

移動信用アンテナの電波反射箱を用いた評価法

大島一郎*

Ichiro OSHIMA

筆者は、平成22年10月に電気通信大学大学院 情報理工学研究科 博士後期課程 情報・通信工学専攻に入学し、唐沢好男教授の御指導のもと、平成25年9月に博士(工学)の学位を授与された。博士論文のテーマは、「移動信用アンテナの電波反射箱を用いた評価法に関する研究」である。その論文の概要について紹介する。

1. はじめに

移動通信システムの発展に伴い、移動信用アンテナの高度化が進んでいる。本論文では、移動通信システムで用いられる携帯端末および基地局アンテナの特性評価を簡易に行う方法として、電波反射箱を利用した各種測定方法について検討しており、次の3つの主要な研究について示している(図1)。

1つめは、端末用MIMO^{*1}アンテナの評価を目的とした電波反射箱型MIMO-OTA^{*2}測定システムの研究である。電波反射箱は、遅延波を伴うマルチパス環境を容易に作り出すことができるため、OTA測定システムを構築するための有効な装置となる。しかし、電波反射箱内の伝搬環境は一定であり、伝搬パラメータを制御することは困難である。この研究では、より多様性のある特性評価を行うことができる電波反射箱の実現を目指して、伝搬パラ

メータの制御の可能性について検討している。

2つめは、新しいアプローチによるMIMO用基地局アンテナの研究である。現在、MIMO用基地局オムニアンテナとしては、垂直偏波・水平偏波共用アンテナが主に使われている。しかし、垂直偏波・水平偏波共用アンテナは、垂直偏波素子と水平偏波素子が異なるため、それらの指向性を等しくするのが難しく、利得差が大きくなってしまう場合がある。この研究では、これらの問題を解決するMIMO用偏波合成型オムニアンテナを検討している。また、新しく提案したアンテナのMIMO性能を確認するために、電波反射箱を用いた評価を行っている。

3つめは、基地局アンテナの放射効率測定の研究である。小型アンテナの放射効率を測定する方法は様々ある。しかし、基地局アンテナのような、比較的大きなサイズで特殊なアンテナの放射効率の測定

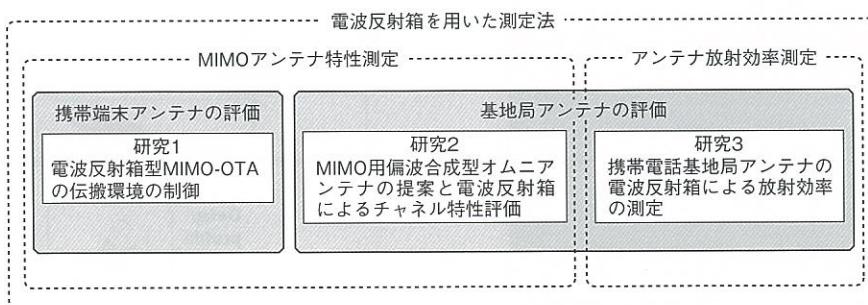


図1 本研究の構成

*1 MIMO : Multi-Input Multi-Output

*2 OTA : Over-the-Air

方法については、研究例がなかった。この研究では、基地局アンテナの電波反射箱を用いた放射効率測定法について検討を行っている。

2. 電波反射箱の概要

本章では、本研究を通じて移動通信用アンテナの測定装置として使用する電波反射箱について、その概要を示す。電波反射箱は、電気的に大きなサイズで、導電率の高い素材で作られた、中空の箱であり、その内部で電磁界測定を行う装置である。実際に構築した電波反射箱の外観を写真1に、およびその内部を写真2に示す。

電波反射箱のサイズは、 $4m \times 2m \times 2m$ である。このサイズであれば、規格品のアルミパネル ($2m \times 1m$) が使用できるため、安価にかつ容易に組み立てることができる。この反射箱の最低共振周波数は 83.85MHz であり、移動通信の使用周波数帯である 800MHz 帯の約 1/10 である。したがって、反射



写真1 構築した電波反射箱の外観

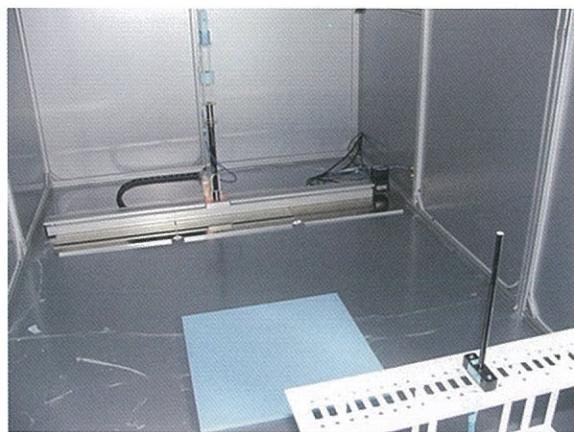


写真2 構築した電波反射箱の内部

箱内は、使用周波数帯においてマルチモードの電磁界分布となるので、電気的に大きいといえる。

電波反射箱を用いた測定では、統計的な処理を行うため、攪拌機により、電波反射箱内の境界条件を変化させて電磁界を攪拌し、できるだけ多くの独立したサンプル値を取得する必要がある。この反射箱の攪拌方法としては、アンテナをスライドレールで直線的にステップごとに移動させる方式 source stirring を採用した。また、周波数帯域での攪拌 frequency stirring も同時にを行い、サンプル数を増やしている。

電波反射箱の内部においては、電波が多重反射するマルチパス環境である。そのため、振幅分布はレイリー分布となり、指数関数型の遅延プロファイル特性が得られる。したがって、都心部や屋内環境と同等なレイリーフェージング環境を模擬できることになる。反射箱の内部に作られた電波環境の中に携帯端末を設置すれば、実際の電波環境と同等の環境の中で電波を飛ばして端末の性能を測定することができる。これが、OTA 測定である。図2のように、MIMO の送受信アンテナを反射箱内に配置するだけで、マルチパス環境での MIMO 伝送実験が行えるのである。

また、電波反射箱内では、電波が多重反射するため、アンテナの指向性に関係なくアンテナの放射電力や放射効率を測定することができる。被測定アンテナと基準アンテナを電波反射箱内に設置し、攪拌機によって反射箱内の電磁界を攪拌し、多数の独立したサンプルデータを集めて、それぞれの受信電力を平均して比較すればよい。

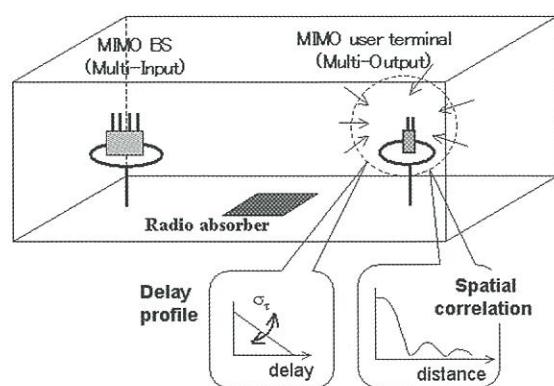


図2 電波反射箱による MIMO 伝送実験

3. 研究1：電波反射箱型MIMO-OTAの伝搬環境の制御

本章では、1つめの研究として、携帯端末の評価を目的とした電波反射箱型MIMO-OTA測定システムについて、電波反射箱内の伝搬環境パラメータの制御の可能性について検討する。

近年、MIMO技術の無線通信システムへの応用に伴い、MIMO通信端末の評価環境が必要になってきており、測定端末の周辺にフェージング環境を形成する測定法として、OTA測定系が注目されている。具体的な構築法として、周囲にプローブアンテナを配置してフェージング環境を作り出すフェージングエミュレータ型（フィールドエミュレータとも呼ばれる）（例えば参考文献(1)）と、金属壁面の反射特性を利用する電波反射箱型（例えば参考文献(2)）がある。両者ともに、これまで無線端末の評価用に開発されてきた長い歴史があり、かつ、一長一短があるため、評価目的によって使い分けることになる。前者のフェージングエミュレータ型は、散乱源として周囲に置くアンテナ数を多くすることによって到来角度分布の制御ができ、時間変動特性の実現の容易さが利点となっている。しかし、遅延波を生成するためにフェージングシミュレータが必要になるなど、システム構成が複雑になるという問題がある。一方、電波反射箱は、遅延波の生成が容易であるが、遅延広がりの制御や時間変動の実現の困難さなど、制御のフレキシビリティに欠ける難点がある。

本研究では、装置の構築の容易さと実験の簡便さで勝る電波反射箱に着目する。ここでは、新たに二重電波反射箱方式を提案し、従来の電波反射箱では制御が困難であった交差偏波電力比XPR^{*3}と到来波分布の制御が可能となることを示す⁽³⁾⁽⁴⁾。

