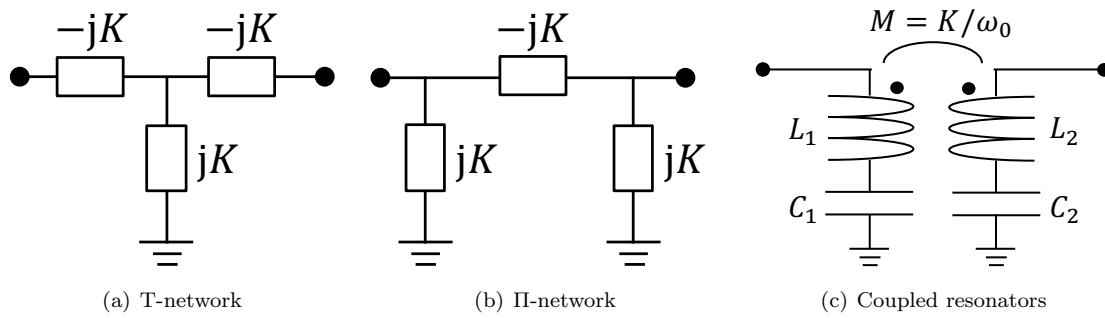
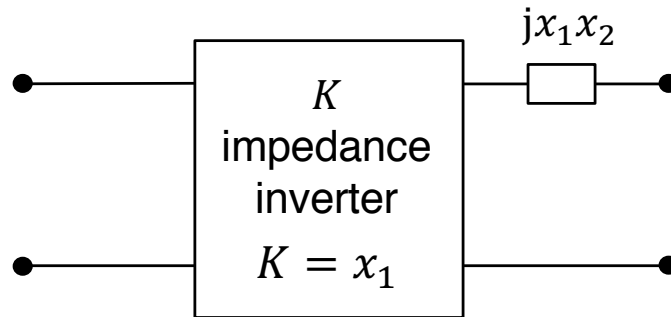
$$X_{eq} = 0 \quad (4.37)$$

となり，このとき式 (4.32) は

$$-\frac{8}{\pi^2 (r_2 + 2R_s)} < \frac{dI_{sr}}{dV_{rec}} \quad (4.38)$$

のように変形される．式 (4.38) は，提案手法の限界を示す不等式である．式 (4.38) を満たすことのできない共振器および整流回路の組み合わせにおいては，提案手法は効果的でないことに注意されたい．

$K$  インピーダンスインバータ以外にも，非常に大きな  $|B/A|$  を有する四端子回路網は存在する．しかしながら， $K$  インピーダンスインバータには， $Z$  なるインピーダンスを  $K^2/Z$  なるインピーダンスに変換する前後で力率が変化しないという利点がある．特に， $K$  インピーダンスインバータから送電共振器側をみた入力インピーダンスが純抵抗であるとき，RF 電源から  $K$  インピーダンスインバータをみた入力インピーダンスも純抵抗と

図 4.9:  $K$  インピーダンスインバータの回路構成例図 4.10:  $K = x_1$  なる  $K$  インピーダンスインバータと  $jx_1x_2$  なるインピーダンスを有する集中定数素子による式 (4.39) で記述される  $ABCD$  パラメータの実現回路

なる．それに対して， $K$  インピーダンスインバータ以外の四端子回路網を設計した場合についても考える．高効率な給電を目的の 1 つとして考えると，四端子回路網は損失を最小化するためにリアクタンス素子のみから成るべきである．非常に大きな  $|B/A|$  を有するためには， $ABCD$  行列の成分  $A$  は 0 でなければならない． $A = 0$  なる四端子回路網のなかで，リアクタンス素子のみによって実現可能な四端子回路網の  $ABCD$  行列は，任意の実数  $x_1$  および  $x_2$  を用いて次式 (4.39) のように表される．

$$F = \begin{bmatrix} 0 & -jx_1 \\ \frac{1}{jx_1} & x_2 \end{bmatrix} \quad (4.39)$$

式 (4.39) の  $ABCD$  行列で表される四端子回路網の実現回路は無数に存在するが，その 1 例として， $K = x_1$  なる  $K$  インピーダンスインバータと  $jx_1x_2$  なるインピーダンスを有するリアクタンス素子を用いて，図 4.10 に示す回路によって実現可能である．

$K$  インピーダンスインバータの有効性を確認するため，回路シミュレーションを行った．シミュレーションに用いたパラメータは 4.2 節で用いたものと同様とし，挿入した  $K$  インピーダンスインバータについては  $K = 10$  とした． $K$  インピーダンスインバータは，234.7 nH なる 2 つのインダクタと，2.347 nF のシャントキャパシタから成る T 型回路によってモデル化した．シミュレーションにより得られた整流回路からの出力電圧  $V_{\text{rec}}$ ，スイッチングレギュレータへの入力電流  $I_{\text{sr}}$ ，および電力効率  $\eta_{\text{wpt}}$  はそれぞれ，2.586 V，

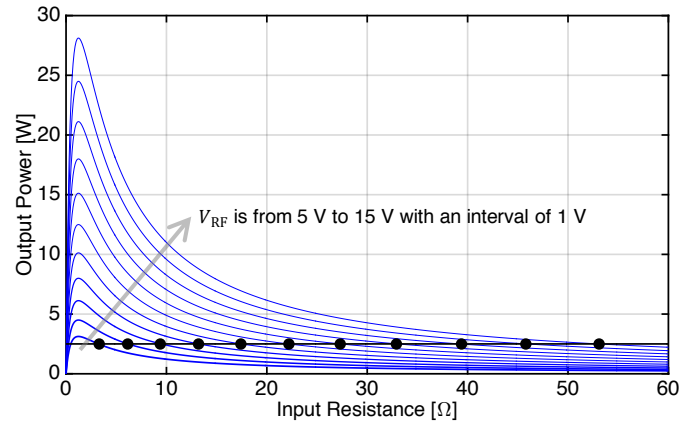


図 4.11:  $K = 10$  の  $K$  インピーダンスインバータを挿入したシステムにおける，入力抵抗  $R_{sr}$  に対する整流回路からの出力電力  $P_{rcv}$

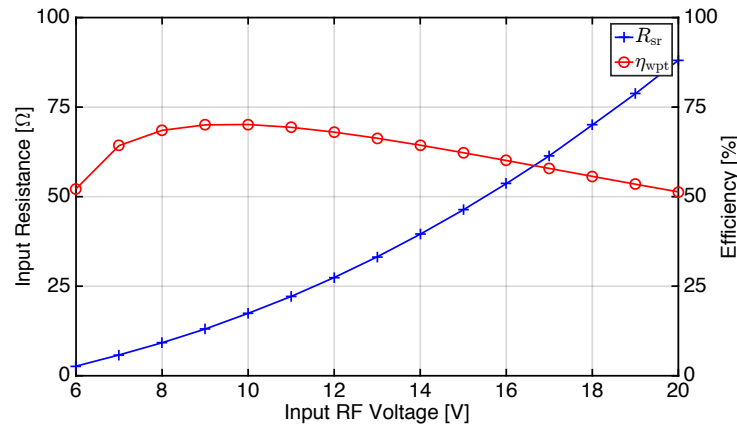


図 4.12:  $K = 10$  の  $K$  インピーダンスインバータを挿入したシステムにおける，入力 RF 電圧  $V_{RF}$  に対するシミュレーションにより得られた電力効率  $\eta_{wpt}$  と整流回路からの出力電圧  $V_{rec}$

967 mA，52.2%であった．安定動作点におけるスイッチングレギュレータの入力抵抗  $R_{sr}$  は  $2.586/0.967 \sim 2.67 \text{ } [\Omega]$  であり，その値は解析的に求められる最大効率点の入力抵抗  $R_{sr(mep)}$  よりも小さくなっていることが確認できた．これは最大効率点が安定動作領域内に存在していることを示している．しかしながら，効率を最大化するためには，スイッチングレギュレータの入力抵抗  $R_{sr}$  を，その最適値  $R_{sr(mep)}$  に調節する必要がある．次節において，入力電圧調節による電力効率の最大化について述べる．

#### 4.3.1 一般化した四端子回路網設計

本論文ではおもに D 級インバータと SS 型の送受電器を用いたものとして話を進めるが，SS 型以外にも PP 型，SP 型，PS 型に関しても同様に研究がなされている．S は直列共振状態にある共振器であり，P は並列共振状態にある共振器を意味している．たとえば SP 型であれば，直列共振型の送電共振器と，並列共振型の受電共振器を用いたシステムを意

味する．本小節では，SS 型以外の構成に対しても本提案手法を応用できるよう，より一般化した四端子回路網の設計手法に関して述べる．

本小節では，共振器結合部分の  $ABCD$  パラメータ  $F_{\text{wpt}}$  を

$$F_{\text{wpt}} = \begin{bmatrix} a & b \\ c & d \end{bmatrix} \quad (4.40)$$

とおく．このとき，RF 電源の出力に接続した四端子回路網との積をとると

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a & b \\ c & d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Aa + Bc & Ab + Bd \\ Ca + Dc & Cb + Dd \end{bmatrix} \quad (4.41)$$

を得る．この  $ABCD$  パラメータのポート 1 に RF 電源を接続した際のポート 2 側からみた等価出力インピーダンス  $R_{\text{eq}} + jX_{\text{eq}}$  を最小化すればよい．ある  $ABCD$  パラメータ

$$F' = \begin{bmatrix} A' & B' \\ C' & D' \end{bmatrix} \quad (4.42)$$

のポート 1 側に等価電圧源  $V'$  および等価出力インピーダンス  $Z'$  で記述できる回路を接続した場合，

$$V_1 = V' - Z'I_1 \quad (4.43)$$

であるから， $I_2 = 0$  のときの  $V_2$ ，および  $V_2 = 0$  のときの  $I_2$  を  $V'$  を用いて表すと

$$V_2 |_{I_2=0} = \frac{V'}{A' + Z'C'} \quad (4.44)$$

$$I_2 |_{V_2=0} = \frac{V'}{B' + Z'D'} \quad (4.45)$$

のようになる．これを用いると，ポート 2 側からみた等価出力インピーダンス  $R_{\text{eq}} + jX_{\text{eq}}$  は

$$R_{\text{eq}} + jX_{\text{eq}} = \frac{V_2 |_{I_2=0}}{I_2 |_{V_2=0}} = \frac{B' + Z'D'}{A' + Z'C'} \quad (4.46)$$

と計算できる．ここで D 級インバータの出力インピーダンスは非常に小さいことが知られているため， $Z' \sim 0$  と近似すると

$$R_{\text{eq}} + jX_{\text{eq}} = \frac{B'}{A'} \quad (4.47)$$

となり， $\frac{B'}{A'}$  を最小化することでポート 2 側からみた等価出力インピーダンスを最小化することができることがわかる．

ここで，式 (4.41) で表される，四端子回路網と共振器結合部を表す  $ABCD$  パラメータの等価出力インピーダンスに話を戻す．式 (4.41) を式 (4.47) に代入すると，

$$R_{\text{eq}} + jX_{\text{eq}} = \frac{Ab + Bd}{Aa + Bc} \quad (4.48)$$

を得る．また，四端子回路網は送電側ではなく，受電側に接続することも可能である．このときには

$$R_{\text{eq}} + jX_{\text{eq}} = \frac{aB + bD}{aA + bC} \quad (4.49)$$

となる．よって，用いる共振器結合部を  $ABCD$  パラメータで表し，このもとで等価出力インピーダンスの  $R_{eq}$  および  $X_{eq}$  が最小となるように，上記の式から四端子回路網を設計すればよい．

#### 4.4 入力電圧制御による電力効率の最大化

近年，受電側 DC-DC コンバータを用いた最大効率点の追従手法が盛んに研究されている．スイッチングレギュレータは DC-DC コンバータの 1 種であるが，従来の DC-DC コンバータを用いた最大効率点追従手法は，スイッチングレギュレータを用いたシステムには直接応用することができない．なぜなら，スイッチングレギュレータのデューティ比は出力電圧を安定化するために調節するため，従来の最大効率点追従手法のように効率最大化のためにデューティ比を直接制御することはできない．しかしながら，スイッチングレギュレータのデューティ比は，スイッチングレギュレータの出力電圧  $V_{out}$  とスイッチングレギュレータへの入力電圧  $V_{rec}$  の比に依存し，それに加えて，入力電圧  $V_{rec}$  は無線電力伝送システムへの入力電圧  $V_{RF}$  に依存している．ここで，本論文では，入力電圧制御により間接的にデューティ比を制御することによって，最大効率点追従を実現する．RF 電源の電圧  $V_{RF}$  を 5 V から 15 V に変化させたときの整流回路からの出力電力  $P_{rcv}$  の計算結果を図 4.11 に示す．図 4.11 では，各入力電圧に対する安定動作点を黒点で示している．入力電圧  $V_{RF}$  が上昇するにつれて，安定動作点におけるスイッチングレギュレータの入力抵抗値も上昇していることがわかる．つづいて， $K$  インピーダンスインバータを挿入した無線電力伝送システムの安定動作点における，スイッチングレギュレータの入力抵抗  $R_{sr}$  と電力効率  $\eta_{wpt}$  を図 4.12 に示す．RF 電源の電圧値  $V_{RF}$  が上昇するにつれて，入力抵抗  $R_{sr}$  もまた上昇していることがシミュレーションにより示された．入力抵抗  $R_{sr}$  が変化するにつれて，電力効率  $\eta_{wpt}$  には 1 つの最大点が存在している．RF 電源の電圧値  $V_{RF}$  が 10 V 付近のとき，スイッチングレギュレータの入力抵抗  $R_{sr}$  は 17.4  $\Omega$  となり，電力効率が最大値 70.1 % となることがわかる．これらの結果より，受電側スイッチングレギュレータを用いたシステムにおいては，入力電圧制御による効率最大化が可能であることが示された．

さらに，RF 電源の電圧値  $V_{RF}$  を変化させながら，RF 電源からの出力電力  $P_{in}$  をモニタリグすることによって，出力電力  $P_{in}$  が最小となる電圧値  $V_{RF(opt)}$  を見つけることが可能である．負荷で消費される電力は  $V_{out}^2/R_{load}$  であり，RF 電源の電圧に依らないため，出力電力  $P_{in}$  が最小となる電圧値  $V_{RF(opt)}$  は RF 電圧の最適な電圧値である．シミュレーションにより求められた最適点におけるスイッチングレギュレータの入力抵抗  $R_{sr}$  は 17.4  $\Omega$  であり，理論的な最適値  $R_{sr(mep)}$  の 12.4  $\Omega$  よりも大きくなった．この誤差は整流回路における損失に起因するものであるものと考えられる．一般に，整流回路からの出力電圧  $V_{rec}$  が上昇するに従って，整流回路の電力変換効率も上昇する．よって，入力抵抗  $R_{sr}$  が高いほど整流回路の効率は向上する．提案する入力電圧制御による効率最大化は，共振器結合部分のみならず整流回路の損失も含めて，効率を最大化することができる．

ここで， $K$  インピーダンスインバータを用いた本提案手法によるシステム構成で得られる最大効率は，既存の DC-DC コンバータを利用した効率最大化と比較して， $K$  インピーダンスインバータの損失分だけ低くなってしまうことに注意されたい．しかしながら，4.5 節で述べるように，本研究で用いた  $K$  インピーダンスインバータの損失は 2.5 % 以下

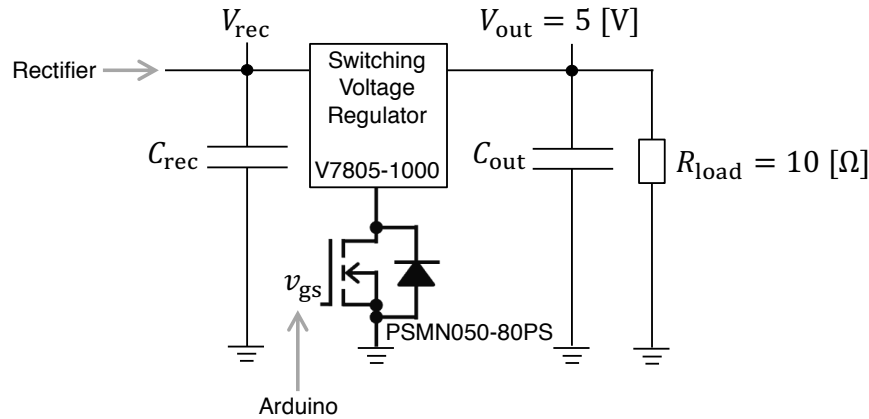


図 4.13: スイッチングレギュレータ V7805-1000 と n チャネル MOSFET , 10  $\Omega$  負荷の接続

であり,  $K$  インピーダンスインバータにおける損失は非常に小さくほぼ無視することができる. また, 本節で提案した入力電圧制御による効率最大化手法に関して, 筆者は発表文献 [1, 4, 19, 31] にて提案を行ってきたが, 非常に近い時期に平松らも類似した手法を提案していることを明記しておく [88].

## 4.5 実測による検証

提案手法の有効性を確認するため,  $K$  インピーダンスインバータおよび受電側スイッチングレギュレータを用いて無線電力伝送システムを実装し, 6.78 MHz を動作周波数として電力伝送実験を行った. それに加えて, 実装したデバイスのパラメータを用いて, LTspice により回路シミュレーションを行い, 実験結果との比較を行った.

