

Multiple-input multiple-output 用アンテナの
結合低減手法に関する研究

2015 年 7 月

千葉大学大学院 工学研究科

人工システム科学専攻

メディカルシステムコース

佐藤 浩

(千葉大学 審査学位論文)

Multiple-input multiple-output 用アンテナの
結合低減手法に関する研究

2015 年 7 月

千葉大学大学院 工学研究科

人工システム科学専攻

メディカルシステムコース

佐藤 浩

目次

第1章 序論

- 1. 1 本研究の背景
 - 1. 1. 1 医療部門における無線通信機器の使用
 - 1. 1. 2 MIMO (multiple-input and multiple-output) 通信の優位性
 - 1. 1. 3 小形無線端末におけるアンテナ数と体積
- 1. 2 本研究の目的と意義
- 1. 3 本研究の概要

第2章 結合低減の原理

- 2. 1 各種結合低減手法の紹介
 - 2. 1. 1 EBG やスリットを挿入する手法
 - 2. 1. 2 アンテナ間を接続する手法
- 2. 2 2素子モノポールアンテナ素子と移相器とサセプタンス回路と
整合回路を用いた結合低減手法の解析
 - 2. 2. 1 設計方法
 - 2. 2. 1. 1 観測面①：アンテナ素子のみ
 - 2. 2. 1. 2 観測面②：アンテナ素子と移相器
 - 2. 2. 1. 3 観測面③：アンテナ素子と移相器と
サセプタンス回路
 - 2. 2. 1. 4 観測面④：アンテナ素子と移相器と
サセプタンス回路と整合回路
 - 2. 2. 2 シミュレーションによる、結合低減手法と効果の確認
 - 2. 2. 2. 1 アンテナ素子単体
 - 2. 2. 2. 2 アンテナ素子と移相器
 - 2. 2. 2. 3 アンテナ素子と移相器とサセプタンス回路
 - 2. 2. 2. 4 アンテナ素子と移相器とサセプタンス回路と
整合回路
- 2. 3 第2章のまとめ

第3章 2周波数 結合低減手法

- 3. 1 結合低減手法における使用部品の削減と多周波数化
 - 3. 1. 1 結合低減手法における移相器の削減
 - 3. 1. 1. 1 GND 板上 2 素子モノポールアンテナの基本特性
 - 3. 1. 1. 2 移相器の削減
 - 3. 1. 1. 3 サセプタンス回路の導出
- 3. 2 モノポールアンテナ素子使用した 2 周波数結合低減手法
- 3. 3 2 周波対応サセプタンス回路の効果
 - 3. 3. 1 S パラメータ
 - 3. 3. 2 アンテナ効率
 - 3. 3. 3 アンテナ効率劣化の要因検討
 - 3. 3. 4 結合低減手法のアンテナ効率改善策
 - 3. 3. 4. 1 誘電体損失の低減方法
 - 3. 3. 4. 2 オーム損の低減方法
 - 3. 3. 5 相関係数
 - 3. 3. 6 アンテナ指向性
 - 3. 3. 7 MIMO 伝送容量特性
 - 3. 3. 7. 1 伝搬チャネルモデル
 - 3. 3. 7. 2 モンテカルロ解析の手順
 - 3. 3. 7. 3 結合低減による伝送容量の変化
- 3. 4 結合低減手法のその他アンテナ形状への適用
 - 3. 4. 1 2 素子メアンダアンテナ
 - 3. 4. 2 2 周波数サセプタンス回路, 整合回路の設計
- 3. 5 サセプタンス回路の定数ばらつきによる結合低減効果の変化
- 3. 6 第3章のまとめ

第4章 3周波数 結合低減手法

- 4. 1 はじめに
- 4. 2 解析モデル
- 4. 3 3 周波数に対応したアンテナの結合低減化

- 4. 4 アンテナ素子の設計方法
- 4. 5 Y_{12} 実部に対する設計
- 4. 6 Y_{12} 虚部に対する設計
 - 4. 6. 1 900MHz と 1.7GHz における設計
 - 4. 6. 2 2.6GHz における設計
- 4. 7 結合低減によるアンテナ効率と相関係数
- 4. 8 結合とアンテナ効率
- 4. 9 アンテナ効率の劣化要因
- 4. 10 相関係数とアンテナ指向性
- 4. 11 結合低減による伝送容量の変化
- 4. 12 第4章のまとめ

第5章 サセプタンス回路を用いない結合低減手法

- 5. 1 まえがき
- 5. 2 解析モデルの基本性能
 - 5. 2. 1 結合低減前の2素子モノポールアンテナ性能
 - 5. 2. 2 1素子モノポールアンテナの性能
 - 5. 2. 3 2素子モノポールアンテナに、サセプタンス回路を用いた結合低減手法（従来手法）
 - 5. 2. 4 サセプタンス回路を用いた結合低減手法の原理
- 5. 3 アンテナ間を接続しない結合低減手法（提案手法）
 - 5. 3. 1 アンテナ寸法の調整
 - 5. 3. 2 分岐アンテナの性能
 - 5. 3. 2. 1 S パラメータとアンテナ効率
 - 5. 3. 2. 2 各アンテナの損失要因
- 5. 4 相関係数とアンテナ指向性
- 5. 5 結合低減による伝送容量の変化
- 5. 6 移相器を用いる既存手法との各種性能比較
- 5. 7 第5章のまとめ

第6章 結論

謝辞

付録A S パラメータからの Y パラメータの導出式

付録B 結合除去条件

参考文献

本研究に関する発表論文

1. 論文
2. 国際会議発表
3. 研究会
4. 全国大会
5. 特許
6. アワード
7. その他

第 1 章

序論

1. 1 本研究の背景

1. 1. 1 医療部門における無線通信機器の使用

近年の医療分野における，無線機器の使用，普及浸透は目覚ましいものがある．例として図 1.1 に近年の医療分野における，無線機器の使用，挿入ニーズを示す．(a)患者付近での無線使用，(b)医療従事者付近での無線使用，(c)院内や室内におけるトータルでの無線使用 の 3 形態に分け，各利用シーンを検討する．

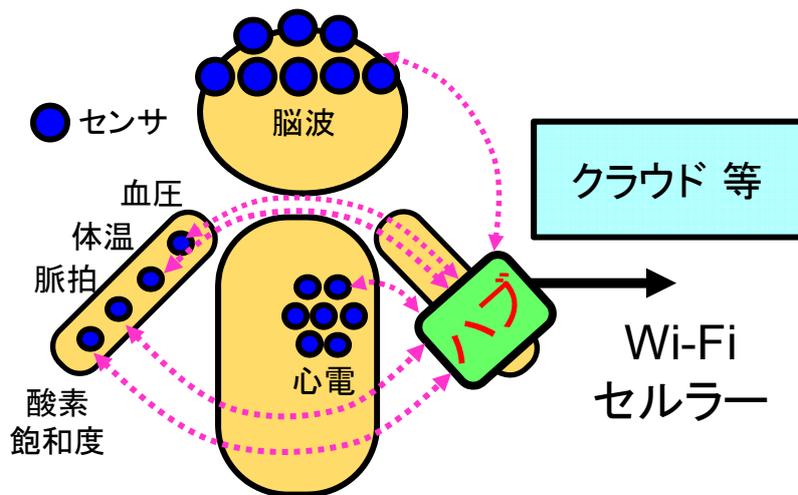
(a) 患者周辺での無線使用においては，人体近傍もしくは体内に配置される，血圧計，体温計，心拍計，心電計，脳波計などの各種バイタルセンサーのデータを転送するための無線機器が考えられる．また各種無線機器からのデータを集約し，Wi-Fi やセルラーなどで院内のネットワークに転送するハブの役目を担う無線機器が想定される．これは従来，ケーブル引き回しの有線で行われていたデータ転送を無線化することにより，ケーブルによる患者の動作制限からの解放，ケーブル抜けの防止など，利便性や安全性の向上に繋がる[1-1]．

(b) 医療従事者周辺での無線使用においては，現在，手術中の内視鏡 3D 映像の受信や，ウェアラブルヘッドマウントを使用した各種情報のリアルタイム受信など，ICT(Information and Communication Technology)活用が盛んに研究されている．このような機器に対して，有線接続から，大容量かつ低遅延に対応した無線通信に置き換えることで，手術中の動作制限からの解放，ケーブル抜けの防止など，利便性や安全性の向上に繋がる[1-2]．

(c) (a)の患者や(b)医療従事者の無線機器に対して，各単体で無線機器を運用す

るだけではなく、すべての機器を無線化かつネットワーク化し、各種データを一元管理することで大きなメリットが得られる。例えば、患者や医療従事者が双方に、場所や時間に制限されることなく、健康状態を把握可能となり、リアルタイムに患者の状態を共有できる。また各種バイタルデータの自動蓄積と自動解析、自動連絡、過去データの読出しなどによる治療への瞬時反映などが挙げられる[1-3]。

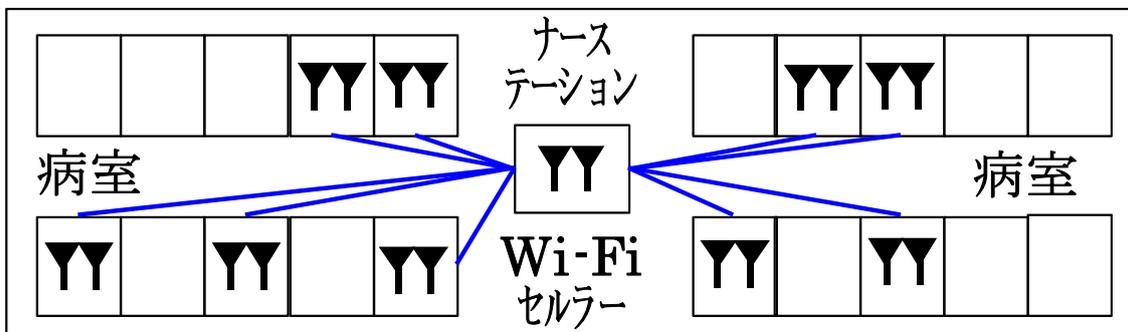
特に、(a)患者周辺での無線使用、(b)医療従事者付近での無線使用においては、患者、医療従事者双方において、動作の制限解消、人体負荷の軽減、利便性向上のため、無線端末の小形化が要求される。



(a)患者周辺での無線使用例 [1-1]



(b)医療従事者周辺での無線使用例 SONY HMM-3000MT など [1-2]



(c)患者や医療従事者の無線機器の無線ネットワーク化 [1-3]

図 1.1 近年の医療分野における，無線機器の使用，挿入ニーズ

1. 1. 2 MIMO (multiple-input and multiple-output) 通信の優位性

1. 1. 1 節に示した各種無線機器の使用形態において問題点を検討する。

例えば手術中、各種バイタルセンサのデータから瞬時の判断を下す場面において、極力遅延なく通信することが重要である。また患部映像を見ながらの機器操作や、その他情報を見ながらの処置において、高精細な動画データや、機器制御を途切れることなく、かつ遅延なく通信することも重要である。一例として、手術用ロボットの制御用無線の許容遅延時間は 10ms 以下、動画伝送のためのスループットは 900Mbps/s 程度必要である[1-4]。

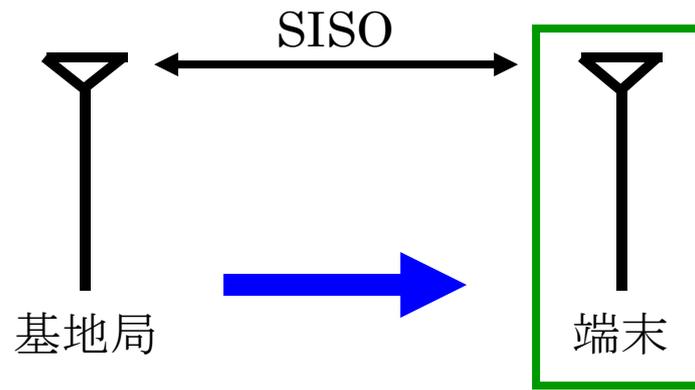
つまり低遅延通信や、大容量通信の要望に対応する無線技術が必要となる。

また病院のように閉空間で複数の通信を行う場合、有限である周波数に対して、単位周波数の利用効率を向上させる必要がある。

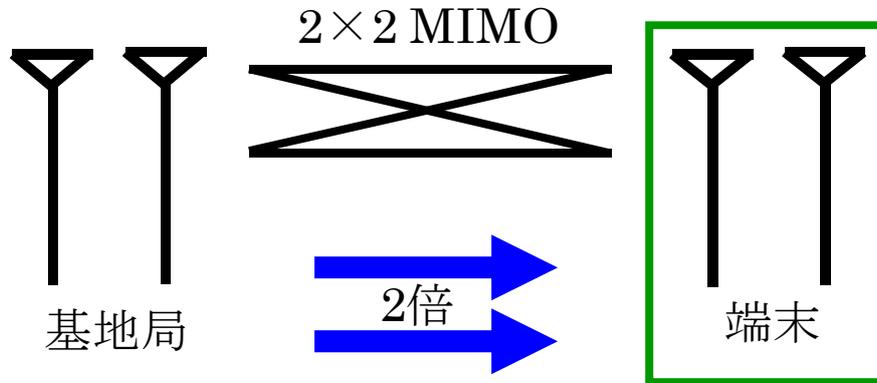
上記、低遅延、大容量通信、単位周波数あたりのスループット向上技術として、MIMO (multiple-input and multiple-output)[1-5]が使用されている。MIMO 技術の概念図を図 1.2 に示す。

従来の基地局 1 アンテナと端末 1 アンテナ間を通信する SISO (single input and single output) と、基地局 2 アンテナと端末 2 アンテナ間を通信する 2×2 MIMO (multiple-input and multiple-output) を比較した場合、MIMO では基地局アンテナと端末アンテナ間に 4 つの同一周波数での通信パスが生じる。この 4 つの通信パスで受けた情報を信号処理することで、最終的に SISO と等価的な独立した通信路が 2 つ得られる。このため SISO と比較し 2×2 MIMO は、最大 2 倍の通信容量が得られる技術である。

この 2×2 MIMO 通信は、日本におけるセルラーシステムにおいても運用が開始され、低遅延大容量通信を単位周波数あたりのスループット向上を実現している。



(a) SISO



(b) 2x2 MIMO

図 1.2 MIMO 技術の概念図 (SISO と 2x2 MIMO)

1. 1. 3 小形無線端末におけるアンテナ数と体積

医療機関での使用普及が想定される無線端末の必要要件導出に際し、すでに普及が進んでいる携帯電話端末を例として考察する。携帯電話端末もデザイン性、持運びの簡易化のため小形化が要求される製品であり、また MIMO 技術が搭載されている。

図 1.3 にパナソニック製携帯電話端末における搭載無線システム数と総アンテナ体積の変化を 2004 年から 2013 年で示す[1-6]。

携帯電話端末は、運用周波数が複数存在し、かつ増加傾向にある。これはセルラーシステム[1-7]の運用周波数増加と、Bluetooth、地上デジタル放送、無線 LAN などのセルラーシステム以外の無線システムの搭載数の増加のためである。

2004 年と 2012 年を比較した場合、無線システム数は約 3 倍の増加に対し、総アンテナ体積は約 2 分の 1 に減少している。これは、多数の無線システム、周波数に対して、1 周波数に対応した 1 アンテナや、1 無線システムに対応した 1 アンテナを周波数本数分また無線システム数分用意するのではなく、極力複数周波数に対応した 1 アンテナを少数搭載し、端末内に必要とするアンテナ本数を減らした上で、全無線システムに対応させた結果である。これにより対応周波数増加や無線システム増加によるアンテナ体積増加の対策としている。

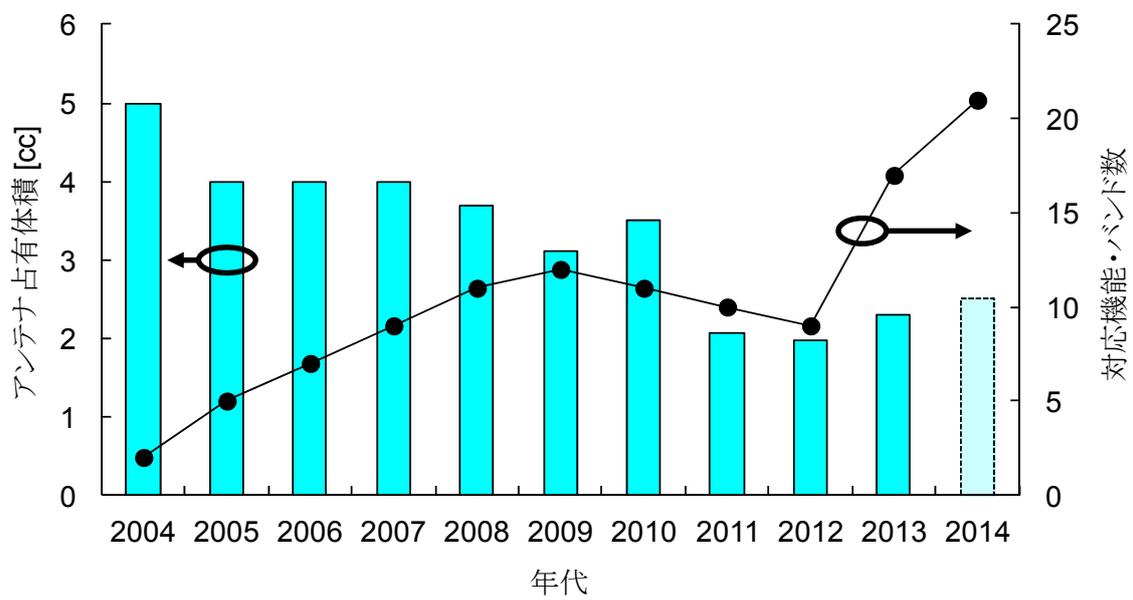


図 1.3 パナソニック製携帯電話端末における搭載無線システム数と総アンテナ体積の変化 [1-6]

更に近年は、セルラーシステムに複数アンテナを必要とする MIMO 技術の搭載が携帯電話端末において必須である。また複数周波数において MIMO 技術に対応する必要がある、アンテナ体積の増加は一層問題である。以下に MIMO アンテナ特有のアンテナ体積増加要因を列挙する。

■ アンテナ本数の増加

現状のセルラーシステムで採用されている 2×2 MIMO 通信を考えた場合、アンテナ本数は端末内に 2 本必要となる。つまり従来の SISO 通信と比較した場合、アンテナ本数がさらに 1 本増加することになり、アンテナ体積の増加となる。

■ アンテナ間隔の一定距離の確保

各アンテナ間の距離をある一定以上離す必要がある。

図 1.4 に MIMO アンテナにおける、アンテナ効率劣化概念図を示す。MIMO 通信では、各アンテナが同一周波数を使用し、そのため同一周波数で整合が得られている。さらにアンテナ間が近接配置される場合、大きな結合が生じる。

携帯電話端末の送信時で考えると、アンテナ間が近接して結合が大きい場合、本来空間に高効率に放射したい送信電力の一部が相手アンテナの給電部に入力されてしまい、相手ポートの特性インピーダンス(例えば 50Ω)で消費される。

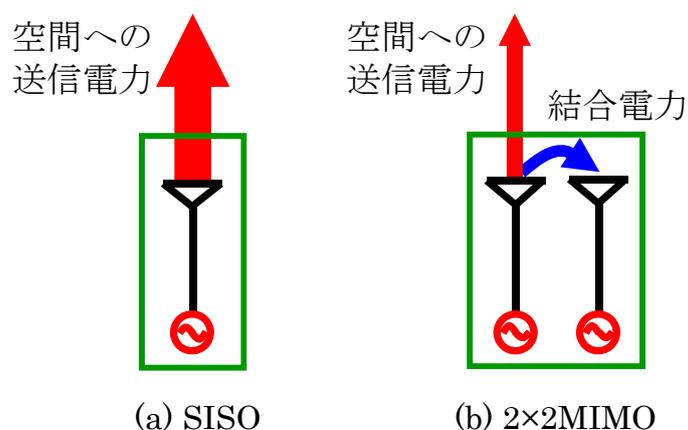


図 1.4 MIMO アンテナにおける、結合時の効率劣化 概念図

またアンテナ間が近接している場合、各アンテナ指向性が類似し、相関係数が上昇する。一例として、図 1.5 に文献[1-8]の図 7 の 4 素子半波長ダイポールアンテナにおいて、アンテナ間隔を $0.1\lambda_0$ から $2\lambda_0$ に可変させた場合の 4×4 MIMO における平均チャネル容量のシミュレーション結果より考察する。 λ_0 は自由空間波長を表す。SNR が 0dB において、①相関係数も結合も考慮していない場合、②相関係数のみを考慮した場合、③相関係数も結合も考慮した場合の 3 状態について示されている。

アンテナ間隔が $0.3\lambda_0$ 以下の近接している設定では、相関係数の影響かつ結合によるアンテナ利得低下の影響により平均チャネル容量が低下し、特にアンテナ間距離が近接するに従いチャネル容量の低下が大きい。これはアンテナが近接するに従い、結合量上昇に伴うアンテナ効率の低下と相関係数上昇が生じるためである。

何も結合対策を行わない場合、平均チャネル容量の低下を生じさせないためには、アンテナ間隔 $1\lambda_0$ 以上必要であり、無線端末の大型化に繋がり、患者、医者双方の利便性、快適性の低下に繋がる。

つまり、単位周波数あたりのスループット向上のために、アンテナ本数を複数使用する MIMO 通信を採用する。その場合、極力アンテナ体積を増加させないためにアンテナの近接配置を行い、その時に生じる近接したアンテナ間隔による結合増加を起因とした、アンテナ効率の低下、相関係数の上昇の対策技術の開発、また MIMO 技術の多周波数化に対応した複数周波数での対策が、通信性能を劣化させずに、人体負担の少ない小形端末を実現するために大変重要である。

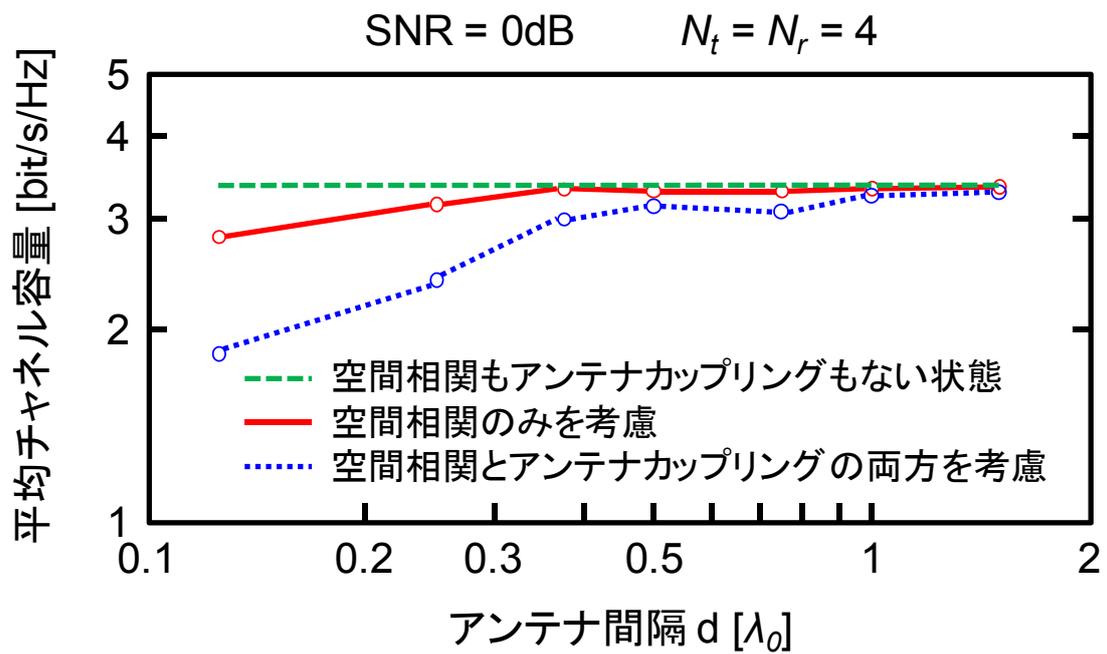


図 1.5 4 素子ダイポールアンテナにおいて，アンテナ間隔を可変した場合の 4×4 MIMO における平均チャネル容量 [1-8]

1. 2 本研究の目的と意義

本論文では、 2×2 MIMO 通信を想定し、アンテナ 2 素子の間隔が近接した状態において、アンテナ効率の向上、相関係数の低減のために、アンテナ間の結合低減を実施する。

結合低減においては、以下 2 点を考慮する。

- ・ 極力部品の追加を行わず、部品体積、部品コストを抑えた対策とする。
- ・ 現状の多バンドで運用されている MIMO 通信に対応すべく、極力多周波数対応とする。

結合の低減、それに伴うアンテナ効率の向上、相関係数の低減を実現することで、MIMO 通信の高いスループットを実現可能である 2 素子 MIMO アンテナを、アンテナ体積とアンテナ素子間に必要な空間を含めて極力小さな体積で実現することが可能となる。これにより利便性の高い、人体負荷の少ない小形な無線端末を通信性能を維持しつつ実現可能となる。

1. 3 本研究の概要

本論文は、近接配置された MIMO アンテナの結合低減手法に関する研究をまとめたものである。図 1.6 に示す構成を示す。

第 1 章の「序論」では、研究背景として医療分野における、無線機器使用の普及とその有効性を述べ、さらに無線端末が小形化することでの医療従事者と患者双方のメリットを述べた。また無線通信方式として MIMO 技術を用いることでのメリットを述べた。以上を踏まえ、小形な MIMO アンテナ実現の問題点である、アンテナ間結合の増加、それに伴うアンテナ効率の劣化、最終的に MIMO 通信性能と通信容量の低下が生じることを述べた。よって、本論文の目

的は、近接配置した MIMO アンテナ素子間の結合低減手法の開発である。

第 2 章の「結合低減の原理」では、まず過去に実施されている各種アンテナ間結合の結合低減手法とその特徴を示す。その手法の一つであり、本論文で提案する結合低減手法の基礎となる、アンテナ間を移相器、サセプタンス回路、整合回路を用いて 1 周波数に対応した手法を詳細に解析する。また"アドミタンス $Y_{12} = 0$ "を満たすことで所望周波数での結合低減を確認し、結合除去条件を確認する。

第 3 章の「2 周波数 結合低減手法」では、第 2 章で解析した結合低減手法を発展させ、使用部品を削減し、2 素子モノポールアンテナ素子に対して、サセプタンス回路と整合回路のみの結合低減手法を示す。またサセプタンス回路としてインダクタとキャパシタで構成する並列回路を使用することで 2 周波数同時に結合低減が可能であることを示す。

第 4 章の「3 周波数 結合低減手法」では、第 3 章の 2 周波数 結合低減手法を発展させ、2 素子の 2 分岐アンテナに対して、第 3 章同様、サセプタンス回路と整合回路を使用することで、3 周波数同時に結合低減が可能であることを示す。

第 5 章の「サセプタンス回路を用いない結合低減手法」では、2 素子の 2 分岐素子を用いることで、サセプタンス回路を使用せず、整合回路のみで 1 周波数での結合低減手法を示す。

初めに、第 3 章で導出したサセプタンス回路を給電点間に接続する手法を発展させ、等価的な長さの異なる 2 分岐のアンテナ素子を導出する。その各分岐素子長が異なる周波数での共振を発生させるとして、サセプタンス回路無しで結合除去条件 $Y_{12} = 0$ が得られ、結果、結合低減が得られることを示す。

また第 3 章、第 4 章、第 5 章の各章で、提案した結合低減手法による所望全周波数での結合低減効果と共に、その効果として、アンテナ効率の上昇、相関係数の低減、最終的に 2×2MIMO 通信における通信容量の上昇を示す。

第6章の「結論」では、本研究のまとめと、今後の課題を示す。

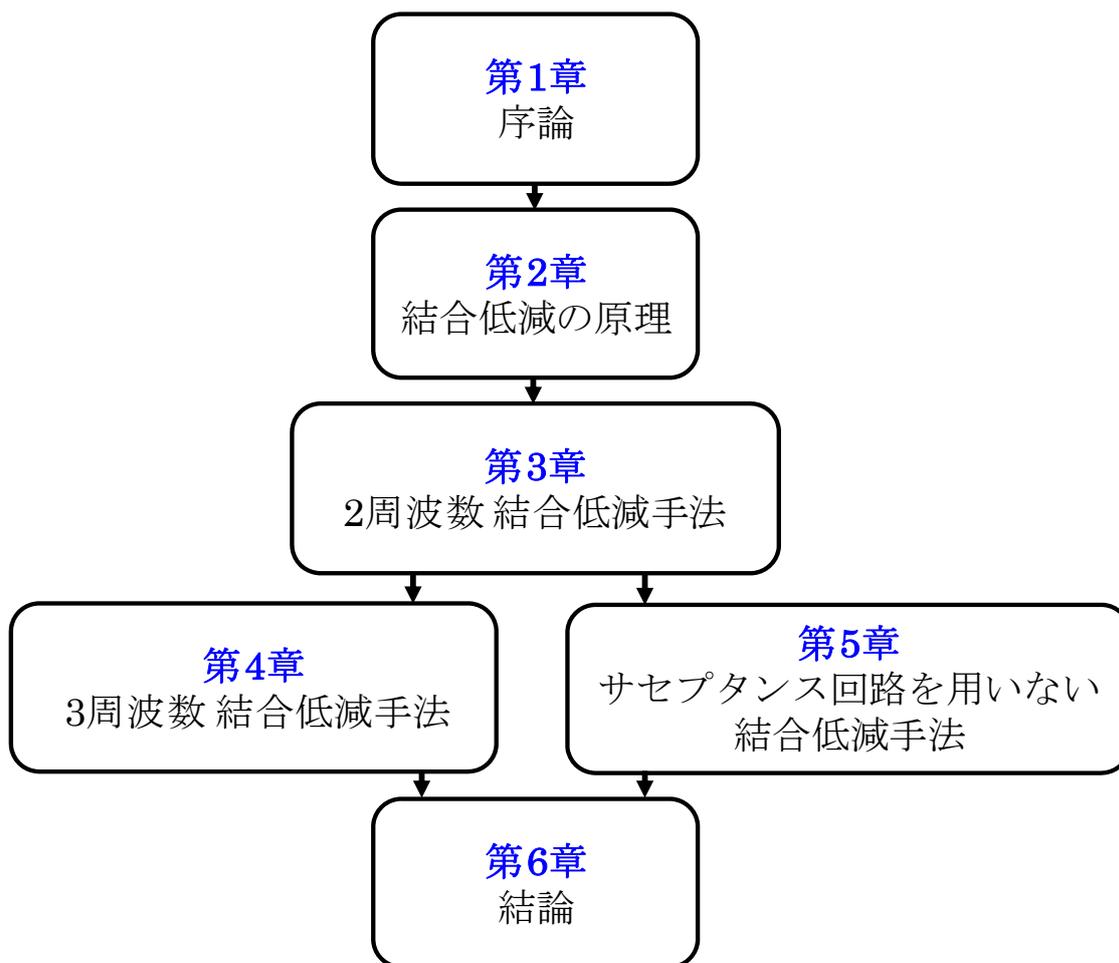


図 1.6 論文の構成

第 2 章

結合低減の原理

2. 1 各種結合低減手法の紹介

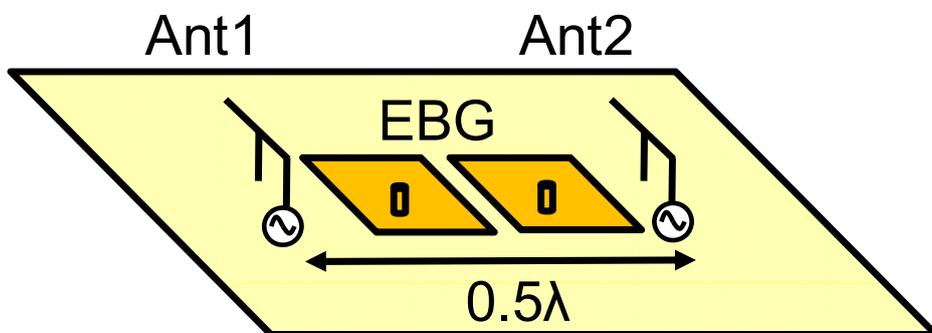
アンテナ間の結合を低減する手法は、結合低減手法やデカップリング (decoupling) 手法と呼ばれ、各種手法が検討されている。ここでは過去検討されている主要な 2 つの結合低減手法を示す。

2. 1. 1 EBG やスリットを挿入する手法

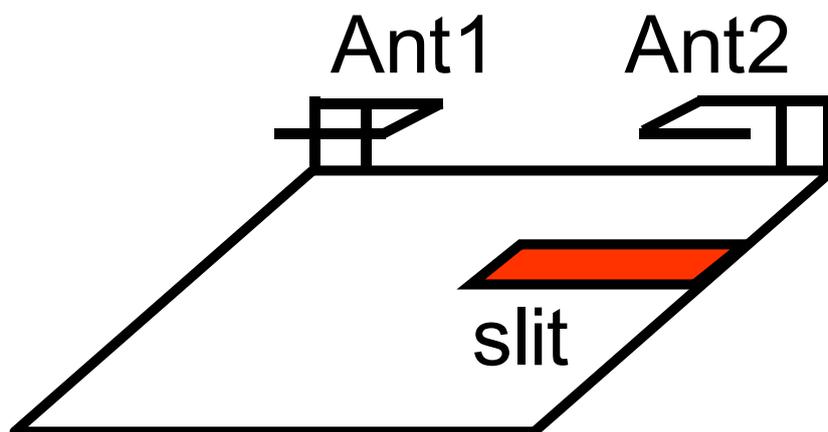
1 つ目の手法はアンテナ間に EBG (Electromagnetic Band Gap) やスリットを用いた手法である [2-1][2-2]。図 2.1 に両手法のアンテナ構成図を示す。

EBG とは所望の周波数帯域において、電磁波の流入を抑圧する一種のフィルタとして動作し、地板を伝わる電流を遮断することで結合低減を行う。ただしこの手法ではアンテナ間に EBG を挿入する空間を確保する必要があり、アンテナをより近接させたい場合には適用出来ず、そもそもアンテナ間隔が必要なため初期の結合量が弱く、またアンテナ間の空間を含めたトータルでのアンテナ体積を要してしまう。

スリットを挿入する手法であるが、両アンテナに共通する地板にスリットを挿入する。これにより地板上に分布する電流を制御することで、結合低減を行っている。しかし本手法は地板形状を変形する必要があり、実際の商品開発において、電子部品や回路網を配置する箇所を削除するため、実用面で不都合が生じる。



(a) アンテナ間に EBG を挿入した 2 素子アンテナ [2-1]



(b) 地板にスリットを挿入した 2 素子アンテナ [2-2]

図 2.1 EBG やスリットを用いた結合低減手法のアンテナ構成図

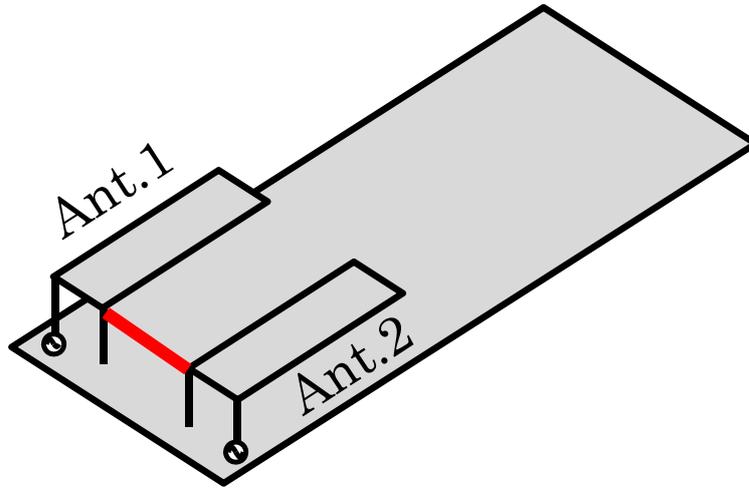
2. 1. 2 アンテナ間を接続する手法

2つ目の手法として、アンテナ間を導体線[2-3]や、インダクタやキャパシタで構成される電子部品を介して接続する手法である[2-4]。図 2.2 に両手法でのアンテナ構成図を示す。

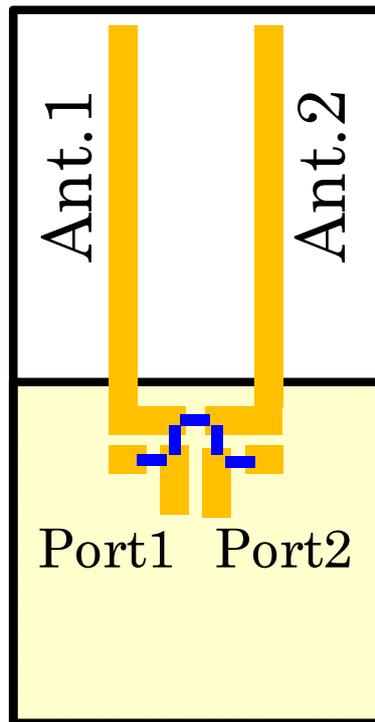
図 2.2(a)は平板逆 F アンテナのショートピン間を導体線で接続することで、所望周波数で結合の除去を行っている。図 2.2(b)はアンテナの給電点間を、キャパシタを介して接続することで、所望周波数で結合の除去を行っている。どちらもアンテナ間を接続することで結合低減可能である。

本論文では、アンテナ間の空間や距離を必要としない、かつ地板形状を変形する必要がないなど、アンテナ素子部分に閉じて結合低減手法が行える、アンテナ間を電子部品を介して接続する 2 つ目の手法を検討する。

2 つ目の手法である[2-4]を解析、発展させることで、新たな結合低減手法を提案する。



(a) アンテナ間を導体線で接続した 2 素子アンテナ [2-3]



(b) アンテナ間をキャパシタを介して接続した 2 素子アンテナ [2-4]

図 2.2 アンテナ間を接続する結合低減手法のアンテナ構成図

2. 2 2素子モノポールアンテナ素子と移相器とサセプタンス回路と 整合回路を用いた結合低減手法の解析

2. 2. 1 設計方法

ここでは、アンテナ間を接続する結合低減手法の例として参考文献[2-4]の解析を行う。図 2.3 に参考文献[2-4]のアンテナ構成を示す。近接した 2 素子モノポールアンテナと、後段の両アンテナ素子に配置する移相器 2 つ、後段に両線路間を接続するインダクタやキャパシタなどサセプタンス成分を持つ回路をサセプタンス回路と名付け配置する。さらに後段に整合回路を両線路に配置する。図中に示すように各機能部ごとに観測面①～④を設け、定式化を行うことで解析を行う。

解析を行うにあたっては、以下の 2 つの条件を適用し簡単化を行う。

- ・ アンテナ素子形状，サセプタンス回路，整合回路の構成，回路定数は左右対称とする。
- ・ 各機能部は 50Ω 整合が得られているものとして解析を行う。

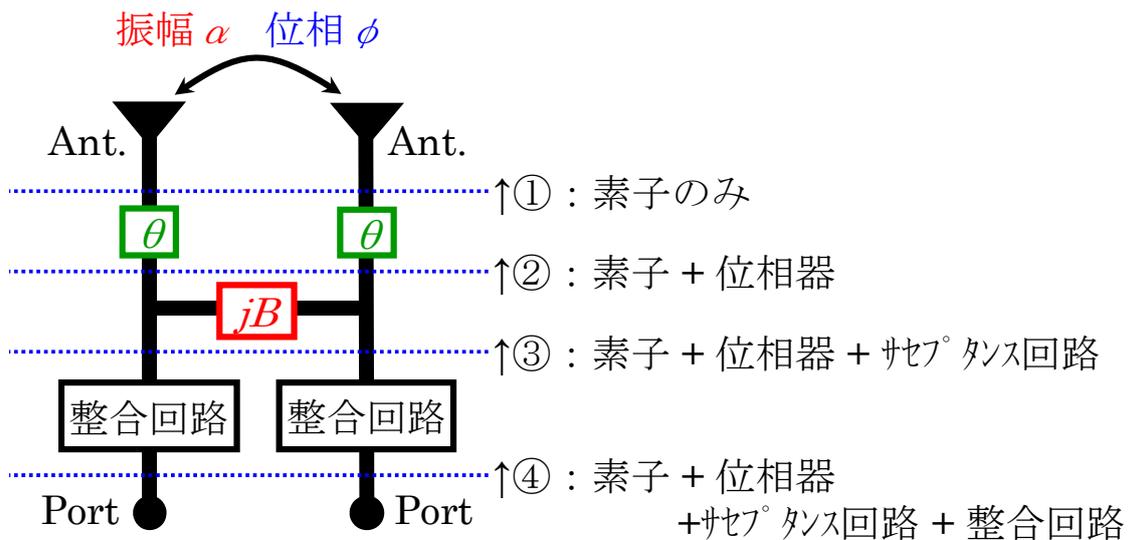


図 2.3 アンテナ構成図

2. 2. 1. 1 観測面①：アンテナ素子のみ

図 2.4 に，観測面①でのアンテナ構成図を示す．

2 素子アンテナ間の結合の振幅を α ，位相を ϕ [rad] と定義する．また観測面①における各ポートを 1 と 2 と定義する．

観測面①における S パラメータ行列 $[S_{\textcircled{1}}]$ を式 2.1 に示す．結合量を表す $S_{\textcircled{1}12}$ は $\alpha e^{j\phi}$ となる．整合を表す $S_{\textcircled{1}11}$ は，全部品が整合が得られていると仮定するため 0 となる．またアンテナ構成の対称構造より $S_{\textcircled{1}11} = S_{\textcircled{1}22}$ ，相反定理より $S_{\textcircled{1}12} = S_{\textcircled{1}21}$ となる．

