



Title	移動通信におけるアンテナの特性解析と性能評価に関する研究
Author(s)	多賀, 登喜雄
Citation	大阪大学, 1992, 博士論文
Version Type	VoR
URL	https://doi.org/10.11501/3064586
rights	
Note	

The University of Osaka Institutional Knowledge Archive : OUKA

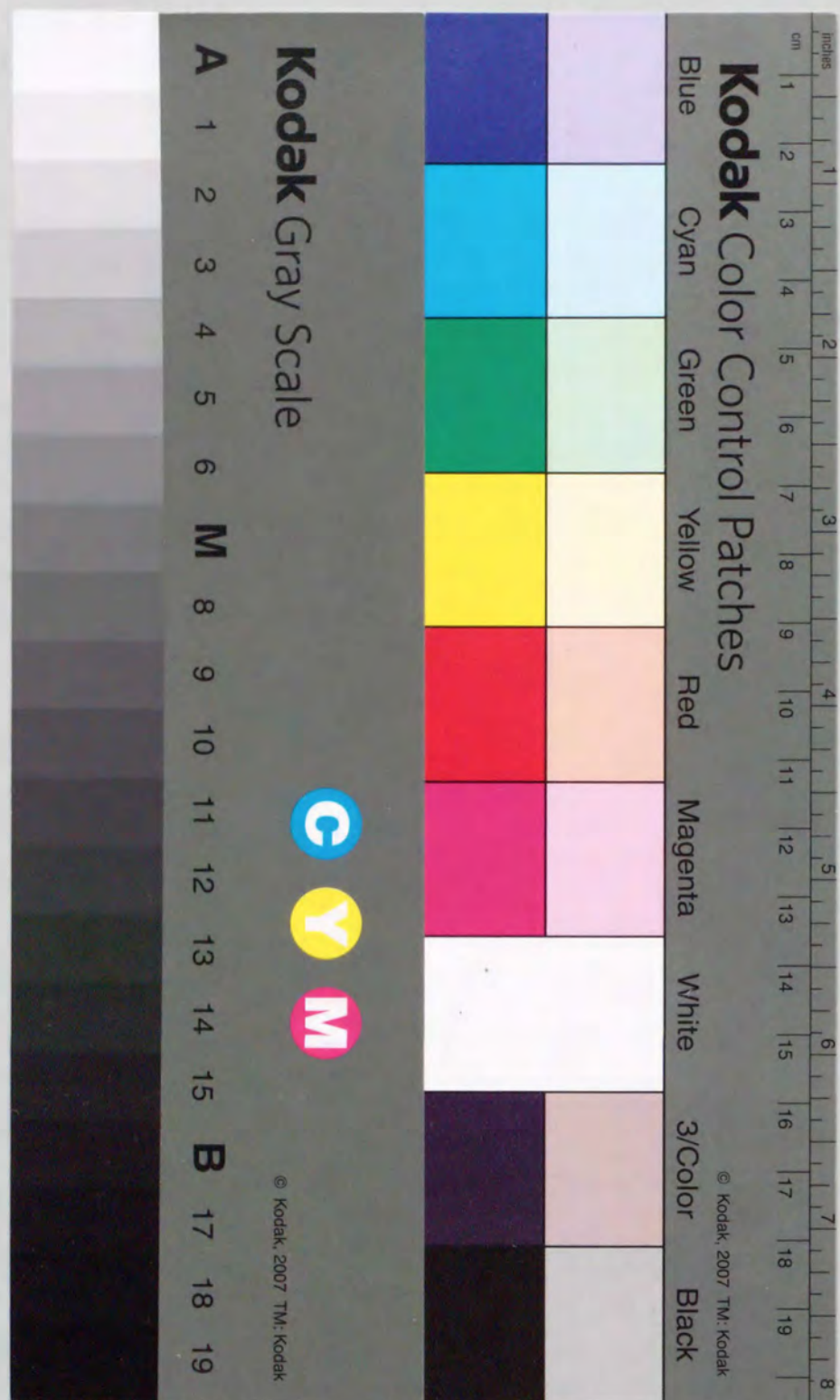
<https://ir.library.osaka-u.ac.jp/>

The University of Osaka

移動通信におけるアンテナの
特性解析と性能評価に関する研究

1992年8月

多賀 盛喜雄



①

移動通信におけるアンテナの
特性解析と性能評価に関する研究

1992年(平成4年)8月

多賀 登喜雄

[内容梗概]

本論文は著者が行った「移動通信におけるアンテナの特性解析と性能評価に関する研究」をまとめたものである。本文は、8章から構成されている。以下に各章について、その内容の概要を述べる。

第1章 序論

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無線機に実装されるアンテナ開発の課題について述べ、陸上移動伝搬路におけるアンテナの特性解析の重要性を示す。そして、本研究の目的と意義、および有用性を明確にする。

第2章 陸上移動伝搬路におけるアンテナの実効特性の理論的取扱い

陸上移動伝搬路内を移動するアンテナの平均実効利得 (Mean Effective Gain : 以下 MEG という) および多重波フェージングの低減に有効なアンテナダイバーシティの相関係数の一般的な理論式を導出する。更に、交差偏波を含めた多重到来波の新たな統計モデルを導入し、前記理論式と組み合わせて陸上移動伝搬路内でのアンテナの特性を理論的に解析する手法を提案する。また市街地における900MHz帯での実験により、導入した統計モデルの妥当性を確認している。

第3章 半波長ダイポールアンテナの平均実効利得(MEG)特性

移動通信環境の伝搬特性測定用アンテナとして、またアンテナのMEG測定における基準アンテナとして用いられている半波長ダイポールアンテナのMEG特性について理論的解析を行い、MEGの到来波特性とアンテナパタンとの相互関係を明らかにする。この解析結果より、半波長ダイポールアンテナを用いた各種測定における問題点を示すと共に、MEG測定における新たな基準レベル測定法について述べる。また第2章に示した市街地におけるMEG特性の実験により、本解析結果の妥当性を確認している。

第4章 平均交差偏波電力比(XPR)測定法

第2章において導入した到来波の統計モデルを適用し、これまで用いられてきた陸上移動伝搬路のXPR測定法の測定確度について理論的検討を行い、従来の測定法における誤差要因を明らかにする。そして、従来法のもつ重大な欠点を解消できる方法として、円筒スロットアンテナを用いるXPR測定法を提案する。また、本提案法の測定確度に対する評価と測定に用いるべき円筒スロットアンテナの実現方法について述べる。

第5章 見通し外条件下における屋内到来波分布測定法

第3章および第4章で得た結果を活用し、移動体アンテナの多重波伝搬路内での性能を屋内実験によって簡易に評価する方法について検討している。中でも、最も重要となる伝搬路の到来波分布パラメータを測定する方法として、半波長ダイポールアンテナと円筒スロットアンテナのMEG特性を利用する方法を提案する。そして、第4章において提案した円筒スロットアンテナを用いるXPR測定法と本章の提案法を適用することにより、900MHz帯において測定した屋内到来波分布パラメータの結果について述べる。

第6章 クロスダイポールアンテナを用いた偏波ダイバーシチの相関特性

半波長ダイポールアンテナを直交させた構成のクロスダイポールアンテナを用いた偏波ダイバーシチの相関特性について理論的考察を行い、相関特性のアンテナパターンと到来波特性との依存性を明らかにする。また、市街地における実験により解析結果の妥当性を確認している。更に、XPRが -1.5dB となる伝搬路においてアンテナ系の方向性変動によらずダイバーシチブランチの相関がほぼ0となることを理論的に予測するとともに、屋内伝搬環境における実験によりその実現性を検証している。

第7章 並列配置ダイポールによる空間ダイバーシチの特性

半波長ダイポールアンテナを2本並列配置して構成される空間ダイバーシチア

ンテナを検波後選択ダイバーシチ受信として用いる場合のMEG特性および相関特性を理論的に考察し、空間ダイバーシチブランチとして最適なアンテナ間隔が存在することを示す。また第5章で提案した屋内実験により解析結果の妥当性を確認している。

第8章 結論

この研究で得られた成果を総括し、更に今後の課題と本研究の将来展望について述べる。

目 次

第1章 序論	1
1.1 本研究の背景	1
1.1.1 移動通信の発展とパーソナル化	1
1.1.2 携帯電話システムにおけるアンテナ開発上の課題	2
1.2 本研究の目的と意義	6
1.3 本研究の概要	7
第2章 陸上移動伝搬路におけるアンテナの実効特性の理論的取扱い	11
2.1 緒言	11
2.2 多重波伝搬路におけるアンテナの実効特性の 理論式の導出	12
2.2.1 平均実効利得(MEG)	12
2.2.2 アンテナダイバーシチの相関係数	16
2.3 陸上移動伝搬路における到来波モデル	18
2.3.1 到来波モデルの考察	18
2.3.2 市街地における到来波分布測定結果	23
2.4 結言	32
第3章 半波長ダイポールアンテナの平均実効利得(MEG)特性	33
3.1 緒言	33
3.2 理論解析	34

3.2.1 半波長ダイポールアンテナの電力利得指向性	34
3.2.2 垂直設置時のMEG特性	36
3.2.3 水平設置時のMEG特性	38
3.2.4 アンテナ傾斜時のMEG特性	42
3.3 実験結果	45
3.3.1 実験の概要	45
3.3.2 MEG測定結果と理論値との比較	45
3.4 結言	48
第4章 平均交差偏波電力比(XPR)測定法	51
4.1 緒言	51
4.2 XPR測定誤差の理論式	52
4.3 各種XPR測定法の誤差特性の解析	54
4.3.1 Xダイポール法	54
4.3.2 ターンスタイル法	59
4.3.3 ループアンテナ法	61
4.4 誤差低減のための測定方法と測定誤差	65
4.4.1 円筒スロットアンテナ法の構成	65
4.4.2 XPR測定用円筒スロットアンテナの構成法	67
4.4.3 測定誤差特性	69
4.5 結言	71
第5章 見通し外条件下における屋内到来波分布測定法	73
5.1 緒言	73
5.2 屋内到来波分布の測定法	74
5.2.1 屋内実験系と到来波分布モデル	74
5.2.2 到来波分布パラメータの測定	76
5.3 900MHz帯での実験結果	79
5.3.1 実験の概要	79

5.3.2 到来波分布パラメータ測定結果	82
5.4 結言	82
第6章 クロスダイポールアンテナを用いた偏波ダイバーシチの 相関特性	85
6.1 緒言	85
6.2 理論解析	86
6.2.1 偏波ダイバーシチの構成と特性	86
6.2.2 低相関ダイバーシチブランチに関する考察	91
6.3 実験結果	95
6.3.1 市街地における相関特性測定結果	95
6.3.2 屋内環境における相関特性測定結果 —低相関特性の検証—	97
6.4 結言	100
第7章 並列配置ダイポールによる空間ダイバーシチの特性	103
7.1 緒言	103
7.2 並列配置ダイポールの電力利得指向性	104
7.3 理論解析	107
7.3.1 MEG特性	107
7.3.2 相関特性	109
7.4 屋内実験結果	112
7.4.1 実験の概要	112
7.4.2 MEG特性	112
7.4.3 相関特性	115
7.5 結言	115
第8章 結論	119

謝 辞	123
-----	-----

参考文献	125
------	-----

付録1 多重波伝搬路におけるアンテナの平均受信電力の 導出	131
--	-----

付録2 アンテナダイバーシチの相関係数の導出	137
------------------------------	-----

付録3 等価見通し伝搬路におけるアンテナのMEG特性	141
----------------------------------	-----

付録4 MEGの測定方法	147
--------------------	-----

本研究に関する発表論文	149
-------------	-----

主 要 記 号 表

記 号	説 明	章・節
a	ループアンテナの導線半径	4.3
A	到来波分布の平均方位	付録3
A_θ, A_ϕ	到来波角密度関数の比例定数 (式(2.6)により決定される)	2.3
b	ループアンテナの導線半径	4.3
c	比例定数	付録1
C_1, C_2	比例定数	付録1
$E_{r\theta}, E_{r\phi}$	ダイポールアンテナの放射電界振幅 の θ, ϕ 成分	7.2
E_θ	電界の θ 成分	4.4
$E_{\theta n}(\Omega)$	アンテナ n ($n=1, 2$) の電界指向性の の θ 成分(複素数)	2.2
E_ϕ	電界の ϕ 成分	4.4
$E_{\phi n}(\Omega)$	アンテナ n ($n=1, 2$) の電界指向性の の ϕ 成分(複素数)	2.2
$F_\theta(\Omega)$	Ω 方向の到来波電界の i_θ 成分の振幅・位相項	付録1
$F_\phi(\Omega)$	Ω 方向の到来波電界の i_ϕ 成分の振幅・位相項	付録1
G_e	等方性アンテナに対する平均実効利得(MEG)	2.2
$G_{\max}$	電力利得の最大値	7.2
$G_\theta(\Omega)$	アンテナの電力利得指向性の θ 成分	2.2
$G_\theta^{(H)}(\Omega)$	水平偏波測定用アンテナの 電力利得指向性の θ 成分	4.2

記 号	説 明	章・節
$G_{\theta}^{(V)}(\Omega)$	垂直偏波測定用アンテナの 電力利得指向性の θ 成分	4.2
$G_{\phi}(\Omega)$	アンテナの電力利得指向性の ϕ 成分	2.2
$G_{\phi}^{(H)}(\Omega)$	水平偏波測定用アンテナの 電力利得指向性の ϕ 成分	4.2
$G_{\phi}^{(V)}(\Omega)$	垂直偏波測定用アンテナの 電力利得指向性の ϕ 成分	4.2
I	アンテナ素子上の電流	3.2
I_0	電流振幅	3.2
i_{θ}	θ 方向の単位ベクトル	付録1
i_{ϕ}	ϕ 方向の単位ベクトル	付録1
k	波数 ($=2\pi/\lambda$)	2.2
l	アンテナ軸上の給電点からの距離	3.2
l_s	円筒スロットアンテナのスロット長	4.4
L_c	円筒スロットアンテナの円筒長	4.4
m_H	水平偏波到来波分布の平均仰角	2.3
m_V	垂直偏波到来波分布の平均仰角	2.3
P_1	ある移動区間における i_{θ} 偏波の等方性 アンテナで受信される平均受信電力	2.2
P_2	ある移動区間における i_{ϕ} 偏波の等方性 アンテナで受信される平均受信電力	2.2
P_H	ある移動区間における水平偏波の 平均到来波電力	2.2
P_{mH}	水平偏波到来波分布の 平均仰角 m_H における平均電力	2.3

記 号	説 明	章・節
P_{mV}	水平偏波到来波分布の 平均仰角 m_V における平均電力	2.3
P_{rec}	ある移動区間における平均受信電力	2.2
$P_{rec}^{(H)}$	水平偏波測定用アンテナの平均受信電力	4.2
$P_{rec}^{(t)}$	供試アンテナの平均受信電力	付録4
$P_{rec}^{(V)}$	垂直偏波測定用アンテナの平均受信電力	4.2
P_V	垂直偏波の平均到来波電力	2.2
$P_V + P_H$	全平均到来波電力	2.2
$P_{\theta}(\Omega)$	アンテナへ入射する到来波の θ 成分の角密度関数	2.2
$P_{\phi}(\Omega)$	アンテナへ入射する到来波の ϕ 成分の角密度関数	2.2
$\mathbf{r}$	放射方向の単位ベクトル	付録1
R_{12}	相互共分散	付録2
r_c	円筒内周半径	4.4
R_c	円筒外周半径	4.4
$R_V(\tau)$	自己相関関数	付録1
S	到来波分布の方位標準偏差	付録3
t_s	スロット幅	4.4
$\mathbf{u}$	移動速度ベクトル	付録1
$V(t)$	受信電圧 ($e^{-j\omega t}$ の項を除いた複素電圧)	付録1
x	二つのアンテナにおける到来波の位相差	2.2
XPR	平均交差偏波電力比 ($=P_V/P_H$)	2.2
$XPR_{meas.}$	平均交差偏波電力比の測定値	4.2
Z_0	負荷インピーダンス	7.2

記号	説明	章・節
Z_{11}	自己インピーダンス	7.2
Z_{21}	相互インピーダンス	7.2
α	アンテナの鉛直方向に対する傾斜角	3.2
β	ダイバーシチアンテナ間を結ぶ直線の 鉛直方向に対する傾斜角	2.2
$\delta(x)$	デルタ関数	2.2
ϵ_r	比誘電率	4.4
ϕ, ϕ_s	球面座標系における ϕ 座標	2.2
λ	波長	3.2
π	円周率	2.2
θ, θ_s	球面座標系における θ 座標	2.2
θ_{EL}	測定ビームの水平方向からの仰角	2.3
Θ_T	送信アンテナの鉛直方向からの傾斜角	5.3
ρ	複素相関係数	付録2
ρ_e	観測される包絡線に対する相関係数	2.2
σ_1, σ_2	受信電圧の標準偏差	付録2
σ_H	水平偏波成分の到来波分布仰角の標準偏差	2.3
σ_V	垂直偏波成分の到来波分布仰角の標準偏差	2.3
τ	遅延時間	付録1
ω	角速度	付録2
Ω	球面座標系における座標方向(θ, ϕ)	2.2

略号	説明	章・節
H偏波	水平偏波 (本論文では、球面座標系 における i_ϕ 成分の偏波を指す)	2.3
H-pol.	水平偏波 (同 上)	3.2
MEG	平均実効利得(Mean Effective Gain)	2.1
RFM法	Random Field Measurement 法	3.1
V偏波	垂直偏波 (本論文では、球面座標系 における i_θ 成分の偏波を指す)	2.3
V-pol.	垂直偏波 (同 上)	3.2
XPD	交差偏波識別度 (Cross-polarization Discrimination)	1.1
XPOL	交差偏波結合度 (Cross-polarization Coupling)	2.2
XPR	平均交差偏波電力比 (Cross-polarization Power Ratio)	2.2

第1章 序論

本章では、本研究の位置づけとして研究の背景、目的および意義について述べる。また、最後に本論文の構成と概要を示す。

1.1 本研究の背景

1.1.1 移動通信の発展とパーソナル化

今日の移動通信は、内航船舶電話、無線呼出、自動車電話等の公衆通信系、警察無線、タクシー無線等の専用業務系、アマチュア無線、パーソナル無線等の市民無線系およびコードレス電話等のパーソナル通信系と様々な形態で発展してきた。中でも、1979年12月に東京地区でサービスが開始され、その後全国導入が図られてきたNTTの800MHz帯自動車電話方式⁽¹⁾は、サービスエリアをいくつかの小さな無線ゾーンに分割するいわゆるセル方式を採用して周波数利用効率の向上を図った初めての公衆移動通信方式であり、本格的な陸上移動通信時代の到来を告げるものであった。この自動車電話の加入者数は順調に増加し続け、1988年5月には大都市圏での無線周波数の逼迫に対処するため加入者容量を3倍以上増大させた大容量移動通信方式⁽²⁾が導入されるまでになった。更に、NTT以外の事業者による自動車電話サービスも開始され、1991年11月末現在の加入者数はNTTだけで74万、全体で120万にも達するものとなっている。また、近年その実現が急がれているサービス統合デジタル通信網 (ISDN) との接続による高度な移動通信

サービスを目指したデジタル移動通信方式⁽³⁾の開発も急ピッチで進められており、移動通信は今後も更に大きく発展していくと考えられる。

自動車電話の発展・拡大に伴い、車内のみならず自動車から離れても通話したいという要望が高まり、1985年9月には車載無線機を着脱可能にして自動車から持ち出しても直接無線基地局にアクセス可能な自動車電話用着脱式移動機(ショルダーホン:肩掛け式携帯電話)⁽⁴⁾が導入された。更に1987年4月以降、ハンドヘルド形の携帯電話機の導入を契機として携帯電話の加入者数は増加の一途を辿り⁽⁵⁾、NTTにおける携帯電話加入者数は1991年11月末現在で全加入者数の48%を占めるまでに発展してきた。一方、事業所コードレス電話や家庭用コードレス電話等のいわゆる屋内型携帯電話に対する需要も、近年著しく増加してきている。このように、パーソナルユースを基本とする携帯電話サービスに対する需要は社会生活の高度化・多様化とともに増大してきており、屋内・屋外を問わず「だれもが」「いつでも」「どこでも」通信できる本格的な携帯電話サービスの実現、すなわちパーソナルな移動通信サービスの実現が望まれている。

1.1.2 携帯電話システムにおけるアンテナ開発上の課題

携帯無線機に実装されるアンテナは、携帯電話システムのサービス性を左右する重要なキーデバイスである。なぜなら、陸上移動伝搬路でのアンテナの実効利得は無線ゾーンのサイズ、無線装置の送信電力(消費電力)、バッテリー容量等に直接的影響を及ぼすためである。即ち、実効利得に優れるアンテナは、送信電力の低減あるいはサービスエリアの拡大に寄与し、ひいてはバッテリーの小型化(軽量化)あるいは使用可能時間の延長等に大きく貢献する。従ってまず第一に、実効利得の高いアンテナの設計・開発が極めて重要な課題である。

陸上移動伝搬路では、基地局からの送信電波は移動局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、この伝搬路内を移動局が走行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⁾。図1.1に受信波の包絡線

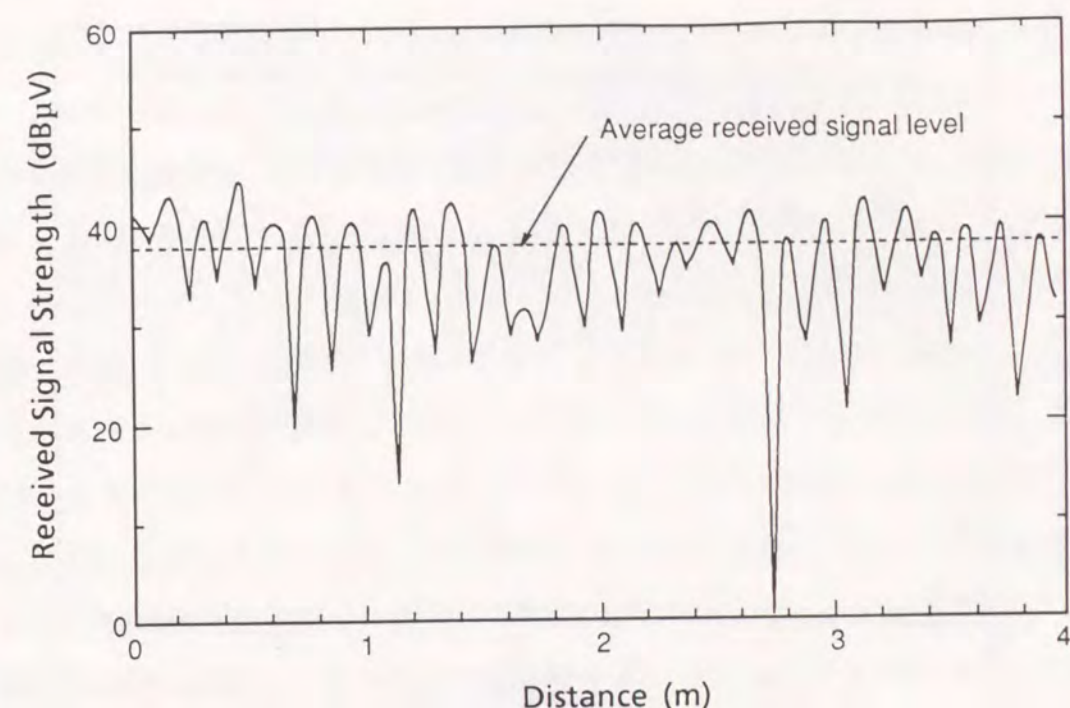


図1.1 移動通信における受信信号包絡線のレベル変動特性と平均受信レベルの概要

変動の様子を示す。この激しい瞬時レベル変動はマルチパスフェージングと呼ばれるもので、移動通信ではこのようなランダムな変動を統計的手法を用いて取り扱っている。すなわちある移動区間にわたる瞬時受信レベルの平均値を求め、それをその区間での平均受信レベルとして評価している。アンテナの実効利得が高いということは、この区間平均値で表される平均受信レベルが高いことに対応する。従って、移動体アンテナの実効利得も上記区間平均による統計量として評価されるものであり、以下、これを平均実効利得と言う。

また、上記マルチパスフェージングによる瞬時受信レベルの急激な落ち込みは30~40dBにも達し、アナログFM方式では雑音として伝送品質を劣化させる。デジタル方式では、落ち込み点での急激な位相変動により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。図1.2に示すように、ダイバーシチ受信技術は相関の小さい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

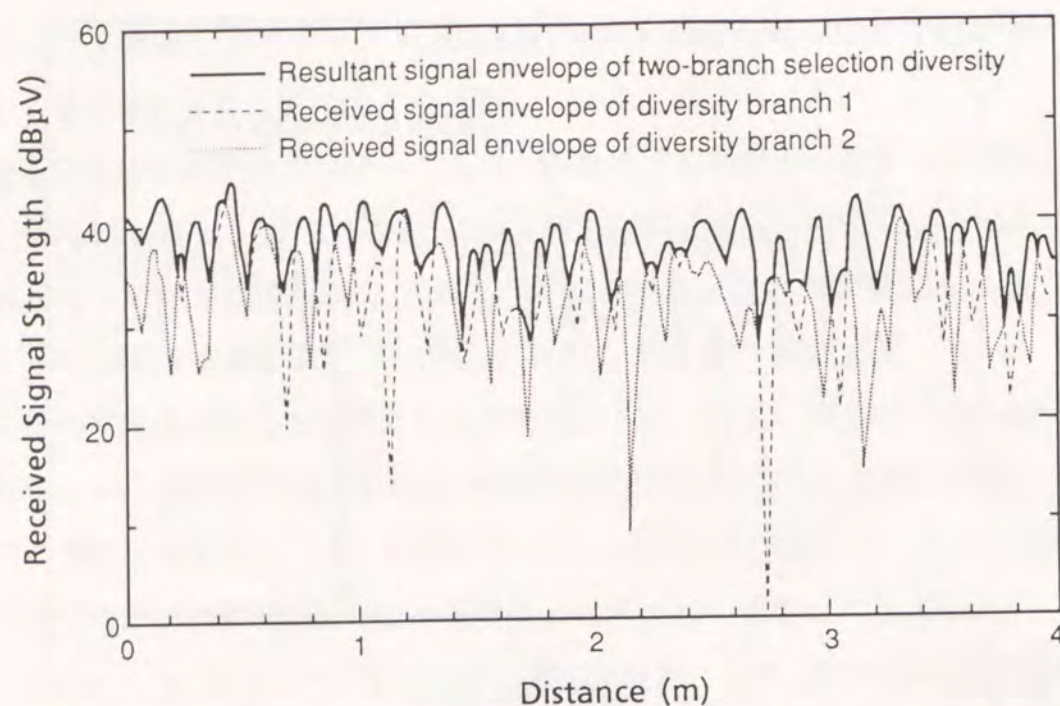


図1.2 選択ダイバーシチ受信によるフェージングの軽減

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り、伝送品質の改善には極めて大きな効果がある(7)~(9)。NTTの大容量移動通信方式では、基地局・移動局の双方においてそれぞれ2本のアンテナを用いるアンテナダイバーシチ受信を採用している(2),(10),(11)。アンテナダイバーシチは比較的簡易な構成で効果が高く、携帯無線機におけるフェージング対策技術として重要である(12),(13)。従って、関連の小さいダイバーシチアンテナの開発が第二の課題である。

上記二つの課題に加えて、携帯無線機に実装するアンテナの開発には更に以下の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アンテナを携帯無線機に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特性(実効特性)

①については、板状逆Fアンテナ等の小形・低姿勢アンテナの研究が盛んに行われている(14)~(17)。また②,③については、近年の計算機の進歩に伴い、モーメント法や空間回路網法、時間領域有限差分法(FDTD法)等の数値解析法を用いて無線機きょう体の影響(18)~(20)や人体による特性変動(21)~(23)等を求めることが容易になってきている。しかしながら、これら検討から得られる結果は自由空間中の特性(静的特性)であり、④に示した特性を直ちに評価できるものではない。このことは、実際の伝搬路で測定されたアンテナの平均受信電力が指向性利得に対応しないことから明らかとなっている(24),(25)。アンテナの設計には④の実効特性を知ることが必要であり、これまで実験的あるいは理論的に評価する検討がなされてきた。実験的評価方法は、屋外の実際の伝搬路内でアンテナを移動させて瞬時受信信号強度を測定し、それを計算機処理することによって基準アンテナに対する相対的な平均実効利得やダイバーシチアンテナの相関特性を評価するものである(26)~(29)。この測定には多大な時間と労力が必要となるにもかかわらず、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る。そこで、④の特性を理論的に評価する方法が求められてきた。これまで報告された理論的検討の多くはダイバーシチブランチの相関特性に関するものであるが、アンテナへの到来波が主偏波成分のみである伝搬モデルが用いられ、交差偏波成分の効果を論じていないものがほとんどである(30)~(32)。交差偏波成分を含めた伝搬モデルを仮定した検討もあるが、結果的に到来波特性を含まない評価式が導かれており、到来波特性との関係は論じられていない(33)。一方、アンテナの平均実効利得に関しては、交差偏波識別度(XPD)の効果も考慮したパタン平均化利得による検討(34)等があるが、到来波が水平面内のみ集中している伝搬モデルを仮定しているため、到来波の3次元的な広がりの効果は評価されていない。しかしながら、携帯無線機等を実装されるアンテナの場合には、アンテナの方向性が人為的な変動を受け、その結果交差偏波成分に対するアンテナ指向性が優位となる状況や指向性の主ビーム方向が3次元的な任意方向に向く状況が生じるため、④の特性解析には到来波の交差偏波成分の影響ならびに到来波方向の3次元的な広がりの影響を考慮することが必要である。特に屋内

等での移動通信環境では、交差偏波成分が主偏波成分と同程度に生起すること⁽³⁵⁾が報告されており、交差偏波成分の影響を解析することが重要である。

以上述べたように、陸上移動伝搬路内でのアンテナの特性に対する理論解析手法は、移動体アンテナの設計、特に携帯無線機に実装されるアンテナの設計において重要な位置を占める基盤技術であるが、従来の研究結果では十分な方法が確立されたとは言い難い。

1.2 本研究の目的と意義

本研究は、陸上移動伝搬路内でのアンテナの実効利得およびアンテナダイバーシチの相関特性に対する理論的・実験的な評価・解析手法を確立することにより、これまで明確でなかった各種移動伝搬測定用アンテナの移動伝搬路中での特性を明らかにすると共に、伝搬路の特性を含めて携帯電話用アンテナ等の移動体アンテナの最適設計を可能ならしめることをその目的としている。

アンテナへ到来する到来波の垂直・水平両偏波の寄与、到来波の仰角方向への広がり、および移動体アンテナの偏波特性等とアンテナの実効利得やアンテナダイバーシチの相関特性との関係、すなわちアンテナの実効特性のメカニズムを理論的方法により解析できれば、アンテナの最適設計が可能となる。

また、理論検討により設計したアンテナの実際の伝搬環境での動作特性を検証する手段として、これまで行われてきた屋外伝搬環境での測定法に換えて、より簡易な実験方法が求められている。その理由は、第一に屋外実験を行うには電波免許が必要であること、しかも任意の周波数帯での実験が困難であることが挙げられる。第二に屋外実験には、基地局アンテナの設営、移動測定系の整備、実験要員の確保、測定データの処理等に多大な時間、労力、経費がかかることが挙げられる。また、屋外実験結果より伝搬環境でのアンテナの動作メカニズムを解明するには測定場所での到来波特性の測定が必要であるが、これには更に多大な時間、労力、経費が必要となる。そこで、屋外での測定法に換えて、屋内伝搬環境での簡易な測定法の確立が望まれる。屋内伝搬環境において到来波分布特性を簡易に測定

することができれば、多重波伝搬路内でのアンテナの実効特性の分析が容易になるばかりでなく、携帯無線機に実装するアンテナの人体による実効利得劣化要因の分析等にも有効となるから、その測定方法の確立は移動体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、著者が行ってきた陸上移動通信におけるアンテナの特性解析と性能評価に関する一連の研究をまとめたものであり、図1.3に示すように構成されている。

第2章ではまず、陸上移動伝搬路におけるアンテナの平均実効利得(Mean Effective Gain: 以下これをMEGと略す)の定義を明確にし、更に伝搬路の交差偏波特性を到来波の垂直偏波成分と水平偏波成分との平均電力比として表現する交差偏波電力比(Cross-polarization Power Ratio: 以下これをXPRと略す)を新たに定義する。これらの定義に陸上移動伝搬路内を移動するアンテナでの平均受信電力に関する理論式(6, p.133)を適用することにより、任意の基地局送信偏波に対して成立するMEGの理論式を明らかにしている。また、MEGの理論式におけるXPR, ならびに到来波の分布関数を用いて表されるアンテナダイバーシチの相関係数の理論式を導出し、MEGと相関係数を統一的に議論できる理論式を明らかにする。更に、アンテナへ到来する到来波の平均電力分布が垂直面内で広がりをもつ新たな到来波モデルを導入し、到来波の垂直・水平両偏波の寄与、到来波の仰角方向への広がり、および移動体アンテナの偏波特性等を考慮できる理論手法を提案している。また、市街地における実験により到来波モデルの妥当性を確認している。

第3章では、移動通信における伝搬特性測定用アンテナとして、またアンテナ実効利得測定における標準アンテナとして用いられている半波長ダイポールアンテナのMEG特性について理論的考察を行い、MEG特性のアンテナパターンと到来波特性との依存性を明らかにしている。その結果、到来波特性との依存性を利用すれば、逆に伝搬特性を利用してアンテナの方向性変動等に伴う実効利得の変動

を低減できる可能性のあること、半波長ダイポールアンテナを用いた伝搬特性の測定に大きな誤差要因が内包されていること、並びにアンテナ実効利得測定における標準アンテナとして半波長ダイポールアンテナを用いる場合の問題点等を明らかにしている。最後に、市街地における実験により、本解析結果の妥当性を確認している。

第4章では、従来の半波長ダイポールアンテナを用いたXPR測定法に大きな誤差要因が内包されるという第3章での特性解析の結果に基づき、これまで検討されていなかった多重波伝搬路の交差偏波電力比(XPR)測定法の測定確度について理論的検討を行っている。その結果、従来より用いられてきた種々の測定法における測定確度並びにその劣化要因を明らかにすると共に、測定確度を高めるための新たなXPR測定方法を提案している。更に、提案方法の測定確度特性および測定に使用すべきアンテナの実現方法を示している。

第5章では、第3章および第4章で得られた結果を活用し、移動通信用アンテナの多重波伝搬路内における特性を屋内実験によって簡易に評価する方法について検討している。即ち、測定環境の到来波分布特性を簡易に測定することができれば、多重波伝搬路内でのアンテナの実効特性の分析が容易になるばかりでなく、携帯無線機に実装したアンテナの人体による実効利得劣化要因の分析等にも有効となり、移動体アンテナの研究開発に大きく貢献することとなる。まず、半波長ダイポールアンテナおよび円筒スロットアンテナのMEG特性を利用し、屋内の多重波伝搬環境において簡易に到来波分布特性を測定する方法について述べる。次にこの方法を適用し、900MHz帯において実施した一般のオフィスビル等での到来波分布測定結果について述べる。これら伝搬特性が明らかになった環境下における特性評価実験の結果については、第6章および第7章において述べる。

第6章では、半波長ダイポールアンテナを用いた偏波ダイバーシチの相関特性について理論的考察を行い、相関特性のアンテナパターンと到来波特性との依存性を明らかにしている。また、市街地における実測結果と理論結果との比較により、解析結果の妥当性を確認している。更に、XPRが -1.5dB となる伝搬路においてアンテナ系の方向性変動によらずダイバーシチブランチの相関がほとんど0となる特性が実現できることを理論的に予測し、伝搬特性を利用して移動通信ア

ンテナの性能を向上せしめる可能性のあることを示している。この低相関特性の実現性については、第5章に示した屋内伝搬環境において900MHz帯での実験により確認した。

第7章では、第2章に示した理論を適用し、半波長ダイポールアンテナを2本並列配置して構成される空間ダイバーシチアンテナを検波後選択ダイバーシチ受信として用いる場合のMEG特性および相関特性を理論的に考察している。このアンテナ系が鉛直方向から傾けられる場合を含めて、アンテナの上記特性と伝搬特性との関係を明らかにし、空間ダイバーシチブランチとして最適なアンテナ間隔が存在することを明らかにしている。また第5章において提案した屋内実験による特性評価法を適用し、900MHz帯での実験結果と理論値との比較を行って解析結果の妥当性を確認している。

