

平成 31 年度 防衛装備庁
安全保障技術研究推進制度

研究成果報告書

給電距離調整機能付複数同時給電可能な電磁誘導を利用した
水中及び海中大電力伝送装置に関する課題の分析と解決法

令和 2 年 5 月

サイエンスソリューションズ株式会社

本報告書は、防衛装備庁の安全保障技術研究推進制度による委託業務として、サイエンスソリューションズ株式会社が実施した平成31年度「給電距離調整機能付複数同時給電可能な電磁誘導を利用した水中及び海中大電力伝送装置に関する課題の分析と解決法」の成果を取りまとめたものです。

目次構成

1. 委託業務の目的

- 1. 0 委託業務の目的
- 1. 1 研究開始時に設定した研究目標の達成度
 - (1) 研究課題の目的と最終目標
 - (2) 最終目標を実現するために克服又は解明すべき要素課題
 - ア. 電磁界解析技術の確立
 - イ. 給電部(送電コイル)、受電コイル、共振方式の設計技術の確立
- 1. 2 計画時に想定しなかった成果(副次的成果)や、目標を超える成果
- 1. 3 研究課題の発展性
- 1. 4 論文、特許、学会発表などの研究の成果
- 1. 5 研究実施体制とマネジメント
- 1. 6 経費の効率的執行

2. 平成31年度(報告対象年度)の実施内容

- 2. 1 平成31年度の実施計画
- 2. 2 平成31年度の研究実施日程
- 2. 3 平成31年度の研究成果の説明
 - 2. 3. 1 給電部特性試験
 - (1) ワイヤレス電力伝送特性解析
 - 2. 3. 2 電磁界解析技術の開発
 - (1) 誘電体を含む渦電流解析技術の開発
 - (2) リッツ線の均質化による電磁界解析の高速化
 - (3) 給電部特性試験結果による本手法の検証
 - 2. 3. 3 送電コイル及び受電コイルの設計検討
 - (1) 給電距離の増加に対応した送電コイル及び受電コイルの設計
 - (2) コイル配置の最適化検討
 - (3) 給電距離の調整装置の設計
 - 2. 3. 4 設計検討のための解析
 - (1) 送電コイル及び受電コイル2次電機設計のための解析
 - (2) コイル配置の最適化のための解析
 - (3) 給電距離調整装置の設計評価のための解析
 - (4) 課題抽出のための解析
 - 2. 3. 5 目標とするワイヤレス伝送システムの提示
 - (1) ワイヤレス電力伝送及び給電距離調整装置の駆動用高周波電源の検討
 - (2) 受電コイル出力の並列接続動作を可能とするDC/DCコンバータの検討

2. 3. 6 課題まとめ

2. 3. 7 プロジェクトの総合的推進

3. 成果の外部への発表及び活動

4. まとめ、今後の予定

参考文献

1. 委託業務の目的

1. 0 委託業務の目的

(1) 研究課題の最終目標

本研究では、塩分や金属不純物を含む水中で流れの影響を受けにくく、複数同時給電による大電力伝送性能向上の達成を目的とした、電磁誘導方式ワイヤレス電力伝送に関する基礎研究を実施し、ワイヤレス電力伝送を実現するための設計手法を構築することを最終目標とする。

設計手法の構築にあたっては、以下の機能を有する電磁界シミュレータを開発する。

①誘電体の効果を考慮した渦電流解析

ワイヤレス伝送における水中または海水中における誘電体による損失及び結合への影響を評価するため、Darwin 方程式をソフトウェアに組み込む。

②リッツ線（撚り線）の均質化による電磁界解析の高速化

リッツ線における表皮効果や近接効果などによる損失を精度良く高速に評価するため、リッツ線を均質化した単純形状モデルに置換して解析可能とし、下記に示す概念設計を行うワイヤレス電力伝送の解析を 24 時間以内に実施できるようにする。

また、開発した電磁界シミュレータを用いて、以下に示す海水中における電磁誘導方式ワイヤレス電力伝送システムの概念設計を行い、実現性の見通しを得るとともに、課題及び対策を示すことを目標とする。

- ・合計給電電力：最大 3kW
- ・同時給電数：3 台
- ・個別給電電力：最大 1kW
- ・給電距離変動、位置ずれ発生時合計給電電力：2kW～3kW
- ・上下位置ずれ許容量：±100mm 以上
- ・左右位置ずれ許容量：±200mm 以上
- ・給電距離：150mm±50mm 以上
- ・送電コイルー給電コイル間電力最大伝送効率：95%以上
- ・送電コイルー給電コイル間電力最小伝送効率：65%以上

(2) 最終目標を実現するために克服又は解明すべき要素課題

最終目標に示す電磁界シミュレータの開発及び電磁誘導方式ワイヤレス電力伝送システムの概念設計を行うため、①電磁界解析技術の確立、及び②給電部（送電コイル、受電コイル及び共振方式）の設計技術の確立が解明すべき要素課題となる。

①電磁界解析技術の確立

電磁誘導方式による水中または海水中ワイヤレス電力伝送システムの電磁気設計における課題として、以下の 2 点があげられる。

1) 淡水中または海水中における電磁界シミュレーション

コイルの周辺の媒質が水または海水であるため、その高い誘電率と導電性による影響を考慮する必要がある。

誘電体による影響としては、コイル及びコアまたはコイル及び海水（淡水）の間の寄生容量が共振周波数に影響を与える可能性があるが、現状の準静磁界解析ソフトウェアではこの影響を評価することができない。

さらに、損失評価への誘電体の影響も考えられる。導電性の高い海水中は当然であるが、淡水中においても、変動磁界により誘起される渦電流損（イオン伝導による損失）が体系の損失を増大させる。電磁誘導方式で検討対象となる数kHz～数100Hzの周波数領域では、海

水については、導電性が大きいいため、渦電流による損失が支配的であると思われる。淡水中においても高周波領域（MHz帯以上）にならない限り誘電損失の寄与が大きな値になることはないと予測される。しかしながら、高調波の影響も含めた評価を行う際には、誘電体を考慮した解析手法が必要となる可能性がある。

誘電体を考慮した解析として、高周波領域の電磁界解析を行った例はあるが、その解析手法では、導体内部の渦電流や非線形磁性体を扱うことができないため、実測値と解析値の乖離が大きくなる問題がある。一方、準静磁界解析では、導体内部の渦電流や非線形磁性体を扱うことが可能だが、誘電体を扱うことは一般的ではなく、扱える商用ソフトウェアも存在しない。

2) リッツ線における銅損の評価

リッツ線における銅損の評価は、水中または海水中における電磁誘導方式ワイヤレス電力伝送システムに限らず、より一般的な課題である。数kHz～数100Hzの周波数領域では、コイルにおける表皮効果や近接効果による交流銅損が過大となるため、その低減化のためにリッツ線が使用される。リッツ線は、例えば、0.1mmΦの細線を何段かに撚った構造のワイヤで、1つのワイヤが数百本から数千本の細線から構成される。このため、リッツ線を用いたコイルを有限要素法解析で直接解析するためのメッシュ作成が困難であり、解析時間も過大となるため、シミュレーションでその損失を評価することは、これまで不可能であった。しかしながら、電磁誘導方式ワイヤレス電力伝送システムにおいてコイルの銅損は効率に大きな影響を与える因子であり、設計においてリッツ線も含めた損失評価を正確に行うことは、高効率化などの設計最適化に向けた大きな課題である。

この課題に対して、これまでの先行研究ではCLN（Cauer Ladder Network）法を用いることにより、リッツ線を均質化して解析する手法が開発されており、2段撚り（720素線）での解析を試みているが、以下の課題を残している。

- ・実機相当のモデル（数百本から数千本の素線を有する3段撚りの構造）では、メッシュ作成の手間が過大
- ・精度の高い結果を得るための計算時間が過大（720素線のモデルの解析に約1週間を要している）
- ・実験との比較による解析精度の検証や実機レベルでの解析精度の検証が不十分

②給電部（送電コイル、受電コイル、共振方式）の設計技術の確立

概念設計を行う水中または海水中ワイヤレス電磁誘導方式電力伝送では、送電コイル及び受電コイルの相互位置関係の不安定性に対して、安全に安定した電力伝送を可能とする給電部（送電コイル、受電コイル及び共振回路）が必要であり、その課題として以下の3点があげられる。

1) 送電コイル、受電コイル及びコイル配置

空気中におけるワイヤレス電力伝送では、送電コイル及び受電コイルの小型化を実現するため、電磁誘導方式では駆動周波数として80～90kHzが使われている。しかし、海水中ワイヤレス給電では送電コイル及び受電コイル間での給電損失が増加することが知られており、水中または海水中におけるワイヤレス電力伝送特性を考慮した周波数に対応する送電コイル及び受電コイルの開発が必要になる。

また、水中または海水中では、流れにより送電コイル及び受電コイルの位置ずれが大きくなることが想定される。給電方向と直交する方向の位置ずれに対しては、送電コイル及び受

電コイルのサイズを大きくすることによる対応が考えられるが、駆動電圧の高電圧化や受電コイルの搭載が困難になる等の問題が発生する。

2) 共振方式

水中または海水中におけるワイヤレス給電では、高い信頼性及び安全性が求められる。EV用ワイヤレス給電システムでは、車両ー地上間の通信を含む制御により安全性を確保することを前提としている。水中または海水中では安定した通信を確保することが困難であり、制御不能状態の場合、EV用ワイヤレス給電システムで採用されている共振方式では、送電コイルの焼損や受電コイルの絶縁破壊等の問題が発生する。

3) 送電コイル及び受電コイル間距離を一定にするための調整装置

水中または海水中の流れにより、送電コイル及び受電コイル間の距離に変動が発生する。送電コイル及び受電コイル間の距離の変動によるワイヤレス伝送電力の変動は大きく、コイルサイズを大きくすることによる対応では不十分であり、伝送電力安定化には送電コイル及び受電コイル間の距離を一定にすることが重要となる。送電コイル及び受電コイル間の距離を一定にする手段として、スクリー等機械的な方法が考えられるが、機械的強度や長期信頼性等の課題がある。

(3) 要素課題に対する攻略手段と実施項目及びそのための体制

① 予備電磁界解析 (担当：サイエンスソリューションズ株式会社)

②項に示す給電部特性試験の体系を従来の電磁界解析手法により解析し、損失及び結合を求め、実測結果と比較することによって、淡水中及び海水中における電磁界解析の課題を確認する。

② 給電部特性試験 (担当：株式会社ワイティ一)

①項に示す予備電磁界解析の結果及び③項に示す新たに開発した電磁界解析の結果を検証するため、水中及び海水中の給電部を模擬した体系によるインピーダンス特性を測定する。また、得られたワイヤレス電力伝送特性は、④項に示す設計検討の基礎データとなる。

なお、測定する条件は以下のとおり。

- ・コイル体系：巻線材 3 体系 (集合撚り銅リッツ線、集合撚り銅クラッドアルミリッツ線、単芯銅線)
- ・磁気エネルギー伝送媒体：4 体系 (空気、淡水、塩水 (100%濃度海水、50%濃度海水))
- ・コイル形態：防水樹脂製容器入り
- ・コイル間距離：3 点
- ・周波数：1kHz～500kHz

③ 電磁界解析技術の開発 (担当：サイエンスソリューションズ株式会社)

以下に示す電磁界解析技術を開発する。さらに②項に示す給電部特性試験の体系を解析し、実測値及び①項に示す従来手法の解析結果と比較するとともに、本手法の有効性を確認する。

1) 誘電体を含む渦電流解析技術の開発

準静磁界解析ソフトウェア EMSolution をベースに、誘電体も考慮した渦電流解析を行う機能を開発する。

誘電体による寄生容量の効果を見るための手法としては、変位電流を直接扱わず、静電界の寄生容量を考慮する定式化（Darwin方程式）が提案されているものの、理論的な検討のみであるため、この手法を実装し、実験結果と比較することにより本手法の検証を行ない、その制約や適用範囲を明確にする。

2) リッツ線の均質化による電磁界解析の高速化

先行研究されてきた CLN 法に対して、以下の検討を行う。

- ・ CLN 法の収束性改善手法の検討
- ・ 空気領域のメッシュ作成を不要とする CLN 法（Biot-Savart による CLN 法）の検証
- ・ Biot-Savart による CLN 法の高速化手法（Biot-Savart 計算の高速化アルゴリズム及び並列化による高速化）

目標は、実機レベルの複雑なリッツ線（720 素線を有する 3 段撚りの構造）のユニットセル解析の解析時間を、従来の方法に比べ 1/7 以下にすることである。

④ 送電コイル及び受電コイルの設計検討（担当：株式会社ワイティイー）

1) 水中または海水中におけるワイヤレス電力伝送特性を考慮した送電コイル、受電コイル及びコイル配置の設計

位置ずれに対するロバスト性に優れた DH（ダブル H 型コア構造）ソレノイドコイルを送電コイル、薄型で搭載性に優れたサーキュラーコイルを受電コイルとし、水中または海水中の磁界伝搬特性を考慮した送電コイル及び受電コイルを設計する。

水中または海水中の流れによる給電方向と直交する方向の位置ずれによる伝送電力変動を低減するとともに、複数同時給電を可能にするため、送電コイル及び受電コイルを複数隔離配置する構成を設計する。

2) 共振方式の検討

水中あるいは海水中におけるワイヤレス給電で求められる高い信頼性及び安全性を確保するため、通信を含む制御を必要としない共振方式で対応する。具体的には、送電コイル側は並列共振、受電コイル側は直列共振とする PS（1 次並列 2 次直列）共振方式で対応することにより送電コイルの焼損発生及び受電コイルの絶縁破壊を防止する。

3) 送電コイル及び受電コイル間の距離を一定にするための調整装置の設計

海水中のように電気伝導性を有する液体中における電力伝送を安定させるため、フレミングの左手の法則に基づく電磁推進力装置により、送電コイル及び受電コイル間の給電距離を一定にする手段の可能性を検証するための設計を行う。

電磁推進力は、高周波電源及び送電コイル間に直列接続したトランス並びにトランス二次側に接続した整流器で構成される直流電源で電気伝導性の液体に直流電流を流し、直流電流と直交する方向に直流磁界を発生させることで得られる。直流磁界を発生させる方法として、コイル磁界発生方法及びマグネット磁界発生方法について設

計する。

- ⑤ 設計検討のための解析（担当：サイエンスソリューションズ株式会社）
④項の設計に必要な電磁界解析を実施する。
- ⑥ 目標とするワイヤレス電力伝送システムの提示（担当：株式会社ワイティイー）
④の結果より、目標とするワイヤレス電力伝送システムを概念設計し、その課題を提示する。
- ⑦ 課題まとめ（担当：サイエンスソリューションズ株式会社）
③、④、⑤、⑥の結果に基づき、本研究のまとめとして、装置設計及び電磁界解析技術のそれぞれについて、今後の課題及び対策についてまとめる。
- ⑧ プロジェクトの総合的推進（担当：サイエンスソリューションズ株式会社）
2年間のプロジェクトの中で目標とする成果を得るため、株式会社ワイティイーとサイエンスソリューションズ株式会社によるマンスリーのプロジェクト会議を実施し、その中でそれぞれの研究の進捗及び成果を共有しながら研究を進めるようにする。

1. 1 研究開始時に設定した研究目標の達成度

(1) 電磁界解析技術の開発

ア. 誘電体を考慮した渦電流解析

周波数領域周波数領域と時間領域で誘電体の効果と導体の渦電流を考慮するため、低周波（準静磁界）である渦電流場と高周波である電磁波の中間領域にて、コイル等の電磁誘導とキャパシタ等の静電誘導を考慮する新たな解析手法を開発し、電磁誘導と静電誘導の両方を含めた電磁界解析が可能となることを示した。解析対象は波長がモデルの代表長さよりも十分大きい体系である。

解析解での検証後、サーキュラーコイルのインピーダンスの周波数依存性と模擬海水の影響について計算を行い、模擬海水の影響として、静電誘導の影響はかなり小さく渦電流の影響が支配的であることを示した。また、静電誘導が支配的な積層コンデンサモデルのインピーダンスの周波数依存性を解析にて算出できることを示した。以上の成果を得たことから当初の目標を達成した。

イ. リッツ線の均質化による電磁界解析の高速化

弊社が開発してきたビオ・サバール CLN 法による均質化手法に対して、並列化やグルーピングなどのアルゴリズム改良により、50 倍の高速化を実現した。その結果、素線数 720 のリッツ線の解析を 80 分で実行できることを示した。これにより、当初の目標（従来の 7 倍以上の高速化、解析時間 24 時間以内）を達成した。

(2) 海水中における電磁誘導方式ワイヤレス電力伝送システムの概念設計と給電部の設計技術の確立

ア. 概念設計

海水中用ワイヤレス電力伝送システムは自律型無人潜水機や海中作業ロボット等の自律型無人移動体(AUV)に搭載されている電池を海水中で充電することにより、AUV の稼働時間の延長や稼働範囲の拡大を実現することが求められる。更には、複数台の AUV が共同運用出来ることが望まれる。

本研究では AUV の運用や稼働状況を考慮し、母船給電方式海水中用ワイヤレス電力伝送システム及び電池内蔵方式海水中用ワイヤレス電力伝送システムを提案し、各方式の構成・特徴を整理した。本システムの目標性能を実現するために必要となる各構成要素の設計を実施し、電気的特性及び主要緒元を提示した。

電池内蔵方式を対象に、電池、DC/AC 変換器、3 台の送電コイルで構成する送電側装置及び 2 台の受電コイル、AC/DC 変換器、DC/DC 変換器で構成する受電側装置の構想図も示すことができおり、当初目標は達成できたと判断している。

イ. 送電コイル、受電コイル方式及び共振方式の設計技術の確立

1) 送電コイル、受電コイル設計技術

コイル設計は海水中損失によるワイヤレス電力伝送特性への影響を定量的に把握し、ワイヤ

レス電力伝送理論及び株式会社ワイティイーが蓄積してきた設計技術を活用して実施した。具体的には空中ワイヤレス電力伝送用コイル設計で実績のあるコイル諸元計算法、古典的計算法と磁界解析による回路定数算定及び等価回路シミュレーションによる特性計算によりコイル設計を行った。

海水中損失による効率低下を最小限にするための低周波化によるコイル間伝送効率低下への対応はワイヤレス電力伝送理論による結合係数×コイル性能指数を最大化により目標仕様を満足させるコイル開発を行うことができ、当初目標は達成できたと判断している。

2) 共振方式の設計技術

高い信頼性及び安全性が要求される海水中ワイヤレス電力伝送用共振方式は電気特性及び故障モードに対する安全性を評価項目として方式選定を行った。海水中損失により海水中ワイヤレス電力伝送等価回路の抵抗成分は増大するため、抵抗成分を無視した簡易コイル間伝送効率算定式は正確さに欠ける。本研究では、抵抗を含めた詳細コイル間伝送効率算定式による効率比較により共振方式を決定した。

等価回路の抵抗成分及びインダクタンス成分で定義された詳細コイル間伝送効率算定式は効率改善検討にも活用可能であり、当初目標は達成できたと判断している。

1. 2 計画時に想定しなかった成果（副次的成果）や、目標を超える成果

(1) リッツ線の均質化による電磁界解析の高速化

「リッツ線の均質化による電磁界解析の高速化」の検討において、アルゴリズム改良による高速化に引き続き、実測値を用いた検証とモデル化の影響分析を実施し、ピオ・サバル CLN 法を活用し、自己電流損失と外部磁場損失の評価からなる実際的なリッツ線の交流抵抗評価手法を提示できた。その中で、均質化のためのユニットセル解析へのリッツ線のモデル化の影響検討より、部分モデルでも良い近似が得られることを示し、360 素線のリッツ線の解析を 30 分以内で完了できることを示した。自己電流損失評価においても、モデル簡略化にて 360 素線のリッツ線を 1 時間強で解析できることを示した。この成果は、当初は予想しなかったものであり、その中で得られた計算時間短縮の度も目標を著しく超える成果である。

1. 3 研究課題の発展性

(1) 電磁界解析技術の開発

ア. 誘電体の効果を考慮した渦電流解析

従来、電磁誘導のみの準静磁界解析では考慮できなかった静電誘導も考慮できるようになったことにより、産業機器の詳細解析が可能になると考える。例えば検証解析で用いた積層コンデンサ、インダクターやリアクトル等のパワーエレクトロニクス機器へ適用することにより、寄生容量と寄生インダクタンスの影響を考慮した解析ができることで、さらなる高効率化に向けた設計へのフィードバックが可能になると思われる。実機に適用するには、高周波領域での表皮厚さとメッシュ分割の問題が残されているため、表面インピーダンス等の手法を拡張することで対応できると期待される。

またモータに関しても、今回開発した機能をさらに発展させることで、発電機等の大形回転機や小型モータで使用されているロータの整流ブラシの解析にも将来的に適用したいと

考えている。モータのロータシャフトと軸受けに発生する軸電圧の解析にも適用できるようにしたいと考えており、これらによりモータの耐久性や品質向上に貢献できるものと期待される。

イ. リッツ線の均質化による電磁界解析の高速化

リッツ線評価手法に用いた **Biot-Savart-CLN** 法は、弊社研究者の発明による CLN 等価回路法をリッツ線解析に適応するにあたり、空気領域のメッシュ作成が不要になりメッシュ作成の労力を軽減できることに着目して開発したきた手法である。今回、アルゴリズム改良による高速化だけでなく、部分モデルや簡易モデルでの解析の有効性を示せたことから、実際的な評価手法として活用できる見通しがたった。今後、リッツ線の交流抵抗評価手法としてワイヤレス給電システムだけでなくトランス、誘導加熱装置などリッツ線を用いた装置設計での活用が期待される。

アルゴリズム開発という意味では、そのベースである CLN 等価回路法が、より一般的な手法として発展が見込まれている。今後はワイヤレス給電、トランス、インダクター等に加え回転機への適用も可能になると期待される。

(2) 海水中における電磁誘導方式ワイヤレス電力伝送システムの概念設計と給電部の設計技術の確立

本研究で提示した設計概念は母船給電方式及び電池内蔵方式海水中用ワイヤレス電力伝送システムを念頭とするもので、今後、海洋での実証試験により実用化研究を進めることで、自律型無人潜水機や海中作業ロボット等の自律型無人移動体(AUV)の稼働時間の延長や稼働範囲の拡大、複数台での共同運用などに活用できると期待している。

1. 4 論文、特許、学会発表などの研究の成果

下記の通りに電気学会全国大会ならびに産業応用部門体系において5件の口頭発表を実施した。

発表した成果（発表題目、口頭・ポスター発表の別）	発表者氏名	発表した場所（学会等名）	発表した時期	国内・外の別
磁気結合型ワイヤレス電力伝送システムの海水中電力伝送特性評価（口頭発表）	保田富夫、貝森弘行	電気学会全国大会、北海道大学	2019年3月	国内
海水中用PS共振磁気結合型ワイヤレス電力伝送システム（口頭発表）	保田富夫、貝森弘行	電気学会産業応用部門大会、長崎大学	2019年8月	国内
CLN等価回路法による空気中および海水中の磁気結合型ワイヤレス電力伝送システムの電磁界解析（口頭発表）	貝森弘行、石原照正、柳澤一郎、保田富夫	電気学会産業応用部門大会、長崎大学	2019年8月	国内
ワイヤレス電力伝送システム用リッツ線コイルの電磁界解析による均質化法に関する検討（口頭発表）	貝森弘行、エブラヒミハサン、石原照正、柳澤一郎、保田富夫	電気学会全国大会、東京電機大学	2020年3月	国内
PS共振磁気結合型海水中用ワイヤレス電力伝送システムの位置ずれ特性（口頭発表）	保田富夫、貝森弘行	電気学会全国大会、東京電機大学	2020年3月	国内

1. 5 研究実施体制とマネジメント

プロジェクトの目標とする成果を得るため、株式会社ワイティイーとサイエンスソリューションズ株式会社との月次のプロジェクト会議を実施（15回）し、研究の進捗及び成果を共有しながら研究を進めた。また、セキュリティーに配慮したクラウド上の共有フォルダーにて、資料を管理することにより成果の共有をはかった。

1. 6 経費の効率的執行

株式会社ワイティイーにて実施した試験にて、経費を抑えるため下記の対応を行った。

- ・ 供試体（コイル）を複数の試験に利用
- ・ 試験治具材を樹脂パネル材から構造用パネル材に変更
- ・ 電線部材（リッツ線）の最小単位での試作

2. 平成31年度（報告対象年度）の実施内容

2. 1 平成31年度の実施計画

① 予備電磁界解析（担当：サイエンス ソリューションズ株式会社）

2018年度で完了のため、2019年度は実施しない。

② 給電部特性試験（担当：株式会社ワイティイー）

（1）成果の目標

ア．給電特性評価用給電コイル及び試験装置の試作

磁気エネルギー伝送媒体の差異（空気、淡水及び海水）による給電特性への影響を定量的に把握するための供試体及び試験装置を試作する。

イ．磁気エネルギー伝送媒体及びワイヤレス給電特性の定量的関係評価

空気中、淡水中及び海水中（塩分濃度2種類）におけるワイヤレス給電特性を明らかにし、2019年度に予定している送電コイル及び受電コイルの設計検討の基礎データ（最適なコイル巻線材、給電周波数等）とする。

（2）研究の方法

ア．コイルインピーダンス特性試験

2018年度で完了のため、2019年度は実施しない。

イ．ワイヤレス電力伝送特性解析

磁気エネルギー伝送媒体による理論最大ワイヤレス電力伝送特性、及び等価回路法によるワイヤレス電力伝送特性を明らかにする。

1) 理論最大ワイヤレス電力伝送効率特性

2018年度で完了のため、2019年度は実施しない。

2) 等価回路法によるワイヤレス電力伝送特性

2018年度に引き続き、コイルインピーダンス特性試験のデータから、磁気結合方式ワイヤレス電力伝送システムの等価回路定数を算出し、等価回路シミュレーション解析によりワイヤレス電力伝送特性を明らかにする。

③ 電磁界解析技術の開発（担当：サイエンス ソリューションズ株式会社）

（1）成果の目標

ア．誘電体を含む渦電流解析技術の開発

誘電体を含む渦電流解析技術の開発において、Darwin方程式に基づく解析機能を試作する。

イ．リッツ線の均質化による電磁界解析の高速化

CLN法及びBiot-SavartによるCLN法の高速化等により、②項に示す給電部特性試験におけるリッツ線の解析を24時間以内に解析できるようにする。

（2）研究の方法

ア．誘電体を含む渦電流解析手法の開発

2018年度に引き続き、Darwin方程式に基づく過渡解析機能を試作する。

イ. リッツ線の均質化による電磁界解析の高速化

1) CLN 法の検証と改良

2018 年度で完了のため、2019 年度は実施しない。

2) Biot-Savart 計算の高速化

2018 年度に引き続き、Biot-Savart による CLN 法の高速化のために、Biot-Savart 計算の高速化を行う。

ウ. 給電部特性試験結果による本手法の検証

2018 年度に引き続き、ア項及びイ項において制作したソフトウェアを用い、給電部特性試験体系を解析して実測値と比較することにより、ワイヤレス電力伝送システムの設計における本手法の課題を検討する。

④ 送電コイル及び受電コイルの設計検討（担当：株式会社ワイティー）

(1) 成果の目標

ア. 送電コイル、受電コイル方式及び共振方式の開発

最終目標に示す、海水中ワイヤレス伝送システムの目標仕様に資する送電コイル及び受電コイルを設計する。また、最適な共振方式を選定する。

イ. 送電コイル及び受電コイルの配置の最適化

左右位置ずれに対し、受電電力の低下が最小となるコイルの配置を特定する。

ウ. 給電距離を一定にする調整装置の技術可能性

海水中におけるワイヤレス電力伝送の安定化法として、海水の電気伝導性を利用した電磁推進力装置により、給電距離を一定にする手段の可能性を明らかにする。

(2) 研究の方法

ア. 給電距離の増加に対応した送電コイル及び受電コイルの設計

1) 設計条件の整理

2018 年度に実施した給電部特性試験の結果から、駆動周波数、防水ケースを含むコイル構造の条件や電源電圧等の設計条件を整理する。

2) 実負荷電力伝送試験

等価回路法によるワイヤレス給電特性解析法、及び想定している共振方式の妥当性を検証するため、実負荷電力伝送試験を実施する。実負荷電力伝送試験では、一対の送受電コイルに加え、高周波電源、共振器及び整流器で構成するシステムにおいて、抵抗負荷に電力を供給する。また、給電距離が増加した場合の設計の参考とするため、給電距離を変化させて試験を行う。

3) 送電コイル及び受電コイルの 1 次電機設計

• ワイティー（株）において、これまで蓄積してきた類似仕様のコイルの設計データ及び電磁界解析、並びに 2) 項の実負荷電力伝送試験の結果から、給電距離が増加した時に必要となる最小コイル幅を算出する。

• 1) で整理した設計条件に沿った巻線材、コイル巻数、コイルピッチやフェライトコア厚等の磁気回路設計を行う。

- 巻線銅損及びフェライトコア鉄損による発熱で生じる温度上昇に対し、海水による冷却を考慮したコイル機構の設計を行う。

4) 送電コイル及び受電コイルの2次電機設計

- 1次電機設計の電磁界解析の結果及び解析データ(⑤(2)ア項にて実施する解析によるもの)を使用したワイヤレス給電特性の解析により、1次電機設計の課題を整理する。
- コイル巻数、コイルピッチやフェライトコア厚等の磁気回路の再設計を行い、1台当たりの伝送電力を1kW以上得られていることを確認する。

イ. コイル配置の最適化検討

1) コイル配置の最適化検討

2018年度に開発した給電特性評価用送電コイル3台、及び受電コイル2台を使用し、送電コイル及び受電コイルが位置ずれしている場合において、合計受電電力の変動幅が最大値の1/3になる給電距離を明らかにする。

2) 電磁界解析による最適化検証

2次電機設計(ア-4)項)により設計した送電コイル3台、及び受電コイル3台に対し、1)の検討結果に基づき隔離配置した場合の給電電力が、目標仕様を達成可能か電磁界解析(⑤(2)イ項)により確認する。

ウ. 給電距離の調整装置の設計

1) 海水通電特性データの取得実験

海水の電気伝導性を利用した距離調整装置について、設計に必要となる海水通電特性のデータを取得するため、電極サイズ及び電圧電流特性の関係を把握する実験を行う。

2) 最終目標送電コイル用距離調整装置の設計

ア項で設計した送電コイル3台を可動させるために必要となる、磁界発生用コイル又はマグネット、並びに海水通電用電極の設計を行う。

⑤ 設計検討のための解析(担当:サイエンスソリューションズ株式会社)

(1) 成果の目標

ア. 設計の評価と課題抽出

④における電気設計を行うにあたり、③で開発したシミュレーション手法を用い、コイル幅、コイル配置やシールド形状などの設計が特性へ与える影響を評価し、得られた設計結果から、目標とする特性が得られるか確認する。

また、海水以外の水中環境や異なる周波数領域におけるシステムの特性も検討し、設計・解析における課題を抽出する。

イ. シミュレーション手法の改善と設計活用方法の提示

②において開発したシミュレーション手法について、設計検討に活用するなかで、その機能・性能の改善を図るとともに、非接触給電システム設計における本シミュレーション手法の活用方法についてまとめる。

(2) 研究の方法

本項目は、「④送電コイル及び受電コイルの設計検討」と並行して進め、それぞれの結果をお互いにフィードバックしながら作業を進める。

ア. 送電コイル及び受電コイル 2 次電機設計のための解析

④ (2) ア項の 1 次電機設計にて定めた駆動周波数及びコイルの仕様において、コイル幅、ギャップ、コイル配置やシールド形状などをパラメータとするパラメータ解析を実施し、コイル間の結合及び損失を評価する。

なお、解析には、③において開発したソフトウェア及び有限要素法による汎用の電磁界解析ソフトウェアを使用する。

イ. コイル配置の最適化検討のための解析

④ (2) ア-4) 項の 2 次電機設計で定めた送電コイル及び受電コイルを対象とし、④ (2) イ項で検討するコイル配置での特性を評価する。(④ (2) イ-2) 項と対応)

ウ. 給電距離調整装置の設計評価のための解析

④ (2) ウ-2) 項の設計に対し、電磁界解析により発生する推進力を評価する。

エ. 課題抽出のための解析

設定したワイヤレス給電システムに対して、異なる水中塩分濃度又は周波数における性能の評価を行い、これらの結果に基づき、装置設計及びシミュレーション手法としての課題を抽出する。

⑥ 目標とするワイヤレス電力伝送システムの提示 (担当：株式会社ワイティイー)

(1) 成果の目標

ア. 受電コイルの並列接続動作により、伝送電力を 1kW~3kW で変更可能であって、給電距離の調整が可能なワイヤレス電力伝送システムの全体構成及び基本特性、並びに構成要素の主要諸元を示す。

イ. 目標とするワイヤレス電力伝送システムにおいて、具体的な開発に当たっての課題及び対応策を整理する。

(2) 研究の方法

④で検討した送電コイル及び受電コイルに加え、高周波電源及び DC/DC コンバータについて検討し、目標とするワイヤレス電力伝送システムの全体構成を明らかにする。

ア. ワイヤレス電力伝送及び給電距離調整装置の駆動用高周波電源の検討

位置ずれ発生時の目標給電電力、及びコイル間距離調整装置の必要電力を考慮した、高周波電源の構成、容量や制御法等を明らかにする。

イ. 受電コイル出力の並列接続動作を可能とする DC/DC コンバータの検討

給電距離の変動及び位置ずれ発生時の給電出力の変動に対し、定電圧出力及び同時給電数を制御可能な DC/DC コンバータの仕様を明らかにする。

⑦ 課題まとめ (担当：サイエンスソリューションズ株式会社)

③、④、⑤、⑥の結果に基づき、本研究のまとめとして、装置設計及び電磁界解析技術のそれぞれについて、今後の課題及び対策についてまとめる。

⑧ プロジェクトの総合的推進（担当：サイエンスソリューションズ株式会社）

サイエンスソリューションズ株式会社及び株式会社ワイティーにおけるそれぞれの研究の進捗及び成果を共有し、合理的に研究を進められるように、二社間の連携、調整を行う。

この目的のため、下記を実施する。

- ・月次でのプロジェクト会議
- ・WEB 共有フォルダーによる情報共有

本委託研究の実施により得られる成果について、国内外の学会等において積極的に発表し、本研究のさらなる進展に努める。なお、研究成果の発表にあたっては、委託契約書の定めに従い事前に発表内容を通知する。

2. 2 平成 31 年度の研究実施日程

(1)業務の実施日程

業務項目	実 施 日 程											
	4月	5月	6月	7月	8月	9月	10月	11月	12月	1月	2月	3月
① 予備電磁界解析												
② 給電部特性試験	→											
③ 電磁界解析技術の開発	→	→						→	→	→	→	→
④ 送電コイル及び受電コイルの設計検討		→	→	→	→	→	→	→				
⑤ 設計検討のための解析			→	→	→	→	→	→	→	→	→	→
⑥ 目標とするワイヤレス電力伝送システムの提示								→	→	→	→	→
⑦ 課題まとめ											→	→
⑧ プロジェクトの総合的推進	→	→	→	→	→	→	→	→	→	→	→	→

2. 3 平成31年度の研究成果の説明

2. 3. 1 給電部特性試験

(1) 等価回路法によるワイヤレス電力伝送特性

等価回路法によるワイヤレス電力伝送特性解析法の妥当性及びギャップ拡大設計の参考データとするため2018年度給電部特性試験用コイルを用いた実負荷電力伝送試験を実施した。

ア. 実負荷電力伝送試験システム

表2. 3. 1-1、図2. 3. 1-1で示すコイルを図2. 3. 1-2に示す試験用水槽に設置し、PFC方式AC/DCコンバータ及び単相二重化インバータからなる高周波電源と抵抗負荷で構成する試験システム回路構成を2. 3. 1-3に示す試験システムを使用した。単相直列二重化インバータは120度通流の方形波インバータ2台で構成し、3次及び5次高調波を除去した擬似正弦波が出力される。送電側並列共振コンデンサ C_p 及び受電側直列共振コンデンサ C_s は共振周波数85kHzで(2. 3. 1-1)式で算出した容量である。実験は模擬海水中と空気中について実施した。

$$\frac{1}{\omega_0 \omega_p} = \omega_0 L'_1 = x'_{p1} = x'_0 + x'_1 \quad \frac{1}{\omega_0 C_s} = x_{s2} = \frac{x'_0 x'_1}{x'_0 + x'_1} + x_2 \quad (2. 3. 1-1)$$

表2. 3. 1-1 供試コイル仕様

		送電コイル	受電コイル
コイル	コイル方式	DH ソレノイドコイル	サーキュラーコイル
	コイル巻数 [T]	19×2P	18.75
	外形サイズ [mm]	410×280×30	272×222×22.5
	リッツ線	素線径Φ0.1、素線数360本、複合より10×6×6	
	磁氣的ギャップ [mm]	56±20	
防水ケース	内側サイズ [mm]	415×55×450	275×25×450
	材質/厚み [mm]	アクリル、t=13mm	
模擬海水	塩分濃度 [%]	3.5 (17.4℃)	
	導電率 [mS/cm]	56.7 (17.4℃)	

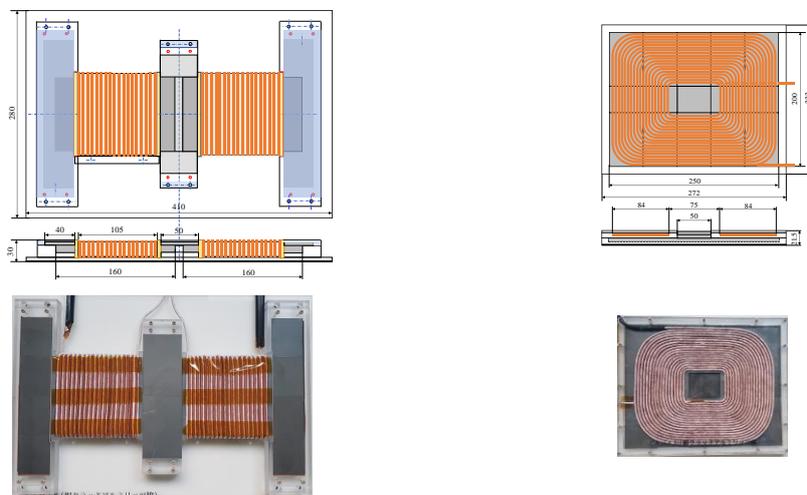


図2. 3. 1-1 供試コイル(左：送電コイル、右：受電コイル)

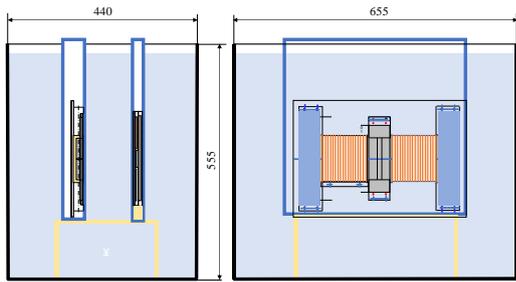
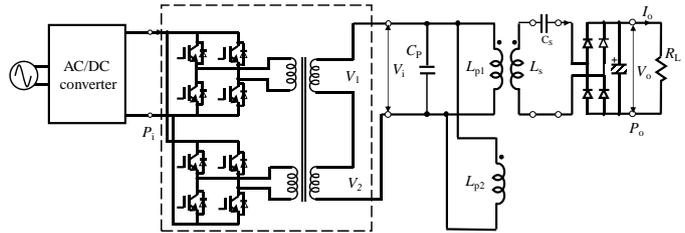


図 2. 3. 1 - 2 電力伝送試験用水槽



単相直列二重化インバータ

図 2. 3. 1 - 3 電力伝送試験システム回路構成

イ. 実負荷電力伝送試験結果

模擬海水中の電力伝送実験は表 2. 3. 1 - 2 に示す条件で負荷抵抗 R_L をパラメータにインバータ出力電圧 V_i を変化時のさせた時のインバータ入力 P_i 及び整流器出力 P_o を測定し、 P_o/P_i をシステム効率 η として算出した。図 2. 3. 1 - 4 は試験結果で負荷抵抗 $R_L=2.5\Omega$ 時の整流器出力を $P_{o2.5}$ 、システム効率を $\eta_{2.5}$ と表記している。模擬海水中ではインバータ出力電圧 $V_i=400V$ 、負荷抵抗 $R_L=2.5\Omega$ の条件で、出力 P_o1007W 、システム効率 89.3%の電力伝送が可能であることがわかった。

図 2.3.1-5 は模擬海水中及び空気中でのインバータ入力電圧 $V_i=400V$ 一定で負荷抵抗 R_L を変化させた時の整流器出力 P_o 、システム効率 η を示す。負荷抵抗 $R_L=2.5\Omega$ 時の模擬海水中伝送時のシステム効率 η_{sw} は空気中伝送時システム効率 η_{air} 91.3%より 2.0%低下しており、海水中損失は 2.0%相当であることがわかった。

表 2. 3. 1 - 2 電力伝送試験条件

周波数 [kHz]	85
磁氣的ギャップ [mm]	56
インバータ電圧 V_i [V]	100, 200, 300, 400, 500
R_L [Ω]	2.5, 5, 10, 20
測定項目	インバータ入力 P_i
	整流器出力 P_o
	システム効率 $\eta(=P_o/P_i)$

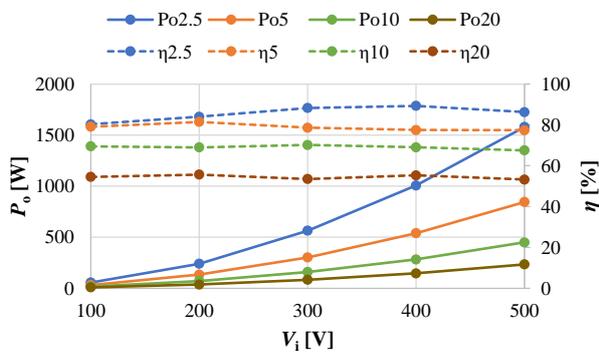


図 2. 3. 1 - 4 海水中電力伝送特性

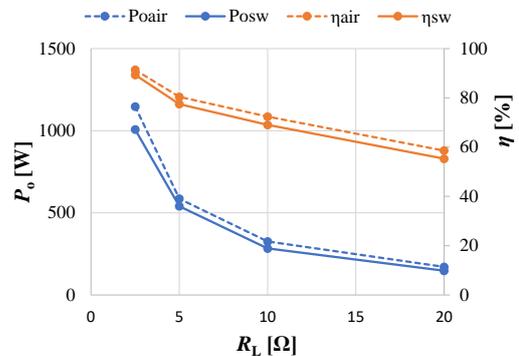


図 2. 3. 1 - 5 電力伝送特性

ウ. 回路シミュレーション解析値と実負荷試験実測値の比較

回路シミュレーション解析値及び実負荷試験実測値は表 2. 3. 1-3 に示すように解析値と実測値との誤差は 5%以内であり、海水中ワイヤレス電力伝送特性解析にも回路シミュレーションが有効であることが明確になった。実負荷試験実測値は計測誤差の小さな直流分であることから、解析値と実測値との誤差は、インバータスイッチング素子及び整流器ダイオード素子の電圧降下を一定としたことに起因しているものと推定される。

表 2. 3. 1-3 回路シミュレーション解析値と実測値比較

	空气中電力伝送		海水中電力伝送	
	解析値	実測値	解析値	実測値
出力 P [W]	990	1042	1000	1007
効率 η [%]	87.6	91.3	85.7	89.2

エ. コイル損失内訳解析

等価回路シミュレーションによる空气中及び模擬海水中伝送時のコイル損失内訳を図 2. 3. 1-7 に示す。シミュレーション条件はインバータ入力電圧 $V_i=400V$ 、負荷抵抗 $R_L=2.5\Omega$ で、損失は整流器出力 P_o に対する比率で示している。空气中電力伝送時損失に対する海水中電力伝送時の損失増加は電力伝送試験結果と同程度の 1.8%であった。また、海水中電力伝送時の損失増加は励磁損増加が主要因となっていることが明らかになった。

