

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

平成 24 年度

修士論文

磁場共振結合を用いた金属閉空間内への
無線電力伝送

2013 年 2 月提出
指導教員 小紫 公也 教授

47106073 水野 嘉祐

■要旨

本論文では、金属配管内・金属パイプ内などのセンサ、もしくは周囲に金属がある環境で電気機器にワイヤレスに高効率で電力を供給する手段として、磁場共振結合を利用した無線電力伝送システムを提案した。まず、従来磁場共振結合でよく用いられている、MHz帯の共振周波数の系において、金属パイプ内、また内外での伝送が、パイプの軸方向にスリットがある場合に行えることを実験で確かめ、数値解析で金属パイプが送受電のコイルの中継コイルとしての役割を果たしている事を示した。次に、スリットのような隙間がなくとも金属に磁場を貫通させて電力伝送できることを、従来よりも大幅に周波数の低い、50 Hzの共振周波数を持つ共振器を用いた伝送システムを提案、設計、製作し実験で示した。実験では1~10 mmのステンレスの壁を挟んで、3 WのLED照明を伝送距離12 cm、伝送効率40%で点灯させるデモンストレーションを行い、磁場共振方式の新たな応用の可能性を示した。

■目次

第1章 背景・研究の目的	6
1.1 背景	6
1.1.1 老朽化するインフラ設備とワイヤレス技術の点検への応用	6
1.1.2 無線電力伝送	6
1.1.3 磁場共振結合方式	7
1.1.4 周囲に金属がある環境での無線電力伝送	7
1.2 研究の目的	9
1.3 論文の構成	9
第2章 MHz帯の共振周波数を持つ共振器を用いた金属環境における無線電力伝送	10
2.1 金属管内での伝送実験概要	10
2.2 伝送効率測定結果	11
2.3 管電流分布数値計算	12
2.4 金属管内外における伝送	12
2.4.1 実験概要及び効率測定結果	12
2.4.2 電流分布数値計算	13
2.5 MHz帯まとめ	13
第3章 共振周波数50Hzの提案・共振器設計	15
3.1 金属による磁場遮蔽と周波数の関係	15
3.1.1 浸透深さ δ	15
3.1.2 渦電流によるジュール損失	16
3.1.3 シミュレーション結果	17
3.1.4 共振周波数50Hz	17
3.1.5 共振器Q値について	17

3.2	50Hz 共振器の設計	18
3.2.1	コンデンサの選定	18
3.2.2	コア材料の選定	19
3.2.3	コイルの設計	21
3.2.4	Q 値見積もり	26
3.2.5	結合係数の見積もり	27
3.2.6	電磁波防護指針値との比較	29
3.3	共振回路構成	29
3.3.1	一次側直列・二次側並列共振	29
第4章	50 Hz 共振器の製作・金属閉空間内への無線電力伝送デモンストレーション	33
4.1	共振器の製作	33
4.1.1	コイル製作	33
4.1.2	力率マッチング回路製作	35
4.2	その他回路製作	37
4.2.1	電源回路	37
4.2.2	負荷回路	38
4.3	共振周波数 f_0 の調整・共振器 Q 値測定	38
4.4	結合係数 k 測定	40
4.5	金属閉空間内への送電デモンストレーションと伝送効率測定	42
4.3.1	位置ずれ時の伝送効率測定	44
4.3.2	金属の厚さ変化時の伝送効率測定	46
4.6	考察とまとめ・今後の課題	47
第5章	結論	48
	謝辞	49

■図表目次

図 1	アプリケーション例.....	8
図 2	金属管内の伝送実験.....	10
図 3	スリット付きパイプ.....	11
図 4	伝送効率と伝送距離.....	11
図 5	円管表面での電流密度分布計算結果 (左:スリットなし 右:スリット無し) ...	12
図 6	円管内外伝送実験図.....	13
図 7	共振用コンデンサ.....	19
図 8	新日鉄住金 方向性電磁鋼板 35Z175 (厚さ 0.35mm).....	20
図 9	反磁場係数・最大実効比透磁率とコア形状の関係.....	22
図 10	コイル寸法 (a:コイル平均半径, b:コイル軸方向長さ, c:コイル半径方向長さ) ...	23
図 11	コイル設計モデル.....	24
図 12	磁束密度計算結果 (コイル電流 1.7A, 595 巻き)	24
図 14	磁場計算結果.....	25
図 15	電流密度計算結果.....	25
図 16	結合係数計算モデル.....	28
図 17	磁場計算結果.....	28
図 18	結合係数見積もり結果.....	28
図 19	一次側直列・二次側並列共振回路.....	29
図 20	共振回路方式と伝送効率 ($k = 0.1, Q_t = 30, Q_r = 30$)	30
図 21	回路構成.....	31
図 22	Spice 計算結果 (上から、変圧後 V, 変圧後 I, 負荷 V, 負荷 I)	32
図 23	Spice モデル (C1,C2,C3 の fE は μF , L3,L4 の m は mH, 結合係数 k は 0.1 とした)	32
図 24	受電側コイル製作過程.....	33
図 25	送電側コイル.....	34
図 26	受電側力率マッチング回路.....	35
図 27	送電側力率マッチング回路.....	36
図 28	電源スイッチ BOX.....	37
図 29	スライダック (単巻可変変圧器)	37
図 30	LED 負荷回路.....	38
図 31	Q 値測定回路.....	39

図 32	受電側共振器 Q 値.....	39
図 33	送電側共振器 Q 値.....	40
図 34	結合係数測定回路.....	41
図 35	結合係数 k 測定.....	42
図 36	金属閉空間への無線電力伝送デモ.....	43
図 37	壁取り外し時.....	43
図 38	金属パイプ内への無線電力伝送.....	44
図 39	距離と効率の関係.....	45
図 40	軸方向位置ずれと効率の関係.....	45
図 41	垂直方向位置ずれと効率の関係.....	46
表 1	共振器諸元.....	10
表 2	円管内外伝送実験結果.....	13
表 3	表皮深さと周波数の関係 (単位 mm)	16
表 4	共振周波数.....	17
表 5	コンデンサの選定.....	18
表 6	コア材料	20
表 7	コイル必要インダクタンス.....	21
表 8	コイル寸法の概算.....	23
表 9	設計コイル諸元 (送電側)	26
表 10	設計コイル諸元 (受電側)	26
表 11	Q 値見積もり	27
表 12	回路計算結果 (実効値)	32

■第1章 背景・研究の目的

1.1 背景

1.1.1 老朽化するインフラ設備とワイヤレス技術の点検への応用

先進各国で、老朽化したインフラ設備による事故が問題となっている。2007年の米ミネアポリスの橋梁崩落事故や、2012年の中央自動車道笹子トンネルの天井板崩落事故は社会に大きな衝撃を与えた。日本では1960～70年代の高度経済成長時代に造られたインフラ設備が一斉に40～50年の設計寿命を迎え、同様の事故が他でいつ起こってもおかしくない状況にある。事故を防ぐには、設備更新や、定期点検等の維持管理を充分に行うことが必要だが、いずれも財政上の、また人的負担が大きい。

これらのインフラ設備の点検の自動化・コスト低減に、ワイヤレス技術を応用することが検討されている。情報通信の分野では、津野ら[1]がトンネル内に無線センサを設置して、トンネルの変形を監視するシステムを提案している。電力供給の観点では、黒田ら[2]が応用例の一つとして発電所の配管内の検査ロボットへの無線電力伝送を提案している。このようにワイヤレス技術は有線に比べて配線の手間がいらぬ、障害物がある場合に穴を空ける必要がない、といった所に大きな利点があり、見た目にもスマートで美しい所もまた魅力である。

本論文ではこのうち電力供給の手段としてのワイヤレス技術（以後無線電力伝送と呼ぶ）について述べる。

1.1.2 無線電力伝送

無線電力伝送の研究は古くはNikola Tesla[3]のテスラコイルが挙げられる。テスラコイルは本論文で述べる磁界共振結合方式と似ており、二つの離れたコイルのうち、二次側のコイルに容量を持たせて共振するようにしておき、その共振周波数を含む広帯域の高周波を、一次側のコイルにスパークギャップを用いることで流し、コイル間が疎結合でも力率を改善することで二次側に有効電力を送ることができる。さらに非常に高電圧なためコイル間に絶縁破壊が生じてプラズマが発生し、そのプラズマを通してコイル間を導通させている。

他の無線電力伝送の方式としては、レーザー方式、マイクロ波方式、電磁誘導方式、電界共振方式、そして本論文で述べる磁場共振方式がある。レーザー方式やマイクロ波方式は、電磁波のエネルギーを電力として送電するもので、宇宙太陽光発電(SSPS)[4]、小型飛行機(MAV)への電力伝送[5]といった応用が研究されてきており、主に数十km～数十mの長距離の伝送距離で利用が期待されている。電磁誘導方式は、その名の通り電磁誘導を

利用して電力を二次側のコイルに伝える方式で、基本的な回路構成の場合、効率の高い伝送には 1 に近い結合係数が必要とされるため、 $\sim 1\text{cm}$ 程度の短距離の伝送距離という制約がある。しかし、ヒトが手に持って持ち歩くような電子機器（例えば携帯電話やノート PC）に無線電力伝送によって充電させたい場合、機器を机や棚に置いた時に充電できただけで十分目的を果たせるので、この方式を利用する意義が出てくる。実際に、携帯端末充電用の無線電力伝送による充電規格 Qi[6]は電磁誘導方式を利用している。電磁誘導方式では、コイルにコンデンサを直列または並列に入れて、力率を補償してコイルの水平面での位置ずれによる結合低下、またそれによる効率低下を補償することが通常行われている。その点を追求し、力率を 1 にして共振させ、また各回路での電力損失を極力減らすことで伝送距離を数 cm \sim 数 m までの中距離に伸ばしたものが、本論文で述べる磁場共振結合方式と呼ばれる無線電力伝送方式である。

1.1.3 磁場共振結合方式

前述のように磁場共振結合方式は、電磁誘導方式の延長線上にあるので、自動車への無線給電や、マルチカーエレベータ内への非接触給電[7]など 1990 年代 \sim 2000 年代初めに研究例、実用化例があった。しかし、コイル間のギャップ（今後伝送距離と呼ぶ）は数 cm 程度のものが多く、数十 cm \sim 数 m の伝送距離で高効率の電力伝送ができる可能性については多くの人に認識されていなかった。

2007 年、MIT の Kurs らは 1.8 m の伝送距離で 60 W の電球を効率 45 % で点灯させるデモンストレーションを行った[8]。コイルのループ直径は 60 cm、線直径 6 mm、巻き数 5.25 巻き、オープン型、高さ 20 cm のソレノイド、周波数は 10 MHz、共振器 Q 値は 950 ± 50 である。論文ではこの 1000 に近い共振器 Q 値によって、コイル径の 3 倍近い伝送距離を可能にしている。このデモをきっかけに多くの人に注目されるようになり、主に電気自動車への無線給電[9][10]、インプラントデバイスへの無線充電[11]などへの応用、また 3 次元空間を飛行する物体への給電[12]も研究されている。

理論は、モード結合理論を用いたもの[13]、電気回路理論（伝送線路理論含む）を用いたもの[14]とに分かれており、どちらで理解しても本質的な違いはない。本論文では電気回路理論に基づいて述べる。

1.1.4 周囲に金属がある環境での無線電力伝送

電磁誘導方式や磁場共振結合方式で問題となることの一つに、金属異物による発熱の問題がある。kHz \sim MHz の高周波で励振するため、コイルの傍に金属があると渦電流が生じて発熱してしまう。現在市販されている電磁誘導方式の充電器等では、金属異物を感知すると、自動的に送電をストップする機能を搭載している。

ここで最初の話に戻ると、例えば例として図のように金属配管や金属パイプ内のセンサに無線で電力を外から伝送する応用を考えたときに、この問題により磁場共振結合方式では無線電力伝送が難しくなることが容易に予想される。かといって、電磁波を使うレーザー方式やマイクロ波方式は電磁波が金属で反射してしまうので更に難しい。

先行実験で、磁場共振方式の対抗する2つのコイルの脇に垂直に金属の壁を設置した時、伝送効率が若干上昇することが確認されている。このことより、まず共振周波数が MHz 帯のシステムで、コイルが完全に金属で覆われていないような状況で伝送効率がどう変わるか実験を行うことを考えた。

また Zangl ら[15]は、コイルを浸透厚さの大きい 50Hz で励振して、金属管・金属壁の向こう側に電磁誘導により電力を、また情報を数 kHz でやはり電磁誘導により伝送している。ただこの論文では、励振周波数で共振させていないので、記述はないが電力効率と伝送電力は非常に低い値になっているように見受けられた。そこで、50Hz で共振させることで、高い伝送効率で金属管内部に電力伝送できないかと考えた。またこれは先の金属異物の対応という面でも利点となる。

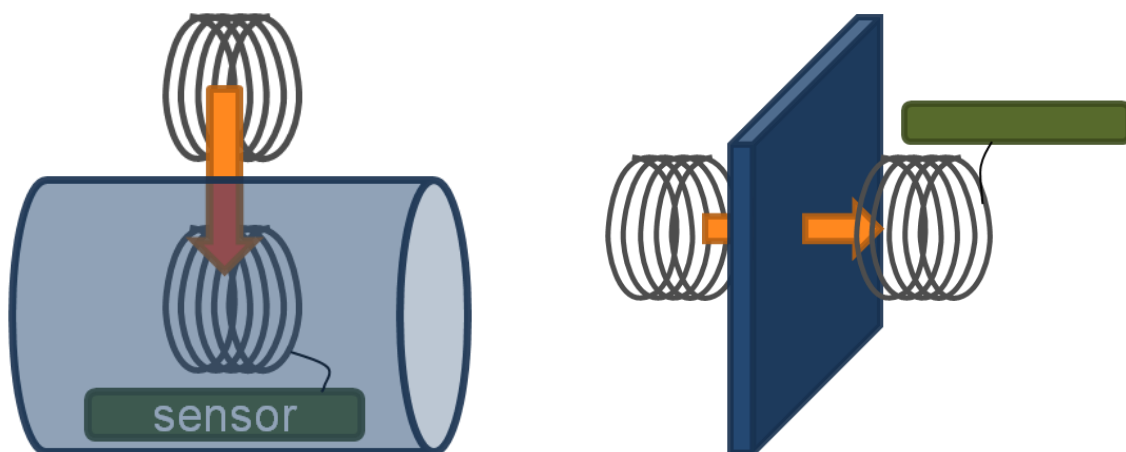


図 1 アプリケーション例

1.2 研究の目的

本研究の目的を次のように設定する。

- 金属配管内などのセンサ、または周囲に金属がある環境で電気機器にワイヤレスに高効率で電力を供給する手段を提案・実証する。

1.3 論文の構成

まず2章で MHz 帯の実験を、続いて3章で 50Hz 共振器の提案・設計を、4章でその伝送デモンストレーションの実験結果について述べる。

■第2章 MHz帯の共振周波数を持つ共振器を用いた金属環境における無線電力伝送

2.1 金属管内での伝送実験概要

MHz帯の共振器を用いた時に、周辺に金属が存在する環境が伝送効率にどのような影響を与えるのか検証するために、図に示すように金属管内部に一对の共振器を入れた状態で電力伝送実験を行った。図のコイルの外周に右のステンレスシートを巻くことで金属管を模擬した。共振器は1巻きの円形ループ型であり、マイカコンデンサーでキャパシタを与え、共振周波数を13.70MHzとしている。表にその諸元を示す。

