

無線機器におけるイントラ EMC 評価法  
に関する研究

2017年3月  
(平成29年3月)

前川 智哉

A study of the evaluation method  
for intra-EMC problems  
in wireless equipment

March 2017

Tomoya Maekawa

# 目次

<b>第1章 序論</b>	<b>1</b>
1.1 本研究の背景	1
1.2 本研究の概要	4
<b>第2章 アンテナとノイズ源の磁界分布相関を用いたノイズ源最適配置法</b>	<b>12</b>
2.1 緒言	12
2.2 ノイズ源のモデル化	13
2.3 磁界分布相関を用いた設計手法	15
2.4 提案手法の妥当性検証	20
2.4.1 評価モデル	20
2.4.2 評価結果	23
2.5 実機への適用検証	29
2.6 結言	34
<b>第3章 ノイズ源偏波を考慮した重み付け磁界相関を用いた評価法</b>	<b>35</b>
3.1 緒言	35
3.2 ノイズ源偏波を考慮した重み付け磁界相関	36
3.3 重み付け磁界相関と結合度の関係	38
3.3.1 アンテナとノイズ源の偏波が同じ場合	38
3.3.2 アンテナとノイズ源の偏波が異なる場合	44
3.4 結言	51

<b>第4章</b>	<b>ビット誤り率評価に基づく通信性能評価法</b>	<b>52</b>
4.1	緒言	52
4.2	アンテナ干渉電力による通信性能評価	53
4.3	重み付け磁界積の提案	55
4.4	重み付け磁界積と結合度の比較	58
4.4.1	評価モデル	58
4.4.2	評価結果	60
4.5	ビット誤り率評価に基づく通信性能評価	64
4.5.1	ビット誤り率によるノイズ源最適配置	64
4.5.2	通信性能達成率による評価	69
4.6	結言	71
<b>第5章</b>	<b>減結合技術によるイントラ EMC 内部干渉ノイズ低減法</b>	<b>72</b>
5.1	緒言	72
5.2	アンテナ結合問題への展開	73
5.3	イントラ EMC に適応した減結合回路	76
5.3.1	評価モデル	76
5.3.2	設計要件の定式化	80
5.3.3	評価結果	82
5.4	結言	86
<b>第6章</b>	<b>結論</b>	<b>87</b>
<b>第7章</b>	<b>今後の研究</b>	<b>89</b>
7.1	ビット誤り率評価に基づくノイズ源の最適配置場所の推定	89
7.2	減結合技術によるイントラ EMC 内部干渉の低減	93

謝辞	96
参考文献	97
学位申請論文	103
本研究に関する発表論文	104

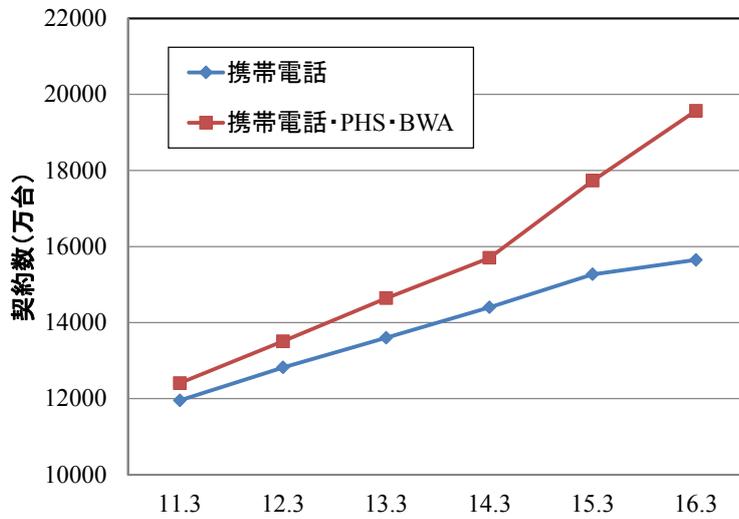
# 第1章 序論

## 1.1 本研究の背景

近年、移動体通信の成長は著しく、総務省のデータ[1]によると図 1.1 に示すように 2016 年 3 月時点で携帯電話の契約数は 1 億 5759 万台となっており、日本人 1 人に 1 台以上の保有率になっている。特に、携帯電話システムの伝送速度が高速化し、今日では、第 3.9 世代～第 4 世代携帯電話 (LTE : Long Term Evolution) が主流を占め、契約数は 9408 万台と大幅に増加するなど、今後も引き続き、高速移動体通信機器の進化が加速すると予測されている。

移動体通信システムを実現する無線機器の高機能化・小型化に伴い、機器内で発生した微弱なノイズが受信回路に混入し、受信感度が劣化する問題が増加している。図 1.2 に従来の EMC (Electromagnetic Compatibility) 問題と新たな EMC 問題を示す。図 1.2 左に示すように、従来の EMC 問題はノイズを出す機器とノイズを受ける機器が異なることから、機器間で発生する EMC 問題として取り扱われてきた。一方、本研究で取り扱う新たな EMC 問題を図 1.2 右に示す。携帯電話を例にすると「ノイズを出す側」と「ノイズを受ける側」が同じ機器内に存在するため、「ノイズを出す側」で発生した微弱なノイズが「ノイズを受ける側」である受信回路に混入し、受信感度が劣化する問題が起こっている。本問題は、機器間で発生する EMC 問題とは異なり、機器内部で発生する干渉問題であり、「イントラ EMC 問題」と呼ばれている。

特に本問題は、携帯電話の高機能化に伴い、カメラや SD (Secure Digital) カードなどの機能が搭載され始めた頃から顕在化されていたが、他の機器へ影響を与えない EMC 問題であるため、学会等で議論されることはほとんどなかった。最近では、図 1.3 に示すようにイントラ EMC 問題が初めて特集され、新たな EMC 問題として認知されるようになってきた[2]。



PHS : Personal Handy-phone System  
 BWA : Broadband Wireless Access

図 1.1 移動体通信機器契約数の推移

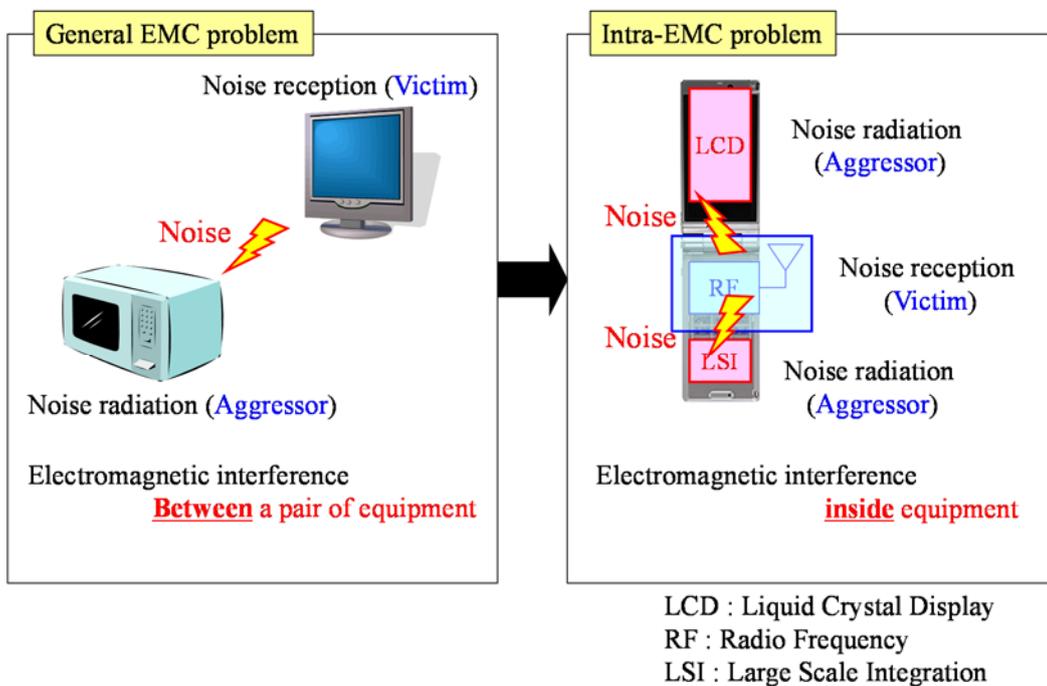


図 1.2 EMC 問題

# 急増する機器内雑音 無線性能を左右

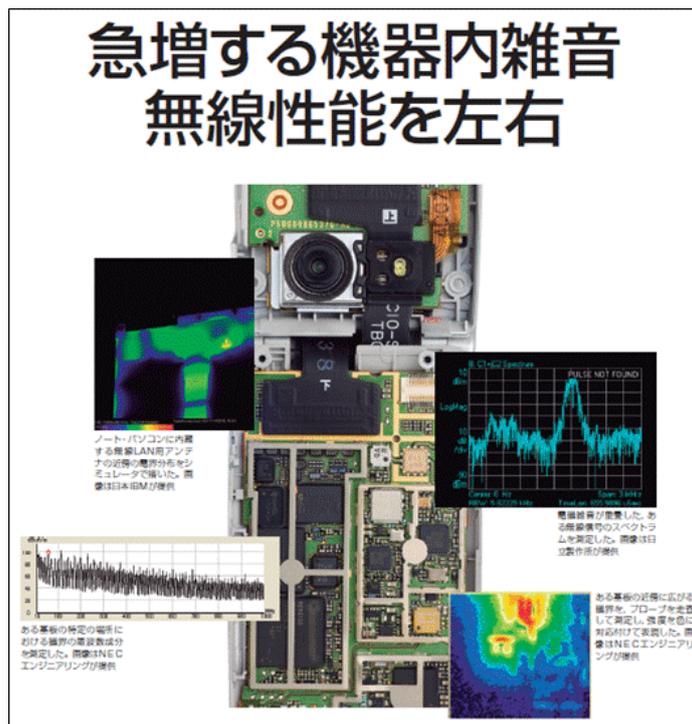


図 1.3 日経エレクトロニクス記事 (2007.6.18 号)

## 1.2 本研究の概要

図 1.4 に EMC 問題の概要を示す。図 1.4 に示すように、EMC は電子機器から発生するノイズが他の機器に影響を与える放射電磁雑音問題 (EMI : Electro Magnetic Interference) と他の機器のノイズで誤動作しない電磁雑音耐性問題 (EMS : Electro Magnetic Susceptibility) の 2 つから構成される。

図 1.5 に本研究で扱うイントラ EMC 問題と一般的な EMC 問題の比較を示す。両者を比較すると、ノイズ源は両者の問題に共通しているが、伝搬経路と影響範囲が異なる。両者に共通する課題であるノイズ源に対する検討については、ノイズ源からの放射雑音をいかに減らすかに関する議論はこれまで多くの研究者によって議論されているため、本研究では詳細に取り扱わない。

これまで、多くの EMC に関わる研究において、ノイズ源からの放射雑音を低減する方法として、デジタル回路を流れる信号波形の最適化を扱うシグナルインテグリティ (SI : Signal Integrity) [3]-[5]、プリント回路基板の基板パターンやグラウンド形状の最適化を行う基板設計技術に関する検討[6]-[17]や、コンデンサなどの受動部品、シールドや電波吸収体などのノイズ対策部品を追加するノイズ対策技術に関する検討[18]-[21]が多くなされている。これらの設計技術を検討するためには伝送線路理論 [22]や、ノーマルモードやコモンモードの概念を理解しておくことが必要不可欠である。また、デジタル回路の信号波形の最適化を進めるためにはノイズ源を等価回路モデルとしてモデル化することが重要であり、モデル化の代表例としては電源系の給電電流シミュレーションに対して、線形等価内部インピーダンスと等価内部電流源によって構成される線形モデルである LECCS モデル (LECCS : Linear Equivalent Circuit and Current Source Model) が検討され、プリント回路基板からの放射雑音を予測する目的として実デバイスへの適用が図られている[8],[23]-[25]。また、プリント回路基板での対策として、配線パターンの形状および位置、グラウンド形状の検討に加えて、電磁的バンドギャップ (EBG : Electromagnetic Bandgap) による不要電磁波の伝搬抑制を目的として周期構造の導入の検討が実施されている[26]-[28]。一方、これまで説明した設計技術の有効性を定量的に測定する方法として表 1.1 に示す半導体の EMC 規格である IEC61967 (IEC : International Electrotechnical

Commission) が存在し、特に磁界プローブ法 (IEC61967-6) は非接触で測定が可能であり、被測定物への影響が少ないことから、最も用いられている方法である [29]-[34].

次に、図 1.5 に示す影響範囲について述べる. 一般的な EMC 問題は他の機器へ影響を与える問題、もしくは他の機器から影響を受ける問題であるため、一例として表 1.2 に示す CISPR 規格 (CISPR : Comite International Special des Perturbations Radioelectriques) が規定され、測定方法と規制値が定められている. 一方、イントラ EMC 問題については、他の機器に関係なく、デジタル回路から受信回路への干渉を取り扱う機器自身の問題であって、比較的新しい問題であるため、設計技術に関する議論は少ない. 以上に示す背景を踏まえ、本研究ではイントラ EMC 問題を解決する設計手法の開発を主な目的とする.

図 1.6 に無線機器におけるイントラ EMC 問題の発生要因を示す. 図 1.6 に示すように無線機器は、ノイズの発生源となるデジタル回路とノイズを受ける無線回路から構成される. イントラ EMC 問題の発生要因は、「①基板内結合」と「②アンテナ経由空間結合」の 2 つに大別される. 「①基板内結合」は、伝導性結合とも呼ばれ、デジタル回路の動作に伴って発生するノイズが配線パターンやグラウンドを經由して受信回路に侵入するものであり、先に述べた信号波形の最適化や配線パターンの最適化の検討に加えて、電磁界シミュレーションを活用した電磁界分布の可視化や、配線パターン設計がデザインルールに合致しているかを検証するデザインルールチェック (DRC : Design Rule Check) を実施することにより比較的容易に評価することができる. 一方、「②アンテナ経由空間結合」は、ノイズ源からの放射ノイズがアンテナを經由した空間的な電磁界結合によるものであり、これまで、振幅確率分布 (APD : Amplitude Probability Distribution) とビットエラーレート (BER : Bit Error Rate) の相関に関する研究[35]-[37]、伝導性ノイズを対象とした回路近傍の電磁界分布計測に関する研究[38]、基板からの不要電磁放射の信号配線レイアウトに対する依存性に関する研究等[6]-[17]が行われているが、伝搬経路となるアンテナの特性を考慮した評価を行うことができない. また、電磁界シミュレーションを用いた場合、動作状態のノイズ源を模擬することが難しく、実際の無線機器では計算規模も大きくなるため実用的ではないなど多くの課題を有している.

一般に、機器などの開発工程は、設計の初期段階において部品配置や全体構造を設計する「構想設計」を行い、次に、配線パターンなどを設計する「基板設計」を行う(図 1.7)。しかし、アンテナを経由して受信回路に混入するノイズを事前に予測する設計手法は確立されていないため、現状の開発では試行錯誤的な方法による事後的なノイズ対策が中心となることから開発期間が長期化し、対策コストの増大が深刻な問題となっている。さらに、イントラ EMC 問題に対応するノイズ対策は設計自由度が限られた開発後半に実施されることが多い。しかし、イントラ EMC 問題を解決するためには、ノイズ源の配置場所の変更や、アンテナ構造を検討する必要があるにも関わらず、実際の設計においては構造変更を実施することは困難であるのが実情である。

このような背景を踏まえ、本論文では、イントラ EMC 問題を解決する設計手法を提案するものであり、携帯電話を模擬した評価モデルを用いて提案手法の妥当性を検証し、有効性を示す実証結果を報告するものである。

第 1 章「序論」では、研究の背景として、デジタル無線機器の高機能化・高性能化を実現するために発生する課題について述べ、本研究の位置づけと目的、本研究の全体の構成を説明する。

第 2 章「アンテナとノイズ源の磁界分布相関を用いたノイズ源最適配置法」では、ノイズ源を放射ノイズの発生源であるアンテナとみなすことで無線通信アンテナとの 2 つのアンテナの電磁結合問題と考える。2 つのアンテナ間の結合特性と近傍磁界分布の重なりに関係に着目し、アンテナとノイズ源の近傍磁界分布から計算した相関係数により、ノイズ源の最適配置場所を推定する設計手法を提案し、本手法の妥当性について携帯電話を模擬した評価モデルを用いて検証し、有効性を実証する。

第 3 章「ノイズ源偏波を考慮した重み付け磁界相関を用いた評価法」では、ノイズ源の偏波が変化した場合にも適用できる設計手法として、各成分のノイズ量をノイズ電力の総量で割った係数によって重み付けすることにより、磁界成分の中で支配的な偏波成分(主要影響因子)の影響を考慮した重み付け磁界相関を提案し、アンテナとノイズ源の偏波が異なる場合であっても、ノイズ源の最適配置場所が推定できることを示す。

第 4 章「ビット誤り率評価に基づく通信性能評価法」では、前章までで述べた磁界相関が相対的な評価指標である課題を克服するために、アンテナとノイズ源の重み付

け磁界積を用いてアンテナ干渉電力の定量化を行い、通信性能指標であるビット誤り率を用いて、ノイズ源の最適配置場所を推定する設計手法を提案する。更に、携帯電話を模擬した評価モデルを用いた検証から所定のビット誤り率に必要な C/N 比 (Carrier to Noise Ratio) を計算することにより、ノイズ源の最適配置場所の推定が可能であることを示す。

第 5 章「減結合技術による内部干渉ノイズ低減法」では、イントラ EMC 問題に対して MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) アンテナの結合除去方法として研究されている平行近接した 2 素子のモノポールアンテナ間に集中定数を接続することによって電磁結合を低減する方法をイントラ EMC 問題に応用する。イントラ EMC への応用に対して、近接素子間の減結合を取り扱う MIMO アンテナとは異なり、アンテナとノイズ源の空間距離が大きいため、イントラ EMC に適した減結合回路を提案し、その設計手法を定式化する。減結合回路の最適化により、アンテナとノイズ源の電磁結合を低減することができることを示す。

第 6 章「結論」では、本研究のまとめを述べる。

第 7 章「今後の研究」では、今後の展望について述べる。

これらの研究によって、デジタル無線機器内で発生するイントラ EMC 問題に関して、ノイズ源の最適配置場所を推定する設計手法、および、イントラ EMC に適した減結合回路の設計手法を構築することにより、スマートフォンを代表とするデジタル無線機器開発の高効率化を図り、通信品質の優れた機器の開発に大きく貢献するものと考えられる。

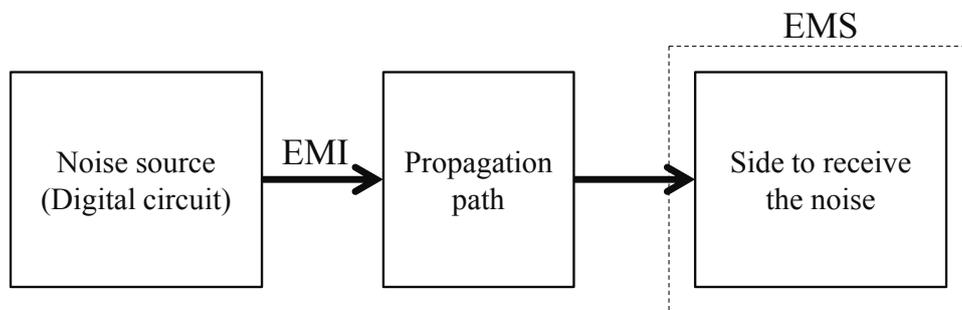


図 1.4 EMC の概要

	Noise source	Propagation path	Impact on others
General EMC problem	Digital circuit	Air	Law and rule
Intra-EMC problem	Digital circuit	Inside equipment	Equipment itself

•Signal integrity  
 •Board design  
 •Noise suppression parts

*Aim of this study*

図 1.5 EMC 問題の比較

表 1.1 IEC61967 の概要

規格番号	試験方法	概要
IEC61967-1	General conditions and definitions	用語の定義、評価基板の作製ルール
IEC61967-2	TEM-cell and Wideband TEM-cell Method	TEMセル、GTEMセルを用いた測定
IEC61967-3	Surface scan method	電磁界プローブによるICの近傍電磁界測定
IEC61967-4	1 $\Omega$ /150 $\Omega$ direct coupling method	グラウンドのリターン電流測定、ポート電圧測定
IEC61967-5	Workbench Faraday Cage (WBFC) method	WBFCグラウンドとIC間のコモンモード電圧測定
IEC61967-6	Magnetic probe method	磁界プローブによる電流測定
IEC61967-8	IC strip line method	開放型ストリップラインによるICの電磁界測定

表 1.2 CISPR の概要

規格	概要
CISPR10	CISPRの組織、規制および手続き
CISPR11	産業、科学および医療用無線周波機器(電磁妨害特性)
CISPR12	車両、小型船舶および内燃機関駆動装置(無線妨害特性)
CISPR13	音声およびテレビジョン放送受信機並びに関連機器(無線妨害特性)
CISPR14-1	電磁両立性(EMC):家庭用電気機器、電動工具および類似装置の要求事項(エミッション)
CISPR14-2	電磁両立性(EMC):家庭用電気機器、電動工具および類似装置の要求事項(イミュニティ)
CISPR15	電気照明および類似装置の無線妨害特性
CISPR16-1	無線妨害およびイミュニティ測定装置並びに測定方法の仕様書(第1-1部)
CISPR16-2	無線妨害およびイミュニティ測定装置並びに測定方法の仕様書(第1-2部)
CISPR17	無線妨害受動フィルタおよび妨害抑制部品の妨害抑制特性の測定法
CISPR18-1	架空送電線及び高電圧装置の無線妨害特性(第1章:現象の記述)
CISPR18-2	架空送電線及び高電圧装置の無線妨害特性(第2章:測定法および許容値の決定手続き)
CISPR18-3	架空送電線及び高電圧装置の無線妨害特性(第3章:無線雑音の発生最小化の実施要領)
CISPR19	1GHzを超える周波数の電子レンジからの放射測定のための置換法の使用手引き
CISPR20	音声およびテレビ放送受信機並びに関連機器(イミュニティ特性)
CISPR21	インパルス性雑音下における移動体無線通信に対する妨害
CISPR22	情報技術装置(エミッション特性)
CISPR23	工業、化学および医療機器に対する限度値および測定法
CISPR24	情報技術装置(イミュニティ特性)
CISPR25	自動車、ボート及び装置搭載受信機の保護のための無線妨害特性

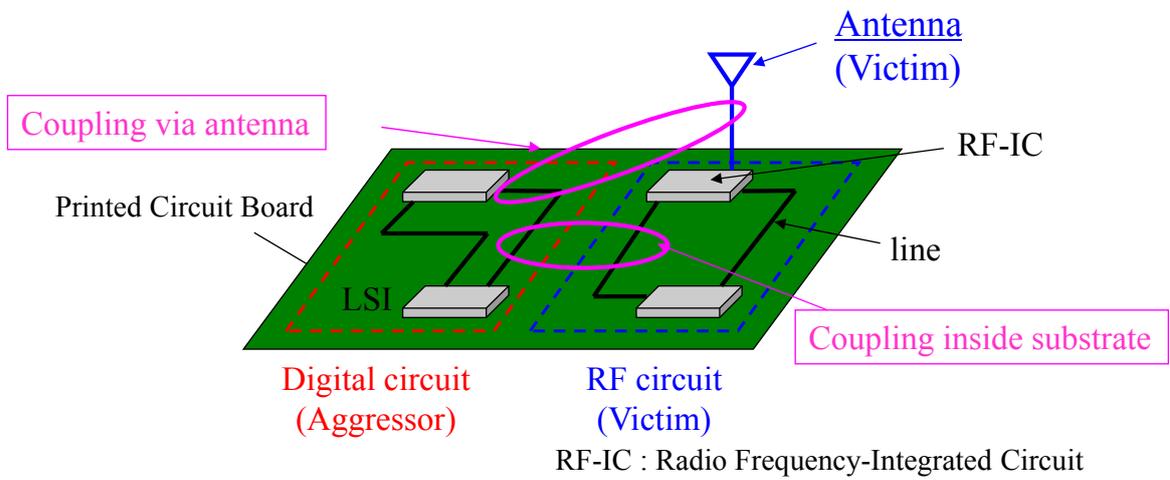


図 1.6 イントラ EMC 問題の発生要因

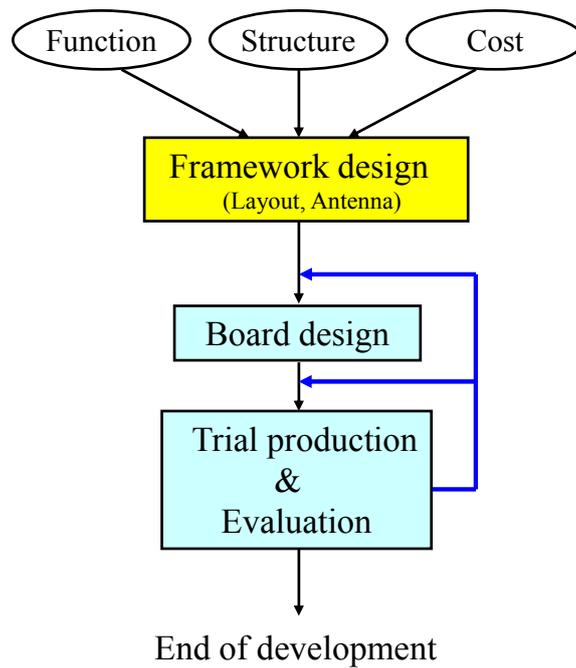


図 1.7 無線機器の開発プロセス

## 第2章 アンテナとノイズ源の磁界分布相関を用いた ノイズ源最適配置法

### 2.1 緒言

本章では、無線機器のイントラ EMC 問題を解決するためにノイズ源の最適配置場所を推定する設計手法について述べる。無線機器において、デジタル回路から発生した微弱なノイズが受信回路に混入し、受信感度が劣化するイントラ EMC 問題が発生している。特に、機器の小型化によりノイズ源と無線通信アンテナが近接するため、ノイズの主な伝搬経路がアンテナとなる。そこで、アンテナ特性を考慮し、イントラ EMC 問題に対応した新たな設計手法を提案した。設計手法の導出にあたり、IC 及び配線を放射ノイズの発生源と捉えることでアンテナとみなし、無線通信用アンテナとの2つのアンテナの電磁結合問題と考えた。すなわち、2つのアンテナが近接した場合には、2つのアンテナ間の電磁結合が大きくなるとともにアンテナとノイズ源の磁界分布の重なりも大きくなることから、イントラ EMC 問題においてノイズ源の最適配置場所をアンテナとノイズ源の磁界分布の重なり度合い（相関）から評価することを試みた[39],[40]。提案手法の妥当性について携帯電話を模擬した評価モデルを用いて検証し、携帯電話システムの代表的な周波数帯である 900MHz および 2GHz において、2つの磁界分布（アンテナ、ノイズ）の相関と結合特性との間に良い相関性を得られることを明らかにした[41],[42]。

## 2.2 ノイズ源のモデル化

図 2.1 に無線機器の代表例である携帯電話におけるイントラ EMC 問題の概念図を示す。図 2.1 に示すようにノイズ源で発生したノイズを無線通信アンテナで受信することによって受信感度が劣化する。ノイズ源がノイズを放射することから IC 及び配線を放射ノイズの発生源であるアンテナとして捉えることができる[14],[15]。そうすれば、イントラ EMC 問題を 2つのアンテナの電磁結合問題として置き換えることができ、2つのアンテナの電磁結合はアンテナ間の距離の大小によって評価することができる。

そこで、イントラ EMC 問題を解決する設計手法を構築するために、ノイズ源のモデル化が重要となる。図 2.2 にノイズ源のモデル化の考え方を示す。デジタル回路は、信号源 IC と負荷 IC とそれら 2つの IC を接続する配線から構成され、IC の動作により信号電流が流れるとグラウンドにリターン電流が流れ、電流ループが形成される。信号配線からの放射はディファレンシャルモード放射と呼ばれ、電流ループをアンテナと捉えることで放射メカニズムが説明できる。ディファレンシャルモードの電界強度 ( $E_{diff}$ ) は式(2.1)で表される。

$$E_{diff}(f) = 1.32 \times 10^{-14} \cdot \frac{2lf^2d}{R} \cdot I(f) \quad (2.1)$$

ここで、 $I(f)$  は電流、 $l$  は配線長、 $R$  は測定距離、 $d$  は配線とグラウンドの距離、 $f$  は周波数をそれぞれ示す。

式(2.1)からわかるように、電界強度はループの開口面積 ( $l \times d$ ) に比例することから、配線長の短縮や、配線とグラウンド間の距離を接近させることによる電流ループ面積の縮小などが EMC 対策として実施される。

