

- 博士論文 -

電磁界共振結合を用いたセンシングと  
その応用に関する研究  
Study on Sensing based on  
Electromagnetic Resonant Coupling  
and its Applications

平成23年12月5日提出

指導教員 久保田 孝教授

東京大学大学院工学系研究科

電気系工学専攻 37-097097 中村 壮亮

# 要旨

本論文では、電磁界共振結合を用いたセンシングとその応用に関して論ずる。

電磁界共振結合は、古くから帯域通過フィルタへ応用されており、近年ではワイヤレス電力伝送での有用性が示されたことで再び脚光を浴びている物理現象である。その原理は、同一の共振周波数を持つ物体同士で電磁エネルギーの受け渡しが行われるというものである。同一の共振周波数を有する音叉における振動エネルギーの受け渡しとの類推で理解できる。このように、双共振という特異な状況においては受け渡される電磁エネルギーは増幅されるため、マイクロストリップライン同士で利用した場合に帯域通過フィルタとして使用できたり、アンテナ同士で利用した場合にワイヤレス電力伝送として使用できる。

しかし、電磁界共振結合のセンシングへの応用に関する研究は行われてこなかった。厳密には位置センサに応用した研究事例がわずかに存在するが、それらも電磁エネルギーの増幅という双共振特有の現象に着目したのではなく、誘起電圧を測定するといった既存の電磁誘導の延長上の技術であった。

そこで、本論文では電磁エネルギーに着目した電磁界共振結合のセンシング手法について研究を行う。未だ厳密な議論は行われていない未踏の領域であるため、電磁界共振結合の物理現象としての定義に基づくセンシング手法の体系化から着手した。まず、電磁界共振結合を電磁結合および双共振の複合現象と定義した。ここでは、電磁界共振結合を引き起こす二つの物体をそれぞれ送信機および受信機と呼び、送信機には絶えず外部電源から電磁エネルギーが流入するものとした。次に、センシング手法の体系化を行った。ここでは、電磁結合および双共振の大きさは送受信機間で受け渡される電磁エネルギーと関係を有するため、電磁エネルギーを測定することでこれらの推定が可能であると考えた。電磁界共振結合では放射エネルギーを抑えた構成をとるため、電磁エネルギーは系内で保存される。従って、原理的には一か所における電磁エネルギー（電力）を測定すれば系全体のエネルギーフローが分かる。そこで、送信機における進行電力と反射電力の比に相当する反射係数を測定することで電磁結合および双共振の大きさを推定する、結合度センシングおよび双共振度センシングの二種類のセンシング手法を提案した。送信機において測定を行う理由は、受信機に対する機器装着が不要となり、応用上の利点が大きいためである。本論文では、電池交換が不要の位置センサや機器装着を必要としない人体検出などへの応用例を示している。

結合度センシングに関しては、その応用として磁界共振結合を用いた位置センサを提案した。位置センサの送受信機は磁界共振結合の発生に向いているヘリカルアンテナと補償キャパシタを組み合わせたものを用いた。補償キャパシタを利用して、送受信機の双方におけるアンテナの共振周波数が一致するように調整を行うことで、磁界共振結合を発生した。まず、位置推定法について提案した。ここでは、結合度センシングによって得られたアンテナ間の結合係数と実空間上のアンテナ間の相対位置を結び付けるため、ノイマンの公式を利用する手法を提案した。ノイマンの公式を利用することで全て計算機上で位置の導出が可能であるため、手動でキャリブレーションを行う方法などに比べて利便性が高い

---

と考えられる．次に，設計上の制約条件に関する考察を行った．本手法で利用するノイマンの公式は，電流値が回路内の位置によらず一定となるモデルを仮定しているため，アンテナの電気長が長い場合には破綻すると考えられる．検証のため，電気長をパラメータとして電磁界解析とノイマンの公式の比較を行った．その結果，アンテナの電気長を抑えた設計とすることが制約条件として示された．最後に，双共振度 ( $Q$  値) とセンシング領域の関係について考察した．磁界共振結合では双共振により電磁エネルギーが増幅されるため結合度のセンシング範囲が拡張でき，さらに結合度とアンテナ間の距離は関係するため，位置センサとして利用可能な領域が拡張されると考えられる．そこで， $Q$  値とセンシング領域の関係について理論的考察を行った結果，高い  $Q$  値ではより遠方まで推定誤差を抑えることができるが，近傍領域における推定誤差が増加するというトレードオフの存在が明らかとなった．一般に，推定不能となる近傍領域の許容範囲は利用目的で決定される仕様である．従って，その仕様を満たす条件下で出来るだけアンテナの  $Q$  値を高めることが最適の設計であると結論付けた．以上により，磁界共振結合を用いた位置センサに関して，設計上の制約条件や  $Q$  値とセンシング領域の関係を明らかにした．これらの知見は，位置センサの実装において基本的な設計指針を与えるものであり，その学術的意義は大きいといえる．

さらに，位置センサの応用として二つのシステムを提案した．一つ目は，位置推定に基づく高効率ワイヤレス電力伝送システムである．このシステムでは，提案した位置推定に基づいてアンテナ間の相対位置を最適化することで高効率ワイヤレス電力伝送が実現される．位置推定と電力伝送はほぼ同一のハードウェア構成で実現できるため，システムはコンパクトなものとなる．二つ目は，中継アンテナによるマルチホップ位置センサシステムである．中継アンテナを用いることで電磁界の伝搬距離を延長することが可能であるため，送信アンテナの低減すなわち配線の簡略化が期待できる．さらには，高効率ワイヤレス電力伝送システムと複合することで，究極的には中継アンテナによる高効率ワイヤレス電力伝送システムなども原理的には実現可能であると考えられる．また，双共振度センシングの応用例として選択的人体検出システムについても研究を進めてきた．ここでは，人体を選択的に検出するための属性情報として人体の共振周波数を利用した．しかし，本稿では主に結合度センシングとその応用例に関して扱ったため，付録とするに止めた．

将来的な構想として，社会への実装も検討している．近年，人間の生活空間において人間と共生し様々なサービスを提供するサービスロボットが高齢化社会を支える次世代技術として期待されている．これらのロボットは自律移動により所定の目的を達成することが望まれる．自律移動は，自己位置推定に基づき環境地図やセンサ情報を頼りに行われる．また，所定の目的を達成するため様々なマニピュレータが用いられる．そして，センサ・マニピュレータ・駆動系などの電力は搭載された二次電池から供給されるものが主流である．以上が，サービスロボットに要求される機能群であるが，このうち位置推定や電力供給は本論文で培った技術で代替可能と考えられる．具体的には，位置推定および電力伝送を同時実現するシステムを床下の実装することで，サービスロボットへの位置情報の提供やワイヤレスでの給電が実現できる．これにより，サービスロボットは電池容量の低減による小型化・軽量化や自己位置推定における複雑な処理の省略が可能となる．このように，空間側に分散配置したセンサ・アクチュエータ群により知能・機能を実現する技術は”空間知能化”と呼ばれている．本論文で提案した機能と他センサが協調することで，さらなる付加価値を生み出すことができる．

# Summary

In this paper, the sensing based on electromagnetic resonant coupling and its applications are discussed.

Electromagnetic resonant coupling has been traditionally applied in the research field of band pass filter. Moreover, it has started to attract lots of attention in recent years since the usefulness for wireless power transmission became apparent. The basic principle is that the electromagnetic energy is transferred between two objects resonating with same frequency. This is the same analogy of vibration energy transferred between two tuning forks resonating with frequency. Since the transferred electromagnetic energy is amplified in this specific condition of double resonance, it can be applied to band pass filter in the case of two microstriplines and can be applied to wireless power transmission in the case of two resonant antennas.

However, there was no research on applying it to sensing. To be exact, the only case applying it as a position sensor was also not focusing on the amplification of the electromagnetic energy which is the specific phenomenon for double resonance and just a extension of the existing technology based on electromagnetic induction. Therefore, in this paper, sensing based on electromagnetic resonant coupling is discussed focusing on the electromagnetic energy.

Since such a research field is unexploited and the proper discussion has not been done, this thesis started from systematizing a sensing method based on the definition of electromagnetic resonant coupling. Here, an electromagnetic resonant coupling is defined as the composite phenomenon of electromagnetic coupling and double resonance. Here, two objects which induce the electromagnetic resonant coupling are called transmitter and receiver respectively and it is assumed that the electromagnetic energy is flowing into the transmitter continually.

Next, the systematization of a sensing method is performed. Here, since two state quantities strength of electromagnetic coupling and double resonance are related to the transferred electromagnetic energy between transmitter and receiver, this thesis considered it possible that the state quantities can be estimated by measuring the electromagnetic energy. Since the electromagnetic resonant coupling takes a configuration which restricts the radiation loss, the electromagnetic energy is stored within the system. Therefore, the energy flow of the total system is derived by only measuring the electromagnetic energy of single point. Therefore, this thesis propose a method to estimate the two state quantities strength of electromagnetic coupling and double resonance by measuring the reflection coefficient which is equivalent to the ratio of traveling wave to reflected wave. The method to estimate the strength of electromagnetic coupling is called coupling sensing and the method to estimate the strength of double resonance is called double resonance

---

sensing, respectively. The reason why measurement is done in transmitter is that the additional device for receiver is not required which is the large advantage in application. In this paper, a battery-less position sensor and a tag-less human detection sensor are shown as application examples.

As for coupling sensing, a position sensor based on magnetic resonant coupling is proposed as the application. For the transmitter and receiver antennas of the position sensor, the combination of helical antenna and compensation capacitor is used to generate magnetic resonant coupling. A compensation capacitor is used to adjust the resonance frequency of both of the antennas into same frequency. In the proposed position sensing method, Neumann formula is used to link the relative position of the antennas to the coupling coefficient derived by the coupling sensing. Since the position can be calculated by numerical calculation on the computer, it is convenient than such a method as manual calibration. Next, the constraint condition of design is considered. Since the Neumann formula used in the proposed method is assuming the model that the current is constant through the circuit, it becomes useless in case the electric length is long. At last, the relation between Q factor and the sensing range is considered. From the result, it showed that the high Q factor enables the sensing in longer distance, but increases the error in the near-field region. Since this knowledge can be used in the design and implementation of position sensor, the academic significance is thought to be big.

Moreover, two systems are proposed as the application of the position sensor. One is the efficient wireless power transmission system based on position sensing. The proposed system utilizes a position sensing to optimize the relative position between antennas to realize efficient wireless power transmission. Since the position sensing and power transmission can be done by almost the same hardware configuration, the system is compact. Another is the position sensor system using the relay antenna. Since the transmission range of the electromagnetic field can be extended, it leads to simplifying the wiring. Moreover, by combining the efficient wireless power transmission system and position sensor system using the relay antenna, an efficient wireless power transmission system based on relay antenna can be realized. As for double resonance sensing, a human detection system is proposed as its application. Here, the resonance frequency of the human is used as the specific attribute information to selectively detect the human. However, since the coupling sensing and its applications are mainly discussed in this thesis, this is described in the appendix.

As a future plan, implementation in society is also taken into account. These days, symbiotic robots which provide various services to human has been expected to be the future technologies to support the human life. These robots are required to achieve certain task by moving autonomously. Autonomous navigation is performed based on self localization by environmental map and sensor information. Also, various manipulators are used to achieve some tasks. The power source of these sensors, manipulators and drive systems is generally provided from the mounted secondary batteries. These are required to achieve some functions of service robots. Here, the self localization and power supply could be substituted by the technologies proposed in this thesis. In particular, by implementing the system realizing both position estimation and wireless power transmission under the floor, position information and power can be provided to the service robot. This enables

---

service robots to become compact and lightweight due to the reduction of battery capacity and computational complexity of self localization could be omitted. The technologies to realize intelligence and functionality based on sensors and actuators distributed in the space is called "Intelligent Space". Any additional value can be produced by cooperation of the functions proposed in this thesis, and other sensors.

# 目次

要旨	i
第1章 序論	1
1.1 まえがき	1
1.2 研究背景	1
1.2.1 空間知能化の取り組み	1
1.2.2 ワイヤレス電力伝送の取り組み	10
1.3 研究目的	11
1.4 本論文の構成	13
第2章 電磁界共振結合を用いたセンシング手法	14
2.1 まえがき	14
2.2 電磁界共振結合	14
2.2.1 現象の説明	14
2.2.2 等価回路によるモデル化	14
2.3 センシング手法の提案	16
2.3.1 結合度センシング	17
2.3.2 双共振度センシング	18
2.4 あとがき	20
第3章 磁界共振結合を用いた位置センサ	22
3.1 まえがき	22
3.2 電磁界を用いた位置センサの既存研究	22
3.2.1 センサの概要	22
3.2.2 センサの分類	23
3.2.3 代表的なセンサの紹介	26
3.3 提案センサの位置づけ	35
3.4 距離センサの提案	37
3.4.1 センサ構成	37
3.4.2 等価回路によるモデル化	37
3.4.3 距離センシング手法	38
3.4.4 ノイマンの公式の適用限界に関する考察	41
3.4.5 Q値と推定可能な距離の関係に関する考察	43
3.4.6 実験	48
3.4.7 距離センサに関するまとめ	49
3.5 位置センサの提案	51
3.5.1 センサ構成	51

3.5.2	等価回路によるモデル化	52
3.5.3	位置センシング手法	53
3.5.4	実験	56
3.5.5	位置センサに関するまとめ	61
3.6	あとがき	61
<b>第4章</b>	<b>位置センシングに基づく高効率ワイヤレス電力伝送システム</b>	<b>63</b>
4.1	まえがき	63
4.2	システム構成	66
4.3	等価回路によるモデル化	66
4.3.1	等価回路の妥当性検証	67
4.4	システムの機能説明	69
4.4.1	位置センシング機能	69
4.4.2	高効率送信アンテナ選択機能 (Efficient Transmitter Selector; ETS)	71
4.4.3	受信アンテナ誘導補助機能 (Target Navigation Assistant; TNA)	73
4.4.4	全機能の統合によるシステムフロー	74
4.5	システムの設計法	74
4.5.1	設計対象のモデル	74
4.5.2	設計パラメータおよび評価指標	75
4.5.3	設計パラメータと評価指標の関係	76
4.5.4	最適な設計パラメータの導出	77
4.6	インピーダンス変換回路挿入時のモデリング	79
4.7	実験	81
4.7.1	実験構成	81
4.7.2	実験結果	84
4.8	あとがき	86
<b>第5章</b>	<b>中継アンテナの利用による推定可能距離の増大に関する検討</b>	<b>89</b>
5.1	まえがき	89
5.2	システム構成	89
5.3	等価回路によるモデル化	90
5.4	距離センシング手法	91
5.5	結合係数の誤差率に関する理論的考察	92
5.5.1	モデル化誤差	92
5.5.2	測定誤差	92
5.5.3	結合係数の誤差率の定式化	93
5.5.4	誤差率と設計パラメータの関係性	94
5.6	実験	96
5.7	あとがき	98
<b>第6章</b>	<b>結論</b>	<b>99</b>
6.1	研究の成果とまとめ	99
6.2	今後の課題と展望	100



---

付録 A 電界共振結合を用いた選択的人体検出システム	101
A.1 まえがき	101
A.2 研究背景と目的	101
A.3 電界共振結合	108
A.3.1 概要	108
A.3.2 等価回路モデルの導出	110
A.3.3 反射係数によるセンシング手法の提案	113
A.3.4 電界共振結合と電界結合のみの場合の比較	114
A.4 人体検出	116
A.4.1 人体検出手法の提案	116
A.4.2 実験	116
A.5 あとがき	119
参考文献	122
発表文献	128
謝辞	131

# 第1章 序論

## 1.1 まえがき

本章では、研究背景と研究目的について述べる。まず、本研究の背景として、近年盛んに研究が行われている空間知能化の意義を述べ、実現に当たっての具体的な要求を挙げ、その実現によって可能となる未来像を示す。さらに、空間知能化およびその必須機能であるワイヤレス電力伝送の既存研究についても紹介する。次に、本研究の目的である、“電磁界共振結合を用いたセンシング手法の体系化”、“磁界共振結合を用いた位置センサの提案”および“位置センシングと電力伝送の融合による空間知能化の新しい方向性の模索”について述べる。

## 1.2 研究背景

### 1.2.1 空間知能化の取り組み

少子高齢化社会といった社会的背景から、近年では生活空間における人間支援を目的としたサービスロボットの需要増加が予想されている。しかしながら、産業用ロボットのように限定した環境下で稼働するものは普及が著しい反面、サービスロボットのようにオフィス・住宅といった開放環境である人間の生活空間で稼働するものは未だ普及していない。サービスロボットの研究開発が進展してきた昨今においても、研究レベルでは国内だけでも病院内搬送ロボット [1]、調理支援ロボット [2]、コミュニケーションロボット [3] を始めとした多種多様なロボットが提案されているが、実用レベルでは掃除ロボット [4](図 1.1) や、警備ロボット [5](図 1.2) などの普及に止まっており、人間の日常生活へ浸透しているとは言い難い。サービスロボットの普及を阻害する最大の要因は、人間の生活空間といった空間的な広がりのある開放環境に対して従来のサービスロボットが適応出来ていないことにある。

空間的な広がりのある開放環境に対して、従来のサービスロボットが適応出来ていないのはなぜであろうか？その理由は明白である。産業用ロボットでは、作業環境はロボット用に予め整備されていた。すなわち、扱う対象物や作業環境が固定化されていたのである。これに対して、サービスロボットが稼働する人間の生活空間は、扱う対象物や作業環境自体が逐次変化する環境であるため、予め整備しておくことが出来ないのである [6]。そのため、このような整備されていない環境では、従来のサービスロボットではロバスタな動作が保証されていなかった。それでは、どのようなアプローチによってこの問題を解決できるであろうか？その答えは、同様に開放環境で動作する機械の代表格である自動車を例にとると分かりやすい。自動車の場合は、現代社会の成熟した自動車交通は単に自動車の高度化のみによってもたらされたものではなく、一般・高速道路網、信号機、標識など交通インフラの整備に負う部分が大い。自動車と交通インフラの関係からもインフラの重



図 1.1: お掃除ロボット Rumba [4]



図 1.2: 警備ロボット ReborgQ [5]

要性は明らかである。ロボットの場合も同様に、ロボット自体の高度化とともにロボットが働く環境を形成するインフラの整備が欠かせないと考えられる [7]。

そこで、空間に分散配置されたセンサ・プロセッサを ICT 技術を用いてネットワーク化することで人間支援を行うアクチュエータのインフラを構築するという空間知能化の研究・開発が近年注目されている。空間知能化が施された空間は知能化空間と呼称される。空間知能化の意義は、アクチュエータのインフラとなることで人間に対して間接的な支援を行うことである。知能化空間内では、様々な知能や機能がアクチュエータに対して補完されることで従来は実現困難であった様々な人間支援が可能となる。センサとしては、カメラ・レーザ測域センサ・マイクロホン・超音波三次元位置計測システム・RFID などが主に用いられる。また、想定されるアクチュエータとしては、人間に対してサービスを提供するあらゆるデバイスが考えられる。視覚的に働きかけるディスプレイ、聴覚的に働きかけるスピーカーなどもアクチュエータに含まれるが、本論文では人間に対してあらゆる形で働きかけるロボットを暗に想定して議論を行う。

アクチュエータとしてロボットを想定した場合、空間からのワイヤレスでの電力供給、位置推定・環境認識・行動理解におけるセンシング・プロセッシング (計算機を用いてセンサ情報を処理する思考に相当する部分) などが具体的な要求として挙げられる。これらによって、いつでもどこでもロボットの動力源が確保されるというユビキタス電源および電源管理のオートメーションによるエネルギーマネジメント、生活空間といった複雑な環境下での位置推定・環境認識・行動理解といったタスクに要する負荷の軽減、センサ数の

低減，センシング範囲の拡張などが実現される。ロボットのインフラという観点で知能化空間が果たす役割は以下のようにまとめられる。

1. 搭載バッテリーの小型化・エネルギーマネジメント  
知能化空間からワイヤレス電力伝送を行うことで，いつでもどこでも逐次給電可能なユビキタス電源が実現される。その実現によって，バッテリーの小型化や完全なバッテリーレス化が可能となることに加え，ワイヤレス電力伝送によってオートメーションが可能となるためエネルギーマネジメントが実現される。
2. 計算の補助  
ロボットは大きさや重量などの制約から，本体に搭載できるプロセッサの数や能力は制限される。そのため，知能化空間は多くの計算を補助する。
3. 搭載センサの低減  
上で述べたセンサの数や能力の制限に加え，複数ロボットシステムなどにおいては，そのすべてに外界センサを取り付けることはアクティブセンサの干渉問題やコストの面から望ましくない。知能化空間のセンサを利用することによって，ロボットの搭載センサを最低限に抑えることが可能となる。
4. センサの死角やセンサ範囲外における情報の提供  
生活環境は人間を含む多数の物体が存在しており，動的で複雑な環境である。そのため，ロボットに搭載する外界センサなどの情報のみでは，そうした物体により生じる死角やセンサ範囲外における環境情報の獲得や人間観測を行うことは不可能である。また，予め環境が獲得しておいた情報をロボットに提供することで，初めてその環境に導入されたロボットであっても，その環境に応じた知的な動作を実現することが可能になると考えられる。したがって，知能化空間は死角やセンサ範囲外の情報を提供することが期待される。

このように，知能化空間との相互作用により部分的な知能や機能を持ったロボットに対して知能や機能を補完することで，ロボットの負荷を軽減できるだけでなく，従来以上の性能を発揮する事さえ可能となるのである。従来ではそれ自身がセンサ・プロセッサの複合体であり，非常に高度な知能・機能が要求されていたロボットにおいてその利点は顕著であるといえる。

以上，生活空間において人間支援の主体となるアクチュエータのインフラである知能化空間の概要を述べ，特にアクチュエータとしてロボットを想定した場合における利点を明らかにした。

以下に，具体例として空間知能化の既存研究を紹介する。空間知能化の既存研究は数多く存在する。それぞれの研究では独自のサービスイメージがあり，その実現のためのシステム構築がなされている。そこで，いくつかの既存研究についてそのサービスイメージを明らかにする形で紹介する。特に，空間知能化の中でもロボットを積極的に利用した研究に焦点を当てて紹介を行う。それによって，空間知能化において，ロボットに対するインフラとしての側面から，現在までの達成事項あるいは未達成事項を明らかにする。

iSpace は東京大学 (現：中央大学) の橋本らによって進められてきた研究である [8]。iSpace では、人間支援・人間ロボット共存のための新しい環境を提案している。

iSpace では、図 1.3 のように、空間全体に DIND(Distributed Intelligent Networked Device) と名付けたセンシングとプロセッシング能力およびネットワーク機能を持つデバイスを分散配置することで、空間内の人間あるいはロボットなどの各アクチュエータの位置情報や行動の観測情報をネットワーク上で処理し、空間の状況理解に従って適切なサービスが実行される。そのため、人間がストレスを感じることなく適切な支援をうけることができる。現在までに人間位置認識、ロボット位置認識、人間行動認識、ロボット制御といった iSpace の基本となる各機能について研究がなされている [9][10][11]。iSpace では、各種機能の標準化も進められている。例えば、各モジュール間でのネットワークプロトコルといったデータ伝送方式をあらかじめ決めておくことで、新たな技術が iSpace 用のモジュールとして開発されれば、その都度自由に iSpace のバージョンアップができるような柔軟性のあるシステム構成が志向されている。iSpace 内では、相互作用の対象による分類として、人間と空間、人間とロボット、などといったものが挙げられる。そこで、空間内での相互作用によって人間、ロボット、環境の知能がそれぞれどのように発現し、変化していくのかを研究することで知的消費社会における人間に対しての理想的なサービスの可能性についても認知科学者などとの議論から探っているところであると報告されている。

図 1.4 が iSpace が実現された場合の生活環境をあらわしている。iSpace の目的は、人間と共存するロボットを実現するためのプラットフォームを実現することである。iSpace では、人間の生活環境に知的なロボット要素を分散配置することで空間側に知能を持たせるため、通常のロボット単体のシステムとは異なり、全立体角で人を取り巻いており、センシングやアクチュエーションなどロボット要素による人へのアクセスを容易にする。また、知的要素を広範囲に分散させることで、基本的に人間が限られた部分を二次元的に使用しているに過ぎなかった空間全体をロボット要素を配置する対象として有効活用できるといった利点もある。さらに、分散配置されたロボット要素にある程度の自律性を持たせることで、システムとしてのロバスト性も向上すると考えられる。物理的タスクを実現するアクチュエータが、環境内部の人や自分の位置情報などの状態を、環境との相互作用により認識できること、認識した情報に基づき環境知能による支援を受けながら機械を安全かつ知的に制御すること、空間の形状、大きさに依存しないスケラビリティを持つことが求められる。このような特徴を満たしながら、人間に負担を与えることなく、人間やその他のロボットなどの機械に関する様々な情報を含めて環境情報をより多く計算機内に取り込むためには、センサ等環境に設置するロボット要素の選択、情報の処理方法や情報の共有方法など根本的な部分からの知能化空間の実現を前提として設計していく必要がある。

### ◇ ロボティックルーム

ロボティックルームは東京大学佐藤らによって行われている研究である。「人間と機械またはロボットとの協調は、機械やロボットは人間が不得意な部分を補い、人間に合わせて働くべきである」という視点に立ち、部屋自体をロボット化することを考えている。ロボティックルーム内では、生活している人間の状況をセンシングすることで、人に対してアクチュエーションによる支援活動を自然な形で行うことができる (図 1.5)。実際に居住者を置いた実証実験も行われていることが特徴である。1997 年に実現されたロボティック病室では人間の観測情報を十分に活かしたシステムとはいえず、環境ロボットによる支援では場当たりのものに終始していた。そこで、1998 年から研究が開始されたワンルームマンション型のロボティックルーム 2 では、人間の行動をより追及したものとなってい

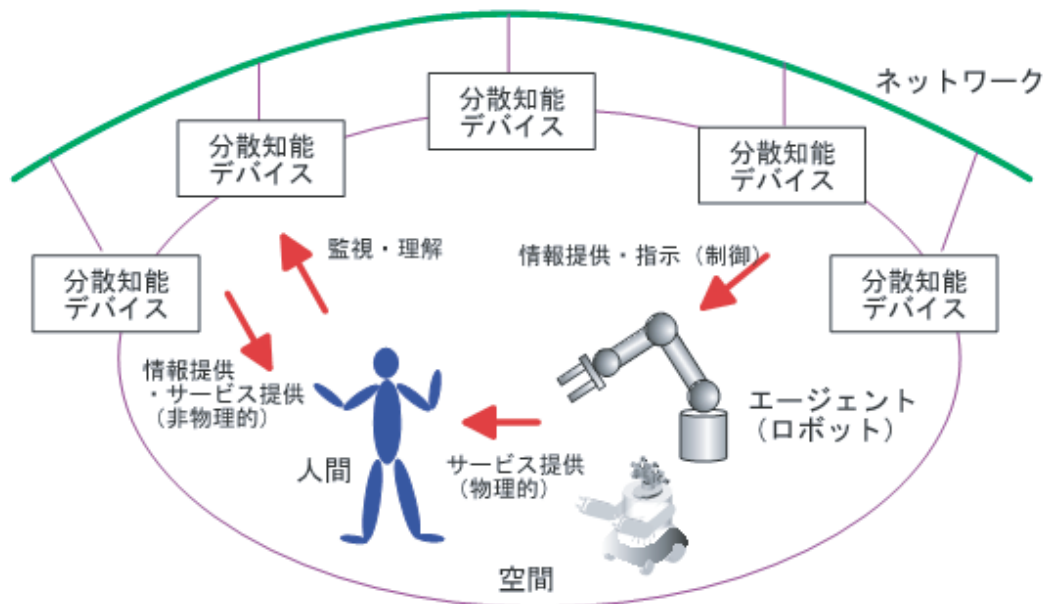


図 1.3: iSpace [8],[10]



図 1.4: iSpace が実現された世界 [8],[10]

る。ベッド、床、テーブル、椅子、電化製品など室内に存在するものにセンサを配置し、ロボティックルームで生活する人間の行動データをライフログとして収集する。将来的には蓄積情報を活用した支援を行うことで、個別適合を実現するシステムを目指している。個別適合への第一歩として、居住者の特性によって部屋のデザインや必要な機能は大きく変わってくることを考慮し、アクチュエータを搭載しているロボット類を使用する“ハイパーロボット”[12]とロボット類を一切導入しない“センシングルーム”[13]という2つのコンセプトで研究が進められている。

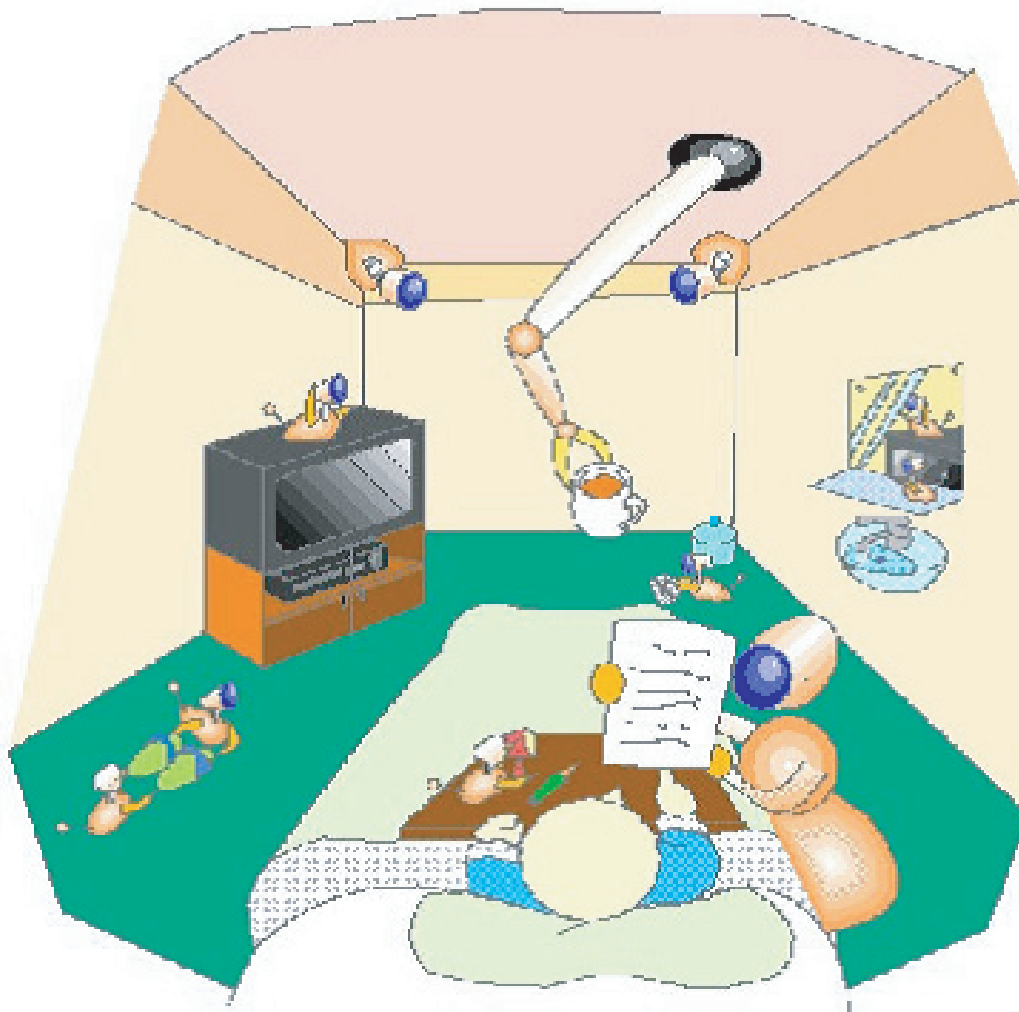


図 1.5: ロボティックルーム [12]

## ◇ ユビキタスホーム

2003年度から2005年度の3年間に渡って、産学官の17機関が結集して独立行政法人情報通信研究機構(NICT)けいはんな情報通信融合研究センター(現在は知識創成コミュニケーション研究センターと改称)において進められた「ゆかり(UKARI: Universal Knowledgeable Architecture for Real-life appliances)プロジェクト」[14]というプロジェクトがある。このプロジェクトの目的は、住環境知能化のためのフレームワークの模索や、その基本技術の開発である。そのため、住宅内の電家電品・情報機器・各種センサがネットワークで統合された実験用住宅が建設され、ユビキタスホームと名付けられた。従来研究では人間がフルタイムの生活を長期にわたって継続するだけの設備が整っておらず、生活の部分部分を切り取って模擬するような実験しか行っていないことが多かったが、これに対してユビキタスホームでは普通の家族に長期にわたり自然に生活してもらうことを重視した。

ユビキタスホームでは、操作を指示するタイプの従来型のインターフェースではなく、生活者が何をしたいのかを示すことで、あるいは何をしたいのかをシステム側が読み取ることによって、機能を発現させるという新しいスタイルのインターフェース開発が考案されている。これは、住宅内の電家電品・情報機器・各種センサが多機能化・複雑化していくにつれて、機能が存在しても生活者が気づかなかつたり、組み合わせれば実現できる機能があってもその組み合わせを生活者自身の手で実現できなかつたりするといった昨今の状況



図 1.6: 対話ロボット [14]

を打破するための試みであった。

住宅内の家電品・情報機器・各種センサがネットワークで統合されたシステムは一つのアンコンシャス型ロボットとして捉えることが出来る。ユビキタスホームにおけるサービス実現のための基本コンセプトは、このアンコンシャス型ロボットおよび人間との間で自然言語による対話が可能な対話型ロボット(図 1.6)を協調させ、人とロボットの新たなインタラクションを生み出すことによって、従来なかったようなサービスを実現できるという考え方である。これは、母親・子供メタファ(図 1.7)というシステムにより実現される。

母親・子供メタファについて簡単に説明する。アンコンシャス型ロボットである住宅は、各種センサ情報に基づいて自律的にネットワーク上のアプライアンス(住宅内の電家電品・情報機器)を制御するが、この機能はどこからともなく家族を見守り必要な時にはさりげなく支援してくれる母親のような存在であり、これを母親メタファと呼んでいる。対話ロボットは、生活者との対話を行いつつ母親と協力してサービスを提供する子供のような存在であり、これを子供メタファと呼んでいる。

### ◇ 国プロ - ネットワークロボット技術に関する研究開発プロジェクト

ネットワークロボットは、ユビキタスネットワークとロボット技術が融合することで、ロボット単体の知能を高度化しようという考え方である [15]。従って、ネットワークロボティクスは空間知能化の一形態である。

ネットワークロボット技術に関する国プロは、2004年から5年間の計画で、ATR, NTT, 東芝, 三菱重工業, 松下電器産業の5社が連携して取り組んでいる。その目的は、ロボット単体に比べて、実世界認識や対話機能の大幅な水準向上を図るネットワーク・ロボット技術の基盤技術を確立することにある。

国プロにおけるネットワークロボットの基盤プラットフォームのシステムアーキテクチャを、図 1.8 に示す。国プロではこのプラットフォームを NWR-PF と名付けた。NWR-PF は、接続ユニット, エリア管理ゲートウェイ, 認証データベースからなる [16]。以下、そ





図 1.7: 母親・子供メタファ [14]

れぞれについて説明する。

#### (1) 接続ユニット

接続ユニットは、ロボットやセンサからの情報取得およびロボットへのサービス実行コマンドメッセージ送信を行うユニットである。情報の取得においては、各種ロボットやセンサから取得されたフォーマットの統一されていない情報を、共通の情報記述フォーマットに変換するドライバを用意してやることで、PCでいうところのプラグアンドプレイのようにその情報を扱う上位システムには影響を与えない形で共通化を図ろうという試みがある。そのため、共通の情報記述フォーマットとしてFDML(Field Data Markup Language)[17]が提案された。FDMLには、ユーザやロボットの名前などのWho情報、絶対時刻であるWhen情報、ユーザやロボットの行為や状態などのWhere情報、ユーザやロボットの行為や状態などのWhat情報の4W情報が記述される。また、ロボットへのサービス実行コマンドメッセージ送信においても同様に、サービス内容を決定する上位システムには影響を与えない形で共通化を図っている。具体的には、サービス内容の記述をCroSSML(Domain-Crossover Services Markup Language)[18]なるサービス記述言語で共通化して、各ロボット独自のコマンドへの変換のためのドライバをかますことになる。

#### (2) エリア管理ゲートウェイ

エリア管理ゲートウェイでは、ユーザやロボットの4W情報を用いて、状況に応じた適切なロボットの選択やサービス内容の決定を行い、接続ユニットへ送信する。また、サービスの進捗状況の管理も行う。

#### (3) 認証データベース

認証データベースは、ユーザの4W情報を蓄積するユーザデータベース、ロボットの4W情報を蓄積するロボットデータベース、ユーザのサービス履歴を管理する履歴データベー

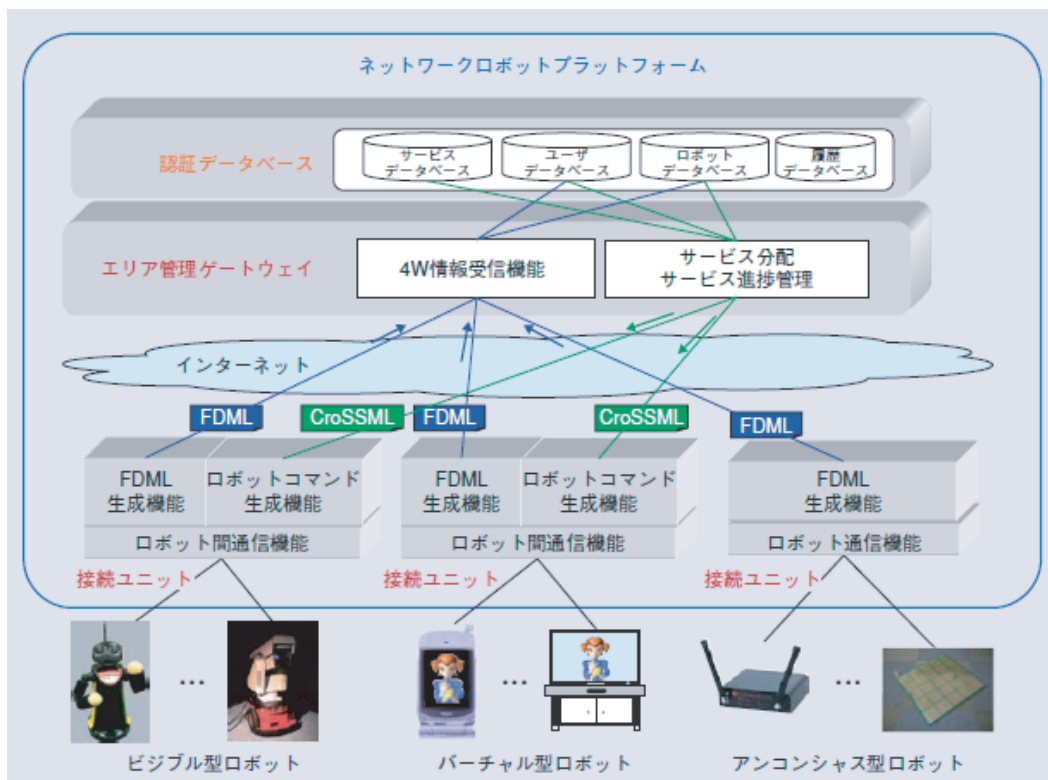


図 1.8: ネットワークロボット・プラットフォーム (NWR-PF) [16]

ス、サービスのやり方(シナリオ)などを蓄積するサービスデータベースからなる。

これらのシステム要素を結合することで構成されたプラットフォームを用いてサービスが提供されることになる。国プロでは、適切なサービスが実行されるためのフレームワークが充実していることが大きな特長である。国プロにおけるサービスフレームワークを図示すると、図 1.9 のようになる。

国プロのサービスフレームワーク(図 1.9)を踏まえ、サービス実行の各ステップについて説明を行うと以下ようになる。まず、サービス内容の決定について説明する。国プロにおけるサービス内容の決定は、ゆかりプロジェクトの場合と同様に、アンコンシャス型ロボットが自動生成する場合と、音声対話によって行われる場合の二種類がある。いずれの場合も、サービスデータベースに優先度が付与されたサービスのシナリオをあらかじめ複数用意しておき、エリア管理ゲートウェイではユーザとロボットの4W情報を監視しておき、ユーザからのサービス要求があったと判断した時、4W情報の各要素とサービス情報を比較することで、サービスを提供するロボットとシナリオを決定する。このサービスを提供するロボットを動的に選択するルーチンを入れたことにより、あるユーザにロボットがサービスを提供している最中に、別のユーザが同様のサービスを要求した場合、周辺の別の機能を持ったロボットが代わりにサービスを提供してくれるといった代行機能が実現される。次に、サービスの制御命令の決定について説明する。ロボットに、シナリオに基づいたコマンドメッセージ、および過去にそのユーザに提供したサービスの履歴を送信する。ユーザの履歴を参照しながらサービス提供が行えるため、ユーザにカスタマイズされたサービスを提供できる。最後に、サービスの実行は、上記のステップを通して生成された命令を各ロボットが実行することで行われる。

このように、多くの既存研究において、位置推定・環境認識・行動理解におけるセンシ

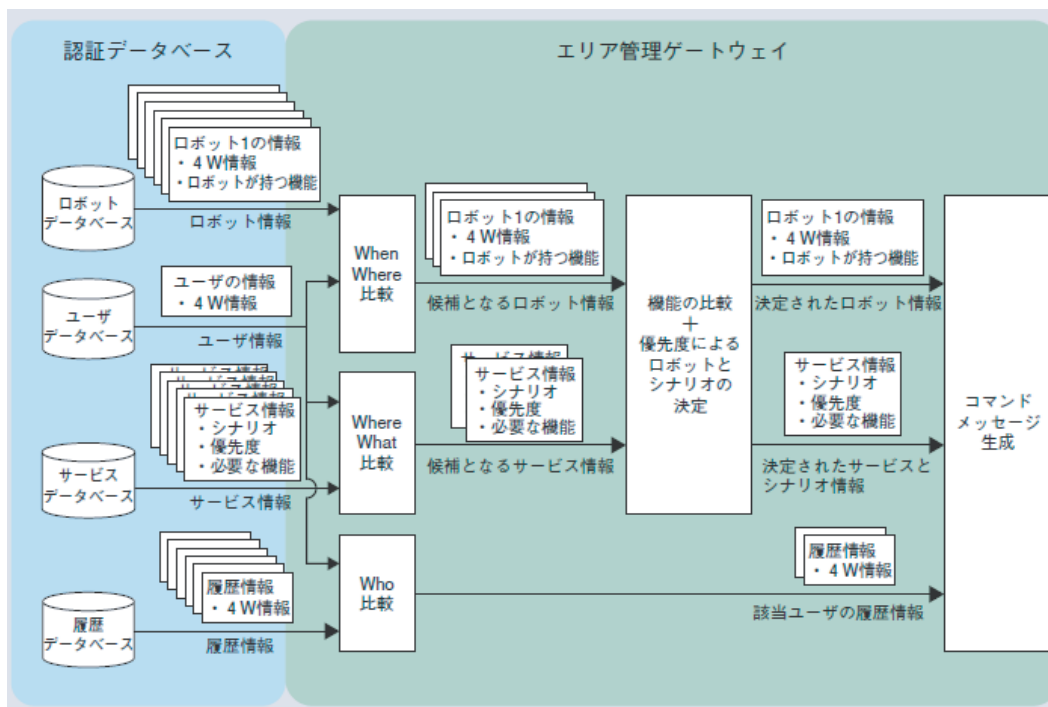


図 1.9: サービスフレームワーク [16]

ング・プロセッシングなどを智能化空間は担っていた。ところが、空間側からのロボットへの電力伝送は大きな要求事項であるにも関わらず、これを実現した研究事例は存在しなかった。これは、空間側への電源の移行において必須技術となるワイヤレス電力伝送技術として有用なものが存在しなかったことが原因として考えられる。しかし、近年になって電磁界共振結合現象に着目した新しいワイヤレス電力伝送技術の研究・開発によって、その様相に変化の兆しが見えてきた。そこで、本研究の目的と密接に関係するため、次節ではワイヤレス電力伝送の取り組みについて紹介する。

### 1.2.2 ワイヤレス電力伝送の取り組み

2006年にMIT(Massachusetts Institute of Technology)から WiTricity(Wireless Electricity の造語) という非放射型の電磁界共振結合を用いたワイヤレス電力伝送技術が発表されたことが契機となり、生活空間におけるワイヤレス電力伝送の可能性が脚光を浴びているのである [19][20]。本技術では、2つの共振アンテナ間において、距離 1m で効率約 90%、距離 2 m で効率約 45~50%かつ 60W をワイヤレスで電力伝送できることを示した。実験に使用した送受信共振アンテナは半径 30cm、5.25 巻、周波数は約 10MHz であった(図 1.10)。実験構成の概念図は図 1.12 に示した通りである。ここでは、1ループアンテナを使用して送信側の共振アンテナに給電し、送信用共振アンテナから受信用共振アンテナにワイヤレス電力伝送を行っており、この送信用共振アンテナと受信用共振アンテナでの効率を評価している。更に、受信用共振アンテナから、負荷を接続した 1ループアンテナへ電力を伝えて、負荷によって電力を消費している。図 1.10 での負荷は電球である。電源効率が悪いため、全体での効率は 15%程度である。続いて、2008年には Intel から送受で大きさが異なるアンテナを使用した WREL(Wireless Resonant Energy Link) (図 1.13)[21] が発表され、同年、装置は大型であるが Nevada Lightning Laboratory から特斯拉アンテナを使用し 5 m の距離を 800W で電力伝送を行なった実験も発表された(図 1.14)[22]。従



図 1.10: MIT によるワイヤレス電力伝送の実験：2m のエアギャップで 60W を伝送 [19]

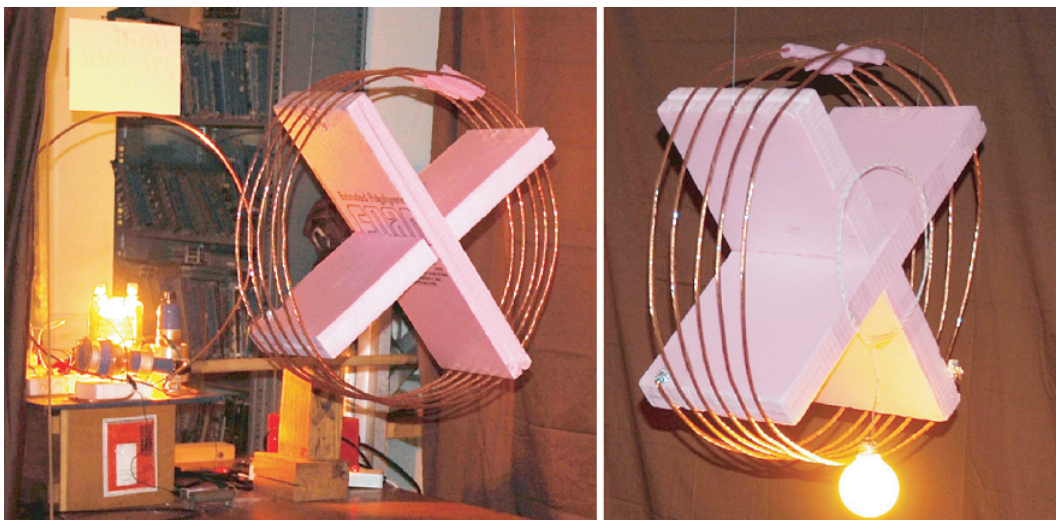


図 1.11: MIT によるワイヤレス電力伝送の実験：送受信アンテナの拡大図 [19]

来のワイヤレス電力伝送方式において、非放射型では電磁誘導方式、放射型ではマイクロ波方式とレーザー方式があったが、この電磁界共振結合技術ほどに高効率、大エアギャップ長、大電力の 3 点をバランス良く兼ね備えた方式はなかった。本方式は、電磁波を放射しない非放射型の電力伝送であり、電磁界の結合によって電力伝送を行なう。磁界結合と電界結合の 2 つの方式があり、電界結合は誘電損が生じるが、磁界結合は誘電損が生じないので、人体への吸収がなく、非常に有望なワイヤレス電力伝送方式である。

### 1.3 研究目的

空間からのワイヤレスでの電力供給、位置推定・環境認識・行動理解におけるセンシング・プロセッシングが空間知能化における具体的な要求であった。近年まで、知能化空間からの電力供給に関する取り組みは行われていなかったが、ここに来て電磁界共振結合を用いたワイヤレス電力伝送技術の進展によって、生活空間におけるワイヤレス電力伝送の

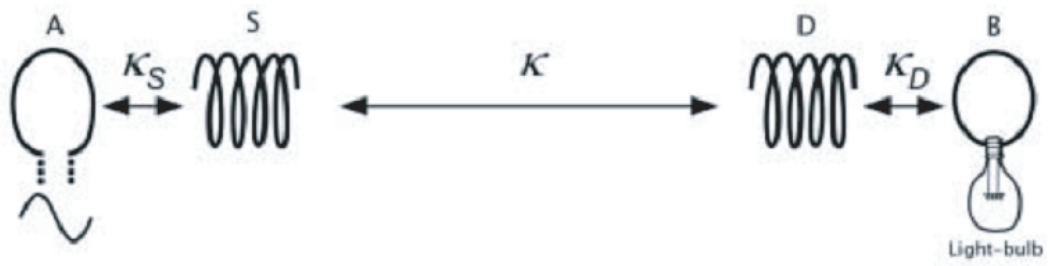


図 1.12: MIT によるワイヤレス電力伝送の実験：実験構成の概念図 [19]

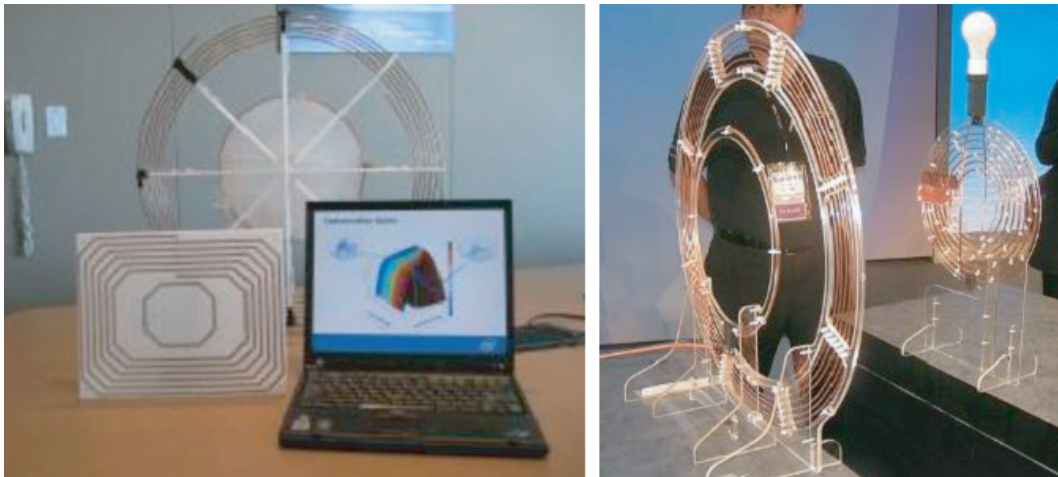


図 1.13: インテル開発者フォーラムにおける WREL [21]

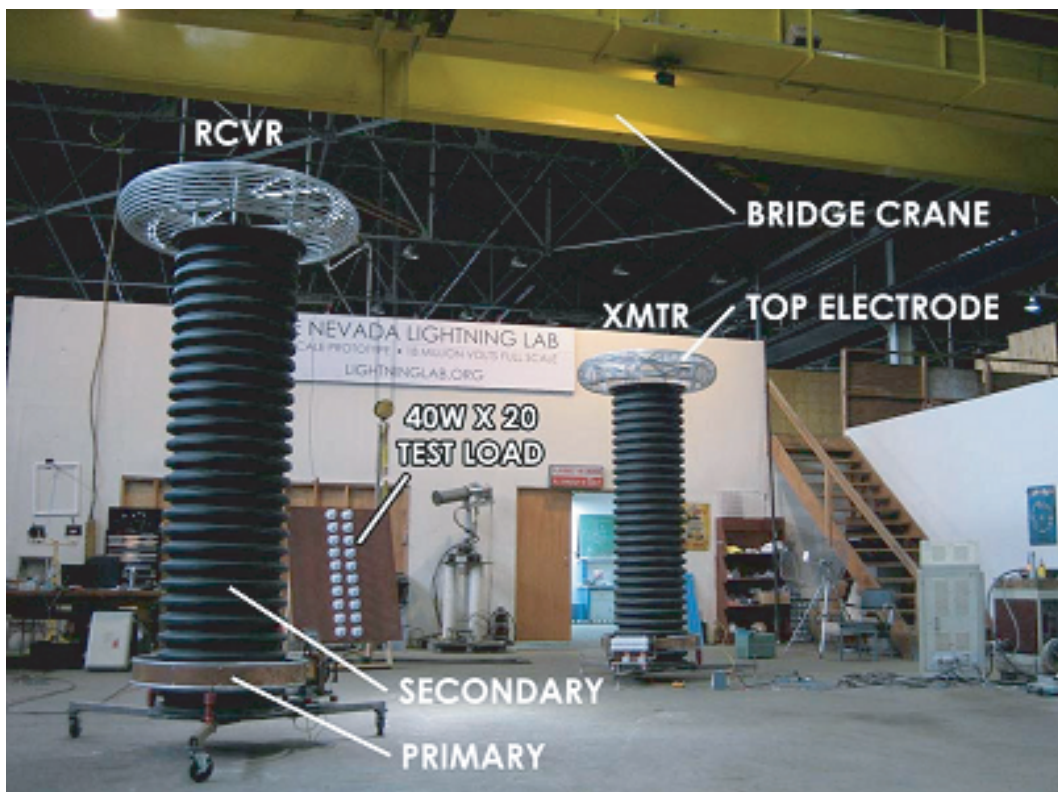


図 1.14: Nevada Lightning Laboratory によるテスラアンテナを用いた長距離送電実験 [22]

実現可能性が高まっている。

そこで、本研究ではこの電磁界共振結合を物理現象として利用することで、知能化空間から移動ロボットに対してワイヤレスでの電力供給を行うだけでなく、さらに同一システムで位置推定も行うという、空間知能化の新しい方向性を模索する。

ここで、電磁界共振結合を用いたセンシング技術については未踏の分野であり、位置センシングについても明確な方法論は存在しない。そこで、電磁界共振結合を用いたセンシング手法について体系化を行い、さらにその応用例の一つとして位置センサを提案する。提案する位置センサでは、ワイヤレス電力伝送で利用されていたハードウェア構成のアンテナ部分を転用することで、位置センシングとワイヤレス電力伝送をほぼ同様の構成で実現するシステムの構築が可能である。

また、知能化空間における機能の一つとして、人体検出についても研究を進めてきた。こちらでも電磁界共振結合を用いたセンシング手法の応用によって可能であるが、他センサによって代替可能であることなど実用上の利点が少ないこともあり、本論文では付録としての掲載に止める。

以上をまとめると、本研究の目的は以下の三点となる。

- 電磁界共振結合を用いたセンシング手法の体系化
- 磁界共振結合を用いた位置センサの提案
- 位置センシングと電力伝送の融合による空間知能化の新しい方向性の模索

すなわち、未踏領域であった電磁界共振結合を用いたセンシングについて汎用性のあるセンシング手法の提案を通して理論基盤を構築すると共に、その応用例として位置センサを提案し、さらには位置センシングと電力伝送を融合することで空間知能化の新しい方向性の模索を通して工学的な価値を示す。

## 1.4 本論文の構成

本論文の構成は以下の通りである。第2章では、“電磁界共振結合を用いたセンシング手法”について述べる。第3章および第4章では、応用例として“磁界共振結合を用いた位置センサ”および“位置センシングに基づく高効率電力伝送”について述べる。第4章までの議論で、本研究の目的はおよそ達成したことになる。第5章では、位置センサの性能向上に関する一考察として、“中継アンテナの利用による推定可能距離の増大に関する検討”について述べる。第6章では、“まとめ”として本研究の結論を述べる。

# 第2章 電磁界共振結合を用いたセンシング手法

## 2.1 まえがき

電磁界共振結合を用いたセンシングについては、未だ厳密な議論は行われていない未踏の領域であるため、センシング手法の体系化から着手する必要がある。本章では、電磁界共振結合を用いたセンシング手法を体系的に導出する。まずは、電磁界共振結合について電磁結合および双共振の複合現象という観点からその物理的描像を説明し、等価回路によるモデル化を行う。その後で、電磁結合および双共振のそれぞれに着目した二種類のセンシング手法を提案する。