3.1 二重電波反射箱の概要

二重電波反射箱の構造を図3に示す。

外側の電波反射箱は、第2章で示したように、6面をアルミニウムのパネルで囲んだ、4m×2m×2mの直方体である。外側の電波反射箱の床面には、電波吸収シートを配置している。このシートは、伝搬環境パラメータの一つである遅延プロファイルを制御するために用いる。

写真3に示すように、外側の反射箱の内部に、も

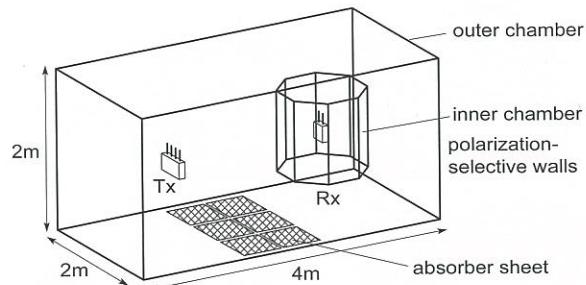


図3 二重電波反射箱の構造

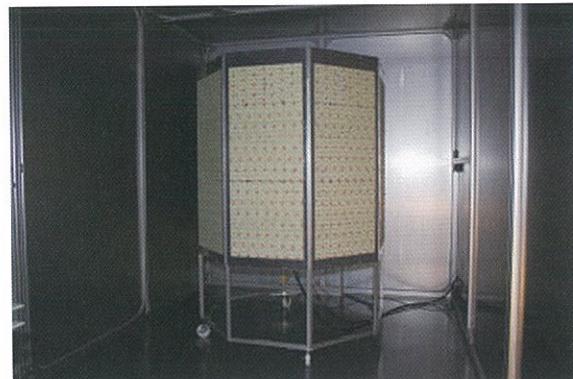


写真3 内部反射箱の外観写真

う一つの電波反射箱を設置する。内部の電波反射箱の形状は、直径1m×高さ1mの正8角柱で、アルミニウムでできた天板・底板ならびに8つの側面板で構成されている。側面板には、無数の開口を設けており、詳細は後述するが、開口の形状や開口の有無により受信アンテナへの到来波の通過量を変え、XPRや到来波分布の制御を行う。今回の構成では、主に水平方向からの到来波を扱うため、天板および底板の内側に電波吸収シートを貼り付けている。

図4に、内部反射箱の側面板の構造を示す。内部反射箱の側面板には、周期的な開口を設けている。これにより、内部反射箱の側面板は、所望の周波数帯のみを通過させる、いわゆる周波数選択板FSS^{*4}としての動作をする。ここでは、最も単純である「正方形開口の格子状配列」とした。この場合、正方形開口の一辺の大きさは約0.5波長、配列間隔は、グレーティングロープを出さないように、1波長より小さい寸法を目安とする。そして、実験周波数5.1GHz帯の電波が通過するよう、正方形開口の大きさと配列間隔をシミュレーション(HFSS Ver.12)し、計算の結果、正方形開口の一辺の大きさを

*3 XPR: cross-polarization power ratio

*4 FSS: Frequency Selective Surface

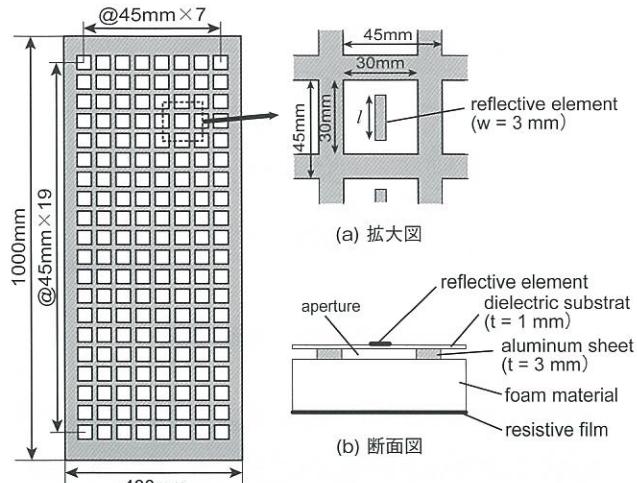


図4 内部反射箱の側面板の構造

30mm (0.51 波長), 配列間隔を 45mm (0.765 波長)とした。開口の表面には、厚み 1mm のガラスエポキシ基板を装着できる。基板の表面には、幅 3mm × 長さ l [mm] の長方形の銅箔パターンを形成する。ここでは、これを反射素子と呼ぶ。反射素子には、その長さを変えることによってその長軸方向の偏波成分の電波通過量を制御するはたらきを持たせる。また、反射素子は、その向きを変えることもできるので、垂直偏波の制御だけでなく、水平偏波の制御も可能である。また、開口の裏面には、 $1/4$ 波長の間隔で 377Ω の抵抗皮膜を貼り付けている。表面からの入射波は、反射係数 $1/3$ で一部は反射し残りは通過する。一方、裏面方向からの入射波は、金属の存在によって大部分が抵抗皮膜に吸収される。このはたらきにより、内部反射箱内の多重反射を抑制でき、側面板を通過した電波のみを受信アンテナに受信させることができる。なお、開口の表面にガラスエポキシ基板の代わりに金属板を装着して開口を塞ぐことにより、側面板を完全な $1/4$ 波長型電波吸収体とすることができる。このとき、表面からの電波は完全に遮断され、裏面からの電波は吸収される状態となる。

3.2 伝搬環境制御の実験

3.2.1 伝搬環境実験の測定系

図5に測定系を示す。送信アンテナ Tx は、半波長ダイポールアンテナを、 45° 傾斜させて受信側に向け、 45° 偏波を放射する状態に設置する。受信アンテナ Rx は、垂直偏波無指向性アンテナとしてスリーブアンテナ、または、水平偏波無指向性アンテ

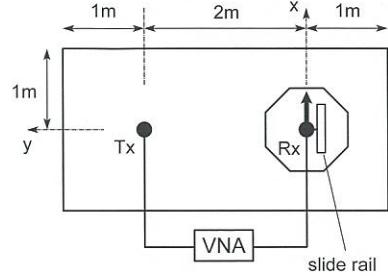


図5 二重電波反射箱の測定系

ナとして円筒スロットアンテナを、内部反射箱内の中心に設置する。送受信アンテナの設置高さは、1m で一定とする。受信アンテナを電動スライダに取り付け、内部反射箱の中心を基準に、x 方向に移動量 $\pm 100\text{mm}$, 2mm ステップで移動させ、各位置 (101 ポイント) での伝搬特性をベクトルネットワークアナライザ VNA を用いて測定する。移動量 $\pm 100\text{mm}$ は、5.1GHz における ± 1.7 波長分に相当する。測定周波数は、5.0 ~ 5.2GHz の 1,601 ポイントである。周波数 $1,601 \times$ 空間 $101=161,701$ ポイントのすべての測定データを用いて、統計的処理を行う。

3.2.2 XPR の制御実験

まず、XPR の制御実験を行う。8つの側面板の表面には、すべて、ガラスエポキシ基板を装着する。すべての基板上の反射素子の長さや向きは同じとする。内部反射箱への入射波は、反射素子によって偏波特性が決められ、側面板を通過した電波は、受信アンテナに水平面内で一様に到達すると期待される。反射素子の方向は、垂直方向、または水平方向とする。反射素子の長さ l を、0, 10, 15, 17.5, 20, および 22.5mm と変化させ、そのときの受信電力の中央値を測定する。

図6は、反射素子の長さを変化させたときの、垂直偏波および水平偏波の受信電力の中央値を示す。反射素子が垂直方向の場合 (a) は、反射素子長が長くなるに従って垂直偏波の受信電力は減少するが、水平偏波の受信電力の変化は少ない。同様に、反射素子が水平方向の場合 (b) は、反射素子長が長くなるに従って水平偏波の受信電力は減少するが、垂直偏波の受信電力の変化は少ない。どちらの場合も反射素子長が $l = 22.5\text{mm}$ のときに、反射素子の向きと同じ方向の偏波成分を最も減少させている。

ここで、垂直偏波と水平偏波の受信電力の比を XPR とする ($XPR = P_H / P_V$)。反射素子が垂直方向の

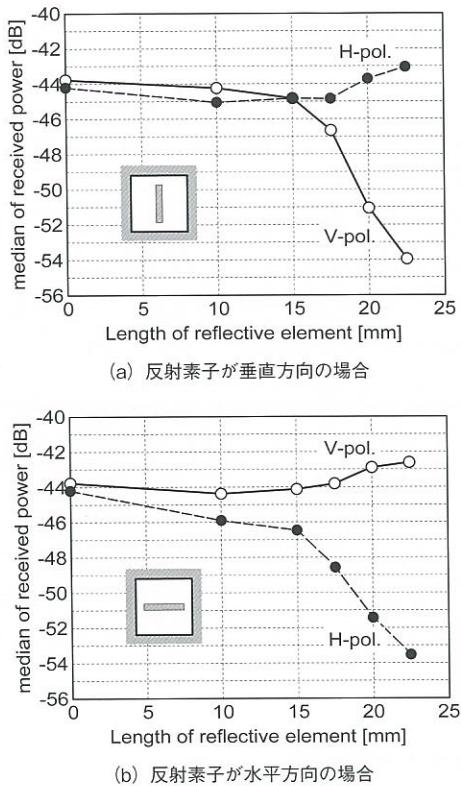


図6 各偏波の受信電力の中央値

場合には、XPRを0～−11dBまで変化させることができ、反射素子が水平方向の場合には、XPRを0～+11dBまで変化させることができている。したがって、反射素子の方向や反射素子長を変化させることによって、XPRを最大−11～+11dBまで変化させることができる。

