

論文 / 著書情報
Article / Book Information

題目(和文)	携帯電話用ダイバーシチアンテナの特性解析に関する研究
Title(English)	
著者(和文)	小川晃一
Author(English)	
出典(和文)	学位:博士(工学), 学位授与機関:東京工業大学, 報告番号:乙第3445号, 授与年月日:2000年5月31日, 学位の種別:論文博士, 審査員:安藤 真
Citation(English)	Degree:Doctor (Engineering), Conferring organization: Tokyo Institute of Technology, Report number:乙第3445号, Conferred date:2000/5/31, Degree Type:Thesis doctor, Examiner:
学位種別(和文)	博士論文
Type(English)	Doctoral Thesis

携帯電話用ダイバーシチアンテナの
特性解析に関する研究

2000年 5月

小川 晃一

目次

第1章 序論	1
1.1 本研究の背景	1
1.1.1 移動体通信の発展	1
1.1.2 携帯電話用アンテナの特徴と課題	3
1.2 本研究の目的と意義	7
1.3 本研究の概要	8
第2章 自由空間中における実効利得および相関特性	11
2.1 緒言	11
2.2 解析モデルと解析方法	12
2.2.1 アンテナ構成とそのモデル化	12
2.2.2 素子間相互結合による放射効率の理論式	15
2.2.3 平均実効利得の理論式	17
2.2.4 相関係数の理論式	19
2.2.5 到来波分布モデル	19
2.3 解析結果	21
2.3.1 放射効率	21
2.3.2 平均実効利得	27
2.3.3 相関係数	31
2.4 考察	34
2.4.1 平均実効利得変動のメカニズム	34
2.4.2 相関係数変動のメカニズム	38

2.5	屋内多重波環境における実験的検討	41
2.6	結言	45
第3章 実効利得特性に与える肩の影響に関する基礎的検討		47
3.1	緒言	47
3.2	実験モデルおよび解析方法	48
3.2.1	アンテナ構成と人体ファントム	48
3.2.2	ワイヤグリッド法による人体のモデル化	48
3.3	基本特性に対する肩の影響	53
3.3.1	インピーダンス特性	53
3.3.2	放射特性	56
3.4	実効利得特性と放射効率	60
3.5	吸収電力	64
3.6	結言	64
第4章 人体近接時の実効利得および相関特性		66
4.1	緒言	66
4.2	解析モデルと解析方法	67
4.2.1	通話状態におけるアンテナと人体のモデル化	67
4.2.2	有能電力に基づく放射効率の理論式	67
4.2.3	ダイバーシチ利得の理論式	71
4.3	実効利得特性に与える肩の影響	73
4.3.1	放射特性	73
4.3.2	実効利得特性	77
4.4	解析結果	79
4.4.1	放射効率および平均実効利得	79
4.4.2	相関係数	86
4.4.3	ダイバーシチ利得	90

4.5	考察	93
4.5.1	放射効率変動のメカニズム	93
4.5.2	平均実効利得変動のメカニズム	96
4.5.3	相関係数変動のメカニズム	101
4.6	屋内多重波環境における実験的検討	108
4.7	結言	114
第5章 伝送信号誤り率に基づく実効性能解析		116
5.1	緒言	116
5.2	ダイバーシチ合成受信法	117
5.3	解析方法	119
5.3.1	平均符号誤り率の理論式	119
5.3.2	ダイバーシチアンテナ利得	124
5.4	解析結果	127
5.4.1	自由空間における特性	127
5.4.2	人体近接時の特性	130
5.5	結言	135
第6章 結論		137
謝辞		142
参考文献		143
付録 A 屋内多重波環境における到来波分布の測定法		149
付録 B 不等中央値有相関ブランチにおける最大比合成ダイバーシチの平均誤り率の計算		157

本研究に関する発表論文	160
本研究に関する関連論文	165
本研究に直接関係しない発表論文	169

第1章 序 論

1.1 本研究の背景

1.1.1 移動体通信の発展[1]

移動体通信は、電波を利用して自動車や列車、あるいは外出して移動している人などの移動体との通信を可能にする手段である。この中で、移動しながら個人対個人の通信が可能な携帯電話の発展、普及は目覚ましく、世界的に需要が急増している。わが国においても、図 1.1 に示すように、携帯電話の加入台数は1999年7月の時点で約4400万台（普及率37%）であり、21世紀初頭には6000万台を超えるものと予想されている。

現在、携帯電話の主流となっている800MHz帯セルラー無線システム[2]は、1979年12月にまず自動車電話としてサービスが開始された[3]。しかし、サービス当初の需要の伸びは低調であった。というのも、システムが開発された当初の移動機端末の大きさは7リットルほどもある大きなものであり、しかも極めて高価であったため、その利用は会社役員などの極一部の人々に限られていたためである。それでも、自動車電話の小形化が進み、その利便性が高まるにつれて徐々に普及のスピードも加速していった。中でも1991年4月に発売されたNTT社のムーバシリーズ[4]は、一挙に体積150cc、重さ230gの小形化を達成し、本格的な携帯電話通信時代の到来を告げるものであった。それ以来、携帯電話の需要の伸びは有線電話を超え、移動体通信の究極の目標である「いつでも、どこでも、だれとでも」通信できる日常的な“道具”として社会的に広く認知されるようになった。

加入者数（万台）

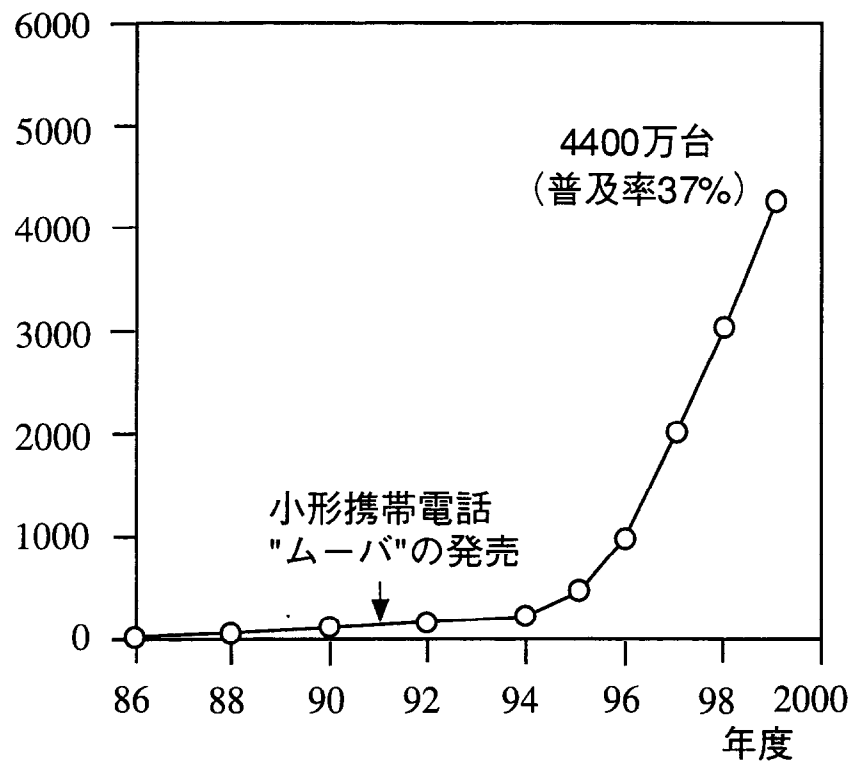


図1.1 移動体通信の発展

1.1.2 携帯電話用アンテナの特徴と課題[5]

携帯電話が使用されている状況を図 1.2 に示す。陸上移動伝搬路では、基地局からの送信電波は携帯電話周辺の建物や地物によって反射・散乱・回折し、多重波伝搬となる。これらの波の振幅や位相は場所的にランダムに変動するため、この伝搬路内を携帯電話が移動しながら電波を受信したとき、受信波の包絡線および位相はランダムに変動する[6]。このため受信波の包絡線は激しく変動し、瞬時受信レベルは30 dB以上の急激な落ち込みを見せる。このような現象は一般にマルチパスフェージングと呼ばれ、デジタル方式では符号誤りが増大し伝送品質が大きく劣化する。

このような伝送品質劣化を軽減する手段として、ダイバーシチ受信技術が知られている。ダイバーシチ受信技術は、図 1.2 に示すように、空間的に離れた複数のアンテナブランチで受信した信号を合成または切り換えることにより、フェージングによる受信信号強度の落ち込みを軽減する技術である。国内の800 MHz帯デジタル携帯電話（PDC方式）に用いられているダイバーシチアンテナの一例を図 1.3 に示す[7]。外部アンテナとして収納式のホイップアンテナを、内蔵アンテナとして板状逆Fアンテナ[8]と呼ばれる平面アンテナを用いている。ホイップアンテナは送受信兼用、内蔵アンテナは受信専用であって、これら2つのアンテナによって受信時に選択ダイバーシチを行っている。

携帯電話の使用上のもう1つの特徴は、図 1.2 のように、人体に近接して用いられることである。携帯電話は待ち受け時は鞆などに収納されており自由空間に近い環境で使用されている。しかし、使用時（通話時）においては、一般に人間がアンテナを含めた通信機全体を体に近接させて使用する。この際、人体はアンテナから見ると非常に大きな体積を有する損失性媒質として映るので、少なからず影響を受ける。具体的には人体の存在がアンテナからの電磁波放射パターンを変化させたり、あるいはアンテナと人体との結合によりアンテナ自体の入力インピーダンスが変化し、無線回路との不整合損失を生じたりするなどの障害が起きる。従って、優れた性能の携帯電話用ダイバーシチアンテナを開発するためには、このようなアンテナと人体の電磁相互干渉の問題を考慮した上で、陸上移動伝搬路のマルチパスフェージング環境下を移動したときの特性を求めることが課題である。

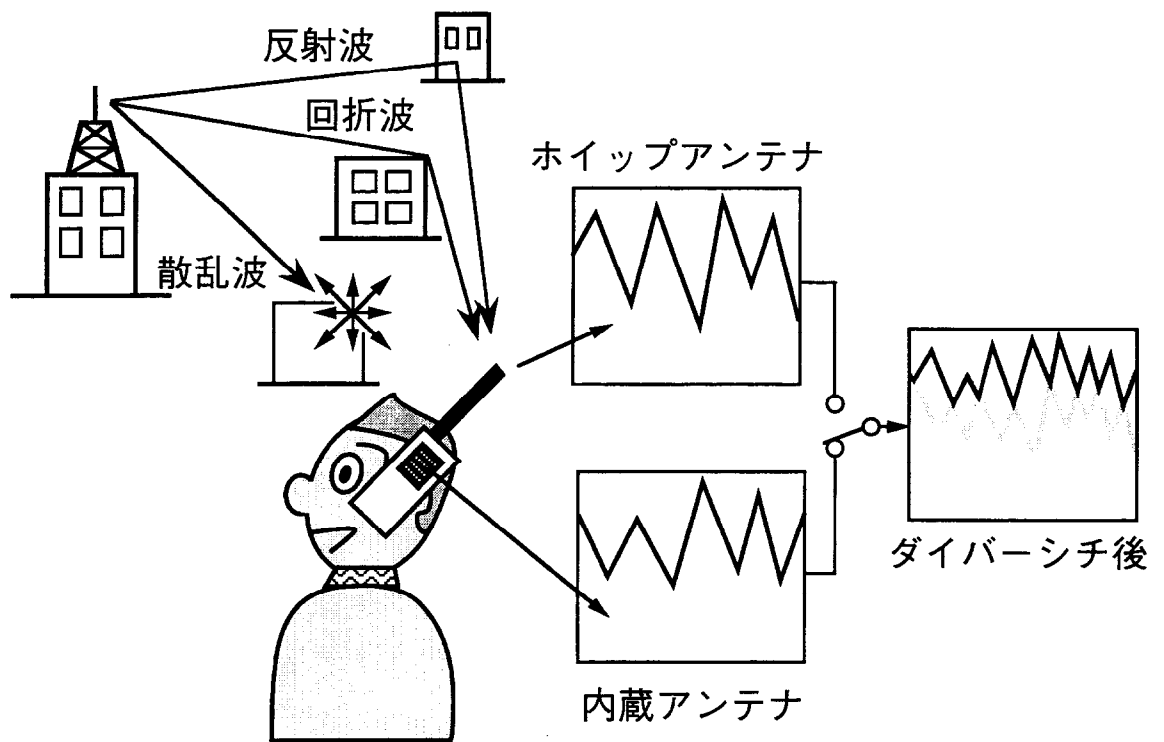


図1.2 携帯電話の使用環境とダイバーシチ受信

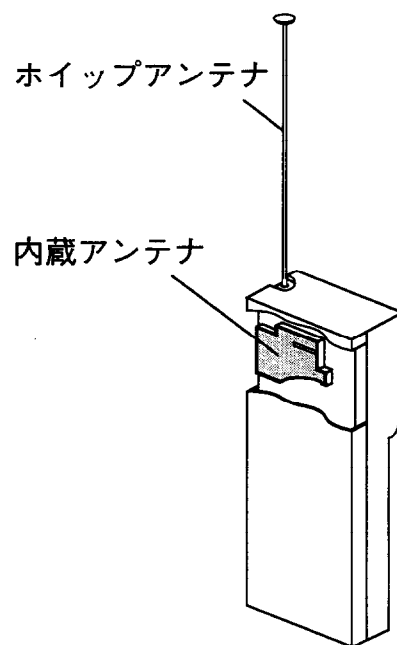


図1.3 ダイバーシチアンテナの構成例

このような課題も含めて、携帯電話用ダイバーシチアンテナの開発には以下に示す項目に対する検討が必要となる。

- (1) 小形アンテナの開発
- (2) アンテナを小形筐体の実装したときの特性変動
- (3) アンテナが人体近傍で用いられる場合の特性変動
- (4) 陸上移動伝搬路内でのアンテナの実効利得・相関特性
- (5) 上記(4)の結果もたらされるダイバーシチ効果

(1)に関しては、板状逆Fアンテナ等の小形低姿勢のアンテナ素子の研究が数多く報告されている[8]-[10]。(2)についてはこれまで、モーメント法やFDTD法によって無線機筐体の影響が解析されている[11]-[15]。(3)に関しては既に多くの研究がなされており、例えば人体頭部に近接したダイポールアンテナあるいは携帯電話用アンテナのインピーダンスおよび放射効率に関するFDTD法解析[16]-[19]、あるいはモーメント法解析[20]-[23]等が報告されている。(4)については、理論的・実験的な評価・解析手法が多賀によって詳細に検討されており、クロスダイポールアンテナや並列配置ダイポールアンテナなどの基本アンテナの実効利得・相関特性解析が行われている[24]-[26]。しかしながら、上記(1)～(4)に関する研究から得られる結果は理想的な自由空間中の特性(静的特性)あるいは基本アンテナに対する特性であって、携帯電話用ダイバーシチアンテナに関し、人が携帯電話を所持し、マルチパスフェージング中を移動しながら通話している使用状態における実効利得・相関特性を定量的に解明した例はまだない。

一方、実効利得を実験的に求める方法としては、屋外あるいは室内においてある決められた経路における時間平均的な受信レベルを試供アンテナと標準アンテナで比較する方法(一般にRFM法と呼ばれる)[27]-[29]が報告されている。特に室内の測定では、前もって伝搬パラメータ(到来波方向や電波の広がり)を測定することによって高い測定精度が得られることが報告されている[29]。また、相関特性に関しても多重波環境において実験的に求める方法が報告されている[25]。しかし、これらの測定方法はいずれも多大な時間と労力を必要するにもかかわらず、評価結果から特性改善に対する知見を得ることが困難なためアンテナの設計効率が上がらない等の問題があり、携帯電話用アンテナの開発においてこれらの方法を実際に適用した例は少

ない。そこで、使用状態のアンテナ特性を理論的に求めることが強く要望されていた。

人体近傍のアンテナ特性を理論的に求めるためには、人体のモデル化が必要である。これまでの研究では人体頭部は球形[16]、直方体[18]、円柱形[23]、回転だ円体[18],[21],[22]あるいは実際の頭部に極めて近い形状[17],[19],[20]などにモデル化されている。これらを用いて人体による放射指向性の変化を検討する場合、従来は人体が直立したときの水平面指向性あるいは指向性の全立体角にわたる積分の結果として（あるいは人体中の吸収電力の総和より）得られる放射効率に評価の重点が置かれていた。しかし、800MHz帯陸上移動伝搬路では、基地局から携帯電話に到来する電波は水平方向から仰角40°程度の範囲に分布していることが知られており[30]-[32]、精度の高い解析を行うためにはこの仰角範囲における指向性を正しく求めることが重要である。しかるに、このような観点からの人体モデルの検討はこれまでなされていない。

携帯電話用ダイバーシチアンテナの構造パラメータの最適化を最終的に議論するためには、上記検討課題（5）に挙げたように、相関および実効利得特性の結果としてもたらされるダイバーシチ効果について考察する必要がある。そのためには、通話状態におけるアンテナと人体の電磁相互干渉の影響を考慮した上で、アンテナ構成パラメータおよび到来波の状況とシステム要件によって規定される伝送品位（デジタルシステムでは符号誤り率）の関係を知らなければならない。これまで、ダイバーシチ受信におけるダイバーシチ効果の検討はすでに多くの報告[33]-[40]があるが、携帯端末ダイバーシチアンテナのブランチ特性に対してこれらの関係を定量的に検討した例はまだない。

これまで携帯電話開発の歴史は古く、様々な技術的蓄積によって優れた商品が数多く市場に投入されている。しかし、ことダイバーシチアンテナの多重波中における人体影響の評価に関しては、上述したように、その体系が極めて複雑であるため、これまで実験的手法によってアンテナ性能の不具合を試行錯誤的に改良することが行われてきた。そこで、無線機的设计段階から多重波中の人体の影響を織り込んだ開発手法の確立には多大な関心が寄せられている。このように、携帯電話用ダイバーシチアンテナの使用状態における特性に対する理論解析は、携帯電話の高性能化（高感度化や音質等通信品質の向上）に重要な位置を占めているが、従来の研究結果では十分

な検討ができていたとは言い難い。

1.2 本研究の目的と意義

本研究では、ホイップアンテナと板状逆Fアンテナによって構成された800MHz帯携帯電話用ダイバーシチアンテナが人体によって所持されて通話状態にある場合をモーメント法によってモデル化し、アンテナ構造、端末の筐体構造、アンテナと人体の相対的位置、到来波の状況と平均実効利得（MEG: Mean Effective Gain）、相関係数の関係を定量的に解明することを目的としている。

さらに本研究のもう1つの目的は、上記解析結果を用いて $\pi/4$ シフトQPSKの誤り率特性を定量的に解明し、アンテナ特性が影響するシステム利得である移動局のダイバーシチ利得とアンテナ実効利得の両者を同時に評価する指標としてダイバーシチアンテナ利得(DAG: Diversity Antenna Gain)を新たに導入し、携帯電話用ダイバーシチアンテナの実効性能を定量的に評価することである。

アンテナの長さや大きさやその取り付け位置などのアンテナ構成パラメータ、アンテナへ到来する到来波の標準入射仰角や仰角方向への広がりや交差偏波特性などの到来波パラメータ、およびアンテナと人体との距離や傾き角などの人体パラメータ、とアンテナの実効利得・相関特性さらにはその結果得られる実効性能（ダイバーシチ効果+アンテナ利得）との関係、すなわちダイバーシチアンテナの使用状態における特性のメカニズムを理論的に解析できれば、アンテナの最適設計が可能になる。

また本研究の他の目的は、人体に近接して通話状態にある携帯端末アンテナの特性を検討するのに適した人体モデルを提供することである。陸上移動伝搬路特有の到来波分布に着目し、その環境において精度の高い特性評価が可能な人体モデルを検討した。このような人体モデルができれば、解析的検証にとどまらず、実験的検証に用いる人体ファントムの高精度化につながり、携帯無線機に実装するアンテナの人体による特性劣化要因の分析に有効になるから、人体モデルの最適化は移動通信アンテナの研究開発に大きく貢献するものと考えられる。

1.3 本研究の概要

本論文は、著者が行ってきた携帯電話用ダイバーシチアンテナの特性解析に関する一連の研究をまとめたものであり、図 1.4 に示すように構成されている。

第 1 章「序論」では研究の背景として移動通信における携帯電話サービスの発展と携帯端末に実装されるアンテナ開発の課題について述べ、これらの分野における本研究の位置づけおよび目的と、本研究の全体構成を示した。

第 2 章「自由空間における実効利得および相関特性」では、人体の影響を考慮しない自由空間において、ホイップアンテナと板状逆 F アンテナによって構成された携帯電話用ダイバーシチアンテナをモーメント法によってモデル化し、アンテナ構造、筐体の形状、傾き角、到来波の状況と放射効率、平均実効利得 (MEG) および相関係数の関係を解析した。さらに、屋内多重波環境における実験により解析結果の妥当性を検証した。

第 3 章「実効利得特性に与える肩の影響に関する基礎的検討」では携帯電話使用時に予想されるアンテナ特性に与える肩の影響を考察するための基礎的検討を行った。頭部と左肩によって構成した上半身人体モデルを用い、人体頭部に近接した半波長ダイポールアンテナのインピーダンスおよび放射特性を解析した。その結果、水平に近い状態で使用されることが多い携帯電話において多重波環境における実効利得を高い精度で求めるためには肩の影響を考慮することが重要であることを示した。

第 4 章「人体近接時の実効利得および相関特性」では携帯電話が人体によって所持されて通話状態にある場合の放射効率、MEG、相関係数およびダイバーシチ利得を解析した。人体に近接した携帯端末ではアンテナの入力インピーダンスが大幅に変化するので、インピーダンス不整合による電力損失を適切に取り扱うことが必要である。そこでアンテナを励振する電源の有能電力に対する放射効率を新たに定義し、不整合損失を含んだ解析を行った。そして人体の各部位における吸収電力および電流分布を求め、アンテナと人体の電磁相互干渉の問題を考察した。さらに、アンテナ構造および到来波特性による実効利得および相関係数変動のメカニズムについて考察を加え、第 2 章の人体の影響を考慮しないときの結果と比較検討した。さらに、屋内多

重波環境における実験により解析結果の妥当性を検証した。

第5章「伝送信号誤り率に基づく実効性能解析」では第2章～第4章の結果に基づいてシステムに与える定量的な効果を算出した。具体的には、PDC方式を念頭に置き、これまでの章で求めたアンテナ間相関および実効利得を用いることによって $\pi/4$ シフトQPSK信号のダイバーシチ受信時における平均伝送誤り率特性を評価した。これにより、アンテナ特性が影響するシステム利得を直接評価する指標を新たに導入した。この性能評価指数をダイバーシチアンテナ利得(DAG: Diversity Antenna Gain)と定義し、異なった実効利得および相関特性を有するダイバーシチアンテナの性能を直接的にDAGを用いて比較することを試みた。即ちDAGにより、外部環境およびアンテナ構成パラメータが変化した場合のダイバーシチアンテナの実効性能を調べ、高いアンテナ性能を得るための条件を具体的に示した。

第6章「結論」では本研究のまとめと今後の技術的な展望を述べている。

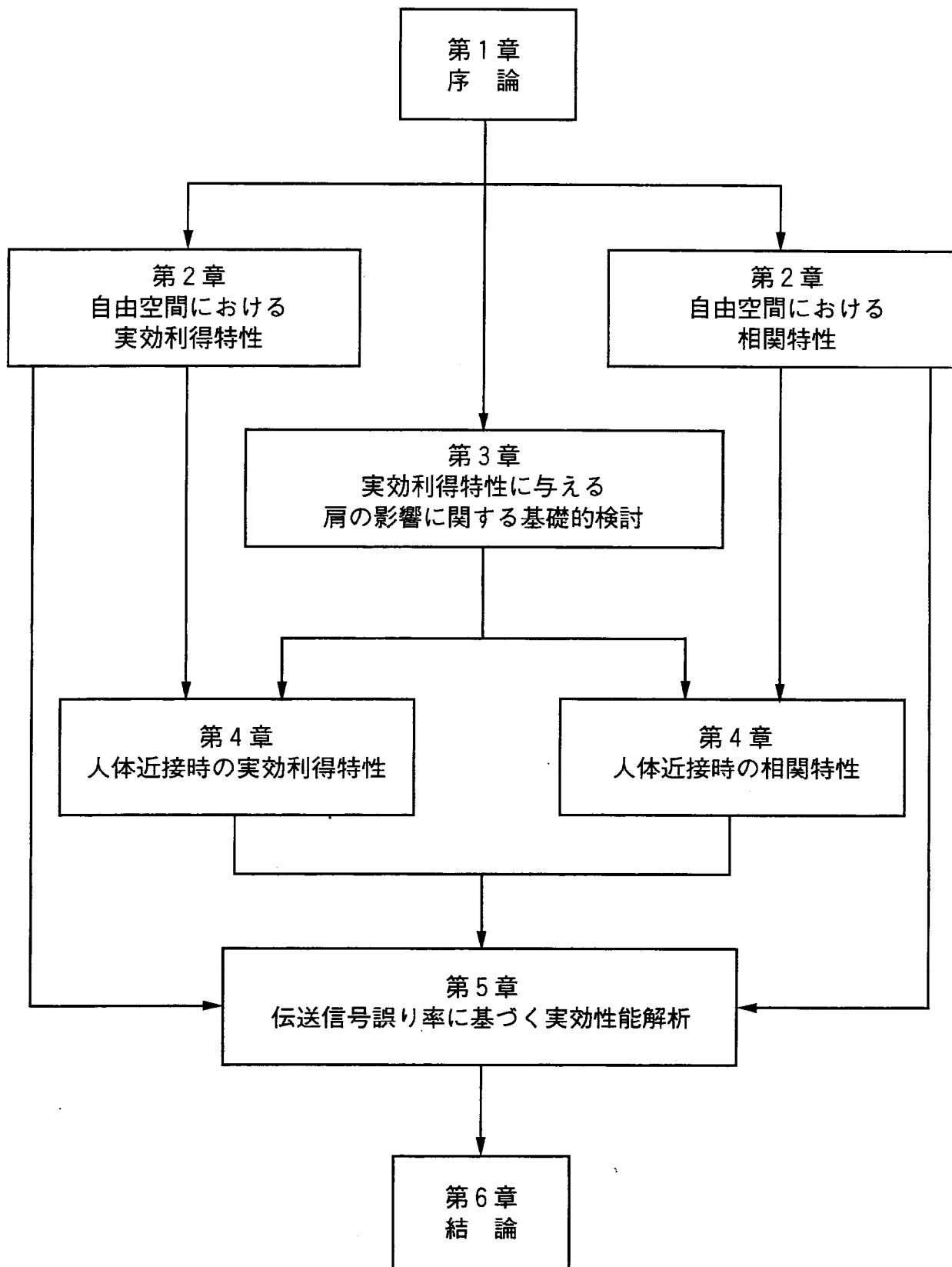


図1.4 論文の構成

第2章 自由空間における実効利得および相関特性

2.1 緒言

携帯電話は待ち受け時は鞆などに収納されており自由空間に近い環境で使用されている。従って、携帯電話用アンテナ設計時の基本特性としては人体の影響を考慮しない自由空間中の特性の検討がまず重要である。また、これは人体の影響を検討する際の基礎資料としても役立つ。

アンテナが携帯無線機等の金属筐体の実装された場合の実効利得特性の実験的検討結果が報告され[27],[28],[41]、携帯無線機の実効利得がアンテナ形式や多重波環境の影響を強く受けることが明らかにされている。また、相関特性の検討としては、携帯電話用ダイバーシチアンテナに関して実験的考察が行われたり[41],[42]、小形の金属筐体に配置された半波長ダイポールアンテナでは、アンテナ素子間相互結合および筐体の影響によって小形無線機上でも十分なダイバーシチ効果が得られることが解析的に示されている[43]。しかし、実際の携帯電話に実装されたホイップアンテナや板状逆Fアンテナ（PIFA: Planar Inverted F Antenna）[8]ではアンテナ構造の違いによる指向性や偏波特性を考慮した取り扱いが必要であり、効果の高いダイバーシチアンテナを設計するためには、アンテナ構造および到来波の状況と実効利得および相関特性の関係を知らなければならない。

そこで本章では、ホイップアンテナとPIFAによって構成された携帯電話用ダイバーシチアンテナをモーメント法によってモデル化し、まず2つのアンテナが互いに近接することによって生じるアンテナ素子間相互結合による放射効率の低下に関して検討する。次に、アンテナ構造、筐体の形状、鉛直方向からの傾き角、到来波の状況と人体の影響を考慮しないときの実効利得および相関係数の関係を定量的に解明する。加えて、室内多重波環境における実験により解析結果の妥当性を検証する。

2.2 解析モデルと解析方法

2.2.1 アンテナ構成とそのモデル化

ダイバーシチアンテナの外観を図 2.1(a)に示す。携帯電話を直方体状の金属筐体で近似し、筐体上面に長さ L_w のホイップアンテナを、背面には PIFA を装着した。筐体の大きさは現在用いられている携帯電話 (図 1.3) の大きさを考慮し、幅 35mm、奥行き L_x は 10~40mm で、長さ L_z は 83~167mm とした。ホイップアンテナの長さは筐体の物理的長さの制約から $\lambda/4 \sim \lambda/2$ で設計されることが多い。本論文では L_w は実用性を考慮し、42~208mm ($\lambda/8 \sim 5/8\lambda$, λ : 900MHz における自由空間波長) とした。PIFA はエレメントの周囲長が $1/2$ 波長近傍のとき共振することが知られている [8]。ここでは共振周波数がほぼ 900MHz になるようにエレメントの大きさを設定した。図中の f_p は給電点で、筐体上面より 2.1cm の位置に設定した。PIFA の配置法には上面あるいは側面も考えられ、配置法によって異なったアンテナ特性が得られることが報告されている [44]。しかし、図 1.3 のような薄型の携帯電話の場合、上面あるいは側面配置では、共振するエレメントの大きさを保つことが困難である。また、PIFA は誘電体基板を用いたり、スリットの形成によって小形化が図れることが知られている [7] が、基本動作は図 2.1(a) の PIFA と同様であるので、本論文では最も基本的かつ一般的な配置法である図 2.1(a) の構成のみで検討した。

次に、図 2.1(a) のアンテナ系を図 2.1(b) のワイヤーグリッドモデルに置き換え、モーメント法によってアンテナ特性を数値解析した。この際、給電点付近の電流を正しく表すため、図 2.1(b) に示すようにそれぞれのアンテナの給電点に斜めの線状素子を加えてモデル化した [11]-[13]。このモデルの妥当性を検証するためインピーダンスおよび放射特性を測定し、計算値と比較した。図 2.2 と図 2.3 に結果を示す。ここで、互いのアンテナは 50Ω で終端している。ホイップアンテナおよび PIFA とともに計算値と測定値はよく一致しており、図 2.1(b) のモデルによってインピーダンスおよび放射特性が正しく計算できることが確かめられた。

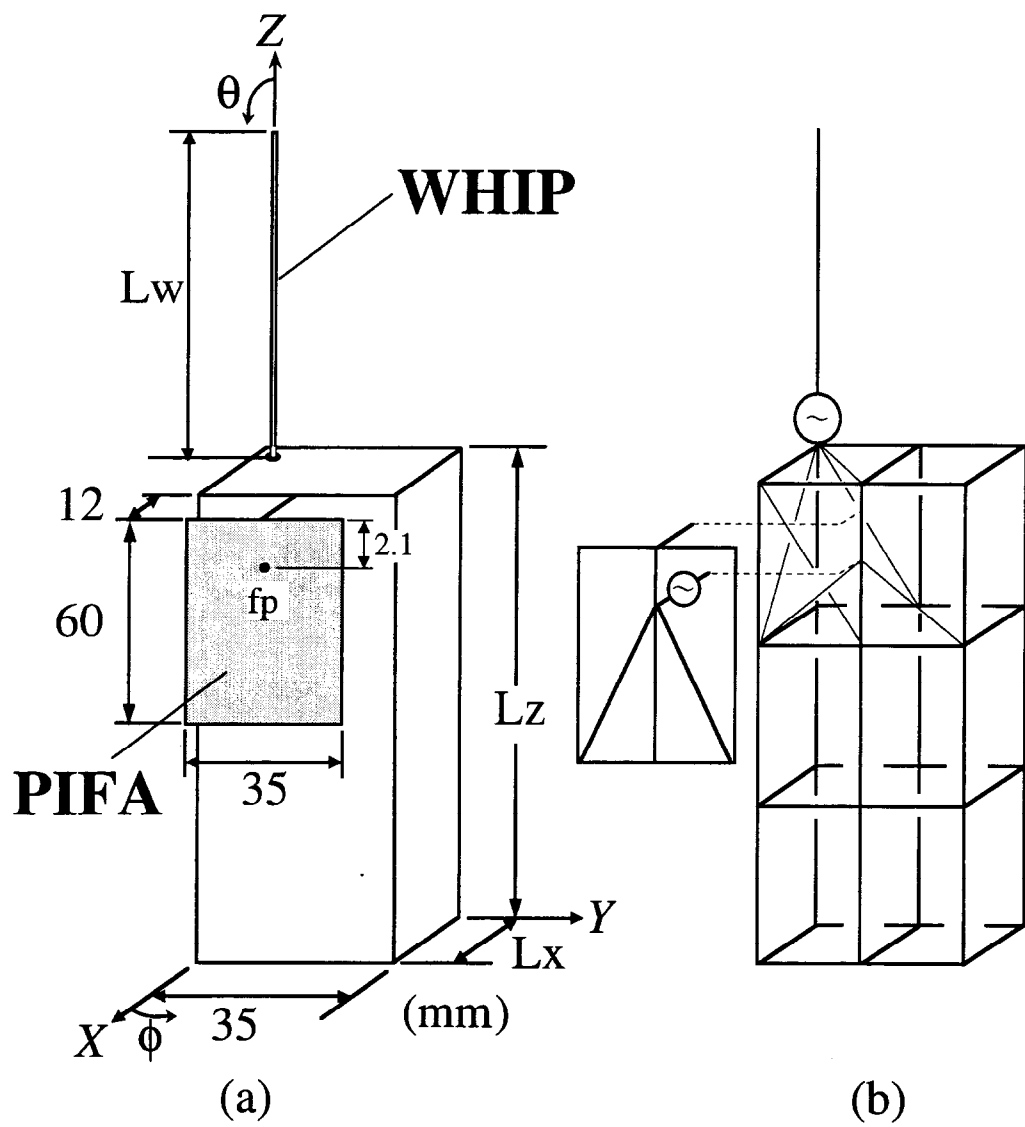


図2.1(a) ダイバーシチアンテナの外観と
 (b) ワイヤーグリッドモデル

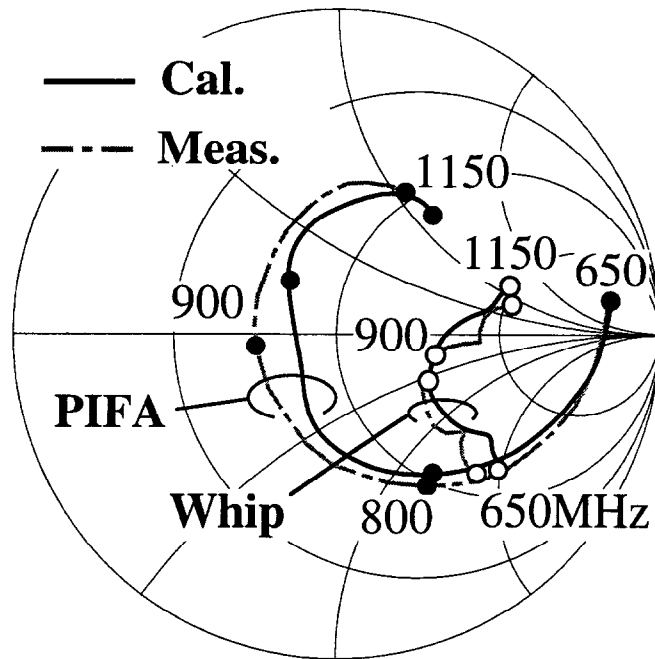


図2.2 インピーダンス特性
($L_w=83\text{mm}$ ($\lambda/4$), $L_x=20\text{mm}$, $L_z=125\text{mm}$)

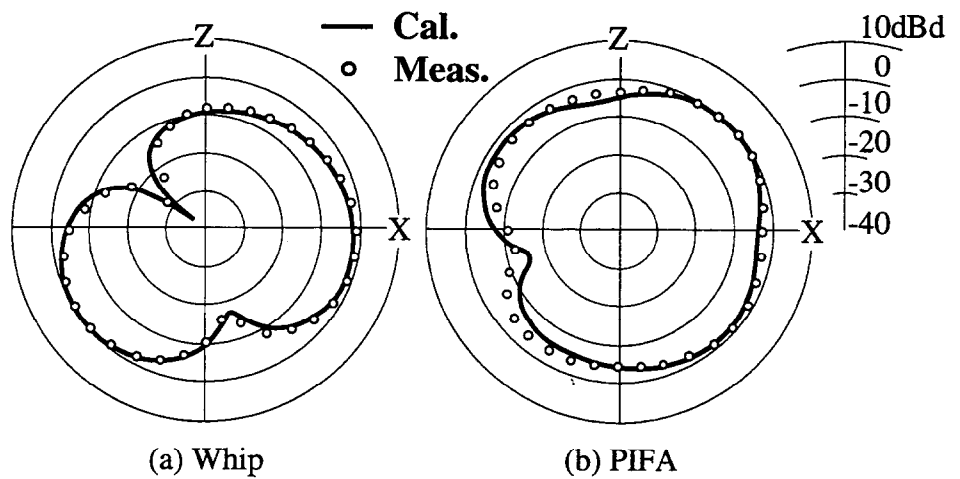


図2.3 放射特性
($L_w=83\text{mm}$ ($\lambda/4$), $L_x=20\text{mm}$, $L_z=125\text{mm}$)

2.2.2 素子間相互結合による放射効率の理論式

携帯端末ダイバーシチアンテナでは互いのアンテナが近接していることによる素子間相互結合による放射効率の低下が問題になる。図 2.1 のアンテナ系の各給電点での等価回路モデルを図 2.4 に示す。図において(a), (b)はそれぞれホイップアンテナおよび P I F A を励振した場合を示す。 Z_{11} 、 Z_{22} はホイップアンテナと P I F A の自己インピーダンス、 Z_m は相互インピーダンスである。それぞれのアンテナ端子から回路側を見込んだ負荷インピーダンスを Z_{L1} 、 Z_{L2} とするとアンテナの端子電圧および電流は次のインピーダンス行列によって関係づけられる。

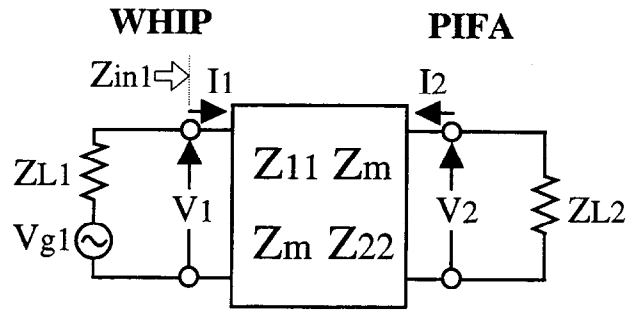
$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_m \\ Z_m & Z_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \\ V_1 &= -Z_{L1} I_1 \\ V_2 &= -Z_{L2} I_2 \end{aligned} \quad (2.1)$$

式(2.1)より、負荷インピーダンスがそれぞれの入力インピーダンス Z_{in1} 、 Z_{in2} と互いに共役整合しているとするると次式が成り立つ。

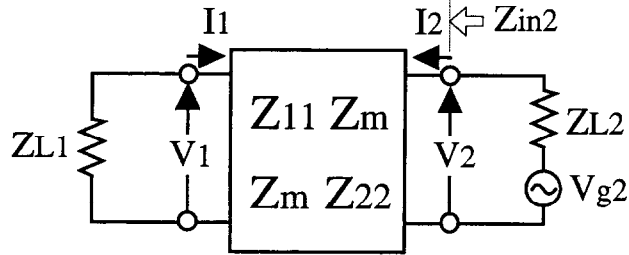
$$\begin{aligned} Z_{in1} &= \frac{V_1}{I_1} = Z_{11} - \frac{Z_m^2}{Z_{L2} + Z_{22}} \\ Z_{in2} &= \frac{V_2}{I_2} = Z_{22} - \frac{Z_m^2}{Z_{L1} + Z_{11}} \end{aligned} \quad (2.2)$$

$$\begin{aligned} Z_{in1} &= Z_{L1}^* \\ Z_{in2} &= Z_{L2}^* \end{aligned} \quad (2.3)$$

ここで、*は複素共役を表す。式(2.2), (2.3)を満足する負荷インピーダンスを整合負荷 (Z_{L1m} 、 Z_{L2m}) とし、それらのホイップ長に対する変化を図 2.5 に示す。ホイップアンテナの整合負荷 (Z_{L1m}) に比較して P I F A の整合負荷 (Z_{L2m}) の変化は小さく、 Z_{L2m} の実数部は 50Ω 、虚数部は 0Ω に近い値になっていることがわかる。なお式(2.2), (2.3)の条件は、実際の携帯電話に対応して考えれば、ホイップアンテナおよび P I F A と 50Ω 給電線路を整合回路を介して接続し、整合回路を調整することによ



(a) Whip excitation



(b) PIFA excitation

図2.4 ダイバーシチアンテナの等価回路

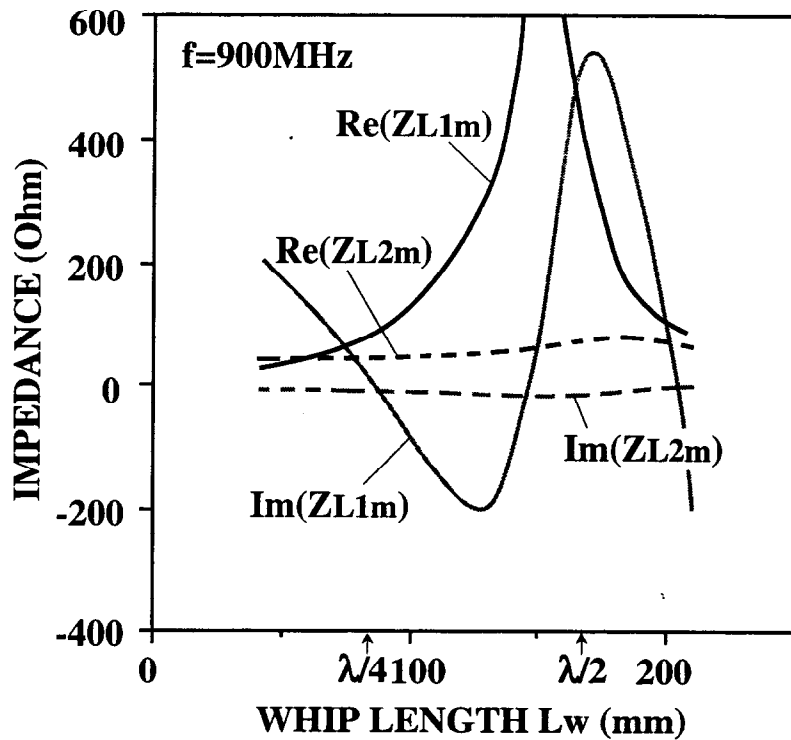


図2.5 整合負荷インピーダンス
($L_x=20\text{mm}$, $L_z=125\text{mm}$)

って両アンテナの入力インピーダンスを 50Ω にすることに相当している。放射効率を求めるには、いずれのアンテナを励振してもよいが、ここでは図 2.4(a) のようにホイップアンテナを励振する。即ち、図 2.5 の整合負荷 Z_{L2m} を P I F A に接続し、ホイップアンテナを電圧 $V_1 (=1\text{volt})$ で励振したときのホイップアンテナへの入力電力 P_1 および負荷 Z_{L2m} での消費電力 P_2 は次式で与えられる。

$$P_1 = \frac{1}{2} \text{Re} \left[Z_{in1} I_1 I_1^* \right] \quad (2.4)$$

$$P_2 = \frac{1}{2} \text{Re} \left[Z_{in2} I_2 I_2^* \right] \quad (2.5)$$

ここで $\text{Re}[X]$ は X の実数部を表す。これより放射効率 η は次式によって求めることができる。

$$\eta = \frac{P_1 - P_2}{P_1} = 1 - \frac{P_2}{P_1} \quad (2.6)$$

また、両アンテナの給電端子間のアイソレーション S_{12} は次式によって求めることができる。

$$S_{12} = \frac{P_2}{P_1} = 1 - \eta \quad (2.7)$$

式(2.7)のアイソレーションはネットワークアナライザ等で比較的簡単に測定できるから、相互結合による効率低下の大きさを知る簡便な方法として利用できる。

2.2.3 平均実効利得の理論式

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、図 1.2 で示したようにマルチパスフェージングによって変動する。従って、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よって評価される。今、 P_V を θ 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とし、同様に P_H を ϕ 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とすると、 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。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を P_{rec} とし、その移動コース上での MEG を G_e とすると、 P_{rec} は到来波の全平均到来波電力 P_V+P_H に G_e を乗じて得られる電力である。ここに、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。従って、理想的な等方性アンテナに対する MEG は次式で表される。

$$G_e = \frac{P_{rec}}{P_V + P_H} \quad (2.8)$$

平均受信電力 P_{rec} は Yeh によって求められており、次式により与えられる[45]。

$$P_{rec} = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi \left\{ P_V G_\theta(\Omega) P_\theta(\Omega) + P_H G_\phi(\Omega) P_\phi(\Omega) \right\} d\Omega \quad (2.9)$$

ここで、 Ω は球面座標系における座標点 (θ, ϕ) を表し、 $d\Omega = \sin\theta d\theta d\phi$ である。 $G_\theta(\Omega)$, $G_\phi(\Omega)$ はそれぞれアンテナの電力利得指向性の θ 成分および ϕ 成分であり、図 2.1(b)のワイヤグリッドモデルによって求めた。また、 $P_\theta(\Omega)$, $P_\phi(\Omega)$ は 2.2.5 に示すアンテナへ入射する到来波の θ 成分および ϕ 成分に対する電力密度関数である。今、垂直(θ)および水平(ϕ)各偏波に対して等方性の指向性をもつアンテナで受信される平均受信電力の比を交差偏波電力比 XPR と定義し、次式で表す。

$$XPR = \frac{P_V}{P_H} \quad (2.10)$$

式(2.8)~(2.10)から MEG は次式によって表される[24]。

$$G_e = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi \left[\frac{XPR}{1+XPR} G_\theta(\Omega) P_\theta(\Omega) + \frac{1}{1+XPR} G_\phi(\Omega) P_\phi(\Omega) \right] d\Omega \quad (2.11)$$

2.2.4 相関係数の理論式

携帯電話用ダイバーシチアンテナの相関特性を考察するためには、3次元的な指向性や到来波特性を考慮したより一般的な理論式による取り扱いが必要である。移動体アンテナが多重波伝搬路内をランダムに移動するときの相関係数 ρ_e は到来波数が十分多く、各波の振幅がレイリー分布、位相が一様ランダムであると仮定すると式(2.12)で表される[26]。

$$\rho_e = \frac{\int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} [XPR \cdot E_{\theta 1}(\Omega) \cdot E_{\theta 2}^*(\Omega) \cdot P_{\theta}(\Omega) + E_{\phi 1}(\Omega) \cdot E_{\phi 2}^*(\Omega) \cdot P_{\phi}(\Omega)] d\Omega}{\int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} [XPR \cdot E_{\theta 1}(\Omega) \cdot E_{\theta 1}^*(\Omega) \cdot P_{\theta}(\Omega) + E_{\phi 1}(\Omega) \cdot E_{\phi 1}^*(\Omega) \cdot P_{\phi}(\Omega)] d\Omega} \times \int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} [XPR \cdot E_{\theta 2}(\Omega) \cdot E_{\theta 2}^*(\Omega) \cdot P_{\theta}(\Omega) + E_{\phi 2}(\Omega) \cdot E_{\phi 2}^*(\Omega) \cdot P_{\phi}(\Omega)] d\Omega \quad (2.12)$$

ここで $E_{\theta k}$ 、 $E_{\phi k}$ ($k=1,2$)はホイップアンテナとPIFAの θ 、 ϕ 成分複素電界指向性でアンテナの位置のずれによる空間位相項を含むものとする。 $E_{\theta k}$ 、 $E_{\phi k}$ は図2.1(b)のワイヤグリッドモデルによって求めた。その際、両アンテナの負荷インピーダンスとして2.2.2で述べた整合負荷を接続した。

2.2.5 到来波分布モデル

式(2.11)および(2.12)によってMEGならびに相関特性を計算するためには、到来波の θ 成分および ϕ 成分に対する電力密度関数を与えることが必要となる。 $P_{\theta}(\Omega)$ 、 $P_{\phi}(\Omega)$ は市街地においては図2.6に示すように到来波の垂直・水平偏波成分がともにアジマス方向に一様分布し仰角方向にガウス分布しているとモデル化でき、次式で表される[24]。

$$P_{\theta}(\Omega) = A_{\theta} \exp \left[-\frac{\left\{ \theta - \left(\frac{\pi}{2} - m_{\nu} \right) \right\}^2}{2\sigma_{\nu}^2} \right] \quad (0 \leq \theta \leq \pi) \quad (2.13)$$

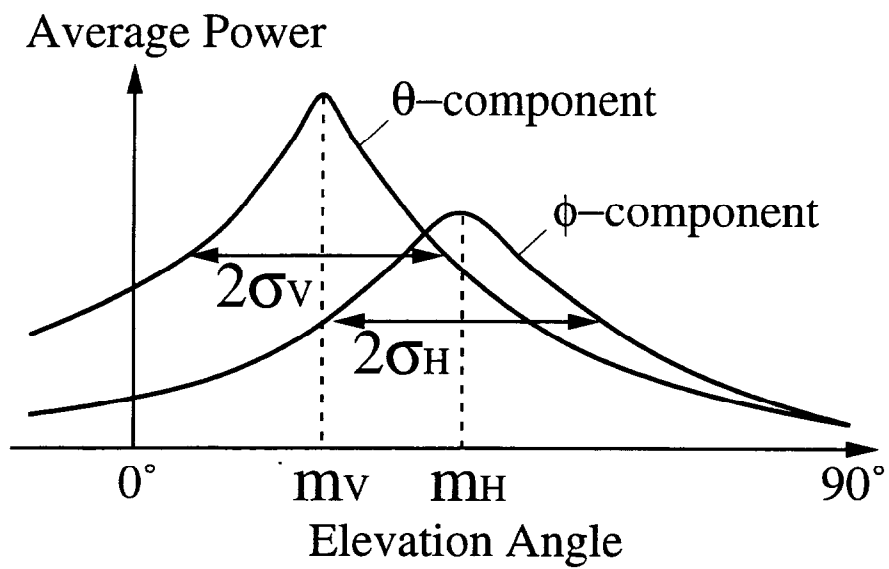


図2.6 到来波モデル

$$P_{\phi}|\Omega| = A_{\phi} \exp \left[-\frac{\left\{ \theta - \left(\frac{\pi}{2} - m_H \right) \right\}^2}{2\sigma_H^2} \right] \quad (0 \leq \theta \leq \pi) \quad (2.14)$$

ここで m_V, m_H はそれぞれ θ, ϕ 各偏波成分分布の平均仰角であり、 σ_V, σ_H は θ, ϕ 各偏波成分の標準偏差である。 A_{θ}, A_{ϕ} は比例定数であり、次式を満足するように決定される。

$$\int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} P_{\theta}(\Omega) d\Omega = \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} P_{\phi}(\Omega) d\Omega = 1 \quad (2.15)$$

2.3 解析結果

2.3.1 放射効率

図 2.1 のダイバーシチアンテナではホイップアンテナの長さによってインピーダンスおよび放射特性が大きく変化することが知られている[7],[46]。そこでまず、ホイップアンテナの長さ L_w と放射効率の関係を調べた。結果を図 2.7 に示す。図において (a) は筐体の奥行き L_x を、(b) は筐体の長さ L_z をパラメータとした場合である。周波数は 900 MHz である。

図からわかるように、放射効率は L_w によって大きく変化し、1/4 波長程度の短いホイップアンテナでは 1dB 以上の放射効率の低下が生じる。図 2.7(a) から筐体の奥行きが小さくなり、アンテナが近接するに従って放射効率の低下が著しいことがわかる。また、図 2.7(b) から筐体の長さが 1/4 波長では短いホイップアンテナでも高い放射効率を得られるが、筐体長が 3/8 波長以上になると放射効率が低くなることがわかる。このように、筐体を短くすることで放射効率が高くなることは、小形携帯電話用として優れた性能の小形ホイップアンテナが実現できる可能性を示唆しており、大変興味深い事実である。また $L_z = 3/8\lambda$ および $\lambda/2$ では、ホイップアンテナの長さが 1/2 波長付近で放射効率はほぼ 0dB となっている。即ち、3/8 波長以上の長い筐体形状においては高い放射効率を得るためのホイップアンテナの長さには最適値が存

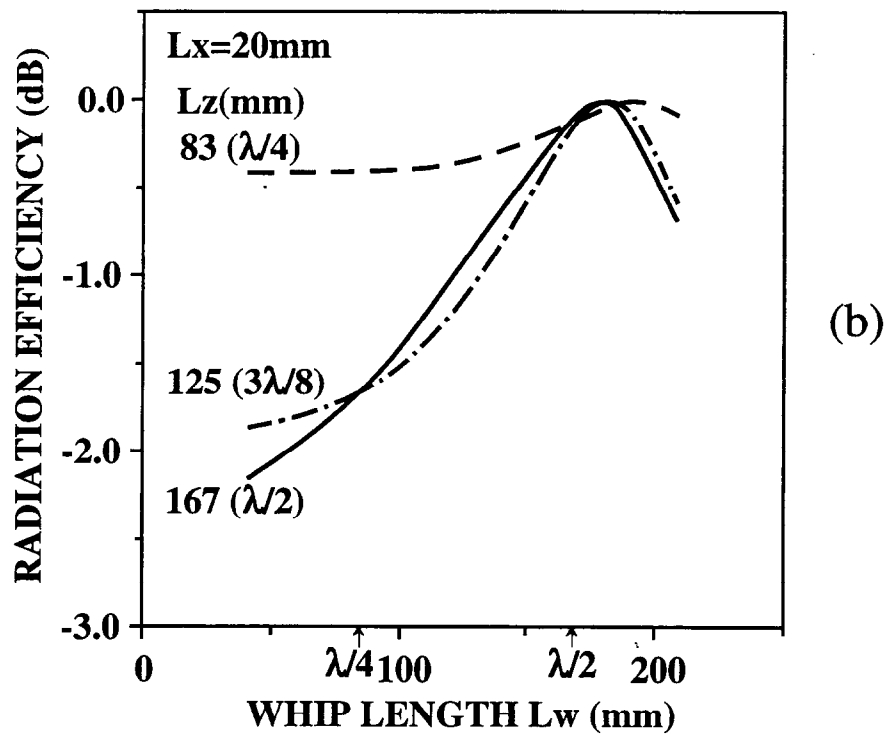
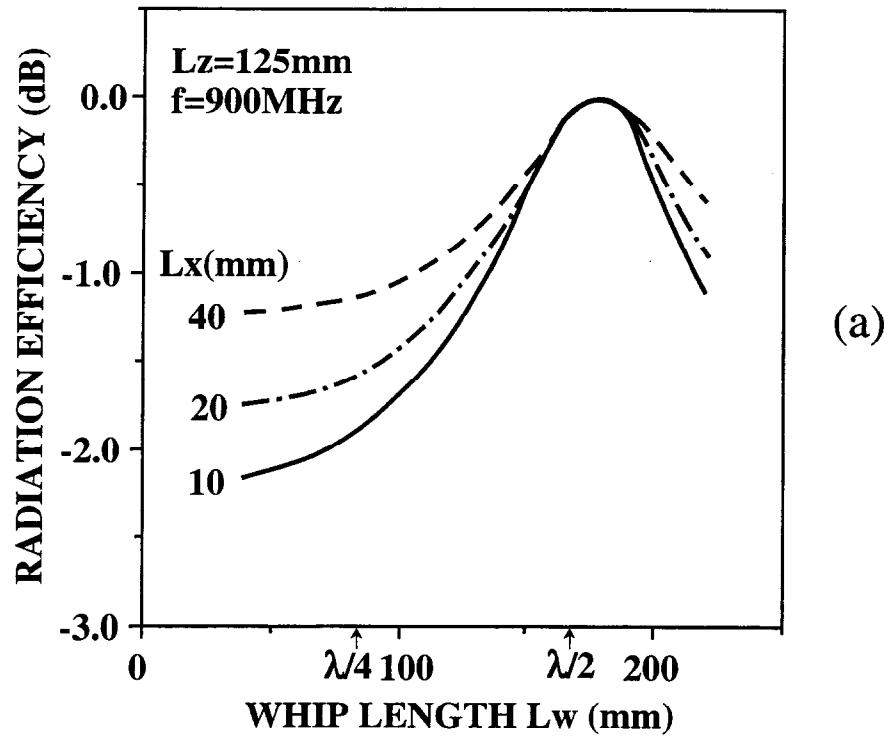


図2.7 ホイップ長と放射効率
(a) $L_z = 125$ mm (b) $L_x = 20$ mm.