以上の考察に基づき、ノイズ源をループアンテナとして模擬することができる。

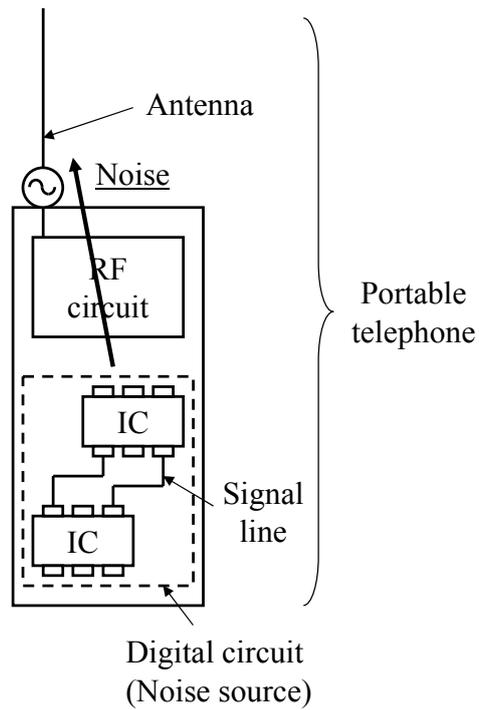


図 2.1 携帯電話におけるイントラ EMC 問題

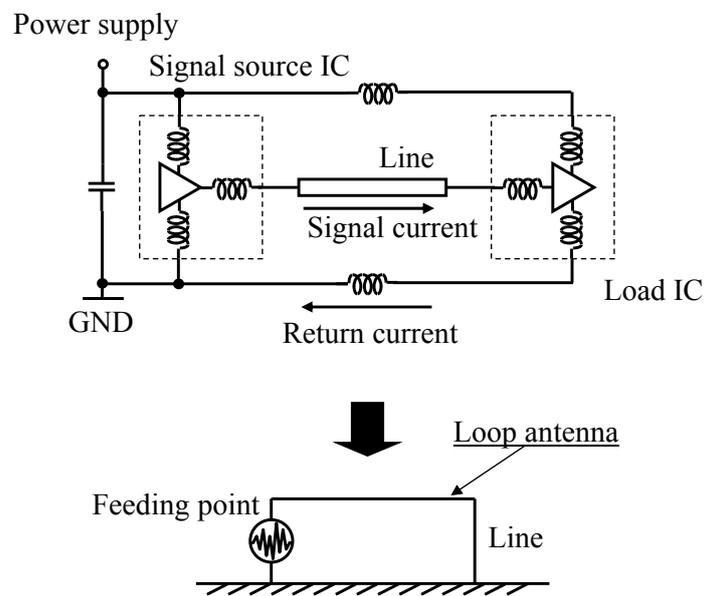


図 2.2 ノイズ源のモデル化

## 2.3 磁界分布相関を用いた設計手法

本節では、磁界相関を用いた設計手法について説明する。図 2.3 に 2 つのアンテナ間の電磁結合の一般的な測定方法を示す。図 2.3 に示すようにアンテナの各端子をネットワークアナライザの各ポートに接続することによって 2 つのアンテナ間の電磁結合を結合特性として容易に測定することができる[43]-[45]。しかし、ノイズの発生源となる IC 及び配線には明示的なアンテナ端子が存在しないため、ノイズ源とアンテナ間の電磁結合の実測定は困難となる。

一般に、放射ノイズは電流によって発生し、放射電磁界は電流から算出できる。また、プリント回路基板からの放射 EMI (Electromagnetic Interference) の発生機構を検討する方法として、電流配分率を用いたコモンモード放射メカニズムの検討[7],[8]、基板上の電流分布と放射電界強度の関係に関する検討[17]、および信号電流経路に起因する電磁放射量に関する検討[14]など、電流と放射ノイズとの因果関係について多くの検討がなされている。また、前節で説明したように、ノイズ源の物理モデルを検討する際には電流の流れに着目し、磁界が支配的なループアンテナを用いてモデル化している。

このような考察から、イントラ EMC 問題に対応する設計手法の構築においても同様に電流分布に着目することを考えた。しかし、電流を直接的に測定することは難しい場合が多く、電流に起因する磁界であれば磁界プローブ[29]-[31]およびそれを応用した装置[46]を用いれば容易に測定することが可能であるため、磁界分布に基づいた設計手法の構築を進める。

そこで、図 2.4 に示すように一般的なアンテナであるダイポールアンテナを距離  $D$  の間隔で並べて配置した場合を考える。図 2.4 において、 $H1$ 、 $H2$  はそれぞれのダイポールアンテナの磁界を示す。ダイポールアンテナの近傍磁界は給電点を中心に分布することが知られており、2 つのアンテナが近接すれば、2 つのアンテナ間の電磁結合は大きくなるとともに 2 つの磁界分布の重なり部分も多くなる。反対に、2 つのアンテナが離れば、2 つのアンテナ間の電磁結合は小さくなるとともに 2 つの磁界分布の重なり部分も少なくなる。このことから、2 つのアンテナの電磁結合と磁界分布の重なり度合いが同じような傾向を示すことから、電磁結合に代わる指標として、ア

アンテナとノイズ源の磁界分布の重なり度合い（磁界相関）を用いて評価することによって、ノイズ源の最適配置場所を推定する。

次に、近傍磁界の重なり度合い（磁界相関）の定量化する指標として導入する相関係数について述べる。一般的に、相関係数  $C$  は 2 つの可変量を  $(x, y)$  とすると、式(2.2)で定義することができる。相関係数  $C$  は  $-1$  から  $1$  まで変化するパラメータであり、2 つの量  $(x, y)$  の分布が全く同じ場合には  $C=1$  となり、2 つの量  $(x, y)$  の分布の強弱が互いに正反対な分布を有する場合には  $C=-1$  となる。

$$C = \frac{\sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})(y_i - \bar{y})}{\sqrt{\sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2} \sqrt{\sum_{i=1}^n (y_i - \bar{y})^2}} \quad (2.2)$$

上記で説明したように、アンテナとノイズ源の磁界分布の重なり度合い（磁界相関）について相関係数を用いて定量化することから、2 つの量  $(x, y)$  を以下のように置き換える。

$$x = H_{ai} \quad (2.3)$$

$$y = H_{ni} \quad (2.4)$$

式(2.3)及び式(2.4)において、 $H_{ai}$  および  $H_{ni}$  の 1 つめの添え字の  $a$  はアンテナ磁界を、 $n$  はノイズ磁界を、2 つめの添え字の  $i$  は各観測点 (i) をそれぞれ示している。そうすれば、式(2.2)に示す相関係数  $C$  は、式(2.5)のように表現することができ、式(2.5)の  $H_{ai}$  は式(2.6)、 $H_{ni}$  は式(2.7)となり、 $\bar{H}_{ai}$ 、 $\bar{H}_{ni}$  はそれぞれアンテナ磁界およびノイズ磁界の平均値である。

$$\gamma = \frac{\sum_{i=1}^n (H_{ai} - \bar{H}_{ai})(H_{ni} - \bar{H}_{ni})}{\sqrt{\sum_{i=1}^n (H_{ai} - \bar{H}_{ai})^2} \sqrt{\sum_{i=1}^n (H_{ni} - \bar{H}_{ni})^2}} \quad (2.5)$$

$$H_{ai} = \sqrt{|H_{axi}|^2 + |H_{ayi}|^2 + |H_{azi}|^2} \quad (2.6)$$

$$H_{ni} = \sqrt{|H_{nxi}|^2 + |H_{nyi}|^2 + |H_{nzi}|^2} \quad (2.7)$$

ここで、磁界分布と相関係数の関係を簡単なモデルを用いて説明する。図 2.5 に磁

界分布と相関係数の関係を示す。磁界分布はさまざまな形状が想定されるが、磁界分布と相関係数の関係について図 2.5 に示すように単純化した 4 つの事例を用いて説明する。図 2.5 において、●は磁界分布の強い場所 (peak) を、○は磁界分布の弱い場所 (null) を示す。すなわち、ノイズ源周辺は磁界分布の強い場所 (peak) になる。図 2.5(a), (b) はアンテナ磁界分布の強い場所が 2 つの場合、図 2.5(c), (d) はアンテナ磁界分布の強い場所が 1 つの場合の例である。なお、ノイズ源が存在しなければイントラ EMC 問題が発生しないことを考慮すると、ノイズ磁界分布の強い場所 (peak) のみに着目すればよいことになる。図 2.5(a) では、1 つのノイズ源が 2 つのアンテナ磁界分布の強い場所の一方に配置していることから、 $\gamma=0.5$  となり、図 2.5(b) では、1 つのノイズ源が 1 つのアンテナ磁界分布の弱い場所に一致していることから、 $\gamma=-1$  となる。一方、図 2.5(c) では、1 つのノイズ源が 1 つのアンテナ磁界分布の強い場所に一致していることから、 $\gamma=1$  となり、図 2.5(d) では、1 つのノイズ源が 2 つのアンテナ磁界分布の弱い場所の一方に配置していることから  $\gamma=-0.5$  となる。なお、図 2.5(d) の場合には、ノイズ源の最適な配置場所 (Ⅱ, Ⅲ) が複数存在することを示している。

図 2.5(a) に示すように、アンテナ磁界分布の強い場所の個数がノイズ磁界分布の強い場所の個数 (通常、ノイズ源の個数と一致する) よりも多い場合、各磁界分布の強い場所が一致しても相関係数は 1 とはならない。同様に、図 2.5(d) のようにアンテナ磁界分布の弱い場所の個数がノイズ磁界分布の強い場所の個数よりも多い場合、アンテナ磁界分布の弱い場所とノイズ磁界分布の強い場所と一致しても相関係数は -1 とはならない。このように双方の磁界分布の強い場所と弱い場所の個数によって相関係数の取り得る最小値と最大値は -1 と 1 の間で変化することとなる。

以上のように、相関係数が変化する範囲において、相関係数が小さくなるほどノイズ源の最適配置場所として適していることがわかる。

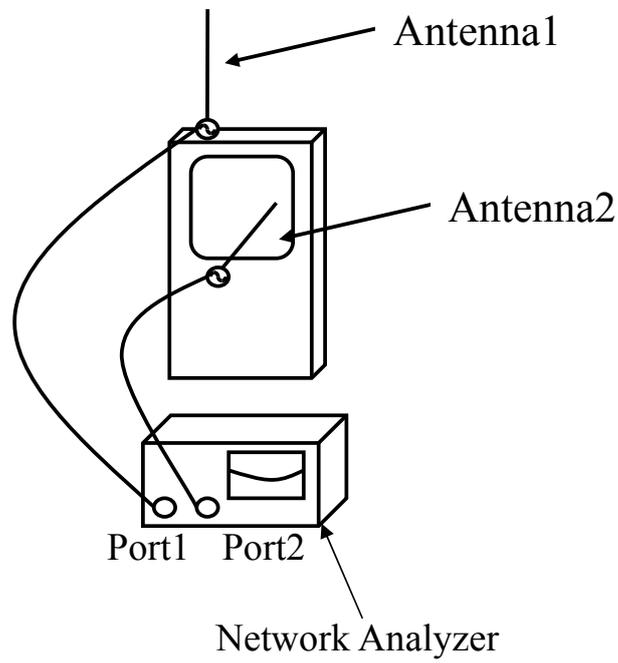


図 2.3 アレーアンテナの電磁結合測定方法

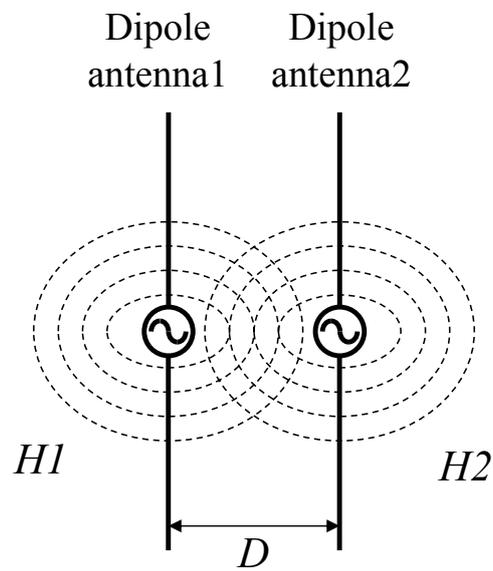


図 2.4 磁界分布の様子

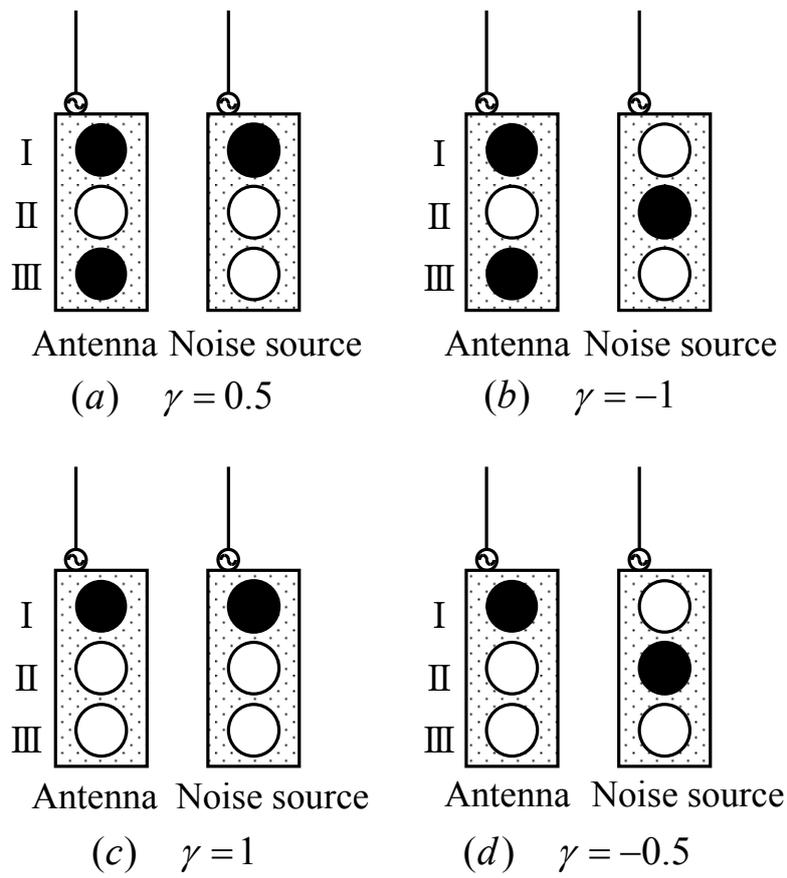


図 2.5 磁界分布と相関係数の関係

## 2.4 提案手法の妥当性検証

### 2.4.1 評価モデル

図 2.6 に提案手法の妥当性検証を実施した評価モデルを示す。評価モデルは携帯電話を模擬したものであり、基板寸法を幅 50mm、長さ 180mm とし、基板上部にはモノポールアンテナが、基板上にはノイズ源として模擬した長さ 15mm、高さ 5mm のループアンテナが配置されている。また、ノイズ源として模擬したループアンテナの給電点を Port1、モノポールアンテナの給電点を Port2 とし、モノポールアンテナの長さ  $L$  は、携帯電話の代表的な周波数である 900MHz で共振するように  $L=83\text{mm}$  (1/4 波長) とし、基板左端から 10mm の位置に接続している。最近では、アンテナの小型化は進み、かつ、機器内部に内蔵化される場合がほとんどであるが、アンテナの基本的な動作原理としては図 2.6 に示すモノポールアンテナと同じである。まず、図 2.6 に示す評価モデルが 900MHz で共振することを確認するために、アンテナの電圧定在波比 (VSWR : Voltage Standing Wave Ratio) 特性を評価した。図 2.7 に VSWR 特性を示す。図 2.7 において、実線がシミュレーション結果を、破線が実測結果をそれぞれ示す。図 2.7 から 900MHz において  $VSWR \leq 2$  となることから評価周波数である 900MHz で共振しており、さらに、シミュレーション結果と実測結果は良く一致していることがわかる。そこで、本検討では、ノイズ源として模擬したループアンテナの給電点  $P(N_x, N_y)$  を可変パラメータとして検討を進めた。

次に、2つのアンテナ間の電磁結合と磁界分布の重なり度合い (磁界相関) の比較を行う。電磁結合は、図 2.3 に示すようにモノポールアンテナとノイズ源として模擬したループアンテナの各給電点にネットワークアナライザを接続することによって結合特性 ( $S_{21}$ ) として評価することができる。ここで、評価周波数における結合特性 ( $S_{21}$ ) の数値を結合度として定義する。すなわち、結合度を評価することによってノイズ源からの放射ノイズがアンテナに回り込む量を見積もることができる。図 2.8 に結合特性 ( $S_{21}$ ) の周波数特性を示す。図 2.8 において、実線はシミュレーション結果を、破線は実測結果を示し、両者は良く一致していることがわかる。したがって、結合度と磁界相関の比較については電磁界シミュレータを用いて検討を実施する。

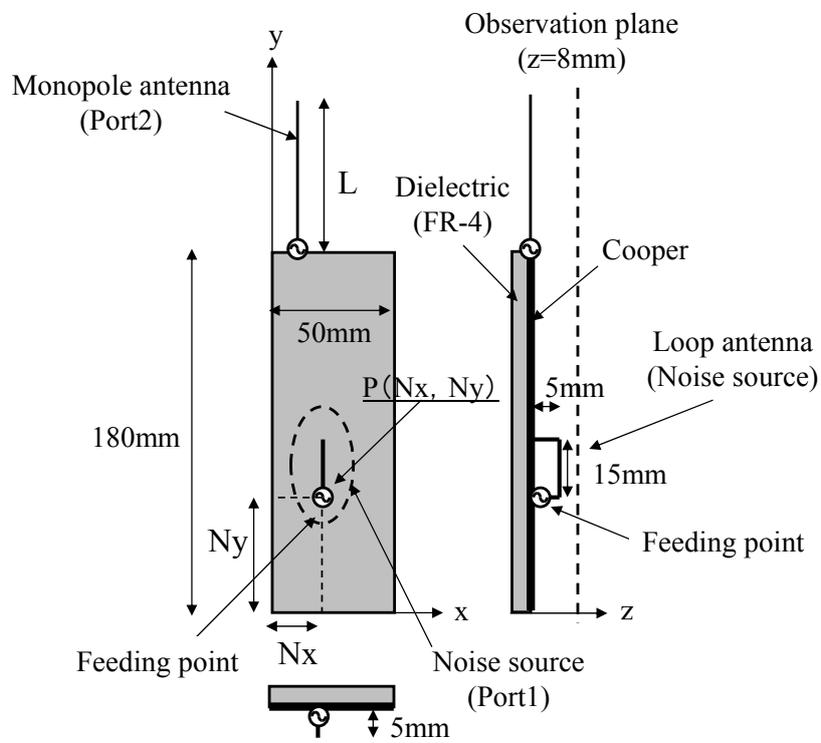


図 2.6 評価モデル

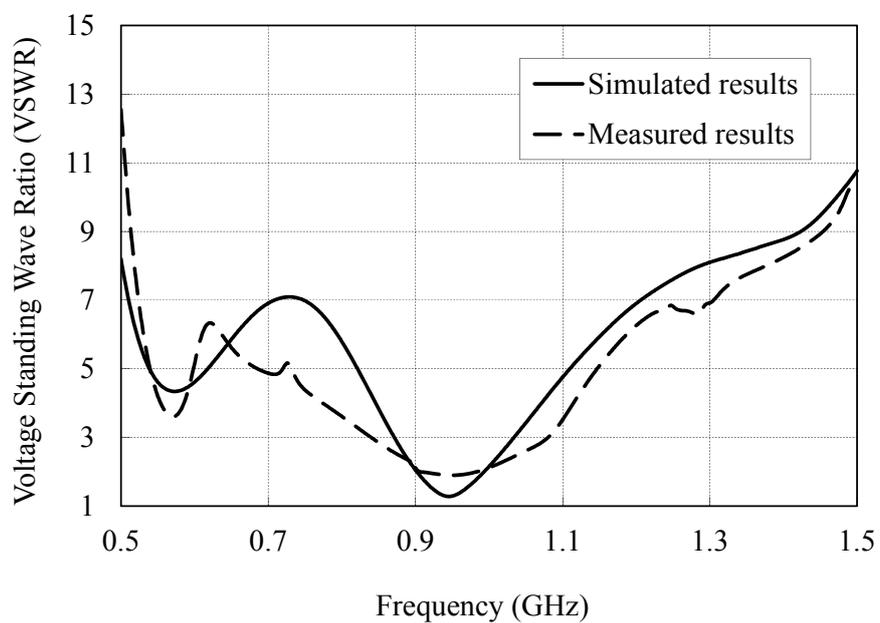


図 2.7 VSWR 特性

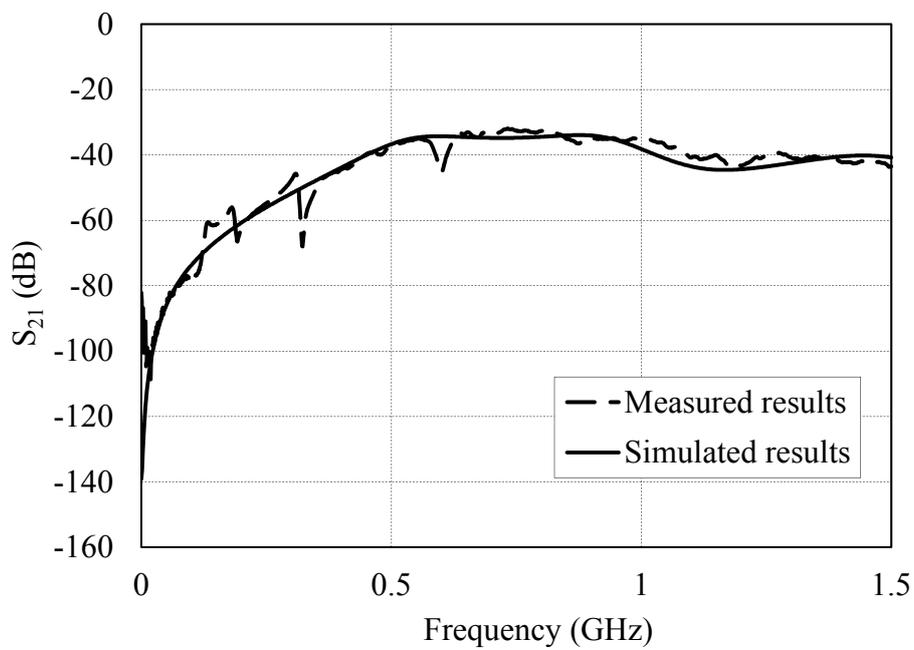


図 2.8 結合特性 (S<sub>21</sub>)

## 2.4.2 評価結果

図 2.9 にノイズ源の位置が異なる 2 つの事例についての磁界分布の変化を示す。図 2.9(a)は相関係数が大きな場合の例であり、図 2.9(b)は相関係数が小さな場合の例である。図 2.9 のアンテナ磁界分布はアンテナ素子周辺と基板中央部に強く分布していることがわかる。これは、アンテナ素子が機器の外側に配置された場合であっても、携帯電話の筐体や基板にも電流が流れることを示している。基板中央部にアンテナ磁界分布が強く分布する理由は、基板の長さが評価周波数 (900MHz) の波長の約半分の長さに相当し、電流分布が基板端部では最小、基板中央部では最大となるためである。相関係数の計算は、ノイズ源として模擬したループアンテナの高さ (5mm) を考慮し、基板から高さ 8mm の観測面で基板およびアンテナ素子を含む範囲 (幅 50mm×長さ 264mm) において、2mm ピッチおきにノイズ磁界強度 ( $H_{ni}$ ) およびアンテナ磁界強度 ( $H_{ai}$ ) を求め、各座標での各磁界分布の大きさを式(2.5)から式(2.8)に代入することにより、相関係数を計算した。

図 2.9(a)では、アンテナ磁界分布の強い基板中央部にノイズ源が配置されているため相関係数が大きくなり、 $\gamma=0$  となる。一方、図 2.9(b)では、アンテナ磁界分布の極小部分にノイズ源が配置されているために相関係数が小さくなり、 $\gamma=-0.18$  となる。

上記の結果を、図 2.5 で説明した単純化した磁界分布に対応させて考察することにする。図 2.9 に示すように、アンテナ磁界分布は 2 つのアンテナ磁界分布の強い場所 (peak) と 3 つの弱い場所 (null) が存在している。一方、ノイズ磁界分布の強い場所 (peak) は 1 つである。すなわち、図 2.9(a)は、複数のアンテナ磁界分布の強い場所 (peak) のうちの 1 つにノイズ磁界分布の強い場所 (peak) が一致しており、図 2.5(a)に対応することになる。一方、図 2.9(b)は、複数のアンテナの磁界分布の弱い場所 (null) のうちの 1 つにノイズ磁界分布の強い場所 (peak) が一致しており、図 2.5(d)に対応することになる。

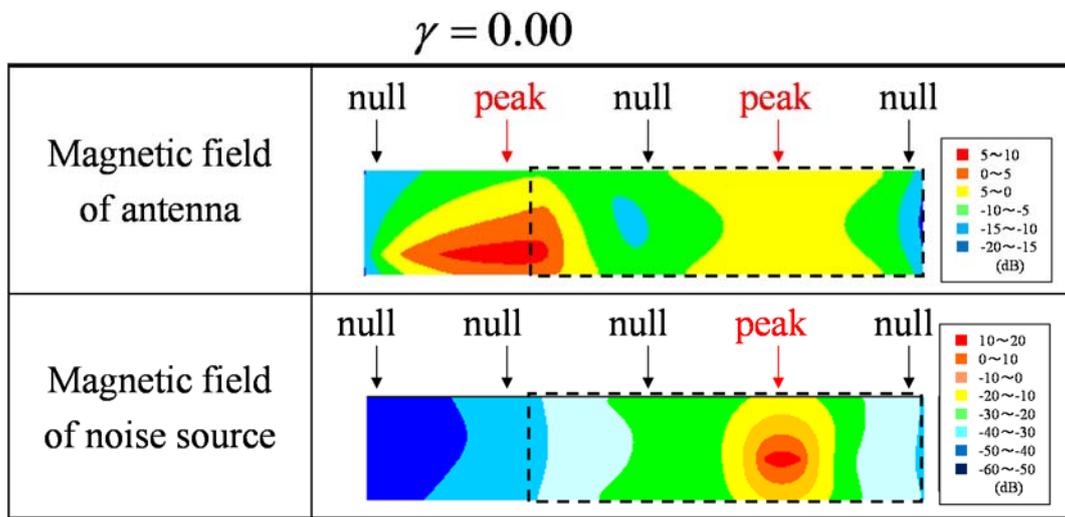
図 2.10 にノイズ源位置 ( $N_y$ ) に対するノイズ源とアンテナ間の結合度 ( $S_{21}$ ) を示す。図 2.11 は 2 つの磁界分布から求めた相関係数 ( $\gamma$ ) である。図 2.10 と図 2.11 を比較すると、ノイズ源位置 ( $N_y$ ) に対して結合度 ( $S_{21}$ ) と相関係数 ( $\gamma$ ) の傾向は良く一致しており、相関係数の山谷の挙動と結合度 ( $S_{21}$ ) の山谷の挙動が良く一致し

ていることがわかる。

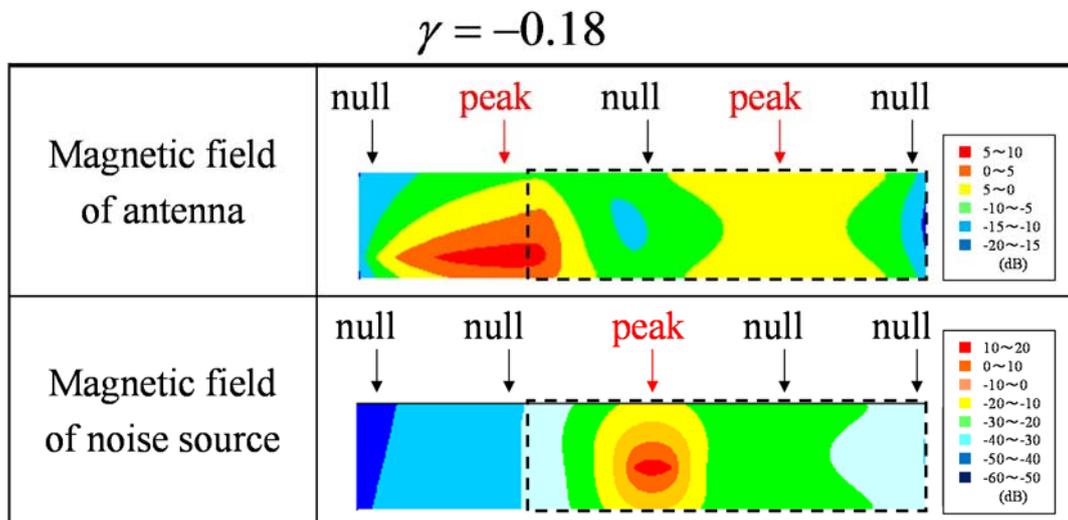
次に、900MHzでの検討に加えて、2GHzでの検討結果について述べる。図 2.12(a)は相関係数が高い事例であり、アンテナ磁界分布が高いアンテナ素子近辺にノイズ源が配置されているがわかる。一方、図 2.12(b)は相関係数が低い事例であり、アンテナ磁界分布の極小となる部分にノイズ源が配置されている。よって図 2.12(b)の $\gamma$ が-1に近いことからノイズ源を図 2.12(b)に示す位置に配置すればよいことがわかる。

図 2.13 にノイズ源位置 ( $N_y$ ) に対するノイズ源とアンテナ間の結合度 ( $S_{21}$ ) を示す。図 2.14 は 2つの磁界分布から求めた相関係数 ( $\gamma$ ) である。図 2.13 と図 2.14 を比較すると、ノイズ源位置 ( $N_y$ ) に対して結合度 ( $S_{21}$ ) と相関係数 ( $\gamma$ ) の傾向は良く一致しており、相関係数の山谷の挙動と結合度 ( $S_{21}$ ) の山谷の挙動が良く一致していることがわかる。以上のように、900MHzと同様に 2GHzにおいても結合度と相関係数が良く一致することが示すことができた。

