



Title	無線通信機器小型化のためのアンテナ小型化と実装技術に関する研究
Author(s)	牧村, 英俊
Degree Grantor	北海道大学
Degree Name	博士(情報科学)
Dissertation Number	甲第15668号
Issue Date	2023-09-25
DOI	https://doi.org/10.14943/doctoral.k15668
Doc URL	https://hdl.handle.net/2115/90871
Type	doctoral thesis
File Information	Hidetoshi_MAKIMURA.pdf



博士論文

無線通信機器小型化のためのアンテナ小型化と
実装技術に関する研究

牧村 英俊

2023年9月

北海道大学 大学院情報科学院
システム情報科学コース

本論文は北海道大学 大学院情報科学院に
博士（情報科学）授与の要件として提出した修士論文である。

牧村 英俊

審査委員： 主査 五十嵐 一 教授
副査 北 裕幸 教授
副査 野口 聡 准教授

In reference to IEEE copyrighted material which is used with permission in this thesis, the IEEE does not endorse any of Hokkaido University's products or services. Internal or personal use of this material is permitted. If interested in reprinting/republishing IEEE copyrighted material for advertising or promotional purposes or for creating new collective works for resale or redistribution, please go to

http://www.ieee.org/publications_standards/publications/rights/rights_link.html

to learn how to obtain a License from RightsLink. If applicable, University Microfilms and/or ProQuest Library, or the Archives of Canada may supply single copies of the dissertation.

無線通信機器小型化のためのアンテナ小型化と

実装技術に関する研究*

牧村 英俊

概要

無線通信機能を有するか否かに関わらず、電子機器の小型化と高性能化の両立は、機器の多機能化やユーザの利便性追求の観点で常に存在する要求である。一方、近年では、製品の製造から使用、廃棄に至るまでの環境負荷を低減することがサステナビリティの観点からも求められており、機器の小型化は必要不可欠な取り組みである。ところで、無線通信機能を搭載した機器は、その機能の実現のため、機器と周囲空間とを電磁波で繋ぐインターフェースであるアンテナを必ず搭載する。機器を構成する部品のうち、半導体をはじめとした電子部品は、製造技術の発展とともに集積化・小型化が進んでいる。しかし、アンテナは送受信する電磁波の波長と電氣的サイズとの関係で特性が決定されるため、特性を維持したままの小形化は容易でない。そのため、アンテナ自体をいかに小形化するか、更にアンテナをいかに集積して実装するか、が機器の小型化に重要な要素である。

装置小型化の方針と、その方針を採用した場合に一般的に考えられる課題、および本論文で示す当該課題の解決方法を以下に述べる。

● アンテナの小形化設計

アンテナの電氣的な特性は、送受信する電磁波の波長と、アンテナの大きさや形状との関係によって決定される。そのため、電氣的な要求を満足しつつ小形なアンテナを設計する必要がある。小形アンテナとして代表的な線状アンテナでは、小面積に実装するため配線を折り曲げることが行われるが、折り曲げ方と電氣的な特性との関係を見出すことは容易でなく、試行錯誤的に形状最適化をしなければならないという課題がある。また、一般的にアンテナは電氣的に小形であるほど放射効率が低下することが知られている。放射効率が低いアンテナで電磁波を受信する場合、負荷に供給できる電力は小さくなる。そのため、負荷の低消費電力化も課題である。第2章では、電波型パッシブRFIDに用いる線状アンテナの設計を例にとり、多目的進化計算アルゴリズムを用いたアンテナの最適設計手法について述べる。線状アンテナの形状を多目的進化計算アルゴリズムで扱うための形状表現方法を提案し、最適設計結果を示す。さらに、電波型パッシブRFIDの適用先として温度計測システムを例にとり、低消費電力で動作するセンサ回路を提案する。

● 複数アンテナの近接配置

一つの装置に複数の無線システムが搭載されている場合、または複数の装置が近距離

で利用されている場合、一方のシステムがアンテナから送信した電磁波は、本来の通信相手だけでなく他方のシステムのアンテナにも受信され、当該システムに対して干渉波として振る舞う。干渉波の影響を低減するには、アンテナ間の距離を離してアンテナが受信する電磁波強度を下げる必要がある。しかし、アンテナ間の距離を離すことは装置の大型化や設置自由度の低下につながるため、近接したアンテナ間の電気的な結合を何らかの工夫によって抑制し、干渉レベルを低減する事が課題である。第3章では、近接したアンテナ間で送信波が干渉波として通信性能に影響を与えることを抑圧するための技術として、2つの手法を提案する。1つ目は、Bluetoothと2.4GHz帯無線LANのように、同一周波数帯で動作するシステムが一つの装置に搭載されている場合を例にとり、アンテナ間の電気的な結合を回路的にキャンセルする減結合回路について、特に広帯域化に対応した新たな回路構成と設計手法を提案する。また、第4章では、無線電力伝送装置において、一方の装置の高調波周波数が他の装置の動作周波数帯に相当する場合を例にとり、その高調波の放射をアンテナで抑圧するコイル構造を提案する。

● 複数システムでのアンテナ共用

一つの装置に複数の無線システムが搭載されている場合、通常はそれぞれのシステムで独立したアンテナが必要であり、装置が大型化する。そのため、単一のアンテナを複数のシステムで共用することが出来れば、装置の小型化につながる。一方、アンテナは大きさや形状が各システムの要求によって最適化されるのが通常であるので、複数システムでアンテナを共用するためには、各システムの特性を踏まえた工夫を凝らした共用アンテナを設計することが課題である。第5章では、新幹線車両の架線電圧検知システムと超短波(VHF: Very High Frequency)帯無線通信システムで共用するアンテナについて述べる。前者はアンテナを商用電源周波数で動作する静電容量センサとして用いるシステムであり、後者はアンテナを車両と地上局間での無線通信に用いるシステムである。高速走行時の低騒音化のため、アンテナには低姿勢化が要求されるが、低姿勢化は架線電圧検知機能の低感度化につながる。感度劣化を補うために、幅広導体を用いた分岐逆Fアンテナをアンテナ方式として採用し、従来品同等の架線電圧検知性能を維持できることを示す。また、アンテナ先端に切り欠きを設けることでVHF帯での天頂方向への放射を抑制し、水平面内平均利得を向上させたアンテナ形状を提案する。

キーワード：アンテナ、最適設計、減結合回路、不要放射、低姿勢アンテナ

A study on antenna miniaturization and integration technology for miniaturization of wireless communication devices[†]

Hidetoshi Makimura

Abstract

To increase the functionality of devices and improve user convenience, miniaturization and high performance are required in electronic devices. On the other hand, in recent years, there is also demand from the “sustainability” to reduce the environmental impact of products from manufacturing to use and disposal. To this end, we find that miniaturization of devices is an essential approach. By the way, wireless communication devices always have an antenna, which is an interface between the device and the surrounding space via electromagnetic waves. In recent years, semiconductor devices and other electronic components have become increasingly integrated and miniaturized. However, it is not easy to miniaturize antennas while keeping their electrical characteristics, because the characteristics of antennas are determined by the relationship between the wavelength of the transmitted and received electromagnetic waves and their physical length. Therefore, how to miniaturize and integrate the antenna into wireless communication devices are important factors for miniaturization of the devices.

This thesis discuss antenna miniaturization and integration methods as follows:

- Optimal antenna design for miniaturization
Chapter 2 presents optimal antenna design method by using Evolutionary Algorithm. Genotypes for evolutional design are introduced to express the antenna shapes, and the shapes of meander line antennas are optimized using the multi-objective Evolutionary Algorithm. In addition, the temperature measurement circuit which can operate with low power consumption for passive RFID tags is proposed and fabricated.
- Reduction of interference of multiple antennas
Chapter 3 presents a novel wideband decoupling network for strongly frequency-dependent antenna couplings. The design formulas are also derived. And chapter 4 presents a coil structure for wireless power transfer that reduces magnetic fields formed in the surrounding area in unwanted band by an additional loop element.
- Shared antenna for multiple systems
Chapter 5 presents reduction the height of a shared antenna for overhead line voltage detection and wireless VHF band communication installed on the roof of the Shinkansen vehicle. Chapter 5 shows an antenna configuration employing an inverted-F antenna utilizing a wide-shaped branching element with a notched tip that can keep antenna performance, even if the

height of the antenna is significantly lower.

Key words: Antenna, optimal design, decoupling network, unwanted emission, low-profile antenna

† Doctoral Thesis, Course of Systems Science and Informatics, Graduate School of Information Science and Technology, Hokkaido University, SSI-DT46215035, September 25, 2023.

目次

第 1 章	序論.....	1
1.1.	研究背景と目的.....	1
1.1.1.	研究背景.....	1
1.1.2.	研究目的.....	1
1.2.	本論文の概要.....	3
第 2 章	電波型パッシブ RFID の形状最適化とその応用.....	5
2.1.	はじめに.....	5
2.2.	多目的進化計算アルゴリズムを用いたアンテナの最適設計.....	7
2.2.1.	単目的進化計算アルゴリズム.....	7
2.2.2.	多目的進化計算アルゴリズム.....	13
2.2.3.	アンテナ形状の実数数列による表現方法 [25].....	18
2.2.4.	最適設計結果.....	22
2.3.	RFID を用いた温度計測システム[41].....	28
2.3.1.	システムの構成.....	28
2.3.2.	アンテナ.....	29
2.3.3.	昇圧整流回路.....	29
2.3.4.	温度センサ回路.....	33
2.3.5.	昇圧整流回路とセンサ回路の試作検証結果.....	36
2.4.	むすび.....	39
第 3 章	アンテナ間結合位相の群遅延に対応した広帯域減結合回路.....	41
3.1.	はじめに.....	41
3.2.	本章で対象とする例題.....	43
3.3.	提案する減結合回路の構成.....	46
3.3.1.	動作の定性的な説明.....	46
3.3.2.	減結合回路の設計式.....	47
3.4.	数値実験結果.....	54
3.5.	回路の小形化検討.....	58
3.5.1.	共振回路のショートスタブでの置き換え.....	59
3.5.2.	線路に並列に装荷された並列共振回路の Q 値.....	60
3.5.3.	シミュレーションによる確認.....	61
3.6.	実験検証.....	64
3.7.	むすび.....	71
第 4 章	並列共振回路を装荷した寄生ループ導体による無線電力伝送コイルの不要放射低減	72
4.1.	はじめに.....	72

4.2.	提案構造	75
4.3.	理想部品による提案コイル構造の動作確認	80
4.4.	現実の部品によるシミュレーション結果	86
4.5.	試作検証結果	87
4.6.	むすび.....	92
第5章	新幹線向け低背型架線電圧検知／無線通信共用アンテナ	93
5.1.	はじめに	93
5.2.	提案アンテナ構成	94
5.3.	VHF 帯における無線アンテナ性能.....	96
5.3.1.	数値計算結果	96
5.3.2.	有限地板上での数値計算結果と測定結果.....	100
5.4.	60Hz における架線電圧検知性能	103
5.5.	むすび.....	106
第6章	結論.....	108
	謝辞.....	111
	参考文献	112
	研究業績	118

図目次

図 2-1 個体群への各遺伝的操作の適用	9
図 2-2 ルーレット選択の例	10
図 2-3 一点交叉の例.....	11
図 2-4 BLX- α による交叉の例.....	11
図 2-5 h'_k が選ばれる範囲	11
図 2-6 突然変異の例.....	12
図 2-7 到達可能領域の境界における凸, 非凸領域.....	14
図 2-8 パレート最適解の概念図	15
図 2-9 SPEA2における適応度割り当て	17
図 2-10 SPEA2における端切り法の概念図	17
図 2-11 アンテナのモデリング手順 (MLA)	20
図 2-12 アンテナのモデリング手順 (SMLA)	21
図 2-13 アンテナ設計に BLX- α を適応した例 (Copyright(C)2011 IEEE, [25] Fig.2)	22
図 2-14 チップとタグアンテナの等価回路.....	23
図 2-15 単目的遺伝的アルゴリズムによる最適設計によって得られた形状.....	24
図 2-16 SPEA2による最適設計によって得られた解分布.....	26
図 2-17 SPEA2による最適設計によって得られたパレートフロント	27
図 2-18 SPEA2による最適設計によって得られた形状.....	28
図 2-19 無線環境計測のための RFID タグの構成.....	28
図 2-20 試作した RFID タグ用アンテナ (Copyright(C)2012 IEEJ, [41] Fig. 2)	29
図 2-21 典型的な Cockcroft-Walton 回路	30
図 2-22 設計した昇圧整流回路 (Copyright(C)2012 IEEJ, [41] Fig. 4)	31
図 2-23 設計した昇圧整流回路の出力電圧 (Copyright(C)2012 IEEJ, [41] Fig. 5) .	31
図 2-24 設計した昇圧整流回路の出力電圧 (入力電圧 500mV)	32
図 2-25 ツェナーダイオードを用いた定電圧回路.....	33
図 2-26 提案する温度計測回路	34
図 2-27 提案する温度計測回路の電圧波形例 (Copyright(C)2012 IEEJ, [41] Fig. 7)	34
図 2-28 等価的にみなせる回路構成 (Copyright(C)2012 IEEJ, [41] Fig. 8)	35
図 2-29 提案した温度計測回路の特性(理論値).....	36
図 2-30 実験に用いた機器の接続.....	37
図 2-31 温度測定実験結果	37
図 2-32 温度測定結果 (オスロスコープの画面キャプチャ)	38
図 2-33 サーミスタを 2 個使った場合の温度計測回路特性(理論値).....	39
図 3-1 Bluetooth と無線 LAN(WLAN)の干渉.....	42

図 3-2 対象とするマルチアンテナ (unit: mm) (Copyright(C)2016 IEICE, [53] 図 1)	44
図 3-3 対象とするアンテナシステムの特徴 (Copyright(C)2016 IEICE, [53] 図 2)	45
図 3-4 提案する減結合回路 (Copyright(C)2016 IEICE, [53] 図 3)	47
図 3-5 共振回路	48
図 3-6 ポート 1 から給電	48
図 3-7 経路 A と図 3-6 の回路の通過特性の比較	50
図 3-8 経路 A と経路 B の通過位相の比較	52
図 3-9 経路 A と経路 B の通過振幅偏差 (Copyright(C)2016 IEICE, [53] 図 7)	53
図 3-10 打消しによる減結合における電力の行方	54
図 3-11 減結合回路適用結果 ($L=154\text{pH}$, $C=27.6\text{pF}$, $\theta(2.441\text{GHz})=1969.46^\circ$, $C_p=-8.58\text{dB}$) (Copyright(C)2016 IEICE, [53] 図 8)	54
図 3-12 入力インピーダンス (減結合回路有) (Copyright(C)2016 IEICE, [53] 図 9)	55
図 3-13 アンテナ基板の座標系	55
図 3-14 動作利得計算結果 (ポート 1 励振時, $f=f_{\text{max}}$, w/l は提案する減結合回路適用有り, w/o は適用無しを示す)	56
図 3-15 動作利得計算結果 (ポート 2 励振時, $f=f_{\text{max}}$, w/l は提案する減結合回路適用有り, w/o は適用無しを示す)	57
図 3-16 N 個の共振回路の接続	60
図 3-17 各回路の構成	62
図 3-18 通過振幅特性	63
図 3-19 通過振幅特性	64
図 3-20 試作したアンテナ基板 (減結合回路含)	65
図 3-21 各アンテナのインピーダンス測定結果 (減結合回路無)	66
図 3-22 アンテナ間の結合測定結果 (減結合回路無)	67
図 3-23 伝送線路部の通過特性	68
図 3-24 測定結果 (減結合回路有)	69
図 3-25 文献[47]の回路のパラメータ	69
図 3-26 放射効率測定結果	70
図 3-27 受信波強度 S_0 , 干渉波強度 N_0	70
図 3-28 S/N の改善	71
図 4-1 放射妨害波許容値	73
図 4-2 放射妨害波許容値と ISM バンド	74
図 4-3 提案コイルの構成 (Copyright(C)2022 IEICE, [62] 図 1)	76
図 4-4 寄生ループ導体の等価回路 (Copyright(C)2022 IEICE, [62] 図 2)	76
図 4-5 Z_{sh} の周波数特性 (並列共振回路を装荷) (Copyright(C)2023 IEICE, [62] 図 3)	78
図 4-6 Z_{sh} の周波数特性 (キャパシタのみを装荷) (Copyright(C)2023 IEICE, [62] 図 4)	79

図 4-7	提案コイルの形状 (Copyright(C)2023 IEICE, [62] 図 5)	80
図 4-8	従来コイル A の形状	81
図 4-9	送受電コイルのレイアウト (コイルの中心軸を一致させる)	81
図 4-10	観測点 P の位置	82
図 4-11	並列共振回路を構成するキャパシタンスと 2 倍波の磁界強度	83
図 4-12	電力伝送効率の計算結果 (L, C は無損失) (Copyright(C)2023 IEICE, [62] 図 9)	83
図 4-13	反射特性計算結果 (L, C は無損失, 5MHz~9MHz, マーカは $f_0=6.78\text{MHz}$)	84
図 4-14	点 P での磁界強度 (最大値で規格化, L, C は無損失) (Copyright(C)2023 IEICE, [63] Fig.2 (b))	85
図 4-15	無線電力伝送コイルの放射効率 (Copyright(C)2023 IEICE, [62] 図 11)	85
図 4-16	並列共振回路のインピーダンス (スミスチャートのマーカは f_0)	86
図 4-17	f_0 での並列共振回路のインピーダンスと電力伝送効率	87
図 4-18	試作した提案モデル	88
図 4-19	試作した従来モデル	88
図 4-20	電力伝送効率の測定の様子	89
図 4-21	試作コイルの反射特性	90
図 4-22	電力伝送効率の計算値と測定値	90
図 4-23	給電コイルとシールドループアンテナ間の通過振幅	91
図 4-24	提案する寄生ループ素子によるシールド効果 (Copyright(C)2023 IEICE, [63] Fig. 3)	92
図 5-1	提案アンテナの構成 (Copyright(C)2022 IEICE, [82] 図 1)	94
図 5-2	磁流分布 (Copyright(C)2023 IEICE, [83] Fig. 1)	96
図 5-3	提案アンテナの反射特性計算値 (無限地板) (Copyright(C)2022 IEICE, [82] 図 3)	97
図 5-4	提案アンテナと比較用アンテナの指向性利得比較 ($f=f_1$, 無限地板, 計算値) (Copyright(C)2023 IEICE, [83] Fig. 2)	98
図 5-5	提案アンテナと比較用アンテナの指向性利得比較 ($f=f_2$, 無限地板, 計算値) (Copyright(C)2023 IEICE, [83] Fig. 2)	99
図 5-6	提案アンテナ試作品	100
図 5-7	提案アンテナの反射特性 (Copyright(C)2023 IEICE, [83] Fig. 3)	101
図 5-8	試作アンテナの整合回路と低周波カットキャパシタ	101
図 5-9	提案アンテナの動作利得測定結果 ($f=f_1$)	102
図 5-10	提案アンテナの動作利得測定結果 ($f=f_2$)	103
図 5-11	架線電圧検知システムの構成 (Copyright(C)2022 IEICE, [82] 図 8)	104
図 5-12	架線電圧検知システムの等価回路 (Copyright(C)2022 IEICE, [82] 図 9)	104
図 5-13	車両搭載状態での準静電磁界解析モデル (Copyright(C)2022 IEICE, [82] 図 10)	105

表目次

表 2-1 単目的遺伝的アルゴリズムによる最適設計結果	24
表 2-2 SPEA2 による最適設計結果	28
表 2-3 温度計測回路パラメータ (サーミスタ 1 個の場合).....	36
表 2-4 温度計測回路パラメータ (サーミスタ 2 個の場合).....	39
表 3-1 アンテナ間結合	46
表 3-2 減結合回路の適用有無と動作利得・相関係数	58
表 3-3 式(3-17)のパラメータ	58
表 4-1 提案コイルの寸法	81
表 4-2 電力伝送効率の計算値 (L , C は無損失)	84
表 4-3 電力伝送効率の計算値 (L , C は損失有)	87
表 4-4 共振用回路諸元	89
表 4-5 電力伝送効率の計算値と測定値.....	91
表 5-1 xy 面内平均指向性利得 (無限地板, 計算値)	100
表 5-2 提案アンテナの xy 平面平均動作利得 (有限地板)	103
表 5-3 浮遊容量計算結果 (車両搭載状態) (Copyright(C)2022 IEICE, [82] 表 2)	106
表 5-4 浮遊容量 C_a の計算結果と測定結果 (測定用有限地板)	106

第1章 序論

1.1. 研究背景と目的

1.1.1. 研究背景

Internet of Things というキーワードを掲げるまでもなく、我々の身の回りの様々な機器に無線通信機能が搭載されており、その数は爆発的に増えている。無線通信機能を有する有さないに限らず、電子機器の小型化と高性能化の両立は、機器の多機能化やユーザの利便性追求の観点で常に存在する要求であった。

一方、近年では、ユーザの嗜好といった直接的な要求だけでなく、製品の製造から使用、廃棄に至るまでの環境負荷を低減することがサステナビリティの観点から求められている。2015年に国連で採択された「持続可能な開発のための2030アジェンダ」には、持続可能な開発目標(SDGs: Sustainable Development Goals)として17のゴールと169のターゲットが示されており、これらへの取り組みは電子機器を製造・販売する企業にとっても必須である。このうちゴール12は「つくる責任 つかう責任」というものであり、持続可能な生産や資源の消費を目指しており、機器自体の小型化は必要不可欠な取り組みである。機器の小型化によって、材料の省資源化だけでなく、流通や廃棄時の環境負荷低減も可能となる。

上記のように、電子機器を小型化することは普遍的な要求である。ところで、無線通信機能を搭載した機器は、その機能の実現のため、機器と周囲空間とを電磁波で繋ぐインターフェースであるアンテナを必ず搭載する。機器を構成する部品のうち、半導体をはじめとした電子部品は、製造技術の発展とともに集積化・小型化が進んでいる。しかし、アンテナは送受信する電磁波の波長と電氣的サイズとの関係で特性が決定されるため、特性を維持したままの小形化は容易でない。そのため、アンテナ自体をいかに小形化するか、更にアンテナをいかに集積して実装するか、が機器の小型化に重要な要素である。

1.1.2. 研究目的

本論文では、一般的に相反する“装置小型化”と“アンテナの電氣的性能”を両立するためのアンテナ設計手法・実装手法について述べる。装置小型化の方針と、その方針を採用した場合に一般的に考えられる課題、および本論文で示す当該課題の解決方法を以下で述べる。

- アンテナの小形化設計

アンテナの電氣的な特性は、送受信する電磁波の波長と、アンテナの大きさや形状との関係によって決定される。そのため、電氣的な要求を満足しつつ小形なアンテナを設計する必要がある。小形アンテナとして代表的な線状アンテナでは、小面積に実装するため配線を折り曲げることが行われるが、折り曲げ方と電氣的な特性との関係を見出すことは容易でなく、試行錯誤的に形状最適化をしなければならないという課題がある。また、一般的にアンテナは電氣的に小形であるほど放射効率が低下することが知られている。放射効率が低いアンテナで電磁波を受信する場合、負荷に供給できる電力は小さくなる。そのため、負荷の低消費電力化も課題である。

本論文では、電波型パッシブ RFID に用いる線状アンテナの設計を例にとり、多目的進化計算アルゴリズムを用いたアンテナの最適設計手法について述べる。線状アンテナの形状を多目的進化計算アルゴリズムで扱うための形状表現方法を提案し、最適設計結果を示す。さらに、電波型パッシブ RFID の適用先として温度計測システムを例にとり、低消費電力で動作するセンサ回路を提案する。

- 複数アンテナの近接配置

一つの装置に複数の無線システムが搭載されている場合、または複数の装置が近距離で利用されている場合、一方のシステムがアンテナから送信した電磁波は、本来の通信相手だけでなく他方のシステムのアンテナにも受信され、当該システムに対して干渉波として振る舞う。干渉波の影響を低減するには、アンテナ間の距離を離してアンテナが受信する電磁波強度を下げる必要がある。しかし、アンテナ間の距離を離すことは装置の大型化や設置自由度の低下につながるため、近接したアンテナ間の電氣的な結合を何らかの工夫によって抑制し、干渉レベルを低減する事が課題である。

本論文では、近接したアンテナ間で送信波が干渉波として通信性能に影響を与えることを抑圧するための技術として、2つの手法を提案する。1つ目は、Bluetooth と 2.4GHz 帯無線 LAN のように、同一周波数帯で動作するシステムが一つの装置に搭載されている場合を例にとり、アンテナ間の電氣的な結合を回路的にキャンセルする減結合回路について、特に広帯域化に対応した新たな回路構成と設計手法を提案する。2つ目は、無線電力伝送装置において、一方の装置の高調波周波数が他の装置の動作周波数帯に相当する場合を例にとり、その高調波の放射をアンテナで抑圧するコイル構造を提案する。

- 複数システムでのアンテナ共用

一つの装置に複数の無線システムが搭載されている場合、通常はそれぞれのシステムで独立したアンテナが必要であり、装置が大型化する。そのため、単一のアンテナを複数のシステムで共用することが出来れば、装置の小型化につながる。一方、アンテナは大きさや形状が各システムの要求によって最適化されるのが通常であるので、複数システムでアンテナを共用するためには、各システムの特性を踏まえた工夫を凝らした共用アンテナを設計することが課題である。

本論文では、新幹線車両の架線電圧検知システムと超短波(VHF: Very High Frequency)帯無線通信システムで共用するアンテナについて述べる。前者はアンテナを商用電源周波数で動作する静電容量センサとして用いるシステムであり、後者はアンテナを車両と地上局間での無線通信に用いるシステムである。高速走行時の低騒音化のため、アンテナには低姿勢化が要求されるが、低姿勢化は架線電圧検知機能の低感度化につながる。感度劣化を補うために、幅広導体を用いた分岐逆Fアンテナをアンテナ方式として採用し、従来品同等の架線電圧検知性能を維持できることを示す。また、アンテナ先端に切り欠きを設けることでVHF帯での天頂方向への放射を抑制し、水平面内平均利得を向上させたアンテナ形状を提案する。

1.2. 本論文の概要

● 第1章 序論

本研究の背景と目的について述べる。研究背景として、電磁波を用いた無線機能が様々な機器に搭載され、更にそれら機器が普遍的に小型化要求にさらされている事を述べ、装置小型化のための手法を整理する。装置の小型化手法として”アンテナそのものの小形化とそれを許容する負荷の低消費電力化”，”複数アンテナの近接配置”，”複数システムでのアンテナ共用”を挙げる。また、それぞれの手法について本論文の各章で検討することを述べ、各章の概要を示す。

● 第2章 電波型パッシブRFIDの形状最適化とその応用

無線装置小型化の方法の一つである、”アンテナ自体の小形化”に着目し、進化計算手法を用いた電波型パッシブRFID用アンテナの最適化設計について述べる。線状アンテナに多目的進化計算アルゴリズムを適用するための形状表現手法を提案し、その設計結果を示す。さらに、電波型パッシブRFIDの適用先として、低消費電力かつ簡易な構成の温度センサ回路を提案する。

● 第3章 アンテナ間結合位相の群遅延に対応した広帯域減結合回路

無線装置小型化の方法の一つである、”複数アンテナの近接配置”に着目し、アンテナ間結合を回路的にキャンセルする減結合回路について述べる。中でも、アンテナ結合が大きな周波数特性を有している場合にも適用可能な広帯域減結合回路を提案し、有効性を計算と実験により示す。

● 第4章 並列共振回路を装荷した寄生ループ導体による無線電力伝送コイルの不要放射低減

前章に続いて”複数アンテナの近接配置”に着目し、無線電力伝送システムにおけるコイルからの高調波放射を抑制できるアンテナ構造を提案し、有効性を計算と実験により示す。

● 第5章 新幹線向け低背型架線電圧検知／無線通信共用アンテナ

無線通信装置小型化の方法の一つである, ”複数システムでのアンテナ共用”に着目し, その一例として新幹線車両の架線電圧検知システムと VHF 帯無線通信システムで共用するアンテナについて述べる. 特に, 幅広導体を用いて低姿勢化による低騒音化と両システムにおける電気特性を並立出来るアンテナ構造を提案し, 有効性を計算と実験により示す.

● 第 6 章 結論

2~5 章で提案した小型化手法により得られた成果を基に, 本論文の総括を述べる.

第2章 電波型パッシブ RFID の形状最適化とその応用

本章では、無線通信装置小型化の方法の一つである、アンテナ自体の小形化に着目し、進化計算手法を用いた電波型パッシブ RFID 用アンテナの最適化設計について述べる。多目的進化計算アルゴリズムによる最適設計を、誘電体基板上に設けたメアンダラインアンテナに適用し、物理的サイズ、利得、入力インピーダンスを並立できるアンテナを設計するための染色体によるアンテナ形状表現方法を提案した。本形状表現方法は、従来よりも形状表現自由度が高い染色体による形状記述方法であって、より小面積なアンテナを最適設計できる。また、小形化したアンテナの適用例として、電波型パッシブ RFID として動作する低消費電力かつ簡易な構成の温度センサを提案し、動作を実験で確認した結果を示す。

2.1. はじめに

RFID (Radio Frequency Identification) は、物体に RFID タグと呼ばれる装置を取り付け、無線通信を行うことで個体の識別や位置の特定などを行う技術であり、在庫管理、物流、入退出管理、畜産管理、自動車のイモビライザや電子マネーなど、様々な分野に応用されている[1, 2]。RFID システムは RFID リーダと無線 RFID タグから構成されており、RFID タグを識別したいものに取り付け、読み取り機でタグの情報を読み取ることで、非接触での識別を可能とする。RFID と同じく個体の識別に用いられる技術として、バーコードが挙げられる。バーコードは経済性に優れるが、読み取りの際には読み取り機とバーコードの距離を非常に短くする必要があり、遮蔽物や汚れへの耐性が弱いという欠点がある。一方、RFID を利用したシステムは、アンテナや IC で構成された無線 RFID タグを利用することから比較的成本が高くなるが、遮蔽物や汚れへの耐性が強く、バーコードと比較して長距離での読み取りが可能である。また、バーコードよりも多くの情報を IC に保存できる点、複数のタグが読み取り範囲内に同時に存在する場合にも各タグを識別できる点、データを RFID タグのメモリに蓄えたり、書き換えたりできる点などにおいて、RFID の方が高機能な個体識別装置であると言える。

通信に用いる電磁界の種類によって RFID システムを分類すると、電磁誘導方式と電波方式がある。電磁誘導方式は RFID リーダが発した磁界が RFID タグのアンテナ (コイル) に鎖交することで電流が誘導され、RFID タグの負荷である IC が起動するものである。しかし、RFID リーダと RFID タグ間の距離を r とすると、磁界が $1/r^3$ で比例して減衰するため、最大の通信可能距離は約 $c/2\pi f$ となる[3]。ここで、 c は光速、 f は周波数である。データ通信速度の高速化のためにはより高い周波数で通信することが必要であ

るが、周波数を上げるにしたがって通信距離が短くなるので利便性は落ちる。一方、より長距離で利用することができる通信方式として、電波方式の RFID[4, 5]も研究・利用されている。電波方式の場合、RFID タグが受信する電力は $1/r^2$ に比例するため、電磁誘導方式と比較して距離による影響を抑えられる。また、利用周波数は数百 MHz であり、データ通信速度の面でも有利である。一般に、通信距離を限定したいという目的からプリペイドやセキュリティ管理の分野では電磁誘導方式が、物流管理の分野では通信可能距離の延伸化要求から電波方式が選択されることが多い。

RFID タグに接続された負荷への電力供給方法によっても、RFID システムを分類する事もできる。一つはタグがバッテリーを搭載しており、そのバッテリーによって制御用 IC チップを駆動するタイプのものである。これらはアクティブタグと呼ばれる。もう一つは電池を内蔵しておらず、読み取り機から電磁誘導や電磁波の形で送信される電力によって IC チップを駆動するタイプのものであり、パッシブタグと呼ばれる。パッシブタグは外部から電力を受け取るため、電池交換などのメンテナンスが必要ないというメリットがあるが、読み取り機から IC を駆動するのに必要な電力を受け取るため、アクティブタグと比較して一般的に通信距離は短くなる。パッシブ RFID タグの通信可能距離は、IC チップを駆動するだけの電力を供給できる読み取り機とタグ間の最大の距離で定義される。負荷への供給電力を最大にし、通信可能距離を伸ばすためには、タグアンテナで受信した電力を可能な限り効率良く負荷に供給する必要がある。そのためには、負荷とタグアンテナ間でインピーダンス整合を実現する必要がある。望ましい値の入力インピーダンスを持つアンテナを用いることで通信距離の延伸を図る研究がなされている[5, 6]。

一方、身近な空間に様々なコンピュータやセンサを配置し、環境情報を収集するという需要が年々高まっており、遠隔医療、ホームオートメーション、ITS、スマートグリッド、製造、水資源制御、ホームセキュリティ、農業、構造物の劣化監視、防災などへの応用に向けた研究[7-10]が行われているが、センサを動作させるには電源が必要であり、システムの導入には電源の確保やメンテナンスが必要となるので、高コストや頻繁な保守が許容されるシステム以外での普及には電源確保の問題を解決する必要がある。一方、RFID の離れた地点の情報を読み取るという機能に注目すると、RFID タグにセンサを取り付け、センサの情報を読み取り機で読むことで環境計測に利用することが考えられる。さらにパッシブ RFID タグを用いることにより、メンテナンスが簡便であり、遠隔での運用が可能な環境計測システムが実現できると考えられる。このような観点から、RFID とセンサを融合させる研究も進められており、環境計測や有害物検出、医療分野での非侵襲性モニタリングなどに向けて応用がなされている[11, 12]。このシステムは、メンテナンスや電源の設置に伴うコストが不要であり、構造物内部など直接計測することができない場所も非破壊で計測することが可能である。また計測の際には、読み取り機で順にデータを読み取るのみであるので、人間の手で直接行う方法と比較して、計測に必要な時間やコストも削減でき、解像度が高い環境データを容易に得ることができる。

著者らは、電波型パッシブ RFID を用いた環境計測システムの開発と試作を行ってきた。このシステムは 950 MHz 帯で動作し、読み取り機の出力が 4 WEIRP の場合に数 m の距離を隔てて通信を行うことで、遠隔での温度計測を実現することを目指している。

通信可能距離を延長するために、本研究では以下の二つの点に着目し、開発を行った。1 点目は、タグアンテナの最適設計である。アンテナの電気特性と実装面積という 2 つの指標を満足するアンテナについて、モーメント法による電磁界解析と進化計算アルゴリズムを用いた最適設計手法を提案し、それに基づいてアンテナの設計を行う。2 点目は、環境計測に必要な消費電力の削減であり、負荷への供給電力が小さい場合でも動作可能な環境計測システムを実現する。これらによって、環境計測の例として温度計測システムを対象とし、電波型 RFID を用いた環境計測が可能な事を実証する。

2.2. 多目的進化計算アルゴリズムを用いたアンテナの最適設計

先に述べた通り、パッシブ RFID タグによる長距離での環境計測を行うためには、RFID タグのアンテナが読み取り機から得る電力を可能な限り大きくし、さらに負荷である制御用 IC チップとセンサに効率よく電力を供給する必要がある。また、実用上の観点から、アンテナは小さい方が望ましい。このように 2 つの異なる要求に対応したアンテナを設計する手法として、Genetic Algorithm (GA)を用いて高い性能を持つアンテナを設計することが考えられ[13-15]、RFID 用のアンテナの設計も行われている[6, 16-17]。

以下では、線状アンテナをターゲットとして、負荷の受信電力を大きく、アンテナの面積を小さくすることを目的とした最適設計手法と、その結果について述べる。初めに、本研究で用いた単目的、多目的進化計算アルゴリズムについて簡単に述べ、その後それぞれからアルゴリズムに適用可能な渦巻き型線状アンテナの形状表現方法を提案する。その後、各アルゴリズムによって得られた最適設計結果を比較考察する。

2.2.1. 単目的進化計算アルゴリズム

単目的の進化計算アルゴリズムとして、遺伝的アルゴリズム (GA: Genetic Algorithm) について説明する。GA は、1960 年代から 70 年代の初めに John H. Holland によって提案された、近似解を得るためのメタヒューリスティックなアルゴリズムである。自然界において個体を特徴づけているものは、遺伝子が一定の順序で並んでいる染色体である。この染色体の変異と環境適応度による選択や淘汰によって、種の進化が実現されている。そこで、ある染色体を遺伝子として持つ仮想的な個体を考え、その個体の環境適応度を最適化問題の目的関数の値に対応させて進化の過程をシミュレーションすることで、最適化問題を解くことが可能になると考えられる。このように、GA は染色体の持つ遺伝情報に基づく生物の進化を模倣した最適化手法である。

GA では、問題を解く際のパラメータを N 個の遺伝子の列として表し、これを染色体と見なす。そして、これらの染色体から決定される個体の集合に、後に述べるような遺伝的操作を適用することで次の世代の個体集合を得る。2.2.1.1 節では各個体の評価に必要な適応度関数(目的関数)について説明する。2.2.1.2 節では各遺伝的操作について述べる。

2.2.1.1. 適応度関数

個体群への遺伝的操作を説明する前に、適応度関数について説明する。自然界において、環境に対してうまく適応した個体は生き延び、適応できなかった個体は消滅する。この時、環境に対してどの程度適応しているのかを表す指標として、適応度という数値を考えることができる。GAにおいても、染色体 C_i からその個体の適応度を表す適応度関数 $f(C_i)$ を用いることで、適応度を考えることができる。したがって、この適応度関数の最大値や最小値を与える個体を探すことが、GA を用いて最適化問題を解くことになる。

例えば、式(2-1)のような関数 $g(x,y)$ の最小化問題を考える。

$$\begin{aligned} g(x,y) &= x^2 + y^2 \\ -1 &\leq x, y \leq 1 \end{aligned} \quad (2-1)$$

解は明らかに(0,0)であるが、あえてGAを用いてこの問題を解こうとした場合、例えば式(2-2)のような適応度関数 f が考えられる。

$$f = 2.0 - g(x,y) \quad (2-2)$$

式(2-2)は、 $g(x,y)$ の最小値を与える最良の個体を与えられた時に最大値 2.0 をとり、関数 $g(x,y)$ で与えられる値が大きくなるにつれて f で与えられる適応度は小さくなる。しかも、常に適応度の値は正である。よって、式(2-2)を適応度関数とし、式(2-2)の最大化を目的とした最適化をGAによって行えば、式(2-1)の最小化問題を解いたことになる。

本研究で行うアンテナの最適設計では、アンテナの電気的特性の改善と、アンテナサイズの小型化の2つの目的が存在する。このように複数の目的が存在するとき、目的関数を次のように定義することで単目的の最適化問題に置き換えることができる。

$$F = \sum_i^N w_i f_i \quad (2-3)$$

ここで、 F は個体の適応度、 f_i は i 番目の評価指標の評価関数値、 w_i は i 番目の評価指標に対する重みである。このように定義された F を最小化または最大化することで、多目的の最適化問題を解くことが可能になる。なお、各評価指標の重みによってどの指標を重視するかが変化し、それによって得られる解も変化する。

2.2.1.2. 遺伝的操作[18]

図 2-1 は、GA における遺伝的操作のフローチャートである。この節では、図 2-1 に含まれる各操作について説明する。

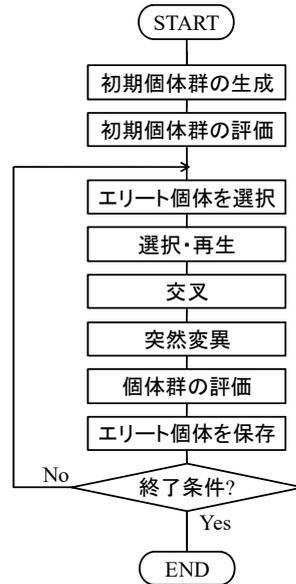


図 2-1 個体群への各遺伝的操作の適用

選択・再生

自然界では、生存や繁殖に適した個体は生き延び、しかも多くの子孫を残すが、逆に生存や繁殖に適さない個体は長く生き延びることができず、子孫が残せないという自然淘汰が発生している。GA において、この自然淘汰に当たる処理が選択・再生処理である。選択・再生処理では、環境適応度の低い個体、つまり評価関数の値が低いパラメータは消去されやすく、適応度の高い染色体、つまり評価関数の値が大きく、より最適な解に近いと考えられるパラメータは増殖しやすいという条件の下で、次の処理が行われる個体集合が選択される。

具体的な選択方法としてはさまざまなものが考案されているが、ここでは単純遺伝的アルゴリズム(SGA : Simple Genetic Algorithm)に用いられ、本研究でも使用しているルーレット選択について説明する。

ルーレット選択では、 i 番目の個体が 1 回の選択によって選択される確率 p_i は、適合度を f_i とすると以下の式で表わされる。

$$P_i = \frac{f_i}{\sum_{j=0}^N f_j} \quad (2-4)$$

この式は、個体集合に含まれるすべての個体の適合度を合計し、各個体の適合度がその中に占める割合をそのまま選択される確率として用いるということを示している。また、式(2-4)は図 2-2 のように適応度によって大きさが違うルーレットを用意し、このルーレットを回すことで選択する個体を決定しているとも考えることもできる。ルーレットを 1 回回して得られる個体は 1 つであるので、選択したい個体の数が M 個であれば M 回の選択をすることになる。

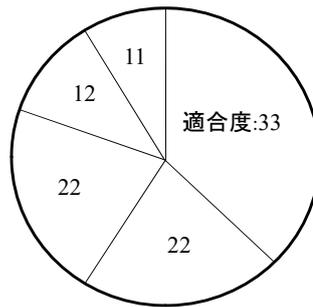


図 2-2 ルーレット選択の例

この時、ルーレットをイメージすれば分かる通り、適応度が高い個体は選択される確率は当然高く、しかも複数回選択される可能性もあることが分かる。これは自然淘汰における、環境適応度の高い個体が生き延び、繁殖しやすいことのモデル化である。なお、適応度が低い個体は選択される確率は低くなるが、それでも次世代に選ばれる確率は残されていることになる。これによって、個体集団内の多様性を維持し、局所解に陥ることを防いでいる。以下に、ルーレット選択のアルゴリズムを示す。

- (1) 世代 t において、全ての個体の適応度の合計 $\sum_{j=0}^N f_j$ を求める。
- (2) $[0,1]$ の範囲の乱数 r を発生し、 $s = r \sum_{j=0}^N f_j$ を計算する。
- (3) $\sum_{j=0}^k f_j \geq s$ となるような最小の k を求め、 k 番の個体を $t+1$ 世代に残る個体の候補とする。
- (4) 候補個体の数が規定数に達するまで、(1)~(3)を繰り返す。

交叉

2つの個体間での遺伝子の組み替えによって、元となった2つの個体とは異なった形質の個体が生み出されるのは、自然界では交配と呼ばれる。これをコンピュータで行う処理として取り入れたのが交叉である。交叉では、前処理である選択・再生処理によって得られた個体集合からランダムに2個の個体を選び出し、それらの染色体を組み合わせる新しい染色体を作り出すことで、更に適応度が高い個体を作り出すことを目的としている。

2つの染色体を選んだ後、どのように組み合わせる新しい染色体を作るかには、一点交叉、多点交叉、一様交叉などが様々な方法があるが、初めに染色体がビット列で表わされている場合に用いられる一点交叉を用いて、交叉の概念を説明する。

一点交叉では、親として2つの染色体をランダムに選び、交叉点もランダムに選ぶ。図 2-3 の例では、全部で6個ある遺伝子を3個ずつに分割している。次に、交叉点から右側の部分を、もう一方の親の右側の部分と入れ替える。以上の処理によって、2つの親の染色体を部分的に持つ、新しい2つの染色体が作られることになる。この染色体が子孫、つまり次世代の候補となる。

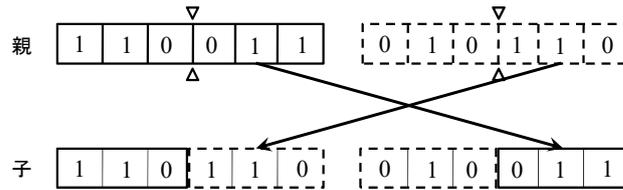


図 2-3 一点交叉の例

本研究では、遺伝子に実数の値を用いた。したがって、上で説明した一点交叉ではなく、実数値 GA 用に考案された交叉方法である BLX- α を用いる [18]. BLX- α によって 2 つの親個体から 2 つの子孫個体を生成する概念図を図 2-4 に示す。