## 2.2 電磁界共振結合

### 2.2.1 現象の説明

電磁界共振結合は共振周波数の等しい音叉間における振動エネルギーの受け渡しとのアナロジーで考えると理解しやすい。音叉を電磁共振可能な物体へ、振動エネルギーを電磁エネルギーへとそれぞれ置換したものが電磁界共振結合である。概念図を図 2.1 に示す。従って、電磁界共振結合は、二物体が電磁エネルギーの受け渡しを行うこと(電磁結合)および二物体は共通の共振周波数を有しておりその周波数の電磁エネルギーが外部から流入すること(双共振)の複合現象として定義できる。双共振が発生することにより、受け渡される電磁エネルギーが大幅に増幅されることが特徴である。電磁エネルギーを受け渡す電磁結合の種類としては、磁界および電界の二種類がある。厳密には、純粋に磁界および電界のみで結合することはなく、それらが混在し互いに打ち消し合うことで結合はわずかに弱まる。しかし、正しい設計を行うことでこの効果は無視できる程度の割合となることが知られているため、ここでは電磁結合として純粋な磁界および電界での結合を仮定する。

### 2.2.2 等価回路によるモデル化

センシングの定義に則ると、電磁界共振結合を用いたセンシングとは、計測物理量を電磁界共振結合の電磁氣的性質を用いて扱い易い情報に置き換えるプロセスのことである。ここで利用される電磁界共振結合の電磁氣的性質とは、電磁界共振結合のモデルから導出されるものである。従って、電磁界共振結合のモデル化を行う。

なお、便宜上の理由から以降の説明では電磁共振可能な二物体をそれぞれ送信機および受信機と呼ぶこととする。電源に接続されている方の物体を送信機と称し、もう片方を受信機と称する。

結合モード理論などの送受信機間のエネルギーの汎用的な方程式を利用することも可能

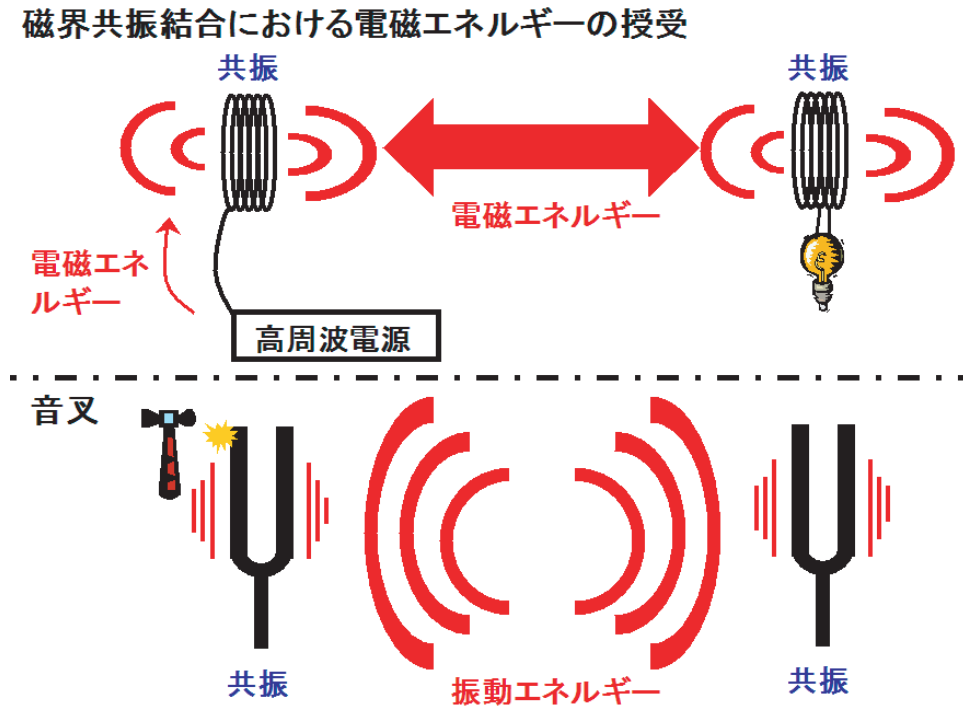


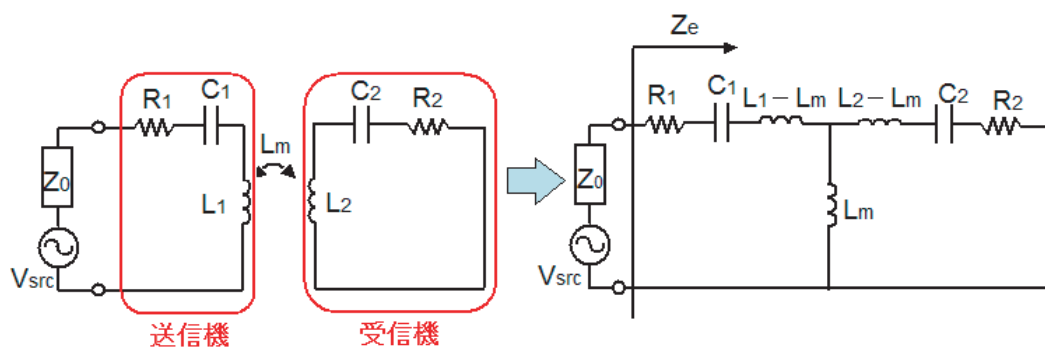
図 2.1: 電磁界共振結合と双共振状態にある音叉との類推

であるが，ここでは電気回路理論に基づく等価回路を用いたモデル化を行う。結合モード理論では一般に物理モデルは時変であるとみなしてよいが，電磁界共振結合においては物理モデルは時不変である。従って，各素子定数が時不変な集中定数であるという電気回路理論の制約を満たし，両者は完璧に一致すると考えられる。すなわち，情報の欠落などはない。ゆえに，電磁界共振結合時における結合モード理論と電気回路理論の本質的な違いは，エネルギーの方程式を時間領域で表現するか周波数領域で表現するかの違いのみに帰着される。周波数領域で表すことで代数的な扱いが可能となり，センシング手法の議論が容易に行えるという利点があるため，ここでは等価回路を用いることとした。

前述した通り，電磁界共振結合は電磁結合および双共振の複合現象である。従って，その等価回路は電磁結合および双共振を内包したものとなる。電磁結合として純粋な磁界および電界での結合を仮定した場合の等価回路を，それぞれ磁界共振結合および電界共振結合の等価回路として図 2.2 に示す。ただし，送受信機間の磁界結合および電界結合は，それぞれ相互インダクタンス  $L_m$  および相互キャパシタンス  $C_m$  で表現される。ここで，送受信機はそれぞれ RLC 直列素子で表現され，(2.1) 式が双共振となる条件である。ただし， $\omega$  は共振角周波数である。また，その他の回路素子が表すものは以下の通りである。 $Z_e$  は送受信機からなる系の等価インピーダンスを表す。送信機は伝送線路（同軸ケーブルなど）で電源と接続されているとし，電源電圧を  $V_{src}$ ，伝送線路の特性インピーダンスを  $Z_0$  とする。

$$\omega L_i - \frac{1}{\omega C_i} = 0 \quad (i = 1, 2), \quad \omega = 2\pi f \quad (2.1)$$





(a) 磁界共振結合の T 型等価回路

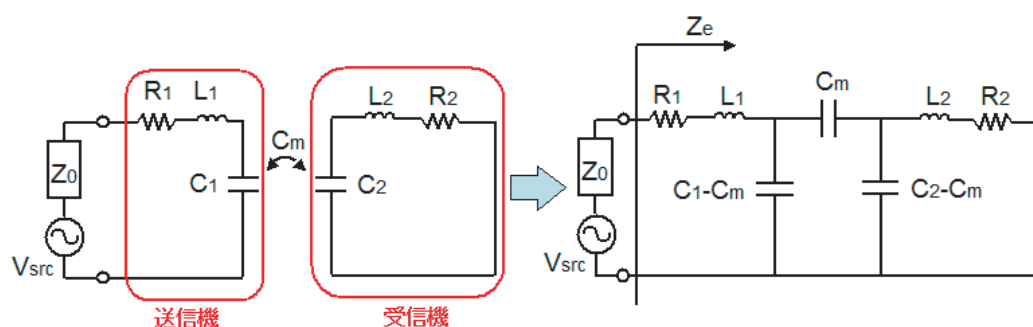
(b) 電界共振結合の  $\pi$  型等価回路

図 2.2: 電磁界共振結合の等価回路

## 2.3 センシング手法の提案

電磁界共振結合を用いたセンシングとは、計測物理量を電磁界共振結合の電磁氣的性質を用いて扱い易い情報に置き換えるプロセスのことである。ここで、電磁界共振結合は送受信機間の電磁結合および双共振によって発生する物理現象である。電磁界共振結合では送受信機間で受け渡される電磁エネルギーの大きさは電磁結合および双共振の大きさに関係するという電磁氣的性質がある。従って、ここでは電磁界共振結合を用いたセンシング手法として、計測した電磁エネルギーから電磁界共振結合の電磁氣的性質を用いて電磁結合および双共振の大きさを推定するという手法を提案する。それぞれ、結合度センシングおよび双共振度センシングと呼ぶことにする。結合度センシングによって得られた電磁結合の大きさは送受信機間の相対位置情報などへと結び付けることができ、双共振度センシングによって得られた双共振の大きさは受信機の共振周波数などへと結び付けることができるため、位置センサや物体検出などへと応用できると考えられる。

それぞれのセンシング手法が対応する領域を表したものが、図 2.3 である。簡単のため、結合度センシングでは一定の双共振状態にあり、双共振度センシングでは一定の電磁結合状態にあるとしている。

電磁エネルギーの計測方法についても述べておく。電磁界共振結合では放射エネルギーを抑えた構成をとるため、電磁エネルギーは系内で保存される。従って、原理的には一か所における電磁エネルギー（電力）を計測することで系全体のエネルギーフローが分かる。そこで、電磁エネルギーの計測方法として、反射係数を用いた計測方法を提案する。反射

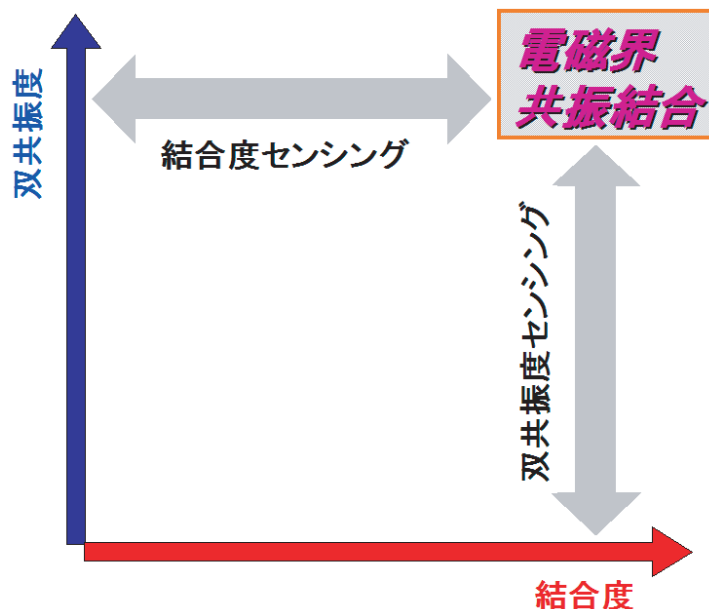


図 2.3: 電磁界共振結合を用いた二種類のセンシング手法の対応領域

係数を用いた計測方法は、送信機側に装着した計測機器で装着箇所における進行電力と反射電力の比に相当する反射係数を計測するものである。受信機に対する機器装着が不要となるため応用上の利点が多いことがこの計測方法を提案する理由である。すなわち、電池交換が不要の位置センサや機器装着を必要としない物体検出などの応用例が可能となるのである。これらの応用例の詳細については、後述する。

以上を踏まえ、各センシング手法について簡単な説明を行う。なお、前述した通り、電磁界共振結合では電磁結合の方法として磁界結合および電界結合の二種類が存在するが、本章の以降の議論では磁界のみを扱う。磁界と電界の双対性から、電磁エネルギー（電力）を扱う今回のような場合にはどちらでも同様の結論が得られる。そこで、簡単のため磁界の場合のみについて議論を行うこととした。

### 2.3.1 結合度センシング

計測物理量である反射係数から電磁結合の大きさを推定するセンシング手法が結合度センシングである。前述した通り、ここでは磁界結合のみを扱うため、磁界共振結合の電磁氣的性質を用いて反射係数と磁界結合の大きさとの関係を表す。等価回路に示した回路素子と以下の関係を持つ、磁界結合の大きさを表す結合係数  $\kappa$  および共振の鋭さ  $Q$  なる無次元の物理量を導入する。

$$\kappa = L_m / (L_1 L_2)^{1/2} \quad (2.2)$$

$$Q_i = \omega L_i / R_i \quad (i = 1, 2), \quad Q = (Q_1 Q_2)^{1/2} \quad (2.3)$$

さらに、図 2.2(a) に示した等価インピーダンス  $Z_e$  を導入する。すると、結合度センシングでは完全な双共振状態にあることを考慮し、以下の関係式が導出される。

$$\Gamma = \frac{Z_e - Z_0}{Z_e + Z_0} = \frac{\frac{Z_e}{Z_0} - 1}{\frac{Z_e}{Z_0} + 1} \quad (2.4)$$

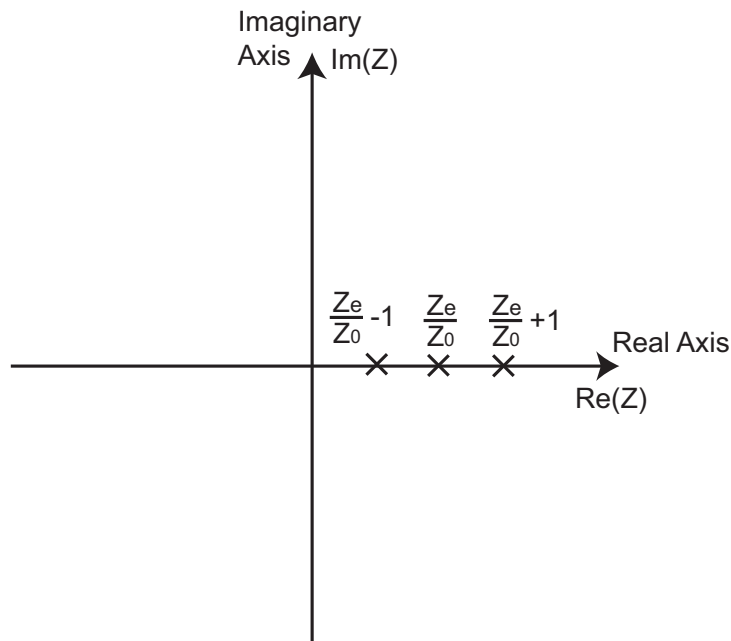


図 2.4: 双共振時における反射係数の分子・分母の複素平面表示

$$Z_e = \left( \kappa^2 \frac{\omega L_1}{R_1} \frac{\omega L_2}{R_2} + 1 \right) R_1 = (\kappa^2 Q^2 + 1) R_1 \quad (2.5)$$

一般に反射係数  $\Gamma$  は複素数となるが、結合度センシングでは等価インピーダンス  $Z_e$  は実数であるため、反射係数  $\Gamma$  も実数となる。反射係数  $\Gamma$  の分子および分母に該当する  $\frac{Z_e}{Z_0} - 1$  および  $\frac{Z_e}{Z_0} + 1$  を複素平面上に図示したものは図 2.4 のようになる。結合係数  $\kappa$  をパラメータとして、 $\frac{Z_e}{Z_0}$  は実数軸上で正の領域を移動するため、反射係数  $\Gamma$  は -1 から 1 まで変化する。また、結合係数に対する反射係数の写像が単射であるため、反射係数から結合係数が一意に求まる。従って、本センシング手法は妥当であるといえる。

### 2.3.2 双共振度センシング

計測物理量である反射係数から双共振の大きさを推定するセンシング手法が双共振度センシングである。前述した通り、ここでは磁界結合のみを扱うため、磁界共振結合の電磁氣的性質を用いて反射係数と双共振の大きさとの関係を表す。磁界結合の大きさは結合係数  $\kappa$  なる無次元の物理量で表す。また、図 2.2(a) に示した等価インピーダンス  $Z_e$  を導入する。すると、双共振度センシングでは以下の関係式が導出される。

$$\Gamma = \frac{Z_e - Z_0}{Z_e + Z_0} = \frac{\frac{Z_e}{Z_0} - 1}{\frac{Z_e}{Z_0} + 1} \quad (2.6)$$

$$Z_e = \left( \kappa^2 \frac{\omega L_1}{Z_1} \frac{\omega L_2}{Z_2} + 1 \right) Z_1 \quad (2.7)$$

ここで、双共振度センシングの際には純抵抗  $R$  で表されていた部分がインピーダンス  $Z = R + jX$  に置き換わっていることに注意されたい。これは、(2.1) 式が成立していない状態である。すなわち、共振状態では虚部がキャンセルされることで純抵抗となるが、共振状態にない場合では虚部が存在することを示している。

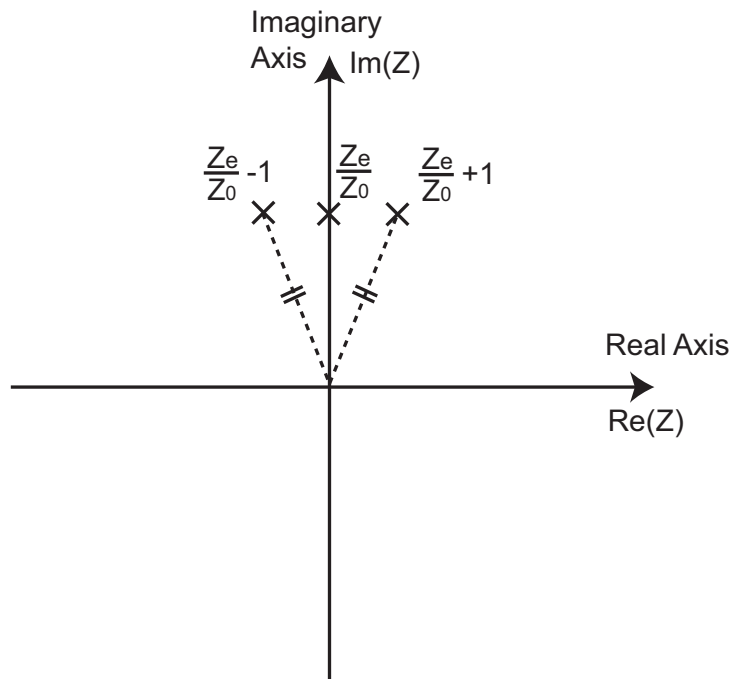


図 2.5: 双共振状態から完全に外れた状態 (送受信機とも非共振の状態) における反射係数の分子・分母の複素平面表示

双共振の大きさとの関係について定量的な議論をすることは難しい。そこで、定性的な議論を行うこととする。すなわち、双共振状態から完全に外れた状態 (送受信機とも非共振の状態) や送信機のみ共振している状態 (片側共振の状態) について議論を行う。受信機のみ共振している状態については、応用の可能性が低いためここでは議論を行わない。

まず、双共振状態から完全に外れた状態 (送受信機とも非共振の状態) について説明する。電磁界共振結合センシングでは双共振時における  $Q$  値向上のため  $R$  は小さな値とすることが望ましい。従って、 $R \ll X$  が成立するため、等価インピーダンス  $Z_e$  は以下のように近似的に表される。

$$Z_e = j\left(X_1 - \kappa^2 \frac{\omega^2 L_1 L_2}{X_2}\right) \quad (2.8)$$

反射係数  $\Gamma$  は複素数で表される。反射係数  $\Gamma$  の分子および分母に該当する  $\frac{Z_e}{Z_0} - 1$  および  $\frac{Z_e}{Z_0} + 1$  を複素平面上に図示したものは図 2.5 のようになる。 $X_1$  および  $X_2$  をパラメータとして、 $\frac{Z_e}{Z_0}$  は虚数軸上の領域を移動するため、反射係数  $\Gamma$  の絶対値は常に 1 である。これは、 $X_1$  および  $X_2$  の大きさによって反射波の位相は変化するものの、全ての電磁エネルギーが反射することを示している。すなわち、双共振状態から完全に外れた状態 (送受信機とも非共振の状態) では全反射となるのである。

次に、送信機のみ共振している状態 (片側共振の状態) について説明する。すると、 $R_2 \ll X_2$  であることに注意すると、等価インピーダンス  $Z_e$  は以下で表される。

$$Z_e = R_1 - j\kappa^2 \frac{\omega^2 L_1 L_2}{X_2} \quad (2.9)$$

同様に、反射係数  $\Gamma$  の分子および分母に該当する  $\frac{Z_e}{Z_0} - 1$  および  $\frac{Z_e}{Z_0} + 1$  を複素平面上に図示すると図 2.6 のようになる。 $\frac{Z_e}{Z_0}$  は、 $X_2$  をパラメータとして  $\frac{R_1}{Z_0}$  を通る虚数軸と平行な直線上を移動する。前述した通り、電磁界共振結合センシングでは双共振時における  $Q$  値向

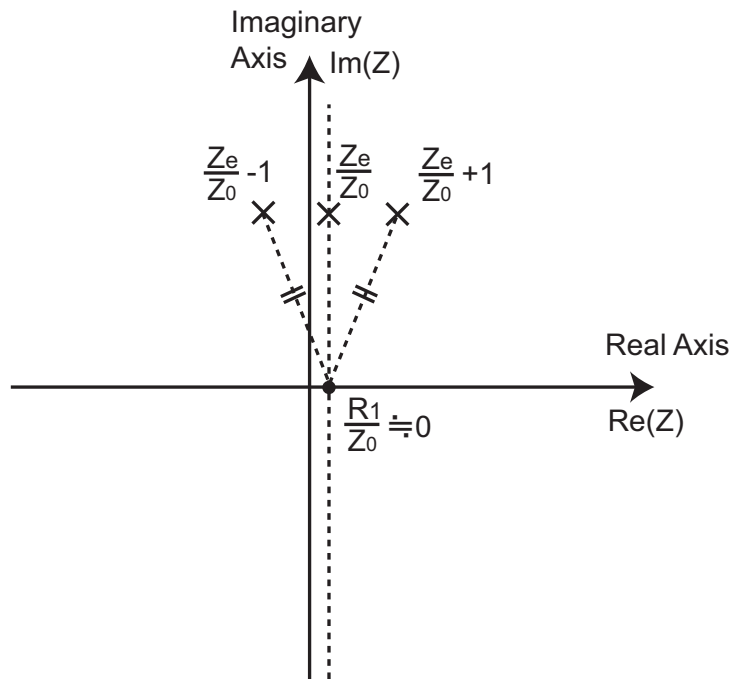


図 2.6: 送信機のみ共振している状態 (片側共振の状態) における反射係数の分子・分母の複素平面表示

上のため  $R$  は小さな値とすることが望ましい。従って、 $R_1$  は小さな値とするため、 $\frac{R_1}{Z_0} \simeq 0$  と考えてよい。すると、反射係数  $\Gamma$  の絶対値は常に 1 である。これは、 $X_2$  の大きさによって反射波の位相は変化するものの、全ての電磁エネルギーが反射することを示している。すなわち、送信機のみ共振している状態 (片側共振の状態) においても全反射となるのである。

これらをまとめると、以下の結論が得られる。双共振状態から完全に外れた状態 (送受信機とも非共振の状態) において  $X_1$  をゼロに近づける (送信機を共振状態へと近づける) ことで、送信機のみ共振している状態 (片側共振の状態) になり、さらに  $X_2$  をゼロに近づける (受信機を共振状態へと近づける) ことで双共振状態へと近づく。双共振状態から完全に外れた状態および送信機のみ共振している状態ではほぼ全反射であり、さらに双共振状態へと近づくことで徐々に反射が少なくなっていく (図 2.4)。反射係数の絶対値から双共振の大きさに関する関係があることは明らかとなったが、双共振の大きさに対する反射係数の絶対値の写像が単射ではないため、定量的な議論は困難である。ここでは、全反射している (反射係数の絶対値が 1 である) 場合には双共振状態ではなく (送受信機とも非共振または片側共振の状態)、全反射していない場合には双共振状態に近くなるといった ON/OFF 的なセンシングに止める。一般に全反射していない帯域幅は狭いため、このようなセンシング手法であっても物体検出などへと応用可能である。詳細については後述する。

## 2.4 あとがき

本章では、電磁界共振結合を用いたセンシング手法を体系的に導出した。まずは、電磁界共振結合について電磁結合および双共振の複合現象という観点からその物理的描像を説明し、等価回路によるモデル化を行った。そして、電磁結合および双共振のそれぞれに着目した二種類のセンシング手法として結合度センシングおよび双共振度センシングを提案

し，等価回路に基づく基礎特性の考察によってセンシング手法の妥当性を示した。

# 第3章 磁界共振結合を用いた位置センサ

## 3.1 まえがき

前章では、電磁界共振結合を用いたセンシング手法として、電磁結合および双共振のそれぞれに着目した二種類のセンシング手法である、結合度センシングおよび双共振度センシングを提案した。本章では、このうち結合度センシングについて、距離センサおよび位置センサへの応用に関して述べる。まず、電磁界を用いた位置センサに関する既存研究を紹介し、新規に提案する磁界共振結合を用いた位置センサの位置づけを明らかにする。次に、提案する位置センサの詳細を述べる。まずは位置センサの最小構成である距離センサについて述べ、次に位置センサについて述べる。

## 3.2 電磁界を用いた位置センサの既存研究

現在、広く実用化されている位置センサとして、電磁界を用いるもの以外では超音波センサ・カメラ・赤外線カメラ・レーザ干渉計・レーザ測域センサ・焦電センサなどが挙げられる。

しかしながら、室内空間での利用においては、電磁界を用いた位置センサの有用性が指摘されている。室内空間では、様々な障害物が存在し、照明条件も変化するため、これらに対してロバストな位置センサが望まれる。また、昨今の社会事情からセンサの消費電力を低く抑えることも望ましい。そこで、これらの指標に対する各センサの性能を図 3.1 にまとめた。超音波センサでは、ターゲットへのデバイス装着が必要であることに加え、消費電力の大きさや敷設コストの高さが問題となる。また、カメラや赤外線カメラでは、画像情報に対して後処理を加えることで位置を取得するため計算負荷が高くなることに加え、熱源や明度の変化に対する脆弱性や遮蔽の問題も存在する。レーザ干渉計やレーザ測域センサでは、カメラと同様の問題に加えて消費電力の大きさや敷設コストの高さが問題となる。焦電センサでは、存在検出は可能であるが位置センシング精度が悪いため位置センシングには適さない。これに対して、電磁界を用いた位置センサでは、明度変化に対する脆弱性や遮蔽の問題が少ないため、他の位置センサに対する有効な代替または補完手段として利用可能であるといえる。他の位置センサと比較して推定可能範囲が狭いといった欠点がある(電波を用いるものは除く)が、これについても用途に合わせた推定可能範囲のものを選択すれば問題はない。そこで、本節では電磁界を用いた既存の位置センサについて概説・分類を行い、代表的なものについては個別に紹介する。

### 3.2.1 センサの概要

電磁界を用いた位置センサとは、一般的にトランスミッタ部およびセンサ部(と場合によっては他のデバイス部)から構成される。トランスミッタ部では、電磁界信号が生成・発

	Illumination Change	Occlusion Problem	Attachment to Target	Sensing Accuracy	Computational Complexity	Energy Consumption	Cost
Ultra Sonic Sensor	○	△	×	○	○	×	×
Camera	×	×	○	○	×	○	○
Infrared Camera	×	×	○	○	×	○	△
Laser Interferometry	×	×	○	⊙	△	△	×
Laser Range Finder	×	×	○	⊙	△	△	×

↓  
Improved by using Electro-magnetic field

図 3.1: 位置センサの性能比較表

信される。センサ部では、ターゲットの位置に従って変化した電磁界信号を様々な物理現象を利用することで特定の物理量として間接測定し、後処理によって位置情報へと変換する。取得された位置情報は、必要に応じてセンサ部・トランスミッタ部間で伝送される

### 3.2.2 センサの分類

#### 分類方法の概説

トランスミッタ部が発生する電磁界の種類，センサ部で利用する物理現象および測定される物理量，ターゲットへのデバイス装着の有無，装着デバイスが能動素子であるか等の指標によって電磁界を用いた位置センサは分類される。以下に具体的な分類方法を示す。

#### トランスミッタ部の発生電磁界による分類

トランスミッタ部が発生する電磁界は、「電磁波型」「直流磁界型」「交流電界型」「交流磁界型」の四つに大別される。電磁波型は、自己共振するアンテナを利用して外部空間へと電磁波を放出するものである。直流磁界型は、永久磁石や直流駆動の電磁石のように時間変化のない磁場を外部空間に形成するものである。交流電界型は、交流を印加することで時間変化する交番電場を外部空間に形成するものであり、一般的には電荷が溜まりやすく電流はキャンセルされるようなアンテナ構造が求められる。交流磁界型は、交流を印加することで時間変化する交番磁場を外部空間に形成するものであり、一般的には電流の方向が揃っていて電荷は溜まりにくいようなアンテナ構造が求められる。なお、交流電界型や交流磁界型などの交流を用いたものでは、信号が制御しやすく地磁気などの直流成分の外乱が除去できるといった利点がある。

交流電磁界については、その発生方法および基礎特性として電磁界強度の距離特性などの詳細を述べる。交流電磁界の発生には一般にインバータが利用される。ここでは、チョップ回路や変圧回路などを用いて電圧調整が行われる。電磁界強度の距離特性は交流電磁界の三界（準静界，電磁誘導界，放射界）でそれぞれ異なる。そこで、図 3.2 に示す電気双極子モデルにおいて概説する。電気双極子から発生する電界と磁界はマクスウェルの方程式を用いて (3.1)-(3.5) 式のように導出される。

$$p = \frac{Il}{j\omega} \quad (3.1)$$



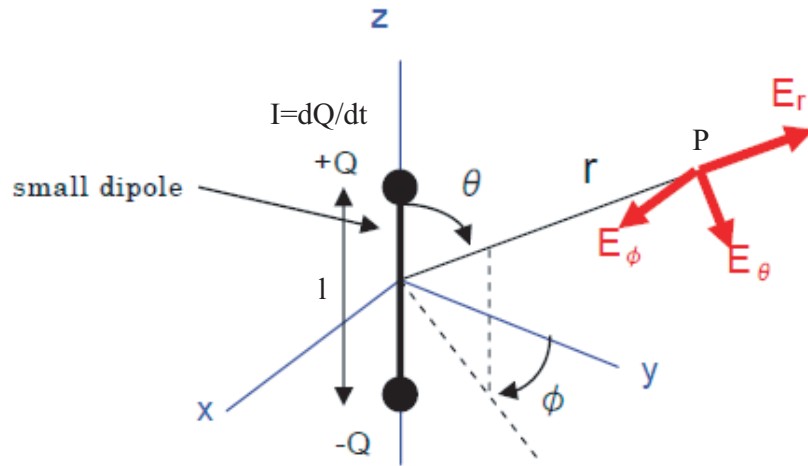


図 3.2: 電気双極子モデル

$$k = \frac{\omega}{c} = \frac{2\pi}{\lambda} \quad (3.2)$$

$$E_r = \frac{pe^{-jkr}}{2\pi\epsilon} \left( \frac{1}{r^3} + \frac{jk}{r^2} \right) \cos \theta \quad (3.3)$$

$$E_\theta = \frac{pe^{-jkr}}{4\pi\epsilon} \left( \frac{1}{r^3} + \frac{jk}{r^2} + \frac{(jk)^2}{r} \right) \sin \theta \quad (3.4)$$

$$H_\phi = \frac{j\omega pe^{-jkr}}{4\pi} \left( \frac{1}{r^2} + \frac{jk}{r} \right) \sin \theta \quad (3.5)$$

$\frac{1}{r^3}$ ,  $\frac{1}{r^2}$ ,  $\frac{1}{r}$  の項はそれぞれ準静界, 電磁誘導界, 放射界と呼ばれる。ここで, 電磁誘導に関する項としては, ビオサバルの法則である (3.5) 式の第一項目が使用される ((3.6) 式)。

$$\frac{j\omega pe^{-jkr}}{4\pi} \frac{1}{r^2} \sin \theta = \frac{Il}{4\pi r^2} \sin \theta \cdot e^{-jkr} \quad (3.6)$$

近傍界と遠方界の境界は, 一般には  $\frac{1}{r^3}$ ,  $\frac{1}{r^2}$ ,  $\frac{1}{r}$  の各項の振幅が一致する距離  $d$  であり,  $d = \frac{\lambda}{2\pi}$  である。この境界値よりも近距離の領域は近傍界, 遠距離の領域は遠方界となる。近傍界では準静界や電磁誘導界が放射界より強く, 遠方界では逆となる。

交流電界型では, 準静界が優位となるため電界強度は  $\frac{1}{r^3}$  に比例して減衰する。また, 交流磁界型では, 電磁誘導界が優位となるため磁界強度は  $\frac{1}{r^2}$  に比例して減衰する。そして, 電磁波型では放射界が優位となるため  $\frac{1}{r}$  に比例して減衰する。いずれの場合も, 厳密には各界が混在したものとなるが, ここでは一般論としてあくまで優位なもののみを抽出して議論を行う。すると, 電磁波型, 交流磁界型, 交流電界型の順に電磁界強度は遠方まで維持されることになる。従って, センサ部における検出限界が電磁界強度で決定されると仮定するならば, 電磁波型, 交流磁界型, 交流電界型の順で推定可能範囲が広いこととなる。ただし, 下記に示すように, センサ部における検出機構 (測定する物理量や処理方法) は一般に異なるため, 上記の考察はあくまで一つの指標程度に過ぎない。

#### センサ部で利用する物理現象および測定される物理量による分類

センサ部で利用する物理現象および測定される物理量による分類を示す。これらの分類は上述したトランスミッタ部の発生電磁界に強く依存するため、発生電磁界の種類との組み合わせで説明を行う。

電磁波型である場合、センサ部では電磁波の周波数と整合された自己共振周波数を持つ受信アンテナによって電磁波を受信する。そして、受信された電磁波の電波強度または電波到達時間からトランスミッタの位置を推定する。位置センシングに最も利用されるものとしてRFIDと呼ばれる手法がある。また、電磁波型の亜流として、ターゲットへデバイスを装着せずに位置センシングを行う手法も提案されている。ここでは、トランスミッタ部で発生される電磁界がターゲットによって遮蔽されることを利用し、センサ部で電磁界強度の推移をモニタリングすることでターゲット位置を推定する。

直流磁界型である場合、三通りの物理現象を用いたセンシング手法が提案されている。一つ目はホール効果を物理現象として用いて測定した誘起電圧から直流磁界強度を逆算することで、直流磁界発生源の位置を推定する手法である。二つ目は磁気センサにより直流磁界の方向を測定することで、直流磁界発生源の位置を推定する手法である。三つ目は、巨大磁気抵抗効果を物理現象として用いて抵抗値を測定する手法である。外部から直流磁界が加わることでセンサに用いられる薄膜層の抵抗値が変化する。抵抗値の変化を測定することで直流磁界強度を逆算することで、直流磁界発生源の位置を推定する。

交流電界型である場合、静電結合を用いたキャパシタンスセンサが提案されている。キャパシタンスセンサでは、測定対象は電源電流である。測定した電源電流と印加電圧から電界結合の強度を逆算することで、ターゲット・センサ間の距離を推定する。このタイプのセンサは厳密には位置センサではなく距離センサである。

交流磁界型である場合、二通りの物理現象を用いたセンシング手法が提案されている。一つ目として、物理現象として渦電流を利用した渦電流形変位センサである。渦電流形変位センサでは、渦電流からの磁束のキャンセルに寄与する電源電流を測定する。測定された電源電流と印加電圧から渦電流の大きさを逆算することで、ターゲット・センサ間の距離を推定する。このタイプのセンサは厳密には位置センサではなく距離センサである。二つ目として、電磁誘導を物理現象として用いて誘起電圧を測定する手法が挙げられる。ここでは、ピックアップアンテナにおいて測定した誘起電圧からセンサ部の位置を推定する。さらに、このタイプの傍流として共振現象を用いたものや第三のデバイスを用いた手法などが存在する。

#### ターゲットへのデバイス装着の有無による分類

ターゲットへのデバイス装着の有無および、デバイス装着が必要な場合にはどのデバイスが装着されるかによって分類を行う。ここでは、上述したトランスミッタ部とセンサ部の組み合わせそれぞれに対して分類・整理する。

非装着型では、ターゲットが存在する位置による電磁界の変化をトランスミッタ部側に接続されたセンサ部で測定することで位置センシングを行う。センサ部はトランスミッタ部側に接続されるため、ターゲットへのセンサ部の装着が不要となる。電磁波型の亜流であるターゲットによる電磁波の遮蔽効果を利用するセンサ、交流電界を用いたキャパシタンスセンサ、交流磁界を用いた渦電流形変位センサが該当する。

装着型では、トランスミッタ部・センサ部あるいは他デバイスをターゲットに装着する

ことで位置センシングを行う。ターゲットに装着されるデバイスの種類によって分類される。トランスミッタ部をターゲットに装着するものとしては、電磁波型の RFID，直流磁界型の全てのセンサが挙げられる。RFID は一般にはトランスミッタ部 (送信機あるいは RFID タグと呼称される) またはセンサ部 (受信機あるいは RFID リーダと呼称される) のどちらを装着してもよいが、通常はセンサ部の方が高価であるため、トランスミッタ部が装着される。また、センサ部をターゲットに装着するものとしては、交流磁界型で電磁誘導を用いたピックアップアンテナ形式のものが挙げられる。そして、他デバイスをターゲットに装着するものとしては、交流磁界型で電磁誘導を用いたピックアップアンテナ形式の傍流として提案されている、共振マーカを用いたものが挙げられる。ここでは、共振マーカがターゲットに装着される。

#### 装着デバイスが能動素子であるかによる分類

装着型においては、装着するデバイスが能動素子であるかが重要な指標になる。発信・測定・通信などの回路といった能動素子が必要である場合、電源の必要性や損傷・経年劣化などの機械的脆弱性といった問題がある。能動素子を必要としないものとしては、以下のものが挙げられる。まずは、直流磁界型のもので永久磁石によって直流磁界を発生するタイプのものである。そして次に、交流磁界型で電磁誘導を用いたものの傍流として提案されている共振マーカを利用したものである。永久磁石では電子回路は存在しないし、共振マーカは電源を必要としない単純な共振回路であるためメンテナンスフリーと考えて良い。

#### 3.2.3 代表的なセンサの紹介

前節では、電磁界を用いた位置センサの分類方法を概説した。そこで、本節では代表的なセンサを紹介する。適宜、分類方法と照らし合わせることで、理解を深めて頂きたい。

#### 電磁波を用いた位置センサ

最も頻繁に利用されるものとして RFID がある。RFID は、送信機あるいは RFID タグと呼ばれるトランスミッタ部と受信機あるいは RFID リーダと呼ばれるセンサ部から構成される (図 3.3)。RFID では、いくつかの位置センシング手法が提案されている。複数受信機との距離を用いて三角測量の要領で位置センシングを行う Lateration 方式や複数受信機へ到達する電磁波の方向を用いて位置センシングを行う Angulation 方式が提案されている。さらに、Lateration 方式は、受信電波強度から距離を推定する RSS(Received Signal Strength) 方式、受信電波の滞空時間から距離を推定する TOA(Time of Arrival) 方式、複数受信機間の滞空時間差から距離を推定する TDOA(Time Differential of Arrival) 方式などに分類される。

TOA 方式は最高精度 (誤差 1m 程度) で 500 万円以上とコストが高く、RSS 方式は電波強度の環境からの影響が大きいため位置センシング精度はさらに低い (キュービックアイデンティティ社の ActiveRFID) と安価である。従って、RFID を用いた方式では長距離での位置センシングが可能であるという利点があるが、最も高精度とされる TOA 方式や TDOA 方式を用いた場合であっても 1m 程度と推定精度が低いことが問題である [23]。そのため近年、安価な RSS 方式を利用して位置センシング手法に工夫を加える

ことで精度向上を図った研究が行われている。一般にリーダ(受信機)はタグ(送信機)よりも高価であるため、位置センサ・システムは複数のタグと少数のリーダによって構築される。床面に固定された位置情報既知のタグおよびリーダを用いて、ターゲットの位置センシングを行う研究が報告されている。いずれも確率的な考え方を導入することで精度向上を図っている。

[23]では、タグ・リーダ間に人体などの移動体が割り込んだ際にタグからの電波が遮蔽される現象を利用する。本手法の基本概念は、複数タグからの電波が遮蔽された場合にそれらのタグが同一方向に存在する確立が高いと考え、複数タグの一方が位置情報既知の固定タグでありもう一方がターゲットのタグである場合においてターゲットの位置を絞り込むというものである。複数タグからの電波が遮蔽されているという状態の判別には、各タグにおける電波強度の時系列データの共変化が用いられる。ターゲットとして移動体・固定物体のどちらも対応可能であるため拡張性が高いが、検出不能(図 3.4)や誤検出(図 3.5)となる事例が存在するためロバストではない。

[24]では、人体による電波の遮蔽を利用して人体の動線(頻繁に使用される移動パターン)を推定する手法である。ここでは、RFIDの不正確さを考慮に入れ、確率的に動線を絞り込む手法を採用している。本手法の基本概念は、人体が存在する可能性のある領域をカウントアップしていき、動線の導出フェーズではカウンターが一定の閾値以上となった領域内において最長のものを動線として選択する。人体が存在する可能性のある領域は、電波が受信不能なタグ群のうちリーダ側のポーターに存在するタグ群の直前として求める(図 3.6)。動線をシーケンシャルにリアルタイムで伸長させる他手法とは異なり一定時間カウントアップを行った後に動線の絞り込みを行うことで、RFIDのような測定データが確率的に変動するものに対して信頼性を高めることが可能となる。

上記の二手法とは異なり移動体ではなく固定物体をターゲットとした場合において、ターゲットに装着したタグの位置を推定する手法が提案されている[25]。ここでは、ロボットに搭載したリーダを用いてターゲットに装着されたタグの位置を推定する。ロボット上のリーダの位置・姿勢は既知として、確率モデル(ベイズの定理)を用いてタグ位置を確率的に導出する。本手法は、以下の一連の処理の繰り返しによって実現される。各位置の事前確率(信念)に対して、センサモデルに基づく尤度を掛け合わせることで事後確率(更新された信念)を求める。次の処理ではこの事後確率が事前確率となる。なお、ここでいう”事”とは、タグ検出の有無である。このような方法については既に提案されていたが、本手法の特徴はマルチレンジを用いたセンサモデルを適用することで精度向上を図っている点にある。センサモデルを図 3.7 に示す。三種類の推定可能範囲の併用により、尤度の割り当て領域を細分化することでタグ位置を絞り込む。直線移動、L字移動、カーブ移動などの各種軌跡に対して実験を行った結果、従来手法でおよそ 1m 程度であった誤差が半分以下に改善されているため、非常に有効な手法であると言える。

#### ホールセンサ・アレーによる位置センサ

直流磁界に直交して移動する電子(または電流)がローレンツ力を受けて屈曲する現象をホール効果と呼ぶ。従って、半導体に微弱電流を流したものに対して外部から直流磁界が加わった場合、ホール効果によって誘起電圧が発生する。ホールセンサではこの誘起電圧を測定することで直流磁界の大きさ・方向を逆算し、さらには直流磁界発生源の位置を逆算する。しかし、ホールセンサ単体での位置センシング能力は一軸のみに止まるという問題が存在する[26]。そこで、複数のホールセンサを縦横にアレー状配置することで三次元

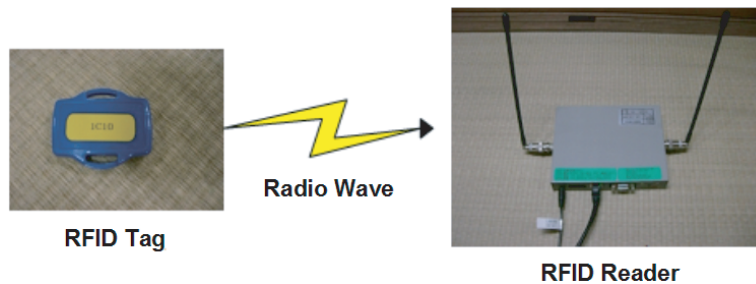


図 3.3: RFID の構成 [23]

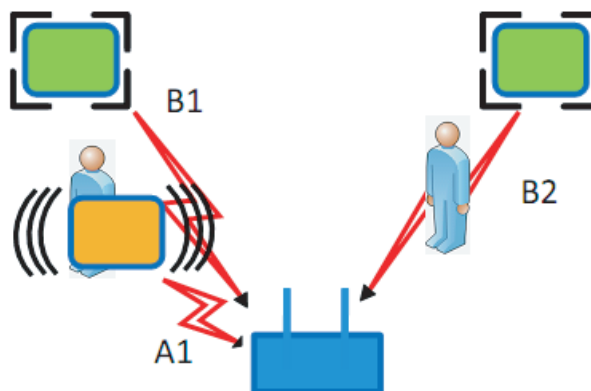


図 3.4: 検出不能となる事例 [23]

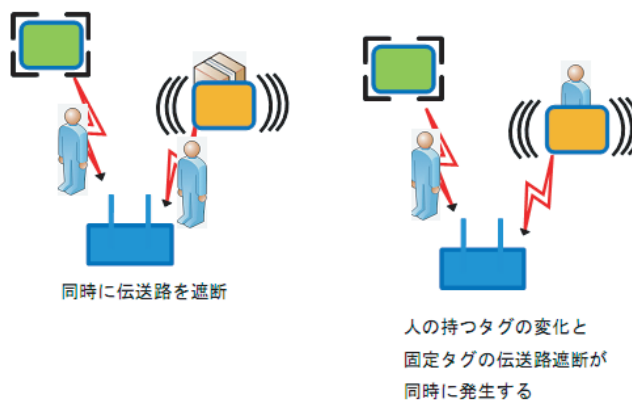


図 3.5: 誤検出となる事例 [23]

位置・姿勢の推定を実現する研究が行われている [27]。「HallinOne」と呼ばれる手法では、アレーにおけるセンサ充填率を高めることで  $x, y, z$  各方向の磁界のみならず各方向の一階・二階微分を測定して三次元位置・姿勢の推定が可能である。

### 巨大磁気抵抗効果を用いた位置センサ

巨大磁気抵抗効果では、外部から直流磁界が加わることで強磁性体および常磁性体を重ねた薄膜層の抵抗値が変化する。薄膜層をセンサ部として使い、抵抗値の変化をホイーストブリッジで測定することで直流磁界強度を逆算し、さらには直流磁界発生源の位置を逆算する [28]。センサの概念図を図 3.8 に示す。MR-表記のものが磁気抵抗効果による可変抵抗であり、R-表記のものが固定抵抗である。最新の研究では、薄膜層における強磁性

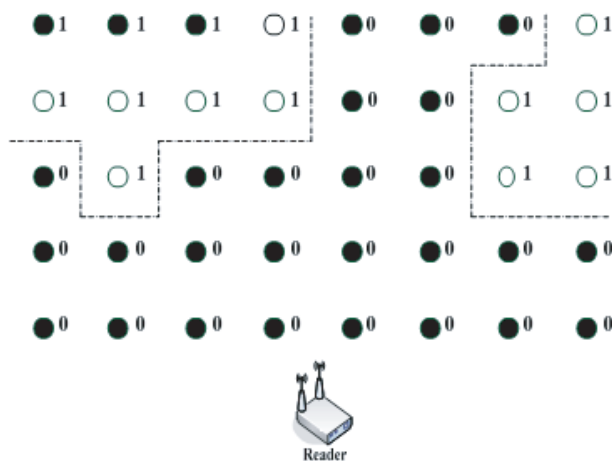


図 3.6: ボーダー領域の抽出 [24]

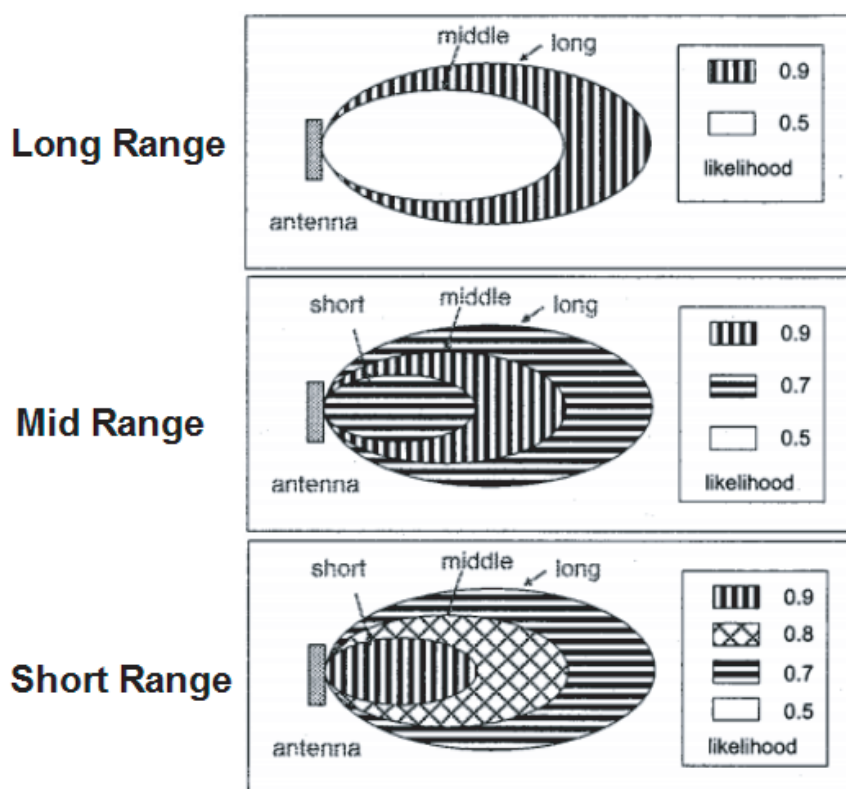


図 3.7: マルチレンジを用いたセンサモデル [25]

体として粒度の細かい Ag-Co 合金を用いたセンサが提案されている [28]。高い磁気抵抗効果を得るには粒子サイズを適切に制御する必要があり，アニーリングの温度設定や処理時間が重要となる。アニーリング温度をパラメータとした印加磁界と磁気抵抗効果の関係は図 3.9 に示された通りである。ここでは，処理時間は一律 45 分と仮定している。図から，300 度が最適であることが分かる。センサ部上で永久磁石を図 3.8 に示した垂直方向 (Z) および水平方向 (X・Y) に移動した際の実験結果を図 3.10 に示す。永久磁石およびセンサ部として，それぞれ底面 3mm × 3mm・高さ 10mm および 3mm × 5mm のものを利用し，常温 (25 度) で実験が行われた。また，本手法では温度依存性が高いため使用時の温度情報が必要となる。

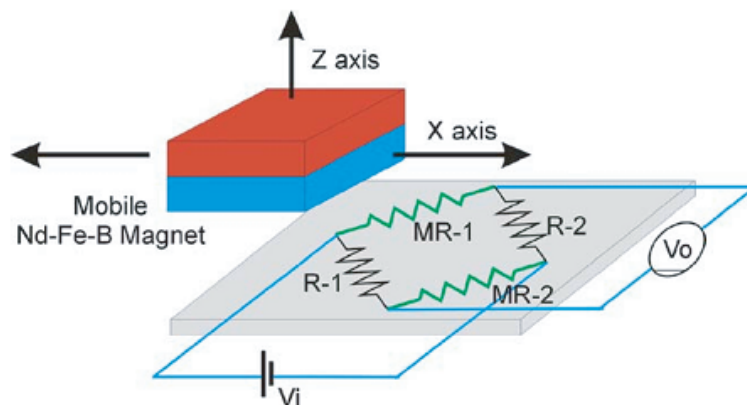


図 3.8: 検出部にホイーストブリッジを用いた構成によるセンサの概念図 [28]

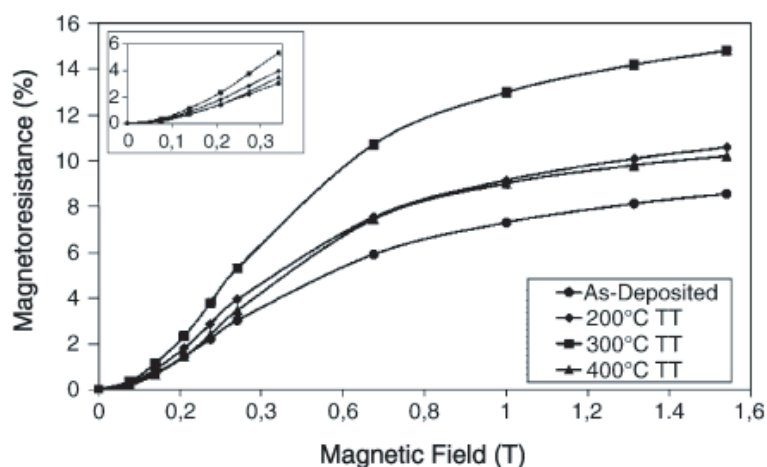


図 3.9: 複数のアニーリング温度における印加磁界と磁気抵抗効果の関係 [28]

### 磁気センサを用いた位置センサ

磁気センサにより直流磁界の方向を測定し、直流磁界発生源の位置を逆算する手法である。直流磁界発生源としては、電磁石を用いたもの [29] や永久磁石を用いたもの [30] が提案されている。

[29] では、電磁石をターゲットに装着し、床にアレイ状に配置した位置情報既知の電子コンパスを磁気センサとして利用することでターゲット位置を推定する。ここでは、ターゲットが二次元平面上に存在し、姿勢としては平面に対して直交する軸周りの回転のみ想定する。各電子コンパスで測定される磁界の大きさ・方向と磁場の空間分布を表す式から、電磁石・電子コンパス間の相対位置・姿勢が推定される。本手法のシステム構成図を図 3.11 に示す。

[30] は、自律走行を行う無人電動車に应用した研究である。ここでは、ウェイポイントとなる路面上に埋め込まれた永久磁石の位置をフロントバンパーに取り付けられた磁気センサ・アレイでセンシングすることで自律走行を行っている。本手法の概念図を図 3.12 に示す。

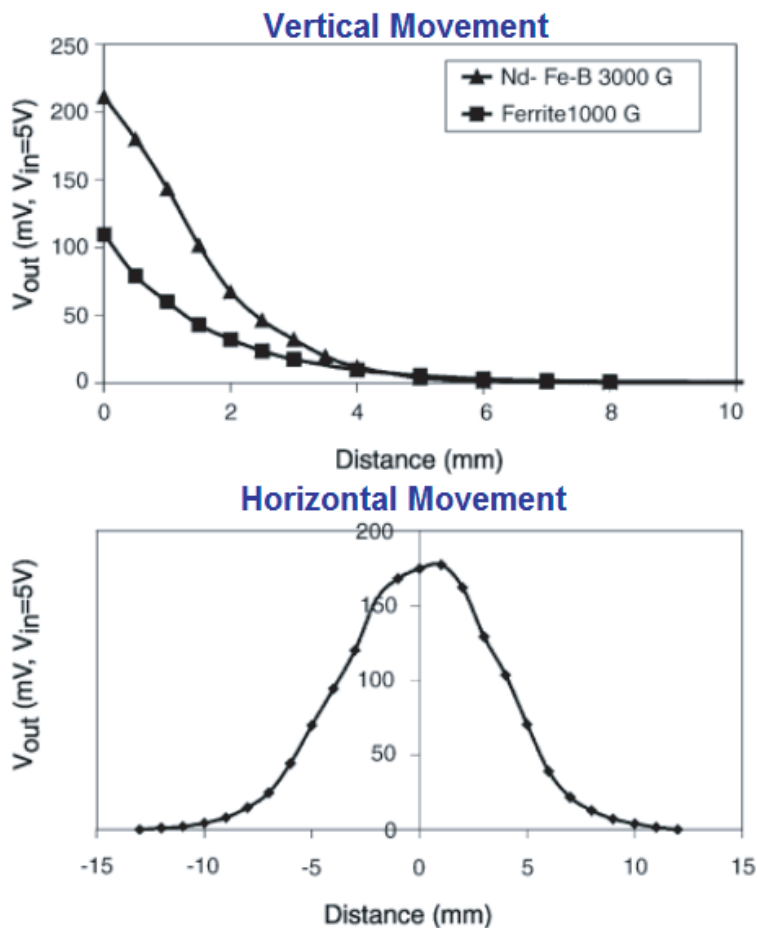


図 3.10: 永久磁石を垂直方向および水平方向に移動した際の実験結果 [28]