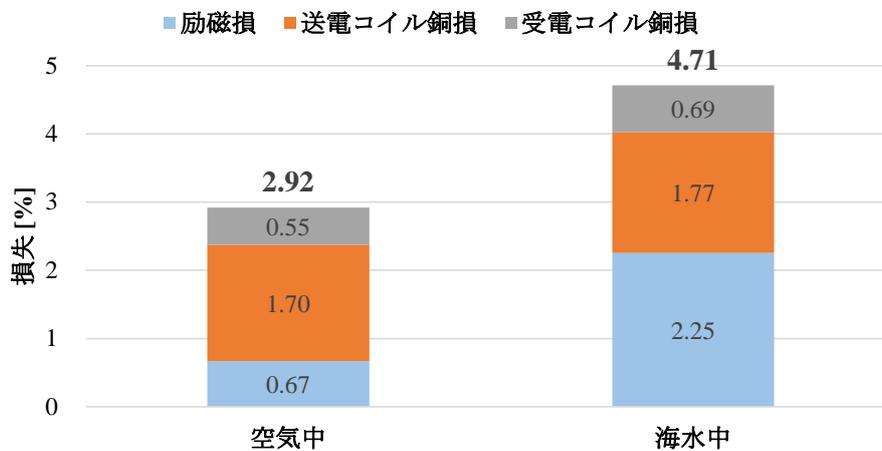


図 2. 3. 1-7 コイル損失内訳解析

2. 3. 2 電磁界解析技術の開発

電磁界解析技術の開発では、「誘電体を含む渦電流解析手法の開発」ならびに「リッツ線の均質化による電磁界解析の高速化」の2つのテーマについて研究を実施した。それぞれ、手法の開発段階が異なるものであることから、それぞれの手法に求められる精度に対する考え方や実問題への適用の考え方も異なったものとなる。このため、まずそれぞれの開発の概要と位置づけについて最初に記述する。

<誘電体を含む渦電流解析手法の開発>

近年、パワーエレクトロニクスの進歩に伴い、インバータ駆動される電気機器が増え高周波化が進んでいる。インダクターやトランス、コンデンサ等は駆動回路においてフィルタとして使用されるためインバータキャリア周波数や駆動周波数が高くなると、寄生容量や寄生インダクタンスの影響が出てくることが知られている。電気機器の開発・設計においては電磁界解析を使用するのが一般的となっているが、現状の電磁界解析では寄生インダクタンスと寄生容量の両方を考慮した時間領域の解析は非常に困難である。理由として、準静磁界解析は渦電流と磁性体の非線形磁化特性を考慮した周波数領域および時間領域電磁界解析が可能であるが、変位電流を無視した定式化であるため誘電体は取り扱えない。そのため、適用範囲も直流から電磁波とならない周波数領域が対象となる。一方、高周波をターゲットとした電磁波解析は、導体と誘電体を考慮した解析が可能であるが、有限要素法による電磁場解析では周波数領域での定式化であるため、導体中の表皮効果等による渦電流分布は考慮できるが非線形磁化特性は考慮できなく、時間領域の解析も難しい。本研究のターゲットである海水は、導体および誘電体であるため、上記した問題と同様、渦電流と静電容量の両方を考慮した電磁界解析が適していると考えられる。

そこで、本研究では、従来の準静磁界解析に誘電体の効果を考慮する新たな解析手法について開発を行ってきた。ここで開発する手法は、従来の準静磁界解析で誘電体を考慮できるように拡張したもので、磁界、渦電流、電界を考慮した解析が可能となるものである。適用範囲は電磁波とならない領域で、周波数領域と時間領域の両方に対応するものである。

本手法は未だ研究段階であり、平成30年度、31年度にわたる研究においては、新たな解析手法の定式化とその原理検証までを実施したものである。実測との比較検討までは行えなかったが、解析解や他の手法と比較しよい一致を示す結果を得ることができた。

<リッツ線の均質化による電磁界解析の高速化>

電気機器の設計には電磁界有限要素解析を使用するのが一般的であるが、これまでリッツ線から構成されるコイルの交流抵抗を設計段階で電磁界解析を用いて評価することは困難であった。ワイヤレス給電システムの開発においても、リッツ線コイルを使用するため、試作を測定してはじめてその値がわかることとなり、装置設計における課題の一つとなっていた。

リッツ線コイルの交流抵抗を求めるための電磁界有限要素解析の難しさの要因は、一つはリッツ線が多数の素線からなる複雑な構成をしており、メッシュ作成を含め電磁界有限要素解析が困難であることがあげられる。さらに、リッツ線の電磁界解析では、より線構造をモデル化するために素線の軌跡を知らなければならないが、実際に施工されたリッツ線において、それを正確に知ることは難しい点があげられる。そのため、リッツ線の構造を仮定したモデルに対しては電磁界

解析による正確な結果を得られるとしても、実際の構造にはある程度のばらつきが避けられないことから、実用的には交流抵抗の値を精度よく予測することが必ずしも可能とはならないと考えられる。

このような背景から、本研究では、最初に実用レベルでの計算時間が達成できるように、解析手法の高速化について検討した。すなわち、リッツ線解析のための新しい高速解析手法としてビオ・サバル CLN 法と均質化を用いた手法を提案し、その結果が従来の有限要素法により得られた結果をよく再現することを確認しながら、その高速化を試みた。ここまでの平成 30 年度の成果である。

今年度は、実機への適用として、本手法がどの程度の精度が得られるかを、給電部特性試験の結果との比較を行った。加えてリッツ線構造における形状データのばらつきが避けられないような問題に対し、より線形状に関するパラメータサーベイに基づき検討を行った。その結果、リッツ線の部分モデルや簡略モデルが活用可能であることを示すことができ、それも考慮することで、さらに解析時間を短縮した実際的なリッツ線の交流抵抗評価手法(本報告書 2.3.4(4)参照)を提示することができた。

(1) 誘電体を含む渦電流解析手法の開発

平成 30 年度(2018 年度)は文献[1]を参考に定式化と検証解析を行ったが、文献[2]でも問題となっている空間の電界分布が正しく得られなかった。そのため今年度(2019 年度)は定式化から見直し、文献[3~6]も参考にして定式化、プログラム実装と検証解析を行ったが、反復計算の収束が非常に悪かったり空間の電場分布が正しいものが得られなかったりした。そこで新たな定式化を導出し、プログラム実装と原理検証のため解析解と他の手法と比較を行い、よい一致を示すことができた。

ア. 新たな定式化の導出

有限要素法による定式化を示す。Full-Maxwell 方程式は以下のとおりである。高周波と中周波領域(本定式化)では、 A - ϕ 法を不定のまま解くと正しい解が得られなかったり、収束が非常に悪かったりすることが判明したため、ゲージを付加することを考える。電界 \mathbf{E} を磁気ベクトルポテンシャル \mathbf{A} による誘導電界 \mathbf{E}_I (Induced electric field) と電気スカラーポテンシャル ϕ による静電界 \mathbf{E}_C (Coulomb electric field) に分解して考える。このように分解するためには、ゲージ条件を付加する必要がある。

$$\nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{J}_e + \partial_t \mathbf{D} \quad (2.3.2-1)$$

$$\nabla \times \mathbf{E} = -\partial_t \mathbf{B} \quad (2.3.2-2)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{D} = \rho \quad (2.3.2-3)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{B} = 0 \quad (2.3.2-4)$$

$$\nabla \cdot (\mathbf{J}_e + \partial_t \mathbf{D}) = 0 \quad \text{もしくは、} \nabla \cdot \mathbf{J}_e = -\partial_t \rho \quad (2.3.2-5a), (2.3.2-5b)$$

$$\mathbf{B} = \mu\mathbf{H}、\mathbf{D} = \varepsilon\mathbf{E}_C、\mathbf{J}_e = \sigma\mathbf{E} \quad (2.3.2-6a)、(2.3.2-6b)、(2.3.2-6c)$$

$$\mathbf{B} = \nabla \times \mathbf{A} \quad (2.3.2-7)$$

$$\mathbf{E} = \mathbf{E}_I + \mathbf{E}_C、\mathbf{E}_I = -\partial_t \mathbf{A}、\mathbf{E}_C = -\nabla \phi \quad (2.3.2-8a)、(2.3.2-8b)$$

ここで、 \mathbf{E} は電界強度、 \mathbf{D} は電束密度、 \mathbf{J} は電流密度、 \mathbf{B} は磁束密度、 \mathbf{H} は磁界強度、 ρ は電荷密度を表し、 ∂_t は時間微分を表す。

電流の連続の式として、(2.3.2-1)式に(2.3.2-6)、(2.3.2-7)、(2.3.2-8)式を代入する。

$$\mathbf{D} = \varepsilon\mathbf{E}_C、\mathbf{J}_e = \sigma\mathbf{E} = \sigma(\mathbf{E}_I + \mathbf{E}_C) \text{ を使用する。}$$

$$\nabla \times (\nu \nabla \times \mathbf{A}) - \sigma(\partial_t \mathbf{A} + \nabla \phi) - \varepsilon(\partial_t \nabla \phi) = 0 \quad (2.3.2-9)$$

(2.3.2-5a)式に(2.3.2-6)、(2.3.2-8)式を代入する。

$$\nabla \cdot (\sigma \partial_t \mathbf{A} + \sigma \nabla \phi + \varepsilon \partial_t \nabla \phi) = 0 \quad (2.3.2-10)$$

ガラーキン法を適用し離散化する。

$$\begin{aligned} R(\mathbf{A}) &= \int_{\Omega} N \{ \nabla \times \nu \nabla \times \mathbf{A} + \sigma(\partial_t \mathbf{A} + \nabla \phi) + \nabla \cdot \varepsilon(\partial_t \nabla \phi) - \mathbf{J}_s \} dV \\ &+ \int_{\Omega_c} W \{ -\nabla \cdot \sigma(\partial_t \mathbf{A} + \nabla \phi) - \nabla \cdot \varepsilon(\partial_t \nabla \phi) \} dV = 0 \end{aligned} \quad (2.3.2-11)$$

ここで、 N は辺形状関数、 W は節点形状関数を表す。なお、境界積分項は省略する。

ゲージ条件としてクーロンゲージを考える。クーロンゲージを以下のように定義する[2, 5]。

$$\nabla \cdot \varepsilon \partial_t \mathbf{A} = 0 \quad (2.3.2-12)$$

文献[2, 5]では、ゲージ関数のような補助変数を導入しているが、ここでは使用しない。

(2.3.2-12)式を満足させるために弱形式の意味で満足されるようにする[7]。

$$\int_{\Omega} W \{ \nabla \cdot \varepsilon(\partial_t \mathbf{A}) \} dV = 0 \quad (2.3.2-13)$$

(2.3.2-13)式と、(2.3.2-9)式および(2.3.2-10)の弱形式を連立して解くことを考える。

$$\left. \begin{aligned} \int_{\Omega} N \{ \nabla \times \nu \nabla \times \mathbf{A} + \sigma(\partial_t \mathbf{A} + \nabla \phi) + \nabla \cdot \varepsilon(\partial_t \nabla \phi) - \mathbf{J}_s \} dV &= 0 \\ \int_{\Omega_c} W \{ -\nabla \cdot \sigma(\partial_t \mathbf{A} + \nabla \phi) - \nabla \cdot \varepsilon(\partial_t \nabla \phi) \} dV &= 0 \\ \int_{\Omega} W \{ \nabla \cdot \varepsilon(\partial_t \mathbf{A}) \} dV &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (2.3.2-14)$$

(2.3.2-11)式のようにまとめて書くと、次式となる。

$$\begin{aligned} R(\mathbf{A}) &= \int_{\Omega} N \{ \nabla \times \nu \nabla \times \mathbf{A} + \sigma(\partial_t \mathbf{A} + \nabla \phi) + \nabla \cdot \varepsilon(\partial_t \nabla \phi) - \mathbf{J}_s \} dV \\ &+ \int_{\Omega_c} W \{ -\nabla \cdot \sigma(\partial_t \mathbf{A} + \nabla \phi) - \nabla \cdot \varepsilon(\partial_t \nabla \phi) \} dV \\ &+ \int_{\Omega} W \{ \nabla \cdot \varepsilon(\partial_t \mathbf{A}) \} dV = 0 \end{aligned} \quad (2.3.2-15)$$

磁気ベクトルポテンシャル \mathbf{A} を辺要素で、電気スカラーポテンシャル ϕ を節点要素として表現

する。次のように辺形状関数と節点形状関数で展開する。 \mathbf{A} 、 ϕ は全領域で定義される。

$$\begin{aligned}
R(\mathbf{A}) &= \int_{\Omega} (\nabla \times \mathbf{N}_{e'}) \cdot \left(\nu \nabla \times \sum_{e \in \Omega_C - \Gamma_B} a_e \mathbf{N}_e \right) dV \\
&+ \int_{\Omega_C} (\mathbf{N}_{e'} + \nabla W_{n'}) \sigma \left(\partial_t \sum_{e \in \Omega_C - \Gamma_B} a_e \mathbf{N}_e + \nabla \sum_{n \in \Omega_C - \Gamma_B} \phi_n W_n \right) dV \\
&+ \int_{\Omega} (\mathbf{N}_{e'} + \nabla W_{n'}) \varepsilon \left(\partial_t \nabla \sum_{n \in \Omega_C - \Gamma_B} \phi_n W_n \right) dV \\
&- \int_{\Omega} \mathbf{N}_e \cdot \mathbf{J}_s dV \\
&+ \int_{\Omega} (\nabla W_{n'}) \varepsilon \left(\partial_t \sum_{e \in \Omega_C - \Gamma_B} a_e \mathbf{N}_e \right) dV = 0
\end{aligned} \tag{2.3.2-16}$$

行列方程式で表すと、次のようになる。

$$\mathbf{K} \begin{Bmatrix} a_e \\ \phi_n \end{Bmatrix} + \partial_t \mathbf{C} \begin{Bmatrix} a_e \\ \phi_n \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} \mathbf{F}_e \\ 0 \end{Bmatrix} \tag{2.3.2-17}$$

$$\begin{bmatrix} \mathbf{K}_{ee} & \mathbf{C}_{en}^{\sigma} \\ & \mathbf{C}_{nm}^{\sigma} \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} a_e \\ \phi_n \end{Bmatrix} + \partial_t \begin{bmatrix} \mathbf{C}_{ee}^{\sigma} & \mathbf{C}_{en}^{\varepsilon} \\ \mathbf{C}_{ne}^{\sigma} + \mathbf{C}_{ne}^{\varepsilon} & \mathbf{C}_{nm}^{\varepsilon} \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} a_e \\ \phi_n \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} \mathbf{F}_e \\ 0 \end{Bmatrix} \tag{2.3.2-18}$$

(2.3.2-18)式の行列一行目が(2.3.2-14)式の第一式に、行列二行目が(2.3.2-14)式の第二式、第三式に対応する。

交流定常解析向けに $j\omega$ として書き直すと、次式となる。

$$\begin{bmatrix} \mathbf{K}_{ee} + j\omega \mathbf{C}_{ee}^{\sigma} & \mathbf{C}_{en}^{\sigma} + j\omega \mathbf{C}_{en}^{\varepsilon} \\ j\omega \mathbf{C}_{ne}^{\sigma} + j\omega \mathbf{C}_{ne}^{\varepsilon} & \mathbf{C}_{nm}^{\sigma} + j\omega \mathbf{C}_{nm}^{\varepsilon} \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} a_e \\ \phi_n \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} \mathbf{F}_e \\ 0 \end{Bmatrix} \tag{2.3.2-19}$$

この非対称行列のままだと行列の収束特性が非常に悪い。そこで以下の方法を施すと収束特性が改善される。 \mathbf{C}_{en}^{σ} と $j\omega \mathbf{C}_{ne}^{\sigma}$ は同じにならないため、連続の式を変形する。

$$\int_{\Omega_C} W \left\{ -\nabla \cdot \sigma (j\omega \mathbf{A} + \nabla \phi) - j\omega \varepsilon \nabla \phi \right\} dV = 0 \tag{2.3.2-20}$$

連続の式の両辺に $1/j\omega$ を乗じる。

$$\int_{\Omega_C} W \left\{ -\nabla \cdot \sigma \left(\mathbf{A} - \frac{1}{j\omega} \nabla \phi \right) - \varepsilon \nabla \phi \right\} dV = 0 \tag{2.3.2-21}$$

よって、

$$\begin{bmatrix} \mathbf{K}_{ee} + j\omega \mathbf{C}_{ee}^{\sigma} & \mathbf{C}_{en}^{\sigma} + j\omega \mathbf{C}_{en}^{\varepsilon} \\ \mathbf{C}_{ne}^{\sigma} + j\omega \mathbf{C}_{ne}^{\varepsilon} & -\frac{1}{j\omega} \mathbf{C}_{nm}^{\sigma} + \mathbf{C}_{nm}^{\varepsilon} \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} a_e \\ \phi_n \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} \mathbf{F}_e \\ 0 \end{Bmatrix} \tag{2.3.2-22}$$

対称行列とすることができ、対称複素行列ソルバーIC-COCGで解くことができる。

同様に、時間ステップ解析向けに時間微分項を差分近似し、 θ 法を用いると、

$$\begin{bmatrix} \theta \mathbf{K}_{ee} + \frac{1}{\Delta t} \mathbf{C}_{ee}^\sigma & \mathbf{C}_{en}^\sigma + \frac{1}{\Delta t} \mathbf{C}_{en}^\varepsilon \\ \frac{1}{\Delta t} \mathbf{C}_{ne}^\sigma + \frac{1}{\Delta t} \mathbf{C}_{ne}^\varepsilon & \mathbf{C}_{nn}^\sigma + \frac{1}{\Delta t} \mathbf{C}_{nn}^\varepsilon \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} a_e \\ \phi_n \end{Bmatrix}^{n+1} = \begin{bmatrix} (1-\theta) \mathbf{K}_{ee} + \frac{1}{\Delta t} \mathbf{C}_{ee}^\sigma & \frac{1}{\Delta t} \mathbf{C}_{en}^\varepsilon \\ \frac{1}{\Delta t} \mathbf{C}_{ne}^\sigma + \frac{1}{\Delta t} \mathbf{C}_{ne}^\varepsilon & \frac{1}{\Delta t} \mathbf{C}_{nn}^\varepsilon \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} a_e \\ \phi_n \end{Bmatrix}^n + \begin{Bmatrix} \theta \mathbf{F}_e^{n+1} + (1-\theta) \mathbf{F}_e^n \\ 0 \end{Bmatrix} \quad (2.3.2-23)$$

電流の連続の式(2.3.2-10)式に Δt を乗じる。

$$\begin{bmatrix} \theta \mathbf{K}_{ee} + \frac{1}{\Delta t} \mathbf{C}_{ee}^\sigma & \mathbf{C}_{en}^\sigma + \frac{1}{\Delta t} \mathbf{C}_{en}^\varepsilon \\ \mathbf{C}_{ne}^\sigma + \frac{1}{\Delta t} \mathbf{C}_{ne}^\varepsilon & \Delta t \mathbf{C}_{nn}^\sigma + \mathbf{C}_{nn}^\varepsilon \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} a_e \\ \phi_n \end{Bmatrix}^{n+1} = \begin{bmatrix} (1-\theta) \mathbf{K}_{ee} + \frac{1}{\Delta t} \mathbf{C}_{ee}^\sigma & \frac{1}{\Delta t} \mathbf{C}_{en}^\varepsilon \\ \mathbf{C}_{ne}^\sigma + \frac{1}{\Delta t} \mathbf{C}_{ne}^\varepsilon & \mathbf{C}_{nn}^\varepsilon \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} a_e \\ \phi_n \end{Bmatrix}^n + \begin{Bmatrix} \theta \mathbf{F}_e^{n+1} + (1-\theta) \mathbf{F}_e^n \\ 0 \end{Bmatrix} \quad (2.3.2-24)$$

対称行列となるため、ICCG法を使用して解くことができる。

(2.3.2-14)式が電界 \mathbf{E} を磁気ベクトルポテンシャル \mathbf{A} による誘導電界 \mathbf{E}_I と電気スカラーポテンシャル ϕ による静電界 \mathbf{E}_C に分解した今回開発した Darwin 近似の支配方程式であり、プログラム実装した行列方程式は対称行列とした、周波数領域(2.3.2-22)式、時間領域(2.3.2-24)式である。誘電率を含む項、すなわち(2.3.2-14)第一式の左辺第三項と第二式左辺第二項、および第三式を無視したものが準静磁界での渦電流を考慮した支配方程式である。なお、行列方程式を対称化しないで非対称行列のまま解こうとすると収束特性が非常に悪く収束解が得られない。

イ. プログラム実装

(2.3.2-22)式および(2.3.2-24)式をプログラムに実装した。具体的には、以下を実施した。

- ① 要素行列作成部分を実装
- ② 全体行列作成部分を実装
- ③ 非対称複素行列ソルバーの実装
- ④ ポスト処理を実装

また、比較用として、周波数領域での変位電流を含む電磁界解析式も実装した。この定式化には電気スカラーポテンシャルの時間積分 Φ を使用した。

$$\begin{bmatrix} \mathbf{K}_{ee} + j\omega \mathbf{C}_{ee}^\sigma + \omega^2 \mathbf{C}_{ee}^\varepsilon & j\omega \mathbf{C}_{en}^\sigma + \omega^2 \mathbf{C}_{en}^\varepsilon \\ j\omega \mathbf{C}_{ne}^\sigma + \omega^2 \mathbf{C}_{ne}^\varepsilon & j\omega \mathbf{C}_{nn}^\sigma + \omega^2 \mathbf{C}_{nn}^\varepsilon \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} a_e \\ \Phi_n \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} \mathbf{F}_e \\ 0 \end{Bmatrix} \quad (2.3.2-25)$$

なお、本定式化でも使用した通常電気スカラーポテンシャル ϕ での定式化

$$\begin{bmatrix} \mathbf{K}_{ee} + j\omega \mathbf{C}_{ee}^\sigma + \omega^2 \mathbf{C}_{ee}^\varepsilon & \mathbf{C}_{ne}^\sigma + j\omega \mathbf{C}_{en}^\varepsilon \\ \mathbf{C}_{ne}^\sigma + \mathbf{C}_{ne}^\varepsilon & -\frac{j}{\omega} \mathbf{C}_{nn}^\sigma + \mathbf{C}_{nn}^\varepsilon \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} a_e \\ \phi_n \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} \mathbf{F}_e \\ 0 \end{Bmatrix} \quad (2.3.2-26)$$

では、連続の式に $1/j\omega$ を乗じたとしても収束が非常に悪く解が得られなかった。

ウ. 検証解析

1) 円柱導体モデル

検証モデルとして、図 2. 3. 2-1 に示す円柱導体モデルを用いる。本モデルは抵抗 R とインダクタンス L からなるインピーダンスに解析解のあるモデルである。導体の導電率は $5.7 \times 10^7 \text{ S/m}$ 、誘電体の比誘電率と比透磁率はすべて 1 とした。軸方向 (Z 軸方向) 下面から正弦波電流 1A を印加する。空気部には 1A 相当の電界が印加されることになる。寸法は図に記載のとおりで、円柱導体の直径は 1.1mm とし、45 度分モデル化した。

周波数領域での解析を実施した。周波数を 1kHz~10MHz まで解析し、インピーダンスより実部を抵抗 R 、虚部をインダクタンス L として比較した結果を図 2 に示す。比較のため準静磁界解析結果 (LF) と変位電流を含む電磁界解析結果 (HF) を今回開発した誘電体を含む渦電流解析結果 (MF) と併せて示す。これより、手法による差は見られず、ほぼ一致した結果となった。解析間での差は最大でも 0.05% と非常によく一致している。Analytical との差は、 R 成分で 1MHz までは 0.2% 以下、10MHz で 2.4% と非常によく一致している。10MHz でわずかに大きくなる原因はメッシュに粗さによるものと思われる。 L 成分は全周波数で 0.22% 以下と非常によく一致している。これより、今回開発した手法の解析精度を出すことが可能であることが示せた。

1MHz での結果として、図 2. 3. 2-3 に電流密度分布を、図 2. 3. 2-4 に電界密度分布を示す。電流密度分布は LF、MF、HF でほぼ同じ結果が得られている。電界密度分布は、HF と実装した MF で同じ分布が得られている。

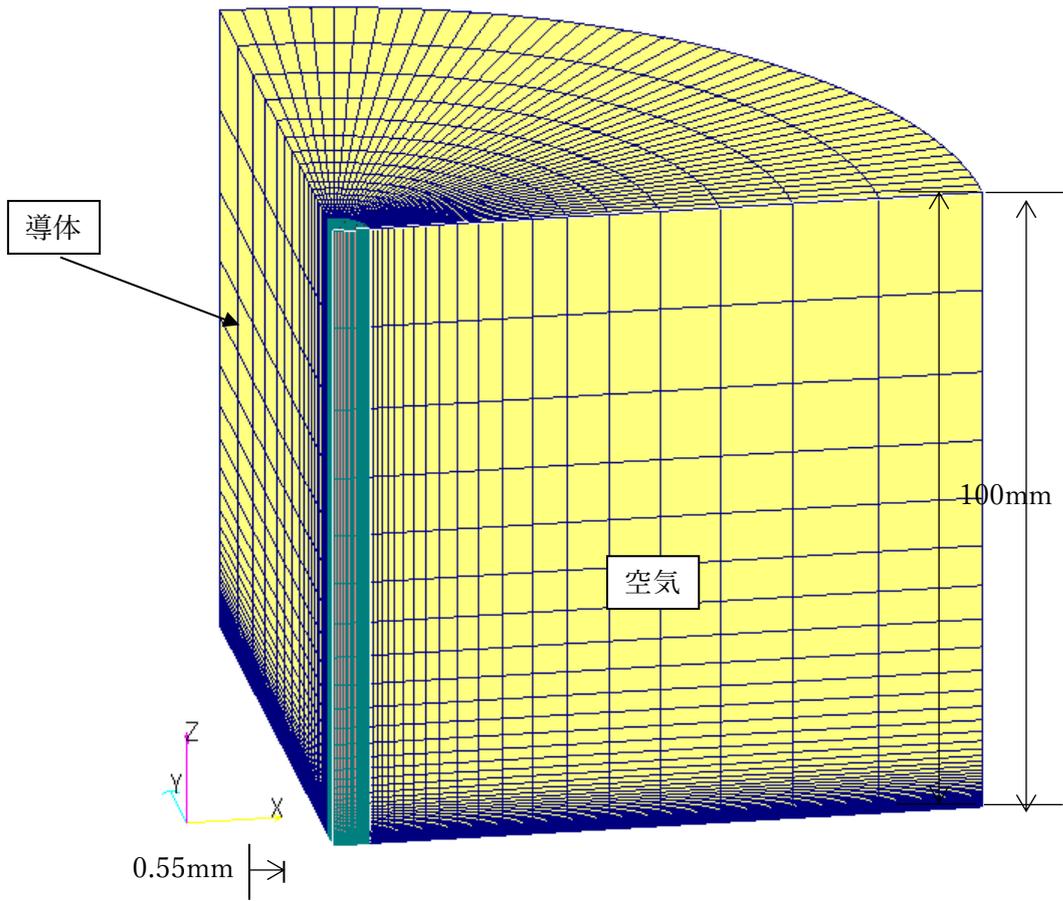


図 2. 3. 2-1 円柱導体モデル (90度モデル)

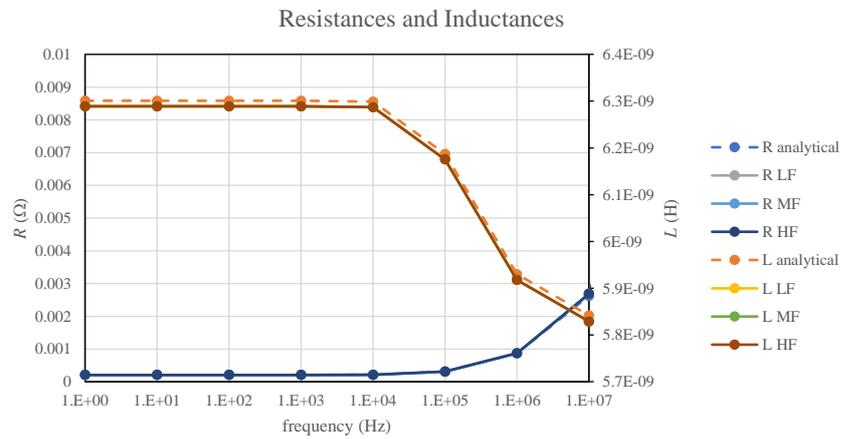


図 2. 3. 2-2 円柱導体モデル 電流一周波数特性

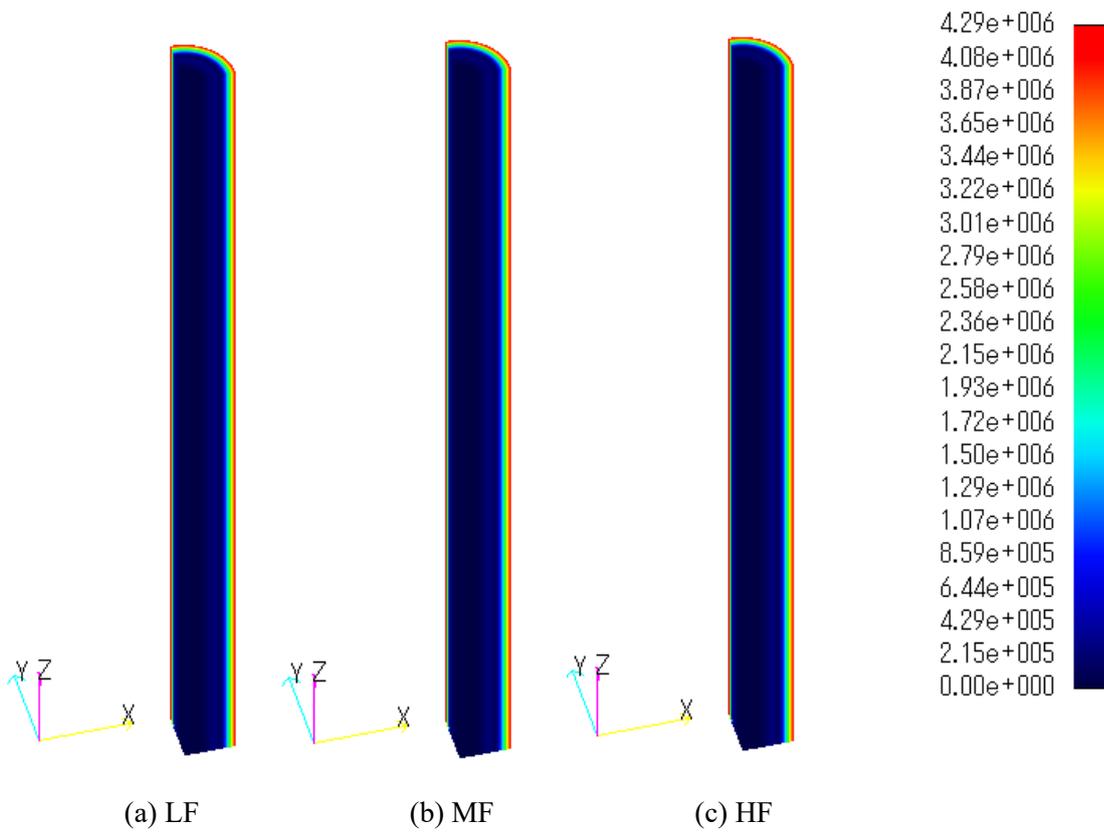


図 2. 3. 2-3 円柱導体モデル 電流密度分布 (A/m²)

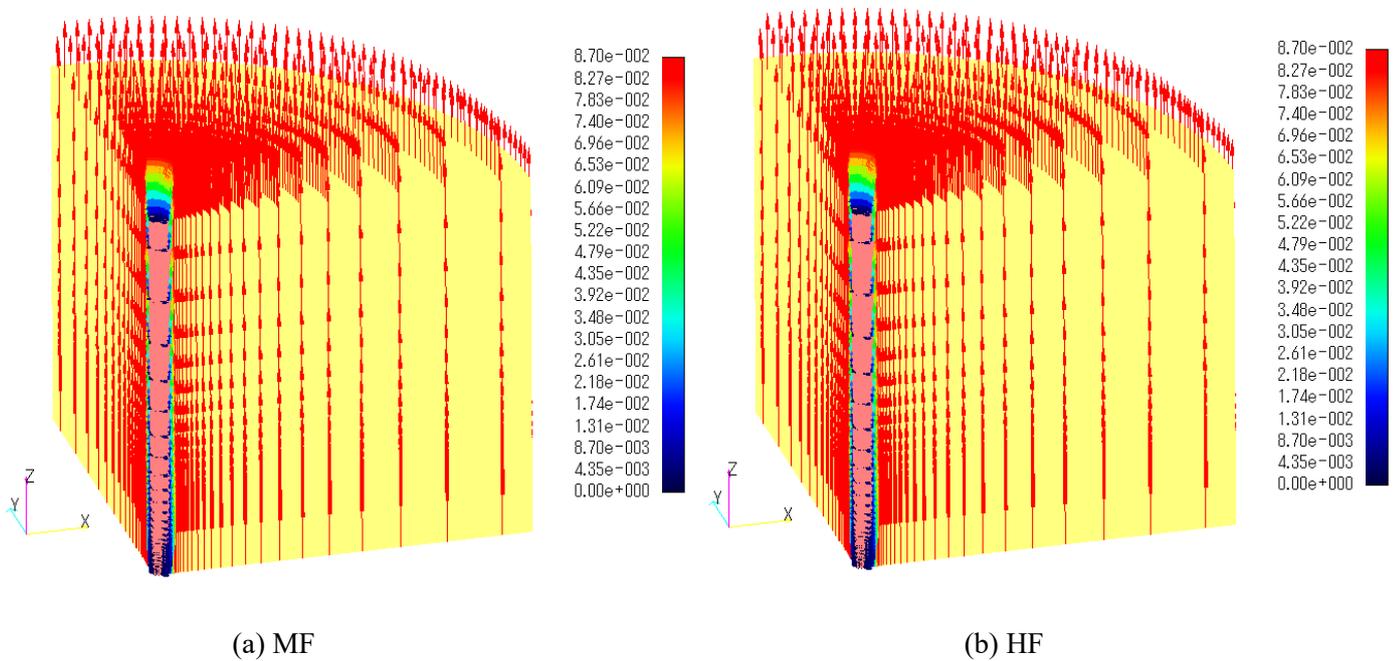
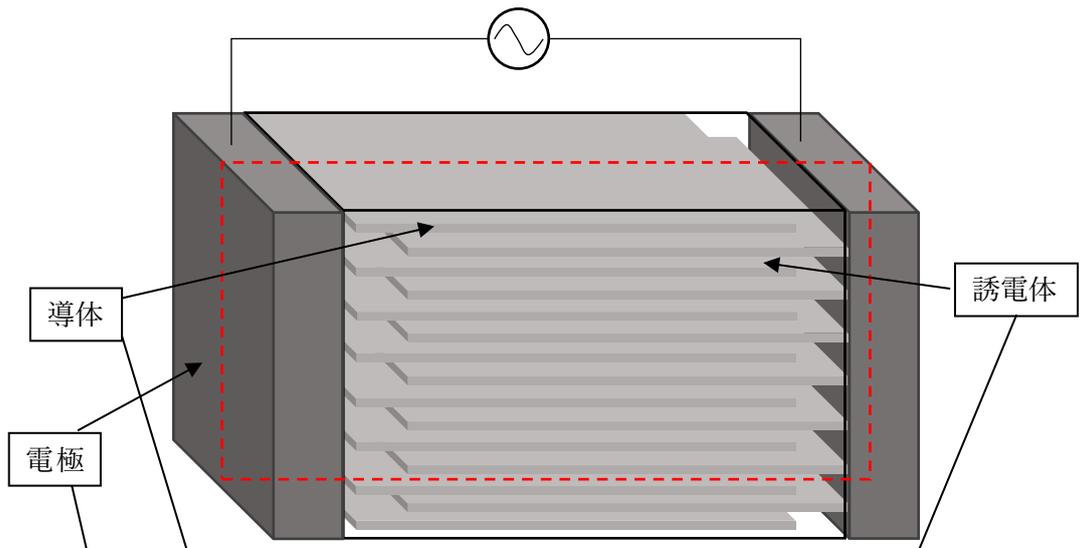


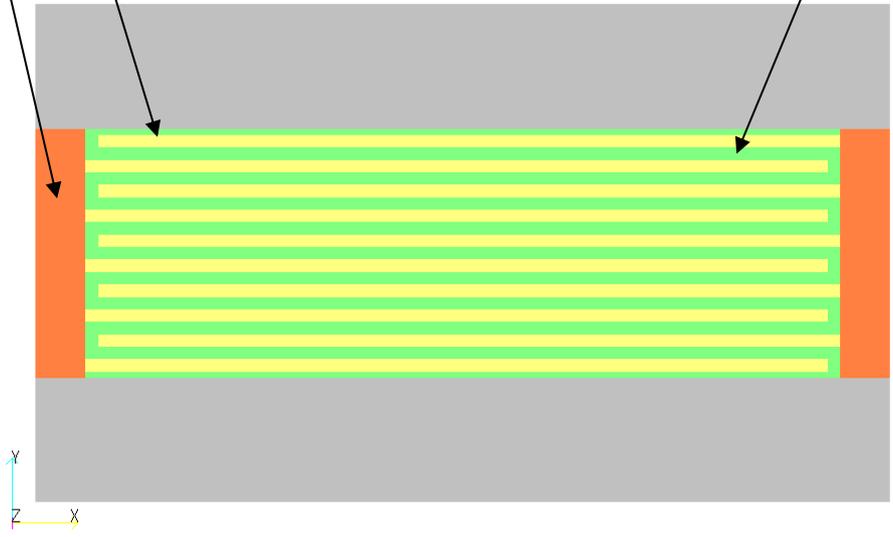
図 2. 3. 2-4 円柱導体モデル 電界密度分布 (V/m)

2) 積層コンデンサモデル

次に、積層コンデンサを想定した二次元モデルを用いて、静電誘導の効果について検証解析を行う。図 2. 3. 2-5 (a)に全体イメージ図を、(b)に解析モデルを示す。積層平板導体の両側に電極が配置され、200V (波高値) の正弦波電圧が印加されているものとする。導体の導電率は $1e7S/m$ とし、板厚と平板間距離は共に $50\mu m$ 、導体間は比誘電率 3000 の誘電体とした。導体間に電界が発生することを確認する。



(a) 全体イメージ図



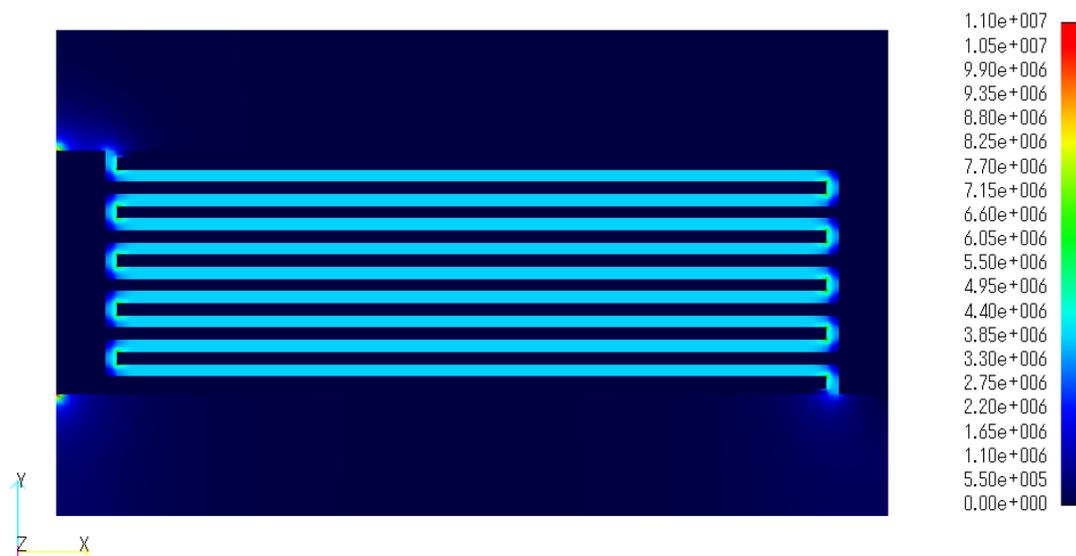
(b) 解析モデル

図 2. 3. 2-5 積層コンデンサモデル (二次元モデル)

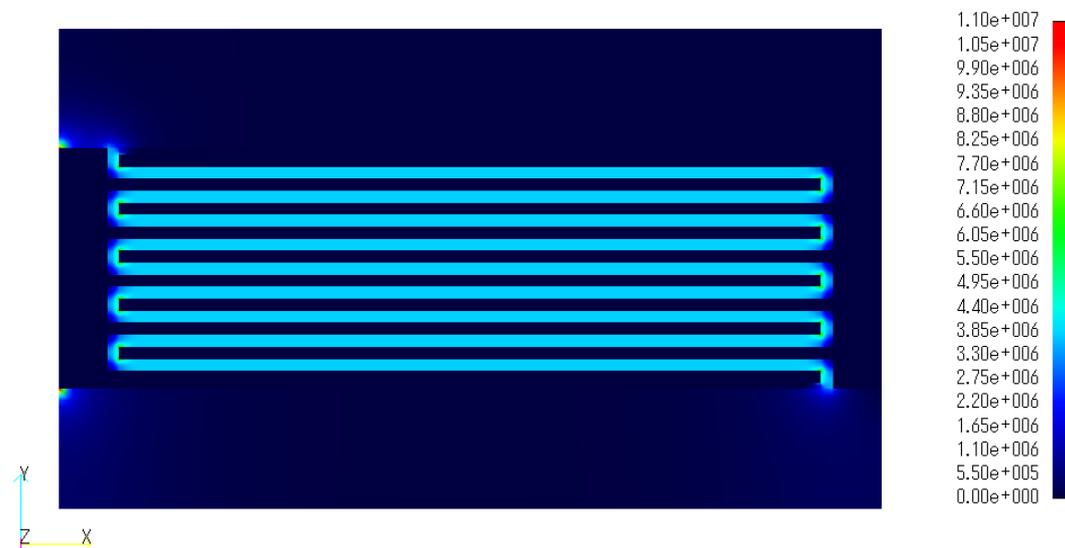
本検証モデルは LF では解析できないため、MF と HF で解析を行った。

図 2. 3. 2-6 に 1kHz での MF と HF の電界強度分布をしめす。電圧は左側導体から印加されている位相である。両者は非常によく一致することが確認できた。電界分布に着目すると、平板導体に挟まれた高誘電体に電界が集中していることが確認できる。

図 2. 3. 2-7 に MF の電界強度ベクトル分布の拡大図を示す。左側の電極に接続された平板導体（黄色）から誘電体（緑色）を通り右側の電極に接続された平板導体に電界が発生していることが確認できる。



(a) MF



(b) LF

図 2. 3. 2-6 積層コンデンサモデル 電界強度分布 (V/m)

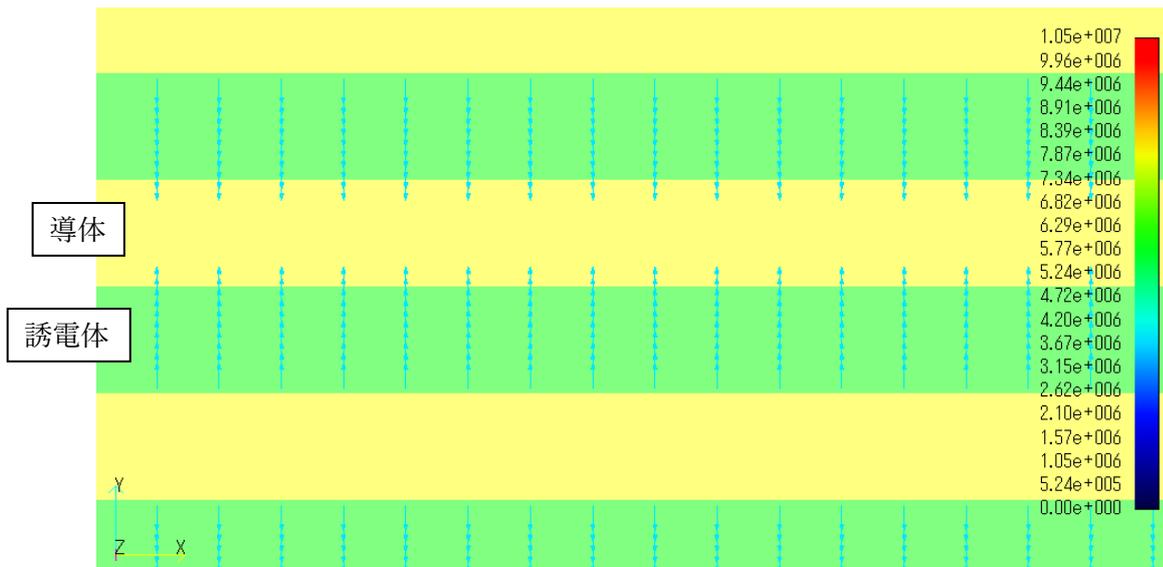


図 2. 3. 2-7 積層コンデンサモデル 電界強度ベクトル分布 (V/m)

