

## 携帯端末アンテナシステムの評価・解析・高性能化技術

小川 晃<sup>†a)</sup>

Assessment, Analysis and High-Performance Technologies for Handset Antenna Systems

Koichi OGAWA<sup>†a)</sup>

あらまし 本論文では、携帯端末アンテナシステムの評価、解析及び高性能化技術について述べる。まず端末アンテナの要求条件を述べる。携帯電話システムを例として端末アンテナが他の無線システムのアンテナと異なる特徴を述べ、克服すべき課題を明確にする。次に、端末アンテナの性能評価指標を述べる。これまで提案されてきた様々な評価指標について解説し、それぞれの評価指標の特徴とその測定方法を述べる。次に、端末アンテナの評価・測定で重要な役割を担う人体ファントムについて述べる。更に端末 MIMO アンテナの評価技術について OTA (Over-The-Air) 測定を中心に述べる。最後に端末アンテナとシステムの統合によって実現される高性能化技術について二つの事例を述べる。これら二つの事例を通して、端末アンテナをシステムとして取り扱うことによって、アンテナ単体のみでは解決が困難な課題を克服できる可能性があることを示す。

キーワード 端末アンテナ、性能評価指標、OTA、人体ファントム、MIMO

## 1. ま え が き

携帯電話や業務用無線機に代表される携帯端末アンテナの発展を歴史的に振り返って見ると、アンテナ単体からダイバシティ、アダプティブアレー、そして MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) アレーアンテナシステムへとそのときどきの最新のシステム技術を取り入れてきた [1] ~ [3]。このようにシステム化された端末アンテナの評価は、アンテナ単体とは異なった評価指標によって評価される。例えば MIMO ではアンテナと伝搬特性から伝送特性 (チャンネル応答) を得て、その後固有値や伝送容量が評価される。このような 'アンテナ屋' にとって一見なじみの薄い体系的な評価指標をいかに分かりやすい方法で簡便に測定するかは、今後の端末アンテナの進歩を促す上で極めて重要な課題である。

一方、携帯端末アンテナの性能は、無線機きょう体、無線回路、人体及び電波伝搬などの外部環境に強く依

存している。すなわち、携帯端末アンテナの設計とは、アンテナ単体としてではなく、これら外部環境を含めて考えた「アンテナ系」の最適化問題として取り扱うのが適当である。アンテナとしては他の固定通信アンテナとなんら変わりがないが、アンテナと外部環境の相互影響を統合して考える必要があるため、問題を極めて複雑にしている。

この問題を異なった視点から眺めると、問題の複雑さを自由度の増加としてとらえ、問題解決 (性能向上) のための手段として用いることが考えられる。このように端末アンテナをアンテナシステムとして取り扱い、その評価・解析・高性能化に対する研究が進められている [4]。すなわち、端末アンテナをシステム的に取り扱うことによって、アンテナ単体のみでは解決が困難な課題を克服できる可能性が見えてくる [5]。

例えば、端末 MIMO アンテナではアンテナ間隔が狭いため、アンテナ間の電磁相互結合が問題になる。この電磁結合の増加は MIMO アンテナにおいてアレーを構成する他のアンテナ素子の負荷インピーダンス (整合回路) の影響を受けやすくする。電磁結合は負荷への電力消費を増加させ、放射効率の低下をもたらすので、このことは一見すると性能劣化要因の一つにとらえられる。しかし最近、負荷インピーダンスに

<sup>†</sup> パナソニック株式会社, 門真市

Digital & Network Technology Development Center,  
Panasonic Corporation, 1006 Kadoma, Kadoma-shi,  
571-8501 Japan

a) E-mail: ogawa.koichi@jp.panasonic.com

よって性能が大きく変化するという性質を積極的に利用し、アンテナと整合回路の組合せを一つのシステムとして取り扱い、その最適化を図ることによって、優れた特性を有する MIMO アンテナを実現する試みが盛んに研究されている [6] ~ [9] .

端末アンテナのシステム的なアプローチのもう一つの事例として人体に近接した端末アンテナを考察する．アンテナを人体に近接させるとアンテナの入力インピーダンスが変化し、インピーダンス不整合損が増加する．この問題は、端末アンテナの小形化によってアンテナの  $Q$  値が高くなり動作周波数帯域幅が狭くなった場合に特に深刻である．アンテナの大きさや動作帯域幅には理論的な関係が存在し、アンテナ単体で帯域幅を大きくするには限界がある [10] . このような課題に対して、アンテナと能動素子（トランジスタやダイオード）を組み合わせることで帯域幅の拡大を図ることが研究されている [11] . 更にアクティブアンテナ、整合回路及びマイクロプロセッサによってサーボ系を構成し、端末と人体の位置関係によって生じる不整合状態を、適応的なインピーダンス制御によって抑制し、性能向上を図る研究が進められている [12] ~ [16] .

上記二つの例から分かるように、端末アンテナのシステム的なアプローチとはアンテナ、無線回路、人体及び電波伝搬の一体的な取扱いを意味する．したがってその理論解析には、アンテナの電磁界解析だけでなくアンテナを取り巻く外部環境を含めた解析が必要となる．例えば上述した整合回路を含めた MIMO アンテナの解析には人体影響を含めた電磁界解析、回路解析及び MIMO 伝送特性解析（伝搬解析）の三つのソフトウェアの連成解析が必要になる [9] .

本論文では、上記のような課題、現状の取組み及び将来方向に立脚し、携帯端末アンテナシステムの評価、解析及び高性能化技術について述べる．まず 2. において端末アンテナの要求条件を述べる．携帯電話システムを例として端末アンテナが他の無線システムのアンテナと異なる特徴を述べ、克服すべき課題を浮き彫りにする．次に、3. において端末アンテナの性能評価指標を述べる．これまで提案されてきた様々な評価指標について解説し、それぞれの評価指標の特徴とその測定方法を述べる．4. では端末アンテナの評価・測定で重要な役割を担う人体ファントムについて述べる．5. では端末 MIMO アンテナの評価技術について OTA（Over-The-Air）測定を中心に述べる．固有値あるいは伝送容量といった MIMO アンテナ特有の性能評価指標を簡便にかつ精度

良く測定する方法について最新の研究成果を解説する．6. では端末アンテナとシステムの統合によって実現される高性能化技術を上述した二つの具体的な事例を中心に述べる．特に端末 MIMO アンテナに関しては文献 [9] の取組みを拡張した研究成果 [17] について述べる．

## 2. 端末アンテナの要求条件

図 1 に携帯端末用アンテナの特徴、課題と高性能化技術を示す．携帯端末用アンテナには様々な使用形態があるが、ここでは最も普及が進んでいる携帯電話システムを中心に説明する．

携帯端末ではアンテナは端末のケース（実際はセット内部の回路基板）に直接接続されている．この場合、アンテナの指向性やインピーダンスは携帯端末の種類（大きさや形状）によって大きく変化する [18] ~ [22] . すなわち、携帯端末用アンテナの第 1 の特徴はアンテナが小形筐体の実装されていることである．

携帯端末用アンテナの第 2 の特徴は人により扱われることである．携帯端末では通話中やメールの操作をしているときは人体の頭や手がセットの極近傍に存在する．この場合、携帯端末から出た電波は頭や手によって吸収・反射され弱くなる．すなわち、アンテナの利得が低下する．そして、その程度が人や使用状況（セットの距離や角度）によって大きく変化する．すなわち、アンテナの性能は人体の電磁的な影響を考慮して評価する必要がある [23] ~ [29] .

携帯端末用アンテナの第 3 の特徴は移動することである．移動通信では基地局からの電波は周りのビルや家に反射や回折して移動局の場所に到来する．そして複数のルートで到来した電波は互いに干渉し合っ、移動局周辺に電波に起伏（強弱）を作る．これは多重波伝搬環境と呼ばれている．移動するとアンテナはこの多重波環境の中を進むことになるので電波の変動を受ける．この変動はフェージングと呼ばれていて、電

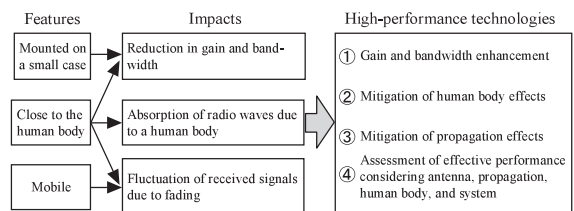


図 1 携帯端末用アンテナの特徴、課題と高性能化技術

Fig. 1 Features, impacts and high-performance technologies for handset antennas.

波の弱い所では音声や画質の品位が劣化し、最悪の場合は通信が途切れる [30] ~ [32] .

以上のように携帯端末アンテナでは固定通信アンテナとは違った多くの特徴とそれによって生み出される課題が存在する (図 1). すなわち, 1. で述べたように, 図 1 の矢印で示したような相互に関連する事項を統合して考えることが重要である. この問題に対するアプローチにはアンテナとその外部環境を含めた性能評価方法が重要である. そこで次章ではこれまで提案されている端末アンテナの性能評価指標と測定方法について説明する.