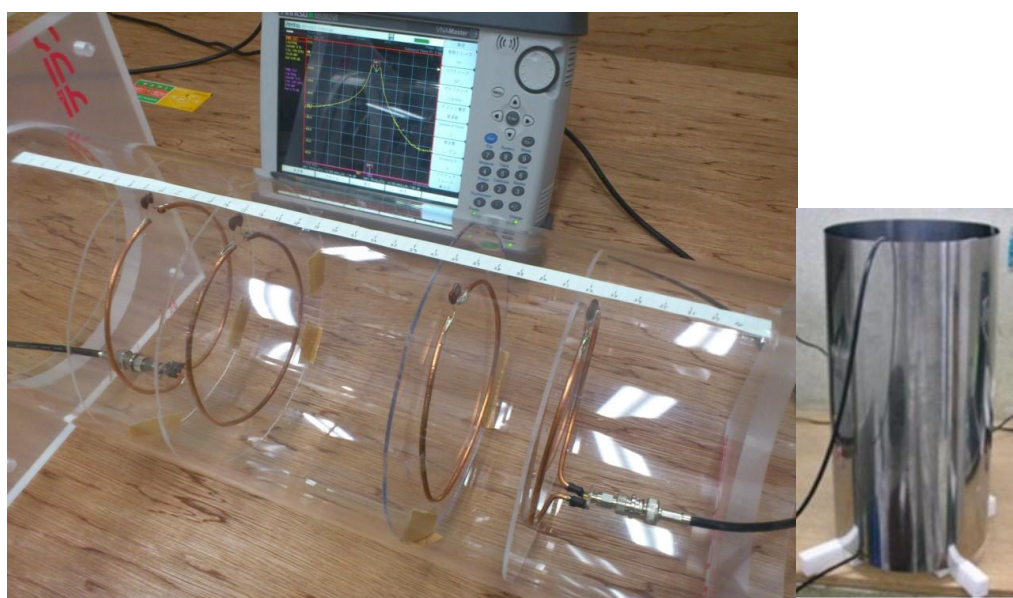


図 2 金属管内の伝送実験

表 1 共振器諸元

ループ半径[mm]	116
線半径[mm]	3
コンデンサ容量[pF]	470
共振周波数[MHz]	13.70
共振器 Q 値(理論値)	337
受電側共振器 Q 値(計測値)	320
送電側共振器 Q 値(計測値)	326

電力伝送は図にあるように送受電共振器、励起コイル、ピックアップコイルによって構成されており、送受電共振器とピックアップコイル・励起コイルの相対位置関係や実験条件を変える度にインピーダンス整合を行った。

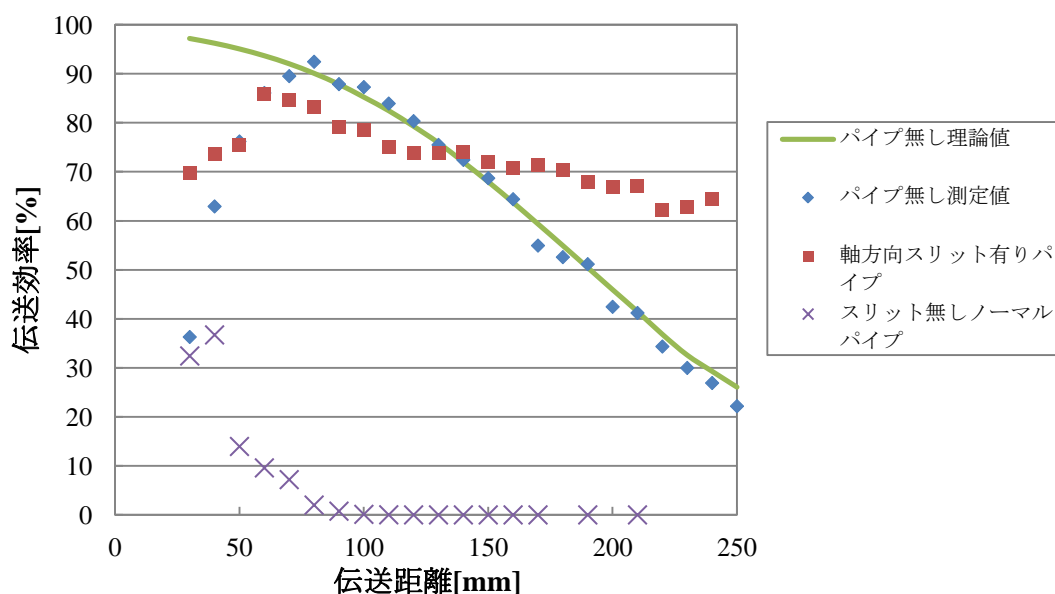
さらに金属管内を流れる誘導電流分布が伝送効率に与える影響を現象的に考察するために、それぞれ完全な円管と軸方向・周方向にスリットを入れた円管をそれぞれ用意した。スリットの入れ方を図に示す。ベクトルネットワークアナライザを用い、S パラメータ S_{21} を測定して伝送効率を測定した。



図 3 スリット付きパイプ

2.2 伝送効率測定結果

図にステンレス金属管を用いた時の伝送距離に対する効率を示す。このとき金属管径は一律に 180[mm]である。金属管のない場合の伝送効率を基準に比較すると、スリットがない金属管と周方向にスリットを設けた金属管内での伝送距離は著しく低下した。一方で、軸方向にスリットを設けた場合は伝送距離が伸びても比較的高い効率を維持でき、60%を下回らない事が分かった。また、周波数特性を計測すると、測定された周波数分裂の大きさから結合係数が高く維持されているのと同等の効果があったと考えられる。



また金属の材質を変更した場合も同様の傾向が計測され、材料の違いによる影響は、スリットの影響に比較すると少なかった。

図 4 伝送効率と伝送距離

2.3 管電流分布数値計算

実験より金属管を考察する為に数値シミュレーションを用いて金属管がどのような影響を与えているのかを調べた。数値シミュレーションには、有限要素法による電磁場計算を行うムラタソフトウェア製 Femtet を用いた。この時、スリットのない金属管モデルと軸方向にスリットを設けた金属管モデルで解析を行い、誘導電流密度分布を観察した。図にその結果を示す。スリットがない金属管を用いた場合(左)は送信共振器の周辺で、金属管にコイル電流と逆方向に誘導電流が誘起され、この結果自己減磁力が生じてしまっている。この図は、送電側、受電側のそれぞれのコイルに高周波電流を流した場合の電流密度分布を描いたものであり、送受電双方でほとんど干渉を起こさない。一方でスリットがある金属管を用いた時(右図)は、送信側共振器の影響で金属管に流れる電流と、受信側共振器の影響で金属管に流れる電流がスリット部位を通して一つのループを構成している事が確認できた。このことによりスリットがある場合は送信側共振器を流れる電流が金属管を通じて受信側共振器へと繋がっている事が分かる。このことよりスリットありの金属管が中継器の役割を果たし結合係数が高まる効果があったと考えられる。

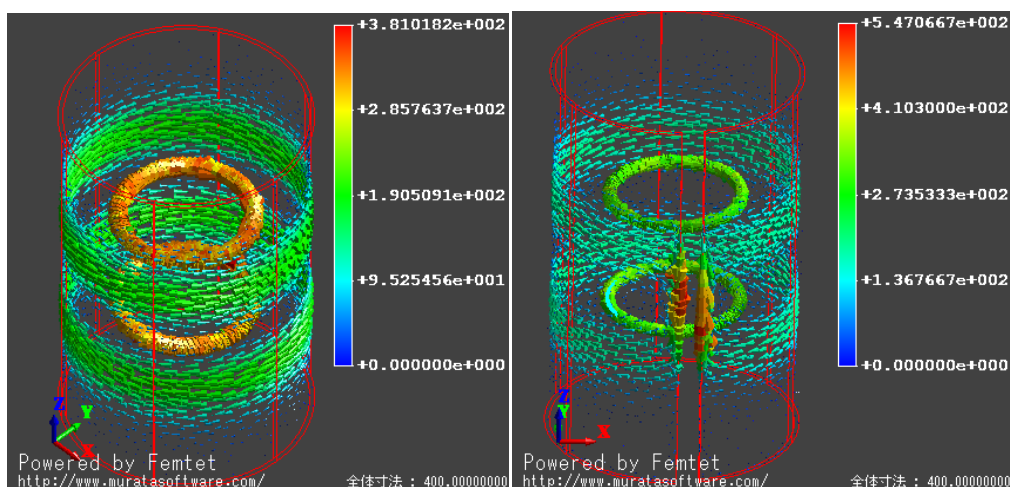


図 5 円管表面での電流密度分布計算結果 (左:スリットなし 右:スリット無し)

2.4 金属管内外における伝送

2.4.1 実験概要及び効率測定結果

同様に金属管外部に設置した送信側共振器から内部にある受信側共振器に伝送する実験を試みた。図に本実験のモデルを示す。金属管はステンレス管を使用し、それぞれ軸方向にスリットがあるときとないときで比較を行った。

次にそれぞれの場合における伝送効率を表に記した。これよりスリットがない金属管を用

いた場合は著しく効率が低下しほぼ伝送できていない事が分かった。

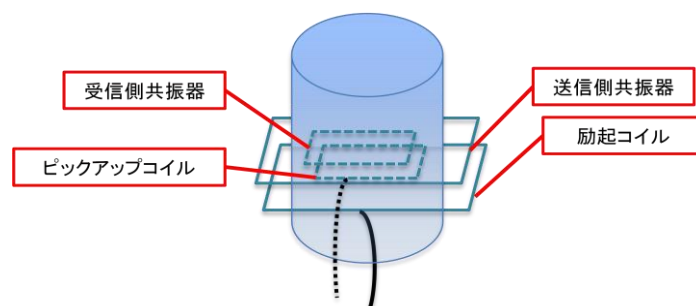


図 6 円管内外伝送実験図

表 2 円管内外伝送実験結果

	伝送効率[%]
管なし	82.2
軸方向スリットあり	75.0
スリットなし (パイプ)	1.41

2.4.2 電流分布数値計算

円管内での電力伝送の際の数値解析と同様に、金属管内外からの伝送実験も有限要素法を用いて解析を行った。結果、軸方向にスリットがある場合はスリット付近を通じて送受信器が構成する金属管上での電流が繋がっていることが確認された。すなわち金属管が中継器の役割を果たしていると考えられる。

2.5 MHz 帯まとめ

- 金属管に囲まれると、伝送効率は落ち、伝送距離が半分ほどになる。その原因は金属管にコイル電流と逆方向に誘導電流が誘起され、反磁場が生じてしまっているからである。
- 金属管に軸方向スリットがある場合、伝送距離が大きく伸びる。

その原因は送信側と受信側のそれぞれのコイルの周辺の管表面を流れる円電流が、スリットを通してつながって流れるからである。その結果金属管が中継器の役割を果たし結合係数を高める効果がみられた。

- 円管の内外の給電に関しても、同様なスリットの影響が観測された。

■第3章 共振周波数 50Hz の提案・共振器設計

2章では、金属のパイプに軸方向にスリットが入っている場合、パイプ内、またパイプの内外に共振コイルを配置して、ワイヤレスで電力伝送できることを示した。しかし、スリットの入っていない通常の金属パイプ、また金属壁を間に挟んで伝送することはできなかった。その原因は、磁場の発生している空間に金属があると、金属に渦電流が生じ、その渦電流がジュール熱として損失になると同時に、コイルが発生させる磁場を打ち消す磁場（反磁場）を作りだして、電磁場を遮蔽するためである。3章ではまず電磁場の物質への浸透深さと渦電流と周波数の関係について述べ、次にこの影響を減らすために共振周波数を 50Hz と低くした、磁界共振結合を用いた金属閉空間内への無線電力伝送を提案し、設計方法について述べる。

3.1 金属による磁場遮蔽と周波数の関係

3.1.1 浸透深さ δ

磁場が金属にどの程度侵入できるかは、次の浸透深さ δ で知ることができる。

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega\mu\sigma}} \quad (1)$$

この浸透深さは表皮深さ (Skin depth) と呼ばれ、高周波において金属に電流が流れたときにその表面からどの程度の深さまで電流が流れるかを示す指標でもある。磁場の場合でも同様で、ある円柱状の金属の軸方向に一樣な外部磁場が掛かっている場合、金属に発生する渦電流の反磁場により、磁場の大きさは円柱の表面から半径方向に δ だけ内側に入ったところで $1/e$ に減衰される。さらに軸方向の磁場分布に関しても、周方向に流れる渦電流は金属表面から δ だけ入ったところでやはり $1/e$ だけ減衰されるので、磁場の大きさも同じく $1/e$ になる。

このことより、金属による障害物を通して磁場を伝えたい場合、金属の厚さが δ に比べて十分薄いこと、磁場の入っていく金属の領域が δ よりも大きくなること、の二つが条件となってくる。

アルミとステンレスの SUS304 (オーステナイト系)、SUS430 (マルテンサイト系)、銅について周波数と δ の関係を表に示す。材料特性は理科年表の値 (0°C) を表より、MHz 帯、kHz 帯では総じて表皮厚さが小さいのに対し、数十 Hz のオーダーまで周波数を落とすと特に非磁性のステンレスである SUS304 では表皮厚さが約 60mm と通常の配管や壁の厚さに比べても十分大きい値となってくる。またコイルの形状を工夫すれば、磁場の入っていく領

域も δ 程度に収めることが可能である。銅やアルミ、特に磁性体の SUS430 などでは数十 Hz でも表皮厚さは小さいので、こういった材質の数 mm 程度の壁では磁場の遮蔽される割合が多くなることが予想されるが、本論文ではまず表皮深さの大きい SUS304 に的を絞って、金属閉空間内への無線電力伝送を行うことを考えた。

表 3 表皮深さと周波数の関係 (単位 mm)

材質	1MHz	1kHz	50Hz
銅	0.065	2.06	9.2
アルミ	0.083	2.61	11.7
SUS304(非磁性)	0.43	13.5	60.4
SUS430(磁性体)	0.012	0.38	1.7

3.1.2 渦電流によるジュール損失

次に、金属障害物に渦電流が流れたときの熱損失について述べる。例として、半径 a 、厚さ t 、電気伝導率 σ の円形導体板の軸方向に、角振動数 ω の一様な交流磁場 B が掛かっているモデルを考える。実際は、3.1.1 で述べたように磁場に分布があるので上の式は正確ではないが、ある程度浸透深さの大きい低い周波数では、このモデルで十分近似することができる。このモデルにおいて、金属板の円周方向に流れる渦電流の電流密度の大きさは、

$$j = \frac{a\sigma\omega}{2} B \quad (2)$$

となり、全電流は、

$$I = \frac{1}{4} a^2 \omega \sigma B t \quad (3)$$

と表され、ジュール熱は

$$P = \frac{\pi}{8} a^4 \omega^2 \sigma B^2 t \quad (4)$$

となる。つまり、損失は半径の 4 乗に比例し、周波数と磁束密度の大きさの 2 乗に比例することが分かる。式より、3.1.1 の条件とも共通の部分の多いが、加えて、金属に侵入する磁束密度の大きさ B をできるだけ小さくするために、コイルと金属を近づけすぎないことやコイルのインダクタンスを大きくしすぎないことが、よりジュール損失を減らすために重要であることが分かる。

3.1.3 シミュレーション結果

有限要素法を用いている電磁場数値計算ソフト Femtet を用いて、どの程度の周波数で磁場が金属で減衰されないか簡単なモデルで計算した。結果 100Hz 以下の周波数では厚さ 10mm の SUS304 の壁があってもほぼ磁場は減衰されなかった。

3.1.4 共振周波数 50Hz

以上より、数十 Hz 程度の非常に低い周波数では、磁場が金属によって減衰されにくく、金属の向こう側へ磁力線を貫通させることができることが分かった。つまり、磁場共振結合方式の無線電力伝送において、共振周波数を数十 Hz 程度に設定すれば、送受電のコイルが金属で隔てられていても磁場が遮蔽されず電力伝送できるということである。

