

複素振幅制御技術に基づく電界結合器の設計と  
水中ワイヤレス給電への応用  
(Design of Capacitive Coupler Based on  
Complex Amplitude Control Technology and  
Application to Underwater Wireless Power Transfer)

2024 年 1 月

博士 (工学)

川原 泰正

豊橋技術科学大学

2024年 1月 4日

電気・電子情報工学専攻	学籍番号	第219201号	指導教員	田村 昌也
氏名	川原 泰正			市川 周一
				上原 秀幸

## 論文内容の要旨 (博士)

博士学位論文名	複素振幅制御技術に基づく電界結合器の設計と水中ワイヤレス給電への応用
---------	------------------------------------

(要旨 1,200字程度)

本論文は、電界型水中ワイヤレス給電の実現に取り組んだ成果をまとめたものである。電界型水中ワイヤレス給電の実現を阻害する大きな問題に、水による電力伝送効率の劣化と水流による受電デバイスの位置変動がある。本論文では、電界結合器電極の構造パラメータと電極上の給電/受電点の相対位置に着目した複素振幅制御技術を通して、水中における伝送効率改善を論じている。また、高周波電源の一つである負荷非依存インバータと給電/受電点の相対位置が反転した電界結合器を組み合わせることで、淡水中での位置変動耐性について論じる。

本論文は全5章で構成される。第1章は序論であり、本研究の背景となる水インフラの点検技術に関する動向と技術的要求についてまとめる。また、点検技術として注目されている自律型水中ドローンの概要と運用課題の一つとなる電源の確保について説明し、水中ワイヤレス給電の観点から解決すべき課題を示す。第2章では、電界結合器が水中でどれほどの効率を達成できるのかを明らかにすべく、淡水の一種である水道水と海水中における理論最大効率を計算する。その結果、周波数に対して極小/極大値を有すること、矩形電極の構造パラメータに着目した極大値の改善手法を述べている。また、当該分野の基本理論であるkQ理論の観点から、水道水中と海水中において結合係数(k)水のと品質係数(Q)のどちらの効率因子が支配的であるのかを考察する。第3章では、電界結合器の分布定数表現を通して、電極上の電流・電圧の複素振幅がkQ理論の第三の効率因子(双曲線関数)として現れ、第三の効率因子が周波数変動の要因であることを明らかにしている。さらに、複素振幅制御に基づいて給電/受電点の相対位置に着目した高効率化手法を述べている。導出式の定量評価と電磁界解析の結果、淡水/海水中でそれぞれ反転・同一の相対位置が適することが明らかになる。2章で示した構造パラメータの最適化と本手法を組み合わせることで、小型ドローンに搭載可能な電極サイズにおいて、水道水中の50mm以下の距離で90%の理論最大効率を達成する。第4章では、水流によるドローンの位置変動に対応する技術を述べる。高周波電源の最先端の研究である負荷非依存インバータと3章で示した相対位置が反転した電界結合器を組み合わせることで、淡水中で高効率かつ位置変動耐性を獲得できることを明らかにし、水道水中で実証する。第5章は結論であり、これまでの章を総括するとともに、今後の展望を述べている。

Date of Submission: January 4, 2024

Department of Electrical and Electronic Information Engineering	Student ID Number	D219201	Supervisors	Masaya Tamura Shuichi Ichikawa Hideyuki Uehara
Applicant's name	Yasumasa Kawahara			

## Abstract (Doctor)

Title of Thesis	Design of Capacitive Coupler Based on Complex Amplitude Control Technology and Application to Underwater Wireless Power Transfer
-----------------	--

Approx. 800 words

This dissertation summarizes the achievements in realizing capacitive underwater wireless power transfer (UWPT). Major challenges hindering the realization of the capacitive UWPT include the degradation of power transmission efficiency in a water environment and the positional fluctuation of the receiving devices, such as underwater drones, caused by water flow. In this dissertation, I discuss efficiency improvement techniques in underwater environments by optimizing the structural parameters of the capacitive-coupler electrodes and the complex amplitude control focused on the relative positions of the power feeding/receiving points on the electrodes. Furthermore, I propose a straightforward capacitive WPT system with misalignment tolerance in flowing freshwater environments for underwater drone application.

This dissertation consists of five chapters. Chapter 1 serves as the introduction, providing an overview of the background of this research and the technical requirements related to underwater infrastructure inspection. It also addresses the challenges related to ensuring a power source for autonomous underwater vehicles, a technology of particular interest in inspection applications. The issues to be resolved from the perspective of capacitive UWPT are highlighted. In Chapter 2, the theoretical maximum efficiency of the capacitive coupler is evaluated in tap water and seawater to reveal how efficiently can be achieved. The results show that the efficiency has extreme values with frequency, and I discuss methods to improve the maximum value by focusing on the structural parameters of rectangular electrodes. In addition, from the viewpoint of the  $kQ$  theory, the basic theory in a WPT field, I clarify that whether the coupling coefficient ( $k$ ) of water or the quality factor ( $Q$ ) is the primary factor in tap water and seawater. In Chapter 3, through the distributed-element representation of the coupler, the complex amplitude of the current and voltage on the electrode appears as the third efficiency factor (hyperbolic function) in the  $kQ$  theory, and the third factor dominates the frequency variation. Furthermore, an improvement method is discussed focusing on the relative positions of the feeding/receiving points based on complex amplitude control. The quantitative evaluations by the derived equations and electromagnetic simulation reveal that opposite/identical relative positions are suitable in freshwater/seawater environments, respectively. Combining the optimization of the structural parameters described in Chapter 2 with this method, it achieves a 90% theoretical maximum efficiency at transfer distances within 50 mm in tap water. Chapter 4 discusses techniques for adapting to the position fluctuation of drones due to water flow. This system consists of a load-independent inverter, which is the state-of-the-art high-frequency power source, and the capacitive coupler with an opposite relative position. Chapter 5 serves as the conclusion, summarizing the previous chapters and providing insights into prospects.

# 目次

<b>第 1 章</b>	<b>序論</b>	<b>1</b>
1.1	緒言	1
1.2	日本におけるインフラの歴史と水 midpoint 検の需要	1
1.3	水中ドローンのバッテリー充電に求められる技術	3
1.3.1	水中ワイヤレス技術の比較	4
1.3.2	自律型水中ドローンへの水中ワイヤレス給電に適した方式	7
1.3.3	電界型水中ワイヤレス給電の課題と本研究の位置づけ	11
1.4	結言	13
	参考文献	14
<b>第 2 章</b>	<b>電界型水中ワイヤレス給電の可能性検討</b>	<b>23</b>
2.1	緒言	23
2.2	電界結合器の理論最大効率	24
2.2.1	拡張 kQ 理論	24
2.2.2	空気中における電界結合器の kQ 理論	25
2.2.3	誘電体中での電界結合器の kQ 理論	26
2.3	矩形電極の構造パラメータに着目した高効率化	28
2.4	結言	34
	参考文献	37
<b>第 3 章</b>	<b>第三の効率因子に着目した高効率化</b>	<b>41</b>
3.1	緒言	41
3.2	第三の効率因子を含む kQ 理論	42
3.2.1	電界結合器の結合線路表現	42
3.2.2	入出力電圧比の導出	44
3.2.3	一様媒質中に存在する結合線路の効率式の導出	47
3.3	給電／受電点の相対位置に着目した高効率化	51

3.3.1	水の種類と適切な相対位置の関係 . . . . .	51
3.3.2	淡水中における高効率化 . . . . .	57
3.4	結言 . . . . .	61
	参考文献 . . . . .	62
<b>第4章</b>	<b>淡水中での位置変動耐性の改善</b>	<b>69</b>
4.1	緒言 . . . . .	69
4.2	提案システム . . . . .	70
4.2.1	システム構成 . . . . .	70
4.2.2	高効率かつ安定動作を達成する条件の導出 . . . . .	71
4.2.3	実証実験 . . . . .	75
4.3	結合器の小型化と位置変動耐性の改善 . . . . .	76
4.3.1	小型化が電力伝送効率と安定動作に与える影響 . . . . .	76
4.3.2	位相補償回路による解決 . . . . .	78
4.3.3	実証実験 . . . . .	80
4.4	結言 . . . . .	87
	参考文献 . . . . .	89
<b>第5章</b>	<b>結論</b>	<b>93</b>
5.1	本論文のまとめ . . . . .	93
5.2	今後の展望 . . . . .	95
	参考文献 . . . . .	98
	<b>謝辞</b>	<b>100</b>
	<b>業績一覧</b>	<b>101</b>

# 目次

1.1	わが国の公共事業関係費の推移 [2] . . . . .	2
1.2	老朽化したインフラ設備 [5] . . . . .	2
1.3	建築してから 50 年を超えるインフラの割合 [5] . . . . .	3
1.4	水中ワイヤレス給電システムを用いた水中ドローンの無人運用 . . . . .	4
1.5	海水中での波長と損失のスペクトル図. . . . .	5
1.6	水の濁り具合と減衰量の関係. . . . .	6
1.7	海中での電磁波の減衰特性 . . . . .	7
1.8	音波を用いたワイヤレス給電システム [45]. . . . .	8
1.9	光を用いたワイヤレス給電システム. . . . .	9
1.10	MIT による磁界型ワイヤレス給電の実証実験 (MIT News ホームページより) [60] . . . . .	9
1.11	フェライト磁性体を装荷した AUV 用の磁界型ワイヤレス結合器 [76] . . . . .	10
1.12	磁界型ワイヤレス結合器を搭載した大型の AUV[85] (東京大学, 生産技術研究所) . . . . .	10
1.13	電界型ワイヤレス給電のイメージ図 [87] . . . . .	11
1.14	ワイヤレス給電システムの効率内訳と結合器に求められる効率 . . . . .	12
2.1	Z 行列を有するブラックボックスと入出力インピーダンスを有するシステム. . . . .	24
2.2	矩形電極で構成される電界結合器の等価回路と変換工程, (a)4 枚の矩形電極, (b)6 つの容量結合, (c) クロス結合を相互結合に統合した形, (d) 一般的な 4 つの容量結合で表現された等価回路 . . . . .	25
2.3	(a) 誘電体基板で固定された空気を介する電界結合器, (b) 等価回路 . . . . .	26
2.4	(a) 一様な誘電体中に存在する電界結合器, (b) 等価回路 . . . . .	27
2.5	電界結合器の構造パラメータの定義. . . . .	28
2.6	水道水・海水中における図 2.5 の $\eta_{\max}$ . ( $d = 20 \text{ mm}$ , $g = 20 \text{ mm}$ , $w = 115 \text{ mm}$ , $l = 250 \text{ mm}$ ) . . . . .	29
2.7	(a) 試作結合器の外観, (b)VNA による測定イメージと実測された $\eta_{\max}$ . ( $l = 70 \text{ mm}$ , $g = 48 \text{ mm}$ , $w = 92.2 \text{ mm}$ ) . . . . .	30
2.8	水道水・海水中における $\eta_{\max}$ . ( $g$ を可変) . . . . .	31
2.9	水道水・海水中における $\eta_{\max}$ ( $l$ を可変) . . . . .	32
2.10	構造パラメータ $g, l$ に対する水道水・海水中での $\eta_{\max}$ の極大値. . . . .	33
2.11	$\eta_{\max}$ が最も高まる電極構造. . . . .	34
2.12	構造パラメータ $g, l$ に対する水道水・海水中での $k$ . . . . .	35
2.13	構造パラメータ $g, l$ に対する水道水・海水中での $\eta_{\max}$ が最も高まる周波数. . . . .	36

3.1	水道水・海水中における電磁界解析と kQ 理論から算出した $\eta_{\max}$ の周波数特性 . . . . .	43
3.2	仮想基準電位を用いた回路変換 . . . . .	44
3.3	電界結合器の結合線路表現 . . . . .	44
3.4	結合線路の入出力電圧比の導出に用いるパラメータの定義 . . . . .	45
3.5	偶モードと奇モードの入出力電圧の定義 . . . . .	46
3.6	結合線路上の位相差に対する入出力電圧比の絶対値 . . . . .	47
3.7	結合線路の構造パラメータ . . . . .	47
3.8	電磁界解析と結合線路の等価回路から計算した理論最大効率 . . . . .	48
3.9	結合線路における偶奇モードの定義 . . . . .	48
3.10	導出した kQ 理論と結合線路の等価回路から算出した水道水・海水中における理論最大効率の周波数特性 . . . . .	52
3.11	給電／受電点の相対位置が異なる結合線路 . . . . .	53
3.12	水道水・海水中における異なる給電／受電点の相対位置を持つ結合線路の $\eta_{\max}$ . . . . .	54
3.13	kQ 軸に対する給電／受電点の相対位置が同一もしくは反転した結合線路の $\eta_{\max}$ . . . . .	55
3.14	適切な給電／受電点の相対位置を kQ 軸上でプロットした結果 . . . . .	56
3.15	水の種類と適切な相対位置の関係を実証するための試作結合器 . . . . .	57
3.16	給電／受電点の相対位置毎の理論最大効率 (a) 水道水, (b) 海水 . . . . .	58
3.17	(a) 構造パラメータを最適化した電界結合器の構造と実験風景, (b) 水道水中における給電／受電点の相対位置毎の理論最大効率 . . . . .	59
3.18	給電／受電点の相対位置が同一または反転した電界結合器の水道水中における理論最大効率の極大値 . . . . .	60
3.19	電界型ワイヤレス給電との比較 . . . . .	60
3.20	連続的に変化する給電／受電点の位置に対する $\eta_{\max}$ の極大値 . . . . .	63
3.21	磁界型ワイヤレス給電との効率比較 [24]–[35] . . . . .	64
3.22	ドローンの着底方向による適した相対位置の実現 . . . . .	65
4.1	高効率と位置変動耐性を有する提案システム . . . . .	71
4.2	差動型 E 級トポロジを有する負荷非依存インバータの構成 . . . . .	71
4.3	給電／受電点の相対位置が反転した電界結合器の水道水中における $\eta_{\max}$ の周波数特性 . . . . .	72
4.4	給電／受電点の相対位置が反転した電界結合器の水道水中における入力インピーダンスの周波数特性 . . . . .	72
4.5	回路シミュレーション用のシステム . . . . .	73
4.6	電力伝送効率と入出力電力のシミュレーション結果 . . . . .	73
4.7	実証用システム構成とプロトタイプ . . . . .	74
4.8	伝送距離に対する結合器の $\eta_{\max}$ , 電力伝送効率, 入出力電力 . . . . .	75
4.9	(a) 電極長 622 mm における $\eta_{\max}$ の周波数特性, (b) 入力インピーダンスの虚部の絶対値の周波数特性 . . . . .	76
4.10	(a) 電極長 250 mm における $\eta_{\max}$ の周波数特性, (b) 入力インピーダンスの虚部の絶対値の周波数特性 . . . . .	77
4.11	(a) 小型電界結合器の両端に位相補償回路を搭載したシステム, (b) 電極寸法と位置変動の定義, (c) 位置変動耐性の検証用の電磁界解析モデル . . . . .	79

4.12	電磁界解析で得られた電極長 250 mm の電界結合器の入力インピーダンス（位相補償回路の有無） . . . . .	80
4.13	(a) 提案システムの詳細, (b) 負荷非依存インバータの回路図 . . . . .	81
4.14	伝送距離と受電位置ごとの電磁界解析と回路シミュレーションで得た DC-RF 伝送効率 ( $P_{out}/P_{in}$ ), (a) 20 mm, (b) 50 mm, (c) 100 mm . . . . .	82
4.15	伝送距離と受電位置ごとの電磁界解析と回路シミュレーションで得たインバータへの直流入力電力, (a) 20 mm, (b) 50 mm, (c) 100 mm . . . . .	83
4.16	受電器の位置に対応した結果の表示に関する説明図 . . . . .	84
4.17	試作システム . . . . .	85
4.18	(a) 受電位置ごとの DC-RF 伝送効率, (b) インバータへの直流入力電力（伝送距離 20 mm） . . . . .	86
4.19	(a) 受電位置ごとの DC-RF 伝送効率, (b) インバータへの直流入力電力（伝送距離 50 mm） . . . . .	87
4.20	(a) 受電位置ごとの DC-RF 伝送効率, (b) インバータへの直流入力電力（伝送距離 100 mm） . . . . .	88
5.1	プラスチック - 水 - プラスチックといった多層媒質への等価回路拡張 . . . . .	96
5.2	等価回路を用いて算出した水道水中におけるプラスチック筐体の厚みに対する理論最大効率の変化 (a) 給電/受電点の相対位置が反転, (b) 相対位置が同一 . . . . .	97



# 表目次

1.1	ワイヤレス給電に関する各方式の性能比較 . . . . .	12
3.1	数値計算に用いたパラメータと値 . . . . .	47
3.2	数値計算に用いたパラメータと値 . . . . .	51
3.3	淡水中における電界型ワイヤレス給電 . . . . .	61
4.1	結合係数と電極長ごとの 13.56 MHz における $\eta_{\max}(\%)$ と $ \text{Im}(Z_{\text{in}})  (\Omega)$ . . . . .	78
4.2	実証システムで用いた測定機器と部品 . . . . .	84
4.3	淡水中における電界型ワイヤレス給電の従来研究との比較 . . . . .	85

# 第1章

## 序論

### 1.1 緒言

携帯電話やドローン，電気自動車といった電動デバイスの進化とともに，ワイヤレス給電は陸海空，そして宇宙と様々な環境への応用が発展し続けている．本研究の目的は，水中ワイヤレス給電の需要が高まっていくと予想し，電界型ワイヤレス給電が水中でどれほどの電力伝送効率を達成できるかを明らかにすることである．本章ではまず本研究の背景となる水インフラの点検技術に関する動向と，技術的要求についてまとめる．次に，現在点検技術として注目されている自律型水中ドローンの概要と，運用課題の一つとなる電源の確保について説明し，解決策に関する従来研究の概要をまとめ，水中ワイヤレス給電の観点から解決すべき課題を示す．最後に，本研究の目的と内容について述べ，本研究の位置づけを明らかにする．

### 1.2 日本におけるインフラの歴史と水中点検の需要

1955年ごろより日本は高度経済成長に突入し，沿岸沿いのコンビナートや水力発電用のダム，幹線道路や大規模橋梁の建設が飛躍的に発展した．1973年ごろに高度経済成長は一旦落ち着くが，以降もインフラ関連の開発・整備は進んでいる [1]．1990年代後半に，バブル崩壊から立ち直れず不況が続くと，無駄な公共事業に対する国民からの批判が高まり，費用便益分析の意識が高まった．それを受けて2000年頃をピークに公共事業費は減少したものの，2018年頃から防災・減災・国土強靱化のための対策により増加傾向にあり（図 1.1） [2]，2022年には年間12.9兆円が投資されている [3]．

わが国では，これまで佐久間ダム・黒部ダム・青函トンネル・瀬戸大橋に代表される多くの水インフラが建設されてきた [4]．これらのインフラが使用されはじめてから四半世紀から半世紀以上が経った現在，老朽化が深刻となっている（図 1.2 と図 1.3 を参照） [5]， [6]．安心安全な生活と経済活動を維持すべく，内閣府は「インフラ長寿命化基本計画」に代表されるようにインフラ設備の点検維持を国の行動計画に設定した [7]．水インフラの点検作業はこれまでダイバーが担ってきたが，人材不足や高齢化，また安全

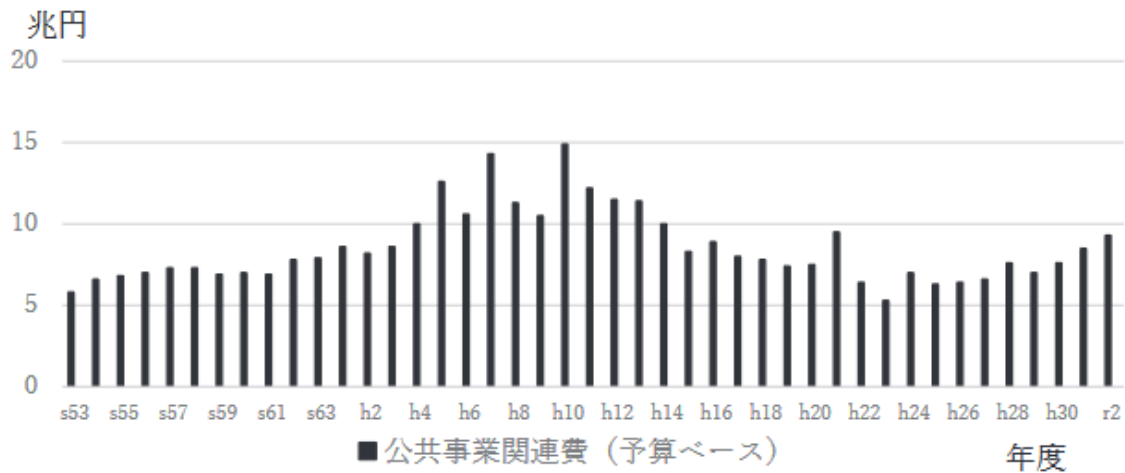
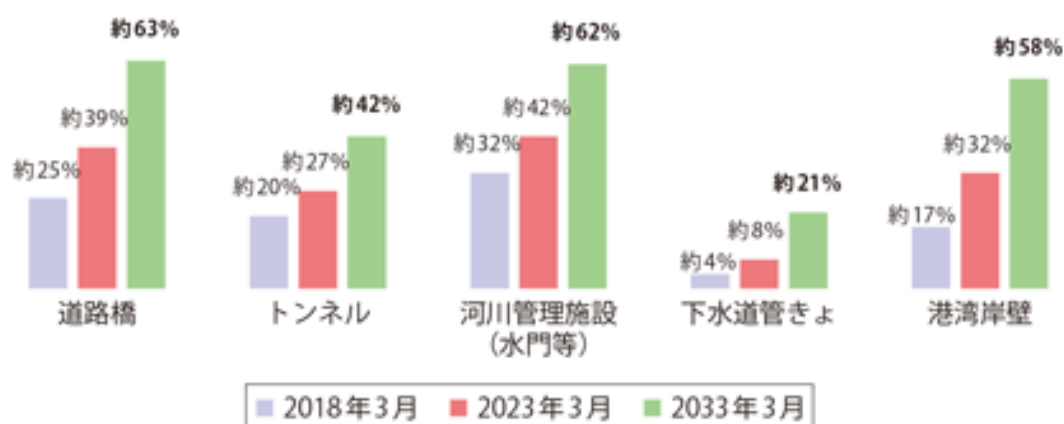


図 1.1: わが国の公共事業関係費の推移 [2]



図 1.2: 老朽化したインフラ設備 [5]

面へ対応が必要であるため、作業時間やコスト等の労力が大きい [8]. そこで、官民一体となってオペレータ付きの水中ドローン、ROV (Remotely Operating Vehicle) の活用を進めている [9]-[12]. しかし、運用には熟練した操作員やケーブル技師、補助員が必要となり、人材確保の点で普及の妨げとなっている [13]-[15]. そのような経緯から、操縦士やケーブルが不要な自律型水中ドローン、AUV (Autonomous Underwater Vehicle) が注目されている [15]-[18]. AUVによるインフラの無人点検を実現するための課題として、水中での明瞭な画像撮影技術、水中で自由に動かせるロボットアーム、水流に依らず



資料) 国土交通省

図 1.3 : 建築してから 50 年を超えるインフラの割合 [5]

軽快な動きを実現する制御技術、永続的に点検できる動力源の開発が挙げられる。

### 1.3 水中ドローンのバッテリー充電に求められる技術

本研究では、動力源の観点から AUV による水インフラの無人点検の実現を目指す。ほとんどの AUV は燃料電池もしくはリチウムイオン電池で駆動している [19]。燃料電池はリチウムイオン電池よりもエネルギー密度が大きく、長時間の駆動が可能になる [20]。しかし、発電には酸素・水素ガスを高圧タンクに入れる必要があり、小型の AUV への搭載は困難であることから、AUV の動力源として比較的単純で低コストであるリチウムイオン電池が注目されている [21]。リチウムイオン電池のバッテリー残量が少なくなると、これまでは作業員が現地に趣いて AUV の回収や情報抽出、バッテリー交換を行っていた [22], [23]。これにより AUV の実働時間が短くなり、またダイバーとは別的人的資源が必要となっていた。本課題の解決アプローチとして大容量バッテリーの開発やワイヤレス給電の活用が考えられる。前者は回収／交換作業の頻度を減らせられるが、依然、ダイバー以外の作業員が必要になる。そこで、AUV の完全無人運用を実現すべく、図 1.4 に示すような水中ワイヤレス給電システムが提案されている [24]–[26]。橋梁の点検にともないバッテリー残量が少なくなると、AUV は近くの給電ステーションへと移動・着底し、点検データをステーションへと送り、電力をステーションからワイヤレスで受け取る\*1。これによりデータ回収とバッテリー充電を無人で行うことができ、AUV の運用効率が飛躍的に向上する。ここで、AUV が給電ステーションに着底するような近距離給電だとしても、お掃除ロボットや髭剃りなどで用いられる接触給電の適用は難しい。AUV の断面形状は運動性能を考慮して楕円が多く、着底時にステーションと AUV 間に水の層ができる [16]–[18]。また、着底時の吸収を和らげるためステーショ

\*1 リチウムイオン電池は二次電池であるため、バッテリー交換をせずとも、ワイヤレス給電により充電可能である。

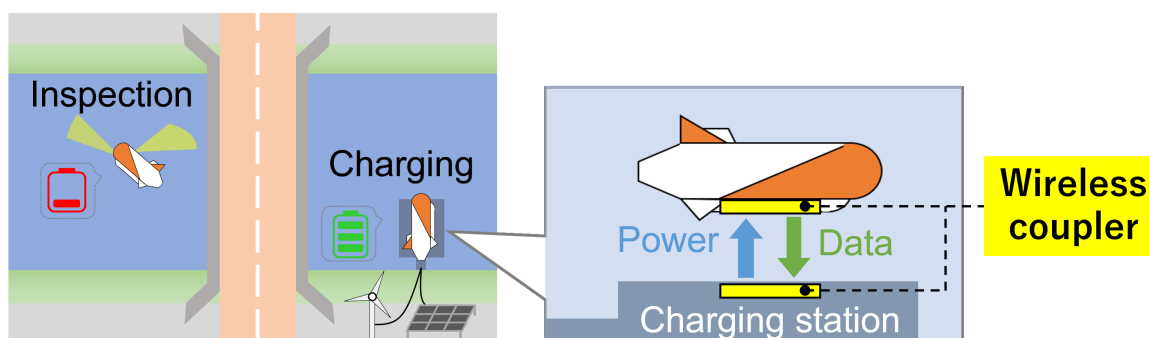


図 1.4 : 水中ワイヤレス給電システムを用いた水中ドローンの無人運用

ン上のクッションダンパへの着底が想定され、同様に水の層ができる [27]. そのため、近距離だとしてもワイヤレス給電が必要となる.

「水中」と「ワイヤレス技術」の統合については、これまでワイヤレス通信分野が担ってきたことから [28], 本分野の歴史を振り返ることで水中ワイヤレス給電の実現へのヒントを学ぶ. 水中でのワイヤレス通信はこれまでわずかな研究者が携わるニッチな領域であったが, 近年の日本経済の低迷や水インフラの老朽化問題を経て水中ワイヤレス技術に目を向ける機関や企業が増加したことで, 2020年に電子情報通信学会において水中無線技術特別専門委員会が設立されるなど注目されつつある [29].

### 1.3.1 水中ワイヤレス技術の比較

水中ワイヤレス給電の実現に向けた課題は「水中ならではの環境」にある. 水は空気と比べて, 密度が高く, イオンが多く含まれ, 濁りや水流が存在する. ワイヤレス技術に用いられる音波, 光, 電磁界は全て波の性質を有するが, 周波数が大きく異なり, それぞれ違った伝播特性となる [30].

- 音波

音波を用いた水中ワイヤレス通信の歴史は古く, 15世紀にレオナルド・ダ・ヴィンチが水中に管の先端を入れて遠ざかる船の音響の観測に成功したという記録がある [31]. その後, 17世紀から18世紀にかけて音波技術の理論構築と実験が行われた. 潜水艦を代表とする軍事技術にも用いられており, 第一次/二次大戦を通して現在の水中音響技術が確立されたと言われている. その後, 民間利用に転用され, 水中ベルを利用した灯台から船までの距離の測定や航路上にある氷山の早期発見に活用されてきた [32]. このように自身と対象との距離を測定するには水中の伝播速度を把握することが重要となる. 水に限らず媒質中での音波の伝播速度は次式で定義される [32].

$$C_a = \sqrt{K/\rho} \quad (1.1)$$

$C_a$  は媒質中での音速,  $K$  は体積弾性率,  $\rho$  は重量密度である. 密度が小さく体積弾性

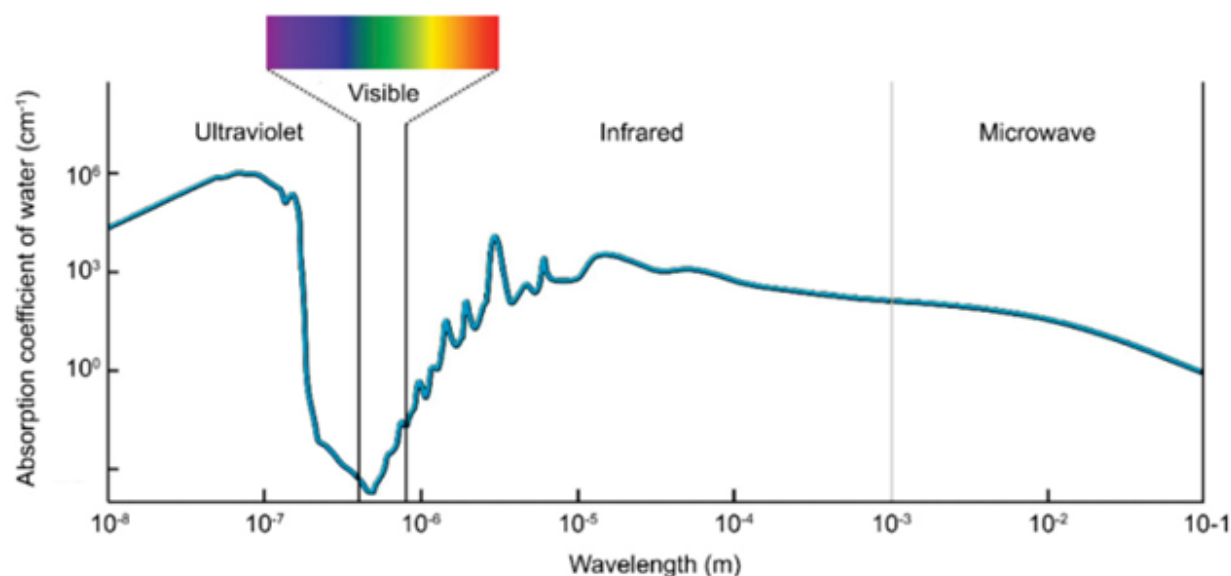


図 1.5 : 海水中での波長と損失のスペクトル図.

率が大きい媒質中ほど、音波はその媒質を速く伝播する．体積弾性率  $K$  とはある系の体積変動に必要な圧力を意味しており，この値が大きいほど体積変化の小さい媒質となる ( $K$  の小さい媒質例: 金属)．水と空気の体積弾性率を比較すると，空気が  $1.4 \times 10^5$  Pa, 水が  $2.2 \times 10^9$  Pa となり，水の方が1万倍以上大きい．一方，空気の密度は  $1.2 \text{ kg/m}^3$ ，水は  $1000 \text{ kg/m}^3$  となり，水の方が800倍ほど大きい．その結果，水中では空気中よりも4倍ほど速く音波が伝わる．しかし，音波は水中独自の要因により減衰する．例えば，水による音の吸収，魚群や気泡による散乱，水温や塩分濃度の違いによる屈折，海底や障害物での反射である [33]．そのため，音波による水中ワイヤレス通信では時期や場所ごとの特性をプロットしておくことが重要となる．

- 光

光は電磁波の一種であるが，THz ほどの高周波になると，導電率で損失を議論することは困難となる．イオンの移動による損失よりも，原子と電子でのエネルギー吸収が支配的となるためである．波長（周波数の逆数）と水中の損失の関係を把握するため図 1.5 が用いられる [34]．可視光の範囲において水の吸収係数が小さく，特に短波長の青色で最小となることがわかる．可視光の光源には LED がよく用いられる．1970 年代までに赤，黄，橙，黄緑といった暖色光を放射する LED が開発されたが，水による吸収量が多い．また光の三原色（赤，緑，青）からわかるように，全ての色を LED で再現するには青色が不可欠であったことから，20 世紀中頃から pn 接合ダイオードを構成する窒化ガリウム (GaN) 半導体と青色 LED の研究開発がすすめられた [35]．そして現在，青色 LED を用いた水中光通信ユニットの開発が進行中である [36], [37]．青色光の水中における減衰率は電磁波と比べて小さい一方，水の濁りやバブルによる散乱の影

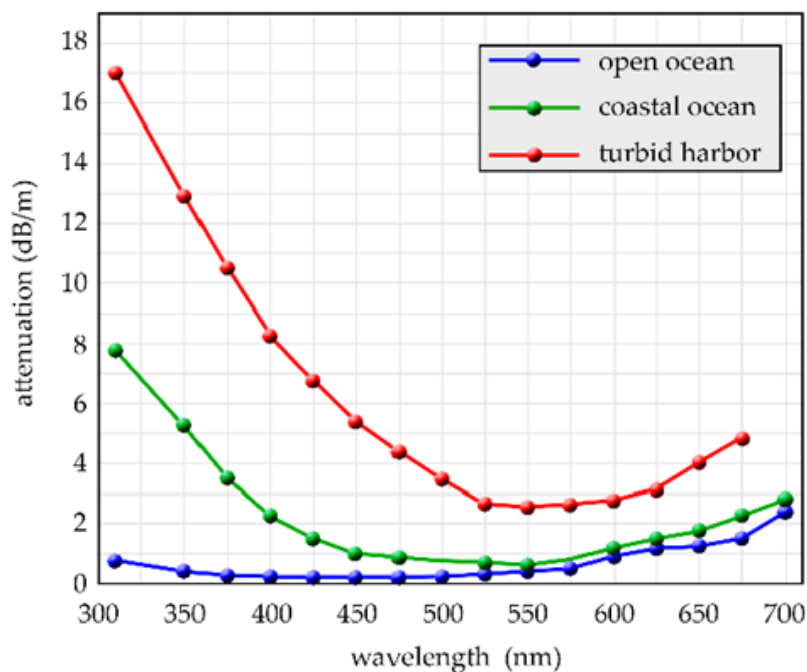


図 1.6 : 水の濁り具合と減衰量の関係.

響を受けやすい。図 1.6 に、水の濁り具合が異なる環境における波長ごとの減衰率の測定結果を示す。濁りの少ない外洋では、波長が約 450 nm となる青色光の透過性が良いことがわかる (open ocean)。一方で、濁った水中では散乱の影響により減衰率が增大する。波長が長いほど光の波としての性質 (回折) が強くなるため、青色や紫色の短波光よりも長波光の減衰率が小さくなる (coastal ocean, turbid harbor)。つまり、使用環境の濁り具合によって通信光の色を選択すべきである。

- 電磁界

水中電磁気の研究は 20 世紀後半ごろから活発化し、現在も続いている [28]。空気中と異なり、水中のイオンの移動や分子の振動にともなう導電率によって、電磁波の距離減衰率は大きな値になる。導電率を有する媒質中における電界の波動方程式は以下で示される。

$$\nabla^2 \bar{E} + \omega^2 \mu \epsilon (1 - j \frac{\sigma}{\omega \epsilon}) \bar{E} = 0 \quad (1.2)$$

虚数単位がつく項は電界成分の損失を示しており、導電率  $\sigma$  とともに増大する。図 1.7 に示す通り、この特性は実験によって再現されている [38]。ループアンテナを水中に沈めたときの電波伝播を観測すると、近距離 (近傍界領域) では単位長さ当たりの減衰量が大きくなる。近傍界領域に水があると、導体周辺の電界成分が水に触れ、上記関係式に従って電界振幅が減衰するためである。そのため導電率が大きい海中では、電磁波の減衰量が大きくなる。しかし、アンテナからの距離が離れて遠方界領域になるにつれて、電界成分と磁界成分が共存するようになり、単位長さ当たりの減衰量は小

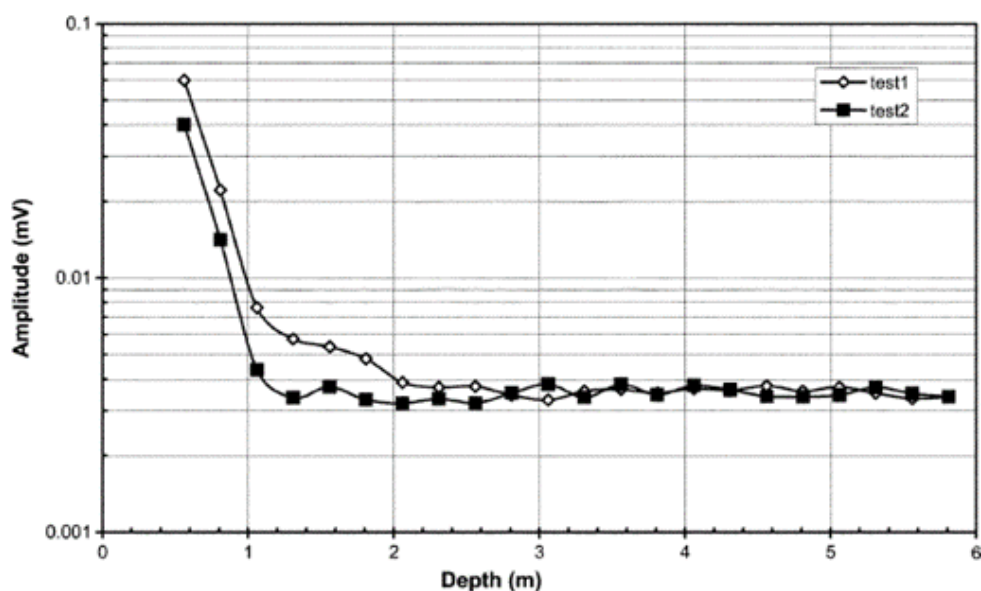


図 1.7 : 海中での電磁波の減衰特性

さくなる．この結果を踏まえてイギリスのリバプール大学はアンテナ周辺を真水にする構造を提案した．アンテナ周辺の電界損失を減らし，遠方界の電磁波が海中を伝播するように工夫した．その結果，10 MHzにおいて，30 Wの出力で100 mの海中通信が可能であることを示した [39]．

### 1.3.2 自律型水中ドローンへの水中ワイヤレス給電に適した方式

以上の3つのワイヤレス技術の中から，自律型水中ドローン (AUV) への水中ワイヤレス給電に適したものを選定する．選定基準は伝送距離 cm ほどにおいてワイヤレス給電システムに求められる総合効率と伝送可能な電力量を満足するかどうかである．AUVには様々なサイズがあるが，小型AUVであれば橋梁や水門，水道管といった狭い作業場所でも探索可能である．市販の小型水中ドローン (ROVとAUV) に搭載されるリチウムイオンのバッテリー容量は，およそ200 Whから700 Whである [40]–[44]．図1.4の運用例では再生可能エネルギー（例えば太陽光パネルや風力発電）によって発電された電力を使用する．再生可能エネルギーの機構をステーション近くに設置することで，追加の送配電網設備が不要な簡易システムを実現できる．例として太陽光パネルを採用した場合の必要総合効率を考える．Panasonicが販売している「HITシリーズ」では，太陽光パネル1枚（およそ1 m×1 mのサイズ）につき，1日かけて900 Wh<sup>\*2</sup>の電力量を発電する．ワイヤレス給電システムの総合効率<sup>\*3</sup>が60%あれば，1日に1回，500 Whの電力量を充電できる．市販の水中ドローン (ROVとAUV) は最大で4時間前後の駆動が可能であり [40]–[44]，1日に1回充電することで人間の仕事量（約8時間の業務）を代

<sup>\*2</sup> 2件の設置導入例の年間発電量から，パネル1枚当たりの1日の平均発電量を算出した．

<sup>\*3</sup> 太陽光パネルから入力される直流電力に対してバッテリーに充電される直流電力の変換効率



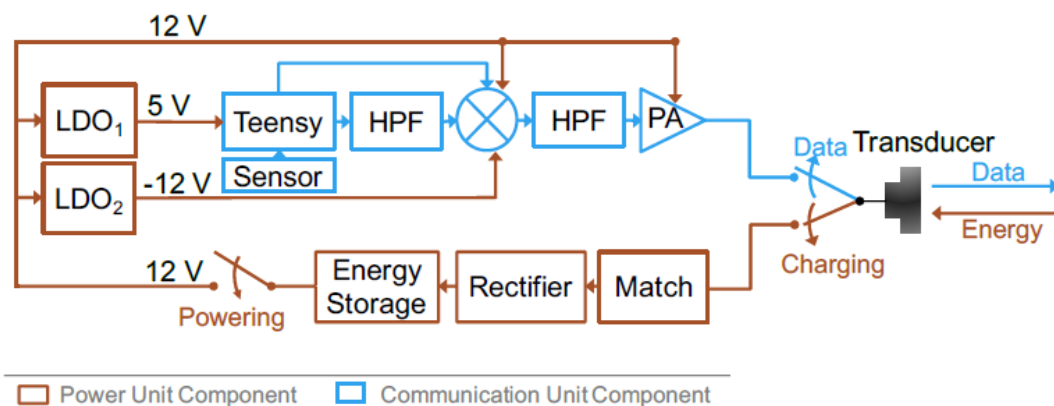


図 1.8 : 音波を用いたワイヤレス給電システム [45].