### 3. 端末アンテナの性能評価指標と測定方法

携帯端末用アンテナで重要な特性としては入力インピーダンスと放射指向性がある. これらは端末が静止しているときの基本特性 (静特性) である. しかし, 端末が移動通信伝搬環境を移動しているときの性能 (動特性あるいは実効特性) はこれら基本特性のみからは知ることができない. ここでは端末アンテナの実効特性を中心に性能評価指標と測定方法を説明する. インピーダンス及び指向性の測定方法の基本については文献 [33] を参照されたい.

#### 3.1 全放射電力 (TRP)

実用状態の端末アンテナの性能を評価するための代表的な指標として放射効率がある. 放射効率  $\eta$  はアンテナから空間に放射される電力の総和  $P_r$  とアンテナへ入力される電力  $P_{in}$  の比によって定義される ( $\eta = P_r/P_{in}$ ). 放射効率はアンテナを回路で発生した電力を空間へ放射する電力に変換するデバイスと見立てたときの電力に関する変換効率を表している.

放射効率に代わり, 端末から空間に放射される電力を評価する指標として全放射電力 (TRP: Total Radiated Power) が提案されている [34], [35]. TRP は, アンテナに入力された電力から不整合損やアンテナ素子の導体損など様々な損失を差し引かれた後に, アンテナから空間中に放射される電力の総和である. このように TRP はアンテナから空間に放射される実効的な電力量であるから端末システムの通信品位に直接影響する評価指標である.

TRP は全立体角にわたる単位立体角当りの放射電力の積分値であり, 次式で定義される.

$$P_{TRP} = \frac{\pi}{4NM} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} [EIRP_{\theta}(\theta_n, \phi_m) + EIRP_{\phi}(\theta_n, \phi_m)] \sin \theta_n \quad (1)$$

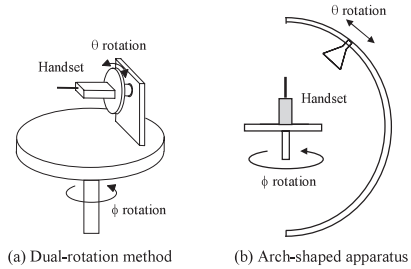


図 2 放射パターン積分法による TRP の測定方法  
Fig. 2 Measurement methods of the TRP using the radiation pattern integration method.

式 (1) において  $EIRP_{\theta}$  及び  $EIRP_{\phi}$  は等価等方ふく射電力 (Effective Isotropic Radiation Power) の  $\theta$  及び  $\phi$  偏波成分であり,  $EIRP_{\theta} = P_{in}G_{\theta}(\theta_n, \phi_m)$ ,  $EIRP_{\phi} = P_{in}G_{\phi}(\theta_n, \phi_m)$  によって与えられる.  $G_{\theta}$  及び  $G_{\phi}$  は, 座標点  $(\theta_n, \phi_m)$  における端末アンテナの電力利得指向性の  $\theta$  及び  $\phi$  偏波成分である.  $N, M$  は,  $\theta$  及び  $\phi$  角度方向におけるサンプル値の総数である. したがって, それぞれ  $\theta$  及び  $\phi$  角度方向における離散化されたサンプル値の間隔は  $\Delta_{\theta} = \pi/N$ ,  $\Delta_{\phi} = 2\pi/M$  によって, 球面座標上のサンプル点は  $\theta_n = n\Delta_{\theta}$ ,  $\phi_m = m\Delta_{\phi}$  によって与えられる.

式 (1) を用いるとアンテナの入力電力や電力利得指向性が未知であっても, 座標点  $(\theta_n, \phi_m)$  における EIRP のサンプル値を測定することによって TRP を求めることができる. これより空中線電力の測定のための測定端子をもたないアンテナ一体型無線機の放射電力の測定を行うことができる [36] ~ [38].

図 2 に放射パターン積分法による TRP の測定方法を示す. TRP の測定方法は従来の放射パターン積分法による放射効率の測定方法 [39] ~ [42] をそのまま適用することができる. したがって測定精度に対する諸条件は基本的には放射効率に対する条件と同様である.

図 2 (a) は  $\theta$  方向と  $\phi$  方向に対して独立に回転可能な 2 軸回転台を用いる方法 [39], [40], 図 2 (b) はアーチ型移動架台によってプローブアンテナを  $\theta$  方向に移動させながら被測定アンテナを  $\phi$  方向に対して回転させる方法 [41], [43] である. アーチ型移動架台では複数のプローブアンテナを架台に配置して  $\phi$  方向の回転のみによって測定する方法が提案されている [44], [45]. 更にアーチ型移動架台に複数のプローブアンテナを取り付け, それらプローブアンテナによって受信された信号が周波数軸上に互いに分離して配置されるように

変調をかけることで同時サンプリングを実現し、リアルタイム測定と測定時間の高速化を図った TRP の測定装置が提案されている [46]。また電磁ファントムを用い、図 2(a) の方法によって、通話状態における端末ダイバーシチアンテナの放射効率が測定されている [47], [48]。

TRP の測定精度は離散角度間隔  $\Delta_\theta$ ,  $\Delta_\phi$  が小さいほどよくなるが、測定時間が長くなる。角度間隔は  $\Delta_\theta = \Delta_\phi = 15^\circ$  ( $N = 12, M = 24$ ) とすれば十分な精度が得られることが報告されている [35]。文献 [49] では電磁ファントムを用いたときの TRP の測定精度について議論しており、 $\Delta_\theta = \Delta_\phi = 30^\circ$  ( $N = 6, M = 12$ ) とすれば最大誤差 0.5 dB の精度が得られることが報告されている。またアーチ型移動架台による測定方法に関して、プローブアンテナと被測定アンテナの距離 (アーチ半径) を変化したときの放射効率の測定精度が調べられている [38], [43]。更に、放射パターン積分法による端末アンテナの放射効率測定に関して、筐体形状によるアンテナ指向性の変化と測定精度の関係が調べられている [50]。

上述した放射パターン積分法による放射効率あるいは TRP の測定は電波暗室等の自由空間に近い環境で測定される。これに対して、金属壁によってシールドされた室内 (あるいは小形の容器内) に電磁波を閉じ込めたり、あるいは室内に金属散乱体を配置したりして意図的に多重波環境 (じょう乱電磁波) を形成することによって、放射効率あるいは TRP を測定する方法が提案されている [51] ~ [54]。これと同様の方法による MIMO アンテナの測定方法を 5. で述べる。

### 3.2 平均実効利得 (MEG)

放射効率や TRP はアンテナの入力電力と放射電力の関係を示述しており、端末が用いられる伝搬環境によらずそれらの値は一定である。これに対して、平均実効利得 (MEG: Mean Effective Gain) [55] はアンテナ指向性と伝搬特性に基づいた評価指標である。

陸上移動通信の伝搬路を移動するアンテナの瞬時受信電力は、様々な方向から到来する電波による干渉 (マルチパスフェージングと呼ばれる) によって大きく変動する。したがって、このような環境下におけるアンテナの利得は、伝搬路内を移動したときの平均受信電力に基づき次式によって評価される。

$$G_e = \frac{P_{rec}}{P_V + P_H} \quad (2)$$

ここで  $P_V$  は  $\theta$  成分偏波に対して等方性の指向性をも

つアンテナの多重波伝搬路における平均受信電力である。同様に  $P_H$  は  $\phi$  成分偏波に対して等方性の指向性をもつアンテナの多重波伝搬路における平均受信電力である。したがって  $P_V + P_H$  はアンテナが置かれる空間における到来波電力の総和を表している。 $P_{rec}$  は伝搬路内をランダムに移動する間のアンテナの平均受信電力である。ただし、ある伝搬環境内をランダムに移動したときの平均は、その伝搬環境内全体での平均に等しいと仮定している。

式 (2) から分かるように、MEG はアンテナを全到来波電力から受信電力を得るための電力変換器と考えたときの変換効率を表す指標であり、端末が多重波環境を移動したときの実効的な利得を表している。

MEG を実験的に求めるには式 (2) を用いる。一方、モーメント法や FDTD 法から MEG を計算するため、式 (2) は次式のようにアンテナの指向性関数によって記述することができる [55]。

$$G_e = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi \left[ \frac{XPR}{1 + XPR} G_\theta(\Omega) P_\theta(\Omega) + \frac{1}{1 + XPR} G_\phi(\Omega) P_\phi(\Omega) \right] d\Omega \quad (3)$$

ここで  $XPR$  はアンテナへ入射する到来波の交差偏波電力比、 $P_\theta(\Omega)$ ,  $P_\phi(\Omega)$  は到来波の  $\theta$  成分及び  $\phi$  成分に対する電力密度関数である。更に MEG も TRP と同様に電界の全立体角にわたる離散的な空間サンプリングによって測定することができる [50]。

MEG の重要な性質は同じアンテナであっても伝搬環境によって値が変化することである。すなわち到来波の性質もアンテナの特性に関係する点に注意が必要である。このことがアンテナ特性のみによって値が決定される放射効率や TRP と大きく異なる点である。

### 3.3 その他の評価指標

ダイバーシチや MIMO などのアレーアンテナでは各アンテナエレメントで受信した信号間の相関係数の評価が重要である。携帯端末用ダイバーシチアンテナの相関特性が理論的 [21], [56] ~ [58] 及び実験的 [59], [60] に検討されている。なお MIMO アンテナの相関特性の測定方法を 5. で述べる。

ダイバーシチアンテナ利得 (DAG: Diversity Antenna Gain) [61] は端末ダイバーシチアンテナの実効性能を伝搬・伝送・ダイバーシチ合成方式を考慮した上で評価するために考案された指標である。DAG は受信電力 (SNR) の累積分布あるいは伝送品位 (伝

送信号誤り率)に基づいて定義される [62], [63]. 直交偏波平面素子を用いた小形ダイバーシチアンテナがダイバーシチアンテナ利得によって理論的に考察されている [64].