そこで本論文では、共振周波数 50 Hz の伝送システムを提案する。理由は、

- 浸透深さが十分大きく金属による磁場の減衰が少ないこと
- 商用電源周波数帯であるので、高周波電源もスイッチングインバータも必要なくコンセントの電気をそのまま使える

の 2 点である。また低い周波数なので負荷側での整流も通常のブリッジダイオードで十分な整流効率を出せる。

表 4 共振周波数

共振周波数 f_0 [Hz]	50
共振角振動数 ω [rad/s]	314.2

3.1.5 共振器 Q 値について

共振周波数を従来の MHz または kHz 帯から 50 Hz という低い周波数にするとき、すぐに出てくる問題は、高い Q 値を出す共振器を作りにくくなることと、コイルの重量が飛躍的に大きくなることである。Q 値の式 $Q = \omega L/R$ を見れば明らかなように、 ω が kHz 帯からは 10^3 分の 1、13.56 MHz や 40.68 MHz 帯に至っては 10^6 分の 1 になってしまうので、単純に同じ Q 値を出そうとすると、時定数 L/R を 10^3 倍や 10^6 倍することが要求される。それを達成して 50 Hz で数百のオーダーの Q 値を持つ共振器を作るには、伝送電力の大きさにも依存するが、質量数十 kg のコイルが必要となってくるであろう。しかし数十のオーダーの Q 値であれば、数 kg 程度の共振器で達成可能となる。3.2 節からは、実際に 50Hz の共振器を設計しながら、提案システムが可能かどうか述べていく。

3.2 50Hz 共振器の設計

3.2.1 コンデンサの選定

まず、50 Hz 共振器を設計するに当たって、コンデンサの選定から行う。50 Hz の場合、L,C が共に非常に大きくなる。大きな静電容量を持つコンデンサとしては、各種電解コンデンサや電気二重層キャパシタなどが挙げられるが、いずれも極性を持っていて、整流後の平滑用途などに使われるものであり、交流電圧をかけることはできず、今回のような共振用途には使うことはできない。そこで候補となるのは、各種フィルムコンデンサやセラミックコンデンサであるが、このうちセラミックコンデンサは、積層化技術が進んでいて小型高容量の物が開発されているものの、小型なため耐電圧が不足しており、数百 V、伝送電力によってはそれ以上の電圧の掛かる共振回路に用いることはできない。従って、フィルムコンデンサを選択する。今回はフィルムコンデンサの中でも、大容量な物が流通しているメタライズドポリプロピレンフィルムコンデンサを選択している。

容量については、産業用のコンデンサであれば数 mF 以上のものも存在するが、大きさを考慮して、基板上に取り付けられるサイズでできるだけ大容量のものを選んだ。

表 5 コンデンサの選定

コンデンサの種類	フィルムコンデンサ (メタライズドポリプロピレン フィルムコンデンサ)
送電側共振器キャパシタンス[μF]	144 (72 \times 2)
受電側共振器キャパシタンス[μF]	114 (72+21 \times 2)
コンデンサ耐電圧 V_{rms} [V]	250 (AC)
コンデンサ Q 値	1000 以上(50Hz)
コンデンサ ESR [$\text{m}\Omega$]	2.1
許容電流 I_{rms} [A]	25



図 7 共振用コンデンサ

(EPCOS メタライズドポリプロピレンコンデンサ $72\mu\text{F}$ 250V 57.5×35×50 mm)

3.2.2 コア材料の選定

ここでは、コイルの中に入れる鉄心（コア）の選定について述べる。コイルに鉄心を入れる事で、インダクタンスを何十倍にも大きくすることができる（閉磁路回路では何千倍にもできる）。鉄心に生じる損失のうち、渦電流による損失は 3.1.2 の議論をそのまま適用できるので、周波数の 2 乗に比例して大きくなる。鉄心の損失が大きく鉄心を使いにくい MHz 帯に比べ、50 Hz では損失が小さくなるので、鉄心を積極的に利用する。共振させるために数十 mH と大きなインダクタンスが必要となることもあり、鉄心の利用なしに高 Q 値の共振器は得ることは難しい。

今回鉄心の材料を選定するに当たって最も重要な項目は、飽和磁束密度 B_s が高いことである。数十 mH のコイルに共振回路の大電流が流れるため、鉄心の磁束密度は数 T と非常に大きくなり、損失は小さいが B_s の小さいフェライトなどでは磁気飽和が起こって急激にインダクタンスが減少し、共振周波数がずれてしまう。そこでコアの材料として、損失は大きい B_s の大きい電磁鋼板を選択した。他の選択肢として損失が小さい鉄系アモルファスやパーマロイがあるが、これらの材料は電磁鋼板と比較して高価であることや電磁鋼板が最も B_s の高い材料であることから、電磁鋼板を選択している。また電磁鋼板は商用周波数の低周波の電源トランスとして一般的に使用される材料でもある。

電磁鋼板は従来ケイ素鋼板と呼ばれていたもので、鉄に数%ケイ素を加えることで磁気的な性能を改良した鉄板となっている。なお電磁鋼板には方向性と無方向性があり、本研究ではどちらも使用しているが、磁化方向が一定な場合、より損失が小さく B_s の大きい方向性電磁鋼板を用いるのが望ましい。電磁鋼板は損失を少なくするため一枚一枚は薄板状になっており、これを数十枚重ねることでコアを形成させる。コアの寸法については 3.2.3

で述べる。

表 6 コア材料

コア材料の種類	電磁鋼板
使用コア材 1	50H230 (JFE,無方向)
コアロス[W/kg]	2.3 (1.5 T/50 Hz)
使用コア材 2	35Z175 (新日鉄住金,方向性)
コアロス[W/kg]	1.75 (1.7 T/50 Hz)

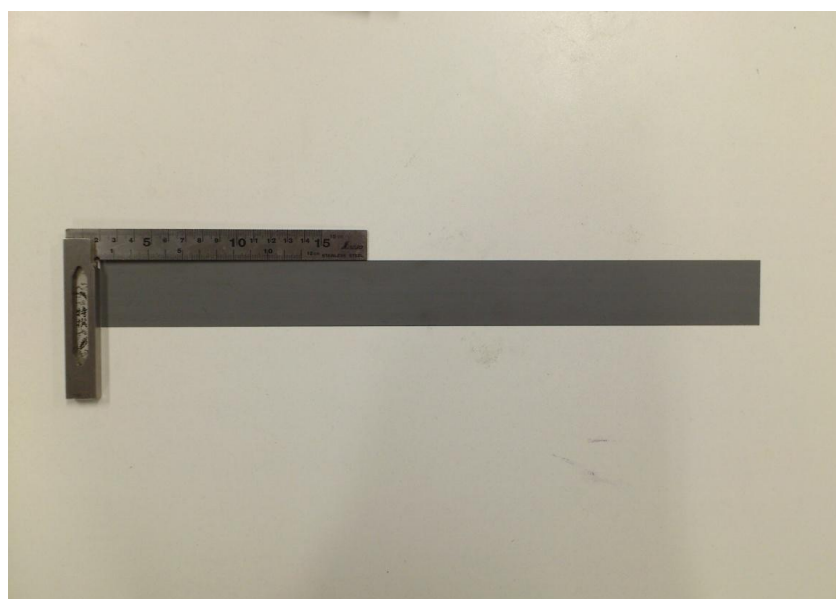


図 8 新日鉄住金 方向性電磁鋼板 35Z175 (厚さ 0.35mm)

3.2.3 コイルの設計

3.2.1 と $f_0 = 1/2\pi\sqrt{LC}$ より、コイルの必要インダクタンスが決まる。コイルの設計について、理論式による概算、数値解析ソフトの利用による設計の二段階で述べる。

表 7 コイル必要インダクタンス

送電側インダクタンス[mH]	70.5
受電側インダクタンス[mH]	89

3.2.3.1 コアの実効比透磁率

空芯コイルのインダクタンスを L_0 、コアの実効比透磁率を μ'_{eff} とすると、コア挿入時のインダクタンスは

$$L = \mu'_{eff} L_0 \quad (5)$$

となる。この実効比透磁率は、コア材料の透磁率よりも、コアの寸法比に大きく影響される。トロイダルコイルや通常のトランスのようにコアが閉磁路回路を形成している場合、実効比透磁率は材料の比透磁率と同様に数千～数万の値を取ることが可能となるが、それでは磁場がコイルの外部に出てこない、磁場共振型の無線電力電送には適用できない。代わりに手作りラジオのバーアンテナのような、コアが閉ループを形成しない開磁路回路を形成させる。

この場合、コアにコイルからの外部磁場を掛けると、コア内部の磁気双極子が磁化され、コアの両端が±の磁極を持つ。磁極によって、外部磁場と反対向きの反磁場が生じる（誘電体の誘電分極の話と似ている）。この反磁場によって、磁気双極子が影響を受ける磁場が減少し、実効比透磁率は、材料の比透磁率よりも減少し、コアを回転楕円体と近似した場合、次式となる[16]。

$$\mu'_{eff} = \frac{1}{D + (1-D)/\mu'} \quad (6)$$

D は反磁場係数で、細長い回転楕円体の場合、長軸方向の N は長径・短径比 m によって、

$$D \cong \frac{1}{m^2} (\ln 2m - 1) \quad (m \gg 1) \quad (7)$$

と近似される[16]。D と m の関係をコアが棒状の場合の概算値[16]と合わせて図に示す（式(6)は $N > 5$ で適用できる）。グラフでは、同時に実効比透磁率の最大値も示している。式

(7)より、コアの比透磁率 μ' が $\mu' \gg D$ の時、 $\mu'_{\text{eff}} \cong 1/D$ であり、同時にこの値以上の有効比透磁率を出すことはできないことが分かる。

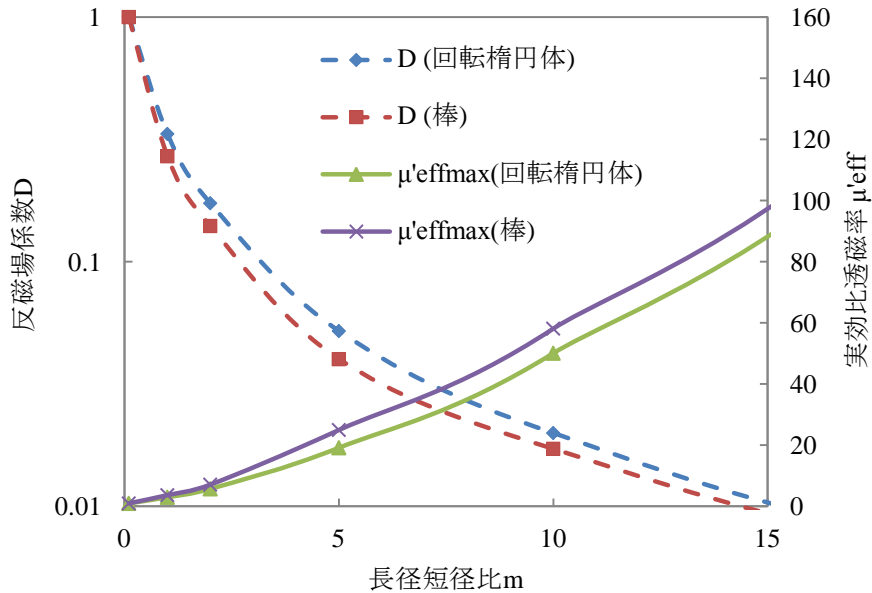


図 9 反磁場係数・最大実効比透磁率とコア形状の関係

グラフより、コアをより細長く(寸法比 m を大きく)することで大きな μ'_{eff} とインダクタンス L を得て、共振器 Q 値を高くすることができる。しかし、細長くし過ぎるとコアの断面積を小さくし過ぎると磁束密度が材料の飽和磁束密度を超えてしまうので、最終的には伝送電力、コイル許容電流と共振器のサイズを考慮してバランスを取ることになる。さらにコアとして使う実際の電磁鋼板は、薄板を重ねて用いるので断面は長方形となり、グラフの値と実際では差異が出てくる。グラフを参考値として用い、 $m = 10$ 、 $\mu'_{\text{eff}} = 50$ のコア形状として概算を行う。

3.2.3.2 コイル巻き寸法の概算

3.2.3.1 よりコアのない空芯時のコイルのインダクタンス L_0 は 1.4~1.6 mH となる。理論式としては、Grover[17]の多層ソレノイドコイルのインダクタンスの式を、コイルの寸法を概算するために用いた。

$$L = 1.9739 \left(\frac{2a}{b} \right) N^2 a K' \times 10^{-6} \quad (8)$$

a, b は図 4 に示すコイルの寸法であり、 N は巻き数、 K' は次の式

$$K' = K - k' \quad (9)$$

で表される係数である。K は長岡係数、 k' はコイルが多層巻きで半径方向に分布があることを考慮に入れた修正係数で、いずれもコイル寸法 a, b, c によって決まる係数である。

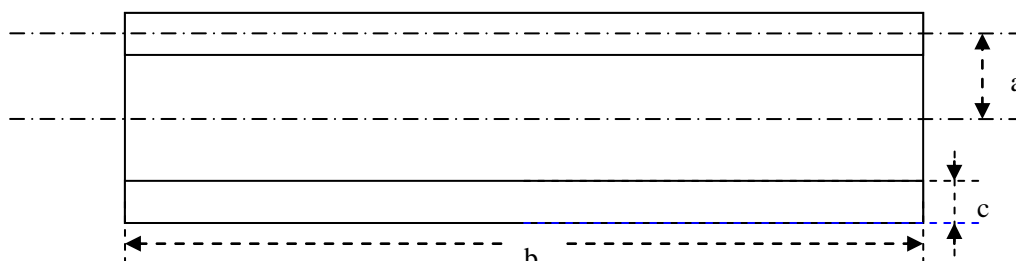


図 10 コイル寸法 (a:コイル平均半径, b:コイル軸方向長さ, c:コイル半径方向長さ)

$m = 10$ と細長いコアにコイルを巻いていくので、図のような軸方向に長い多層ソレノイドコイルに近い形状に巻いた方が、巻き線の長さに対して得られるインダクタンスが大きくなり、Q 値の高いコイルとなる。

50 Hz のような低周波では、表皮効果も近接効果も問題にならないので(銅の 20°C, 50 Hz での表皮深さは約 9 mm)、導線の太さはできるだけ太い方が望ましいが、手で巻くことのできる程度の太さであることと、コイルの重量を考慮して、線直径 2 mm の銅線として計算した。

表に Grover の式を用いたコイル寸法の概算を示す。コイルの内径が 22 mm なので、 $m = 10$ とすると、コア径 22 mm、コア長さ 220 mm となる。

表 8 コイル寸法の概算

空芯インダクタンス L_0 [mH]	1.5	巻き数 N	576
コイル線直径[mm]	2	層数	6 層
平均半径 a [mm]	18	軸方向巻き数	96
軸方向長さ b [mm]	210	コイル内径[mm]	22
半径方向長さ c [mm]	13.8		

3.2.3.3 数値計算ソフトによる設計

これらの理論式を使った手計算による概算を元に、実際のコア形状、コイル形状に近いモデルを電磁界数値計算ソフト Femtet でシミュレーションし、コイルの設計を行った。図に計算モデル図、計算結果、表に設計結果を載せる。