* 黄：平板導体、緑：誘電体

以下の式より、形状からのキャパシタンス C の算出ができる。

$$C = \epsilon_0 \epsilon_r \frac{S}{d} n \quad (2.3.2-27)$$

ここで、 ϵ_0 、 ϵ_r は真空の誘電率と比誘電率、 S は電極面積、 d は電極間距離（誘電体の厚み）、 n は積層数である。キャパシタンス算出に用いたパラメータとキャパシタンスを示す。

形状算出値と解析での算出値は 4% の差で一致した。平行平板コンデンサでは端部効果の影響で、(32) 式による形状算出のキャパシタンスと有限要素解析により求めたキャパシタンスでは 25～175% もの差が出ると報告されている [8] が、積層コンデンサの場合は積層構造であるため端部の影響が出にくく、積層構造の上下の影響がわずかに出る程度と考えられる。

表 2. 3. 2-1 パラメータ

比誘電率 ϵ_r	3000
電極面積 S	17.4mm ² (2.9mm×6mm)
電極間距離 d	50μm
積層数 n	9
キャパシタンス	8.32E-08 F (形状算出) 8.66E-08 F (解析@1kHz)

図 2. 3. 2-8 に 10kHz における MF と HF の電流波形を、形状から算出したキャパシタンスを用いて回路計算を行った (circuit simulation) 結果と併せて示す。ほぼ容量成分であるため、入力電圧波形 (cos 波) から位相がほぼ 90 度進んだ波形 (電圧基準) となっている。

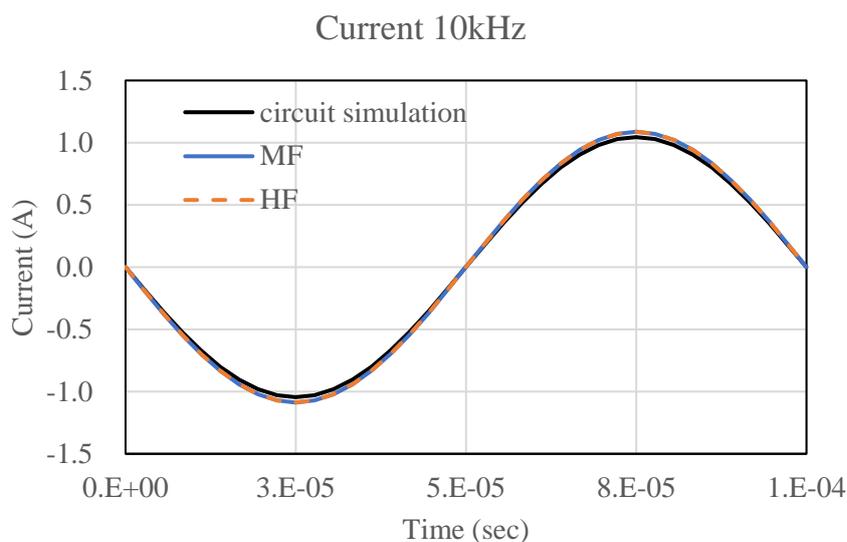
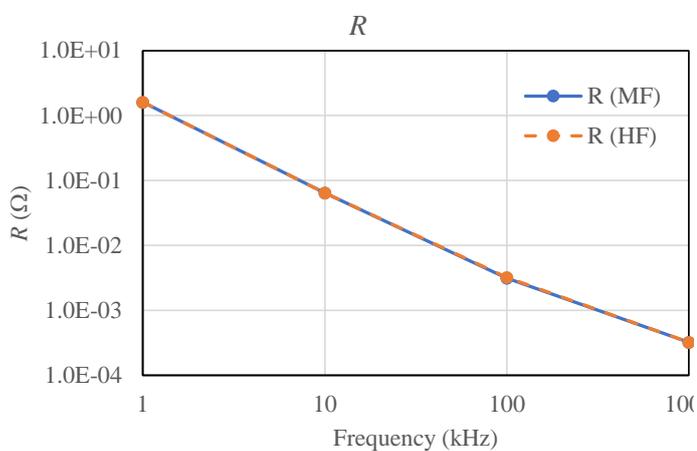
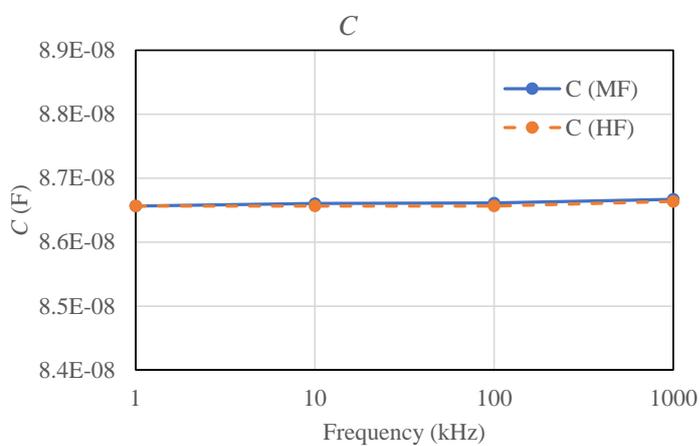


図 2. 3. 2-8 積層コンデンサモデル 電流波形

図 2. 3. 2-9 に 1kHz~1MHz インピーダンスの実部（抵抗成分）と虚部（キャパシタンス成分）の周波数特性を示す。なお、虚部はキャパシタンスに換算している。キャパシタンス成分は計算した範囲では周波数の影響がみられずほぼ一定であるのに対し、抵抗成分は周波数に依存して小さくなっていることが確認できる。



(a)実部（抵抗成分）

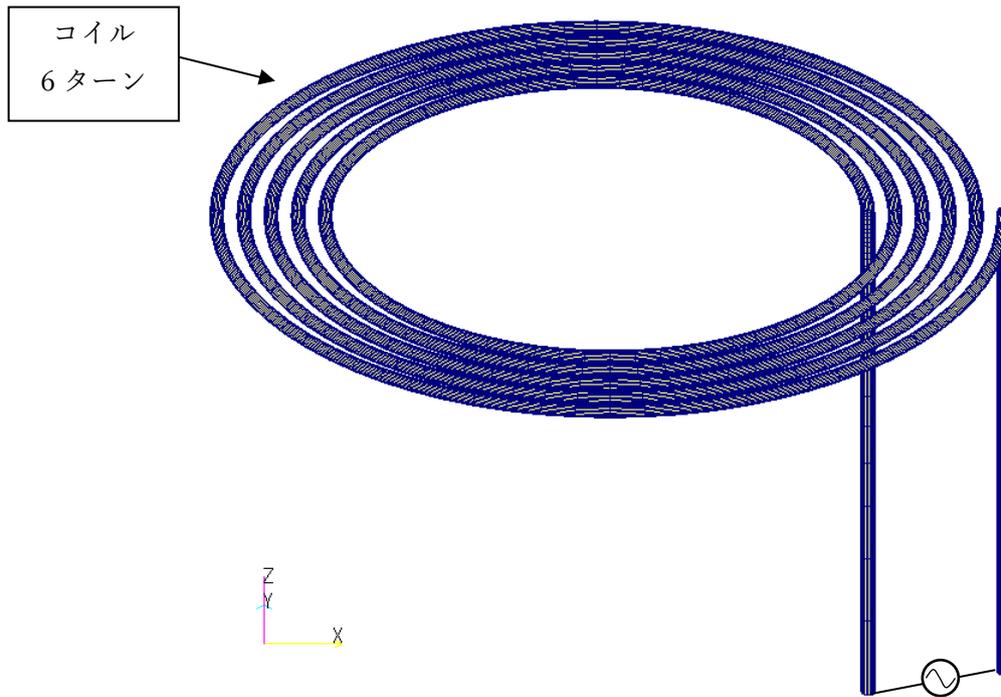


(b)虚部（キャパシタンス成分）

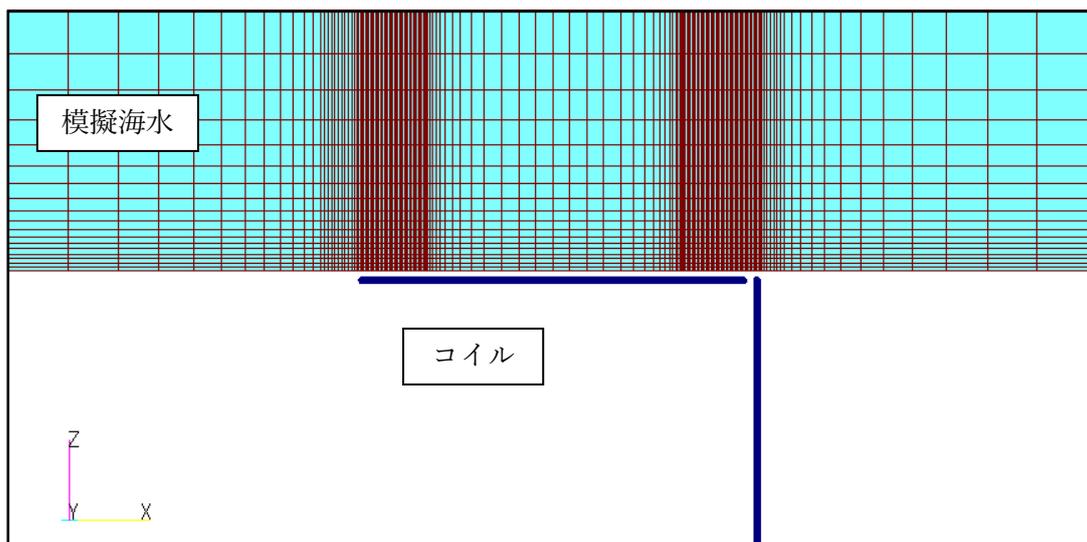
図 2. 3. 2-9 積層コンデンサモデル インピーダンスの周波数特性

3) サーキュラーコイルモデル

ワイヤレス給電システムを想定したサーキュラーコイルモデルを用いて、海水の誘電率の影響を検証する。図2. 3. 2-10に示す、素線径は2mm、素線間距離は2mmの6ターンのスパイラルコイルを想定した三次元モデルである。素線の導電率は $5e7S/m$ 、周波数は1kHz~2MHzとした。海水の導電率は $5S/m$ 、比誘電率は78とした。200V（実効値）の正弦波で励磁した解析を実施する。



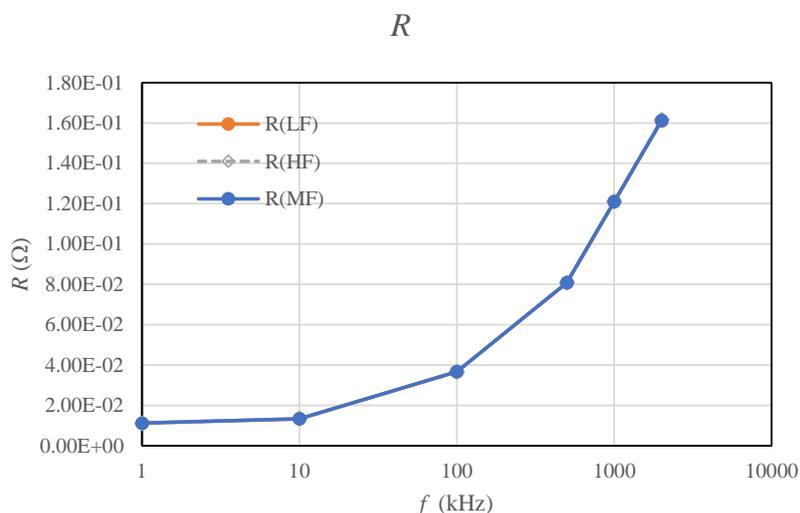
(a) サーキュラーコイル



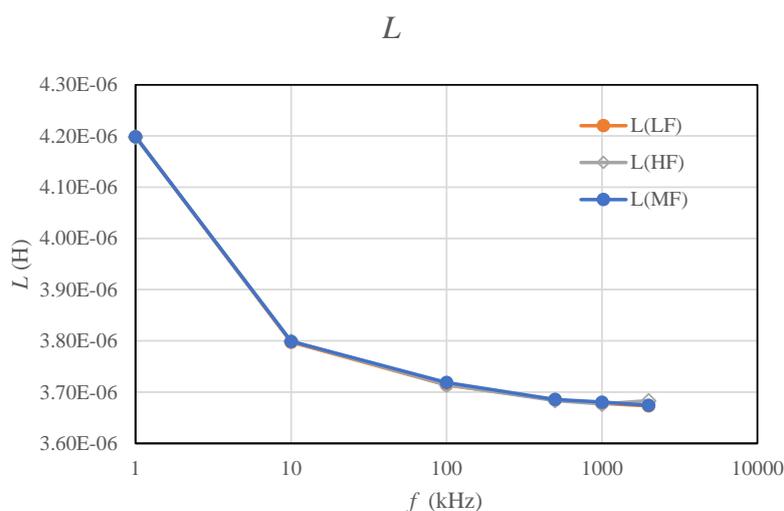
(b) サーキュラーコイルと模擬海水

図2. 3. 2-10 サーキュラーコイルモデル

まず、コイル単体でのインピーダンスの実部（抵抗成分）と虚部（インダクタンス成分）の周波数特性を示す。虚部成分はインダクタンスに換算している。周波数が高くなるにつれ抵抗成分は増大し、逆にインダクタンス成分は減少していくことがわかる。



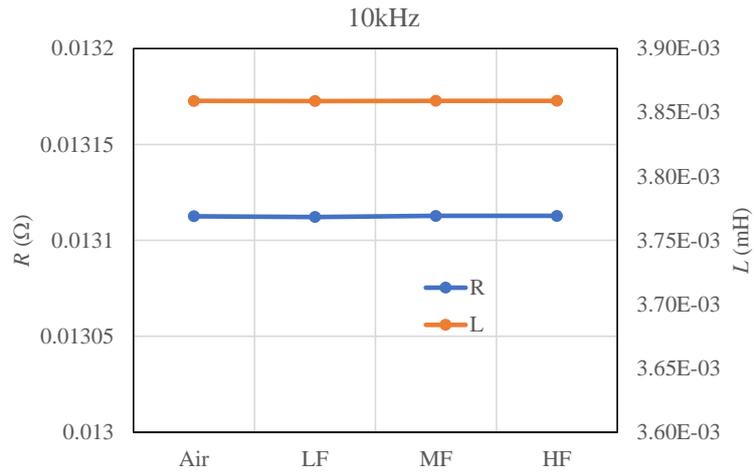
(a) 実部（抵抗成分）



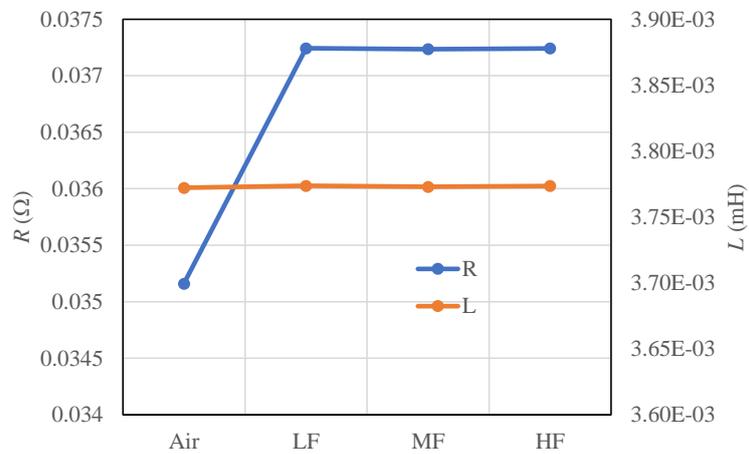
(b) 虚部（インダクタンス成分）

図 2. 3. 2-11 サーキュラーコイル インピーダンスの周波数特性

次に、ワイヤレス給電システムを想定し、海水上面の境界条件を磁界が垂直に出ていくように変更した条件で解析を行った。図 2. 3. 2-12 に模擬海水の場合のインピーダンスの実部（抵抗成分）と虚部（インダクタンス成分）を示す。周波数は 10kHz と 100kHz で実施した。10kHz では抵抗成分とインダクタンス成分ともに模擬海水の影響はみられないが、100kHz では、模擬海水がある場合で抵抗成分の増加がみられることがわかる。また、模擬海水の誘電率の考慮の有無による差はみられないことがわかった。



(a) 10kHz



(b) 100kHz

図 2. 3. 2 - 1 2 模擬海中のインピーダンス特性

次に、今回実装した MF の時間領域結果の妥当性評価を行った。模擬海水なしの 500kHz で 1V (波高値) の交流電圧を印加した条件である。サーキュラーコイルのジュール損失波形を示す。これより、一致することが確認でき、時間領域解析の妥当性が確認できた。

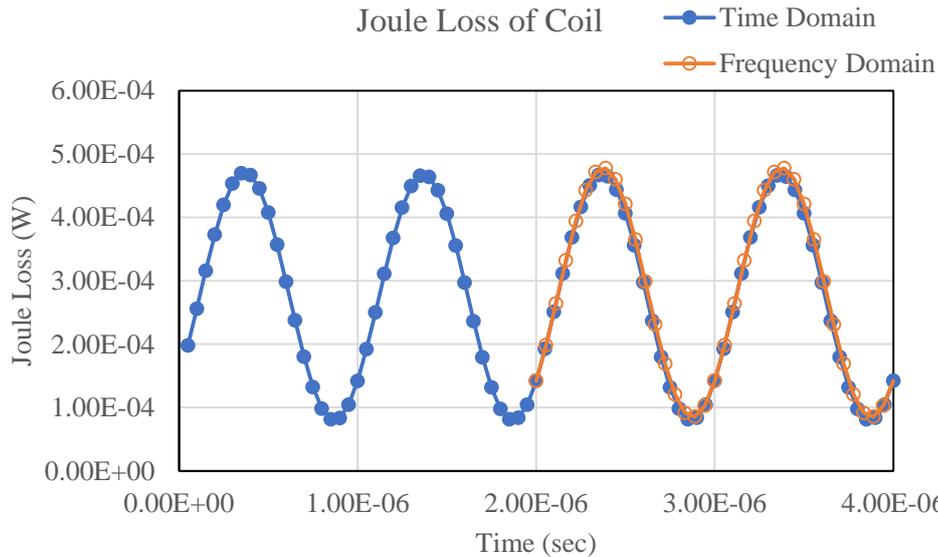


図 2. 3. 2-13 サーキュラーコイル ジュール損失波形 (500kHz)

エ. まとめ

- 1) 本研究は未だ研究段階であることもあり、論文を参考に実装を試みたが正しい解を得ることができなかつたため、誘電体を含む渦電流解析の支配方程式 ((2.3.2-14)式) を新たに導出し、対称行列とした周波数領域(2.3.2-22)式, 時間領域(2.3.2-24)式に対して対称行列ソルバーが適用できることを示した。
- 2) 誘電体を含む渦電流解析機能を開発し、原理検証のため理論解のある円柱導体モデルを用いて、準静磁界解析結果 (LF) と変位電流を含む電磁界解析結果 (HF) と今回実装した結果 (MF) が一致することを確認した。
- 3) LF では解析のできない静電誘導の効果が主の積層コンデンサモデルを用いて、MF と HF で検証解析を行い、形状から算出したキャパシタンスとよく一致することを確認した。また周波数が高くなると抵抗成分が減少すること示し、HF と MF の結果が一致することを確認した。
- 4) サーキュラーコイルモデルを用いて、コイル単体のインピーダンスの周波数特性を求め、LF、MF、HF ではほぼ結果が一致することを確認した。次に WPT を想定した模擬海水の条件で、10kHz と 100kHz でのインピーダンスの周波数特性を求め、10kHz ではほとんど海水の影響は受けないが、100kHz では導電率の影響により抵抗成分に差が出ることを示した。海水の誘電率の有無による差はないことも確認した。
- 5) 本開発手法の適用範囲は、低周波から電磁波とならない領域 (対象物の代表長さが波長よりも十分小さい) である。

(2) リッツ線の均質化による電磁界解析の高速化

リッツ線の均質化にあたっては、リッツ線をモデル化したユニットセル解析を行い、複素透磁率を求める必要がある。この解析では、多段に撚ったリッツ線のメッシュ作成が困難であり、またそれに起因して解析時間が非現実的となり、設計において利用することは不可能であった。

この解析を高速で実施するために CLN 等価回路法 [9, 10] を適用し、さらにメッシュサイズの問題を軽減するために、空気領域のメッシュ作成が不要となる Biot-Savart-CLN 法を考案してきたが、それでも複雑な構造を持つリッツ線のユニットセル解析には、これまで数日の計算時間が必要となっていた。

このような背景から、平成 30 年度は、この計算時間を低減するために、以下のアルゴリズムの改良により、Biot-Savart-CLN 法の高速化を行なった。

- 1) OpenMP による並列処理
- 2) 渦電流ベクトルのグルーピング

この結果、約 50 倍の高速化が得られ、これにより、当初に設定した高速化目標を達成した。この時の検討モデルを図 2. 3. 2-14 に示す。このモデルの解析時間は約 80 分であった。

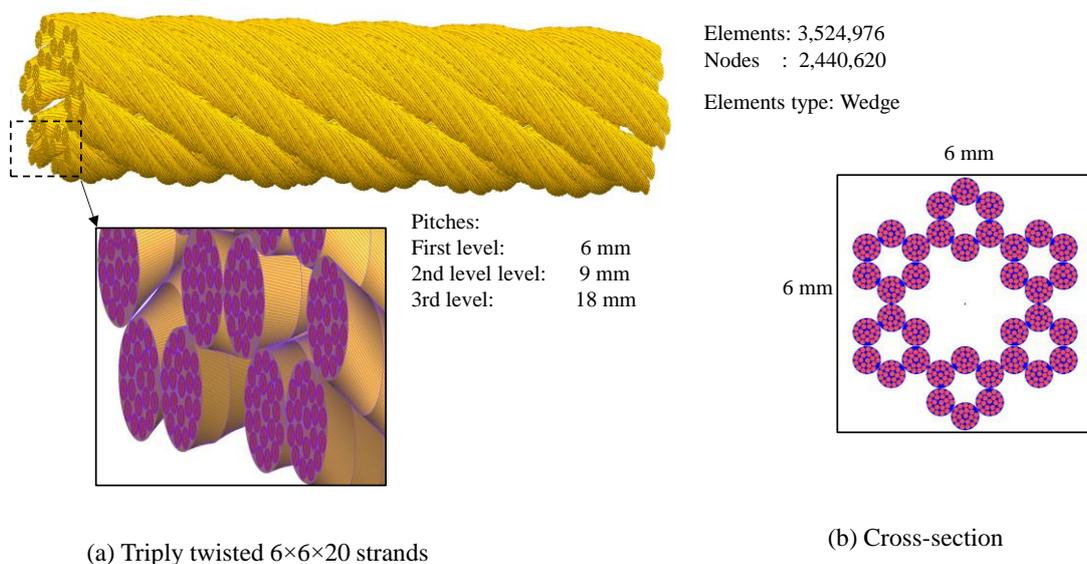


図 2. 3. 2-14 6×6×20 のリッツ線のユニットセル解析のモデル

今年度は、アルゴリズムの改良に加え、ユニットセル解析におけるモデル化の影響を検討することにより、実質的な計算時間の短縮ができないかの検討を行った。この結果、ユニットセル解析においては、フルモデルでの解析ではなく、部分モデルを用いた解析でもよい近似となることを示すことができた。これにより、ユニットセル解析の計算時間はさらに短縮することができた。

ア. ユニットセル解析におけるモデル化の影響

外部磁場損失評価のためのユニットセル解析において、ユニットセル解析を部分モデルで近似することにより、より現実的な計算負荷にて評価ができないかを検討した。

以下では、2段撚りモデルを用いることで、循環電流を生じない体系では、撚り方や素線配置の影響が小さく、部分モデルの解析で妥当な結果が得られることを示す。なお、ここでの解析には Biot-Savart-CLN 法を用いた。

表 2. 3. 2-2 に解析ケースの一覧を示す。以下に結果を示す。

Case B-1 (図 2. 3. 2-15 参照) は、2段撚りのフルモデルでの解析結果である。これをリファレンスケースとして、モデルの影響を確認してゆく。図 2. 3. 2-15 (1) にはモデル図と導体中の渦電流密度分布を示し、図 2. 3. 2-15 (2) には得られた複素透磁率の実数成分と虚数成分の周波数依存性を示す。虚数成分がコイルの交流損失に対応し、この絶対値が大きくなると損失も大きくなる。

Case B-2 (図 2. 3. 2-16 参照) は、Case B-1 のモデルの2段目の撚りの1バンドル分をモデル化したもので、Case B-1 の 1/6 の部分モデルとなる。得られる複素透磁率は Case B-1 とほぼ同一であり、部分モデルが良い近似を与えることがわかる。なお、得られた複素透磁率にはバンドル数に応じた補正を行っている。以下のモデルについても同様である。

Case B-3 (図 2. 3. 2-17 参照) は、Case B-1 のモデルのモデル長を 1/2 としたものである。モデル長が1段目の撚りピッチ長と等しく、二段目の撚りピッチの 1/2 となっている。バンドル内での素線の電流密度はほぼ一様であるが、バンドル間でのアンバランス(循環電流)が生じ、その結果、複素透磁率が高周波領域でリファレンスのケースから大きくずれ、交流抵抗が大きくなることを示している。

Case B-4 (図 2. 3. 2-18 参照) は B-1 のモデルにおいて2段目を撚らずにストレートとしたモデルである。この場合、2段目を撚っていないことからバンドル間の電流にアンバランスが生じ、Case B-3 と同様に複素透磁率の虚数成分の絶対値が大きくなっている。

Case B-5 (図 2. 3. 2-19 参照) は素線1本を撚らずにモデル化したものである。この場合においても、複素透磁率の虚数部に関しては、Case B-1 とそれほど違いのない値が得られている。

これらの結果より、ユニットセル解析に関して以下のような前提の下で、部分モデルを用いた解析することが合理的と考えられる。

- 1) 部分モデルによる評価が良い近似となるのは、素線間、バンドル間の相互作用が小さい場合である。これが成り立たないと、バンドル数による補正が正しくできない。この前提条件が、今回の給電試験等で使用したリッツ線では成立しているとの結果である。通常、リッツ線の充填率がそれほど大きくないことを考えると、この前提条件は一般的なリッツ線において成立していると考えられる。
- 2) モデル化にあたってはリッツ線の各段に撚りがあり、そのピッチ長の整数倍のモデル

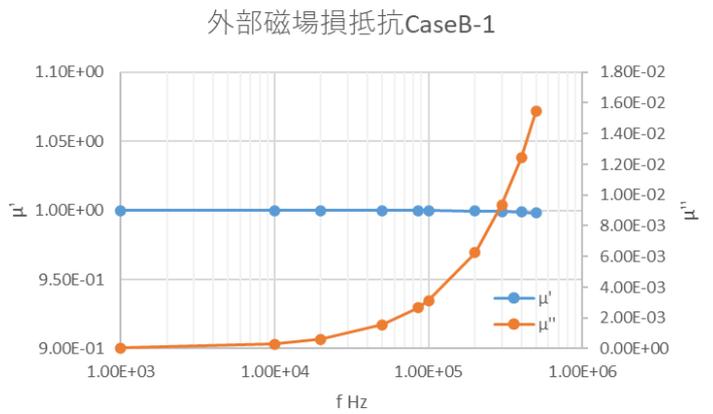
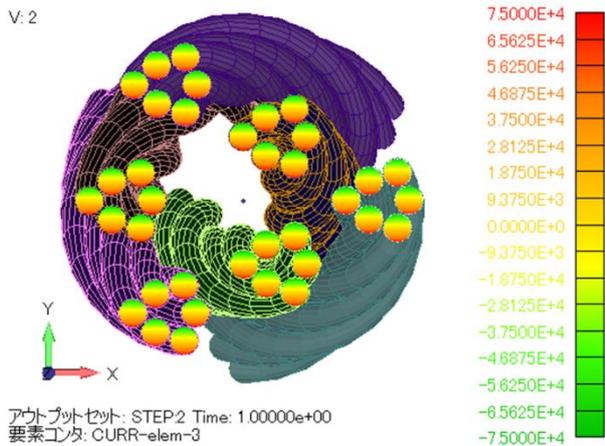
長をとることが必要である。これにより循環電流は発生しないこととなり、この結果は実際の外部磁場損失に比べ過小評価になると思われる。しかし、1ピッチ長のユニットセル解析モデルで循環電流を生じるようにモデル化すると、損失を過大評価してしまう。実際の循環電流による影響を、1ピッチ分程度のモデルによるユニットセル解析に基づき正確に評価するのは困難である。

このような前提のもとであれば、部分モデルによる評価は、3段以上のリッツ線に関しても適用できる。

給電部特性試験で使用したリッツ線(6×6×10)に関する部分モデルの例を図2.3.2-20に示す。素線1本のモデル、2段目のバンドル1本のモデル、3段目のバンドル1本のモデル、さらにフルモデルが示されている。どの部分モデルで解析するかは、計算時間との兼ね合いで決めればよいが、この図の(c)6×10の1バンドルのモデルで、要素数が96,000、計算時間は1,382秒であり、現実的な計算時間といえる。

表2.3.2-2 2段撚りモデルによる部分モデルによる複素透磁率への影響の確認

解析ケース	モデル			備考
	素線数	撚りピッチ モデル長	特長	
B-1	6×6	(10 20) 20	フルモデル	リファレンス
B-2	6×1	(10 20) 20	1/6モデル (1バンドル分)	リファレンスと同様の結果
B-3	6×6	(10 20) 10	モデル長を2段撚りピッチの1/2	循環電流が流れる。2段目でアンバランス
B-4	6×1	(10 S) 20	2段目ストレートとした1/6モデル (1バンドル分)	循環電流が流れる。2段目でアンバランス
B-5	6×6	(10 20) 20	2段目のバンドルを対称に配置	循環電流が流れる。2段目でアンバランス
B-8	1	10	1素線ストレートのモデル	循環電流は流れず、リファレンスに近い結果

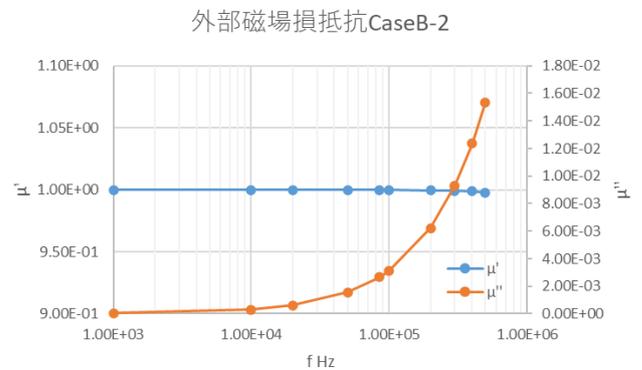
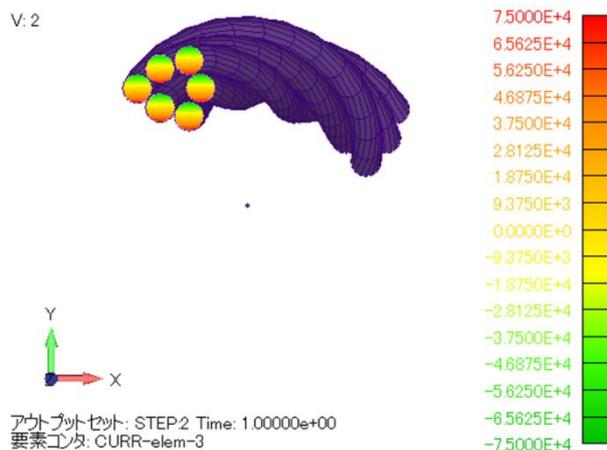


(1)モデル形状と電流密度分布

(2)複素透磁率の周波数依存性

図 2. 3. 2-15 CaseB-1 によるユニットセル解析結果

6×6、撚りピッチ (10 20)、モデル長 20 フルモデル

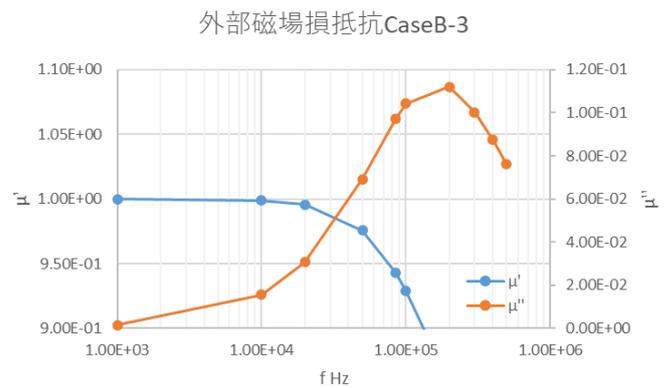
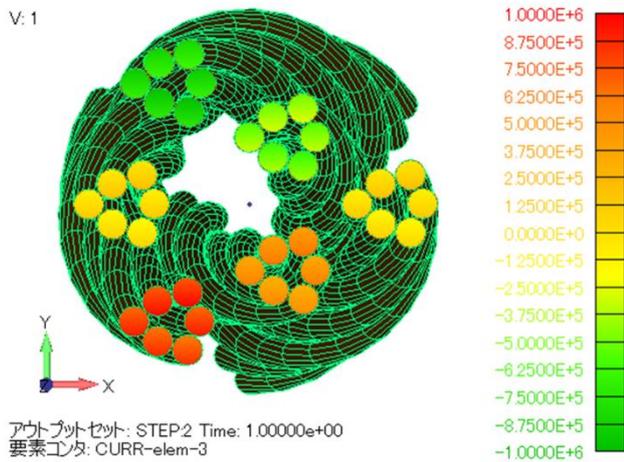


(1)モデル形状と電流密度分布

(2)複素透磁率の周波数依存性

図 2. 3. 2-16 CaseB-2 によるユニットセル解析結果

6×1、撚りピッチ (10 20)、モデル長 20 1/6 モデル

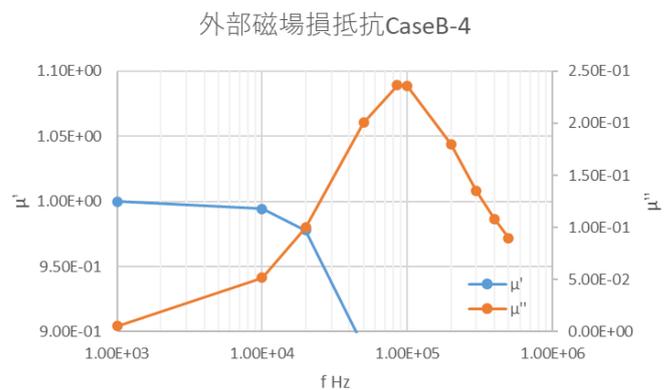
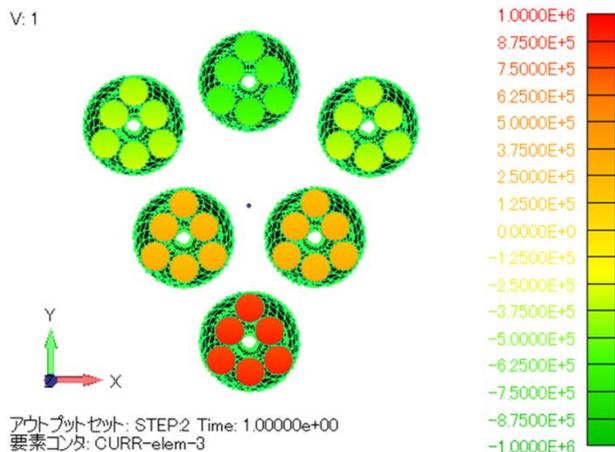


(1)モデル形状と電流密度分布

(2)複素透磁率の周波数依存性

図 2. 3. 2-17 CaseB-3 によるユニットセル解析結果

6×6、撚りピッチ (10 20)、モデル長 10 CASEB-1 のモデル長を 1/2 としたモデル



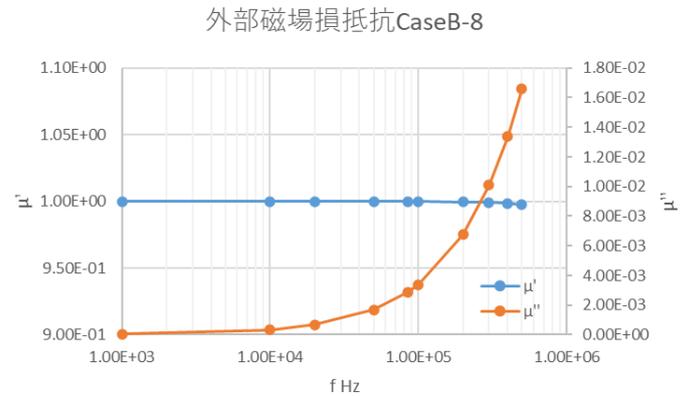
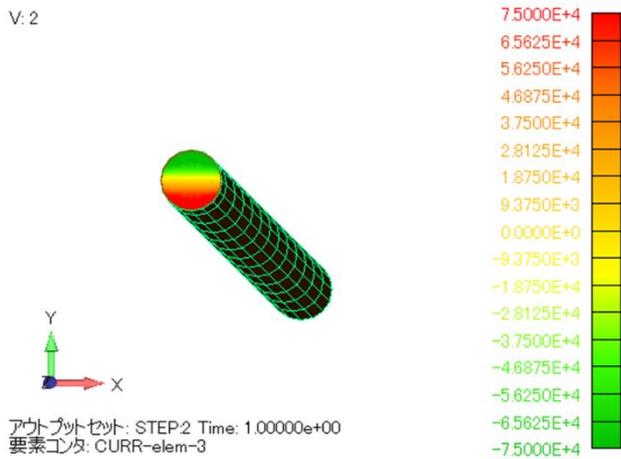
(1)モデル形状と電流密度分布

(2)複素透磁率の周波数依存性

図 2. 3. 2-18 CaseB-4 によるユニットセル解析結果

6×6、撚りピッチ (10 S)、モデル長 20 CASE B-1 の2段目をストレートとしたモデ

V.2



(1)モデル形状と電流密度分布

(2)複素透磁率の周波数依存性

図 2. 3. 2-19 CaseB-4 によるユニットセル解析結果

素線 1 本、撚りピッチなし、モデル長 10

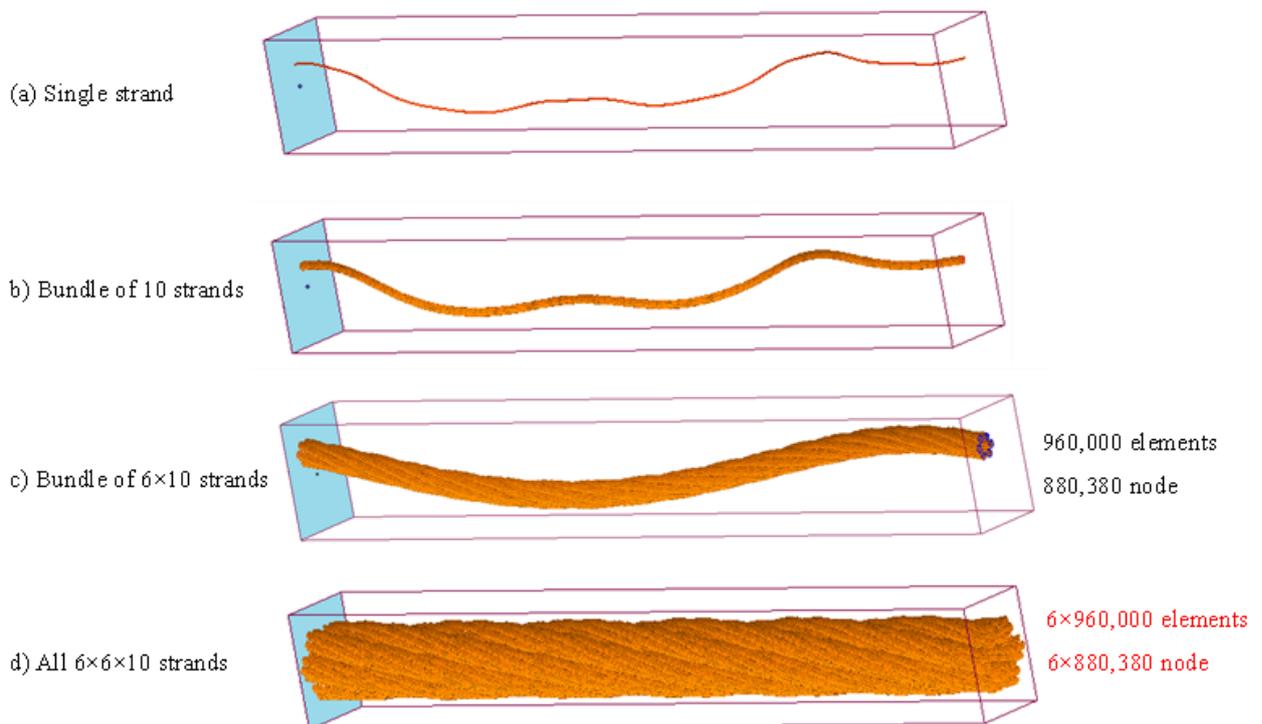


図 2. 3. 2-20 給電部特性試験に用いたリッツ線のユニットセルモデル

1 素線及び 1 バンドルの部分モデルの例を示す

イ. スケーリング則について

設計解析において複素透磁率を用いた AC 解析を実施する際に、コイルの配置を変える場合など、ユニットセルの形状（二次元モデルの断面形状）が変えて計算する必要が生じる場合がある。このような時にユニットセルの形状を変更した解析を再度行う必要がなく、次式を用いること当該の複素透磁率を求めることができる。

$$\dot{\mu}_2 = \frac{\alpha \dot{\mu}_1}{(\alpha - 1) \dot{\mu}_1 + 1} \quad (2.3.2-28)$$

ここで、

V1：ユニットセル1の体積、V2：ユニットセル2の体積

$\alpha = V1/V2$ ユニットセル1と2の体積比

$\dot{\mu}_1$ ：ユニットセル1の複素透磁率、 $\dot{\mu}_2$ ：ユニットセル2の複素透磁率

この換算式は、素線間の影響が無視できるという前提から導くことができる。

これを図2.3.2-21のモデルを用い確認した。図中の矩形領域□（1.5mm、2mm、3mm）をユニットセル領域とし複素透磁率を解析し、前述の換算式により、他のケースの結果を再現できることを確認した。ユニットセルの形状は正方形に限らず長方形でも適用可能である。スケーリング則を用いることで、ある仕様のリッツ線に対して一度ユニットセル解析を実施すれば、コイル設計においてリッツ線の配置を変更した場合、配置変更によりユニットセル形状変更に対し、再度ユニットセル解析を実施しないでもよい。複素交流解析にてリッツ線一本ずつを均質化されたコイルブロックとしてモデル化するのは面倒であり、しばしば複数のリッツ線をまとめてブロックとしてモデル化するが、このようなケースではスケーリング則が有用となる。

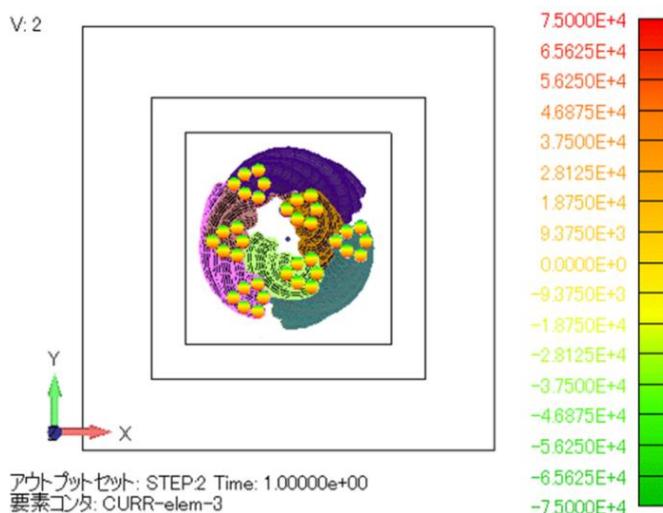


図2.3.2-21 スケーリング側を確認したモデル

(3) 給電部特性試験結果による本手法の検証

(2) で実施した検討の成果と今年度実施した検証結果を踏まえ、外部磁場損失評価を装置設計に活用するための指針を以下にまとめる。

まず、本手法の給電部特性試験結果との検証結果について述べておく。図 2. 3. 2-22 にリッツ線の仕様を示す。ユニットセル解析により求めた複素透磁率により、空気中でのコイルインピーダンスを求め、その結果を測定値と比較したのが図 2. 3. 2-23 と図 2. 3. 2-24 である。図 2. 3. 2-23 は、一次コイル（ソレノイドコイル）、図 2. 3. 2-24 は二次コイル（サーキュラーコイル）に対する結果である。自己電流による損失抵抗は、当該リッツ線の 1 ターンループの測定で得られた値を使用している。なお、自己電流損失の解析については 2. 3. 5 にて検討している。