伝送信号誤り率に基づく評価指標としてはこのほか全立体角にわたる端末の受信感度の角度分布の平均値として全受信感度 (TRS: Total Radiated Sensitivity) が提案されている [34], [35].

### 3.4 光ファイバによる測定

端末アンテナの指向性を測定するため, 端末から同軸ケーブルを引き出して信号発生器を接続して測定することが行われる [47]. しかし, 小形筐体に設置されたアンテナに同軸ケーブルを直接接続すると同軸の外導体の外側に流れる漏れ電流がアンテナ波源となって, 被測定アンテナからの放射電波と重畳されて指向性が正しく測定できないことがある. この問題を解決するために同軸ケーブルに代わって光ファイバを用いた測定が行われる [65], [66]. 光ファイバを用いるとアンテナ指向性の振幅と位相特性の双方を精度良く測定することができる. この特徴を生かして, 端末アダプティブアレーや MIMO アンテナの測定が行われる [67].

## 4. 人体ファントムを用いた評価技術

人体に近接して使用される無線機の特徴を知るには, アンテナと人体の電磁相互影響の測定・評価が不可欠である. 実際の人体を用いたアンテナ測定は, 再現性が悪いこと, 垂直面指向性の測定が困難なこと, 人体の部位別のメカニズム解析が困難なことなどの欠点を有しており, 人体の電磁気的性質を模擬した電磁ファントムはこれらの問題を補い得る評価方法として多方面で活用されている [68], [69]. なおファントムは体内の局所電力吸収 (SAR) の評価にも用いられるが [70], [71], 本論文ではアンテナ特性を評価する目的で使用されるファントムについて述べる.

アンテナ開発から見た人体ファントムを考えるには, どのようなアンテナをどのような状況で評価したいのか? という視点が重要である. 図 3 は人体に近接して使用されるアンテナを列記したものである. (a), (b) は最も代表的な携帯電話の通話姿勢とメール姿勢 (画面でインターネットやメール通信を行っている状況), (c) は業務無線用アンテナである. 携帯電話では頭, 手及び肩の影響が主な検討項目である [72]. 一方, 業務無線では腹部の影響が主要な対象となる [29]. (d), (e) はやや特殊な用途の無線機のアンテナを示し

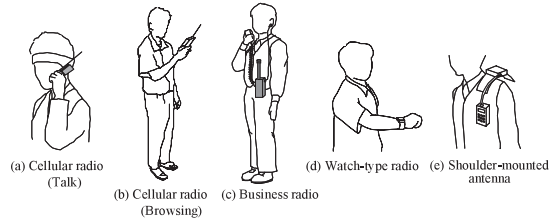


図 3 人体に近接して使用される携帯端末  
Fig. 3 Wireless radios used close to the human body.

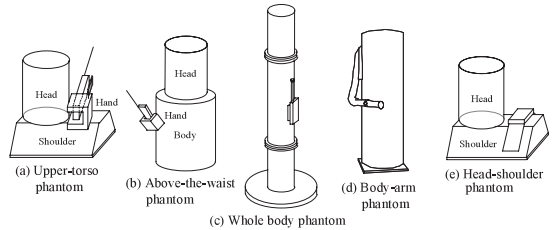


図 4 携帯端末測定用ファントム  
Fig. 4 Electromagnetic phantoms for measuring wireless radios.

たもの [73] ~ [75] で, (d) は腕時計型携帯端末として実用化されている [76]. (d) ではアンテナと腕の相互影響が, (e) では肩の影響が問題となる.

このように, アンテナと人体の相互影響評価はアンテナの種類によって対象とする人体の部位が異なってくるので, それぞれの用途に応じて異なった形状のファントムが用いられている. 図 4 は, 図 3 の各種アンテナの評価のために用いられるファントムを示したものである. いずれも人体を単純な形状で置き換えている. 例えば図 4 (a) の携帯電話用ファントムでは頭 (円筒), 肩 (台形柱), 手 (コの字型) など人体を単純な形状に置き換えている.

ファントム形状によるアンテナ特性の変化も検討されている [77] が, 体内の局所電力吸収 (SAR) に用いられるファントムと比較すると形状精度に対する要求は緩やかである. 特に, 図 3 (c) のような VHF 帯 (150 MHz) の評価では図 4 (c) のような極単純なモデルでも十分な精度の評価が可能である [78]. これら単純形状ファントムは製作や数値解析 (モデル化) が容易, 部位別の評価がやりやすいなどの特徴を有しておりアンテナと人体の電磁相互影響のメカニズム解析に好都合である [79].

図 5 は日本人の人体計測データ [80] に基づいて製作された携帯電話の (a) 通話姿勢と (b) メール姿勢を極めてリアルに模擬したファントムである [81], [82]. 通





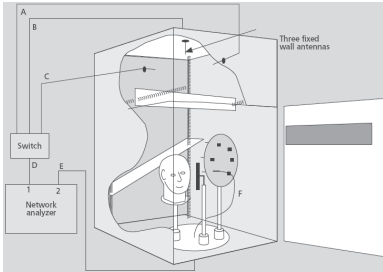


図 8 電波反射箱法による OTA 測定装置

Fig. 8 OTA measurement apparatus by a reverberation chamber method.

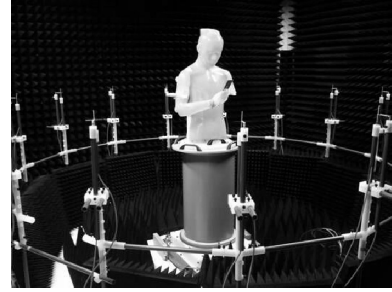


図 9 フェージングエミュレータ法による OTA 測定装置

Fig. 9 OTA measurement apparatus by a fading emulator method.

標では不十分である場合がある．特に，これらのアンテナは伝搬特性に対する依存性が強い伝搬環境の空間的・時間的性質を変化させながら評価することが重要である．

このような端末アンテナの性能評価は一般に OTA (Over-The-Air) 測定と呼ばれている [34], [92]．OTA 測定は 3. で述べた TRP や TRS の測定も含めて定義されているが，ここでは現在 3GPP TSG RAN WG4 (3rd Generation Partnership Project TSG RAN WG4) [93] において審議されている端末 MIMO アンテナの OTA 評価方法に絞って解説する．

MIMO OTA 測定の具体的な手法には大きく分けて，電波反射箱法 (Reverberation Chamber) [94] ~ [98] と端末の周囲に仮想的な散乱体を配置してフェージング環境を構築するフェージングエミュレータ法 [99] がある．更に，両者の融合を図り，それぞれの特徴を生かした測定方法も研究されている [100], [101]．また上記二つの手法のほかに，測定のため端末への同軸ケーブルの接続が必要であるため厳密には OTA 測定とは呼べないが，電波暗室における MIMO アンテナの指向性測定と有線接続状態におけるフェージング環境下の MIMO 伝送特性評価を融合した 2 段階法 (Two-stage Method) が提案されている [102]．

図 8 に電波反射箱法による OTA 測定装置を示す [94]．図ではファントムに近接した 6 素子の円形 MIMO アレーアンテナを評価している．基地局側のアンテナは三つのモノポールアンテナ (図の A, B, C) であり， $3 \times 6$  MIMO システムの評価になっている．図 8 のようにシールドされた容器内に充てんされた電波を二つの金属平板を移動させることによって攪拌する．これにより被測定アンテナ周囲の伝搬特性をランダムにし，多重波伝搬環境を実現している．

図 9 はフェージングエミュレータ法による OTA 測定装置である [103] ~ [105]．半径 1.5 m の円周上に周辺散乱体に見立てた垂直及び水平偏波用ダイポールアンテナを樹脂製の治具の各頂点に高さが一一定となるよう等間隔に配置する．散乱体に，垂直及び水平偏波用ダイポールアンテナを用いることで，到来波の交差偏波比を表現することができる．信号発生器から出力された信号は分配回路で分配された後，それぞれアナログの位相回路と減衰回路を介して各周辺散乱体から放射され，重ね合わされて中心付近に多重波環境 (フェージング波) を構築する．校正はダイポール及びピストアンテナによって行う [106]．