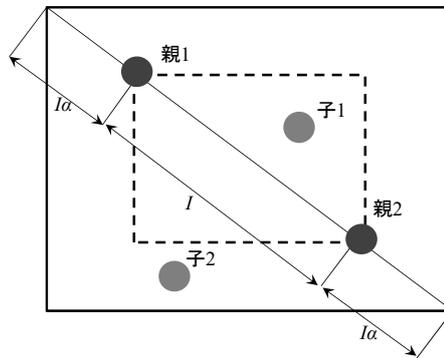


図 2-4 BLX- α による交叉の例

今、親として $(c^1_1, c^1_2, \dots, c^1_n)$, $(c^2_1, c^2_2, \dots, c^2_n)$ という染色体を持つ 2 つの個体が選ばれたとし、この 2 つから作られる子孫の染色体を $(h^1_1, h^1_2, \dots, h^1_n)$, $(h^2_1, h^2_2, \dots, h^2_n)$ であるとする。この時、子孫の遺伝子 h^i_k は、閉区間 $[c_{\min} - I_k \alpha, c_{\max} + I_k \alpha]$ 内においてランダムに選ばれる。ただし、 $I_k = c_{\max} - c_{\min}$, $c_{\max} = \max(c^1_k, c^2_k)$, $c_{\min} = \min(c^1_k, c^2_k)$ である。これを図に表すと、図 2-5 のような範囲で h^i_k は選ばれることになる。



図 2-5 h^i_k が選ばれる範囲

パラメータとして α を与えるが、 $\alpha=0.5$ とすると、近傍解への収束と他の解を探索するための発散がバランス良く実行される[20]. 以下に、BLX- α での交叉のアルゴリズムを示す。

- (1) 最大値が個体数となるような乱数を 2 回発生させ、それにより親となる 2 つの個体をランダムに選択する。その染色体をそれぞれ($c^1_1, c^1_2, \dots, c^1_n$), ($c^2_1, c^2_2, \dots, c^2_n$)とする。
- (2) 交叉確率 P_c とランダムに発生させた値 r を比較し、 $P_c > r$ ならば以下の交叉処理を行う。それ以外ならば親として選ばれた 2 つの染色体を、そのまま子孫候補とする。
- (3) k 番目の遺伝子座の値を比較し、小さい方を c_{\min} 、大きい方を c_{\max} とする。
- (4) $I_k = c_{\max} - c_{\min}$ を計算し、子孫遺伝子を作成する区間 $[c_{\min} - I_k \alpha, c_{\max} + I_k \alpha]$ を決定する。
- (5) 再び乱数を発生させ、子孫遺伝子の k 番目の遺伝子座に入る値を(4)で求めた区間から選ぶ。
- (6) すべての遺伝子座について(3)~(5)を繰り返す。
- (7) すべての子孫候補について(1)~(6)を繰り返す。

突然変異

生物の進化に見られる突然変異と同じ作用をする操作が GA にも存在する。GA において個体の進化は主に交叉によって行われるが、その交叉によって生まれる次の世代の染色体は、親となった個体の染色体に大きく依存している。したがって、初期個体として生成された個体に偏りがあつたり、早い世代に適用度が異常に高い個体が偶然生成され、その個体が爆発的に広がってしまつたりすると、それ以外の領域の探索が十分行われないということが起きる。これを防ぐのが突然変異である。

SGA で用いられるような 2 進数の配列で染色体を表現している場合、突然変異は図 2-6 で示すように、ランダムに選ばれた遺伝子を対立遺伝子に置き換えるという操作となる。

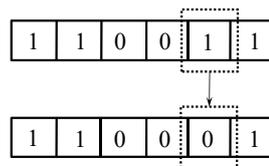


図 2-6 突然変異の例

これを実数値 GA に対応させると、突然変異のアルゴリズムは以下のようになる。

- (1) 各遺伝子座に対して乱数 d を発生させる。
- (2) 突然変異確率 $P_m > d$ ならば、遺伝子を取りうる全範囲の乱数 r を発生させ、遺伝子 c_i と置き換える。
- (3) すべての個体に対して(1)~(2)を繰り返す。

エリート保存選択

遺伝的操作である選択・再生、交叉、突然変異は確率を用いた操作であるので、処理

の途中で非常に適応度が高い優れた個体が発生したとしても、その個体が最終的な解として出力されるとは限らない。これは確率を用いた操作を行う以上やむを得ないことであり、個体集合の多様性を維持することにもつながるが、短時間で解を得たいという要求から考えると好ましくない特徴である。そこで、最も適用度が高い個体のうち、何個かは必ず次の世代の個体集合の中に存在するように保存するという、エリート保存選択という手法が提案されている。エリート保存選択は次のように定義される。

$S^*(t)$ を世代 t までに現れた最良個体とする。個体集合 $X(t+1)$ を通常の方法で生成したときに、 $X(t+1)$ の中に $S^*(t)$ が存在しなければ、 $S^*(t)$ を $X(t+1)$ の $N+1$ 番目の個体として加える。

こうすることで交叉や突然変異によって優れた個体が破壊されるのを防ぐことができるが、この操作だけではエリート個体の遺伝子が個体集団中に急速に広がってしまい局所解に陥りやすい。したがってエリート選択を用いる場合は、残りの個体の選択に確率的手法が用いられる。

以上の遺伝的操作が一巡すると、次世代の個体集団が得られる。この個体集団を評価して、終了条件に合致すれば終了、しなければ次の世代の個体集団を得るために遺伝的操作を再び行う。終了条件としては、適応度の値が一定以上であることや、世代数があらかじめ決められた値に到達した場合などが考えられる。本研究では、世代番号が終了世代数に到達するまで遺伝的操作を繰り返し、最終世代の個体集団のうち最大の適応度を持つ個体を最適化結果としている。

2.2.2. 多目的進化計算アルゴリズム

前節では、受信電力の最大化とアンテナ面積の最小化という2つの目的を式(2-3)のように目的関数を定義することによって1つの目的に置き換え、単目的最適化アルゴリズムを用いて問題を解く方法について述べた。しかしこの場合、得られる解は2つの評価項目を結合する際の重みに大きく依存し、期待通りの結果を得られるまで何度も最適化を実行しなくてはならない。また、結合重みを固定した場合、目的関数空間においてある固定点に向かって探索を行うことになり[21]、計算過程において様々な解が存在していると言うGAの特性を十分に生かしているとは言えない。さらに、到達可能領域が凸でない場合、重みをどのように設定しても得られない解の範囲が存在する[22]。その例を図 2-7 に示す。到達可能領域の境界が図 2-7 (b)のように非凸な部分を持つ場合、結合重みをどのように変化させても、非凸領域の解が最適解として得られることはない。多目的最適化では、トレードオフ関係にある複数の目的関数の間に優劣関係はないとすると、目的関数領域で可能な限り多様な解の集合が得られることが望ましい。しかし、アンテナの設計問題における到達可能領域の境界がどのような形状かを知ることは難しい。したがって、図 2-7 (b)のような場合でも多様な解が得られるアルゴリズムをアンテナの最適設計問題に適用することで、単目的遺伝的アルゴリズムを用いた場合よりも良い解

が得られる可能性がある。なお多目的最適化では、パレート最適解の集合を求めることが目的であり、求められたいくつものパレート最適解からどの解を採用するかはアルゴリズムの利用者に任されている。

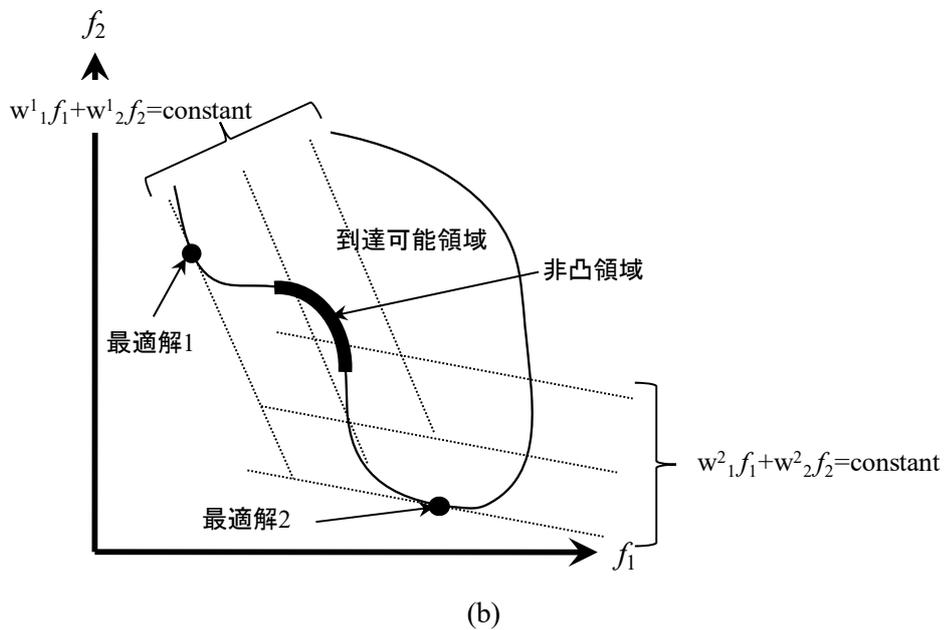
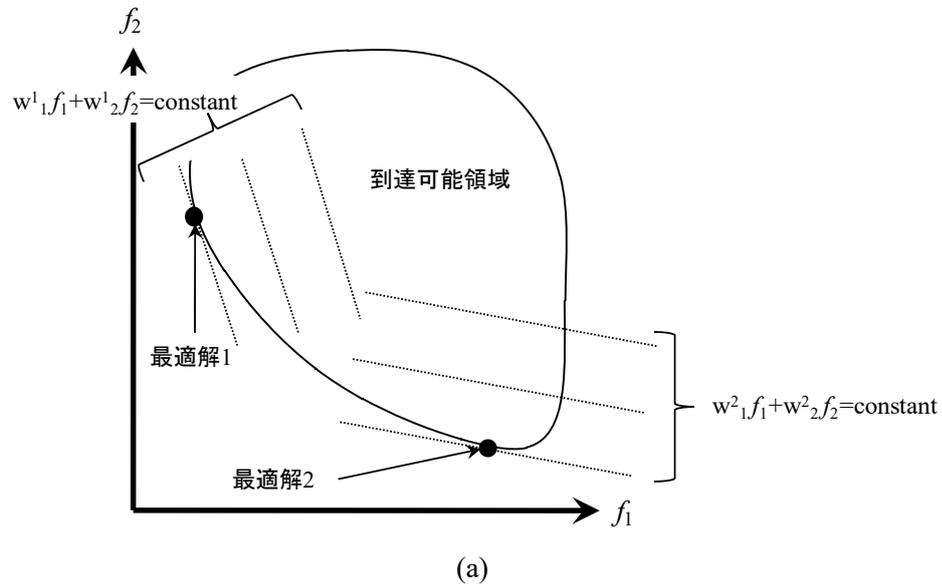


図 2-7 到達可能領域の境界における凸，非凸領域

パレート最適解とは、「他の解と比較して、完全に劣っているとは言えない解」のことであり、以下のように定義される。

ある個体 \mathbf{x}^* が、評価指標が k 個存在する問題に対して $f_i(\mathbf{x}^*) \leq f_i(\mathbf{x}), i=1, \dots, k$ であり、1つ以上の i に対して $f_i(\mathbf{x}) \leq f_i(\mathbf{x}^*)$ となるような \mathbf{x} が存在しないとき、 \mathbf{x}^* をパレート最適解とい

う。また、1つ以上の i に対して $f_i(\mathbf{x}) < f_i(\mathbf{x}^*)$ となるような \mathbf{x} が存在しないとき、 \mathbf{x}^* を弱パレート最適解という。パレート最適解、弱パレート最適解以外の解は、他の解よりも劣っている解ということから劣解と呼ばれる。なお、パレート最適解の集合が張る曲面を、パレートフロントと呼ぶ。

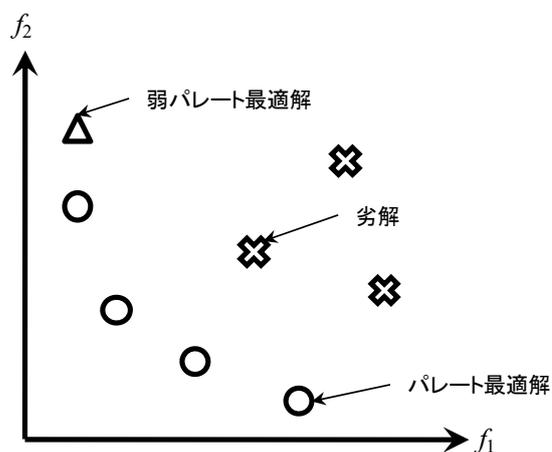


図 2-8 パレート最適解の概念図

本研究で用いる多目的進化計算アルゴリズムである強化パレート進化アルゴリズム 2 (SPEA2 : Strength Pareto Evolutionary Algorithm 2) [23]は、上記で示した課題を解決できる進化計算アルゴリズムであり、遺伝的アルゴリズムと同じく、自然界の進化過程を参考にしたアルゴリズムである。アルゴリズムを以下に示す。

- (1) 初期化
それぞれサイズ n_p , n_q の初期探索母集団 P_0 と空のアーカイブ(エリートを保存しておくバッファ) Q_0 を作製する.
- (2) 適応度割り当て
 P_t , Q_t に対して適応度を計算する. 適応度の計算方法は, 後に詳細を述べる.
- (3) 環境選択
適応度が最も良い個体群から順にアーカイブ候補とする. n_q よりもアーカイブ候補の数が多い場合, 端切り法と呼ばれる手法を用いて候補を削減する. 端切り法に関しては, 後に詳細を述べる.
- (4) アーカイブ更新
アーカイブ候補をアーカイブ Q_{t+1} に保存する.
- (5) メイティング選択
 Q_{t+1} からバイナリトーナメント選択によって個体を n_p 個選ぶ.
- (6) 交叉・突然変異
手順(5)で選ばれた個体に対して, 交叉と突然変異を適用し, その結果を P_{t+1} とする. その方法は単目的遺伝的アルゴリズムと同様のものを用いる.
- (7) 終了判定
終了条件が満たされていれば Q_{t+1} を解の候補とする. そうでない場合は手順(2)に戻る.

SPEA2 における適応度の割り当てについて, アルゴリズムを示す. 前節で述べた単目的進化計算アルゴリズムとは異なり, 性能評価指標の値そのものを適応度としては用いないことが大きな差異である.

- (2.1) 全ての個体 C_i に対して, 優越している個体の数 s_i を求める.
- (2.2) 個体 C_i の適応度 f_i は, C_i を優越している全ての個体の s の和とする.

図 2-9 に, f_i と s_i の例を示す. ここでは, 評価指標 OF1 と OF2 を共に最小化する問題を仮定している. 個体の右肩に書かれた数字が s_i , 下線付きの数字が f_i である. この図に示すように, 支配している個体の数に関わらず, 非劣解に対しては最も高い適応度が割り当てられることが分かる. このことから, SPEA2 を用いることで, 広い範囲のパレートフロントを求めることができる.

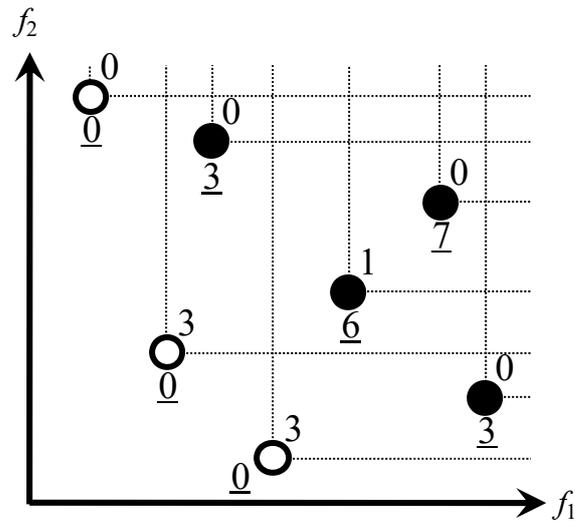


図 2-9 SPEA2 における適応度割り当て

SPEA2 の環境選択において用いられる端切り法について、アルゴリズムを示す。図 2-10 に、端切り法の概念図を示す。

- (1) 最も近接している 2 つの個体を探す。このとき、各目的関数の端にある個体は選択しない。
- (2) 該当する 2 個体それぞれの、2 番目に近接している個体との距離を比較し、小さいほうの個体を削除する。
- (3) まだ個体群のサイズを超えているならば、手順(1)に戻る。

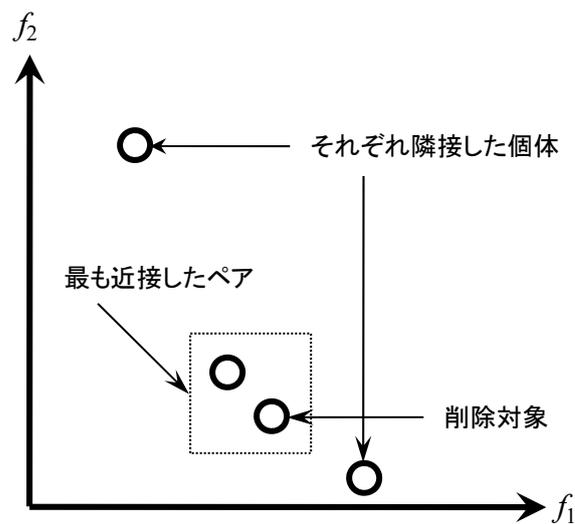


図 2-10 SPEA2 における端切り法の概念図

また、最適化アルゴリズムを用いて最適設計を行う場合、得られた解が実行可能領域

に存在するか否かについて検討する必要がある。実行可能領域とは、全ての制約条件を満たす領域である。例えば本研究で対象とするアンテナの形状最適化の場合、設計変数によってはアンテナ形状が直線状となり、アンテナ面積が0と評価される。このようなアンテナは、アンテナ面積を評価指標とした時には最も良いと言えるが、電気的性質を評価したときには実用的な性能を持っているとは限らない。しかし、多目的最適化では評価指標間に優劣は無いという考えの下最適化を進めていくので、問題によっては実用的でない最適設計結果が大量に得られてしまうという問題がある。したがって、解が最低限満たすべき電気的性質を指定し、その条件を満たしていない解の適応度にはペナルティを与えることで、望ましくない解の淘汰を促進する。

ペナルティの与え方は、文献[24]を参考にした。制約条件の数を m 、ペナルティを与える前の適応度を E 、実行可能領域内の個体のうち最も悪い評価値を E_{worst} とすると、ペナルティを与えた後の適応度 E' は以下のような式で計算される。

$$E' = \begin{cases} E & \text{if } g'_j = 0 \quad \forall j = 1, 2, \dots, m \\ E_{\text{worst}} + \sum_{j=1}^m g'_j & \text{otherwise} \end{cases} \quad (2-5)$$

$$g'_j = \begin{cases} 0 & \text{if } g_j < 0 \\ \frac{g_j}{g_{\text{max}}} & \text{otherwise} \end{cases} \quad (2-6)$$

ここで、 $g_j < 0$ ならば個体が実行可能領域内に存在することを示している。本研究では電気的性能が一定以上であることを実行可能解の条件としているので、制約条件を示す g は以下のように書ける。ここで、電気的性能を $f_e (\geq 0)$ 、その満たすべき下限の値を $f_{\text{lower_bound}} (\geq 0)$ とする。

$$g = f_{\text{lower_bound}} - f_e \quad (2-7)$$

式(2-6)の g_{max} は式(2-7)で与えられる g の最大値であり、最も制約条件から外れた個体を示している。実行可能領域外にある個体は、実行可能領域にあるものと比較してかならず大きな評価値を与えられ、その程度は制約条件を他の個体と比較してどの程度破っているかによって決定される。このような処理を行うことで、一定の性能を持つ個体群の中で進化が進行することが期待できる。

2.2.3. アンテナ形状の実数数列による表現方法 [25]

本節では、進化計算の過程で用いるアンテナの表現方法[25]について述べる。最適設計では、実数数列を染色体すなわち設計変数とし、その値によってアンテナの形状を決定する。ここでは、ダイポールアンテナを折り曲げて小型化した方式の線状アンテナを考える。

2.2.3.1. Meander Line Antenna (MLA)

本節では、省スペース実装を指向した線状アンテナとして良く知られている Meander Line Antenna (MLA) について、その形状を実数配列で表現する方法を説明する。MLA はその名が示すとおり、線状ダイポールアンテナを折り曲げた形状をしたアンテナである。アンテナの線路長は動作周波数に大きく関係しているが、電波型 RFID に用いられる UHF 帯 (860~960MHz) の場合、直線のままでは十数 cm~数十 cm のアンテナが必要になってしまい、小さな物体に取り付けることができない。そこで直線状のアンテナを折り曲げることで、小さな物体にも取り付けられるようにしたのが MLA である。

実数値配列で与えられる染色体を用いて MLA の形状を表現する手順を以下に示す。ここで、MLA は給電点を挟んで左右対称の形状であると仮定した。

- (1) 初めに直線のラインアンテナを考え、スケールを表現している遺伝子にしたがってこれを直線に分割する。
- (2) 構造を表すそれぞれの遺伝子で示された距離だけ、分割した領域を基準の位置から平行移動する。
- (3) 隣り合う直線同士を連結する。
- (4) 給電点の右側では、左側と対象になるように形状を決定する。

上記(1)~(4)により、実数配列からなる染色体によって MLA の形状が定義できる。この表現方法の特徴として、アンテナ形状だけでなく、線路長も遺伝子の値によって変化するということが挙げられる。図 2-11 に、この手順に基づいて実数値配列から MLA の形状を得た例を示す。簡単のために遺伝子座の数を 6 個とし、給電点の右側は省略している。

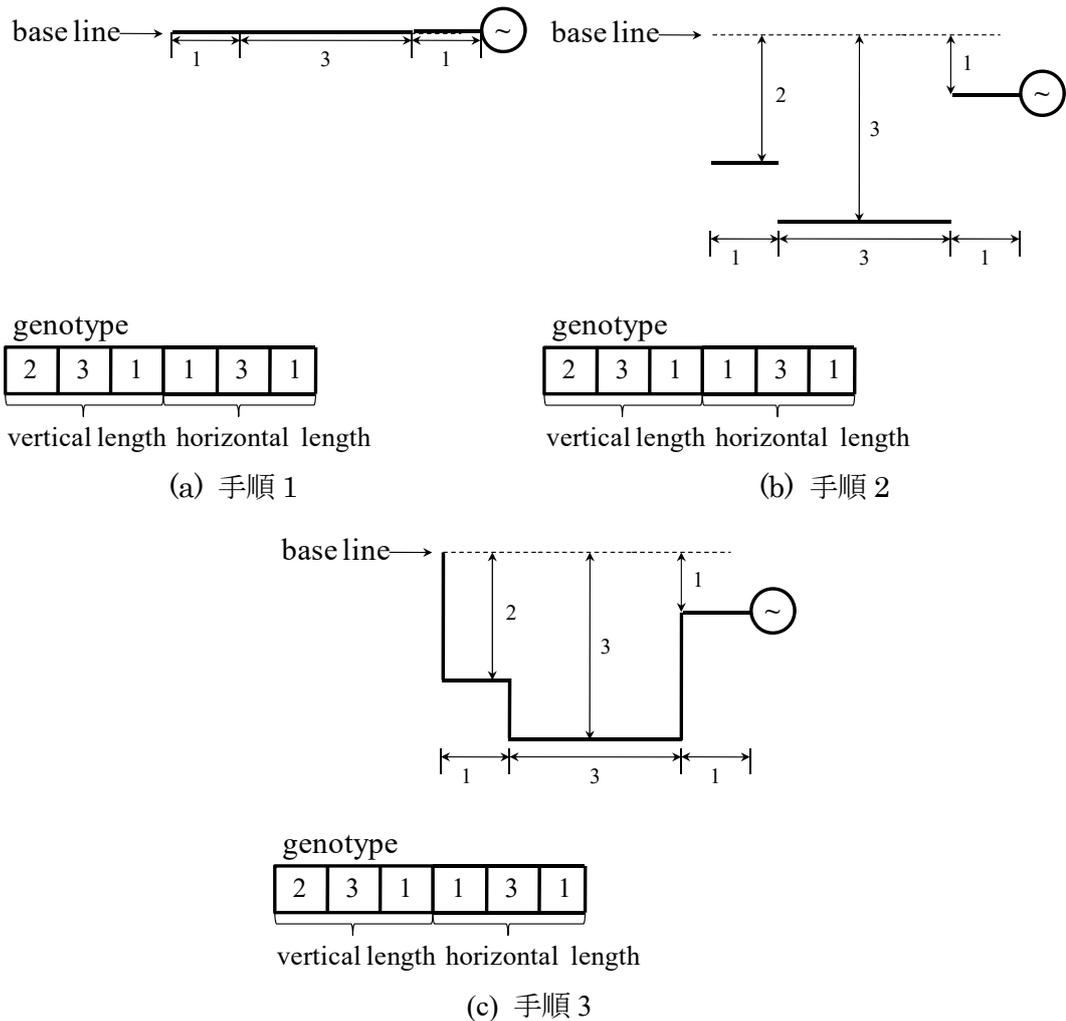


図 2-11 アンテナのモデリング手順 (MLA)

2.2.3.2. Spiral Meander Line Antenna (SMLA)

線状アンテナを折り曲げて小型化する方法としては、前節で述べたようなメアンダ状に折り曲げる方法が最も簡単だが、文献[26]において、アンテナ上を流れる電流の向きを周辺導体の電流と一致させることで、アンテナの共振周波数を下げることが示されていることから、より設計自由度を向上させるために、本研究では渦巻きのような構造を持つアンテナについて検討する事とした。これによって、より小面積で目的の電気的特性の要求を満たせるアンテナを得る事が期待できる。

実数の数列で与えられる染色体から、アンテナ形状を得る手順を以下に示す。アンテナは給電点に対して左右対称の構造を持つと仮定した。

- (1) 設計領域を格子で区切り、各接点に遺伝子で与えられる実数を割り当てる。このとき、格子の大きさは遺伝子の値によって決定される。
- (2) 給電点に接続される接点から順に、隣接する接点のうち最も大きな値を持つ接点に向かって金属線を延ばす。このとき、一度通った接点は除外する。

上に示す手順を，手順(2)においてそれ以上金属線を配置することができなくなるか，金属線が一定の長さになるまで繰り返す．図 2-12 は，実数配列で表現された染色体を用いて，SMLA の形状を表現した例である．本研究では SMLA は左右対称であると仮定しているので，図 2-12 では給電点の右側だけを示した．また，簡単のため，遺伝子座の数は実際よりも少なくしている．アンテナ表現方法からわかる通り，アンテナの入力インピーダンスに大きく関係する線路長は，アンテナごとに大きく異なることになる．

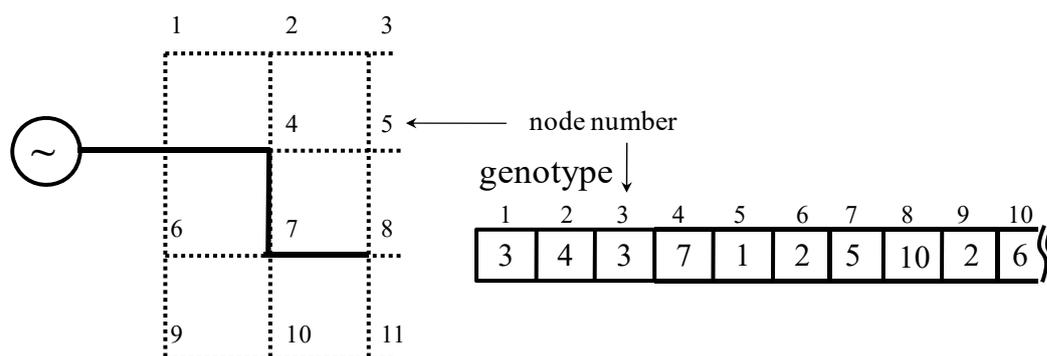
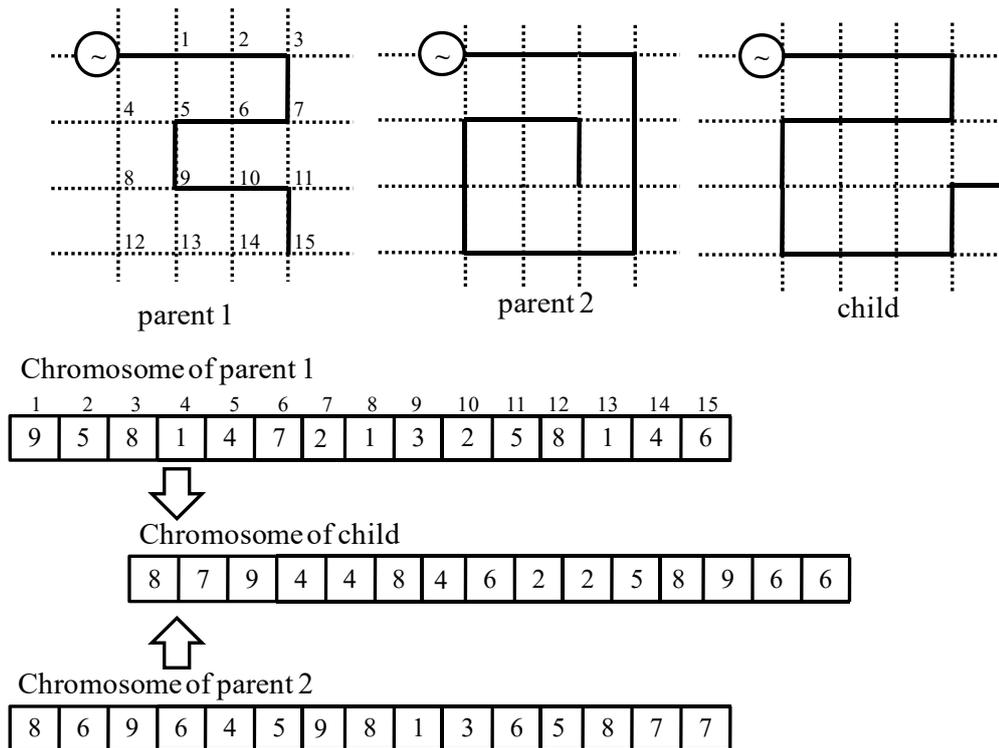


図 2-12 アンテナのモデリング手順 (SMLA)

このアンテナ形状表現方法に適した交叉処理として，すでに説明した $BLX-\alpha$ を適用する．この交叉方法は，遺伝子を部分的に入れ替えるのではなく，全ての遺伝子のある範囲内でランダムに変更するものである．この方法を用いて交叉を行った例を図 2-13 に示す．

図 2-13 アンテナ設計に BLX- α を適応した例 (Copyright(C)2011 IEEE, [25] Fig.2)

2.2.4. 最適設計結果

負荷のインピーダンスを $30-j350\Omega$ と仮定して最適設計を行った結果を示す. 実用性を考慮し, アンテナが基板上に設置されている場合を仮定した. 具体的には, アンテナが設置されている基板の材質として, 比誘電率が 4.1 のガラスエポキシ基板を仮定した. アンテナの電氣的性能の評価にはモーメント法による電磁界解析[27-29]を用いた.

2.2.4.1. 単目的進化計算アルゴリズムによる最適設計結果

本研究で行うアンテナの最適設計の目的は,

1. アンテナから回路に供給される電力を大きくする.
2. アンテナの面積を小さくする.

の2点である. このような多目的の最適化問題を単目的進化計算アルゴリズムで解くために, 以下のように適応度関数を定義した.

$$f = \tau G + k \left(1 - \frac{S}{S_{max}} \right) \quad (2-8)$$

この式において, G はアンテナの指向性利得, S はアンテナの実装面積, S_{max} は制約として与えられるアンテナの最大面積, k は重み係数である. なお, アンテナの実装面積 S は, アンテナを囲むことができる最小の長方形の面積と定義した. 電力透過係数 τ はチップとタグアンテナの整合具合を示す 0 から 1 の値である. ここで, アンテナの入力イン

ピーダンスを $Z_a=R_a+jX_a$, チップのインピーダンスを $Z_c=R_c+jX_c$ とすると, アンテナとチップが共役整合, すなわち $Z_a=Z_c^*$ の時に最大値 $\tau=1$ となる. 電力透過係数 τ を求める式は, 図 2-14 を参照して以下のように導出できる. 電磁波を受信したアンテナの受信開放電圧を V_0 とする. チップの負荷抵抗 R_c で消費される電力は, Z_a, Z_c, V_0 を用いて以下の式で表せる.

$$P_c = R_c \frac{V_0^2}{|Z_a + Z_c|^2} \quad (2-9)$$

一方, チップの負荷 R_c に最大の電力 P_{Cmax} を供給できるのは $Z_a=Z_c^*$ の時であり, P_{Cmax} は以下の式で表せる.

$$P_{Cmax} = \frac{V_0^2}{4R_a} \quad (2-10)$$

以上より, 電力透過係数 τ を, チップでの消費電力 P_c の最大消費電力 P_{Cmax} に対する割合として考えると,

$$\tau = \frac{P_c}{P_{Cmax}} = \frac{4R_a R_c}{|Z_a + Z_c|^2} \quad (2-11)$$

と得られる.

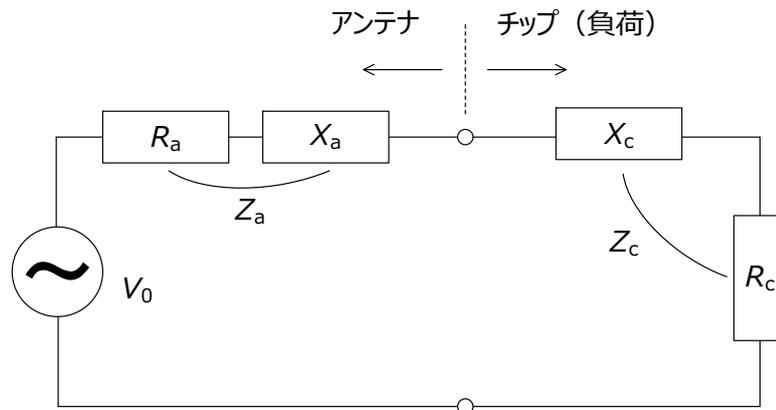


図 2-14 チップとタグアンテナの等価回路

進化計算を行う GA のパラメータは, 個体数 200, 突然変異確率 0.03 とした. また, 局所最適解に解が収束することを防ぐため, 毎世代 25% の個体をランダム個体と入れ替えている. 交叉オペレータは BLX-0.5 を使い, 両親と子供の計 4 個の個体のうち, 優れた 2 個の個体を遺伝子プールに追加する. 最適化の終了条件は, 以下の 2 点である.

1. 世代が最終世代数(ここでは 1500)に達する.
2. 最良の適応度が 200 世代の間変化しない.

多目的最適化問題を式(2-8)によって単目的の問題に変換する場合, 最適化によって得られる結果は重みに大きく依存することはすでに述べた. ここでは, k を変化させて最適設計を行い, その結果得られたアンテナの特性をそれぞれ比較する.

最適設計によって得られたアンテナの特性を表 2-1 にまとめる. いずれの結果も, τ は

最大値である 1.0 に近い値である。このことから、最適設計によってアンテナと回路間のインピーダンス整合が実現できたとえる。また、式(2-8)の k が大きくなり、小型化が評価の大部分を占めるようになるにつれて、いずれのアンテナも面積が減少していることが確認できる。本研究では k を 8 まで増大させていったが、それによって解の電気的特性が致命的に悪化するという事態は発生していない。

表 2-1 単目的遺伝的アルゴリズムによる最適設計結果

(a) MLA

k	$Z_a (\Omega)$	τ	G	$S (\text{mm}^2)$	f
1	29.3+j349.4	1.00	1.53	900	2.39
2	29.7+j352.2	1.00	1.53	752	3.28
4	36.0+j350.7	0.99	1.54	825	4.98
8	24.2+j348.2	0.99	1.53	779	8.48

(b) SMLA

k	$Z_a (\Omega)$	τ	G	$S (\text{mm}^2)$	f
1	23.8+j348.7	0.99	1.94	2704	2.71
2	27.8+j350.1	1.00	1.54	648	3.44
4	26.2+j349.8	1.00	1.54	756	5.29
8	27.0+j350.3	1.00	1.51	648	9.10

例として、 k を 8 としたときの最適設計結果を図 2-15 に示す。設計自由度が高い SMLA の方が小形であり、評価値 f が高くなっていることが確認できる。

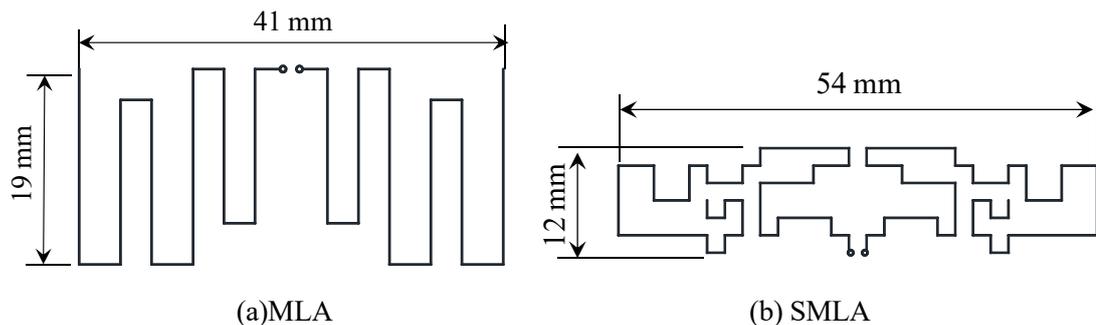


図 2-15 単目的遺伝的アルゴリズムによる最適設計によって得られた形状

2.2.4.2. 多目的進化計算アルゴリズムによる最適設計結果

SPEA2 を用いた最適設計では、以下のように 2 つの評価関数を定義し、それぞれを最小とするような解の集合を求める。

$$f_1 = \frac{1}{\tau G} \quad (2-12)$$

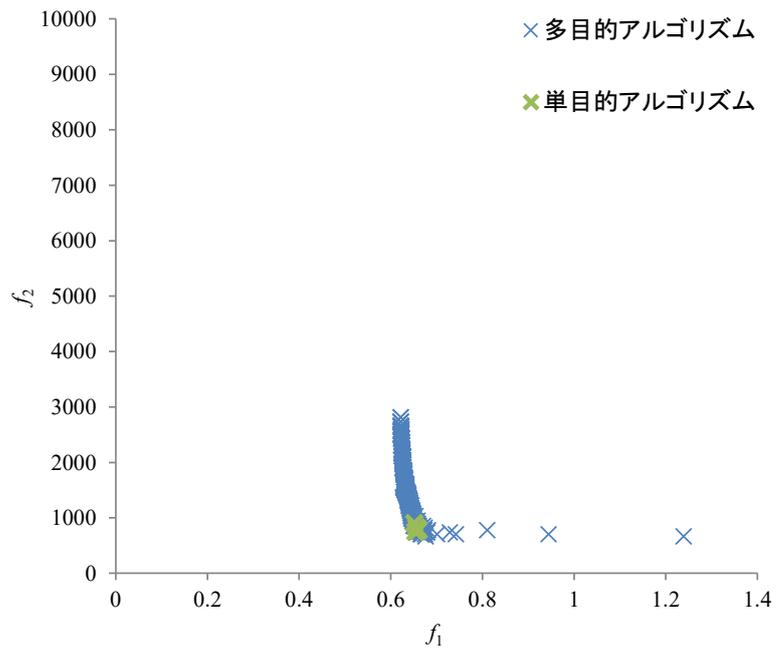
$$f_2 = S \quad (2-13)$$

GA のパラメータは、世代数 4000, 個体群サイズ 400, アーカイブサイズ 100, 突然変異確率 0.03 とした. 交叉オペレータには BLX-0.5 を用い, 毎世代個体群の 25% をランダム個体と入れ替える.

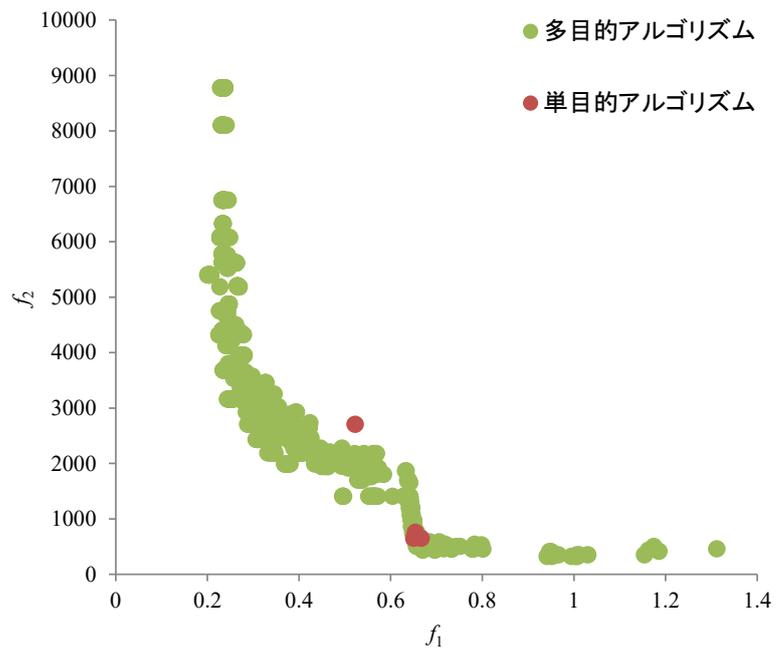
乱数シードを変え 10 回の最適化を実行し, 得られたアーカイブ個体群の目的関数領域での分布をすべて重ねて表示した結果を図 2-16 に示す. 図 2-16 には, 2.2.4.1 節で述べた単目的進化計算アルゴリズムによる最適設計から得られた解も重ねて表示している. また, アーカイブ個体から非劣解のみを抽出して得られるパレートフロントも図 2-17 に示す. 各グラフを比較すると, アンテナの種類によって, 得られるアンテナの電氣的性能とサイズの関係は大きく異なることが分かる.

MLA の最適設計結果では, 得られた個体は面積が小さな領域に集中している. 多目的最適化の場合, 面積が大きい, すなわち f_2 の値が大きくても, f_1 がほかの個体と比較して小さければ, その個体は保存されるはずである. したがって MLA は, 面積をある程度以上大きくしたとしても, 一定以上の電氣的特性の改善は望めないことになる. MLA は金属線を単純に折り曲げただけであり, その折り曲げ方があらかじめ決まっていることから設計の自由度は高いとは言えない. そのことが原因となり, f_2 を悪化させたとしても f_1 を改善するような解が存在しない可能性がある. また, 単目的最適化問題に置き換えて最適設計した場合の結果は, ここで得られたパレート解候補の集合に沿っていることが分かる. さらに評価関数の重みを 1, 2, 4, 8 と変化させたときよりも, 広い範囲に解が分布していることが確認できる.

図 2-16(b) は SMLA の最適設計によって得られた解の分布である. MLA の結果と比較すると, 解空間のより広い範囲に解が分布していることが確認できる. また, f_1 と f_2 との間の相反した関係が明確に表れている. SMLA は MLA と同じく 1 本の金属線を折り曲げた形状をしたアンテナであるが, その折り曲げ方向は自由に決定できるため形状の自由度が向上し, その結果 f_2 を悪化させることで f_1 を改善する解が存在できたと考えられる. なお, f_1 で評価している τ と G のうち, 最適設計された SMLA の τ は最適設計された MLA と大きな差はない. しかし, 指向性利得 G の値が大きな個体が数多く存在している. 評価指標 f_1, f_2 毎の優劣判定とアーカイブ保存を用いた多点探索が遺伝子の多様性を維持した結果, 単目的最適化アルゴリズムでは重点的に探索されないような解に対しての近傍探索が行われたのではないかと考えられる. また, SPEA2 によって得られた結果から, f_2 が 2000 前後の領域ではパレート境界が非凸の形状をしている可能性が示唆されるが, この領域の解の集合が得られたことが, 多目的進化計算アルゴリズムを用いたことによる効果と言える.