第8章は結論であり、第2章から第7章までの検討結果および今後の検討課題について総括している。

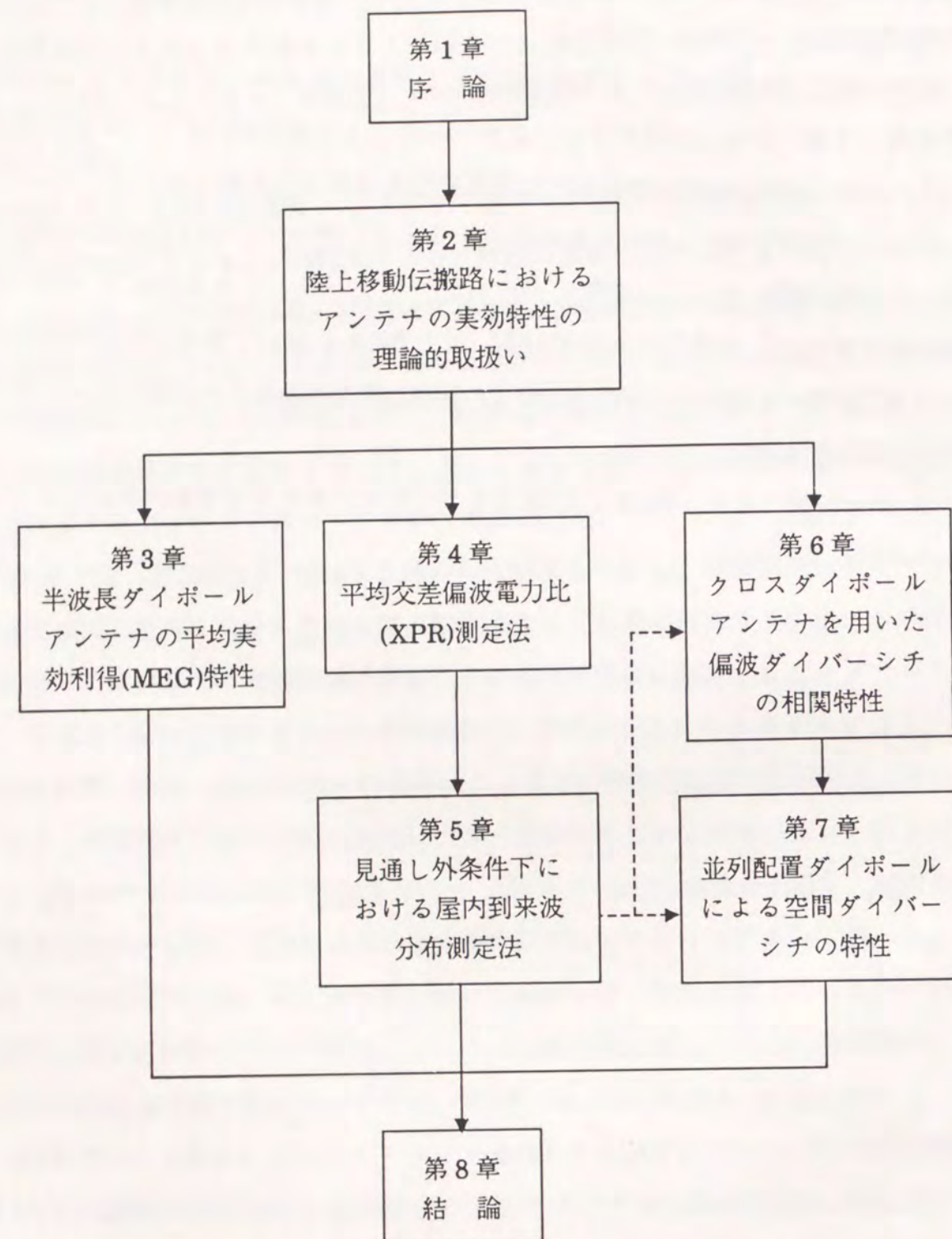


図1.3 論文の構成

第2章 陸上移動伝搬路におけるアンテナの 実効特性の理論的取扱い

2.1 緒 言

陸上移動通信の伝搬路は、受信点周囲の地形や建築物等による反射や回折あるいは散乱によるランダムな多重波伝搬路であり、この伝搬路内を移動する受信点には、入射方向、強度、位相、偏波特性等が場所的・時間的に変動する複数の波が到来する。このような多重波伝搬路内を移動するアンテナの実効特性は、伝搬路での到来波特性(3次元的な広がりをもつ到来波分布、交差偏波識別度、等)とアンテナの放射パターンとの相互関係に依存して変動する。

上記伝搬特性とアンテナの放射パターンとの相互関係を取り扱った理論として、Y. S. Yeh による移動体アンテナの平均受信電力の理論(6, p.133)があるが、移動体アンテナの平均実効利得(Mean Effective Gain: 以下これをMEGと略す)を記述する一般式までは求められておらず、また伝搬路内の交差偏波識別度に対する取扱いも明確にはされていない。更に、伝搬路での到来波特性に関しても一般性のある解析モデルが明確でなく、種々の移動体アンテナのMEGの伝搬環境による変動や、アンテナの偏波特性や指向性の変動した場合のMEG変動等は明らかになっていない。

また、アンテナダイバーシチ受信の性能指標であるアンテナブランチ間の相関係数についても、到来波の交差偏波成分の効果および到来波の3次元的な広がりの影響等を考慮できる理論的手法は明確にされておらず、種々のアンテナダイ

バーシチの相関係数に対する伝搬特性変動の影響やアンテナ系自体の偏波特性や指向性変動の影響等は明らかではない。

本章では、まず移動体アンテナの実効特性として重要なMEG特性およびアンテナダイバーシチの相関係数について、到来波特性とアンテナの放射パターンとの相互関係を考慮した統一的な理論式について述べる。更に、アンテナへ到来する到来波の平均分布が垂直面内で広がりをもつ到来波モデルを導入して、到来波の垂直・水平両偏波の寄与、到来波の仰角方向への広がり、および移動体アンテナの偏波特性を一般的に考慮できるMEGならびにアンテナダイバーシチ相関係数の理論的取扱い方を提案する。最後に、市街地における到来波分布の測定結果を示し、本解析法に適用する到来波モデルの妥当性・有効性を確認する。

2.2 多重波伝搬路におけるアンテナの実効特性の理論式の導出

2.2.1 平均実効利得(MEG)

移動体アンテナのMEG特性を解析するためには、多重波伝搬路内の移動体アンテナへ到来する垂直・水平両偏波を考慮した理論式の確立が必要である。図2.1は基地局アンテナから放射された送信信号が多重波伝搬路を通過して移動体アンテナに到達する概念を図示したものである。 P_V および P_H はそれぞれアンテナが伝搬路内を移動する区間にわたる垂直・水平各偏波の平均到来波電力である。従ってその移動区間でのアンテナに到来する全平均到来波電力は $P_V + P_H$ となる。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アンテナの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

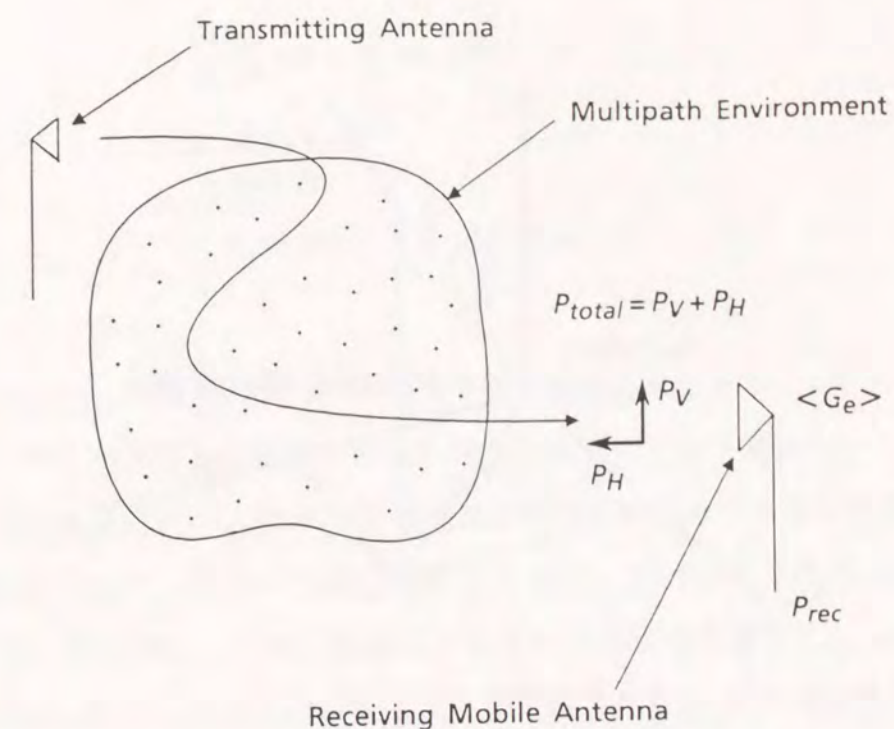


図2.1 多重波伝搬路内の移動体アンテナに到来する平均電力

$$G_e = \frac{P_{rec}}{P_V + P_H} \quad (2.1)$$

と定義される。また、平均到来波電力比 P_V/P_H は平均交差偏波電力比(Cross-polarization power ratio: 以下XPRと略す)であり、XPRを次式により定義する。

$$XPR = \frac{P_V}{P_H} \quad (2.2)$$

XPRは、送信偏波が水平偏波のとき交差偏波結合度(Cross-polarization coupling: XPOL)^{(35),(36)}に一致し、送信偏波が垂直偏波のときXPOLの逆数に等しい。

アンテナに到来する複数の波の位相が独立でかつ $0 \sim 2\pi$ の間に一様に分布すると仮定するとき、多重波伝搬路内を移動するアンテナの平均受信電力 P_{rec} は、平

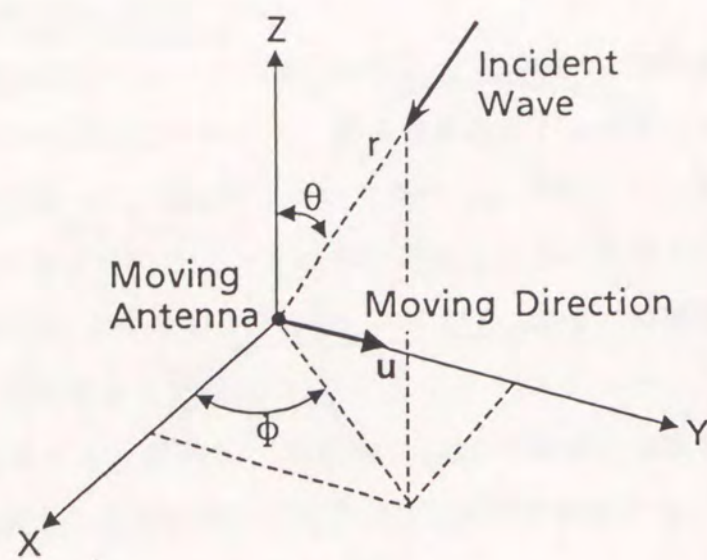


図2.2 移動体アンテナと球面座標系

均電力に関するスカラ量を用いて次式のように求められる(付録1)⁽⁶⁾。

$$P_{rec} = \oint \left\{ P_1 G_\theta(\Omega) P_\theta(\Omega) + P_2 G_\phi(\Omega) P_\phi(\Omega) \right\} d\Omega \quad (2.3)$$

但し、 Ω は移動体アンテナを座標原点とする球面座標系(図2.2)における座標点 (θ, ϕ) を表し

$$\oint d\Omega = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi \sin\theta d\theta d\phi \quad (2.4)$$

である。 P_1 は i_θ 偏波の等方性アンテナで受信される平均受信電力であり、同様に P_2 は i_ϕ 偏波の等方性アンテナでの平均受信電力である。また、 $G_\theta(\Omega), G_\phi(\Omega)$ はそれぞれアンテナの電力利得指向性の θ 成分、ならびに ϕ 成分を、 $P_\theta(\Omega), P_\phi(\Omega)$ はアンテナへ入射する到来波の θ 成分ならびに ϕ 成分に対する角密度関数を表し、それぞれ次式を満足する。

$$\oint \{ G_\theta(\Omega) + G_\phi(\Omega) \} d\Omega = 4\pi \quad (2.5)$$

$$\oint P_\theta(\Omega) d\Omega = \oint P_\phi(\Omega) d\Omega = 1 \quad (2.6)$$

図2.2において、移動体アンテナはXY平面内を移動するから、 θ 成分偏波と ϕ 成分偏波は、それぞれ多重伝搬路における垂直偏波成分と水平偏波成分とに対応する。従って P_1 および P_2 は、それぞれ垂直偏波等方性アンテナの平均受信電力および水平偏波等方性アンテナの平均受信電力であり、XPRは P_1/P_2 なる比に等しい。よって、式(2.3)により与えられるアンテナの平均受信電力 P_{rec} およびXPRの定義式を用いることにより、式(2.1)により定義されるMEGの理論式は結局次式のように書き改めることができる。

$$G_e = \oint \left\{ \frac{XPR}{1+XPR} G_\theta(\Omega) P_\theta(\Omega) + \frac{1}{1+XPR} G_\phi(\Omega) P_\phi(\Omega) \right\} d\Omega \quad (2.7)$$

さて、垂直偏波のみ($XPR=\infty$)が (θ_s, ϕ_s) 方向から到来する場合、これは垂直偏波送信時における見通し伝搬路にアンテナが置かれた場合に相当し、式(2.6)を満足する到来波の角密度関数は

$$P_\theta(\theta, \phi) = \frac{\delta(\theta - \theta_s) \cdot \delta(\phi - \phi_s)}{\sin\theta_s} \quad (2.8)$$

および

$$P_\phi(\theta, \phi) = 0 \quad (2.9)$$

と表現される。ここに $\delta(x)$ はデルタ関数である。このときMEGは、式(2.7)~(2.9)より次式となる。

$$G_e = G_\theta(\theta_s, \phi_s) \quad (2.10)$$

式(2.10)の結果は、到来波が (θ_s, ϕ_s) 方向に集中しているときのMEGは (θ_s, ϕ_s) 方向のアンテナの指向性利得(アンテナに損失が無い場合)に等しいことを意味するものである。すなわち、様々な伝搬環境において到来波の特性を統計的な分布関数 P_θ, P_ϕ として表現できれば、式(2.7)により与えられるMEGはそれぞれの伝搬環境におけるアンテナの平均電力利得を与える。

2.2.2 アンテナダイバーシチの相関係数

2.2.1節と同様に、多重伝搬路内を走行する移動体アンテナを座標原点とする球面座標系(図2.2)を考える。従来の文献(30),(31),(37)と同様に、移動体アンテナが多重伝搬路内をランダムに走行すると仮定し、そのときアンテナに入射する到来波電界の振幅および位相が空間的に独立かつランダムに変化するものと仮定する。また θ, ϕ 方向偏波間の相関もないものと仮定する。このとき、図2.3に示す距離 d だけ離れた二つのアンテナの受信電圧に対する相関係数 ρ_e は、アンテナおよび到来波電界の θ, ϕ 方向成分を考慮するとき式(2.11)により与えられる(付録2)。

$$\rho_e \approx \frac{\left| \int \left\{ XPR \cdot E_{\theta 1}(\Omega) E_{\theta 2}^*(\Omega) P_\theta(\Omega) \right. \right.}{\int \left\{ XPR \cdot E_{\theta 1}(\Omega) E_{\theta 1}^*(\Omega) P_\theta(\Omega) + E_{\phi 1}(\Omega) E_{\phi 1}^*(\Omega) P_\phi(\Omega) \right\} d\Omega} * \left. \frac{+ E_{\phi 1}(\Omega) E_{\phi 2}^*(\Omega) P_\phi(\Omega) \right\} \cdot e^{-jkx} d\Omega \right|^2}{\int \left\{ XPR \cdot E_{\theta 2}(\Omega) E_{\theta 2}^*(\Omega) P_\theta(\Omega) + E_{\phi 2}(\Omega) E_{\phi 2}^*(\Omega) P_\phi(\Omega) \right\} d\Omega} \quad (2.11)$$

ここに、 Ω は球面座標系における座標点 (θ, ϕ) を表し、式(2.4)が成り立つ。また

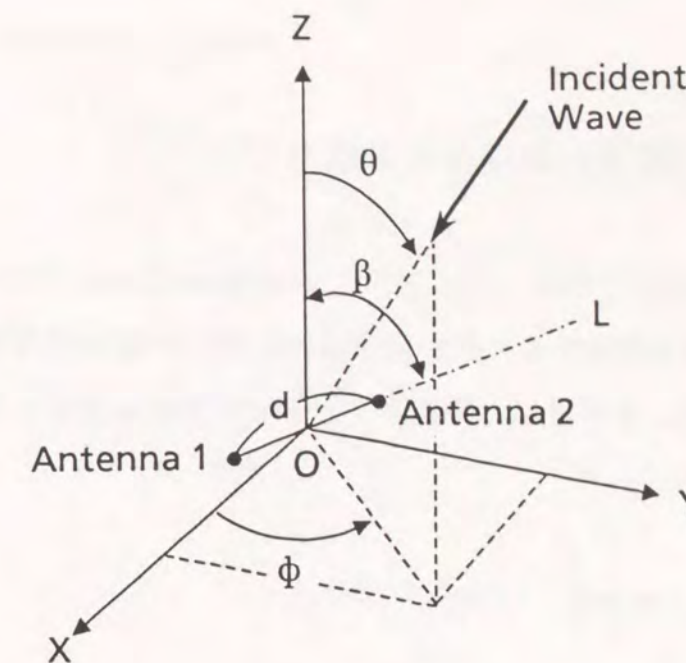


図2.3 ダイバーシチアンテナと座標系

$P_\theta(\Omega), P_\phi(\Omega)$ は到来波の θ 成分ならびに ϕ 成分に対する角密度関数であり、式(2.6)を満足する。 $E_{\theta n}, E_{\phi n}$ はそれぞれアンテナ n ($n=1, 2$)の電界指向性の θ, ϕ 成分(いずれも複素数)、 x は二つのアンテナにおける到来波の位相差、 k は波数である。図2.3に示すように、ダイバーシチアンテナ系がYZ面内において各アンテナ素子を結ぶ方向が鉛直方向より β だけ傾いているとき、 $x = d(\sin\theta \sin\phi \sin\beta + \cos\theta \cos\beta)$ である。また、 XPR は式(2.2)で定義した平均交差偏波電力比(XPR)である。

式(2.11)は XPR 及び θ, ϕ 成分の到来波分布の影響を考慮できるより一般的な理論式であり、従来の報告では明確にされていなかったものである。アンテナの交差偏波成分指向性を考慮した解析としてはR. G. Vaughanら⁽³³⁾の報告があるが、 $XPR=0\text{dB}$ でかつ到来波角密度関数を $60^\circ \leq \theta \leq 90^\circ$ で一定値とすることにより相関係数をアンテナ間の相互放射抵抗に置き換えて論じているため、結果的に到来波特性が相関に及ぼす影響が明らかとなっていない。式(2.11)は、二つのアンテナの θ, ϕ 成分の電界指向性がそれぞれ全く重ならない時に XPR や到来波角密度関数に関わりなく相関係数 ρ_e が0となることを示している。

2.3 陸上移動伝搬路における到来波モデル

前節で導出した理論式を用いてアンテナのMEG特性ならびにアンテナダイバーシチの相関特性を議論するには、到来波の θ, ϕ 成分の到来波角密度関数を与えることが必要となる。本節では、移動体アンテナの解析に適用する到来波角密度関数について論じる。

2.3.1 到来波モデルの考察

一般に、陸上移動通信環境における多重波伝搬は、地形や建物等での反射・回折・散乱等によって引き起こされる。これまでの報告によって、移動通信環境に静止しているアンテナに入射する波の数は5~6であり、主な入射波はアンテナ周辺の建物による反射波や回折波あるいは周囲物体による散乱波であることが知られている(38), (39)。電波がアンテナに到来する直前に反射・回折・散乱される点を総称して擬似波源と呼ぶこととすると、擬似波源はアンテナ周囲のビル等の壁面や稜線上、地面や地上の物体(樹木, 車両, 他)上に広く散らばって存在し、その位置及び数は周囲の都市構造によって変化すると考えられる。都市内の建物は、高さ, 寸法, 形および材質等においてなんらの規則性も無く、従って到来波の方向, 数, 強度, 偏波特性および位相等は都市構造とアンテナ位置に依存して変動する。そのような環境内をアンテナがランダムに移動するとき、図2.4に示すように、アンテナから観測される擬似波源は極めて多数でかつアジマス方向に関して有る平均距離の周りにランダムに分布すると考えることができる。即ち、アジマス方向に関しては、アンテナに到来する波は統計的には一様に分布するものと仮定する。この仮定は散乱リング(40)モデルと呼ばれ、これまで提案された多くの統計モデル(30), (31), (40)~(43)においても用いられている。

また、角密度関数 P_θ, P_ϕ の仰角方向の広がりについては、市街地および郊外地において実施されたいくつかの測定結果が参考になる。Lee^(44, p.158)は、到来波

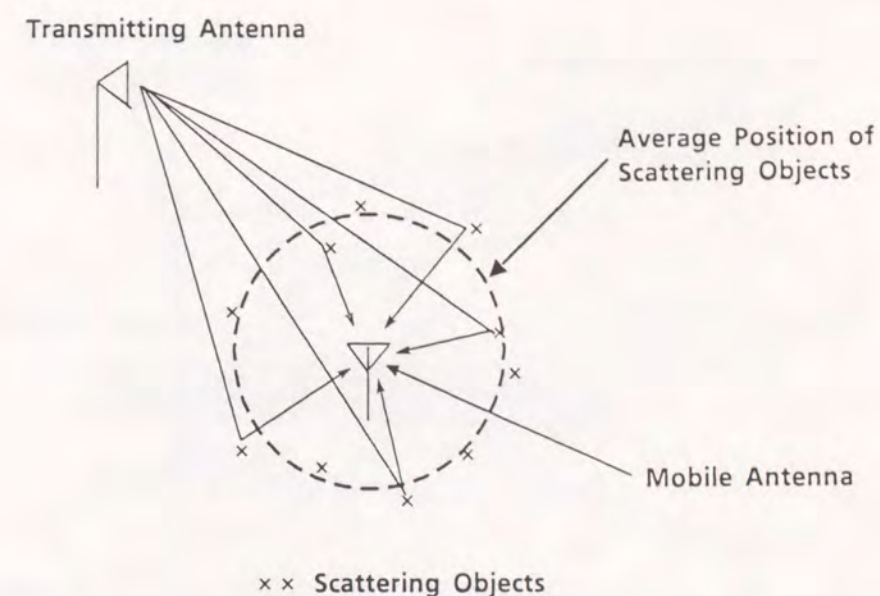
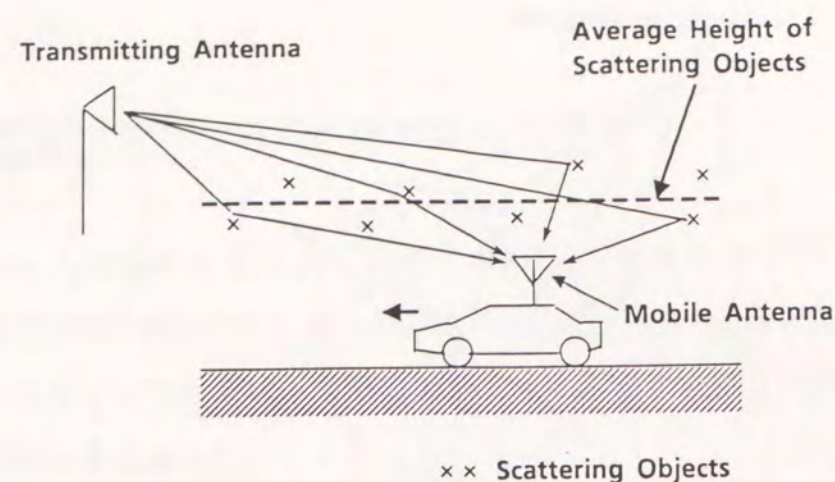


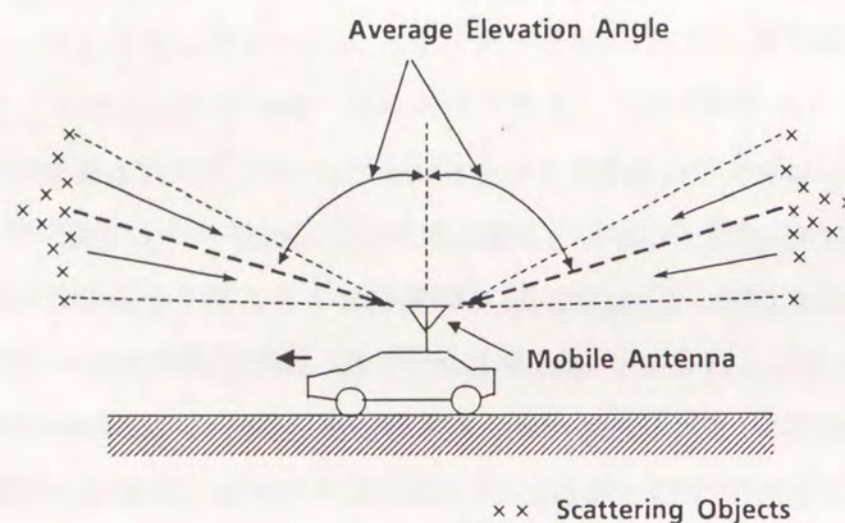
図2.4 散乱リングモデル

の仰角は 16° より幾分大きく 39° よりも小さいと報告している。Yeh^(6, p.149)は到来波の仰角は 11° 以上 39° 以下であると報告している。渡辺ら⁽⁴⁵⁾は6素子のコリニアダイポールアレイを用いた873MHz帯での実験により、到来波の仰角は 0° から 30° の範囲にあると報告している。池上と吉田⁽³⁸⁾は、指向性利得12dBの12素子八木-宇田アンテナを用いて205MHz帯で到来波方向の測定を行い、到来波の仰角が 0° から 50° の範囲に広がっていると報告している。これらの測定結果は、“到来波は仰角方向にかなり広く分散しており、その広がりとは地域的な環境条件に依存する”ことを示している。従って、到来波の分布モデルは3次元的に拡張されるべきといえる。Aulin⁽⁴¹⁾は、主偏波に限定したモデルであったが、仰角分布関数が矩形あるいは正弦関数とする3次元モデルを用いている。Vaughan⁽⁴²⁾は、角密度関数 P_θ, P_ϕ を同一な関数であるとし、仰角分布が 0° から 30° の範囲で一様分布する矩形モデルを提案している。しかしながら、何れのモデルも実際の到来波分布と直接比較した検討はなされておらず、その妥当性については何らの検証もなされていない。

筆者は、到来波の仰角方向の広がりが、その擬似波源—即ち、反射点・回折点お



(a) 疑似波源の高さ分布



(b) 疑似波源の仰角分布

図2.5 疑似波源の分布

よび散乱点—が高さに規則性の無い建物上に分布していることと対応するとの仮定に基づき、角密度関数 P_θ, P_ϕ の仰角分布について以下のように考察する。すなわち、アンテナが環境内をランダムに移動するとき、疑似波源の高さおよびア

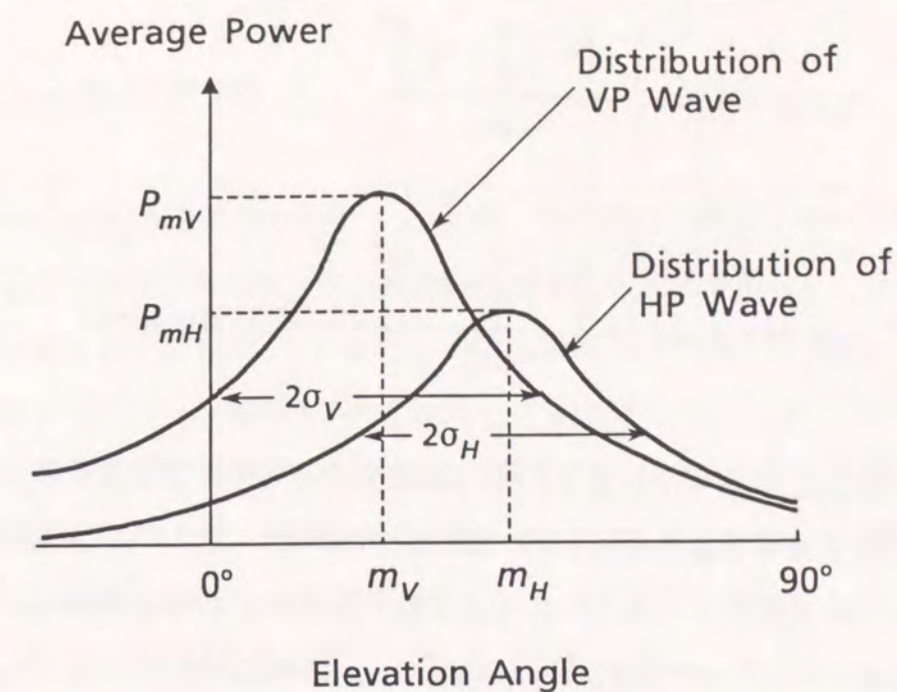


図2.6 到来波分布モデル

ンテナまでの距離は周囲の建物の高さ分布およびアンテナまでの距離に依存し、それぞれある平均値の周りに分散する独立な変量と考える(図2.4, 図2.5(a))。従って、疑似波源はある平均仰角方向の周りに分布すると考えられる(図2.5(b))。ランダムな移動によって極めて多数の疑似波源が観測されたとすると、中央極限定理によってこの仰角分布をガウス分布と仮定することができる。

以上の仮定に従い、本論文では図2.6に示すように角密度関数 P_θ, P_ϕ がそれぞれ仰角方向にガウス分布しアジマス方向に一様分布する統計モデルを適用する。仰角が負の値の場合を含むのは、通常、移動体アンテナは大地面から上の位置で用いられるためである。各偏波成分に対する到来波角密度関数は次式で表される。

$$P_{\theta}(\theta, \phi) = A_{\theta} \exp \left[-\frac{\left\{ \theta - \left(\frac{\pi}{2} - m_V \right) \right\}^2}{2\sigma_V^2} \right] \quad (0 \leq \theta \leq \pi) \quad (2.12)$$

$$P_{\phi}(\theta, \phi) = A_{\phi} \exp \left[-\frac{\left\{ \theta - \left(\frac{\pi}{2} - m_H \right) \right\}^2}{2\sigma_H^2} \right] \quad (0 \leq \theta \leq \pi) \quad (2.13)$$

ただし、 m_V, m_H はそれぞれ垂直、水平各偏波成分分布の平均仰角であり、 σ_V, σ_H はそれぞれ垂直、水平各偏波成分分布の標準偏差である。また A_{θ}, A_{ϕ} は比例定数であり式(2.6)により決定される。ここで添字 V, H を用いたのは、図2.2に示す座標系において移動体アンテナがXY平面内を移動するとき、到来波の θ 成分と ϕ 成分はそれぞれ垂直偏波(V)成分と水平偏波(H)成分に対応づけて考えられるためである。 $\theta = \pi/2 - m_V, \theta = \pi/2 - m_H$ における各偏波成分の平均電力強度がそれぞれ P_{mV}, P_{mH} であるとする、

$$P_{mV} = P_1 \cdot A_{\theta} \quad (2.14)$$

$$P_{mH} = P_2 \cdot A_{\phi} \quad (2.15)$$

であるから、XPRは P_{mV}, P_{mH} を用いて次式により求めることができる。

$$XPR = \frac{P_V}{P_H} = \frac{P_1}{P_2} = \frac{P_{mV}}{P_{mH}} \cdot \frac{A_{\phi}}{A_{\theta}} \quad (2.16)$$

即ち、XPRは図2.6の関数の体積積分比として求められる。

2.3.2 市街地における到来波分布測定結果

(A) 実験方法の概要

解析モデルの妥当性・有効性を確認するため、東京都内中央区において900MHz帯の電波を用いて到来波の統計分布を測定・評価する伝搬実験を実施した。図2.7に実験場所の概要を示す。測定コースとしては人形町における一区画を一周するコースと兜町における一区画を3/4周するコースを選定した。送信アンテナとこれら測定コースは約1.2km離れており、また送信アンテナは垂直偏波全方向性アンテナで、地上87mの位置に設置されている。測定コース上の全ての受信点と送信アンテナとは見通しではなく、送信点はこれら測定区画の対角線方向に位置している。区画の大きさは人形町コースで50m×40m、兜町コースで100m×50mであり、測定車は人形町コースでは図中④点から③-①-②を通過して④点まで移動し、兜町コースでは図中④点から③-①を通過して②点まで移動した。人形町コースの道路幅は区画の3辺で約8m、1辺で約16mであり、道路両側の平均建物高は8m道路で約15m、16m道路で約20mであった。兜町コースの道路幅は区画の2辺で約14m、1辺で約6mであり、道路両側の平均建物高は14m道路で約25m、6m道路で約17mであった。

到来波の受信電力パターンを測定するアンテナとして、ダイポール素子を一次放射器とする直径0.9mの放物面反射鏡アンテナを用いた。この一次放射器を回転させることにより、反射鏡アンテナは垂直偏波受信あるいは水平偏波受信となる。図2.8は垂直偏波に対する測定アンテナの放射パターンを示す。電力半値幅および第一サイドロープレベルはそれぞれ22°および-9dB以下であった。測定の容易さから上記の反射鏡アンテナを用いたが、測定精度を上げるためにはより鋭い指向性アンテナを用いることが望まれる。測定は人形町コースでは5m間隔毎に設定した34地点で、兜町コースでは7m間隔毎に設定した30地点で実施した。各受信点において、測定車上の反射鏡アンテナを-10°, 0°(水平方向), 20°, 45°の4つの仰角方向に向けてアジマス方向に360°回転させ、各仰角面毎の受信電力パターンを垂直・

水平両偏波に対して測定した。但し、 -10° の仰角での測定値には測定車の金属ボディの影響が含まれる可能性があることを記すものである。

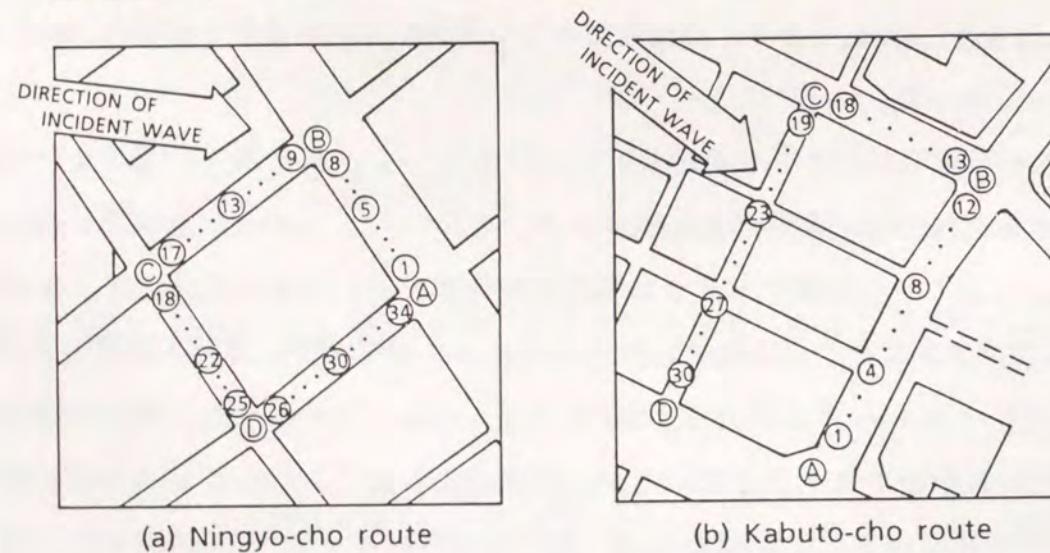
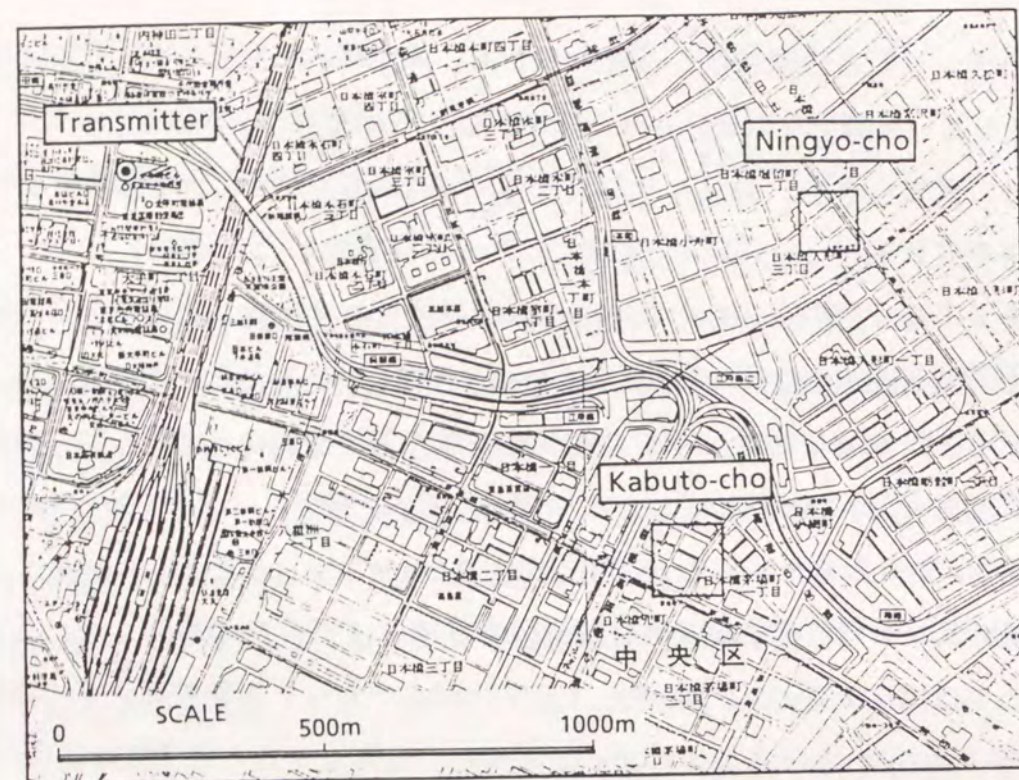


図2.7 測定コースの概略図

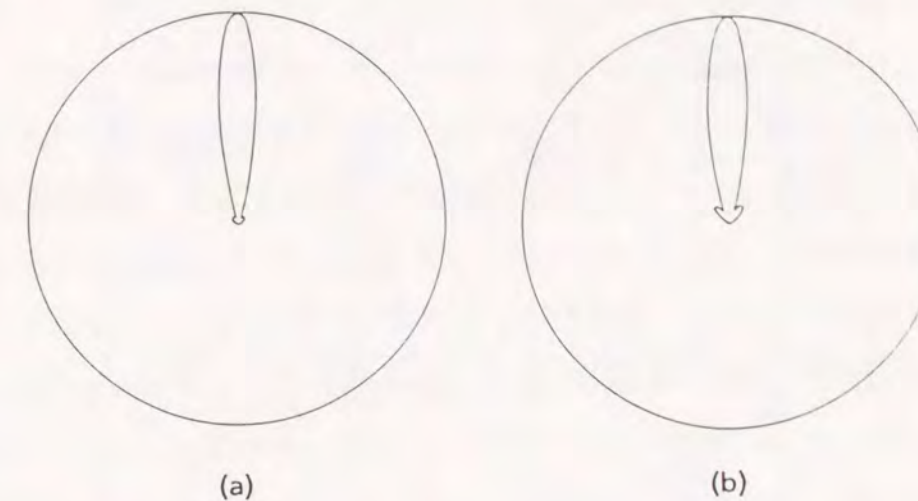


図2.8 垂直偏波測定時の反射鏡アンテナの放射パターン
(a) 垂直面内パターン, (b) 水平面内パターン

(B) 実験結果と考察

受信電力パタンの代表的な測定結果を図2.9に示す。各円図パターンは人形町コースにおける①から⑧までの受信地点において測定された垂直偏波の受信電力パターンを示している。図中“forward”および“backward”は道路に沿った測定車の移動方向を示す。受信電力は各受信地点での最大受信電力により正規化しており、円図の円周上で1, 中心で0に等しい。これら測定より、主要な波の数は各受信地点においては5~6以上であること、測定地点間隔が5m程度であるにもかかわらず、その入射電力および到来方向は地点毎に大きく変動することがわかる。この入射波の受信電力パタンの特性は、従来の205MHzでの実測結果⁽³⁸⁾と同様のものである。人形町コースおよび兜町コースにおける垂直偏波および水平偏波に対する受信電力パターンはいずれも図2.7と同様の結果が得られている。以上の結果から、アンテナがランダムなコース上を移動する間には極めて多くの入射波が観測され