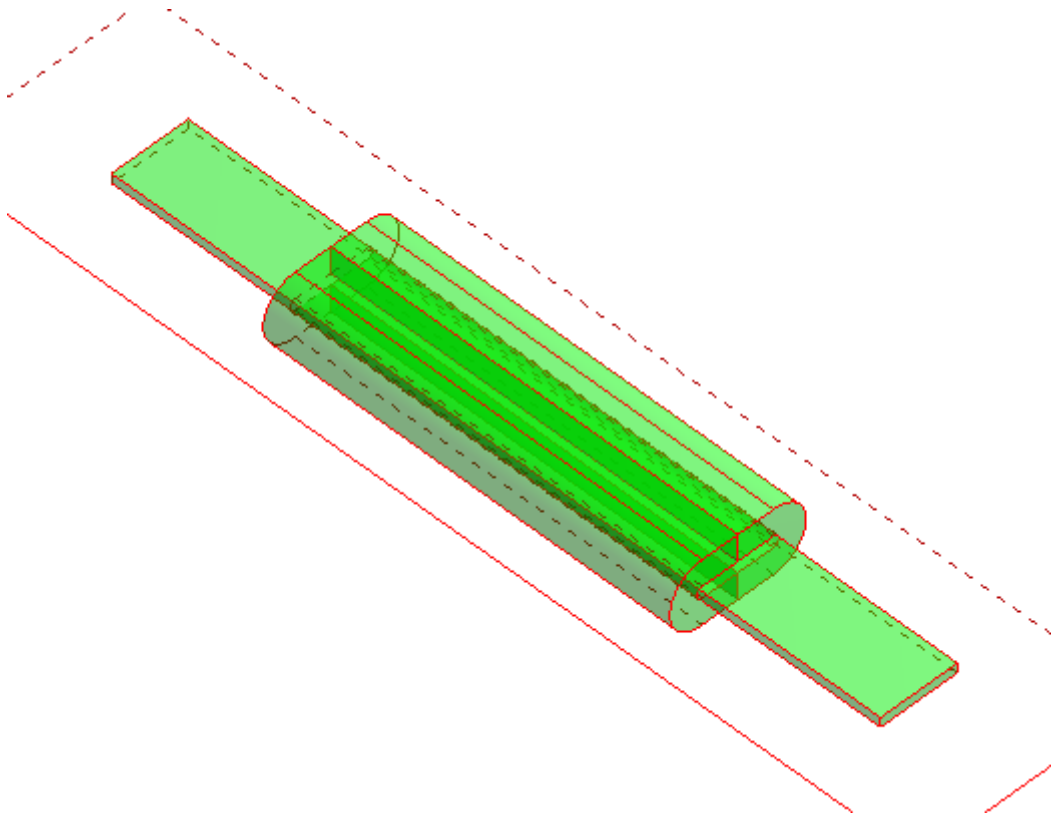


図 11 コイル設計モデル

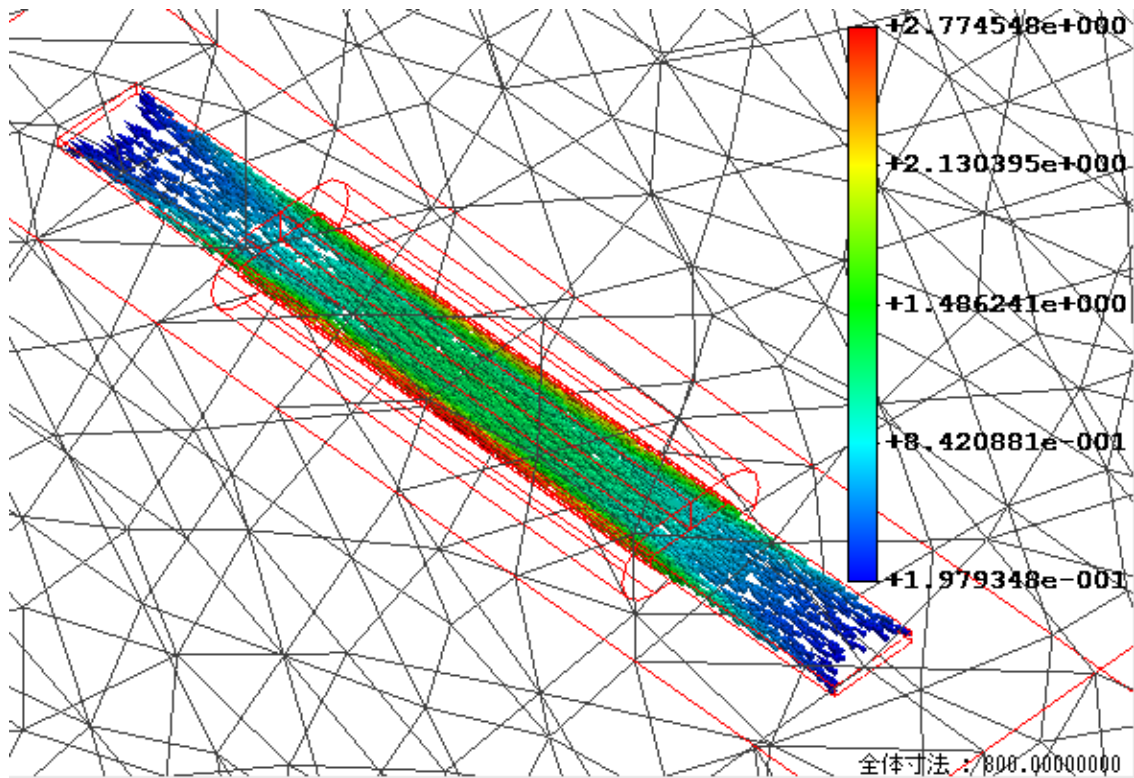


図 12 磁束密度計算結果 (コイル電流 1.7A, 595 巻き)

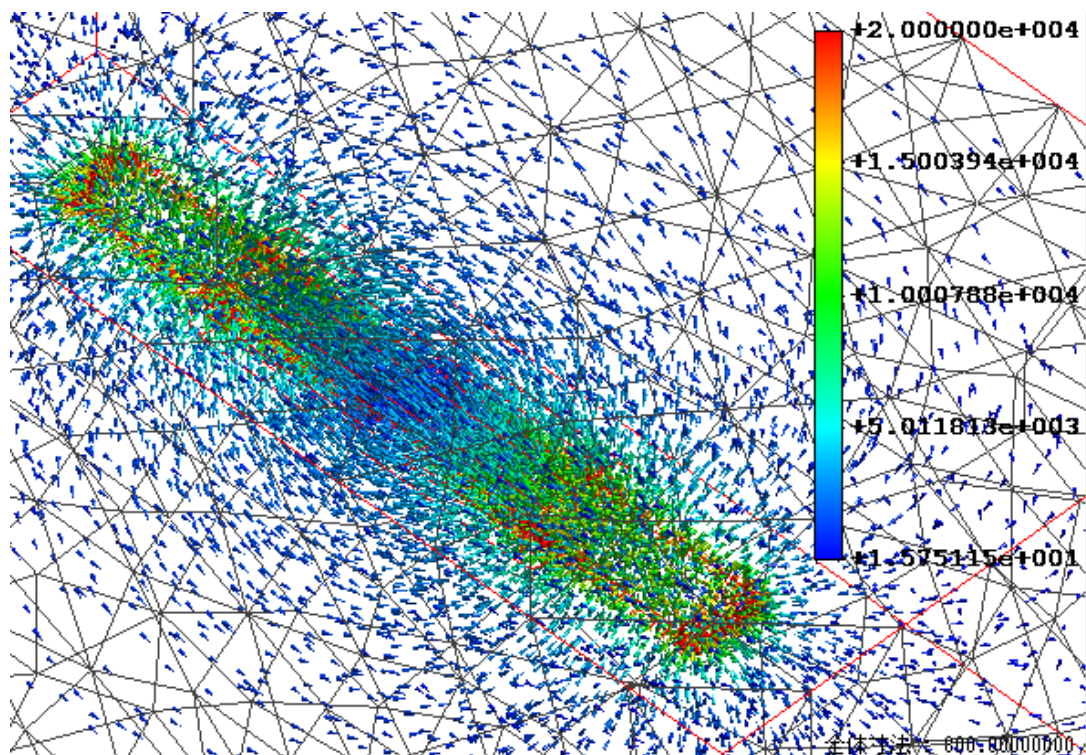


図 13 磁場計算結果

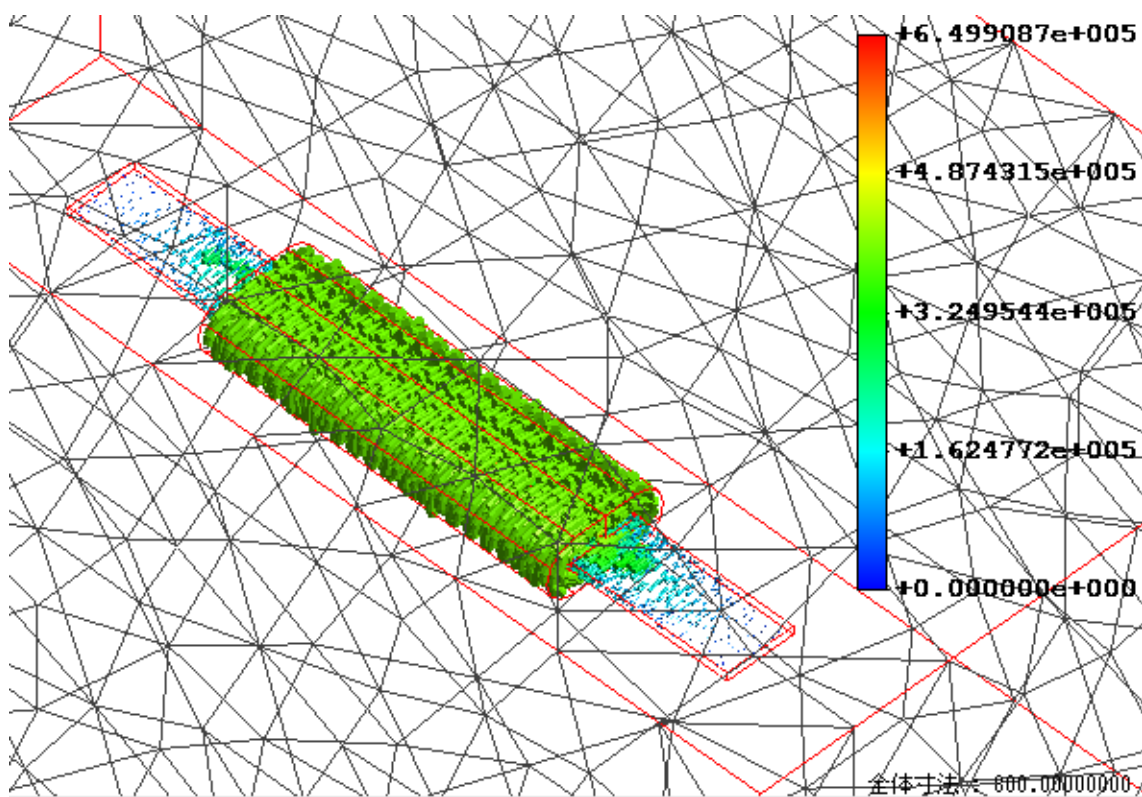


図 14 電流密度計算結果

表 9 設計コイル諸元 (送電側)

インダクタンス L[mH]	71.4	巻き数 N	530
コア長さ[mm]	400	層数	5 層
コア厚さ[mm]	7	軸方向巻き数	106
コア幅[mm]	40	コア質量[kg]	0.857
コイル線直径[mm]	2	コイル質量[kg]	2.1
コイル幅 [mm]	63	質量合計[kg]	2.96
コイル厚さ [mm]	31	コイル長さ[m]	74.8
コイル軸方向長さ [mm]	234		

表 10 設計コイル諸元 (受電側)

インダクタンス L[mH]	89	巻き数 N	576
コア長さ[mm]	400	層数	6 層
コア厚さ[mm]	5	軸方向巻き数	96
コア幅[mm]	40	コア質量[kg]	0.612
コイル線直径[mm]	2	コイル質量[kg]	2.37
コイル幅 [mm]	67.7	質量合計[kg]	2.99
コイル厚さ [mm]	33.7	コイル長さ[m]	84.3
コイル軸方向長さ [mm]	211		

3.2.4 Q 値見積もり

磁界共振結合方式の無線電力伝送システムにおいて、その伝送効率を決定づけるのは共振器の Q 値とコイル間の結合係数 k である。Q 値は、

$$Q = \frac{\omega_0 L}{R} \quad (10)$$

で表される。R の内訳は、

$$R = R_{ohm} + R_{wiredd} + R_{wiredie} + R_{corehys} + R_{coreedd} + R_{condie} + R_{rad} \quad (11)$$

となる。このうち 50Hz では、巻き線の渦電流損及び放射損は無視できるほど小さく、誘電体損（誘電体内部の電荷が外部の電圧の変動に 100% 追従できなくなって生じる損失）もコイルの線間容量による誘電損失は無視でき、コンデンサの損失もカタログ値で数 $m\Omega$ 程度なので無視できるほど小さい。またコアによる損失は渦電流損とヒステリシス損をまとめてコア損失と呼びカタログ値が公表されているので一つにまとめると、

$$R \cong R_{ohm} + R_{core} \quad (12)$$

と近似できる。コイルの導体抵抗は、

$$R_{ohm} = \rho \frac{l}{S} \quad (13)$$

で計算できる。l はコイルの長さ、S はコイルの導線の断面積、 ρ は銅の電気抵抗率である。R_{core} は、カタログ値から単位体積当たりのコア損失 W_{core} [W/kg]が得られるので、

$$R_{core} = \frac{W_{core} M_{core}}{I^2} \quad (14)$$

から得られる。M_{core} は鉄心の体積、I はコイル電流である。3.2.3.3 で設計したコイルで Q 値を見積もると、送電側が Q = 21.5、受電側が Q = 25.5 となった。

表 11 Q 値見積もり

送電側		受電側	
Q 値 (見積もり)	22	Q 値 (見積もり)	26.2
L[mH]	71.4	L[mH]	89
コイル導体抵抗[Ω]	0.423	コイル導体抵抗[Ω]	0.455
コア抵抗[Ω]	0.593	コア抵抗[Ω]	0.612
合計 R[Ω]	1.02	合計 R[Ω]	1.07
共振周波数 fo[Hz]	50	共振周波数 fo[Hz]	50
コア損失[W/kg](at I=1.7A)	2	コア損失[W/kg](at I=1A)	1

3.2.5 結合係数の見積もり

3.2.3 と同様に、数値計算ソフト Femtet を利用して、まず 10mm の SUS304 の壁がある時の結合係数 k の見積もりを行った。モデルと計算結果を示す。今回設計した細長い形状のコイルを用いた場合、2章の実験のようにコイルの面と面を合わせるように配置するのではなく、コイル同士を平行に配置した方が、使い勝手がいい。同じような例は[18]などで見られる。計算結果から、概算ではあるが、100mm 程度の伝送距離で、およそ k=0.1 程度の結合係数が得られるという見積もり結果を得た。今回は理論式から k を見積もることは行わなかったが、トランスの鉄心の空隙のパーミアンスの計算の仕方を参考とすれば、k を見積もれる可能性がある。