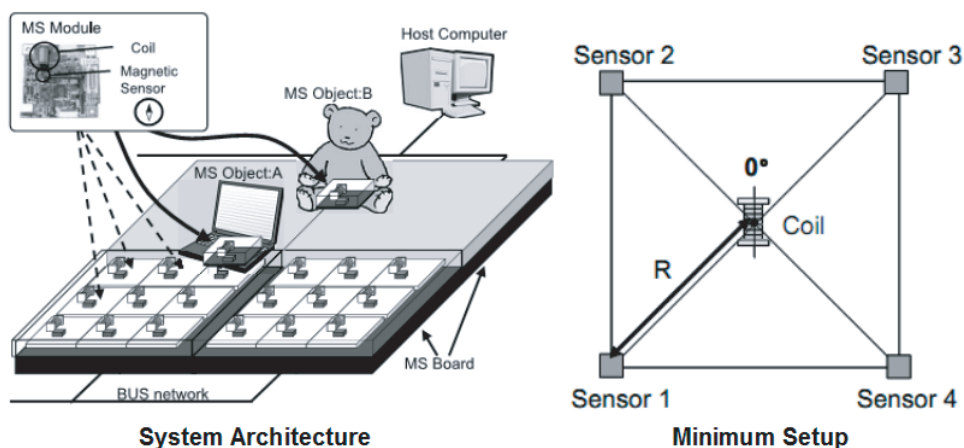


図 3.11: Magic Surface のシステム構成図 [29]

### キャパシタンスセンサ・渦電流形変位センサ

これらは共に、一般に導体をターゲットとし非装着型であるため、同時に説明を行う [31][32]。まず、各センサの概要を述べ、次に性能比較についても行う。

キャパシタンスセンサは、ターゲット・センサ間距離に依存した電界結合強度を電源電流に比例した出力電圧として測定する。従って、出力電圧を測定することで電界結合強度を逆算し、さらにターゲット・センサ間の距離を逆算する。電界結合可能なものしかセンシング出来ないため、ターゲットは導体 (または高誘電率を有する誘電体) となる。概念図



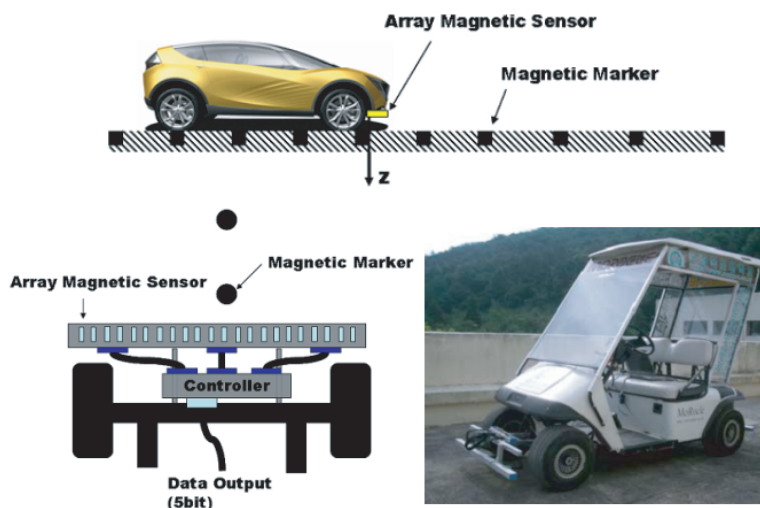


図 3.12: 磁気誘導システム [30]

を図 3.13 に示す。

渦電流形変位センサでは、物理現象として渦電流を利用し、渦電流からの磁束のキャンセルに寄与する電源電流に比例した出力電圧を測定する。ここでは、交流磁界がターゲット表面に生成した渦電流によってトランスミッタ部の磁界発生用アンテナに逆向きの磁束が発生する。トランスミッタアンテナにおいて、全磁束を維持する制御システムを構築しておくことで、渦電流からの磁束のキャンセルに寄与する電源電流に比例した出力電圧を測定する。従って、測定された出力電圧から渦電流の大きさを逆算することで、ターゲット・センサ間の距離を推定する。概念図を図 3.14 に示す。

性能比較表を図 3.15 に示す [31]。異物の多い環境下では渦電流形変位センサが有効である。キャパシタンスセンサでは、センサ・ターゲット間に水や油といった比誘電率の高い異物が混入した場合に誤差を生むためである。ターゲットが小さい場合にはキャパシタンスセンサが有効である。渦電流形変位センサは磁界が広がる範囲がセンサ直径比 3~5 倍程度と広く、磁界を逃がさず捉える必要性から大きなターゲットサイズが要求される。推定可能範囲に関しては、渦電流形変位センサの方が広い。キャパシタンスセンサでは準静界である電界結合を用いるため推定可能範囲は狭い。渦電流形変位センサでは、誘導電磁界を用いるためキャパシタンスセンサと比較して推定可能範囲は広い。渦電流形変位センサでは、渦電流の総量がターゲットの厚みに依存するため、ある程度の厚みを有することが条件となる。渦電流形変位センサでは、ターゲットの種類(磁性体であるか、導体であるか、透磁率や導電率はいくらであるか)によって挙動が異なるため、種類に応じたキャリブレーションが必要である。一方、キャパシタンスセンサでは自由電子が表面に誘起されることによる電界結合を利用するので、どのような導体であっても挙動は同じであり、キャリブレーションの必要はない。複数センサによるアレイなどを構成する場合は、渦電流形変位センサに比べてキャパシタンスセンサが有効である。電界の有効範囲が絞られているためセンサ間で相互干渉が生じないためである。キャパシタンスセンサでは渦電流形変位センサと比べて有効範囲が絞られているため外乱を受けにくく、一般的に距離センシングの分解能は高い。利用される周波数のバンド幅は、共に 10~15kHz が一般であるが、渦電流形変位センサではさらに高周波も利用可能などより柔軟な設計が可能である。また、一般に渦電流形変位センサの方が低コストである。

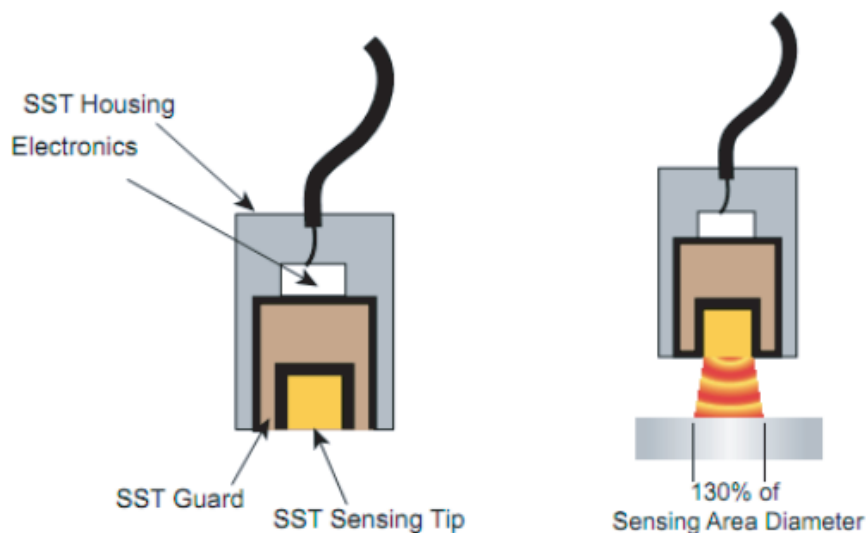


図 3.13: キャパシタンスセンサの概念図 [31]

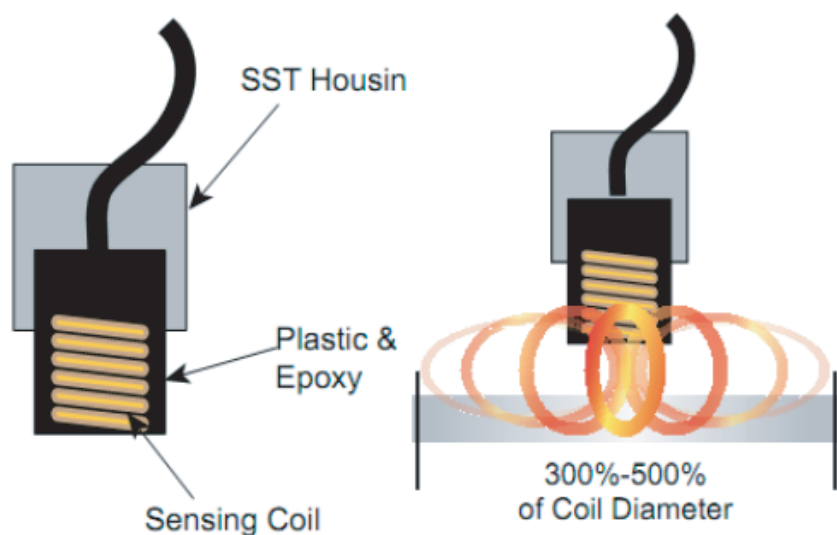


図 3.14: 渦電流形変位センサの概念図 [31]

### 電磁誘導を用いた位置センサ

本手法は、電磁誘導を物理現象として用いて誘起電圧を測定するものである。一般には交流磁界の発生源として磁気ダイポールを用い、センサ部のピックアップアンテナにおいて誘起電圧を測定する。このタイプの位置センサではターゲットにはセンサ部を装着し、測定した誘起電圧からセンサ部の位置を逆算する。誘起電圧は鎖交磁束に依存するため、位置・姿勢と強い相関性がある。従って、誘起電圧から位置・姿勢を逆算することが可能となる。しかし、一対の磁気ダイポール・ピックアップアンテナでは三次元位置・姿勢を全て推定することは出来ない。そこで、磁気ダイポールおよびピックアップアンテナをそれぞれトランスミッタ部およびセンサ部に三対ずつ直交する形で配置する方式が提案されている [33]。そのシステム構成図を図 3.16 に示す。本手法は、位置・姿勢のトラッキング・システムとして構築されており、位置・姿勢の微小変化に伴う出力ベクトル(センサ部の電圧)の変化が線形であることを利用して時々刻々と位置・姿勢が推定・更新されていく。本手法では、三次元位置・姿勢を全て推定可能である。

•• Best Choice, • Functional Choice, - Not an option

Factor	Capacitive	Eddy-Current
Dirty Environments	-	••
Small Targets	••	•
Large Range	•	••
Thin Materials	••	•
Material Versatility	••	•
Multiple Probes	••	•
Probe Mounting Ease	••	•
Resolution	••	•
Bandwidth	•	••
Cost	•	••

図 3.15: キャパシタンスセンサと渦電流形変位センサの性能比較表 [31]

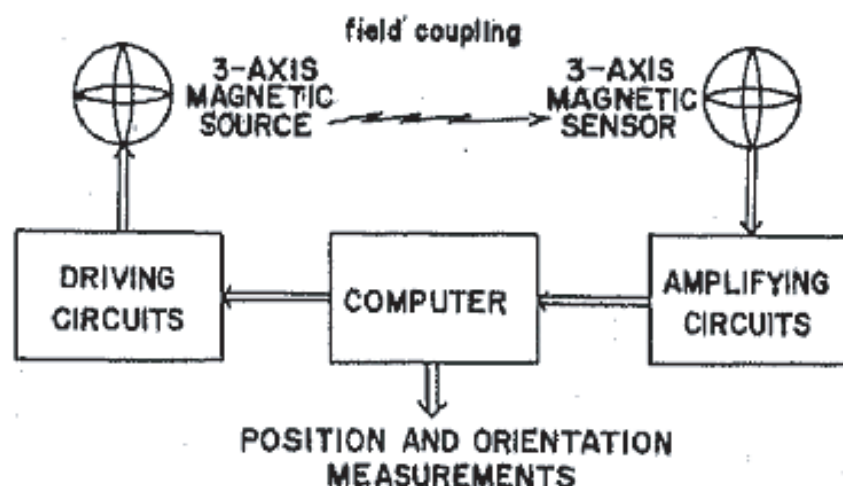


図 3.16: 磁気追跡システムのブロック図 [33]

さらに、このタイプの傍流として、電磁誘導に加えてトランスミッタ部・センサ部の各アンテナにおける双共振現象を利用した、磁界共振結合型の位置センサが提案されている [34]。電磁誘導を用いたセンサでは準静界・誘導電磁界を利用するため、距離に対する電磁エネルギーの減衰が激しかった。磁界共振結合を用いた場合では、補完手段として電磁気的な共振現象を利用することで電磁エネルギーの増幅を行う。基本的なセンシング原理は電磁誘導のみの場合と変わらないが、共振現象による磁界の増幅により、推定可能範囲の拡大や電気エネルギーの再利用による低消費電力化などが期待できる。この位置センサの写真を図 3.17 に示す。

また、第三のデバイスとして共振マーカを用いた手法も存在する [35]。本手法は、共振マーカで増幅された磁界をピックアップアンテナで測定するものである。ここでは、センサ部ではなく共振マーカがターゲットに装着され、位置センシングの対象となっている。概略図を図 3.18 に示す。

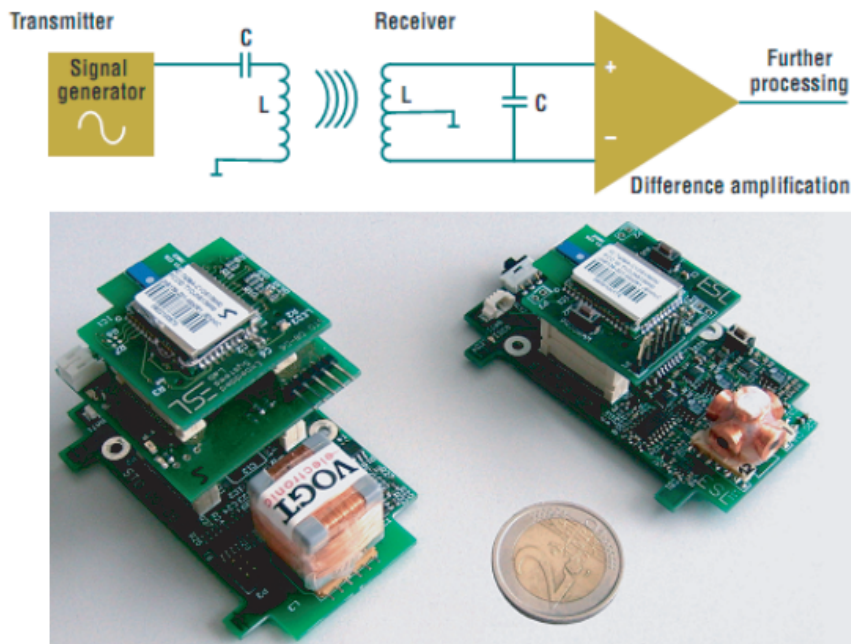


図 3.17: 磁界共振結合を用いた位置センサの写真 [34]

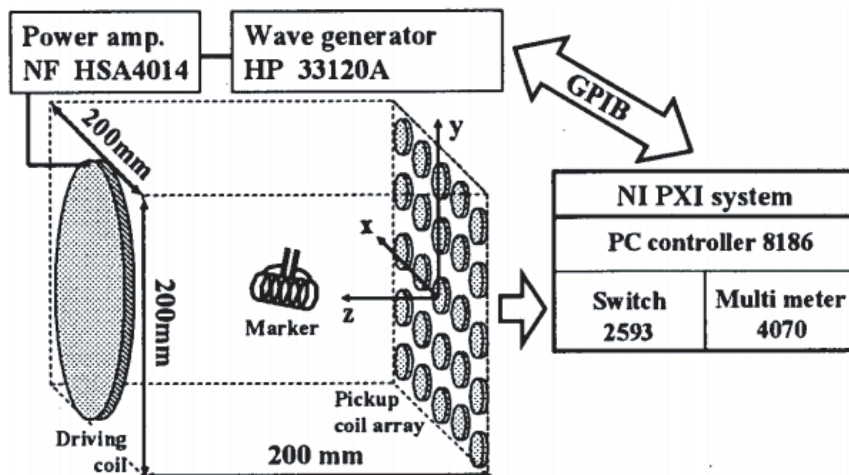


図 3.18: 共振マーカによる磁界共振結合を用いた位置センサの概略図 [35]

### 3.3 提案センサの位置づけ

前節では、電磁界を用いた位置センサの既存研究について、分類方法やセンサの具体例などの詳細説明を行った。そして、磁界共振結合を用いた位置センサについても紹介した。具体的には、発生電磁界として交流磁界を利用するため信号が制御しやすく地磁気などの直流成分の外乱が除去できることに加えて、物理現象として電磁的な結合のみを利用する場合と比較して共振現象を付加することで電磁エネルギーの増幅による推定可能範囲の拡大や電気エネルギーの再利用による低消費電力化が期待できることを述べた。また、電磁波を用いた場合と比較して推定可能範囲は狭まるといったデメリットが存在するが、生活空間程度での利用では応用範囲は十分にあることを述べた。

しかし、その理論的考察やセンサ構成に関する十分な考察は未だ行われていない。電磁界共振結合は、距離や位置センサの他にも帯域通過フィルタ [36] や近年ではワイヤレス電力伝送 [19, 20, 37, 38] に至るまで様々な分野での研究が進められており、電磁エネルギー

の増幅率を表す  $Q$  値が高いほどフィルタの通過特性や伝送距離の向上が実現されることなどが理論的に示されていた。また、その構成についても様々な方法が提案されてきた。その反面、位置センサへの応用に関しては、理論的考察やセンサ構成に関する十分な考察が行われていないという状況である。

そこで、本章では新しい構成による位置センサを提案する。新しい空間知能化の方向性として、ワイヤレス電力伝送も視野に入れているため、位置センシングに加えてワイヤレス電力伝送が同時に実現可能なアンテナ構成を提案する。図 3.17 や図 3.18 に示した磁界共振結合を用いた従来の位置センサでは、ワイヤレス電力伝送で利用される MHz 帯と比べて 21kHz や 185kHz という低周波数をトランスミッタ部およびセンサ部の各アンテナの共振周波数として利用していたため、位置センサで利用される電圧信号の受け渡しのみ可能であり、電力伝送は不可能であった。これに対して、提案する位置センサでは、磁界共振結合を用いたワイヤレス電力伝送で利用されているアンテナ構成を転用した。これによって、電力伝送対象の負荷を接続するだけで電力伝送も可能となる位置センサを実現した。具体的には、送受信アンテナ間で磁界共振結合を発生させるため、磁界結合を強める方法として銅線をループ状に巻くことで中心に磁界が集中した構造であるヘリカルアンテナを用い、共振状態を作る方法として補償キャパシタを用いた。また、磁界共振結合を用いたワイヤレス電力伝送では、共振周波数として主に MHz 帯が用いられることが知られている。そのため、共振周波数を MHz 帯 (距離・位置センサでは後述するように 10MHz) に設定した。また、センサ部における検出機構も新規に提案する。図 3.17 や図 3.18 に示した磁界共振結合を用いた従来の位置センサと提案センサの構成を比較したものを図 3.19 に示す。ここでは、図 3.17, 図 3.18 および提案センサの構成は、(a),(b),(c) にそれぞれ対応している。(a) ではターゲットへデバイスを装着する必要があるが、さらに能動素子として搭載する測定機器や通信機器の電源が必要であった。また、(b) ではターゲットに装着するデバイスは保守不要の LC マーカ (アンテナ) のみでよいいため能動素子は必要ないが、センサ部として多数のピックアップアンテナをトランスミッタ部のアンテナとは別に実装する必要があった。従って、前者では電池交換などの保守の問題があり、後者では空間を占有してしまうという問題があった。そこで、提案センサでは、これらの問題を解決する新しい検出機構を組み込んだ。ここでは、測定対象を従来の誘起電圧ではなく反射電力と進行電力の比から得られる反射係数とすることで、ターゲット側は保守不要のアンテナのみでかつセンサ部とトランスミッタ部が集約化された構成が可能となった。

以上が提案する新しい位置センサの構成に関する基本構想である。次節以降では、この提案センサの詳細について述べる。まずは、位置センサの最小単位である距離センサについて提案し、その基礎特性などを明らかにする。磁界共振結合を用いた位置センサに関しては、十分な理論的考察が行われてこなかったため、基礎特性を明らかにすることは学術的意義が高い。基礎特性としては、 $Q$  値と推定可能な距離の関係に関する考察を行う。具体的には、関数近似により距離誤差と距離の関係を準解析的に表現することで、距離誤差と  $Q$  値の関係を明らかにする。次に、位置センサについて提案し、三次元位置推定実験を通して位置推定誤差などの基本性能の評価を行う。

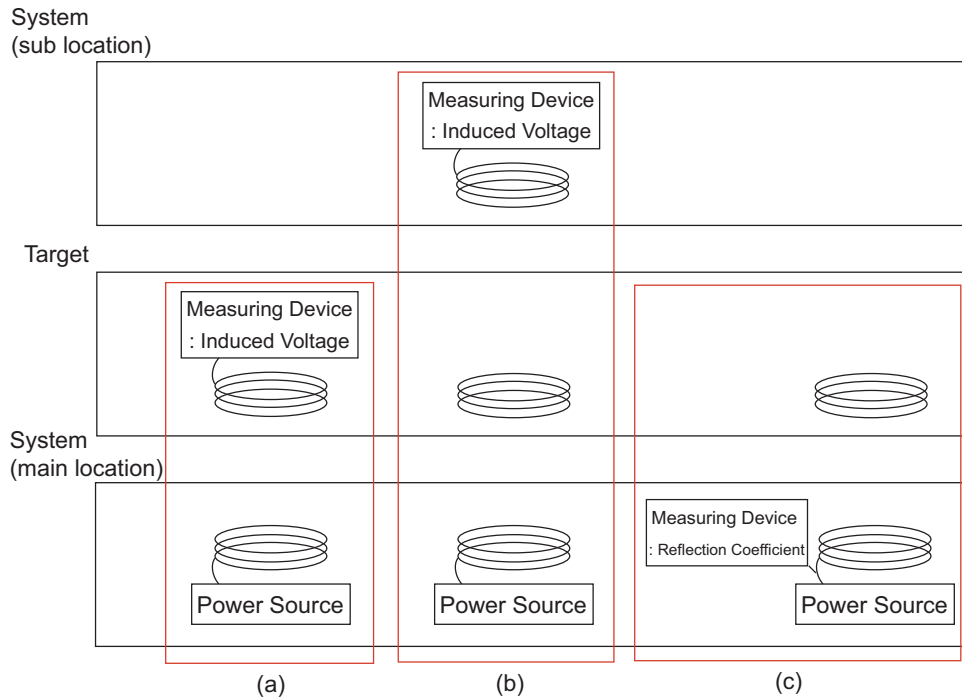


図 3.19: 磁界共振結合を用いた位置センサにおけるセンサ構成の比較図

## 3.4 距離センサの提案

### 3.4.1 センサ構成

本章で提案する磁界共振結合を用いた位置センサの構成に関する基本構想は前述した通りである。そこで、その最小単位である距離センサを提案し研究を進めてきた。本センサの構成を図 3.20 に示す。なお、トランスミッタ部とセンサ部が集約化された部分を合わせて送信機と呼び、ターゲットに装着したデバイスを受信機と呼ぶこととする。送信機および受信機はそれぞれ一つのヘリカルアンテナを有しており、送信機は反射係数の測定機器として双方向性結合器を有している。

### 3.4.2 等価回路によるモデル化

本センサに対して電気回路理論を適用すると図 3.21 の等価回路が得られる [37, 38]。この等価回路は、電源系および各アンテナを回路素子で代替表現したものとなっている。各アンテナは単独で共振するヘリカルアンテナであり、RLC 直列素子  $R_i, L_i, C_i$  ( $i = 1, 2$ ) で表現される。アンテナ間の磁界結合は相互インダクタンス  $L_m$  で表現される。また、その他の回路素子が表すものは以下の通りである。 $V_{src}$  は電源電圧を、 $Z_0$  は線路の特性インピーダンスを、 $Z_e$  は両アンテナからなる系のインピーダンスを表す。また、両アンテナが同一の周波数  $f$  で共振する場合に磁界共振結合となるため、その発生条件は共振角周波数  $\omega$  を用いて次式で表される。

$$\omega L_i - \frac{1}{\omega C_i} = 0 \quad (i = 1, 2), \quad \omega = 2\pi f \quad (3.7)$$

本論文における以降の全ての議論は、磁界共振結合時すなわち (3.7) 式を満たす条件下で行われているものとする。

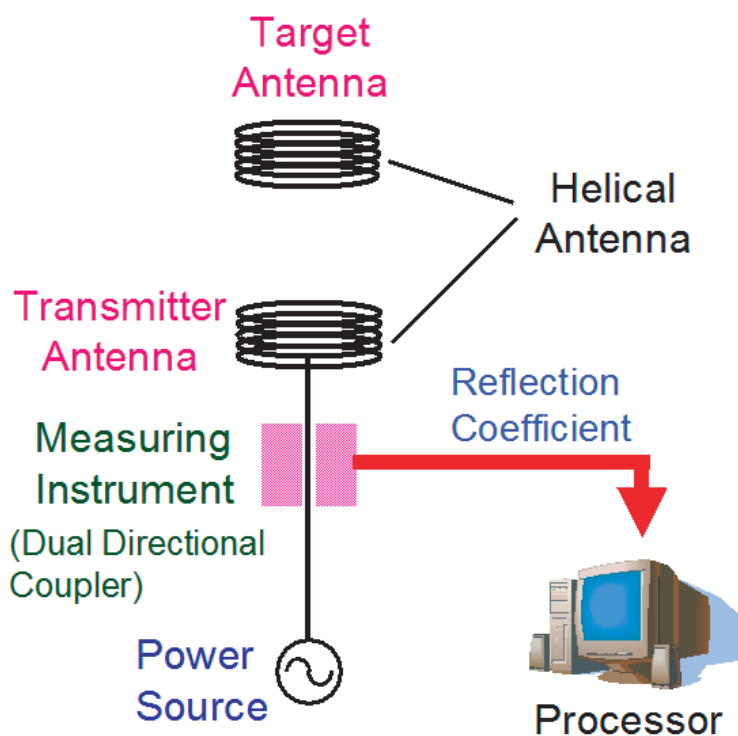


図 3.20: 距離センサの構成

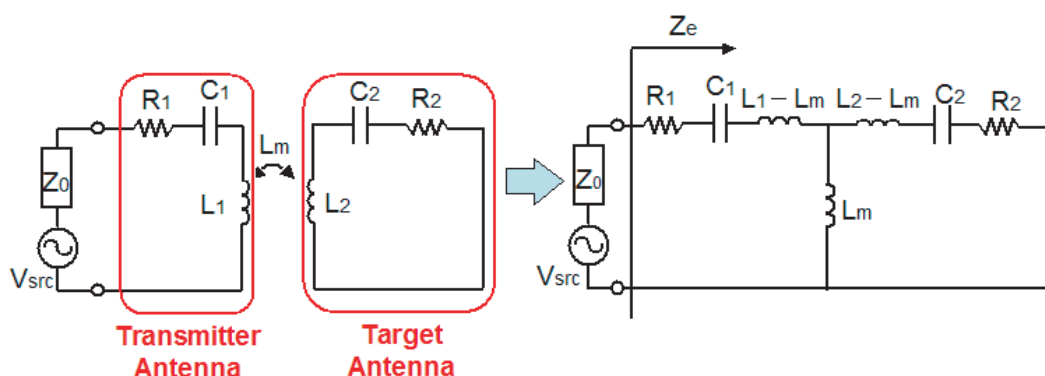


図 3.21: 距離センサの T 型等価回路

### 3.4.3 距離センシング手法

#### 距離の定義

距離センサの基礎検討という位置づけであるため、ヘリカルアンテナ同士が対向した場合のみを扱うこととする。ここで、距離と言った場合には一般的にはアンテナ間距離を指すが、本章ではアンテナ直径  $d$  に対するアンテナ間距離  $g$  の比率  $g/d$  として距離を再定義する。アンテナ直径に対する比率とする理由は、将来的にアンテナサイズに依存しないスケールフリーの議論への拡張が可能となるためである。ただし、本章の主旨から外れるため、ここではスケールフリーの議論までは行わない。

## 距離センシング手法の概要

反射係数の測定は，図 3.20 に示した双方向性結合器なる測定機器で行う。反射係数から距離センシングが可能であることを示す。

本センサでは，電源からの進行電力は送信機アンテナを通して自由空間へと放出され，受信機アンテナが存在する場合には磁界結合により一部の電力は消費され，残った電力は再び送信機アンテナを通して反射電力として電源側へと帰還する。ここで，距離に応じて磁界結合の結合度は変化するため，進行電力と反射電力の比と距離には関係がある。また，反射係数は進行波と反射波の電圧比で定義される物理量であるため，その二乗は進行電力と反射電力の比に他ならない。従って，反射係数は距離と関係しており，関係が明らかであれば反射係数から距離の推定が可能である。

反射係数と距離の関係が解析的に表現できれば計測した反射係数から距離が容易に推定できる。しかし，反射係数と結合係数の関係は解析的に表現できるが，結合係数と距離の関係は解析的に表現できないため，反射係数と距離の関係は解析的に表現できない。そこで，解析的に表現できる領域とできない領域で分割し，以下の二段階からなる距離センシング手法を提案する。

- 1) 反射係数から結合係数を導出
- 2) 結合係数から距離を導出

以下では，それぞれについて詳説する。

## 反射係数から結合係数の導出法

反射係数  $\Gamma$  と結合係数  $\kappa$  の関係は解析的に表現できる。結合係数  $\kappa$  は，磁界結合の強度を表した物理量であり，前章の等価回路における回路素子との関係は以下の通りである。

$$\kappa = L_m / (L_1 L_2)^{1/2} \quad (3.8)$$

従って，反射係数  $\Gamma$  と結合係数  $\kappa$  の関係は以下の式によって表される。

$$Z_e = \frac{\omega_0^2 L_m^2}{R_2} + R_1 = (\kappa^2 Q^2 + 1) R_1 \quad (3.9)$$

$$\Gamma = \frac{Z_e - Z_0}{Z_e + Z_0} \quad (3.10)$$

ただし，

$$Q_i = \omega L_i / R_i \quad (i = 1, 2), \quad Q = (Q_1 Q_2)^{1/2} \quad (3.11)$$

$$\gamma_i = Z_0 / R_i \quad (i = 1, 2) \quad (3.12)$$

ここで， $Q$  は共振の鋭さを示す  $Q$  値， $\gamma$  は線路の特性インピーダンスに対する抵抗値の比率を表す。

固定値である  $Q$ ， $R_1$ ， $Z_0$  に関しては実測値を用いるとすると，(3.9)，(3.10) 式によって，反射係数  $\Gamma$  から結合係数  $\kappa$  が求まる。



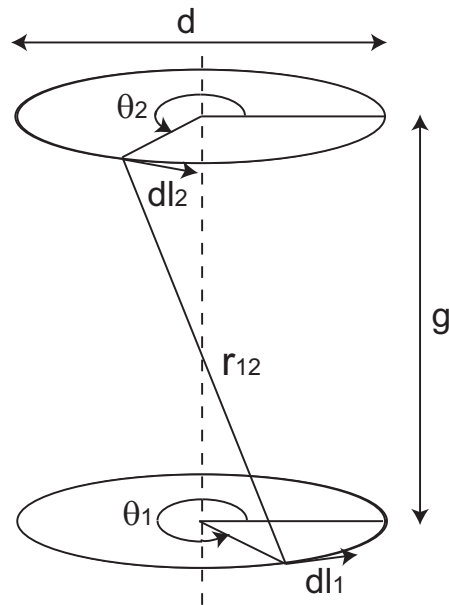


図 3.22: 対向した 1 巻きコイルにおける相互インダクタンスの計算モデル

#### 結合係数から距離の導出法

##### ◇ 結合係数と距離の関係

結合係数から距離が解析的に計算できれば、距離は容易に導出できる。しかし、結合係数と距離の関係は解析的に表現できない。結合係数と距離の関係を以下に示す。一般に二個の回路  $C_1$ 、 $C_2$  間の相互インダクタンスは以下のノイマンの公式で表される。

$$L_m = \frac{\mu_0}{4\pi} \int_{C_1} \int_{C_2} \frac{dl_1 \cdot dl_2}{r_{12}} \quad (3.13)$$

ただし、 $\mu_0$  は真空の透磁率、 $dl_1$  および  $dl_2$  は回路上の微小線要素、 $r_{12}$  は  $dl_1$  と  $dl_2$  の距離である。対向したヘリカルアンテナ間の相互インダクタンスは、図 3.22 に示される対向した 1 巻きのコイルに対して (3.13) 式を適用して求めた相互インダクタンスにヘリカルアンテナの巻き数  $N$  の二乗を乗ずることで、(3.14) 式で表される。

$$L_m = N^2 \frac{\mu_0}{4\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} \frac{d \cos(\theta_1 - \theta_2) d\theta_1 d\theta_2}{\sqrt{8 - 8 \cos(\theta_1 - \theta_2) + 16(g/d)^2}} \quad (3.14)$$

さらに、(3.8) 式および (3.14) 式より、対向したヘリカルアンテナ間の結合係数  $\kappa$  と距離  $g/d$  の関係は以下のように表される。

$$\kappa = \sqrt{\frac{d^2}{L_1 L_2}} N^2 \frac{\mu_0}{4\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} \frac{\cos(\theta_1 - \theta_2) d\theta_1 d\theta_2}{\sqrt{8 - 8 \cos(\theta_1 - \theta_2) + 16(g/d)^2}} \quad (3.15)$$

この二重積分は解析的には表現できないため、結合係数と距離の関係は解析的に表現できない。

##### ◇ データベースとの照合による距離の導出法

結合係数と距離の関係は解析的に表現できない。そこで、結合係数  $\kappa$  から距離  $g/d$  を導出する手法として、距離と結合係数の関係を記録したデータベースとの照合による手法を提案する。

データベースは、各距離に対して対応する結合係数を記録したものである。送信アンテナ直上の指定した領域内で指定した間隔で受信アンテナ位置を変化させ、各距離に対して結合係数を計算することでデータベースを作成する。結合係数  $\kappa_d$  は、(3.15) 式から数値計算によって得られる。

計測から得られた結合係数  $\kappa$  をデータベースと照合することで距離を導出する。ここでは、 $\kappa$  とのノルム  $\|\kappa - \kappa_d\|$  が最小となる  $\kappa_d$  をデータベースから探索し、対応する距離を推定距離とする手法を提案する。

### 3.4.4 ノイマンの公式の適用限界に関する考察

ここでは、提案した距離センサの正常動作が保証される条件について明らかにする。これは、本センサを実際に設計・実装する際に必ず参照すべき重要な情報である。

上記の距離センシング手法は、等価回路モデルにおける相互インダクタンスがノイマンの公式によって表現されることを前提としていた。しかし、この前提が必ずしも成立するとは限らない。すなわち、距離センサの設計パラメータの値次第では、ノイマンの公式と相互インダクタンスの不一致によるモデル化誤差が生じる可能性がある。モデル化誤差は、真値と仮定したモデルから導かれる理論値との誤差である。以下では、モデル化誤差と設計パラメータとの関係について詳説し、提案した距離センサの正常動作が保証される条件について明らかにする。

距離センシング手法の第二段階ではノイマンの公式から導出された (3.15) 式が利用される。ノイマンの公式は電流値が回路内の位置によらず一定のモデルを仮定している。従って、アンテナの電気長が長い場合には、電流値が回路内の位置によって異なるためにモデル化誤差が生じると考えられる。ここでは、電気長とモデル化誤差の関係を明らかにする。

電気長  $l$  は、周波数  $f$ 、巻数  $N$ 、直径  $d$  の三種類の設計パラメータを用いて (3.16) 式で表される物理量である。

$$l = \frac{\pi}{c} f N d \quad (3.16)$$

ただし、 $c$  は光速である。そこで、これら三種類の設計パラメータとモデル誤差の関係を図 3.23 に示す。ここで、モデル化誤差は誤差率  $(\kappa_t - \kappa)/\kappa$  によって表した。ただし、 $\kappa_t$  は理論値であり (3.15) 式によって得られ、 $\kappa$  は真値であり電磁界解析によって得られる。電磁界解析の精度が一般に高いことから、真値として用いた。

電磁界解析は専用の電磁界解析ソフトで実行される。モーメント法、FDTD 法、有限要素法を用いた方式が電磁界解析ソフトとして提案されているが、ヘリカルアンテナのようにコイル状のシンプルな形状を扱う場合にはどの方式においても解析精度が高く、一番問題となるのは多くのパラメータ調整や様々な形状を試すことによる時間的制約である。そこで、シミュレーション時間が大幅に短い解析手法が望まれる。そのため、モーメント法が適切であると判断した。ここでは、モーメント法で作られた電磁界解析ソフトウェア IE3D(Zeland Software, Inc) を採用する。

結合係数の真値  $\kappa$  は以下のようにして求めた。まず、一对のヘリカルアンテナを電磁界解析ソフトでモデリングする。次に、特性インピーダンス  $Z_0$  (通常時  $50 \Omega$ ) を極めて小さ

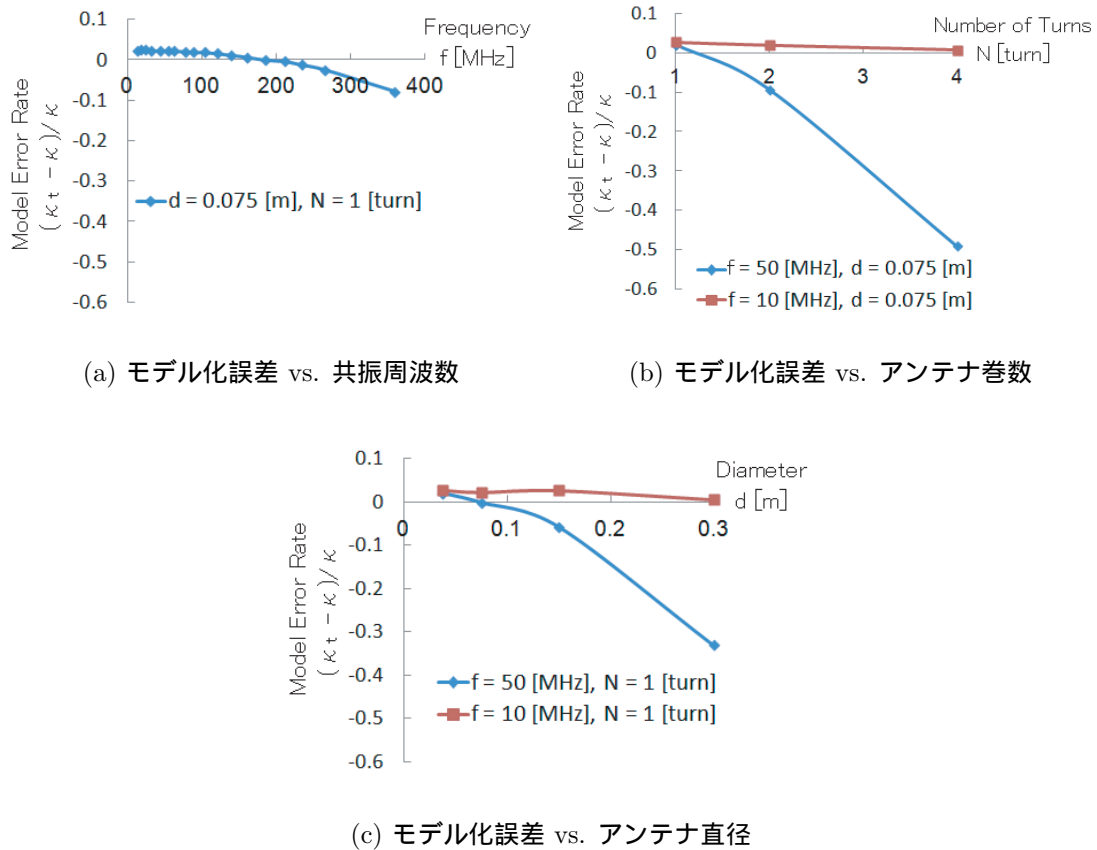


図 3.23: 結合係数のモデル化誤差 vs. 電気長と関係した設計パラメータ

な値 ( $0.1 \Omega$ ) に設定して解析を行う。そして、反射係数の周波数特性を得る。すると、反射係数が急激に落ち込む二つの周波数  $f_m, f_e$  が得られる。それぞれ、磁界共振結合時の磁気壁および電気壁なる状態に対応した周波数である。この様子を図 3.24 に示す。これらを用いて、結合係数の真値  $\kappa$  は (3.17) 式から導出される。なお、以上の議論は特性インピーダンス  $Z_0$  を極めて小さな値に設定しなければ成立しないことに注意されたい。特性インピーダンス  $Z_0$  の値が大きい場合には、反射係数は急な落ち込みを示さず、(3.17) 式も成立しなくなる。 $Z_0$  の値が極めて小さい時にこのような関係を示すことは、図 3.21 に示した等価回路から導出できるが、ここでは割愛する。

$$\kappa = \frac{f_e^2 - f_m^2}{f_e^2 + f_m^2} \quad (3.17)$$

図 3.23 から、いずれの設計パラメータも小さな値であるほどモデル化誤差が小さくなる。また、(3.16) 式から、電気長は設計パラメータの積と比例関係にある。

以上から、電気長を抑えた設計とすることでモデル化誤差を低減できると結論づけられる。すなわち、提案した距離センサの正常動作が保証される条件は、電気長を抑えることである。なお、どの程度まで電気長を抑えればよいかといった定量的な考察については不十分であり、今後行っていく必要がある。

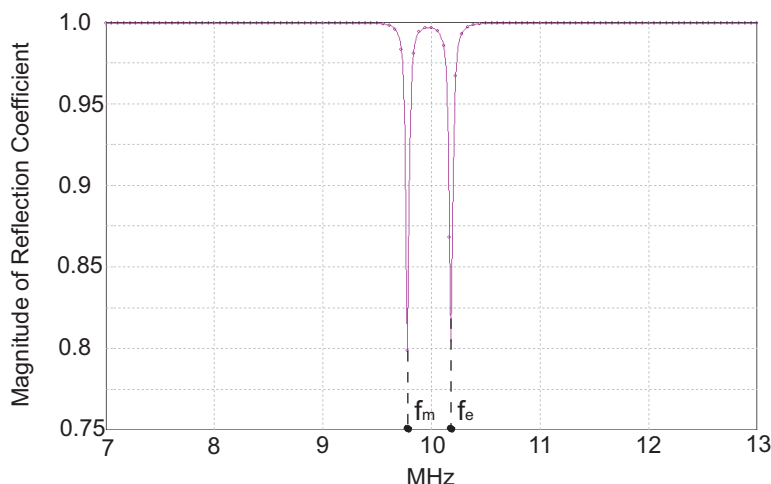


図 3.24: 特性インピーダンス  $Z_0 \simeq 0$  の場合の反射係数の周波数特性 (半径  $0.0375\text{m}$ ・4 巻・ピッチ間隔  $0.003\text{m}$ ・アンテナ間距離  $0.075\text{m}$ ・補償キャパシタ  $122\text{pF}$ (単一アンテナの共振周波数  $10\text{MHz}$ ))

### 3.4.5 Q 値と推定可能な距離の関係に関する考察

#### 誤差解析の適用に関する概要

推定可能な距離は距離センサの基礎特性である。推定可能な距離を考察するに当たっては、距離誤差と距離の関係について論ずればよい。すなわち、距離誤差が小さくなる距離が推定可能な距離ということになる。ここでは、Q 値をパラメータとした距離誤差と距離の関係を示すことで、Q 値と推定可能な距離との関係を明らかにする。

距離誤差は、測定誤差やモデル化誤差などに起因する。ここでは、前節で求めた電気長を抑えた設計を適用することでモデル化誤差は生じていないものとする。すると、距離誤差は測定誤差によって生じると考えられる。なお、測定誤差は、測定機器による測定量の誤差である。

提案した距離センシング手法では、反射係数  $\Gamma$  の誤差  $\Delta\Gamma$  が測定誤差となる。本論文では、図 5.6 に示す誤差特性を有する、Agilent Technology 社のベクトルネットワークアナライザ E5061A に内蔵された双方向性結合器 [39] を測定機器として用いる。

ここで、誤差特性はほぼ直線であるため以下の式のように直線近似できる。

$$\Delta\Gamma = a|\Gamma| + b \quad (3.18)$$

ただし、 $a$  は直線の傾き、 $b$  は切片であり、 $a = 0.0178$ 、 $b = 0.004$  である。なお、この誤差特性は最悪値を示すため、実誤差はその値以下であることに注意されたい。

Q 値をパラメータとした距離誤差と距離の関係について理論的考察を行うことが本節の目的であるが、(3.15) 式が入り込むことで解析的な考察はできない。アンテナ同士が対向する配置において結合係数が距離に対して指数関数的に減少することは過去の研究で示されている [40]。そこで、(3.15) 式を (3.19) 式のように指数関数で近似することで準解析的な考察を試みる。すると、(3.20) 式を得る。

$$\kappa \simeq e^{\alpha(g/d)} \quad (\alpha < 0) \quad (3.19)$$

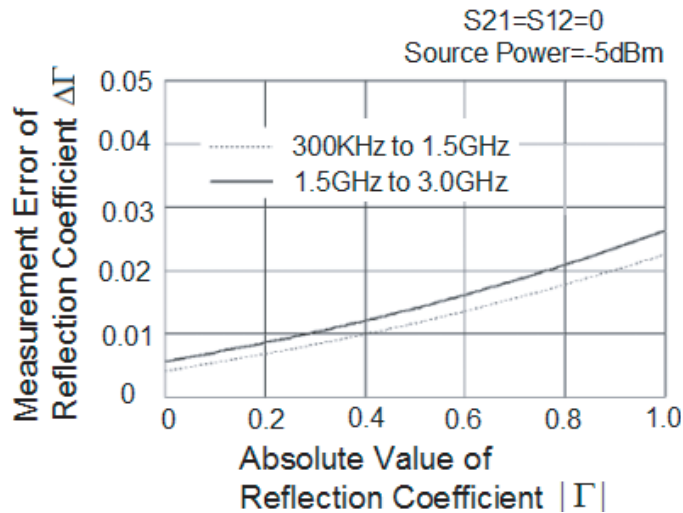


図 3.25: 反射係数の測定誤差 vs. 反射係数の絶対値 [39]

$$\frac{\Delta\kappa}{\kappa} = |\alpha| \frac{\Delta g}{d} \quad (\alpha < 0) \quad (3.20)$$

結合係数の誤差率と距離誤差は比例関係にある。そこで，結合係数の誤差率を用いて間接的な議論を進める。なお，この関数近似の妥当性については後述する。

#### Q 値をパラメータとした結合係数の誤差率と距離の関係

まずは，結合係数の誤差率の定式化を行う。結合係数の真値を  $\kappa$ ，反射係数から求めた推定値を  $\hat{\kappa}$  と定めると，(3.9)，(3.10) 式を用いることで以下の式が得られる。

$$\begin{aligned} \Delta\kappa &= \frac{\partial\kappa}{\partial\Gamma(\kappa)} \Delta\Gamma = \frac{\partial\kappa}{\partial Z_e} \frac{\partial Z_e}{\partial\Gamma(\kappa)} \Delta\Gamma \\ &= \kappa \frac{1}{(\gamma_1 + 1)(\Gamma - \frac{\gamma_1 - 1}{\gamma_1 + 1})(1 - \Gamma)} \Delta\Gamma, \end{aligned} \quad (3.21)$$

$$\frac{\gamma_1 - 1}{\gamma_1 + 1} < \Gamma < 1$$

ただし， $\Delta\kappa$  は結合係数の誤差であり，推定値  $\hat{\kappa}$  と真値  $\kappa$  の差である。さらに，両辺を  $\kappa$  で除し， $\Delta\Gamma$  については (5.4) 式を用いることで結合係数の誤差率は以下のように得られる。

$$\frac{\Delta\kappa}{\kappa} = \frac{a|\Gamma| + b}{(\gamma_1 + 1)(\Gamma - \frac{\gamma_1 - 1}{\gamma_1 + 1})(1 - \Gamma)}, \quad (3.22)$$

$$\frac{\gamma_1 - 1}{\gamma_1 + 1} < \Gamma < 1, \quad a = 0.0178, \quad b = 0.004$$

次に，Q 値をパラメータとした結合係数の誤差率と距離の関係の理論的考察を行う。そこで，Q 値と関連する設計パラメータである周波数  $f$ ，巻数  $N$ ，直径  $d$ ，特性インピーダ

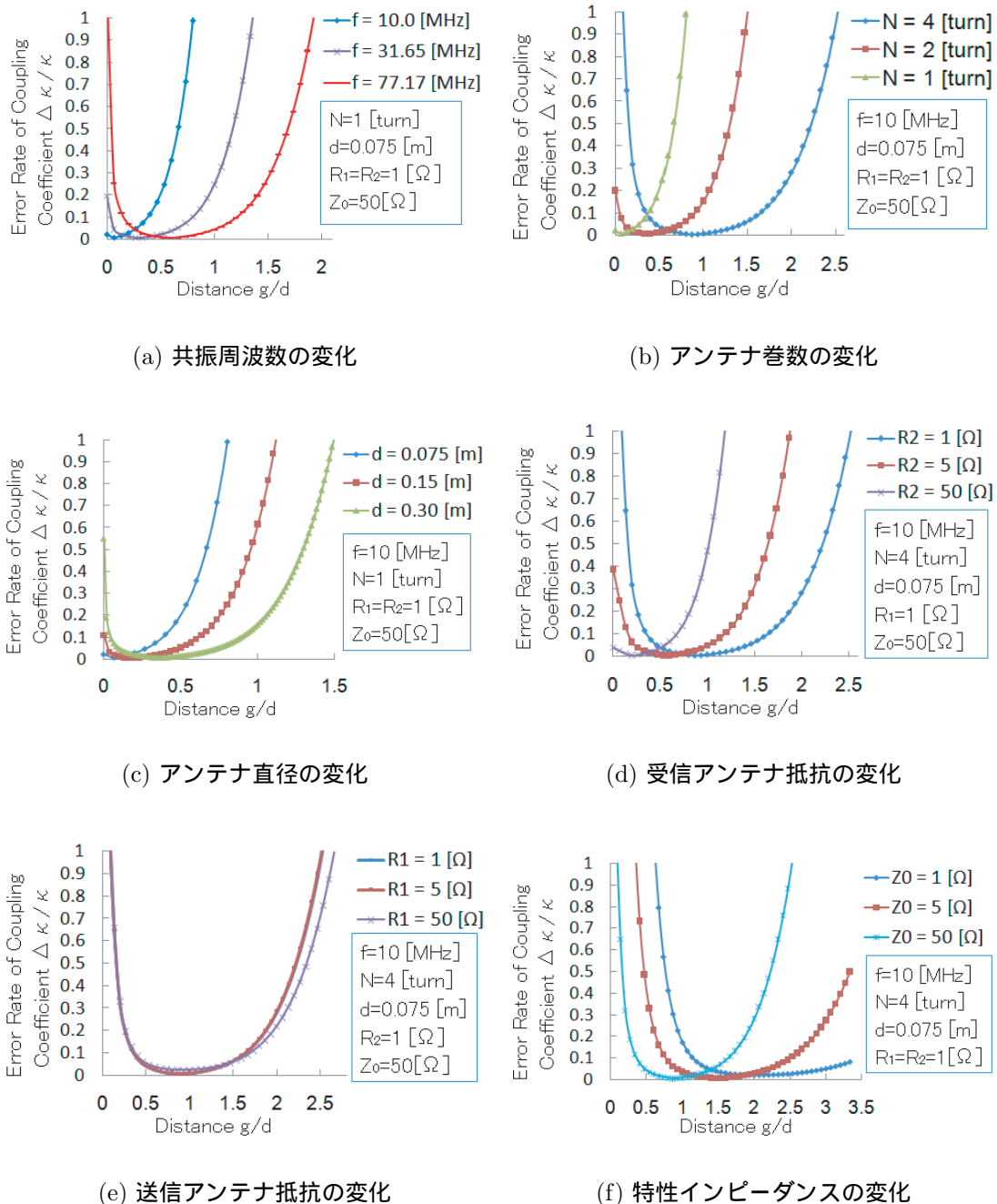


図 3.26: 結合係数の誤差率 vs. 距離 (Q 値と関係した設計パラメータを変化)

ンス  $Z_0$ , 抵抗  $R_1, R_2$  に対して, 距離  $g/d$  を横軸とし, 結合係数の誤差率  $\Delta\kappa/\kappa$  を縦軸とした結果を図 3.26 に示す。

まず,  $Q$  値とは無関係な特性として, 結合係数の誤差率は距離に対して下に凸の曲線となることが分かる。すなわち, 近傍および遠方では結合係数の誤差率が大きくなり, その間の領域で最小値を有している。これは, 近傍および遠方では反射係数が定義域の上限値 1 および下限値  $\frac{\gamma_1-1}{\gamma_1+1}$  に近づき, (3.22) 式から誤差率が大きくなるためである。

次に,  $Q$  値と関係した特性について考察する。まずは, 結合係数の誤差率が最小となる距離  $g/d_{min}$  と  $Q$  値との関係について考察する。まず, (3.22) 式から, 結合係数の誤差率が最小となる反射係数  $\Gamma_{min}$  は反射係数に関する正負それぞれの定義域において以下のよう

(I)  $\Gamma < 0$  のとき ,

$$\Gamma_{min} = \begin{cases} 0 & (\gamma_1 < \beta) \\ \Gamma_n & (\gamma_1 \geq \beta) \end{cases} \quad (3.23)$$

$$\beta = \begin{cases} \frac{1}{1-2b/a} & (0 < b/a \leq 0.5, 1 \leq b/a) \\ \frac{1+b/a}{1-b/a} & (0.5 < b/a < 1) \end{cases}$$

(II)  $\Gamma \geq 0$  のとき ,

$$\Gamma_{min} = \begin{cases} 0 & (\gamma_1 < \frac{1}{1+2b/a}) \\ \Gamma_p & (\gamma_1 \geq \frac{1}{1+2b/a}) \end{cases} \quad (3.24)$$

ここに,  $\Gamma_n$  および  $\Gamma_p$  は (3.22) 式の正負それぞれの定義域における極小値であり, 以下の式で表される。

$$\Gamma_n = b/a - \sqrt{(1-b/a)^2 - 2(1-b/a)(\gamma_1+1)^{-1}} \quad (3.25)$$

$$\Gamma_p = -b/a + \sqrt{(1+b/a)^2 - 2(1+b/a)(\gamma_1+1)^{-1}} \quad (3.26)$$

さらに,  $a = 0.0178$ ,  $b = 0.004$  を代入することで, 全定義域において以下のようにまとめられる。

$$\Gamma_{min} = \begin{cases} 0 & (\gamma_1 < 0.690) \\ \Gamma_p & (0.690 \leq \gamma_1 < 1.816) \\ \Gamma_p & (1.816 \leq \gamma_1 \text{ and } \frac{\Delta\kappa}{\hat{\kappa}}(\Gamma_p) < \frac{\Delta\kappa}{\hat{\kappa}}(\Gamma_n)) \\ \Gamma_n & (1.816 \leq \gamma_1 \text{ and } \frac{\Delta\kappa}{\hat{\kappa}}(\Gamma_n) < \frac{\Delta\kappa}{\hat{\kappa}}(\Gamma_p)) \end{cases} \quad (3.27)$$

また, (3.9), (3.10) 式から結合係数は以下のように表されるため,

$$\kappa = \frac{1}{Q} \sqrt{\frac{1}{\gamma_1} \frac{1+\Gamma}{1-\Gamma}} - 1 \quad (3.28)$$

(3.27) 式と連立して, 結合係数の誤差率が最小となる結合係数  $\kappa_{min}$  は以下のように求まる。

$$\kappa_{min} = \begin{cases} \frac{1}{Q} \sqrt{\frac{1}{\gamma_1} - 1} & (\gamma_1 < 0.690) \\ \frac{1}{Q} \sqrt{\frac{1}{\gamma_1} \frac{1+\Gamma_p}{1-\Gamma_p}} - 1 & (0.690 \leq \gamma_1 < 1.816) \\ \frac{1}{Q} \sqrt{\frac{1}{\gamma_1} \frac{1+\Gamma_p}{1-\Gamma_p}} - 1 & (1.816 \leq \gamma_1 \text{ and } \frac{\Delta\kappa}{\hat{\kappa}}(\Gamma_p) < \frac{\Delta\kappa}{\hat{\kappa}}(\Gamma_n)) \\ \frac{1}{Q} \sqrt{\frac{1}{\gamma_1} \frac{1+\Gamma_n}{1-\Gamma_n}} - 1 & (1.816 \leq \gamma_1 \text{ and } \frac{\Delta\kappa}{\hat{\kappa}}(\Gamma_n) < \frac{\Delta\kappa}{\hat{\kappa}}(\Gamma_p)) \end{cases} \quad (3.29)$$