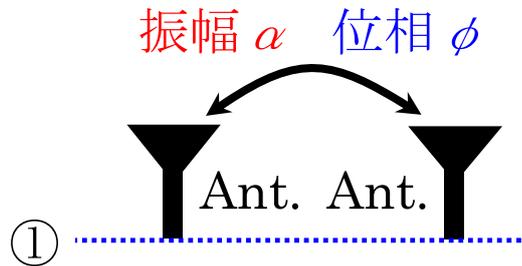


図 2.4 アンテナ構成図 (観測面①)

$$[S_{\textcircled{1}}] = \begin{bmatrix} S_{\textcircled{1}11} & S_{\textcircled{1}12} \\ S_{\textcircled{1}21} & S_{\textcircled{1}22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \alpha e^{-j\phi} \\ \alpha e^{-j\phi} & 0 \end{bmatrix} \quad \text{式 2.1}$$

2. 2. 1. 2 観測面②：アンテナ素子と移相器

図 2.5 に，観測面②までのアンテナ構成図を示す．

両アンテナ素子後段に 2 つの移相器を配置する．位相量はどちらも同じく θ [deg] と定義する．

観測面②における S パラメータ行列 $[S_{\textcircled{2}}]$ を式 2.2 に示す．ポート 1 とポート 2 間の位相差は，アンテナ素子間の結合位相量 ϕ と移相器 2 つ分の位相量 2θ の合計となるため，結合量を表す $S_{\textcircled{1}2}$ は， $\alpha e^{-j(\phi+2\theta)}$ となる．整合を表す $S_{\textcircled{1}1}$ はアンテナ，移相器すべて整合が取れていると仮定するため 0 となる．またアンテナ構成の対称構造より $S_{\textcircled{2}11} = S_{\textcircled{2}22}$ ，相反定理より $S_{\textcircled{2}12} = S_{\textcircled{2}21}$ となる．

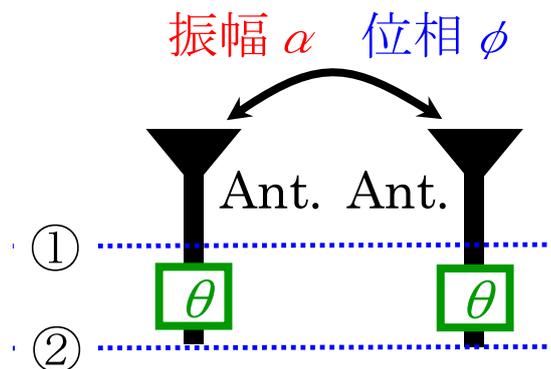


図 2.5 アンテナ構成図 (観測面②)

$$[S_{\textcircled{2}}] = \begin{bmatrix} S_{\textcircled{2}11} & S_{\textcircled{2}12} \\ S_{\textcircled{2}21} & S_{\textcircled{2}22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \alpha e^{-j(\phi+2\theta)} \\ \alpha e^{-j(\phi+2\theta)} & 0 \end{bmatrix} \quad \text{式 2.2}$$

2. 2. 1. 3 観測面③：アンテナ素子と移相器とサセプタンス回路

図 2.6 に、観測面③までのアンテナ構成図を示す。

観測面②の後段にポート間を接続するサセプタンス回路を想定する。サセプタンス回路はサセプタンス成分を持つ部品、つまりインダクタやキャパシタやそれを組合せた回路とする。またサセプタンス回路はサセプタンス成分を表す jB で表す。

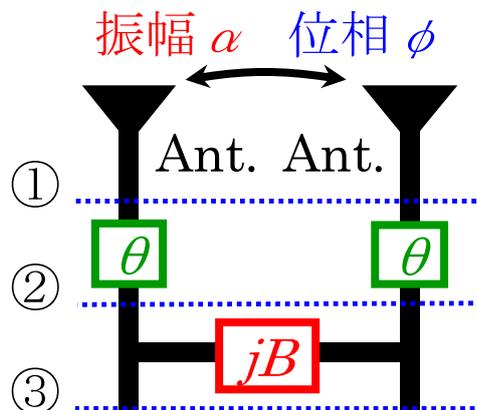


図 2.6 アンテナ構成図 (観測面③)

先ほどの観測面②までの S パラメータを導出した。この S パラメータを Y パラメータに変換し、観測面③では Y パラメータで定式化を行う。

観測面③の Y パラメータ, $[Y_{\textcircled{3}}]$ の導出方法を式 2.3 に示す。観測面③の Y パラメータは観測面②の Y パラメータとサセプタンス回路の和で表される。 $[Y_{jB}]$ はサセプタンス回路のサセプタンス成分 jB を Y パラメータ行列で表したものであり、式 2.4 に示す。

$[Y_{\textcircled{2}}]$ の各成分は付録 A の変換式を用いて算出可能である。観測面③における $Y_{\textcircled{3}12}$ を式 2.5, $Y_{\textcircled{3}11}$ を式 2.6 に示す。解析モデルの対称構造より $Y_{\textcircled{2}11} = Y_{\textcircled{2}22}$, 相反定理より $Y_{\textcircled{2}12} = Y_{\textcircled{2}21}$ である。

$$[Y_{\textcircled{3}}] = [Y_{\textcircled{2}}] + [Y_{jB}] \quad \text{式 2.3}$$

$$[Y_{jB}] = \begin{bmatrix} jB & -jB \\ -jB & jB \end{bmatrix} \quad \text{式 2.4}$$

$$Y_{\textcircled{3}12} = Y_{\textcircled{3}21} = Y_0 \left(\frac{-2\alpha e^{-j(2\theta-\phi)}}{1 - \alpha^2 e^{-j2(2\theta-\phi)}} \right) - jB \quad \text{式 2.5}$$

Y_0 は特性インピーダンス, Z_0 の逆数である。

$$Y_{\textcircled{3}11} = Y_{\textcircled{3}22} = Y_0 \left(\frac{1 + \alpha^2 e^{-j2(2\theta-\phi)}}{1 - \alpha^2 e^{-j2(2\theta-\phi)}} \right) + jB \quad \text{式 2.6}$$

Y_0 は特性インピーダンス, Z_0 の逆数である。

■ 観測面③で結合が除去される条件の導出

結合を除去する条件は，参考文献[2-4]より $Y_{12} = 0$ である．つまり式 2.5 の $Y_{\textcircled{3}12}$ を 0 に近づけることで観測面③での結合低減が可能である．そのためここでは式 2.5 において $Y_{\textcircled{3}12} = 0$ を得る条件を導出する．

$Y_{\textcircled{3}12} = 0$ を得る方法であるが，式 2.5 の()内を純虚数とし，さらに同じく純虚数である jB で打消すことで $Y_{\textcircled{3}12} = 0$ を得る．

■ $Y_{\textcircled{3}12}$ を表す式 2.5 の()内を純虚数とする方法

まず $Y_{\textcircled{3}12}$ を表す式 2.5 の()内を純虚数とする方法であるが， $(\phi + 2\theta) = \pm\pi/2$ [rad] とする．この場合，()内の分子の $e^{j(\phi + 2\theta)}$ は $\mp j$ となり，分子は α の値に関わらず純虚数となる．また()内の分母の $e^{j2(\phi + 2\theta)}$ は -1 となり，分母も α の値に関わらず純実数となる．よって式 2.5 の()内はトータルで純虚数となる．この時の移相器 θ の条件は，式 2.7 より $\theta = (\pm\pi/2 - \phi)/2$ となる．

$$(\phi + 2\theta) = \pm\pi/2 \quad \rightarrow \quad \theta = (\pm\pi/2 - \phi)/2 \quad \text{式 2.7}$$

次に式 2.5 の()の純虚数を打消すサセプタンス回路 jB を導出する．式 2.7 の位相条件 θ を式 2.5 に代入した， $Y_{\textcircled{3}12}$ を式 2.8 に示す．

$$Y_{\textcircled{3}12} = Y_{\textcircled{3}21} = Y_0 \left(\frac{-2\alpha \times \pm j}{1 - \alpha^2 \times -1} \right) - jB \quad \text{式 2.8}$$

式 2.8 の()内の純虚数と同値となり $Y_{\textcircled{3}12} = 0$ となるサセプタンス回路 jB のサセプタンス値 B は, 式 2.9 となる.

$$Y_{\textcircled{3}12} = Y_{\textcircled{3}21} = Y_0 \left(\frac{-2\alpha \times \pm j}{1 - \alpha^2 \times -1} \right) - jB = 0 \quad \rightarrow \quad B = \frac{\pm 2\alpha}{1 + \alpha^2} Y_0 \quad \text{式 2.9}$$

また式 2.9 で導出したサセプタンス値 B が正の場合はキャパシタ, 負の場合はインダクタを使用する.

つまり結合を低減する方法は, アンテナ間の結合量 α , 結合位相 ϕ に応じた

- ① 式 2.7 で算出する, 移相器の位相量を設定すること.

$$\theta = (\pm \pi / 2 - \phi) / 2$$

- ② 式 2.9 で算出する, サセプタンス値 B と同値を得られるサセプタンス回路を使用すること.

$$B = \frac{\pm 2\alpha}{1 + \alpha^2} Y_0$$

以上 2 条件を同時に満たすことである.

2. 2. 1. 4 観測面④：アンテナ素子と移相器とサセプタンス回路と
 整合回路

図 2.7 に，観測面④までのアンテナ構成図を示す。

観測面③の後段の両ポートに整合回路を配置する．これにより所望周波数において観測面③で得られたポート間の結合低減効果を維持しつつ，整合も取る．

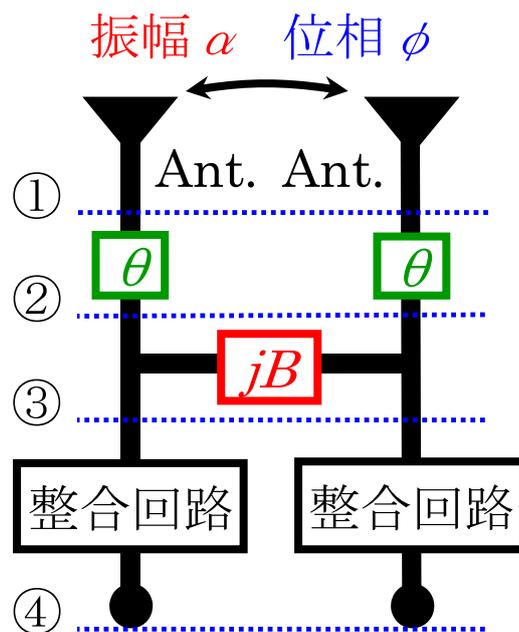


図 2.7 アンテナ構成図 (観測面④)

2. 2. 2 シミュレーションによる，結合低減手法と効果の確認

ここでは2. 2. 1節で示した参考文献[2-4]の結合低減手法の有効性を確認するために，回路シミュレーションを用いて，結合低減手法の検討を行う．2. 2. 1節同様に，各観測面の順番に沿って検証を行う．回路シミュレーションはAgilent Technologies社 ADS[2-5]を用いる．

図2.8に2素子のアンテナモデルを模擬した解析モデルを示す．所望周波数を2GHzとし，1~3GHzでシミュレーションを行う．またシミュレーションでは，以下の解析モデルの設定を適用する．

■アンテナ部分

アンテナ部分は対称構造の2素子近接アンテナを想定する．特性インピーダンスは 50Ω ，両アンテナの整合を示す S_{11} と S_{22} は共に0 ($=-\infty\text{dB}$)とし整合が完全に得られている状態とする．結合を表す S_{12} と S_{21} は共に0.56 (-5dB)，位相差30degの結合状態を模擬している．この設定は全周波数帯域において共通である．

■移相器

2つ移相器は，特性インピーダンスは 50Ω ，位相量は等しく設定する．また位相量が45degの場合，式2.2の θ は $\theta = 45\text{deg}$ となる．この設定は全周波数帯域において共通である．

■サセプタンス回路

サセプタンス回路は，理想インダクタまたは理想キャパシタを用いる．例としてキャパシタ2pFの場合，式2.4のサセプタンス B は2GHzでは式2.10となる．また式2.10のように，サセプタンス B は周波数の関数となるため，周波数特性を持つ．

$$B = \omega C = 2\pi \times 2 \times 10^9 \times 2 \times 10^{-12} = 25.13\text{mS} \quad \text{式 2.10}$$

■ 整合回路

整合回路には，理想インダクタと理想キャパシタを組み合わせた回路構成を使用する．そのため周波数特性を持つ．

■ 給電ポート

給電ポートを 2 箇所を設定し，アンテナ 2 素子の各給電点とする．特性インピーダンスは全帯域で 50Ω と設定する．（周波数特性を持たない）この給電ポートにおける特性を解析する．

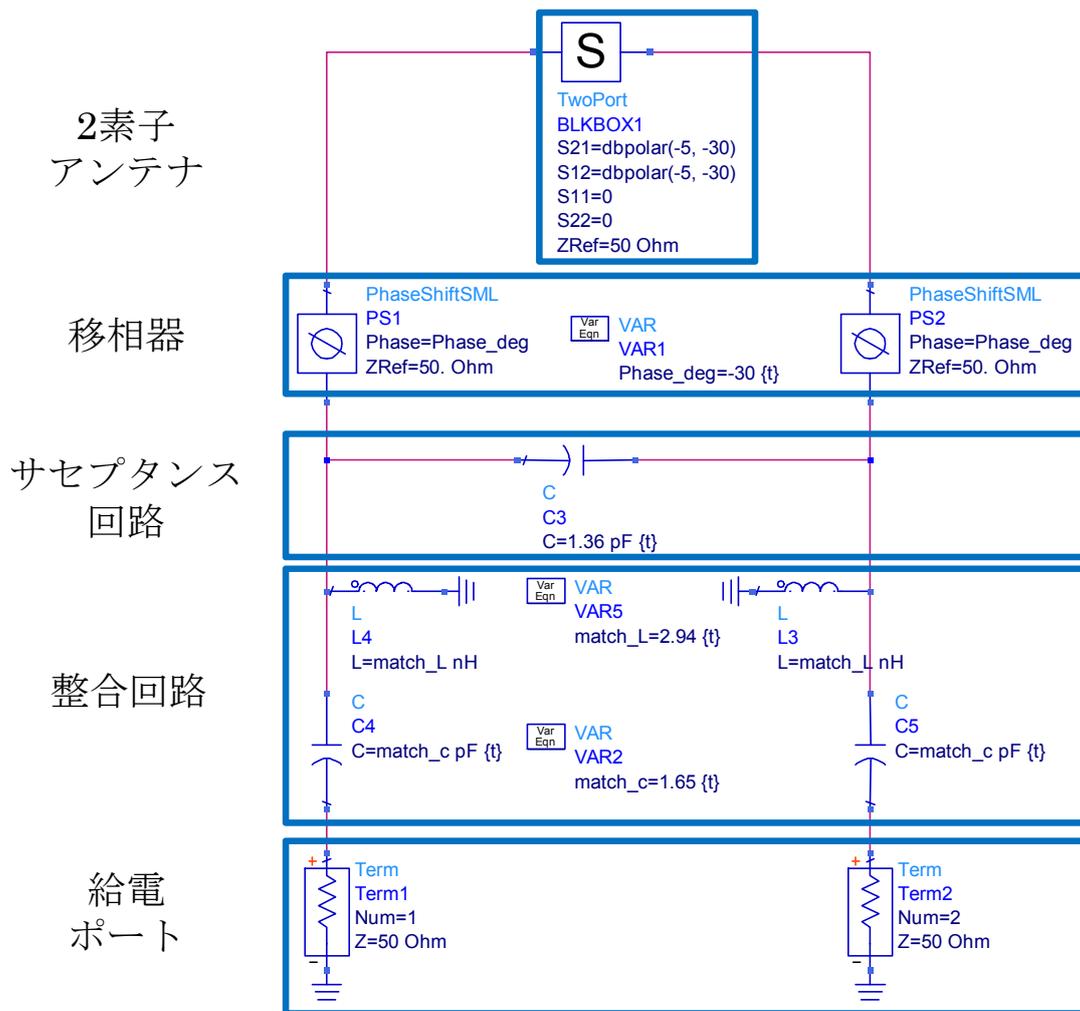


図 2.8 2素子アンテナモデル

2. 2. 2. 1 アンテナ素子単体

2素子アンテナ単体の解析モデルを図 2.9 に示す. また図 2.10 に図 2.9 の解析結果として, (a) S_{11} と S_{12} の絶対値, (b) Y_{12} の実部 虚部 絶対値, (c) S_{12} の極座標表示, (d) Y_{12} の極座標表示を示す.

図 2.10 よりアンテナ単体において S_{11} , S_{22} が所望周波数を含む全帯域で $-\infty$ dB と整合が得られており, 2. 2. 1 節で示した結合低減条件の導出条件と同条件が満たされている. また S_{12} , S_{21} が全帯域で -5 dB (0.56) で 30deg の結合状態であり, アンテナ単体の設定が正しく反映されていることが確認出来る.

図 2.10 より, 式 2.1 の結合振幅 α と結合位相 ϕ は, それぞれ以下となる.

$$\alpha = 0.56$$

$$\phi = 30 \text{ deg}$$

2素子
アンテナ

給電
ポート

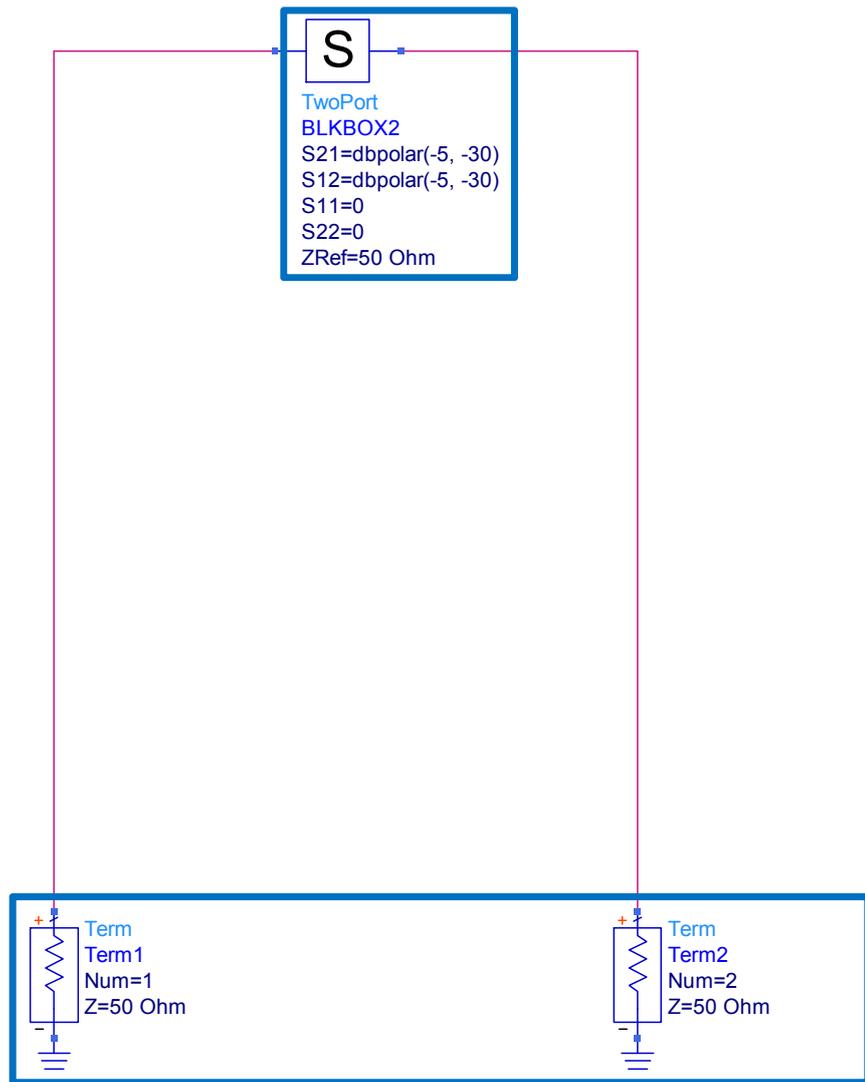


図 2.9 2素子アンテナモデル

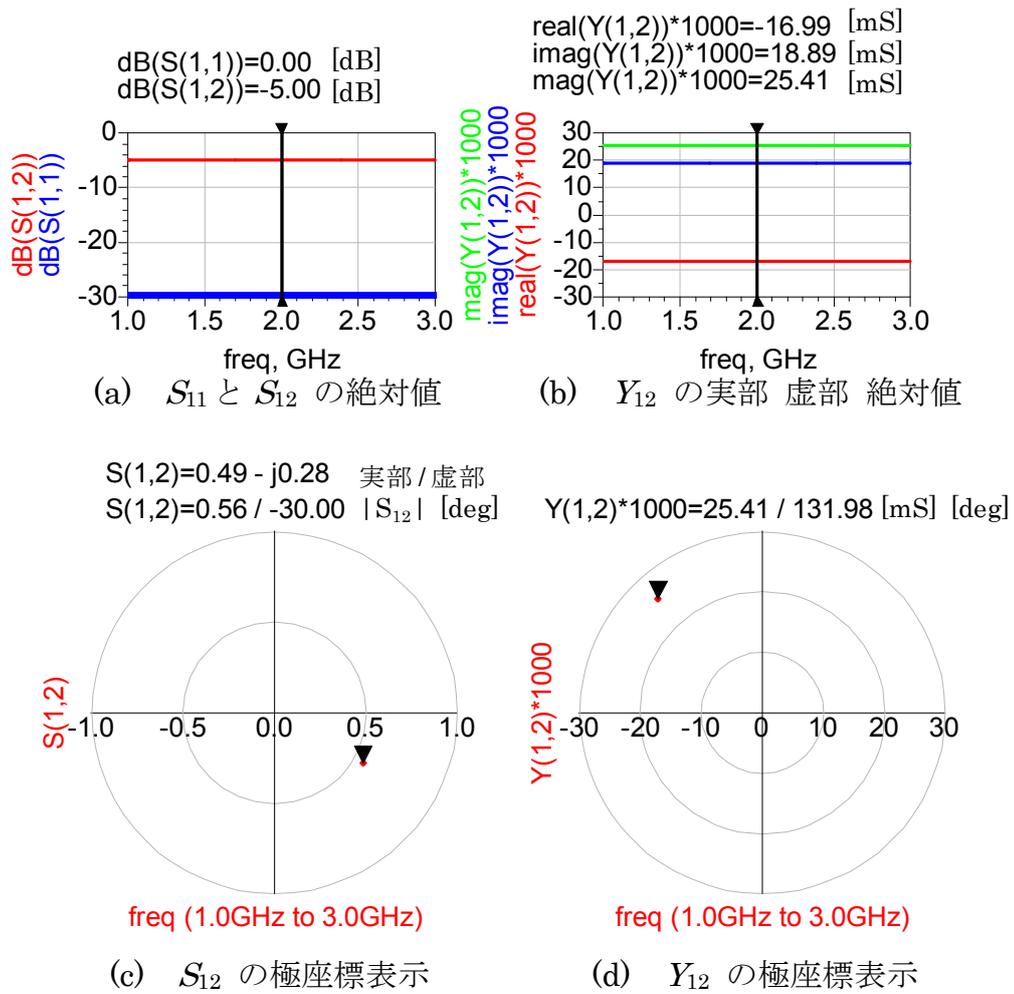


図 2.10 2 素子アンテナモデルの S パラメータと Y_{12} パラメータ

2. 2. 2. 2 アンテナ素子と移相器

2. 2. 2. 1 節で導出した結合振幅 α と結合位相 ϕ を式 2.7 に代入し，移相器の位相量 θ を導出する．結果を以下に示す．

$$\theta = 30\text{deg}$$

よって，図 2.11 で両ポートに位相量 30deg の移相器を使用する．この時の Y_{12} を図 2.12 に示す．式 2.7 で導出した移相器の使用により， Y_{12} の実部が所望周波数で 0S になっていることが確認できる．ただし Y_{12} の虚部は 0S より異なる値となっているため， Y_{12} の絶対値が 0S から異なり，結合低減条件を満たしていない．

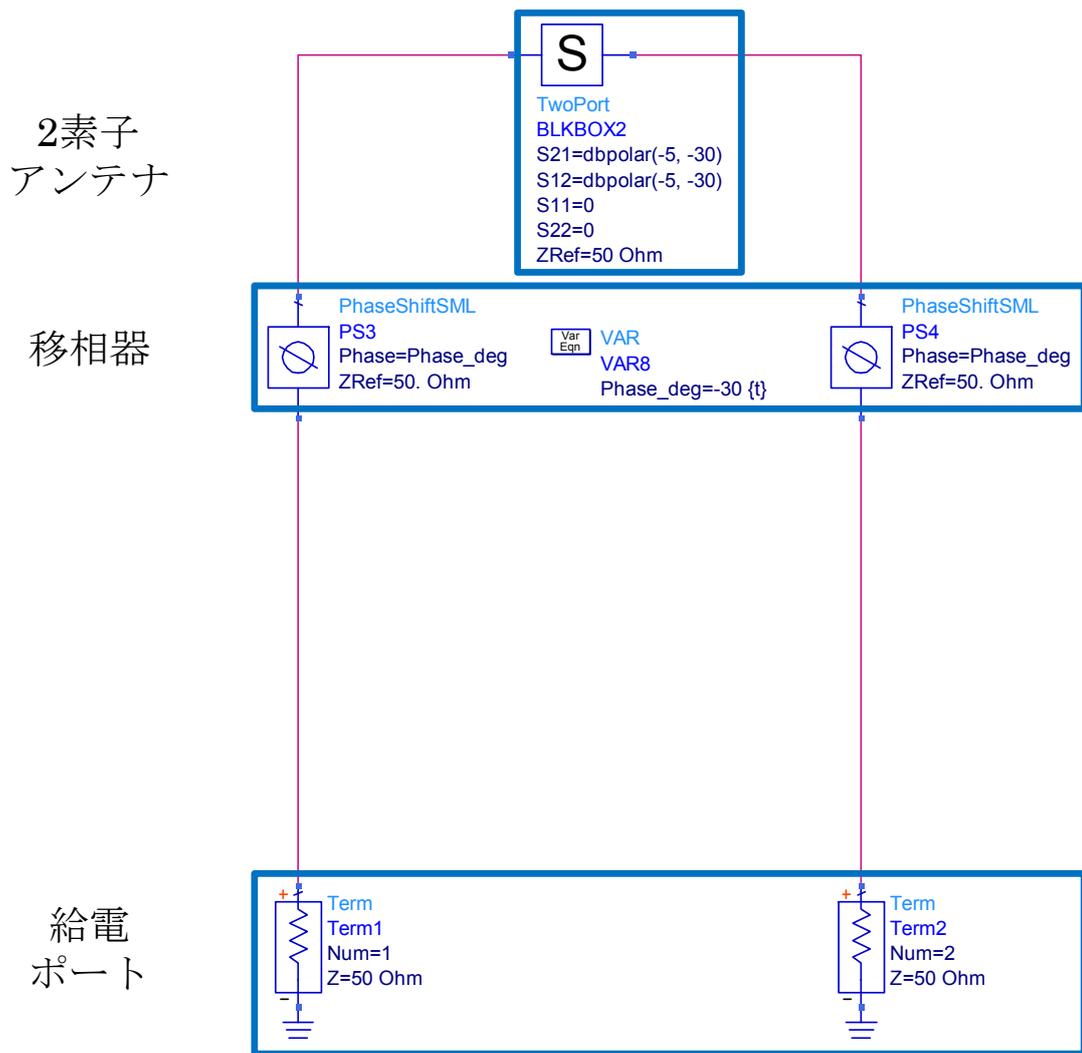


図 2.11 2素子アンテナモデル

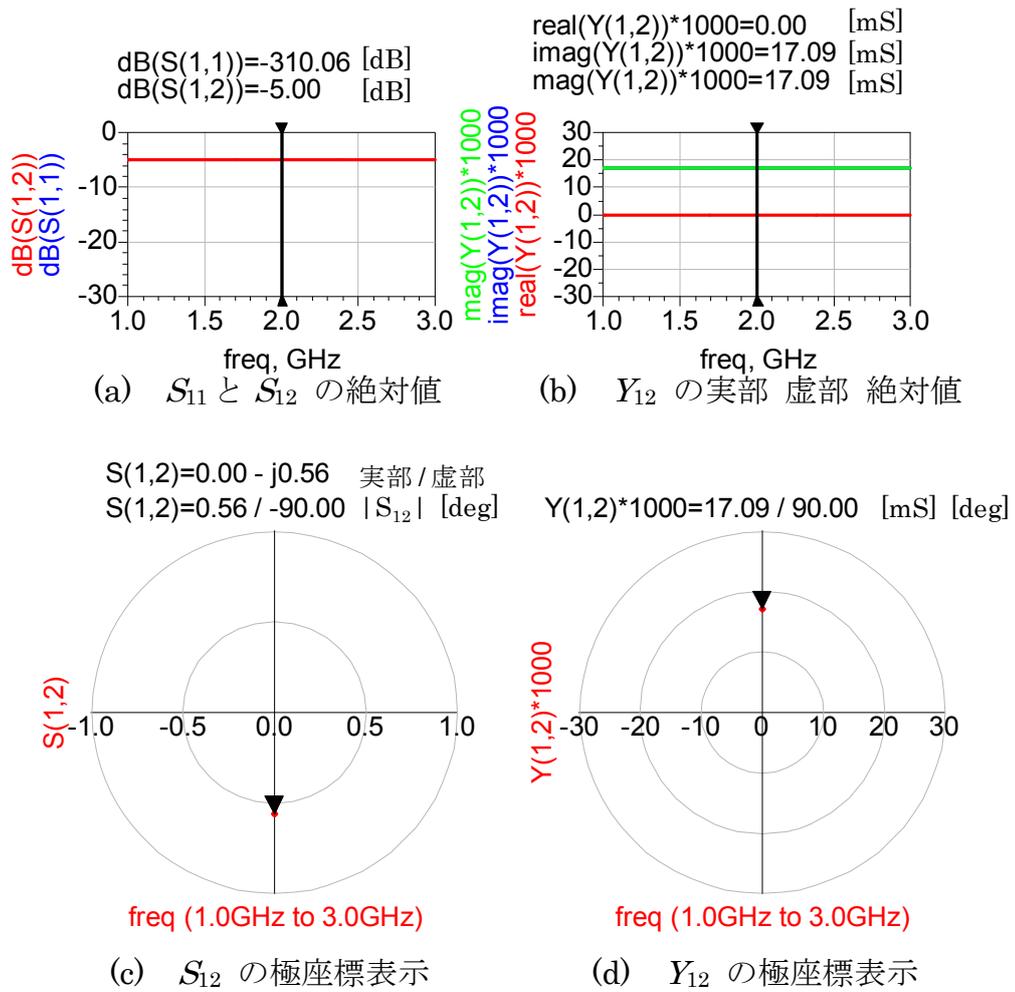


図 2.12 2 素子アンテナ+移相器での S パラメータと Y_{12} パラメータ

2. 2. 2. 3 アンテナ素子と移相器とサセプタンス回路

次に、移相器後段にサセプタンス回路を配置する。2. 2. 2. 1 節で導出した結合振幅 α と結合位相 ϕ を式 2.9 に代入し、サセプタンス回路のサセプタンス値 B を導出する。結果を以下に示す。

$$B = 18.89\text{mS}$$

導出したサセプタンス値であるが、負の場合はインダクタを、正の場合はキャパシタを用いる。各部品の定数導出はインダクタンス値は式 2.11、キャパシタンス値は式 2.12 を用いる。

$$B = -\frac{1}{\omega L} \rightarrow L = -\frac{1}{\omega B} \quad \text{式 2.11}$$

$$B = \omega C \rightarrow C = \frac{B}{\omega} \quad \text{式 2.12}$$

導出されたサセプタンス値は正であるため、式 2.12 よりキャパシタンス値 $C = 1.36\text{pF}$ を導出した。

サセプタンス回路配置方法は図 2.13 に示す。またこの場合の解析結果を図 2.14 に示す。全帯域で、移相器により Y_{12} の実部が 0S を得られ、この特性を維持しつつ、所望周波数で Y_{12} の虚部も 0S が得られる。よって所望周波数での Y_{12} の絶対値が 0S となり、結合低減条件を満たしている。

Y_{12} が 0S を得られたため、 S パラメータは所望周波数で S_{12} が -92dB と大幅に低下し、結合が低減している。ただし S_{11} は -5dB であり、整合十分に得られていない。

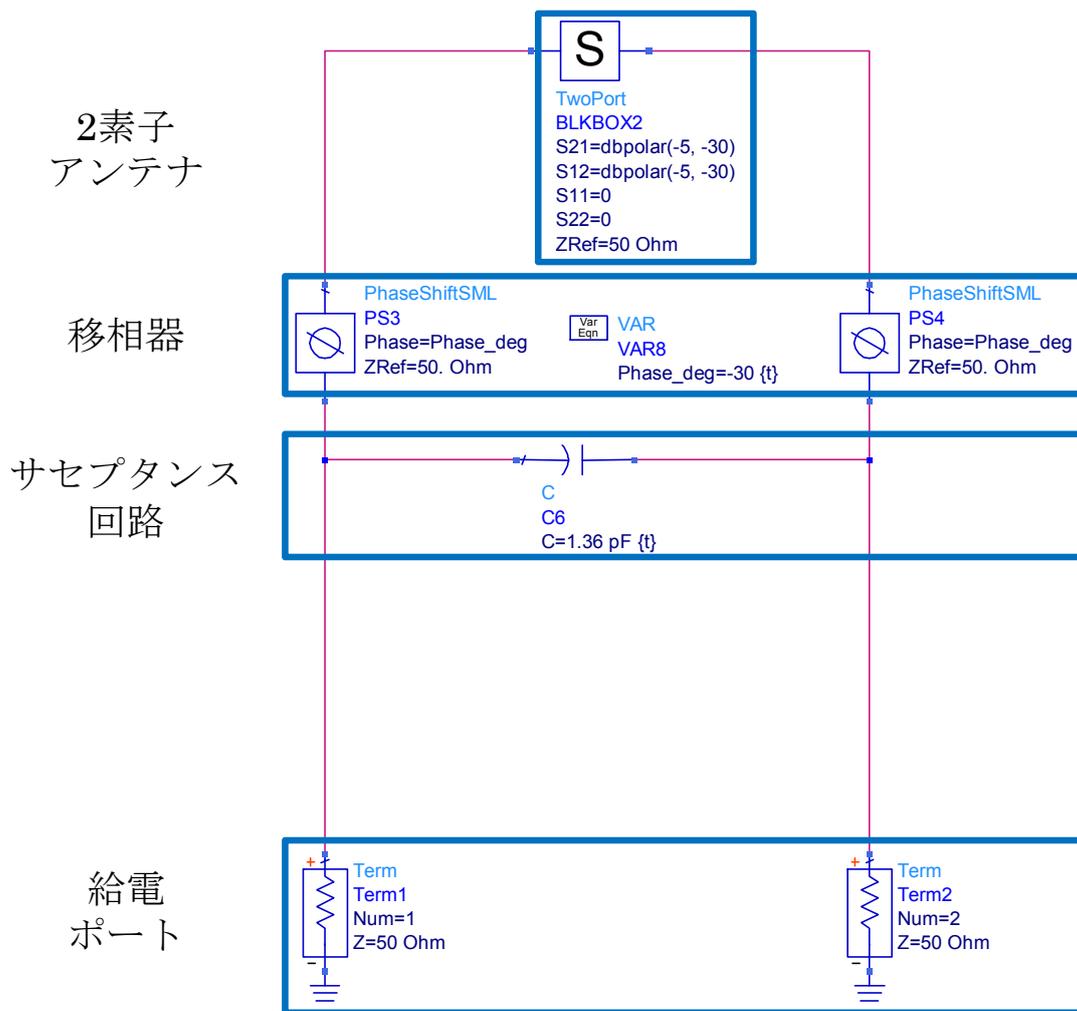


図 2.13 アンテナ構成図 (観測面③)

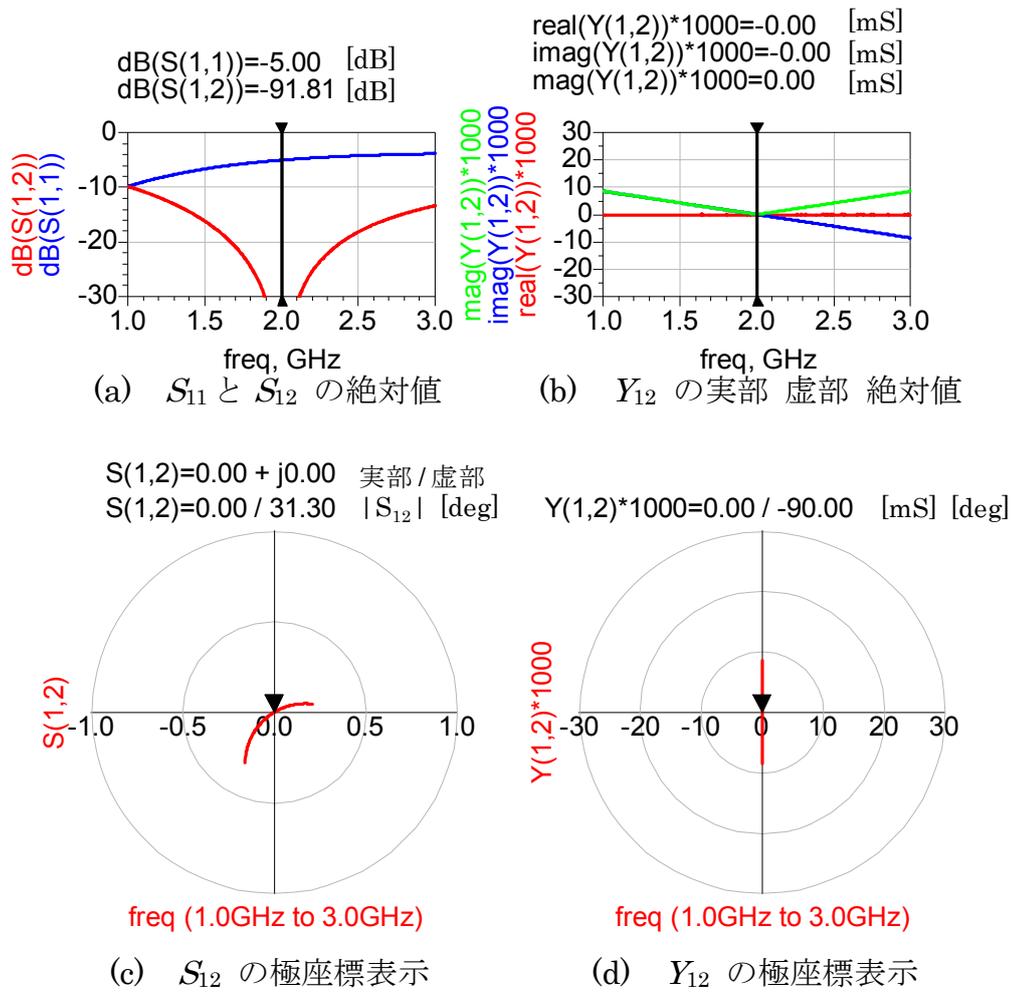


図 2.14 2素子アンテナ+移相器+サセプタンス回路での
 S パラメータと Y_{12} パラメータ

2. 2. 2. 4 アンテナ素子と移相器とサセプタンス回路と整合回路

次に整合回路を配置する。配置方法を図 2.15 に示す。

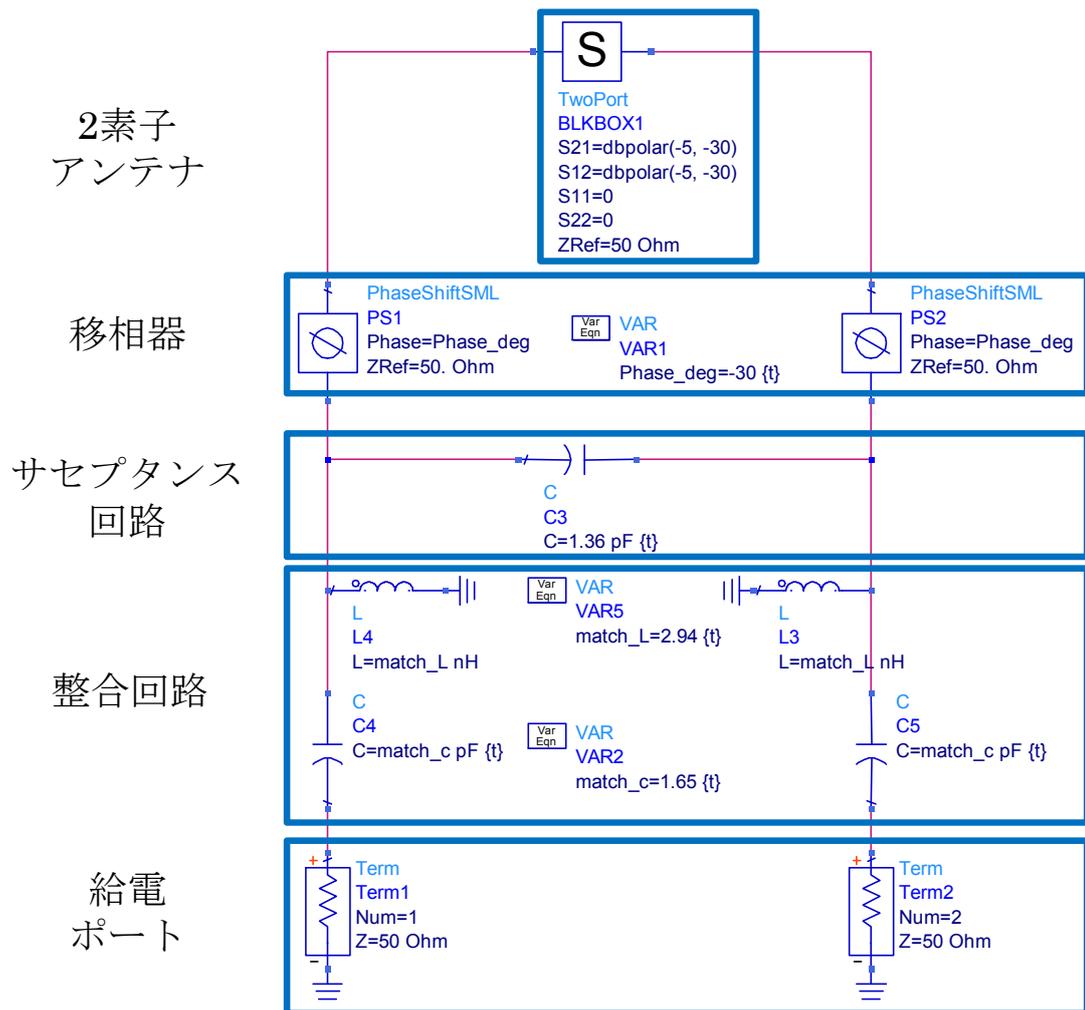


図 2.15 アンテナ構成図 (観測面④)