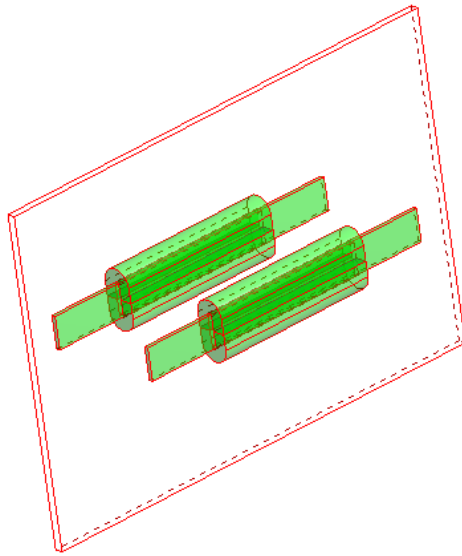


図 15 結合係数計算モデル

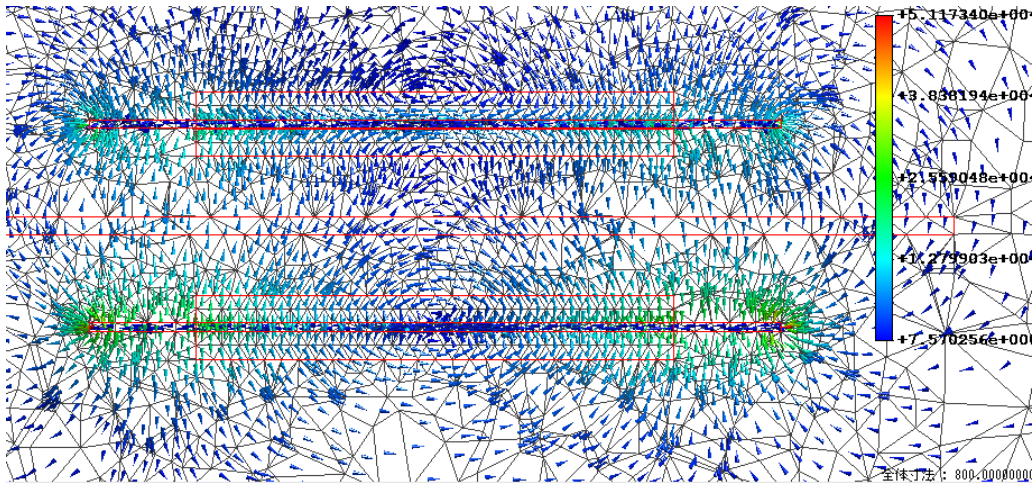


図 16 磁場計算結果

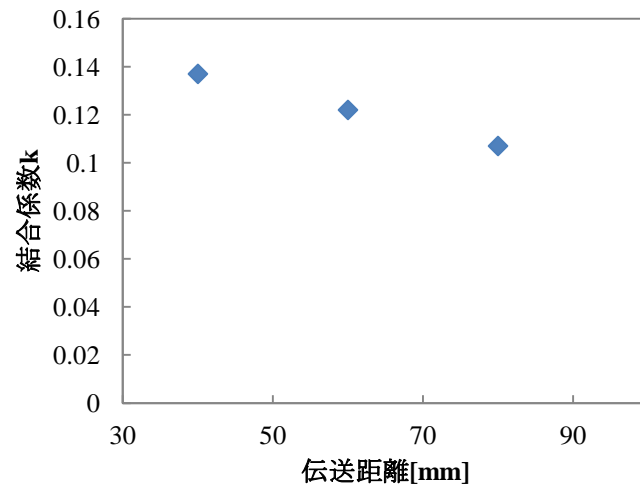


図 17 結合係数見積り結果

3.2.6 電磁波防護指針値との比較

防護指針としては総務省の国内の指針と、ICIRP による国際的な指針があり、ICIRP の値と比較する。50Hz での職業的暴露に関する参考レベルは電界強度 1×10^4 V/m、磁界強度 400 A/m である。数値計算の磁場の計算結果と比較すると、コイルから 20cm 以内はおおむねこの値を超える。しかし実際に問題となるのは体内に誘起される誘導電流の密度 SAR と呼ばれるものの値であり、特に低周波では指針値を超えていても誘導電流の密度は小さく問題ない場合が多い。ともあれ、電界強度、磁界強度を小さくするために、なるべくコイルのインダクタンスを小さくすることは、常に念頭に置く必要がある。

3.3 共振回路構成

3.3.1 一次側直列・二次側並列共振

基本的な回路構成は図のような、一次側直列共振・二次側並列共振の回路を採用した。

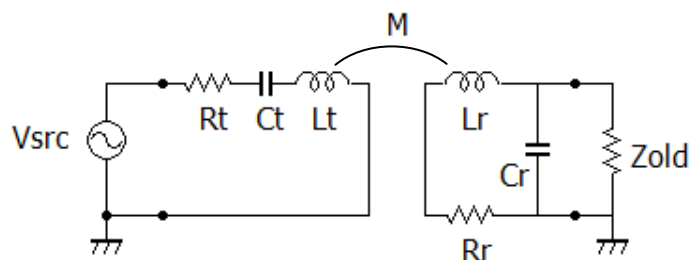


図 18 一次側直列・二次側並列共振回路

負荷側には整流回路としてブリッジダイオードを用いるので、ダイオード二本分の電圧降下(1.2 V 程度)が起こる。従って負荷の電圧を大きく取れる並列共振回路を二次側に採用すると、整流回路での損失を減らすことができる。また電力伝送効率を高く取れる負荷抵抗の範囲が直列共振の時よりも広いことも利点となる。

この回路を解いて伝送効率の式を導出し、1次側2次側共に直列共振回路の時の効率の式[小丸]

$$\eta = \frac{k^2 Q_t Q_r r_r}{(1+r_r)(1+r_r+k^2 Q_t Q_r)} \quad (15)$$

と比較する。k はコイル間の結合係数、Qt は送電側共振器 Q 値、Qr は受電側共振器 Q 値、rr はインピーダンス比($r_r = Z_{old}/R_r$)である。この式は送電側での反射を考慮していない伝送効率の式である。50 Hz なので、反射を考慮する必要がない。つまり送電側での純抵抗のイ

インピーダンスマッチングの必要がなくなる。

図の回路において、共振時（力率=1）、 R_t の右から負荷側を見た入力インピーダンスは、

$$Z_{in} = R_t \left(\frac{k^2 Q_t Q_r (r_r^2 + Q_r^2 + Q_r^2 r_r) (r_r^2 + Q_r^2) r_r}{(r_r^2 + Q_r^2 + Q_r^2 r_r)^2 + (2r_r^2 Q_r + Q_r^3)^2} \right) \quad (16)$$

として表すことができ、伝送効率 η は、

$$\eta = \frac{Z_{in}}{R_t + Z_{in}} \times \frac{\frac{Q_r^2 r_r}{r_r^2 + Q_r^2}}{R_t + \frac{Q_r^2 r_r}{r_r^2 + Q_r^2}} \quad (17)$$

$$= \frac{k^2 Q_t Q_r r_r}{2 + \frac{2}{r_r} + \frac{r_r}{Q_r^2} + \frac{(1 + Q_r^2) r_r}{r_r^2 + Q_r^2} + k^2 Q_t Q_r \left(1 + \frac{1}{r_r} + \frac{r_r}{Q_r^2} \right)}$$

となる。

$k = 0.1, Q_t = 30, Q_r = 30$ の時の解析結果をグラフに示す。 グラフより、二次側を並列共振にすることで、ある結合係数において、最大の伝送効率を取るインピーダンス比（最適インピーダンス比）は大きくなる。注意点は力率を 1 にするための 1 次側の共振器の共振条件が、共振器単体の 50Hz の共振条件より若干ずれることだが、 $r_r = 200$ の時で 0.7% 程度 C_t の容量を減らす程度であり、大きな問題とはならない。

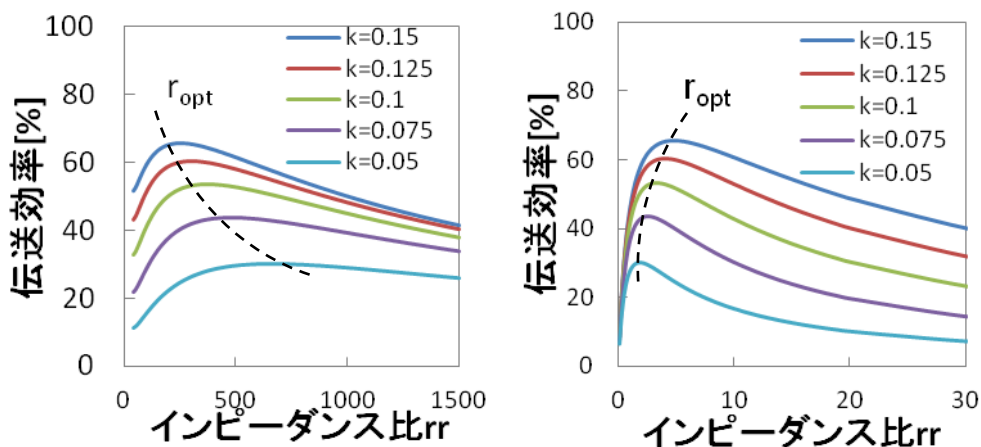


図 19 共振回路方式と伝送効率 ($k = 0.1, Q_t = 30, Q_r = 30$)

(左:直列/並列共振,右:直列/直列共振)

実験・デモンストレーションでは、コンセントから来る AC100V の電力を可変的に変圧

するためにスライダック（単巻可変変圧器）を用いる。電源部と負荷の整流回路なども含めた回路構成を図に示す。

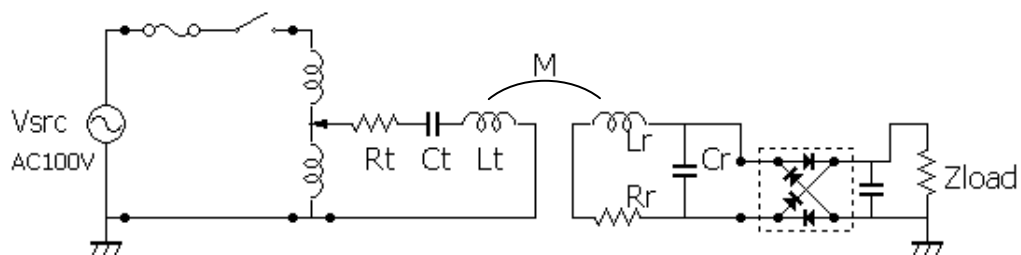


図 20 回路構成

電源側には過電流防止用のヒューズとスイッチ、負荷側にはリップル除去用の平滑コンデンサを入れる。

回路シミュレータ LTspice を利用した計算結果と設計パラメータを示す。図は、上から、変圧後（図の R_t の手前）の電源側電圧、変圧後の電源側電流、負荷の電圧、電流である。グラフで、電源側の力率は 1 になっているので、6.6W 送って 3.3W 負荷で消費される効率 50% の計算結果となっている。

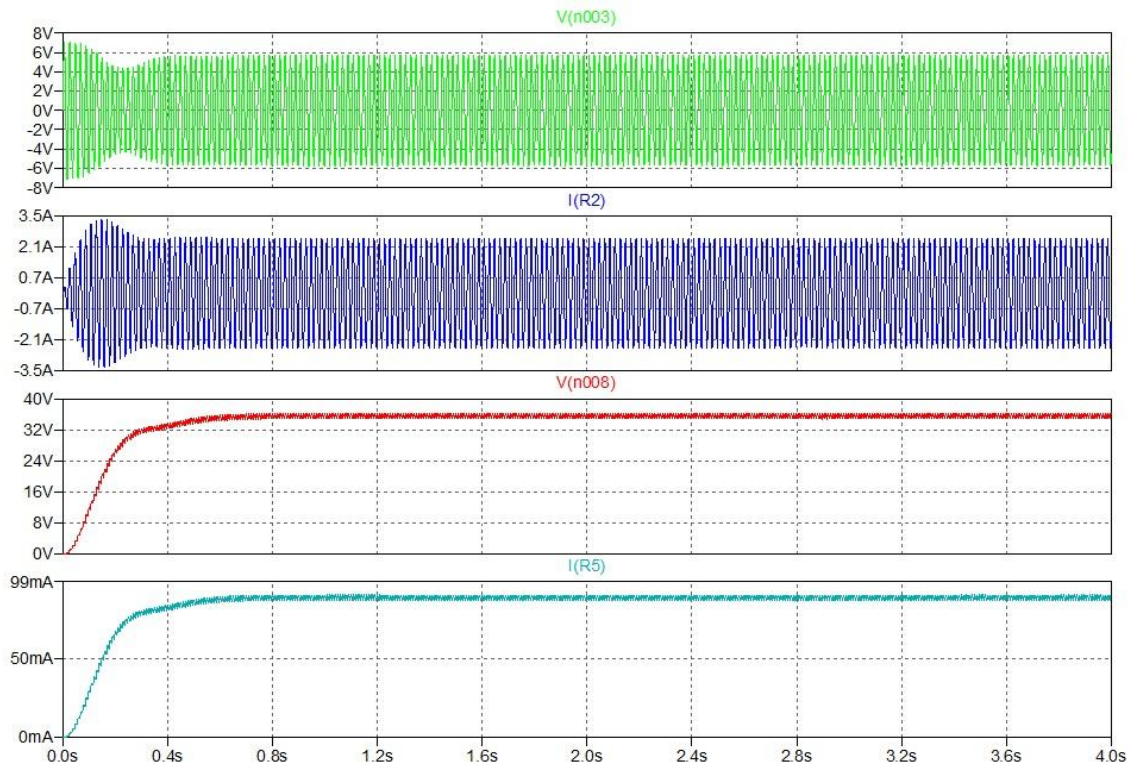


図 21 Spice 計算結果（上から、変圧後 V, 変圧後 I, 負荷 V, 負荷 I）

表 12 回路計算結果（実効値）

電源電圧 [V]	100	負荷電圧 [V]	36
変圧後電圧 [V]	3.95	負荷電流 [A]	90mA
変圧後電流 [A]	1.72	負荷消費電力[W]	3.24
電源出力電力[W]	6.62	伝送効率[%]	48.9

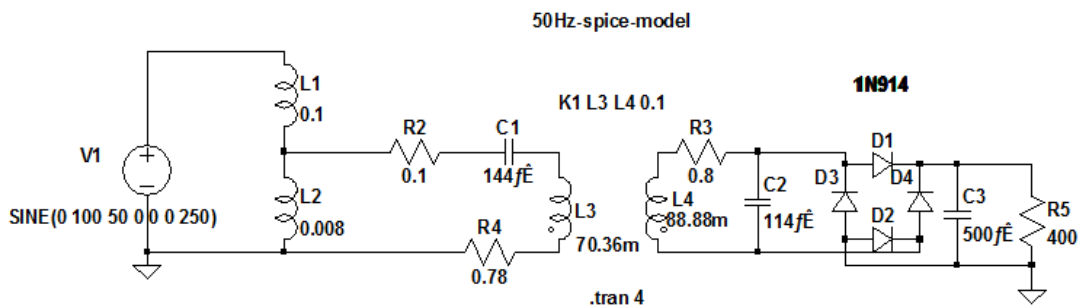


図 22 Spice モデル（C1,C2,C3 の fE は μF , L3,L4 の m は mH, 結合係数 k は 0.1 とした）

■第4章 50 Hz 共振器の製作・金属閉空間内への無線電力伝送デモンストレーション

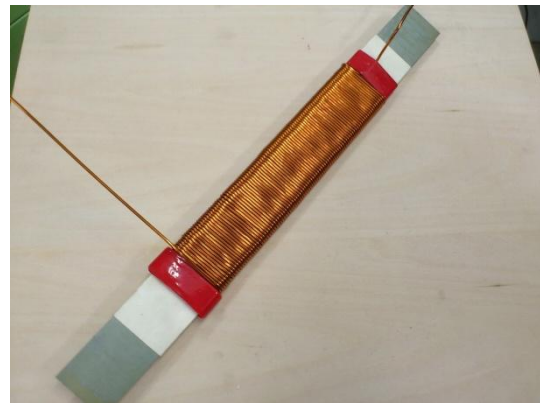
4.1 共振器の製作

4.1.1 コイル製作

3章で設計したパラメータによりコイルを製作する。製作に当たっては文献[19]を参考にした。図に受電側コイルの製作工程を載せる。



(a)



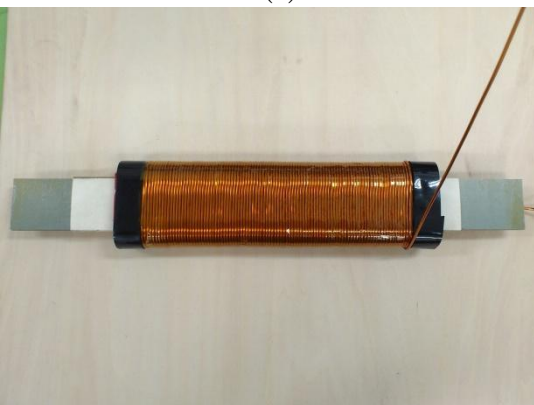
(b)