3.2.3 到来波分布の制御実験

次に、到来波分布の制御実験を行う。図7に、到来波分布の設定方法を示す。電波を通過させる範囲の側面板の表面には、反射素子なし($l = 0\text{mm}$)のガラスエポキシ基板を装着し、電波を遮断する範囲の側面板の表面には、金属板を装着する。到来波の中

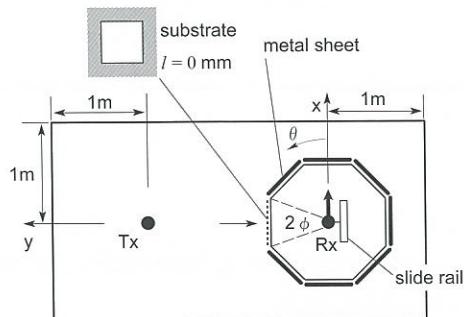


図7 到来波分布の設定方法

心角を $\theta_0 = 90^\circ$ とし、通過角度 2ϕ は可変とする。ここでは、通過角度を 45° , 90° , 135° , および 360° に選んでいる。これは、内部反射箱の側面板1枚、2枚、3枚、および8枚に相当する。なお、通過角度が 360° の場合は、前節のXPR制御実験での $l = 0\text{mm}$ の状態に相当する。

受信側でのx方向の2次元の空間相関は、次式で表される。

$$\rho_a = \frac{\int_0^{2\pi} \Omega(\theta) e^{j k \Delta x \cos \theta} d\theta}{\int_0^{2\pi} \Omega(\theta) d\theta} \quad (1)$$

ここで、 $\Omega(\theta)$ は、到来波の電力角度分布である。予想される到来波の電力角度分布として、次式に示す角度範囲 2ϕ の一様分布を想定する。

$$\Omega(\theta) = \begin{cases} \frac{1}{2\phi} & (-\phi \leq \theta - \theta_0 \leq \phi) \\ 0 & (\text{otherwise}) \end{cases} \quad (2)$$

側面板によって到来波分布を変えることができれば、空間相関特性に変化が表れることになる。式(1)で計算される空間相関と測定で得られる空間相関を比較し、実際の到来波の角度分布を推定する。受信アンテナは、垂直偏波受信用としてスリーブアンテナ、または、水平偏波受信用として円筒スロットアンテナを、内部反射箱の中心に配置し、スライドレールでx方向に±100mm移動させながら、それぞれの偏波の空間相関特性を測定する。

図8に、測定した空間相関特性を示す。図は、通過角度範囲 2ϕ が 45° , 90° , 135° , および 360° の場合を示しており、また、角度範囲 2ϕ の一様分布の到来波の場合の理論値も併せて示している。測定値と理論値はほぼ一致しており、通過角度範囲が狭くなるにつれて空間相関のメインロープが広がっている。したがって、通過角度範囲に応じた到来波分布が実現できていると言える。さらに詳しく見ると、通過角度範囲 2ϕ が 90° , 135° , および 360° の場合には、測定値は一様分布の理論値にほぼ一致しているが、通過角度範囲が 45° の場合には、測定値は、中心位置から遠ざかるにつれて一様分布の理論値からずれていく結果となった。図8(d)には、一様分布と同じ標準偏差(角度広がり) $(\sigma = \phi/\sqrt{3})$ をもつラプラス分布(次式)の理論値を示しているが、測定値は、このラプラス分布により近い分布となっている。

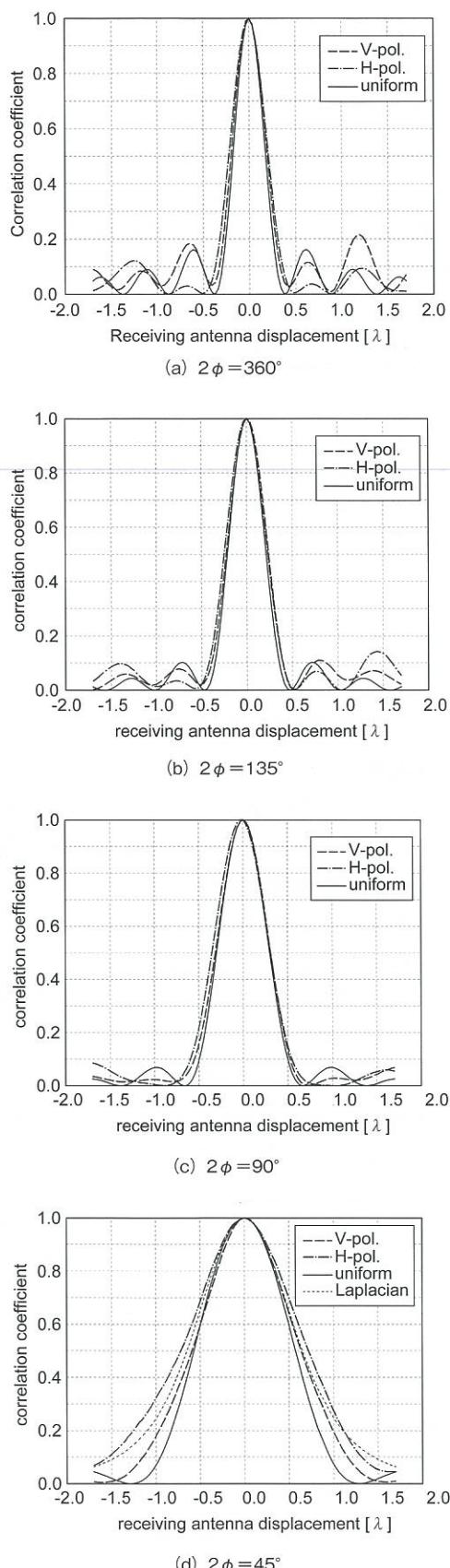


図8 各通過角度範囲での空間相関特性

$$\Omega(\theta) = \frac{1}{\sqrt{2}\sigma} \exp\left\{\frac{-|\theta - \theta_0|}{\sigma/\sqrt{2}}\right\} \quad (3)$$

同じ標準偏差をもつ一様分布とラプラス分布の空間相関特性は、メインロープの中心に近い領域ではほぼ一致するが、中心から離れた領域において差異が見られる。通過角度範囲 2ϕ が大きいときには、空間相関のメインロープが細くなり、一様分布とラプラス分布の差異が少なくなる。したがって、この場合は、実際の到來波分布は、どちらの分布を想定しても問題はない。一方、通過角度範囲 2ϕ が小さいときには、空間相関のemainロープが太くなり、一様分布とラプラス分布の差異が目立つようになる。したがって、この場合は、実際の到來波分布を適切に判断する必要がある。測定の結果から、実際の到來波分布は、ラプラス分布に近い分布であると推定できる。

3.3 研究1のまとめ

従来の電波反射箱では困難であったXPRと到來波分布の制御が可能な二重電波反射箱を提案した。内部反射箱の側面板に周期的な開口を設け、その開口の有無や開口上に設けた反射素子の向きや長さを変えることで、電波の通過量を制御する仕組みである。

まず、XPRの制御実験では、開口の中央にある反射素子の向きや長さを変えることで、XPRを最大で-11～+11 dBまで変えることができた。

次に、側面板の電波通過範囲を変えて受信側の空間相関を測定した。その結果、通過角度範囲に応じた到來波分布が得られていることを確認した。到來波分布は、通過角度範囲が広い場合には一様分布とみなすことができ、また、通過角度範囲が狭い場合にはラプラス分布とみなすことができることがわかった。

今回提案した二重電波反射箱は、簡易な構造でXPRと到來波分布の制御が可能となるものであり、従来の電波反射箱と比べ、端末の伝送特性を多様性をもって評価できるため、有用性が高いと言える。

4. 研究2：MIMO用偏波合成型オムニアントennaの提案と電波反射箱によるチャネル特性評価

本章では、2つめの研究として、携帯電話基地局

アンテナとして新しいMIMOアンテナを提案し、電波反射箱を用いてMIMOチャネル特性の評価を行った結果について示す。

近年の移動通信システムでは、通信容量の増加に対応するために、MIMOアンテナが広く用いられている。移動通信システムの代表である携帯電話システムでは、基地局アンテナとして、偏波共用アンテナを用いた2プランチのMIMOアンテナが実用化されている。屋外の基地局アンテナとして多く用いられているセクタアンテナについては、国内では、垂直偏波と水平偏波の共用が主流であり、海外では、 $\pm 45^\circ$ 偏波の共用が主流となっている。そして、本章で対象にする屋外(郊外)や屋内で用いられるオムニアンテナについては、垂直偏波・水平偏波共用アンテナが実用化されている(例えば参考文献(5))。