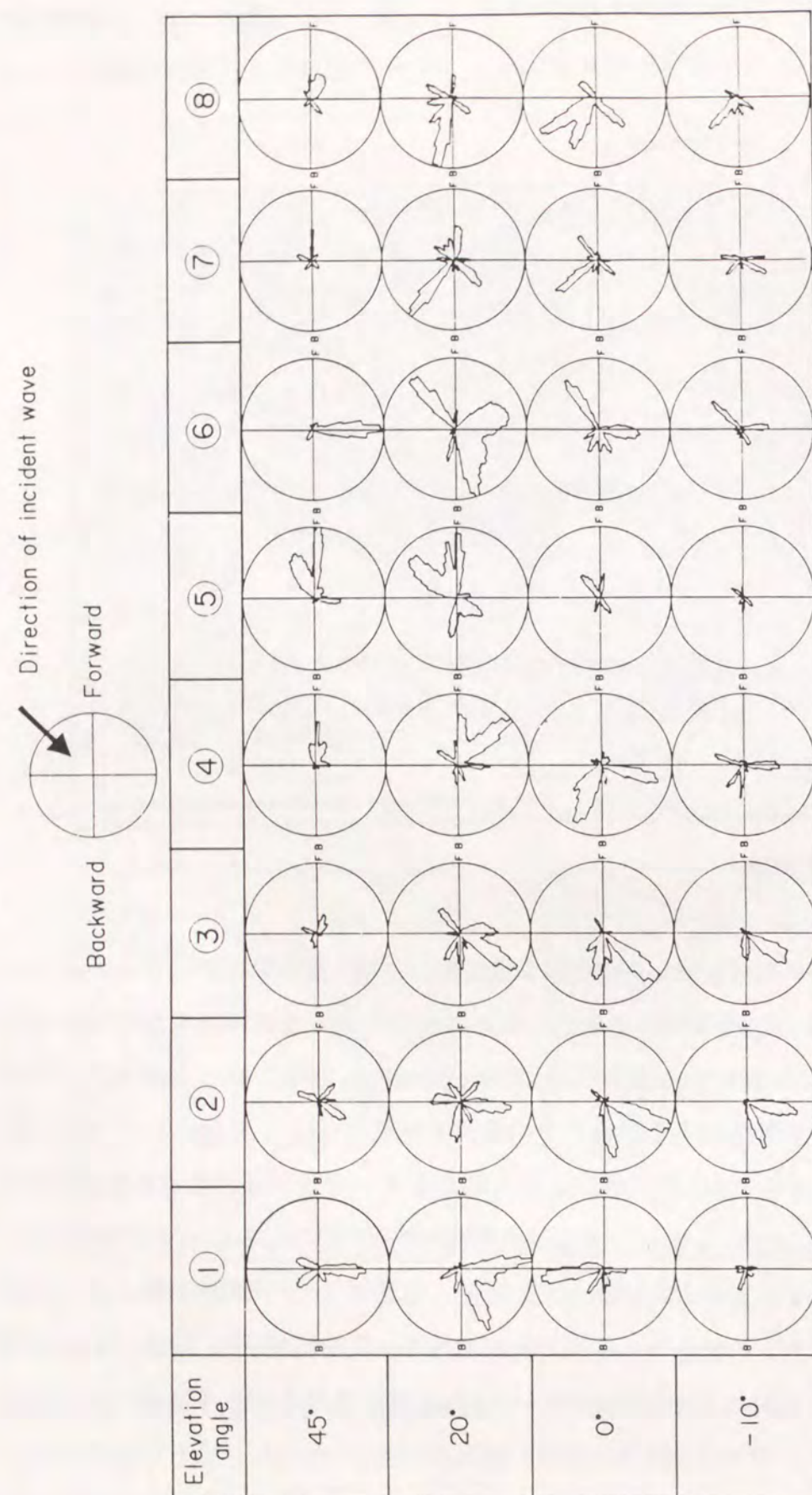


図2.9 人形町①～⑧の受信地点での垂直偏波の受信電力パターン

と考えることができ、入射波が無数にかつランダムなアジマス方向から到来するというモデルの仮定が妥当なことが確かめられた。

全測定点での受信電力パターンを平均することにより、各測定仰角における測定コースにわたる平均受信電力パターンが計算できる。図2.10は人形町コースにおける垂直偏波および水平偏波の平均電力パターンを示す。また、図2.11は兜町コースにおける垂直偏波および水平偏波の平均電力パターンである。実線は平均受信電力パターンであり、破線はその平均受信電力パターンをさらに全アジマス角度にわたって平均することにより求めた平均電力レベルである。実線のパターンはアジマス方向に完全には一様でないことがわかる。この理由は、選定した測定コースが一区画道路を一周するだけのものであり、アンテナが伝搬路内をランダムに移動するという仮定が完全に満足されていないためである。測定コースおよび受信点の選定がもっとランダムなものであれば、これら実線はより一様な分布に近づくと期待される。アジマス方向におけるこの一様性の欠如は、アンテナの指向性がアジマス方向に全方向性でない場合にアンテナの方向性によるMEG変動を引き起こすが、そのMEG変動の平均値は完全な一様分布の場合の平均値に近づくと考えられる。従って、実線パターンの平均電力レベルを用いて到来波分布を評価することは、MEG変動の平均値を評価するのに適切な統計的分布を与える。また実験により得られた平均受信電力パターンの偏差は3dB程度であり、MEG解析で仮定しているアジマス一様分布に対してそれほど大きな変動ではない。従って仰角方向における入射波の平均電力分布はこれら平均電力レベルを用いて求めることができる(図2.12)。図2.12において、○および●はそれぞれ実験により求めた垂直・水平偏波に対する平均電力レベルであり、実線はそれら平均電力レベルをガウス分布で最もよく近似したときのガウス分布関数を表している。この図より、本研究において提案したモデルは実際の到来波の統計的分布に対して優れた近似分布を与えるものであることが確認された。

垂直偏波の仰角分布において、平均仰角 m_V は各測定コースとも約20°であり、市街地での到来波仰角が0°～39°の範囲に存在するというこれまでの報告(6, p.149), (44, p.158)に合致している。しかしながら、水平偏波の仰角分布の広がりや垂直偏波のものよりも大きく、ほぼ一様に近い分布となっている。この理由として

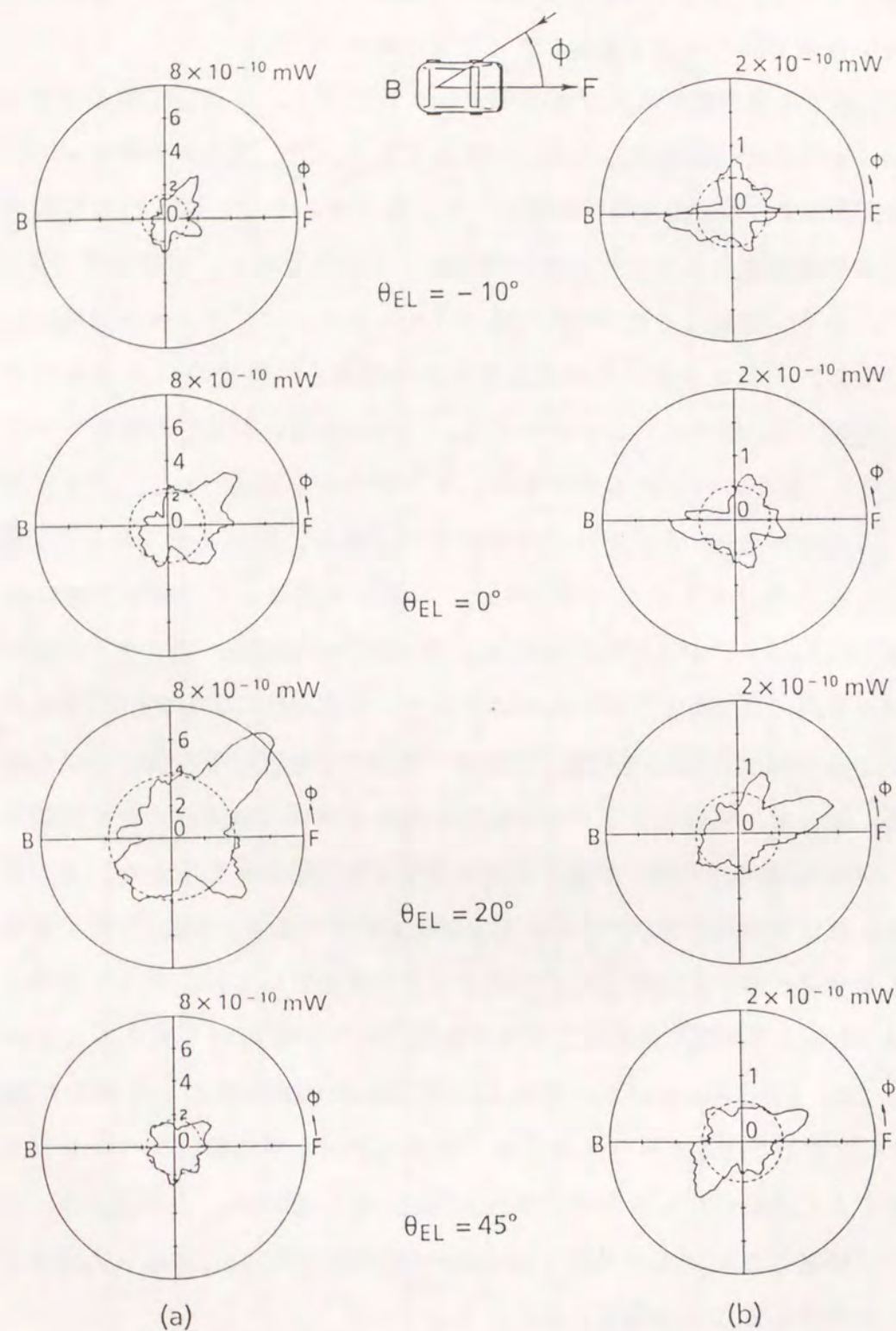


図2.10 人形町コースにおける全測定地点にわたるアジマス方向の平均電力パターン. (a) 垂直偏波成分, (b) 水平偏波成分
(θ_{EL} : 測定ビームの仰角, — 測定パターン, ---- 平均レベル)

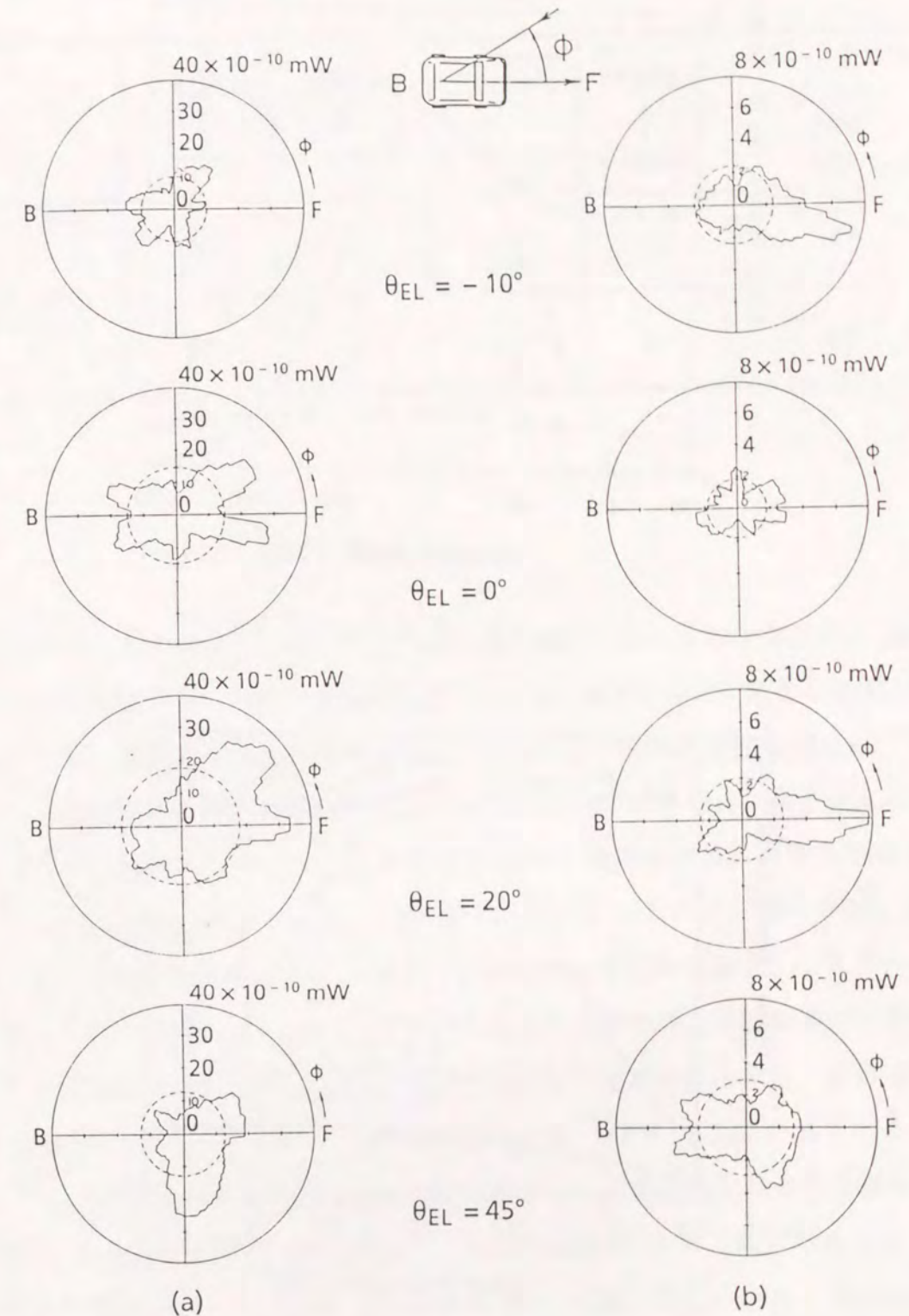
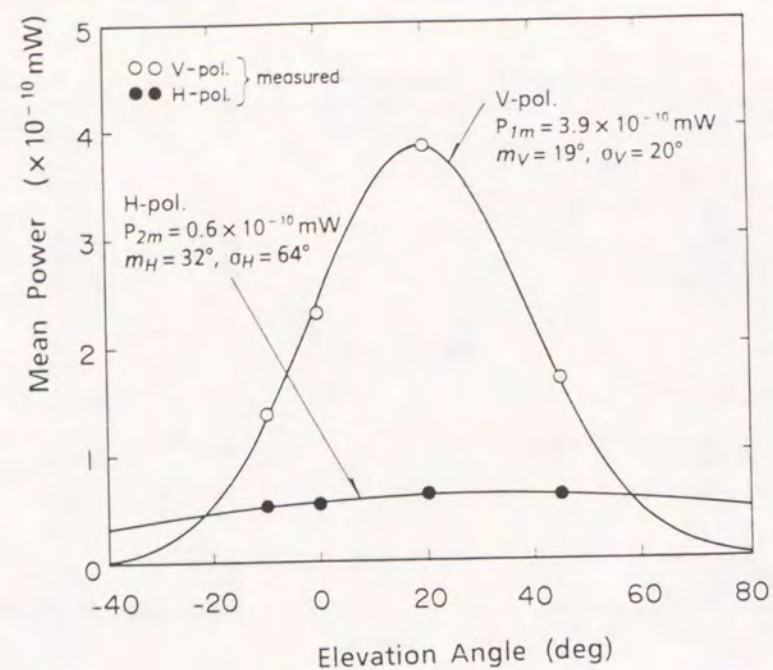
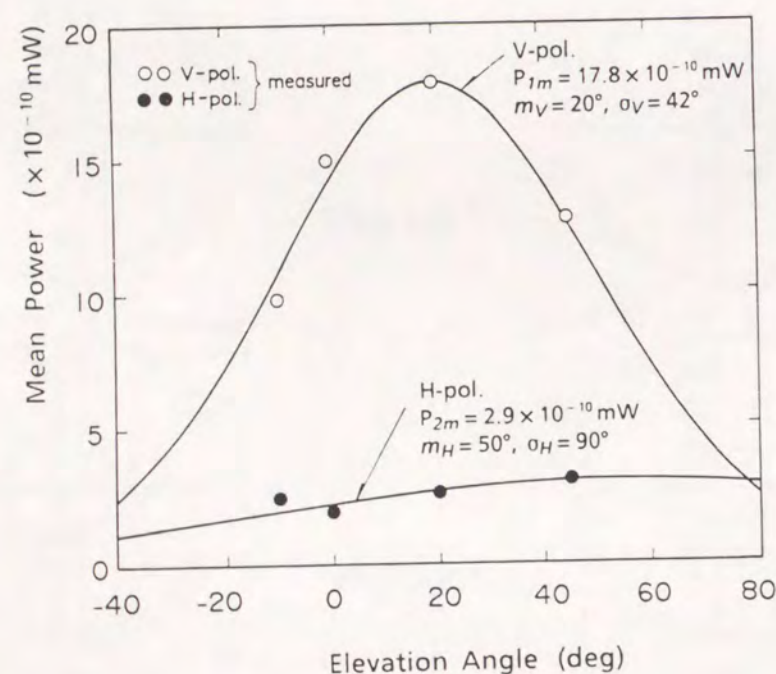


図2.11 兜町コースにおける全測定地点にわたるアジマス方向の平均電力パターン. (a) 垂直偏波成分, (b) 水平偏波成分
(θ_{EL} : 測定ビームの仰角, — 測定パターン, ---- 平均レベル)



(a)



(b)

図2.12 仰角方向に対する到来波の平均電力分布
(a) 人形町コース (b) 兜町コース

表2.1 測定コースの到来波分布パラメータ

測定コース	平均仰角 m_V (deg)	標準偏差 σ_V (deg)	平均仰角 m_H (deg)	標準偏差 σ_H (deg)	平均交差偏波 電力比 XPR (dB)
人形町コース	19	20	32	64	5.1
兜町コース	20	42	50	90	6.8

は、測定コースに沿った道路の幅に比べて高い建物が多く存在するため、高仰角方向における建物での回折や多重反射によって水平偏波成分が生起されるためと考えられる。到来波の統計分布の研究は、さらに様々な移動通信環境に対して行うことが必要であるが、高い建物が少ない郊外地等においては、水平偏波の仰角分布は低仰角範囲に集中することが予想される。提案モデルに対する分布パラメータ、 m_V , σ_V , m_H , および σ_H は、実測値と近似することにより求めた図2.12の実線の分布関数より得ることができる。各測定コースに対する分布パラメータを表2.1に示す。人形町コースにおいて受信された垂直・水平各偏波の最大平均電力レベルはそれぞれ $3.9 \times 10^{-10} \text{ mW}$ および $0.6 \times 10^{-10} \text{ mW}$ であるから、これらの値を式(2.16)に代入することによりXPRが評価でき、 $\text{XPR} = 5.1 \text{ dB}$ が得られる。同様にして、兜町コースでのXPRは6.8dBであった。市街地における交差偏波結合度(XPOL)の測定結果⁽³⁶⁾では、 $\text{XPOL} = -4 \text{ dB} \sim -9 \text{ dB}$ であると報告されている。送信偏波が垂直偏波である場合、XPRはXPOLの逆数に等しいから、この測定結果は市街地におけるXPRが4dBから9dBの間にあることを意味している。すなわち、今回の測定結果から評価したこれらXPR値は、従来の測定結果からみて妥当な値であると考えられる。

2.4 結 言

多重波伝搬路内における3次元の到来波分布, 交差偏波電力比(XPR)およびアンテナ指向性の効果を考慮した移動体アンテナの平均実効利得(MEG)の理論式ならびにアンテナダイバーシチの相関係数の理論式を導出すると共に、アジマス方向に一様分布, 仰角方向にガウス分布する到来波分布モデルを導入して、多重波伝搬路における移動体アンテナの特性解析を行う新たな理論的取扱い法を提案した。

更に、市街地において900MHz帯での到来波分布の測定を実施し、仰角方向の平均到来波分布が垂直・水平両偏波に対してともにガウス分布でよく近似できることを実験的に検証し、本研究において提案した解析モデルの妥当性を確認した。

第3章 半波長ダイポールアンテナの 平均実効利得(MEG)特性

3.1 緒 言

第2章では、陸上移動通信における多重波伝搬路内を移動するアンテナの平均実効利得(MEG)を一般的に考慮できる理論的解析手法を明らかにした。本章では、この解析法を適用し、多重波伝搬路のXPR特性、到来波の仰角方向への広がり、および移動体アンテナの偏波特性等が移動体アンテナのMEG特性に及ぼす効果について理論的検討を行うものである。

検討対象として半波長ダイポールアンテナを取り上げ、そのMEG特性を詳細に解析する。半波長ダイポールアンテナを検討対象とする理由は、このアンテナが陸上移動通信における伝搬特性測定用アンテナとして、また実際の陸上移動伝搬路における移動体アンテナのMEG測定(Random Field Measurement: 以下RFM法⁽²⁶⁾という)における基準アンテナとして日常的に利用されているアンテナであるにもかかわらず、そのMEG特性がこれまで全く検討されていなかったためである。多重波伝搬路における伝搬特性測定用アンテナとしての実効特性並びにRFM法における基準アンテナの実効特性についての検討は極めて重要であり、本章では半波長ダイポールアンテナのMEG特性を理論的に明らかにすると共に、市街地において実施した900MHz帯での実験により解析結果の妥当性を確認する。

3.2 理論解析

3.2.1 半波長ダイポールアンテナの電力利得指向性

半波長ダイポールアンテナとその座標系を図3.1に示す。図に示すように、ダイポールアンテナはZX面内でZ軸から α だけ傾けられたL軸上に存在し、その給電点は座標系の原点Oに位置するものとする。アンテナ素子の径は波長に比して充分細いと仮定し、その素子半径は無視できるものとする。また、アンテナ素子上の電流分布は以下のような正弦波分布であるとする。

$$I = I_0 \cos kl \quad (-\lambda/4 \leq l \leq \lambda/4) \quad (3.1)$$

$$k = \frac{2\pi}{\lambda} \quad (3.2)$$

ただし、 λ は波長である。このとき、無限遠点でのアンテナの電力利得指向性 G_θ 、 G_ϕ は

$$G_\theta = 1.641 (\cos\theta \cos\phi \sin\alpha - \sin\theta \cos\alpha)^2 \cdot \frac{\cos^2\left(\frac{n\xi}{2}\right)}{(1-\xi^2)^2} \quad (3.3)$$

$$G_\phi = 1.641 \sin^2\phi \sin^2\alpha \cdot \frac{\cos^2\left(\frac{n\xi}{2}\right)}{(1-\xi^2)^2} \quad (3.4)$$

となる。ただし、

$$\xi = \sin\theta \cos\phi \sin\alpha + \cos\theta \cos\alpha \quad (3.5)$$

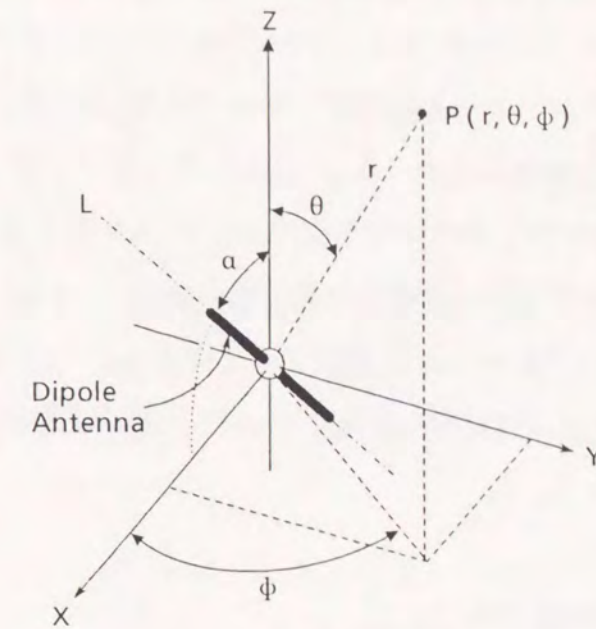


図3.1 半波長ダイポールアンテナと座標系

α	0°	30°	60°	90°
G_θ (V-pol.)				
G_ϕ (H-pol.)	None			

図3.2 傾斜角が $0^\circ, 30^\circ, 60^\circ, 90^\circ$ の場合の半波長ダイポールアンテナの電力利得指向性

であり、アンテナの整合損失や導体損等は無視できるものとしている。係数1.641は半波長ダイポールアンテナの指向性利得に対応する値である。

半波長ダイポールアンテナの傾き角 α がそれぞれ $0^\circ, 30^\circ, 60^\circ, 90^\circ$ のときの立体的な電力利得指向性を図3.2に示す。傾き角 α が 0° のときこのアンテナは垂直偏波成分のみに感度を有するが、 0° 以外の角度では垂直・水平両偏波に感度を有することがわかる。特に、水平方向に設置した場合(α が 90° のとき)に、水平偏波のみに感度を有するアンテナでないことに注意すべきである。なぜなら、このアンテナは移動通信環境における交差偏波測定において、水平偏波測定用アンテナとして用いられるためである。

3.2.2 垂直設置時のMEG特性

傾斜角が $\alpha=0^\circ$ の場合、図3.2に示すように水平偏波に対する電力利得指向性 G_ϕ は存在しないから、MEGは式(2.6)の第1項 θ 成分の積分のみとなる。更に、到来波が垂直偏波のみ($XPR=\infty$)の場合には、式(2.6)第1項の積分に乘じられる係数 $XPR/(1+XPR)$ が1となり、MEGは XPR に依存しない。しかし到来波が垂直・水平両偏波成分をもつ場合には、MEGは XPR に依存して $XPR/(1+XPR)$ 倍だけ劣化したものとなる。この XPR による利得劣化は図3.3の実線に示すものとなる。従って垂直設置ダイポールアンテナのMEG特性は、 $XPR=\infty$ の場合のMEG特性を考察すれば十分である。したがって以下では、 $XPR=\infty$ の場合について考察する。

垂直設置ダイポールアンテナのMEGの垂直偏波到来波の標準偏差 σ_V に対する依存性を図3.4に示す。 $\sigma_V=0^\circ$ のとき、MEGは電波の到来方向に対応する指向性利得に等しい。 $m_V=0^\circ, \sigma_V=0^\circ$ の場合、すなわち水平面内のみ電波が集中して到来する場合には、MEGはダイポールアンテナの指向性利得(2.15dBi)に等しい。これは電波の到来方向が最大利得の方向に一致するためである。また、到来波分布の標準偏差が大きくなるほど、MEGは等方性アンテナの利得(0dBi)に近づく。 $\sigma_V=\infty$ すなわち到来波分布が完全に全方向一様な場合には、 $G_e=1$ となり等方性アンテナの利得に等しくなる。到来波が平均仰角 m_V のアジマス面内に集中して

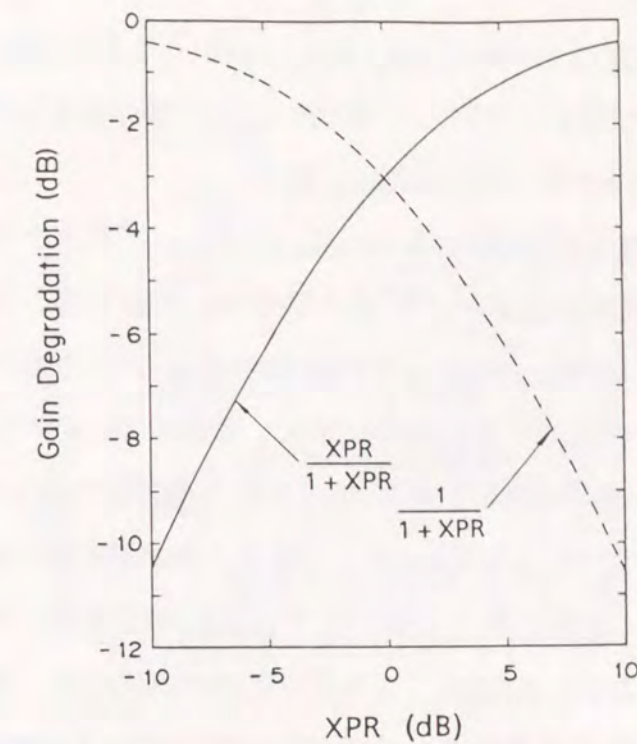


図3.3 平均交差偏波電力比(XPR)による平均実効利得の劣化

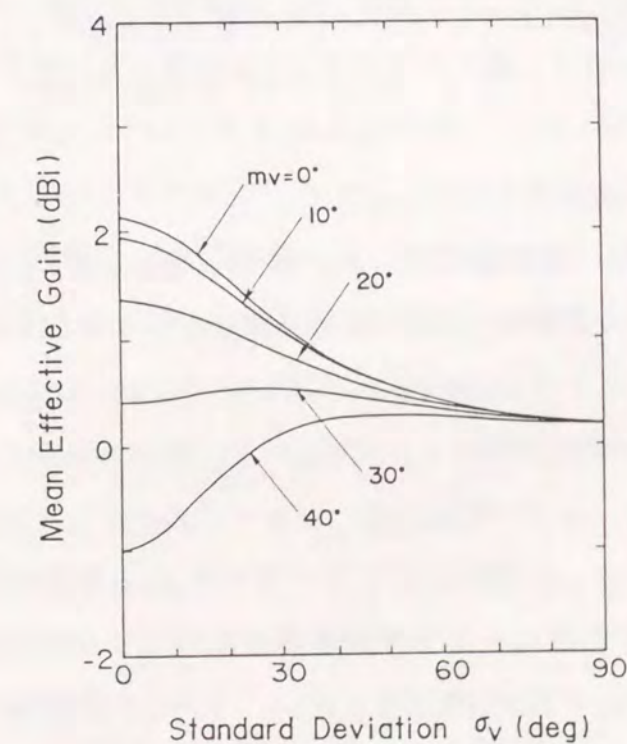


図3.4 垂直偏波環境下における垂直設置半波長ダイポールアンテナのMEG特性 ($XPR=\infty$)

いる場合($\sigma_V=0^\circ$)、MEGは平均仰角 m_V が $m_V=0^\circ$ から次第に増加するほど、平均仰角 m_V における電力利得に比例して減少するが、標準偏差 σ_V の増加に伴ってMEGは再び等方性アンテナの利得(0dBi)に近づく。

上記結果は、移動通信の伝搬路においてダイポールアンテナを用いる各種測定の信頼性に対して重要な示唆を与えるものである。すなわち、一般の陸上移動通信環境では、到来波は垂直方向にある程度広がりをもった分布である(6, p.149), (38), (44, p.158), (45)ことがわかっている。従って、図3.4の結果から垂直に置かれたダイポールアンテナの平均実効利得は2.15dBiなる指向性利得よりも小さくなることがわかる。その上さらにXPRが小さい環境下では図3.3の実線に示した利得劣化が加わるため、ダイポールアンテナの利得は指向性利得よりも相当低下すると考えなければならない。RFM法による実効利得の測定には、垂直に設置した半波長ダイポールアンテナを基準アンテナとして用いることが多いが、基準アンテナの実効利得そのものが伝搬環境の到来波分布及びXPRに依存して変動・低下することに十分な配慮が必要となろう。

一方、XPRが1(0dB)に等しく、垂直・水平両偏波が全方向から均一に到来するような環境下においては、全てのアンテナのMEGはアンテナの損失が無い場合には $1/2(-3\text{dBi})$ に等しい。これは式(2-4), (2-5), (2-6)から導くことができる。従ってこのような伝搬環境を実現できれば、RFM法を用いてアンテナの能率測定が可能となる。近年、この種のアンテナ能率測定法の検討⁽⁴⁶⁾がなされているが、本解析結果により実現すべき測定環境の特性が明らかとなった。

3.2.3 水平設置時のMEG特性

図3.2に示すように、 $\alpha=90^\circ$ としてダイポールアンテナを水平に設置する場合、アンテナは水平偏波のみならず垂直偏波に対しても放射指向性を有している。この垂直偏波に対する放射指向性を持つことが水平設置時のダイポールアンテナのMEG特性に大きな特徴を与える。

MEG特性の計算例を図3.5に示す。ここでは、理解を容易にするため $m_V=m_H=0^\circ$, $\sigma_V=\sigma_H$ としている。 $\sigma_V=\sigma_H=0^\circ$ (水平面に到来波が集中)の場合に

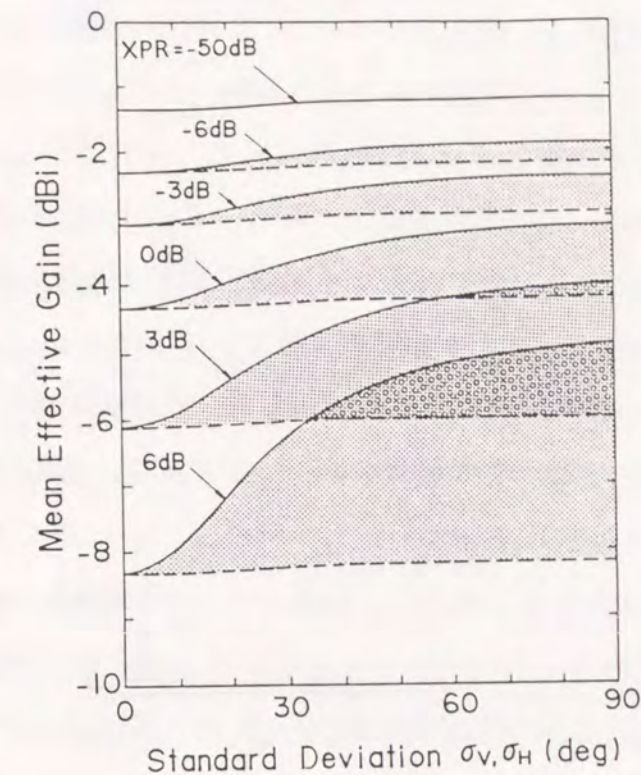


図3.5 水平設置半波長ダイポールアンテナのMEG特性
($m_V=m_H=0^\circ$, $\sigma_V=\sigma_H$)

は、 $G_\theta(\pi/2, \phi)=0$ より水平偏波指向性のみがMEGに寄与する。この場合、水平設置時のダイポールアンテナのMEGは、ダイポールアンテナの指向性利得(2.15dBi)よりも3.5dBだけ低下した利得(-1.35dBi)となる。この利得劣化は、電波到来方向に対して水平偏波指向性が全方向性となっていないことによるものであり、指向性に依存した利得低下である。水平設置ダイポールアンテナの場合には、次式のように計算される。

$$\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \frac{\cos^2\left(\frac{\pi}{2} \cos\phi\right)}{\sin^2\phi} d\phi = 0.45 \quad (-3.5 \text{ dB}) \quad (3.6)$$

図3.3の破線に示すように、XPRが大きくなるに従い、MEGは係数 $1/(1+XPR)$ に比例してさらに劣化する。図3.5において、 $XPR = -50\text{dB}$ ($XPR \approx 0$) に対する実線は到来波がほとんど水平偏波のみとなる特殊ケースに対するMEG特性を表している。すなわちこの実線はまた水平設置ダイポールアンテナの水平偏波電力利得指向性のみに依存するMEG特性を表している。 $P_\phi = 1/4\pi$ のとき、すなわち水平偏波到来波が全方向から一様に到来する場合、水平偏波電力利得指向性によるMEGは $0.76(-1.2\text{dBi})$ であることが計算される。従って、 σ_V, σ_H が大きくなる程MEGは -1.2dBi の利得に近づくことがわかる。水平設置時のダイポールアンテナが垂直偏波に対する電力利得指向性をもたなければ、各XPR値に対するMEG特性は図3.5の破線で示される特性となるはずである。しかしながら、垂直偏波に対する電力利得指向性をもつが故に、破線で示したMEG値に更に垂直偏波によるMEGが加わる。図3.5においてシェードをかけた部分がこの垂直偏波指向性による効果であり、垂直偏波が支配的な(XPRが大きい)環境あるいは垂直偏波分布の標準偏差 σ_V が大きい環境ほど、この効果が大きい。

水平設置ダイポールアンテナのMEGについての第二の興味ある特性は、平均仰角 m_V, m_H に対する利得変動である。図3.6は水平偏波電力利得指向性によるMEGの m_H に対する変動特性を示したものである。 $\sigma_V = \sigma_H = 0^\circ$ の場合をみると、平均仰角 m_V が 0° よりも増加するほど、MEGは -1.35dBi から徐々に上昇し、天頂方向での水平ダイポールの指向性利得に近づいてゆく。 $\theta = 0^\circ$ 方向の θ, ϕ 成分の電力利得指向性は振幅が等しく位相が 90° 異なるだけであるから、水平偏波放射パタンの指向性利得は $1.641/2 (-0.85\text{dBi})$ に等しい。このことは、水平偏波放射パターンによるMEG変動が 0.5dB 以下と比較的小さいことを示している。ところが、図3.7に示すように、垂直偏波放射パターンによるMEG変動は決して小さくはない。図3.7において、破線は $m_V = 0^\circ$ のときのMEG特性を示しており、実線は $m_V = 20^\circ$ の場合の特性である。到来波が水平方向に集中する場合には、XY面内において $G_\theta = 0$ であるためMEGには垂直偏波による寄与はない。しかし、到来波が仰角方向に変位した場合は $G_\theta \neq 0$ となりMEGには垂直偏波による寄与が加わる。この垂直偏波の寄与は、XPRに比例して増加する。また垂直偏波に対する標準偏差 σ_V が大きくなるに従ってMEGは図3.7の実線により示される垂直偏波指向