結合係数は距離に対して単調減少であるため，(3.29)式から高 $Q$ であるほど結合係数の誤差率が最小となる距離 $g/d_{min}$ は長くなると考えられる。ここで，設計パラメータと $Q$ 値との関係は，周波数 $f$ ，巻数 $N$ ，直径 $d$ が大きいほど $Q$ 値が高くなり，抵抗 $R_1, R_2$ が小さいほど $Q$ 値が高くなる。従って，図 3.26(a)-(d)の結果から， $f, N, d, R_2$ に関しては，高 $Q$ であるほど $g/d_{min}$ が長くなることが示された。しかし， $R_1$ についてはその限りではない。これは， $\kappa_{min}$ の計算において $\frac{1}{Q}$ と対となる項が $R_1$ を含み， $Q$ のみでの独立した議論ができないためである。そこで，(3.29)式を以下のように展開すると，

$$\frac{1}{Q} \sqrt{\frac{1}{\gamma_1} - 1} = \sqrt{\frac{Z_0 - R_1}{\omega L_1}} \sqrt{\frac{R_2}{\omega L_2}} \quad (3.30)$$

$$\frac{1}{Q} \sqrt{\frac{1}{\gamma_1} \frac{1 + \Gamma_p}{1 - \Gamma_p} - 1} = \sqrt{\frac{Z_0 \frac{1 + \Gamma_p}{1 - \Gamma_p} - R_1}{\omega L_1}} \sqrt{\frac{R_2}{\omega L_2}} \quad (3.31)$$

$$\frac{1}{Q} \sqrt{\frac{1}{\gamma_1} \frac{1 + \Gamma_n}{1 - \Gamma_n} - 1} = \sqrt{\frac{Z_0 \frac{1 + \Gamma_n}{1 - \Gamma_n} - R_1}{\omega L_1}} \sqrt{\frac{R_2}{\omega L_2}} \quad (3.32)$$

$R_1$ が大きな値である方が $g/d_{min}$ は長くなるものの， $Z_0$ に比べて小さな値である場合には影響が少ないことが示される。また， $Z_0$ が小さな値である方が $g/d_{min}$ は長くなることも示される。以上の考察は，図 3.26(e), (f)の結果と一致する。

最後に， $g/d_{min}$ より近傍および遠方における結合係数の距離誤差と $Q$ 値との関係について，それぞれ考察する。前述の通り， $R_1$ による影響は少ないため，ここでは挿入抵抗などを利用せずアンテナの純抵抗のみ(1.0  $\Omega$ 程度)と仮定する。すると， $Z_0 = 50 \Omega$ ならば $\gamma_1 \simeq 0.02 < 0.690$ となる。この場合，反射係数を横軸とし，結合係数の誤差率を縦軸とした曲線は， $g/d_{min}$ に対応する反射係数 $\Gamma = 0$ で唯一の極小値を持つ下に凸の曲線となる。(3.9)，(3.10)式から， $Q$ 値が高い場合には $\Gamma$ が大きな値となる。また， $g/d_{min}$ より近傍では $\Gamma > 0$ であり，遠方では $\Gamma < 0$ である。以上より， $Q$ 値が高い場合には， $g/d_{min}$ より遠方では結合係数の誤差率が小さくなり，近傍では大きくなる。これらの考察結果は，図 3.26の結果と一致している。

### Q値をパラメータとした距離誤差と距離の関係

前節では，結合係数と距離の関係が指数関数として近似できることを仮定して議論を進めた。この場合，(3.20)式で示したように結合係数の誤差率と距離誤差は比例関係となり，前節で行った結合係数の誤差率に関する理論的考察が距離誤差に関してもそのまま利用できる。

まず，この関数近似の妥当性を示す。そこで，指数部が $\alpha = -3.0$ の指数関数で近似した場合と実際に数値解析を行った場合の距離誤差を比較する。表 5.1 に示した設計パラメータにおいて，距離 $g/d$ を横軸とし，距離誤差 $\Delta g/d$ および結合係数の誤差率を縦軸とした結果を図 3.27 に示す。

結果から，結合係数の誤差率と距離誤差はおおよそ比例関係であることが示された。厳密には，距離 1.25 程度までは関数近似と数値解析の距離誤差が一致しているため結合係数の誤差率と距離誤差は比例関係にあったが，それ以上の距離では関数近似の限界により比例関係とはならなかった。しかし，比例関係にない距離においても正の相関関係が存在することは示せた。従って，前節で行った理論的考察を利用でき，以下の結論が得られる。た



表 3.1: 関数近似の妥当性評価における設計パラメータ

Parameter	Value	Dimension
Frequency $f$	10.0	MHz
Coil Turn $N$	4	turn
Diameter $d$	0.075	m
Transmitter antenna resistance $R_1$	1.0	$\Omega$
Target antenna resistance $R_2$	1.0	$\Omega$
Characteristic Impedance $Z_0$	50.0	$\Omega$

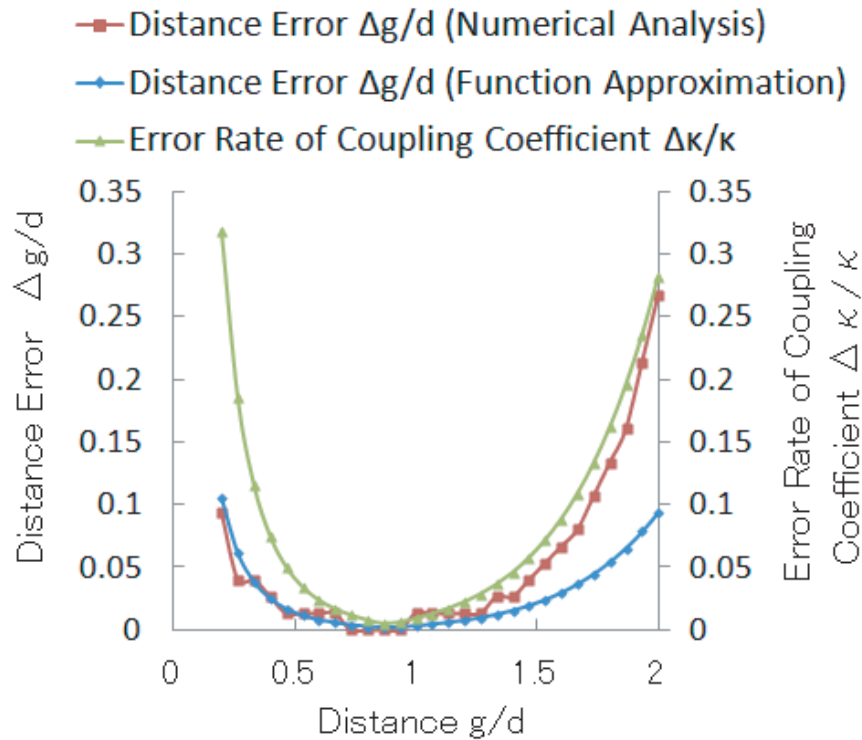


図 3.27: 関数近似の妥当性 (距離誤差および結合係数の誤差率 vs. 距離)

だし、簡潔な結論とするため、 $Z_0$  と  $R_1$  に関する考察は除外して述べる。

- 距離誤差は距離に対して下に凸の曲線となる (近傍および遠方で距離誤差が大きくなる)
- アンテナの  $Q$  値を高めることにより、距離誤差を最小とする距離が長くなる
- アンテナの  $Q$  値を高めることにより、遠方での距離誤差が低減されるが、同時に近傍での距離誤差が増加する

### 3.4.6 実験

表 3.2 に示した設計パラメータで実験機を構成した (図 3.28)。距離  $g/d$  を横軸とし、距離誤差  $\Delta g/d$  を縦軸とした実験および数値解析の結果を図 3.29 に示す。ここでは、 $Q$  値に

表 3.2: 実験構成の設計パラメータ

Parameter	Value	Dimension
Frequency $f$	10.0	MHz
Coil Turn $N$	4	turn
Diameter $d$	0.075	m
Transmitter antenna resistance $R_1$	1.1	$\Omega$
Characteristic Impedance $Z_0$	50.0	$\Omega$

よる挙動を確認するため、受信機アンテナの抵抗値  $R_2$  を変え、 $Q = 18.4, 122$  の二種類の  $Q$  値を扱った。なお、 $g$  はアンテナの下端間の距離とした。

実験値に対して、近傍および遠方で距離誤差が大きくなることを確認する。いずれの  $Q$  値でも遠方で距離誤差が距離に対して増加することが確認された。しかし、近傍での距離誤差の増加は  $Q$  値が高い場合でしか確認されなかった。使用した 4 巻きのアンテナではピッチによる高さ (12mm) や銅線を固定するためのマージン (5mm) が存在するため、 $g$  には下限値 (17mm) が存在し、さらに近傍での確認実験はできなかった。

実験値に対して、 $Q$  値を高めることにより遠方で距離誤差は低減されるが、同時に近傍での距離誤差は増加することを確認する。遠方で距離誤差は、 $Q$  値が低い場合では急激に増加していたが、 $Q$  値が高い場合では増加は抑えられていた。逆に、近傍での距離誤差は、 $Q$  値が高い場合では増加していたが、 $Q$  値が低い場合では増加は抑えられていた。

実験値と数値解析値の比較を行う。図 5.6 に示した誤差特性は最悪値を示しており、その特性に基づく数値解析値も最悪値である。従って、実験値が数値解析値より小さな値を示せば、妥当な結果といえる。しかし、 $Q = 122$  では距離 0.5 ~ 1.75 の領域、 $Q = 18.4$  では距離 0.8 以下の領域において、実験値が数値解析値より大きな値を有していた。これは、距離誤差に微量のバイアスが存在したためである。バイアスの原因としては、作成誤差 (可変コンデンサを手動で調整したことによる共振状態とのずれ、手巻き時の形状の歪み)、アンテナの巻線間の線間容量、ノイマンの公式におけるモデル化誤差、伝送ケーブルの影響など様々な要因が考えられるが、 $Q$  値が高い場合で顕著であったため、共振状態とのずれではないかと推測される。また、バイアスの影響により、最小の距離誤差となる距離の存在や  $Q$  値との関係を明らかにできなかった。

最後に、距離  $g/d$  を横軸とし、距離の推定値  $\hat{g}/d$  を縦軸とした実験結果を図 3.30 に示す。ここでも、 $g$  はアンテナの下端間の距離とした。 $Q$  値が高い場合では、より遠方まで高精度での距離センシングが可能であることが分かる。

### 3.4.7 距離センサに関するまとめ

ここでは、磁界共振結合を用いたワイヤレス電力伝送において利用されている構成をセンサへと転用し、送信側に集約した測定機器によって誘起電圧に代わって反射係数を測定することによる、磁界共振結合を用いた新しい距離センサを提案した。従って、既存センサと比較した場合の本センサの利点としては、電力伝送対象の負荷を接続するだけでワイヤレス電力伝送も可能となること、受信機側は電源を必要としない保守不要のアンテナのみとなるため長期間での継続的な運用で有効性を発揮すること、などが挙げられる。また、提案センサにおける距離センシング手法として、測定した反射係数から結合係数を求め、

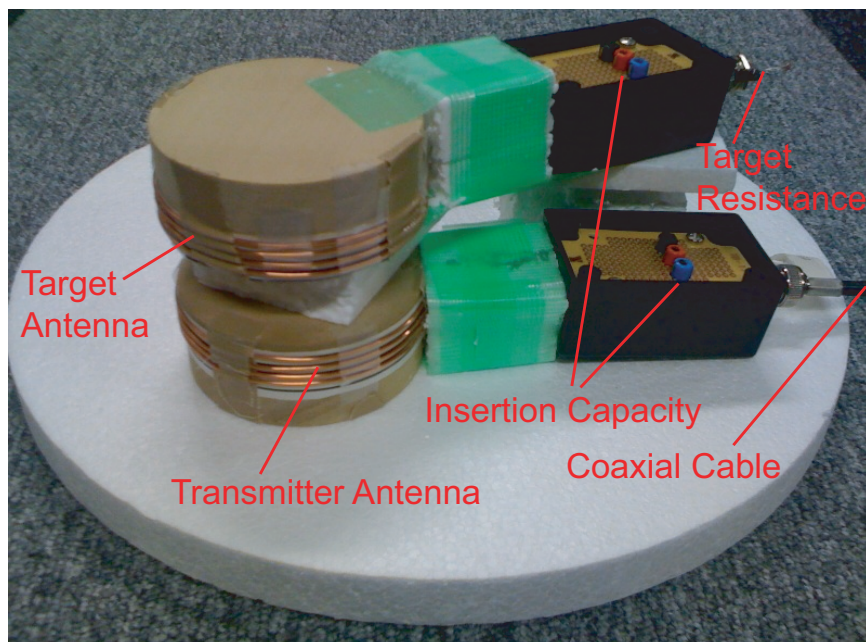


図 3.28: 距離センサの実験構成

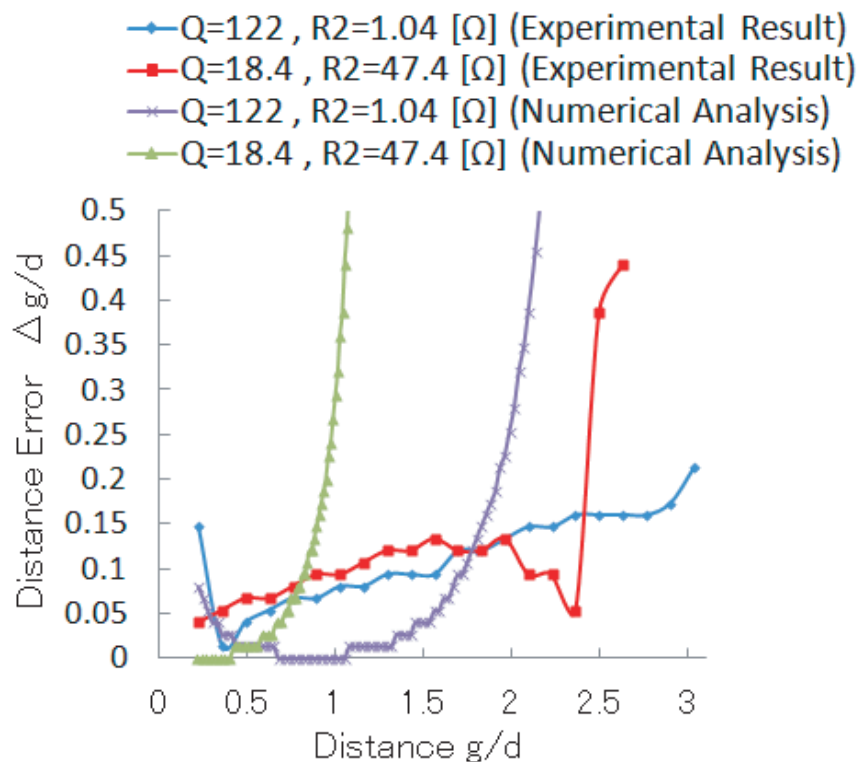


図 3.29: 距離誤差 vs. 実距離

距離と結合係数のデータベースを照合することで距離を導出する手法を提案した。このような二段階の手法を取った理由は、解析的に表現できる部分とできない部分で分けたためである。

また、解析的に表現できない部分に対して関数近似を適用することで、距離誤差と距離の関係を準解析的に表現することで、 $Q$  値をパラメータとした場合の理論的考察を行った。その結果、近傍および遠方では距離誤差が大きくなること、アンテナの  $Q$  値を高めること

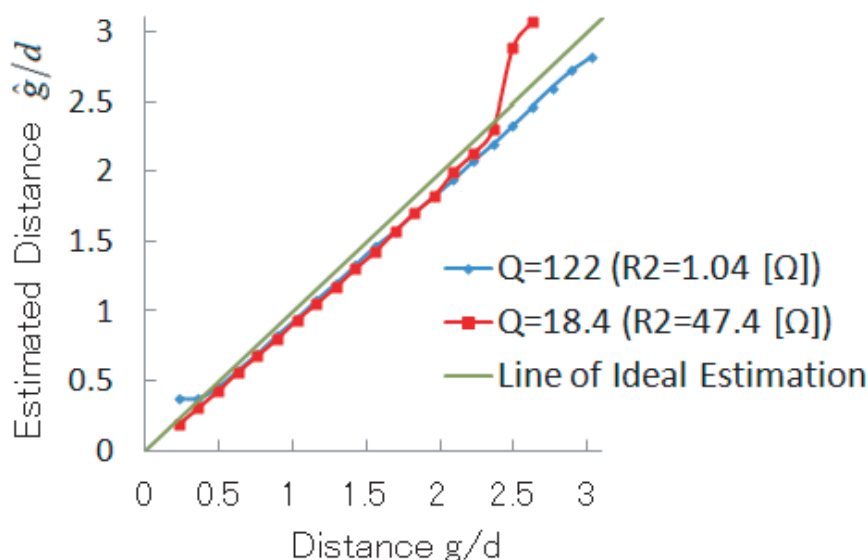


図 3.30: 推定距離 vs. 実距離

により，距離誤差を最小とする距離が長くなることや，遠方での距離誤差が低減されると同時に近傍での距離誤差が増加することを示した。

さらに，検証実験を行った。微量のバイアスの存在により，距離誤差を最小とする距離と  $Q$  値との関係は明らかにできなかったが，その他については理論的考察と実験の結果が一致することを確認した。

得られた知見は，距離センサを実装する際の設計指針の一つとなると期待できる。今後の課題としては，バイアスの原因を特定・排除し，推定精度の向上を行うことや，軸ずれなどアンテナが対向していない場合の検討およびサイズが変化した場合についての詳細な検討が挙げられる。次節では，本距離センサのアレイ化により実現される位置センサについて述べる。

## 3.5 位置センサの提案

### 3.5.1 センサ構成

前節では，ワイヤレス電力伝送の構成を転用し，さらに測定機器を送信機に集約した構成による磁界共振結合を用いた距離センサを提案した (図 3.31(a))。本節では，この距離センサのアレイ化による位置センサを新規に提案する (図 3.31(b))。平面アレイアンテナを有した送信機は空間側 (床下など) に固定する。また，受信機が有する受信アンテナは，アレイアンテナに対して平行な二次元平面内を自由に移動可能とする。このような仮定は，二次元平面上を移動する移動ロボットや電気自動車など様々な場面で適用可能であるため応用範囲は十分に広い。このアレイアンテナから唯一つの送信アンテナを選択するため，スイッチを用いる。スイッチの挿入位置をアンテナと挿入キャパシタの間とすることで，共振周波数の違いによりアンテナ間の相互干渉を防ぐ。

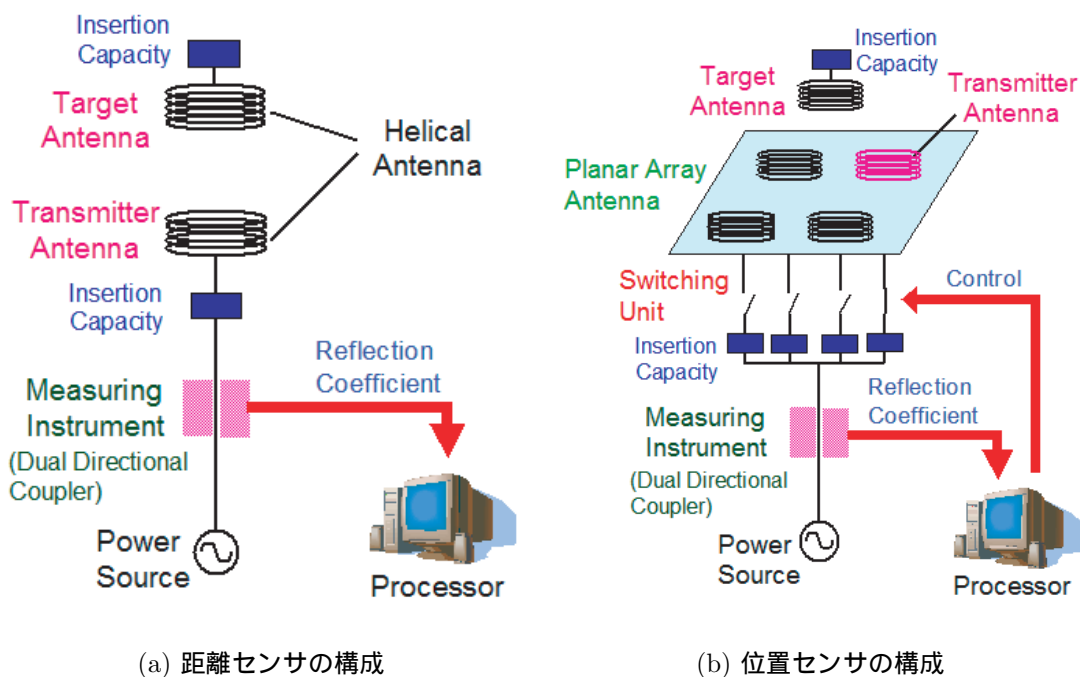


図 3.31: 位置センサの構成: 距離センサのアレイ化

### 3.5.2 等価回路によるモデル化

電気回路理論を適用することで、等価回路による本センサのモデル化を行う。本センサでは前述の通り、スイッチの切り替えによってアレイアンテナから唯一の送信アンテナを選択する。また、選択した送信アンテナ以外のアンテナは回路から完全に切り離される。従って、電気回路理論を適用することで、図 3.32 に示される距離センサの場合と同様の等価回路が得られる。この等価回路は、電源系、選択された送信アンテナおよび受信アンテナを回路素子で代替表現したものとなっている。各アンテナは RLC 直列素子  $R_i, L_i, C_i$  ( $i = 1, 2$ ) で表現される直列共振回路である。アンテナ間の磁界結合は相互インダクタンス  $L_m$  で表現される。また、その他の回路素子が表すものは以下の通りである。 $V_{src}$  は電源電圧を、 $Z_0$  は同軸線路の特性インピーダンスを、 $Z_e$  は両アンテナからなる系の等価インピーダンスを表す。また、両アンテナが同一の周波数  $f_0$  で共振する場合に磁界共振結合となるため、その発生条件は共振角周波数  $\omega_0$  を用いて (3.33) 式で表される。本論文における以降の全ての議論は、磁界共振結合時すなわち (3.33) 式を満たす条件下で行われているものとする。

$$\omega_0 L_i - \frac{1}{\omega_0 C_i} = 0 \quad (i = 1, 2), \quad \omega_0 = 2\pi f_0 \quad (3.33)$$

さらに、磁界結合の強度を表す物理量として結合係数  $\kappa$  を導入する。結合係数は、(3.34) 式で表されるように相互インダクタンスを自己インダクタンスで除して無次元化することで求まる物理量である。

$$\kappa = L_m / (L_1 L_2)^{1/2} \quad (3.34)$$

結合係数の導入によって、アンテナサイズに依存しないスケールフリーの議論への拡張が可能となる。なお、等価回路において相互インダクタンス  $L_m$  のみがアンテナ間の相対

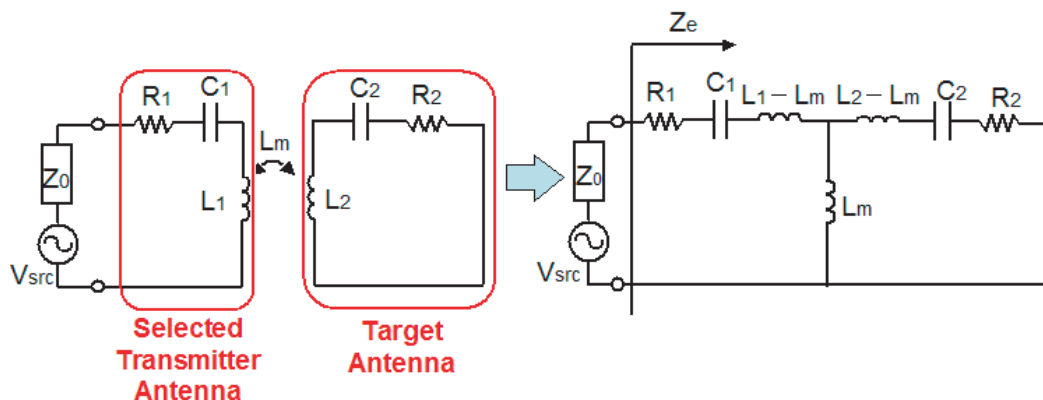


図 3.32: 位置センサの最小単位 (一対の送受信アンテナ) の T 型等価回路

位置と関係した可変な回路素子である。従って、結合係数  $\kappa$  もアンテナ間の相対位置と関係した物理量である。

### 3.5.3 位置センシング手法

#### 位置センシング手法の概要

反射係数測定による結合係数を介した位置センシング手法を提案する。反射係数の測定器としては、図 3.31 に示した双方向性結合器を用いる。測定された反射係数から結合係数を介して位置センシングが可能であることを示す。

本センサでは、電源からの進行電力は送信アンテナを通して自由空間へと放出され、受信アンテナが存在する場合には磁界結合により一部の電力は消費され、残った電力は再び送信アンテナを通して反射電力として電源側へと帰還する。ここで、進行電力と反射電力の比は磁界結合の強度である結合係数  $\kappa$  と関係している。また、反射係数は進行波と反射波の電圧比で定義される物理量であるため、その二乗は進行電力と反射電力の比に他ならない。さらに、前章で述べた通り、結合係数  $\kappa$  は相対位置と関係している。従って、以下の関係が成立する。

- 反射係数は結合係数  $\kappa$  と関係している
- 結合係数  $\kappa$  は相対位置と関係している

これらより、反射係数と相対位置は関係しており、その関係が解析的に表現できれば平面アレイアンテナの各送信アンテナと受信アンテナ間の相対位置から受信アンテナの位置を容易に推定できる。しかし、反射係数と結合係数の関係は解析的に表現できるが、結合係数と相対位置の関係は解析的に表現できないため、反射係数と相対位置の関係は解析的に表現できない。そこで、解析的に表現できる領域とできない領域で分割し、以下の二段階からなる位置センシング手法を提案する。

- 1) 反射係数ベクトルから結合係数ベクトルを導出
- 2) 結合係数ベクトルから位置を導出

平面アレイアンテナの各送信アンテナにおけるものを利用するため、反射係数および結合係数はベクトルとなる。

反射係数ベクトルから結合係数ベクトルの導出法

反射係数  $\Gamma$  と結合係数  $\kappa$  の関係は解析的に表現できる。前章の等価回路における回路素子を用いて、反射係数と結合係数の関係は以下の式によって表される。

$$Z_e = \frac{\omega_0^2 L_m^2}{R_2} + R_1 = (\kappa^2 Q^2 + 1)R_1 \quad (3.35)$$

$$\Gamma = \frac{Z_e - Z_0}{Z_e + Z_0} \quad (3.36)$$

ただし、

$$Q_i = \omega_0 L_i / R_i \quad (i = 1, 2), \quad Q = (Q_1 Q_2)^{1/2} \quad (3.37)$$

ここで、 $Q$  は共振の鋭さを示す  $Q$  値を表す。固定値である  $Q$ 、 $R_1$ 、 $Z_0$  に関しては実測値を用いるとすると、(3.35)、(3.36) 式によって、反射係数  $\Gamma$  から結合係数  $\kappa$  が求まる。

アレイアンテナの送信アンテナをスイッチで切り替えて反射係数を測定することで、反射係数ベクトル  $\vec{\Gamma} = (\Gamma_1, \dots, \Gamma_M)$  を得、さらに上記の関係式を利用することで結合係数ベクトル  $\vec{\kappa} = (\kappa_1, \dots, \kappa_M)$  を得る。ここで、 $M$  は位置センシングにおいて送信アンテナとして利用されるアンテナ数である。

結合係数ベクトルから位置の導出法

◇ 結合係数と相対位置の関係

結合係数ベクトルから各送信アンテナと受信アンテナの相対位置が解析的に計算できれば、受信アンテナの位置は容易に導出できる。しかし、結合係数と相対位置の関係は解析的に表現できない。結合係数と相対位置の関係を以下に示す。一般に二個の回路  $C_1$ 、 $C_2$  間の相互インダクタンスは以下のノイマンの公式で表される。

$$L_m = \frac{\mu_0}{4\pi} \int_{C_1} \int_{C_2} \frac{dl_1 \cdot dl_2}{r_{12}} \quad (3.38)$$

ただし、 $\mu_0$  は真空の透磁率、 $dl_1$  および  $dl_2$  は回路上の微小線要素、 $r_{12}$  は  $dl_1$  と  $dl_2$  の距離である。本センサでは、受信アンテナは平面アレイアンテナに対して平行に配置されると仮定する。すると、一对の送受信アンテナの幾何学的関係は図 3.33 のようになる。この送受信アンテナ間の相互インダクタンスは、図 3.34 に示される同様の幾何学的配置の 1 巻きのコイルに対して (3.38) 式を適用して求めた相互インダクタンスにヘリカルアンテナの巻数  $N$  の二乗を乗ずることで、(3.39) 式で表される。なお、簡単のため送受信アンテナは全く同一とした。

$$L_m = N^2 \frac{\mu_0}{4\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} \frac{r \cos(\theta_1 - \theta_2)}{\sqrt{2 - 2 \cos(\theta_1 - \theta_2) - 2(g/r) \cos \varphi (\cos \theta_1 - \cos \theta_2) + (g/r)^2}} d\theta_1 d\theta_2 \quad (3.39)$$

ただし、 $N$  はアンテナの巻数、 $r$  はアンテナ半径、 $g$  はアンテナ間距離、 $\varphi$  は仰角であり、送受信アンテナの中心位置を  $(x_1, y_1, z_1)$  および  $(x_2, y_2, z_2)$  とすると、アンテナ間距離および仰角は以下のように表される。

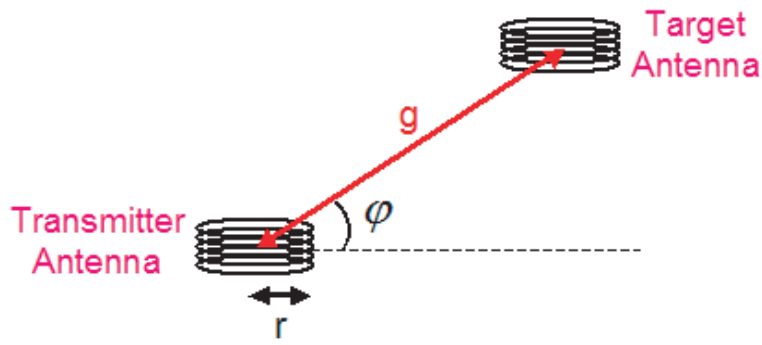


図 3.33: 送信アンテナと受信アンテナの幾何学的位置関係

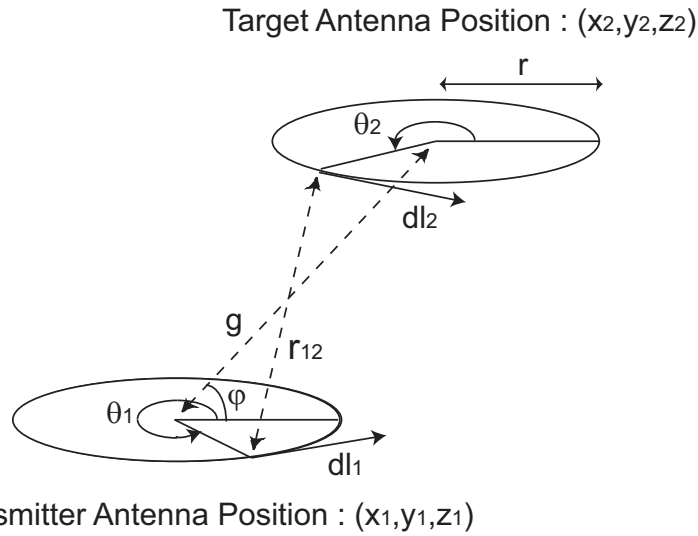


図 3.34: 平行に配置された 1 巻きコイルにおける相互インダクタンスの計算モデル

$$g = \sqrt{(x_2 - x_1)^2 + (y_2 - y_1)^2 + (z_2 - z_1)^2} \quad (3.40)$$

$$\varphi = \tan^{-1} \left( \frac{z_2 - z_1}{\sqrt{(x_2 - x_1)^2 + (y_2 - y_1)^2}} \right) \quad (3.41)$$

さらに, (3.34) 式および (3.39) 式より, 結合係数は以下のように表される。

$$\kappa = \sqrt{\frac{r^2}{L_1 L_2}} N^2 \frac{\mu_0}{4\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} \frac{\cos(\theta_1 - \theta_2)}{\sqrt{2 - 2 \cos(\theta_1 - \theta_2) - 2(g/r) \cos \varphi (\cos \theta_1 - \cos \theta_2) + (g/r)^2}} d\theta_1 d\theta_2 \quad (3.42)$$

(3.40) 式および (3.41) 式は, それぞれアンテナ間距離  $g$  および仰角  $\varphi$  と相対位置の関係を示す。また, (3.42) 式は結合係数  $\kappa$  とアンテナ間距離  $g$  および仰角  $\varphi$  の関係を示す。従って, (3.42) 式に (3.40), (3.41) 式を代入することで, 結合係数と相対位置の関係が得られる。しかし, (3.42) 式の二重積分は解析的に表現できないため, 結合係数と相対位置の関係は解析的に表現できない。

◇ データベースとの照合による位置の導出法



結合係数と相対位置の関係は解析的に表現できない。そこで、結合係数ベクトルから受信アンテナ位置を導出する手法として、受信アンテナ位置と結合係数ベクトルの関係を記録したデータベースとの照合による手法を提案する。以下では、データベースの作成法およびデータベースとの照合による位置の導出法について述べる。

データベースは、各受信アンテナ位置に対して対応する結合係数ベクトルを記録したものである。三次元空間の指定した領域内で指定した間隔で受信アンテナ位置を変化させ、各位置に対して結合係数ベクトルを計算することでデータベースを作成する。結合係数ベクトル  $\vec{\kappa}_d = (\kappa_{1d}, \dots, \kappa_{Md})$  は、各送信アンテナに対して送受信アンテナ間の結合係数を (3.40), (3.41), (3.42) 式から数値計算によって求めることで得られる。ここで、 $M$  は位置センシングにおいて送信アンテナとして利用されるアンテナ数である。

結合係数ベクトル  $\vec{\kappa} = (\kappa_1, \dots, \kappa_M)$  をデータベースと照合することで位置を導出する。ここでは、 $\vec{\kappa}$  との距離  $\|\vec{\kappa} - \vec{\kappa}_d\|$  が最小となる  $\vec{\kappa}_d$  をデータベースから探索し、対応する位置を推定位置とする手法を提案する。これは、位置誤差と結合係数の誤差の二乗和の間に強い正の相関関係があるという考えに基づいている。

### 3.5.4 実験

図 3.35 に示す実験機を製作した。製作した実験機は、図 3.31 に示した機能を有している。実験機は位置センサの最小構成であり、平面アレイアンテナにおける 4 つのヘリカルアンテナと 1 つの受信アンテナのアンテナ構成とした。平面アレイアンテナにおける 4 つのヘリカルアンテナは同一の仕様 (共振周波数  $f_0$ , 巻数  $N$ , 半径  $r$ ) とし、受信アンテナも同一仕様のヘリカルアンテナとした。ヘリカルアンテナの補償キャパシタとしては、共振周波数の調整が容易なセラミックトリマコンデンサを使用した。また、平面アレイアンテナにおける 4 つのヘリカルアンテナから唯一の送信アンテナを選択するための切り替えスイッチとしてはトグルスイッチを用い、切り替えは手動で行った。電源および双方向性結合器としては Agilent Technology 社のベクトルネットワークアナライザ E5061A を用いた。電源と平面アレイアンテナの接続には同軸ケーブルを用いた。なお、実際の使用時には平面アレイアンテナは床下に埋め込まれることを想定する。平面アレイアンテナの 4 つのヘリカルアンテナの中心に開けられた穴は、床の代わりに利用した板材との連結用である。

表 3.3: 実験構成の設計パラメータ

Parameter	Value	Dimension
Resonant Frequency of Antenna $f_0$	10.0	MHz
Coil Turn of Antenna $N$	4	turn
Radius of Antenna $r$	0.0375	m
Antenna Distance of Array Antenna $d$	0.110	m
Height of Antenna $h_1$	0.015	m
Floor Height from Array Antenna $h_2$	0.018	m
Target Height from Floor $h_3$	0.040	m
Target Height from Array Antenna $h$	0.073	m

以上の設計パラメータにおいて製作した実験機の素子定数を表 3.4 に示す。なお、 $R_{t1} \sim R_r$  は実測したアンテナの抵抗値、 $Z_0$  は同軸ケーブルの特性インピーダンスである。

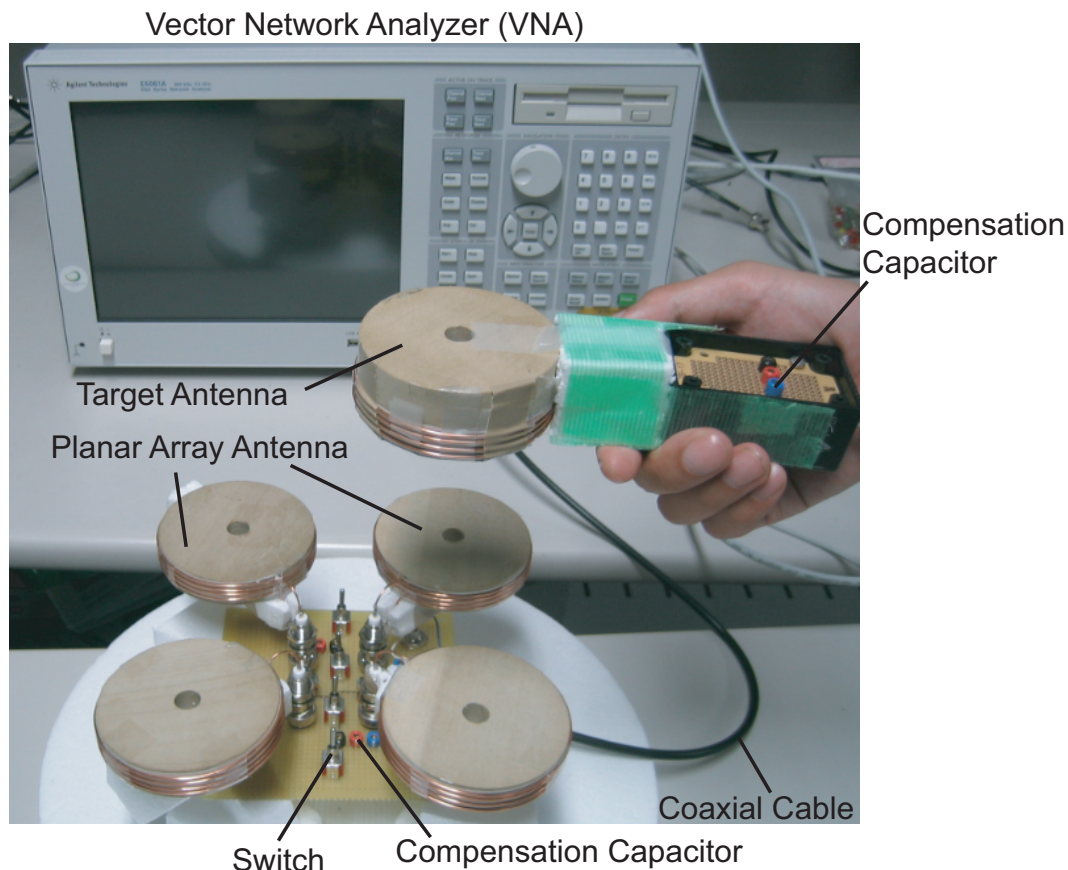


図 3.35: 位置センサの実験構成

各アンテナの配置に関しては、平面アレイアンテナにおける4つのヘリカルアンテナは中心間距離  $d$  で配置し、受信アンテナの可動域の平面は平面アレイアンテナから高さ  $h$  とした。各アンテナの配置の詳細を示すため、実験機の正面図を図 3.36 に示す。ここでは、各アンテナは高さ  $h_1$  の木材に銅線が巻き付けられた構造となっており、平面アレイアンテナから床までの高さを  $h_2$ 、床から受信アンテナ底面までの高さを  $h_3$  としている。従って、 $h = h_1 + h_2 + h_3$  の関係が成立する。実験機的设计パラメータを表 3.3 に示す。なお、線径 0.001m の銅線をピッチ 0.003m で4巻きしたヘリカルアンテナを利用したため、0.005m のマージンを確保して  $h_1 = 0.015\text{m}$  とした。また、 $h_2 = 0.018\text{m}$  は床の代わりに利用した板材の厚みとした。さらに、本論文では移動ロボットでの利用を想定しているため、受信アンテナは移動ロボット底面に取り付けられると仮定し、移動ロボットの床からの高さを考慮して  $h_3 = 0.040\text{m}$  とした。従って、 $h = h_1 + h_2 + h_3 = 0.073\text{m}$  であった。

以上の設計パラメータにおいて製作した実験機の素子定数を表 3.4 に示す。なお、 $R_{t1} \sim R_{t4}$  は実測した送信アンテナ 1~4 の抵抗値、 $R_r$  は実測した受信アンテナの抵抗値、 $Z_0$  は使用した同軸ケーブルの特性インピーダンスである。 $Q_{t1} \sim Q_{t4}$  は送信アンテナ 1~4 と受信アンテナにおける  $Q$  値である。

本実験機を用いて、可動域の平面を受信アンテナが直線上に移動した場合について三次元位置推定の実験を行った。ここでは、三次元座標系において、平面アレイアンテナおよび受信アンテナの可動域の平面をそれぞれ  $z=0[\text{m}]$  および  $z=h[\text{m}]$  とし、平面アレイアンテナの送信アンテナ 1~4 の中心位置をそれぞれ  $(0.055, 0.055, 0)$ ,  $(-0.055, 0.055, 0)$ ,  $(-0.055, -0.055, 0)$ ,  $(0.055, -0.055, 0)[\text{m}]$  とした。実験結果を図 3.37, 3.38 に示す。図 3.37

表 3.4: 実験構成の回路素子定数

Parameter	Value	Dimension
Transmitter Antenna Resistance $R_{t1}$	1.706	$\Omega$
Transmitter Antenna Resistance $R_{t2}$	1.571	$\Omega$
Transmitter Antenna Resistance $R_{t3}$	1.607	$\Omega$
Transmitter Antenna Resistance $R_{t4}$	1.607	$\Omega$
Target Antenna Resistance $R_r$	1.347	$\Omega$
Characteristic Impedance $Z_0$	50.0	$\Omega$
Quality Factor $Q_{t1}$	87.59	
Quality Factor $Q_{t2}$	91.28	
Quality Factor $Q_{t3}$	90.25	
Quality Factor $Q_{t4}$	90.25	

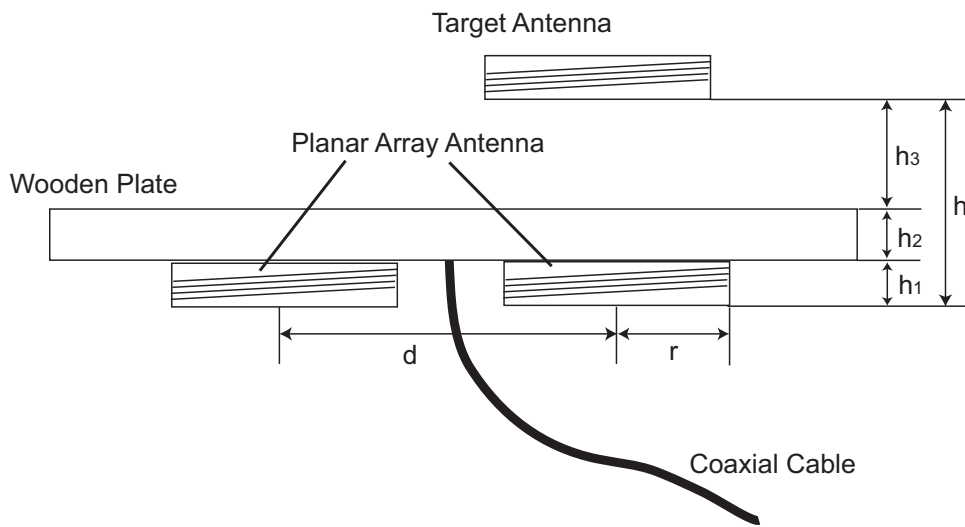


図 3.36: 実験構成の正面図

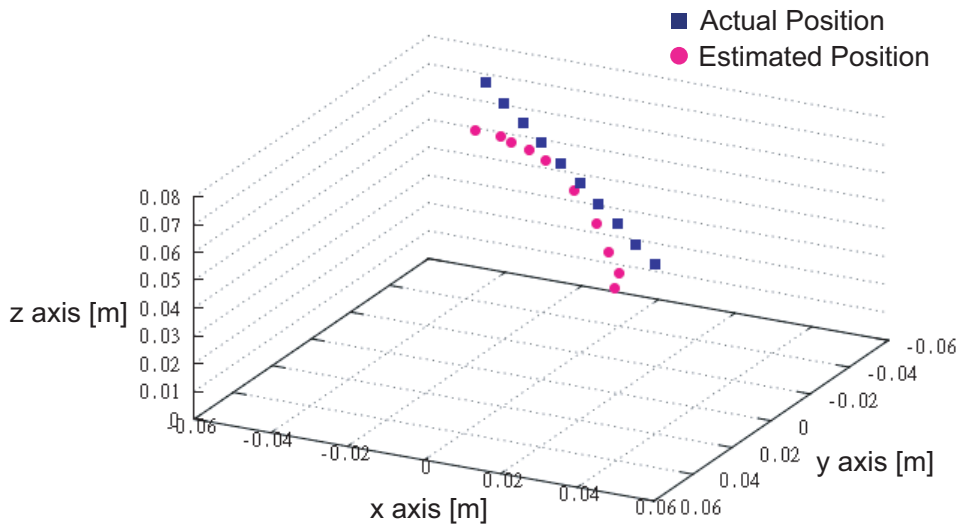
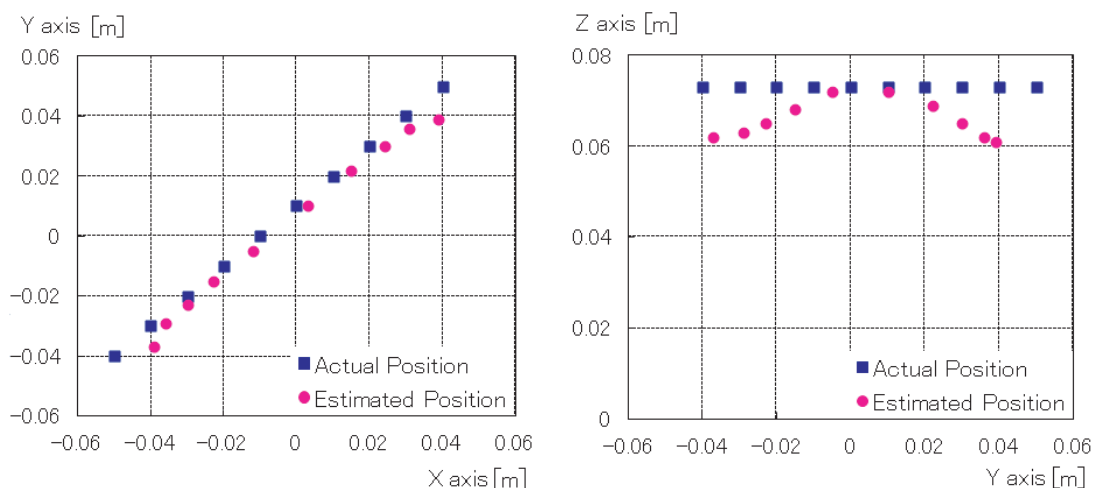
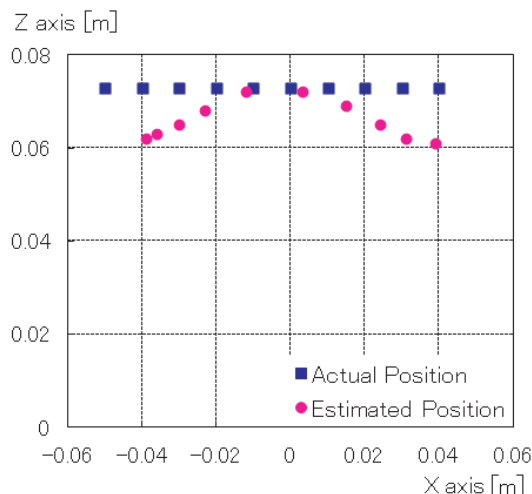


図 3.37: 受信アンテナ位置の三次元軌跡 (三次元位置推定の実験結果)



(a) 三次元軌跡の XY 平面への射影

(b) 三次元軌跡の YZ 平面への射影



(c) 三次元軌跡の XZ 平面への射影

図 3.38: 受信アンテナ位置の三次元軌跡：各平面への射影

は受信アンテナの三次元軌跡を示したもので、実際の移動軌跡と位置センシングによる推定軌跡がそれぞれ示されている。図 3.38 は三次元軌跡を XY 平面, YZ 平面, XZ 平面に投影したものである。移動軌跡上の各位置における位置誤差 (実際の位置と推定位置のユークリッド距離) を表 3.5 に示す。なお, 三次元位置推定において使用したデータベースは, 図 3.39 に示した高さ 0.11m, 幅 0.14m, 奥行き 0.14m の直方体を間隔 0.001m の立体格子に区画化した格子点の位置に対して対応する結合係数ベクトルを計算することで作成した。

実験結果から, 直線上の移動軌跡の中心では位置誤差は極めて小さく, 端に近づくほど位置誤差が大きくなるのが分かる。表 3.5 では, 中心では 0.003m 程度と極めて小さな位置誤差であるが, 端に近づくほど位置誤差が大きくなり, 両端では 0.015m 程度の位置誤差となることが示されている。誤差要因としては結合係数のばらつきが考えられる。まず, 移動軌跡の中心では各送信アンテナと受信アンテナ間の相対位置は等しいため結合係数のばらつきは生じないが, 端に近づくほど各送信アンテナと受信アンテナ間の相対位置が異なるため結合係数のばらつきが生じる。さらに, 提案する位置センシング手法では結

表 3.5: 各位置における位置誤差

Actual Position [m]	Estimated Position [m]	Error [m]
(-0.050,-0.040,0.073)	(-0.039,-0.037,0.062)	0.0158
(-0.040,-0.030,0.073)	(-0.036,-0.029,0.063)	0.0108
(-0.030,-0.020,0.073)	(-0.030,-0.023,0.065)	0.0085
(-0.020,-0.010,0.073)	(-0.023,-0.015,0.068)	0.0077
(-0.010,0.000,0.073)	(-0.012,-0.005,0.072)	0.0055
(0.000,0.010,0.073)	(0.003,0.010,0.072)	0.0032
(0.010,0.020,0.073)	(0.015,0.022,0.069)	0.0067
(0.020,0.030,0.073)	(0.024,0.030,0.065)	0.0089
(0.030,0.040,0.073)	(0.031,0.036,0.062)	0.0117
(0.040,0.050,0.073)	(0.039,0.039,0.061)	0.0163

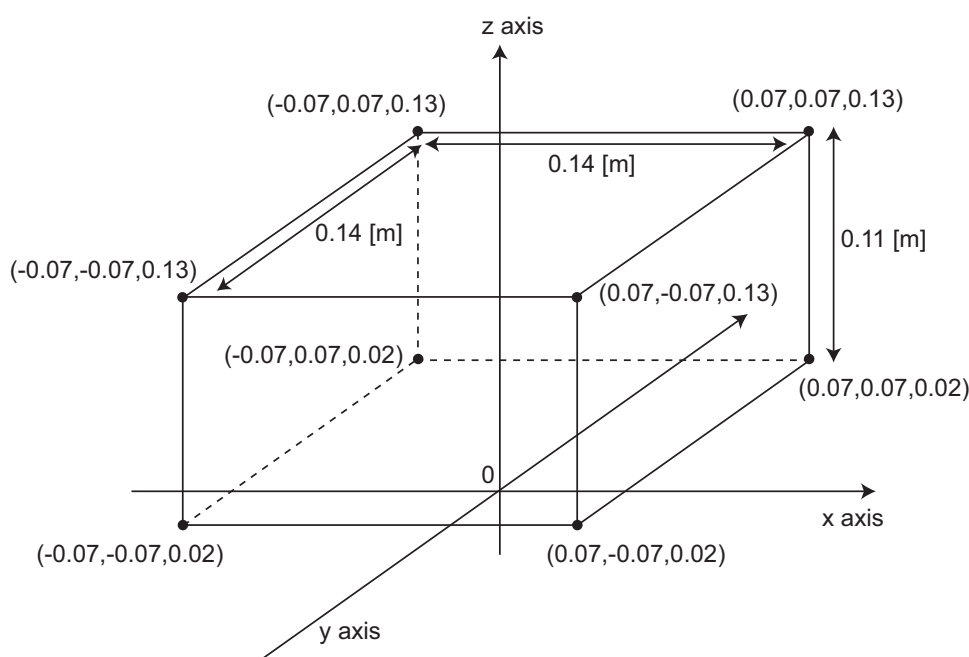


図 3.39: データベース作成に利用した格子点位置が属する直方体領域

合係数ベクトルのノルムを最小とする位置を導出するため、結合係数ベクトルの中で相対的に小さな値をもつ要素ほど位置誤差に対する感度が低くなる。従って、移動軌跡の端に近づくほど結合係数のばらつきが生じ、小さな結合係数を示す送受信アンテナ間の相対位置は大きな誤差幅を許すため、位置誤差は大きくなると考えられる。

このように結合係数のばらつきが主な誤差要因であると考えられるため、結合係数の正規化や平面アレイアンテナのアンテナ間距離  $d$  の低減などによって結合係数のばらつきを抑えることで、位置誤差のさらなる低減が見込める。従って、将来的にはより実用性の高い位置センサが実現できると考えられる。

### 3.5.5 位置センサに関するまとめ

本節では、磁界共振結合を用いた位置センサの提案と移動ロボットでの利用を想定した実験的検討を行った。

最初に、構成について述べた。本センサの構成要素である送信機および受信機はそれぞれ平面アレイアンテナおよび受信アンテナを有しており、アレイアンテナから唯一つの送信アンテナを選択するためにスイッチが用いられる。また、本センサでは送信機側に測定器を集約することで受信機側の構成をアンテナのみとしたため、電池交換を要さない継続的な利用が可能であるという特長を有する。

次に、反射係数による結合係数を介した位置センシング法を提案した。本手法は、各送信アンテナに対して測定した反射係数ベクトルを結合係数ベクトルへと変換し、受信アンテナ位置と結合係数ベクトルの関係を記録したデータベースとの照合によって受信アンテナ位置を導出する手法である。データベースとの照合による手法を用いた理由は、結合係数と送受信アンテナ間の相対位置との関係は解析的に表現できないためである。

さらに、移動ロボットを対象とした三次元位置推定の実験を行った。移動ロボットへの搭載を想定して受信アンテナの可動域の平面の高さを決定し、可動域の平面内を受信アンテナが直線上に移動した場合の三次元位置推定の実験を行った。その結果、位置誤差は0.003m～0.015m程度であった。移動軌跡の端に近づくほど位置誤差が大きくなることが示され、その誤差要因は結合係数のばらつきであると推測された。従って、今後は結合係数の正規化や平面アレイアンテナのアンテナ間距離の低減などによって結合係数のばらつきを抑えることで、位置誤差のさらなる低減を目指す。

## 3.6 あとがき

本章では、電磁界共振結合を用いた新しい位置センサについて扱った。提案した位置センサは、電力伝送対象の負荷を接続するだけで電力伝送も同時に実現可能であり、送信機側に測定器を集約することで受信機側での電池交換の問題が存在しないため保守不要での継続的な利用が可能であるといった特長を有する。

まず、最小構成要素である距離センサに関して、センサの基礎特性である距離誤差に関する考察を行った。ここでは、磁界共振結合を特徴づける $Q$ 値をパラメータとした距離誤差と距離の関係に関して考察した。その結果、距離誤差は距離に対して下に凸の特性曲線となること、アンテナの $Q$ 値を高めることにより、距離誤差を最小とする距離が長くなることや、遠方での距離誤差が低減されると同時に近傍での距離誤差が増加することを示した。特に、 $Q$ 値を高めることで遠方まで距離センシング可能となるが同時に近傍において距離センシングが困難となるという結果に関しては、位置センサの設計・実装の際に利用できる有用な知見である。

次に、距離センサをアレイ化した構成による位置センサを作成し、三次元位置推定の実験を行った。その結果、位置誤差は0.003m～0.015m程度であった。移動軌跡の端に近づくほど位置誤差が大きくなることが示され、その誤差要因は結合係数のばらつきであると推測されたため、位置誤差の低減においては結合係数の正規化や平面アレイアンテナのアンテナ間距離の低減などが有効と考えられる。

なお本章では、提案した位置センサの特長としてワイヤレス電力伝送も可能となることを挙げたが、詳細の説明は行わなかった。しかし、ワイヤレス電力伝送と位置センシングを同時に実現することは、単純にそれぞれの機能が増えるだけでなく、両機能の融合によ