この結果は、下記の通りであった。

- 1) 銅リッツ線による 1 次コイル（ソレノイドコイル）では、コイルの交流抵抗は、測定値に比べ過小評価となるが、その差異は 200kHz 以下の周波数では測定値の 10-20%程度、それ以上の高周波領域では、35%程度の差異が生じている。
- 2) 銅リッツ線による 2 次コイル（サーキュラーコイル）では、コイルの交流抵抗は 200kHz までの周波数では、測定値に対する計算値の差異が数%以下とよく一致しており、400kHz においても、その差は 10%以内であった。

いずれも、解析結果は測定値より小さめになっており、高周波領域で差異が大きくなるが、解析結果は測定値の 75%~90%の範囲の値となっていた。

以上の結果を念頭に、外部磁場損失評価を装置設計に活用するための指針を以下に述べる。

- 1) 外部磁場損失評価に必要なリッツ線の複素透磁率は、リッツ線の部分モデルによる 1 ピッチ長のモデルによるユニットセル解析により求めることができる。部分モデルとしては、各段での 1 バンドル分のモデルを選択することが考えられるが、計算量との兼ね合いとなるが、低い段数のモデルを選択することもできる。6×6×10 の 3 段撚りのリッツ線の場合、3 段目の 1 バンドルをモデル化した計算が現実的な計算時間（1,380 秒）で完了した。
- 2) 部分モデルによるユニットセル解析が適用できるのは、素線間やバンドル間の相互作用が無視できる場合である。これは一般的なリッツ線ではおおむね成立すると考えられる。
- 3) この複素透磁率を用いた AC 解析により得られた損失は、素線間やバンドル間の循環電流の影響を含まないため、リッツ線の外部磁場損失としては過小評価となり、リ

リッツ線の製作、施工上の対策でこれ以上は損失を小さくできない値とみなすことができる。本研究における測定値との比較においては、冒頭に述べたように、測定値の75%-90%の結果となっており、2. 3. 2 (2)における検討における考察の通り、一様に測定値に比べ小さめの値となったが、比較的良い一致を示している。

4) 装置設計においては、この損失に安全率を考慮することが推奨される。その上で、リッツ線の製作、配置などにおいて循環電流の発生防止のための配慮を行い、実際の損失を本手法での評価値に近づけること目指すことになる。

本手法を用いることにより、メッシュ作成が困難であり計算量が膨大となり、実施不可能とされていたリッツ線の交流損失の評価を、短時間で実施できるようになった。3. 3. 5 (3)で検討する自己電流損失の評価と合わせて、リッツ線の現実的な評価手法を与えるものである。

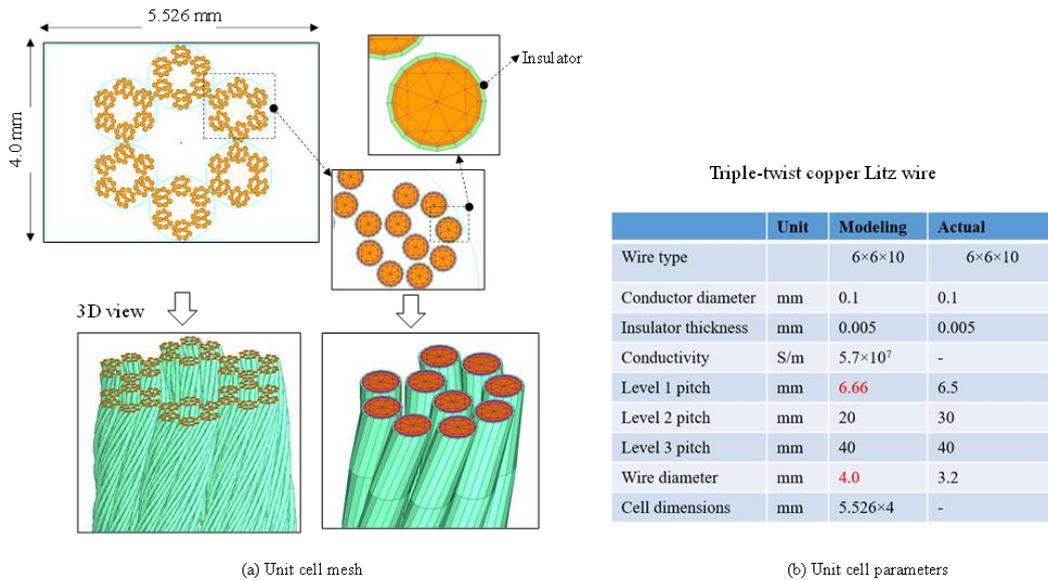


図 2. 3. 2-23 リッツ線のユニットセルモデル (ユニットセルの寸法は 1 次コイル用のもの)

(平成 30 年度報告書における図 2. 3. 3-16)

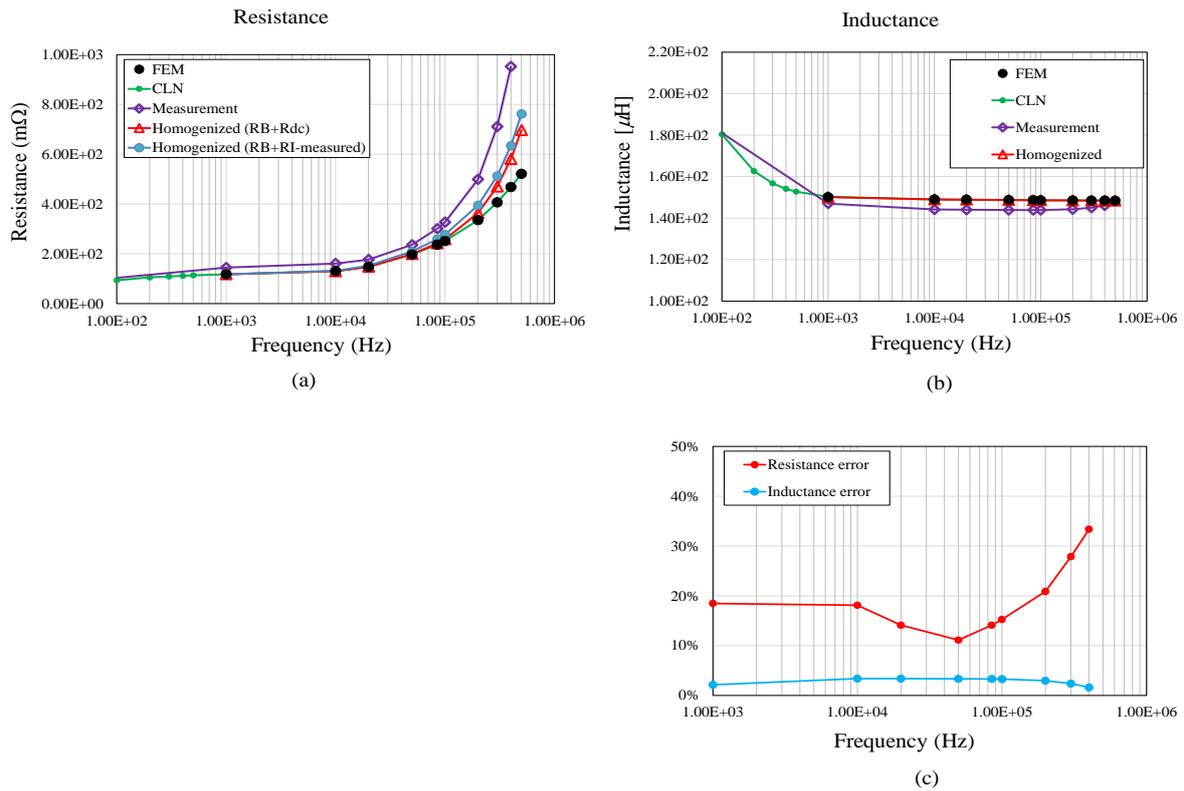


図2. 3. 2-24 銅リッツ線 (CL) 1次コイル単体でのインピーダンス特性
測定値と解析値の比較 (平成30年度報告書における図2. 3. 3-16)

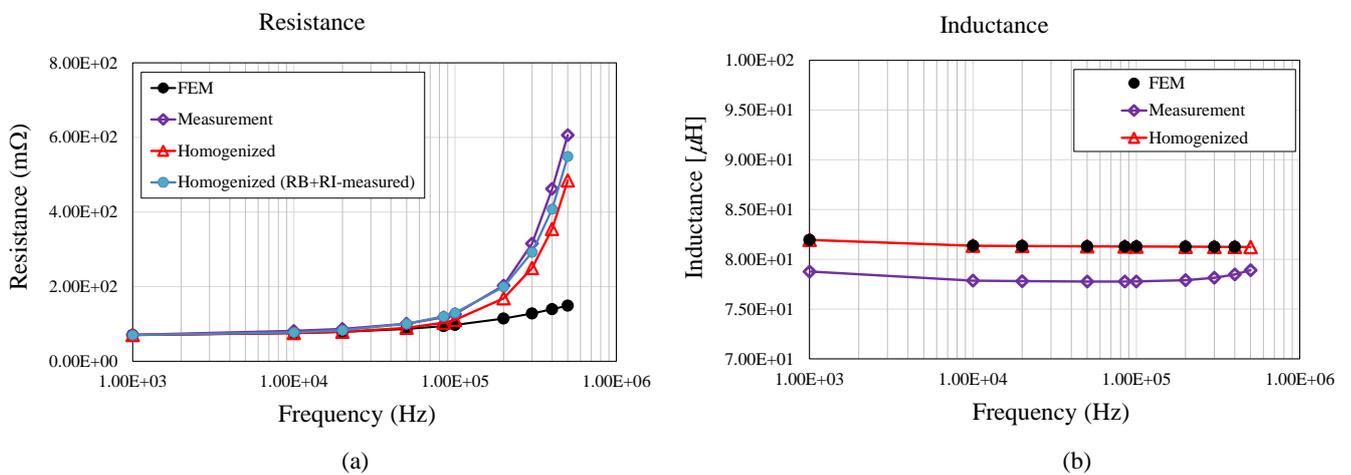


図2. 3. 2-25 銅リッツ線 (CL) 2次コイル単体でのインピーダンス特性
測定値と解析値の比較 (平成30年度報告書における図2. 3. 3-17)

2. 3. 3 送電コイル及び受電コイルの設計検討

(1) 給電距離の増加に対応した送電コイル、受電コイルの設計

空气中におけるワイヤレス電力伝送では、送電コイル及び受電コイルの小型化のため、電磁誘導方式ワイヤレス電力伝送では周波数として 80~90kHz が使われている。しかし、2. 3. 1 (1) ワイヤレス電力伝送特性解析で示したように海水中では電力伝送効率が低下することが明らかになっている。海水中用ワイヤレス電力伝送用コイル設計に当たって重要な設計条件となる周波数を決定するために、海水中損失の周波数特性を明らかにした。

また、潮流等による位置ずれに対して高効率で安定したワイヤレス電力伝送特性を実現するための複数個の送電コイル及び受電コイルを隔離配置する場合の最適化配置につて、2018 年度作成したコイルを用いた実験による検討を行った。

ア. 海水中損失の周波数特性

海水中損失は空气中電力伝送理論最大効率 $\eta_{\max\text{Air}}$ と海水中電力伝送理論最大効率 $\eta_{\max\text{SW}}$ との差として算出した。具体的には空气中及び海水中において、図 2. 3. 1-2 と同様に送電コイル及び受電コイルを防水ケースの入れ、ケース間距離を変化させながら 4 端子法によるインピーダンス周波数特性を測定し、等価回路定数に変換して空气中電力伝送理論最大効率 $\eta_{\max\text{Air}}$ と海水中電力伝送理論最大効率 $\eta_{\max\text{SW}}$ を算出した。

防水ケースは磁氣的に空気と等価であり、空气中の場合はケース間距離に防水ケース厚み 2.6 mm を加算した値が空気を一様媒体とする磁氣的距離になる。海水中の場合はケース間距離が海水層厚、防水ケース厚が空気層厚となり合計が 2 種類の媒体からなる磁氣的距離になる。

防水ケース間距離を 10mm~190mm 変化させた時の空气中電力伝送理論最大効率 $\eta_{\max\text{Air}}$ 、海水中電力伝送理論最大効率 $\eta_{\max\text{SW}}$ 及び海水中損失を図 2. 3. 3-1、図 2. 3. 1-2 及び図 2. 3. 1-3 に示す。今回の実験で得られた海水中損失特性から推定した長距離伝送時海水中損失特性を表 2. 3. 3-1 に示す。

本研究の目標仕様である電力伝送距離 200mm での海水中損失は周波数 85kHz で 9.3%、周波数 10kHz で 2.66%となり、目標電力伝送効率実現には 10~20kHz への低周波化が必須であることが明確になった。

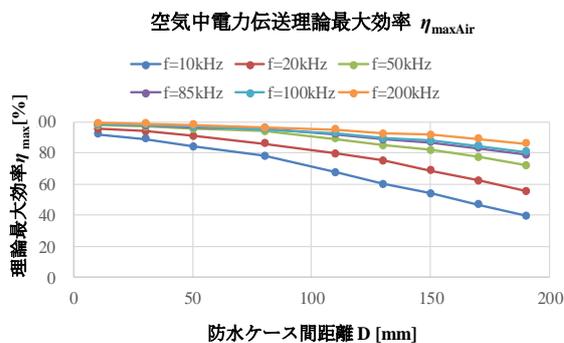


図 2. 3. 3-1 空气中電力伝送理論最大効率

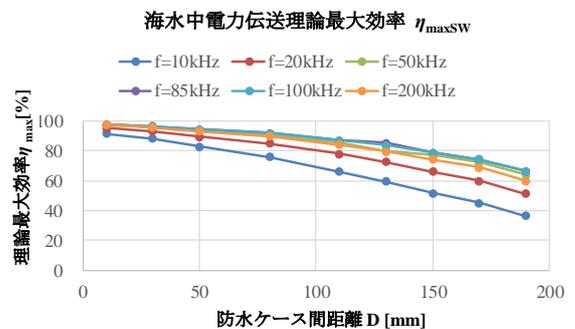


図 2. 3. 3-2 空气中電力伝送理論最大効率

表 2. 3. 3-1 長距離伝送時海水中損失特性

		周波数 [kHz]	
		10	85
電力 伝送 距離 [mm]	50	0.65	2.28
	100	1.31	4.6
	200	2.66	9.3
	300	4.09	14.3
	400	5.23	18.3
	500	6.69	23.4

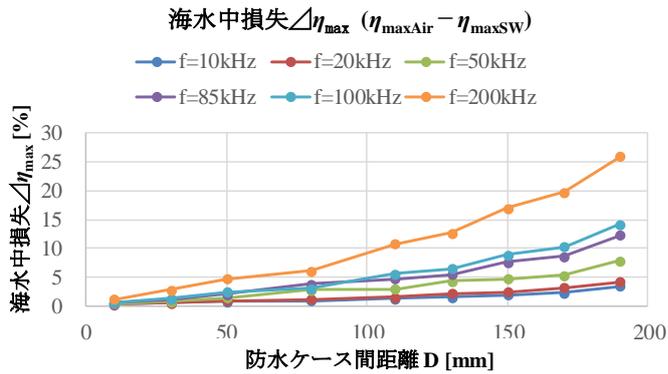


図 2. 3. 3-3 海水中損失特性

イ. 送電コイル及び受電コイルの最適化配置

本研究では潮流等による位置ずれに対しても安定した電力供給を可能にする手段として、複数の送電コイル及び複数の受電コイルで構成するシステムを想定している。

図 2. 3. 3-4 は送電コイル 3 台、受電コイル 2 台で構成するシステムを対象に、位置ずれに対して受電電力変動及び電力伝送効率変動を小さくする送電コイル、受電コイルの最適配置について実験的な検討を行った。

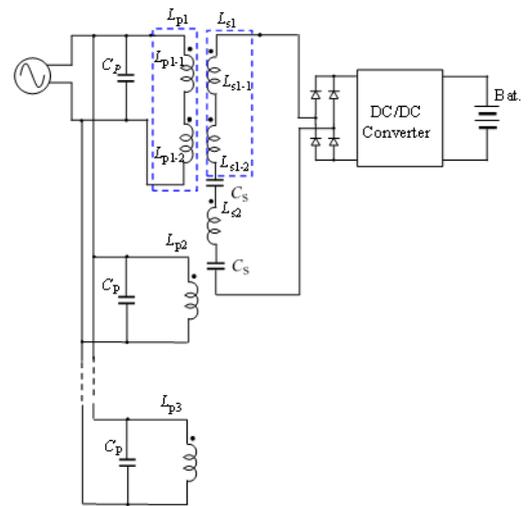


図 2. 3. 3-4 最適化配置検討システム

1) 試験システム

試験システムは表 2. 3. 1-1、図 2. 3. 1-1 で示した送電コイル 3 台を並列接続、受電コイル 2 台直列接続した構成とし、図 2. 3. 3-5 に示すように 3 台の送電コイル($T_{\#1} \sim T_{\#3}$)はコイル中央間距離 D_T 、2 台の受電コイル($R_{\#1}$ 、 $R_{\#2}$)はコイル中央間距離 D_R で隔離配置した。磁極の短尺方向を x 方向、長尺方向を y 方向、コイル間方向を z 方向と定義し、表記する。

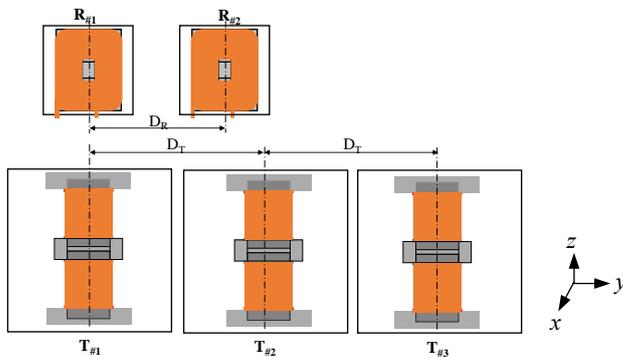


図 2. 3. 3-5 コイル配置

表 2. 3. 3-2 試験条件

条件	D_T [mm]	D_R [mm]
1	540	270
2	540	540
3	540	810

2) 試験方法

位置ずれ発生による受電電力、電力伝送効率等への影響が少ないコイル配置を把握するために、表 2. 3. 3-2 に示すように送電コイル間隔 $D_T (= 540\text{mm})$ 一定で受電コイル間隔 D_R を $0.5 D_T (= 270\text{mm})$ 、 $D_T (= 540\text{mm})$ 及び $1.5 D_T (= 810\text{mm})$ の 3 条件で実施した。送電コイル $T_{\#1}$ と受電コイル $R_{\#1}$ が正対する位置を起点に、受電コイル $R_{\#1}$ 、 $R_{\#2}$ を同時に移動させながら 4 端子法による各コイルのインピーダンスを測定した。

3) 試験結果

4 端子法で測定したインピーダンスから算出した結合係数 k 、理論最大効率 η_{\max} 及び理論最大効率とするための負荷抵抗 $R_{L\max}$ を図 2. 3. 3-6 ~ 図 2. 3. 3-8 に示す。送電コイル間隔 D_T と受電コイル間隔 D_R を一致させるコイル配置に比較して、受電コイル間隔 D_R を $0.5 D_T$ 、 $1.5 D_T$ にした配置

の方が結合係数 k 、理論最大効率 η_{\max} 変動が小さく位置ずれに対して高効率で安定した電力供給出来ていることがわかる。送電コイル隔離間隔 D_T に対して受電コイル隔離間隔を $0.5 D_T$ 又は $1.5 D_T$ とすることにより、2 対の送電コイルと受電コイルが補充し結合係数変動が抑制される効果が表われている。

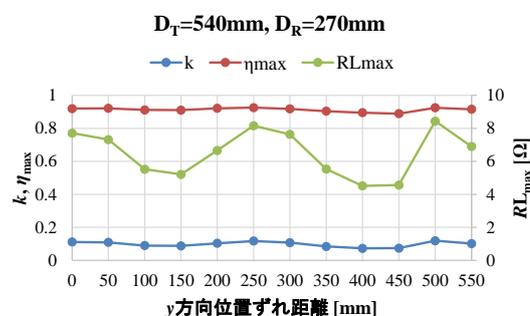


図 2. 3. 3-6 位置ずれ特性($D_R=0.5 D_T$)

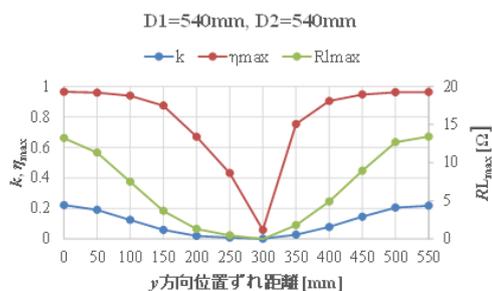


図 2. 3. 3-7 位置ずれ特性($D_R=D_T$)

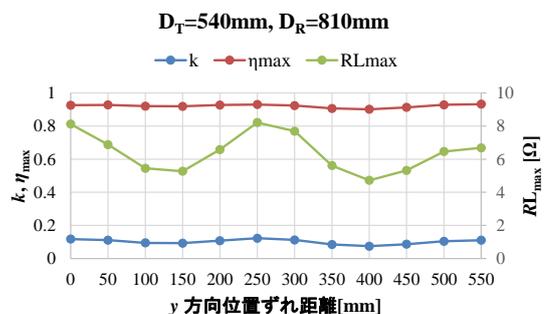


図 2. 3. 3-8 位置ずれ特性($D_R=1.5 D_T$)

4) 回路シミュレーションによる電力伝送特性計算結果

インバータ入力電圧、共振コンデンサ容量一定条件で、 $D_R=270\text{mm}$ 時は負荷抵抗 R_L を 6.5 Ω 、 $D_R=540\text{mm}$ 時は 6.0 Ω 、 $D_R=810\text{mm}$ 時は 15 Ω 一定とした時の位置ずれ時の整流器出力 P_o 及びインバータ入力端及び受電側整流器出力端間の効率 η を図 2. 3. 3-9 に示す。 $D_R=270, 810\text{mm}$ で安定した電力伝送が可能であることが確認できた。

回路シミュレーション結果
(インバータ入力電圧一定・負荷抵抗一定)

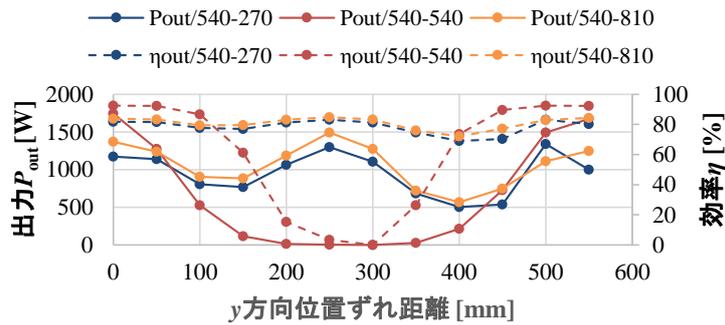


図 2. 3. 3-9 回路シミュレーションによる電力伝送特性

ウ. 目標仕様送電コイル及び受電コイル設計

2. 3. 1-1 (1) ア. に示した海水中損失周波数特性及びイ. に示したコイル最適配置検討結果に基づき当初目標から一部改定した表 2. 3. 3-3 を設計仕様として、送電コイル及び受電コイルは設計を行った。設計に当たっての課題である①伝送距離 200mm の長ギャップ化、②周波数 10kHz~20kHz の低周波化への対応について検討を行った。

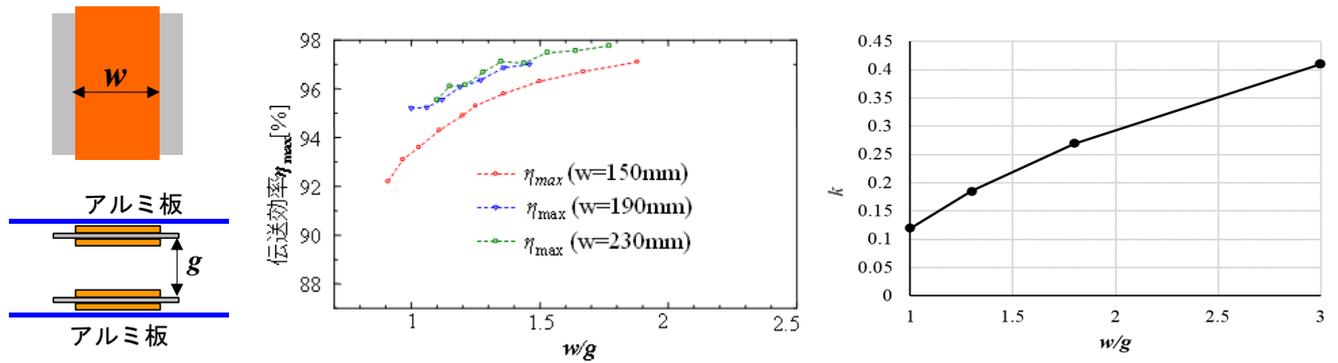
表 2. 3. 3-3 コイル設計仕様

仕様項目	仕様	設定・改定理由
周波数	10~20kHz	海水中損失周波数特性から設定
合計給電電力	最大 3kW	
同時給電数	2 台	コイル配置最適化による台数変更
個別給電電力	最大 1.5kW	同時給電数変更による
給電距離変動、位置ずれ発生時合計給電電力	2~3kW	
上下位置ずれ許容量	±100mm	
左右位置ずれ許容量	±200mm	
給電距離	150±50mm	
送電コイルー給電コイル間最大伝送効率	95%以上	
送電コイルー給電コイル間最小伝送効率	65%以上	

1) 伝送距離 200mm の長ギャップ化対応

DH ソレノイドコイルを構成するソレノイドコイルのコイル間伝送効率 η_{max} 、結合係数 k とコイル幅 w /伝送距離 g との間には図 2. 3. 3-10 に示すグラフのような関係があることが実験及び磁界解析から既に確認されている。同図(c)より最大伝送距離 200 mm で結合係数 k を 0. 2 とするに必要な w/g は 1.3 であり、コイル幅 w は 260 mm となる。最少伝送距離 100 mm 時の結合係数 k は 0.35 が見込まれる。

- ・伝送距離 200mm で結合係数 $k=0.2$ とするに必要な w/g は 1.3
- ・コイル幅 w は $1.3g = 1.3 \times 200 = 260\text{mm}$
- ・伝送距離 100mm での結合係数 k は 0.35



(a) ソレノイドコイル (b) $w/g - \eta_{max}$ 特性(実測例) (c) $w/g - k$ 特性 (磁界解析結果)

図 2. 3. 3-10 コイル巻線幅 w /伝送距離 g と伝送効率 η_{max} ・結合係数 k の関係

2) 周波数 10kHz~20kHz の低周波化への対応

目標電力伝送効率を確保するためには海水中損失を低減することが必須であり、周波数を 10~20kHz としてコイル設計を行う。コイル抵抗を省略し共振状態でのコイル間の理論最大効率 η_{max} は (2. 3. 3-1) 式で示され、周波数 f が下がると理論最大効率 η_{max} は低下してしまう。周波数 f 低下による理論最大効率 η_{max} 低下を防止するためには送電コイル性能指数 Q_1 、受電コイル性能指数 Q_2 を大きくすることが必要になる。コイル性能指数 Q_1 及び Q_2 を大きくするためには、送電コイル及び受電コイルの自己インダクタンス L_1, L_2 を大きくするか、コイル抵抗 R_1, R_2 を小さくする必要がある。

$$\eta_{max} = \frac{1}{1 + \frac{2}{k\sqrt{Q_1 Q_2}}} \quad Q_1 = \frac{\omega L_1}{R_1} \quad Q_2 = \frac{\omega L_2}{R_2} \quad (2. 3. 1-1)$$

①送電コイル及び受電コイルインダクタンス L_1, L_2 の高インダクタンス化

自己インダクタンス L_1, L_2 大きくする方法としてはコイル巻数を増やし高透磁率材をコイルコアに使用することが効果的であり、巻数を増やすことは電力伝送距離拡大への対応としてコイル幅を大きくすることから対応可能である。

ワイヤレス電力伝送ではコイルの小型化のために 80kHz 以上の高周波を使用することから、コイルのコア材としてフェライトコアが採用されている。海水中用ワイヤレス電力伝送では海水中損失を考量して 10~20kHz の周波数を使用することから、フェライトコアより比透磁率の大きな磁性材の使用も可能となる。表 2. 3. 3-4 は 10~20kHz の周波数帯で使用可能で高透磁率特性のあるナノ結晶軟質材の特性表である。

表 2. 3. 3-4 コア材特性

	フェライト	ナノ結晶軟質材 (FINEMET)
飽和磁束密度 [T]	0.43	1.23
比透磁率 [100kHz]	2400	24000
損失 [kW/m ³]	300(0.2T)	300(1.0T)

図 2. 3. 3-1 1 に示すソレノイドコイルのインダクタンス L は (2. 3. 3-2) 式で表され、式中の長岡係数 ρ は図 2. 3. 3-1 2、反磁界係数 D は図 2. 3. 3-1 3 のようになる[11]。フェライトコアからナノ結晶軟質材に変更しても高インダクタンス化効果は小さいことからコアは従来通りにフェライト材を選定した。

$$L = \rho \pi^2 n^2 d^2 a \times 10^{-7} / D \quad (2. 3. 3-2)$$

ρ : 長岡係数

n : 単位長当巻数(=N/a)

d : 直径、 a : コイル長さ

b : コア長さ

a : コイル長さ

D : 反磁界係数

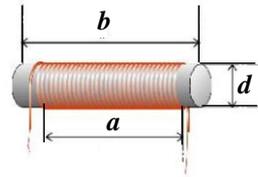


図 2. 3. 3-1 1 ソレノイドコイル

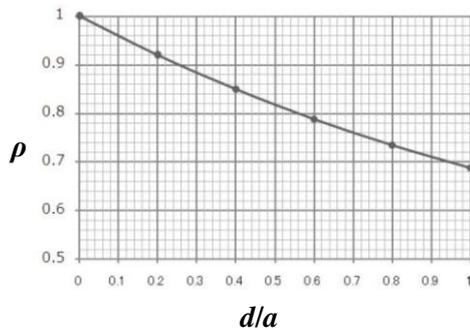


図 2. 3. 3-1 2 長岡係数 ρ

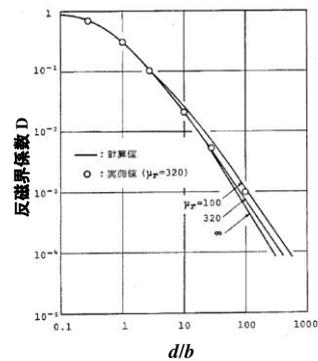


図 2. 3. 3-1 3 反磁界係数 D

② 送電コイル及び受電コイル抵抗 R_1 、 R_2 の低抵抗化

周波数 10~20kHz では近接効果による抵抗上昇の影響は小さくなることから密巻にしてリッツ線を太線化する。

3) 設計結果

表 2. 3. 3-3 に示したように受電コイル数 2 台で構成するシステムでコイル配置最適化を踏まえ、1 組の送電コイル、受電コイルでの出力は 1.5kW として設計した計算表を表

2. 3. 3-5、コイル外形図を図2. 3. 3-14に示す。

表2. 3. 3-5 設計計算表

設計項目	目標仕様	2018年度試作
出力	3kW	1kW
コア幅 [mm]	100	100
コア厚 [mm]	10	10
コイル長さ a [mm]	265	105
コア長さ b [mm]	320	160
巻数 N	33	19
単位長当巻数 N/a	124.5	180.9
等価コア直径 d [mm]	35.7	35.7
d/a	0.135	0.34
長岡係数 ρ	0.95	0.87
空芯ソレノイドコイルインダクタンス L_0 [μH]	4.9	3.76
b/d	11.21	4.48
反磁界係数 D	52	24
コア入ソレノイドコイルインダクタンス L [μH]	254.8	90.2

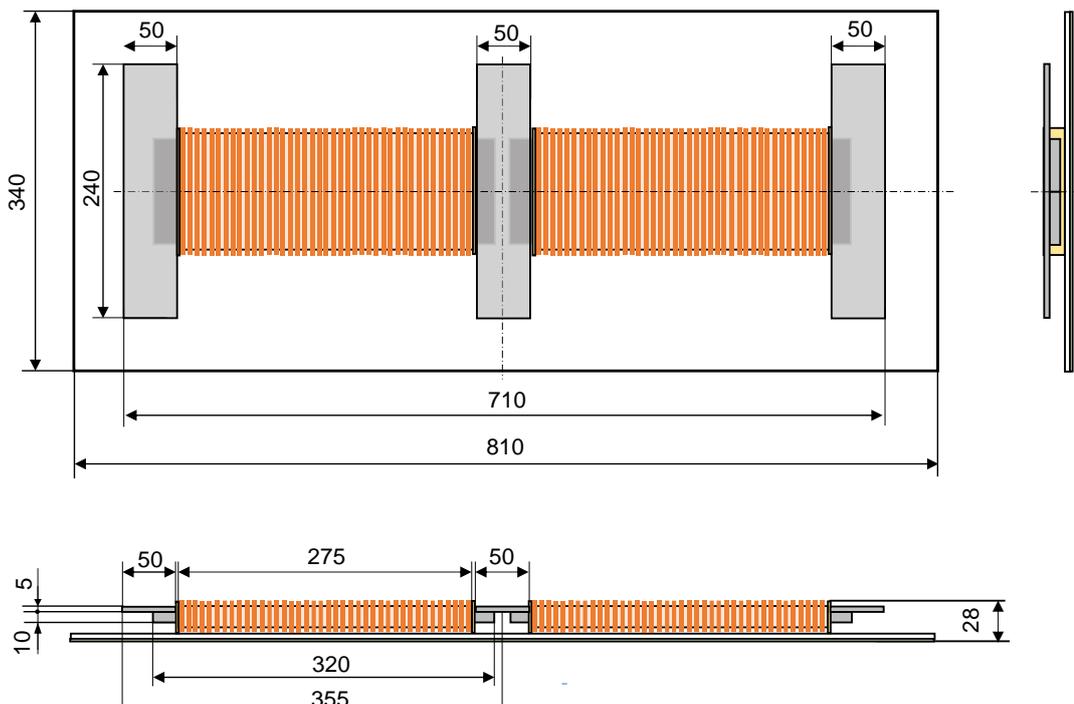


図2. 3. 3-14 コイル外形図

エ. 共振方式の検討

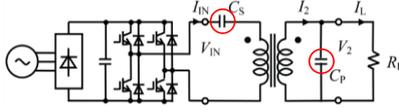
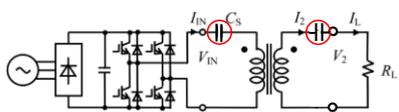
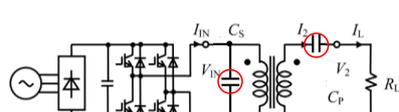
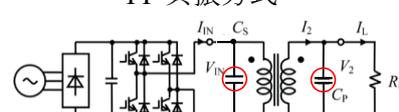
海中におけるワイヤレス電力伝送では高い信頼性及び安全性が求められる。EV 用ワイヤレス電力伝送システムでは安定した車両-地上間通信制御で高周波電源やコイルの破損を防止することを前提にした共振方式が検討されている。安定した通信確保が困難となる海中では、制御に依存せず高い安全性が確保された共振方式のワイヤレス電力伝送システムが重要となる。

1) 代表的共振方式の比較

ワイヤレス電力伝送システムの代表的4種類の共振方式の特長を表2. 3. 3-6に示す。送電コイル受電コイル間の最大伝送効率是一となり、最大伝送効率とするための最適負荷抵抗が異なる。送電側並列受電側直列共振方式(PS 共振方式)、送電側直列受電側直列共振方式(SS 共振方式)は負荷抵抗が低抵抗の時に最大伝送効率となり、電池充電に適した共振方式となる。SS 共振方式及び送電側直列受電側並列共振方式(SP 方式)は受電コイル非対向時に電源短絡状態となり、電源破損、送電コイル焼損発生をするため保護装置が必須になる。また、SS 共振方式は負荷未接続時に受電コイルに高電圧が発生しコイル絶縁破壊が発生するため保護装置が必須となる。

PS 共振方式は保護装置なしに安全が確保出来、電池負荷のような低抵抗負荷に適した特性を有する唯一の共振方式であることから、PS 共振方式を海中用ワイヤレス電力伝送用共振方式として採用する。

表2. 3. 3-6 共振方式比較

	最大効率	最適負荷	受電コイル非対向	負荷開放
<p>SP 共振方式</p> 	$\frac{1}{1 + \frac{2}{k\sqrt{Q_1 Q_2}}}$	$\frac{r_2 Q_2}{k} \sqrt{\frac{Q_2}{Q_1}}$	電源破損 送電コイル焼損	異常なし
<p>SS 共振方式</p> 		$kr_2 \sqrt{Q_1 Q_2}$	電源破損 送電コイル焼損	受電コイル 絶縁破壊
<p>PS 共振方式</p> 		$kr_2 \sqrt{Q_1 Q_2}$	異常なし	異常なし
<p>PP 共振方式</p> 		$\frac{r_2 Q_2}{k} \sqrt{\frac{Q_2}{Q_1}}$	異常なし	異常なし

2) 送電コイル受電コイル間の電力伝送効率に関する詳細解析

送電コイル受電コイル間の理論最大効率 η_{\max} は送電コイル及び受電コイルの抵抗及び漏洩リアクタンスを r_1, x_1, r_2, x_2 とすると、 $r_1 \ll x_1, r_2 \ll x_2$ が成立することから空气中ワイヤレス電力伝送システムでは (2. 3. 3-1) 式が一般的になっている。しかしながら、海中では $r_1 \ll x_1, r_2 \ll x_2$ が成立しないことから、 r_1 及び r_2 を考慮した電力伝送効率の詳細解析評価が重要となる。電池充電に適した特性を有する PS 共振方式、SS 共振方式を対象に、送電コイル受電コイル間電力伝送効率の共振方式による差異について検討する。

<PS 共振方式>

図 2. 3. 3-1 5 に示す PS 共振方式の等価回路に関し、入出力特性、入力インピーダンス、コイル間伝送効率、最大伝送効率及びその時の最適負荷についての解析結果を以下に示す。

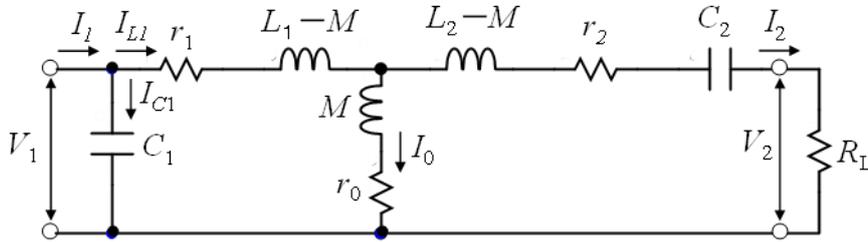


図 2. 3. 3-1 5 PS 共振方式ワイヤレス電力伝送等価回路

①入出力特性

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ I_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A & AZ_2 + B \\ j\omega M + r_0 & j\omega M + r_0 \\ C & CZ_2 + D \\ j\omega M + r_0 & j\omega M + r_0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_2 \\ I_2 \end{pmatrix} \quad (2. 3. 3-3)$$

$$A = r_0 + r_2 + j\omega L_1$$

$$B = r_0 r_1 + (\omega M)^2 + j\omega r_0 L_1 - j2\omega r_0 M$$

$$C = j\omega C_1 (r_0 + r_1) - \omega^2 C_1 L_1 + 1$$

$$D = 2\omega^2 r_0 C_1 M - \omega^2 r_0 C_1 L_1 + r_0 + j\omega^3 C_1 L_1 + j\omega r_0 r_1 C_1$$

②入力インピーダンス

$$Z_{IN} = \frac{(r_0 + r_1) R_L + Z'_1 + j\omega(L_1 R_L + Z'_2)}{E + j\omega F} \quad (2. 3. 3-4)$$

$$\text{Im}(Z_{IN}) = \omega \frac{\{(r_0 + r_1)C_1 + (1 - \omega^2 C_1 L_1)L_1\}R_L^2 + \{(r_0 + r_1)Z'_2 + (r_0 + r_1)C_1 Z'_1 + (1 - \omega^2 C_1 L_1)Z'_2 + L_2 Z'_1\}R_L + Z'_1 Z'_3 + Z'_2 Z'_4}{E^2 + \omega^2 F^2}$$

$$Z'_1 = (r_0 + r_1)r_2 + \omega^2 L_1 L_2 + \frac{L_1}{C_2} + r_0 r_1 + (\omega M)^2 \quad (2. 3. 3-5)$$

$$Z'_2 = (r_0 + r_2)L_1 + (r_0 + r_1)L_2 - \frac{r_0 + r_1}{\omega^2 C_2} - 2r_1 M$$

$$Z'_3 = (r_0 + r_1)r_2 C_1 - \omega^2 C_1 (L_1 L_2 + M^2) + L_2 + \frac{C_1 L_1}{C_2} - \frac{1}{\omega^2 C_2} + r_0 r_1 C_1$$

$$Z'_4 = (1 - \omega^2 C_1 L_1)r_2 + (r_0 + r_1)C_1 \left(\frac{1}{C_2} - \omega^2 L_2 \right) + \omega^2 r_0 C_1 (2M - L_1) + r_0$$

$$E = (1 - \omega^2 C_1 L_1)R_L + Z'_4$$

$$F = (r_0 + r_1)C_1 R_L + Z'_3$$

③コイル間伝送効率

$$\eta = \frac{R_L}{r_2 \frac{(R_L + r_2)^2 + \left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2}\right)^2 + r_0 \{r_0 + 2(R_L + r_2)\}}{r_0^2 + (\omega M)^2} + r_2 + r_0 \frac{(R_L + r_2)^2 + \left\{\omega(L_2 - M) - \frac{1}{\omega C_2}\right\}^2}{r_0^2 + (\omega M)^2} + R_L}$$

(2. 3. 3-6)

④コイル間最大伝送効率

$$\eta_{\max} = \frac{1}{1 + 2 \frac{r_1 r_2 + r_0(r_2 - r_1)}{r_0^2 + (\omega M)^2} + \frac{2(r_0 + r_1)}{r_0^2 + (\omega M)^2} \sqrt{r_2^2 + \left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2}\right)^2 + \frac{r_0 [r_0 r_1 + 2r_1 r_2 + r_0 r_2 - 2\omega M \left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2}\right) + (\omega M)^2] + r_2 (\omega M)^2}{r_0 + r_1}}}$$

(2. 3. 3-7)

⑤最大伝送効率とするための最適負荷

$$R_{Lopt} = \sqrt{r_2^2 + \left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2}\right)^2 + \frac{r_0 [r_0 r_1 + 2r_1 r_2 + r_0 r_2 - 2\omega M \left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2}\right) + (\omega M)^2] + r_2 (\omega M)^2}{r_0 + r_1}}$$

(2. 3. 3-8)

<SS 共振方式>

図 2. 3. 3-16 に示す SS 共振方式の等価回路に関し、入出力特性、コイル間伝送効率、最大伝送効率及びその時の最適負荷についての解析結果を以下に示す。

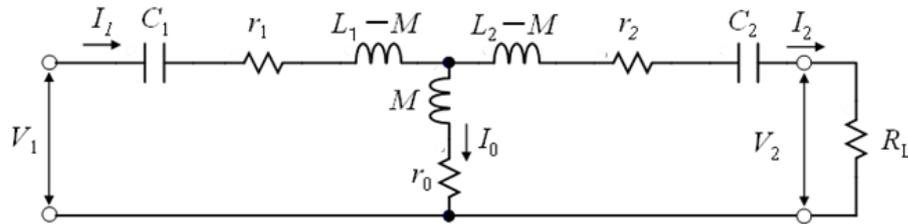


図 2. 3. 3-16 SS 共振方式ワイヤレス電力伝送等価回路

①入出力特性

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ I_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{Z_1 + r_0}{j\omega M + r_0} & \frac{Z_1 Z_2 + (\omega M)^2 + r_0(jZ_1 + jZ_2 - j2\omega M)}{j\omega M + r_0} \\ 1 & \frac{jZ_2 + r_0}{j\omega M + r_0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_2 \\ I_2 \end{pmatrix} \quad (2. 3. 3-9)$$

$$Z_1 = r_1 + j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1}$$

$$Z_2 = r_2 + j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2}$$

②コイル間伝送効率

$$\eta = \frac{R_L}{r_2 \frac{(R_L + r_2)^2 + \left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2}\right)^2 + r_0 \{r_0 + 2(R_L + r_2)\}}{r_0^2 + (\omega M)^2} + r_2 + r_0 \frac{(R_L + r_2)^2 + \left\{\omega(L_2 - M) - \frac{1}{\omega C_2}\right\}^2}{r_0^2 + (\omega M)^2} + R_L}$$