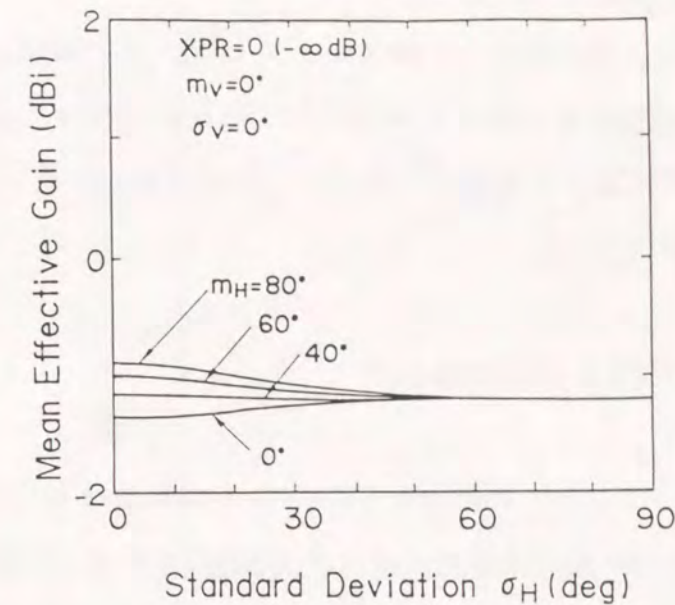


図3.6 水平偏波到来仰角変動に対する水平設置半波長ダイポールアンテナの利得変動

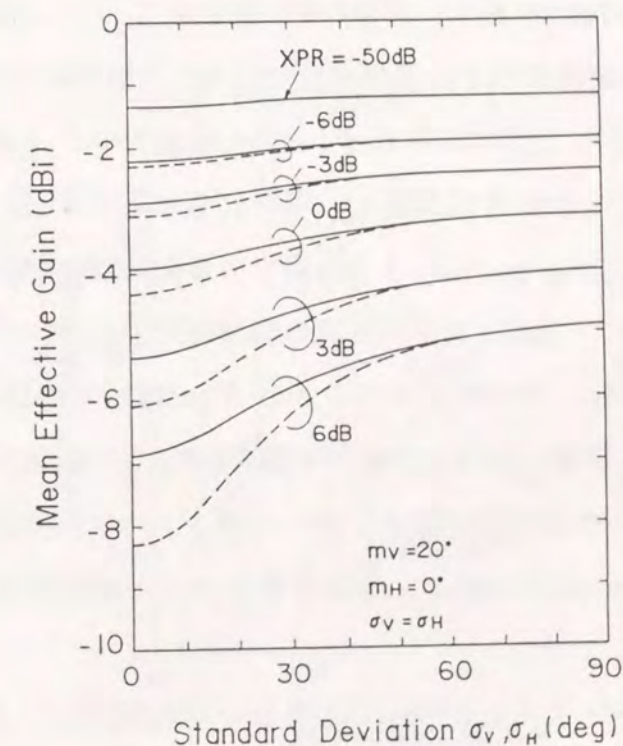


図3.7 垂直偏波到来仰角変動に対する水平設置半波長ダイポールアンテナの利得変動

性による利得上昇値に近づく。

以上の考察により、水平設置したダイポールアンテナのMEGは、垂直偏波の放射パターンに強く影響された特性となることが明らかとなった。このような特性は水平設置したダイポールアンテナを用いてXPRを測定するような場合に充分考慮されなければならない。

3.2.4 アンテナ傾斜時のMEG特性

半波長ダイポールアンテナの傾斜角を $\alpha=0^\circ$ から増加させるとき、前節までに述べたように、MEGは垂直設置ダイポールのMEGから水平設置ダイポールのMEGにまで変化する。しかしながら、傾斜時のMEG特性について考察することによりいくつかの重要な結果が得られる。図3.8にXPRをパラメータとして計算した代表的なMEG特性を示す。

まず、XPRに依らずMEGが一定(-3dBi)となる特別な傾斜角が存在することがわかる。この傾斜角は 55° であり、図中A点で示されている。図3.9は半波長ダイポールアンテナの傾斜角に対する各偏波成分指向性の放射電力の全空間積分値を最大値で規格化して示した特性であるが、 55° の傾斜角はダイポールアンテナの垂直・水平各偏波成分の放射電力が等しい場合に相当している。到来波分布パラメータ($XPR, m_V, m_H, \sigma_V, \sigma_H$)に対するA点でのMEG変動は 0.2dB 以下である。この特性を利用すれば、垂直・水平両偏波の到来波電力和 P_V+P_H を測定することができる。すなわち、ダイポールアンテナを 55° 傾けて測定した平均受信電力を2倍した値が、測定環境における平均到来波電力和 P_V+P_H に等しい。従って、伝搬条件に強く影響される垂直設置ダイポールアンテナの平均受信電力レベルを基準レベルとして用いるかわりに、上記受信レベルをMEG測定の基準信号レベルとして利用できる。

第二に、図3.8に示すように $XPR=-2\text{dB}$ でのMEG特性は、アンテナの傾斜角に無関係にMEGが一定(-3dBi)となる到来波パラメータが存在することを表している。図3.10は半波長ダイポールアンテナの場合についてMEGを一定とする到来波分布パラメータの一例を示したものである。図3.10において、標準偏差 σ_V ,

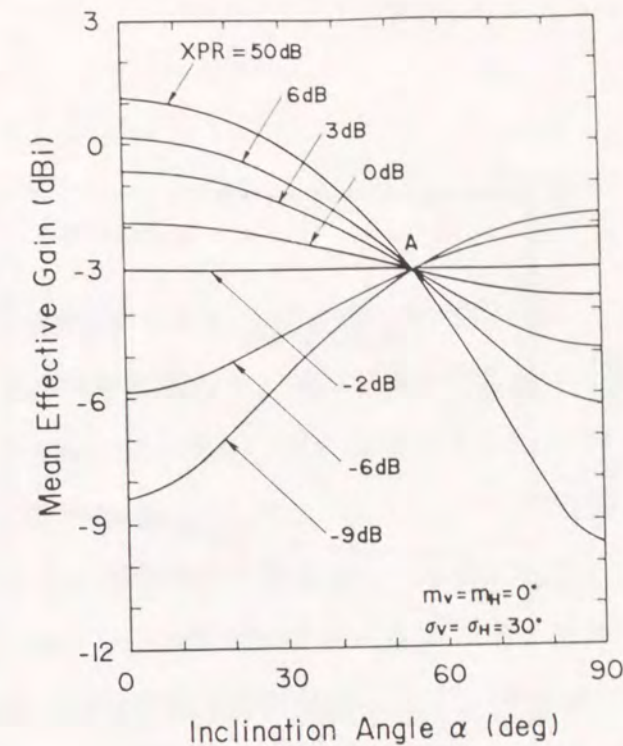


図3.8 半波長ダイポールアンテナの傾斜角に対するMEG特性 ($m_V=m_H=0^\circ, \sigma_V=\sigma_H=30^\circ$)

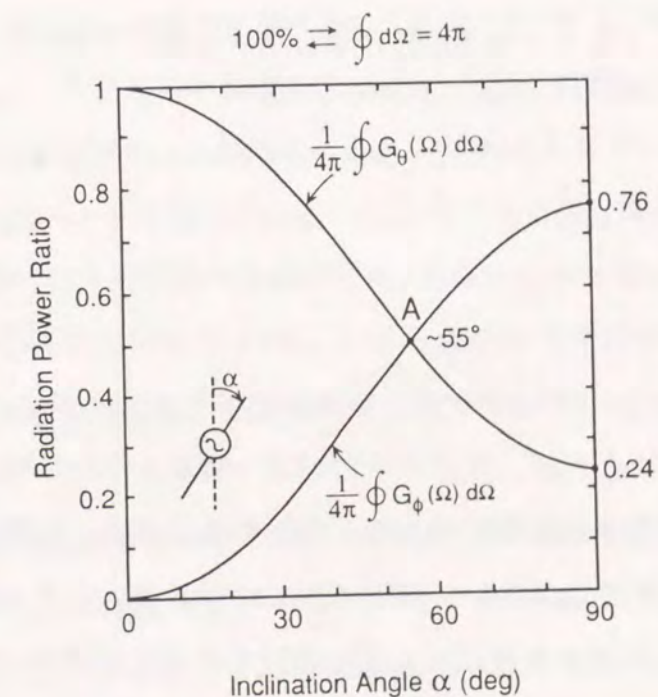


図3.9 半波長ダイポールアンテナ傾斜時の垂直・水平偏波成分の放射電力比

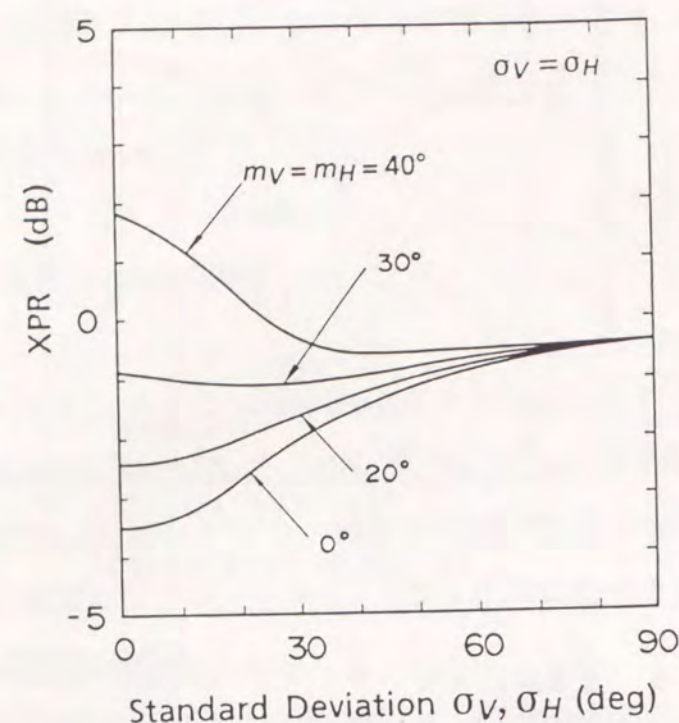


図3.10 アンテナの方向性によらず半波長ダイポールアンテナのMEGを一定とする到来波分布パラメータ

σ_H が無限大となるケースは垂直・水平両偏波が全方向から一様に到来する特異な伝搬環境の場合を示すものであるが、このようなケース以外にも、アンテナの方向(傾き)に無関係にMEGが一定となる伝搬パラメータがいくつも存在することがわかる。言い換えれば、アンテナのバタン変動あるいは偏波特性変動に無関係にアンテナの平均受信信号レベルを一定とする人工的な伝搬環境の実現性を示唆している。そのような環境は、XPRに対しては送信アンテナの偏波を、標準偏差に対しては送信アンテナのビーム幅を操作することによって実現できるものと期待される。

3.3 実験結果

3.3.1 実験の概要

解析結果の妥当性を確認するため、東京都内中央区において900MHz帯の電波を用いたMEG特性測定実験を実施した。実験は第2章において到来波分布の測定を行った同一の場所で実施した。実験場所の概要は図2.7に示すものであり、測定コースとしては人形町における一区画を一周するコースと兜町における一区画を3/4周するコースである。到来波分布測定を行った測定地点を全て経由するこれら二つの走行コースにおいて、半波長ダイポールアンテナでの受信信号レベル測定を行った。アンテナは測定車の屋根に取付け、アンテナ高は地上から3.1mとした。このアンテナ高は到来波分布測定における測定アンテナ高と同一である。また本測定においては、アンテナ指向性の方位の違いによる受信電力の変動を評価するため、ダイポールアンテナの傾斜方位が測定車の進行方向に対して0°, 90°, +45°, -45°の4方向の場合についてダイポールアンテナを鉛直方向から傾けた。ダイポールの傾斜角 α は0°, 15°, 30°, 45°, 55°, 60°, 75°および90°とした。受信信号レベルは測定コースに沿って約20~30km/hの速度で移動しながら測定した。受信信号レベルは移動距離約1cm間隔毎にA-D変換器によりサンプリングし、測定コースにわたる全データを平均することにより平均受信信号レベルを計算機により求めた。

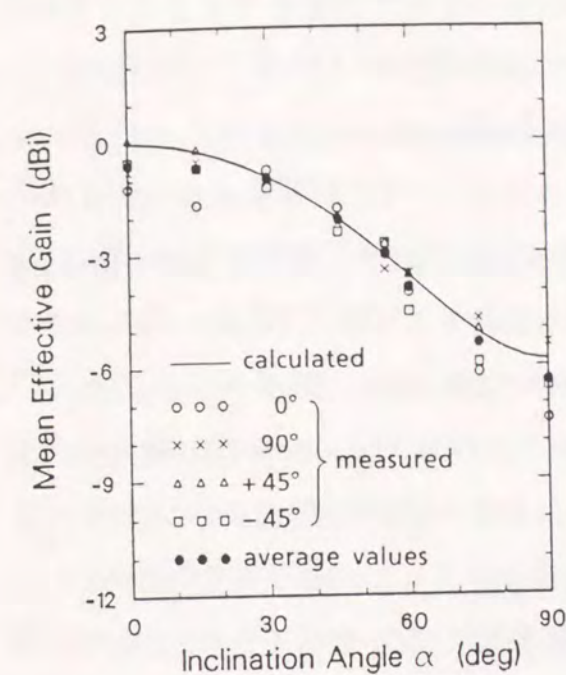
3.3.2 MEG測定結果と理論値との比較

3.2.4節に述べた理論的考察によれば、MEG測定における基準信号レベルは鉛直方向から55°傾斜した半波長ダイポールアンテナの平均受信電力レベルを測定することにより評価できる。表3.1に55°傾斜した半波長ダイポールアンテナの平均受信信号レベルの測定結果とMEG測定用基準信号レベルを示す。平均受信信号レベルは、A-D変換器によりサンプリングされた全測定値を測定コースにわたって平均することにより得られる。これらの値の変動はアンテナバタンと測定コー

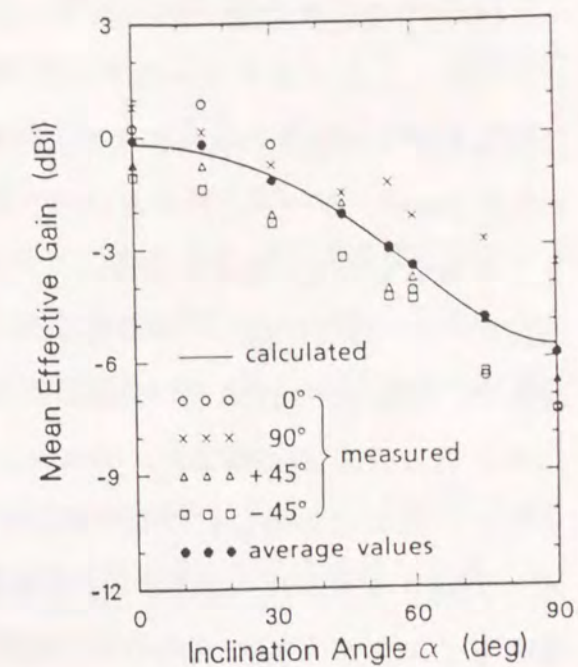
表3.1 55°傾斜のダイポールアンテナの平均受信信号レベルと
MEG測定用基準信号レベル

	進行方向 に対する アンテナ 傾斜面の 方位角	平均 受信信号 レベル (dBμV)	平均 受信信号 レベルの 平均値 (dBμV)	"P _V + P _H " に対する 基準信号 レベル (dBμV)
人形町 コース	0°	35.0	35.0	38.0
	90°	34.6		
	+45°	35.3		
	-45°	35.3		
兜町 コース	0°	33.5	33.5	36.5
	90°	35.2		
	+45°	32.4		
	-45°	32.2		

スにおける到来波分布のアジマス方向における一様性の欠如との相互影響によっ
て生じたものである。その影響を除いた平均受信信号レベルを求めるためには、
様々なアンテナ方位に対して測定された平均受信信号レベルの平均値を55°傾斜し
た半波長ダイポールアンテナの最終的な平均受信電力レベルとして用いればよい
(付録3)。本実験では、異なる4方位に対して測定された平均受信信号レベルの平
均値をその平均レベルとして採用し、人形町コースでは35.0dBμV、兜町コース
では33.5dBμVと求められた。55°傾斜した半波長ダイポールアンテナの
MEGは-3dBiであるから、基準信号レベルは最終的に求めた平均受信電力レベル
に3dBを加えて得られる。従って、各測定コースでの基準信号レベルはそれぞれ
人形町コースで38.0dBμV、兜町コースで36.5dBμVと評価される。これらの基準
信号レベルによって正規化された値がアンテナのMEGを表す。



(a)



(b)

図3.11 半波長ダイポールアンテナ傾斜時のMEG特性の
理論値と実測値との比較
(a) 人形町コース, (b) 兜町コース

図3.11に正規化した測定値および半波長ダイポールアンテナに対するMEGの
理論曲線を示す。実線は実験的に求めた表3.1のパラメータを用いて計算した理論
値であり、○, ×, △, □はそれぞれアンテナ方位が0°, 90°, +45° および -45° に対
する測定結果である。●は各アンテナ傾斜角における測定値の平均値を示してい
る。垂直に設置された半波長ダイポールアンテナはアジマス方向に対して全方向
性パターンを有するから、到来波分布のアジマス方向の非一様性による影響を受け
ない。従って、傾斜角が0°のときのMEG測定値の変動は測定誤差を表している。
測定誤差は人形町コースにおいて約1dB、兜町コースにおいて約2dBである。これ
ら誤差は測定時の環境条件の変動—例えば他の自動車の動き—によるもので、

MEG測定において通常観測される程度の誤差である。しかし、傾斜角が 90° の場合のMEGの測定値変動は傾斜角が 0° の場合に比して大きいことがわかる。図3.2に示したように、ダイポールアンテナが水平に設置されたときアジマスパターンに最も顕著な方向性が現れるから、このMEG変動の増加は、アンテナパターンと到来波分布のアジマス方向における一様性の欠如との相互影響によって引き起こされたものと考えられる。事実、このMEG変動は、水平偏波の到来波分布に比較的大きい非一様性が認められる兜町コースにおいてより顕著である。最も重要な結果は、理論値が1dB以下の誤差で実測値の平均値とよく一致することである。このことは、本MEG解析が、到来波分布がアジマス方向に完全に一様とみなせる程ランダムに移動したときの移動体アンテナのMEGを評価するばかりでなく、アジマス方向の一様性が不完全な到来波分布をもつ伝搬環境内で使用された指向性アンテナのMEG変動の平均値をも評価することを示すものである(付録3)⁽⁴⁷⁾。更に、これら実験結果は提案した統計モデルの妥当性およびMEGの理論式の妥当性を示すものであり、従って本論文で提案するMEG解析手法が多重波伝搬環境内での移動体アンテナの平均実効利得の評価に極めて有効であると結論できる。

3.4 結 言

第2章において導出した多重波伝搬路内における移動体アンテナのMEG解析法を適用し、移動通信における伝搬特性測定用アンテナあるいは実伝搬路でのMEG測定法(RFM法)の基準アンテナとしてよく用いられる半波長ダイポールアンテナの多重波伝搬路内でのMEG特性の理論解析を行った。その結果、以下の結果を得た。

- (1) 垂直設置時の利得は、到来波の仰角方向への広がりが多いほど等方性アンテナの利得に近づき、またXPRに依存して変動する。従って、RFM法の基準アンテナとしては適当でない。

- (2) 水平設置時の利得は、XPRが0でないときあるいは到来波が仰角方向に広がりをもつとき、垂直偏波成分による利得上昇効果に影響される。この効果はXPRが多いほど、また到来波の仰角方向の広がりが多いほど、顕著である。従って、伝搬路の水平偏波特性測定用アンテナとして用いる場合には注意が必要である。
- (3) 垂直方向からの傾斜角が約 55° のとき、アンテナの垂直・水平偏波成分の放射電力が等しくなり、このとき利得は到来波特性に無関係に -3dBi となる。この特性を利用すれば、到来波電力の測定が可能であり、従ってRFM法における基準正規化レベルの測定に有効である。
- (4) アンテナの傾斜角に対して利得が一定となる到来波パラメータが存在する。この特性を利用すれば、アンテナの方向性に無関係に受信信号レベルが一定となる携帯無線システム等の構築が期待される。

更に、900MHz帯のCW波を用いた市街地伝搬実験を実施し、半波長ダイポールアンテナを鉛直方向から傾斜させた場合のMEG特性の測定結果と理論値との比較を行った。その結果、理論値が実測値と良く一致することを明らかにし、第2章で提案したMEG解析手法の妥当性・有効性を確認した。

第4章 平均交差偏波電力比(XPR)測定法

4.1 緒 言

一般に、到来電波の送信偏波成分の電界強度とその直交偏波成分の電界強度との比は、到来波の偏波比(polarization ratio)と呼ばれている。移動通信環境のような多重波伝搬路では、この偏波比や振幅および位相の異なる複数の波が3次元的に異なる方向から受信点に入射する。このとき、多重波伝搬路内の一つの受信点における交差偏波比とは、送信偏波成分に対して理想的な複素等方性アンテナ(送信偏波成分のみを有し、その振幅、位相がすべての方向に対して一様)を受信点に置いたときの受信電力と、その直交偏波に対する理想的な複素等方性アンテナでの受信電力との比と考えることができる。ところが、受信点が移動すると、それまでとは異なる到来波条件に移行するため、この交差偏波比もまた受信点の移動に伴って変動する。都市内伝搬環境は統計的にはほとんどランダムメディアとみなせることから、この変動もまたランダムな変動となることが理解できよう。このようなランダム変量を取り扱う方法としては統計的手法が有効であり、多重波伝搬路内の偏波特性を定量化する場合にも、ある移動区間にわたる交差偏波比の平均値(平均交差偏波比)を求める方法が従来より用いられてきている(35),(36),(48),(49)。

本研究では、移動体アンテナの多重波内での平均実効利得およびアンテナダイバーシチの相関特性等を議論するにあたり、移動通信環境における交差偏波特性を表す一指標として平均交差偏波電力比(XPR)を第2章において定義・導入した。ここでいう平均とは、移動体アンテナが移動したときの全受信点にわたる移動平均

である。XPRと平均交差偏波比との相違点は、平均交差偏波比が送信偏波に対する平均電力とその直交偏波に対する平均電力との比で表されるのに対し、XPRが送信偏波によらずV成分とH成分の平均電力の比で定義される点にある。すなわち、送信偏波がV偏波の場合にはXPRは平均交差偏波比と逆数の関係にあり、送信偏波がH偏波の場合にはXPRは平均交差偏波比に等しい。従って、XPRを測定する方法は、原則的に平均交差偏波比の測定法と同一の手法が適用できる。平均交差偏波比の測定法としては、垂直および水平に設置した半波長ダイポールアンテナを用いる方法、垂直設置の半波長ダイポールアンテナとターンスタイルアンテナを用いる方法、垂直設置の半波長ダイポールアンテナとループアンテナを用いる方法等がある。

しかしながら、これらの現実に利用し得るアンテナは垂直・水平各偏波に対して等方性ではないため、実環境におけるXPR測定結果には測定アンテナの特性(指向性)に起因する測定誤差が生ずることとなる。XPR測定に垂直および水平設置した半波長ダイポールアンテナを用いる場合に、この誤差が顕著になるであろうことは第3章における半波長ダイポールアンテナのMEG特性の解析結果において指摘した。従って、測定法に固有のXPR測定誤差について検討しておくことが重要であるが、この測定誤差の問題についてはこれまで全く検討がなされていなかった。

そこで本章では、従来から用いられている測定アンテナあるいは方法によるXPRの測定誤差特性について理論的検討を行い、従来法の欠点を明らかにする。次に従来法の欠点を除去して測定値の信頼度をより向上せしめる測定方法について新たな提案を行ない、その測定確度を理論的に明らかにする。また、提案する測定法に適用するアンテナの実現法についても考察する。

4.2 XPR測定誤差の理論式

各種XPR測定法の測定誤差を評価するにあたり、本節ではその理論式について述べるとともに、XPR測定用アンテナに要求される特性について考察する。

XPRは第2章において定義され、V偏波成分に対する複素等方性アンテナの平均受信電力を P_V とし、H偏波成分に対する複素等方性アンテナの平均受信電力を P_H とすると、これら二つの平均受信電力比 P_V/P_H として式(2.2)で与えられている。さて、V偏波測定用アンテナの電力利得指向性を $G_\theta^{(V)}(\Omega)$, $G_\phi^{(V)}(\Omega)$ とし、H偏波測定用アンテナの電力利得指向性を $G_\theta^{(H)}(\Omega)$, $G_\phi^{(H)}(\Omega)$ とする。またこれらアンテナで測定される平均受信電力をそれぞれ $P_{rec}^{(V)}$, $P_{rec}^{(H)}$ とすれば、XPR測定値($XPR_{meas.}$)は式(2.2), (2.3)を用いて式(4.1)で表される。

$$XPR_{meas.} = \frac{P_{rec}^{(V)}}{P_{rec}^{(H)}} = XPR \cdot \frac{\oint \{P_\theta(\Omega)G_\theta^{(V)}(\Omega) + \frac{1}{XPR}P_\phi(\Omega)G_\phi^{(V)}(\Omega)\} d\Omega}{\oint \{XPR \cdot P_\theta(\Omega)G_\theta^{(H)}(\Omega) + P_\phi(\Omega)G_\phi^{(H)}(\Omega)\} d\Omega} \quad (4.1)$$

式(4.1)は $XPR_{meas.}$ を一般的に表現したものであり、その測定誤差は $XPR_{meas.}/XPR$ 比により与えられる。式(4.1)から明かなように、式(4.1)右辺の分数項が1となるようなアンテナ系を用いることが理想的である。測定用アンテナがV, H各偏波に対して理想的な等方性アンテナ(電力利得指向性が $G_\theta^{(V)}(\Omega)=1$, $G_\phi^{(V)}(\Omega)=0$ および $G_\theta^{(H)}(\Omega)=0$, $G_\phi^{(H)}(\Omega)=1$)である場合、測定誤差は式(2.6), (4.1)により式(4.2)のように求まり、4.1節で述べたようにXPRが正確に測定できることが導かれる。

$$\frac{XPR_{meas.}}{XPR} = \frac{\oint P_\theta(\Omega) d\Omega}{\oint P_\phi(\Omega) d\Omega} = 1 \quad (4.2)$$

しかしながら、そのような理想的なアンテナは実現できないため、実際の測定アンテナでの測定誤差は到来波角密度関数 $P_\theta(\Omega)$, $P_\phi(\Omega)$ およびXPRに依存して変動するものとなる。従って次善の対処方法としては $XPR_{meas.}/XPR$ 比が $P_\theta(\Omega)$,

$P_{\phi}(\Omega)$ および XPR によらず一定値に近づくアンテナ系を用いることが望ましいと言える。

4.3 各種 XPR 測定法の誤差特性の解析

前節に示した理論式を用いて XPR の測定誤差を評価する場合、V, H 各偏波に対する到来波角密度関数を与えることが必要となる。本章においても、第2章において導入したアジマス方向に一様分布し仰角方向にガウス分布する統計モデル(式(2.12), (2.13))を適用して解析を行う。

一方、従来用いられている XPR の測定方法としては、クロスダイポールアンテナを用いる方法(以下、Xダイポール法という)(35), (48)、ダイポールアンテナとターンスタイルアンテナを用いる方法(49)、ダイポールアンテナとループアンテナを用いる方法(36)等が代表的な従来法として挙げられる。本節では、これら従来法を用いた XPR 測定誤差について考察する。

4.3.1 Xダイポール法

Xダイポール法では、V, H 各偏波成分をそれぞれ垂直・水平方向に置いた半波長ダイポールアンテナにより測定する(図4.1)。図4.1に示す座標系において、半波長ダイポールアンテナの損失が無視できるものとし、アンテナ上の電流分布が $I = I_0 \cos kl$ ($k = 2\pi/\lambda$, $-\lambda/4 \leq l \leq \lambda/4$) で与えられるものとする、各ダイポールアンテナの電力利得指向性は式(4.3)~(4.6)で表される。

(垂直ダイポールアンテナ):

$$G_{\theta}^{(V)} = 1.641 \times \frac{\cos^2\left(\frac{n \cos \theta}{2}\right)}{\sin^2 \theta} \quad (4.3)$$

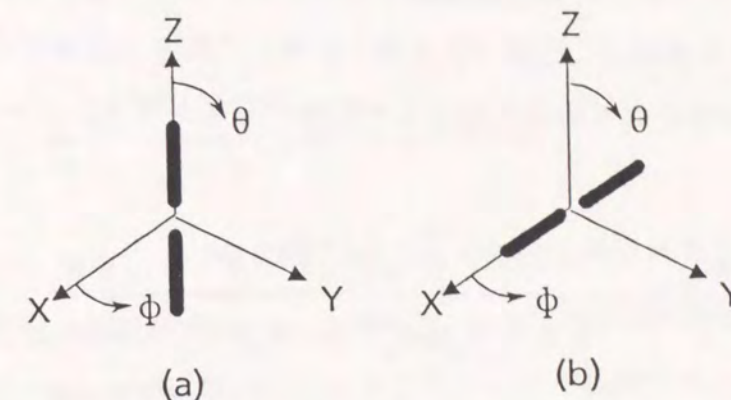


図4.1 半波長ダイポールアンテナと座標系
(a) 垂直偏波測定用, (b) 水平偏波測定用

$$G_{\phi}^{(V)} = 0 \quad (4.4)$$

(水平ダイポールアンテナ):

$$G_{\theta}^{(H)} = 1.641 \cos^2 \theta \cos^2 \phi \times \frac{\cos^2(\pi \xi / 2)}{(1 - \xi^2)^2} \quad (4.5)$$

$$G_{\phi}^{(H)} = 1.641 \sin^2 \phi \times \frac{\cos^2(\pi \xi / 2)}{(1 - \xi^2)^2} \quad (4.6)$$

但し、

$$\xi = \sin \theta \cos \phi$$

である。係数1.641は半波長ダイポールアンテナの指向性利得を示す。式(4.4)より垂直ダイポールは G_ϕ 成分をもたないが、水平ダイポールは式(4.5)の G_θ 成分を有するため、Xダイポール法の測定誤差は式(4.7)で表されるものとなる。式(4.7)は、Xダイポール法の測定確度が到来波分布特性に対する依存性のみならず測定しようとするXPRそのものにも依存して変動することを示している。

$$\frac{XPR_{meas.}}{XPR} = \frac{\int P_\theta(\Omega) G_\theta^{(V)}(\Omega) d\Omega}{\int \{XPR \cdot P_\theta(\Omega) G_\theta^{(H)}(\Omega) + P_\phi(\Omega) G_\phi^{(H)}(\Omega)\} d\Omega} \quad (4.7)$$

図4.2に到来波の平均仰角が水平方向に一致する場合の測定誤差特性の計算例を示す。到来波が水平面内に集中($\sigma_V = \sigma_H = 0$)する場合には、誤差は3.5dBとなり、

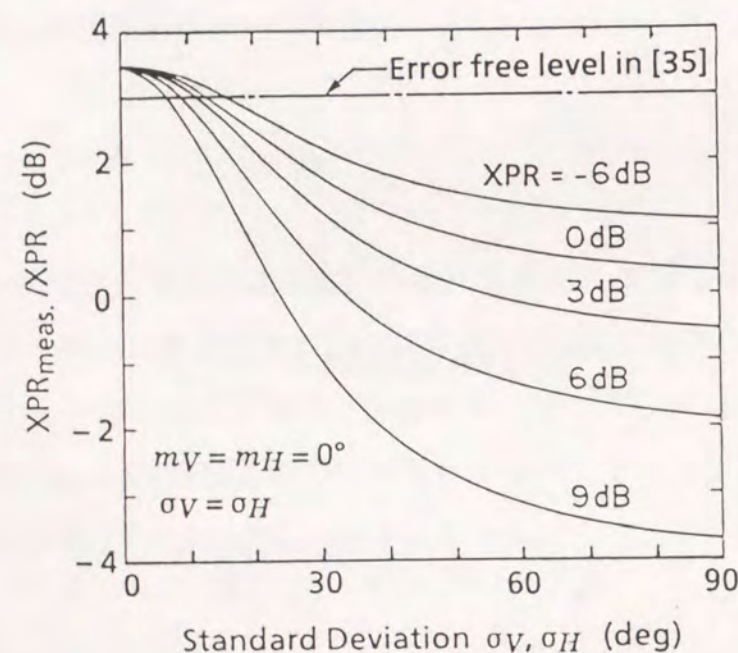


図4.2 Xダイポール法の測定誤差
($m_V = m_H = 0^\circ$, $\sigma_V = \sigma_H$ の場合)

実際のXPRより3.5dB高く評価することとなる。この誤差は水平ダイポールの水平偏波指向性が8の字指向性であることによるもので、式(4.6)で $\theta = \pi/2$ を代入した関数を水平面内で積分することにより、式(4.8)のように計算できる。

$$\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \frac{\cos^2(\frac{\pi}{2} \cos\phi)}{\sin^2\phi} d\phi = 0.45 (-3.5\text{dB}) \quad (4.8)$$

到来波が水平面内に集中している環境では、この特性を逆に利用し、測定値から3.5dB低い値をXPRと評価することによって正しい測定・評価が可能である。

D. C. Coxらは、到来波が水平面内に集中しているとの仮定のもとに、上記と同様の補正を行って多重波環境での交差偏波結合度 (Cross polarization coupling ; XPOL) を測定した⁽³⁵⁾。XPOLは送信偏波成分に対する交差偏波成分比で定義され、伝搬路の交差偏波成分生起量を表している。送信偏波がH偏波のときXPOLはXPRに等しく、送信偏波がV偏波の場合にはXPOLの逆数がXPRに等しくなる。

D. C. Coxらは測定用アンテナを送信側に用いているが、ここではそれを受信側に用いた説明を行う。D. C. Coxらの方法(以下、Cox法という)では、H偏波成分測定アンテナの8の字指向性による影響を低減するため、まず送信点方向にアンテナ指向性に向けた場合(broadside測定)と送信点方向にアンテナ指向性のヌル点に向けた場合(end-on測定)の平均受信電力を測定し(図4.3)、それらを相加平均したものを水平ダイポールでの測定値とする。これに3dBを加えることにより8の字指向性による平均受信電力の低下を補正する。3dBなる値は、水平ダイポールの水平面内電力利得指向性を $\sin^2\phi$ と考えていることによるもので、式(4.8)の被積分関数を $\sin^2\phi$ とすることにより求められる。補正値を3dBとした場合の誤差ゼロレベルは図4.2の一点破線のレベルとなり、結果的に到来波分布の標準偏差が 10° 以内であれば0.5dB以下の誤差で測定できることとなる。しかし、Coxらの論文に「到来波が水平面内に集中しているという仮定が成り立たない伝搬路では、この方法ではXPOLを正しく測定できない」と明記されているように、到来波分布の標準偏差が 10° 以上の環境ではXPR測定誤差が大きくなることがわかる。このとき測定誤差は測定しようとするXPRそのものに依存して変動するから、到

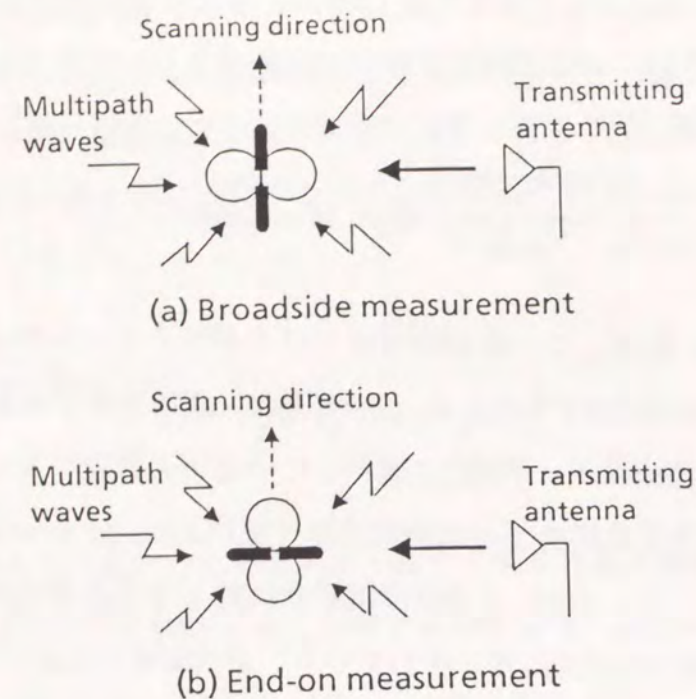


図4.3 Cox法における水平偏波レベルの測定

来波が水平面内に集中していることが既知の環境でなければ本測定法による測定値がどの程度正しいかが判別不能である。

市街地を含む一般の伝搬環境では、更に各偏波の平均到来仰角および到来波分布の標準偏差が異なることが予想され、第2章において示した東京都内での実測データからもそのことが明らかとなっている。このような環境では、測定誤差は図4.4に示すように変動し、Cox法でも正しい測定ができないことがわかる。測定値に含まれる測定誤差を補正するには、更に伝搬路の到来波分布を評価することが必要となる。従って、Xダイポール法による測定では、到来波が水平面内に集中している(到来波分布の標準偏差が 10° 以内)と想定される伝搬路(郊外地など)に限定すれば、Cox法での補正により $\pm 0.5\text{dB}$ 程度の誤差で測定が可能であるが、それ以外の市街地等ではXPRを正しく測定することが難しく、その測定データの取扱いには注意が必要である。

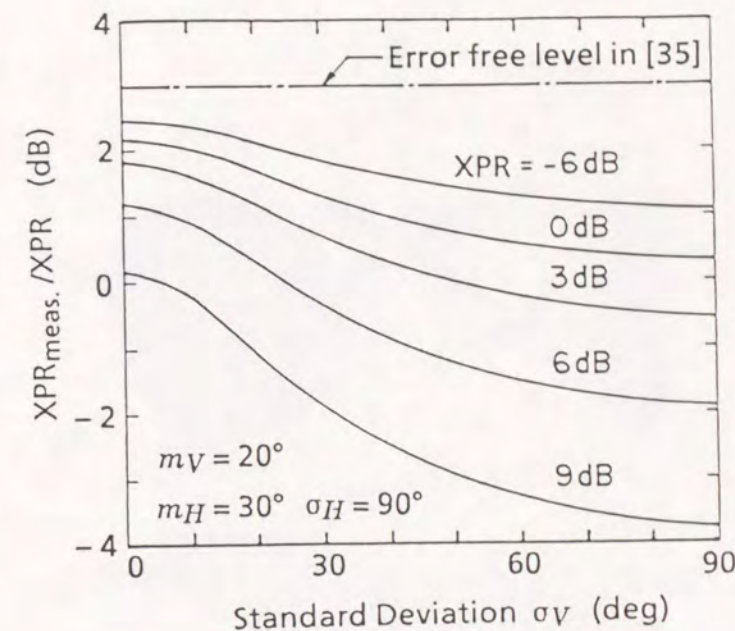


図4.4 Xダイポール法の測定誤差($m_V, m_H > 0^\circ$, $\sigma_V \neq \sigma_H$ の場合)

4.3.2 ターンスタイル法

ターンスタイル法⁽⁴⁹⁾は、Xダイポール法における水平偏波成分の測定にターンスタイルアンテナを用いるものであり、水平面内8の字指向性の影響を軽減できる方法である。ターンスタイルアンテナの座標系を図4.5に示す。アンテナ素子および 90° 位相器の損失を無視し、アンテナ上の電流分布が $I = I_0 \cos kl$ ($k = 2\pi/\lambda$, $-\lambda/4 \leq l \leq \lambda/4$)で与えられるものとする、ターンスタイルアンテナの電力利得指向性は次式で表される。

$$G_\theta^{(H)} = \frac{1.641}{2} \cos^2 \theta \left[\cos^2 \phi \frac{\cos^2(\pi\xi/2)}{(1-\xi^2)^2} + \sin^2 \phi \frac{\cos^2(\pi\xi'/2)}{(1-\xi'^2)^2} \right] \quad (4.9)$$