る高度なシステムの実現を可能とする。そこで、次章ではその具体例として、位置センシングとワイヤレス電力伝送の融合による高効率ワイヤレス電力伝送システムについて紹介する。このシステムでは、位置センシングおよびワイヤレス電力伝送が磁界共振結合を用いて同様のハードウェア構成で実現できることに着目しており、位置センシングに基づくピンポイントでのワイヤレス電力伝送をコンパクトなハードウェア構成で実現するものである。

# 第4章 位置センシングに基づく高効率ワイヤレス電力伝送システム

## 4.1 まえがき

ワイヤレス電力伝送は移動，回転，絶縁している物体への電力伝送など電力線が利用できない場合において実用的な電力伝送手段である。今までの研究で，電磁誘導 [41]-[43](図 4.1)，マイクロ波 [44][45](図 4.2)，レーザー [46](図 4.3) を用いた手法が提案されてきた。しかしながら，近年になって多くの研究者は磁界共振結合を用いた手法に着目するようになった [19][20][47]-[55]。その理由としては，近傍領域での電力伝送においては既存の手法よりも有効であることが挙げられる。電磁誘導に比べて伝送範囲が広く，マイクロ波やレーザーを用いたものと比べて高効率である。



図 4.1: 電磁誘導を用いたワイヤレス電力伝送 [42]

ワイヤレス電力伝送では，有線での電力伝送と比較して伝送効率の低下が懸念されるため，伝送効率の高効率化に関する取り組みが行われてきた。磁界共振結合を用いた場合では，送信アンテナと受信アンテナが特定の相対位置にある場合に伝送効率が最大化されることが知られている。この相対位置は共振周波数やインピーダンスなどの設計パラメータと関係することが知られているため，任意の位置における高効率電力伝送を目的とした周波数制御システム [47]-[49] やインピーダンス制御システム [50] が提案されている。周波数制御システムおよびインピーダンス制御システムの例を図 4.4 および図 4.5 に示す。

しかし，周波数制御システムでは利用可能な周波数が ISM 帯に限定されてしまうという実用上の問題があり，インピーダンス制御システムでは柔軟にインピーダンス制御を行うインピーダンス変換回路は実現困難であるという問題があった。





図 4.2: マイクロ波を用いたワイヤレス電力伝送 [44]



図 4.3: レーザを用いたワイヤレス電力伝送 [46]

そこで、本章では固定の周波数およびインピーダンスで動作する高効率電力伝送システムを提案する。提案システムでは、高効率電力伝送を実現するため送信アンテナと受信アンテナの相対位置は計測・制御される。ここでは、相対位置の計測は前章で紹介した磁界共振結合を用いた位置センサによって行われる。

同様の考え方に基づく高効率電力伝送システムは、電磁誘導を用いた場合で提案されている [42],[43]。これらの研究では、伝送対象の受信アンテナは送信アンテナと一対一対応したセンサアレイによって実現され、受信アンテナの真下に配置された送信アンテナのみをアクティブにする。電磁誘導の伝送範囲は狭いため、極近傍における受信アンテナの存在に関する情報があれば十分であり、センサの検出範囲も狭くてよい (20 mm [42] と 2 mm [43])。しかし、磁界共振結合を用いた場合では最大効率となる受信アンテナ位置は送信アンテナからある程度の距離にあるため、存在情報だけではなく位置情報も必要となる [49],[50]。このことが、電磁誘導を用いた同様のシステムとの大きな差異である。

本章では、高効率電力伝送システムの提案とその設計法について述べ、実験によりシステムの有効性を検証する。

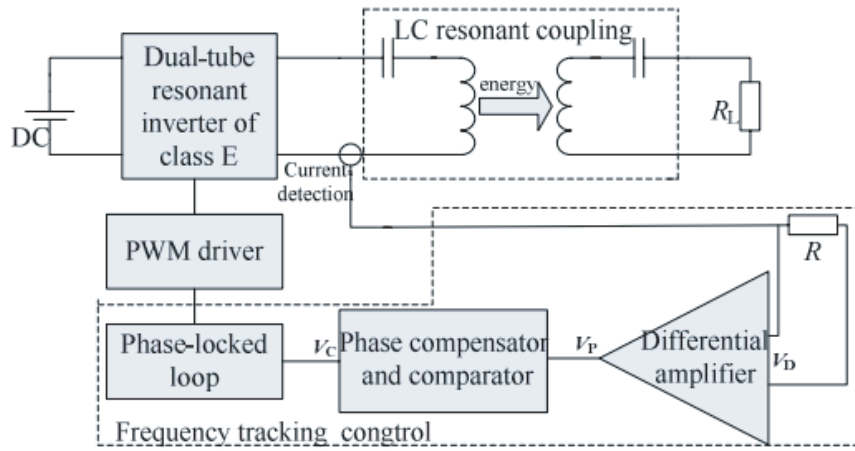
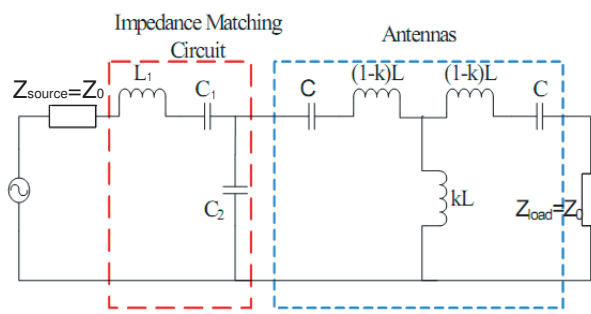
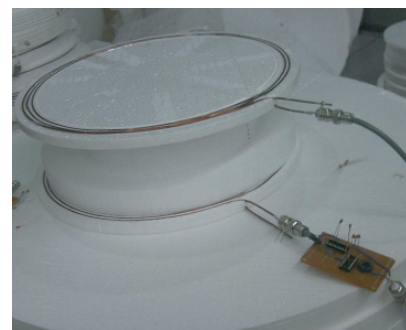


図 4.4: 周波数制御システムによる高効率ワイヤレス電力伝送 [47]



(a) Equivalent Circuit



(b) Overview

図 4.5: インピーダンス制御システムによる高効率ワイヤレス電力伝送 [50]

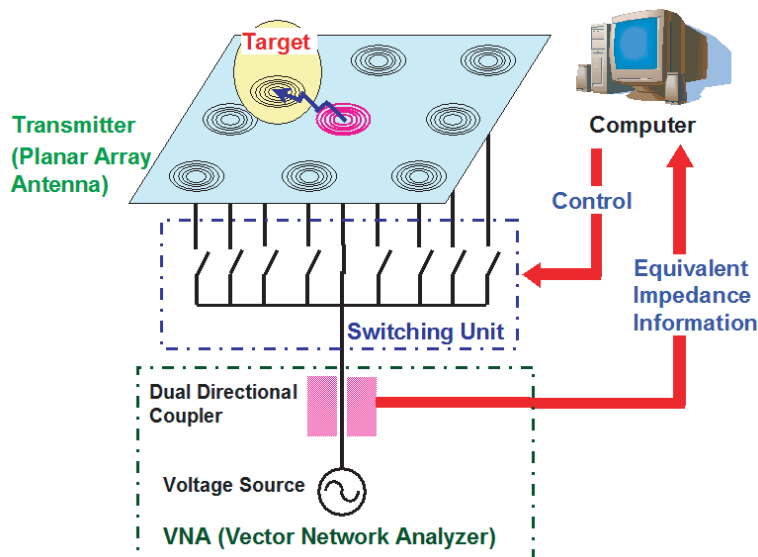


図 4.6: システムの構成

## 4.2 システム構成

システムのハードウェア構成を図 4.6 に示す。本システムは送信アンテナが広範囲に渡って敷き詰められており、受信アンテナに対する電力伝送と位置センシングを実現するものである。VNA(ベクトルネットワークアナライザ)は電源および双方向性結合器を有するため、電力伝送と位置センシングは共に VNA で実現される。双方向性結合器は位置センシングに用いられる測定器である。アクティブにする送信アンテナは、切り替えスイッチによって選択される。本構成は、前章で紹介した位置センサのシステム構成と基本的には同じである。唯一の違いは、電力伝送であるため受信アンテナが負荷に接続されている点である。ここでは、受信アンテナを負荷に接続する代わりに VNA のポート ( $50 \Omega$ ) に接続した。

相対位置を計測・制御することで高効率電力伝送を実現するため、本システムは三つの主機能を用いている。一つ目は、受信アンテナの位置センシングである。二つ目は、高効率送信アンテナ選択機能 (Efficient Transmitter Selector; ETS) である。三つ目は、受信アンテナ誘導補助機能 (Target Navigation Assistance; TNA) である。各機能の詳細については後述する。

## 4.3 等価回路によるモデル化

まずは、システムの最小構成である一対の送受信アンテナの等価回路モデルについて導出する。以降の議論は全てこの等価回路モデルに基づく。この等価回路は図 4.7 で表され、電源系、選択された送信アンテナおよび受信アンテナを回路素子で代替表現したものとなっている。各アンテナは RLC 直列素子  $R_i, L_i, C_i$  ( $i = 1, 2$ ) で表現される直列共振回路である。アンテナ間の磁界結合は相互インダクタンス  $L_m$  で表現される。また、その他の回路素子が表すものは以下の通りである。 $V_{src}$  は電源電圧を、 $Z_0$  は同軸線路の特性インピーダンスを、 $Z_e$  は両アンテナからなる系の等価インピーダンスを表す。全ての送信電力を吸収するため、受信アンテナの負荷は  $Z_0$  に整合されているものとする。位置センサの場合の等価回路との違いは、受信アンテナに負荷として  $Z_0$  が追加されることのみである。

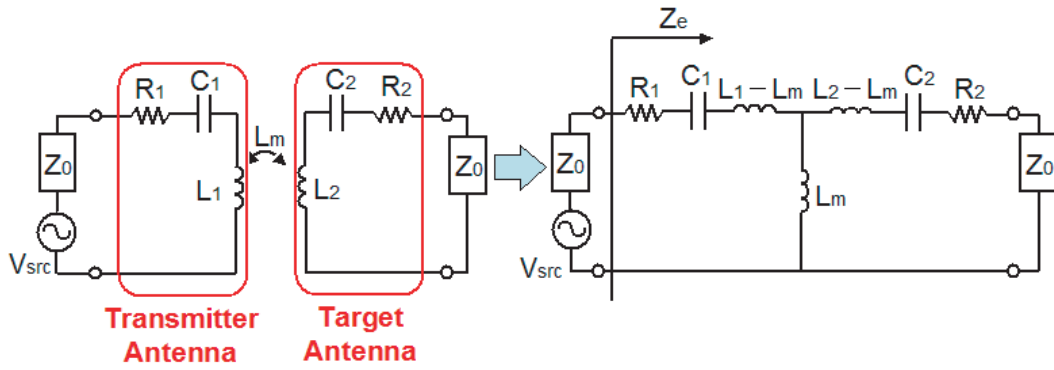


図 4.7: システムの最小単位 (一对の送受信アンテナ) の T 型等価回路

また，両アンテナが同一の周波数  $f_0$  で共振する場合に磁界共振結合となるため，その発生条件は共振角周波数  $\omega_0$  を用いて (4.1) 式で表される。本論文における以降の全ての議論は，磁界共振結合時すなわち (4.1) 式を満たす条件下で行われているものとする。

$$\omega_0 L_i - \frac{1}{\omega_0 C_i} = 0 \quad (i = 1, 2) \quad (4.1)$$

さらに，解析的考察のため以下の無次元のパラメータを導入する [51].

- 結合係数

$$\kappa = L_m / (L_1 L_2)^{1/2}$$

- Q 値

$$Q_i = \omega_0 L_i / R_i (i = 1, 2), \quad Q = (Q_1 Q_2)^{1/2}$$

- インピーダンス率

$$\gamma_i = Z_0 / R_i (i = 1, 2)$$

#### 4.3.1 等価回路の妥当性検証

上述した等価回路の妥当性について検証した。特定の構成における等価回路の妥当性を示しただけでは検証として不十分である。厳密には，等価回路の全ての回路素子が増えた場合について，それぞれ妥当性を検証する必要がある。ここでは，特性インピーダンス  $Z_0$  およびアンテナ巻数をパラメータとして，反射係数の距離特性が等価回路による理論値と真値で一致することを示すこととした。アンテナ巻数は自己インダクタンス  $L$  と関係し，補償キャパシタンス  $C$  にも必ずと関係する。また，距離は相互インダクタンス  $L_m$  と関係する。従って，図 4.7 に示した等価回路のほぼ全ての回路素子を変化させた時の理論値と真値の一致を調べることで，等価回路の妥当性検証として十分な方法である。厳密には，印加周波数を変化させた場合についても検証する必要があるが，これを示すことは手間であり，既にワイヤレス電力伝送分野などにおける過去の研究結果により妥当性が検証されているため，印加周波数に関しては共振周波数のみを扱うこととする。本論文ではヘリカルアンテナへの印加周波数は共振周波数に固定することからこの仮定は問題ない。ここで，固定値である設計パラメータを表 4.1 に示す。真値は電磁界解析ソフトウェア IE3D (Zeland Software, Inc) によって導出し，等価回路による理論値は (3.10), (4.2), (4.4)

式によって導出する。なお，理論値ではアンテナ巻線間のピッチ  $p$  は考慮されていないが，ほとんど無視できる量であるため問題はない。

表 4.1: 等価回路の妥当性検証における設計パラメータ

Parameter	Value	Dimension
Radius $r$	150	mm
Antenna Pitch $p$	5	mm
Cross-sectional Radius $a$	1.0	mm
Conductivity $\sigma$	$5.8 \times 10^7$	S/m
Resonant Frequency $f_0$	$13.56 \times 10^6$	Hz
Resonant Angular Frequency $\omega_0$	$2\pi f_0$	rad/s

アンテナ巻数  $N = 1, 2$  および特性インピーダンス  $Z_0 = 50, 10\Omega$  での反射係数の距離特性を示す。ここでは，送受信アンテナの幾何学的な位置関係は図 4.8 のように表され，アンテナ同士を対向させたまま受信アンテナを  $z$  方向へ移動した場合の距離変化およびアンテナの軸同士は平行を保ったまま受信アンテナを  $z=50\text{mm}$  に固定して  $x$  方向へ移動した場合の距離変化の両方を距離特性として得た。この結果を図 4.9 および図 4.10 に示す。

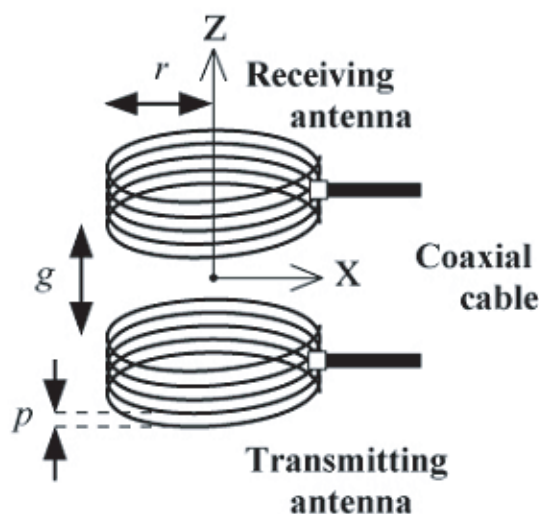


図 4.8: 送受信アンテナの幾何学的な位置関係

結果より，理論値と電磁界解析から得られた真値はほぼ一致することが示された。従って，図 4.7 の等価回路は磁界共振結合のモデルとして十分に妥当であると結論付けられる。なお，それほど大きな乖離ではないものの，アンテナが 2 巻きの場合では理論値と電磁界解析で多少の乖離が見られた。その理由としては，等価回路の破綻というよりノイマンの公式の破綻であると考えられる。等価回路自体は誤っていないのだが，等価回路の相互インダクタンス  $L_m$  を理論的に導出することが出来ないということである。従って，いずれにせよ等価回路は妥当である。ノイマンの公式の破綻については，前章の距離センサにおけるモデル化誤差の節で詳説した。詳しくはそちらを参照して頂きたい。

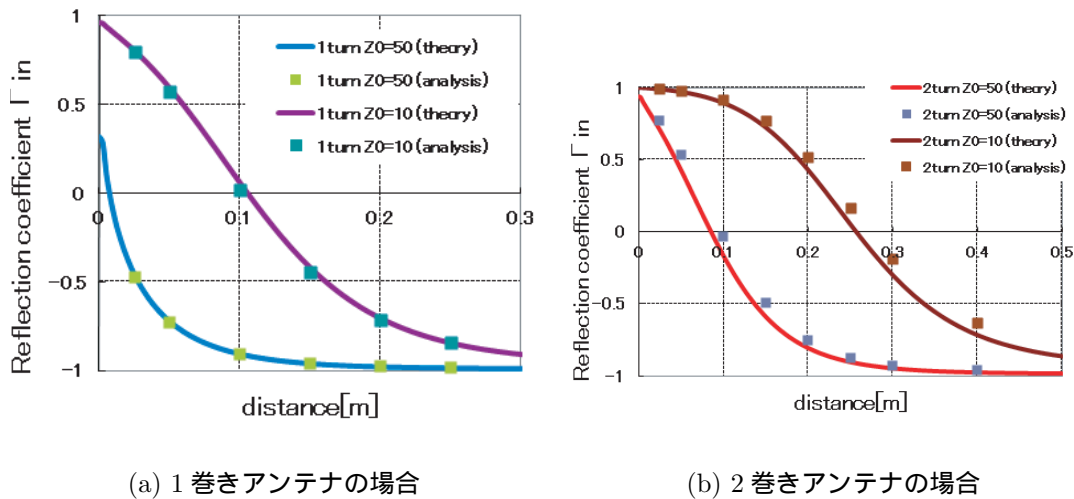


図 4.9: 理論・電磁界解析における反射係数の距離特性の比較 (z 方向)

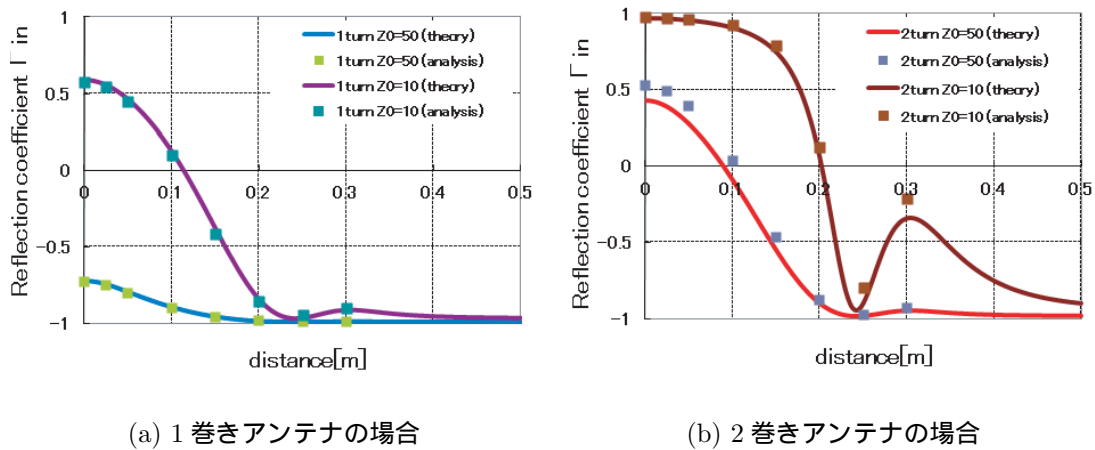


図 4.10: 理論・電磁界解析における反射係数の距離特性の比較 (x 方向)

## 4.4 システムの機能説明

### 4.4.1 位置センシング機能

前章では反射係数を用いた位置センシングについて紹介したが，ここでは設計法が簡単に導出可能であることから，反射係数  $\Gamma$  ではなく等価インピーダンス  $Z_e$  を用いた位置センシング法について紹介する。(3.36) 式で表される通り，反射係数は等価インピーダンスと関係した物理量であり，反射係数の代わりに等価インピーダンスを用いても位置センシングは可能である。

図 4.7 に示される等価回路モデルから，等価インピーダンス  $Z_e$  と相互インダクタンス  $L_m$  の関係は磁界共振結合の条件下で (4.2) 式のように表される。

$$Z_e = \kappa^2 Q^2 \frac{\gamma_2}{\gamma_1(1 + \gamma_2)} R_2 + R_1 = \frac{\omega_0^2 L_m^2}{Z_0 + R_2} + R_1 \quad (4.2)$$

さらに，相互インダクタンス  $L_m$  は送受信アンテナの相対位置と関係している。一般に二個の回路  $C_1, C_2$  間の相互インダクタンス  $L_m$  は以下のノイマンの公式で表される。

$$L_m = \frac{\mu_0}{4\pi} \int_{C_1} \int_{C_2} \frac{dl_1 \cdot dl_2}{r_{12}} \quad (4.3)$$

ただし、 $\mu_0$  は真空の透磁率、 $dl_1$  および  $dl_2$  は回路上の微小線要素、 $r_{12}$  は  $dl_1$  と  $dl_2$  の距離である。本センサでは、受信アンテナは平面アレイアンテナに対して平行に配置されると仮定する。すると、(4.3) 式を図 4.11 に示される幾何学的関係にある送受信アンテナに対して適用することで、アンテナ間の相互インダクタンス  $L_m$  は (4.4) 式で表される。なお、簡単のため送受信アンテナは全く同一とした。

$$L_m = N^2 \frac{\mu_0}{4\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} \frac{r \cos(\theta_1 - \theta_2) d\theta_1 d\theta_2}{\sqrt{2 - 2 \cos(\theta_1 - \theta_2) - 2(g/r) \cos \varphi (\cos \theta_1 - \cos \theta_2) + (g/r)^2}} \quad (4.4)$$

ただし、 $N$  はアンテナの巻数、 $r$  はアンテナ半径、 $g$  はアンテナ間距離、 $\varphi$  は仰角であり、送受信アンテナの中心位置を  $(x_1, y_1, z_1)$  および  $(x_2, y_2, z_2)$  とすると、アンテナ間距離および仰角はそれぞれ (4.5) 式および (4.6) 式で表される。従って、相互インダクタンス  $L_m$  と送受信アンテナの相対位置の関係は、(4.4)、(4.5)、(4.6) 式によって表される。

$$g = \sqrt{(x_2 - x_1)^2 + (y_2 - y_1)^2 + (z_2 - z_1)^2} \quad (4.5)$$

$$\varphi = \tan^{-1} \left( \frac{z_2 - z_1}{\sqrt{(x_2 - x_1)^2 + (y_2 - y_1)^2}} \right) \quad (4.6)$$

$Z_e$  と  $L_m$  は関係しており、さらに  $L_m$  と送受信アンテナの相対位置は関係しているため、 $Z_e$  は送受信アンテナの相対位置と関係している。ここでもし、 $Z_e$  と送受信アンテナの相対位置の関係が解析的に表現できるならば、各送信アンテナでの  $Z_e$  を測定することで、各送信アンテナと受信アンテナの相対位置から受信アンテナの位置は容易に導出できる。しかしながら、 $L_m$  と相対位置の関係が解析的に表現できないため、 $Z_e$  と送受信アンテナの相対位置の関係は解析的に表現できない。

そこで、データベースとの照合による手法を提案する。ここでは、計測された等価インピーダンスベクトルとデータベースを照合することで受信アンテナ位置を導出する。データベースは、数値計算によって得られた等価インピーダンスベクトルと対応する受信アンテナ位置が記録されたものとなっている。なお、等価インピーダンスベクトルの各要素は各送信アンテナでの等価インピーダンスである。データベース作成およびデータベース照合による位置センシングの詳細は以下の通りである。

データベース (等価インピーダンスベクトルデータベース) は、各受信アンテナ位置  $\vec{x}_i$  と (4.2)、(4.4)、(4.5)、(4.6) 式から数値計算される等価インピーダンスベクトル  $\vec{Z}_{e(\vec{x}_i)}^{nc} = (Z_{e1(\vec{x}_i)}^{nc}, \dots, Z_{eN(\vec{x}_i)}^{nc})$  ( $i = 1, 2, \dots, M$ ) を記録することで作成される。ここで、 $N$  は位置センシングに用いられる送信アンテナの数を表す。そして、 $M$  はデータベースに記録される受信アンテナ位置の数を表し、 $i$  は各位置の ID を表す。なお、一定値を示す素子定数  $R_1$ 、 $R_2$ 、 $Z_0$  および  $\omega_0$  としては実測値が用いられ、数値計算においては既知と考える。

位置センシングは (4.7) 式のアルゴリズムで行う。まず、各送信アンテナにおける等価インピーダンスを計測することで等価インピーダンスベクトルの計測値  $\vec{Z}_e^m = (Z_{e1}^m, \dots, Z_{eN}^m)$  を求める。次に、計測した等価インピーダンスベクトル  $\vec{Z}_e^m$  とデータベースに格納されている各等価インピーダンスベクトル  $\vec{Z}_{e(\vec{x})}^{nc}$  とのノルム  $|\vec{Z}_e^m - \vec{Z}_{e(\vec{x})}^{nc}|$  を計算し、ノルムを最

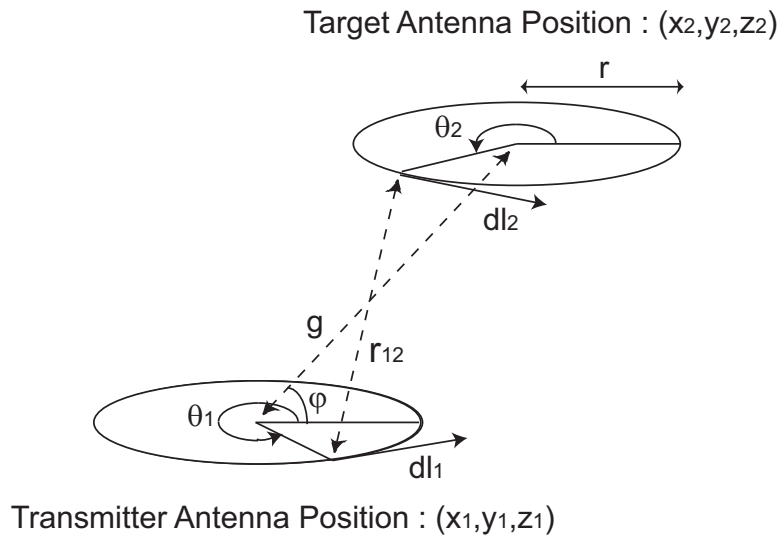


図 4.11: 送信アンテナと受信アンテナの幾何学的位置関係

小とする等価インピーダンスベクトルを探索し，対応する位置  $\vec{x}$  を受信アンテナの推定位置  $\vec{x}^m$  とする。

$$A = \{x | x = |\vec{Z}_e^m - \vec{Z}_{e(\vec{x}_i)}^{nc}| \quad (i = 1, 2, \dots, M)\}$$

$$B = \{x | x = \vec{x}_i \quad (i = 1, 2, \dots, M)\}$$

$$f : A \rightarrow B$$

*(f is an injective mapping from  $|\vec{Z}_e^m - \vec{Z}_{e(\vec{x}_i)}^{nc}|$  to  $\vec{x}_i$ )*

$$\vec{x}^m = f_{(\min A)} \quad (4.7)$$

#### 4.4.2 高効率送信アンテナ選択機能 (Efficient Transmitter Selector; ETS)

高効率送信アンテナ選択機能 (ETS) の概念図を図 4.12 に示す。ETS の目的は，位置センシングによって取得される現在の受信アンテナ位置  $\vec{x}^m$  に対して，最高効率での電力伝送が可能な送信アンテナを選択することである。

ETS のアルゴリズムは，受信アンテナ位置と対応する各送信アンテナにおける伝送効率を記録したデータベースとの照合に基づいている。データベースの作成およびデータベース照合による ETS の詳細は以下の通りである。

伝送効率  $\eta$  は，(4.8) 式で表される。



$$\begin{aligned}\eta &= \frac{4\gamma_1\gamma_2}{Q^2} \frac{\kappa^2}{\left[\kappa^2 + \frac{(1+\gamma_1)(1+\gamma_2)}{Q^2}\right]^2} \\ &= \left[ \frac{2\omega_0 L_m Z_0}{(Z_0 + R_1)(Z_0 + R_2) + \omega_0^2 L_m^2} \right]^2\end{aligned}\quad (4.8)$$

データベース (伝送効率データベース) は, 受信アンテナ位置  $\vec{x}_i$  と対応する (4.4), (4.5), (4.6), (4.8) 式から数値計算される各送信アンテナ  $j$  における伝送効率  $\eta_{j(\vec{x}_i)}$  ( $i = 1, 2, \dots, M; j = 1, 2, \dots, N$ ) を記録することで作成される。ここで,  $M$  はデータベースに記録される受信アンテナ位置の数を表し,  $i$  は各位置の ID を表す。そして,  $N$  は位置センシングに用いられる送信アンテナの数を表し,  $j$  は各送信アンテナの ID を表す。なお, 一定値を示す素子定数  $R_1, R_2, Z_0$  および  $\omega_0$  としては実測値が用いられ, 数値計算においては既知と考える。

ETS は (4.9) 式のアルゴリズムで行う。まず, 位置センシングによって取得される現在の受信アンテナ位置  $\vec{x}^m$  に対して, データベースに記録された受信アンテナ位置から最もユークリッド距離が短いものを擬似的な受信アンテナ位置  $\vec{x}^p$  として探索し, 対応する各送信アンテナ  $j$  における伝送効率  $\eta_{j(\vec{x}^p)}$  ( $i = 1, 2, \dots, M; j = 1, 2, \dots, N$ ) を取得する。次に, 伝送効率  $\eta_{j(\vec{x}^p)}$  ( $j = 1, 2, \dots, N$ ) を最大とするものを最大効率の送信アンテナとして選択する。選択された送信アンテナは, 実際の電力伝送においてアクティブとなる。

$$A = \{x | x = |\vec{x}^m - \vec{x}_i| \quad (i = 1, 2, \dots, M)\}$$

$$B = \{x | x = \vec{x}_i \quad (i = 1, 2, \dots, M)\}$$

$$f : A \rightarrow B$$

( $f$  is an injective mapping from  $|\vec{x}^m - \vec{x}_i|$  to  $\vec{x}_i$ )

$$\vec{x}^p = f_{(\min A)}$$

$$C = \{x | x = \eta_{j(\vec{x}^p)} \quad (j = 1, 2, \dots, N)\}$$

$$D = \{x | x = j \quad (j = 1, 2, \dots, N)\}$$

$$g : C \rightarrow D$$

( $g$  is an injective mapping from  $\eta_{j(\vec{x}^p)}$  to  $j$ )

$$\text{SelectedID} = g_{(\max C)}\quad (4.9)$$

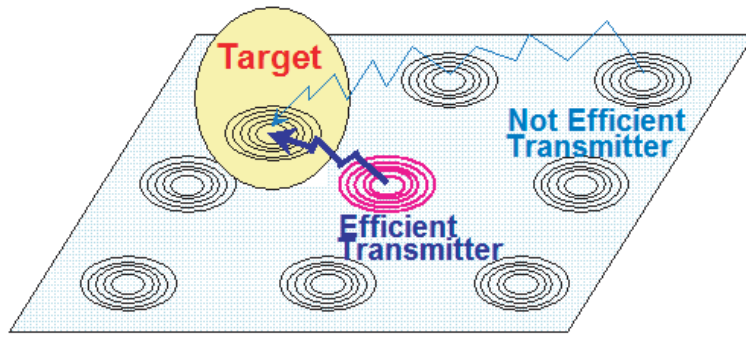


図 4.12: 高効率送信アンテナ選択機能 (ETS) の概念図

#### 4.4.3 受信アンテナ誘導補助機能 (Target Navigation Assistant; TNA)

受信アンテナ誘導補助機能 (TNA) の概念図を図 4.13 に示す。TNA の目的は、受信アンテナを最高効率の位置へと誘導することである。一般に、目標位置へとターゲットが移動できるか (人などの) 外部支援が必要であるかは、ターゲットが自律移動可能であるかに依存する。従って、TNA の機能は現在位置と目標位置に関する情報の支援をターゲットそのものまたは外部支援者へと提供することである。

TNA のアルゴリズムは、設定した閾値以上の効率を有する受信アンテナ位置である最適位置のデータベースとの照合に基づいている。データベースの作成およびデータベース照合による TNA の詳細は以下の通りである。

データベース (最適位置データベース) は  $\eta_j(\vec{x}_i) \geq \eta_{thr}$  ( $i = 1, 2, \dots, M; j = 1, 2, \dots, N$ ) を満たす受信アンテナ位置  $\vec{x}_i$  を最適位置として記録することで作成される。ここで、 $\eta_{thr}$  は閾値効率であり、 $\eta_j(\vec{x}_i)$  ( $i = 1, 2, \dots, M; j = 1, 2, \dots, N$ ) は各受信アンテナ位置  $\vec{x}_i$  および送信アンテナ  $j$  に対して (4.4), (4.5), (4.6), (4.8) 式から数値計算によって求められる伝送効率である。従って、いずれかの送信アンテナにおける伝送効率が閾値効率以上であれば最適位置ということになる。 $M$  は数値計算に用いられた受信アンテナ位置の数を表し、 $i$  は各位置の ID を表す。そして、 $N$  は用いられる送信アンテナの数を表し、 $j$  は各送信アンテナの ID を表す。なお、一定値を示す素子定数  $R_1, R_2, Z_0$  および  $\omega_0$  としては実測値が用いられ、数値計算においては既知と考える。

TNA は二段階で実行される。まず、位置センシングによって取得された現在の受信アンテナ位置  $\vec{x}^m$  からユークリッド距離が最も短い最適位置をデータベースから探索し、目標位置  $\vec{x}^d$  とする。これは、(4.10) 式のアルゴリズムで表される。次に、TNA は受信アンテナの現在位置  $\vec{x}^m$  および目標位置  $\vec{x}^d$  を自律移動可能な場合 (移動ロボットなど) にはターゲット自身に知らせ、自律移動でない場合 (ノート PC など) には外部支援者に知らせる。外部支援者としては、一般には人が選択される。

$$A = \{x | x = |\vec{x}^m - \vec{x}_i^o| \quad (i = 1, 2, \dots, M)\}$$

$$B = \{x | x = \vec{x}_i^o \quad (i = 1, 2, \dots, M)\}$$

$$f : A \rightarrow B$$

( $f$  is an injective mapping from  $|\vec{x}^m - \vec{x}_i^o|$  to  $\vec{x}_i^o$ )

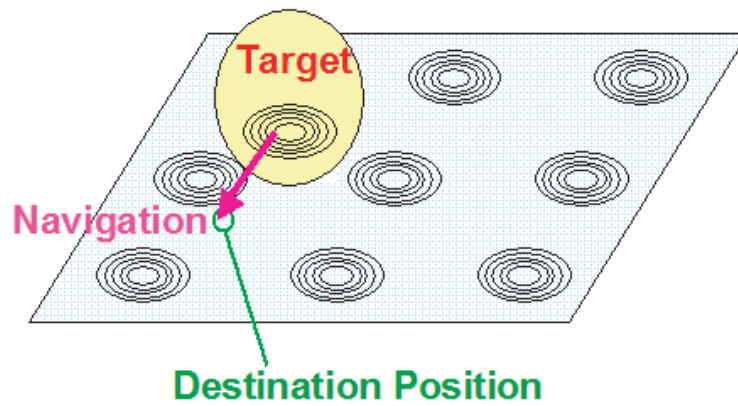


図 4.13: 受信アンテナ誘導補助機能 (TNA) の概念図

$$(i = 1, 2, \dots, M)$$

$$\vec{x}^d = f_{(\min A)} \quad (4.10)$$

#### 4.4.4 全機能の統合によるシステムフロー

前述した機能を統合することで構成されるシステム全体のフローを図 4.14 に示す。本システムの一周期の過程は以下の通りである。

最初に、スイッチを用いて各送信アンテナに対して VNA で等価インピーダンスを計測することで、等価インピーダンスベクトルの計測値  $\vec{Z}_e^m$  を求める。

次に、位置センシングでは等価インピーダンスベクトルデータベースを参照することで、計測した等価インピーダンスベクトルから受信アンテナ位置  $\vec{x}^m$  を導出する。

そして、ETS では伝送効率データベースを参照することで現在の受信アンテナ位置に対して最高効率となる送信アンテナを選択する。同時に、TNA では最適位置データベースを参照することで受信アンテナ位置とのユークリッド距離が最も短い最適位置を目標位置  $\vec{x}^d$  として導出する。受信アンテナの現在位置および目標位置は情報支援としてターゲット自身または外部支援者に知らされる。

次周期の過程が始まるまで、ETS で選択された送信アンテナがアクティブとなり、実際の電力伝送が実行される。この際、TNA によってターゲットは目標位置へと誘導される。

## 4.5 システムの設計法

### 4.5.1 設計対象のモデル

一対の送信アンテナと受信アンテナで構成されるシステムの最小構成に対して設計論を適用する。アンテナの幾何学的配置は図 4.11 に示すようにアンテナ間距離  $g$  および仰角  $\varphi$  なる二つのパラメータで表現される。詳しくは後述するが、ここでは設計論においてアンテナ間距離が結合係数に対して単調減少の関係にある事が利用される。この関係はほとんどの仰角において満たされるため、特定の仰角の場合についてのみ議論を行えば十分であ

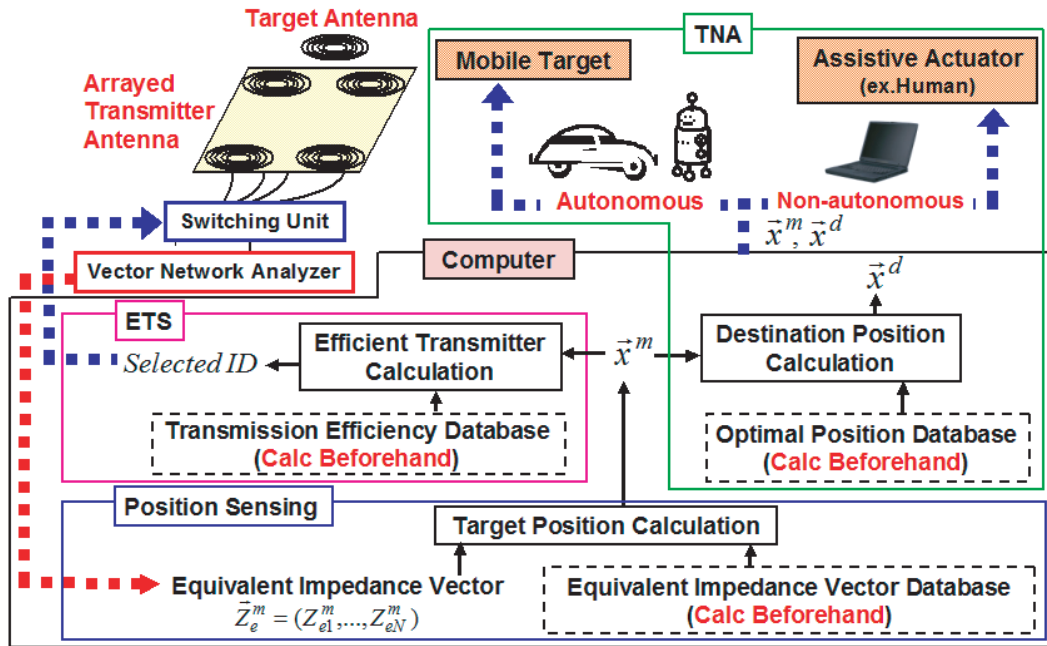


図 4.14: 全機能を統合したシステムのフロー

る。そこで、送信アンテナと受信アンテナが対向する場合、すなわち  $\varphi = \pi/2[\text{rad}]$  の場合を設計対象のモデルとする。ここでは、アンテナ間距離  $D$  は対向するアンテナ間の距離として定義される。

#### 4.5.2 設計パラメータおよび評価指標

ある評価指標を満たす設計パラメータを導出することが設計である。従って、設計を行うためには、設計パラメータおよび評価指標を決定する必要がある。ここでは、アンテナ半径  $r$ 、アンテナ巻数  $N$ 、ワイヤの線半径  $a$ 、ワイヤの導電率  $\sigma$ 、共振角周波数  $\omega_0$ 、負荷インピーダンス  $Z_0$  を設計パラメータとし、以下を評価指標とした。

- 1) 最大伝送効率  $\eta_{max}$
- 2) 最大伝送効率となるアンテナ間距離  $D_{max}$
- 3) 等価インピーダンスの結合係数に関する一階偏微分値  $\partial Z_e / \partial \kappa$
- 4) 等価インピーダンスの数値計算値および実測値の一致度

1) および 2) がシステムの有効性と直結することは明らかである。高効率かつ長距離での電力伝送を可能とするためには、これらの評価指標が大きな値を示す必要がある。3) は計測誤差による推定誤差への影響を示す指標である。特定の計測誤差に対する推定誤差は抑えられるため、この指標が大きな値であるほど望ましい。4) はモデル化誤差と関係した評価指標である。この指標が大きな値であるほどモデル化誤差が小さくなり推定誤差は抑えられる。なお、この指標は解析的に表現できないため、実際の実験を通して評価を行う必要がある。

従って、評価指標 1) ~ 4) を最大化する設計パラメータの選択が最適の設計ということになる。さらなる議論のため、設計パラメータと評価指標との関係を次節で論ずる。

## 4.5.3 設計パラメータと評価指標の関係

設計パラメータを解析的に導出するため、設計パラメータと評価指標の関係を導出する。伝送効率を表す (4.8) 式を参照することで、伝送効率の結合係数に関する一階偏微分をゼロとする結合係数  $\kappa_{peak}$  は、(4.11) 式で表される。

結合係数  $\kappa$  は 0 から 1 までの値をとるため、最大伝送効率  $\eta_{max}$  と対応する結合係数  $\kappa_{max}$  はそれぞれ (4.12) 式および (4.13) 式で表される。ここで簡単のために、送信アンテナと受信アンテナは同一のものとするため、アンテナのインダクタンスおよび抵抗値はそれぞれ  $L = L_1 = L_2$  および  $R = R_1 = R_2$  と表される。

$$\kappa_{peak} = \frac{\sqrt{(1+\gamma_1)(1+\gamma_2)}}{Q} = \frac{Z_0 + R}{\omega_0 L} \quad (4.11)$$

$$\eta_{max} = \begin{cases} \frac{1}{(1+\gamma_1^{-1})(1+\gamma_2^{-1})} \\ = \frac{1}{(1+\frac{R}{Z_0})^2} & (\kappa_{peak} < 1) \\ \frac{4}{\left[\frac{Q}{\sqrt{\gamma_1\gamma_2}} + \frac{\sqrt{\gamma_1\gamma_2}}{Q}(1+\gamma_1)(1+\gamma_2)\right]^2} \\ = \frac{4}{\left[\frac{\omega_0 L}{Z_0} + \frac{Z_0}{\omega_0 L}\left(1+\frac{R}{Z_0}\right)^2\right]^2} & (\kappa_{peak} \geq 1) \end{cases} \quad (4.12)$$

$$\kappa_{max} = \begin{cases} \kappa_{peak} & (\kappa_{peak} < 1) \\ 1 & (\kappa_{peak} \geq 1) \end{cases} \quad (4.13)$$

アンテナ間距離  $D$  とアンテナ半径  $r$  の比と結合係数  $\kappa$  の関係は (4.14) 式における関数  $f(\kappa)$  で表される。ここでは、どのような半径  $r$  および巻数  $N$  においても  $f(\kappa)$  は結合係数  $\kappa$  に対して単調減少の関数となる [40],[52]。例えば、 $r = 150$  mm および  $N = 1$  時の関数  $f(\kappa)$  を数値計算で求めた結果は図 4.15 のようになる。数値計算の結果を示したのは、この関数は解析的に表現できないためである。 $r = 150$  mm および  $N = 1$  の場合を選択した理由は、後述するようにこの設計パラメータを最終的に選択したためである。

$$\frac{D}{r} = f(\kappa) \quad (4.14)$$

従って、(4.13) 式を (4.14) 式に代入することで、最大伝送効率となるアンテナ間距離  $D_{max}$  は以下のように求まる。

$$D_{max} = r f(\kappa_{max}) \quad (4.15)$$

(4.2) 式から、等価インピーダンス  $Z_e$  の結合係数  $\kappa$  に対する偏微分は以下のように求まる。

$$\frac{\partial Z_e}{\partial \kappa} = \kappa Q^2 \frac{2\gamma_2}{\gamma_1(1+\gamma_2)} R_2 = \kappa \frac{2\omega_0^2 L^2}{Z_0 + R} \quad (4.16)$$

自己インダクタンス  $L$  および抵抗値  $R$  と設計パラメータとの関係は (4.17) 式および (4.18) 式で表されることが知られている [47],[54]。

$$L = \mu_0 N^2 r \left[ \ln\left(\frac{8r}{a}\right) - 2 \right] \quad (4.17)$$

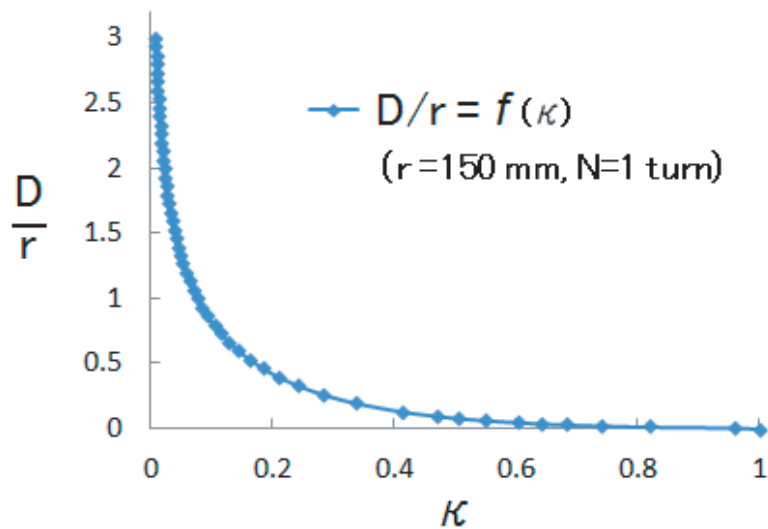


図 4.15: アンテナ間距離とアンテナ半径の比 vs. 結合係数

$$R = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0} \left[ \frac{\pi}{12} N^2 \left( \frac{\omega r}{c} \right)^4 + \frac{2}{3\pi^3} \left( \frac{\omega h}{c} \right)^2 \right]} + \sqrt{\frac{\mu_0 \omega}{2\sigma} \frac{Nr}{a}} \quad (4.18)$$

なお， $\mu_0$  は真空の透磁率； $\varepsilon_0$  は真空の誘電率； $c$  は光速； $h$  はアンテナの高さである。

#### 4.5.4 最適な設計パラメータの導出

前節までの内容を踏まえて，最適な設計パラメータの導出を行う。最初に，評価指標 1) ~ 3) を同時に満たす設計方法を解析的考察によって導出する。その後，評価指標 4) についても満たすものを最適な設計方法として最終決定する。

評価指標 1) ~ 3) を同時に満たす設計方法は (4.11)-(4.18) 式に基づく簡単な解析的考察より求まる。ここでは，各設計パラメータに関する評価指標の一階偏微分の符号に基づく設計方法を適用する。一階偏微分の符号が常に一定に定まるならば，設計パラメータを最大化または最小化する方法が求めたい最適な設計方法ということになる。反対に，設計パラメータの値に応じて一階偏微分の符号が正負の間で変動するならば，設計方法を導出することは難しくなる。なお，これ以降の考察は  $\kappa_{peak} < 1$  が満たされている前提のもとで行う。 $\kappa_{peak} < 1$  は送信アンテナから離れた位置で受信アンテナが最大伝送効率となるための条件であり，システムの有効性を確保する上での必須条件であるため，この前提を設けることは妥当である。

ここで，一階偏微分の符号が定まらないため，評価指標 2) および 3) に対して設計パラメータ  $r, N, a, \omega_0$  の設計方法を導出することはできない。例として，評価指標 2) のアンテナ半径  $r$  に関する一階偏微分の符号は連鎖律を用いて以下のように表される。

$$\frac{\partial D_{max}}{\partial r} = \frac{D_{max}}{r} + \frac{\partial D_{max}}{\partial \kappa_{max}} \left( \frac{\partial \kappa_{max}}{\partial L} \frac{\partial L}{\partial r} + \frac{\partial \kappa_{max}}{\partial R} \frac{\partial R}{\partial r} \right) \quad (4.19)$$

$\partial L/\partial r$  と  $\partial R/\partial r$  の符号は同じであるが， $\partial \kappa_{max}/\partial L$  と  $\partial \kappa_{max}/\partial R$  は異なる符号を持つため，全体としての符号が定まらない。

評価指標 1) ~ 3) の抵抗  $R$  に対する偏微分の符号は負であることと、抵抗  $R$  とは関係するが自己インダクタンス  $L$  とは関係しない設計パラメータである導電率  $\sigma$  が存在することから、大きな導電率  $\sigma$  を有する線材を利用することで抵抗  $R$  を減少させることで上記の問題の解決を試みる。すなわち、大きな導電率  $\sigma$  によって抵抗  $R$  を十分に小さい値まで低減することで他の設計パラメータによる抵抗  $R$  への影響を無視するのである。ここでは、さらに抵抗  $R$  の低減に大きく寄与し、自己インダクタンス  $L$  の値にはほとんど影響を与えない方法として線半径  $a$  を大きくする方法をとる。さらに詳細について説明を行うと、 $\sigma$  や  $a$  を大きな値とすることは (4.18) 式の第二項の低減には効果を持つが、第一項については不変である。ここで、第一項は放射損を表しており、第二項は銅損を表している。磁界共振結合を用いた電力伝送では高効率伝送を実現するため外部空間への放射損は出来る限り抑えた設計とすることが知られている。ここで用いられているヘリカルアンテナも電界エネルギーを抑えて純粋な磁界エネルギーのみを取り出すことで外部空間への電磁波による放射損を低減するものと捉えることもできる。表 4.2 で示される実際の実験構成 (後述) における設計パラメータにおいても、第二項が  $0.14 \Omega$  であることに対して第一項は  $0.00032 \Omega$  であり、放射損に対応する第一項は無視できる程度であることが分かる。従って、前述した  $\sigma$  および  $a$  を大きな値とする設計方法によって抵抗  $R$  はほぼゼロまで低減可能となる。これらの設計方法を適用することで、連鎖律における中間パラメータとして抵抗  $R$  は無視できるようになるため、一階偏微分の符号は定まる。実際、本論文で扱っている MHz 程度の高周波数帯での電力伝送ではミリメートル程度の大きな線径を有する銅線が利用されることが一般である [19],[20],[49],[51],[55]。ここでは、アンテナのワイヤとして線半径  $a = 1.0$  の銅線 ( $\sigma = 5.8 \times 10^7 \text{ S/m}$ ) を使用することとした。

評価指標 2) および 3) の設計パラメータ  $r, N, \omega_0, Z_0$  に関する一階偏微分の符号は、中間パラメータとして抵抗  $R$  を無視することで以下の式で表される。ここでは、 $R \simeq 0 \Omega$  である場合には最大伝送効率は理論上の最大値となる ( $\eta_{max} \simeq 1$ ) ため、評価指標 1) に関する考察は省略する。

$$\frac{\partial D_{max}}{\partial r}, \frac{\partial D_{max}}{\partial N}, \frac{\partial D_{max}}{\partial \omega_0} > 0, \frac{\partial D_{max}}{\partial Z_0} < 0 \quad (4.20)$$

$$\frac{\partial(\partial Z_e / \partial \kappa)}{\partial r}, \frac{\partial(\partial Z_e / \partial \kappa)}{\partial N}, \frac{\partial(\partial Z_e / \partial \kappa)}{\partial \omega_0} > 0, \frac{\partial(\partial Z_e / \partial \kappa)}{\partial Z_0} < 0 \quad (4.21)$$

これらの式から、設計パラメータ  $r, N, \omega_0$  を大きな値とし、 $Z_0$  を小さな値とすることが最適な設計方法であると分かる。これは、評価指標の各設計パラメータに関する一階偏微分の符号がそれぞれ正および負であるためである。従って、この設計方法をシステムに適用する。

ここで、さらに踏み込んで考察を行うと、これらの設計パラメータは完全に自由に設定できないことが分かる。具体的には、設計パラメータ  $r \times N \times \omega_0$  には上限値があり、 $Z_0$  には下限値が存在する。詳細を以下に示す。

評価指標 4) について評価することで、設計パラメータ  $r, N, \omega_0$  を大きくすることでモデル化誤差が大きくなることが分かる。このモデル化誤差はアンテナ長  $l$  が波長  $\lambda$  に近づくほど大きくなる。これは、アンテナ内部の電流分布が場所によって異なることで相互インダクタンス  $L_m$  の計算に用いられるノイマンの公式に誤差が生じるためである。従っ

て、(4.22) 式で示されるようにアンテナ長  $l$  が波長  $\lambda$  と比べて十分に小さいことが必要となる。別の見方をすれば、位置センサの章において述べた通り、モデル化誤差を低減するため (3.16) 式で表される電気長を抑える必要があることを示している。

$$\frac{l}{\lambda} \ll 1 \Rightarrow \frac{2\pi r N}{2\pi c/\omega_0} \ll 1 \Rightarrow \frac{r N \omega_0}{c} \ll 1 \quad (4.22)$$

一つの式内に三つの独立変数  $r, N, \omega_0$  が含まれるため、 $r$  および  $\omega_0$  の二つの設計パラメータの値を決定した後で残った一つのパラメータ  $N$  の値を調整することとした。ここでは、移動ロボットのような比較的大きな対象への電力伝送を想定し、搭載するアンテナの半径としては  $r = 150 \text{ mm}$  を選択する。また、ISM 帯に含まれる  $13.56 \text{ MHz}$  ( $\omega_0 = 85.2 \times 10^6 \text{ rad/s}$ ) を動作周波数とした。ここでは、1 巻き ( $r N \omega_0 / c = 0.043$ ) および 2 巻き ( $r N \omega_0 / c = 0.085$ ) の際の等価インピーダンスの数値計算値および計測値を図 4.16 に示す。結果から、2 巻きの場合では数値計算値と計測値に乖離があり、モデル化誤差が生じていることが分かる。従って、1 巻き ( $N = 1$ ) の場合を設計パラメータとして使用する。なお、 $r N \omega_0 / c$  の値が増加するにつれ、モデル化誤差は大きくなる。

$Z_0$  については下限値が存在する。インピーダンス変換回路を利用してインピーダンス  $Z_0$  の値を調整することは図 4.17 に示すようにモデル化誤差を発生しないため、有効な手段である。しかし、 $R/Z_0$  が無視できなくなるほど  $Z_0$  を小さくした場合には、最大伝送効率  $\eta_{max}$  が小さくなってしまいうという別の問題が存在する。前述したように抵抗  $R$  は小さな値に抑えられているが、 $Z_0$  があまりに小さな値となった場合には無視できなくなってしまふ。従って、最大伝送効率  $\eta_{max}$  が特定の閾値効率  $\eta_t$  以上となるための条件である (4.23) 式によって  $Z_0$  の下限値は規定される。

$$\eta_{max} = \frac{1}{\left(1 + \frac{R}{Z_0}\right)^2} > \eta_t \Rightarrow Z_0 > \frac{R}{\eta_t^{-\frac{1}{2}} - 1} \quad (4.23)$$

ここでは、最大伝送効率を 70.0 % 以上とするための  $Z_0$  に関する条件を導出する。 $\eta_t = 0.700$  および  $R = 0.65 \Omega$  を (4.23) 式に代入することで、 $Z_0 > 3.33 \Omega$  となる。すなわち、 $Z_0$  の下限値は  $Z_0 > 3.33 \Omega$  によって規定される。なお、抵抗値  $R$  の値として (4.18) 式から理論的に求めた値である  $0.14 \Omega$  ではなく実際の計測値である  $0.65 \Omega$  を利用した。その理由は、コネクタ部による損失などモデル化されていない要素による付加的な損失が存在したためである。 $Z_0 > 3.33 \Omega$  を満たすように、ここでは  $Z_0 = 5.0 \Omega$  を選択した。 $Z_0$  の値を伝送線路の特性インピーダンスである  $50.0 \Omega$  から  $5.0 \Omega$  まで下げるためには、L 型インピーダンス変換回路を用いた。

## 4.6 インピーダンス変換回路挿入時のモデリング

前節において、最適な設計方法の一つとして L 型インピーダンス変換回路を用いた  $Z_0$  の低減が提案された。これを行う際に注意しなければならないことがある。システム要件として、等価インピーダンスが測定可能かつ数値計算可能であること、伝送効率  $\eta$  が数値計算可能であることが挙げられる。前者は位置センシングのための必要条件であり、後者は ETS および TNA においてデータベース作成の際の必要条件である。しかしながら、インピーダンス変換回路が入り込むことで等価インピーダンスを VNA で直接することができなくなる。また、 $Z_0$  を正確に  $5.0 \Omega$  にすることは難しいため、伝送効率についても図 4.7 の等価回路において  $Z_0 = 5.0 \Omega$  とすればよいのではなく、厳密にはインピーダンス変