電波反射箱法とフェージングエミュレータ法はそれぞれ得失を有している．すなわち，電波反射箱法は比較的小型かつ安価に作ることができるが，瞬時変動の制御などの電波環境の制御性に難点がある．一方，フェージングエミュレータ法は電波反射箱法に比べて大型で高価であるが優れた電波環境の制御性を有しており，到来波分布 (レイリー・仲上-ライス分布)，端末の移動方向・速度 (ドップラー周波数)，到来波の交差偏波電力比 (XPR)，更にクラスタ伝搬環境 [107] における到来波数・到来波方向・広がり角などを容易に制御することができる [103] ~ [105]．また周辺散乱体から複数の所望波 (あるいは干渉波) を送信することによって端末アダプティブアレーやダイバーシチアンテナを評価することができる [108], [109]．

フェージングエミュレータ法にはデジタル制御型 [110] とアナログ制御型 [103] ~ [105], [111] がある．図 9 はアナログ制御型である．デジタル制御型は多彩な到来波や遅延分布を与えることができるがアナログ制御型と比較して装置が大掛りで高価である．一方，アナログ制御型は分布生成の柔軟性にはやや欠けるが

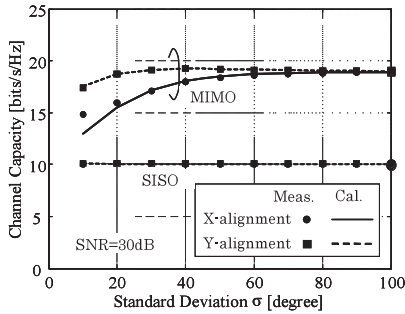


図 10 伝送容量の測定値と理論値

Fig. 10 MIMO and SISO channel capacities of the two dipoles in the presence of a single cluster.

構成が簡易で比較的安価である。

端末 MIMO の OTA 測定ではアンテナ素子間の相関, 受信電力差, 固有値, 平均伝送容量, スループットなどが評価対象となる。図 10 はアナログ制御型フェージングエミュレータ (図 9) により測定した到来波の角度広がり と平均伝送容量の関係である [103], [105]。到来波はガウス分布によってモデル化している。測定は 1 本の半波長ダイポールの空間座標を移動させ 2 素子擬似アレーを構成することによって行った。到来波は 1 波であり, 図 10 の X 配置 (X-alignment) とはアレー配置が到来波方向と一致している場合, Y 配置 (Y-alignment) とは到来波方向と直交している場合である。アレーは X 方向に進行している。電波の送受信には 2 ポートネットワークアナライザを用い, 無変調連続波 (CW) で測定を行った。

図 10 より SISO の伝送容量は角度広がりによらず SNR = 30 dB に対応した一定値となっていることが確認できる。また MIMO の伝送容量は角度広がり が小さいところで減少している。これは角度広がりの減少に伴う第 2 固有値の低下が原因である [103]。測定値は理論値とよく一致しており, 提案装置による MIMO 伝送特性測定の有効性が確認された。

上記では CW 波による基礎的な検討結果を述べたが, 信号発生器として携帯電話あるいは地上デジタル放送用の基地局シミュレータを用いることで, CDMA や OFDM などの商用変調信号を用いた評価が可能である。このようにアナログ制御型のエミュレータでは簡易な構成で変調信号を取り扱うことができる。更に図 8 のエミュレータにより SCME (Extension of Spatial Channel Model) によって定義される遅延波 [112] を生成し, 遅延波の影響を考慮した商用端末 MIMO の

スループット評価が行われている [113], [114]。また市街地のマイクロセル環境における端末 MIMO の伝搬実験結果と比較することによってエミュレータの有効性が考察されている [115]。

## 6. アンテナとシステムの統合による高性能化技術

本章では端末アンテナの体系的なアプローチによる高性能化技術として, 人体近接アンテナの自動整合と整合回路の最適化による端末 MIMO アンテナの伝送容量向上技術の二つの事例を紹介する。

### 6.1 人体近接アンテナの自動整合

VHF 帯業務無線機では, 無線機の使用が業務の妨げにならないように無線機本体は使用者のベルトに常に固定され, 本体と接続されたマイクとイヤホンによって通話する (図 3(c) 参照)。この場合, アンテナは人体の腹部に極近接して使用されることになるので, アンテナ特性は人体の影響を強く受ける。文献 [29] ではこのような状況における人体とノーマルモードヘリカルアンテナ (NHA) の電磁相互影響が詳細に検討されている。その結果, アンテナが人体に近接したことによって生じるインピーダンス不整合損が全損失電力の主要な要因であることが明らかにされている。

アンテナと人体の電磁相互影響によって生じるインピーダンス不整合は, アンテナと回路などの不整合の問題と異なり, アンテナと人体の相対位置関係の変化によって起こる入力インピーダンスの動的変化に対する考察が必要である。すなわち, 想定される人体の動きによって生じる入力インピーダンスをすべて整合させることができるアクティブアンテナの構成と, インピーダンスを整合状態に高速かつ安定に収束させることができる自動制御アルゴリズムの二つの要素に対する検討が重要である [16]。以下その概要を述べる。

図 11 にアンテナ及び制御系の構成を示す。検討したアンテナはダイポール形状の NHA であって, 無線機筐体に装着されたモノポール形状の NHA をモデル化したものである。NHA は自己共振周波数が約 150 MHz となるように形状パラメータ (ピッチ, 巻き数, 半径) を選んだ。NHA には, 図のようにバラクタダイオードが並列 ( $C_p$ ) 及び直列 ( $C_s$ ) に接続されている。

並列及び直列ダイオード  $C_p, C_s$  の容量値はアンテナ-人体間距離  $D$  によってインピーダンス整合する最適な組合せが変化する。一方, 無線機の使用状態では



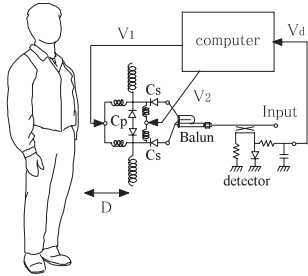


図 11 制御回路を含んだ人体近接アクティブ NHA  
 Fig. 11 Active normal mode helical antenna close to the human body including the control circuit.

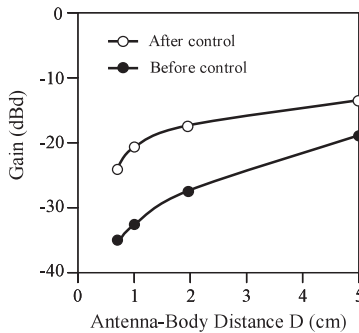


図 12 インピーダンス自動整合による水平面最大利得とアンテナ-人体間距離  $D$  の関係  
 Fig. 12 Measured results for the maximum gain in the horizontal plane with regard to antenna-body distance  $D$  due to the automatic impedance matching control.

使用者の動きによって距離  $D$  は様々に変化する．これに対して，図 11 の制御系は使用者の動きに応じて，アンテナからの反射電力を方向性結合器でピックアップして得られた検波電圧  $V_d$  が最小になるようにバイアス電圧  $V_1, V_2$  によって  $C_p, C_s$  を制御する．最適化の指導原理には最急降下法を用いる．

以上の構成により，制御の実行によってファントム近接時 ( $D = 2.5$  cm) の  $V_{SWR} = 11.7$  を  $V_{SWR} = 1.1$  に低減することができる．図 12 は水平面 ( $X$ - $Y$  面) における最大利得の測定結果である．図より，提案方法を用いることによって人体近接時のヘリカルアンテナの動作利得を 10 dB 以上改善できることが分かる．

### 6.2 MIMO 伝送容量最大化のための最適整合

本節では，端末 MIMO アンテナにおいて整合回路の素子値を最適とすることによって伝送容量の最大化を図った結果について述べる [9], [17] ．

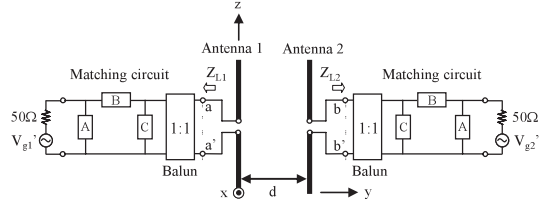


図 13 整合回路を含んだ MIMO アンテナの構造  
 Fig. 13 Configuration of the MIMO antenna including matching circuit.

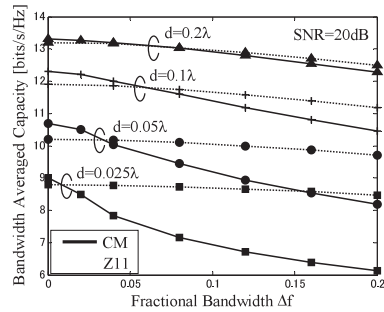


図 14 帯域内平均伝送容量  
 Fig. 14 Bandwidth averaged channel capacity.