実測およびシミュレーションにおいては, USB 1.x もしくは USB 2.0 デバイスに対する卓上環境での無線電力伝送を想定して, スイッチングレギュレータの出力電圧を 5 V, 負荷抵抗値を 10  $\Omega$  に設定した. 本研究では, 10  $\Omega$  の負荷として計測技研製電子負荷 LN-300A-G7 を用いた. スイッチングレギュレータとしては, 市販されている CUI Inc. 製の V7805-1000 を用いた. 既存の手法の場合, DC-DC コンバータを一から設計し実装する必要があるのに対し, 本提案手法では市販されているスイッチングレギュレータを用いることができるため, 受電機器の設計および実装を簡便化できるという利点があるものと考えている. V7805-1000 のデータシートによると, 入力電圧の範囲は 6.5 V から 32 V までであり, 最大出力電流は 1 A, 電力変換効率は 88 % から 93 % の間である. 図 4.13 に示すように, n チャネル MOSFET (PSMN050-80PS) を挿入し, V7805-1000 を ON/OFF 制御可能なように実装した. これは, 整流回路後のキャパシタ  $C_{rec}$  に十分に電力が蓄積された後に, V7805-1000 を起動するためである. PSMN050-80PS のゲートソース間電圧  $v_{ds}$  は Arduino MEGA によって制御した. また, 日置電機製 PW6001 および TDK ラムダ製安定化電源 Z60-7 を用いて, スイッチングレギュレータ V7805-1000 の V-I 特性を測定した. V-I 特性の測定値によると, スイッチングレギュレータ V7805-1000 の入力抵抗値は 12  $\Omega$  から 100  $\Omega$  まで変化した. さらに, 安定条件 (4.32) の右辺  $dI_{sr}/dV_{rec}$  を数値的に計



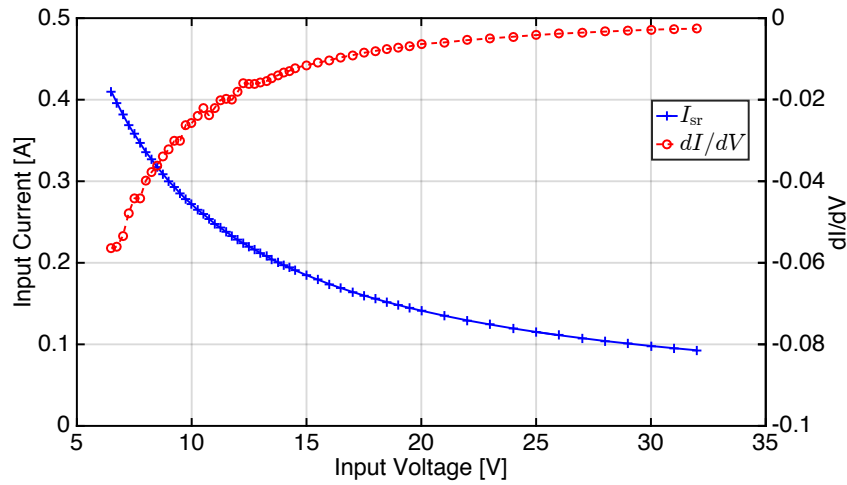


図 4.14: スイッチングレギュレータ V7805-1000 の入力電流値および式 (4.32) の右辺の入力電圧応答

算した結果を図 4.14 に示す．安定条件 (4.32) の右辺  $dI_{sr}/dV_{rec}$  の最小値は-0.0565 であるため，安定条件 (4.32) の左辺が-0.0565 以下であれば，6.5 V から 32 V のいずれの入力電圧においても安定動作条件を満たすことになる．

図 4.15 に実装した送電共振器および受電器共振器を示す．どちらの共振器も直径 1 mm の銅線により実装し，共振用のキャパシタにはポリプロピレンフィルムコンデンサである KEMET 製の R73 シリーズもしくは R74 シリーズのものをを用いた．送電共振器は直径 30 cm の発泡スチロールの周りにヘリカルコイルを巻いたものであり，巻数は 4，ピッチは 1 cm のものとした．共振用のキャパシタを接続することで，共振周波数 6.78 MHz に調節したところ，そのキャパシタンスの値は 62.2 pF であった．このとき送電共振器の入力インピーダンスは  $1.92-j0.34 \Omega$  であった．受電器はアクリル板に溝を掘ってその中にスパイラルコイルを巻いたものであり，溝の内径は 10 cm，巻数は 5 とした．共振用のキャパシタとして，100pF のキャパシタを直列に接続したところ，入力インピーダンスは  $1.78+j0.67 \Omega$  となった．送電共振器および受電共振器のパラメータを表 4.2 および表 4.3 にまとめた．

測定においては，送電共振器と受電共振器間の距離を 0 cm，2 cm，4 cm，および 6 cm とした．最適な負荷抵抗値は相互インダクタンスと寄生抵抗値の値により計算できる [36]．よって，相互インダクタンス，各共振器の寄生抵抗値の測定値を用いて，電力効率を最大化する整流回路の入力抵抗  $R_{rec}$  を計算した．実測により得た相互インダクタンス，最適な入力抵抗  $R_{rec}$ ，理論的な最大効率を表 4.4 にまとめた．整流回路の最適な入力抵抗  $R_{rec}$  から，式 (4.2) を用いてスイッチングレギュレータの最適な入力抵抗  $R_{sr}$  を計算したところ，共振器間距離 0 cm，2 cm，4 cm，6 cm に対して，最適な入力抵抗  $R_{sr}$  は 23.2  $\Omega$ ，20.8  $\Omega$ ，17.9  $\Omega$ ，15.1  $\Omega$  となった．これらの値はすべて，スイッチングレギュレータの入力抵抗値の範囲内であるため，V7805-1000 を用いて効率最大化が可能であるものと考えられる．

最大効率点を安定化するため， $K$  インピーダンスインバータを実装した．実験においては，図 4.9(c) に示した共振器結合を用いて  $K$  インピーダンスインバータを実装した．共振器結合で実装した  $K$  インピーダンスインバータについては，ハードウェア構成が磁界

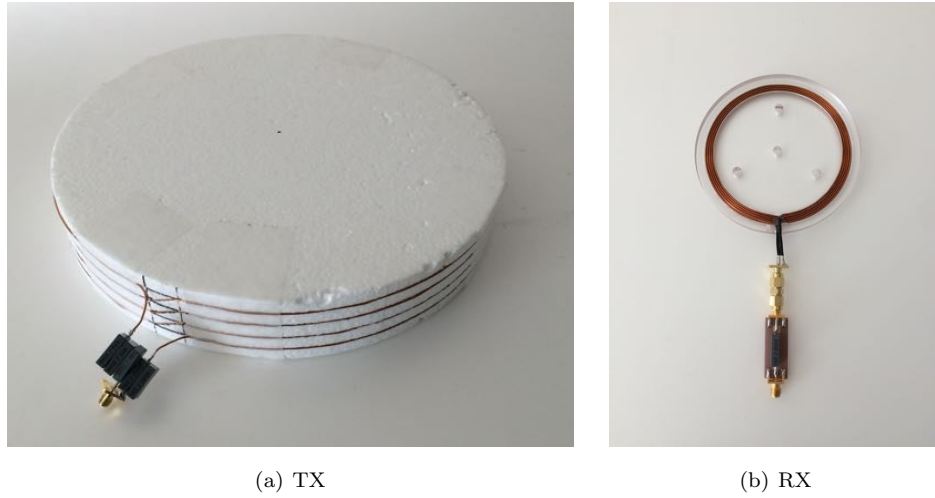
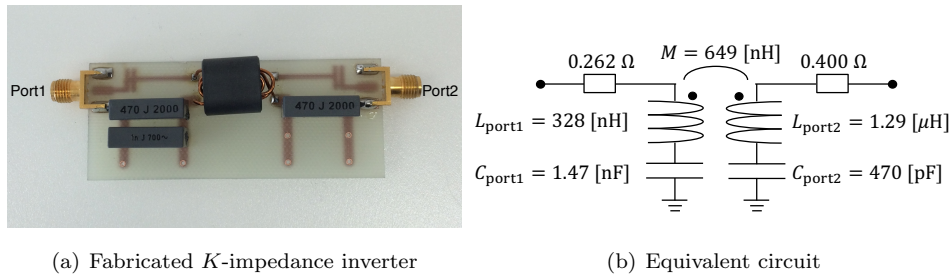


図 4.15: 実装した (a) 送電共振器, および (b) 受電共振器

図 4.16: 実装した  $K$  インピーダンスインバータと等価回路

共振結合の無線電力伝送と同様であるため,  $K$  インピーダンスインバータで生じる損失を最小化する最適抵抗値も, 磁界共振結合の無線電力伝送と同様の式で導出可能である. 図 4.16(a) に EPCOS 製フェライトコア B62152A1X1 を用いて実装した  $K$  インピーダンスインバータを示す. 実装した  $K$  インピーダンスインバータの等価回路を図 4.16(b) に示す. 整流回路の入力抵抗  $R_{\text{rec}}$  が最適であるときに,  $K$  インピーダンスインバータから送電共振器をみたときの入力インピーダンス  $Z_{\text{in}}$  は

$$Z_{\text{in}} = r_1 + \frac{(\omega M)^2}{r_2 + R_{\text{rec(mep)}}} = r_1 + \frac{(\omega M)^2}{r_2 + r_2 \sqrt{1 + \frac{(\omega M)^2}{r_1 r_2}}} \quad (4.50)$$

のように計算可能であるから, 共振器間距離が 0 cm, 2 cm, 4 cm, 6 cm のときの理論値はそれぞれ 30.8  $\Omega$ , 27.7  $\Omega$ , 23.9  $\Omega$ , 20.1  $\Omega$  であった. ゆえに, 20.1  $\Omega$  から 30.8  $\Omega$  の素子を接続したときに,  $K$  インピーダンスインバータが低損失となるように設計する必要がある. 30.8  $\Omega$ , 27.7  $\Omega$ , 23.9  $\Omega$ , 20.1  $\Omega$  の平均値は 25.6  $\Omega$  であるため, 本論文では  $K$  インピーダンスインバータを構成する 2 つのインダクタの巻数を調節することで,  $K$  インピーダンスインバータの損失を最小化する最適抵抗値が 25.6  $\Omega$  付近になるよう設計した. 調節の結果として, ポート 1 側のインダクタの巻数を 1, ポート 2 側の巻数を 2 とした. このとき, ポート 1 側に RF 電源を接続し, ポート 2 側に送電共振器を接続することを考えたとき, 送電共振器の最適入力抵抗値は 34.2  $\Omega$  であるのに対し, ポート 2 側に

表 4.2: 実装した送電共振器のパラメータ

Quantity	Value
Type	Helical
Number of turns	4
Pitch [cm]	1
Inductance [ $\mu\text{H}$ ]	11.5
Capacitance attached [pF]	51.9
Resistance [ $\Omega$ ]	1.92
Input impedance [ $\Omega$ ]	$1.92-j0.34$

表 4.3: 実装した受電共振器のパラメータ

Quantity	Value
Type	Spiral
Number of turns	5
Inductance [ $\mu\text{H}$ ]	5.47
Capacitance attached [pF]	100
Resistance [ $\Omega$ ]	1.78
Input impedance [ $\Omega$ ]	$1.78+j0.67$

表 4.4: 各伝送距離における相互インダクタンス, 最適抵抗値, および最大効率

Displacement [cm]	Mutual inductance [nH]	Optimum load [ $\Omega$ ]	Maximum efficiency [%]
0	695	28.6	88.3
2	624	25.7	87.0
4	537	22.1	85.1
6	451	18.6	82.5

RF 電源を接続したときのポート 1 側の最適抵抗値は  $22.4 \Omega$  であった．よって，ポート 2 に RF 電源を接続し，ポート 1 に送電共振器を接続することとした．ポート 1 に接続した抵抗値に対する  $K$  インピーダンスインバータの効率の変化を図 4.17 に示す． $K$  インピーダンスインバータの効率は，ポート 2 から流入した電力に対するポート 1 からの出力電力の割合で定義し，実測により得た  $K$  インピーダンスインバータのパラメータから計算した．ポート 1 に接続して抵抗値が  $15 \Omega$  から  $33.5 \Omega$  のとき， $K$  インピーダンスインバータの効率は 97.5% を下回ることはない．ゆえに  $K$  インピーダンスインバータの損失は，無線電力伝送システム全体の損失に比べて非常に小さいため，システム全体の効率に対して微小の影響しかない．

表 4.5: 各伝送距離における整流回路から受電共振器側をみた等価出力インピーダンス  $R_{\text{eq}} + jX_{\text{eq}}$ 

0 cm	2 cm	4 cm	6 cm
$2.075+j1.01 \Omega$	$1.949+j0.84 \Omega$	$1.845+j0.69 \Omega$	$1.750+j0.58 \Omega$

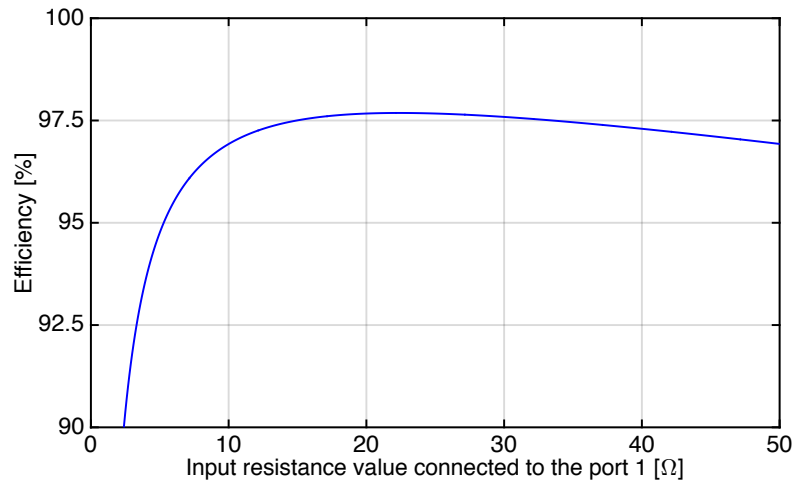


図 4.17: ポート 1 に負荷抵抗を接続した場合における  $K$  インピーダンスインバータの電力効率

RF 電源として, ZVS D 級フルブリッジインバータ EPC9065 を用いた. 安定化電源 TDK ラムダ製 Z60-7 および TEXIO 製 PA1803B を, それぞれ EPC9065 のメイン電源およびロジック回路電源として定電圧モードで使用した. フルブリッジ全波整流回路は NXP 製ショットキーバリアダイオード PMEG4020EPK,  $10 \mu\text{F}$  のセラミックコンデンサ,  $470 \mu\text{F}$  のアルミ電解コンデンサによって実装した. 整流回路から受電共振器側をみた等価インピーダンス  $R_{\text{eq}} + jX_{\text{eq}}$  は Rohde & Schwarz 製ベクトルネットワークアナライザ ZVL3 を用いて測定した. D 級インバータの出力インピーダンスは  $0 \Omega$  と近似できるため [89, 90], 等価インピーダンスの測定においては,  $K$  インピーダンスインバータのポート 1 を送電共振器に接続し, ポート 2 をショートさせた. 表 4.5 に  $R_{\text{eq}} + jX_{\text{eq}}$  の測定値をまとめた. PMEG4020EPK のデータシートによると, ショットキー障壁  $V_t$  と等価直列抵抗  $R_s$  はそれぞれ  $0.395 \text{ V}$  および  $95 \text{ m}\Omega$  である. ゆえに, 安定条件式 (4.32) の左辺は, 共振器間距離が  $0 \text{ cm}$ ,  $2 \text{ cm}$ ,  $4 \text{ cm}$ ,  $6 \text{ cm}$  のとき, それぞれ  $-0.307$ ,  $-0.339$ ,  $-0.371$ ,  $-0.400$  のように計算される. 安定条件式 (4.32) の左辺の最大値は  $-0.307$  であるが, 右辺の最小値は  $-0.0565$  であるため, 共振器間距離が  $0 \text{ cm}$  から  $6 \text{ cm}$  のとき安定条件式 (4.32) はつねに成立する. つまり, スイッチングレギュレータの入力電圧範囲はすべて安定動作範囲に含まれる. 言い換えると, RF 電源の電圧値  $V_{\text{RF}}$  を調節することによって, スイッチングレギュレータの入力電圧値が  $6.5 \text{ V}$  から  $32 \text{ V}$  の任意の値で安定動作させることができる. よって, 最大効率点も安定動作範囲に含まれるため, 最大効率点追従が可能となることが予想される.

図 4.18 に実験環境を, 図 4.19 に実験環境のブロック図を示す. 図 4.20 にシミュレーション環境を示す. シミュレーションにおいては, RF 電源をデューティ比が 50% の方形波電圧源 2 つを直列に接続することによってモデル化した. スイッチングレギュレータは, 電力変換効率を 90% と仮定し,  $2.5/0.9 \text{ W}$  を消費する電流源としてモデル化した. 図 4.21(a) に測定した電力効率  $\eta_{\text{meas}}$  を示す. 実測した電力効率  $\eta_{\text{meas}}$  は,  $10 \Omega$  負荷の消費電力  $P_{\text{out}}$  を安定化電源から D 級インバータ EPC9065 への入力電力  $P_{\text{in}}$  で割った値  $P_{\text{out}}/P_{\text{in}}$  として定義した. よって, 実測した電力効率  $\eta_{\text{meas}}$  は, D 級インバータ EPC9065 での損失,  $K$  インピーダンスインバータでの損失, 共振器での損失, 整流回路での損失, スイッチ

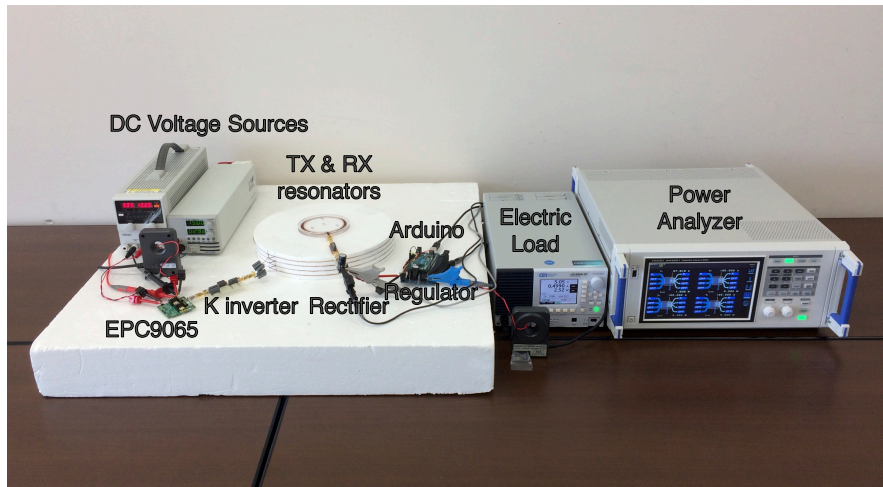


図 4.18: 実験環境

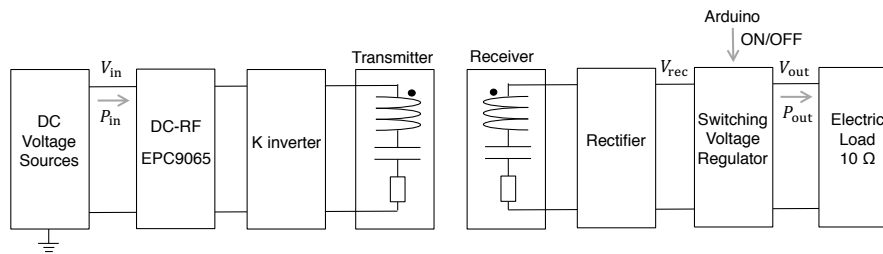


図 4.19: 実験環境のブロック図

レギュレータでの損失のすべてを含むものである． $x$  軸はD級インバータ EPC9065 のメイン電源への入力 DC 電圧値  $V_{in}$  であり，図 4.19 中で定義している．入力電圧値  $V_{in}$  の最低値は，各共振機間距離において，安定動作点における整流回路からの出力電圧値  $V_{rec}$  が 6.5 V に達する値である．図 4.21(b) にシミュレーションにより得られた電力効率  $\eta_{sim}$  を示す．シミュレーションにおいて電力効率は，2.5 W を方形波電圧源からの出力電力で割った値として定義した．シミュレーションにおける入力電圧値  $V_{in}$  は，1 V から 30 V まで 1 V 刻みで変化させた．図 4.21(b) には，スイッチングレギュレータおよび負荷をモデル化した電流源で 2.5/0.9 W 消費できる入力電圧値  $V_{in}$  に対して，シミュレーションにより得られた電力効率を示した．シミュレーション結果および実測結果ともに，いずれの共振器間距離においても，入力電圧値  $V_{in}$  の変化に対して電力効率は 1 つのピークを有し