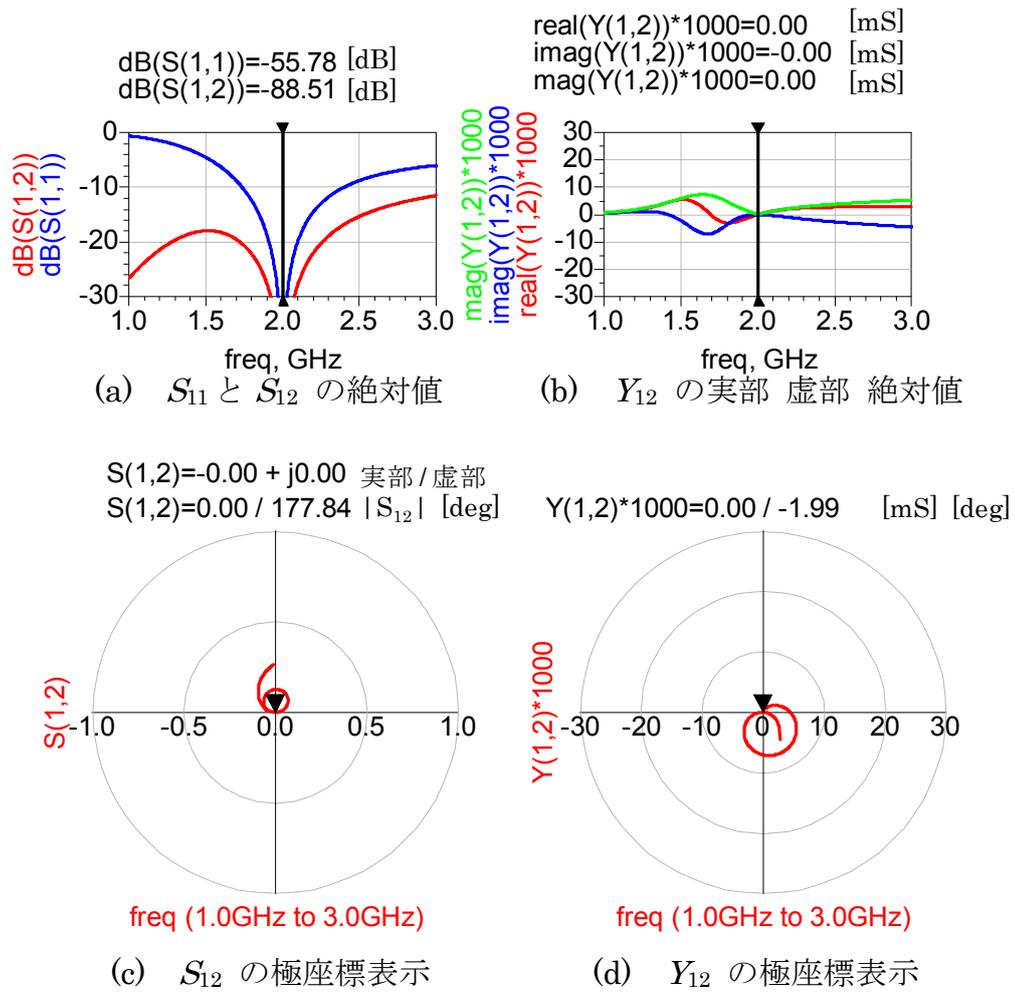


図 2.16 2 素子アンテナ+移相器+サセプタンス回路+整合回路での
 S パラメータと Y_{12} パラメータ

最終段に整合回路を配置する．この時の特性を図 2.16 に示す．整合回路を用いることで S_{11} が低下し -55.78dB となり，十分整合が得られていることが確認できる．また整合回路を使用した場合においても，整合回路を使用しない図 2.14 の S_{12} からほぼ変化することはない，結合低減効果は維持されている．

2 素子アンテナモデルにおいて，回路シミュレーションを実施した結果，参考文献[2-4]で示されている，移相器，サセプタンス回路，整合回路を用いることで，整合状態，かつ結合低減状態を，所望 1 周波数で実現可能であることをシミュレーション上で確認した．これより 2. 2. 1 節で導出した，結合低減手法の条件式 2.7，式 2.9 の有効性を確認した．

2. 3 第2章のまとめ

2. 1節では、アンテナ間結合低減手法として、

①アンテナ間の地板を工夫する手法[2-1][2-2]

②アンテナ間を接続する手法[2-3][2-4]

の、2種類が過去検討させていることを示した。本論文では、地板形状を限定されない、またアンテナ素子部分に閉じて対策を行えるため、実際の商品設計により有効であることから、後者のアンテナ間を接続する手法を発展させる。

次にアンテナ間を接続する手法の代表的な検討例として参考文献[2-4]を解析した。この文献は、アンテナ2素子の後段の両ポートに、移相器、整合回路をそれぞれ使用し、またアンテナの給電点間を接続するサセプタンス部品を使用する。サセプタンス部品はインダクタまたはキャパシタの使用により所望の値を得ることが可能である。

また各部品を使用したそれぞれの観測面に対して、 S パラメータまたは Y パラメータの式を導出した。2素子アンテナ間の結合が低減する条件は $Y_{12}=0$ であるが[2-4]、各観測面の S パラメータ、 Y パラメータから、この条件式を満たす

①移相器の位相量

②サセプタンス部品のサセプタンス値

の2条件を確認した。それぞれ $\text{Re}(Y_{12})=0$ 、 $\text{Im}(Y_{12})=0$ を満たす要件であり、同時に対策することで $Y_{12}=0$ が得られ、結果、結合低減が可能となる。

最後に、導出した各観測面の式と、結合低減条件の有効性確認のため、回路シミュレータを用いて、各観測面で S パラメータ、 Y パラメータを導出し、定式化された結合低減の2条件を用いることで、結合が低減することを確認した。

よって、定式化された移相器の位相量とサセプタンス値の結合低減条件の有効性が確認された。

第3章

2 周波数 結合低減手法

3. 1 結合低減手法における使用部品の削減と多周波数化

2. 2節において、2素子モノポールアンテナを使用し、移相器、サセプタンス回路、整合回路を使用した、1周波数での結合低減手法の条件式導出、妥当性を示した。しかしこの手法は、アンテナ素子単体で所望周波数での整合が得られている必要があり、かつ移相器が必要である。つまり複数周波数で結合低減を行う場合、全所望全周波数でアンテナと移相器の整合を得る必要がある。かつ移相器は全周波数で所望の位相量を任意に調整する必要があり、技術的難易度は高い。そのため1周波数のみで有効な手法である。

すなわち従来の手法では、アンテナ素子のインピーダンスに限定されない結合低減実現や、対応周波数の多周波数化などの課題がある。また実装面積の縮小化、コスト削減のために移相器などの部品を極力不使用としたい。

3章では、近接配置したMIMO用アンテナの結合除去方法として、移相器を使用せず給電点間に集中定数で構成するサセプタンス回路を接続する[3-1]。これにより所望周波数でのアンテナ素子のインピーダンスに依存せずに2周波数同時に結合を低減する手法を提案する。この手法は、素子間が強結合である2素子モノポールアンテナを近接配置したモデルに対し、インダクタとキャパシタの並列回路で構成する回路を給電点間に配置する。このことで、2周波数同時に結合が低減され、アンテナ効率向上および相関係数の低減を実現している。さらに、結合によるアンテナ効率の各種損失要因と各損失量の分析を行い、更なるアンテナ効率向上方法を示すとともに、その効果を確認している。

最後に、本手法を、電氣的に小形な2素子メアンダアンテナに適用し、2周波数での結合低減が端末用内蔵アンテナでも適用可能であることを確認する[3-1]。これより、本対策手法が各種アンテナ形式に有効であることを示唆している。

3. 1. 1 結合低減手法における移相器の削減

3章では，2章で示した結合低減手法から，移相器を用いず，アンテナ素子間に配置するサセプタンス回路（サセプタンス jB ）のみで結合低減を行う．この場合，結合低減の条件である式 2.7 で定める図 2.5 の観測面②での結合位相差 ϕ が厳密に $\pi/2$ で無くなり，式 2.8 の $Y_{\textcircled{3}12}$ の実部が存在するが生じる．

この対策として，アンテナ素子単体で Y_{12} の実部がほぼ 0S と見なせる帯域を使用することで，移相器を使用せずに結合低減を可能とする．また Y_{12} の虚部に関しては2章同様，全所望周波数で同値となるサセプタンスが得られるサセプタンス回路を導出し，給電点間に配置することで，複数周波数での結合低減手法とする．

本結合低減を検討するにあたり，2×2MIMO 用近接2素子モノポールアンテナの解析モデルを使用する．図 3.1 に示す平行近接した2素子モノポールアンテナを，筐体 GND 上部中央に配置する．筐体 GND 部は 100×50mm，片面銅で厚さ 0.8mm の FR-4 板で構成し，26×1.4mm のアンテナ2素子を最近接部分が 4.6mm となる間隔で平行に配置する．GND 側のアンテナ素子端部2箇所には整合回路を配置した給電点を設ける．所望周波数は 1.5GHz かつ 2.5GHz とする．電磁界シミュレータは CST 社 MW-studio[3-2]を使用し解析を行う．

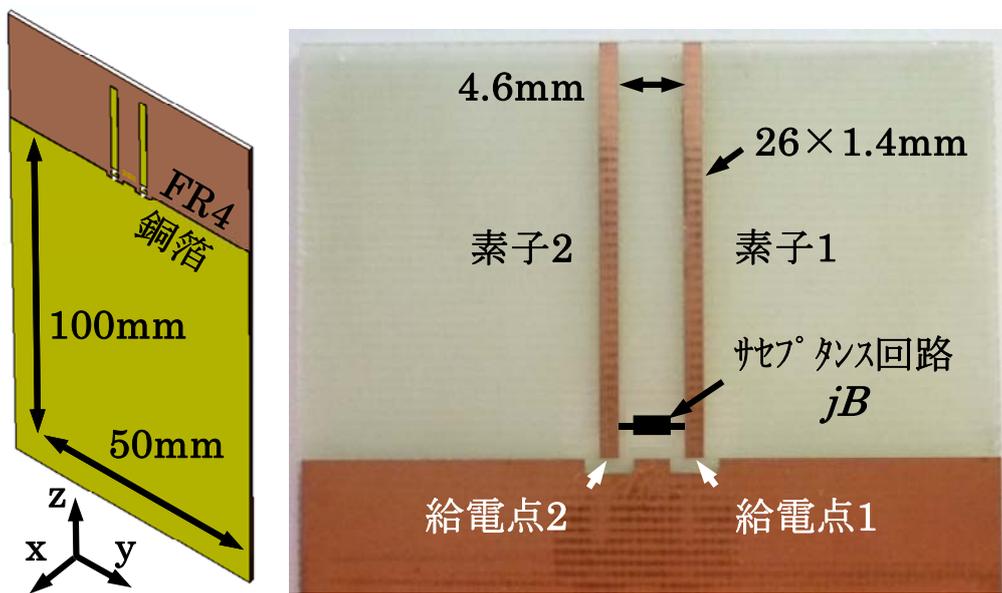


図 3.1 GND 板上 2 素子モノポールアンテナ

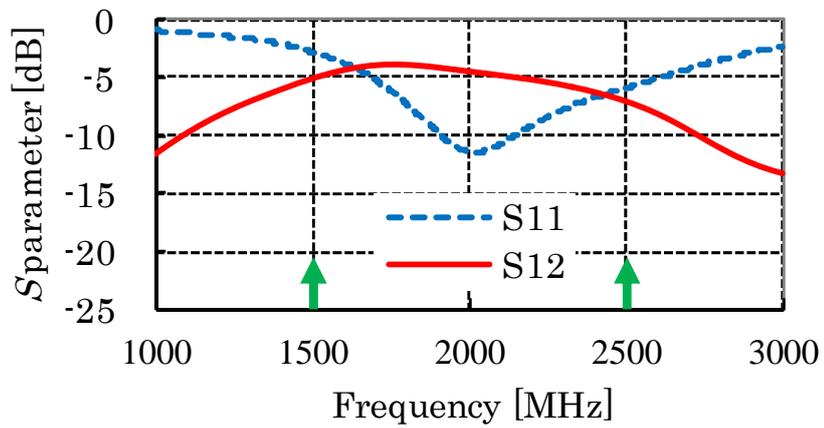
3. 1. 1. 1 GND 板上 2 素子モノポールアンテナの基本特性

図 3.1 の GND 板上 2 素子モノポールアンテナ単体の解析結果として, 図 3.2(a) に S パラメータ, (b) に Y_{12} パラメータを示す.

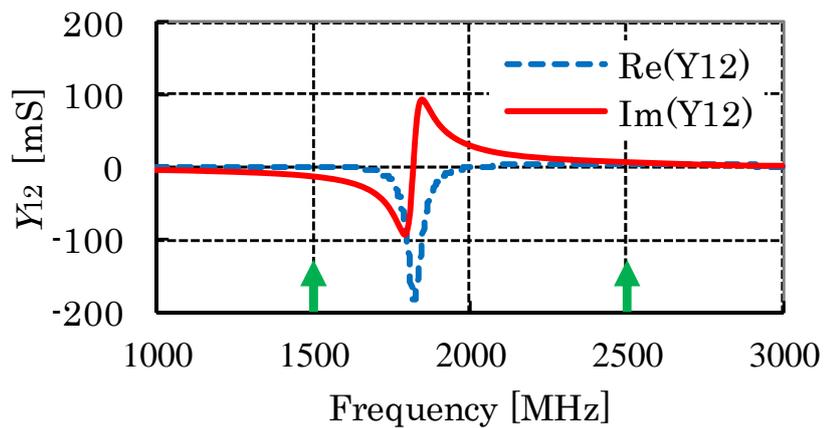
S_{11} よりアンテナ素子単体としての共振周波数は 2GHz である. また Y_{12} であるが, S_{11} の共振周波数近傍の 1.7GHz に $\text{Re}(Y_{12})$ が 0mS から大幅に負の値を持ち, かつ低周波数から高周波数に対して $\text{Im}(Y_{12})$ が負から正に変動する周波数が発生している. この周波数を Y_{12} の共振周波数と定義する.

アンテナ素子長を調整することで, S_{11} かつ Y_{12} の共振周波数は変動し, また両共振周波数は約 300MHz 程度の差はあるものの, ほぼ近傍に発生する. どちらもアンテナ素子長を長くすることで低周波側に, アンテナ素子長を短くすることで高周波側に変動し, 共振周波数を調整することが可能である.

この場合, 図 3.2(a) から素子単体では 2GHz で整合が得られているが, 所望周波数 1.5GHz と 2.5GHz では得られていない. つまり所望周波数で 50Ω 整合のアンテナを使用する 2 章や文献[2-4]の考え方とは異なるアプローチである.



(a) S_{11} S_{12}



(b) $\text{Re}(Y_{12})$ $\text{Im}(Y_{12})$

図 3.2 2素子アンテナモデルの S パラメータと Y_{12} パラメータ

3. 1. 1. 2 移相器の削減

結合低減の条件は給電点において Y_{12} を 0 とすることである。そのため文献 [2-4] では、アンテナ素子の Y_{12} の実部を式 2.7 で算出する位相量の移相器を用いることで 0S とし、かつ Y_{12} の虚部を式 2.9 で算出するサセプタンス値を満たすサセプタンス回路を用いることで 0S とする手法を用いている。

ただし移相器を使用する場合、移相器を正しく動作させるためにアンテナ単体として複数の所望周波数で特性インピーダンスを得なくてはならない。また複数の周波数で同時に所望の位相量を設定することは困難である。そもそも移相器が削減できた場合、部品体積やコスト削減につながり有利である。そのため移相器を使用せずに Y_{12} の実部を 0 とする方法を検討する。

移相器を使用せずに 2 周波数で Y_{12} の実部を 0 とする手法であるが、本解析モデルでは、アンテナ素子長を調整することで、図 3.2(b) に示す Y_{12} の共振を所望周波数 1.5GHz と 2.5GHz に挟まれた 1.7GHz 近傍に発生させている。1.5GHz では $Y_{12} = -0.16 - j12.10\text{mS}$ 、2.5GHz では $Y_{12} = +3.47 + j7.46\text{mS}$ である。 Y_{12} の共振周波数の近傍では Y_{12} の実部は 0S より異なる負の値を持つが、 Y_{12} の共振周波数から外れた所望 2 周波数においては、ほぼ 0S と見なせる。

このように両所望周波数に挟まれる周波数に Y_{12} の共振を発生させることで、共振周波数から離れた両所望周波数の Y_{12} の実部が 0S に近い値を得ることが可能である。よって、 Y_{12} 実部を調整する移相器の削除が可能となる [3-1]。

3. 1. 1. 3 サセプタンス回路の導出

3章の目的は2周波数で結合を低減するサセプタンス回路を提案することであるが、まず達成すべき結合量の目標値を明確にするために、最初に1.5GHz, 2.5GHzの各単一周波数において結合低減効果が得られるインダクタ値, キャパシタ値の導出を行う。そしてそれらをサセプタンス回路とした場合の各単一周波数の特性を評価する。

図3.1のアンテナ単体モデルにおいて、各所望周波数1.5GHz, 2.5GHz単体におけるサセプタンス回路を導出した。また各サセプタンス回路の配置方法と定数を図3.3と図3.4に示す。定数導出には各所望周波数の Y_{12} の虚部のみを用いて式2.11, 式2.12より算出した。

図3.2(b)より、1.5GHzの Y_{12} 虚部は $-j12.10\text{mS}$ であり、インダクタ8.8nHを得た。この理想インダクタを給電点間に配置時の Y_{12} を図3.5(a)に示す。結果1.5GHzで $-0.16-j0.04\text{mS}$ となり、ほぼ0mSと見なせる。これより S パラメータを示す図3.5(b)より $S_{12} = -31.3\text{dB}$ が得られ、図3.2(a)のサセプタンス回路不使用時の S_{12} と比較し、結合の低減が得られている。

同様に2.5GHzの Y_{12} 虚部は $+j7.46\text{mS}$ であり、キャパシタ0.5pFを得た。この理想キャパシタを給電点間に配置時の Y_{12} を図3.6(a)に示す。結果2.5GHzで $+3.47+j0.63\text{mS}$ となり、ほぼ0mSと見なせる。これよりこれより S パラメータを示す図3.6(b)より $S_{12} = -13.2\text{dB}$ が得られ、図3.2(a)のサセプタンス回路不使用時の S_{12} と比較し、結合の低減が得られている。

1.5GHz : $-j10.10\text{mS}$ \rightarrow 8.8nH

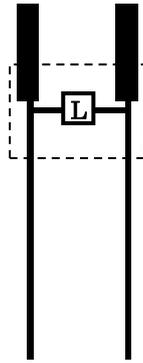


図 3.3 1.5GHz 用サセプタンス回路(インダクタ)の配置方法と定数

2.5GHz : $+j7.46\text{mS}$ \rightarrow 0.5pF

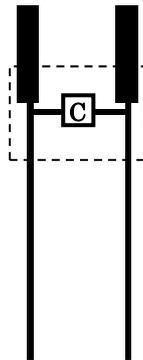
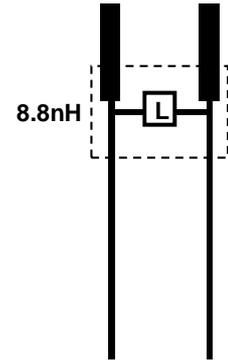
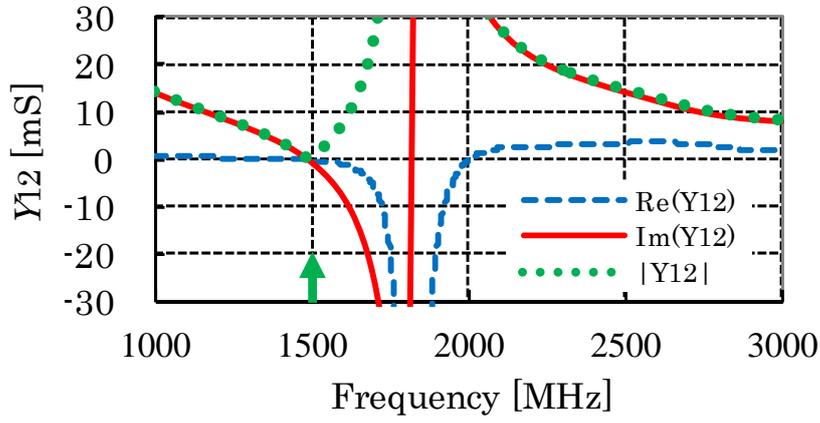
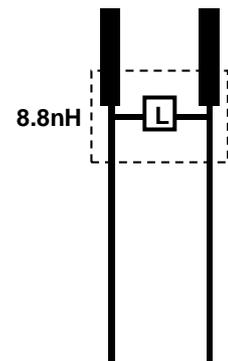
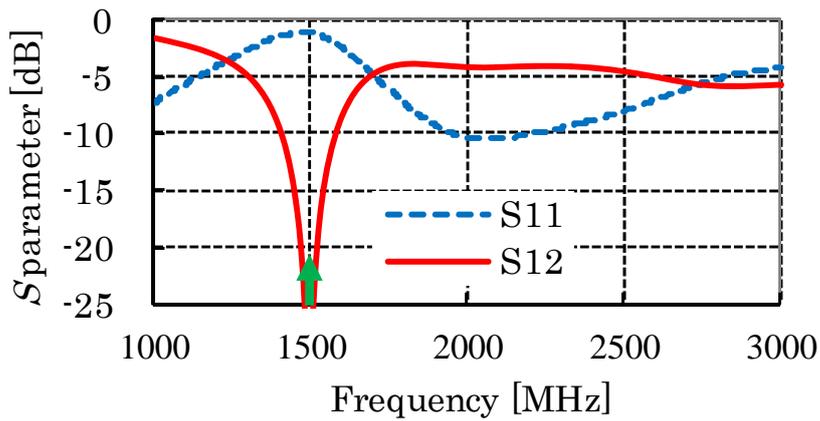


図 3.4 2.5GHz 用サセプタンス回路(キャパシタ)の配置方法と定数

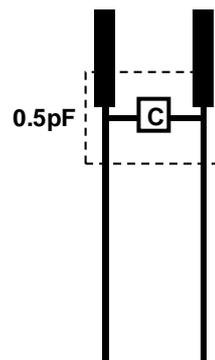
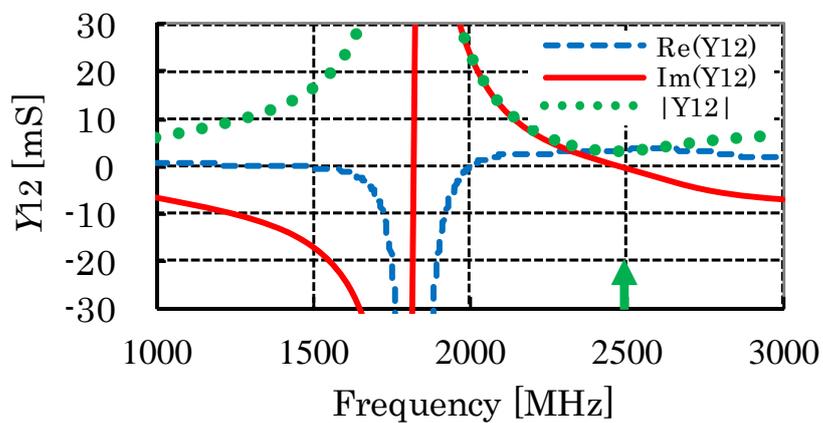


(a) Y_{12} パラメータ

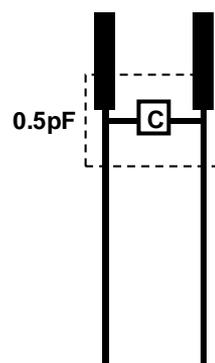
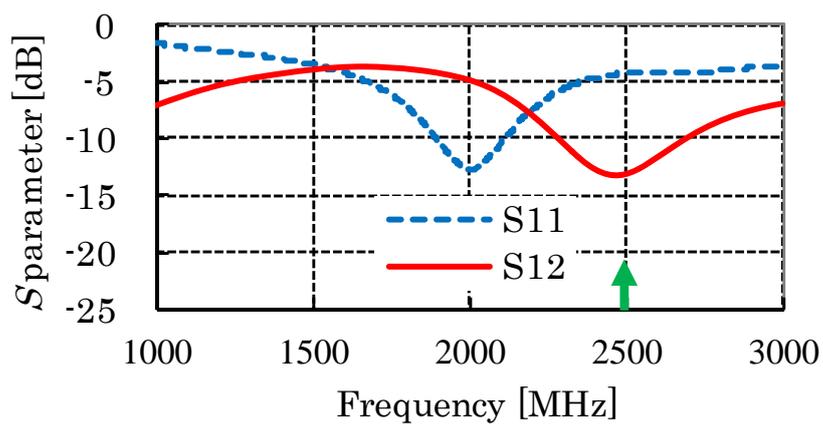


(b) S パラメータ

図 3.5 理想素子 8.8nH 配置時の各種特性



(a) Y_{12} パラメータ



(b) S パラメータ

図 3.6 理想素子 0.5pF 配置時の各種特性

図 3.6(b)の、サセプタンス回路にキャパシタを用いた 2.5GHz の S_{12} に対して、図 3.5(b)のサセプタンス回路にインダクタを用いた 1.5GHz の S_{12} が 18dB 低い値が得られており、つまり 1.5GHz でより結合が除去させていることが確認できる。この理由は、アンテナ素子単体の Y_{12} を示した図 3.2(b)において、実部は 1.5GHz で -0.16mS 、2.5GHz で $+3.47\text{mS}$ であり、移相器を使用せずアンテナ素子長を調整し Y_{12} 実部を極力 0mS としているが、残留している Y_{12} 実部が 2.5GHz の方が多いため、各サセプタンス部品で Y_{12} の虚部を低減させても実部は残り、結果、 Y_{12} 絶対値が 1.5GHz より 2.5GHz が大きいためである。

以上の検討より、アンテナ素子単体として、所望周波数に Y_{12} の実部がほぼ 0mS を得ることが出来れば、所望周波数で整合が得られていない状態においても、アンテナ後段に配置する移相器を使用せずに結合低減することが可能であることを 1 周波数で確認した。このことはコストと実装面積削減の観点で有利である。

3. 2 モノポールアンテナ素子使用した 2 周波数結合低減手法

ここでは，3. 1 節に示したアンテナ素子後段に移相器を使用しない単一周波数での対策を拡張し，1.5GHz と 2.5GHz の 2 周波数同時に結合低減を行う．

図 3.1 に示した，近接配置 2 素子モノポールアンテナに対して，引き続き検討を行う．

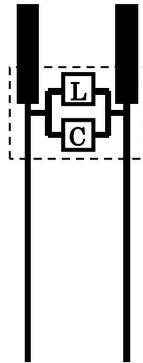


図 3.7 1.5GHz と 2.5GHz 用サセプタンス回路の配置方法

1.5GHz と 2.5GHz の 2 周波数対応サセプタンス回路は，インダクタとキャパシタの並列回路を給電点間に接続することで実現する．図 3.7 にサセプタンス回路とアンテナ上での配置方法を示す．

インダクタ L とキャパシタ C の並列回路と，サセプタンス B の関係は式 2.11 と式 2.12 の和より，式 3.1 で表せる．

$$B = \omega C - \frac{1}{\omega L} \quad \text{式 3.1}$$

式 3.1 において，所望周波数 1 と所望周波数 2 のサセプタンス値を B_1 と B_2 ，角周波数を ω_1 ， ω_2 と定義する．この 2 周波数でのサセプタンス，角周波数を同

時に満たす並列回路定数インダクタ L とキャパシタ C は式 3.2 となり, 2 周波数サセプタンス回路導出に用いる.

$$L = \frac{(\omega_2 + \omega_1)(\omega_2 - \omega_1)}{\omega_1\omega_2(\omega_1 B_2 - \omega_2 B_1)} \quad \text{式 3.2(a)}$$

$$C = \frac{\omega_2 B_2 - \omega_1 B_1}{(\omega_2 + \omega_1)(\omega_2 - \omega_1)} \quad \text{式 3.2(b)}$$

図 3.2(b)より, アンテナ素子単体の Y_{12} は, 1.5GHz で $-0.16-j12.10\text{mS}$, 2.5GHz で $+3.47+j7.46\text{mS}$ である. この各所望周波数での虚部を式 3.2 の B_1 と B_2 にそれぞれ代入し, サセプタンス回路は $L = 4.1\text{nH}$, $C = 1.5\text{pF}$ の並列回路となる. この理想素子からなるサセプタンス回路のサセプタンス値とアンテナ素子単体の Y_{12} (図 3.2(b))を重ね書きした図を, 図 3.8 に示す.

図 3.8 より, 式 3.2 で導出したサセプタンス回路のサセプタンス値とアンテナ素子単体の Y_{12} 虚部は所望 2 周波数で一致していることが確認できる. このことから式 3.2 の妥当性が確認できる.

図 3.9 にサセプタンス回路使用時の Y_{12} と, 図 3.10 に S_{12} を示す. 所望 2 周波数で Y_{12} 虚部とサセプタンス値が同値より, サセプタンス回路を使用した場合, Y_{12} 虚部はキャンセルされ 0mS となり, 所望周波数で結合低減の条件を満たす. これより図 3.10 の S_{12} は 2 周波数で結合低下が生じる. S_{12} は 1.5GHz で -32.9dB , 2.5GHz で -12.4dB となり, いずれも図 3.6 の各単一周波数と同等性能の結合低減量を実現している.

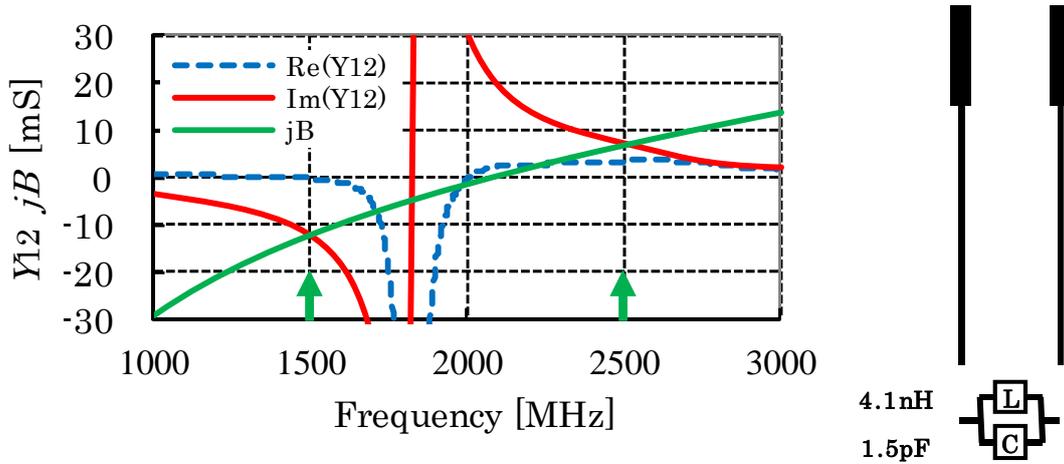


図 3.8 アンテナ素子単体の Y_{12} とサセプタンス回路のサセプタンス値

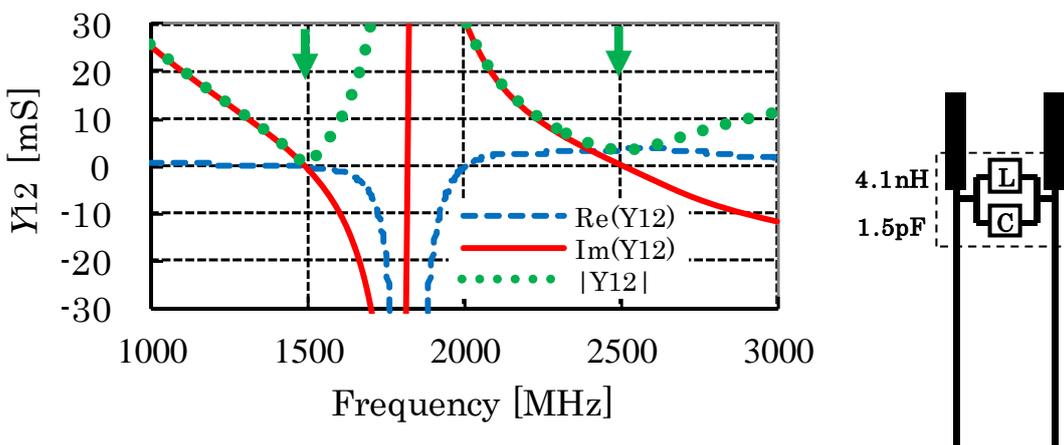


図 3.9 LC 並列サセプタンス回路使用時の Y_{12}

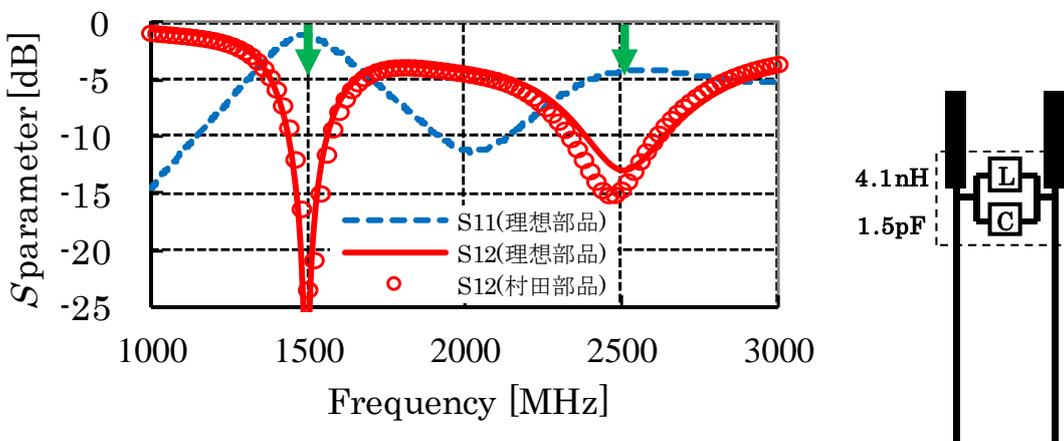


図 3.10 LC 並列サセプタンス部品使用時の S パラメータ

以上より，2章や文献[2-4]のような移相器を使用せず，またアンテナ素子単体としてインピーダンス整合を得ている状態を必要とせずに，アンテナ素子単体として Y_{12} の実部がほぼ 0mS と見なせる帯域を所望周波数として選択する，かつ所望周波数での Y_{12} 虚部と同値のサセプタンスが得られるサセプタンス回路を給電点間に配置することで，複数周波数を同時に結合低減可能であることを示した．

3. 3 2周波対応サセプタンス回路の効果

3. 3. 1 S パラメータ

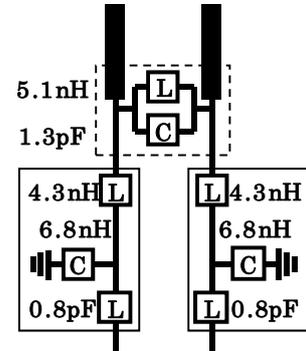
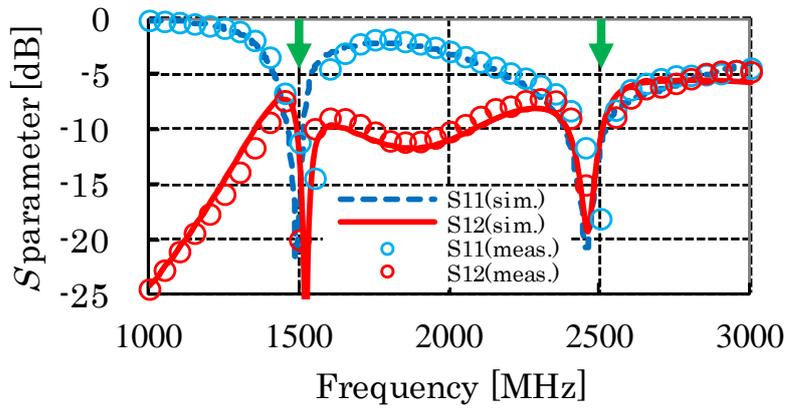
図 3.10 より, 理想素子のサセプタンス回路は 4.1nH と 1.5pF の並列回路であるが, より現実に則した検討を行うため, インダクタ, キャパシタに実際の部品を使用する. 具体的には, 村田製作所 LQG15, GRM15 シリーズ[3-3]を用い, 部品の浮遊キャパシタ, 浮遊インダクタ, 損失を考慮した検討を行う. この結果, 図 3.10 の S_{12} は, 5.1nH と 1.3pF の実際の部品使用時に, 2周波数の S_{12} が最小となった. 図 3.11 には, このサセプタンス回路使用, かつ整合回路を使用し, 2周波数で整合を得た状態での S パラメータを示す. 本構成では, 2周波数で整合, 結合共に -10dB 以下の性能が得られた.

比較用として, 以下 2 モデルを検討に加える.

- ・ 図 3.12 は図 3.1 のアンテナ素子 2 を削除し, アンテナ素子 1 と整合回路のみの状態の S パラメータである. アンテナ間で結合が生じない一種の理想モデルである.
- ・ 図 3.13 は 2 素子と整合回路のみで結合対策を行っていない対策前の状態の S パラメータである.

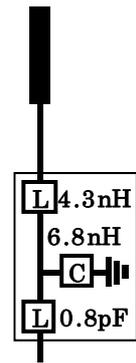
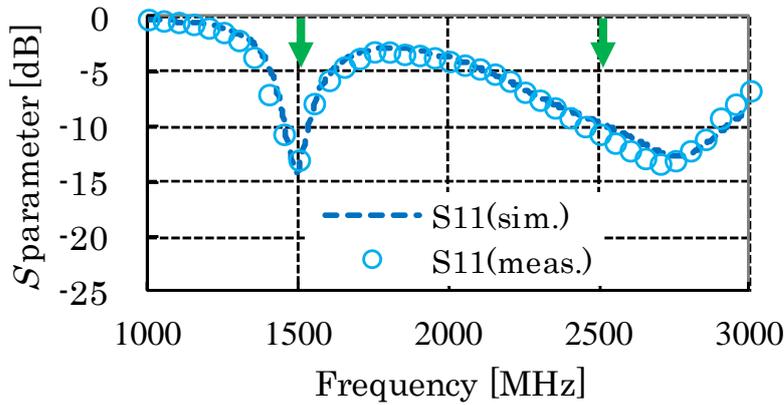
いずれも 2 周波数で S_{11} が -10dB 以下であり, 整合を確保出来ていることが確認できる. 図 3.11~図 3.13 で, 線がシミュレーション値, ○が実測値である.

図 3.13 に示す結合対策前のモデルと, 図 3.11 のサセプタンス回路を使用した結合対策後のモデルでは, 結合が 1.5GHz で 10.6dB , 2.5GHz で 7.1dB の低減が得られた.