これらの垂直偏波・水平偏波共用オムニアンテナにおいては、垂直偏波のアンテナ素子と水平偏波のアンテナ素子とでは、その素子構成が異なる。一般に、垂直偏波のアンテナ素子に比べて水平偏波のアンテナ素子の構成は複雑になり、また、垂直偏波のアンテナ素子径に比べて水平偏波のアンテナ素子径は大きい。したがって、水平偏波素子の構成によってオムニ指向性の偏差やアンテナ径が決まると言つてよい。これらの垂直偏波・水平偏波共用オムニアンテナの欠点としては、垂直偏波素子と水平偏波素子が異なるため、それらの指向性を等しくするのが難しく、利得差が大きい場合があることや、2種類のアンテナ素子を設計する必要があるため、開発期間を多く要するという問題が挙げられる。

本研究では、以上の問題を解決する新しい基地局用オムニアンテナのアンテナ素子を開発する目的で、従来の垂直偏波・水平偏波共用のオムニアンテナに対して、異なるアプローチによるMIMO用オムニアンテナを提案する⁽⁶⁾。すなわち、アンテナ素子単体で、垂直偏波成分と水平偏波成分を互いに直交方向に放射し、その合成電界が無指向性となるアンテナを提案する。そのアンテナと直交する指向性をもつ同形状のアンテナを組み合わせることにより、MIMOアンテナとして動作させることを目指す。このアンテナ構成が実現できれば、従来の多面合成アンテナよりもアンテナ径を小さくでき、また、2つのアンテナ間の利得差を無くすことができる。まず、モーメント法によるシミュレーションで提案アンテナの放射特性の検討結果を示し、次に、試作アンテナの測定結果ならびに電波反射箱を用いたチャ

ネル容量の測定結果を示して、MIMOアンテナとしての有用性を評価する。

4.1 従来の垂直偏波・水平偏波共用アンテナ素子の例

図9は、従来の垂直偏波・水平偏波共用アンテナ素子の一例である。図は、最も単純な線状アンテナによる構造モデルを示しており、設計周波数2045MHzの場合の主要なパラメータを図中に示している。垂直偏波素子として、垂直の半波長ダイポールアンテナを中心配置し、水平偏波素子として、4つの水平の半波長ダイポールアンテナを円周状に配置し、同相で合成したものとなっている。したがって、水平偏波素子は、垂直偏波素子に比べて複雑な構造となり、アンテナの外径は、水平偏波素子の構造や配置に左右されていることがわかる。

以下、本章でのシミュレーションは、モーメント法のシミュレータである4NEC2を用いる。シミュレーションでの設計周波数は2045MHzとし、すべてのワイヤ構造の半径は0.5mmとする。また、シミュレーションでの1波長あたりの分割数(セグメント数)は20を目安としている。図10に、従来の垂直偏波・水平偏波共用オムニアンテナの指向性を示す。水平面内指向性における偏差は、垂直偏波は(a)において0dBであるのに対して、水平偏波は(b)において2.3dBと若干大きく、水平偏波で無指向性を形成するのが難しいことを示している。垂直面内指向性は、垂直偏波(c)よりも、水平偏波(d)の方がビーム幅が広くなっている。偏波間で利得差を生じる原因となっている。

4.2 偏波合成によるオムニアンテナの提案

従来アンテナに対する新しいアプローチとして、偏波合成によるオムニアンテナを提案する。図11は、その一例であり、無給電素子を付加したクロス

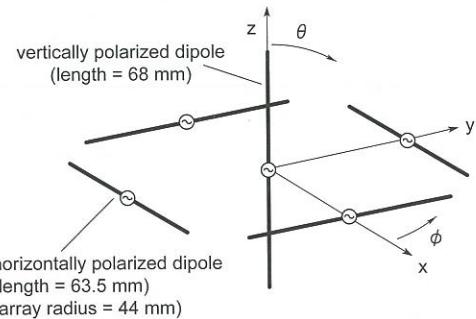
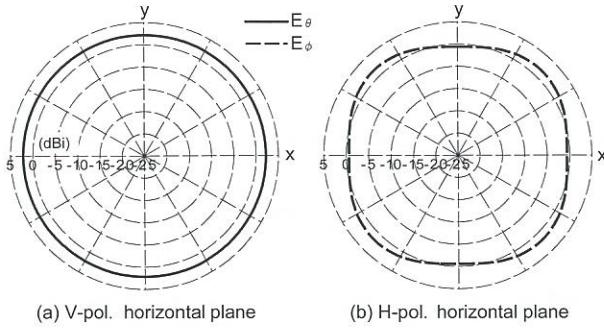
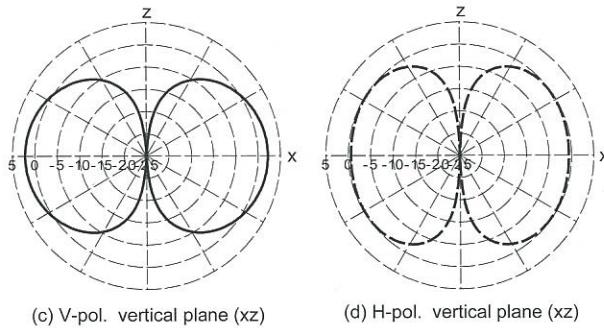


図9 従来の垂直偏波・水平偏波共用オムニアンテナの例



(a) V-pol. horizontal plane

(b) H-pol. horizontal plane



(c) V-pol. vertical plane (xz)

(d) H-pol. vertical plane (xz)

図10 従来の垂直偏波・水平偏波共用オムニアントナの指向性

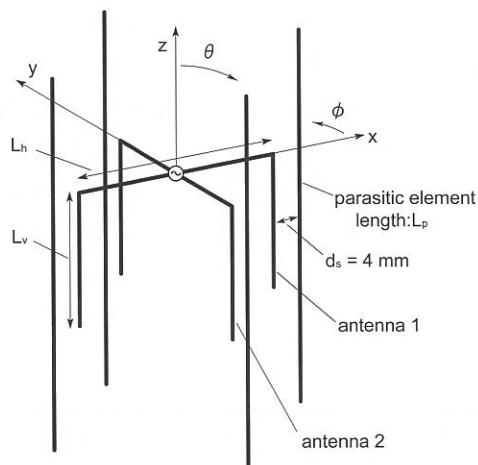
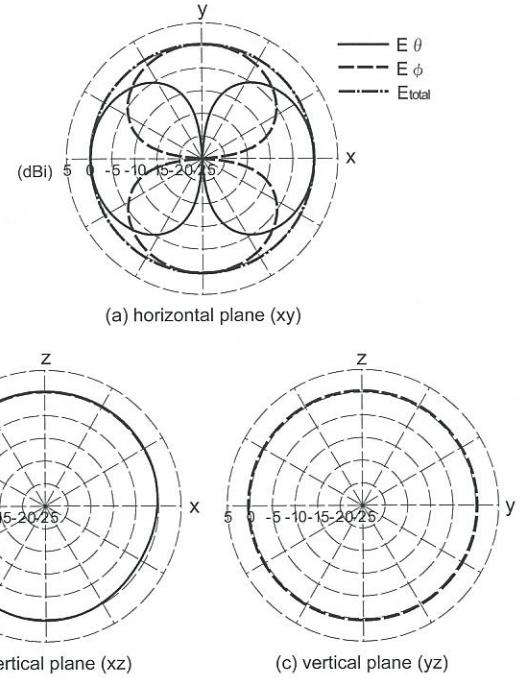


図11 無給電素子を付加したクロスU形ダイポール

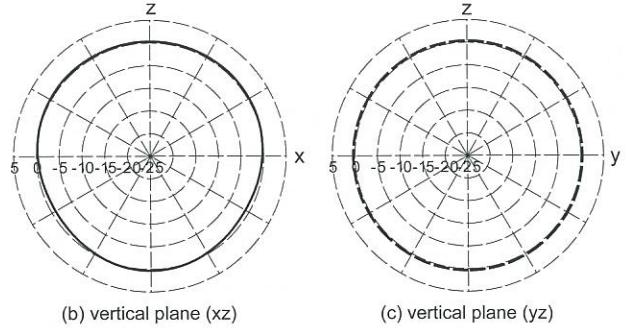
U形ダイポールの構造を示す。U形ダイポールは、半波長ダイポールアンテナをU形に折り曲げたものであり、水平成分 L_h と垂直成分 L_v を持つ。ここでは、 $L_h = 30\text{mm}$ 、 $L_v = 19\text{mm}$ としている。U形ダイポールの両側に、垂直エレメントとの間隔 $d_s = 4\text{mm}$ をおいて、長さ $L_p = 53\text{mm}$ の無給電素子を付加する。そして、2つの同形状の無給電素子付きU形ダイポールをクロス化している。これにより、指向性も互いに直交することになる。これら2つの指向性の相関が0であれば、MIMO用オムニアントナとして利用できる。なお、シミュレーションでは、