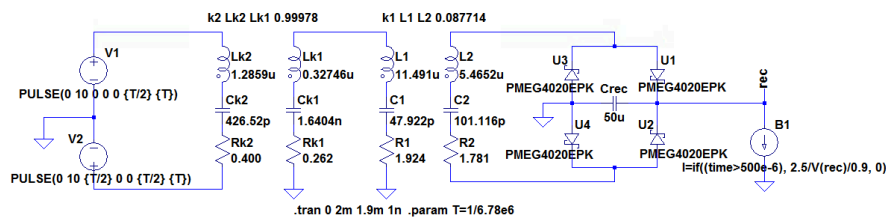
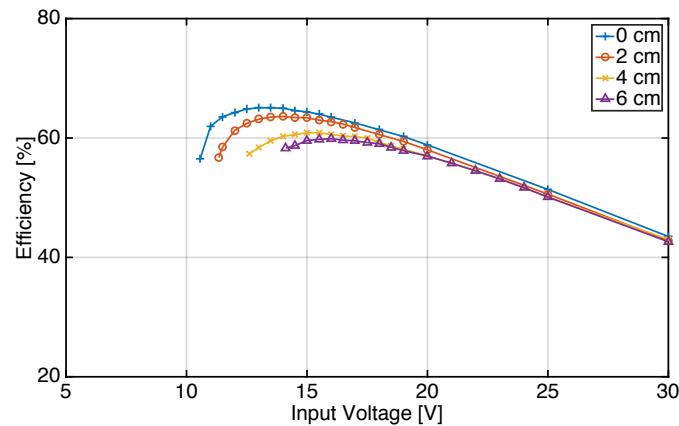
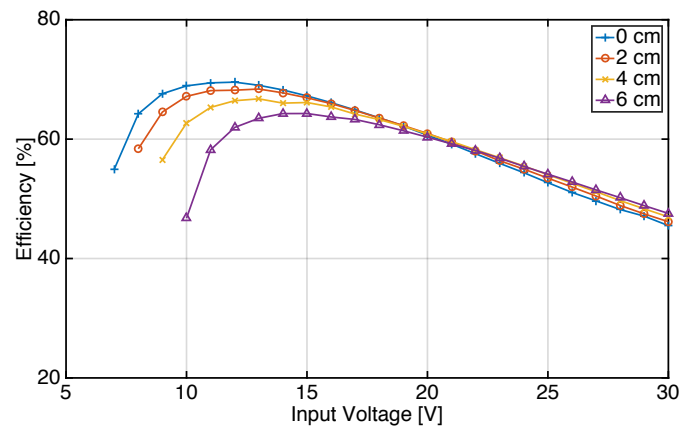


図 4.20: シミュレーション環境



(a) Measurement

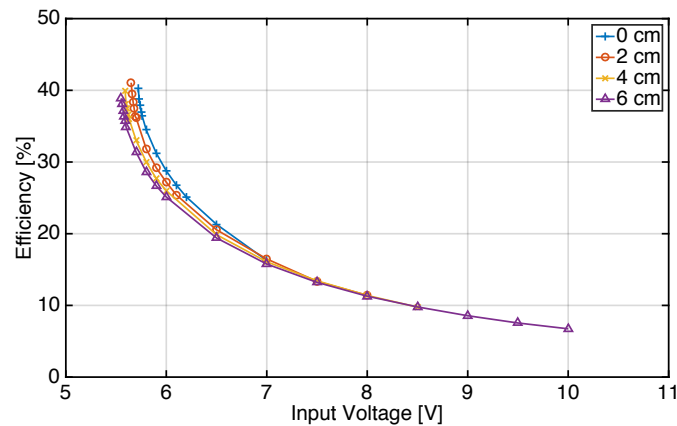


(b) Simulation

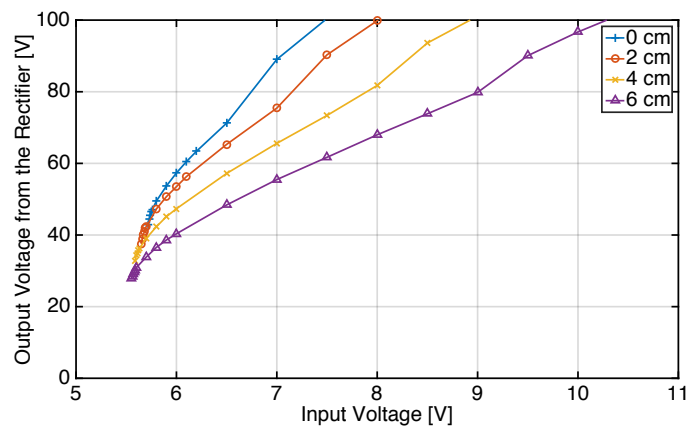
図 4.21: 伝送距離が 0cm, 2cm, 4cm, 6cm のときの, D 級インバータへの入力電圧  $V_{in}$  に対する電力効率  $\eta_{meas}$  の実測値とシミュレーション値

ていることを示している。K インピーダンスインバータを備えていないときの理論的最大効率は 50% に満たないにもかかわらず、最大効率点における電力効率は 50% を超えている。ゆえに、最大効率点が K インピーダンスインバータによって安定化することに成功しており、入力電圧制御によって電力効率の最大化が可能であることが示された。そのうえ、実装した無線電力伝送システムにおいては、スイッチングレギュレータへの入力電圧値  $V_{rec}$  が 6.5 V のときにおいても安定動作可能であった。これは、スイッチングレギュレータの入力電圧範囲の全域が安定化されたことを示している。以上より、実測およびシミュレーションの両者により、提案手法の正当性が確かめられた。ただし、電力効率を最大化する入力電圧値  $V_{in}$  には、実測とシミュレーションで 2 V 程度の差がある。この誤差はシミュレーションにおけるショットキーバリアダイオード、整流回路、D 級インバータ、スイッチングレギュレータのモデル化に起因するものと考えられる。整流回路は、ショットキーバリアダイオードの個体差だけでなく、プリント基板内の寄生抵抗、寄生キャパシタンス、寄生インダクタンスの影響も考えられる。D 級インバータのモデル化には方形波電圧源を用いたが、FET 内での損失はシミュレーションにおいては考慮されていない。ス





(a) Efficiency



(b) Output Voltage

図 4.22:  $K$  インピーダンスインバータを接続しなかった場合における, D 級インバータへの入力電圧  $V_{in}$  に対するシミュレーションにより求めた電力効率  $\eta_{sim}$  と整流回路からの出力電圧  $V_{rec}$

スイッチングレギュレータの電力変換効率はシミュレーションにおいて 90% で固定したが, 実験で用いた V7805-1000 は入力電圧値と負荷に依存して 88% から 93% の間で変化する。

上記の実験につづいて,  $K$  インピーダンスインバータを備えていない無線電力伝送システムを用いて電力伝送を行う実験を行ったところ, D 級電源 EPC9065 の電流定格範囲内かつスイッチングレギュレータ V7805-1000 の定格電圧範囲内で安定動作点に達することはなかった。これは  $K$  インピーダンスインバータを備えていないときにはスイッチングレギュレータの入力抵抗  $R_{sr}$  が伝送電力を最大化する入力抵抗  $R_{sr(mpp)}$  よりも大きくなり, その結果, RF 電源から送電共振器側をみたインピーダンスが  $2r_1 \Omega$  以下となってしまうためであり, また, スwitchングレギュレータの入力抵抗  $R_{sr}$  が大きくなればなるほど, 2.5 W 消費するためのスイッチングレギュレータへの入力電圧値  $V_{rec}$  も大きくなるためである。加えて,  $K$  インピーダンスインバータを備えていない場合に関して回路シミュレーションも同様に行った。図 4.22(a) に, RF 電源の入力電圧値の変化に対する電力効率の変化を示す。フルブリッジ全波整流回路はこれまで NXP 製の PMEG4020EPK により実装およびモデル化してきたが, シミュレーションによると  $K$  インピーダンスインバー

タを用いない場合には整流回路からの出力電圧が図 4.22(b) に示すようにほとんどの条件のもとで 40 V を超えるため、このシミュレーションにおいてはショットキーバリアダイオードとして NXP 製 PMEG10020ELR を用いた。RF 電源の入力電圧は 0.01 V 刻みで変化させ、2.5 W 伝送可能な最低の入力電圧を探索した。入力電圧が最低値に近づくにつれて、電力効率は単調に増加するものの、50%には届かないことが確認できた。この結果は理論解析を支持するものであり、 $K$  インピーダンスインバータの有効性を証明しているものである。

## 4.6 あとがき

周波数追従による出力電力制御と比較して、受電側にスイッチングレギュレータを挿入することは、出力電圧を安定化する 1 つの解決策である。しかし、受電側にスイッチングレギュレータをただ挿入した場合、安定動作点におけるスイッチングレギュレータの入力抵抗値の影響で、無線電力伝送システムの効率が著しく劣化することが判明した。安定動作点におけるスイッチングレギュレータの入力抵抗値が、電力効率を最大化する入力抵抗値より、非常に大きな値となるためである。スイッチングレギュレータを備えたシステムにおいて伝送電力を最大化するため、安定動作点におけるスイッチングレギュレータの入力抵抗値を解析的に解き、それをもとに  $K$  インピーダンスインバータを用いたシステム設計手法を提案した。受電側スイッチングレギュレータおよび  $K$  インピーダンスインバータを備える無線電力伝送システムには、電力効率を最大化する最適な入力電圧を有することがわかった。シミュレーションおよび実測によって、提案手法の有効性を確認した。提案手法は定電圧で駆動される電子機器への給電に対して有効であり、家電やモバイル機器への給電に対する応用が期待される。



## 第5章

---

### D級インバータを応用した可 変リアクタ

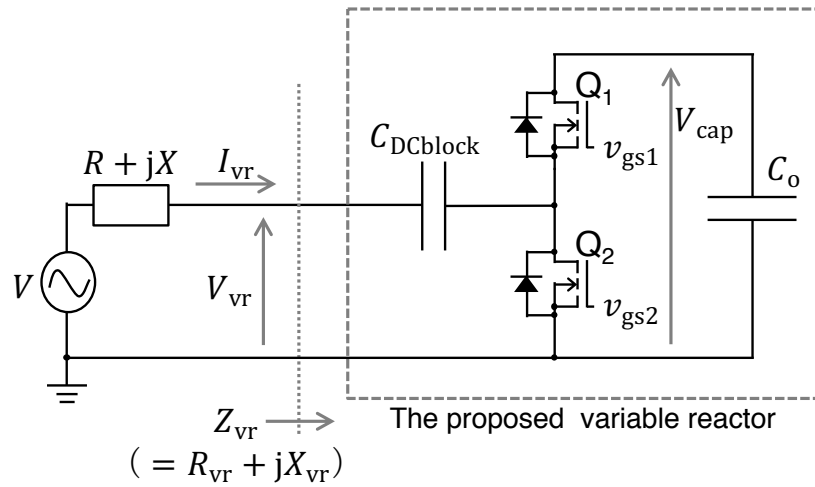
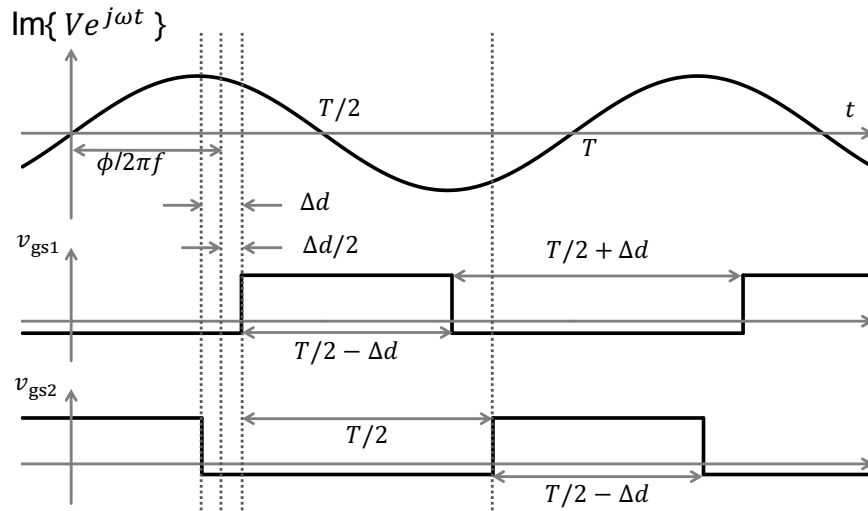


図 5.1: D 級インバータを応用した可変リアクタの最小回路構成

## 5.1 まえがき

無線電力伝送においては、周辺環境による影響や機器の動作による影響により、電力伝送効率の劣化が発生する。これに対して、これまで可変リアクタを用いた動的なシステム制御手法が検討されてきた。Behらは、機械的にインダクタおよびキャパシタを切り替えることによって、動的に調節可能な四端子回路網を実現しており、これを用いて動的なインピーダンス整合システムを実装している [58]。この研究をもとに、美藤らは、キャパシタとPINダイオードを用いて高速なインピーダンス整合システムへと発展させた [59, 60]。さらに Schuetzらは電子的にトリミング可能なキャパシタ IC を用いたインピーダンス整合システムを実装している [61]。これらで用いられた可変リアクタは、集中定数型のリアクタから成るため、実現可能なリアクタンスの値は離散的であり、実現可能なリアクタンスの解像度を向上するためには、リアクタの素子数を増加させる必要がある。それに対して、バラクタダイオードおよび機械的にトリミング可能なキャパシタも、可変リアクタの候補として考えられるが、しかしバラクタダイオードは定格電流値が非常に小さいため無線電力伝送には不向きであり、機械的なトリマコンデンサは性能こそいいものの制御にアクチュエータが必要になってしまうという問題がある。

そこで本研究では、電子制御かつ大電力動作可能な D 級インバータを応用した可変リアクタを提案する。この可変リアクタを実現することができれば、既存の動的なインピーダンス整合手法 [58, 59, 61] の有効性をより向上することができると考えている。提案する可変リアクタの構成は、D 級インバータと酷似しており、同様の構造を用いた周波数調整手法はすでに提案がなされている [62]。しかし、既存研究では、500kHz 帯における共振周波数の補正のみに焦点を当てて評価が行われていた。本研究においては、共振周波数補正としての機能をより一般的な可変リアクタに拡張し、現在標準化がなされている 6.78MHz を動作周波数として実験を含めた動作検証を行った。近年開発が進んでいる GaN トランジスタを用いることで 6.78MHz という高い周波数でも動作可能であることを確認し、デットタイムに関して損失の観点から検討した。

図 5.2: トランジスタ  $Q_1$  and  $Q_2$  のスイッチングに関するタイミング図

## 5.2 D級インバータを応用した可変リアクタ

D級インバータを応用した可変リアクタの回路構成を図 5.1 に示す．最少の構成は，2つのキャパシタ，2つのトランジスタ，1つのハーフブリッジドライバ，ハーフブリッジドライバへの PWM 入力から成る．トランジスタをスイッチングするタイミングに応じてリアクタンスが変化する．基本的な回路構成は D 級インバータのものと酷似しているが，最大の違いはキャパシタ  $C_o$  に DC 電源が接続されていない点にある．これにより，コンデンサの DC 電圧  $V_{cap}$  は入力電流  $I_{vr}$  により自動的に調節される．コンデンサの DC 電圧  $V_{cap}$  の収束値は，入力電流  $I_{vr}$  が出力電圧  $V_{vr}$  と直交する値である．なぜなら，入力電流と出力電圧が直交していない場合，その分のエネルギーがキャパシタ  $C_o$  に流入し，その結果電圧が変化するためである．

可変リアクタの動作を理論的に解析する．トランジスタ  $Q_1$  および  $Q_2$  をスイッチングするタイミングに応じて，可変リアクタの値が変化する．図 5.2 にトランジスタ  $Q_1$  および  $Q_2$  のゲートソース間電圧  $v_{gs1}$  および  $v_{gs2}$  をそれぞれ示す．ここで  $T$  は周期， $f$  は動作周波数である．位相  $\phi$  およびデッドタイム  $\Delta d$  もまた図 5.2 中で定義している．リアクタンス  $Z_{vr}$  は次のように導出できる．導出は図 5.1 を用いて行うが，これは電源  $V$  および負荷  $R + jX$  に対して直列に接続した場合を想定しているわけではないことに注意されたい．任意の線形回路は鳳テブナンの定理により，等価電圧と等価直列インピーダンスによって表現できるが，電源  $V$  および負荷  $R + jX$  はその等価電圧および等価直列インピーダンスを表している．また，この解析においては，デッドタイム  $\Delta d$  を 0 とし，また，トランジスタ内の寄生抵抗および寄生キャパシタンスは無視した．出力電圧  $V_{vr}$  は

$$V_{vr} = \frac{2}{\pi} V_{cap} e^{-j\phi} \quad (5.1)$$

のように計算できる．このとき入力電流  $I_{vr}$  は， $\alpha = X/R$  を用いて

$$I_{vr} = \frac{V - \frac{2}{\pi} V_{cap} e^{-j\phi}}{R + jX} = \frac{V - \frac{2}{\pi} V_{cap} e^{-j\phi}}{\sqrt{R^2 + X^2} e^{j\alpha}} \quad (5.2)$$