### 6.2.1 解析モデル及び基礎検討

図 13 に整合回路を含んだ MIMO アンテナの構造を示す．MIMO アンテナとして平行に配置された 2 素子半波長ダイポールアンテナを考察する．アンテナ間隔は  $d$  である．各アンテナ素子 #1, #2 には素子 A, B, C からなる整合回路を接続する．整合回路とアンテナ素子の間にはインピーダンス変換比が 1 : 1 の平衡不平衡変換器が接続されている．解析は電磁界解析，回路解析及び MIMO 伝送特性解析 (伝搬解析) の連成解析によって行った [9], [107], [116] ．

文献 [9] の検討結果から，整合条件の良否は所要帯域幅 (システムが必要とする通信帯域幅) によって変化する．そこで中心周波数から  $\pm \Delta f / 2$  以内の所要帯域幅における平均的な伝送容量を次式で定義する．

$$\bar{C}_{BW} = \frac{1}{\Delta f} \int_{f_0 - \frac{\Delta f}{2}}^{f_0 + \frac{\Delta f}{2}} \bar{C} df \quad (4)$$

ここで  $\bar{C}$  は所要帯域内の各周波数における平均シャノン伝送容量 (フィードバックなし) である．本論文では  $\bar{C}_{BW}$  を帯域内平均伝送容量 (BAC : Bandwidth Averaged Channel Capacity) と呼ぶ．

図 14 は帯域内平均伝送容量  $\bar{C}_{BW}$  と帯域幅  $\Delta f$  の関係である．図の整合条件 CM はアンテナ 1 とア

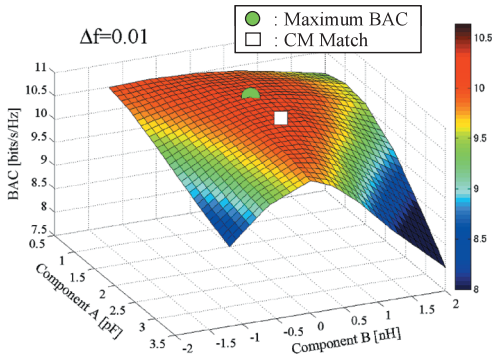


図 15 素子値と帯域内平均伝送容量 (BAC) の関係 ( $d = 0.05\lambda$ )

Fig. 15 Relationship between the component values and bandwidth averaged channel capacity.

アンテナ 2 が同時共役整合 (Simultaneous Conjugate Matching) の条件になるように素子値を決定した場合である (以下 CM 整合と呼ぶ). 整合条件 Z11 はアンテナ間隔  $d$  を十分大きくして, アンテナ 1 とアンテナ 2 の電磁結合をゼロにした場合に整合するように素子値を決定した場合である (以下 Z11 整合と呼ぶ).

図からアンテナ間隔が  $d = 0.025\lambda$ ,  $d = 0.05\lambda$ ,  $d = 0.1\lambda$  の場合, 周波数帯域がそれぞれ 1%, 3%, 6% 以内では CM 整合が Z11 整合よりも高い帯域内平均伝送容量を与えるが, これらの帯域外では Z11 整合が CM 整合よりも高い帯域内平均伝送容量を与えることが分かる. このようにシステムが要求する所要帯域幅によって高い BAC を与える整合条件は変化する.

### 6.2.2 最適整合素子値の探索

6.2.1 では整合回路の素子値を固定して CM 整合と Z11 整合に限定して検討した. ここでは伝送容量を最大化するための素子値の最適化を図る.

図 15 は素子値  $A, B$  と帯域内平均伝送容量 (BAC) の関係である. 所要帯域幅  $\Delta f$  は 0.01 (1% :  $f_0 = 2\text{GHz}$  のとき  $\Delta f = 20\text{MHz}$ ) である. 図において素子  $B$  の負号はキャパシタンスを示しており,  $L = -1/(\omega^2 C)$  から計算される等価インダクタンスを表している.

図から素子  $A, B$  の変化に伴う BAC の変化が分かる. 図 15 の  $\circ$  (緑色) は BAC の最大値を示しており,  $\Delta f = 0.01$  の場合  $A = 1.78\text{pF}$ ,  $B = 0.27\text{nH}$  のとき BAC は最大 (10.63 bit/s/Hz) となる. また  $\square$  は  $2\text{GHz}$ ,  $\Delta f = 0$  において同時共役整合 (CM) とした場合 ( $A = 2.22\text{pF}$ ,  $B = 0.32\text{nH}$ , BAC =

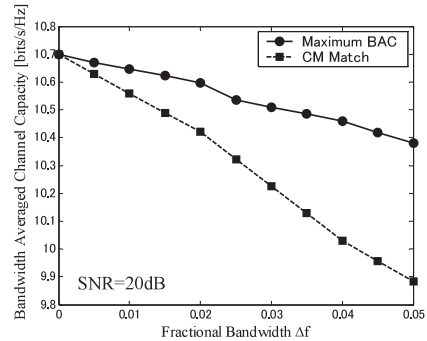


図 16 所要帯域幅と BAC 最大値の関係

Fig. 16 Maximum bandwidth averaged channel capacity as a function of the bandwidth.

10.7 bit/s/Hz) を示している (局面上にはない). 図より BAC の最大値を与える素子値  $A, B$  ( $\circ$ ) が同時共役整合を与える素子値 ( $\square$ ) から乖離していることが分かる.

更に  $\circ$  と  $\square$  の乖離の程度は所要帯域幅  $\Delta f$  とともに大きくなる [17]. すなわち  $\Delta f$  が大きくなると BAC の最大値を与える素子値  $A, B$  ( $\circ$ ) は同時共役整合を与える素子値 ( $\square$ ) から徐々に小さくなる. 素子値低下のメカニズムは文献 [117] で述べられている.

上記の現象をより定量的に把握するため, 図 16 に示すように所要帯域幅と BAC の関係を求めた. 帯域幅を  $\Delta f = 0.05$  (5% : 100 MHz) まで変化させた. 図において  $\square$  は整合回路の素子値を変化させて BAC を最大とした場合である. 図の  $\circ$  (CM) は整合回路の素子値として, 中心周波数 (2 GHz) において同時共役整合の条件となるように素子値を決定した場合である (図 14). 図から整合回路の素子値を最適にすると CM 整合よりも高い BAC が得られることが分かる. 更に, 所要帯域幅が大きいくほど整合回路の最適化の効果が大きくなることが分かる.

将来計画されている LTE-Advanced では 100 MHz ( $f_0 = 2\text{GHz}$  の場合  $\Delta f = 5\%$ ) の周波数帯域幅が必要とされている [118]. したがって LTE-Advanced を想定すれば, 図 16 より整合回路素子の最適化によって CM 整合と比較して 0.5 bit/s/Hz (帯域幅 100 MHz において 50 Mbit/s) 程度の伝送容量の向上が期待できることが分かる. 更に 2020 年ごろに達成されると期待されている 10 Gbit/s を超えるスーパーブロードバンドシステム [119] を MIMO アンテナ技術によって実現するためには 400 MHz 程度の帯域幅が必要とされている [120]. このように超高速無線通信の実現のた

め広帯域化は将来更に進展し本論文で述べた MIMO アンテナの最適整合問題は今後ますます重要性を増すものと考えられる。

## 7. む す び

本論文では、携帯端末アンテナシステムの評価、解析及び高性能化技術について述べた。まず端末アンテナの要求条件及び性能評価指標とその測定方法を解説した。更に端末アンテナの評価・測定で重要な役割を担う人体ファントムについて概観した。次に端末 MIMO アンテナの評価技術について OTA 測定を中心に解説した。最後に端末アンテナの体系的なアプローチによる高性能化技術を二つの事例を中心に述べた。

冒頭で述べたように、端末アンテナをシステムとして取り扱うことによってアンテナ単体のみでは解決が困難な課題を克服できる可能性がある。本論文で示した二つの事例はこのことを実証している。将来に向け基地局協調 MIMO システムあるいはマルチユーザ MIMO システムなどの新しい無線システムの潮流も生まれつつあり、今後はこれらのシステム要素をアンテナ開発に積極的に取り入れて端末アンテナの高性能化を図ることが重要である。