(2. 3. 3-10)

③コイル間最大伝送効率

$$\eta_{\max} = \frac{1}{1 + 2 \frac{r_1 r_2 + r_0(r_2 - r_1)}{r_0^2 + (\omega M)^2} + \frac{2(r_0 + r_1)}{r_0^2 + (\omega M)^2} \sqrt{r_2^2 + \left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2}\right)^2} + \frac{r_0 [r_0 r_1 + 2r_1 r_2 + r_0 r_2 - 2\omega M \left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2}\right) + (\omega M)^2] + r_2 (\omega M)^2}{r_0 + r_1}} \quad (2.3.3-11)$$

④最大伝送効率とするための最適負荷

$$R_{Lopt} = \sqrt{r_2^2 + \left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2}\right)^2 + \frac{r_0 [r_0 r_1 + 2r_1 r_2 + r_0 r_2 - 2\omega M \left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2}\right) + (\omega M)^2] + r_2 (\omega M)^2}{r_0 + r_1}} \quad (2.3.3-12)$$

3) PS 共振方式と SS 共振方式差異

コイル間伝送効率式は PS 共振方式と SS 共振方式では完全に一致することが確認できた。受電側共振コンデンサ C_2 は決定法が異なるため、PS 共振方式の C_2 は (2.3.3-13) 式、SS 共振方式の C_2 は (2.3.3-14) 式として、各方式のコイル間伝送効率式に代入したコイル間伝送効率は (2.3.3-15) 式及び (2.3.3-16) 式になる。

(2.3.3-17) 式で示す条件では PS 共振方式が SS 共振方式より高効率に、(2.3.3-18) 式に条件では SS 共振方式が PS 共振方式より高効率になることになる

$$C_2 = \frac{L_1}{\omega^2 (L_1 L_2 - M^2)} \quad (2.3.3-13)$$

$$C_2 = \frac{1}{\omega^2 L_2} \quad (2.3.3-14)$$

①PS 共振方式

$$\eta = \frac{R_L}{r_2 \frac{(R_L + r_2)^2 + \left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2}\right)^2 + r_0 \{r_0 + 2(R_L + r_2)\}}{r_0^2 + (\omega M)^2} + r_2 + r_0 \frac{(R_L + r_2)^2 + \{\omega(L_2 - M) - (-\omega M)^2\}^2}{r_0^2 + (\omega M)^2} + R_L} \quad (2.3.3-15)$$

②SS 共振方式

$$\eta = \frac{R_L}{r_2 \frac{(R_L + r_2)^2 + \left(\frac{\omega M^2}{L_1}\right)^2 + r_0 \{r_0 + 2(R_L + r_2)\}}{r_0^2 + (\omega M)^2} + r_2 + r_0 \frac{(R_L + r_2)^2 + \left\{\omega M \left(\frac{M}{L_1} - 1\right)\right\}^2}{r_0^2 + (\omega M)^2} + R_L} \quad (2.3.3-16)$$

③PS 共振最大効率 > SS 共振最大効率となる条件

$$r_0 (\omega M)^2 > r_1 \left\{ \omega M \frac{\omega M^2}{L_1} \right\}^2 + r_0 \left\{ \omega M \left(\frac{M}{L_1} - 1 \right) \right\}^2 \quad (2.3.3-17)$$

④PS 共振最大効率 < SS 共振最大効率となる条件

$$r_0 (\omega M)^2 < r_1 \left\{ \omega M \frac{\omega M^2}{L_1} \right\}^2 + r_0 \left\{ \omega M \left(\frac{M}{L_1} - 1 \right) \right\}^2 \quad (2.3.3-18)$$

(2) コイル配置の最適化検討

ア. 磁界解析データを利用した等価回路法による電力伝送特性

1) 送電コイル1台受電コイル1台構成時の電力伝送特性解析 (空气中)

図2. 3. 3-14に示したコイルを送電側1台、受電側1台で構成するコイルを対象に表2. 3. 3-7に示す条件で磁界解析して得られたインピーダンス値による電力伝送特性 (出力、システム効率) を計算した。駆動電圧一定条件での電力伝送特性を表2. 2. 3-8~表2. 2. 3-10、駆動電圧制御時の電力伝送特性を表2. 2. 3-11に示す。

電力伝送出力解析結果は表2. 3. 3-12に示すように、

コイル間距離 100mm (以下、 $z=100\text{mm}$ と表記)、 x 方向位置ずれ 100mm (以下、 $\Delta x=100\text{mm}$ と表記) 及び y 方向位置ずれ 200mm (以下、 $\Delta y=200\text{mm}$ と表記) が同時発生する場合 (以下、最悪位置ずれと表記)、コイル抵抗が増大する周波数 20kHz で目標出力の確保出来ない結果となった。 $z=200\text{mm}$ 、 $\Delta x=100\text{mm}$ の条件では結合係数 k の大幅低下すにより 10kHz 及び 20kHz で目標出力以下の結果となり、設計の見直しが必要であることが明らかになった。

表2. 3. 3-7 磁界解析条件

コイル間距離 [mm]	$f=10$ [kHz]		$f=20$ [kHz]	
	x 方向位置ずれ [mm]	y 方向位置ずれ [mm]	x 方向位置ずれ [mm]	y 方向位置ずれ [mm]
100	0, 50, 100	0, 100, 200	0, 50, 100	0, 100, 200
150	0, 50, 100	0, 100, 200	0, 50, 100	0, 100, 200
200	0, 50, 100	0, 100, 200	0, 50, 100	0, 100, 200

表 2. 3. 3-8 電力伝送特性 (コイル間距離 100mm)

	出力特性	システム効率
10 kHz	<p>出力 P (100mm, 10kHz, 1200V_{o-p})</p>	<p>システム効率 η_{dc-dc} (100mm, 10kHz, 1200V_{o-p})</p>
20 kHz	<p>出力 P (200mm, 20kHz, 1200V_{o-p})</p>	<p>システム効率 η_{dc-dc} (100mm, 20kHz, 1200V_{o-p})</p>

表 2. 3. 3-9 電力伝送特性 (コイル間距離 150mm)

	出力特性	システム効率
10 kHz	<p>出力 P (150mm, 10kHz, 1200V_{o-p})</p>	<p>システム効率 η_{dc-dc} (150mm, 10kHz, 1200V_{o-p})</p>
20 kHz	<p>出力 P (150mm, 20kHz, 1200V_{o-p})</p>	<p>システム効率 η_{dc-dc} (150mm, 20kHz, 1200V_{o-p})</p>

表 2. 3. 3-10 電力伝送特性 (コイル間距離 200mm)

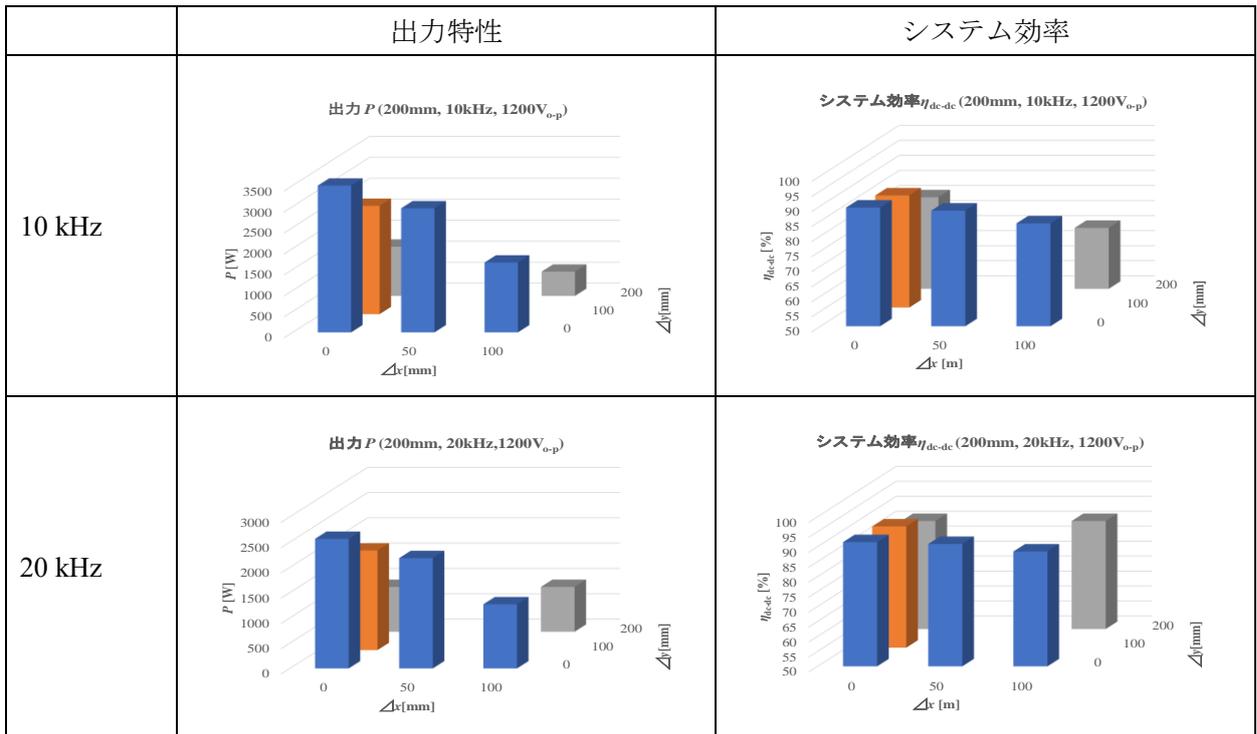


表 2. 3. 3-11 駆動電圧制御時の電力伝送出力解析結果

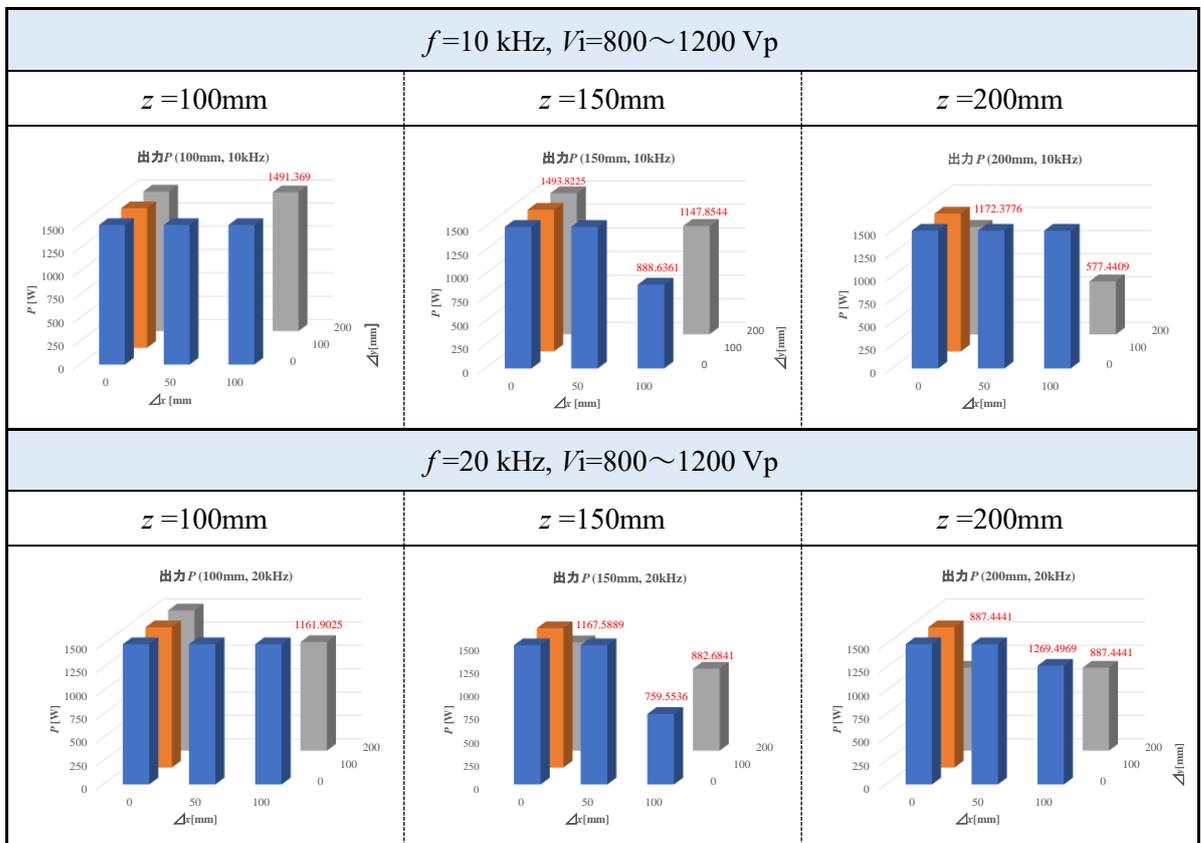


表 2. 3. 3-12 電力伝送出力解析結果まとめ

f [kHz]	出力 [kW]									
	z=100mm					z=200mm				
			Δy [mm]					Δy [mm]		
		0	100	200			0	100	200	
10	Δx [mm]	0	>1.5	>1.5	>1.5	Δx [mm]	0	>1.5	>1.5	1.17
		50	>1.5	—	—		50	>1.5	—	—
		100	>1.5	—	1.49		100	1.17	—	0.57
20	Δx [mm]	0	>1.5	>1.5	>1.5	Δx [mm]	0	>1.5	>1.5	0.89
		50	>1.5	—	—		50	>1.5	—	—
		100	>1.5	—	1.16		100	1.27	—	0.89

2) 走電コイル3台受電コイル2台構成時の電力伝送特性 (空气中、海水中)

送電コイル3台、受電コイル2台をコイル間隔200mm、送電コイルをコイル中心間隔700mm、受電コイルをコイル中心間隔350mm 隔離配置し、伝送媒体 (空气中、海水中)、周波数(10kHz、20kHz)、受電コイル接続法(直列接続、並列接続)をパラメータに実施した磁界解析データを使用し電力伝送特性を計算した。受電コイル直列接続時電力伝送特性を図2. 3. 3-17、受電コイル並列接続時の電力伝送特性を図2. 3. 3-18に示す。解析結果は以下のように受電コイルは直列接続の方が有利であることが明らかになった。

①受電コイル接続法による電力伝送特性の差異

- ・出力は直列でも並列でも目標値 (3 kW) 達成できるが、負荷変動に対しては直列接続の方が安定している。
- ・効率は直列接続の方が空气中、海水中共に周波数 10kHz で 3%、20kHz で 2.5%高い。

②伝送媒体による電力伝送特性の差異

- ・効率は空气中の方が高く 10kHz で 3%、20kHz で 7%であった。
- ・海水中の効率は 10kHz の方が 20kHz より 0.5%程度高い

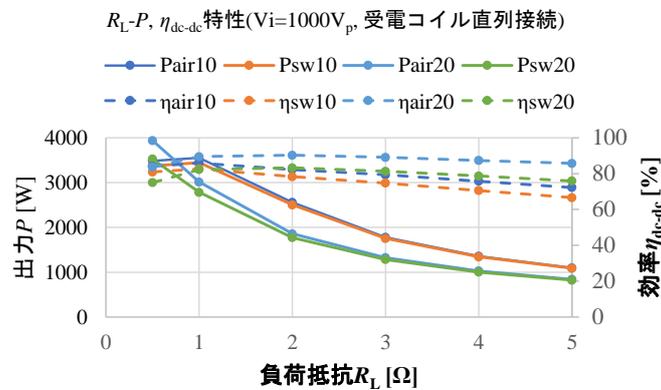


図 2. 3. 3-17 受電コイル直列接続時電力伝送特性

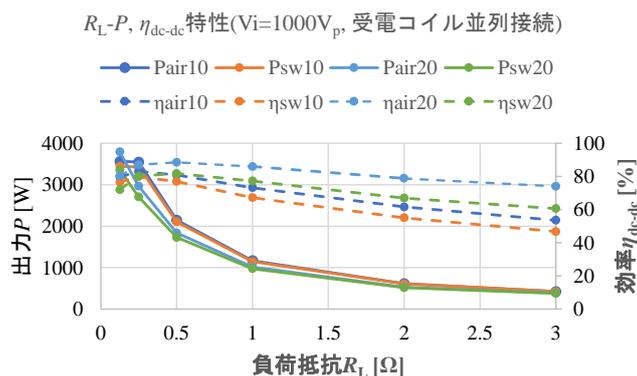


図 2. 3. 3-18 受電コイル並列接続時電力伝送特性

イ. 試作コイルによる電力伝送特性解析結果

コイル間距離 200mm での位置ずれ時特性改善のためにコイルを試作し、改善効果の確認評価を実施した。

1) 巻数変更

コイルインピーダンス低減による出力改善を図るためコイル巻数を 66 ターンから 60 ターンに変更したコイルを試作した。試作コイルのコイルインピーダンスを表 2. 3. 3-13、外観写真を図 3. 3. 3-19 に示す。

表 2. 3. 3-13 試作コイルインピーダンス特性

		試作コイル(60 ターン)		磁界解析コイル(66 ターン)	
		$f=10kHz$	$f=20kHz$	$f=10kHz$	$f=20kHz$
送電コイル	R_1 [Ω]	164	228	163	220
	L_1 [μH]	411.0	441.5	498.5	497.9
受電コイル	R_2 [Ω]	185	247	162	220.8
	L_2 [μH]	401	401	498.5	497.9
共振コンデンサ容量[nF]		610	150	500	130



図 2. 3. 3-19 試作コイル外観写真

① 位置ずれ時結合係数 k 、理論最大効率 η_{\max}

試作コイルを用いた位置ずれ発生時を含む結合係数 k 、理論最大効率 η_{\max} を表 2. 3. 3-14、表 2. 3. 3-15 に示す。位置ずれによる正対位置に対する $\Delta x=100\text{ mm}$ 、 $\Delta y=0\text{ mm}$ 及び $\Delta x=0\text{ mm}$ 、 $\Delta y=200\text{ mm}$ の位置ずれ時の結合係数低下率は $z=100\text{ mm}$ で実測値 29%、50% (磁界解析結果 34%、51%)、 $z=200\text{ mm}$ で実測値 33%、39% (磁界解析結果 29%、41%) であった。

表 2. 3. 3-14 結合係数 k 、理論最大効率 η_{\max} 特性(コイル間距離 100mm)

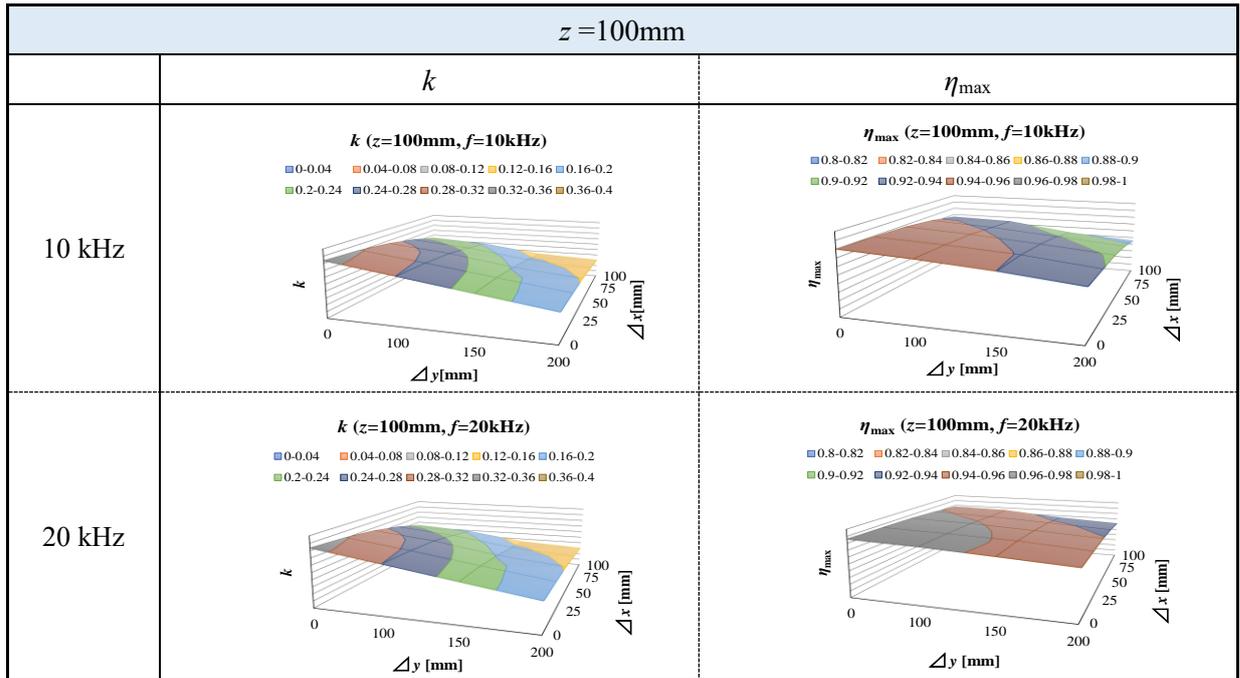
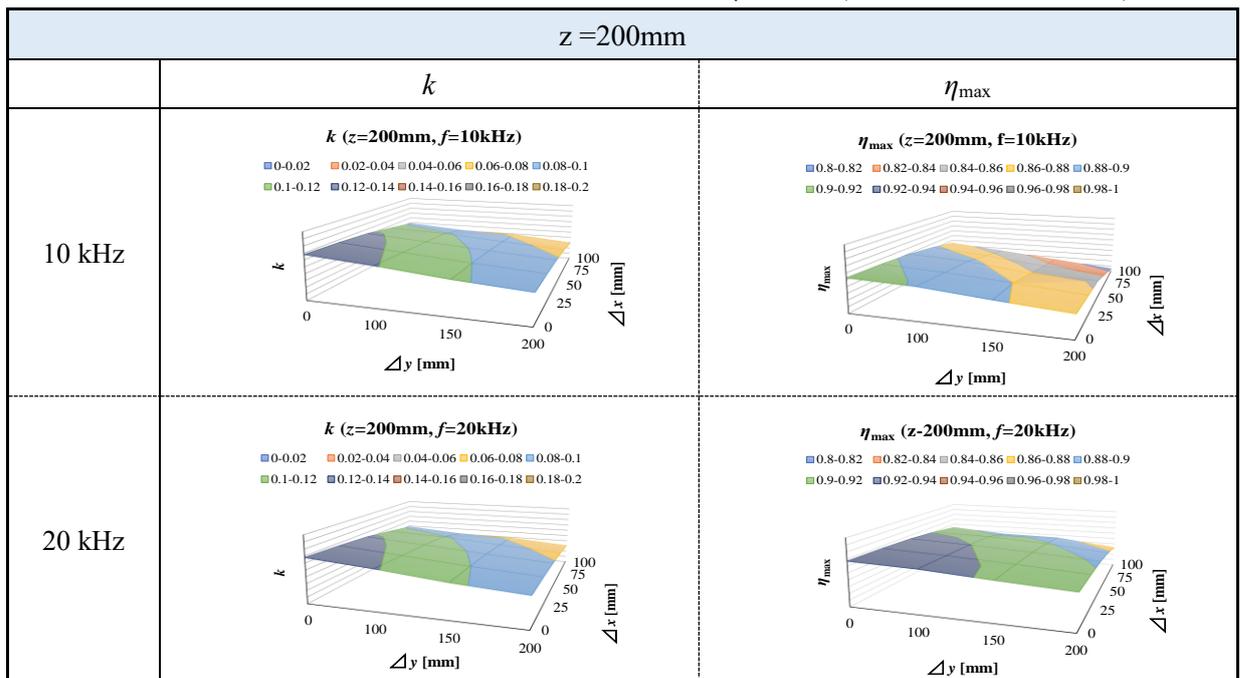


表 2. 3. 3-15 結合係数 k 、理論最大効率 η_{\max} 特性(コイル間距離 200mm)



② 位置ずれ時の出力 P_o 、システム効率 η_{dc-dc} (空气中)

コイル間距離 200mm での位置ずれに対する出力及びシステム効率特性を表 2. 3. 3-16、表 2. 3. 3-17 に示す。出力及びシステム効率特性は駆動電圧、負荷抵抗及び共振コンデンサ容量一定で、位置ずれ時インピーダンス実測値から計算した結果である。コイル巻数低減変更により改善効果は認められるが、 $\Delta x=100\text{mm}$ 及び $\Delta y=200\text{mm}$ が同時に発生する場合 (以下、最悪位置ずれと表記) の出力は 1kW 以下となった。結合係数 k 低下は表 2. 3. 3-14 及び表 2. 3. 3-15 に示したように x 方向位置ずれ時に顕著で、結合係数を向上させる対応が必要になった。

表 2. 3. 3-16 出力、システム効率特性(コイル間距離 200mm、 $f=10\text{kHz}$)

V_p [V]	P_o	η_{dc-dc}
800	<p>P_o ($z=200\text{mm}$, $b_p=40\text{mm}$, $f=10\text{kHz}$, $V_p=800\text{V}$)</p> <p>■ 0-500 ■ 500-1000 ■ 1000-1500 ■ 1500-2000 ■ 2000-2500 ■ 2500-3000 ■ 3000-3500 ■ 3500-4000 ■ 4000-4500 ■ 4500-5000</p>	<p>η_{dc-dc} ($z=200\text{mm}$, $b_p=40\text{mm}$, $f=10\text{kHz}$, $V_p=800\text{V}$)</p> <p>■ 0-500 ■ 500-1000 ■ 1000-1500 ■ 1500-2000 ■ 2000-2500 ■ 2500-3000 ■ 3000-3500 ■ 3500-4000 ■ 4000-4500 ■ 4500-5000</p>
1000	<p>P_o ($z=200\text{mm}$, $b_p=40\text{mm}$, $f=10\text{kHz}$, $V_p=1000\text{V}$)</p> <p>■ 0-500 ■ 500-1000 ■ 1000-1500 ■ 1500-2000 ■ 2000-2500 ■ 2500-3000 ■ 3000-3500 ■ 3500-4000 ■ 4000-4500 ■ 4500-5000</p>	<p>η_{dc-dc} ($z=200\text{mm}$, $b_p=40\text{mm}$, $f=10\text{kHz}$, $V_p=1000\text{V}$)</p> <p>■ 70-72 ■ 72-74 ■ 74-76 ■ 76-78 ■ 78-80 ■ 80-82 ■ 82-84 ■ 84-86 ■ 86-88 ■ 88-90</p>

表 2. 3. 3-17 出力、システム効率特性(コイル間距離 200mm、 $f=20\text{kHz}$)

V_p [V]	P_o	η_{dc-dc}
1000	<p>P_o ($z=200\text{mm}$, $b_p=40\text{mm}$, $f=20\text{kHz}$, $V_p=1000\text{V}$)</p> <p>■ 0-500 ■ 500-1000 ■ 1000-1500 ■ 1500-2000 ■ 2000-2500 ■ 2500-3000 ■ 3000-3500 ■ 3500-4000 ■ 4000-4500 ■ 4500-5000</p>	<p>η_{dc-dc} ($z=200\text{mm}$, $b_p=40\text{mm}$, $f=20\text{kHz}$, $V_p=1000\text{V}$)</p> <p>■ 70-72 ■ 72-74 ■ 74-76 ■ 76-78 ■ 78-80 ■ 80-82 ■ 82-84 ■ 84-86 ■ 86-88 ■ 88-90</p>
1200	<p>P_o ($z=200\text{mm}$, $b_p=40\text{mm}$, $f=20\text{kHz}$, $V_p=1200\text{V}$)</p> <p>■ 0-500 ■ 500-1000 ■ 1000-1500 ■ 1500-2000 ■ 2000-2500 ■ 2500-3000 ■ 3000-3500 ■ 3500-4000 ■ 4000-4500 ■ 4500-5000</p>	<p>η_{dc-dc} ($z=200\text{mm}$, $b_p=40\text{mm}$, $f=20\text{kHz}$, $V_p=1200\text{V}$)</p> <p>■ 70-72 ■ 72-74 ■ 74-76 ■ 76-78 ■ 78-80 ■ 80-82 ■ 82-84 ■ 84-86 ■ 86-88 ■ 88-90</p>

2) 磁極面積変更

x 方向位置ずれによる結合係数低下を防止する対応として磁極面積を 50mm×240mm から 80mm×250mm に 1.67 倍に拡大した。今回は試作コイルの構造上制約から両サイド磁極の面積拡大を実施した。磁極面積変更前後の写真を図 2. 3. 3-20 に示す。

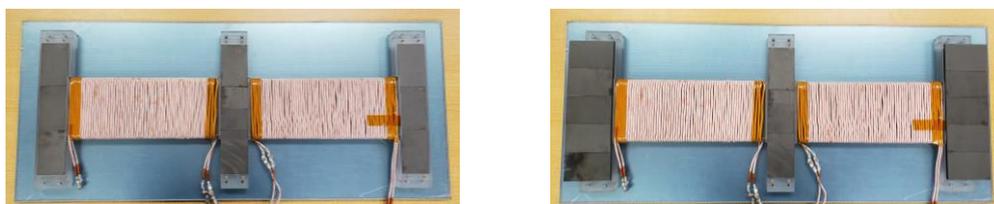


図 2. 3. 3-20 磁極面積変更前後のコイル (左：変更前、右：変更後)

③ 結合係数 k 、理論最大効率 η_{\max}

磁極面積変更前後の位置ずれ発生時の結合係数 k 及び理論最大効率 η_{\max} 特性を示したのが表 2. 3. 1-18、表 2. 3. 1-19 である。磁極面積拡大により下記の特性改善が確認されている。

- ・位置ずれなし時コイル間理論最大伝送効率 : 0.96~0.98 で目標を達成
- ・最悪位置ずれ時結合係数 : 0.06~0.08 から 0.1~0.12 に改善
- ・最悪位置ずれ時コイル間理論最大伝送効率
: 0.80~0.82 から 0.86~0.88 に改善 ($f=10\text{kHz}$)
0.86~0.88 から 0.9~0.92 に改善 ($f=20\text{kHz}$)

表 2. 3. 3-18 磁極面積変更前後の結合係数 k 及び理論最大効率 η_{\max} 特性

z=200mm, f=10kHz		
磁極 [mm]	k	η_{\max}
50×240 (改造前)	<p>$k(z=200\text{mm}, f=10\text{kHz})$</p> <p>■ 0-0.02 ■ 0.02-0.04 ■ 0.04-0.06 ■ 0.06-0.08 ■ 0.08-0.1 ■ 0.1-0.12 ■ 0.12-0.14 ■ 0.14-0.16 ■ 0.16-0.18 ■ 0.18-0.2</p>	<p>$\eta_{\max}(z=200\text{mm}, f=10\text{kHz})$</p> <p>■ 0.8-0.82 ■ 0.82-0.84 ■ 0.84-0.86 ■ 0.86-0.88 ■ 0.88-0.9 ■ 0.9-0.92 ■ 0.92-0.94 ■ 0.94-0.96 ■ 0.96-0.98 ■ 0.98-1</p>
80×250 (改造後)	<p>$k(z=200\text{mm}, f=10\text{kHz}, b_p=80\text{mm})$</p> <p>■ 0-0.02 ■ 0.02-0.04 ■ 0.04-0.06 ■ 0.06-0.08 ■ 0.08-0.1 ■ 0.1-0.12 ■ 0.12-0.14 ■ 0.14-0.16 ■ 0.16-0.18 ■ 0.18-0.2</p>	<p>$\eta_{\max}(z=200\text{mm}, f=10\text{kHz}, b_p=80\text{mm})$</p> <p>■ 0.8-0.82 ■ 0.82-0.84 ■ 0.84-0.86 ■ 0.86-0.88 ■ 0.88-0.9 ■ 0.9-0.92 ■ 0.92-0.94 ■ 0.94-0.96 ■ 0.96-0.98 ■ 0.98-1</p>

表 2. 3. 3-19 磁極面積変更前後の結合係数 k 及び理論最大効率 η_{\max} 特性

z=200mm, f=20kHz		
磁極 [mm]	k	η_{\max}
50×240 (改造前)	<p>$k(z=200\text{mm}, f=20\text{kHz})$</p> <p>■ 0-0.02 ■ 0.02-0.04 ■ 0.04-0.06 ■ 0.06-0.08 ■ 0.08-0.1 ■ 0.1-0.12 ■ 0.12-0.14 ■ 0.14-0.16 ■ 0.16-0.18 ■ 0.18-0.2</p>	<p>$\eta_{\max}(z=200\text{mm}, f=20\text{kHz})$</p> <p>■ 0.8-0.82 ■ 0.82-0.84 ■ 0.84-0.86 ■ 0.86-0.88 ■ 0.88-0.9 ■ 0.9-0.92 ■ 0.92-0.94 ■ 0.94-0.96 ■ 0.96-0.98 ■ 0.98-1</p>
80×250 (改造後)	<p>$k(z=200\text{mm}, f=20\text{kHz}, b_p=80\text{mm})$</p> <p>■ 0-0.02 ■ 0.02-0.04 ■ 0.04-0.06 ■ 0.06-0.08 ■ 0.08-0.1 ■ 0.1-0.12 ■ 0.12-0.14 ■ 0.14-0.16 ■ 0.16-0.18 ■ 0.18-0.2</p>	<p>$\eta_{\max}(z=200\text{mm}, f=20\text{kHz}, b_p=80\text{mm})$</p> <p>■ 0.8-0.82 ■ 0.82-0.84 ■ 0.84-0.86 ■ 0.86-0.88 ■ 0.88-0.9 ■ 0.9-0.92 ■ 0.92-0.94 ■ 0.94-0.96 ■ 0.96-0.98 ■ 0.98-1</p>

④ 電力伝送出力 P_o 、システム効率 $\eta_{\text{dc-dc}}$ 特性 (空气中)

コイル間距離 200mm における位置ずれ時コイルインピーダンス実測値を使用して計算した出力、システム効率特性を表 2. 3. 3-20、表 2. 3. 1-21 に示す。コイル磁極面積拡大により、最悪位置ずれ時の出力は周波数 10kHz で 0.97kW から 1.44kW、周波数 20kHz で 0.72kW から 1.23kW へ改善され、給電距離変動、位置ずれ発生時の目標給電電力を達成で

きる見通しが得られた。

表 2. 3. 3-20 磁極面積変更後の出力及びシステム効率特性 (10kHz)

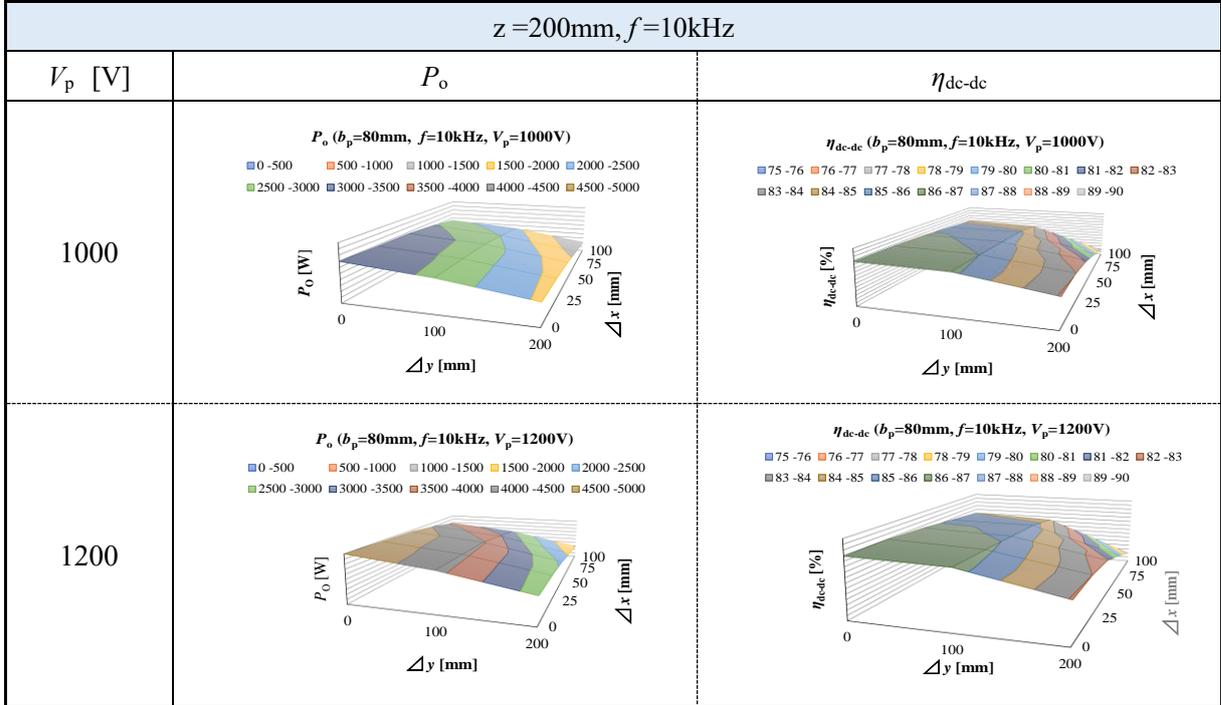
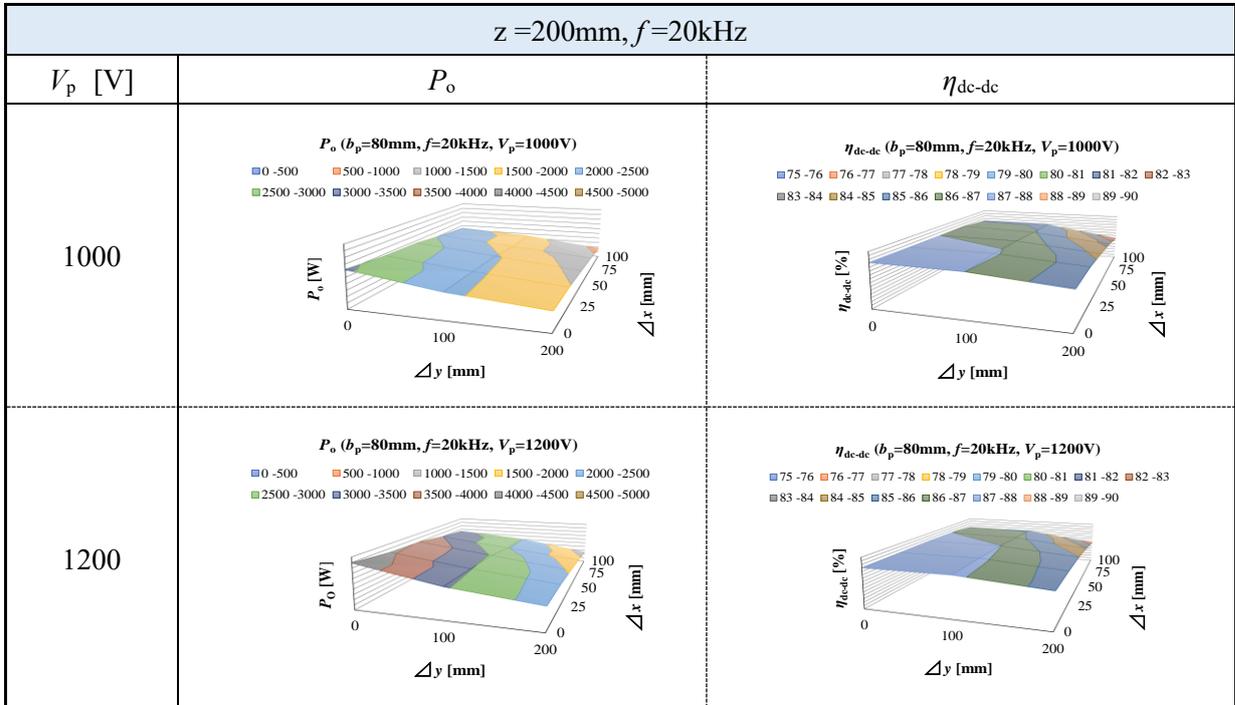


表 2. 3. 3-21 磁極面積変更後の出力及びシステム効率特性 (20kHz)



(3) 給電距離の調整装置の設計

潮流等による送電コイルと受電コイル間のギャップ変動は共振条件不整合の要因となり、ワイヤレス伝送電力特性に大きな影響を与えることになる。ギャップ等変動に対して共振状態を保持する方式として可制御型共振器が提案されているが、応答性等の課題が指摘されている。海水の導電性に着目した電磁力による送電コイルと受電コイル間距離を一定にする調整装置が実用的手段としての可能性の検討を行う。図2. 3. 3-2 1に概念図を示す。

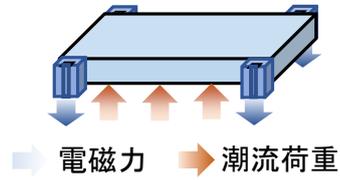


図2. 3. 3-2 1 コイル間距離調整装置概念図

ア. コイル間距離調整装置の電機設計

コイル間距離調整装置は図2. 3. 3-2 2に示すように磁界と電流が直交するようにマグネット及び海水中に電流を流すための電極を配置した構造になっている。図2. 3. 3-2 3に示すようにギャップを挟んでマグネットを配置し継鉄で磁路を形成した時のギャップ中磁束密度は(2. 3. 3-1 9)式で表され、表2. 3. 3-2 2に示す設計諸元で計算したギャップ中磁束密度を図2. 3. 3-2 4に示す。

電極サイズ 100mm×100mm、電極間距離 100mm とした場合の塩分濃度と電極間抵抗特性を図2. 3. 3-2 5に示す。標準塩分濃度 3.5%での抵抗は 55Ωであり、設計ギャップ 20mmでの抵抗は 11Ωとして電磁力計算を行う。

$$B(x) = \frac{B_r}{\pi} \left[\tan^{-1} \frac{ab}{2x\sqrt{4x^2 + a^2 + b^2}} - \tan^{-1} \frac{ab}{2(c+x)\sqrt{4(c+x)^2 + a^2 + b^2}} \right] \quad (2. 3. 3-1 9)$$

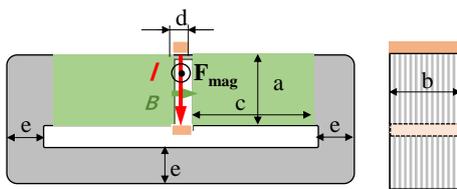


図2. 3. 3-2 2 コイル間距離調整装置

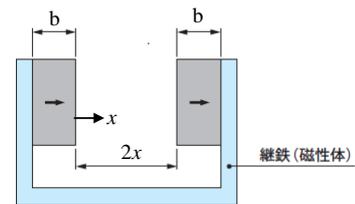


図2. 3. 3-2 3 磁気回路

表2. 3. 3-2 2 設計諸元

a [mm]	100
b [mm]	100
c [mm]	200
d [mm]	20
Br [T]	1.2

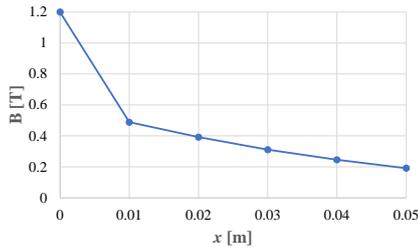


図 2. 3. 3-24 ギャップ中磁束密度

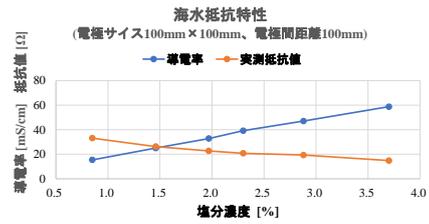


図 2. 3. 3-25 塩分濃度－抵抗値

イ. 電磁力計算及び潮流荷重

電磁力 F_{mag} 及び潮流によりコイル面に加わる潮流荷重 F_{tide} は (2. 3. 3-20) 式、(2. 3. 1-21) 式で算出され、その結果を図 2. 3. 3-26 に示す。コイル間距離調整装置 4 台を 400V で駆動した時の電磁力 11.6 N は潮流速度 0.5 ノットが適用限界となり、電磁力によるコイル間距離調整は実用的でないことが明らかになった。