(a) horizontal plane (xy)

x

y



(b) vertical plane (xz)

(c) vertical plane (yz)

図12 無給電素子付きクロスU形ダイポールの指向性

アンテナ1とアンテナ2の交差点において、互いに電気的接続はしておらず、また、交差点と同じ座標にそれぞれの給電点があるが、一方のアンテナに給電したとき、他方のアンテナには給電されない。

図12に指向性を示す。図は、アンテナ1(xz面内に構成されたアンテナ)に給電したときの指向性であり、アンテナ2(yz面内)に給電したときは z 軸に関して90°回転させた指向性となる。水平面(xy面)においては、水平成分 L_h によって $\pm y$ 方向に放射する水平偏波の8の字指向性と、垂直成分 L_v によって $\pm x$ 方向に放射する垂直偏波の8の字指向性が生じている。水平面において、垂直偏波成分と水平偏波成分が等量である場合、合成指向性(1点鎖線)は偏差0dBの無指向性となっていることがわかる。この合成指向性により、オムニエリアを構築することができる。また、垂直面においては、ほぼ無指向性(xz面: 偏差1.4dB, yz面: 偏差0dB)となっている。したがって、全方向の指向性のため、アンテナ利得は約0dBiである。

4.3 偏波合成オムニアントナの実験による特性評価

前節で決定された構造パラメータをもとに、実際にアンテナを試作し、その特性を評価する。設計周波数は、シミュレーションと同様に2045MHzである。

4.3.1 試作アンテナの特性

写真4に試作アンテナの外観を示す。PTFE基板(比誘電率2.6、厚み0.8mm)の両面の銅箔パターンによって、バラン組込みプリントダイポールを構成している。また、2枚の基板を組み合わせることで、クロス化を実現している。アンテナの構造パラメータは、前節のシミュレーションで得られた構造パラメータをもとに調整を繰り返して最適化を行ったものである。アンテナ外径は55mmであり、シミュレーションの構造と比べて約15mm大きくなっている。

図13に試作アンテナのSパラメータ特性を示す。アンテナ1およびアンテナ2のリターンロス(S11およびS22)は、2GHz帯において-10dB以下が得られている。また、アイソレーション(S21)は30dB以上が得られており、アンテナ間結合は十分低いことが確認された。

図14に、周波数2045MHzにおける試作アンテナの指向性を示す。アンテナ1とアンテナ2の指向性は、互いにz軸に対して90°回転させた指向性であり、両者は同一の指向性となっている。水平面内

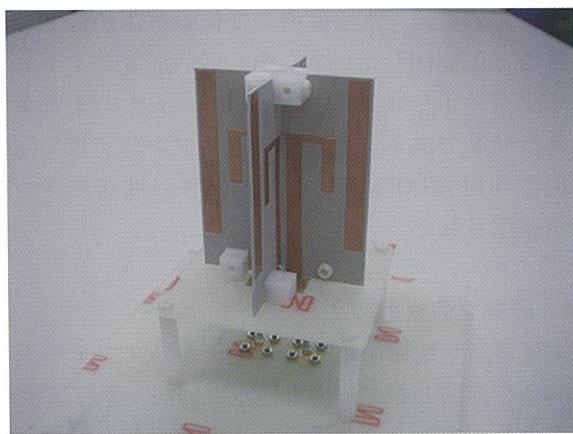


写真4 試作アンテナの外観

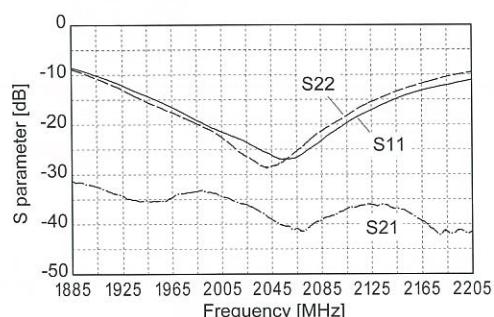


図13 試作アンテナのSパラメータ特性

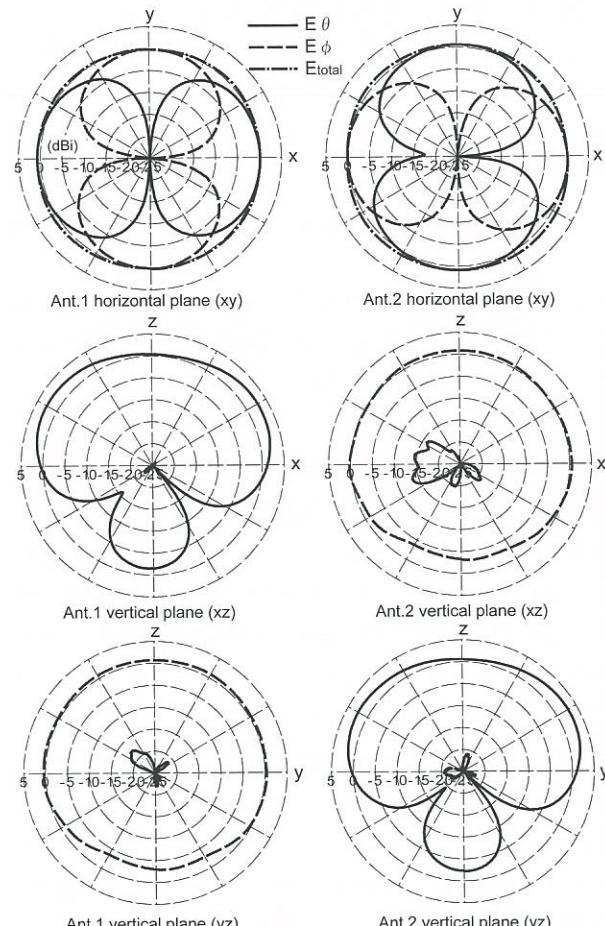


図14 試作アンテナ指向性 (2045 MHz)

指向性は、垂直偏波成分と水平偏波成分がほぼ等量となっており、合成指向性の偏差は、アンテナ1で1.3dB、アンテナ2で1.4dBであり、偏差の小さい無指向性が得られている。水平面での利得は約0dBiであり、シミュレーションと同等の利得である。垂直面内指向性については、アンテナ1のxz面とアンテナ2のyz面でヌル点が現れているが、これは、シミュレーションには存在していなかったアンテナ中央部の給電バランの影響である。

4.3.2 電波反射箱によるMIMOチャネル容量の測定

提案アンテナの性能評価のために、マルチパス環境を実現する電波反射箱を用いて、 2×2 MIMO通信時のチャネル容量の測定を行った。使用する電波反射箱は、第2章で示した4m × 2m × 2mの直方体である。この反射箱内での伝搬環境は、2GHz帯において3次元一様の到来波分布をもつレイリーフェージング環境であり、XPRが約2.2dBであることが確かめられている⁽⁷⁾。

図15に測定の概略配置図を示す。送信アンテナ(Tx1, Tx2)は、2本の垂直ダイポールを間隔225mm(約1.5波長間隔)で配置した。受信アンテナは、比較のため、以下の3つのアンテナとした。

1. 基準アンテナとして、アンテナRx1, アンテナRx2ともに垂直ダイポール(VV:1.5波長間隔)
2. 偏波共用アンテナとして、アンテナRx1が垂直ダイポール、アンテナRx2が水平ダイポール(VH:1.5波長間隔)
3. 提案アンテナ

送信アンテナと比較のための受信アンテナ(2本の垂直ダイポール(VV)または垂直ダイポールと水平ダイポール(VH))のアンテナ間隔が1.5波長離れていることにより、アンテナ間の相互結合は十分低く、また、3次元一様の到来分布の環境では、空間相関は十分低い。そのため、アンテナは、互いに無相関であるとみなすことができる。そして、受信アンテナVVの場合は、送信アンテナと偏波が同じであるため、すべてのパスが同一の振幅分布となり、i.i.d.*⁵チャネルとみなすことができる。受信アンテナVHの場合は、偏波共用アンテナの代表であり、提案アンテナとの直接の比較対象となる。水平偏波ダイポールの無指向性の面が垂直ダイポールと異なるが、3次元一様の環境では、指向性の向きは無関係となる。また、すべてのアンテナの高さは1mとしている。

測定は、ベクトルネットワークアナライザVNAで行い、周波数1885～2205MHzの320MHzの帯域幅を、200kHz間隔(1601ポイント)で、また、空間の一定方向±250mmを5mm間隔(101ポイント)で移動しながらデータを取得した。次に、得られたチャネル行列データからチャネル容量を求めるが、