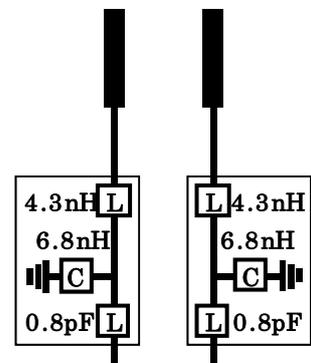
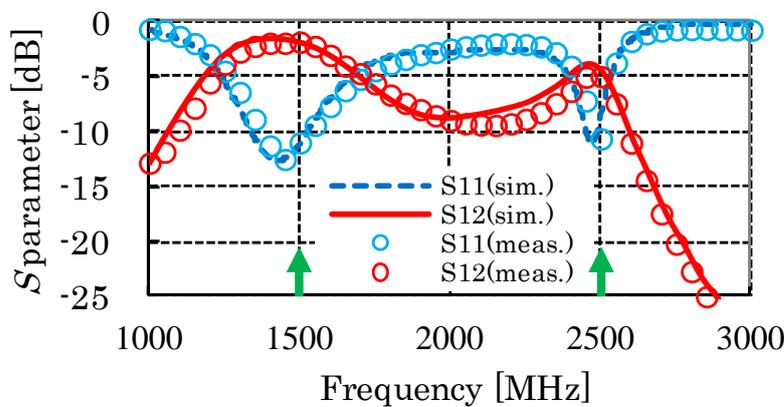
2素子モノポールアンテナ (結合対策あり)

図 3.11 Sパラメータ



1素子モノポールアンテナ (結合の生じない理想モデル)

図 3.12 Sパラメータ



2素子モノポールアンテナ (結合対策なし)

図 3.13 Sパラメータ

3. 3. 2 アンテナ効率

図 3.14 に、アンテナ効率のシミュレーション結果、及び実測結果を図 3.11 の 2 周波数対応サセプタンス回路を使用して結合低減した場合について示す。また、図 3.12 で S パラメータを示した 1 素子のみの状態、図 3.13 で S パラメータを示した結合低減対策を実施していない 2 素子のみの構成も同時に示す。線がシミュレーション値、○が実測値である。シミュレーション、実測共に、給電以外のポートは 50Ω 終端としている。

図 3.14 より、結合低減に伴い、サセプタンス回路なしの 2 素子のモデルと比較し 1.5GHz で 4.8dB, 2.5GHz で 3.6dB 効率が向上している。また、シミュレーションでも同様な傾向となっており、解析結果の妥当性が明らかである。

なお、結合対策を施したにも関わらず、結合がない理想モデルである 1 素子のみと比較して、1.5GHz で 2.0dB, 2.5GHz で 1.4dB アンテナ効率が及ばないため、次節ではこの要因分析と改善策について検討を行う。

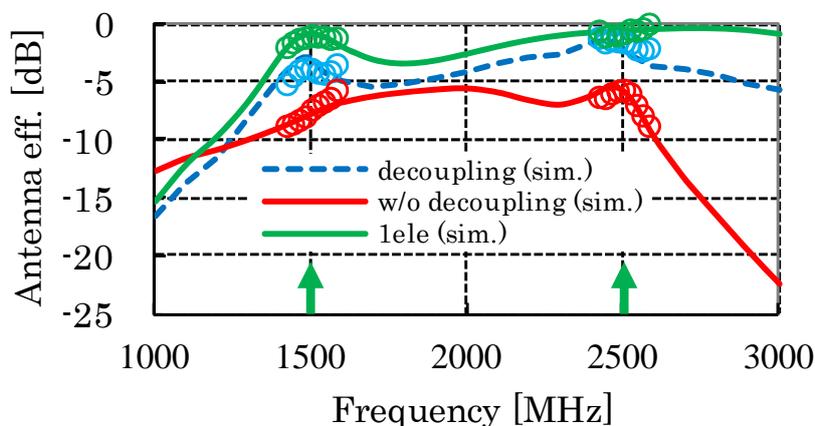


図 3.14 アンテナ効率

3. 3. 3 アンテナ効率劣化の要因検討

ここでは結合低減によるアンテナ効率変化の要因分析と、結合低減時の更なるアンテナ効率向上対策を行う。そのため、図 3.14 でアンテナ効率を示した 1 素子のみ、2 素子で結合対策なし、2 素子で結合対策ありの 3 構成に対し、各種損失電力を電磁界シミュレーションにより導出し、アンテナ効率への影響を確認する。

図 3.15 にアンテナにおける電力損失の概念図を示す。給電ポートを Port1 とし、Port1 の有能電力を P_{av} 、アンテナからの放射電力を P_r 、損失電力の総量を P_t とし、アンテナ効率 η と損失電力の関係を式 3.3 で定義する[3-4]。

各損失電力の算出方法を式 3.4 に示す。 P_m はインピーダンス不整合による損失電力、 P_d は結合により Port2 の負荷で消費される電力であり、共に S パラメータより算出する。 P_Q は整合回路とサセプタンス回路の抵抗成分で消費される損失電力であり、全インダクタ、キャパシタ部品ごとに流れる電流値と抵抗成分を等価回路導出ツール[3-3]より導出し算出する。 P_{die} は誘電体で消費される損失電力であり、全誘電体で電界を積分し導出する[3-5]。FR-4 の媒質定数は 1.5GHz で比誘電率 $\epsilon_r = 4.4$ 、 $\tan\delta = 0.00733$ 、2.5GHz で比誘電率 $\epsilon_r = 4.4$ 、 $\tan\delta = 0.01176$ とした。 P_{con} は導体損により消費される損失電力であり、導体の表面インピーダンスを算出し、導体全表面の磁界を積分することで導出する[3-5]。銅の媒質定数は、導電率 $\sigma = 5.8 \times 10^7 \text{S/m}$ 、透磁率 $\mu = 4\pi \times 10^{-7} \text{H/m}$ で計算した。

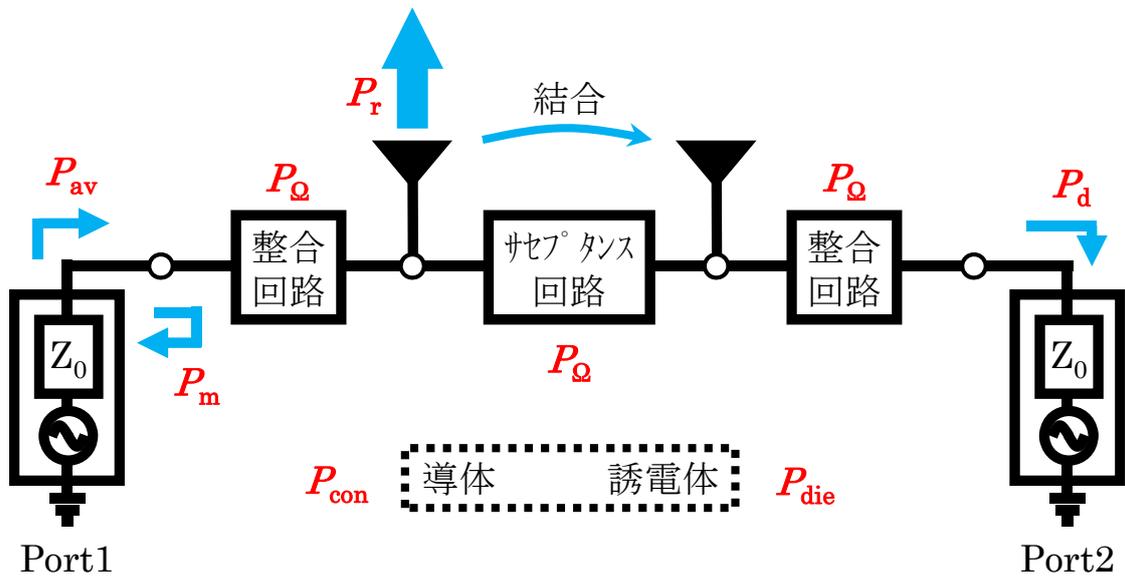


図 3.15 アンテナにおける電力損失の概念図

$$\eta = \frac{P_r}{P_{av}} = \frac{P_{av} - P_t}{P_{av}} \quad \text{式 3.3(a)}$$

$$P_t = P_m + P_d + P_\Omega + P_{die} + P_{con} \quad \text{式 3.3(b)}$$

$$\left\{ \begin{array}{l} P_m = |S_{11}|^2 P_{av} \quad P_d = |S_{12}|^2 P_{av} \quad P_\Omega = \frac{1}{2} \sum R |I|^2 \\ P_{die} = \frac{1}{2} \sigma \int |E|^2 dV = \pi f \tan \delta \epsilon_0 \epsilon_r \int |E|^2 dV \\ P_{con} = \frac{1}{2} R_s \int |H|^2 dS = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\omega \mu}{2\sigma}} \int |H|^2 dS \end{array} \right. \quad \text{式 3.4}$$

表 3.1 に、片ポートを励振させた場合のアンテナ効率の実測値、シミュレーションより求めたアンテナ効率値、シミュレーションを用いて図 3.15 の Port1 の有能電力 P_{av} を 1W と仮定した場合の各要因による損失電力を、(a)に 1.5GHz、(b)に 2.5GHz を示す。

シミュレーションにより、放射界の全立体角に渡る積分から求めたアンテナ効率値と、式 3.3、式 3.4 より算出したアンテナ効率値の一致を確認している。またアンテナ効率の実測値とシミュレーション値の差分は微小であることから、実測値における損失要因内訳に対しても、同様の傾向が想定される。

いずれのアンテナ構成及び周波数帯においても、 S_{11} が -10dB 以下の整合状態のため、整合損失 P_m は 0.1W 以下と低く、また整合回路で発生するオーム損失 P_{Ω} も 0.1W 程度と低いことが確認できる。

2 素子で結合対策なしでは、アンテナ素子間の強結合により、結合損失 P_d が約 0.38~0.64W となり、アンテナ効率劣化の主因である。一方、2 素子で結合対策ありは、結合低減により結合損失 P_d が 0.08W 以下に抑えられているものの、サセプタンス回路によるオーム損失 P_{Ω} が 0.1~0.18W 程度、誘電体損失 P_{die} が 0.13~0.16W 程度発生しており、これら 2 つの損失が主要な効率劣化要因となっている。そこで本論文では、アンテナ効率向上のため、これら 2 つの損失、誘電体損失 P_{die} 、部品でのオーム損 P_{Ω} 、のそれぞれについて考察する。

表 3.1 アンテナ効率と各要因での損失

(a) 1.5GHz

	1-element	2-element	2-element with decoupling
アンテナ効率 (meas.)	-1.0dB	-7.4dB	-3.9dB
アンテナ効率 (sim.)	-1.3dB	-7.7dB	-3.0dB
P_{Ω} : オーム損失			
㊦㊧㊨㊩回路	---	---	0.18W
㊪㊫㊬回路	0.09W	0.07W	0.08W
P_d : 結合損失	---	0.64W	0.06W
P_m : 整合損失	0.10W	0.08W	0.01W
P_{die} : 誘電体損失	0.06W	0.04W	0.16W
P_{con} : 導体損失	0.00W	0.00W	0.01W

(b) 2.5GHz

	1-element	2-element	2-element with decoupling
アンテナ効率 (meas.)	-0.8dB	-5.7dB	-1.6dB
アンテナ効率 (sim.)	-0.6dB	-5.5dB	-2.1dB
P_{Ω} : オーム損失			
㊦㊧㊨㊩回路	---	---	0.10W
㊪㊫㊬回路	0.01W	0.12W	0.02W
P_d : 結合損失	---	0.38W	0.08W
P_m : 整合損失	0.10W	0.10W	0.06W
P_{die} : 誘電体損失	0.02W	0.11W	0.13W
P_{con} : 導体損失	0.00W	0.01W	0.01W

3. 3. 4 結合低減手法のアンテナ効率改善策

3. 3. 4. 1 誘電体損失の低減方法

図 3.16 は, サセプタンス回路使用時に基板誘電体 FR-4 の $\tan\delta$ を変化させた場合の 1.5GHz と 2.5GHz での誘電体損失 P_{die} を示す. また図中の■と◆のシンボルは FR-4 本来の $\tan\delta$ での P_{die} を示している. 本論文では基板材料として $\tan\delta$ が約 0.01 程度の比較的損失が大きい FR-4 を用いた. しかし, $\tan\delta$ が約 0.001 程度のより低損失なフッ素樹脂などの基板材料を用いることで, 誘電体損失の低減が可能であることが図より明らかである.

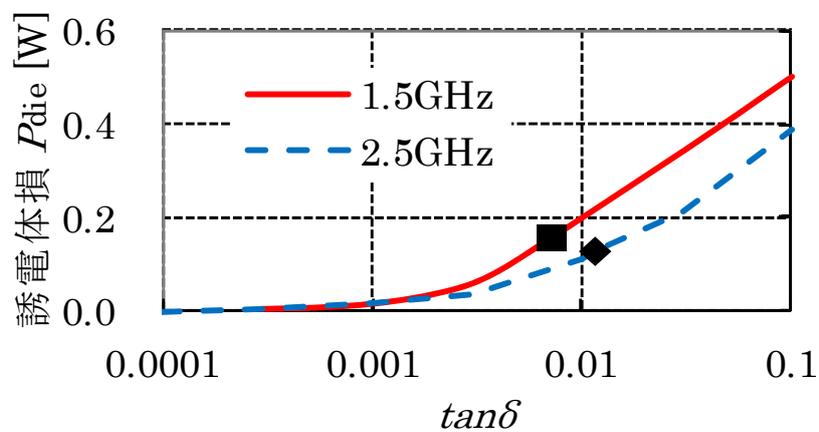


図 3.16 $\tan\delta$ と誘電体損失 P_{die}

3. 3. 4. 2 オーム損失の低減方法

図 3.17 に(a)2 素子で結合対策なしと、(b)2 素子で結合対策ありにおいて、それぞれ左ポートに 1.5GHz 正弦波を印加した場合の電流分布を示す。

(b)では、結合対策により右ポートへの電流流入抑圧が確認できる。一方、サセプタンス回路には大きな電流が流れている。即ち、特にサセプタンス回路に抵抗分が存在する場合、サセプタンス回路でのオーム損失が多く発生する。

2 素子で結合対策ありが 1 素子のみのアンテナ効率に及ばない理由は、サセプタンス回路のオーム損失が原因である。そこで、結合低減時の更なるアンテナ効率向上策として、サセプタンス回路の抵抗値を下げる対策を行う。

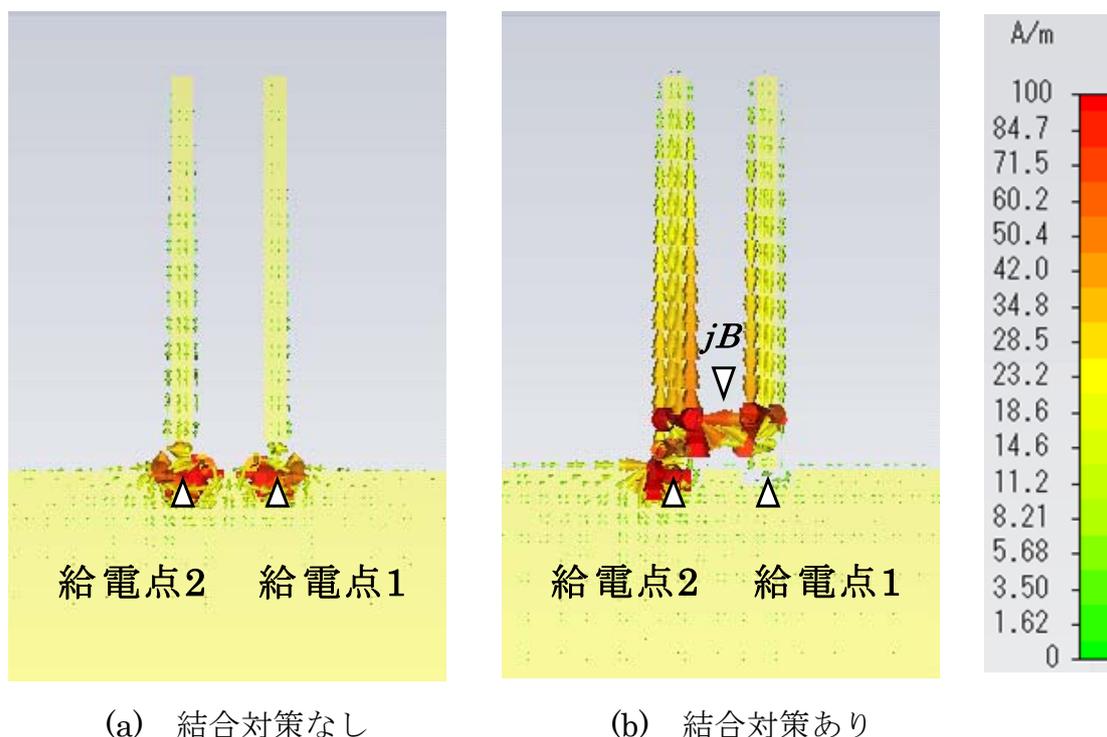


図 3.17 電流分布 (1.5GHz)

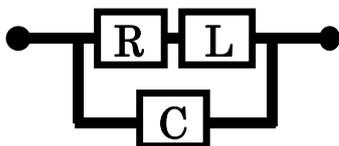
アンテナ効率の改善方法として、サセプタンス回路に用いたインダクタ 5.1nH を、より低抵抗なものに交換する。

表 3.2 に図 3.14 でのサセプタンス回路で用いた、インダクタ：村田製作所製 LQG15 シリーズ，キャパシタ：村田製作所製 GRM15 シリーズ 1.3pF の等価回路，定数を示す[3-3]。値は 2GHz のものである。

また表 3.2(a)に追加した LQW15 シリーズ 5.1nH は，LQG15 シリーズを低抵抗化したものである。

表 3.2 インダクタ・キャパシタの等価回路と電気定数

(a) インダクタ 5.1nH



型名	L 値	C 値	抵抗値
LQG15	4.7nH	0.2pF	1.09 Ω
LQW15	4.9nH	0.1pF	0.65 Ω

(b) キャパシタ 1.3pF



型名	L 値	C 値	抵抗値
GRM15	0.5nH	1.3pF	0.35 Ω

図 3.18 にインダクタの抵抗値を変化させた場合の 1.5GHz と 2.5GHz でのインダクタで発生するオーム損失 P_{Ω} を示す。低抵抗なインダクタの使用により、インダクタのオーム損失 P_{Ω} の減少が確認される。

今回、5.1nH のインダクタを村田製作所製 LQG15 シリーズから、より低抵抗な村田製作所製 LQW15 シリーズに交換する。図中の●と▲のシンボルは両インダクタのオーム損失 P_{Ω} を示す。抵抗値が 1.09Ω から 0.65Ω に低減することでオーム損失 P_{Ω} も減少し、アンテナ効率は 1.5GHz で 0.3dB、2.5GHz で 0.2dB 上昇することが確認でき、低抵抗なサセプタンス回路を採用することで、アンテナ効率改善効果が期待できる。

さらに図 3.18 よりインダクタの抵抗値低減によるオーム損失低減効果は、2.5GHz に比べて 1.5GHz で顕著である。例として 1.5GHz で、インダクタの抵抗値を 0.2Ω に低減可能であれば、オーム損失 P_{Ω} は 0.05W となり、1.5GHz におけるアンテナ効率は元の LQG15 シリーズから 0.6dB の向上が期待できることをシミュレーションで確認している。

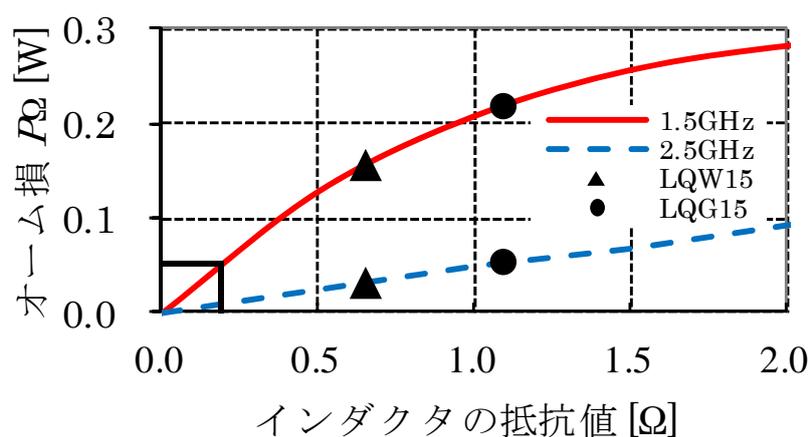


図 3.18 インダクタの抵抗値とオーム損失 P_{Ω}

3. 3. 5 相関係数

アンテナ効率と共に、MIMO 通信の性能指標となる相関係数はアンテナ指向性の類似性を表す指標であり、一般に全立体角の振幅と位相指向性から算出される[3-6].

相関係数 ρ_e の算出式を式 3.5 に示す. $E_{\theta 1}, E_{\theta 2}, E_{\phi 1}, E_{\phi 2}$ は θ 成分, ϕ 成分のアンテナ 1, アンテナ 2 の複素電界指向性である. また Ω は球面座標系における座標点(θ, ϕ)を表し, $d\Omega = \sin \theta d\theta d\phi$ である. P_θ, P_ϕ はアンテナに入射する到来波の θ 成分, ϕ 成分に対する電力密度関数であり, $P_\theta = P_\phi = 1/(4\pi)$ とし, 等方性の電力分布とする. XPR は交差偏向比であり, $XPR = 1(0\text{dB})$ としてシミュレーションより導出した複素指向性から計算した.

本論文では, 端末の使用形態を限定せず, 様々な使用形態での総合的なアンテナ性能尺度であるアンテナ効率に基づく評価を行った. 相関係数についても同様の考え方を適用するため, 到来波が一様分布である場合を想定した.

$$\rho_e = \frac{\left| \int_0^{2\pi} \int_0^\pi (XPR \cdot E_{\theta 1} \cdot E_{\theta 2}^* \cdot P_\theta + E_{\phi 1} \cdot E_{\phi 2}^* \cdot P_\phi) d\Omega \right|^2}{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi (XPR \cdot E_{\theta 1} \cdot E_{\theta 1}^* \cdot P_\theta + E_{\phi 1} \cdot E_{\phi 1}^* \cdot P_\phi) d\Omega \times \int_0^{2\pi} \int_0^\pi (XPR \cdot E_{\theta 2} \cdot E_{\theta 2}^* \cdot P_\theta + E_{\phi 2} \cdot E_{\phi 2}^* \cdot P_\phi) d\Omega}$$

式 3.5

サセプタンス回路の有無による相関係数を図 3.19 に示す。サセプタンス回路を付加することで、相関係数が 1.5GHz で 0.63 から 0.60 に、2.5GHz で 0.46 から 0.11 に改善し、2 周波数において低相関化が確認できる。

2×2MIMO 通信を想定した場合、低相関化により第 2 固有値が改善し、スループットの向上が見込める[3-7]。

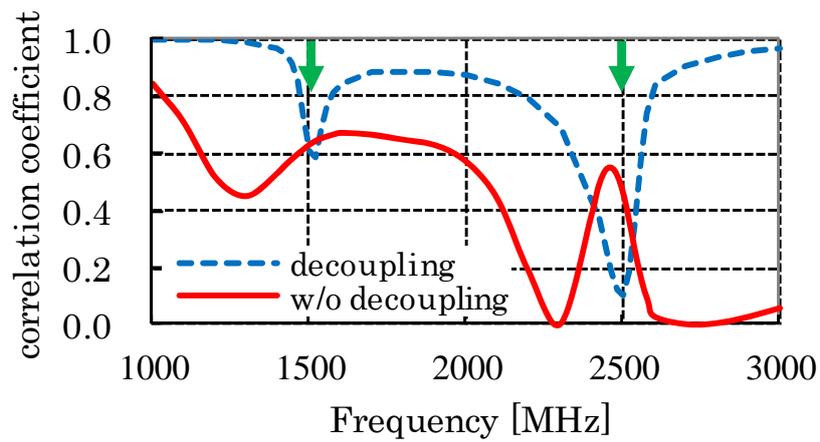


図 3.19 相関係数

3. 3. 6 アンテナ指向性

図 3.13 で S パラメータを示した結合対策なしと，図 3.11 の結合対策ありにおけるアンテナ指向性を，図 3.20 に xy 面，図 3.21 に yz 面を示す．指向性は図 3.1 の給電点 1 に励振し，給電点 2 は 50Ω 終端とした．図 3.19 の相関係数が特に低相関化された 2.5GHz を示す．モデルは対称構造のため，給電点 2 を励振した状態の指向性は，図の左右対称形状となる．

結合対策により，利得向上が得られるとともに，垂直成分指向性のピークがアンテナ素子で逆方向を向く，より異なった指向性が得られる．この指向性形状の差異が 3. 3. 5 節で示した結合対策による低相関化の要因である．

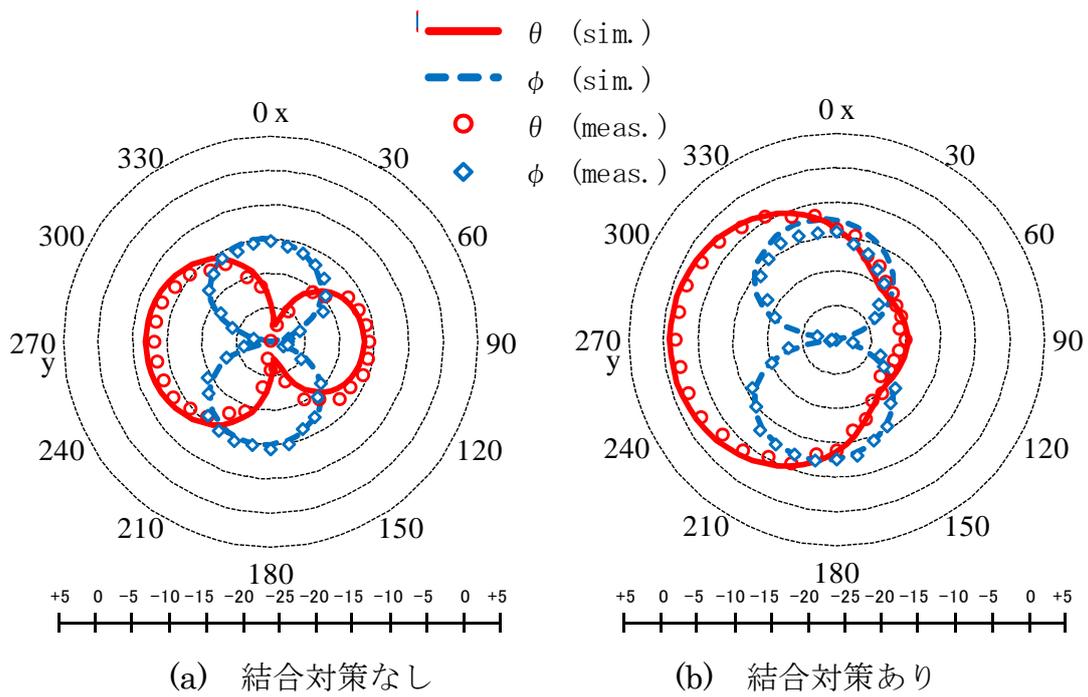


図 3.20 2.5GHz xy 面 指向性 (+5~-25dBi)

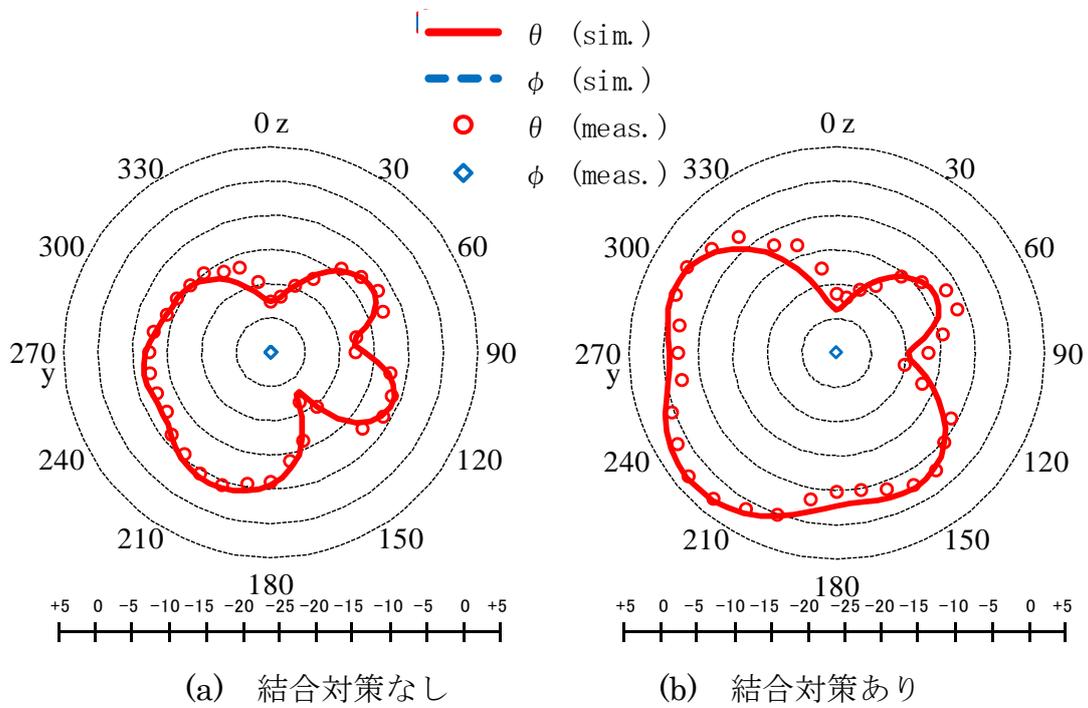


図 3.21 2.5GHz yz 面 指向性 (+5~-25dBi)

3. 3. 7 MIMO 伝送容量特性

結合低減の効果として、アンテナ効率の向上、かつ、相関係数の低下を確認した。このどちらの効果も MIMO 通信において伝送容量の向上につながる [3-7]。ここでは結合低減の総合的な評価として、シミュレーション上に仮想的な電波伝搬環境を設定し、その中に評価するアンテナを配置し、MIMO 通信時の伝送容量を導出し、結合低減による性能向上を確認する。

3. 3. 7. 1 伝搬チャネルモデル

図 3.22 に伝搬チャネルモデルを示す。計算方法、設定条件は、参考文献[3-8]を参考にした。

基地局に M 個のアンテナ、評価する端末に N 個のアンテナを構成する。基地局からの電波は、屋内の各種建材に反射や散乱されて端末に到来するので、端末周辺に K_m 個の 2 次波源を想定する。この K_m 個の波源を合成した M 組の無相関な波源群と端末アンテナ N 個間で MIMO 通信を行う。また基地局アンテナ M 個からの各放射電波は、独立でレイリーフェージングを受けるものとする。

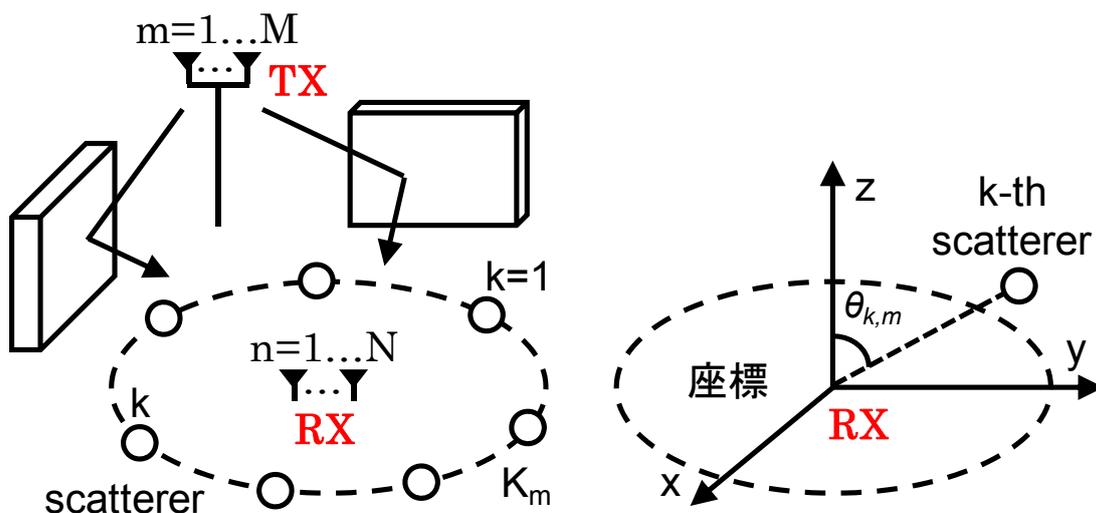


図 3.22 伝搬チャネルモデル

到来波の角度スペクトルは、アジマス方向に一様、仰角方向には図 3.23 に示すガウス分布として式 3.6, 式 3.7 に定義する[3-9]. XPR は交差偏波電力比で平均値により定義される. m_V , m_H は仰角方向の到来波電力スペクトルの水平面から観測した θ 及び ϕ 成分の標準偏差である.

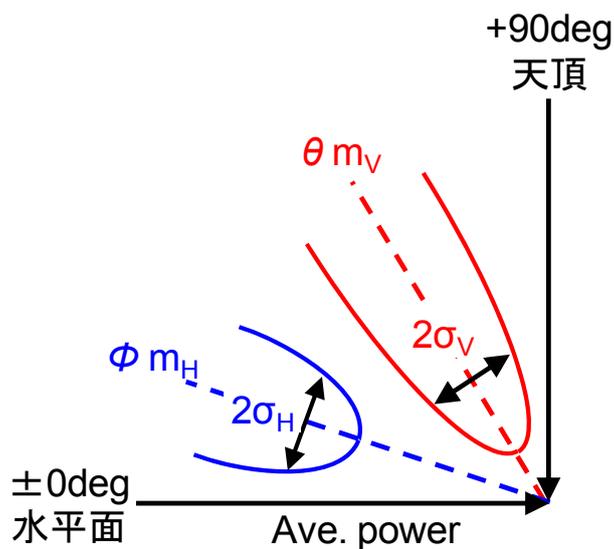


図 3.23 到来波の仰角方向モデル

$$P_{\theta}(\theta, \phi) = \frac{XPR}{1 + XPR} A_{\theta} \exp \left[- \frac{\left\{ \theta - \left(\frac{\pi}{2} - m_V \right) \right\}^2}{2\sigma_V^2} \right] \quad \text{式 3.6}$$

$$(0 \leq \theta \leq \pi, \quad 0 \leq \phi \leq 2\pi)$$

$$P_{\phi}(\theta, \phi) = \frac{1}{1 + XPR} A_{\phi} \exp \left[- \frac{\left\{ \theta - \left(\frac{\pi}{2} - m_H \right) \right\}^2}{2\sigma_H^2} \right] \quad \text{式 3.7}$$

$$(0 \leq \theta \leq \pi, \quad 0 \leq \phi \leq 2\pi)$$

3. 3. 7. 2 モンテカルロ解析の手順

図 3.22 の伝搬チャネルモデルを用いたモンテカルロシミュレーションを行う。図 3.22 の基地局アンテナ素子に対応した M 個の到来波に関して、フェージングの各スナップショットにおけるチャネル応答を乱数を用いて以下の手順で生成する。

① m 番目の周辺散乱体群に対して式 3.6, 式 3.7 で定義した角度スペクトルに対応した乱数により Km 個のパスを生成する。

② m 番目の周辺散乱体群に属する k 番目のパスは、垂直成分及び水平成分に対応したチャネル応答 $h_{V_{k,m}}$ 及び $h_{H_{k,m}}$ を有する。 k 番目のパス及び n 番目の端末アンテナに対応した垂直及び水平成分のチャネル応答は式 3.8, 式 3.9 で定義する。

$$h_{V_{k,m}\theta} = \sqrt{\frac{XPR}{1+XPR}} k_{k,m} \times E_{Vn}(\theta_{k,m}, \phi_{k,m}) \exp(j\phi_{V_{k,m}}) \quad \text{式 3.8}$$

$$h_{H_{k,m}\theta} = \sqrt{\frac{1}{1+XPR}} k_{k,m} \times E_{Hn}(\theta_{k,m}, \phi_{k,m}) \exp(j\phi_{H_{k,m}}) \quad \text{式 3.9}$$

ここで $E_{Vn}(\theta_{k,m}, \phi_{k,m})$ 及び $E_{Hn}(\theta_{k,m}, \phi_{k,m})$ は n 番目の端末アンテナの $(\theta_{k,m}, \phi_{k,m})$ 方向の θ 成分, ϕ 成分に対応した複素電界指向性である。式 3.8 及び式 3.9 の垂直成分と水平成分の位相 $\phi_{V_{k,m}}$ 及び $\phi_{H_{k,m}}$ は互いに無相関であり 0 から 2π の範囲で分布しているものとする。

垂直成分と水平成分の各偏波のチャネル応答を式 3.10 に示すように合成する。

$$h_{k,nm} = h_{V_{k,nm}} + h_{H_{k,nm}} \quad \text{式 3.10}$$

③ n 番目の端末アンテナのチャネル応答は m 番目の周辺散乱体群に属する K_m 個のパスの合計として式 3.11 で表される.

$$h_{nm} = \sum_{k=1}^{K_m} h_{k,nm} \quad \text{式 3.11}$$

④ 式 3.11 の h_{nm} は m 番目の基地局アンテナと n 番目の端末アンテナ間のチャネル応答である. s 番目のスナップショットにおけるアレー間のチャネル応答行列は以下の式 3.12 から求めることが出来る.

$$H_s = [h_{nm}] = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \cdots & h_{1M} \\ h_{21} & h_{22} & \cdots & h_{2M} \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ h_{N1} & h_{N2} & \cdots & h_{NM} \end{bmatrix} \quad \text{式 3.12}$$

⑤ 式 3.12 のチャネル応答行列を, 以下に示す特異値分解を用いて MIMO 固有モード伝送における固有値(式 3.16 の λ_i)を求める.

$$H_s = U_s D_s V_s^H \quad \text{式 3.13}$$

$$U_s = [e_{r1}, \cdots, e_{rL}] \quad \text{式 3.14}$$

$$V_s = [e_{t1}, \cdots, e_{tL}] \quad \text{式 3.15}$$

$$D_s = \text{diag} [\sqrt{\lambda_1}, \cdots, \sqrt{\lambda_L}] \quad \text{式 3.16}$$

⑥ 式 3.16 の固有値 λ_i を用いて s 番目のスナップショットにおける瞬時のシャノン容量を以下の式 3.17 から計算する.

$$C_s = \sum_{i=1}^L \log_2 \left(1 + \frac{\gamma \lambda_i}{M} \right) \quad [\text{bit/s/Hz}] \quad \text{式 3.17}$$

γ : SNR M : $\min(n, m)$ λ_i : 固有値

⑦ 上記 1~7 を指定の回数 S 回繰り返す。チャンネル容量の平均値は式 3.18 を用いて導出する。

$$\bar{C} = \frac{1}{S} \sum_{s=1}^S C_s \quad \text{式 3.18}$$

3. 3. 7. 3 結合低減による伝送容量の変化

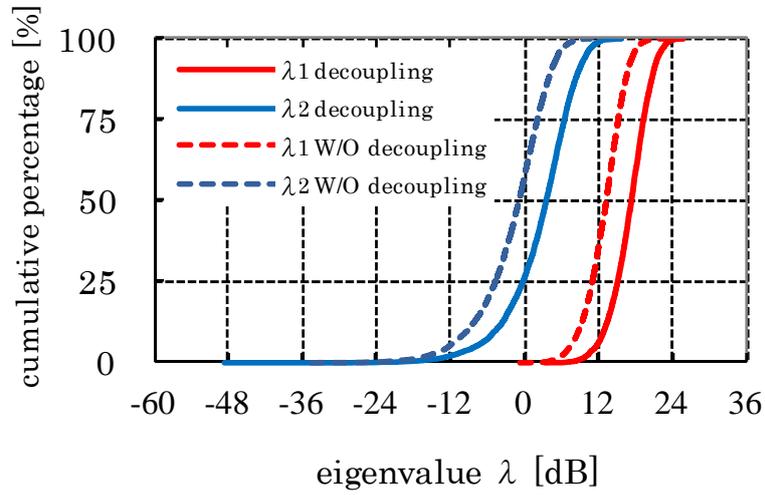
表 3.3 に、シミュレーション条件を記載する。

この条件を用いて、図 3.13 で S パラメータを示した結合対策なしモデルと図 3.11 の結合対策ありモデルの 2 モデルの、固有値の累積確率分布の比較と、各 SNR における伝送容量の計算回数平均値の比較を、図 3.24 に 1.5GHz、図 3.25 に 2.5GHz を示す。

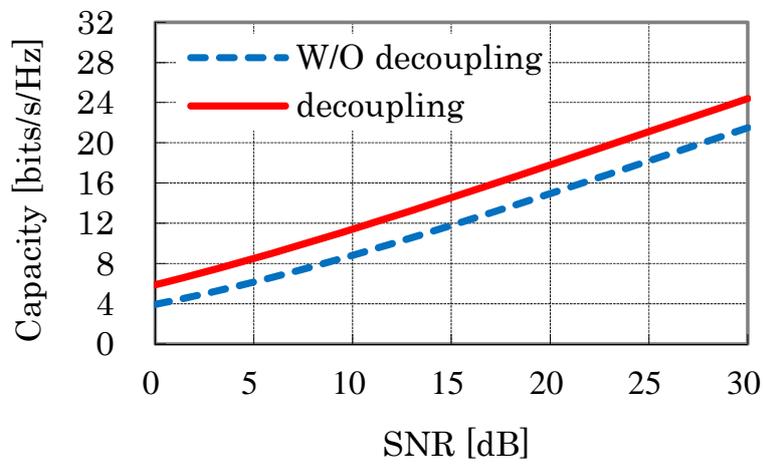
図 3.24 の 1.5GHz において、(a)固有値の累積確率 50%値で、結合低減を実施することで第 1 固有値 4.5dB、第 2 固有値 4.2dB の向上が得られた。また(b)伝送容量であるが、結合低減により全 SNR において伝送容量の向上が確認され、高 SNR の 30dB では 2.9bits/s/Hz の向上が確認された。この固有値、伝送容量の特性は図 3.25 の 2.5GHz においても同様である。

表 3.3 MIMO 伝送容量シミュレーションの各種条件

基地局のアンテナ数 (M)	2
端末のアンテナ数 (N)	2
SNR	0~30dB
XPR	0dB
到来波の到来角 ($m_v=m_H$)	0° (水平面)
到来波の標準偏差 ($\sigma_v=\sigma_H$)	20°
波源数 (K_m)	30
計算回数	5000