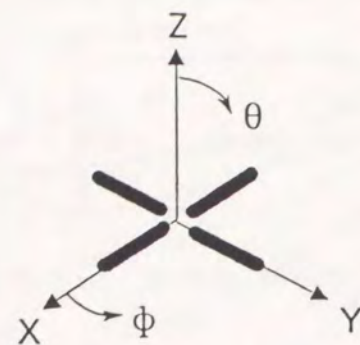


図4.5 ターンスタイルアンテナと座標系

$$G_{\phi}^{(H)} = \frac{1.641}{2} \left[\sin^2 \phi \frac{\cos^2(\pi \xi / 2)}{(1 - \xi^2)^2} + \cos^2 \phi \frac{\cos^2(\pi \xi' / 2)}{(1 - \xi'^2)^2} \right] \quad (4.10)$$

但し、

$$\xi = \sin \theta \cos \phi, \quad \xi' = -\sin \theta \sin \phi$$

である。式(4.9), (4.10)における[]内の第1項および第2項はそれぞれX軸, Y軸上に置かれた半波長ダイポールアンテナによる指向性を表し、ターンスタイルアンテナの指向性はこれらの指向性を合成して得られる。3次元的に図示した電力利得指向性を図4.6に示す。二つのダイポールアンテナの合成指向性であるため、式(4.5), 式(4.6)の半波長ダイポールアンテナに比して水平面内での指向性利得が1/2となっている。この電力利得指向性を式(4.1)に適用した場合、式(4.1)の分母であるH成分の平均受信電力は直交する2つの水平ダイポールアンテナによる受信電力の和を1/2としたものに等しくなる。このことは、ターンスタイル法におけるH偏波レベルの測定結果が、Cox法における直交2方向の水平ダイポールアンテナ

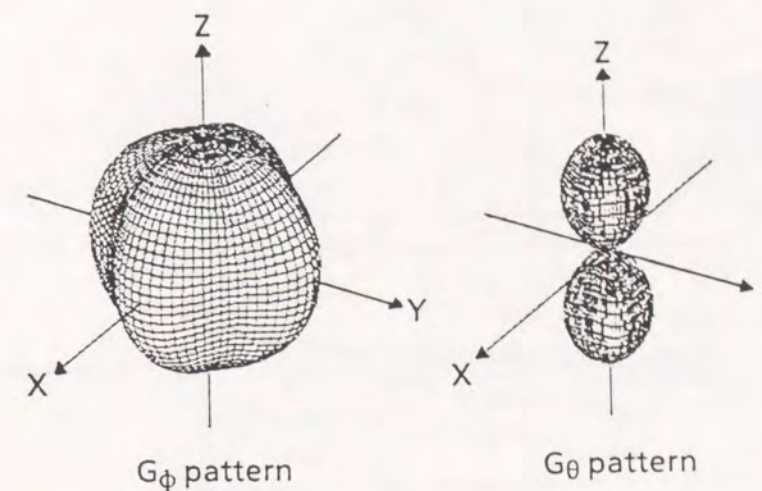


図4.6 ターンスタイルアンテナの電力利得指向性

ナによる平均受信電力の測定とそれらの平均値を求める操作を行った結果に等しいことを示すものであり、ターンスタイル法の誤差特性はXダイポール法の誤差特性と結果的に全く同じものとなる。すなわち、ターンスタイル法の測定確度にはXダイポール法と同様の問題があると言える。

4.3.3 ループアンテナ法

他のXPR測定法としては、Xダイポール法における水平偏波成分の測定にループアンテナを用いる方法がある。W. C. Y. Lee⁽³⁶⁾らは半波長ダイポールアンテナと直径2インチ(5cm)のループアンテナとを用い、836MHzにおいて交差偏波結合度(XPOL)を測定した。Leeらが用いたループアンテナ($kb=0.44$; k : 波数, b : アンテナ半径)および $kb=0.2$ のループアンテナの電力利得指向性を図4.7に示す。これら指向性はループアンテナの理論解析結果⁽⁵⁰⁾から求めた。図より、Lee

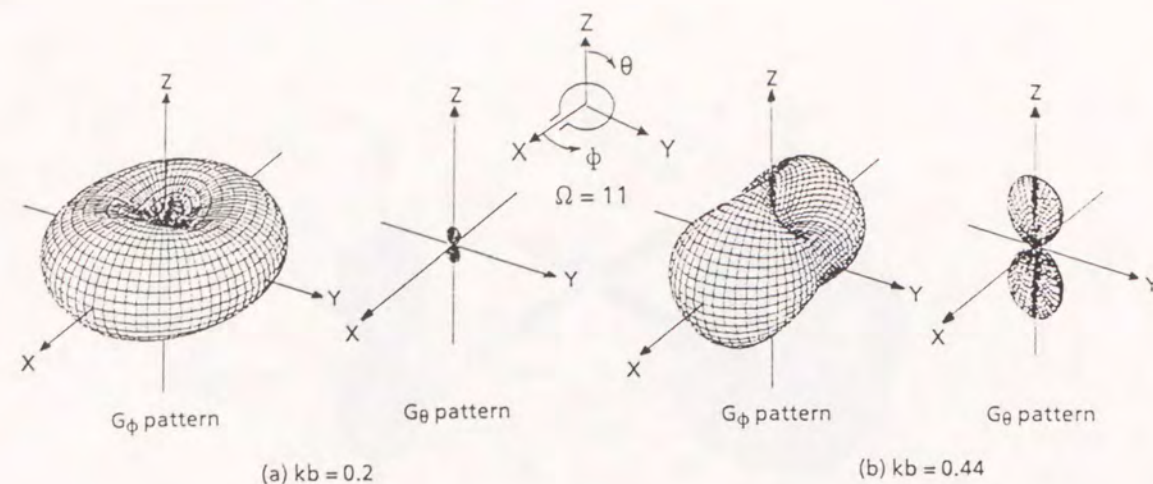


図4.7 ループアンテナの電力利得指向性
($\Omega = 2\ln(2\pi b/a) = 11$, a : 導線半径)

らが用いたループアンテナには大きな垂直偏波指向性が存在し、その測定誤差はXダイポール法と同様のXPR依存性をもつことが予想される。

測定誤差のXPR依存性を低減するには、垂直偏波指向性が小さいことが必要であり、ループアンテナは kb 値が小さいほど、測定用アンテナとして望ましい特性をもつ。垂直偏波指向性の低減度を G_θ 指向性と G_ϕ 指向性の最大利得の比で表すと、 $kb=0.44, 0.2$ の場合それぞれ $-2\text{dB}, -8\text{dB}$ であり、 $kb=0.1, 0.05$ の場合はそれぞれ $-14\text{dB}, -20\text{dB}$ である。ところが、 kb を小さくするほど給電点インピーダンスとの整合が難しくなり、大きな感度低下を生じる($kb=0.2$ のループアンテナで、ダイポール比利得約 $-15 \sim -20\text{dB}$)と共に、給電線への漏れ電流による交差偏波成分放射が増加して理論値どおりの性能を実現することが困難となる。そこで本研究では、 $kb=0.44$ と 0.2 の2者の場合についてループアンテナ法の測定誤差を検討した。

図4.8に到来波の平均仰角が水平方向に一致する場合の測定誤差特性の計算例を、図4.9に各偏波の平均仰角および標準偏差が異なる場合の計算例を示す。 $kb=0.44$ のループアンテナの場合では、Xダイポール法に比して測定誤差は少な

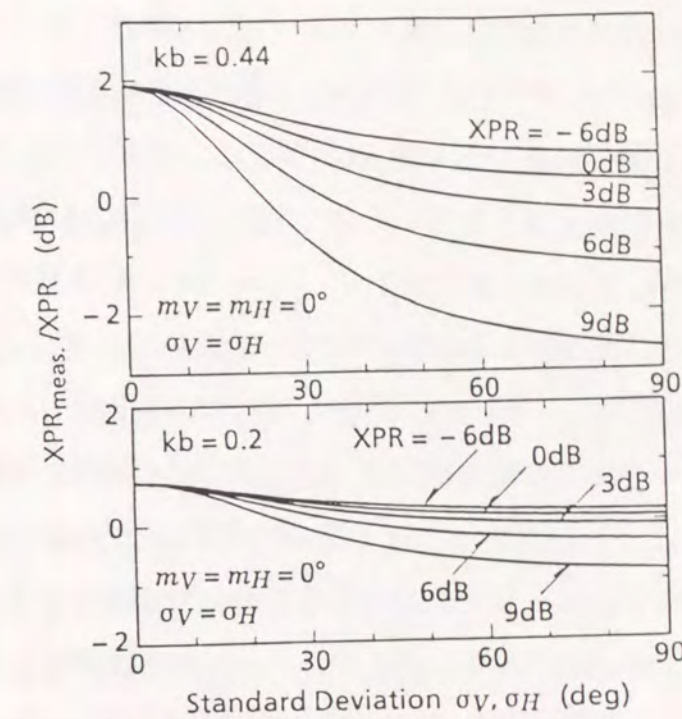


図4.8 ループアンテナ法の測定誤差
($m_V = m_H$ の場合)

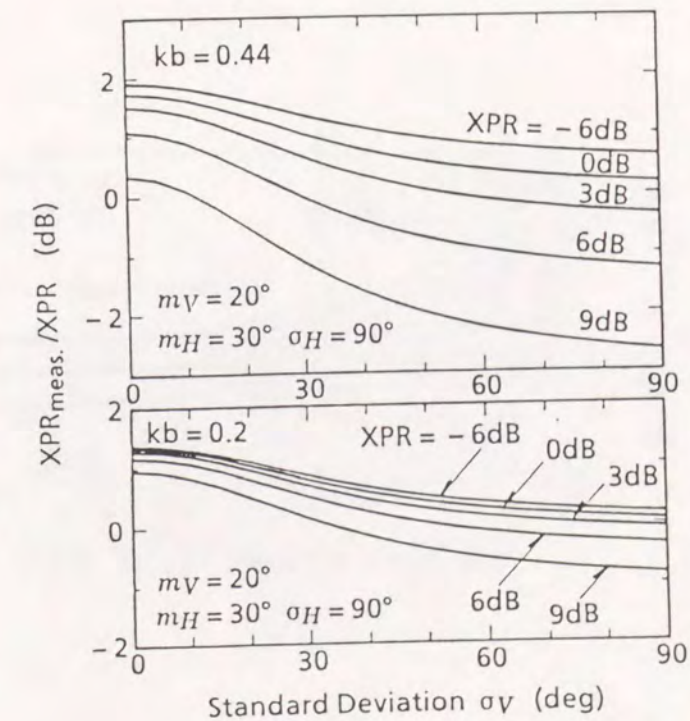


図4.9 ループアンテナ法の測定誤差
($m_V \neq m_H > 0^\circ$, $\sigma_V \neq \sigma_H$ の場合)

いものの、XPRに対する依存性はXダイポール法と同様に大きいといえる。また $kb=0.2$ の場合には、ループアンテナがもつ垂直偏波指向性が小さい(指向性利得比で -8dB)のために測定誤差がより改善されることがわかる。理論計算の結果では、このXPR依存性が無視できるループアンテナ寸法は $kb=0.05$ 以下であった。

従来より報告されている方法の中では、ループアンテナ法が最も測定誤差の少ない方法といえる。しかし、Leeらの用いた寸法のループアンテナ($kb=0.44$)では測定誤差のXPR依存性が大きく、測定法としては不十分なため、より寸法の小さいループアンテナを用いる必要がある。 $kb=0.2$ の場合、測定誤差はより少なくできるが、それでも測定アンテナが等方性でないために生ずる誤差は解消できない。図4.10は各偏波の平均到来仰角あるいは標準偏差が異なる場合の誤差特性の計算例を示したものであり、測定アンテナが等方性でないことに起因する誤差を表している。V偏波とH偏波の平均到来仰角の差が 20° の場合でも、 $-1\sim 2\text{dB}$ の誤差変動が生じることがわかる。

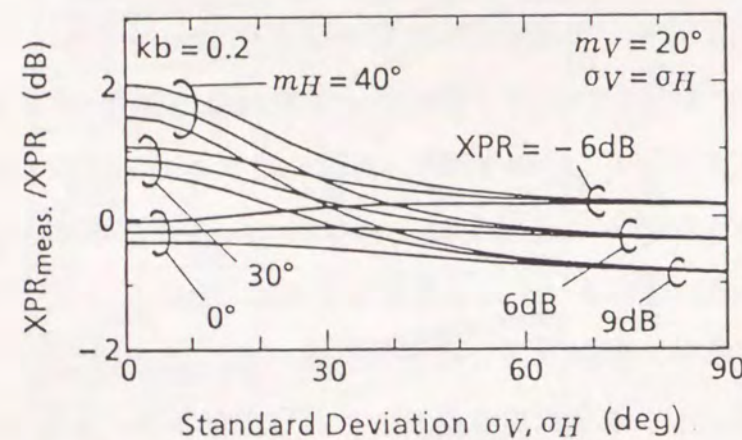


図4.10 ループアンテナ法の測定誤差
($kb=0.2$, $m_V \neq m_H$ の場合)

4.4 誤差低減のための測定方法と測定誤差

4.4.1 円筒スロットアンテナ法の構成

4.3節で述べたように、従来法の欠点は本来H偏波のみを測定しようとするアンテナがV偏波に対しても感度を有することに起因する。従って、測定値の信頼度を上げるためには、少なくとも測定偏波に対する交差偏波指向性を十分小さくしたアンテナを使用することが重要である。このようなアンテナ系の組合せとして、V偏波に対しては垂直設置した半波長ダイポールアンテナを用い、H偏波に対しては垂直設置した円筒スロットアンテナを用いる方法を提案する。

円筒スロットアンテナ(51)~(53)は図4.11に示すような構造のアンテナであり、その電力利得指向性は $kR_c \ll 1$ (k は波数, R_c は円筒半径)の場合に式(4.11)で与えられる。

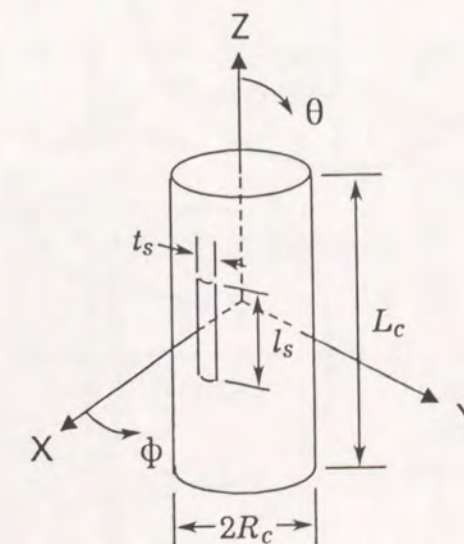


図4.11 円筒スロットアンテナの構造と座標系

$$G_{\phi}^{(H)} = 1.641 \times \frac{\cos^2\left(\frac{\pi \cos \theta}{2}\right)}{\sin^2 \theta} \quad (4.11)$$

すなわち、円筒の直径 $2R_c$ が小さい場合には、このアンテナは垂直に置かれた半波長ダイポールアンテナと同一の指向性をもつH偏波アンテナとなる。図4.12は円筒直径が約 0.083λ ($kR_c \approx 0.26$)の円筒スロットアンテナの指向性の実測値を示しており、半波長ダイポールアンテナとほぼ同一の指向性をもつH偏波アンテナが実現できることが実験的に確かめられた。XPR測定において問題となる交差偏波

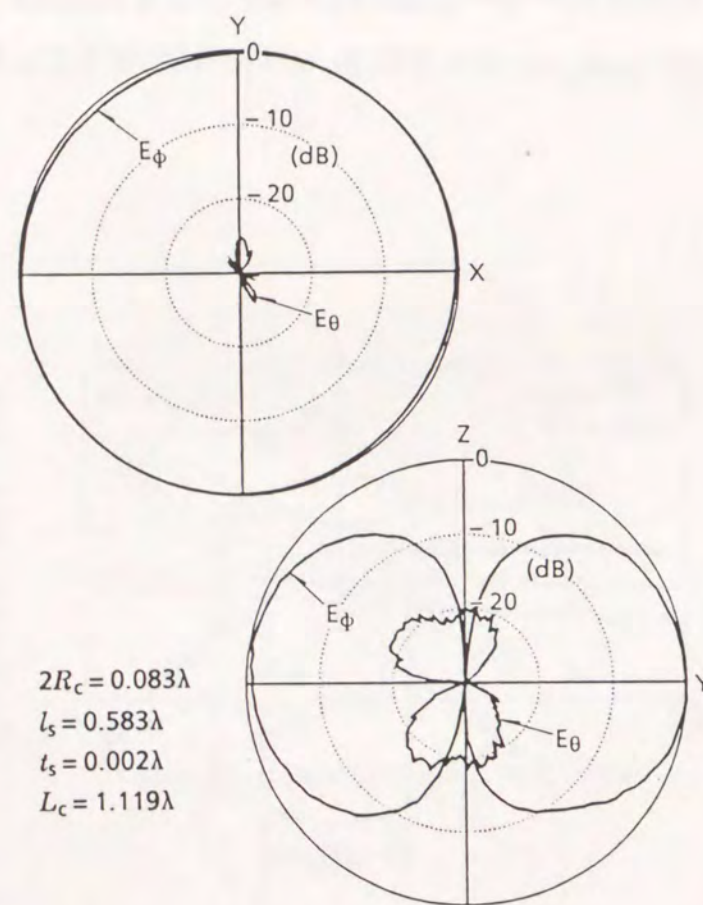


図4.12 円筒スロットアンテナの指向性(実測値)

(V偏波)放射は、主偏波(H偏波)放射に比して約 -18dB 程度に抑えられている。これは $kb=0.07$ のループアンテナにおける交差偏波低減度に相当し、円筒スロットアンテナがXPR測定に極めて望ましい特性をもつことがわかる。動作利得はダイポール比で -9dB であったが、これは円筒導波管内での導体損の増加による効率低下と考えられる。この動作利得の低下を改善する方法として、スロット幅をより狭くして円筒導波管のカットオフ周波数を下げる等の方法が考えられる。その構成法を次節に示す。

4.4.2 XPR測定用円筒スロットアンテナの構成法

動作利得に優れる円筒スロットアンテナの構造を図4.13に示す。アンテナの円筒導体の軸方向に形成されたスロットから円筒内側にスロット導体を延長し、スロット導体はスペーサにより一定間隔を保持して対向させている。このような構

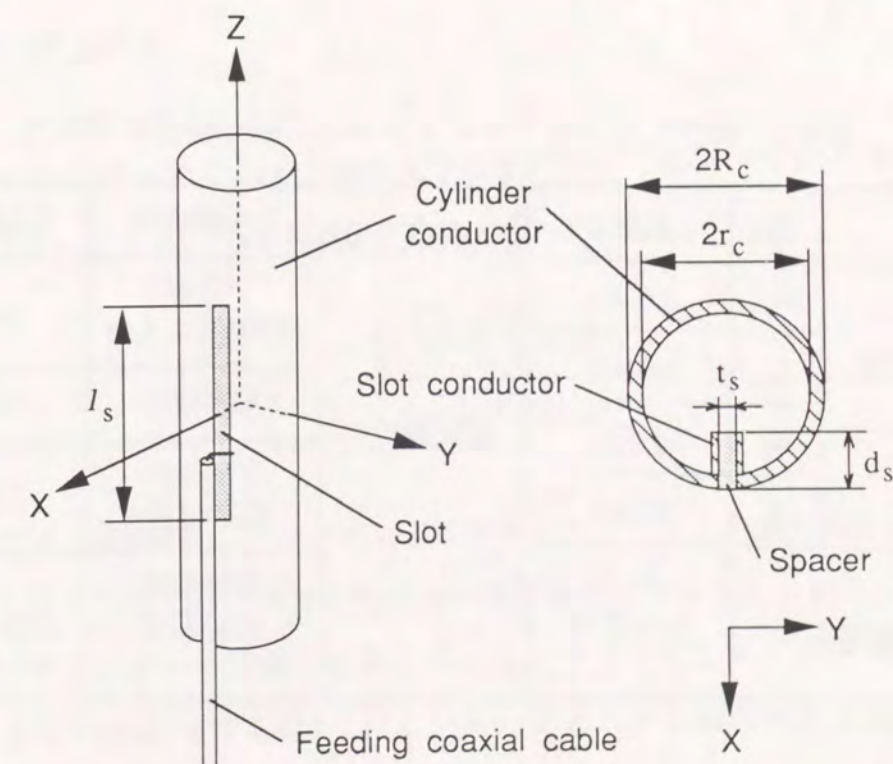


図4.13 動作利得に優れる円筒スロットアンテナの構造図

造にすることにより、スロット導波路のカットオフ周波数はスロット対向面間の単位長さあたりの静電容量により制御でき、スロット幅 t_s が広くてもスロット深さ d_s を長くすることにより容易に共振スロットを構成することができる。また、給電線とのインピーダンス整合はスロット中央からオフセット給電することにより達成される。

表4.1に試作したアンテナの寸法および特性を示す。またその放射指向性を図4.14に示す。図4.12に示した円筒の外径寸法(直径:約 0.083λ)に比べ外径が 0.05 波長と小さいアンテナにもかかわらず、X-Y面における E_ϕ 成分指向性偏差は 0.5dB 以下で、ダイポール比で -2dB の動作利得が得られている。また交差偏波成分の放射レベルは -21dB 以下であり、これは $kb=0.05$ のループアンテナにおける交差偏波低減度よりも優れており、理論上は交差偏波成分指向性を無視できる特性である。このようなアンテナ構成により、XPR測定用アンテナとして十分な特性をもつアンテナが実現できた。

表4.1 試作した円筒スロットアンテナの寸法および特性

構造寸法	$2R_c$	0.05λ	電気的特性	中心周波数	1.52 GHz
	$2r_c$	0.045λ		比帯域 ($VSWR \leq 2.0$)	0.8%
	t_s	0.003λ		最大利得	-2.0 dBd
	d_s	0.02λ		XY面内 利得偏差	0.5 dB
	l_s	0.76λ		交差偏波 (E_θ)成分 放射レベル	-21 dB 以下
スペース 比誘電率	$\epsilon_r = 2.55$				

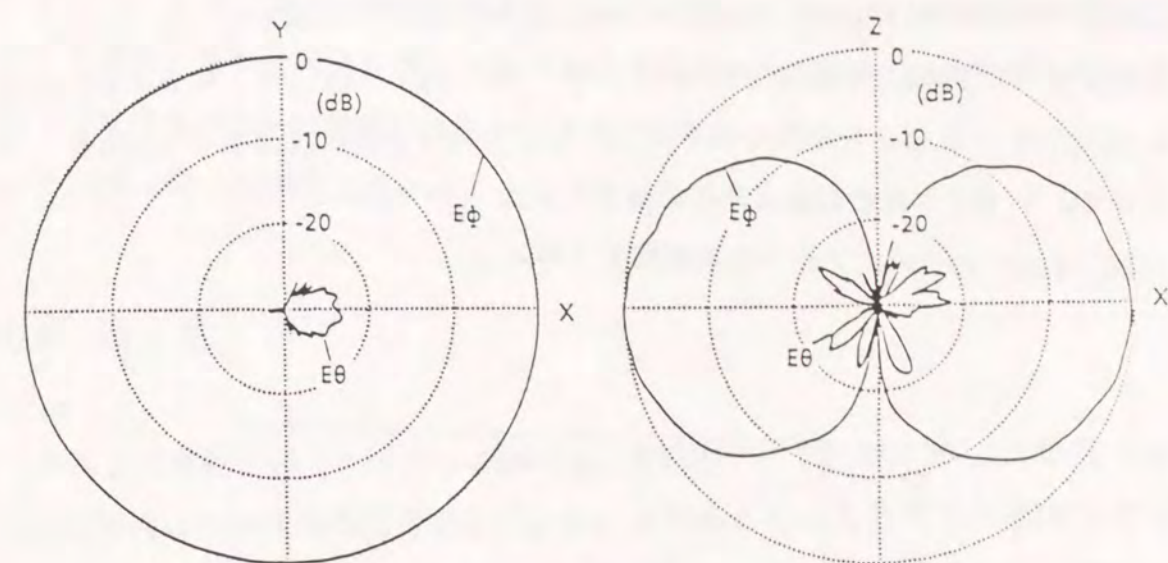


図4.14 試作アンテナの放射指向性

4.4.3 測定誤差特性

円筒スロットアンテナの垂直偏波成分放射が十分に低レベルにし得ることから、本測定法に対するXPR測定誤差を式(4.12)で評価する。

$$\frac{XPR_{meas.}}{XPR} = \frac{\oint P_\theta(\Omega) G_\theta^{(V)}(\Omega) d\Omega}{\oint P_\phi(\Omega) G_\phi^{(H)}(\Omega) d\Omega} \quad (4.12)$$

本方法では、V偏波測定アンテナとH偏波測定アンテナとの電力利得指向性が同一関数形となるため、各偏波の平均到来仰角と標準偏差がともに等しい場合には測定誤差が零になるという特徴を有している。すなわちXダイポール法(またはターンスタイル法)における図4.2およびループアンテナ法における図4.8の伝搬パラメータに対しては、本方法の理論的誤差は0となる。しかしながら、他の測定方法と同様、測定アンテナが等方性でないことに起因する誤差は解消できず、

各偏波の平均到来仰角が異なる場合あるいは各偏波の標準偏差が異なる場合には測定誤差が生じる。各偏波の平均到来仰角が異なる場合の測定誤差の計算例を図4.15に示す。また、各偏波の標準偏差が異なる場合の測定誤差の計算例を図4.16に示す。V, H各偏波の到来波分布の差異によるこれら測定誤差は、図4.10に示した $kb=0.2$ のループアンテナ法と同程度である。

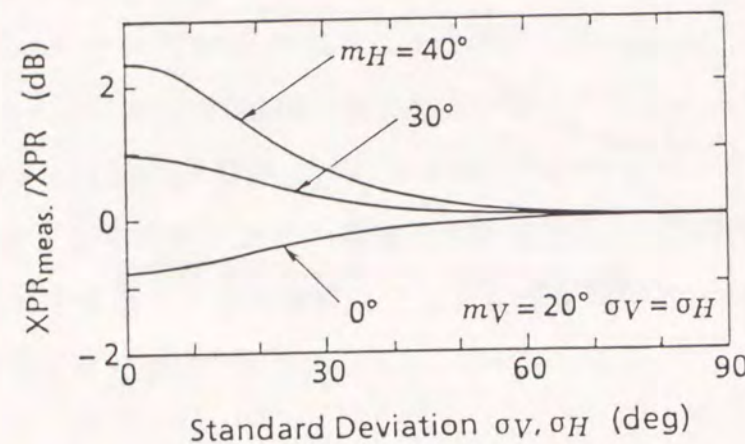


図4.15 円筒スロットアンテナ法の測定誤差
($m_V \neq m_H$, $\sigma_V = \sigma_H$ の場合)

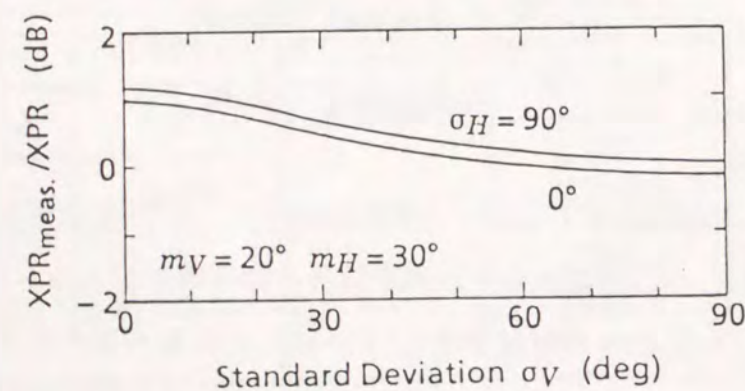


図4.16 円筒スロットアンテナ法の測定誤差
($\sigma_V \neq \sigma_H$ の場合)

本提案法は、測定誤差のXPRに対する依存性がなく、またV, H各偏波の到来波分布の差異に対しても $kb=0.2$ のループアンテナ法と同程度の誤差特性をもつので、従来法より優れた測定法といえる。

4.5 結 言

これまで検討されていなかった多重波伝搬路内での交差偏波電力比(XPR)の測定誤差特性について理論的考察を行った。従来から用いられてきた測定方法では、H偏波測定用アンテナがV偏波にも感度を有するため、測定値が伝搬路のXPRそのものにも依存して大きく変動し、従って測定確度に問題のあることを明らかにした。また従来法の中ではループアンテナ法が測定誤差の少ない方法であるものの、報告例⁽³⁶⁾では測定誤差がまだ大きいためより微小寸法のループアンテナを用いるべきことを明らかにした。しかし、微小ループアンテナを実際に製作する場合、その動作利得を十分に高くとることが困難である。本論文では、交差偏波特性が良好でかつ動作利得の高いH偏波測定用アンテナとして、円筒スロットアンテナを用いる方法を提案した。この円筒スロットアンテナ法では、円筒直径が0.05波長の寸法のと看 $kb=0.05$ のループアンテナと同等以上の極めて低レベルな交差偏波指向性が得られ、またV偏波測定用アンテナとして用いる半波長ダイポールアンテナと同形のH偏波指向性が得られるため、測定誤差が従来法に比して極めて小さく、従って測定確度に優れていることを明らかにした。

V, H各偏波に対する等方性アンテナが実現できないため、多重波伝搬環境におけるXPR特性を正しく測定することはなかなか難しい問題である。本章で提案した測定方法は、従来法における大きな誤差要因を改善できるものであるが、提案方法によっても全ての環境に対して万能ではないことに留意しなければならない。また、従来法によって測定されたデータについては、本章で記した測定誤差が含まれることを十分勘案して利用すべきである。

第5章 見通し外条件下における

屋内到来波分布測定法

5.1 緒 言

陸上移動通信における移動体アンテナの研究開発においては、アンテナが多重波伝搬路内を移動する場合の平均実効利得やアンテナダイバーシチの相関特性等の性能評価が重要である。この種の実効特性を実験的に評価する方法の一つとして、屋外伝搬路における移動測定が行われている^{(27)~(29)}。しかし、アンテナに到来する電波の偏波特性や統計的な到来波分布などは測定場所により異なるため、その測定値は場所的依存性を強くもつものとなる。従って測定環境の到来波条件を明確にして測定値の評価を行うことが重要であるが、この測定には多大な労力と時間を必要とするためほとんど行われていないのが実情であり、何らかの簡易な到来波分布測定方法の実現が望まれる。

測定環境の到来波分布特性を簡易に測定することができれば、多重波伝搬路内でのアンテナの実効特性の分析が容易になるばかりでなく、携帯無線機に実装されたアンテナの人体による実効利得劣化要因の分析等にも有効となるから、その測定方法の確立は移動体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。

そこで本章では、屋内の見通し外条件が成立する多重波伝搬路において簡易に到来波条件を測定する方法について検討を行うとともに、一般のオフィスビル内等で実施した到来波分布測定結果について述べる。この到来波分布が明らかとなった環境下における移動測定の応用実験については、第6章においてクロスダ

イポールアンテナを用いた偏波ダイバーシチの相関特性の実験を、第7章において半波長ダイポールアンテナを並列配置した空間ダイバーシチの特性評価実験を行い、その有用性を示す。

5.2 屋内到来波分布の測定法

5.2.1 屋内実験系と到来波分布モデル

図5.1に屋内実験系における到来波の概要を示す。図5.1は一般の建物内における居室程度の空間を想定したもので、天井と床との間の距離を3mと考えている。送信アンテナは固定状態とし、受信アンテナを回転台により移動させて移動測定を行う。また送・受信点間距離は実験周波数帯の波長に比して十分大きくとる。また送信アンテナと受信アンテナはともに床と天井との中間の高さ(図5.1の場合床から1.5mの高さ)に設置するものとする。更に送信アンテナと受信アンテナ間の配置には見通し条件が成立しないよう工夫がなされるものとする。

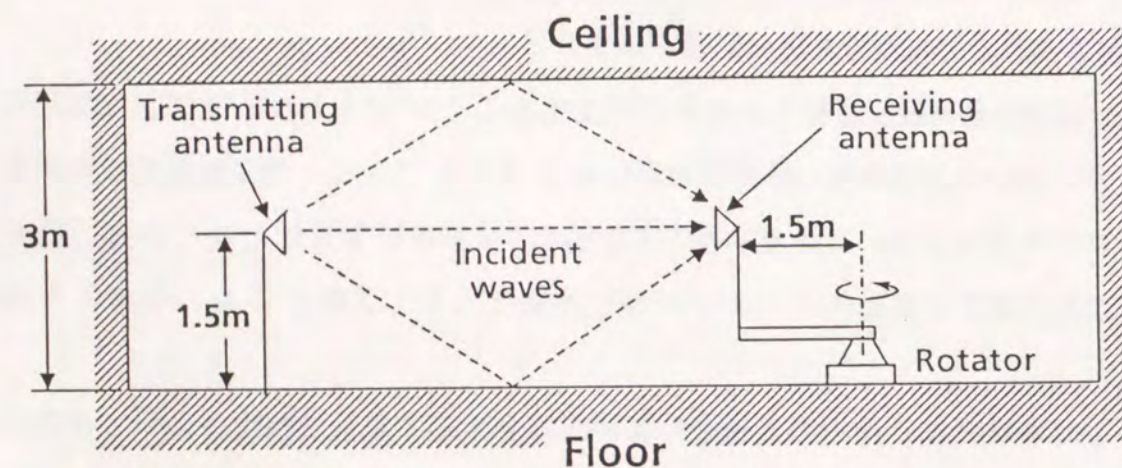


図5.1 屋内実験系における到来波の概要

一方、第2章において、多重波伝搬路の統計的特性を表現するモデルとして、到来波がアジマス方向に一様分布し仰角方向にガウス分布する統計モデルを提案し、市街地でのモデルとして有効であることを示した。本章ではこのモデルを室内伝搬路の到来波特性の表現に適用する。実験系において送・受信アンテナ間に見通し条件が成立しないよう工夫するのは、アジマス方向に均一な到来波分布を仮定するためである。図5.1のように設定された室内伝搬路においては、送信アンテナから仰角方向に放射された波は天井と床との間で多重反射するため、移動局側受信アンテナに高仰角方向より到来する波ほど反射回数が多く(反射損が大きくなり、従って到来波のレベルは高仰角方向ほど小さくなると考えられる。このとき、図5.1に示すように送信アンテナと受信アンテナとがともに同じ高さ(床と天井との中間の高さ)に設置されておれば、到来波レベルの仰角分布は図5.2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($m_V = m_H = 0^\circ$)。従って、到来波分布は垂直、水平(以下V, Hと略す)各偏波成分分布の標準偏差 σ_V, σ_H と平均交差偏波電力比(XPR)⁽⁵⁴⁾の計3個のパラメータ(以下、到来波分布パラメータと言う)により表現される。

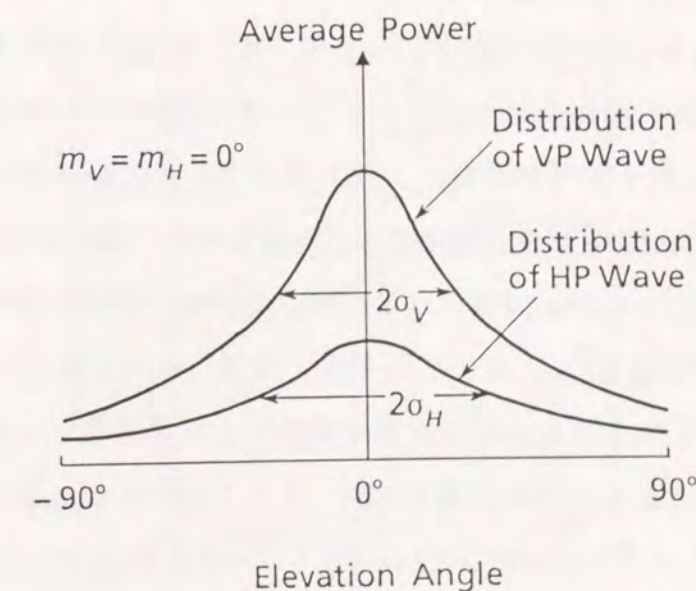


図5.2 実験環境における到来波分布モデル

5.2.2 到来波分布パラメータの測定

到来波分布パラメータを測定する方法としては、鋭い指向性をもつアンテナを用いて各偏波成分ごとの平均分布を直接測定する方法^{(55)~(57)}があるが、室内のような比較的狭い空間では大口径のアンテナを用いることが困難である。そこで本章では、半波長ダイポールアンテナ等の比較的簡易な構成のアンテナを用いて到来波分布パラメータを測定する方法を提案する。

まず、多重波伝搬路のXPR測定法としては、第5章での理論解析結果より、到来波のV偏波成分の測定に半波長ダイポールアンテナを用い、H偏波成分の測定に円筒直径が0.05波長以下の円筒スロットアンテナを用いる。XPRはこれらアンテナで測定される平均受信電力の相対比により求められる。この方法では、第4章に示すように円筒スロットアンテナのH偏波指向性が半波長ダイポールアンテナのV偏波指向性とほぼ同一の指向性を持ち、かつこれら二つのアンテナがそれぞれ交差偏波成分に対して十分低レベル(20dB以下)の指向性を有するため測定精度に優れる特徴がある。

また、到来波分布の標準偏差 σ_V は第3章において論じた半波長ダイポールアンテナのMEG特性を利用して求める。すなわち図5.2に示す到来波分布において、鉛直方向に置かれた半波長ダイポールアンテナのMEGはXPRおよび標準偏差 σ_V に対して図5.3に示すように変化し、また水平方向に置かれた半波長ダイポールアンテナのMEGはXPRおよび標準偏差 σ_V, σ_H に対して図5.4のように変化する。図5.4中 $\sigma_V = \sigma_H$ としているのは、水平方向に置かれた半波長ダイポールアンテナのMEG変動が標準偏差 σ_H に対してわずかで無視し得るためである。これら特性を利用すれば、XPRが既知の場合に標準偏差 σ_V を特定することができる。例えば上記XPR測定法によるXPR測定値が3dBであった場合、鉛直および水平に置かれたダイポールアンテナのMEG特性は図5.5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鉛直設置時と水平設置時との平均受信電力差が5.2dBであったとすると、図中○及び●印で示されるMEG差が5.2dBであることになるから、標準偏差 σ_V は図5.5破線で示されるように20°と求められる。