在し、それが1/2波長付近に存在することがわかった。

図 2.8 は筐体長をパラメータとしたときのホイップ長と相互インピーダンスの大きさ ($|Z_m|$) の関係を示したものである。筐体長が3/8波長以上の場合、相互インピーダンスはホイップ長が1/2波長付近で最小となる。また、筐体長が1/4波長では、1/4波長の短いホイップアンテナでも相互インピーダンスは低い値を示している。これらの現象は図 2.7(b)の放射効率の振る舞いと一致している。即ち、図 2.8より、ホイップ長や筐体長によってホイップアンテナとP I F Aの相互結合が変化し、その結果相互結合が小さくなる条件において高い放射効率を得られることがわかる。

小形筐体に取り付けられたホイップアンテナでは、筐体上にも電流が流れ、アンテナ特性に影響を与えることが知られている[7],[46]。そこで、ホイップ長および筐体長が変化したときの筐体およびP I F A上の電流分布を計算し、放射効率との関係を考察した。ホイップアンテナを1ボルトで励振したときの計算結果を図 2.9 に示す。図 2.9(a), (b) から、筐体長が3/8波長の場合、 L_w が1/4波長で短いホイップアンテナのときはP I F A上に極めて大きな電流が誘起されるが、 L_w が0.54波長では誘起電流は小さいことがわかる。従ってこの場合は、ホイップアンテナの長さによってP I F Aへの誘起電流が変化し、それが放射効率の変化を招くことがわかる。

次に図 2.9(a), (c) から、ホイップ長が1/4波長の場合には筐体長が変化しても電流分布はほとんど変化しないことがわかる。一方、図 2.9(a), (c)におけるP I F Aの整合負荷はそれぞれ $Z_{L2m}=44-j17\Omega$ および $Z_{L2m}=13-j4\Omega$ である。これは、筐体長が短くなるとP I F Aのインピーダンスが低くなるからである。このことから、負荷での消費電力 P_2 (式(2.5)) が(c)では(a)の約1/3になり、電流分布に変化がないにもかかわらず効率が高くなる。

放射効率の計算精度を検討するため両アンテナ間のアイソレーション (式(2.7)) を求めた。図 2.10 はホイップ長とアイソレーションの関係である。図には計算値とともに測定値も示した。計算値と測定値は極めてよく一致しており、計算の妥当性を示している。

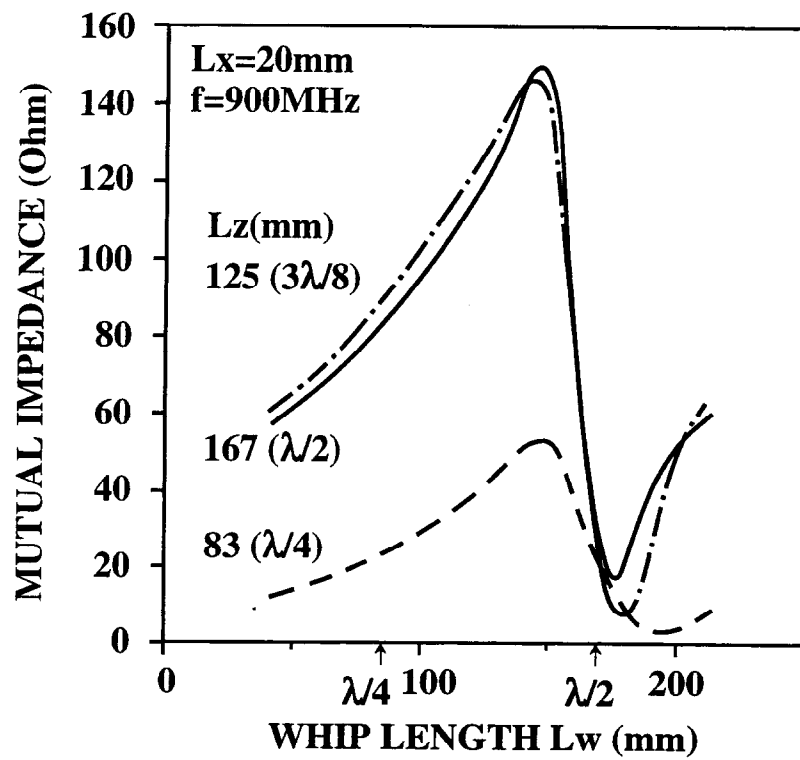


図2.8 ホイップ長と相互インピーダンス

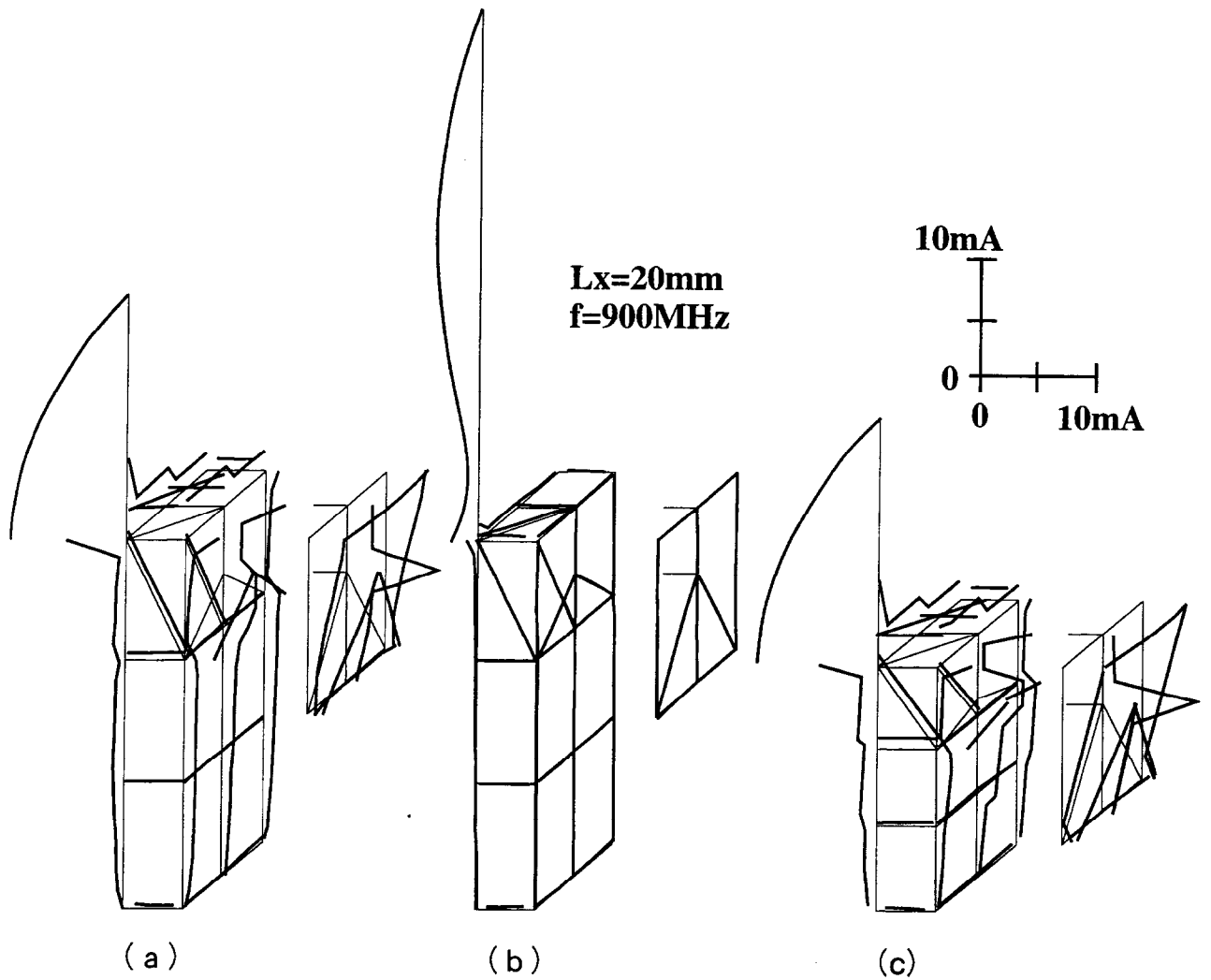


図2.9 電流分布

(a) $L_w=83\text{mm}(\lambda/4)$, $L_z=125\text{mm}$, (b) $L_w=180\text{mm}(0.54\lambda)$, $L_z=125\text{mm}$,
 (c) $L_w=83\text{mm}(\lambda/4)$, $L_z=83\text{mm}$.

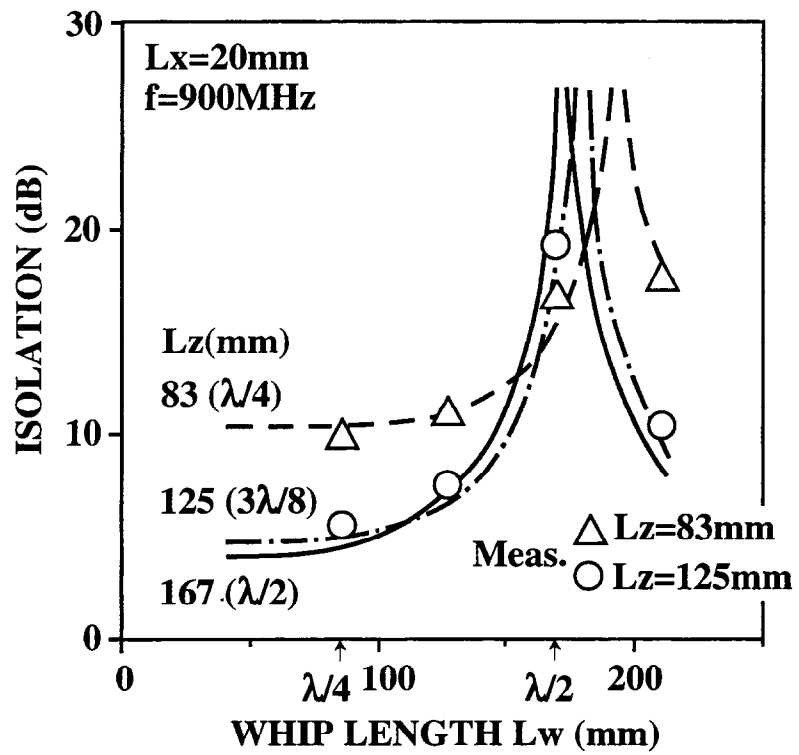


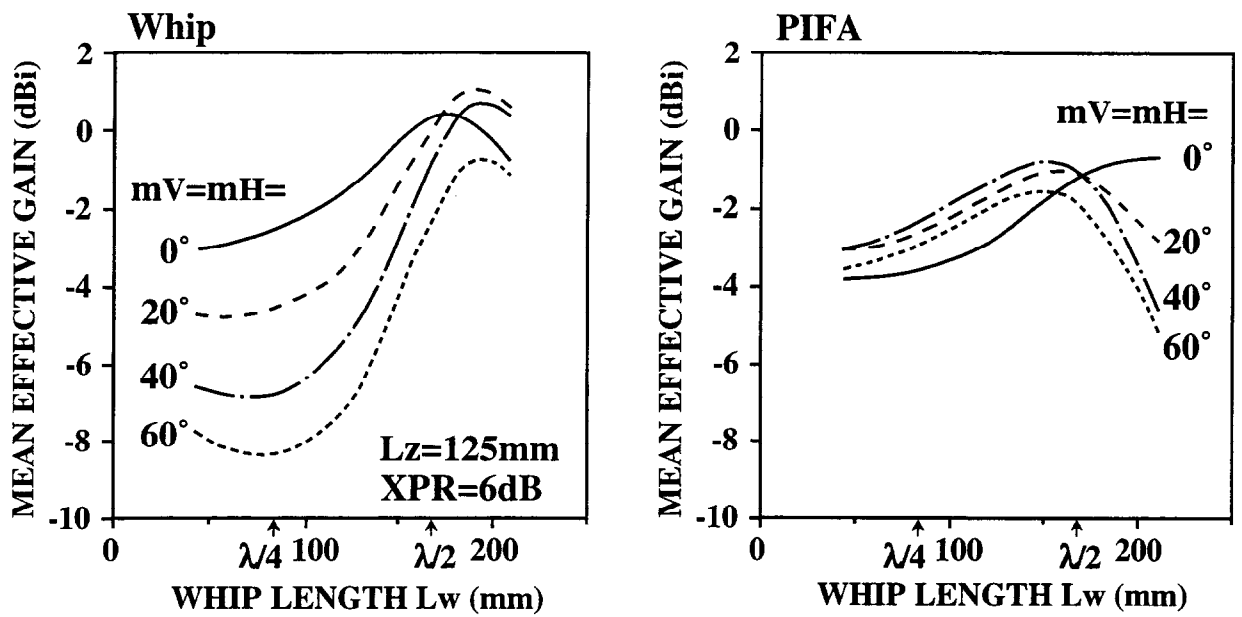
図2.10 ホイップ長とアイソレーション

2.3.2 平均実効利得

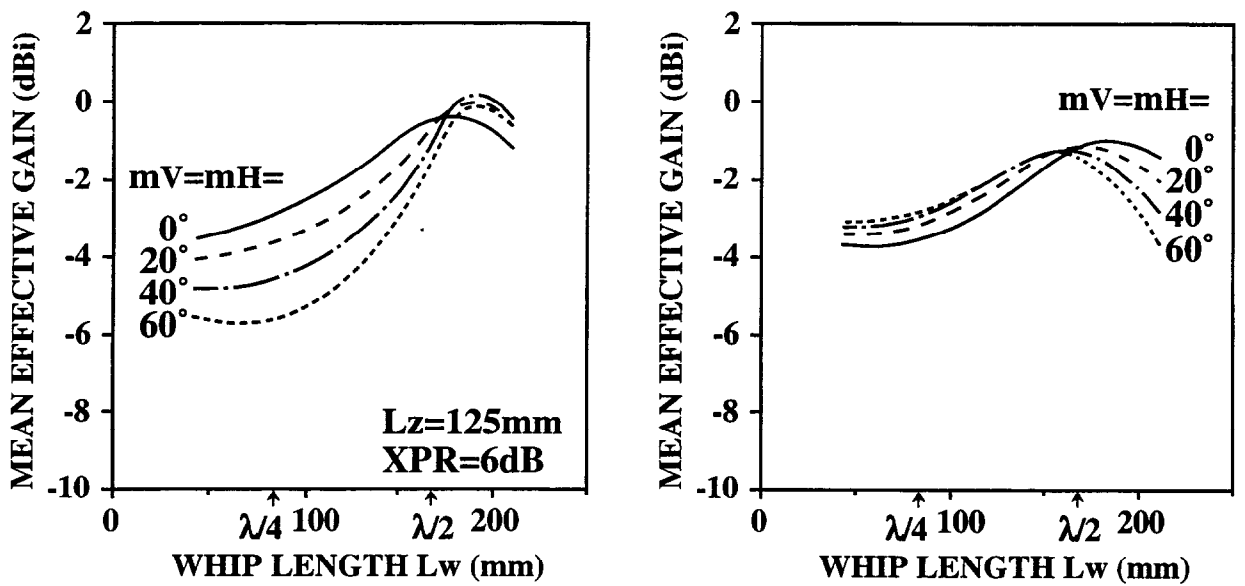
携帯電話は実使用時において、水平状態から直立に近い状態まで多様な姿勢で用いられている。そこでまず、設計時の基本として重要である筐体が直立している場合を解析した。図 2.11 は θ, ϕ 各偏波の平均仰角 m_V, m_H をパラメータとした場合のホイップアンテナの長さ L_w と平均実効利得 G_e の関係である。図において(a)は標準偏差を 20° とした場合、(b)は 40° とした場合で、それぞれ図の左側がホイップアンテナ、右側が P I F A の特性である。周波数は 900 MHz である。XPR は 6 dB (市街地における代表値[47]) とした。 m_V, m_H は 900 MHz 帯携帯電話の伝搬環境における到来波平均仰角の測定結果 ($0\sim 40^\circ$) を考慮した[30]-[32]。

図からわかるように、P I F A と比較してホイップアンテナの平均実効利得はホイップ長、平均仰角および標準偏差によって大きく変化し、 L_w が $1/4$ 波長程度の短いホイップアンテナでは $-9\sim -3\text{ dBi}$ の低い値になる。この劣化は到来波の広がりが小さく (図 2.11(a)) 仰角が高い場合に顕著であるが、到来波の広がりが大きく (図 2.11(b)) となると高仰角における劣化が緩和される。本論文で取り扱っているダイバーシチアンテナの場合、ホイップ長が $1/4$ 波長のときのアンテナ素子間相互結合による放射効率の低下は -1.7 dB である (図 2.7) ので MEG のこのような大きな劣化は指向性の歪みによるためと考えられる。またホイップアンテナでは、到来波が水平方向から入射するような状況 ($m_V = m_H = 0$) では $L_w = \lambda/2$ のときに MEG は最大になるが、 m_V, m_H が 20° 以上で到来波が高仰角から入射するような状況では $0.55\sim 0.57\lambda$ の比較的長いホイップアンテナにおいて最大値をとることがわかる。

一方、P I F A では $\lambda/2$ 以下のホイップ長の場合、平均仰角あるいは標準偏差を変化させても MEG の変化は小さく、いずれの状況でも -4 dBi 以上の MEG が得られている。しかし、 $\lambda/2$ 以上のホイップ長の場合、仰角による MEG の変化が大きくなる。一般に 900 MHz 帯携帯電話の伝搬環境では、到来波パラメータは平均仰角が $0\sim 40^\circ$ の範囲に存在することが知られている[30]-[32]。この範囲の仰角に対して図 2.11 を見れば、図 2.11(b)の標準偏差が 40° で平均仰角が 0° の場合には両アンテナの MEG がともに最大になる $\lambda/2$ ホイップが最適であるが、その他の状況では MEG の最大値を与えるホイップ長が両アンテナで一致しないから設計上妥協点を見いだすことが



(a) $\sigma_V = \sigma_H = 20^\circ$



(b) $\sigma_V = \sigma_H = 40^\circ$

図2.11 ホイップ長とMEG
($L_x=20\text{mm}$)

必要となる。

図 2.12 は筐体の傾き角に対する平均実効利得の変化である。ホイップ長は設計パラメータとして重要である[46] 1 / 4 波長(a)および 1 / 2 波長(b)の場合を示した。いずれのホイップ長においても、XPR が-1dB のときホイップアンテナ、P I F Aともに筐体の傾きによらず MEG は一定となることがわかる。一定値は $L_w = \lambda/4$ のときホイップアンテナでは-4.7dBi、P I F Aでは-4.9dBi、 $L_w = \lambda/2$ のときはそれぞれ-3.1dBi および-3.4dBi である。また図 2.12 とは別に、0~20°の到来波仰角、20°~40°の標準偏差に対して計算を行った結果、XPR による MEG の変化は図 2.12 と同様の傾向を示し、到来波特性がこのようなパラメータの範囲にあるときは XPR が-2~-1dB のとき MEG はほぼ一定となることがわかった。

次に、図中の A,B,C,D で示したように XPR の値によらず MEG が一定となる筐体の傾斜角が存在する。この傾斜角は $L_w = \lambda/4$ のときホイップアンテナで 60° (A)、P I F Aで 35° (B)、 $L_w = \lambda/2$ のときはそれぞれ 55° (C)および 53° (D)である。通話状態における携帯電話の平均的な傾き角は 60°付近であることが知られている[48]。従って、図 2.12 から携帯電話の実使用状態での XPR の変動に対する MEG の変化を読みとることができる。即ち、ホイップアンテナでは点 A,C が 60°に比較的近いことから XPR の変動に対する MEG の変化は比較的小さいが、P I F Aでは特に $L_w = \lambda/4$ の場合に点 B が 60°から大きく離れているため MEG の変化が大きいことが推測される。携帯電話の実際の伝搬環境では XPR の値には場所依存性が強く現れることが知られている[28]。しかし、これまでは XPR によるアンテナ利得の変化は十分に把握されていなかったが、今回それらが解析的に明らかにされたと言える。一方、XPR を 6dB とした場合、筐体を直立状態 ($\alpha=0$) から水平状態 ($\alpha=90^\circ$) に変化したときに生じる MEG の変化は 3~5dB であることが図から読みとれる。この値は、新井等の R F M 法による実験値[28]とよく一致しており、このことから本論文における計算の有効性が確認される。図 2.12 に見られる上述したような性質は自由空間中の半波長ダイポールアンテナや半波長ダイポールアンテナを 2 本並列配置した構成の空間ダイバーシチ枝の実効利得特性とよく類似している[24],[25]。

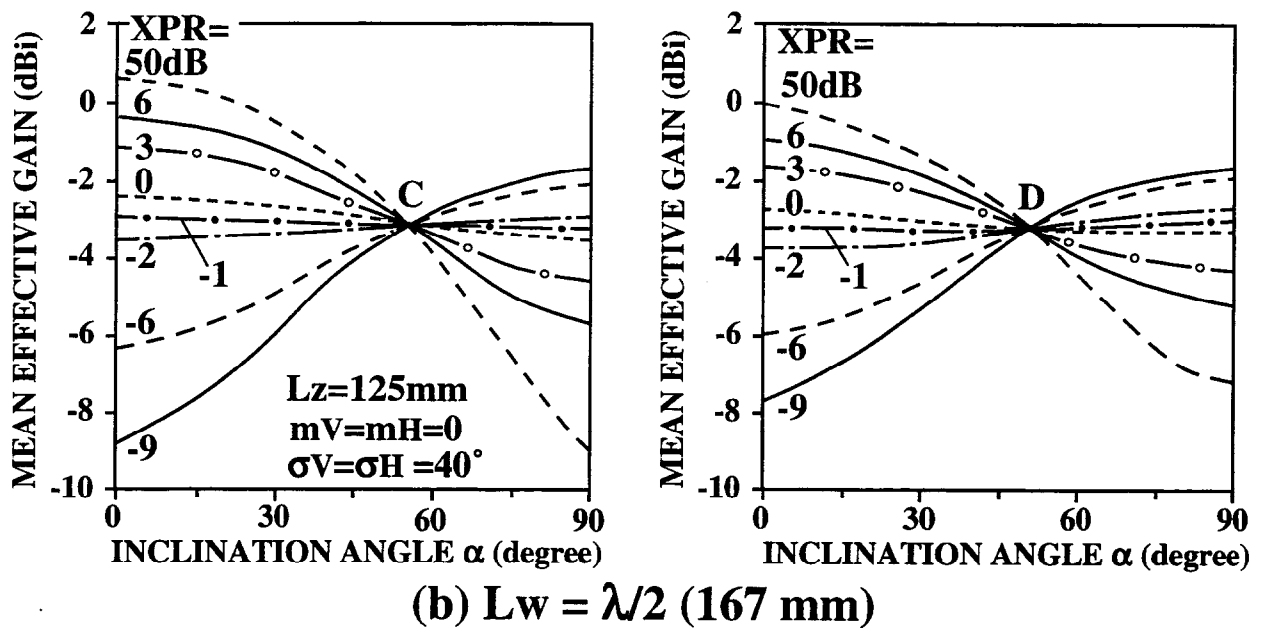
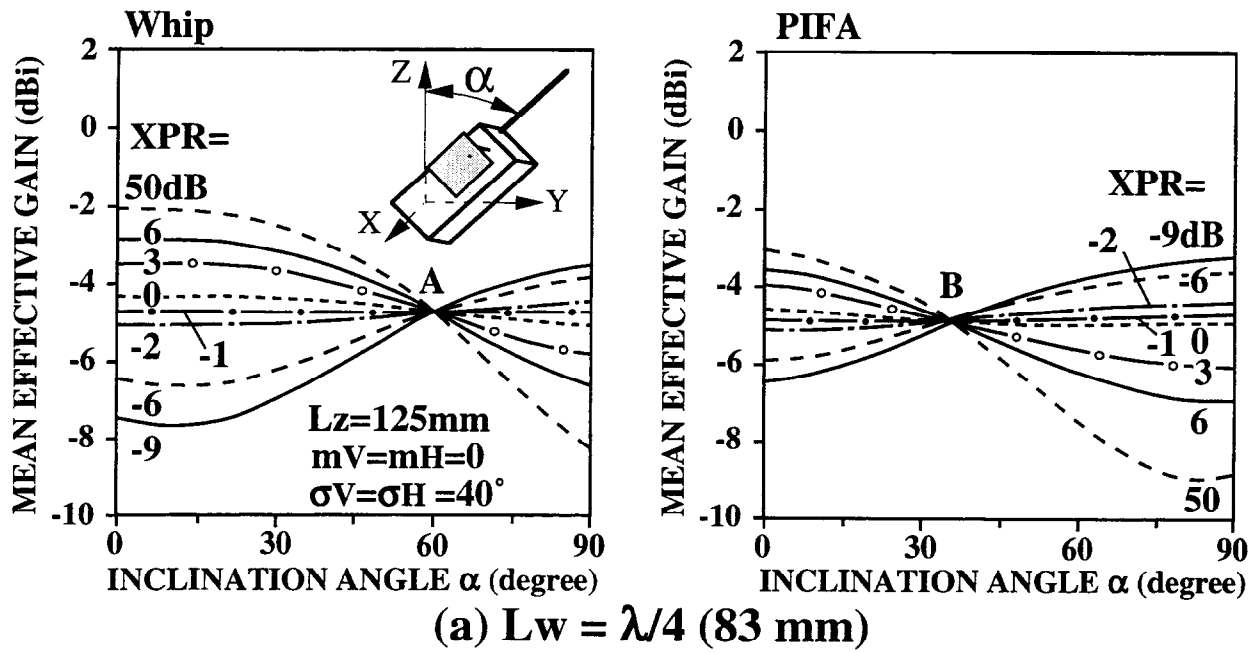


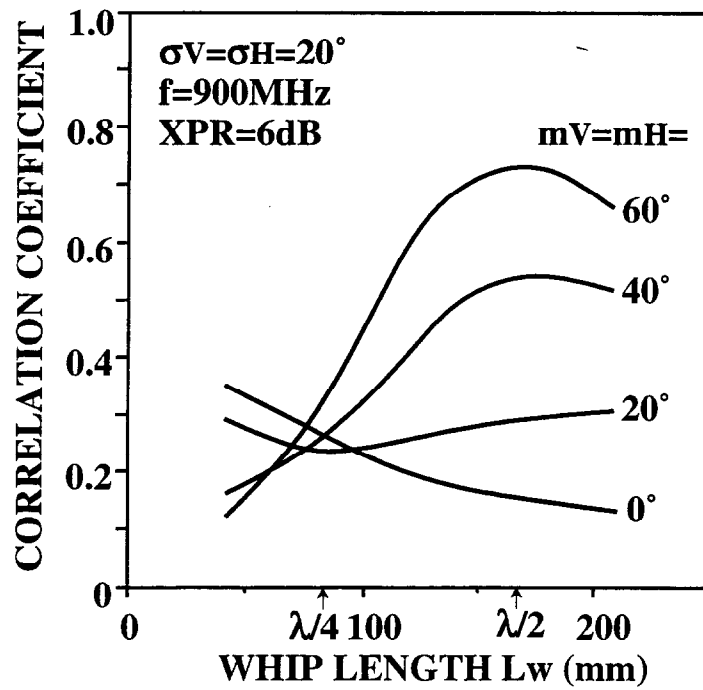
図2.12 筐体の傾き角とMEG
 $(L_x=20\text{mm})$

2.3.3 相関係数

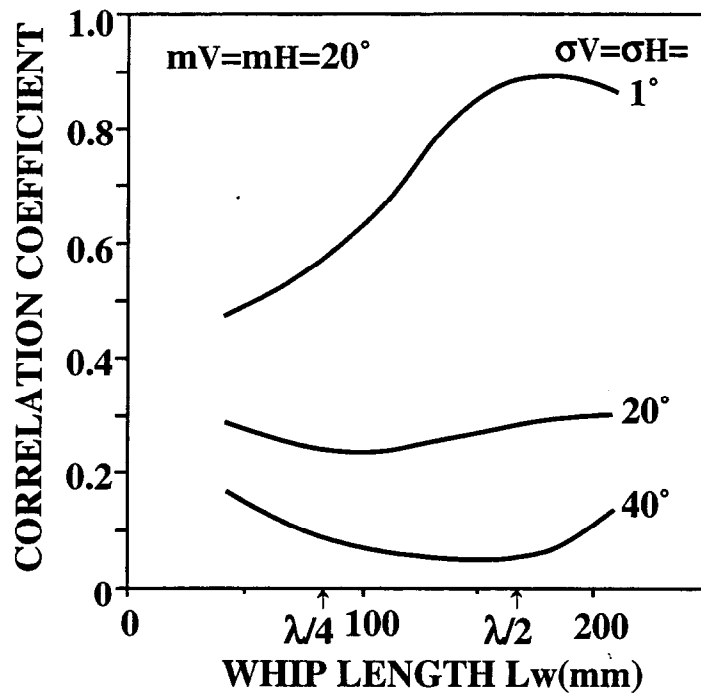
到来波仰角と標準偏差が変化した場合のホイップ長と相関係数の関係を図 2.13 に示す。周波数は 900 MHz である。XPR は市街地におけるこれまでの測定結果 (XPR = 4~9dB) [47] から 6dB とした。図 2.13(a) からわかるように到来波仰角が 20° 以下のときはホイップ長に関わらず相関係数は 0.4 以下の低い値を示すが到来波仰角が 40° 以上になると 3/8 波長より長いホイップアンテナでは 0.5 以上の高い相関係数を示し、ホイップ長がほぼ 1/2 波長のとき最大になる。900 MHz 帯携帯電話の郊外地における伝搬環境では基地局から 1 km 以上離れた遠方では到来波が 20° 以下の低い仰角に集中していることが知られており [30]、このような伝搬環境下では 3/8 波長より長いホイップアンテナでも実用上問題ない。しかし、市街地では 20~40° 付近の比較的高い仰角から電波が到来することがあり、図 2.13(a) はこのような環境下ではダイバーシチ効果が悪化する可能性があることを示唆している。

図 2.13(b) は標準偏差をパラメータとしたときの計算結果である。標準偏差が 20° 以上で到来波の広がりが大きいときは相関係数は 0.4 以下であるが、標準偏差が 1° で到来波が集中するような状況では相関係数が大きくなることがわかる。しかし、通常の使用状態では、このように集中して到来する電波はまず存在しないから、図 2.13(b) で相関係数が 0.4 を越えることはないと言える。

図 2.14 は筐体の傾きによる相関係数の変化である。ホイップ長は 1/2 波長である。筐体の傾きが大きくなるに伴って相関係数は小さくなり、50° 以上の傾き角ではいずれの到来波仰角に対しても 0.3 以下の低い相関係数を示す。通話状態における携帯電話の平均的な傾き角 α は 60° 付近であることが知られており [48]、このことから携帯電話の実使用状態における相関係数はホイップ長に関わらず十分低い値が得られているものと思われる。これについては 4 章で再度議論する。



(a)



(b)

図2.13 ホイップ長と相関係数
($L_x = 20 \text{ mm}$, $L_z = 125 \text{ mm}$).

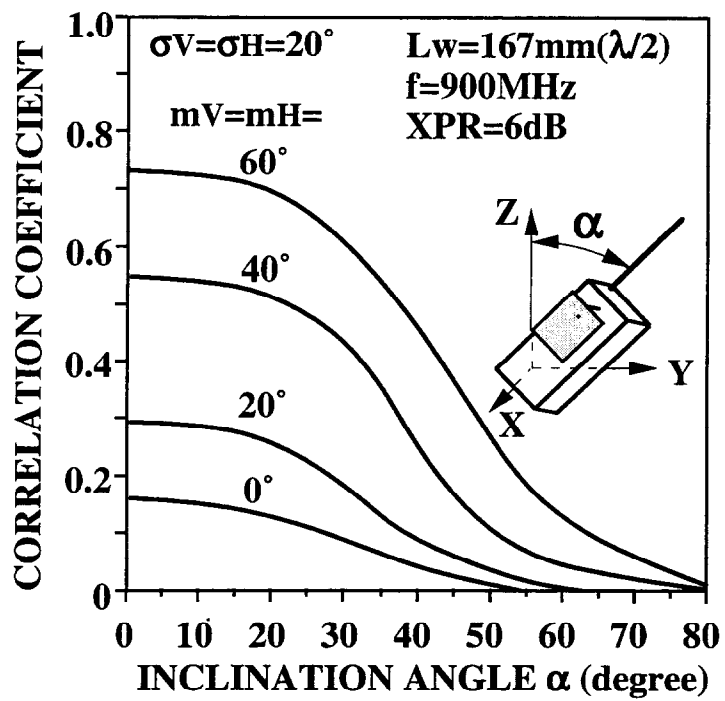


図2.14 筐体の傾き角と相関係数
 ($L_x = 20\text{mm}$, $L_z = 125\text{mm}$).

2.4 考 察

2.4.1 平均実効利得変動のメカニズム

2.3.2 で述べたように筐体が直立している場合、ホイップアンテナとP I F Aの平均実効利得はホイップ長によって大きく変化する。この原因をホイップ長による両アンテナの指向性の変化を計算し、考察した。

図 2.15 はホイップ長 L_w によるホイップアンテナおよびP I F Aの指向性の変化である。周波数は900 MHzである。指向性は垂直面 (z-x 面) を示しており、ホイップ長 L_w は $\lambda/8 \sim 5/8\lambda$ である。図 2.15 からわかるように、ホイップアンテナの指向性は L_w が $\lambda/8 \sim 3/8\lambda$ (図 2.15(a), (b), (c)) の場合、最大放射方向が水平方向 (x-y 面) よりも下向きになり、仰角が高い領域 ($\theta=0 \sim 90^\circ$) への放射が少なくなる。それに対して、 $L_w=\lambda/2$ (図 2.15(d)) のときには最大放射方向が水平方向となり、さらに、 $L_w=5/8\lambda$ (図 2.15(e)) のときには $\theta=60^\circ \sim 70^\circ$ の高仰角にビームが形成されている。このようなホイップ長による指向性の変化は筐体電流によるものである[49]。

上述の指向性の変化は図 2.11 のホイップ長による MEG の変化に対応している。即ち、図 2.15 に示されるように L_w が長くなるにつれてホイップアンテナの放射は高仰角方向に強くなり、そのことが図 2.11 においてホイップの MEG が L_w の増加につれて大きくなっている理由になっている。また図 2.11 で $L_w=\lambda/4$ において到来波仰角が高い場合に MEG の劣化が特に大きいのは図 2.15(b)において仰角が $20^\circ \sim 60^\circ$ 方向に深いヌルが形成されていることが原因である。また $m_V=m_H=0$ で到来波が水平方向から入射するときは $L_w=\lambda/2$ のときに MEG は最大になり m_V, m_H が 20° 以上で到来波が高仰角から入射するような状況では $L_w=0.55 \sim 0.57\lambda$ の比較的長いホイップアンテナにおいて最大値をとっているが、この原因は $L_w=\lambda/2$ のときには最大放射方向が水平方向となる (図 2.15(d)) が L_w が $\lambda/2$ より長くなり $5/8\lambda$ に近づくと高仰角方向にビームが形成されるようになる (図 2.15(e)) からである。

一方、P I F Aでは $L_w=\lambda/2$ 以下における指向性の変化がホイップと比較して小さいことがわかる。特に、高仰角における変化は小さく、このことが図 2.11 において $L_w=\lambda/2$ 以下でP I F Aの MEG の変化が小さい原因になっている。しかし、 $L_w=5/8\lambda$

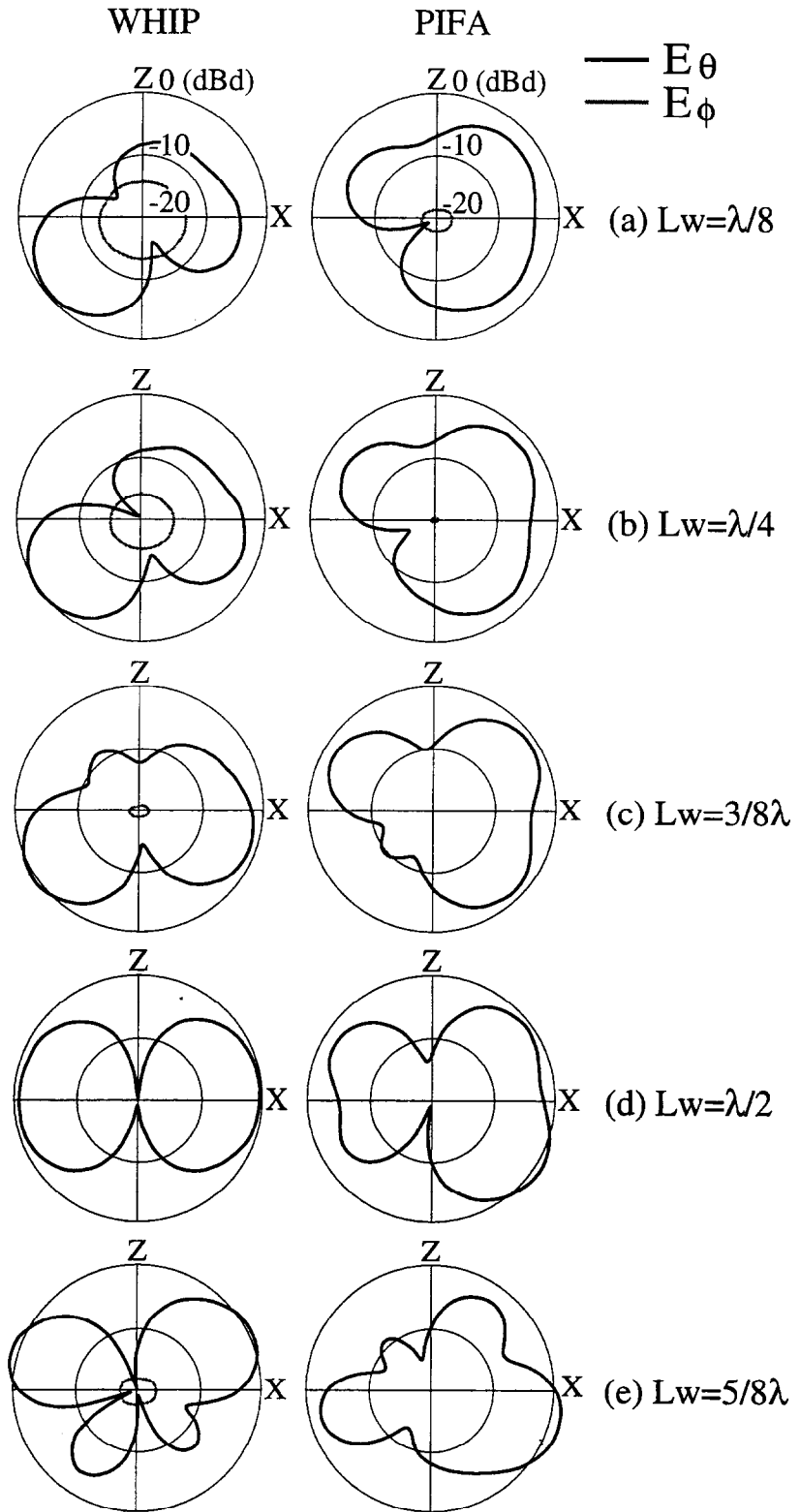


図2.15 ホイップ長と指向性
($L_x=20\text{mm}$, $L_z=125\text{mm}$)

では図 2.15(e)のように指向性が $L_w=\lambda/2$ から大きく変化しており、このことが図 2.11 における $L_w=\lambda/2$ から $5/8\lambda$ への MEG の急激な変化として表れている。

次に、図 2.12 の筐体の傾き角による MEG の変化を θ, ϕ 各偏波成分の放射電力の変化に着目して考察する。ホイップあるいは P I F A の電力利得指向性の θ および ϕ 偏波成分の放射電力比 R_θ, R_ϕ を次式で定義する。

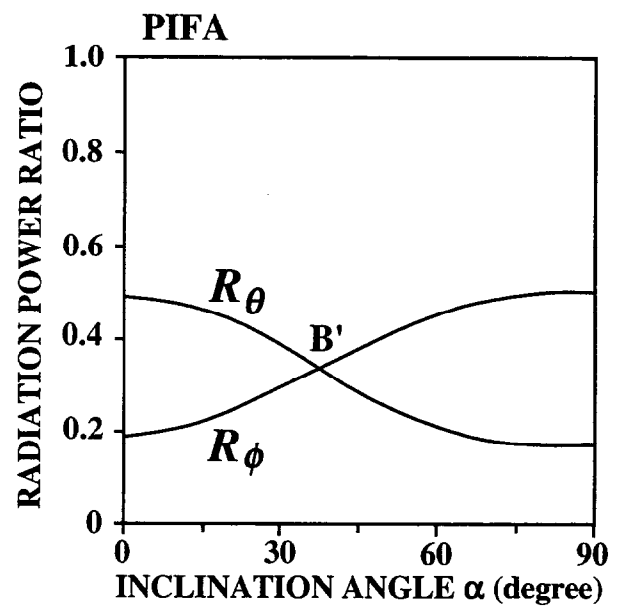
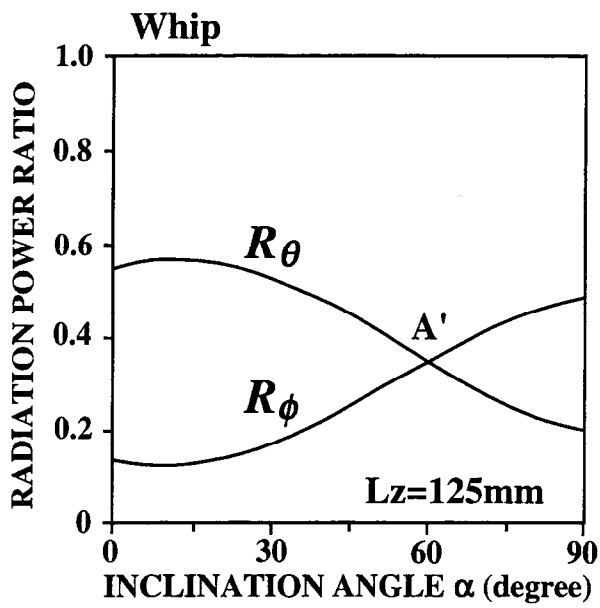
$$R_\theta = \frac{1}{4\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^\pi G_\theta(\Omega) d\Omega \quad (2.16)$$

$$R_\phi = \frac{1}{4\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^\pi G_\phi(\Omega) d\Omega \quad (2.17)$$

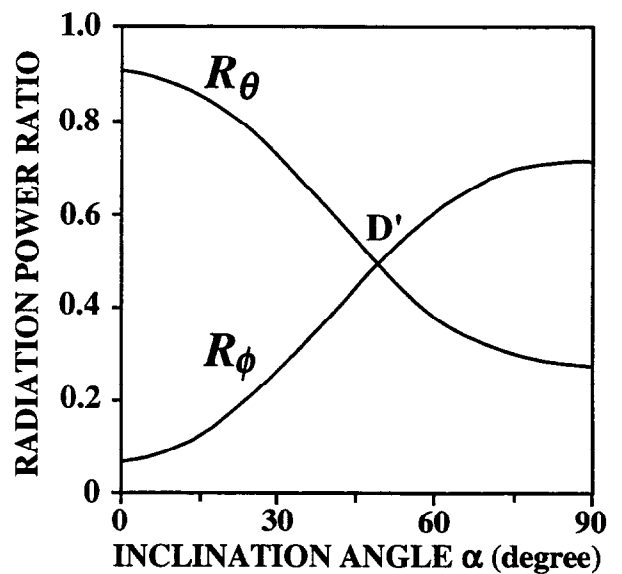
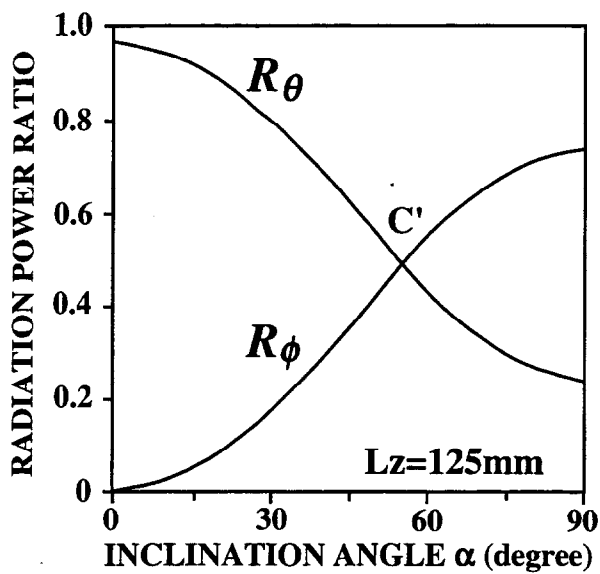
放射効率が 100% のとき $R_\theta+R_\phi=1$ が成り立つが、図 2.1 のダイバーシチアンテナでは 2.3.1 で述べたように一般にアンテナ間相互結合によって放射効率が 100% よりも低くなるため $R_\theta+R_\phi<1$ である。