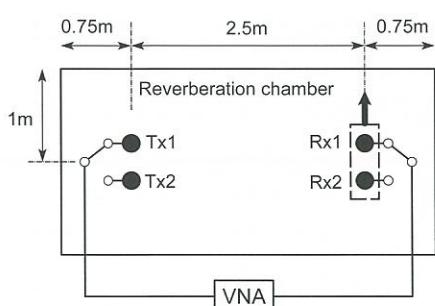


図15 電波反射箱でのチャネル容量測定配置図

*⁵ i.i.d.: independent identically distributed

測定周波数1885～2205MHzを帯域幅20MHzの16のサブバンドに分け、各サブバンドの平均チャネル容量を求めた。すなわち、各サブバンドにおいて、周波数領域100ポイントと空間領域101ポイント(計10,100ポイント)の測定データを用いた。チャネル容量の計算には次式を使用した。

$$C = \log_2 \left| I + \frac{\gamma_0}{2} AA^H \right| \quad (4)$$

ただし、 I は単位行列、 A はチャネル行列、上添え字 H は複素共役転置を意味し、 γ_0 は单一アンテナ対向(SISO)での平均SN比である。ここでは、 γ_0 を10dBとしている。

図16に測定した平均チャネル容量を示す。ここでは、基準アンテナである2本の垂直ダイポール(VV)の測定チャネルをi.i.d.とみなし、計算に用いるチャネル行列は、全周波数・全空間領域の測定データの平均電力を基準に正規化している。測定されたチャネル容量は、2本の垂直ダイポール(VV)の場合に比べて、垂直ダイポールと水平ダイポール(VH)の場合と提案アンテナの場合が同等程度に低下しているが、これは、反射箱内がXPR=2.2dBの環境であるため、水平偏波の受信レベルが低下していることに起因している。そして、垂直ダイポールと水平ダイポール(VH)と提案アンテナのチャネル容量は同等であることから、提案アンテナは、従来の偏波共用MIMOアンテナと同等の性能を持つことが確認された。

4.4 研究2のまとめ

携帯電話基地局用オムニアンテナのアンテナ素子の開発を目的として、従来の垂直偏波・水平偏波共用のオムニアンテナとは異なる方式である偏波合成型のオムニアンテナを提案した。その一例として、

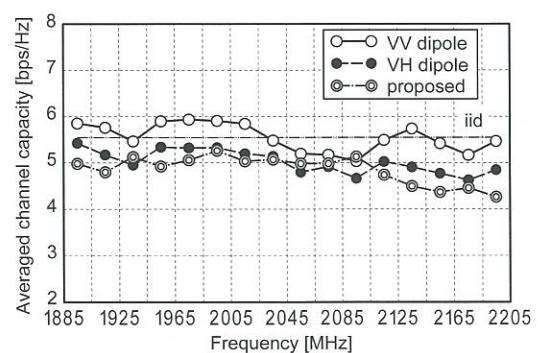


図16 平均チャネル容量の測定値

無給電素子付きクロス U 形ダイポールについて、モーメント法によるシミュレーションにより、放射特性を検討した。その結果、水平面において、合成電界を無指向性とすることができた。

また、シミュレーションで決定された構造パラメータをもとにアンテナを試作し、その特性を測定した。その結果、シミュレーションと同様に、アンテナ間の結合は十分小さく、かつ、偏差の小さい無指向性が得られた。

さらに、提案アンテナの性能評価のために、電波反射箱を用いて 2×2 MIMO 通信時のチャネル容量の測定を行った。その結果、提案アンテナは、従来の垂直偏波・水平偏波共用アンテナと同等の性能を有していることが確認された。

本提案アンテナは、2つのアンテナ素子の構造が同一でかつ利得が同一であるという利点をもち、従来の多面合成アンテナよりも細径化が可能な MIMO アンテナであると言える。

5. 研究3：携帯電話基地局アンテナの電波反射箱による放射効率の測定

本章では、3つめの研究として、屋外用の比較的大きな携帯電話基地局アンテナの放射効率を電波反射箱を用いて測定する方法について検討する。

小型アンテナや携帯端末の放射効率を測定する様々な方法が提案されている⁽⁸⁾。それらを挙げると、Wheeler cap 法、Q ファクタ法、ランダムフィールド法、3次元近傍界測定法、そして、電波反射箱を用いる方法などである。このうち、比較的大きなアンテナにも使用できる方法は、3次元近傍界測定法ならびに電波反射箱を用いる方法である。3次元近傍界測定法については、大掛かりな装置が必要であり、高価であるという問題がある。一方、電波反射箱を用いる方法は、比較的安価に構築できるという利点がある。しかし、この方法は、ホーンアンテナ程度の大きさの測定例はあるが、携帯電話基地局アンテナのような多素子のアレーインテナを測定した例はない。携帯電話基地局アンテナの特徴としては、垂直方向に多数アレーしたアンテナであり、縦長の形状をしていること、また、垂直面の指向性が鋭いこと、そして、アンテナ内部に給電回路・移相器・フィルタなどを含んでいることが挙げられる。

本章では、携帯電話基地局用の多周波共用偏波共用アンテナを測定対象とし、その放射効率の測定結

果を示す⁽⁹⁾。さらに、測定精度を向上させるための簡易的な一方法について検討する⁽¹⁰⁾。

5.1 測定対象アンテナ

屋外に設置される基地局用セクタアンテナは、縦長の形状をしており、鋼管柱などに取り付けられることが多い。図 17 に示すアンテナ内部系統図において、アンテナ素子は、垂直方向にアレーしている。いくつかのアンテナ素子をまとめてサブアレーが構成され、それらは、分配回路に接続されている。さらに、サブアレーは、ケーブルを介して移相器に接続されており、この移相器によって、垂直面のビームシルトが可能となっている。また、それぞれの周波数帯を分離するためのフィルタも、内蔵されている。そして、入出力ポートが設けられている。

今回測定する基地局アンテナは、800MHz 帯、1.5GHz 帯、2GHz 帯の3周波共用で、かつ、垂直偏波・水平偏波の偏波共用アンテナである。これで6系統のアンテナが、直径 200mm、長さ 2.6m の円筒状のレドームに収められている。すなわち、図 17 で示した内部構造が6系統含まれている。

前述したように、アンテナ内部には、分配回路・ケーブル・移相器そしてフィルタが含まれている。これらは受動回路であり、RF が通過する際の損失が存在する。したがって、アンテナ全体から見れば、これらの受動回路の損失が基地局アンテナの放射効率を決定する支配的な要素となる。表 1 に、各周波数における基地局アンテナの見積損失を示す。周波

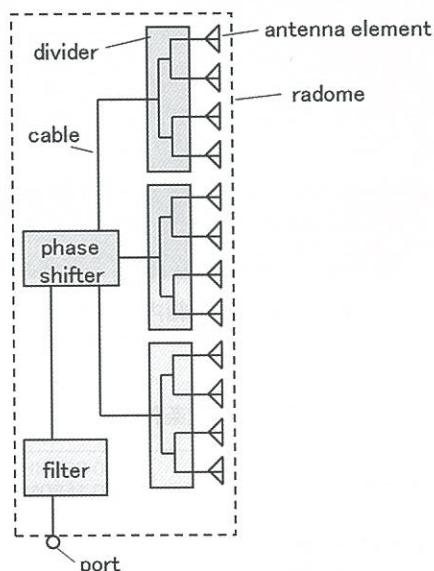


図17 基地局アンテナの内部系統図

表1 基地局アンテナの見積損失

周波数 [MHz]	見積損失 [dB]
860	1.52
1480	2.48
2045	3.10

数が高くなるにつれて損失は大きくなり、2GHz帯では3dBを超える損失となり、アンテナの放射効率は50%を下回ることになる。

5.2 測定方法

図18ならびに写真5に、測定系統図および電波反射箱の内部写真を示す。また、表2に測定条件を示す。電波反射箱は、4m×2m×2mの大きさであり、今回測定する基地局アンテナ(長さ2.6m、外径φ200mm)を内部に収めることができる。送信ア

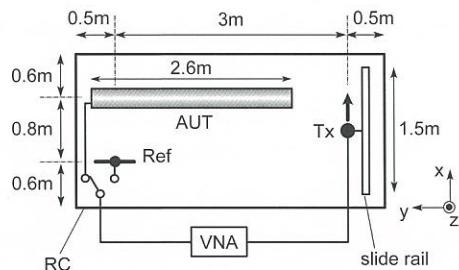


図18 測定系統図（上面図）

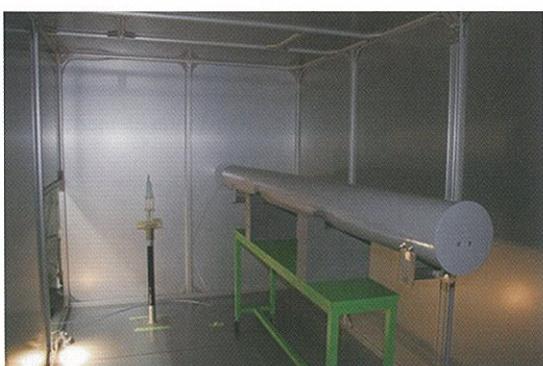


写真5 電波反射箱内部写真

表2 測定条件

周波数範囲	800-900MHz 1400-1550MHz 1930-2160 MHz
周波数領域データ数	1601 ポイント
送信アンテナの偏波	x, y, z 方向
受信範囲(データ数)	0-1500 mm(101 ポイント)