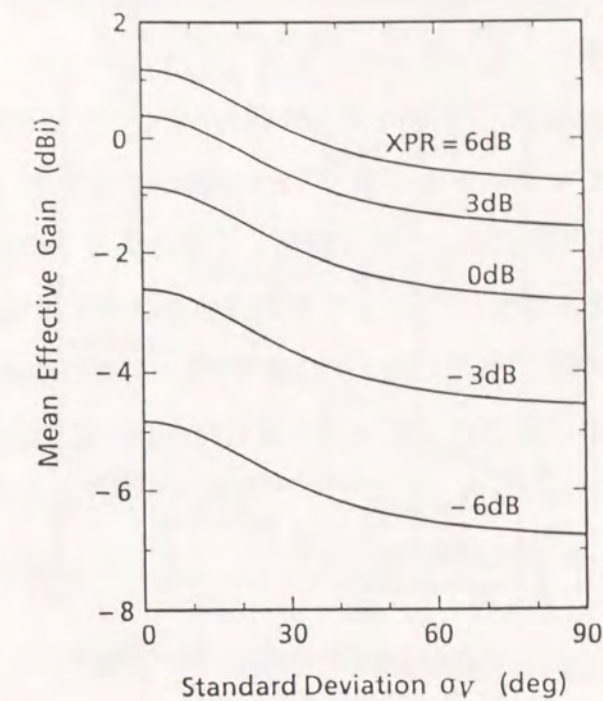


図5.3 垂直ダイポールアンテナのMEG特性

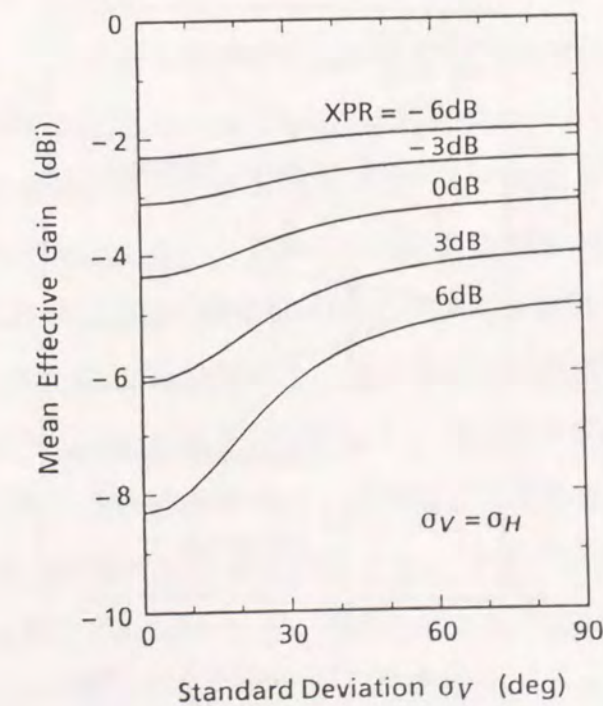


図5.4 水平ダイポールアンテナのMEG特性

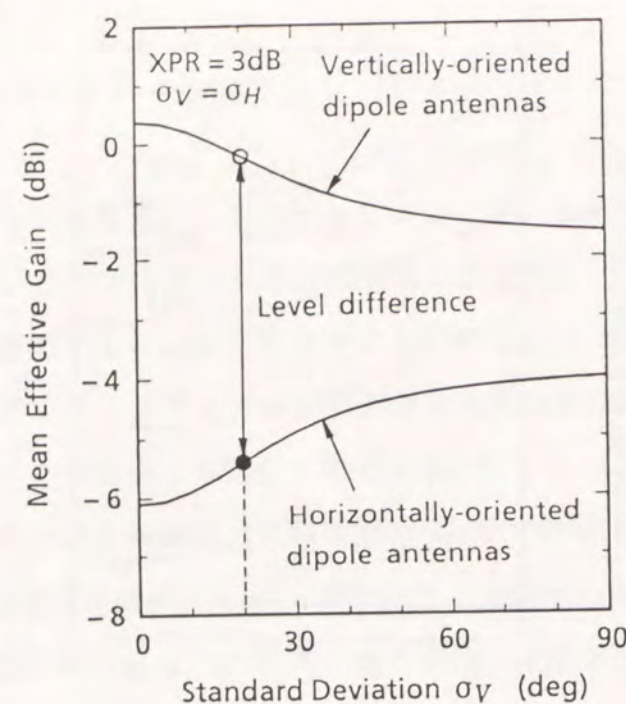


図5.5 ダイポールアンテナのMEG特性を利用した標準偏差 σ_V の評価($XPR = 3\text{dB}$ の場合)

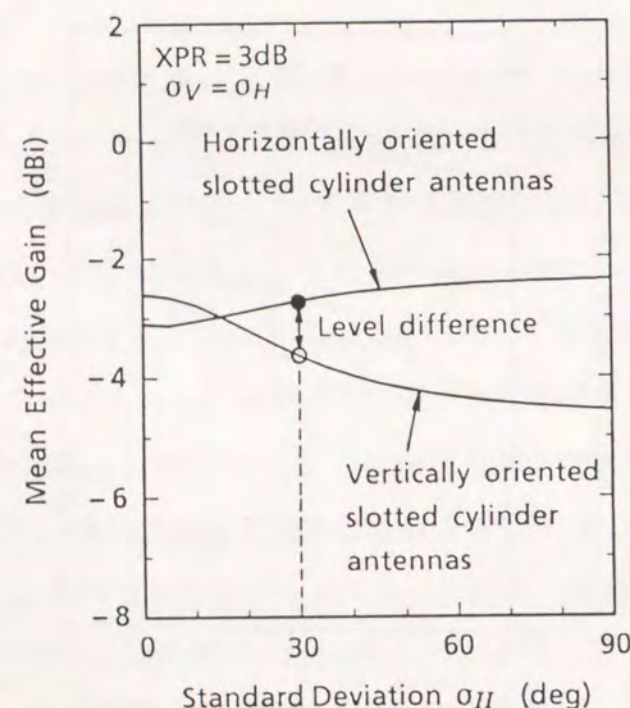


図5.6 円筒スロットアンテナのMEG特性を利用した標準偏差 σ_H の評価($XPR = 3\text{dB}$ の場合)

同様にして、標準偏差 σ_H は鉛直及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。鉛直方向に置かれた円筒スロットアンテナのMEG特性は図5.3において XPR の符号を入れ替え、かつ σ_V を σ_H と読み換えた特性となる。また、水平方向に置かれた円筒スロットアンテナのMEG特性は図5.4において XPR の符号を入れ替え、横軸の σ_V を σ_H と読み換えた特性となる。図5.6は XPR 測定値が 3dB のときの円筒スロットアンテナのMEG特性であり、鉛直・水平方向での平均受信電力の差(すなわちMEGの差)が図中に示すように -0.9dB であるとき、標準偏差 σ_H は 30° と求められる。受信電力差の負号は水平設置時のMEGが鉛直設置時のMEGより高いことを示す。図中 $\sigma_V = \sigma_H$ としているのは、標準偏差 σ_V による円筒スロットアンテナのMEG変動が無視し得るためである。

5.3 900MHz帯での実験結果

5.3.1 実験の概要

実験は一般のオフィスビル内(実験環境A)およびATR光電波通信研究所内の実験室(実験環境B)の2箇所で実施した。図5.7に実験環境Aのフロアレイアウトを示す。ビル内中央には通路を挟んで13基のエレベータが配置され、その両側に居室空間が割り当てられている。各フロア間は金属銅板により分離されており、また隣室との壁面は金属製の化粧板で覆われている。実験を実施した部屋の広さは、幅 18m 、奥行 11m 、天井の高さ 3m であった。送信アンテナは部屋の入口にあたる図中①点に設置し、床から 1.5m の高さに配置した。また図中②点にアジマス回転台を設置し、回転台に取り付けた水平アームの先端に木製の支持棒を床面に垂直に設置し、この支持棒に受信アンテナを設置した。受信アンテナの床からの高さは、送信アンテナと同じく 1.5m とした。①点と②点との距離は約 12m であり、送信点①の近傍の壁面を利用して送信アンテナと受信アンテナとは直接には見通しとならないようにした。また実験室内には、測定機を除いて、事務机、パーティション等の什器類は置かれていない。

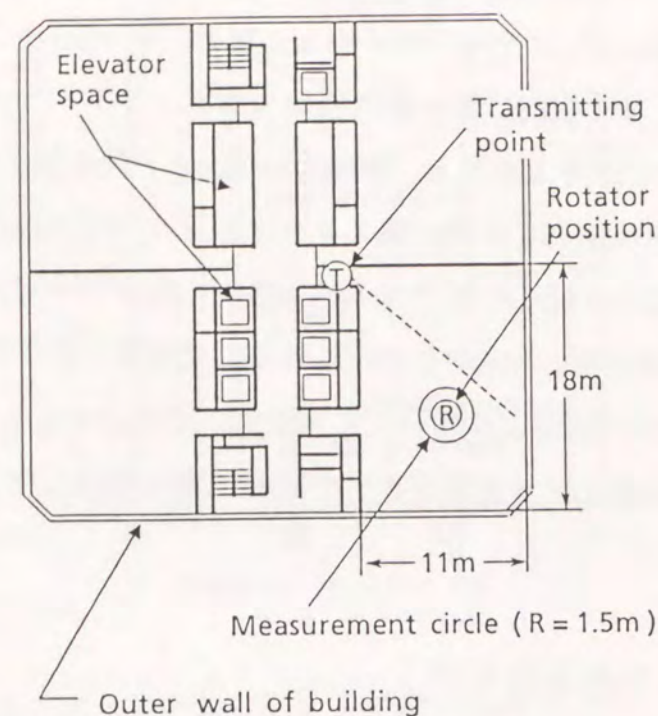


図5.7 実験環境Aのフロアレイアウト

図5.8に実験環境Bのフロアレイアウトを示す。この実験室は天井高3mのごく普通のオフィスであり、部屋の広さは、幅14.3m, 奥行8.4mである。図中の右と下の壁は鉄筋コンクリート外壁(右の壁は凹凸が多く, 半分の面積は窓)であり、左と上の壁は壁面が金属製の化粧板で覆われている。部屋の周辺部には、机, 棚, 空調機, ラック等が置かれており、床は裏面金属板のフリーアクセス床である。送信アンテナは部屋の入口前廊下に当たる図中①点に設置し、床から1.5mの高さに配置した。また図中Ⓡ点にアジマス回転台を設置し、回転台に取り付けた水平アームの先端に木製の支持棒を床面に垂直に設置し、この支持棒に受信アンテナを設置した。受信アンテナの床からの高さは、送信アンテナと同じく1.5mとした。①点とⓇ点との距離は約10.4mであり、送信点①の近傍の壁面を利用して送信アンテナと受信アンテナとは直接には見通しとしないようにした。

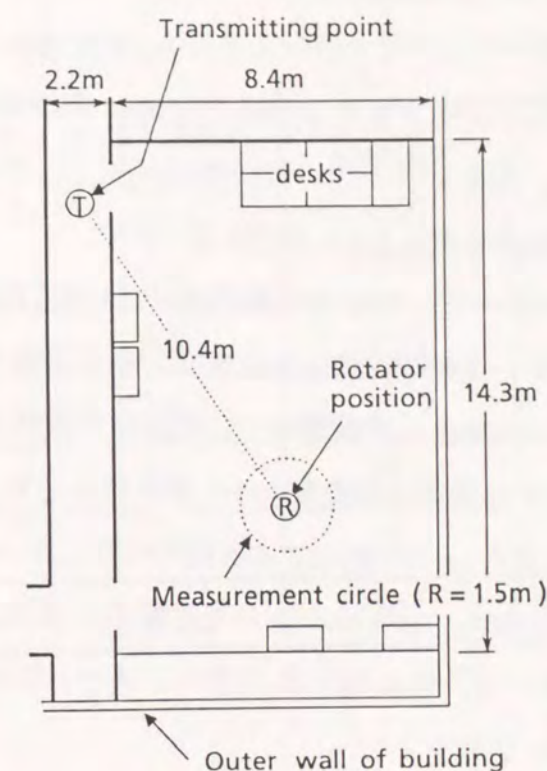


図5.8 実験環境Bのフロアレイアウト

送信アンテナには半波長ダイポールアンテナを用い、周波数920MHzの無変調信号を送出した。測定時、受信アンテナは半径1.5mの円軌道上を移動するよう設定し、水平方向に置かれたアンテナの方位は円軌道の接線方向に対して0°, 90°, ±45°の4通りの方位に向けて測定を行った。これは、水平方向に置かれたダイポールアンテナ素子(あるいは円筒スロットアンテナ素子)が8の字指向性をもつため、そのパタン方向性に起因する測定値偏差とその平均値を評価するためである。回転台を一回転させる間の各アンテナでの受信信号強度を電界強度測定器により測定し、その出力電圧を回転角0.1度ごとにA-D変換して計算機に取り込み、アンテナの平均受信電力を求めた。

5.3.2 到来波分布パラメータ測定結果

実験環境の到来波パラメータを変える手段として、送信アンテナを鉛直方向から傾ける方法を用いた。送信アンテナの傾斜角 Θ_T に対し、受信点で観測される到来波パラメータの測定結果を表5.1および表5.2に示す。

表5.1(実験環境A)において、XPRは傾斜角 Θ_T の増加に対応して5.1dBから-4.4dBまで減少しており、比較的送信偏波が優位となる結果が得られている。偏波保存性が比較的良好な理由は、実験環境内に什器類が置かれておらず、平らな床・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。また、仰角分布の標準偏差は $\sigma_V = 14^\circ \sim 30^\circ$, $\sigma_H = 12^\circ \sim 47^\circ$ の範囲で変化しているが、室内伝搬路における到来波分布の標準偏差としては小さい値と考えられる。傾斜角 Θ_T に対する σ_V と σ_H の変動傾向の違いは、 Θ_T に対する送信アンテナの3次元指向性の変化がV、H偏波成分で異なるためである。

一方、表5.2(実験環境B)において、XPRは傾斜角 Θ_T の増加に対応して1.6dBから-7.7dBまで減少しており、実験環境Aに比してXPRの小さい結果が得られた。また、仰角分布の標準偏差は $\sigma_V = 13^\circ \sim 30^\circ$, $\sigma_H = 33^\circ \sim 70^\circ$ の範囲で変化し、実験環境Aに比してH偏波成分分布の標準偏差が大きい環境であった。

5.4 結 言

室内の多重波伝搬路において簡易に到来波分布パラメータを測定する方法を提案した。また実際のオフィスビル等での到来波分布パラメータ測定を実施し、900MHz帯での屋内伝搬路における到来波特性の測定結果を示した。得られた結果を以下に示す。

- (1) 見通し外条件が成立する屋内伝搬路における統計モデルとして、仰角方向にガウス分布しアジマス方向に一様分布する到来波分布モデルが有効である。

表5.1 実験環境Aの到来波分布パラメータの測定結果

送信アンテナ 傾斜角 Θ_T (deg)	平均交差偏波 電力比 XPR (dB)	標準偏差 σ_V (deg)	標準偏差 σ_H (deg)
0	5.1	14.6	26.1
30	2.1	16.9	12.9
45	0.4	21.5	12.2
60	-1.7	23.4	19.6
90	-4.4	29.6	46.4

表5.2 実験環境Bの到来波分布パラメータの測定結果

送信アンテナ 傾斜角 Θ_T (deg)	平均交差偏波 電力比 XPR (dB)	標準偏差 σ_V (deg)	標準偏差 σ_H (deg)
0	1.6	28.2	69.6
30	0.9	18.7	37.4
45	-2.4	13.3	47.6
60	-5.5	14.9	33.8
90	-7.7	17.3	32.5

(2) 到来波分布の標準偏差測定法として、半波長ダイポールアンテナおよび円筒スロットアンテナのMEG特性を利用する方法が有効である。

(3) XPR特性は送信アンテナの偏波特性により操作する方法が有効である。半波長ダイポールアンテナを送信アンテナとした場合、アンテナ軸を鉛直方向から傾斜させることによりXPRを約9dB変化させ得ることを確認した。

本章で示した屋内到来波分布測定法は多重波内でのアンテナの実効特性と到来波特性とを実験的に比較・分析するための伝搬特性測定法として有効であり、アンテナの多重波中特性のメカニズムを検討する上で大いに役立つものと考ええる。また携帯形無線機に実装されたアンテナの人体近接による利得劣化等を定量評価する場合にも有効と考えられる。本測定法の有用性については、第6章および第7章に述べるアンテナダイバーシチの特性評価実験において明らかにする。

第6章 クロスダイポールアンテナを用いた 偏波ダイバーシチの相関特性

6.1 緒 言

D. C. Coxは、アンテナの指向性のヌル点を互いに補完するように構成した偏波ダイバーシチが無線機方向性的人為的変動に対して有利となることを報告している(58)。2本の半波長ダイポールアンテナを直交させたクロスダイポールアンテナを用いる偏波ダイバーシチはそのようなアンテナ構成の一つであり、これまでいくつかの実験的、理論的検討が行われてきた(36), (59), (60)。これら検討においては、2本のアンテナが地面に対してそれぞれ垂直と水平の場合の移動局側ダイバーシチや、基地局用ダイバーシチ受信としての検討がなされているものの、移動局側ダイバーシチ受信として用いることによる受信偏波の傾き角や伝搬路の平均交差偏波電力比(XPR)に対する特性は検討されていない。

そこで本章では、第2章において明らかにしたアンテナダイバーシチの相関係数の理論解析手法を適用し、クロスダイポールアンテナにより構成される偏波ダイバーシチの相関特性についてアンテナの指向性変動及び到来波特性が相関特性に及ぼす影響を理論的に検討する。また、市街地において実施した900MHz帯での実験結果と理論値との比較を示し、本解析結果の妥当性を明らかにする。更に、第5章に述べたように、到来波パラメータの明らかとなった屋内伝搬路において上記偏波ダイバーシチの相関特性の実験を行い、本章の理論解析によって予見される低相関ダイバーシチブランチの実現性を実験的に検証する。

6.2 理論解析

6.2.1 偏波ダイバーシチの構成と特性

二つの半波長ダイポールアンテナを直交させた構成のクロスダイポールアンテナを用いた偏波ダイバーシチに対する座標系を図6.1に示す。二つのダイポールアンテナの距離 d は0であり、式(2.11)における位相差 x は0となる。図6.1は、クロスダイポールアンテナをXZ平面内で鉛直方向(Z方向)から α だけ傾斜させた状態を示している。角度 α に対する各ダイポールアンテナの電力利得指向性は図6.2に示すものとなる。

この偏波ダイバーシチアンテナにおける特徴的な特性を図6.3から図6.6に示す。第1の特徴として、ダイポールアンテナの一方が垂直、他方が水平に置かれた場合、すなわち $\alpha=0^\circ$ の場合には相関係数が0(無相関)となることが挙げられる。この特性は次のように説明することができる。すなわち、 $\alpha=0^\circ$ の場合、図6.2(a)からわかるように水平ダイポールアンテナは θ, ϕ 両成分の放射指向性をも

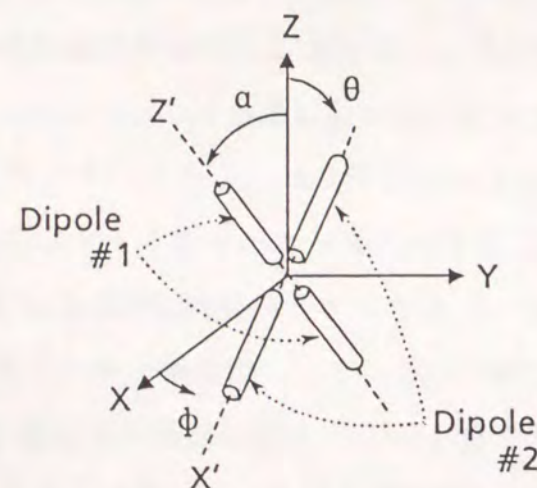


図6.1 クロスダイポールアンテナを用いた偏波ダイバーシチと座標系

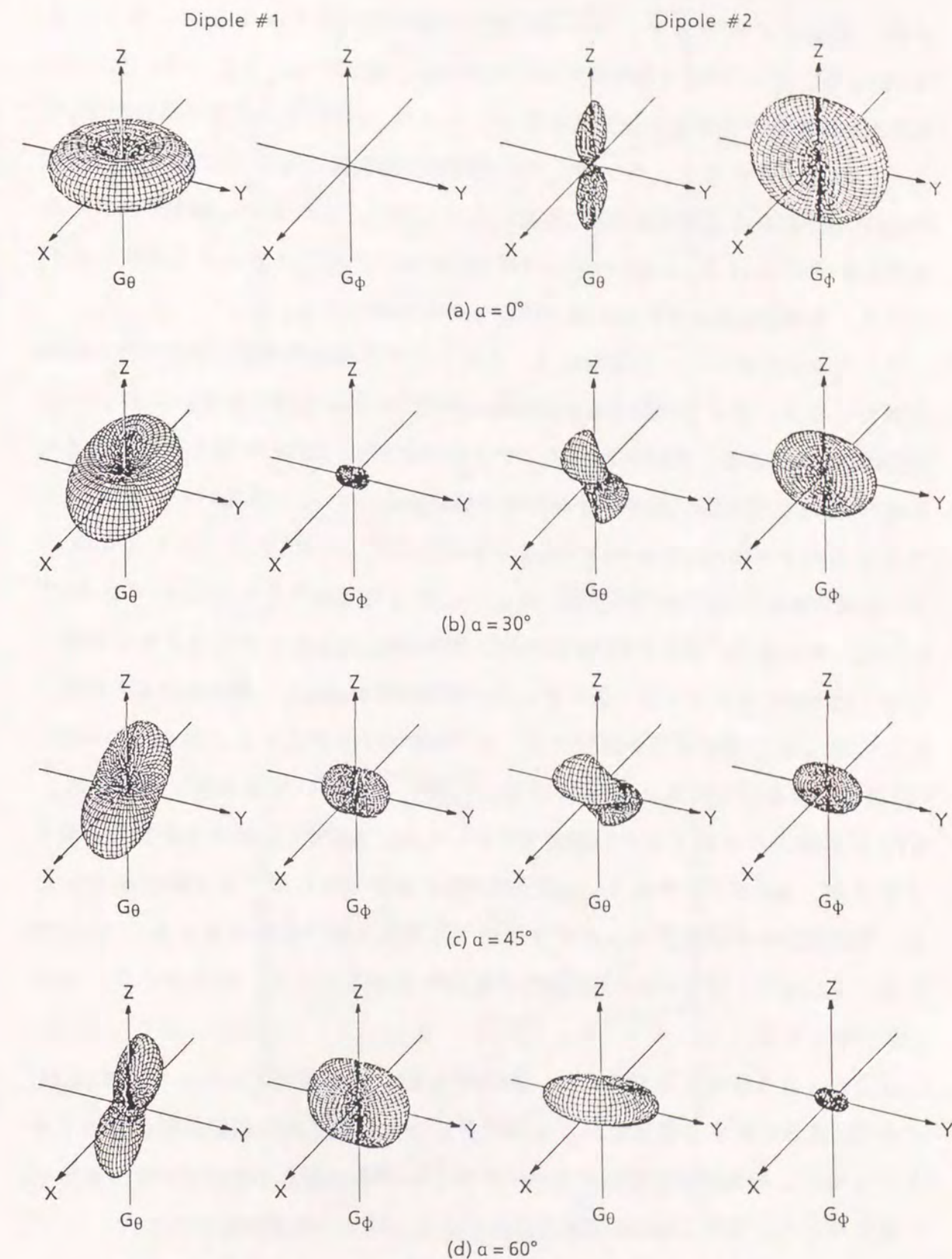


図6.2 クロスダイポールアンテナの電力利得指向性

つが、垂直ダイポールアンテナは θ 成分の放射指向性のみをもち、従って式(2.11)より、互いの θ 成分指向性のみが相関係数に関与する。このとき、互いの θ 成分放射指向性が空間的な直交性をもつことから、式(2.11)分子項の積分が0に等しく、従ってダイバーシチブランチが理論的に無相関となるのである。この無相関性はXPRおよび到来波分布の変動に依存しない。これまでに報告されている実験結果⁽³⁶⁾によれば、 $\alpha=0^\circ$ の場合の相関特性はほとんど0であることが示されており、本理論結果の妥当性を裏づけるものと考えられる。

アンテナ系が傾けられた場合には、上記アンテナ指向性の完全な直交性が維持されなくなり、従って相関係数は傾斜角 α の増加に伴って増大する。このような状況は携帯形無線機に実装されたアンテナ系で生じる。第2の特徴として、傾き角が 45° のとき相関係数が最大となることが挙げられる。これは互いのダイポールアンテナの水平面内(XY面内)での θ 成分指向性が同一の全方向性パターンとなり、また ϕ 成分放射指向性が3次元的にほとんど同一の指向性となるためである(図6.2(c))。その結果、図6.3に示すように、XPRが0 dBよりもかなり大きな環境下では、到来波分布が水平面に集中するほど相関係数が増加し、到来波分布が仰角方向に広がるほど相関係数が減少する。また図6.4に示すように、到来波の θ 成分(V)偏波の主要到来仰角 m_V が水平方向から離れるに従い相関係数は減少する。XPRが0 dBよりかなり小さい環境下においては、 ϕ 成分放射指向性の効果が顕著となるが、図6.2に示すように ϕ 成分指向性の仰角方向に対する変動が小さいため、到来波分布の仰角方向の広がりに対する相関係数の変動はほとんどない(図6.5)。また各アンテナの ϕ 成分指向性の重なりが顕著なため、XPRが小さいほど相関が増大する。

以上のような特性を呈するため、XPRが0 dBに近い環境下において、式(2.11)の各偏波成分に対する積分項がともに小さくなり、結果的に相関係数が極めて小さくなる。この低相関特性はダイバーシチアンテナの傾きや到来波分布パラメータ値にほとんど依存しない。図6.6にこのような場合の相関特性を示す。

このようにダイバーシチアンテナの相関特性は各アンテナの指向性、XPR及び到来波分布に依存して変動し、従って最適なアンテナダイバーシチの実現には、アンテナ指向性と伝搬環境特性を同時に考慮した検討が重要である。また、本節

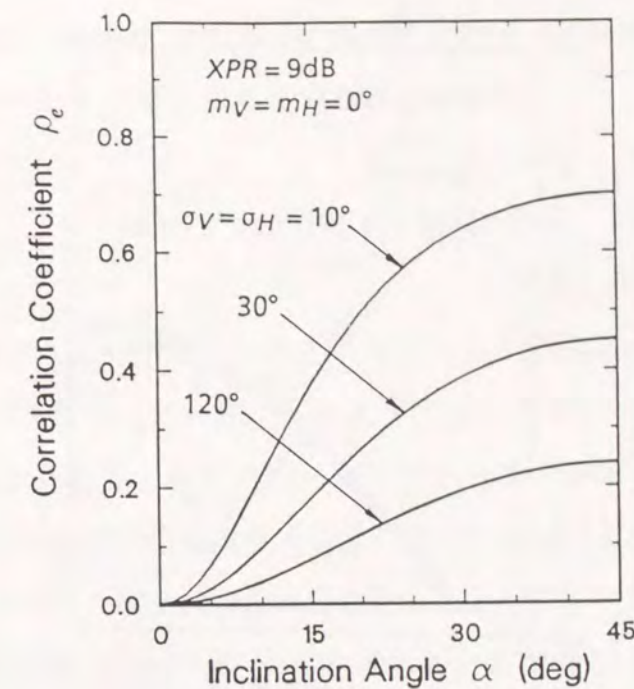


図6.3 クロスダイポールアンテナの相関係数 ($m_V = m_H = 0^\circ$, XPR = 9dB の場合)

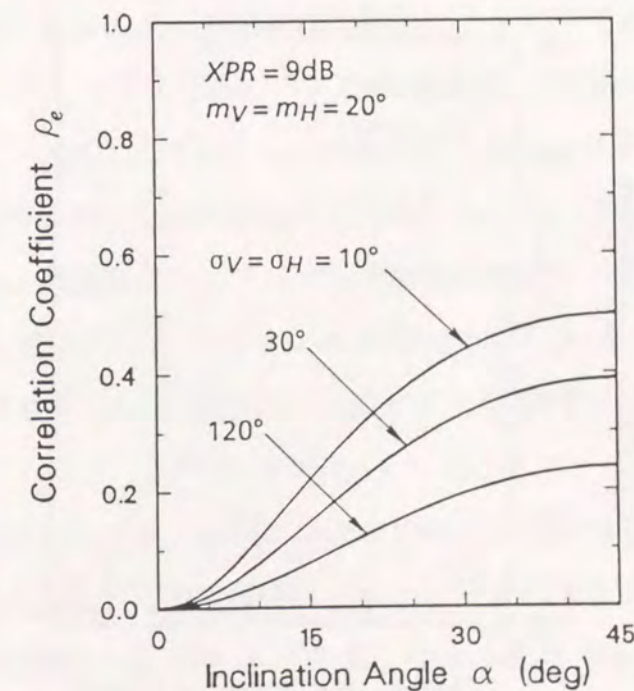


図6.4 クロスダイポールアンテナの相関係数 ($m_V = m_H = 20^\circ$, XPR = 9dB の場合)

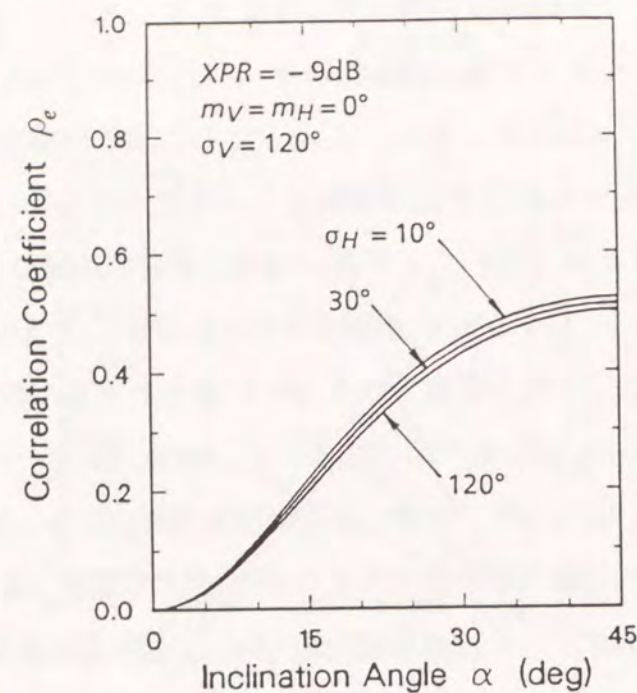


図6.5 クロスダイポールアンテナの相関係数
($m_V = m_H = 0^\circ$, $XPR = -9\text{dB}$ の場合)

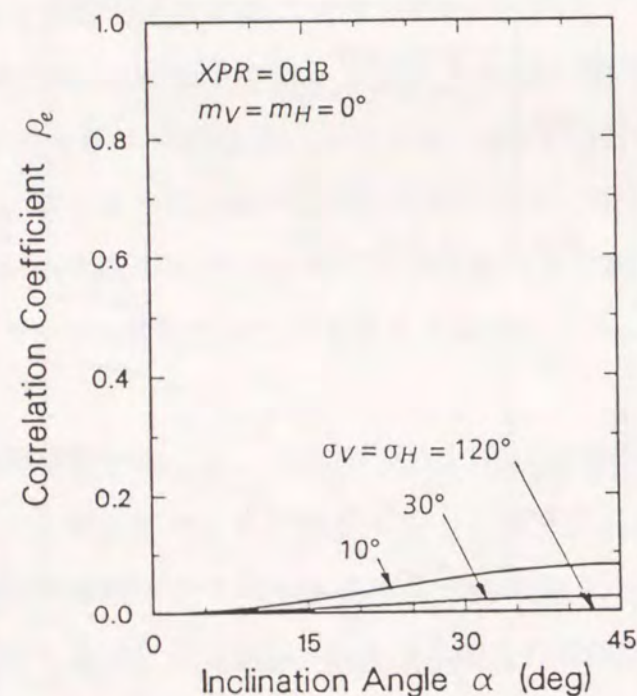


図6.6 クロスダイポールアンテナの相関係数
($m_V = m_H = 0^\circ$, $XPR = 0\text{dB}$ の場合)

で示した相関特性の伝搬環境パラメータ依存性を積極的に利用すれば、極めて低相関な偏波ダイバーシチブランチの実現が期待できる。

6.2.2 低相関ダイバーシチブランチに関する考察

6.2.1節では、図6.1に示すようにダイポールアンテナ素子が共にXZ面内で傾斜する場合について考察した。一方、クロスダイポールアンテナの傾き方としては、図6.7に示すように片方のダイポールアンテナ素子が常にY軸上にあり、他方のアンテナ素子がXZ面内で傾斜する場合も考えられる。この場合、Y軸上のダイポールアンテナ素子の電力利得指向性は図6.8に示すものとなり、その θ, ϕ 各成分の指向性はXZ面内で傾斜するダイポールアンテナ素子(図6.2の素子#1)の θ, ϕ 成分の電力利得指向性とそれぞれ空間的に直交する。すなわち互いのアンテナブランチの複素指向性の重なりがほとんど無いものとなる。一般に、複素指向性が重ならないとき相関係数が0になることはよく知られているが(37),(40)、図6.7の場合は正にそのような条件が満たされる。実際、式(2.11)分子の第1項及び第2項の積分はほとんど0となり、到来波特性並びにアンテナ傾斜角 α に無関係に低相関なダイバーシチブランチが得られる。しかし、図6.7における素子#2がY軸に対して傾きをもち、図6.1に示すような傾斜状態に偏るにつれて、二つのアンテナの θ, ϕ 成分ごとの指向性の空間的直交性が崩れるため、相関が増大する。6.2.1節で述べたように、伝搬環境パラメータを積極的に利用すれば、アンテナ系が傾けられた場合でもダイバーシチブランチの相関を低く保つことができる。以下では、低相関なダイバーシチブランチを実現する伝搬環境パラメータについて考察する。

図6.1に示す構成において、 $\alpha = 45^\circ$ の場合に相関が最も増大する。従って、この場合の相関係数を低くする伝搬環境パラメータが低相関なダイバーシチブランチを実現する伝搬環境パラメータである。図6.9は幾つかのXPR値に対する $\alpha = 45^\circ$ のダイバーシチブランチの相関係数を示している。 θ, ϕ 偏波成分(V, H偏波)の到来波分布の平均仰角は共に 0° としている。横軸は θ, ϕ 各偏波成分(V, H偏波)

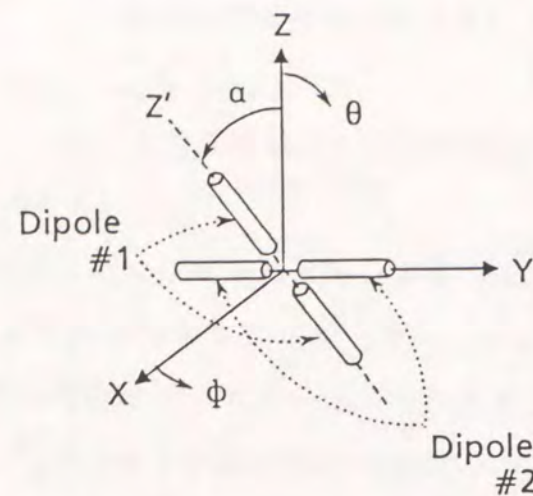


図6.7 ダイポール素子2がY軸上にあってアンテナ系が傾斜する場合のクロスダイポールアンテナと座標系

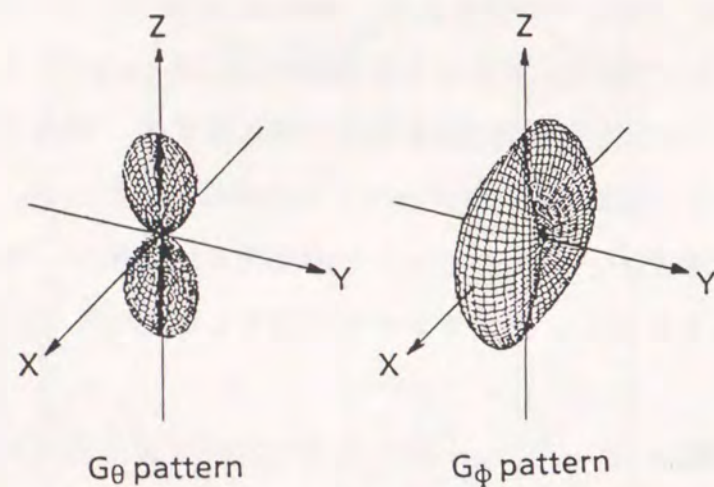


図6.8 Y軸上のダイポールアンテナの電力利得指向性

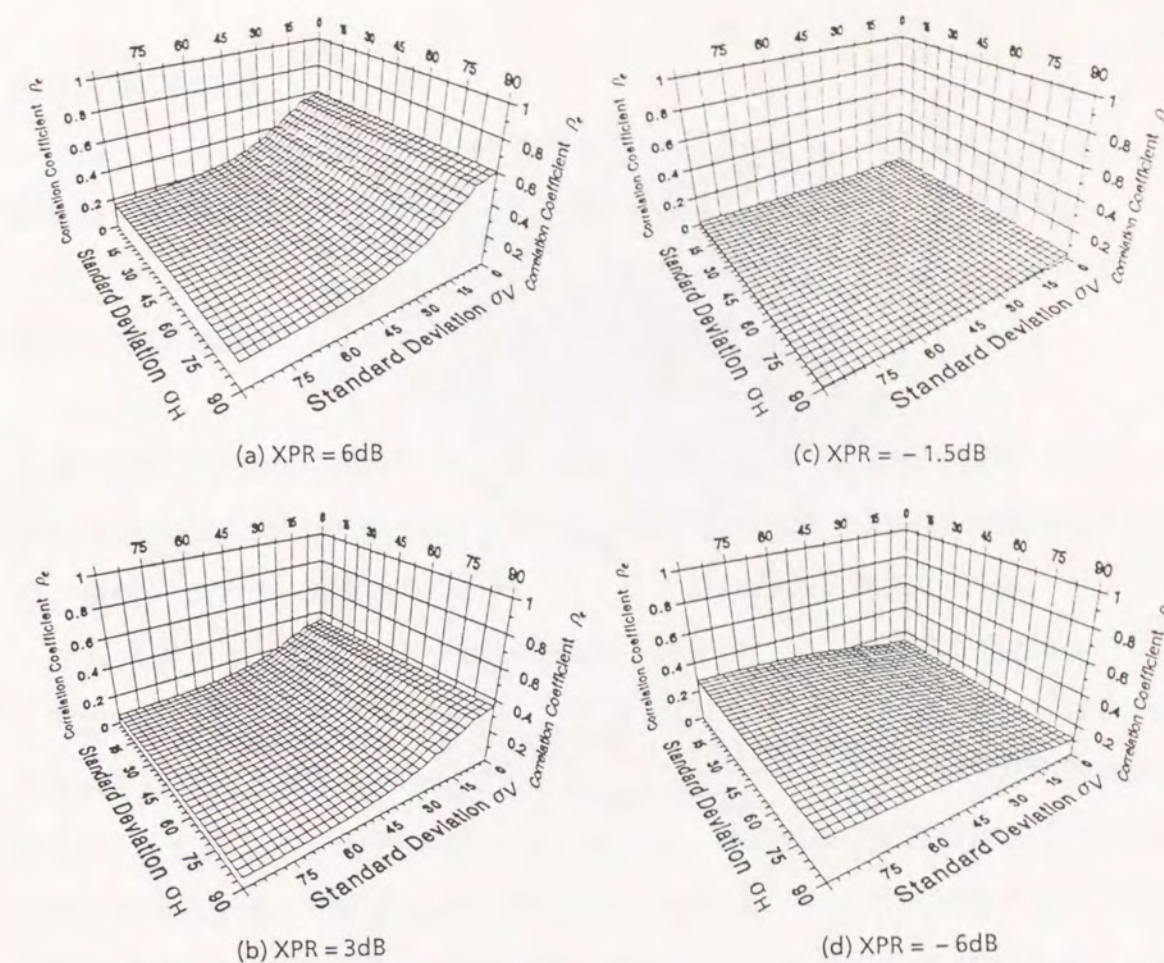


図6.9 傾斜角45°のクロスダイポールアンテナの相関係数 ($m_V = m_H = 0^\circ$)