潮流によるコイル間距離変動対応として、①AUV 等のホバーリング機能活用、②送電コイル上への AUV 等の着座が考えられる。①のホバーリング機能活用はバッテリー充電時間の長時間化を招くという問題がある。②のコイル上への着座は AUV 等のポジション調整機能で対応可能で、バッテリー充電中のエネルギー消費発生をないことから有効な代替案と考えられる。

$$F_{mag} = BIl = Bl \left(\frac{V}{R_{sea}} \right) \quad [N] \quad (2. 3. 3-20)$$

$$F_{tide} = \frac{1}{2} \rho C_d A v^2 \quad [N] \quad (2. 3. 3-21)$$

ρ : 海水密度 [kg/m³]

C_d : 抵抗係数 (1 として計算)

A : 荷重断面積 [m²] (=コイル面積=0.35×0.79=0.277 として計算)

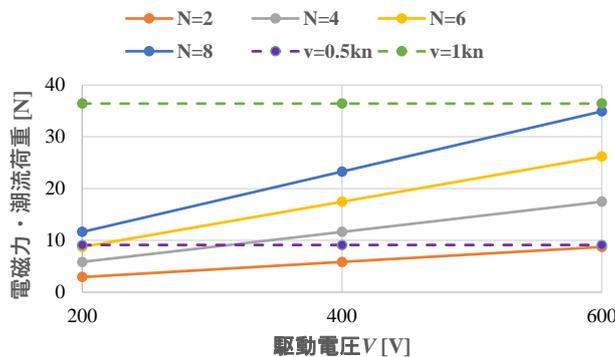


図 2. 3. 3-26 コイル間距離調整装置特性

2. 3. 4 設計検討のための解析

(1) 送電コイル及び受電コイル 2 次電機設計のための解析

2. 3. 3 における電機設計にて定められたコイル諸元に基づく電磁界解析を実施した。まず、受電側コイルと給電側コイルの 1 対 1 のモデルにおいて、送電コイルと受電コイルの位置関係を変えて、それぞれ 4 端子法の測定に対応する解析を実施した。設計側では、この結果から等価回路定数を算出し、回路シミュレーションにより、位置ずれ時の給電特性を計算する。この結果は、2. 3. 3 (4) に述べられている。

さらに、1 対 1 のモデルにより電磁界解析と回路の連成解析により共振条件での解析を実施し、設計側で実施する四端子法により求めた等価回路による回路シミュレーションの結果と比較し、結果がよく一致することを確認した。

ア. 1 対 1 構成の四端子法条件での電磁界解析

1) 検討モデル 1

電気設計における基本条件判断のために図 2. 3. 4-1 に示す DH コイルについて送電コイルと受電コイルの 1 対 1 構成での四端子法条件での電磁界解析を実施した。ここでは、ギャップは 200mm とし、アルミシールドの有/無と DH コイルの直列/並列接続をパラメータとして解析した。結果を表 2. 3. 4-2 から表 2. 3. 4-5 に示す。

コイル抵抗としては、リッツ線の 1 ターンループの測定から求めた表 2. 3. 4-1 に示す単位長さ当たりの抵抗から算出した抵抗を足し合わせている。この抵抗は 2. 3. 5 (3) で検討するリッツ線の自己電流損失に相当するものである。

この結果を用いた設計側での検討の結果、アルミシールド有で設計検討を進めることとなった。

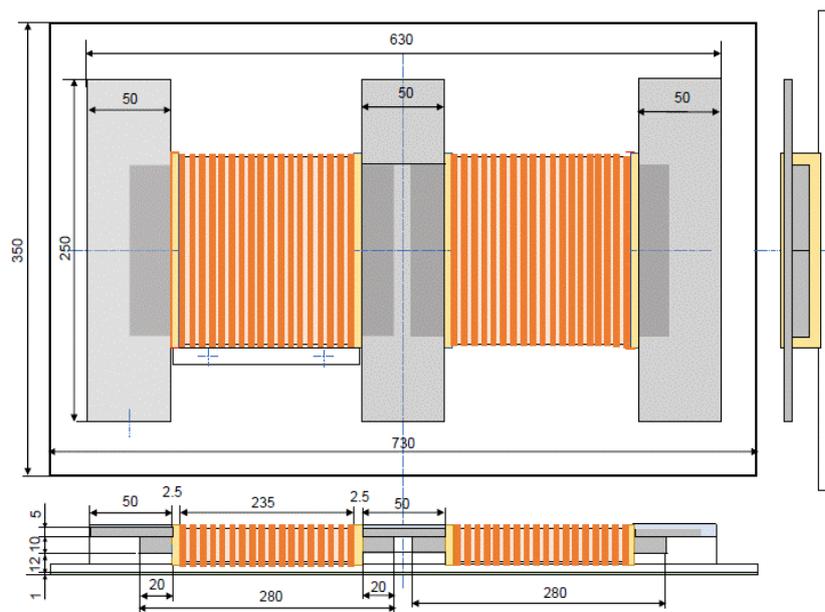


図 2. 3. 4-1 検討モデル 1 の DH コイルの主要寸法

表 2. 3. 4-1 コイル抵抗の算出

f [kHz]	単位長さ当たりの抵抗[mΩ/m]	ケーブル長 [m]	抵抗 [mΩ]
10	6.78	10	67.8
20	7.04	10	70.4

表 2. 3. 4-2 検討モデル1のアルミシールド有, DH コイル直列接続の結果

f [kHz]	二次開放		二次短絡		一次開放		一次短絡		Qp	Qs
	Rp [mΩ]	Lp [μH]	Rp [mΩ]	Lp [μH]	Rs [mΩ]	Ls [μH]	Rs [mΩ]	Ls [μH]		
10	222.5	518.3	226.2	508.8	222.5	518.3	226.2	508.8	146.4	146.4
20	270.8	518.0	275.5	508.5	270.8	518.0	275.5	508.5	240.3	240.3

表 2. 3. 4-3 検討モデル1のアルミシールド無, DH コイル直列接続の結果

f [kHz]	二次開放		二次短絡		一次開放		一次短絡		Qp	Qs
	Rp [mΩ]	Lp [μH]	Rp [mΩ]	Lp [μH]	Rs [mΩ]	Ls [μH]	Rs [mΩ]	Ls [μH]		
10	67.8	753.9	67.8	748.1	67.8	753.9	67.8	748.1	698.6	698.7
20	70.4	753.9	70.4	748.1	70.4	753.9	70.4	748.1	1345.7	1345.7

表 2. 3. 4-4 検討モデル1のアルミシールド有, DH コイル並列接続の結果

f [kHz]	二次開放		二次短絡		一次開放		一次短絡		Qp	Qs
	Rp [mΩ]	Lp [μH]	Rp [mΩ]	Lp [μH]	Rs [mΩ]	Ls [μH]	Rs [mΩ]	Ls [μH]		
10	55.6	129.6	56.5	127.2	55.6	129.6	56.5	127.2	146.4	146.4
20	67.7	129.5	68.9	127.1	67.7	129.5	68.9	127.1	240.3	240.3

表 2. 3. 4-5 検討モデル1のアルミシールド無, DH コイル並列接続の結果

f [kHz]	二次開放		二次短絡		一次開放		一次短絡		Qp	Qs
	Rp [mΩ]	Lp [μH]	Rp [mΩ]	Lp [μH]	Rs [mΩ]	Ls [μH]	Rs [mΩ]	Ls [μH]		
10	17.0	188.5	17.0	187.0	17.0	188.5	17.0	187.0	698.6	698.7
20	17.6	188.5	17.6	187.0	17.6	188.5	17.6	187.0	1345.7	1345.7

2) 検討モデル2での解析

2. 3. 3における電機設計にて定められたコイル仕様（表2. 3. 3-5、図2. 3. 3-1 4参照）に基づき、送電コイルと受電コイルの1対1構成における四端子法測定のための4つの条件（一次開放、一次短絡、二次開放、二次短絡）に相当する解析を行った。コイル形状を図2. 3. 2に示す。検討モデル1（図2. 3. 2-1）に比べ、リッツ線コイルの抵抗を下げるために素線数を増やし、外径が大きくなったことから磁極間距離が広がっている。

まず、空気中の条件にて、表2. 3. 4-6に示す通りに相対位置を変えて解析を実施した。送電コイルと受電コイルのギャップ（ ΔZ ）を100mm、150mm、200mmの3ケースとし、X方向については $y=0\text{mm}$ において $\Delta x=50\text{mm}$ 、100mmの2ケースの位置ずれの条件、Y方向については $x=0\text{mm}$ において $\Delta y=100\text{mm}$ 、200mmの2ケースの位置ずれの条件、さらに $\Delta x=100\text{mm}$ 、 $\Delta y=200\text{mm}$ の位置ずれ条件と、各ギャップごとに6つのモデルの解析を実施した。ここで、 x 、 y 、 z 座標の定義は図2. 3. 4-3に示すとおりである。

設計側での測定が空気中で実施されたことから、ここでの解析はすべて空気中で実施した。海水の影響はギャップ200mmの正対位置（ $\Delta x=\Delta y=0\text{mm}$ ）にて解析した。

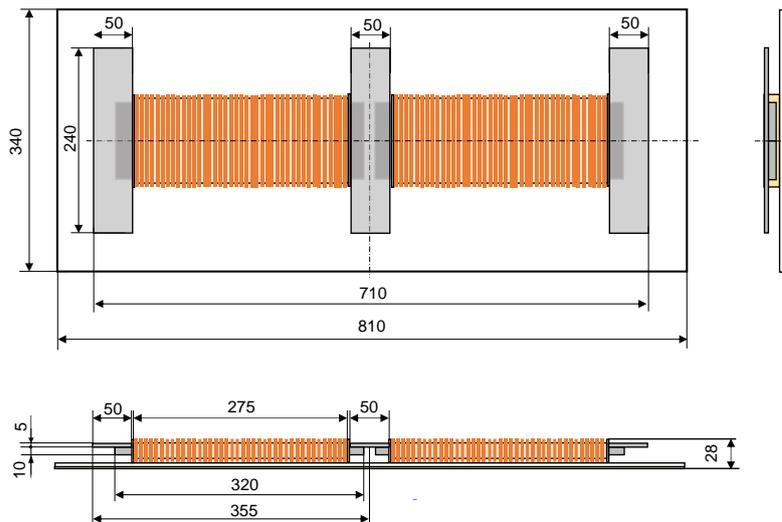


図2. 3. 4-2 検討モデル2のDHコイルの主要寸法

表2. 3. 4-6 1対1構成における四端子法条件での解析 コイル位置条件

Δz													
100				150				200					
Δx				Δx				Δx					
0	50	100	0	0	50	100	0	0	50	100	0		
Δy			Δy	Δy			Δy	Δy			Δy		
0			0	100	200	0	0	100	200	0	0	100	200
$\Delta x=100, \Delta y=200$				$\Delta x=100, \Delta y=200$				$\Delta x=100, \Delta y=200$					

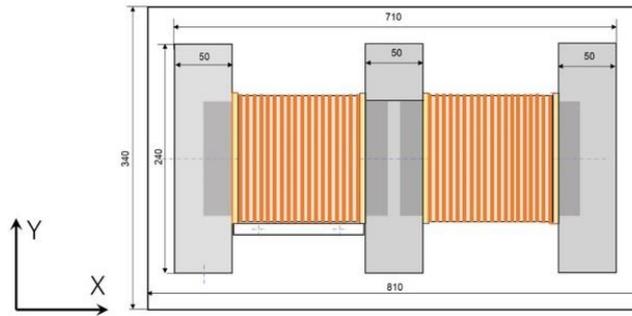


図 2. 3. 4-3 座標定義

本年度の設計検討の基本仕様として、周波数を 10kHz と 20kHz の 2 点に絞り込むことになったが、給電部特性試験に基づく手法の検証の結果から、検討するリッツ線仕様において、交流抵抗への寄与は自己電流損失が中心であることが予見された。このため、ここでの解析では、交流抵抗の値として、リッツ線の 1 ターンループでの測定値を用いることとした。表 2. 3. 4-7 に使用した抵抗値を示す。検討 1 からリッツ線仕様が変更となり、素線径は変えずに素線数を増やすことで、抵抗が小さくなっている。

解析結果は、代表例についてのみ示す。

表 2. 3. 4-8 ~ 10 にギャップ 100、150、200mm における正対位置の解析結果を示す。コイルが一次側と二次側で同一であるため、対称性から二次開放と一次開放、二次短絡と一次短絡は同じ結果となる。

海水のケースでの解析モデルを図 2. 3. 4-5 に示す。ケースに収納し、海水中に配置するモデルである。海水中における解析結果を表 2. 3. 4-11 に示す。ここではギャップ 200mm のケースを解析した。

表 2. 3. 4-7 コイル抵抗

f [kHz]	単位長さ当たりの抵抗[mΩ/m]	ケーブル長 [m]	抵抗 [mΩ]
10	3.02	10	30.2
20	3.16	10	31.6

表 2. 3. 4-8 ギャップ 200[mm], $\Delta x = \Delta y = 0$ [mm]の結果

f [kHz]	二次開放		二次短絡		一次開放		一次短絡		Qp	Qs
	Rp [mΩ]	Lp [μH]	Rp [mΩ]	Lp [μH]	Rs [mΩ]	Ls [μH]	Rs [mΩ]	Ls [μH]		
10	163.1	502.5	166.7	490.3	163.1	502.5	166.7	490.3	193.6	193.6
20	220.9	501.9	225.9	489.7	220.9	501.9	225.9	489.7	285.6	285.6

表 2. 3. 4-9 ギャップ 150[mm], $\Delta x = \Delta y = 0$ [mm]の結果

f [kHz]	二次開放		二次短絡		一次開放		一次短絡		Qp	Qs
	Rp [mΩ]	Lp [μH]	Rp [mΩ]	Lp [μH]	Rs [mΩ]	Ls [μH]	Rs [mΩ]	Ls [μH]		
10	163.9	514.4	170.5	495.0	163.9	514.4	170.5	495.0	197.2	197.2
20	222.1	513.8	231.3	494.4	222.1	513.8	231.3	494.4	290.6	290.6

表 2. 3. 4-10 ギャップ 100[mm], $\Delta x = \Delta y = 0$ [mm]の結果

f [kHz]	二次開放		二次短絡		一次開放		一次短絡		Qp	Qs
	Rp [mΩ]	Lp [μH]	Rp [mΩ]	Lp [μH]	Rs [mΩ]	Ls [μH]	Rs [mΩ]	Ls [μH]		
10	165.3	550.6	190.5	465.5	165.3	550.6	190.5	465.5	209.3	209.3
20	224.3	550.0	259.4	464.7	224.3	550.0	259.4	464.7	308.2	308.2

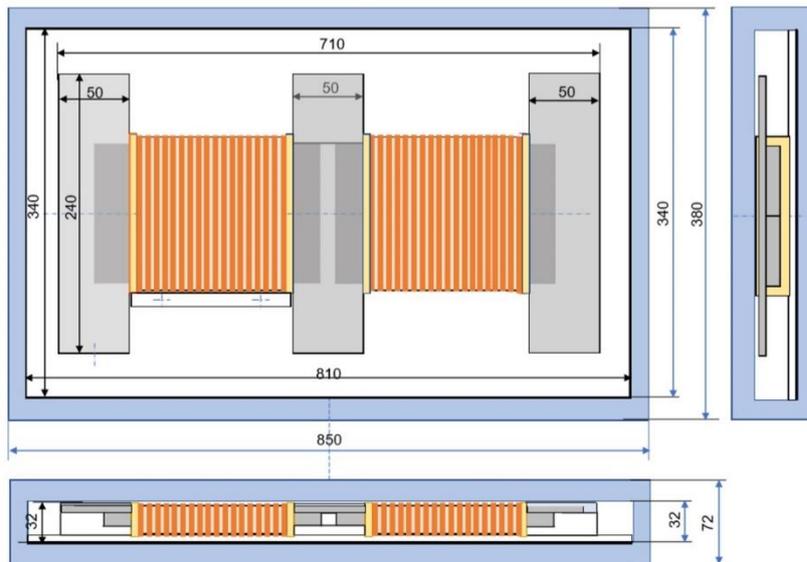


図 2. 3. 4-4 海水中の解析におけるコイルモデル (ケース寸法を記載)

表 2. 3. 4-11 海水中, ギャップ 200[mm]の結果

f [kHz]	二次開放		二次短絡		一次開放		一次短絡		Qp	Qs
	Rp [mΩ]	Lp [μH]	Rp [mΩ]	Lp [μH]	Rs [mΩ]	Ls [μH]	Rs [mΩ]	Ls [μH]		
10	218.3	502.4	214.9	490.2	218.3	502.4	214.9	490.2	144.6	144.6
20	440.4	501.8	417.2	489.6	440.5	501.8	417.2	489.6	143.2	143.2

イ. 1対1構成での共振条件での解析

検討モデル2の仕様のコイルにて、共振条件の解析を実施した。図2.3.4-5に回路図、表2.3.4-12に解析条件を示す。回路図中の r は解析の収束性の都合上から入れた抵抗で結果に影響しない微小な値(10[nΩ])とした。巻き線抵抗はコイルと直列に抵抗を接続することで考慮した。抵抗値は表2.3.4-7の値を用いた。

図2.3.4-6に得られた電源電圧/電流、負荷電流/電圧を示す。

図2.3.4-7に別途実施された四端子法に基づく電気回路シミュレーションによる電力伝送特性の評価結果との比較を示す。電磁界解析との直接連成で得られた結果と四端子法から求めた回路定数を用いたシミュレーション結果が良く一致することを確認した。

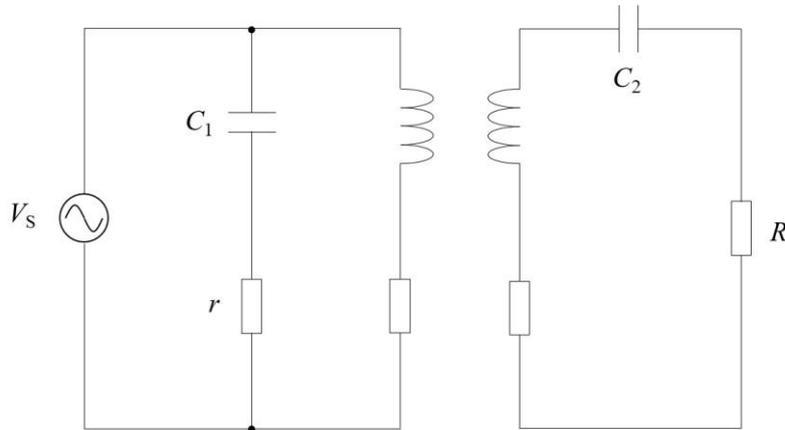
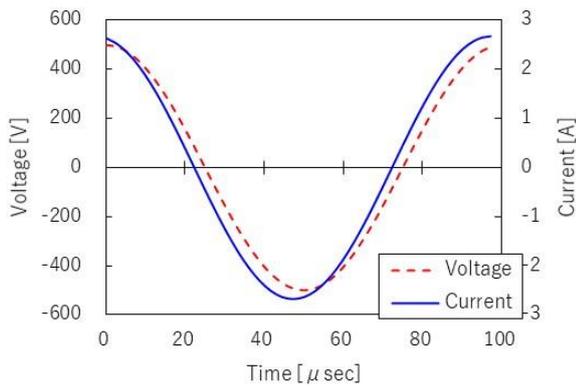


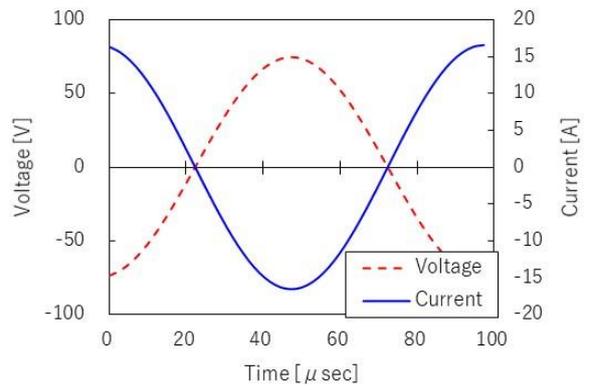
図2.3.4-5 1対1構成，共振条件での電磁界解析の回路図

表2.3.4-12 解析ケースと結果のまとめ

雰囲気	周波数 [kHz]	C1 [μ F]	C2 [μ F]	Vs [V] (0-peak)	R [Ω]	入力有効電力 [kW]	出力有効電力 [kW]	効率 [%]
空気	10	0.5041	0.5041	500	4.5	0.660	0.618	93.6
				1200	4.5	3.80	3.56	93.7
				1200	6.75	2.64	2.45	92.8
				1200	9.0	2.03	1.86	91.6



(a)電圧源



(b)負荷抵抗

図 2. 3. 4-6 電源電圧 500[V](0-peak), 抵抗 4.5[Ω]の電圧, 電流波形

駆動電圧—出力特性(N1=N2=66T,G200,10kHz)

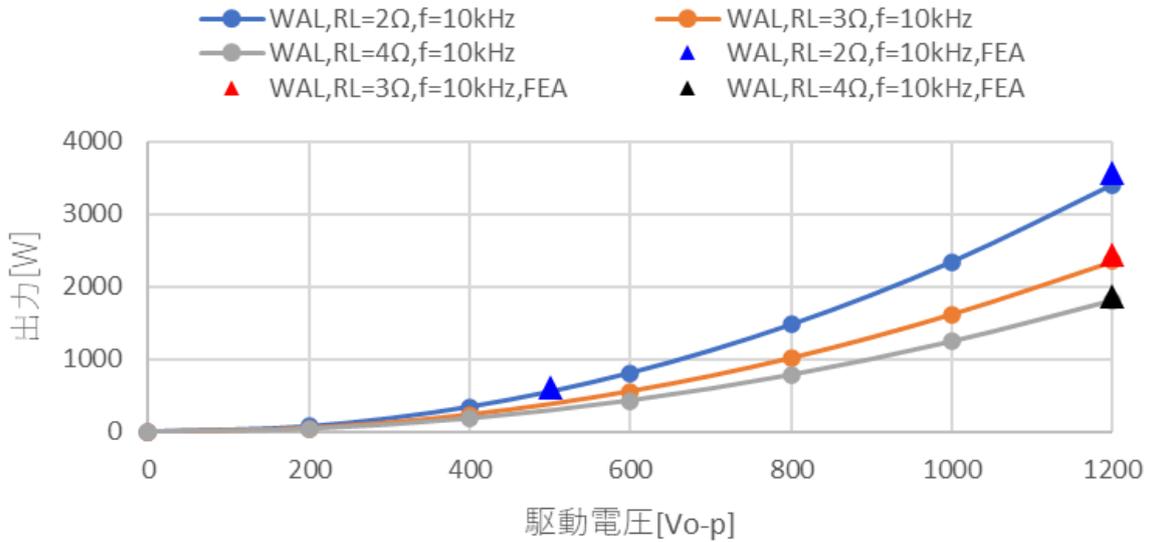


図 2. 3. 4-7 四端子法に基づく電気回路シミュレーション結果と電磁界解析による共振条件での解析との比較

(2) コイル配置の最適化のための解析

設計検討の結果、最終的なシステム構成として、受電側 3 コイル、送電側 2 コイルの構成を採用する（2. 3. 3 参照）こととなった。ここでは、受電側 3 コイル、送電側 2 コイルの体系における四端子法計算を実施するとともに、海水中での共振条件での解析を行い、設計側での回路シミュレーションにより得られた結果との整合性を確認した。

ア. 四端子法条件での解析

図 2. 3. 4-8 に 3 対 2 構成の全体図を示す。送電側コイル 3 台と受電側コイル 2 台を配置した体系である。表 2. 3. 4-13 に解析諸元を示す。図 2. 3. 4-9 にコイルの回路図を示す。送電側コイルは 3 台並列に接続し、受電側コイルは 2 台並列接続と直列接続のケースをそれぞれ解析した。図 2. 3. 4-10 に 3 対 2 構成のメッシュを示す。

四端子法解析の結果を表 2. 3. 4-14 から表 2. 3. 4-17 に示す。この結果に基づく設計側での電力伝送特性の評価結果は図 2. 3. 3-23 と 2. 3. 3-24 に示されている。

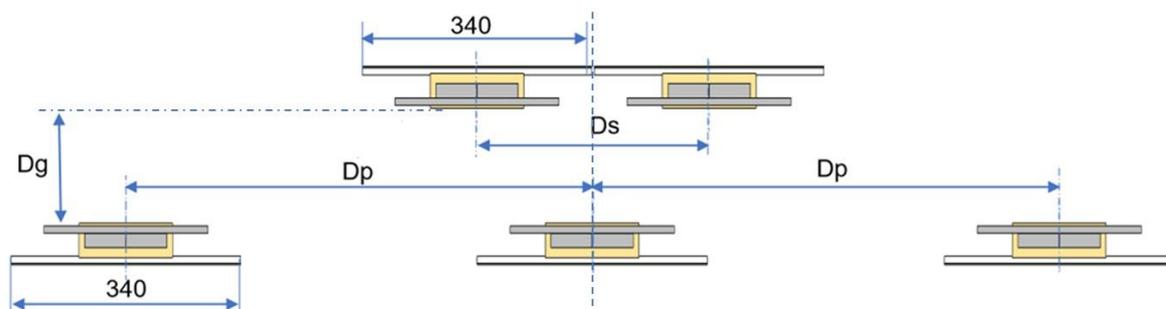


図 2. 3. 4-8 3 対 2 構成の全体図

表 2. 3. 4-13 3 対 2 構成の諸元

項目		仕様
送電側コイル	コイル数	3
	コイル配置方法	図 2. 3. 4-6 参照
	コイルケース	1 コイル 1 ケース
	コイル接続	並列接続
	コイル配置間隔 Dp (コイル中心距離)	700[mm]
受電側コイル	コイル数	2
	コイル配置方法	図 2. 3. 4-6 参照
	コイルケース	2 コイル 1 ケース
	コイル接続	直列接続/並列接続
	コイル配置間隔 Ds (コイル中心距離)	350[mm]
送電コイル受電コイル間磁氣的ギャップ Dg		200[mm]

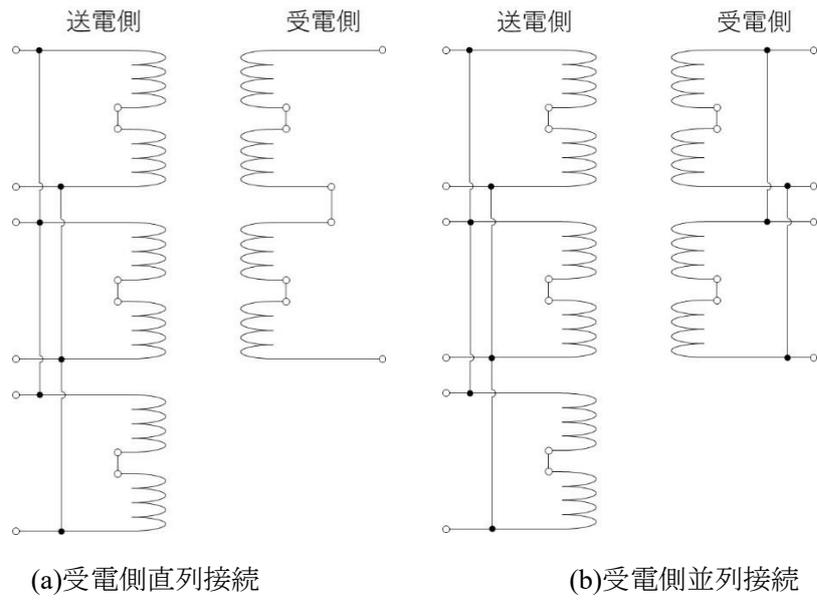
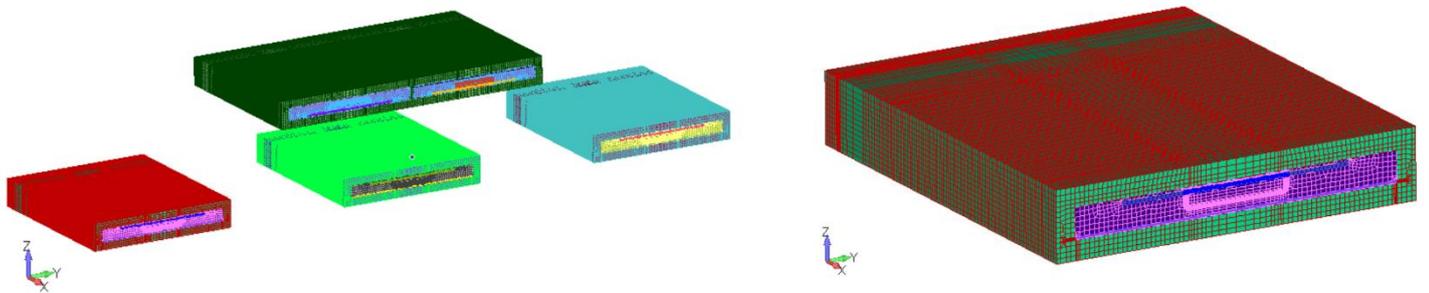
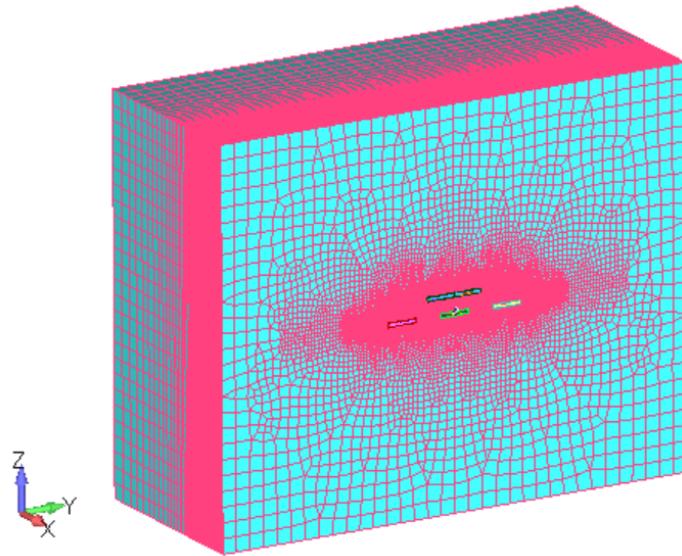


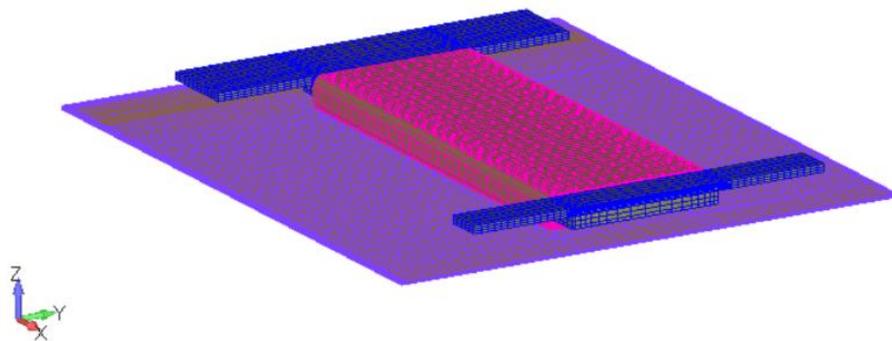
図 2. 3. 4 - 9 コイルの回路図

(a) 全体図



(b) コイルユニット配置 (送電コイル 3 台、受電コイル 2 台)

(c) コイルユニット (ケース含む) I



(d) コイルユニット (ケース省略)

図 2. 3. 4-10 3 対 2 構成のメッシュ

表 2. 3. 4-1 4 空气中, 受電側直列接続の結果

f [kHz]	二次開放		二次短絡		一次開放		一次短絡		Qp	Qs
	Rp [mΩ]	Lp [μH]	Rp [mΩ]	Lp [μH]	Rs [mΩ]	Ls [μH]	Rs [mΩ]	Ls [μH]		
10	54.4	165.0	55.1	163.5	362.0	932.1	365.5	923.9	190.7	161.8
20	73.8	164.8	74.8	163.3	494.9	930.7	499.9	922.5	280.4	236.3

表 2. 3. 4-1 5 空气中, 受電側並列接続の結果

f [kHz]	二次開放		二次短絡		一次開放		一次短絡		Qp	Qs
	Rp [mΩ]	Lp [μH]	Rp [mΩ]	Lp [μH]	Rs [mΩ]	Ls [μH]	Rs [mΩ]	Ls [μH]		
10	54.4	165.0	55.1	163.5	90.5	233.0	91.4	231.0	190.7	161.8
20	73.8	164.8	74.8	163.3	123.7	232.7	125.0	230.6	280.4	236.3

表 2. 3. 4-1 6 海水中, 受電側直列接続の結果

f [kHz]	二次開放		二次短絡		一次開放		一次短絡		Qp	Qs
	Rp [mΩ]	Lp [μH]	Rp [mΩ]	Lp [μH]	Rs [mΩ]	Ls [μH]	Rs [mΩ]	Ls [μH]		
10	72.2	165.0	71.9	163.5	473.0	932.1	470.4	923.9	143.5	123.8
20	145.1	164.8	141.8	163.3	937.8	930.6	918.4	922.4	142.7	124.7

表 2. 3. 4-1 7 海水中, 受電側並列接続の結果

f [kHz]	二次開放		二次短絡		一次開放		一次短絡		Qp	Qs
	Rp [mΩ]	Lp [μH]	Rp [mΩ]	Lp [μH]	Rs [mΩ]	Ls [μH]	Rs [mΩ]	Ls [μH]		
10	72.2	165.0	71.9	163.5	118.3	233.0	117.6	231.0	143.5	123.8
20	145.1	164.8	141.8	163.3	234.5	232.7	229.6	230.6	142.7	124.7

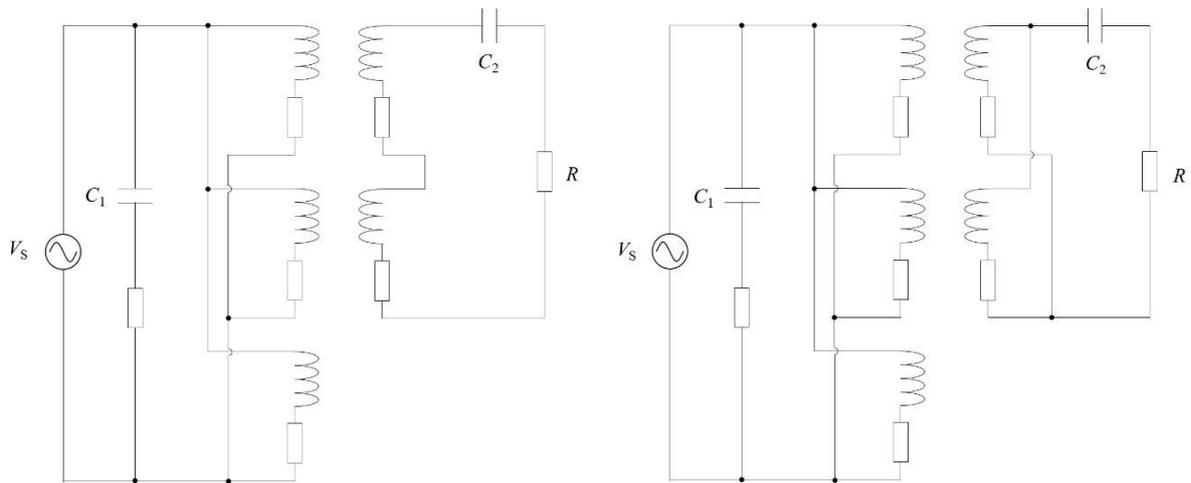
イ. 3対2構成での共振条件での解析

3対2構成での電力供給特性を電磁界解析側に置いて確認するために、共振条件で解析を行い、供給電力量と伝送効率を確認した。なお、この解析に用いたコイルは図2.3.3-14に対応するものであり、設計における最終デザインではない。

図2.3.4-11に共振条件での解析に使用した回路図を示す。また、解析結果の一覧を表2.3.4-18にまとめる。表中に回路図中の回路素子のパラメータも示した。図2.3.4-15から図2.3.4-22に各条件での電圧源、抵抗負荷の電圧、電流波形を示す。図2.3.4-23と図2.3.4-24に海水中での受電側コイル直列のケースにおける磁束密度と渦電流分布図を示す。

この結果より、以下の結論を得た。

- ・送電コイル3台、受電コイル2台の構成で、本モデルの相対位置において、受電側コイル直列接続と並列接続のいずれのケースにおいても、給電電力として3kW以上の値が得られた。
- ・海水中での給電電力は空気中の場合とほぼ同等であり、効率は4%程度低下した。



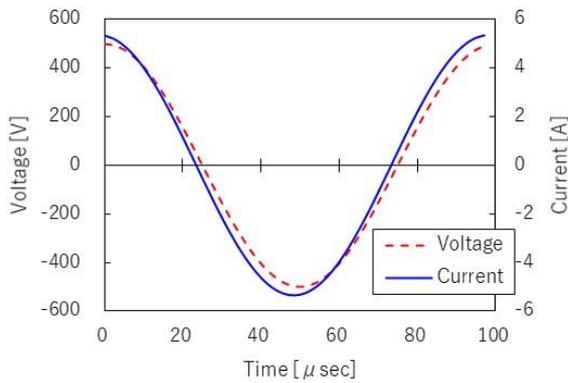
(a)受電側直列接続

(b)受電側並列接続

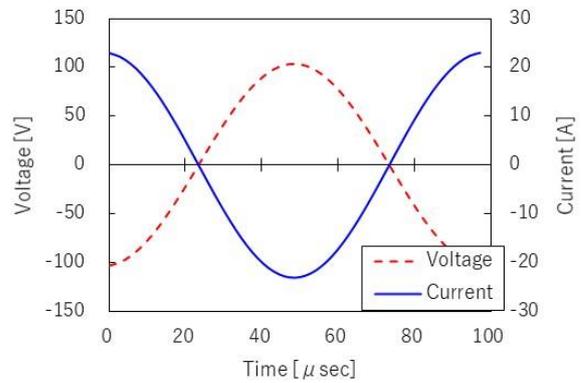
図2.3.4-14 電磁界解析における共振条件での回路図

表 2. 3. 4-18 解析ケースと結果のまとめ

雰囲気	受電側 接続	周波数 [kHz]	C1 [μ F]	C2 [μ F]	Vs [V] (0-peak)	R [Ω]	入力有 効電力 [kW]	出力有 効電力 [kW]	効率 [%]
空気	直列	10	1.535	0.2718	500	4.5	1.33	1.19	89.5
		20	0.3843	0.0680	500	4.5	1.21	1.07	88.4
	並列	10	1.535	1.087	1000	1.125	5.28	4.65	88.1
		20	0.3843	0.2721	1000	1.125	4.84	4.29	88.6
海水	直列	10	1.535	0.2718	1000	4.5	5.27	4.45	84.4
		20	0.3843	0.0680	1000	4.5	4.64	3.71	80.0
	並列	10	1.535	1.087	1000	1.125	5.26	4.45	84.6
		20	0.3843	0.2721	1000	1.125	4.60	3.68	80.0