(c)



(d)



(e)



(f)

図 23 受電側コイル製作過程

(a)では、まずコアとコイルの絶縁用に絶縁紙の囲いをコアの厚さに合わせて作り、コアが自由に出し入れできるようにした。コイルの巻きはじめは、ビニールテープで固定して巻いていき、ビニールテープはコイルの巻き線が外側に崩れるのを防ぐためにコイルよりも数 mm 厚く巻いておく。またビニールテープは本来トランスのバリアテープ用のコンビネーション粘着テープを使用予定であったが製作時点で手に入らなかったため、代用品を使用した。(b)は1層目を巻き終えた所で、一巻きずつハンマーで叩いて形を整えながら巻いた。(c)では、層間の絶縁用にカプトンテープを巻いている。これも本来ポリエステルフィルム粘着テープを使用するところを、代用品を使用した。(d)は2層目を巻き終えた所で、1層目とは逆方向に進みながら巻いていく。以降同じように繰り返し、(e)が6層目まで巻き終えた所、(f)が4.3で述べる方法で、50 Hz に合わせるために巻き数を調整し終えたコイルである（設計巻き数と異なり、送電側は 540 巻き、受電側は 595 巻きとなった）。端部は銅線の皮膜をやすりで削り表面を露出させてから、圧着スリーブを用いて導線と接続した。導線の先はターミナルとの圧着のため矢形端子を付けた。

次の図に同様にして製作した送電側コイルを示す。コアは送電側が 50H230 を 10 枚、35ZH175 を 6 枚重ねた物、受電側が 35ZH175 を 15 枚重ねた物を使用した。



図 24 送電側コイル

4.1.2 力率マッチング回路製作

コンデンサによる力率マッチング回路を送電側それぞれ製作した。外観と中身を図に示す。

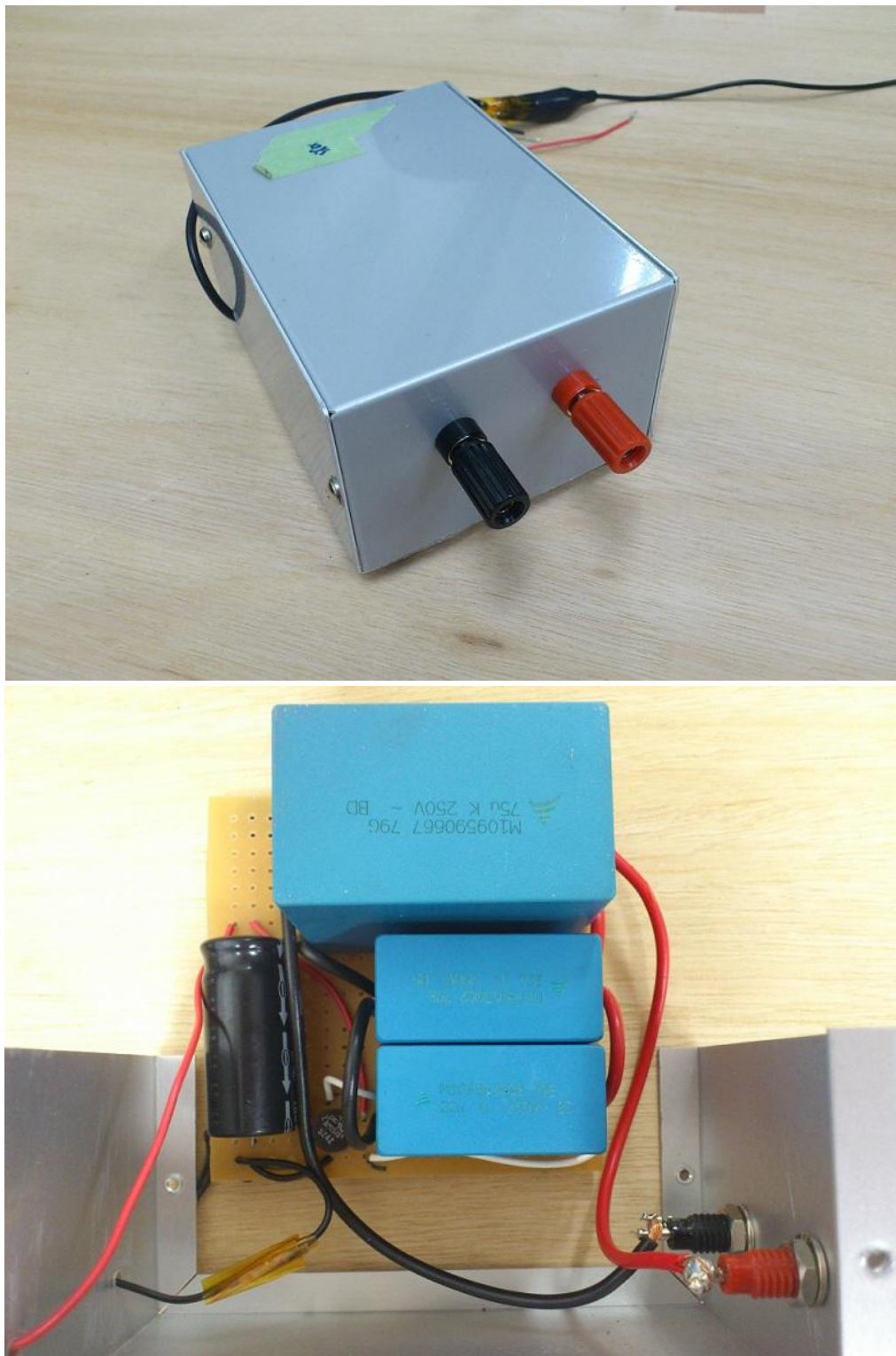


図 25 受電側力率マッチング回路

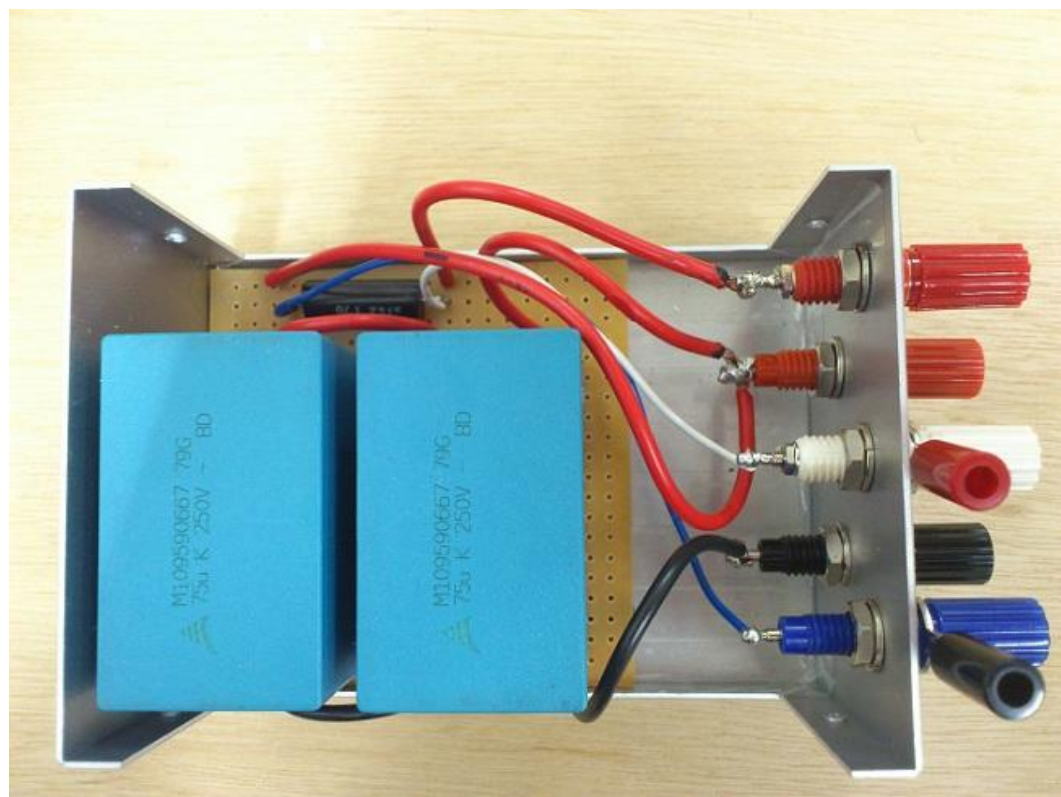


図 26 送電側力率マッチング回路

4.2 その他回路製作

4.2.1 電源回路

コンセントの電気をそのまま 50 Hz で使うので、電源回路はシンプルになる。図に製作したスイッチとヒューズ付き AC インレットを入れたスイッチ BOX を示す。また可変変圧用のスライダックを図に示す。

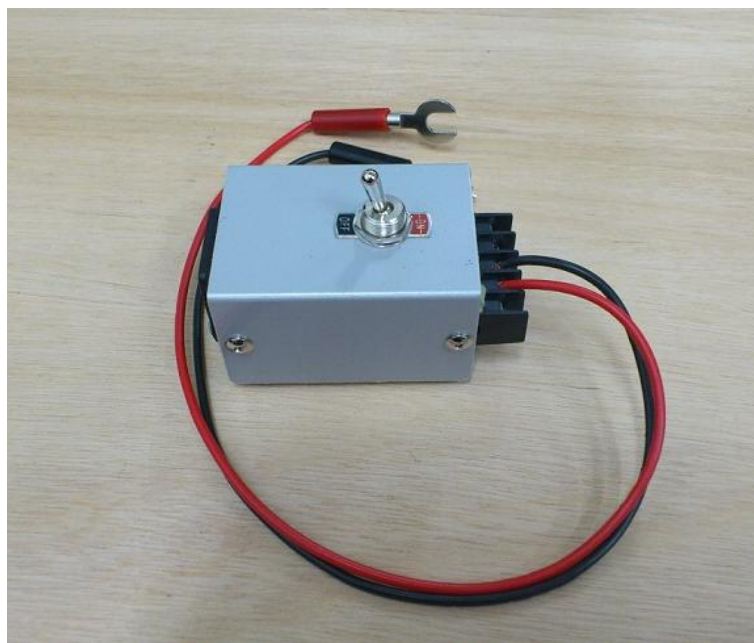


図 27 電源スイッチ BOX



図 28 スライダック (単巻可変変圧器)

4.2.2 負荷回路

図に送電デモンストレーション用に製作した負荷回路を示す。負荷には LED を使用した。36V の電圧を掛けたときに 400Ω、90mA、3W の消費電力となるようレギュレータを入れている。

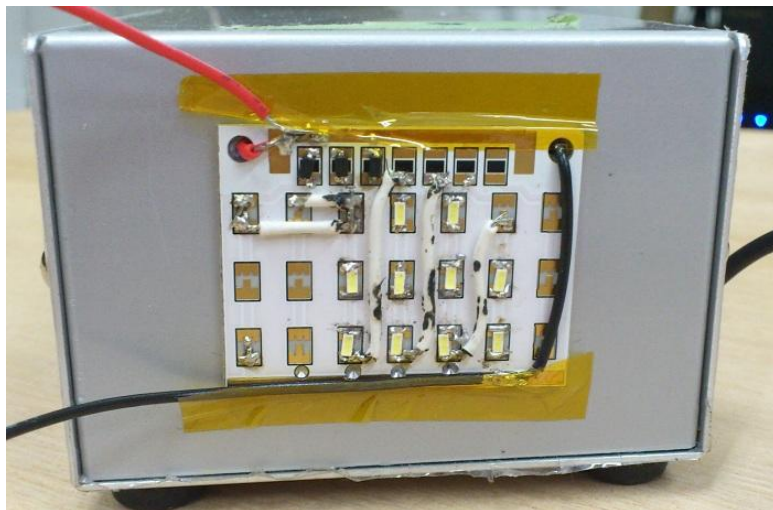


図 29 LED 負荷回路

4.3 共振周波数 f_0 の調整・共振器 Q 値測定

製作した共振器の共振周波数を正確に 50Hz に合わせるため、交流電源として菊水電子の PCR500LE を借りて、0.01Hz 単位で周波数を変えて直列に入れた抵抗とのリサージュ図形をオシロスコープで見て、コイルの巻き数の調整を行い 50Hz に合わせた。電流値によって変化するインダクタンス分については、コアの位置を調節することで補償できるようにした。

製作した共振器の Q 値を測定するため、菊水電子の交流電源とオシロスコープを用いた。測定回路を図に示す。通常の磁場共振結合で用いる共振器の Q 値は、励振コイルとピックアップコイルを用いて非接触に測定を行うが、今回は直接電源につないで測定した。共振周波数を 50Hz に合わせてあることと、MHz 帯と違い、コイルやコンデンサの接続部分の電線のインダクタンスや導体抵抗はコイルの L,R に比べて小さいことと、Q 値が数百ではなく数十なので、共振周波数のずれによる影響が少ないことで、直接電源をつないで、Q 値が測定できる。しかし、より正確な値を求めるには、共振曲線を取って半値幅から Q 値を求めるべきである。

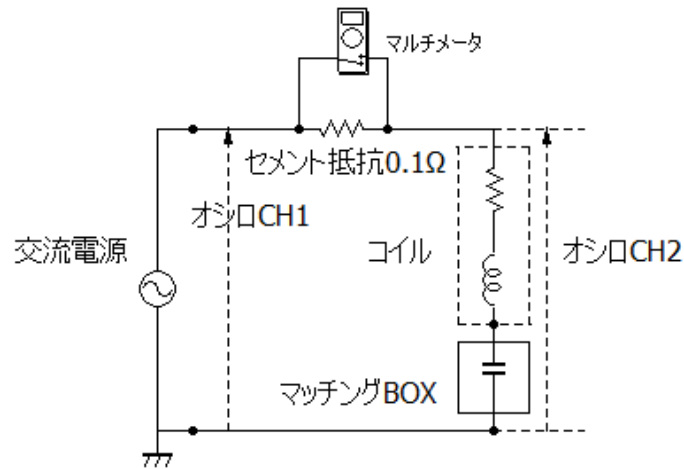


図 30 Q 値測定回路

コアに鉄心を用いているため、コアの磁束密度が飽和に近い時と、少ない時はコア抵抗が増え、その中間でコア抵抗は少なくなる。よって共振器に流れる電流の大きさによって共振器 Q 値は変わる。さらにインダクタンスも同様の傾向を示すので、電流値によってコアの位置をずらしながら、CH1 と CH2 のリサージュ図形を見て、50 Hz で共振させるように調整しつつ Q 値を測定した。電流はマルチメータの電圧値から読み取り、オシロスコープ CH2 の電圧を電流で割って共振器の R を測定して $Q = \omega L / R$ より Q 値を計算している。結果を図に示す。