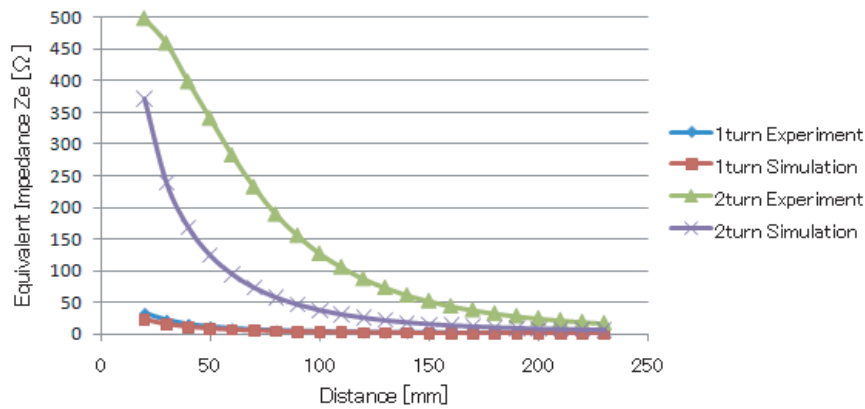


図 4.16: 巻数変化時における等価インピーダンスの数値計算値と実験値の比較

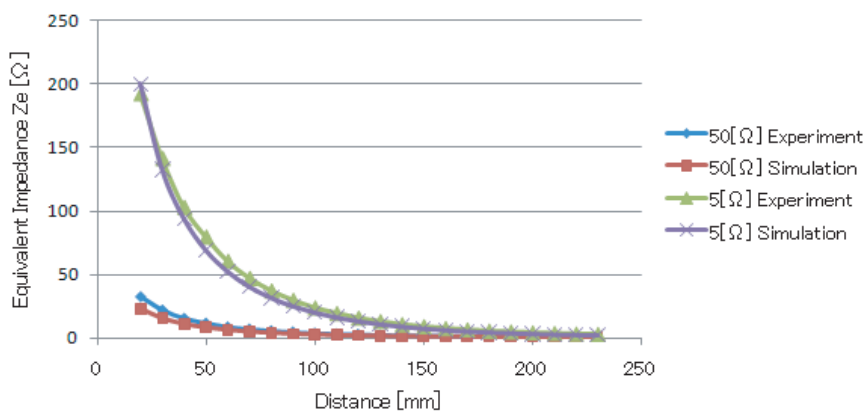


図 4.17: インピーダンス変換回路挿入時における等価インピーダンスの数値計算値と実験値の比較

換回路を含む等価回路について議論する必要がある。そこで、図 4.18 に示す、インピーダンス変換回路を含む等価回路を用いて議論を進める。

図 4.18 において、 $L_{ic1}, C_{ic1}, L_{ic2}, C_{ic2}$  はそれぞれ送信アンテナおよび受信アンテナに挿入された L 型インピーダンス変換回路のインダクタンスおよびキャパシタンスである。 $Z_{ovr}$  は全体のインピーダンスであり、VNA で測定されるインピーダンスである。インピーダンス変換回路の先から見た出力インピーダンスは  $Z'_0 = 5.0\Omega$  であるため、今まで議論してきた等価インピーダンス  $Z_e$  はこの位置から見た入力インピーダンスである。

磁界共振結合においては、伝送効率や等価インピーダンスなどの全ての物理量は回路全体における伝送行列 (F 行列) から求まる。送信アンテナおよび受信アンテナにおけるインピーダンス変換回路の伝送行列は (4.24) 式および (4.25) 式で表される。また、磁界共振結合部分の伝送行列は (4.26) 式で表される。なお、伝送行列の導出に当たっては、図 4.19 で示される電流および電圧を仮定している。以上より、回路全体における伝送行列は各部の伝送行列を直列接続したものととして (4.27) 式で表される。ここで、A ~ D は回路全体の伝送行列の各要素である。反射係数  $\Gamma$  および伝送効率  $\eta$  はそれぞれ (4.28) 式および (4.31) 式で表される。回路全体の入力インピーダンス  $Z_{ovr}$  は (4.29) で表され、それを用いて等価インピーダンス  $Z_e$  は最終的に (4.30) 式で表される。

$$F_{trn} = \begin{bmatrix} 1 & j\omega_0 L_{ic1} \\ j\omega_0 C_{ic1} & 1 - \omega_0^2 L_{ic1} C_{ic1} \end{bmatrix} \quad (4.24)$$

$$F_{tgt} = \begin{bmatrix} 1 - \omega_0^2 L_{ic2} C_{ic2} & j\omega_0 L_{ic2} \\ j\omega_0 C_{ic2} & 1 \end{bmatrix} \quad (4.25)$$

$$F_{cpl} = \begin{bmatrix} \frac{R_1}{j\omega_0 L_m} & \frac{R_1 R_2}{j\omega_0 L_m} - j\omega_0 L_m \\ \frac{1}{j\omega_0 L_m} & \frac{R_2}{j\omega_0 L_m} \end{bmatrix} \quad (4.26)$$

$$F_{ovr} = F_{trn} \cdot F_{cpl} \cdot F_{tgt} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \quad (4.27)$$

$$\Gamma = \frac{A + BY_0 - CZ_0 - D}{A + BY_0 + CZ_0 + D} \quad (4.28)$$

$$Z_{ovr} = \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma} Z_0 \quad (4.29)$$

$$Z_e = \frac{1}{\frac{1}{Z_{ovr}} + \frac{1}{j\omega_0 C_{ic1}}} - j\omega_0 L_{ic1} \quad (4.30)$$

$$\eta = \left| \frac{2}{A + BY_0 + CZ_0 + D} \right|^2 \quad (4.31)$$

等価回路からも，等価インピーダンス  $Z_e$  が VNA で計測されるインピーダンス  $Z_{ovr}$  と異なることは明らかである。従って，等価インピーダンス  $Z_e$  の計測値としては，計測された  $Z_{ovr}$  と (4.30) 式によって計算された値を用いる。さらに， $Z_e$  および  $\eta$  の数値計算においては， $L_{ic1}, C_{ic1}$  および  $L_{ic2}, C_{ic2}$  の値は完全に  $Z_0 = 5.0 \Omega$  となるように調整できないため，(4.2) および (4.8) 式を用いる代わりに (4.24)-(4.31) 式を用いる。そのため， $L_{ic1}, C_{ic1}$  および  $L_{ic2}, C_{ic2}$  の値は予め計測しておく。さらに，送信アンテナおよび受信アンテナの抵抗である  $R_1$  および  $R_2$  についても前述の通り (4.18) 式から求まる理論値よりも大きな値となるため，計測値を用いる。

## 4.7 実験

### 4.7.1 実験構成

システムの実験構成を図 4.20 に示す。実験構成は，四つの送信アンテナと一つの受信アンテナから構成されるシステムの最小セットである。最適な設計方法によって導出された表 4.2 に示す設計パラメータをアンテナに適用した。システムのレイアウトを決定するパラメータである  $a$  および  $b$  は，それぞれ隣り合う送信アンテナ同士の間隔および受信アンテナの可動平面の送信アンテナアレイ面からの高さを示す。この実験構成に割り当てられた受信アンテナの可動域は，各送信アンテナの中心によって形成される正方領域を受信アンテナの可動平面に写像した領域とする。ここで，システムのレイアウトは以下の二つの条件を満たすように決定される必要がある。

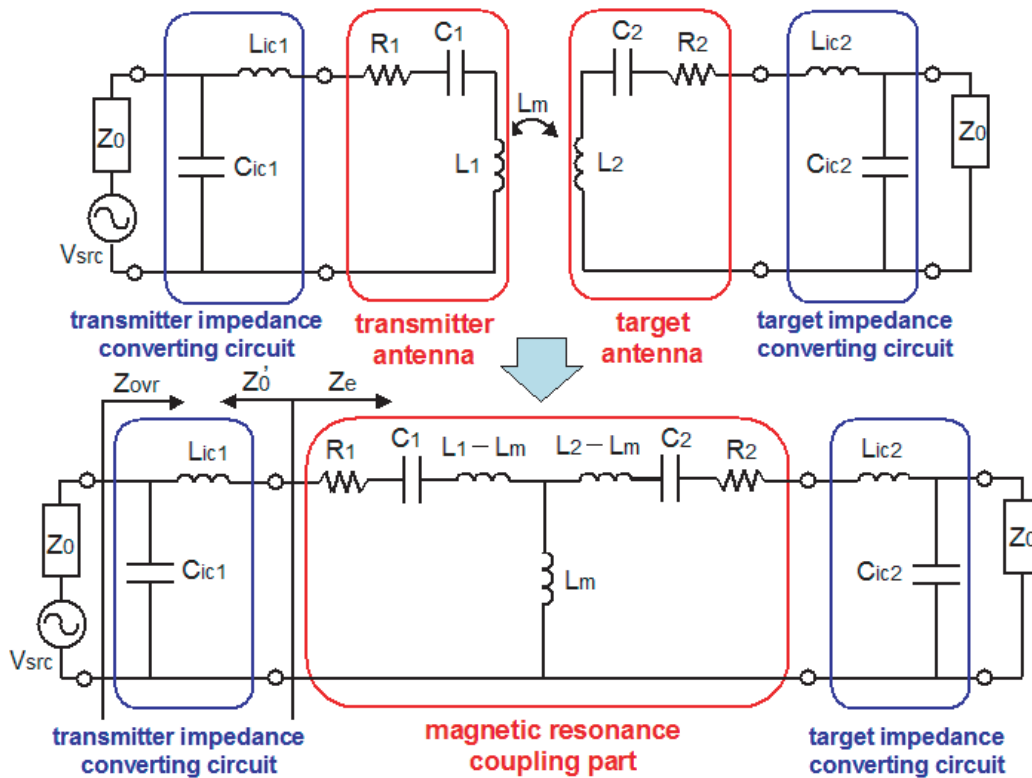


図 4.18: インピーダンス変換回路挿入時のシステムの最小単位 (一対の送受信アンテナ) の T 型等価回路

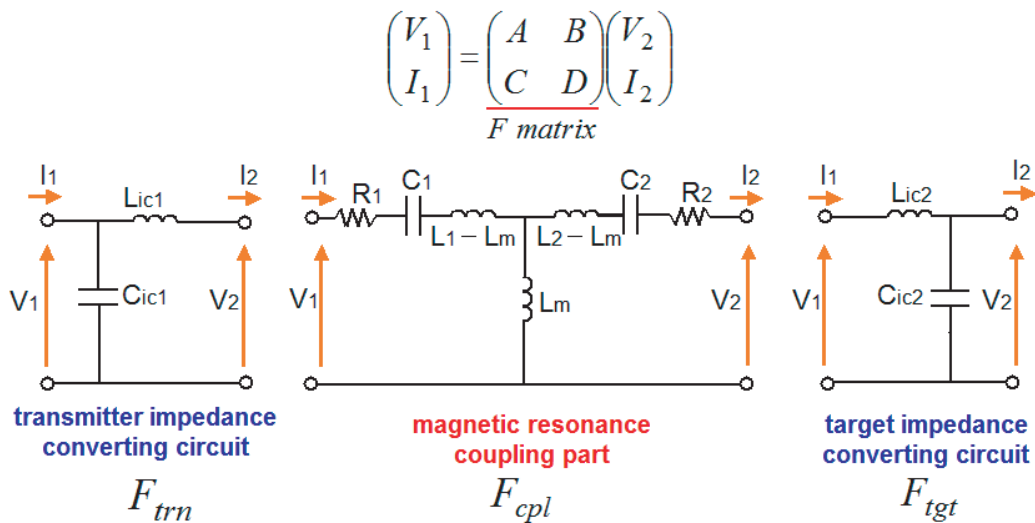


図 4.19: 伝送行列の定式化において利用される電流および電圧の定義

- 1) 高精度の位置センシングが可能であること
- 2) 最大伝送効率となる受信アンテナ位置が可動域内に存在すること

受信アンテナ位置は二自由度 (Z 軸は可動平面に固定) であるため, 四つの送信アンテナのうち三つにおいて受信アンテナとの間で十分な結合係数  $\kappa$  が確保される場合に高精度の位置センシングは実現される。ここで,  $D_{max}$  は最大伝送効率となるアンテナ間距離であるが, 磁界結合の強さの指標としても利用できると考えられる。なお, ここでのアンテナ間距離  $D$  はアンテナ同士が対向している場合に限定されない一般的な幾何学的配置にお

けるアンテナ間距離として拡張される。すなわち，図 4.11 の  $g$  に対応する物理量と考える。そして，受信アンテナが可動平面にある場合の最大伝送効率を示すアンテナ間距離が  $D_{max}$  である。結果として， $\sqrt{\frac{5}{4}a^2 + b^2} \leq D_{max}$  が条件として導出される。これは，受信アンテナが可動域内のどの位置に存在する場合においても，少なくとも三つの送信アンテナとのアンテナ間距離は  $D_{max}$  以下（結合係数が高い）という条件である。さらに，最大伝送効率の受信アンテナ位置が可動域内に存在するための条件は  $D_{max} \leq \sqrt{2a^2 + b^2}$  となる。これは，受信アンテナから最も遠い送信アンテナとの間のアンテナ間距離よりも  $D_{max}$  が小さな値となるような受信アンテナ位置が可動域内に存在する条件であり，具体的には受信アンテナが可動域である正方領域の端に位置している場合において対角上にある送信アンテナとのアンテナ間距離よりも  $D_{max}$  が小さくなる条件となる。従って，システムのレイアウトに関する制約条件は，これら二つの条件を満たすことから (4.32) 式によって表される。

$$\sqrt{\frac{5}{4}a^2 + b^2} \leq D_{max} \leq \sqrt{2a^2 + b^2} \quad (4.32)$$

ここでは，電力伝送の対象として移動ロボットを仮定しているため，移動ロボットの底面に装着された受信アンテナの高さとしては  $b = 50 \text{ mm}$  が妥当と考えた。表 4.2 に示した設計パラメータおよび  $b = 50 \text{ mm}$  において，数値計算によって得られた  $D_{max}$  はおよそ  $170 \text{ mm}$  であった。本システムによって特定の領域を覆うことを考えた時，送信アンテナの充填密度はできるだけ減らすことが望ましいため， $a$  はできるだけ大きな値とすることが望ましい。従って，(4.32) 式の制約条件と照らし合わせて，システムのレイアウトとしては  $a = 150 \text{ mm}$  および  $b = 50 \text{ mm}$  を選択する。

スイッチを利用する代わりに，図 4.21 に示す一組の送信アンテナと受信アンテナによって実システムを模擬することを考える。ここでは，VNA の二つのポートが同軸ケーブルによってそれぞれ送信アンテナおよび受信アンテナに接続される。等価インピーダンス  $Z_{e1}^m$ ,  $Z_{e2}^m$ ,  $Z_{e3}^m$ ,  $Z_{e4}^m$  を対応する送受信アンテナ間の相対位置に対して計測することで等価インピーダンスベクトル  $\vec{Z}_e^m = (Z_{e1}^m, Z_{e2}^m, Z_{e3}^m, Z_{e4}^m)$  は擬似的に計測される。全ての送信アンテナは同じ電気的特性を持つと仮定したため，図 4.21 に示した構成で全ての等価インピーダンスの計測が可能であった。

インピーダンス変換回路は同軸ケーブルとアンテナ間に挿入される。システムの実現に当たって前述した通り，L 型インピーダンス変換回路の素子定数とアンテナの抵抗値が必要である。作成したプロトタイプでは，素子定数は表 4.3 に示す通りとなった。

前述した通り，位置センシングの精度および最大効率の位置が存在することを条件としてシステムのレイアウトを決定した。ここで，最大効率の位置が存在することについては，前述した通り式の上から検証されている。しかし，位置センシングの精度に関しては実際にどの程度であるのか，その精度はシステムの有効性を保持し得る範囲であるのかについては議論していない。そこで，選択したレイアウトにおける位置センシングの精度についての結果を最後に示す。なお，ここでは比較対象としてアンテナ間距離を 2 倍に広げたレイアウトについても結果を示す。すなわち，システムのレイアウトとして  $a = 150 \text{ mm}$ ,  $b = 50 \text{ mm}$  および  $a = 300 \text{ mm}$ ,  $b = 50$  を適用した場合の位置センシングの結果をそれぞれ図 4.23 および図 4.22 に示す。結果から明らかのように，位置センシングの精度は  $a = 150 \text{ mm}$ ,  $b = 50 \text{ mm}$  の場合の方がよく，推定誤差  $10 \text{ mm}$  以下である。この程度の誤差であれば伝送効率はほとんど変化しないため，本システムにおいて十分に有効であると考えられる。従って，選択したシステムのレイアウトは十分に妥当である。

表 4.2: Design parameters of the system

Parameter	Value	Dimension
Radius $r$	150	mm
Coil Turn $N$	1	
Cross-sectional Radius $a$	1.0	mm
Conductivity $\sigma$	$5.8 \times 10^7$	S/m
Resonant Frequency $f_0$	$13.56 \times 10^6$	Hz
Resonant Angular Frequency $\omega_0$	$2\pi f_0$	rad/s
Load Impedance $Z_0$	5.0	$\Omega$

表 4.3: Measured circuit element values of the system

Parameter	Value	Dimension
Inductance of converting circuit (Transmitter)	185.6	nH
Capacitance of converting circuit (Transmitter)	714.5	pF
Inductance of converting circuit (Target)	182.2	nH
Capacitance of converting circuit (Target)	715.2	pF
Internal Resistance (Transmitter) $R_1$	0.677	$\Omega$
Internal Resistance (Target) $R_2$	0.652	$\Omega$

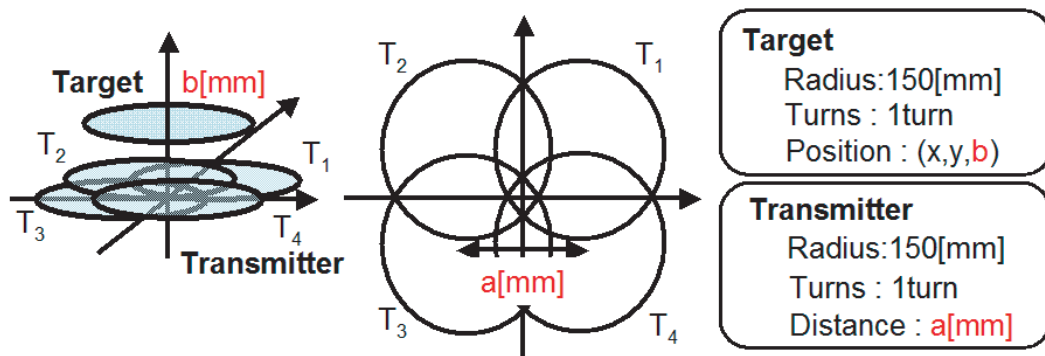


図 4.20: 実験構成

#### 4.7.2 実験結果

この実験構成の下、本システムが伝送効率の向上において有効であることを検証するための実験を行った。実験の条件は表 4.4 に示した通りである。各種データベース(等価インピーダンスベクトル, 伝送効率, 最適位置データベース)の作成における数値計算は, 受信アンテナの可動域において 1 mm の分解能で行われた。システムの有効性を検証する目的で実験を行うため, 受信アンテナの初期位置としては伝送効率が比較的低い位置が選択された。ここでは, 初期位置として  $(x_i, y_i) = (0, 10)$  [mm] が選択され, 初期位置での伝送効率は  $\eta_i = 0.450$  であった。閾値の伝送効率としては  $\eta_{thr} = 0.700$  が選択され, 伝送効率  $\eta$  が閾値伝送効率  $\eta_{thr}$  以上となる最適位置は図 4.24 の点群で示される。実験結果を表 4.5 に示す。初期位置の推定位置は  $(x_m, y_m) = (0, 12)$  [mm] であり, 目標位置は  $(x_d, y_d) = (20, 34)$  [mm] と計算された。ここで, 目標位置は推定位置から最もユークリッド距離が短い最適位置とし, 前述の TNA によって導出された。ターゲットが目標位置まで誤差なく移動でき

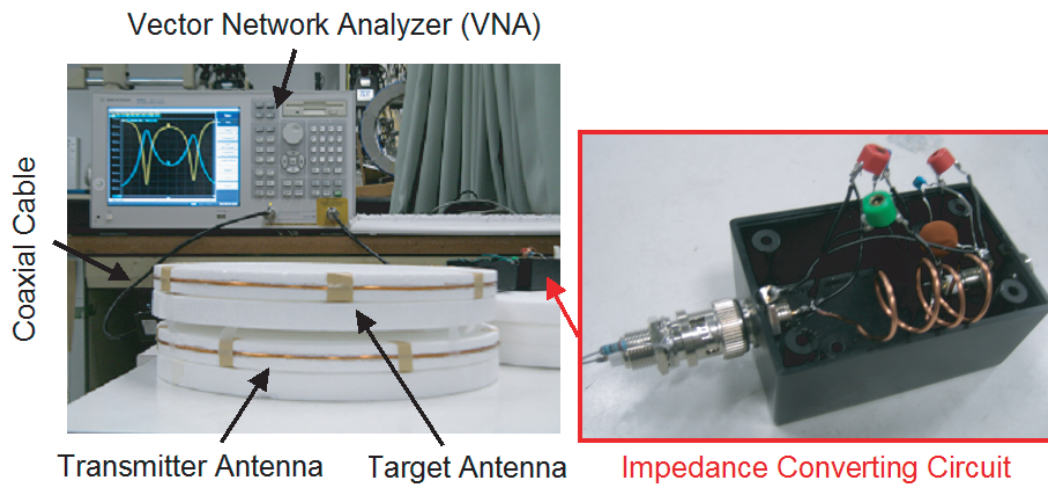


図 4.21: 実験構成の模擬に利用する一対の送受信アンテナ

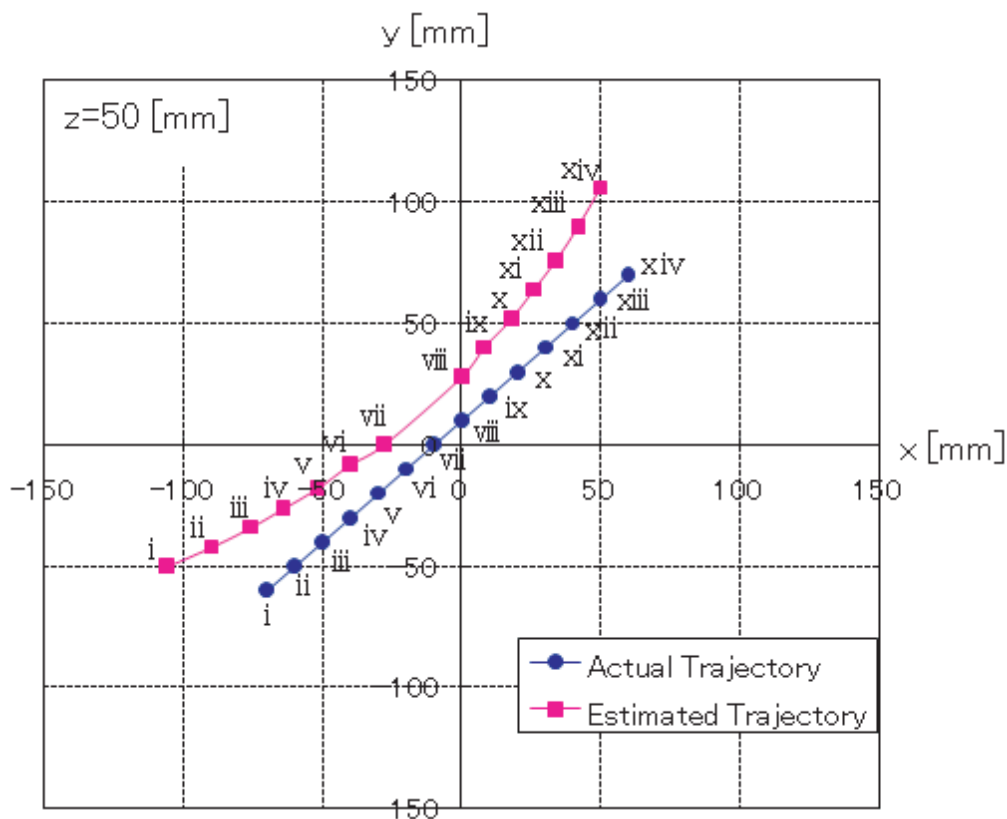


図 4.22: 位置センシングの結果 ( $a = 300$  mm,  $b = 50$  mm)

ると仮定すると,  $(\Delta x, \Delta y) = (x_d - x_m, y_m - y_m) = (20, 22)$  [mm] の誘導が行われる。そして, 最終的に受信アンテナ位置は  $(x_f, y_f) = (20, 32)$  [mm] となり, 伝送効率は 45.0 % から 62.4 % まで向上した。位置センシングの誤差などの要因によって, 最終的な伝送効率は閾値伝送効率の  $\eta_{thr}$  (70.0 %) には到達しなかった。しかし, 実験結果は本システムが伝送効率の向上に有効であることを十分に示しているといえる。なお, 実験を通して  $(-75, -75)$  [mm] に配置された送信アンテナが高効率の送信アンテナとして ETS によって選択されていた。

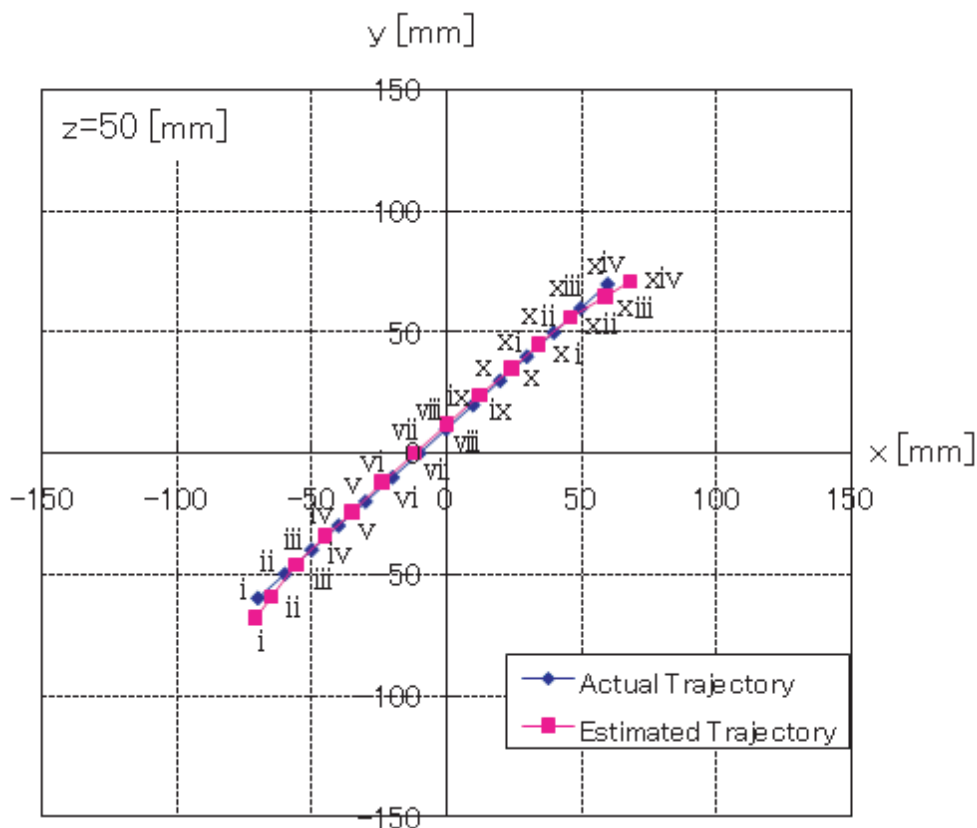


図 4.23: 位置センシングの結果 ( $a = 150$  mm,  $b = 50$  mm)

表 4.4: Experimental condition

Parameter	Value	Dimension
Initial Position ( $x_i, y_i$ )	(0,10)	mm
Threshold Efficiency $\eta_{thr}$	0.700	
Initial Efficiency $\eta_i$	0.450	
Numerical Calculation Area	150	mm
Numerical Calculation Resolution	1	mm

表 4.5: Experimental result

Parameter	Value	Dimension
Estimated Position ( $x_m, y_m$ )	(0,12)	mm
Destination Position ( $x_d, y_d$ )	(20,34)	mm
Final Position ( $x_f, y_f$ )	(20,32)	mm
Final Efficiency $\eta_f$	0.624	

## 4.8 あとがき

ワイヤレス電力伝送においては、有線での電力伝送と比較して伝送効率の低下が懸念されるため、高効率化のための様々な工夫が行われてきた。ここでは、代表的なものとして周波数制御方式やインピーダンス制御方式について紹介した。そして、それらの方式が現実的には実現困難であることを述べた。周波数制御方式は技術的には可能であるものの、

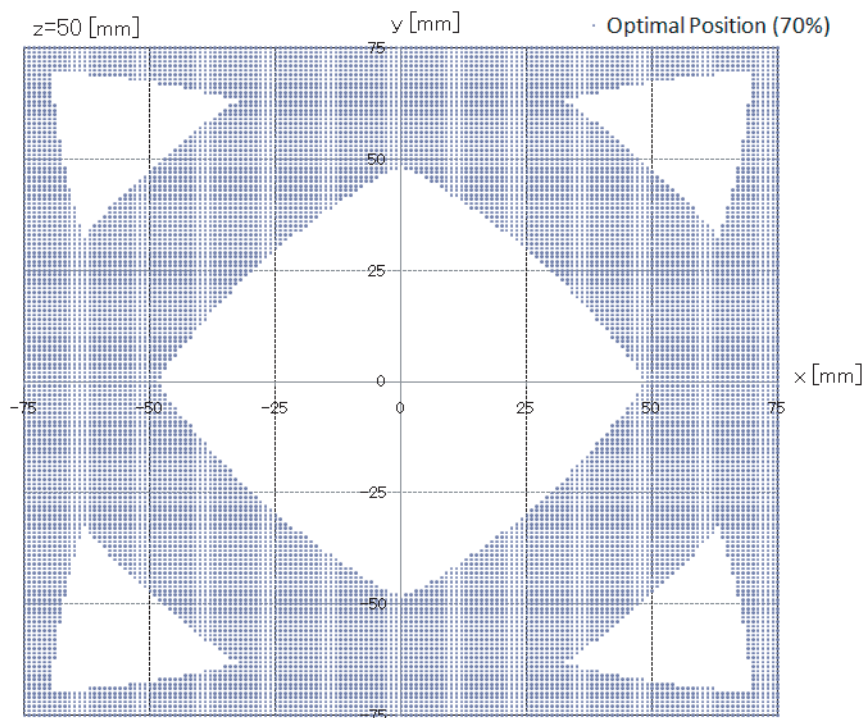


図 4.24: 可動域内における伝送効率 70% 以上となる最適位置の点群

電波法の規定を遵守する場合には周波数は ISM 帯に制約されるため MHz 帯などでは使用することが出来ない。kHz 帯では比較的広域に渡って ISM 帯が開放されているが、アンテナサイズが巨大化することを考慮すると、現実的ではない。すなわち、電波法の規定を遵守する場合には周波数制御方式は現実的には利用できないのである。また、インピーダンス制御方式は実現自体が困難である。チョッパ回路などを利用して電子制御によってインピーダンス制御を行う手法があるが、切り替えにおける損失などが発生し、現実的であるとはいえない。

そこで本章では、固定周波数および固定インピーダンスで高効率電力伝送を実現する新しい方法として、受信アンテナの位置センシングに基づく高効率電力伝送システムを提案した。本システムで基盤となる位置センシングは、前章で紹介した磁界共振結合を用いた位置センサで行った。これにより、電力伝送の構成とほぼ同じ構成で位置センシングが実現できるため、別個に位置センシング用のセンサを付加する場合と比べ、経済的にも安価であり、システムも簡易的である。提案システムでは、受信アンテナの位置に基づき送受信アンテナの相対位置を制御することで高効率電力伝送が実現される。相対位置の制御は、送信アンテナとして最高効率のものを選択する機能 (ETS) および受信アンテナを最高効率の位置へと誘導する機能 (TNA) の二つの機能によって実現される。これらの機能について詳細を説明すると共に、システムの設計方法についても説明を行った。そして、最適な設計方法を適用した実験構成において実際に実験を行った。実験の結果、位置センシング誤差などの影響により目標効率である閾値伝送効率には至らなかったが、提案システムは伝送効率の向上に十分に有効であることが検証された。

次章では、前章で紹介した位置センサの機能的な拡張を目的として中継アンテナを用いた位置センシングシステムについて説明する。ワイヤレス電力伝送や帯域通過フィルタ理論では、伝送範囲の拡大において中継アンテナを挿入することが有効であることが示されている。従って、同様に位置センシングにおいても有効範囲の拡大が可能であると考えら



れるため、次章では中継アンテナを用いた位置センシングシステムについて、その有効範囲に着目して紹介する。

# 第5章 中継アンテナの利用による推定可能距離の増大に関する検討

## 5.1 まえがき

磁界共振結合を用いた位置センサについては第3章で説明した。位置センサは最小構成である距離センサをアレイ化したものであったため、距離センサの基礎特性について考察を行った結果、共振が鋭いほど推定可能距離が増大することが分かった。すなわち、Q値を高めたアンテナ設計とすることで推定可能距離の増大が可能である。しかしながら、用途によっては、さらなる推定可能距離の増大が要求される事が考えられる。そこで本章では、推定可能距離を増大させる方法の一つとして、中継アンテナを用いた距離センサを提案する。なお、第3章の場合と同様に、提案する距離センサはアレイ化により簡単に位置センサへと応用可能である。

## 5.2 システム構成

磁界共振結合現象によって送受信機間で授受されるエネルギーは距離に対して減衰していく。この距離に対するエネルギーの減衰を補償する手段として、中継アンテナによってエネルギーを中継するという手法が提案されている。共振状態にある送受信機間に同一の共振周波数を持つアンテナを挿入する事でエネルギーを中継し、減衰なく受信アンテナにエネルギーを受け渡す事ができる。この中継アンテナを用いた手法は非接触電力伝送の分野などで実用化に向けて積極的に研究が行われており、中継アンテナを挿入する事で電力伝送可能距離が増大するという結果が報告されている [56, 57, 58, 59]。図 5.1 および図 5.2 にその様子を示す。

距離センシングにおいても同様のアプローチが可能と考えられる。すなわち、第3章で説明した一对の送受信アンテナを用いた距離センサの構成に中継アンテナを追加することで、さらなる推定距離の増大が期待できる。その理論的根拠は電気回路理論によって概説できる。中継アンテナの挿入によって、中継アンテナから送信アンテナ側を見た出力インピーダンスが低減する。低い出力インピーダンスでは、より遠方においてインピーダンス整合が発生することになる。なお、入力インピーダンスと出力インピーダンスが整合する場合はインピーダンス整合であり、入力インピーダンスは(3.9)式で表される等価インピーダンスに相当するため、アンテナ間距離が大きいほど小さな値となる。距離センサに関する考察で述べたように、インピーダンス整合(反射係数がゼロ)の場合に誤差が最小であったことから、中継アンテナによる距離センシングの長距離化が可能であるといえる。

中継アンテナを用いた距離センサの構成を図 5.3 に示す。送信機側機器として、新たに中継アンテナを挿入した構成となっている。中継アンテナは、送信機によって放出された電磁エネルギーを中継し、受信機に送受する役割を持つ。ここでは、基礎検討として送受信アンテナと同一構成の中継アンテナを用いる。測定対象となる距離は対向する中継アンテナ

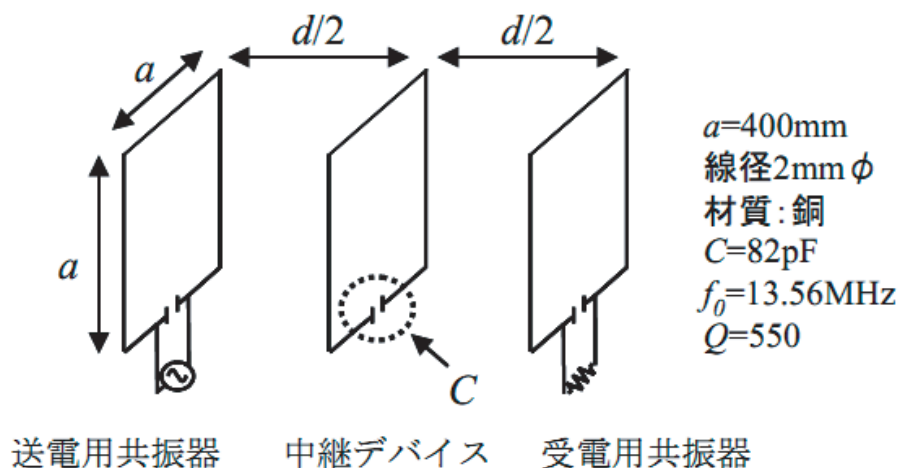


図 5.1: 矩形ループアンテナを用いた中継アンテナによるワイヤレス給電の構成図 (ソニー(株)) [56]

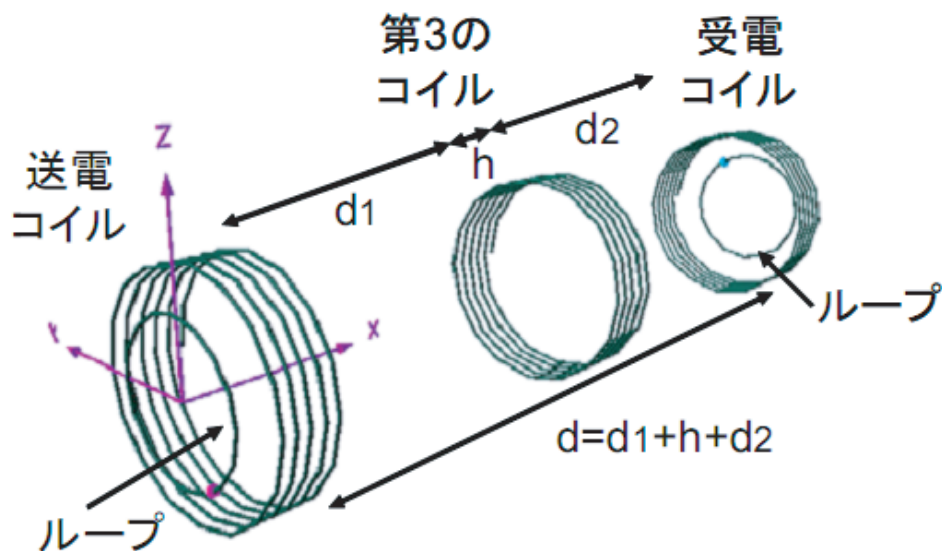


図 5.2: ヘリカルアンテナを用いた中継アンテナによるワイヤレス給電の構成図 (東芝(株)) [57]

と受信アンテナの中心間距離  $g_v$  である。

### 5.3 等価回路によるモデル化

図 5.4 に提案センサの等価回路を示す。送信アンテナ，中継アンテナおよび受信アンテナはそれぞれ抵抗値  $R_{(1,2,3)}$ ，自己インダクタンス  $L_{(1,2,3)}$ ，自己キャパシタンス  $C_{(1,2,3)}$  によって構成される RLC 直列回路として扱われる。 $L_{mf}$  は送信・中継アンテナ間の， $L_{mv}$  は中継・受信アンテナ間の相互インダクタンスである。各アンテナ間の結合係数は (5.1) 式で表される。

$$\kappa_f = L_{mf}/(L_1L_2)^{1/2}, \quad \kappa_v = L_{mv}/(L_2L_3)^{1/2} \quad (5.1)$$

結合係数  $\kappa_f$  は距離センサの設計時に決定される固定値であり，結合係数  $\kappa_v$  は距離に応

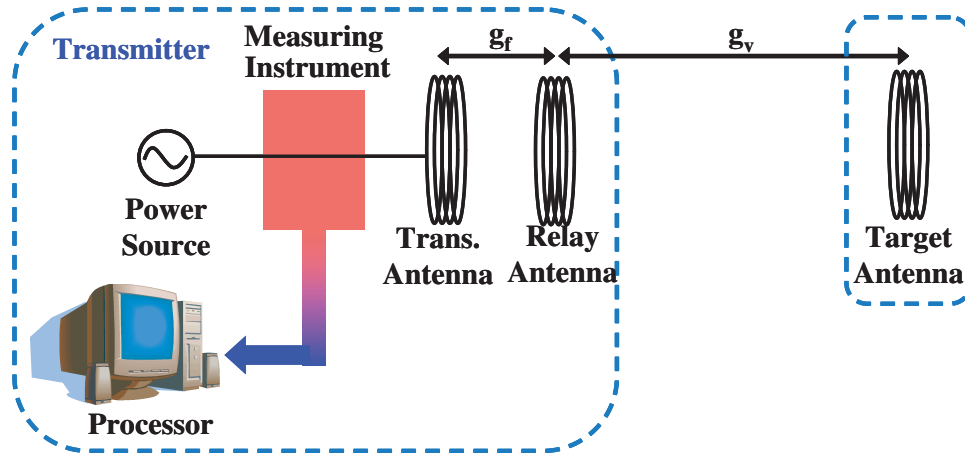


図 5.3: 中継アンテナを用いた距離センサの構成

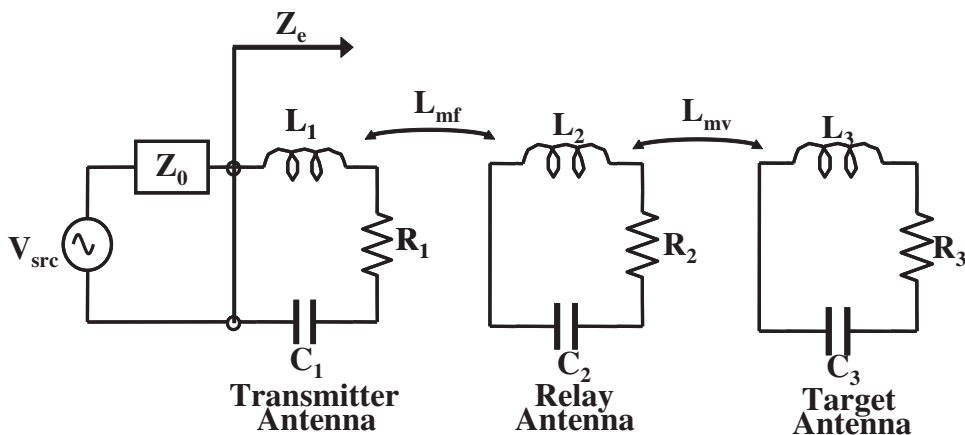


図 5.4: 中継アンテナを用いた距離センサの等価回路

じて変化する値である。なお、実際には送信機・受信機間で磁気結合が生じているが相対的に微小であるため、無視できるものとする。また、等価インピーダンス  $Z_e$  は式 (5.2) で表される。

$$Z_e = R_1 \left( 1 + \frac{\kappa_f^2 Q^2}{1 + \kappa_v^2 Q^2} \right) \quad (5.2)$$

$$Q = (Q_1 Q_2 Q_3)^{1/3} \quad (5.3)$$

## 5.4 距離センシング手法

第3章にて述べた距離センサと同様に、測定した反射係数から導出した結合係数  $\kappa_v$  と、結合係数  $\kappa_v$  と距離  $g_v$  の関係を示したデータベースとの比較によって距離センシングを行う。なお、反射係数から結合係数  $\kappa_v$  を導出する際には、(3.10), (5.2) 式が利用される。また、結合係数  $\kappa_v$  と距離  $g_v$  の関係を示したデータベースは、(3.15) 式を利用した数値計算によって作成される。

表 5.1: 結合係数の誤差率の結合係数に対する特性の考察に用いた設計パラメータ

Parameter	Value	Dimension
Resonance Frequency $f_0$	10.0	MHz
Coil Turn $N$	4	turn
Diameter $d$	0.075	m
Characteristic Impedance $Z_0$	50	$\Omega$

## 5.5 結合係数の誤差率に関する理論的考察

距離センサの基本性能を表す指標の一つとして、距離誤差が挙げられる。ここでは、距離センサの基本性能である距離誤差の距離特性に関して、設計パラメータとの関係などについて考察する。なお、設計パラメータとしては、アンテナ構成による共振の鋭さ  $Q$  値および中継アンテナの位置による結合係数  $\kappa_f$  が挙げられる。

しかし、第3章でも述べた通り、結合係数とアンテナ間距離との関係性は解析的に表現する事はできないため、距離誤差に関する解析的な議論を直接行うことはできない。そこで、第3章の場合と同様に受信・中継アンテナは対向されて配置されていると仮定し、近似による間接的な考察を行う。受信・中継アンテナが対向する場合、受信・中継アンテナ間の結合係数の誤差率は距離誤差と比例するという近似が成立する。従って、結合係数の誤差率の結合係数に対する特性に関して考察を行うことで、距離誤差の距離特性に関する考察を代替する。以降は、結合係数の誤差率の結合係数に対する特性に関して考察を進める。結合係数の誤差はモデル化誤差及び測定誤差によって生じるため、まずはそれぞれの誤差について述べる。

### 5.5.1 モデル化誤差

ノイマンの公式は電流値が回路内の位置によらず一定のモデルを仮定している。しかし、提案センサで用いるような高周波帯でアンテナの電気長が長い場合には、線路内の位置によって電流値が異なるため、結合度のモデル化誤差要因となる事が考えられる。実際に、アンテナを電気長を抑えた設計とする事でモデル化誤差を低減できる事が、第3章で示された。モデル化誤差が低減されたアンテナ構成を表5.1に示す。この構成は第3章で用いたものと同様である。図5.5に本構成におけるアンテナ間の結合係数  $\kappa$  とアンテナ間距離  $g$  の関係を示す。本章においては全てこのアンテナ構成を用い、モデル化誤差は無視できるものとする。

### 5.5.2 測定誤差

測定誤差は測定機器による測定量の誤差である。本手法では、反射係数  $\Gamma$  の誤差  $\Delta\Gamma$  が測定誤差となる。ここでは、図5.6に示す誤差特性を有する、Agilent Technology社のベクトルネットワークアナライザ E5061A を測定機器として用いる。

ここで、誤差特性はほぼ直線であるため以下の式のように直線近似できる。

$$\Delta\Gamma = a|\Gamma| + b \quad (5.4)$$

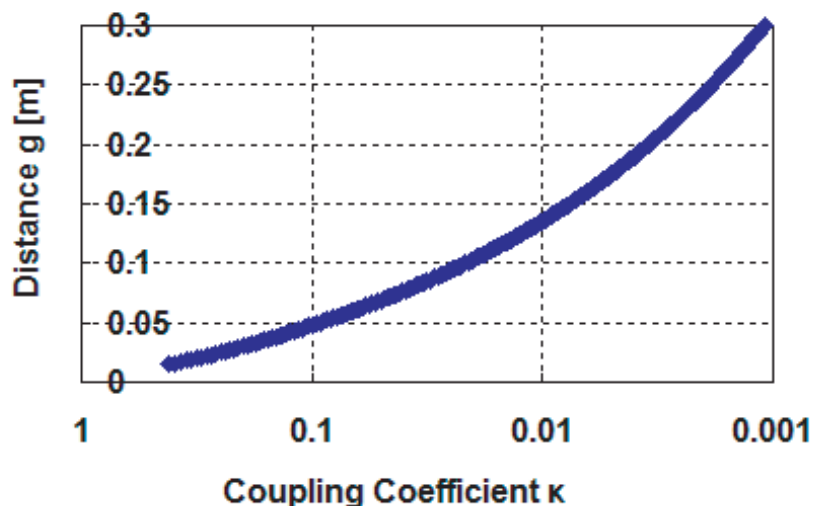
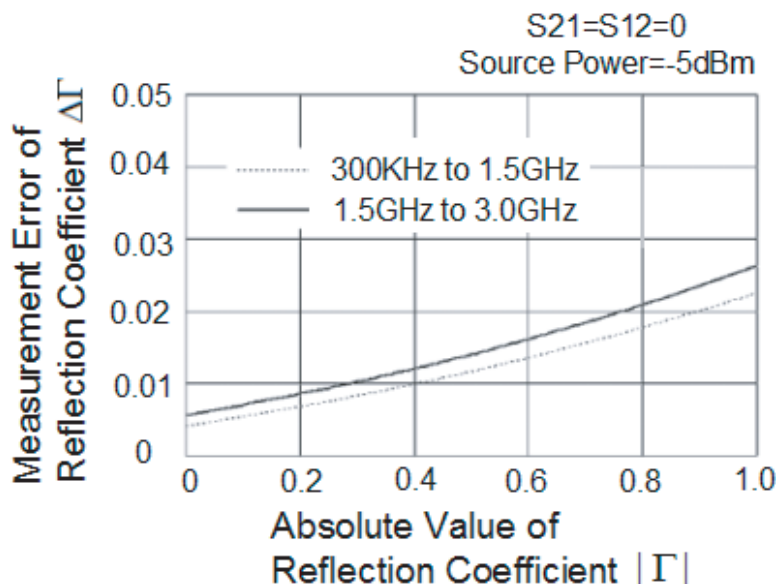
図 5.5: 結合係数  $\kappa$  vs. 距離  $g$ 

図 5.6: 反射係数の測定誤差 vs. 反射係数の絶対値 [39]

$a$  は直線の傾き,  $b$  は切片であり,  $a = 0.0178$ ,  $b = 0.004$  である。なお, この誤差特性は最悪値を示す。

### 5.5.3 結合係数の誤差率の定式化

以上に, 本手法における結合係数の誤差について述べた。そこで測定誤差を基にした, 推定対象となる結合係数  $\kappa_v$  の誤差率の定式化を行う。推定値と真値との間の誤差を  $\Delta\kappa_v$  とすると, 以下の式で表される。

$$\Delta\kappa = \left| \frac{\partial\kappa_v}{\partial\Gamma} \Delta\Gamma \right| = \left| \left( \frac{\partial Z_e}{\partial\kappa_v} \right)^{-1} \frac{\partial Z_e}{\partial\Gamma} \Delta\Gamma \right| \quad (5.5)$$

(5.5) 式より, 結合係数  $\kappa_v$  の誤差率  $\Delta\kappa_v / \kappa_v$  は下式となる。

$$\left| \frac{\Delta \kappa_v}{\kappa_v} \right| = \left| \left( \frac{\partial Z_e}{\partial \kappa_v} \right)^{-1} \frac{\partial Z_e}{\partial \Gamma} \Delta \Gamma \frac{1}{\kappa_v} \right| \quad (5.6)$$

(5.6) 式は一般的に成り立つ式であり，(3.36)，(5.2)，(5.4)，(5.7)，(5.8) 式を用いる事で提案構成における結合係数  $\kappa_v$  の誤差率を解析的に求めることができる。ただし送信・中継アンテナ間の結合係数  $\kappa_f$  は正しく求められているものとする。

$$\frac{\partial Z_e}{\partial \kappa_v} = - \frac{2R_1 Q^4 \kappa_f^2 \kappa_v}{(1 + \kappa_v^2 Q^2)^2} \quad (5.7)$$

$$\frac{\partial Z_e}{\partial \Gamma} = \left( \frac{2Z_0}{(Z_e + Z_0)^2} \right) \quad (5.8)$$

次節では，設計パラメータと誤差率の関係性について，上記の理論式を用いた理論的考察を行う。

#### 5.5.4 誤差率と設計パラメータの関係性

提案センサにおける設計パラメータとして，共振の鋭さ  $Q$  値および結合係数  $\kappa_f$  が挙げられる。 $Q$  値はアンテナ形状といったアンテナ構成によって決まるものであり，結合係数  $\kappa_f$  は中継アンテナの位置によって決まるものである。ここでは， $Q$  値および結合係数  $\kappa_f$  をパラメータとし，結合係数  $\kappa_v$  と結合係数の誤差率  $\Delta \kappa_v / \kappa_v$  の関係に与える影響を考察する。

まず，結合係数  $\kappa_f$  をパラメータとした場合について考察する。結合係数  $\kappa_v$  を横軸に，誤差率  $\Delta \kappa_v / \kappa_v$  を縦軸にとった結果を図 5.7 に示す。図中では  $\kappa_f = 0.1, 0.06, 0.01$  の場合を示し，その時の送信・中継アンテナ間距離  $g_f$  はそれぞれ 0.0475, 0.063, 0.13m である。比較として，中継アンテナを用いない構成における誤差率の曲線を図中に示す。この時，実測値を元に各アンテナの  $Q$  値を 122，抵抗値  $R$  を  $1\Omega$  とした。

図より，全ての  $\kappa_f$  に対して (5.6) 式は，ある  $\kappa_v$  において誤差率の最小値を持つ，下に凸の曲線となる関数である事が分かる。この時，誤差率が最小となる結合係数  $\kappa_v$  を  $\kappa_{vm}$  とする。また，従来構成と比較して，中継アンテナを用いた構成において結合係数  $\kappa_{vm}$  の値が小さい事が分かる。これは受信・中継アンテナ間距離  $g_v$  がより大きい位置において，少ない誤差での距離センシングが可能である事を示す。しかし近傍領域における誤差率が上昇している事から，中継アンテナを用いる事で推定可能範囲が遠方領域にシフトするとも考えられる。また  $\kappa_f$  の値によって  $\kappa_{vm}$  の値が変化している。この事から，結合係数  $\kappa_f$  と誤差率が最小となる結合係数  $\kappa_{vm}$  および誤差率の関係性を明らかにする事で，所望の領域で距離センシングを行う事ができる距離センサ構成の設計が可能であると考えられる。

誤差曲線の理論式は上式より結合係数  $\kappa_v$ ， $\kappa_f$  および共振の鋭さ  $Q$  値によって表す事が可能である。しかし，式が煩雑となる為，最下点となる結合係数  $\kappa_{vm}$  を解析的に求めることはできない。そこで数値解析によって結合係数  $\kappa_f$  と  $\kappa_{vm}$  および誤差率  $\Delta \kappa_{vm} / \kappa_{vm}$  との関係性を求めた。結果を図 5.8 に示す。図より送信・中継アンテナ間距離  $g_f$  が増大し結合度が減少していくにつれ，誤差率が最小となる受信機位置は遠方となる傾向となる反面，その点での誤差率は増加していく傾向があることが分かる。誤差率は結合係数  $\kappa_f$  が 0.067 以下の時に指数的に増大していく。 $\kappa_{vm}$  の値は結合係数  $\kappa_f$  が 0.05 以下の場合にある値に収束していく。この時の  $\kappa_{vm}$  は  $1/Q$  となる。

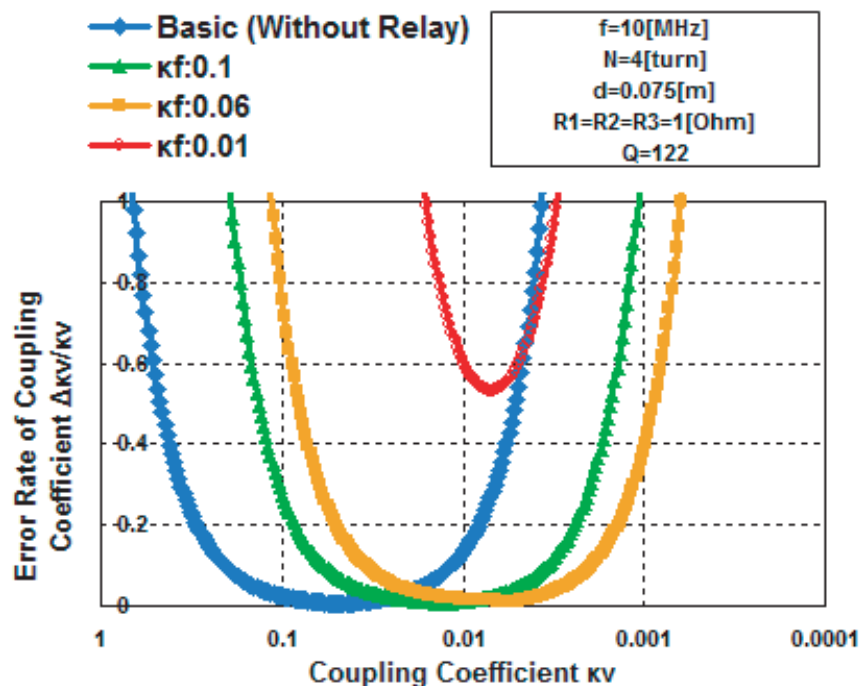


図 5.7: 受信・中継アンテナ間の結合係数の誤差率  $\Delta\kappa_v/\kappa_v$  vs. 送信・中継アンテナ間の結合係数  $\kappa_f$