と表される．1周期にキャパシタ  $C_o$  に溜め込まれる電荷  $\Delta q$  は

$$\Delta q = \int_{\phi/\omega}^{\phi/\omega+T/2} \text{Im} \{2Ie^{j\omega t}\} dt \quad (5.3)$$

$$= \frac{4}{\omega\sqrt{R^2 + X^2}} \left( V \cos(\phi - \alpha) - \frac{2}{\pi} V_{\text{cap}} \cos \alpha \right) \quad (5.4)$$

として得られる．ここで  $V_{\text{cap.th}}$  を

$$V_{\text{cap.th}} = \frac{\pi \cos(\phi - \alpha)}{2 \cos \alpha} V \quad (5.5)$$

として定義する． $\cos(\phi - \alpha) \geq 0$  のとき， $V_{\text{cap}} \leq V_{\text{cap.th}}$  であれば  $\Delta q \geq 0$  であり， $V_{\text{cap}} \geq V_{\text{cap.th}}$  であれば  $\Delta q \leq 0$  となる．ゆえに  $V_{\text{cap}}$  は  $V_{\text{cap.th}}$  に収束する． $\cos(\phi - \alpha) < 0$  のときには， $V_{\text{cap.th}}$  が負になってしまう．このときトランジスタ内の寄生ダイオードによって電荷が流出してしまい，これによって電力損失が生じてしまうため，リアクタとしては動作しない．よって可変リアクタの動作範囲は  $\cos(\phi - \alpha) \geq 0$  を満たす位相  $\phi$  の範囲，つまり，

$$\alpha - \pi/2 \leq \phi \leq \alpha + \pi/2 \quad (5.6)$$

のときとなる． $Z_{\text{vr}}$  は  $V_{\text{vr}}/I_{\text{vr}}$  により計算できるため，式 (5.1)，式 (5.2) および式 (5.5) を用いると

$$Z_{\text{vr}} = \frac{\frac{\cos(\phi - \alpha)}{\cos \alpha} V e^{-j\phi}}{\frac{\sin \phi}{R} j V e^{-j\phi}} = -j \left( \frac{R}{\tan \phi} + X \right) \quad (5.7)$$

を得る．理想的なトランジスタによる解析では  $Z_{\text{vr}}$  は純リアクタンスとなる．リアクタンス  $X_{\text{vr}}$  のダイナミックレンジを調べるため，位相  $\phi$  の関数としてリアクタンス  $X_{\text{vr}}$  を描画した結果を図 5.3 に示す．理想的には， $-\infty$  から  $+\infty$  まで任意のリアクタンスが実現可能であることがわかる．また，共振周波数補正 [62] にて想定されていた  $\phi = \pi/2$  もしくは  $\phi = -\pi/2$  においては  $X_{\text{vr}} = -X$  であるため，フィードバックレスな力率補正が可能である．ただし  $X$  の正負に応じて  $\phi$  を変更する必要がある， $X > 0$  のときには  $\phi = \pi/2$  とし， $X < 0$  のときには  $\phi = -\pi/2$  とすればよい．

### 5.3 シミュレーションおよび実験による性能評価

D級インバータを応用した可変リアクタの性能を評価するため，シミュレーションおよび実測を行った．図 5.4 にシミュレーション環境を，図 5.5(a) に実験環境をそれぞれ示す．動作周波数は 6.78 MHz であり， $\omega$  はその角周波数， $T$  は周期でありおおよそ  $1/f \sim 147.5$  ns である．可変リアクタを構成するトランジスタ  $Q_1$  および  $Q_2$  として，本研究においては EPC 社製の EPC8010 を選定した．EPC8010 は，既存の Si を用いたトランジスタと比較して特性がよく，近年盛んに開発が進められている GaN を用いたトランジスタである．また，そのなかでも高速動作可能であり，かつ出力キャパシタンスが小さいことから，スイッチング損失が最小限に抑えられる．EPC8010 のドライバには Texas Instruments 製の LM5113 を用いた．実験で用いた RF 電圧源  $V$  についても同様に，EPC8010 および LM5113 を用いたハーフブリッジの D 級インバータにより実装し，ハーフブリッジ回路への DC 入力電圧は 10 V，デッドタイムは  $0.06T$  で固定とした．

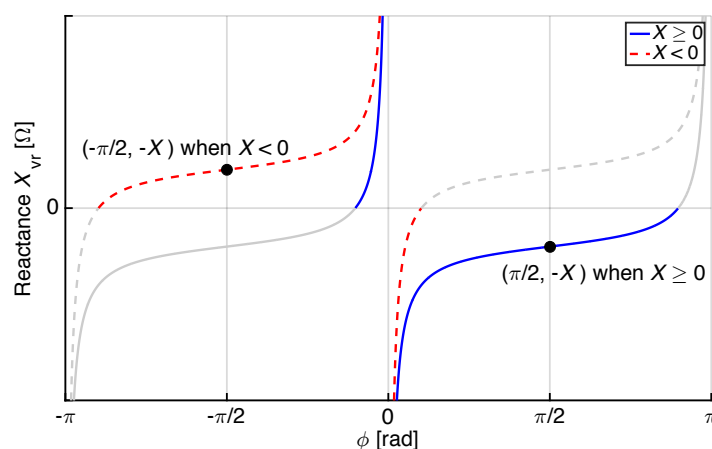


図 5.3: 位相  $\phi$  に応じたりアクタンス  $X_{vr}$  の理論値

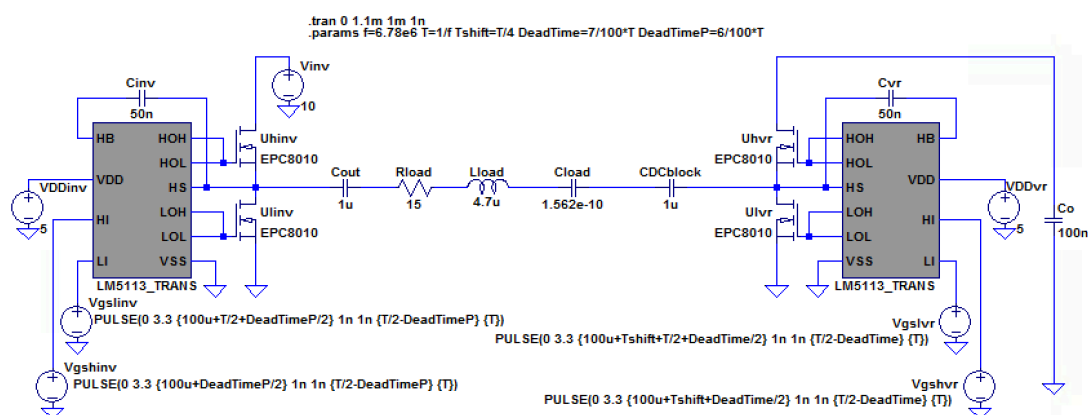


図 5.4: 可変リアクタのシミュレーション環境

シミュレーションにおいては  $C_{\text{DCblock}}$  および  $C_o$  はそれぞれ、 $1\ \mu\text{F}$  および  $100\ \text{nF}$  とした。負荷  $R + jX$  は、 $15\ \Omega$  の抵抗、 $4.7\ \mu\text{H}$  のインダクタ、 $156.2\ \text{pF}$  のキャパシタを直列に接続したものであり、その結果、合成インピーダンスは  $15 + j50\ \Omega$  となる。測定においては、 $C_{\text{DCblock}}$  および  $C_o$  として  $1\ \mu\text{F}$  を用いた。キャパシタ  $C_{\text{DCblock}}$  および  $C_o$  の値が大きいほど、電圧のリプルが減少し、解析に近い結果が期待できるが、シミュレーションにおいては計算時間を短縮するために  $C_o$  を  $100\ \text{nF}$  としている。測定で用いた負荷についても、抵抗、インダクタおよびキャパシタを直列に接続したものをを用いた。抵抗には、 $50\ \Omega$  の終端器を 5 つ並列に接続し、インピーダンスを  $10\ \Omega$  としたものをを用いた。インダクタには、 $4.7\ \mu\text{H}$  のインダクタとして Murata Power Solutions 製 15742C、キャパシタには KEMET 製のフィルムキャパシタ R73 シリーズおよび R74 シリーズを基本的には用いたが、微調節のために Vishay 製のトリマコンデンサ BFC280908003 を 1 つ追加した。その結果、負荷のインピーダンスは  $14.62 + j49.87\ \Omega$  となった。抵抗成分が  $10\ \Omega$  よりも大きいのは、インダクタおよびキャパシタにおける寄生損失による影響である。また、ドライバ LM5113 に入力する PWM 信号は、FPGA ボード DE0 を用いて生成した。

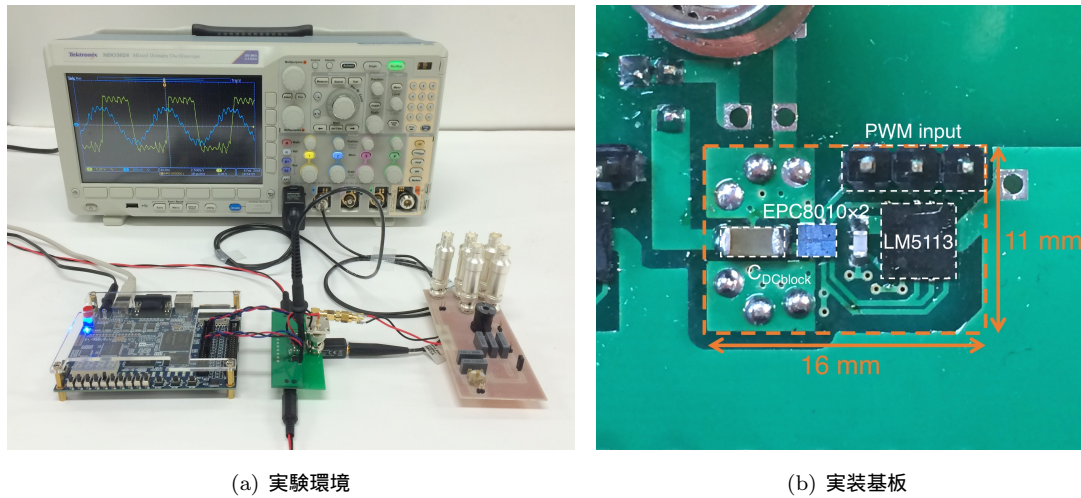


図 5.5: 可変リアクタの実測

図 5.5(b) に実装した可変リアクタを示す．その回路サイズは両面基板上に  $16 \text{ mm} \times 11 \text{ mm}$  であった．出力電圧  $V_{\text{vr}}$  と入力電流  $I_{\text{vr}}$  をオシロスコープを用いて測定し，それらの値から可変リアクタのインピーダンス  $Z_{\text{vr}}$  を  $V_{\text{vr}}/I_{\text{vr}}$  により計算した．ただし，測定した  $V_{\text{vr}}$  および  $I_{\text{vr}}$  の値から可変リアクタのインピーダンスを直接計算すると，プローブの遅延や誤差により，計測誤差が大きく生じてしまうため，誤差を最小化するためにオープン OPEN/SHORT/LOAD 補正を施した．

動作周波数が高くなればなるほどトランジスタにおけるスイッチング損失が問題となることが，D 級インバータの研究により知られている．トランジスタが OFF 状態のときに出力容量  $C_{\text{oss}}$  に蓄積した電荷が，ON 状態になったときにドレイン側からソースに流入することで結果として損失になるが，OFF から ON へ遷移の周波数は動作周波数と一致するため，動作周波数が高ければ高いほどに損失が大きくなる．これに対して，D 級インバータの高周波動作においては，デッドタイムを適切に設定することによってトランジスタが ON となる前に蓄積した電荷が抜き出されるように設計し，損失を低減することができることが知られている．ゆえに本研究においては，まずはじめにデッドタイム  $Z_{\text{vr}}$  を 0 から  $0.1T$  まで変化させながら可変リアクタのインピーダンスをシミュレーションおよび実測により求めた．ここで位相  $\phi$  は  $\pi/2$  で固定とした．図 5.6 にデッドタイムを変化させた場合のリアクタンス成分  $X_{\text{vr}}$  および抵抗成分  $R_{\text{vr}}$  の変化を示す． $x$  軸はデッドタイム  $\Delta d$  を周期  $T$  で規格化した  $\Delta d/T$  である．リアクタンス  $X_{\text{vr}}$  の理論値は式 (5.7) より， $-X$  すなわち  $-50$  である．シミュレーションにより得られたリアクタンス  $X_{\text{vr}}$  はデッドタイムが  $0.03T \leq \Delta d \leq 0.09T$  の範囲では  $-55$  以上  $-45$  以下となっており理論値との誤差  $10 \%$  以内に収まっている．実測についてもデッドタイムが  $\Delta d \leq 0.07T$  を満たせば誤差が  $10 \%$  以内であった．また，損失抵抗  $R_{\text{vr}}$  は，シミュレーションにおいてデッドタイムが  $0.07T$  のとき，実測においては  $0.05T$  のときに最小となった．引き続き，位相  $\phi$  の変化に対する特性の変化を調べた．位相  $\phi$  を変化させた際のインピーダンス  $Z_{\text{vr}}$  のシミュレーション結果を図 5.7 に，図 5.8 に実測結果を示す．ただし，シミュレーションではデッドタイムを  $0.07T$ ，実測では  $0.05T$  で固定とした．また黒線は負荷  $R + jX = 15 + j50$  の値をもとに計算した理論値であり，破線は動作範囲外を示している．図 5.7 より，シミュレーショ

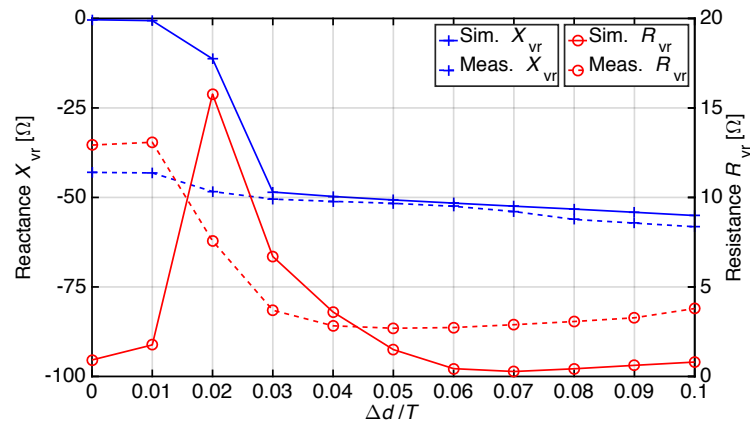


図 5.6: 位相  $\phi = \pi/2$  のときの可変リアクタのインピーダンス  $Z_{vr}$  に対するデットタイム  $\Delta d$  の影響

ンにより得られた可変リアクタのインピーダンス  $Z_{vr}$  は、 $\phi = 0$  付近を除けば解析結果と同様の傾向を示している。 $\phi = 0$  付近では損失抵抗  $R_{vr}$  が非常に高くもはやリアクタとして動作していないことがわかった。これはトランジスタによる損失の影響がでているものと考えられる。位相が  $\pi/4 \leq \phi \leq 9\pi/10$  を満たすとき、損失抵抗  $R_{vr}$  は  $1 \Omega$  未満であることもわかった。位相が  $\phi = \pi/2$  のとき、リアクタンス  $X_{vr}$  は  $-52.4$  であり、理論値との誤差は  $-2.4$  程度であり、 $4.3\%$  しかないことがわかった。ゆえにリアクタンスが数十程度であれば  $6.78\text{MHz}$  においても使用に耐えうるものであると考えられる。それに対して、図 5.8 より実測においては、位相が  $\phi \geq \pi/2$  なる場合のリアクタンス  $X_{vr}$  はおおむね理論値およびシミュレーション値と一致している。ただし、損失抵抗の値  $R_{vr}$  は、理論値およびシミュレーションのどちらよりも大きく、位相  $\phi = \pi/2$  のときには  $R_{vr} = 2.69$  であった。リアクタとしての  $Q$  値を  $|X_{vr}/R_{vr}|$  により定義すると、図 5.8 の測定点のなかで最大となるのは、 $\phi = \pi/2$  のときであり、 $|X_{vr}/R_{vr}| = 51.6/2.69 \sim 19.2$  であった。位相  $\phi = \pi/2$  におけるリアクタンスの誤差は  $-1.6$  であり、割合とすると  $3.6\%$  に留まるものの、 $Q$  値には改善の余地が残されることも確認できた。また、位相が  $\pi/2$  未満のとき、損失およびリアクタンスともに、理論値およびシミュレーション値よりも大幅に劣化していることも確認できた。

より詳細な動作検証を行うため、実験環境を再度構築した。これまでの実験で用いていた D 級インバータおよび可変リアクタは、EPC8010 および LM5113 を用いて筆者が実装したものであったが、再現性および性能を向上させるため EPC から販売されている EPC9068 評価基板を用いることとした。EPC9068 についても EPC8010 および LM5113 によって実装されている。また負荷については、インダクタの高周波特性を向上させるために直径  $3\text{cm}$  巻数  $10$  の空芯コイルを作成し、Murata Power Solutions 製 15742C の代わりに用いた。作成したコイルのインダクタンスは  $5.02 \mu\text{H}$  である。負荷のリアクタンスを調節する際には、キャパシタの値を変えることによって対応した。まずはじめに、可変リアクタが負荷リアクタンス  $X$  の正負から受ける影響を検証する。計測に用いた等価直列インピーダンスを表 5.1 に示す。位相  $\phi$  の変化に対する可変リアクタのインピーダンス  $Z_{vr}$  を測定した。ここからは表 5.1 に示した ID を用いてそれぞれの負荷を、負荷 A、負荷 B、負荷 C と呼ぶこととする。可変リアクタの損失抵抗  $R_{vr}$  およびリアクタンス  $X_{vr}$  を測