## 文 献

- [1] 進士昌明 (編), 移動通信, 丸善, 1989.
- [2] K. Fujimoto and J.R. James, *Mobile Antenna Systems Handbook*, Artech House, 1994.
- [3] 阪田史郎, 嶋本 薫 (編著), 無線通信技術大全, リックテレコム, 2007.
- [4] 小川晃一, “携帯端末アンテナの高性能化技術—アンテナ・伝搬・人体・システムの調和を求めて,” 信学誌, vol.84, no.11, pp.775–781, Nov. 2001.
- [5] 池上文夫, “アンテナ考学—アンテナに理論限界はない!?” 信学論 (B), vol.J71-B, no.11, p.1265, Nov. 1988.
- [6] J.W. Wallace and M.A. Jensen, “Mutual coupling in MIMO wireless system: A rigorous network theory analysis,” *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol.3, no.4, pp.1317–1325, July 2004.
- [7] H. Iura, H. Yamada, and Y. Ogawa, “Optimum antenna matching and mutual coupling effect of antenna array in MIMO receiver,” *IEICE Trans. Electron.*, vol.E90-B, no.4, pp.960–967, April 2007.
- [8] B.K. Lau, J.B. Andersen, G. Kristensson, and A.F. Molisch, “Impact of matching network on bandwidth of compact antenna arrays,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.54, no.11, pp.3225–3238, Nov. 2006.
- [9] 小川晃一, 林 俊光, 山本 温, “整合回路の影響を考慮した並列配置ダイポール MIMO アンテナの周波数解析,” 信学論 (B), vol.J92-B, no.9, pp.1416–1430, Sept. 2009.
- [10] 新井宏之, “小形アンテナ: 小形化手法とその評価法,” 信学論 (B), vol.J87-B, no.9, pp.1140–1148, Sept. 2004.
- [11] K. Fujimoto, A. Henderson, K. Hirasawa, and J.R. James, *Small Antennas*, Research Studies Press, 1987.
- [12] 手塚昌伸, 水澤丕雄, 野口啓介, 別段信一, 片木孝至, 今西康人, “アンテナ自動整合システムにおける整合回路,” 信学論 (B), vol.J85-B, no.11, pp.1977–1980, Nov. 2002.
- [13] I. Ida, J. Takada, T. Toda, and Y. Oishi, “An adaptive impedance matching system for mobile communication terminals,” *IEICE Technical Report*, A-P2003-306, March 2004.
- [14] J. de Mingo, A. Crespo, and A. Valdivinos, “Input impedance antenna automatic matching system,” *13th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, vol.4, pp.1872–1876, 2002.
- [15] S. Yichuang and J.K. Fidler, “High-speed automatic antenna tuning units,” *Antennas and Propagation 1995 ICAP '95 Ninth International Conference on (Conf. Publ. No. 407)*, vol.1, pp.218–222, April 1995.
- [16] 小川晃一, 高橋 司, 小柳芳雄, 伊藤公一, “最急降下法による人体近接アクティブアンテナのインピーダンス自動整合,” 信学論 (B), vol.J87-B, no.9, pp.1287–1298, Sept. 2004.
- [17] K. Ogawa, T. Hayashi, and A. Yamamoto, “Optimum L/C-based practical matching for the maximum wideband channel capacity of a compact MIMO array,” *IEEE AP-S Intl. Symp. Digest, Session 401.5, Special Session on Antenna-Channel Interactions in Practical MIMO Implementations*, July 2010.
- [18] 平沢一紘, 藤本京平, “直方導体に取り付けられた線状アンテナ解析の特性,” 信学論 (B), vol.J65-B, no.9, pp.1133–1139, Sept. 1982.
- [19] 常川光一, 鹿児嶋憲一, 安藤篤也, “小形無線機アンテナの多重中利得と筐体長の関係,” 信学論 (B-II), vol.J75-B-II, no.10, pp.705–707, Oct. 1992.
- [20] R. Yamaguchi, K. Sawaya, and S. Adachi, “Effect of dimension of conducting box on radiation pattern of a monopole antenna for portable telephone,” *IEICE Trans. Commun.*, vol.E76-B, no.12, pp.1526–1531, Dec. 1993.
- [21] 小川晃一, 上野伴希, “ホイップと板状逆 F アンテナで構成された携帯電話用ダイバーシティアンテナの解析,” 信学論 (B-II), vol.J79-B-II, no.12, pp.1003–1012, Dec. 1996.
- [22] アンテナ・無線ハンドブック, III 編, 低利得アンテナ, オーム社, 2006.
- [23] H.R. Chuang, “Human operator coupling effects on radiation characteristics of a portable communication dipole antenna,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.42, no.4, pp.556–560, April 1994.
- [24] 渡辺聡一, 多気昌生, 野島俊雄, “携帯無線機のアンテナ入力インピーダンスに対する人体頭部との相互作用による影響,” 信学論 (B-II), vol.J79-B-II, no.9, pp.557–565, Sept. 1996.

- [25] 小柳芳雄, 小川晃一, “人体近傍におかれたダイポールアンテナの解析,” 1996 信学ソ大 (通信), B-80, Sept. 1996.
- [26] 佐藤和夫, 西川訓利, 鈴木徳祥, 小川 明, “人体近傍に置かれた携帯無線機用アンテナの特性解析,” 信学論 (B-II), vol.J79-B-II, no.11, pp.892–900, Nov. 1996.
- [27] 森下 久, 林田章吾, 伊藤 淳, 藤本京平, “人体 (頭, 手及び指) モデルを用いた携帯端末用内蔵アンテナの特性解析,” 信学論 (B), vol.J85-B, no.5, pp.687–697, May 2002.
- [28] K. Ogawa, T. Matsuyoshi, and K. Monma, “An analysis of the performance of a handset diversity antenna influenced by head, hand and shoulder effects at 900 MHz: Part I — Effective gain characteristics,” IEEE Trans. Veh. Technol., vol.50, no.3, pp.830–844, May 2001.
- [29] 小川晃一, 小柳芳雄, 伊藤公一, “人体腹部に近接した 150 MHz 帯 ノーマルモードヘリカルアンテナの実効放射効率の解析と効率改善に関する検討,” 信学論 (B), vol.J84-B, no.5, pp.902–911, May 2001.
- [30] S.R. Saunders, Antennas and Propagation for Wireless Communication Systems, John Wiley & Sons, 1999.
- [31] R. Vaughan and J.B. Andersen, Channels, Propagation and Antennas for Mobile Communications, IEE Electromagnetic Waves Series, no.50, 2003.
- [32] 唐沢好男, デジタル移動通信の電波伝搬基礎, コロナ社, 2003.
- [33] 石井 望, “アンテナ基本測定技術” アンテナ・伝搬における設計・解析手法ワークショップ (第 39 回), 電子情報通信学会第 2 種研究会, March 2010.
- [34] Cellular Telecommunications & Internet Association, Test Plan for Mobile Station Over the Air Performance; Method of Measurement for Radiated RE Power and Receiver Performance, Revision 2.1, April 2005. [http://files.ctia.org/zip/CTIA\\_Test\\_Plan\\_for\\_Mobile\\_Station\\_OTAP\\_Rev.2.1.zip](http://files.ctia.org/zip/CTIA_Test_Plan_for_Mobile_Station_OTAP_Rev.2.1.zip)
- [35] 3GPP TR 25.914 V1.0.1 (2006-04) Technical Specification 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Networks; Measurements of Radio Performances for UMTS Terminals in Speech Mode, (Release 6).
- [36] テレコムエンジニアリングセンター, “アンテナ一体型無線設備の高度測定技術に関する調査,” TELEC ニュース, no.76, pp.13–16, 2004.
- [37] 野島友幸, 中島恭一, “アンテナ一体型無線設備の高精度簡易測定方法の検討—スフェリカルポジションによる放射電力の測定 (その 1)—,” 信学技報, A-P2002-61, July 2002.
- [38] 野島友幸, 中島恭一, “アンテナ一体型無線設備の高精度簡易測定方法の検討—スフェリカルポジションによる放射電力の測定 (その 2)—,” 信学技報, A-P2003-85, July 2003.
- [39] T. Maeda and T. Morooka, “Radiation efficiency measurement for small antennas using a new radiation characteristic measurement equipment,” Proc. ISAP’89, 4B2-2, pp.921–924, Aug. 1989.
- [40] T. Maeda, S. Sekine, and S. Obayashi, “High speed radiation characteristics measurement equipment over the solid angle of a sphere to evaluate antennas attached to an 800 MHz cellular telephone,” 1993 IEEE AP-S International Symposium Digest, vol.3, pp.1828–1831, June 1993.
- [41] Q. Chen, T. Shinoh, K. Igari, and K. Sawaya, “Measurement of power absorption by human model in the vicinity of antennas,” IEICE Trans. Electron., vol.E80-B, no.5, pp.709–711, May 1997.
- [42] H. Arai, Measurement of Mobile Antenna Systems, pp.56–57, Artech House, 2001.
- [43] 佐々木亮, 陳 強, 中村精三, 澤谷邦男, “ページャー用ループアンテナの放射効率の測定とその改善,” 信学論 (B-II), vol.J81-B-II, no.12, pp.1153–1155, Dec. 1998.
- [44] P.O. Iversen, Ph. Garreau, and D. Burrel, “Real-Time Spherical Near-Field Handset Antenna Measurements,” IEEE Antennas Propag. Mag., vol.43, no.3, pp.90–94, June 2001.
- [45] L. Duchesne, Ph. Garreau, N. Robic, A. Gandois, P.O. Iversen, and G. Barone, “Compact multi-probe antenna test station for rapid testing of antennas and wireless terminals,” 15th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, PIMRC 2004, pp.632–636, Sept. 2004.
- [46] Q. Chen, T. Mizukami, K. Sawaya, and I. Watanabe, “Fast measurement of radiation efficiency of antennas using parallel modulated probe array,” 2006 IEEE AP-S International Symposium Digest, pp.1477–1480, July 2006.
- [47] 小川晃一, 岩井 浩, 小柳芳雄, “全立体角複素指向性測定による人体近接端末ダイバーシチアンテナの多重波実効性能評価,” 信学技報, A-P2000-139, Nov. 2000.
- [48] K. Ogawa, H. Iwai, and N. Hatakenaka, “3D-radiation measurements of a handset diversity antenna close to a realistic human phantom in a PDA situation,” IEEE AP-S Intl. Symp. Digest, vol.2, pp.1029–1032, June 2003.
- [49] J.O. Nielsen and G.F. Pedersen, “Mobile handset performance evaluation using radiation pattern measurements,” IEEE Trans. Antennas Propag., vol.54, no.7, pp.2154–2165, July 2006.
- [50] 齊藤 裕, 松吉俊満, 小川晃一, “主平面指向性による携帯機アンテナの実効利得の推定方法,” 1999 信学総大, SB-1-8, March 1999.
- [51] 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の放射効率測定法—測定精度の実験的検討とその改善法,” 信学論 (B), vol.J71-B, no.11, pp.1259–1265, Nov. 1988.
- [52] 新井宏之, 浦川智弘, 寺西 学, “小形シールドボックスを用いた携帯機のふく射電力測定法,” 信学論 (B-II), vol.J81-B-II, no.7, pp.691–698, July 1998.
- [53] K. Rosengren, P.-S. Kildal, J. Carlsson, and O. Lunden, “A new method to measure radiation ef-