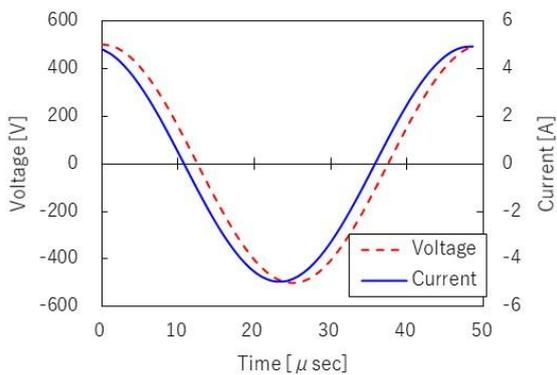


(a)電圧源

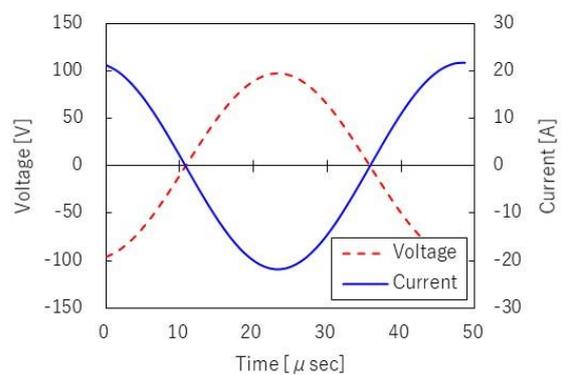


(b)負荷抵抗

図 2. 3. 4-15 空气中, 受電側直列接続, 周波数 10[kHz], 抵抗 4.5[Ω]の電圧, 電流波形

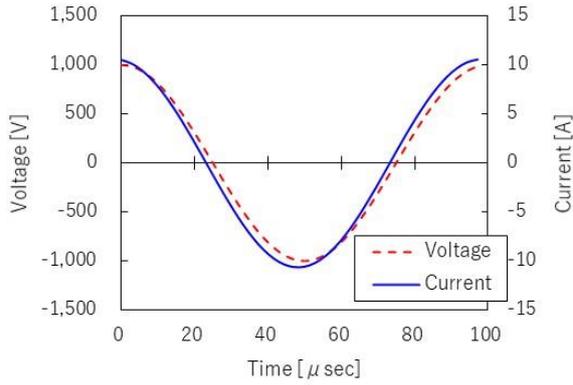


(a)電圧源

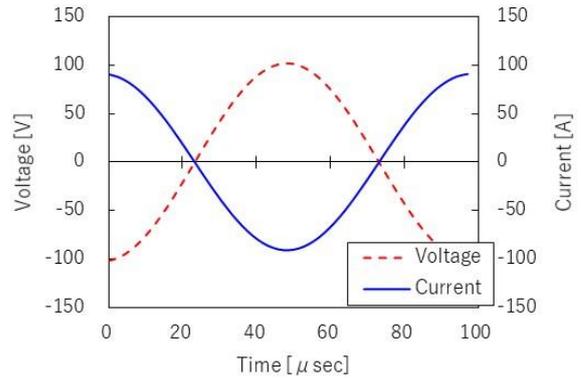


(b)負荷抵抗

図 2. 3. 4-16 空气中, 受電側直列接続, 周波数 20[kHz], 抵抗 4.5[Ω]の電圧, 電流波形

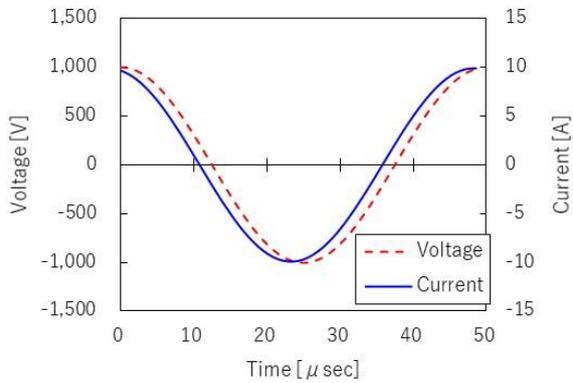


(a)電圧源

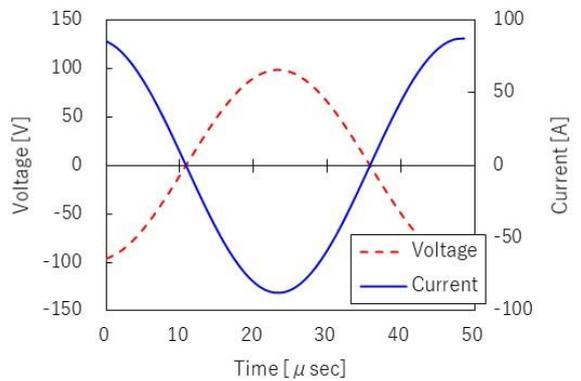


(b)負荷抵抗

図2. 3. 4-17 空气中，受電側並列接続，周波数 10[kHz]，抵抗 1.125[Ω]の電圧，電流波形

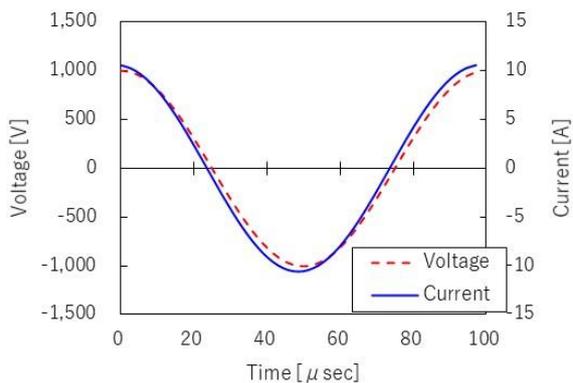


(a)電圧源

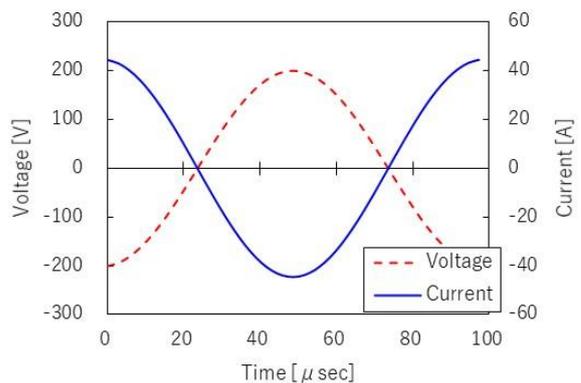


(b)負荷抵抗

図2. 3. 4-18 空气中，受電側並列接続，周波数 20[kHz]，抵抗 1.125[Ω]の電圧，電流波形

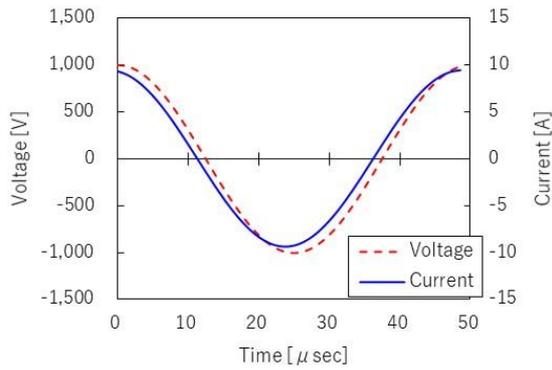


(a)電圧源

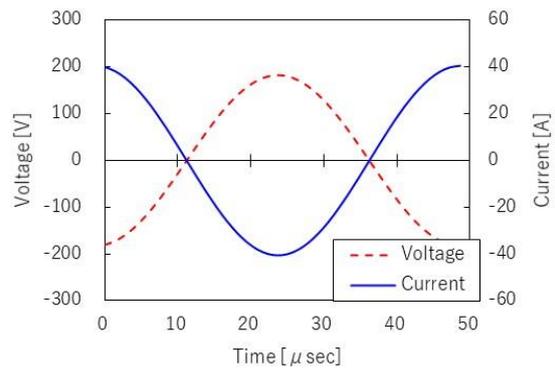


(b)負荷抵抗

図2. 3. 4-19 海水中，受電側直列接続，周波数 10[kHz]，抵抗 4.5[Ω]の電圧，電流波形

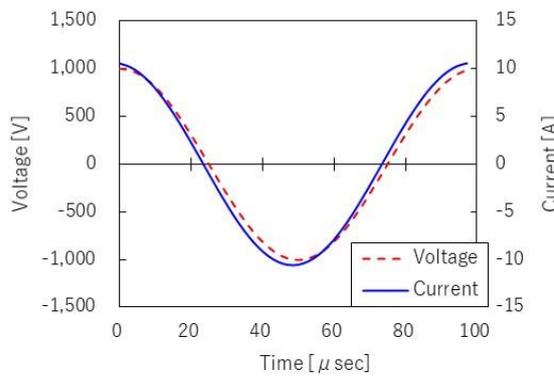


(a)電圧源

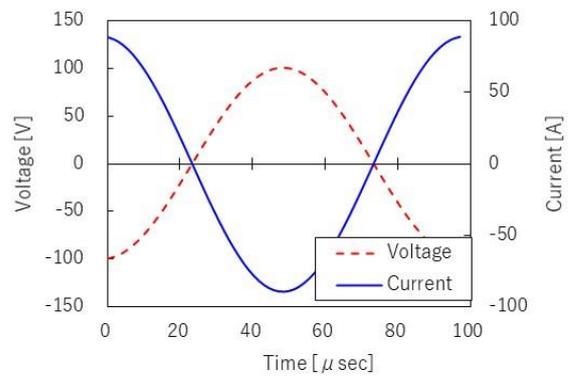


(b)負荷抵抗

図2. 3. 4-20 海水中，受電側直列接続，周波数 20[kHz]，抵抗 4.5[Ω]の電圧，電流波形

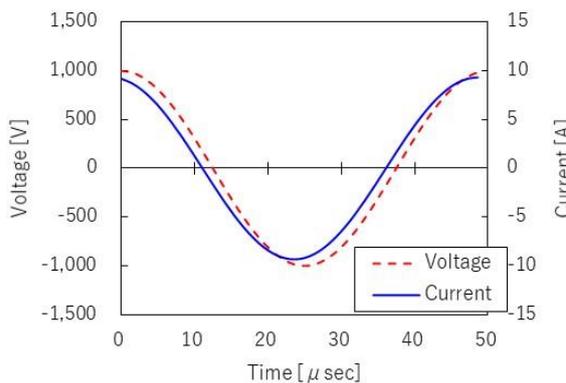


(a)電圧源

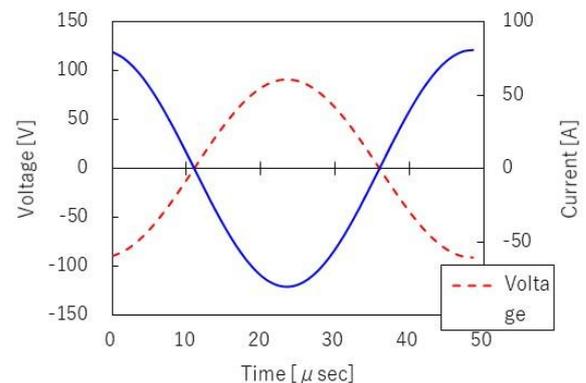


(b)負荷抵抗

図2. 3. 4-21 海水中，受電側並列接続，周波数 10[kHz]，抵抗 1.125[Ω]の電圧，電流波形

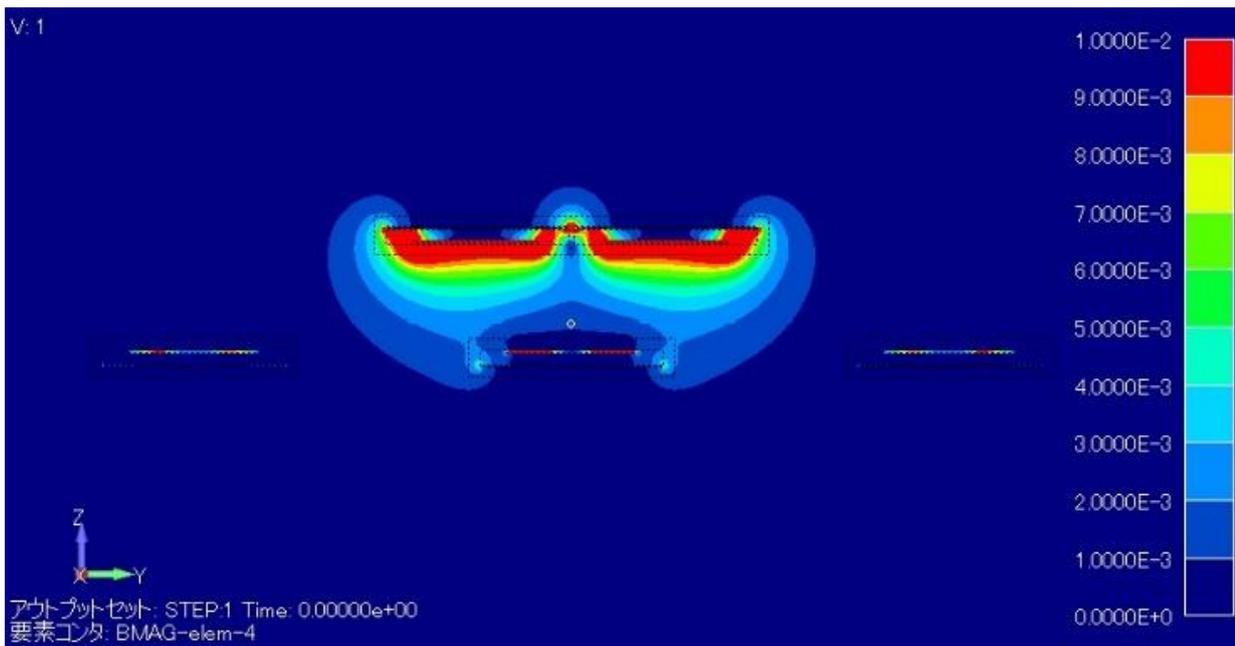


(a)電圧源

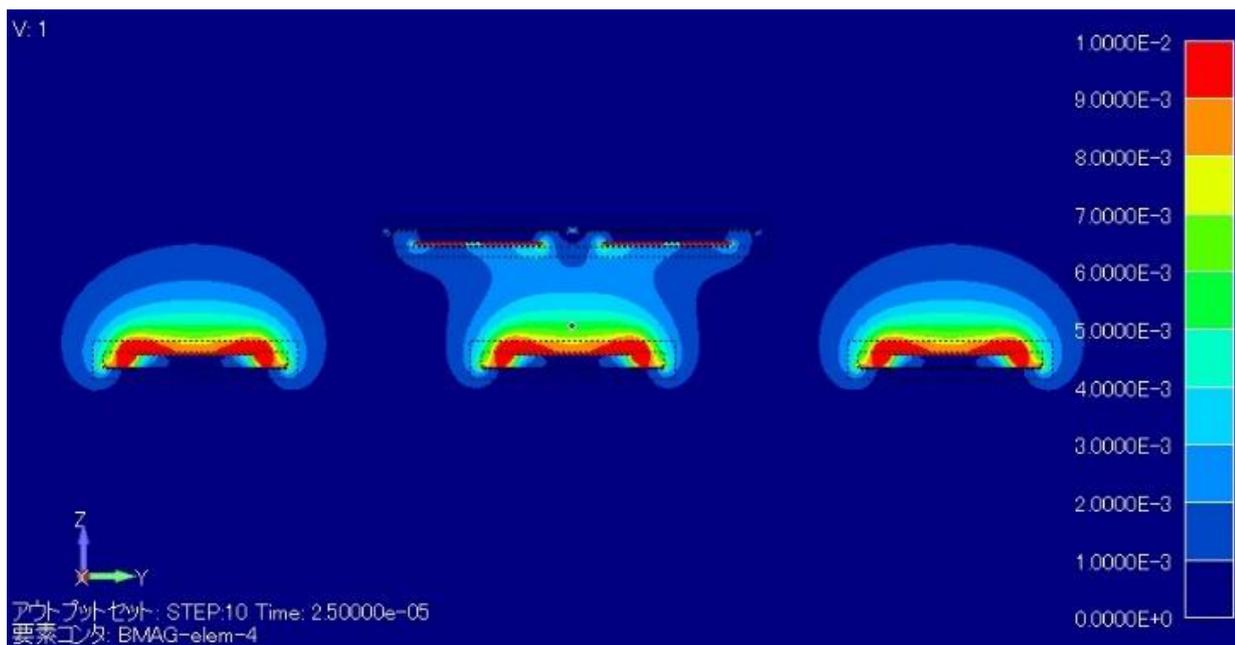


(b)負荷抵抗

図2. 3. 4-22 海水中，受電側並列接続，周波数 20[kHz]，抵抗 1.125[Ω]の電圧，電流波形

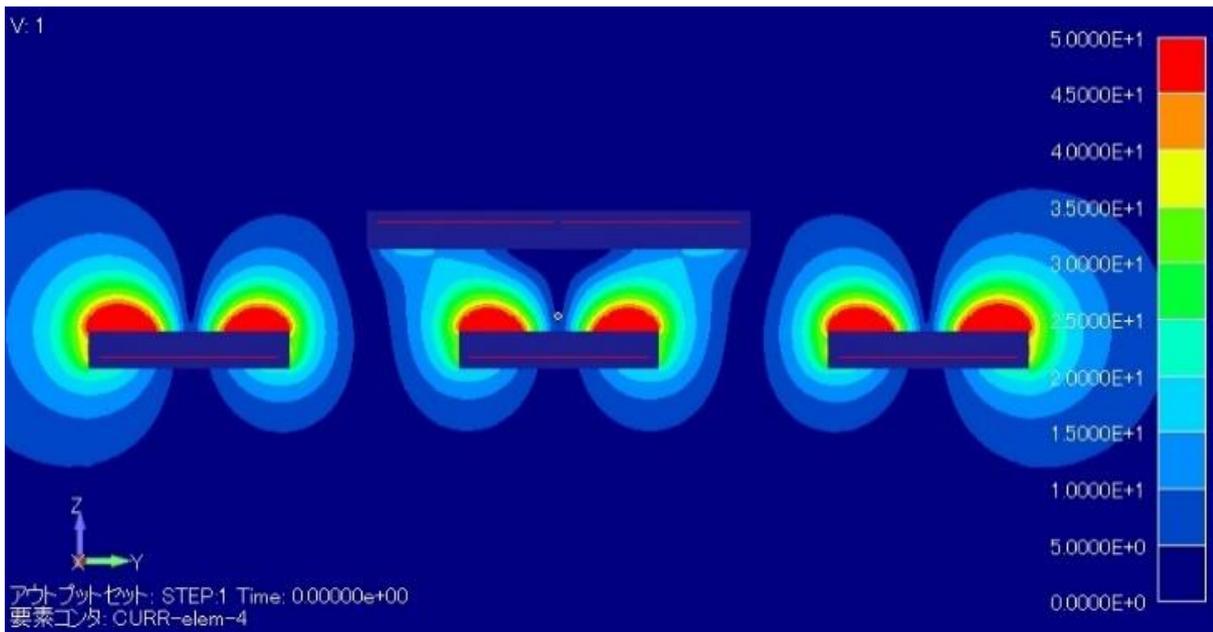


1. 磁束密度分布 $t=0 \mu \text{ sec}$

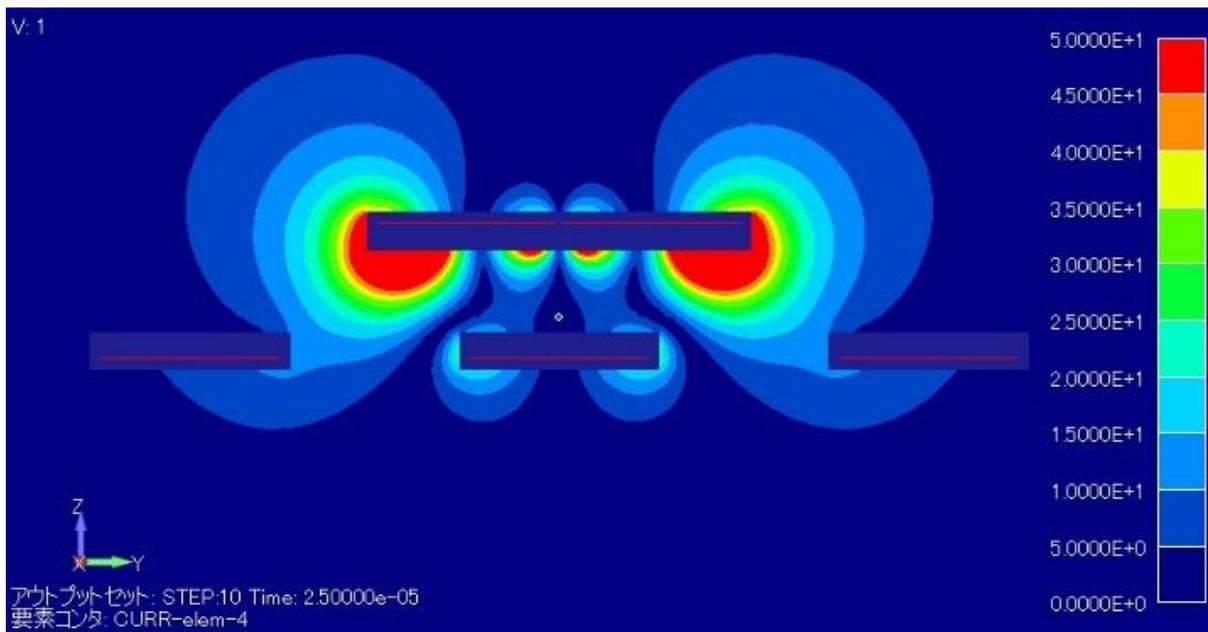


(b) 磁束密度分布 $t=25 \mu \text{ sec}$

図 2. 3. 4 - 2 3 共振時解析における磁束密度分布
海水中, 受電側直列接続, 周波数 10[kHz], 抵抗 4.5[Ω] における磁束密度分布



(a) 渦電流密度分布 $t=0 \mu \text{ sec}$



(b) 渦電流分布 $t=25 \mu \text{ sec}$

図 2. 3. 4 - 2.4 共振時の解析における海水中の渦電流分布
海水中, 受電側直列接続, 周波数 10[kHz], 抵抗 4.5[Ω]

(3) 給電距離調整装置の設計評価のための解析

2. 3. 3 (3) に記載した通り、海水中の電磁推進方式の駆動機構は、概念検討の段階で実現性が乏しいとの結論となった。このため詳細解析の実施には至らなかった。

(4) 課題抽出のための解析

本研究における目標仕様を満たすワイヤレス電力伝送システムの設計検討にあたり、所要の効率と供給電力量を得るためには伝送周波数を 10kHz あるいは 20kHz とする必要があるとの結論となった。

本研究にて実施した予備電磁界解析と給電部特性試験の結果からは、この周波数帯では海水、アルミシールドならびにコイルの損失評価は測定と解析で良く一致していた。しかし、リッツ線の自己電流による損失については、解析結果と試験結果とのずれが比較的大きい結果となった。特に、10kHz～20kHz の領域では、リッツ線損失のメインは外部磁場損失ではなく自己電流損失となっていたこともあり、設計解析向けの解析(2. 3. 4 (1) (2)に記載)では、解析結果を用いずに、リッツ線の 1 ターンループのインピーダンス測定により得た自己電流損失による交流抵抗を使用した。

ここでは、前述のようにリッツ線の自己電流損失評価が解析上の課題として認識されたことから、この差異の要因を明確にするべく、自己電流損失におけるモデル化(撚りや素線配置の影響)の解析結果に対する影響について検討を行った。さらに、この結果より得られた知見と 2. 3. 2 (2)、(3)の結果を踏まえ、自己電流損失と外部磁場損失の評価からなるリッツ線の損失評価手法をまとめた。

ア. 自己電流損失の評価におけるモデル化の影響に関する検討

給電部特性試験に使用したリッツ線(CL)を対象に、自己電流損失の評価におけるモデル化の影響について検討した。表 2. 3. 4-19 に解析ケースと解析条件をまとめる。解析には Biot-Savart-CLN 法を用いた。

自己電流損失は、リッツ線自身に流れる電流が、表皮効果や近接効果により、素線内での分布や素線間やバンドル間で偏りが生じることにより生じる損失であり、交流抵抗の上昇の原因となる。一般に、素線径を表皮厚にくらべ小さくし、かつ、撚ることで素線間やバンドル間の個性の違いをなくすことにより、交流抵抗を小さくすることができる。

理想的なケースは、すべての素線に同一の電流が流れる状況である。CASE3-1 は、素線を直列に接続することで、素線に流れる電流を同一としたケースである。図 2. 3. 4-25 に結果を示すが、高い周波数まで抵抗は一定値となっている。

現実には、理想的な撚りを実現することは難しい。CASE3-2 は 1 段目の 10 素線をランダムに配置した集合撚りとし、2 段目、3 段目の 6 つのバンドルを 6 角形の規則的な配置として撚ったものである。2 段目と 3 段目の撚りは、それぞれ各バンドルの軌跡が等価になるため、バンドル毎の電流の偏りが生じない。図 2. 3. 4-26 に示すように、このモデルの計算結果は実測に比べ小さな値となった。ここで仮定したようなきれいな対称性を実際のリッツ線で実現するのは難しいと思われる。

表 2. 3. 4-19 解析ケースと解析条件のまとめ

解析ケース	撚りピッチ (mm)			モデル長 (mm)	備考
	1 段	2 段	3 段		
CASE3-1	20/3	20	40	20	各素線を直列に接続。理想的な撚りに相当。
CASE3-2	20/3	20	40	20	2、3 段目を規則的な六角形配置とした。損失は実測より大きくなる。
CASE4-1	20/3	20	40	20	2、3 段目で1つのバンドルを中央に配置。損失は実測より小さくなる
CASE6-0	20/3	20	40	20	2、3 段目の中央にバンドルを配置しない。実測結果と傾向が一致した。
CASE6-1	20/3	20	S	20	3 段目の撚りの影響を見るべく、撚らずにストレートにした。
CASE6-2	20/3	20	60	20	3 段目の撚りピッチを長くしたものの
CASE6-3	10	20	S	20	1 段目の撚りピッチを短くしたものの
CASE6-4	S	20	S	20	1 段目を撚らずにストレートにしたものの。抵抗は過大評価。
CASE6-5	10	S	S	20	1 段目を撚り 2,3 段目はストレートとした。抵抗は過大評価。
CASE6-7	S	S	S	10	1, 2, 3 段ともにストレートのケース。損失が最も大きくなる。
CASE6-8	10	30	S	30	CASE6-3 に比べ

注) S はストレートでモデル化したことを意味する。

CASE4-1 は、2、3 段目において一つのバンドルを中心に配置したケースである。図 2. 3. 4-27 にその時の結果を示すが、中央に配置したバンドルは、撚りがなくほかのバンドルと同一とはならず、電流分布が偏り、結果としてリッツ線の抵抗は実測より大きめの評価となった。リッツ線において、素線やバンドルを撚りの中心に配置するのは、自己電流損失の増大につながるため望ましくなく、通常はこのような撚り方はしないものと思われる。

CASE6-0 は、2、3 段目のバンドルの配置をランダムなものとし、CASE3-2 や CASE4-1 のような対称性を持たせないような配置としたものである。図 2. 3. 4-28 に結果を示すが、幅広い周波数領域にわたり測定における抵抗増加の傾向をよく再現できていることがわかる。

ここまでの結果から、自己電流損失の評価においては、リッツ線の撚り方が大きな影響を与

えることがわかる。また、実際の撚りにはどうしてもばらつきがあることを考えると、理想的な素線配置での計算では、抵抗の過小評価につながる可能性があることもわかる。このことは、リッツ線の正確な素線配置がわからないと、解析にてその交流抵抗を正確に評価するのは困難であり、また、実際には素線配置はどうしてもばらつくことから、事前の解析から性格な結果を得るのは困難ということを意味する。

CASE6-1 から CASE6-8 (図 2. 3. 4-29 から図 2. 3. 4-35) は、実測値と良い一致を示した CASE6-0 の素線、バンドル配置をベースとし、各段の撚りの効果を確認するために解析したものである。

CASE6-0~6-2 においては、3 段目の撚りピッチを 40mm、20mm、ストレートと変えて結果を示した。この結果を見ると、抵抗の周波数特性に変化は少なく、3 段目の撚りが結果に与える影響が小さいことがわかる。

CASE6-1、6-3、6-4 は、1 段目の撚りを 20/3. 10、ストレートと変えたモデルである。これらは 2 段目の撚りピッチは 20mm、3 段目はストレートのモデルである。一段目をストレートとした場合は、100kHz 付近から抵抗が大きめに評価されることとなり、撚りのあるケースとは異なった結果となった。一段目の撚りの影響も大きいことがわかる。

CASE6-3 と 6-5、それぞれ 1 段目の撚りピッチを 100mm、3 段目はストレートと共通とし、2 段目の撚りを 20mm とストレートと変えたものである。結果は、2 段目をストレートとすることで、抵抗は数十 kHz 以上の周波数領域で過大評価となることがわかる。2 段目の撚りの有無は結果に大きく影響していることがわかる。

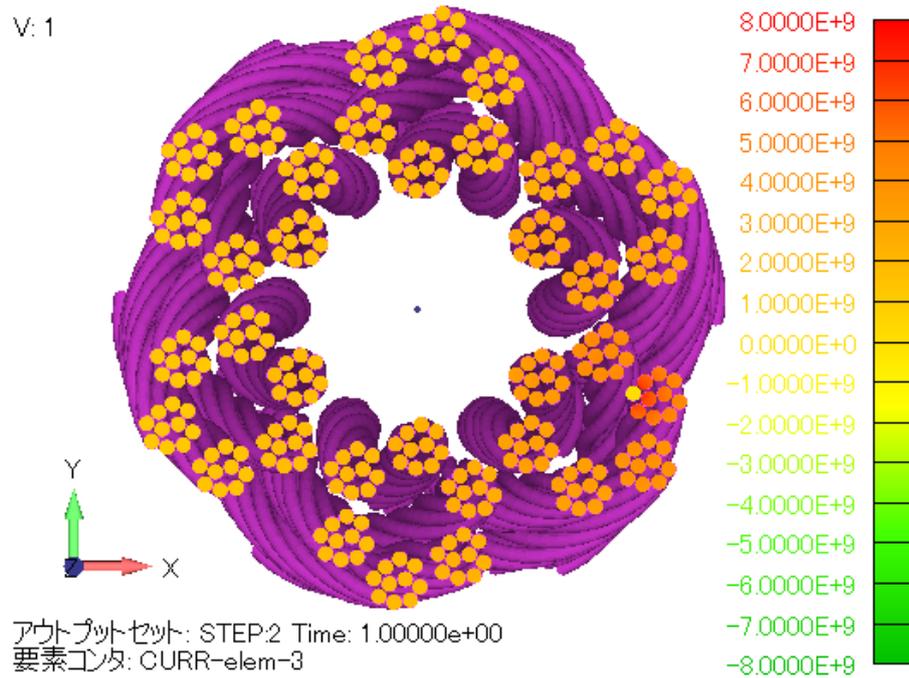
CASE6-8 は、2 段目の撚りピッチを 30mm とし、それに合わせモデル長も 30mm としたモデルである。CASE6-3 に比べ、わずかに高周波領域で影響が見えるが、大きな違いは生じていない。

図 2. 3. 4-36 に CASE6-3 における解析時間と CLN 法の段数の関係を示す。3 段撚り (3 段目はストレート) で素線数 360 本のモデルの解析であったが、500kHz までの結果を得るには 7 段までの解析が必要で、解析時間は 1.2 時間であった。

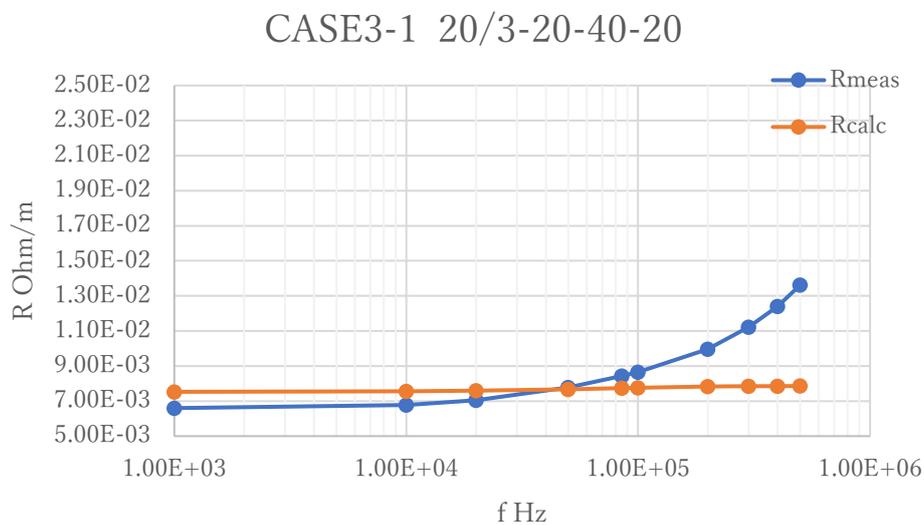
以上の結果より、設計においてリッツ線の自己電流損失を考慮する際の実際的な方法として、以下の方法を推奨する。

- 1) リッツ線の形状については、2 段目までの撚りはモデルに反映する事
- 2) 各バンドル内の素線配置は損失の過大あるいは過小評価につながる位置 (バンドル中心や対称位置) を避け、ある程度揺らぎを持たせた配置とする。
- 3) 3 段目以上は撚らずにストレートとして評価しても、大きな差異は生じない。

この方法によりモデル化することで、自己電流損失について、現実的な計算時間 (素線数 360 本のリッツ線に関して 1.2 時間) にて、著しく過大あるいは過小な評価を避け、実測に比較的近い値を得ることができる。



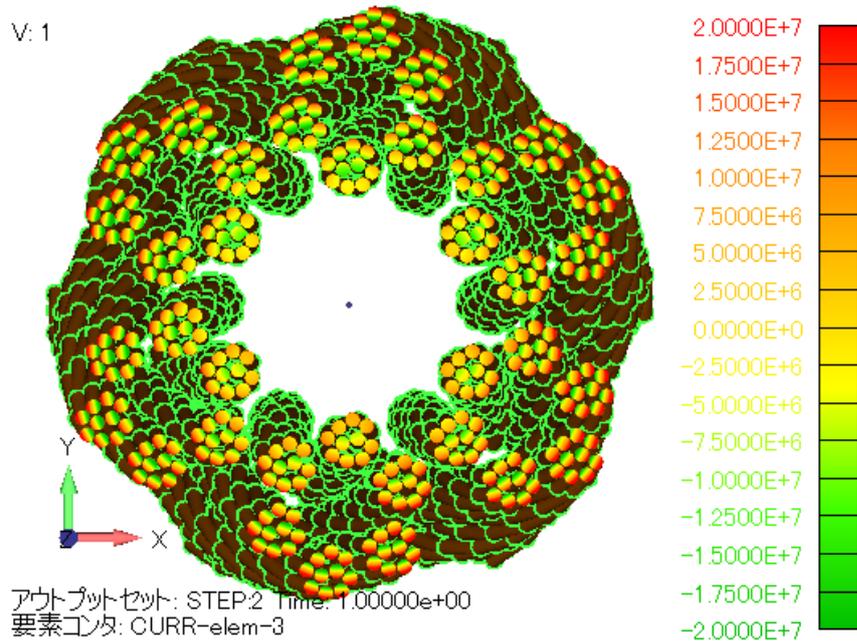
(a)解析モデルと電流分布



(b) リッツ線抵抗の周波数依存性 測定値との比較

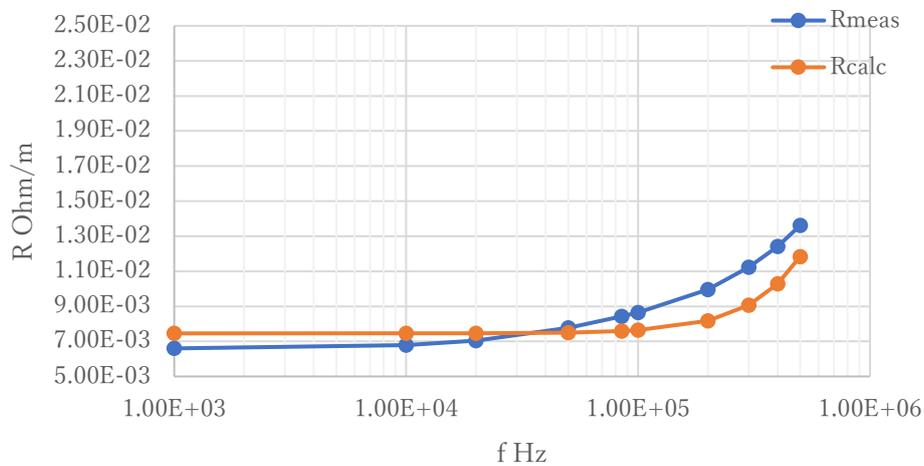
図2. 3. 4-25 CASE3-1における自己電流損失

リッツ線モデル 素線数 $6 \times 6 \times 10$ 撚りピッチ 20/3mm、20mm、40mm モデル長 20mm
 素線を直列接続したモデル。理想的に撚られたリッツ線を模擬したもの。
 素線間の電流のアンバランスが生じないため、抵抗は周波数が高くなっても変わらない。



(a)解析モデルと電流密度分布

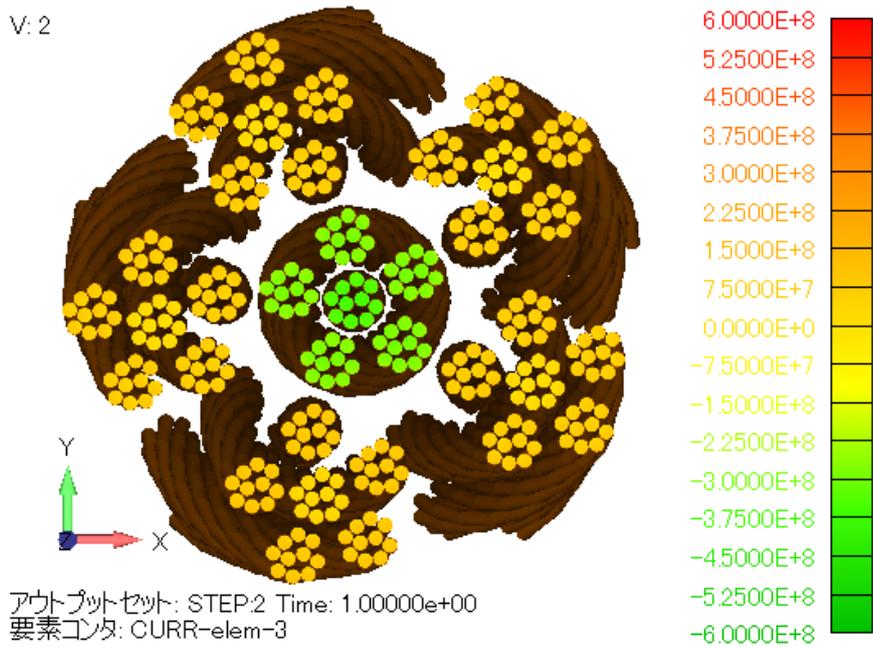
CASE3-2 20/3-20-40-20



(b)リッツ線抵抗の周波数依存性 測定値との比較

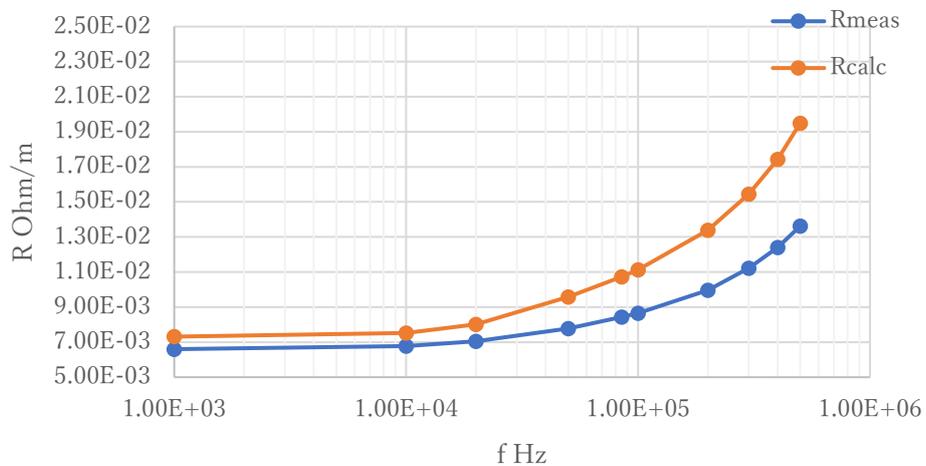
図 2. 3. 4-26 CASE3-2 における自己電流損失

リッツ線モデル 素線数 $6 \times 6 \times 10$ 撚りピッチ 20/3mm、20mm、40mm モデル長 20mm
 2 段目、3 段目における素線の配置が正六角形の対称位置にきたもの。2 段目、3 段目のバンドル間での電流の偏りが生じないため、実測値に比べ過小な評価となっている。



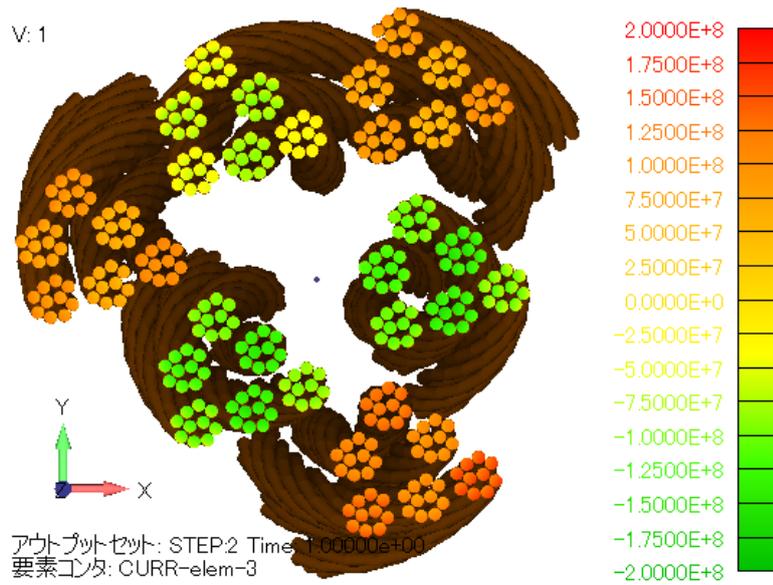
(a)解析モデルと電流密度分布

CASE4-1 20/3-20-40-20



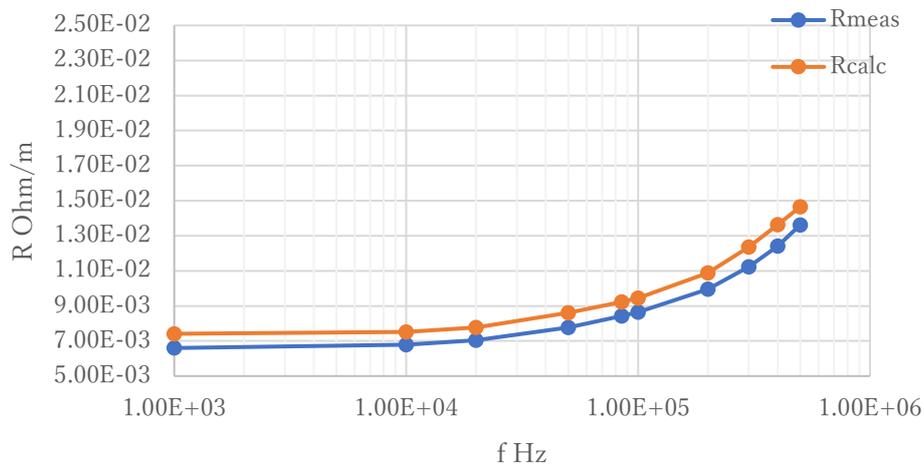
(b)リッツ線抵抗の周波数依存性 測定値との比較

図 2. 3. 4-27 CASE4-1 における自己電流損失
リッツ線モデル 素線数 $6 \times 6 \times 10$ 撚りピッチ 20/3mm、20mm、40mm モデル長 20mm
2 段目、3 段目においてバンドルを中心に配置したモデル



(a)解析モデルと電流密度分布

CASE6-0 20/3-20-40-20



(b)リッツ線抵抗の周波数依存性 測定値との比較

図 2. 3. 4-28 CASE6-0 における自己電流損失

リッツ線モデル 素線数 $6 \times 6 \times 10$ 撚りピッチ 20/3mm、20mm、40mm モデル長 20mm
 2 段目、3 段目におけるバンドル配置を対象とならないように再配置したもの。
 バンドル間に若干の電流アンバランスが生じている。DC 抵抗に差異が生じている
 が、抵抗の増加傾向が実測とほぼ一致した。

CASE6-1 20/3-20-S-20

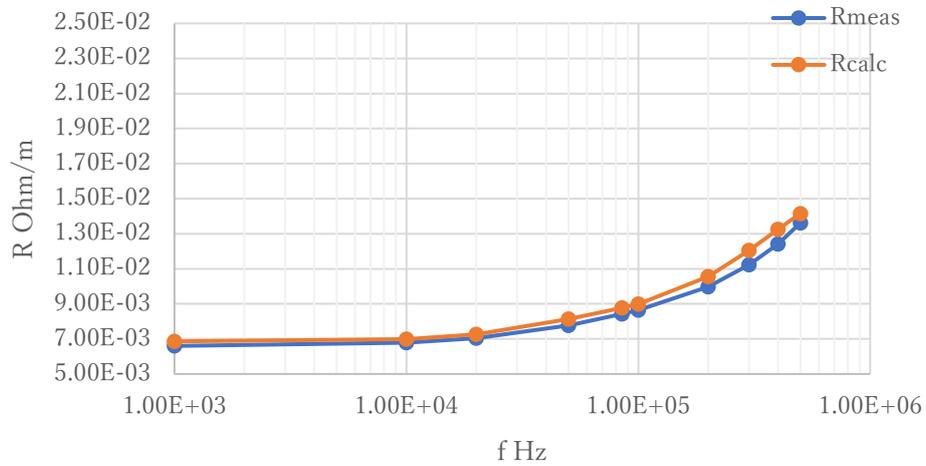


図 2. 3. 4-29 CASE6-1 における自己電流損失
 リッツ線モデル 素線数 $6 \times 6 \times 10$ 撚りピッチ (20/3mm、20mm、S)、モデル長 20mm
 3 段目を撚らずにストレートにしたもの。素線長が短くなり DC 抵抗が下がったが、
 周波数依存性は CASE6-0 とほぼ同じ。3 段目の撚りは影響が小さい。

CASE6-2 20/3-20-60-20

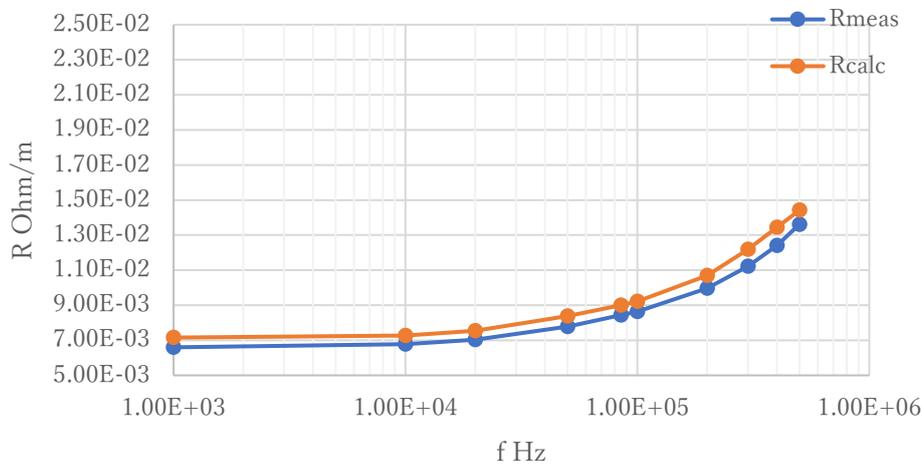


図 2. 3. 4-30 CASE6-2 における自己電流損失
 リッツ線モデル 素線数 $6 \times 6 \times 10$ 撚りピッチ (20/3mm、20mm、60mm)、モデル長 20mm
 3 段目の撚りピッチを 60mm と長くしたもの。DC 抵抗の変化以外は、CASE6-0 と
 同様。3 段目の撚りピッチの影響は小さい。

CASE6-3 10-20-S-20

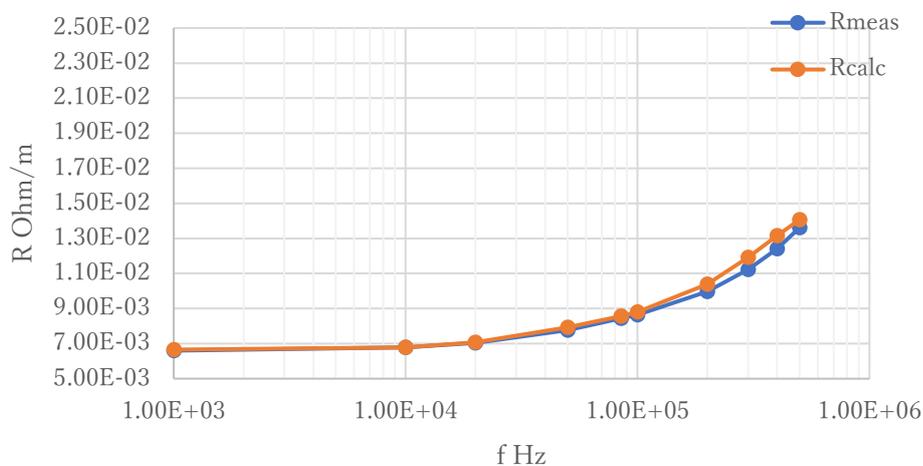


図 2. 3. 4-3 1 CASE6-3 における自己電流損失

リッツ線モデル 素線数 $6 \times 6 \times 10$ 撚りピッチ (10mm、20mm、S)、モデル長 20mm
CASE6-1 に比べ、1 段目の撚りピッチを 10mm と長くしたもの。DC 抵抗の変化以外は、CASE6-0 と同様。1 段目の撚りピッチの影響は小さい。