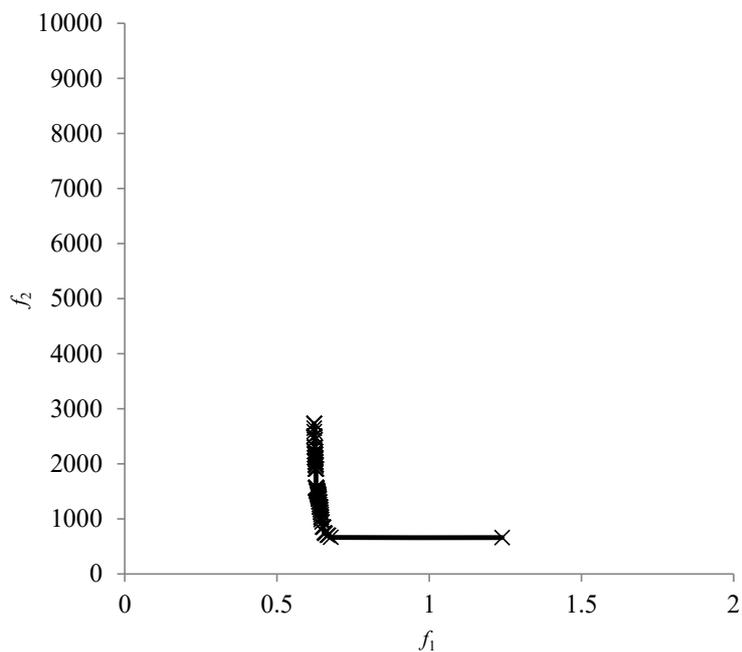


(a) アーカイブ個体 (MLA)

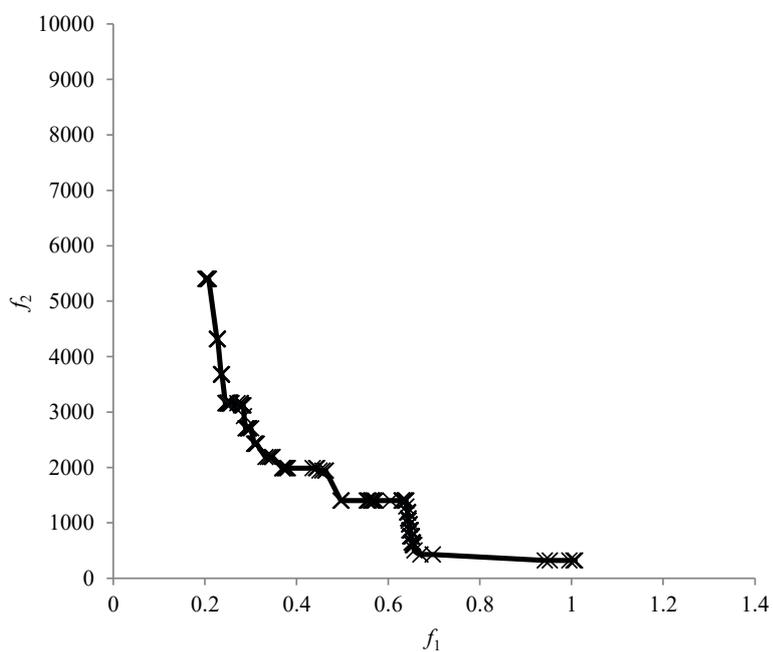


(b) アーカイブ個体 (SMLA)

図 2-16 SPEA2 による最適設計によって得られた解分布



(a) パレートフロント (MLA)



(b) パレートフロント (SMLA)

図 2-17 SPEA2 による最適設計によって得られたパレートフロント

得られた SMLA のアーカイブ個体のうち、参考までに 1 つのアンテナの形状を図 2-18 に、特性を表 2-2 に示す。本形状は、図 2-16(b)に示したパレートフロント上の最適

設計結果である。

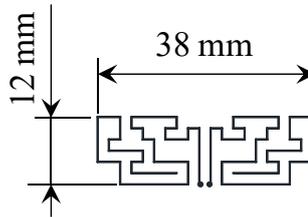


図 2-18 SPEA2 による最適設計によって得られた形状

表 2-2 SPEA2 による最適設計結果

$Z_a (\Omega)$	τ	$G (\text{dBi})$	$S (\text{mm}^2)$	f_1	f_2
$17.8 + j358.7$	0.93	1.78	456	0.713	456

2.3. RFID を用いた温度計測システム[41]

本節では、サーミスタを用いた低消費電力の温度センサ回路と、その温度センサを用いた電波型パッシブ RFID による温度計測システムを提案し、実際に試作と評価を行った結果を示す。適用先として想定したのは、電車線路設備のモニタリングシステムである。

2.3.1. システムの構成

通信可能距離の延伸という目的を達成するためには、リーダライタからタグアンテナ、およびタグアンテナから負荷への電力供給効率を上げることが非常に重要であるが、それと同時に、負荷が動作のために必要とする電力を抑えることも重要である。以下では、試作した無線 RFID タグの各要素の設計について述べる。本研究で取り上げる RFID タグは、図 2-19 に示すように、大きく分けてアンテナ、昇圧整流回路、制御用コントローラ、センサ回路から構成されている。以下の各節において、各要素の設計について詳細を述べる。

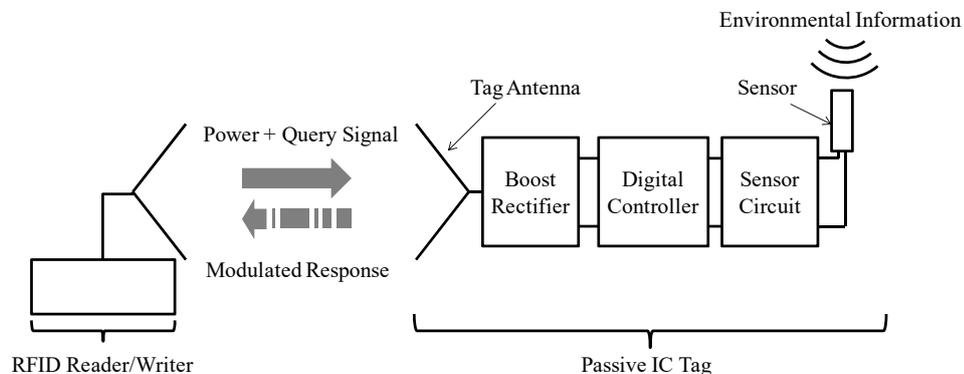


図 2-19 無線環境計測のための RFID タグの構成

と仮定した PIC 16F684 は動作電圧が最低でも 2.0 V 必要であることから、昇圧整流回路には約 20 倍の昇圧比が必要である。

本研究では、昇圧整流回路としてダイオードとコンデンサからなるコッククロフト・ウォルトン回路 (CW 回路 : Cockcroft-Walton's Circuit) を用いる。CW 回路は交流電圧を昇圧、整流するのに用いられる一般的な回路であり、RFID にも適用されている[43]。典型的な二段の CW 回路は、図 2-21 のような構成である。

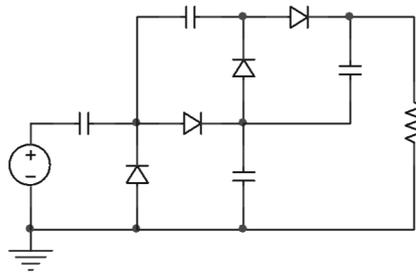


図 2-21 典型的な Cockcroft-Walton 回路

図 2-21 の回路において、理想的な素子を用いるとすると、昇圧比は段数を N としたときに $2N$ 倍、すなわち電源電圧の 4 倍の電圧が負荷に印加される。しかし、実際にはダイオードの順方向電圧降下により、そのような理想的な特性は得られない。また段数を増やすことによって負荷に印加される電圧を大きくできるが、これも損失などによって限界がある。そこで、本研究で昇圧整流回路を設計するにあたり、文献[34-35]を参考に回路構成に工夫を施した。

設計した昇圧整流回路を図 2-22 に示す。ここではショットキー・バリアダイオードとして、Avago Technologies 社製の HSMS-8101[36]を選択した。このダイオードは寄生容量が 0.26 pF とディスクリート部品としては極めて小さく、本研究のような 950 MHz 帯でも十分に動作できる。図 2-22 において電源に直列に負荷されている抵抗 R_A とインダクタ L_A は、それぞれ接続されるアンテナの入力インピーダンスの実部と虚部を表している。また、最も右側に配置されている抵抗 R_L は負荷を表しており、11 μA -2.0 V でのマイコンが動作することを仮定して、大きさを 182 k Ω とした。この回路は±各 3 段の全波整流回路であり、半波整流回路余地も段数を半減できる。更にインダクタ L_1 、スタブ L_2 を追加することによりアンテナ・昇圧整流回路間の共振の Q 値を大きくし、CW 回路への入力電圧を大きくすることで、高い昇圧比を実現する。

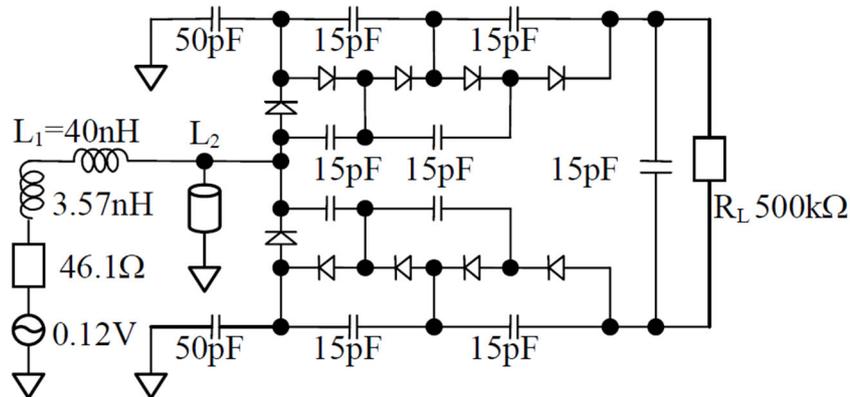


図 2-22 設計した昇圧整流回路 (Copyright(C)2012 IEEJ, [41] Fig. 4)

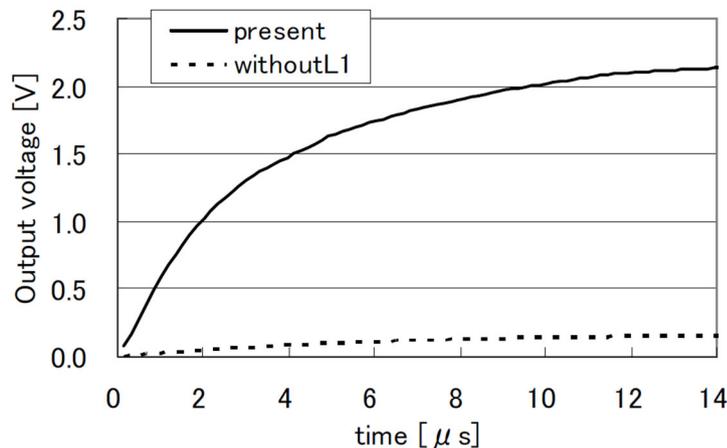


図 2-23 設計した昇圧整流回路の出力電圧 (Copyright(C)2012 IEEJ, [41] Fig. 5)

図 2-23 は図 2-22 の回路に 956MHz, 4.0 WEIEP 環境下で送信アンテナから 10m の位置にアンテナを置いた場合の出力電圧をシミュレーションした結果である。このシミュレーションは PSpice によって行っている。図 2-23 によると、昇圧整流回路の出力電圧は、電源を印加されてから 10 μ s 程度で 2.0 V に達し、2.2 V 程度で定常となっている。この結果から、この回路構成を用いることでマイクロコントローラを駆動するだけの直流電圧が得られることが確認できた。また、図 2-23 には L_1 を用いなかった場合の結果も示している。これによると、 L_1 を用いなかった場合には出力電圧は 0.15V 程度しか得られず、マイクロコントローラを駆動できる直流電圧が得られない。なお、昇圧整流回路に入力される電圧の大きさは、負荷に印可される直流電圧だけでなく、回路の時定数にも大いに影響する。入力電圧が大きいくほどダイオードの等価抵抗が小さくなるので、時定数は小さくなり、出力電圧の立ち上がりは早くなる。例えば、同じく図 2-22 の回路に入力する電圧振幅を振幅 500 mV とした条件での出力電圧の時間変化を図 2-24 に示す。図 2-24 によると、昇圧整流回路の出力電圧は、電源を印加されてから 0.6 μ s 程度で 2.0

Vに達し、2.4V程度で定常となっている。

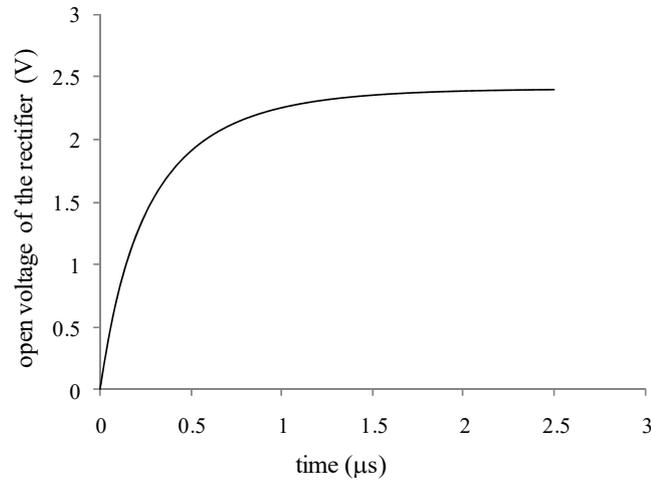


図 2-24 設計した昇圧整流回路の出力電圧（入力電圧 500mV）

なお、CW 回路は入力電圧を定数倍して出力する回路であるため、回路に入力される電圧が大きければ大きいほど、負荷に印加される電圧も大きくなることになる。しかし、負荷であるデジタルコントローラは定格の電源電圧が決まっており、それ以上の電圧を印加した場合は破損してしまう。したがって、負荷への供給電圧の最大値を一定に抑える仕組みが必要になる。そのような目的として、CW 回路の出力部にツェナーダイオードを用いた定電圧回路を利用した。ツェナーダイオードを利用した定電圧回路を図 2-25 に示す。ダイオードに逆方向に電圧をかけた場合、電流はほとんど流れないが、ある一定の電圧を超えると急激に電流値が上昇する(アバランシェ降伏)。この電圧をツェナー電圧 V_z と言い、通常のダイオードよりも V_z の値を小さくすることで、定電圧を発生させる目的に使用できるよう設計されたのがツェナーダイオードである。図 2-25 の抵抗 R は、ツェナーダイオードに流れ込む電流を制限するために必要であり、その抵抗値は以下の 2 点を考慮して決定しなくてはならない。本研究では、大きさを $82\ \Omega$ としている。

1. アバランシェ降伏が発生したとき、ダイオードに流れる電流を I_z 、絶対最大定格消費電力を P^* とすると、 $P^* > V_z I_z$ とならなければならない。
2. V_{out} は V_{in} を負荷と抵抗 R で分圧した電圧となる。したがって、 R が大きすぎる場合、期待した電圧が V_{out} に現れない可能性がある。また、ダイオードの降伏状態を維持するためには I_z が一定以上である必要があり、そのためには R の抵抗値は小さくする必要がある。

ツェナーダイオードは東芝セミコンダクター社製の 02DZ0.5Y[37]を用いた。PIC16F684 の電源の絶対最大定格は 6.5V であり、このダイオードのツェナー電圧の最大値が 5.24V であることから、このツェナーダイオードを負荷に並列に設置することで、負荷が過大な電源電圧によって破壊されることを防ぐことができる。

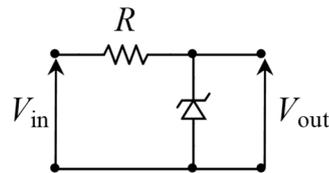


図 2-25 ツェナーダイオードを用いた定電圧回路

2.3.4. 温度センサ回路

パッシブ型 RFID タグへの適用に適した、温度計測センサの回路構成について述べる。RFID タグの通信可能距離を伸長するためには、センサ回路の消費電力を可能な限り下げることが必要である。これは、負荷が消費する電力が大きいと、その分タグアンテナが読み取り機から受け取らなければならない電力が大きくなり、その結果通信可能距離が短くなってしまふからである。たとえば、956MHz、4 W EIRP の送信アンテナがある環境において、読み取り機と RFID タグ間の距離が 10 m であるとする、半波長ポールアンテナが受信できる最大の電力は、

$$p = \frac{P_{\text{EIRP}}}{4\pi r^2} \cdot \frac{\lambda^2}{4\pi} G_t = 41\mu\text{W} \quad (2-14)$$

と評価できる。ここで、 P_{EIRP} は読み取り機の出力、 r は読み取り機-タグアンテナ間の距離、 G_t はタグアンテナのゲイン、 λ は波長である。温度検出素子の情報をデジタル処理できる形式に変換する際、たとえば後述する試作に用いた PIC16F684 内蔵の AD コンバータを用いるとすると、サンプルホールドコンデンサの充電期間に 10-1000 μA の電流が必要となり、電源電圧の安定させるために大容量のコンデンサが必要となる。また推奨入力インピーダンス 10k Ω を満足する低消費電力な温度検出素子の設計は難しい。このため、タグに搭載されるマイコンが内蔵する AD コンバータを用いない、低消費電力な温度測定回路が必要である。

本研究では、温度検出素子としてサーミスタを用いることとし、精度やサーミスタ定数の観点から、村田製作所製の NTSD0WF104FE1B0 [38] を選定した。サーミスタの抵抗値をマイクロコントローラが解釈可能な形式に変換するための回路として、図 2-26 の回路を提案する。図 2-26 において、 R_{th} がサーミスタを表している。この回路にはコンパレータが用いられており、コンパレータが基準電位とコンデンサの電位を比較してその結果を出力する。コンデンサはマイクロコントローラからのパルス信号によって充放電される。この入力パルスは、high となっている時間が重要であり、duty 比は 0.5 である必要はない。duty 比が小さいほど、つまり単位時間あたりコンデンサが充放電される回数が少ないほどセンサとしての消費電力は小さくなるが、その分単位時間あたりの温度を計測する回数は少なくなる。

回路各部の電位の例を図 2-27 に示す。この例では、コンデンサの電位を V_c 、コンパレータの出力を V_{compare} 、電源と固定抵抗によって作られる基準電位を V_{ref} としている。 t_{on} は入力パルスが high の時間であり、 t_d はコンパレータが low となる時間、つまり $V_c > V_{\text{ref}}$ となる時間である。なお、 t_{d1} 、 t_{d2} については後述する。温度の変化によってサーミスタの抵抗値が変化すると、 V_c の時定数が変化し、 t_d が変化する。すなわち、この回路は

温度をパルス幅に変換する回路であり、この信号を RFID タグから読み取り機への返信信号に直接利用することは容易であると考えられる。また、基準電位は電源電圧を分圧することで生成する回路構成ため、コンパレータの出力は電源電圧、すなわち昇圧整流回路の出力、つまりタグの受信電力に依存しない。なお、試作ではコンパレータとして National Semiconductor 社製 LPV7215 [39]を用いた。このコンパレータは 2 V での動作時の消費電力が $1.2 \mu\text{W}$ と極めて小さく、センサ回路の低消費電力化を実現している。

以下では、図 2-26 の回路について、 t_d がどのように変化するかを説明する。ただし、図 2-26 の回路のうち、 R_2 と R_3 は回路の時定数などを調整するために取り付けられていることから、以下では簡単のため 0Ω として省略し説明する。

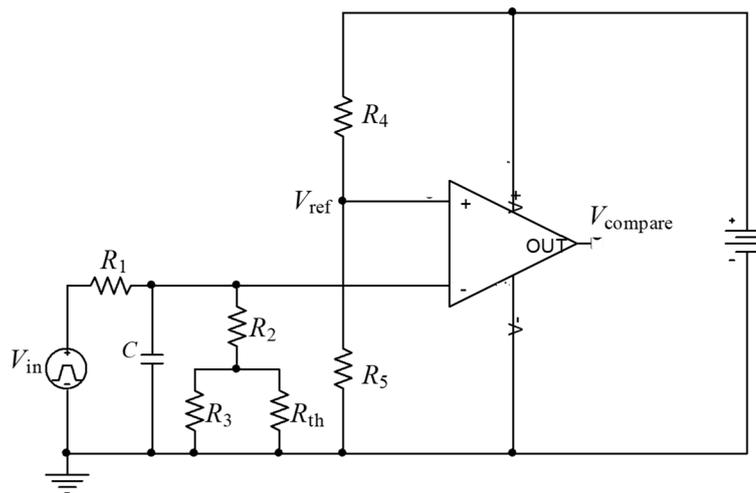


図 2-26 提案する温度計測回路

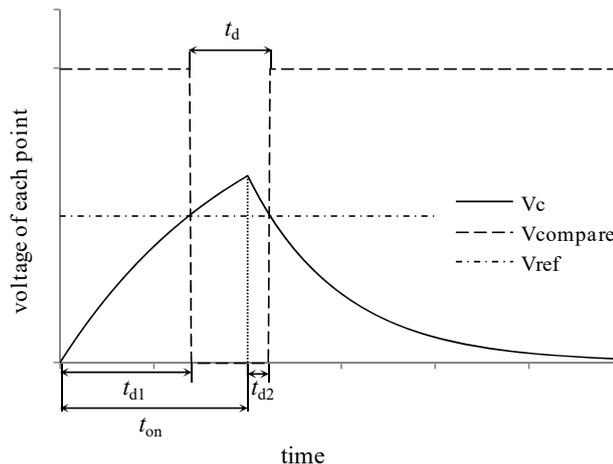


図 2-27 提案する温度計測回路の電圧波形例 (Copyright(C)2012 IEEJ, [41] Fig. 7)

(a) 充電時

マイクロコントローラからの入力信号が **high** のとき、これを電源として見ると、コンパレータの反転入力端子に接続されている回路は図 2-28 (a) のように見ることができる。この回路の過渡応答 $V_c(t)$ は、以下のような式で表される。

$$V_c(t) = \frac{R_{th}V_{high}}{R_1 + R_{th}} \left\{ 1 - \exp\left(-\frac{R_1 + R_{th}}{CR_1R_{th}}t\right) \right\} \quad (2-15)$$

この式から、 V_{in} が high になってから $V_c(t) = V_{ref}$ となるまでの時間 t_{d1} は

$$t_{d1} = -\frac{CR_1R_{th}}{R_1 + R_{th}} \ln\left(1 - \frac{R_1 + R_{th}}{R_{th}V_{high}}V_{ref}\right) \quad (2-16)$$

と計算できる。

(b) 放電時

マイクロコントローラの入力信号が low のとき、これを接地しているとみなすと、コンパレータの反転入力端子に接続されている回路は図 2-28(b)のように見ることが出来る。この回路で R_{th} に印可される電圧の過渡応答 $V_c(t)$ は以下の式で表現される。

$$V_c(t) = V_c(t_{on}) \exp\left(-\frac{R_1 + R_{th}}{CR_1R_{th}}t\right) \quad (2-17)$$

なお、放電開始時には、コンデンサは $V_c(t_{on})$ で充電されているとしている。したがって $V_c(t)$ が $V_c(t_{on})$ から減少し、 $V_c(t) = V_{ref}$ となるまでの時間 t_{d2} は式(2-17)より

$$t_{d2} = -\frac{CR_1R_{th}}{R_1 + R_{th}} \ln\frac{V_{ref}}{V_c(t_{on})} \quad (2-18)$$

と求められる。図 2-27 より、 t_d は以下の式で表されることがわかる。

$$t_d = t_{on} - t_{d1} + t_{d2} \quad (2-19)$$

すなわち、式(2-16)、(2-18)、(2-19)から t_d の理論値を計算することができる。

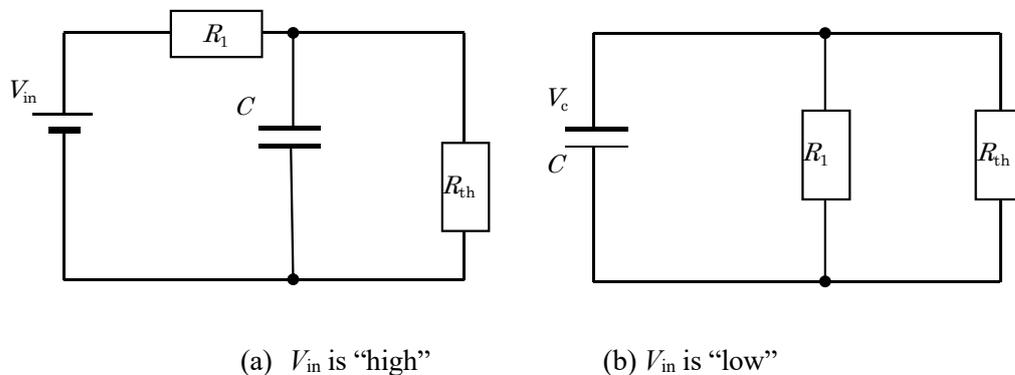


図 2-28 等価的にみなせる回路構成 (Copyright(C)2012 IEEJ, [41] Fig. 8)

これらの式を参考に、サーミスタの温度特性から t_d の温度変化を計算すると、図 2-29 のようになった。なお、より良い特性を得るために、サーミスタと直・並列に固定抵抗 R_2 と R_3 を挿入している。本計算例における、 C と R の大きさを表 2-3 にまとめる。図 2-29 の結果から、温度と t_d の値の間で一対一の対応をとることができることがわかり、この回路によって温度の計測が可能であることが示された。

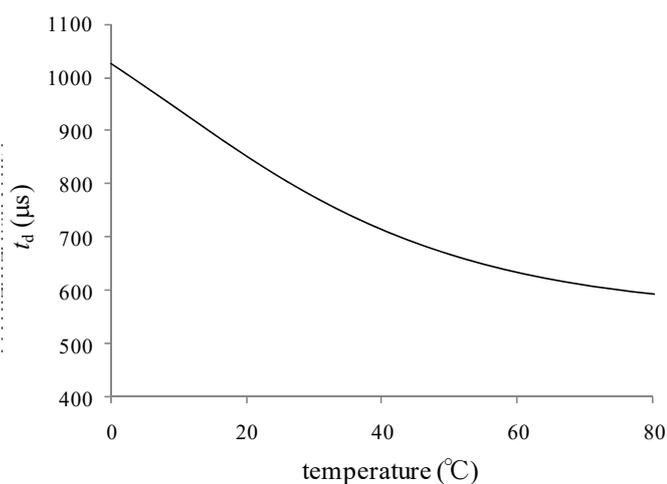


図 2-29 提案した温度計測回路の特性(理論値)

表 2-3 温度計測回路パラメータ (サーミスタ 1 個の場合)

R_1	500	$k\Omega$
R_2	68	$k\Omega$
R_3	250	$k\Omega$
R_4	1	$M\Omega$
R_5	82	$k\Omega$
C	4.7	nF

2.3.5. 昇圧整流回路とセンサ回路の試作検証結果

本節では、2.3.2 節から 2.3.4 節で述べたタグアンテナ、昇圧整流回路、センサ回路をそれぞれ試作し、実験によって性能を評価した結果を述べる。

昇圧整流回路とセンサ回路について、図 2-22、図 2-26 の回路を作製し、動作の検証を行った。以下では、発振器(N9310A, Agilent)-昇圧整流回路-センサ回路と接続し、センサ回路からの出力をデジタルオシロスコープ(104MXi-A, LeCroy)で観測することで、温度計測できるかを確認した結果について述べる。機器の接続と入出力信号を図 2-30 にまとめる。

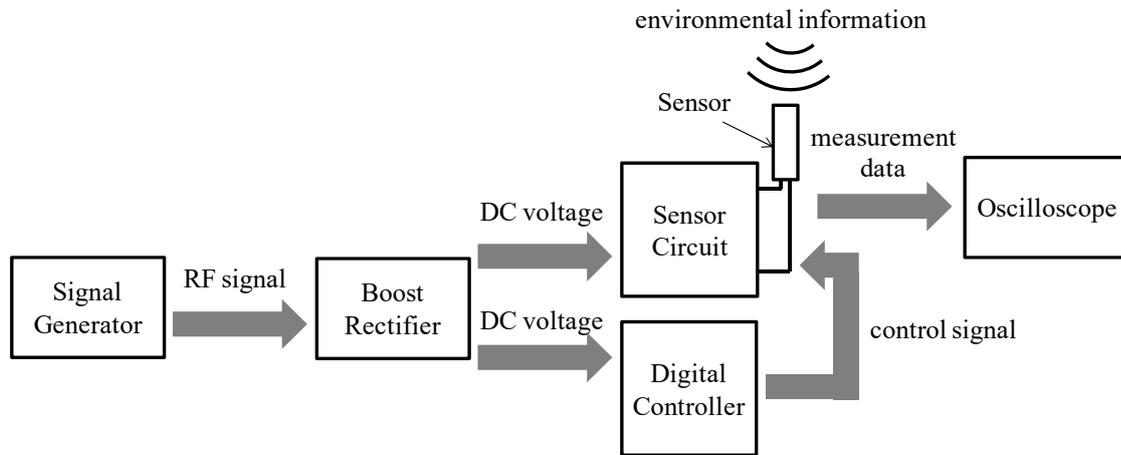


図 2-30 実験に用いた機器の接続

図 2-31 は発振器からの入力によってマイクロコントローラとセンサ回路を駆動し、温度を計測した結果である。図 2-29 に示されている理論値も同時に示した。td の測定は、センサ回路からの出力信号を直接オシロスコープで測定することにより行った。オシロスコープによる計測例を図 2-32 に示す。この例では、赤い計測値がセンサ回路への入力信号、緑の計測値がセンサ回路からの出力である。

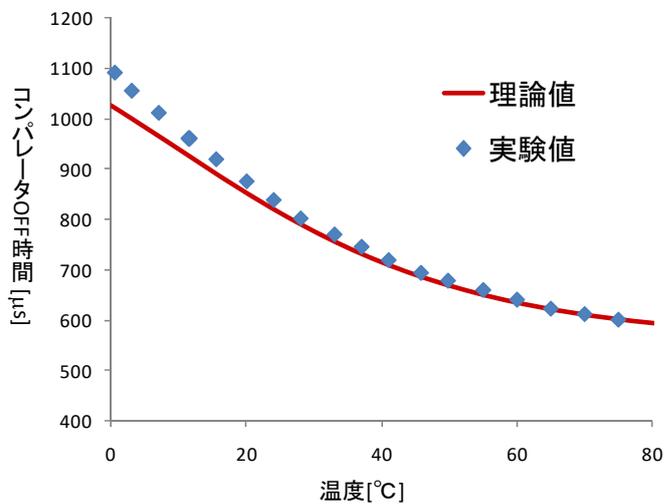


図 2-31 温度測定実験結果

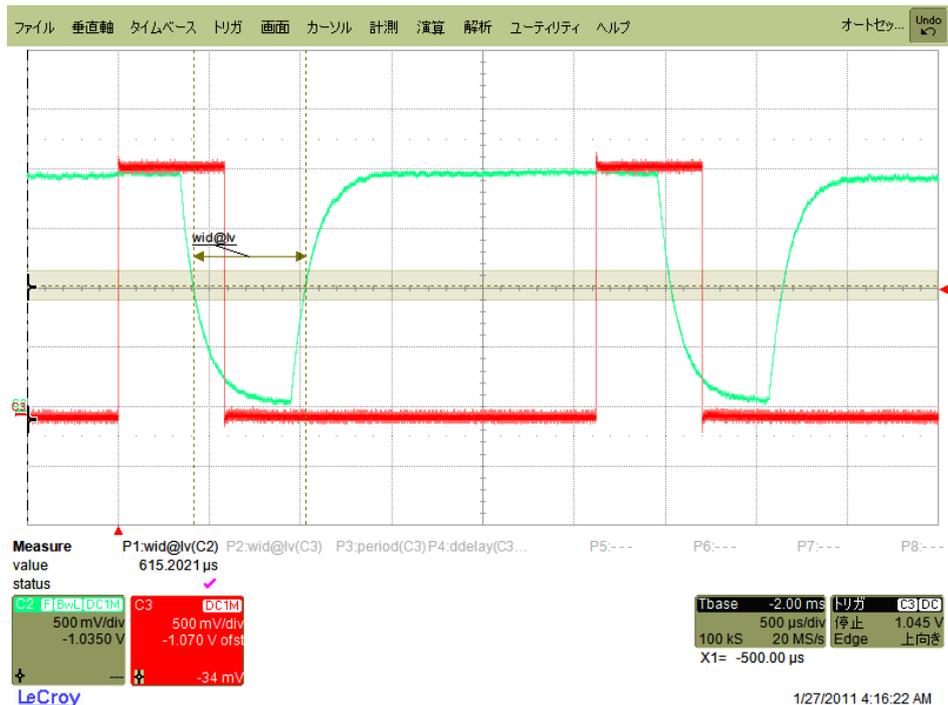


図 2-32 温度測定結果（オスロスコープの画面キャプチャ）

図 2-29, 図 2-31 から分かるように, 測定された温度の精度は 0°C 付近では誤差が大きく, 温度が高くなるにつれて小さくなっている. 測定対象の温度が 10°C の場合の誤差は 4°C , 70°C の場合は 0.5°C 程度である. 低温領域で誤差が大きくなっているが, 我々はこのシステムを異常発熱検知に適用することを目的としていることから, 測定の精度は要求を満たしていると言える. またこの誤差は, 試作に用いたサーミスタの抵抗値の変化が低温領域で非常に大きいことに起因していると考えられ, ほかの温度計測素子を用いたり, 回路のパラメータを変更したりすることで計測精度や計測範囲を改善することが可能である. その場合も, 本論文で提案する, 温度変化をパルス幅に変換する方法を用いることで低消費電力の温度計測が可能になると考えられる. 例えば, サーミスタを 2 個直列に接続し, 温度 1°C あたりの抵抗値の変化を大きくすることが考えられる. サーミスタを 2 個直列に接続し, 表 2-3 の回路パラメータを表 2-4 のように調節した結果, 温度による t_d の変化の理論値は図 2-33 のように求められた. 図 2-33 より, この回路は以前の回路と比較して t_d の変化が急激になっていることが確認できる. この回路の, 79°C と 80°C の t_d の差は $3.53\mu\text{s}$ であり, これは以前の回路の約 2 倍である. このような工夫によって, 計測範囲の拡大とともに, 計測精度の向上を期待できる. なお, この例では回路の時定数とコンパレータの基準電圧を変化させることで温度計測範囲を拡大しており, 回路の動作や構造に変化はなく, センサ回路の消費電力もほとんど変化しない.

表 2-4 温度計測回路パラメータ (サーミスタ 2 個の場合)

R_1	750	k Ω
R_2	100	k Ω
R_3	2	M Ω
R_4	3	M Ω
R_5	300	k Ω
C	4.7	nF

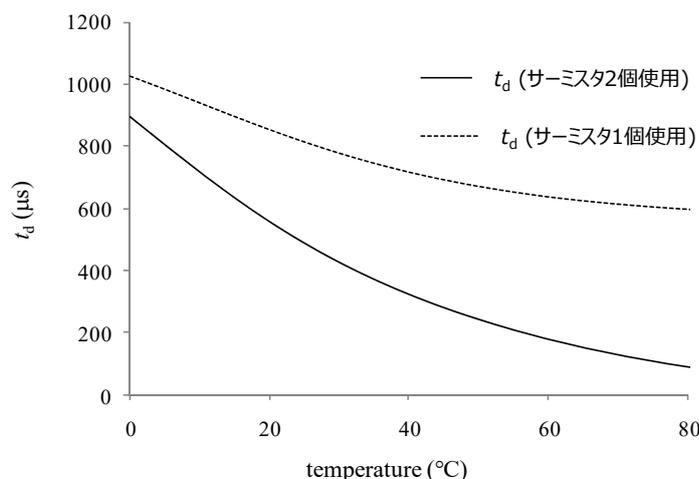


図 2-33 サーミスタを 2 個使った場合の温度計測回路特性(理論値)

最後に、上記で評価を行った回路に 2.3.2 節のタグアンテナを取り付け、1m 離れた場所に設置した読み取り機にみたてたアンテナから放射した電磁波で試作タグが動作するかを確認した。使用したアンテナはゲイン 13dBi のホーンアンテナ、送信出力 1mW であり、20mW EIRP に相当する。式(2-14)より、4W EIRP 環境に換算すると、通信距離 14m に相当する。その結果、電磁波からの電力によってマイクロコントローラとセンサを起動し、温度を計測できることを確認した。センサ回路からの出力は、図 2-32 と同じくオシロスコープによって直接 t_d の値を得た。その結果、図 2-31 と同様に、理論値と良く一致した温度計測結果が得られた。なお、このときマイクロコントローラとセンサ回路には、合わせて 8uW の電力が供給されていた。

2.4. むすび

本章では、多目的進化計算アルゴリズムによる最適設計を、誘電体基板上に設けた線状アンテナ設計に適用し、物理的サイズ、利得、入力インピーダンスを並立できるアンテナを設計するための染色体によるアンテナ形状表現方法を提案した。本形状表現方法は、通常のメアンダラインアンテナよりも形状表現自由度が高い染色体による形状記述方法であって、目的関数領域でより広い範囲に分布した解の集合が得られる。これによ

り、より小面積なアンテナを最適設計できた。

また、環境計測を行うパッシブ型 IC タグに用いるために、タグアンテナ、昇圧整流回路、センサ回路をそれぞれ設計し、試作と実験によって性能を検証した。その結果、試作された IC タグは、ゲイン 13dBi、出力 1mW のホーンアンテナから 1m の場所に置かれた状態で、温度を計測する事が可能であることが分かった。この時の電磁波の強さは、4WEIRP の環境に換算すると、10m を超える通信距離に相当する。今後の発展として、更なる長距離での利用を目指し、アンテナと回路を結合した状態での、回路の非線形性を考慮した解析、回路構造で決まる浮遊容量やインダクタンスの考慮、通信距離の正確な評価、温度以外の環境情報のセンシングなどが考えられる。

第3章 アンテナ間結合位相の群遅延に対応した広帯域減結合回路¹

本章では、無線通信装置小型化の方法の一つである、**複数アンテナの近接配置**に着目し、アンテナ間結合を回路的にキャンセルする減結合回路について述べる。特に、アンテナ結合が大きな周波数特性を有している場合にも適用可能な広帯域減結合回路を提案し、有効性を計算と実験により示す。これにより、独立動作する広帯域な無線システムのアンテナを近接配置する場合の相互干渉による通信品質劣化を低減できる。

3.1. はじめに

複数の通信方式に対応した無線通信端末において、一つの端末に複数のアンテナを搭載することが行われるが、それらのアンテナが同一かまたは近い周波数で動作する場合、アンテナ間のアイソレーションを確保しつつアンテナを近接配置することは容易ではない。

しかしながら、実設計においては様々な制約によって同一周波数帯のアンテナを近接して配置しなければならない場合がある。例えば昨今の車載ナビゲーションシステムにおいて、スマートフォンやタブレットなどのユーザが持ち込む機器との連携動作は、客先からも要求として挙げられている。従来の車載ナビゲーションシステムには無線通信技術としてハンズフリー通話などに用いる Bluetooth が搭載されてきたが、より大容量なデータ伝送を可能とする無線 LAN 機能がユーザ機器に標準搭載されつつあり、カーナビ側も対応が求められる。Bluetooth および無線 LAN は共に 2.4GHz 帯を用いる無線通信規格であるため干渉が懸念されるが、利便性の観点から両通信方式を排他的に動作させることは望ましくない。従って、両通信で用いる 2 つのアンテナをカーナビ筐体の限られた位置に高アイソレーションを確保しつつ設ける事が求められる。

¹ This captor is based on “Increasing the Bandwidth of the Decoupling Network using a Resonant Circuit” [53], by the same author, which appeared in the IEICE Technical Report, Copyright(C)2016 IEICE. Some figures in this captor are reused from [53] under the permission of the IEICE.

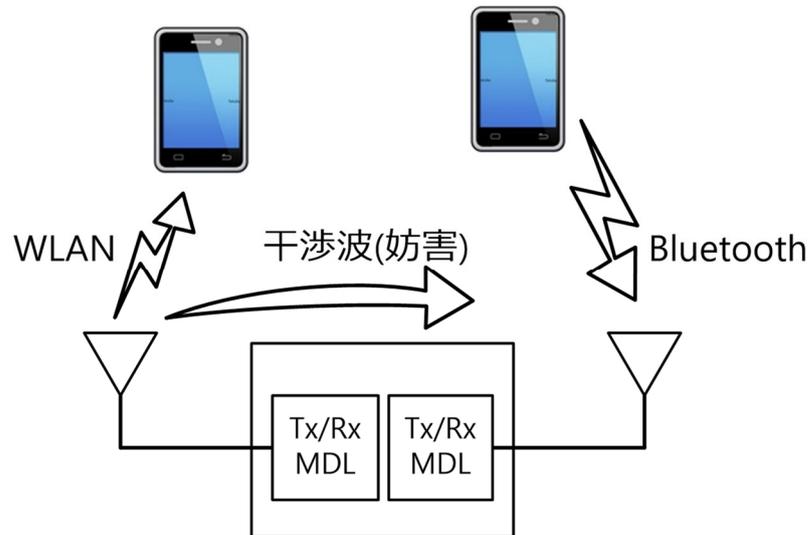


図 3-1 Bluetooth と無線 LAN(WLAN)の干渉

アンテナの指向性や間隔によってアイソレーション確保が困難な場合、減結合回路と呼ばれる回路を用いてアンテナ間の結合を回路的に低減することが一般的に行われる。たとえば文献[44]では、分布定数線路で構成された回路をアンテナと給電ポートの間に追加し、結合を低減できることが報告されている。また文献[45]ではブランチライン型およびラットレース型の方向性結合器を使って 2×2 のダイポールアレーの素子間結合を低減することが行われている。これらの方式は、結合低減効果は報告されているものの、実現のために分布定数線路で構成された大規模な回路が必要であるという問題点があり、実設計への適用には課題がある。文献[46]はこの問題点を解決する報告であり、インダクタとキャパシタの集中定数素子で構成されたブランチライン型方向性結合器が減結合回路に適用されている。また文献[47]では、各アンテナに取り付けられた伝送線路とそれらを繋ぐ1つのリアクタンス素子によってアンテナ間の結合低減ができる、より簡素な回路構成が報告されている。更に文献[48]では対象な形状のマルチアンテナについて、集中定数素子で構成する減結合回路に関する閉形式の設計式が与えられている。また文献[49]は対称性をもたないマルチアンテナについての設計式が報告されている。しかし、文献[44-49]の回路はいずれも単一の周波数での結合位相、結合振幅の情報を用いて設計されるため、使用周波数帯域が広い場合には帯域全体で結合を低減させることが難しいと考えられる。特に、使用周波数帯域内で、アンテナ間結合の振幅や位相が大きく変化する場合には、帯域内全体で結合を低減させることができない。

文献[47]の減結合回路を発展させた研究はいくつもなされており、広帯域化に関する検討も報告されている。文献[50]では、文献[47]を発展させ2つの周波数においてアンテナ間の結合アドミタンスを0にする減結合回路の設計式が示されており、例として1.5GHzと2.5GHzでアンテナ間のアイソレーションを改善する例が示されている。しかしあくまで2点の周波数での結合アドミタンスにのみ着目して設計が行われており、文献[44-49]の減結合回路と同様に使用周波数帯域内でアンテナ間結合の振幅や位相が大きく変化する場合には適用が困難である。一方文献[51]では、文献[47]で示された減結合回

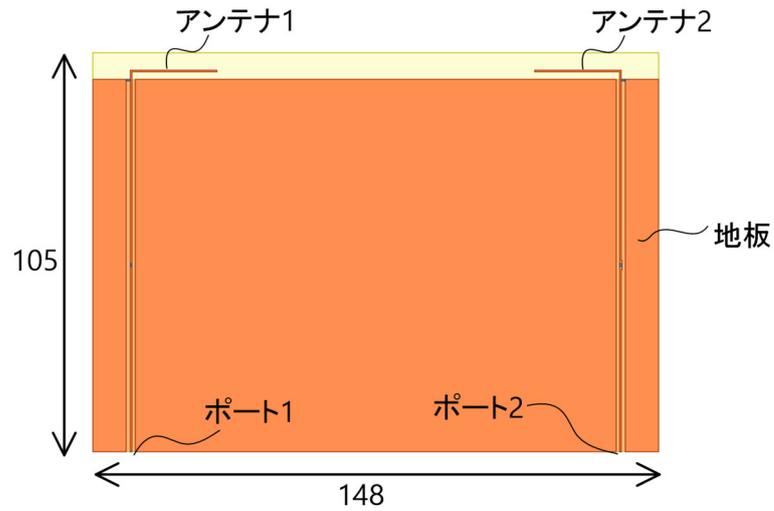
路を元に、回路中の伝送線路長を適切に設定する事によって減結合回路の広帯域化を図った一例が示されている。しかし文献[51]は回路の設計式を示しておらず、また元々のアンテナ間結合の振幅や位相が周波数に対して大きく変化する場合には触れられていない。

このような背景を踏まえ、著者らは文献[52]において動作帯域内で結合位相が大きく変化する場合にもアンテナ間のアイソレーションを改善できる減結合回路を提案し、数値計算によって2.4GHz帯の無線LAN帯域全体でアイソレーションを改善する例を示した。しかし文献[52]の回路は、結合振幅が帯域内で常に一定であることを仮定しており、アンテナが狭帯域である場合にはアイソレーションの改善量が小さくなったり、逆に減結合回路の影響によって帯域端でアイソレーションが劣化したりする懸念があった。

本章では、アンテナ間の結合位相だけでなく結合振幅も大きく変化する場合においてもアイソレーションを改善できる減結合回路[53-55]について述べる。本章では提案する減結合回路の動作を定性的に説明した後、設計式の一例を示す。その後、数値実験によって提案する回路の有効性を示した後、試作によって実験的に検証した結果をまとめる。

3.2. 本章で対象とする例題

本章では、2つのアンテナをもつマルチアンテナシステムを例として提案する減結合回路の有効性を示す。対象とするアンテナシステムを図3-2に示す。基板上のグラウンドに2つの逆Fアンテナが設けられており、グラウンドを挟んで反対側の入出力ポートから50Ω線路を介して給電する。本章で示すアンテナの入力インピーダンスやアンテナ間結合は、全てこの入出力ポートから見た値である。基板材料はPanasonic製のMEGTRON6(比誘電率は3.4, 誘電正接は0.002)を仮定する。この例ではアンテナ1とアンテナ2は対称な形状を仮定しているが、後に示す動作原理から分かるとおり本減結合回路はアンテナの対称性を仮定しておらず、任意のマルチアンテナシステムに適用可能である。