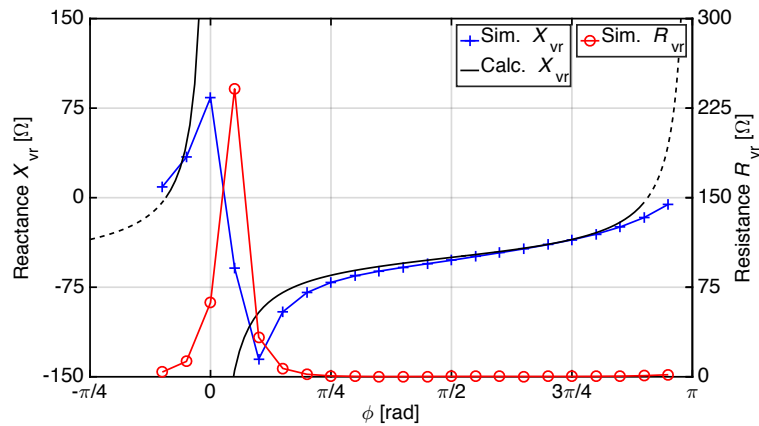
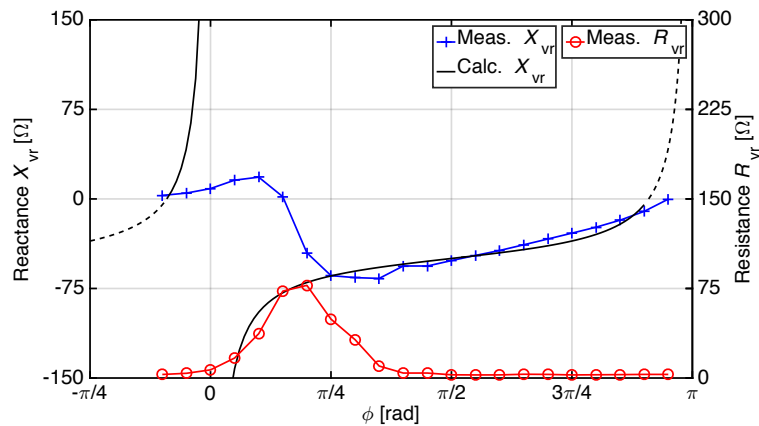
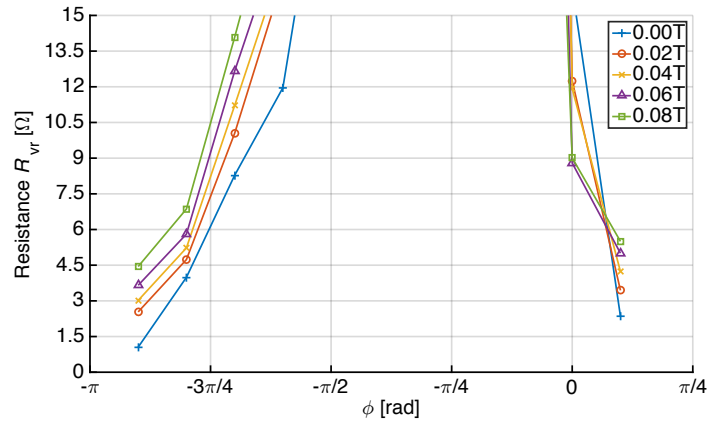
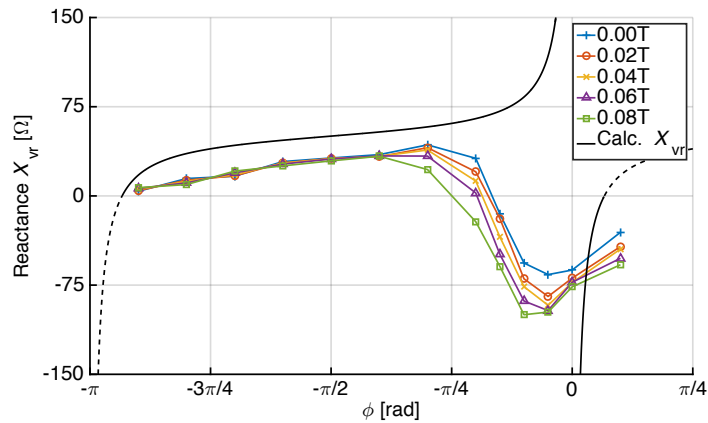
図 5.7: 負荷  $15 + j50$  に対する可変リアクタのインピーダンス  $Z_{vr}$  のシミュレーション結果図 5.8: 負荷  $14.62 + j49.87$  に対する可変リアクタのインピーダンス  $Z_{vr}$  の実測結果

表 5.1: リアクタンスの正負による影響を調べるために用いた負荷インピーダンス一覧

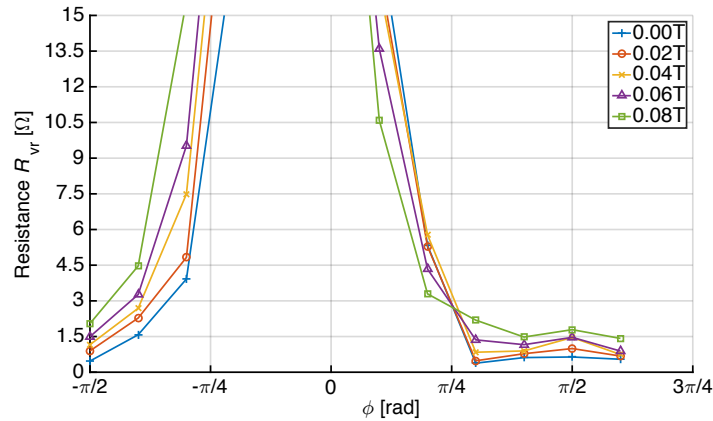
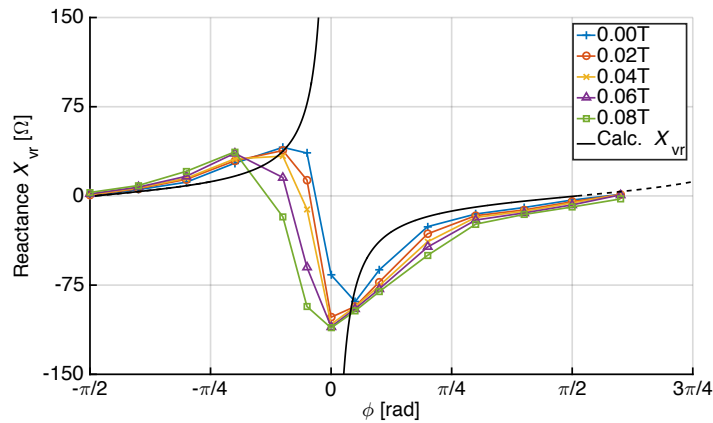
ID	A	B	C
Impedance [Ω]	10.69-j50.28	12.35+j0.40	10.12+j50.11

定し、負荷 A を用いた場合についての結果を図 5.9 に、負荷 B の結果を図 5.10 に、負荷 C については図 5.11 に示す。負荷 A の場合には、リアクタンス  $X_{vr}$  が理論値と  $\phi$  によらず大きくずれているだけでなく、損失抵抗  $R_{vr}$  の値も負荷 A の抵抗成分  $R = 10.69$  に対して小さいとはいえない。それに対して負荷 C の場合には、 $\phi \geq \pi/4$  の範囲でリアクタンス  $X_{vr}$  の値とよく一致しているだけでなく、損失抵抗  $R_{vr}$  についても  $\phi \geq 3\pi/8$  であれば、デッドタイム  $\Delta d = 0.04T$  のときに損失抵抗  $R_{vr}$  は高くとも  $2 \Omega$  程度である。負荷の抵抗成分  $R$  が  $10.12$ であることを考えると、 $\phi \geq 3\pi/8$  であっても損失は小さいとはいえず、最大で約 16% 程度の損失が損失抵抗  $R_{vr} = 2$  の場合に生じてしまうこととなるが、デッドタイム  $\Delta d = 0.04T$  で固定した場合に損失が最小となる  $\phi = 3\pi/5$  のときの損失は 11% である。また、力率補正の用いる  $\phi = \pi/2$  において最も損失抵抗  $R_{vr}$  が小さいのは、

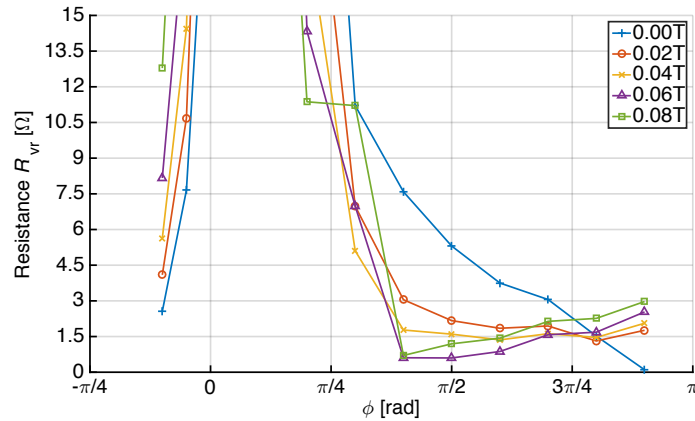
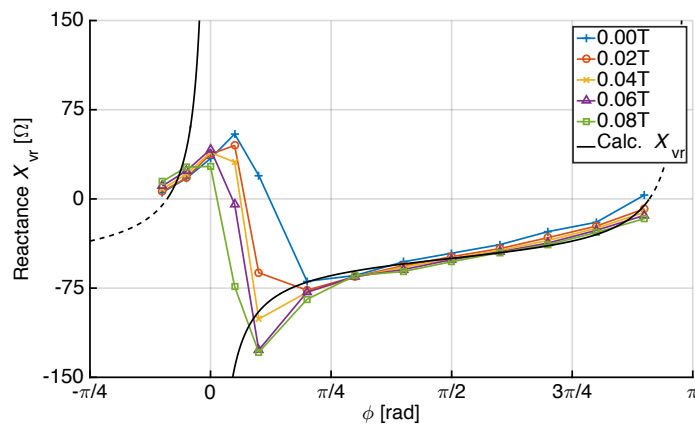


(a) 実数成分  $R_{vr}$ (b) 虚数成分  $X_{vr}$ 図 5.9: 等価直列インピーダンス  $10.69-j50.28 \Omega$  に対する可変リアクタのインピーダンス測定値

デッドタイム  $\Delta d = 0.06T$  の場合であり，このとき損失抵抗は  $R_{vr} = 0.60$  である．ゆえにこのときに生じる損失は約 5.3% となる．負荷 B に対する測定結果をみると，リアクタンス  $X_{vr}$  は，位相  $\phi$  が 0 から離れるに従って理論値に漸近している．ゆえに， $\phi < -\pi/4$  および  $\pi/4 < \phi$  の範囲では，理論値と実測値に大きな開きはないが，損失抵抗  $R_{vr}$  についてみると， $\phi < -\pi/4$  の範囲に比べて， $\pi/4 < \phi$  の範囲の方が明らかに損失抵抗  $R_{vr}$  が小さい．つまり，図 5.9，図 5.10 および図 5.11 より，可変リアクタのリアクタンス  $X_{vr}$  が正となる領域においては損失抵抗  $R_{vr}$  が大きくなることがわかる．これは D 級インバータに関する知見から説明ができる．高周波領域で D 級インバータを高効率動作させるためには，トランジスタの出力キャパシタンス  $C_{oss}$  に蓄積された電荷を，トランジスタが ON となる前に抜き出す必要があることはすでに述べたが，このとき D 級インバータに接続された負荷が容量性の場合には電荷を抜き出すことはできない．負荷が容量性の場合，トランジスタを OFF 状態から ON 状態にする時刻近辺では，電荷を抜き出すのではなく，電荷が流入する方向に電流が流れてしまうためである．それに対して，負荷が誘導性の場合，トランジスタを OFF 状態から ON 状態にする時刻近辺では，電荷を抜き出す方向に電流が流れるため，デッドタイムの間にトランジスタ内に蓄えられた電荷が抜き出

(a) 実数成分  $R_{vr}$ (b) 虚数成分  $X_{vr}$ 図 5.10: 等価直列インピーダンス  $12.35+j0.40 \Omega$  に対する可変リアクタのインピーダンス測定値

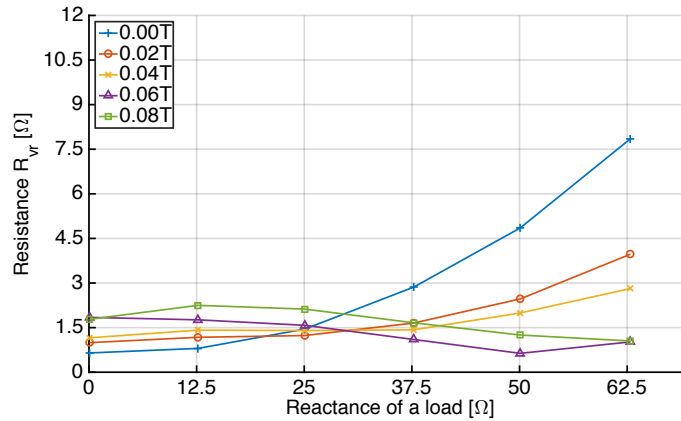
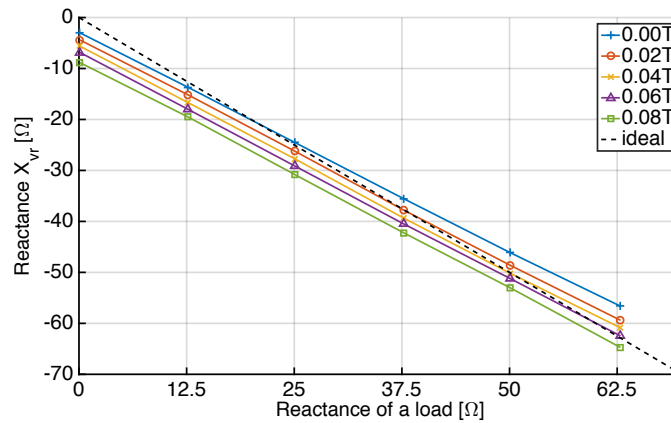
されることになる。D級インバータが高効率動作をするためには負荷  $Z$  が誘導性、つまり、 $\text{Im}(Z) > 0$  である必要があるということは、裏を返すと、D級インバータが高効率動作をしているときそのときD級インバータのインピーダンスは  $-Z$  であるから、そのリアクタンス  $\text{Im}(-Z)$  は必ず負である。D級インバータを応用した可変リアクタについても、同様の議論が成立し、リアクタンス  $X_{vr}$  が負となる場合にしか低損失な動作は望めない。しかし、可変リアクタについては、直列にインダクタを接続することによってそのインピーダンスを正の方向にずらすことができる。可変リアクタに、リアクタンスが  $X_{add}$  なるインダクタを接続すると、その合成インピーダンスは  $j(X + X_{add})$  となるため正の方向に平行移動することができ、これによりリアクタンスが正の可変リアクタが実装可能である。また、インダクタについては必ずしも追加で部品を挿入しなければならないとは限らない。たとえば可変リアクタを共振器と直列に接続するような場合には、予め共振器の入力インピーダンスを誘導性にしておくことによって、その分のリアクタンスを可変リアクタに対して直列に接続したものと同等となる。以上から、 $X_{vr} > 0$  であれば、力率補正だけでなく、可変リアクタとしても低損失動作が可能となるパラメータの組合せが存在することがわかった。

(a) 実数成分  $R_{vr}$ (b) 虚数成分  $X_{vr}$ 図 5.11: 等価直列インピーダンス  $10.12+j50.11 \Omega$  に対する可変リアクタのインピーダンス測定値

つづいて、負荷のリアクタンスをより細かく変化させた場合について計測を行い、力率補正の可能性を検証した。用いた負荷インピーダンスを表 5.2 に示す。ここでは上記の議論からリアクタンスはすべて正とした。横軸を負荷のリアクタンスとし、縦軸に可変リアクタのリアクタンス  $X_{vr}$  をプロットしたものを図 5.12 に示す。図 5.12 より、リアクタンス  $X_{vr}$  は、負荷のリアクタンスに対して線形に追従していることがわかる。それに対して、損失抵抗  $R_{vr}$  はデッドタイムに大きく依存しており、特に  $\Delta d = 0.00T$  の場合には損失抵抗  $R_{vr}$  が 5 を超える点も存在した。これは負荷の抵抗値の 50%程度にあたり、このときには可変リアクタにおける損失が 30%以上となってしまう。デッドタイム  $\Delta d$  が  $0.04T$  以上であれば損失抵抗は  $3 \Omega$  以下に収まることもわかった。力率補正効果を確認するため、負荷のインピーダンス  $R+jX$  および得られた測定結果から、電源  $V$  からみた力率を

表 5.2: 測定に用いた負荷インピーダンス一覧

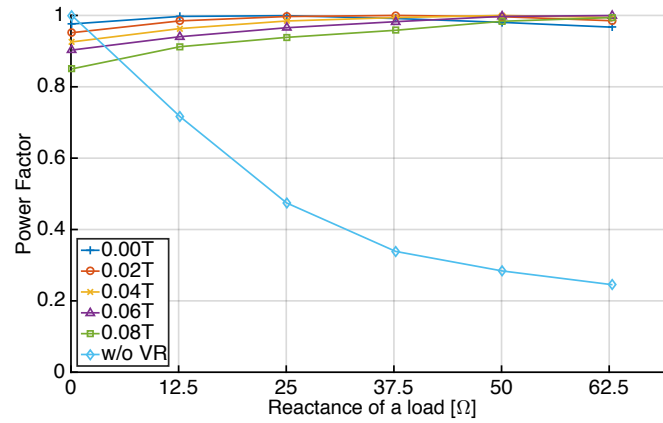
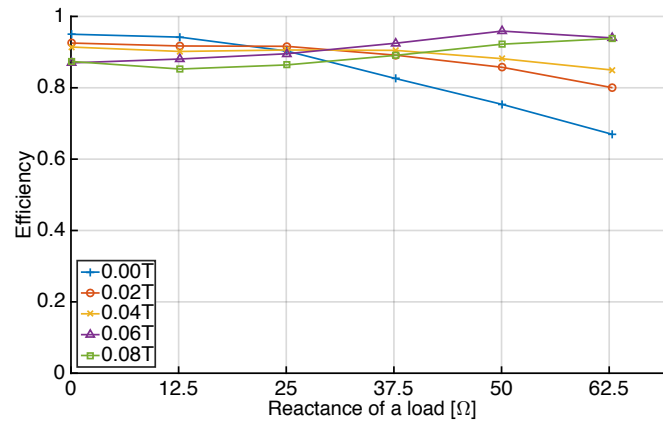
ID	1	2	3	4	5	6
Impedance [ $\Omega$ ]	$12.3+j0.1$	$13.0+j12.7$	$13.5+j25.0$	$13.6+j37.7$	$14.8+j50.1$	$15.9+j62.9$

(a) 実数成分  $R_{vr}$ (b) 虚数成分  $X_{vr}$ 図 5.12:  $\phi = \pi/2$  において負荷のリアクタンス  $X$  が変化した際の可変リアクタのリアクタンス  $X_{vr}$ 