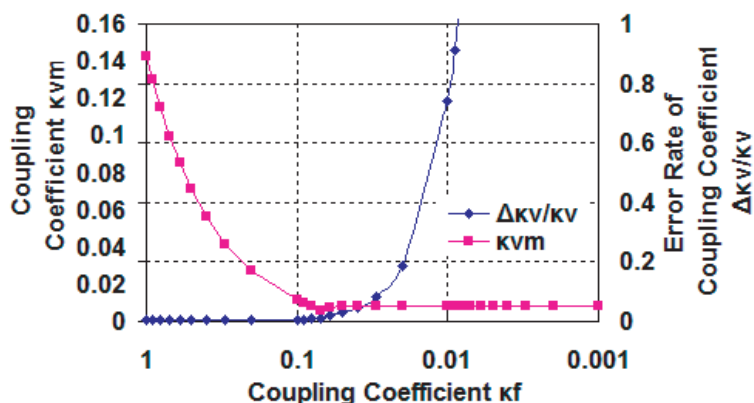


図 5.8: 受信・中継アンテナ間の結合係数の誤差率の最小値  $\Delta\kappa_{vm}/\kappa_{vm}$  および その時の結合係数  $\kappa_{vm}$  vs. 送信・中継アンテナ間の結合係数  $\kappa_f$

次にアンテナの  $Q$  値をパラメータとした場合について考察する。 $Q$  値を変更する手法としては、同一構成のアンテナにおいて抵抗値  $R$  を変更する事で行っている。結果を図 5.9 に示す。この時の結合係数  $\kappa_f$  は固定値の 0.06 としている。また、結合係数  $\kappa_f$  の場合と同様に、アンテナの  $Q$  値と  $\kappa_{vm}$  および誤差率  $\Delta\kappa_{vm}/\kappa_{vm}$  との関係性を求めた結果を図 5.10 に示す。結果から、 $Q$  値の高いアンテナを用いる事で、誤差率が最小となる距離が遠方領域となる事が分かった。

以上の事から、誤差解析によって各設計パラメータが結合係数  $\kappa_v$  と結合係数の誤差率  $\Delta\kappa_v/\kappa_v$  の関係に与える影響を明らかにした。



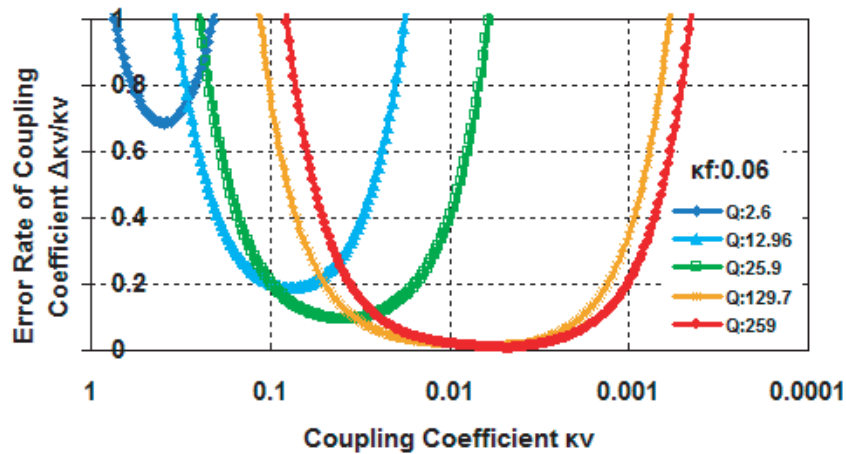


図 5.9: 受信・中継アンテナ間の結合係数の誤差率  $\Delta\kappa_v/\kappa_v$  vs. アンテナの  $Q$  値

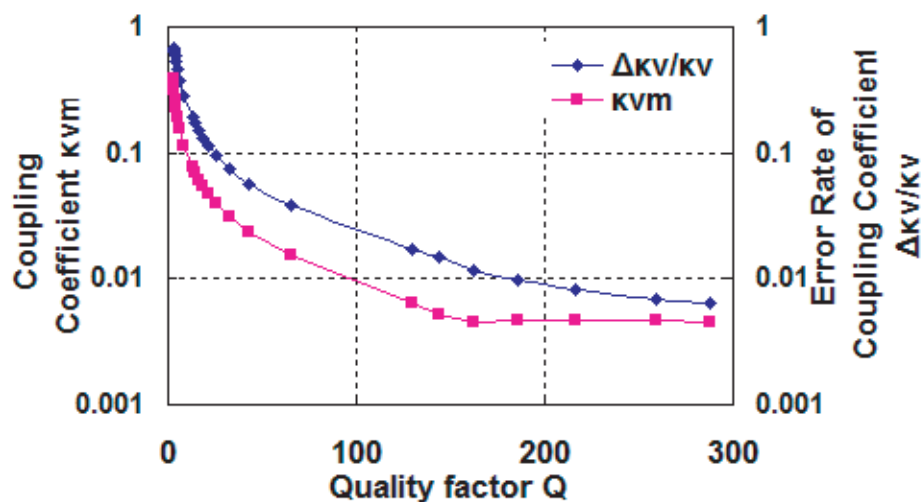


図 5.10: 受信・中継アンテナ間の結合係数の誤差率の最小値  $\Delta\kappa_{vm}/\kappa_{vm}$  および その時の結合係数  $\kappa_{vm}$  vs. アンテナの  $Q$  値

## 5.6 実験

実験によって、誤差解析で導出した結合係数  $\kappa_v$  と結合係数の誤差率  $\Delta\kappa_v/\kappa_v$  の関係の妥当性を検証する。実験構成を図 5.11 に示す。

前節で示したように、結合係数  $\kappa_f$  の値によって、誤差が最小となる結合係数  $\kappa_{vm}$  およびその時の誤差率の値は大きく変化する。従って、関係の妥当性を検証するに当たって、結合係数  $\kappa_f$  をパラメータとした場合を扱う。ここでは、受信機・中継アンテナ間距離  $g_f$  を変更することで、結合係数  $\kappa_f$  をパラメータとした。結合係数  $\kappa_f$  の変化による影響が顕著なものとなるように、特徴的な三種類の結合係数  $\kappa_f$  を扱う。受信機・中継アンテナ間の結合が密の場合として距離  $g_f=0.015$  を、結合が疎の場合として距離  $g_f=0.12$  を、それらの中間として距離  $g_f=0.05$  の場合をそれぞれ行った。前章での解析結果より、結合が密の場合においては  $\kappa_{vm}$  の値は比較的大きくなる。つまり近傍領域において誤差率が最小となる点が存在する。結合が疎の場合、遠方領域において誤差率が最小となる点を持つが誤差率の値  $\Delta\kappa_{vm}/\kappa_{vm}$  は大きくなる。それらの中間領域では低い誤差率かつ  $\kappa_{vm}$  が遠方領域という2つの条件を満たす点が存在する。

図 5.12 に実験結果を示す。いずれの場合においても、実験値において理論値に対する一

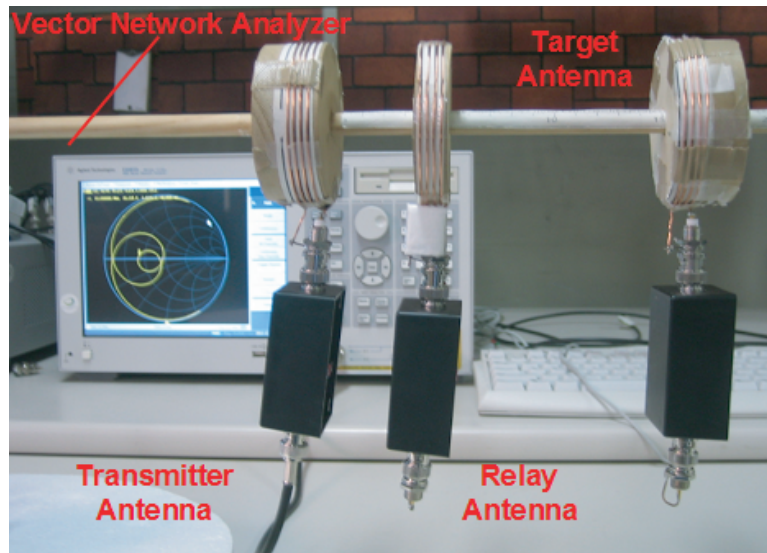
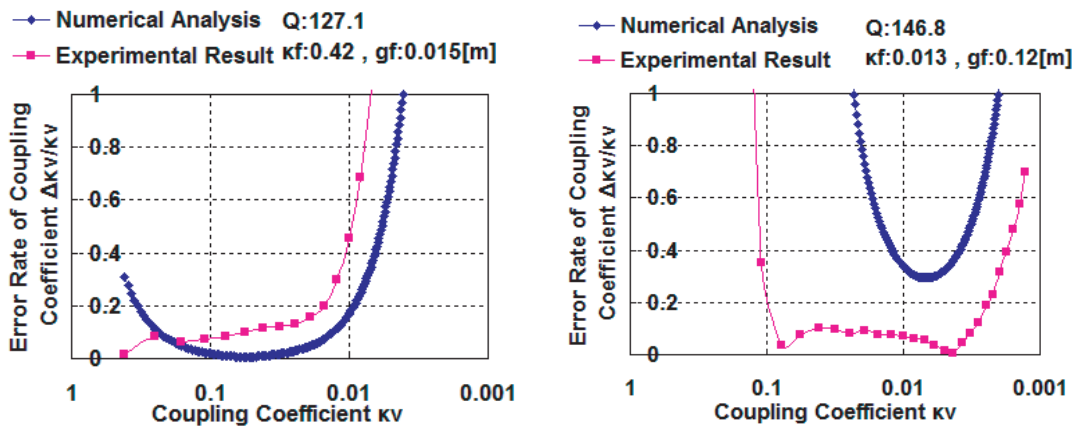
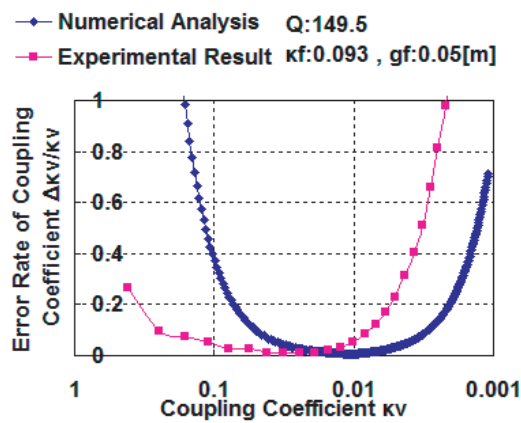


図 5.11: 中継アンテナを用いた距離センサの実験構成



(a) 送信・中継アンテナ間の距離  $g_f=0.015$

(b) 送信・中継アンテナ間の距離  $g_f=0.12$



(c) 送信・中継アンテナ間の距離  $g_f=0.05$

図 5.12: Experimental result

定方向へのずれが見られるが同様の傾向を示している事が分かる。この誤差要因として、送信・受信アンテナ間の結合やアンテナ作製精度およびノイマンの公式に起因するモデル化誤差の影響等が考えられる。傾向が一致している事より、誤差解析で導出した結合係数  $\kappa_v$  と結合係数の誤差率  $\Delta\kappa_v/\kappa_v$  の関係の妥当性は示された。

## 5.7 あとがき

本章では、磁界共振結合を用いた距離センサにおいて、送信機側に中継アンテナを用いた構成を新たに提案した。なお、提案した距離センサは、アレイ化によって位置センサへと容易に応用可能である。従来の構成と比較し、中継アンテナを用いる事で推定可能距離の増大が期待できることを理論的考察によって示した。さらに、中継アンテナの設計パラメータである  $Q$  値や中継アンテナの挿入位置に関係したパラメータである送信・中継アンテナ間の結合係数  $\kappa_f$  と推定可能距離との関係について数値解析によって調べた。具体的には、提案センサの設計パラメータであるアンテナの  $Q$  値および送信・中継アンテナ間の結合係数  $\kappa_f$  をパラメータとして、推定対象となる結合係数  $\kappa_v$  と結合係数の誤差率  $\Delta\kappa_v/\kappa_v$  の関係がどのように変化するかを数値解析によって示した。その結果、 $Q$  値については高いほど推定可能距離が増大され、結合係数  $\kappa_f$  については特定の値で最良の設計となることが分かった。結合係数  $\kappa_f$  について特定の値となるのは、ある程度までは小さな値とすることで推定可能距離が増大されるが、小さくしすぎると誤差率が急増するためである。本章で得られた知見は、提案センサを実装する際の設計指針の導出へとつながると期待される。今後は誤差要因を明らかにし、推定精度の向上を行うとともに設計指針を明らかにすることで設計法の確立を行う。

## 第6章 結論

本章では、本論文で述べてきたことについてまとめ、今後の課題と展望を示す。

### 6.1 研究の成果とまとめ

本研究の目的は”電磁界共振結合を用いたセンシング手法の体系化”，”磁界共振結合を用いた位置センサの提案”および”位置センシングと電力伝送の融合による空間知能化の新しい方向性の模索”である。センシング手法の体系化については、未踏の領域であるため、その理論基盤を構築して守備範囲を明らかにすること自体に高い学術的意義があるといえる。空間知能化における新しい方向性の模索については、ロボットのインフラ整備につながるものであり、その実用性から工学的意義が高い。

まず、電磁界共振結合を用いたセンシング手法の体系化を行った。ここでは、電磁界共振結合を電磁結合および双共振の複合現象と捉え、これらを表す状態量である結合度および双共振度の変化によって電力フローが変化するという基本原理をベースとして、電力フローの計測による二種類のセンシング手法を提案した。具体的には、電磁結合および双共振のそれぞれに着目した二種類のセンシング手法として結合度センシングおよび双共振度センシングを提案し、等価回路に基づく基礎特性の考察によってセンシング手法の妥当性を示した。また、その特性を理解することで位置センサおよびターゲット検出への応用可能性を示した。

次に、結合度センシングの応用例として磁界共振結合を用いた位置センサを提案した。提案した位置センサは、電力伝送対象の負荷を接続するだけで電力伝送も同時に実現可能であり、送信機側に測定機器を集約することで受信機側での電池交換の問題が存在しないため保守不要での継続的な利用が可能であるといった特長を有するものであった。ここでは、基礎特性として $Q$ 値増加による推定可能距離の増大、設計論として電気長の制約による $Q$ 値の上限を明らかにした。そして、推定可能距離は $Q = 100$ で直径比3倍程度であることを示した。また、三次元位置推定では、結合係数のばらつきによって、アンテナ間の相対位置が異なる位置において誤差が発生していた。将来的には結合係数の正規化や平面アレイのアンテナ間距離の低減によって誤差を減らせると考えられる。

さらに、位置センシングと電力伝送の融合による空間知能化の新しい方向性について模索した。ほぼ同一の構成で位置センシングおよびワイヤレス電力伝送が可能であることは、両機能の融合による高度なシステムの実現を可能とする。ここでは、有用なシステム例として、高効率ワイヤレス電力伝送システムを提案した。提案システムは、位置センシングに基づいたピンポイントでの電力伝送によって高効率化を実現するというものである。従来の高効率ワイヤレス電力伝送システムでは、周波数制御ではISM帯へ制約される問題、負荷制御では実現の困難さの問題があったが、提案システムでは固定周波数・固定負荷で駆動するため高い実用性が期待できる。最大効率、実効範囲、センシング感度を評価指標としてアンテナの設計論を導出し、位置推定精度の向上や効率の最大化を実現する制約条

件からアレイ化の際のレイアウトを導出した。そして、初期効率 45%・目標効率 70%に対して最終効率 62.4%を達成し、ある程度の有用性を示すことに成功した。

最後に、用途によっては推定可能範囲の拡大が求められることがあることを考慮し、中継アンテナの利用について検討した。ここでは、送受信アンテナに加えて中継アンテナを用いた距離センサに対して推定可能距離の増大に関する検討を行った。その結果、中継アンテナの挿入位置を適切に選択した場合、中継アンテナを利用することで誤差を増大することなく推定可能距離の増大が可能となることが示された。なお、提案した距離センサはアレイ化によって簡単に位置センサへと応用可能である。

## 6.2 今後の課題と展望

まずは、磁界共振結合を用いた位置センサにおける課題について述べる。使用した構成では推定可能距離は、 $Q = 100$ と比較的高い $Q$ 値においてもアンテナ直径に対して3倍程度であった。そのため、移動ロボットへの搭載を想定した場合、数cmと比較的大きなアンテナが必要であった。従って、電力伝送との同時実現においては利点はあるが、位置センサのみとして使用する場合には推定可能範囲が狭いため、既存のもの比べて良い性能であるとはいえない。従って、ワイヤレス電力伝送が可能であることやメンテナンスフリーであるといった特長を維持しつつ、位置センサとしての性能についても向上する方法が望まれる。

次に、電力伝送における課題について述べる。やはり、ワイヤレス化によって低下する伝送効率をどのように維持するかが一番の課題である。本論文では、高効率化のアプローチの一つとして、位置センシングに基づいたピンポイントでの電力伝送を提案したが、受信アンテナを誘導しなければ最大効率は得られないといった問題があった。そこで、送信アンテナの位相を制御するなどして、受信アンテナの誘導なしに効率の最大化を実現するといったアプローチが有効と考えられる。

今後は、以上のような課題を解決するとともに実用化への道を切り開くことが望まれる。最終的には、システムを知能化空間へと実装することで、知能化空間からの複数の移動ロボットへの位置情報および電力の提供を実現し、電力伝送に関してはエネルギーマネジメントまでを知的に行いたい。また、PLC(Power Line Communication: 電力線通信)のように電力と同時に情報通信を行う技術についても導入することでアプリケーションの幅を広げたい。このように、本研究の今後の進展によって、ロボットのインフラとしての知能化空間がより一層充実したものとなり、それによって知能化空間から人間へより高度なサービスが提供されることが期待される。

# 付 録 A 電界共振結合を用いた選択的人体検出システム

## A.1 まえがき

本章では，双共振度センシングの応用である電界共振結合を用いた選択的人体検出システムについて紹介する。まず，研究背景と研究目的について明らかにし，次に，電界共振結合の基礎原理について紹介し，最後に人体検出について述べる。

## A.2 研究背景と目的

空間内における人体検出に関する需要は多い。近年，日本などでは高齢化社会の到来によって独居老人の増加が問題となっている [60][61]。そのため，独居老人が安心・安全な生活を送るため，そのモニタリングなどが検討されている。カメラなどを利用した場合にはプライバシーの問題もあるため，適切なセンサの模索が続けられている。また，セキュリティの問題も人体検出の需要を引き上げている。玄関先などにセンサを設置することで不審者のモニタリングなどが可能である。このように，人体検出に関する需要は増えるばかりである。空間内の人体検出については，様々な検出手法が提案されている。まずは，代表的なものについて紹介する。

### 超音波位置推定システム (ZPS)

ZPS の概略を図 A.1 に示す。ZPS は，天井に分散配置された超音波受信器と，位置推定用のコンピュータそして超音波発信器からなる。超音波発信器からは，自他を識別する ID 情報と共に超音波が発信されており，天井の受信器でそれを受信する。当然，超音波の到達までの時間は，発信器と受信器の位置関係に依存し，かつ ZPS では超音波受信器の位置は計算機にとって既知であるため，三角測量を用い空間内におけるタグの位置を推定することが可能である。これは，GPS の送信機と受信機の役割を逆にしたものに等しい。

### 無線タグ (RFID)

RFID を用いた位置推定システムは，RFID タグと環境に設置された地上局との距離を推定することにより位置を推定する。タグと地上局の距離の推定にはおもに電磁波の到達時間および到達時の電磁波強度が用いられる。位置の推定に関しては，地上局側から電磁波を放射し，タグに搭載されたプロセッサで位置を推定する方法，タグから電磁波を放射し，地上局側で位置を推定する方法などが存在する。

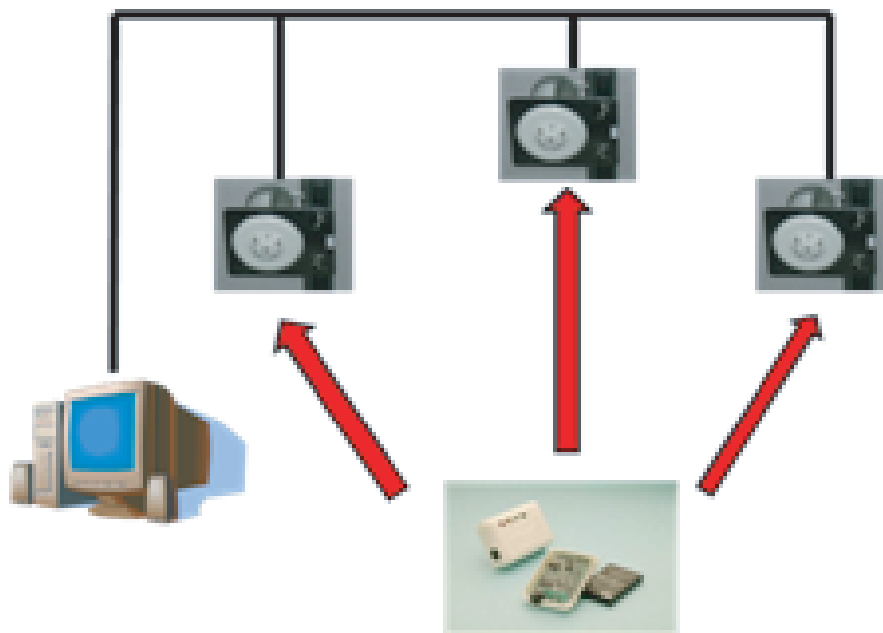


図 A.1: ZPS の概略

### レーザー測域センサ (LRF)

レーザー測域センサ (Laser Range Finder:LRF) は、周囲にレーザーを照射し反射光の到達時間を計測することにより、障害物との距離を推定する。LRF は非常に高い距離推定精度と推定可能範囲を持っている。これらは移動ロボットに搭載され、Simultaneously Localization and Mapping(SLAM) アルゴリズムによる環境マップの構築などの研究に用いられている。

### カメラ

近年の半導体技術の発達により、現在では従来よりも小型・高性能なプロセッサの開発が可能となった。そのような背景を受け、人体検出手法の一つとしてカメラを使った検出手法が提案されている。これら、カメラを用いた人体検出手法においては、人間とおなじ様に光軸が平行になるように取り付けられたカメラ（ステレオカメラ）や、赤外線カメラを用いて人体を検出する。カメラより得られた画像から、検出したい対象を抽出するための手法として、Histogram of Oriented Gradient(HOG) 特徴量・Haar-Like 特徴量などの演算により画像の持つ特徴を定量的に評価する手法、また得られた特徴量が検出したい物体の特徴量と一致しているかを判別するため Support Vector Machine, カスケード型分類器などのフィルタリング手法 が用いられ、パターン認識や画像認識のアルゴリズムとして様々な手法が提案されている。図 A.2 に、ステレオカメラを用いた 3 次元位置推定および人体の検出手法の一例を示す。

### 焦電センサ

焦電センサは、結晶の焦電効果を用いた赤外線検出のためのセンサである。焦電効果とは、誘電率の大きな結晶や樹脂などに、赤外線などの形で外部から熱エネルギーを加える



図 A.2: カメラを用いた人体検出

と、加えられた熱エネルギーによって強誘電体中の誘電分極が変化を起し、結果として誘電体に起電力が発生し、電流が流れる現象である。人体をはじめとする生体は常に赤外線放射しているため、この放射された赤外線を焦電効果で電流に変換し、検出することで生体の検出を可能としている。これらは主に人感センサとして照明の自動制御などに応用されている。図 A.3 に焦電センサの動作原理の概略を示す。

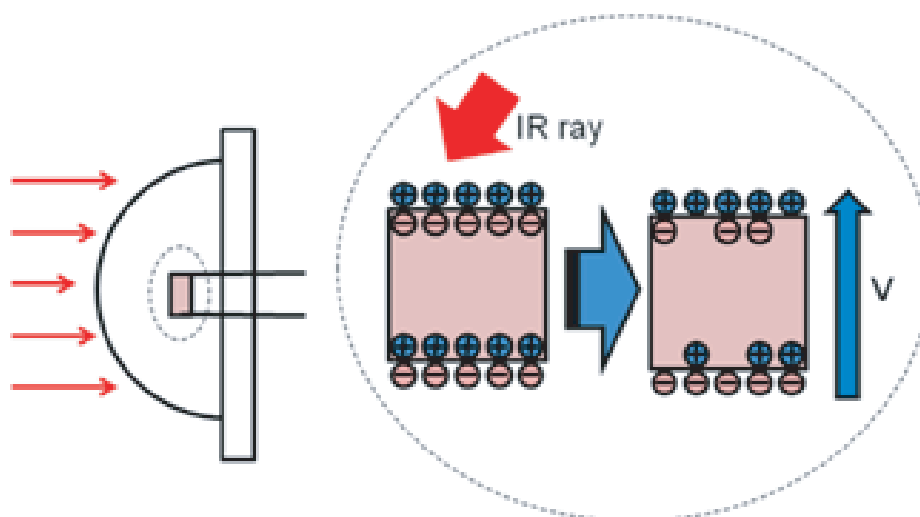


図 A.3: 焦電センサを用いた人体検出

#### 電界を用いた検出手法

電界を用いた人体検出の概略を述べる。ここでは、人体の電磁気的特性がほぼ導体と同じであることに着目する。電界内に存在する導体と電圧を印加された極板との間には、クーロンの法則に従い電位差が発生し一種のコンデンサを形成する。従って、電界を用いた人体検出では、人体とセンサ極板で構成されるキャパシタンスの静電容量あるいはセンサ極板の間に人体が存在した場合の静電容量の変化を観測する。概念図を図 A.4 に示す [62]。これは、導体とセンサ極板の間の電磁気的結合現象を見ていると言い換えることができる。ここで、計測対象とする静電容量には3種類ある。ひとつは、電圧を印加する極板 (以下送信極板) と電位ないしは電流を計測する極板 (以下受信極板) の間に人体が存在し、送信極板から発せられるすべての電気力線が人体を通じて受信極板に到達する場合 (図 1.9 下段左)、2つ目は送信・受信極板間の電気力線が人体によって妨害される場合 (図 A.4



## A.2 研究背景と目的

下段中央), 最後は人体そのものを導通路とした場合である (図 A.4 下段右)。この場合は, 受信極板における静電容量の変化ではなく, 送信極板に流れる電流量を観測する。すべての場合において, 静電容量の変化ないしは, 静電容量の変化に起因する回路に流れる電流量を計測することにより, 人体とセンサの結合度つまり物理的な位置関係を推定することが可能である [62][63],[64],[65],[66]。

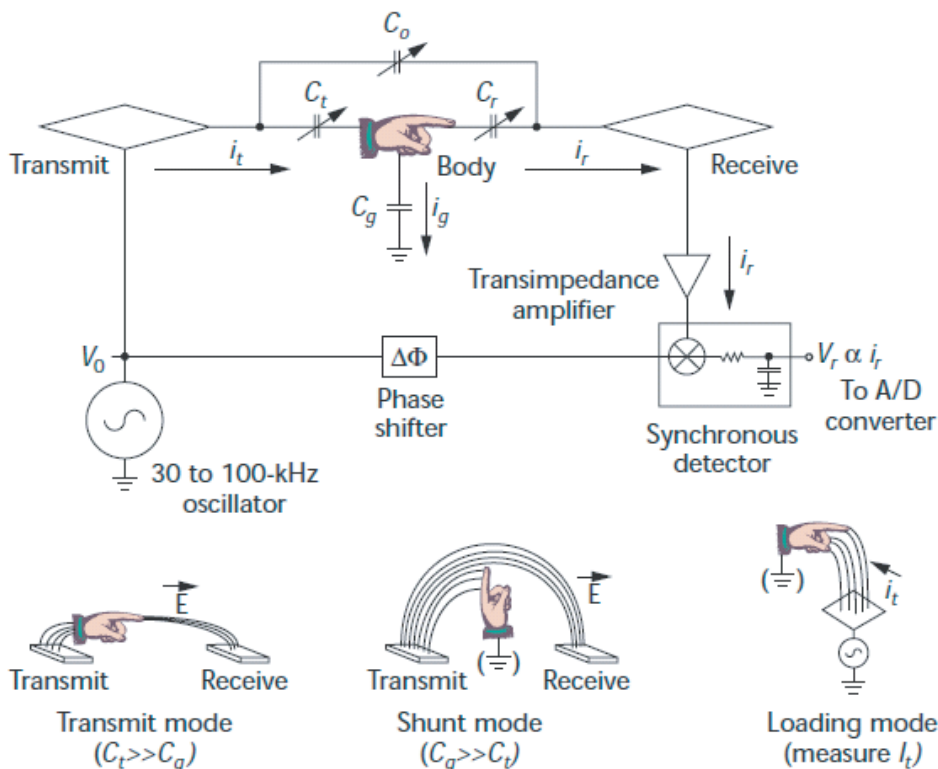


図 A.4: 電界を用いた人体検出 [62]

次に, 電界を用いた人体検出を適用した先行研究について代表的なものを紹介する。Miika Valtonen らは, 床面に 60cm 四方の送信極板を 9 枚敷き詰め, そこに電圧を印加することで電界を作り出し, 人体が電界に及ぼす変化を壁面に設置された受信アンテナで受け取る手法により空間内の人体位置推定が可能となるシステムを提案した [65]。システムの概略図を以下に示す (図 A.5)。印加する電界の周波数がわかっている場合, 受信側の電界強度計から得られる波形を FFT 変換することにより, 壁面においてどの程度人体によって電界がゆがめられているかを知ることが可能である。Tile Track による人体のトラッキング結果を Fig.3 に示す。図からわかるとおり, 人体位置の推定結果はタイルの中央ないしは端に集中している。これは, タイルの上に人体があるかどうかのみを測定しているためである。なお, タイル端に推定結果が出ている場合は検出された辺を共有する 2 つのタイルで人体を検出した場合に相当する。(Tile5 と Tile6 に人体が検出された場合,  $X=120\text{cm}$  の辺が位置の推定結果である。) Tile Track システムでは, 大きく分けて 2 つの問題点が存在する。ひとつは精度の問題である。タイルは 1 辺 60cm と大きく, 精度は 30cm が限界である。もうひとつは, 複数人の位置推定が原理的に不可能であるという点である。受信側の電極は壁面に存在するため, 検出したい人体と受信電極の間に別の人間がいた場合, 電極に近いほうの人間の作る電界のゆがみにさえぎられ, 遠いほうは検出できない可能性が存在する。また, 検出されたタイルの重心に人体位置を推定するため, 複数のタイルに

## A.2 研究背景と目的

人体が存在する場合検出が不可能である。

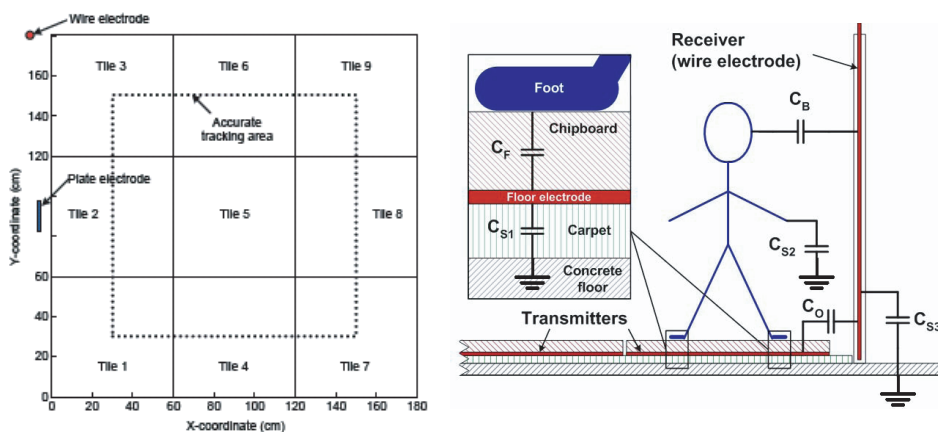


図 A.5: Tile Track [65]

ソニーコンピュータサイエンス研究所の Jun Rekimoto らは、平面状に送信アンテナと受信アンテナを格子状に組み合わせることにより、平面における手の位置推定を行うシステムを考案した [66]。Smart Skin の概略図と外観を図 A.6 に示す。Smart Skin においては、受信電極を複数用意しそれを切り替えることで複数の手がグリッド上に存在する場合でも検出が可能である。また、手のセンシングはきわめて近距離に限定されるため、電界強度を手とグリッドの距離として検出させることも可能である。Smart Skin 自体は手の位置を推定するというものであり、人体位置推定システムとは言い難いが、用いている原理は同じであり、スケールを大きくすることで人体の位置推定に用いることも可能であり、その場合の特性も同じであると考えられる。

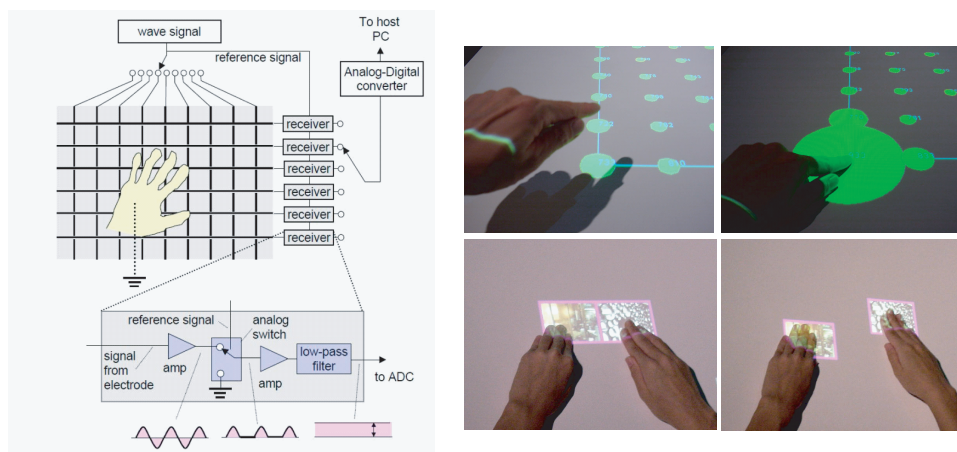


図 A.6: Smart Skin [66]

### 各検出手法の総括

上述した人体検出手法を整理する。まず、大きな分類として人体にタグを装着するものと装着しないものが存在する。前者は、ZPS や RFID であり、後者はそれ以外の手法である。前者ではタグ自身を検出するため、装着対象がどのような物体であっても、その物体に依存せずに検出可能である。別の言い方をすれば、人体自身を検出しているわけではな

い。それに対して、後者はタグを装着しないため、人体固有の特性を利用して検出を行っている。独居老人のモニタリングやセキュリティなどへの応用を考えた場合、検出対象となる人体はタグを持つことを煩わしく感じたり、そもそも持ちえない場合が一般である。従って、タグを装着するという手法は好ましくない。従って、タグを用いずに人体固有の特性を利用した検出手法に焦点を当てる。

各検出手法は、着目する人体固有の特性から以下に示すレイヤーに分類可能である。以下では、各レイヤーに該当する検出手法についても述べる。概略図を図 A.7 に示す。

### 1. 物体レイヤー

人体は物質によって構成されており、人体各部はおおむね固体と考えてよい。したがって、物質を検出することは人体の検出に関してもっとも基本的な手法である。人体をはじめとする多くの固体は、光を透過せず反射するという特徴を持つため、人体が自然光反射した自然光をとらえる、レーザー光を発生し、その反射をとらえるなどの手法を用いることで人体をとらえることが可能である。前者においてはカメラが、後者においては LRF などが該当する。しかし、物体レイヤーに着目した検出手法では、物体であることを検知することは可能であるが、それが人体であるかどうかを判定することはできず、複雑なポストプロセッシングを必要とする。

### 2. 誘電体・導電体レイヤー

人体は高誘電率・高導電率の物体であると考えられる。したがって、電界ないしは静電容量の変化を観測することで、物体の中でも高誘電率・高導電率の物体のみを検出することが可能である。本レイヤーでは、上位レイヤーである物体レイヤーと比較して、岩などといった非誘電体・非導電体を省いて検出することが可能である。この点に着目した手法としては、電界を用いた手法を挙げることができる。しかし、本手法では金属と生体の区別をすることは原理的に不可能である。

### 3. 熱源レイヤー

人体を含む多くの生命体は、外気温と比較して高い体温を持つ。したがって、生体は多くの場合赤外線を外部に放射している。この赤外線をとらえることにより、物体の中でも特に赤外線を強く放つ生命体のみを検出することが可能である。この点に着目した手法としては、焦電センサなどが該当する。熱源レイヤーでは、金属といった基本的に赤外線を放たない物質を省いて検出することが可能であるが、高温に熱せられた物質は区別できず、また人体検出の手法としては、犬・猫などといった他の生体と区別をすることが非常に難しい。

### 4. 生体レイヤー

生体レイヤーは、熱源レイヤーおよび高誘電体・高導電体レイヤーの両方の特徴を持つレイヤーとして考えることができる。生体は多くの場合、高誘電率・高導電率の物体であり、また赤外線を放出している。このレイヤーには、人体をはじめとして、多くの生命体が属する。

### 5. 人体レイヤー

本研究で目的とするレイヤーである。人体は生体の中でも、おおむね 170cm 程度の体長を持つなど、他の生体と比較していくつかの差異が存在する。この差異をとらえることにより、生体の中でも特に人体を検出するセンサシステムを提案することが、本研究の目的である。

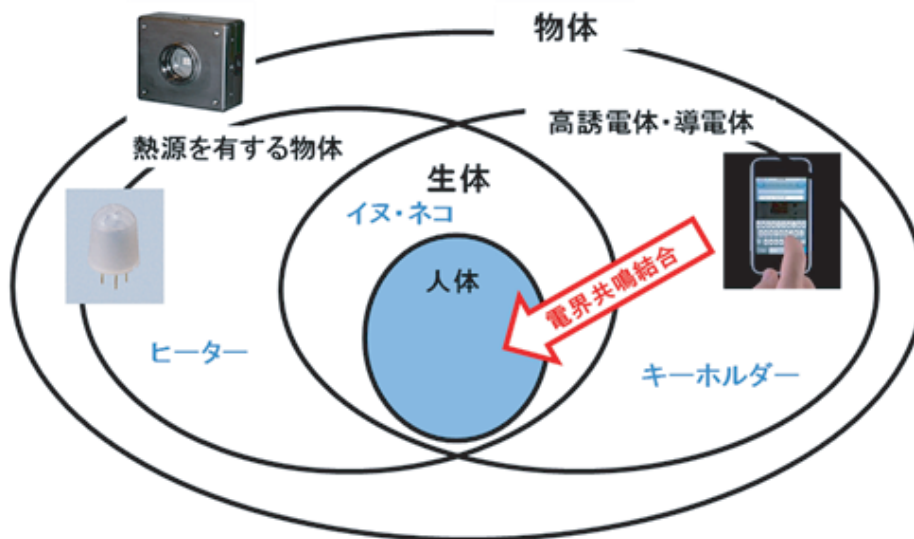


図 A.7: 人体検出レイヤー

このように、既存の手法では人体を含んだ集合を検出しているものが多く、誤検出の可能性があった。例えば、電界を用いた手法では高誘電率・高導電率の物体を検出するため人体以外の金属などを誤検出する恐れがあり、焦電センサでは熱源レイヤーを検出するため人体以外の熱源を誤検出する恐れがあった。特に、後者については、マンションで犬・猫などのペットに反応するといった問題が報告されている。また、カメラや LRF を用いた手法ではポストプロセッシングによって人体を選択的に検出するが、このポストプロセッシングは一般に計算負荷が高く、また遮蔽などの問題によって精度が大幅に落ちるなどの問題が報告されている。従って、人体レイヤーを対象としたより直接的な人体検出手法が望まれる。ここでは、電界を用いた手法を改良することで人体レイヤーまで踏み込んだ新しい人体検出手法を提案する。

電界を用いた検出手法をベースとした理由は主に二点である。一つ目は、電界は誘電体を透過する性質があるためである。障害物がプラスチックや木材・発泡スチロールなどであれば、電界は障害物の影響をほとんど受けないため壁面の中や床下などにセンサを配置することが可能である。これは、目標との間に障害物がある場合検出が不可能である、または検出精度が著しく下がるカメラや LRF と比較した場合大きな利点になる。二つ目は、電界の生成は導体の極板に電圧を印加すればよいため、集積度の高い素子を必要とする CCD カメラや LRF と比べた場合、安価にシステムの構築が可能である点である。

本研究では、電界共振結合を用いた人体検出手法を提案する。電界共振結合では、人体と極板の間に存在する静電容量だけではなく、人体の幾何的・電磁気的特性によって起こる共振現象にも着目する。これにより、従来の電界結合のみを用いた人体検出と比較して以下のような利点をもつと考えられる。

- 検出対象の電氣的・幾何学的特徴を考慮したセンサの構築  
従来の電界結合のみを用いた人体検出では、高誘電率・高導電率の物体の接近のみを検知することができた。電界共振結合では、これに加え共振現象を観測することが可能である。したがって、対象の電氣的・幾何学的特徴をある程度考慮することが可能である。仮に人体の持つ普遍的な電氣的特徴が既知であるならば、その特徴に対して共振するようなセンサを構築することにより、共振の有無を用いて検出され

た物体が人体であるかどうかを判定することが可能である。同様に、センサの特性を柔軟に変化させることが可能であるならば、共振の特性を見ることによって、検出対象の特徴をある程度推測することが可能である。

- 距離特性の改善

電界共振結合では、送信極板および検出対象の間で共振現象が起きている状況を考える。したがって、電磁界の増幅によって、従来の電界結合のみを用いた人体検出と比べて広い検出範囲を持つと考えられる。この事は、電磁界共振結合の電力搬送における研究において、電磁誘導と比較して長い伝送可能距離を持つことから類推できる。

- センサの簡略化

センシング対象とセンサの間で電界共振結合現象が起きているならば、それは送信極板に蓄えられた電磁エネルギーが結合現象を通じてセンシング対象に送られているということと等価である。したがって、送信極板側でどの程度電力が送られているかを観測することで、人体の検出を行うことができる。送信極板での電力の伝達は、一般に反射係数を用いて観測される。したがって、反射係数を観測することにより、受信極板や受信回路を必要としないセンサシステムが構築可能である。

そこで、本研究では電界共振結合を用いた人体検出システム実現のため、以下を研究目的とする。

- 電界共振結合について、その現象をモデル化し特性を明らかにする
- 電界共振結合を用いた人体検出について、検出手法を提案しその実現可能性について、シミュレーション・実機実験によって検証する

## A.3 電界共振結合

本節では、電界共振結合について詳細を述べる。電界共振結合は従来の電界結合（静電結合）だけではなく、検出対象と送信側の共鳴も考慮にいれ、その特性を両者の静電結合を含めた形で記述したものである。電界共振結合を用いることで、導体の存在の有無のみならず、その形状をはじめとした電気的な特性にも着目したセンシングが可能となる。電界共振結合に先駆けて、MITでは磁界を用いた共振結合現象に関する研究がおこなわれており、この磁気共振結合は、従来の電磁誘導による電力伝送と比較して、伝達可能距離が長く、また遠距離においても伝送効率に優れるため、新しい電力伝送の手法として研究が進んでいる。電界と磁界はマクスウェルの方程式により、電磁波の形でお互いに直行していることが知られているため、双対的に電界による共振結合現象の存在が予想される。本節では、まず概要として電界共振結合の概念を示し、次に電界共振結合を用いた人体検出を型の等価回路モデルにて表現する。最後に、従来の静電結合を用いた検出手法と等価回路上での比較を行い、電界共振結合を用いた人体検出の特徴を述べる。

### A.3.1 概要

電界共振結合とは交番する静電界と導体の間におきる共振結合現象と言い換えることができる。従来の静電結合を用いた導体センシングでは、導体とセンサ極板の間で構成され

る静電容量を計測していた。また、電磁波を送受信するアンテナでは電磁波とアンテナの間で起きる共振現象を用いて電磁波を電気信号として取り出している。その際、共振する周波数はアンテナの形状および素子の値に依存している。電界共振結合では、これら二つの特徴を同時に満たす。すなわち、トランスミッタによって生み出される交番静電界と人体の間で起きる共振現象を観測するが、電波のように両者それぞれの特性のみを考慮するのではなく、両者の間に存在する静電結合を考慮に入れたものである。図 A.8 に人体とトランスミッタの電界共振結合現象を示したシミュレーション結果を示す。なお、シミュレーションは有限差分時間領域法 (Finite-difference time-domain method; FDTD 法) を用いて行い [67]、人体としてはガブリエルによる人体各部の電気的特性に関する研究を参考に作成した人体ファントムを利用した [68]。図 A.8 において、トランスミッタ付近になにもない場合 (図 A.8 左)、電界はトランスミッタを中心に同心円状に広がることが確認できる。ここに人体が入ってきた場合 (図 A.8 中)、人体とトランスミッタの間に静電結合が起こるが、電界の形にはほとんど影響を与えていないことがわかる。しかし、交番する静電界の周波数を上げ、その半波長を導体の長さに合わせていった場合、人体とトランスミッタの間で共振現象が引き起こされ、電界の形は導体を中心に大きく広がる (図 A.8 右)。なお、図における人体の身長は 170 cm、70 MHz における半波長は約 2.14 m である。厳密には人体は導体ではなく誘電体であることを考慮して、過去の研究で明らかにされている補正係数を乗ずることで、半波長は人体の身長とほぼ同一となる。従って、交番静電界の周波数から算出される半波長を人体の身長に近づけると共振現象が起こるといえる。以上より、このシミュレーションにおける人体は、長さ 170 cm の導体棒で作られる半波長ダイポールアンテナと等価であると考えられる。人体を半波長ダイポールアンテナで近似することが可能であるか検証したシミュレーション結果が図 A.9 である。図において、磁界・電界の形は両者でよく似ており、近似は妥当であると考えられる。以後、人体を導体棒による半波長ダイポールアンテナであると仮定することで、等価回路モデルを導出する。

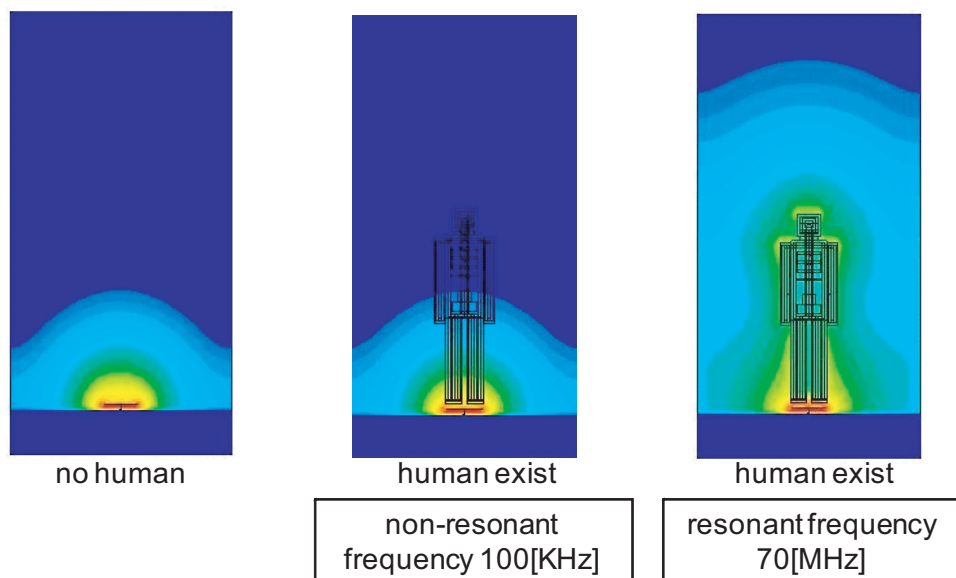


図 A.8: 人体・トランスミッタ間の電界共振結合

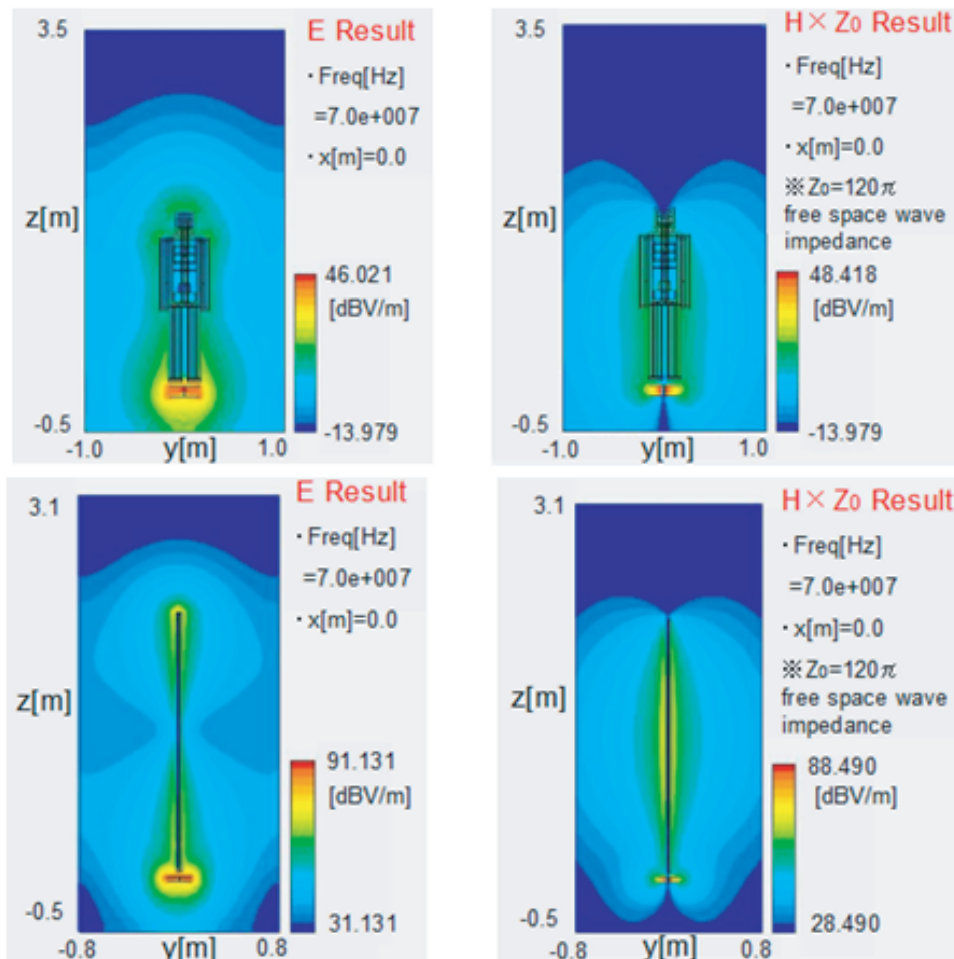


図 A.9: 電界共振結合時の人体・導体棒比較

### A.3.2 等価回路モデルの導出

通常、半波長ダイポールアンテナにおいては、アンテナの中心から電流の形で電力を供給する。そのような点を給電点と呼び、一般的な半波ダイポールアンテナへの給電のイメージと、その際の電流・電圧分布を図 A.10 に示す。電界共振結合においては、トランスミッタから導体へ、結合キャパシタンスを介して電圧の形で給電する。図 A.10 より、従来の半波ダイポールアンテナで給電点とされている中心は電圧においては定在波の節であり、この点に電圧の形で電力を給電してもアンテナは発振しないことがわかる。電界共振結合では、キャパシタンスを通じて給電するために電流を直接給電することは不可能であり、そのため導体の端から電圧の形で給電する必要がある。電界共振結合における給電の様子を図 A.11 に示す。

電界共振結合を等価回路モデルで表現するため、トランスミッタ、導体双方を等価回路として表現することを考える。なお、等価回路表現においては、導体側の共振周波数は図 A.10 で示した第 1 共振周波数のみを対象とし、高調波については考慮しないものとする。図 A.12 に等価回路表現に必要なキャパシタンスを示す。シミュレーション条件において、空間内に存在するキャパシタンスは大きく 3 つに分けられる。トランスミッタ極板とグラウンドとの間に存在するキャパシタンス  $C_t$ 、導体(人体)が周囲の空間と結合することで発生するキャパシタンス  $C_h$ 、導体とトランスミッタ極板の間に存在する相互キャパシタンス  $C_m$  である。両者の等価回路を示すために、まず人体とトランスミッタが十分に離れ

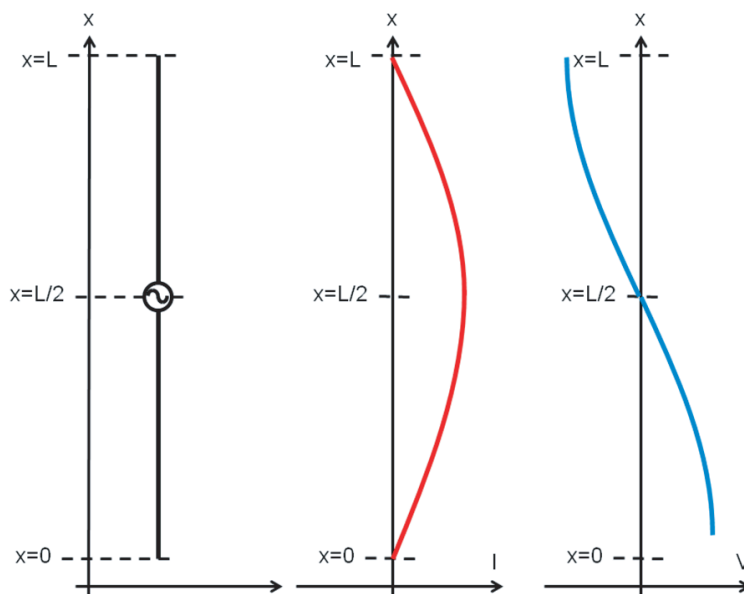


図 A.10: 半波ダイポールの電流・電圧分布

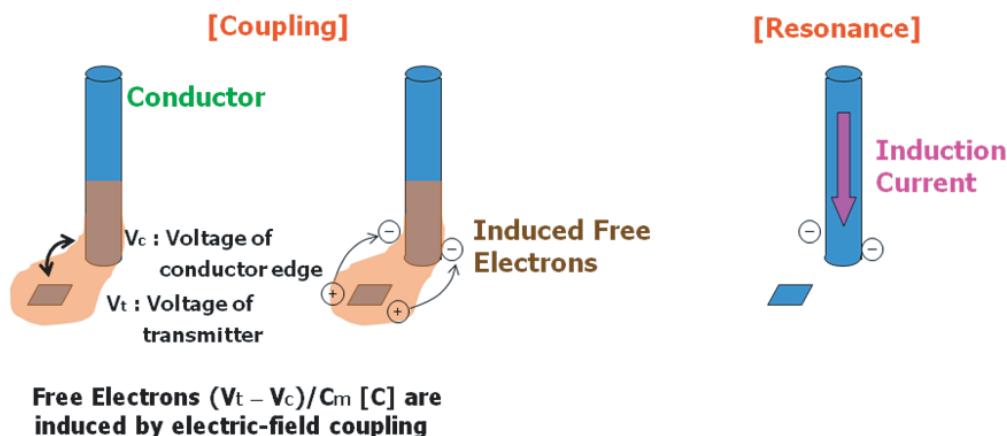


図 A.11: 電界共振結合における給電の様子

ており，結合を起こしていない状況を考える。その状況においてはトランスミッタは電力源， $C_t$ ，トランスミッタのもつインダクタンス  $L_t$  および抵抗  $R_t$ ，そして線路の特性インピーダンス  $Z_0$  にて表すことができる。同様に，導体（人体）においても， $C_h$  に加え導体そのものが持つ抵抗  $R_h$  および  $L_h$  のみにて表すことができる。これらを踏まえて等価回路表現したものを図 A.13 に示す。