上記検討の結果から、2つの磁界分布から求める相関係数( $\gamma$ )を用いることにより、結合特性を求めることなく、ノイズ源の最適配置場所を高精度に推定することができる。本章では、ノイズ源が1つの場合の例を示したが、複数のノイズ源が配置された場合でも同様の手法によりノイズ源の最適配置設計が可能であると考えられる。



(a)  $N_x=20\text{mm}$ ,  $N_y=60\text{mm}$



(b)  $N_x=20\text{mm}$ ,  $N_y=120\text{mm}$

図 2.9 磁界分布と相関係数の関係 (900MHz)

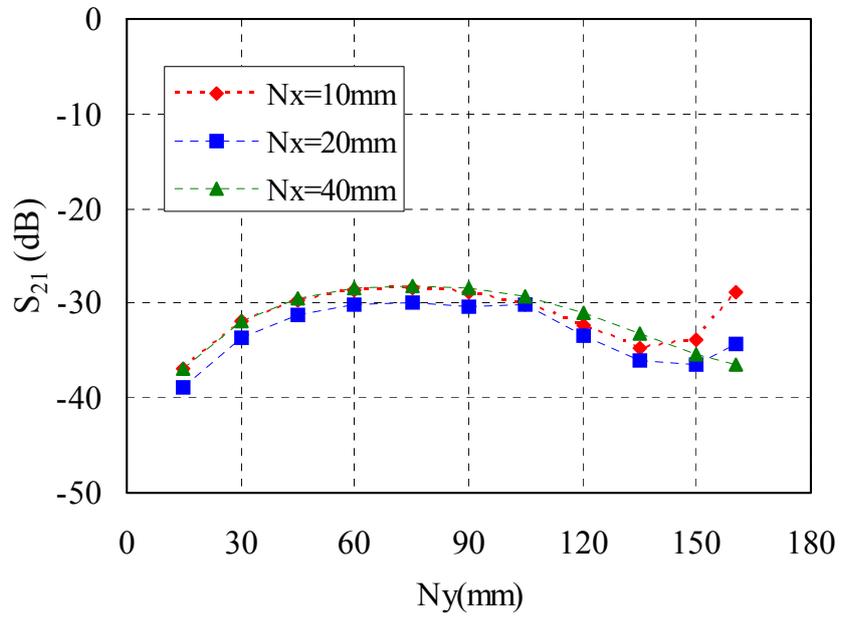


図 2.10 ノイズ源位置に対する結合度 (900MHz)

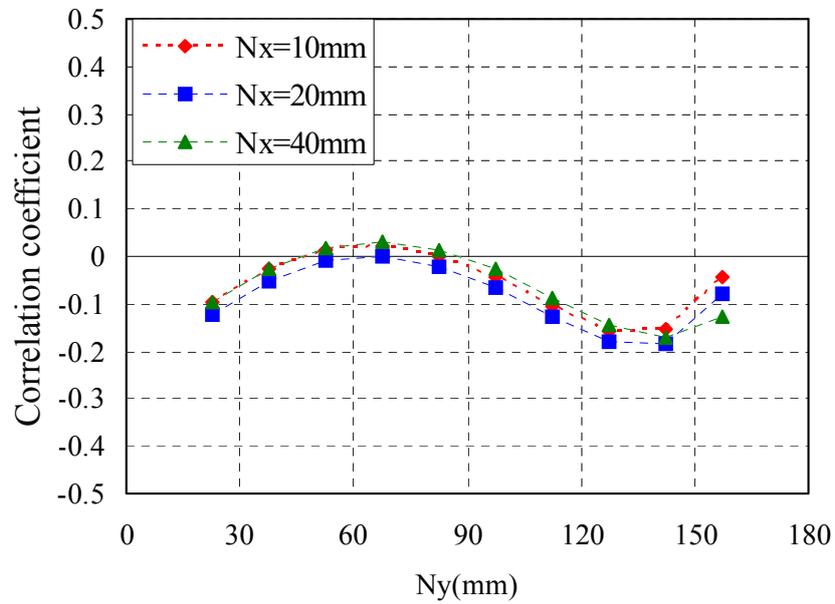
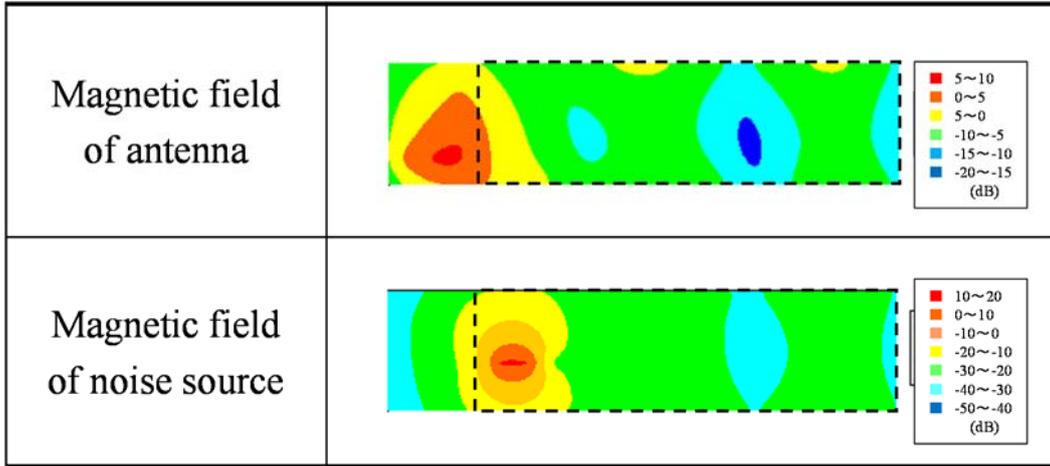


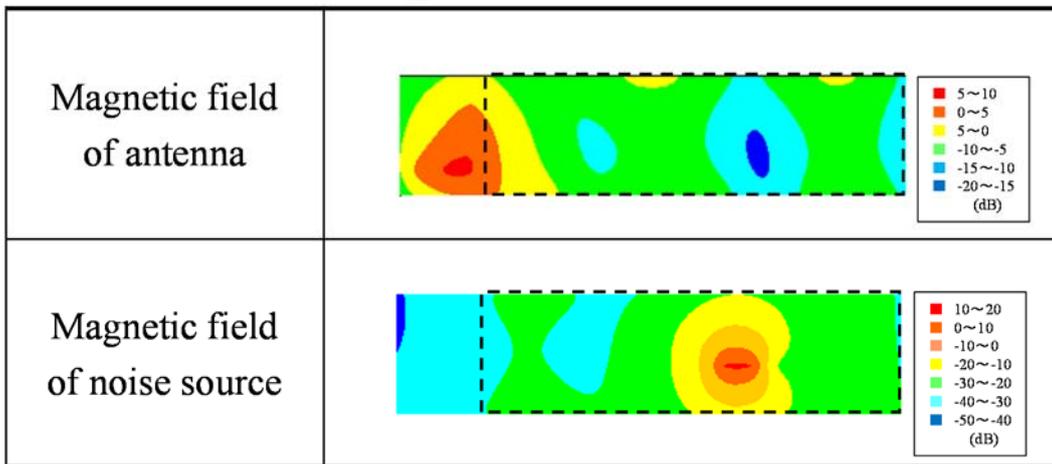
図 2.11 ノイズ源位置に対する相関係数 (900MHz)

$$\gamma = -0.03$$



(a)  $N_x=20\text{mm}$ ,  $N_y=150\text{mm}$

$$\gamma = -0.25$$



(b)  $N_x=20\text{mm}$ ,  $N_y=60\text{mm}$

図 2.12 磁界分布と相関係数の関係 (2GHz)

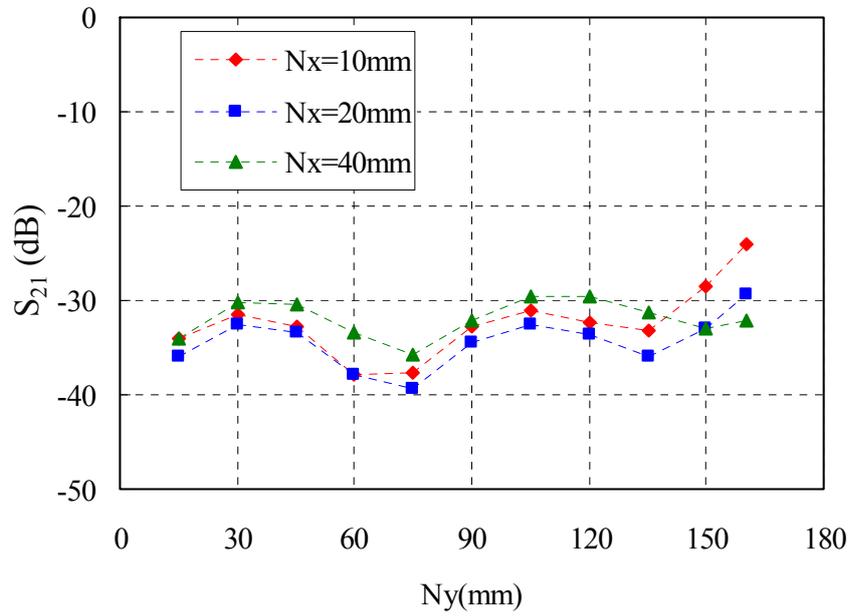


図 2.13 ノイズ源位置に対する結合度 (2GHz)

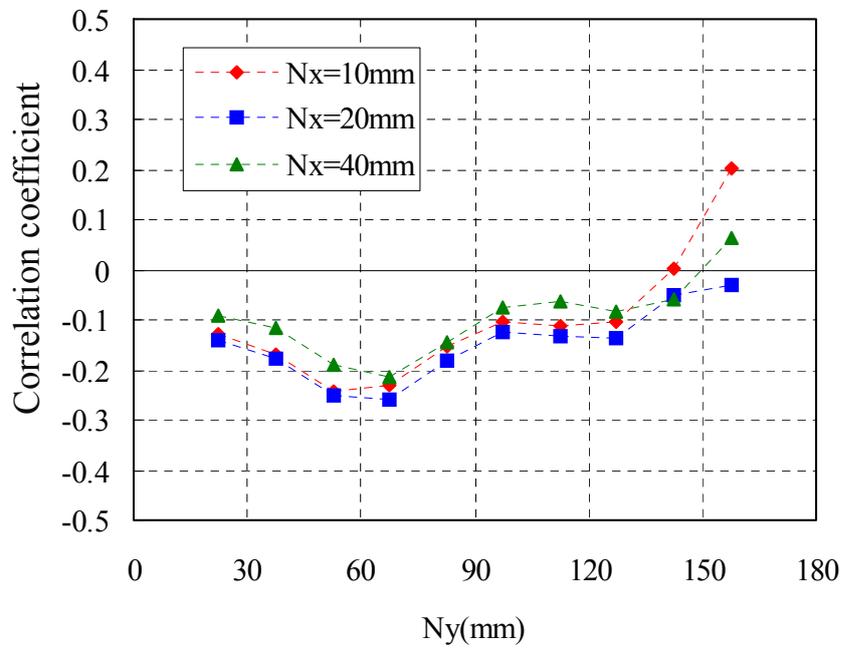


図 2.14 ノイズ源位置に対する相関係数 (2GHz)

## 2.5 実機への適用検証

本節では、提案手法を携帯電話へ適用するためにノイズ源として汎用 IC を用いたデジタル回路を搭載した評価モデルを用いて検討を行う。図 2.15 に評価モデルを、図 2.16 に評価モデルの外観写真をそれぞれ示す。図 2.15 の評価モデルは図 2.6 の評価モデルと同様に基板寸法を幅 50mm、長さ 180mm とし、基板上には汎用 IC を用いた信号源、負荷となるコンデンサおよび信号源と負荷を接続する配線から構成されたノイズ源が配置された構成となっている。また、携帯電話の代表的な周波数である 900MHz で評価を行うため、アンテナの長さは 900MHz で共振するように 83mm (1/4 波長) とした。本検討では、信号配線の中央 P ( $N_x$ ,  $N_y$ ) を可変パラメータとして検討を進めた。相関係数の計算は、基板から高さ 4mm の観測面で基板上の範囲 (50mm×180mm) において 2mm ピッチおきにノイズ磁界強度及びアンテナ磁界強度を測定し、各座標での磁界強度を式(2.5)に代入し、計算した。

図 2.17 にノイズ源位置が異なる 2 つの例について磁界分布を示す。磁界分布の測定は、日立ディスプレイズ製の近傍磁界測定装置 (EMV-200) を用いて実施した。図 2.17(a)は相関係数が大きな場合の例を、図 2.17(b)は相関係数が小さな場合の例をそれぞれ示す。図 2.17(a)では、アンテナ磁界分布の大きな基板中央部にノイズ源が配置されているため相関係数は大きくなり、 $\gamma=0.10$  となる。一方、図 2.17(b)では、アンテナ磁界分布の小さな基板下端部にノイズ源が配置されているため相関係数は小さくなり、 $\gamma=-0.40$  となる。ここで、図 2.17(a)の場合において、アンテナ磁界分布の大きな基板中央部にノイズ源が配置されている場合であっても相関係数が比較的小さな値になるのは、アンテナ磁界分布が最も大きなアンテナ素子の給電部付近でノイズ源の磁界分布が小さいことが原因と考えられる。

図 2.18 にノイズ源位置 ( $N_y$ ) に対するアンテナ干渉電力を示す。アンテナ干渉電力は、汎用 IC の発振周波数 (27MHz) の 33 倍となる 893MHz においてアンテナ給電点で検出されるノイズの大きさである。なお、測定は外来ノイズの影響を除去するためにシールドボックス内で実施した。図 2.19 はノイズ磁界分布とアンテナ磁界分布から計算したノイズ源位置 ( $N_y$ ) に対する相関係数である。図 2.18 と図 2.19 を比較すると、ノイズ源位置 ( $N_y$ ) に対してアンテナ干渉電力と相関係数の傾向は良く一

致しており，両者とも  $Ny=75\text{mm}$  付近で極大となっていることがわかる．

以上の検討から，実機への適用を想定し，汎用 IC を用いたデジタル回路を搭載した評価モデルに対して，結合特性を求めることなく，相関係数を計算すればノイズ源の最適配置場所が推定できることを明らかにした．

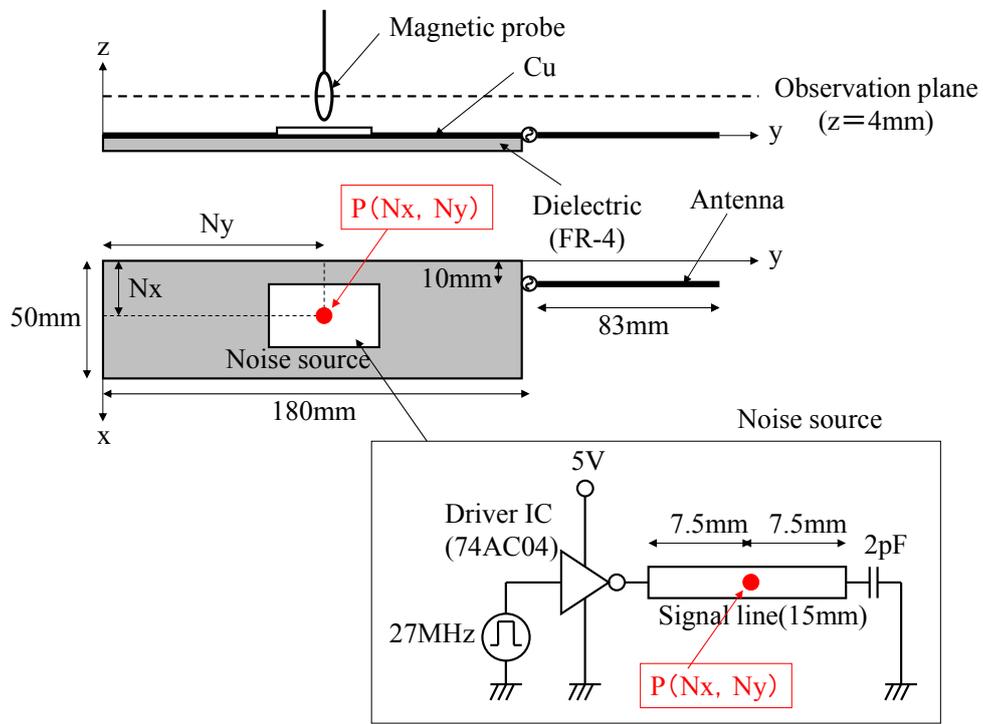


図 2.15 汎用 IC を搭載した評価モデル

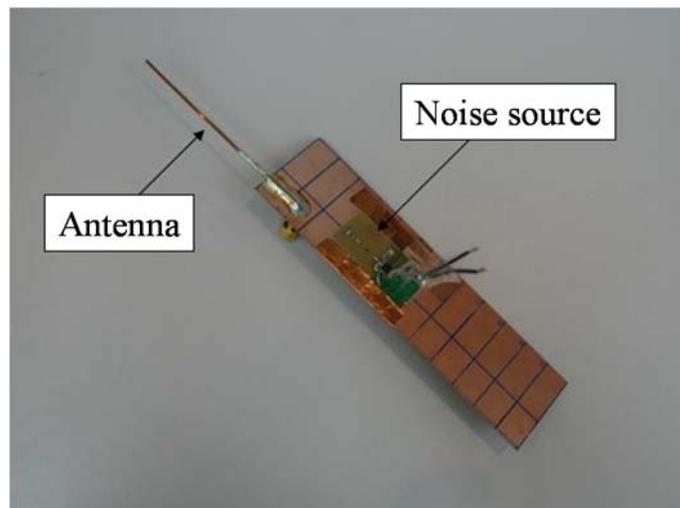
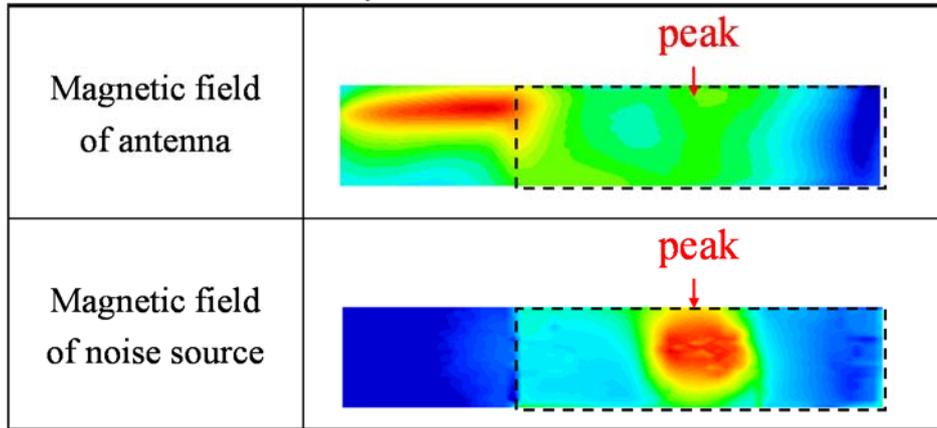


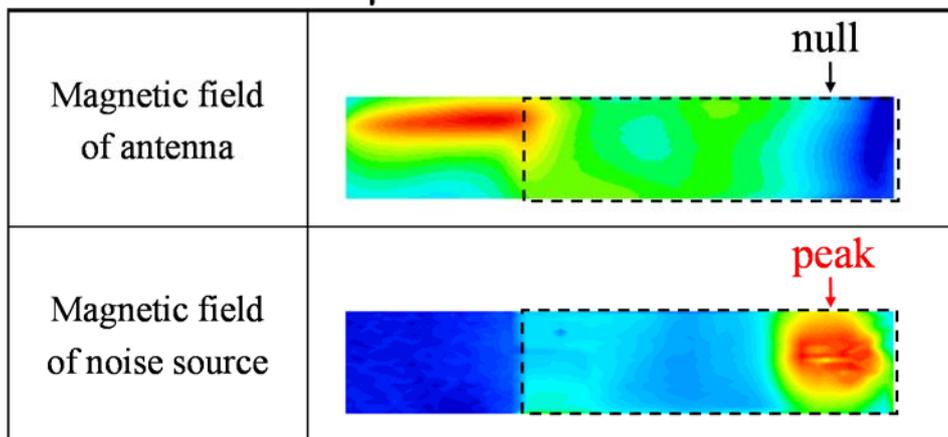
図 2.16 評価モデルの外観写真

$$\gamma = 0.10$$



(a)  $N_x=20\text{mm}$ ,  $N_y=90\text{mm}$

$$\gamma = -0.40$$



(b)  $N_x=20\text{mm}$ ,  $N_y=30\text{mm}$

図 2.17 磁界分布と相関係数の関係

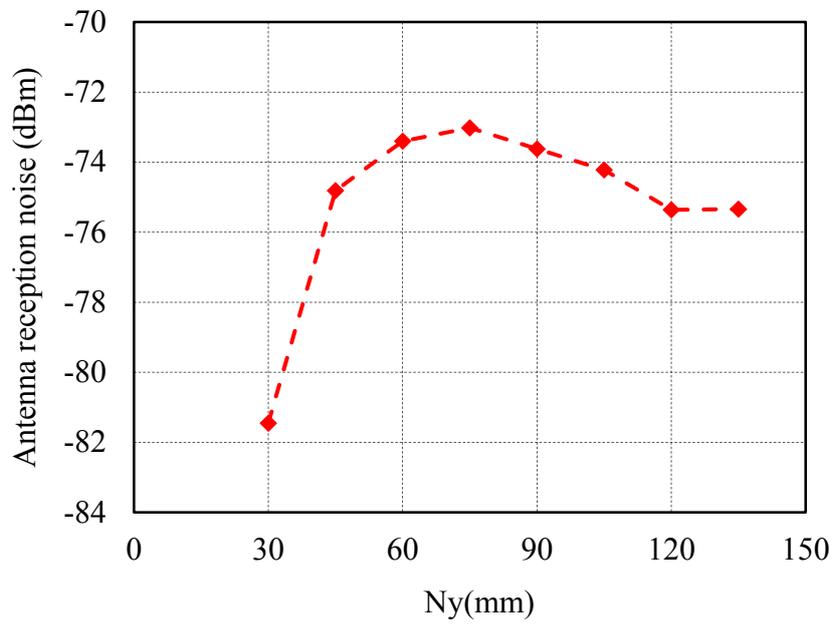


図 2.18 ノイズ源位置に対するアンテナ干渉電力

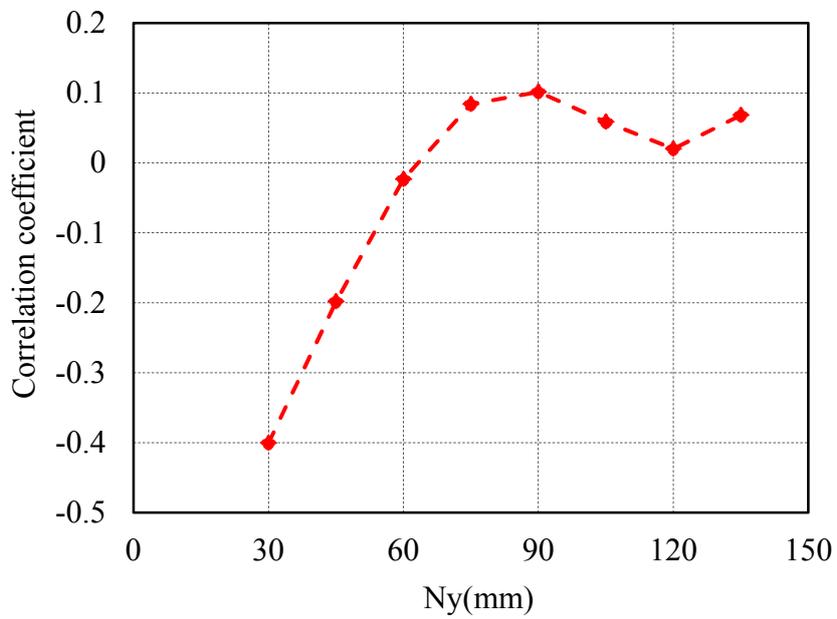


図 2.19 ノイズ源位置に対する相関係数

## 2.6 結 言

本章では、ノイズ源を放射ノイズの発生源であるアンテナとみなすことで無線通信アンテナとの2つのアンテナの電磁結合問題と考えた。2つのアンテナ間の結合特性と近傍磁界分布の重なり関係に着目し、アンテナとノイズ源の近傍磁界分布から計算した相関係数により、ノイズ源の最適配置場所を推定する設計手法を提案し、本手法の妥当性について携帯電話を模擬した評価モデルを用いて検証し、有効性を実証した。

## 第3章 ノイズ源偏波を考慮した重み付け磁界相関を用いた評価法

### 3.1 緒言

本章では、ノイズ源偏波を考慮した重み付け磁界相関を提案し、妥当性を検証する。前章では、アンテナとノイズ源の磁界分布から計算した相関係数によりノイズ源の最適配置場所を推定する設計手法を提案し、有効性を実証してきた、すなわち、無線通信を行うアンテナとノイズ源間の電磁結合の強弱と磁界分布の重なり度合が同じ変化傾向を示すことから、ノイズ源の最適配置場所をアンテナとノイズ源の磁界分布の重なり（磁界相関）により評価する手法を検討してきた。

しかし、前章で説明した設計手法では、アンテナとノイズ源の各磁界の大きさ（振幅の二乗和）を用いた相関を求めていたため、ノイズ源の偏波特性が考慮されていなかった。つまり、無線通信を行うアンテナはある偏波特性を有していることからノイズ源の偏波によって、アンテナとノイズ源の電磁結合は大きく変化することが予想される。このことは、アンテナとノイズ源の各磁界の大きさのみに基づく評価では不十分であると考えられ、偏波を考慮した設計手法の構築が必要である。

そこで、本章では、前章の課題を克服するために、ノイズ源の偏波特性を考慮したノイズ源の最適配置場所の推定方法として重み付け磁界相関を提案し、本手法の妥当性について携帯電話を模擬した評価モデルを用いて検証し、アンテナとノイズ源間の電磁結合と重み付け磁界相関の関係について述べる[47],[48]。

### 3.2 ノイズ源偏波を考慮した重み付け磁界相関

ノイズ源の偏波を考慮した新たな指標として重み付け磁界相関 $\gamma_w$ を提案する．ここで、偏波は磁界の方向と定義する．すなわち、電流が流れる導体と直交する方向に磁界が発生することから、偏波は導体と直交する方向となる．式(3.1)にノイズ源偏波を考慮した重み付け磁界相関の計算式を示す．式(3.1)は、式(3.2)から式(3.4)に示す偏波ごとの相関係数を、式(3.5)から式(3.7)に示す各偏波の磁界の2乗和（電力の平均値）によって重み付けしている．式(3.2)から式(3.4)の意味について式(3.2)を用いて説明する．式(3.2)の $H_{axi}$ 及び $H_{nxi}$ の1つめの添え字の $a$ はアンテナ磁界を、 $n$ はノイズ磁界を、2つめの添え字の $x$ は $x$ 成分を、3つめの添え字の $i$ は各観測点（ $i$ ）の位置をそれぞれ示している． $\bar{H}_{ax}$ 、 $\bar{H}_{nx}$ はそれぞれアンテナ磁界およびノイズ磁界の平均値である．なお、式(3.3)は $y$ 成分、式(3.4)は $z$ 成分に関する同様の式である．

次に、式(3.5)から式(3.7)の意味について式(3.5)を用いて説明する．式(3.5)は、各観測点（ $i$ ）におけるノイズ磁界の $x$ 成分の大きさの2乗（ノイズの電力に相当）を観測点の数で割った値、すなわち、ノイズの電力の平均値である．なお、式(3.6)は $y$ 成分、式(3.7)は $z$ 成分に関する同様の式である．以上のように、重み付け磁界相関 $\gamma_w$ は、偏波ごとの相関係数を各偏波のノイズ電力の平均値で重み付けした指標であることから、磁界成分の中で支配的な偏波（主要影響因子）の影響を考慮することができる．

$$\gamma_w = \frac{n_x^2}{n_x^2 + n_y^2 + n_z^2} \gamma_x + \frac{n_y^2}{n_x^2 + n_y^2 + n_z^2} \gamma_y + \frac{n_z^2}{n_x^2 + n_y^2 + n_z^2} \gamma_z \quad (3.1)$$

$$\gamma_x = \frac{\sum_{i=1}^n (|H_{axi}| - |\bar{H}_{ax}|)(|H_{nxi}| - |\bar{H}_{nx}|)}{\sqrt{\sum_{i=1}^n (|H_{axi}| - |\bar{H}_{ax}|)^2} \sqrt{\sum_{i=1}^n (|H_{nxi}| - |\bar{H}_{nx}|)^2}} \quad (3.2)$$

$$\gamma_y = \frac{\sum_{i=1}^n (|H_{ayi}| - |\bar{H}_{ay}|)(|H_{nyi}| - |\bar{H}_{ny}|)}{\sqrt{\sum_{i=1}^n (|H_{ayi}| - |\bar{H}_{ay}|)^2} \sqrt{\sum_{i=1}^n (|H_{nyi}| - |\bar{H}_{ny}|)^2}} \quad (3.3)$$

$$\gamma_z = \frac{\sum_{i=1}^n (|H_{azi}| - |\bar{H}_{az}|)(|H_{nzi}| - |\bar{H}_{nz}|)}{\sqrt{\sum_{i=1}^n (|H_{azi}| - |\bar{H}_{az}|)^2} \sqrt{\sum_{i=1}^n (|H_{nzi}| - |\bar{H}_{nz}|)^2}} \quad (3.4)$$

$$n_x^2 = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N |H_{nxi}|^2 \quad (3.5)$$

$$n_y^2 = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N |H_{nyi}|^2 \quad (3.6)$$

$$n_z^2 = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N |H_{nzi}|^2 \quad (3.7)$$

一方、従来手法による相関係数について検討する．式(2.5)における  $H_{ai}$  は、式(2.6)から計算されるアンテナ磁界の各成分の振幅の大きさの 2 乗和であり、 $H_{ni}$  は、式(2.7)から計算されるノイズ磁界の各成分の振幅の大きさの 2 乗和である．従来手法ではアンテナとノイズ源の各磁界成分の振幅の 2 乗和を用いて相関係数を求めていたため、偏波特性が考慮されていなかった．そのため、無線通信アンテナとノイズ源の偏波が異なる場合に大きな評価誤差が生じ、評価指標としては十分ではなかった．すなわち、ノイズ源とアンテナの磁界の偏波方向が異なっている場合であっても、それぞれの強度分布（2 乗和）の重なりが大きければ相関が大きくなる．ノイズ源とアンテナの偏波が異なれば、ノイズ源がアンテナに与える影響は小さくなると考えられるから、これは明らかに現実のイントラ EMC 問題を反映していない．

一方、本章で提案した式(3.1)では各磁界成分の相関係数を求め、各成分のノイズ電力をノイズ電力の総量で割った係数によって重み付けをしているため、ノイズ源からの放射ノイズの方向と大きさを考慮することができる．すなわち、ノイズ電力の総量に対して相対的に小さなノイズ電力を有する偏波成分の場合、アンテナとノイズ偏波成分間の相関がたとえ大きな値を示したとしても、電力が小さい故に寄与度は小さいとして、式(3.1)に示すようにノイズ偏波成分電力による重み付けによって、小さなノイズ電力を有する偏波の相関は最終的な相関の計算において小さく見積もられる．このように提案する式(3.1)を用いることにより、磁界成分の中で支配的な偏波成分（主要影響因子）の影響を考慮でき、相関係数を抽出することができることになる．

### 3.3 重み付け磁界相関と結合度の関係

図 3.1 に提案手法の妥当性を検証した評価モデルを示す. 図 3.1(a)はノイズ源が垂直に配置され, モノポールアンテナと偏波が同じモデル (垂直モデル) であり, 図 3.1(b)はノイズ源が水平に配置され, モノポールアンテナと偏波が異なるモデル (水平モデル) である. 本検討では, ノイズ源として模擬したループアンテナの中央  $P(N_x, N_y)$  を可変パラメータとして検討を進めた.