替できるようになる．ここで，AUVの回収とバッテリー交換作業を30分で終えていたと仮定すると，1 kWのワイヤレス給電を行うことで，ドローンの運用効率を落とさず一連の作業を無人化できる．つまり，1 kWの電力量を総合効率60%以上で伝送できる方式が適している．

まず音波を使ったワイヤレス給電システムを評価する．本システムは高周波電力を発生させる電源（高周波電源），整合回路， piezo素子のトランジューサ（ワイヤレス結合器），整流回路と負荷で構築される（図1.8）[45]–[49]．空気中においては，伝送距離1 cmにて総合効率7%で20 mWを，伝送距離5 cmにおいて総合効率4%で15 mWを伝送するに留まる[47], [49]．また水中においては，10 cmの伝送距離にて結合器単体で理論的には効率78.2%を達成できると報告されているが，実測では20%に留まる[46]．また，伝送距離1 mにおける総合効率は2%に留まる[50]．つまり，AUVへの水中ワイヤレス給電システムとしては伝送効率と電力量ともに不足する．

つづいて光を使ったワイヤレス給電システムを評価する．本システムは電源，電気エネルギーを光へと変換する Laser Diode (LD) と光を電気エネルギーへと変換する Photo Diode (PD)，指向性強化用のレンズ，負荷で構成される（図1.9）．ダイオードに直流バイアスを印加することでワイヤレス給電を行うため，必要なコンポーネント数が少なくシステムが小型になる．さらに，光の直進性より漏洩の小さいワイヤレス給電を実現できる．しかし，電気エネルギーから光，光から電気エネルギーへの変換効率が小さい．電光変換効率は高くとも36%から60%となり，光电変換効率は22%から60%となる[51]–[53], [59]．そのため，たとえ減衰の小さい空気中の近距離だとしても，システムの総合効率は36%ほどになる．これらの文献においても，空気中でも10 Wの電力を総合効率20%で伝送するに留まり，水中では総合効率が2%ほどになる[54]–[58]．つまり，光を使った水中ワイヤレス給電システムも伝送効率と電力量が不足する．

最後に，電磁界を用いた近距離におけるワイヤレス給電方式である磁界型と電界型を評価する．どちらもkW級の実証例があり，電力量は申し分ない．それぞれ結合器構

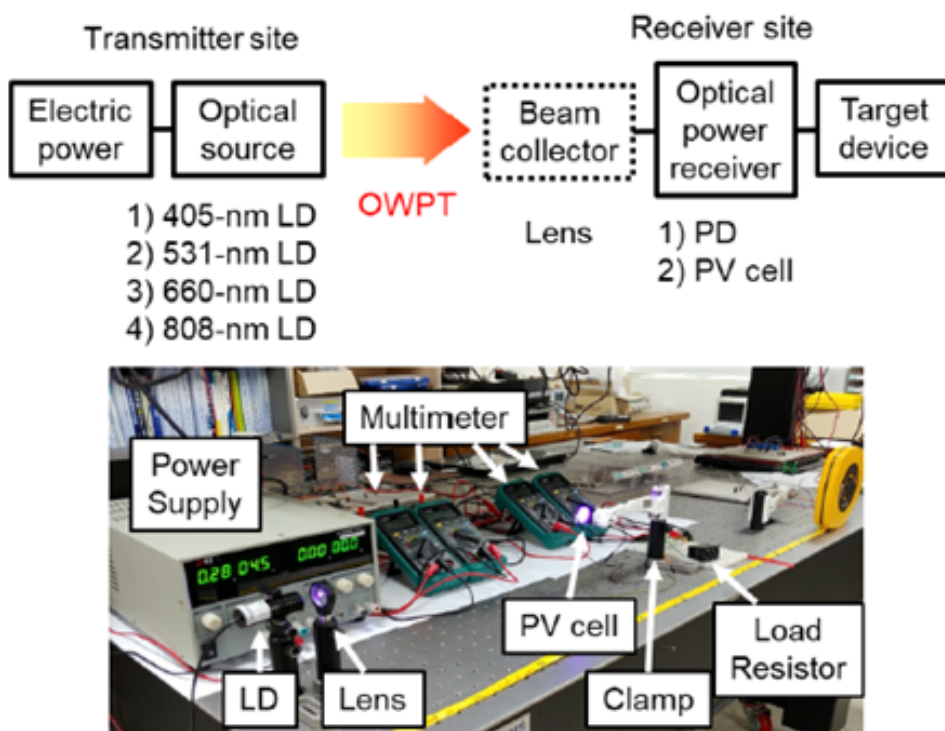


図 1.9 : 光を用いたワイヤレス給電システム.



図 1.10 : MIT による磁界型ワイヤレス給電の実証実験 (MIT News ホームページより) [60]

造や総合効率に違いがある。

- 磁界型

2007年にマサチューセッツ工科大学 (MIT) が数メートル離れた電球の点灯に成功したことを皮切りに、磁界型ワイヤレス給電の研究開発が加速した [60]. 送電コイルに高周波電流を流して磁界を発生させ、受電コイルに鎖交することで起電圧を取り出す。数十 kHz から数 MHz の比較的低い周波数を使うため、高周波電源や整流回路での

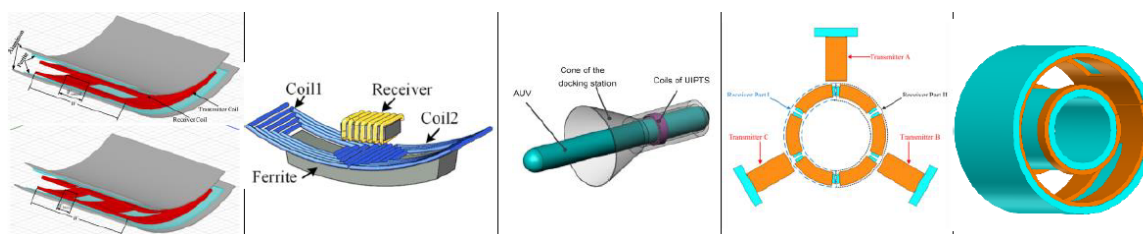


図 1.11 : フェライト磁性体を装荷した AUV 用の磁界型ワイヤレス結合器 [76]

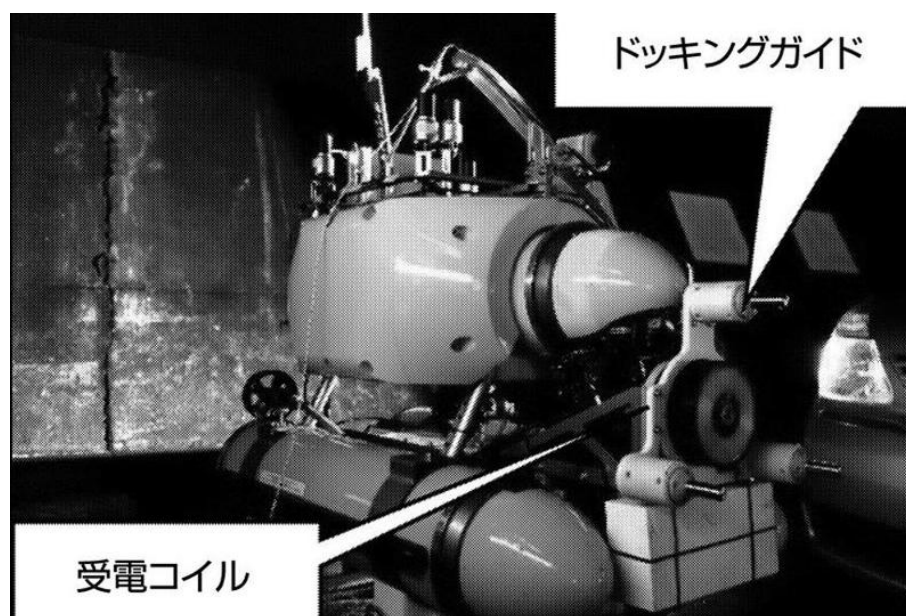


図 1.12 : 磁界型ワイヤレス結合器を搭載した大型の AUV[85] (東京大学, 生産技術研究所)

スイッチング損失が小さく、ワイヤレス給電システムの総合効率が高いことから、水中においても多くの研究が報告されている [61]–[78]。[63]では、水中環境における磁界型ワイヤレス結合器の等価回路化を通して、損失要因の分析と対策を行った。主な損失は水の導電率による渦電流損失であり、周波数を下げてシステムを設計することで高効率を達成できる。つまり、結合に寄与せず水で消費される漏れ磁界をいかに減らすかがポイントになる。コイル周辺にフェライト磁性体や金属シールド板を装荷することで、漏洩磁界を抑制する方法が一般的である [79]–[81]。特に大電力伝送ではフェライト磁性体による漏洩磁界の抑制が重要となる (図 1.11 を参照)。

ここで、フェライト磁性体の重量密度は  $4.63 \text{ g/cm}^3$  から  $5.3 \text{ g/cm}^3$  ほどあり、これはコンクリートの 2 倍上の値となる [82]。浮力がある水中でも水中ドローンの積載可能量 (ペイロード) は少ない。例えばこれらの小型水中ドローンのペイロードは 500 g や 1 kg となっており [83], [84], 結合器に使われるフェライト磁性体の重さを概算体積から算出すると、0.5 kg から 7 kg にのぼる [61]–[78]。さらに、フェライト磁性体は陶器のような割れやすい性質を有する。以上のように、水流の少ない実験的環境下における大型 AUV への搭載は進んでいるが (図 1.12 を参照) [85], 狭く水流のある環境での小型 AUV への搭載に向けては、軽量化と衝撃耐性の確保が課題になると予想される。

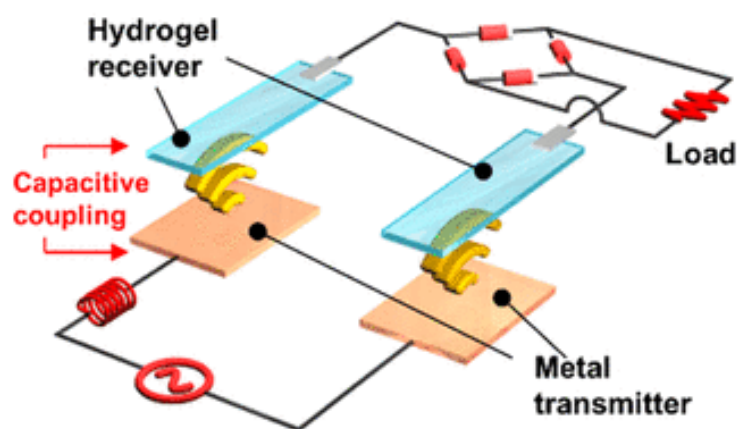


図 1.13 : 電界型ワイヤレス給電のイメージ図 [87]

#### ● 電界型

可能性検討はニコラ・テスラによって行われ、19世紀末葉のコロンビア大学にて、彼が手に持った蛍光灯を電界型ワイヤレス給電によって点灯させた [86]。送電電極に高周波電圧を印加し、発生した電界を受電電極で受け取り起電圧を取り出す。結合器が薄い電極で構成されるため軽量かつ丈夫、エネルギーが送受電電極間に集中するため漏洩電界が小さい、送受電電極間や周辺の金属異物を発熱させないといった点がメリットである [87]–[90]。一方で、磁界型よりも伝送距離が短く、高い周波数を用いることから総合効率が低下するといったデメリットがある [86]。そういった観点から、本技術を扱う研究・開発機関は磁界型ほど多くはなかった。

表 1.1 に示す音波、電磁界、光を用いたワイヤレス給電の特性比較を見ると、水中での総合効率と電力量の観点から、磁界型のワイヤレス給電システムが有利となる。しかし、結合器の重量と耐久性の観点から小型 AUV への搭載は難しい。電界型ワイヤレス結合器の伝送距離は磁界型と比べて短いものの、AUV がステーションに着底する本アプリケーションでは、伝送距離は数 cm ほどと予想されるため、致命的な欠点ではない。そこで、本研究では水中での電界型ワイヤレス給電に着目する。

### 1.3.3 電界型水中ワイヤレス給電の課題と本研究の位置づけ

水中ドローンへの電界型ワイヤレス給電システムの搭載に向けて、まず水中でどのくらいの効率が出るのかが不明である。電界型ワイヤレス結合器は構造的なメリットがある一方で、電界エネルギーが水に吸収されやすく、水中では電力伝送効率が低いと考えられていた。そのため 2017 年頃までは水中での報告例は少なく、水中でどのくらいの効率を達成できるのかが不明であった [91]。ここで、電界型ワイヤレス結合器に求められる電力伝送効率を算出する。一般的なワイヤレス給電システムは高周波電源、整合回路、電界型ワイヤレス結合器、整合回路、整流回路、DC/DC コンバータや電力

表 1.1 : ワイヤレス給電に関する各方式の性能比較

	音波	光/レーザー	電磁界 (近傍界)	
			磁界型	電界型
水中の総合効率	△ 2%	△ 3%	◎ 90%	不明 [91]
電力	△ 10 W	△ 10 W	◎ kW	◎ kW
重量	○	◎	△	◎
耐久性	◎	◎	△	◎
伝送距離	◎	○	○	△
文献	[45]-[50]	[51]-[58]	[61]-[78]	[86]-[91]

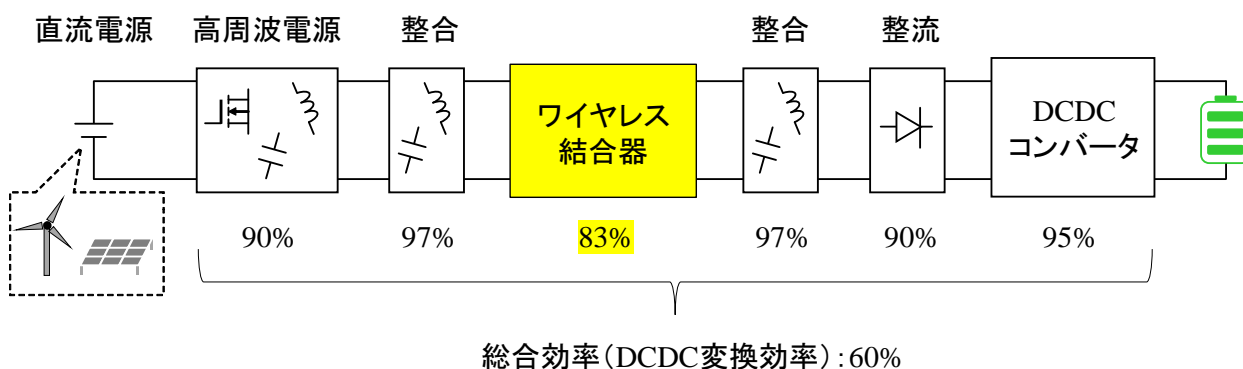


図 1.14 : ワイヤレス給電システムの効率内訳と結合器に求められる効率

マネジメント, 負荷 (バッテリー) で構成される. 図 1.14 に示すように効率内訳を設定すると, 上記で示した総合効率 60% を達成するには結合器単体で 83% の効率が必要となる\*4.

つづいての課題として, 水流による AUV の位置ズレがある. 水中環境では場所によっては激しい水流が発生する. これにより水中ドローンの位置がずれ, インピーダンスの不整合が発生し, コンポーネント間の電力反射や半導体素子でのスイッチング損失が大きくなる. 結果としてシステムの総合効率が低下することに加え, 半導体素子の熱破壊に繋がる. 位置ズレによる効率低下や熱破壊は近傍界ワイヤレス給電の大きな課題である. 電子制御の自動整合回路やインピーダンス圧縮が提案されているが [92]-[98], どちらの手法も回路規模が増大し, システムの煩雑化や重量増加に繋がる. つまり, 自動整合回路やインピーダンス圧縮回路が不要な, 水中で高効率かつ位置ズレ耐性を有するシンプルな電界型ワイヤレス給電システムが必要となる.

上記に加えて, 次の 2 つの課題も考えられる, まず, 水や筐体といった多層媒質伝

\*4 結合器以外のコンポーネントの効率は電界型ワイヤレス給電で用いる数十 MHz において達成可能な値に設定した.

送時の特性を明らかにすべきである。水中ドローンに電界型ワイヤレス結合器を搭載する際、筐体内部（プラスチック、シリコン、エポキシ樹脂など）に電極を埋設することが想定される。つまり、送電電極、ドローン筐体、水、ステーション筐体、受電電極といった多層媒質の伝送となるため、その影響を明らかにする必要がある。つづいて、高周波電源や整流回路の放熱機構の開発も課題となる。高周波電源（DC-RF変換）と整流回路（RF-DC変換）にはFETやダイオードといったスイッチング素子を使用され、直流と交流の変換時にはスイッチング素子が発熱し、効率低下や素子の破損に繋がる。通常は回路ユニットの筐体に穴を空けて空冷するが水中では難しい。水中という密閉空間での効率の良い放熱機構の開発が必要となる。

本研究では、上記の課題の中でも、水中（淡水と海水）における可能性検討と結合器を形成する矩形電極の構造パラメータに着目した効率改善、電極上の電流・電圧の複素振幅制御に基づく淡水中での高効率化、淡水中で位置ズレしても高効率かつ安定動作するワイヤレス給電システムの提案と実証を行う。電界型水中ワイヤレス給電の研究では、結合器電極の構造パラメータの工夫や追加コンポーネントを用いて、いかに電力伝送効率を高められるかが注目されてきた。本研究では電極上の給電／受電点の相対位置による電流・電圧の複素振幅制御を通して、一様な淡水・海水中において電力伝送効率を最大化する手法を述べる。さらに、相対位置が反転した電界結合器と高周波電源の最先端の研究成果を融合することで、小型ドローンに搭載可能な結合器サイズで、淡水中で高効率かつ位置変動耐性を有するワイヤレス給電システムを実現する。以上の研究成果を通して、特にダムや橋梁、水道といった淡水環境中における水中ドローンへの電界型ワイヤレス給電の実現に貢献する。

## 1.4 結言

本章では、本研究の背景となる水インフラの点検技術に関する動向と、技術課題について述べた。さらに、現在点検技術として注目されている水中ドローンの概要、および運用課題の一つとなる電源の確保について説明し、解決策に関する従来研究の概要をまとめた。そこから、水中ワイヤレス給電の観点から解決すべき課題を示し、本研究の目的と内容について述べ、本研究の位置づけを明らかにした。本研究の構成は以下の通りである。

2章では、水中における電界型ワイヤレス給電の可能性検討を行う。ワイヤレス結合器で達成し得る電力伝送効率（理論最大効率）に着目して、水中における周波数特性を計算する。その結果、淡水中では理論最大効率の極大／極小値が周期的に生じ、海水中ではフラットな特性となる。電磁界解析を用いて結合器電極の構造パラメータに着目した効率改善手法について述べ、電界型ワイヤレス給電が淡水中で実用可能であることを示す。最後に、当該分野の基本理論であるkQ理論の観点から本改善手法の

考察を行い、淡水と海水でキーとなるパラメータが異なることが明らかになる。

3章では、電極上の給電／受電点の相対位置に着目した改善手法を提案する。まず、従来の集中定数素子の等価回路を結合線路で分布定数表現することで、理論最大効率の周波数変動を再現できるkQ理論を再導出する。その結果、効率の極大／極小値の発生が給電点から電極端までの位相差に依存すること、準静電界の結合係数を用いた場合に第三の効率因子（双曲線関数）が周波数変動の要因であることが明らかになる。さらに、電界結合器を結合線路として見なした際「電極上の給電／受電点の相対位置」に自由度（同一もしくは反転）があり、各々の相対位置に対して数値解析を行ったところ、効率の高まる適した相対位置が淡水／海水といった水の種類（導電率）によって変化することが明らかとなる。これは結合器電極上の電界／電流の複素振幅制御に位置づけられる。淡水中では反転の相対位置が適するが、これまでの研究では同一の相対位置が用いられていた。反転の相対位置を有する電界結合器と2章で紹介した構造パラメータによる高効率化を組み合わせることで、小型点検ドローンに搭載可能な結合器サイズで、伝送距離50 mm以下の水道水中で90%以上の理論最大効率を実証する。最後に水中ドローンへの本手法の実装方法を述べる。

4章では、淡水中で高効率かつ位置ズレ耐性を有する電界型水中ワイヤレス給電システムを紹介する。本システムは高周波電源の分野で提案された「負荷非依存インバータ」と3章で紹介した「相対位置が反転した電界結合器」から構成される。受電電極の位置が変動したとしても、理論最大効率が極大となる周波数において高周波電源が安定動作する。さらに、高周波電源の動作条件を定電流出力に設定することで、位置ズレ量や伝送距離が増加するような低効率状態において、ワイヤレス結合器への入力電力を抑制し、エネルギーの無駄を自動的に低減できる。しかし、ISMバンドの一つである13.56 MHzでは600 mmほどの電極長が必要となり、小型水中ドローンへの搭載が難しい。そこで、小型結合器の入出力部に位相補償回路を追加し、効率を維持したまま高周波電源が安定動作できるシステムを提案する。電極長を60%カットした250 mmの電界結合器において、その効果を水道水中で実証する。

## 参考文献

- [1] 駒田健一, 松下潤, “東京における戦後60年間の水系インフラ整備政策の変遷とその効果分析”, 地球環境シンポジウム講演論文集, 14巻, pp. 145–150, 2011年, DOI: <https://doi.org/10.2208/proge>
- [2] 朝日亮太, “バス交通, インフラの整備効果・維持・財源調達にかかわる5つの論文(第一章)”, 日交研シリーズ, A-859, pp. 1–11, 2022年
- [3] 根本 祐二, “基調講演 「政策の失敗の歴史」から予測するPPPの未来”, 国土交通省 官民連携推進講演会(令和4年度), 2022年 [Online available] <https://www.mlit.go.jp/sogoseisaku/kanminrenkei/content/001513918.pdf>
- [4] 国土交通省, “社会資本整備～日本インフラの今(社会資本の午前・歴史)”, [Online available] <https://www.mlit.go.jp/sogoseisaku/infra/content/001591782.pdf>
- [5] 国土交通白書2020, “第2節 持続可能なインフラメンテナンスサイクルの実現のために”, 2023年8月19日閲覧:  
<https://www.mlit.go.jp/hakusyo/mlit/r01/hakusho/r02/html/n1321000.html>
- [6] M. Kondo and S. Anan, “Comprehensive inspection of Japanese dams in long-term operation,” *Journal of Disaster Research*, vol.13, no.4, pp.616–623, Aug. 2018.
- [7] 内閣府本府, “インフラ長寿命化計画(行動計画)(令和3年度～令和7年度)”, 2023年8月19日閲覧
- [8] 三上信夫, その他, “漁港施設の水中点検部の高度化に向けた水中3Dスキャナーの適用に関する検討”, 土木学会論文集B3(海洋開発), vol.76, no.2, pp.I564–I569, 2020年
- [9] 国土交通省, “水中点検部におけるロボット活用マニュアル(案)”, 2020年
- [10] Y. S. Song and M. R. Arshad, “Coverage path planning for underwater pole inspection using an autonomous underwater vehicle,” in *Proc. 2016 IEEE International Conference on Automatic Control and Intelligent Systems*, pp. 230–235, Selangor, Malaysia, 2016.
- [11] G. G. Acosta, O. A. C. Ibanez, H. J. Curti, and A. F. Rozenfeld, “Low-cost autonomous underwater vehicle for pipeline and cable inspections,” in *Proc. 2007 Symposium on Underwater Technology and Workshop on Scientific Use of Submarine Cables and Related Technologies*, pp.331–336, Tokyo, Japan, 2007.
- [12] H. Kondo, S. Kobayashi, T. Tashiro, N. Saigo, T. Hiraike, and K. Kuroki, “Development



- of a hybrid underwater vehicle for visual inspection of bridge piers,” in *Proc. 2023 IEEE Underwater Technology*, pp. 1-5, Tokyo, Japan, 2023.
- [13] 清成研二, “下線維持管理に資する水中点検ロボットの開発事例紹介”, 建設機械施工, vol. 70, no. 5, pp. 56-62, 2018年
- [14] 国土交通省, “港湾の施設の新しい点検技術カタログ(案)”, pp. 3-45, 2023年3月.
- [15] 喜尋司, “港湾構造物水中部の点検診断のための自律型水中ロボットの開発とその適用に関する研究”, 大阪大学博士論文, 2023年. DOI: <https://doi.org/10.18910/91951>
- [16] D. R. Blidberg, “The development of autonomous underwater vehicles (AUVs); A Brief Summary,” in *Proc. IEEE International Conference on Robotics and Automation*, vol.4, pp.1-12, Seoul, Korea, May 2001.
- [17] T. Hyakudome, “Design of autonomous underwater vehicle,” *International Journal of Advanced Robotic Systems*, vol.8, no.1, pp.122-130, 2011.
- [18] 卷俊宏, “自律型水中ロボットと海底ステーション,” SCOPE 研究開発助成成果報告会, June 7, 2016.
- [19] G. T. Reader, J. Potter, and J. G. Hawley, “The evolution of AUV power systems,” in *Proc. OCEANS 2002*, pp. 191-198 vol.1, MI, USA, 2002.
- [20] T. Murashima et al., “Sea trial of AUV ”URASHIMA” with lithium-ion rechargeable battery,” in *Proc. OCEANS 2001*, pp. 462-467 vol.1, Honolulu, HI, USA, 2001.
- [21] A. M. Bradley, M. D. Feezor, H. Singh, and F. Yates Sorrell, ”Power systems for autonomous underwater vehicles,” *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, vol.26, no.4, pp.526-538, Oct. 2001.
- [22] 松田匠未, 卷俊宏, “自律型水中ロボットと海底ステーションによる水中構造物の全自動・長期モニタリングシステム(その3)”, 港湾空港総合技術センター平成30年度研究開発助成成果報告書, 2019年
- [23] Sun, X. et al., “Reimagining autonomous underwater vehicle charging stations with wave energy,” *Berkeley Scientific Journal*, vol.25, no.2, pp.74-78, 2021.
- [24] C. R. Teeneti, T. T. Truscott, D. N. Beal, and Z. Pantic, “Review of wireless charging systems for autonomous underwater vehicles,” *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, vol.46, no.1, pp.68-87, Jan. 2021.
- [25] M. Dunbabin and L. Marques, “Robots for environmental monitoring: Significant advancements and applications,” *IEEE Robotics & Automation Magazine*, vol.19, no.1, pp.24-39, Mar. 2012.
- [26] M. Ogihara, T. Ebihara, K. Mizutani, and N. Wakatsuki, “Wireless power and data transfer system for station-based autonomous underwater vehicles,” in *Proc. OCEANS 2015*, pp.1-5, Washington, DC, USA, Oct. 2015.
- [27] M. Tamura, K. Murai, and M. Matsumoto, “Design of conductive coupler for underwater

- wireless power and data transfer,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol.69, no.1, pp.1161–1175, Jan. 2021.
- [28] 吉田 弘, “最新の水中無線技術の研究動向と将来展望”, 電子情報通信学会通信ソサイエティマガジン, vol.15, no.4, pp.262–270, 2022年3月
- [29] 電子情報通信学会, 水中無線技術特別研究専門委員会ホームページ, 2023/08/19 閲覧: <https://www.ieice.org/cs/uwt/jpn/>
- [30] Nasir Saeed et al., “Underwater optical wireless communications, networking, and localization: A survey,” *Ad Hoc Networks*, vol.94, 2019, 101935.
- [31] Urick, Robert J. 著; 三好章夫 訳, “水中音響学”, pp. 11–13, 京都通信社, 2013年, ISBN 978-4903473918
- [32] 電子情報通信学会知識ベース, “水中音響”, 1群, 6章, 頁1–17, 2014.
- [33] 穴戸正昭, “水中超音波を用いた海洋計測技術”, 小特集音と計測制御, vol.19, no.3, pp.348–356, 1980年3月
- [34] Schirripa Spagnolo, G., Cozzella L., Leccese F., “Underwater optical wireless communications: overview,” *sensors*, vol.20, no.8, p.2261, April 2020.
- [35] 伊賀健一, “青色発光ダイオードとノーベル賞”, 学術の動向, vol.20, no.2, pp.12–19, 2015年6月
- [36] TIME&SPACE, Accessed: 2023/08/20: <https://time-space.kddi.com/au-kddi/20200103/2820>
- [37] 日経XTECH, Accessed: 2023/08/20: <https://xtech.nikkei.com/atcl/nxt/column/18/00001/03925/>
- [38] AI-Shamma’a et al., “Propagation of electromagnetic waves at MHz frequencies through seawater”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* vol.52, no.11, pp.2843–2849, Nov. 2004.
- [39] J. Lucas, “A determination of the propagation of electromagnetic waves through seawater,” *International Journal of the Society for Underwater Technology*, vol.27, no.1, pp.1–9, Feb. 2007.
- [40] Product category of BlueRobotics, “BlueROV2”. Accessed: Mar. 25, 2023. [Online available] <https://bluerobotics.com/store/rov/bluerov2/>
- [41] Product category of Notilo Plus Company, “iBubble”. Accessed: April 6, 2023. [Online available] <https://ibubble.camera/>
- [42] C. Deutsch, A. Chiche, S. Bhat, C. Lagergren, G. Lindbergh, and J. Kutteneuler, “Energy management strategies for fuel cell-battery hybrid AUVs,” in *Proc. 2020 IEEE/OES Autonomous Underwater Vehicles Symposium (AUV)*, pp.1–6, St. Johns, NL, Canada, 2020.
- [43] Product category of Chasing Drones New Zealand, “CHASING M2 PRO ROV — Light Industrial-Grade”. Accessed: Aug. 20, 2023. [Online available] <https://onl.tw/h9LpWuF>
- [44] Product category of QYSEA “FIFISH series,” Accessed: Sept. 8, 2023. [Online available] <https://www.qysea.com/jp/products/fifish-v-evo.html>

- [45] R. Guida, E. Demirors, N. Dave, J. Rodowicz, and T. Melodia, “An acoustically powered battery-less internet of underwater things platform,” in *Proc. 2018 Fourth Underwater Communications and Networking Conference*, pp.1–5, Lerici, Italy, 2018.
- [46] Y. Zhao, Y. Du, Z. Wang, J. Wang, and Y. Geng, “Design of ultrasonic transducer structure for underwater wireless power transfer system,” in *Proc. 2021 IEEE Wireless Power Transfer Conference*, pp.1–4, June 2021.
- [47] K. Nagaya, J. Liu, and S. Shimamoto, “Design of ultrasonic wireless power transfer system,” in *Proc. 2019 IEEE Globecom Workshops (GC Wkshps)*, pp. 1-6, Waikoloa, HI, USA, 2019.
- [48] 強力超音波を利用した水中ワイヤレス電力伝送システムの基礎検討, ひょうご科学技術協会, 学術研究助成成果報告書, 2017.
- [49] V. F. -G. Tseng, S. S. Bedair, and N. Lazarus, “Phased array focusing for acoustic wireless power transfer,” *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, vol.65, no.1, pp 39–49, Jan. 2018.
- [50] R. Guida, E. Demirors, N. Dave, and T. Melodia, “Underwater ultrasonic wireless power transfer: A battery-less platform for the internet of underwater things,” *IEEE Transactions on Mobile Computing*, vol.21, no.5, pp.1861–1873, May 2022.
- [51] Y. Wang et al., “Organic laser power converter for efficient wireless micro power transfer,” *Nat Commun*, vol.14, p.5511, 2023.
- [52] A. W. S. Putra, H. Kato, and T. Maruyama, “Hybrid optical wireless power and data transmission system,” *2020 IEEE PELS Workshop on Emerging Technologies: Wireless Power Transfer (WoW)*, pp. 374-376, Seoul, Korea (South), 2020.
- [53] S. M. Kim and D. Kwon, “Transfer efficiency of underwater optical wireless power transmission depending on the operating wavelength,” *Current optics and photonics*, vol.4, no.6, pp.571–575, Dec. 2020.
- [54] S. M. Kim, J. Choi, and H. Jung, “Experimental demonstration of underwater optical wireless power transfer using a laser diode,” *Chinese Optics Letter*, vol.16, no.8, pp.080101-, 2018.
- [55] Q. Sheng et al., “Adaptive wireless power transfer via resonant laser beam over large dynamic range,” *IEEE Internet of Things Journal*, vol.10, no.10, pp.8865–8877, May 2023.
- [56] C. Pani, O. Ray, A. Ghosh, Z. Qadir, M. M. Sarkar, and W. Reja, “Wireless power transfer using free space photonics,” in *Proc. 2016 2nd International Conference on Advances in Computing, Communication, & Automation (ICACCA) (Fall)*, pp. 1-5, Bareilly, India, 2016.
- [57] A. W. Setiawan Putra, M. Tanizawa, and T. Maruyama, “Optical wireless power transmission using Si photovoltaic through air, water, and skin,” *IEEE Photonics Technology Letters*, vol.31, no.2, pp.157–160, Jan. 2019.
- [58] Y. Bai, Q. Liu, R. Chen, Q. Zhang, and W. Wang, “Long-range optical wireless information and power transfer,” *IEEE Internet of Things Journal*, vol.10, no.2, pp.1617–1627, Jan. 2023.

- [59] X. Zhu, K. Jin, Q. Hui, W. Gong, and D. Mao, "Long-range wireless microwave power transmission: A review of recent progress," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol.9, no.4, pp.4932–4946, Aug. 2021.
- [60] MIT News, "Goodbye wires!," Accessed on 16/09/2023, [Online available] <https://news.mit.edu/2007/wireless-0607>
- [61] C. R. Teeneti, T. T. Truscott, D. N. Beal, and Z. Pantic, "Review of wireless charging systems for autonomous underwater vehicles," *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, vol.46, no.1, pp.68–87, Jan. 2021.
- [62] R. Hasaba, K. Okamoto, S. Kawata, K. Eguchi, and Y. Koyanagi, "Magnetic resonance wireless power transfer over 10 m with multiple coils immersed in seawater," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol.67, no.11, pp.4505–4513, Nov. 2019.
- [63] J. Kim et al., "An efficient modeling for underwater wireless power transfer using Z-parameters," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol.61, no.6, pp.2006–2014, Dec. 2019.
- [64] Z. Yan et al., "Frequency optimization of a loosely coupled underwater wireless power transfer system considering eddy current loss," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol.66, no.5, pp.3468–3476, May 2019.
- [65] Y. Sawahara, D. Futagami, T. Ishizaki, and I. Awai, "Development of underwater WPT system independent of salinity," in *Proc. IEEE Asia-Pacific Microw. Conf.*, pp.1363–1365, Sendai, Japan, Nov. 2014.
- [66] A. Askari, R. Stark, J. Curran, D. Rule, and K. Lin, "Underwater wireless power transfer," in *Proc. of 2015 IEEE Wireless Power Transfer Conference (WPTC)*, pp.1–4, Boulder, CO, USA, May 2015.
- [67] M. Ogihara, T. Ebihara, K. Mizutani, and N. Wakatsuki, "Wireless power and data transfer system for station-based autonomous underwater vehicles," in *Proc. OCEANS 2015*, pp.1–5, Washington, DC, USA, Oct. 2015.
- [68] Zhou, Jie, Li, De-jun, and Chen, Ying, "Efficiency improvement of underwater midrange inductive contactless power transmission via a relay resonator," *Marine Technology Society Journal*, vol.48, no.3, pp.73–87, May 2014.
- [69] Lei Yang et al., "A review of underwater inductive wireless power transfer system," *IET Power Electronics*, Feb. 2023. (Early view)
- [70] H. M. Santos, M. R. Pereira, L. M. Pessoa, C. Duarte, and H. M. Salgado, "Assessment of design trade-offs for wireless power transfer on seawater," in *Proc. OCEANS 2016*, pp.1–7, 2016.
- [71] Z. Cheng, Y. Lei, K. Song, and C. Zhu, "Design and loss analysis of loosely coupled transformer for an underwater high-power inductive power transfer system," *IEEE Transactions*

- on Magnetics*, vol.51, no.7, pp.1–10, July 2015.
- [72] Li, Ze-song et al. “Design considerations for electromagnetic couplers in contactless power transmission systems for deep-sea applications,” *Journal of Zhejiang University SCIENCE C*, vol.11, no.10, pp.824–834, 2010.
- [73] McGinnis, Tim, Christopher P. Henze, and Karl Conroy. “Inductive power system for autonomous underwater vehicles,” in *Proc. OCEANS 2007*, pp.1–5, Vancouver, BC, Canada, 2007.
- [74] W. Li, J. Zhu, Y. Wang, and B. Liu, “Modeling and characteristic analysis of magnetic coupling mechanism in seawater environment”, *IEEE Transactions on Magnetics*, vol.58, no.9, pp.1–6, Sept. 2022.
- [75] D. Wang, S. Cui, J. Zhang, Z. Bie, K. Song, and C. Zhu, “A novel arc-shaped lightweight magnetic coupler for AUV wireless power transfer,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol.58, no.1, pp.1315–1329, Feb. 2022.
- [76] A. Mostafa, Y. Wang, S. Tangirala, H. Zhang, and F. Lu, “A 5 kW hull-compatible inductive charging system with 360° folded spatial unipolar coupler for autonomous underwater vehicles (AUVs),” *IEEE Transactions on Industry Applications*, pp.1–10, Aug. 2023. (Early Access)
- [77] Z. Li, D. Li, L. Lin, and Y. Chen, “Design considerations for electromagnetic couplers in contactless power transmission systems for deep-sea applications,” *Journal of Zhejiang University - Science C. Computers & Electronics*, vol.11, no.10, pp.824–834, Oct. 2010.
- [78] Z. Yan, K. Zhang, H. Wen, and B. Song, “Research on characteristics of contactless power transmission device for autonomous underwater vehicle,” in *Proc. OCEANS 2016*, pp.1–5, 2016.
- [79] J. Kim and S. Ahn, “Dual loop reactive shield application of wireless power transfer system for leakage magnetic field reduction and efficiency enhancement,” *IEEE Access*, vol.9, pp.118307–118323, Aug. 2021.
- [80] H. Zhuang, W. Wang, and G. Yan, “Ferrite concentrating and shielding structure design of wireless power transmitting coil for inductively coupled capsule robot,” *IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems*, vol.17, no.1, pp.45–53, Feb. 2023.
- [81] A. Mahesh, B. Chokkalingam, and L. Mihet-Popa, “Inductive wireless power transfer charging for electric vehicles—a review,” *IEEE Access*, vol.9, pp.137667–137713, 2021.
- [82] L. Liu, Khai D.T. Ngo, and G.-Q. Lu, “Effects of SiO<sub>2</sub> inclusions on sintering and permeability of NiCuZn ferrite for additive manufacturing of power magnets,” *Journal of the European Ceramic Society*, vol.41, no.1, pp.466–471, 2021.
- [83] Product category, “NAVATICS MITO,” Accessed 2023/09/20, [Online available] <https://www.navatics.com/product/navatics-mito/>
- [84] Product category, “GENEINNO Underwater Robot T1 (Titan),” Accessed 2023/09/20,

- [Online available] <https://www.aditech-uw.com/en/shop/5384-geneinno-underwater-robot-t1-titan.html>
- [85] ニューススイッチ, “海中でワイヤレス給電、海中ロボットの長期間自律稼働が可能に”, 2023年9月11日閲覧, <https://newswitch.jp/p/13846>
- [86] J. Dai and D. C. Ludois, “A survey of wireless power transfer and a critical comparison of inductive and capacitive coupling for small gap applications,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol.30, no.11, pp.6017–6029, Nov. 2015.
- [87] C. C. Kim et al., “An implantable ionic wireless power transfer system facilitating electrosynthesis,” *ACS Nano*, vol.14, no.9, pp.11743–11752, 2020.
- [88] M. Z. Erel, K. C. Bayindir, M. T. Aydemir, S. K. Chaudhary, and J. M. Guerrero, “A comprehensive review on wireless capacitive power transfer technology: fundamentals and applications,” *IEEE Access*, vol.10, pp.3116–3143, 2022.
- [89] F. Lu, H. Zhang, and C. Mi, “A review on the recent development of capacitive wireless power transfer technology,” *Energies*, vol.10, no.11, pp.1–30, 2017.
- [90] Z. Zhang, H. Pang, A. Georgiadis, and C. Cecati, “Wireless Power Transfer—An Overview,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol.66, no.2, pp.1044–1058, Feb. 2019.
- [91] Cost Action IC1301 Team, “Europe and the future for WPT: European contributions to wireless power transfer technology,” *IEEE Microwave Magazine*, vol.18, no.4, pp.56–87, June 2017.
- [92] S. Jeong, T. -H. Lin, and M. M. Tentzeris, “Range-adaptive impedance matching of wireless power transfer system using a machine learning strategy based on neural networks,” in *Proc. IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, pp.1423–1425, Boston, MA, USA, June 2019.
- [93] Y. Lim, H. Tang, S. Lim, and J. Park, “An adaptive impedance-matching network based on a novel capacitor matrix for wireless power transfer,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol.29, no.8, pp.4403–4413, Aug. 2014. doi: 10.1109/TPEL.2013.2292596
- [94] Y. Shao, H. Zhang, M. Liu, and C. Ma, “Explicit design of impedance matching networks for robust MHz WPT systems with different features,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol.37, no.9, pp.11382–11393, Sept. 2022.
- [95] E. Chung, J. -I. Ha, A. A. Bastami, and D. J. Perreault, “Impedance compressing matching network based on two-port network analysis for wireless power transfer system,” in *Proc. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Industrial Electronics*, vol.3, no.3, pp.432–442, July 2022.
- [96] F. Musolino, A. Abdullah, M. Pavone, F. Ferreyra, and P. Crovetto, “Design and efficiency analysis of an LCL capacitive power transfer system with load-independent ZPA,” in *Proc. 2022 24th European Conference on Power Electronics and Applications*, pp.1–8, Hanover,

Germany, Sept. 2022.

- [97] J. R. Lopera et al., “Adaptive NFC WPT system implementing neural network-based impedance matching with bypass functionality,” in *Proc. 2023 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium*, pp.879-882, San Diego, CA, USA, 2023.
- [98] A. Masoud, D. Hoda, M. Loïc, and J. Thomas, “Multi-band adaptive impedance compensation methods for spatially robust capacitive power transfer systems,” *TechRxiv*, Sept. 2023.

## 第2章

# 電界型水中ワイヤレス給電の可能性検討

### 2.1 緒言

自律型水中ドローン (AUV) は水中インフラ点検や水中鉱物資源の探査などで期待されている [1], [2]. AUV はリチウムイオン電池や燃料電池によって駆動するが [3], バッテリ切れにともなう引き上げ・交換作業により運用効率が低い. そこで, 水中でのワイヤレス給電が提案されている. ワイヤレス給電の手法の一つに磁界型があり, 水中でも高効率を達成できるため多くの研究が報告されている [4]–[8]. こちらの文献では, 直径 160 mm のスパイラルコイルを用いて, 電磁界解析による水中での可能性検討が行われている [4]. その結果, 50 mm 以下の伝送距離において 200 kHz の周波数を用いることで 90% の効率を達成した. また, こちらの文献では磁界結合器と整流回路を含めた RF-DC 変換効率が 80% を達成した [5]. 他にも伝送距離 30 mm と伝送周波数 167 kHz において結合器効率 90% を実証し [6], AUV を用いて 13 mm の伝送距離で 90% の効率を実証した [7].

このように磁界型ワイヤレス給電は水での誘電損失が小さく, 周波数を下げることによって渦電流損失を下げられるため, 水中でも高効率を達成できる. 一方で, 磁界結合器は原理的に送受電コイルの周辺に漏洩磁界が発生し, 電磁干渉の観点で課題がある. 特に数百ワットやキロワット級の電力伝送では, AUV や周辺の精密機器に与える影響が無視できない. このような漏洩磁界を抑制する研究も多く行われている [9]–[12]. 効率的に漏洩磁界を抑制するにはフェライト磁性体や金属シールドが必要になる. しかし, フェライト磁性体はコンクリートの 2 倍以上の重量密度と陶器のような割れやすさを有する. つまり, 磁界結合器は重量と耐久性の観点で課題があり, 点検用の小型水中ドローン (小さなペイロード, 障害物との衝突の恐れあり) への搭載は難しい. そこで, 本章では電界型水中ワイヤレス給電を提案する. 電界型は構造がシンプルで軽量であり, なおかつ電界が送受電電極間に集中するため, 漏洩電界が小さい点がメリットである. しかし, 水中での報告例が少なく, どれほどの効率を達成できるかが不明であった [13].

本章では, ワイヤレス給電分野の基礎理論である kQ 理論を誘電体中に拡張すること



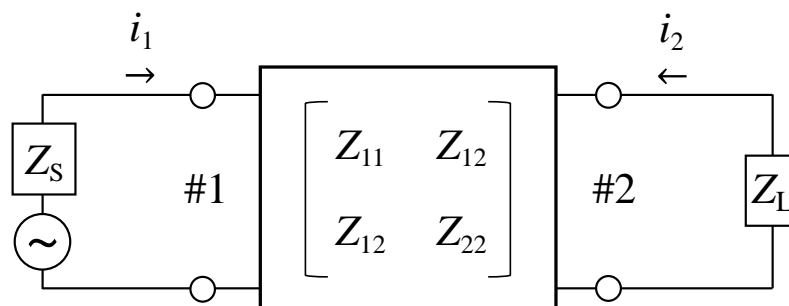


図 2.1 : Z 行列を有するブラックボックスと入出力インピーダンスを有するシステム.

で、効率をつかさどるキーパラメータを明らかにし、結合器電極の構造パラメータに着目した高効率化手法を紹介する．電界結合器の理論最大効率を水中で観測したところ、周波数に対して極小／極大といった変化を示す [14], [15]. 矩形電極の構造パラメータの調整により結合係数と水の無負荷  $Q$  を高めることで、水道水・海水中において高効率化を行う [16].