(a) 基板外形



(b) アンテナ素子寸法

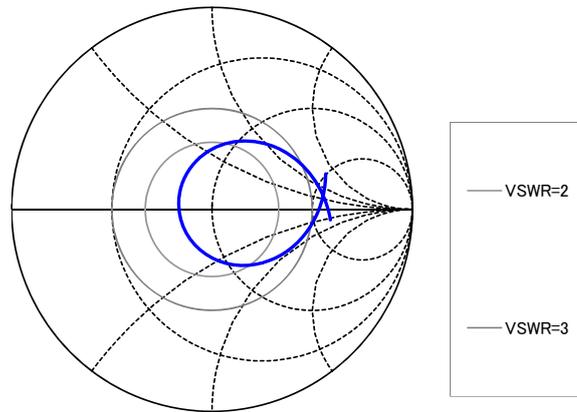
図 3-2 対象とするマルチアンテナ (unit: mm) (Copyright(C)2016 IEICE, [53] 図 1)

本アンテナの入力インピーダンス、アンテナ間結合を図 3-3 と表 3-1 に示す。アンテナが対称であるため、入力インピーダンスはアンテナ 1 とアンテナ 2 で同一である。また整合改善のため、図 3-2(b)の位置に 2pF のキャパシタをアンテナに並列に装荷している。

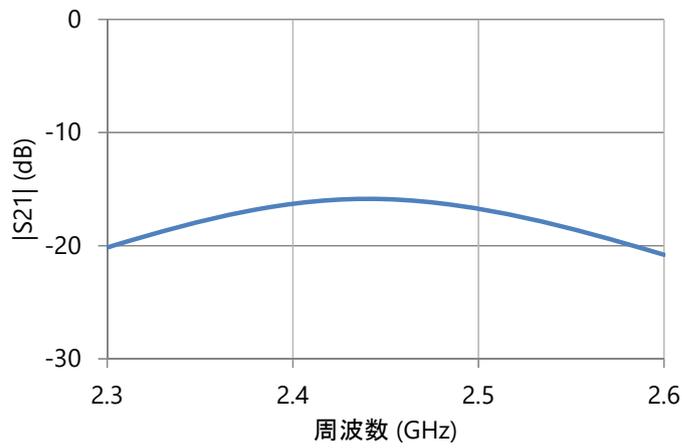
図 3-3 と表 3-1 にまとめたとおり、本アンテナは 2.3GHz から 2.6GHz の範囲で結合位相差が 341° であり、結合振幅も 4.9dB 変化している。

アンテナ間結合位相の群遅延に対応した広帯域減結合回路

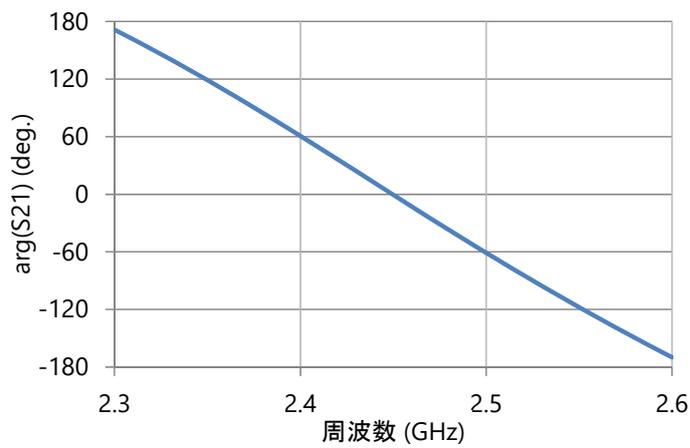
本章で対象とする例題



(a) アンテナインピーダンス (2.3GHz~2.6GHz)



(b) 結合振幅



(c) 結合位相

図 3-3 対象とするアンテナシステムの特徴 (Copyright(C)2016 IEICE, [53] 図 2)

表 3-1 アンテナ間結合

周波数 (GHz)	S21 (dB)	arg.(S21) (deg.)
2.3	-20.2	171.3
2.4	-16.3	60.8
2.5	-16.7	-61.0
2.6	-20.8	-169.7

3.3. 提案する減結合回路の構成

3.3.1. 動作の定性的な説明

提案する減結合回路の構成を図 3-4 に示す。図 3-4 の構成図を用いて、回路の動作を説明する。文献[52]で提案した回路と同様、提案する減結合回路では各給電ポートとアンテナの間に方向性結合器がそれぞれ挿入され、方向性結合器の結合ポート同士は伝送線路を介して接続されている。ただし、伝送線路に対して並列に並列共振回路が設けられている。

図 3-4 に示すように各節点に a から g の符号を振ると、提案回路においてポート 1 とポート 2 間には以下の 2 つの経路を考えることができる。

経路 A : ポート 1 → a → b → 空間 → c → d → ポート 2

経路 B : ポート 1 → e → 伝送線路 → f → g → ポート 2

この回路において、ポート 1 から給電された電力のうちアンテナ間の結合となる部分は、方向性結合器の主線路とアンテナ 1 を通って空間を伝播し、ポート 2 に伝送される。またポート 1 から給電された電力のうち方向性結合器の結合ポートに出力された電力は、伝送線路と並列に接続された共振回路を通してポート 2 に伝送される。すなわち、ポート 2 では前記 2 つの経路で伝送される電力波が合成されて検出される。このことから、経路 A と経路 B で伝わる電力がそれぞれの周波数で等振幅逆位相となるように回路を設計できれば、ポート 1 からポート 2 に伝わる電力、すなわちアンテナ間の結合をほぼ零とすることができる。

アンテナ間結合位相の群遅延に対応した広帯域減結合回路

提案する減結合回路の構成

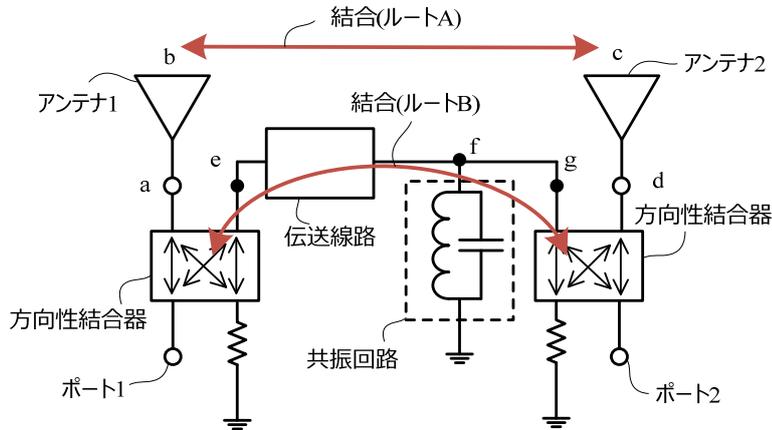


図 3-4 提案する減結合回路 (Copyright(C)2016 IEICE, [53] 図 3)

本章で対象とするアンテナ間の結合は、図 3-3 に示したとおり振幅に関してはバンドパス特性、結合位相に関しては群遅延特性を示している。そのためそれを模擬するために、ルート B を伝送線路と並列共振回路で構成している。並列共振回路は共振周波数においてインピーダンスが無限大となるため、線路に並列に装荷することで共振周波数通過振幅が最大となるバンドパス特性を実現することができる。バンドパス特性の急峻さは、共振回路の Q 値で決定される。また、伝送線路を伝搬することで群遅延特性が得られ、遅延は伝送線路の長さで調整できる。そのため、①共振回路の共振周波数、②共振回路の Q 値、③伝送線路長、④方向性結合器の結合量を設計パラメータとして適切に設計できれば、経路 A を伝播する電力波と経路 B を伝播する電力波を等振幅逆位相とすることができる。

3.3.2. 減結合回路の設計式

以下では、図 3-3、表 3-1 に特性を示したマルチアンテナシステムを例にとり、図 3-4 の経路 A と経路 B の電力波を等振幅逆位相とするような方向性結合器と伝送線路のパラメータ設計方法を示す。

3.3.2.1. 並列共振回路

共振回路単体について取り扱うため、図 3-5 のように特性インピーダンス R_1 、 R_2 のポートに並列に接続された並列共振回路について考える。共振回路を構成するインダクタンス値を L 、キャパシタンス値を C とする。

経路 A と経路 B のバンドパス特性を広い周波数範囲で一致させるために、設計条件として以下の 2 点を設定する。

- ① アンテナ間の結合振幅が最大となる周波数 f_{\max} と共振回路の共振周波数 f_0 とを一致させる

- ② 経路 A の通過振幅の半値幅 Δf_A と経路 B の通過振幅の通過振幅の半値幅 Δf_B を一致させる

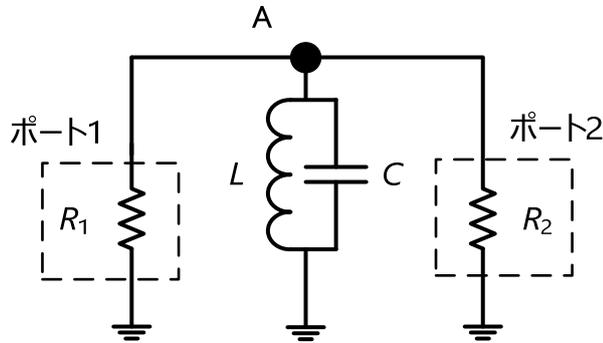


図 3-5 共振回路

まず条件①によって、共振回路を構成するインダクタンスとキャパシタンスの値には以下の関係が要求される。ここで、 $\omega_0=2\pi f_0$ 、 $\omega_{max}=2\pi f_{max}$ である。

$$LC = 1/\omega_0^2 = 1/\omega_{max}^2 \quad (3-1)$$

次に条件②について考える。まず、経路 A の通過振幅の半値幅 Δf_A は図 3-3 (b) のような測定結果から得られ、共振回路の半値幅について考えやすいよう Q 値として取り扱う。経路 A の Q 値 Q_A は半値幅を用いて以下のように定義される。

$$Q_A = f_{max}/\Delta f_A \quad (3-2)$$

この定義で Q 値を計算する場合、通過振幅の周波数特性が左右対称の理想的な単峰性の曲線となる事を仮定している。アンテナシステムの構造が複雑に成るにつれて様々な周波数で共振が発生し、通過振幅の周波数特性は単純な単峰性の曲線とは成らないが、結合が特に大きくなる f_{max} に近い周波数に限れば悪い近似ではないと考えられる。

次に、図 3-5 に示した回路の Q 値 Q_B は以下のように求められる。図 3-6 のように、ポート 1 から給電する場合を考える。このとき、電源から見たインピーダンス Z は以下のように角周波数 ω を用いた式で表される。

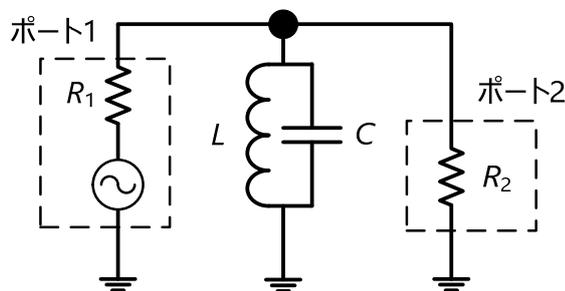


図 3-6 ポート 1 から給電

$$Z = R_1 + \frac{1}{\frac{1}{R_2} + j\left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right)} \quad (3-3)$$

また共振周波数 f_0 では, $\omega_0 = 2\pi f_0$ を用いて

$$Z(\omega_0) = R_1 + R_2 \quad (3-4)$$

である. 一方, 共振回路の Q 値は, 回路のインピーダンスから以下の式で定義される[56, 57].

$$Q_B = \frac{\omega_0}{2} \left| \frac{1}{Z(\omega_0)} \frac{dZ(\omega)}{d\omega} \right|_{\omega=\omega_0} \quad (3-5)$$

以下でこの式による Q 値の計算過程を示す.

$$\frac{dZ(\omega)}{d\omega} = \frac{-j\left(C + \frac{1}{\omega^2 L}\right)}{\left\{\frac{1}{R_2} + j\left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right)\right\}^2} \quad (3-6)$$

この式に共振条件を入れると,

$$\left. \frac{dZ(\omega)}{d\omega} \right|_{\omega=\omega_0} = -j2CR_2^2 \quad (3-7)$$

従って,

$$Q_B = \frac{\omega_0}{2} \left| \frac{-j2CR_2^2}{R_1 + R_2} \right| = \frac{\omega_0 CR_2^2}{R_1 + R_2} \quad (3-8)$$

と求まる. また, R_1 と R_2 の値が等しく R である場合,

$$Q_B = \frac{\omega_0 CR}{2} \quad (3-9)$$

である. 特に $R=50\Omega$ である場合,

$$Q_B = 25\omega_0 C \quad (3-10)$$

となる.

これらの式より, Q_A と Q_B と等しくする, すなわち経路 A と経路 B の通過振幅の周波数特性を等しくするための共振回路のインダクタンス値 L とキャパシタンス値 C は以下のように求められる.

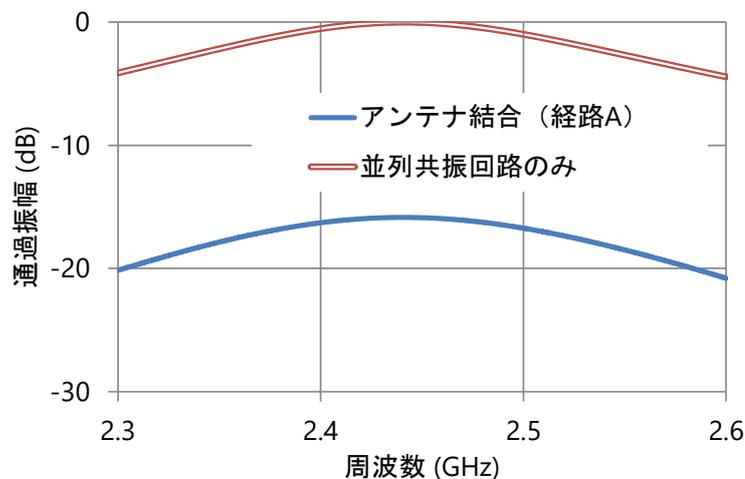
$$\begin{aligned} C &= Q_A / 25\omega_{max} \\ L &= 1/(\omega_{max}^2 C) \end{aligned} \quad (3-11)$$

また, この式を図 3-3 (b)の測定結果に対して適用すると, 以下のように L と C が求められる.

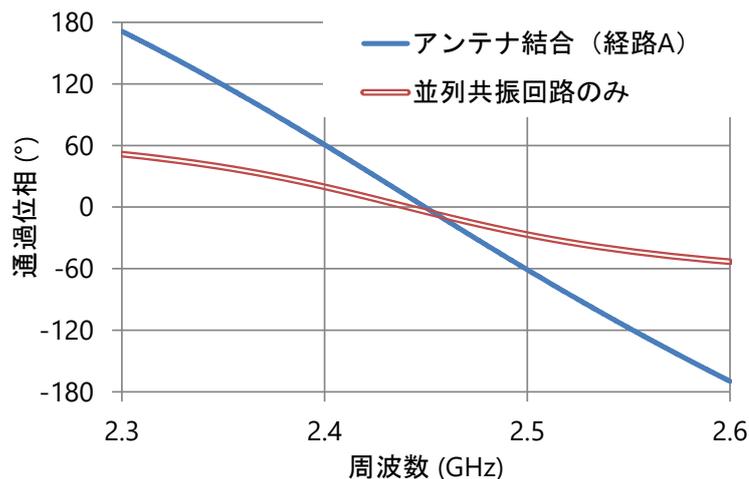
- f_{max}, f_0 : 2.441GHz
- Δf : 0.231GHz
- Q_A : 10.57
- L : 154pH
- C : 27.6pF

この定数を図 3-5 の回路に適用し、ポート 1, 2 間の通過特性を図 3-3 に示したアンテナ間結合と比較したのが図 3-7 である。図 3-7(a)の結合振幅について、本共振回路によってアンテナ間結合のバンドパス特性を模擬できている事が確認できる。振幅の絶対値がシフトしているが、実際の減結合回路では方向性結合器を介して各入出力ポートに接続されるためこの段階で一致している必要は無い。方向性結合器の結合度を設計して絶対値を一致させる方法については 3.3.2.3 節で述べる。

一方通過位相について、図 3-5 の回路でも群遅延は発生しているものの、2.3GHz と 2.6GHz の結合位相差は 104.7°である。これはアンテナ間の結合位相差 341.0°より小さく、更に各周波数における両者の位相差は 180°とはなっていない事が確認できる。



(a) 通過振幅



(b) 通過位相

図 3-7 経路 A と図 3-6 の回路の通過特性の比較

3.3.2.2. 伝送線路の線路長

前節で述べたとおり、共振回路を装荷するだけでは経路 A と経路 B の結合位相の差を 180° とすることは出来ない。そのため経路 B には遅延線路および移相回路として伝送線路が必要となる。

経路 A の結合位相と経路 B の結合位相を一致させるためには、帯域全体に渡って下記の条件を満足するよう伝送線路を構成する必要がある。 $\phi_A(f)$ 、 $\phi_B(f)$ はそれぞれ経路 A、経路 B の通過位相である。

$$\phi_B(f) = \phi_A(f) + 180^\circ$$

以降の説明では、簡単のため方向性結合器の入力ポートから結合ポート間の通過移相を零として説明を行うが、これが値を持つ場合も同様に考えることができる。

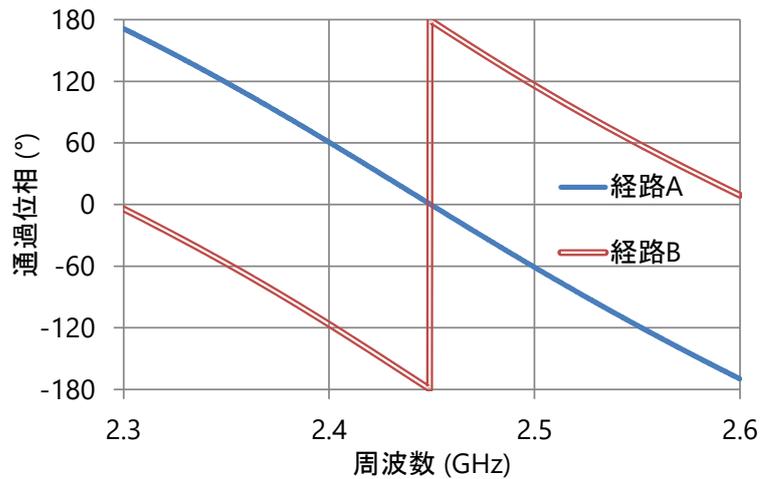
上式を満足するためには、たとえば次の条件を満足するように θ を設定する。ただし、 f_L は動作周波数の下限値、 f_H は上限値である。

- ① f_{\max} において、経路 A の結合位相 $\phi_A(f_{\max})$ と経路 B の結合位相 $\phi_B(f_{\max})$ がほぼ逆相となる。
- ② $\Delta\phi_A = \phi_A(f_L) - \phi_A(f_H)$ が $\Delta\phi_B = \phi_B(f_L) - \phi_B(f_H)$ とほぼ等しくなる。

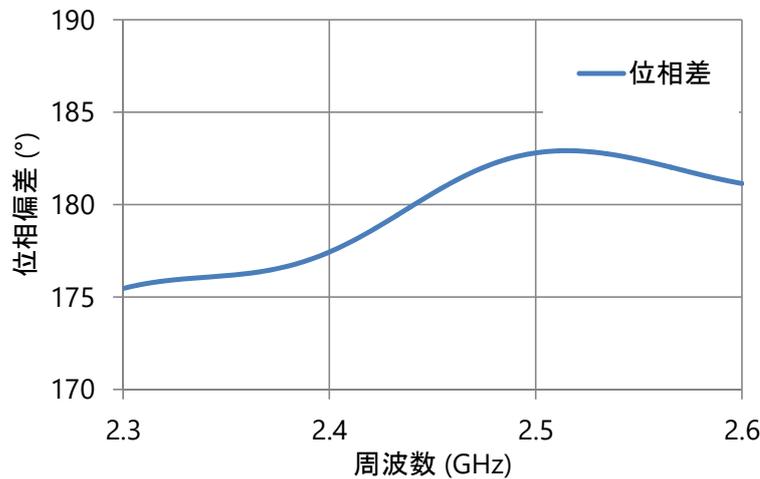
たとえば以下の式によって、これら条件を満足するような伝送線の電気長 θ を決定できる。ただし、 $[x]$ は床関数である。また、 $\Delta\phi_{PRC}$ は共振回路による帯域内での通過位相差である。

$$\theta(f_{\max}) = \left\lceil \left[\frac{(\Delta\phi_A - \Delta\phi_{PRC})f_{\max}}{360(f_H - f_L)} + 0.5 \right] 360 - \phi_A(f_{\max}) + 180 \right\rceil \quad (3-12)$$

本章で対象としている図 3-3 (c) の例に適用すると、 $f_L=2.3\text{GHz}$ 、 $f_H=2.6\text{GHz}$ 、 $f_{\max}=2.441\text{GHz}$ 、 $\phi_A(f_{\max})=10.54^\circ$ 、 $\Delta\phi_A=341.0^\circ$ 、 $\Delta\phi_{PRC}=104.7^\circ$ となり、これらより $\theta=1969.46^\circ$ が得られる。伝送線路長を周波数 f_{\max} において電気長 $\theta=1969.46^\circ$ とし、共振回路を 3.2.1 節で求めた L と C 値を持つインダクタンスとキャパシタンスで構成した場合の経路 B の結合位相と図 3-3 (c) を図 3-8 で比較する。図 3-8 (b) より、2.3GHz から 2.6GHz でほぼ 180° 位相差を実現できている事が確認できる。最も位相差が 180° から離れているのは 2.3GHz の点であり、位相差は 175.5° である。



(a) 通過位相



(b) 通過位相差 (Copyright(C)2016 IEICE, [53] 図 6)

図 3-8 経路 A と経路 B の通過位相の比較

3.3.2.3. 方向性結合器の結合度

図 3-7 (a)で示した結合振幅を一致させることを念頭に、方向性結合器の結合度を決定する。周波数 f_{\max} でのアンテナ間結合を p (dB)とし、 p を用いて方向性結合器の結合度 C_p (dB)は以下の式で決定できる。ただし、図 3-4 に示した回路中の二つの方向性結合器の特性は同じと仮定し、方向性は無限大を仮定している。

$$C_p = 10 \log \left(\frac{10^{p/20}}{1 + 10^{p/20}} \right) \quad (3-13)$$

本章で対象としているアンテナ間結合に適用すると、 $p=-15.86$ dB, $C_p=-8.58$ dB である。図 3-9 にこの式で結合度を決定した場合の経路 A と経路 B の振幅偏差をまとめる。図に示すとおり、2.3GHz から 2.6GHz まで経路 A と経路 B で同振幅の通過特性が得られ

ている事が確認できる。この周波数範囲で最も振幅偏差が大きいのは 2.6GHz の -0.50dB である。

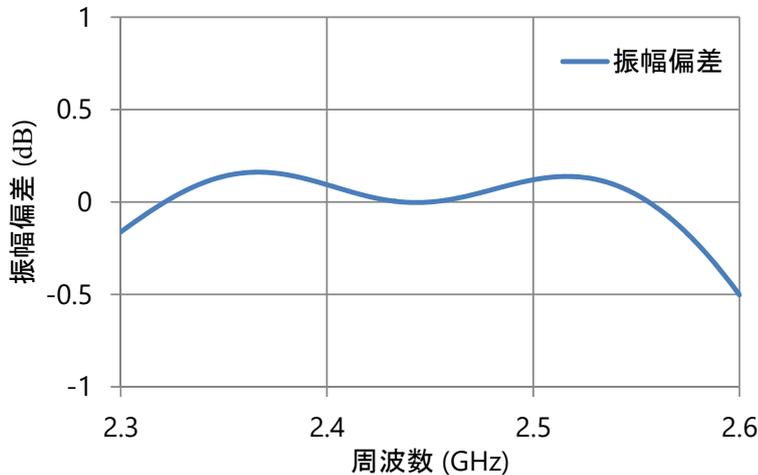


図 3-9 経路 A と経路 B の通過振幅偏差 (Copyright(C)2016 IEICE, [53] 図 7)

提案する減結合回路では、給電ポートからアンテナに給電される電力の一部を取り出して経路 B に供給するため、減結合回路を適用することによるアンテナ効率の劣化を許容する必要がある。アンテナ効率の劣化 P_{loss} (dB) は以下の式で評価できる。

$$P_{\text{loss}} = 10 \log_{10}(1 - 10^{C/10}) \quad (3-14)$$

$C_p = -8.58\text{dB}$ の場合、 $P_{\text{loss}} = -0.65\text{dB}$ である。この電力はその殆どが反対側の方向性結合器内のアイソレーション抵抗で消費され、残りが結合の打ち消しに利用されると考えることが出来る。

なお、結合の打ち消しによる電力の授受は以下のように説明できる。図 3-10 左図のように、ポート 2 にて経路 A の電力波と経路 B の電力波が打ち消しあう状況を考える。前者の電力波を $p\angle 0^\circ$ 、後者の電力波を $p\angle 180^\circ$ とする。このとき、右図のように経路 B の電力波の方向を逆向きとし位相を反転させて表記しても同じである。すなわち、経路 A を伝播した電力波すなわちアンテナ間の結合電力は、ポート 2 では受信されず経路 B を通ってアンテナ 1 側の方向性結合器に戻っていく。戻った先の方向性結合器においては、殆どの電力がアイソレーション抵抗で消費され、結合度に応じて一部の電力がポート 1 に入力される。方向性結合器の結合ポートから入力される電力波は $p\angle 180^\circ$ であり、これはポート 1 から方向性結合器の入力ポートを介して $p\angle 0^\circ$ が結合ポートに出力されると考えるのと等しく、図 3-10 左図と矛盾無い。すなわち、本減結合回路によって結合を低減する場合、アンテナ結合分の電力は方向性結合器のアイソレーション抵抗で消費されることとなる。

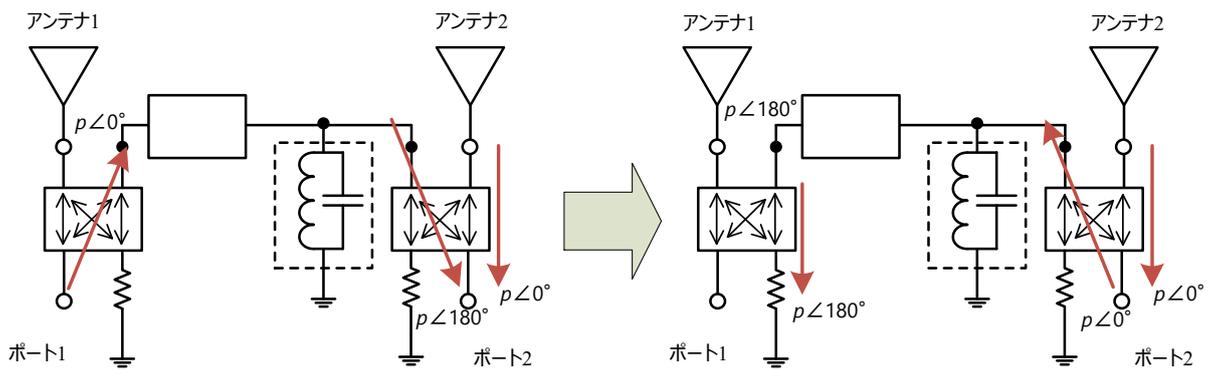


図 3-10 打消しによる減結合における電力の行方

3.4. 数値実験結果

3.3 節で求めた回路定数を用い、回路シミュレータ上で減結合回路の効果を検証する。

図 3-4 の減結合回路についてポート 1, 2 間の結合を回路シミュレータにて計算した結果を図 3-11 に示す。図から明らかなおとおり、2.3GHz から 2.6GHz の帯域内で大幅な結合低減効果が得られることが確認できる。この周波数範囲内での最悪値を比較すると、減結合回路適用前のポート間結合最大値は-15.86dB (2.441GHz) であるが、適用後の最大値は-42.24dB (2.365GHz) であり、26.4dB の改善効果が得られている。この結果より、図 3-3 のようにアンテナ間結合が急峻な周波数特性を持っていた場合であっても、提案した回路によって結合低減効果が得られることが確認できる。

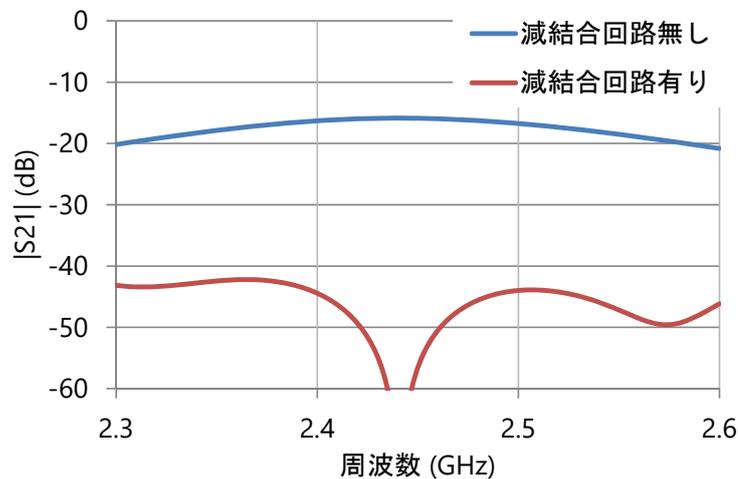


図 3-11 減結合回路適用結果 ($L=154\text{pH}$, $C=27.6\text{pF}$, $\theta(2.441\text{GHz})=1969.46^\circ$, $C_p=-8.58\text{dB}$) (Copyright(C)2016 IEICE, [53] 図 8)

また、減結合回路を適用した後のポート 1 から見た入力インピーダンスを図 3-12 に示す。図 3-3(a)と比較して明らか通り、減結合回路の適用前後で入力インピーダンスは大きく変化していないことが確認できる。また、僅かに適用後の反射が小さくなって

いる事が確認できる。これは、3.2.3 節で述べた P_{loss} による。従来の減結合回路の多くが整合回路を別途必要としたのに対し、この点は提案する回路の長所である。

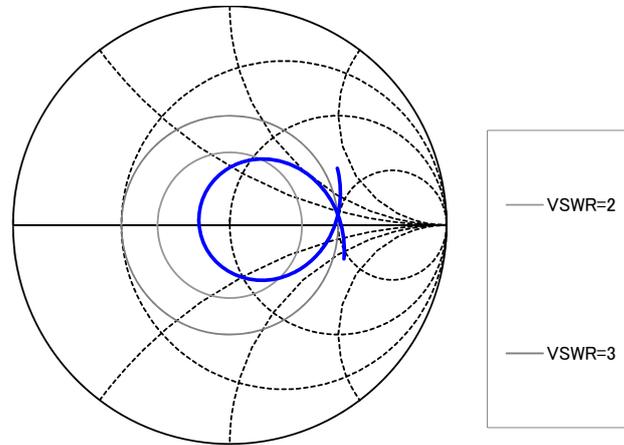


図 3-12 入力インピーダンス（減結合回路有）（Copyright(C)2016 IEICE, [53] 図 9）

以下で、周波数 f_{max} における放射パターンを比較する。座標系を図 3-13 に示す。提案する減結合回路適用有無での動作利得の計算結果を、図 3-14、図 3-15 で比較する。なお、減結合回路適用後の放射パターンは、回路シミュレータ（Ansys Designer）と電磁界シミュレータ（Ansys HFSS）を併用する事によって求めた。具体的には、回路シミュレータで減結合回路適用後のアンテナ 1、2 の励振振幅、位相を求め、それを電磁界シミュレータでの励振条件とした。

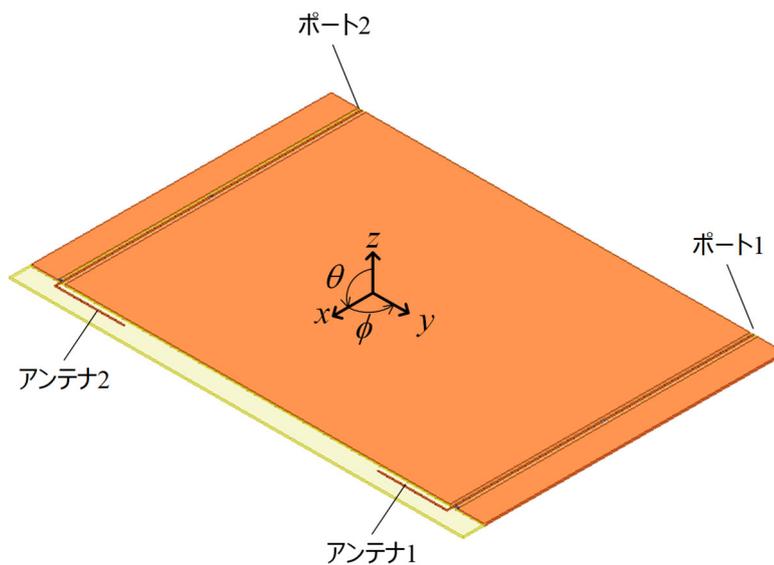


図 3-13 アンテナ基板の座標系

図 3-14, 図 3-15 の比較から分かる通り, 提案する減結合回路は放射パターンの形状を変化させず, 方向性結合器で生じる損失分だけ, 動作利得が低下した放射パターンとなる. これは, アンテナ間の結合を回路内で逆位相の信号で打ち消す, すなわち結合電力を消費させることによって入出力ポートから見たときの結合を低減させる回路の動作から考えて妥当である.

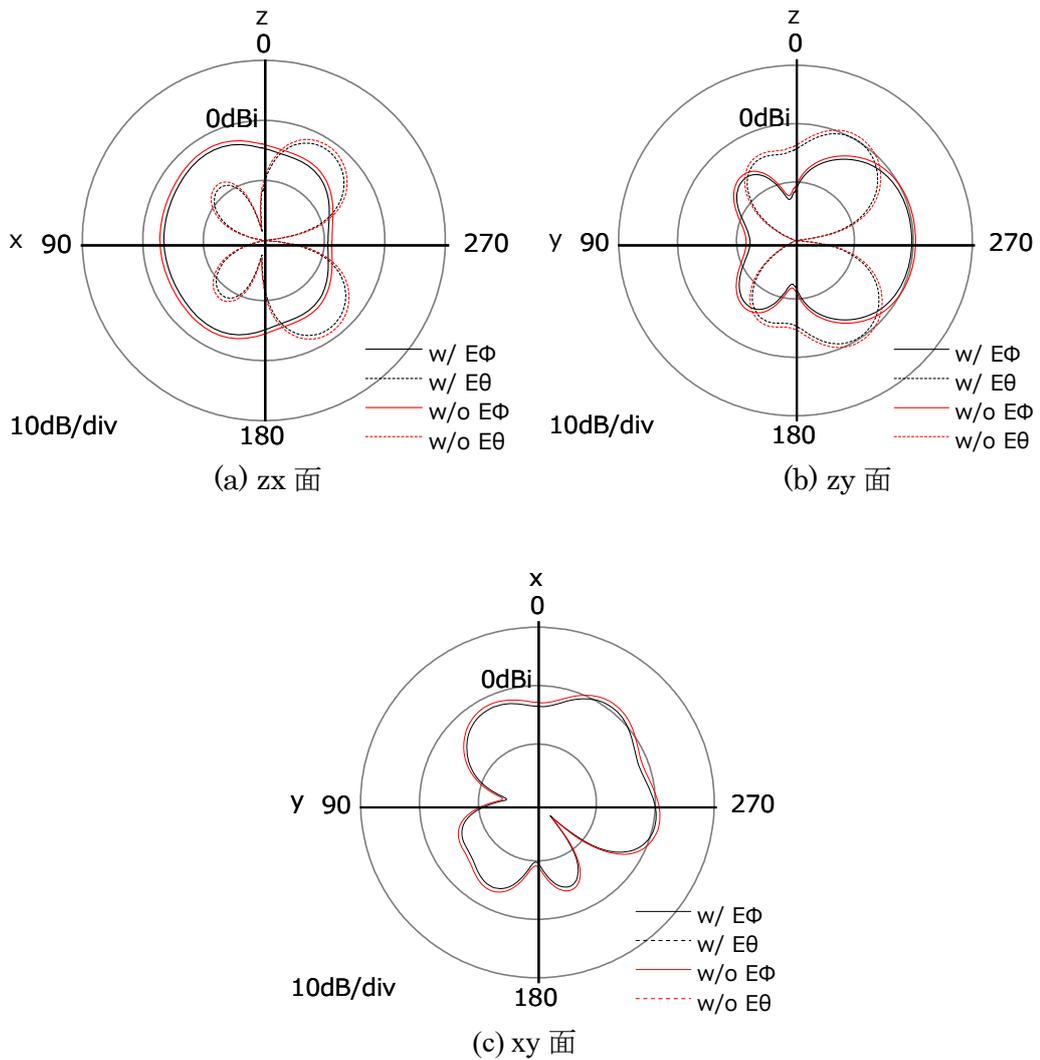


図 3-14 動作利得計算結果 (ポート 1 励振時, $f=f_{\max}$, w/は提案する減結合回路適用有り, w/o は適用無しを示す)

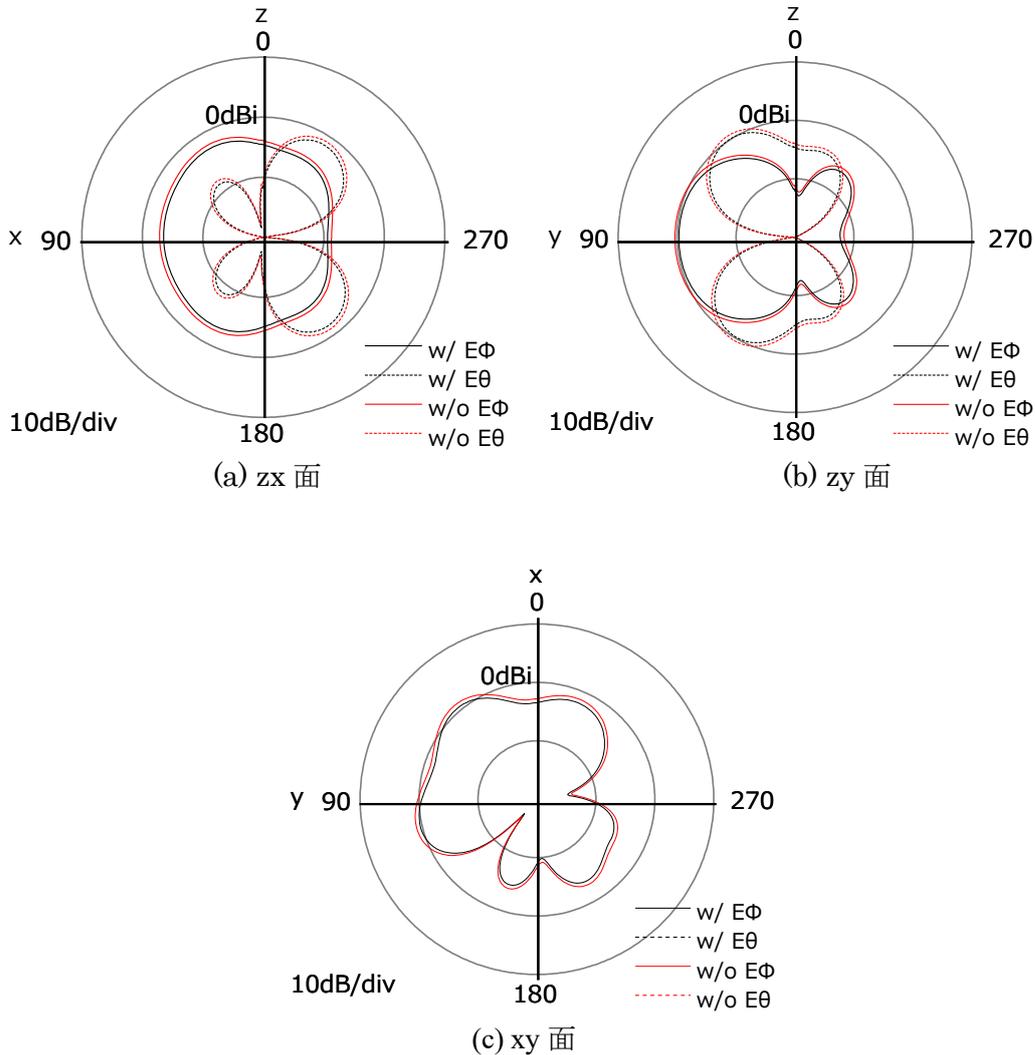


図 3-15 動作利得計算結果 (ポート 2 励振時, $f=f_{max}$, w/は提案する減結合回路適用有り, w/o は適用無しを示す)

計算された動作利得から求められる, 放射効率と相関係数 (ECC: Envelope Correlation Coefficient) を表 3-2 にまとめる. アンテナ 1 とアンテナ 2 は対称形状であるので, 放射効率はほぼ等しくなる. 減結合回路適用前後での放射効率差分は, どちらのポートを励振した場合も 0.66dB の劣化であり, 3.3.2.3 節に記載した, 方向性結合器の結合度から計算できる放射効率の劣化とほぼ等しくなることを確認した.

相関係数は, 図 3-14, 図 3-15 に示した ZX 面, ZY 面の動作利得パターン, および位相パターンから以下の通り計算した. アンテナ a, アンテナ b 間の相関係数 ρ_{eab} は以下の式(3-15)から(3-17)で計算できる. 放射パターンの形状は図 3-14, 図 3-15 の通り変化していないため, 相関係数が変化していないことは妥当である. したがって, 提案する広帯域減結合回路は, 相関係数の改善目的で使用する事は出来ず, あくまでポート間の干渉電力を小さくすることを目的とする場合に適していると言える.