#### 3.3.1 アンテナとノイズ源の偏波が同じ場合

アンテナとノイズ源の偏波が同じ場合について, 結合特性と相関係数の関係を検討する. ここで, アンテナとノイズ源の偏波が同じ場合とは, 図 3.1(a)に示すようにノイズ源とアンテナを構成する導線が同じ方向に配置されている場合をいい, 図 3.1(a)の垂直モデルでは, アンテナ及びノイズ源の両方とも  $y$  軸方向に配置され, 磁界は導線と直交する方向に発生することから, 磁界方向で定義されるアンテナとノイズ源の偏波は  $x$  軸方向となる. また, 結合度とは, 評価周波数 (900MHz) におけるアンテナとノイズ源として模擬したループアンテナとの結合特性をいい, 図 3.1 の評価モデルを用いると, 図 2.3 に示すようにモノポールアンテナとノイズ源を模擬したループアンテナの給電点にネットワークアナライザを接続することによって結合特性 ( $S_{21}$ ) を測定でき, 結合度を評価することにより, ノイズ源から放射されるノイズがアンテナ端子に回り込む量を見積もることができる. 図 3.2 に,  $N_x=20\text{mm}$  の場合においてノイズ源位置に対する垂直モデルの相関係数の変化を示す. 図 3.2 及び後述する図 3.5 は, 電磁界シミュレーションに基づく結果であり, 基板から高さ 8mm の観測面において 2mm ピッチおきを取得した磁界分布を用いて計算した結果である. 図 3.2 において, ▲は $\gamma$  (従来方法), ■は $\gamma_\omega$  (提案手法), ●は $\gamma_x (H_x)$ , ◆は $\gamma_y (H_y)$  及び×は $\gamma_z (H_z)$  をそれぞれ示す. 垂直モデルでは, ノイズ源は  $y$  軸方向に配置されているため, ノイズ源の主偏波 ( $H_x$ ) に対する相関係数は $\gamma_x$ となる. なお, 相関係数は相対的な指標であるため, ノイズ源の配置場所に対応してノイズ磁界が存在する範囲を考慮すればよい. シミュレーション結果から, 基板上部外側にもノイズ磁界が存在するため, 基板とアンテナを含む範囲 (50mm×264mm) において相関係数を計算した.

図 3.2 から、アンテナとノイズ源の偏波が同じ場合には $\gamma_{\omega}$  (提案手法) ,  $\gamma$  (従来手法) 及び $\gamma_x$  (主偏波) は同様の変化をすることがわかる. 次に, 図 3.3 に,  $N_x=20\text{mm}$  の場合においてノイズ源位置に対する垂直モデルの結合度 ( $S_{21}$ ) を示す. 図 3.2 と図 3.3 を比較すると, 垂直モデルでの場合,  $\gamma$  (従来手法) 及び $\gamma_{\omega}$  (提案手法) の山谷と結合度の山谷の挙動と一致していることがわかる. また, ノイズ源の最適配置場所は結合度が最小になる場所となるため, 図 3.3 からノイズ源の最適配置場所は  $N_y=15\text{mm}$  となる. しかし, 基板下端のため実装上の制限を受けることが多く, ノイズ源となる部品を配置することは困難な場合が多い. したがって, ノイズ源となる部品が実装可能な場所としては  $N_y=150\text{mm}$  が最適な場所となる. このように, アンテナとノイズ源の偏波が同じ場合は, 式(2.5)を用いた従来手法でも結合度を正しく推定することができる. これは, アンテナとノイズ源の偏波が同じである場合, その偏波成分が作る磁界成分と従来手法で用いている磁界の二乗和が作る磁界分布が近い分布となることから, アンテナとノイズ源の偏波を考慮する必要がないためである. 以下では, このことを磁界分布によって詳細に説明する.

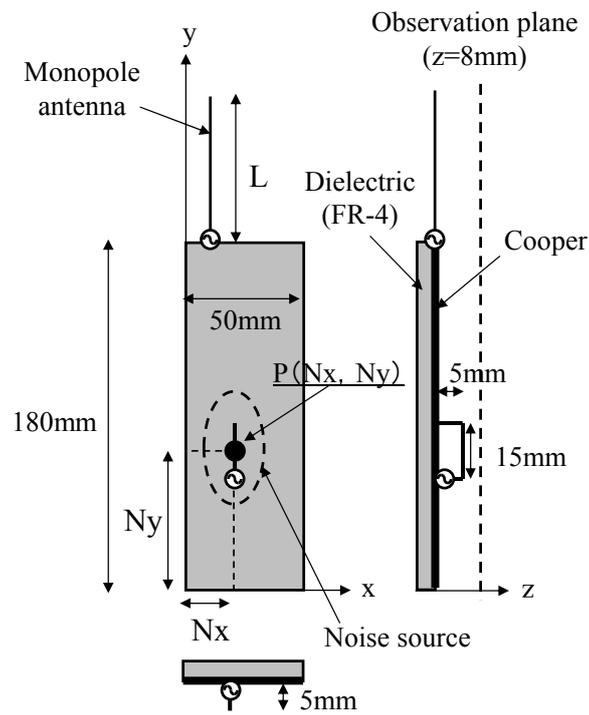
図 3.4 に磁界分布 (振幅の二乗和) と結合度の関係を示す. 図 3.4(a)および図 3.4(b)において, 左側がアンテナ磁界分布 (Antenna), 右側がノイズ磁界分布 (Noise source) である. 図 3.4 は, 後に説明する図 3.8 及び図 3.9 とともにアンテナ磁界分布及びノイズ磁界分布のそれぞれの最大値で規格化した分布であり, 図 3.4(a)左側の目盛りはアンテナ磁界強度 (dB) を, 図 3.4(a)右側の目盛りはノイズ磁界分布 (dB) をそれぞれ示している. 破線は基板の外形である.

図 3.4(a)は結合度が大きな場合 ( $N_y=60\text{mm}$ ), 図 3.4(b)は結合度が小さな場合 ( $N_y=120\text{mm}$ ) をそれぞれ示す. 図 3.4 からアンテナ磁界分布はアンテナ素子周辺度基板中央部に強く分布していることがわかる. これは, 基板の長さが評価周波数の約半波長に相当し, 電流分布が基板端部では最小, 基板中央部では最大となるためであり, 特に, 携帯電話の場合には無線通信アンテナのみならず, 端末自体もアンテナとして動作するためである.

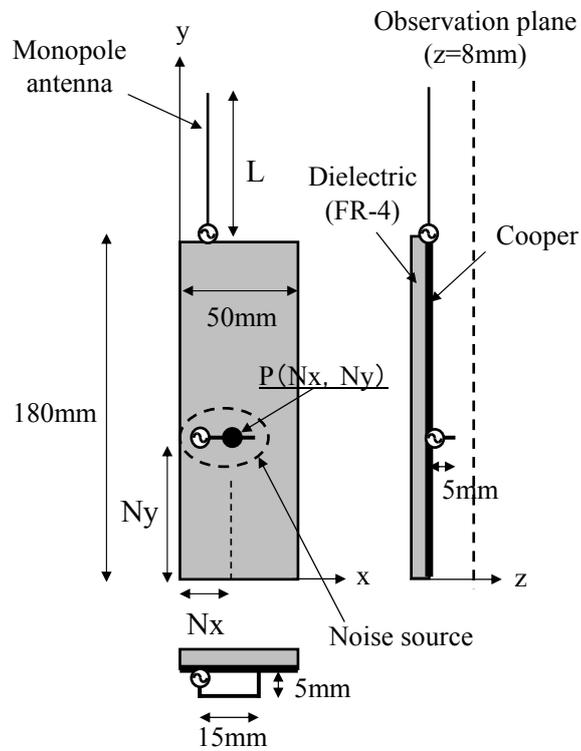
図 3.4 から, ノイズ磁界分布はノイズ源周辺に強く分布していることがわかる. 図 3.4(a)では, アンテナ磁界分布の強い場所 (ピーク) となる基板中央部にノイズ磁界強度分布の強い場所 (ピーク) が配置し, 結合度も大きな値となっている ( $S_{21}=-$

31.1dB) . 一方, 図 3.4(b)では, アンテナ磁界分布の弱い場所 (ヌル) となる部分にノイズ磁界分布の強い場所 (ピーク) が配置し, 結合度も小さな値となっている ( $S_{21} = -33.1\text{dB}$ ) .

以上の結果から, アンテナとノイズ源の偏波が同じ場合, 磁界分布の重なり度合いと結合度が同じ傾向を示すことから, 従来方法を用いてノイズ源の最適配置場所を推定することができる.



(a) 垂直モデル



(b) 水平モデル

図 3.1 評価モデル

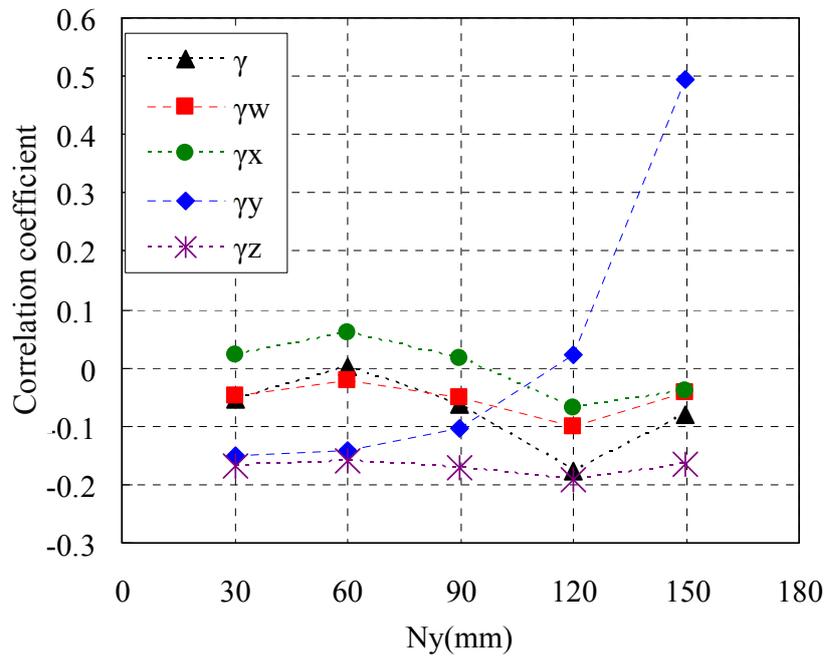


図 3.2 ノイズ源位置に対する相関係数（垂直モデル）

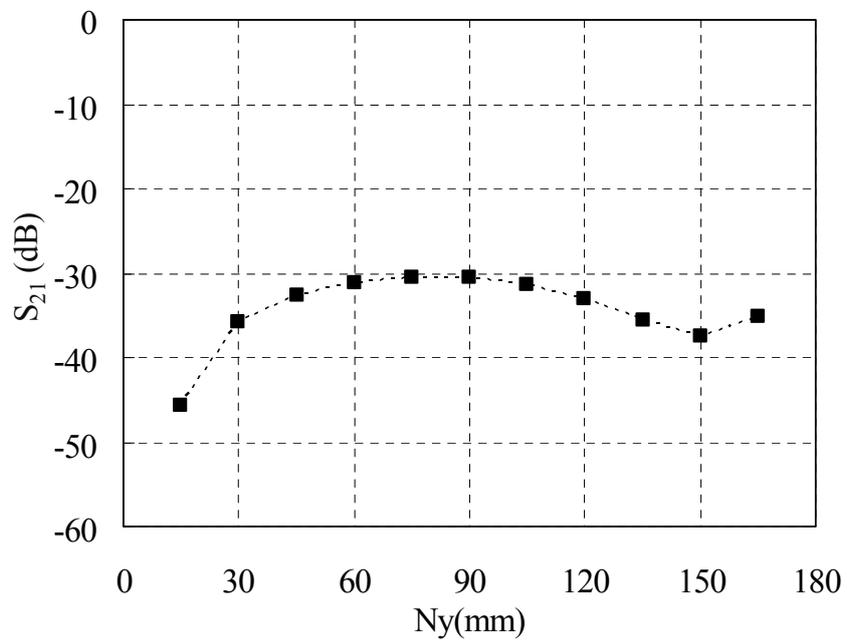
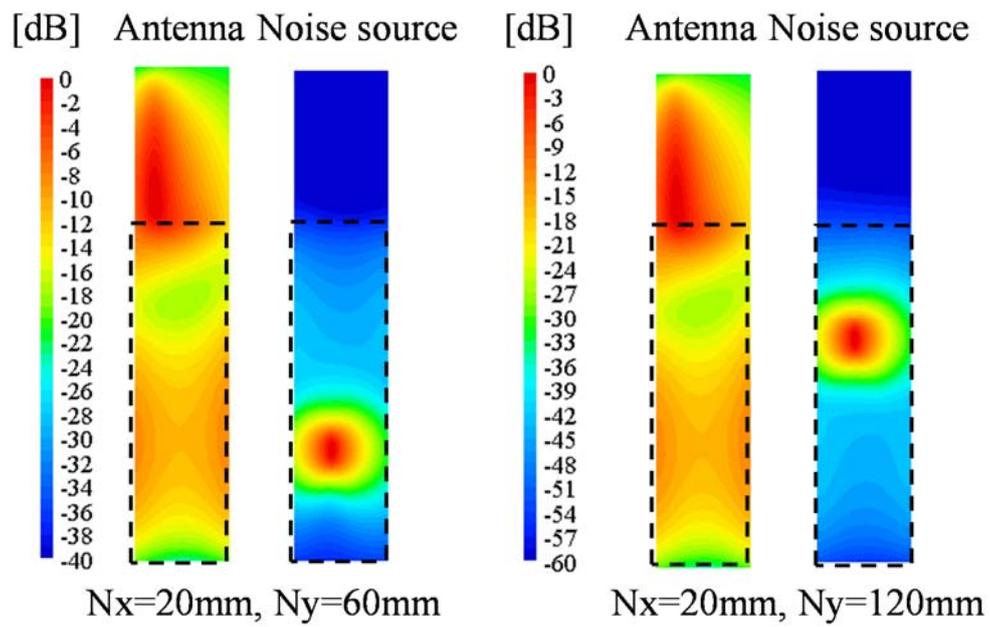


図 3.3 ノイズ源位置に対する結合度（垂直モデル）



(a) 結合度が大きな場合

(b) 結合度が小さな場合

図 3.4 磁界強度分布 (二乗和)

### 3.3.2 アンテナとノイズ源の偏波が異なる場合

次に、アンテナとノイズ源の偏波が異なる場合について、結合特性と相関係数の関係を検討する。図 3.5 に、 $N_x=20\text{mm}$  の場合においてノイズ源位置に対する水平モデルの相関係数を示す。ここでアンテナとノイズ源の偏波が異なる場合とは、図 3.1(b) に示すようにノイズ源とアンテナを構成する導線が異なる方向に配置されている場合をいい、図 3.1(b)の水平モデルでは、アンテナは  $y$  軸方向に、ノイズ源は  $x$  軸方向に配置されているため、アンテナの偏波は  $x$  軸方向、ノイズ源の偏波は  $y$  軸方向となり、両者の偏波は異なる。図 3.5 において、▲は $\gamma$  (従来方法)、■は $\gamma_\omega$  (提案手法)、●は $\gamma_x (H_x)$ 、◆は $\gamma_y (H_y)$  及び×は $\gamma_z (H_z)$  をそれぞれ示す。水平モデルでは、ノイズ源は  $x$  軸方向に配置されているため、ノイズ源の主偏波 ( $H_y$ ) に対する相関係数が $\gamma_y$ となる。図 3.5 から、アンテナとノイズ源の偏波が異なる場合には、 $\gamma_\omega$  (提案手法) と $\gamma_y$  (主偏波:  $H_y$ ) は同じ振る舞いをする事がわかる。すなわち、重み付け相関係数 $\gamma_\omega$ は、ノイズ源の主偏波の傾向を反映していることがわかる。一方、 $\gamma$  (従来手法) と $\gamma_y$ の山谷は反対になっており、それぞれの挙動が一致しないことがわかる。

次に、図 3.6 に、 $N_x=20\text{mm}$  の場合においてノイズ源位置に対する水平モデルの結合度を示す。図 3.5 と図 3.6 を比較すると、 $\gamma$  (従来手法) の山谷と結合度の山谷の挙動が正反対であるのに対して、 $\gamma_\omega$  (提案手法) の山谷と結合度の山谷の挙動が一致していることがわかる。また、ノイズ源の最適配置場所は結合度が最小となる場所になるため、図 3.6 からノイズ源の最適配置場所は  $N_y=60\text{mm}$  となる。一方、図 3.5 から重み付け磁界相関 $\gamma_\omega$ は  $N_y=30\text{mm}$  から  $N_y=90\text{mm}$  付近で小さな値となるため、その区間の中心である  $N_y=60\text{mm}$  に置けば、ばらつきも考慮して受信感度劣化を最小にする最適な場所になると考えられる。さらに、結合度と相関係数の関係を議論するために、図 3.7 に相関係数と結合度の関係を示す。図 3.7 から、提案手法では、 $\gamma_\omega$ と結合度は同じ変化傾向 (右肩上がり) を示しているが、従来手法では、 $\gamma$ と結合度は反対の変化傾向 (右肩下がり) を示していることから、提案手法の有効性を確認することができる。上記の理由を、図 3.8 及び図 3.9 に示す各磁界分布と結合度の関係を用いて示す。なお、図 3.8 は従来手法、図 3.9 は提案手法に対応する磁界分布であり、各磁界分布の右側がアンテナ磁界分布 (Antenna)、右側がノイズ磁界分布 (Noise

source) である。また、図 3.8 及び図 3.9 に示す破線は基板の外形である。最初に、従来手法の適用について説明する。図 3.8 は、従来手法である各磁界成分の振幅の 2 乗和 (式(2.6), (2.7)) を示す。図 3.8(a)は、結合度が小さな場合 ( $N_y=60\text{mm}$ )、図 3.8(b)は結合度が大きな場合 ( $N_y=150\text{mm}$ ) を示す。図 3.8(a)は、アンテナ磁界分布の強い場所 (ピーク) となる基板中央部にノイズ磁界分布の強い場所 (ピーク) が配置されているが、結合度は小さな値となっている ( $S_{21}=-52.3\text{dB}$ )。一方、図 3.8(b)は、アンテナ磁界分布の弱い場所 (ヌル) となる基板上端部にノイズ磁界分布の強い場所 (ピーク) が配置されているが、結合度は大きな値となっている ( $S_{21}=-35.1\text{dB}$ )。すなわち、結合度の強弱と磁界分布の重なり度合いが正反対の傾向を示しており、アンテナとノイズ源の偏波が異なる場合には、アンテナとノイズ源の各磁界成分の大きさ (振幅の 2 乗和) のみに基づく評価では不十分であることを示している。上記で説明したように、アンテナとノイズ源の偏波が異なる場合には、従来手法では不十分なため提案手法の適用について考える。提案手法は、偏波ごとの相関係数を各偏波の大きさ (ノイズ電力の平均値) で重み付けした相関係数であるため、式(3.5)から式(3.7)を用いて偏波ごとのノイズ電力の平均値を検討する。図 3.5 からわかるように、水平モデルでは  $\gamma_x$  (●印) は  $\gamma$  (▲印) と同様の挙動を示しており、図 3.6 の結合度の挙動と一致していない。しかし、ノイズ電力の偏波成分間の関係が  $n_y^2 \gg n_x^2$  ( $n_y^2 \doteq 9n_x^2$ ) であるため、式(3.1)に示す重み付け磁界相関 ( $\gamma_\omega$ ) は  $\gamma_x$  の寄与を小さくする。一方、ノイズ源の主偏波の磁界成分 ( $H_y$ ) の相関係数 ( $\gamma_y$ ) は  $n_y^2 \gg n_x^2$  の関係から、重み付けにより  $\gamma_\omega$  (■印) を形成する主要な因子として最終的な重み付け磁界相関 ( $\gamma_\omega$ ) の計算結果に反映される。このように、重み付けはノイズの偏波成分の中で電力的に優勢な成分を選択的に抽出する“スイッチ”の役目をする。

上記の考察について磁界分布を用いて説明する。図 3.9 は、磁界分布 ( $H_y$ ,  $H_x$ ) と結合度の関係を示す。図 3.9(a)は、結合度が小さな場合 ( $N_y=60\text{mm}$ ,  $S_{21}=-52.3\text{dB}$ )、図 3.9(b)は、結合度が大きな場合 ( $N_y=150\text{mm}$ ,  $S_{21}=-35.1\text{dB}$ ) を示す。まず、図 3.9(a)の右図の  $H_x$  は、アンテナ磁界分布の強い場所 (ピーク) となる基板中央部にノイズ磁界分布の強い場所 (ピーク) が配置し、図 3.5 における  $\gamma_x$  (●印) は大きな値となっている。また、図 3.9(a)の左図の  $H_y$  (主偏波) は、アンテナ磁界分布の弱い場所 (ヌル) となる基板中央部にノイズ磁界分布の強い場所 (ピーク) が

配置し，図 3.5 における  $\gamma_y$  (◆印) は小さな値となっている．一方，図 3.9(b)の右図の  $H_x$  は，アンテナ磁界分布の弱い場所（ヌル）となる基板上端部にノイズ磁界分布の強い場所（ピーク）が配置し，図 3.5 における  $\gamma_x$  (●印) は小さな値となっている．また，図 3.9(b)の左図の  $H_y$  (主偏波) は，アンテナ磁界分布の強い場所（ピーク）となる基板上端部にノイズ磁界分布の強い場所（ピーク）が配置し，図 3.5 における  $\gamma_y$  (◆印) は大きな値となっている．

以上のように， $x$ 成分 ( $H_x$ ) に着目すると，相関係数 ( $\gamma_x$ ) はノイズ磁界分布の強弱に因らず，アンテナ磁界分布とノイズ磁界分布の強弱の場所さえ一致すれば相関は高くなる．しかし，ノイズ磁界分布の  $x$ 成分 ( $H_x$ ) は  $y$ 成分 ( $H_y$ ) と比較して弱い ( $n_y^2 \gg n_x^2$ ) ため，その影響を取り除く必要がある．そこで，ノイズ磁界分布の  $x$ 成分 ( $H_x$ ) の影響を取り除く作用を式(3.1)に示すようにノイズ源偏波の影響を考慮した重み付けがその役割を果たす．すなわち，ノイズ電力が大きなノイズ磁界分布の主偏波 ( $H_y$ ) の影響を考慮した重み付け磁界相関を用いることで，結合度の挙動と一致し，ノイズ源の最適配置場所を正しく推定できることがわかる．

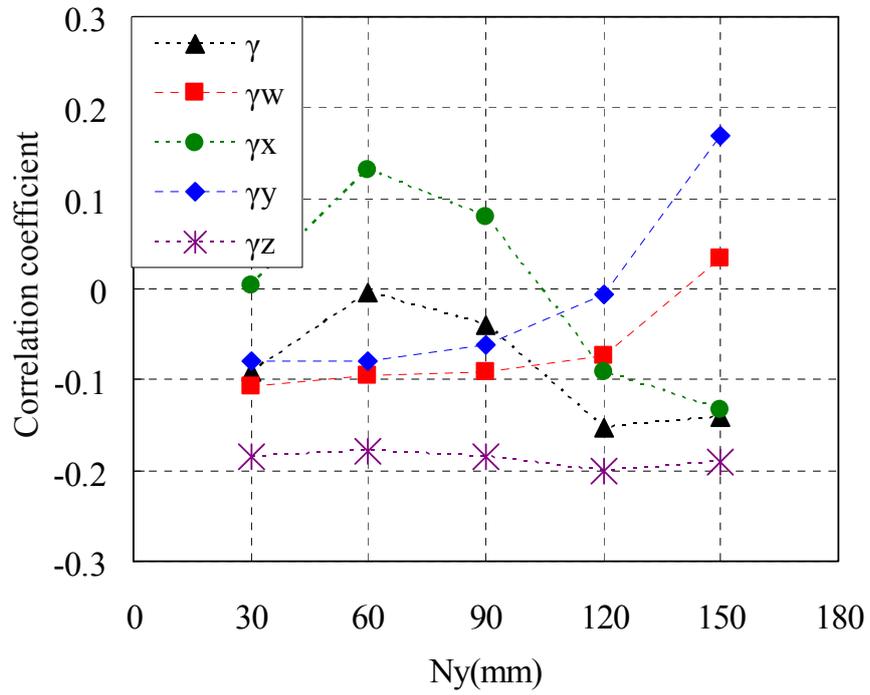


図 3.5 ノイズ源位置に対する相関係数（水平モデル）

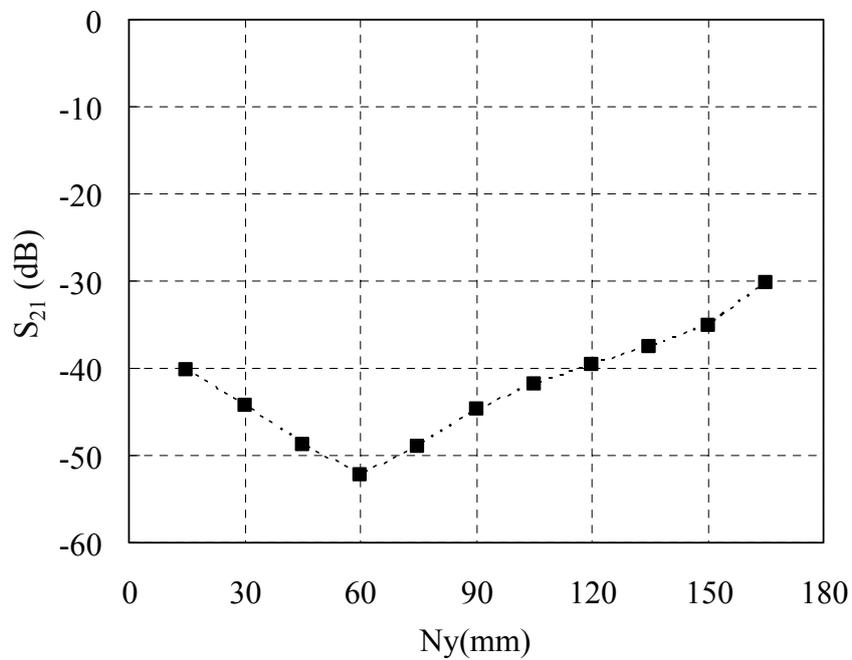


図 3.6 ノイズ源位置に対する結合度（水平モデル）

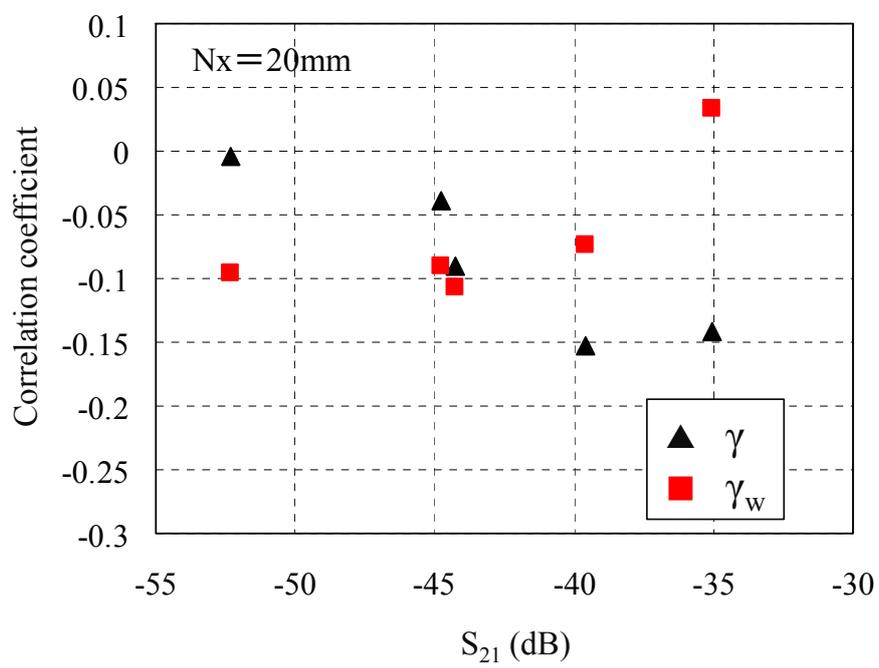


図 3.7 相関係数と結合度の関係 (水平モデル)