図 2.16 に筐体の傾き角と θ, ϕ 成分放射電力比 R_θ, R_ϕ の関係を示す。図において(a) はホイップ長が $1/4$ 波長、(b) は $1/2$ 波長で、それぞれ図の左がホイップ、右が P I F A を示す。図からわかるように、両偏波成分の和 ($R_\theta+R_\phi$) はいずれのアンテナも $L_w=\lambda/4$ では 0.68、 $L_w=\lambda/2$ では 0.97 である。これより放射効率は $L_w=\lambda/4$ では -1.7dB、 $L_w=\lambda/2$ では -0.1dB と計算され、2.3.1 の結果と一致する。また、筐体が直立しているときは θ 成分の放射が主であるが筐体が傾くにつれて ϕ 成分の放射が多くなる。図中の A', B', C', D' は θ および ϕ 成分放射電力が等しくなる傾き角を示している。この傾き角は、 $L_w=\lambda/4$ のときホイップアンテナで 60° (A')、P I F A で 38° (B')、 $L_w=\lambda/2$ のときはそれぞれ 55° (C') および 50° (D') であり、図 2.12 の A, B, C, D に対応する傾き角とほぼ一致している。即ち、このことから θ, ϕ 成分放射電力が等しくなる傾き角において XPR の値によらず平均実効利得が一定となる特性を示すことがわかる。

一方、図 2.12 における XPR が -1dB のときに筐体の傾き角によらず MEG が一定になる理由も同様に θ, ϕ 成分電力によって考察することができる。このように XPR が 0dB に近い値のときは式(2.10)からわかるように多重波伝搬路における θ 成分偏波



(a) $Lw = \lambda/4$ (83 mm)



(b) $Lw = \lambda/2$ (167 mm)

図2.16 筐体の傾き角と放射電力
($Lx=20\text{mm}$, $Lz=125\text{mm}$)

と ϕ 成分偏波電力がほぼ等しくなる($P_V = P_H$)。即ち、このような状況ではアンテナの放射特性としての図 2.16 の A', B', C', D'($R_\theta = R_\phi$)に対応する性質が伝搬環境として伝搬路に与えられるものとして解釈することができる。上述したこのような性質はダイポールアンテナにおける実効利得特性[50]と類似している。

2.4.2 相関係数変動のメカニズム

2.3.3 で述べた相関係数の振る舞いを考察するため、指向性の様子を調べてみた。図 2.17(a), (b)はホイップ長を $1/2$ および $1/4$ 波長としたときのそれぞれのアンテナの振幅放射特性、同図(c), (d)は位相特性（遠方波源からの電波を受信したときの位相差、即ち P I F A の位相－ホイップの位相）である。図において δ は水平面（x-y 面）からの仰角である。

図 2.17(a)からわかるようにホイップ長が $1/2$ 波長の場合、仰角が 0 から 60° に変化しても振幅放射特性はいずれのアンテナもほぼ無指向性で、緩慢な変化を示している。それに対して(c) の位相特性では、 $\delta=0$ (x-y 面)における最大位相変化 (ϕ に対する位相差の最大変化量) が 60° であるのに対して $\delta=60^\circ$ の高仰角では 15° の位相変化になっており仰角が高くなるに伴って位相変化が小さくなっていく様子が見られる。これは仰角が高くなると見かけのアンテナ間距離が狭く見えるからである。この位相変化は、図 2.13(a)の $1/2$ 波長ホイップで到来波仰角が 20° 以下の低仰角では相関係数が小さく、 40° 以上の高仰角のときに相関係数が大きくなることと対応しており、図 2.17(a)の振幅放射特性の変化が小さいことから考えて、低仰角での相関係数の減少が位相特性によるものであると言える。また、図 2.17(c)では δ 方向に 15° ステップで位相特性をプロットしているが、仰角が低くなるに従って曲線の間隔が広がっており、 δ 方向の位相変化が低仰角の領域で大きくなっていることがわかる。このことが、図 2.13(b)で各偏波成分の標準偏差が大きくなるに伴って相関係数が小さくなっている理由である。

一方、図 2.17(b), (d) はホイップ長が $1/4$ 波長のときの放射特性であるが、この場合は $1/2$ 波長の場合と比較して振幅、位相放射特性ともに変化が激しいことがわかる。特に $\delta=30^\circ$ 以上での位相変化は大きく、例えば $\delta=30^\circ$ における最大位相変化は

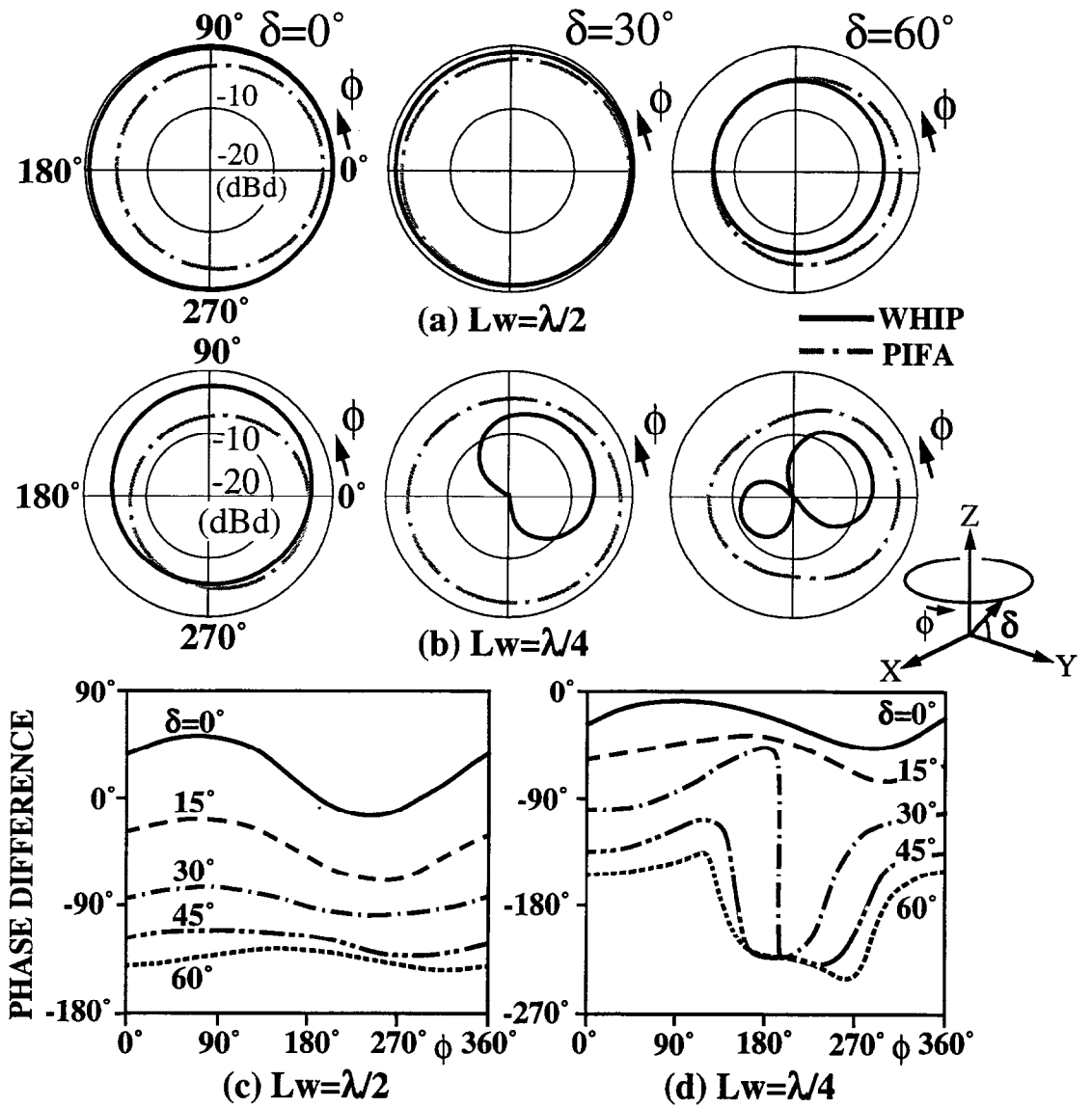


図2.17 ホイップアンテナとPIFAの指向性
($L_x=20\text{mm}$, $L_z=125\text{mm}$, $\alpha=0$, $f=900\text{MHz}$).

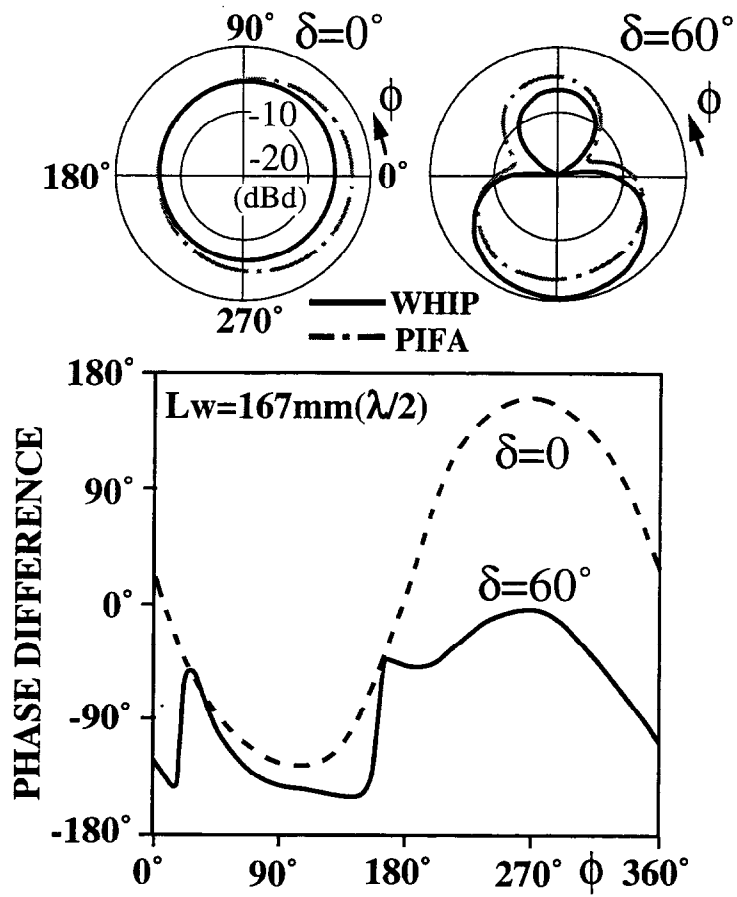


図2.18 ホイップアンテナとPIFAの指向性
($L_x=20\text{mm}$, $L_z=125\text{mm}$, $\alpha=60^\circ$, $f=900\text{MHz}$).

180°にもなっている。これは1/4波長ホイップでは、図2.9で示したように、筐体電流によって筐体もアンテナとなるため、垂直面でサイドローブが生じて振幅特性が大きく変化するとともに、サイドローブ部分でホイップとPIFAの位相パターンが逆転し、大きな位相変化が生じるためである。その結果、図2.13(b)のように到来波の広がりが大きくなり、そのサイドローブ部分が到来波分布に入ってくると相関係数が急に低くなる。このようにサイドローブによる振幅および位相変化が図2.13(a)において1/4波長ホイップが小さい相関係数を与える理由である。

図2.18は筐体を傾けたときの放射特性である。ホイップ長は1/2波長である。図2.17の直立の場合と比較して、筐体を60°傾けたときの位相変化は極めて大きく、 $\delta=60^\circ$ で150°、 $\delta=0^\circ$ では290°にもなっていることがわかる。筐体を傾けたときに相関係数が小さくなるのはこのことが大きな原因になっている。

2.5 屋内多重波環境における実験的検討

2.3の解析結果の妥当性を検証するため、室内伝搬路において実効利得特性を実験的に求めた[51]。図2.19に実験系の概要を示す。実験ならびに到来波分布の測定は多賀の報告[29]を参考にした。測定周波数は900MHzである。実験を行った部屋は、壁は鉄筋コンクリート製で、床および天井はコンクリートの上にパネル材を敷いた一般的な実験室である。送信アンテナを垂直に設置し、図2.1のダイバーシチアンテナの筐体を薄い銅板で製作した実験モデルを半径1.5mの回転台により移動させながら受信信号をA/D変換器によってサンプリングする。送信アンテナと受信アンテナは見通し外条件が成立するようにし、両アンテナともに床から1.5mの高さ（床と天井の中間）に設置する。従って、到来波の仰角分布は水平方向に最大値をもち仰角方向に対称な分布をなすものと考えられる。このことから、仰角方向に図2.6で示したガウス分布するモデルを仮定すると到来波分布は平均交差偏波電力比(XPR)と垂直、水平各偏波の標準偏差 σ_V 、 σ_H の合計3つのパラメータにより表現される。

XPRは半波長ダイポールアンテナと円筒スロットアンテナ（円筒直径=28mm、スロット長=246mm、スロット幅=1mm）を1回転させたときの平均受信電力

比から求めた。標準偏差はダイポールおよびスロットアンテナの垂直および水平設置時の MEG 特性を利用して求めた。また、MEG を算出する際に必要となる測定点における全到来波電力は鉛直方向から 55°傾けたダイポールアンテナにより測定した。到来波モデルではアジマス方向に関して一様分布を仮定しているが、実際には到来波はアジマス方向に対して偏りを有して入射することが考えられるので、MEG は実験モデルを回転方向に対して 90°毎の 4 方向に向けたときの平均値とした。なお、測定方法の詳細を付録 A に記す。到来波分布の測定結果を表 2.1 に示す。到来波の測定結果は送信偏波成分が優勢であることを示している。これは、床・壁・天井での正規反射的な多重波伝搬構造のためと推測される。

図 2.20 および図 2.21 に MEG および相関係数の測定結果を解析値とともに示す。図には回転円の接線方向に対して実験モデルを 0°, 90°, 180°, 270°の 4 通りの方向に向けた場合の平均受信電力と、それらの平均値を示した。各方向の受信電力は一致せずバラツキが存在する。これは到来波がアジマス方向に対して必ずしも一様でないことを意味している。しかしながら、到来波分布がアジマス方向に対して一様でない場合でも、その平均化操作を行うことによってアジマス方向に対して一様なモデルにより求められる理論値とよく一致することが報告されている[52]。従って図 2.20 および図 2.21 において解析値と比較すべき値は 4 方向に向けたときの平均値である。平均値と解析値はよい一致を示している。以上のことから本論文における MEG および相関係数の解析が十分に高い精度で行われていることが確認された。

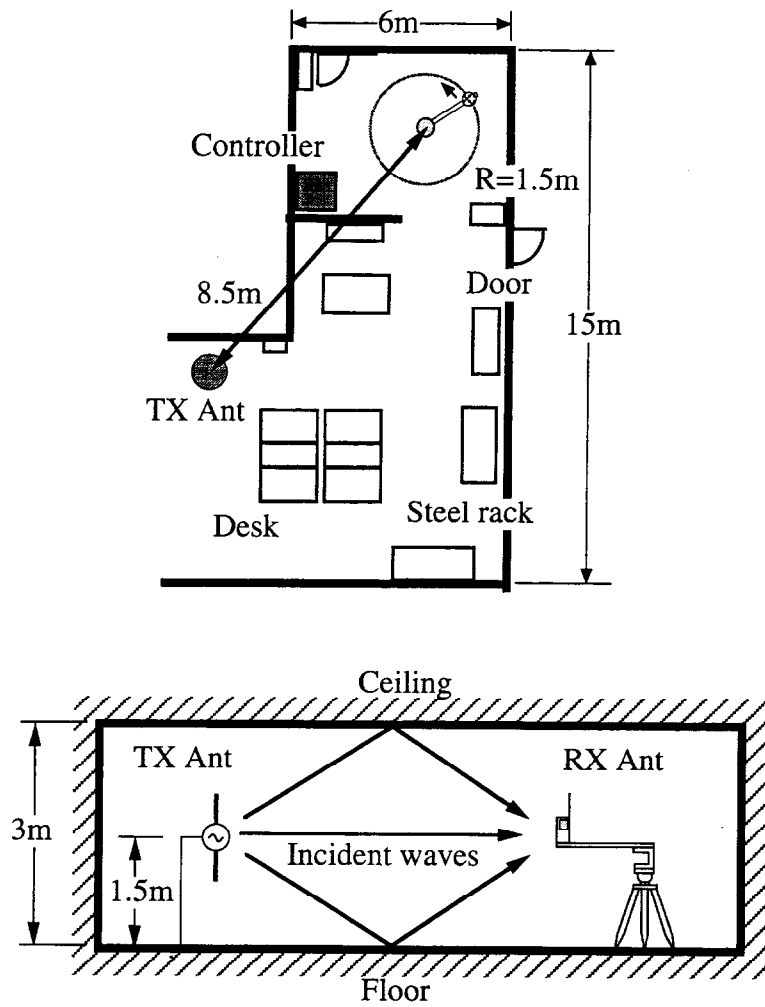


図2.19 屋内多重波環境における実験系の概要

表2.1 到来波分布の測定結果

XPR	σ_V	σ_H
4.7dB	20°	23°

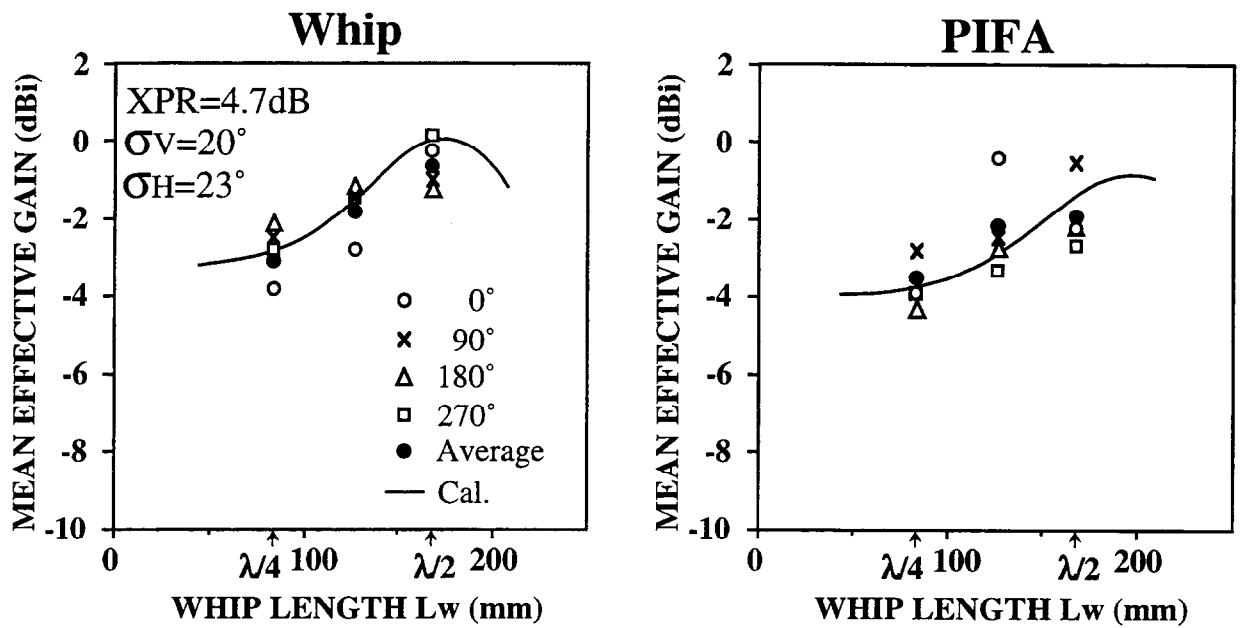


図2.20 屋内多重波環境におけるMEGの測定結果

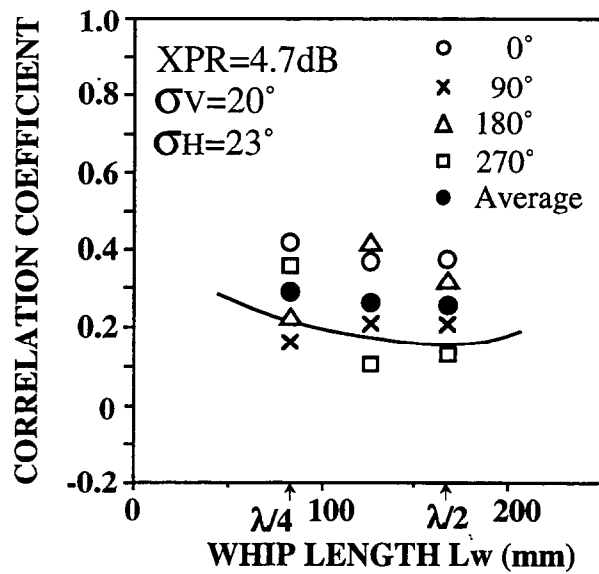


図2.21 屋内多重波環境における相関係数の測定結果

2.6 結 言

本章では、ホイップアンテナとPIFAによって構成された携帯電話用ダイバーシチアンテナの人体の影響を考慮しない自由空間におけるアンテナ間相互結合による放射効率の低下、多重波環境中の実効利得および相関特性を解析した。解析は陸上移動通信伝搬路における典型的な到来波パラメータを想定して行ったものであって、本章の結果により、アンテナ構造および外部環境と自由空間中のダイバーシチアンテナの主要特性の関係を求めることができた。また、放射効率、実効利得および相関特性が変化するメカニズムを筐体電流、振幅および位相指向性から考察した。さらに、室内多重波伝搬路における実験により解析結果の妥当性を示した。解析結果を以下にまとめて示す。

(放射効率に関して)

- (1) 放射効率はホイップ長によって大きく変化し、 $1/4$ 波長程度の短いホイップアンテナでは1dB以上の効率の低下が生じる。
- (2) 筐体の奥行きが小さくなり、アンテナが近接するに従って放射効率の低下が著しい。
- (3) いずれの筐体形状においてもホイップアンテナの長さが $1/2$ 波長付近で放射効率は最大になり、ほぼ0dBとなる。

(平均実効利得に関して)

- (1) PIFAと比較してホイップアンテナのMEGはホイップ長、平均仰角および標準偏差によって大きく変化する。
- (2) ホイップアンテナのMEGは $\lambda/4$ ホイップでは-9~-3dBiの低い値になる。
- (3) ホイップのMEGはホイップ長 $0.5\sim 0.57\lambda$ で最大値-0.9~0.9dBiをとる。
- (4) ホイップ長 $\lambda/2$ 以下ではPIFAのMEGは-3.9dBi以上得られ最大値は-1.4~-0.9dBiである。
- (5) 交差偏波電力比が-2~-1dBのとき筐体の傾きによらずMEGが一定になる。
- (6) 交差偏波電力比によらずMEGが一定になる筐体の傾き角が存在する。
- (7) 筐体を直立から水平状態にしたときのMEGの低下は3~5dBである。

(相関係数に関して)

- (1) 筐体直立時において到来波仰角が 40° 以上になると $3/8$ 波長より長いホイップアンテナでは 0.5 以上の高い相関係数を示し、ホイップ長がほぼ $1/2$ 波長のとき最大になる。
- (2) 標準偏差が 20° 以上で到来波の広がりが大きいときは相関係数は 0.4 以下であるが、標準偏差が 1° で到来波が集中するような状況では相関係数が大きくなる。
- (3) 筐体の傾きが大きくなるに伴って相関係数は小さくなり、 50° 以上の傾き角ではいずれの到来波仰角に対しても相関係数は 0.3 以下になる。
- (4) ホイップ長が $1/4$ 波長程度に短いときあるいは筐体を 60° 程度傾けたときは振幅および位相放射特性の変化が大きく、小さい相関係数をもたらす。

第3章 実効利得特性に与える肩の影響に関する基礎的検討

3.1 緒言

人体が携帯電話を所持して移動する実使用状態において高性能なアンテナを開発するためにはアンテナが人体近傍に置かれた場合の両者の電磁相互作用を考慮した特性解析が不可欠である。そのためには人体のモデル化が必要である。これまで、人体頭部は球形[16]、直方体[18]、円柱形[23]、回転だ円体[18],[21],[22]あるいは実際の頭部に極めて近い形状[17],[19],[20]などにモデル化されている。また、最近では携帯電話を保持する手の影響を考慮した取り扱いもされている[16]-[19]。手の影響はアンテナ形式によって異なり、例えば携帯電話用の外部ホイップアンテナでは影響は比較的小さいが、内蔵アンテナではアンテナと手が互いに近接すると影響が極めて大きくなることが明らかになっている[17],[18]。他方、手とともに携帯電話用アンテナに影響を及ぼす人体の他の部位としては肩が考えられる。携帯電話を手で持って耳に当てている実使用時では、肩が頭部側に盛り上がった状態となることから肩と携帯電話の距離が近接した状況になる。この場合、手がアンテナと近接して局所的に配置されるのに対して、肩は900MHz帯において1/4波長程度の距離に空間的に広がりのある面として配置されることから、手とは異なった効果をもたらすことが予想される。

本章では、上記問題を考察する上での基礎検討として、900MHz帯において人体頭部に近接した半波長ダイポールアンテナのインピーダンスおよび放射特性を調べ、アンテナ特性に与える肩の影響を明らかにする。さらに放射特性の変化から予想される多重波環境における実効利得特性の変化について検討を加え、アンテナと人体の位置関係によって実効利得が変化するメカニズムについて考察する。これにより、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を明らかにする。ダイポールアンテナは構造が単純でその動作原理を考察しやすい。また、携帯電話用の

半波長ホイップアンテナはその放射特性が半波長ダイポールアンテナと類似しており[7],[46]、実用上もその動作を知ることは重要である。これらの検討は、頭部と左肩によって構成された人体モデルを用いたワイヤーグリッド法による解析、および均一媒質人体ファントムあるいは実際の人体に近接したダイポールアンテナを用いた実験により行う。

3.2 実験モデルおよび解析方法

3.2.1 アンテナ構成と人体ファントム

図 3.1 に実験系の構成を示す。頭は直径 18 cm、高さ 25 cm の円柱に近似した。肩は幅 15 cm で、上辺 10 cm、下辺 20 cm、高さ 8.7 cm の台形状とした。これらの寸法は 20～30 才の 3 人の男性（身長 170～173 cm、体重 53～75 kg）を計測し、その平均値により決定した。半波長ダイポールアンテナは鉛直方向からの傾き角 α の状態で給電点が頭の表面から距離 D 、肩の表面から高さ H の位置に置かれている。実験で用いた人体ファントムは、図 3.1 の形状の容器を厚さ 3 mm のポリプロピレンで製作し、その中に塩とエチレングリコールを調合した生理的食塩水（重量モル濃度 0.6 規定食塩水溶液と 0.6 規定エチレングリコール水溶液を重量混合比 35:65 としたもの）[53]を注入した。半波長ダイポールアンテナはスリーブバランを用いて構成した[54]。また、放射特性の測定に際してはダイポールアンテナに小形発振器を直接接続し、給電線による影響を受けないようにした。なお、放射指向性測定の様子を図 3.2 に示す。

3.2.2 ワイヤーグリッド法による人体のモデル化

解析にはモーメント法を用いた。図 3.3 のように頭を 6 個の円と 16 本の直線で構成し、肩を直線によりメッシュ状に分割してワイヤーグリッド法を適用した。ワイヤー上には人体の損失性媒質を模擬するために以下の方法によりインピーダンスを装荷した。人体は損失の大きな誘電体として取り扱うことができ、表面インピーダン

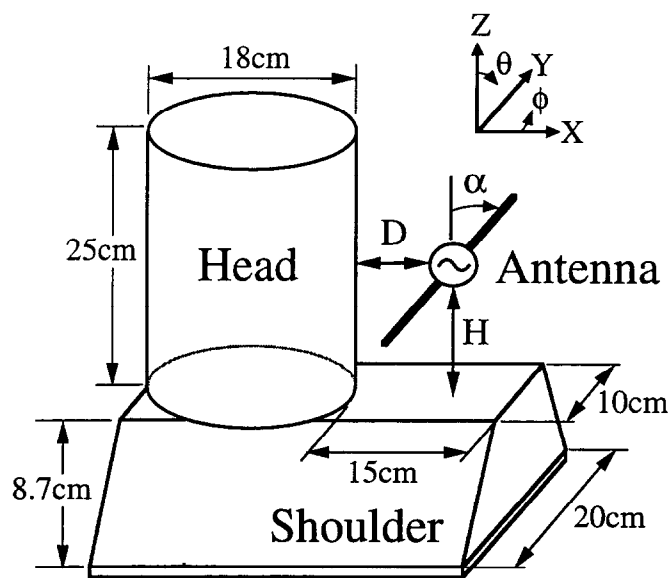


図3.1 アンテナと疑似人体の形状と位置



図3.2 放射指向性測定の様子

ス Z_s を次式から求めることができる。

$$Z_s = \sqrt{\frac{j\omega\mu}{\sigma + j\omega\epsilon}} \quad (3.1)$$

人体に電波を照射した場合、電流は式(3.1)のインピーダンス Z_s を有する媒質中を表皮の深さ(Skin Depth)に集中して流れると考えられる。ワイヤグリッド法で人体をモデル化するには各展開関数にインピーダンスを装荷し、装荷インピーダンスの値を展開関数の置かれている領域の代表値とする。即ち、図 3.4 に示すように装荷インピーダンスが配置されている場合、インピーダンス値 Z_L は式(3.2)によって求めることができる[22]。

$$Z_L = Z_s \frac{b}{a} \quad (3.2)$$

式(3.2)で求まる Z_L を人体をモデル化するワイヤグリッド全体に渡って展開関数に装荷する。即ち、インピーダンス行列の対角成分に Z_L をたし合わせる。アンテナの入力インピーダンスを Z_{in} 、給電点電流を I_{in} とするとアンテナへの入力電力 P_{in} は次式で求めることができる。

$$P_{in} = \frac{1}{2} \text{Re}(Z_{in}) I_{in}^2 \quad (3.3)$$

アンテナから放射された電波の一部は装荷インピーダンスに吸収され、効率の低下を招く。吸収電力 P_a は

$$P_a = P_h + P_s \quad (3.4)$$

$$P_h = \frac{1}{2} \sum \text{Re}(Z_{Lh}) I_h^2 \quad (3.5)$$

$$P_s = \frac{1}{2} \sum \text{Re}(Z_{Ls}) I_s^2 \quad (3.6)$$

となる。ここで P_h 、 P_s は人体頭部および肩部の吸収電力、 Z_{Lh} 、 Z_{Ls} は装荷インピーダンス、 I_h 、 I_s は各インピーダンスの装荷点における電流である。式(3.3)および(3.4)が

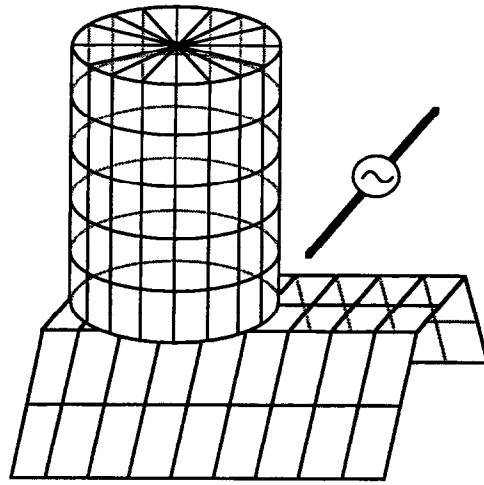


図3.3 ワイヤーグリッドモデル

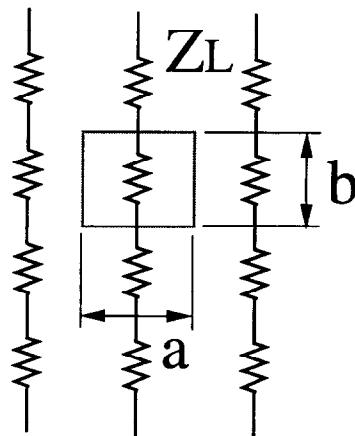


図3.4 装荷インピーダンスの配置

ら放射効率 η_a は次式から求めることができる。

$$\eta_a = \frac{P_{in} - P_a}{P_{in}} \quad (3.7)$$

3.3 基本特性に対する肩の影響

3.3.1 インピーダンス特性

まず、インピーダンス特性に与える肩の影響を調べるため肩付きのモデル（図 3.1）と肩がない状態のモデル（図 3.1 の円柱のみ）での特性を比較した。

図 3.5 はダイポールアンテナを水平設置とし、頭とアンテナの距離 D を変化させたときの入力インピーダンスの実数部と虚数部の計算値と測定値である。周波数は900 MHz である。計算における人体の媒質定数は $\epsilon_r=42$, $\sigma=0.85[\text{S/m}]$ [54]とした。測定は 3.2.1 で説明した人体ファントムによって行った。肩付きモデルおよび肩無しモデル共に測定値と計算値は良く一致している。距離 D が30 cm（約1波長）程度離れると、自由空間でのインピーダンスに近づくが、頭の近傍では振動しながらインピーダンスが低下する様子がわかる。特にアンテナを頭に近接させたときの虚数部の低下が激しい。このようなインピーダンスの振る舞いは文献[21]の特性と類似している。肩が存在する $D < 15$ cmでは肩付きモデルと肩無しモデルのインピーダンスに比較的大きな差が見られ、 $D=10$ cm のときには肩付きのモデルではインピーダンスの実数部および虚数部ともに肩がない場合に比べて15 Ω 程度大きくなっている。この差は、図からわかるように、アンテナと頭の距離が5 cm以下でごく近接しているときよりは5～15 cm程度離れたときに顕著になっている。これはアンテナが頭に近接しているときは頭の影響が支配的であるが、頭から離れると肩の影響が相対的に強く現れるためと考えられる。

図 3.6 はダイポールアンテナを垂直設置としたときの計算値と測定値である。図 3.5 の水平設置の場合と比較すると距離 D によってインピーダンスが変動する様子は類似しているが、肩の影響が相対的に小さくなっていることがわかる。これは、垂直

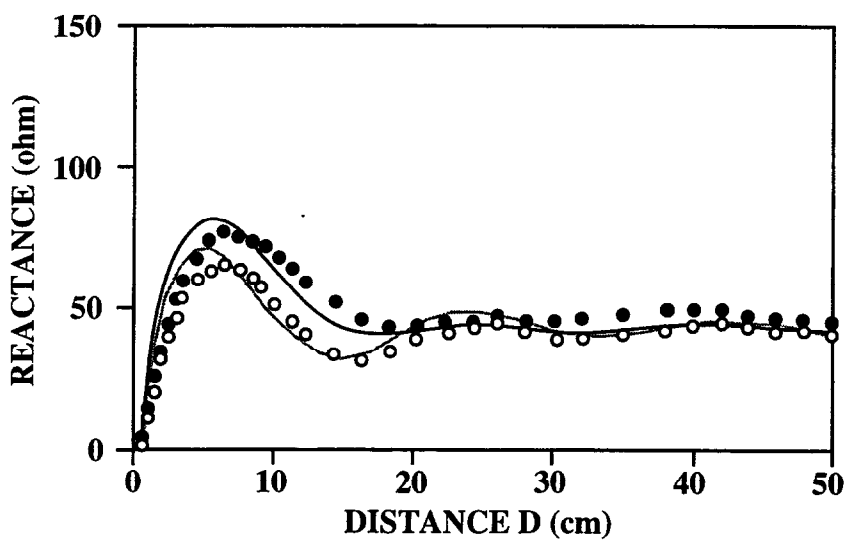
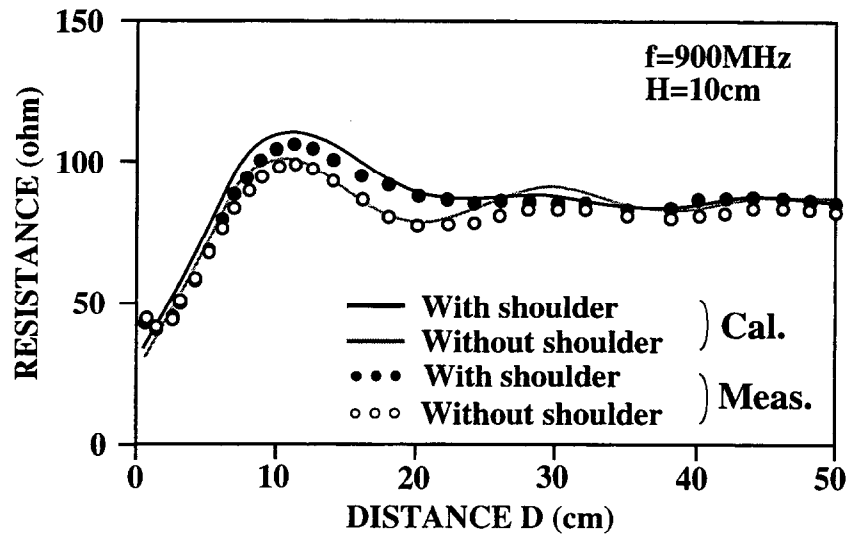


図3.5 インピーダンスと距離D (水平ダイポール)

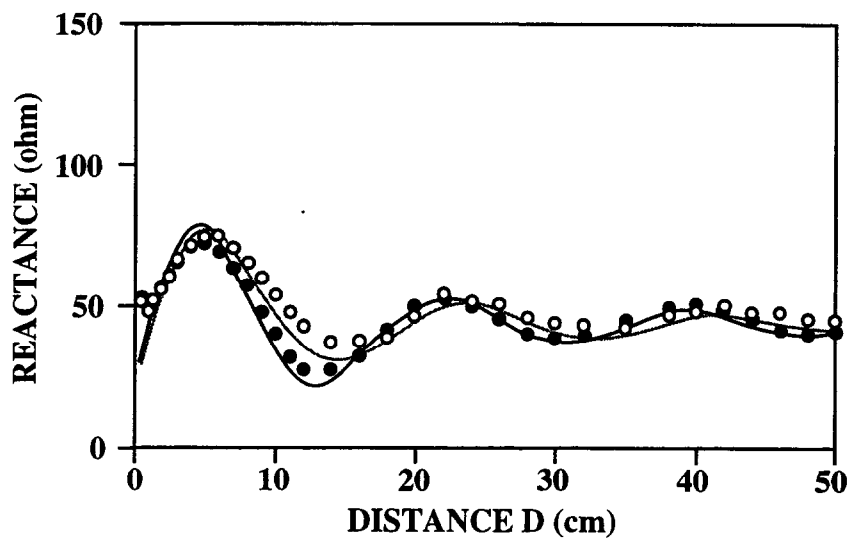
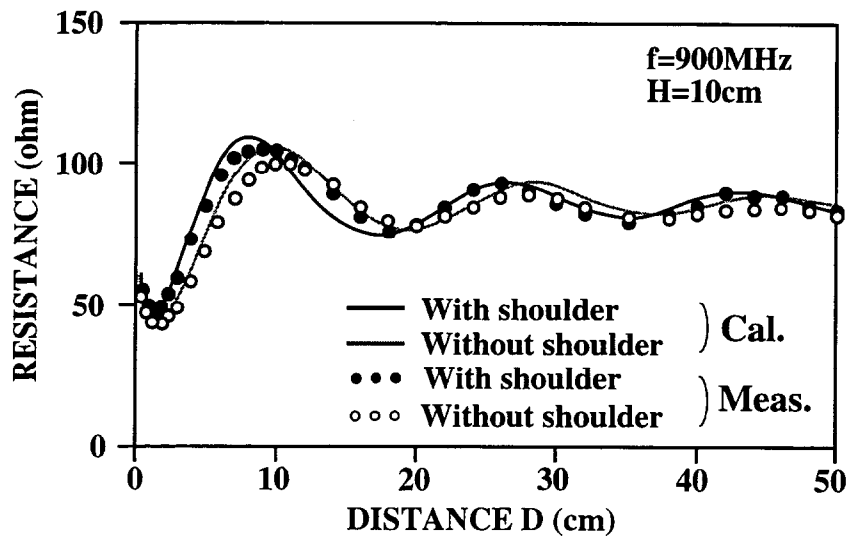


図3.6 インピーダンスと距離D (垂直ダイポール)

設置ではアンテナと肩が直交するので両者の電磁的な相互作用が小さくなるためと考えられる。以上の検討結果からインピーダンス特性に与える肩の影響は垂直設置に比べて水平設置の場合に強く現れることがわかった。

3.3.2 放射特性

次に、アンテナの放射特性に与える肩の影響を調べた。図 3.7(a), (b)はダイポールアンテナを水平設置としたときの垂直面指向性(z-x, z-y 面)の計算値と測定値である。また、図 3.8(a), (b)はアンテナを垂直設置とした場合の計算値と測定値である。図 3.7, 3.8 において(a)は肩がない状態のモデル、(b)は肩付きのモデルでの特性である。アンテナの設置位置は $D = 5 \text{ cm}$, $H = 10 \text{ cm}$ である。

図 3.7(b)の計算値と測定値を比較すると、人体の肩方向（下半円部分）に関して両者に若干の相違が見られるが、天頂方向（上半円部分）では両者はよく一致している。一般に、900 MHz 帯陸上移動通信環境下では基地局からの到来波は仰角 $0 \sim 40^\circ$ の範囲に分布していることが知られている[30]-[32]。従って、携帯電話などの移動端末用アンテナを正しく評価するためには、到来波方向の指向性を精度よく求めることが重要である。

図 3.7 の水平設置の場合、肩付きモデルでは z-x, z-y 面ともに下半円部分の肩方向の放射が抑圧され、上半円部分の仰角の高い方向への放射が増えていることがわかる。これは z-y 面で特に顕著に現れている。一方、図 3.8 に示すようにアンテナを垂直にした場合にはこのような指向性の変化は小さく、図 3.7, 3.8 の比較から肩による高仰角方向への放射の増加は水平設置の場合に顕著であることがわかる。これは水平設置の場合、アンテナと肩が平行になるため肩が一種の反射器の役目をしているためと考えられる。このように人体の肩は水平設置ダイポールアンテナの指向性に大きな影響を与えることがわかった。

図 3.9 はダイポールアンテナを男性（30才、身長170 cm、体重60 kg）の左肩上部の側頭部に水平設置したときの測定値である。アンテナの設置位置は $D = 5 \text{ cm}$, $H = 10 \text{ cm}$ である。測定は被験者をターンテーブル上に寝かせて行った（図 4.6 参照）[56]。図 3.9 と図 3.7(b)を比較すると肩方向の指向性が抑圧され高仰角方向

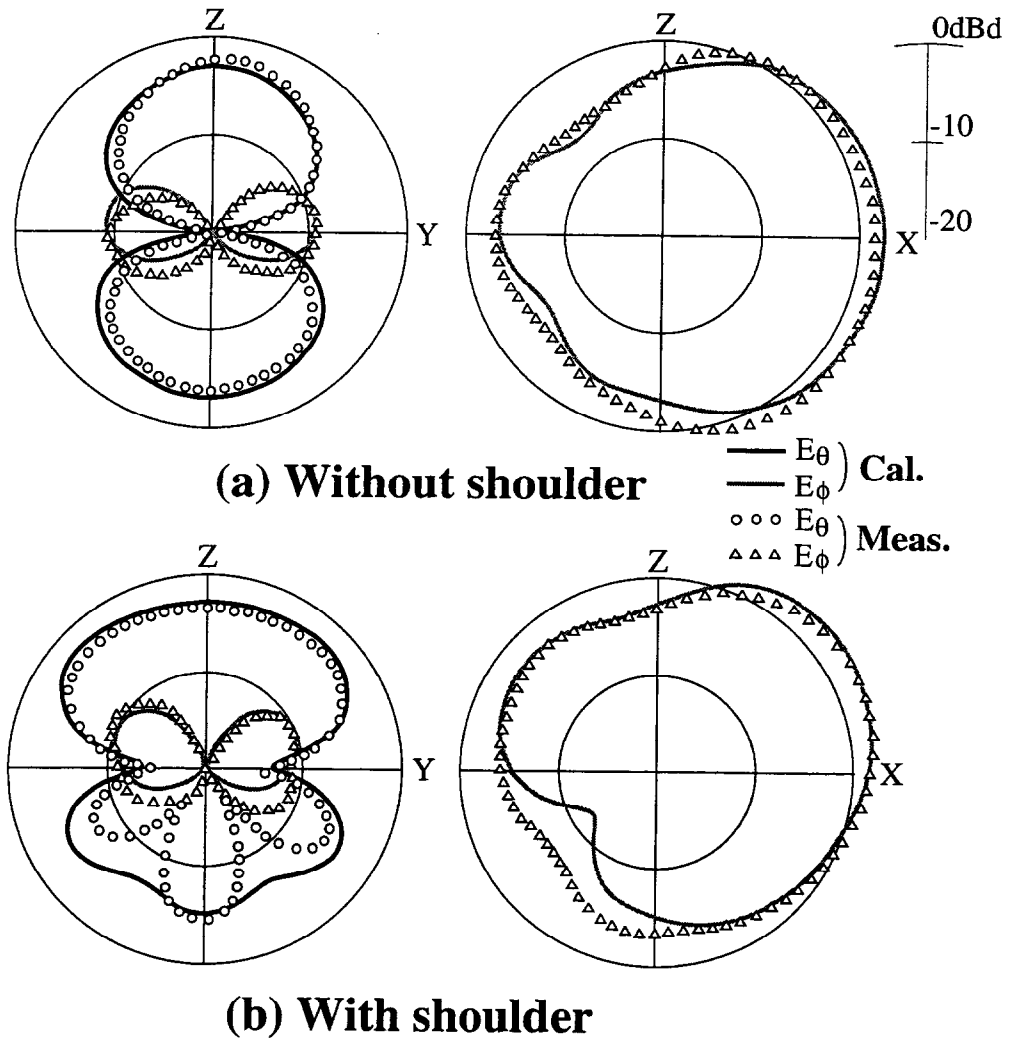


図3.7 肩による指向性の変化 (水平ダイポール: $D=5\text{cm}$, $H=10\text{cm}$)

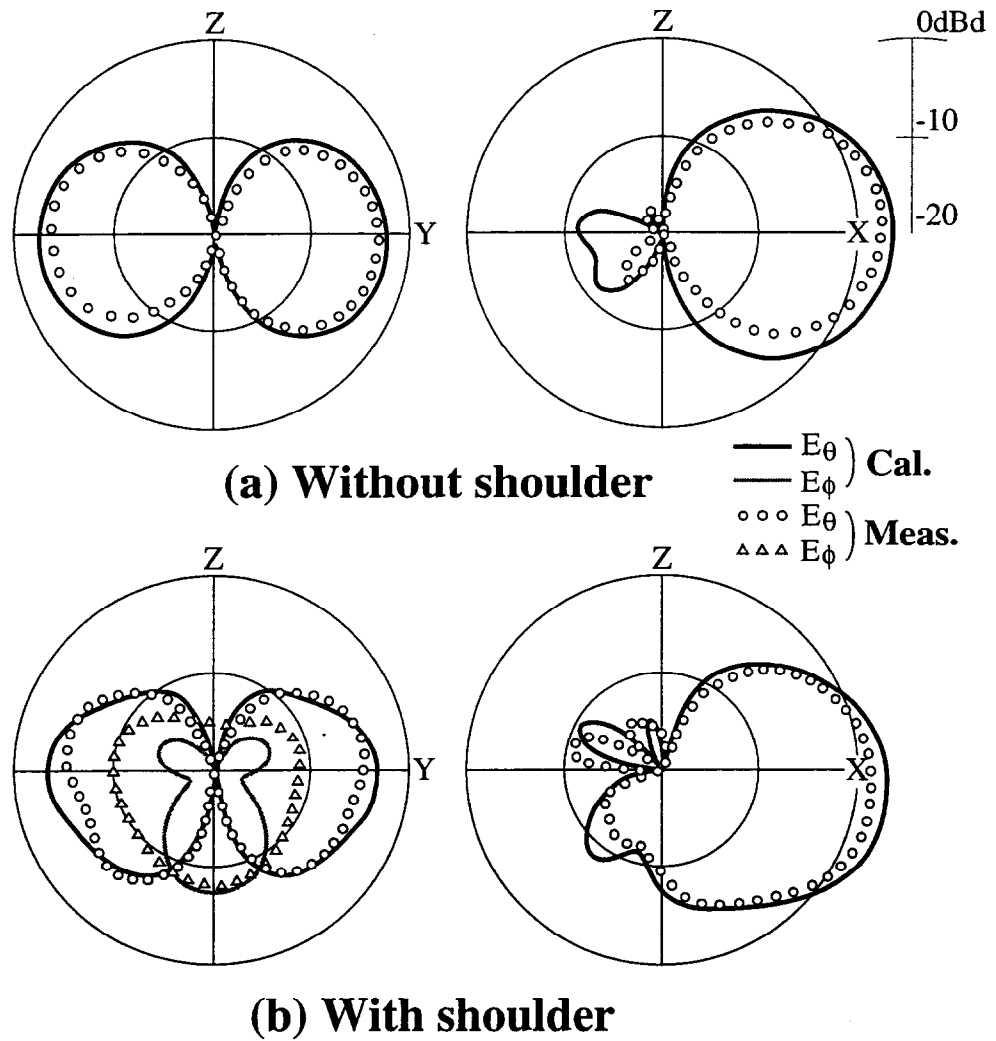


図3.8 肩による指向性の変化 (垂直ダイポール: $D=5\text{cm}$, $H=10\text{cm}$)

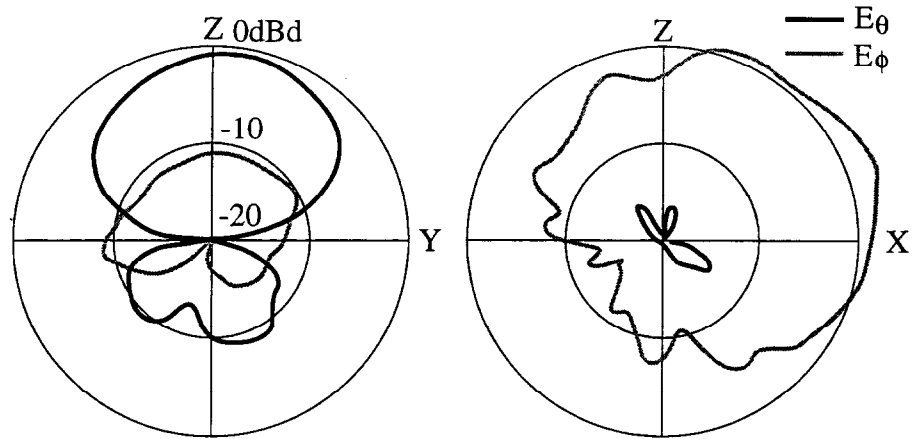


図3.9 人体の側頭部に水平設置したダイポールアンテナの指向性
($D=5\text{cm}$, $H=10\text{cm}$)