## 2.2 電界結合器の理論最大効率

### 2.2.1 拡張 $kQ$ 理論

高効率な近傍界のワイヤレス結合器を設計する際、 $kQ$  理論が提唱されるまでは、いかに結合を強くするかが着目されていた．例えば電動歯ブラシでの磁界型ワイヤレス給電では、巻き数の多い送受電コイルが近距離に配置されている．MIT が 2007 年に提唱した  $kQ$  理論によると、磁界型ワイヤレス結合器で達成できる効率上界（理論最大効率）は結合係数と品質係数の積で決まる [17]. 従来の考えを一新し、送受電間の距離が離れて結合係数  $k$  が小さくならうとも、結合器の品質係数  $Q$  を高くすれば高効率を達成できることが明らかとなった．その後、 $kQ$  理論を磁界型ワイヤレス結合器以外でも利用すべく、拡張  $kQ$  理論が提唱された [18], [19]. 図 2.1 を用いて拡張  $kQ$  理論の概要を説明する．Z 行列を有するブラックボックスはワイヤレス結合器に相当する．入力側に  $Z_S$  を基準インピーダンスとする高周波電源が、出力側に  $Z_S$  の負荷が接続される．このとき、結合器の理論最大効率 ( $\eta_{\max}$ ) は Z/Y 行列を用いて式 (2.1) から式 (2.3) で表される．つまり、任意の入出力インピーダンスを持つ測定系を用いて、ブラックボックスの Z/Y 行列を観測するのみで  $\eta_{\max}$  を計算できる．例えば、測定系としてベクトルネットワークアナライザ (VNA) がよく用いられる．

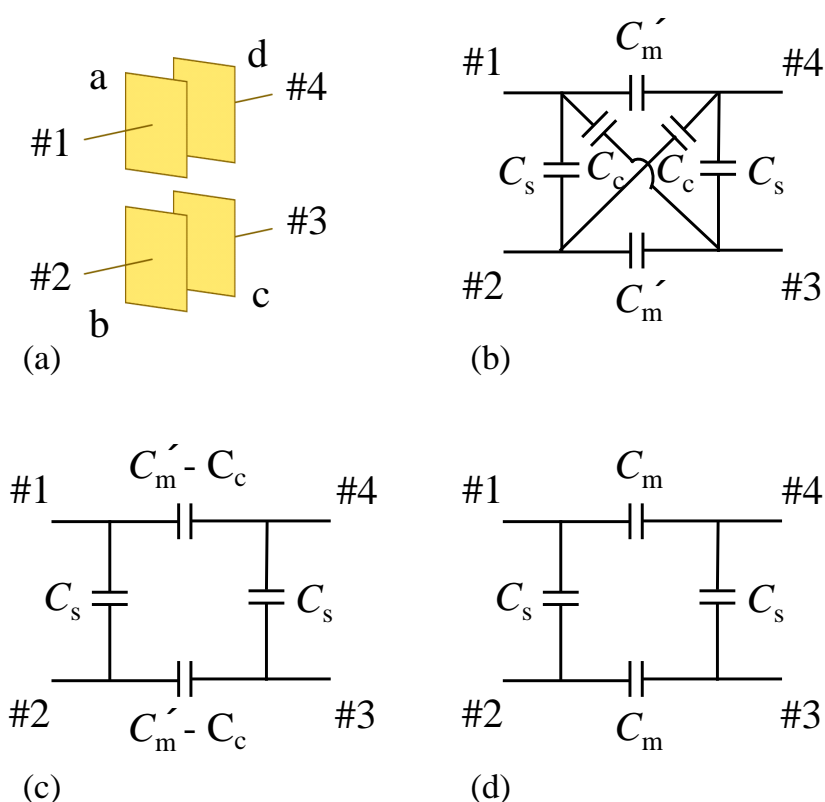


図 2.2 : 矩形電極で構成される電界結合器の等価回路と変換工程, (a)4 枚の矩形電極, (b)6 つの容量結合, (c)クロス結合を相互結合に統合した形, (d)一般的な 4 つの容量結合で表現された等価回路

$$\eta_{\max} = 1 - \frac{2}{1 + \sqrt{1 + \chi^2}}, \tag{2.1}$$

$$\chi = \frac{\sqrt{R_{21}^2 + X_{21}^2}}{\sqrt{R_{11}R_{22} - R_{21}R_{12}}} \tag{2.2}$$

$$= \frac{\sqrt{G_{21}^2 + B_{21}^2}}{\sqrt{G_{11}G_{22} - G_{21}G_{12}}}. \tag{2.3}$$

### 2.2.2 空気中における電界結合器の kQ 理論

まず、空気中における電界結合器の理論最大効率 ( $\eta_{\max}$ ) を導出すべく、等価回路から kQ 理論を導出する。図 2.2(a) に示す通り、電界結合器は 4 枚の電極で構成される。電極間には 6 つの静電容量を定義でき、等価回路変換を用いると図 2.2(b)-(d) へと置き換えられる [20]-[22]。ここで、 $\eta_{\max}$  を計算するにあたり損失項を与える。一般的に電界結合器の電極はプラスチックや基板（誘電体）で固定される。その状態を表現したものが図 2.3(a) である。電極間の電界の一部が誘電体に印加され、そこには損失が生じる。その損失が図 2.3(b) の  $G_s$  である。この等価回路から Y 行列を導出すると、式 (2.8) が得られる。

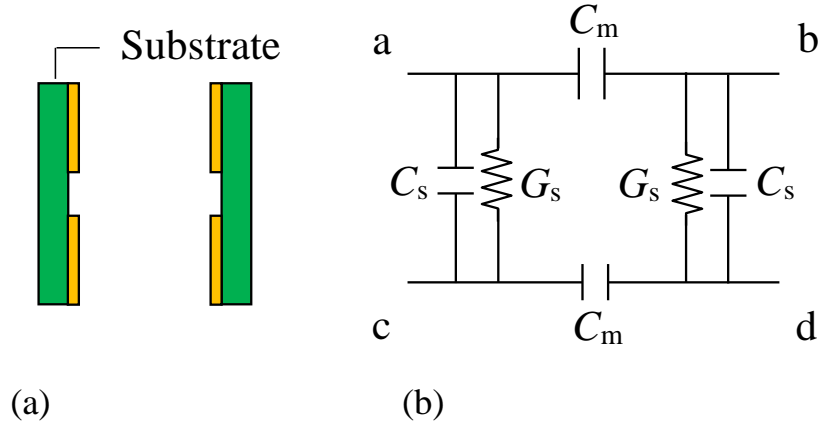


図 2.3 : (a) 誘電体基板で固定された空気を介する電界結合器, (b) 等価回路

$$\begin{aligned}
 \mathbf{Y} &= \begin{bmatrix} G_{11} + jB_{11} & G_{12} + jB_{12} \\ G_{21} + jB_{21} & G_{22} + jB_{22} \end{bmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} G_s + j\omega\left(C_s + \frac{C_m}{2}\right) & -\frac{j\omega C_m}{2} \\ -\frac{j\omega C_m}{2} & G_s + j\omega\left(C_s + \frac{C_m}{2}\right) \end{bmatrix}. \tag{2.4}
 \end{aligned}$$

ここで、kQ理論の効率ファクタである「結合係数  $k$ 」と「品質係数  $Q$ 」の定義を示す [26]. 結合係数とは、1次側電極で発生した電界ベクトルのうち2次側電極に到達する割合であり、式 (3.30) で定義される. 取りうる値の範囲は0から1の間である. 品質係数とは、電界がどれだけ損失を受けないかを表す指針であり、式 (2.6) で定義される. 取りうる値の範囲は0である. 両式を使うと、式 (2.7) のように  $\eta_{\max}$  の比例項である  $\chi$  が  $k$  と  $Q$  の積で表現できる. これが当該分野でよく知られているkQ積理論であり、結合係数が小さくとも品質係数を高めることで効率を改善できる. 一方で品質係数が小さい場合、結合係数 (0から1の範囲) を高めたとしても効率の改善効果は限られる.

$$k = \frac{C_m}{C_m + 2C_s}. \tag{2.5}$$

$$Q = \frac{\omega(C_m/2 + C_s)}{G_s}. \tag{2.6}$$

$$\begin{aligned}
 \chi &= \frac{\omega C_m}{2G_s} \\
 &= \frac{C_m}{C_m + 2C_s} \frac{\omega(C_m/2 + C_s)}{G_s} \\
 &= kQ. \tag{2.7}
 \end{aligned}$$

### 2.2.3 誘電体中での電界結合器のkQ理論

つづいて、誘電体中でも理論最大効率がkQ積に比例するのかを定式化により示す. 電界結合器が一様な誘電体中に存在する場合、その等価回路は図 2.4で表現できる. この回路のY行列は式 (2.8) となり、空気中と比べて  $G_s$  が加わる. ここで、 $\chi$  を結合

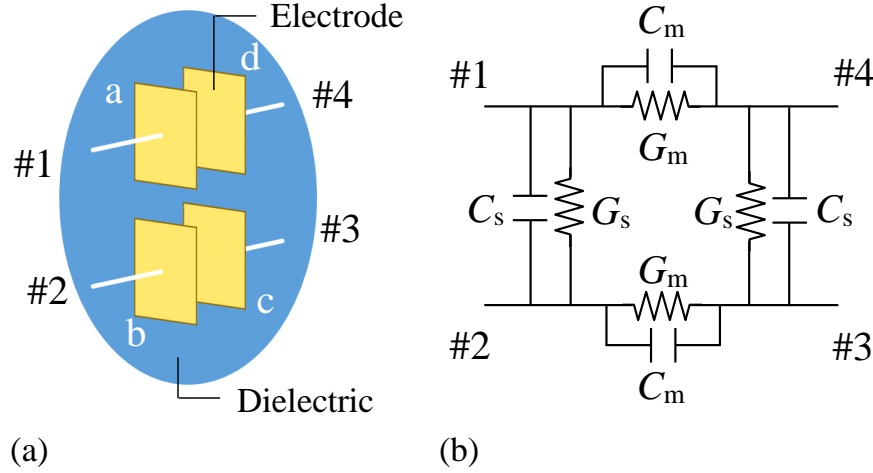


図 2.4 : (a) 一様な誘電体中に存在する電界結合器, (b) 等価回路

係数と結合器の無負荷  $Q$  で表現する準備を行う。結合係数は変わらず式 (3.30) を使うが、無負荷  $Q$  の式が変化する。一様な誘電体中に電界が生じる場合、相互結合 (#1-#4, #2-#3) と自己結合 (#1-#2, #3-#4) の両方で式 (2.9) が成立する。

$$\begin{aligned}
 \mathbf{Y} &= \begin{bmatrix} G_{11} + jB_{11} & G_{12} + jB_{12} \\ G_{21} + jB_{21} & G_{22} + jB_{22} \end{bmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} G_s + \frac{G_m}{2} + j\omega(C_s + \frac{C_m}{2}) & \frac{1}{2}(G_m - j\omega C_m) \\ \frac{1}{2}(G_m - j\omega C_m) & G_s + \frac{G_m}{2} + j\omega(C_s + \frac{C_m}{2}) \end{bmatrix}. \tag{2.8}
 \end{aligned}$$

一様な誘電体中に容量結合が発生する場合、以下の変形が使える。なお空気中の無負荷  $Q$  と差別化すべく、誘電体の無負荷  $Q$  として  $Q_d$  を新たに定義した。

$$\frac{\omega C_s}{G_s} = \frac{\omega C_m}{G_m} = Q_d. \tag{2.9}$$

ここから、

$$\frac{G_s}{G_m} = \frac{C_s}{C_m}. \tag{2.10}$$

が成立する。結合係数と式 (2.9), 式 (2.10) より、 $Y$  行列から導出した  $\chi$  は式 (2.11) へと整理できる [23].

$$\begin{aligned}
 \chi &= \sqrt{\frac{G_m^2 + (\omega C_m)^2}{4(G_s^2 + G_s G_m)}} \\
 &= \frac{k}{\sqrt{1 - k^2}} \sqrt{1 + Q_d^2}. \tag{2.11}
 \end{aligned}$$

これが誘電体中における電界結合器の  $kQ$  理論である。 $\eta_{\max}$  は  $k$  と  $Q_d$  のそれぞれに比例する。 $k$  は結合器サイズを大きく、電極を適切に配置することで改善する。 $Q_d$  は誘電体の材料パラメータ (導電率, 比誘電率, 誘電緩和の有無) や周波数に依存する。 $kQ$  積と異なる点として、たとえば水の  $Q$  値が小さくとも、結合係数が 1 に近ければ高効率を達成できることが挙げられる。

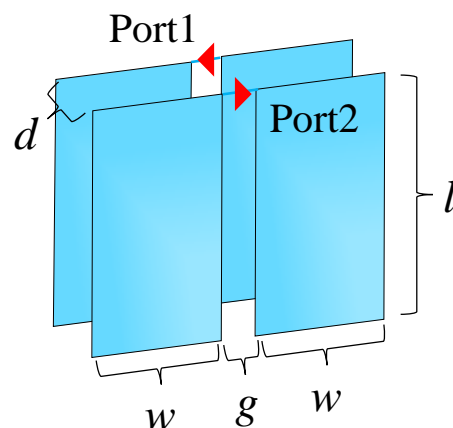
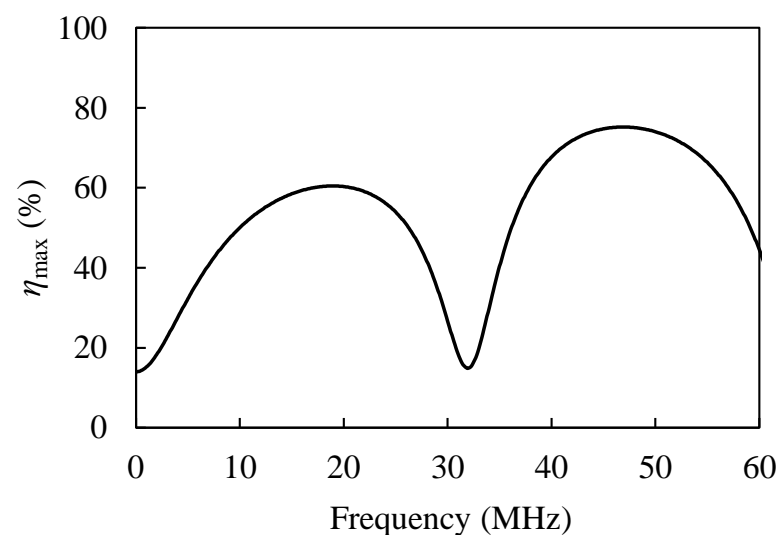


図 2.5 : 電界結合器の構造パラメータの定義.

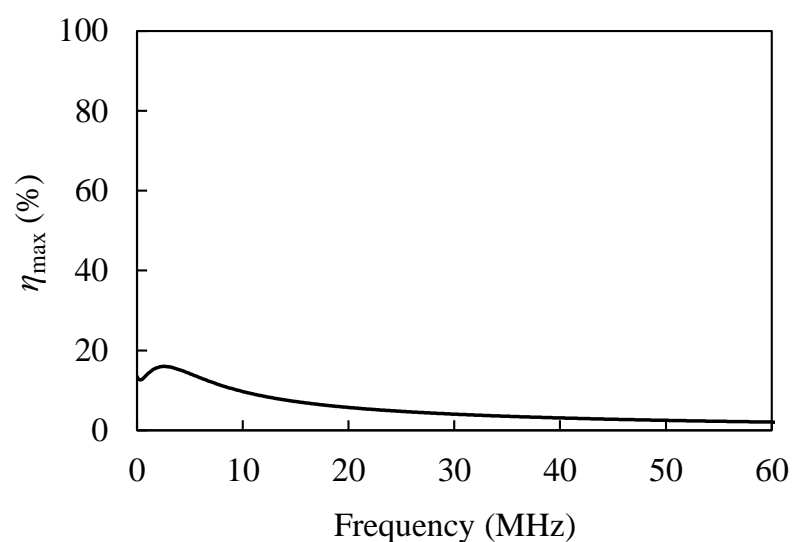
## 2.3 矩形電極の構造パラメータに着目した高効率化

図 2.5 に 4 枚の矩形電極で構築される電界結合器を示す．同心円状の電極で構成される場合もあるが [20], [22], 等価回路や kQ 理論の形は変わらない．Port1 と Port2 はそれぞれ給電／受電ポートを示しており，各ポートに 2 枚の送電／受電電極に接続される．2 枚の送電電極に差動電圧を印加することで，媒質（空気や水）を介してワイヤレスで電力を受け取る．ここで，矩形電極の構造パラメータとなる電極の長さ  $l$ ，電極幅  $w$ ，電極間の隣接距離  $g$ ，電極間の対向距離（ワイヤレス給電の伝送距離） $d$  に対する水中での理論最大効率の周波数特性を観測する．ここで，結合器サイズを  $250 \text{ mm} \times 250 \text{ mm}$  とし， $l = 250 \text{ mm}$ ， $w = 115 \text{ mm}$ ， $g = 20 \text{ mm}$  としたときの，水道水と海水中における  $\eta_{\max}$  を電磁界解析 (CST Microwave Studio) により計算する．水道水・海水の比誘電率をともに 79，導電率をそれぞれ  $0.013 \text{ S/m}$  と  $5 \text{ S/m}$  と設定した．電磁界解析を用いて Port 1, 2 間のインピーダンス行列を計算し， $\eta_{\max}$  を取得する．解析結果を図 2.6 に示す．水道水では  $\eta_{\max}$  の周波数変化が激しく， $18 \text{ MHz}$  と  $46 \text{ MHz}$  あたりに  $\eta_{\max}$  の極大値が， $0 \text{ MHz}$  と  $32 \text{ MHz}$  あたりに極小値が発生した．極大値は  $60\%$  から  $77\%$  となる．対して海水では， $3 \text{ MHz}$  付近で極大値が発生するが  $18\%$  に留まる．また，水道水と比べてフラットな特性となる．ここで，電磁界解析のような  $\eta_{\max}$  の周波数特性が実際に得られるのかを確かめるべく，実証実験を行った．片面銅箔の誘電体基板で結合器を構築し，水道水が貯められたアクリル水槽に結合器を沈める．ベクトルネットワークアナライザ (VNA) で結合器の 2 ポート行列を取得し， $\eta_{\max}$  へと変換した．試作結合器と結果を図 2.7 に示す．低周波側の  $\eta_{\max}$  の極大値がはっきり存在するのに対して，高周波になるにつれて小さくなる．高周波側では加工誤差や誘電体基板，アクリル水槽などの影響が現れやすと考えられる．以降は低周波側の 1 つめの極大値に注目して考察を行う．

つづいて，構造パラメータ  $g$  に対する  $\eta_{\max}$  の周波数特性を電磁界解析上で観測する．



(a) Tapwater



(b) Seawater

図 2.6 : 水道水・海水中における図 2.5 の  $\eta_{\max}$ . ( $d = 20$  mm,  $g = 20$  mm,  $w = 115$  mm,  $l = 250$  mm)

結合器サイズを最大  $250$  mm  $\times$   $250$  mm として、伝送距離  $d = 20$  mm、電極長さ  $l = 250$  mm に固定し、 $g$  を  $20$  mm から  $150$  mm まで可変させた。このとき電極幅  $w$  は  $115$  mm から  $50$  mm へと変化する。図 2.8 の結果より、水道水と海水中で  $\eta_{\max}$  の極大値が最大となる  $g$  が異なり、水道水中では  $g = 100$  mm、海水中では  $g = 150$  mm となる。同様に、伝送距離  $d = 20$ 、隣接電極の距離  $g = 20$  mm として、電極長  $l$  を  $100$  mm から  $250$  mm まで変化させながら  $\eta_{\max}$  の周波数特性を観測する。図 2.9 の結果より、水道水中では  $l$  の減少とともに極大値が高周波側へシフトし、 $l = 100$  mm で最大となる。海水中では極大値の周波数と絶対値に目立った変化はなく、 $l = 150$  mm で極大値が最大となる。以上より、水道水と海水で極大値が最も高まる構造パラメータが異なった。ただし、上記の解析では

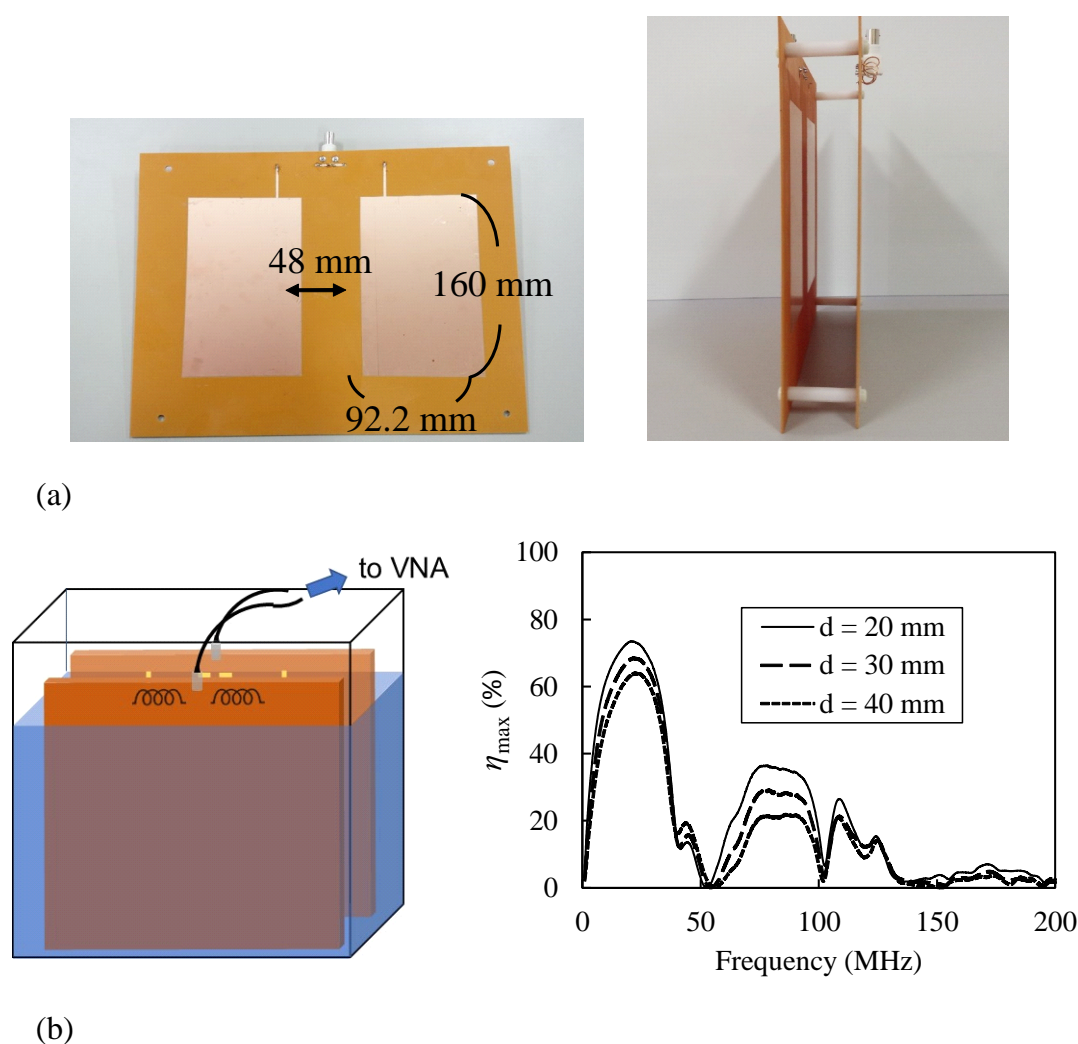
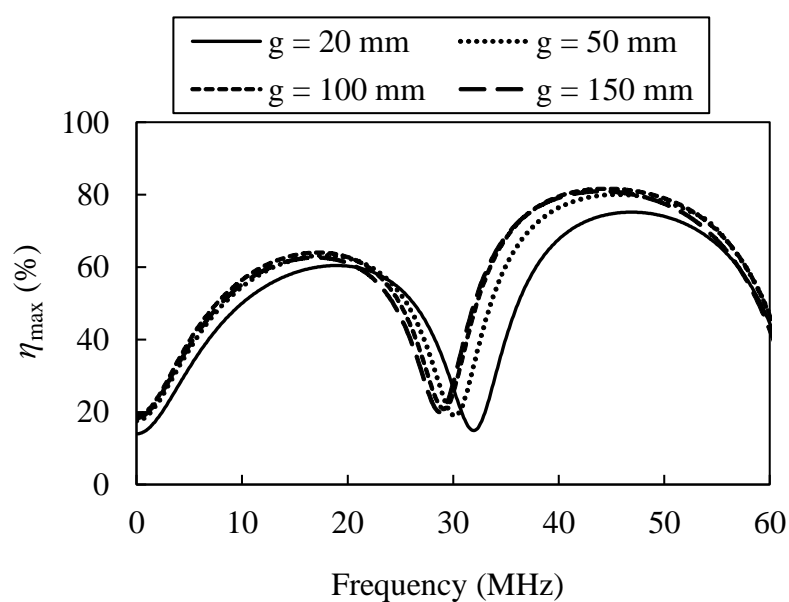


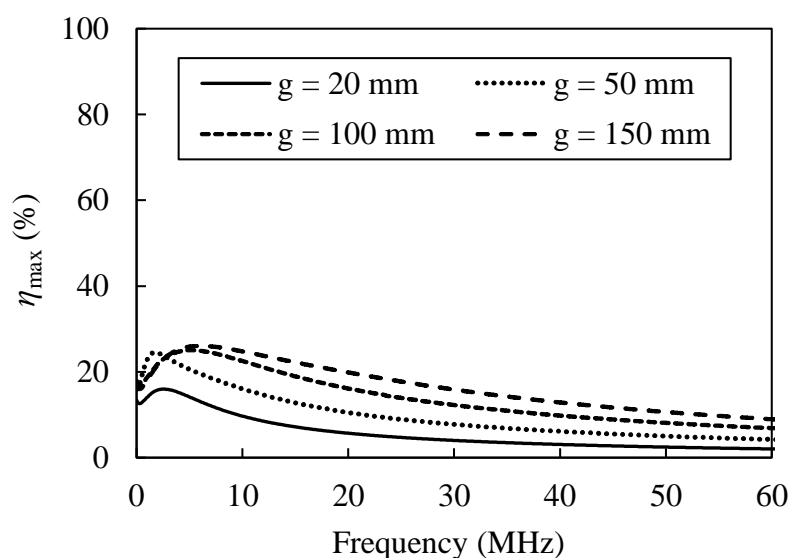
図 2.7 : (a) 試作結合器の外観, (b)VNA による測定イメージと実測された  $\eta_{\max}$ . ( $l = 70$  mm,  $g = 48$  mm,  $w = 92.2$  mm)

$g, l$  のどちらかを可変する際, もう一方を固定しており網羅的に探索できていない. そこで,  $g$  と  $l$  に対する  $\eta_{\max}$  の極大値を図 2.10 のように二次元マップとして示す. 水道水中では  $g = 20, l = 100$  mm で最大の 69.0% となり, 海水中では  $g = 150, l = 150$  mm で最大の 28.3% となる. 効率が最も高まる結合器構造を図 2.11 に示す. 図 2.6 の初期構造と比較すると, 両者とも結合器サイズの最大である  $250$  mm  $\times$   $250$  mm よりも小さくなった. 両者とも目標の 83% に達していないことから, 実用化のためにはさらなる高効率化が必要となる. そのためのヒントを得るため, このような構造が得られた理由を kQ 理論の観点から考察する.

式 (2.11) の誘電体中の kQ 理論によると,  $\eta_{\max}$  は結合係数  $k$  と誘電体 (水) の品質係数  $Q_d$  に比例する. まず, 構造パラメータ  $g, l$  に対する結合係数の変化を観測した. 結合係数の算出方法を示す. 等価回路フィッティングからの算出も可能であるが, フィッティング誤差が含まれるため, 以下のような手段を用いた.



(a) Tapwater



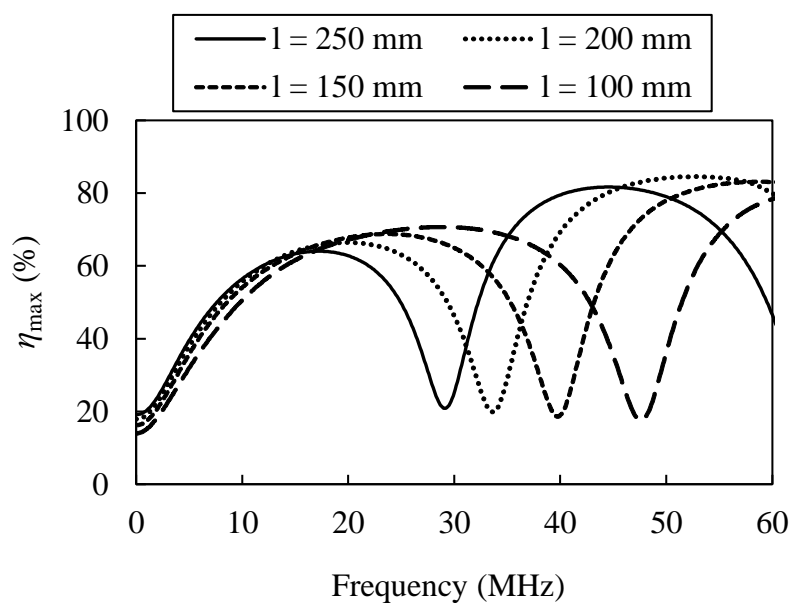
(b) Seawater

図 2.8 : 水道水・海水中における  $\eta_{\max}$ . ( $g$  を可変)

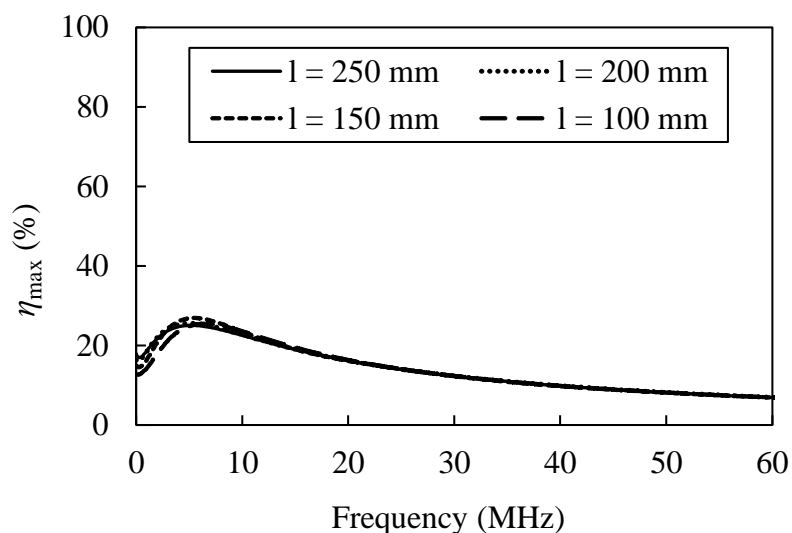
- 式 (2.1) を用いて 0 MHz における  $\eta_{\max}$  から比例項  $\chi$  を算出する.
- 0 MHz では  $Q_d = 0$  が成立することから, 式 (2.11) を用いて  $\chi$  から  $k$  を算出する.

構造パラメータに対する  $k$  の算出結果を図 2.12 に示す. 水道水と海水に依らず, 結合係数が最大となる構造パラメータは同じである. このとき電極長  $l$  は最も長く, 隣接電極間の距離  $g$  は最適値 ( $w$  と  $g$  のバランスが存在) を持つ. つまり, 結合器サイズが大きいほど  $k$  も増大する傾向にある. しかし, 結合係数が最大となる構造パラメータでは  $\eta_{\max}$  の極大値は最大とならない. そこで, 水の Q 値を観測する. 水 (誘電体) の Q 値は各周波数  $\omega$  と真空の誘電率  $\epsilon_0$ , 比誘電率  $\epsilon_r$ , 直流導電率  $\sigma$ , 双極子モーメントや分子・原子の回転や振動に起因する損失  $\epsilon_r''$  を用いて式 (2.12) で表される [27]. 水の場合,  $\epsilon_r''$  は数





(a) Tapwater



(b) Seawater

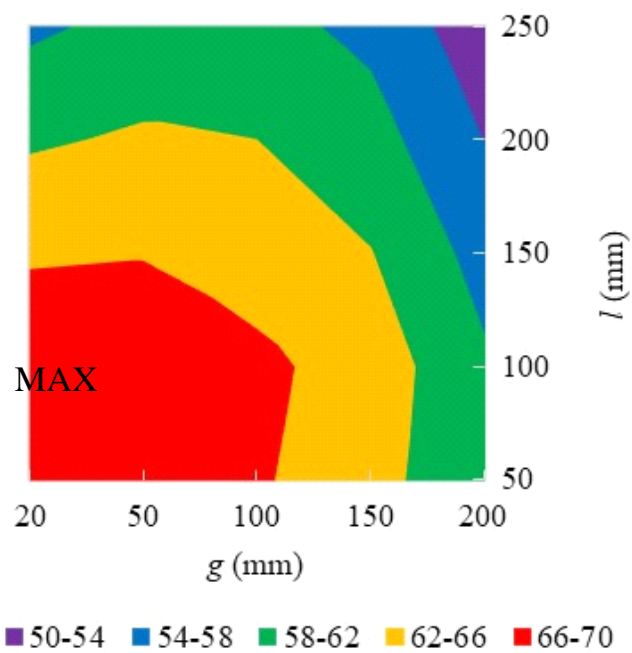
図 2.9 : 水道水・海水中における  $\eta_{\max}$  ( $l$  を可変)

百 MHz までは直流導電率による損失よりも十分に小さく [28], 式 (2.13) で近似表現できる. 比誘電率と導電率は水道水/海水で同じ値に設定されたため, 数百 MHz 以下の帯域では  $Q_d$  は周波数にのみ依存 (比例) する. そこで,  $\eta_{\max}$  の極大値が最大となる周波数を観測した.

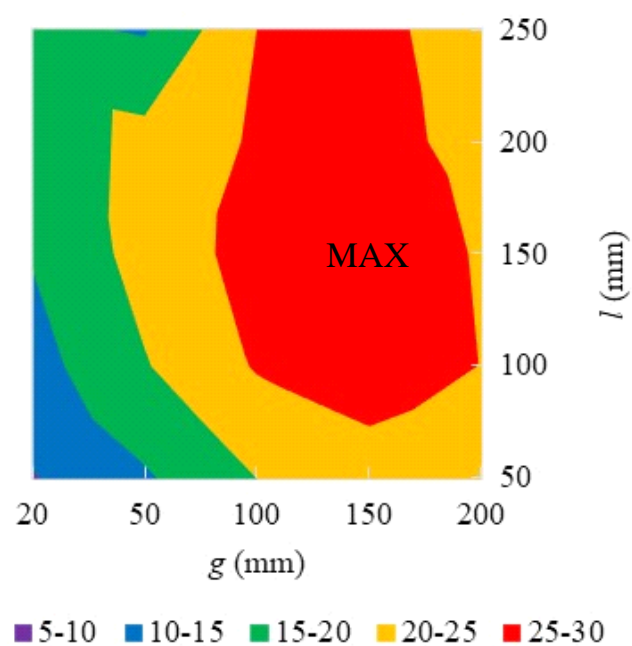
$$Q_d = \frac{\omega \epsilon_0 \epsilon_r'}{\sigma + \omega \epsilon_r''} \tag{2.12}$$

$$\approx \frac{\omega \epsilon_0 \epsilon_r'}{\sigma} \tag{2.13}$$

図 2.13 より, 水道水と海水中で構造パラメータに対する  $\eta_{\max}$  が極大となる周波数の振



(a)  $d = 20$  mm, tap water



(b)  $d = 20$  mm, seawater

図 2.10 : 構造パラメータ  $g, l$  に対する水道水・海水中での  $\eta_{\max}$  の極大値

る舞いが異なる。水道水中では  $g, l$  も最小値のときに周波数（水の Q 値）が最も高まる。海水中では  $g$  が最大値、 $l$  が最小値のときに周波数（水の Q 値）が最も高まる。図 2.10 で示した  $\eta_{\max}$  の最大条件と照らし合わせると、水道水中では結合係数よりも水の Q 値が影響し、海水中では水の Q 値よりも結合係数が影響すると考察できる。水道水

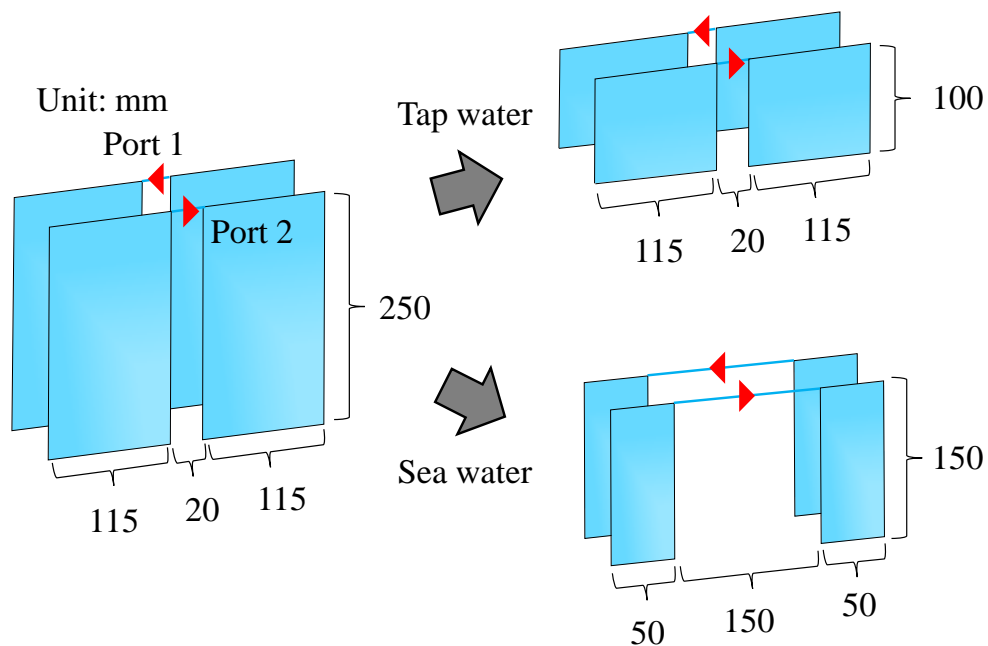


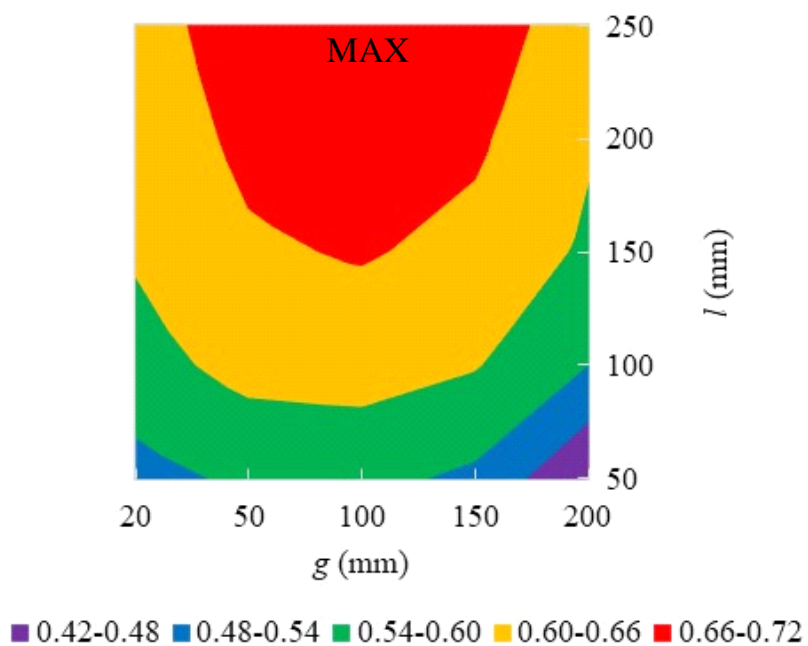
図 2.11 :  $\eta_{\max}$  が最も高まる電極構造.

は海水と比べて導電率が十分に小さく、数 MHz 以上では  $Q_d$  が 1 よりも大きくなる。そのため、効率に対する  $Q_d$  の寄与が大きく、 $\eta_{\max}$  が極大となる周波数と最大値の相関が強い。対して海水の  $Q_d$  は 1 よりも非常に小さくなり、効率に対する寄与が見込めない。つまり、周波数よりも結合係数が重要となる。海水中では容量（変位電流）よりもコンダクタンス（伝導電流）による結合がメインとなる。式 (3.30) に式 (2.10) を代入することで、海水中での結合係数は式 (2.14) へと近似変換できる。自己結合のコンダクタンス  $G_s$  を十分に小さくすることで、結合係数を高められることが分かる。結合係数が 1 に近ければ、式 (2.11) より  $\chi$  とともに  $\eta_{\max}$  が十分に高まる。こちらの文献では、給電ステーションとドローン間のクッションダンパ（絶縁体）を用いてコンダクタンス（伝導電流）を低減し、海水中の伝送距離 20 mm で効率 90% 以上で 1 kW の電力伝送に成功した [29].

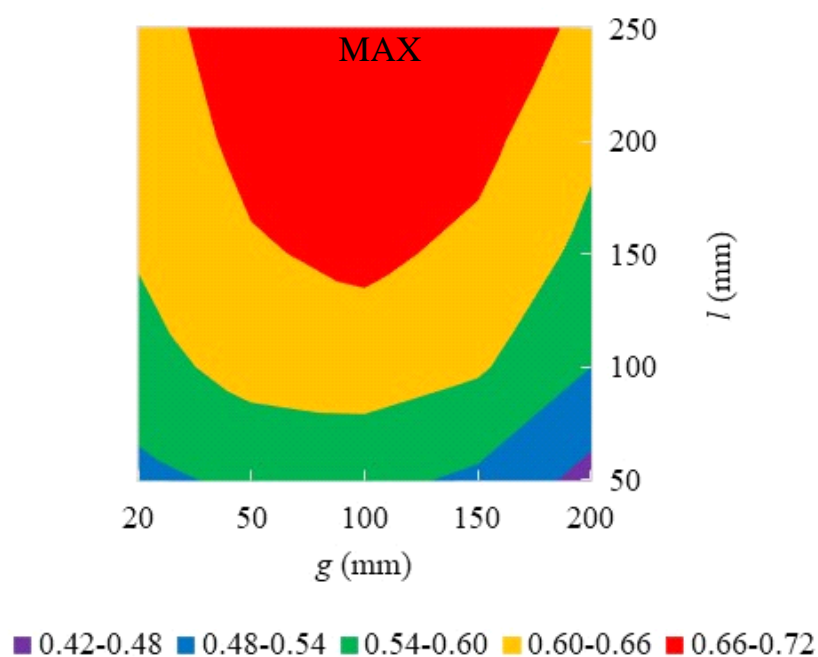
$$k \approx \frac{1}{1 + 2 \frac{G_s}{G_m}}. \quad (2.14)$$

## 2.4 結言

本章では、電界結合器が水中でどの程度の効率を達成できるかを明らかにし、電界型ワイヤレス給電が水中でも実用化可能であることを示した。ワイヤレス給電分野の基礎理論である kQ 理論に着目して、結合器で達成可能な理論最大効率を空気・誘電体の環境下で導出した。両環境とも理論最大効率が結合係数と結合器（もしくは誘電体）の無負荷 Q に比例した。ただし、誘電体中では kQ 積ではなく、結合係数と無負荷 Q のそれぞれに比例したことから、例えば水の Q 値が小さくとも結合係数を高めること



(a)  $d = 20$  mm, tap water

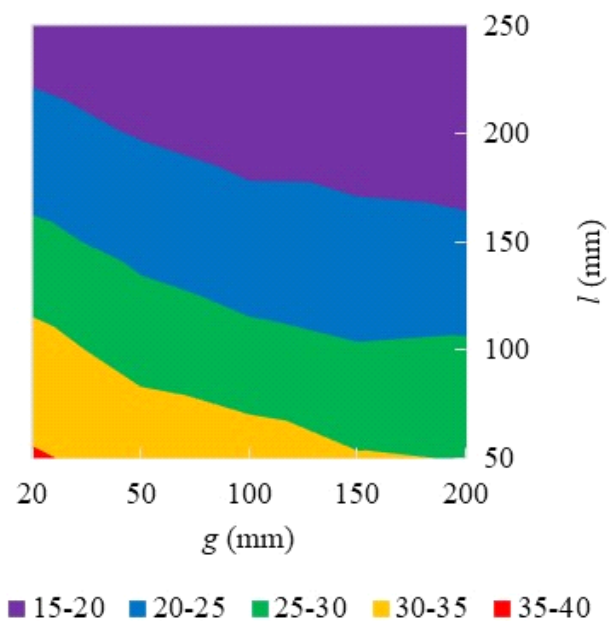


(b)  $d = 20$  mm, seawater

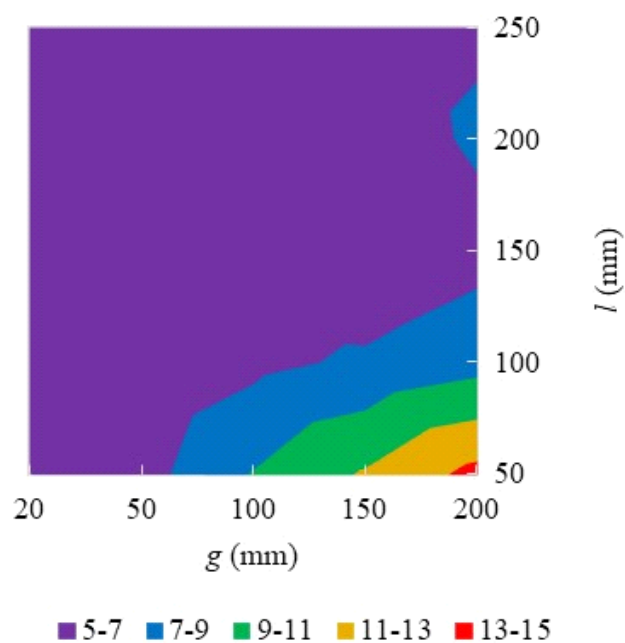
図 2.12 : 構造パラメータ  $g, l$  に対する水道水・海水中での  $k$ .