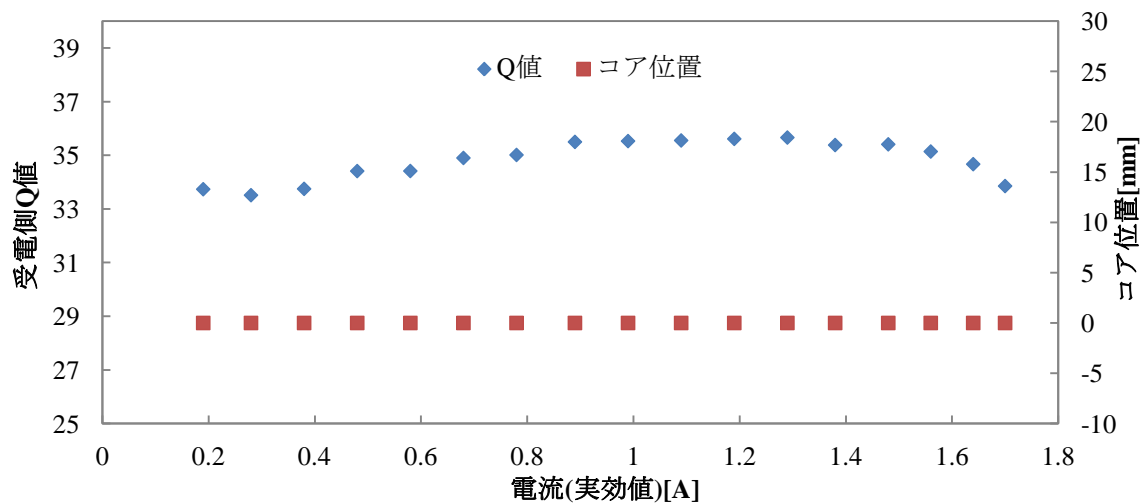


図 31 受電側共振器 Q 値

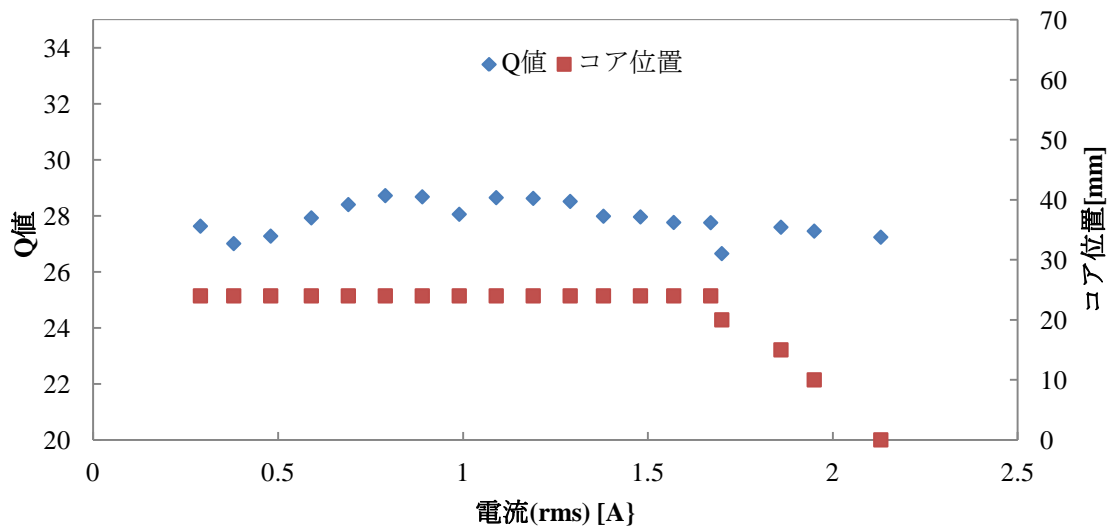


図 32 送電側共振器 Q 値

グラフより、受電側共振器の Q 値は 35 程度、送電側は 28 程度という測定結果を得た。見積り値との違いは、見積りがコア内の磁束密度を一定としてコア損失を見積りしていたが、実際はコア内で分布を持っていて、特にコイルから出ている部分の磁束密度は小さいため、その部分の差で見積り値より Q 値が高くなっていると考えられる。また電流を増やしていくとコアの飽和により徐々にインダクタンスが減少し共振周波数がずれて 50 Hz で共振できなくなる。グラフのコア位置は、コアの中心とコイルの中心を合わせた所を基準とした軸方向のコアの位置で、コア位置を基準点に近づけることでインダクタンスの減少を補償することが出来る。送電側はこの補償を行わせているが、その補償もしきれなくなる共振器の許容電流は、送電側 1.7 A、受電側 2.2 A となった。

4.4 結合係数 k 測定

結合係数 k の測定回路を図に示す。

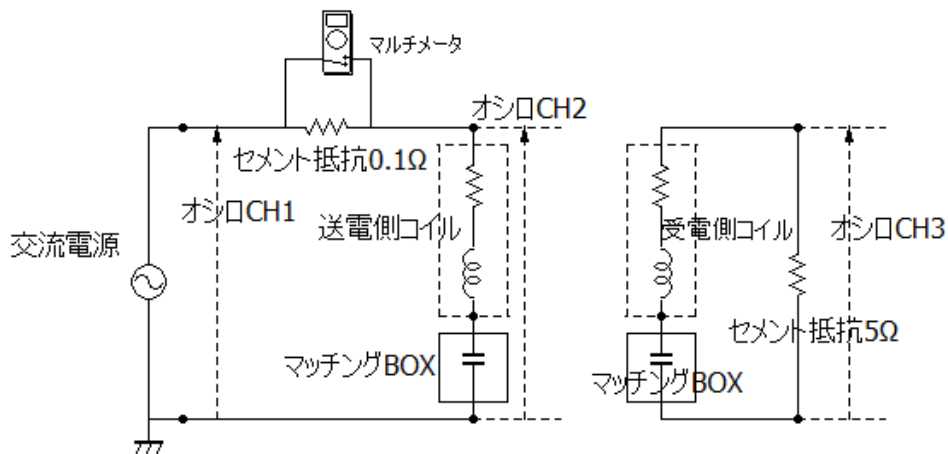


図 33 結合係数測定回路

オシロスコープ CH1 と CH2 をリサーチさせて力率が 1 であることを確認しながら、マルチメータにより送電側の電流を測定する。受電側は CH3 とセメント抵抗の抵抗値より電流を測定する。各々の共振器に流れる電流が求まれば、4.1.3 の測定結果より Q 値、共振器の純抵抗 R が分かるので、送電側のセメント抵抗の右側から負荷側を見たときの入力インピーダンス

$$Z_{in} = R_t + \frac{\omega_0^2 M^2}{R_r + R_{load}} \quad (18)$$

が相互インダクタンス M の関数となり、 Z_{in} 自体は送電側の電流と CH1 の電圧値から求まるので、 M を計算することができる (R_{load} は受電側のセメント抵抗)。よって k は

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_t L_r}} \quad (19)$$

より求まる。測定結果を図に示す。結果より、数値計算による見積もりより低い結果となったが、伝送距離 120 mm で $k=0.84$ と、おおむね見積もり通りの結合係数が得られることが確認できた。しかし見積もりの精度の面では不足しているので、理論的な見積もり方法や計算精度を上げることが課題である。

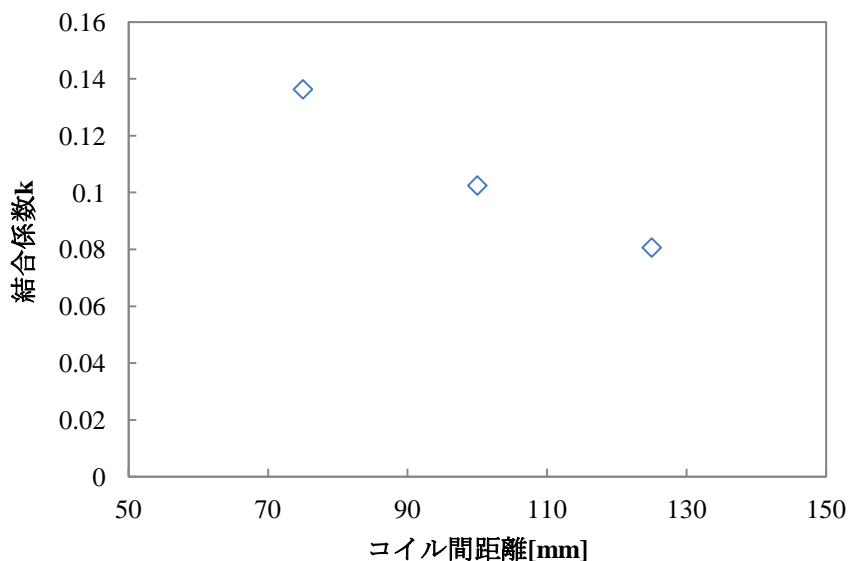


図 34 結合係数 k 測定

4.5 金属閉空間内への送電デモンストレーションと伝送効率測定

金属閉空間内へのデモンストレーションを図に示す。実験条件を表に示す。

1 mm の SUS304 板を挟んで、伝送距離 120mm で 43% の伝送効率、伝送電力 3W の無線電力伝送を行った。また 5mm 厚の SUS304 金属パイプ内への無線電力伝送を図に示す。こちらは伝送電力 100 mW、効率 10% で伝送電力 1.2W というデモンストレーション結果となった。またコイルの極性（一方のコイルの向きを逆にする）を変えると、上述のような効率が得られないという結果も得られた。これは等価回路では説明が付かないので、電界結合により結合係数が低下しているのか、それとも他の理由であるか考察が必要である。また、コアを飽和に近づけると、磁歪現象によるコアの振動が観察できるレベルまで大きくなる。この振動エネルギーによる損失がどの程度あるのかも、より詳細な損失の内訳の議論をする上で必要であろう。