表3.1 平均実効利得の計算値と測定値の比較
(水平ダイポール: $XPR=6\text{dB}$, $mV=mH=20^\circ$, $\sigma V=\sigma H=20^\circ$)

	肩なし	肩あり
計算値	-5.9	-4.3
疑似人体	-6.5	-4.8
人体	—	-6.1

(dBi)

へ強く放射されている点で類似しているが、人体の測定値では指向性にリプルが多く発生しており、また交差偏波指向性が計算値と大きく異なっている。これらの相違は 3.4 で述べる平均実効利得の計算精度に対して影響を与える可能性がある。そこで、図 3.7 の指向性の計算値および測定値、ならびに図 3.9 の測定値から表 3.1 に示すように平均実効利得を求め、人体モデルおよび解析方法の妥当性について考察した。

表 3.1 の MEG はいずれも主平面指向性 (z-x, z-y 面) のみから求めた推定値[57] であって、MEG の真値とは異なる量であるが、MEG の相対的な比較には有効と考えられる。なお、人体の MEG に関しては 3 回の連続測定から 0.5dB 以内の再現性が得られることを確認し、その平均値を採用した。表 3.1 からわかるように、計算値と、疑似人体および人体の指向性から求めた MEG の差はそれぞれ 0.5dB および 1.8dB である。計算値と人体の MEG の差が若干大きいのは、解析モデルを単純な形状に近似しているためと思われる。また、表からは計算値と疑似人体に関しては、両者の肩の有無による MEG の変化量がほぼ一致していることがわかる。このことは前述したように図 3.7 の指向性に関して測定値と計算結果がよく一致していることから裏付けられる。本論文では肩の有無による平均実効利得の変化を主要な論点としているので、表 3.1 の結果から、MEG の計算値は肩の影響を議論するのに十分な精度を有していると言える。

3.4 実効利得特性と放射効率

ここでは指向性および放射効率の変化がどのように実効利得特性に影響を与えるかを詳細に検討し、アンテナと人体の位置関係によって実効利得が変化するメカニズムについて考察する。

図 3.10 および図 3.11 は距離 D に対する平均実効利得および放射効率の計算結果である。垂直および水平いずれの設置方法に対してもアンテナと人体が近接すると MEG は著しく劣化しており、 D が 1cm のときには -7dBi 以下の極めて低い MEG 値を示すようになる。しかし、 D が大きくなると水平設置と比較して垂直設置ダイポールの MEG は急激に大きくなる。例えば、 $D=5\text{cm}$ のときの MEG を $D=1\text{cm}$ の場合と

比較すると垂直設置では 6dB 以上の増加を示しているが、水平設置では 2dB 程度の増加になっている。これは、人体頭部を円柱で近似しているため、水平設置の場合、アンテナと円柱側面との間に垂直設置の場合よりも多くの隙間が発生し、アンテナと人体の相互結合が弱くなるためと考えられる。

図 3.11 において肩付きモデルと肩無しモデルの放射効率を比較すると、垂直ダイポールでは肩によって比較的大きな効率の劣化が見られるが、水平ダイポールでは両者の効率の差はわずかであることがわかる。一方、図 3.10 を見ると、垂直ダイポールでは両者のうち肩付きモデルにおいて小さな MEG を示しているのに対して、水平ダイポールではそれとは反対に肩付きモデルにおいて 1.5dB 程度大きな MEG を示している。また、垂直ダイポールでは、肩による MEG の劣化量が図 3.11 の放射効率の劣化量とおおむね一致していることがわかる。以上のことから、垂直ダイポールで肩の付加により MEG が劣化するのは肩への吸収電力が増加し、それによって生じる放射効率の減少が主な原因であると言える。一方、水平ダイポールにおいて肩によって MEG が増加するのは、効率の変化が小さいことから考えて、図 3.7 の指向性で示される高仰角方向への放射の増加が原因であると考えられる。

図 3.12 は到来波の平均仰角をパラメータとしたときの MEG とアンテナの鉛直方向からの傾き角 α の関係である。図で $\alpha=0^\circ$ が垂直、 $\alpha=90^\circ$ が水平ダイポールに対応している。図より肩がある場合は傾き角による MEG の減少の割合が肩なしの場合と比較して小さくなることがわかる。特に仰角 40° では肩の存在によって傾き角が大きくなると MEG がかえって増加している。この結果、水平ダイポール ($\alpha=90^\circ$) における肩による MEG の増加は高仰角で特に顕著になり、仰角 $0\sim 40^\circ$ での増加分は $0.8\sim 2\text{dB}$ となっている。この現象は図 3.7 において仰角の高い部分の指向性が肩によって特に大きな変化を受けていることに対応している。

以上の検討結果は肩の存在によって水平偏波成分が大きな影響を受けることを示しており、水平に近い状態で使用されることが多い携帯電話において多重波環境における実効利得を高い精度で求めるためには肩の影響を考慮することが重要であることを示唆している。なお、この問題は 4 章で再度取り扱う。

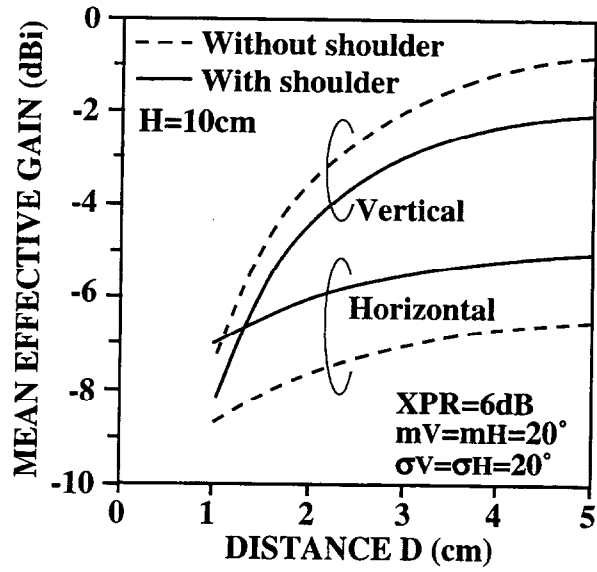


図3.10 平均実効利得と距離D

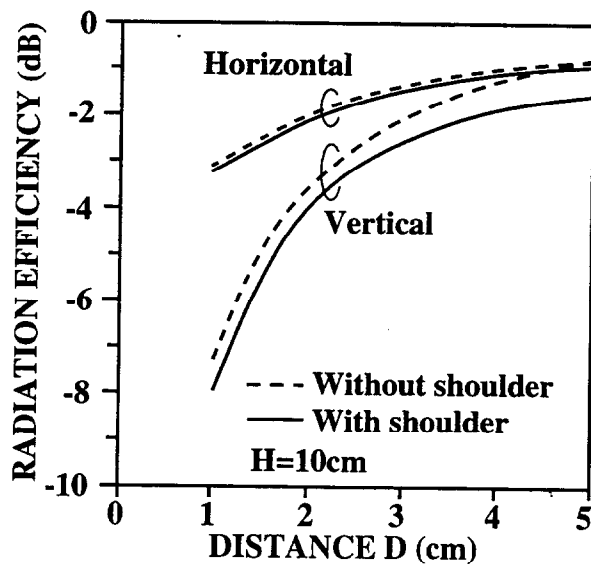


図3.11 放射効率と距離D

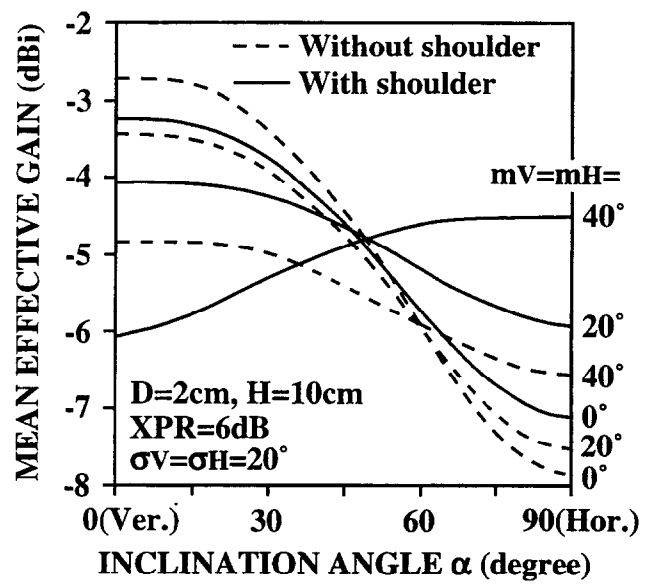


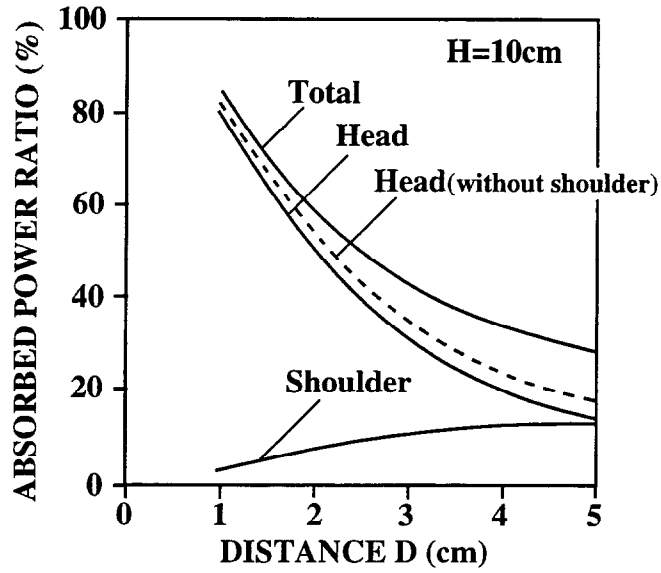
図3.12 平均実効利得とアンテナ傾き角 α

3.5 吸収電力

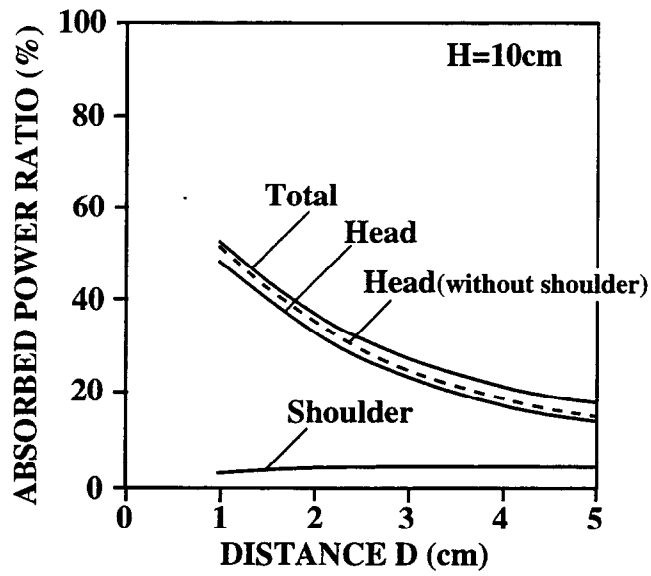
図 3.13 は垂直、水平ダイポールに関し、吸収電力の総量 P_a とともに式(3.5), (3.6) から計算される頭および肩の部分のみの吸収電力 P_h , P_s を入力電力 P_{in} に対する比で示したものである。垂直ダイポールの場合、アンテナが頭に近接した状態では頭への吸収電力が支配的であるが頭から離れるに伴って肩への吸収電力が大きくなり、 $D=5\text{cm}$ では $P_s/P_{in}=15\%$ 程度になる。一方、水平ダイポールでは D によらず肩への吸収電力は一定であって、約 5% である。また、図には肩がないモデルにおける吸収電力を点線で示したが、肩付きモデルの P_h とほぼ一致しており、図 3.11 の放射効率の結果に対応している。このように、吸収電力に関しては肩の寄与は相対的に小さいことがわかった。

3.6 結 言

人体の肩と頭部に近接した半波長ダイポールアンテナのインピーダンスおよび放射特性を調べ、アンテナ特性に与える肩の影響を検討した。さらに、ダイポールアンテナの多重波環境中における実効利得特性を求めた。その結果、アンテナを水平設置としたとき肩の存在によって指向性が強い影響を受け、高仰角方向の放射が増えることによって実効利得の向上がもたらされることを明らかにした。これらの検討から、水平に近い状態で使用されることが多い携帯電話において多重波環境における実効利得を高い精度で求めるためには肩の影響を考慮することが重要であることを示した。



(a) Vertical



(b) Horizontal

図3.13 吸収電力と距離D

第4章 人体近接時の実効利得および相関特性

4.1 緒言

本章では携帯電話が人体によって所持されて通話状態にある場合の実効利得および相関特性を解析する。これまで、携帯端末アンテナの実効利得および相関特性は主に実際の移動通信伝搬環境あるいは人為的に発生させた多重波環境におけるRFM法によって実験的に求められていた[27]-[29]。しかし、これらの方法は多大な労力と時間がかかること、再現性が得にくいこと、また特性のメカニズム解析が困難であること等の問題があり、使用状態における特性の理論解析に対する期待は大きい。

人体に近接した携帯端末ではアンテナと人体の電磁相互干渉によってアンテナの入力インピーダンスが変化するので、放射効率および実効利得の計算に際してインピーダンス不整合による損失電力を適切に取り扱うことが必要である。従来の研究では、インピーダンス整合については常に整合がとれている理想的な場合を考え、不整合による損失は考慮していないものが多い[18],[22]。

そこで本章ではアンテナを励振する電源の最大有能電力に基づく放射効率を新たに定義し、不整合損失を含んだ解析を行う。そして人体の各部位における吸収電力および電流分布を求め、携帯端末アンテナと人体の電磁相互干渉の問題を考察する。さらにアンテナ構造、端末の筐体構造、アンテナと人体の相対的位置および到来波の状況と、放射効率、平均実効利得、相関係数およびダイバーシチ利得の関係を定量的に解明するとともに、それらの変動メカニズムについて考察を加え、第2章の人体の影響を考慮しない自由空間における結果と比較検討する。また、解析結果は屋内多重波伝搬環境における実験により検証する。

4.2 解析モデルと解析方法

4.2.1 通話状態におけるアンテナと人体のモデル化

図 4.1 に解析モデルを示す。携帯端末の筐体形状およびアンテナ構成は第 2 章で用いたものと同様である。人体モデルにはアンテナ特性に与える肩の影響を考慮するため、第 3 章で検討した頭部と左肩を統合した上半身モデルを採用した。携帯端末を保持する手は厚さ 2cm 高さ 8cm のコの字形とし、筐体側面および PIFA のエレメント表面と 1cm の間隔で筐体下部を覆うように設置した。携帯端末は回転中心を筐体上面から 2cm の位置に設定し、耳の位置を円柱側面の中心（肩の表面から 12.5cm の位置）に仮定して、端末の回転中心と耳を一致させながら、頭と筐体の間隔が D 、鉛直方向からの傾き角が α となるように設置した。図 4.2 にワイヤーグリッドモデルを示す。ワイヤー上には人体の損失性媒質を模擬するため 3.2.2 で述べた手法によってインピーダンスを装荷した。人体組織の比誘電率および導電率はそれぞれ 42 および 0.85S/m とした[55]。

4.2.2 有能電力に基づく放射効率の理論式

一般に、携帯端末アンテナの入カインピーダンスは自由空間中において $50\ \Omega$ となるように設計される。しかし、アンテナが人体に近接し、入カインピーダンスが自由空間中の値から変化すると不整合損失が発生する。従って、放射効率の計算に際してはインピーダンス不整合損失を考慮することが必要である。

ダイバーシチアンテナの給電点における等価回路は、それぞれのアンテナを励振した場合に、第 2 章の図 2.4 で示される。従って、第 2 章と同様に、自由空間において負荷インピーダンス Z_{L1}, Z_{L2} と入カインピーダンス Z_{in1}, Z_{in2} が共役整合の条件を満たしているとする式(2.2), (2.3)が成り立つ。今、自由空間において式(2.2), (2.3)を満足する整合負荷 (Z_{L1m}, Z_{L2m}) がそれぞれのアンテナに接続されているものとする。この状態から端末が人体に近づくと、自己および相互インピーダンスは Z_{11}', Z_{22}', Z_m' に、入カインピーダンスは Z_{in1}', Z_{in2}' に変化する。以下では、図 2.4(a)のようにホイップアンテナが電源電圧 V_{g1} で励振されている場合を考える。ホイップアンテナに印加され

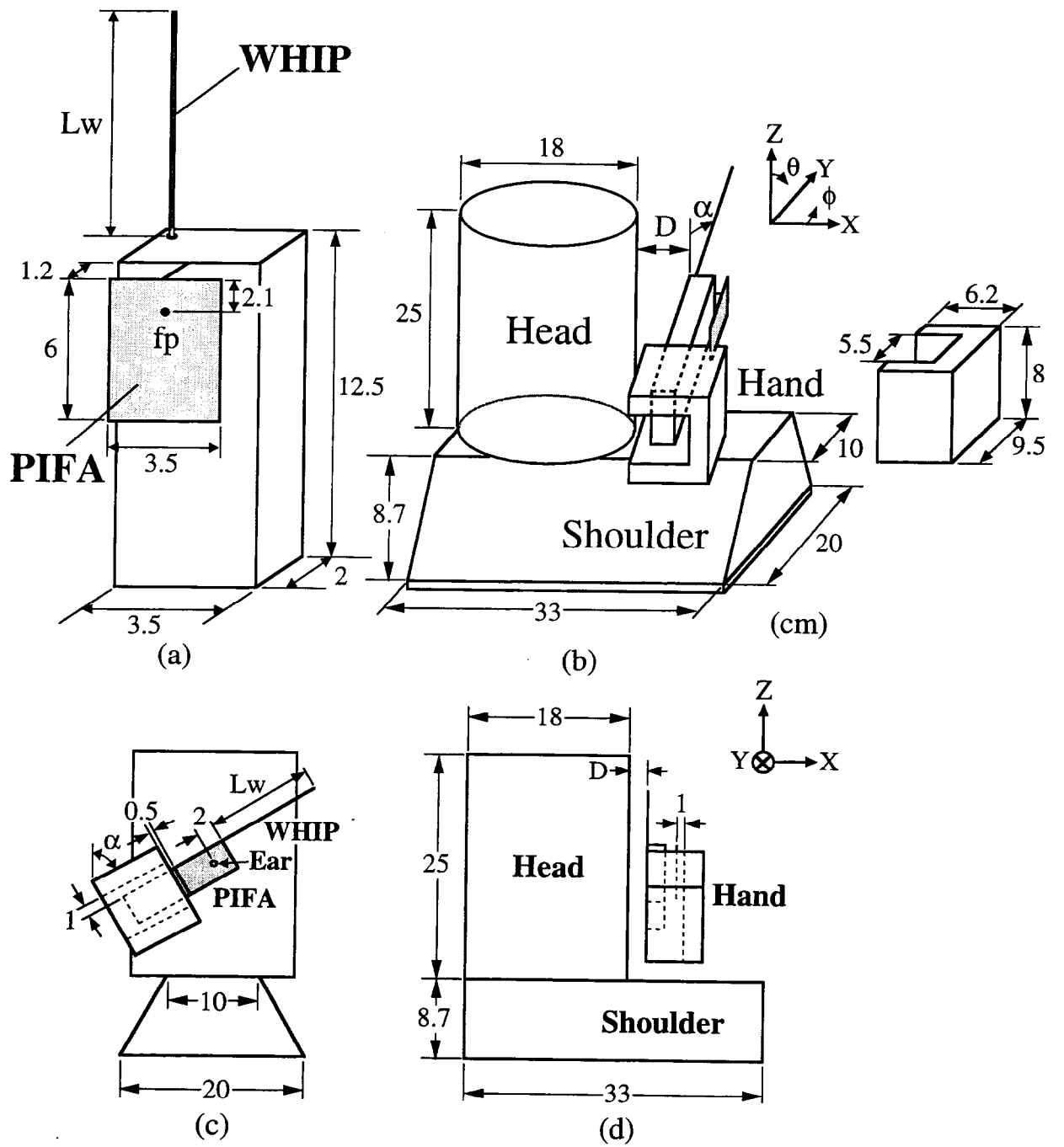


図4.1 (a)アンテナの構造、(b)疑似人体、(c)側面図および(d)正面図

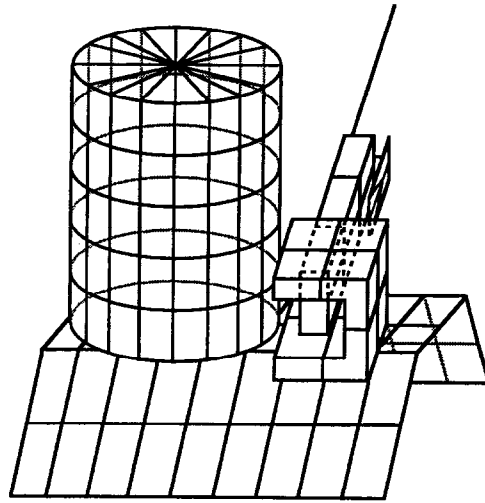


図4.2 ワイヤーグリッドモデル

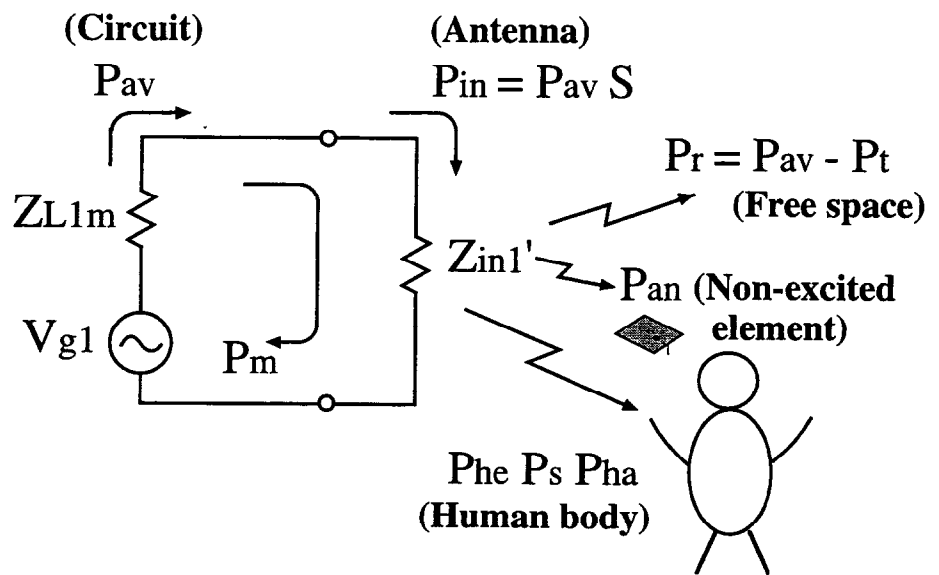


図4.3 損失電力の関係 (ホイップ励振)

る入力電力は次式で与えられる。

$$P_{in} = \frac{1}{2} \text{Re}[Z_{in1}' I_1 I_1^*] \quad (4.1)$$

ここで
$$I_1 = \frac{V_{g1}}{Z_{L1m} + Z_{in1}'}$$

この電力は電源#1 から供給されるから次式で表される。

$$P_{in} = \frac{1}{2} \frac{|V_{g1}|^2 \text{Re}(Z_{in1}')}{|Z_{L1m} + Z_{in1}'|^2} = P_{av} \cdot S \quad (4.2)$$

ここで
$$P_{av} = \frac{|V_{g1}|^2}{8 \text{Re}(Z_{L1m})},$$

$$S = \frac{4 \text{Re}(Z_{L1m}) \text{Re}(Z_{in1}')}{|Z_{L1m} + Z_{in1}'|^2} \leq 1$$

$\text{Re}(X)$ は X の実部を、 P_{av} は電源の有能電力を表す。 S はアンテナへ供給される電力と電源の有能電力の比を表す。従って、共役整合の条件下では $S = 1$ である。ここで、有能電力に対する放射効率 η を次式で定義する。

$$\eta = \frac{P_r}{P_{av}} = \frac{P_{av} - P_t}{P_{av}} \quad (4.3)$$

$$P_t = P_{he} + P_{ha} + P_s + P_{an} + P_m$$

上式で P_r は空間への放射電力、 P_t は損失電力の総量、 P_{he} , P_{ha} , P_s はそれぞれ頭、手、肩への吸収電力である。 P_{an} はP I F Aの整合負荷 Z_{L2m} に消費される電力、 P_m はインピーダンス不整合による損失電力である。これらの電力の関係を模式図的に表すと図 4.3 のように描かれ、それぞれ次式により計算される。

$$P_{he} = \frac{1}{2} \sum \text{Re}(Z_{Lhe}) I_{he}^2 \quad (4.4)$$

$$P_{ha} = \frac{1}{2} \sum \operatorname{Re}(Z_{Lha}) I_{ha}^2 \quad (4.5)$$

$$P_s = \frac{1}{2} \sum \operatorname{Re}(Z_{Ls}) I_s^2 \quad (4.6)$$

$$P_{an} = \frac{1}{2} \operatorname{Re}[Z_{L2m} I_2 I_2^*] \quad (4.7)$$

$$P_m = (1-S)P_{av} \quad (4.8)$$

ここで Z_{Lhe}, Z_{Lha}, Z_{Ls} は頭、手、肩の負荷インピーダンス、 I_{he}, I_{ha}, I_s はそれぞれの負荷を流れる電流である。通常、放射効率は第3章の式(3.7)で示したように全放射電力とアンテナに入力された正味の電力の比 P_r/P_{in} によって定義される[58]。一方、式(4.3)で定義される放射効率は有能電力 P_{av} がアンテナによって放射電力 P_r に変換される割合を表している。この放射効率は回路理論において2端子回路網（例えば増幅器）の設計で用いられる変換電力利得(transducer power gain) [59]に類似しており、インピーダンス不整合損失 P_m の効果を含んであるので、より一般的な場合を考察するのに有効である。同様に、PIFAを励振した場合も放射効率は図2.4(b)および式(4.3)によって与えられる。

4.2.3 ダイバーシチ利得の理論式

2ブランチ選択ダイバーシチ受信における不等平均電力（不等中央値）・有相関受信の場合の受信信号の累積確率分布 $p_r(\gamma)$ は次式によって与えられる[60]。

$$p_r(\gamma) = 1 - \exp\left(-\frac{\gamma}{\Gamma}\right) Q\left(\sqrt{\frac{2\gamma}{r\Gamma(1-\rho_e)}}, \sqrt{\frac{2\rho_e\gamma}{\Gamma(1-\rho_e)}}\right) - \exp\left(-\frac{\gamma}{r\Gamma}\right) \left[1 - Q\left(\sqrt{\frac{2\rho_e\gamma}{r\Gamma(1-\rho_e)}}, \sqrt{\frac{2\gamma}{\Gamma(1-\rho_e)}}\right)\right] \quad (4.9)$$

ここで、 Γ はブランチ1の平均CNR、 ρ_e は包絡線振幅の相関係数である。 r はブランチ2のブランチ1に対する平均電力の不等レベル比（ $0 < r \leq 1$: 真値）で、ブランチ1の平均電力がブランチ2より大きいことを仮定している。 Q は Marcum の Q 関

数であり、次式で表される。

$$Q(\alpha, \beta) = 1 - \int_0^\beta I_0(\alpha t) \exp\left(-\frac{\alpha^2 + t^2}{2}\right) dt \quad (4.10)$$

$I_0(\cdot)$ は0次の変形ベッセル関数である。平均実効利得は 2.2.3 の式(2.8)で示されるようにアンテナの平均受信電力と観測点での全到来波電力の比で定義されるから不等レベル比 r は次式によって与えられる。

$$\begin{aligned} r &= r_m \quad (r_m \leq 1) \\ &= 1/r_m \quad (r_m > 1) \end{aligned} \quad (4.11)$$

ここで、

$$r_m = \frac{G_{ep}}{G_{ew}} \quad (4.12)$$

G_{ep} , G_{ew} はそれぞれ PIFA とホイップアンテナの MEG である。 r_m はそれぞれの MEG の相対比を表し、 $r_m \leq 1$ のときはホイップアンテナの MEG が PIFA より大きいことを、 $r_m > 1$ のときはその反対を示している。2.2.3 の式(2.12)より相関係数を、式(4.11)より不等レベル比 r を求めることによって累積確率分布に基づくダイバーシチ利得 G_{divc} は次式によって与えられる。

$$G_{divc} = \frac{\left(\frac{\gamma}{\Gamma_m}\right)_{P(\gamma)=1\%}}{\left(\frac{\gamma}{\Gamma_m}\right)_{Rayleigh}} \quad (4.13)$$

ここで、分子は、移動通信で基準値として一般的に用いられる式(4.9)が 1% の確率値を示す相対信号レベルを表し、分母はレイリー分布において 1% の確率値を示す相対信号レベル(0.0146: -18.35dB)を表す。

4.3 実効利得特性に与える肩の影響

4.3.1 放射特性

第3章では頭部に近接したダイポールアンテナの放射およびインピーダンス特性に与える肩の影響に関して基礎的検討を行った。900MHz帯の陸上移動通信環境における基地局からの到来波は 0° から 40° の仰角方向に分布しているため、携帯端末アンテナの正しい評価には、この到来波方向における指向性を正しく求めることが不可欠である。そこで、本章では、図4.1の構成の人体に近接して通話状態にある携帯端末アンテナの放射特性を調べ、この種のアンテナに関して、アンテナ特性に与える肩の影響を検討する。

図4.4(a), (b)は肩がない状態のモデル(図4.1の頭と手のみ)と肩付きのモデル(図4.1)における垂直面(z-y)指向性の計算結果である。ホイップアンテナは $1/4$ 波長(83mm)と $1/2$ 波(167mm)の場合を示した。図4.4(a), (b)から、 $\lambda/4$ ホイップアンテナでは肩を装着することによって肩の方向に当たる下半球面の放射が抑圧され、その結果、上半球面への放射が増加していることがわかる。これは、第3章のダイポールアンテナにおける検討結果と類似の現象である。

一方、 $\lambda/2$ ホイップアンテナでは肩の存在による指向性の変化は小さく、図4.4(a), (b)のいずれの場合も下半球面への強い放射が観測される。このことから、肩による仰角方向利得の増加は短いホイップアンテナの場合に顕著であることがわかる。これは、両者のアンテナの電流最大点と肩の距離の相違に基づくものと考えられる(図4.21参照)。即ち、短いホイップアンテナでは放射源が肩近傍に存在し、放射のエネルギーが肩に集中することから肩が指向性に対して大きな影響を与えると考えることができる。このような解釈は、図4.4(a), (b)からわかるように、肩の真上に放射源があるPIFAにおいて $\lambda/4$ ホイップアンテナと同様の現象(上半球面への放射が増加)が観測されていることから支持される。

図4.4(c)は人体ファントムにおける測定結果である。図4.5に人体ファントムに装着された携帯端末の様子を示す。ファントムの構成は3章で用いたものと同様である。また、給電線の影響をさけるため端末内部に小形発振器を入れて測定した。図4.4(b),

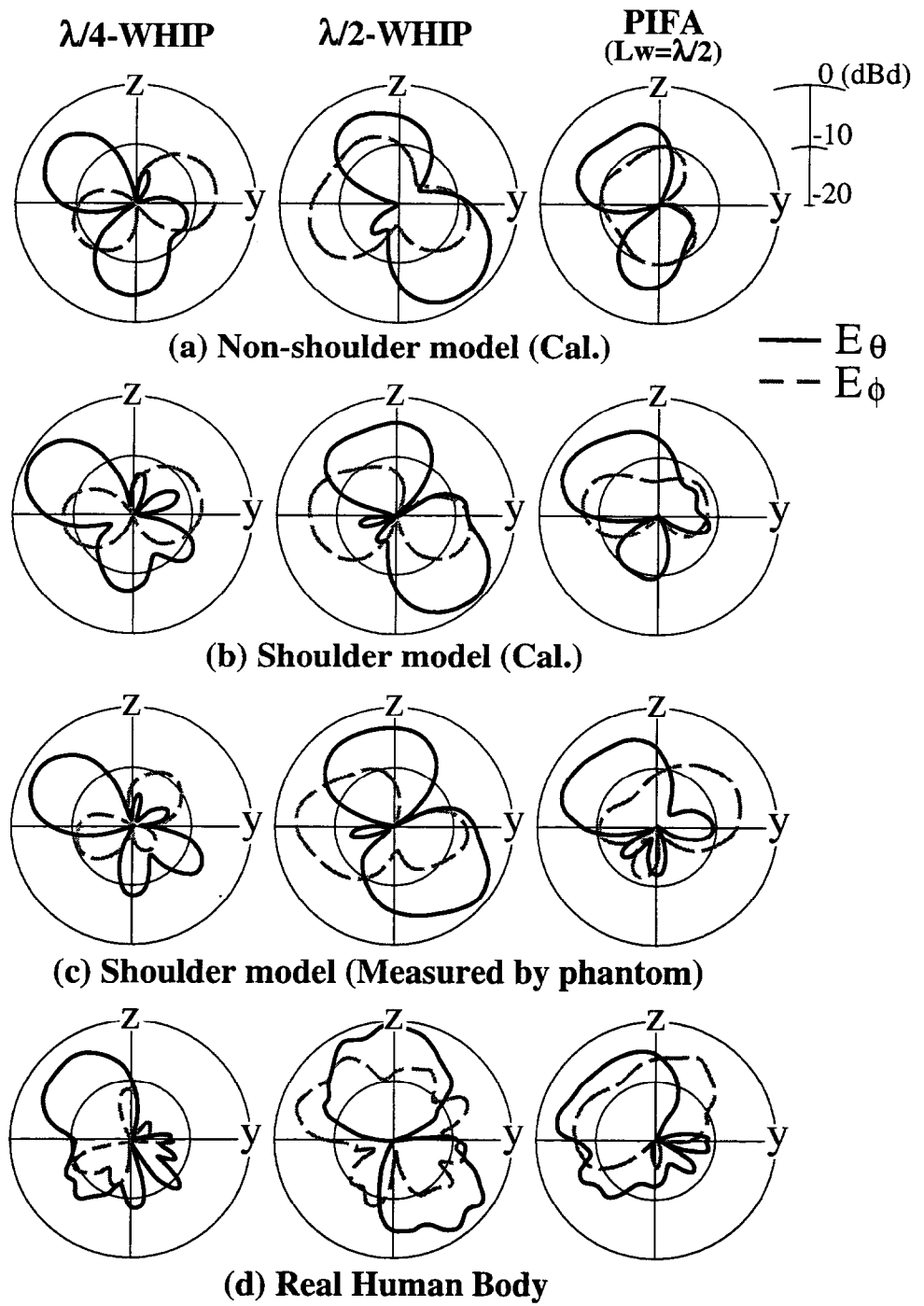


図4.4 (a) 肩あり (b) 肩なし人体モデルの指向性計算値および
 (c) 肩あり人体ファントムの指向性測定値($\alpha=60^\circ$ and $D=2\text{cm}$)
 (d) 実際の人体による測定結果($\alpha=60^\circ$ and $D=2\text{cm}$)

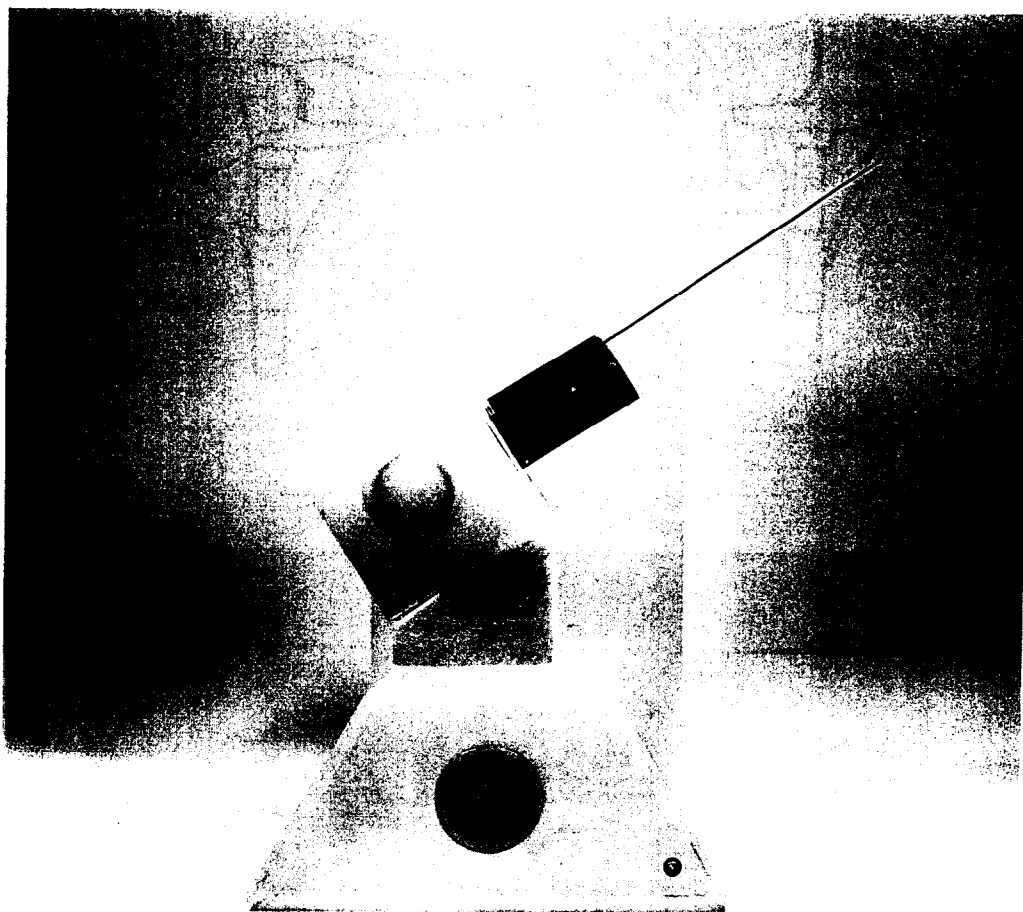


図4.5 人体ファントムに装着された携帯端末モデル ($L_w = \lambda/2$)

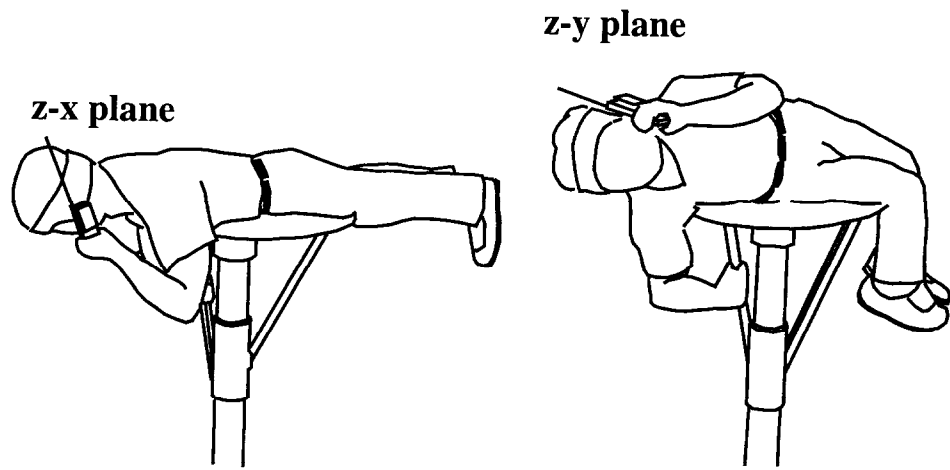


図4.6 実際の人体による垂直面指向性の測定方法

(c)からわかるように人体モデルによる計算値とファントムによる測定値はよい一致を示している。これにより図 4.2 のワイヤーグリッドによるモデル化ならびに解析方法の妥当性が検証された。

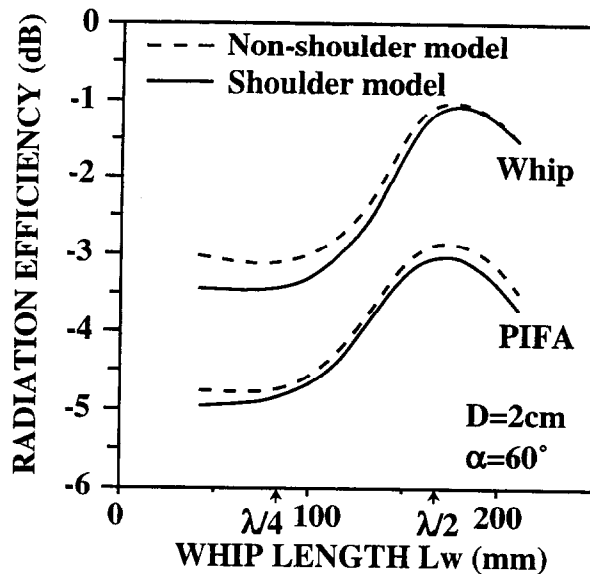
図 4.4(d)は身長 170cm、体重 60kg の 30 才の男性によって測定した指向性である。図 4.6 に示すように、測定は図 4.1(a)の携帯端末を鉛直方向から 60°傾けた状態で耳に当てて被験者を回転テーブルの上に乗せて行った[56]。回転台は直径 70cm のプラスチック製である。測定は、筐体下部の導体部分を絶縁のため厚さ 1cm の発砲スチロールで巻いて行った。図 4.4(d)と(b)あるいは(c)を比較すると、下半球面の放射に若干の相違が見られる。これはファントムを単純な形状で近似しているためと思われる。一方、上半球面の放射に関しては図 4.4(d)と(b)あるいは(c)はよく一致しており、 $\lambda/4$ ホイップアンテナおよび P I F A に関して、肩の方向の放射が抑圧され、上半球面への放射が増加している点で非常によく似た指向性を示している。以上のことから、図 4.1 の人体モデルによって、移動通信環境における典型的な到来方向指向性を十分な精度で評価できることがわかった。

4.3.2 実効利得特性

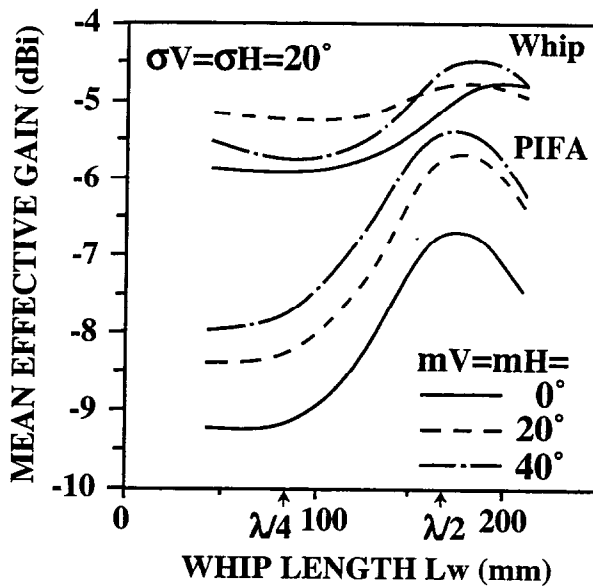
本章では、前章で述べた肩による放射特性の変化が多重波中の実効利得特性に与える影響について考察し、人体のモデル化に際して肩の考慮を必要とする条件を明確にする。

図 4.7 はホイップアンテナの長さに対する放射効率と MEG の計算結果である。図において(b)および(c)はそれぞれ肩付きモデルおよび肩なしモデルの MEG である。到来波パラメータは市街地を想定し、交差偏波電力比 XPR は 6dB、各偏波の平均仰角は 0°~40°、標準偏差は 20°とした。これらの到来波パラメータとアンテナ特性の関係の詳細は次章で述べるとして、本章では肩の影響について着目する。

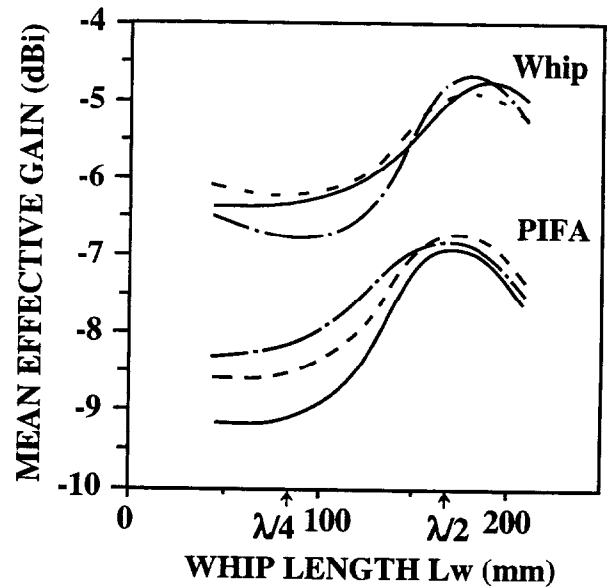
図 4.7(a)の肩付きと肩なしモデルにおける放射効率を比較するとホイップアンテナと P I F A ともに肩付きモデルの場合に放射効率の低下が観測されている。これは 4.5.1 で述べるように肩による電力吸収が原因である。一方、図 4.7(b)と(c)を比較すると $\lambda/4$ ホイップアンテナおよび $L_w = \lambda/2$ の場合の P I F A に関して、肩を装着したこ



(a)



(b) Shoulder model



(c) Non-shoulder model

図4.7 肩モデルと肩なしモデルによる(a) 放射効率および
(b), (c) 平均実効利得とホイップ長
($\alpha=60^\circ$, $D=2\text{cm}$, $\sigma_V=\sigma_H=20^\circ$ and $XPR=6\text{dB}$)

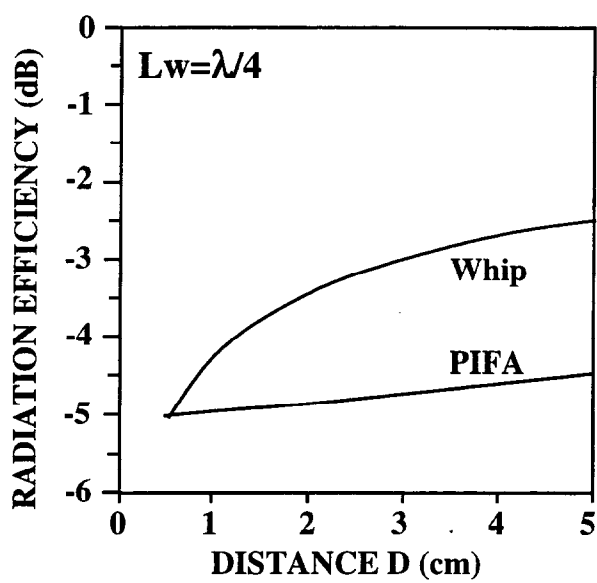
とによる比較的大きな MEG の増加が見られる。ただし、 $\lambda/2$ ホイップアンテナおよび $L_w = \lambda/4$ の場合の P I F A に関しては MEG の増加量は極めて小さい。また、図から MEG の増加量は高仰角になるほど大きくなっていることがわかる。例えば、 $\lambda/4$ ホイップアンテナでは MEG の増加量は $m_V = m_H = 0^\circ, 20^\circ$ および 40° においてそれぞれ 0.4dB, 1dB および 1dB であり、 $L_w = \lambda/2$ の場合の P I F A では $m_V = m_H = 0^\circ, 20^\circ$ および 40° においてそれぞれ 0.3dB, 1.1dB および 1.5dB である。このような MEG の増加は図 4.4 で示した到来波方向の指向性の変化が原因である。このことから、 $\lambda/4$ のような短いホイップアンテナあるいは内蔵形式の P I F A の放射特性を、高仰角方向からの到来波が存在する市街地において高精度で評価する必要がある場合には、肩の存在を考慮した取り扱いが必要であると言える。

4.4 解析結果

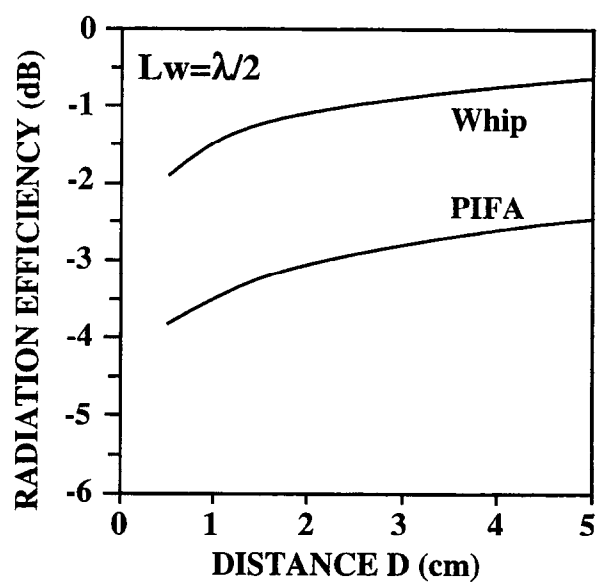
4.4.1 放射効率および平均実効利得

図 4.8 は筐体の傾き角が 60° のときの頭と端末の距離 D と放射効率の関係である。図中、(a) は $\lambda/4$ ホイップアンテナ、(b) は $\lambda/2$ ホイップアンテナの場合である。図 4.8(a) よりホイップアンテナの放射効率は距離 D にともなって急激に増加するが P I F A の放射効率は緩やかに改善することがわかる。これは手と頭の吸収電力によって生じている。P I F A の場合、手の吸収電力が頭に比べて大きく、頭の影響が相対的に小さくなる（詳細は 4.5.1 を参照のこと）。端末が頭に近づくとも効率は著しく減少し、有能電力の半分以下の電力しか空間に放射されない。これは従来解析結果[16]-[18]と一致している。

一方、 $L_w = \lambda/2$ の場合は図 4.8(b) に示すように放射効率が大幅に改善される様子がわかる。例えば、 $D = 0.5\text{cm}$ では改善量は P I F A では 1.3dB、ホイップアンテナでは 3.2dB にもなる。この放射効率の大幅な改善は主に非励振アンテナに接続されている整合負荷 P_{an} での電力損失によるのものである（図 4.20 参照）。また、図 4.8(a) と (b) を比較すると距離 D に対して P I F A の放射効率が增加する割合が $L_w = \lambda/4$ と $L_w = \lambda/2$ で異なることがわかる。これは、図 4.20 に示すように P I F A では $L_w = \lambda/2$



(a)



(b)