計算し、その結果を図 5.13 に示す．図 5.13 には可変リアクタが存在しなかった場合の力率とともにプロットしている．負荷インピーダンスが負荷 6 のとき、つまりインピーダンスが  $15.9 + j62.9$  のときに、力率の改善効果は最大となっており、デッドタイムによらず力率は約 0.65 改善される．負荷のリアクタンスが小さくデッドタイムが大きいほど力率が低くなってはいるものの、 $\Delta d = 0.06T$  の場合を除くと力率が 0.9 を下回ることはいないことも確認できる．次に、可変リアクタの効率  $\eta_{vr}$  を考える．可変リアクタの効率  $\eta_{vr}$  を、負荷と可変リアクタで消費された電力の合計のうち、負荷で消費された電力の割合として定義すると

$$\eta_{vr} = \frac{R}{R + R_{vr}} \quad (5.8)$$

と計算できる．図 5.12 の結果から計算した効率  $\eta_{vr}$  を図 5.14 に示す．デッドタイムが  $\Delta d = 0.00T$  である場合を除けば、効率が 80% を下回ることはいない．平均して最も効率がよいのは  $\Delta d = 0.06T$  の場合であり、効率  $\eta_{vr}$  の平均値は 91.2% であった．最後に、力率補正効果と可変リアクタの効率を考慮して、負荷での消費電力がどのように変化するのかが確認を行った．損失のない理想的な力率補正素子を接続した場合に、負荷で消費される電

図 5.13: 負荷のリアクタンス  $X$  が変化した場合の力率補正効果図 5.14: 負荷のリアクタンス  $X$  が変化した場合の可変リアクタの効率

力  $P_{\max}$  は、電源電圧  $V$  および負荷インピーダンス  $R + jX$  を用いて

$$P_{\text{load}} = \frac{|V|^2}{2R} \quad (5.9)$$

のように計算できる．ここで  $V$  の最大値は瞬時値の最大振幅として計算した．力率補正素子として、D 級インバータを応用した可変リアクタを接続した場合に負荷で消費される電力  $P_{\text{load}}$  としたとき、最大電力  $P_{\max}$  に対する  $P_{\text{load}}$  の割合、つまり、 $P_{\text{load}}/P_{\max}$  を力率補正素子の性能と考え、実測した  $R_{\text{vr}} + jX_{\text{vr}}$  から計算した結果を図 5.15 に示す．可変リアクタがない場合と比べると、負荷のリアクタンスが増加するに従って、負荷で消費される電力は大幅に増加していることがわかる．特にデッドタイムが  $\Delta d = 0.04T$  の場合には、 $P_{\text{load}}/P_{\max}$  が 0.7 を下回ることなく、安定した電力供給が可能となることがわかる．以上より、D 級インバータを応用した可変リアクタを用いることで、力率補正並びに電力供給量の安定化が可能となることを実験的に示した．

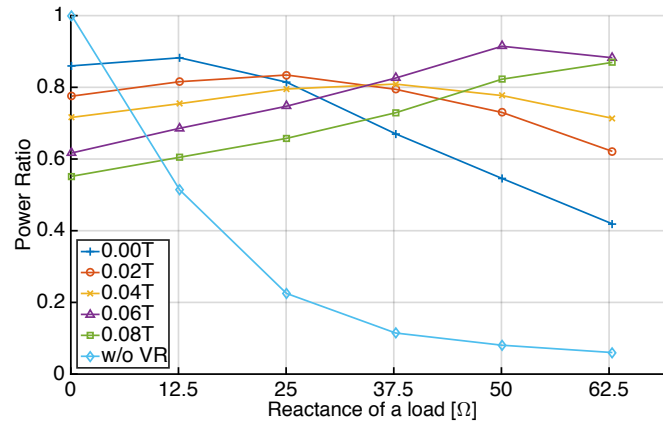


図 5.15: 負荷のリアクタンス  $X$  が変化した場合の電力比  $P_{\text{load}}/P_{\text{max}}$

## 5.4 あとがき

本研究においては、D級インバータを応用した可変リアクタを提案し、解析的な定式化とともにシミュレーションおよび実測によって、提案回路が動作可能であることを確認した。実験より、可変リアクタは動作周波数 6.78MHz において低損失であるとは言い難いが、デッドタイムを工夫することにより 90%以上の効率も実現可能であることがわかった。実用化に向けては、より低損失化することが最たる課題である。既存の可変リアクタにおいては、集中定数型のリアクタンス素子を用いていたために実現可能なリアクタンスが離散的になることが問題であったが、D級インバータを応用した可変リアクタと集中定数型の可変リアクタを組み合わせることによって、集中定数型で実現できる離散的なリアクタンス間の溝をD級インバータで埋めるにより、低損失かつ連続的な可変リアクタを実現することができる可能性がある。

## 第6章

---

結論

## 6.1 本論文のまとめ

本論文においては、高効率な磁界共振結合型無線電力伝送システムの設計手法を構成する以下の技術を提案する。

1. 広範囲への高効率な給電を実現するための直線状アレイ化手法、および、平面状アレイ化手法を確立した。直線状アレイ化手法においては、ホップ数が変化したとしても高い伝送効率を維持することが可能な条件を定式化し、それを満たすための設計手法を考案した。平面状アレイ化においては、電流分布を設計パラメータとして考える重要性を明らかにし、所望の電流分布を実現するためのインピーダンス調節手法を提案した。直線状アレイ化と平面状アレイ化を比較し、システムの複雑さと伝送効率との間にトレードオフが存在することを示した。
2. 共振器設計において電流の向きや分布がその設計指針として重要なパラメータであることを示し、漏洩電磁界低減と性能向上を実現するための共振器設計手法を確立した。漏洩電磁界低減手法においては、ループアンテナの放射電磁界に着目し、逆向きの電流ループを適切な半径で組み込むことにより放射電磁界を打ち消すことができることを示した。共振器の性能向上手法においては、既存の共振器構造を用いて、より性能のよい共振器構造を構築するための手法を明らかにした。
3. 受電機器が正常に動作するためには、無線電力伝送システムから安定した電圧を出力する必要があるが、受電側スイッチングレギュレータを用いて出力電圧安定化と伝送効率最大化を同時に実現するためのシステム設計手法を示した。低効率な範囲にしか存在できなかった動作点を、最大効率点に調節するための四端子回路網の設計手法と、入力電圧調節を提案した。
4. 電子制御可能であり大電力動作可能、かつリアクタンスが連続的に調節可能であるD級インバータを用いた可変リアクタを提案し、シミュレーションおよび実測により動作を検証した。既存の可変リアクタと比較すると損失が大きいという欠点があるが、フィードバックなしで力率補正が可能であるなどの利点がある。

本論文にて提案する上記の手法は、安定した出力電圧を確保した上で、環境変化に強く、人体に対して安全かつ電力的に高効率な無線電力伝送の実現に資するものである。

## 6.2 今後の課題

本研究において解明されていない課題としては以下のものがある。

### 漏洩電磁界を打ち消した共振器構造の高効率化

本研究にて提案した漏洩電磁界を打ち消した共振器構造は漏洩電磁界を打ち消することができるものの、伝送効率としてはループ共振器に劣ってしまう。実用化を考えると、伝送効率の向上が望まれる。本論文で提案した2つの共振器構造は相反するものではない。既存の共振器構造を複数用いて、全体として電気長を拡大する共振器構造を実現することにより、共振器としての特性改善が可能である。今後の検討事項としては、漏洩電磁界を打



ち消した共振器構造を単位エレメントとした，電気長を拡大した共振器構造を設計し，漏洩電磁界を打ち消しつつ伝送効率を改善可能であるか検証する必要がある．

#### D 級インバータを応用した可変リアクタと既存手法の組合せによる低損失化

提案した D 級インバータを応用した可変リアクタは，集中定数型のリアクタを用いるものと比較して損失が大きいという欠点がある．しかし，提案する可変リアクタと既存の離散的な可変リアクタを組み合わせることにより，連続性を維持したまま低損失化が実現できる可能性がある．電子制御可能な手法として PIN ダイオードを用いた手法が提案されているが，この手法と組み合わせることにより，電子制御可能であり大電力動作可能，かつ連続的にリアクタンスを調節可能で低損失な可変リアクタを実現したい．

## ■ 謝辞

---

本研究を進めるにあたり、指導教員である浅見徹教授には、学部4年次の卒業研究から博士課程の6年間に渡りましてご指導頂きましたこと心より感謝致します。川原圭博准教授には、研究方針から論文投稿に至るまで数多くのご助言と熱心なご指導を頂きましたこと、深く感謝致します。審査におきまして、瀬崎薫教授、堀洋一教授、高宮真准教授、落合秀也講師、居村岳広特任講師には大変有益なご助言を頂き、誠にありがとうございました。浅見川原研究室秘書の藤田さん、金井さん、水野さんには、研究活動の中で事務手続きに関する多大なサポートを頂きました。共に研究活動を行った浅見川原研究室の皆様には、様々なサポートを頂き、お互いに協力しながら研究に邁進することができました。最後に、日々の生活を支え、このような機会を与えてくれた家族に心より感謝します。

## 参考文献

---

- [1] 三原 莊一郎, 齊藤 孝, 小林裕太郎, 金井 宏, “近年の SSPS に関する USEF の取り組み,” 信学技報, SPS2005-25, April 2016.
- [2] N. Shinohara, T. Mitani, and H. Matsumoto, “Study on ubiquitous power source with microwave power transmission,” Proc. URSI General Assembly 2005, p.C07, 2005.
- [3] A. Noda and H. Shinoda, “Selective wireless power transmission through high-Q flat waveguide-ring resonator on 2-d waveguide sheet,” IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol.59, no.8, pp.2158–2167, Aug. 2011.
- [4] T. Sekitani, M. Takamiya, Y. Noguchi, S. Nakano, Y. Kato, K. Hizu, H. Kawaguchi, T. Sakurai, and T. Someya, “A large-area flexible wireless power transmission sheet using printed plastic mems switches and organic field-effect transistors,” Proc. Int. Electron Devices Meeting 2006, pp.1–4, Dec. 2006.
- [5] A. Kurs, A. Karalis, R. Moffatt, J.D. Joannopoulos, P. Fisher, and M. Soljačić, “Wireless power transfer via strongly coupled magnetic resonances,” science, vol.317, no.5834, pp.83–86, July 2007.
- [6] 産経 WEST, “世界初「バッテリー搭載しないEV」公開、専用道から電気エネルギー” . <http://www.sankei.com/west/photos/160318/wst1603180045-p1.html>
- [7] H. Shoki, “Issues and initiatives for practical use of wireless power transmission technologies in Japan,” Proc. IEEE MTT-S Int. Microw. Workshop Series Innov. Wireless Power Transmission: Technol., Syst., Appl. 2011, pp.87–90, May 2011.
- [8] J. Kim, J. Kim, S. Kong, H. Kim, I.-S. Suh, N.P. Suh, D.-H. Cho, J. Kim, and S. Ahn, “Coil design and shielding methods for a magnetic resonant wireless power transfer system,” Proc. the IEEE, vol.101, no.6, pp.1332–1342, March 2013.
- [9] T. Sun, X. Xie, G. Li, Y. Gu, Y. Deng, and Z. Wang, “A two-hop wireless power transfer system with an efficiency-enhanced power receiver for motion-free capsule endoscopy inspection,” IEEE Trans. Biomed. Eng., vol.59, no.11, pp.3247–3254, June 2012.
- [10] H. Lim, K. Ishida, M. Takamiya, and T. Sakurai, “Positioning-free magnetically resonant wireless power transmission board with staggered repeater coil array (SRCA),” Proc. IEEE MTT-S Int. Microw. Workshop Series Innov. Wireless Power Transmission: Technol., Syst., Appl. 2012, pp.93–96, May 2012.

- [11] J.W. Kim, H.-C. Son, D.-H. Kim, J.-R. Yang, K.-H. Kim, K.-M. Lee, and Y.-J. Park, “Wireless power transfer for free positioning using compact planar multiple self-resonators,” Proc. IEEE MTT-S Int. Microw. Workshop Series Innov. Wireless Power Transmission: Technol., Syst., Appl. 2012, pp.127–130, May 2012.
- [12] 総務省, “電気通信サービスの契約数及びシェアに関する四半期データの公表(平成27年度第4四半期(3月末))”. [http://www.soumu.go.jp/main\\_content/000426470.pdf](http://www.soumu.go.jp/main_content/000426470.pdf)
- [13] W.C. Brown, “The history of power transmission by radio waves,” IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol.32, no.9, pp.1230–1242, Sept. 1984.
- [14] N. Shinohara, “Power without wires,” IEEE Microw. Magazine, vol.12, no.7, pp.S64–S73, Dec. 2011.
- [15] P.E. Glaser, “Power from the sun: its future,” Science, vol.162, no.3856, pp.857–861, Nov. 1968.
- [16] J.-W. Li, “Wireless power transmission: State-of-the-arts in technologies and potential applications,” Proc. Asia-Pacific Microw. Conf. 2011, pp.86–89, April 2011.
- [17] N. Shinohara and S. Kawasaki, “Recent wireless power transmission technologies in Japan for space solar power station/satellite,” Proc. IEEE Radio Wireless Symp. 2009, pp.13–15, Jan. 2009.
- [18] R.M. Dickinson, “Performance of a high-power, 2.388-ghz receiving array in wireless power transmission over 1.54 km,” 1976 IEEE Int. Microw. Symp. Digest, pp.139–141, June 1976.
- [19] 宇宙航空研究開発機構, “マイクロ波無線電力伝送地上試験/実用化実証(デモンストラーション)”. <http://www.ard.jaxa.jp/publication/event/2014/150301.html>
- [20] A. Noda and H. Shinoda, “Waveguide-ring resonator coupler with class-F rectifier for 2-D waveguide power transmission,” Proc. IEEE MTT-S Int. Microw. Workshop Series Innov. Wireless Power Transmission: Technol., Syst., Appl. 2012, pp.259–262, May 2012.
- [21] T. Terada and H. Shinoda, “Arbitrary power and positioning techniques for 2D wireless power transmission systems,” Proc. IEEE Radio Wireless Symp. 2012, pp.123–126, Jan. 2012.
- [22] Wireless Power Consortium, “System Description Wireless Power Transfer Version 1.0”. <http://www.wirelesspowerconsortium.com/>
- [23] M. Minami, Y. Nishizawa, K. Hirasawa, H. Morikawa, and T. Aoyama, “Magic-surfaces: magnetically interfaced surfaces for smart space applications,” Adjunct Proc. 3rd Int. Conf. Pervasive Computing 2005, May 2005.

- [24] T. Sekitani, M. Takamiya, Y. Noguchi, S. Nakano, Y. Kato, T. Sakurai, and T. Someya, “A large-area wireless power-transmission sheet using printed organic transistors and plastic mems switches,” *Nature materials*, vol.6, no.6, pp.413–417, April 2007.
- [25] M. Takamiya, T. Sekitani, Y. Miyamoto, Y. Noguchi, H. Kawaguchi, T. Someya, and T. Sakurai, “Design solutions for a multi-object wireless power transmission sheet based on plastic switches,” *IEEE Int. Solid-State Circuits Conf. 2007 Digest of Technical Papers*, pp.362–609, Feb. 2007.
- [26] A. Karalis, J.D. Joannopoulos, and M. Soljačić, “Efficient wireless non-radiative mid-range energy transfer,” *Annals of Physics*, vol.323, no.1, pp.34–48, Jan. 2008.
- [27] 居村岳広, 岡部浩之, 小柳拓也, 加藤昌樹, ベーテックチュアン, 大手昌也, 島本潤吉, 高宮 真, 堀 洋一, “BS-9-5 Hz ~ MHz ~ GHz における磁界共振結合によるワイヤレス電力伝送用アンテナの提案,” *信学総大*, pp.24–25, March 2010.
- [28] F. Zhang, S.A. Hackworth, W. Fu, C. Li, Z. Mao, and M. Sun, “Relay effect of wireless power transfer using strongly coupled magnetic resonances,” *IEEE Trans. Magn.*, vol.47, no.5, pp.1478–1481, April 2011.
- [29] 鈴木良輝, 水谷 豊, 杉浦貴光, 坂井尚貴, 大平 孝, “電化道路をタイヤ集電で走行する電気自動車の 1/32 スケールモデル試作実験,” *電気学会論文誌 D (産業応用部門誌)*, vol.134, no.7, pp.675–682, July 2014.
- [30] N. Sakai, D. Itokazu, Y. Suzuki, S. Sakihara, and T. Ohira, “One-kilowatt capacitive power transfer via wheels of a compact electric vehicle,” *Proc. IEEE Wireless Power Transfer Conf. 2016*, pp.1–3, May 2016.
- [31] T. Imura, “Equivalent circuit for repeater antenna for wireless power transfer via magnetic resonant coupling considering signed coupling,” *Proc. IEEE Conf. Ind. Electron. Appl. 2011*, pp.1501–1506, Aug. 2011.
- [32] H. Hirayama, Y. Okuyama, N. Kikuma, and K. Sakakibara, “An consideration on equivalent circuit of wireless power transmission,” *Proc. IEEE Int. Symposium Antenna Technol. and Applied Electromagnetics & the American Electromagnetics Conf. 2010*, pp.1–4, July 2010.
- [33] 稲垣直樹, 堀智, “共鳴方式無線接続システムの偶奇モードリアクタンス関数と影像インピーダンスに基づく特性評価,” *電子情報通信学会論文誌. B, 通信*, vol.94, no.9, pp.1076–1085, Sept. 2011.
- [34] T. Ohira, “Maximum available efficiency formulation based on a black-box model of linear two-port power transfer systems,” *IEICE Electronics Express*, vol.11, no.13, pp.20140448–20140448, July 2014.
- [35] T. Hosotani and I. Awai, “A novel analysis of ZVS wireless power transfer system using coupled resonators,” *Proc. IEEE MTT-S Int. Microw. Workshop Series Innov. Wireless Power Transmission: Technol., Syst., Appl. 2012*, pp.235–238, May 2012.