で高効率化できることを示した。この特性は水の  $Q$  値が劣化する海水中で効果を発揮する。

電界結合器を水中に沈めて電磁界解析を行ったところ、周波数に対して理論最大効率が極小／極大値を有する結果となった。この極大値を最大化するように矩形電極の



(a)  $d = 20$  mm, tap water



(b)  $d = 20$  mm, seawater

図 2.13 : 構造パラメータ  $g, l$  に対する水道水・海水中での  $\eta_{\max}$  が最も高まる周波数.

構造パラメータを最適化したところ、水道水と海水中で異なる構造が得られた。この理由を明らかにすべく、構造パラメータに対する結合係数と水のQ値の変化を観測したところ、水道水では結合係数よりも水のQ値が重要、海水中では結合係数の方が重要であることが明らかとなった。伝送距離を20 mm、最大の結合器サイズを250 mm × 250 mmとしたとき、水道水では約70%、海水中では約30%の理論最大効率を得た。目標

値である83%には到達していないが、水道水中では実用化の可能性が見えた。海水中では低効率だが、本研究室で提案されたクッションダンパの装荷により高効率を達成できることを結合係数の観点から考察した。

## 参考文献

- [1] D.R. Blidberg, “The development of autonomous underwater vehicles (AUVs); A Brief Summary,” in *Proc. IEEE International Conference on Robotics and Automation (ICRA)*, vol.4, Seoul, Korea, May 2001.
- [2] J.W. Nicholson and A.J. Healey, “The present state of autonomous underwater vehicle (AUV) applications and technologies,” *Marine Technology Society Journal*, vol.42, no.1, Mar. 2008.
- [3] T. Tani, M. Iwata, T. Moriga, H. Ito, K. Nakagawa, and K. Sugihara, “Development of compact & high efficiency polymer electrolyte fuel cell system for enclosed spaces,” *Mitsubishi Heavy Ind. Tech. Rev.*, vol.51, no.1, Mar. 2014.
- [4] H.M. Santos, M.R. Pereira, L.M. Pessoa, and H.M. Salgado, “Design and optimization of air core spiral resonators for magnetic coupling wireless power transfer on seawater,” in *Proc. IEEE Wireless Power Transfer Conference (WPTC) 2016*, pp.1–4, Aveiro, Portugal, May 2016.
- [5] A.M. Bradley, M.D. Feezor, H. Singh, and F.Y. Sorrell, “Power systems for autonomous underwater vehicles,” *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, vol.26, no.4, pp.526–538, Oct. 2001.
- [6] J. Shi, D. Li, and C. Yang, “Design and analysis of underwater inductive coupling power transfer system for autonomous underwater vehicle docking applications,” *J. Zhejiang Univ.-Sci. C (Comput. & Electron)*, vol.15, pp.51–62, Jan. 2014.
- [7] R.P. Granger, C.M. Baer, N.H. Gabriel, J.J. Labosky, and T.C. Galford, “Non-contact wet mateable connectors for power and data transmission,” *IEEE Oceans 2013*, pp.1–4, Sept. 2013.
- [8] N.W. Bergmann, J. Juergens, Y. Wang, and J. Trevathan, “Wireless underwater power and data transfer,” in *Proc. Eighth IEEE Workshop on Practical Issues in Building Sensor Network Applications*, pp.103–107, Sydney, Australia, Oct. 2013.
- [9] Jonghoon Kim, H. Kim, I. Kim, Y. Kim, S. Ahn, Jiseong Kim, and Joung-ho Kim, “Reduction of electromagnetic field from wireless power transfer using a series-parallel resonance circuit topology,” *Korean Institute of Electromagnetic Engineering & Science (KIEES)*, vol.11, no.3, pp.166–173, Sept. 2011.
- [10] J. McLean and R. Sutton, “Electric field breakdown in wireless power transfer systems due to ferrite dielectric polarizability,” in *Proc. IEEE Wireless Power Transfer Conference (WPTC)*

- 2016, pp.1–4, Aveiro, Portugal, May 2016.
- [11] S. Kim, H. Kim, J.J. Kim, B. Bae, S. Kong, and Joungho Kim, “Electromagnetic interference shielding effects in wireless power transfer using magnetic resonance coupling for board-to-board level interconnection,” in Proc. *2013 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC)*, pp.773–778, Denver, USA, Aug. 2013.
- [12] M. Kim, S. Kim, S. Ahn, Y. Chun, and S. Park, “Low frequency electromagnetic compatibility of wirelessly powered electric vehicles,” in Proc. *EMC Tokyo'14*, pp.426–429, Tokyo, Japan, May 2014.
- [13] Cost Action IC1301 Team, “Europe and the future for WPT: European contributions to wireless power transfer technology,” *IEEE Microwave Magazine*, vol.18, no.4, pp.56–87, June 2017.
- [14] 仲泰正, 山本恭平, 中田拓磨, 田村昌也, “電界結合方式を用いた水中無線電力伝送の提案”, *IEICE 信学技報*, vol.116, no.452, WPT2016-61, pp.23–26, 神奈川, 2017年2月
- [15] Y. Naka, K. Yamamoto, T. Nakata, M. Tamura, and M. Masuda, “Verification efficiency of electric coupling wireless power transfer in water,” in Proc. *2017 IEEE MTT-S International Conference on Microwaves for Intelligent Mobility*, pp.83–86, Nagoya, Japan, Mar. 2017.
- [16] Y. Naka, K. Yamamoto, T. Nakata, and M. Tamura, “Improvement in efficiency of underwater wireless power transfer with electric coupling,” *IEICE Transactions on Electronics*, vol.E100-C, no.10, pp.850–857, Oct. 2017.
- [17] A. Kurs et al., “Wireless power transfer via strongly coupled magnetic resonances,” *Science*, vol.317, no.5834, pp.84–86, July 2007.
- [18] M. Zargham and P. G. Gulak, “Maximum achievable efficiency in near-field coupled power-transfer systems,” *IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems*, vol.6, no.3, pp.228–245, June 2012.
- [19] T. Ohira, “Power transfer theory on linear passive two-port systems,” *IEICE Transactions on Electronics*, vol. E101.C, no. 10, pp. 719–726, Oct. 2018.
- [20] C. Park et al., “Separated circular capacitive coupler for reducing cross-coupling capacitance in drone wireless power transfer system,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol.68, no.9, pp.3978–3985, Sept. 2020.
- [21] F. Lu, H. Zhang, H. Hofmann, and C. C. Mi, “A double-sided LC-compensation circuit for loosely coupled capacitive power transfer,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol.33, no.2, pp.1633–1643, Feb. 2018.
- [22] X. Wu, Y. Su, A. P. Hu, X. Qing, and X. Hou, “Multiobjective parameter optimization of a four-plate capacitive power transfer system,” *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol.9, no.2, pp.2328–2342, April 2021.



- [23] 仲泰正, 田村昌也, “水中電界結合型ワイヤレス電力伝送に向けたkQ理論の定式化”, *IEICE 信学技報*, vol.122, no.35, MW2022-20, pp.28–31, 京都, 2022年5月
- [24] L. Huang and A. P. Hu, “Defining the mutual coupling of capacitive power transfer for wireless power transfer,” *Electronics Letters*, vol.51, no.22, pp.1806–1807, Oct. 2022.
- [25] H. Zhang, F. Lu, H. Hofmann, W. Liu, and C. C. Mi, “A four-plate compact capacitive coupler design and LCL-compensated topology for capacitive power transfer in electric vehicle charging application,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol.31, no.12, pp.8541–8551, Dec. 2016.
- [26] T. Ohira, “Extended k-Q product formulas for capacitive- and inductive-coupling wireless power transfer schemes,” *IEICE Electron. Express*, vol.11, no.9, pp.1–7, April 2014.
- [27] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, 4th ed., John Wiley & Sons, New York, 2011.
- [28] N. S. Midi, K. Sasaki, R. Ohyama, and N. Shinyashiki, “Broadband complex dielectric constants of water and sodium chloride aqueous solutions with different DC conductivities,” *IEEJ Transactions on Electrical and Electronic Engineering*, vol.9, no.S1, pp.S8–S12, Oct. 2014.
- [29] M. Tamura, K. Murai, and M. Matsumoto, “Design of conductive coupler for underwater wireless power and data transfer,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol.69, no.1, pp.1161–1175, Jan. 2021.

## 第3章

# 第三の効率因子に着目した高効率化

### 3.1 緒言

電界型水中ワイヤレス給電は水による効率低下が課題であり、実用化のため効率改善が最優先事項である。ワイヤレス給電分野の基礎理論であるkQ理論は高効率な結合器設計の指針となる。本理論によると、ワイヤレス結合器の効率は結合係数と結合器の無負荷Qに比例する[1]–[3]。電界型水中ワイヤレス給電の研究では、本理論を基に結合係数と水の無負荷Qが注目され、水の導電率や伝送周波数、結合器サイズ、電極形状や配置の工夫といった高効率化手法に応用されてきた[4]–[14]。例えば、矩形電極の構造パラメータの工夫により、結合係数を僅かに下げたとしても、理論最大効率が極大になる周波数を水の無負荷Qが高まる周波数にシフトさせる手法がある[6]。100 MHz帯まで高周波シフトさせた結果、水道水中の伝送距離20 mmで400 Wの電力を90%の効率で伝送することに成功した[7]。しかし、伝送距離が50 mmほどになると理論最大効率が50%を下回る。こちらの研究では、給電ステーションとドローン間のクッションダンパを絶縁体として用いることで、水道水・海水中の伝送距離100 mmにおいて90%を超える理論最大効率を実証した[12]。しかし、水流によってクッションダンパと水中ドローンの間に僅かな水の層ができると、その効果は失われ、効率の低下やインピーダンスの急激な変化が生じる。そのため、本手法を実現するには、機械的に水中ドローンをステーションに固定する必要がある。固定機構を用いない場合は、電界型水中ワイヤレス給電は磁界型ほどの効率を達成できていない。

本章では電界結合器の分布定数特性という新たな視点を持つことで、結合器電極の構造パラメータ調整という従来手法に加えて、新たな高効率化手法を提案する。まず、電界結合器の等価回路を従来の集中定数素子表現から分布定数素子表現（結合線路）へと変換できることを示す[15]。その結果、水中で観測された理論最大効率の周波数特性を再現できることに加え、極大／極小の発生原因を明らかにする。さらに、結合線路を用いて理論最大効率を導出したところ、準静電界の結合係数・誘電体の無負荷Q・伝搬定数と線路長を変数に持つ双曲線関数の3つの効率因子で表現された[16]。水のような複素誘電率が大きい媒質中では、小さい電極上でも電流・電圧の複素振幅が無視

できず、この性質が双曲線関数として現れる。本論文で定式化する第三の効率因子を含むkQ理論は、2章で紹介した誘電体中でのkQ理論を「使用周波数に縛られない形」へと昇華したものに相当する。この第三の効率因子（双曲線関数）は結合器電極上の給電／受電点の相対位置（同一もしくは反転）によって形を変える。導出式の数値評価と電磁界解析により、水道水や海水といった水の種類によって、理論最大効率が高まる「適切な相対位置」の存在が明らかとなる[17]。電磁界解析を用いて給電／受電点の相対位置に対する網羅解析を行うことでも同じ結論にたどり着けるが、効率式を導出したことで、そもそも網羅解析を必要とせず、周波数変化の発生要因・適切な相対位置と第三の効率因子の関係・適切な相対位置が切り替わる条件などが明らかになり、後発の研究者にとって強力なツールになると考える。高周波回路理論において、給電／受電点の相対位置に関する研究はインターデジタル・コムラインフィルタでも行われてきた[18]–[21]。これらは空気や誘電体基板といった低損失媒質で行われ、本章では損失媒質である水をターゲットに行い、さらに損失度合いと適切な相対位置の関係を明らかにする点は明確に差別化される。相対位置の同一・反転の切り替えは、受電電極を180°回転させることで実現できる。水中ドローンでの活用を考えると、給電ステーションへの着底方向を変えるのみで達成し、水中ドローンの自律制御機構により実現できる。

## 3.2 第三の効率因子を含む kQ 理論

### 3.2.1 電界結合器の結合線路表現

2章で紹介した誘電体中のkQ理論を用いて、水道水・海水中の理論最大効率 $\eta_{\max}$ の周波数特性を計算する。kQ理論に使用する結合係数 $k$ は電磁界解析で得た0 MHz（直流）の $\eta_{\max}$ から算出し、水のQ値 $Q_d$ は導電率0.013 S/m（水道水）、5 S/m（海水）と比誘電率79から算出した。電磁界解析との比較結果を図3.1に示す。水道水と海水中で、それぞれ単調増加とフラットな特性を持つ。水道水中では、kQ理論は電磁界解析の5 MHz以下の $\eta_{\max}$ を再現できるが、それ以降は乖離する。海水中では0 MHz（直流）の値のみを再現できる。このように、従来のkQ理論では $\eta_{\max}$ の周波数特性を再現できず、周波数に対する極大／極小値の発生理由を説明できない。

これまで電界型ワイヤレス給電の研究では集中定数素子の等価回路が用いられてきた。等価回路に寄生リアクタンスを付与することで共振点を作り、いくつかの $\eta_{\max}$ の極大／極小値を再現した[5]–[7]。しかし、極大／極小値の発生原因の解明や結合器電極の構造パラメータとの紐づけが困難である。さらなる高効率化のためには周波数特性の原因解明が不可欠であることから、従来の集中定数素子の等価回路では広帯域の統一議論が難しいと考え、電界結合器を分布定数表現することで解決を目指す。まず、図3.2（左）に示す等価回路を定義する。入力電圧と特性インピーダンスにそれぞれ4と2

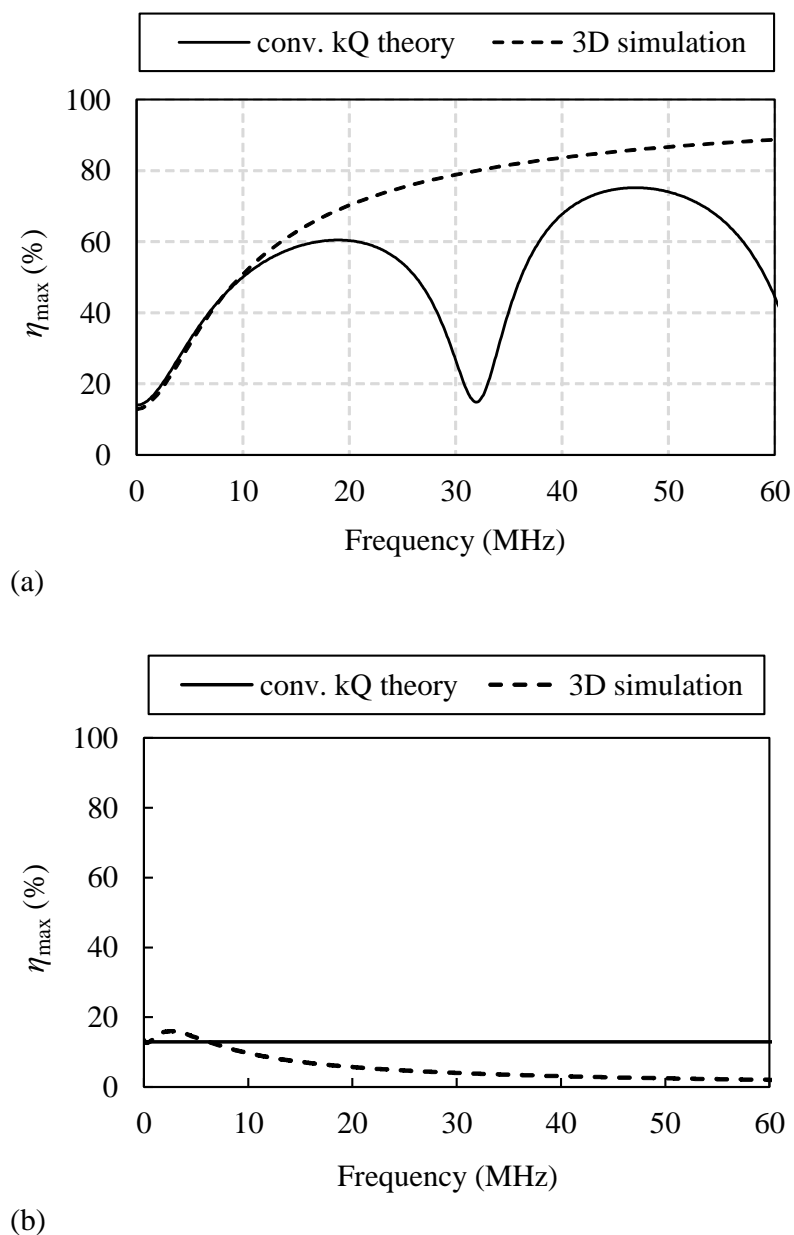
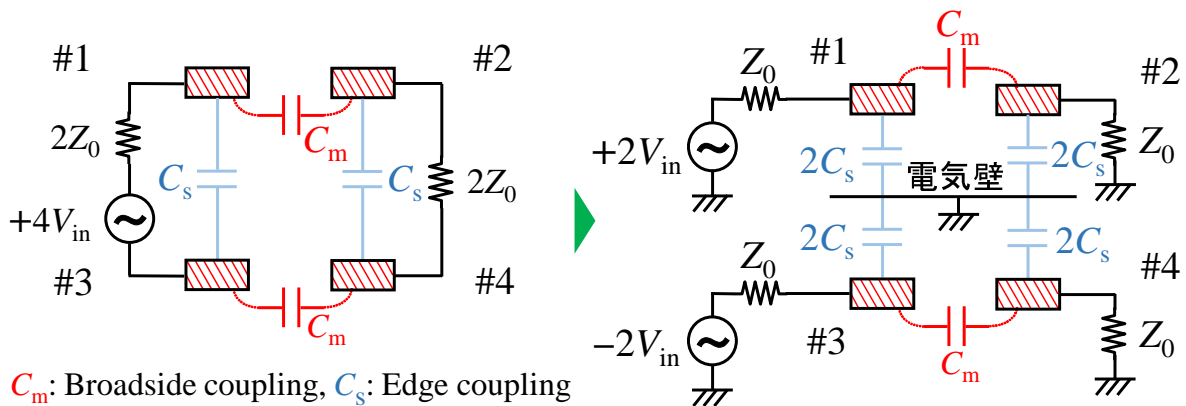


図 3.1 : 水道水・海水中における電磁界解析と kQ 理論から算出した  $\eta_{\max}$  の周波数特性

の係数がついているが、これは後の数式展開を簡単化するためである。  $C_m$  は#1-#2と#3-#4の相互結合であり、  $C_s$  は#1-#3と#2-#4の自己結合である。ここで#1と#3に差動電圧が印加されると、#1-#3と#2-#4間に電界が生じ、自己結合の中央において電気壁を定義できる。この電気壁を仮想基準電位<sup>\*1</sup>として用いると図3.2(右)へと変換できる。入力電圧と自己結合、負荷インピーダンスは仮想基準電位を境に絶対値が同じになるよう分離できる。つづいて#1と#3もしくは#2と#4を1つにまとめ、仮想基準電位を2つに分離することで、図3.3(左)のような等価回路を得る。送電電極(#1, #3)に

<sup>\*1</sup> 一般的に WPT では一次・二次側の電位は共通ではない。差動伝送の電界結合器では電気壁が一次・二次の両側で生じ、ゼロ電位となる。これを仮想基準電位として扱う。



$C_m$ : Broadside coupling,  $C_s$ : Edge coupling

図 3.2 : 仮想基準電位を用いた回路変換

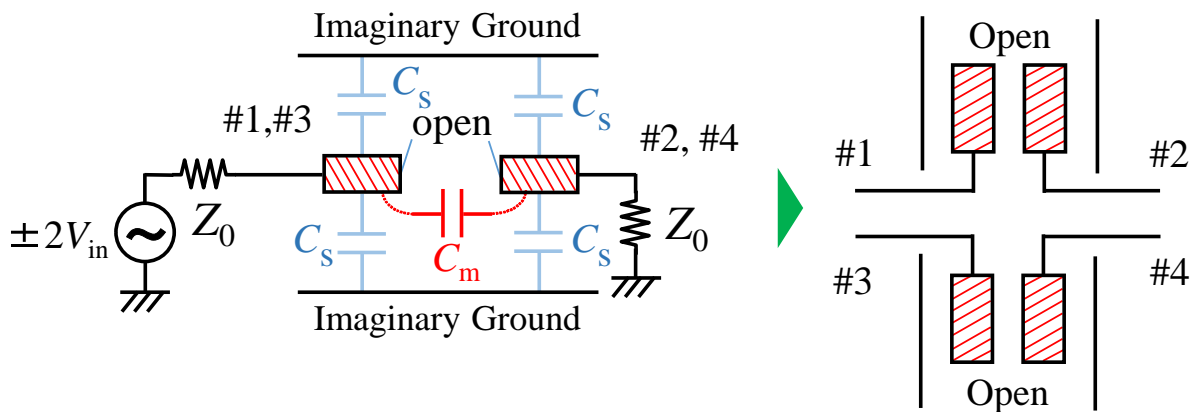


図 3.3 : 電界結合器の結合線路表現

電圧が印加され、発生した電界は仮想基準電位と受電電極 (#2, #4) へと分岐し、負荷でエネルギーとして消費される。この等価回路は最終的に図 3.3 (右) のように「仮想基準電位を有する2組の開放終端された結合線路」へと分布定数表現できる。これが電界結合器の新たな等価回路であり、高周波コンポーネントの1つである方向性結合器を終端開放した形に相当する。回路シミュレーション上の方向性結合器を用いることで、簡単に水中での電界結合器の効率やインピーダンスを計算できる利点がある。

### 3.2.2 入出力電圧比の導出

つづいて、分布定数表現された電界結合器の入出力電圧比を導出し、 $\eta_{max}$  の極大／極小値の発生条件を構造パラメータの観点から明らかにする。図 3.4 のように入出力電圧と基準インピーダンス、入力インピーダンス、結合線路の特性インピーダンスを定義する。ここで、結合線路 (結合器電極) の給電／受電点から開放端の間に発生する位相差を  $\theta$  とする。電界結合器の相互・自己結合容量を用いると、結合線路の偶奇モード容量は以下の式で表現できる。偶モード容量  $C_e$  は電極 #1 と #2, もしくは電極 #3 と

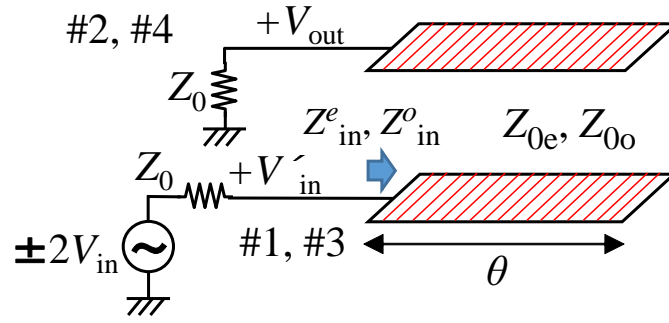


図 3.4 : 結合線路の入出力電圧比の導出に用いるパラメータの定義

#4が同電位のときに発生する容量である．このとき送受電電極間に電気力線が生じないため，偶モード容量は電極と仮想基準電位の自己結合  $C_s$  に対応する．奇モード容量  $C_o$  は送受電電極が逆電位のときの容量であり，送受電電極間と電極-仮想基準電位のそれぞれのパスに結合容量が生じる．つまり，奇モード容量は自己結合  $C_s$  と相互結合  $C_m$  の両方を含む．

$$C_e = C_s. \tag{3.1}$$

$$C_o = C_s + 2C_m. \tag{3.2}$$

ここで，結合線路（電極）での電流損が小さく，空気や淡水のように媒質の無負荷  $Q$  が 1 よりも十分大きいと仮定する．すると，結合線路の特性インピーダンスは以下の式で近似表現できる．

$$Z_{0e} = \sqrt{\frac{R_e + j\omega L_e}{G_e + j\omega C_e}} \approx \sqrt{\frac{L_e}{C_e}}. \tag{3.3}$$

$$Z_{0o} = \sqrt{\frac{R_o + j\omega L_o}{G_o + j\omega C_o}} \approx \sqrt{\frac{L_o}{C_o}}. \tag{3.4}$$

終端開放された結合線路の偶奇モードの特性インピーダンスは式 (3.5) と式 (3.6) で表現できる．

$$Z_{in}^e = Z_{0e} \frac{Z_{open} + jZ_{0e} \tan \theta}{Z_{0e} + jZ_{open} \tan \theta} \approx \frac{Z_{0e}}{j \tan \theta}. \tag{3.5}$$

$$Z_{in}^o = Z_{0o} \frac{Z_{open} + jZ_{0o} \tan \theta}{Z_{0o} + jZ_{open} \tan \theta} \approx \frac{Z_{0o}}{j \tan \theta}. \tag{3.6}$$

#1, #3での偶奇モードの入力電圧は，電圧の分配側より

$$V_{in}^{e'} = V_{in}' \frac{Z_{in}^e}{Z_{in}^e + Z_0}, \quad V_{in}^{o'} = V_{in}' \frac{Z_{in}^o}{Z_{in}^o + Z_0} \tag{3.7}$$

となる．インピーダンス整合により  $Z_{in} = Z_0$  が成立すると，反射電圧が無い状態の電圧の分配側から  $V_{in}' = V_{in}$  を得る．さらに，図 3.5 の偶奇モードの入出力電圧の定義より，出力電圧  $V_{out}$  は入力電圧とインピーダンスを使って式 (3.8) で表現できる．

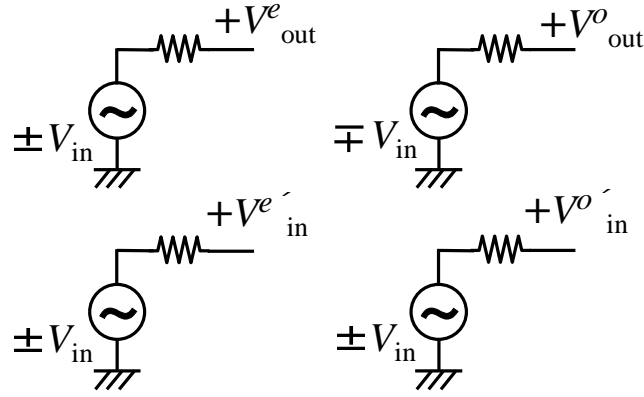


図 3.5 : 偶モードと奇モードの入出力電圧の定義

$$V_{\text{out}} = V_{\text{out}}^e + V_{\text{out}}^o = V_{\text{in}}^{e'} + (-V_{\text{in}}^{o'}) = V_{\text{in}} \left[ \frac{Z_{\text{in}}^e}{Z_{\text{in}}^e + Z_0} - \frac{Z_{\text{in}}^o}{Z_{\text{in}}^o + Z_0} \right]. \quad (3.8)$$

式 (3.5) と式 (3.6) を上式に代入することで，式 (3.9) を得る．その結果，結合線路の入出力電圧比  $V_{\text{out}}/V_{\text{in}}$  は式 (3.10) へと変換される．

$$V_{\text{out}} = V_{\text{in}} \left[ \frac{Z_{0e}}{Z_{0e} + jZ_0 \tan \theta} - \frac{Z_{0o}}{Z_{0o} + jZ_0 \tan \theta} \right]. \quad (3.9)$$

$$\frac{V_{\text{out}}}{V_{\text{in}}} = \frac{Z_{0e} - Z_{0o}}{Z_{0e} + Z_{0o} + j[Z_0 \tan \theta - Z_{0e}Z_{0o}/(Z_0 \tan \theta)]}. \quad (3.10)$$

この式より，虚部が  $\pm\infty$  と 0 になるときに，入出力電圧比がそれぞれ最小／最大になることが分かる．電圧比が最小となるときの位相差を  $\theta_{\text{min}}$  とすると，式 (3.11) より，位相差が  $(n-1)\pi/2$  (波長換算すると  $\infty$  (つまり直流) や  $\lambda/4$ ) になる．式 (3.12) より， $\sqrt{Z_{0e}Z_{0o}} = Z_0$  が成立するとき，電圧比が最大となる位相差は  $\arctan \pm 1$  (波長換算では最大で  $\lambda/8$ ) となる． $\sqrt{Z_{0e}Z_{0o}} = Z_0$  が成立したときの入出力電圧比を数値評価する．図 3.6 に線路上の位相差に対する電圧比の絶対値を示す．位相差が  $45^\circ$  のときに電圧比が最大に， $0^\circ$  と  $90^\circ$  で最小となることが分かる．

$$\theta_{\text{min}} = \arctan 0, \arctan(\pm\infty) = \frac{(n-1)\pi}{2} \quad (n: 1, 2, 3, \dots). \quad (3.11)$$

$$\theta_{\text{max}} = \arctan \left( \pm \frac{\sqrt{Z_{0e}Z_{0o}}}{Z_0} \right). \quad (3.12)$$

分布定数表現された電界結合器の  $\eta_{\text{max}}$  を数値評価すべく，図 3.7 のように構造パラメータを定義する．仮想基準電位間の距離  $D$ ，送受電電極間の距離  $d$ ，電極幅  $w$ ，電極長さ  $l$  である．この結合線路が導電率  $\sigma$  と比誘電率  $\epsilon_r$  の媒質中に存在する．数値評価に使用したパラメータを表 3.1 に，水道水中における計算結果を図 3.8 に示す．電磁界解析と等価回路の  $\eta_{\text{max}}$  の周波数特性がおおよそ一致し，極大／極小となる周波数が結合線路上に発生する位相差 (もしくは波長) によって決定されることが明らかとなった．構造パラメータの線路長 (電極長)  $l$  が位相差に影響する．

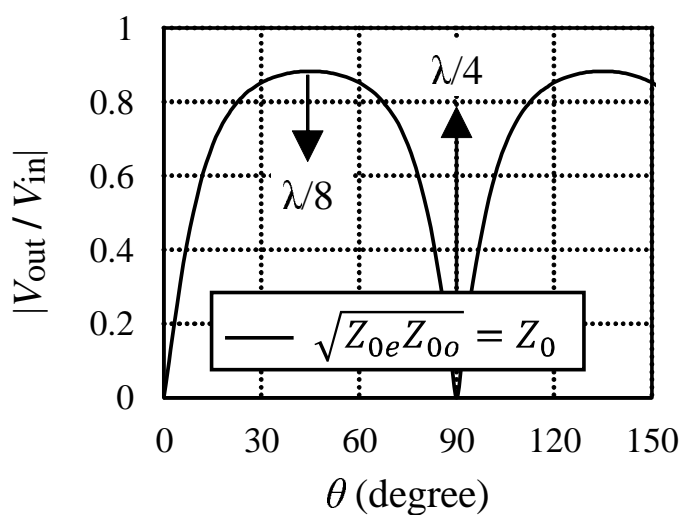


図 3.6 : 結合線路上の位相差に対する入出力電圧比の絶対値

表 3.1 : 数値計算に用いたパラメータと値

パラメータ	値
$D$	360 mm
$d$	10 mm
$w$	71mm
$l$	141 mm

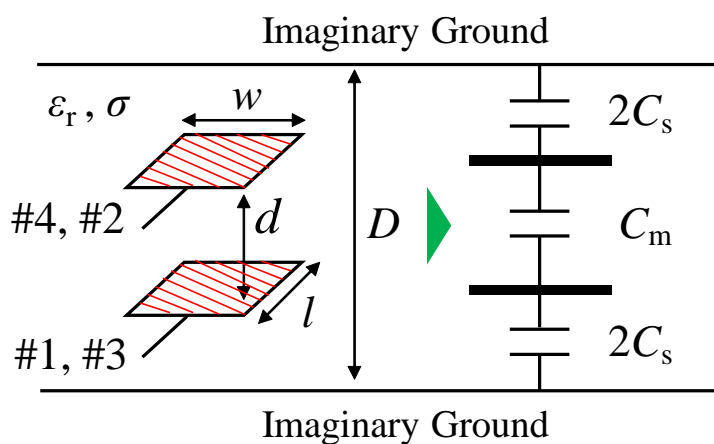


図 3.7 : 結合線路の構造パラメータ

### 3.2.3 一様媒質中に存在する結合線路の効率式の導出

電界結合器の分布定数表現（結合線路表現）を通して、水道水中における  $\eta_{max}$  の周波数特性の再現と極小／極大値の発生条件の解明が完了した。ここでは、結合線路を



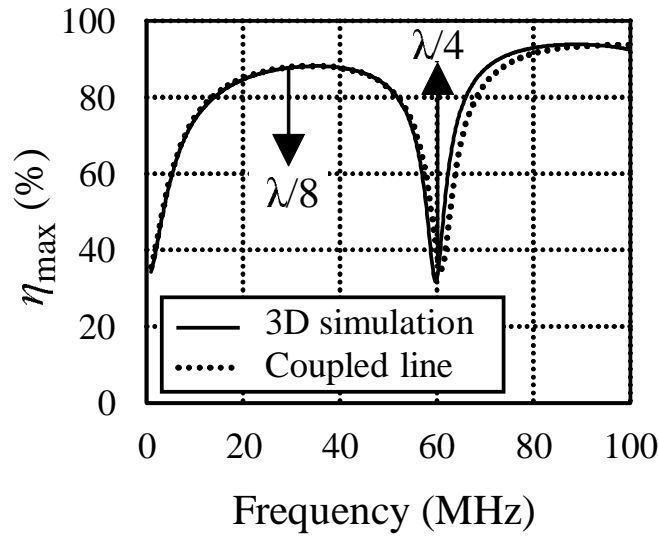


図 3.8 : 電磁界解析と結合線路の等価回路から計算した理論最大効率

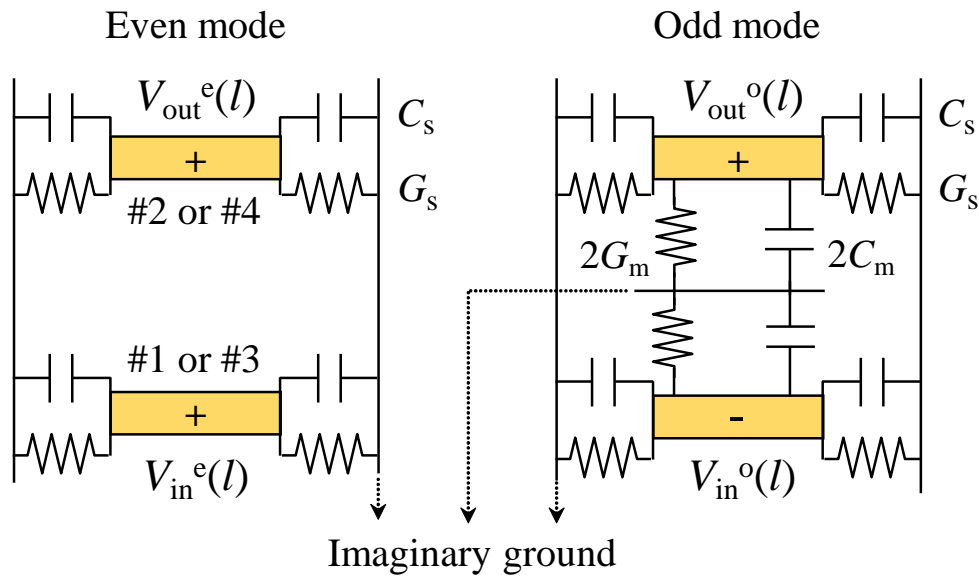


図 3.9 : 結合線路における偶奇モードの定義

用いて周波数特性を再現できるkQ理論を導出する．前節では無損失条件のもと入出力電圧比を導出したが，本節では損失成分を相互・自己コンダクタンスとして追加して結合線路の理論最大効率式(kQ理論)を導出する．図3.9に水中のような一様な誘電体媒質中に存在する結合線路の偶奇モードの定義を示す．前節で紹介した通り，偶モードでは送受電電極間の結合容量が存在せず，奇モードでは結合容量と自己結合の両方が存在する．結合線路のZ行列は式(3.13)で表せられる[22]． $Z_{0e}$ と $Z_{0o}$ は偶奇モードの特性インピーダンス， $\gamma$ は誘電体中の線路を伝播する高周波電力の伝搬定数， $l$ は結合線路の線路長である．

$$\mathbf{Z} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} (Z_{0e} + Z_{0o}) \coth \gamma l & (Z_{0e} - Z_{0o}) \coth \gamma l \\ (Z_{0e} - Z_{0o}) \coth \gamma l & (Z_{0e} + Z_{0o}) \coth \gamma l \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

ここで、結合線路の効率項  $\chi$  を  $k$  と  $Q_d$  で定式化するための準備を行う。図 3.9 より、送電電極 (#1, #3) に  $V_{in}^e(l)$  と  $V_{in}^o(l)$  が印加され、受電電極 (#2, #4) に  $V_{out}^e(l)$  と  $V_{out}^o(l)$  が出力される。各電極と仮想基準電位との間に相互・自己結合の容量、相互・自己結合のコンダクタンスが発生する。式 (3.14) から式 (3.17) は偶奇モードの容量・コンダクタンスの定義である。

$$C_e l = 2C_s \quad (3.14)$$

$$G_e l = 2G_s \quad (3.15)$$

$$C_o l = 2C_s + 2C_m \quad (3.16)$$

$$G_o l = 2G_s + 2G_m \quad (3.17)$$

一様な誘電体媒質中に存在する結合線路上の伝搬定数  $\gamma$  は以下の式で表現できる。

$$\gamma = j\omega\sqrt{\mu_0\epsilon_0\epsilon_r'}\sqrt{1 - j\frac{\sigma + \omega\epsilon_0\epsilon_r''}{\omega\epsilon_0\epsilon_r'}}, \quad (3.18)$$

$$= j\omega\sqrt{\mu_0\epsilon_0\epsilon_r'}\sqrt{1 + Q_d^{-2}} \exp\left\{j\frac{\tan^{-1}(-Q_d^{-1})}{2}\right\}, \quad (3.19)$$

$$= \alpha + j\beta. \quad (3.20)$$

水中のような一様な誘電体中では、結合線路の無負荷  $Q$  は  $Q_d$  に支配されると仮定できる。したがって、偶奇モードの結合線路の無負荷  $Q$  との間に関係が成立する。なお、式 (3.14) から式 (3.17) を用いると、2章で導出した  $Q_d$  と自己・相互結合の関係式へと帰着する。

$$\frac{\omega C_e}{G_e} = \frac{\omega C_o}{G_o} = Q_d. \quad (3.21)$$

式 (3.22) から式 (3.25) は一様媒質中の偶奇モードの特性インピーダンスである。特性インピーダンスと伝搬定数の変換式を用いると [23]、式 (3.23) と式 (3.25) が得られる。

$$Z_{0e} = \sqrt{\frac{R_e + j\omega L_e}{G_e + j\omega C_e}} \quad (3.22)$$

$$= \frac{\gamma}{G_e + j\omega C_e} \\ = \frac{\gamma}{\omega C_e} \frac{1}{\sqrt{1 + Q_d^{-2}}} \exp(j \tan^{-1} Q_d) \quad (3.23)$$

$$Z_{0o} = \sqrt{\frac{R_o + j\omega L_o}{G_o + j\omega C_o}} \quad (3.24)$$

$$= \frac{\gamma}{G_o + j\omega C_o} \\ = \frac{\gamma}{\omega C_o} \frac{1}{\sqrt{1 + Q_d^{-2}}} \exp(j \tan^{-1} Q_d) \quad (3.25)$$

変数  $A$  と  $B$  を式 (3.26) と式 (3.27) で定義すると、 $Z$  行列の要素は以下のようにシンプルな形で表現できる。なお、 $\alpha$  と  $\beta$  は伝搬定数の実数・虚数部である。

$$A = \{ \alpha \cos(\tan^{-1} Q_d) + \beta \sin(\tan^{-1} Q_d) \} \operatorname{Re}(\coth \gamma l) - \{ \beta \cos(\tan^{-1} Q_d) - \alpha \sin(\tan^{-1} Q_d) \} \operatorname{Im}(\coth \gamma l) \quad (3.26)$$

$$B = \{ \alpha \cos(\tan^{-1} Q_d) + \beta \sin(\tan^{-1} Q_d) \} \operatorname{Im}(\coth \gamma l) + \{ \beta \cos(\tan^{-1} Q_d) - \alpha \sin(\tan^{-1} Q_d) \} \operatorname{Re}(\coth \gamma l) \quad (3.27)$$

$$\begin{aligned} Z_{11} &= R_{11} + jX_{11} \\ &= \frac{1}{2\omega\sqrt{1+Q_d^{-2}}} \left( \frac{1}{C_e} + \frac{1}{C_o} \right) (A + jB) \\ &= Z_{22}. \end{aligned} \quad (3.28)$$

$$\begin{aligned} Z_{12} &= R_{12} + jX_{12} \\ &= \frac{1}{2\omega\sqrt{1+Q_d^{-2}}} \left( \frac{1}{C_e} - \frac{1}{C_o} \right) (A + jB) \\ &= Z_{21}. \end{aligned} \quad (3.29)$$