図4.8 放射効率と距離D ($\alpha=60^\circ$)
 (a) $Lw=\lambda/4$, (b) $Lw=\lambda/2$

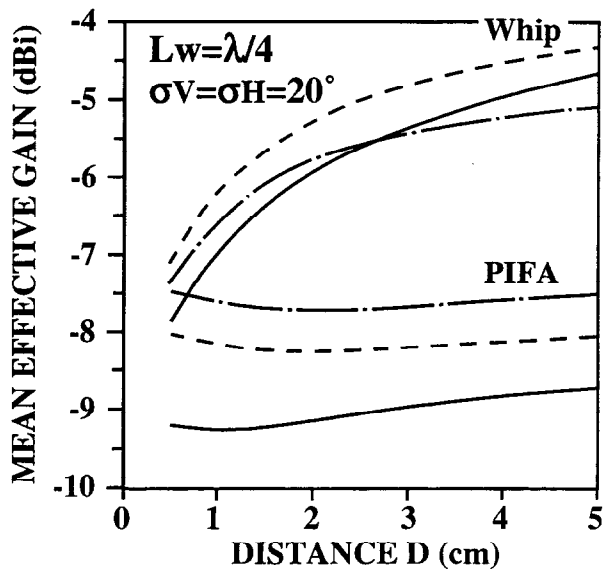
の場合、頭に吸収される電力 P_{he} が $L_w=\lambda/4$ と比較して増加し、従って D の増加により P_{he} が減少し、その結果末端が頭から離れることによって P I F A の効率が改善されるからである。

図 4.9 は頭と末端の距離 D と M E G の関係である。到来波パラメータは第 2 章にならって都市部の典型的な値とした。図 4.9(a), (b)より $L_w=\lambda/4$ の場合、末端が頭に近づくとき、放射効率と同様に、ホイップアンテナの M E G は著しい減少を示す。使用状態の標準的な間隔である $D=2\text{cm}$ の場合、ホイップアンテナの M E G は $m_V=m_H=0^\circ\sim 20^\circ$ のとき $-6.4\sim -5.4\text{dBi}$ であり、 D の増加によって急速に改善する。それに対して、P I F A の M E G は $m_V=m_H=0^\circ\sim 40^\circ$ のとき $-9.2\sim -7.7\text{dBi}$ の低い値を示し、 D の増加によって緩やかな改善を示す。このような特性は図 4.8 の放射効率と類似している。このことから、 $D=2\text{cm}$ における到来波仰角の 0° から 40° の変化に対する M E G の変化はホイップアンテナでは 0.7dB 、P I F A では 1.5dB になることが読みとれる。これらの変化量は図 4.9(b)に示すように到来波の広がりが大きくなると減少する。このように図 4.9 から P I F A は伝搬環境の影響をより大きく受けることがわかる。この理由は 4.5.2 で取り扱う。

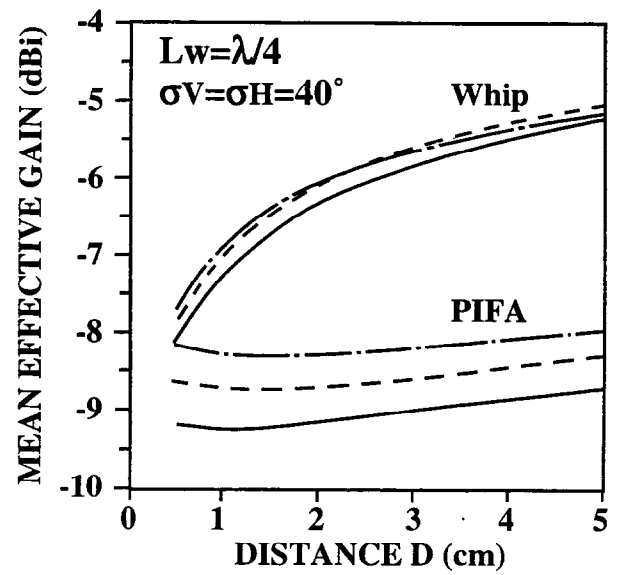
次に、図 4.9(c),(d)のようにホイップアンテナが $\lambda/2$ に長くなると M E G は大幅に増加する。例えば、 $D=2\text{cm}$, $m_V=m_H=0^\circ$ の場合 $L_w=\lambda/4$ から $\lambda/2$ になることによって $\sigma_V=\sigma_H=20^\circ$ および 40° においてホイップアンテナの M E G はそれぞれ 1dB および 1.5dB 増加し、P I F A の M E G は双方の標準偏差で 2.5dB 増加する。ここで、ホイップ長の増加が P I F A の M E G の増加により効果的に寄与していることは興味深い。また、図 4.9(c),(d)は $L_w=\lambda/4$ から $\lambda/2$ になると D に対する P I F A の M E G の増加率が変化するを示している。この結果は図 4.8 の放射効率に対する結果と類似している。

以上、図 4.9 から理解されるようにアンテナが人体に近接したときの M E G 特性は用いるアンテナ形式に大きく依存する。これはアンテナ形式によってアンテナと人体の電磁相互影響が異なるからであり、この複雑な問題のメカニズムは次章で取り扱う。

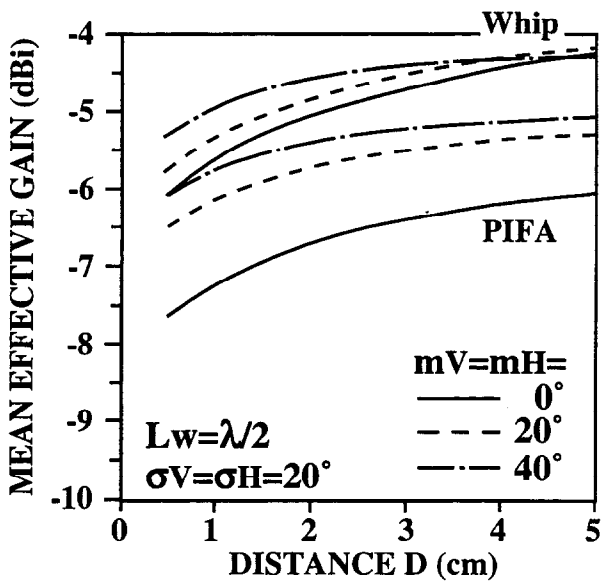
図 4.10 は $XPR=6\text{dB}$, $\sigma_V=\sigma_H=40^\circ$ のときのホイップ長と M E G の関係である。これに対して、図 4.7(b)は $\sigma_V=\sigma_H=20^\circ$ のときの M E G であり、図 4.7(a)の実線で示した曲線は放射効率であって、ちょうど図 4.10 と対をなすデータである。これらの図が



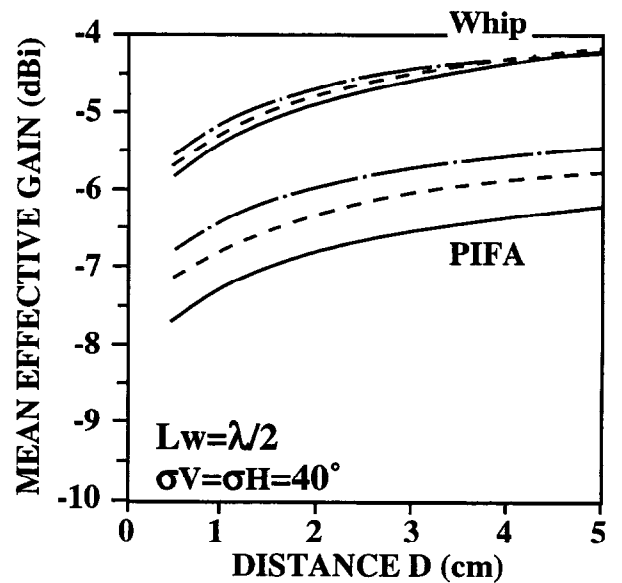
(a)



(b)



(c)



(d)

図4.9 平均実効利得と距離D ($\alpha=60^\circ$ and $XPR=6\text{dB}$)

(a) $L_w=\lambda/4$, $\sigma_V=\sigma_H=20^\circ$ (b) $L_w=\lambda/4$, $\sigma_V=\sigma_H=40^\circ$

(c) $L_w=\lambda/2$, $\sigma_V=\sigma_H=20^\circ$ (d) $L_w=\lambda/2$, $\sigma_V=\sigma_H=40^\circ$

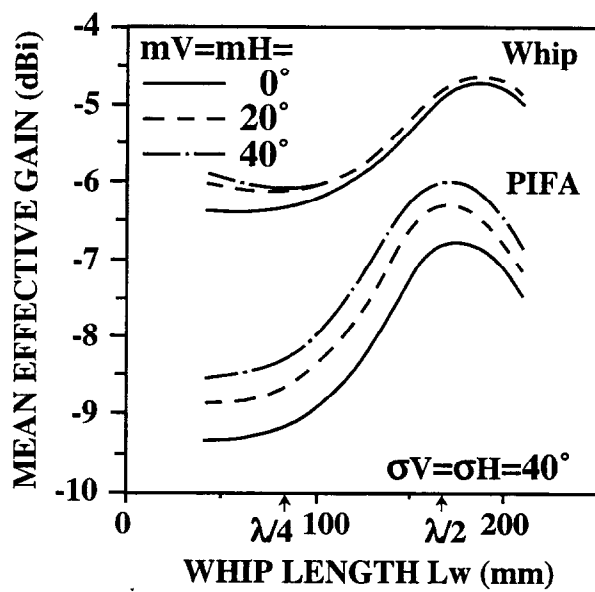


図4.10 平均実効利得とホイップ長
 $(\alpha=60^\circ, D=2\text{cm}, \sigma V=\sigma H=40^\circ \text{ and } XPR=6\text{dB})$

ら放射効率および MEG とともにホイップ長によって変化し、高い効率と MEG を得るための最適なホイップ長が存在することがわかる。最適な長さはいずれのアンテナも $L_w = \lambda/2$ 付近に存在する。

また、図 4.7(b)および図 4.10 からはホイップ長による MEG の変化はホイップアンテナでは小さいが P I F A では大きいことがわかる。特に興味をもたれる現象は、 L_w を長くしたときの MEG の増加分がホイップアンテナでは図 4.7(a)の放射効率の増加分より小さいのに対して、P I F A では MEG と効率の増加分はほぼ一致していることである。この現象の理由については 4.5.2 で議論する。

図 4.7(b)と図 4.10 に関して他の興味ある現象は、到来波の平均仰角に対して P I F A の MEG は大きく変動しているが、ホイップアンテナでは変動が小さいことである。一方、第 2 章の図 2.11 に示した筐体直立時で人体の影響を考慮しないときの解析結果では、これとは反対に、P I F A よりもホイップアンテナで大きな変動を示している。この現象の原因についても 4.5.2 で議論する。

図 4.11 は XPR をパラメータとしたときの筐体の鉛直方向からの傾き角と MEG の関係である。図で(a),(b)は $L_w = \lambda/4$ の場合、(c),(d)は $L_w = \lambda/2$ の場合である。図 4.11 を第 2 章の図 2.12 と比較すると、人体近接時においても自由空間の場合と類似の性質を呈することがわかる。まず、XPR の値にかかわらず MEG が一定になるような特定の傾き角が存在する。これらの傾き角は図中の A, B, C, D で示され、それぞれ 47° , 23° , 43° , 35° である。また、ある特定の XPR において傾き角によらず MEG の変動が小さくなる。例えば、XPR=0dB の場合、 $\lambda/2$ ホイップの MEG は -3.9dBi でほぼ一定である。XPR の値は伝搬環境の変化による場所依存性が強く現れ[28]、0~9dB の範囲に存在することが知られている。従って、図 4.11 から携帯電話の通話状態における平均的な傾き角である 60° [48]付近での XPR の変化にともなう MEG の変動を読み取ることができる。例えば、 $L_w = \lambda/4$ の場合、XPR が 0 から 9dB まで変化したときの MEG の変化はホイップアンテナと P I F A でそれぞれ 0.8 および 2dB と推定される。

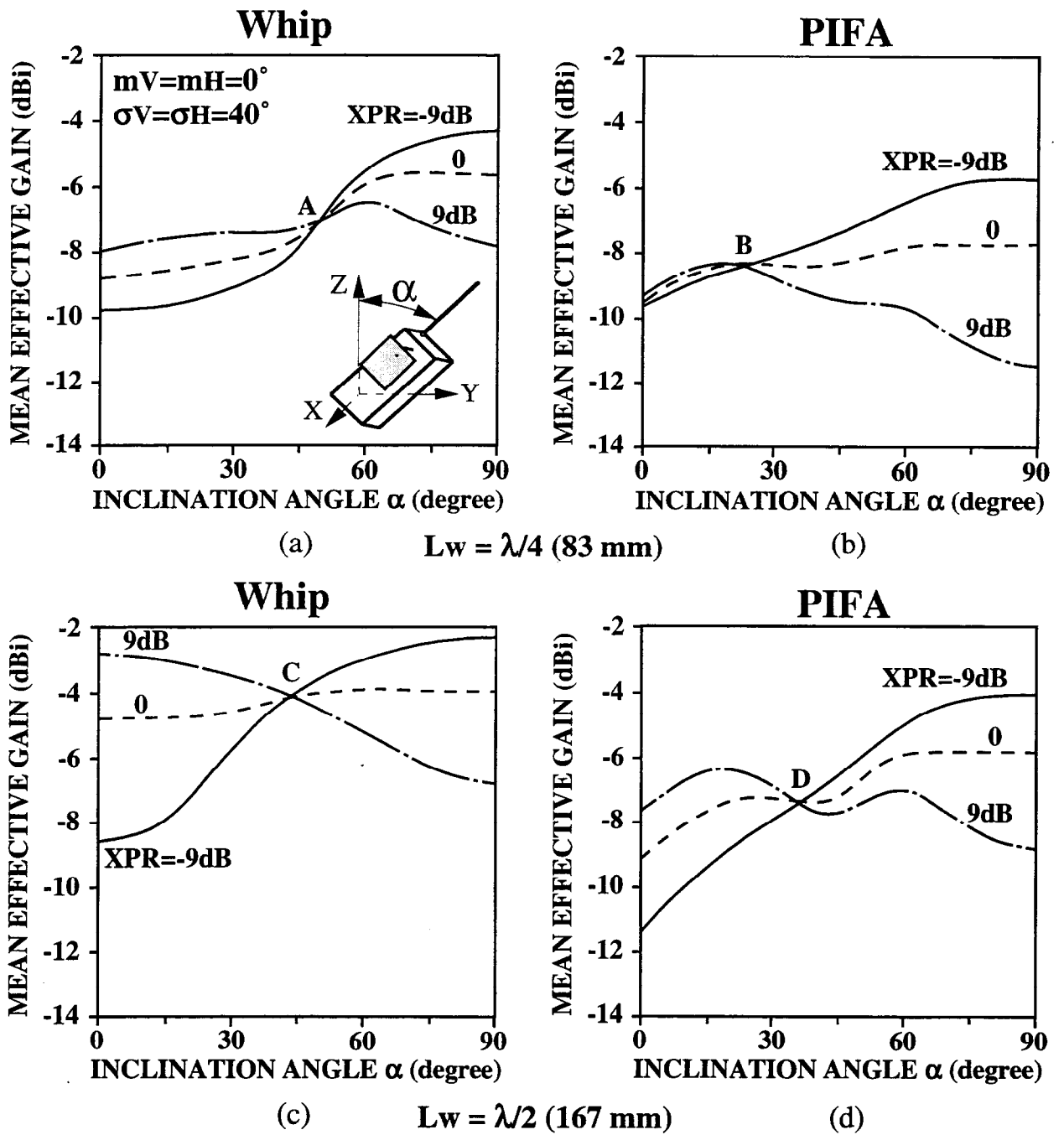


図4.11 平均実効利得ときょう体の傾き角 ($D=2cm$)
 (a),(b) $L_w=\lambda/4$, (c),(d) $L_w=\lambda/2$

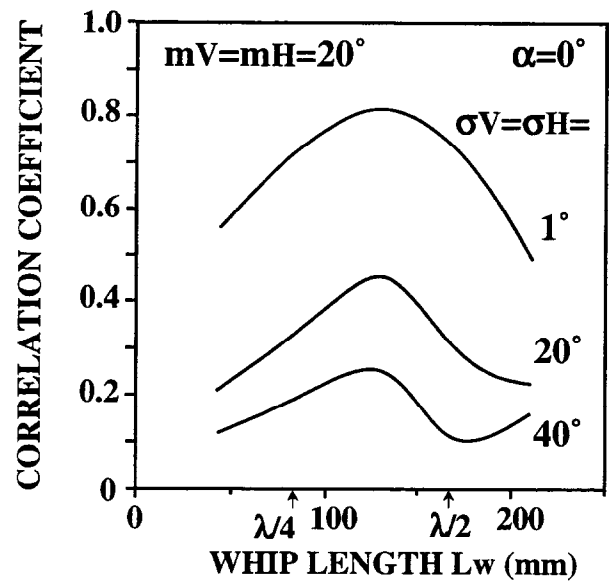
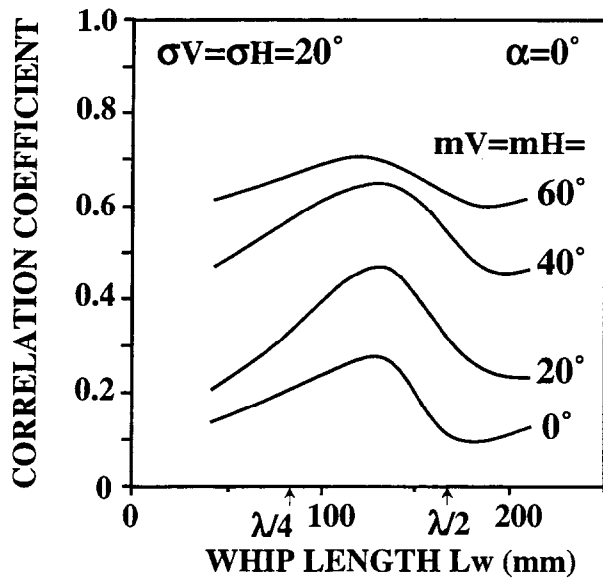
4.4.2 相関係数

図 4.12 は到来波の平均仰角および標準偏差をパラメータとしたときのホイップ長と相関係数の関係である。端末の傾き角は直立状態($\alpha=0^\circ$)および通話状態($\alpha=60^\circ$)とした。筐体と頭の間隔 D は 2cm である。図 4.12(a)から、平均仰角が 0° (水平入射)の場合、いずれのホイップ長でも 0.3 以下の低い相関係数が得られている。しかし、到来波仰角が 20° 以上では仰角にともなって相関は高くなり、 $m_V = m_H = 60^\circ$ では相関係数は 0.6~0.7 になる。郊外地では到来波は 20° 以下に集中しているから、図 4.12(a)から、このような伝搬環境では十分低い相関が期待できるが、市街地では $m_V = m_H = 20^\circ \sim 40^\circ$ の高仰角からの到来波が存在するから、このような環境では、相関が高くなることを示唆している。図 4.12(b)は到来波の広がり相関係数に与える影響を示している。図より、通常想定される 20° 以上の標準偏差では相関係数は 0.5 以下であることがわかる。

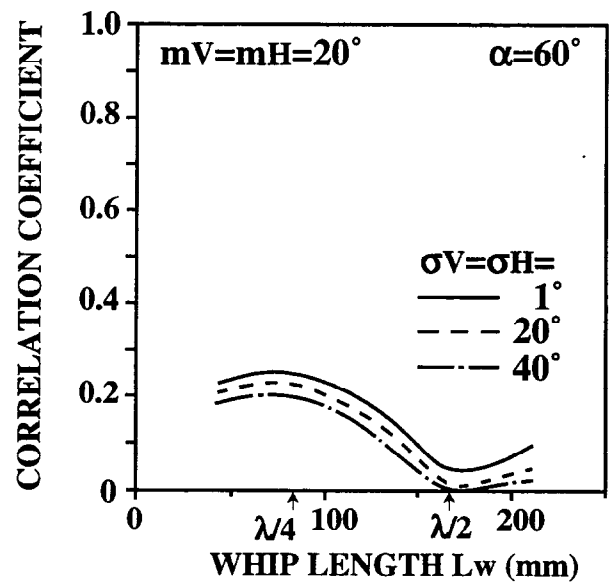
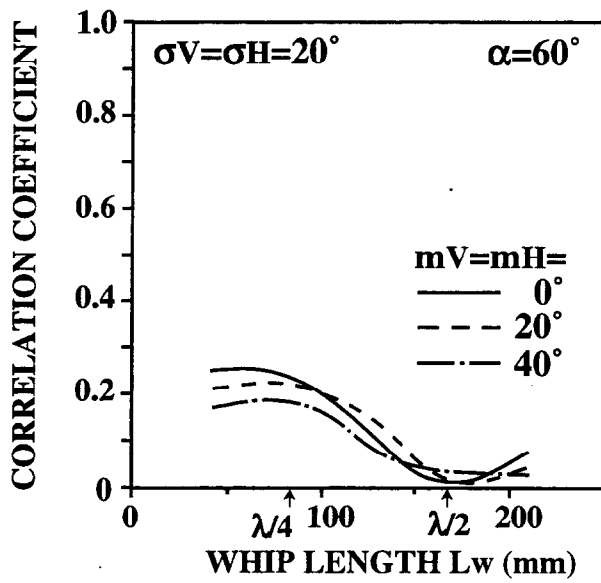
図 4.12(c),(d)は筐体の傾き角が 60° の場合の相関係数である。いずれの到来波仰角、標準偏差、ホイップ長に対しても相関係数は 0.3 以下である。特に、 $1/2$ 波長ホイップアンテナではほぼ無相関な状態を実現している。これより、実際の携帯電話における通話時の相関は十分に低い値になっていることが予想される。

図 4.12 の計算結果を第 2 章の自由空間の結果 (図 2.13) と比較すると、 $L_w < 3/8\lambda$ における到来波仰角に対する相関の挙動が大きく異なっていることがわかる。図 2.13 では、 $\lambda/4$ ホイップは全ての到来波仰角で 0.3 以下の低い相関を与えている。ところが、図 4.12(a)では、高仰角で相関が高くなっている。これは人体が近接したことによる放射特性の変化によるものと考えられる。この現象のメカニズムは 4.5.3 で考察する。

図 4.13 は XPR をパラメータとしたときの筐体の傾き角と相関係数の関係である。筐体と頭の間隔 D は 2cm である。ホイップ長は $\lambda/4$ (図 4.13(a),(b)) あるいは $\lambda/2$ (図 4.13(c),(d)) である。到来波の標準偏差は 40° 、平均仰角は 0° ((a),(c)) および 20° ((b),(d)) である。まず $L_w = \lambda/4$ の場合に注目すると、XPR=0dB および 9dB では傾き角によらず ρ_e は 0.3 以下である。ところが、XPR=-9dB では直立状態($\alpha=0$)において ρ_e が大きくなっている。XPR がこのように小さい伝搬環境では到来波は ϕ 成分偏波



(a) Inclination angle of 0° (b)



(c) Inclination angle of 60° (d)

図4.12 相関係数とホイップ長 (XPR=6dB)
(a),(b) $\alpha=0^\circ$, (c),(d) $\alpha=60^\circ$

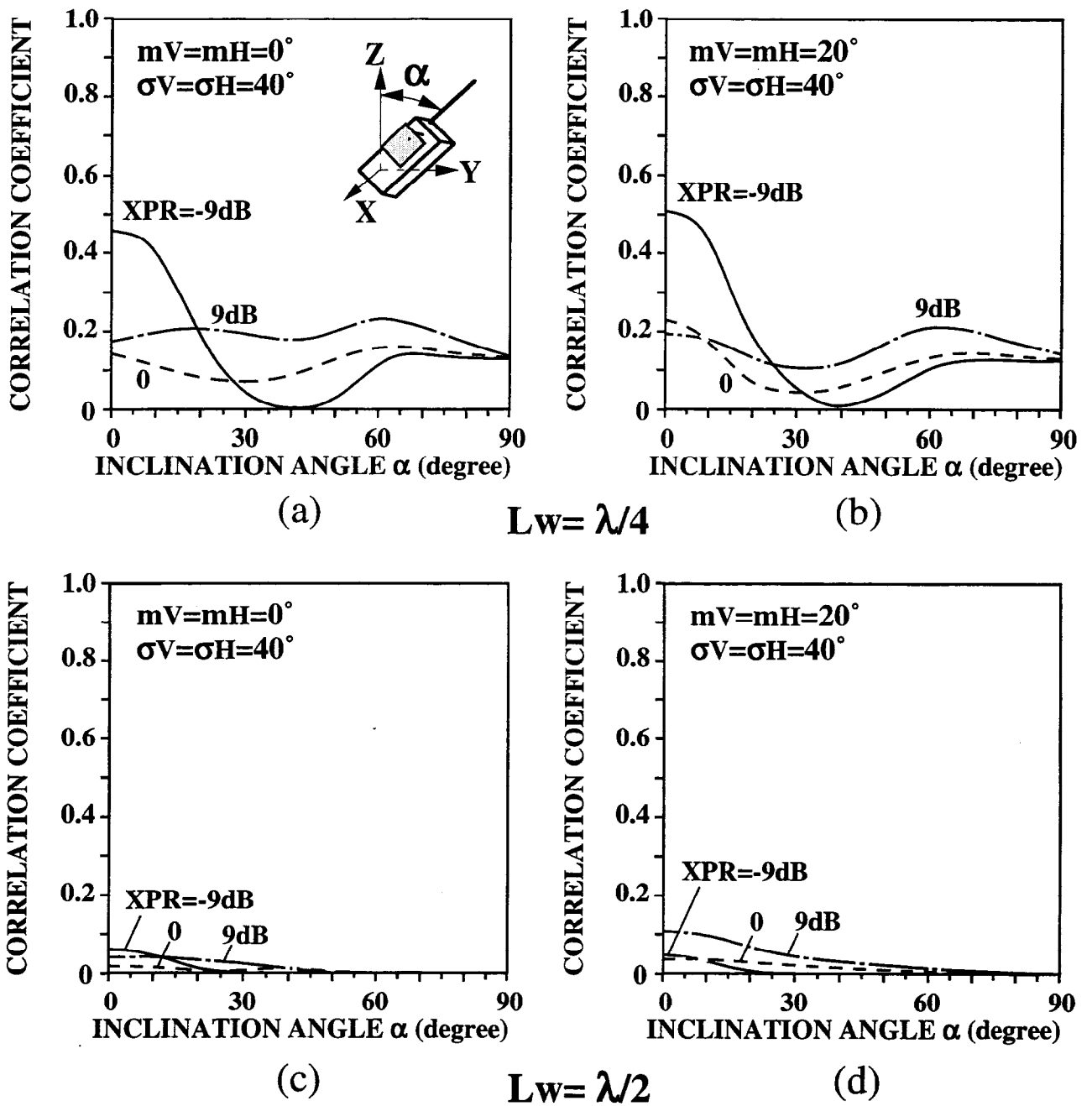


図4.13 相関係数ときょう体の傾き角
(a),(b) $Lw=\lambda/4$, (c),(d) $Lw=\lambda/2$

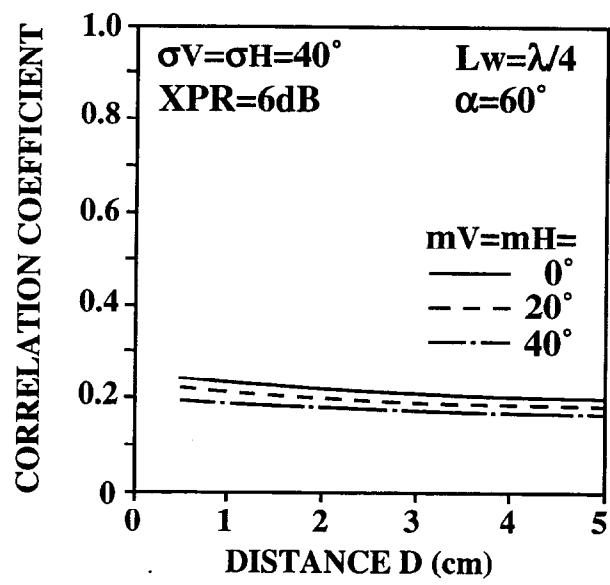


図4.14 相関係数と端末と頭の距離D

が支配的であるから、 ρ_e が大きくなる理由は ϕ 成分指向性が関係していることが考えられる。一方、 $L_w = \lambda/2$ の場合は相関は非常に低く、特に 60° 以上の傾き角でほぼ無相関な状態が得られている。これらの理由は 4.5.3 で考察する。

図 4.14 は頭と端末の距離 D に対する相関係数の変化である。距離 D による ρ_e の変化は小さく、0.3 以下の相関が得られている。

4.4.3 ダイバーシチ利得

図 4.15 は $\alpha = 60^\circ$, $XPR = 6\text{dB}$ において図 4.14 の相関係数および図 4.9(b)の MEG から計算されたダイバーシチ利得と端末と頭の距離 D の関係である。ホイップ長は $\lambda/4$ である。端末が頭に近接した場合 ($D = 0.5\text{cm}$)、 0° から 40° の到来波仰角に対して 9dB から 9.5dB のダイバーシチ利得が得られ、 D の増加とともに徐々に減少する。 $D = 5\text{cm}$ のとき、 $m_V = m_H = 0^\circ \sim 40^\circ$ に対して $G_{divc} = 8\text{dB} \sim 8.5\text{dB}$ である。図 4.14 で示したように、図 4.15 で仮定した条件下では D にかかわらず ρ_e はほぼ 0.2 の一定値を示す。一方、図 4.9(b)の MEG は 2つのアンテナで異なった挙動を示す。即ち、 D の増加によってホイップアンテナの MEG は急激に増加するが、PIFA は手の影響によってほとんど変化しない。このことから、 D の増加が両ブランチ間の不等レベル比 r の減少をもたらし、そのことが図 4.15 のようにダイバーシチ利得の減少につながる。

図 4.15 はまた、低い到来波仰角に対してはダイバーシチ利得が低くなることを示している。この理由も図 4.9(b)からわかるように m_V, m_H が低い場合に、不等レベル比 r が減少するからである。このように、携帯端末ダイバーシチアンテナではダイバーシチ利得はブランチを構成する両アンテナと人体の相互影響の相違によって生じる不等レベルの影響を強く受ける。

図 4.16 は $D = 2\text{cm}$, $\alpha = 60^\circ$, $XPR = 6\text{dB}$ におけるダイバーシチ利得とホイップ長の関係である。 $\lambda/2$ ホイップアンテナにおいて m_V, m_H にかかわらずダイバーシチ利得は最大値をとっている。これは、 $L_w = \lambda/2$ において図 4.12(c), (d)で示したように ρ_e がほぼ無相関となること、加えて図 4.10 で示したように $\lambda/2$ ホイップが他の長さのホイップアンテナと比べて両アンテナの MEG の差が小さいことが原因である。このことから、 $\lambda/2$ ホイップアンテナでは高いダイバーシチ利得とともに、高い実効利得が同時に得

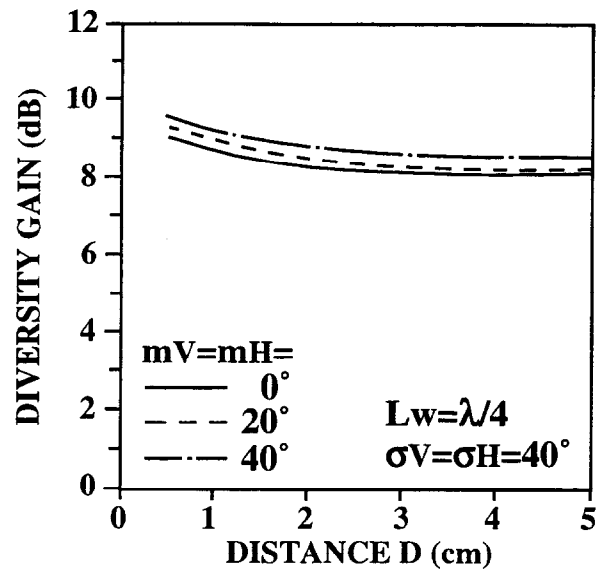


図4.15 ダイバーシチ利得と端末と頭の距離D ($\alpha=60^\circ$ and XPR=6dB)

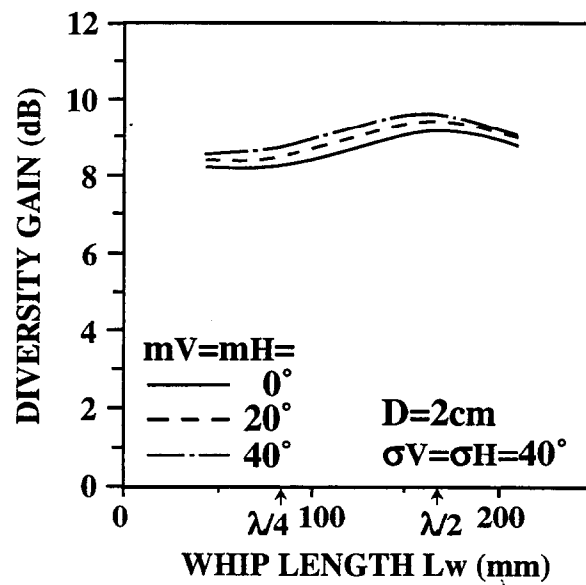


図4.16 ダイバーシチ利得とホイップ長 ($\alpha=60^\circ$ and XPR=6dB)

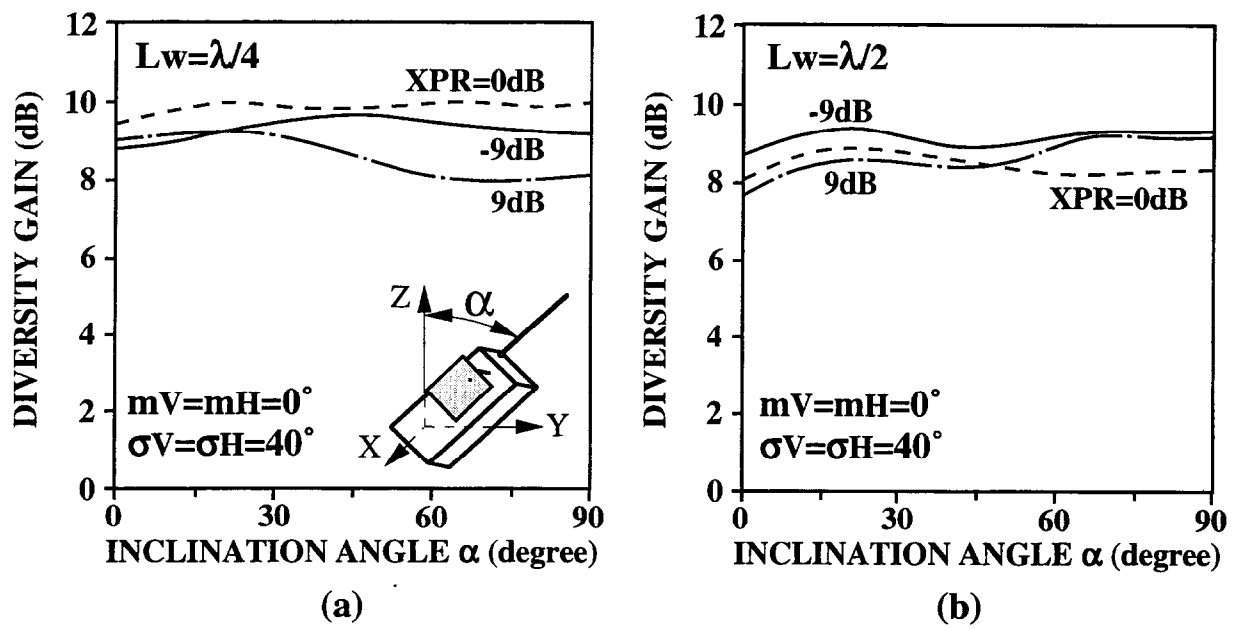


図4.17 ダイバーシチ利得ときょう体の傾き角
($D=2\text{cm}$: (a) $L_w=\lambda/4$, (b) $L_w=\lambda/2$)

られることから高いダイバーシチ効果が期待できる。これについては5章で詳しく述べる。

図 4.17 はダイバーシチ利得と筐体の傾き角の関係である。図 4.17(a)で XPR=0dB において高いダイバーシチ利得が得られているのは、図 4.13(a)で他の XPR と比較して小さな相関が得られていること、図 4.11(a), (b)で両アンテナの MEG の差が小さいことが起因している。図 4.17(a)で $\alpha > 30^\circ$ において XPR=9dB のダイバーシチ利得が小さいのは、図 4.11(a), (b)で両アンテナの MEG の差が大きく両ブランチ間の不等中央値が原因になっている。図 4.17(b)のダイバーシチ利得は、図 4.13(c), (d)で相関が十分に低いことから、図 4.11(c), (d)の MEG の変化によって生じる不等中央値に対応した挙動になっている。

4.5 考 察

4.5.1 放射効率変動のメカニズム

4.4 で述べた放射効率変動のメカニズムを考察するため、人体の各部位の吸収によって生じる損失電力(P_{he} , P_{ha} , P_s)および端末自身によって生じる損失電力(P_{an} , P_m)を調べた。図 4.18 は $L_w = \lambda/4$, $\alpha=60^\circ$ において頭と端末の距離 D の変化による各損失電力の計算結果である。図に示した電力は全て有能電力で規格化した値である。まず、ホイップアンテナに関して見ると、 P_{he} が D の増加につれて減少し、その結果、全損失電力 P_t が減少する。また、 D が小さいときは P_{he} および P_{an} がホイップアンテナの損失電力の主要な要因であることがわかる。一方、P I F A では P_m , P_{ha} , P_{an} が主要な要因であって、それらは D によってほとんど変化しない。この現象について考察するため両アンテナのインピーダンス特性を求めた。

図 4.19 はホイップアンテナと P I F A の頭と端末の距離 D に対するインピーダンス特性の計算値と測定値である。ホイップ長は $\lambda/4$ で、それぞれのアンテナの負荷インピーダンス (図 2.4 の Z_{L1} , Z_{L2}) として 50Ω を接続した。図中、破線は自由空間中のインピーダンスを示している。また、図中の○はファントムによる測定値、●は端末モデル (図 4.1(a)) を実際の人体に近接したときの測定値である。図から、ホイッ

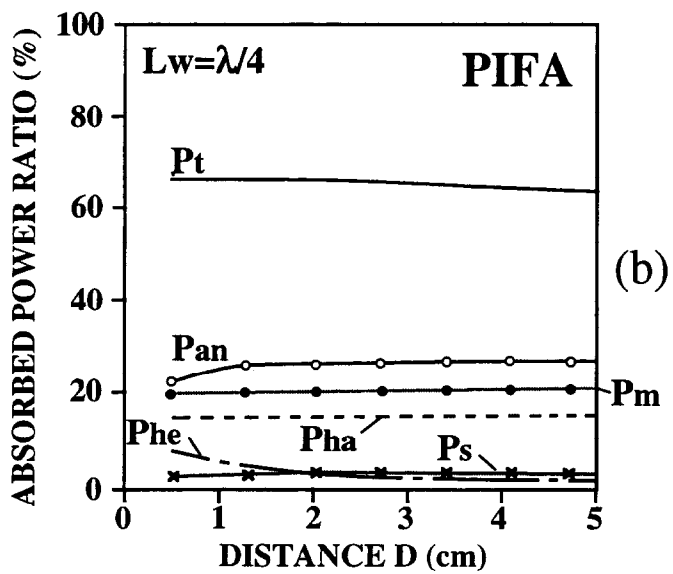
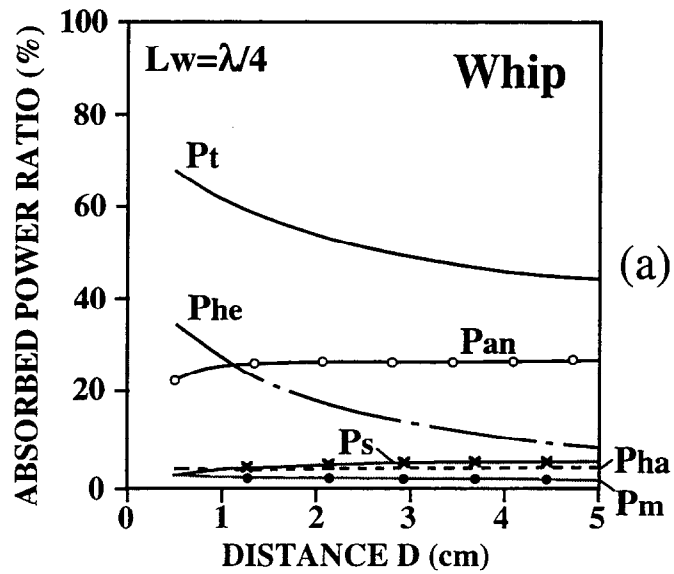


図4.18 損失電力と距離D ($\alpha=60^\circ$)
 (a) ホイップ (b) PIFA

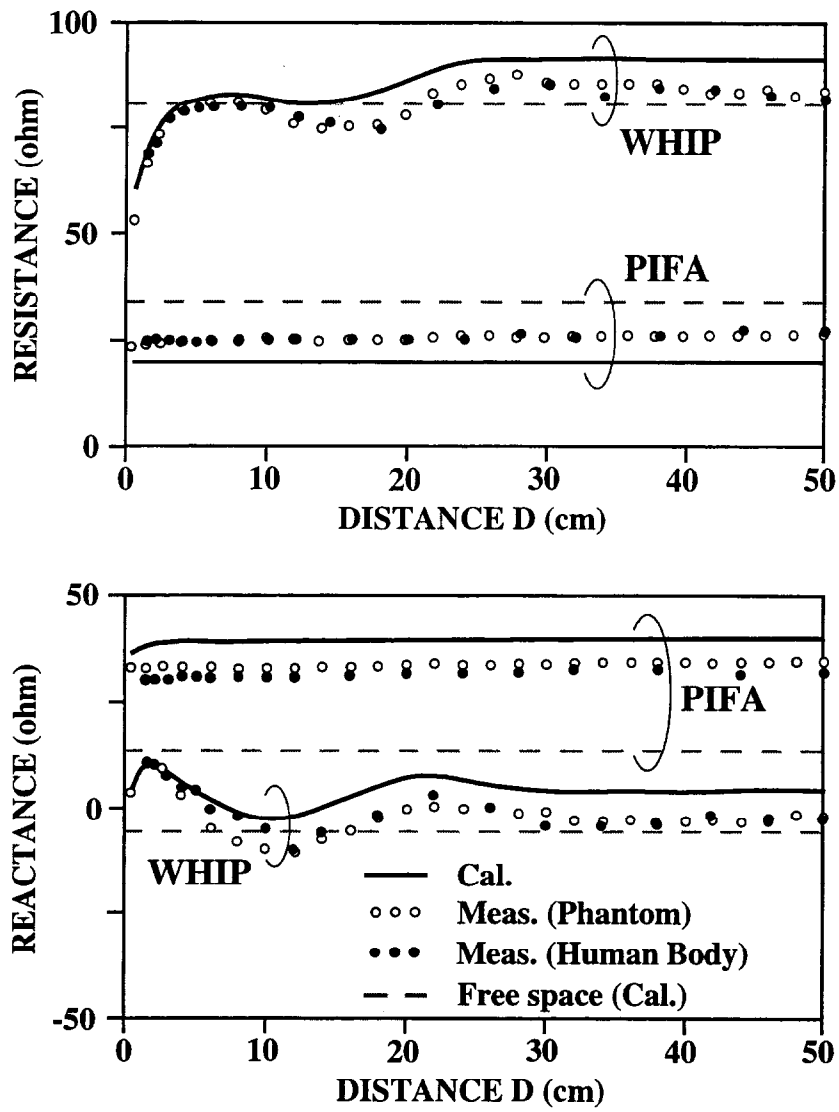


図4.19 端末と頭の距離Dとインピーダンス ($\alpha=60^\circ$)

プアンテナのインピーダンスは距離Dに対して大きく変化するが、P I F AのインピーダンスはDによらずほぼ一定値を示すことがわかる。さらに、自由空間と人体近接時のインピーダンスの変化量がP I F Aのほうがホイップアンテナに比べて大きいことがわかる。図 4.18(b)においてP I F Aのインピーダンス不整合損失が大きいのは図 4.19 に示される自由空間からの大幅なインピーダンス変動が原因である。

図 4.20 はホイップ長 L_w と損失電力の関係である。両アンテナともに P_{an} が L_w の増加につれて減少し、 $L_w=\lambda/2$ のとき最小になる。これにより P_t も同じ L_w で最小値をとり、このことが図 4.7(a)の実線で示した放射効率の特性を与えている。 P_{an} の減少は非励振素子に誘起される電流に関係している。図 4.21 は $D=2\text{cm}$, $\alpha=60^\circ$ の場合にホイップアンテナを1ボルトの電圧で励振したときの電流分布である。図 4.21(a), (b) から、第2章の図 2.9 の自由空間における解析結果と同様に、 $L_w=\lambda/4$ のときはP I F Aに大きな電流が誘起されているが、 $L_w=\lambda/2$ の場合はその電流が小さくなることがわかる。このことから、 P_{an} の変化がP I F Aに誘起される電流の変化によってもたらされていることがわかる。

また、図 4.20(a)はホイップアンテナでは P_{ha} および P_s が $L_w=\lambda/2$ 近傍でわずかに減少することを示している。この挙動は図 4.21 において $L_w=\lambda/2$ の場合、筐体電流が小さくなり、その結果手に誘起される電流が減少していること、および肩の電流が減少していることから説明される。一方、P I F Aでは、図 4.20(b)からわかるように $L_w=\lambda/2$ 近傍で吸収電力(P_{he} , P_{ha} , P_s)が増加している。この現象は次のように説明される。 L_w が増加すると P_{an} , P_m の減少によって空間に放射される電力が増える。このとき、P I F Aの指向性はその形がホイップ長によってあまり変化せず(図 4.22 参照)、従って L_w の増加が吸収電力(P_{he} , P_{ha} , P_s)の増加を招くことになる。

4.5.2 平均実効利得変動のメカニズム

MEG は放射効率より指向性に依存する。ここでは MEG 変動のメカニズムを第2章の 2.4.1 と同様の手法によって解明し、人体の影響を考慮しないときの結果と比較検討する。図 4.22 はホイップ長を $\lambda/8$ から $5/8\lambda$ まで変化させたときのホイップアンテナとP I F Aの垂直面(z-y)指向性である。図 4.22(a), (b), (c)からわかるように、

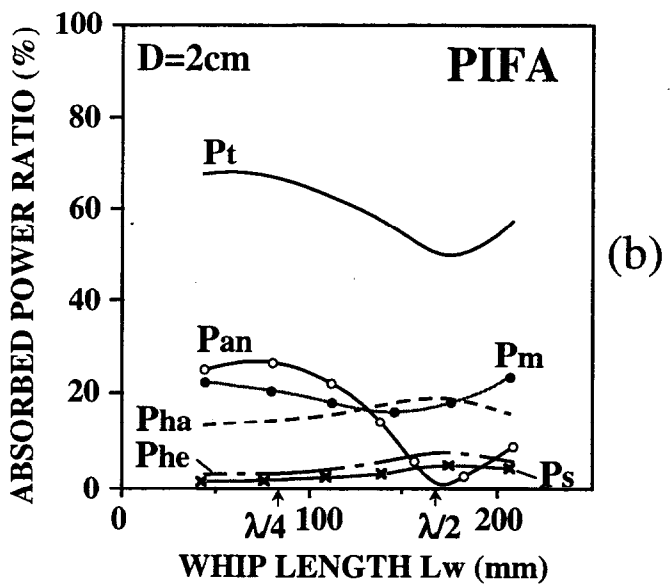
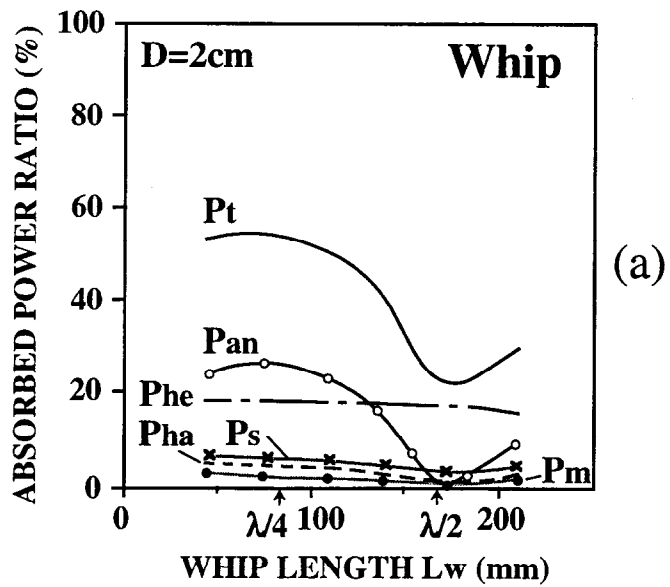


図4.20 損失電力とホイップ長 ($\alpha=60^\circ$, $D=2\text{cm}$)
 (a) ホイップ (b) PIFA

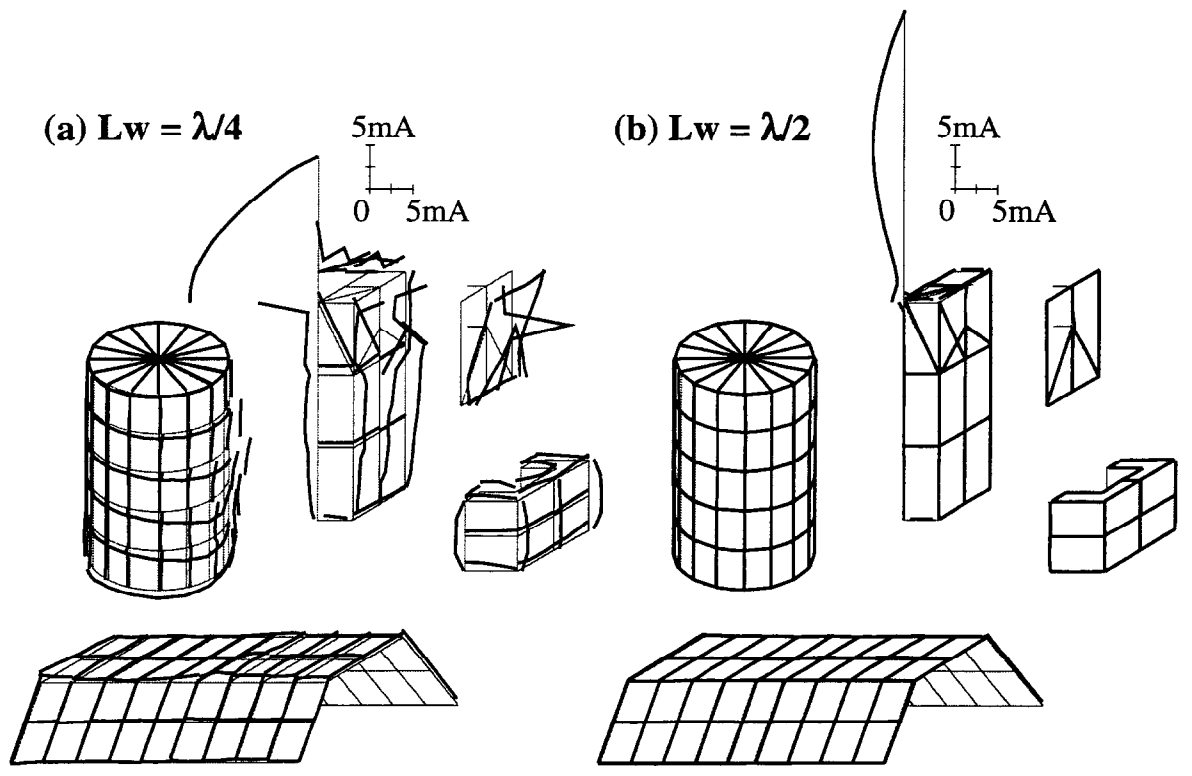


図4.21 電流分布 ($\alpha=60^\circ$, $D=2\text{cm}$: ホイップ励振 $V_1=1\text{V}$)
 (a) $L_w=\lambda/4$, (b) $L_w=\lambda/2$