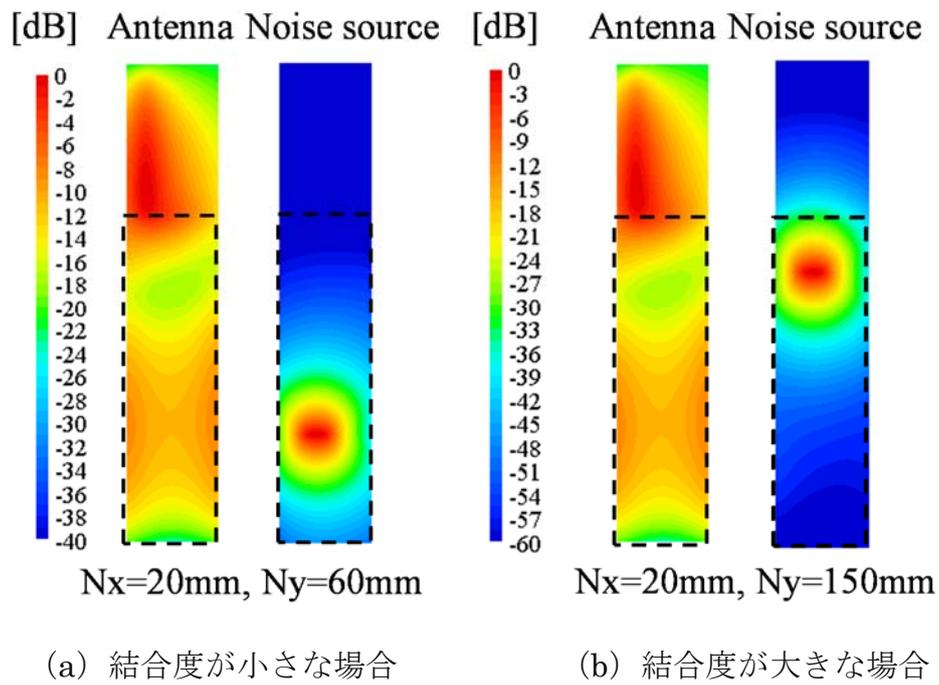
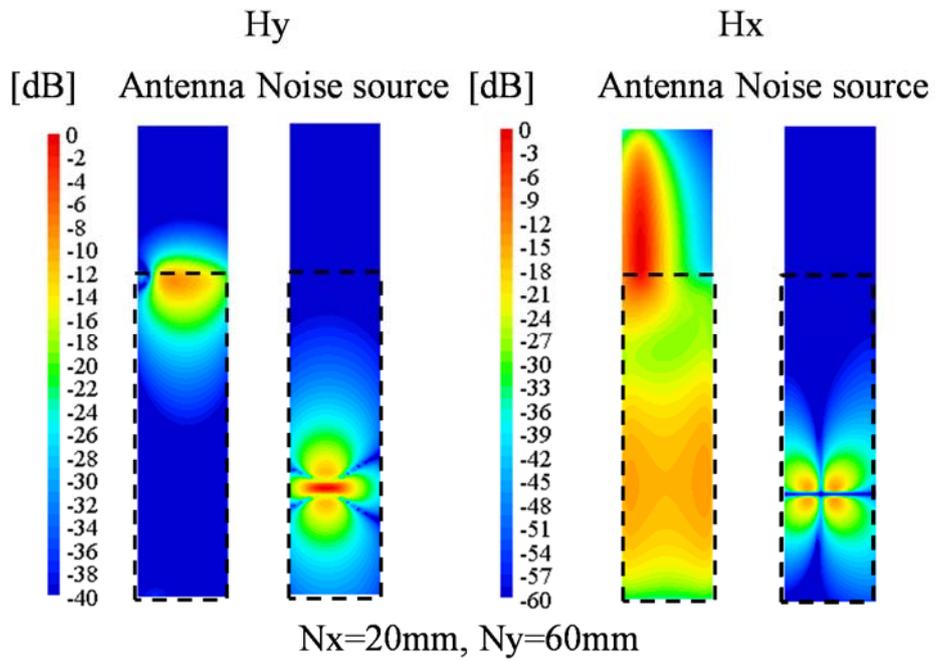
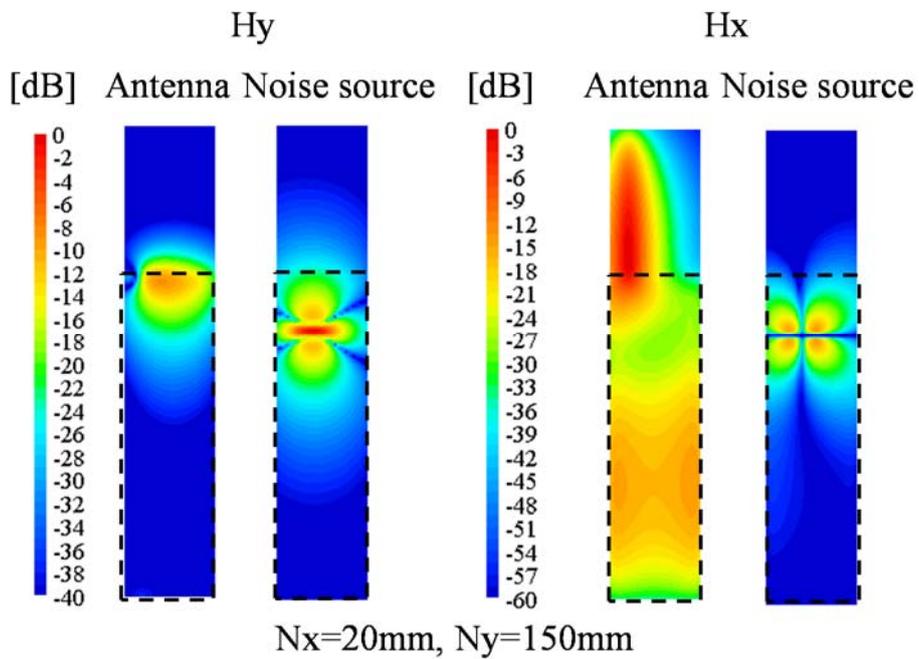


図 3.8 磁界分布 (二乗和)



(a) 結合度が小さな場合 ( $S_{21} = -52.3\text{dB}$ )



(b) 結合度が大きな場合 ( $S_{21} = -35.1\text{dB}$ )

図 3.9 磁界分布

### 3.4 結 言

本章では、ノイズ源の偏波が変化した場合にも適用できる設計手法として、各成分のノイズ量をノイズ電力の総量で割った係数によって重み付けすることにより、磁界成分の中で支配的な偏波成分（主要影響因子）の影響を考慮した重み付け磁界相関を提案し、アンテナとノイズ源の偏波が異なる場合であっても、ノイズ源の最適配置場所が推定できることを示した。

## 第4章 ビット誤り率評価に基づく通信性能評価法

### 4.1 緒言

本章では、無線機器におけるイントラ EMC 問題に対して、重み付け磁界積を用いたビット誤り率 (BER : Bit Error Rate) 評価に基づき、ノイズ源の最適配置場所を推定する設計手法を提案する。前章までは、アンテナとノイズ源の磁界分布から計算される相関係数によりノイズ源の最適配置場所を推定する設計手法を提案し、有効性を実証してきたが、相対的な評価に限定されるという課題があった。そこで、アンテナとノイズ源の磁界分布から計算した重み付け磁界積を用いてアンテナ干渉電力の定量化を行い、ビット誤り率を用いたノイズ源の最適配置場所の推定法を提案する [49],[50]。本手法の妥当性について、携帯電話を模擬した評価モデルを用いて検証し、所定のビット誤り率に必要な C/N 比を計算することにより、ノイズ源の最適配置場所が推定可能であることを明らかにする [51],[52]。

## 4.2 アンテナ干渉電力による通信性能評価

図 4.1 に無線システムのレベルダイヤグラムを示す。無線システムの通信性能を評価する指標として受信信号  $C$  と受信機雑音  $N$  の比である  $C/N$  比があり、式(4.1)で表される。

$$CNR = \frac{C}{N} \quad (4.1)$$

受信信号  $C$  は式(4.2)に示すように基地局の送信電力  $P_t$  と伝搬損失  $L$  の比、受信機雑音  $N$  は式(4.3)に示すように熱雑音  $N_0$  と受信機 NF ( $F$ ) の積でそれぞれ表すことができる。

$$C = \frac{P_t}{L_0} \quad (4.2)$$

$$N = N_0 F \quad (4.3)$$

イントラ EMC 問題の場合、受信機雑音  $N$  に加えて、無線機器内のノイズ源で発生するノイズが機器自身のアンテナを經由して受信回路に混入する電力（以下、アンテナ干渉電力： $P_a$ ）を考慮する必要がある。アンテナ干渉電力  $P_a$  が受信信号  $C$  と無相関であれば、式(4.4)が成り立つ。

$$CNR = \frac{C}{N + P_a} \quad (4.4)$$

図 4.2 にイントラ EMC モデルを示す。図 4.2 からアンテナ干渉電力  $P_a$  は式(4.5)のようにノイズ放射電力  $P_n$  とノイズ源とアンテナ間の結合特性 ( $S_{21}$ ) の積で表せる。

$$P_a = P_n \cdot S_{21} \quad (4.5)$$

結合特性の測定は、各端子をネットワークアナライザの各ポートに接続することで容易に測定することができる。しかし、ノイズの発生源となる IC 及び配線には明示的な給電点が存在しないため、結合特性の測定は困難となることから結合特性に代わる新たな定量化指標を検討する。

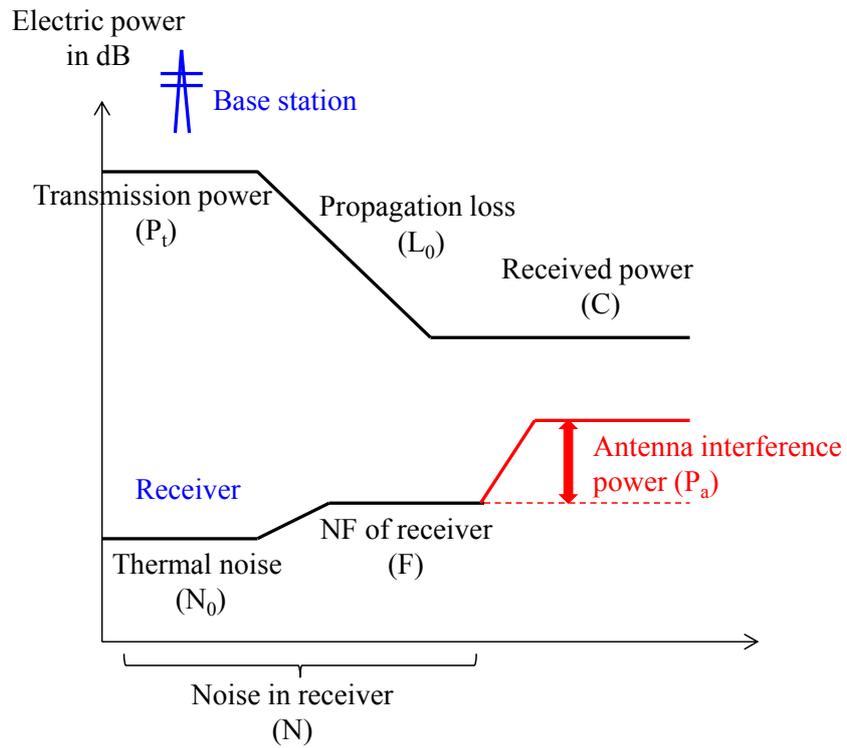


図 4.1 無線システムのレベルダイアグラム

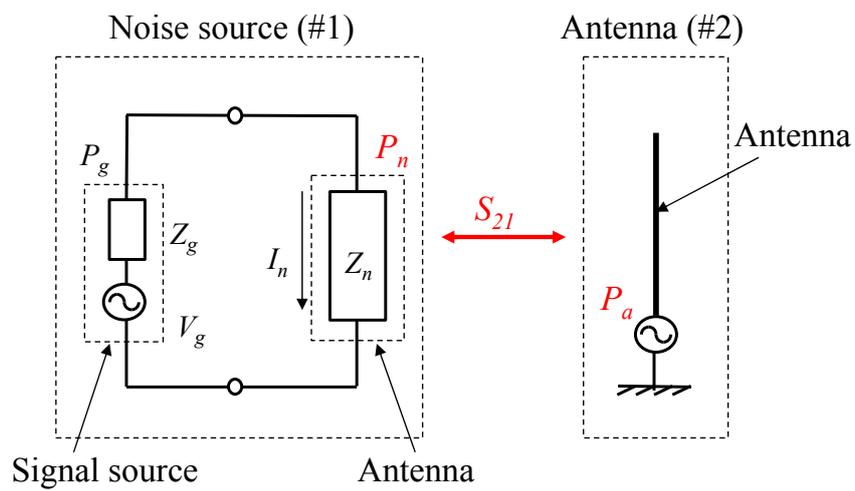


図 4.2 イントラ EMC モデル

### 4.3 重み付け磁界積の提案

本節では、アンテナとノイズ源間の結合特性を評価するための新たな指標としてノイズ源の偏波を考慮した重み付け磁界積  $T_w$  [A<sup>2</sup>/m<sup>2</sup>]を提案する．ここで、偏波は磁界方向と定義する．式(4.6)にノイズ源偏波を考慮した重み付け磁界積  $T_w$ を示す．式(4.6)は、式(4.7)から式(4.9)に示す偏波ごとの磁界積を、式(3.5)から式(3.7)に示す各偏波の磁界の2乗和（電力の平均値）によって重み付けしていることから、磁界成分の中で支配的な偏波の影響を考慮することができる．

$$T_w = \frac{n_x^2}{n_x^2 + n_y^2 + n_z^2} T_x + \frac{n_y^2}{n_x^2 + n_y^2 + n_z^2} T_y + \frac{n_z^2}{n_x^2 + n_y^2 + n_z^2} T_z \quad (4.6)$$

$$T_x = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (|H_{axi}| \times |H_{nxi}|) \quad (4.7)$$

$$T_y = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (|H_{ayi}| \times |H_{nyi}|) \quad (4.8)$$

$$T_z = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (|H_{azi}| \times |H_{nzi}|) \quad (4.9)$$

次に、アンテナとノイズ源の結合特性  $S_{21}'(T_w)$ を、式(4.10)に示すように重み付け磁界積  $T_w$ の関数として定義する．また、 $K$ は式(4.11)に示すように、 $S_{21}'(T_w)$ から計算される指標である．したがって、アンテナ干渉電力  $P_a'$ は、式(4.12)のように置き換えることができ、式(4.4)から C/N 比 ( $CNR'$ ) を算出することにより、ビット誤り率を推定することができる．

$$S_{21}'(T_w) = a \cdot T_w + b \quad [dB] \quad (4.10)$$

$$K = 10^{\frac{S_{21}'(T_w)}{20}} \quad (4.11)$$

$$P_a' = P_n \cdot K^2 \quad (4.12)$$

ここで、 $P_n$ はノイズ源の放射電力であり、計算方法を以下に示す．図 4.3 に示すノイズ源の近傍磁界測定方法において、ノイズ源を構成するループアンテナの形状は高さ  $h$ 、長さ  $d$ の長方形の形状をしており、開口面積  $S$ の磁界プローブがノイズ源を構成するループアンテナの上端との距離  $g$ を隔てて配置されている．ループアンテナに信号源(Signal generator)から信号が入力されるとループアンテナに電流  $I_n$ が流れ、

ループアンテナの放射抵抗を  $R_n$  とすればノイズ源の放射電力  $P_n$  は式(4.13)で計算することができる。式(4.13)において、電流  $|I_n|$  は式(4.14)で計算でき、式(4.14)のノイズ磁界  $|H_n|$  は、誘導起電力  $|V_n|$  が磁界プローブの開口を鎖交磁束の時間変化から計算できることから、式(4.15)により求めることができる。式(4.15)において、 $\mu$  は磁界プローブの透磁率、 $T$  は磁界プローブのターン数、 $S$  は磁界プローブの開口面積、 $\omega$  は角周波数である。また、アンテナ磁界  $|H_a|$  についても式(4.16)から同様に計算することができる。

$$P_n = \frac{1}{2} \cdot |I_n|^2 \cdot \text{Re}(Z_n) = \frac{1}{2} \cdot |I_n| \cdot R_n \quad (4.13)$$

$$|I_n| = \frac{\pi g(g + 2h)}{h} \cdot |H_n| \quad (4.14)$$

$$|H_n| = \frac{1}{\mu T S \omega} \cdot |V_n| \quad (4.15)$$

$$|H_a| = \frac{1}{\mu T S \omega} \cdot |V_a| \quad (4.16)$$

以上の検討を踏まえ、図 4.4 にアンテナ干渉電力の定量化に基づく通信性能の評価手順を示す。図 4.4 に示すように、アンテナ磁界強度 ( $H_a$ ) とノイズ磁界強度 ( $H_n$ ) から重み付け磁界積 ( $T_w$ ) を求め、ノイズ源とアンテナ間の結合度  $S_{21}' (T_w)$  を推定する。一方、ノイズ磁界強度 ( $H_n$ ) からノイズ放射電力 ( $P_n$ ) を計算し、式(4.10)から式(4.12)を用いてアンテナ干渉電力  $P_a'$  を定量化し、式(4.4)によりアンテナ端  $CNR$  を求めることによってデジタル無線機器の通信性能を評価する。

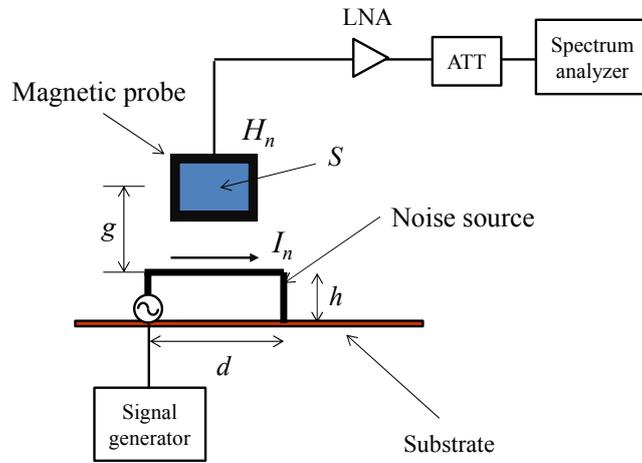


図 4.3 ループアンテナの近傍磁界測定方法

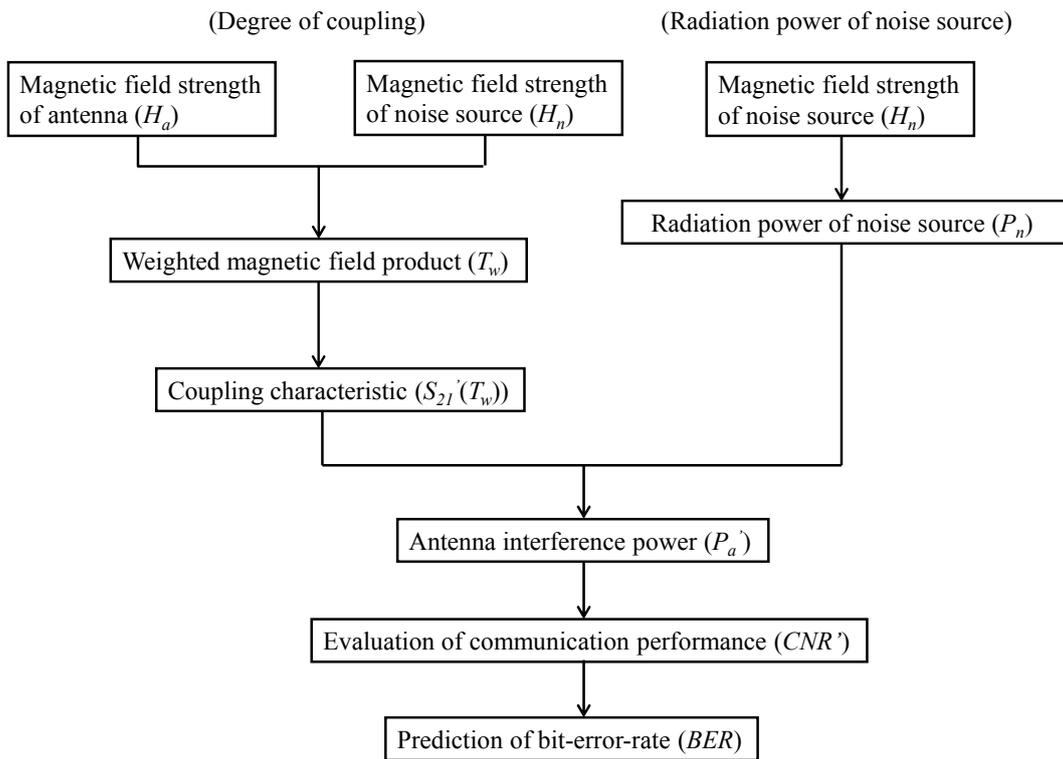
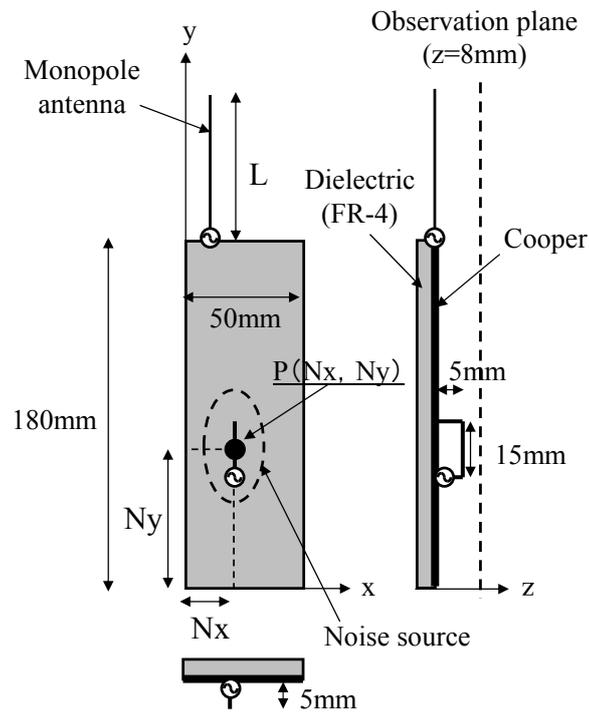


図 4.4 通信性能の評価手順

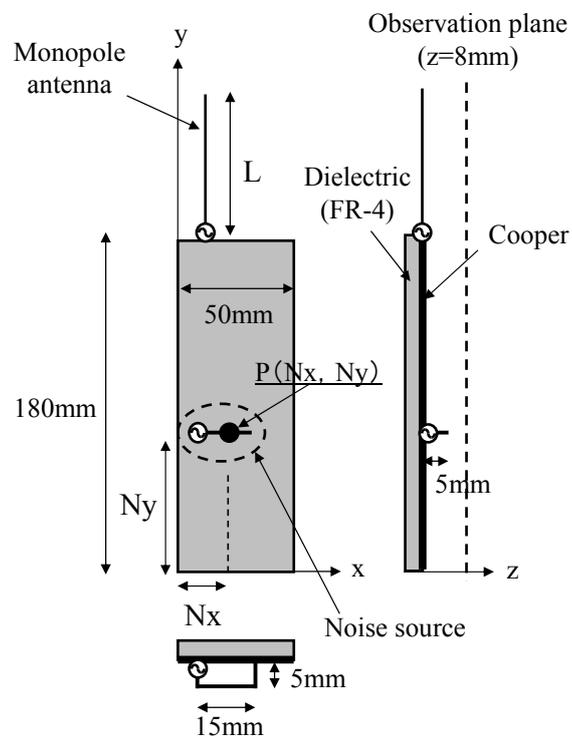
## 4.4 重み付け磁界積と結合度の比較

### 4.4.1 評価モデル

図 4.5 に提案手法の妥当性を検証した評価モデルを示す. 図 4.5(a)はノイズ源が垂直に配置され, モノポールアンテナと偏波が同じモデル (垂直モデル) であり, 図 4.5(b)はノイズ源が水平に配置され, モノポールアンテナと偏波が異なるモデル (水平モデル) である. 本検討では, ノイズ源として模擬したループアンテナの中央  $\mathbf{P}(N_x, N_y)$  を可変パラメータとして検討を進めた.