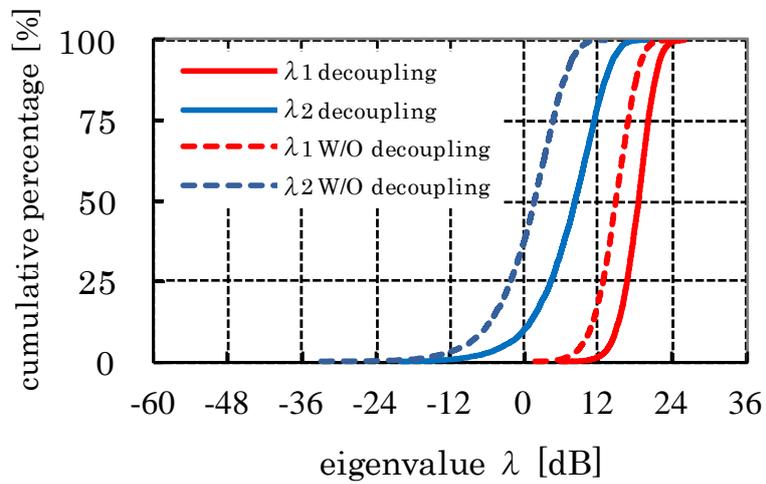


(a) 固有値の累積確率分布

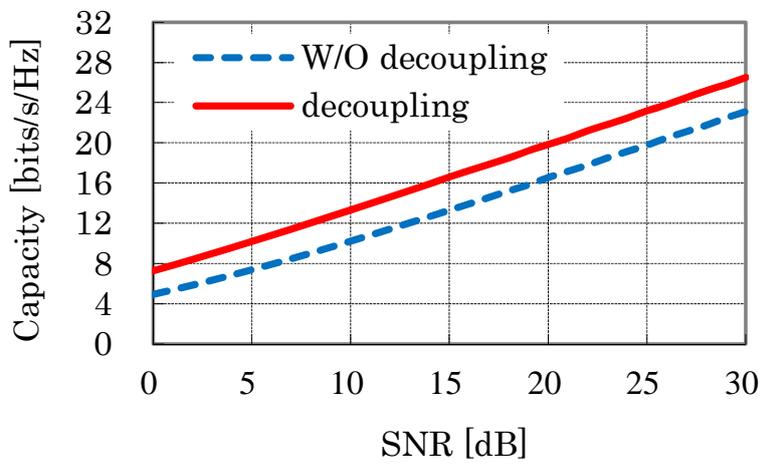


(b) 各 SNR における伝送容量

図 3.24 伝搬容量解析結果 (1.5GHz)



(a) 固有値の累積確率分布



(b) 各 SNR における伝送容量

図 3.25 伝搬容量解析結果 (2.5GHz)

3. 4 結合低減手法のその他アンテナ形状への適用

3. 4. 1 2素子メアンダアンテナ

結合低減の効果確認として、図 3.1 の 2 素子モノポールアンテナを用いたが、さらに本提案の結合低減手法の適用範囲確認のため、文献[3-8]の 2 素子メアンダアンテナへの適用を確認する。このアンテナは電氣的に小形であり、小形な無線端末への実装上有利である。

図 3.26 にアンテナ構成を示す。厚さ 0.8mm、幅 50mm、長さ 87mm の片面銅板 FR-4 を GND とし、幅 22mm、長さ 23mm、素子幅・間隔 1mm のメアンダ 2 素子を最近接距離 6mm にて平行かつ対称に配置する。

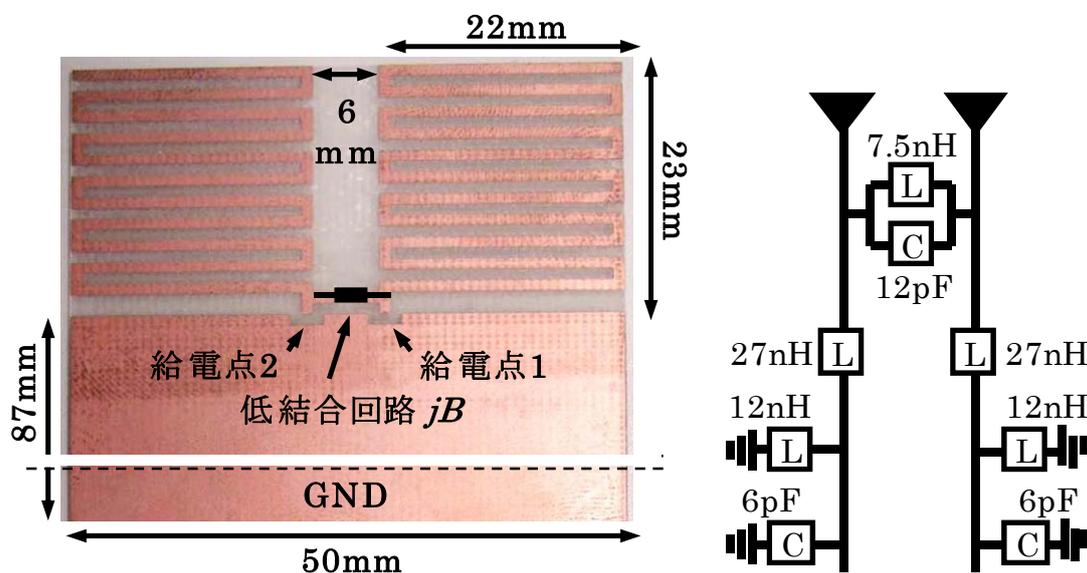


図 3.26 2素子メアンダアンテナの構成

アンテナ素子単体の S パラメータを図 3.27 に、 Y_{12} パラメータの実測値を図 3.28 に示す。本構成は素子単体で整合が得られ、かつ Y_{12} の実部が約 0mS 、虚部が正である 670MHz と、整合は得られていないが、同じく Y_{12} の実部が約 0mS 、虚部が負である 510MHz の 2 周波数で結合低減検討を行う。

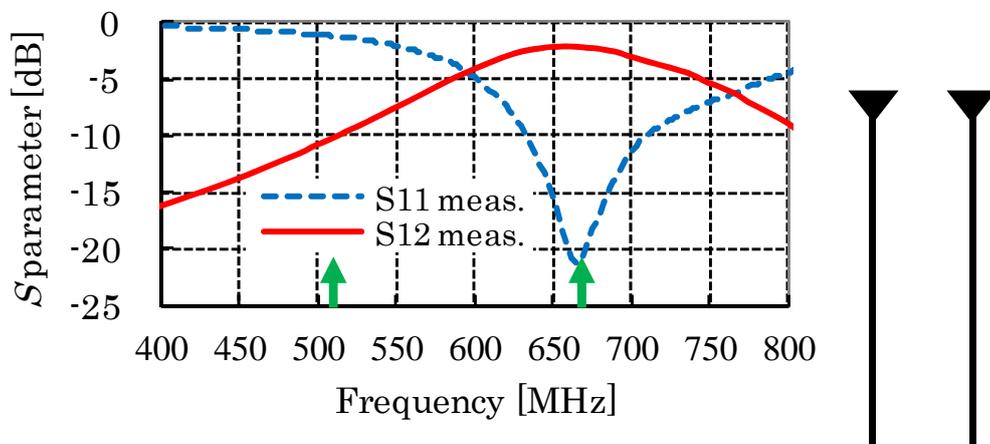


図 3.27 S パラメータ

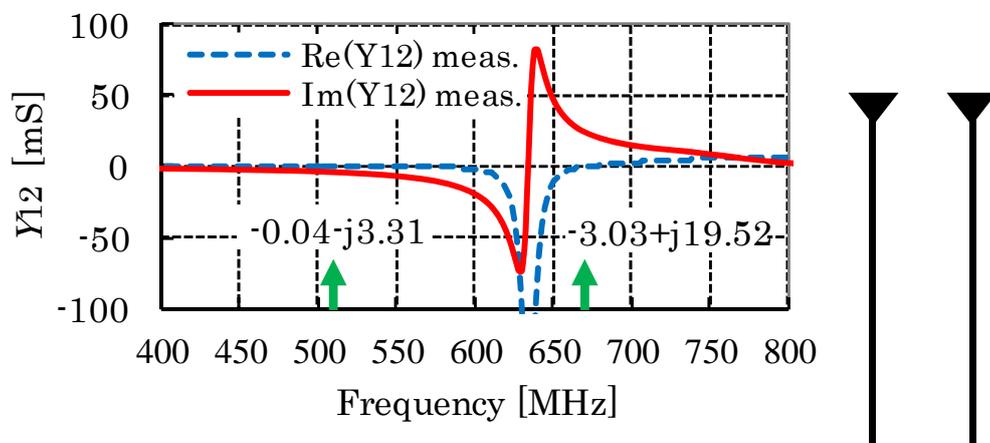


図 3.28 Y_{12} パラメータ

3. 4. 2 2周波数サセプタンス回路，整合回路の設計

図 3.28 より，アンテナ単体の Y_{12} は 510MHz で $-0.04-j\beta 3.31\text{mS}$ ，670MHz で $-3.03+j19.52\text{mS}$ である．サセプタンス回路は，2 素子モノポールアンテナ同様，インダクタとキャパシタの並列回路を給電点間にシリーズ接続することを想定し，式 3.2 から理想素子 $C = 12.4\text{pF}$ ， $L = 7.2\text{nH}$ を導出した．更に実測において 2 周波数で S_{12} が最小となるようサセプタンス回路を選択し，村田製作所 GRM15，LQG15 シリーズ[3-3]の 12pF と 7.5nH を配置した．

サセプタンス回路後段の両ポートに整合回路を配置した最終形態の回路構成と S パラメータを図 3.29 に示す．これより 510MHz で $S_{11} = -10.1\text{dB}$ ， $S_{12} = -13.2\text{dB}$ ，670MHz で $S_{11} = -10.3\text{dB}$ ， $S_{12} = -13.3\text{dB}$ が得られ，結合低減，整合を同時に満たすことが確認された．また結合対策を行わず，整合回路により 2 周波数で S_{11} ， S_{22} 共に -10dB 以下とし整合を得たものと比較し，結合対策を行った図 3.29 の構成では，アンテナ効率が，510MHz で -12.2dB から -10.8dB と 1.4dB 上昇，670MHz で -5.9dB から -4.1dB と 1.8dB 上昇することを確認した．

すなわちモノポールアンテナだけでなく，メアンダアンテナ素子に対しても，サセプタンス回路による 2 周波数同時の結合低減が可能であり，提案した結合低減手法の有効性が確認された．

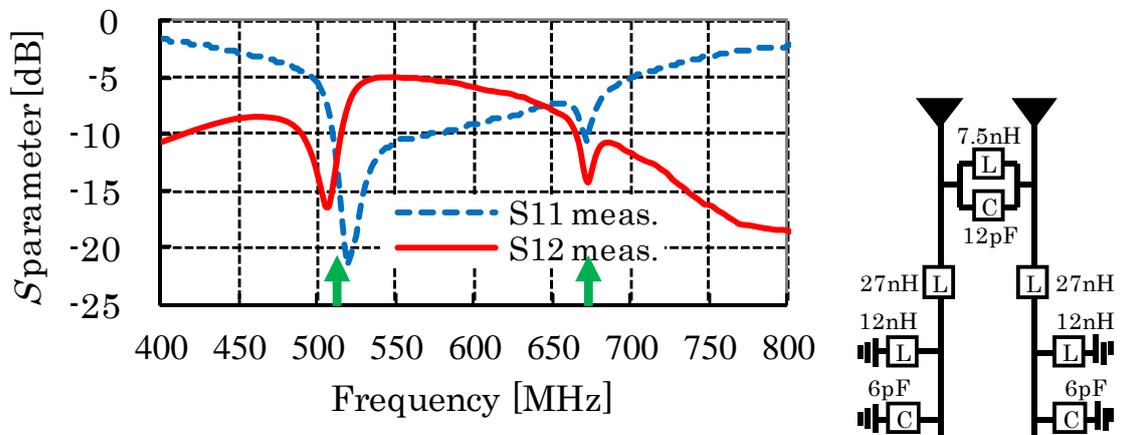


図 3.29 S パラメータ(サセプタンス回路，整合回路配置)

3. 5 サセプタンス回路の定数ばらつきによる結合低減効果の変化

サセプタンス回路として、インダクタとキャパシタの並列回路を給電点間に配置する手法を提案した。このインダクタとキャパシタを実際の部品で実現した場合、部品の定数ばらつきによる S パラメータの S_{12} に変化が生じ、所望の結合低減効果が得られない懸念がある。ここでは、サセプタンス回路の部品定数ばらつきによる S_{12} の変化を確認する。

解析には、図 3.1 の 2 素子モノポールアンテナに、図 3.11 の 5.1nH と 1.3pF の並列回路をサセプタンス回路とした解析モデルを用いる。5.1nH は ± 0.1 nH、1.3pF は ± 0.1 pF の、部品として一般的な許容差を設定し、このサセプタンス回路定数の変動による S_{12} を確認する。

図 3.30 に、各インダクタとサセプタンス値での 1.5GHz と 2.5GHz の S_{12} を示す。本論文では、 S_{12} が -10dB 以下を結合低減の目安としている。初期値の 5.1nH と 1.3pF の組合せに対して、1.5GHz と 2.5GHz 近傍に生じる S_{12} の最下周波数が最も低周波に変動する組合せ 5.2nH と 1.4pF、最も高周波に変動する組合せ 5.0nH と 1.2pF において、いずれも S_{12} が -10dB 以下を満たしている。よってサセプタンス回路として一般的な部品を採用すれば、定数ばらつき時においても所望周波数で結合低減効果が得られることを確認した。

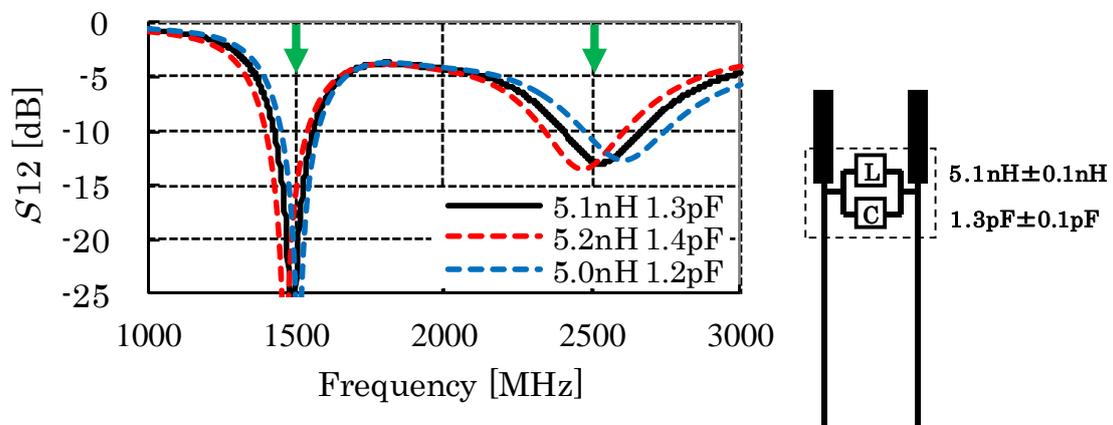


図 3.30 サセプタンス回路定数変動時の S_{12} パラメータ

3. 6 第3章のまとめ

3章では、近接して配置した結合が強い MIMO 用 2 素子モノポールアンテナに関して、2 周波数で動作するサセプタンス回路の提案を行った。

インダクタとキャパシタの並列回路で構成される 2 周波数共用サセプタンス回路を給電点間に配置し、これにより、所望 2 周波数に対して 1.5GHz で 10.6dB、2.5GHz で 7.1dB 結合が改善され、アンテナ効率が 1.5GHz で 4.8dB、2.5GHz で 3.6dB 改善されることを確認した。また、相関係数が低下し、1.5GHz で 0.60、2.5GHz で 0.11 の低相関係数を得た。最後にアンテナ総合的な評価として、伝送容量をシミュレーションにより導出した。結合低減を実施することで第 1 固有値、第 2 固有値が共に向上し、全 SNR において伝送容量の向上が確認された。

また本結合低減手法の適応範囲を確認するため、モノポールアンテナ以外の電氣的に小形な 2 素子メアンダアンテナに実施した。モノポールアンテナ以外のアンテナ形式においても 2 周波数で結合低減が可能であることを確認した。

以上より、2 周波数共用サセプタンス回路の設計方法とその妥当性を示した。またサセプタンス回路を用いることで所望 2 周波数において、結合低減、高アンテナ効率、低相関係数を同時に得ることが可能となり、高スループットが得られる MIMO 通信用アンテナが実現可能である。

第4章

3 周波数 結合低減手法

4. 1 はじめに

3章では、近接配置した2素子モノポールアンテナの2周波数における結合除去手法を提案した。方法としては、2素子アンテナのアドミタンス Y_{12} の実部と虚部を考慮し、給電点間にインダクタとキャパシタで構成される並列回路の集中定数部品を配置する。これにより2周波数での結合低減が可能となり、2周波数でのアンテナ効率向上、相関係数低減を実現している。本手法によれば、給電点間にインダクタとキャパシタの2部品を使用することで結合対策が可能である。また従来の結合低減手法である文献[2-4]と比べて、アンテナ素子単体の所望周波数での整合や、移相器が不要となった上で、所望周波数を1周波数から2周波数へと拡張した。

しかしながら、一例としてLTE (Long Term Evolution)[4-2]などのMIMOを必要とする無線方式においては、運用周波数バンドが複数存在し、今後も増加傾向にある。そのため、これら多くの周波数帯に対応した多周波数結合低減手法が必要となる。

本章では、2素子MIMOアンテナに関して、結合低減する所望周波数を、3章[3-1]の2周波数から3周波数へと多周波数化する。その方法として、アンテナ素子形状をモノポールから2分岐形状にする手法を提案する。分岐アンテナ素子のアドミタンスを最適化し、2周波数での結合対策であった、給電点間に配置する2部品並列回路構成のサセプタンス回路を増加させることなく、アンテナ素子と組み合わせることで、多周波数化を行う。

本提案手法を用いることで、3周波数でのアンテナ効率上昇及び相関係数低下を、電磁界シミュレーション[3-2]および実測により確認したので報告する。

4. 2 解析モデル

図 4.1 に解析モデルを示す。2×2MIMO を想定し、近接したアンテナ 2 素子で構成する。また各アンテナ素子は長さの異なる 2 分岐構成とする。長い素子の長さは 39.8mm，短い素子の長さは 25.1mm，素子幅は共に 1.4mm である。構造は左右対称とし，高さ 100mm，幅 50mm，厚さ 0.8mm の片面銅版 FR-4 基板上に最近接距離 4.6mm でアンテナ素子を配置する。

4 章では，次世代のセルラ通信規格である LTE[4-2]で運用されている，900MHz，1.7GHz，2.6GHz の 3 周波数に対して結合低減を行う。

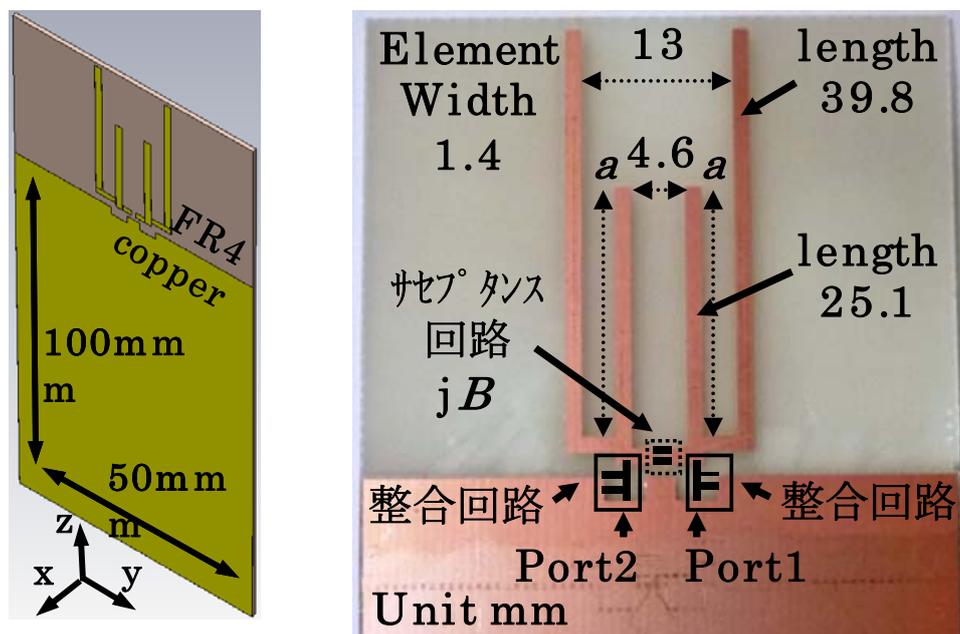


図 4.1 解析モデル (GND 板上 2 素子アンテナ)

4. 3 3周波数に対応したアンテナの結合低減化

ここでは、所望3周波数に対応した近接2素子アンテナの結合低減を行う。

■ 結合低減の条件

結合低減の条件は、2章で示した、給電点間で $Y_{12}=0$ を満たすことである[2-4]。従来の移相器を用いた1周波数での結合低減手法[2-4]では、複数周波数で所望の位相量を任意に調整することは困難である。またコストと実装面積削減の観点からも、移相器を用いないことが望ましい。そこで結合低減を2周波数に拡張した3章の手法[3-1]を用い、アンテナ素子の Y_{12} と、給電点間のサセプタンス jB の組合せのみで $Y_{12}=0$ を得る。その条件は以下となる。

条件①：

所望周波数でアンテナ素子単体の Y_{12} 実部が、ほぼ 0mS となる素子形状を選ぶ。

条件②：

所望周波数で Y_{12} 虚部と同値となるサセプタンス jB を給電点間に配置する。

この2条件を同時に満たすことが、複数周波数での結合低減手法である[3-1]。

4. 4 アンテナ素子の設計, 調整方法

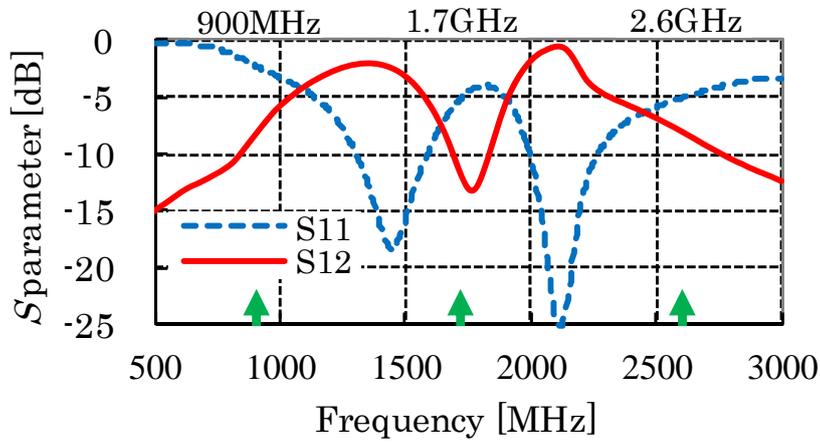
図 4.2 に, 図 4.1 解析モデルでの(a)S パラメータ S_{11} , S_{12} , (b)Y パラメータ Y_{12} の実部と虚部それぞれを示す. また, 図 4.1 の 2 分岐アンテナに対して, 図 4.3(a)長いアンテナ素子のみの 2 素子, 図 4.3(b)短いアンテナ素子のみの 2 素子の Y パラメータを示す.

図 4.2(b)の Y パラメータ実部と虚部の 2 共振は, 図 4.1 の長い分岐素子が低周波数の共振に, 短い分岐素子が高周波数の共振を生成する. 図 4.3(b)の短い素子のみで得られる共振周波数が若干低周波数化するものの, 長さの異なるアンテナ素子単体の Y パラメータを合成した, 各単体分岐素子とほぼ同等となることがわかる. つまり長さの異なる各単体分岐素子は図 4.2 の各共振周波数に対応しており, 各素子長を可変させることで, Y_{12} の共振周波数の調整が可能である.

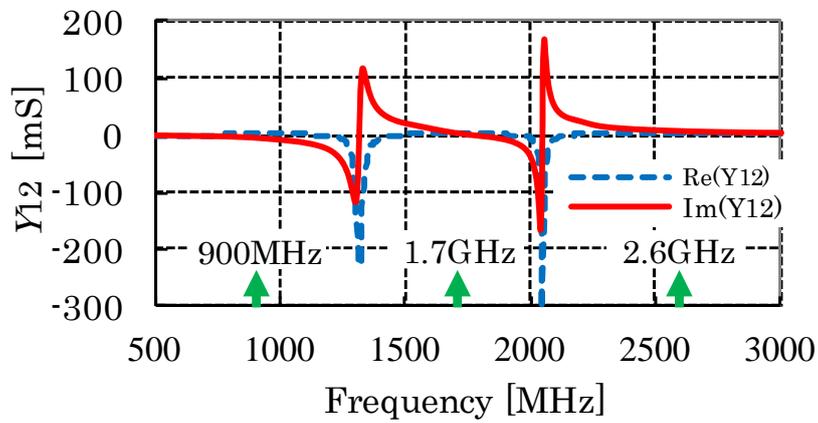
4. 5 Y_{12} 実部に対する設計

図 4.1 に示した解析モデルのアンテナ寸法は, 2 分岐アンテナ素子の長い素子長の調整で図 4.2(b)に示す Y_{12} で, 所望周波数 900MHz と 1.7GHz 間に共振 1.3GHz を得て, 短い素子長の調整で, 所望周波数 1.7GHz と 2.6GHz 間に Y_{12} の共振 2.1GHz を得た. つまり Y_{12} の共振を所望 3 周波数の間に設定した.

3 章の図 3.2(b)同様, 両共振周波数では Y_{12} 実部がマイナス値となっているが, 所望周波数帯域では 0mS に近い値となっている. すなわち Y_{12} の共振周波数を所望 3 周波数から意図的にずらすことで, 結合低減の条件① Y_{12} 実部がほぼ 0mS を得ることが可能である.

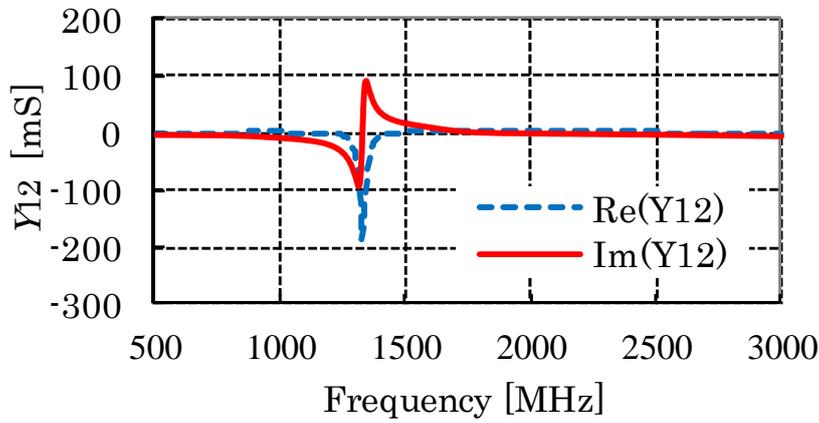


(a) S -parameter (S_{11} , S_{12})

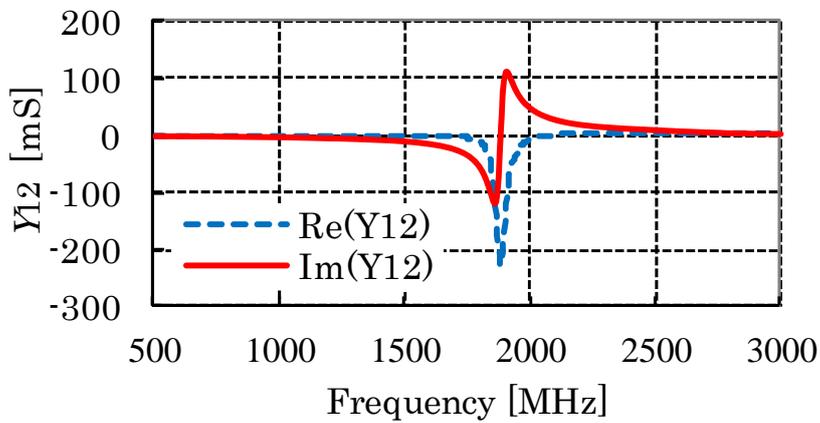


(b) Y -parameter ($\text{Re}(Y_{12})$, $\text{Im}(Y_{12})$)

図 4.2 S パラメータと Y パラメータ



(a) Y -parameter (long elements)



(b) Y -parameter (short elements)

図 4.3 Y パラメータ

4. 6 Y_{12} 虚部に対する設計

次に、 Y_{12} 虚部に注目し、サセプタンス回路を給電点間に配置することで結合低減を行う。

4. 6. 1 900MHz と 1.7GHz における設計

まず初めに、 Y_{12} の共振 1.3GHz を挟み、低周波側となる 900MHz、高周波側となる 1.7GHz の 2 周波数で結合低減を行う。

サセプタンス回路導出は文献[3-1]より、式 4.1 において、所望周波数 1(角周波数 ω_1)のアンテナ素子 Y_{12} 成分のサセプタンス B_1 、所望周波数 2(角周波数 ω_2)のアンテナ素子 Y_{12} 成分のサセプタンス B_2 を 2 周波数同時に満たす必要がある。よって式 4.2 より、インダクタ L とキャパシタ C の並列回路を導出し、サセプタンス回路とする。

図 4.2(b)における 900MHz と 1.7GHz のサセプタンス値 $B_1 = -5.86\text{mS}$ と $B_2 = +2.40\text{mS}$ を式(2)に代入し、 $L = 17.8\text{nH}$ と $C = 0.7\text{pF}$ の並列回路を得た。

$$B = \omega C - \frac{1}{\omega L} \quad \text{式 4.1}$$

$$L = \frac{(\omega_2 + \omega_1)(\omega_2 - \omega_1)}{\omega_1 \omega_2 (\omega_1 B_2 - \omega_2 B_1)} \quad \text{式 4.2(a)}$$

$$C = \frac{\omega_2 B_2 - \omega_1 B_1}{(\omega_2 + \omega_1)(\omega_2 - \omega_1)} \quad \text{式 4.2(b)}$$

図 4.4 に、サセプタンス回路であるインダクタとキャパシタの並列回路のサセプタンス値を示すと共に、アンテナ 2 素子単体の Y_{12} を示す。また図 4.5 には、

サセプタンス回路を給電点間に配置有無での S_{12} を示す。図 4.4 より、900MHz と 1.7GHz で Y_{12} 実部がほぼ 0mS であり、かつ Y_{12} 虚部とサセプタンス回路のサセプタンス値が一致している。つまり結合低減の条件①と条件②を満たしている。この結果、図 4.5 に示すサセプタンス回路を配置した S_{12} は、900MHz と 1.7GHz で-10dB 以下となり、結合低減されていることが確認できる。

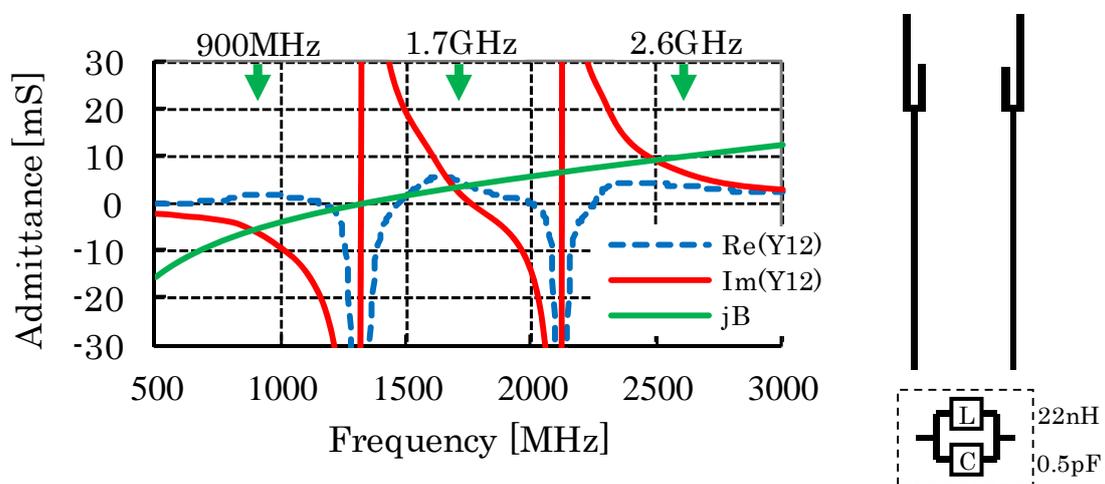


図 4.4 Y_{12} とサセプタンス回路のサセプタンス B

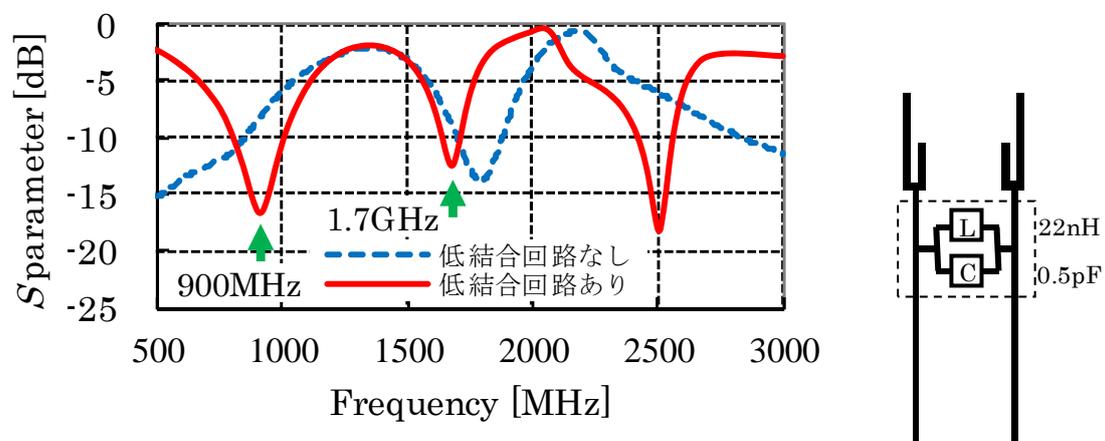


図 4.5 サセプタンス回路の有無での S_{12}

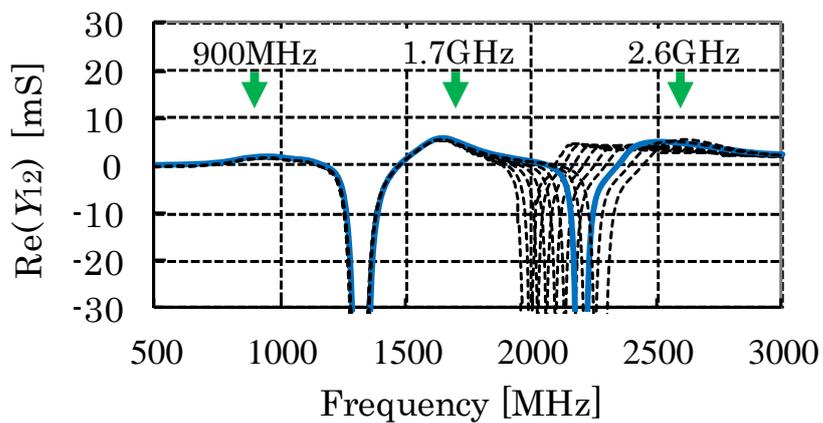
4. 6. 2 2.6GHzにおける設計

図 4.4 より、所望周波数 2.6GHz では Y_{12} 実部は 0mS に近い値であるが、 Y_{12} 虚部とサセプタンス回路のサセプタンス B は 2.5GHz で交わり、同値となっている。よって図 4.5 の S_{12} は 2.5GHz で低減され、所望周波数 2.6GHz から外れている。そこでアンテナ素子の Y_{12} 虚部が、900MHz、1.7GHz 用サセプタンス回路であるインダクタとキャパシタの並列回路のサセプタンス値と 2.6GHz においても一致するよう、アンテナ素子形状を調整する。方法としては、短いアンテナ素子長を変更し、900MHz、1.7GHz の Y_{12} 実部と虚部と、2.6GHz の Y_{12} 実部は極力変化させず、2.6GHz の Y_{12} 虚部を調整する。これにより 3 周波数での結合低減共用を図る。

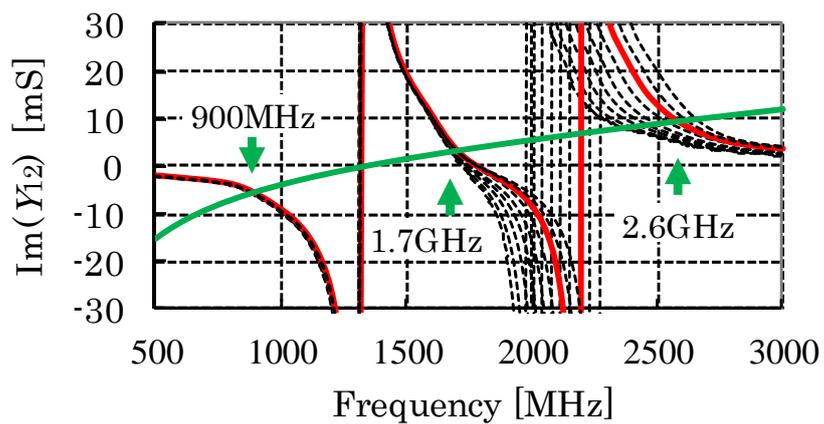
図 4.6 に、解析モデルである図 4.1 の全長 25.1mm の短い素子の a 部分の長さを +2~-2mm で 0.5mm 刻みに可変させた時の Y_{12} を示す。a 部分を短くすることで Y_{12} の実部と虚部の共振周波数は高周波側に移動する。また 900MHz と 1.7GHz の実部と虚部共に、変動は微小であることが確認できる。よって導出したサセプタンス回路による 900MHz と 1.7GHz での結合低減効果は維持しつつ、2.6GHz での結合低減も実現可能となる。

図 4.6(b) より、図 4.1 の a 部分の長さ -1mm (短い素子長 24.1mm) の時、2.6GHz でのアンテナ素子の Y_{12} 虚部とサセプタンス回路のサセプタンス値が一致している。

この a 部分の長さ -1mm の時のアンテナ給電点間に、900MHz と 1.7GHz 用に導出した $L = 17.8\text{nH}$ と $C = 0.7\text{pF}$ の並列回路のサセプタンス回路を配置する。またこの状態での S パラメータを図 4.7 に示す。アンテナ素子長調整前の図 4.5 の S_{12} と比較し、結合低減周波数が 2.5GHz から 2.6GHz になっていることが確認できる。また 900MHz と 1.7GHz に対しても、素子長調整前の S_{12} の共振周波数、抑圧量は維持されている。これより所望 3 周波数で S_{12} が -10dB 以下の結合低減が得られた。



(a) $\text{Re}(Y_{12})$



(b) $\text{Im}(Y_{12})$

図 4.6 素子長可変時の Y_{12}

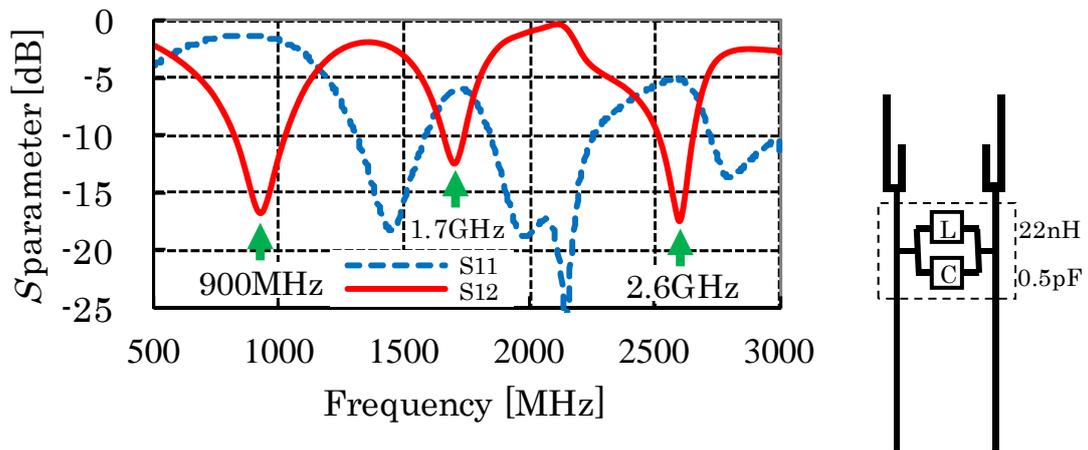


図 4.7 サセプタンス回路配置時の S パラメータ ($a = -1\text{mm}$)

4. 7 結合低減によるアンテナ効率と相関係数

ここでは、図 4.1 の解析モデルの a 部分の長さ・1mm (短い素子の全長 24.1mm) において、表 4.1 に示す 3 モデルを比較することで結合低減の有効性を確認する。

表 4.1 3 モデルの各種条件

	素子数	結合対策	結合 (S_{12})	整合 (S_{11})
モデル①	1素子	---	---	-10dB以下
モデル②	2素子	対策なし	規定なし	-10dB以下
モデル③	2素子	対策あり	-10dB以下	-10dB以下

モデル① (アンテナ 1 素子のみ) :

片方のアンテナ素子を削除し 1 素子のみとし、所望 3 周波数で S_{11} を -10dB 以下の整合を得たもの。

モデル② (アンテナ 2 素子, 結合対策なし) :

サセプタンス回路を配置せず、両給電点に整合回路を配置し、所望 3 周波数で S_{11} と S_{22} が -10dB 以下の整合を得たもの。

モデル③ (アンテナ 2 素子, 結合対策あり) :

給電点間にサセプタンス回路を配置し、かつ両給電点に整合回路を配置し、 S_{12} かつ S_{11} と S_{22} を -10dB 以下にし、結合低減かつ整合を得たもの (提案方法)。

モデル①は 1 素子構成で結合損失が生じないため、理想解と捉えることが出来る。

図 4.8 に各モデルの回路構成を示す。整合回路の設計には、所望周波数での整合回路を自動生成する Agilent 高周波回路シミュレータ Advanced Design System[2-5]の Impedance Matching Utility を用いた。また集中定数での損失も考慮するため、整合回路及びサセプタンス回路は村田製インダクタ LQG15 シリーズとキャパシタ GRM15 シリーズを使用した[3-3]。そのため、サセプタンス回路は理想定数の 17.8nH と 0.7pF ではなく、22nH と 0.5pF を用いた。表 3.4 に、サセプタンス回路で用いた 22nH と 0.5pF の等価回路と値を示す[3-3]。値は 1.7GHz のものである。