$L_w = \lambda/8 \sim 3/8\lambda$ ではホイップアンテナの指向性は上半球面において緩慢な変化を示している。これが、図 4.7(b)および図 4.10 において $L_w = \lambda/8 \sim 3/8\lambda$ におけるホイップアンテナの MEG の変化が小さい理由である。対照的に P I F A の指向性は、基地局からの到来波方向である仰角 $0 \sim 40^\circ$ 方向において激しい変化を示す。例えば、仰角 20° 方向の放射強度は L_w が $\lambda/8$ から $\lambda/2$ になることによって 8dB 増加している。図 4.7(b) および図 4.10 において P I F A の MEG の変化が大きいのは、このような指向性の変化に基づくものである。

4.3 で述べたように、ホイップアンテナでは L_w が長くなると肩の方向の放射が増加するが、P I F A でこのような放射は少ない。このことは図 4.22 でも明瞭に観測される。図 4.7(b) および図 4.10 で、 L_w を長くしたとき、ホイップアンテナでは MEG の増加分が図 4.7(a) の放射効率の増加分よりも小さいのに対して、P I F A では両者の増加分がほぼ等しいことを先に述べた。この理由はそれぞれのアンテナにおける上述したような放射のメカニズムの違いによるもので、ホイップアンテナでは肩方向の放射が MEG の改善を妨げている。この現象は、逆に、人体との相互影響を考慮した設計によってアンテナの高利得化がはかれることを示しており、たいへん興味深い。

図 4.7(b) および図 4.9(a) において、ホイップアンテナでは $m_V = m_H = 20^\circ$ の場合に大きな MEG が得られているのに対して、P I F A では $m_V = m_H = 40^\circ$ の場合に高 MEG が得られている。このように異なった到来波条件となる理由は、図 4.22(b) からわかるように、最大放射方向がホイップアンテナでは 20° であるのに対して P I F A では 40° 方向にあるからである。

次に図 4.7(b) および図 4.9(a), (c) からわかるように到来波仰角の変化による MEG の変動はホイップアンテナより P I F A で大きい。特に、 $m_V = m_H = 0^\circ$ における P I F A の MEG は $m_V = m_H = 20^\circ$ および 40° と比較して低い値を示している。この理由は P I F A の E_θ 成分指向性が $\theta = 90^\circ$ (水平) 方向に深いヌルを有しているからである。しかし、図 4.10 および図 4.9(b), (d) のように到来波の広がりが大きくなる ($\sigma_V = \sigma_H = 40^\circ$) と、高仰角指向性の MEG に対する寄与が大きくなり到来波仰角による MEG の変動は小さくなる。

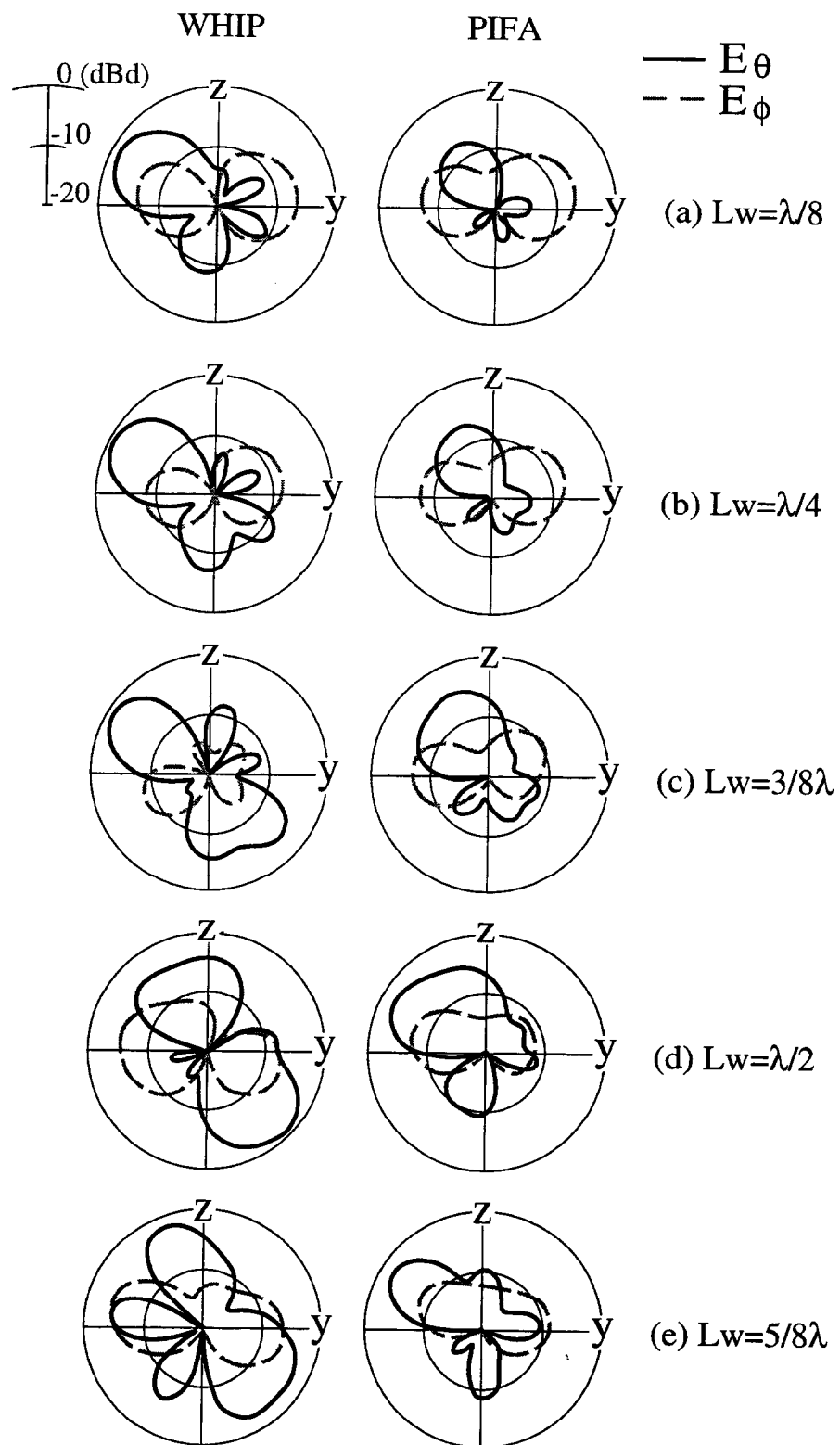


図4.22 ホイップ長による指向性の変化 ($\alpha=60^\circ$, $D=2\text{cm}$)

4.5.3 相関係数変動のメカニズム

4.4.2 で述べた相関係数の振る舞いを考察するため、第2章の2.4.2と同様の手法によって、放射特性を調べた。図4.23(a),(b)は1/2波長および1/4波長ホイップアンテナの振幅放射特性、同図(c),(d)は両アンテナの位相放射特性の差分（PIFAの位相－ホイップの位相）である。 δ は水平面からの仰角を表している。

図4.23(a)からわかるように、 $L_w = \lambda/2$ の場合、両アンテナの振幅放射特性は互いによく似た形をしており、 $\delta = 0 \sim 60^\circ$ の仰角範囲ではあまり変化しない。一方、図4.23(c)の位相放射特性では、最大位相変化は $\delta = 0^\circ$ では 240° 、 $\delta = 60^\circ$ では 45° である。このことから最大位相変化は仰角が高くなると減少することがわかる。この位相特性は図4.12(a)の相関係数の振る舞いに対応している。即ち、 $L_w = \lambda/2$ の場合、 20° 以下の低仰角では低相関を示し、 40° 以上の高仰角では高相関を示している。図4.23(a)の振幅特性の変化が小さいことを考慮すると、低仰角における相関係数の減少は位相特性によるものであると結論づけられる。また、図4.23(c)では位相特性は δ に関して 15° ステップでプロットしているが、曲線の間隔が δ の減少とともに増加する様子がわかる。このことは δ 方向の位相変化が低仰角の領域で大きくなることを意味している。図4.12(b)では相関係数は到来波の標準偏差の増加につれて減少しているが、これは上述の δ 方向の位相変化によるものである。以上ここまで述べてきた $L_w = \lambda/2$ の場合の相関係数と放射特性の関係は第2章の2.4.2で述べた自由空間における関係と類似している。

図4.23(b),(d)は1/4波長ホイップアンテナの場合の放射特性である。1/2波長ホイップアンテナの場合と比較すると振幅放射特性にサイドローブが観察される。第2章の図2.17で述べたように自由空間における解析結果では、 $\lambda/4$ ホイップの場合、サイドローブ部分で位相反転が生じ、その結果大きな位相変化がもたらされ、到来波特性にかかわらず低相関特性が得られている（図2.13）。しかるに、図23(d)からは図2.17(d)で見られるような急激な位相変化は観測されない。また4.4.2の図4.12(a)で述べたように、 $L_w = \lambda/4$ で 40° 以上の平均到来波仰角の場合、相関係数は0.5以上の高い値を示す。2章で述べたようにホイップ長による指向性の変化は筐体からの放射が関係しているから、このように高い相関をもたらす原因として手の影響によって筐

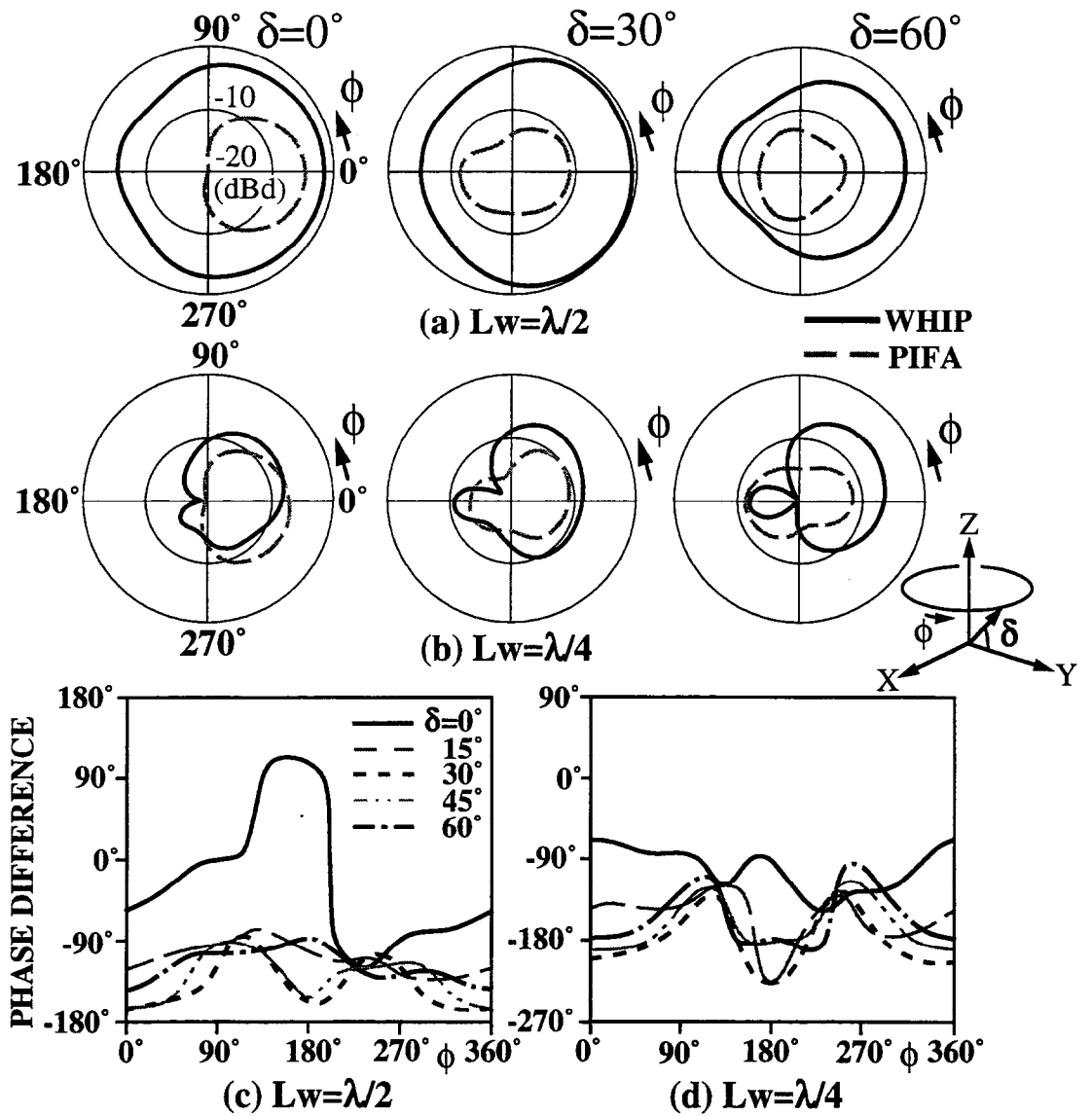


図4.23 ホイップとPIFAの放射特性: (θ -component, $\alpha=0$)

体からの放射が減少し、位相変動の緩和が生じていることが考えられる。このことを確かめるため、端末に頭と肩を除いて手のみを近接させたときの相関および放射特性を調べた。

図 4.24 は図中の挿し絵で示したように、手を装着した端末を直立させたときの相関係数とホイップ長の関係である。図 4.24 と図 2.13 の自由空間中の相関を比較すると、手に近接させると到来波パラメータによらず $L_w = \lambda/4$ における相関が上昇していることがわかる。図 4.25 は図 4.24 と同じ条件での振幅および位相指向性である。図 4.25(b), (d)の手を近接させたときの $\lambda/4$ ホイップアンテナの特性と図 2.17(b), (d)の自由空間における特性を比較すると、P I F Aの振幅指向性が大きく変化すること、および ϕ に関する位相変動が大幅に緩和されていることがわかる。例えば、 $\delta = 0^\circ, 30^\circ, 60^\circ$ における最大位相変化は図 2.17(d)の $42^\circ, 185^\circ, 120^\circ$ から図 4.25(b), (d)の $20^\circ, 80^\circ, 74^\circ$ に変化している。特に、 $\delta = 30^\circ$ において、図 4.25(d)では図 2.17(d)で見られるような急激な位相変化が観測されない。さらに、図 4.25(d)では曲線の間隔が図 2.17(d)よりも狭くなっており、仰角方向の位相変化が小さくなっていることを示している。図 4.25(b)で示される P I F Aの自由空間からの振幅指向性の変化は相関を高くすることに寄与すると考えられるから、図 4.24 の $L_w = \lambda/4$ における相関の上昇は、図 4.25(d)で観測される ϕ および δ 方向に関する位相変化の減少が原因であると考えられる。このことから、手の遮蔽効果によって筐体からの放射が弱められ、位相変動の緩和が生じることによって相関係数の上昇をもたらすことがわかった。これはまた、 $L_w = \lambda/2$ における図 4.24 と図 2.13 の相関を比較すると変化が非常に小さいこと、そのときの放射特性（図 4.25(a), (c)）を自由空間の放射特性（図 2.17(a), (c)）と比較すると $L_w = \lambda/4$ の場合よりも変化が小さいことからも支持される。つまり、 $L_w = \lambda/2$ においては図 4.21 で示したように筐体電流が減少し、手とアンテナの結合が小さくなる。

図 4.23(d)では頭、手および肩の影響の総和として $\delta = 0^\circ, 30^\circ, 60^\circ$ における最大位相変化はそれぞれ $82^\circ, 88^\circ, 87^\circ$ となっている。これらの値を図 4.25 における値と比較すると、 $\delta = 0^\circ$ では位相変化は増加しており、これが図 4.12(a)の $L_w = \lambda/4$ において $m_V = m_H = 0^\circ$ の場合に低相関となる理由である。一方、 $\delta = 30^\circ, 60^\circ$ においては図 4.23(d)と図 4.25(d)の最大位相変化量に大きな変化はなく、これが $L_w = \lambda/4$ において

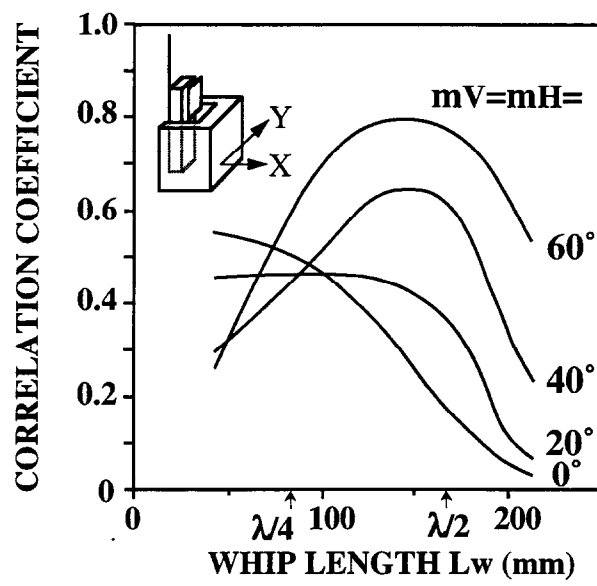


図4.24 手に近接した端末の相関係数とホイップ長
($XPR=6dB$, $\sigma V=\sigma H=20^\circ$ and $\alpha=0^\circ$)

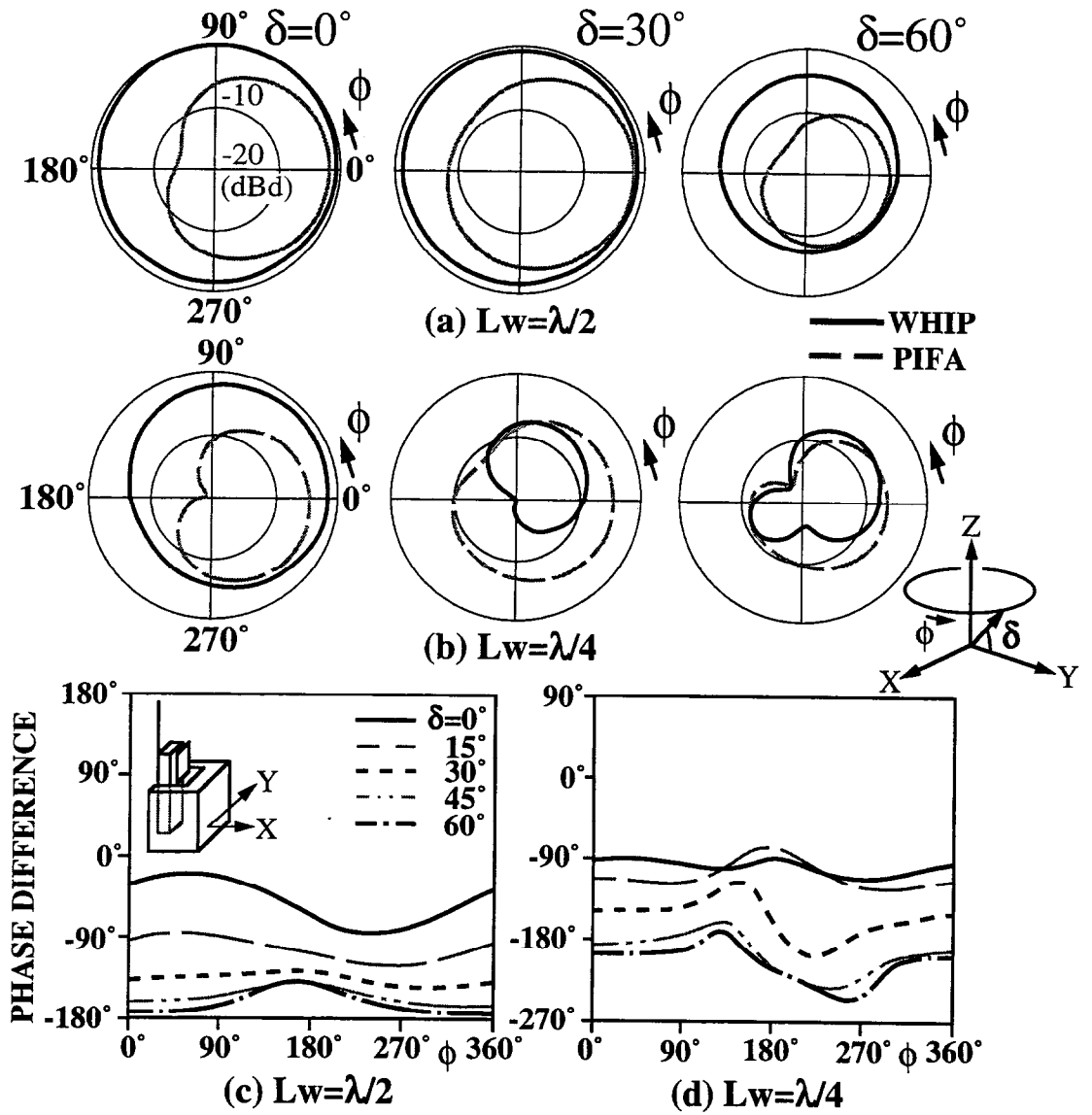


図4.25 手に近接した場合のホイップとPIFAの放射特性 (θ -component, $\alpha=0$)

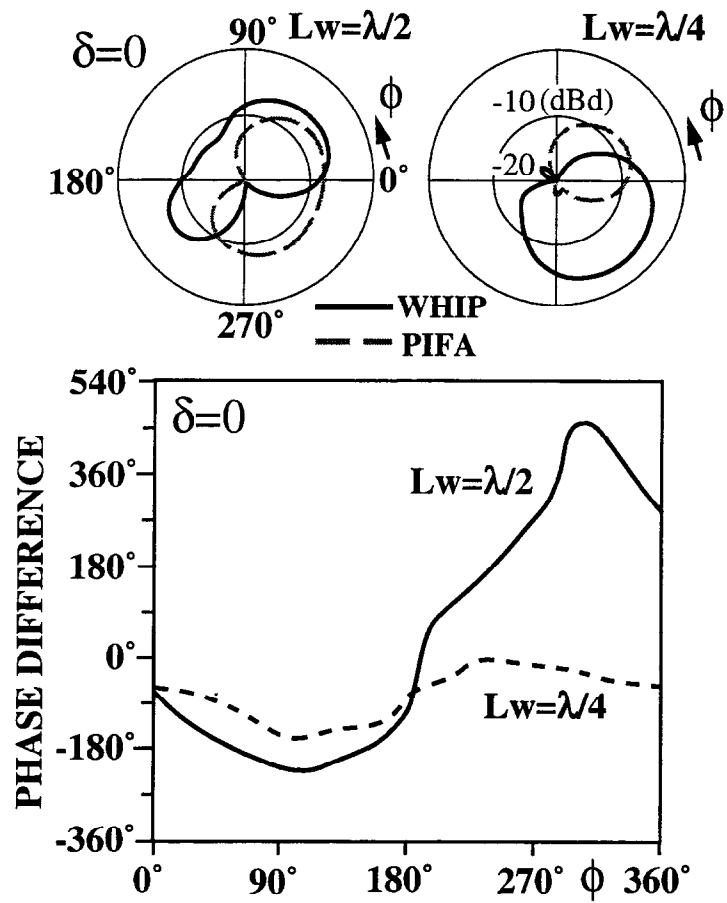


図4.26 ホイップとPIFAの放射特性: (θ -component, $\alpha=60^\circ$)

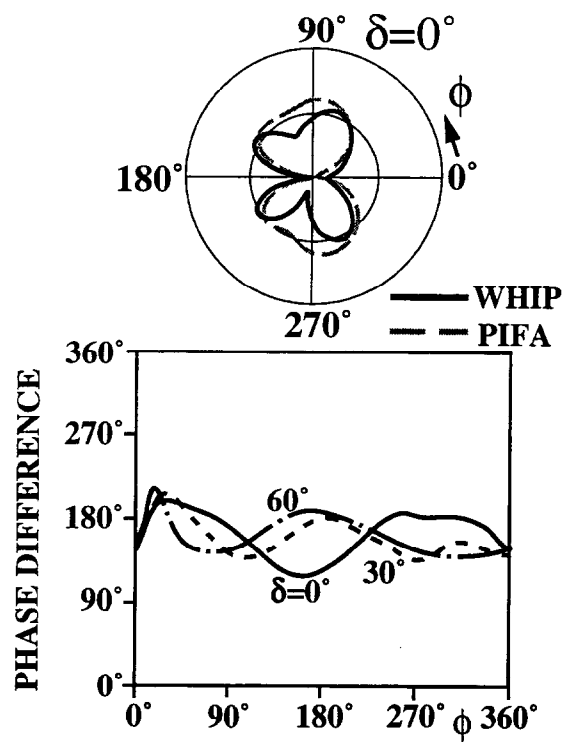


図4.27 ホイップとPIFAの放射特性: (ϕ -component, $\alpha=0$)

$m_V = m_H = 40^\circ$ および 60° の場合に図 4.12(a) と図 4.24 がほぼ同じ相関を示している理由である。

図 4.26 は筐体を傾けたときの放射特性である。図 4.26 を図 4.23 の直立している場合と比較すると、特に $\lambda/2$ ホイップにおいて極めて大きな位相変化が生じていることがわかる。このことが図 4.12(c), (d) で $L_w = \lambda/2$ のとき低相関が得られている理由である。

図 4.27 は直立時における ϕ 成分放射特性である。図から、両アンテナの振幅特性がよく似ており、位相変化も ϕ および δ のいずれの方向に対しても極めて小さいことがわかる。これが図 4.13(a), (b) において $\alpha = 0$, $XPR = -9\text{dB}$ の場合に高相関を示す理由である。

4.6 屋内多重波環境における実験的検討

4.4 の解析結果の妥当性を検証するため、屋内多重波環境における実験的検討を行った。図 4.27 に実験系の概要を示す。実験は 2.5 の屋内実験と同様、壁は鉄筋コンクリート製で、床および天井はコンクリートの上にパネル材を敷いた実験室で行った。送信アンテナを垂直に設置し、図 4.28 に示すように、人体ファントムに近接させたダイバーシチアンテナの実験モデルを半径 1.5m の回転台により移動させながら受信信号を A/D 変換器によってサンプリングする。送信アンテナと受信アンテナは見通し外条件が成立するようにし、両アンテナともに床から 1.5m の高さ（床と天井の間）に設置する。なお、測定方法の詳細を付録 A に記す。到来波分布の測定結果を表 4.1 に示す。2 章での測定結果（表 2.1）と比較すると水平偏波に対する広がりが大きくなっている。

図 4.29 および図 4.30 に MEG および相関係数の測定結果を解析値とともに示す。図には回転円の接線方向に対して人体ファントムを 0° , 90° , 180° , 270° の 4 通りの方向に向けた場合の平均受信電力と、それらの平均値を示した。2 章で述べたように、図 4.29 および図 4.30 において解析値と比較すべき値は 4 方向に向けたときの平均値である。平均値と解析値はよい一致を示している。以上のことから本論文における

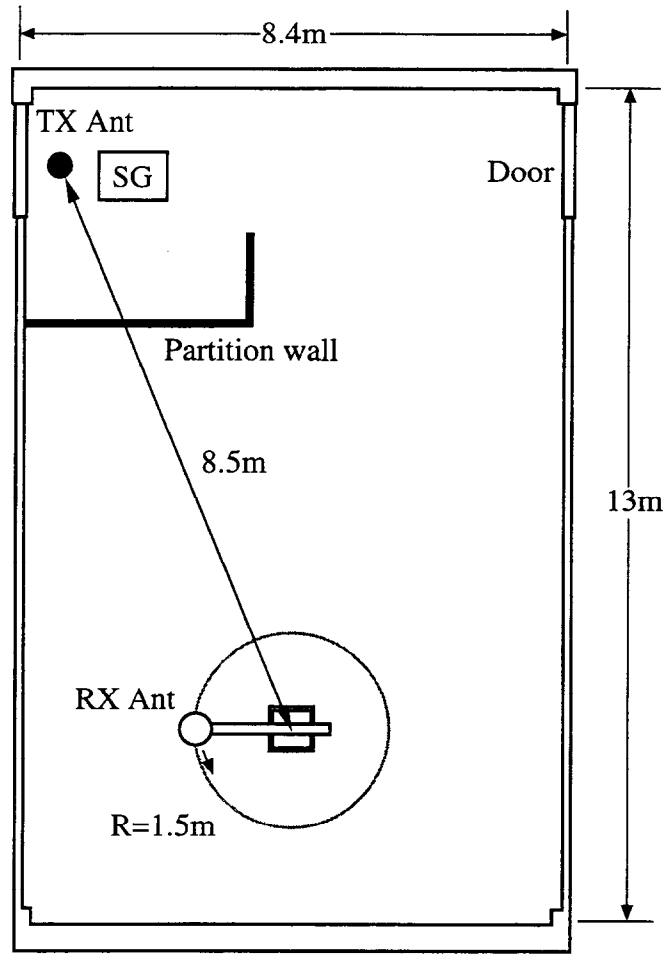


図4.27 屋内多重波環境における実験系

表4.1 到来波分布の測定結果

XPR	σ_V	σ_H
4.4dB	27°	58°

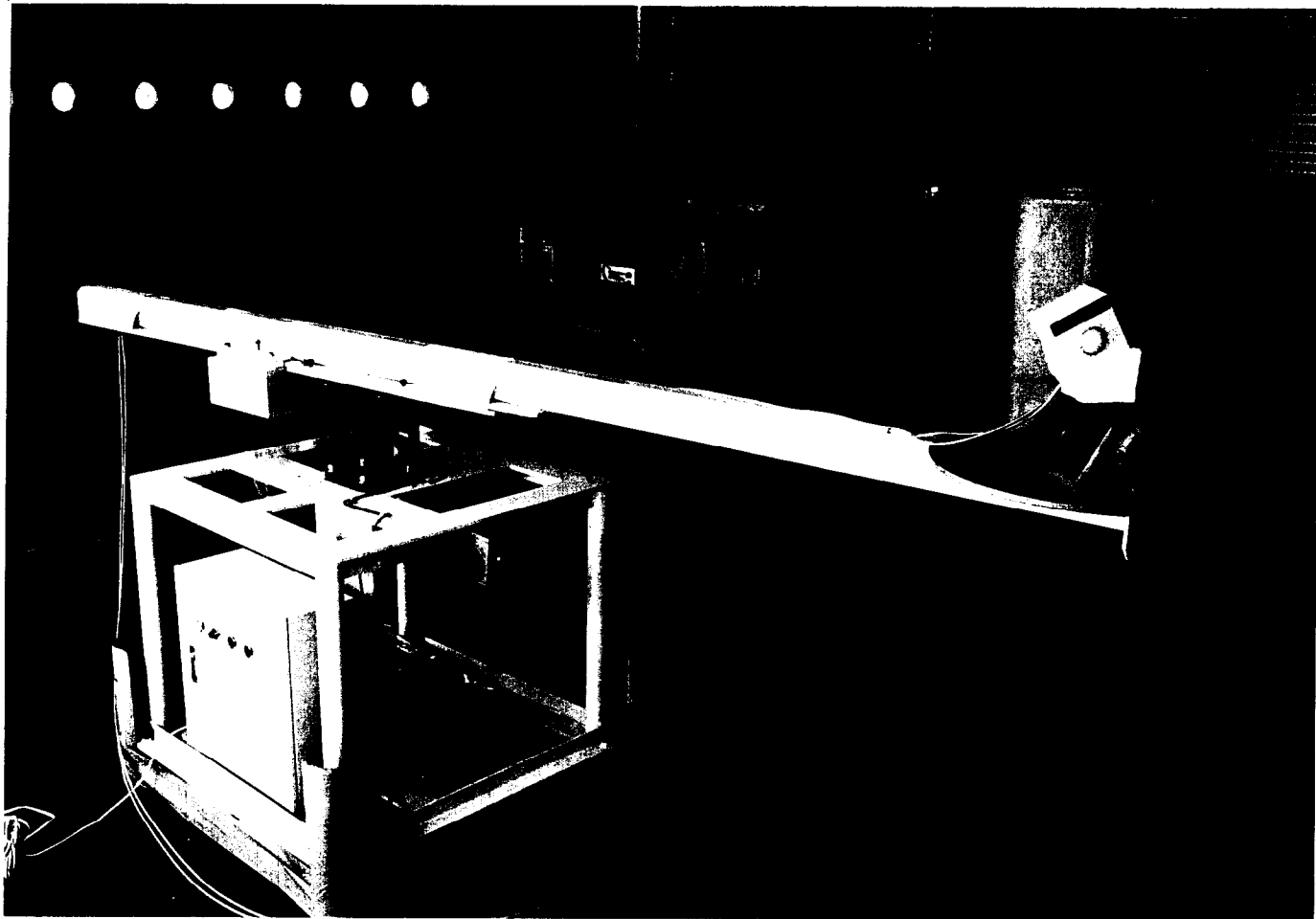


図4.28 回転アームに装着された人体ファントムと携帯端末モデル

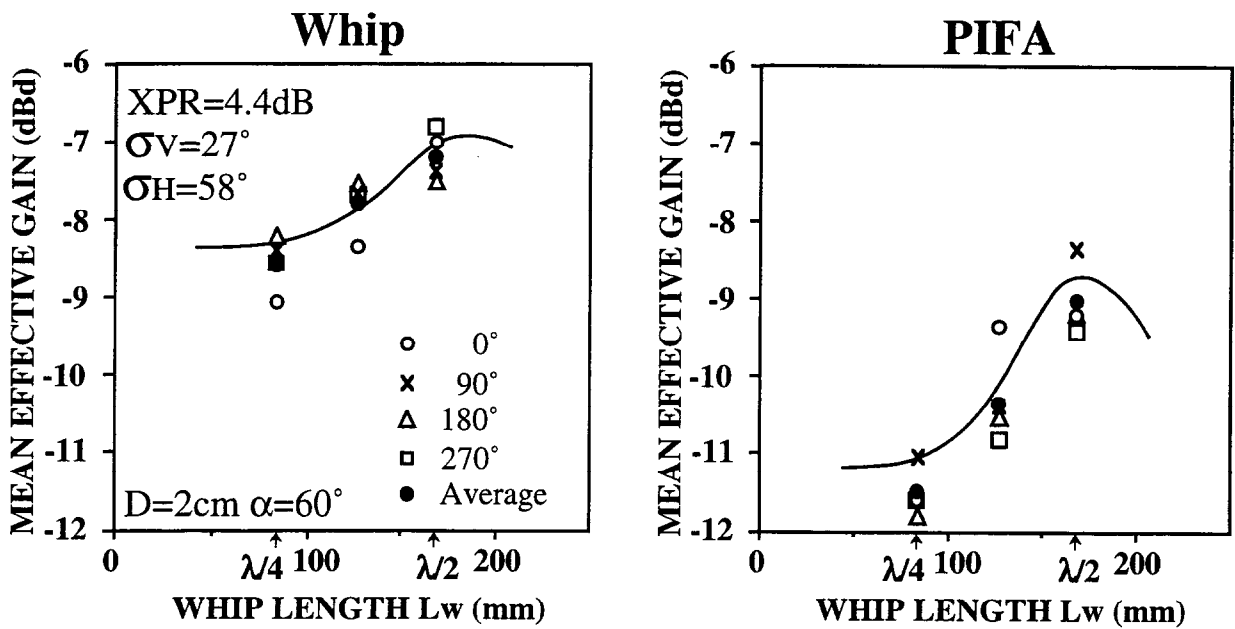


図4.29 屋内多重波環境におけるMEGの測定結果

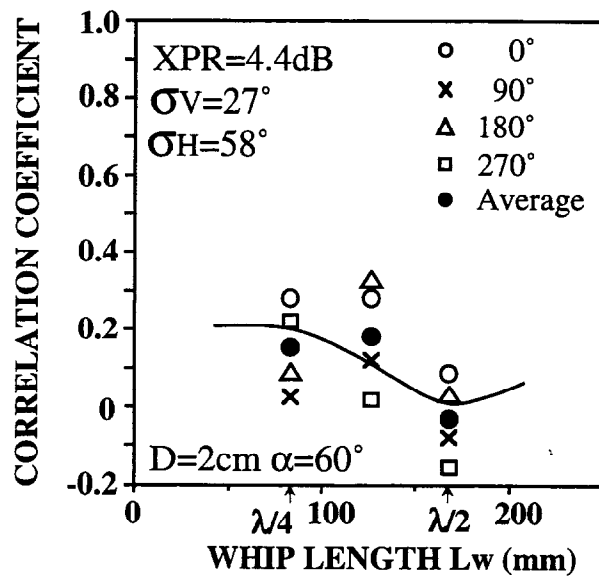


図4.30 屋内多重波環境における相関係数の測定結果

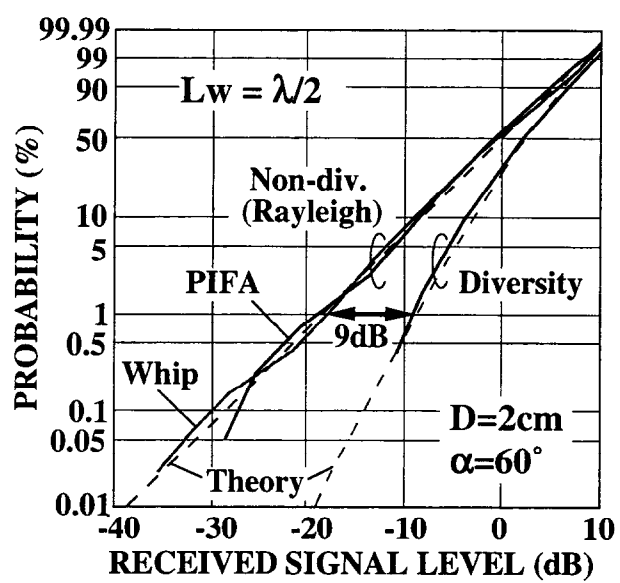


図4.31 屋内多重波環境における累積確率分布の測定結果

MEG および相関係数の解析が十分に高い精度で行われていることが確認された。

図 4.31 に累積確率分布の測定値を示す。ホイップアンテナは $\lambda/2$ である。図中の破線はレイリー分布の理論値および式(4.9)によって計算した $XPR = 4.4\text{dB}$, $\sigma_V = 27^\circ$, $\sigma_H = 58^\circ$, $m_V = m_H = 0^\circ$ における2ブランチ選択ダイバーシチの理論値である。図 4.31 からアンテナ単独の受信信号は両アンテナともにレイリー分布に近いことがわかる。また、ダイバーシチ合成後の分布も理論値とよく一致している。ダイバーシチ利得は1%確率値における合成後の相対信号レベルと合成前の両アンテナの相対信号レベルの平均値との差から求めることができる。ダイバーシチ利得は図 4.31 に示すように9dBである。この値は理論値より0.5dB低い値であり、このことから本論文におけるダイバーシチ利得の解析精度の高さが確認された。

4.7 結 言

ホイップアンテナと板状逆Fアンテナによって構成された携帯電話用ダイバーシチアンテナに関し、携帯電話を所持する人体による電磁的影響を考慮して放射効率、実効利得、相関特性およびダイバーシチ利得を解析した。従来の研究では、取り扱いが必ずしも明確でなかった人体との電磁相互干渉によるアンテナの入力インピーダンスの変化による不整合損失を、アンテナを励振する電源の最大有能電力に基づく放射効率を新たに定義することによって、人体への吸収電力等の他の損失電力とともに統一的に取り扱えることを示した。そしてアンテナ構造、端末の筐体構造、アンテナと人体の相対的位置、到来波の状況と放射効率、平均実効利得、相関係数およびダイバーシチ利得の関係を定量的に解明するとともに、それらの変動メカニズムについて考察を加え、携帯端末アンテナと人体の電磁相互干渉の問題を考察した。解析結果を以下にまとめて示す。

(放射効率およびMEGに関して)

- (1) $\lambda/4$ 程度の短いホイップアンテナあるいはPIFAでは放射源が肩近傍に存在することから肩方向の放射が抑圧され、到来波方向への放射が増加する。そのことから、ホイップアンテナでは L_w が長くなると肩方向の放射の増加を招き、放射効率の改善ほどMEGは改善されない。
- (2) PIFAではインピーダンス特性に対して手が大きな影響を与える。その結果、PIFAではインピーダンス不整合による電力損失が大きい。
- (3) $\lambda/4$ ホイップ長で $D=2\text{cm}$ (使用状態の標準的な間隔) の場合、ホイップアンテナのMEGは-6dBi、PIFAでは-9dBiの低い値になる。
- (4) いずれのアンテナにおいても放射効率およびMEGは $L_w=\lambda/2$ 付近で最大値を示し、MEGはホイップアンテナで-5dBi、PIFAでは-6.4dBiとなる。
- (5) $L_w=\lambda/4$ の場合、XPRが0dBから9dBまで変化したときのMEGの変化はホイップアンテナとPIFAでそれぞれ0.8dBおよび2dBと推定される。

(相関係数およびダイバーシチ利得に関して)

- (1) 筐体直立時において到来波が水平入射ではホイップ長にかかわらず0.3以下の

低い相関係数が得られる。

- (2) しかし、到来波仰角が 20° 以上では仰角にともなって相関は高くなる。
- (3) 筐体の傾き角 60° では相関係数は到来波パラメータ、ホイップ長にかかわらず 0.3 以下である。これは直立時と比較して位相変化が大きいからである。
- (4) 人体近接時では $L_w < 3/8\lambda$ において高仰角で 0.6 以上の高い相関を示し、自由空間（第2章）と異なった挙動を示す。これは手の影響によって筐体からの輻射が抑圧され、そのことによって位相の変動が緩和されるからである。
- (5) $L_w = \lambda/4$, $D = 0.5\text{cm}$ のとき、 0° から 40° の到来波仰角に対して 9dB から 9.5dB のダイバーシチ利得が得られ、 D の増加とともに徐々に減少する。これはブランチ間不等中央値の影響で、携帯端末ダイバーシチアンテナではダイバーシチ利得はブランチを構成する両アンテナと人体の相互影響の相違によって生じる不等レベルの影響を強く受ける。
- (6) $\lambda/2$ ホイップアンテナではダイバーシチ利得と実効利得がともに大きいことから高いダイバーシチ効果が期待できる。

第5章 伝送信号誤り率に基づく実効性能解析

5.1 緒言

第2章～第4章で携帯電話用ダイバーシチアンテナの、自由空間および人体近接時のブランチ間相関および実効利得特性を解明した。携帯電話用ダイバーシチアンテナの構造パラメータの最適化を議論するためには、これら相関および実効利得特性の結果としてもたらされるダイバーシチ効果について考察する必要がある。そのためには、通話状態におけるアンテナと人体の電磁相互干渉の影響を考慮した上で、アンテナ構成パラメータおよび到来波の状況とシステム要件によって規定される伝送品位（デジタルシステムでは符号誤り率）の関係を知らなければならない。これまで、ダイバーシチ受信におけるダイバーシチ利得の検討はすでに多くの報告[33]-[40]があるが、携帯端末ダイバーシチアンテナのブランチ特性に対してこれらの関係を定量的に検討した例はまだない。

従来、移動機側ダイバーシチアンテナの性能は、自動車電話を念頭において、例えば、2本のダイポールアンテナの空間的な隔たりとブランチ間相関（あるいはダイバーシチ利得）との関係を議論していれば十分であった[61]。しかし、携帯端末ダイバーシチアンテナでは、第2章～第4章で述べたように、アンテナ間隔が小さいことによる放射効率の低下、あるいは人為的な偏波面の傾きや人体との電磁相互干渉の影響によって相関係数がたとえ小さい状態であっても実効利得が大きく劣化する場合があります。相関係数あるいはダイバーシチ利得のみではダイバーシチアンテナの有効性を正しく評価することが困難である。

そこで本章では、これまでの章で求めたブランチ間相関および実効利得特性を用いてシステムに与える定量的な効果を算出する。具体的には、PDC方式を念頭に置き、アンテナ間相関および実効利得を、 $\pi/4$ シフトQPSK信号のダイバーシチ受

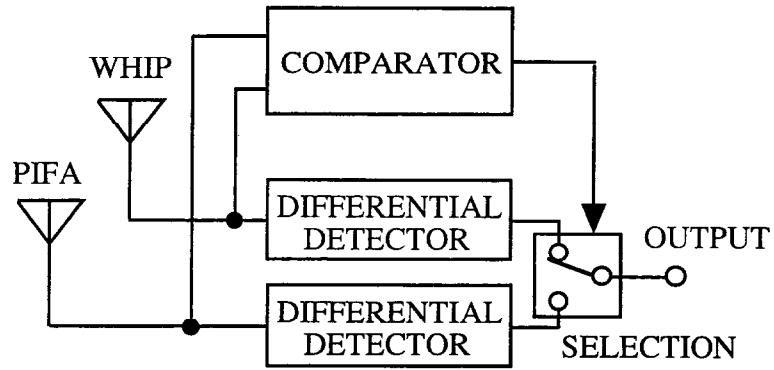
信における相関係数および平均ブランチ電力として使用し、ダイバーシチアンテナの性能を所望の平均伝送誤り率特性を実現するのに必要な平均到来波電力により評価した。これにより、アンテナ特性が影響するシステム利得を直接評価する指標を新たに導入した。この性能評価指数をダイバーシチアンテナ利得(DAG: Diversity Antenna Gain)と定義し、異なった実効利得および相関特性を有するダイバーシチアンテナの性能を直接的にDAGを用いて比較することを試みた。即ちDAGにより、外部環境およびアンテナ構成パラメータが変化した場合のダイバーシチアンテナの実効性能を調べ、高いアンテナ性能を得るための条件を具体的に示した。

5.2 ダイバーシチ合成受信法

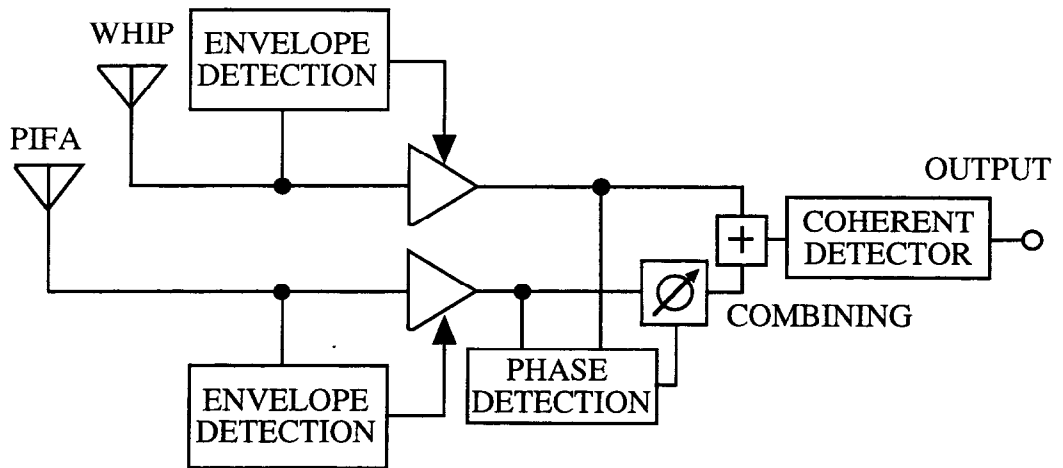
合成受信法には選択合成、等利得合成、最大比合成の3種の方法がある[62]。現状の携帯端末では高周波段での切替合成が広く用いられているが、本論文では切替合成特性の上限となる2ブランチ検波後選択合成(SC)受信および最適な合成方式である最大比合成(MRC)受信について論じる。

図5.1(a)に2ブランチ検波後選択合成受信の構成を示す。アンテナ1,2(ホイップアンテナおよびPIFA)では、相関を有し互いに平均電力の異なるレイリーフェージングを受けた信号が受信されているものとする。受信波は帯域制限フィルタを通過後、遅延検波器に入力される。検波後選択合成法では2つのフェージング波のうちで最大の包絡線レベルのブランチを検出し、そのブランチの信号のみを受信する。

図5.1(b)に最大比合成受信の構成を示す。復調方法には絶対同期検波を想定した。図のように各フェージング波に包絡線レベルに比例した重み付けをし、同位相に合わせた後に合成する。これにより、合成受信波のCNRは各ブランチのCNRの和となり、原理的に最大になる。



(a) 遅延検波検波後選択合成



(b) 同期検波最大比合成

図5.1 ダイバーシチ合成受信の構成

- (a) Postdetection Selection Combining (SC) with differential detection
- (b) Maximum Ratio Combining (MRC) with absolute coherent detection.