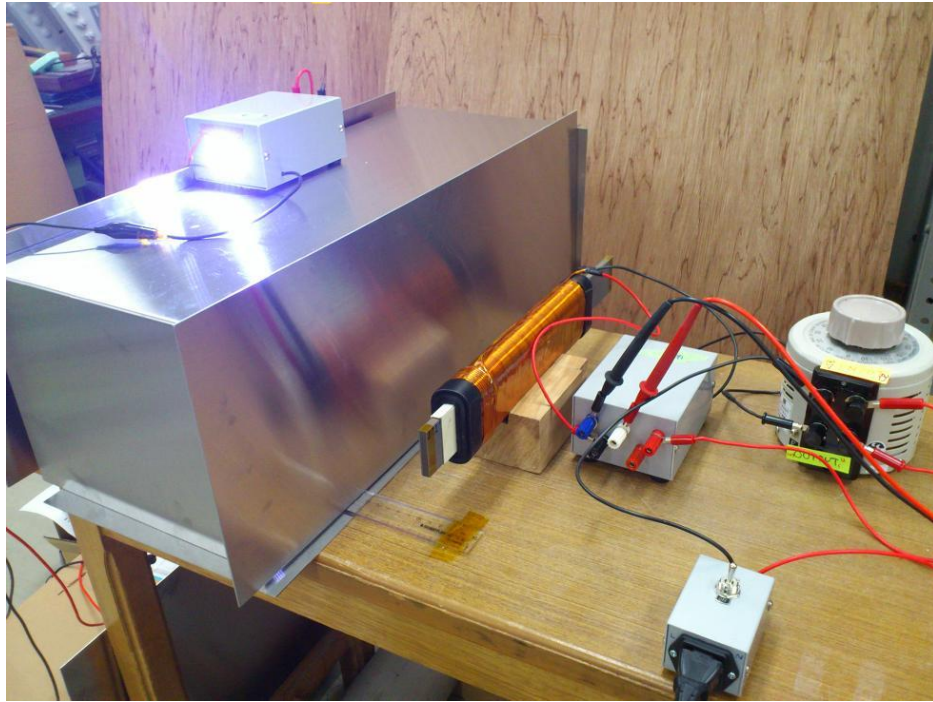


図 35 金属閉空間への無線電力伝送デモ

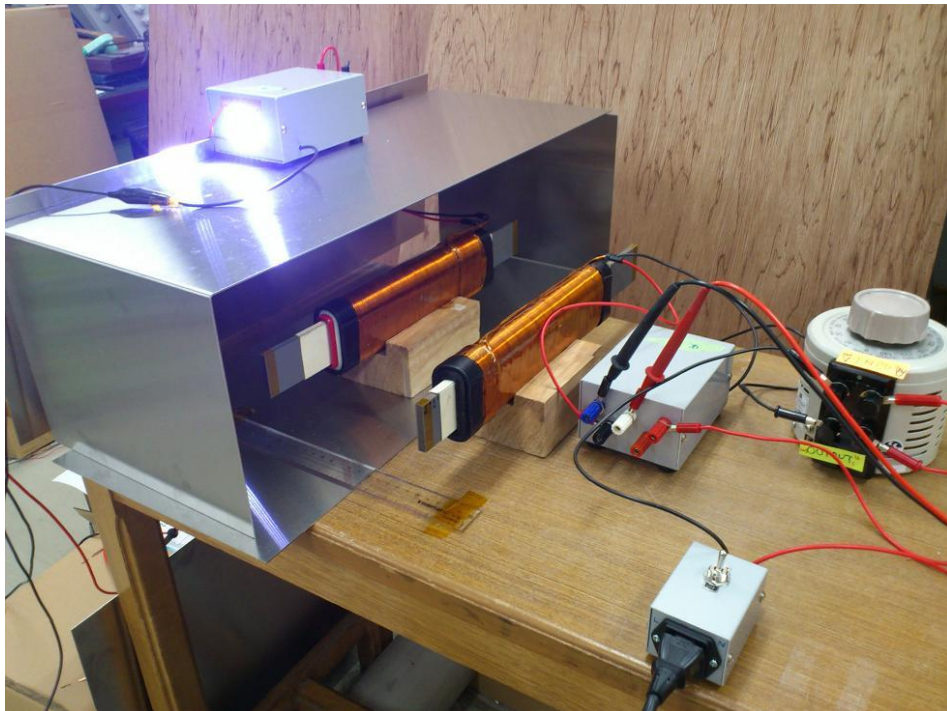


図 36 壁取り外し時

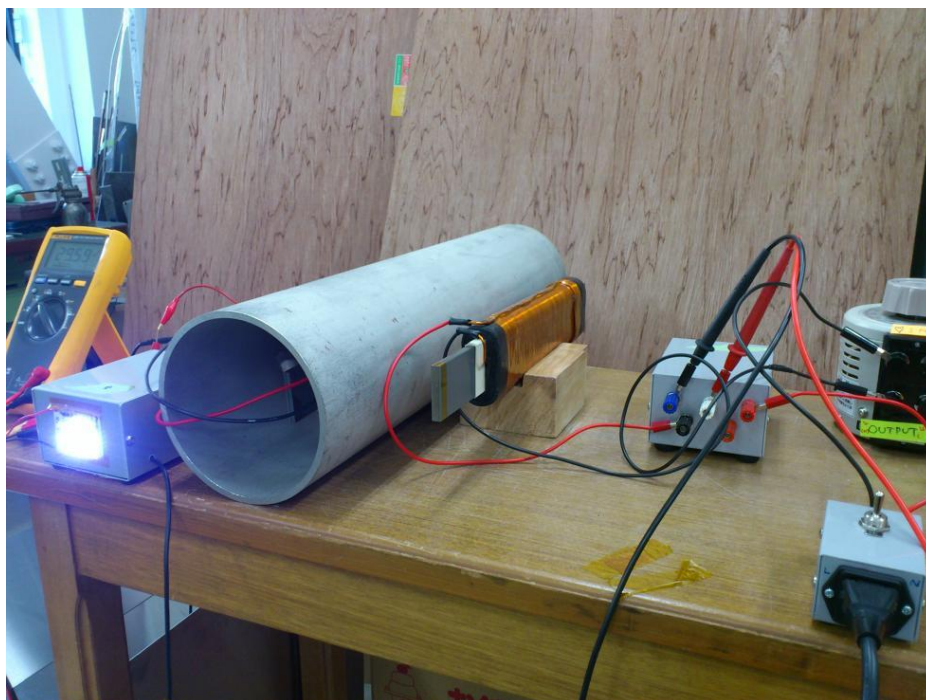


図 37 金属パイプ内への無線電力伝送

4.3.1 位置ずれ時の伝送効率測定

直方体箱状のモデルで、伝送距離の設計点 120mm から位置ずれしたときの効率の変化を、3方向各々について測定した。

(i) 伝送距離と伝送効率の関係

1 mm の SUS304 板を間に挟んで、伝送距離を変化させた時の伝送効率の変化を図に示す。距離は大きくなるに従って伝送効率は徐々に低下する。

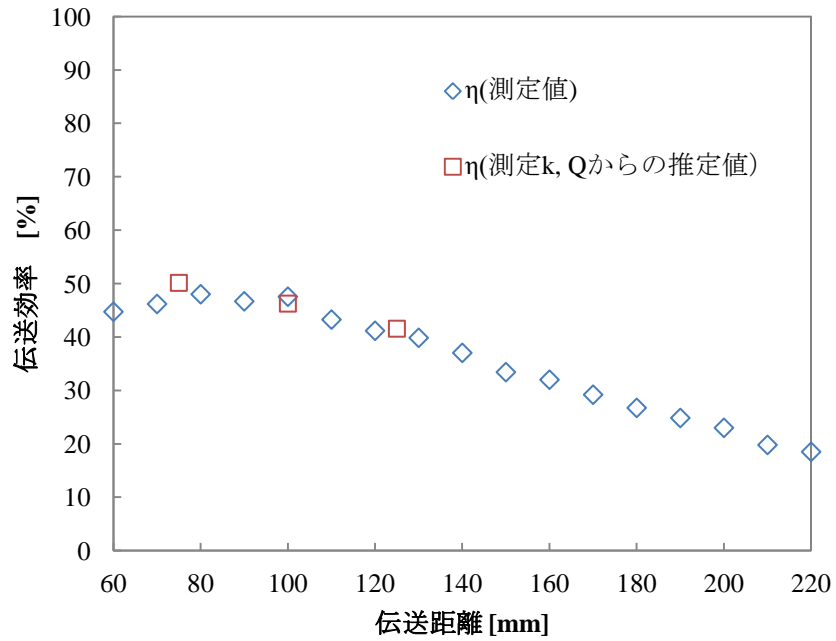


図 38 距離と効率の関係

(ii) 軸方向の位置ずれ

軸方向の位置ずれと伝送効率のグラフを図に示す。距離は 120 mm で固定している。±50mm 程度の軸方向の位置ずれでは伝送効率の変化は数%程度となる。

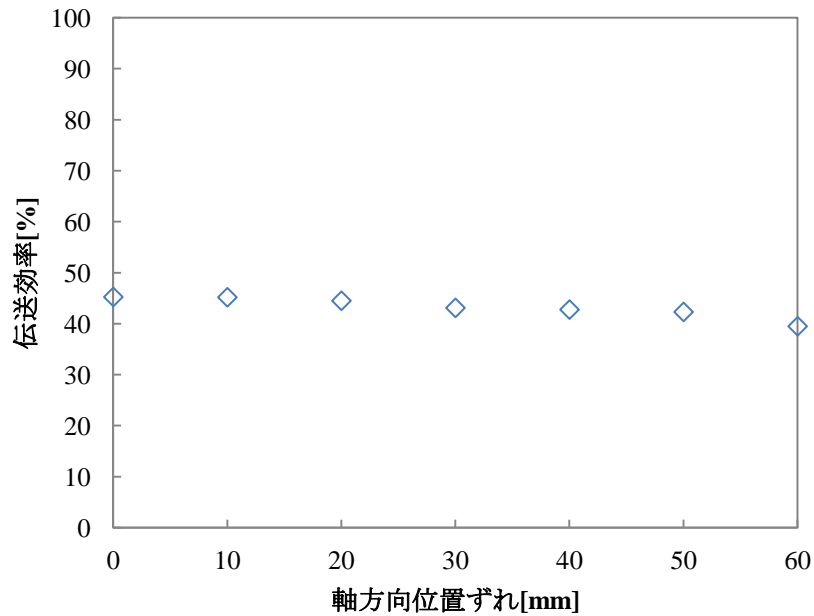


図 39 軸方向位置ずれと効率の関係

(iii) 垂直方向

垂直方向の位置ずれと伝送効率のグラフを図に示す。こちらも距離は 120 mm で固定している。こちらも軸方向と同様に、±50mm 程度の位置ずれで数%、±100mm で 10%程度効率が低下する。

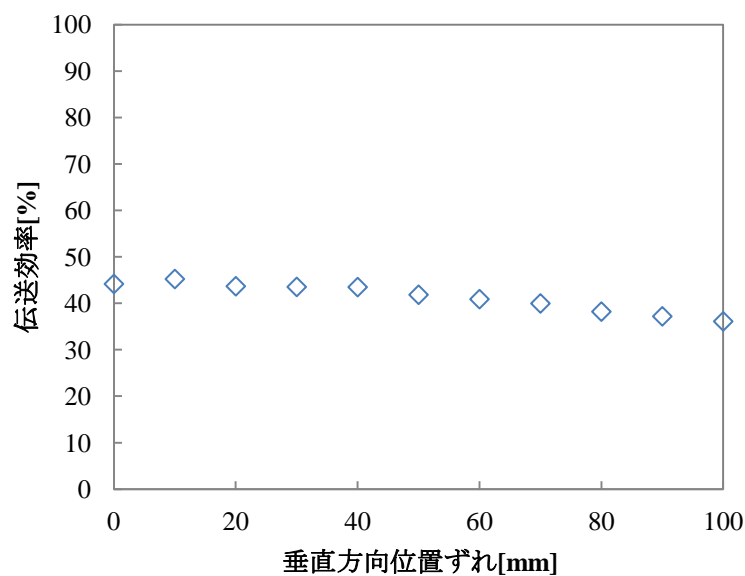
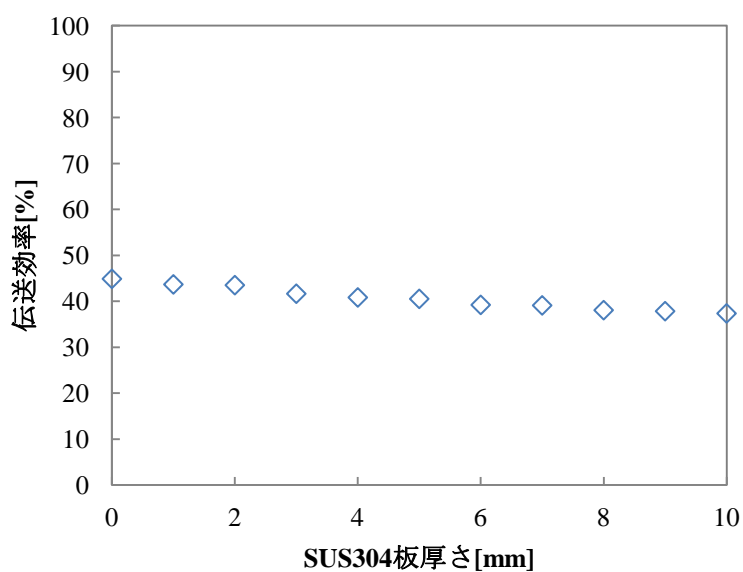


図 40 垂直方向位置ずれと効率の関係

4.3.2 金属の厚さ変化時の伝送効率測定

間に入れる SUS304 の厚さと伝送効率の関係を図に示す。厚さは同じ 1 mm の SUS304 板を複数重ねることで調整した。何も入れない時の効率が 45%弱、10mm の厚さの時 37%程度となり、0.75 %/mm の割合で金属壁による効率低下が生じた。



4.6 考察とまとめ・今後の課題

以上の結果のように、50Hz 共振器を用いて、数 mm の SUS 板を貫通させて無線電力伝送を行う事ができた。しかし伝送電力は 3W 程度と少ない。センサなどはこの程度の伝送電力でも十分駆動できるであろうが、多数のセンサに一度に給電したい場合や、一般電化製品などへの応用を想定すると、kW オーダーの伝送電力が欲しいところである。伝送電力を増やすのに最大のネックとなるのは、コアの飽和である。コイルをより太くする、コアの断面積を増やす、コイルを液体窒素などで冷やして導体抵抗を減らす、コイルに銀メッキを施す、コイルのインダクタンスを減らす、などコイル形状を工夫してコイルの許容電流を増やしつつ、Q 値を増やすことができれば、伝送電力を増やすことができる。さらに大幅な可能伝送電力の上昇は、NbTi 化合物などによる超伝導コイルを冷却しながら用いることで、導体抵抗をほぼゼロにでき、コアを使わずに、サイズ・線径の小さいコイルを用いても大きな Q 値が得られ、達成できると考えられる。

3.1 節では表皮深さとどの程度の厚さの金属まで障害物として許容できるかの関係について述べたが、直方体の箱で 40% あった効率が金属管で 10% に低下している事についての考察など、より詳細な検討が必要である。

テスラコイルが考案された時代にはなかった、交流の電力インフラと大幅に小型大容量化の進んだフィルムコンデンサ[20]のおかげで、このような検討をすることが可能となった。

■第5章 結論

- 金属配管内・金属パイプ内などのセンサ、もしくは周囲に金属がある環境で電気機器にワイヤレスに高効率で電力を供給する手段として、磁場共振結合を利用した無線電力伝送システムを提案した。
- MHz 帯の実験では、金属パイプ内、また内外での伝送が、パイプの軸方向にスリットがある場合に可能となることを実験で確かめ、数値解析で、金属パイプが送受電のコイルの中継コイルの役割を果たしている事を示した。
- 商用電源周波数である 50 Hz の共振器を用いた伝送システムを提案、設計、製作し実験で示した。実験では 1~10 mm のステンレスの壁を挟んで、3 W の LED 照明を伝送距離 12 cm、伝送効率 40% で点灯させるデモンストレーションを行い、磁場共振方式の新たな応用の可能性を示した。

謝辞

修士の研究生活の中では、数多くの人に支えて頂いたのでここに感謝を記します。指導教授である小紫公也教授には、中々研究の進まない中、辛抱強い指導と、快い研究費の提供と、何より面白いテーマを提供して頂いたことに感謝しております。また荒川義博教授、小泉宏之准教授には、研究室輪講等を通して、有益な助言を頂くことができ、感謝しております。現在名古屋大学佐宗研におられる横田助教にも、学部生時代から親切に指導して頂き感謝しております。

中距離伝送班の先輩である小泉正剛さんには、実験装置の使い方から理論まで親切に教えて下さり、そのポジティブでアクティブな研究姿勢を学ぶことができ感謝しております。小丸堯さんには、驚くほど理論的に精巧な論文を後輩のために残して頂いたことで、理論を考える上での拠り所とすることができました。石田隼君、山川将人君には、ある時は忙しい中実験の手伝いをしてもらい、またある時は研究の相談相手になってもらい、感謝しています。マイクロ波伝送班の石場舞さん、小田章徳さん、澤原弘憲さん、宮代健吾君、奥田健太君にも、伝送班の輪講を通じて温かい助言を頂き、また議論を深めることができ、感謝しております。

DENSOの柴田貴行様、加納一彦様には産学共同研究を通じて研究の助言を頂き、お世話になりました。提供した頂いた研究費で購入した数値計算ソフトのおかげで、その後の研究における強力なツールを得ることができました。ありがとうございました。

荒川・小紫・小泉研の先輩方、同期のみんな、後輩のみなさんにも研究室生活を通じてお世話になりました。この場を借りて感謝申し上げます。電気推進というもの凄い技術の詰まった研究内容に触れることで、大きな刺激を受けることができました。

最後に心配を掛けてばかりな私をこれまで支えて下さり、自由に学業に専念させて頂いた家族に最大限の感謝を記します。ありがとうございました。

参考文献

- [1] 津野, 究, 蒲地, 秀, and 中西, 祐, "無線センサを活用したトンネル変状監視システムの開発," *トンネル工学報告集*, Vol. 19, 2009, pp. 245-249.
- [2] 黒田, 忠, "4.高性能・超低電力短距離ワイヤレス可動情報システムの創出(未来を切り拓く最先端 VLSI テクノロジー)," *情報処理*, Vol. 51, No. 7, 2010, pp. 861-869.
- [3] Tesla, N., "The transmission of electrical energy without wires as a means for furthering peace," *Electrical World and Engineer*, Vol. 7, 1905,
- [4] 田中, 孝, 樋口, 健, and 佐々木, 進, "送電用試験衛星の大型アンテナに関する基本性能と展開機構の検討: 太陽発電衛星実現に向けて," *映像情報メディア学会技術報告*, Vol. 25, No. 73, 2001, pp. 9-14.
- [5] 小田, 章, 澤原, 弘, 石場, 舞, "小型飛行体へのマイクロ波無線給電システム," *日本航空宇宙学会論文集 = Journal of the Japan Society for Aeronautical and Space Sciences*, Vol. 59, No. 691, 2011, pp. 222-227.
- [6] Anonymous "デファクト競争 Qi 規格がロケット・スタート 出遅れ組は技術優位性で対抗 (特集 ワイヤレス給電 制するのは誰か: スマホ、クルマで始まる規格争い)," *日経エレクトロニクス*, 2011, pp. 28-37.
- [7] 湯村, 敬, 岩田, 雅, 桑田, 朗, "106 ロープ式ダブルカーエレベーターの基礎技術開発," *昇降機・遊戯施設等の最近の技術と進歩技術講演会講演論文集: Elevator, Escalator and Amusement Rides Conference*, Vol. 2002, 2002, pp. 21-24.
- [8] Kurs, A., "Power transfer through strongly coupled resonances," *Master Thesis (S.M.) Massachusetts Institute of Technology*, 2007,
- [9] Imura, T., Okabe, H., and Hori, Y., "Basic experimental study on helical antennas of wireless power transfer for Electric Vehicles by using magnetic resonant couplings," *Vehicle Power and Propulsion Conference, 2009. VPPC'09. IEEE, IEEE*, 2009, pp. 936-940.
- [10] 高橋, 俊, "EV 用ワイヤレス給電システムにおける効率向上," *電子情報通信学会 (IEICE) 無線電力伝送研究会(WPT)*, 2012-11,
- [11] Kim, S., Ho, J.S., Chen, L.Y., "Wireless power transfer to a cardiac implant," *Applied Physics Letters*, Vol. 101, No. 7, 2012, pp. 073701-073701-4.
- [12] Koizumi, M., Komurasaki, K., Mizuno, Y., "Wireless Power Feeding with Strongly Coupled Magnetic Resonance for a Flying Object," *Wireless Engineering and Technology*, Vol. 3, No. 2, 2012, pp. 86-89.
- [13] Alexey, B., and Seung-Ki, S., "Analysis of Wireless Power Transfer by Coupled Mode Theory (CMT) and Practical Considerations to Increase Power Transfer Efficiency," *Intech Wireless Power Transfer - Principles and Engineering Explorations*, 2012,
- [14] Komaru, T., Koizumi, M., Komurasaki, K., "Compact and Tunable Transmitter and Receiver for Magnetic Resonance Power Transmission to Mobile Objects," *Intech Wireless Power Transfer -*

Principles and Engineering Explorations, 2012,

- [15] Zangl, H., Fuchs, A., Bretterklieber, T., "Wireless communication and power supply strategy for sensor applications within closed metal walls," *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on*, Vol. 59, No. 6, 2010, pp. 1686-1692.
- [16] 近角, 聡, "強磁性体の物理 / 近角聡信著," *物理学選書 / 山内恭彦, 菊池正士, 小谷正雄編*, 裳華房, 東京, 1959,
- [17] Grover, F.W., 1876-, "Inductance calculations working formulas and tables / Frederick W. Grover," Dover, New York, 1962,
- [18] 阿部, 茂, "非接触給電とパワーエレクトロニクス技術," 2011,
- [19] 戸川, 治, "スイッチング電源のコイルトランス設計 : 磁気回路-コア選択-巻き線の難題を解く / 戸川治朗著," *Power electronics*, CQ 出版, 東京, 2012,
- [20] 村岡, 隆, and 松本, 義, "電力用コンデンサの歴史--そのコンパクト化と低ロス化の歩み," *日新電機技報*, Vol. 55, No. 2, 2010, pp. 43-53.