市販部品は、定数が離散的、かつ、寄生の抵抗、インダクタ、キャパシタが発生するため、理想定数と異なる値を選択した。これにより、 S_{12} の共振が所望 3 周波数より微小に変動してるが、3 周波数で S_{12} が -10dB 以下を満たしている。

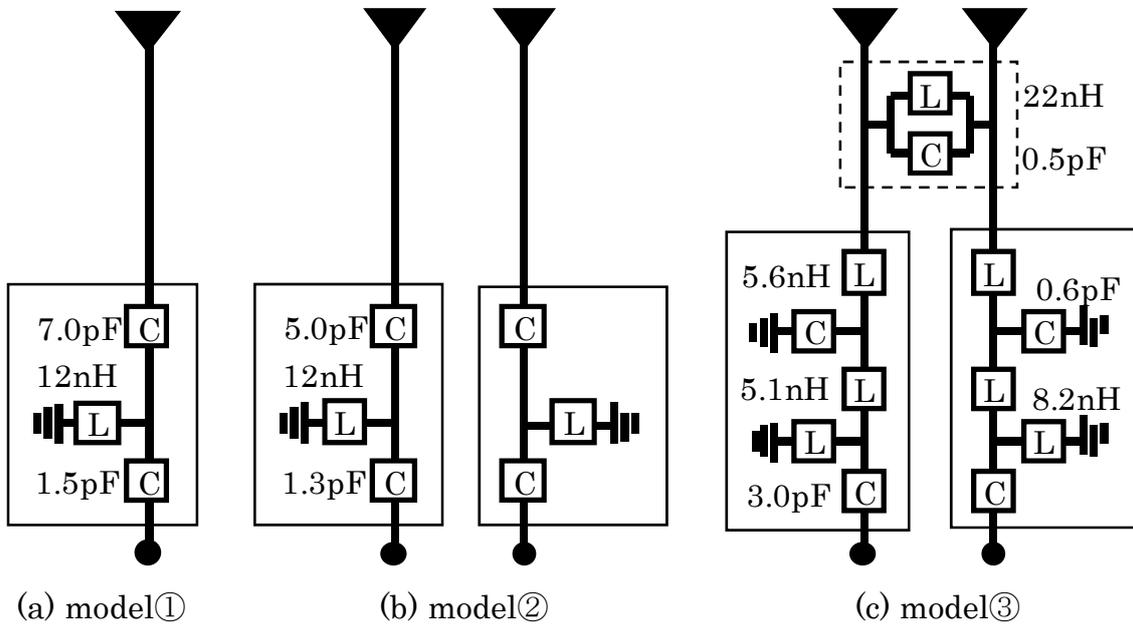
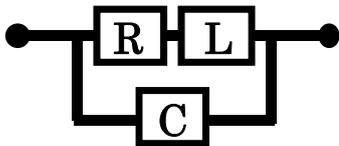


図 4.8 回路構成

表 4.2 インダクタ・キャパシタの等価回路と電気定数

(a) Inductor 22nH



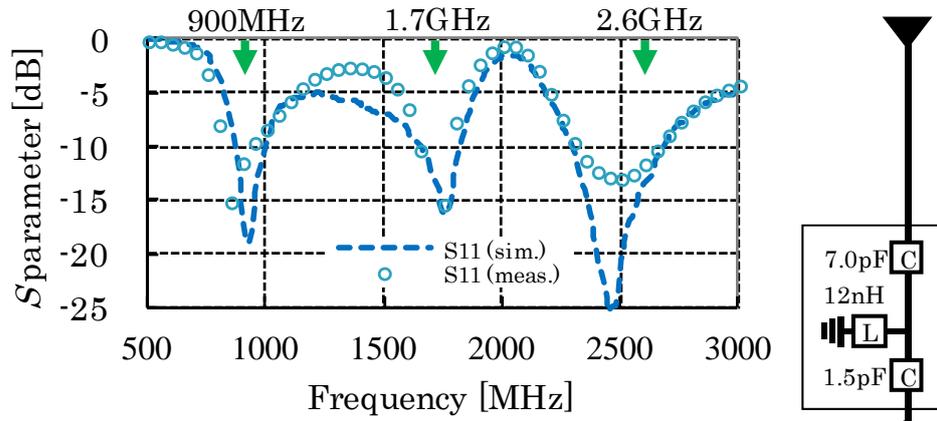
型名	L値	C値	抵抗値
LQG15	19.8nH	0.2pF	5.58Ω

(b) Capacitor 0.5pF

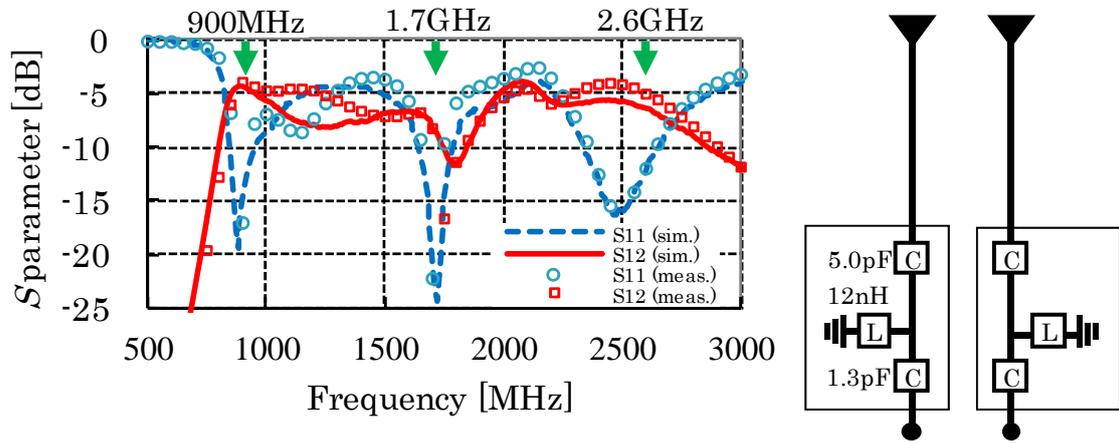


型名	L値	C値	抵抗値
GRM15	0.5nH	0.5pF	0.41Ω

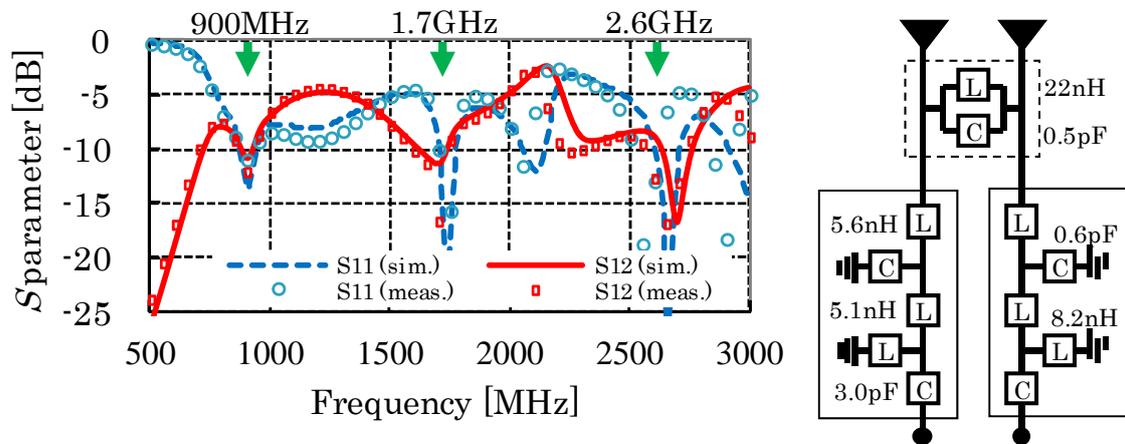
図 4.9 に、各モデルの S パラメータの実測値、シミュレーション値を示す。全モデル共に所望 3 周波数で S_{11} が -10dB 以下の性能で整合が得られていることが分かる。また、モデル③では所望 3 周波数で S_{12} が -10dB 以下となり、結合低減が実現出来ている。また実測値、シミュレーション値の傾向の一致も確認でき、計算結果の妥当性が証明された。



(a) model① : 1-elemet with matching circuit.



(b) model② : 2-elemet with matching circuit.



(c) model③ : 2-elemet with matching and decoupling circuit.

図 4.9 S パラメータ

4. 8 結合とアンテナ効率

表 4.3 に、モデル②とモデル③での結合(S_{12})を、表 4.4 に、全モデルのアンテナ効率を示す。

モデル②に対してモデル③ではサセプタンス回路により、結合が 900MHz で 8.2dB, 1.7GHz で 8.4dB, 2.6GHz で 7.7dB と 3 周波数全てで低減され、アンテナ効率が 900MHz で 2.8dB, 1.7GHz で 0.2dB, 2.6GHz で 0.9dB 改善していることが確認できる。これは、実験結果及び計算結果で同様の傾向である。ただし、モデル③のアンテナ効率はモデル①には及ばない。これは本結合対策により、全 3 周波数でアンテナ効率が改善したものの、結合が生じない理想状態には及ばないことを表している。そこで、次節にて、このアンテナ効率劣化の要因分析を行う。

表 4.3 結合(S_{12})

		900MHz	1.7GHz	2.6GHz
モデル②	sim.	-4.4dB	-8.4dB	-6.9dB
	meas.	-3.9dB	-8.2dB	-5.0dB
モデル③	sim.	-10.9dB	-11.3dB	-10.3dB
	meas.	-12.1dB	-16.6dB	-12.7dB

表 4.4 アンテナ効率

		900MHz	1.7GHz	2.6GHz
モデル①	sim.	-1.0dB	-0.4dB	-0.4dB
	meas.	-1.6dB	-0.9dB	-0.9dB
モデル②	sim.	-5.3dB	-1.3dB	-1.9dB
	meas.	-6.3dB	-1.9dB	-2.5dB
モデル③	sim.	-3.1dB	-1.2dB	-1.0dB
	meas.	-3.5dB	-1.7dB	-1.6dB

4. 9 アンテナ効率の劣化要因

3章の図 3.15 アンテナにおける電力損失の概念図, 式 3.3, 式 3.4 を用いて, 表 4.5 に, 3 周波数における, アンテナ効率と各損失電力を示す. アンテナ効率は, 有能電力より全損失電力を引いた電力と, 有能電力の除算で定義する. また各損失電力は, インピーダンス不整合による損失(P_m), 結合より他ポート負荷で消費される損失(P_d), 整合回路とサセプタンス回路の抵抗成分での損失(P_Ω), 誘電体での損失(P_{die}), 導体での損失(P_{con})より算出する[3-4]. また, 各損失電力は, 印加した有能電力が 1W と仮定し, 導出した.

ここでは特に, 表 4.5 にて結合対策によるアンテナ効率改善量が最大であった (a)900MHz で検討を行う.

3 モデル共に S_{11} が -10dB 以下の整合状態のため, 整合損失 P_m は 0.1W 以下に抑えられている. モデル②は, 強結合により結合損失 P_d が 0.37W であるが, モデル③は, サセプタンス回路配置により 0.08W に抑えられ, アンテナ効率向上の主因となっている. しかしながら, サセプタンス回路のオーム損失 $P_\Omega = 0.20W$ が新たに生じている.

表 4.5 アンテナ効率と損失要因

(a) 900MHz

	モデル①	モデル②	モデル③
アンテナ効率 (meas.)	-1.6dB	-6.3dB	-3.5dB
アンテナ効率 (sim.)	-1.0dB	-5.3dB	-3.1dB

P Ω : オーム損失			
サテライト回路	---	---	0.20W
整合回路	0.17W	0.30W	0.17W
Pd : 結合損失	---	0.37W	0.08W
Pm : 整合損失	0.03W	0.03W	0.05W
Pdie+Pcon : 誘電・導体損	0.00W	0.01W	0.01W

(b) 1.7GHz

	モデル①	モデル②	モデル③
アンテナ効率 (meas.)	-0.9dB	-1.9dB	-1.7dB
アンテナ効率 (sim.)	-0.4dB	-1.3dB	-1.2dB

P Ω : オーム損失			
サテライト回路	---	---	0.01W
整合回路	0.02W	0.03W	0.04W
Pd : 結合損失	---	0.14W	0.07W
Pm : 整合損失	0.05W	0.03W	0.06W
Pdie+Pcon : 誘電・導体損	0.02W	0.06W	0.06W

(c) 2.6GHz

	モデル①	モデル②	モデル③
アンテナ効率 (meas.)	-0.9dB	-2.5dB	-1.6dB
アンテナ効率 (sim.)	-0.4dB	-1.9dB	-1.0dB

P Ω : オーム損失			
サテライト回路	---	---	0.01W
整合回路	0.01W	0.02W	0.04W
Pd : 結合損失	---	0.20W	0.09W
Pm : 整合損失	0.06W	0.09W	0.03W
Pdie+Pcon : 誘電・導体損	0.02W	0.04W	0.04W

図 4.10 にモデル②とモデル③のポート 2 に 900MHz 正弦波を印加した場合の電流分布を示す。また図 4.11 に、ポート 1 に各周波数 1W 印加時の、サセプタンス回路に流れる電流値と消費電力をインダクタ、キャパシタそれぞれに示す。図 4.10 より、モデル③では結合低減によりポート 1 への電流流入抑圧が確認できる。一方、図 4.10, 図 4.11 より、結合低減した 3 周波数共に、サセプタンス回路に流れる電流が増大している。得に 900MHz では、キャパシタよりも高い抵抗分を持つインダクタへ支配的に電流が流れており、損失電力が合計 0.20W 発生している。即ち、サセプタンス回路に抵抗分が存在する場合、サセプタンス回路でのオーム損が多く発生することとなる。

モデル③がモデル②より高アンテナ効率である理由は、サセプタンス回路による結合損の低減効果が、サセプタンス回路で発生する損失を上回っているためである。また結合低減したモデル③が、結合の生じない理想解であるモデル①のアンテナ効率に及ばない理由は、除去しきれない結合による結合損失と、サセプタンス回路のオーム損発生が主因である。この傾向は 1.7GHz, 2.6GHz においても同様である。

なお、より抵抗成分の少ない部品の使用により、アンテナ効率の向上が期待できる[3-1].

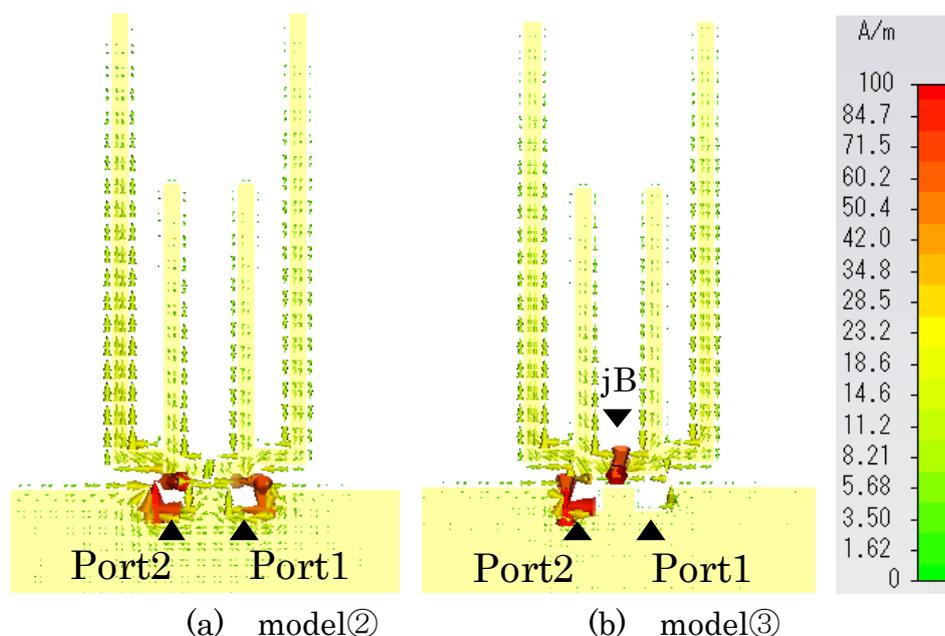


図 4.10 電流分布 (900MHz)

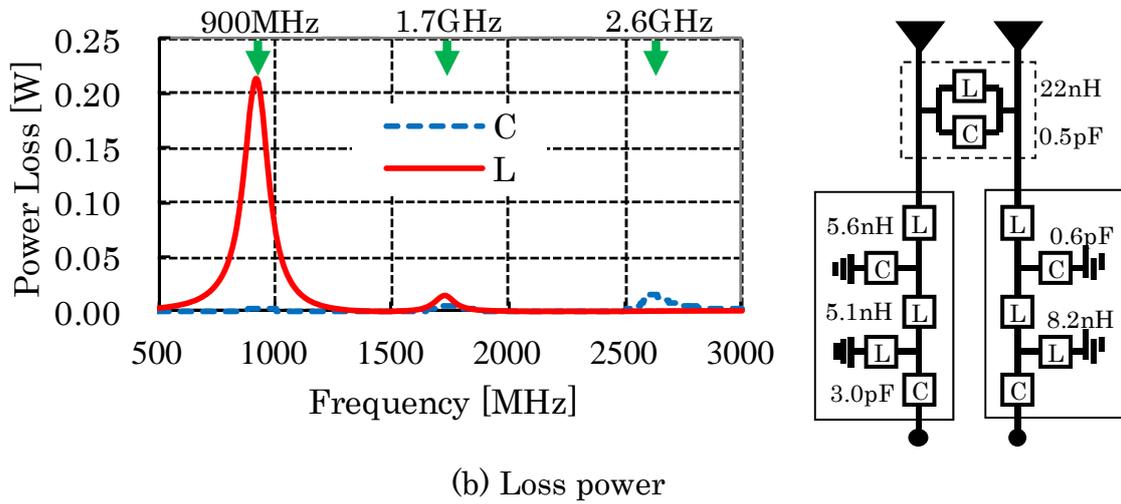
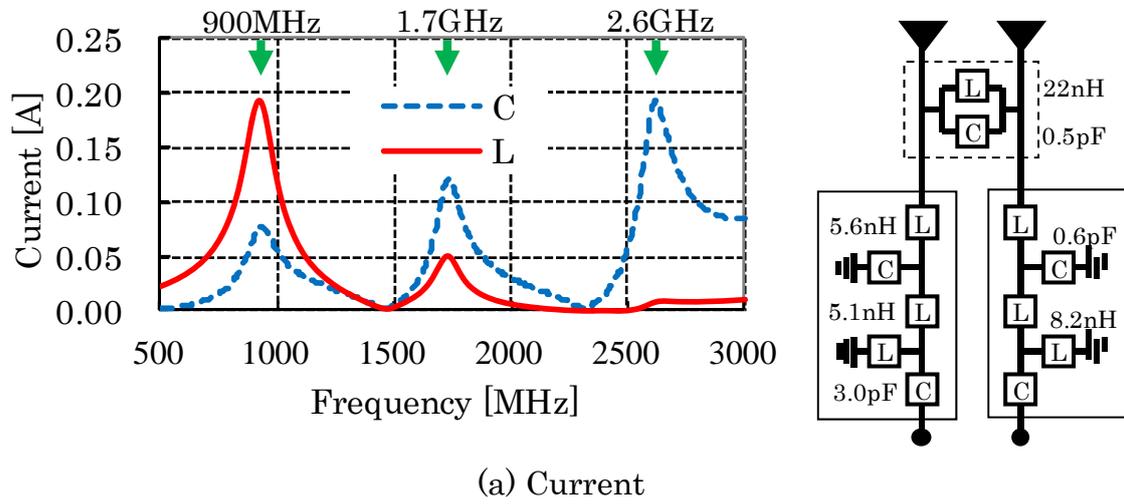


図 4.11 サセプタンス回路における電流量と損失電力

4. 1 0 相関係数とアンテナ指向性

相関係数 ρ_e は、アンテナの複素指向性の類似性の指標であり、アンテナ効率と共に MIMO 通信の重要な性能指標である。3. 3. 5 節同様に、両アンテナの全立体角の振幅、位相指向性を用いて、式 3.5 により導出する [3-6]。

計算条件であるが、交差偏向比 XPR は $XPR = 1(0\text{dB})$ として、シミュレーションより導出した複素指向性より計算した。本論文では、端末の使用形態を限定せず、様々な使用形態での総合的なアンテナ性能尺度であるアンテナ効率に基づく評価を行った。相関係数についても同様の考え方を適用するため、到来波が一様分布である場合を想定した。

図 4.12, 表 4.6 に、結合対策なしのモデル②と、サセプタンス回路を使用し対策を行ったモデル③の相関係数を示す。表 4.6 よりサセプタンス回路を付加することで、相関係数が所望 3 周波数全てで低減し、低相関化が確認された。

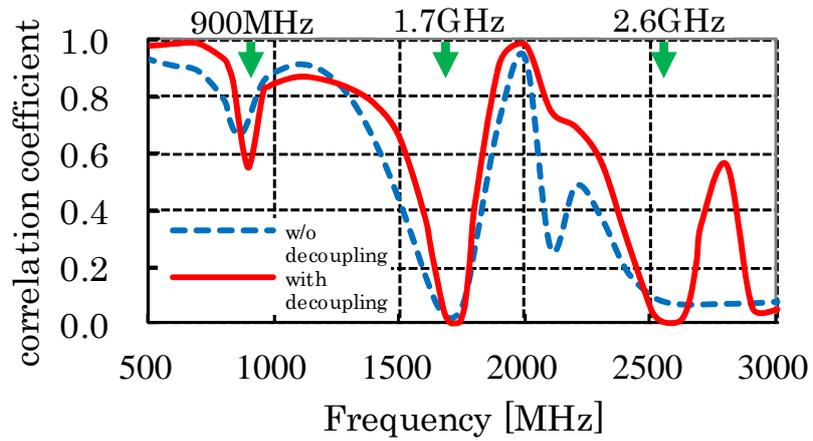


図 4.12 相関係数

表 4.6 相関係数

	900MHz	1.7GHz	2.6GHz
モデル②	0.72	0.02	0.07
モデル③	0.55	0.00	0.00

図 4.13 に、モデル②とモデル③における xy 面指向性パターンを示す。周波数は、表 4.3 よりシミュレーションにおいて 3dB 以上の結合軽減が図られた 900MHz, 2.6GHz で示す。ここでの指向性は図 4.1 の Port1 を励振、Port2 は 50Ω 終端とした場合である。モデルは対称構造のため、Port2 を励振した状態の指向性は、図の左右対称形状となる。

結合対策により、利得向上が確認できる。また垂直成分指向性が、給電ポート間で左右異なる方向にピークを持つ。よってアンテナ間でより異なった指向性となっている。このことが結合対策による低相関化の要因と考えられる。

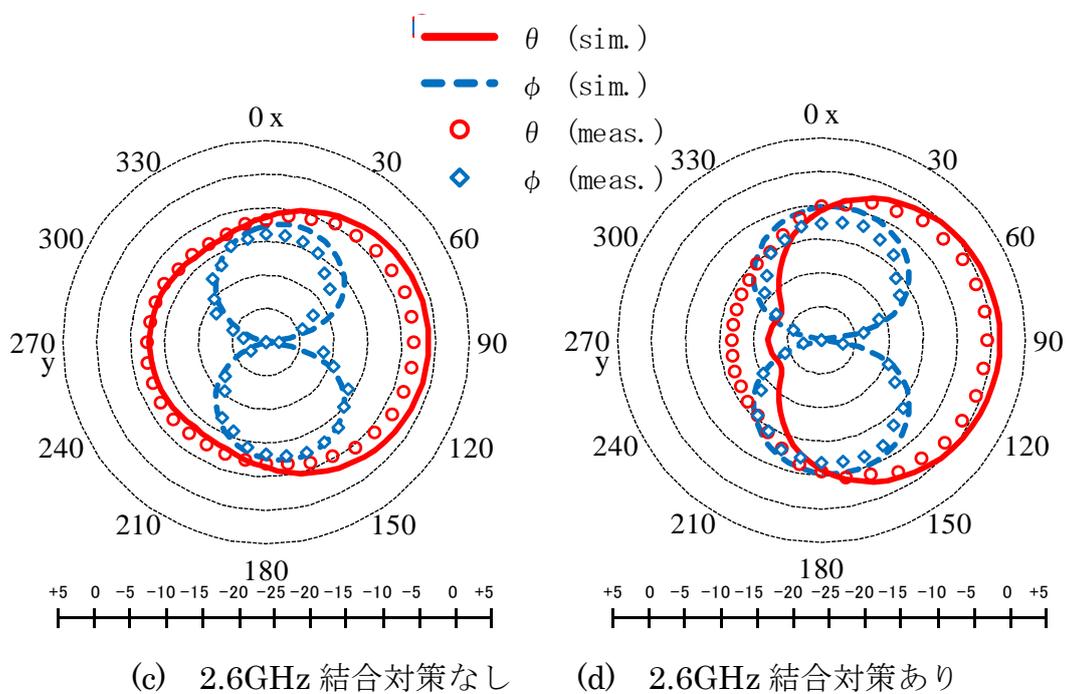
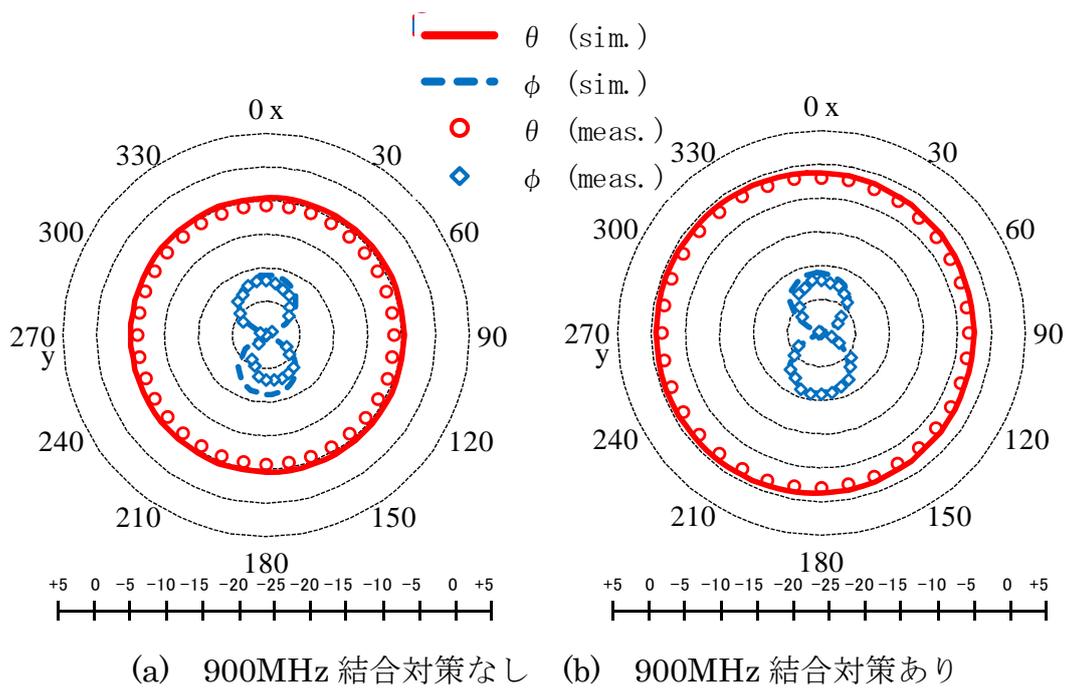


図 4.13 xy 面 指向性パターン (+5~-25dBi)

4. 1 1 結合低減による伝送容量の変化

結合低減の総合的な評価として、シミュレーション上に仮想的な電波伝搬環境を設定し、その中に評価するアンテナを配置し MIMO 通信時の伝送容量を導出し、結合低減による性能向上を確認する。

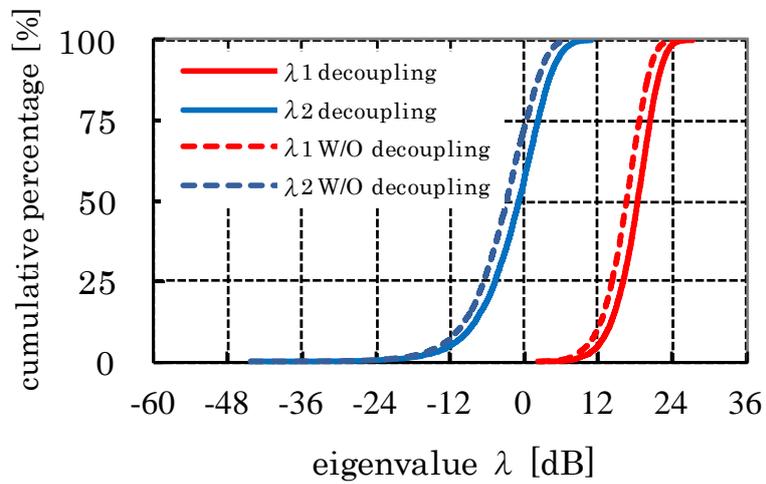
表 4.7 に、シミュレーション条件を記載する。詳細な計算方法は 3. 3. 4 節の MIMO 伝送容量特性に示す。

この条件を用いて、図 4.8 で回路構成を示した mode②(結合対策なし)と mode③(結合対策あり)の 2 モデルの、固有値を累積確率分布の比較と、各 SNR における伝送容量の計算回数平均値の比較を、図 4.14 に 900MHz, 図 4.15 に 1.7GHz, 図 4.16 に 2.6GHz を示す。

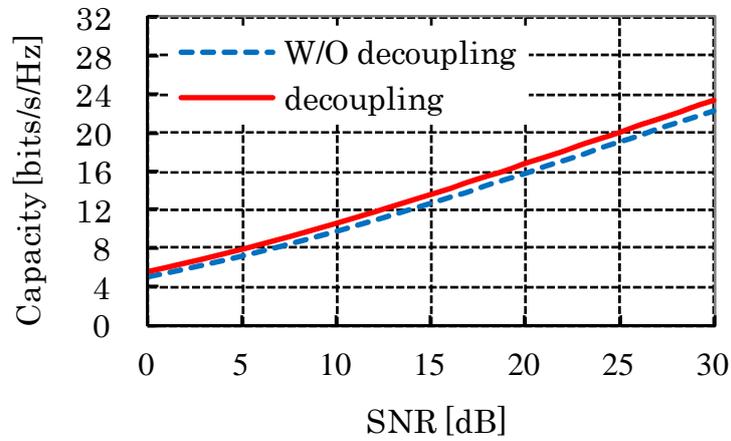
図 4.14, 図 4.15, 図 4.16 より、全周波数において結合低減対策を行うことで伝送容量の向上が確認出来る。特に伝送容量の改善量は SNR が 30dB において 900MHz が 1.1bits/s/Hz で最大であり、1.7GHz が 0.1 bits/s/Hz で最小である。これは表 3.6 のアンテナ効率、表 3.8 の相関係数より、アンテナ効率の改善は 900MHz が 2.2dB で最大であり、1.7GHz が 0.1dB と最小のためである。同じく相関係数に関しても 900MHz が 0.72 から 0.55 に改善され、1.7GHz と 2.6GHz においては対策前から 0.02 と 0.07 であり微小である。900MHz の伝送容量の改善は、結合低減によるアンテナ効率と相関係数の改善の効果と考えられる。

表 4.7 MIMO 伝送容量シミュレーションの各種条件

基地局のアンテナ数 (M)	2
端末のアンテナ数 (N)	2
SNR	0~30dB
XPR	0dB
到来波の到来角 ($m_v=m_H$)	0° (水平面)
到来波の標準偏差 ($\sigma_v=\sigma_H$)	20°
波源数 (K_m)	30
計算回数	5000

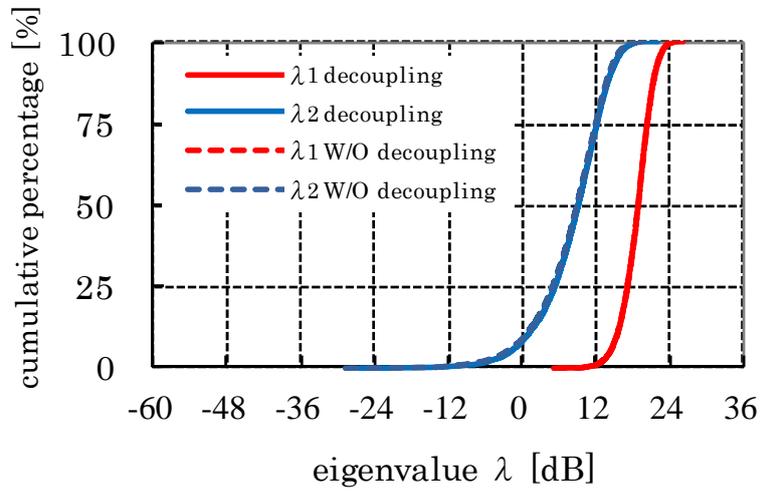


(a) 固有値の累積確率分布

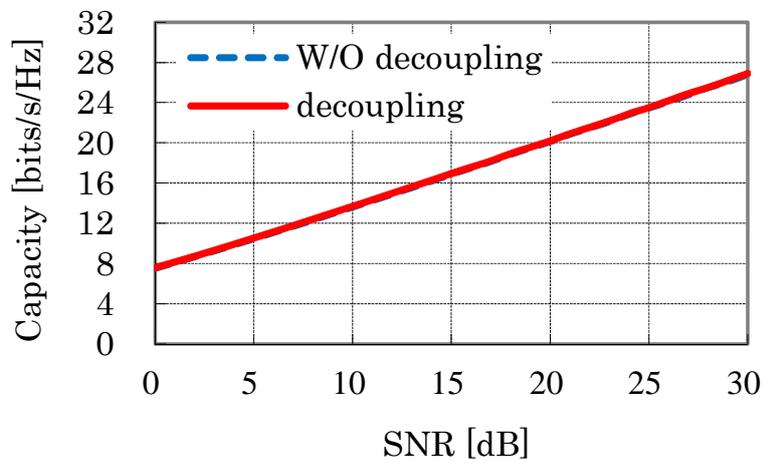


(b) 各 SNR における伝送容量

図 4.14 伝搬容量解析結果 (900MHz)

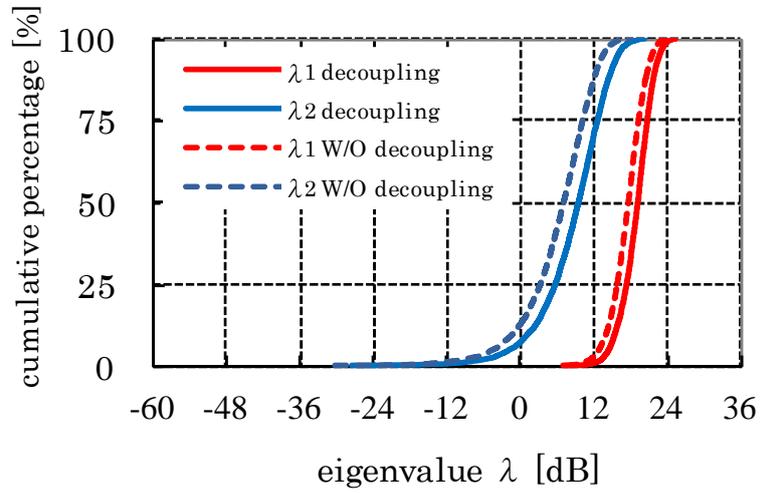


(a) 固有値の累積確率分布

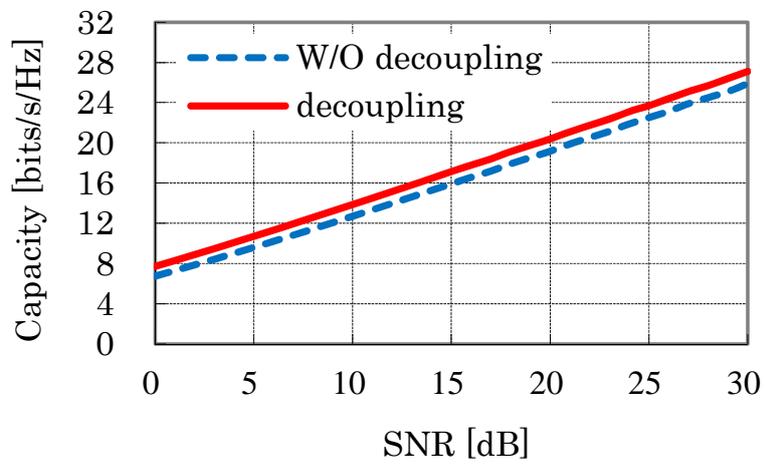


(b) 各 SNR における伝送容量

図 4.15 伝搬容量解析結果 (1.7GHz)



(a) 固有値の累積確率分布



(b) 各 SNR における伝送容量

図 4.16 伝搬容量解析結果 (2.6GHz)

4. 1 2 第4章のまとめ

4章では、近接した2素子アンテナを3周波数で結合低減させる検討を行った。

アンテナ素子形状をモノポールから長さの異なる2分岐形状とし、所望3周波数から Y_{12} の共振周波数を意図的にずらした2共振周波数を得た。また、低周波側の所望2周波数に対応したインダクタとキャパシタの並列回路から構成されるサセプタンス回路を給電点間に配置する。これによりまず低周波側の所望2周波数の結合を低減させる。次に高周波側の所望周波数に対して、短い分岐アンテナ素子長を調整することで、全所望3周波数での結合低減を実現した。

よって3章から、同様に移相器を用いず、インダクタとキャパシタの並列回路からなるサセプタンス回路のみで、アンテナに分岐素子を用いることで2周波数から3周波数へと多周波数化対応させた。

本手法により、結合対策を施していない近接2素子アンテナと比較し、結合(S_{12})が900MHzで8.2dB、1.7GHzで8.4dB、2.6GHzで7.7dB改善された。これに伴い、アンテナ効率が、900MHzで2.8dB、1.7GHzで0.2dB、2.6GHzで0.9dB向上した。また相関係数についても所望3周波数での低減を確認した。

最後にアンテナの総合的な評価として、伝送容量をシミュレーションにより導出し、結合低減を実施することで所望3周波数すべてにおいて、全SNRで伝送容量の向上を確認した。特に伝送容量の改善が顕著である900MHzにおいては結合低減によるアンテナ効率の向上が主因であることを確認した。

第5章

サセプタンス回路を用いない結合低減手法

5.1 まえがき

3章, 4章では, アンテナ間の結合を除去する方法として, アンテナ素子間を接続する手法を検討した. これは参考文献[2-4]より, 2素子モノポールアンテナの両給電点に移相器を配置し, その後段のアンテナ間にサセプタンス部品を接続し, 両給電点に整合回路を使用する結合低減手法を発展させ, 移相器を使用せずにアンテナ間をサセプタンス部品で接続し, 両給電点に整合回路を使用する結合低減手法[3-1]である.

この手法[3-1]は, 地板制約が無く, アンテナ素子とその間に接続する部品に閉じた対策であるため, 具現化する上で有利である. さらに移相器を削減するとともに, 複数周波数への対応を実現した.

一方で, この手法[3-1]ではアンテナ間を接続するサセプタンス部品が必要となるため, 何らかの方法によりこれを削除出来れば, さらにシンプルな構成で結合低減が可能となる.

本章では, 2素子 MIMO 用アンテナ間の結合除去方法として, アンテナ間のサセプタンス部品を介しての接続を行わず, 両アンテナ形状を分岐構造とすることで結合低減を行う新しい手法を提案する[5-1].

まず本提案手法の動作原理を, 従来のサセプタンス回路をアンテナ間に接続する手法[3-1]から導出する. 次に, アンテナ面積, アンテナ間隔が等しい2素子アンテナで, 提案手法はサセプタンス回路を用いる従来手法と同等の結合低減効果が得られることを示す. 最後に, アンテナ効率向上効果, 相関係数低減効果が, 従来手法と同等に提案手法においても得られることを示す.