- [36] I. Awai and T. Ishizaki, “Transferred power and efficiency of a coupled-resonator WPT system,” Proc. IEEE MTT-S Int. Microw. Workshop Series Innov. Wireless Power Transmission: Technol., Syst., Appl. 2012, pp.105–108, May 2012.
- [37] M.K. Kazimierczuk, RF power amplifiers, John Wiley & Sons, 2008.
- [38] M.A. deRoos, “The ZVS voltage-mode class-D amplifier, an eGaN® FET-enabled topology for highly resonant wireless energy transfer,” Proc. IEEE Applied Power Electron. Conf. and Expo., pp.1608–1613, March 2015.
- [39] W. Chen, R. Chinga, S. Yoshida, J. Lin, C. Chen, and W. Lo, “A 25.6 W 13.56 MHz wireless power transfer system with a 94% efficiency GaN class-E power amplifier,” 2012 MTT-S Int. Microw. Symp. Digest, pp.1–3, June 2012.
- [40] D. Ahn and S. Hong, “A study on magnetic field repeaters in wireless power transfer,” IEEE Trans. Ind. Electron., vol.60, no.1, pp.360–371, Feb. 2013.
- [41] 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,” 電気学会論文誌 C, vol.130, no.12, pp.2192–2197, Dec. 2010.
- [42] 栗井郁雄, “共鳴型ワイヤレス電力伝送の新しい理論,” 電気学会論文誌 C, vol.130, no.6, pp.966–971, June 2010.
- [43] 宮坂拓也, 川原圭博, 浅見 徹, “直結型磁界共振結合を用いた無線電力伝送の多段化設計と評価,” 信学総大, BS-2-4, March 2011.
- [44] K. Miwa, H. Mori, N. Kikuma, H. Hirayama, and K. Sakakibara, “A consideration of efficiency improvement of transmitting coil array in wireless power transfer with magnetically coupled resonance,” Proc. IEEE Wireless Power Transfer Conf. 2013, pp.13–16, May 2013.
- [45] T. Imura, H. Okabe, T. Uchida, and Y. Hori, “Study on open and short end helical antennas with capacitor in series of wireless power transfer using magnetic resonant couplings,” Proc. 35th Annual Conf. of IEEE Ind. Electron. 2009, pp.3848–3853, Nov. 2009.
- [46] I. Awai, Y. Zhang, T. Komori, and T. Ishizaki, “Coupling coefficient of spiral resonators used for wireless power transfer,” Proc. 2010 Asia Pacific Microw. Conf., pp.1328–1331, Dec. 2010.
- [47] W. Wei, Y. Kawahara, N. Kobayashi, and T. Asami, “Characteristic analysis of double spiral resonator for wireless power transmission,” IEEE Trans. Antennas Propag., vol.62, no.1, pp.411–419, Oct. 2014.
- [48] N. Ha-Van and C. Seo, “A novel cubic transmitter for multi-directional wireless power transfer,” Proc. IEEE Wireless Power Transfer Conf. 2015, pp.1–3, May 2015.

- [49] G. Yilmaz and C. Dehollain, “An efficient wireless power link for implanted biomedical devices via resonant inductive coupling,” *Proc. IEEE Radio Wireless Sympo.* 2012, pp.235–238, Jan. 2012.
- [50] S.W. Park, K. Wake, and S. Watanabe, “Investigation of numerical methods and dosimetry for a wireless power transfer system using electromagnetic resonance,” *Proc. IEEE Int. Symposium Electromagn. Compat.* 2012, pp.1–4, Sept. 2012.
- [51] A. Christ, M.G. Douglas, J.M. Roman, E.B. Cooper, A.P. Sample, B.H. Waters, J.R. Smith, and N. Kuster, “Evaluation of wireless resonant power transfer systems with human electromagnetic exposure limits,” *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol.55, no.2, pp.265–274, Oct. 2013.
- [52] ブロードバンドワイヤレスフォーラム, “ワイヤレス電力伝送装置が植込み型医療機器に与える影響調査結果”. <http://bwf-yrp.net/update/docs/1e70359da8201cdcb31a636c2b43c9fc139e35fb.pdf>
- [53] I. Awai, Y. Sawahara, and T. Ishizaki, “Fabrication of a new high-performance WPT system by electric energy confinement,” *Proc. IEEE Wireless Power Transfer Conf.* 2013, pp.214–217, May 2013.
- [54] S. Ahn, H.H. Park, C.-S. Choi, J. Kim, E. Song, H.B. Park, H. Kim, and J. Kim, “Reduction of electromagnetic field (EMF) of wireless power transfer system using quadruple coil for laptop applications,” *Proc. IEEE MTT-S Int. Microw. Workshop Series Innov. Wireless Power Transmission: Technol., Syst., Appl.* 2012, pp.65–68, May 2012.
- [55] S. Ahn and J. Kim, “Magnetic field design for high efficient and low emf wireless power transfer in on-line electric vehicle,” *Proc. 5th European Conf. Antennas and Propag.* 2011, pp.3979–3982, April 2011.
- [56] N. Kim, K. Kim, J. Choi, and C.-W. Kim, “Adaptive frequency with power-level tracking system for efficient magnetic resonance wireless power transfer,” *Electronics Letters*, vol.48, no.8, pp.452–454, April 2012.
- [57] S. Iguchi, P. Yeon, H. Fuketa, K. Ishida, T. Sakurai, and M. Takamiya, “Zero phase difference capacitance control (ZPDCC) for magnetically resonant wireless power transmission,” *Proc. IEEE Wireless Power Transfer Conf.* 2013, pp.25–28, May 2013.
- [58] T.C. Beh, M. Kato, T. Imura, S. Oh, and Y. Hori, “Automated impedance matching system for robust wireless power transfer via magnetic resonance coupling,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol.60, no.9, pp.3689–3698, July 2013.
- [59] J. Bito, S. Jeong, and M.M. Tentzeris, “A real-time electrically controlled active matching circuit utilizing genetic algorithms for biomedical wpt applications,” *Proc. Wireless Power Transfer Conf.* 2015, pp.1–4, May 2015.

- [60] J. Bito, S. Jeong, and M.M. Tentzeris, “A real-time electrically controlled active matching circuit utilizing genetic algorithms for wireless power transfer to biomedical implants,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol.64, no.2, pp.365–374, Jan. 2016.
- [61] M. Schuetz, A. Georgiadis, A. Collado, and G. Fischer, “A particle swarm optimizer for tuning a software-defined, highly configurable wireless power transfer platform,” *Proc. Wireless Power Transfer Conf.* 2015, pp.1–4, May 2015.
- [62] Y. Endo and Y. Furukawa, “Proposal for a new resonance adjustment method in magnetically coupled resonance type wireless power transmission,” *Proc. IEEE MTT-S Int. Microw. Workshop Series Innov. Wireless Power Transmission: Technol., Syst., Appl.* 2012, pp.263–266, May 2012.
- [63] Y. Moriwaki, T. Imura, and Y. Hori, “Basic study on reduction of reflected power using DC/DC converters in wireless power transfer system via magnetic resonant coupling,” *Proc. IEEE Int. Telecommunications Energy Conf.* 2011, pp.1–5, Oct. 2011.
- [64] M. Fu, T. Zhang, X. Zhu, and C. Ma, “A 13.56 MHz wireless power transfer system without impedance matching networks,” *Proc. IEEE Wireless Power Transfer Conf.* 2013, pp.222–225, May 2013.
- [65] H. Ishihara, F. Moritsuka, H. Kudo, S. Obayashi, T. Itakura, A. Matsushita, H. Mochikawa, and S. Otaka, “A voltage ratio-based efficiency control method for 3 kW wireless power transmission,” *Proc. IEEE Applied Power Electron. Conf. and Expo.* 2014, pp.1312–1316, March 2014.
- [66] D. Gunji, T. Imura, and H. Fujimoto, “Stability analysis of constant power load and load voltage control method for wireless in-wheel motor,” *Proc. 9th International Conf. on Power Electron. and ECCE Asia* 2015, pp.1944–1949, June 2015.
- [67] AirFuel Alliance, “A4WP-S-0001 v1.2.1”.  
<http://www.airfuel.org/technologies/specification-download>
- [68] Wireless Power Consortium, “Major milestones for v1.2 resonant specification”. <https://www.wirelesspowerconsortium.com/blog/86/major-milestones-for-v12-resonant-specification>
- [69] BWF/WPT-WG, “BWF/WPT-WG の活動内容”.  
[http://www.soumu.go.jp/main\\_content/000232509.pdf](http://www.soumu.go.jp/main_content/000232509.pdf)
- [70] Wireless Power Management Consortium, “ワイヤレス パワーマネジメント (WPM) コンソーシアム”. [http://wpm-c.com/?page\\_id=37](http://wpm-c.com/?page_id=37)
- [71] 橋詰新, 成末義哲, 川原圭博, 浅見徹, “磁界共振結合型無線電力伝送における電力ルーティングシステムに向けた中継器スイッチングの実装評価”, 信学ソ大, B-21-2, vol.2014, no.1, p.437, Sept. 2014.



- [72] 稲垣直樹, 堀 智, “近傍界結合アンテナを用いる無線接続の基礎,” 電子情報通信学会論文誌. B, 通信, vol.94, no.3, pp.436–443, March 2011.
- [73] ROHDE&SCHWARZ ZVL, “R&S®ZVL vector network analyzers”. [https://www.rohde-schwarz.com/us/product/zvl-productstartpage\\_63493-9014.html](https://www.rohde-schwarz.com/us/product/zvl-productstartpage_63493-9014.html)
- [74] Linear Technology Corporation, “LTspice”. <http://www.linear-tech.co.jp/designtools/software/#LTspice>
- [75] 居村岳広, 岡部浩之, 内田利之, 堀 洋一, “共振時の電磁界結合を利用した位置ずれに強いワイヤレス電力伝送: 磁界型アンテナと電界型アンテナ,” 電気学会論文誌 D, vol.130, no.1, pp.76–83, Jan. 2010.
- [76] ANSYS, Inc., “ANSYS HFSS”. <http://www.ansys.com/Products/Simulation+Technology/Electromagnetics/High-Performance+Electronic+Design/ANSYS+HFSS>
- [77] ICNIRP, “Guidelines for limiting exposure to time-varying electric and magnetic fields (1 Hz to 100 kHz),” Health Physics, vol.99, no.6, pp.818–836, Dec. 2010.
- [78] A. Ikuo, “New expressions for coupling coefficient between resonators,” IEICE Trans. Electron., vol.88, no.12, pp.2295–2301, Dec. 2005.
- [79] N. Inagaki and S. Hori, “Classification and characterization of wireless power transfer systems of resonance method based on equivalent circuit derived from even-and odd mode reactance functions,” Proc. IEEE MTT-S Int. Microw. Workshop Series Innov. Wireless Power Transmission: Technol., Syst., Appl. 2011, pp.115–118, May 2011.
- [80] T. Imura and Y. Hori, “Maximizing air gap and efficiency of magnetic resonant coupling for wireless power transfer using equivalent circuit and neumann formula,” IEEE Trans. Ind. Electron., vol.58, no.10, pp.4746–4752, Feb. 2011.
- [81] C.A. Balanis, Antenna theory: analysis and design, John Wiley & Sons, 2012.
- [82] A. Ahlbom, U. Bergqvist, J. Bernhardt, J. Cesarini, M. Grandolfo, M. Hietanen, A. Mckinlay, M. Repacholi, D. Sliney, J. Stolwijk, et al., “Guidelines for limiting exposure to time-varying electric, magnetic, and electromagnetic fields (up to 300 GHz). international commission on non-ionizing radiation protection,” Health Phys, vol.74, no.4, pp.494–522, April 1998.
- [83] T. Ohira, “Extended k-Q product formulas for capacitive-and inductive-coupling wireless power transfer schemes,” IEICE Electronics Express, vol.11, no.9, pp.20140147–20140147, May 2014.
- [84] M. Ito, K. Hosodani, K. Itoh, S.-i. Betsudan, S. Makino, T. Hirota, K. Noguchi, and E. Taniguchi, “High efficient bridge rectifiers in 100MHz and 2.4 GHz bands,” Proc. Wireless Power Transfer Conf. 2014, pp.64–67, May 2014.

- [85] M. Dionigi and M. Mongiardo, “CAD of efficient wireless power transmission systems,” 2011 IEEE Int. Microw. Symp. Digest, pp.1–4, June 2011.
- [86] K.K. Ean, B.T. Chuan, T. Imura, and Y. Hori, “Novel band-pass filter model for multi-receiver wireless power transfer via magnetic resonance coupling and power division,” Proc. IEEE 13th Annual Wireless Microw. Techn. Conf. 2012, pp.1–6, April 2012.
- [87] S. Li, W. Li, J. Deng, T.D. Nguyen, and C.C. Mi, “A double-sided LCC compensation network and its tuning method for wireless power transfer,” IEEE Trans. Veh. Technol., vol.64, no.6, pp.2261–2273, Aug. 2015.
- [88] 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,” 電気学会論文誌D, vol.135, no.8, pp.847–854, Aug. 2015.
- [89] T. Ishida, K. Yamaguchi, T. Ishizaki, and I. Awai, “Novel measurement technique of WPT circuits using VNA and its data transformation into 0-ohm system,” Proc. IEEE MTT-S Int. Microw. Workshop Series Innov. Wireless Power Transmission: Technol., Syst., Appl. 2012, pp.231–234, May 2012.
- [90] I. Awai, “Basic characteristics of “ magnetic resonance ” wireless power transfer system excited by a 0 ohm power source,” IEICE Electronics Express, vol.10, no.21, pp.20132008–20132008, Nov. 2013.

## 発表文献

---

### 論文誌

- [1] Y. Narusue, Y. Kawahara, and T. Asami, “Maximizing efficiency of wireless power transfer using magnetic resonant coupling with a receiver-side switching voltage regulator,” *Cambridge Journal of Wireless Power Transfer*, March 2017. (掲載予定)
- [2] 成末義哲, 川原圭博, 浅見徹, “Hercules: 平面上での無線電力共有実現のための再構成可能な磁界共振結合モジュール,” *情報処理学会論文誌*, vol.56, no.1, pp.250-259, Jan. 2015.

### 国際会議

- [3] Y. Narusue, Y. Kawahara, and T. Asami, “Multiple-half-wave resonator for wireless power transfer using magnetic resonant coupling,” *Proc. IEEE ICCEM 2017*, Kumamoto, Japan, March 2017. (To Appear)
- [4] Y. Narusue, Y. Kawahara, and T. Asami, “Maximum efficiency point tracking by input control for a wireless power transfer system with a switching voltage regulator,” *Proc. IEEE WPTC 2015*, pp.1–4, Boulder, CO, U.S.A., May 2015. (Poster)
- [5] Y. Narusue, Y. Kawahara, and T. Asami, “Cancellation mechanism of electromagnetic leakage for wireless power transmission using magnetic resonant coupling,” *Proc. IEEE APMC 2014*, pp.677-679, Sendai, Japan, Nov. 2014.
- [6] Y. Narusue, Y. Kawahara, and T. Asami, “Impedance matching method for any-hop straight wireless power transmission using magnetic resonance,” *Proc. IEEE RWS 2013*, pp.193–195, Austin, TX, U.S.A., Jan. 2013.  
( The 2nd Best Student Paper Award )
- [7] A. Hashizume, Y. Narusue, Y. Kawahara, and T. Asami, “Receiver localization for a wireless power transfer system with a 2D relay resonator array,” *Proc. IEEE ICCEM 2017*, Kumamoto, Japan, March 2017. (To Appear)
- [8] T. Iizuka, Y. Narusue, Y. Kawahara, and T. Asami, “A planning simulation tool for energy harvesting applications,” *Proc. EAI MUSICAL 2016*, pp.177–182, Hiroshima, Japan, Nov. 2016.

- [9] T. Hashizume, T. Sasatani, K. Narumi, Y. Narusue, Y. Kawahara, and T. Asami, “Passive and contactless epidermal pressure sensor printed with silver nano-particle ink,” Proc. ACM Ubicomp 2016, pp.190–195, Heidelberg, Germany, Sep. 2016.
- [10] T. Iizuka, Y. Narusue, Y. Kawahara, and T. Asami, “Planning simulation tool for designing energy harvesting applications,” Proc. ACM UbiComp 2016, pp.289–292, Heidelberg, Germany, Sept. 2016. (Demonstration)
- [11] T. Sasatani, Y. Narusue, Y. Kawahara, and T. Asami, “Genetic algorithm-based design of receiving resonator arrays for wireless power transfer via magnetic resonant coupling,” Proc. IEEE WPTC 2016, pp.1–4, Aveiro, Portugal, May 2016. (Poster)
- [12] Y. Kawahara, and Y. Narusue, “Wireless power transmission methods for Internet of things,” Proc. IEEE APS/URSI 2015, TU-SP.2A.1, Vancouver, Canada, July 2015.
- [13] R. Kobayashi, Y. Narusue, W. Wei, Y. Kawahara, and T. Asami, “Performance evaluation of multilevel ASK communication for a multi-hop wireless resonance system,” Proc. IEEE WPTC 2014, pp.76–79, Jeju, Korea, May 2014.
- [14] Y. Kawahara, W. Wei, Y. Narusue, R. Shigeta, and T. Asami, “Virtualizing power cords by wireless power transmission and energy harvesting,” Proc. IEEE RWS 2013, pp.37–39, Austin, TX, U.S.A, Jan. 2013.

## 国際ワークショップ

- [15] X. Shi, Y. Narusue, Y. Kawahara, and T. Asami, “Rapid antenna prototyping method by evolutionally computation and inkjet printing,” Proc. IMWS-AMP 2015, pp.1–3, Suzhou, China, July 2015.

## 国際コンテスト

- [16] Y. Narusue, A. Hashizume, X. Shi, T. Sasatani, and Y. Mizutani, “Indoor wireless power transfer,” 2016 TECO Green Tech Contest, Taipei, Taiwan, Aug. 2016. (Bronze Award)

## 書籍

- [17] 川原圭博, 成末義哲, “磁界共鳴 (共振) 結合を用いたマルチホップ型ワイヤレス給電技術,” 電界磁界結合型ワイヤレス給電技術-電磁誘導・共鳴送電の理論と応用-, 第5章, 科学情報出版, Dec. 2014.

## 特許

- [18] 小林直樹, 福田浩司, 成末義哲, 川原圭博, 浅見徹, “電力供給装置,” PCT/JP2013/073237, Aug. 2013.