の到来波分布の標準偏差を示す。 ϕ 偏波成分の標準偏差 σ_H に対しては相関特性がほとんど一定となることがわかる。これは、仰角方向に対する ϕ 成分指向性の変化が小さいこと(図6.2(c)の G_ϕ 指向性)に対応する。また、 θ 成分(V)偏波分布の標準偏差 σ_V に対しては、 σ_V が大きいほど相関が低くなる。これは、 σ_V が大きいほど図6.2に示すような θ 成分指向性の空間的直交性が顕著に現れることに対応する。XPRが低くなるに従い相関が低くなり、 $XPR = -1.5\text{dB}$ のとき到来波分布の標準偏差に関わらず相関がほとんど0となることがわかる。更にXPRが低下すると逆に相関が大きくなる。すなわち、クロスダイポールアンテナによる偏波ダイバーシチにおいては、 $XPR = -1.5\text{dB}$ のとき低相関なダイバーシチブランチが実

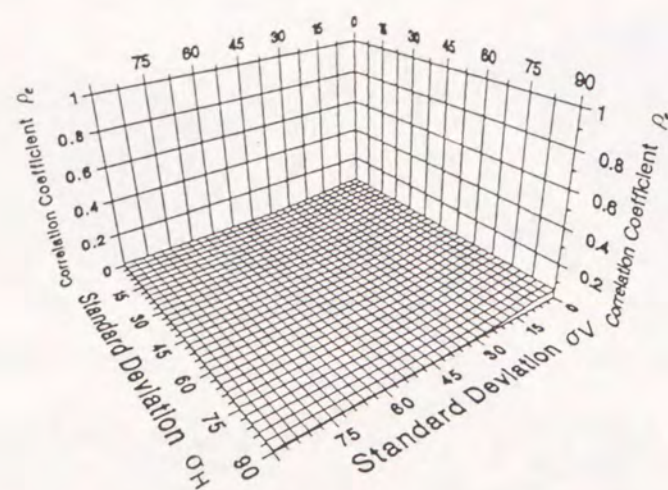


図6.10 傾斜角45°のクロスダイポールアンテナの相関係数
($XPR = -1.5\text{dB}$, $m_V = m_H = 40^\circ$)

現される。到来波分布を全方向一様なランダムモデルとした場合、即ち $\sigma_V = \sigma_H = \infty$ の場合には、図6.6に示すように $XPR = 0\text{dB}$ のときこの低相関特性が得られる。しかし、実際の伝搬環境での到来波分布は仰角方向に偏りをもつことが報告されており(38), (45), (61)、従って $XPR = -1.5\text{dB}$ なる値はより現実的な条件を与えるものと言える。この条件で得られる低相関特性は到来波分布の平均仰角の変動にほとんど依存しない。図6.10は $XPR = -1.5\text{dB}$ のとき到来波分布の平均仰角が相当大きい(40°)場合の相関特性を示したものであるが、無相関に近い特性が保たれることがわかる。

以上示したように、伝搬環境の XPR 特性を人為的に設定すれば、アンテナの傾きおよび到来波分布の変動に依存しない低相関な偏波ダイバーシチブランチが実現できることが理論的に求められた。 XPR 特性は送信アンテナの偏波特性により容易に変化させることができるため、低相関な偏波ダイバーシチは屋内移動通信方式のようなマイクロセル方式において比較的容易に実現できると考えられる。

6.3 実験結果

6.3.1 市街地における相関特性測定結果

(A) 実験の概要

解析結果の妥当性を確認するため、第2章において到来波分布の測定を行った人形町コース(図2.7の(a)コース)において900MHz帯CW波を用いた伝搬実験を行った。送信アンテナ、周波数等の実験パラメータは2.3.2節と同一である。

クロスダイポールアンテナの相関特性の測定は、移動実験車の屋根上(アンテナ高3.1m)にクロスダイポールアンテナを設置し、到来波分布測定における全測定地点を通過する走行コースにて行った。ダイポールアンテナ傾斜時の指向性は図6.2に示すように方位的な偏りを有するため、測定値が実験環境における到来波分布の方位的な偏りに影響されることが考えられる。そこで、受信アンテナの方位(図6.1のX軸方向)を移動実験車の進行方向に対してそれぞれ $0^\circ, 90^\circ, +45^\circ, -45^\circ$ の4方向に向け、各方位ごとに受信アンテナの鉛直方向からの傾き角 α を変えて2ブランチ間の受信信号強度を同時測定した。測定データは約1cmの移動距離間隔でA-D変換器によりサンプリングし、測定コース一周分の受信信号包絡線の相関係数を計算機処理により求めた。

(B) 実験結果と理論値との比較

図6.11に、理論計算したクロスダイポールアンテナの相関係数とその実測値を示す。理論値は測定コース(人形町コース)における XPR 値並びに到来波分布パラメータ $m_V, m_H, \sigma_V, \sigma_H$ (表2.1)を用いて計算した。 $\circ, \times, \triangle, \square$ はアンテナ方位をそれぞれ $0^\circ, 90^\circ, +45^\circ, -45^\circ$ とした場合の測定値、 $\bullet$ はそれら4方位に対する平均値であり、実線は理論曲線である。到来波のアジマス分布が完全に一様であれば、本来測定値はアンテナ方位に依存しないはずであるから、図中実測値のアン

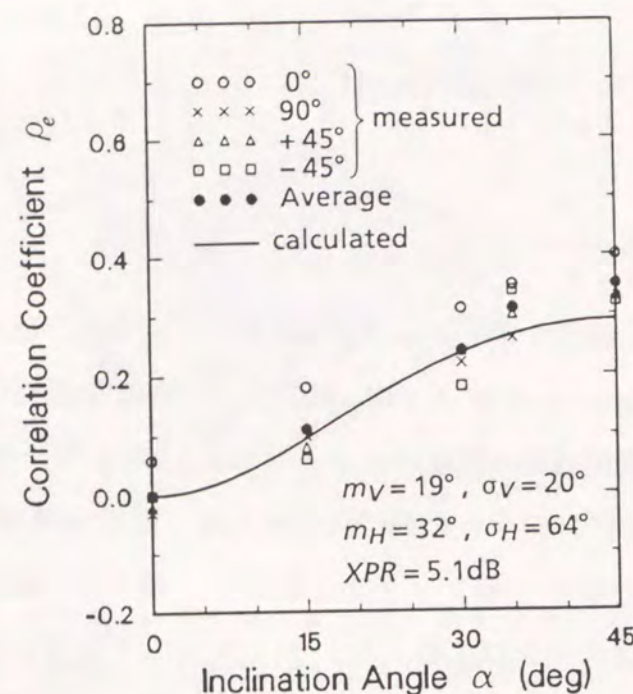


図6.11 相関係数の理論値と実測値の比較

テナ方位に対する変動は、測定コースにおける到来波分布がアジマス方向に様な分布となっていないことを示すものと考えられる。このことは、測定コースにおける到来波分布がアジマス方向偏差をもつ(図2.10)ことと対応している。また、表2.1の到来波分布パラメータはアジマス方向の実測パタンの平均レベルから算出したものであるから、そのパラメータを用いて計算される図6.11の理論曲線は様々なアンテナ方位に対する相関係数の平均値を表す。すなわち、解析結果の妥当性を議論するためには比較的多数のアンテナ方位に対して測定される相関係数の平均値との比較が重要である。●印で示される平均値はわずか4方向に対する平均値であるが、その値は理論値と比較的良好一致しており、解析結果の妥当なことを確認した。

6.3.2 屋内環境における相関特性測定結果—低相関特性の検証—

低相関ダイバーシチブランチの実現性の検証を含めた解析結果の妥当性は、第5章において到来波分布パラメータの測定を行った屋内実験により確認できる。実験環境Aにおいては傾斜角 Θ_T が 60° のときXPRが -1.7dB となる伝搬環境が得られており(表5.1)、また実験環境Bにおいては傾斜角 Θ_T が 45° のときXPRが -2.4dB となる伝搬環境が得られている(表5.2)。すなわち、実験環境Aでは Θ_T が 60° 弱の角度、実験環境Bでは Θ_T が 45° 弱の角度において、XPRが -1.5dB となる伝搬環境が実現できる。このとき受信偏波の傾き角によらずダイバーシチブランチがほぼ無相関となるかどうかを調べればよい。そこで、第5章において到来波分布パラメータの測定を行った屋内実験環境AおよびB(図5.7および図5.8)において周波数920MHzのCW波を用いた相関特性の測定実験を行った。

(A) 実験の概要

送信アンテナ、回転台位置、受信アンテナ高等の実験パラメータは5.3.1節に述べたものと同一とした。また、クロスダイポールアンテナは図6.1に示すように配置し、X軸方向を回転円軌道の接線方向に対して $0^\circ, 90^\circ, \pm 45^\circ$ の4通りの方位に向けて測定を行った。回転台を一回転させる間の各アンテナでの受信信号強度を電界強度測定器により測定し、その出力電圧を回転角 0.1° ごとにA-D変換して計算機に取り込み、ダイバーシチブランチの相関係数を求めた。

(B) 実験結果と理論値との比較

実験環境Aにおいて、送信アンテナの傾斜角 Θ_T を 0° (V偏波送信)、 $45^\circ, 60^\circ, 90^\circ$ (H偏波送信)とした場合の偏波ダイバーシチの相関特性を図6.12に示す。横軸はどれも図6.1に示すクロスダイポールアンテナの傾斜角 α である。図中○, ×, △, □は測定円周コースの接線方向に対してアンテナ傾斜面の方位(X軸方向)をそれぞれ $0^\circ, 90^\circ, 45^\circ, -45^\circ$ 方向に向けた場合の測定値、●はそれら四方位に対する平均値

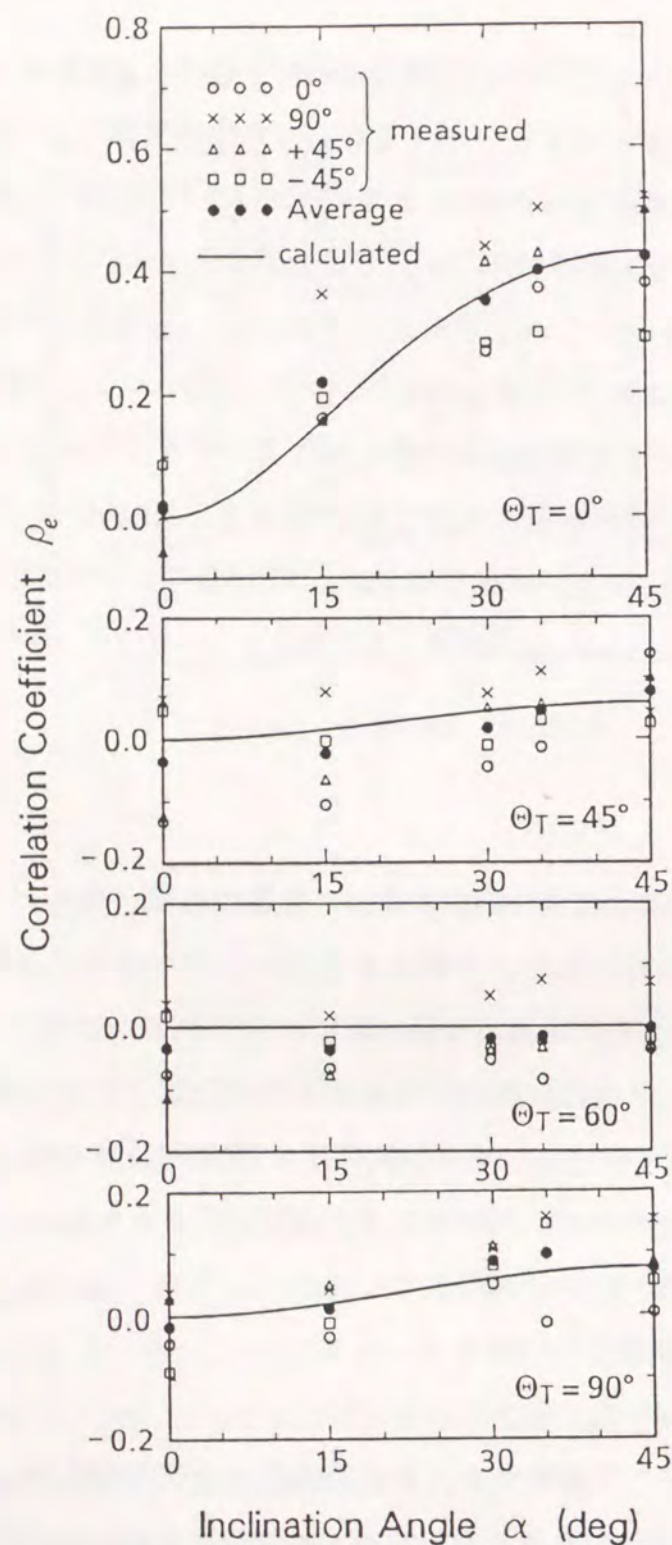


図6.12 送信アンテナ傾斜角 Θ_T が $0^\circ, 45^\circ, 60^\circ, 90^\circ$ の場合の相関係数の実測結果と理論値との比較

を示す。実線は表5.1の到来波分布パラメータの測定値を用いて計算した理論曲線である。到来波のアジマス分布が完全に一樣であれば、本来測定値はアンテナ方位に依存しないはずであるから、図中実測値のアンテナ方位による偏差は、実験環境における到来波分布がアジマス方向に多少の偏差をもつ分布になっていることを示すものである。しかしながら、アジマス分布が一樣なモデルにより求められる理論値は、到来波分布がアジマス方向に一樣でない場合においてもアンテナ方位をランダムに変えて平均化操作を行った値に等しい。従って本理論値と比較すべき測定値はアンテナをいろいろな方位に向けて測定される相関係数(標本値)の平均値であり、実験的にはその標本数を多くとることが望ましいといえる。図中●で示される平均値は、わずか4方位に対する実測結果から得られた値に過ぎないが、理論値と良く一致している。また偏波ダイバーシチのアンテナ傾斜角 α が 0° のときの相関係数は伝搬路条件に関わらずおおむね0であり、 α が 45° のときの相関係数は Θ_T の増加(XPRの減少)に伴って低下し、 $\Theta_T=60^\circ$ (XPR=-1.7dB)のときはほぼ0となり、 $\Theta_T=90^\circ$ の場合に再び大きくなる傾向を示している。以上の特性は、本章で示した理論解析結果に合致している。

また実験環境Bにおいて、偏波ダイバーシチのアンテナ傾斜角 α が 0° と 45° の場合の理論値と実測結果との比較を表6.1に示す。理論値は表5.2の到来波分布パラメータの測定結果を用いて計算した値であり、測定値はアンテナ方位を変えて測定した値の平均値である。実験環境Aの場合と同様に、実測値の平均値はアジマス分布が一樣なモデルにより求めた理論値と良く一致していると言える。また傾斜角 α が 0° のときの相関係数は、伝搬路条件に関わらずおおむね0となっており、 α が 45° のときの相関係数は Θ_T の増加(XPRの減少)に伴って低下し、 $\Theta_T=45^\circ$ (XPR=-2.4dB)のときはほぼ0となり、 $\Theta_T=90^\circ$ の場合には再び大きくなる傾向を示している。以上の特性は、実験環境Aの場合と同様、本章で示した解析結果に合致している。

以上の実験結果は、見通し外伝搬条件の成立する室内伝搬路において測定した到来波分布パラメータがアンテナの実効特性の分析に有効であることを示すものであり、また伝搬路のXPRを-1.5dB近辺に設定することによりアンテナ偏波特性の変動に無関係に低相関特性が実現されることを実証するものである。

表6.1 実験環境Bにおける相関係数

送信アンテナ 傾斜角 Θ_T (deg)	$\alpha=0^\circ$		$\alpha=45^\circ$	
	理論値	測定値	理論値	測定値
0	0.0	-0.018	0.11	0.163
30		-0.032	0.11	0.133
45		0.020	0.0	0.067
60		-0.027	0.11	0.129
90		-0.077	0.28	0.332

6.4 結 言

第2章において明らかにした多重伝搬環境における3次元的到来波分布, 交差偏波電力比(XPR)及びアンテナ指向性の効果を考慮するアンテナダイバーシチ相関特性の理論解析法を適用して、クロスダイポールアンテナを用いた偏波ダイバーシチの相関特性を理論的に明らかにした。更に実際の市街地伝搬路における実験ならびに第5章に示した屋内実験環境における低相関特性の実験を行い、解析結果の妥当性を確認した。理論解析により得られた主な結果は以下の通りであり、これらの結果は低相関なダイバーシチアンテナ設計に資することができる。

クロスダイポールアンテナを用いた移動局偏波ダイバーシチにおいて、

- (1) 一方のアンテナを水平に設置するとき、無相関なダイバーシチブランチが得られる。

- (2) アンテナ素子がそれぞれ鉛直方向から 45° 傾けられるとき、最も相関係数が増大する。

- (3) 相関係数はアンテナの指向性, 伝搬路のXPRおよび各偏波成分の到来波分布により決定されるが、伝搬路のXPRを -1.5dB 付近に設定することによりアンテナの傾きあるいは到来波分布に依存しない低相関なダイバーシチブランチを得ることができる。

第7章 並列配置ダイポールによる 空間ダイバーシチの特性

7.1 緒 言

半波長ダイポールアンテナを2本並列配置したアンテナダイバーシチ構成は、空間ダイバーシチの最も基本的な構成と考えられ、その相関特性について多くの実験的・理論的検討がなされてきている(30), (62), (63)。特に携帯電話機に実装する場合にはアンテナ間距離が極めて小さくなるが、アンテナ間の相互結合によってアンテナ間距離が0.1波長程度でも相関の小さなダイバーシチブランチが実現できることが報告されている(63)。アンテナダイバーシチの性能は相関特性のみならずアンテナの多重波伝搬路内でのMEG特性にも大きく依存するため、それら双方を同時に検討することが必要であるが、MEG特性についてはこれまで十分な検討がなされていない。また、携帯無線機に実装されたアンテナは、人為的にランダムな方向に傾けられて使用されるため、アンテナの指向性(偏波特性)が変動してMEGおよび相関特性が大きく変動する。またこれら特性は多重波伝搬路における到来波特性の場所的変動によっても変わる。従って携帯機用アンテナダイバーシチの検討には、アンテナの鉛直方向からの傾きあるいは到来波特性の変動に対するMEG特性ならびに相関特性について論じることが必要である。しかし、従来の報告ではこれらについての検討はなされていない。

本章では、半波長ダイポールアンテナを2本並列配置した空間ダイバーシチブランチがともに50 Ω 系受信機に接続され、検波後選択ダイバーシチ受信として使用される場合について、第2章で検討・提案した理論解析手法を適用し、アンテナ

系の鉛直方向からの傾斜角, 伝搬路のXPR特性および到来波分布等の変動に対するMEG特性および相関特性の検討を行っている。また第5章において提案した屋内多重波環境での到来波分布測定法を適用し、900MHz帯での屋内実験により解析結果の妥当性を確認している。

7.2 並列配置ダイポールの電力利得指向性

図7.1に示す並列配置ダイポールアンテナ構成を考える。図7.1において、二つのアンテナは距離 d だけ離れており、Y軸を回転中心として鉛直方向から角度 α だけ傾いている。また二つのアンテナはそれぞれ入力インピーダンス 50Ω の受信機に接続され、受信機とアンテナ間にはバラン等による $73\Omega/50\Omega$ のインピーダンス変換回路が挿入されているものとする。このとき、アンテナ間の相互結合を考慮した場合のアンテナ素子 n ($n=1, 2$)での電界指向性は次式で与えられる(55), (64)。

$$E_{\theta n} = E_{r\theta} \left(1 - \frac{Z_{21}}{Z_{11} + Z_0} e^{jkx} \right) \quad (7.1)$$

$$E_{\phi n} = E_{r\phi} \left(1 - \frac{Z_{21}}{Z_{11} + Z_0} e^{jkx} \right) \quad (7.2)$$

但し

$$E_{r\theta} = E_r (\cos\theta \cos\phi \sin\alpha - \sin\theta \cos\alpha) \times \frac{\cos(n\xi/2)}{1 - \xi^2} \quad (7.3)$$

$$E_{r\phi} = E_r \sin\phi \sin\alpha \frac{\cos(n\xi/2)}{1 - \xi^2} \quad (7.4)$$

であり、 E_r は比例定数である。また Z_{21} はアンテナ間の相互インピーダンス、

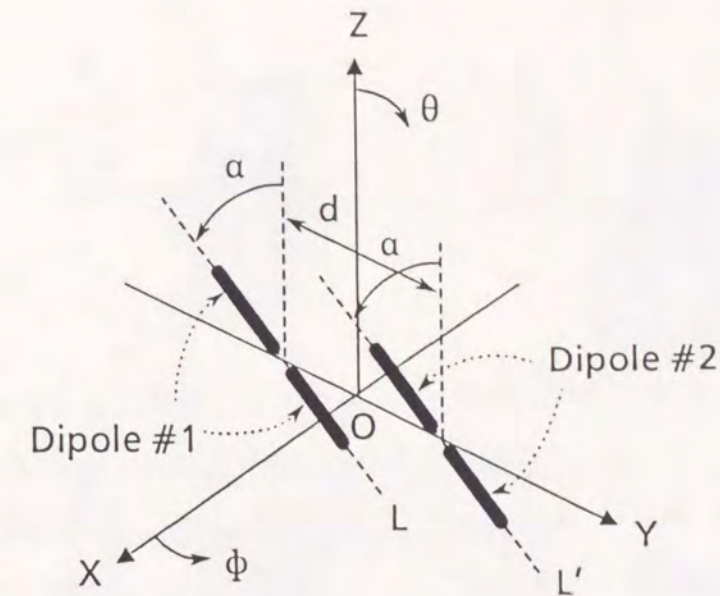


図7.1 並列配置ダイポールアンテナ構成と座標系

Z_{11} はアンテナの自己インピーダンス、 Z_0 はアンテナの負荷インピーダンスである。 e^{jkx} はアンテナ間距離による位相を表し、 k は波数である。アンテナ素子1に対しては $x = d \sin\theta \sin\phi$ 、アンテナ素子2に対しては $x = -d \sin\theta \sin\phi$ である。また $\xi = \sin\theta \cos\phi \sin\alpha + \cos\theta \cos\alpha$ である。式(2.5)を満足する電力利得指向性 $G_\theta(\Omega)$ 、 $G_\phi(\Omega)$ は式(7.1)~(7.4)を用いて求められる。一方のアンテナを $Z_0 = 73\Omega$ の負荷で終端した場合について、式(7.1)~(7.4)を用いて計算される $\alpha = 0^\circ$ の場合のアンテナ素子1の電力利得指向性の3次元パターンを図7.2に示す。図中の $G_{\max}$ は電力利得指向性の最大値を示しており、いずれもXY面内での値である。アンテナ間距離が小さいほど、相互結合によって指向性が単方向性に近づき、他方のアンテナ素子の指向性との差異が大きくなることがわかる。また、アンテナ間距離が 0.2λ 以下になると指向性が全体に小さくなり、アンテナの電力利得が低下していくことが

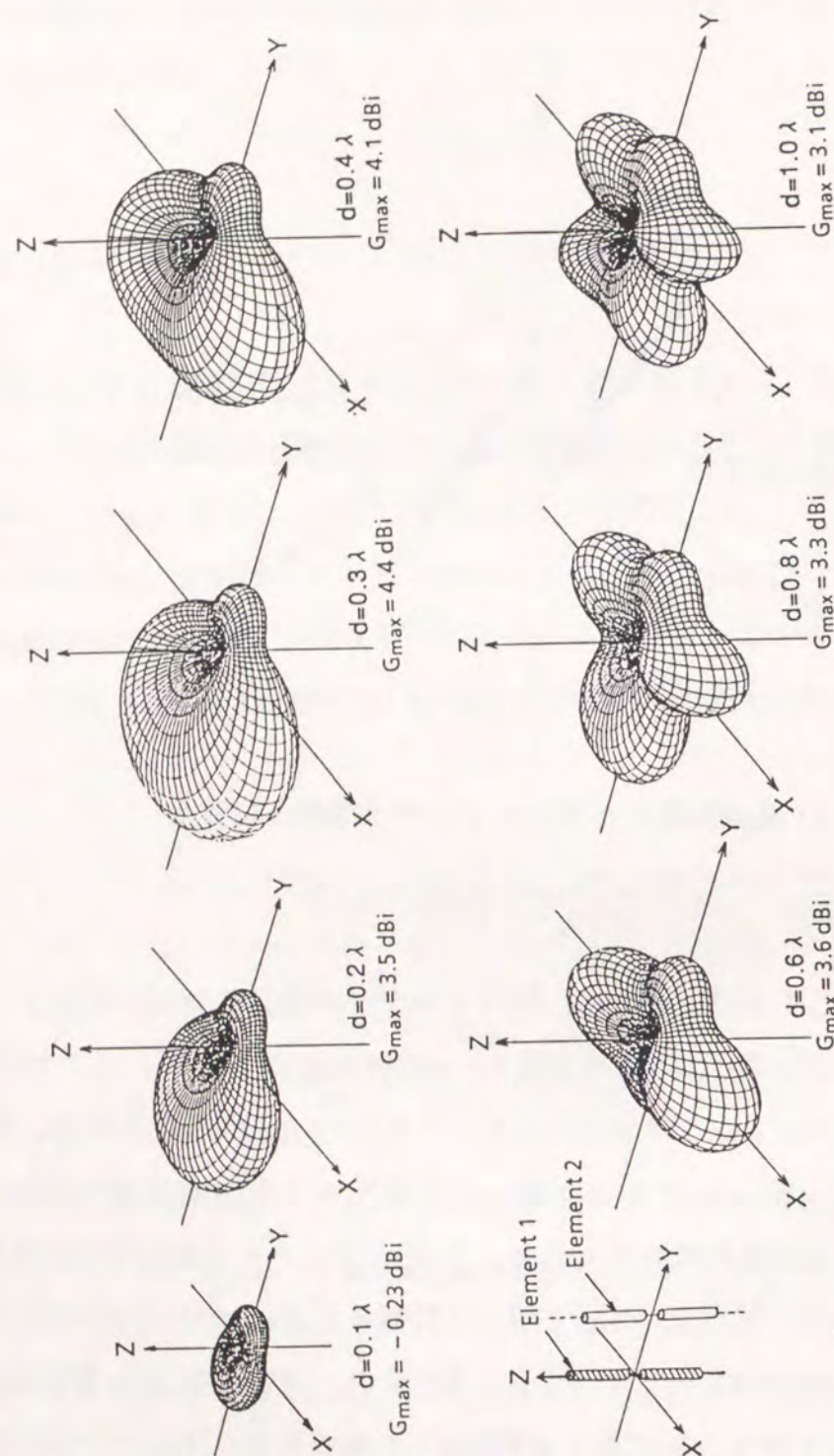


図7.2 $\alpha=0^\circ$ の場合のアンテナ素子1の電力利得指向性
($G_{\max}$: 電力利得指向性の最大値)

わかる。電力利得が低下するのは、素子間結合が強いほど、他方のアンテナの負荷により消費される電力が増加し、結果的に放射効率が低下するためと考えられる。

7.3 理論解析

7.3.1 MEG特性

アンテナを鉛直に並列配置した場合($\alpha=0^\circ$)のMEG特性の計算例を図7.3に、水平に並列配置した場合($\alpha=90^\circ$)のMEG特性の計算例を図7.4に示す。いずれの場合も素子間隔が0.3波長~0.4波長において最もMEGが大きい。また素子間隔が0.2波長以下では急激に利得低下が生じており、素子間結合による放射効率低下が顕著になることがわかる。従って素子間隔を0.3波長~0.4波長とする構成が最も実効利得に優れたダイバーシチブランチになると言える。また次善の素子間隔としては0.9波長付近での構成がよいと言える。アンテナ間隔が0.3波長のときのMEG特性の計算結果を図7.5に示す。XPRが -1.8dB のときアンテナの傾きによらずMEGは -2.8dBi (一定)となり、XPRが -1.8dB より大きい環境下ではアンテナを鉛直方向から傾けるほどMEGが劣化する。XPRが 6dB のときMEGは 0.1dBi から -6.1dBi まで約 6dB 変動する。逆にXPRが -1.8dB より小さい環境下ではアンテナを鉛直方向から傾けるほどMEGが上昇し、XPRが -6dB のときMEGは -5.9dBi から -1.9dBi まで 4dB 変動する。またアンテナの傾斜角が 53° のとき、XPRによらずMEGが一定(-2.8dBi)となる特性が得られる。携帯無線機のようにアンテナの傾きが任意に変動する場合にはMEGがかなり広範囲に変動するため、ダイバーシチ受信性能が大きく変動することが予想できる。このことは、移動体アンテナ側の実効利得変動マージンを大きくとる回線設計が必要となることを意味する。伝搬路のXPR特性をほぼ -1.8dB 付近に設定できれば、実効利得変動マージンを少なくすることが可能である。なお、5.3節における実験結果が示すように、XPR特性は送信アンテナの偏波特性により容易に変化させることが

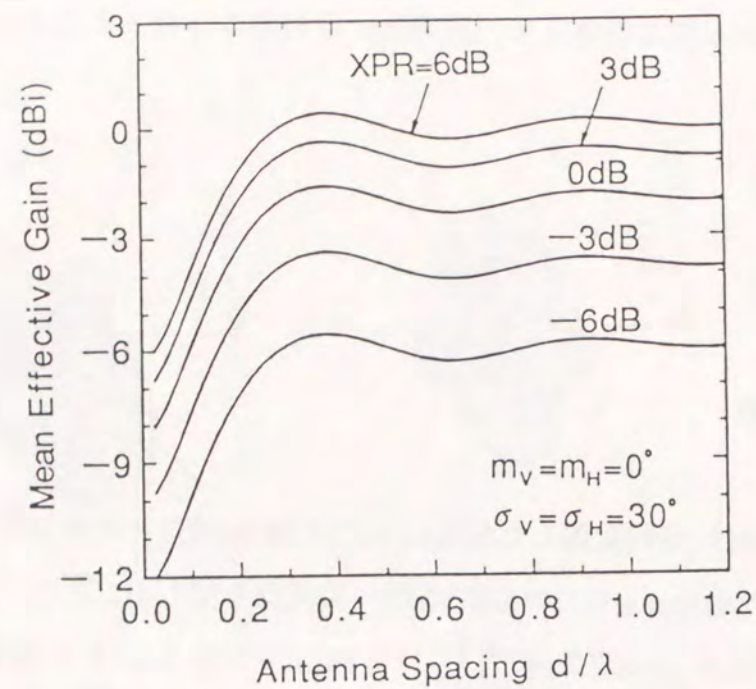


図7.3 $\alpha=0^\circ$ の場合のMEG特性

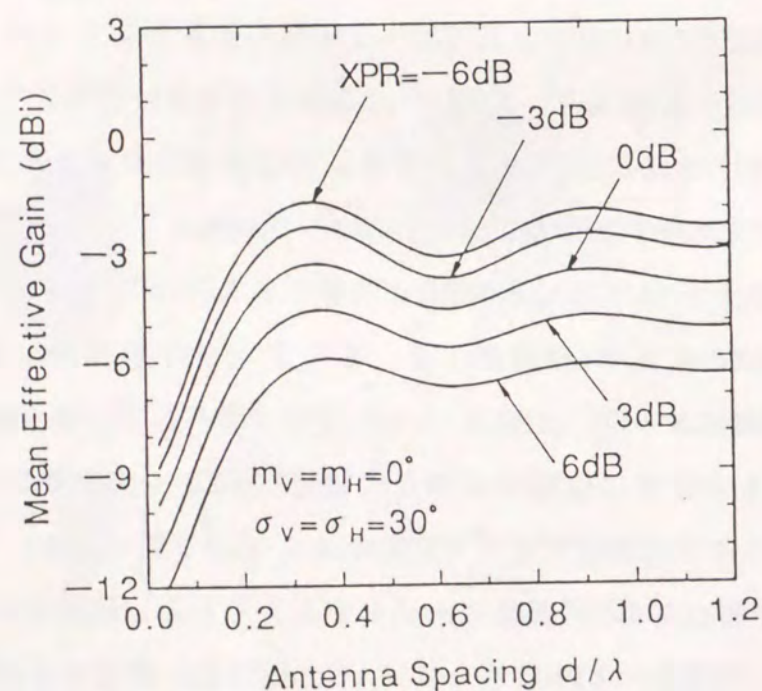


図7.4 $\alpha=90^\circ$ の場合のMEG特性

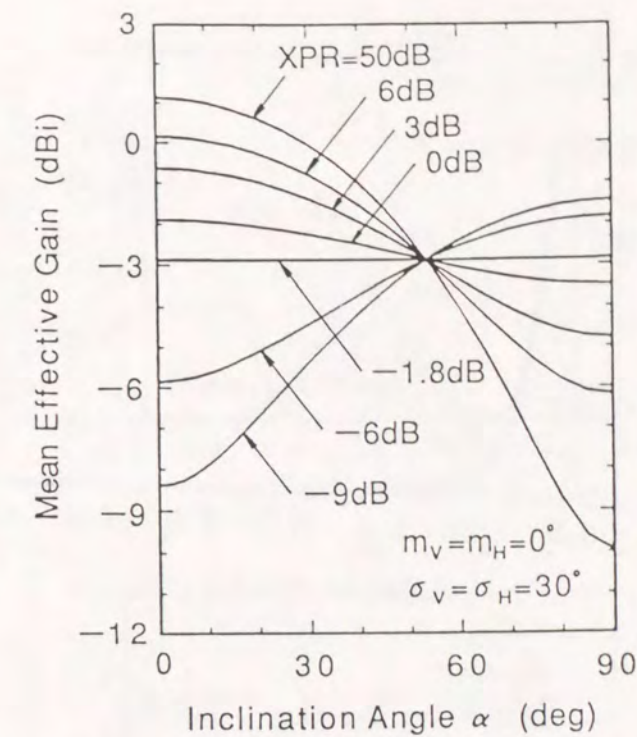


図7.5 素子間隔が0.3波長の場合の傾斜角 α に対するMEG特性

できるため、屋内移動通信方式のようなマイクロセル方式において基地局アンテナの偏波特性を工夫することにより比較的容易に所望のXPR特性を実現できると考えられる。

7.3.2 相関特性

アンテナを鉛直方向に並列配置した場合($\alpha=0^\circ$)の2ブランチ間の相関特性の計算例を図7.6に示す。素子間隔が0.1波長の場合でも相関係数は0.4以下であり、また素子間隔が0.3波長以上では相関係数はほとんど0となることがわかる。これは素子間結合による放射パタンの相違と素子間隔による位相差との相乗効果によるものと考えられる。V偏波の平均仰角 m_v および標準偏差 σ_v の変動に対しては、素子間隔の小さい構成においてわずかに相関の増加が認められるが、素子間隔が

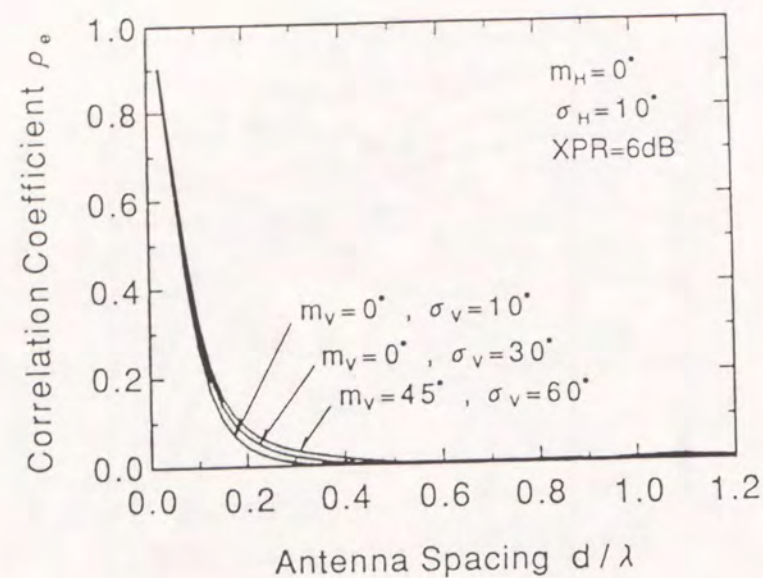
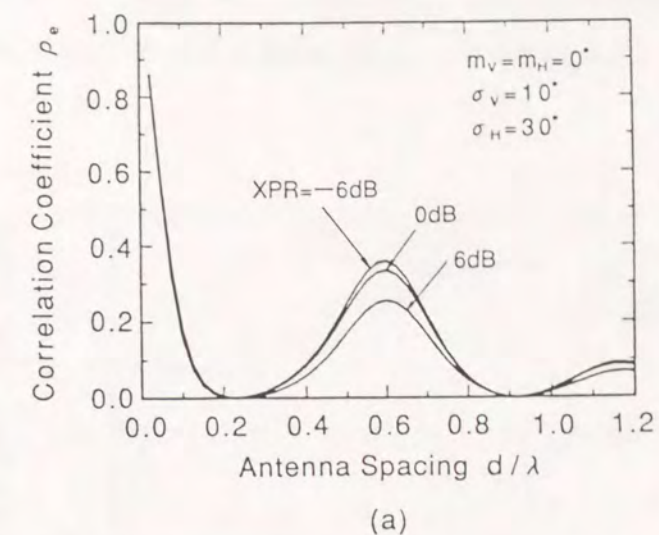