図 A.13 における，トランスミッタの等価回路に流れる電流  $I_a$  および，人体の等価回路に流れる電流  $I_b$  は，キャパシタンスにかかる電圧  $V_a$  および  $V_b$  を用いて以下のように表すことができる。

$$I_a = j\omega C_t V_a - j\omega C_m V_b \quad (\text{A.1})$$

$$I_b = j\omega C_h V_b - j\omega C_m V_a \quad (\text{A.2})$$

ここでは，人体とトランスミッタを含む系全体の等価回路を，型の等価回路モデルを導入して表現することを考える。型の等価回路は，2ポート回路において回路パラメー



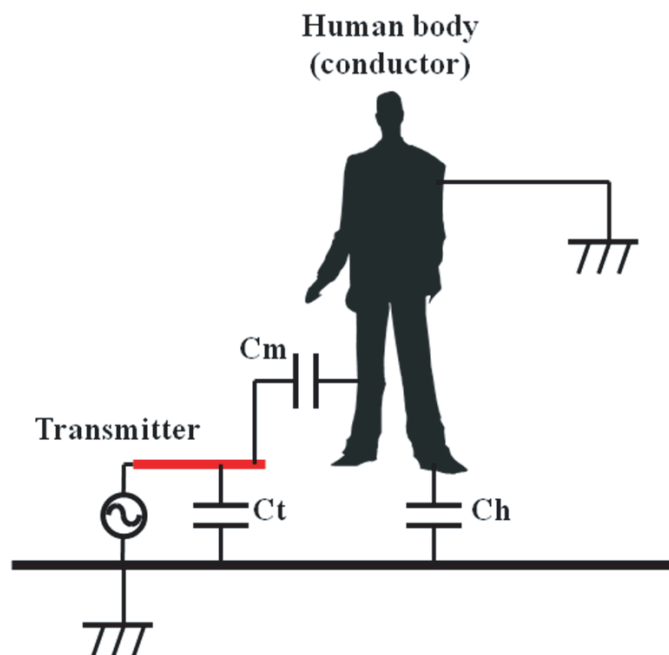


図 A.12: 等価回路に含まれるキャパシタンス

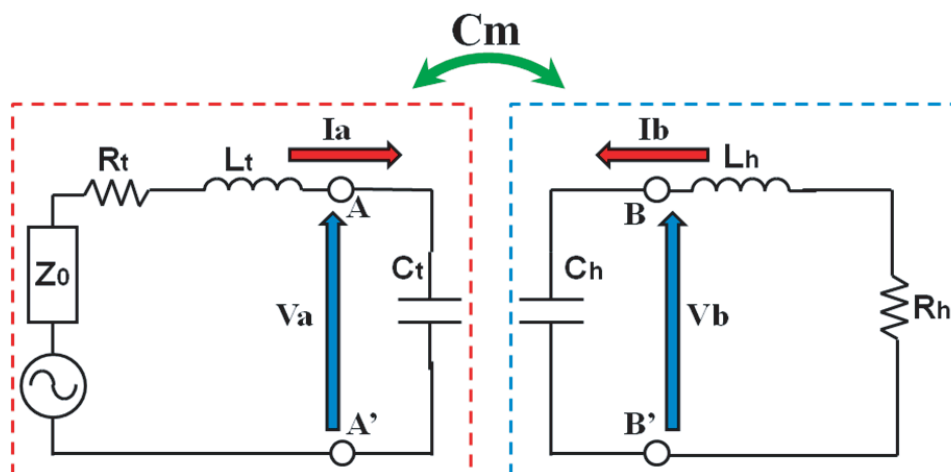


図 A.13: 電界共振結合の等価回路

タを求めやすく解析しやすい形であるため，高周波回路の等価回路モデルの導出などによく使われるモデルの一つである。2端子入力・2端子出力の型等価回路の一般形は図 A.14 のようになる。

図の等価回路において回路パラメータ  $Z_a \cdot Z_b \cdot Z_m$  の3つを求めることができれば，等価回路を表現したといえる。図 A.15 において，図 A.13 に示した等価回路と同等の回路を求める。A' および B' が等電位になっていることに注意すると，A 点および B 点を流れる電流は，先ほどと同じように以下のように表せる。

$$I_a = j\omega(C_t - C_m)V_a - j\omega C_m(V_b - V_a) \quad (A.3)$$

$$I_b = j\omega(C_h - C_m)V_b - j\omega C_m(V_a - V_b) \quad (A.4)$$

このようにして図 A.13 の等価回路を型等価回路へと変形したものを図 A.16 に示す。

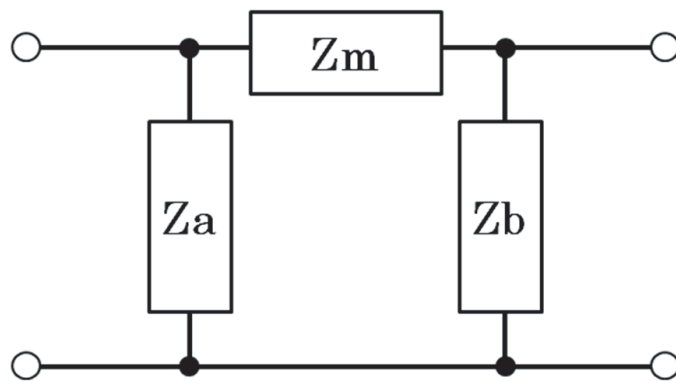


図 A.14: 型等価回路

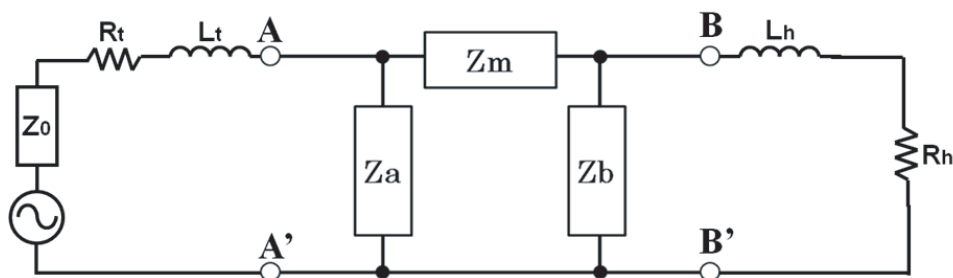


図 A.15: 電界共振結合への 型等価回路の適用

従来の静電結合を等価回路として表現したものおよび、本研究で提案する電界共振結合を等価回路として表現したものを比較する形で図 A.17 に示す。どちらの場合でも、導体とセンサ極板の距離の変化は、相互キャパシタンス  $C_m$  の変化として表される。

### A.3.3 反射係数によるセンシング手法の提案

反射係数を用いて人体検出を行う。本検出手法は双共振度センシングの応用である。双共振度センシングでは、送信側のみ共振している場合では電力はほぼ全反射しており、双共振に近づくにつれて反射が弱くなることが示されている。電界共振結合現象が発生するとき、図 A.8 に示すように、送信極板に蓄えられる電磁エネルギーは共振現象を通じて人体側に伝わることから、双共振に近づくにつれて反射が弱くなるのが分かる。従って、

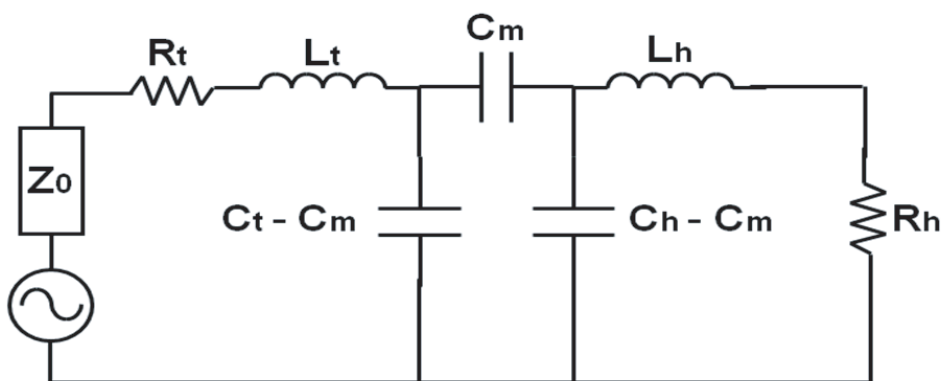


図 A.16: 電界共振結合の 型等価回路

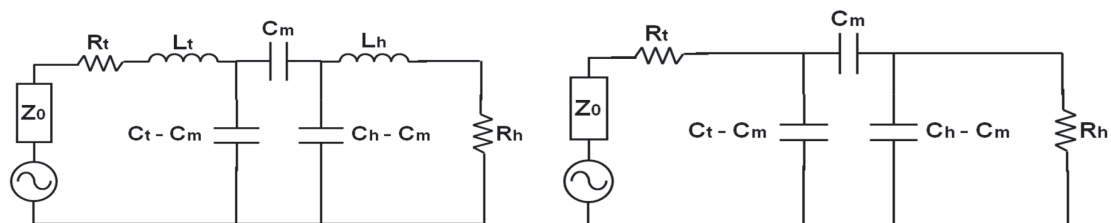


図 A.17: 電界共振結合と電界結合の等価回路

反射電力と進行電力の比に相当する反射係数を計測することで、人体検出が可能と考えられる。すなわち、送信機の共振周波数を人体の共振周波数と合わせておくことで、人体の接近によって発生する電界共振結合に起因した反射係数の落ち込みを計測して、人体検出を行うのである。なお、反射係数は送信極板のみで計測可能な物理量であるため、センシングのための受信極板を必要としないシステムが構築できる可能性がある。

### A.3.4 電界共振結合と電界結合のみの場合の比較

図 A.18 に電界結合のみを利用した場合の  $C_m$  に対する反射係数の周波数特性を、図 A.19 に電界共振結合を利用した場合の  $C_m$  に対する反射係数の周波数特性を示す。いずれも回路理論に基づく解析結果である。両者の比較から、いずれの  $C_m$  においても、電界結合の場合と比較して電界共振結合の方が反射係数の変化が顕著であることが分かる。なお、等価回路で用いられた各素子の定数値は、表 A.1 および表 A.2 に示す通りである。

表 A.1: 素子定数 (電界結合)

Parameter	Value	Dimension
Transmitter Resistance $R_t$	0.0	$\Omega$
Transmitter Capacitance $C_t$	6.33	pF
Human Resistance $R_h$	573.0	$\Omega$
Human Capacitance $C_h$	3.15	pF
Characteristic Impedance $Z_0$	50.0	$\Omega$

表 A.2: 素子定数 (電界共振結合)

Parameter	Value	Dimension
Transmitter Resistance $R_t$	0.0	$\Omega$
Transmitter Capacitance $C_t$	6.33	pF
Transmitter Inductance $L_t$	817	nH
Human Resistance $R_h$	573.0	$\Omega$
Human Capacitance $C_h$	3.15	pF
Human Inductance $L_h$	56	nH
Characteristic Impedance $Z_0$	50.0	$\Omega$

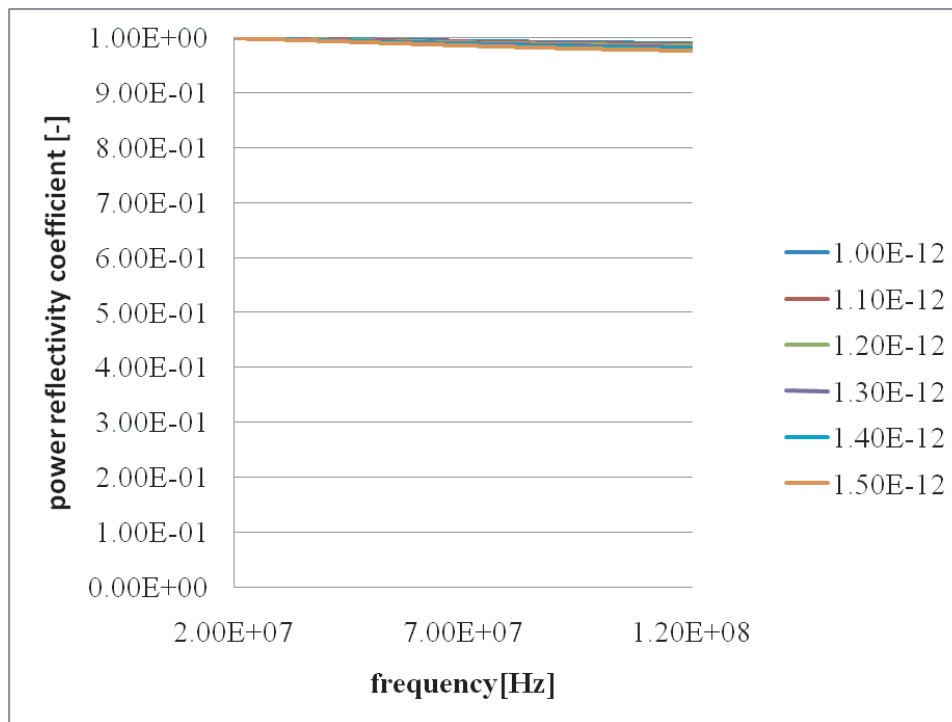


図 A.18: 電界結合における反射係数の周波数特性

また，図 A.20 における素子の値は，表 A.2 における検出側のインダクタンス  $L_h$  を，10 倍である 560 nH に変更したものである。図 A.19 および図 A.20 からわかるとおり，反射係数の周波数特性は，検出対象のインピーダンスの変化によって変わることがわかる。検出対象のインピーダンスの変化は，検出対象の電気的特性または形状を示す。参考に，検出対象が半径  $r$ ，長さ  $l$  の半波ダイポールアンテナと仮定した場合のインダクタンス  $L_h$ ，キャパシタンス  $C_h$  および抵抗  $R_h$  の導出式を示す。なお，式中の  $\mu_0$  および  $c$  は，それぞれ真空の透磁率および光速である。

$$L_h = \frac{\mu_0 l}{4\pi} \left( \log \frac{2l}{r} - \frac{3}{4} \right) \quad (\text{A.5})$$

$$C_h = \frac{l^2}{\pi^2 c^2 L_h} \quad (\text{A.6})$$

$$R_h = 73.13 \quad (\text{A.7})$$

以上の特性により，センシング手法として電界共振結合を用いた場合，対象の電気的特性ないしは形状に応じて反射係数の応答が変化することが予想される。これは，逆説的に検出対象を選択的にしたい場合に有効であると考えられ，従来の静電容量の変化を見る手法や焦電効果を用いて生体を検出する方法と比較した場合，人体ないしは特定の物体のみに反応するセンサを作ることが可能であると考えられる。

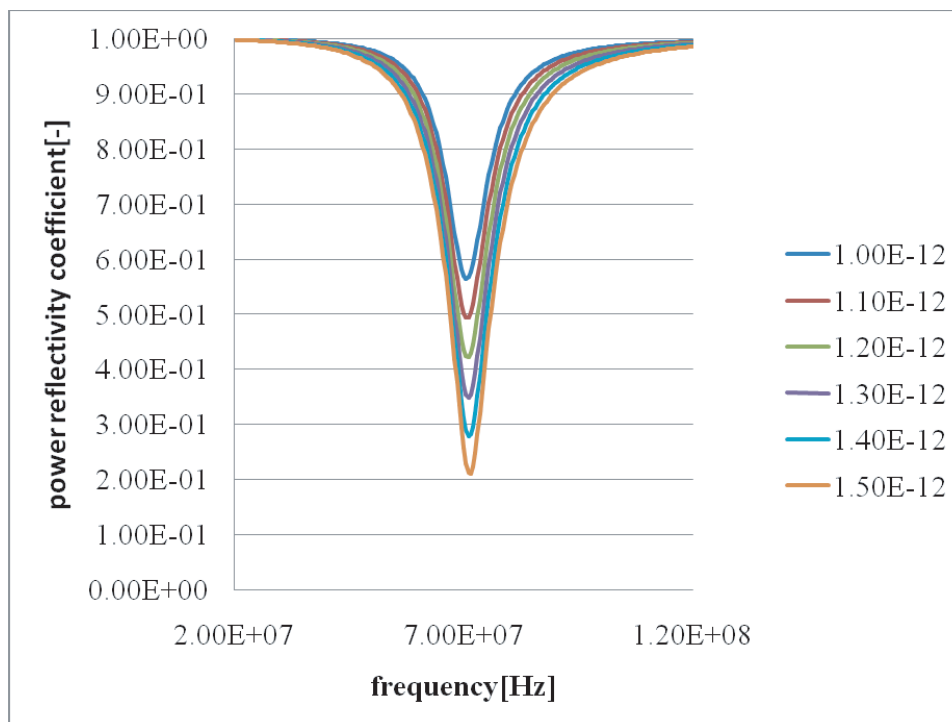


図 A.19: 電界共振結合における反射係数の周波数特性 ( $L_h=56\text{nH}$ )

## A.4 人体検出

### A.4.1 人体検出手法の提案

本節では電界共振結合を用いた人体検出手法を提案する。最初に、より一般的な説明として、共振周波数  $F_a$  の対象を検出する検出手法について説明する。まず、共振周波数  $F_a$  に合致するようにトランスミッタの共振周波数  $F_t$  を調整する。図 A.21 上は、共振周波数  $F_a$  を有したターゲットがトランスミッタ近傍に来た場合であり、電界共振結合によって  $F_a$  付近の反射係数が大きく落ち込む。それに対して、図 A.21 下のようにターゲットの共振周波数  $F_b$  が  $F_a$  と大きく異なる値である場合、送信側のみ片側共振の状態となり、 $F_a$  付近の反射係数の落ち込みはない(全反射)。従って、 $F_a$  付近の反射係数の落ち込みを計測することで、ターゲットの共振周波数が  $F_a$  とどの程度乖離しているかを推定可能である。落ち込みが大きいほど、乖離が少ないといえる。

次に、電界共振結合を用いた人体検出について述べる。人体はその電気的特性から導体棒に近似できる。そのため、導体棒(ダイポールアンテナ)の場合と同様におよそ身長を半波長とする周波数付近で自己共振となる。このようにして得られた人体の共振周波数に合致するようにトランスミッタの共振周波数  $F_t$  を調整することで、先述した検出手法が適用できる。

### A.4.2 実験

人体検出の実験を行う。実験機の構成を図 A.22 に示す。実験機は、トランスミッタ(図 A.24)、導体板(図 A.23)、VNA(ベクトルネットワークアナライザ)(図 A.25)、同軸ケーブルで構成される。それぞれの詳細は以下の通りである。

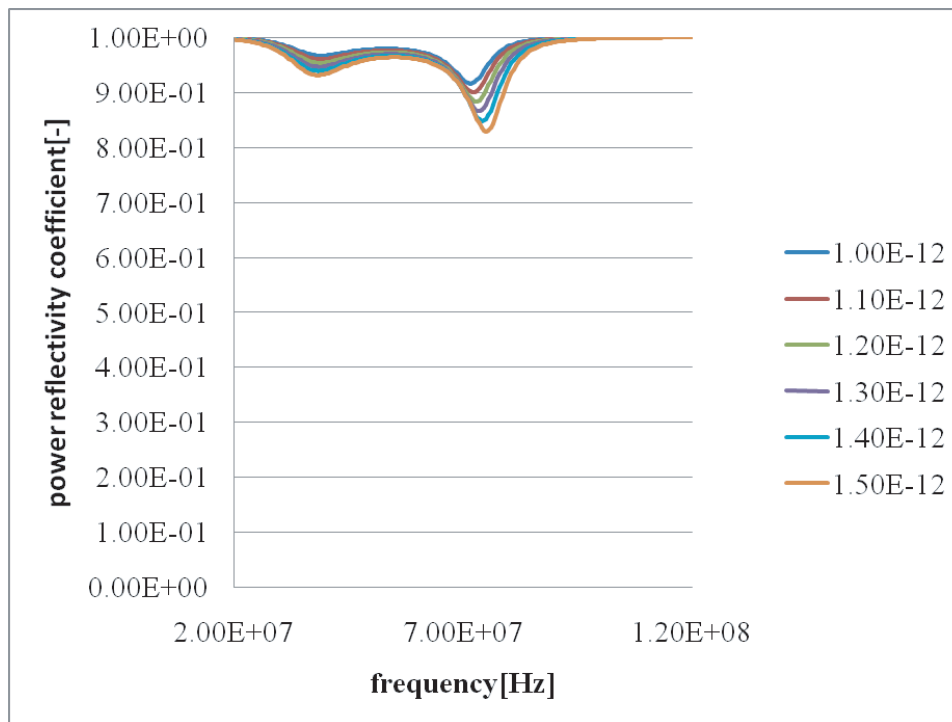


図 A.20: 送信側のみ共振における反射係数の周波数特性 ( $L_h=560\text{nH}$ )

- トランスミッタ

送信アンテナ (一辺 10cm の正方形の平行平板 ; 板間ギャップ 1mm), 共振用の補償コイルおよび補償キャパシタンス (20pF トリマコンデンサ) で構成

トランスミッタとして用いる並行平板コンデンサの極板間距離は, 電気力線の逃げを防ぐため可能な限り小さい方がよいと考えられる。そのため, 実験においてはトランスミッタ極板の極板間距離を 1mm, として実験を行った。

実験において, 特定の周波数におけるインピーダンスの虚数成分がゼロとなるインダクタンスを制作することは難しく, また高周波において鉄心等のコアを用いたインダクタンスは, 鉄損が大きくなるという問題を抱えている。そのため, 実験に用いるインダクタンスは直径 1 mm のポリエステル皮膜された銅線を巻いたものを使用し, さらに共振周波数の変更が容易に可能になるように, 20pF のトリマコンデンサを直列に挿入した。

- 導体板

本実験に先駆けて行った予備実験より, 実験を行う位置により反射係数変化することが認められた。これは床下・壁中の配管および電源ケーブル等による影響と考えられる。これらの影響を軽減するため, 床面に 1.2m 四方のアルミニウムシートを設置し, これをグラウンドと短絡させた。

- VNA(ベクトルネットワークアナライザ)

Agilent Technology の E5061A を使用。トランスミッタへの電圧印加および反射係数の計測機器として利用。

- 同軸ケーブル

VNA とトランスミッタを接続する用途で使用。

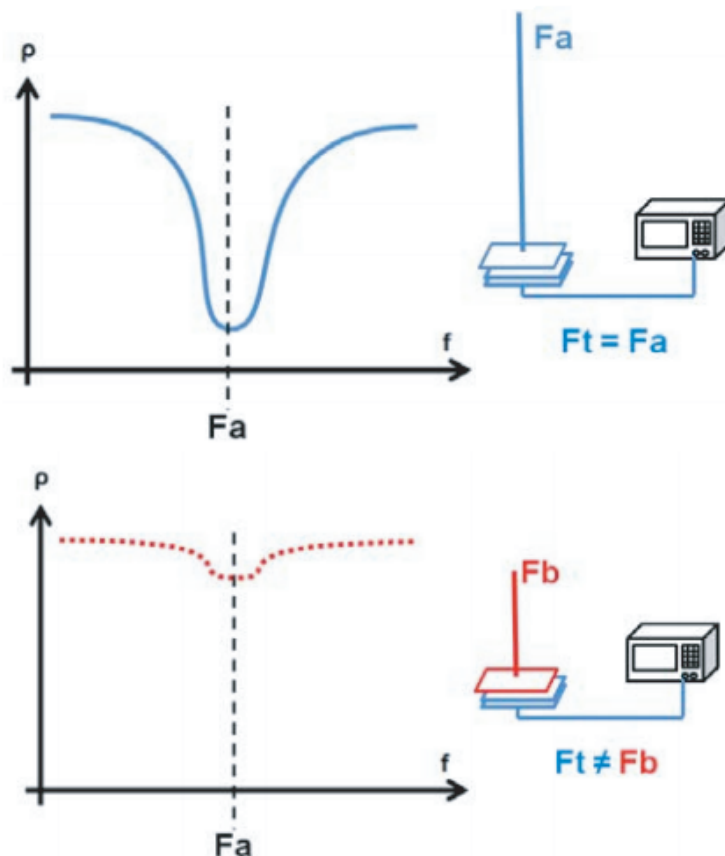


図 A.21: 検出手法の概要：ターゲットの共振周波数がトランスミッタの共振周波数と一致した例(上)，一致していない例(下)

ここでは，導体棒 (170 cm)，導体棒 (80 cm)，人体 (173 cm) をターゲットとして利用する (図 A.26)。導体棒は比較対象として用い，導体棒の末端には，トランスミッタとの電界結合を引き起こすため，一辺 10cm の正方形の平板が取り付けられる。

電界共振結合を用いた人体検出の実験を行った。実験結果を図 A.27 および図 A.28 に示す。

まず，特定の共振周波数のターゲットが検出可能であるかの検証実験を行った。ここでは，70MHz の共振周波数を持つターゲットである導体棒 (170cm) および人体を検出対象と仮定した。そのため，トランスミッタの共振周波数を 70MHz に調整した。導体棒 (170 cm)，導体棒 (80 cm)，人体 (173 cm) の三種類のターゲットおよびターゲット無しに対して実験を行った結果を図 A.27 に示す。なお，人体は直立しているものとした。導体棒 (80cm) では共振周波数が大幅に異なるため，電界共振結合は起こらず，ターゲットが存在しない場合と反射係数はほぼ変わらないことが分かる。これに対して，導体棒 (170cm) および人体では電界共振結合によって，反射係数が落ち込んでいることが確認される。導体棒 (170cm) の場合の方が反射係数の落ち込みが顕著である理由は，人体は実際には高誘電率を持つ物体であり完全導体ではないが，導体棒 (170cm) は完全導体であるためと考えられる。完全導体である方が理想的な電界共振結合が発生しているのである。しかし，いずれにせよ提案手法によって特定の共振周波数のターゲットが検出可能であることが示された。

次に，検出手法のロバスト性を確認する実験を行った。人体検出では人体の状態に関わらず検出できることが望まれる。そこで，人体の基本的な状態量である姿勢に対するロバスト性を確認した。図 A.28 に直立姿勢および座り姿勢の結果を示す。直立姿勢と座り姿

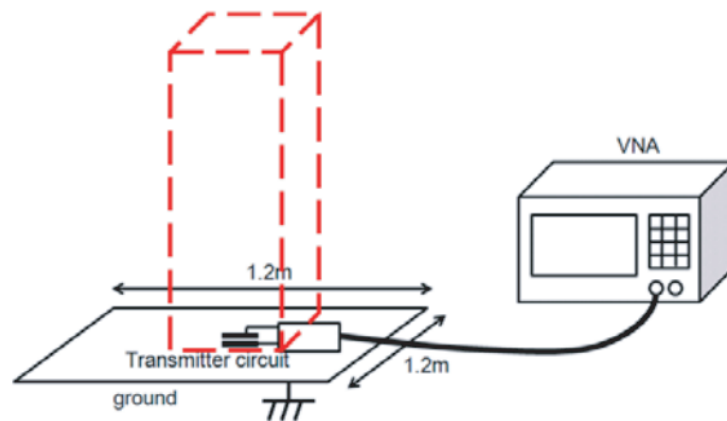


図 A.22: 人体検出の実験構成

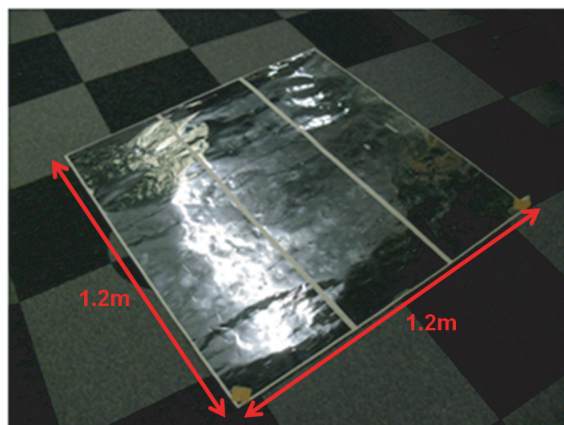


図 A.23: 接地用の導体板

勢は大きく異なる姿勢かつ代表的な姿勢であるため、両者の差異が少ないことを確認できればロバスト性が検証できたといえる。実験結果より、両者の反射係数の落ち込みの最下点の差分は0.07程度であり、人体が存在しない場合と座り姿勢の差分は0.11程度であった。座り姿勢においても十分に落ち込みが確認でき、どちらかというとも人体が存在しない場合よりも直立姿勢時の落ち込みに近い傾向を示したことから、姿勢に対してもある程度ロバストな検出手法であることが確認された。

## A.5 あとがき

双共振度センシングの応用として、電界共振結合を用いた選択的人体検出システムを提案した。電界や焦電効果を用いたセンシングといった従来手法と比較した場合の本手法の優位な点は、誤検出の可能性を減らすためターゲット固有の属性情報である共振周波数を利用した点にある。そこで、トランスミッタの共振周波数と同一の共振周波数を持つターゲットを選択的に検出可能なセンシング手法を提案した。本手法では、予め検出したいターゲットの共振周波数が既知であるとするならば、トランスミッタの共振周波数を検出したいターゲットの共振周波数に合わせることで、反射係数の落ち込みを計測することでその共振周波数を有するターゲットの検出が可能である。ここでは、人体は導体に近似できるためダイポールアンテナと同様にして人体の身長を半波長(実際には補正係数をかけているが)とする共振周波数(70MHz)を持つものと考えた。従って、トランスミッタの共



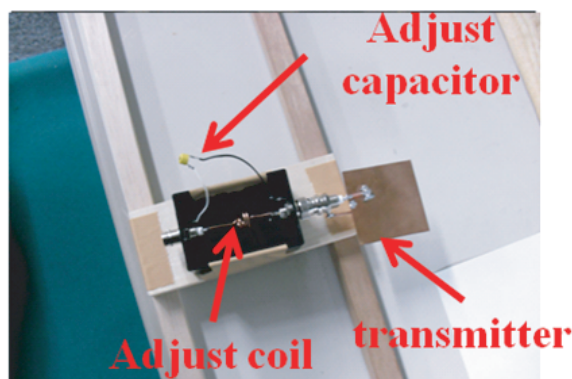


図 A.24: トランスミッタ



図 A.25: VNA(ベクトルネットワークアナライザ)

共振周波数は70MHzに調整した。そして、このようなトランスミッタを用いて人体検出の模擬実験を行った。ターゲットとしては、人体の他に人体と同一の共振周波数を有する導体棒および共振周波数が大幅にずれた導体棒を利用した。その結果、人体および人体と同一の共振周波数を有する導体棒でのみ反射係数の落ち込みが確認された。これによって、人体と同一の共振周波数を持つターゲットを選択的に検出可能であることを示した。従って、電界や焦電効果を用いたセンシングといった従来手法と比較して、本手法は人体固有の属性情報である共振周波数を利用するため共振周波数による絞り込みが可能であり、人体と同一の共振周波数を持つ導体が空間内に存在する確率は十分に低いことを考慮すると人体検出手法として妥当であると結論づけられた。さらに、人間の状態に対してのロバスト性を確認するため、基本状態である姿勢に対するロバスト性を確認した。その結果、姿

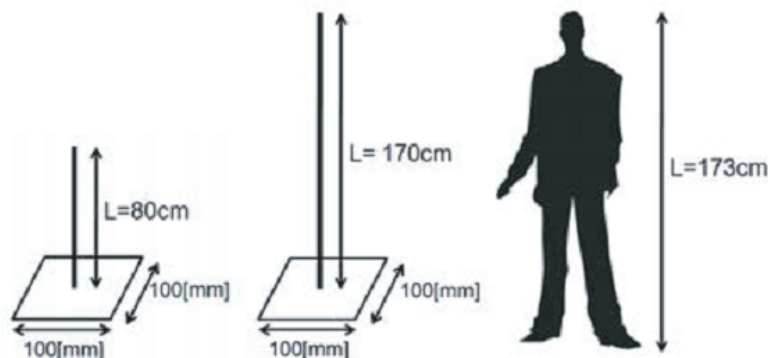


図 A.26: ターゲットとする物体

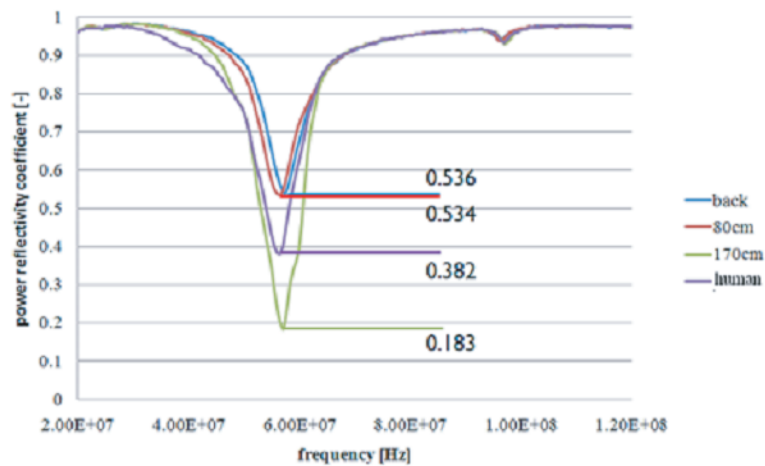


図 A.27: 人体検出実験 (ターゲットによる比較)

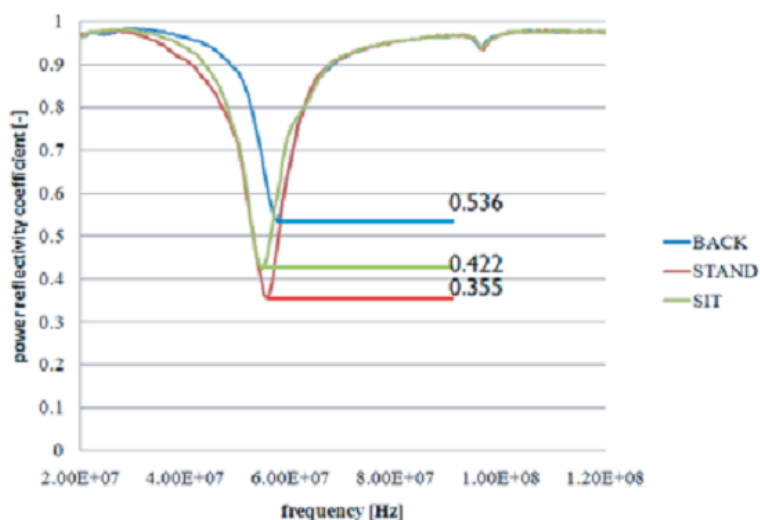


図 A.28: 人体検出実験 (姿勢による比較)

勢に対してもある程度ロバストに検出可能であることが示された。今後の課題としては、アンテナ自身による共振時における反射係数の落ち込みを低減することや様々な身長の人検出への対応が挙げられる。前者は原因である放射ロスを減らすべく非放射型の電界結合アンテナであるメアングラインアンテナの利用が考えられ、後者はトランスミッタの共振周波数をスイープする機能を付加することが考えられる。このように、今後の課題は山積するものの、人体検出の可能性を示すことはできた。人体検出は高齢化社会における独居老人のモニタリングやセキュリティといった様々な場面で需要の増加が見込まれる技術であるため、提案手法の実用化に向けて本研究で明らかとなった課題を解決していくことが望まれる。

## 参考文献

- [1] 酒井龍雄, 松田昌之, “病院内自律搬送ロボット「HOSPI」の開発”, *ロボット*, Vol.157, pp.30-35, 2004
- [2] Y. Nakauchi, T. Fukuda, K. Noguchi, T. Matsubara, “Intelligent Kitchen: cooking support by LCD and mobile robot with IC-labeled objects”, *Proc. of the 2005 IEEE/RSJ Intl. Conf. on Intelligent Robots and Systems*, pp.1911-1916, 2005
- [3] H. Ishiguro, T. Ono, M. Imai, T. Maeda, T. Kanda, R. Nakatsu, “Robovie: A robot generates episode chains in our daily life”, *Proc. of the 32nd Intl. Symposium on Robotics*, pp.1356-1361, 2001
- [4] (株)iRobot, <http://www.irobot-jp.com/>
- [5] (株)総合警備保障(ALSOK), [http://www.alsok.co.jp/company/rd/robot/robot\\_05.html/](http://www.alsok.co.jp/company/rd/robot/robot_05.html/)
- [6] 大場光太郎, 大原賢一, “ユビキタス・ロボティクス”, *日本ロボット学会誌*, Vol.25, No.4, pp.505-508, 2007
- [7] 佐藤知正, 森武俊, “環境の知能化と安全・安心・快適社会”, *日本ロボット学会誌*, Vol.25, No.4, pp.486-489, 2007
- [8] 橋本秀紀, “空間知能化に関する研究動向”, *電気学会論文誌D*, Vol.121-D, No.9, pp.917-922, 2001
- [9] Joo-Ho Lee, G.Appenzeller, H.Hashimoto, “An Agent for Intelligent Spaces: Functions and Roles of Mobile robots in Sensored, Networked, Thinking Spaces”, *IEEE Conference on Intelligent Transportation Systems*, pp.983-988, 1997
- [10] Joo-Ho Lee, Hideki Hashimoto, “Intelligent Space - concept and contents”, *Advanced Robotics*, Vol.16, No.3, pp.265-280, 2002
- [11] Takahiro Yamaguchi, Joo-Ho Lee, Hideki Hashimoto, “Human Motion Recognition in Intelligent Space”, *Proc. of the fifth International Symposium on Artificial Intelligence and Robotics 2000 (AROB 5th)*, Vol.1, pp.70-75, 2000
- [12] H. Morishita, Y. Kosaka, N. Hosoda, K. Ohgushi, T. Yamanishi, M. Hosseinbor, K.Watanabe, R. Fukui, T. Kobayashi, S. Shiotani, Y. Majima, T. Kuroiwa, T. Fujimoto, H. Noguchi, T. Mori, T. Sato, “Realization of Hyper-robot System: A Robotically Supported Room Environment in 2020”, *Proc. of the 36th International Symposium on Robotics, TU4H2*, 2005

- [13] 森武俊, 野口博史, 佐藤知正, “センシングルーム - 部屋方日常行動計測蓄積環境 第272世代ロボティックルーム -”, 日本ロボット学会誌, Vol. 23, No. 6, pp. 665-669, 2005
- [14] 上田博唯, 山崎達也, “ユビキタスホーム: 日常生活支援のための住環境知能化への試み”, 日本ロボット学会誌, Vol.25, No.4, pp.494-500, 2007
- [15] 萩田紀博, “ネットワークロボットの将来展望”, 日本ロボット学会誌, Vol.23, No.6, pp.642-643, 2005
- [16] 中村幸博, 永徳真一郎, 岩田義行, 茂木学, 武藤伸洋, 阿部匡伸, ”さまざまな種類のロボットを連携可能にするネットワークロボットプラットフォーム技術”, NTT 技術ジャーナル 2008.1
- [17] MfgX (製造業 XML 推進協議会), <http://www.mfgx-forum.org/>
- [18] Masayuki Iwai, “CroSSML: Domain Cross Over Services Markup Language”, IEICE Technical Report, NR-TG-2-05, 第1回ネットワークロボット研究会, pp.25-30, 2006
- [19] Andre Kurs, Aristeidis Karalis, Robert Moffatt, J. D. Joannopoulos, Peter Fisher, Marin Soljacic, “Wireless Power Transfer via Strongly Coupled Magnetic Resonances”, SCIENCE, Vol.317, No.5834, pp.83-86, 2007
- [20] Aristeidis Karalis, J.D. Joannopoulos, Marin Soljacic, “Efficient wireless non-radiative mid-range energy transfer”, Annals of Physics, Vol.323, No.1, pp.34-48, 2008
- [21] Justin Rattner, “Research and Development: Crossing the Chasm between Humans and Machines”, Intel Developer Forum, 2008
- [22] <http://www.lightninglab.org/>
- [23] 中田豊久, 伊藤日出男, 金井秀明, 國藤進, “既知タグとの共変化を利用した ActiveRFID タグの測位方法”, 第5回知識創造支援システム・シンポジウム, pp.8-15, 2008
- [24] Y. Liu, L. Chen, J. Pen, Q. Chen, Y. Zhao, “Mining Frequent Trajectory Patterns for Activity Monitoring Using Radio Frequency Tag Arrays”, Proceedings of the 5th IEEE International Conference on Pervasive Computing and Communications, pp.37-46, 2007
- [25] 堀敏嘉, 大田裕紀, 大西泰記, 和田友孝, 六浦光一, 岡田博美, “マルチ通信レンジ方式によるパッシブRFIDタグの位置推定法”, 信学技報, Vol.107, No.423, pp.35-40, 2008
- [26] Uwe Marschner, Wolf-Joachim Fischer, “Indirect Measurement of a Bar Magnet Position Using a Hall Sensor Array”, IEEE Trans. Magnetics, Vol.43, No.6, pp.2728-2730, 2007
- [27] J. Bretschneider, A. Wilde, P. Schneider, H.-P. Hohe, U. Koehler, “Design of multi-dimensional magnetic position sensor systems based on HallinOne technology”, Proceedings of the 19th IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE 2010), pp.422-427, 2010

- [28] S. Arana, N. Arana, F.J. Gracia, E. Castano, “High sensitivity linear position sensor developed using granular Ag-Co giant magnetoresistances”, *Sens. Actuat. A: Phys.*, Vol.123, pp.116-121, 2005
- [29] R. Kurakake, Y. Nishizawa, K. Sakakura, H. Ouchi, M. Minami, H. Morikawa, “Magic Surfaces: A Smart Building Material for Indoor Sensing Infrastructures”, *Proceedings of the 4th International Conference on Networked Sensing Systems (INSS 2007)*, pp.213-220, 2007
- [30] D.Y. Im, Y.J. Ryoo, S.G. Park, H.R. Cha, “Development of magnetic position sensor for unmanned driving of robotic vehicle”, *IEEE Sensors 2009*, pp.1618-1622, 2009
- [31] Lion Precision, “Differences Between Capacitive and Eddy-Current Sensors”, LT05-0011, <http://www.lionprecision.com/tech-library/technotes/tech-pdfs/article-0011-cve.pdf>, 2009
- [32] M.R. Nabavi, S. Nihtianov, “A survey of eddy current displacement sensors: Imperfections and signal conditioning methods”, *Proc. Int. Sci. Appl. Sci. Conf.*, Vol.3, pp.116-122, 2007
- [33] F. Raab, E.B. Blood, T.O. Steiner, H.R. Jones, “Magnetic Position and Orientation Tracking System”, *IEEE Trans. Aerospace and Electronic Systems*, Vol.AES-15, No.5, pp.709-717, 1979
- [34] G. Pirkl, K. Stockinger, K. Kunze, P. Lukowicz, “Adapting magnetic resonant coupling based relative positioning technology for wearable activity recognition”, *Proceedings of the 12th IEEE International Symposium on Wearable Computers (ISWC 2008)*, pp.47-54, 2008
- [35] 徳永裕樹, 杵修一郎, 藪上信, 河野丈志, 豊田征治, 小澤哲也, 岡崎靖雄, 荒井賢一, “LC共振型磁気マーカを用いた高精度位置検出システム”, *日本応用磁気学会誌*, Vol.29, No.2, pp.153-156, 2005
- [36] J.S. Hong, M. Lancaster, “Couplings of Microstrip Square Open-Loop Resonators for Cross-Coupled Planar Microwave Filters”, *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques*, Vol.44, No.12, pp.2099-2109, 1996
- [37] 居村岳広, 岡部浩之, 内田利之, 堀洋一, “共振時の電磁界結合を利用した位置ずれに強いワイヤレス電力伝送：磁界型アンテナと電界型アンテナ”, *電気学会論文誌 D*, Vol.130-D, No.1, pp.76-83, 2010
- [38] 居村岳広, 岡部浩之, 内田利之, 堀洋一, “等価回路から見た非接触電力伝送の磁界結合と電界結合に関する研究：共振時の電磁界結合を利用したワイヤレス電力伝送”, *電気学会論文誌 D*, Vol.130-D, No.1, pp.84-92, 2010
- [39] Agilent Technology, “ENA-L RF Network Analyzers E5061A and E5062A Data Sheet”, <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5989-0018EN.pdf>

- [40] C.M. Zierhofer, E.S. Hochmair, “Geometric approach for coupling enhancement of magnetically coupled coils”, IEEE Trans. Biomedical Engineering, Vol.43, No.7, pp.708-714, 1996
- [41] Jeroen de Boeji, Elena Lomonova, Andre Vandenput, “Contactless Energy Transfer to a Moving Load Part 1: Topology Synthesis and FEM simulation”, IEEE International Symposium on Industrial Electronics, pp.739-744, 2006
- [42] T. Sekitani, M. Takamiya, Y. Noguchi, S. Nakano, Y. Kato, T. Sakurai, T. Someya, “A large-area wireless power-transmission sheet using printed organic transistors and plastic MEMS switches”, Nat. Mater., Vol.6, No.6, pp.413-417, 2007
- [43] Jeroen de Boeji, Elena Lomonova, Andre Vandenput, “Limitation of inductive power transfer for consumer applications”, IEEE Conf. Power Electronics and Applications, pp.1-10, 2009
- [44] H. Matsumoto, N. Kaya, M. Fujita, T. Fujiwara, T. Sato, “MILAX microwave-driven airplane”, (in Japanese), PILOT, Vol.3, No.5, pp.61-66, 1993
- [45] W.C. Brown, “The History of Power Transmission by Radio Waves”, IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, Vol.32, No.9, pp.1230-1242, 1984
- [46] N. Kawashima, K. Takeda, H. Matsuoka, Y. Fujii, M. Yamamoto, “Laser Energy Transmission for a Wireless Energy Supply to Robots”, 22nd International Symposium on Automation and Robotics in Construction (ISARC 2005), 2005
- [47] Wenzhen Fu, Bo Zhang, Dongyuan Qiu, “Study on Frequency-tracking Wireless Power Transfer System by Resonant Coupling”, IEEE 6th International Conference on Power Electronics and Motion Control (IPEMC '09), 2009
- [48] Q. Chen, S. C. Wong, C. K. Tse, X. Ruan, “Analysis, Design, and Control of a Transcutaneous Power Regulator for Artificial Hearts”, IEEE Trans. Biomedical Circuits and Systems, Vol.3, No.1, pp.23-31, 2009
- [49] T. Imura, “Study on Maximum Air-gap and Efficiency of Magnetic Resonant Coupling for Wireless Power Transfer Using Equivalent Circuit”, IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE 2010), pp.3664-3669, 2010
- [50] TC. Beh, T. Imura, M. Kato, Y. Hori, “Basic Study of Improving Efficiency of Wireless Power Transfer for Electric Vehicles by using Magnetic Resonant Coupling based on Impedance Matching”, IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 2010
- [51] T. Komaru, M. Koizumi, K. Komurasaki, T. Shibata, K. Kano, “Parametric Evaluation of Mid-range Wireless Power Transmission”, IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT 2010), pp.789-792, 2010
- [52] L. Rindorf, L. Lading, O. Breinbjerg, “Resonantly coupled antennas for passive sensors”, IEEE Sensors 2008, pp.1611-1614, 2008

- [53] S. J. Mazlouman, A. Mahanfar, B. Kaminska, “Mid-range Wireless Energy Transfer Using Inductive Resonance for Wireless Sensors”, IEEE International Conference on Computer Design (ICCD 2009), pp.517-522, 2009
- [54] Wenzhen Fu, Bo Zhang, Dongyuan Qiu, Wei Wang, “Analysis of Transmission Mechanism and Efficiency of Resonance Coupling Wireless Energy Transfer System”, International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS 2008), pp.2163-2168, 2008
- [55] B. L. Cannon, J. F. Hoburg, D. D. Stancil, S. C. Goldstein, “Magnetic Resonant Coupling As a Potential Means for Wireless Transfer to Multiple Small Receivers”, IEEE Trans. Power Electronics, Vol.24, No.7, pp.1819-1825, 2009
- [56] 橋口宣明, 込山伸二, 三田宏幸, 藤巻健一, “磁界共鳴型ワイヤレス給電用中継デバイスの開発”, 電子情報通信学会総合大会講演論文集, pp.25-25, 2010
- [57] 柏木一平, 大館紀章, 小川健一郎, 尾林秀一, 庄木祐樹, 諸岡翼, “第3のコイルを用いた磁気共鳴型無線電力伝送の効率改善”, 電子情報通信学会総合大会講演論文集, pp.31-31, 2010
- [58] 小川健一郎, 工藤浩喜, 大館紀章, 尾林秀一, 庄木祐樹, 諸岡翼, “磁界共鳴方式における第3のコイル及びアレー化による電力伝送効率の向上”, 第4回無線電力伝送時限研究専門委員会研究会, WPT2010-13, 2011
- [59] Fei Zhang, Steven A. Hackworth, Weinong Fu, Mingui Sun, “The Relay Effect on Wireless Power Transfer Using Witricity”, 14th Biennial IEEE Conference on Electromagnetic Field Computation (CEFC), 2010
- [60] 内閣府, “高齢社会白書 平成 22 年度版”
- [61] 総務省, “人口推計 平成 22 年度版”
- [62] J. Smith, T. White, C. Dodge, J. Paradiso, N. Gershenfeld, D. Allport, “Electric field sensing for graphical interfaces”, IEEE Computer Graphics and Applications, Vol.18, No.3, pp.54-60, 1998
- [63] Raphael Wimmer, Matthias Kranz, Sebastian Boring, Albrecht Schmidt, “A Capacitive Sensing Toolkit for Pervasive Activity Detection and Recognition”, Proc. of the 5th Annual IEEE Intl. Conf. on Pervasive Computing and Communications, pp.171-180, 2007
- [64] Nils Karlsson, Jan-Ove Jtirrhed, “A capacitive sensor for the detection of humans in a robot cell”, IEEE Intl. Conf. on Instrumentation and Measurement Technology (IMTC 93), pp.164-166, 1993
- [65] Miika Valtonen, Jaakko Maentausta, Jukka Vanhala, “TileTrack: Capacitive Human Tracking Using Floor Tiles”, IEEE International Conference on Pervasive Computing and Communications, pp.1-10, 2009

- [66] Jun Rekimoto, “SmartSkin: An Infrastructure for Freehand Manipulation on Interactive Surfaces”, Proc. of the SIGCHI conference on Human factors in computing systems, pp.113-120, 2002
- [67] 宇野了, “FDTD 法による電磁界およびアンテナ解析”, コロナ社, 1998
- [68] Gabriel C, “Compilation of the dielectric properties of body tissues at RF and microwave frequencies”, Brooks Air Force Base, report no. AL/OE-TR-1996-0037, 1996
- [69] 総務省, ユビキタスネット社会の実現に向けた政策懇談会, “よくわかる u-Japan 政策 - 2010年ユビキタスネット社会実現のための工程表”, ぎょうせい, 2005



# 発表文献

## 受賞

### [1] URAI 2010 Best Paper Award

S. Nakamura, R. Koma, S. Ajisaka, T. Imura, H. Hashimoto, “Pinpoint Wireless Power Transformation System using Reflection Coefficient in Magnetic Resonance Coupling”, URAI Conference, 2010. 11, Korea に対して

## 査読付き論文

- [1] 中村壮亮, 胡間遼, 久保田孝, 橋本秀紀, “磁界共振結合を用いた距離センサの提案とその誤差評価”, 電気学会論文誌 D, Vol.132-D, No.3, 2012 (採録)
- [2] Sousuke Nakamura, Ryo Koma, Hideki Hashimoto, “Efficient Wireless Power Transmission Based on Position Sensing using Magnetic Resonance Coupling”, SICE Journal of Control, Measurement and System Integration (採録)
- [3] 中村壮亮, 胡間遼, 久保田孝, 橋本秀紀, “磁界共振結合を用いた位置センサの提案と実験的検討”, 計測自動制御学会論文集 (投稿中)
- [4] 胡間遼, 中村壮亮, 久保田孝, 橋本秀紀, “中継アンテナを用いた磁界共振結合距離センサの提案とその誤差評価”, 電気学会論文誌 D (投稿中)
- [5] Sousuke Nakamura, Ryo Koma, Takashi Kubota, Hideki Hashimoto, “Position Sensor based on Magnetic Resonance Coupling using Reflection Coefficient as Measurement Value”, IEEE Sensors Journal (投稿準備中)
- [6] Sousuke Nakamura, Shimon Ajisaka, Hideki Hashimoto, “Proposal and Experimental Study of Human Detection Sensor based on Electric Resonance Coupling”, SICE Journal of Control, Measurement and System Integration (投稿準備中)

## 査読付き国際学会

- [1] S. Nakamura, S. Ajisaka, R. Koma, Beom H. Lee, H. Hashimoto, “Electro-magnetic resonance coupling sensing for secure, comfortable and energy-saving space”, The 8th Asian Control Conference, pp.725-730, 2011.5, Taiwan

- [2] S. Nakamura, R. Koma, S. Ajisaka, T. Imura, H. Hashimoto, “Pinpoint Wireless Power Transformation System using Reflection Coefficient in Magnetic Resonance Coupling”, The 7th International Conference on Ubiquitous Robots and Ambient Intelligence, pp.102-105, 2010.11, Korea
- [3] S. Nakamura, S. Ajisaka, K. Takiguchi, A. Hirose, H. Hashimoto, “Electric-field Resonance Coupling between Human and Transmitter for Human Position Estimation System”, International Conference on Control Automation and Systems, pp.109-114, 2010.10, Korea
- [4] R. Koma, S. Nakamura, S. Ajisaka, H. Hashimoto, “Basic Study on Position Sensing Method Using Relay Antennas in Magnetic Resonance Coupling Sensing System”, IEEE/ASME International Conference on Advanced Intelligent Mechatronics, pp.25-30, 2011.7, Hungary
- [5] R. Koma, S. Nakamura, S. Ajisaka, T. Imura, H. Hashimoto, “Wireless Near-field Position Sensing System using Reflection Coefficient in Magnetic Resonance Coupling”, The 7th International Conference on Ubiquitous Robots and Ambient Intelligence, pp.106-109, 2010.11, Korea
- [6] S. Ajisaka, S. Nakamura, R. Koma, H. Hashimoto, “Transmitter Design of Human Position Estimation System using Electric Field Resonance Coupling”, The 7th International Conference on Ubiquitous Robots and Ambient Intelligence, pp.159-162, 2010.11, Korea
- [7] S. Ajisaka S. Nakamura, K. Takiguchi, A. Hirose, H. Hashimoto, “Human Body Position Estimation System using Electric Field Resonance Coupling”, International Conference on Control Automation and Systems, pp.119-123, 2010.10, Korea

## 国内学会・研究会

- [1] 中村壮亮, 胡間遼, 鰐坂志門, 橋本秀紀, “磁界共振結合を用いた位置推定および電力伝送の同時実現に関する基礎検討”, 第12回計測自動制御学会システムインテグレーション部門講演会論文集, pp.2049-2051, 2011.12, 京都
- [2] 中村 壮亮, 胡間 遼, 鰐坂志門, 久保田 孝, 橋本秀紀, “磁界共振結合による新構成の位置センサに関する基礎検討”, 第29回日本ロボット学会学術講演会, 2N1-6, 2011.9, 東京
- [3] 胡間 遼, 中村 壮亮, 鰐坂志門, 久保田 孝, 橋本秀紀, “磁界共振結合を用いた位置センシングシステムにおける中継アンテナを用いた際の誤差要因に関する一考察”, 第29回日本ロボット学会学術講演会, 2N1-5, 2011.9, 東京
- [4] 鰐坂志門, 中村 壮亮, 胡間 遼, 久保田 孝, 橋本秀紀, “電界共鳴結合を用いた人体センシングに関する検討”, 第29回日本ロボット学会学術講演会, 2N1-7, 2011.9, 東京

- [5] 中村壮亮, 胡間遼, 鰐坂志門, 橋本秀紀, “磁界共振結合による位置センシングを利用した高効率ワイヤレス給電システム”, 第11回計測自動制御学会システムインテグレーション部門講演会論文集, pp.618-621, 2010.12, 宮城

# 謝辞

本研究の遂行にあたり，橋本秀紀先生にはご多忙であるにも関わらず，度々のディスカッションを通した的確なご助言を頂きました．大学ならではの自由な発想のもとでの研究の喜びや厳しさを教えて頂いたことは，私の人生において大きな糧となりました．また，研究の方向性がぶれがちになる私を諫め，研究の方向性を示してくださいました．本論文が完成に至ったのは，橋本先生のご助力の賜であり，ここに深く感謝の意を表します．

久保田先生には博士課程の途中から飛び入りでお世話になったにも関わらず，最後まで熱心に面倒を見て頂きました．先生からは，論文としての質を追求するという研究者の側面に関して，厳しくも温かいご指導を頂きました．本論文の執筆にあたっては数々のご助言をいただきまして，心より感謝申し上げます．

堀研究室の居村岳広先生には，研究をスタートするにあたり研究者としてそして友人として多くのご助言を頂きました．研究環境の構築から始めなければならなかった私にとって既に近い分野で研究を進めていた居村先生からの技術的な支援は心強い限りでした．ここに心より感謝申し上げます．

また，本研究を様々な形で支援してくださいました中央大学の白井宏先生，東京大学の滝口清昭先生，廣瀬明先生に心より感謝申し上げます．

芝浦工業大学の佐々木毅先生には，論文執筆に関する指導や研究室の様々な業務に関するご助力を頂きました．また，時には研究室の先輩として進路の相談に乗って頂いたり常に私の先導者として模範を示してくださいました．ここに，感謝の意を表します．

博士課程1年の鱒坂志門君と修士課程2年の胡間遼君には，同じチームのメンバーとしてディスカッションなどを通して共に成長させて頂きました．鱒坂君とは本研究の構想段階から研究を進めてきたため，研究テーマを設定することの難しさと充実感を共に共有できた同胞であります．胡間君とは研究の進め方が不透明であった時期から本研究の核となる部分を共に進めてきた同士であります．お二人には，今後のご活躍も祈念して，心より感謝申し上げます．

秘書の尾崎博子様には研究室での快適な研究環境を提供して頂きました，心より感謝申し上げます．

最後に，長期に渡る学生生活を支援してくれた家族に感謝の意を表します．