式 (3.14) と式 (3.16) を準静電界の結合係数の定義式である式 (3.30) に代入すると [3], 式 (3.31) を得る。

$$k = \frac{C_m}{C_m + 2C_s} \quad (3.30)$$

$$= \frac{C_o - C_e}{C_o + C_e} \quad (3.31)$$

したがって、結合線路の  $\chi$  は式 (3.32) で表現できる。2章で示した誘電体中の kQ 理論と似た形を有するが、 $Q_d$  が  $B/A$  に変換された点が異なる。  $A$  と  $B$  には  $Q_d$  の他に  $\gamma l$  を変数とする双曲線関数 ( $\coth$ ) が存在する。この双曲線関数が誘電体中の電界結合器の kQ 理論における第三の効率因子である。従来の kQ 理論では電界結合器を純粋なキャパシタンスとして扱っていた。しかし、水のような大きい複素誘電率を有する媒質中では、数十 MHz といった分布定数回路の中では比較的低い周波数帯であっても、電流・電圧は減衰する波を表す複素振幅特性を有する。この特性が双曲線関数として kQ 理論に登場する。

$$\chi = \frac{k}{\sqrt{1-k^2}} \sqrt{1+(B/A)^2} \quad (3.32)$$

ここで、式 (3.32) の正しさを確認すべく、結合線路の等価回路と式 (3.32) から算出した  $\eta_{\max}$  を比較する。等価回路には Keysight Technologies の回路シミュレータ Advanced Design System (ADS) の方向性結合器を終端開放した素子を用いる。計算に使用したパラメータを表 3.2 に、水道水・海水中での比較結果を図 3.10 に示す。等価回路との良好な一致が確認されることから、導出式の正しさが証明された。水道水と海水中で周波数に対する位相差の値が異なるのは、損失度合いが異なるためである。無損失条件下

表 3.2 : 数値計算に用いたパラメータと値

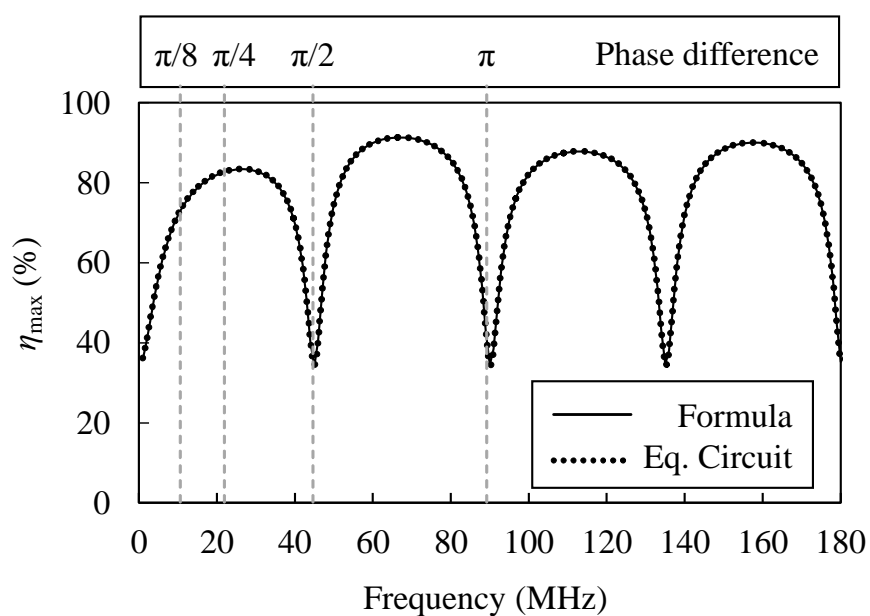
	パラメータ	値
共通変数	水の比誘電率	79
	淡水の直流導電率	0.013 S/m
	海水の直流導電率	5 S/m
	電極長	187 mm
導出式用	相互容量	3350 pF
	自己容量	170 pF
回路解析用	電極幅	80 mm
	仮想基準電位間の距離	115 mm
	伝送距離	5 mm

では位相差は位相定数と線路長にのみ依存するが、損失条件下では減衰定数も加わる。従来のkQ理論では説明できなかった $\eta_{\max}$ の周波数特性を再現できたことから、準静電界の結合係数を用いた場合、周波数特性が第三の効率因子によって引き起こされることが明らかになった。

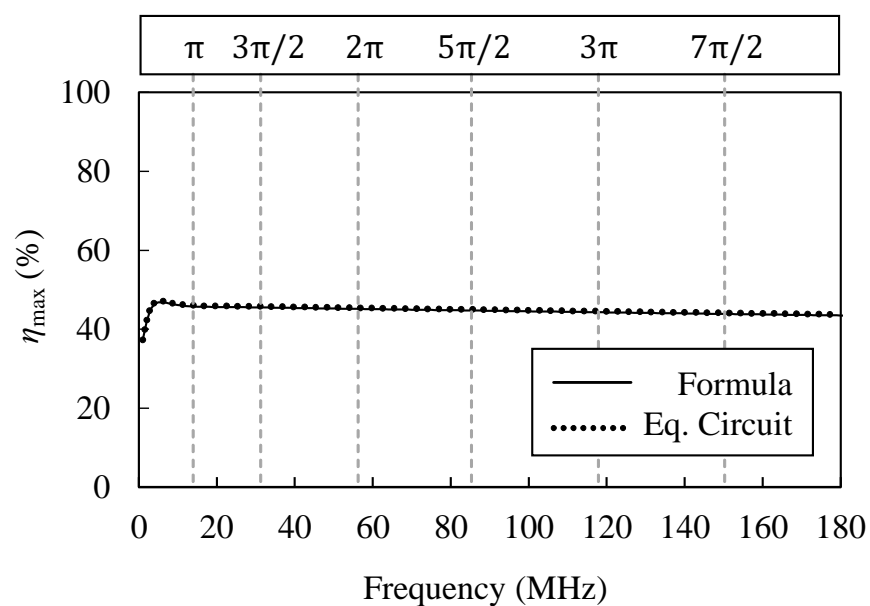
### 3.3 給電／受電点の相対位置に着目した高効率化

#### 3.3.1 水の種類と適切な相対位置の関係

第三の効率因子を考慮したkQ理論を基に、結合器電極の構造パラメータに依らない高効率化手法を提案する。ポイントは電極上の給電／受電点の相対位置の自由度である。図3.11の通り、結合線路の給電／受電点の相対位置には自由度があり「同一と反転」の2状態を定義できる。結合線路の相対位置に着目した設計手法は、高周波回路理論におけるinterdigital/comblinesフィルタで使用されている[18]–[21]。しかし、誘電体基板や空気中といった低損失媒質中での研究が一般的である。本章では、水中といった損失媒質中で結合線路（電界結合器）の給電／受電点の相対位置に着目し、水の無負荷Q値（損失度合い）によって適切な相対位置があることを明らかにする。前章では、相対位置が同一の結合線路についてkQ理論の導出・評価を行った。そこで、相対位置が反転した結合線路のZ行列を用いて[22]、kQ理論を導出し、相対位置に対する水道水・海水中での $\eta_{\max}$ を評価する。kQ理論の導出の際に相対位置を区別するため、Z行列と $\chi$ にOF (Opposite Feeding) の添え字を加える。式(3.33)に相対位置が反転した結合線路のZ行列を示す。同一の結合線路と比較して、非対角成分に存在する双曲線関数がcschへと変化する。



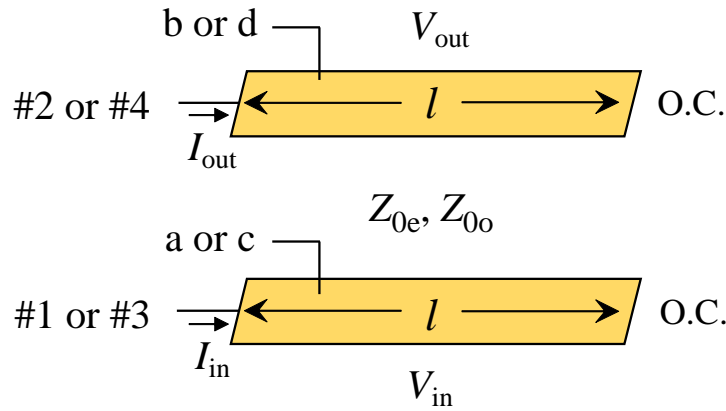
(a) Tap water



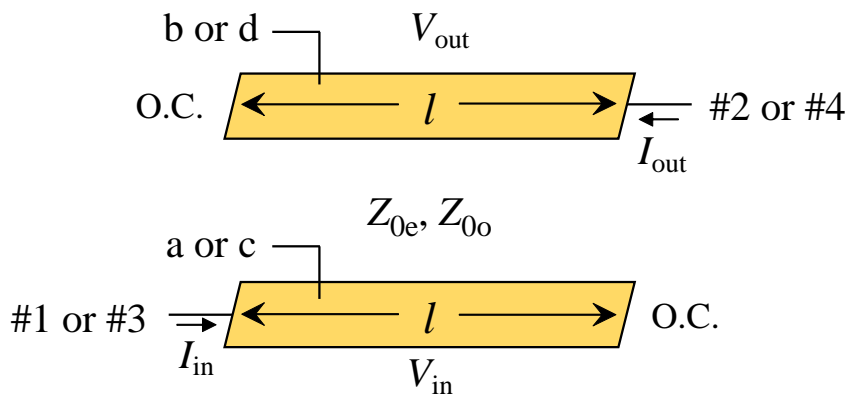
(b) Seawater

図 3.10 : 導出した kQ 理論と結合線路の等価回路から算出した水道水・海水中における理論最大効率の周波数特性

$$Z_{OF} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} (Z_{0e} + Z_{0o}) \coth \gamma l & (Z_{0e} - Z_{0o}) \operatorname{csch} \gamma l \\ (Z_{0e} - Z_{0o}) \operatorname{csch} \gamma l & (Z_{0e} + Z_{0o}) \coth \gamma l \end{bmatrix} \quad (3.33)$$



(a) Definition of an identical-feeding coupled line.



(b) Definition of an opposite-feeding coupled line.

図 3.11 : 給電/受電点の相対位置が異なる結合線路

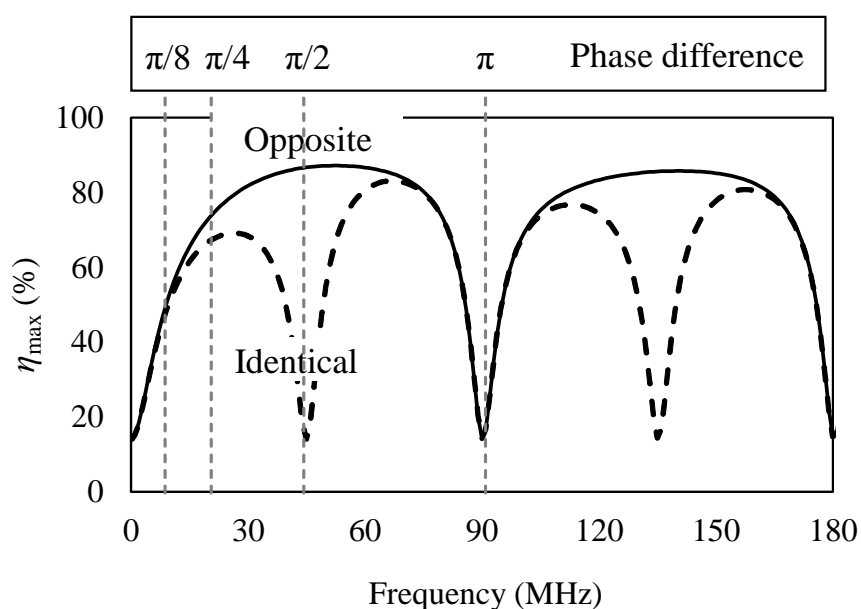
変数  $C, D$  を式 (3.34), 式 (3.35) で定義すると,  $Z$  行列の非対角成分は式 (3.36) で表現される. なお  $Z$  行列の対角成分は相対位置が同一の結合線路の式 (3.28) と同じ形となる.

$$C = \{ \alpha \cos(\tan^{-1} Q_d) + \beta \sin(\tan^{-1} Q_d) \} \operatorname{Re}(\operatorname{csch} \gamma l) - \{ \beta \cos(\tan^{-1} Q_d) - \alpha \sin(\tan^{-1} Q_d) \} \operatorname{Im}(\operatorname{csch} \gamma l) \quad (3.34)$$

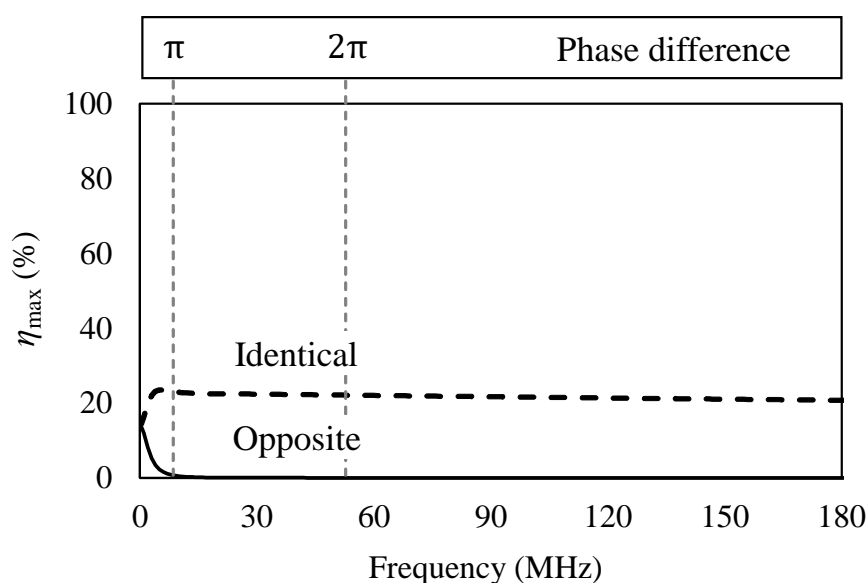
$$D = \{ \alpha \cos(\tan^{-1} Q_d) + \beta \sin(\tan^{-1} Q_d) \} \operatorname{Im}(\operatorname{csch} \gamma l) + \{ \beta \cos(\tan^{-1} Q_d) - \alpha \sin(\tan^{-1} Q_d) \} \operatorname{Re}(\operatorname{csch} \gamma l) \quad (3.35)$$

$$\begin{aligned} Z_{\text{OF12}} &= R_{\text{OF12}} + jX_{\text{OF12}} \\ &= \frac{1}{2\omega\sqrt{1+Q_d^{-2}}} \left( \frac{1}{C_e} - \frac{1}{C_o} \right) (C + jD) \\ &= Z_{\text{OF21}}. \end{aligned} \quad (3.36)$$

導出した  $Z$  行列から相対位置が反転した結合線路の効率項  $\chi$  を導出すると, 式 (3.37) で表現される. 変数  $A, C, D$  が登場する. 変数  $A, B$  では双曲線関数が  $\operatorname{coth}$  であったが,  $C, D$  では  $\operatorname{csch}$  となる. 双曲線関数の種類が異なることから,  $\eta_{\max}$  の周波数特性も変化



(a) Tap water



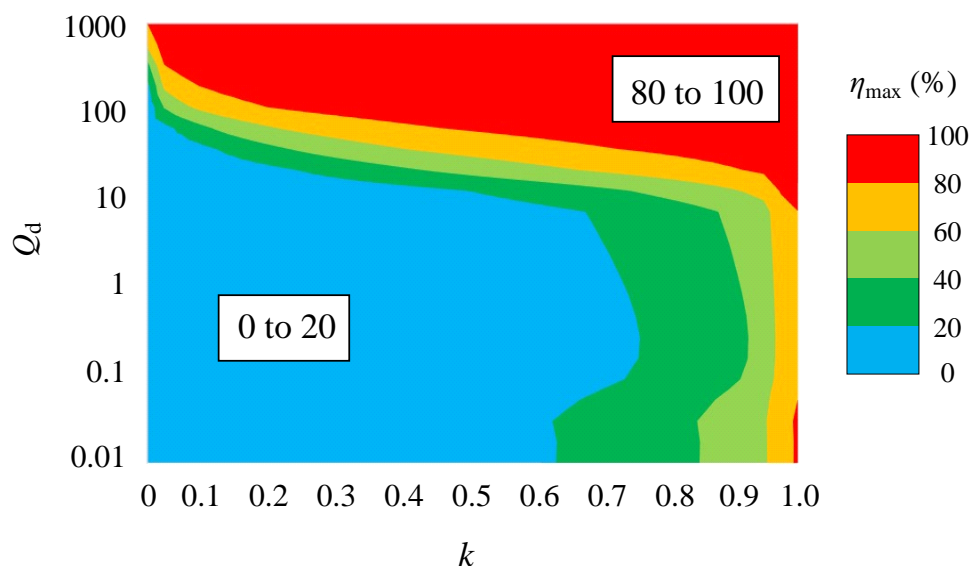
(b) Seawater

図 3.12 : 水道水・海水中における異なる給電／受電点の相対位置を持つ結合線路の  $\eta_{\max}$

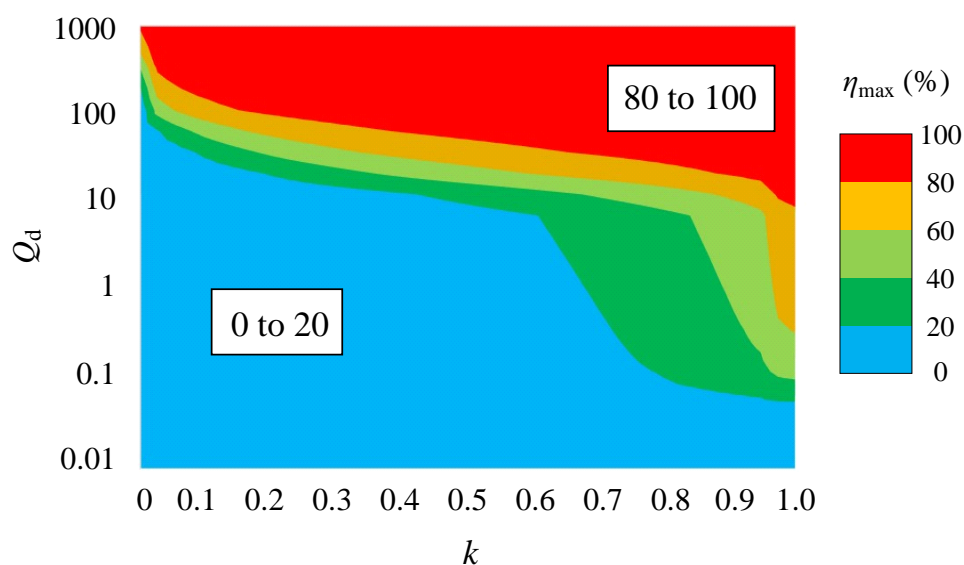
すると想定される。

$$\chi_{\text{OF}} = \frac{k}{\sqrt{(A/C)^2 - k^2}} \sqrt{1 + (D/C)^2} \quad (3.37)$$

つづいて、各相対位置のkQ理論（導出した効率項）と表3.2のパラメータを用いて水道水・海水中での  $\eta_{\max}$  を計算する。結果を図3.12に示す。水道水の結果に着目すると、反転の相対位置を持つ結合線路の  $\eta_{\max}$  は同一の反転位置と比べて、周波数特性の周期が2倍になっていることが分かる。位相差が  $\pi/8$  までは両方の相対位置で  $\eta_{\max}$  が一致する。同一の場合、1つ目の  $\eta_{\max}$  の極大値は位相差が  $\pi/4$ （つまり  $45^\circ$ ）で発生し、値が



(a)  $\eta_{\max}$  of identical-feeding coupler at 22.5 MHz.



(b)  $\eta_{\max}$  of opposite-feeding coupler at 22.5 MHz.

図 3.13 :  $kQ$  軸に対する給電/受電点の相対位置が同一もしくは反転した結合線路の  $\eta_{\max}$

70%弱となる．反転の場合， $\pi/2$ で極大値が発生し，値は80%を超える．対して海水中では，直流でのみ同一・反転の $\eta_{\max}$ が一致し，反転の相対位置の $\eta_{\max}$ は周波数と共に劣化する．つまり，水の種類の種類（導電率の違い）によって適切な相対位置が異なることが判明した．水の種類（導電率）と適切な相対位置の関係を調査するため，図3.13に示す通り，結合係数と誘電体の無負荷 $Q$ に対する $\eta_{\max}$ を相対位置ごとにプロットした．観測周波数は22.5 MHz（水道水中において理論最大効率が極大となる $\pi/4$ の位相差）である．このグラフを用いると伝送距離や結合器サイズ，導電率に対する $\eta_{\max}$ の変化を直感的に理解できる．同一の相対位置の場合，結合係数と $Q$ 値が大きいほど高



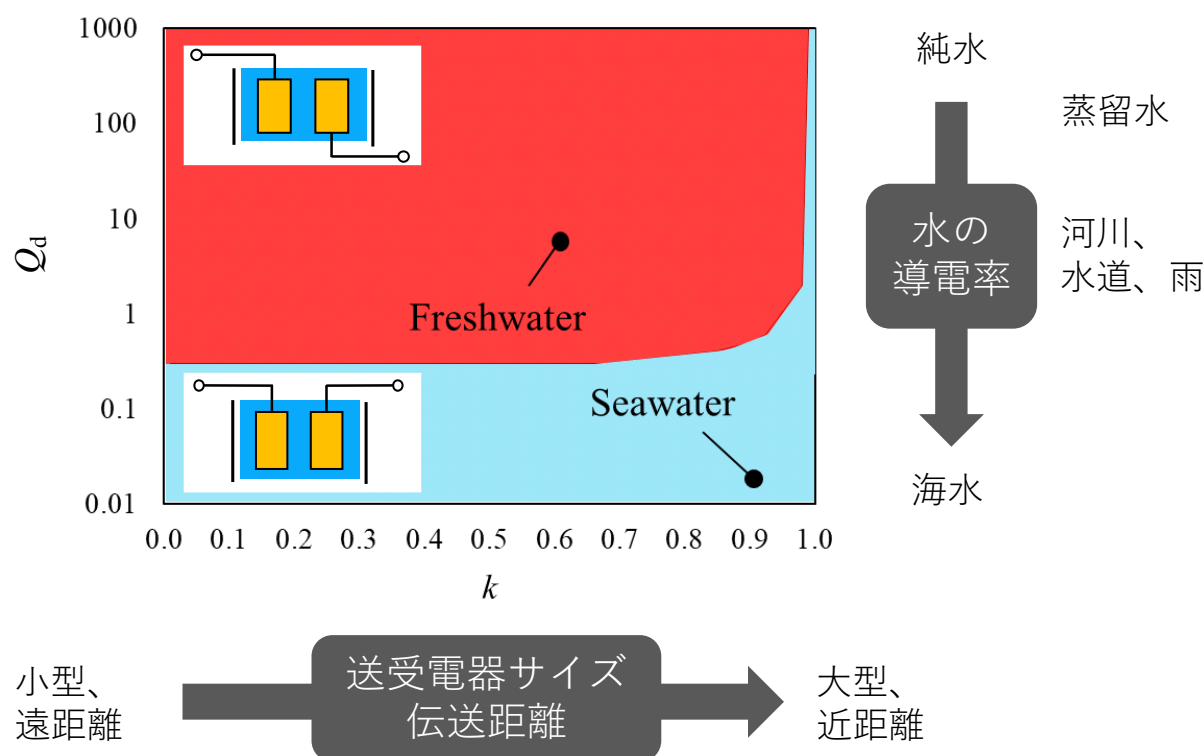


図 3.14：適切な給電／受電点の相対位置を  $kQ$  軸上でプロットした結果

効率になるのはもちろんのこと、結合係数が高い領域では  $Q$  値が小さくとも高効率を達成できる。対して反転の相対位置の場合、 $Q$  値が小さい領域では高効率の達成が難しい。さらに図 3.13 の (a)(b) の大小を比較することで、同一・反転の相対位置の優劣を評価できる。比較結果を図 3.14 に示す。おおよそ  $Q$  値が 1 を超えるか否かで適切な相対位置が切り替わる。 $Q$  値が 1 を超える領域では反転が、下回る領域では同一の相対位置が適する。例えば誘電体の  $Q$  値が 1 を超える水域はダム・河川・水道があり、 $Q$  値が 1 を下回る水域として海水がある。なお、結合器サイズや伝送距離、もしくはクッションダンパを用いて結合係数が 1 に近づいた場合、水の  $Q$  値（水域）によらず同一の相対位置が適する。

水の種類と適切な給電／受電点の相対位置の関係を実証すべく、図 3.15 に示す結合器を試作した。伝送距離は水道水中で 20 mm、海水中で 5 mm、結合器サイズは先ほどの電磁界解析と同じく 180 mm × 180 mm である。片面銅箔の誘電体基板に SMA コネクタを 4 個接続し、水道水・海水中における 2port の差動インピーダンスを VNA で取得し、 $\eta_{\max}$  を算出した。結果を図 3.16 に示す。導出式の数値解析と同様に、水道水・海水中でそれぞれ相対位置が反転・同一の電界結合器が優位となった。水道水中の  $\eta_{\max}$  の周波数に対する周期が 2 倍になっていない理由は、水のサイズが十分に大きいとは言えず、実効比誘電率が水の比誘電率より小さくなったためだと考えられる。電磁界解析上で水のサイズを同じにしたところ（アクリル水槽は無し）、実測の傾向が模擬された。

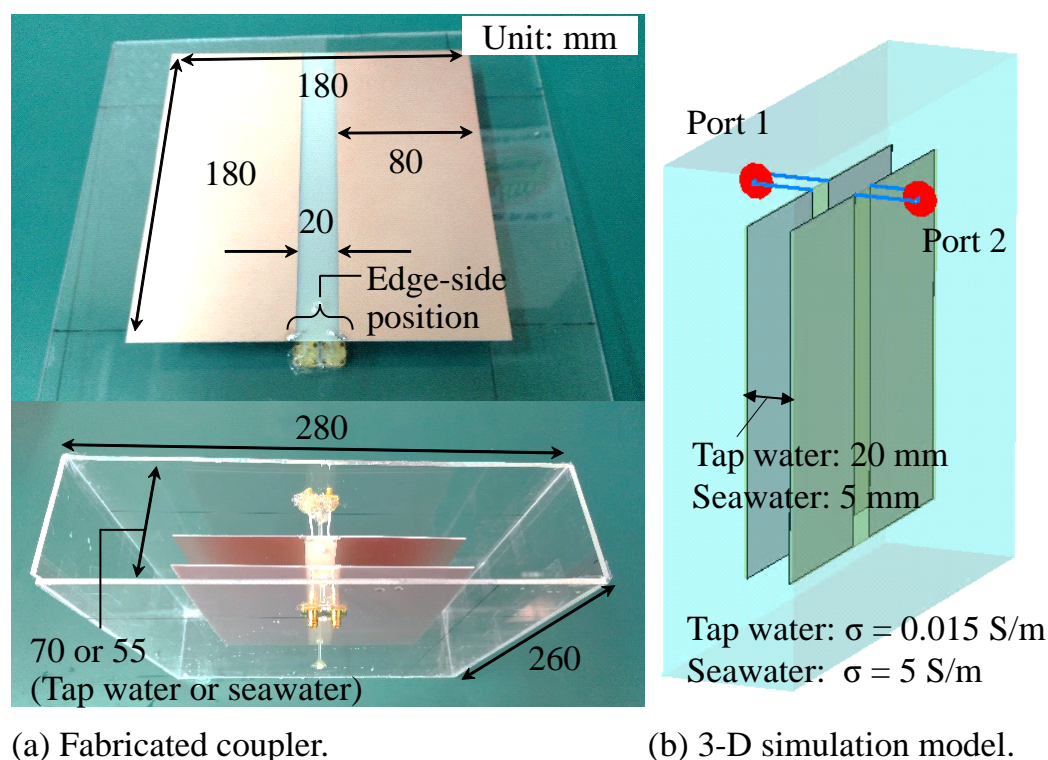


図 3.15 : 水の種類と適切な相対位置の関係を実証するための試作結合器

### 3.3.2 淡水中における高効率化

従来のほとんどの電界結合器の研究では、給電／受電点の相対位置は同一とされていた。電界結合器は純粋なキャパシタンス（もしくはコンダクタンスの複合）として扱われており、結合器電極の構造パラメータは注目されてたが、給電／受電点の位置調整が見落とされていたためである。第三の効率因子を有するkQ理論の定式化と解析を通して、淡水中（水道水中）で相対位置を反転にすることで、効率が改善することが明らかになった。淡水中における電界結合器の伝送効率をさらに改善すべく、相対位置を反転した電界結合器に対して2章で示した構造パラメータの工夫を行い、結合器を試作した。試作結合器の外観と伝送距離100 mmにおける実測・電磁界解析の結果を図3.17に示す。結合器サイズは250 mm × 125 mmであり、小型の水中ドローンに搭載可能なサイズである。相対位置が同一の結合器では80%を下回り、反転の場合は上回る $\eta_{\max}$ の極大値を伝送距離・相対位置ごとにプロットした結果を図3.18に示す。全ての伝送距離で相対位置が反転した結合器の $\eta_{\max}$ の極大値が解析・実測ともに上回っている。結果として、水道水中の距離20 mmにおいて95%、50 mm以下で90%以上の $\eta_{\max}$ を達成した。

本章で達成した効率を電界・磁界型ワイヤレス給電の従来研究と比較する。図3.19に示す通り、水道水中における電界結合器単体の電力伝送効率を距離ごとにプロット

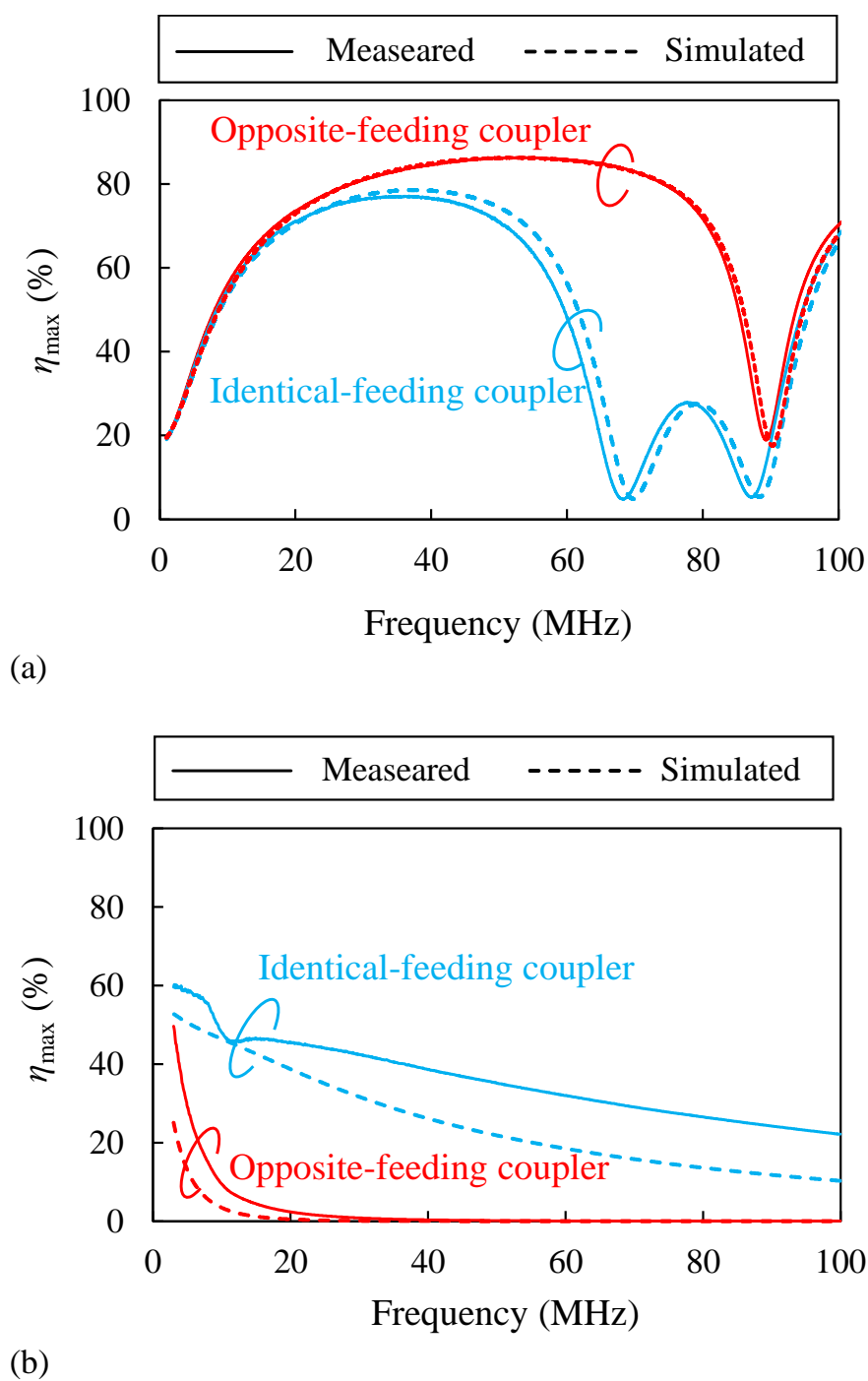


図 3.16 : 給電/受電点の相対位置毎の理論最大効率 (a) 水道水, (b) 海水

した。矩形電極の構造パラメータの最適化という従来手法に加えて、給電/受電点の相対位置を反転したことで、水道水中の100 mm以下で85%以上の理論最大効率（結合器単体の効率）を達成した。表4.3は蒸留水・水道水中の電界型ワイヤレス給電の効率・伝送距離・伝送周波数・結合器サイズの比較表である。これまで、伝送可能距離を伸ばすため蒸留水のような小さい導電率の水を使用していた[13]。ただし、地球上に蒸留水のような小さい導電率の水域は少ない。蒸留水の50倍以上の導電率を持つ水道水中では、結合器サイズを大きく伝送距離を5 mmに短くすることで高効率を達成した[14]。

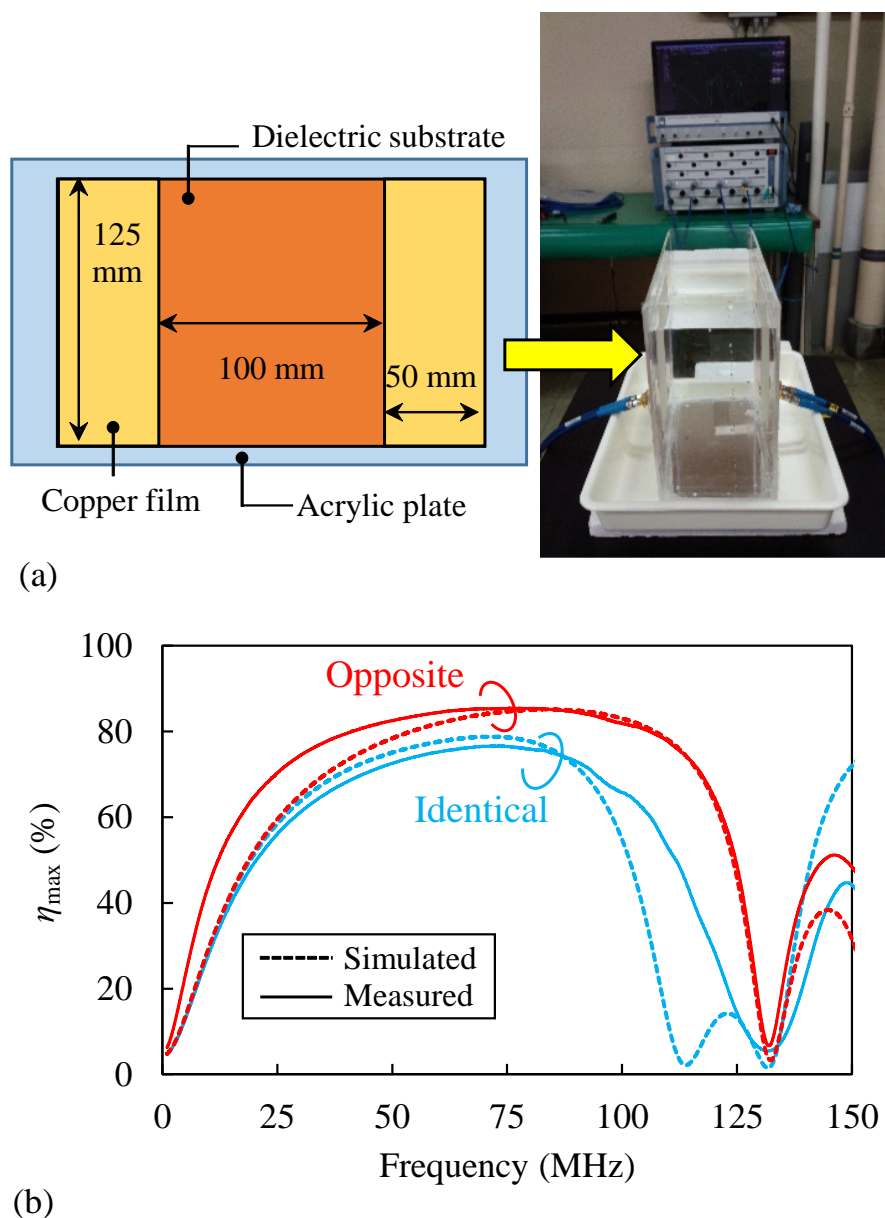


図 3.17 : (a) 構造パラメータを最適化した電界結合器の構造と実験風景, (b) 水道水中における給電／受電点の相対位置毎の理論最大効率

水道水中で伝送距離を伸ばすため、矩形電極の構造パラメータを最適化する手法が用いられてきた [5]–[7]。しかし、どれも給電／受電点の相対位置は同一であった。本章ではこれまでの高効率化手法を踏襲しつつ、水道水中で適切な相対位置を選択することで、従来の効率の限界を突破した。その結果、給電ステーションと水中ドローンの送受電電極間の距離が 100 mm まで離れても、理論最大効率 85% を達成できる。図 3.21 は本章と磁界型ワイレス給電の比較結果である。なお、磁界型の効率は淡水と海水の両方かつ結合器単体とシステム全体の値を含む。本章の設計手法を用いることで、磁界型とそん色のない効率を達成できることが分かる。

つづいて、水道水・海水中で同一・反転がベストな給電位置であるかを電磁界解析を

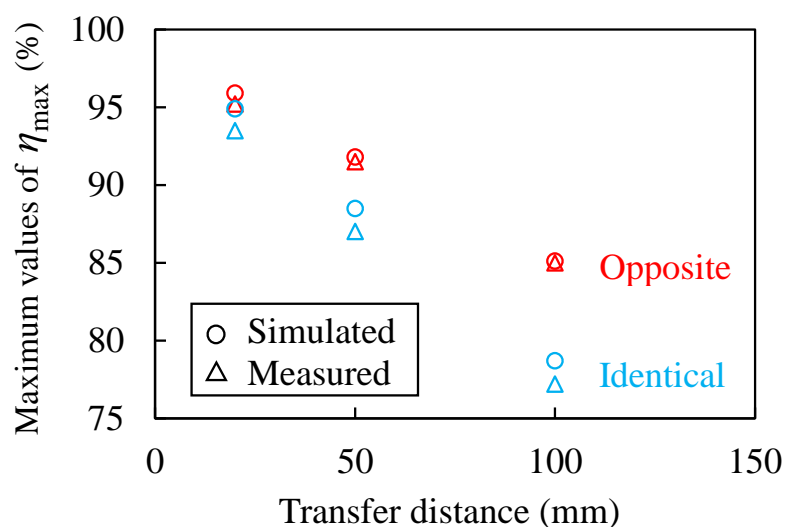


図 3.18 : 給電／受電点の相対位置が同一または反転した電界結合器の水道水中における理論最大効率の極大値

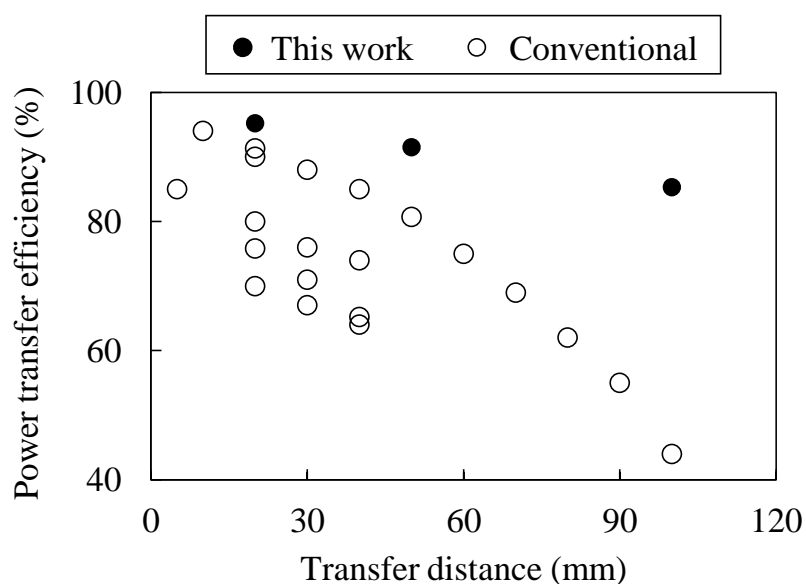


図 3.19 : 電界型ワイヤレス給電との比較

用いて確認する．電極上の給電／受電点の相対位置は同一・反転以外に連続値を持つ．図 3.20 に解析モデル，水道水・海水中での給電／受電点の位置毎の  $\eta_{\max}$  の極大値を示す．水道水中では Port 1 が 0, 180 mm, Port 2 が 180, 0 mm のときに極大値が最大となり，これは給電／受電点の相対位置が反転の状態を表す．対して海水中では Port 1 が 0, 180 mm, Port 2 が 0, 180 mm のときに最大となり，相対位置が同一の状態を表す．つまり，水中のような一様媒質中では，どちらかの相対位置を選択すべきである．ここで，定性的な解釈を付け加える．淡水中では変位電流（電界）で電力を伝送する．送電電極の開放端で電圧が最大になることから，受電電極の受電点は送電電極の開放端の近くに配置すべきである．つまり，淡水中では適した相対位置が反転する．海水中では伝導

表 3.3 : 淡水中における電界型ワイレス給電

	相対位置	効率	伝送距離	導電率	周波数	結合器サイズ
[6]	同一	75.8%	20 mm	0.011 S/m	25 MHz	750 cm <sup>2</sup>
		71.0%	30 mm			
		65.2%	40 mm			
[7]	同一	91.1%	20 mm	0.011 S/m	100 MHz	256 cm <sup>2</sup>
		80.7%	50 mm			
		44.0%	100 mm			
[8]	同一	80.9%	20 mm	0.011 S/m	33.3 MHz	900 cm <sup>2</sup>
		74.0%	40 mm			
[13]	同一	60.2% (DC/DC)	500 mm	0.0002 S/m	1 MHz	700 cm <sup>2</sup>
[14]	同一	85.0%	5 mm	N/A	128 kHz	1338 cm <sup>2</sup>
This work	反転	95.2%	20 mm	0.013 S/m	80 MHz	250 cm <sup>2</sup>
		91.5%	50 mm			
		85.3%	100 mm			