表 3-2 減結合回路の適用有無と動作利得・相関係数

減結合回路	適用前	適用後	差分
ポート 1 励振時の放射効率 (dB)	-0.72	-1.38	-0.66
ポート 2 励振時の放射効率 (dB)	-0.73	-1.39	-0.66
相関係数	0.01	0.01	0.00

$$\text{ECC: } \rho_{eab} = |\rho_{ab}|^2 \tag{3-15}$$

$$\text{複素指向性の相関係数: } \rho_{ab} = \frac{|f(a,b)|}{\sqrt{f(a,a)}\sqrt{f(b,b)}} \tag{3-16}$$

$$\begin{aligned}
 & f(x, y) \\
 &= \sum_{n=1}^{N-1} \left[|\sin \theta_n| \right. \\
 & \cdot \sum_{m=1}^M \left\{ \text{conj} \left(10^{\frac{G_{xV}(\theta_n, \varphi_n)}{20}} \exp(i\vartheta_{xV}(\theta_n, \varphi_n)) \right) 10^{\frac{G_{yV}(\theta_n, \varphi_n)}{20}} \exp(i\vartheta_{yV}(\theta_n, \varphi_n)) \right. \\
 & \left. \left. + \text{conj} \left(10^{\frac{G_{xH}(\theta_n, \varphi_n)}{20}} \exp(i\vartheta_{xH}(\theta_n, \varphi_n)) \right) 10^{\frac{G_{yH}(\theta_n, \varphi_n)}{20}} \exp(i\vartheta_{yH}(\theta_n, \varphi_n)) \right) \right] \tag{3-17}
 \end{aligned}$$

表 3-3 式(3-17)のパラメータ

N :	1 測定面あたりの測定ポイント数 (θ 方向のデータ数)
M :	測定面数 (φ 方向のデータ数)
θ _n :	(n-1) · Δθ [rad]
φ _n :	(m-1) · Δφ [rad]
Δθ :	θ 方向の角度刻み[rad]
Δφ :	φ 方向の角度刻み[rad]
G _V :	垂直偏波の利得[dBi]
G _H :	水平偏波の利得[dBi]
∅ _V :	垂直偏波の位相[rad]
∅ _H :	水平偏波の位相[rad]

3.5. 回路の小形化検討

これまでに述べたとおり，提案する減結合回路は極めて広帯域な減結合特性を持つ．一方で，本章で扱う例題の場合は約 2000°の電気長を持つ伝送線路の実現が求められ，回路の小形化の妨げとなると考えられる．また本章で扱う例題の場合，並列共振回路を構成するインダクタの値が 154pH と非常に小さく，実現が難しい．本章では，減結合回

路の実装に向けた検討として、経路 B の共振回路をショートスタブで置き換えることを検討する。

3.5.1. 共振回路のショートスタブでの置き換え

ショートスタブの入力アドミタンスは以下の式で表される。

$$Y_{ins} = \frac{1}{jZ_{stub} \tan \beta l} \quad (3-18)$$

ここで、 Z_{stub} はスタブの特性インピーダンス、 β は波数であり波長 λ を用いて $\beta=2\pi/\lambda$ である。また、ショートスタブの長さは共振周波数での波長 λ_0 を用いて $\lambda_0/4$ とする。この式を以下のように変形する。

$$jY_{ins} = \frac{1}{Z_{stub} \tan \beta l} = \frac{1}{Z_{stub} \tan \frac{2\pi \lambda_0}{\lambda} \frac{l}{4}} = \frac{1}{Z_{stub} \tan \frac{\pi \omega}{2 \omega_0}} \quad (3-19)$$

ここで、周波数 ω は共振周波数 ω_0 から微小周波数幅 $\Delta\omega$ だけ離れた周波数であり、 $\omega = \omega_0 + \Delta\omega$ であるとする。

$$jY_{ins} = \frac{1}{Z_{stub} \tan \frac{\pi}{2} \left(1 + \frac{\Delta\omega}{\omega_0}\right)} \quad (3-20)$$

$\tan(\pi/2+x) = -1/\tan x$ を用いて、

$$jY_{ins} = -\frac{1}{Z_{stub}} \tan \left(\frac{\pi \Delta\omega}{2 \omega_0}\right) \quad (3-21)$$

ここで、 $\Delta\omega/\omega_0 \ll 1$ であるとする、

$$jY_{ins} \approx -\frac{1}{Z_{stub}} \frac{\pi \Delta\omega}{2 \omega_0} \quad (3-22)$$

と近似できる。

一方、並列共振回路の入力アドミタンスは以下の式で表される。

$$Y_{inp} = -j \left(\frac{1}{\omega L} - \omega C \right) \quad (3-23)$$

$$jY_{inp} = \frac{1}{\omega L} - \omega C = \frac{1}{\omega} \omega_0^2 C - \omega C = \omega C \left(\frac{\omega_0^2}{\omega^2} - 1 \right) = \omega C \left(\frac{(\omega_0 + \omega)(\omega_0 - \omega)}{\omega^2} \right)$$

ここで、 $\omega = \omega_0 + \Delta\omega$ を適用すると、

$$jY_{inp} = -C \left(\frac{(2\omega_0 - \Delta\omega)\Delta\omega}{\omega} \right) = -\frac{\omega_0^2 C}{\omega} \left(\frac{2\omega_0 \Delta\omega}{\omega_0^2} - \frac{\Delta\omega^2}{\omega_0^2} \right) \quad (3-24)$$

ここで、 $\Delta\omega/\omega_0 \ll 1$ であるとする、第 2 項は無視することができ、

$$jY_{inp} \approx -2C\Delta\omega \quad (3-25)$$

となる。

$jY_{inp} = jY_{ins}$ となるよう両者を比較すると、

$$Z_{stub} = \frac{\pi}{4\omega_0 C} = \frac{1}{8f_0 C} \quad (3-26)$$

と求められる。このように、キャパシタンス C 、インダクタンス $L=1/(\omega^2 C)$ から成る並列共振回路は、共振周波数 f_0 近傍において特性インピーダンスを $Z_{stub}=1/(8f_0 C)$ と設定した $1/4$ 波長ショートスタブと同じ特性となることが分かる。特性インピーダンス R の線路に接続された場合について、線路の特性インピーダンスを f_0 での Q 値を用いて書くと以下のようなになる。

$$Z_{stub} = \frac{\pi R}{8Q} \quad (3-27)$$

すなわち高い Q 値を得るためには、低インピーダンスのスタブを設ける必要がある。

3.5.2. 線路に並列に装荷された並列共振回路の Q 値

前節に従ってショートスタブを設けようとしても、極端に低い特性インピーダンスのショートスタブを設けることは難しい。ここでは、伝送線路を介して複数の共振回路を設けた場合について述べる。構成を図 3-16 に示す。共振回路と伝送線路は全て同じ特性であるととし、共振回路の入力アドミタンスを Y_r とする。ポート間の共振回路と伝送線路の特性を F マトリクスで表現すると以下の式で表せる。共振回路の数は N 個、伝送線路の特性インピーダンスを Z_0 、電気長を θ とする。

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Y_r & 1 \end{bmatrix} \left(\begin{bmatrix} \cos \theta & jZ_0 \sin \theta \\ j \frac{\sin \theta}{Z_0} & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Y_r & 1 \end{bmatrix} \right)^{N-1} \quad (3-28)$$

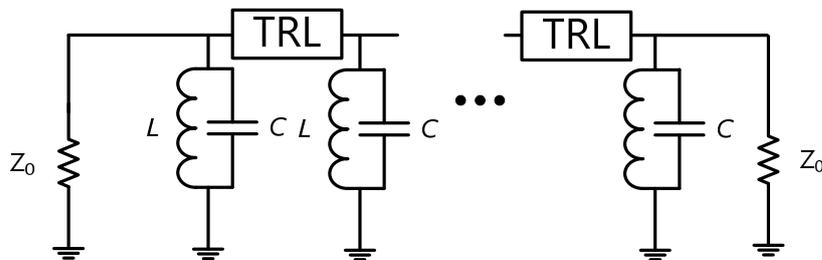


図 3-16 N 個の共振回路の接続

簡単のため、 $N=2$ の場合について示す。式より、電気長が 180° の場合、 F マトリクスは以下のようなになる。

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Y_r & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Y_r & 1 \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 2Y_r & 1 \end{bmatrix} \quad (3-29)$$

すなわち、符号が反転することを 180° 線路の効果と考えれば、共振回路を 2 個用いたことで、入力インピーダンスが $1/2$ 倍になったのと同じ伝送特性が得られることになる。これを共振回路が N 個の場合に拡張すると、以下の式で表される。

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = (-1)^{N-1} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ NY_r & 1 \end{bmatrix} \quad (3-30)$$

同様に電気長が 360° の場合、F マトリクスは以下のようなになる。

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Y_r & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Y_r & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 2Y_r & 1 \end{bmatrix} \quad (3-31)$$

すなわち、 360° 線路を介して共振回路を接続した場合、共振回路を 2 個用いたことで、入力インピーダンスが 1/2 倍になったのと同じ伝送特性が得られることになる。これを共振回路が N 個の場合に拡張すると、以下の式で表される。

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ NY_r & 1 \end{bmatrix} \quad (3-32)$$

3.4 節までの結果より、線路の通過特性に高い Q 値を持たせるためには共振回路の入力インピーダンスを小さくする必要があることが分かる。また 5.1 節の結果からは、線路の通過特性に高い Q 値を持たせるためには低インピーダンスのショートスタブを実現する必要がある。しかし本章で述べた通り、 180° または 360° の線路を介して複数の共振回路やショートスタブを接続することで、ショートスタブ単体の Q 値はそのまま、回路全体としての Q 値を大きくできることが分かった。例えば通過特性の Q 値を適切に設定するために特性インピーダンス 2Ω のショートスタブが求められた場合、特性インピーダンス 4Ω のショートスタブを 180° 間隔で 2 つ設けることで同等の Q 値を実現可能である。

3.5.3. シミュレーションによる確認

共振周波数 $f_0=1\text{GHz}$ の並列共振回路を例にとり、前節までの議論が正しいことを回路シミュレータによって確認する。ポートと伝送線路の特性インピーダンスは 50Ω とする。 Q 値を 20 とした場合、設計式より $C=127.3\text{pF}$, $L=0.25\text{nH}$ と求められる。この回路を回路 1 とする。

次に、この並列共振回路をショートスタブで置換える。式(3-26)を用いてショートスタブの特性インピーダンスを計算すると、 $Z_{\text{stab}}=0.98\Omega$ である。線路に並列にショートスタブを接続した回路を回路 2 とする。

次に、ショートスタブのインピーダンスを $0.98 \times 2 = 1.96\Omega$ とし、 180° 線路を介して 2 つのショートスタブを用いた回路を回路 3 とする。回路 1 から回路 3 を図 3-17 にまとめる。

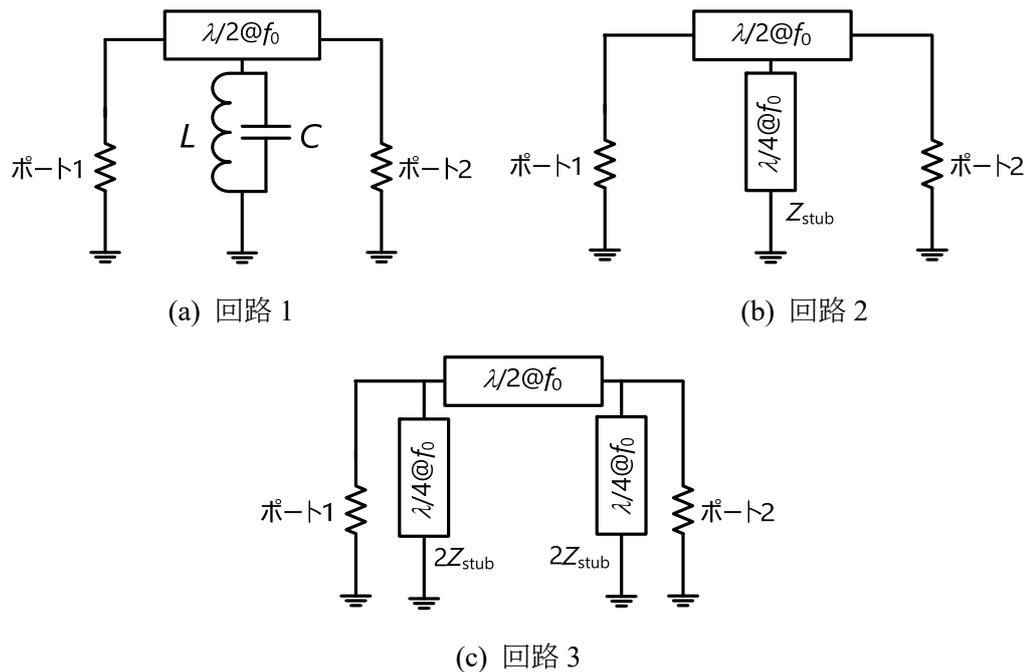
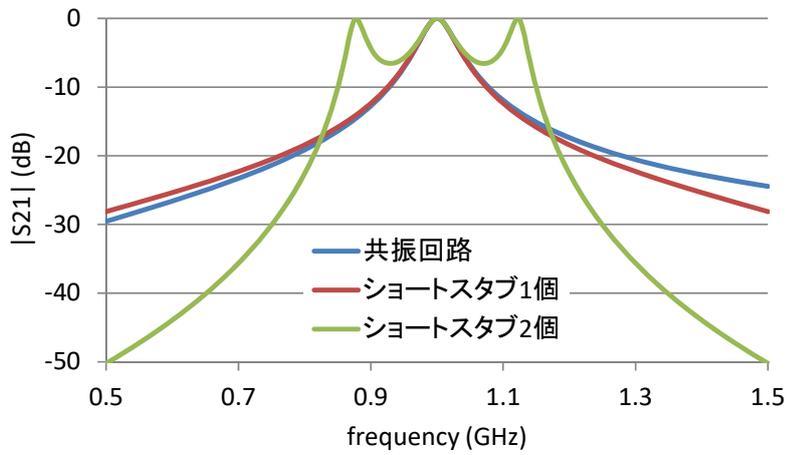


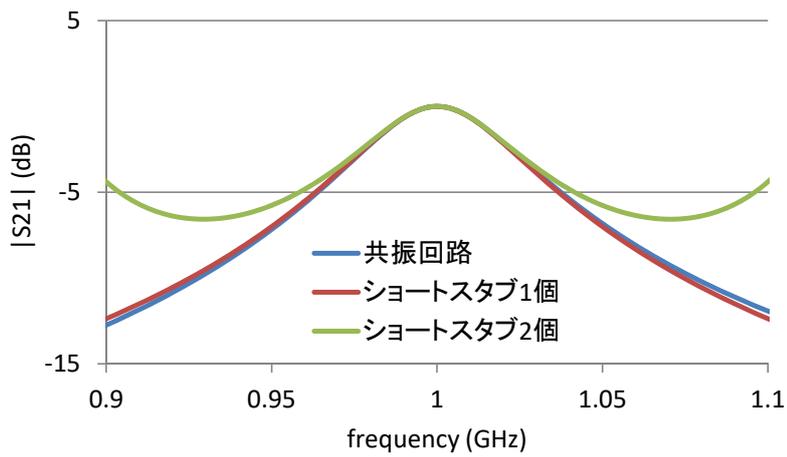
図 3-17 各回路の構成

回路シミュレータによって求められた各回路の通過振幅特性、通過位相特性を以下に示す。通過振幅がピーク値から 3dB 減衰する半値幅を比較すると、回路 1 が 49.9MHz、回路 2 が 49.9MHz、回路 3 が 52.3MHz である。左右対称の単峰性曲線における Q 値はピーク周波数と半値幅の比によっても定義されるが、回路 1、回路 2 に関してはその定義に従って計算しても Q 値は 20.0 である。しかし、3.5.1 節で述べた通り回路 2 においては $\Delta\omega$ が十分に小さいことを仮定しているため、周波数が共振周波数である 1GHz から離れるに伴って回路 1 と回路 2 の通過振幅に差が生じている。また、回路 3 の通過振幅は単峰性ではないため本定義によって比較するのは適切ではないが、ピーク周波数と半値幅の比から Q 値を計算すると 19.1 となる。回路 3 の特性は図の通り共振周波数付近では概ね特性が回路 1 に一致し、共振周波数から離れるに伴い回路 2 以上に差が生じている。これは、回路 3 はスタブ間の線路長が 180° の時に回路 2 と特性が一致するため、この条件が成立しなくなる事が差異の要因である。

アンテナ間結合位相の群遅延に対応した広帯域減結合回路
回路の小形化検討

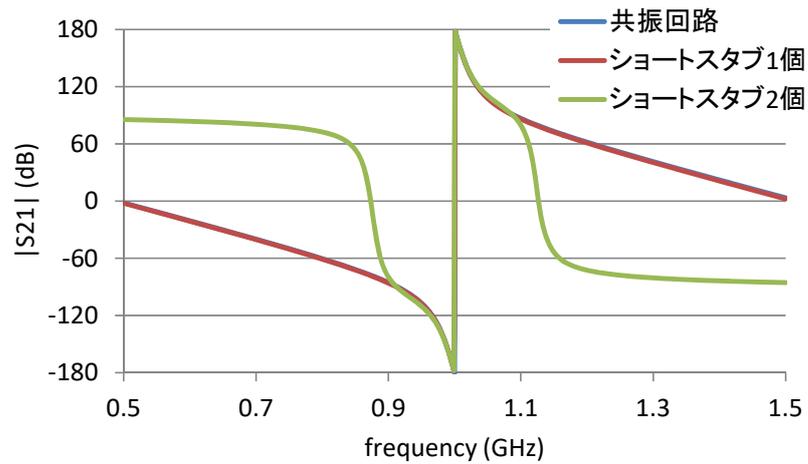


(a) 0.5~1.5GHz (比帯域 100%)

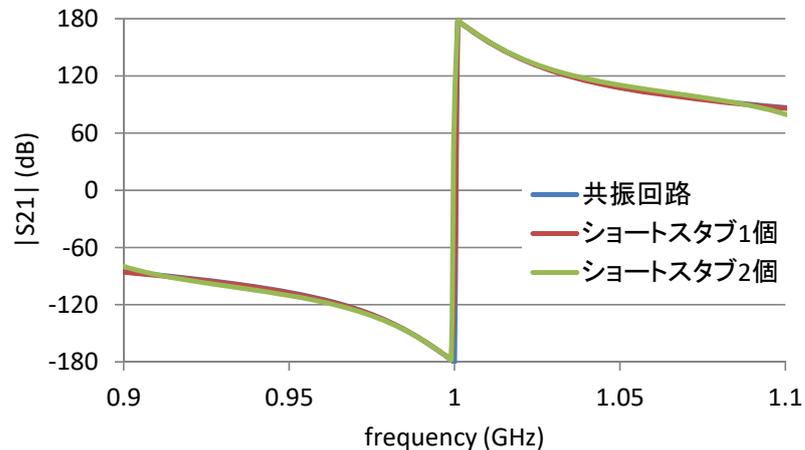


(b) 0.9~1.1GHz (比帯域 20%)

図 3-18 通過振幅特性



(a) 0.5~1.5GHz (比帯域 100%)



(b) 0.9~1.1GHz (比帯域 20%)

図 3-19 通過振幅特性

3.6. 実験検証

本章では、本減結合回路の試作による検証結果をまとめる。図 3-20 に試作したアンテナ基板を示す。本アンテナ基板には減結合回路も実装されている。アンテナの寸法は図 3-2 と同一であり、基板材料もこれまで示してきた電磁界解析モデルと同じく MEGTRON6 である。アンテナ整合のため図 3-2 ではアンテナに並列に 2pF のキャパシタを装荷していたが、本章で示す実験では整合のため 1.9pF のキャパシタを用いる。また、後に減結合回路を適用した際に調整を容易とするよう、アンテナと方向性結合器の間に 2dB のアッテネータを挿入している。

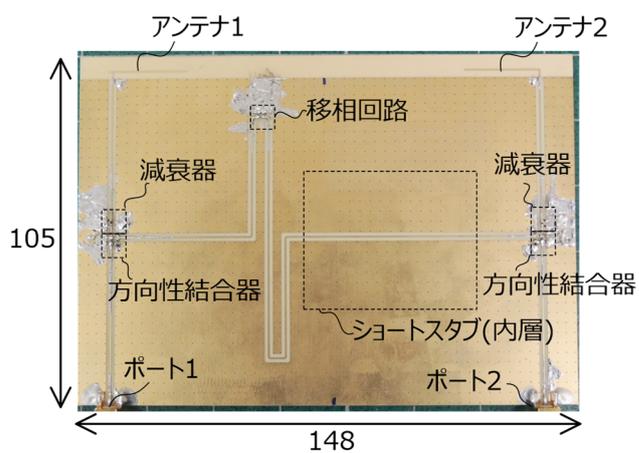
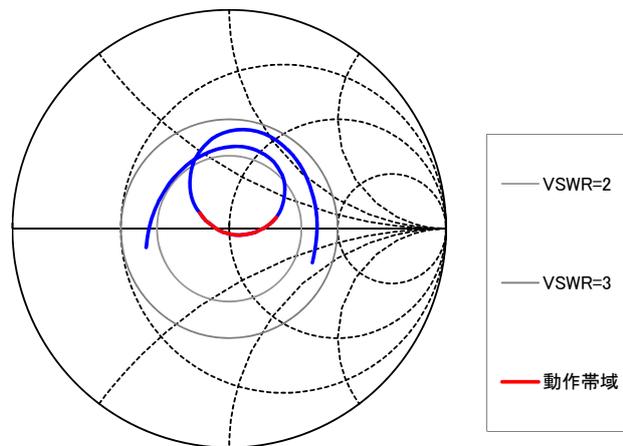
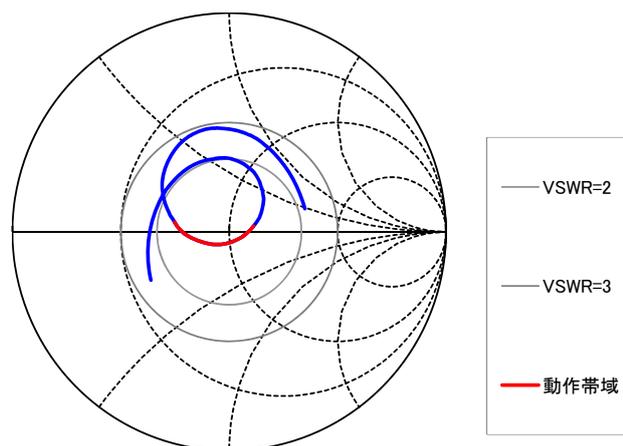


図 3-20 試作したアンテナ基板（減結合回路含）

まず，減結合回路を用いない場合における，測定されたアンテナの入力インピーダンスとアンテナ間結合を以下に示す．アッテネータは既に取り付けられている．

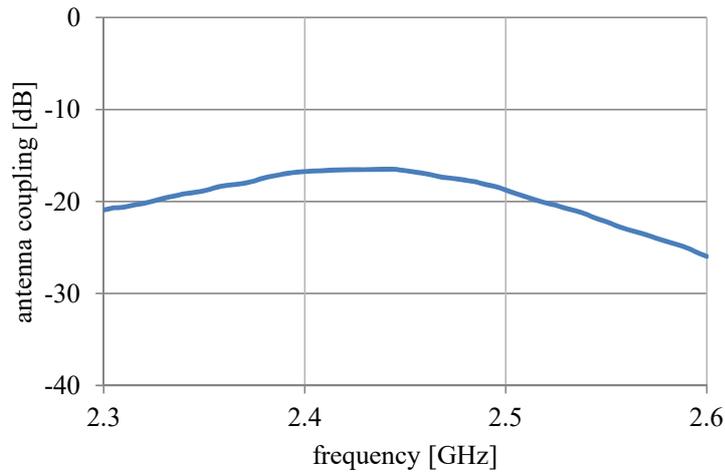


(a) アンテナ 1 (2GHz~3GHz)

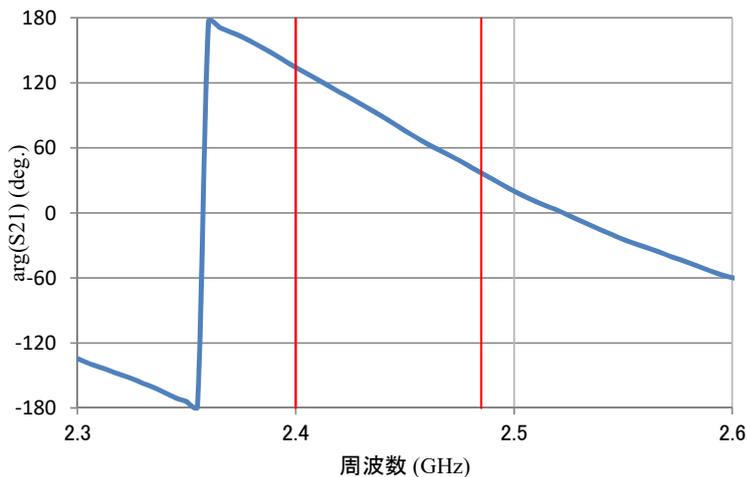


(b) アンテナ 2 (2GHz~3GHz)

図 3-21 各アンテナのインピーダンス測定結果 (減結合回路無)



(c) アンテナ間結合振幅 (2.3GHz~2.6GHz)



(d) アンテナ間結合位相 (2.3GHz~2.6GHz)

図 3-22 アンテナ間の結合測定結果 (減結合回路無)

2.3GHz~2.6GHz の 12.2%帯域幅において、アンテナ間結合の最大値は 2.44GHz における-16.5dB であり、振幅の偏差は 9.5dB である。また、2.3GHz~2.6GHz の結合位相差は 297.8°である。

本結合を提案した減結合回路で改善する。初めに、伝送線路間を結ぶ伝送線路部について述べる。本試作回路においては、伝送線路部は 3.52 波長の伝送線路と 180°間隔で設けられた 2 つのショートスタブからなる。ショートスタブの特性インピーダンスは 2.45Ωである。ショートスタブは特性インピーダンスを下げるためストリップ線路を用いて内層に設けられている。また、経路 B を伝わる電力波の位相を微調整するため、π型移相器を伝送線路上に設けている。伝送線路部の通過振幅を図 3-23 に示す。通過特性は左右対称と成らず、高域側において通過振幅が劣化している事が確認できる。図 3-3

(c)と比較して周波数の変化による通過振幅の変化が大きいため、帯域端で減結合の効果小さくなる事が予想できる。

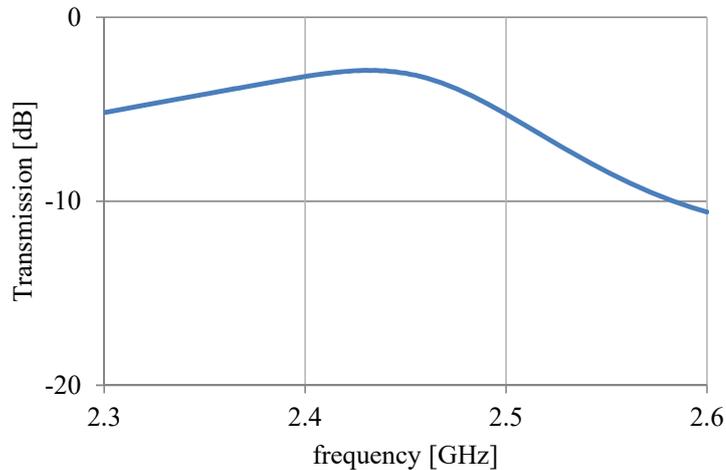


図 3-23 伝送線路部の通過特性

経路 A と経路 B の電力波を合成した結果である、最終的に得られたアンテナ間の結合を図 3-24 に示す。提案する減結合回路を適用する事で、2.3GHz~2.6GHz における結合最大値は 2.49GHz における-29.1dB となった。すなわち本実験結果から、提案する減結合回路によって比帯域 12.2%の範囲において最悪値 12.6dB の結合改善が行える事が示された。

図 3-24 には、従来から広く用いられている文献[47]で提案された減結合回路を適用した場合の計算結果も同時に示した。文献[47]で提案される減結合回路のパラメータを図 3-25 に示す。本回路は特定の周波数、たとえば帯域の中心周波数において各ポートからアンテナ側を見たときの相互アドミタンスがゼロとなるようにシャントのリアクタンスと伝送線路長を設定する事を思想としている。そのため、設計に用いた周波数以外でのアンテナ特性に関しては何も考慮されておらず、本問題のようにアンテナの入力インピーダンスが周波数で急峻に変化する問題においては特性が狭帯域となる。この計算例においては、設計に用いた周波数では結合が-42.4dB まで改善している一方で、2.39GHz 以下と 2.47GHz 以上の周波数帯において減結合回路適用前よりもアンテナ間の結合が増大しており、提案回路を適用した場合とは対照的である。なお、図 3-24 において文献[47]の計算結果が設計周波数の極近傍でも-42.4dB までしか改善していない理由は、文献[47]の減結合回路はアンテナが完全に整合している状態を仮定し設計式を導出しているためである。アンテナが完全整合していれば、文献[47]の設計式によって結合をゼロにできる。

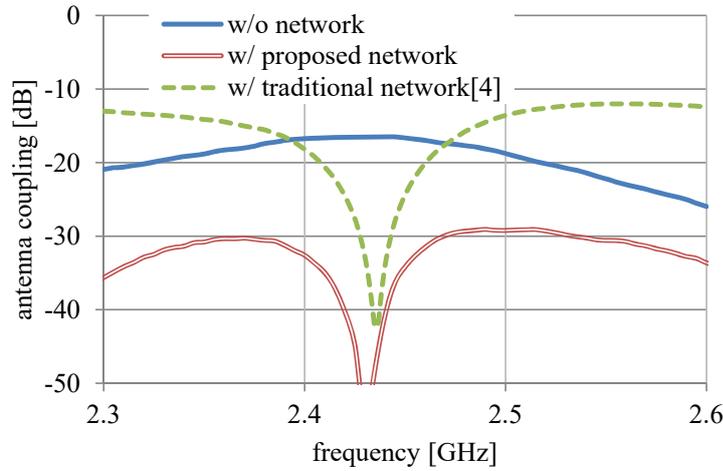


図 3-24 測定結果 (減結合回路有)

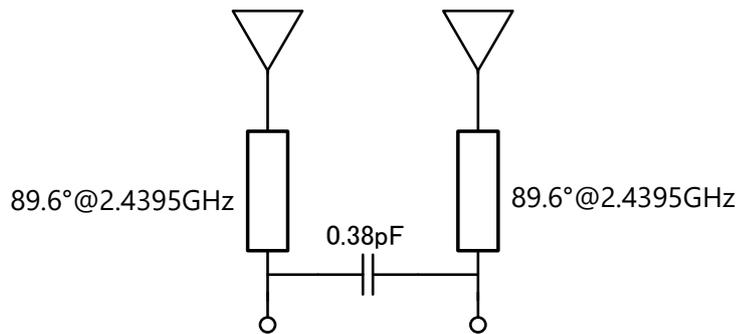


図 3-25 文献[47]の回路のパラメータ

次に、放射特性の測定結果をまとめる。減結合回路適用前、適用後それぞれについて放射効率の測定結果を図 3-26 にまとめる。中心周波数 2.45GHz において、減結合回路を適用する事によって放射効率は-3.3dB から-4.7dB に 1.4dB 劣化する。放射効率の劣化のうち、0.6dB の劣化は式(3-14)によって説明でき、図 3-10 を用いた説明の通りアンテナ間結合の低減に寄与して方向性結合器のアイソレーション抵抗と、実問題では避けられない経路 B を伝搬する際の損失として消費される。したがって、残りの 0.8dB が方向性結合器内部における損失である。本実験においては回路の小型化を重視して集中定数素子を用いて方向性結合器を構成したので損失がこのように大きくなっているが、例えば分布定数を用いた方向性結合器を用いることで損失をこれよりも小さくできる可能性がある。ただしその場合は回路の実装面積が大きくなるだけでなく、結合度が回路の構造で決定してしまうため結合度を実験的に調整することが困難となり、基板全体での電磁界解析が必須となる。方向性結合器につながるアンテナおよびショートスタブが帯域全体で 50Ω でないという点が方向性結合器の設計が難しくなる要因である。

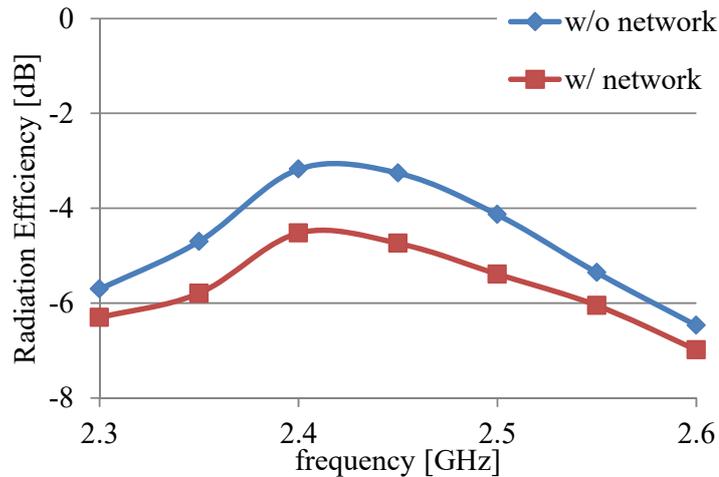
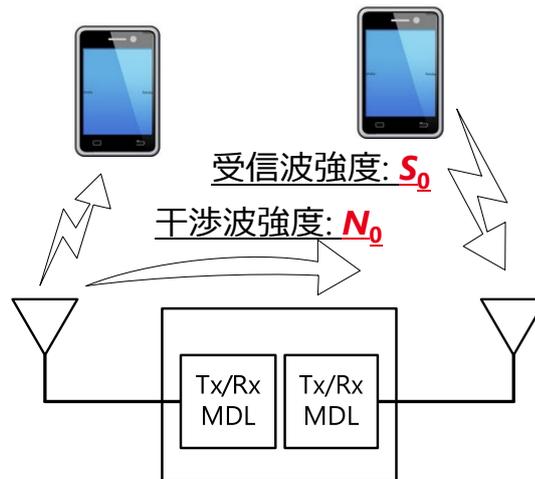


図 3-26 放射効率測定結果

次に、図 3-1 で示した利用場面における提案回路の効用を示す。図 3-27 が説明図であり、この図のように受信波強度を S_0 、干渉波強度を N_0 と定義する。この受信波と干渉波から以下のように S/N を定義する。

$$S/N = S_0 - N_0 \quad (3-33)$$

図 3-27 受信波強度 S_0 、干渉波強度 N_0

一方、減結合回路によるアンテナ間アイソレーションの改善を $I_{\text{improvement}}$ 、損失等による受信波強度の低下を $S_{\text{degradation}}$ と定義すると、減結合回路適用後の S/N は以下の式で示される。

$$S/N = (S_0 - S_{\text{degradation}}) - (N_0 - I_{\text{improvement}}) \quad (3-34)$$

すなわち、減結合回路適用による S/N の改善量 E は以下の式で計算される。

$$E = I_{\text{improvement}} - S_{\text{degradation}} \quad (3-35)$$

アンテナ間結合、アンテナの放射効率の測定結果から求められた改善量 E を図 3-28 に示す。2.3~2.6GHz の帯域全体に渡って S/N の改善効果が得られることが確認できる。

効果が最も小さいのは2.6GHzにおける7.2dBである。これは図 3-24 の通りアイソレーションの改善量 $I_{\text{improvement}}$ が小さいことが原因であり、根本的には図 3-23 に示した伝送線路部の通過振幅が高周波数帯で小さくなりすぎ図 3-22(a)との振幅偏差が大きくなっていることが原因である。一方効果が最も大きいのは16.1dBの改善効果を得た2.45GHzの点である。この点ではアイソレーション改善量は17.6dBである。

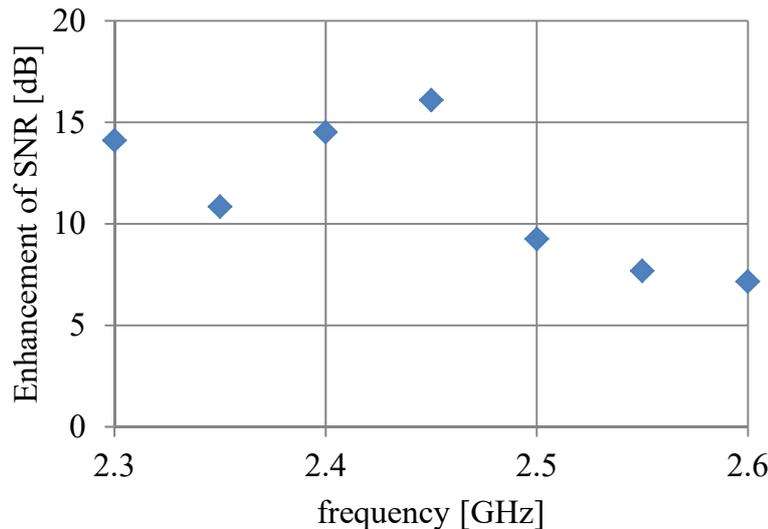


図 3-28 S/N の改善

3.7. むすび

本章では、動作帯域内でアンテナ間の結合が急峻に変化するマルチアンテナシステムにおいて、各アンテナ間の結合を低減する減結合回路を提案し、設計式を示した。この減結合回路は、アンテナ間の空間を介した結合と等振幅逆位相となるような結合を作り出し、それらを重ね合わせることで給電ポートから見た結合を低減する。その際、並列共振回路と伝送線路を用いてバンドパス特性と群遅延特性を作り出すことで、周波数による結合振幅と結合の変化が大きい場合でも有効に動作する。

回路シミュレーションの結果、比帯域 12.2%の帯域内で結合振幅が 4.9dB 変化し、結合位相も 341°変化するマルチアンテナシステムにおいて、最悪値の比較で 26.4dB の結合低減が行えることを確認した。

また、提案回路中の並列共振回路をショートスタブで置換えたモデルについて試作を実施した。本試作により、比帯域 12.2%の帯域内で結合振幅が 9.5dB 変化し、結合位相も 297.8°変化するマルチアンテナシステムにおいて、最悪値の比較で 12.6dB の結合低減が行えることを確認した。

第4章 並列共振回路を装荷した寄生ループ 導体による無線電力伝送コイルの不要放射低 減²

本章では、前章に引き続いて無線通信装置小型化の方法の一つである、複数アンテナの近接配置に着目し、無線電力伝送システムにおけるコイルからの高調波放射を抑制できるアンテナ構造、具体的には、共振回路を装荷した導体ループを送受電コイルの近傍に配置するアンテナ構造を提案する。従来の類似構造では、低次の高調波を抑圧する際に無線電力伝送効率の低下を伴っていたが、提案構造では共振回路を装荷することによってその副作用を回避し、電力伝送効率を維持しつつ低次の高調波を抑圧できる。

4.1. はじめに

無線電力伝送の研究開発は広くなされており、携帯電話などの小形の機器だけではなく、自動搬送ロボットや自動車のような大型・大電力を扱うアプリケーションに対しても検討がなされている[58]。無線電力伝送のうち、磁界結合型電力伝送は、送電コイルと受電コイルの共振を利用して高効率に電力伝送を行うものであるが、送電回路から送電コイルに伝送された電力のうち、一部は受電コイルで受電されずに空間に放射され、周囲の機器に対して干渉波として振る舞う。そのため、周囲に放射される電磁界を小さくすることが強く求められる。

周囲への放射妨害波の強度は、周波数ごとに許容値が決められている。例えば、6.78MHz 帯磁界結合ワイヤレス電力伝送システムが準拠すべき標準規格としては、ARIB STD-T113[59]があり、その中で放射妨害波の許容値が規定されている。また、工業・科学・医療分野で使用される ISM 機器の放射妨害波については、国際無線障害特別委員会が規定する CISPR11[60]がある。また国内の電波法に基づき無線設備および高周波利用設備に関する条件を規定する総務省令として無線設備規則[61]が規定されている。これらで規定される放射妨害波をそれぞれ以下に示す。ここでは例として産業用ロボットを想定し、CISPR11 はクラス A/グループ 2 の値を、無線設備規則は第 65 条第四号の値を記載した。一部を除き、ARIB STD-T113 が最も厳しい。これは ARIB STD-T113 がモバイル機器用の規格であるためである。次に厳しいのは無線設備規則であり、国内では少

² This captor is based on “Reduction of unwanted emissions by wireless power transmission coils with parasitic loop conductors loaded with parallel resonant circuit” [62], by the same author, which appeared in the IEICE Technical Report and “Reducing unwanted emissions of a wireless power transfer coil by using a parasitic loop element” [63] by the same author, which appeared in the IEICE ComEx, Copyright(C)2023 IEICE. Some figures in this captor are reused from [62,63] under the permission of the IEICE.

並列共振回路を装荷した寄生ループ導体による無線電力伝送コイルの不要放射低減 はじめに

なくともこれを満足するように装置を設計する必要がある。基本波である HF 帯の領域だけでなくそれ以上の周波数帯まで許容値が規定されており，低次の高調波だけでなく高次の高調波も抑圧する必要がある。

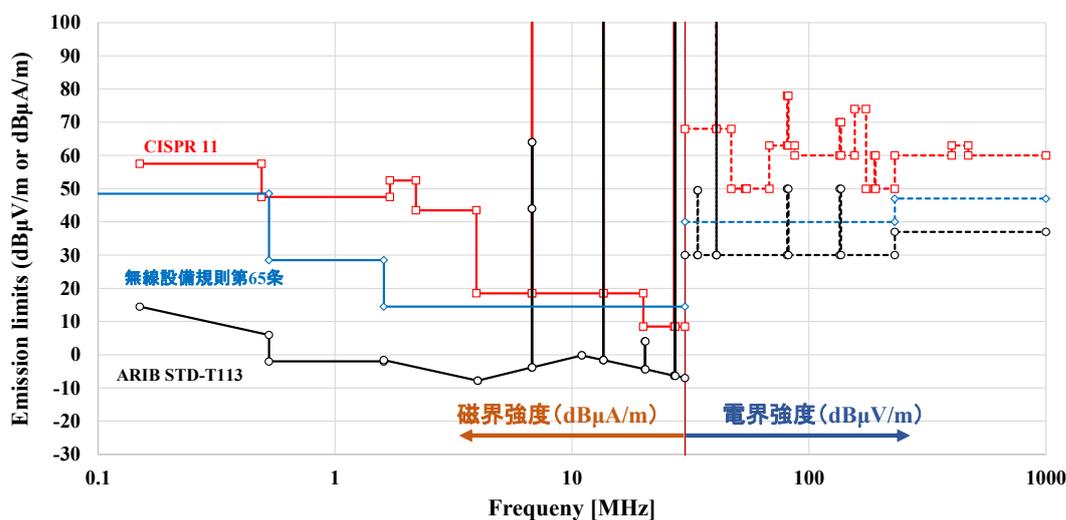


図 4-1 放射妨害波許容値

100MHz 以下の領域を拡大した図を以下に示す。これによると，以下のことが分かる。

- ARIB STD-T113 では，6.78MHz の 2～6 倍の整数倍にあたる周波数において，許容値が緩和されている。このうち，2 倍，4 倍，6 倍にあたる周波数は ISM 周波数に相当し制限がない。
- CISPR11 でも，6.78MHz の 2 倍，4 倍，6 倍の周波数で許容値が緩和されている。これは 13.56MHz の 2 倍，3 倍の周波数に相当する。

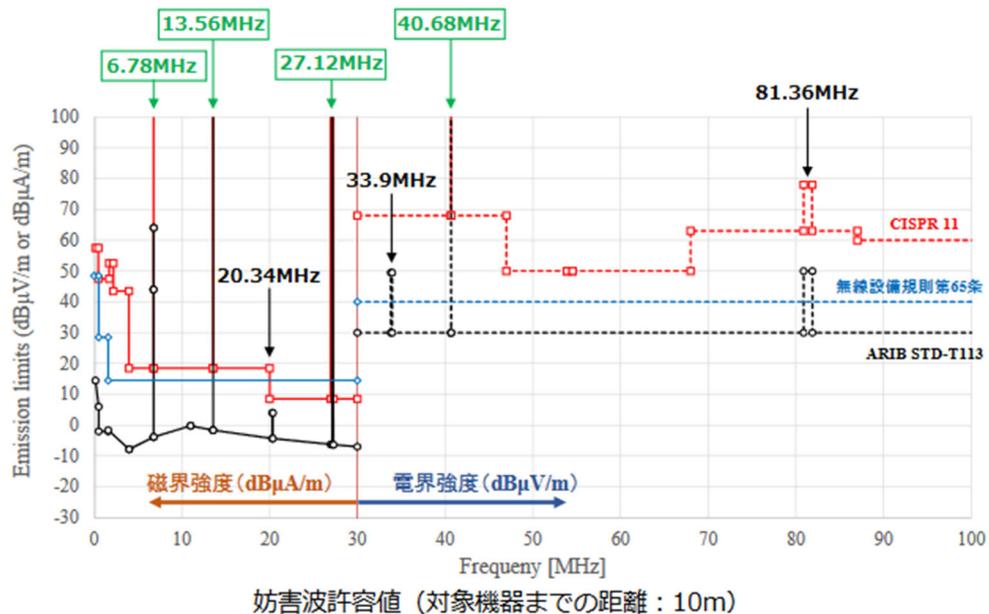


図 4-2 放射妨害波許容値と ISM バンド

この緩和は、送電回路で高調波が発生することを考えると現実に即したものであり、設計としては楽になる方向である。しかし、ISM 周波数は電力伝送以外の機器にも広く開放されている周波数であり、制限されていないからと言って高レベルの放射妨害波を放射することは、周囲の機器の動作に影響を及ぼす可能性があるため避けるべきである。例えば 13.56MHz 帯を使用する RFID 等は広く普及していると考えられるが、電力伝送装置が 13.56MHz の放射妨害波を高強度で放射することで、周囲に設置された RFID 機器の動作が不安定となることが考えられる。

電力伝送装置の送電コイルから放射される高調波周波数およびその他周波数の放射妨害波を抑制する方法として、送電回路から発射される不要波周波数成分そのものを抑圧するフィルタを用いる方法が考えられる。しかし、フィルタを挿入する事で基本波成分にも通過損失が発生し、特に除去したい不要波周波数が基本波と近い場合には通過損失が大きくなる。通過損失の発生は電力伝送効率の低下と同義であり、小さくすることが望まれる。

一方、高調波周波数およびその他周波数の放射妨害波を抑制する別の方法として、送電コイルの構造を工夫し、送電コイルから放射される電磁界のうち不要波周波数成分が周囲に伝搬しないようにすることも考えられる。本章では、周囲にされる不要波周波数の電磁界を抑圧する機能を持った電力伝送コイル[62, 63]の検討結果を示す。

本章で提案する電力伝送コイルの構造の詳細は 4.2 章で述べるが、大まかには、電力伝送コイルの周囲に共振回路を装荷した非励振の導体ループを設ける構造である。以下では、類似の構造である、非励振のループ導体を用いて周囲に放射される電磁界を抑圧する機能を持った電力伝送コイルに関する先行類似技術[63-71]の動作を説明する。

文献[65]によると、送電コイル、受電コイルと組み合わせて、キャパシタ Csh が装荷された Resonant Reactive Shield を用いる方法が提案されている。この文献では、自動車

並列共振回路を装荷した寄生ループ導体による無線電力伝送コイルの不要放射低減 提案構造

の車両下と路面間での無線電力伝送が想定されており、車両周囲への磁界漏えいをキャンセルすることを目的としている。Resonant Reactive Shield を適用した場合、地上では最小 3dB、地上 0.2m 付近では最大 9dB の磁界抑制効果が得られたことが報告されている。本構造の動作原理は、送受電コイルから放射される磁界が Resonant Reactive Shield に鎖交し、誘導された電圧によって Resonant Reactive Shield に電流が流れ、その電流から放射される磁界によって周囲の磁界をキャンセルするというものである。そのため、効果的に磁界をキャンセルするためには、送受電コイルと Resonant Reactive Shield とを近づけ、送受電コイルから周囲に放射された磁束のうち Resonant Reactive Shield に鎖交する割合を増やすのが望ましいと考えられる。一方、電力伝送コイルと Resonant Reactive Shield を近づけすぎると、シールドに流れる電流が大きくなるため、その電流による導体損も大きくなり、電力伝送効率が低下する現象が発生する。文献[65]には、距離を近づけるにしたがって電力伝送効率が急激に低下することも示されており、磁界をキャンセルする効果と電力伝送効率の維持を両立できる d を設定することが求められる。