- iciency of terminal antennas,” 2000 IEEE-APS Conf. on Antennas and Propagation for Wireless Communications, pp.5–8, Nov. 2000.
- [54] T. Teshirogi, T. Kawamura, A. Yamamoto, T. Sakuma, Y. Kimura, and Y. Nago, “Total radiated power measurement for antenna integrated radios using a spheroidal coupler,” 2009 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP2009), TD4, pp.572–575, Oct. 2009.
- [55] T. Taga, “Analysis for mean effective gain of mobile antennas in land mobile radio environments,” IEEE Trans. Veh. Technol., vol.39, no.2, pp.117–131, May 1990.
- [56] 多賀登喜雄, “陸上移動通信環境におけるアンテナダイバーシチ相関特性の解析,” 信学論 (B-II), vol.J73-B-II, no.12, pp.883–895, Dec. 1990.
- [57] 多賀登喜雄, “移動通信環境における並列配置ダイポールによる空間ダイバーシチ枝の特性,” 信学論 (B-II), vol.J75-B-II, no.6, pp.370–378, June 1992.
- [58] K. Ogawa, T. Matsuyoshi, and K. Monma, “An analysis of the performance of a handset diversity antenna influenced by head, hand and shoulder effects at 900 MHz: Part II — Correlation characteristics,” IEEE Trans. Veh. Technol., vol.50, no.3, pp.845–853, May 2001.
- [59] 多賀登喜雄, “見通し外条件下における屋内到来波分布測定法と移動局偏波ダイバーシチ枝特性の実験,” 信学論 (B-II), vol.J74-B-II, no.11, pp.608–615, Nov. 1991.
- [60] 小川晃一, 松吉俊満, 門間健志, “携帯電話用ダイバーシチアンテナの相関特性の実験的検討,” 1998 信学総大, B-1-115, March 1998.
- [61] 小川晃一, 高田潤一, “人体の頭、手および肩の影響を考慮した携帯端末ダイバーシチアンテナの実効性能解析—伝送信号誤り率に基づくダイバーシチアンテナ利得の提案とPDC方式における解析結果,” 信学論 (B), vol.J83-B, no.6, pp.852–865, June 2000.
- [62] J. Takada and K. Ogawa, “Concept of diversity antenna gain,” COST273 7th Meeting of the Management Committee, TD(03)142, May 2003.
- [63] L.M. Correia (ed.), Mobile Broadband Multimedia Networks — Techniques, Models and Tools for 4G, ch.5, Academic Press, 2006.
- [64] K. Meksamoot, M. Krairiksh, and J. Takada, “A polarization diversity PIFA on portable telephone and the human body effects on its performance,” IEICE Trans. Commun., vol.E85-B, no.9, pp.2460–2467, Sept. 2001.
- [65] 深沢 徹, 下村健吉, 大塚昌孝, “小形無線端末用のアンテナ測定における高精度測定法,” 信学論 (B), vol.J86-B, no.9, pp.1895–1905, Sept. 2003.
- [66] 廣瀬雅信, 黒川 悟, 小見山耕司, “光伝送 RF ワンパスネットワークアナライザの試作,” 電気学会計測研究会報告, IM-05-33, pp.79–82, June 2005.
- [67] 天利 悟, 山本 温, 岩井 浩, 小川晃一, “光ファイバ複素指向性測定系による端末アダプティブアレーの干渉波抑圧効果に関する検証,” 信学技報, A-P2006-60, Aug. 2006.
- [68] 人体ファントムとその応用論文特集, 信学論 (B), vol.J85-B, no.5, May 2002.
- [69] 小川晃一, “アンテナ設計からみた電磁ファントム,” 2000 信学ソ大 (通信), TB-1-8, Sept. 2000.
- [70] N. Kuster, Q. Balzano, and J.C. Lin, Mobile Communications Safety, Chapman & Hall, 1997.
- [71] 電気学会高周波電磁界の生体効果に関する計測技術調査専門委員会 (編), 電磁界の生体効果と計測, コロナ社, 1995.
- [72] 小川晃一, 松吉俊満, 門間健志, “人体頭部に近接したダイポールアンテナの多重波中実効利得特性に与える肩の影響に関する基礎的検討,” 信学論 (B), vol.J82-B, no.10, pp.1847–1856, Oct. 1999.
- [73] 岡野好伸, 伊藤公一, “人体の影響を考慮した腕時計型ページャ用小形スロットアンテナの放射特性,” 信学論 (B-II), vol.J81-B-II, no.6, pp.601–608, June 1998.
- [74] 中島崇志, 齋藤一幸, 高橋応明, 伊藤公一, “リストバンド型 RFID 用アンテナの特性解析,” 信学論 (B), vol.J93-B, no.2, pp.286–293, Feb. 2010.
- [75] K. Ogawa, T. Uwanoo, and M. Takahashi, “A shoulder-mounted planar antenna for mobile radio applications,” IEEE Trans. Veh. Technol., vol.49, no.3, pp.1041–1044, May 2000.
- [76] 齋藤 裕, 西木戸友昭, 春木宏志, “2 GHz 帯時計型携帯無線端末用アンテナの放射特性,” 信学論 (B), vol.J82-B, no.10, pp.1937–1941, Oct. 1999.
- [77] 関根秀一, 前田忠彦, “人体モデル近傍のアンテナ特性解析時におけるモデル形状への依存性,” 1991 信学春季全大, B129, 1991.
- [78] 小柳芳雄, 河井寛記, 小川晃一, 伊藤公一, “全身等価楕円柱ファントムを用いた 150 MHz 帯ヘリカルアンテナの局所 SAR と放射特性に関する検討,” 信学論 (B), vol.J85-B, no.5, pp.664–675, May 2002.
- [79] K. Ogawa, H. Iwai, and Y. Koyanagi, “Balanced planar built-in antenna,” Electron. Lett., vol.37, no.8, pp.476–478, April 2001.
- [80] 日本人の人体計測データ 1992–1994, 人間生活工学研究センター, 1997.
- [81] 小川晃一, 岩井 浩, 畠中順子, “通話状態における携帯端末アンテナの電磁評価用高精度リアルファントム,” 信学論 (B), vol.J85-B, no.5, pp.676–686, May 2002.
- [82] 岩井 浩, 小川晃一, 畠中順子, “端末アンテナ電磁評価用 PDA 姿勢リアル形状擬似人体の開発,” 信学論 (B), vol.J89-B, no.5, pp.784–793, May 2006.
- [83] 小林岳彦, 野島俊雄, “生体の電気特性を模擬する固体および液体材料とその応用,” 信学技報, MW92-35, RCS92-13, May 1992.
- [84] 岡野好伸, 伊藤公一, 河井寛記, “グリセリンを主剤とする SAR 評価用ファントムの開発とその応用,” 信学論 (B), vol.J83-B, no.4, pp.534–543, April 2000.
- [85] 伊藤公一, 河井寛記, 齋藤一幸, “生体等価ファントムの現状と今後の展望,” 信学論 (B), vol.J85-B, no.5, pp.582–596, May 2002.