(a) 垂直モデル



(b) 水平モデル

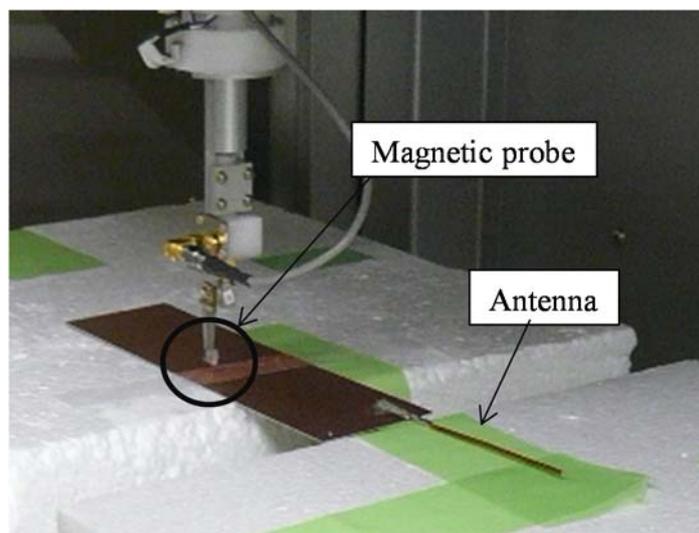
図 4.5 評価モデル (図 3.1 に同じ)

#### 4.4.2 評価結果

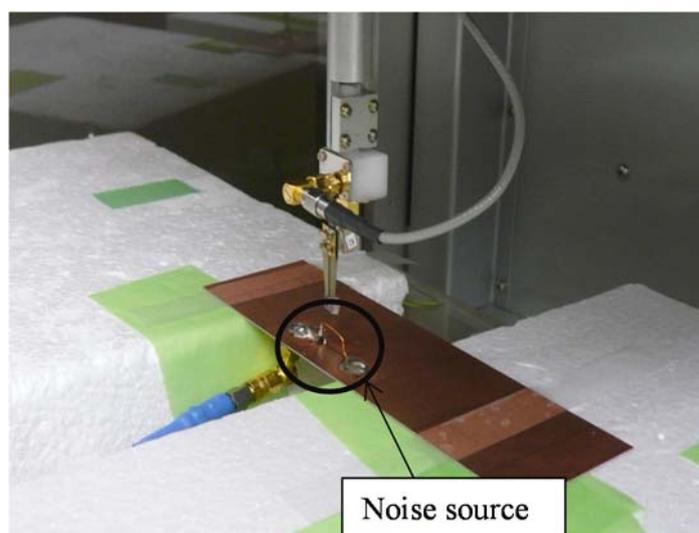
図 4.6 に磁界分布測定の様子を示す。図 4.6(a)はアンテナ磁界分布，図 4.6(b)はノイズ磁界分布の測定の様子をそれぞれ示す。図 4.6 に示すように磁界分布測定に用いた磁界プローブは，開口面の 1 辺が 3.8mm の正方形であり，ターン数は 1 である。次に，図 4.7 にアンテナ磁界分布を，図 4.8 にノイズ磁界分布をそれぞれ示す。図 4.7 において破線は基板外形であり，各磁界分布の右側の目盛りは各磁界分布において  $H_x$  成分， $H_y$  成分及び  $H_z$  成分の最大値にて規格化している。図 4.7 からアンテナ磁界分布はアンテナ素子周辺と基板中央部に強く分布していることがわかる。これは，基板の長さが評価周波数のおよそ半波長に相当し，電流分布が基板端部では最小，基板中央部では最大になるためである。特に，携帯電話の場合には無線通信アンテナのみならず，端末自体もアンテナとして動作しており，このことがイントラ EMC 問題を発生させる大きな要因である。一方，図 4.8 からノイズ磁界分布はノイズ源周辺に強く分布していることがわかる。

図 4.7 及び図 4.8 に示す磁界分布を用いて，式(4.7)から式(4.9)に代入することにより各磁界成分の磁界積を求め，式(3.5)から式(3.7)に代入することで各ノイズ磁界成分の電力平均値を求め，それらを式(4.6)に代入することで重み付け磁界積  $T_w$  を求めることができる。一例として，ノイズ源の位置が， $N_x=37.5\text{mm}$ ， $N_y=75\text{mm}$  の場合における重み付け磁界積  $T_w$  は  $0.32 [\text{A}^2/\text{m}^2]$  と計算することができる。一方，シミュレーション結果から同様に計算すると  $T_w$  は  $0.40 [\text{A}^2/\text{m}^2]$  となり，両者は良く一致することがわかる。

次に，図 4.9 に重み付け磁界積と結合度の関係を示す。図 4.9 において，■は垂直モデル ( $d=15\text{mm}$ )，▲は水平モデル ( $d=15\text{mm}$ )，◆は垂直モデル ( $d=7.5\text{mm}$ ) 及び●は水平モデル ( $d=7.5\text{mm}$ ) をそれぞれ示し，破線は線形近似曲線である。図 4.9 からループアンテナの大きさ，偏波が異なっても重み付け磁界積  $T_w$  と結合度  $S_{21}$  が比例関係を示し，最小二乗法を用いることにより， $a=58.3$ ， $b=54.3$  と求めることができ，図 4.9 の関係から式(4.10)に代入すると  $S_{21}'(T_w)$  は  $-35.6\text{dB}$  と求めることができる。



(a) アンテナ



(b) ノイズ源

図 4.6 磁界分布測定の様子

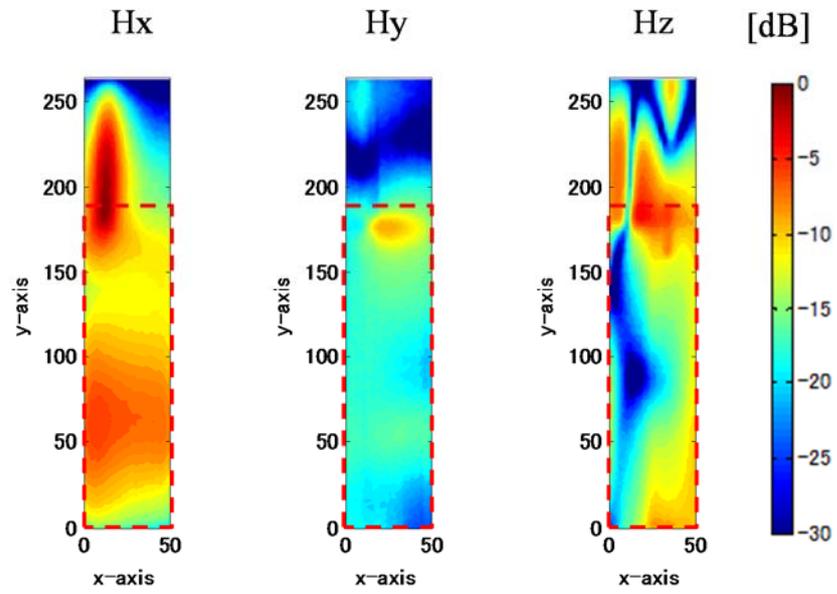


図 4.7 アンテナ磁界分布 (測定結果)

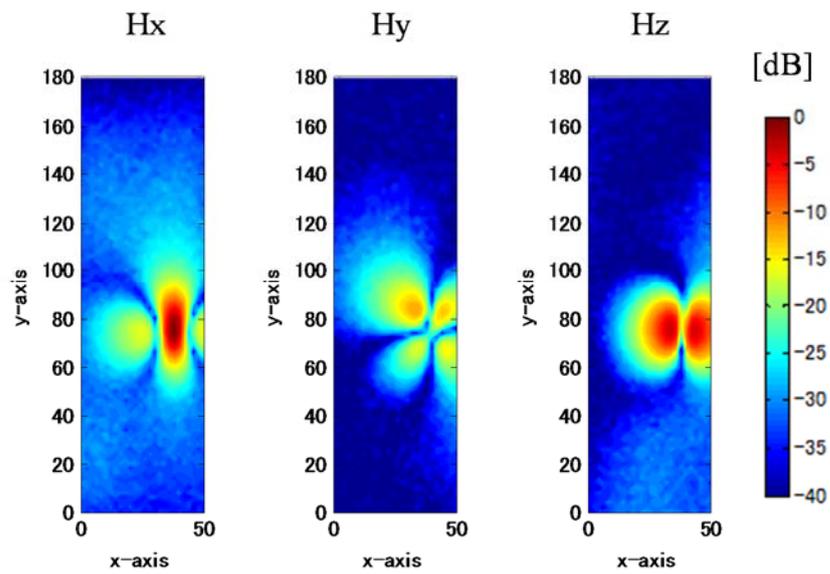


図 4.8 ノイズ磁界分布 (測定結果)

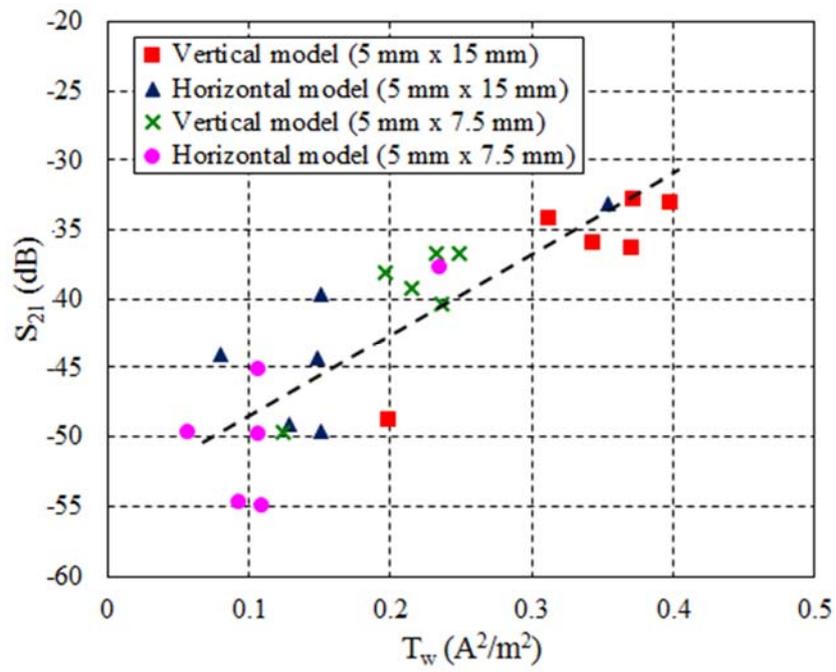


図 4.9 重み付け磁界積と結合度の関係

## 4.5 ビット誤り率評価に基づく通信性能評価

### 4.5.1 ビット誤り率によるノイズ源最適配置

ビット誤り率に基づくノイズ源の最適配置場所の推定方法について述べる。図 4.10 に無線感度測定系を示す。図 4.10 において、受信信号  $C$  は疑似ランダムノイズである PN9 パターン (PN : Pseudo Random Noise) を、妨害波 (アンテナ干渉電力) は PN15 パターンをそれぞれ用いており、両者は無相関な信号であることから式(4.4) が成り立つ。

図 4.11 に図 4.3 に示す評価モデルを用いた場合の BER 特性を示す。図 4.11 において、 $\Delta$  はアンテナ干渉電力が存在しない場合の実測結果であり、破線は実測結果の近似式として式(4.17)から求めた推定式の曲線を示す。式(4.17)において、 $\gamma$  は C/N 比を、 $\text{erfc}$  は相補誤差関数を示す。ここで、近似式を用いた理由は、アンテナ干渉電力を考慮した場合の BER 特性の変化を求めることが主目的であるためである。図 4.11 からアンテナ干渉電力が存在しない場合、 $BER=10^{-3}$  のとき必要な C/N 比は約 10dB であることが読み取れる。

$$P = \text{erfc} \sqrt{\frac{\gamma}{2}} \quad (4.17)$$

次に、アンテナ干渉電力を考慮した場合を考える。図 4.11 において、 $\square$  はアンテナ干渉電力が存在する場合 ( $P_a = -115.5\text{dBm}$ ) の実測結果である。ここで、ノイズ源の放射電力  $P_n$  は  $-82.5\text{dBm}$  とし、アンテナとノイズ源間の結合特性は  $S_{21} = -33.0\text{dB}$  である。アンテナ干渉電力が存在しない場合 ( $\Delta$  印) とアンテナ干渉電力が存在する場合 ( $\square$  印) を比較すると、 $BER=10^{-3}$  の場合において、アンテナ干渉電力が存在しない場合とビット誤り率を等しくするためには、C/N 比を約 3dB 増加させる必要があることを示している。

次に、提案手法の妥当性を検討する。前節で求めたように、2つの磁界分布から計算した重み付け磁界積  $T_w$  は 0.32 となり。図 4.9 に示す関係から  $S_{21}'(T_w)$  は  $-35.6\text{dB}$  と計算できるため、アンテナ干渉電力  $P_a'$  は  $P_a' = -118.1\text{dBm}$  となり、BER 特性は実線となる。 $BER=10^{-3}$  の場合において、アンテナ干渉電力が存在しない場合とビット誤り率を等しくするには、C/N 比を約 2dB 増加させる必要があることがわかる。

図 4.11 の結果から提案手法を用いることにより、ビット誤り率を推定することができる。

図 4.12 にノイズ源位置 ( $N_y$ ) を変化させた場合において、提案手法を適用した場合のビット誤り率の変化を示す。図 4.12(a)は垂直モデル、図 4.12(b)は水平モデルをそれぞれ示す。図 4.12 において、黒の実線はアンテナ干渉電力が存在しない場合、その他の実線はアンテナ干渉電力が存在する場合をそれぞれ示している。図 4.12(a)に示す垂直モデルでは  $N_y=15\text{mm}$  が、図 4.12(b)に示す水平モデルでは  $N_y=165\text{mm}$  以外がノイズ源の配置場所として最もふさわしいことがわかる。

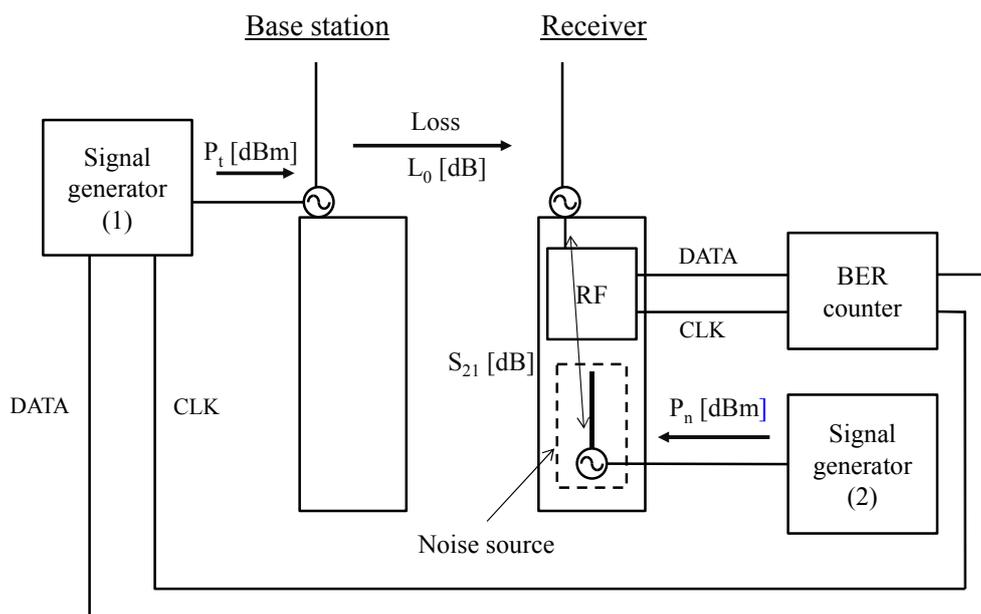


図 4.10 無線感度測定系

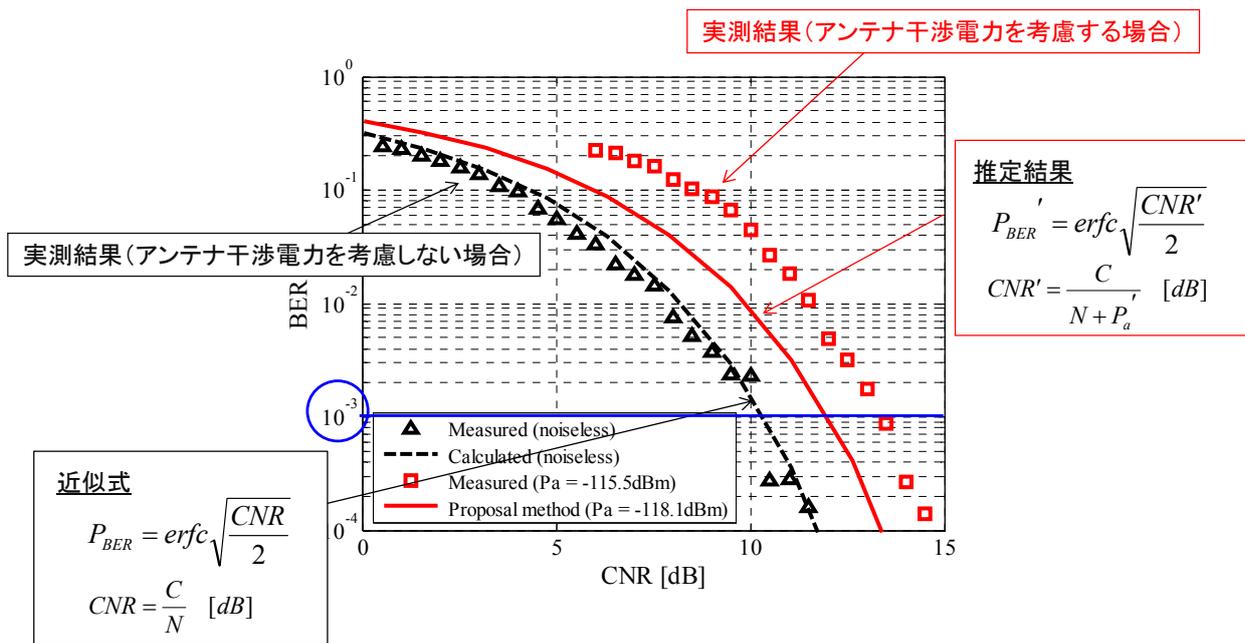
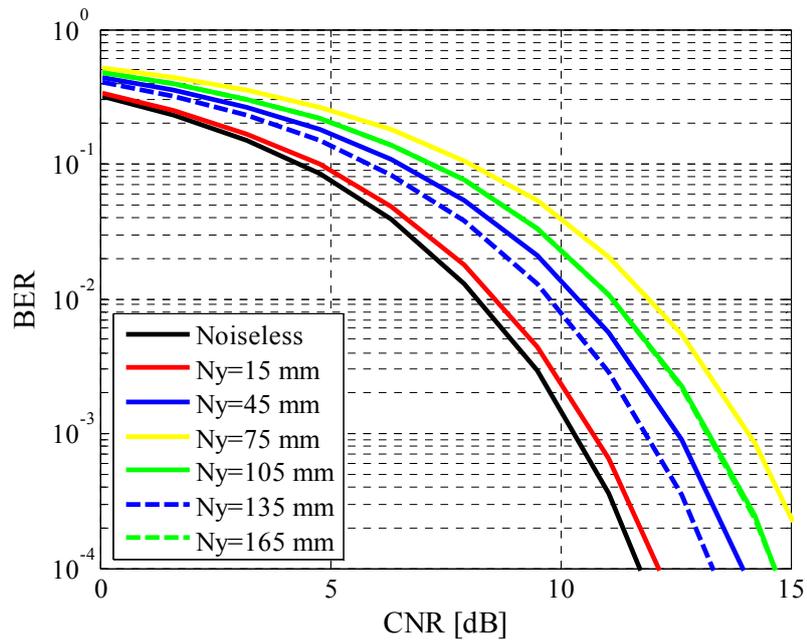
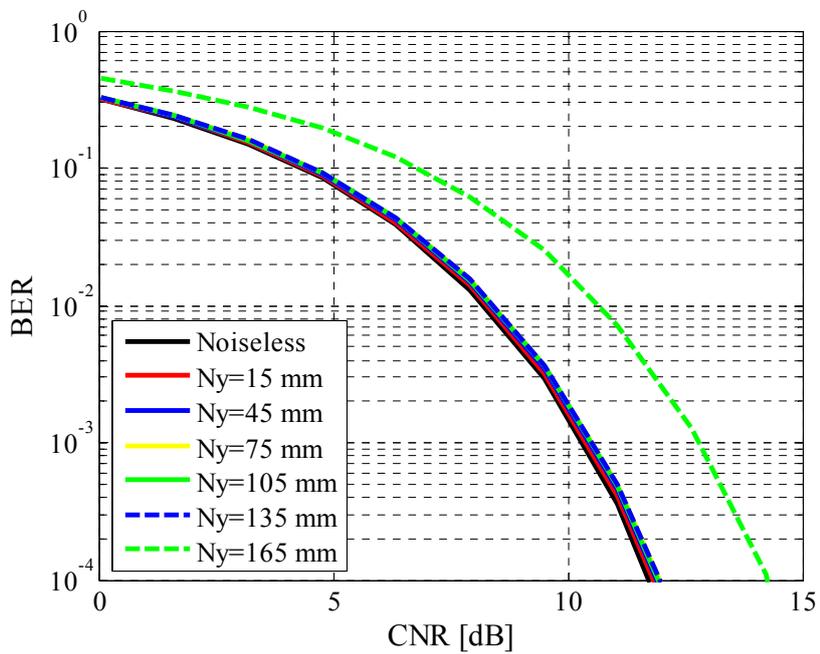


図 4.11 BER 特性



(a) 垂直モデル



(b) 水平モデル

図 4.12 ノイズ源位置に対する BER 特性

#### 4.5.2 通信性能達成率による評価

ノイズ源の最適配置場所の設計自由度を定量的に判断する指標として通信品質達成率を提案する．式(4.18)に通信品質達成率 $\alpha$ を定義する．提案する通信品質達成率 $\alpha$ とは，無線システムの C/N 比が与えられた場合に，基板全体の面積  $S$  と所定のビット誤り率を満足する範囲  $S'$  の割合として定義するものであり，通信品質達成率 $\alpha$ が大きいほどノイズ源の設計自由度が高くなることを意味する指標である．

$$\alpha = \frac{S'}{S} \times 100 \quad [\%] \quad (4.18)$$

図 4.13 にビット誤り率分布の一例を示す．図 4.13 は，図 4.4 に示す評価モデルにおいて，無線システムの C/N 比を 10dB とした場合において，各座標におけるビット誤り率を算出することで分布化したものであり，図 4.13 右側の目盛りはビット誤り率である．図 4.13(a)の垂直モデルでは，アンテナ給電点周辺および基板中央の端部図のビット誤り率が大きく，反対に，基板中央部上方および基板最下部のビット誤り率が小さいことがわかる．一方，図 4.13(b)に示す水平モデルでは，アンテナ給電点周辺のみがビット誤り率が高いことがわかる．さらに，式(4.18)において， $S'$ を BER が  $5 \times 10^{-3}$  以下となる範囲と定義した場合，各モデルに適用すると，垂直モデルの通信品質達成率は約 10%であるのに対して，水平モデルの通信品質達成率は約 95%となり，ノイズ源を水平に配置した方が，設計自由度が高くなることがわかる．

以上より，通信品質達成率 $\alpha$ を用いることによって，ノイズ源の配置場所に対する設計自由度を定量的に判断することができる．

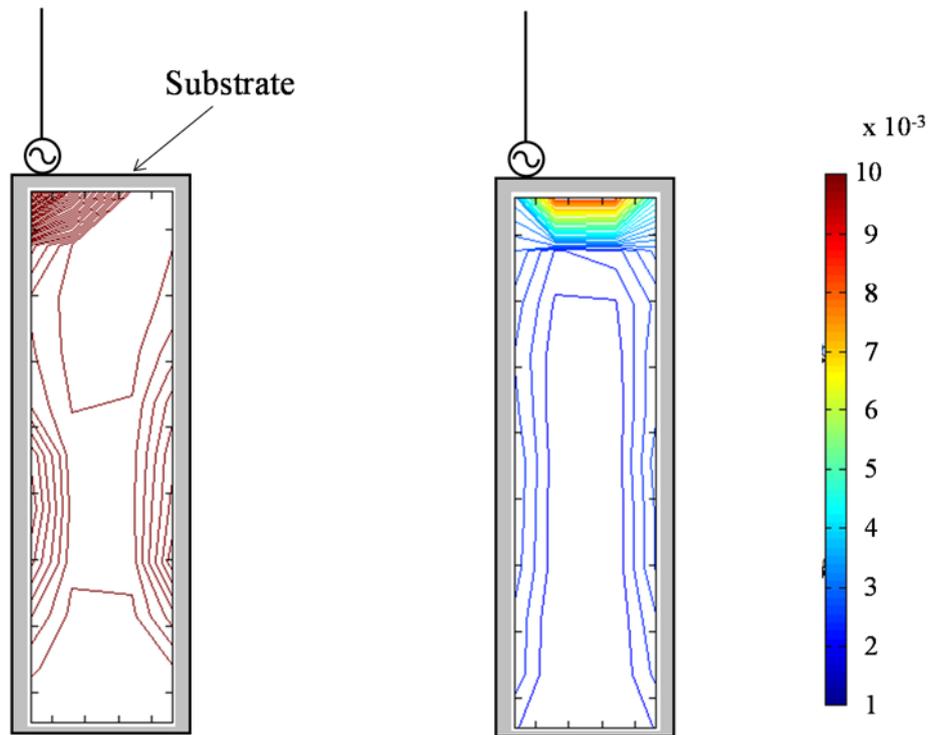


図 4.13 ビット誤り率分布

## 4.6 結 言

本章では、前章までで述べた重み付け磁界相関が相対的な評価指標である課題を克服するために、アンテナとノイズ源の重み付け磁界積を用いてアンテナ干渉電力の定量化を行い、通信性能指標であるビット誤り率を用いて、ノイズ源の最適配置場所を推定する設計手法を提案した。更に、携帯電話を模擬した評価モデルでの検証から所定のビット誤り率に必要な  $C/N$  比を計算することにより、ノイズ源の最適配置場所の推定が可能であることを示した。

## 第5章 減結合技術によるイントラ EMC 内部干渉ノイズ低減法

### 5.1 緒言

本章では、無線機器におけるイントラ EMC 問題に対して、アンテナとノイズ源の間に減結合回路を配置することにより、機器内部での干渉ノイズを低減する設計手法を提案する。

前章までの検討では、アンテナとノイズ源の磁界分布から算出した重み付け磁界積を用いたビット誤り率の評価に基づき、ノイズ源の最適配置場所を推定する設計手法を提案し、有効性を実証してきたが、実際の機器ではノイズ源の配置場所が限定されるという課題を有している。

本章では、無線機器におけるイントラ EMC 問題に対して、MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) アンテナの結合除去方法として研究されている平行近接した 2 素子のモノポールアンテナ間に集中定数素子を接続することによって電磁結合を低減する方法[53]-[55]をイントラ EMC に応用する。イントラ EMC において、MIMO アンテナの結合問題と大きく異なる点が 2 点存在する。1 点目は、MIMO アンテナを構成する無線通信アンテナは所望周波数で整合されているが、イントラ EMC では一方がノイズ源であるため整合されておらず、整合条件を考慮する必要がある点である。2 点目は、近接素子間の減結合を取り扱う MIMO アンテナとは異なり、イントラ EMC ではアンテナとノイズ源の空間距離が大きいため集中定数素子のみでは対応できない点である。そこで、MIMO アンテナの結合除去方法をイントラ EMC 問題に適応させるため、2つのアンテナの整合条件を考慮するとともに伝送線路を介在させた減結合回路を提案し、その設計手法を定式化した。設計手法の有効性について、携帯電話を模擬した評価モデルを用いて検証し、減結合回路を最適化することによって、アンテナとノイズ源の間の電磁結合を低減できることを明らかにした [56]-[58]。

## 5.2 アンテナ結合問題への展開

図 5.1 に減結合回路の構成を示す. 図 2.2 に示すようにノイズ源をループアンテナとしてモデル化したことにより, 2 つのアンテナ (Ant.1, Ant.2) の結合問題へ展開できる. ここで, Ant.1 をノイズ源, Ant.2 を無線通信アンテナと考える. 2 つのアンテナは位相量 $\theta$ を有する移相器と 2 つのアンテナ間を接続するサセプタンス ( $jB$ ) から構成される減結合回路が整合回路を介して各ポートに接続されている.

次に, 2 つのアンテナ間の電磁結合を最小にするために必要な減結合回路の設計要件について説明する. アンテナ間の電磁結合を最小にするためには, ノイズ源 (Ant.1) から無線通信アンテナ (Ant.2) へのノイズの回り込み量を最小にすること, すなわち, 観測面 B においてノイズ源 (Ant.1) と無線通信アンテナ (Ant.2) の電磁結合 ( $S_{21}^B$ ) を 0 にすることが必要となる. なお, 右上の添え字は観測面を示す.

減結合化への設計手順を以下に示す.

- ①電磁界解析により求めた S パラメータより, 観測面 A から見たアドミタンス ( $Y_{21}^A$ ) を計算する.
- ②位相量 $\theta$ を有する移相器を追加することによって, 観測面 A' から見たアドミタンス ( $Y_{21}^{A'}$ ) の実部を相殺する
- ③サセプタンス ( $jB$ ) を追加することによって観測面 B から見たアドミタンス ( $Y_{21}^B$ ) の虚部を相殺することで  $Y_{21}^B=0$  とする.

具体的な設計は以下のように行う. まず, アンテナ (Ant.1, Ant.2) の電磁界解析によって得られた S パラメータから, 観測面 A から見たアドミタンス ( $Y_{21}^A$ ) を式(5.1)によって求め, 移相量 $\theta$ を有する移相器を追加することで観測面 A' から見たアドミタンス ( $Y_{21}^{A'}$ ) の実部を相殺する.

$$Y_{21}^A = \frac{-2 \cdot S_{21}^A}{(1 + S_{11}^A)(1 + S_{22}^A) - S_{12}^A S_{21}^A} \quad (5.1)$$

ここで注目すべきは, 式(5.1)において, 文献[53]-[55]では MIMO アンテナの良好な整合状態から  $S_{11}^A = S_{22}^A = 0$  を仮定していたが, イントラ EMC では整合条件を無視できないため, 反射係数 ( $S_{11}^A, S_{22}^A$ ) を考慮して  $Y_{21}^A$  を求めていることである.

観測面 B におけるアドミタンス[YB]は, 式(5.2)に示すように観測面 A' から見たアド

ミタンス $[Y^A]$ とサセプタンス ( $jB$ ) のアドミタンス $[Y^b]$ の和として表すことができる。  
なお、アドミタンス $[Y^b]$ は式(5.3)と表すことができる。

$$[Y^B] = [Y^A] + [Y^b] \quad (5.2)$$

$$[Y^b] = \begin{bmatrix} jB & -jB \\ -jB & jB \end{bmatrix} \quad (5.3)$$

式(5.2)から、アドミタンス ( $Y^A$ ) にサセプタンス ( $jB$ ) のアドミタンス $[Y^b]$ を足し合わせることによって観測面  $B$  から見たアドミタンス ( $Y_{21}^B$ ) の虚部を相殺することができる、 $Y_{21}^B = 0$  とすることができる。

以上の設計手順によって、アンテナとノイズ源間の電磁結合の除去 ( $S_{21}^B = 0$ ) を達成することができる。

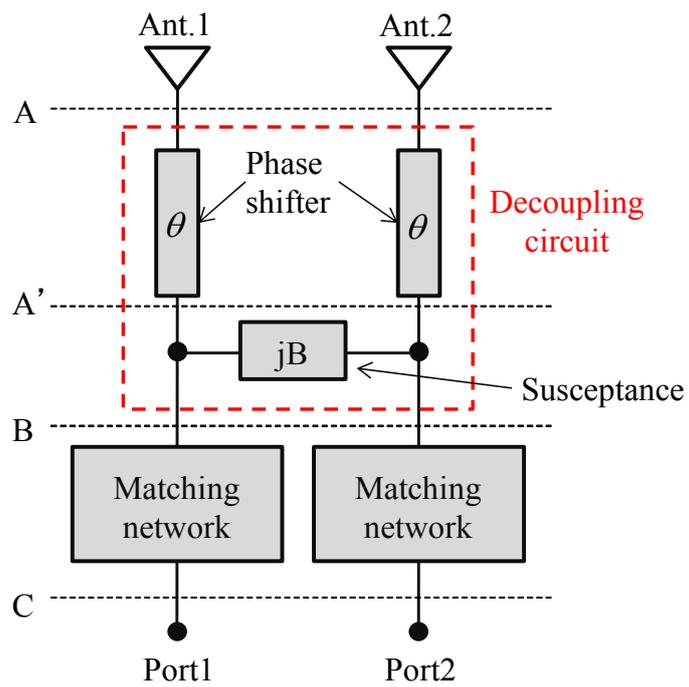


図 5.1 減結合回路の構成

## 5.3 イントラ EMC に適応した減結合回路

### 5.3.1 評価モデル

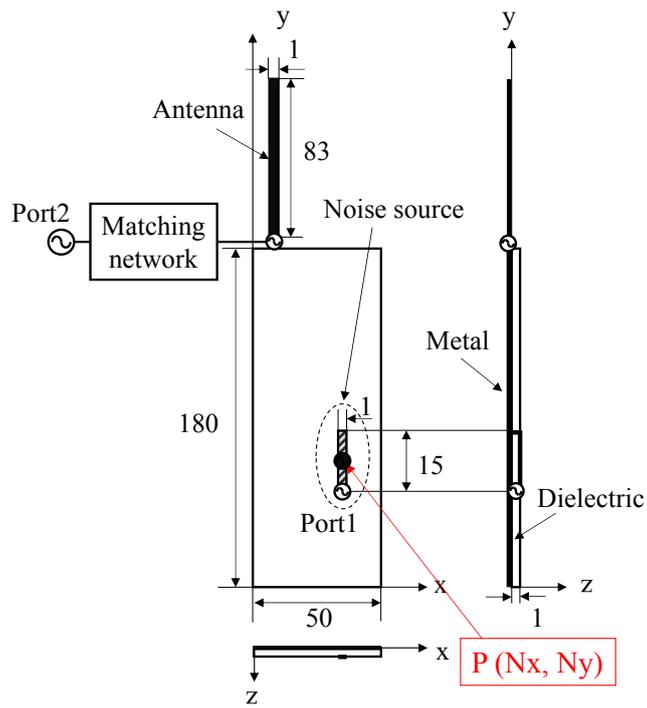
図 5.2 に携帯電話を模擬した評価モデルを示す. 図 5.2(a)は, 幅 50mm, 長さ 180mm の導体上に, 厚さ 1.0mm の誘電体を有する片面基板であり, 基板上部には線路幅 1mm のモノポールアンテナが, 基板上にはノイズ源として模擬した線路幅 1mm, 長さ 15mm, 高さ 1mm のループアンテナが配置されている. なお, モノポールアンテナの長さは評価周波数である 900MHz で共振するように 83mm (1/4 波長) としている. また, ノイズ源として模擬したループアンテナの給電点には Port1 が, モノポールアンテナには基板の外側に整合回路 (Matching circuit) と給電点として Port2 が接続された構成となっている.