文献[71]では、寄生コイルに装荷するキャパシタ容量を適切に設定することによって、送電コイルと寄生コイルが結合係数 0.35 と近い条件においても、電力伝送周波数での磁界形成を維持しつつ、3 倍波の周波数で 9dB の磁界キャンセル効果が得られたことが報告されている。しかし、電力伝送効率が具体的にどの程度劣化したのか述べられていない。また本手法は、寄生コイルに装荷したキャパシタによって電力伝送周波数では寄生コイルのインピーダンスをほぼオープンとして電流を流さず、3 倍波周波数ではキャパシタのインピーダンスが下がることで電流が誘起され磁界キャンセル効果が得られるとされているため、寄生コイルの自己インダクタンスとキャパシタから成る直列共振回路の共振の急峻さによっては、必ずしも電力伝送周波数で寄生コイルのインピーダンスをオープンにできないという課題がある。提案手法では、並列共振回路によって電力伝送周波数でのインピーダンスをオープンとし、この課題を解決する。

4.2. 提案構造

提案する電力伝送コイルの構造を図 4-3 に示す。スパイラル状の内側コイルを構成し、その外側に寄生ループ導体を設ける。寄生ループ導体にはスリットを設け、スリットにはインダクタンス L とキャパシタンス C から成る並列共振回路を設ける。並列共振回路の共振周波数は、電力伝送周波数 f_0 と等しく設定する。

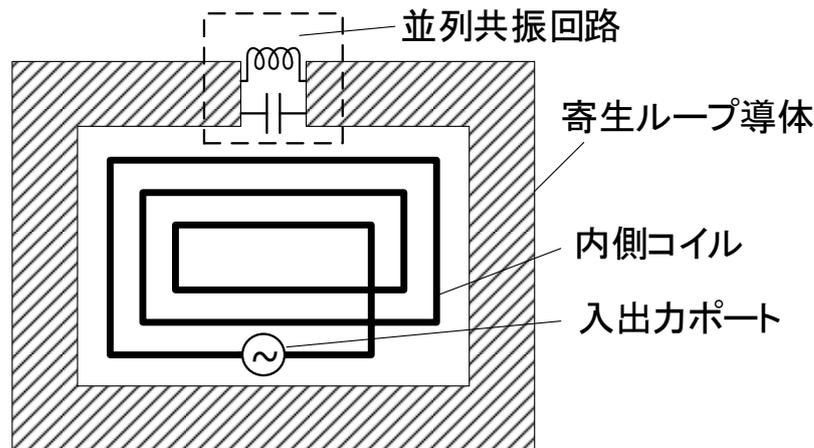


図 4-3 提案コイルの構成 (Copyright(C)2022 IEICE, [62] 図 1)

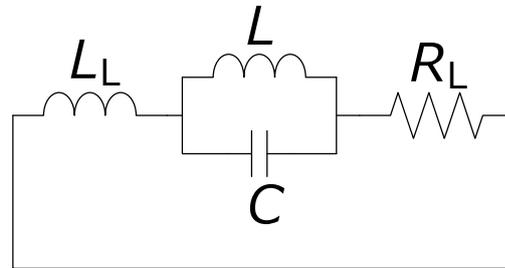


図 4-4 寄生ループ導体の等価回路 (Copyright(C)2022 IEICE, [62] 図 2)

以下で、本提案構造の動作原理を説明する。内側コイルと寄生ループ導体に流れる電流が作る磁束が重ね合わされる考え方そのものは、文献[63-71]で示される Resonant Reactive Shield と同一である。

送電コイルが形成する磁束密度 B_{TX} を以下の式で示す。 ω は角周波数、 t は時間の変数である。

$$B_{TX} = B_0 e^{j\omega t} \quad (4-1)$$

B_{TX} のうち、寄生ループ導体に鎖交する磁束 ϕ とループ導体に発生する起電力 V_{ind} の関係は以下の式で書ける。以下の式で S は寄生ループ導体のループ面積である。

$$V_{ind} = -\frac{d\phi}{dt} = -S \frac{d}{dt} B_{TX} = -j\omega S B_0 e^{j\omega t} = -j\omega S B_{TX} \quad (4-2)$$

寄生ループ導体のインピーダンスの等価回路を図 4-4 に示す。 R_L は寄生ループ導体のインピーダンスのレジスタンス成分、 L_L は寄生ループ導体の自己インダクタンスである。この回路のインピーダンス Z_{sh} は以下の式で表せる。

$$Z_{sh} = R_L - j \frac{1}{\omega C - \frac{1}{\omega L}} + j\omega L_L \quad (4-3)$$

したがって、ループ導体上に流れる電流 I_{sh} は以下の式で書ける。

$$I_{sh} = \frac{V_{ind}}{Z_{sh}} = \frac{V_{ind}}{R_L + j \left(\omega L_L - \frac{1}{\omega C - \frac{1}{\omega L}} \right)} \quad (4-4)$$

ここで、ループ導体のインピーダンスが誘導性の場合、すなわち、

$$\omega L_L > \frac{1}{\omega C - \frac{1}{\omega L}} \quad (4-5)$$

の場合を考える。このとき、等価的なインダクタンス L_{eq} を式(4-6)の通り導入すると、 I_{sh} は式(4-7)で書ける。

$$\omega L_{eq} = \omega L_L - \frac{1}{\omega C - \frac{1}{\omega L}} \quad (4-6)$$

$$I_{sh} = \frac{V_{ind}}{Z_{sh}} = \frac{V_{ind}}{R_L + j\omega L_{eq}} \quad (4-7)$$

更に、 $R_L \ll \omega L_{eq}$ とすると、式(4-7)は以下の通り近似できる。

$$I_{sh} \sim \frac{V_{ind}}{j\omega L_{eq}} \quad (4-8)$$

この電流が作るループ導体中心における磁束密度 B_{sh} は、ループ導体が半径 r の円であるなら

$$B_{sh} = \frac{\mu_0}{2r} I_{sh} = -\frac{\mu_0 \pi r}{2L_{eq}} B_{TX} \quad (4-9)$$

と書ける。すなわち、ループ導体を作る磁束密度 B_{sh} と送電コイルを作る磁束 B_{TX} は位相が逆であり、弱めあう関係にあることが分かる。

同様に、ループ導体のインピーダンスが容量性の場合を考える。等価的なキャパシタンス C_{eq}

$$-\frac{1}{\omega C_{eq}} = \omega L_L - \frac{1}{\omega C - \frac{1}{\omega L}} \quad (4-10)$$

を導入し、更に $R_L \ll 1/(\omega C_{eq})$ として近似すると、電流 I_{sh} は以下のように書ける。

$$I_{sh} \sim -\frac{V_{ind}}{j \frac{1}{\omega C_{eq}}} = j\omega C_{eq} V_{ind} \quad (4-11)$$

この電流が作るループ導体中心における磁束密度 B_{sh} は、以下の式で書ける。

$$B_{sh} = \frac{\mu_0}{2r} I_{sh} = \frac{\mu_0 \pi r}{2} C_{eq} \omega^2 B_{TX} \quad (4-12)$$

すなわち、ループ導体を作る磁束密度 B_{sh} と送電コイルを作る磁束 B_{TX} は位相が等しく、強めあう関係にある。

以上の結果より、放射を抑圧したい周波数帯では、 Z_{sh} が誘導性であることが求められる。

る. Z_{sh} の振幅と偏角の例を図 4-5(a)(b)にそれぞれ示す. この計算例では $L_L=10\text{nH}$, 100nH , $R_L=1\Omega$ と仮定し, 寄生ループ導体全体の共振周波数が $ff_0=2$ となるように L , C を決定している. この結果より, 寄生ループ導体のインピーダンスが誘導性になるのは, L_L の値に関わらず並列共振回路の共振周波数以下, および寄生ループ導体全体の共振周波数以上の周波数範囲である. なお, L_L の値によって Z_{sh} の振幅と位相が異なる, すなわち B_{sh} の振幅と位相が異なるため, 例えば寄生ループ導体の幅等も磁界を弱めあう効果に影響する. ただし, Z_{sh} の偏角が急峻に $+90^\circ$ に変化する L_L が大きい条件では, Z_{sh} の絶対値も急峻に大きくなっており, I_{sh} および B_{sh} が小さくなってしまふことに注意が必要である.

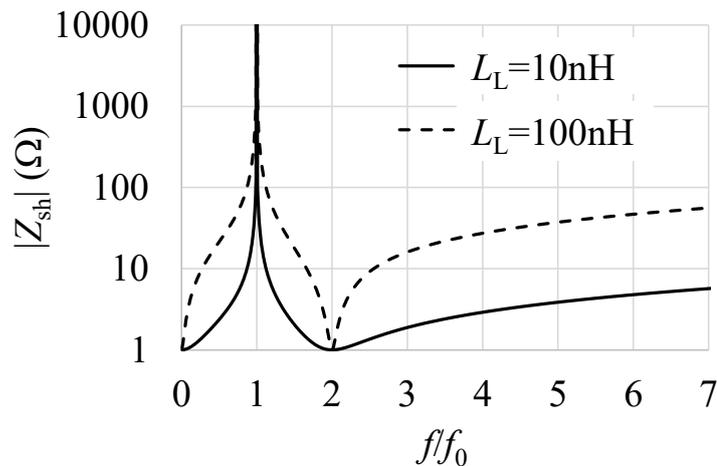
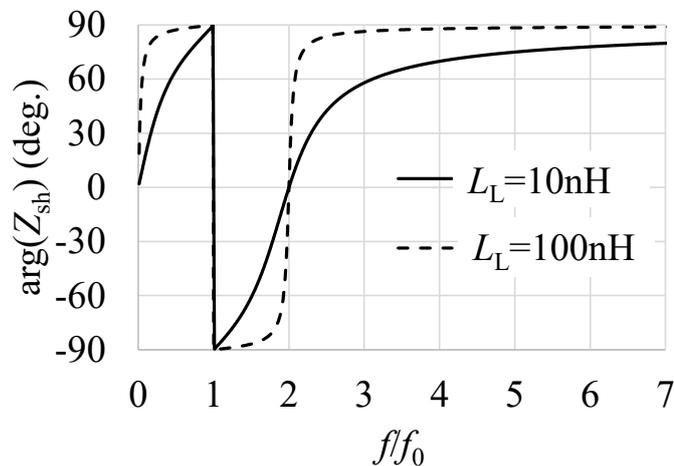
(a) $|Z_{sh}|$ (b) $\arg(Z_{sh})$

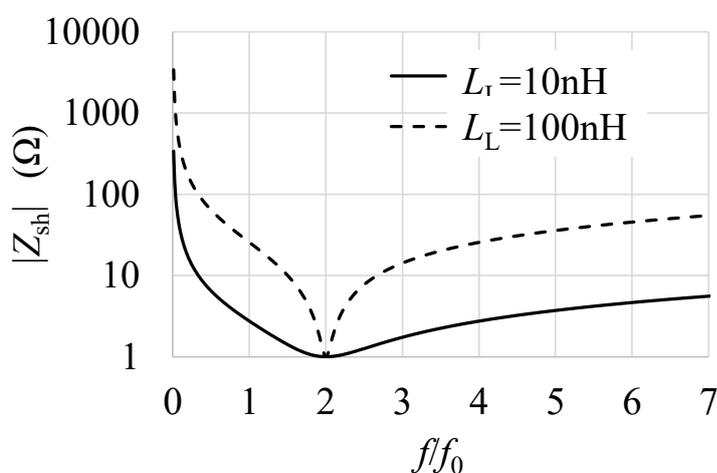
図 4-5 Z_{sh} の周波数特性 (並列共振回路を装荷) (Copyright(C)2023 IEICE, [62] 図 3)

f_0 において $|Z_{sh}|$ は無限大となるため, 寄生ループ導体に電流は誘導されない. すなわち, 寄生ループ導体に電流が流れることによる導体損, および寄生ループ導体上の電流が形成する磁界による磁界打ち消し効果は生じず, f_0 における電力伝送効率には影響がない.

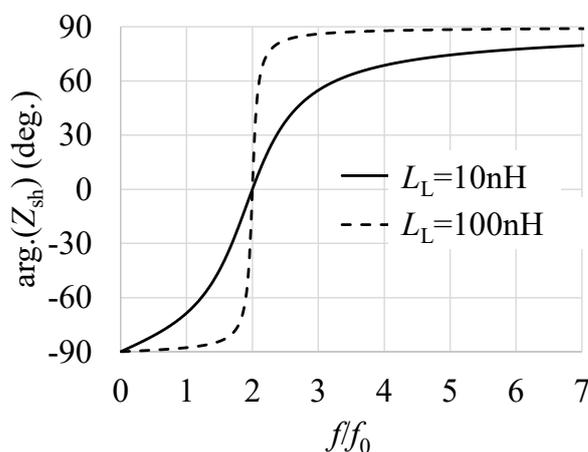
並列共振回路を装荷した寄生ループ導体による無線電力伝送コイルの不要放射低減
提案構造

以上より，寄生ループ導体全体の共振周波数が，磁束をキャンセルしたい最低周波数よりも低くなる条件のもと，並列共振回路の共振周波数を f_0 と一致するように L ， C を決定すれば，電力伝送効率を維持しつつ，磁束を抑圧できる．

なお，文献[64-71]のように寄生ループ導体にキャパシタのみを装荷する場合，図 4-4 の回路は RLC 直列共振回路で書き直せる．この条件でも，図 4-6 (b)の通り共振周波数以上の周波数では Z_{sh} は誘導性となり，磁束は抑圧される．しかし，電力伝送周波数 f_0 における $|Z_{sh}|$ は図 4-6(a)の通り十分大きくないため，誘導された電流による導体損が生じ，電力伝送効率は低下する．



(a) $|Z_{sh}|$

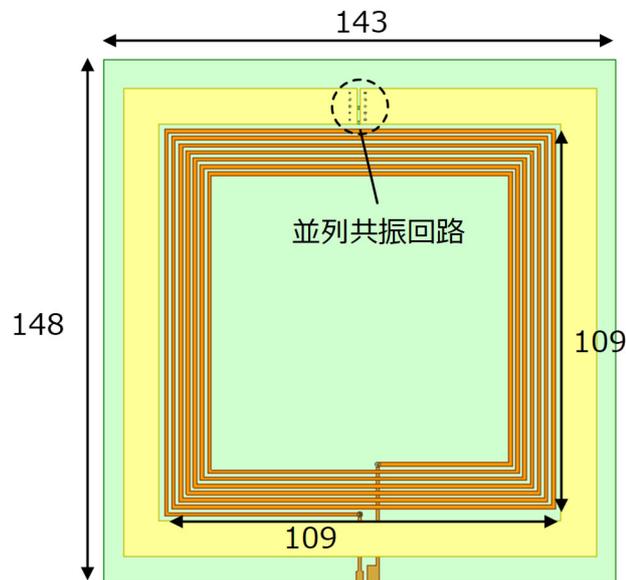


(b) $\arg. (Z_{sh})$

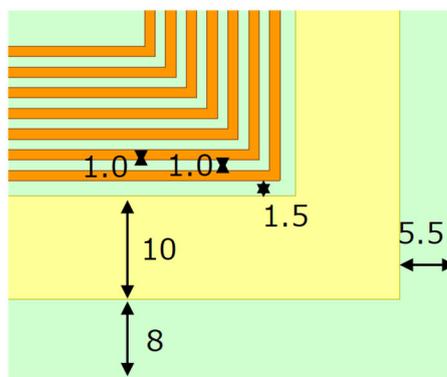
図 4-6 Z_{sh} の周波数特性 (キャパシタのみを装荷) (Copyright(C)2023 IEICE, [62]
図 4)

4.3. 理想部品による提案コイル構造の動作確認

提案コイルの有効性を確認するため、寄生ループ導体に装荷するインダクタンス L とキャパシタンス C が無損失であるという条件での電磁界シミュレーション結果を示す。 f_0 は例として 6.78MHz とする。提案コイルのコイル形状および基板特性を図 4-7(a)(b), 表 4-1 に示す。コイル線長が半波長, すなわちコイル内の電流が全体で同相となるのは, 概ね $7f_0$ 以下の周波数範囲である。コイルは FR-4 基板上に形成される。また, 性能を比較するため, 提案コイルから寄生ループ導体と並列共振回路を除去したコイルを従来コイル A とし, 図 4-8 に示す。また, 寄生ループ導体に並列共振回路ではなくキャパシタのみを取り付けるモデルを従来コイル B とする。送受電ともに同一形状のコイルを使用し, 図 4-9 の通り送受電コイル間のギャップは 40mm とする。



(a) 全体 (unit: mm)



(b) 内側コイルと寄生ループ導体部分拡大 (unit: mm)

図 4-7 提案コイルの形状 (Copyright(C)2023 IEICE, [62] 図 5)

並列共振回路を装荷した寄生ループ導体による無線電力伝送コイルの不要放射低減
理想部品による提案コイル構造の動作確認

表 4-1 提案コイルの寸法

基板サイズ	148mm×143×mm
基材	比誘電率 4.5@1GHz 誘電正接 0.017@1GHz
基板厚	1.6mm
導体厚	35um
コイルサイズ	109mm×109mm
コイルギャップ	1mm
コイル線幅	1mm
コイルターン数	8
ループ導体幅	10mm
コイル-ループ導体ギャップ	1.5mm
送受電コイル間隔	40mm

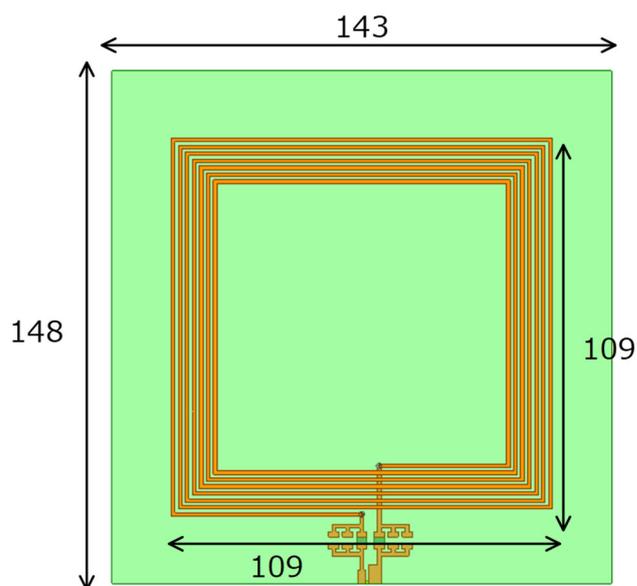


図 4-8 従来コイル A の形状

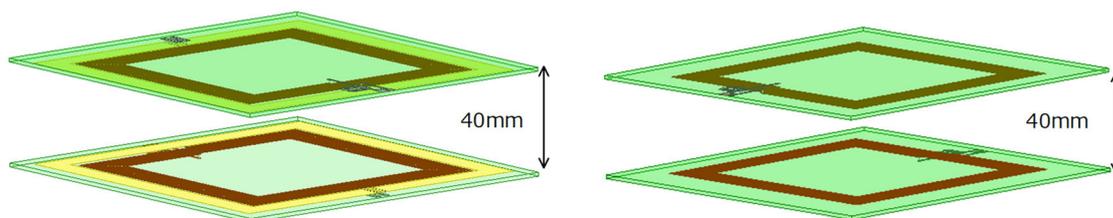


図 4-9 送受電コイルのレイアウト (コイルの中心軸を一致させる)

送電コイルから受電コイルとは反対方向に 70mm 離れたコイルの中心軸上に観測点 P を定義する。寄生ループ導体に装荷するキャパシタンスとインダクタンスは、例として図 4-10 に示す点 P における 2 倍高調波の磁界が最小となり、かつ周波数 f_0 で並列共振回路が共振するよう $L=0.39\mu\text{H}$, $C=1400\text{pF}$ とした。並列共振回路のインダクタンス L とキャパシタンス C の選び方は、電力伝送周波数 f_0 において

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

を満たす範囲で自由度があるが、 L と C の選び方によって寄生ループ導体に流れる電流の振幅、位相が変化するため、特に放射が抑圧される周波数が変化する。無損失のインダクタ、キャパシタを装荷し、その値を変化させることで点 P に形成される磁界が変化するかを電磁界解析で確認した結果を図 4-11 に示す。ここで、横軸は並列共振回路のキャパシタンス C の値であり、インダクタンス L は電力伝送周波数において共振が発生する関係となるように決定している。磁界強度をプロットする周波数は 2 倍波周波数である 13.56MHz である。この結果より、並列共振回路のキャパシタンスを 1400pF とする条件で最も 2 倍波を抑圧できることが分かる。

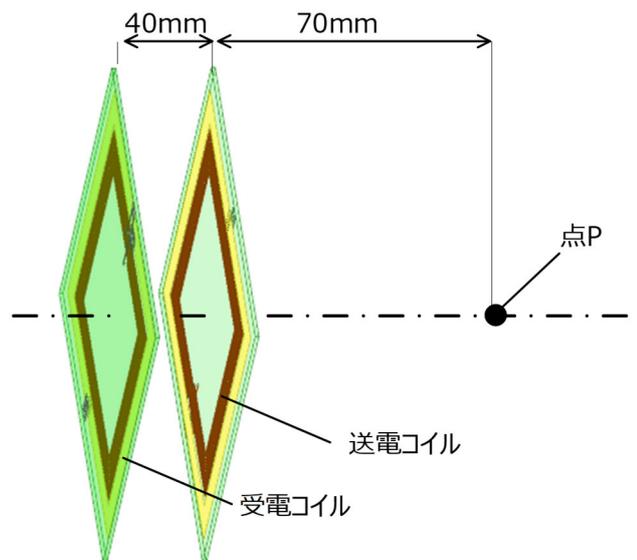


図 4-10 観測点 P の位置

並列共振回路を装荷した寄生ループ導体による無線電力伝送コイルの不要放射低減
理想部品による提案コイル構造の動作確認

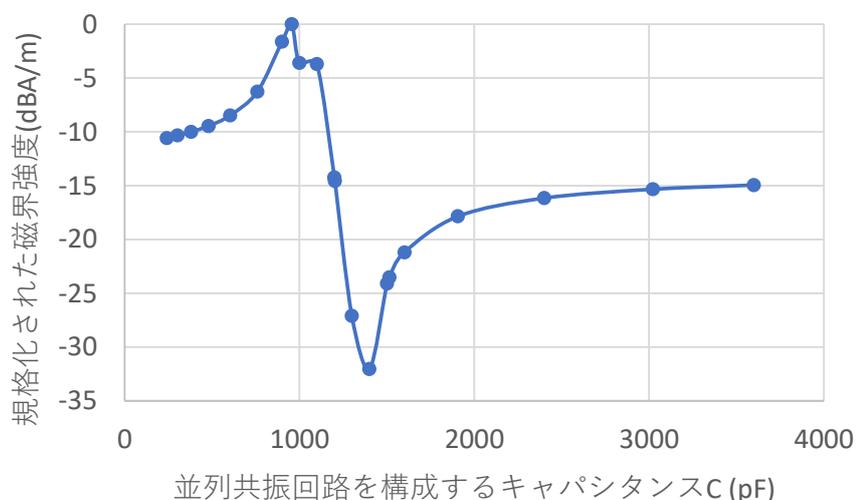


図 4-11 並列共振回路を構成するキャパシタンスと 2 倍波の磁界強度

提案コイル, 従来コイル A, 従来コイル B について, 電磁界シミュレーションによって得られた電力伝送効率を図 4-12, 表 4-2 に示す. なお, ここで示した 3 つの計算モデルは, 図 4-13 の通り, 無損失の直列キャパシタによって f_0 において特性インピーダンス 50Ω のポートに対してインピーダンス整合されているため, 電力伝送効率の差異は, インピーダンス不整合によるものではない.

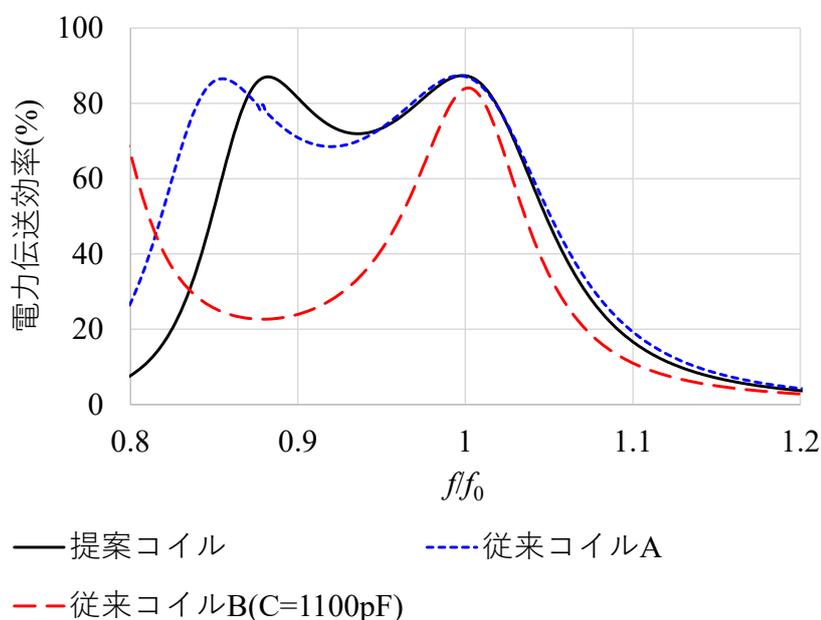


図 4-12 電力伝送効率の計算結果 (L, C は無損失) (Copyright(C)2023 IEICE, [62] 図 9)

この結果によると、 f_0 において、提案コイルの電力伝送効率は 87.3%、従来コイル A の電力伝送効率は 87.1%であり、両者の電力伝送効率に有意な差は無い。一方、従来コイル B では、点 P で 2 倍高調波の磁界強度が最小となる条件、すなわち $C=1100\text{pF}$ とする条件では、周波数 f_0 における電力伝送効率は 84.0%である。この結果より、内側コイル周囲に寄生ループ導体を配置することで生じる電力伝送効率の劣化を、寄生ループ導体に f_0 で共振する並列共振回路を装荷することで回避できることが示された。

表 4-2 電力伝送効率の計算値 (L, C は無損失)

	f_0 での電力伝送効率(%)
提案コイル	87.3
従来コイル A	87.1
従来コイル B	84.0

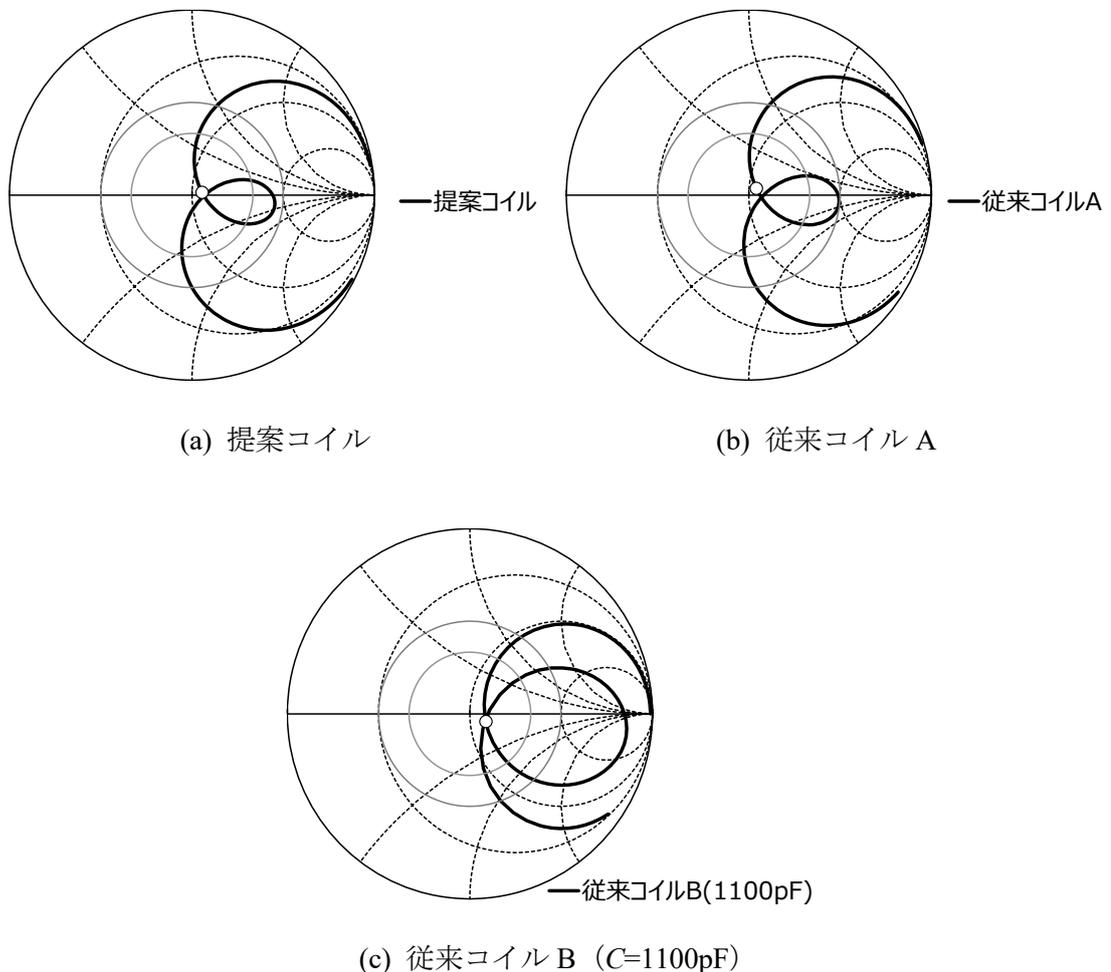


図 4-13 反射特性計算結果 (L, C は無損失, $5\text{MHz}\sim 9\text{MHz}$, マーカは $f_0=6.78\text{MHz}$)

並列共振回路を装荷した寄生ループ導体による無線電力伝送コイルの不要放射低減
理想部品による提案コイル構造の動作確認

点 P での磁界強度を図 4-14 に示す。最も抑圧量が大きい 2 倍高調波周波数においては磁界の抑圧量は約 30dB であり、それ以上の高調波周波数においても 3dB から 4dB の抑圧量が得られている。提案コイルの磁界抑圧性能は、従来コイル B のそれと同等と言え、提案構造の有効性が確認できた。

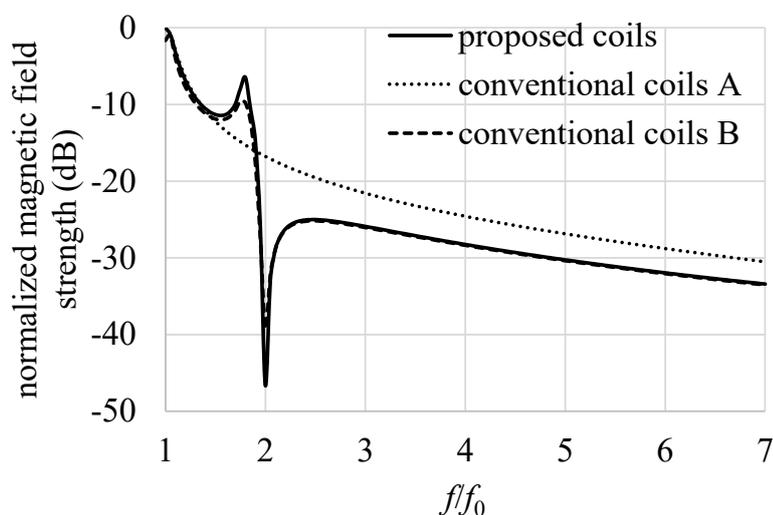


図 4-14 点 P での磁界強度（最大値で規格化，L,C は無損失）（Copyright(C)2023 IEICE, [63] Fig.2 (b)）

また、コイルの線長が半波長を超える高周波数帯で周囲への電磁界放射がどのように変化するかを明らかにするため、放射効率の計算結果を図 4-15 に示す。

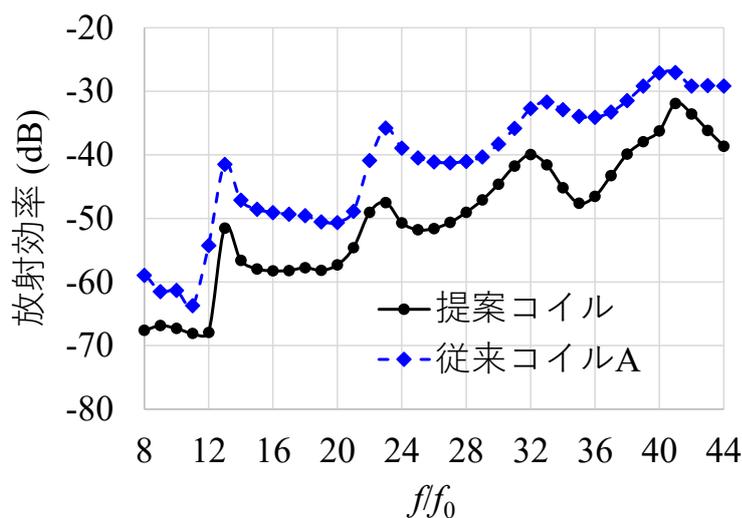


図 4-15 無線電力伝送コイルの放射効率（Copyright(C)2023 IEICE, [62] 図 11）

図 4-15 に示した放射効率、導体損、誘電体損、回路損、50Ωポートに対する不整合損、負荷での電力消費を全て含んだ値である。プロットした全周波数において、提案コイルの方が従来コイル A よりも放射効率が低く、放射電磁界強度の抑圧効果が得られることを確認した。

4.4. 現実の部品によるシミュレーション結果

本節では、試作による確認を念頭に、現実存在するチップ部品の特性を考慮した電磁界シミュレーション結果を示す。アンテナ形状は図 4-7 (a)の通りである。寄生ループ素子に装荷する並列共振回路は、市販部品を使用するため以下のとおり決定した。

- 前節で採用したキャパシタンス 1400pF と電力伝送周波数 6.78MHz で共振するインダクタは 0.39uH であり、標準品の中から近い値である 0.47uH を選定する
- キャパシタは、0.47uH と 6.78MHz で共振状態となるよう、1400pF という値を補正し、1200pF、33pF の並列回路とする。
- シミュレーションでは部品の S パラメータモデルを使用することで部品の損失および周波数特性を考慮する。

上記部品で構成する並列共振回路について、電力伝送周波数近傍におけるインピーダンスの計算結果を以下に示す。計算には部品メーカ提供の S パラメータモデルを使用している。これによると、 f_0 において、並列共振回路のインピーダンスは 479.4Ω であり、理想条件である開放（インピーダンス無限大）とは異なる。後述するように、低損失な部品を使用するほど、並列共振回路のインピーダンスを理想的な開放に近づけることが出来、電力伝送効率の向上に寄与する。

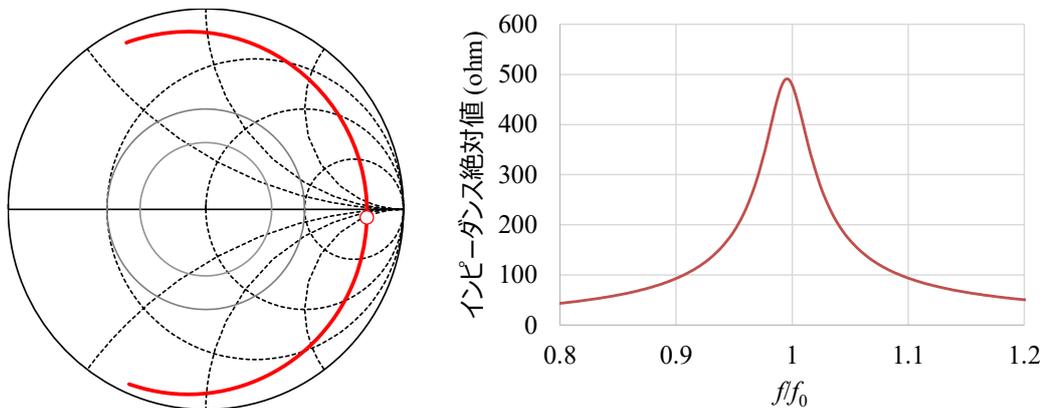


図 4-16 並列共振回路のインピーダンス（スミスチャートのマークは f_0 ）

並列共振回路の特性として図 4-16 の特性を設定した提案コイル、実在するキャパシタの特性を設定した従来コイル B について、電力伝送効率の電磁界解析結果を表 4-3 に示す。なお、従来コイル A の値も同時に示したが、従来コイル A はインダクタ、キャパシタが装荷されていないため、値は表 4-2 の結果と同一である。

表 4-3 によると、提案コイルの f_0 での電力伝送効率は 80.1%と、表 4-2 の結果と比較

並列共振回路を装荷した寄生ループ導体による無線電力伝送コイルの不要放射低減 試作検証結果

して 7.2 パーセントポイント劣化しており，従来コイル A よりも 7.0 パーセント低い．これは，図 4-16 の通り f_0 において寄生ループ素子が開放になっておらず，寄生ループ素子にも電流が流れ，導体損，誘電体損が発生したためである．また，従来コイル B も同様に性能が劣化している．この結果より，提案構造によっても，実部品の特性を考慮すると電力伝送効率の劣化を完全になくすことは出来ないことが示唆される．

表 4-3 電力伝送効率の計算値 (L , C は損失有)

	f_0 での電力伝送効率(%)
提案コイル	80.1
従来コイル A	87.1
従来コイル B	76.3

上記の計算条件では， f_0 での並列共振回路のインピーダンスは 479.4Ω であったが，この値が変化した時に f_0 での電力伝送効率がどのように変化するかを確認した計算結果を図 4-17 に示す． f_0 でのインピーダンスが大きい，すなわち並列共振回路を構成する L, C の寄生抵抗が小さいと電力伝送効率は改善する傾向が確認でき，表 4-2，表 4-3 の結果と整合している．また， f_0 でのインピーダンスが $2k\Omega$ を超えると，値はほぼ収束する事が確認できる．

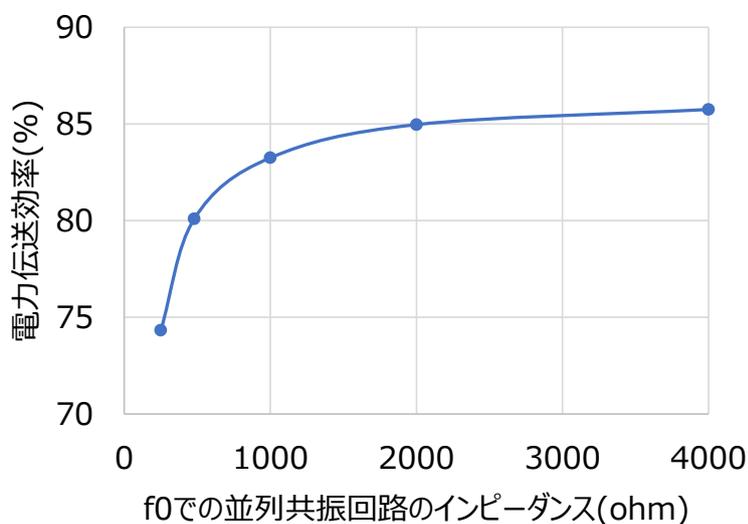
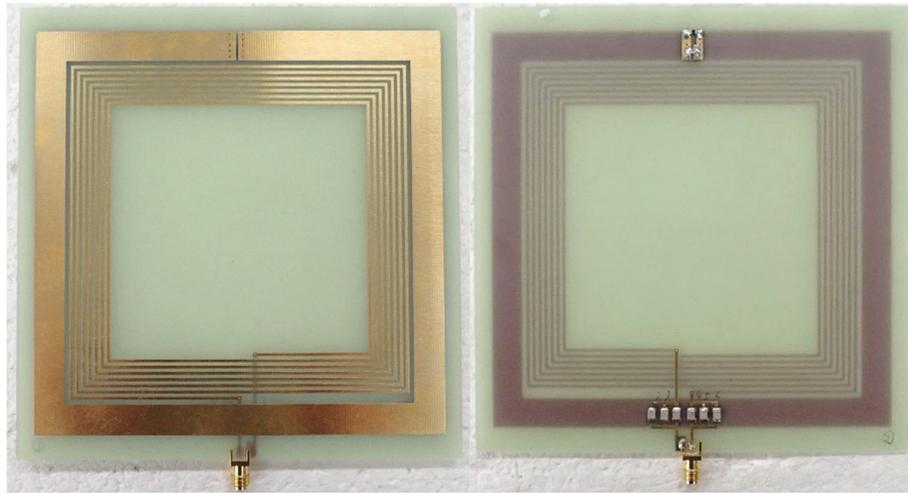


図 4-17 f_0 での並列共振回路のインピーダンスと電力伝送効率

4.5. 試作検証結果

本節では，提案コイルおよび従来コイルを試作し，シミュレーション結果通りの電力伝送効率と磁界抑圧効果が得られるかを確認した結果をまとめる．試作したコイルを図

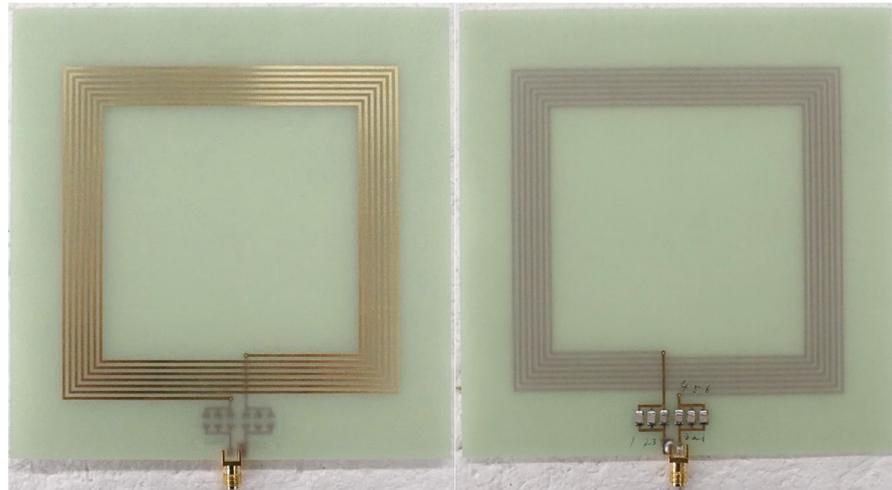
4-18、図 4-19 に示す。この写真は SMA コネクタ，共振用キャパシタ，ループ導体上の並列共振回路を実装済みの写真である。コイルを共振させるための整合用キャパシタは，SMA コネクタの内導体側，外導体側にそれぞれ対称に装荷しており，容量はそれぞれ表 4-4 に示す通りである。



(a) 表面

(b)裏面

図 4-18 試作した提案モデル



(a) 表面

(b)裏面

図 4-19 試作した従来モデル

並列共振回路を装荷した寄生ループ導体による無線電力伝送コイルの不要放射低減
試作検証結果

表 4-4 共振用回路諸元

共振用キャパシタ	提案コイル	従来コイル
SMA コネクタの内導体側	以下の並列接続 47pF 47pF 30pF	以下の並列接続 47pF 47pF 27pF
SMA コネクタの外導体側	↑と同じ	↑と同じ

測定は、同一形状のコイルを発泡スチロール製ブロックで 40mm 間隔をあけて対向させて行った。測定の様子を図 4-20 に示す。発泡スチロールは電気的にはほぼ空気と見なせ、測定結果に影響を与えない。

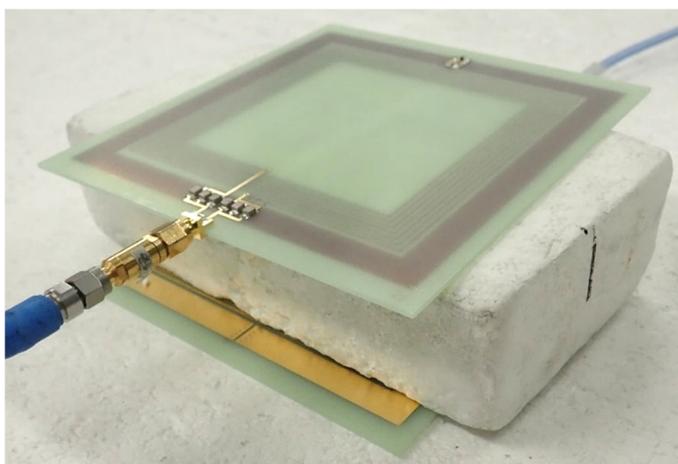


図 4-20 電力伝送効率の測定の様子

ベクトルネットワークアナライザ (VNA) で測定された反射特性を図 4-21 に示す。送受電コイルは対称でありインピーダンス軌跡は等しくなるため各モデルとも一方しか示していない。試作した提案コイル，従来コイル A 共に f_0 でほぼ整合が取れているのが確認できる。また，提案コイルの方が従来コイル A よりもややキックが小さくなっており，ループ導体及び並列共振回路により損失が増大したことが示唆される。

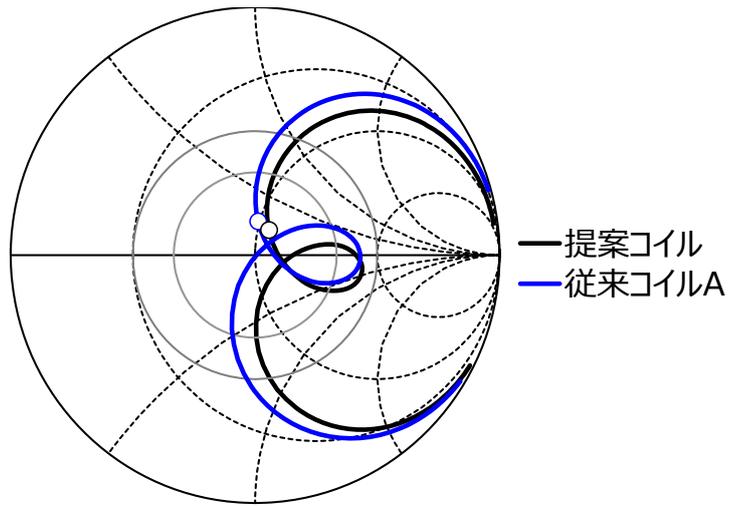


図 4-21 試作コイルの反射特性

VNA による通過特性測定と計算によって求めた電力伝送効率を図 4-22, 表 4-5 に示す. 寄生ループ素子の有無に関わらず, f_0 の電力伝送効率は実験と計算がよく一致している. また, f_0 での電力伝送効率の測定値において, 提案コイルが 80.8%, 従来コイル A が 87.5%と, ループ導体と並列共振回路の装荷によって 6.7 パーセントポイント劣化していることが示されている. これも計算結果の劣化量 7.0 パーセントポイントとほぼ対応している. この電力伝送効率の劣化の原因は, 並列共振回路の寄生レジスタンス成分であり, 低損失部品を使用することで改善が可能である.