- [86] 山口 広, 清水優輝, 田中稔泰, 新井宏之, “電波吸収体を用いた軽量人体ファントムの周波数特性と応用” 信学技報, A-P2009-18, May 2009.
- [87] 山本志緒, 後河内大介, 前田忠彦, “スケールモデルのファントムの電気特性に関する検討” 信学論 (B), vol.J89-B, no.9, pp.1837-1841, Sept. 2006.
- [88] 滝本拓也, 大西輝夫, 齊藤一幸, 高橋応明, 伊藤公一, “UWB 通信帯域における広帯域生体等価固体ファントムの有効性評価” 信学論 (B), vol.J89-B, no.9, pp.1806-1814, Sept. 2006.
- [89] P.S. Hall and Y. Hao, *Antennas and Propagation for Body-centric Wireless Communications*, Artech House, 2006.
- [90] Y. Hao and P.S. Hall, “On-body antennas and propagation: Recent development,” *IEICE Trans. Commun.*, vol.E91-B, no.6, pp.1682-1688, June 2008.
- [91] 天利 悟, 山本 温, 小川晃一, “430 M/2450 MHz 帯 WBAN 伝搬損失評価に対する両肩を備えた全身円柱状ファントムの半径に関する検討” 信学技報, A-P2009-15, May 2009.
- [92] C.V. Gagern, “New wireless technologies and OTA measurements,” 2007 EuCAP Conference, Nov. 2007.
- [93] <http://www.3gpp.org/RAN4-Radio-performance-and>
- [94] P.-S. Kildal and K. Rosengren, “Correlation and capacity of MIMO systems and mutual coupling, radiation efficiency, and diversity gain of their antennas: simulations and measurements in a reverberation chamber,” *IEEE Commun. Mag.*, vol.42, no.12, pp.104-112, Dec. 2004.
- [95] C.L. Holloway, D.A. Hill, J.M. Ladbury, P.F. Wilson, G. Koepke, and J. Coder, “On the use of reverberation chambers to simulate a Rician radio environment for the testing of wireless devices,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.54, no.11, pp.3167-3177, Nov. 2006.
- [96] J.F. Valenzuela-Valdés, A.M. Martínez-González, and D.A. Sánchez-Hernández, “Emulation of MIMO nonisotropic fading environments with reverberation chambers,” *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol.7, pp.325-328, 2008.
- [97] 篠澤政宏, 柏崎大輔, 谷口哲樹, 唐沢好男, “マルチパスリッチ環境を実現する電波反射箱” 信学技報, A-P2006-125, Jan. 2007.
- [98] 栗田大輔, 岡野由樹, 中松 慎, 岡田 隆, “反響チェンバを用いた MIMO アンテナ OTA 測定システム” 信学技報, A-P2009-34, May 2009.
- [99] 岩井 浩, 阪口 啓, 坂田 勉, 山本 温, “携帯端末アンテナ評価用フェージングエミュレータの提案” 信学論 (B), vol.J91-B, no.9, pp.960-971, Sept. 2008.
- [100] H. Arai, “Field simulator for Rayleigh/Rician fading reproduction,” *International Symposium on Antennas and Propagation Society*, 1996 APS Digest, vol.2, pp.1218-1221, July 1996.
- [101] パシシング サハルル, アリフ リズワン, 篠澤政宏, 唐沢好男, “MIMO 端末特性評価のための電波環境構築法に関する考察 [IV] —動的フェージング環境を実現する電波反射箱におけるチャネル特性評価” 信学技報, A-P2009-204, Feb. 2010.
- [102] Agilent Technologies, “MIMO OTA test methodology proposal,” 3GPP R4-091361, TSG-RAN WG4 Meeting #50bis, Seoul, Korea, March 2009.
- [103] 坂田 勉, 山本 温, 小川晃一, “角度スペクトラムが設定可能な端末 MIMO アンテナ測定用空間多重波生成装置” 信学技報, A-P2008-3, April 2008.
- [104] 坂田 勉, 山本 温, 小川晃一, “空間多重波生成装置による複数クラスター伝搬環境下における端末 MIMO アンテナの伝送特性評価” 信学技報, A-P2008-209, Feb. 2009.
- [105] T. Sakata, A. Yamamoto, K. Ogawa, and J. Takada, “MIMO channel capacity measurement in the presence of spatial clusters using a fading emulator,” *PIMRC2009 Intl. Symp. Digest (Tokyo, Japan)*, Session D1 no.2, Sept. 2009.
- [106] Panasonic, Tokyo Institute of Technology, “Calibration procedure of an RF-controlled spatial fading emulator,” 3GPP R4-094318, TSG-RAN WG4 meeting #53, Jeju, Korea, Nov. 2009.
- [107] K. Ogawa, “A study of the channel characterization of handset MIMO antennas in street microcell environments,” *MWE2007 Workshop on Implementation and System Performance of MIMO Antennas in User Terminals, Workshop-8, MWE2007 Intl. Symp. Digest*, Yokohama, Japan, Nov. 2007.
- [108] A. Yamamoto, T. Sakata, H. Iwai, K. Ogawa, J. Takada, K. Sakaguchi, and K. Araki, “BER measurement on a handset adaptive antenna array in a rayleigh-fading channel by a variable-XPR spatial fading emulator,” *IEEE AP-S Intl. Symp. Digest*, pp.4569-4572, July 2006.
- [109] R. Fujii, K. Ura, C. Shimizu, H. Takahashi, Y. Kuwahara, Y. Imamura, M. Yamaguchi, and M. Tanai, “Evaluation of the analogue phase diversity antenna for ISDB using the fading emulator,” *IEEE AP-S Intl. Symp. Digest*, June 2009.
- [110] Elektrobit, “Text proposal for MIMO OTA report (TR 25.xxx),” 3GPP R4-092438, TSG-RAN WG4 meeting #51bis, Los Angeles, CA, USA, June-July 2009.
- [111] 岡野由樹, 今井哲郎, 北尾光司郎, 齋藤健太郎, 萩原淳一郎, “空間チャネルエミュレータにおける到来波角度広がりと散乱体素子アンテナ配置の関係” 信学技報, A-P2009-26, May 2009.
- [112] D.S. Baum, J. Hansen, G. Del Galdo, M. Milojevic, J. Salo, and P. Kyösti, “An interim channel model for beyond-3G systems: extending the 3GPP spatial channel model (SCM),” *Proc. 61st IEEE Vehicular Technology Conference (VTC '05)*, vol.5, pp.3132-3136, Stockholm, Sweden, May-June 2005.
- [113] Panasonic, Tokyo Institute of Technology, “Effect of delay waves on MIMO OTA throughput of a hand-

- set MIMO array using a spatial fading emulator,” 3GPP R4-100380, TSG-RAN WG4 meeting #54, San Francisco, CA, US, Feb. 2010.
- [114] T. Sakata, A. Yamamoto, T. Hayashi, K. Ogawa, Y. Okano, J. Takada, and K. Sakaguchi, “Throughput measurement of MIMO array on WLAN IEEE 802.11n system using an RF-controlled spatial fading emulator,” COST2100 SWG2.2, TD(09)920, Vienna, Austria, Sept. 2009.
- [115] 坂田 勉, 山本 温, 林 俊光, 小川 晃一, キム オールセン, ジェスパー ニールセン, ガート ベダーセン, “空間フェージングエミュレータによる OTA 試験と屋外実験との比較検討,” 2010 信学総大, B-1-216, March 2010.
- [116] 小川晃一, 天利 悟, 山本 温, “ブランチ間受信電力差のある端末 MIMO アンテナの伝送容量解析,” 信学論 (B), vol. J91-B, no. 9, pp. 948–959, Sept. 2008.
- [117] 小川晃一, 林 俊光, 山本 温, “最適整合による MIMO ダイポールアレーの伝送容量最大化とそのメカニズム解析,” 信学技報, A-P2010-5, April 2010.
- [118] 佐和橋衛, 田岡秀和, 岸山祥久, 丹野元博, “LTE/LTE-Advanced におけるマルチアンテナ技術,” 信学技報, A-P2009-126, RCS2009-148, Nov. 2009.
- [119] 総務省, “電波新産業創出戦略—電波政策懇談会報告書,” [http://www.soumu.go.jp/menu\\_news/s-news/02kiban09\\_090713\\_1.html](http://www.soumu.go.jp/menu_news/s-news/02kiban09_090713_1.html), 2009.
- [120] 庄木裕樹, 田邊康彦, “無線通信はどこまで高速化できるか?,” 信学通誌, no. 11, pp. 12–22, Dec. 2009.
- (平成 22 年 1 月 7 日受付, 4 月 21 日再受付)



小川 晃一 (正員)

昭 54 静岡大・工・電気卒。昭 56 同大学院修士課程了。同年松下電器産業(株)(現パナソニック(株))入社。以来, 研究開発部門において, マイクロ波・ミリ波機器, 衛星通信無線システム, 移動体通信用アンテナ・高周波部品の研究に従事。デンマーク・オールボー大学客員教授(平 17)。千葉大学・非常勤講師(平 12~16)及び特任教授(平 15~20)。兵庫県立大学・非常勤講師(平 21)。工博(東工大)。平 2 オーム技術賞。平 13 テレコムシステム技術賞受賞。平 19 ISAP2007 Paper Award 受賞。平 21 本会 Best Paper Award 受賞。IEEE AP-S Kansai Chapter Chair。IEEE シニア会員。