本章では, 提案する減結合手法の有効性について検証することを目的としている. まず, 設計手順①は, 減結合回路を考慮しない図 5.2(a)の評価モデルを用いて電磁界解析を実施した. 次に, 設計手順②及び③は, 図 5.2(b)又は図 5.2(c)の評価モデルにおいて減結合回路を回路モデルとして取り扱ってシミュレーションを実施した. この際, 移相器及びサセプタンス ( $jB$ ) を構成する伝送線路に放射系伝送線路 (例えば, マイクロストリップ線路) を用いるとアンテナ及びノイズ源と電磁結合するため, 設計手順①で得た電磁界解析結果が変化し, 提案する等価回路設計では正しい設計ができない. そこで, 非放射系伝送線路 (例えば, セミリジッドケーブル) を用いれば電磁結合が発生せず, 提案する等価回路設計の有効性を検証することができる.

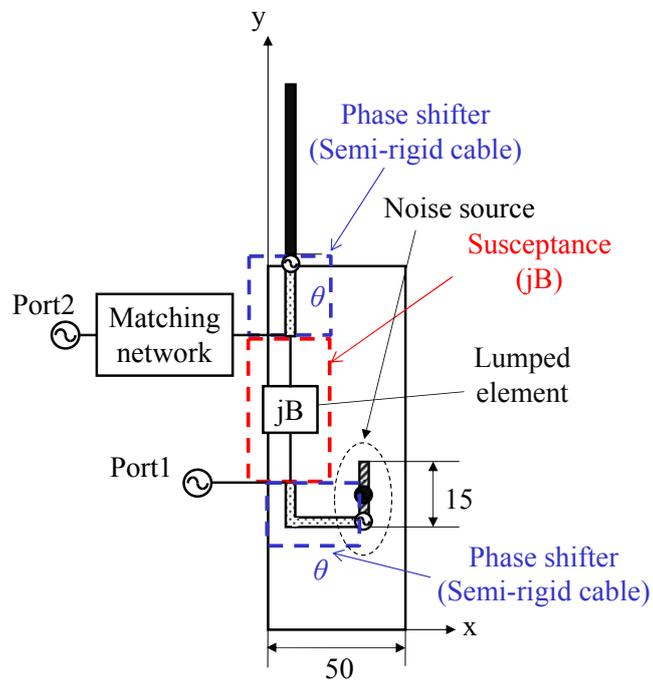
図 5.2(b)及び図 5.2(c)に減結合回路を有する場合の評価モデルを示す. 図 5.2(b)及び図 5.2(c)において, 断面図は図 5.2(a)と同じため省略している. 図 5.2(b)は, 提案する等価回路設計の有効性を検証する評価モデルであり, 図 5.2(a)と結合特性を直接比較するために移相器をノイズ源及びアンテナと電磁結合しないようにセミリジッドケーブルを用いて構成し, 移相器の間には理想素子であるサセプタンス ( $jB$ ) を接続している. 次に, 図 5.2(c)は図 5.2(b)において理想素子として取り扱ったサセプタンス ( $jB$ ) をイントラ EMC に適応させるために, 各線路長が  $l_1$ ,  $l_2$  となるセミリジッドケーブル ( $F_1$ ,  $F_3$ ) と 2 つのセミリジッドケーブル間に配置された集中定数素子 ( $F_2$ ) から構成した評価モデルである. なお, 図 5.2(b)及び図 5.2(c)において, ノイズ源は

図 5.2(a)と同様に長さ 15mm, 高さ 1mm のループアンテナが該当する. また, サセプタンス ( $jB$ ) は移相器間に配置し, アンテナ側の給電点 (Port1) とノイズ源側の給電点 (Port2) は, 移相器とサセプタンス ( $jB$ ) の接続点から外部に引き出している.

なお, 本検討においてはノイズ源として模擬したループアンテナの中央  $P$  ( $N_x, N_y$ ) をパラメータとして検討を進めた.

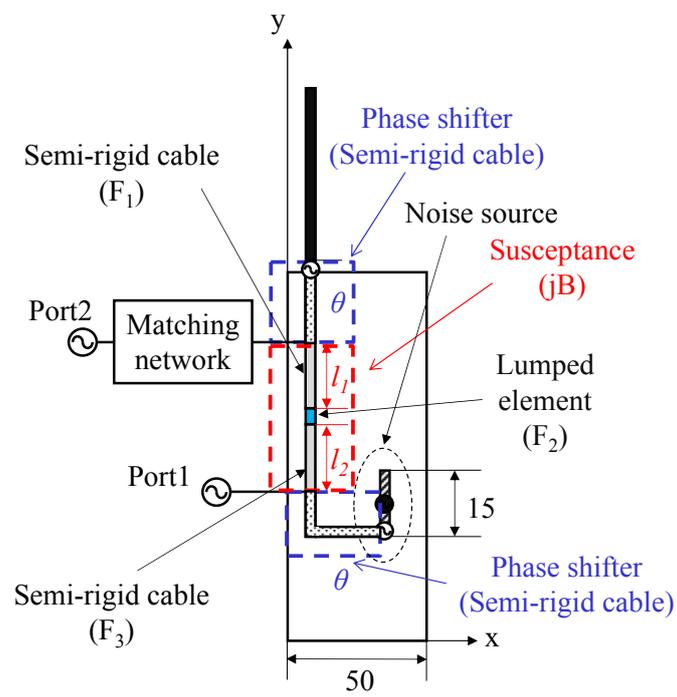


(a) 減結合回路が無い場合



(b) 減結合回路が有る場合 (集中定数素子)

図 5.2 評価モデル



(c) 減結合回路が有る場合 (セミリジッドケーブル)

図 5.2 評価モデル

### 5.3.2 設計要件の定式化

移相器間に配置されたセミリジッドケーブルと集中定数素子で構成されるサセプタンス ( $jB$ ) の定式化について説明する. 図 5.3 に  $F$  マトリクスの回路モデルを示す. 図 5.3 に図 5.2(c)を適用すると,  $F_1$  がセミリジッドケーブル  $l_1$ ,  $F_2$  が集中定数素子,  $F_3$  がセミリジッドケーブル  $l_2$  にそれぞれ該当する. 集中定数素子 ( $F_2$ ) がインダクタの場合, サセプタンスの  $F$  マトリクス ( $F_L$ ) は式(5.4)となり, 減結合回路のアドミタンス ( $(Y_{12}^b)_L$ ) は式(5.5)と求めることができる. 一方, コンデンサの場合, サセプタンスの  $F$  マトリクス ( $F_C$ ) は式(5.6)となり, 減結合回路のアドミタンス ( $(Y_{12}^b)_C$ ) は式(5.7)と求めることができる. ここで, 式(5.4)から式(5.7)において  $\beta$  は位相定数,  $\omega$  は角周波数,  $L$  はインダクタンス及び  $C$  はコンデンサである.

$$F_L = \begin{bmatrix} A_L & B_L \\ C_L & D_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \beta l_1 & jZ_0 \sin \beta l_1 \\ jY_0 \sin \beta l_1 & \cos \beta l_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & j\omega L \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \beta l_2 & jZ_0 \sin \beta l_2 \\ jY_0 \sin \beta l_2 & \cos \beta l_2 \end{bmatrix} \quad (5.4)$$

$$(Y_{21}^b)_L = -\frac{1}{B_L} = j \frac{1}{Z_0 \cos \beta l_1 \sin \beta l_2 + \omega L \cos \beta l_1 \cos \beta l_2 + Z_0 \sin \beta l_1 \cos \beta l_2} \quad (5.5)$$

$$F_C = \begin{bmatrix} A_C & B_C \\ C_C & D_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \beta l_1 & jZ_0 \sin \beta l_1 \\ jY_0 \sin \beta l_1 & \cos \beta l_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & \frac{1}{j\omega C} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \beta l_2 & jZ_0 \sin \beta l_2 \\ jY_0 \sin \beta l_2 & \cos \beta l_2 \end{bmatrix} \quad (5.6)$$

$$(Y_{21}^b)_C = -\frac{1}{B_C} = j \frac{1}{Z_0 \cos \beta l_1 \sin \beta l_2 - \frac{1}{\omega C} \cos \beta l_1 \cos \beta l_2 + Z_0 \sin \beta l_1 \cos \beta l_2} \quad (5.7)$$

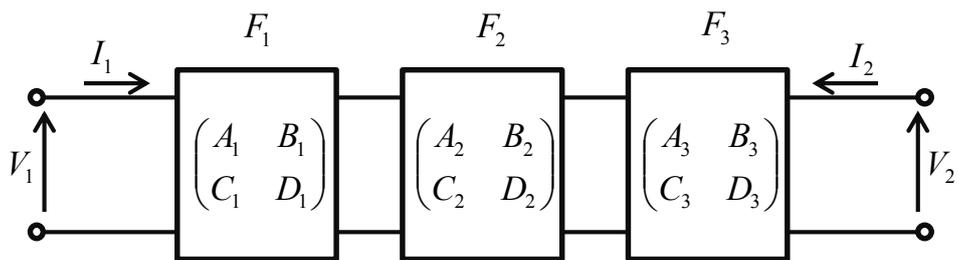


図 5.3 F マトリクス

### 5.3.3 評価結果

本節では、提案手法の有効性について検証する。提案手法の有効性について検証する。評価結果の一例として、ノイズ源として模擬したループアンテナの中央の位置が  $N_x=37.5\text{mm}$ ,  $N_y=45\text{mm}$  の場合について説明する。

まず、手順①より、図 5.2(a)の評価モデルを用いて電磁界解析した S パラメータを用いて計算した観測面 A から見たアンテナとノイズ源間のアドミタンス特性 ( $Y_{21}^A$ ) を図 5.4 に示す。図 5.4 から評価周波数である 900MHz におけるアドミタンス ( $Y_{21}^A$ ) は、 $-101-j103[\mu\text{S}]$  と求めることができる。

次に、手順②より、移相器を追加することで観測面 A' から見たアドミタンス ( $Y_{21}^{A'}$ ) の実部を相殺し、純虚数にする。図 5.5 に位相量  $\theta$  に対するアドミタンス ( $Y_{21}^{A'}$ ) の変化を示す。図 5.5 から、 $\theta=105^\circ$  及び  $285^\circ$  の場合にアドミタンス ( $Y_{21}^{A'}$ ) の実部が 0 となることから、アドミタンス ( $Y_{21}^{A'}$ ) は純虚数となり、いずれの位相量  $\theta$  に対しても  $j0.219[\text{mS}]$  と求めることができる。ここで、アドミタンス [ $Y^A$ ] を純虚数とする位相量  $\theta$  は  $105^\circ$  および  $285^\circ$  となるが、伝送線路 ( $F_1, F_3$ ) の線路長を出来る限り短くするために位相量  $\theta$  は  $\theta=105^\circ$  を適用すると各線路長は  $105/360 \times \lambda_g = 54.6\text{mm}$  ( $\lambda_g = 187.2\text{mm}$  はセミリジッドケーブルの管内波長) となる。

最後に、手順③より、サセプタンス ( $jB$ ) を追加することでアドミタンス ( $Y_{21}^{A'}$ ) の虚部を相殺し、観測面 B から見たアドミタンス ( $Y_{21}^B$ ) を 0 にする。サセプタンス ( $jB$ ) のアドミタンス ( $Y_{21}^b$ ) が観測面 A' から見たアドミタンス ( $Y_{21}^{A'}$ ) と絶対値が同じであり、符号が反転すればよいため、式(5.7)から  $Y_{21}^b = -j0.219[\text{mS}]$  を満足する集中定数素子 ( $F_2$ ) を計算するとコンデンサとなり、容量値は  $0.0019\text{pF}$  と求めることができる。なお、伝送線路の特性インピーダンス  $Z_0$  は  $50\Omega$  であり、伝送線路長 ( $l_1, l_2$ ) は  $l_1 = l_2 = 40.2\text{mm}$  である。

以上の検討に基づき、図 5.6 に  $N_x=37.5\text{mm}$ ,  $N_y=45\text{mm}$  の場合におけるアンテナとノイズ源間の結合特性 ( $S_{21}$ ) 及び反射特性 ( $S_{11}$ ) を示す。図 5.6 において、黒の実線及び破線は図 5.2(a)、青の実線及び破線は図 5.2(b)、赤の実線及び破線は図 5.2(c)の結果にそれぞれ対応し、実線が結合特性 ( $S_{21}$ )、破線が反射特性 ( $S_{11}$ ) である。ここで、図 5.2(b)のサセプタンス ( $jB$ ) を構成する集中定数素子は式(5.8)から計

算できる.

$$C = \frac{B}{\omega} = \frac{0.219 \times 10^{-3}}{2\pi \times 900 \times 10^6} = 0.03868 \text{ [pF]} \quad (5.8)$$

図 5.6 の結果から, サセプタンス ( $jB$ ) を集中定数素子のみで構成した場合, イントラ EMC に適応したセミリジッドケーブルから構成された場合の両方とも評価周波数である 900MHz において減結合化が図れていることがわかる. また, 無線通信アンテナの反射特性が 20dB 以上確保できていることから, アンテナ特性も十分に確保できていることがわかる.

次に, ノイズ源を図 5.6 と異なる位置に配置した検討例として, 図 5.7 に  $N_x=37.5\text{mm}$ ,  $N_y=135\text{mm}$  の場合におけるアンテナとノイズ源間の結合特性 ( $S_{21}$ ) 及び反射特性 ( $S_{11}$ ) を示す. 図 5.7 は図 5.6 と同様の設計手順に基づき, 得られた結果である. なお, 図 5.2(b)のサセプタンス ( $jB$ ) を構成する集中定数素子値は式(5.9)から計算できる.

$$L = -\frac{1}{\omega B} = -\frac{1}{2\pi \times 900 \times 10^6 \times (-0.112) \times 10^{-3}} = 1.576 \text{ [\mu H]} \quad (5.9)$$

図 5.7 の結果から, ノイズ源の配置場所が異なった場合においても, 図 5.6 と同様に評価周波数の 900MHz において減結合化が図れていることがわかる.

以上の結果から, ノイズ源が配置可能な複数の位置に対して, 減結合回路を追加することにより大幅な減結合化が図れていることから提案する等価回路設計の有効性を示すことができた. なお, 非放射系伝送線路である同軸線路を用いた実験的検討, 移相器に放射系伝送線路を用いることによる周辺素子との電磁結合の影響については今後の課題である.

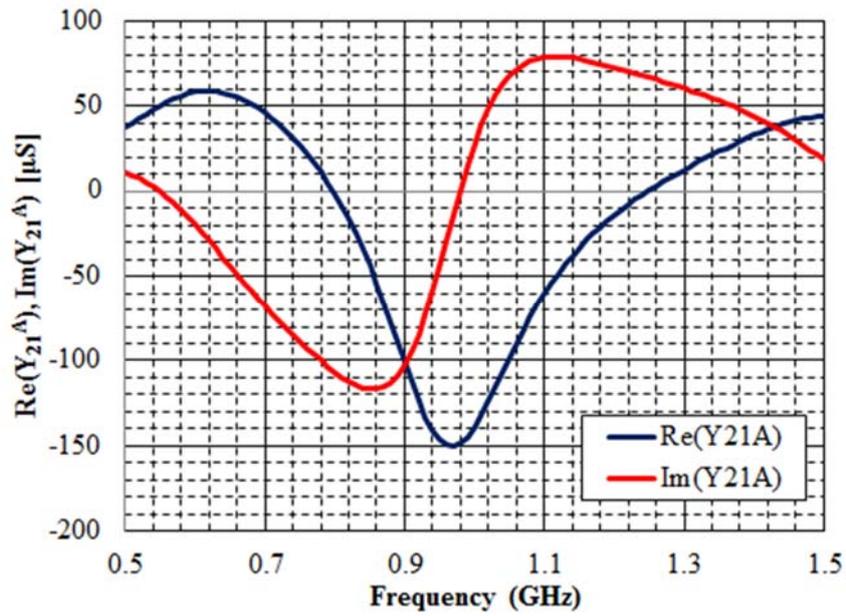


図 5.4 観測面 A から見たアドミタンス ( $Y_{21}^A$ )

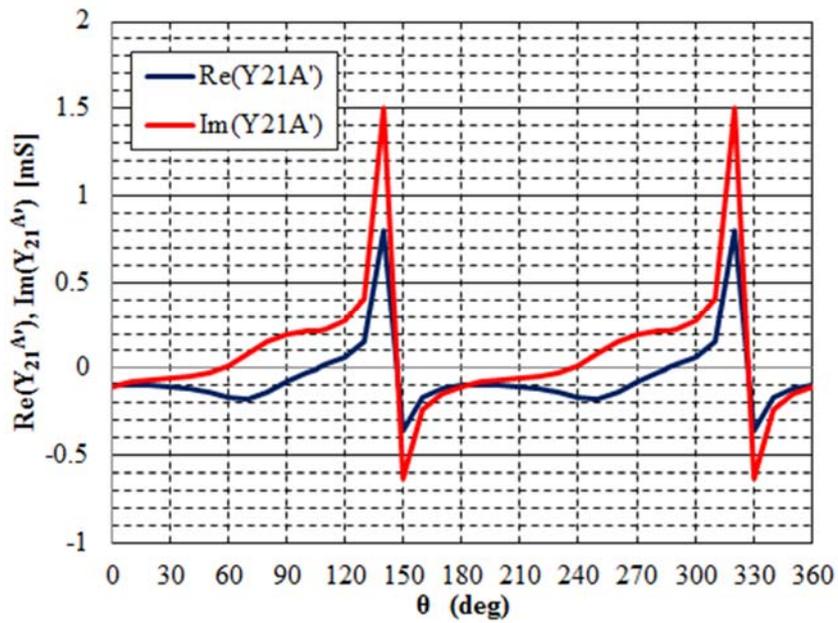


図 5.5 位相量に対するアドミタンス ( $Y_{21}^A$ ) の変化

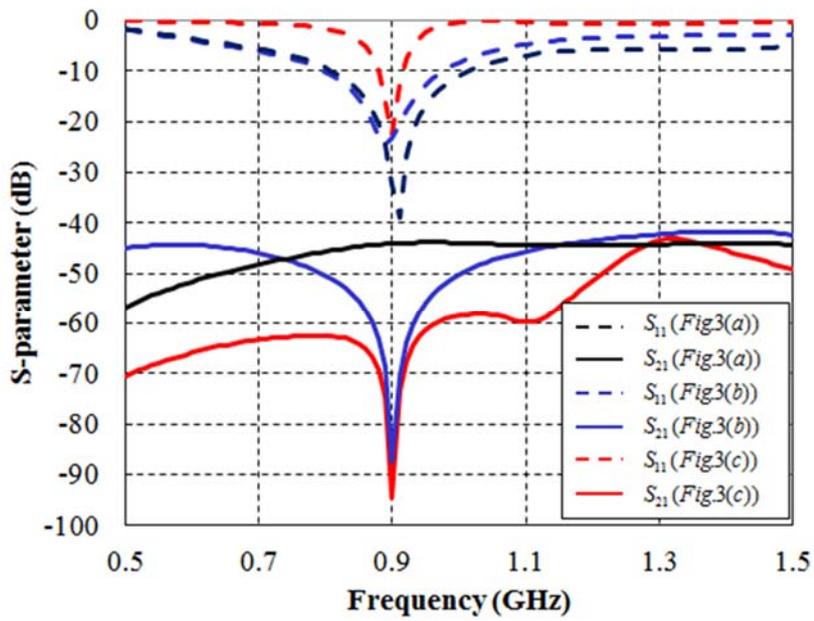


図 5.6 結合特性 ( $N_x=37.5\text{mm}$ ,  $N_y=45\text{mm}$ )

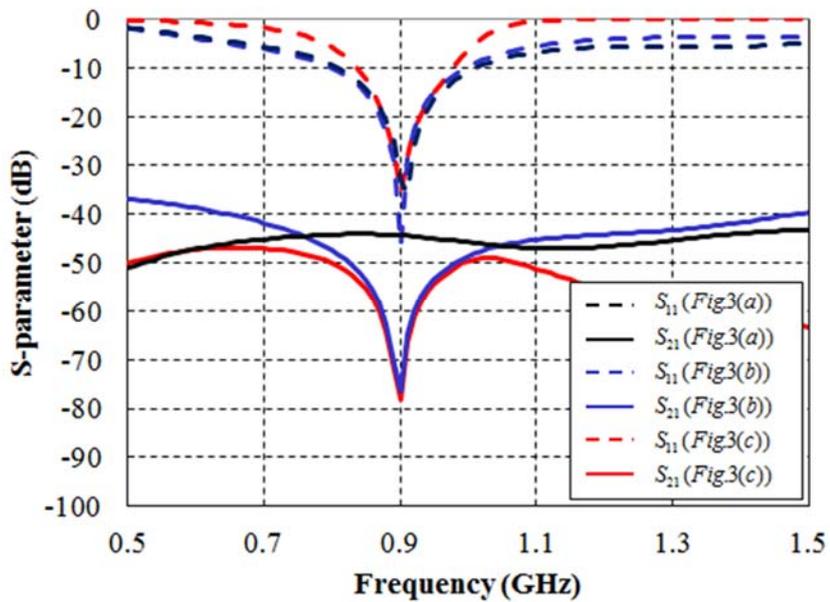


図 5.7 結合特性 ( $N_x=37.5\text{mm}$ ,  $N_y=135\text{mm}$ )

## 5.4 結 言

本章では，イントラ EMC 問題に対して MIMO アンテナの結合除去方法として研究されている平行近接した 2 素子のモノポールアンテナ間に集中定数素子を接続することによって電磁結合を低減する方法を応用した．イントラ EMC への応用に対して，近接素子間の減結合を取り扱う MIMO アンテナとは異なり，アンテナとノイズ源の空間距離が大きいため，イントラ EMC に適した減結合回路を提案し，その設計手法を定式化した．減結合回路の最適化により，アンテナとノイズ源の電磁結合を低減することができることを示した．

## 第6章 結 論

本論文では、イントラ EMC 問題を解決するための設計手法を提案したものであり、携帯電話を模擬した評価モデルを用いて提案手法の妥当性を検証し、有効性を示す実証結果をまとめたものである。

第2章では、ノイズ源を放射ノイズの発生源であるアンテナとみなすことで無線通信アンテナとの2つのアンテナの電磁結合問題と考えた。2つのアンテナ間の結合特性と近傍磁界分布の重なりに関係に着目し、アンテナとノイズ源の近傍磁界分布から計算した相関係数により、ノイズ源の最適配置場所を推定する設計手法を提案し、本手法の妥当性について携帯電話を模擬した評価モデルを用いて検証し、有効性を実証した。

第3章では、ノイズ源の偏波が変化した場合にも適用できる設計手法として、各成分のノイズ量をノイズ電力の総量で割った係数によって重み付けすることにより、磁界成分の中で支配的な偏波成分（主要影響因子）の影響を考慮した重み付け磁界相関を提案し、アンテナとノイズ源の偏波が異なる場合であっても、ノイズ源の最適配置場所を推定できることを示した。

第4章では、前章までで述べた重み付け磁界相関が相対的な評価指標である課題を克服するために、アンテナとノイズ源の重み付け磁界積を用いてアンテナ干渉電力の定量化を行い、通信性能指標であるビット誤り率を用いて、ノイズ源の最適配置場所を推定する設計手法を提案した。更に、携帯電話を模擬した評価モデルでの検証から所定のビット誤り率に必要な C/N 比を計算することにより、ノイズ源の最適配置場所を推定できることを示した。

第5章では、イントラ EMC 問題に対して、MIMO アンテナの結合除去方法として研究されている平行近接した2素子のモノポールアンテナ間に集中定数素子を接続することによって電磁結合を低減する方法を応用した。イントラ EMC への応用に対

して、近接素子間の減結合を取り扱う MIMO アンテナとは異なり、アンテナとノイズ源の空間距離が大きいため、イントラ EMC に適した減結合回路を提案し、その設計手法を定式化した。減結合回路の最適化により、アンテナとノイズ源間の電磁結合を低減することができることを示した。

以上の研究成果から、デジタル無線機器内で発生するイントラ EMC 問題に関して、ノイズ源の最適配置場所を推定する設計手法、および機器内部での干渉ノイズを低減する設計手法を構築することにより、スマートフォンを代表とするデジタル無線機器開発の高効率化を図り、通信品質に優れた機器の開発に大きく貢献するものと考えられる。

## 第7章 今後の研究

### 7.1 ビット誤り率評価に基づくノイズ源の最適配置場所の推定

第2章から第4章では、アンテナとノイズ源の磁界分布を用いたノイズ源の最適配置場所を推定する設計手法を提案し、有効性を実証してきた。特に、第4章では、受信回路へ回り込むノイズ量であるアンテナ干渉電力の定量化を行い、ビット誤り率の評価に基づく通信性能評価法の検討を行ってきた。提案する設計手法の適用範囲を明確化するために、アンテナとノイズ源の偏波が同じ評価モデル（垂直モデル）と偏波が異なる評価モデル（水平モデル）の2種類の評価モデルを用いて検討し、有効性を実証してきたが、今後、様々な機器への適用を考えると以下に示す検討が必要である。

#### (1) 提案手法の適用範囲の拡大

提案する設計手法の有効性範囲を明確化するために、ノイズ源については図7.1に示すように磁界成分として垂直成分 ( $H_x$ ) と水平成分 ( $H_y$ ) の両方を有する、例えば、45度方向に配置された評価モデル（45度モデル）を用いた検討、図7.2に示すようにモノポールアンテナと構造が異なるアンテナを搭載した評価モデル（例えば、逆Fアンテナ）を用いた検討により、設計手法が有効であることを検証する必要がある。これは、提案手法が設計初期段階におけるノイズ源の最適配置、アンテナ構造の最適化を目的としているからである。さらに、実際の機器では、図7.3に示すようにノイズ源が複数存在し、且つ、基板の両面に存在することが多いことから、基板の両面にノイズ源が実装された評価モデルを用いた検討を実施し、有効性を実証する必要がある。

#### (2) 提案手法の高精度化

4.5節において、アンテナ干渉電力の定量化を行い、C/N比に対するビット誤り率について実測結果と推定結果の比較から、両者の変化傾向は一致するものの、定量的

な観点では誤差を生じており，その原因を明確化し，改善を図る必要がある．原因としては，図 4.9 に示す重み付け磁界積と結合特性の関係式に起因する部分が多いと考えられるため，高精度化を実現する関係式の算出に加えて，アンテナとノイズ源の磁界成分の測定精度の向上や重み付け磁界積を適用する基板の範囲の考察を進めるなど，提案手法の高精度化を図る必要がある．