## 国内研究会

- [19] 成末義哲, 川原圭博, 浅見徹, “磁界共振結合型無線電力伝送における送電側電圧制御を用いた効率改善に関する一検討,” 信学技報, vol.114, no.246, pp.5-10, Oct. 2014. (若手学術奨励賞)
- [20] 成末義哲, 川原圭博, 浅見徹, “IoT時代に向けた電力供給の無線化技術: 磁界共振によるマルチホップ型無線電力伝送,” 信学技報, vol.114, no.65, p.141, May 2014.
- [21] 成末義哲, 川原圭博, 浅見徹, “Hercules: 平面上での無線電力共有実現のための再構成可能な磁界共振結合モジュールの設計,” 情報処理学会研究報告, ユビキタスコンピューティングシステム, pp.1-8, 東京都, July 2013. (学生奨励賞受賞)
- [22] 成末義哲, 川原圭博, 浅見徹, “中継器を伴う磁界共振結合型無線電力伝送のためのホップ数可変インピーダンス整合手法,” 信学技報, WPT2012-11, pp.9-14, 東京都, July 2012.
- [23] 水谷陽太, 笹谷拓也, 成末義哲, 川原圭博, 浅見徹, “受電器アレイとシート型送電器を用いた電界結合型無線電力伝送における極板形状に関する一検討,” 信学技報, vol.116, no.321, WPT2016-38, pp.7-11, 東京都, Nov. 2016.
- [24] 橋爪崇弘, 成末義哲, 川原圭博, 浅見徹, “銀ナノインクを用いた非接触読み取り可能なパッシブ型静電容量式圧力センサと着圧測定への応用,” DICOMO 2016, pp. 840-845, 鳥羽, 三重県, July 2016.
- [25] 飯塚達哉, 成末義哲, 川原圭博, 浅見徹, “エネルギーハーベスティング型アプリケーション設計を最適化する電力収支シミュレータ,” DICOMO 2016, pp.1051-1061, 鳥羽, 三重県, July 2016.
- [26] 橋詰新, 成末義哲, 川原圭博, 浅見徹, “二次元共振器アレイ型無線電力伝送のための送受電共振器を用いた受電器の位置検出手法,” 信学技報, vol.115, no.82, pp.69-74, June 2015.
- [27] W. Wei, Y. Narusue, K. Kawahara, K. Kobayashi, K. Fukuda, T. Tsukagoshi, and T. Asami, “Characteristic analysis on double side spiral resonator’s thickness effect on transmission efficiency for wireless power transmission,” IEICE Technical Report, WPT2012-01, pp.1-5, May 2012.

## 国内全国大会

- [28] 成末義哲, 川原圭博, 浅見徹, “D 級インバータを応用した可変リアクタの実装評価,” 信学総大, B-21-28, March 2016.
- [29] 成末義哲, 川原圭博, 浅見徹, “共振型無線電力伝送における可変リアクタンス回路に関する一検討,” 信学ソ大, BS-8-7, Sept. 2015.
- [30] 成末義哲, 橋詰新, 川原圭博, 浅見徹, “マルチホップ型無線電力伝送を用いた室内全体への電力供給システム,” 信学総大, BS-7-5, March 2015.
- [31] 成末義哲, 川原圭博, 浅見徹, “磁界共振結合型無線電力伝送における送電側電圧制御による負荷インピーダンス変換手法,” 信学ソ大, B-21-5, Sept. 2014.
- [32] 成末義哲, 川原圭博, 浅見徹, “磁界共振結合型無線給電のための漏洩電磁界を打ち消した共振器の設計,” 信学ソ大, B-1-37, Sept. 2013.
- [33] 成末義哲, 川原圭博, 浅見徹, “磁界共振結合型無線電力伝送を用いたパワーシェアリングシート,” 信学総大, BCS-1-7, March 2013.
- [34] 成末義哲, 川原圭博, 小林直樹, 福田浩司, 塚越常雄, 浅見徹, “磁界共振結合型 2D 給電のための電流に着目した設計手法,” 信学ソ大, B-1-51, Sept. 2012.
- [35] 成末義哲, 川原圭博, 浅見徹, “磁界共振結合型無線電力伝送システムにおける任意ホップで高効率給電可能な共振器配置手法,” 信学総大, BCS-1-9, March 2012.
- [36] 成末義哲, 川原圭博, 浅見徹, “磁界共振結合を利用した直線状マルチホップ無線電力伝送における通信速度の試算,” 信学ソ大, B-7-14, Sept. 2011.
- [37] 西澤勇輝, 成末義哲, 川原圭博, 浅見徹, “無線電力伝送に向けた両面薄膜コイルにおける寄生キャパシタンスの影響と共振器特性の評価,” 信学ソ大 2016, B-21-14, Sept. 2016.
- [38] 橋爪崇弘, 笹谷拓也, 成末義哲, 川原圭博, 浅見徹, “銀ナノインクを用いたパッシブ型圧力センサの人体貼付用途における設計手法,” 信学総大, B-18-17, March 2016.
- [39] 小林亮介, 成末義哲, 繁田亮, 川原圭博, 浅見徹, “無線給電型土壌水分センサ実現のためのフェージング対策手法,” 信学総大, B-18-13, March 2016.
- [40] 仲又暁洋, 成末義哲, 川原圭博, 浅見徹, “生体センサへの無線給電のための中距離一様磁界生成用コイルの設計,” 信学総大, B-18-12, March 2016.
- [41] 橋詰新, 成末義哲, 川原圭博, 浅見徹, “二次元共振器アレイ型無線電力伝送における共振器間通信受信信号強度を利用した位置推定,” 信学総大, BS-8-2, March 2016.
- [42] 笹谷拓也, 成末義哲, 川原圭博, 浅見徹, “磁界共振結合型無線電力伝送における遺伝的アルゴリズムを用いた受電共振器アレイの設計,” 信学総大, B-21-22, March 2016.

- [43] 岸本文, 成末義哲, 橋詰新, 川原圭博, 浅見徹, 川崎繁男, “小型衛星内での通信および無線電力伝送フェージングの周波数ダイバーシティによる改善の一検討,” 信学総大, C-2-108, March 2016.
- [44] 橋爪崇弘, 成末義哲, 川原圭博, 浅見徹, “銀ナノインクを用いたパッシブ型静電容量式圧力センサーの試作と評価,” 信学ソ大, B-18-27, Sept. 2015.
- [45] 笹谷拓也, 成末義哲, 川原圭博, 浅見徹, “送電共振器アレイを用いた無線電力伝送における給電効率向上のための受電共振器アレイ形状の検討,” 信学ソ大, B-21-6, Sept. 2015.
- [46] 石欣洋, 成末義哲, 川原圭博, 浅見徹, “進化的計算手法を用いたインクジェット印刷アンテナ構造最適化,” 信学総大, B-18-72, March 2015.
- [47] 鈴木孝男, 成末義哲, 西岡一洋, 川原圭博, 浅見徹, “無人自律航空機を利用した圃場内センサへのマイクロ波給電システム構築への検討,” 信学総大, B-18-46, March 2015.
- [48] 橋詰新, 成末義哲, 川原圭博, 浅見徹, “磁界共振結合方式マルチホップ型無線電力伝送システムにおける NFC を用いた受電器の位置推定,” 信学総大, B-21-1, March 2015.
- [49] 仲又暁洋, 成末義哲, 魏巍, 川原圭博, 浅見徹, “生体情報のウェアラブル計測に向けた無線電力伝送用受電器のインクジェット印刷技術による簡易設計と評価,” 信学ソ大, B-18-2, Sept. 2014.
- [50] W. Wei, Y. Narusue, Y. Kawahara, and T. Asami, “Power uniformity analysis on omnidirectional wireless power transmission to a cavity using Helmholtz resonators,” IEICE Society Conf., BS-21-10, Sept. 2014.
- [51] 橋詰新, 成末義哲, 川原圭博, 浅見徹, “磁界共振結合型無線電力伝送における電力ルーティングシステムに向けた中継器スイッチングの実装評価,” 信学ソ大, B-21-2, Sept. 2014.
- [52] 小林亮介, 成末義哲, 川原圭博, 浅見徹, “磁界共振型マルチホップ無線電力伝送システムにおける多値 ASK 通信のレート決定に関する一検討,” 信学ソ大, B-21-1, Sept. 2014.
- [53] Q. M. Doung, Y. Narusue, Y. Kawahara, and T. Asami, “Touch-sensitive surfaces prototypes using time-domain reflectometry,” IEICE General Conference, BS-1-48, March 2014.
- [54] 小林亮介, 成末義哲, 川原圭博, 浅見徹, “磁界共振によるマルチホップ型無線電力伝送システムにおける立ち上がり時間による通信速度の試算,” 信学ソ大, B-1-45, Sept. 2013.

## 受賞

- [55] Bronze Award, 2016 TECO Green Tech Contest, 23rd Aug. 2016.
- [56] The Second Best Student Paper Award, IEEE RWS 2013, 22nd Jan. 2013.
- [57] 若手学術奨励賞, 電子情報通信学会 WPT 研究時限, 12th March 2015.
- [58] 学生奨励賞, 情報処理学会 UBI 研究会, 31th July 2013.
- [59] 原島学術奨励賞, 電気電子情報学術振興財団, 26th June 2013.



## 付録

### A 損失抵抗を考慮した入力インピーダンス $Z'_{\text{in}}(N, \omega_0)$

式 (2.23) より,  $Z'_{\text{in}}(N, \omega_0)$  は式 (A.1) が成立する .

$$\begin{cases} Z'_{\text{in}}(N+1, \omega_0) = r + \frac{R_s^2}{Z'_{\text{in}}(N, \omega_0)} \end{cases} \quad (\text{A.1a})$$

$$\begin{cases} Z'_{\text{in}}(1, \omega_0) = r + \frac{R_s R_{\text{load}}}{r' + R_{\text{load}}} \end{cases} \quad (\text{A.1b})$$

式 (A.1a) を変形すると

$$\frac{Z'_{\text{in}}(N+1, \omega_0)}{R_s} = \frac{r}{R_s} + \frac{R_s}{Z'_{\text{in}}(N, \omega_0)} \quad (\text{A.2})$$

となる . ここで ,

$$\frac{Z'_{\text{in}}(N, \omega_0)}{R_s} = \frac{X(N+1)}{X(N)} \quad (\text{A.3})$$

とおけば , 式 (A.1) は式 (A.4) と同値である .

$$\begin{cases} X(N+2) = \frac{r}{R_s} X(N+1) + X(N) \end{cases} \quad (\text{A.4a})$$

$$\begin{cases} X(1) = 1 + \frac{r'}{R_{\text{load}}} \end{cases} \quad (\text{A.4b})$$

$$\begin{cases} X(2) = 1 + \frac{r}{R_s} \left( 1 + \frac{r'}{R_{\text{load}}} \right) \end{cases} \quad (\text{A.4c})$$

次に , 式 (A.4) を解くことを考える . 式 (A.4a) の特性方程式の解  $s, t$  は

$$\begin{cases} s = \frac{\frac{r}{R_s} + \sqrt{\left(\frac{r}{R_s}\right)^2 + 4}}{2} \end{cases} \quad (\text{A.5})$$

$$\begin{cases} t = \frac{\frac{r}{R_s} - \sqrt{\left(\frac{r}{R_s}\right)^2 + 4}}{2} \end{cases} \quad (\text{A.6})$$

であるから , これを用いて式 (A.4a) を変形すると

$$X(N+2) - sX(N+1) = t(X(N+1) - sX(N)) \quad (\text{A.7})$$

$$\Leftrightarrow \quad X(N+1) - sX(N) = t^{N-1}(X(2) - sX(1)) \quad (\text{A.8})$$

$$\Leftrightarrow \quad \frac{X(N+1)}{t^{N+1}} - \frac{sX(N)}{t \cdot t^N} = \frac{X(2) - sX(1)}{t^2} \quad (\text{A.9})$$

さらに式 (A.9) の特性方程式の解  $\lambda$

$$\lambda = \frac{\frac{X(2) - sX(1)}{t^2}}{1 - \frac{s}{t}} \quad (\text{A.10})$$

を用いて, 式 (A.9) を変形すると

$$\frac{X(N+1)}{t^{N+1}} - \lambda = \frac{s}{t} \left( \frac{X(N)}{t^N} - \lambda \right) \quad (\text{A.11})$$

$$\Leftrightarrow \quad \frac{X(N)}{t^N} - \lambda = \left( \frac{s}{t} \right)^{N-1} \left( \frac{X(1)}{t} - \lambda \right) \quad (\text{A.12})$$

$$\Leftrightarrow \quad X(N) = s^{N-1}X(1) + (t^{N-1} - s^{N-1})t\lambda \quad (\text{A.13})$$

$$= s^{N-1}X(1) + \frac{t^{N-1} - s^{N-1}}{t - s} (X(2) - sX(1)) \quad (\text{A.14})$$

$$= \frac{-st(s^{N-2} - t^{N-2})X(1) + (s^{N-1} - t^{N-1})X(2)}{s - t} \quad (\text{A.15})$$

となる. 解と係数の関係  $st = -1$  及び, 初期条件 A.4b, A.4c を代入すると

$$X(N) = \frac{(s^{N-2} - t^{N-2}) \left( 1 + \frac{r'}{R_{\text{load}}} \right) + (s^{N-1} - t^{N-1}) \left( 1 + \frac{r}{R_s} \left( 1 + \frac{r'}{R_{\text{load}}} \right) \right)}{s - t} \quad (\text{A.16})$$

を得る. ここで

$$s^{n+2} - t^{n+2} = (s+t)(s^{n+1} - t^{n+1}) - (-st^{n+1} + s^{n+1}t) \quad (\text{A.17})$$

$$= \frac{r}{R_s}(s^{n+1} - t^{n+1}) + (s^n - t^n) \quad (\text{A.18})$$

なる関係に着目すると, 式 (A.16) は

$$X(N) = \frac{(s^{N-1} - t^{N-1}) + (s^N - t^N) \left( 1 + \frac{r'}{R_{\text{load}}} \right)}{s - t} \quad (\text{A.19})$$

と表され, 入力インピーダンス  $Z'_{\text{in}}(N, \omega_0)$  の一般式

$$Z'_{\text{in}}(N, \omega_0) = R_s \frac{(s^N - t^N) + (s^{N+1} - t^{N+1}) \left( 1 + \frac{r'}{R_{\text{load}}} \right)}{(s^{N-1} - t^{N-1}) + (s^N - t^N) \left( 1 + \frac{r'}{R_{\text{load}}} \right)} \quad (\text{A.20})$$

を得る.

## B 異なるエレメントを用いた Type 1 共振器の電流分布

同一でないエレメントを用いた場合にも，電流の符号が同一となる共振周波数が存在することを示す．ただしすべてのエレメントは結合係数  $k_{ij}$  がすべて正となるように配置するものとする．損失抵抗を無視したとき，共振条件は次のように書くことができる．

$$\begin{pmatrix} j\left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1}\right) & j\omega k_{12}\sqrt{L_1 L_2} & \cdots & j\omega k_{1n}\sqrt{L_1 L_n} \\ j\omega k_{21}\sqrt{L_2 L_1} & j\left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2}\right) & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & j\omega k_{n-1n}\sqrt{L_{n-1} L_n} \\ j\omega k_{n1}\sqrt{L_n L_1} & \cdots & j\omega k_{nn-1}\sqrt{L_n L_{n-1}} & j\left(\omega L_n - \frac{1}{\omega C_n}\right) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \vdots \\ I_n \end{pmatrix} = O \quad (\text{A.21})$$

この式を次式のように変形すると

$$\begin{pmatrix} (L_1 C_1 - \frac{1}{\omega^2}) & k_{12}\sqrt{L_1 L_2} C_1 & \cdots & k_{1n}\sqrt{L_1 L_n} C_1 \\ k_{21}\sqrt{L_2 L_1} C_2 & (L_2 C_2 - \frac{1}{\omega^2}) & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & k_{n-1n}\sqrt{L_{n-1} L_n} C_{n-1} \\ k_{n1}\sqrt{L_n L_1} C_n & \cdots & k_{nn-1}\sqrt{L_n L_{n-1}} C_n & (L_n C_n - \frac{1}{\omega^2}) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \vdots \\ I_n \end{pmatrix} = O \quad (\text{A.22})$$

となり，最終的に

$$\begin{pmatrix} L_1 C_1 & k_{12}\sqrt{L_1 L_2} C_1 & \cdots & k_{1n}\sqrt{L_1 L_n} C_1 \\ k_{21}\sqrt{L_2 L_1} C_2 & L_2 C_2 & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & k_{n-1n}\sqrt{L_{n-1} L_n} C_{n-1} \\ k_{n1}\sqrt{L_n L_1} C_n & \cdots & k_{nn-1}\sqrt{L_n L_{n-1}} C_n & L_n C_n \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \vdots \\ I_n \end{pmatrix} = \frac{1}{\omega^2} \begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \vdots \\ I_n \end{pmatrix} \quad (\text{A.23})$$

を得る．ここで行列

$$K' = \begin{pmatrix} L_1 C_1 & k_{12}\sqrt{L_1 L_2} C_1 & \cdots & k_{1n}\sqrt{L_1 L_n} C_1 \\ k_{21}\sqrt{L_2 L_1} C_2 & L_2 C_2 & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & k_{n-1n}\sqrt{L_{n-1} L_n} C_{n-1} \\ k_{n1}\sqrt{L_n L_1} C_n & \cdots & k_{nn-1}\sqrt{L_n L_{n-1}} C_n & L_n C_n \end{pmatrix} \quad (\text{A.24})$$

についてはすべての成分が正であるから，Perron-Frobenius の定理より，固有値  $e'$  は正である．ゆえにエレメントが同一でない場合にも

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{e'}} \quad (\text{A.25})$$

なる角周波数において，あらゆる電流値の符号が同一となる．さらにここで全ての自己共振周波数が同一である，すなわち，

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_i C_i}} \quad (\text{A.26})$$

とすると，このとき式 (A.23) は

$$\begin{pmatrix} 0 & k_{12}\sqrt{L_1L_2}C_1 & \cdots & k_{1n}\sqrt{L_1L_n}C_1 \\ k_{21}\sqrt{L_2L_1}C_2 & 0 & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & k_{n-1n}\sqrt{L_{n-1}L_n}C_{n-1} \\ k_{n1}\sqrt{L_nL_1}C_n & \cdots & k_{nn-1}\sqrt{L_nL_{n-1}}C_n & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \vdots \\ I_n \end{pmatrix} = \left( \frac{1}{\omega^2} - \frac{1}{\omega_0^2} \right) \begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \vdots \\ I_n \end{pmatrix} \quad (\text{A.27})$$

のように変形することができる．行列

$$K'' = \begin{pmatrix} 0 & k_{12}\sqrt{L_1L_2}C_1 & \cdots & k_{1n}\sqrt{L_1L_n}C_1 \\ k_{21}\sqrt{L_2L_1}C_2 & 0 & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & k_{n-1n}\sqrt{L_{n-1}L_n}C_{n-1} \\ k_{n1}\sqrt{L_nL_1}C_n & \cdots & k_{nn-1}\sqrt{L_nL_{n-1}}C_n & 0 \end{pmatrix} \quad (\text{A.28})$$

の固有値も正なるものが存在するため，電流値の符号が揃う角周波数は

$$\frac{1}{\omega^2} - \frac{1}{\omega_0^2} > 0 \quad (\text{A.29})$$

より，エレメント自体の自己共振周波数より小さくなる．