ンテナTxとして半波長ダイポールアンテナを用い、各直交3偏波(x方向, y方向, z方向)において、スライドレールでx方向に0~1500mm, 15mmステップで移動させる(101ポイント)。受信アンテナは、基準アンテナRefとして送信アンテナと同じ半波長ダイポールを用いてy方向の偏波とし、基地局アンテナAUTは天頂方向を送信アンテナに向けて配置して、直接波を受信しにくい状態にする。また、すべてのアンテナは、高さz=1mに配置してある。測定は、ベクトルネットワークアナライザで行い、各周波数帯において、周波数範囲で1,601ポイント、空間領域で101ポイントの合計161,701ポイントのデータを得る。

電波反射箱内には、基準アンテナであるダイポールアンテナと被測定アンテナである基地局アンテナがともに配置されており、基準ダイポールアンテナの測定時には、基地局アンテナの全6ポートに50Ωで終端し、基地局アンテナの測定時には、基準ダイポールアンテナのポートおよび基地局アンテナの残りのポートを終端する。 $\langle P_{ref} \rangle$ を基準ダイポールアンテナの平均受信電力、 $\langle P_{AUT} \rangle$ を基地局アンテナの平均受信電力としたとき、基地局アンテナの放射効率 e_{rad} を次式で求める。

$$e_{rad} = \eta_{ref} \frac{\langle P_{AUT} \rangle}{\langle P_{ref} \rangle} \quad (5)$$

ここで、 η_{ref} は、基準ダイポールアンテナの放射効率を表しており、今回は1とみなしている。すなわち、基地局アンテナの平均受信電力と基準ダイポールアンテナの平均受信電力を比較することによって、基準アンテナの放射効率を求める。

5.3 測定結果

5.3.1 受信レベルの累積確率分布と測定精度の指標

図19に、送信ダイポールの各偏波(x, y, z偏波)における、基地局アンテナの受信レベルの累積確率分布を示す。ここでは、一例として、2GHz帯の垂直偏波の場合を示す。また、図中には、中央値の数値も示している。測定値は、周波数帯や偏波の方向に関係なくレイリー分布となっていることがわかる。

ここで、測定精度の簡易的な指標として、DDD⁶値を導入する⁽¹¹⁾。DDD値は、直交3偏波

*6 DDD: Deviation of Receiving Level Dependent on Antenna Direction

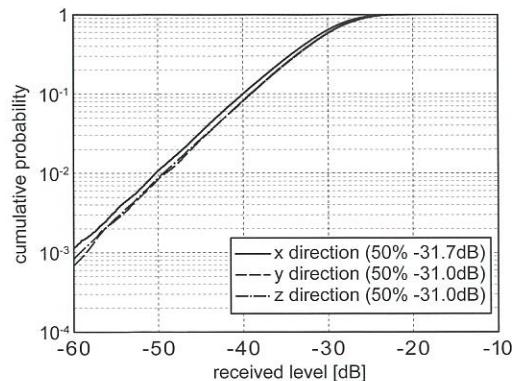


図19 基地局アンテナの受信レベルの累積確率分布（2 GHz帯・垂直偏波）

表3 送信偏波間の受信電力中央値の偏差 (DDD 値)

周波数帯	Ref [dB]	AUT V-pol. [dB]	AUT H-pol. [dB]
800 MHz	3.37	1.71	1.55
1.5 GHz	2.20	0.67	0.86
2 GHz	1.43	0.71	1.39

(ここでは、x, y, z 偏波) を送信した場合の各偏波間での受信電力中央値の偏差(最大値と最小値の差)であり、この偏差が小さいほど反射箱内の電界分布はランダム性が高いと判断できる。表3に、各周波数帯における基準ダイポールアンテナおよび基地局アンテナのDDD 値を示す。周波数が低いほどDDD 値は大きくなる傾向が見てとれる。800MHz 帯における基準ダイポールアンテナのDDD 値は3dB を超えており、測定値の精度に問題を生じている可能性がある。

5.3.2 放射効率の算出

次に得られた測定データから基地局アンテナの放射効率の算出を行う。ここでは、一例として、2GHz 帯の垂直偏波の場合について、放射効率の算出過程を示す。各周波数帯において、直交3偏波送信時の周波数領域データ1,601 ポイントと空間領域データ101 ポイントが得られているが、これらのデータを平均して用いる。具体的には、送信3偏波、空間データ101 ポイント、そして、20MHz 帯域幅の周波数データ140 ポイント、合計42,420 ポイントのデータで平均する。

図20の下段は、基準ダイポールアンテナならびに基地局アンテナの平均受信レベルの算出結果である。この平均受信レベルの周波数特性は細かな変動(リップル)が見られる。これは、周波数データの平

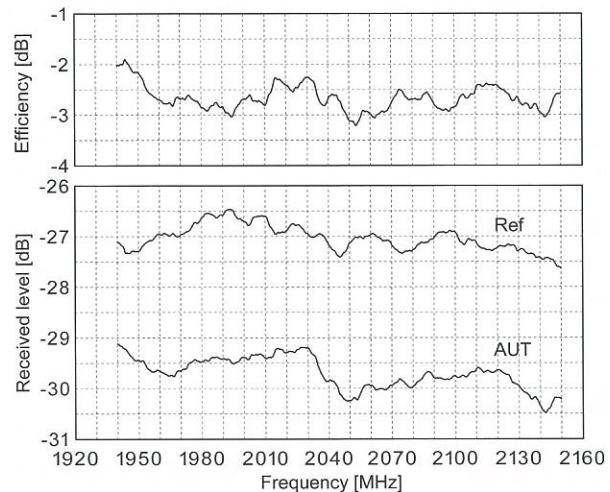


図20 基地局アンテナの2GHz帯、垂直偏波の放射効率の算出

均化の帯域幅を広くすることによって改善されるが、観察できる周波数幅が小さくなるため、140 ポイントにとどめておく。図20 の上段は、基地局アンテナの放射効率を表す。これは、式(5)に従い、基準ダイポールアンテナと基地局アンテナの平均受信レベルの差から求めることができる。

他の周波数帯や水平偏波の場合も、同様の手順で放射効率の算出を行った。ここでは、図21に、垂直偏波の場合の放射効率の算出結果を示す。図には、表1に示した見積損失も黒点で示している。周波数が低いほど、測定値に大きな変動が見られ、測定精度が悪化しているのがわかる。特に、800MHz 帯で

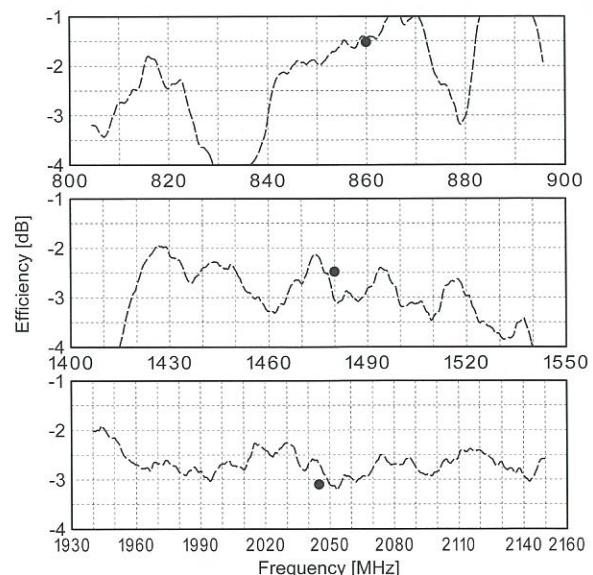


図21 基地局アンテナの放射効率の測定結果（垂直偏波）

は、数 dB の変動があり、測定結果は信頼性に欠けていると言わざるを得ない。しかしながら、測定値は、アンテナ内部の見積損失から大きくかけ離れてはおらず、また、周波数特性は、およその傾向を表している。特に、1.5GHz 帯においては、周波数帯域の両端で効率が急速に低下しているが、これは、バンドパスフィルタの特性が現れていることが確認できる。

5.4 測定精度の改善検討

前節での測定結果では、特に低い周波数での測定精度が悪化していた。そこで、測定精度を改善する方法を検討する。

図 22 に、改善後の測定系統図を示す。変更点は、送信ダイポールの前面 130mm の距離に、横 340mm × 縦 1,220mm の反射板を設置した点であり、それらの位置関係を保ったままスライドレール上を移動させる。すなわち、送信側のアンテナは、反射板付ダイポールとなる。また、スライドレールは、x 軸に対して 20° 回転させて設置する。ここで新たな座標系として、z 軸に関して 20° 回転させた座標系 (u, v, w) を定義する。反射板の付加により、送信アンテナから受信アンテナへの直接波の影響が低減すると期待できる。さらに、スライドレールを傾けて、アンテナの移動方向が反射箱の壁と平行になるのを防ぐことにより、反射箱内部の電磁界分布の変動がより高まると期待できる。受信アンテナ側は、前回と同様、基準アンテナとして y 方向偏波の半波長ダイポールとし、基地局アンテナも同じ位置に設置する。また、測定ポイント数や放射効率の算出方法も前回と同様とする。