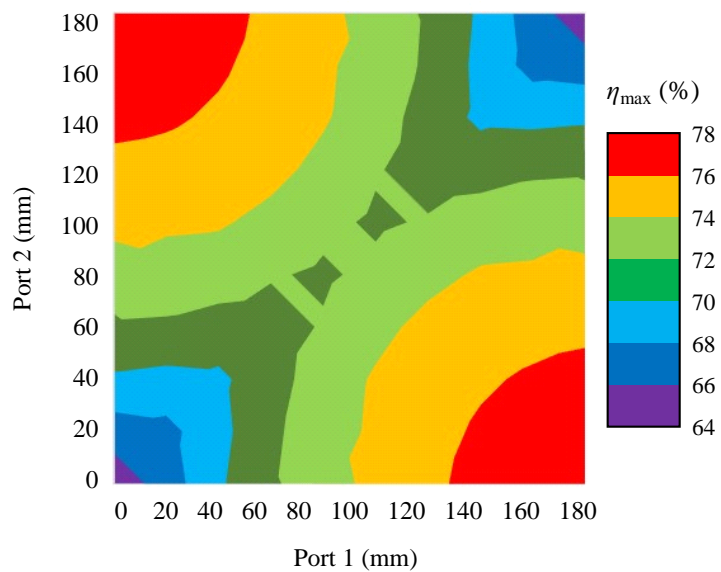
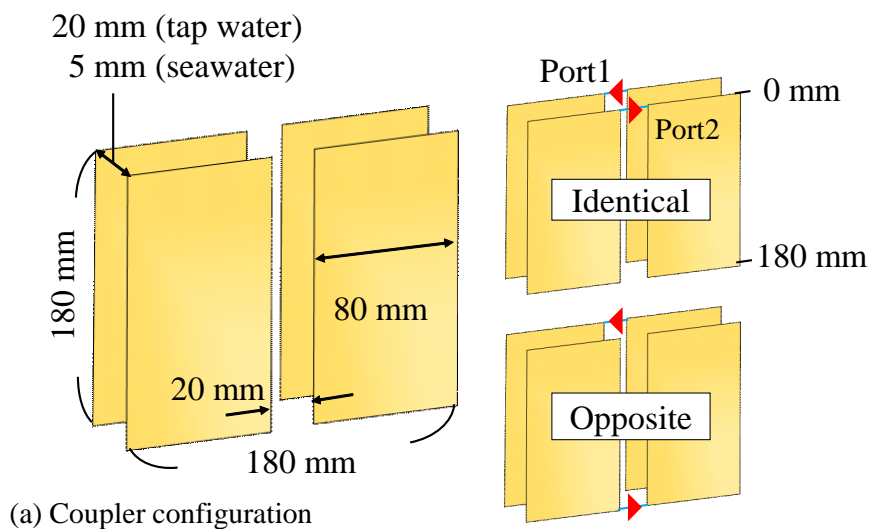
電流により電力が伝送される。電流のパスが短いほど電流から見える抵抗値が小さくなることから、海水中では適した相対位置は同一となる。

最後に、本設計手法を水中ドローンに適用する際の実現方法について述べる。図 3.22 は淡水・海水中での給電ステーション・結合器・ドローンの状態を示した図である。電界結合器の断面に着目すると、給電／受電点の位置は赤丸に対応する。例えば、水中ドローンが左向きに着底したときに相対位置が反転するように結合器を設計する。すると、海水中で右向きに着底するのみで相対位置は同一となる。つまり、給電ステーションへの着底方向を制御するのみで電界結合器のパフォーマンスを向上できる。自律型水中ドローンは姿勢制御機能を有しており、水域毎に着底方向を制御するのみで本手法を実装できる。なお、本論文では水道水と海水で解析と実証を行ったが、これ以外の水の種類でも本理論が成立することは明らかであり、また水以外の誘電体（人体やアスファルト、泥中など）への応用も期待される。

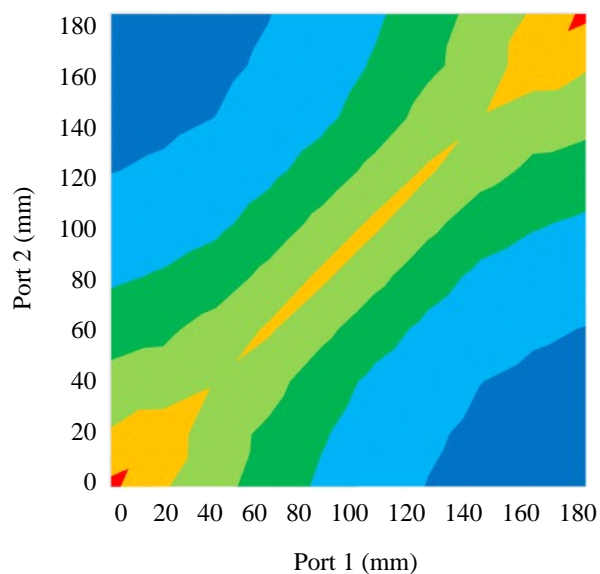
### 3.4 結言

本章では、kQ 理論に第三の効率因子を導入することで、水中ドローンの着底方向による高効率化手法を提案した。特徴は電界結合器の電極上の給電／受電点の相対位置

である。まず、電界結合器の等価回路を従来の集中定数素子から分布定数素子（結合線路）で表現した。その結果、理論最大効率の周波数特性を再現できることに加えて、無損失条件下で導出した結合線路の入出力電圧比の極大／極小の発生条件が電極上の位相差であることを明らかにした。損失条件下で議論を行うべく、誘電体損失を加えた結合線路の理論最大効率を導出したところ、準静電界の結合係数と誘電体の無負荷Q値に加えて第三の効率因子（双曲線関数）が出現した。その結果、双曲線関数が理論最大効率の周波数特性の発生要因であること、電極上の給電／受電点の相対位置によって双曲線関数の種類が変わることが明らかになった。さらに、淡水・海水中で理論最大効率を計算したところ、水の種類によって適した相対位置があることが明らかとなった。淡水・海水中でそれぞれ反転・同一の相対位置が適する。この高効率化手法は水中ドローンの着底方向を制御するのみで実現できることを示した。従来の電界型水中ワイヤレス給電の研究では、電極の構造パラメータの工夫が注目され、給電／受電点の相対位置は同一であった。本章では、電極上の電流・電圧の福祉振幅制御に着目して相対位置の工夫を効率改善手法に加えることで、従来の効率限界を突破し、水道水中の伝送距離50 mm以下で90%以上、伝送距離100 mmにおいて85%の理論最大効率を達成した。



(b) Tap water



(c) Seawater

図 3.20 : 連続的に変化する給電/受電点の位置に対する  $\eta_{\max}$  の極大値



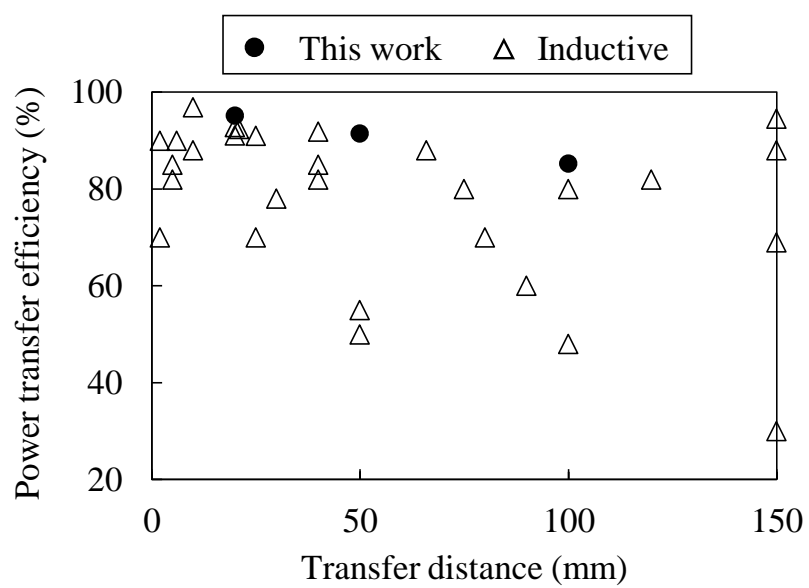
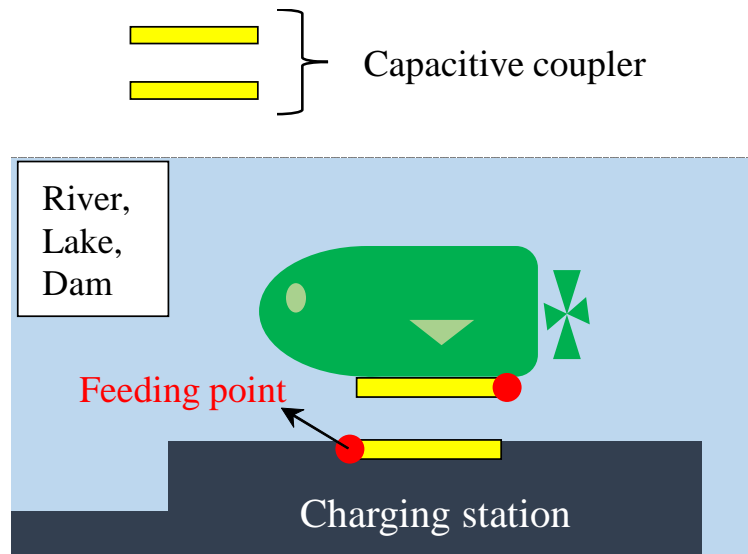
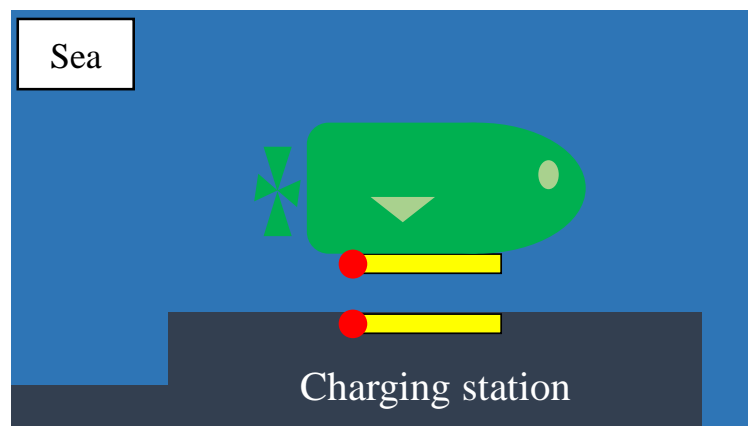


図 3.21 : 磁界型ワイヤレス給電との効率比較 [24]–[35]



(a) Opposite-feeding coupler in freshwater.



(b) Identical-feeding coupler in seawater.

図 3.22 : ドローンの着底方向による適した相対位置の実現

## 参考文献

- [1] A. Kurs et al., “Wireless power transfer via strongly coupled magnetic resonances,” *Science*, vol.317, no.5834, pp.84–86, July 2007.
- [2] M. Zargham and P. G. Gulak, “Maximum achievable efficiency in near-field coupled power-transfer systems,” *IEEE Trans. Biomed. Circuits and Syst.*, vol.6, no.3, pp.228–245, June 2012.
- [3] T. Ohira, “Power transfer theory on linear passive two-port systems,” *IEICE Transactions on Electronics*, vol.E101.C, no.10, pp.719–726, Oct., 2018.
- [4] L. Yang, M. Ju, and B. Zhang, “Bidirectional undersea capacitive wireless power transfer system,” *IEEE Access*, vol.7, pp.121046–121054, 2019.
- [5] H. Mahdi, B. Hoff, and T. Østrem, “Maximum available power of undersea capacitive coupling in a wireless power transfer system,” in *Proc. 2021 IEEE Wireless Power Transfer Conference*, pp.1–4, San Diego, CA, USA, June 2021.
- [6] Y. Naka, K. Yamamoto, T. Nakata, and M. Tamura, “Improvement in efficiency of underwater wireless power transfer with electric coupling,” *IEICE Transactions on Electronics*, vol.E100.C, no.10, pp.850–857, Oct. 2017.
- [7] M. Tamura, Y. Naka, K. Murai, and T. Nakata, “Design of a capacitive wireless power transfer system for operation in fresh water,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol.66, no.12, pp.5873–5884, Dec. 2018.
- [8] M. Tamura, Y. Naka, and K. Murai, “Design of capacitive coupler in underwater wireless power transfer focusing on kQ product,” *IEICE Transactions on Electronics*, vol.E101-C, no.10, pp.759–766, Oct. 2018.
- [9] H. Matsukami, K. Murai, and M. Tamura, “Design of a misalignment-resistant capacitive coupler for wireless power transfer under fresh water,” *IEICE Communications Express*, vol.10, no.2, pp.73–80, Feb. 2021.
- [10] L. Yang, M. Ju, and B. Zhang, “Bidirectional undersea capacitive wireless power transfer system,” *IEEE Access*, vol.7, pp.121046–121054, 2019.
- [11] H. Mahdi, B. Hoff, and T. Østrem, “Maximum available power of undersea capacitive coupling in a wireless power transfer system,” in *Proc. 2021 IEEE Wireless Power Transfer Conference*, pp.1–4, San Diego, CA, USA, June 2021.

- [12] M. Tamura, K. Murai, and M. Matsumoto, "Design of conductive coupler for underwater wireless power and data transfer," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol.69, no.1, pp.1161–1175, Jan. 2021.
- [13] H. Zhang and F. Lu, "Insulated coupler structure design for the long-distance freshwater capacitive power transfer," *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol.16, no.8, pp.5191–5201, Aug. 2020.
- [14] M. Urano and A. Takahashi, "Study on underwater wireless power transfer via electric coupling," in *Proc. 2016 IEEE International Meeting for Future of Electron Devices, Kansai*, pp.1–2, Kyoto, Japan, June 2016.
- [15] Y. Naka and M. Tamura, "Representation of an equivalent circuit for capacitive wireless power transfer using a distributed-constant circuit," *IEICE Communication Express*, vol.9, no.10, pp.457–463, Oct. 2020.
- [16] 仲泰正, 田村昌也, "水中電界結合型ワイヤレス電力伝送に向けたkQ理論の定式化", *IEICE 信学技報*, vol.122, no.35, MW2022-20, pp.28–31, 京都, 2022年5月
- [17] Y. Naka and M. Tamura, "Design of a capacitive coupler for underwater wireless power transfer focused on the landing direction of a drone," *IEICE Transactions on Electronics*, vol.E107-C, no.3, (10 pages), Mar. 2024. (To be published)
- [18] R. J. Wenzel, "Exact theory of interdigital related coupled band-pass structures," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol.MTT-13, no.5, Sept. 1965.
- [19] K. Wincza, S. Gruszczynski, and S. Kuta, "Approach to the design of asymmetric coupled-line directional couplers with the maximum achievable impedance-transformation ratio," *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol.60, no.5, May 2012.
- [20] S. Gruszczynski and K. Wincza, "Generalized methods for the design of quasi-ideal symmetric and asymmetric coupled-line sections and directional couplers," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol.59, no.7, July 2011.
- [21] I. Awai, K. Hori, S. Yakuno, and K. Namikoshi, "Wireless power transmission based on directional coupler and directional filter," in *Proc. 2010 IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, May 2010, pp. 1568–1571. DOI: 10.1109/MWSYM.2010.5518186
- [22] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, 4th ed., John Wiley & Sons, New York, 2011.
- [23] R. B. Marks and D. F. Williams, "Characteristic impedance determination using propagation constant measurement," *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol.1, no.6, pp.141–143, June 1991.
- [24] C. R. Teeneti, T. T. Truscott, D. N. Beal, and Z. Pantic, "Review of wireless charging systems for autonomous underwater vehicles," *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, vol.46, no.1, pp.68–87, Jan. 2021.
- [25] R. Hasaba, K. Okamoto, S. Kawata, K. Eguchi, and Y. Koyanagi, "Magnetic resonance wire-

- less power transfer over 10 m with multiple coils immersed in seawater,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol.67, no.11, pp.4505–4513, Nov. 2019.
- [26] J. Kim et al., “An efficient modeling for underwater wireless power transfer using Z-parameters,” *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol.61, no.6, pp.2006–2014, Dec. 2019.
- [27] T. Kan, R. Mai, P. P. Mercier, and C. C. Mi, “Design and analysis of a three-phase wireless charging system for lightweight autonomous underwater vehicles,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol.33, no.8, pp.6622–6632, Aug. 2018.
- [28] Z. Yan et al., “Frequency optimization of a loosely coupled underwater wireless power transfer system considering eddy current loss,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol.66, no.5, pp.3468–3476, May 2019.
- [29] Y. Sawahara, D. Futagami, T. Ishizaki, and I. Awai, “Development of underwater WPT system independent of salinity,” in *Proc. IEEE Asia-Pacific Microwave Conference*, pp.1363–1365, Sendai, Japan, Nov. 2014.
- [30] A. Askari, R. Stark, J. Curran, D. Rule, and K. Lin, “Underwater wireless power transfer,” in *Proc. 2015 IEEE Wireless Power Transfer Conference*, pp.1–4, Boulder, CO, USA, May 2015.
- [31] M. Ogihara, T. Ebihara, K. Mizutani, and N. Wakatsuki, “Wireless power and data transfer system for station-based autonomous underwater vehicles,” in *Proc. OCEANS 2015*, pp.1–5, Washington, DC, USA, Oct. 2015.
- [32] Zhou, Jie, Li, De-jun, and Chen, Ying, “Efficiency improvement of underwater midrange inductive contactless power transmission via a relay resonator,” *Marine Technology Society Journal*, vol.48, no.3, pp.73–87, May 2014.
- [33] Lei Yang et al., “A review of underwater inductive wireless power transfer system,” *IET Power Electronics*, Feb. 2023. (Early view)
- [34] H. M. Santos, M. R. Pereira, L. M. Pessoa, C. Duarte, and H. M. Salgado, “Assessment of design trade-offs for wireless power transfer on seawater,” in *Proc. OCEANS 2016*, pp.1–7, Monterey, CA, USA, Dec. 2016.
- [35] Z. Cheng, Y. Lei, K. Song, and C. Zhu, “Design and loss analysis of loosely coupled transformer for an underwater high-power inductive power transfer system,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol.51, no.7, pp.1–10, July 2015.

## 第4章

# 淡水中での位置変動耐性の改善

### 4.1 緒言

電界型水中ワイヤレス給電の研究では，いかに電力伝送効率を高められるかが注目されてきた．効率改善に役立つ理論が，結合器の理論最大効率が結合器の結合係数と水の無負荷 $Q$ に比例することを示した $kQ$ 理論である [1]–[9]．例えば蒸留水のような小さい導電率（大きい無負荷 $Q$ ）を用いることで，500 mm という近傍界結合の中では長い伝送距離において，システムの総合効率60%を達成した [1]．もしくは，導電率が50倍以上ある水道水中において，伝送距離と結合器サイズ，構造に着目することで結合係数を高め，結果として85%の結合器効率を達成した [2]．水道水の無負荷 $Q$ 高まる100 MHzの周波数を用いることで，結合器サイズを小さく，伝送距離を4倍の20 mmにしたとしても90%の理論最大効率を達成した [4]． $kQ$ 理論に第三の効率因子を加えることで，給電／受電点の相対位置に着目した高効率手法が提案された．従来の電極の構造パラメータの最適化と相対位置の工夫を組み合わせた結果結果，90%の理論最大効率を伝送距離50 mm以内で達成し，100 mmにおいても従来の2倍となる85%を達成した [10]．以上より，河川やダムといった淡水環境では，磁界結合器と同等の結合器効率を実証した．

電界型ワイヤレス給電システム実装に向けた次の課題は水流による水中ドローンの位置変動である．位置変動により結合器のインピーダンスが変化し，高周波インバータ内のスイッチング損失やコンポーネント間の電力反射が増大する．結果として，システム全体の効率低下や安定動作が損なわれるといった問題につながる．位置変動による結合器の理論最大効率低下に対して，送受電器構造を非対称化することで強ロバスト性を獲得する研究がある [11]．しかし，完全対向時における理論最大効率が従来構造よりも低下することに加えて，位置変動によるインピーダンス変動に対する対策が講じられていない．本論文の2章と3章で紹介したように，給電ステーションと水中ドローン間に存在するクッションダンパを用いることで，淡水・海水中での結合係数を改善し，高効率を達成した [12]．しかし，クッションダンパと水中ドローンの間に水の層ができるとこの効果は弱まるため，水流による位置変動耐性を獲得するためには，

ステーションにドローンを固定する機構が別途必要になる。

この課題に対して自動整合回路やインピーダンス圧縮回路などの研究が進められてきた [13]–[17]。しかし，小型水中ドローンにはシンプルかつ軽量のワイヤレス給電システムが求められる。自動整合回路やインピーダンス圧縮回路は電子制御機構や追加の素子が必要とするため，システムが複雑かつ重くなる。本章では，水道水やダム・橋梁といった淡水環境で高効率かつ位置変動耐性を有する電界型ワイヤレス給電システムを提案する [18], [19]。本システムは高周波インバータの研究成果の一つである負荷非依存インバータと，3章で紹介した給電／受電点の相対位置が反転した電界結合器で構成される。負荷非依存インバータは結合器の入力インピーダンスの虚部が十分に小さいとき（力率が高いとき），入力直流電力と出力交流電力のDC–RF変換効率が高まり，なおかつFETなどのスイッチング損失が安定動作する [20]–[24]。給電／受電点の相対位置が反転した電界結合器は，電極周辺の媒質の無負荷 $Q$ が大きく（空気中や淡水など），結合器電極上の位相差が $\pi/2(90^\circ)$ のとき，理論最大効率が極大かつ入力インピーダンスの虚部が極小になる。つまり，自動整合回路やインピーダンス圧縮回路を必要とせず，高効率かつ安定動作を実現できる。

しかし，上記提案システムには電界結合器が大きくなるという課題がある。産業科学医療用バンド (ISMバンド) の一つである 13.56 MHz において電極上に  $90^\circ$  の位相差を発生させるためには，600 mm 以上の電極長が必要になる。小型の水中ドローンのサイズは 400–600 mm であるため [25]–[27]，このままでは電界結合器の搭載が難しい。本章では一例として結合器を 250 mm × 250 mm へと小型化し，入出力部に L と C で構成される位相補償回路を装荷することで解決を図る [28]。まず，誘電体中における給電／受電点の相対位置が反転した電界結合器の入力インピーダンスを導出する。つづいて，従来の 622 mm と 250 mm の電気長を有する結合器の数値計算を行う。その結果，理論最大効率の極大値は目立った変化が無いものの，小型化により 13.56 MHz における入力インピーダンス虚部が増大することが明らかになる。これは位相差が  $90^\circ$  に届かないためである。そこで，位相補償回路と小型結合器で  $90^\circ$  の位相差を達成することで，高効率かつ低インピーダンス虚部を実現する。最後に，数値計算・電磁界解析・回路シミュレーション・実測を通して，水道水中における距離・位置変動に対して高効率かつ安定動作することを確認する。

## 4.2 提案システム

### 4.2.1 システム構成

図 4.1 に提案システムの構成を示す。特徴は負荷非依存インバータと給電／受電点の相対位置が反転した電界結合器である。整流回路，DC–DC コンバータ，負荷抵抗に対応する負荷  $R$  が終端されており，本章では実数として定義する。本章で使用する負

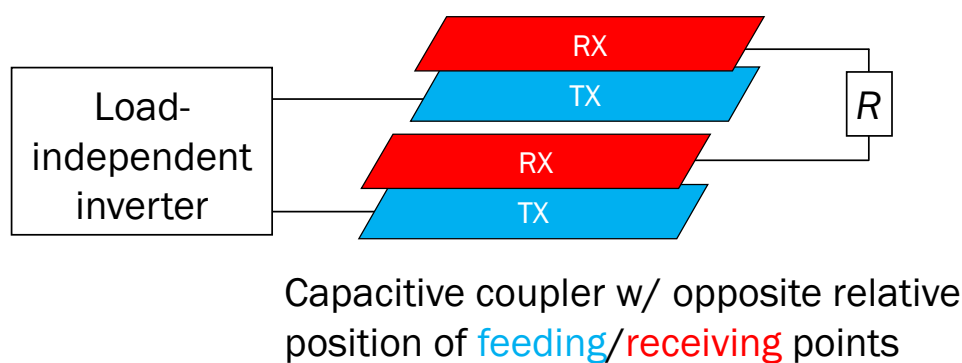


図 4.1 : 高効率と位置変動耐性を有する提案システム

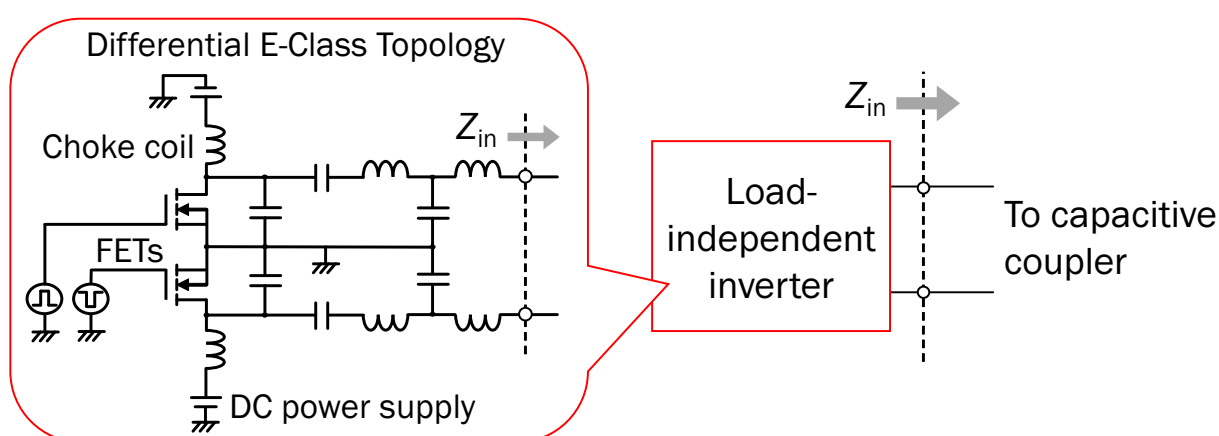


図 4.2 : 差動型E級トポロジを有する負荷非依存インバータの構成

荷非依存インバータを図 4.2 に示す。負荷非依存インバータは理論効率が 100% の E 級インバータに負荷調整回路を加えたもので、電界型ワイヤレス給電を行うため差動トポロジを扱う。ワイヤレス結合器の入力インピーダンスの虚部の絶対値が小さいとき（つまり、力率が高いとき）に FET といったスイッチング素子で Zero Voltage Switching (ZVS) を達成する [20]–[24]。このとき FET のドレイン–ソース間電圧とドレイン電流の積（スイッチング損失）は限りなく小さくなり、高効率な DC-RF 変換を達成しつつ FET での発熱を抑制できる。なお、入力インピーダンスが最適負荷（通常は実数）に見えるとき、インバータは ZVS に加えて Zero Voltage Derivative Switching (ZVDS) を達成する。ドレインソース間電圧がゼロ電位になるタイミングにおいて、その時間微分がゼロになることを意味する。このとき FET の個体ばらつきやインダクタやキャパシタの素子値ばらつきに対するロバスト性が高まる。

#### 4.2.2 高効率かつ安定動作を達成する条件の導出

負荷非依存インバータの高効率動作を満足するために結合器に求められる条件を導出する。3章で導出した給電／受電点の相対位置が反転した電界結合器のインピーダンス行列を用いて、水道水中における理論最大効率  $\eta_{\max}$  と入力インピーダンスの実



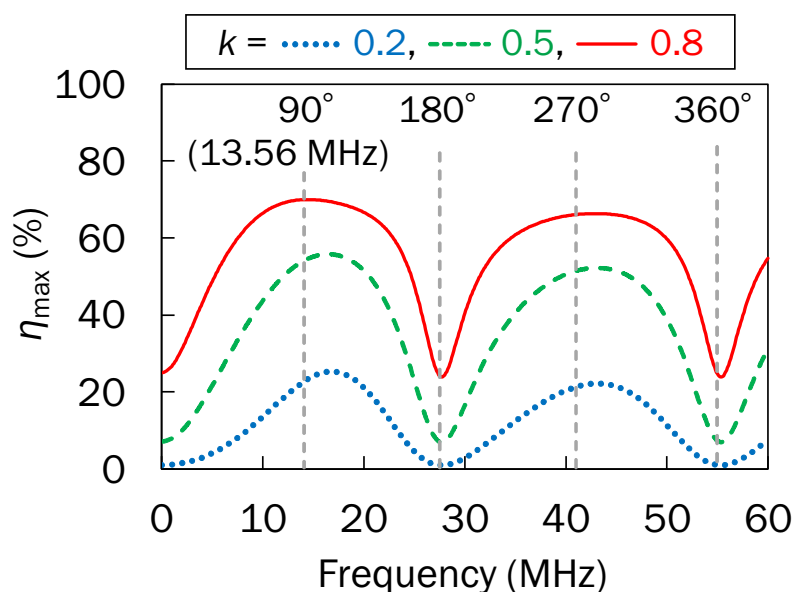


図 4.3 : 給電／受電点の相対位置が反転した電界結合器の水道水中における  $\eta_{\max}$  の周波数特性

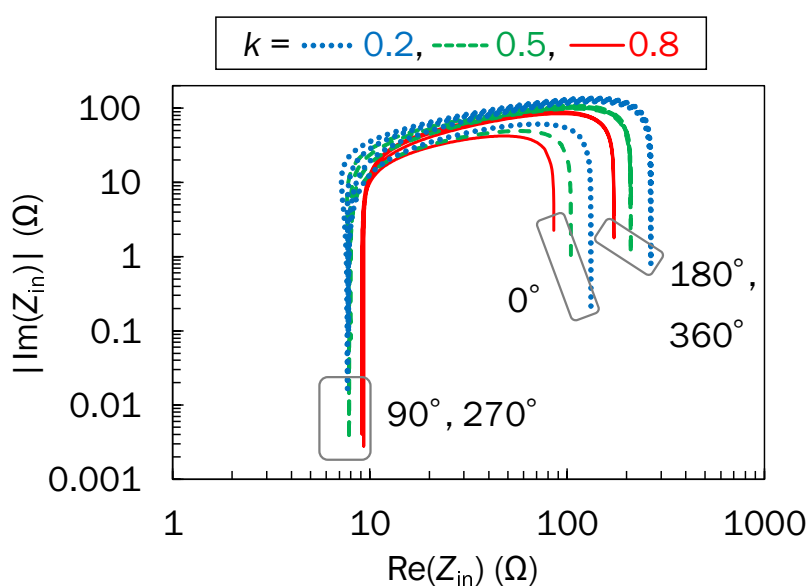


図 4.4 : 給電／受電点の相対位置が反転した電界結合器の水道水中における入力インピーダンスの周波数特性

部・虚部の周波数特性（位相差特性）を計算する。 $\eta_{\max}$  は結合係数の関数であり、結合係数を変えることで伝送距離・位置変動の影響を模擬できる。入力インピーダンスは結合係数で定式化できず、偶奇モードの容量（相互結合と自己結合で表現可能）が残り、負荷抵抗にも依存する。数値計算のため、自己結合  $C_s$  を 170 pF とし、相互容量  $C_m$  を 1360 pF, 510 pF, 85 pF として結合係数を 0.8, 0.5, 0.2 に可変する。負荷抵抗は 25  $\Omega$  とした。図 4.3 より、結合係数の大きさに依らず、結合器電極上の位相差が 90° または 270° のときに  $\eta_{\max}$  が向上する。さらに図 4.4 より、こちらも結合係数の大きさに依らず、位相差が 90° または 270° で結合器の入力インピーダンスの虚部の絶対値が極小となる。

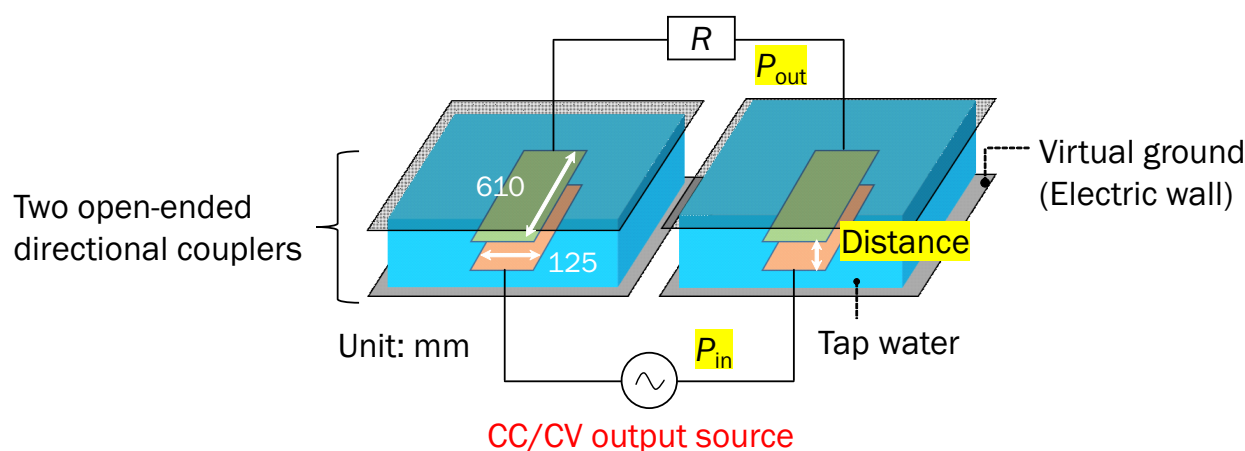


図 4.5 : 回路シミュレーション用のシステム

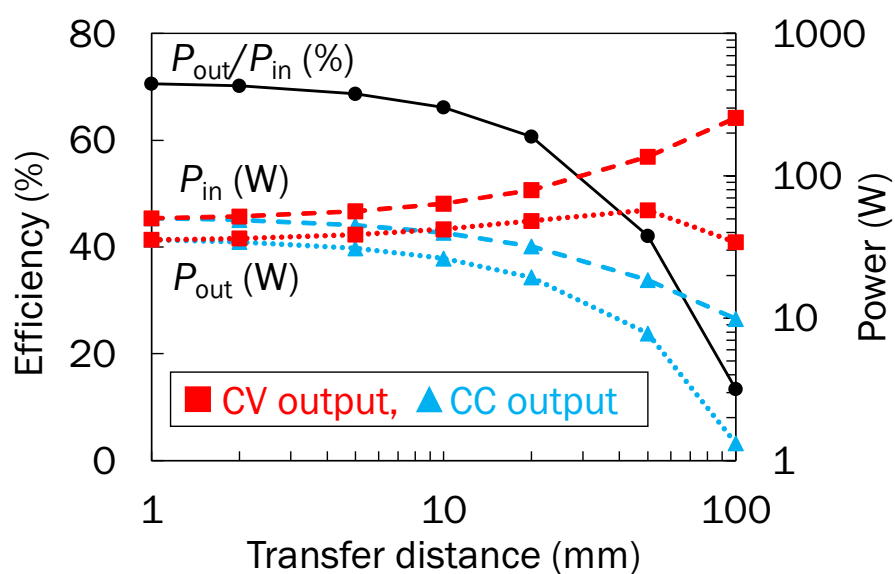
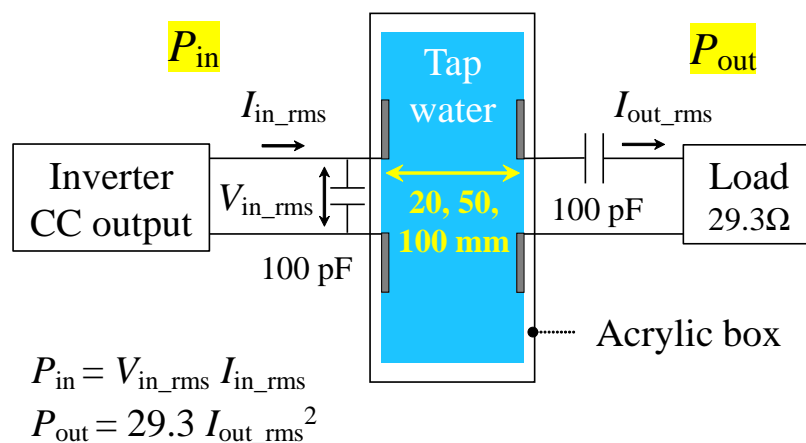


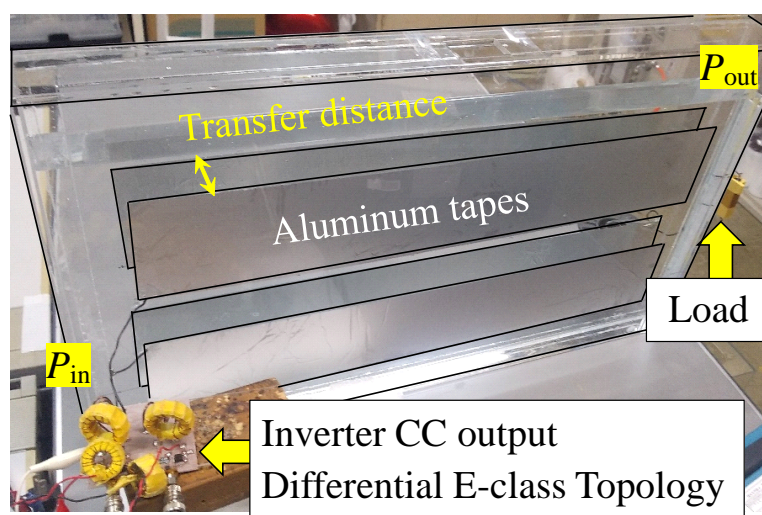
図 4.6 : 電力伝送効率と入出力電力のシミュレーション結果

つまり、位相差が $90^\circ$ もしくは $270^\circ$ になる周波数を用いることで、負荷非依存インバータが高効率動作を維持しつつ、電界結合器のポテンシャルを最大限に引き出せる。本章では2つの理由から $90^\circ$ を選択する。1つ目は2章で示した通り、 $\eta_{max}$ が極大値を持つ1つ目の周波数のみを実証できているためである。2つ目はスイッチング損失の大小である。高周波インバータをZVSで動作させることでスイッチング損失は小さくなるが、ゼロにすることは現実的に困難である。スイッチング損失は周波数に比例することから、高効率なシステムの実現のためには周波数の低い $90^\circ$ を選択すべきである。本章では、ISMバンドの一つ13.56 MHzで位相差が $90^\circ$ になるように電極長を622 mmに設定した。

以上の効果を回路シミュレーション上で確認する。回路シミュレータADS上で図4.5のシステムを構築する。高周波インバータには13.56 MHzの定電流・定電圧源を、結



(a) System configuration



(b) Prototype

図 4.7：実証用システム構成とプロトタイプ

合器には開放終端された方向性結合器を用いた。伝送距離ごとの入出力電力と電力伝送効率を計算した。なお、伝送距離1 mmで結合器への13.56 MHzにおける入力電力が50 W以下になるよう電流・電圧値を設定した。図4.6より、伝送距離が離れるにつれて電力伝送効率が低下することに加えて、定電流・定電圧の動作モードごとに結合器への入力電力（つまりインバータの出力電圧）の伝送距離特性が異なることが分かる。定電圧動作では、負荷は伝送距離に依らずおおよそ一定の電力を出力できる。対して定電流動作では、伝送距離が遠い低効率状態で結合器への入力電力が抑制される。1章で示した水中ドローンへのワイヤレス給電システムでは、再生可能エネルギーで発電した電力を給電ステーションへと送り、ワイヤレスで水中ドローンへと伝送する。再生可能エネルギーの発電量は限られるため、損失を少なく伝送すべきである。つまり、本システムでは定電流動作を選択すべきである。これにより水流による位置変動（ここでは伝送距離）が小さいときに電力を多く送り、変動が大きくなると送電電力を

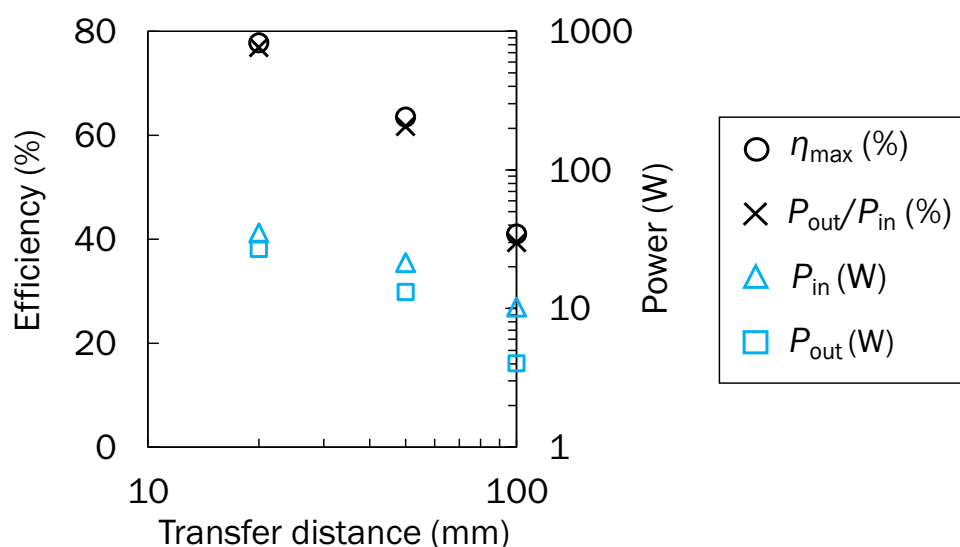
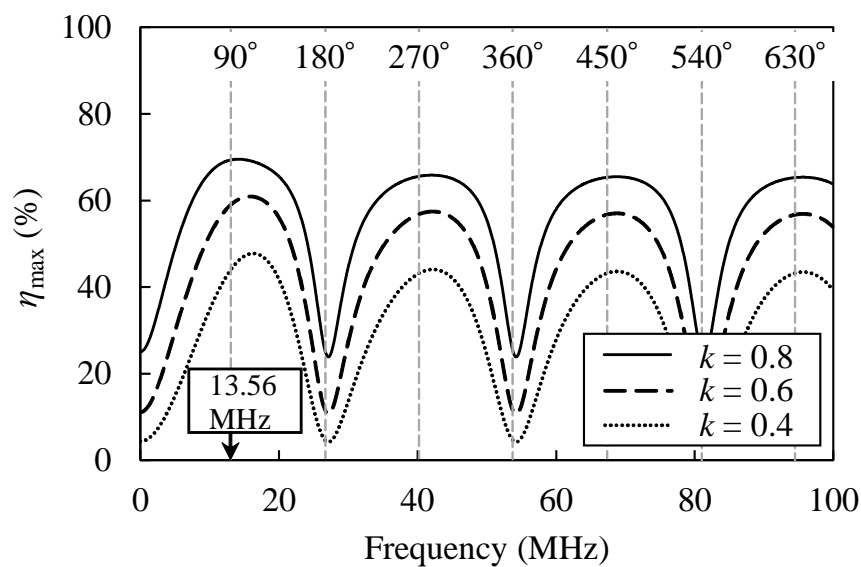


図 4.8 : 伝送距離に対する結合器の  $\eta_{\max}$ , 電力伝送効率, 入出力電力

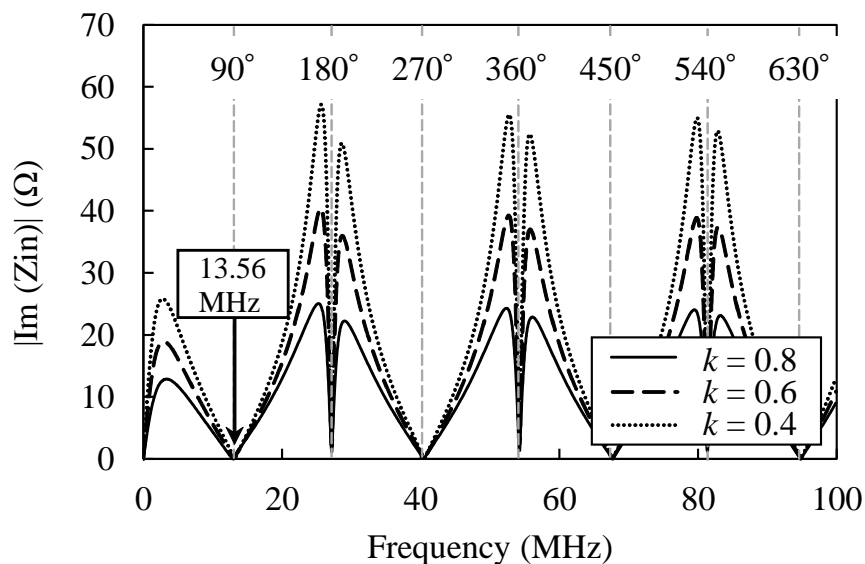
低減し, 制御機構無しでエネルギーの無駄を抑制できる.