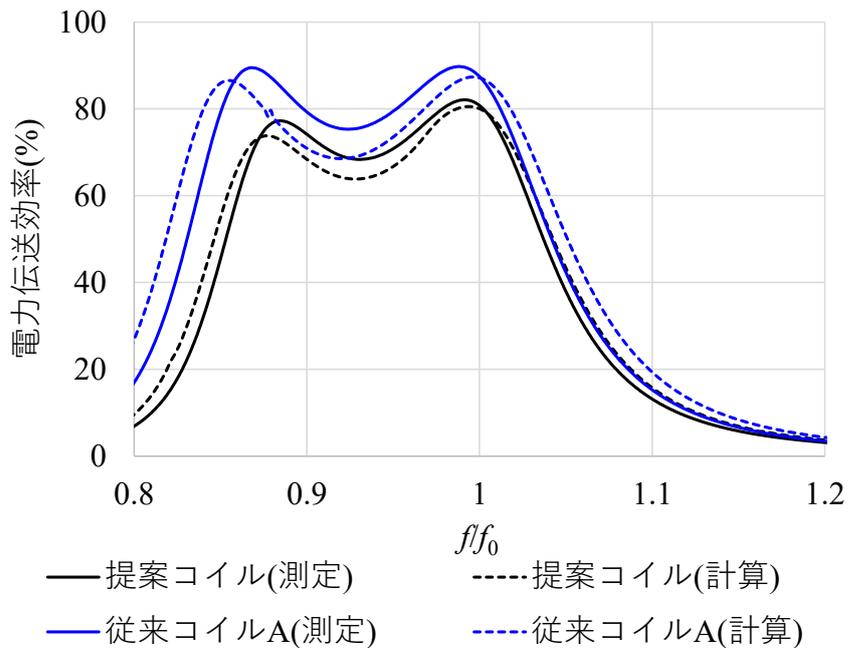


図 4-22 電力伝送効率の計算値と測定値

並列共振回路を装荷した寄生ループ導体による無線電力伝送コイルの不要放射低減
試作検証結果

表 4-5 電力伝送効率の計算値と測定値

	計算	測定
提案コイル (%)	80.1	80.8
従来コイル A (%)	87.1	87.5
劣化量 (p.p.)	7.0	6.7

次に磁界強度の抑圧効果を示すため、点 P の位置にコイルに平行なシールドループアンテナを設け、送電コイルとシールドループアンテナ間の通過振幅を VNA で測定した結果について議論する。提案コイルを送電コイルとしたときと、従来コイル A を送電コイルとしたときの通過振幅を図 4-23 に、その差分を提案構造による磁界抑圧量として図 4-24 に示す。図 4-24 でプラスの値が、通過振幅が小さくなった、すなわちコイル周囲に形成される磁界が抑圧された事を示す。計算値と測定値はよく一致しており、計算の妥当性が確認できる。図 4-23、図 4-24 において抑圧効果が特に大きいのは $f=2f_0$ であり、設計通り 2 倍高調波について大きな抑圧効果が得られることを確認した。その抑圧量は測定値で約 20dB である。なお、 $f < 2f_0$ の一部の周波数において抑圧量がマイナスになっているが、この原因は給電コイルに流れる電流とループ導体に流れる電流の位相関係と観測点の位置によって、磁界が強め合う関係になっていることによる。しかし、この周波数帯では送電回路からの高調波は発生しないため、実用上問題とされないと考えられる。

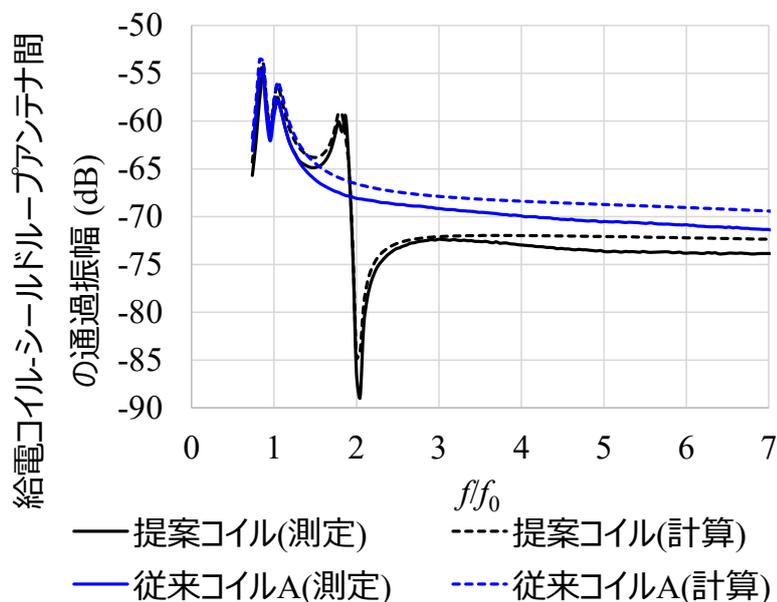


図 4-23 給電コイルとシールドループアンテナ間の通過振幅

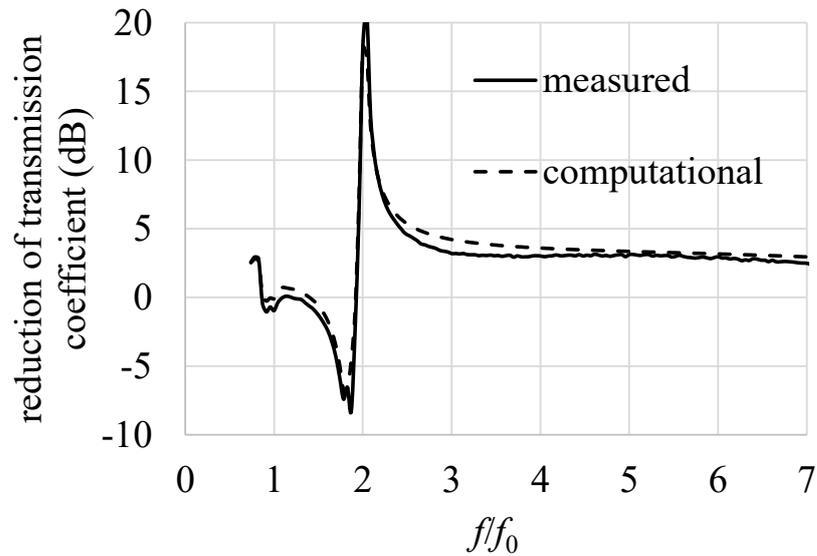


図 4-24 提案する寄生ループ素子によるシールド効果 (Copyright(C)2023 IEICE, [63] Fig. 3)

4.6. むすび

本章では、不要放射を抑圧しつつ電力伝送効率の低下を回避できる無線電力伝送コイルの構造を提案した。電力伝送コイルの外側に寄生ループ導体を設け、更に寄生ループ導体に電力伝送周波数で共振する並列共振回路を設けることで、電力伝送効率に影響を与えずに、所望の位置と周波数で磁界強度を抑圧できること、および高周波帯にて放射効率を低減できることを電磁界シミュレーションにより示した。更に、実験と計算を比較し、提案構造の妥当性を確認した。本提案構造により、無線電力伝送装置の周囲に置かれた他の機器への放射電磁界を抑圧できるため、装置の密集配置や装置の小型化が可能となる。一方、提案構造に装荷する並列共振回路の寄生抵抗が電力伝送効率に大きく影響していることが、新たな課題として明らかとなった。

第5章 新幹線向け低背型架線電圧検知／無線通信共用アンテナ³

本章では、無線通信装置小型化の方法の一つである、複数システムでのアンテナ共用に着目し、その一例として、新幹線車両に搭載される、架線電圧検知システムと VHF 帯無線通信システムで共用するアンテナについて述べる。特に、幅広導体を用いて低姿勢化による低騒音化と 2 システムにおける電気特性を並立出来るアンテナ構造を提案し、有効性を計算と実験により示す。本アンテナは従来品とほぼ同等の電気的特性を維持しつつ、75 パーセントの低姿勢化を実現しており、高速走行時の低騒音化が可能である。

5.1. はじめに

東海道新幹線車両には、架線に 60Hz の交流電圧が加圧されているか否かを検知するためのアンテナが搭載されている。また VHF 帯の通信システムも搭載されている。東海道新幹線の先頭車両および最後尾車両の屋根には、上記 2 つの用途で共用する架線電圧検知／無線通信共用アンテナ[72, 73]が搭載されており、東海道新幹線の開業以来、外形に変更はあるものの内部構造は変わらずに長期にわたって利用されてきた。

この共用アンテナは新幹線のトレードマークとして広く知られているものの、車両屋根から高く突き出した形状であるため、高速走行時には騒音の発生源の一つとなり、低騒音化が要求される。空間波方式の列車無線用アンテナとしては、屋根上に設置する低姿勢の容量装荷モノポールアンテナ[73]や環状スロットアンテナ[74]が報告されている。また、容量装荷モノポールを素子アンテナとした八木宇田アンテナ[73], [75, 76]や、ビーム切替え型アレーアンテナ[77]が報告されている。しかし、これらのアンテナは VHF 帯/UHF 帯の無線通信専用であり、架線電圧検知機能は持たない。無線通信用のアンテナを架線電圧の検知にも用いる共用アンテナの検討は少なく、架線電圧検知／無線通信共用アンテナとしては、文献[78-81]にてアンテナ方式としては文献[72, 73]のアンテナを踏襲しつつレドーム形状の円滑化と検知棒の短縮によって 6.0dB の低騒音化を実現したことが報告されているのみである。

大幅な低騒音化のためにはレドームを低背化することが有効であり、文献[81]では、お盆を伏せたような平面形状のレドームとすることで文献[72, 73]に示される現行アン

³ This captor is based on “A study on Low profile Shinkansen antenna for overhead line voltage detection and wireless communication” [82], by the same author, which appeared in the IEICE Technical Report Copyright(C)2022 IEICE and “Low-profile shared Shinkansen antenna for overhead line voltage detection and wireless communication” [83] by the same author, which appeared in the IEICE ComEx Copyright(C)2023 IEICE. Some figures in this captor are reused from [82, 83] under the permission of the IEICE.

テナ比 17.4dB の騒音削減効果が得られることが報告されている。しかしこのレドーム内にアンテナを収めるためにはアンテナの大幅な低背化が求められ、文献[72, 73]および[78-81]のアンテナ方式のまま低背化する事はアンテナ性能に大きな影響を与える。具体的には、低背化によってアンテナと架線の間隔が大きく離れるため、架線電圧の検知感度が大幅に低下する。また、低背化によって VHF アンテナの特性が高周波数側にシフトし、更に狭帯域化するため所望の動作周波数で低反射とするのが容易でない。そこで本章では、低騒音化のため、アンテナ方式を抜本的に変更することで従来のアンテナと比較して大幅に低背化した架線電圧検知／無線通信共用アンテナ[82, 83]を提案し、その有効性を計算・測定により確認した結果を示す。

5.2. 提案アンテナ構成

提案する低背型の架線電圧検知／無線通信共用アンテナの構成を図 5-1 に示す。本アンテナは車両屋根を地板として動作するアンテナであって、アンテナ形式は幅広導体を用いた分岐逆 F アンテナである。図 5-1 において、 λ_c は VHF 帯無線通信の所望周波数 f_1 および f_2 の中心周波数 f_c における波長、ポート 1 は無線通信用のアンテナ給電点、ポート 2 は架線電圧検知用の電圧出力点、 C_1 、 C_2 は低周波カット用キャパシタ、 L_1 は高周波カット用のインダクタである。 f_1 と f_2 は、 f_c で規格化すると 11.3% 離れている。架線とアンテナ間の浮遊容量を C_a とする。本アンテナは、文献[72, 73]に示される現行アンテナと比較して約 75% の低背化がなされているため、列車走行時の低騒音化に寄与することが期待できる。

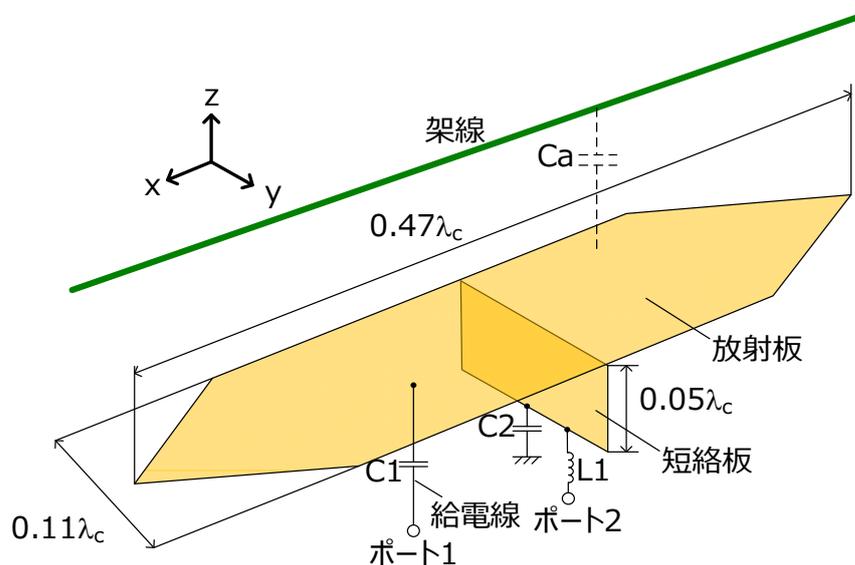


図 5-1 提案アンテナの構成 (Copyright(C)2022 IEICE, [82] 図 1)

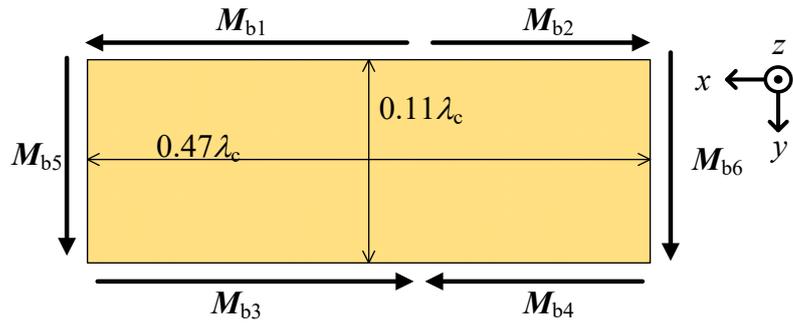
本アンテナの特徴は 2 点ある。1 点目は、架線電圧検知に関するもので、幅広導体を用いることで、架線と対向するアンテナ面積を大きくし、架線-アンテナ間の浮遊容量 C_a

を大きくしたことである。また、放射板は短絡板を境に分岐した構造としており、VHF帯において低反射となる周波数範囲を広帯域化する効果とともに、架線と対向するアンテナ導体の面積を大きくすることで、アンテナの低背化と C_a の増大を両立する効果がある。

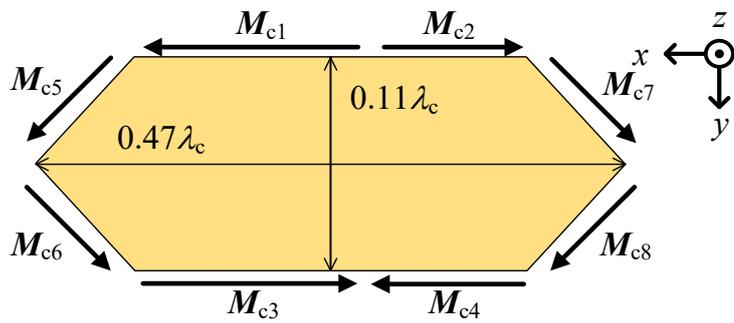
もう1点の特徴は、アンテナ先端を斜めに切り欠いたことで、幅広導体を採用したこととの副作用として生じた天頂方向への放射を抑圧し、水平面方向の利得を向上したことである。提案アンテナにおいては、水平面に垂直な給電線および短絡板に流れる高周波電流から、水平方向に垂直偏波の電波が無指向に放射される。一方、地板と平行な放射板からの放射は、放射板をショートパッチアンテナと見立てると、放射板端部と地板間に生じる磁流からの放射と見なすことが出来る。

提案アンテナの有効性を示すため、提案アンテナ先端の切り欠きを設けず、放射板を長方形とした比較用アンテナについて先に説明する。このアンテナの磁流分布の模式図を図 5-2(a)に示す。図 5-2 は全て z 方向からアンテナを見た図である。図 5-2(a)において、放射板の長手方向の辺に平行な磁流 M_{b1} , M_{b2} , M_{b3} , M_{b4} は、-y 側の長辺に分布する M_{b1} , M_{b2} と +y 側の -y 側の長辺に分布する M_{b3} , M_{b4} の向きがそれぞれ逆向きかつ距離が $0.11\lambda_c$ と近いと、これら磁流からの放射は打ち消し合う。一方、放射板の短手方向の辺に平行な磁流 M_{b5} , M_{b6} は距離が約半波長離れておりかつ位相差は 180° でないため打ち消し合わず、それぞれの磁流が y 軸方向にヌル、zx 平面に等方性の放射を生じる。これは、天頂方向での指向性が強くなり、その分だけ水平方向での指向性が弱くなることを示す。本アンテナは車両屋根に設置され、かつ通信相手は地上に設置された固定局である。車両-地上局間の距離が離れている条件に限ると、本アンテナから見た地上局の方向はほぼ水平方向であると見なせるため、このような特性は望ましくない。

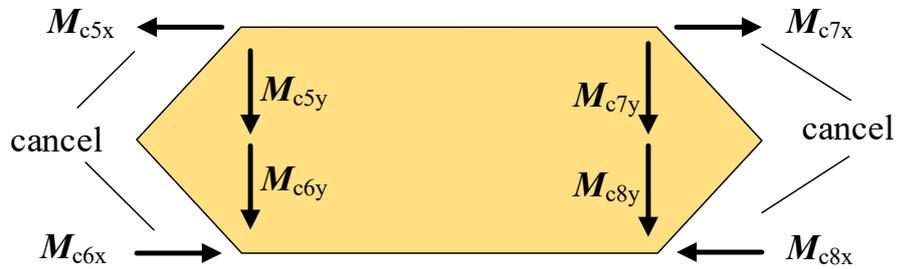
提案アンテナの電流分布の模式図を図 5-2(b)に示す。図 5-2(a)と同じく、磁流 M_{c1} と M_{c3} , M_{c2} と M_{c4} からの放射は打ち消し合い、磁流 M_{c5} , M_{c6} , M_{c7} , M_{c8} , からの放射が残る。このとき、各磁流を x 方向成分 M_{cnx} と y 方向成分 M_{cny} に分けて考えると、図 5-2(c)のように隣接する磁流の x 成分が打ち消し合い、y 成分だけが残る。そのため、提案アンテナの放射板が放射する z 方向への放射は、比較用アンテナのそれよりも抑制されると考えられ、その分 xy 平面内（水平面）の放射が増大すると考えられる。



(a) 比較用アンテナ



(b) 提案アンテナ



(c) 各方向成分に分解

図 5-2 磁流分布 (Copyright(C)2023 IEICE, [83] Fig. 1)

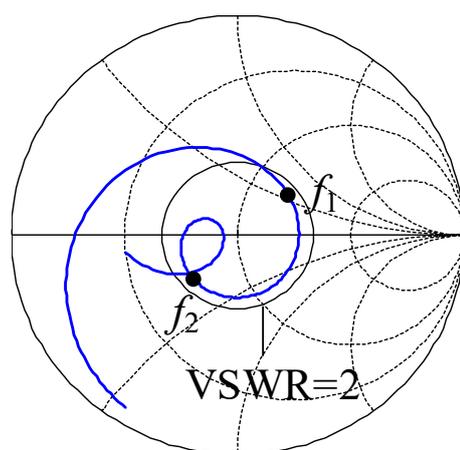
5.3. VHF 帯における無線アンテナ性能

本節では、架線電圧検知／無線通信共用アンテナの2つの機能のうち、無線通信に用いられる VHF 帯での無線アンテナ性能について述べる。

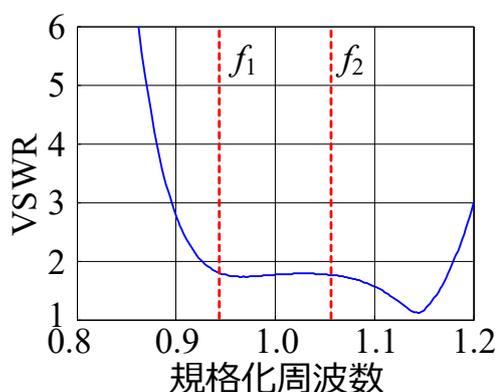
5.3.1. 数値計算結果

5.2 節で説明した提案アンテナの水平面利得改善効果を確認するため、有限要素法による電磁界解析結果を示す。電磁界解析には Ansys 社の HFSS を使用した。提案アンテナ

ナについて、アンテナの寸法を図 5-1 としアンテナを無限地板上に設けたモデルについて電磁界解析により得られた反射特性を図 5-3 に示す。ここでは、整合改善および 60Hz の商用電源周波数が VHF 帯の送受信回路に悪影響を及ぼすことを避けるため、給電部に整合回路兼低周波カットキャパシタとして 10.5pF のキャパシタを直列に装荷した。これは図 5-1 の C_1 を 10.5pF としたことに相当する。図 5-3 の結果より、分岐素子を採用したことでキックが生じ、所望周波数 f_1 および f_2 で $VSWR < 2$ と低反射となる 2 共振特性が得られることが確認できる。



(a) スミスチャート



(b) VSWR

図 5-3 提案アンテナの反射特性計算値（無限地板）（Copyright(C)2022 IEICE, [82] 図 3)

次に提案アンテナの指向性について述べる。動作周波数 $f=f_1, f_2$ それぞれにおける提案アンテナと比較用アンテナの指向性利得を図 5-4, 図 5-5 に示す。通常の幅広でない導体を用いた逆 F アンテナの場合、アンテナ高が低ければ放射に寄与するのは給電線と短絡板に流れる高周波電流であり、z 方向にヌルを生じる。しかし図 5-4(a)(b), 図

5-5(a)(b)の放射パターンはz方向がヌルとなっておらず、5.2節で述べた磁流からのz方向への放射が発生していることが確認できる。

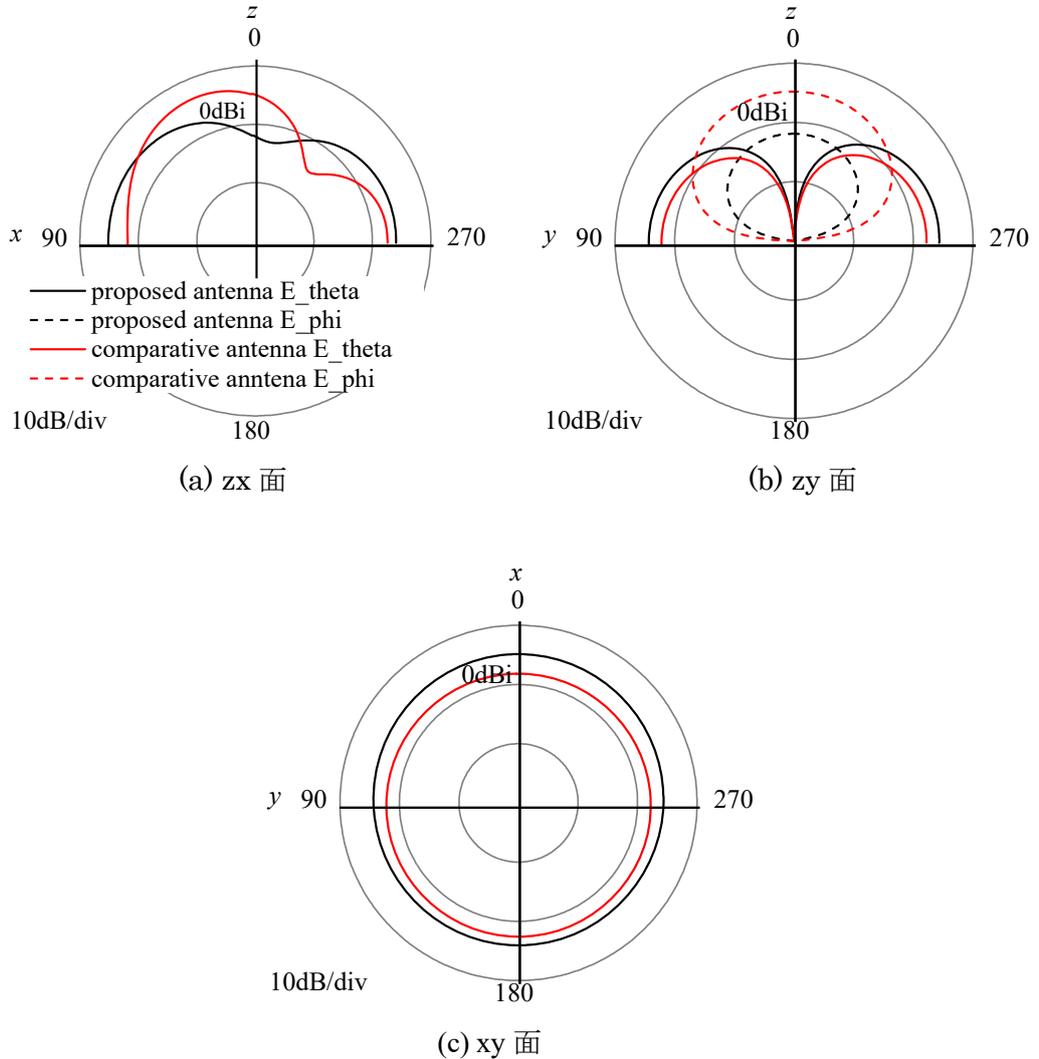


図 5-4 提案アンテナと比較用アンテナの指向性利得比較 ($f=f_1$, 無限地板, 計算値) (Copyright(C)2023 IEICE, [83] Fig. 2)

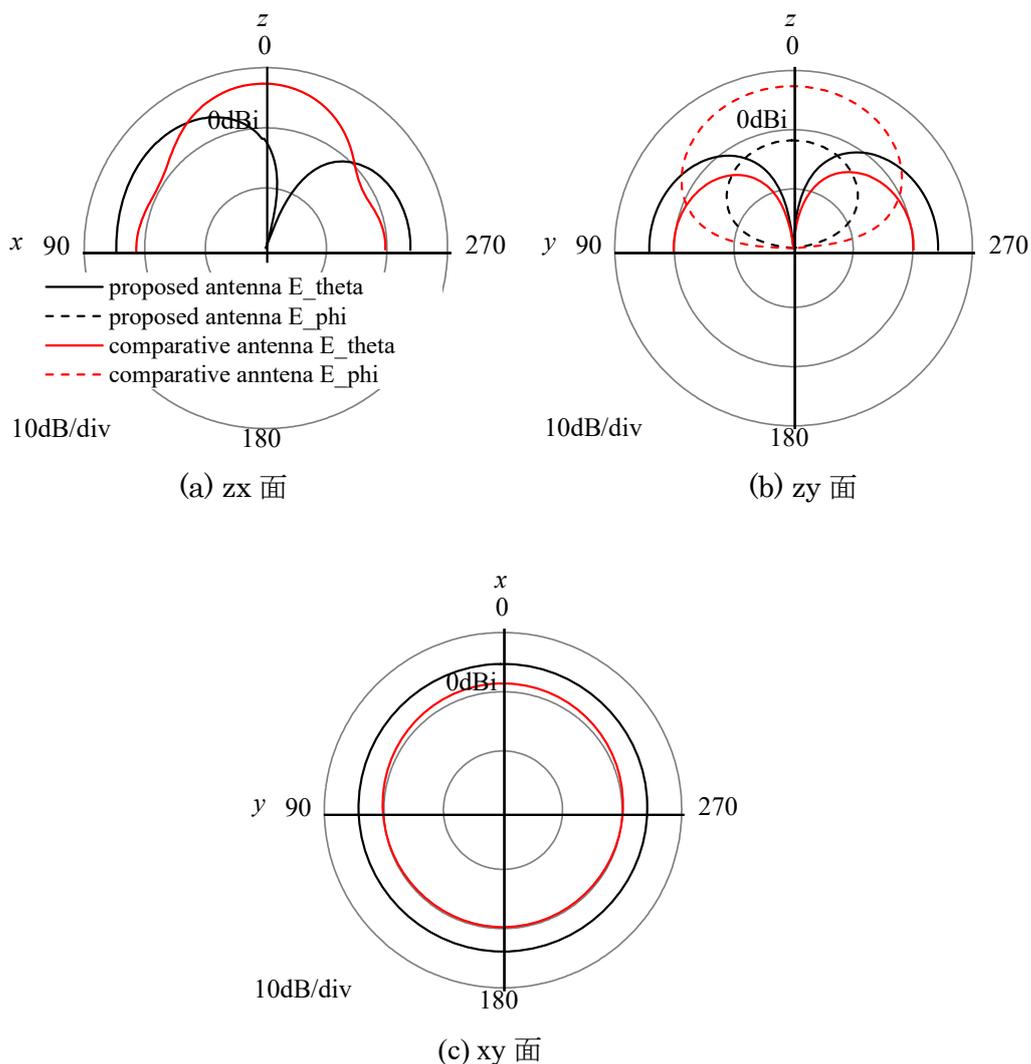


図 5-5 提案アンテナと比較用アンテナの指向性利得比較 ($f=f_2$, 無限地板, 計算値) (Copyright(C)2023 IEICE, [83] Fig. 2)

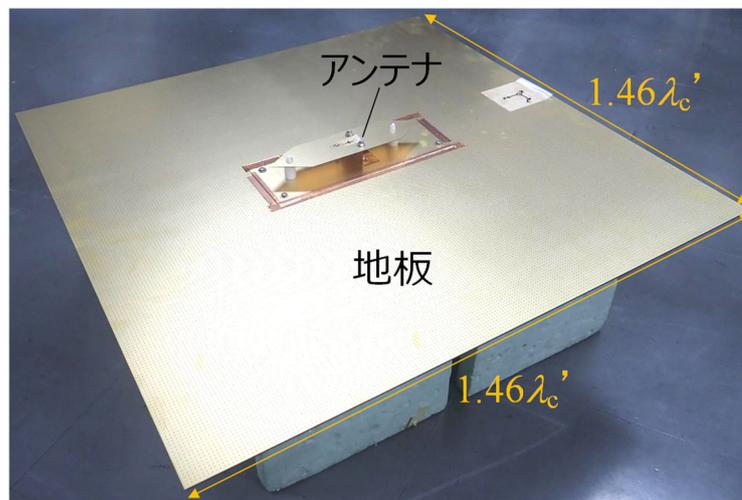
図 5-4(a)(b), 図 5-5(a)(b)の計算結果について, 提案アンテナと比較用アンテナの放射パターンとを比較すると, アンテナ先端に切り欠きを設けた提案アンテナの方が z 方向への放射を抑制出来ていることがわかり, 5.2 節で述べた磁流の一部打ち消しによる放射の抑制が期待通り動作していることが確認できる. 実用上重要となる xy 面内の平均指向性利得を表 5-1 にまとめる. 提案アンテナのようにアンテナ先端を斜めに切り欠くことで, xy 平面内の平均指向性利得が f_1 で 2.3dB, f_2 で 3.9dB 改善しており, 提案構成の有効性を確認できた.

表 5-1 xy 面内平均指向性利得 (無限地板, 計算値)

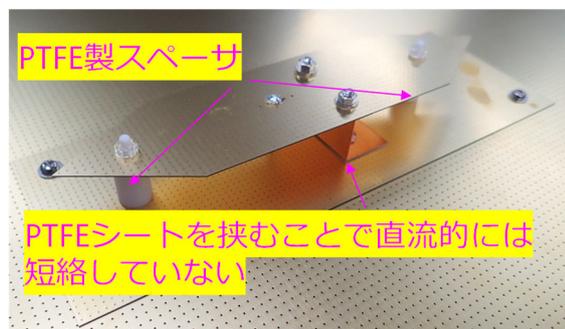
	f_1	f_2
提案アンテナ	4.5 dBi	4.3 dBi
比較用アンテナ	2.2 dBi	0.4 dBi
差分	2.3 dB	3.9dB

5.3.2. 有限地板上での数値計算結果と測定結果

提案アンテナについて、アンテナの放射素子先端を切り欠くことによる水平面内利得の改善効果を測定で確認するため、VHF 帯から UHF 帯にスケーリングしたアンテナを試作し、VHF 帯無線アンテナ特性評価を実施した。スケーリング後の所望周波数を f_1' および f_2' 、中心周波数を f_c' 、 f_c' における波長を λ_c' とする。試作したアンテナを図 5-6 に示す。なお、アンテナ寸法は有限地板上で整合が取れるよう図 5-1 の形状から微調整した。



(a) 全体



(b) アンテナ部分拡大

図 5-6 提案アンテナ試作品

図 5-6(b)の通り，放射素子を支持するために PTFE 製のスペーサを設けている．また，短絡板の本来は地板と接する側の端部を L 字型に折り曲げることで地板と対向させる面を設けることで，地板と短絡板との間に平行平板キャパシタの構造を設けた．これは図 5-1 の C_2 に相当する．地板と対向する短絡板間の間隙には PTFE 製のシートを挟むことでキャパシタ容量を大きくし，無線周波数において短絡に近づけることで，逆 F アンテナとして動作させることを意図している．単純な平行平板キャパシタと見なした場合，スケーリング前の寸法での f_c におけるリアクタンスは 5.3Ω である．また，60Hz においてリアクタンスは $1M\Omega$ を超え，地板から電氣的に切り離されていると見なせる．

反射特性の測定結果を図 5-7 に，整合回路と低周波カットキャパシタを図 5-8 に示す．低周波カットキャパシタは図 5-1 の C_1 に相当する． f_1' ， f_2' の両周波数で低反射となっており，概ね整合が取れている．

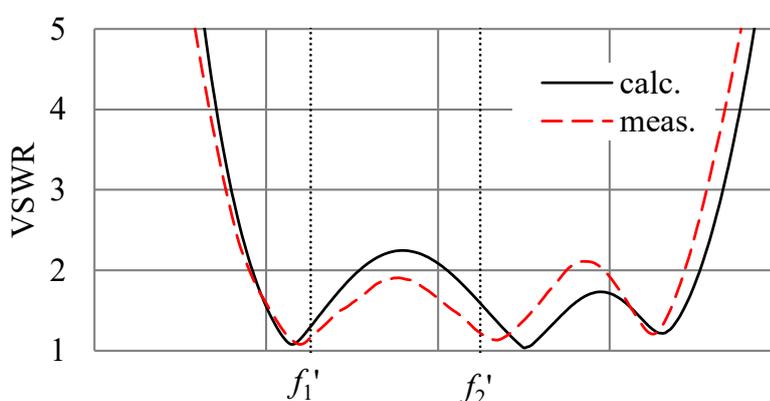


図 5-7 提案アンテナの反射特性 (Copyright(C)2023 IEICE, [83] Fig. 3)

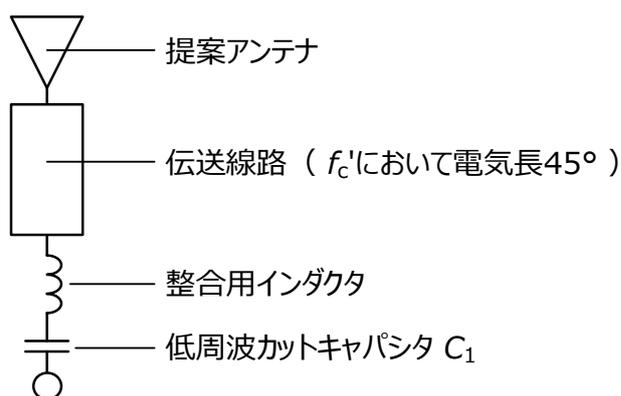


図 5-8 試作アンテナの整合回路と低周波カットキャパシタ

有限地板における放射パターンの計算結果と測定結果を図 5-9，図 5-10 で比較する．図 5-9(c)，図 5-10(c)に示した xy 平面内の動作利得について，平均利得を表 5-2 にまとめる．計算値/測定値は， f_1' において $-1.8\text{dBi}/-2.2\text{dBi}$ ， f_2' において $-2.2\text{dBi}/-2.2\text{dBi}$ であり，

両者はよく一致している。この値は、先端に切り欠きを設けない比較用モデルの有限地板上における xy 平面内平均動作利得の計算値 $f_1: -4.0\text{dBi}$, $f_2: -5.6\text{dBi}$ と比較して大幅に改善しており、計算の妥当性と共に、本提案アンテナによる水平面内利得の改善効果が確認できた。

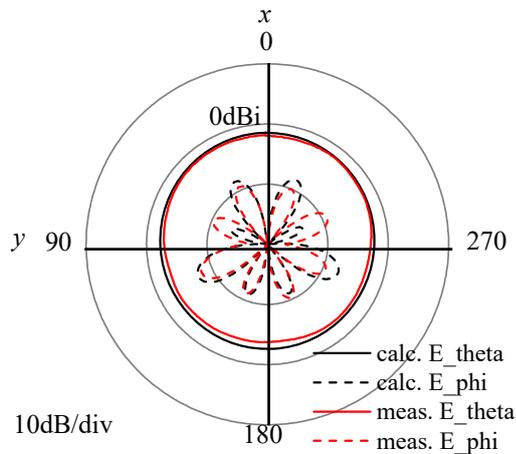
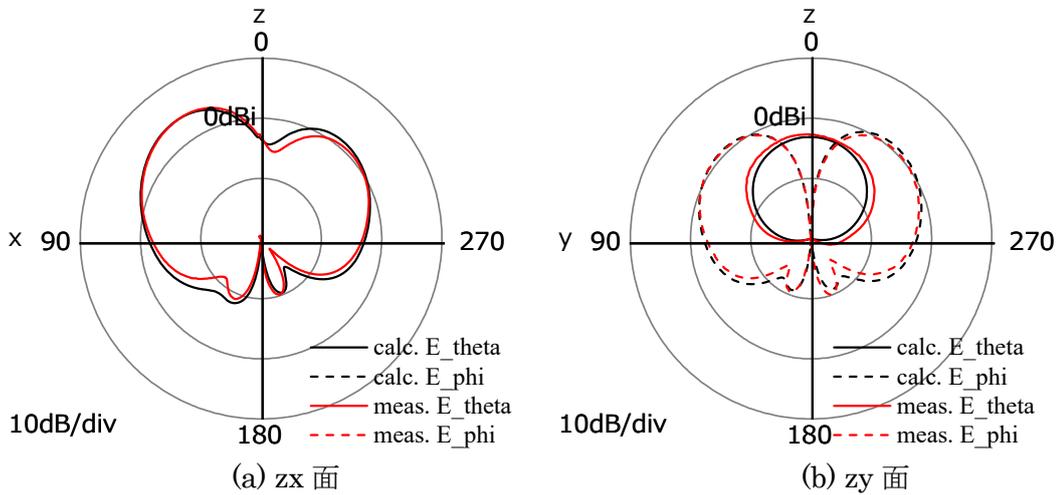
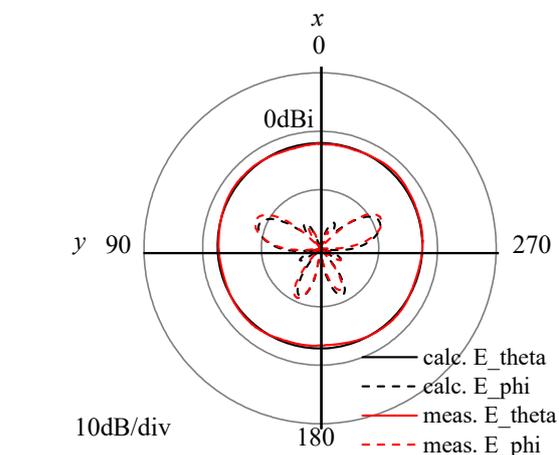
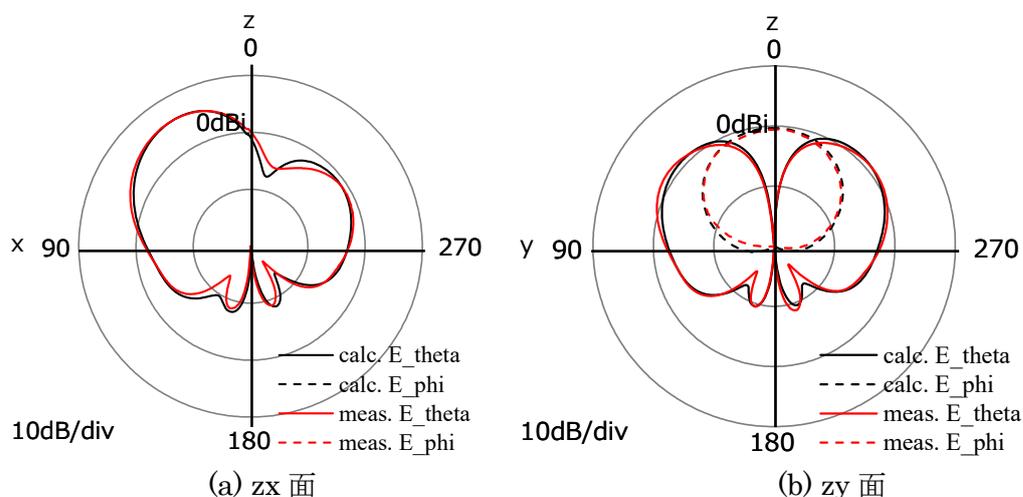


図 5-9 提案アンテナの動作利得測定結果 ($f-f_1$)



(c) xy 面 (Copyright(C)2023 IEICE, [83] Fig. 3)

図 5-10 提案アンテナの動作利得測定結果 ($f=f_2$)

表 5-2 提案アンテナの xy 平面平均動作利得 (有限地板)

	f_1	f_2
提案アンテナ (測定値)	-2.2 dBi	-2.2dBi
提案アンテナ (計算値)	-1.8 dBi	-2.2dBi
比較用アンテナ (計算値)	-4.0 dB	-5.6dB

5.4. 60Hz における架線電圧検知性能

本節では、架線電圧検知機能の動作および提案アンテナの架線電圧検知の性能について説明する。架線電圧検知アンテナのシステムは、架線、アンテナ、車両、電圧検知器から構成される。システムの構成図を図 5-11 に示す。架線・アンテナ・車両は金属であるため、それぞれの間に浮遊の静電容量が存在している。架線-アンテナ間の浮遊容量を

C_a , 架線-車両間の浮遊容量を C_G , アンテナ-車両間の浮遊容量を C_{aG} として記載している. また漏れコンダクタンスをそれぞれ G_a , G_G , G_{aG} とする. アンテナは入力インピーダンスが R_d の電圧検出器に接続される. また車両は車輪を介して接地しているため地板と同電位と見なす.