CASE6-4 S-20-S-20

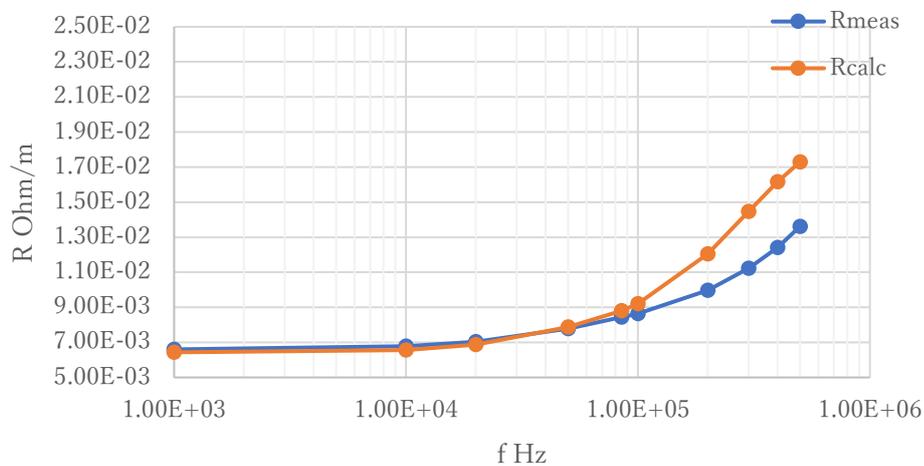


図 2. 3. 4-3 2 CASE6-4 における自己電流損失

リッツ線モデル 素線数 $6 \times 6 \times 10$ 撚りピッチ (S、20mm、S)、モデル長 20mm
CASE6-3 において、1 段目を撚らずにストレートにしたもの。
高周波領域で抵抗は過大となる。

CASE6-5 10-S-S-20

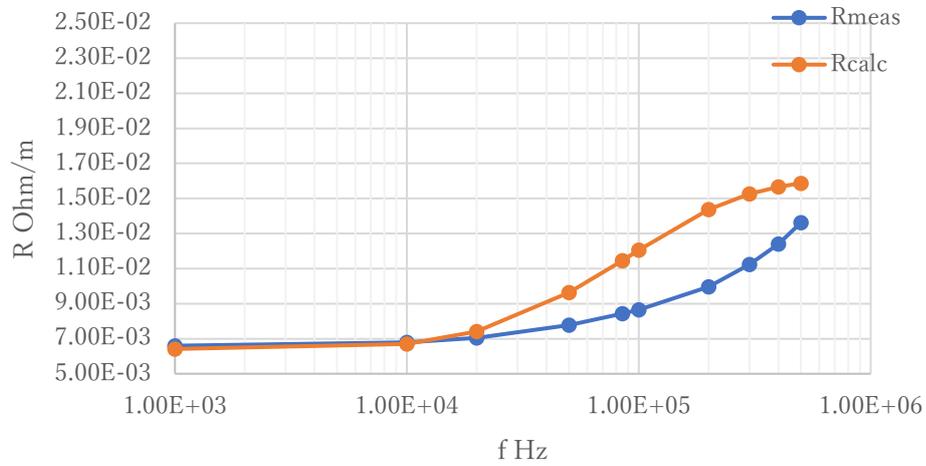


図 2. 3. 4-33 CASE6-5 における自己電流損失

リッツ線モデル 素線数 $6 \times 6 \times 10$ 撚りピッチ (10, S, S)、モデル長 20mm

CASE6-3 において、2 段目をストレートにしたもの。1 段目の撚りだけでは抵抗は下げられず、過大評価となる。CASE6-0 の結果と比較すると、リッツ線の効果を得るためには最低 2 段の撚りが必要といえる。

CASE6-7 S-S-S-10

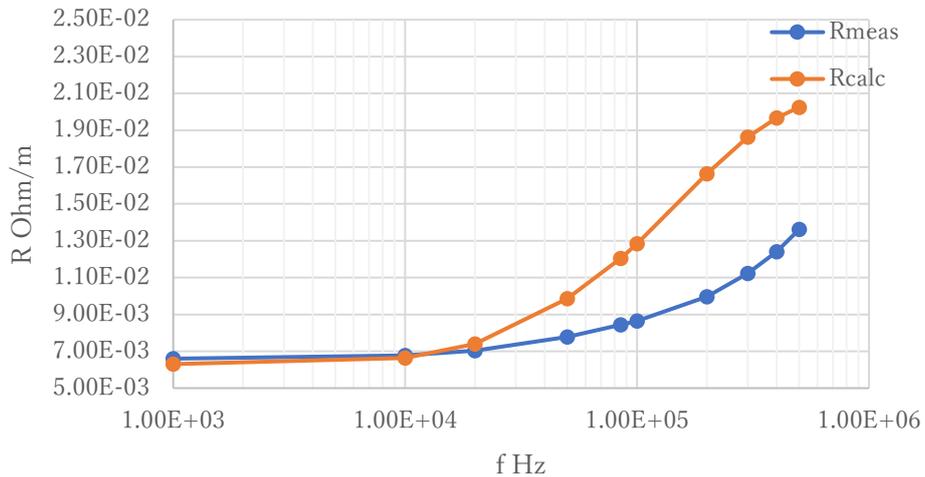


図 2. 3. 4-34 CASE6-7 における自己電流損失

リッツ線モデル 素線数 $6 \times 6 \times 10$ 撚りピッチ (S, S, S)、モデル長 20mm

全く撚らないケース。これが最も抵抗が大きくなる。

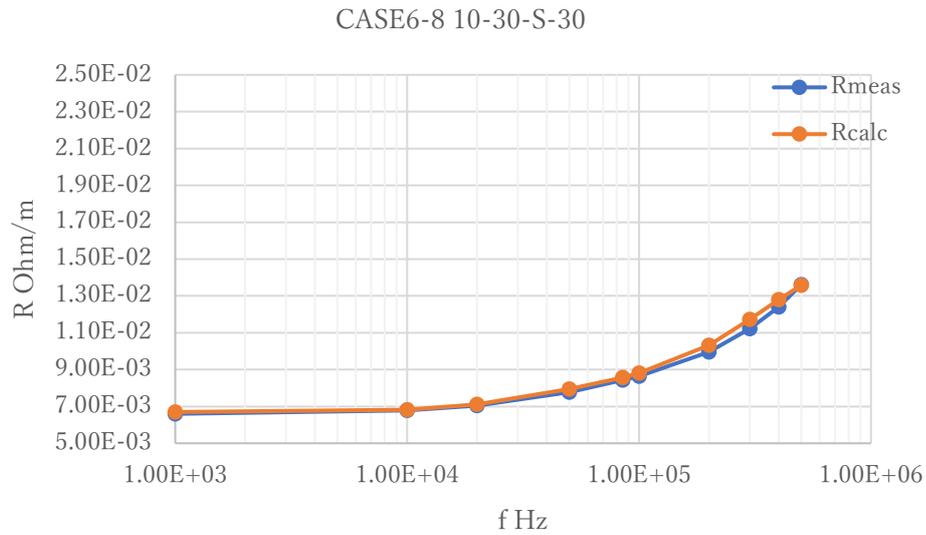


図 2. 3. 4-35 CASE6-8 における自己電流損失
 リッツ線モデル 素線数 $6 \times 6 \times 10$ 撚りピッチ (10、30、S)、モデル長 30mm
 CASE6-3 において、二段目のピッチを 30mm と長くしたもの。二段目のピッチ長は
 結果に影響しない。

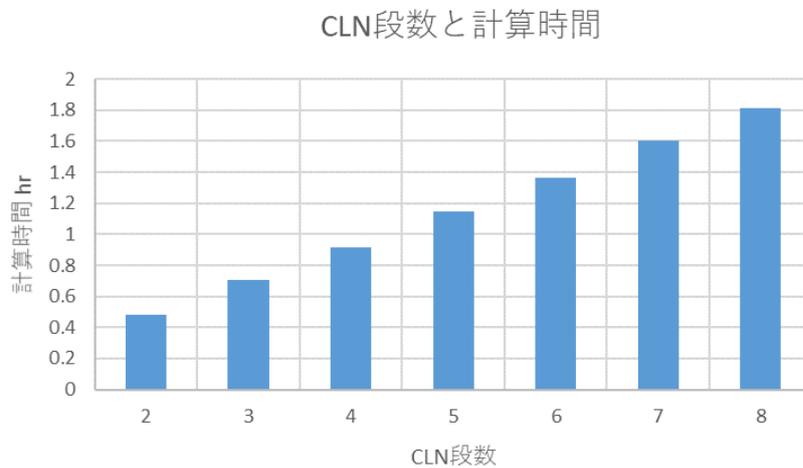


図 2. 3. 4-36 自己電流損失にかかる計算時間 CLN の段数との関係

イ. ワイヤレス給電システム設計におけるリッツ線の損失の評価手法

ワイヤレス給電システムにおける銅損を減らすためリッツ線が用いられるが、その損失を設計段階で評価するためには、複雑な形状をもつリッツ線を現実的な計算量で評価できる手法が必要となる。本研究では、CLN 法等価回路法による電磁界解析手法を適用することにより、リッツ線における交流抵抗の評価を現実的な計算時間で実現できることを示した。これらの成果をもとに提案するリッツ線の損失評価方法を図 2. 3. 4-35 に示す。

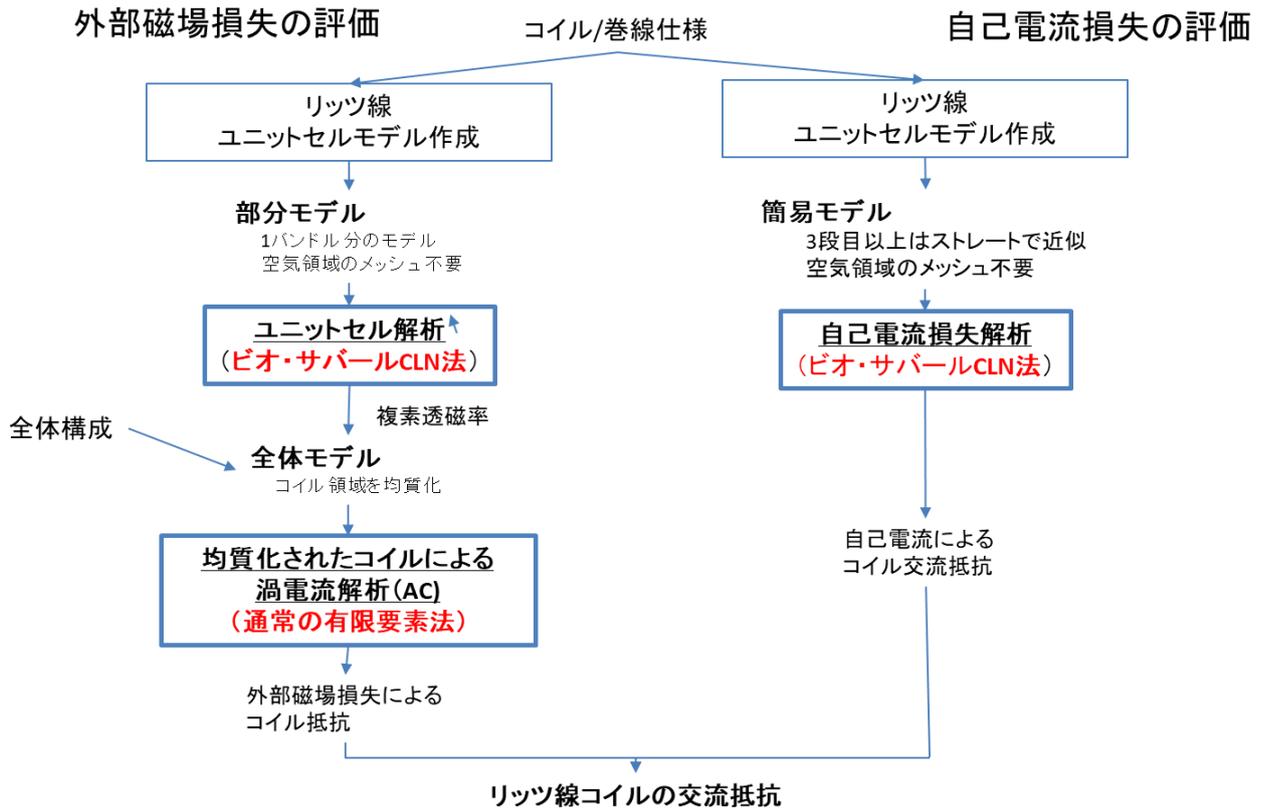


図 2. 3. 4-37 CLN 法によるリッツ線の交流抵抗評価手法

本手法では、リッツ線の損失を、自己電流損失と外部磁場損失の 2 項目にわけて評価する。

ここで、自己電流損失は、リッツ線を通る電流自身により導体内で生じる損失を意味し、外部磁場損失は、当該のリッツ線を通る電流以外が生じる磁場による損失を意味している。

図 1 に示すように、自己電流損失の解析は Biot-Savart-CLN 法を適用し、一本のリッツ線をモデル化し、リッツ線に電圧を印加した際に発生する電流分布より損失を評価する。この時、リッツ線のモデルは 2 段目までの撚りをモデル化すればよく、それ以上の撚りはストレートで模擬する事でもよい近似が得られる。その場合でも素線数を数百以上とした評価が必要となるが、Biot-Savart-CLN 法を用いることで、空気領域のメッシュ作成が不要となること、さらに計算量を減らせることから、1 時間強の計算時間 (3 段撚り、素線数 360 の場合の実績) で評価が完了する。得られる抵抗は単位長さあたりの抵抗であり、コイルの自己電流損失に焼き直すために

は、リッツ線長で換算すればよい。

外部磁場損失では、まずリッツ線の配置の周期性を仮定し、1つのバンドルだけを含む部分モデルを対象に Biot-Savart-CLN 法によるユニットセル解析により、等価な複素透磁率を求める。部分モデルの解析で済むため、フルモデルの解析に比べメッシュ作成の労力や計算時間を著しく低減できる。

次に、全体モデルに対する有限要素解析によりコイル損失を評価する。ここでは、ユニットセル解析で得られた複素透磁率をリッツ線コイルの領域に設定し、必要な周波数における複素交流解析を行い、コイル損失から交流抵抗を評価する。

最終的には、得られたそれぞれの損失を加えることでリッツ線における交流抵抗が求められる。

本手法は、リッツ線コイルを使用するワイヤレス給電システムのコイルにおける交流抵抗を評価するため実際的な手法を与えるものである。空気領域のメッシュ作成を不要とした Biot-Savart-CLN 法による高速電磁界解析とその適切な近似モデル（外部磁場損失評価における部分モデル、自己電流損失評価における簡易モデル）の活用により、合理的な計算時間で結果を得ることができるようになった。なお、近似を正当化する前提条件を理解した上での活用が必要である。

なお、本手法の要求精度の考え方については、

- ・巻き線の製作や施工上のばらつきなどによる素線の形状の誤差がさけられず、このばらつきも含めた形での評価が必要となること、
- ・設計の優劣の比較や改善目標の設定などでの使用では、比較的大雑把な精度でも有効であること、

等から、測定値との比較において 20%程度の誤差で評価できれば有効な手法となると考えている。

最後に、本手法と本研究における設計検討との関連について述べる。

今年度の設計では、検討の途中で目標とする電力伝送効率を達成するために周波数を 10-20kHz に設定することとしたが、この周波数領域ではリッツ線における外部磁場損失が他の要因に比べ寄与が小さいことから、設計において、コイルの交流抵抗としては、自己電流損失による抵抗のみを考慮することとした。

しかしながら、自己電流損失に関しては、昨年度の給電部特性試験結果との比較の段階では、測定値との差異が残っており、設計をスタートした時点ではその原因も明確ではなかった。このため、設計にあたっては、設計と同一仕様のリッツ線のワンターンループのインピーダンス測定から自己電流損失に相当する抵抗値を求め使用した。

最終的には、本報告書に記載の通り、解析の差異の要因についても明確にできたが、検討成果を得た時期が、設計のフェーズに遅れたため、設計では解析結果を直接的には使用することはしなかった。

2. 3. 5 目標とするワイヤレス電力伝送システムの提示

当初目標仕様に本研究成果を反映した目標仕様に整理した後に、海水中用ワイヤレス電力伝送システムの運用方法等を考慮した全体システムの検討及び目標仕様を実現するために必要なシステム構成要素の検討を行った。負荷は48V系電池として想定し各構成要素の仕様項目及び仕様値を設定したが、電池仕様に依存する制御仕様に関しては必要機能として記載した。

(1) ワイヤレス電力伝送及び給電距離調整装置の駆動用高周波電源の検討

給電距離調整装置は直流駆動のため母船給電方式では母船から供給される電力、電池内臓方式では蓄電池から直接受電すればよいので給電距離調整装置用としての特別な電源は必要ない。

駆動用高周波電源としてはワイヤレス電力伝送のみを対象とすればよい。ワイヤレス電力伝送用高周波電源の主要諸元を表2. 3. 5-1に、直列単相二重化インバータの回路構成及び動作波形を図2. 3. 5-1に示す。

表2. 3. 5-1 ワイヤレス電力伝送用高周波電源主要諸元

項目	仕様	備考	
インバータ方式	単相直列二重化方式	図2. 3. 1-35	
電気特性	DC入力電圧 [V _{dc}]	0~400	
	出力電力 [kW]	最大4	
	出力電圧 [V _p]	0~1200	
	出力電流 [A _{rms}]	0~10	
	出力周波数 [kHz]	10~20	
	出力制御方式	定電力制御	制御範囲：50~95%
保護	DC入力過電圧	出力停止/自動復帰	
	DC入力過電流	出力停止/自動復帰	
	パワー部温度上昇	出力停止/自動復帰	
設定	周波数	外部通信	動作中の設定変更可能
	保護設定基準値	外部通信	動作中の設定変更可能
冷却方式	筐体熱伝導放熱	海水による間接冷却	
外形サイズ [mm]	430 W×450 D×100 H		
重量 [kg]	11	参考値	

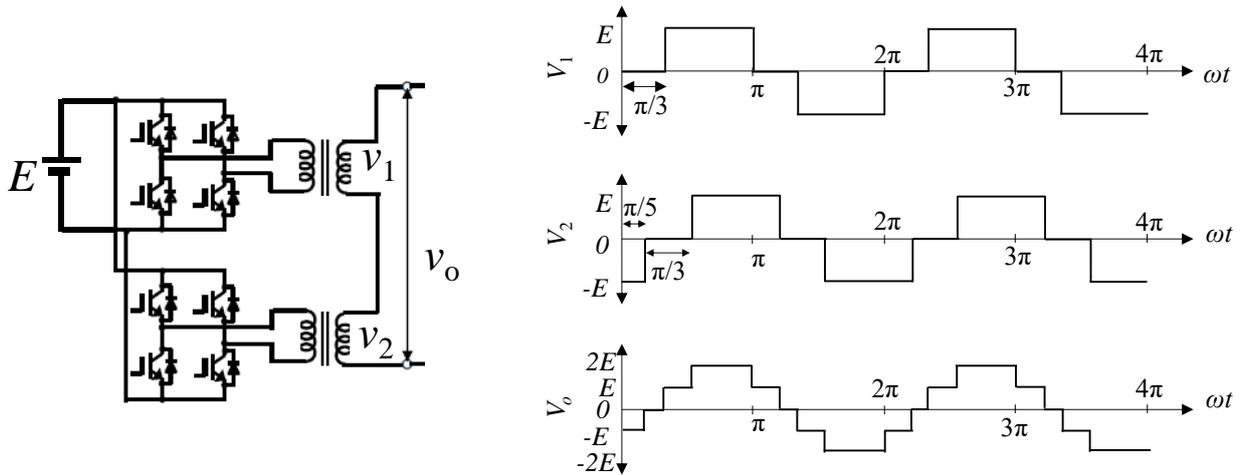


図 2. 3. 5-1 単相直列二重化インバータ構成と動作波形

(2) 受電コイル出力の並列動作を可能とする DC/DC コンバータの検討

ア. AC/DC 変換器

コイル間距離変動、位置ずれ等による変動する受電コイル出力電圧及び受電コイル損失低減を慮した AC/DC 変換器仕様を表 2. 3. 5-2 に示す。

表 2. 3. 5-2 AC/DC 変換器仕様

項目		仕様	備考
方式		倍電流清流方式	
電気特性	出力電力 [kW]	4	
	入力電圧 [V]	Max 200	
	出力電流 [A]	80	
冷却方式		筐体熱伝導放熱	海水による間接冷却
外形サイズ [mm]		180 W × 180 D × 90 H	

イ. DC/DC 変換器

AC/DC コンバータ出力電圧及び AUV 駆動モータの駆動電圧を考慮した DC/DC 変換器仕様を表 2. 3. 5-3 に示す。当初目標である複数同時電力供給への対応は多出力仕様の DC/DC コンバータに変更すればよい。

表 2. 3. 5 - 3 DC/DC 変換器仕様

項目		仕様	備考
方式		昇降圧方式	
電気特性	出力 [kW]	3. 5	
	入力電圧 [V]	20 ~ 100	
	出力電圧 [V]	48	
	出力電流 [A]	80	
	出力制御方式	定電流定電圧切換え制御	電池充電仕様に準拠して制御
冷却方式		筐体熱伝導放熱	海水による間接冷却
外形サイズ		230W × 230D × 90H	

ウ. 海水中ワイヤレス電力伝送システムの送電側装置及び受電側装置の構想図

電池内蔵方式の送電側装置、受電側装置の構想図を図 2. 3. 5 - 2、図 2. 3. 5 - 3 に示す。

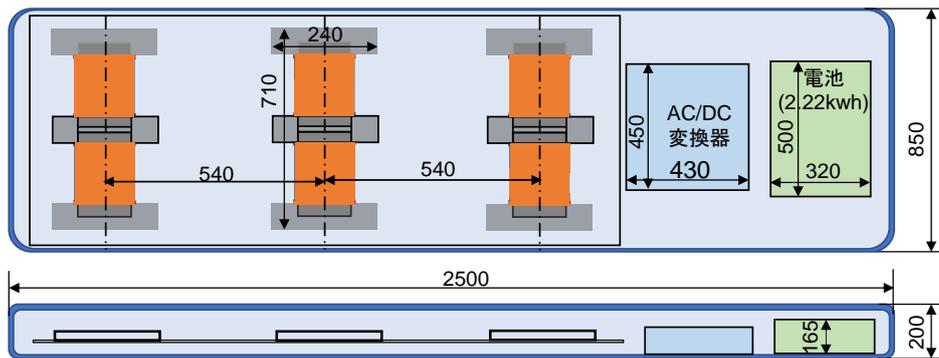


図 2. 3. 5 - 2 送電側装置構想図

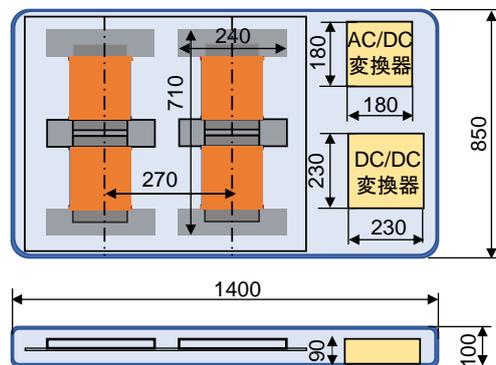


図 2. 3. 5 - 3 受電側装置構想図

(3) まとめ

ア. 目標システム仕様と達成見込み

位置ずれ発生時の出力変動幅を低減するためのコイル配置の最適化による同時給電数及び個別給電電力を改定した目標仕様と達成見通しを表 3. 3. 5-4 に示す。

表 2. 3. 5-4 目標システム仕様

仕様項目	改定仕様	達成見通し	根拠データ
合計給電電力	最大 3kW	○	図 2. 3. 3-23
同時給電数	2 台	○	図 2. 3. 3-23
個別給電電力	最大 1.5kW	○	表 2. 3. 3-19
給電距離変動、位置ずれ発生時合計給電電力	2~3kW	○	表 2. 3. 3-19
上下位置ずれ許容量	±100mm	○	表 2. 3. 3-19
左右位置ずれ許容量	±200mm	○	表 2. 3. 3-19
給電距離	150±50mm	○	表 2. 3. 3-19
送電コイルー給電コイル間最大伝送効率	95%以上	○	表 2. 3. 3-18
送電コイルー給電コイル間最小伝送効率	65%以上	○	表 2. 3. 3-18

イ. 海水中用ワイヤレス電力伝送システム全体構想

AUV 関係者からの AUV 等運用方法に関するヒアリングを参考に、海水中用ワイヤレス電力伝送システムとして母船給電方式、電池内臓方式を提案する。母船給電方式は母船からケーブルで、電池内臓方式は送電装置内に設置されている電池で高周波電源に直流電力を供給する方式であり、概念図を図 2. 3. 5-4 に、各方式の構成・特徴を表 2. 3. 5-5 に示す。

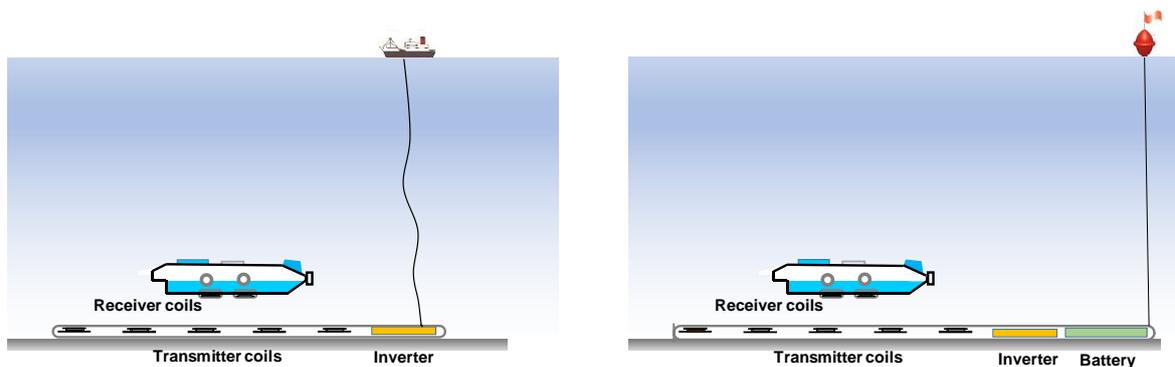


図 2. 3. 5-4 母船給電方式（左）及び電池内臓方式（右）の概念図

表 2. 3. 5-5 母船給電方式と電池内臓方式構成・特徴

		母船給電方式	電池内臓方式
システム	概要	母船から海底に設置した送電側装置内の DC/AC 変換器にケーブルで DC 電力を供給する方式	送電側装置に内蔵した蓄電池で DC/AC 変換器に電力供給する方式
	特徴	母船が AUV と一緒に移動する運用形態では、複数 AUV での運用が困難	送電側装置は固定敷設が可能であり、複数台 AUV による共同運用が可能
送電側	蓄電池	—	L _i イオン電池
	DC/AC 変換器	単相直列二重化インバータ	単相直列二重化インバータ
	送電コイル	DH ソレノイド×3 並列	DH ソレノイド×3 並列
受電側	受電コイル	DH ソレノイドコイル×2 直列	DH ソレノイドコイル×2 直列
	AC/DC 変換器	倍電流整流器	倍電流整流器
	DC/DC 変換器	昇降圧方式	昇降圧方式

ウ. 送電コイル及び受電コイル

1 磁界解析及び試作コイルによる位置ずれ発生時の電力伝送解析結果から磁極面積を拡大したコイルを最終設計とし、主要諸元を表 2. 3. 5-6、コイル詳細図を図 2. 3. 5-5、送電コイル及び受電コイル配置を図 2. 3. 5-6 に示す。

表 2. 3. 5-6 コイル主要諸元

項目		仕様	備考
コイル主要諸元	コイル方式	送電側	DH それソレノイドコイル
		受電側	DH それソレノイドコイル
	巻線材	リッツ線(Φ0.1×1530 本)	図 2. 3. 5-5
	磁性材	フェライトコア	
	コイル巻数 [T]	60	
	コイルサイズ [mm]	800×250×28	
	アルミシールド板サイズ [mm]	900×350×2	
共振方式	送電側	並列共振	図 2. 3. 3-4
	受電側	直列共振	
コイル接続法	送電側	並列	図 2. 3. 3-4
	受電側	直列	
コイル配置間隔 [mm]	送電側	540	図 2. 3. 5-6
	受電側	270	

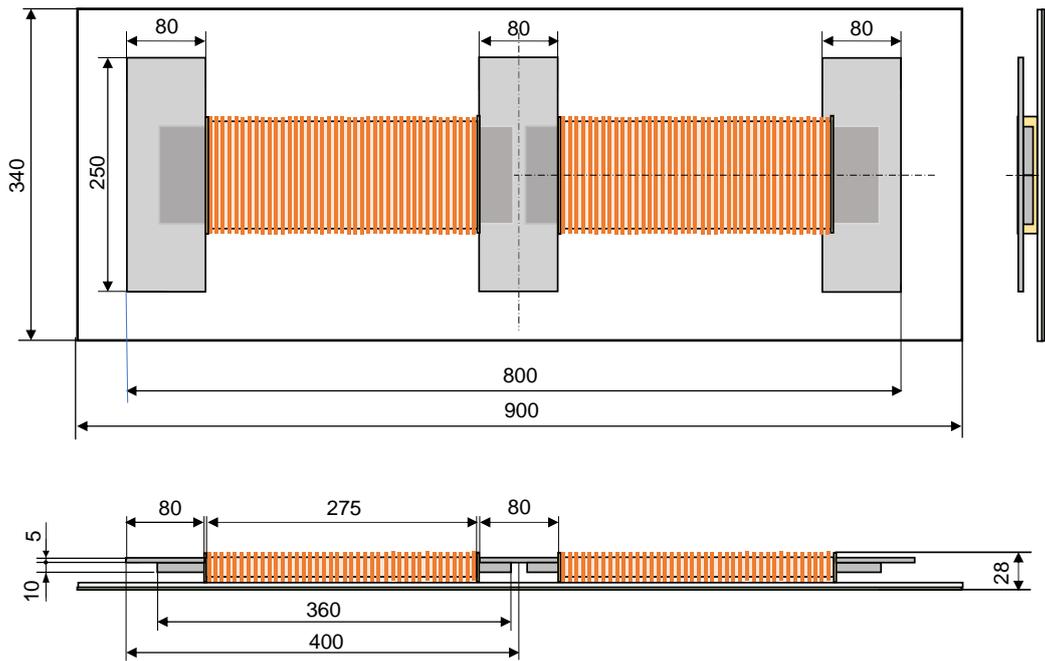


図 2. 3. 5-5 コイル詳細図

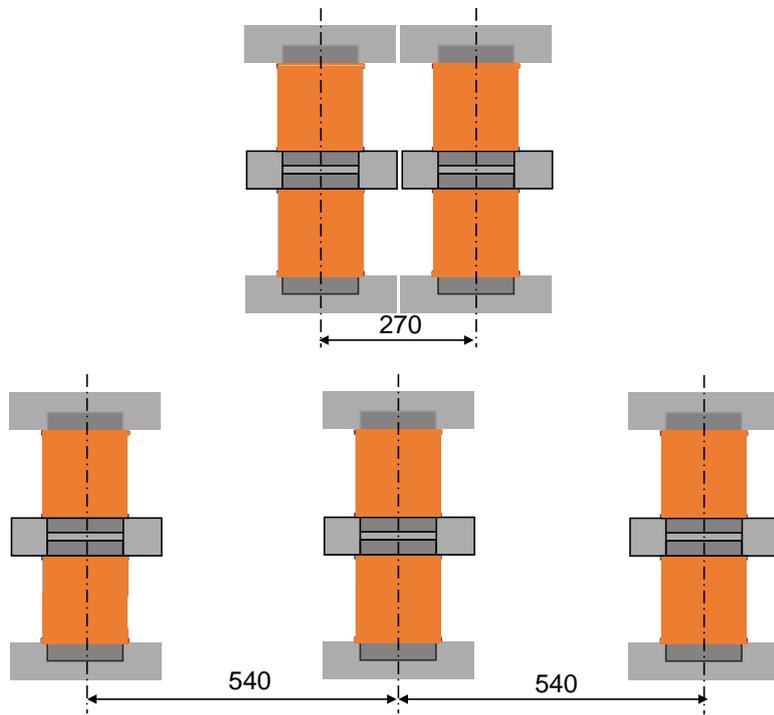


図 2. 3. 5-6 コイル配置図

2. 3. 6 課題まとめ

(1) 電磁界解析技術の開発

ア. 誘電体を考慮した渦電流解析

1) 時間領域解析の機能拡張 (適用機器の拡大)

誘電体を含む渦電流電磁界解析について文献調査を行い、幾つかの方法を周波数領域で試したが正しい解が得られず、この検証と、新たな定式化とその実装に時間が割かれてしまった。そのため、時間領域解析は線形材料のみの実装となった。今後モータやインダクター等の非線形磁化特性材料を用いた産業機器への適用に向け、非線形磁化特性を考慮した解析への拡張が必要であると考ええる。

2) 収束特性の改善

周波数が高くなると行列ソルバーの収束が非常に悪く、なかなか収束解を得られないケースがあることが判明した。メッシュの粗密との関係もあると思われる、その関係調査と収束安定化、よりソルバーの変更を検討する必要があると考ええる。

イ. リッツ線の均質化による電磁界解析の高速化に関連する課題

1) リッツ線の交流抵抗評価手法の完成度の向上 (適用範囲の明確化と知見の蓄積)

外部磁場損失評価において部分モデルによるユニットセル解析が正当化されるのは、隣り合う素線間、ならびにバンドル間の影響が無視できるケースである。一般にリッツ線の充填率が50%程度とそれほど高くはないことから、多くのケースで成立していると思われるが、さらに素線径や充填率の異なるリッツ線での成立性を確認しておくべきである。

自己電流損失の評価においては、リッツ線のばらつきが大きく影響することがわかった。きちんとした対称性をモデル化すると、損失を過小評価する事になる。ある程度ばらつきを想定することが現実に近い評価につながるようである。このため、評価結果の解釈や設計への反映には、リッツ線と評価手法の特徴の理解が必要である。装置設計での活用の中で知見を蓄積し、手法としての完成度を高めてゆく必要がある。

2) 外部磁場損失評価における精度向上

循環電流はリッツ線の主要な損失要因であり、製作、施工段階で循環電流を抑える配慮を行い、損失を十分に低減することが肝要である。それを前提とした上で、本手法はコイル設計 (リッツ線仕様選定、コイル配置など) に有効な手法となるが、さらなる手法の精度向上を図ることが望ましい。例えば、均質化法における誤差要因としては、複素交流解析を実施する段階での誤差も考慮する必要がある。この要因として、複素透磁率の異方性が考えられる。今回の複素交流解析では、複素透磁率は方向性を持たせていない。今回、一次側コイル (ソレノイドコイル) と二次側コイル (サーキュラーコイル) とで測定値との合い具合に違いがあったが、これは外部磁場の分布の違いが要因と推測され、異方性を考慮することで、より精度の高い評価が可能になるものと考えている。

3) 高周波領域での模擬海水中の交流損失

予備電磁界解析において、特にアルミシールド板の無い場合において、模擬海水を含む体系の解析の 100kHz 以上の周波数領域で交流損失の解析結果が試験結果に比べ課題となった。高周波数領域において模擬海水中の渦電流損失が過大評価されている可能性があり、検討が必要である。

(2) 海水中における電磁誘導方式ワイヤレス電力伝送システムの概念設計と給電部の設計技術の確立

ア. 概念設計

低周波数化によるコイルサイズ大型化の問題 海水中損失周波数依存性から設計周波数は低周波の 10~20kHz としたためコイル サイズが大型化し、受電コイル 2 台をスペース制約が多い被受電移動体(AUV 等)への搭載が懸念される。受電コイルの小型化、送電コイル受電コイル間距離変動低減、海水中損失低減によるシステムの高効率化及び電池充電中の被受電移動体消費電力を最小化するために送電側装置上に被受電側移動体を着座させるシステムの開発検証が必要である。

イ. 給電部（送電コイル、受電コイル、共振方式）の設計技術の確立

コイル諸元決定後のコイル定数算定は磁界解析による方法が一般的であるが、コイル構造が変わるたびに解析モデルを作り変える時間が必要になる。効率最大となるコイル形状検討などの大まかな設計段階では簡易手段による回路定数が算定できれば十分と考えられる。パーミアンス法などの簡易手段によるコイル定数算定法の構築も必要である。

2. 3. 7 プロジェクトの総合的推進

プロジェクトの目標とする成果を得るため、株式会社ウィティールとサイエンスソリューションズ株式会社によるマンスリーのプロジェクト会議を実施し、研究の進捗及び成果を共有しながら研究を進めてきた。

成果の共有のため、セキュリティに配慮したクラウド上の共有フォルダーにて、資料を管理するとともに、プロジェクト会議を下記の通りに実施した。

第1回	2018年11月21日(水)	於：サイエンスソリューションズ株式会社
第2回	2018年12月19日(水)	於：サイエンスソリューションズ株式会社
第3回	2019年1月23日(水)	於：株式会社ウィティール
第4回	2019年2月20日(水)	於：サイエンスソリューションズ株式会社
第5回	2019年3月20日(水)	於：サイエンスソリューションズ株式会社
第6回	2019年4月25日(木)	於：サイエンスソリューションズ株式会社
第7回	2019年6月25日(火)	於：サイエンスソリューションズ株式会社
第8回	2019年7月26日(金)	於：サイエンスソリューションズ株式会社
第9回	2019年8月27日(火)	於：株式会社ウィティール
第10回	2019年9月25日(水)	於：サイエンスソリューションズ株式会社
第11回	2019年10月23日(水)	於：サイエンスソリューションズ株式会社
第12回	2019年11月20日(水)	於：サイエンスソリューションズ株式会社
第13回	2019年12月18日(水)	於：サイエンスソリューションズ株式会社
第14回	2020年1月30日(木)	於：サイエンスソリューションズ株式会社
第15回	2020年2月28日(金)	於：サイエンスソリューションズ株式会社

3. 成果の外部への発表及び活動

下記の通りに電気学会全国大会ならびに産業応用部門大会において口頭発表を実施した。

発表した成果（発表題目、口頭・ポスター発表の別）	発表者氏名	発表した場所（学会等名）	発表した時期	国内・外の別
磁気結合型ワイヤレス電力伝送システムの海水中電力伝送特性評価（口頭発表）	保田富夫、貝森弘行	電気学会全国大会、北海道大学	2019年3月	国内
海水中用 PS 共振磁気結合型ワイヤレス電力伝送システム（口頭発表）	保田富夫、貝森弘行	電気学会産業応用部門大会、長崎大学	2019年8月	国内
CLN 等価回路法による空気中および海水中の磁気結合型ワイヤレス電力伝送システムの電磁界解析（口頭発表）	貝森弘行、石原照正、柳澤一郎、保田富夫	電気学会産業応用部門大会、長崎大学	2019年8月	国内
ワイヤレス電力伝送システム用リッツ線コイルの電磁界解析による均質化法に関する検討（口頭発表）	貝森弘行、エブラヒミハサン、石原照正、柳澤一郎、保田富夫	電気学会全国大会、東京電機大学	2020年3月	国内
PS 共振磁気結合型海水中用ワイヤレス電力伝送システムの位置ずれ特性（口頭発表）	保田富夫、貝森弘行	電気学会全国大会、東京電機大学	2020年3月	国内

4. まとめ、今後の予定

本研究は、海水中の電磁誘導方式ワイヤレス電力伝送システムの実現に向け、その設計に活用できる電磁界シミュレーション技術の開発を行うとともに、システムのプロトタイプ設計を通じ、その実現性の見通しと、課題及び対策を示すことを目標に実施したものである。

(1) 成果のまとめ

- ・誘電体を含む渦電流解析技術では、新たに支配方程式を導出し、プログラミング実装した。円柱導体モデルの解析解と、LF, HF と今回実装した MF の解が一致することを確認した。サーキュラーコイルのインピーダンスの周波数依存性を示し、模擬海水は静電誘導の影響はかなり小さく渦電流の影響が支配的であることを示した。さらに積層コンデンサモデルを用いて、今回開発した機能によりインピーダンスの周波数特性が算出できることを示した。
- ・リッツ線の均質化による電磁界解析の高速化については、Biot-Savart-CLN 法を用いた解析の高速化を図るとともに、解析モデルの結果への影響の検討に基づき、リッツ線交流損失評価の実践的な手法を提示することができた。
- ・海水中ワイヤレス電力伝送開発の課題である磁界解析技術及びコイル設計技術を開発し、海水中損失によるワイヤレス電力伝送特性への影響を等価回路解析手法及び磁界解析手法により明らかにした。
- ・海水中損失を考慮したコイル設計及び磁界解析により、目標仕様を満足する海水中ワイヤレス電力伝送システムを示した。

(2) 今後の予定

- ・誘電体を含む渦電流解析技術については、従来、電磁誘導のみの準静磁界解析では考慮できなかった静電誘導も考慮できるようになることで、積層コンデンサ、インダクターやリアクトル等のパワーエレクトロニクス機器やモータなどの産業機器のより詳細な解析が用可能となると期待している。ただし、実用的な解析手法とするためには、検討課題が残っており、継続して開発を進める。
- ・本研究で提示したリッツ線の交流損失評価手法については、さらに実用的な手法とするためには、装置設計と関連したノウハウの蓄積が重要と考えており、今後はワイヤレス電力伝送システムをはじめ、各種の装置設計への適用を通して改良を進めてゆく。
- ・概念設計においては、低周波数化によるコイルサイズ大型化の問題の課題が残っており、受電コイルの小型化、送電コイル受電コイル間距離変動低減、海水中損失低減によるシステムの高効率化及び電池充電中の被受電移動体消費電力を最小化するために送電側装置上に被受電側移動体を着座させるシステムの開発検証などの検討を進めてゆきたい。

<参考文献>

- [1] W. N. Fu, Y. Zhao, S. L. Ho and P. Zhou : “An Eletromagnetic Field and Electric Circuit Coupled Method for Solid Conductors in 3-D Finite Element Method”, *IEEE Trans. Magn.*, vol. 52, no. 3, June (2016)
- [2] R. Hiptmair, F. Kramer, and J. Ostrowski : “A Robust Maxwell Formulation for All Frequencies”, *IEEE Trans. Magn.*, vol. 44, no. 6, June (2008)
- [3] Z. Badics and J. Pavo : “Full Wave Potential Formulation With Low-Frequency Stability Including Ohmic Losses”, *IEEE Trans. Magn.*, vol. 51, no. 3, March (2015)
- [4] S. Koch, H. Schneider, and T. Weiland, “A low-frequency approximation to the Maxwell equations simultaneously considering inductive and capacitive phenomena,” *IEEE Trans. Magn.*, vol. 48, no. 2, pp. 511–514, Feb (2012)
- [5] Y. Zhao and W. N. Fu : “A New Stable Full-Wave Maxwell Solver for All Frequencies”, *IEEE Trans. Magn.*, vol. 53, no. 6, June (2017)
- [6] P. Dular and P. Kuo-Peng, “Dual Finite Element Formulations for the Three-Dimensional Modeling of Both Inductive and Capacitive Effects in Massive Inductors”, *IEEE Trans. Magn.*, vol. 42, no. 4, April (2006)
- [7] 亀有 : 「辺要素と発散について」, 電学静止器・回転機合同研資, SA-98-3/SA-98-67 (1998)
- [8] Catalan-Izquierdo, S., Bueno-Barrachina, J.M., CañasPeñuelas, C.S. and Cavallé-Sesé, F. “Capacitance Evaluation on Parallel-plate Capacitors by Means of Finite Element Analysis. Internation Conference on Afshar-Mohajer et al., Aerosol and Air Quality Research, 14: 1333–1343, 2014 1343 Renewable Energies and Power Quality (ICREPQ) (2009).
- [9] A. Kameari, H. Hassan, K. Sugahara, Y. Shindo, and T. Matsuo, “Cauer ladder network representation of eddy current fields for model order reduction using finite element method”, *IEEE Trans. Magn.*, vol. 54, no. 3, Mar. 2018, Art. no. 7201804.
- [10] E. Hassan, K. Sugahara, T. Matsuo, H. Kaimori, A. Kameari, “Modal Decomposition of 3-D Quasi-Static Maxwell Equations by Cauer Ladder Network Representation”, *IEEE Trans. Magn.*, vol. 56, no. 3, (2020).
- [11] 山本・山田 : 「円柱状磁心の磁束分布と反磁界係数についての新しい解析な表現式」, 電学論 A, No. 102, vol. 5 (1982).