5.3 解析方法

5.3.1 平均符号誤り率の理論式

多重波伝搬路を通してデジタル信号伝送を行うと、受信機では受信信号にさまざまな歪み要因が加わり、振幅変動や位相変動による符号誤りが問題となる。例えば、高速移動時には受信周波数のドプラ変動（ランダムFM）により信号レベルを高くしても軽減困難な誤りが生じる[34],[38]。また、伝送速度を高くすると多重波遅延広がりによる誤りが支配的となり、誤り率の下限を与える[39]。本論文では、携帯電話のように低速移動で伝送速度が比較的遅い（例えばPDC方式の42kbps）場合を対象とし、伝搬路上での上記の歪み（ランダムFMおよび遅延歪み）は考慮しないものとする。また、受信機の波形整形フィルタは理想的なナイキスト特性を有し、符号間干渉は生じないとする。従って、このような仮定のもとでは、振幅成分のランダムな変動による乗法的雑音のために検波器では伝送符号の判定誤りが生じることになる。

包絡線フェードによるダイバーシチ受信時の平均誤り率 $\overline{P_e}$ は、レイリーフェージング時において瞬時の検波器入力搬送波対雑音電力比（瞬時CNR）が γ であるときの条件付誤り率 $p_e(\gamma)$ を用いて、次式により求めることができる[62]。

$$\overline{P_e} = \int_0^{\infty} p_e(\gamma) p(\gamma) d\gamma \quad (5.1)$$

但し、 $p(\gamma)$ は合成後の瞬時CNR γ の確率密度関数(pdf)である。式(5.1)に基づき選択合成および最大比合成における平均符号誤り率は以下のように求めることができる。

A. 選択合成の場合

2ブランチ選択ダイバーシチ受信における不等平均電力（不等中央値）・有相関受信の場合の $p(\gamma)$ は次式によって与えられる。

$$p(\gamma) = \frac{d}{d\gamma} p_r(\gamma) \quad (5.2)$$

ここで、 $p_r(\gamma)$ は4章の式(4.9)で示した累積確率分布である。フェージングのない通信路における加法性白色ガウス雑音(AWGN)による遅延検波 $\pi/4$ シフトQPSKのビット誤り率 $p_e(\gamma)$ は次式で与えられる[63]。

$$p_e(\gamma) = \frac{1}{4\pi\sqrt{2}} \int_0^{2\pi} \frac{\exp\left[-\gamma \left\{1 - \frac{\cos t}{\sqrt{2}}\right\}\right]}{1 - \frac{\cos t}{\sqrt{2}}} dt \quad (5.3)$$

式(5.2), (5.3)を式(5.1)に代入し、平均誤り率 \bar{P}_e を得る。 \bar{P}_e は解析的に閉じた形で求められないので数値積分により求める。

B. 最大比合成の場合

不等中央値有相関2ブランチに対する最大比合成ダイバーシチ受信の確率密度関数は次式によって与えられる[64]。

$$p(\gamma) = \frac{1}{\lambda_1 - \lambda_2} \left\{ \exp\left(-\frac{\gamma}{\lambda_1}\right) - \exp\left(-\frac{\gamma}{\lambda_2}\right) \right\} \quad (5.4)$$

ここで、 λ_1 および λ_2 はブランチ1とブランチ2の複素受信信号の相関行列の固有値である。

$$\lambda_1 = \frac{1}{2} \left[\Gamma_1 + \Gamma_2 + \sqrt{(\Gamma_1 + \Gamma_2)^2 - 4\Gamma_1\Gamma_2(1 - |\rho|^2)} \right] \quad (5.5)$$

$$\lambda_2 = \frac{1}{2} \left[\Gamma_1 + \Gamma_2 - \sqrt{(\Gamma_1 + \Gamma_2)^2 - 4\Gamma_1\Gamma_2(1 - |\rho|^2)} \right] \quad (5.6)$$

Γ_1 および Γ_2 は各ブランチの平均CNRであり、 $\Gamma_2 = r \Gamma_1$ である。 ρ はブランチ間の複素相関係数であって、包絡線振幅の相関係数とは $\rho_e \doteq |\rho|^2$ の関係がある。なお、以下では包絡線振幅の相関係数を単に相関係数と呼ぶ。一方、同期検波 $\pi/4$ シフトQPSKのビット誤り率 $p_e(\gamma)$ は次式で与えられる[65]。

$$p_e(\gamma) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{\gamma}{2}}\right) \quad (5.7)$$

式(5.8)と(5.11)より最大合成時の平均誤り率は以下のように求められる。

$$\overline{P}_e = \frac{1}{2} - \frac{1}{2(\lambda_1 - \lambda_2)} \left(\frac{\lambda_1}{\sqrt{\frac{2}{\lambda_1} + 1}} - \frac{\lambda_2}{\sqrt{\frac{2}{\lambda_2} + 1}} \right) \quad (5.8)$$

なお、式(5.8)の導出方法を付録 B に記す。

ブランチ間の相関特性をパラメータとしたとき、選択合成および最大比合成の場合の誤り率特性を図 5.2 に示す。図に示すように、フェージングのない通信路(AWGN)では平均 CNR が 20dB あれば符号誤りが生じない状況 (エラーフリー) を実現できるが多重波中ではダイバーシチ受信を適用しない(Non-div.)と平均誤り率は 10^{-2} のオーダーに劣化する。この平均 CNR でダイバーシチ受信を適用すると無相関、等平均電力($\rho_e = 0$, $r = 0$ dB)の場合では 10^{-4} のオーダーに改善され、さらに相関係数を 0.5 とし、不等レベル比 r を 0, -6, -10dB とすると徐々に改善量が減少する様子がわかる。また図より、最大比合成の適用によって、選択合成の場合と比較して 3~5dB の CNR の改善が期待できることがわかる。

図 5.3 は不等レベル比をパラメータとしたときの各平均誤り率における相関係数とダイバーシチ利得の関係である。平均誤り率に基づくダイバーシチ利得 G_{div} は次式で定義した。

$$G_{div} = \frac{\Gamma_{div}}{\Gamma_{sngl}} \quad (5.9)$$

ここで Γ_{sngl} は、規定する平均誤り率において、両ブランチのうち平均 CNR が大きい方のブランチで単一ブランチを構成した場合の平均 CNR、 Γ_{div} はダイバーシチ受信適用時の平均 CNR である。 $\overline{P}_e = 10^{-3}$ におけるダイバーシチ利得を図 5.3 から読み取

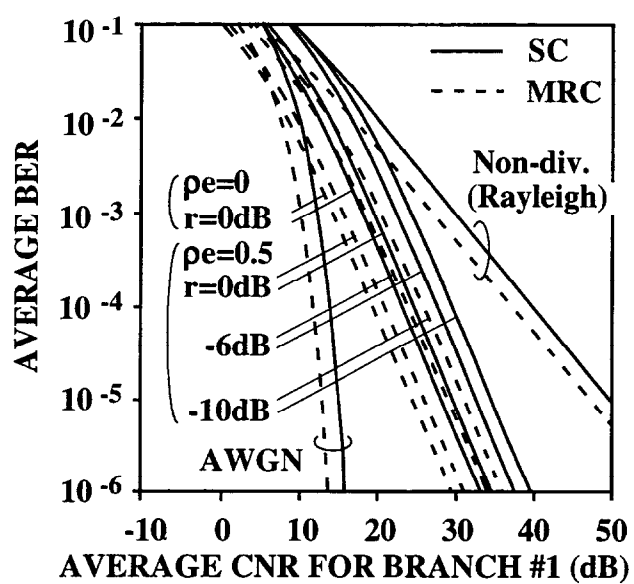
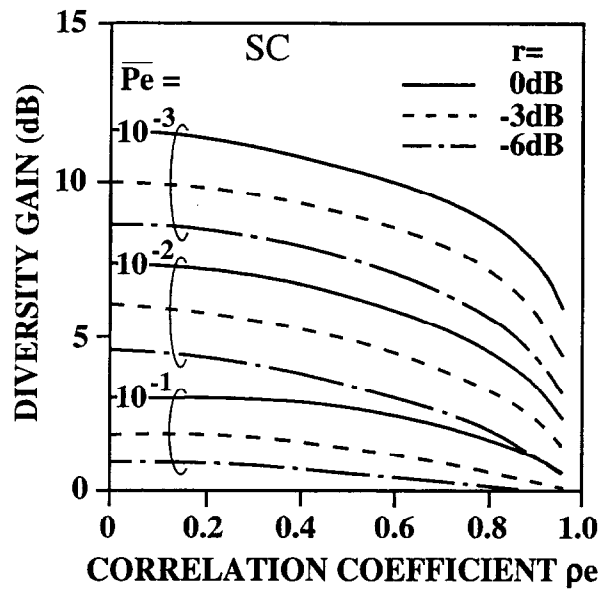
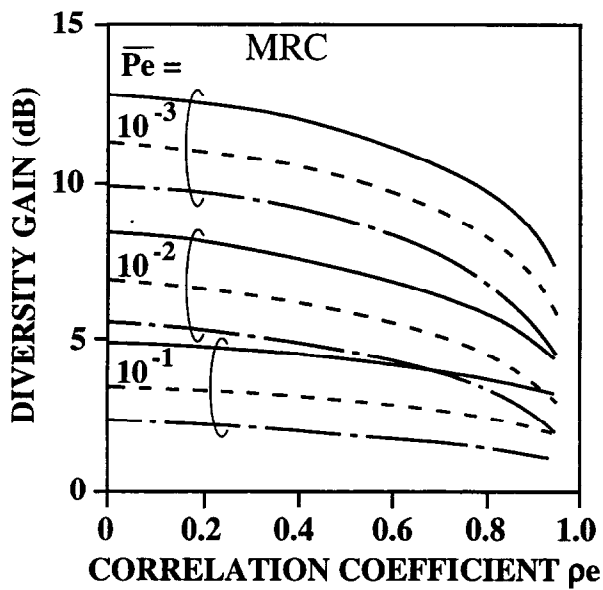


図5.2 $\pi/4$ シフトQPSKの誤り率特性
 実線(SC), 破線(MRC)



(a) 選択合成



(b) 最大比合成

図5.3 相関特性と平均誤り率で定義したダイバーシチ利得
(a) SC (b) MRC

ると無相関、等平均電力の状態では選択合成では 11.8dB、最大比合成では 12.9dB である。なお最大比合成では、いずれかのブランチの受信波がなくなる限り合成後の CNR は単一ブランチ受信の場合よりも高くなるので、完全に相関が生じている場合 ($\rho_e = 1$) でも、ダイバーシチ利得は $10\log_{10}\{(\Gamma_1 + \Gamma_2)/\Gamma_1\}$ (dB) だけ改善される。なお、式 (5.9) のダイバーシチ利得はシステム要件 (誤り率) に対応して定義されており、4 章の式 (4.13) の累積確率分布に基づくダイバーシチ利得とは異なった量である。即ち、デジタル無線システムの回線設計では式 (5.9) の平均誤り率に基づいたダイバーシチ利得が用いられる。

5.3.2 ダイバーシチアンテナ利得

これまでの議論から相関係数 ρ_e および不等レベル比 r から平均誤り率が 5.3.1 で述べたように与えられ、それよりダイバーシチ利得 G_{div} を式 (5.13) より求めることができる。これに対し、MEG、不等レベル比、相関係数の効果をすべて含んだシステムの性能評価指数 F_{div} を次式で定義する。

$$\begin{aligned} F_{div} &= G_{ew} \cdot G_{div} & (r_m \leq 1) \\ &= G_{ep} \cdot G_{div} & (r_m > 1) \end{aligned} \quad (5.10)$$

この評価指数を用いて表 5.1 に示す異なった相関特性を有する 2 つのダイバーシチアンテナを比較してみる。これら 2 つのアンテナは図 2.11 および図 2.13 (第 2 章) において平均仰角 40° 、標準偏差 20° で、ブランチ 1 は PIFA に、ブランチ 2 はホイップアンテナに対応し、それぞれダイバーシチアンテナ A は $L_w = \lambda/4$ の場合の特性を、ダイバーシチアンテナ B は $L_w = \lambda/2$ の場合の特性を表している。表 5.1 のダイバーシチアンテナ A は低相関、低利得でブランチ間のレベル差が大きい。これに対して、ダイバーシチアンテナ B は高相関、高利得、等レベルであり、それぞれのダイバーシチアンテナがシステム上どのような性能を有するのか、あるいはいずれのダイバーシチアンテナが優れた性能を有するかは一見したところ明らかでない。

今、ダイバーシチアンテナ A のブランチ 1 のみで受信することを考え、平均誤り

率が 10^{-3} となるときのアンテナの平均受信電力を P_{rec} とする。このとき、ブランチ 1 の MEG を G_e とすると、第 2 章の式(2.8)で示されるように、アンテナが置かれている空間における平均到来波電力の総和 P_0 は $P_0 = P_{rec} / G_e$ となる。任意の平均到来波電力 P_i をこの P_0 で規格化し、選択合成の場合に、表 5.1 のダイバーシチアンテナ A および B の平均誤り率と相対平均到来波電力 P_i / P_0 の関係を描くと、図 5.4 のようになる。図において、横軸 P_i / P_0 は各ブランチの雑音電力を一定と仮定すれば平均 CNR に比例する量である。なお、ここでは到来波電力が変化しても到来波の空間的な分布（即ち、到来波仰角、標準偏差および XPR）は不変であるとしている。これは、例えば、基地局送信電力を変化することで実現できる。

図 5.4 において、Non-div.と記した 2 本の曲線はダイバーシチアンテナ A あるいは B のブランチ 1 のみで受信したときの特性を示しており、表 5.1 に示すようにダイバーシチアンテナ B ではダイバーシチアンテナ A よりブランチ 1 の MEG が 2dB だけ大きいから、平均到来波電力で考えればダイバーシチアンテナ A と比較して 2dB だけ低い平均到来波電力で所望誤り率を得ることができる（このとき平均 CNR は両ダイバーシチアンテナとも同じである）。このように横軸として伝搬環境における到来波電力の指標をとることによって、アンテナ利得を含めた誤り率特性の議論が容易になる。

ダイバーシチアンテナ A あるいは B でダイバーシチ受信したとき、平均誤り率 10^{-3} におけるダイバーシチ利得は、図 5.4 に示すように、それぞれ 9.3dB および 9.9dB であり、これより F_{div} は 6.3dBi および 8.9dBi と計算される。このことは、到来波の受信電界がダイバーシチアンテナ B ではダイバーシチアンテナ A よりも 2.6dB 低い場所において 10^{-3} の平均誤り率が得られることを意味している。この低減量は、また、規定誤り率 (10^{-3}) を得るための基地局送信電力あるいは基地局アンテナ利得の低減量に等しい。 F_{div} は、このように多重波中におけるダイバーシチアンテナの実効的な性能（ダイバーシチ効果+アンテナ利得）を反映した評価指数であり、以下これをダイバーシチアンテナ利得(DAG: Diversity Antenna Gain)と呼ぶ。即ち、ダイバーシチアンテナ利得により、従来個別の特性からは把握が困難であった異なった相関、実効利得特性を有する複数のダイバーシチアンテナの性能を直接的に比較することができ、アンテナ設計の立場から有用な指標と思われる。なお、上記では平均誤り率

表5.1 相関特性

	ダイバーシチ アンテナ A	ダイバーシチ アンテナ B
相関係数	0.2	0.6
ブランチ 1 のMEG	-3 dBi	-1 dBi
ブランチ 2 のMEG	-7 dBi	-1 dBi

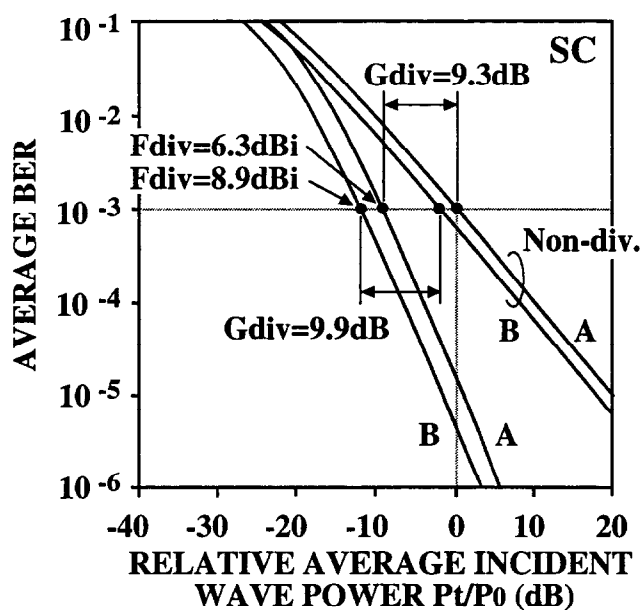


図5.4 ダイバーシチアンテナの比較

10^{-3} の場合を例にとって説明したが、他の誤り率に対しても同様にしてDAGを求め、ダイバーシチアンテナの実効性能を評価することができる。また、偏波不整合や人体による損失を考慮すると5.4で述べるようにDAGが負の値をとることもあり得る。

5.4 解析結果

5.4.1 自由空間における特性

ダイバーシチアンテナのシステム上の有効性を議論するためには、システム要件によって規定される伝送品位と誤り率の関係を明確にしておく必要がある。図5.5は日本のデジタル携帯電話（PDC方式）の平均誤り率と伝送品位の関係である[66]。図5.5より、通常の伝送品位を保つためには 10^{-3} 以下の平均誤り率が必要で、品位が劣化するしきい値は 10^{-2} 付近に存在することがわかる。これより以下では、平均誤り率 $10^{-1} \sim 10^{-3}$ に対して解析を行うことにする。

図5.6は自由空間（人体が存在しない場合）において筐体を直立状態としたときのホイップ長によるダイバーシチ利得およびDAGの変化である。周波数は900MHzである。到来波パラメータは携帯電話の伝搬環境を考慮してXPRは6dB、到来波の平均仰角 m_V, m_H は 0° 、広がり標準偏差 σ_V, σ_H は 20° とした。解析は平均誤り率をパラメータとし、 $\bar{P}_e = 10^{-1}, 10^{-2}, 10^{-3}$ とした。図5.6において実線は選択合成、破線は最大比合成の場合を表している。最大比合成では、選択合成より1~1.8dB程度大きなダイバーシチ利得およびDAGが得られている。

図5.6(a)からわかるように、いずれの誤り率に対してもホイップ長に対するダイバーシチ利得 G_{div} の変化は小さいことがわかる。これは、到来波が水平入射の場合、ブランチ間の相関係数が小さく($\rho_e < 0.4$)、ブランチ2のブランチ1に対する平均電力の不等レベル比が1に近い($r = 0\text{dB}$)からである(第2章の図2.13(a)および図2.11(a))。また図からは規定する誤り率によってダイバーシチ利得が大きく変化することがわかる。例えば、選択合成の場合、 $\bar{P}_e = 10^{-3}$ では11dB程度の大きなダイバーシチ利得が得られるが、 $\bar{P}_e = 10^{-2}$ では6dB、 $\bar{P}_e = 10^{-1}$ ではわずか2dB程度となる。これは端

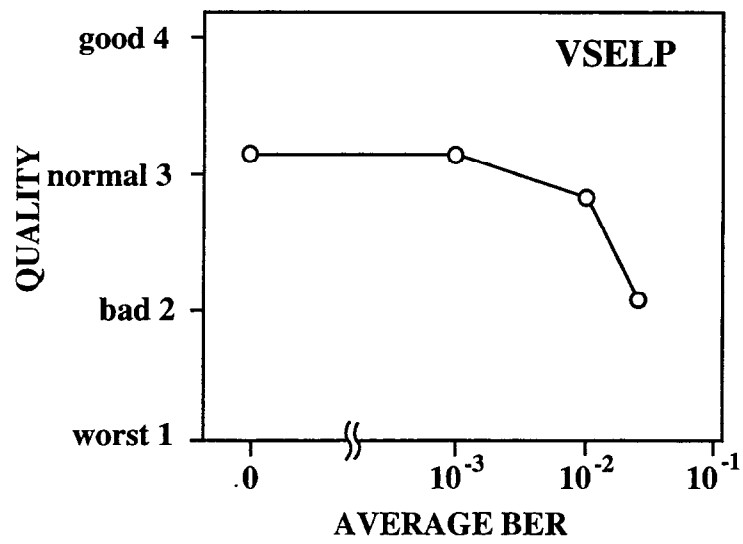
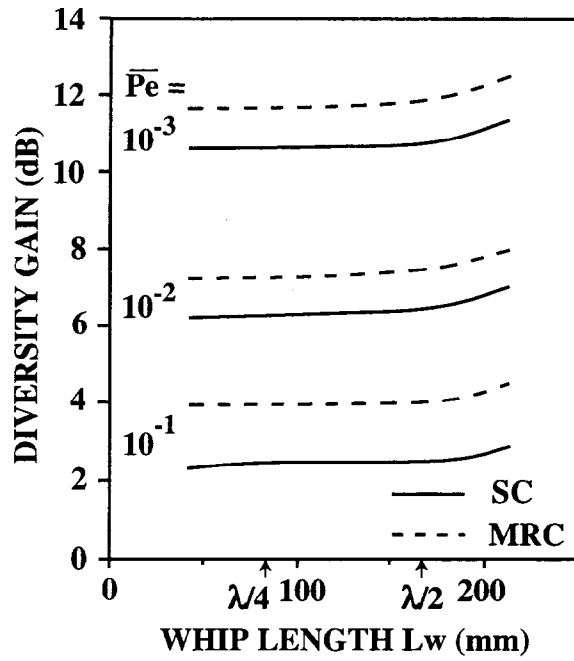
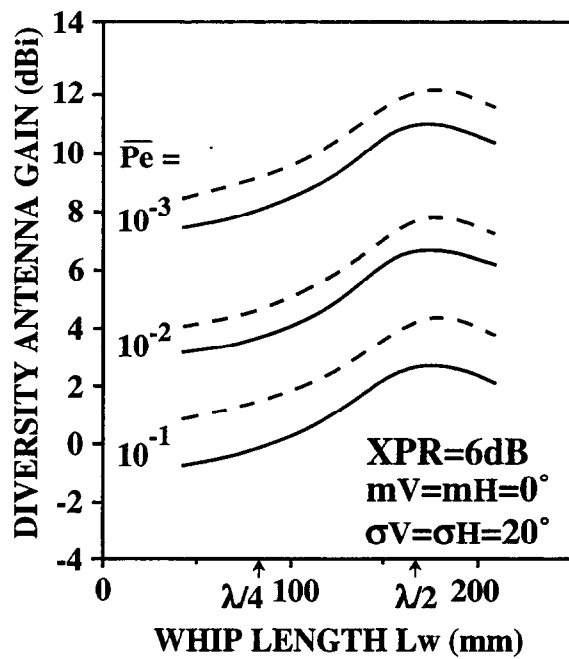


図5.5 P D C方式の平均誤り率と伝送品位



(a) ダイバーシチ利得



(b) D A G

図5.6 自由空間におけるホイップ長と(a)ダイバーシチ利得および(b)ダイバーシチアンテナ利得

末側の伝送品位のしきい値の設定によってダイバーシチ利得が大きく変化することを意味しており、システム設計を行う場合に考慮すべき問題である。従来は、システム設計上の端末のダイバーシチ利得は想定されるブランチ間の相関特性のみに基づいて決定されており[62]、必ずしも実際の携帯端末のアンテナ構成および到来波の性質を考慮して決められているわけではなかったが、今回の研究によって、アンテナ構成および到来波特性を考慮したダイバーシチアンテナのシステム的な利得がはじめて求められたと言える。

図 5.6(b)からわかるように、いずれの誤り率に対しても、選択合成および最大比合成ともに、ホイップ長が $1/2$ 波長において DAG は最大となっている。これは、ダイバーシチ利得がほぼ一定であるため、DAG 特性が図 2.11(a)の MEG 特性に対応した変化となるためである。このことは、 $L_w = \lambda/2$ において最も大きなシステム利得（ダイバーシチ効果+アンテナ利得）が得られることを意味している。ホイップアンテナの長さに関する考察では、従来、アンテナ利得の観点のみから $L_w = \lambda/2$ が最適なアンテナ構成であると結論づけられていた[7],[44]が、今回の DAG に対する考察から、システム利得の観点から $L_w = \lambda/2$ が最適であることが示された。また図からは、合成方法あるいは誤り率にかかわらず $L_w = \lambda/4$ と $\lambda/2$ における DAG の差は約 3dB であることがわかる。このことは $L_w = \lambda/2$ では $\lambda/4$ と比較して到来波の電界レベルが 3dB 低い地域において所望の平均誤り率が得られることを意味しており、ホイップアンテナを長くすることによる効果がダイバーシチ効果を含めたシステム利得の観点から定量的に把握された。さらに、図より携帯端末に最大比合成を適用したときの効果が明らかになった。

5.4.2 人体近接時の特性

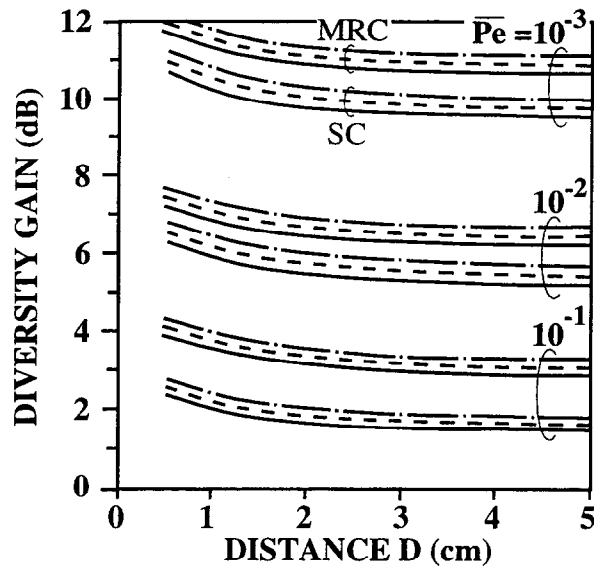
図 5.7 は携帯端末を人体に近接させた場合（図 4.1）の、端末と人体の距離によるダイバーシチ利得および DAG の変化である。それぞれの図で各平均誤り率の上 3 本のデータが最大比合成、下 3 本のデータが選択合成の場合を示す。ホイップ長は $\lambda/4$ で、筐体の傾き角は $\alpha = 60^\circ$ である。伝搬環境は市街地を想定して、XPR は 6dB、到来波の平均仰角は $0 \sim 40^\circ$ 、広がりの標準偏差は 40° とした。図から通常想定され

る端末と頭の距離 ($D=2\text{cm}$) におけるダイバーシチ利得は $\overline{P}_e = 10^{-3}, 10^{-2}, 10^{-1}$ において選択合成ではそれぞれ 10dB, 5.5dB, 1.8dB、最大比合成では 11dB, 6.8dB, 3.3dB 程度であって、端末が頭から離れるに従って減少することがわかる。

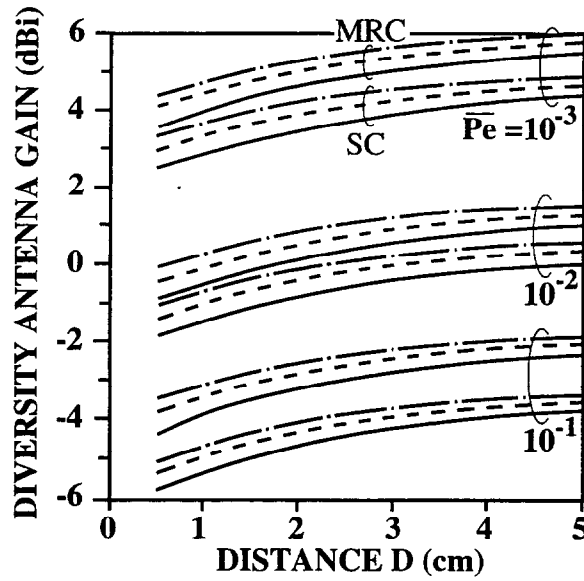
これはアンテナの人体近接時の相関および実効利得特性が関係している。第4章の図 4.14 および図 4.9(b)は、図 5.7 と同じアンテナ構成および伝搬環境における、距離 D と相関係数および MEG の関係である。図 4.14 からわかるように、距離 D に対して相関係数はほぼ一定で 0.2 程度の低い値が得られている。それに対して、図 4.9(b) で示されるように、距離 D が大きくなるとホイップアンテナの MEG は頭部への吸収電力が減少することから急激に大きくなるが、PIFA の MEG は手の影響によってほとんど変化しない。この結果、ブランチ間の受信電力差は端末が頭から離れるに従って大きくなる。これが、端末が頭から離れるに従ってダイバーシチ利得が減少する理由である。

携帯端末ダイバーシチアンテナでは、このように、ブランチを構成するアンテナ形式の違いによって人体と端末の電磁的な相互干渉に相違が生じ、このことがダイバーシチ利得に影響を与える。即ち、図 5.7(a)からは見かけ上は端末が人体に近接したほうが大きなダイバーシチ効果が得られるように見えるが、図 5.7(b)の DAG では、ホイップアンテナの MEG の向上によって、距離 D に伴って大きなシステム利得が得られることがわかる。例えば、選択合成あるいは最大比合成のいずれにおいても、平均誤り率にかかわらず、端末を耳に押しつけている状態 ($D=0.5\text{cm}$) では通常の状態 ($D=2\text{cm}$) と比較して DAG は 1dB 低下する。この DAG の変化量は、規定される平均誤り率を得るのに必要とする到来波レベルの増加量を直接的に表している。このように、DAG によって端末と人体の位置関係によって生じるダイバーシチアンテナの実効性能の変化をより正しく評価することが可能になる。

図 5.8 はホイップ長と DAG の関係である。端末と人体の距離 D は 2cm、筐体の傾き角 α は 60° である。伝搬環境は図 5.7 と同様である。DAG は $L_w = \lambda/2$ で最大値をとり、自由空間で直立の場合と同様に、 $L_w = \lambda/2$ において最も大きなシステム利得が得られることがわかる。図 5.8 からわかるように、選択合成および最大比合成ともに $L_w = \lambda/4$ と $\lambda/2$ における DAG の差はいずれの平均誤り率においても約 2 dB であ



(a) ダイバーシチ利得



(b) D A G

—— 0° - - - 20° - · - · - 40° (mV, mH)

図5.7 使用状態における(a)ダイバーシチ利得および
(b)ダイバーシチアンテナ利得 (距離D)
(XPR=6dB, $\sigma_V = \sigma_H = 40^\circ$)

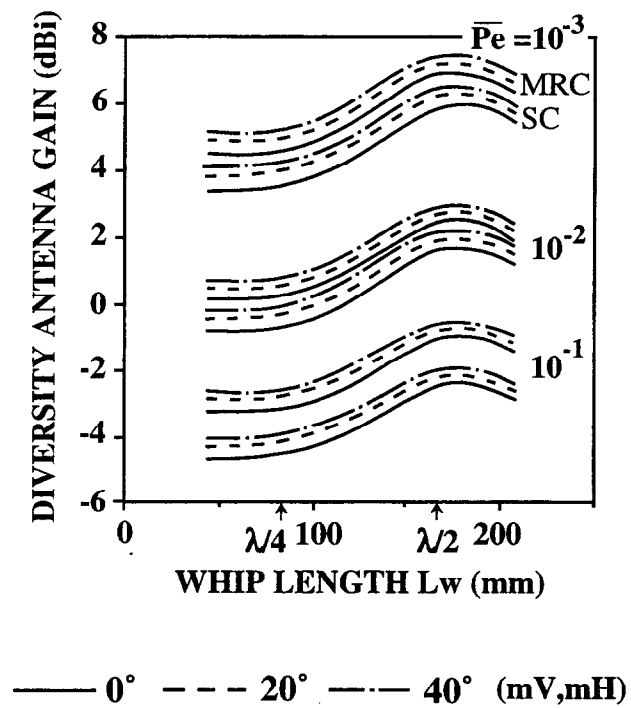
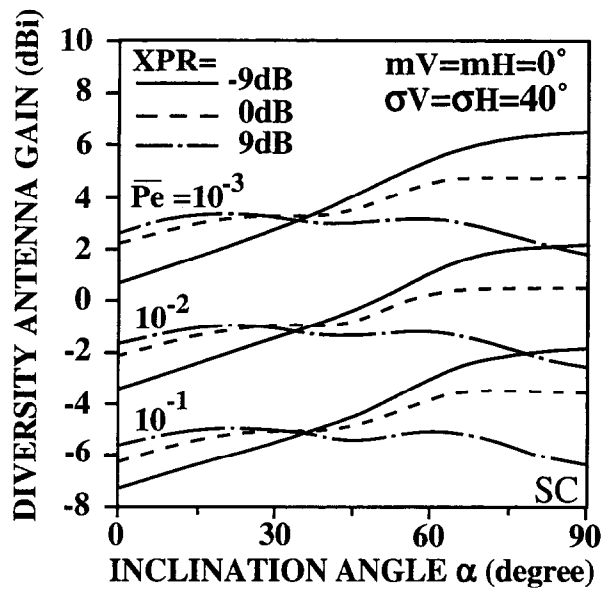
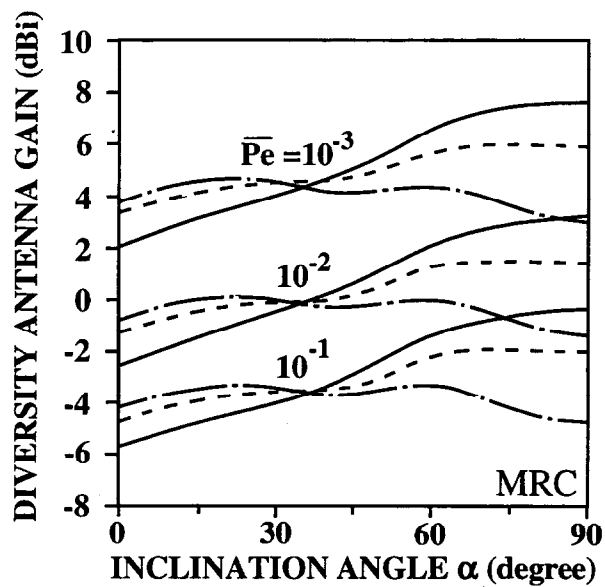


図5.8 使用状態におけるダイバーシチアンテナ利得
 (ホイップ長 L_w)
 ($XPR=6\text{dB}$, $\sigma_V=\sigma_H=40^\circ$)



(a) 選択合成



(b) 最大比合成

図5.9 使用状態におけるダイバーシチアンテナ利得 (傾き角 α , $L_w=\lambda/4$): (a)SC (b)MRC

る。携帯端末のホイップ長は端末の物理的長さの制約で $\lambda/4 \sim \lambda/2$ で設計されることが多いから、図 5.8 の結果から $\lambda/2$ の長いホイップアンテナを用いることによる効果が通話状態における実効性能の観点から把握された。

図 5.9 は XPR をパラメータとしたときの筐体の傾き角 α と DAG の関係である。ホイップ長は $\lambda/4$ である。図 5.9(a) は選択合成、同図(b) は最大比合成の場合である。図 5.9 の DAG 特性は図 2.12 あるいは図 4.11 の MEG 特性と類似の性質を示している。即ち、XPR の値によらず DAG が一定となる筐体の傾斜角が存在する。傾斜角は 35° である。また、XPR が 0dB のとき筐体の傾きによる DAG の変化が小さいことがわかる。携帯電話の実際の伝搬環境では XPR の値は場所依存性が強く現れ、900 MHz 帯移動通信環境下では 0~9dB であることが知られている[28]。従って図 5.9 より、通話状態の平均的な傾き角である 60° における DAG の変動を読み取ると、XPR が 0 から 9dB に増加すると DAG は約 1.5dB 減少することがわかる。このことから、垂直偏波成分が優勢である郊外地においては水平偏波成分の生成が多い市街地よりも、この程度のダイバーシチアンテナの実効性能の劣化が見込まれる。

5.5 結 言

本章では、実用状態でのダイバーシチアンテナの性能を比較する上で有効となる、よりシステムサイドに立った性能評価指数としてダイバーシチアンテナ利得 (DAG) を提案した。DAG は多重波環境におけるアンテナの実効利得 (MEG) とダイバーシチ利得を考慮したもので、使用状態におけるダイバーシチアンテナの性能 (システム利得) を直接的に比較することができるから、アンテナ設計上極めて有用である。この評価指数を用いることによって、外部環境およびアンテナ構成パラメータが変化した場合のダイバーシチアンテナのシステム利得を調べ、高いアンテナ性能を得るための条件を具体的に示した。なお、本章では PDC 方式を想定して $\pi/4$ シフト QPSK について解析したが、他の変調方式 (例えば GSM 方式の GMSK 変調) あるいは品質指標 (例えば不感率) に対しても本章で行ったのと同様の手法によって DAG を求め、システム要件に照らし合わせてダイバーシチ受信方式の評価を行うことが

可能である。言い換えればDAGはダイバーシチアンテナ単独の絶対的な特性指標ではなく、使用環境やシステム要件により変化する性質をもったより柔軟かつ現実的な評価指標である。解析結果を以下にまとめて示す。

(人体の影響を考慮しないとき)

- (1) 筐体直立時のDAGは $L_w = \lambda/2$ において最大となり、このとき最も大きなシステム利得が得られる。具体的には、平均誤り率が $\overline{P_e} = 10^{-3}, 10^{-2}, 10^{-1}$ において、選択合成ではそれぞれ $F_{div} = 11\text{dBi}, 6.7\text{dBi}, 2.8\text{dBi}$ 、最大比合成では $F_{div} = 12.2\text{dBi}, 7.9\text{dBi}, 4.3\text{dBi}$ である。
- (2) $L_w = \lambda/4$ と $\lambda/2$ におけるDAGの差は選択合成、最大比合成のいずれにおいても約3dBである。

(人体近接時)

- (1) $L_w = \lambda/4$ で通話状態($\alpha=60^\circ, D=2\text{cm}$)におけるDAGは、 $\overline{P_e} = 10^{-3}, 10^{-2}, 10^{-1}$ において、選択合成ではそれぞれ $F_{div} = 4\text{dBi}, -0.3\text{dBi}, -4.3\text{dBi}$ 、最大比合成では $F_{div} = 5\text{dBi}, 0.7\text{dBi}, -2.8\text{dBi}$ (いずれも到来波仰角 20° における値)であり、端末が頭から離れるに従って増加する。
- (2) 端末を耳に押しつけている($D=0.5\text{cm}$)状態では通常の状態($D=2\text{cm}$)と比較してDAGは1dB低下する。
- (3) ホイップ長を変化したときDAGは $L_w = \lambda/2$ において最大になる。 $L_w = \lambda/4$ と $\lambda/2$ におけるDAGの差は選択合成および最大比合成いずれの場合も平均誤り率にかかわらず約2dBである。
- (4) 通話状態においてXPRが0から9dBに増加するとDAGは約1.5dB減少する。

第6章 結 論

本論文は、ホイップアンテナと板状逆Fアンテナによって構成された800MHz帯携帯電話用ダイバーシチアンテナが自由空間あるいは人体に近接して通話状態にある場合の多重波伝搬路内における特性を理論解析する手法および解析結果をまとめたものである。本研究ではアンテナ構成パラメータ、到来波の状況、およびアンテナと人体の相対位置とアンテナの実効利得、相関特性、さらにはその結果もたらされるシステム性能評価指数として新たに提案したダイバーシチアンテナ利得(DAG)との関係、すなわちダイバーシチアンテナの使用状態における特性のメカニズムを理論的に解析した。以下、本研究により得られた成果を総括する。

第2章では、自由空間中にあるホイップアンテナとPIFAによって構成された携帯電話用ダイバーシチアンテナをモーメント法によってモデル化し、ホイップ長、筐体の形状、傾き角、到来波の状況と放射効率、平均実効利得(MEG)および相関係数の関係を解析した。これにより、携帯電話用ダイバーシチアンテナを設計する際、高効率、低相関、高MEGを得るための様々な条件を具体的に示した。さらに、解析の妥当性を屋内RFM法により検証した。

第3章では、携帯電話使用時に予想されるアンテナ特性に与える肩の影響を考察するための基礎的検討を行った。頭部と左肩によって構成した上半身人体モデルを用い、人体頭部に近接した半波長ダイポールアンテナのインピーダンスおよび放射特性を解析した。その結果、水平に近い状態で使用されることが多い携帯電話において多重波環境における実効利得を高い精度で求めるためには肩の影響を考慮することが重要であることを示した。

第4章では、携帯電話が人体によって所持されて通話状態にある場合のMEGおよび相関特性を解析した。解析には第3章で検討した頭部と左肩を統合した上半身モ

デルを用いた。インピーダンス不整合による電力損失を適切に取り扱うため、電源の最大有能電力で規格化した放射効率を新たに定義し、不整合損失を含んだ解析を行った。そして人体の各部位における吸収電力および電流分布を求め、アンテナと人体の電磁相互干渉の問題を考察した。さらに、アンテナ構造および到来波特性による実効利得および相関特性変動のメカニズムについて考察を加え、第2章の人体の影響を考慮しないときの結果と比較検討した。さらに解析の妥当性を屋内実験により検証した。

第5章では、実用状態でのダイバーシチアンテナの性能を比較する上で有効となる、伝送信号符号誤り率に基づくシステム性能評価指数としてダイバーシチアンテナ利得(DAG)を提案した。そしてPDC方式を念頭に置き、 $\pi/4$ シフトQPSK信号において検波後選択合成受信(遅延検波)および最大比合成受信(同期検波)を行った場合について、第2章の自由空間中あるいは第4章の人体近接時のアンテナ特性の解析結果を用いることによって、DAGにより、外部環境およびアンテナ構成パラメータが変化した場合のダイバーシチアンテナの実効性能を調べ、高いアンテナ性能を得るための条件を具体的に示した。

以上の研究成果から、これまで実験的手法によって試行錯誤的に開発が行われてきた携帯電話用ダイバーシチアンテナの最適設計が可能になり、携帯電話の高性能化に大きく貢献するものと考えられる。

最後に、今後の研究の方向性を示す。図6.1は将来の携帯電話用アンテナの課題を示したものである。そのポイントは以下の3つに絞られる。

- (1) 同一チャネル干渉の除去
- (2) 広帯域伝送における周波数選択性フェージングの克服
- (3) 人体の影響の軽減とその積極的な利用

以下それぞれの項目について簡潔に説明する。

- (1) 同一チャネル干渉の除去

現在の携帯電話システムは、基地局と端末の通信可能範囲(セル)を意図的に制限し、空間的にそれぞれの基地局を分離し、周波数の再利用を行うことによって収納可能な加入者数を増加させている(これをセルラー方式と呼ぶ)。セル半径は携帯電話ができた当初は数kmであったが、最近では、図1.1で示したような加入者の増加

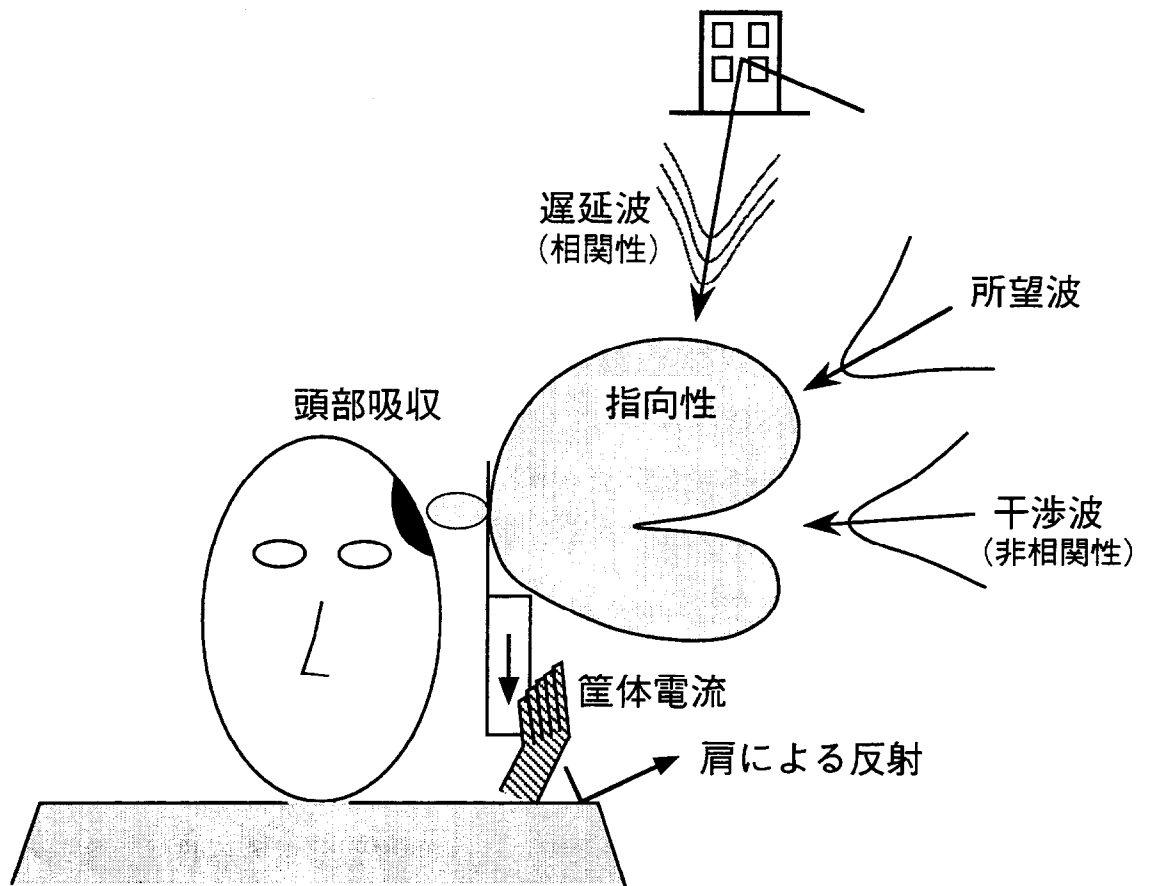


図6.1 次世代携帯端末アンテナの課題

に対応して、都会では数100mになっている。これにともなって、従来は正則的に配置されていたセル構成（例えば正六角形セル配置）が、極めて非正則な構成となり、その結果同一周波数基地局のセルのオーバーラップによって端末と所望基地局の通話チャンネルが他の基地局チャンネルによって干渉を受けることが頻繁に起こるようになってきている（これを同一チャンネル干渉と呼ぶ）。本論文で述べたダイバーシチアンテナの評価指数DAGは干渉波は考慮していない。今後は、DAGの概念を拡張し、このような干渉波が存在する環境におけるアンテナの評価方法の確立が1つのポイントになるものと思われる。

一方、干渉波に対する抑圧技術として、基地局アンテナの指向性制御だけでなく、図6.1に示したように端末側で干渉波方向にアンテナ指向性のヌルを形成できれば有効であると考えられる。これを実現する技術として指向性の適応制御（アダプティブアレー）技術があり、近年基地局アンテナでは開発が意欲的に進められている。今後の加入者の爆発的な増大を考えると、端末側アンテナにも適応制御技術の導入が不可欠になるものと思われる。本論文で取り扱ったダイバーシチアンテナは複数のアンテナで構成されているから、本質的に適応制御技術との親和性に富んでいる。また、第5章で述べた最大比合成受信は、所望波環境に対しては既に適応的に動作をしていると言える。今後は干渉波環境における最適動作に関する研究が重要になるろう。

（2）広帯域伝送における周波数選択性フェージングの克服

現在、次世代の移動体通信として、マルチメディア時代に対応した広帯域伝送方式を用いた移動体通信システムの開発が急がれている[67]。広帯域伝送では、第5章の検討では取り扱わなかった伝搬路の分散性（遅延スプレッドによる符号間干渉の影響）を考慮する必要がある[68]、本研究で取り扱ったような狭帯域伝送の基でのレイリーフェージング理論の適用が困難になる。即ち、周波数選択性フェージングの克服技術が重要になる。遅延波による干渉除去技術は（1）で述べた指向性の適応制御と密接に関連するものと考えられ、今後時間軸領域での信号等価技術（例えばRAKE受信）との融合も視野に入れて取り組む必要がある。

（3）人体の影響の軽減とその積極的な利用

人体の影響は、本論文で取り上げたように、電磁波吸収およびインピーダンス不整合損失による放射効率の低下の観点からは頭と手の影響が支配的である。また、人

体頭部への電磁波吸収の問題は、アンテナの利得向上とともに、生体への電磁波の影響の観点から近年盛んに議論されている。本研究で取り扱ったダイバーシチアンテナは、現在用いられている携帯電話の典型的なアンテナ構成ならびに多重波環境に関して行ったものであって、必ずしも最良のアンテナ構成であるわけではない。人体効果を軽減するためには、人体方向への放射を抑圧することが有効であると考えられ、既に基礎的な研究結果が報告されている[69]。一方、携帯端末は使用時には手で所持されるから、第4章で明らかにしたように手による影響を軽減することが重要である。これに対してはアンテナを平衡動作とし、筐体電流を抑圧することが有効であると考えられ[70][71]、今後の研究に期待が持たれる。

上記のような人体の影響の軽減策とともに、今後は人体の影響を積極的に利用することも重要になろう。人体装着時のアンテナ実効利得の向上という観点からは、本論文で述べたように、肩の影響などの人体の相互影響をアンテナ設計に積極的に取り入れることが有効な手段になると考えられる。このようなアプローチに関して、本研究で行ったアンテナと人体の相互影響評価の基本的な検討結果は大いに参考になるものと思われる。

上記のようなアプローチの結果としての、携帯電話用アンテナの1つの目標は、完全内蔵化であろう。そのためには、アンテナのより一層の小形化、高利得化とともに、本論文で述べたようなアンテナ、人体、伝搬およびシステムを考慮した設計が今後ますます重要になってくるものと思われる。完全内蔵化へのアプローチの1つとして直交偏波平面素子を用いた小形ダイバーシチアンテナ[72]の開発も進められており、このような試みとともに、本研究が将来の超小形携帯電話実現に向けての礎になることを願う。

最後に、社会の発展に貢献できるアンテナの研究を心掛けていくことを再確認して、本研究のまとめとしたい。

謝 辞

本研究をまとめるにあたり、東京工業大学教授 安藤 真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東京工業大学教授 荒木純道博士、同 鈴木 博博士、同大学助教授 西方敦博博士、同 高田潤一博士、同 廣川二郎博士に深く感謝致します。

また、筆者が静岡大学在学中に御指導賜り、筆者の基礎を築いて頂き、また研究に対する取り組み方を御教授頂きました静岡大学元教授 柿元 章博士に深く感謝致します。

また、長年に渡り御指導頂いております筑波大学名誉教授 藤本京平博士、アンテナ技研株式会社 佐藤源貞博士、同 川上春夫博士、名古屋工業大学教授 稲垣直樹博士ならびに千葉大学教授 伊藤公一博士に深く感謝いたします。

さらに本研究の途上、特に5章の解析においては、NTT移動通信網株式会社 多賀登喜雄博士から多大なるご教示を頂きました。ここに、感謝の意を表します。

本研究は、著者が松下電器産業株式会社の研究部門に在籍中に行ったものであり、著者に本研究の機会を与えて下さった松下電器産業株式会社 石田徹取締役、同先端技術研究所 上野伴希博士に感謝致します。

本研究の遂行に御協力頂きました松下電器産業株式会社デバイス・エンジニアリング開発センター通信デバイスグループの関係各位に篤くお礼申し上げます。特に本研究の途上、熱心な御討論を頂きました同 松吉俊満氏、門間健志氏、石崎俊雄博士に感謝いたします。また、本研究の遂行にあたり研究補佐として長年に渡り御協力を頂きました阿野進氏に感謝致します。

また、本研究を強力的にサポートして頂きました松下通信工業株式会社 パーソナルコミュニケーション事業部 事業部長 脇 治氏に篤くお礼申し上げます。また、本研究における共同開発のパートナーとして終始御討論、御意見を頂きました同事業部 小柳芳雄氏にお礼申し上げます。

参考文献

- [1] 藤本京平監修：図解移動通信用アンテナシステム 総合電子出版社 1996.
- [2] 進士昌明編：移動通信 丸善株式会社 1989.
- [3] “自動車電話方式特集号・自動車電話方式の研究実用化”，研究実用化報告, 26, No. 7, pp. 1813 -1819, 1977
- [4] 平出賢吉：“超小形携帯機－MOVA－”，NTT R&D, Vol. 40, No. 7, pp. 997-1004, 1991.
- [5] 小川晃一, 石崎俊雄, 小杉裕昭：“携帯電話用高周波デバイスの超小形化技術”，電子通信学会誌解説B 平成11年3月号, pp. 251-257, March 1999.
- [6] W. C. Jakes, *Microwave Mobile Communications*, IEEE Press, 1974.
- [7] K. Ogawa and T. Uwano: "A Diversity Antenna for Very Small 800-MHz Band Portable Telephones," *IEEE Trans. Antennas Propagat.* AP-42, No. 9, pp. 1342-1345, Sep. 1994.
- [8] 春木宏志, 小林 敦：“携帯無線機用逆Fアンテナ”，昭57信学総全大, No. 613.
- [9] 羽石操, 松井章典, 斉藤作義：“マイクロストリップアンテナの小形化に関する一考察”，信学論（B）, J71-B, 11, pp. 1378-1380, Nov. 1988.
- [10] 徳丸仁：“平板状F形, M形アンテナの特性について”，1990信学秋季全大, B-102, Oct. 1990.
- [11] 平沢一紘, 藤本京平：“直方導体上, 又は, その近傍にある線状アンテナの特性解析のためのワイヤグリッド法について”信学論（B）, J65-B, 4, pp. 382-389, April 1982.
- [12] 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）, J65-B, 9, pp. 1133-1139, Sep. 1982.
- [13] 佐藤和夫, 松本一宏, 平沢一紘, 藤本京平：“直方導体に取り付けられた平板逆Fアンテナの特性”信学論（B）, J71-B, 11, pp. 1237-1243, Nov. 1988.