### 4.2.3 実証実験

つづいて上記効果を実証する. 図 4.7 に試作システムを示す. 定電流出力の差動型 E 級負荷非依存インバータを伝送距離が異なる結合器 (20, 50, 100 mm) の送電電極に接続し, 受電電極と負荷を接続した. 結合器はアクリル水槽の内側に幅 100 mm・長さ 610 mm のアルミテープを張り付けて構築した. また, 試作誤差 (素子値のずれや配線の存在) を吸収すべく, アクリル水槽の入力部に 100 pF のチップコンデンサを並列装荷し, 負荷抵抗 25  $\Omega$  (13.56 MHz では 29.3  $\Omega$ ) の寄生リアクタンスを打ち消すために 100 pF のチップコンデンサを直列に装荷した. 結合器の理論最大効率  $\eta_{\max}$ , 入出力電力, 伝送効率の測定値を伝送距離ごとにプロットした結果を図 4.8 に示す. まず, 入出力電力比 (電力伝送効率) が伝送距離に依らず  $\eta_{\max}$  を追従していることが分かる. 通常,  $\eta_{\max}$  を達成するにはインピーダンスの同時整合が必要になる. 伝送距離によりインピーダンスが変動する場合, 自動整合回路やインピーダンス圧縮回路により同時整合がなされてきた. 本章で提案したシステムでは, 伝送距離に依らず結合器の入力インピーダンスの虚部の絶対値が十分に小さい (力率が高い) ため, 制御機構無しで  $\eta_{\max}$  を達成できる. さらに, 負荷非依存インバータで ZVS 動作を満たすため, 結合器だけでなく高周波インバータでの効率も高い. つまり, 3 章で示した電界結合器の分布定数特性を利用することで, 伝送距離の変動に対して高效率伝送と安定動作を両立できる.



(a)



(b)

図 4.9 : (a) 電極長 622 mm における  $\eta_{\max}$  の周波数特性, (b) 入力インピーダンスの虚部の絶対値の周波数特性

### 4.3 結合器の小型化と位置変動耐性の改善

#### 4.3.1 小型化が電力伝送効率と安定動作に与える影響

電極上に  $90^\circ$  の位相差が発生するとき、電界結合器の理論最大効率  $\eta_{\max}$  が向上し、高周波インバータが高効率動作を実現できることが明らかとなった。しかし、ISM バンドの一つである 13.56 MHz で  $90^\circ$  の位相差を発生させるには、600 mm 以上の電極長が必要となる。一般的な小型ドローンのサイズは 400 mm から 600 mm であり [25]–[27]、こ

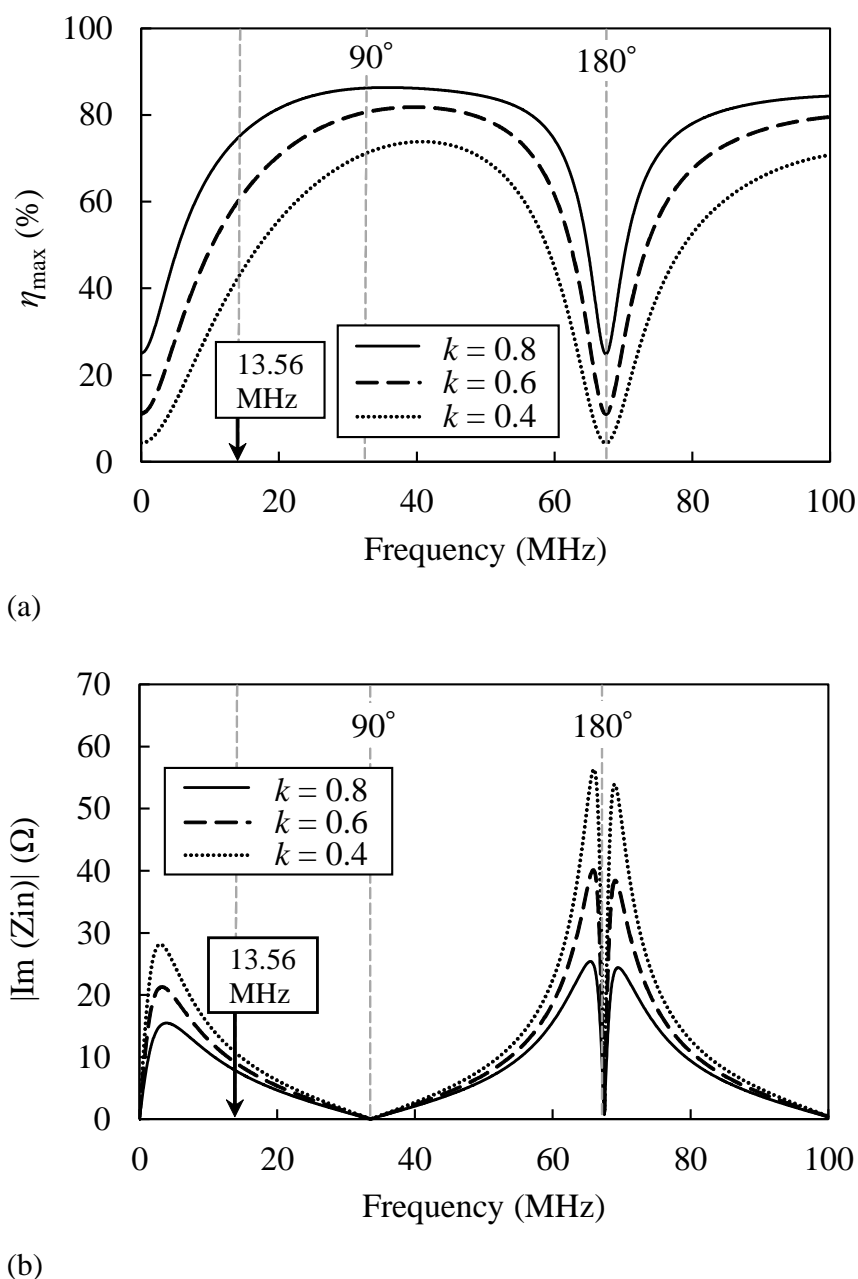


図 4.10 : (a) 電極長 250 mm における  $\eta_{\max}$  の周波数特性, (b) 入力インピーダンスの虚部の絶対値の周波数特性

のままでは電界結合器の搭載が難しい. はじめに結合器の小型化の影響を明らかにすべく, 電極長が 622 mm と 250 mm の結合線路 (電界結合器) の  $\eta_{\max}$  と入力インピーダンスの虚部の絶対値を計算する. 周波数特性の結果を図 4.9 と図 4.10 に, 13.56 MHz における値を表 4.1 に示す. 622 mm では 13.56 MHz で  $\eta_{\max}$  が向上し, 入力インピーダンスの虚部の絶対値が極小となる. 一方, 250 mm では 13.56 MHz で  $\eta_{\max}$  が極大とはならず, 入力インピーダンスの虚部が増大する. 表 4.1 より, 電極長毎の  $\eta_{\max}$  の差は小さいが, 250 mm では入力インピーダンスの虚部が大きくなる. つまり, 小型結合器を搭載した場合, 高周波インバータが高効率動作を維持できなくなる.

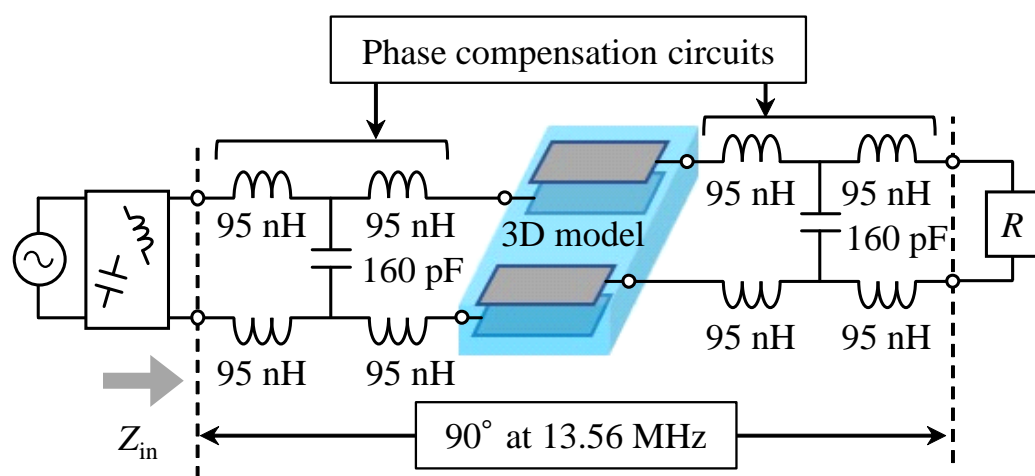
表 4.1 : 結合係数と電極長ごとの 13.56 MHz における  $\eta_{\max}(\%)$  と  $|\text{Im}(Z_{\text{in}})| (\Omega)$ 

電極長	結合係数		
	0.4	0.6	0.8
622 mm	45.0%	59.6%	69.5%
	0.9 $\Omega$	1.0 $\Omega$	1.1 $\Omega$
250 mm	41.1%	58.9%	73.8%
	11.1 $\Omega$	9.4 $\Omega$	8.1 $\Omega$

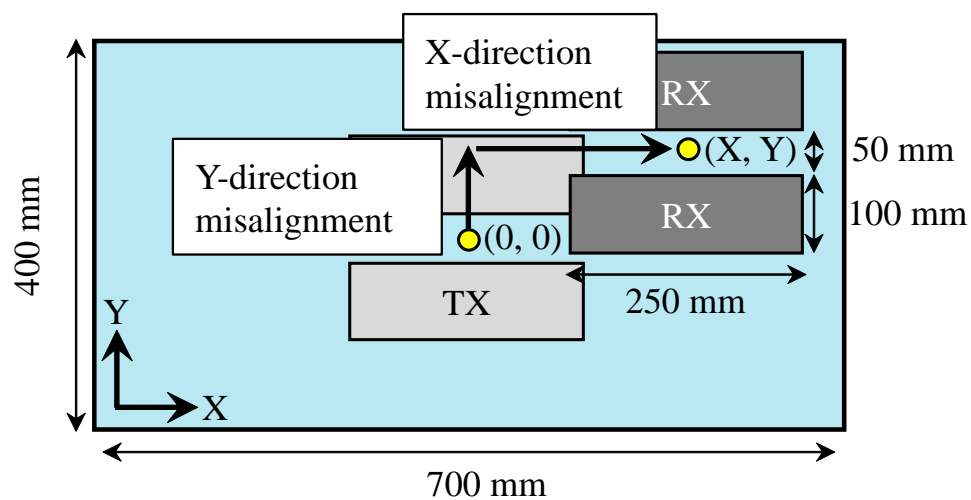
### 4.3.2 位相補償回路による解決

小型結合器の入力インピーダンスの虚部を抑制すべく、図 4.11(a) に示すように、位相補償回路を小型結合器の両端に装荷する。位相補償回路は伝送線路を集中定数素子表現したトポロジを有する。2つの位相補償回路と小型結合器で  $90^\circ$  の位相差を確保することで、高効率かつ安定動作を実現する。本システムを用いて受電位置・伝送距離変動時の入力インピーダンスをスミスチャート上で観測する。図 4.11(b)(c) のように電磁界解析モデルを構築し、入力インピーダンスを計算した。結果を図 4.12 に示す。位相補償回路がない場合、位置・距離変動にともない、電界結合器の入力インピーダンスはスミスチャートの中央から南に向かって移動する。つまり入力インピーダンスの虚部が増大する。対して位相補償回路付きの電界結合器では、位置変動や距離変動にともない、入力インピーダンスはスミスチャートの中央から西へと移動する。つまり、小型結合器に位相補償回路を装荷することでシステムの安定動作が見込める。ここで、スミスチャートの西側では入力インピーダンスの実部は小さい。位置・距離変動があると結合器の理論最大効率が低下する。負荷非依存インバータの動作モードを定電流にすることで、入力インピーダンスの実部が小さい低効率状態において、インバータから結合器への入力電力を抑制できる。

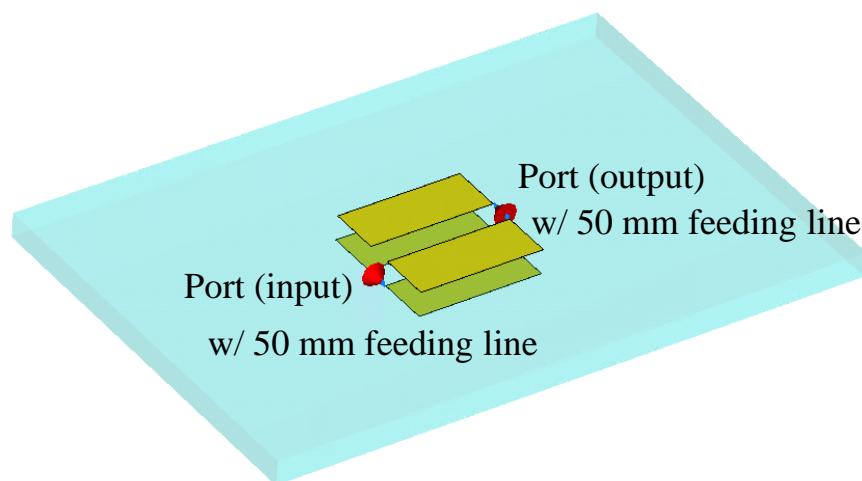
図 4.13(a) に回路シミュレーションと実証で使用するシステム構成を示す。負荷非依存インバータ（定電流出力をする差動型 E 級インバータ）から位相補償回路を介して小型結合器へと繋がる。その後、後段の位相補償回路を介して負荷が接続される。図 4.13(b) は負荷非依存インバータの回路図と素子値である。結合器の入力インピーダンスの虚部の絶対値が小さいとき、インバータは ZVS と定電流出力を維持する。厳密には、LC 素子の損失により電流値はわずかに変動する。電磁界解析上で伝送距離を 20 mm, 50 mm, 100 mm へと変化させ、受電電極の位置を変動させながら結合器のインピーダンスを計算する。その後、各状態におけるインピーダンスを負荷非依存インバータの後段にセットし、回路シミュレーション (ADS) 上で電力伝送効率と結合器への入力



(a)



(b)



(c)

図 4.11 : (a) 小型電界結合器の両端に位相補償回路を搭載したシステム, (b) 電極寸法と位置変動の定義, (c) 位置変動耐性の検証用の電磁界解析モデル

電力（負荷非依存インバータの出力電力）を計算する．図 4.14 に伝送距離と受電位置ごとの電力伝送効率の計算結果を示す．X-direction と Y-direction がともに 0 になる中央下



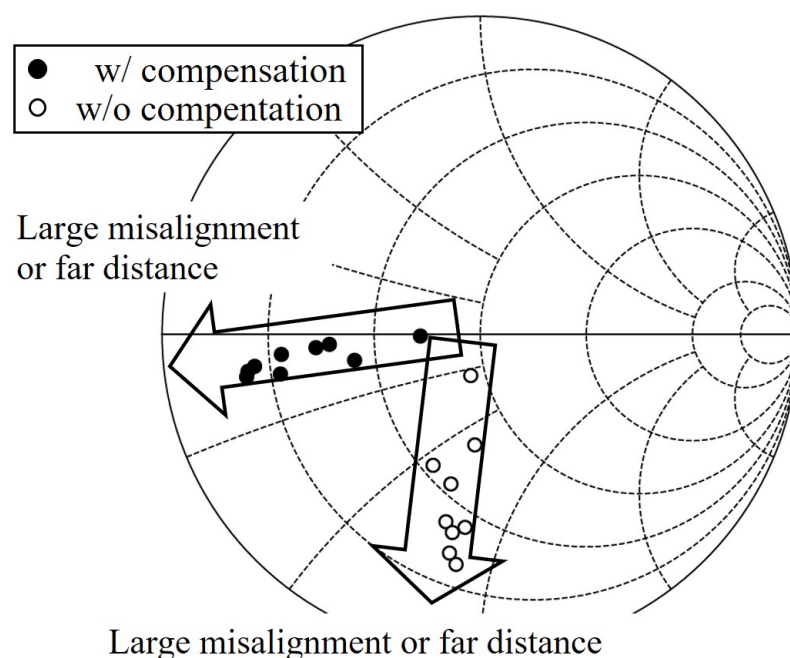


図 4.12 : 電磁界解析で得られた電極長 250 mm の電界結合器の入力インピーダンス（位相補償回路の有無）

の箇所で位置変動がないことを意味する．Y方向の位置変動特性に関しては対称性があるため，片側（0 mm 以上）のみ解析した<sup>\*1</sup>．伝送距離が短く，位置変動が小さいとき，電力伝送効率が高まることが分かる．なお，この電力伝送効率は負荷非依存インバータのDC-RF変換効率と電界結合器のRF-RF伝送効率の積である．伝送距離が20 mmで位置変動がない場合の効率内訳は，位相補償回路が無損失の理想素子で構成されているため，負荷非依存インバータが80.4%，結合器の伝送効率（理論最大効率）が83.2%，トータルで66.9%となる．負荷非依存インバータでの主な損失要因はインダクタ（Q値を100に設定）である．つづいて図4.15より，伝送距離が短く，位置変動が小さいときに結合器への入力電力が高まることが分かる．これは結合器が高効率となる条件であり，負荷非依存インバータの出力動作を定電流に設定することで入力電力が高まり，結果としてエネルギーの無駄を抑制できる．

### 4.3.3 実証実験

図4.17のシステムを試作し，これまでの効果を実証する．試作システムの構成は解析とおおよそ同様であり，違いは図4.13(a)に示す寄生インダクタ抑制用のコンデンサ（680 pF, 100 pF）とゲートドライバICの有無である．本システムに使用した測定機器と部材を表4.2に，伝送距離・受電位置ごとの結合器の電力伝送効率と入力電力を図4.18から図4.19に示す．まず，結果の見方から説明する．図4.16に示す通り，受電電極の位

<sup>\*1</sup> X方向の位置変動により給電／受電点の相対位置が変動するため，電極長辺の位置変動を解析した．

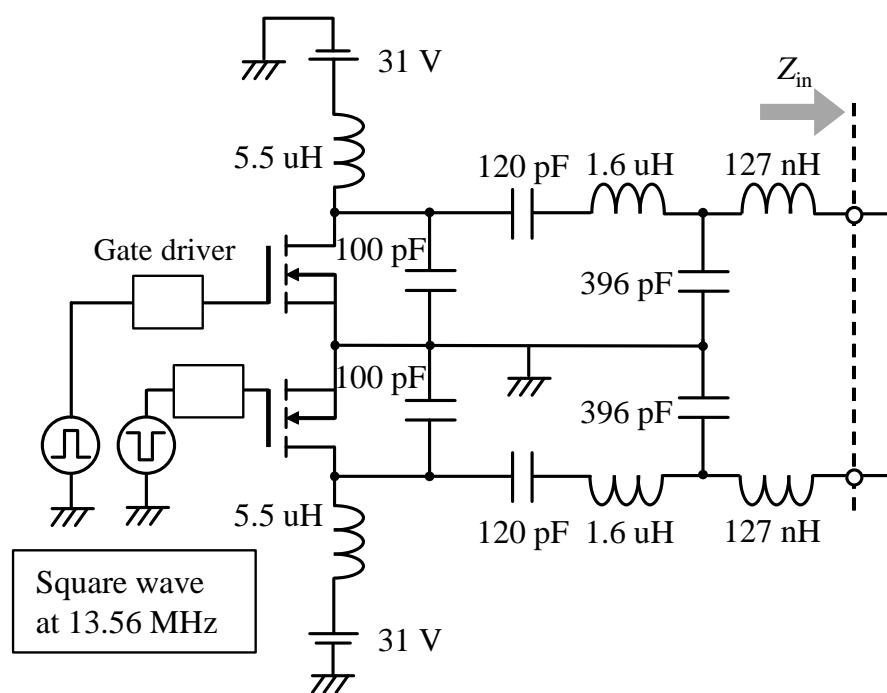
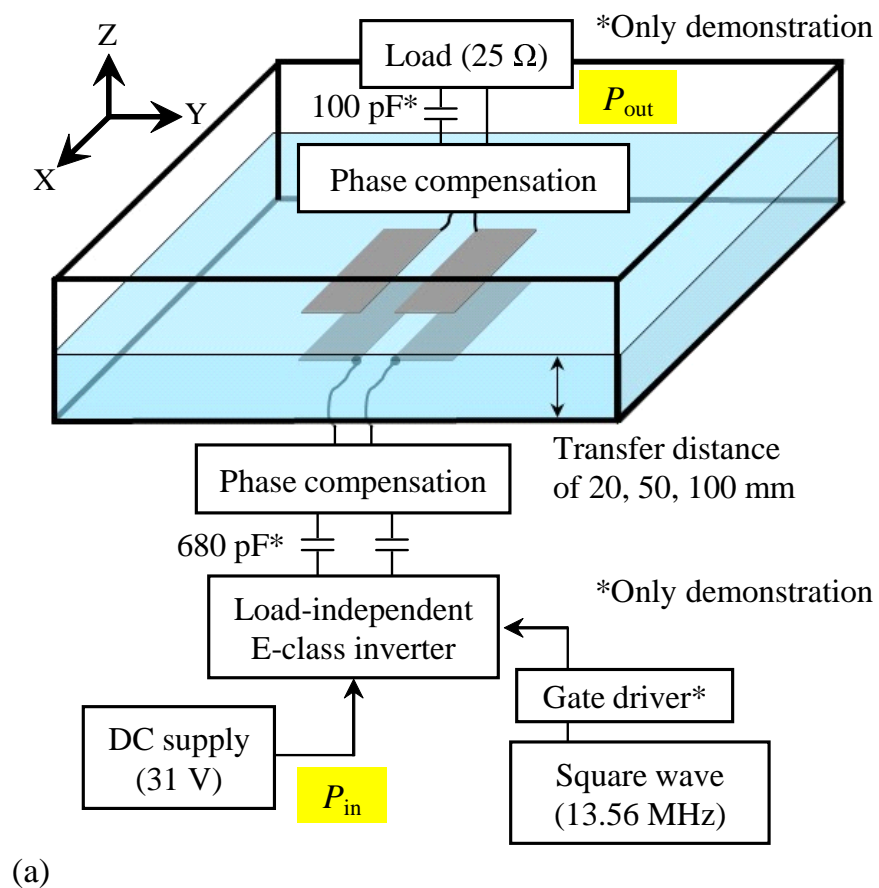
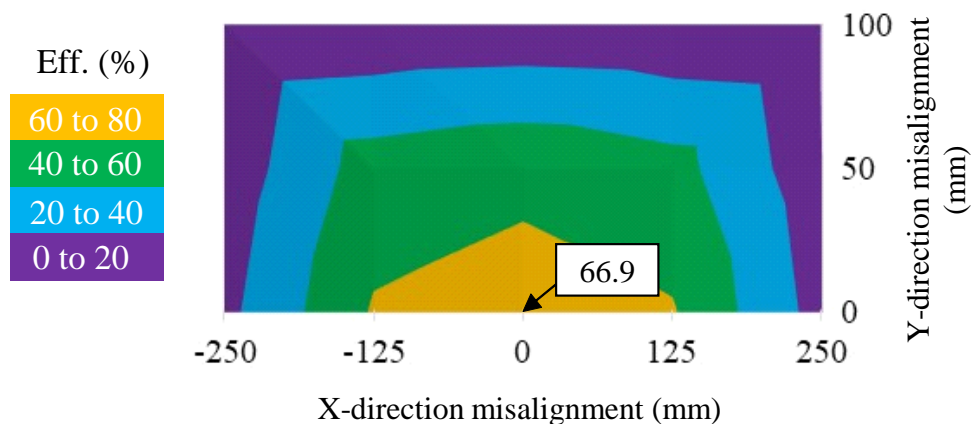
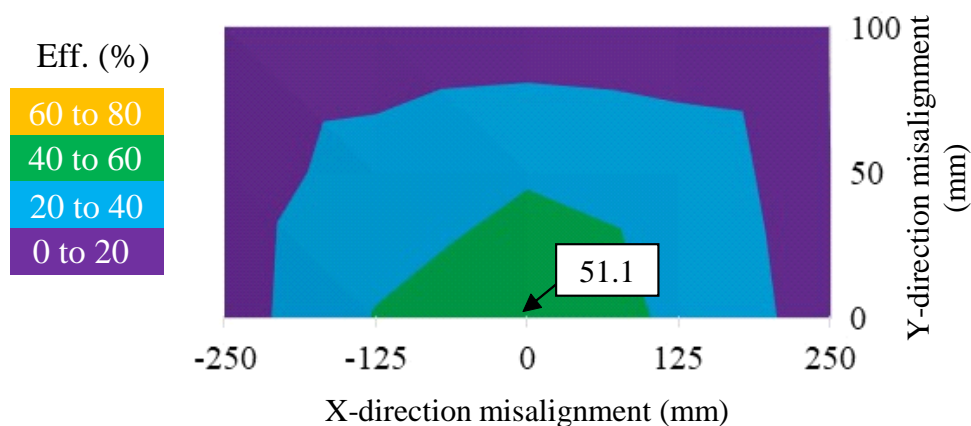


図 4.13 : (a) 提案システムの詳細, (b) 負荷非依存インバータの回路図

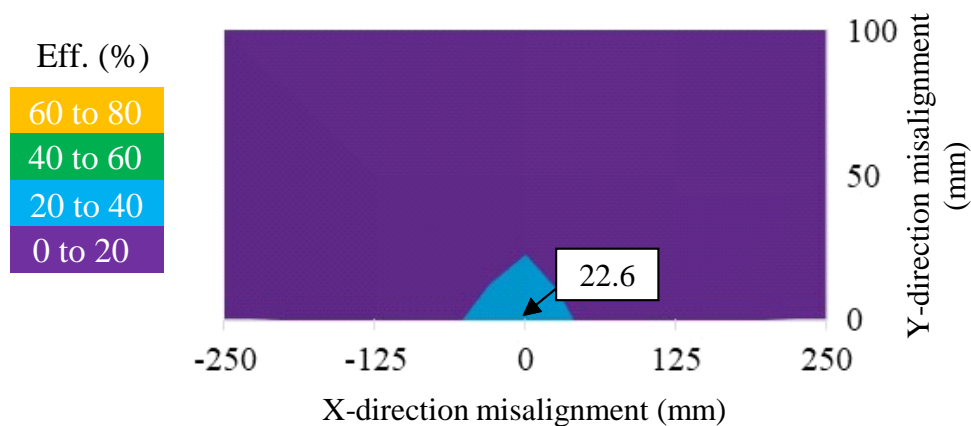
置を変動させたとき, その中心点での結果 (効率と入力電力) を示す. この場合は効率



(a)



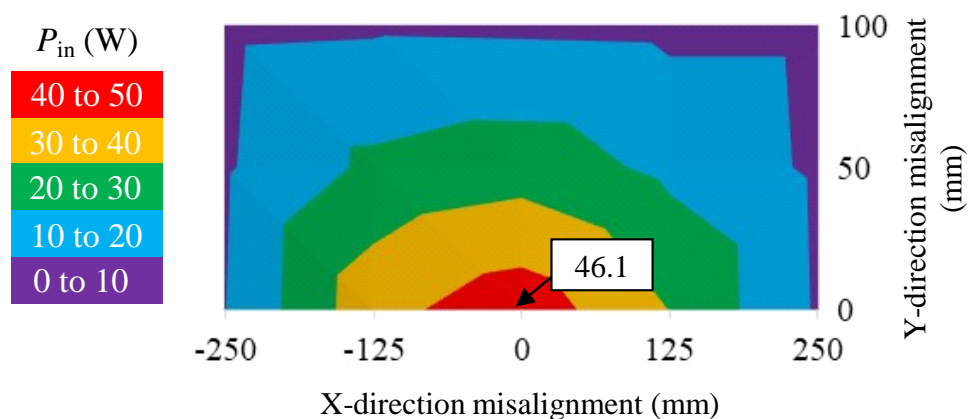
(b)



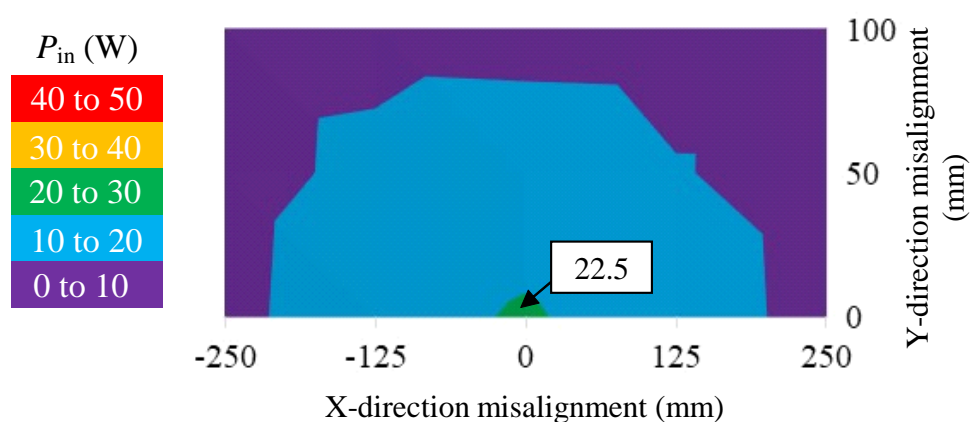
(c)

図 4.14 : 伝送距離と受電位置ごとの電磁界解析と回路シミュレーションで得た DC-RF 伝送効率 ( $P_{out}/P_{in}$ ), (a) 20 mm, (b) 50 mm, (c) 100 mm

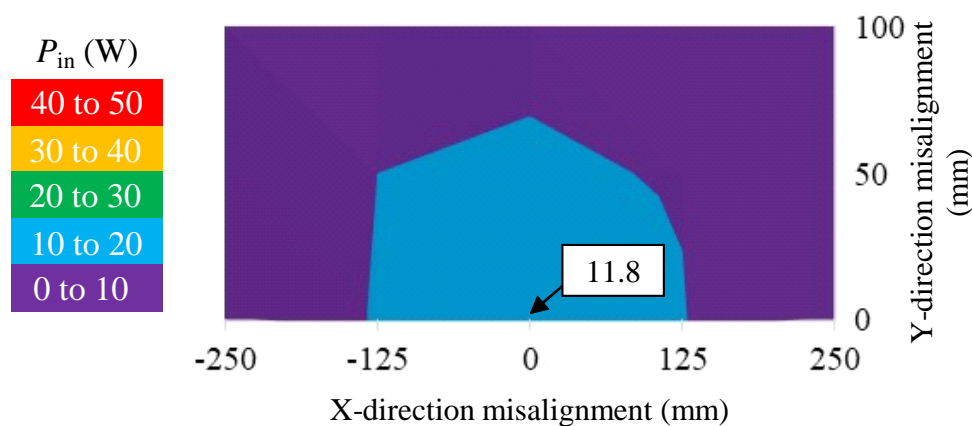
が 24.3% である。図 4.18 において位置変動がない場合、高周波インバータと結合器を合わせた電力伝送効率は 60.3% となり、回路シミュレーションと比較して 6 ポイントほど低い。負荷非依存インバータ・位相補償回路の総合効率と結合器の単体効率の内訳は、



(a)



(b)



(c)

図 4.15 : 伝送距離と受電位置ごとの電磁界解析と回路シミュレーションで得たインバータへの直流入力電力, (a) 20 mm, (b) 50 mm, (c) 100 mm

それぞれ 70.8% と 85.1% (13.56 MHz における実測の  $\eta_{max}$ ) である。結合器単体では 1 章で示した目標値 83% を超えているものの、高周波インバータと位相補償回路の効率が低い。これは FET の個体差や試作コイル・コンデンサの誤差により FET のドレイン-

表 4.2 : 実証システムで用いた測定機器と部品

	メーカー	型番
Oscilloscope	Tektronix	TBS2000B
Current probe	Tektronix	TCP0030A
DC source	TEXIO	PSW-360L80
Signal generator	Tektronix	AFG31000
Load	ARCOL	HS50 (2 pieces)
MOSFET	GaN Systems	GS66502B
Gate driver IC	Texas Instruments	LM5114

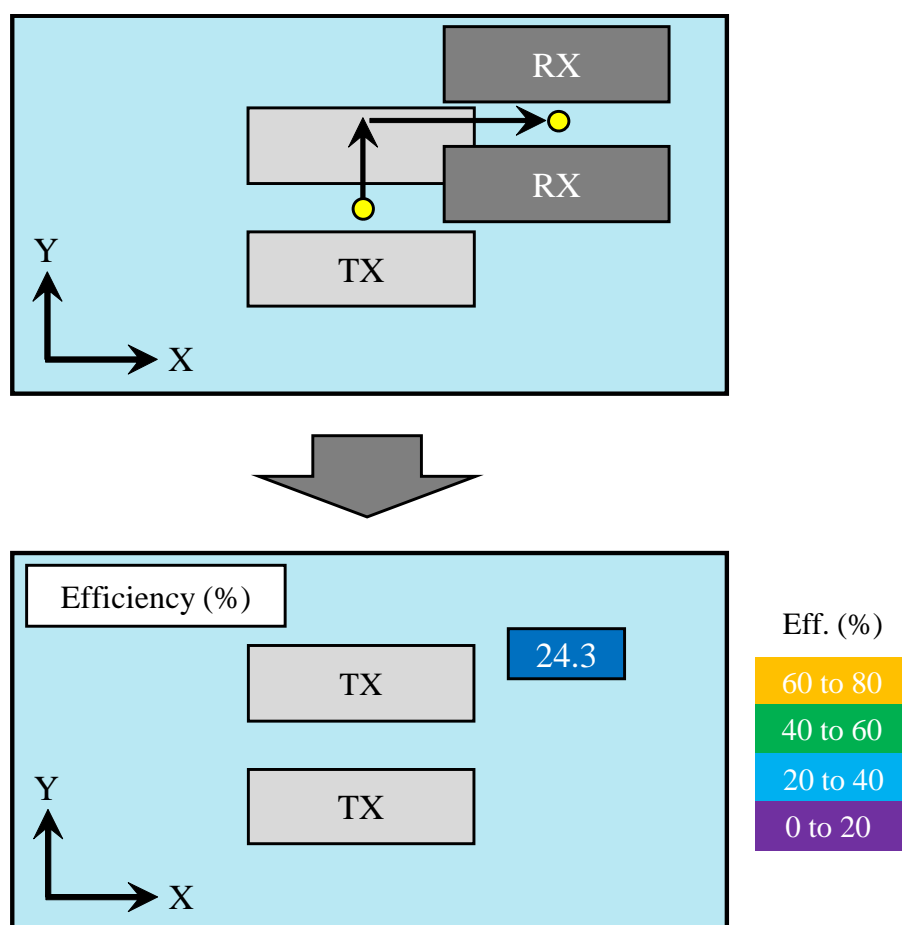


図 4.16 : 受電器の位置に対応した結果の表示に関する説明図

ソース間電圧がZVSからずれたことが原因と考えられる。結合器への入力電力は43.1 Wであり、シミュレーションと比較して3 W低い。伝送距離が離れる、もしくは位置変動が大きくなると、電力伝送効率の低下に合わせて入力電力が抑制される。これは高周波インバータが定電流出力を達成しているためであり、無駄なエネルギー消費を

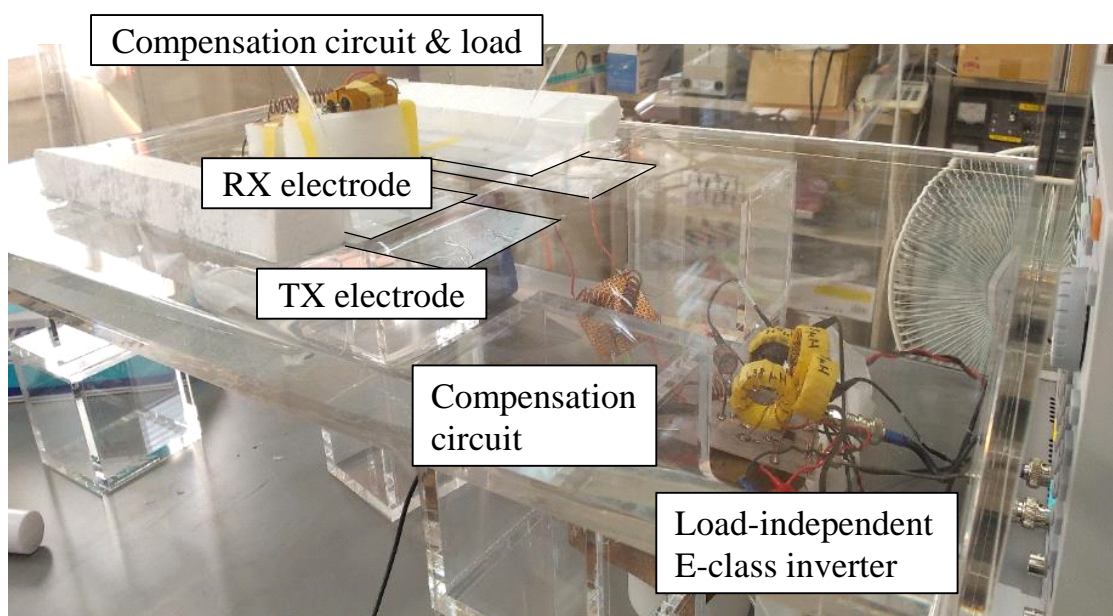


図 4.17 : 試作システム

表 4.3 : 淡水中における電界型ワイヤレス給電の従来研究との比較

	効率	伝送距離	周波数	結合器サイズ	位置変動	安定性	電力
[1] <sup>(1)</sup>	60%	500 mm	1 MHz	1000 cm <sup>2</sup>	No	No	365 W
[2]	85%	5 mm	128 kHz	1338 cm <sup>2</sup>	No	No	VNA
[4]	90%	20 mm	50 MHz	256 cm <sup>2</sup>	No	No	400 W
[9]	44%	8 mm	839 kHz	1907 cm <sup>2</sup>	No	No	47 W
[11]	80%	20 mm	50 MHz	256 cm <sup>2</sup>	Yes	No	電磁界解析
[19]	79%	20 mm	13.56 MHz	1525 cm <sup>2</sup>	No	Yes <sup>(2)</sup>	35 W
[28]	60% <sup>(3)</sup>	20 mm	13.56 MHz	625 cm <sup>2</sup>	Yes	Yes	43 W

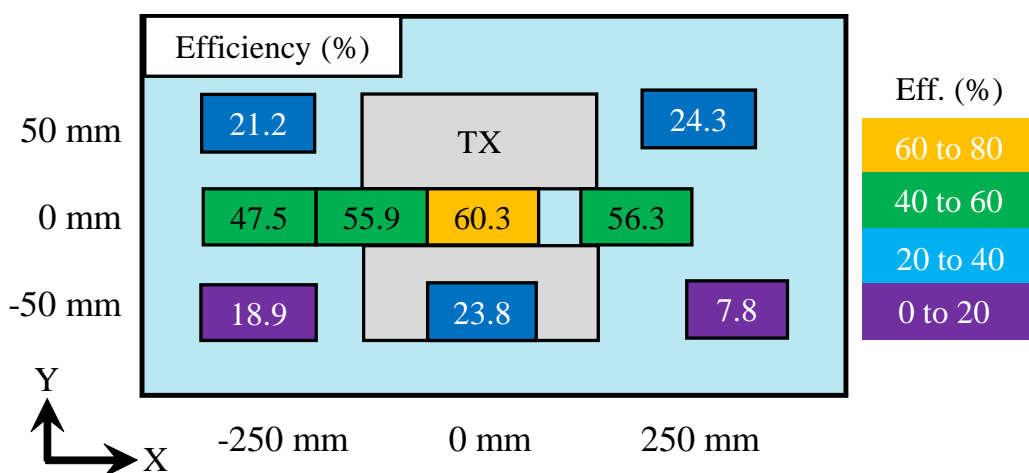
<sup>(1)</sup> 0.0002 S/m の蒸留水中での効率，直流入力電力から整流後の直流出力電力までの DC-DC 変換効率

<sup>(2)</sup> 伝送距離に対する安定性

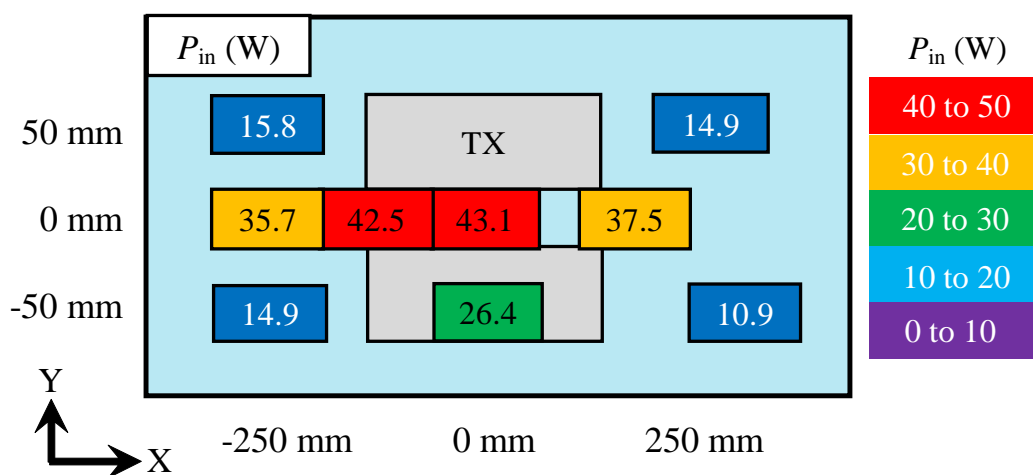
<sup>(3)</sup> 高周波インバータへの直流入力電力から結合器の交流出力電力までの DC-RF 変換効率

自動的に低減できることを実証した。

最後に，電界型水中ワイヤレス給電の従来研究と本研究の性能を比較する．これまででは伝送周波数や結合器サイズ，電極形状を工夫して，いかに電力伝送効率を高められるかが注目されていた．その結果，水道水や蒸留水といった淡水中では，結合器の単体効率は実用可能なレベルにまで改善された．こちらの研究では淡水中での位置変動に対応すべく，送受電電極の構造を非対称にした電界結合器を提案した [11]．しかし，位置変動がない場合の電力伝送効率を低下させる副作用があることに加えて，イ



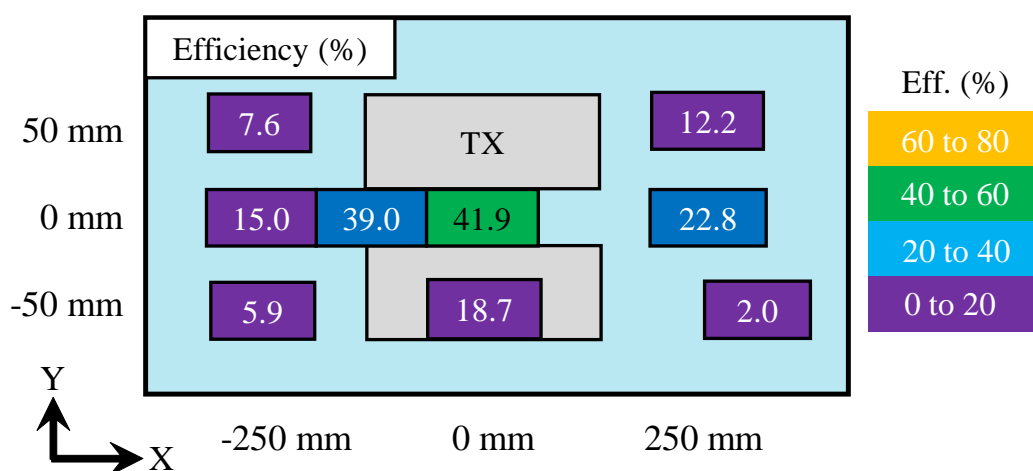
(a)