5. 2 解析モデルの基本性能

5章では、2×2MIMOを想定し、近接したアンテナ2素子間に対して結合低減を行う。図5.1に解析モデルを示す。片面18 μm 厚の銅箔を有する厚さ0.8mmのFR-4基板で構成し、高さ100mm、幅50mmを地板とする。アンテナ素子は、高さ32mm、幅4mmの長方形を最近接距離2mmで2素子配置し、給電点は地板側に配置する。整合回路は両給電点に配置し、結合低減のためのサセプタンス回路は給電点間に配置する。形状、回路構成は左右対称とする。所望周波数は2GHzとする。結合を表す S_{12} 、整合を表す S_{11} は共に-10dB以下を目安とする。解析には電磁界シミュレータMW-studio[3-2]を用いた。

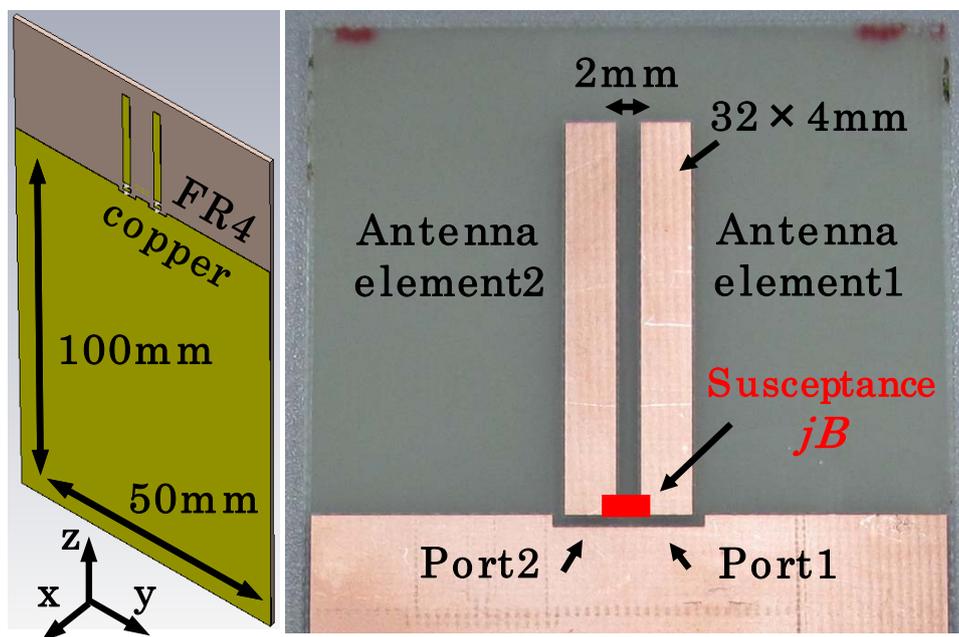


図 5.1 解析モデル (2素子モノポールアンテナ)

5. 2. 1 結合低減前の 2 素子モノポールアンテナ性能

図 5.1 のアンテナ素子のみに対して，図 5.2，図 5.3 に S パラメータと Y_{12} パラメータの実部と虚部を示す．整合回路を使用しないアンテナ単体で S_{11} の共振周波数は 1.7GHz である．また低周波数から高周波数で $\text{Re}(Y_{12})$ がマイナスからプラスへ，かつ $\text{Im}(Y_{12})$ で大幅なマイナス値を持つ Y_{12} の共振周波数は 1.5GHz である．

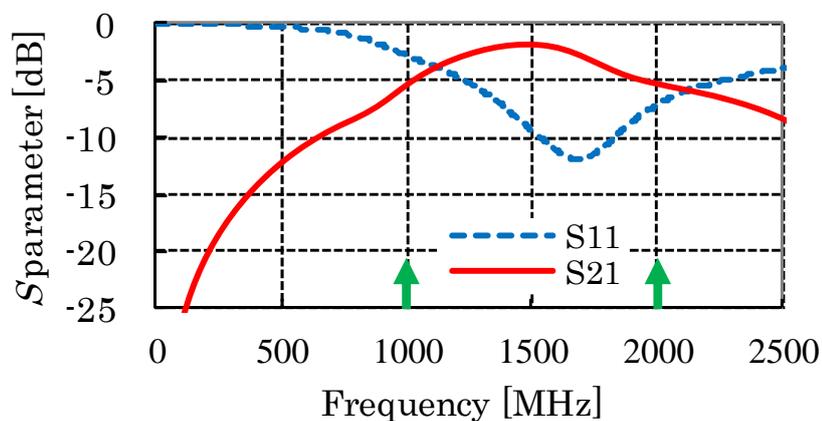


図 5.2 S -parameter (アンテナ 2 素子のみ)

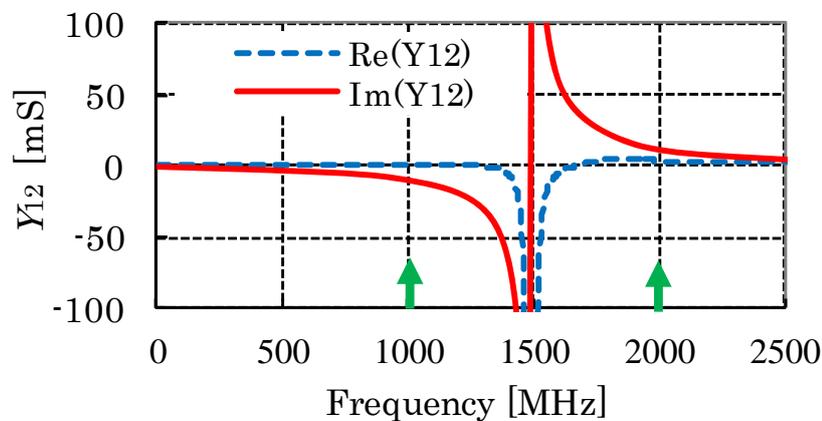


図 5.3 Y_{12} -parameter (アンテナ 2 素子のみ)

図 5.4 と表 5.1 は，整合回路によって 2GHz で整合を得た状態での S パラメータとアンテナ効率である．結合対策を施さない場合， S_{21} は -5.1dB と強結合となっている．

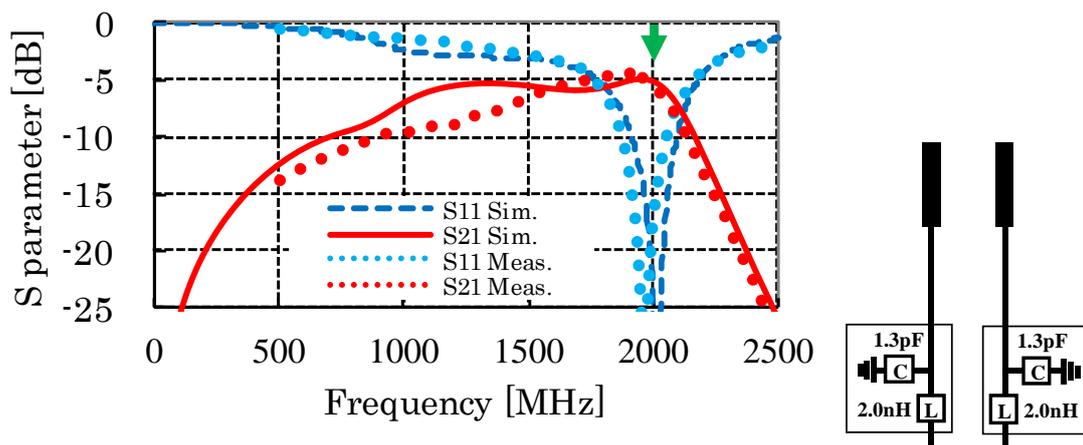


図 5.4 S -parameter (アンテナ 2 素子+整合回路)

表 5.1 2GHz における各種アンテナ性能のシミュレーション値

S_{11}	S_{21}	アンテナ効率
-25.8dB	-5.1dB	-2.1dB

5. 2. 2 1素子モノポールアンテナの性能

図 5.5 と表 5.2 は、図 5.1 のアンテナ素子 2 を削除した 1 素子のみの状態での S パラメータとアンテナ効率である。アンテナ効率は表 5.1 と比較し 2.0dB 高い。この 1 素子モデルは、結合やサセプタンス回路によるオーム損[3-1]が発生しない一種の理想状態と捉えることができる。

次に、2つのアンテナ素子間の結合を低減させることで、アンテナ効率を 1 素子に近づける検討を行う。

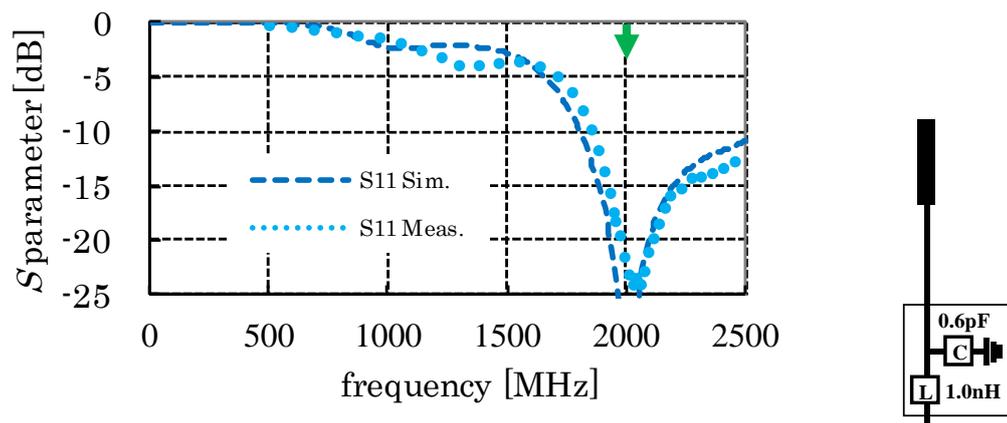


図 5.5 S -parameter (アンテナ 1 素子+整合回路)

表 5.2 2GHz における各種アンテナ性能のシミュレーション値

S_{11}	S_{21}	アンテナ効率
-39.0dB	---	-0.1dB

5. 2. 3 2素子モノポールアンテナに、サセプタンス回路を用いた 結合低減手法（従来手法）

まず図 5.1 の 2 素子アンテナに対し、サセプタンス回路を給電点間に配置する従来の結合低減手法[3-1]を施す。

結合低減の条件は、給電点間のアドミタンス行列を所望周波数で $|Y_{12}|=0$ とすることである[2-4]。その実現方法は、アンテナ素子形状、素子長の調整により $\text{Re}(Y_{12})=0$ を得て、かつ $\text{Im}(Y_{12})$ と同値のサセプタンス値を持つ集中定数部品を給電点間に配置することで $\text{Im}(Y_{12})=0$ とし、実部が 0 と虚部が 0 のトータルで $|Y_{12}|=0$ を実現する[3-1]。

ここで所望周波数を 2GHz と、さらに 1GHz を追加し、各単一周波数で検討を行う。図 5.3 よりアンテナ単体の Y_{12} は 1GHz で $+0.96-j9.61\text{mS}$ 、2GHz で $+3.49+j12.04\text{mS}$ である。 $\text{Re}(Y_{12})$ が 0mS から大幅にマイナス値を持つ共振周波数 1.5GHz は、両所望周波数からずれており、かつ挟まれている。そのため、両周波数で $\text{Re}(Y_{12})$ は $\pm 5\text{mS}$ 以内であり、ほぼ 0 と見なせる。また $\text{Im}(Y_{12})$ は 1GHz で負、2GHz で正の値であり、サセプタンス回路は 1GHz ではインダクタ L を式 5.1 より、2GHz ではキャパシタ C を式 5.2 より算出し、給電点間に配置する[3-1]。 ω_1 、 ω_2 、 B_1 、 B_2 は 1GHz と 2GHz での角周波数とアンテナ素子単体の $\text{Im}(Y_{12})$ である。

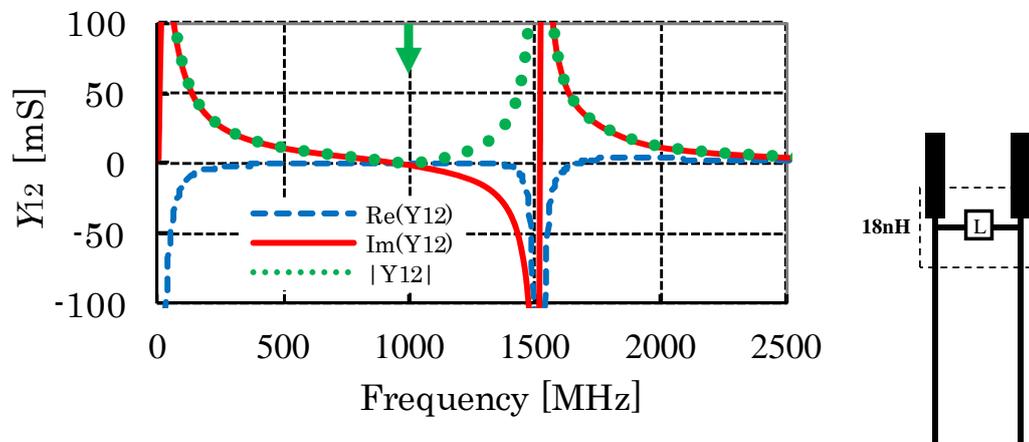
整合回路、サセプタンス回路共に、部品の損失を考慮するため、村田製作所製キャパシタ GRM15 シリーズ、インダクタ LQG15 シリーズ[3-3]を用いる。そのためサセプタンス回路は、算出結果から離散的な値となる部品定数から選択し、表 5.3 に示す。また各サセプタンス回路使用時の Y_{12} を実部、虚部、絶対値で図 5.6 に示す。

$$L = -\frac{1}{\omega_1 B_1} \quad \text{式 5.1}$$

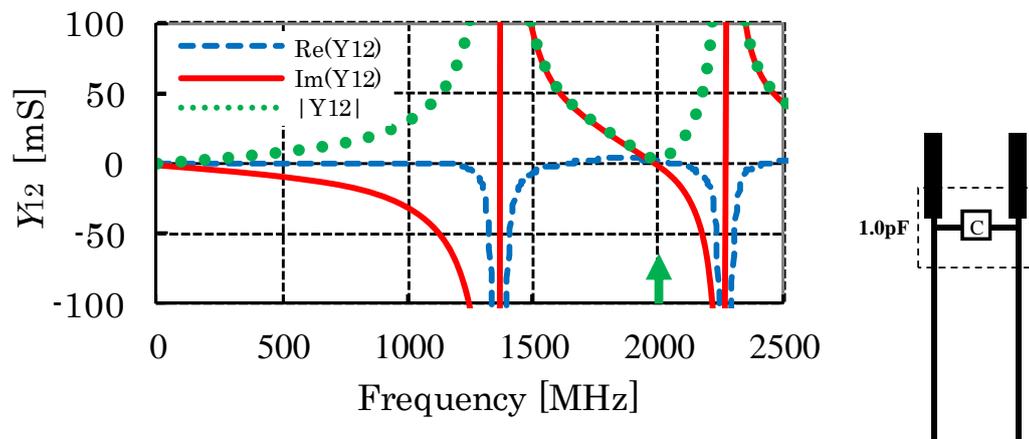
$$C = \frac{B_2}{\omega_2} \quad \text{式 5.2}$$

表 5.3 サセプタンス回路

	Circuit	Constant
For 1GHz	L	18nH
For 2GHz	C	1.0pF



(a) For 1GHz $L = 18\text{nH}$



(b) For 2GHz $C = 1.0\text{pF}$

図 5.6 Y_{12} -parameter (アンテナ 2 素子+サセプタンス回路)

図 5.6 より, 1GHz, 2GHz の各所望周波数で, アンテナ素子の共振周波数をずらすことで $\text{Re}(Y_{12}) \doteq 0$ を, サセプタンス回路配置により $\text{Im}(Y_{12}) = 0$ を, 最終的に結合除去の条件である $|Y_{12}| \doteq 0$ を得ることが出来る.

特に図 5.6(b)のキャパシタを配置した 2GHz で $|Y_{12}| \doteq 0$ を得たモデルに対し, さらに 2GHz の整合回路を配置した状態での S パラメータを図 5.7 に示す. また表 5.4 に 2GHz での S パラメータとアンテナ効率を示す. 最終的に 2GHz において S_{11} かつ S_{21} が -10dB 以下となり, $|Y_{12}| = 0$ が得られる 2GHz で結合低減が確認された. この傾向は図 5.6(a)の 1GHz においても同様である.

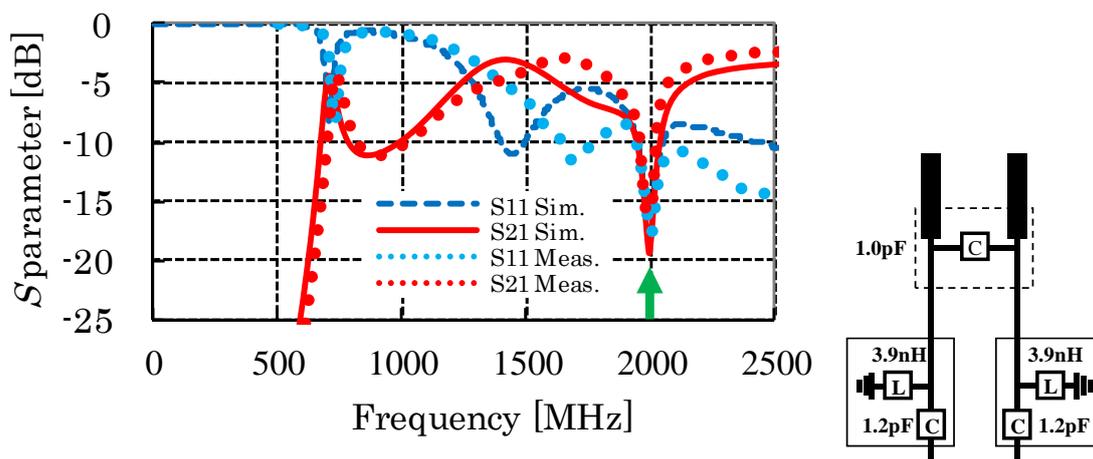


図 5.7 S_{12} -parameter (アンテナ 2 素子+サセプタンス回路+整合回路)

表 5.4 2GHz における各種アンテナ性能のシミュレーション値

S_{11}	S_{21}	アンテナ効率
-15.6dB	-18.9dB	-1.2dB

5. 2. 4 サセプタンス回路を用いた結合低減手法の原理

図 5.7 で得られた，モノポールアンテナ 2 素子の給電点間をサセプタンス回路で接続する結合低減手法[3-1]について，電流分布を用いて動作原理を考察する．

図 5.6(a)に示す通り，サセプタンス回路にインダクタを使用したモデルの Y_{12} の共振は，図 5.3 のアンテナ単体の共振周波数 1.5GHz と 0Hz 付近（直流）での 2 共振となっている．また図 5.6(b)のキャパシタ使用モデルでも，アンテナ単体の共振周波数に近い 1.3GHz とその高周波側 2.3GHz の 2 共振となっている．

ここで図 5.8 に，(a)アンテナ単体，(b)インダクタ使用，(c)キャパシタ使用モデルにて想定される電流分布イメージを示す．実線は左給電点側から励振された電流のイメージ，点線は右給電点側から励振された電流のイメージである．図 5.8(b)は給電アンテナに加えて，他方のアンテナ素子にも電流が流れるが，インダクタを介することによって長い電気長で動作することになる．また，図 5.8(c)給電アンテナに加えて，他方のアンテナ素子にも電流が流れるが，キャパシタを介することによって短い電気長で動作していると考えられる．つまり図 5.8(b)，(c)は，電氣的長さの異なる 2 種類のアンテナ素子として動作しており，それらの電気長が図 5.6(a)，(b)それぞれの共振 2 周波数に対応していると考えることができる．

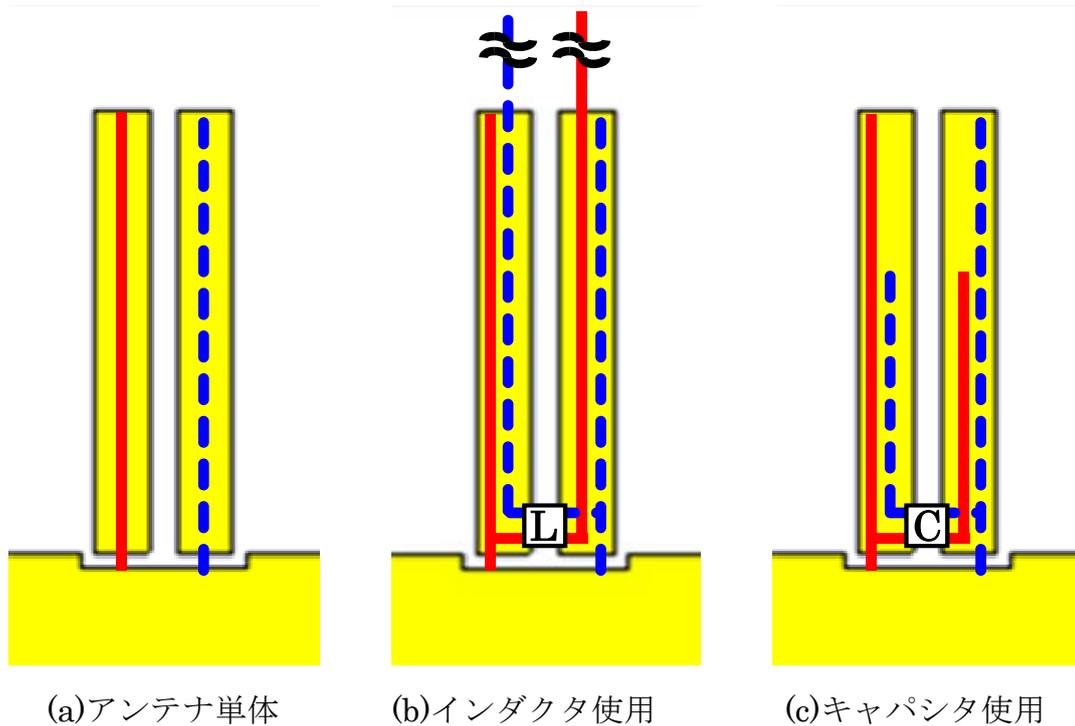


図 5.8 等価的なアンテナ素子長

図 5.6(b)の場合，サセプタンス回路としてキャパシタを使用しているため，図 5.8(c)の状態であると考えられる．給電されている側のアンテナ素子の電気長は 1.5GHz 帯の $\lambda/4$ であるため，1.5GHz で共振している．また，もう一方の素子に流れる電流はキャパシタを介することで短い電気長として動作するため 2.25GHz 付近で共振している．

この Y_{12} の 2 共振特性により，共振 2 周波数に挟まれる 2GHz 付近で $\text{Im}(Y_{12})$ が 0mS と交差する周波数が発生する．また $\text{Re}(Y_{12})$ は，共振 2 周波数近傍のみで 0mS から大きく異なる負の値を持つが，共振からずれた共振 2 周波数を挟む 2GHz 帯では 0mS に近い値が得られる．すなわち，2 つの Y_{12} の共振に挟まれる周波数帯には，結合低減の条件である $|Y_{12}| \doteq 0$ が得られる帯域が存在することが分かる．

5.3 アンテナ間を接続しない結合低減手法 (提案手法)

5.2.4節では、モノポールアンテナの給電点間をサセプタンス回路で接続する結合低減手法を解析した。本節では、この結果を用いて、サセプタンス回路を使用せず、つまりアンテナ間を接続せず、アンテナ素子の工夫と整合回路のみで、結合低減と整合を行う手法を検討する。

提案するアンテナ形状を図 5.9 に示す。所望周波数は 2GHz とする。本モデルは、図 5.8(c)の等価的な 2 素子分岐アンテナをアンテナ形状のみで表したものである。つまりサセプタンス回路としてキャパシタを使用した状態と等価になるように、終電するアンテナ素子を長い素子として、給電しないアンテナ素子を短い素子として分岐構造で表現している。寸法は、図 5.1 のモノポールアンテナと性能比較するため、アンテナ間の最近接距離 2mm、アンテナ 1 素子の最大寸法 32×4mm、地板 100×50mm とすべて同一とした。

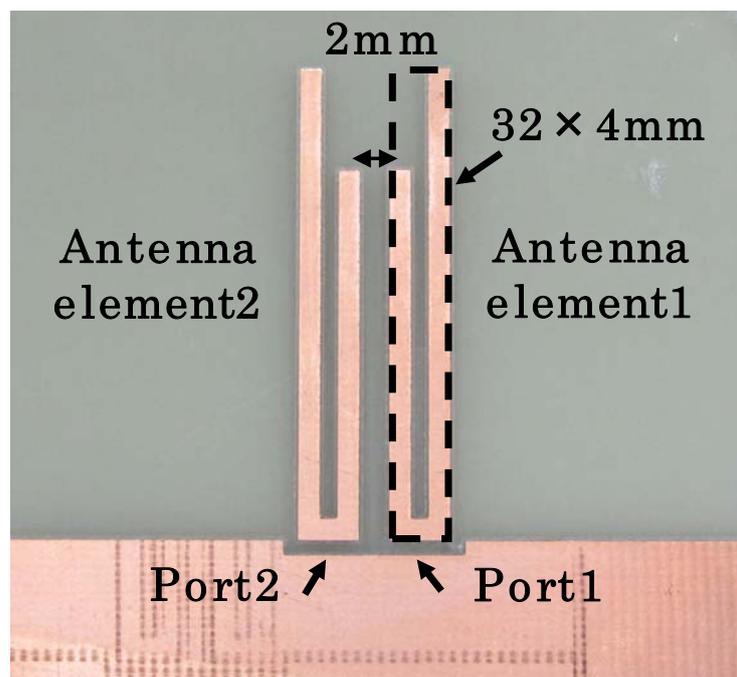
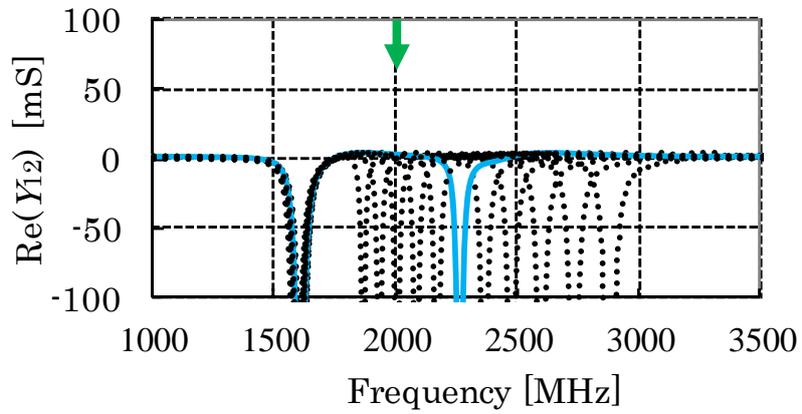


図 5.9 2 素子 2 分岐アンテナ

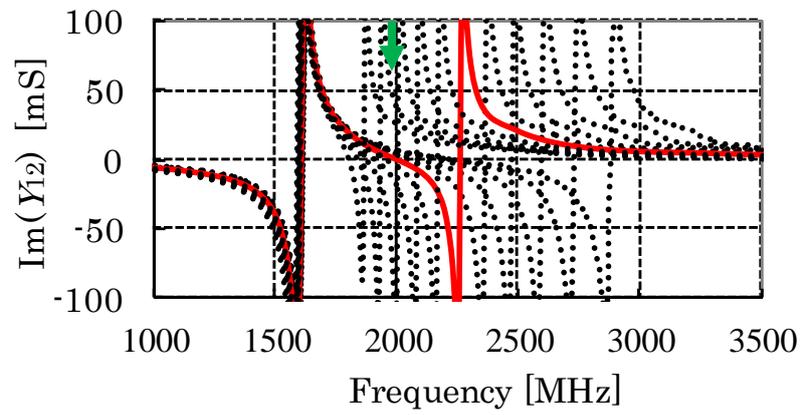
5. 3. 1 アンテナ寸法の調整

図 5.9 の長い素子長を図 5.1 のモノポールアンテナと同じ 32mm と固定し、短い素子長を 20 ± 5 mm, 1mm 間隔で可変した場合の, $\text{Re}(Y_{12})$, $\text{Im}(Y_{12})$, $|Y_{12}|$ を図 5.10 に示す. 実部虚部共に Y_{12} は 2 つの極が存在する. 図 5.3 で示したモノポールアンテナの共振周波数 1.5GHz に近い 1.6GHz の共振周波数はほぼ変動せず, 高周波側の共振周波数は, 素子長を長くすると低周波側に, 短くすると高周波側に 1.7~2.8GHz 変動する. これは長い素子が低周波側, 短い素子が高周波側の共振を発生しているためであり, 各共振周波数は独立して設計可能である. これより $|Y_{12}|$ の周波数特性も変動し, 分岐素子の短い素子長を可変とすることで, 結合が除去される条件である $|Y_{12}| = 0$ を所望周波数に調整することが可能である. 本構造では, 短い素子長を 21mm とすることで, 2GHz で $|Y_{12}| = 0$ が得られた. 図 5.10 の実線がその時の Y_{12} である.

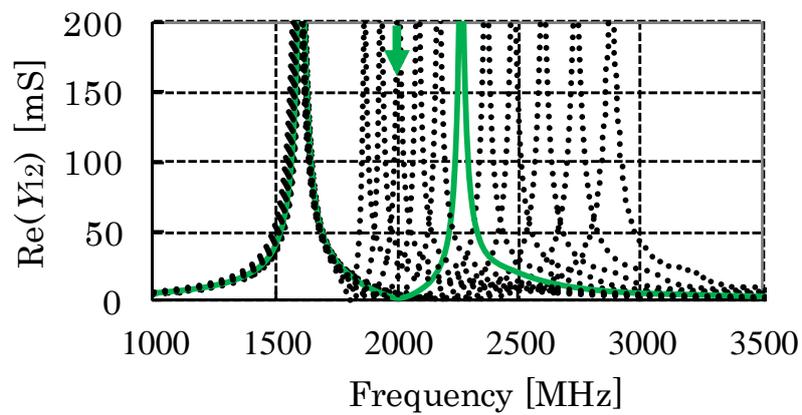
図 5.6(b)のキャパシタ使用時の Y_{12} 同様, 図 5.10 の 2 分岐アンテナの Y_{12} においても, 所望周波数 2GHz を挟む 2 周波数で Y_{12} の共振発生が確認できた. これより, 分岐アンテナ素子を用いることで, サセプタンス回路をアンテナ間に接続した手法と等価な結合低減アンテナを実現出来ることが明らかになり, その動作原理は, 長さのことなる等価的なアンテナ素子の電気長で説明できる.



(a) $\text{Re}(Y_{12})$



(b) $\text{Im}(Y_{12})$



(c) $|Y_{12}|$

図 5.10 短いアンテナ素子長可変による Y_{12} の変化

5.3.2 分岐アンテナの性能

5.3.2.1 Sパラメータとアンテナ効率

5.3.1節で得られた図5.9の短い素子長21mmの分岐アンテナモデルに、2GHzの整合回路を配置した状態でのSパラメータを図5.11に示す。また2GHzでのSパラメータとアンテナ効率を表5.5に示す。S₁₂, S₁₁共に-10dB以下の結合と整合状態が得られ、アンテナ効率も対策なしのアンテナ2素子の表5.1より0.8dB向上した。この結果より分岐アンテナを用いる手法での結合低減の効果が確認された。

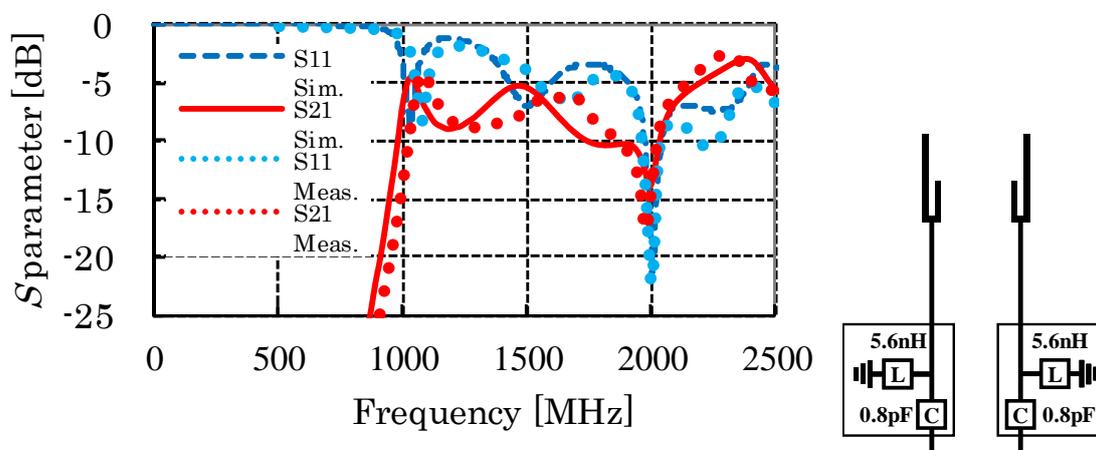


図 5.11 Sパラメータ 整合回路あり (短い素子 21mm)

表 5.5 各種アンテナ性能

	S_{11}	S_{21}	アンテナ効率
2GHz	-16.3dB	-13.5dB	-1.3dB

5. 3. 2. 2 各アンテナの損失要因

表 5.5 に示す分岐アンテナのアンテナ効率は、表 5.4 に示すサセプタンス回路を用いる対策と比較し、差分 0.1dB とほぼ同等である。また表 5.1 の結合対策なしのアンテナ 2 素子の効率を上回る。しかし結合の生じない表 4.2 のアンテナ 1 素子の効率には 1.2dB 及ばない。この原因解析のため、各結合低減手法、モデルにおける各種損失電力を電磁界シミュレーションにより導出し、アンテナ効率への影響を確認した。

3. 3. 3 節の図 3.15 にアンテナにおける電力損失の概念図を示した。この概念図を用いて、損失電力を解析する。給電ポートを Port1 とし、Port1 の有能電力を P_{av} 、アンテナからの放射電力を P_r 、損失電力の総量を P_t とし、アンテナ効率 η を式 5.3 で定義する[3-4]。

$$\eta = \frac{P_r}{P_{av}} = \frac{P_{av} - P_t}{P_{av}} \quad \text{式 5.3(a)}$$

$$P_t = P_m + P_d + P_\Omega + P_{die} + P_{con} \quad \text{式 5.3(b)}$$

各損失電力であるが、 P_m はインピーダンス不整合による整合損失、 P_d は結合により Port2 の負荷で消費される結合損失であり、共に S パラメータより算出する。 P_Ω は整合回路とサセプタンス回路の抵抗成分で消費されるオーム損失であり、全インダクタ、キャパシタ部品ごとに流れる電流値と、等価回路導出ツール[3-3]より導出した抵抗成分より算出する。 P_{die} は誘電体で消費される誘電体損失であり、全誘電体で電界を積分し導出する[3-5]。FR-4 の媒質定数は比誘電率 $\epsilon_r = 4.4$ 、 $\tan\delta = 0.00962$ とした。 P_{con} は導体損失であり、導体の表面インピーダンスを算出し、導体全表面の磁界を積分することで導出する[3-5]。銅の媒質定数は、導電率 $\sigma = 5.8 \times 10^7 \text{S/m}$ 、透磁率 $\mu = 4\pi \times 10^{-7} \text{H/m}$ で計算した。各損失電力の導出式は、3. 3 節の式 3.4 と同様である。

表 5.6 に、(a)モノポールアンテナ 1 素子 (結合のないの理想状態, 図 5.5, 表 5.2), (b)モノポールアンテナ 2 素子 (結合対策なし, 図 5.4, 表 5.1), (c)モノポールアンテナ 2 素子+サセプタンス回路(結合対策あり, 図 5.7, 表 5.4), 提案モデルである(d)分岐アンテナ 2 素子(結合対策あり, 図 5.11, 表 5.5)の 4 種類に対し, 片ポートを励振させた場合のアンテナ効率の実測値, シミュレーション値, 片ポートの有能電力 P_{av} を 1W と仮定し, 逆ポートを 50Ω 終端した場合の, 各損失電力のシミュレーション結果を示す.

シミュレーションにより, 放射界の全立体角に渡る積分から求めたアンテナ効率値と, 式 4.3 より算出したアンテナ効率値の一致を確認している. また表 5.6 のアンテナ効率, 図 5.4, 図 5.5, 図 5.7, 図 5.11 の S パラメータの実測とシミュレーションの傾向が一致することより, シミュレーションから導出する損失要因内訳は, 実測値と同傾向であると想定される.

表 5.6 アンテナ効率と損失要因

	1-ele.	2-ele. w/o decoupling	2-ele. With jB	2-ele. using branch shape
Antenna eff. (meas.)	-0.4dB	-2.5dB	-1.5dB	-1.5dB
Antenna eff. (sim.)	-0.1dB	-2.1dB	-1.2dB	-1.3dB
P_{Ω} : Ohmic losses				
Susceptance circuit	---	---	0.03W	---
Matching circuit	0.01W	0.07W	0.04W	0.04W
P_d : Coupling loss	---	0.25W	0.04W	0.04W
P_m : Matching loss	0.00W	0.04W	0.06W	0.02W
P_{die} : Dielectric loss	0.01W	0.02W	0.07W	0.12W
P_{con} : Conductor loss	0.00W	0.00W	0.00W	0.00W

また図 5.12 に同解析条件での(b)2 素子モノポールアンテナ(対策なし)と, (c)2 素子モノポールアンテナ(サセプタンス回路使用), (d)2 素子分岐アンテナの 3 モデルで, Port1 を 50Ω 終端し, Port2 に 2GHz 正弦波 1W 印加時の電流分布を示す.

表 5.6 より, 2 素子分岐アンテナのアンテナ効率向上の主因は結合低減である. 図 5.12 の電流分布からも結合対策を施した(d)は, 対策なしの(b)と比較し, Port2 への電流流入が抑圧されていることが確認出来る. この傾向はサセプタンス回路使用の(c)でも同様である.

また, 結合対策を施した(c)(d)の 2 モデルが 1 素子(a)のアンテナ効率に満たない理由は, (c)(d)共に, 結合が完全に除去出来ていないことと, サセプタンス回路使用モデル(c)ではサセプタンス回路でのオーム損, 分岐形状モデルではアンテナ素子近傍で発生する基板での誘電体損が原因である. (c)2 素子モノポールアンテナ(サセプタンス回路使用)では, 低抵抗なサセプタンス部品を使用することでアンテナ効率の向上が期待できる. また, (d)分岐アンテナでは, $\tan\delta$ の低い基板をアンテナ近傍部分で選択することで, アンテナ効率の向上が期待できる [3-1].

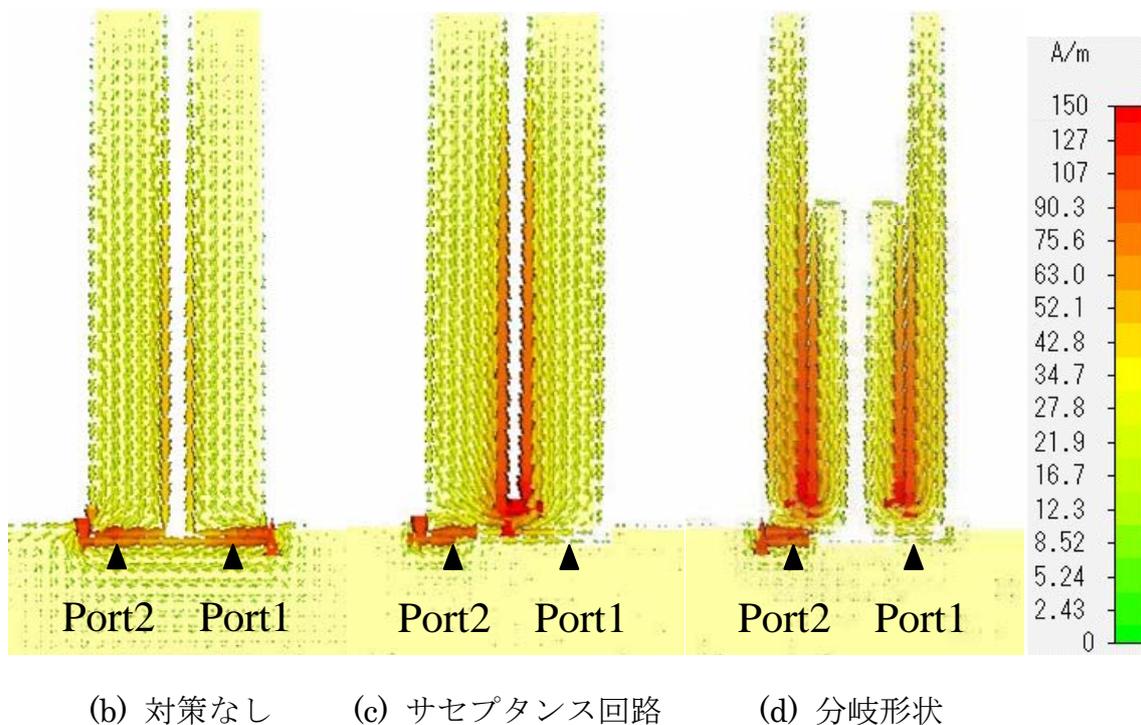


図 5.12 電流分布

5. 4 相関係数とアンテナ指向性

相関係数は、アンテナ指向性の類似性を表し、アンテナ効率と共に MIMO 通信の重要な性能指標である。両アンテナの全立体角の振幅、位相指向性より 3.3. 5 節の式 3.5 を用いて導出する[3-6]。

計算条件であるが、交差偏向比 XPR は $XPR = 1(0\text{dB})$ として、シミュレーションの複素指向性より計算した。本論文では、端末の使用形態を限定せず、様々な使用形態での総合的なアンテナ性能尺度であるアンテナ効率に基づく評価を行った。相関係数についても同様の考え方を適用するため、到来波が一様分布である場合を想定した。

図 5.13, 表 5.7 に、2 素子(対策なし), 2 素子(サセプタンス回路使用), 2 素子(分岐形状)の相関係数を示す。表 5.7 より対策なしと比べ、アンテナを分岐形状とすることで相関係数が 2GHz で低相関化している。この傾向はサセプタンス回路使用モデルと同様である。

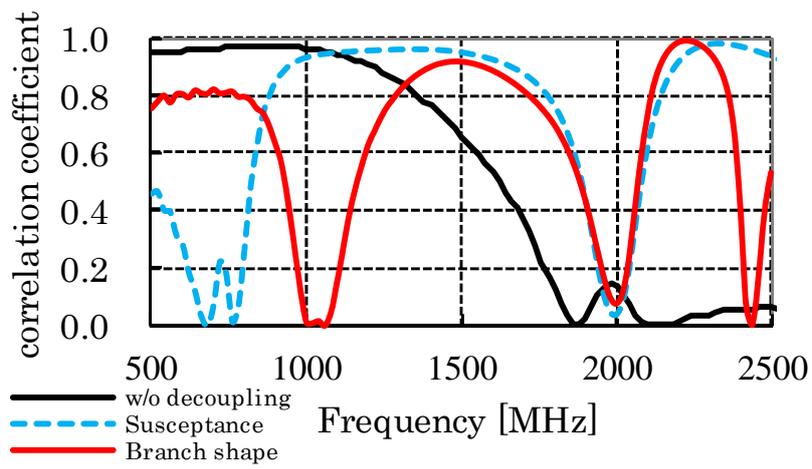


図 5.13 相関係数

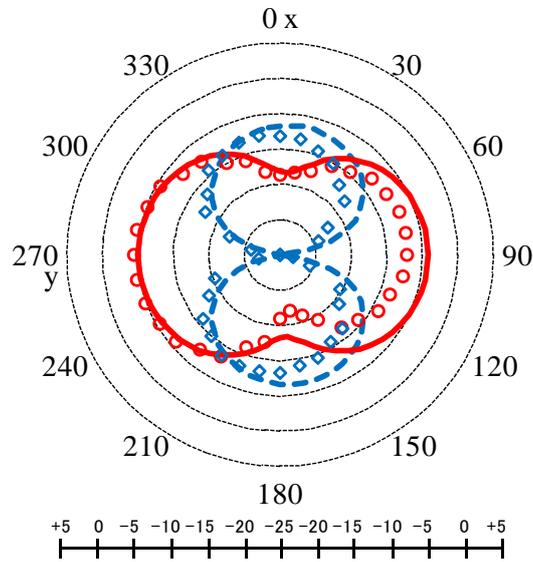
表 5.7 相関係数

Without decoupling	0.13
With Susceptance circuit	0.04
Using branch shape	0.08

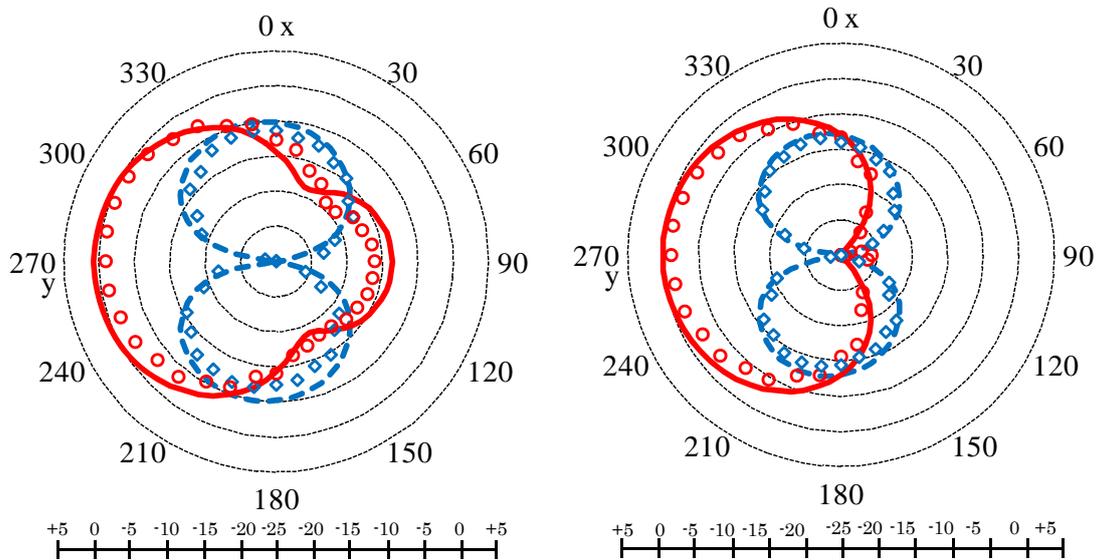
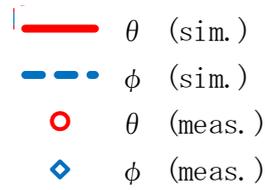
図 5.14 に, 同じく 3 モデルにおける 2GHz での xy 面指向性パターンを示す. ここでの指向性は図 5.1 の Port1 を励振, Port2 は 50Ω 終端とした場合である. モデルは対称構造のため, Port2 を励振した状態の指向性は, 図の左右対称形状となる.