- [14] Michael A. Jensen and Yahya Rahmat-Samii : "Performance Analysis of Antennas for Hand-Held Transceivers Using FDTD," IEEE Trans. AP-42, No. 8, pp. 1106-1113, 1994.
- [15] 柏, 吉田, 深井 : “空間回路網法による筐体を考慮した板状逆Fアンテナの遠方界特性の計算” ,1989 信学春季全大, SB-1-7, March 1989.
- [16] Jorn Toftgard, Sten N. Hornsleth and Jorgen Bach Andersen : "Effects on Portable Antennas of the Presence of a Person," IEEE Trans. Antennas Propagat. AP-41, No.6, pp. 739-746, June 1993.
- [17] Michael A. Jensen and Yahya Rahmat-Sami : "EM Interaction of Handset Antennas and a Human in Personal Communications," Proceedinds of the IEEE, vol. 83, no. 1 Jan. 1995.
- [18] 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) , J79-B-II, 11, pp. 892-900, Nov. 1996.
- [19] 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) , J79-B-II, 9, pp. 557-565, Sep. 1996.
- [20] H. R. Chuang : "Human Operator Coupling Effects on Radiation Characteristics of a Portable communication Dipole Antenna," IEEE Trans. Antennas Propagat. AP-42, No. 4, pp. 556-560, April 1994.
- [21] 山田利之,益子拓徳,越場聡,沢谷邦男,安達三郎 : “人体モデルと近傍ダイポールアンテナとの電磁相互作用－表面インピーダンス法による解析－” 信学論 (B) , J71-B, 2, pp. 246-255 Feb. 1988.
- [22] K. Tsunekawa and A. Ando : "Advanced Wire Grid Method for Solving the Scattered Field of a Lossy Dielectric Object," IEEE AP-S Int. Symp. dig., vol. 2, pp. 797-800, July 1992.
- [23] 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 信学秋季全大
- [24] T. Taga : "Analysis for mean effective gain of mobile antennas in land mobile radio environments," IEEE Trans. VT-39, 2, pp. 117-131 May 1990.
- [25] 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) , J75-B-II, 6, pp. 370-378 June 1992.
- [26] 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) , J73-B-II, 12, pp. 883-895 Dec. 1990.
- [27] J. B. Anderson and F. Hansen : "Antennas for VHF/UHF personal Radio: A Theoretical and Experimental Study of Characteristics and Performance," IEEE Trans. VT-26, 4, pp. 349-357, 1977.
- [28] H. Arai, N. Igi and H. Hanaoka : "Antenna-Gain Measurement of Handheld Terminals at 900 MHz," IEEE Trans. VT-46, 3, pp. 537-543, Aug. 1997.
- [29] 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) , J74-B-II, 11, pp. 608-615, Nov. 1991.
- [30] W. C. Y. Lee and R. H. Brandt : "The Elevation Angle of Mobile Radio Signal Arrival," IEEE Trans. Commun., COM-21, No. 11, pp. 1194-1197, Nov. 1973.
- [31] W. C. Y. Lee, *Mobile Communications Engineering*, McGraw-Hill, 1982, p. 158.
- [32] 渡辺邦夫,三島発,恵比根佳雄 : “陸上移動通信における電波到来仰角の推定” 信学論 (B) ,J60-B, 11, pp. 880-887, Nov. 1977.
- [33] 安達文幸 : “周波数検波および遅延検波デジタルFM陸上移動無線における Postdetection 選択ダイバーシチ効果” 信学論 (B) , J63-B, 8, pp. 759-766, Aug. 1980.
- [34] 宮垣嘉也,森永規彦,滑川敏彦 : “陸上移動検波前ダイバーシチ合成受信における D P S K 誤り率特性” 信学論 (B) , J63-B, 1, pp. 9-16, Jan. 1980.
- [35] K. Hirade, M. Ishizuka, F. Adachi and K. Ohtani : "Error-rate performance of digital FM with defferencial detection in land mobile radio," IEEE Trans. VT-28, 3, pp. 204-212, Aug. 1979.
- [36] 安達文幸 : “デジタルFM陸上移動無線における検波後選択ダイバーシチ効果に及ぼすアンテナ間隔の影響” 信学論 (B) , J65-B, 1, pp. 54-61, Jan. 1982.
- [37] 堀越淳 : “Q D P S K 方式に対する同一チャネル間干渉及び多重波干渉特性のダイバーシチによる改善効果” 信学論 (B) , J67-B, 1, pp. 24-31, Jan. 1984.
- [38] F. Adachi and K. Ohno, : "BER performance owing to random FM noise for QDPSK mobile radio with diversity reception," Electron. Lett., 1991, 27, pp.

629-631.

- [39] 大野公士,小山博,安達文幸：“QDP SK移動無線伝送における検波後選択ダイバーシチの効果” 1990 信学春季全大, B326.
- [40] H. Suzuki：“Canonic receiver analysis for M-ary angle modulations in Rayleigh fading environment,” IEEE Trans. VT-31, pp. 7-14, Feb. 1982.
- [41] K. Tsunekawa：“Diversity Antennas for Portable Telephones,” IEEE Vehicular Technology Conf., pp. 50-56, May 1989.
- [42] 向 慶荘,常川光一：“携帯機ダイバーシチアンテナの相関係数”，1989 信学春季全大, B-817.
- [43] 常川光一,鹿子嶋憲一：“小形筐体上水平配置ダイポールアンテナのダイバーシチ特性解析” 信学論 (B-II) , J75-B-II, 9, pp. 629-637, Sep. 1992.
- [44] 常川光一,鹿子嶋憲一,安藤篤也 “小形無線機アンテナの多重波中利得と筐体長の関係”，信学論 (B-II) , J75-B-II, 10, pp. 705-707 Oct. 1992.
- [45] W. C. Jakes, *Microwave Mobile Communications*, IEEE Press, 1974, pp. 133-140.
- [46] 小川晃一,上野伴希,菅田誠,森永洋一：“800 MHz デジタル携帯電話用ダイバーシチアンテナ”，National Technical Report Vol. 42 No. 1 Feb. 1996.
- [47] W. C. Y. Lee and Y. S. Yeh：“Polarization Diversity System for Mobile Radio,” IEEE Trans. Commun., COM-20, No. 5, pp. 912-923, Nov. 1972.
- [48] T. Taga and K. Tsunekawa：“A Built-in Antenna for 800 MHz Band Portable Radio Units,” Proc. of ISAP '85, No. 121-1, pp. 425-428, 1985.
- [49] 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. E-76-B, no. 12, pp. 1526-1531, 1993.
- [50] K. Fujimoto and J. R. James, *Mobile Antenna Systems Handbook*, Artech House, 1994, p. 102.
- [51] 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 信学大会, No. B-1-115, March 1998.
- [52] 多賀登喜雄：“移動通信用アンテナの等価見通し伝搬路における平均実効利得の解析” 1990 信学春季全大, B23.

- [53] 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, pp. 31-37, May 1992.
- [54] J. D. Kraus, *Antennas*, McGraw-Hill Book Company, 1988, p. 742.
- [55] Volker Hombach, Klaus Meier, Michael Burkhardt, Eberhard Kuhn and Niels Kuster: "The Dependence of EM Energy Absorption Upon Human Head Modeling at 900 MHz," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, MTT-44, 10, pp. 1865-1873 Oct. 1996.
- [56] K. Ogawa, T. Matsuyoshi and K. Monma : "Antenna-Pattern Measurement at Angles of Signal Arrival of Portable Radios near a Human Operator," *APMC98 Intl. Symp. Digest*, pp. 461-464, Dec. 1998.
- [57] 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 信学春季全大, No. SB-1-8, March 1999.
- [58] W. L. Stutzman and G. A. Thiele, *Antenna Theory and Design*, John Wiley & Sons, pp. 36-39, 1981.
- [59] G. D. Vendelin, A. M. Pavio and U. L. Rohde, *Microwave Circuit Design Using Linear and Nonlinear Techniques*, John Wiley & Sons, pp. 54-63, 1990.
- [60] M. Schwartz, W. R. Bennet and S. Stein, *Communication Systems and Techniques*, IEEE Press, New York, 1966, pp. 469-475.
- [61] Y. Yamada, K. Kagoshima and K. Tsunekawa: "Diversity Antennas for Base and Mobile Stations in Land Mobile Communication Systems," *IEICE Trans.*, vol. E 74, no. 10, pp. 3202-3209, Oct. 1991.
- [62] 奥村善久、進士昌明（監修）：*移動通信の基礎* 電子情報通信学会（昭 6 1）
- [63] Pawula R. F. "Asymptotics and error rate bounds for M -ary DPSK" *IEEE Trans. Commun.* COM-32, 1, pp. 93-94, Jan. 1984.
- [64] W. C. Y. Lee, *Mobile Communications Engineering*, McGraw-Hill, 1982, Sec. 10.6.
- [65] 齊藤洋一：デジタル無線通信の変復調、電子情報通信学会、1996, 4.1.3 節.
- [66] 若尾正義、小口みち夫：“デジタル自動車電話システム用CODEC方式の選定活動について”，信学技報, RCS90-25, pp. 27-34, Nov. 1990.
- [67] 西園敏弘編集：“小特集：次世代移動通信”，電子情報通信学会誌, vol. 82, no. 2,

pp. 101-160, Feb. 1999.

- [68] 唐沢好男：“広帯域移動通信の「電波伝搬」と「システム」の接点を探る”，電子情報通信学会誌解説B 平成10年8月号, pp. 830-837 Aug. 1998.
- [69] 野口敬、安藤真、後藤尚久：“携帯電話用アンテナの指向性に関する研究”，1994 信学秋季全大, No. SB-1-12, Oct. 1994.
- [70] 江川潔、伊藤英雄：“携帯無線機用ループアンテナの検討”，1999 信学春季全大, B-1-176, March 1999.
- [71] 岩井浩、小柳芳雄、小川晃一：“バランス型平面内蔵アンテナ”，2000 信学春季全大, No. B-1-79, March 2000.
- [72] K. Meksamoot, M. Krairiksh and J. Takada: "Performance of Polarization Diversity PIFA on a Portable Telephone in Multipath Environment," 信学技報 MW99-105, vol. 99, no. 325, pp. 69-76, Sep. 1999.

付録 A 屋内多重波環境における到来波分布の測定法[29]

図 2.19 あるいは図 4.27 で送信アンテナと受信アンテナはともに同じ高さ（床と天井の中間の高さ）に設置されているから、到来波レベルの仰角分布は付図 1 に示すように水平方向に最大値をもち仰角方向に対称な分布をなすものと仮定できる。従って、 $m_V=0^\circ, m_H=0^\circ$ とすることができる。このことから、到来波分布は平均交差偏波電力比（XPR）と垂直、水平各偏波の標準偏差 σ_V, σ_H の計 3 個のパラメータにより表現される。以下、パラメータの導出方法を述べる。

A.1 XPR の測定

XPR は半波長ダイポールアンテナと円筒スロットアンテナを用いて測定する。付図 2 に円筒スロットアンテナの外観と放射特性を示す。給電は U バランによって平衡-不平衡変換をし、円筒内を通した同軸線路によって行っている。垂直面指向性は E_ϕ 成分を主偏波とした 8 の字型をしておりダイポールアンテナと双対な特性が実現されている。

XPR はこれら 2 つのアンテナを個別に回転台に垂直設置し、回転台を一回転させたときのそれぞれのアンテナの平均受信電力の相対比により求める。即ち、ダイポールアンテナとスロットアンテナの平均受信電力をそれぞれ P_d, P_s とすれば XPR は次式により求められる。

$$XPR = \frac{P_d}{P_s} \quad (\text{A-1})$$

A.2 標準偏差の測定

到来波分布の標準偏差 σ_V は半波長ダイポールアンテナのMEG特性を利用して求める。付図3は垂直および水平に置かれたダイポールアンテナのXPR、標準偏差 σ_V に対するMEGの変化を示したものである。この特性からXPRが既知の場合に標準偏差を特定することができる。たとえば、上述のA.1の測定からXPRが4.7dBであった場合、垂直および水平に置かれたダイポールアンテナのMEG特性は付図4(a)に示すものとなる。このとき、測定により求められるアンテナの垂直設置時と水平設置時との平均受信電力差が6.6dBであったとすると、図中の●印で示されるMEG差が6.6dBであることになるから、標準偏差 σ_V は付図4の破線で示されるように 20° と求められる。

同様にして、標準偏差 σ_H は垂直および水平方向に置かれた円筒スロットアンテナのMEG特性を利用して求められる。垂直および水平に置かれたスロットアンテナのXPR、標準偏差 σ_H に対するMEGの変化は付図3においてXPRの負号を反対にし、横軸の σ_V を σ_H に読み変えたものとなる。この特性からXPRが既知の場合に標準偏差を特定することができる。たとえば、上述のダイポールアンテナの場合と同様にXPRが4.7dBであった場合、垂直および水平に置かれたスロットアンテナのMEG特性は付図4(b)に示すものとなる。このとき、測定により求められるアンテナの垂直設置時と水平設置時との平均受信電力差が-2.1dBであったとすると、図中の○印で示されるMEG差が-2.1dBであることになるから、標準偏差 σ_H は付図4(b)の破線で示されるように 23° と求められる。受信電力の負号は水平設置時のMEGが垂直設置時のMEGより高いことを示す。以上の測定において水平設置アンテナの測定は次に述べる測定方法に従うものとする。

A.3 水平設置アンテナの測定方法

水平設置のダイポールアンテナおよびスロットアンテナはともに水平面において8の字形の指向性を有する。この特性は水平面における到来波分布が一様であれば問題にならないが、室内における多重波伝搬路では到来波にかたよりが生じる可能性があるため測定時に注意を要する。ここではアンテナを回転台に設置する場合、回転軌道に対するアンテナ角度を付図5に示すように円軌道の接線方向に対して 0° 、 90° 、

180°, 270°の4通りの方位に向けて平均受信電力の測定を行い、4つの平均受信電力の平均値を水平設置における平均受信電力とする。

A.4 MEGの測定方法

MEG は定義により次式で表される。

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

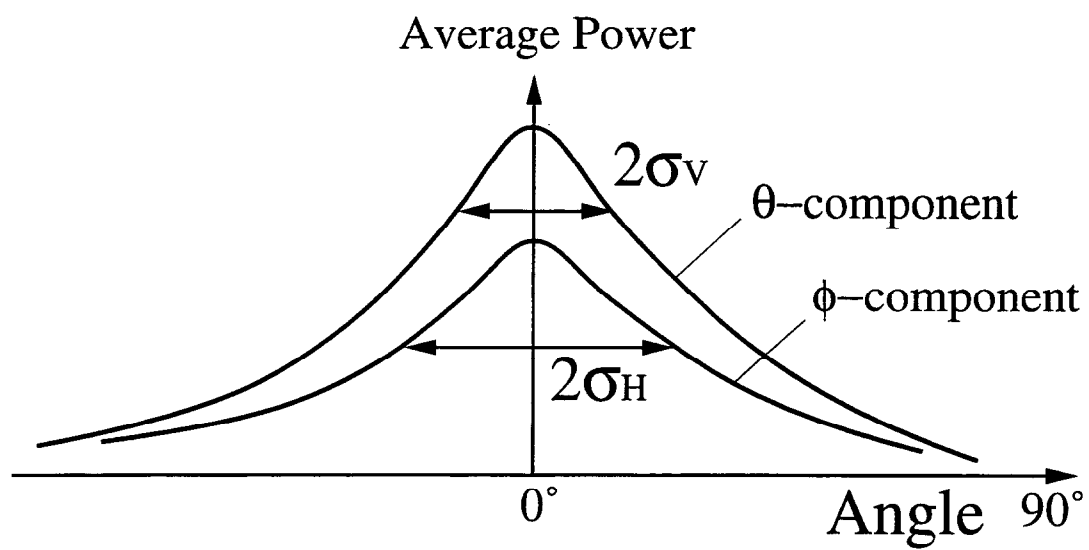
P_{rec} は被測定アンテナを回転台に設置し、回転台を一周させたときの被測定アンテナの平均受信電力である。この場合、 P_{rec} は付図 5 のように携帯電話を円軌道の接線方向に対して 0°, 90°, 180°, 270°の4通りの方位で測定したときの平均値とする。 P_V は θ 成分偏波に対して等方性の指向性をもつアンテナの多重伝搬路における平均受信電力であり、同様に P_H は ϕ 成分偏波に対して等方性の指向性をもつアンテナの多重伝搬路における平均受信電力である。従って、 $P_V + P_H$ はアンテナが置かれる空間における到来波電力の総和を表している。従って MEG を知るためには $P_V + P_H$ を測定すればよい。ここでは、ダイポールアンテナの MEG 特性から到来波電力の総和を求める。付図 6 に示すように垂直方向に対して 55°傾斜した半波長ダイポールアンテナの MEG 特性には、付図 6 のように到来波特性によらず -3dBi に等しい性質がある。従って、55°傾斜したダイポールアンテナの平均受信電力（回転台一周）を P_{recd} とすれば到来波電力の総和 $P_V + P_H$ は次式で求めることができる。

$$P_V + P_H = 2P_{recd} \quad (A-3)$$

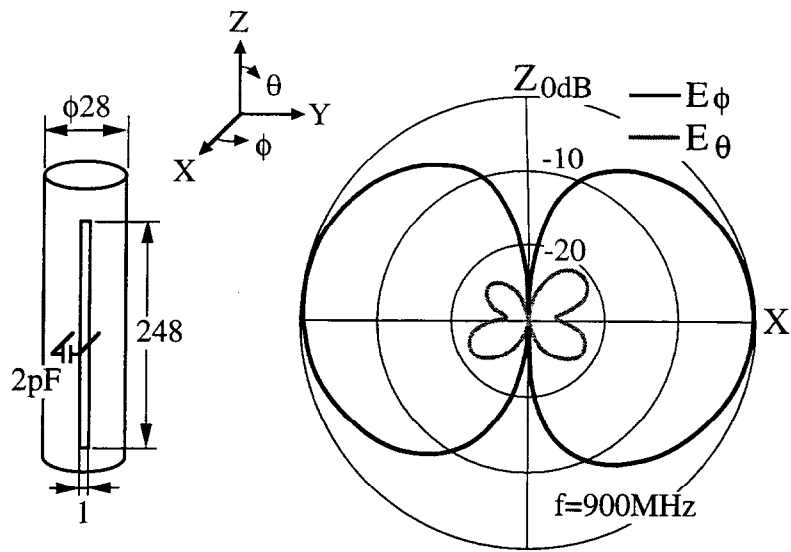
即ち、垂直方向から 55°傾斜した半波長ダイポールアンテナを回転円の接線方向に対して 0°, 90°, 180°, 270°の4通りの方位に向けた場合の平均受信電力の測定し、それら4つの測定値の平均値に 3dB を加えることにより平均到来波電力を求める。

A.5 相関係数の測定方法

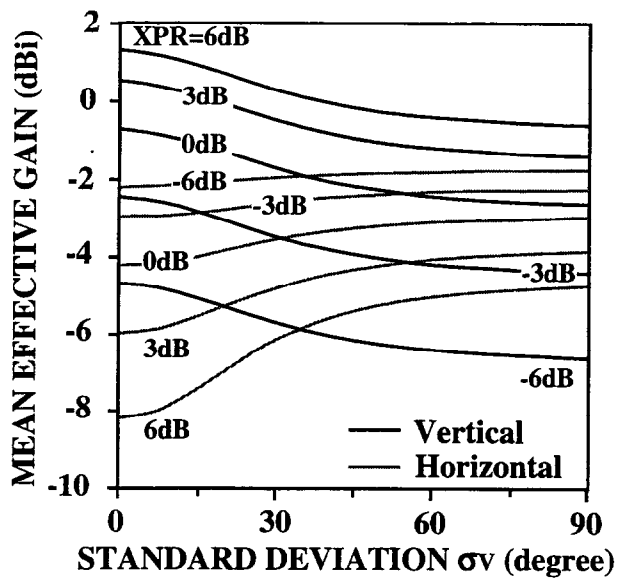
相関係数はダイバーシチアンテナを回転台に設置し、回転台を一周させながらホイップアンテナと内蔵アンテナの瞬時受信レベルをA/Dコンバータによってサンプリングすることによって求める。この場合 MEG の測定と同様に携帯電話は円軌道の接線方向に対して 0° , 90° , 180° , 270° の 4 通りの方位で測定する。なお、相関係数と MEG は同時に測定することができる。



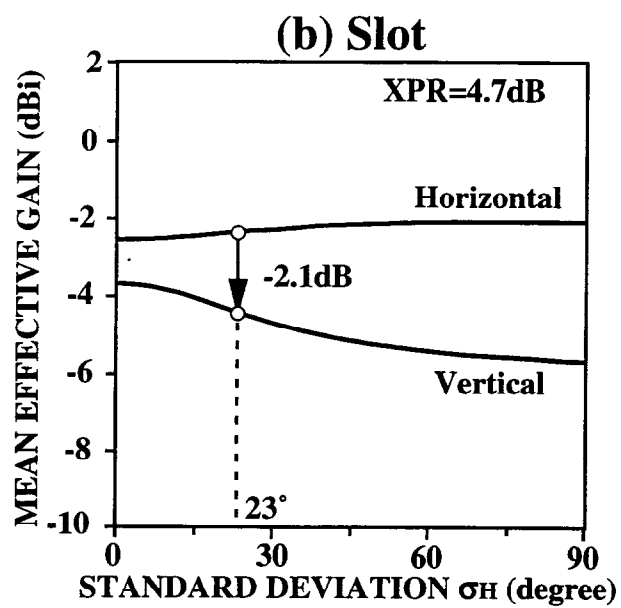
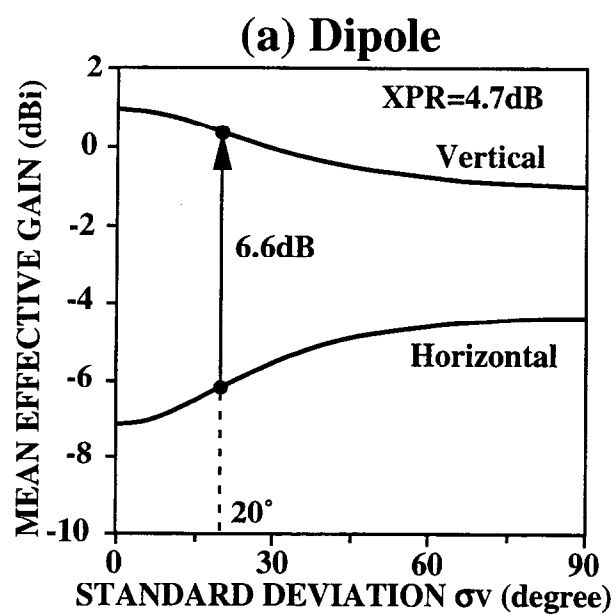
付図1 室内における到来波分布モデル



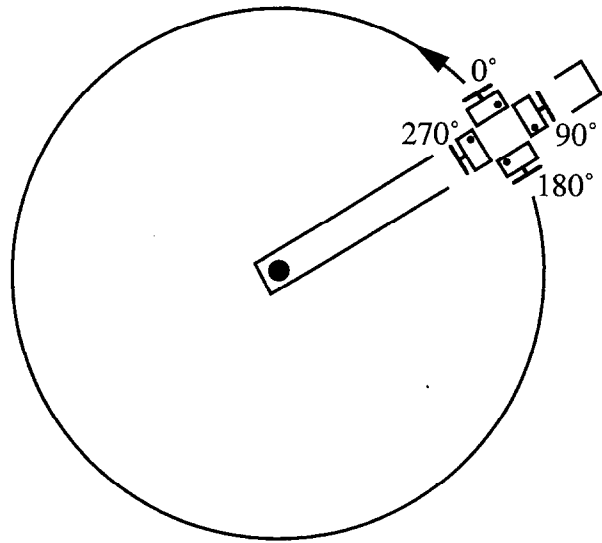
付図2 円筒スロットアンテナの放射特性



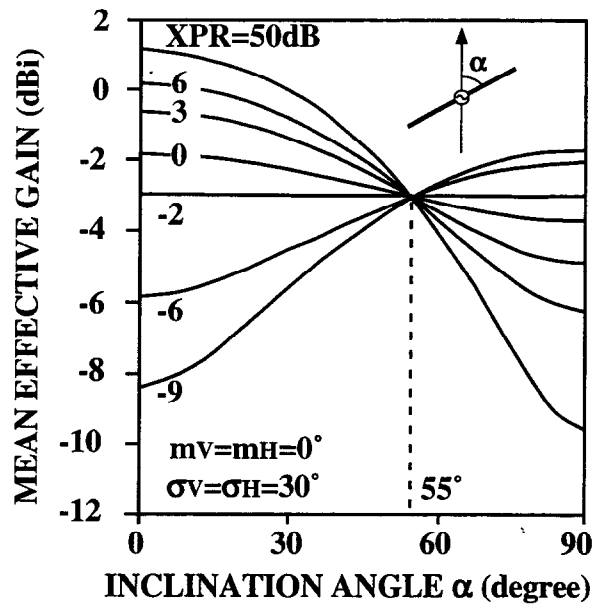
付図3 ダイポールアンテナのMEG特性



付図4 標準偏差の求め方



付図5 回転アームに対するアンテナの設置方法



付図6 半波長ダイポールアンテナの傾き角とMEG

付録 B 不等中央値有相関ブランチにおける最大比合成 ダイバーシチの平均誤り率の計算

ブランチ 1 とブランチ 2 の複素受信信号の相関行列 Λ を次のように定義する。

$$\Lambda = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} E[x_1(t)x_1^*(t)]E[x_1(t)x_2^*(t)] \\ E[x_2(t)x_1^*(t)]E[x_2(t)x_2^*(t)] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Gamma_1 & \rho\sqrt{\Gamma_1\Gamma_2} \\ \rho^*\sqrt{\Gamma_1\Gamma_2} & \Gamma_2 \end{bmatrix} \quad (\text{B-1})$$

ここで、各ブランチの雑音が独立でその電力を 1 と仮定すると、 Γ_1 および Γ_2 は各ブランチの平均 CNR となる。また、 ρ はブランチ間の複素相関係数である。式(B-1)の相関行列の固有値は本文中の式(5.5),(5.6)のように与えられる。最大比合成においては、有相関ブランチに対する相関行列をユニタリ変換により対角化することで、等価的な無相関ブランチを得ることができる。これらのブランチ電力は対角行列の各要素に対応する。また、得られた対角行列の各要素は元の相関行列の固有値にほかならない。

最大比合成後の CNR の確率密度関数は、特性関数法により次のようにして求められる。平均 CNR λ_i のレイリーフェージングに対する瞬時 CNR の確率密度関数は次の式のような指数分布になる。

$$p_i(\gamma) = \frac{1}{\lambda_i} \exp\left(-\frac{\gamma}{\lambda_i}\right) \quad (\text{B-2})$$

一方、2 ブランチ最大比合成後の CNR の確率密度関数は、畳み込みを用いて次のように定義される。

$$p(\gamma) = \int_0^{\gamma} p_1(\gamma') p_2(\gamma - \gamma') d\gamma' \quad (\text{B-3})$$

式(B-3)の畳み込みの計算を、確率密度関数のフーリエ変換 (= 特性関数) を用いて求めるのが特性関数法である。式(B-2)の特性関数 $\Phi_i(s)$ は $p_i(\gamma)$ のフーリエ変換として次のように与えられる。

$$\Phi_i(s) = \int_0^{\infty} p_i(\gamma) \exp(js\gamma) d\gamma = \frac{1}{1 - j\lambda_i s} \quad (\text{B-4})$$

このとき、式(B-3)の特性関数 $\Phi(s)$ は $\Phi_i(s)$ を用いて次のように表される。

$$\Phi(s) = \Phi_1(s)\Phi_2(s) \quad (\text{B-5})$$

式(B-5)をフーリエ逆変換することによって、 $p(\gamma)$ は次のように求められる。

$$\begin{aligned} p(\gamma) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \Phi(s) \exp(-j\gamma s) ds \\ &= -j \sum_{i=1}^2 \operatorname{Res}_{s=-\frac{1}{\lambda_i}} [\Phi(s) \exp(-j\gamma s)] \\ &= \frac{1}{\lambda_1 - \lambda_2} \left\{ \exp\left(-\frac{\gamma}{\lambda_1}\right) - \exp\left(-\frac{\gamma}{\lambda_2}\right) \right\} \end{aligned} \quad (\text{B-6})$$

差動符号化同期検波QPSKの最大比合成時の平均誤り率は、式(B-6)と本文中の式(5.7)を式(5.1)に代入することによって求めることができる。

$$\begin{aligned} \bar{P}_e &= \frac{1}{\lambda_1 - \lambda_2} \int_0^{\infty} \left\{ \exp\left(-\frac{\gamma}{\lambda_1}\right) - \exp\left(-\frac{\gamma}{\lambda_2}\right) \right\} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{\gamma}{2}}\right) d\gamma \\ &= \frac{2}{\lambda_1 - \lambda_2} \int_0^{\infty} x \left\{ \exp\left(-\frac{x^2}{\lambda_1}\right) - \exp\left(-\frac{x^2}{\lambda_2}\right) \right\} \left\{ 1 - \operatorname{erf}\left(\frac{x}{\sqrt{2}}\right) \right\} dx \end{aligned} \quad (\text{B-7})$$

ここで、次の公式を用いる。

$$\int_0^{\infty} x \exp(-a^2 x^2) \operatorname{erf}(bx) dx = \frac{b}{2a^2 \sqrt{a^2 + b^2}}, \quad (a > 0) \quad (\text{B-8})$$

$$\int_0^{\infty} x \exp(-a^2 x^2) dx = \frac{1}{2a^2}, \quad (a > 0) \quad (\text{B-9})$$

すると、平均誤り率は式(5.8)のように求められる。

本研究に関する発表論文

1. 論文

- [1] 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チアンテナの解析” 信学論 (B-II) , J79-B-II, 12, pp. 1003-1012, Dec. 1996.
- [2] 小川晃一, 上野伴希: “移動通信環境における携帯電話用ダイバーシチアンテナの平均実効利得解析” 信学論 (B-II) , J81-B-II, 10, pp. 897-905, Oct. 1998.
- [3] 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) , J82-B, 10, pp. 1847-1856, Oct. 1999.
- [4] 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. Vehicular Technology. (accepted for publication)
- [5] 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. Vehicular Technology. (accepted for publication)

- [6] 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) , J83-B, 6, pp. 852-865, Jun. 2000.

2. 国際会議発表

- [1] K. Ogawa, T. Matsuyoshi and K. Monma : "Dipole antenna radiation characteristics influenced by shoulder and head effects," IEEE AP-S Intl. Symp. Digest, pp. 141-144, June 1998.
- [2] K. Ogawa, T. Matsuyoshi and K. Monma : "Antenna-Pattern Measurement at Angles of Signal Arrival of Portable Radios near a Human Operator," APMC98 Intl. Symp. Digest, pp. 461-464, Dec. 1998.
- [3] 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," IEEE AP-S Intl. Symp. Digest, pp. 1122-1125, July 1999.
- [4] K. Ogawa, T. Matsuyoshi and Y. Koyanagi : "An Estimation Method for a Handset Diversity Antenna under Unequal Median Value Condition," The 10th Intl. Symp. on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC'99 in Osaka), pp. 1384-1387, Sep. 1999.
- [5] K. Ogawa and J. Takada : "An analysis of the Effective Performance of a Handset Diversity Antenna -Proposal for the diversity Antenna Gain Based on a Signal Bit-Error Rate-," to be presented in the IEEE AP-S Intl. Symp., July 2000.

- [6] K. Ogawa and J. Takada : "An analysis of the Diversity Antenna Gain of a Handset Diversity Antenna Close to the Human Operator," to be presented in the IEICE ISAP Intl. Symp., Aug. 2000.

3. 研究会

- [1] 小川晃一, 上野伴希, 菅田誠, 森永洋一: "800 MHz デジタル携帯電話用ダイバーシチアンテナの解析および実験による検討" 輻射科学研究会資料, RS97-9, Sep. 1999.
- [2] 小川晃一, 上野伴希: "移動通信環境における携帯電話用ダイバーシチアンテナの実効利得解析", 信学技報, AP97-53, June 1997.
- [3] 小川晃一, 松吉俊満, 門間健志: "人体の肩と頭部に近接したダイポールアンテナの放射効率および実効利得特性解析", 信学技報, AP97-201, Feb. 1998.
- [4] 小川晃一, 松吉俊満, 門間健志: "人体の頭、手および肩の影響を考慮した900 MHz 帯携帯端末ダイバーシチアンテナの特性解析", 信学技報, AP98-88, pp. 89-96, Oct. 1998.
- [5] 小川晃一, 松吉俊満, 小柳芳雄: "不等中央値条件下における携帯端末ダイバーシチアンテナのダイバーシチ実効利得の解析", 信学技報, AP98-192, pp. 1-8 Feb. 1999.
- [6] 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における $\pi/4$ シフトQPSK誤り率特性", 信学技報, AP99-110, pp. 29-36, Oct. 1999.

4. 全国大会

- [1] 小川晃一, 上野伴希: ” 円柱導体装荷によるホイップアンテナの小型化の検討”, 1993 信学秋季全大, No. B-119, Sep. 1993.

- [2] 小川晃一, 上野伴希: ” ホイップと内蔵アンテナの結合による効率低下に対する考察”, 1994 信学春季全大, No. B-128, March 1994.

- [3] 小川晃一, 上野伴希: ” 小形筐体に設置されたホイップと内蔵アンテナの相関特性解析”, 1996 信学春季全大, No. B-164, March 1996.

- [4] 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 信学ソサエティ大会, No. B-80, Sep. 1996.

- [5] 小川晃一, 上野伴希: ” 移動通信環境における携帯電話用ダイバーシチアンテナの実効利得解析”, 1997 信学ソサエティ大会, No. B-1-53, Sep. 1997.

- [6] 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 信学春季全大, No. B-1-115, March 1998.

- [7] 松吉俊満, 門間健志, 小川晃一: “人体頭部に近接したダイポールアンテナの肩の影響に関する考察”, 1998 信学春季全大, No. B-1-113, March 1998.

- [8] 小川晃一, 松吉俊満, 門間健志: “人体頭部に近接した携帯電話用ダイバーシチアンテナの実効利得解析”, 1998 信学ソサエティ大会, No. B-1-101, Sep. 1998.

- [9] 松吉俊満, 門間健志, 小川晃一: “通話状態における携帯電話用アンテナの到来方

向指向性の測定” , 1998 信学ソサエティ大会, No. B-1-102, Sep. 1998.

- [10] 小柳芳雄, 松吉俊満, 小川晃一 : “不等中央値条件下における携帯端末ダイバーシチアンテナのダイバーシチ実効利得の解析”, 1999 信学春季全大, No. B-1-179, March 1999.
- [11] 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 信学春季全大, No. SB-1-8, March 1999.
- [12] 小柳芳雄, 松吉俊満, 小川晃一 : “携帯端末ダイバーシチアンテナの誤り率特性” , 1999 信学ソサエティ大会, No. B-1-63, Sep. 1999.

5. その他

- [1] M. Hira, M. Miyaji, K. Ogawa and S. Kurazono : "Radiation Characteristics of Planar Inverted F Antenna with a Slit," Technology Reports of the Osaka University, vol. 46, no. 2239, pp. 55-59, April, 1996.
- [2] 小川晃一, 上野伴希, 菅田誠, 森永洋一 : “800 MHz デジタル携帯電話用ダイバーシティアンテナ” , National Technical Report, Vol. 42, No. 1, Feb. 1996.
- [3] 松吉俊満, 小川晃一, 小柳芳雄 : “携帯電話用アンテナの計算機シミュレーション技術” , Matsushita Technical Journal, Vol. 44, No. 6, Dec. 1998.

本研究に関する関連論文

[]*: ショート論文

1. 論文

- [1]* K. Ogawa and T. Uwano : "A Diversity Antenna for Very Small 800-MHz Band Portable Telephones," IEEE Trans. Antennas Propagat. AP-42, No. 9, pp. 1342-1345, Sep. 1994.

- [2] K. Ogawa and T. Uwano : "A beam tilt dipole array antenna for indoor mobile applications," IEICE Trans. Electron., vol. E79-C, no. 5, pp. 685-692, May 1996.

- [3]* K. Ogawa, T. Uwano and M. Takahashi : "A Shoulder-Mounted Planar Antenna for Mobile Radio Applications," IEEE Trans. Vehicular Technology. vol. 49. no. 3, May 2000.

2. 執筆

- [1] 小川晃一, 石崎俊雄, 小杉裕昭: "携帯電話用高周波デバイスの超小形化技術", 電子通信学会誌解説B 平成11年3月号, pp. 251-257, March 1999.

3. 国際会議発表

- [1] K. Ogawa and T. Uwano: "A variable tilted fan beam antenna for indoor base stations," IEEE AP-S Intl. Symp. Digest, pp. 332-335, 1994.
- [2] K. Ogawa and T. Uwano, " A very small shoulder pad planar antenna for mobile radio applications," IEEE AP-S Intl. Symp. Digest, pp. 406-409, 1997.
- [3] Y. Koyanagi, K. Ogawa, T. Asahina and K. Ito: "An Analysis of the Normal Mode Helical Antenna Close to the Human Abdomen in the VHF-Band," to be presented in the ISAPE Intl. Symp., Aug. 2000.
- [4] K. Ogawa, H. Iwai and Y. Koyanagi,: "A Balance-fed Planar Built-in Antenna," to be presented in the ISAPE Intl. Symp., Aug. 2000.
- [5] K. Ogawa, Y. Koyanagi, T. Asahina and K. Ito: "An Analysis of the Effective Radiation Efficiency of the Normal Mode Helical Antenna Close to the Human Abdomen at 150 MHz," to be presented in the IEICE ISAP Intl. Symp., Aug. 2000.
- [6] A. Yamamoto, H. Iwai, T. Matsuyoshi and K. Ogawa: "A Low-profile Bi-directional Cavity Antenna," to be presented in the IEICE ISAP Intl. Symp., Aug. 2000.

4. 研究会

- [1] 小川晃一, 上野伴希, 高橋正雄: "肩装着平面アンテナ", 信学技報, AP97-142, Nov. 1997.

- [2] 山本温, 岩井浩, 松吉俊満, 小川晃一: “廊下形状伝搬路に適した双方向キャビティアンテナ”, 信学技報, AP99-188, Feb. 2000.
- [3] 小川晃一, 小柳芳雄, 朝比奈敏寛, 伊藤公一: “人体腹部に近接した150MHz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” 信学技報, AP2000-9, Apr. 2000.

5. 全国大会

- [1] 小川晃一, 野口豊太, 佐藤源貞, 稲垣直樹: “電波方位測定能力を有した円形配列フェーズドアレイアンテナ”, 信学春季全大(昭和58年), No. S6-1, March 1983.
- [2] 小川晃一, 上野伴希: “可変チルト扇形ビーム室内基地局用アンテナ”, 1999 信学春季全大, No. B-102, March 1993.
- [3] 小川晃一, 上野伴希: “室内基地局用ビームチルトダイポールアンテナ”, 1994 信学ソサエティ大会, No. SB-1-8, Sep. 1994.
- [4] 湯田直毅, 小川晃一, 中村弘幸, 大友康宏: “コリニアアレイアンテナの広帯域化に関する検討”, 1996 信学春季全大, No. B-121, March 1996.
- [5] 小川晃一, 上野伴希, 高橋正雄 “移動無線用肩上小形平面アンテナ”, 1996 信学ソサエティ大会, No. B-86, Sep. 1996.
- [6] 小川晃一, 上野伴希, 高橋正雄 “肩上小形平面アンテナの解析”, 1997 信学春季全大, No. B-1-76, March 1997.

- [7] 山本温, 松吉俊満, 小川晃一: “2周波数動作モノポールアンテナの開発”, 1998 信学ソサエティ大会, No. B-1-110, Sep. 1998.
- [8] 山本温, 松吉俊満, 小川晃一: “直交偏波励振素子を有するパッチ・アンテナ・アレー”, 1999 信学春季全大, No. B-1-157, March 1999.
- [9] 松吉俊満, 小川晃一: “衛星携帯端末用4線巻ヘリカルアンテナの検討”, 1999 信学春季全大, No. B-1-181, March 1999.
- [10] 松吉俊満, 小川晃一: “衛星携帯端末用4線巻ヘリカルアンテナの雑音温度特性の検討”, 1999 信学ソサエティ大会, No. B-1-66, Sep. 1999.
- [11] 山本温, 松吉俊満, 小川晃一: “双指向性キャビティ・モノポールアンテナ”, 1999 信学ソサエティ大会, No. B-1-95, Sep. 1999.
- [12] 岩井浩, 小柳芳雄, 小川晃一: “バランス型平面内蔵アンテナ”, 2000 信学春季全大, No. B-1-79, March 2000.
- [13] 山本温, 岩井浩, 小川晃一: “双指向性キャビティアンテナの低背化検討”, 2000 信学春季全大, No. B-1-59, March 2000.
- [14] 小柳芳雄, 小川晃一, 朝比奈敏寛, 伊藤公一: “人体腹部に近接したVHF帯ノーマルモードヘリカルアンテナのインピーダンス特性”, 2000 信学春季全大, No. B-1-190, March 2000.
- [15] 小柳芳雄, 小川晃一, 朝比奈敏寛, 伊藤公一: “人体腹部に近接したVHF帯ノーマルモードヘリカルアンテナの放射特性”, 2000 信学春季全大, No. B-1-191, March 2000.

本研究に直接関係しない発表論文

1. 論文

- [1] K. Ogawa, K. Ishizaki, T. Hashimoto, M. Sakakura and T. Uwano : "A 50 GHz GaAsFET MIC Transmitter/Receiver Using Hermetic Miniature Probe Transitions," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-37, No. 9, pp. 1434-1441, Sep. 1989.

- [2]* K. Ogawa, H. Ikeda, T. Ishizaki, K. Hashimoto and Y. Ota : "25 GHz dielectric resonator oscillator using an AlGaAs/GaAs HBT," Electron. Lett., vol. 26, no. 18, pp. 1514-1515, Aug. 1990.

- [3]* K. Ogawa, K. Hashimoto, T. Uwano and Y. Ota : "50 GHz MIC amplifiers using AlGaAs/GaAs HBTs," Electron. Lett., vol. 26, no. 25, pp. 2134-2135, Dec. 1990.

- [4] T. Ishizaki, K. Ogawa and H. Miyake : "Practical Design Procedure of an Elliptic Function Dual-Mode Cavity Filter Coupled through a Non-zero-Thick Septum," IEICE Trans. Electron., vol. E81-C, no. 6 June 1998.

- [5] H. Miyake, S. Kitazawa, T. Ishizaki, K. Ogawa and I. Awai : "A Study of Laminated Band Elimination Filter Comprising Coupled-Line Resonators Using Low Temperature Co-Fired Ceramics," IEICE Trans. Electron., vol.

E82-C, no. 7, pp. 1104-1109, July 1999.

2. 執筆

- [1] T. Ishizaki, M. Sakakura, T. Yamada and K. Ogawa : "Telephone Interference," Wiley Encyclopedia of Electrical and Electronics Engineering/ John G. Webster, editor, vol. 21, John Wiley & Sons, Inc., New York, 1999, pp. 506-511.

2. 国際会議発表

- [1] K. Ogawa, K. Ishizaki, T. Hashimoto, M. Sakakura and T. Uwano : "A 50 GHz Compact Communication System for Video Link Fabricated in MIC," in 1988 IEEE MTT-S Intl. Microwave Symp. Digest, pp. 1023-1026.
- [2] T. Uwano, T. Ishizaki, H. Kosugi and K. Ogawa : "RF Components for Cellular Radio and PHS," in APMC94 Intl. Symp. Digest, WS 5-5 Dec. 1994.
- [3] T. Yamada, K. Nishimura, T. Ishizaki and K. Ogawa : "A Sophiscated Design Procedure for a Triple Mode SAW Filter Suppressing Adjacent Channel Interferences in Digital Mobile Telephones," in 1997 IEEE MTT-S Intl. Microwave Symp. Digest, pp. 833-836.
- [4] H. Miyake, S. Kitazawa, T. Ishizaki, K. Ogawa and I. Awai : "A Laminated Band Ellimination Filter using Coupled Line Resonators Suitable for Compact Portable Telephones," APMC98 Intl. Symp. Digest, TU1B-4, Dec. 1998.

- [5] T. Yamada, H. Nakamura, K. Nishimura, T. Ishizaki and K. Ogawa: "Balanced-Type IF SAW Filters with Different Input/Output Impedances," Proceedings of the IEEE Ultrasonics Symposium, PG2, pp. 77-80, Oct. 1998.
- [6] H. Miyake, T. Ishizaki, S. Kitazawa, T. Yamada, K. Ogawa and I. Awai : "Balanced-Input-Output Configuration of Laminated Planar Filter Suitable for Next-Generation Super-Compact Portable Telephones," in 1999 IEEE MTT-S Intl. Microwave Symp. Digest, pp. 1143-1146.
- [7] T. Yamada, H. Nakamura, S. Tsuzuki, T. Ishizaki and K. Ogawa: "A Miniaturized SAW Reflector Filter for IF Stage of CDMA Cellular Phone Applications," Proceedings of the IEEE Ultrasonics Symposium, PW3, pp. 405-408, Oct. 1999.
- [8] H. Kanno, T. Teraoka, T. Ishizaki and K. Ogawa: "Optimum Radiation Characteristics of the Base Station Antenna for Fixed Wireless Access Systems Considering Rainfall Attenuation," in the TSMMW2000 Intl. Symp., March 2000.
- [9] T. Ishizaki, H. Miyake, Toru Yamada, Hiroshi Kagata, H. Kushitani and K. Ogawa: "A First Practical Model of Very Small and Low Insertion Loss Laminated Duplexer using LTCC Suitable for W-CDMA Portable Telephones," in 2000 IEEE MTT-S Intl. Microwave Symp. Digest, pp. 187-190.
- [10] H. Miyake, S. Kitazawa T. Ishizaki, M. Tsuchiyama and K. Ogawa and I. Awai: "A New Circuit Configuration to Obtain Large Attenuation with a Coupled-Resonator Band Elimination Filter using Laminated LTCC," in 2000 IEEE MTT-S Intl. Microwave Symp. Digest, pp. 195-198.

3. 研究会

- [1] 小川晃一, 石崎俊雄, 橋本興二, 坂倉真, 上野伴希: " 気密構造小型プローブ変換器を用いた50GHz GaAs FET MIC送受信機", 信学技報, MW89-28, pp. 15-22, May 1989.

4. 全国大会

- [1] 小川晃一, 石崎俊雄, 上野伴希, 中村俊昭: " 帯域外特性を改善したノッチ付E面フィルタ", 信学春季全大 (昭和61年), No. 749, March 1986.
- [2] 小川晃一, 坂倉真, 石崎俊雄, 橋本興二: " 50GHz帯GaAs FET 2重倍器", 信学春季全大 (昭和62年創立70周年記念大会), No. 831, March 1987.
- [3] 小川晃一, 石崎俊雄, 橋本興二, 坂倉真, 上野伴希: " GaAs FETを用いた50GHz MIC送受信装置", 1989 信学春季全大, No. C-792, March 1989.
- [4] 小川晃一, 石崎俊雄, 橋本興二, 坂倉真, 上野伴希: " 小型プローブを用いた50GHz帯気密構造マイクロストリップ導波管変換器", 1989 信学春季全大, No. C-769, March 1989.
- [5] 橋本興二, 小川晃一, 石崎俊雄, 坂倉真, 上野伴希: " 25GHz帯MIC化FM変調器", 1989 信学春季全大, No. C-713, March 1989.
- [6] 池田光, 小川晃一, 石崎俊雄, 橋本興二, 太田順道: " 25GHz帯低位相雑音HBT発振器", 1989 信学秋季全大, No. C-349, Sep. 1989.
- [7] 橋本興二, 小川晃一, 上野伴希, 太田順道: " 50GHz帯HBT増幅器", 1989

信学秋季全大, No. C-356, Sep. 1989.

- [8] 橋本興二, 石崎俊雄, 小川晃一: "導波管2重モードフィルタを用いた2.3GHz帯CATV中継器用アンテナ共用器", 1990 信学秋季全大, No. C-65, Sep. 1990.
- [9] 橋本興二, 小川晃一: "低歪映像信号FM変復調装置", 1991 信学春季全大, No. C-132, March 1991.
- [10] 橋本興二, 小川晃一, 石崎俊雄: "シンセサンザ化2.3GHz帯CATV中継器", 1991 信学春季全大, No. C-133, March 1991.
- [11] 小川晃一, 太田順道, 橋本興二, 池田光, 石崎俊雄, 上野伴希: "ミリ波HBT増幅器および発振器", 平成5年電気学会電子・情報・システム部門大会, A-11-7.
- [12] 菅野浩, 寺岡敏浩, 石崎俊雄, 小川晃一: "降雨減衰を考慮した加入者系無線アクセスシステム用基地局アンテナの最適放射特性", 2000 信学春季全大, No. B-1-12, March 2000.
- [13] 中村弘幸, 都築茂, 山田徹, 石崎俊雄, 小川晃一: "Z型伝搬路を用いた小型SAWフィルタ", 2000 信学春季全大, No. A-11-27, March 2000.
- [14] 前川智哉, 三宅秀行, 櫛谷洋, 山田徹, 石崎俊雄, 小川晃一: "携帯電話端末用低損失積層3段バンドパスフィルタの検討", 2000 信学春季全大, No. C-2-114, March 2000.

5. その他

- [1] 山田徹, 西村和紀, 石崎俊雄, 小川晃一: “広帯域 I F SAWフィルタ”, National Technical Report, Vol. 42, No. 4, Aug. 1996.
- [2] 坂倉真, 上野伴希, 石崎俊雄, 小川晃一: “携帯電話用小型電圧制御発振器 (VCO) の低雑音化設計”, National Technical Report, Vol. 42, No. 4, Aug. 1996.