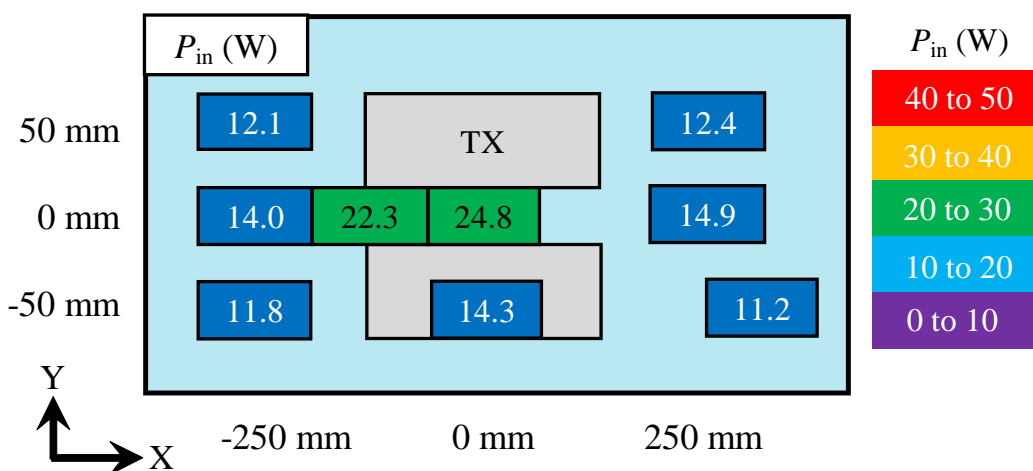
(b)

図 4.18 : (a) 受電位置ごとの DC-RF 伝送効率, (b) インバータへの直流入力電力 (伝送距離 20 mm)

インピーダンスの変動によるシステムの不安定化が考慮されていなかった。そこで本章では、はじめに、電極上の位相差を $90^\circ$ にした給電／受電点の相対位置を反転した電界結合器と負荷非依存インバータから成るシステムを提案した。その結果、伝送距離に依らず高効率かつ安定動作することを理論・解析・実測で示した[19]。しかし、ISMバンドの一つである13.56 MHzで電極上の位相差を $90^\circ$ にするには、水の波長短縮効果を活用したとしても、600 mm以上の電極長が必要となる。このままでは小型水中ドローンへの搭載が難しいため、結合器の両端に位相補償回路を接続することで解決した。その結果、例として結合器サイズを60%カットしつつ、電界結合器の理論最大効率を落とさず、安定動作かつエネルギー消費を自動抑制できる電界型水中ワイヤレス給電システムを提案・実証した。



(a)



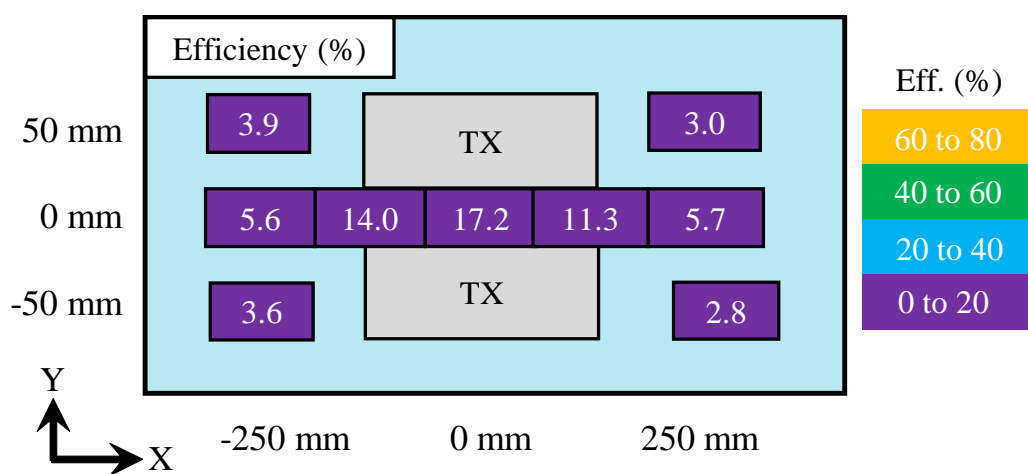
(b)

図 4.19 : (a) 受電位置ごとの DC-RF 伝送効率, (b) インバータへの直流入力電力 (伝送距離 50 mm)

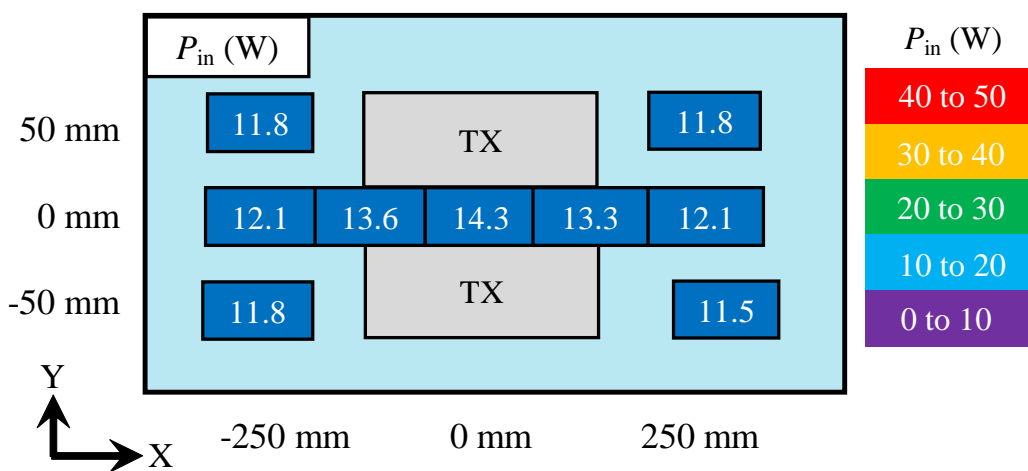
#### 4.4 結言

本章では、給電／受電点の相対位置を反転させた電界結合器と高周波インバータの一種である負荷非依存インバータを組み合わせることで、淡水中において受電デバイス（水中ドローン）の位置変動耐性を改善した。負荷非依存インバータは結合器の入力インピーダンスの虚部の絶対値が十分に小さいとき、実部の値に依らずスイッチング素子でZVSといった高効率動作が可能となる。給電／受電点の相対位置が反転した電界結合器は、空気や淡水といった低損失媒質において、電極上の位相差が $\pi/2$  ( $90^\circ$ ) や $3\pi/2$  ( $270^\circ$ ) となるときに結合係数の値に依らず（つまり伝送距離や位置変動に依らず）入力インピーダンスの虚部の絶対値を抑制できる。ZVSを満足するとき、負荷非依存インバータは定電流／定電圧出力のどちらかの動作モードを選択できる。伝送距離が遠い、もしくは位置変動が大きいと結合器の理論最大効率が低下することから、





(a)



(b)

図 4.20 : (a) 受電位置ごとの DC-RF 伝送効率, (b) インバータへの直流入力電力 (伝送距離 100 mm)

低効率条件で負荷非依存インバータからの出力電力を抑制すべく、定電流出力を選択した。本システムを試作したところ、伝送距離に対して結合器効率が理論最大効率を維持できること、負荷非依存インバータが定電流出力を維持できることを実証した。ただし、水中で90°の位相差を発生させるためには、600 mm以上の電極サイズが必要になり、このままでは小型水中ドローンへの搭載が難しい。結合器を小型化した場合の影響を導出式を用いて明らかにしたところ、結合器電極が小さく（位相差が足りなく）なると、理論最大効率はほぼ一定になるが、インピーダンスの虚部が増大することが明らかとなった。つまり、伝送距離や位置変動が変動した際、高周波インバータで安定動作を確保できなくなる。この問題を解決すべく、小型結合器の入出力部に位相補償回路を装荷し、結合器と位相補償回路を合わせて90°の位相差を達成した。その結果、面積を60%カットした結合器が水道水中において高効率かつ位置変動耐性を有

し、さらにエネルギーの無駄を自動的に抑制できることを数式・電磁界解析・実測を通して確認した。

## 参考文献

- [1] H. Zhang and F. Lu, “Insulated coupler structure design for the long-distance freshwater capacitive power transfer,” *IEEE Transactions on Industrial Information*, vol.16, no.8, pp.5191–5201, Aug. 2020.
- [2] M. Urano and A. Takahashi, “Study on underwater wireless power transfer via electric coupling,” in *Proc. 2016 IEEE International Meeting for Future of Electron Devices, Kansai*, pp.1–2, June 2016.
- [3] Y. Naka, K. Yamamoto, T. Nakata, and M. Tamura, “Improvement in efficiency of underwater wireless power transfer with electric coupling,” *IEICE Transactions on Electronics*, vol.E100.C, no.10, pp.850–857, Oct. 2017.
- [4] M. Tamura, Y. Naka, K. Murai, and T. Nakata, “Design of a capacitive wireless power transfer system for operation in fresh water,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol.66, no.12, pp.5873–5884, Dec. 2018.
- [5] M. Tamura, Y. Naka, and K. Murai, “Design of capacitive coupler in underwater wireless power transfer focusing on kQ product,” *IEICE Transactions on Electronics*, vol.E101-C, no.10, pp.759–766, Oct. 2018.
- [6] L. Yang, M. Ju, and B. Zhang, “Bidirectional undersea capacitive wireless power transfer system,” *IEEE Access*, vol.7, pp.121046–121054, 2019.
- [7] H. Mahdi, B. Hoff, and T. Østrem, “Maximum available power of undersea capacitive coupling in a wireless power transfer system,” in *Proc. 2021 IEEE Wireless Power Transfer Conference*, pp.1–4, San Diego, CA, USA, June 2021.
- [8] L. Yang et al., “Comparison survey of effects of hull on AUVs for underwater capacitive wireless power transfer system and underwater inductive wireless power transfer system,” *IEEE Access*, vol.10, pp.125401–125410, Nov. 2022.
- [9] H. Li, G. Li, X. Jin, J. Li and G. Xu, “A LC-CLL compensated capacitive wireless power transfer system in fresh water,” in *Proc. 2022 5th International Conference on Power and Energy Applications*, pp.130–137, Guangzhou, China, 2022.
- [10] Y. Naka and M. Tamura, “Design of a capacitive coupler for underwater wireless power transfer focused on the landing direction of a drone,” *IEICE Transactions on Electronics*, vol.E107-C, no.3, (10 pages), Mar. 2024. (To be published)

- [11] H. Matsukami, K. Murai, and M. Tamura, "Design of a misalignment-resistant capacitive coupler for wireless power transfer under fresh water," *IEICE Communications Express*, vol.10, no.2, pp.73–80, Feb. 2021.
- [12] M. Tamura, K. Murai, and M. Matsumoto, "Design of conductive coupler for underwater wireless power and data transfer," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol.69, no.1, pp.1161–1175, Jan. 2021.
- [13] S. Jeong, T. -H. Lin and M. M. Tentzeris, "Range-adaptive impedance matching of wireless power transfer system using a machine learning strategy based on neural networks," in *Proc. IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, pp.1423–1425, Boston, MA, USA, June 2019.
- [14] Y. Lim, H. Tang, S. Lim, and J. Park, "An adaptive impedance-matching network based on a novel capacitor matrix for wireless power transfer," *IEEE Transaction on Power Electronics*, vol.29, no.8, pp.4403–4413, Aug. 2014.
- [15] Y. Shao, H. Zhang, M. Liu, and C. Ma, "Explicit design of impedance matching networks for robust MHz WPT systems with different features," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol.37, no.9, pp.11382–11393, Sept. 2022.
- [16] E. Chung, J. -I. Ha, A. A. Bastami, and D. J. Perreault, "Impedance compressing matching network based on two-port network analysis for wireless power transfer system," in *Proc. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Industrial Electronics*, vol.3, no.3, pp.432–442, July 2022.
- [17] F. Musolino, A. Abdullah, M. Pavone, F. Ferreyra, and P. Crovetto, "Design and efficiency analysis of an LCL capacitive power transfer system with load-independent ZPA," in *Proc. 2022 24th European Conference on Power Electronics and Applications*, pp.1–8, Hanover, Germany, Sept. 2022.
- [18] Y. Naka, M. Mizutani, S. Abe, and T. Ohira, "Capacitive wireless power transfer system with misalignment tolerance," *IEICE Technical Report (Japanese Edition)*, vol.122, no.1, WPT2022-2, pp.6–9, April 2022.
- [19] Y. Naka, A. Ishiwata, and M. Tamura, "Capacitive wireless power transfer independent of load impedance variation with transfer distance," in *Proc. IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, pp.883–886, San Diego, California, USA, June 2023.
- [20] M. Mizutani, S. Koyama, S. Abe, and T. Ohira, "Geodesic theory of zero-voltage-switching RF power inverters for constant-voltage or -current output operation," in *Proc. 2020 IEEE International Conference on Power and Energy*, pp.83–88, Dec. 2020.
- [21] S. Aldhafer, D. C. Yates, and P. D. Mitcheson, "Load-independent class E/EF inverters and rectifiers for MHz-switching applications," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol.33, no.10, pp.8270–8287, Oct. 2018.

- [22] W. Luo, X. Wei, H. Sekiya, and T. Suetsugu, "Design of load-independent class-E inverter with MOSFET parasitic capacitances," in *Proc. 2019 IEEE 62nd International Midwest Symposium on Circuits and Systems*, pp.529–532, Dallas, TX, USA, 2019.
- [23] T. Sensui and H. Koizumi, "Load-independent class E zero-voltage-switching parallel resonant inverter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol.36, no.11, pp.12805–12818, Nov. 2021.
- [24] A. Komanaka, W. Zhu, X. Wei, K. Nguyen, and H. Sekiya, "Load-independent inverse class-E ZVS inverter and its application to wireless power transfer systems," *IET Power Electronics*, vol.15, no.7, pp.644–658, May 2022.
- [25] *Product category of BlueRobotics*, "BlueROV2". Accessed: Mar. 25, 2023. [Online available] <https://bluerobotics.com/store/rov/bluerov2/>.
- [26] *Product category of FullDepth*, "fulldepth". Accessed: April 7, 2023. [Online available] <https://en.fulldepth.co.jp/>
- [27] *Product category of Notilo Plus Company*, "iBubble". Accessed: April 6, 2023. [Online available] <https://ibubble.camera/>.
- [28] Y. Naka, A. Ishiwata, and M. Tamura, "Capacitive wireless power transfer system with misalignment tolerance in flowing freshwater environments," *IEICE Transactions on Electronics*, vol.E107-C, no.2, (10 pages), Feb. 2024. (To be published)

## 第5章

# 結論

### 5.1 本論文のまとめ

本論文では、水中ドローンへの電界型水中ワイヤレス給電の課題である水中での電力伝送効率の低下と水流による位置変動に対して、結合器電極上の電流・電圧の複素振幅制御に基づく電力伝送効率と位置変動耐性の改善について述べた。

1章では、本研究の背景となる水インフラの点検技術に関する動向と、技術課題について述べた。さらに、現在点検技術として注目されている水中ドローンの概要、および運用課題の一つとなる電源の確保について説明し、解決策に関する従来研究の概要をまとめた。そこから、水中ワイヤレス給電の観点から解決すべき課題を示し、本研究の目的と内容について述べ、本研究の位置づけを明らかにした。その結果、電界型ワイヤレス結合器では83%以上の効率が必要になることが示された。

2章では、水中における電界型ワイヤレス給電の可能性検討を行った。ワイヤレス結合器で達成し得る電力伝送効率（理論最大効率）に着目して、水中における周波数特性を水道水・海水中で計算した。その結果、淡水中では理論最大効率の極大／極小値が周期的に生じ、海水中ではフラットに近い特性となった。当該分野の基本理論であるkQ理論によると、空気中のワイヤレス結合器の理論最大効率は結合係数と結合器の無負荷Qの積に比例する。水のような誘電体中では、理論最大効率が結合係数と誘電体の無負荷Qのそれぞれに比例することを定式化した。水のQ値が小さくとも、結合係数を高めることで効率は改善する。結合器電極の構造パラメータに着目した効率改善手法を述べ、結合係数と水の無負荷Qの観点から考察を行った。結果として、伝送距離20 mmにおいて水道水中では69%、海水中では28%の理論最大効率が得られた。水道水中では効率を15ポイントほど、海水中では55ポイントほど向上することで実用可能となる。Q値の小さい海水中で結合係数・効率を高める方法として、本研究室で提案されたクッションダンパによる絶縁効果を紹介した。

3章では、2章で達成した効率をさらに改善すべく、構造パラメータの最適化に加えて新たな高効率化手法を構築した。はじめに理論最大効率の周波数変動（極小／極大値が周期的に発生する特性）を再現できるkQ理論を構築した。2章で述べた従来のkQ

理論は集中定数素子の等価回路で導出され、理論最大効率の周波数特性の再現や電極の構造パラメータとの紐づけが困難であった。本論文では電界結合器を「仮想基準電位を有する2組の開放終端された結合線路」へと分布定数化することで解決を図った。その結果、極大／極小値の発生が結合器電極の給電点から電極端までの位相差に依存することが明らかとなった。電界結合器の新たな等価回路を用いてkQ理論を再導出したところ、準静電界の結合係数を用いた場合、第三の効率因子（双曲線関数）が周波数変動の要因であることが明らかになった。つづいて、第三の効率因子に着目した改善手法を紹介した。結合線路の給電／受電点の相対位置には同一もしくは反転の2つの自由度がある。各々の相対位置に対して水道水・海水中で数値解析を行ったところ、効率の高まる「適した相対位置」が水の種類（導電率）によって変化することが明らかとなった。誘電体の無負荷Qがおよそ1を超える媒質中（例えば水道水）では反転が、1を下回る媒質中（例えば海水）では同一の相対位置が適する。構造パラメータの最適化と適した相対位置を組み合わせることで、小型点検ドローンに搭載可能なサイズの結合器を用いて、伝送距離50 mm以下の水道水中で90%の理論最大効率を実証した。最後に、給電／受電点の相対位置は水中ドローンの着底方向により選択可能であることを示した。以上より、水中ドローンの着底方向の操作という新たな効率改善手法が構築できた。

4章では、水流のある淡水中で高効率かつ位置変動耐性を達成する電界型水中ワイヤレス給電システムを紹介した。本システムは高周波電源の一つである負荷非依存インバータと給電／受電点の相対位置が反転した電界結合器で構成される。負荷非依存インバータは入力インピーダンスの虚部の絶対値が十分に小さいとき（つまり力率が高いとき）、インバータ内のスイッチング素子でZVS, ZVDSといった高効率動作を達成する。相対位置が反転した電界結合器は、空気や淡水といった低損失媒質中において、電極上の位相差が $\pi/2$  ( $90^\circ$ ) のときに結合係数の値に依らず理論最大効率が高まり、かつ入力インピーダンスの虚部の絶対値が極小になる。つまり、受電電極の位置や伝送距離が変動したとしても、結合器のポテンシャルを最大限に引き出しつつ高周波電源を安定動作できる。さらに、負荷非依存インバータの動作条件を定電流出力に設定することで、位置変動や伝送距離が増加するような低効率状態において、ワイヤレス結合器への入力電力を抑制し、エネルギーの無駄を自動的に低減できる。しかし、ISMバンドの一つである13.56 MHzで $90^\circ$ の位相差を発生させるためには600 mm以上の電極長が必要となり、小型水中ドローンへの搭載が難しい。そこで、小型結合器の入出力部に位相補償回路を追加し、小型結合器と位相補償回路の合計で $90^\circ$ を達成する対策を提案した。数値解析・回路シミュレーションを行ったところ、理論最大効率を維持したまま高周波電源を安定動作できることが明らかになった。最後に、電極長を60%カットした250 mm × 250 mmの電界結合器を試作し、伝送距離や位置変動に対して、電界型水中ワイヤレス給電が高効率かつ安定動作することを水道水中で実証

した。

## 5.2 今後の展望

まず、水中ドローンへの電界型ワイヤレス給電システムの搭載に関して、今後の展望について述べる。まず海水中で高効率かつ位置変動耐性を確保しなければならない。本論文の2章において、水中ドローンと給電ステーション間にクッションダンパを装荷することで、海水中で高効率を達成できることを述べた。これは海水中での漏れ伝導電流が十分に小さく、結合係数が1に近づくためである。しかし、水流によってドローンの位置が変動し、クッションダンパとの間に隙間が出来た場合、結合係数・効率が急激に低下する。問題は効率だけでなく、インピーダンスの急激な変化によりシステムの安定動作が難しくなる。予備解析を通して、送受電電極間に海水が存在する場合、受電器の位置によるインピーダンス変動が淡水中に比べて小さいことが判明した。そのため、5章で紹介した「高周波インバータの定電流動作による無駄なエネルギーの削減効果」は期待できない。一方で、水中ドローンとクッションダンパ間に隙間があるか否かを2値で判断できるとも解釈できる。この性質を応用例として、まず隙間がない場合のインピーダンスを用いて高周波インバータからの入力電力が最大になるよう設計し、隙間があるときに最小になるよう設計する。すると、位置変動がおきない時に充電、変動すると限りなくストップに近づけることができ、結果として高効率かつ安定動作となる。もちろん、給電／受電点の相対位置は同一にする必要はある。さらに、送受電極間に異物が挟まったり、電極の平行が保てない場合の影響解明と対策が必要になる。異物が金属の場合とはもかく、誘電体の場合は実効誘電率や品質係数が変化するため、効率やインピーダンスに影響すると考えられる。例えば高周波電源の出力電流／電圧をモニタリングし、想定外のインピーダンスの場合には供給を停止するといった安全策が想定される。また電極の平行が保てず送受電電極ペアごとに伝送距離が異なる場合、2種類の結合係数で電力が伝送されることが予想される。異物の場合と同様に効率とインピーダンスに影響を与えるため、供給停止を施す必要があると考える。どちらの課題も本論文で紹介した理論や電磁界解析で影響度合いをシミュレーションできる。

これ以外にも、電界型ワイヤレス給電システムを搭載した水中ドローンの実現にむけて、多層誘電体の影響の解明が必要である。水中ドローンが給電ステーションに着底する際、送受電電極間にはステーションの筐体と水、水中ドローンの筐体が存在する。筐体は金属ではなくプラスチックといった誘電体である。薄い筐体であれば影響は少ないが、どれほど薄くできるかは水中ドローンメーカーと協力しなければ判断が難しい。筐体の影響を含めた解析・設計を行う場合、多層構造に対応した等価回路があると役立つ。図5.1に示すような等価回路変換が適用できると考えられる。送受電器



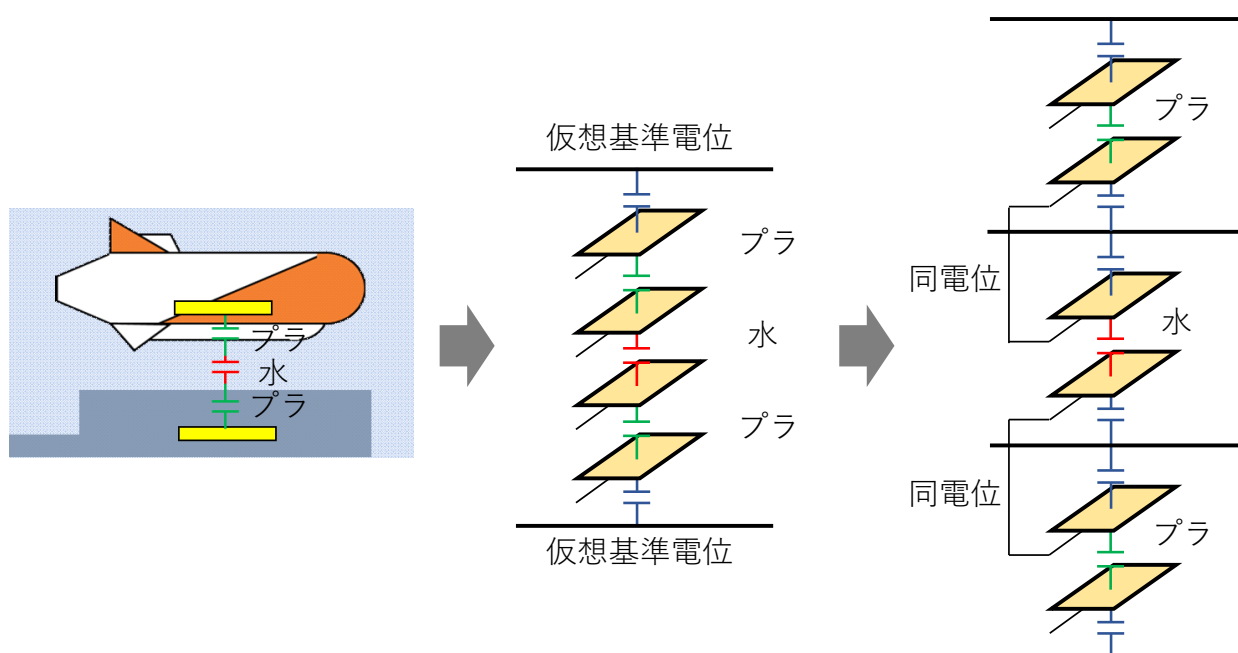
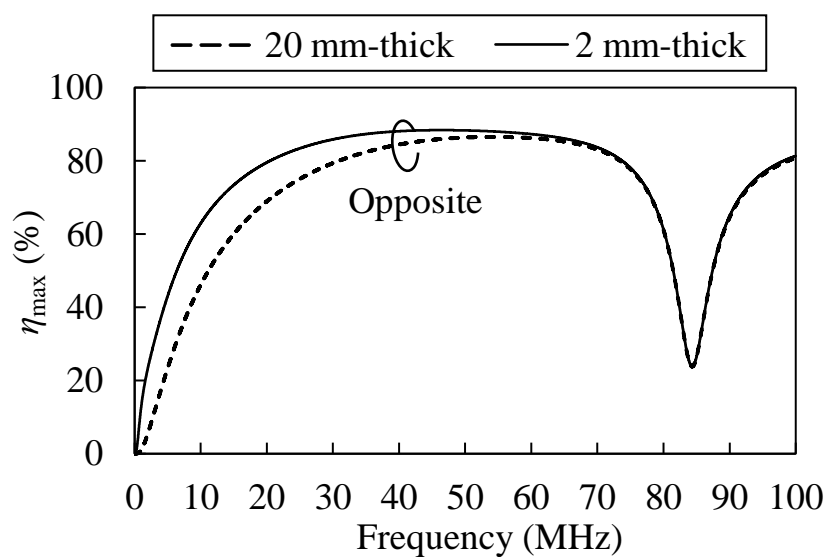


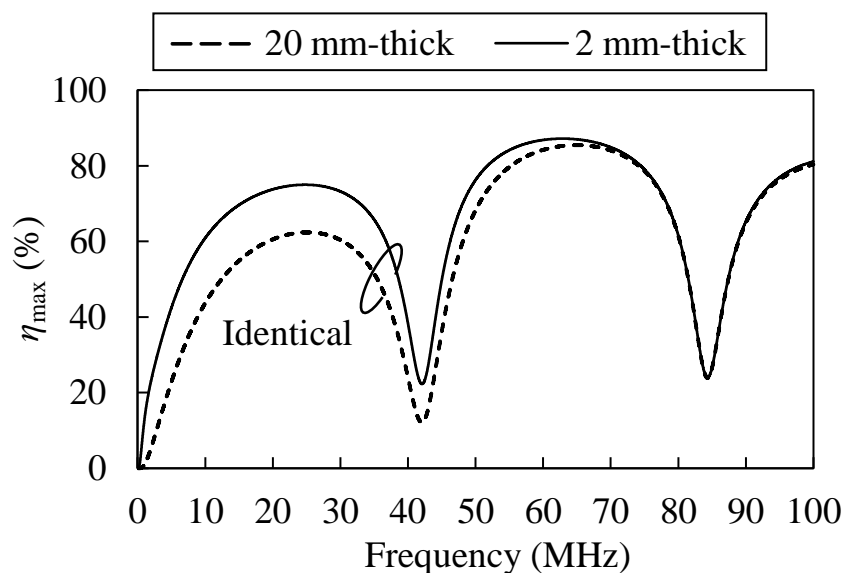
図 5.1 : プラスチック - 水 - プラスチックといった多層媒質への等価回路拡張

間の結合はプラスチック・水・プラスチックの直列の容量結合で表現できる．それぞれの結合を「開放終端した結合線路」で置き換えると，右の図のようになる．この図では給電／受電点の相対位置が同一な多層媒質を介する電界結合器を示しており，水中の結合線路の相対位置を反転することで，相対位置が反転した多層媒質を介する電界結合器を簡単に表現できる．図 5.2 は多層媒質の等価回路を用いたときの水道水中の理論最大効率である．給電／受電点の相対位置を反転・同一にして，筐体厚（筐体の伝送距離）を 2 mm と 20 mm に変化させた．なお，水の厚さ（水中の伝送距離）は 20 mm に固定した．理論最大効率の第一の極大点に注目すると，相対位置が反転した結合器では 50 MHz 付近で極大となり，筐体厚さによる変化は 2 ポイントほどである．対して相対位置が同一の結合器では，25 MHz 付近で極大となり，筐体厚さによって 13 ポイントほど低下する．つまり，筐体による効率低下を抑制できる可能性が示された．このように，多層媒質を介する電界型ワイヤレス給電システムにおいても本論文で示した等価回路・理論は役に立つと考えられる．

水中ドローン以外のアプリケーションとしては陸上環境・人体への応用が挙げられる．近年，EV への停車中／走行中ワイヤレス給電において，結合器構造のシンプルさから電界型ワイヤレス給電が注目されている．比誘電率の小さい陸上環境でも結合器電極が大きい場合は分布定数の性質を帯び始め，本論文で紹介した給電／受電点の相対位置の影響が無視できなくなる．陸上環境は水中よりも周辺媒質の無負荷  $Q$  が大きいと考えられるため，相対位置を反転した電界結合器を使用することで，従来の性能を底上げできる可能性がある．本論文で紹介した双曲線関数を考慮した  $kQ$  理論は，誘電体の無負荷  $Q$  を用いて一般化した．つまり，人体でも適用可能と考える．ペース



(a) Opposite-relative position.



(b) Identical-relative position.

図 5.2 : 等価回路を用いて算出した水道水中におけるプラスチック筐体の厚みに対する理論最大効率の変化 (a) 給電/受電点の相対位置が反転, (b) 相対位置が同一

メーカーや人工網膜システムといった体内埋め込み装置では、バッテリー取り換えに伴う再手術や感染症のリスクといった問題があった。そこで、患者のQOL向上を目的としてワイヤレス給電の活用が進められている[1]–[3]。例えばインプラント機器へのワイヤレス給電の研究開発では、Specific Absorption Rate (SAR) と呼ばれる電磁エネルギーの人体吸収量が厳しく審査される[4]。本論文で紹介した理論・手法による電界型人体ワイヤレス給電の電力伝送効率の改善を通して、体内でのSARを低減し、患者にとって負担の小さい体内埋め込み機器の実現に貢献できる。

本論文の成果はワイヤレス給電以外の分野へも転用可能と考える。まず物体加熱で

の活用が挙げられる。化学工業プロセスでは、化学変換プロセスに要する大部分の熱源供給を化石資源の熱変換に依存している。今後、地球規模での急激な人口増加と経済発展によるエネルギー需要量の増加に対応するためには、熱変換プロセス高効率化技術の開発が必要不可欠である。その一つ的手段としてマイクロ波加熱が省エネ・高効率化技術として注目されている [5]。本論文で示した通り、電界結合器の電極上の相対位置を同一／反転に変えると、同一周波数における理論最大効率が極大／極小となる。これは物体での電界吸収量が最小／最大になると言い換えることができ、結果として電極間の媒質の発熱量を制御できる。これまでGHzのマイクロ波を用いた物体加熱の研究開発が進められてきた。MHzを用いる電界型ワイヤレス給電では、GHz帯よりも高周波電力の生成効率が低い。このように化学工業プロセスにおける熱変換効率の改善に貢献することで、エネルギー需要の増加に対応できる。

## 参考文献

- [1] R. Jegadeesan, Y. X. Guo, and M. Je, “Electric near-field coupling for wireless power transfer in biomedical applications,” in *Proc. 2013 IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on RF and Wireless Technologies for Biomedical and Healthcare Applications*, pp.1–3, Singapore, 2013.
- [2] T. Segawa, R. Aoyama, and M. Tamura, “Electrode design theory using highly accurate equivalent circuits in biological capacitive WPT,” *IEEE Microwave and Wireless Technology Letters*, vol.33, no.6, pp.943–946, Jun. 2023.
- [3] A. N. M. S. Hossain, P. Mohseni, and H. M. Lavasani, “Design and optimization of capacitive links for wireless power transfer to biomedical implants,” *IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems*, vol.16, no.6, pp.1299–1312, Dec. 2022.
- [4] 日景 隆, 小野泰伴, 野島俊雄, 米澤栄二, 大澤孝治, “ワイヤレス電力伝送コイル付人工視覚システム埋め込み人体の局所SAR推定”, 信学技報, vol.114, no.246, WPT2014-38, pp.15–18, 2014年10月
- [5] 京都大学 生存圏研究所 生存圏電波応用分野ホームページ, “マイクロ波加熱応用”【2023年10月8日閲覧】 <http://space.rish.kyoto-u.ac.jp/shinohara-lab/research.html>

# 謝辞

本研究を進めるにあたり、日頃より多大なご指導を賜りました指導教員の田村昌也教授に深く感謝いたします。研究者・マネージャーとして活躍するためのお手本を拝見できたと実感しております。本研究の内容に関して大変有益なご助言をくださった市川周一教授，上原秀幸教授，村上義信教授，竹内啓悟准教授，羽賀望准教授，Xun SHAO 准教授，小松和暉助教，愛知工業大学の宮路祐一准教授，大平孝名誉教授（現：株式会社パワーウェーブ），阿部晋士特任助手（現：株式会社パワーウェーブ），水谷豊特任助手に感謝いたします。また，電磁波工学研究室のメンバー，株式会社近藤製作所の近藤拓也様，未来ビークルシティリサーチセンターの皆さまに感謝申し上げます。皆さまのおかげで3年間のびのびと研究生活を送ることができました。最後に，母子家庭で大変な中，のびのびと私を育ててくださり田舎から高専進学を勧めてくれた母と，博士へのチャレンジを了承してくれたことに加えて日頃から私を支えてくれた妻の美礼に感謝いたします。

本研究は，東京大学大規模集積システム設計教育研究センターを通し，キーサイト・テクノロジー合同会社の協力で行われたものである。また本研究の一部は，JSPS 科研費 JP18K04262, JST フェロシップ事業 2021 (TUT-DC フェロシップ), JSPS 特別研究員 DC2 科研費 JP22J12771, 知の拠点あいち重点研究プロジェクト IV 期」(プロジェクト Core Industry) で行われたものである。

# 業績一覧

## 学術論文

- [1] Y. Naka and M. Tamura, “Design of a capacitive coupler for underwater wireless power transfer focused on the landing direction of a drone,” *IEICE Transactions on Electronics*, vol.E107-C, no.3, (10 pages), Mar. 2024. (To be published)
- [2] Y. Naka, A. Ishiwata, and M. Tamura, “Capacitive wireless power transfer system with misalignment tolerance in flowing freshwater environments,” *IEICE Transactions on Electronics*, vol.E107-C, no.2, (10 pages), Feb. 2024. (To be published)
- [3] Y. Naka, R. Baba, S. Abe, and T. Ohira, “Null-free two-dimensional capacitive wireless power transfer based on inversion of electric field distribution,” *IEICE Communication Express*, vol.10, no.7, pp.362–367, July 2021.
- [4] Y. Naka and M. Tamura, “Representation of an equivalent circuit for capacitive wireless power transfer using a distributed-constant circuit,” *IEICE Communication Express*, vol.9, no.10, pp.457–463, Oct. 2020.
- [5] Y. Naka, K. Yamamoto, T. Nakata, and M. Tamura, “Improvement in efficiency of underwater wireless power transfer with electric coupling,” *IEICE Transactions on Electronics*, vol.E100-C, no.10, pp.850–857, Oct. 2017.
- [6] M. Tamura, Y. Naka, K. Murai, and T. Nakata, “Design of a capacitive wireless power transfer system for operation in fresh water,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol.66, no.12, pp.5873–5884, Dec. 2018.
- [7] M. Tamura, Y. Naka, and K. Murai, “Design of capacitive coupler in underwater wireless power transfer focusing on kQ product,” *IEICE Transactions on Electronics*, vol.E101-C, no.10, pp.759–766, Oct. 2018.

## 国際会議

- [1] Y. Naka, A. Ishiwata, and M. Tamura, “Capacitive wireless power transfer independent of load impedance variation with transfer distance,” in *Proc. 2023 IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, pp.883–886, California, USA, June 2023.
- [2] Y. Naka and M. Tamura, “Analysis and optimization of feeding position on electrode for

- high-efficiency capacitive power transfer,” *2021 Asian Wireless Power Transfer Week*, pp.1–3, Kuala Lumpur, Malaysia, Dec. 2021.
- [3] Y. Naka and M. Tamura, “Distributed equivalent-circuit representation of capacitive coupler,” *2020 Asian Wireless Power Transfer Week*, pp.1–4, New Taipei, Dec. 2020.
- [4] Y. Naka, K. Murai, and M. Tamura, “Design of coupler for high efficiency wireless power transfer under fresh water,” *2017 Asian Wireless Power Transfer Workshop*, pp.1–4, Singapore, Dec. 2017.
- [5] Y. Naka, K. Yamamoto, T. Nakata, M. Tamura, and M. Masuda, “Verification efficiency of electric coupling wireless power transfer in water,” in *Proc. 2017 IEEE MTT-S International Conference on Microwaves for Intelligent Mobility*, pp.83–86, Nagoya, Mar. 2017.
- [6] M. Tamura, K. Murai, and Y. Naka, “Design theory of a parallel-plate coupler for underwater wireless power transfer,” in *Proc. 2020 IEEE MTT-S International Symposium on Radio-Frequency Integration Technology*, pp.256–258, Hiroshima, Sept. 2020.
- [7] M. Tamura, K. Murai, and Y. Naka, “Capacitive coupler utilizing electric double layer for wireless power transfer under seawater,” in *Proc. 2019 IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, pp.1415–1418, Boston, USA, June 2019.
- [8] M. Tamura, Y. Naka, and K. Murai, “Design of capacitive coupler for wireless power transfer under fresh water focusing on kQ product,” in *Proc. 2018 IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, pp.1257–1260, Philadelphia, USA, Jun. 2018.
- [9] K. Murai, Y. Naka, and M. Tamura, “Measurement of complex permittivity for fresh water under high electric field,” *2017 Asian Wireless Power Transfer Workshop*, pp.1–4, Singapore, Dec. 2017.
- [10] K. Yamamoto, Y. Naka, and M. Tamura, “Extraction of complex permittivity for liquid phase under RF high power,” *2015 Asian Wireless Power Transfer Workshop*, pp.1–5, New Taipei, Dec. 2015.

## 学会発表

- [1] 仲泰正, 石渡亮彦, 柴田真宏, 近藤拓也, 田村昌也, “産業用ロボットのメンテナンスフリー化に向けた三次元機能性結合器を有する電界型ワイヤレス給電システム”, WPT研究会, 新潟, 2024年1月
- [2] 川原泰正, 田村昌也, “【招待講演】水中における電界型ワイヤレス給電の高効率化”, IEICE東海支部企画・連合大会学生研究奨励賞セッション, 愛知, 2023年8月
- [3] 仲泰正, “【招待講演】水中電界結合型ワイヤレス電力伝送のための第三の効率因子を有するkQ理論の定式化”, IEICE総合大会, 埼玉, 2023年3月
- [4] 仲泰正, “回路トポロジとインダクタのQ値に着目した13.56MHz用の整合回路”,

- IEICE 信学技報, vol.122, no.443, WPT2022-50, pp.91-93, 京都, 2023年3月
- [5] 仲泰正, 田村昌也, “水中電界結合型ワイヤレス電力伝送に向けたkQ理論の定式化”, IEICE 信学技報, vol.122, no.35, MW2022-20, pp.28-31, 京都, 2022年5月
- [6] 仲泰正, 水谷豊, 阿部晋士, 大平孝, “位置ずれ耐性を有する容量型ワイヤレス電力伝送システム”, IEICE 信学技報, vol.122, no.1, WPT2022-2, pp.6-9, 東京, 2022年4月
- [7] 仲泰正, 水谷豊, 田村昌也, “結合線路理論に着目した水中電界無線電力伝送の高効率化”, IEICE ソサイエティ大会, C-2-44, 熊本, 2021年9月
- [8] 仲泰正, 村井宏輔, 田村昌也, “淡水下における電界結合方式無線電力伝送の高効率化に向けた結合器設計”, IEICE 信学技報, vol.117, no.318, WPT2017-49, pp.27-31, 東京, 2017年11月
- [9] 仲泰正, 山本恭平, 中田拓磨, 田村昌也, “電界結合方式を用いた水中無線電力伝送の提案”, IEICE 信学技報, vol.116, no.452, WPT2016-61, pp.23-26, 神奈川, 2017年2月
- [10] 仲泰正, 山本恭平, 田村昌也, “複素電圧を用いた誘電率測定系の確度検証”, IEICE 総合大会, no. B-21-11, 福岡, 2016年3月
- [11] 仲泰正, 村田充利, 森徹, 謝孟春, “XBee ネットワークによる位置推定に関する研究”, 高専シンポジウム, P2-1, 福岡, 2014年1月
- [12] 石渡亮彦, 仲泰正, 田村昌也, “外部Qに注目した負荷に依存しないE級インバータの設計”, vol.123, no.216, MW-2023-111, pp.113-118, 山形, 2023年10月
- [13] 村井宏輔, 仲泰正, 中田拓磨, 田村昌也, “淡水の高電界下における13.56 MHz 複素誘電率特性の解明”, IEICE ソサイエティ大会, no.B-21-20, p.416, 東京, 2017年9月
- [14] 山本恭平, 仲泰正, 荒井和輝, 田村昌也, “海中無線電力伝送によるAUV充電システムの試作モデル”, IEICE 総合大会, no.BS-8-1, p.S-31, 福岡, 2016年3月
- [15] 田村昌也, 山本恭平, 仲泰正, “大電力下における液相の複素誘電率算出方法の検討”, IEICE 信学技報, vol.115, no.428, WPT2015-65, pp.11-14, 熊本, 2016年1月

## 特許

- [1] 田村昌也, 村井宏輔, 仲泰正, “水中無線電力伝送システム”, 特許第7333938号
- [2] 川原泰正, 田村昌也, 近藤拓也, “無線電力伝送装置”, 特願2023-048326
- [3] 水谷豊, 仲泰正, “無線電力送信システム、送電装置、受電装置、及び移動体”, 特開2023-69858
- [4] 大平孝, 阿部晋士, 仲泰正, “受電器およびそれを用いる無線給電装置”, 特開2022-136913
- [5] 大平孝, 阿部晋士, 仲泰正, “無線給電装置”, 特開2022-127467
- [6] 大平孝, 阿部晋士, 仲泰正, “無線給電装置”, 特開2022-102235



## 受賞

- [1] 川原泰正, 電子情報通信学会東海支部令和4年度学生研究奨励賞, 2023年5月
- [2] 仲泰正, 2022年度マイクロ波研学生研究優秀発表賞, 2023年3月
- [3] Y. Naka and M. Tamura, "Top Downloaded Letter Award," IEICE ComEX, Nov. 2020.

## 獲得外部資金

- [1] 川原泰正, 海外渡航助成, 公益財団法人立松財団, 2023年7月
- [2] 仲泰正, 日本学術振興会, 特別研究員(DC2), 2022年4月-2024年3月
- [3] 仲泰正, 大学・高専連携型グローバルAIイノベーションフェローシップ, 2021年4月-2022年3月
- [4] 仲泰正, 出版助成, 公益財団法人中部電気利用基礎研究振興財団, 2017年9月