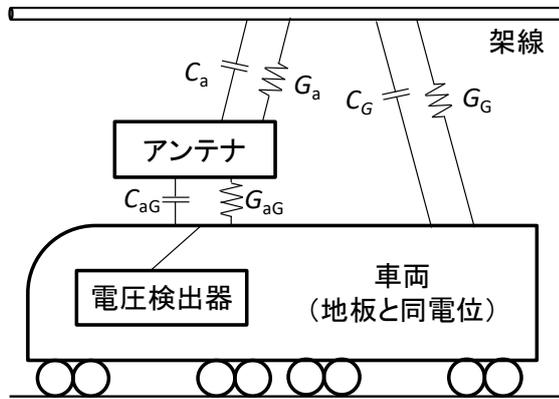


図 5-11 架線電圧検知システムの構成 (Copyright(C)2022 IEICE, [82] 図 8)

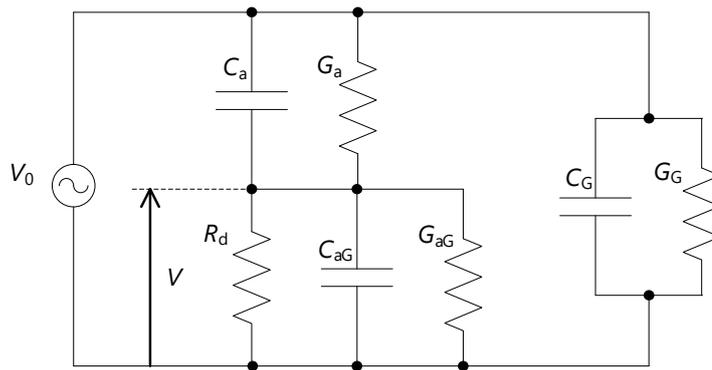


図 5-12 架線電圧検知システムの等価回路 (Copyright(C)2022 IEICE, [82] 図 9)

このシステムについて, 架線電圧を V_0 , 電圧検出器に入力される電圧を V として等価回路を描くと図 5-12 のようになる. 電圧検出器への入力電圧 V は, 架線電圧 V_0 と次の式で関連付けられる.

$$V_0 = \frac{1}{G_a + j\omega C_a} V \left(\frac{1}{R_d} + G_{aG} + j\omega C_{aG} \right) + V \quad (5-1)$$

ω は角周波数であり, 架線に印加されるのが商用電源周波数 60Hz であるならば $\omega = 2\pi \times 60$ である. この式から電圧検出器への入力電圧 V を求めると, 次の式が得られる.

$$|V| = \left| V_0 / \left(1 + \frac{1}{(G_a + j\omega C_a) \left(\frac{1}{R_d} + G_{aG} + j\omega C_{aG} \right)} \right) \right| \quad (5-2)$$

式の通り, 架線-車両間の浮遊容量および漏れコンダクタンスは架線検知電圧に影響

を与えない。各漏れコンダクタンスは各浮遊容量から計算されるサセプタンスと比較して十分小さい ($G_a \ll \omega C_a$, $G_{aG} \ll \omega C_{aG}$)、アンテナ-車両間の浮遊容量から計算されるリアクタンスが検出器の入力インピーダンスよりも十分大きい ($R_d \ll 1/\omega C_a$) ことから、式(5-2)は、以下のように近似できる。

$$|V| \sim \frac{R_d}{\sqrt{R_d^2 + \frac{1}{(\omega C_a)^2}}} V_0 \quad (5-3)$$

更に|V|に対する C_a の影響の理解を容易にするため、検出器の入力インピーダンスが架線-アンテナ間のリアクタンスより十分小さいという仮定を適用すると ($R_d \ll 1/\omega C_a$)、式(5-3)は、以下のように近似できる。

$$|V| \sim R_d V_0 \omega C_a \quad (5-4)$$

この式のうち、 $R_d V_0 \omega$ は架線電圧検知システムで決まる固定の値である。すなわち、式(5-4)において C_a は|V|と比例関係にあることから、 C_a を大きくすることが架線電圧検知の感度向上につながる。

車両搭載状態での架線電圧検知性能について述べる。図 5-13 に、静電容量 C_a の計算モデルを示す。

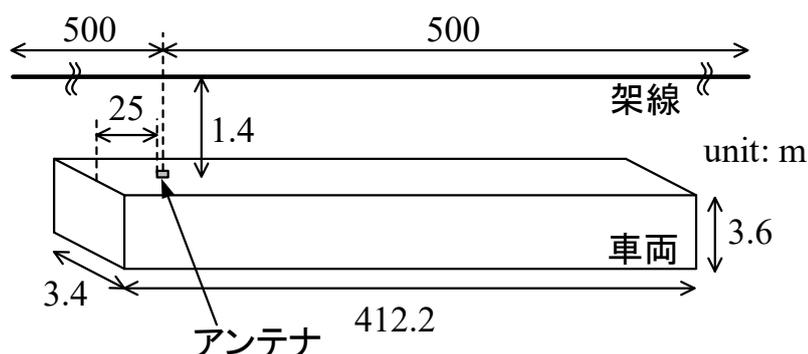


図 5-13 車両搭載状態での準静電磁界解析モデル (Copyright(C)2022 IEICE, [82] 図 10)

静電容量の計算は、Ansys 社の Q3D Extractor を使用した準静電磁界解析により行う。車両(地板)の屋根から 1.4m 上方に長さ 1000m の架線を設け、車両屋根上にアンテナを設置する。架線は、アンテナ直上が中央となるように配置する。計算結果を表 5-3 にまとめる。架線-アンテナ間の容量 C_a の計算結果は 0.85pF であった。この値は、現行アンテナにおける値 1.27pF[79, 80]と比較して低い。これはアンテナが低背化されることで架線とアンテナ間の距離が大きくなったことによるものであり、例えば R_d を大きくすることによりその影響を緩和できる範囲であると考えられる。なお、アンテナ-車両間の浮遊容量 C_{aG} は 442.8pF と計算された。この値は、図 5-1 に C_2 で示した低周波カット用のキャパシタンスも含んだ値である。アンテナ-車両間距離が架線-アンテナ間距離と比較して極めて近いことから、 C_a と比較して C_{aG} は容量が大きい。しかし、 C_{aG} の商用電源周波数 60Hz におけるインピーダンスは約 6M Ω と十分大きく、式(5-3)の近似条件

$R_d \ll 1/\omega C_{aG}$ は妥当であることを数値的に確認した。一方、無線通信周波数である VHF 帯においては C_{aG} がほぼ短絡と見なせるため、VHF 帯においては逆 F アンテナとしての動作が可能となる。

表 5-3 浮遊容量計算結果（車両搭載状態）（Copyright(C)2022 IEICE, [82] 表 2）

C_a	0.85 pF
C_{aG}	442.8 pF

次に、静電容量 C_a を準静電磁界解析および測定にて求めた結果を以下で比較する。測定は、文献[80]で示した測定系と同じく、アンテナを 2.4m 四方の地板上に設ける条件で実施した。測定において、静電容量 C_a そのものを測定することは出来ないため、式(5-3)を変形し、以下の式(5-5)で電圧検出器の指示値 V_d から C_a を求めた。

$$C_a = \frac{1}{\omega} \sqrt{\frac{1}{\left(\frac{R_d V_o}{V_d}\right)^2 - R_d^2}} \quad (5-5)$$

アンテナを 2.4m 四方の地板上に設ける測定系における静電容量 C_a を表 5-4 にまとめる。計算結果は 0.55 pF、測定結果は 0.52 pF とよく一致しており、計算の妥当性が確認できた。なお、表 5-3 の車両搭載状態での値と比較して静電容量が小さくなっているのは、測定系では架線に相当する導体が短い事、実験時に測定系周囲に存在した不要な金属構造物の影響が含まれている事によると考えられる。

表 5-4 浮遊容量 C_a の計算結果と測定結果（測定用有限地板）

計算値	0.55 pF
測定値	0.52 pF

5.5. むすび

本章では、無線通信装置小型化の方法の一つである、複数システムでのアンテナ共用に着目し、その一例として、新幹線車両に搭載される、架線電圧検知システムと VHF 帯無線通信システムで共用するアンテナについて述べた。分岐逆 F アンテナによる架線電圧検知／無線通信共用アンテナの低背化を提案し、架線電圧検知の感度を向上するためアンテナ導体を幅広とすると、アンテナがショートパッチアンテナとして動作し水平面内の指向性が劣化するが、アンテナの先端に切り欠きを設けることでこの影響を抑圧できることを、計算と測定により示した。本アンテナは従来品とほぼ同等の電気的特性を維持しつつ、75 パーセントの低姿勢化を実現しており、高速走行時の低騒音化が可能である。また、提案アンテナで有効な架線電圧検知の感度を得られることを計算と測定で示した。なお、本アンテナ実用化のためには、本論文中で示したアンテナとしての電気特性以外にも、積雪等の気象条件など各種使用条件への耐性、重量、強度などの要素に対

する検討が必要である。

第6章 結論

本論文では、無線通信機能を有する装置を小型化すべく、無線通信に必須のアンテナの小形化技術と実装技術について検討した。アンテナは、その電氣的サイズと送受信する電磁波の波長との関係で特性が決定されるため、特性を維持したままの小形化や集積化は容易でない。アンテナを搭載する装置の小型化には以下のような課題があった。

- 装置の小型化にはアンテナそのものを小形化することが必要である。しかし、小形アンテナとして代表的な線状アンテナは、形状と電氣的特性の関係が複雑であり、小型化と電氣的特性の両立のためには試行錯誤的に形状最適化をしなければならない。また、電氣的に小形なアンテナは放射効率が低く、負荷は低電力で動作する必要がある。
- 複数のアンテナを搭載する装置の小型化のためには、アンテナを近接して実装する必要がある。しかし、複数のアンテナを近接して実装すると、一方のアンテナが送信した電磁波が他方のアンテナに対して干渉波として振る舞う。装置の大型化を回避しつつ干渉波の影響を低減する技術が必要である。
- 一つの装置に周波数や目的が異なる複数システムを搭載する場合、アンテナを共有することで装置小型化に寄与する。各システムでのアンテナの動作方法や要求性能といった特徴を両立するような共用アンテナ設計が必要である。

そこで、本論文では上記課題を解決すべく、新たなアンテナ設計手法と実装手法を提案した。

第2章では、無線通信装置小型化の方法の一つである、アンテナ自体の小形化に着目し、進化計算手法を用いた電波型パッシブ RFID 用アンテナの最適化設計について述べた。多目的進化計算アルゴリズムによる最適設計を、誘電体基板上に設けたメアングラインアンテナに適用し、物理的サイズ、利得、入力インピーダンスを並立できるアンテナを設計するための染色体によるアンテナ形状表現方法を提案した。本形状表現方法は、通常メアングラインアンテナよりも形状表現自由度が高い染色体による形状記述方法であって、目的関数領域でより広い範囲に分布した解の集合が得られる。これにより、より小面積なアンテナを最適設計できた。またその適用検討として、環境計測を行うパッシブ型 IC タグに用いるために、タグアンテナ、昇圧整流回路、センサ回路をそれぞれ設計し、試作と実験によって性能を検証した。その結果、試作された IC タグで、4WEIRP の環境に換算すると、RFID リーダから 10m を超える通信距離で温度を計測する事が可能であることを実験で確認した。

第3章では、無線通信装置小型化の方法の一つである、複数アンテナの近接配置に着目し、アンテナ間の電磁結合を回路的にキャンセルする減結合回路について述べた。特に本章では、アンテナ間結合が動作周波数帯域内で大きく変化している場合にも適用可

能な広帯域減結合回路の構成を提案し、設計式を示した。この減結合回路は、アンテナ間の空間を介した結合と等振幅逆位相となるような回路を介した結合を作り出し、それらを重ね合わせることで給電ポートから見た結合をキャンセルする。その際、並列共振回路と伝送線路を用いてバンドパス特性と群遅延特性を作り出すことで、周波数による結合振幅と結合の変化が大きい場合でも有効に動作する。回路シミュレーションの結果、比帯域 12.2%の帯域内で結合振幅が 4.9dB 変化し、結合位相も 341°変化するマルチアンテナシステムにおいて、最悪値の比較で 26.4dB の結合低減が行えることを確認した。また小型化のため、提案回路中の並列共振回路をショートスタブで置換えた回路構成を提案し、本回路について試作を実施した。本試作により、比帯域 12.2%の帯域内で結合振幅が 9.5dB 変化し、結合位相も 297.8°変化するマルチアンテナシステムにおいて、最悪値の比較で 12.6dB の結合低減が行えることを確認した。本広帯域減結合回路により、独立動作する広帯域な無線システムのアンテナを近接配置する場合の相互干渉による通信品質劣化を低減できる。

第4章では、前章に引き続いて無線通信装置小型化の方法の一つである、複数アンテナの近接配置に着目し、無線電力伝送システムにおけるコイルからの高調波放射を抑制できるアンテナ構造、具体的には、共振回路を装荷した導体ループを送受電コイルの近傍に配置するアンテナ構造を提案した。電力伝送コイルの外側に寄生ループ導体を設け、更に寄生ループ導体に電力伝送周波数で共振する並列共振回路を設けることで、電力伝送効率に影響を与えずに、所望の位置と周波数で磁界強度を抑圧できること、および高周波帯にて放射効率を低減できることを電磁界シミュレーションにより示した。更に、実験と計算を比較し、提案構造の妥当性を確認した。本提案構造により、無線電力伝送装置の周囲に置かれた他の機器への放射電磁界を抑圧できるため、装置の密集配置や装置の小型化が可能となる。一方、提案構造に装荷する並列共振回路の寄生抵抗が電力電効率に大きく影響していることが、新たな課題として明らかとなった。

第5章では、無線通信装置小型化の方法の一つである、複数システムでのアンテナ共用に着目し、その一例として、新幹線車両に搭載される、架線電圧検知システムと VHF 帯無線通信システムで共用するアンテナについて述べた。分岐逆 F アンテナによる架線電圧検知／無線通信共用アンテナの低背化を提案し、架線電圧検知の感度を向上するためアンテナ導体を幅広とすると、アンテナがショートパッチアンテナとして動作し水平面内の指向性が劣化するが、アンテナの先端に切り欠きを設けることでこの影響を抑圧できることを、計算と測定により示した。本アンテナは従来品とほぼ同等の電気的特性を維持しつつ、75 パーセントの低姿勢化を実現しており、高速走行時の低騒音化が可能である。また、提案アンテナで有効な架線電圧検知の感度を得られることを計算と測定で示した。

本論文にて述べたアンテナ小型化手法と複数アンテナの実装手法を適用することで、アンテナを搭載する電子機器の小型化が可能となる。これら手法の発展と実問題への適用拡大のため、各技術に関する残課題を述べる。

進化計算アルゴリズムを用いた小形アンテナ設計では、周囲環境を考慮した、より一般的なアンテナの設計への適用が求められる。例えば、小型の通信機器に搭載される小形アンテナとしては、回路基板の地板や金属製筐体をアンテナの一部として動作させる

モノポールアンテナをはじめとした不平衡系アンテナが多用される。そのようなアンテナでは、アンテナの一部として動作している地板の形状、電氣的サイズや周辺構造物設計がアンテナ性能に大きく影響するため、それらを制約条件として考慮した上でのアンテナ設計自動化が望まれる。そのためには、進化計算アルゴリズムだけでなく、近年発展著しい強化学習のアンテナ設計への適用や、周囲環境を含めたアンテナの設計パラメータを特徴量としてアンテナ特性を推定するためのモデル作成が有効な可能性がある。

近接アンテナ間の結合低減技術では、適用可能な問題の拡大と実設計適用時の自由度向上が求められる。例えば携帯電話の4G/5G回線を使用する通信機器に適用するアンテナの場合、アンテナの動作周波数はサブGHz周波数帯から4.5GHz帯までと極めて広いため、求められるすべての周波数帯においてアンテナ間の結合を低減する事が必要である。また、例えば第3章で示した減結合回路はアンテナ特性に応じた長さの伝送線路を必要とし、またアンテナ間の結合量に対応した効率低下を許容する必要がある等、実問題への適用に際して制約が存在している。これら課題を解決し、実問題への適用をより容易にすることが望まれる。

アンテナ共用技術については、適用するアンテナシステムの特徴に依存する部分が多いため、設計例や適用例の蓄積が望まれる。また、第5章で述べた架線電圧検知/無線通信共用アンテナに関して述べると、実用化のためには、第5章で示したアンテナとしての電気特性以外にも、積雪等の気象条件など各種使用条件への耐性、重量、強度などの要素に対する検討が必要である。

これら諸課題を解決し、様々な実製品の設計に適用する事で機器の小型化を推進していくことが、ユーザの嗜好といった直接的な要求だけでなく、持続可能な生産や資源の消費を通じた環境負荷低減への貢献につながると考える。

謝辞

博士論文を執筆するにあたり、北海道大学大学院 情報科学研究院 システム情報科学部門 システム融合学分野 五十嵐一教授、野口聡准教授にはその全般にわたって終始熱心に御指導頂きました。ここに深謝いたします。

また、本研究を遂行するにあたり、詳細にわたり御指導賜りました、室蘭工業大学 もの創造系領域 渡辺浩太教授（元北海道大学）、東海旅客鉄道株式会社 総合技術本部 技術開発部 信号通信技術チーム 松村善洋博士、西山武志氏、三菱電機株式会社 情報技術総合研究所 技師長 宮下裕章博士、同所 アンテナ技術部長 稲沢良夫博士、同所 アンテナ技術部 深沢徹博士、西本研悟博士、坂本寛明氏、同社 ライフBA戦略室 技術ユニット 開発企画グループ 柳崇氏、同社 コミュニケーション・ネットワーク製作所 無線通信システム部 技術第二課 坏浩行氏に深謝いたします。

さらに、明るい雰囲気のもとで研究させて頂き、数々のご助言、ご協力を頂きました北海道大学大学院情報科学研究院 システム情報科学コース 電磁工学研究室（元システム複合情報学研究室）の皆様、三菱電機株式会社 情報技術総合研究所 アンテナ技術部の皆様、同部 波動素子グループの皆様に御礼申し上げます。

また、私に本研究の機会を与えて戴いたとともに、博士後期課程進学と学位論文執筆を許可頂きました、三菱電機株式会社の皆様に御礼申し上げます。

最後に、いつも支えてくれた妻 恵美と2人の子供達に心から感謝します。

2023年9月 牧村 英俊

参考文献

- 1 K. Finkenzeller : 「RFID ハンドブック -非接触 IC カードの原理と応用-」, 第 2 版, 日刊工業新聞社, pp. 307-358 (2004).
- 2 R. Bansal , “Coming soon to a Wal-Mart near you,” *IEEE Antennas Propagation Magazine*, vol. 45, pp. 105-106 (2003).
- 3 P. V. Nikitin and K. V. S. Rao, “Theory and Measurement of Backscattering from RFID Tags,” *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 48, no. 6, pp. 212-218 (2006).
- 4 P. V. Nikitin and K. V. S. Rao, “Theory and Measurement of Backscattering from RFID Tags,” *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 48, no. 6, pp. 212-218 (2006).
- 5 K. V. S. Rao, P. V. Nikitin and S. F. Lam, ”Antenna Design for UHF RFID Tags: A review and Practical Application,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 53, no. 12, pp. 3870-3877 (2005).
- 6 G. Marrocco, “The art of UHF RFID antenna design: impedance matching and size-reduction techniques”, *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 50, no. 1, pp. 66-79 (2008).
- 7 猿渡 俊介, 森川 博之 : 「ユビキタスセンサネットワーク」, 日本ロボット学会誌, vol. 28, no. 3, pp. 1-4 (2010).
- 8 中村 充, 柳瀬 高仁, 池ヶ谷 靖, 圓 幸史郎, 米山 健一郎 : 「構造物のヘルスマニタリングを目指したスマート加速度センサの開発」, 日本建築学会技術報告集, 第 14 巻, 第 27 号, pp. 153-158 (2008).
- 9 町田 潤一, 相馬 伸一, 福山 良和 : 「各種センサと無線技術の融合によるユビキタス環境の実現」, 富士時報, vol. 81, no. 5, 株式会社 オーム社, pp. 375-378 (2008).
- 10 M. Minami, T. Morito, H. Morikawa, and T. Aoyama, “Solar biscuit: A battery-less wireless sensor network system for environmental monitoring applications,” *Proceedings of the 2nd International Workshop on Networked Sensing Systems* (2005).
- 11 R. Want, “Enabling Ubiquitous Sensing with RFID,” *Computer*, vol. 37, issue 4, pp. 84-86 (2004).
- 12 A. P. Sample, D. J. Yeager, P. S. Powledge, A. V. Mamichev and J. R. Smith, “Design of an RFID-Based Battery-Free Programmable Sensing Platform”, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 57, no. 11, pp. 2608-2615 (2008).
- 13 D. S. Linden and E. E. Altshuler, “Evolving Wire Antennas Using Genetic Algorithms: A Review,” *Proceedings of 1st NASA/DoD Workshop on Evolvable Hardware*, pp. 225-232, (1999).
- 14 A. D. Chuprin, J. C. Batchelor and E. A. Parke, “Design of convoluted wire antennas using a genetic algorithm,” *IEE Proceedings Microwaves, Antennas Propagation*, vol. 148, issue. 5, pp. 323-326 (2001).
- 15 丸山 珠美, 吉良 文夫, 長 敬三 : 「平面およびメアンダラインアンテナ最適設計のための新しい GA 染色体構成法」, 信学技報, AP-2004-2 (2004).

- 16 G. Marrocco, "Optimized Self-Resonant Meander Line Antennas for RFID Applications," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 2, pp. 302-305 (2003).
- 17 G. Kim and Y. Chung, "Optimization of UHF RFID Tag Antennas Using a Genetic Algorithm," *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium 2006*, pp. 2087-2090 (2006).
- 18 坂和 正敏, 田中雅博:「遺伝的アルゴリズム」, 朝倉書店, pp. 1-31 (1995).
- 19 F. Herrera, M. Lozano, J. L. Verdegay, "Tackling real-coded genetic algorithms: operators and tools for behavioral analysis," *Artificial Intelligence Review*, vol. 12, pp. 265-319 (1998).
- 20 F. Herrera, M. Lozano, E. Perez, A. M. Sanchez and P. Villar, "Multiple Crossover per Couple with Selection of the Two Best Offspring: An Experimental Study with the BLX-a Crossover Operator for Real-Codes Genetic Algorithms" *Lecture Notes in Computer Science*, vol. 2527, pp. 392-401 (2002).
- 21 電気学会進化技術応用調査専門委員会編:「進化技術ハンドブック」, 近代科学社, pp. 99-113 (2010).
- 22 T. W. Athan and P. Y. Papalambros, "A Note on Weighted Criteria Methods for Compromise Solutions in Multi-objective Optimization," *Engineering Optimization*, vol. 27, issue 2, pp. 155-176 (1996).
- 23 E. Zitzler, M. Laumanns and L. Thiele, "SPEA2: Improving the Performance of the Strength Pareto Evolutionary Algorithm," *TIK-Report 103, Computer Engineering and Communication Networks Lab (TIK)*, Swiss Federal Institute of Technology (ETH) Zurich (2001).
- 24 K. Deb, "An Efficient Constraint Handling Method for Genetic Algorithms," *Computer Methods in Applied Mechanics and Engineering*, vol. 186, issue 2-4, pp. 311-338 (2000).
- 25 Hidetoshi Makimura, Yuta Watanabe, Kota Watanabe, and Hajime Igarashi, "Evolutional Design of Small Antennas for Passive UHF-Band RFID," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 47, No. 5, pp.1510-1513 (2011)
- 26 S. R. Best and J. D. Morrow: On the Significance of Current Vector Alignment in Establishing the Resonant Frequency of Small Space-filling Wire Antennas, *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 2, pp. 201-204 (2003).
- 27 R. F. Harrington, *Field Computation by Moment Methods*, Wiley-IEEE Press, pp. 62-71 (1993).
- 28 Y. L. Chow, "An approximate dynamic Green's function in three dimensions for finite length microstripline," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. MTT-28, pp. 393-397 (1980).
- 29 P. P. Silvester and R. F. Ferrari, *Finite elements for electrical engineers*, 3rd ed., Cambridge University Press, pp. 233-236 (1996).
- 30 H. Makimura, Y.Itoh, Y. Watanabe, H. Igarashi : Robust Optimization of IC Tag Antennas, *Proceedings of COMPUMAG2011*, CMP686, 2011.
- 31 筒井 茂義, 藤本 好司, "ロバスト解探索型遺伝的アルゴリズムの基礎提案", 人工知能学会誌, vol. 12, No. 5, pp. 704-711, 1997.
- 32 T. Maruyama and H. Igarashi, "An Effective Robust Optimization Based on Genetic

- Algorithm,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 44, no. 6, pp. 990-993 (2008).
- 33 “PIC 16F684 Data Sheet”, <http://ww1.microchip.com/downloads/en/devicedoc/41202c.pdf>, Microchip Technology Inc., 2011/01/12.
- 34 G. D. Vita and G. Iannaccone, “Design Criteria for the RF Section of UHF and Microwave Passive RFID Transponders,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 53, no. 9, pp. 2978-2990 (2005).
- 35 北吉 均, 澤谷 邦男:「無電源 10m 超応答可能な無線タグ温度センサ」, 信学技報, vol. 104, no. 683, pp.179-184 (2005).
- 36 J. P. Curty, N. Joehl, F. Krummenacher, C. Dehollaon and M. J. Declercq, “A Model for m-Power Rectifier Analysis and Design”, *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, vol. 52, no.12, pp. 2771-2779 (2005).
- 37 “Data Sheet - HSMS8xxx Surface Mount Microwave Schottky Mixer Diodes”, http://www.avagotech.com/pages/en/rf_microwave/diodes/schottky/, Avago Technologies, 2011/01/12.
- 38 “製品データシート検索システム”, <http://www.semicon.toshiba.co.jp/openb2b/websearch/productDetails.jsp?partKey=02DZ5.1>, 株式会社 東芝, 2011/01/13.
- 39 “NTC サーミスタ”, <http://www.murata.co.jp/products/catalog/pdf/r44.pdf>, 株式会社 村田製作所, 2011/01/12.
- 40 “LPV7215 – Micropower, CMOS Input, RRIO, 1.8V, Push-Pull Output Comparator”, <http://www.national.com/JPN/ds/LP/LPV7215.pdf>, National Semiconductor Corporation, 2011/01/12.
- 41 牧村 英俊, 渡辺 浩太, 五十嵐 一, 和木 浩, “電波型パッシブ RFID による電車線路設備のモニタリングシステム,” 電気学会論文誌 C, 132 巻, 5 号, pp.691-696, 2012.
- 42 “PIC 16F684 Data Sheet”, <http://ww1.microchip.com/downloads/en/devicedoc/41202c.pdf>, Microchip Technology Inc..
- 43 G. D. Vita and G. Iannaccone, “Design Criteria for the RF Section of UHF and Microwave Passive RFID Transponders,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 53, no. 9, pp. 2978-2990, 2005.
- 44 P. T. Chua and J. C. Coetzee, “Microstrip decoupling networks for low order multiport arrays with reduced element spacing,” *microwave and technology letters*, vol. 46, no. 6, pp.592-597, 2005.
- 45 J. C. Coetzee and Y. Yu, “Port Decoupling for Small Arrays by Means of an Eigenmode Feed Network,” *IEEE Trans. Anten. Prop.*, vol. 56, no.6, pp.1587-1593, June, 2008.
- 46 R. A. Bhatti, S. Yi, and S. O. Park, “Compact antenna array with port decoupling for LTE-standardized mobile phones,” *IEEE Anten. and Wire. Prop. Let.*, Vol. 8, 1430-1433, 2009.
- 47 S.C. Chen, Y.S. Wang, and S.J. Chung, “A decoupling technique for increasing the port isolation between two strongly coupled antennas,” *IEEE Trans. Anten. Prop.*, vol. 56, no. 12, pp. 3650-3658, Dec. 2008.
- 48 J.C. Coetzee and Y. Yu, “Closed-form design equations for decoupling networks of small arrays,” *Electron. Let.*, vol. 44, no. 25, pp. 1441-1442, Dec. 2008.

- 49 K. Nishimoto, T. Yanagi, T. Fukasawa, H. Miyashita, and Y. Konishi, "Decoupling networks composed of lumped elements for diversity/MIMO antennas," *2013 IEEE-APS Topical Conference on Antennas and Propagation in Wireless Communications (APWC)*, pp.307-310, Sept., 2013.
- 50 H. Sato, Y. Koyanagi, K. Ogawa, M. Takahashi, "A Method of Dual-frequency Decoupling for Two-element MIMO Antenna," *Prog. In Electromag. Res. Symp. Proc.*, pp. 1853-1857, Stockholm Sweden, Aug. 2013.
- 51 J. H. Ko, J.-H. Han, and N.-H. Myung, "A broadband technique for a decoupling network in a compact antenna array in a MIMO system," *Progress In Electromagnetics Research C*, Vol. 52, pp. 27-38, 2014.
- 52 牧村英俊, 西本研悟, 深沢徹, 宮下裕章, "アンテナ間結合位相の群遅延に対応した広帯域減結合回路," *信学技報*, vol. 114, no. 76, AP2014-42, pp. 13-18, 2014.
- 53 牧村英俊, 西本研悟, 柳崇, 深沢徹, 宮下裕章, "共振回路を使った減結合回路の広帯域化," *信学技報*, vol. 115, no. 450, AP2015-200, pp. 53-58, 2016.
- 54 Hidetoshi Makimura, Kengo Nishimoto, Takashi Yanagi, Toru Fukasawa, and Hiroaki Miyashita, "Wideband decoupling network for antenna coupling with large group delay", *2015 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP)*, Nov. 2015.
- 55 Hidetoshi Makimura, Kengo Nishimoto, Takashi Yanagi, Toru Fukasawa, and Hiroaki Miyashita, "Novel Decoupling Concept for Strongly Coupled Frequency-Dependent Antenna Arrays", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 65, No. 10, pp.5147-5154, 2017.
- 56 大平孝, "共振回路の Q ファクタ, "MWE 2011 基礎講座 05, 2012.
- 57 T. Ohira, "Rigorous Q-factor formulation for one- and two-port passive linear networks from an oscillator noise spectrum viewpoint," *IEEE Trans. Circuits Syst. II, Exp. Briefs*, vol. 52, no. 12, pp. 846-850, Dec. 2005.
- 58 ワイヤレス電力伝送システムの実用化について, https://www.soumu.go.jp/main_content/000235604.pdf
- 59 ARIB STD-T113 1.1 版, https://www.arib.or.jp/kikaku/kikaku_tushin/desc/std-t113.html
- 60 国際無線障害特別委員会 (C I S P R) の諸規格について」のうち「工業, 科学及び医療用装置からの妨害波の許容値及び測定法」答申, <https://www.tele.soumu.go.jp/resource/j/inter/cispr/hyousi/c11.pdf>
- 61 無線設備規則, <https://elaws.e-gov.go.jp/document?lawid=325M50080000018>
- 62 牧村英俊, 坂本寛明, 西本研悟, 稲沢良夫, 五十嵐一, "並列共振回路を装荷したループ導体による無線電力伝送コイルの不要放射低減," *信学技報 WPT2022-28*, pp.7-11, 2023.
- 63 Hidetoshi Makimura, Hiroaki Sakamoto, Kengo Nishimoto, Yoshio Inasawa, and Hajime Igarashi, "Reducing unwanted emissions of a wireless power transfer coil by using a parasitic loop element," *IEICE ComEx*, Vol. 12, Issue 6, pp.255-259, Jun. 2023. doi:10.1587/comex.2022XBL0177
- 64 Jiseong Kim, Jonghoon Kim, Sunkyu Kong, Hongseok Kim, In-Soo Suh, Nam Pyo Suh, Dong-Ho Cho, Joungho Kim, and Seungyoung Ahn, "Coil Design and Shielding Methods for a Magnetic Resonant Wireless Power Transfer System", *Proceedings of the IEEE*, Volume: 101, Issue: 6, June 2013.
- 65 Seonghwan Kim, Hyun-Ho Park, Jonghoon Kim, Jinguok Kim, and Seungyoung Ahn, "Design and Analysis of a Resonant Reactive Shield for a Wireless Power Electric Vehicle",

- IEEE transactions on microwave theory and techniques*, Vol. 62, No. 4, APRIL 2014.
- 66 Seongsoo Lee, Seungtaek Jeong, Seokwoo Hong, Boogyo Sim, and Joungho Kim, "Design and Analysis of EMI Shielding Method using Intermediate Coil for Train WPT System", *2018 IEEE Wireless Power Transfer Conference (WPTC)*.
- 67 Jaehyoung Park, Yujun Shin, Dongwook Kim, Bumjin Park and Seungyoung Ahn, "Planar Resonance Reactive Shield for Reducing the EMI in Portable WPT Device Application", *2018 IEEE Symposium on Electromagnetic Compatibility, Signal Integrity, and Power Integrity (EMC, SI & PI)*.
- 68 Seokwoo Hong, Seungtaek Jeong, Seongsoo Lee, Boogyo Sim, Hongseok Kim and Joungho Kim, "Low EMF Design of Cochlear Implant Wireless Power Transfer System using A Shielding Coil", *2020 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility & Signal/Power Integrity (EMCSI)*
- 69 Jaehyoung Park, Yujun Shin, Chanjun Park, Bumjin Park, Seongho Woo, Sungryul Huh, Haerim Kim, Seungyoung Ahn, "Multi Resonant Reactive Shield for Reducing the Electromagnetic Fields from Wireless Charging Electric Vehicle", *2020 International Symposium on Electromagnetic Compatibility - EMC EUROPE*
- 70 Myrel Alsayegh, Markus Clemens, Benedikt Schmuelling, "Misalignment Influence on Resonance Shielding in Wireless Power Transfer for Electric Vehicles", *2019 IEEE PELS Workshop on Emerging Technologies: Wireless Power Transfer (WoW)*
- 71 小川健一郎, 司城 徹, 尾林 秀一, "無線電力伝送における寄生コイルを用いたスプリアスの低減", 2016 年電子情報通信学会通信ソサイエティ大会, B-21-24.
- 72 黒田 忠光, 久保田 肇, 永岡 栄, 喜連川 隆, 武市 吉博, "東海道新幹線 架線電圧検知・構内無線共用アンテナ," 三菱電機技報, vol.38, no.4, pp.102-105, 1964.
- 73 喜連川 隆, 武市 吉博, 水沢 丕雄, "東海道新幹線列車無線用アンテナ," 電気通信学会 アンテナ研究会資料, Aug. 1964.
- 74 喜連川 隆, 武市 吉博, 水沢 丕雄, "列車無線用環状スロットアンテナ," 電気四学会連合大会, 1157, 1960.
- 75 喜連川 隆, 武市 吉博, 水沢 丕雄, 阿部 修, 大林 愛弘, "東海道新幹線列車用 400Mc 帯指向性埋込み形アンテナ," 三菱電機技報, vol. 38, no. 3, pp. 3841, 1964.
- 76 亘理 達, 岡田茂生, 安達芳男, 平沢 稔, "150MHz 帯列車無線車上アンテナ," 電子通信学会全国大会, 553, 1975.
- 77 近藤 幹雄, 佐々木 伸, 松本 和臣, 沼崎 正, 茶谷 嘉之, 真野 清司, 武田 文雄, "新幹線用ビーム切換型列車アンテナ," 信学技報, A・P85-32, pp. 57-62, Jul. 1985.
- 78 Y. Matsumura, E. Sasaki, T. Nishiyama, K. Nishimoto, H. Akutsu, and Y. Sanada, "Performance Evaluation of Miniaturized Antenna of the Shinkansen Used for Overhead Line Voltage Detection and Wireless Communication," *23rd International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications (WPMC2020)*, Oct. 2020. doi:10.1109/WPMC50192.2020.9309472
- 79 K. Nishimoto, H. Akutsu, Y. Nishioka, N. Yoneda, Y. Matsumura, E. Sasaki, and T. Nishiyama. "Miniaturized Shinkansen Antenna for Overhead-Line Voltage Detection and Wireless Communication," *2020 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP2020)*, Jan. 2021. doi:10.23919/ISAP47053.2021.9391161

- 80 松村 善洋, 西山 武志, 笹木 栄志, 西本 研悟, 坪 浩行, 眞田 幸俊, ”新幹線架線電圧検知・無線通信共用アンテナの小形化と試験結果,” 信学論(B), Vol.J104-B, no.1, pp.42-53, Jan. 2021, doi:10.14923/transcomj.2020JBP3027.
- 81 笹木 栄志, 松村 善洋, 西山 武志, 西本 研悟, 坪 浩行, 牧村 英俊, “東海道新幹線新型静電アンテナの開発,” 鉄道サイバネ・シンポジウム論文集, Vol. 57, ROMBUNNO.518, 2020.
- 82 牧村 英俊, 西本 研悟, 坪 浩行, 西岡 泰弘, 稲沢 良夫, 松村 善洋, 西山 武志, “新幹線向け低背型架線電圧検知／無線通信共用アンテナの検討,” 信学技報, vol. 121, no. 370, AP2021-162, pp. 20-25, 2022 年.
- 83 Hidetoshi Makimura, Kengo Nishimoto, Hiroyuki Akutsu, Yoshio Inasawa, Yoshihiro Matsumura, and Takeshi Nishiyama, “Low-profile shared Shinkansen antenna for overhead line voltage detection and wireless communication,” *IEICE ComEx*, Vol. 12, Issue 1, pp.1-6, Jan. 2023. doi:10.1587/comex.2022XBL0115

研究業績

1. 論文 (学位論文関係)

I 査読付学会誌等

- [1] Hidetoshi Makimura, Yuta Watanabe, Kota Watanabe, and Hajime Igarashi: “Evolutional Design of Small Antennas for Passive UHF-Band RFID”, *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 47, No. 5, pp.1510-1513 (2011)
- [2] 牧村英俊, 渡辺浩太, 五十嵐一, 和木浩: “電波型パッシブ RFID による電車線路設備のモニタリングシステム”, *電気学会論文誌 C*, 132 巻, 5 号, pp.691-69 (2012)
- [3] Hidetoshi Makimura, Kengo Nishimoto, Takashi Yanagi, Toru Fukasawa, and Hiroaki Miyashita: “Novel Decoupling Concept for Strongly Coupled Frequency-Dependent Antenna Arrays”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 65, No. 10, pp.5147-5154 (2017)
- [4] Hidetoshi Makimura, Kengo Nishimoto, Hiroyuki Akutsu, Yoshio Inasawa, Yoshihiro Matsumura, and Takeshi Nishiyama: “Low-profile shared Shinkansen antenna for overhead line voltage detection and wireless communication”, *IEICE ComEx*, Vol. 12, Issue 1, pp.1-6, Jan. 2023.
- [5] Hidetoshi Makimura, Hiroaki Sakamoto, Kengo Nishimoto, Yoshio Inasawa, and Hajime Igarashi: “Reducing unwanted emissions of a wireless power transfer coil by using a parasitic loop element,” *IEICE ComEx*, Vol. 12, Issue 6, pp.255-259, Jun. 2023. doi:10.1587/comex.2022XBL0177

II 査読付国際会議

- [1] H. Makimura, K. Watanabe, and H. Igarashi: “Optimization of Meander Line Antenna on Dielectric Substrate for UHF-band RFID”, *Proceeding of 8th International Symposium on Electric and Magnetic Fields (EMF 2009)*, A2-1 (2009)
- [2] H. Makimura, Y. Itoh, Y. Watanabe, and H. Igarashi: “Robust Optimization of IC Tag Antennas”, *Proceedings of COMPUMAG2011*, CMP686 (2011).
- [3] H. Makimura, Y. Watanabe, K. Watanabe and H. Igarashi: “On Unphysical Solutions Obtained by Moment Method in Optimization of Wire Antennas”, *Proceedings of the 14th International IGTE Symposium on Numerical Field Calculation in Electrical Engineering*, pp. 13 (2010)
- [4] H. Makimura, Y. Watanabe, K. Watanabe, and H. Igarashi: “Evolutional design of small antennas for passive UHF-band RFID”, *Proceedings of 14th Biennial IEEE Conference on Electromagnetic Field Computation*, CD-ROM-1378 (2010).
- [5] Hidetoshi Makimura, Kengo Nishimoto, Takashi Yanagi, Toru Fukasawa, and Hiroaki Miyashita: “Wideband decoupling network for antenna coupling with large group delay”, *Proceedings of 2015 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP)*, pp.244-

247 (2015)

2. 論文 (その他)

I 査読付学会誌等

なし

II 査読付国際会議

- [1] Hidetoshi Makimura, Kengo Nishimoto, Toru Fukasawa, Hiroaki Miyashita, Yoshihiko Konishi: "Simplified adaptive impedance matching circuit using measurement of standing wave amplitude", *2013 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI)*, pp.2115-2116 (2013)

3. 講演 (学位論文関係)

- [1] 牧村英俊, 渡辺浩太, 渡部雄太, 五十嵐一: "モーメント法を用いた IC タグアンテナの設計最適化", 日本シミュレーション学会大会発表論文集, 28 巻, pp.349-352, (2009)
- [2] 牧村英俊, 渡部雄太, 渡辺浩太, 五十嵐一: "電波型 RFID アンテナの最適設計", 電気学会静止器研究会資料, SA-09 巻, 54-68 号, pp.33-36 (2009)
- [3] 牧村英俊, 渡部雄太, 渡辺浩太, 五十嵐一: "電波型パッシブ RFID 用渦巻き型アンテナの最適設計", 人工知能学会 第 5 回進化計算フロンティア研究会, pp.22-25 (2010)
- [4] 牧村英俊, 西本研悟, 深沢徹, 宮下裕章: "アンテナ間結合位相の群遅延に対応した広帯域減結合回路", 信学技報, vol. 114, no. 76, AP2014-42, pp. 13-18 (2014)
- [5] 牧村英俊, 西本研悟, 柳崇, 深沢徹, 宮下裕章: "共振回路を使った減結合回路の広帯域化", 信学技報, vol. 115, no. 450, AP2015-200, pp. 53-58 (2016)
- [6] 牧村英俊, 西本研悟, 坪浩行, 西岡泰弘, 稲沢良夫, 松村善洋, 西山武志: "新幹線向け低背型架線電圧検知/無線通信共用アンテナの検討", 信学技報, vol. 121, no. 370, AP2021-162, pp. 20-25 (2022)
- [7] 牧村英俊, 渡部雄太, 渡辺浩太, 五十嵐一: "遺伝的アルゴリズムによる IC タグ用小型アンテナの最適設計", 平成 21 年度 電気・情報関係学会北海道支部連合大会, (2009)
- [8] 牧村英俊, 渡部雄太, 渡辺浩太, 五十嵐一: "パッシブ型 IC タグ用小型アンテナの進化的設計", 平成 22 年度電気・情報関係学会北海道支部連合大会, 札幌 (2010)
- [9] 牧村英俊, 渡部雄太, 渡辺浩太, 五十嵐一: "適応型積分を用いたアンテナ放射電力の計算", 第 19MAGDA コンファレンス, 札幌 (2010)
- [10] 牧村英俊, 柳崇, 深沢徹, 宮下裕章, 西本研悟: "結合位相の群遅延特性に対応した広帯域減結合回路の理論検討", 2015 年電子情報通信学会総合大会, 草津 (2015)
- [11] 牧村英俊, 西本研悟, 柳崇, 深沢徹, 宮下裕章: "群遅延特性が大きな結合位相に対応した減結合回路の広帯域化検討", 2015 年電子情報通信学会ソサイエティ大会, 仙台, (2015)
- [12] 牧村英俊, 西本研悟, 柳崇, 深沢徹, 宮下裕章: "広帯域減結合回路による 2 アンテナ間のアイソレーション改善", 2016 年電子情報通信学会総合大会, 福岡 (2016)

- [13] 牧村英俊, 西本研悟, 柳崇, 西岡泰弘, 宮下 裕章: “広帯域減結合回路によるアイソレーション改善の実験検証”, 2016 年電子情報通信学会ソサイエティ大会, 札幌 (2016)
- [14] 牧村英俊, 柳崇, 深沢徹, 西岡泰弘, 宮下裕章: “減結合回路の広帯域化設計”, URSI-C 小委員会 第 23 期 第 6 回公開研究会, 札幌 (2016)
- [15] 牧村英俊, 柳崇, 西岡泰弘, 宮下裕章: “アンテナ用広帯域減結合回路の設計”, 第 45 回電磁界理論シンポジウム, 南紀白浜 (2016)
- [16] 牧村英俊, 西本研悟, 坪 浩行, 西岡泰弘, 稲沢良夫, 松村善洋, 笹木栄志, 西山武志: “新幹線向け架線電圧検知／無線通信共用アンテナの低背化に関する検討”, 2020 年電子情報通信学会ソサイエティ大会, オンライン (2020)
- [17] 牧村英俊, 西本研悟, 坪 浩行, 西岡泰弘, 稲沢良夫, 松村善洋, 笹木栄志, 西山武志: “低背化した新幹線向け架線電圧検知／無線通信共用アンテナの放射特性評価結果”, 2021 年電子情報通信学会総合大会, オンライン (2021)
- [18] 牧村 英俊, 西本 研悟, 坪 浩行, 西岡 泰弘, 稲沢 良夫, 松村 善洋, 西山 武志 : “新幹線向け低背型架線電圧検知／無線通信共用アンテナの検討,” 電子情報通信アンテナ伝搬研究会, AP2021-162, (2022)
- [19] 牧村英俊, 坂本寛明, 西本研悟, 稲沢良夫, 五十嵐一 “非励振ループによる電力伝送コイルの不要放射低減”, 2022 年電子情報通信学会ソサイエティ大会, オンライン (2022)
- [20] 牧村英俊, 坂本寛明, 西本研悟, 稲沢良夫, 五十嵐一: “並列共振回路を装荷したループ導体による無線電力伝送コイルの不要放射低減,” 電子情報通信学会無線電力伝送研究会, WPT2022-28, 2023.
- [21] 牧村英俊, 坂本寛明, 西本研悟, 稲沢良夫, 五十嵐一: “非励振ループによる電力伝送コイルの不要放射低減”, 2023 年電子情報通信学会総合大会, 大宮 (2022)

4. 特許

本論文に関係した特許 2 件

- [1] 特許第 5697233 号, 環境情報計測装置、環境情報計測システム、及び環境情報計測方法
- [2] 特許第 7090522 号, アンテナ装置および、鉄道車両