5.5 改善後の測定結果

表 4 に DDD 値を示す。いずれの周波数帯においても、今回の測定系の方が偏差が小さくなっている。

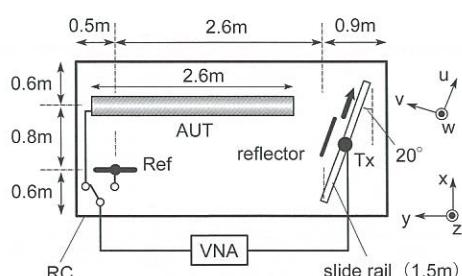


図 22 改善後の測定系統図（上面図）

表 4 送信偏波間の受信電力中央値の偏差 (DDD 値)
(改善後)

周波数帯	Ref [dB]	AUT V-pol. [dB]	AUT H-pol. [dB]
800 MHz	2.64	0.69	0.38
1.5 GHz	1.70	0.53	0.56
2 GHz	1.02	0.38	0.33

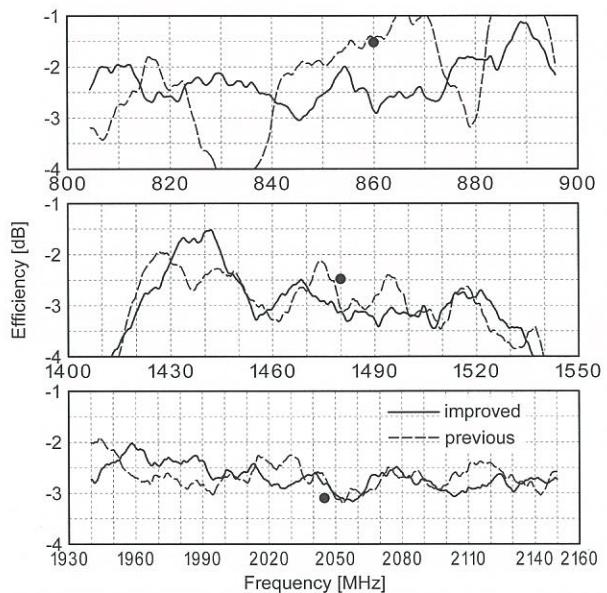


図 23 基地局アンテナの放射効率の測定結果（改善後）

内部の電界分布はランダム性が高まったと言える。

図 23 に、それぞれの周波数帯における放射効率の測定結果を示す。今回の測定系での結果の方が、周波数に対する変動が小さくなっているため、測定精度が向上したと言える。さらに、測定サンプル点を増加させたり各測定サンプルの相関性を低くする工夫によって、測定精度は向上できると考えられる。

5.6 研究 3 のまとめ

本章では、屋外用の比較的大きな携帯電話基地局アンテナの放射効率を電波反射箱を用いて測定する方法について検討した。

測定対象とするアンテナは、3 周波共用偏波共用のセクタアンテナである。アンテナ内部には、移相器をはじめとする受動回路が含まれており、これらの見積損失を、放射効率の主要な低下分とみなした。測定精度の指標として、DDD 値を導入し、各周波数での送信偏波による受信レベルの偏差 (DDD 値) を求めた。

当初の測定では、受信レベルの累積確率分布はレノリーナ分布となっており、反射箱内はほぼ一様な電

界分布であることが確認できたが、DDD 値については、特に周波数が低い場合には、偏差が大きく、十分なランダム性が確保できていないことがわかった。その結果、放射効率の測定値の周波数特性には大きな変動が見られた。

次に、測定精度の改善の検討を行った。改善点として、送信アンテナの前方に波長に対して大きな反射板を付加し、また、スライドレールによる移動方向を壁と平行とならないように傾けて設置した。その結果、DDD 値は前回に比べて小さくなり、測定精度が向上したことが確認された。放射効率の測定結果についても、周波数に対する変動が小さくなっていることが確認された。しかしながら、測定精度はまだ改善の余地がある。これは、DDD 値、すなわち、偏波特性のランダム性をさらに高めることで、測定精度が改善されると予想されるからである。今後、さらなるランダム性の向上を目指して攪拌方法を見直す必要があると考える。

6. む す び

本研究では、携帯電話システムに使用される端末アンテナおよび基地局アンテナを測定対象とし、LTE 以降で使用される、特に MIMO アンテナの特性評価方法に主眼を置いた。その測定装置として、構造が簡易で、かつ安価に構築できる電波反射箱に着目した。携帯端末や基地局アンテナの特性評価を簡易に行うことを目的とし、電波反射箱を利用した各種評価方法を確立することを目指して研究を進めた。

3 つの主な研究として、MIMO-OTA 測定システム、MIMO アンテナのチャネル容量測定、およびアンテナの放射効率の測定について検討を行った。その結果、有用性の高い MIMO-OTA 測定システムの実現、新しい MIMO アンテナの実現、および比較的大きい基地局アンテナの放射効率測定の可能性について示すことができた。本研究では、主に実験を中心に電波反射箱の特性確認を行ったが、シミュレーションによる特性確認を今後の課題としたい。

今後の移動通信システムの高度化においては、MIMO ブランチ数の増加や、マルチユーザ MIMO への拡張、そして、アンテナアレーと無線機を一体化したアクティブアンテナシステム (AAS^{*7}) の実

現などの研究が盛んに行われている。このような高度化した移動通信システム用アンテナの開発の際には、その特性を、簡易に、短時間で、かつ高精度に評価できる方法が望まれている。本研究の成果により、電波反射箱を用いた評価法は、その有力な候補となり得ることを示したと考えている。本研究が、高度化アンテナの実現とその評価法の発展の一助となることを期待したい。

謝 辞

本研究を進めるにあたり多大なる御指導・御鞭撻を賜りました電気通信大学大学院 情報理工学研究科 情報・通信工学専攻 唐沢好男教授に心より感謝するとともに、厚く御礼申し上げます。

◆文 献◆

- (1) P. Kyosti, J.-P. Nuutinen, and T. Jamsa, "MIMO OTA test concept with experimental and simulated verification," Proc. Fourth European Conf. on Antennas & Propagat., Apr. 2010.
- (2) P.S. Kildal and K. Rosengren, "Correlation and capacity of MIMO systems and mutual coupling radiation efficiency, and diversity gain of their antennas: Simulation and measurements in a reverberation chamber," IEEE Commun. Mag., vol.42, no.12, pp.104-111, Dec. 2004.
- (3) 大島一郎, 唐沢好男, "二重電波反射箱によるマルチパス伝搬環境制御," 電子情報通信学会論文誌 (B), vol.J94-B, no.9, pp.1056-1064, Sept. 2011.
- (4) I. Oshima and Y. Karasawa, "Experimental evaluation of the propagation environment control function in a double-layered reverberation chamber in a MIMO-OTA system," IEICE Transactions on Communications, vol.E96-B, no.10, pp.2389-2398, Oct. 2013.
- (5) 松下裕一郎, 久我宣裕, "矩形導体上に設置された 2 面型偏波共用オムニ指向性アンテナ," 信学技報, A · P2005-34, pp.25-30, June 2005.
- (6) 大島一郎, 岡崎 彰, 唐沢好男, "MIMO 用偏波合成型オムニアンテナ," 電子情報通信学会論文誌 (B), vol.J96-B, no.9, pp.1028-1036, Sept. 2013.
- (7) F. Tamrin, I. Oshima, and Y. Karasawa, "A Reverberation chamber to realize multipath-rich environment [IV] - Frequency dependence of propagation characteristics in the chamber -," 信学

^{*7} AAS : Active Antenna System

技報, A・P2012-113, Nov. 2012.

- (8) 森下 久, 小形アンテナの基礎, 第 4.5 節, pp.85-92, コロナ社, 2011.
- (9) 大島一郎, 唐沢好男, “電波反射箱による携帯電話基地局アンテナの放射効率測定,” 信学総大, B-1-201, Mar. 2012.
- (10) 大島一郎, 唐沢好男, “電波反射箱による携帯電話基地局アンテナの放射効率測定(II) 一送信アンテナ反射板付加による測定精度の向上一,” 信学ソ大, B-1-194, Sept. 2012.
- (11) 前田忠彦, 諸岡 翼, “屋内ランダムフィールド法による小形アンテナ放射効率測定法 一測定精度の実験的検討とその改善法一”, 信学論, vol.J71-B, no.11, pp.1259-1265, Nov. 1988.



大島 一郎

平成 7 年入社

技術開発統括部 電気通信開発部

移動通信用アンテナおよび電波伝搬の研

究・開発に従事

電子情報通信学会会員

博士(工学)