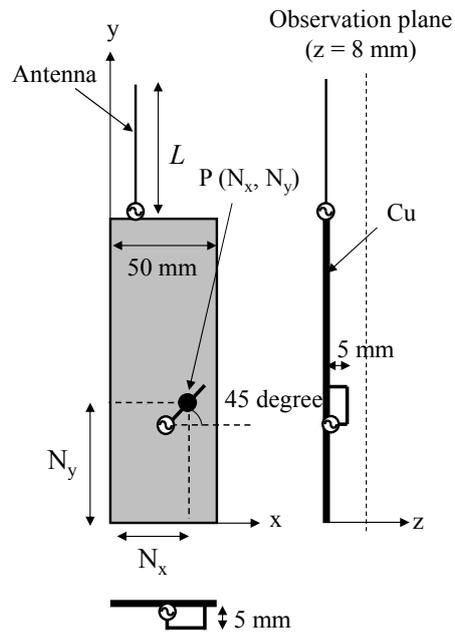
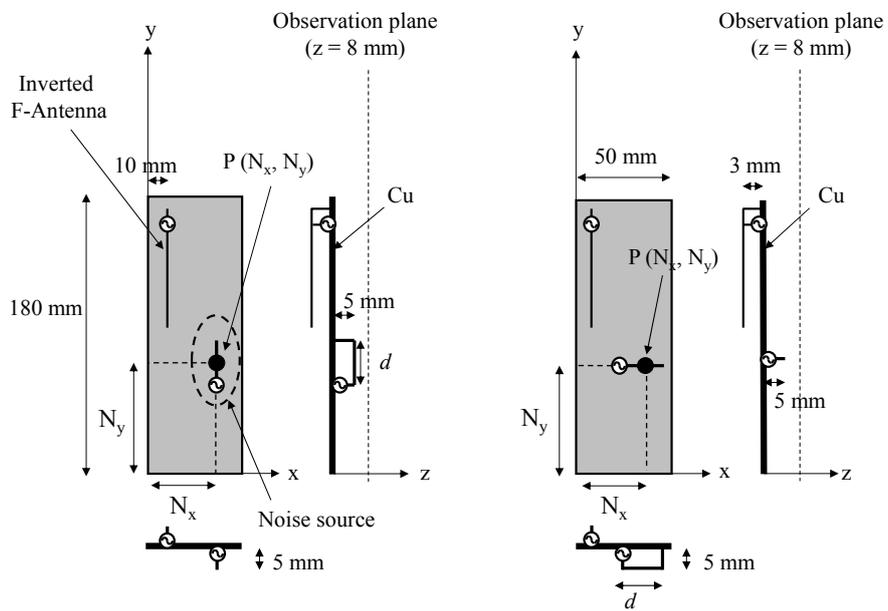


図 7.1 提案手法の拡張（ノイズ源偏波）



(a) 垂直モデル

(b) 水平モデル

図 7.2 提案手法の拡張（逆 F アンテナ）

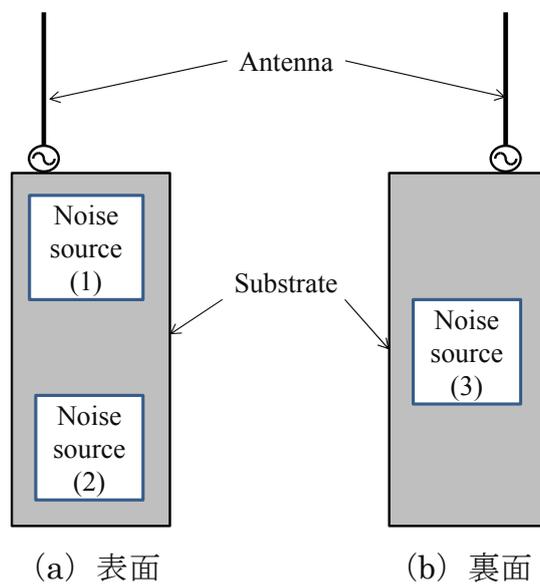


図 7.3 提案手法の拡張 (複数ノイズ源, 両面配置)

## 7.2 減結合技術によるイントラ EMC 内部干渉の低減

第5章では、MIMO アンテナの結合除去方法として研究されている平行近接した2素子のアンテナ間に集中定数素子を接続することによって、アンテナ間の電磁結合を低減する方法をイントラ EMC に応用し、有効性を検証してきた。しかしながら、提案手法の有効性を実証してきたが、一部の評価モデルを用いた限定的な検討にとどまっており、提案手法の有効性について十分な検討が十分ではなかった。そこで、提案手法が汎用的な設計手法であることを明らかにするためにも、今後の課題として以下の項目についての検討が必要である。

### (1) 提案手法の有効性検証

アンテナとノイズ源の偏波が同じ評価モデル（垂直モデル）についてのみ検討であったことから、アンテナとノイズ源の偏波が異なる評価モデル（水平モデル）を用いた検討を進め、更には、他の評価周波数での検討によって、提案手法が汎用的な設計手法であることを検証する必要がある。

### (2) 実機への適用を想定した検討

提案手法をイントラ EMC 問題へ適応させるために、伝送線路を介在させた減結合回路を提案し、設計手法の定式化を行ってきた。しかし、放射系伝送線路（マイクロストリップ線路など）を用いると、伝送線路がアンテナおよびノイズ源と電磁結合するため、減結合回路による効果を定量的に比較できないことから、まずは非放射系伝送線路（セミリジッドケーブル）を回路モデルとして取り扱ってシミュレーションを実施し、検討してきた。

しかし、実際の機器への適用を想定するとプリント回路基板の配線パターンを用いて構成する方法が現実的であることから、移相器およびサセプタンスを放射系伝送線路で構成し、周辺素子との電磁結合を考慮した設計手法の構築が必要である。また、第3.9世代携帯電話システム（LTE）のように無線通信システムの広帯域化がますます加速する状況から、減結合回路を単一周波数で設計するのではなく、複数の周波数でアドミタンスが0となるような設計とすることで広帯域化を図っていく必要がある。

さらに、シミュレーションによる検討に加えて、実際に評価モデルを作製し、提案

する設計手法の効果を確認するとともに、シミュレーションと実測の差異を明確にし、実用的な設計手法として改善を図っていく必要がある。そして、携帯電話のみならず、今後の電動化がますます加速する自動車分野への適用を図るなど、様々な産業分野で貢献できる設計手法へ拡張していく必要がある。

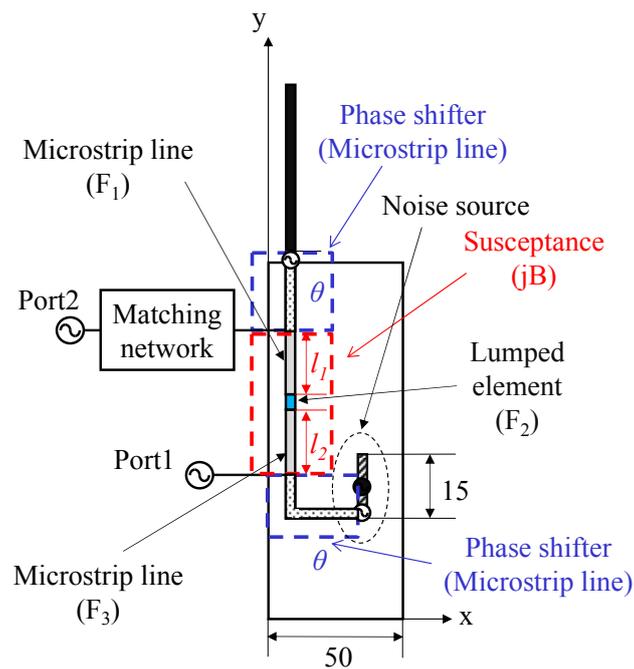


図 7.4 提案手法の拡張 (マイクロストリップ線路)

## 謝 辞

本研究をまとめるにあたり，富山大学教授 小川晃一博士には長期に渡り懇切なる御指導，御教示を賜りました．ここに深甚なる謝意を表します．

本論文の作成にあたり，有益なる御教示と御忠告を頂きました富山大学教授 大路貴久博士，同 中島一樹博士，同 前澤宏一博士に深く感謝致します．

また，パナソニック株式会社の小西英昭総括，阿部憲夫課長，西川雅徳課長をはじめ，関係者の皆様には，筆者の社会人大学院生として富山大学大学院理工学教育部数理ヒューマンシステム科学専攻への進学，通学に関してご理解とご協力を頂きましたことを深く感謝致します．

本研究の遂行に御協力頂きました富山大学講師の本田和博博士，博士課程の李 鯤氏に篤くお礼申し上げます．

## 参考文献

- [1] 総務省, “電気通信サービスの契約数及びシェアに関する四半期データの公表(平成 28 年度第 2 四半期(9 月末)),” Dec. 2016.  
[http://www.soumu.go.jp/menu\\_news/s-news/01kiban04\\_02000117.html](http://www.soumu.go.jp/menu_news/s-news/01kiban04_02000117.html)
- [2] “急増する機器内雑音無線性能を左右,” 日経エレクトロニクス, 2007.6.18 号, pp.79-86, June 2007.
- [3] 川満悠生, 上芳夫, 村野公俊, 肖鳳超, “多層基板での差動線路における SI/PI 協調解析の検討,” 電子情報通信学会技術研究報告, EMCJ2014-87, Jan. 2015.
- [4] 小林剛, 澁谷幸司, 竹内紀雄, 前田憲司, “高速信号配線における層間接続構造の最適化検討,” 電子情報通信学会技術研究報告, EMCJ2013-115, Jan. 2014.
- [5] 寺井優帆, 豊田啓孝, 五百旗頭健吾, 渡辺哲史, “ガードトレースへの周期構造導入によるコモンモード放射抑制と信号品質維持の両立,” 電子情報通信学会技術研究報告, EMCJ2013-1, April 2013.
- [6] 井上浩, 萱野良樹, “プリント回路基板周辺の EMC 問題,” 電子情報通信学会論文誌 B, Vol. J96-B, No.4, pp.378-388, April 2013.
- [7] 酒井陽平, 渡辺哲史, 豊田啓孝, 古賀隆治, 和田修己, “コモンモード電位分布に基づくプリント回路基板の等価アンテナモデル,” 電子情報通信学会論文誌 B, Vol. J90-B, No.11, pp.1116-1123, Nov. 2007.
- [8] 和田修己, “デジタル回路の不要電磁波発生機構のモデル化とシミュレーション,” 電子情報通信学会論文誌 B, Vol. J86-B, No.7, pp.1062-1069, July 2003.
- [9] 藤原修, 中村謙司, 王建青, “PCB の電磁放射と電源グラウンド層間入カインピーダンスにおける周波数特性の対応関係,” 電子情報通信学会論文誌 B, Vol. J86-B, No.8, pp.1639-1646, Aug. 2003.
- [10] 馬淵雄一, 中村篤, 諏訪元大, 飛田昭博, 林亨, “プリント回路基板の EMI とそ

- のモデリング,” 電子情報通信学会論文誌 C, Vol. J87-C, No.11, pp.899-907, Nov. 2004.
- [11] 戸花照雄, 上芳夫, “有限なプリント回路基板の近傍磁界測定と簡便な放射界計算法,” 電子情報通信学会論文誌 B, Vol. J79-B- II, No.11, pp.812-818, Nov. 1996.
- [12] 水井健太, 和田修己, Umberto Paoletti, 九門尚史, “プリント回路基板と IC の電源系配線の平衡度制御によるコモンモード電流低減設計,” 電子情報通信学会技術研究報告, EMCJ2007-45, Sep. 2007.
- [13] Y. Fu and T. Hubing, “Analysis of radiated emissions from a printed circuit board using expert system algorithm,” IEEE Trans. Electromane. Compat., Vol.49, No.1 pp.68-75, Feb. 2007.
- [14] 佐々木英樹, 原田高志, 栗山敏秀, “プリント回路基板からの不要電磁放射の信号配線レイアウト依存性,” 電子情報通信学会論文誌 B, Vol. J92-B, No.11, pp.1123-1134, Nov. 2007.
- [15] 原田高志, “プリント回路基板の EMI 発生メカニズムとモデリング,” エレクトロニクス実装学会誌, Vol. 6, No. 7, pp. 610-615, Nov. 2003.
- [16] 渡辺哲史, 酒井陽平, 和田修己, 古賀隆治, “不平衡度変化に基づくコモンモードアンテナモデルを用いたプリント回路基板のコモンモード放射予測の高速計算法,” 電子情報通信学会技術研究報告, EMCJ2005-16, May 2005.
- [17] 岡尚人, 宮崎千春, 内田雄, 仁田周一, “プリント基板からの放射エミッション抑制効果に対するグラウンド導体幅の依存性,” 電子情報通信学会論文誌 B, Vol. J82-B, No.8, pp. 1586-1595, Aug. 1999.
- [18] 原田高志, 小林直樹, “多層プリント回路基板における電源供給プレーンの等価インダクタンスとデカップリングのためのキャパシタ配置,” 電子情報通信学会論文誌 C, Vol. J87-C, No.11, pp.899-907, Nov. 2004.
- [19] 山本秀俊, 内田勝之, 金子敏己, 上芳夫, “フェライトの磁性損を用いた伝送線路型ノイズフィルタ,” 電子情報通信学会論文誌 B, Vol. J86-B, No.7, pp.1149-1156, July 2003.
- [20] 藤城義和, 越地耕二, “コモンモードフィルタの非対称性に関する評価指標の解

- 析的導出,” 電子情報通信学会論文誌 B, Vol. J96-B, No.4, pp.417-426, April 2013.
- [21] S. Wang and F. C. Lee, “Investigation of the transformation between differential-mode and common-mode noises in an EMI filter due to unbalance,” IEEE Trans. Electromane. Compat., Vol.52, No.3 pp.578-587, Aug. 2010.
- [22] 上芳夫, “EMC における伝送回路理論とその展開,” 電子情報通信学会論文誌 B, Vol. J90-B, No.11, pp.1070-1082, Nov. 2007.
- [23] 岡典正, 五百旗頭健吾, 豊田啓孝, 古賀隆治, “EMI/PI 性能向上を目的とした IC マクロお出る LECCS のバイパス回路設計への適用,” 電子情報通信学会技術研究報告, EMCJ2009-68, Oct. 2009.
- [24] 野村洋平, 川島潤, 船曳信生, 豊田知博, 南澤裕一郎, 和田修己, “IC/LSI 電源系 EMC マクロモデル LECCS のためのパラメータ最適化アルゴリズムの提案,” 電子情報通信学会技術研究報告, EMCJ2004-114, Dec. 2004.
- [25] 東亮太, 五百旗頭健吾, 津田剛宏, 市川浩司, 中村克己, 豊田啓孝, 古賀隆治, “配線パターンを変化させた基板による多電源ピン LECCS-core モデルの評価,” 電子情報通信学会技術研究報告, EMCJ2008-33, July 2008.
- [26] 豊田啓孝, エンゲン アリフ エゲ, スワミナッサン マダハバン, 五百旗頭健吾, 古賀隆治, “プリント回路基板の電源/グランドプレーンに形成する不要電磁波伝搬抑制のためのプレーナ EBG 構造の小型化,” 電子情報通信学会論文誌 B, Vol. J90-B, No11, pp.1135-1142, Nov. 2007.
- [27] S. Shahparnia and O. M. Ramahi, “Electromagnetic interference (EMI) reduction from printed circuit board (PCB) using electromagnetic bandgap structures,” IEEE Trans. Electromane. Compat., Vol.46, No.4 pp.580-587, Nov. 2004.
- [28] 安道德昭, 鳥屋尾博, 堀越常雄, 原田高志, “電子機器の電源ノイズ抑制に向けた EBG 構造の検討,” 電子情報通信学会技術研究報告, EMCJ2007-110, Jan. 2008.
- [29] Takashi HARADA, Norio Masuda, and Masahiro Yamaguchi, “Near-Field Magnetic Measurement and Their Application to EMC of Digital Equipment,”

- IEEE Transactions on Electronics., Vol.E89-C, No.1 pp.9-15, Jan. 2006.
- [30] 高倉義規, 陳春平, 穴田哲夫, 馬哲旺, “小型電磁界プローブを用いたマイクロ波平面回路上の近傍電磁界測定,” 電子情報通信学会論文誌 C, Vol. J92-C, No.12, pp.818-822, Dec. 2009.
- [31] IEC61967-6, Measurement of conducted emissions –Magnetic Probe Method.
- [32] 吉川薫平, 松本大, 佐々木悠太, 永田真, “CMOS デジタル LSI における電源雑音の周波数成分評価,” 電子情報通信学会技術研究報告, CPM2010-124, Nov. 2010.
- [33] 吉川薫平, 佐々木悠太, 市川浩司, 永田真, “デジタル LSI におけるオンチップ・オンボード電源雑音の評価・協調解析手法,” 電子情報通信学会技術研究報告, CPM2011-163, Nov. 2011.
- [34] 吉川薫平, 佐々木悠太, 市川浩司, 永田真, “デジタル LSI の電源ノイズに関するオンボードおよびオンチップ測定の統合評価,” 電子情報通信学会技術研究報告, EMCJ2012-7, April 2012.
- [35] 山中幸雄, 篠塚隆, “電子レンジ妨害波による PHS の BER 劣化の測定と推定,” 電子情報通信学会論文誌 B, Vol. J79-B- II, No.11, pp.827-834, Nov. 1996.
- [36] 後藤薫, 松本泰, 蔦ヶ谷洋, 風間智, “内部雑音の干渉を受けた地上デジタル放送受信機の感度評価法,” 電子情報通信学会技術研究報告, EMCJ2007-131, Feb. 2008.
- [37] Yasushi Matsumoto, Kaoru GOTOH, and Takashi SHINOZUKA, “A Method for Converting Amplitude Propability Distribution of Disturbance from One Measurement Frequency to Another,” IEEE Transactions on Communications., Vol.E91-B, No.6 pp.2010-2019, June. 2008.
- [38] 原田高志, 岩波瑞樹, 安道德昭, 鳥屋尾博, 星野茂樹, 石田尚志, “無線機器内部の電磁干渉計測と抑制手法の検討,” 電子情報通信学会 2008 年ソサエティ大会, No. BS-3-5, Sep. 2008.
- [39] 前川智哉, 岩城秀樹, 山田徹, 小川晃一, “近傍磁界分布を用いたノイズ源最適配置推定法の提案,” 電子情報通信学会技術研究報告, EMCJ2008-14, pp. 41-46,

June 2008.

- [40] Tomoya Maekawa, Hideki Iwaki, Naoki Komatsu, Toru Yamada, and Koichi Ogawa, "A Method for Optimal Layout of Noise Source Using the Correlation between the Magnetic Distribution of Antenna and Noise Source," 2009 International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Kyoto, Japan, pp. 289-292, July 2009.
- [41] 前川智哉, "携帯端末におけるイントラ EMC 評価法," 月刊 EMC, No.306, pp. 60-71, Oct. 2013.
- [42] 前川智哉, 山田徹, "アンテナ経由の機器内電磁干渉問題に対応した設計手法の開発," Panasonic Technical Journal, Vol. 56, No. 1, pp. 51-56, Apr. 2010
- [43] 小川晃一, 上野伴希, "ホイップと板状逆アンテナで構成された携帯電話用ダイバーシチアンテナの解析," 電子情報通信学会論文誌 B-II, Vol. J90-B-II, No.12, pp.1013-1012, Dec. 1996.
- [44] 宮下功寛, 小川晃一, 前田忠彦, "人体手部の影響を含めた等価回路表現による小形ループアンテナの広帯域減結合設計手法," 電子情報通信学会論文誌 B, Vol. J95-B, No.9, pp.1078-1089, Sep. 2012.
- [45] 小川晃一, "携帯端末アンテナシステムの評価・解析・高性能化技術," 電子情報通信学会論文誌 B, Vol. J93-B, No.9, pp.1100-1114, Sep. 2010.
- [46] 梶原正一, 尾崎晃弘, 小川晃一, 小柳芳雄, "量産工程の品質管理を目的とした近傍磁界測定による高速 SAR 推定方法の提案及びその装置化," 電子情報通信学会論文誌 B, Vol. J90-B, No.11, pp.1193-1205, Nov. 2007.
- [47] 前川智哉, 小川晃一, "ノイズ源偏波を考慮した重み付け磁界相関を用いたイントラ EMC 評価手法," 電子情報通信学会論文誌 B, Vol. J96-B, No. 4, pp. 398-409, April 2013.
- [48] Tomoya Maekawa and Koichi Ogawa, "A Method of Estimating the Intra-EMC Problem Using the Weighted Magnetic Field Correlation Considering Noise Source Polarization," 2013 URSI Commission B International Symposium on Electromagnetic Theory (EMTS), pp. 230-233, May 2013.
- [49] Tomoya Maekawa and Koichi Ogawa, "An Evaluation of Noise Power Using

- the Weighted Magnetic Field Product for Intra-EMC Problems,” 2014 International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Tokyo, Japan, pp.713-716, May 2014.
- [50] 前川智哉, 小川晃一, “デジタル無線機器内イントラ EMC によるアンテナ干渉電力の定量化に基づく通信性能評価法の提案,” 電子情報通信学会技術研究報告, EMCJ2014-1, pp. 1-6, Apr. 2014.
- [51] 前川智哉, 小川晃一, “重み付け磁界積を用いたビット誤り率評価に基づくイントラ EMC のノイズ源最適配置法,” 電子情報通信学会技術研究報告, EMCJ2015-16, pp. 49-54, May 2015.
- [52] Tomoya Maekawa, Kazuhiro Honda, and Koichi Ogawa, “Proposal of a new index for predicting communication performance for intra-EMC,” IEICE Communications Express, Vol. 4, No. 9, pp. 276-281, Sep. 2015.
- [53] S.-C. Chen, Y.-S. Wang, and S.-J. Chung, “A decoupling technique for increasing the port isolation between two strongly coupled antennas,” IEEE Trans. Antenna Propag., Vol.56, No.12 pp.3650-3658, Dec. 2008
- [54] 佐藤浩, 小柳芳雄, 小川晃一, 高橋応明, “近傍配置 2 素子小形アンテナの 2 周波数低減化手法,” 電子情報通信学会論文 B, Vol. J94-B, No.9, pp.1104-1113, Sep. 2011.
- [55] 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,” 電子情報通信学会論文誌 B, Vol. J96-B, No.9, pp.1048-1056, Sep. 2013.
- [56] 前川智哉, 本田和博, 李鯤, 小川晃一, “減結合技術によるイントラ EMC 内部干渉ノイズ低減法,” 電子情報通信学会技術研究報告, EMCJ2016-2, pp. 7-12, July 2016.
- [57] Tomoya Maekawa, Kun Li, Kazuhiro Honda, and Koichi Ogawa, “Proposal of decoupling technique for intra-EMC,” the 7<sup>th</sup> Asia-Pacific International Symposium on Electromagnetic Compatibility & Signal Integrity and Technical exhibition, pp. 702, May 2016
- [58] 前川智哉, 本田和博, 李鯤, 小川晃一, “減結合技術によるイントラ EMC 内部干渉ノイズ低減法,” 電子情報通信学会論文誌 B, 2017.3.2 掲載決定.

## 学位申請論文

[ ]\*: ショート論文

### 学位論文の基礎となった論文

- [1] 前川智哉, 小川晃一, “ノイズ源偏波を考慮した重み付け磁界相関を用いたイントラ EMC 評価手法,” 電子情報通信学会論文誌 B, Vol. J96-B, No. 4, pp. 398-409, April 2013.

### 学位論文の内容と関連した論文

- [2]\* Tomoya Maekawa, Kazuhiro Honda, and Koichi Ogawa, “Proposal of a new index for predicting communication performance for intra-EMC,” IEICE Communications Express, Vol. 4, No. 9, pp. 276-281, Sep. 2015.
- [3]\* Tomoya Maekawa and Koichi Ogawa, “An Evaluation of Noise Power Using the Weighted Magnetic Field Product for Intra-EMC Problems,” 2014 International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Tokyo, Japan, pp.713-716, May 2014.

## 本研究に関する発表論文

[ ]\*: ショート論文

### 1. 論文

- [1] 前川智哉, 小川晃一, “ノイズ源偏波を考慮した重み付け磁界相関を用いたイントラ EMC 評価手法,” 電子情報通信学会論文誌 B, Vol. J96-B, No. 4, pp. 398-409, April 2013.
- [2]\* Tomoya Maekawa, Kazuhiro Honda, and Koichi Ogawa, “Proposal of a new index for predicting communication performance for intra-EMC,” IEICE Communications Express, Vol. 4, No. 9, pp. 276-281, Sep. 2015.
- [3]\* 前川智哉, 本田和博, 李鯤, 小川晃一, “減結合技術によるイントラ EMC 内部干渉ノイズ低減法,” 電子情報通信学会論文誌 B, 2017.3.2 掲載決定.

### 2. 国際会議発表

- [1] Tomoya Maekawa, Kun Li, Kazuhiro Honda, and Koichi Ogawa, “Proposal of decoupling technique for intra-EMC,” the 7<sup>th</sup> Asia-Pacific International Symposium on Electromagnetic Compatibility & Signal Integrity and Technical exhibition, pp. 702, May 2016.
- [2] Tomoya Maekawa and Koichi Ogawa, “An Evaluation of Noise Power Using the Weighted Magnetic Field Product for Intra-EMC Problems,” 2014 International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Tokyo, Japan, pp. 713-716, May 2014.
- [3] Tomoya Maekawa and Koichi Ogawa, “A Method of Estimating the Intra-EMC Problem Using the Weighted Magnetic Field Correlation

Considering Noise Source Polarization,” 2013 URSI Commission B International Symposium on Electromagnetic Theory (EMTS), pp. 230-233, May 2013.

- [4] Tomoya Maekawa, Hideki Iwaki, Naoki Komatsu, Toru Yamada, and Koichi Ogawa, “A Method for Optimal Layout of Noise Source Using the Correlation between the Magnetic Distribution of Antenna and Noise Source,” 2009 International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Kyoto, Japan, pp. 289-292, July 2009.

### 3. 研究会

- [1] 前川智哉, 本田和博, 李鯤, 小川晃一, “減結合技術によるイントラ EMC 内部干渉ノイズ低減法,” 電子情報通信学会技術研究報告, EMCJ2016-2, pp. 7-12, July 2016.
- [2] 前川智哉, 小川晃一, “重み付け磁界積を用いたビット誤り率評価に基づくイントラ EMC のノイズ源最適配置法,” 電子情報通信学会技術研究報告, EMCJ2015-16, pp. 49-54, May 2015.
- [3] 前川智哉, 小川晃一, “デジタル無線機器内イントラ EMC によるアンテナ干渉電力の定量化に基づく通信性能評価法の提案,” 電子情報通信学会技術研究報告, EMCJ2014-1, pp. 1-6, Apr. 2014.
- [4] 前川智哉, 岩城秀樹, 山田徹, 小川晃一, “近傍磁界分布を用いたノイズ源最適配置推定法の提案,” 電子情報通信学会技術研究報告, EMCJ2008-14, pp. 41-46, June 2008.

### 4. 全国大会

- [1] 前川智哉, 李鯤, 本田和博, 小川晃一, “減結合技術によるイントラ EMC 内部干渉ノイズ低減法,” 電子情報通信学会 2016 年総合大会, No. B-4-29, March 2016.
- [2] 前川智哉, 本田和博, 小川晃一, “重み付け磁界積を用いたビット誤り率評価に基づくイントラ EMC のノイズ源最適配置法,” 電子情報通信学会 2015 年ソサエ

- ティ大会, No. B-4-14, Sep. 2015.
- [3] 前川智哉, 小川晃一, “イントラ EMC におけるビット誤り率評価に基づくノイズ源最適配置場所の推定法,” 電子情報通信学会 2015 年総合大会, No. B-4-21, March 2015.
  - [4] 前川智哉, 小川晃一, “重み付け磁界積を用いたイントラ EMC の定量的設計手法の検討,” 電子情報通信学会 2014 年総合大会, No. B-4-16, March 2014.
  - [5] 前川智哉, 小川晃一, “重み付け磁界積を用いたイントラ EMC の定量的設計手法の提案,” 電子情報通信学会 2013 年ソサエティ大会, No. B-4-29, Sep. 2013.
  - [6] 前川智哉, 小川晃一, “重み付け磁界相関を用いたイントラ EMC 評価法の要因分析,” 電子情報通信学会 2013 年総合大会, No. B-4-57, March 2013.
  - [7] 前川智哉, 小川晃一, “ノイズ源偏波を考慮した重み付け磁界相関を用いたイントラ EMC 評価法,” 電子情報通信学会 2010 年ソサエティ大会, No. B-4-49, Sep. 2010.
  - [8] 前川智哉, 岩城秀樹, 山田徹, 小川晃一, “アンテナ経由の機器内電磁干渉問題に対応した設計手法の検証,” 第 24 回エレクトロニクス実装学会春季講演大会講演論文集, pp. 144-145, March 2013.
  - [9] 前川智哉, 岩城秀樹, 山田徹, 小川晃一, “ロジック IC 搭載 TEG を用いた磁界分布相関によるノイズ源最適配置法の検証,” 電子情報通信学会 2009 年総合大会, No. B-4-82, Sep. 2009
  - [10] 前川智哉, 岩城秀樹, 山田徹, 小川晃一, “アンテナのノイズ源の磁界分布相関を用いたノイズ源最適配置法,” 電子情報通信学会 2008 年ソサエティ大会, No.BS-3-2, Sep. 2008.

## 5. その他

- [1] 前川智哉, “携帯端末におけるイントラ EMC 評価法,” 月刊 EMC, No.306, pp. 60-71, Oct. 2013.
- [2] 前川智哉, 山田徹, “アンテナ経由の機器内電磁干渉問題に対応した設計手法の開発,” Panasonic Technical Journal, Vol. 56, No. 1, pp. 51-56, Apr. 2010.

- [3] 前川智哉, 北村敏明, 石崎俊雄, 下代雅啓, 沢新之輔, “負荷容量導体を有するストリップ共振器の特性解析”, 電気学会研究会資料, EMT-97-112. Nov. 1997.
- [4] Toshiaki Kitamura, Masahiro geshiro, Toshio Ishizaki, Tomoya Maekawa, and Shinnosuke Sawa, “Characterization of Triplate Strip Resonator with a Loading Capacitor,” IEICE Trans. Electron., Vol. E81-C, No. 12, pp.1793-1799, Dec. 1998.