(a)の結合対策前に比べて, (c)の分岐アンテナにして結合低減することで, 垂直成分指向性が, ポート間で異なる方向にピークを持っている. これが図 5.14 で分岐アンテナが低相関化した理由と考えられる.

また, (b)のサセプタンス回路使用モデルと(c)の分岐アンテナで, 垂直成分のピーク方向が同じなど指向性が同じである. これより, サセプタンス回路をアンテナ間に接続した手法と, 分岐アンテナ素子で実現する手法で, 電流分布の類似性が考えられ, 同原理での動作が考察できる.



(a) 結合化対策なし



(b) サセプタンス回路使用

(c) 分岐素子

図 5.14 xy 面 2GHz 指向性パターン (+5~-25dBi)

5. 5 結合低減による伝送容量の変化

結合低減の総合的な評価として、シミュレーション上に仮想的な電波伝搬環境を設定し、その中に評価するアンテナを配置し MIMO 通信時の伝送容量を導出し、結合低減による性能向上を確認する。

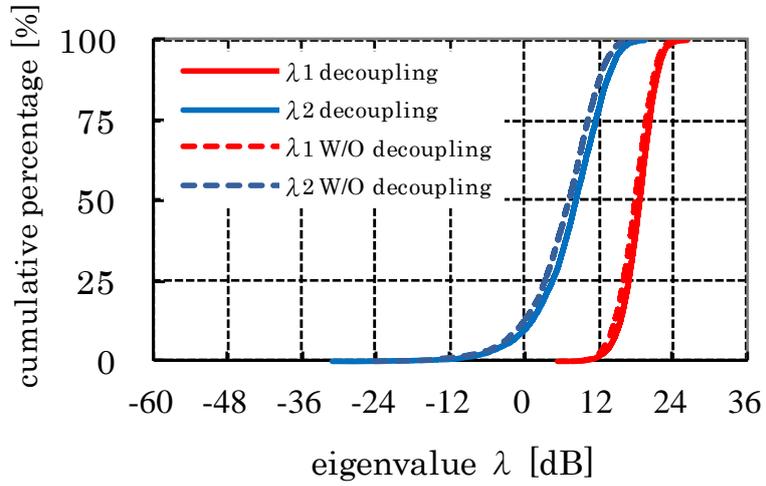
表 5.8 に、シミュレーション条件を記載する。詳細な計算方法は 3. 3. 7 節の MIMO 伝送容量特性に示す。

この条件を用いて、図 5.1 の解析モデル(結合対策なし)と図 5.9 の 2 素子 2 分岐アンテナ(結合対策あり)の 2 モデルの、2GHz における固有値を累積確率分布の比較と、各 SNR における伝送容量の計算回数平均値の比較を図 5.15 に示す。

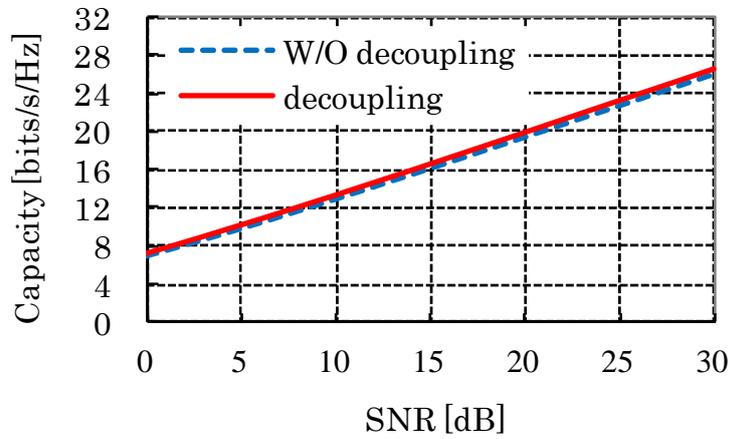
図 5.15 より、全周波数において結合低減対策を行うことで伝送容量の向上が確認出来る。例えば伝送容量の改善量は SNR30dB の高 SNR 環境において、0.7bits/s/Hz の改善が得られた。これは表 5.1 の対策前から表 5.5 の対策後でアンテナ効率が 0.8dB 改善されたこと、表 5.7 の相関係数が対策により低減された効果と考察出来る。

表 5.8 MIMO 伝送容量シミュレーションの各種条件

基地局のアンテナ数 (M)	2
端末のアンテナ数 (N)	2
SNR	0~30dB
XPR	0dB
到来波の到来角 ($m_v=m_H$)	0° (水平面)
到来波の標準偏差 ($\sigma_v=\sigma_H$)	20°
波源数 (K_m)	30
計算回数	5000



(a) 固有値の累積確率分布



(b) 各 SNR における伝送容量

図 5.15 伝搬容量解析結果 (2GHz)

5. 6 移相器を用いる既存手法との各種性能比較

第2章の、2素子モノポールアンテナ素子と移相器とサセプタンス回路と整合回路を用いた結合低減手法（移相器使用手法）と、5章で示した、2素子分岐アンテナと整合回路を用いた結合低減手法（移相器不使用手法）の2手法に対して、シミュレーションによる各種性能比較を行う。

解析に用いるアンテナは、移相器使用手法に対しては図5.1の2素子モノポールアンテナを、移相器不使用手法に対しては、図5.9の2素子2分岐アンテナを用いる。図5.1と図5.9は、アンテナ素子の外周サイズ、アンテナ素子間距離は等しいモデルである。

図5.16に、両アンテナモデルに各種回路を適用した場合の解析モデルを示す。所望周波数は2GHzである。

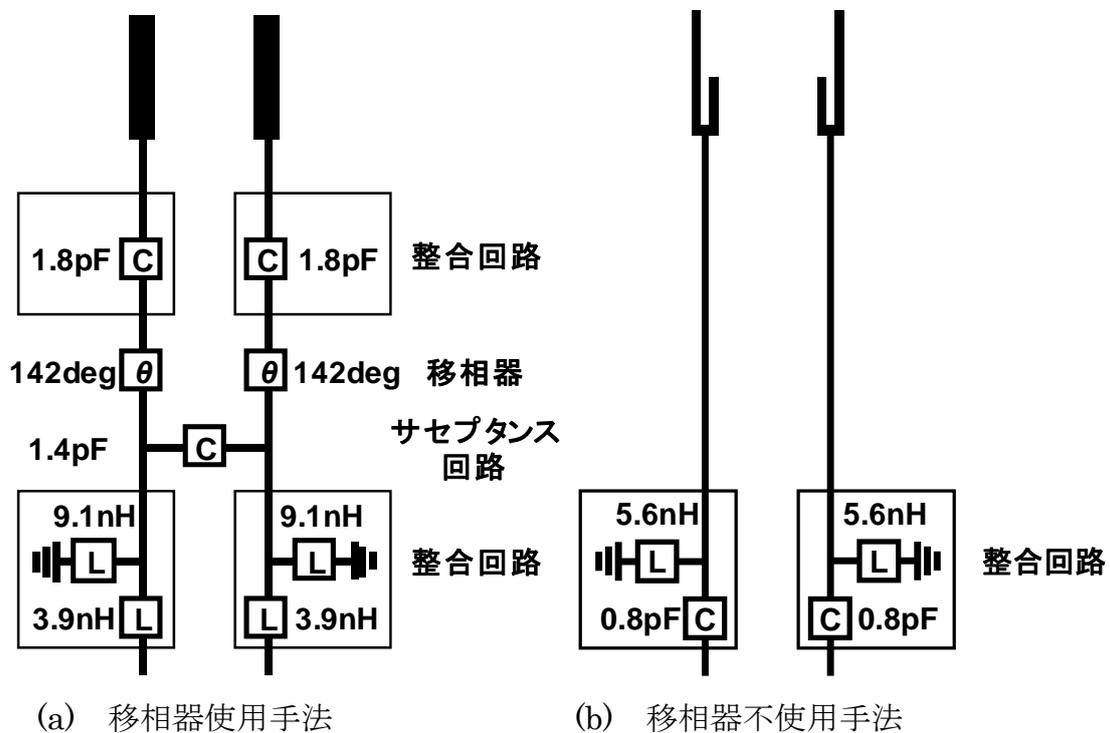


図 5.16 解析モデル

インダクタとキャパシタは村田製作所 LQG15, GRM15 シリーズ[3-3]を用い、移相器は 50Ω 特性インピーダンス、通過損失 0.5dB を想定し損失を考慮した。図 5.16(a)では、移相器を正しく動作させるために、アンテナ素子単体の 50Ω 整合用に、アンテナ素子後段に整合回路を追加した。

表 5.9 にアンテナ効率を、図 5.17 に各 SNR における伝送容量を示す。両モデル共に S パラメータは S_{11} , S_{12} 共に -10dB 以下であり、整合状態、結合低減が共に得られていることを確認している。

アンテナ効率は移相器使用手法が 1.1dB 低い。これは移相器不使用手法から、アンテナ素子単体の整合回路によるオーム損失と、移相器の通過損失が新たに発生したためである。またアンテナ効率同様に、伝搬容量においても移相器不使用手法が移相器使用手法を上回っている。

移相器使用手法と移相器不使用手法を比較した場合、移相器使用手法は移相器と整合回路の追加のためが必要となり部品増加となる。またアンテナ効率、伝搬容量に関しても 5 章の移相器不使用手法が有利である。

表 5.9 アンテナ効率 (2GHz)

移相器使用手法	-2.4dB
移相器不使用手法	-1.3dB

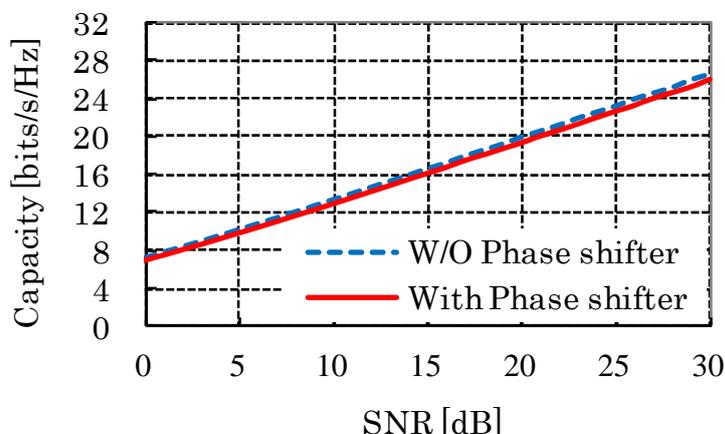


図 5.17 伝搬容量解析結果 (2GHz)

5. 7 第5章のまとめ

5章では、サセプタンス回路を用いずに、つまりアンテナ間を接続せずに2つのアンテナ間の結合を除去する手法を提案した。

まず従来の結合低減手法として、3章で示した、両アンテナ素子の給電点間にサセプタンス回路を配置し、その後段に整合回路を用いる結合低減手法の動作原理を電流分布を用いて解析した。これによりサセプタンス回路の値に応じた等価的なアンテナ素子長を導出し、元となるアンテナ素子を含めた長さの異なる2分岐素子に置き換えた。この2分岐素子を2素子用いた場合、アンテナ間を接続しない状態においても、結合低減状態が得られる2素子2分岐アンテナを提案した。

提案した2分岐アンテナは、結合対策を行う前のモノポールアンテナ2素子と比較して、結合が11.2dB改善された。この結果アンテナ効率も0.8dB向上した。また指向性がアンテナ間で逆方向にピークを持つ特性に変化し、相関係数も低減した。これらの結合低減、アンテナ効率向上、相関係数低減の効果は、サセプタンス部品を用いる従来の結合対策と同傾向である。またサセプタンス部品を用いる手法と本提案手法では、 Y_{12} の周波数特性とアンテナ指向性も同特性であることから、サセプタンス部品を等価的電気長に置き換える考察の妥当性も示された。

最後にアンテナの総合的な評価として、伝送容量をシミュレーションにより導出した。本結合低減手法を実施することで、全SNRで伝送容量の向上を確認した。これは結合低減によるアンテナ効率向上、相関係数低減が要因である。

今後の課題として、結合低減技術の多周波数化、広帯域化が挙げられる。

多周波数化に関しては、今回の2分岐素子使用に対して、さらに多分岐素子の使用が考えられる。例えば3分岐素子を使用することで Y_{12} の共振周波数が3周波数発生し、その3周波数に挟まれた2周波数で結合低減条件 $Y_{12}=0$ が得られ、2周波数での結合低減が可能である[5-2]。

広帯域化に関しては、今回の2分岐素子使用に対して、分岐素子長の差を拡大させることで、 Y_{12} の2共振周波数の差を拡大させる。これより共振周波数に

挟まれる所望周波数で， Y_{12} がより広帯域で 0mS に近づき，広帯域での結合低減効果が期待できる [5-3].

第 6 章

結論

本論文では、携帯電話に搭載する 2×2 MIMO アンテナを想定し、同一周波数で動作する、近接した 2 本のアンテナに対して結合を除去する検討を行った。

まず第 1 章では、本研究の背景を説明した。

現在また近未来の医療分野における無線機器の使用形態を検討した。各種医療機器からのデータ収集を現状の有線から無線化することで、医療従事者と患者双方で動作制限からの解放、ケーブル抜けの防止など、利便性や安全性の向上に繋がる。またすべての医療機器を無線化し、ネットワーク系として一元管理することで、リアルタイムに患者の状態を共有でき、各種バイタルデータを蓄積、解析出来、治療に反映出来る。

この各種バイタルセンサからのデータを極力遅延なく通信すること、また高精細な動画データを通信することは重要である。つまり低遅延、大容量通信を行う要望に対応する無線技術が必要となる。また病院のようにある空間で複数の通信を行う場合、有限である周波数に対して、周波数利用効率を向上させる必要がある。よって単位周波数あたりの通信容量を向上させることが重要となる。以上、低遅延の大容量通信、単位周波数あたりのスループットを向上させる技術として、MIMO 技術が有効である。

しかし MIMO 特有の問題点が存在する。アンテナ本数増加によるアンテナ体積の増加や、小形化のためアンテナ間を近接させた場合に結合が増大することなど、いずれもアンテナ体積の増加が懸念される。医療従事者と患者の無線端末は、人体負担の少ない極力小形なものが要求される。

つまり、医療分野に MIMO 技術搭載の無線端末を導入する場合、極力アンテナ体積を増加させないためにアンテナ間の近接配置で生じる結合低減技術（デカップリング技術）の開発を行う必要がある。この結合低減技術においては、極力部品点数を少なく、多周波数に対応した技術開発が重要となる。

この開発により、近接したアンテナ間隔による結合増加を起因とした、アンテナ効率の低下、相関係数の上昇の対策が改善され、通信性能が向上した医療現場に適した小形な MIMO 技術搭載端末を実現することが可能となる。

第 2 章では、結合低減技術の各種先行研究を解析した。アンテナ間に EBG やスリットを配置するのではなく、特にアンテナ間を接続する結合低減手法を用いることで、アンテナ共通の地板形状を限定されることなく、結合対策をアンテナ素子に閉じて実施出来るため、商品化を考慮した場合有利である[2-4]。よってこの結合低減手法を解析し、発展させる。また 2×2 MIMO を想定した 2 素子アンテナ間の結合低減手法を検討した。

まず参考文献[2-4]の 1 周波数に対応した結合低減手法を解析した。アンテナ間の結合除去条件は $Y_{12} = 0$ である[2-4]。この条件実現に Y_{12} の実部を 0、かつ、 Y_{12} の虚部を 0 を同時に満たす。 Y_{12} の実部は各アンテナ素子後段に移相器を使用することにより、 Y_{12} の虚部は給電点間に接続するサセプタンス部品により、それぞれ 0 を実現し、結合が低減すること[2-4]を回路シミュレーションにより確認した。またこの手法のアンテナ条件、使用部品は、所望周波数で整合が得られているアンテナを用い、後段の両経路に移送器、アンテナ間を接続するサセプタンス回路、両給電ポートに整合回路を使用する。この手法から、部品削除、多周波数対応などの新たなメリットを有する、新規性のある各種結合低減手法に、第 3 章、第 4 章、第 5 章で発展させた。

第 3 章では、第 2 章のアンテナ間を接続する結合低減手法[2-4]を発展させ、よりアンテナ条件の緩和、部品点数を削減し、なおかつ結合低減周波数を 2 周波数に拡大した手法を示した。

はじめに第 2 章の手法[2-4]と異なり、アンテナ単体として所望周波数での整合を必要とせず、また所望 2 周波数で Y_{12} の実部をほぼ 0S と見せ、かつ所望 2 周波数に挟まれる周波数で Y_{12} の共振を発生させるモノポールのアンテナ素子長を設定する。これにより後段で Y_{12} 実部 0 を実現する必要がなくなり、移相器が削除可能となる。

次に所望 2 周波数同時に、アンテナの Y_{12} 虚部と、サセプタンス値が一致するサセプタンス回路をインダクタとキャパシタの並列回路で構成し、アンテナ間に配置した。これにより Y_{12} の虚部を 0 とした。

本提案手法は、所望周波数でのアンテナの整合を必要とせず、また移相器を削除可能であり、さらに 2 周波数での結合除去効果を確認した。この 2 周波数において、結合対策前と比較し、結合低減に伴う、アンテナ効率の向上、相関係数の低減が得られ、最終的に両周波数での MIMO スループットの向上を確認した。

第 4 章では、第 3 章の結合低減技術を 2 周波数対応から 3 周波数対応に発展させた。

初めに、アンテナ形状を 2 分岐形状とすることで Y_{12} の共振周波数を 2 周波数化する。またこの 2 共振を各アンテナ素子長を調整することで、所望 3 周波数間にそれぞれ発生させる。これは第 3 章と同じく全周波数でアンテナの Y_{12} の実部をアンテナ形状のみほぼ 0 とし、移相器を削除するためである。

次に所望 3 周波数の Y_{12} の虚部と、サセプタンス回路のサセプタンス値を一致させる。サセプタンス回路は第 3 章同様、インダクタとキャパシタの並列回路で構成し、アンテナ間に対置した。 Y_{12} の虚部とサセプタンス値の一致の調整は、サセプタンス回路定数は固定し、各分岐アンテナ長を可変することで、各所望周波数の Y_{12} 虚部をほぼ独立して可変できる特性を用いて行うことが可能である。

本提案手法により所望周波数でのアンテナの整合を必要とせず、また移相器を削除可能であり、さらに 3 周波数での結合除去効果を確認した。この 3 周波数において、結合対策前と比較し、結合低減に伴う、アンテナ効率の向上、相関係数の低減が得られ、最終的に MIMO スループットの向上を確認した。

第 5 章では、第 3 章や第 4 章で示した手法と異なり、アンテナ間の接続のない、つまりサセプタンス部品も必要としない 1 周波数に対応した手法を提案した。

初めに、第3章で示したサセプタンス部品を介してアンテナ間を接続する手法において、2素子のモノポールアンテナとサセプタンス部品にキャパシタを使用した場合の、 Y_{12} の共振周波数、等価的なアンテナ長を想定した。この場合の Y_{12} の共振は2周波数発生し、低周波数側はモノポールアンテナで生成され、高周波数側はキャパシタを介したモノポール素子が電気長を短縮した分岐素子による発生と仮定する。これにより共振周波数に挟まれた帯域に $Y_{12}=0$ が発生し、結合低減が生じる。このモノポールアンテナ間をキャパシタを介して接続することによる長さの異なる2素子による2共振を、2分岐形状の2素子アンテナを用いることで、アンテナ間の接続なく実現可能と仮定した。

結果、2素子の分岐アンテナにより、仮定通りの2共振とその間に $Y_{12}=0$ の周波数が発生し、結合低減が生じた。

本提案手法により、移相器を不要、アンテナ間の接続不要、またサセプタンス部品も不要の条件で、結合除去効果を確認した。この所望周波数において、結合対策前と比較し、結合低減に伴う、アンテナ効率の向上、相関係数の低減が得られ、最終的にMIMOスループットの向上を確認した。

第3章と第4章のサセプタンス回路をアンテナ間に接続する手法、第5章の分岐素子を使用しアンテナ間を接続しない手法を示した。全結合低減手法で結合低減効果が得られ、アンテナ効率の向上、相関係数の低減が確認され、通信容量においても結合対策前を上回るシミュレーション結果を得られた。

この各種結合低減手法は、参考文献[2-4]の手法と比較し、第3章と第4章は移相器の不使用と周波数の拡大の観点で、第5章は移相器の不使用、アンテナ間の接続不要、またサセプタンス部品不要で有利である。

これら技術は、MIMO技術を搭載した無線端末において、通信性能を維持しつつ、より患者や医療従事者に負担の筐体の小形化に貢献出来ることを意味する。

最後に今後の研究の方向性を示す。

本論文では、 2×2 MIMOを想定し、2素子のアンテナに対しての結合低減対策手法を示した。現在IEEE802.11acに準拠した3本のアンテナを用いた無線

LAN 製品も発売されており，今後さらに多数のアンテナ本数を用いた MIMO 通信，例えばマッシュ MIMO などが検討されている[6-1]．よって，より多素子のアンテナアレーに対する結合低減を検討する必要がある．

また，本論文において，結合低減を議論しているのは中心周波数のみであり，帯域に関して議論がされていない．実際の無線通信においてはある所定の中心周波数と帯域幅が設定され通信が行われるため今後の課題としたい．

謝辞

本博士論文は、筆者が千葉大学大学院 工学研究科 人工システム科学専攻 博士後期課程在学中に、高橋応明研究室で行った研究をまとめたものである。

本研究を進めるにあたり、終始熱心なご指導を頂きました指導教官である千葉大学大学院 高橋応明 准教授に深く感謝いたします。高橋応明 准教授には、東京都市大学 工学部、東京都市大学大学院 修士課程における御指導に始まり、パナソニック(株)の社員である筆者に大学院後期課程に進む機会を与えて頂き、適切な御教授と研究の方向付けを頂きました。

また、研究生活において、終始適切な御助言をいただきました千葉大学 伊藤公一 教授、齊藤一幸 准教授に感謝いたします。

日常の議論を通じて多くの御助言、研究に対する姿勢を示して頂きました、富山大学大学院 小川晃一 教授に深く感謝いたします。

常日頃から、多くの適切なお助言を頂きました、防衛大学校 森下久 教授、ゲン・トゥワン・ハン 博士、岩手大学 本間尚樹 准教授に感謝いたします。

本研究は、パナソニック(株)在職中に開発業務と平行して行ったものです。本研究また業務を通じ、終始懇切なる御指導と有益なる御討論を頂きましたパナソニック(株)AVC ネットワークス社 イノベーションセンター 小柳芳雄 参事に深く感謝致します。また終始適切な御助言をいただきましたパナソニック(株)山田賢一 参事、朝比奈敏寛 主事、佐野達也 主事、(株)パナソニックシステム ネットワークス開発研究所 上島博幸 主事、廣部貴紀 主事に感謝いたします。

大学での研究生活におきまして、一緒に頑張ってきて来ました、千葉大学大学院 高橋研究室 小島宗太 君、奥田敬介 君を始めとした、在学生の皆様、卒業生、OB の皆様に感謝いたします。

東京都市大学 工学部、東京都市大学大学院 修士課程にて、研究の基礎を御教授いただきました、安部實 教授、関口利男 東京工業大学名誉教授に感謝いたします。

最後に、会社と学業両立を全面的に支援してくれました、妻 佐藤恵子、娘 佐藤実佳、応援頂いた、父 佐藤皓、母 佐藤スミカに感謝し、本論文を結びます。

付録A S パラメータからの Y パラメータの導出式

S パラメータからの Y_{12} の導出式

$$Y_{12} = \frac{-2 \times S_{12}}{(1 + S_{11}) \times (1 + S_{22}) - S_{12} \times S_{21}} \quad \text{式 A-1}$$

S パラメータからの Y_{11} の導出式

$$Y_{11} = \frac{(1 + S_{22}) \times (1 - S_{11}) + S_{12} \times S_{21}}{(1 + S_{11}) \times (1 + S_{22}) - S_{12} \times S_{21}} \quad \text{式 A-2}$$

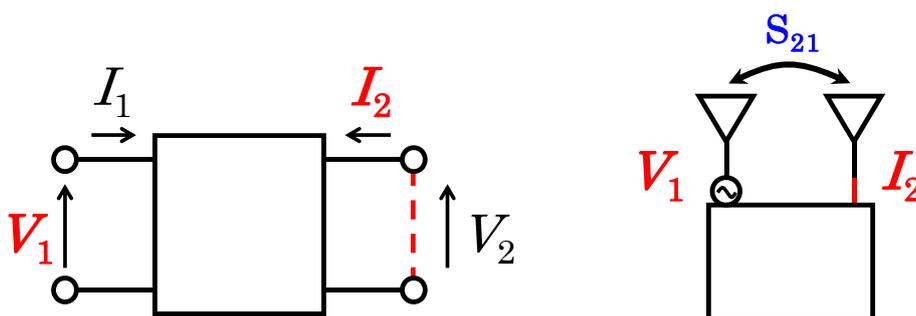
付録B 結合除去条件

式 B-1 は Y パラメータを用いた, S パラメータの S_{12} の導出式である. 結合を表す S_{12} が 0 の場合, 結合が除去される. S_{12} が 0 の条件は, 式 B-1 の右辺の分子の Y_{12} が 0 の場合, S_{12} が 0 であり, よって結合除去 ($S_{12}=0$) の条件は $Y_{12}=0$ となる.

$$S_{21} = \frac{-2Y_{21}Y_0}{Y_0^2 + 2Y_{11}Y_0 + (Y_{11})^2 - (Y_{21})^2} \quad \text{式 B-1}$$

Y_0 は特性インピーダンス Z_0 の逆数

図 B.1 に結合を除去する Y_{12} の条件の説明図として, (a) 2 端子対回路の模式図と, (b) 2 素子アンテナにおける電圧と電流を示す. 図中の V は電圧, I は電流を表し, サフィックスはポート番号を表す. 式 B-2 は電圧と電流で表した Y_{12} の定義式である. またこのときの条件は $V_2=0$, つまりポート 2 が短絡している状態である. 図 B.1(b) は (a) の 2 端子対回路を 2 素子アンテナに適用した図である. つまり $Y_{12}=0$ とは, ポート 2 を短絡時にもかかわらず, ポート 1 に電圧を印加しても全くポート 2 に電流が流れない状態を表す. つまりポート間において結合が除去されることが解る.



(a) 2 端子回路の模式図

(b) 2 素子アンテナにおける電圧と電流

図 B.1 結合を除去する Y_{12} の条件の説明図

$$Y_{21} = \left. \frac{I_2}{V_1} \right|_{V_2=0} \quad \text{式 B-2}$$

参考文献

- [1-1] 株式会社富士通研究所 PRESS RELEASE (技術)
“400MHz 帯の国際標準に準拠した、医療向け無線送受信技術を開発”
<http://pr.fujitsu.com/jp/news/2014/02/12.html>
- [1-2] 総務省 平成 26 年版情報通信白書 第 1 部
“特集 ICT がもたらす世界規模でのパラダイムシフト”
図表 4-2-3-7 医療用 3D ヘッドマウントイメージプロセッサユニット
<http://www.soumu.go.jp/johotsusintokei/whitepaper/ja/h26/html/nc142310.html>
- [1-3] アイコム(株) 導入事例
“医療情報システムのインフラに無線 LAN を導入することで、医療精度の向上と患者サービスの充実を実現”
http://www.icom.co.jp/products/network/introduction/lan_in/shimane/
- [1-4] 大森繁, 滝沢賢一, "手術用ロボットシステムから見た無線通信技術の期待," 電子情報通信学会 通信ソサイエティマガジン B-plus 2011 年夏号 pp.31-35
- [1-5] 阪口啓, 高田潤一, “MIMO 伝搬特性の測定装置・測定方法・解析方法・モデル化,” 信学誌 B, vol.J88-B, no.9, pp.1624-1640, Sept. 2005.
- [1-6] 小柳芳雄, “モバイル端末用アンテナの技術課題と今後の展望について,” 2014 信学ソサイエティ大会, No. BI-1-9, Sep. 2014.
- [1-7] 総務省報道資料一覧(2014 年) “携帯電話の周波数が今春より拡大”
<http://www.soumu.go.jp/soutsu/tokai/kohosiryu/26/0320-3.html>
- [1-8] ダン フン レー, ビスワス シュブラト クマル, 谷口哲樹, 唐沢好男, 大島一郎, “空間相関とアレー素子間結合を考慮した MIMO 伝送特性 [II] ~ 実結合係数を用いた計算機シミュレーションによる伝送特性評価 ~,” 信学技報, AP2007-132, pp.57-62, Jan. 2008.
- [2-1] 伊藤淳, 道下尚文, 森下久, “マッシュルーム構造を用いた逆 F アンテナ間の相互結合抑制,” 信学誌 B, vol.J92-B, no.6, pp.930-937, Jun. 2005.
- [2-2] 大石崇文, 大舘紀章, 関根秀一, 庄木裕樹, “地板にスリットを有する低相

- 関・低結合なパターンダイバーシチアンテナ,” 信学誌 B, vol.J90-B, no.9, pp.844-853, Sept. 2007.
- [2-3] Aliou Diallo, Cyril Luxey, Philippe Le Thuc, Robert Staraj, Georges Kossiavas, “Study and Reduction of the Mutual Coupling Between Two Mobile Phone PIFAs Operating in the DCS1800 and UMTS Bands,” IEEE Trans. Antennas Propag., vol.54, no.11, pp.3063-3074, Nov. 2006.
- [2-4] Shin-Chang Chen, Yu-Shin Wang, Shyh-Jong Chung, “A decoupling technique for increasing the port isolation between two strongly coupled antennas,” IEEE Trans. Antennas Propag., vol.56, no.12, pp.3650-3658, Dec, 2008.
- [2-5] アジレントテクノロジー社 ADS (advanced design system)
- [3-1] 佐藤浩, 小柳芳雄, 小川晃一, 高橋応明, “近接配置 2 素子小形アンテナの 2 周波数低結合化手法,” 信学誌 B, vol.J94-B, no.9, pp.1104-1113, Sep. 2011.
- [3-2] CST STUDIO SUITE <http://www.cst.com/>
- [3-3] Murata Chip S-Parameter and Impedance Library
http://www.murata.com/products/design_support/mcsil/
- [3-4] 小川晃一, 林俊光, 山本温, “最適整合による MIMO ダイポールアレーの伝送容量最大化とそのメカニズム解析,” 信学技報, AP2010-5, pp.19-24, Apr. 2010.
- [3-5] 本間尚樹, 陳強, 澤谷邦男, “FDTD 法を用いたマイクロストリップ共振器の Q 値の解析,” 信学技報, EMCJ98-65, pp.43-46, Oct. 1998.
- [3-6] Koichi Ogawa, Toshimitsu Matsuyoshi, Kenji Monma, “An Analysis of the Performance of a Handset Diversity Antenna Influenced by Head, Hand, and Shoulder Effects at 900 MHz: Part II—Correlation Characteristics,” IEEE Trans. Vehicular Technology, vol.50, no.3, pp.845-853, May, 2001.
- [3-7] 唐沢好男, “MIMO 伝搬チャネルモデリング,” 信学誌 B, vol.J86-B, no.9,

- pp.1706-1720, Sept. 2003.
- [3-8] 小川晃一, 天利悟, 山本温, “ブランチ間受信電力差のある端末 MIMO アンテナの伝送容量解析,” 信学誌 B, vol.J91-B, no.9, pp.948-959, Sept. 2008.
- [3-9] T. Taga, “Analysis for mean effective gain of mobile antennas in land mobile radio environments,” IEEE Trans. Veh. Technology, vol.VT-39, no.2, pp.117-131, 1990.
- [3-10] Rashid Ahmad Bhatti, Soongyu Yi, Seong-Ook Park, “Compact antenna array with port decoupling for LTE-standardized mobile phones,” IEEE Trans. Antennas Propag., vol.8, pp. 1430-1433, Jan. 2009.
- [4-1] 遠藤直之, 鹿子嶋憲一, 尾保手茂樹, 加賀谷篤大, 西村一輝, “ブリッジサセプタンスと伝送線路を組み合わせた MIMO アンテナ用簡易デカップリング回路,” 信学技報, AP2011-181, pp.43-48, Mar. 2011.
- [4-2] The 3rd Generation Partnership Project (3GPP)3GPP TS 36.101 V8.12.0
http://www.3gpp.org/ftp/Specs/latest/Rel-8/36_series/36101-8q0.zip
- [5-1] 佐藤浩, 小柳芳雄, 小川晃一, 高橋応明, “分岐素子を用いた小形アンテナの低結合化手法,”信学総大, BS-1-1, March 2012.
- [5-2] 栗山圭太, 奥田敬介, 佐藤浩, 高橋応明, “分岐素子を用いた携帯端末用 MIMO アンテナの 2 周波数低結合化手法,” 電子情報通信学会東京支部学生会研究発表会, p.70, 東京, Mar. 2015.
- [5-3] 奥田敬介, 佐藤浩, 高橋応明, “メアングラ分岐アンテナを用いた MIMO アンテナの低結合化,” 信学技報, AP2014-135, pp.41-44, Nov. 2014.
- [6-1] 佐々木叡, 西森健太郎, 坂詰知完, “Massive MIMO 実現に向けたアレーアンテナの配置に関する基礎研究,” 信学技報, vol.114, no.396, AP2014-170, pp.51-56, Jan. 2015.

本研究に関する発表論文

1. 論文

既公表論文

- [1] 佐藤浩, 小柳芳雄, 小川晃一, 高橋応明, “分岐アンテナ素子を用いた多周波数低結合化手法,” 信学誌 B, vol.J96-B, no.9, pp.1048-1056, Sept. 2013.
- [2] H. Sato, Y. Koyanagi, K. Ogawa, M.Takahashi, “A decoupling method for MIMO antenna arrays using branch shape elements,” IEICE Communications Express, Vol.3, No.11, pp.330-334, Nov, 2014.

参考論文

- [1] 佐藤浩, 小柳芳雄, 小川晃一, 高橋応明, “近接配置 2 素子小形アンテナの 2 周波数低結合化手法,” 信学誌 B, vol.J94-B, no.9, pp.1104-1113, Sept. 2011.

2. 国際会議発表

- [1] H. Sato, Y. Koyanagi, K. Ogawa, M. Takahashi, "A Method of Dual-frequency Decoupling for Two-element MIMO Antenna," Progress In Electromagnetic Research Symposium (PIERS 2013), PIERS Proceedings, 1853 - 1857, August 12-15, Stockholm, 2013.
- [2] H. Sato, Y. Koyanagi, K. Ogawa, M. Takahashi, "A decoupling method for MIMO terminal antenna using branch element without susceptance circuits," IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI), pp.1538-1539, July, Memphis, 2014.
- [3] K. OKUDA, H. SATO, M. TAKAHASHI, "Decoupling Method using Branch Shape without Connecting between MIMO Multiple Antennas," IEEE International Workshop on Electromagnetics (iWEM 2014), Applications and Student Innovation Competition, Sapporo, Japan, pp.84-85, Aug. 2014.

3. 研究会

- [1] 佐藤浩, 小柳芳雄, “近接配置 2 素子モノポールアンテナの 2 周波数での低結合化検討,” 信学技報, AP2010-69, pp.11-15, Sept. 2010.
- [2] 佐藤浩, 小柳芳雄, 高橋応明, “近接配置した 2 素子低結合アンテナのアンテナ効率改善,” 信学技報, AP2010-118, pp.1-5, Dec. 2010.
- [3] 奥田敬介, 佐藤浩, 高橋応明, “メアンダ状分岐アンテナを用いた MIMO アンテナの低結合化,” 信学技報, AP2014-135, pp.41-44, Nov. 2014.

4. 全国大会

- [1] 佐藤浩, 小柳芳雄, 小川晃一, 高橋応明, “分岐アンテナ素子を用いた多周波数低結合化手法” 電気学会部門大会, No.MC6-2, Sep. 2011.
- [2] 佐藤浩, 小柳芳雄, 小川晃一, “分岐素子を用いた小形アンテナの低結合化手法,” 信学総大, No.BS-1-1, Mar. 2012.
- [3] 佐藤浩, 小柳芳雄, 小川晃一, 高橋応明, “集中定数を分岐素子で代用したアンテナ間低結合化手法,” 信学ソサエティ大会, No.B-1-64, Sep. 2013.

5. 特許

- [1] 佐藤浩, 小柳芳雄, 西木戸友昭, “アンテナ装置及び通信装置” 国際特許, WO 2011102143
- [2] 佐藤浩, 小柳芳雄, 廣部貴紀, “アンテナ装置及び通信装置” 国際特許, WO 2011142135
- [3] 佐藤浩, 小柳芳雄, 廣部貴紀, 西木戸友昭, “アンテナ装置及び通信装置” 国際特許, WO 2011145323
- [4] 佐藤浩, 小柳芳雄, 廣部貴紀, 西木戸友昭, “アンテナ装置及び通信装置” 国際特許, WO 2011145324
- [5] 廣部貴紀, 佐藤浩, 小柳芳雄, “アンテナ装置及びこれを搭載した携帯無線端末”国内特許, 特開 2011182281
- [6] 廣部貴紀, 佐藤浩, 小柳芳雄, “アンテナ装置及びこれを搭載した携帯無線端末”国内特許, 特開 2011205316

- [7] 廣部貴紀, 佐藤浩, 小柳芳雄, “アンテナ装置及びこれを搭載した携帯無線端末”国内特許, 特開 2011227742
- [8] 佐藤浩, 廣部貴紀, 小柳芳雄, “アンテナ装置”国内特許, 特開 2012244390
- [9] 廣部貴紀, 佐藤浩, 上島博幸, 小柳芳雄, “アンテナ装置及びこれを搭載した携帯無線端末”国内特許, 特開 2012144198
- [10] 佐藤浩, 小柳芳雄, 廣部貴紀, 上島博幸, “アンテナ装置” 国際特許, WO 2012157274
- [11] 佐藤浩, 小柳芳雄, “アンテナ装置” 国際特許, WO 2013102967

6. アワード

- [1] 2012年 電子情報通信学会 通信ソサイエティ論文賞 優秀論文賞
- [2] YEP Award 2013 特別賞, AET 株式会社, April 2014

6. その他

- [1] 奥田敬介, 佐藤浩, 高橋応明, 齊藤一幸, 伊藤公一, “アンテナ間接続が不要なMIMOアンテナ結合低減手法,” 電子情報通信学会東京支部学生会研究発表会, p.69, 東京, Mar. 2014.
- [2] 栗山圭太, 奥田敬介, 佐藤浩, 高橋応明, “分岐素子を用いた携帯端末用MIMOアンテナの2周波数低結合化手法,” 電子情報通信学会東京支部学生会研究発表会, p.70, 東京, Mar. 2015.