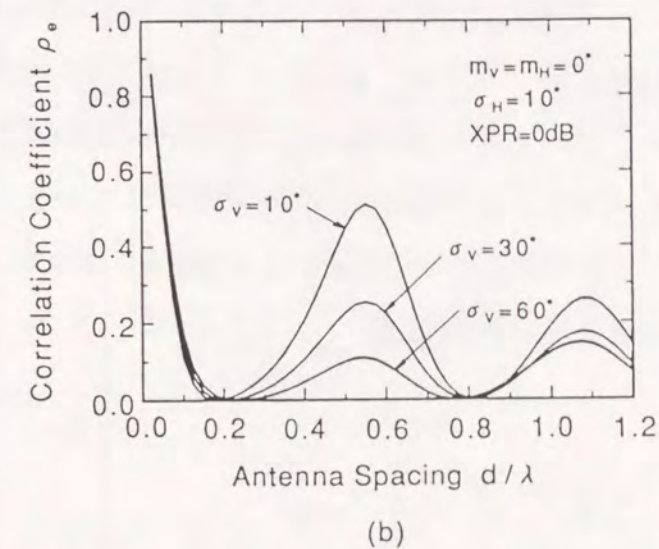
図7.6 $\alpha=0^\circ$ の場合の相関特性

0.2波長以上あれば m_v および σ_v にかかわらず相関は0.1以下であった。この特性はXPRおよびH偏波の到来波分布に依存しないが、これはアンテナを鉛直方向に並列配置した場合、H偏波成分の放射指向性が理想的に存在しない理由による。しかし、アンテナを鉛直方向から傾けるとH偏波成分の放射指向性が大きくなり、相関係数はXPRおよびV,H偏波の到来波分布に対して変動するようになる。

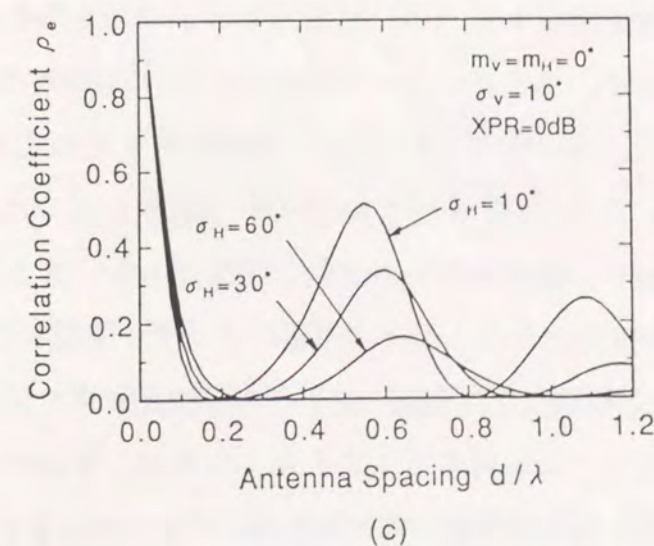
図7.7はアンテナを水平方向に並列配置した場合($\alpha=90^\circ$)の相関特性を示す。素子間隔が0.4波長以下ではアンテナが傾いても相関係数は極端には増大しないが、素子間隔が0.6波長付近で顕著な相関の増大が生じることがわかる。この理由は、素子間隔が約0.6波長のときの互いの放射指向性のXY面内パタンの重なりが最も顕著となるためと考えられ、このときの相関の増大がV偏波の標準偏差 σ_v が小さいとき(図7.7(b))、あるいはH偏波の標準偏差 σ_H が小さいとき(図7.7(c))に顕著となることから裏づけられる。また、素子間隔が0.2波長~0.3波長の場合および素子間隔が0.9波長付近の場合には、アンテナの傾き、XPR、 σ_v および σ_H によらず相関係数が極めて小さくなる。7.3.1節のMEG特性の最適アンテナ間隔をも考慮すると、並列配置ダイポールによる空間ダイバーシチの最適アンテナ間隔は約



(a)



(b)



(c)

図7.7 $\alpha=90^\circ$ の場合の相関特性

0.3波長であると結論づけられる。このとき、アンテナの傾き, XPR, σ_V および σ_H 等の外的要因によらず低相関でかつMEG特性の良いダイバーシチブランチが実現される。

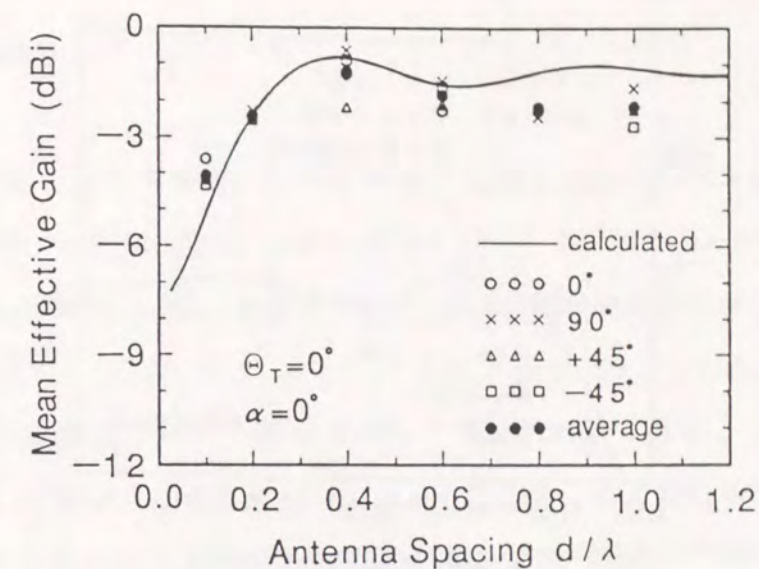
7.4 屋内実験結果

7.4.1 実験の概要

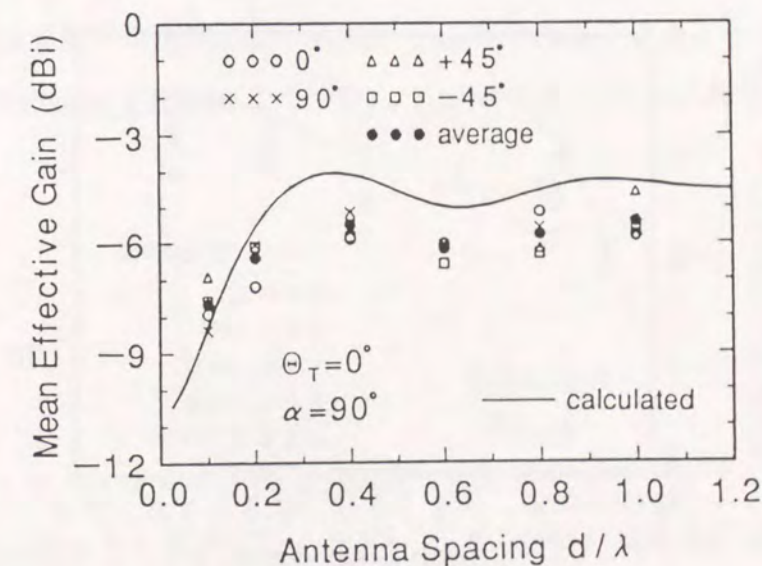
実験は第5章において到来波分布測定を行った実験環境B(図5.8)において行った。実験の概要は第5章と同一である。測定アンテナは半径1.5mの円周沿いに回転移動させ、2本のアンテナを結ぶ方向(図7.1のY軸方向)を回転円の動径方向(法線方向)に対して $0^\circ, 90^\circ, +45^\circ, -45^\circ$ の4方位に向けた場合について、1回転分の受信信号包絡線を2ブランチ間同時測定して相関およびMEGを求めた。MEGの測定方法は第3章で論じた方法を用いた(付録4)。

7.4.2 MEG特性

XPRに対する変動を観測するため、送信アンテナの傾き角 Θ_T が 0° と 90° の場合について測定を行った。またダイバーシチアンテナの傾斜角は $\alpha=0^\circ$ と $\alpha=90^\circ$ の場合の測定を行った。 Θ_T が 0° と 90° の場合の測定結果をそれぞれ図7.9および図7.10に示す。 $\circ, \times, \triangle, \square$ はアンテナの方位をそれぞれ $0^\circ, 90^\circ, +45^\circ, -45^\circ$ とした場合の実測値であり、 $\bullet$ はそれらの方位平均値である。また実線は表5.2の結果を用いて求めた計算値である。図中実測値のアンテナ方位に対する変動は、文献(55)での測定結果と同様に測定環境における到来波分布がアジマス方向に一樣な分布となっていないことに起因するものと考えられる。 $\alpha=0^\circ$ の場合、XPRによらず理論値は $\bullet$ で示される実測値の平均値とよく一致しており、素子間隔が0.4波長付近でMEGが最大となることおよび素子間隔が0.2波長以下でMEGが急激に劣化することが確認できた。 $\alpha=90^\circ$ の場合、実測値は理論値より若干低い値となっ

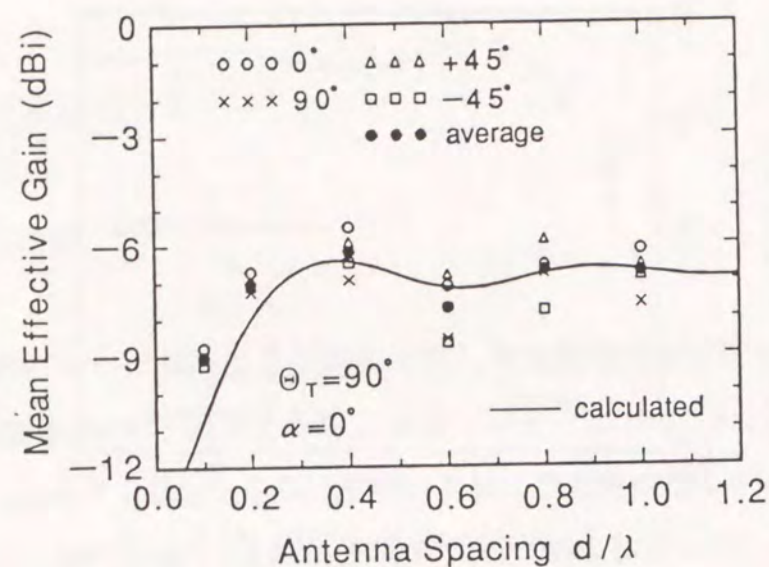


(a)

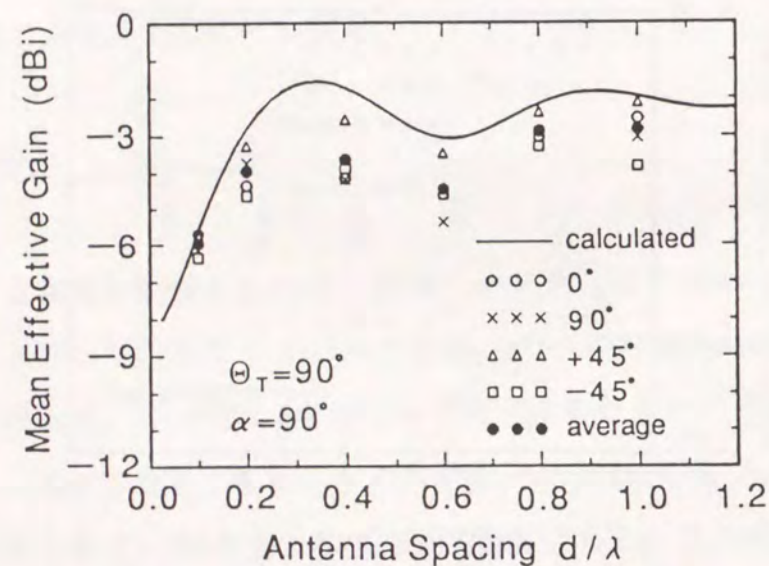


(b)

図7.9 $\Theta_T=0^\circ$ の場合のMEG特性の理論値と実測値の比較



(a)



(b)

図7.10 $\Theta_T = 90^\circ$ の場合のMEG特性の理論値と実測値の比較

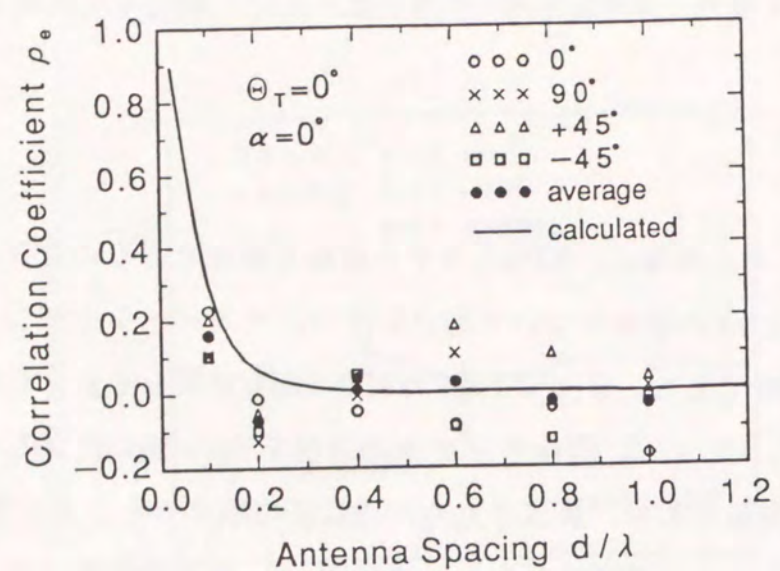
ているものの理論値の傾向をほぼ表している。実測値と理論値との差異は、測定の際にアンテナの支持部材をアンテナ下方に配置したために放射指向性が若干上方に打ち上がって偏り、水平面方向の利得が低下したためと考えられる。

7.4.3 相関特性

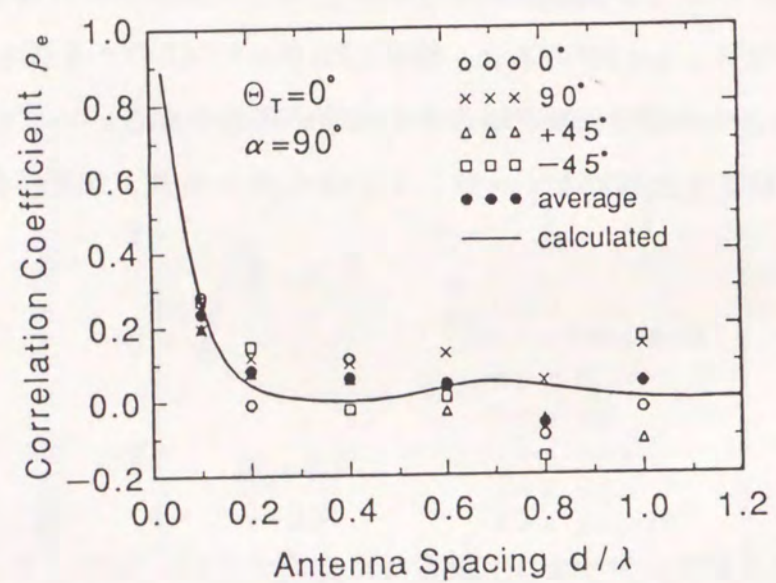
7.3.2節で記したと同様に、XPRに対する変動を観測するため、送信アンテナの傾き角 Θ_T が 0° と 90° の場合について測定を行い、ダイバーシチアンテナの傾斜角は $\alpha = 0^\circ$ と $\alpha = 90^\circ$ とした。 Θ_T が 0° と 90° の場合の測定結果をそれぞれ図7.11および図7.12に示す。○, ×, △, □はアンテナの方位をそれぞれ 0° , 90° , $+45^\circ$, -45° とした場合の実測値であり、●はそれらの方位平均値である。また実線は表5.2の結果を用いて求めた計算値である。 $\alpha = 0^\circ$ の場合、素子間隔が0.2波長以上での相関が非常に小さいことが実験的に確認でき、また理論値が実測値とよく一致することが確認できる。 $\alpha = 90^\circ$ の場合、特にXPRが -7.7dB のとき(Θ_T が 90° の場合)に素子間隔0.6波長での相関係数が増大する傾向が確認できる。いずれにせよ実験結果は理論解析結果と比較的よく一致していると考えられ、解析結果の妥当性が確認できた。

7.5 結 言

半波長ダイポールアンテナを並列配置した空間ダイバーシチブランチの特性について、特に両ブランチが入力インピーダンス 50Ω の受信機に接続される検波後選択ダイバーシチ受信に適用される場合について、到来波がアジマス方向に一様分布し仰角方向にガウス分布する統計モデルを用いる解析手法を適用した理論検討を行い、そのMEG特性および相関特性とアンテナの傾きおよび到来波特性との関係を明らかにした。また900MHz帯での屋内実験により理論解析結果の妥当性を確認した。理論解析によって得られた結果を以下に記す。

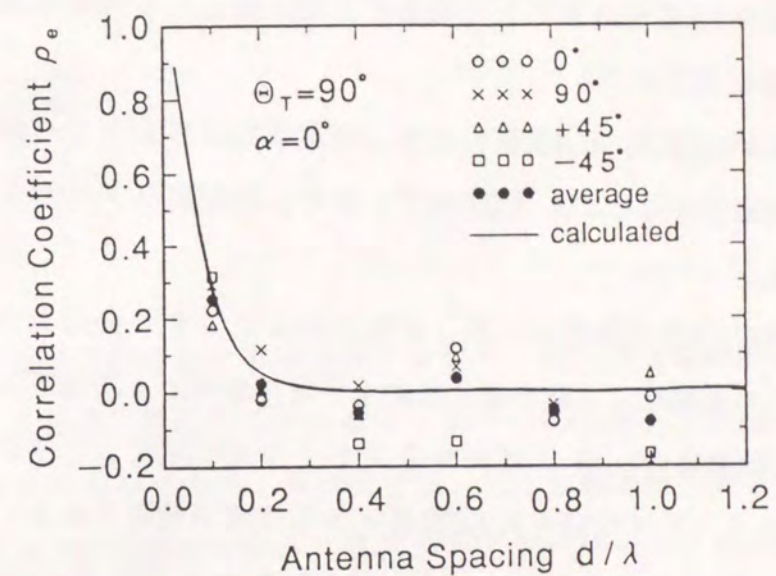


(a)

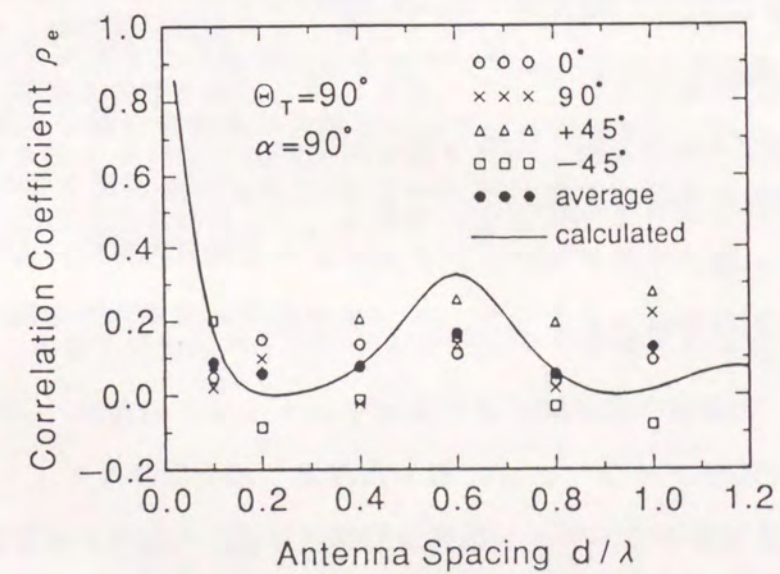


(b)

図7.11 $\Theta_T=0^\circ$ の場合の相関特性の理論値と実測値の比較



(a)



(b)

図7.12 $\Theta_T=90^\circ$ の場合の相関特性の理論値と実測値の比較

- (1) 多重波中での平均実効利得(MEG)に優れる最小アンテナ間隔は0.3波長~0.4波長である。
- (2) アンテナ間隔を0.2波長以下にした場合には相互結合による放射効率低下のためMEGが急激に劣化する。
- (3) アンテナ間隔が0.2波長~0.3波長のとき、相関係数はアンテナの傾き、伝搬路のXPRおよび到来波分布によらず0.1以下となり、低相関なダイバーシチブランチが得られる。
- (4) アンテナ間隔が0.6波長付近のとき、相関係数はアンテナの傾きが大きいほど増大する。この相関増大は到来波分布が水平面に集中する環境下ほど大きい。
- (5) 上記(2), (3)の結果より、ダイポールアンテナを並列配置した空間ダイバーシチにおいてはアンテナ間隔を約0.3波長とする構成が最適である。
- (6) アンテナ間隔が0.3波長の構成においては、伝搬路のXPRが -1.8dB のときアンテナの傾きによらずMEGが一定(-2.8dBi)となる。

本章の結論は、半波長ダイポールアンテナを並列配置した空間ダイバーシチ構成を検波後選択ダイバーシチ受信として用いる場合の最適かつ最小となるアンテナ間隔を与え、特性の良好な空間ダイバーシチブランチを実現するのに有効となる。また今後この種の空間ダイバーシチブランチを携帯無線機に実装した場合の金属きょう体の影響を検討する上で、アンテナ自体の基本特性を知る基礎資料となる。

第8章 結論

本論文は、移動通信における移動体アンテナ、特に携帯電話用アンテナ系の設計に不可欠な多重波伝搬路内におけるアンテナの特性解析と性能評価に関する研究成果をまとめたものである。本研究では、陸上移動通信における多重波伝搬路内でのアンテナの平均実効利得およびアンテナダイバーシチの相関特性についての汎用性のある理論的解析手法を提案し、これまで明確でなかった各種移動伝搬測定用アンテナの移動伝搬路中での特性を明らかにすると共に、実験結果により解析手法の妥当性・有効性を確認した。また、アンテナの実効特性の評価に必要な到来波分布パラメータの室内測定法の提案を行い、簡易な屋内実験による移動体アンテナの性能評価法を実現した。以下に、本研究により得られた成果を総括する。

第2章では、多重波伝搬路内を移動するアンテナで受信される信号電力に対する理論的考察から、移動体アンテナの平均実効利得(MEG)の理論式、ならびにアンテナダイバーシチの相関係数の理論式を導出した。これら理論式の導出にあたり、新たに多重波伝搬路の交差偏波特性を表現する平均交差偏波電力比(XPR)を定義・導入することによって、基地局の送信偏波によらずに移動局側のアンテナの特性を議論することが可能となった。また、アジマス方向に一様分布し仰角方向にガウス分布する3次元的な到来波分布モデルを新たに導入すると共に、市街地における900MHz帯での実験によって到来波分布モデルの妥当性を確認した。この到来波分布モデルと上記理論式とを組み合わせた理論解析手法は、屋外あるいは屋内等の様々な多重波伝搬環境における到来波特性を詳細に考慮でき、またアンテナ指向性(偏波特性)の変動をも考慮できるため、携帯電話用アンテナのMEG特性な

らびに携帯電話用ダイバーシチアンテナの相関特性の解析ならびに設計に有効である。

第3章では、第2章で明らかにしたMEG解析手法を適用して、半波長ダイポールアンテナのMEG特性について理論的考察を行った。その結果、実伝搬路でのMEG測定法(RFM法)における基準アンテナとして用いる場合、基準アンテナのMEG特性により供試アンテナの評価が変動すること、水平設置ダイポールを伝搬路の水平偏波特性測定用アンテナとして用いたXPR測定結果には大きな誤差要因が内包されること等を明らかにした。更に鉛直方向からの傾斜角が約 55° の半波長ダイポールアンテナを用いれば、到来波特性に無関係にMEGが -3dBi となり、従って到来波電力の測定が可能となること、RFM法における基準レベル測定用アンテナとして 55° 傾斜の半波長ダイポールアンテナを用いる方法が有効であることを明らかにした。また、アンテナの傾斜角に対してMEGが一定となる到来波パラメータが存在し、アンテナの方向性に無関係に平均受信信号レベルを一定とする携帯無線システムの実現が期待できることを指摘した。最後に、半波長ダイポールアンテナ素子が鉛直方向から傾斜する場合について市街地における実測結果と理論値との比較を行い、本解析結果の妥当性を確認した。

第4章では、これまで検討されていなかった多重波伝搬路内でのXPR測定法の測定確度について、第2章で提案した到来波分布モデルを適用して理論的な検討を行った。その結果、従来より用いられてきた種々の測定法においては、水平偏波成分測定用アンテナが比較的レベルの高い垂直偏波成分指向性を有するために測定確度が大きく劣化することを明らかにした。また、垂直偏波成分指向性を極めて低レベルに抑えることのできる円筒スロットアンテナを水平偏波成分測定用アンテナとして用いる方法を提案し、従来法に比して測定確度が大きく改善できることを示した。更に、XPR測定に適する円筒スロットアンテナの新たな構成方法についても述べた。

第5章では、移動通信用アンテナの多重波伝搬路内における特性を屋内実験によって簡易に評価する方法について検討した。まず、屋内伝搬路における到来波分布モデルとして第2章に示した統計モデルにおいて到来波分布の平均仰角が 0° であるモデルを仮定し、次に半波長ダイポールアンテナおよび円筒スロットアン

テナのMEG特性を利用することにより屋内で見通し外条件が成立する多重波伝搬環境において到来波分布パラメータを実験的に定量化できることを理論的に示した。また、第4章で提案したXPR測定法を併用することにより、異なる二つの屋内環境において到来波分布パラメータを測定し、 900MHz 帯において実現される屋内環境の到来波特性を明らかにした。その結果、屋内における伝搬特性を送信アンテナの偏波特性等により操作できる可能性のあることを示した。

第6章では、第2章で明らかにしたアンテナダイバーシチ相関特性解析手法を適用して、半波長ダイポールアンテナ素子を用いた偏波ダイバーシチブランチの相関特性について理論的考察を行い、アンテナ系の傾きや到来波パラメータに対する相関特性の変動メカニズムを明らかにすると共に、市街地における実測結果と理論結果との比較を行い、本解析結果の妥当性を確認した。また、偏波ダイバーシチブランチがほぼ無相関となる条件を明らかにし、第5章で明らかにした屋内伝搬特性の下での相関特性実験により、その実現性を確認した。この伝搬特性を含めたダイバーシチ構成は、屋内無線LAN等に適用するダイバーシチブランチとして有効と考えられる。

第7章では、第2章において確立したMEG特性およびアンテナダイバーシチの相関係数についての理論解析手法を適用し、半波長ダイポールアンテナを2本並列配置して構成される空間ダイバーシチを検波後選択ダイバーシチ受信として用いた場合の特性を理論的に検討した。その結果、このアンテナ系が鉛直方向から傾けられる場合を含めて、各アンテナ素子のMEG特性および相関特性に優れるアンテナ間隔が約 0.3 波長であることを明らかにした。更に第5章で明らかにした屋内伝搬特性の下での 900MHz 帯での実験により、解析結果が実験結果とよく一致することを確認した。

以上の研究成果から、陸上移動通信環境を移動するアンテナ系の多重波伝搬路中での実効特性の理論解析手法が確立でき、その各種伝搬特性測定用アンテナやダイバーシチアンテナの特性解析法としての有効性、ならびに携帯無線機用アンテナ系の特性解析・設計法としての有効性が明らかとなった。本研究では最も基本的な半波長ダイポールアンテナを検討対象として取り扱ったが、携帯無線機に実装

されたアンテナあるいは人体に近接して置かれたアンテナ系の立体放射指向性を数値計算等によって求めさえすれば、同様の理論解析が可能である。また、第6章ならびに第7章の屋内実験結果を通じて、第5章で提案した屋内到来波分布測定法を適用すれば、屋内環境において簡易に移動通信用アンテナの特性を評価できることを実験的に証明した。これらの理論的・実験的な特性評価方法は、携帯電話用アンテナのMEG特性やダイバーシチアンテナの相関特性の検討に、また人体近接によるアンテナの実効性能の変動等を評価する方法として極めて有効であり、今後ますます小型化が進展すると予想される携帯電話用アンテナの最適設計が可能になると考えられる。

またアンテナの実効特性が伝搬路特性と放射パターンとの相互関係で決まることから、伝搬路特性を積極的に利用することにより安定・良好なアンテナ特性を実現するシステム構成の可能性をも示した。特に屋内での移動通信システムにおいて実現性が高いと考えられる。例えば、屋内無線LAN等の高速デジタル信号を伝送するシステムに有効と考えられ、今後さらなる研究が期待される。

また本解析手法は、付録3に示すようにアジマス方向の到来波分布に方向性をもたせること等により、見通し条件が成立する多重波伝搬路、すなわち将来の方式と予想される極小セルゾーン方式下においても適用できると考えられ、さらに今後の拡張・発展性が期待される。そのためには、多様な伝搬環境下での到来波分布関数についての詳細な研究が重要であり、今後の研究が待たれる。

最後に、本解析手法は、基地局アンテナから観測される到来波分布モデルを与えることにより、基地局アンテナの特性解析にも有効であると思われる。

謝 辞

本論文をまとめるにあたり、終始、御懇切なる御指導、御鞭撻を賜りました大阪大学基礎工学部・山本錠彦教授に謹んで感謝の意を表します。

同じく本論文をまとめるにあたり御指導、御教示を賜りました大阪大学基礎工学部・末田正教授をはじめ、小林哲郎教授、浜川圭弘教授、小林猛教授、蒲生健次教授、奥山雅則教授に心から感謝いたします。また、有益な御助言を賜りました大阪大学基礎工学部・岡村康行助教授、西村貞彦助手に深く感謝いたします。

本研究の大部分は著者が(株)国際電気通信基礎技術研究所在籍時に行ったものであり、本研究を進めるにあたって、御指導、御鞭撻を賜りました(株)国際電気通信基礎技術研究所・葉原耕平副社長、ならびに(株)エイ・ティ・アール光電波通信研究所・古濱洋二社長に深く感謝いたします。

また、本研究の途上において御指導、御援助を賜りました東京理科大学工学部・宮内一洋教授(元NTT通信網第二研究所長)、三菱電機(株)開発本部・室谷正芳技師長(元国際部長)、奈良先端科学技術大学院大学情報科学研究科・山本平一教授(元無線システム研究所長)、東海大学開発工学部・進士昌明教授(元無線伝送技術研究部長)、NTTエレクトロニクステクノロジー(株)・関清三部長(元無線システム研究所主席研究員)、静岡理科大学理工学部・冠昇教授(元無線システム研究所主幹研究員)、NTT移動体通信網(株)研究開発部・佐々木秋穂主幹技師(元無線システム研究所主幹研究員)および法政大学工学部・吉田裕教授(元通信網総合研究所主席研究員)に深く感謝いたします。また、本研究に関して御指導、御教示を賜りましたNTT無線システム研究所無線方式研究部・相川正義主席研究員、東京理科大学工学部・赤池正己教授(元無線システム研究所主幹研究員)に深く感謝いたします。

さらに、本研究をまとめるにあたって、岡山大学工学部・奈良重俊助教授および(株)エイ・ティ・アール光電波通信研究所通信デバイス研究室・ピーター・デイビス

客員研究員には有益なる御意見，御討論を賜りました。またNTT移動体通信網(株)研究開発部・常川光一主任研究員(元無線システム研究所主任研究員)，NTT通信網総合研究所通信品質研究部・村川一雄研究主任および(株)京セラ・今堀博之氏，(株)村田製作所・角田紀久夫氏には実験に多大な御協力を頂きました。ここに、厚く御礼申し上げます。

参考文献

- (1) 渡辺, 宮内: “自動車電話方式の実用化”, 通研実報, Vol.26, No.7, pp.1813-1819 (1977-07).
- (2) K. Watanabe, M. Eguchi, N. Kanmuri, and M. Kuramoto, “High Capacity Land Mobile Communications System in NTT”, *Conference record of GLOBECOM'87*, pp.791-796 (Nov. 1987).
- (3) 倉本, 木下, 江口, 中嶋: “デジタル移動通信方式の概要”, *NTT R&D*, Vol.40, No.10, pp.1269-1276 (1991-10).
- (4) 佐々木, ト部, 西木, 多賀: “自動車電話用着脱式移動機の基本設計”, 通研実報, Vol.35, No.8, pp.807-813 (1986-08).
- (5) T. Mitsuishi, “Automobile and portable telephones in Japan,” *NTT Review*, Vol. 1, No. 1, pp.30-39 (May 1989).
- (6) W. C. Jakes, Jr., *Microwave Mobile Communications*, New York:Wiley (1974).
- (7) A. J. Rustako, Jr., Y. S. Yeh, and R. R. Murray, “Performance of Feedback and Switch Space Diversity 900MHz FM Mobile Radio Systems with Rayleigh Fading”, *IEEE Trans. Commun.*, Vol. COM-21, No.11, pp.1257-1268 (Nov. 1973).
- (8) F. Adachi, T. Hattori, K. Hirade, and T. Kamata, “A Periodic Switching Diversity Techniques for a Digital FM Land Mobile Radio”, *IEEE Trans. Veh. Technol.*, Vol. VT-27, No. 4, pp.211-219 (Nov. 1978).

- (9) F. Adachi and K. Ohno, "Experimental Evaluation of Postdetection Diversity Reception of Narrow-Band Digital FM Signals in Rayleigh Fading", *IEEE Trans. Veh. Technol.*, Vol. VT-38, No.4, pp.216-221 (Nov. 1989).
- (10) ト部, 清水, 永田, 小林: "大容量移動通信方式用携帯機", 1989信学会春季全大, B-816 (1989-03).
- (11) 平出, ト部, 清水, 永田, 結城: "超小形携帯機 - Mova -", *NTT R&D*, Vol.40, No. 7, pp.997-1004 (1991-07).
- (12) 山尾, 富里, 室田: "デジタル移動通信方式用携帯機の設計構想", 1991信学会春季全大, B-356 (1991-03).
- (13) 山尾, 長尾: "線形予測アンテナ選択合成ダイバーシチ受信法の提案", 1991信学会春季全大, B-397 (1991-03).
- (14) 春木, 小林: "携帯無線機用逆F形アンテナ", 昭57年信学会総全大, 613 (1982-03).
- (15) J. Rasinger, A. L. Scholtz, W. Pichler, and E. Bonek, "A New Enhanced-Bandwidth Internal Antenna for Portable Communication Systems", *Proceedings of IEEE 40th Vehicular Technology Conference*, Orlando, pp.7-12 (May 1990).
- (16) 徳丸 仁: "平板状F形, M形アンテナの特性について", 1990年信学会秋季全大, B-102 (1990-10).
- (17) 多賀, 角田: "空間回路網法による板状逆Fアンテナの解析", 信学論(B-II), Vol.J74-B-II, No.10, pp.538-545 (1991-10).
- (18) 平沢, 藤本: "直方導体に取り付けられた線状アンテナの特性", 信学論(B), Vol. J65-B, No. 4, pp.1133-1139 (1982-04).
- (19) 佐藤, 松本, 藤本, 平沢: "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), Vol. J71-B, No. 11, pp.1237-1243 (1988-11).
- (20) 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年信学会春季全大, SB-1-7 (1989-03).

- (21) 山田, 益子, 越場, 沢谷, 安達: "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), Vol. J71-B, No. 2, pp.246-255 (1988-02).
- (22) 常川, 安藤: "装荷形ワイヤグリッドモデルを用いた損失性誘電体近傍のアンテナ特性解析法", 信学技報 A-P91-87 (1991-10).
- (23) 刈込正敏: "FDTD法を用いた損失性誘電体近傍にあるダイポールアンテナの解析", 1990年信学会春季全大, B-100 (1990-03).
- (24) 池田, 明山: "多重波中における900MHz帯アンテナ利得の測定結果", 昭57年信学会総全大, 2157 (1982-03).
- (25) 明山, 恵比根: "多重波中におけるアンテナの人体装着損失評価法", 昭58年信学会総全大, 2171 (1983-04).
- (26) J. Bach Andersen and F. Hansen, "Antennas for VHF/UHF Personal Radio: A Theoretical and Experimental Study of Characteristics and Performance," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, Vol. VT-26, No. 4, pp. 349-357 (Nov. 1977).
- (27) A. L. Davidson and W. J. Turney, "Mobile Antenna Gain in the Multipath Environment at 900 MHz," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, Vol. VT-26, No. 4, pp.345-348 (Nov. 1977).
- (28) 多賀, 常川, 佐々木: "着脱式移動機用アンテナ", 通研実報, Vol.35, No.8, pp.823-831 (1986-08).
- (29) 向, 常川, 山田: "携帯機ダイバーシチアンテナの相関係数", 1989年信学会春季全大, B-817 (1989-03).
- (30) R. H. Clarke, "A Statistical Theory of Mobile-Radio Reception," *Bell Syst. Tech. J.*, Vol. 47, No. 6, pp. 957-1000 (July-Aug. 1968).
- (31) K. H. Awadalla, "Direction Diversity in Mobile Communications," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, Vol. VT-30, No. 3, pp. 121-123 (Aug. 1981).
- (32) 山田, 恵比根, 中嶋, 奈良: "大容量移動通信方式用基地局/移動局アンテナ構成技術", 通研実報, vol. 35, no. 10, pp.1023-1031 (1986-10).

- (33) R. G. Vaughan and J. Bach Andersen, "Antenna Diversity in Mobile Communications", *IEEE Trans. Veh. Technol.*, Vol.VT-36, No.4, pp.149-172 (Nov. 1987).
- (34) T. Taga and K. Tsunekawa : "Performance Analysis of A Built-In Planar Inverted F Antenna for 800 MHz Band Portable Radio Units", *IEEE Trans. on Selected Areas in Commun.*, Vol.SAC-5, No.5, pp.921-929 (March 1987).
- (35) D. C. Cox, R. R. Murray, H. W. Arnold, A. W. Norris, and M. F. Wazowicz, "Cross-Polarization Coupling Measured for 800 MHz Radio Transmission In and Around Houses and Large Buildings," *IEEE Trans. Antennas and Propagat.*, Vol. AP-34, No. 1, pp. 83-87 (Jan. 1986).
- (36) W. C. Y. Lee and Y. S. Yeh, "Polarization Diversity System for Mobile Radio", *IEEE Trans. Commun.*, Vol. COM-20, No. 5, pp. 912-923 (Oct. 1972).
- (37) 竹内, 池上, 吉田, 得井: "複素パターンに基づいたアンテナの指向性ダイバーシチ効果", 信学論(B), Vol.J67-B, No.5, pp.570-571 (1984-05).
- (38) F. Ikegami and S. Yoshida : "Analysis of Multipath Propagation Structure in Urban Mobile Radio Environments", *IEEE Trans. Antennas and Propagat.*, Vol. AP-28, No. 4, pp. 531-537 (July 1977).
- (39) 坂上修二: "移動通信伝搬路における900MHz帯多重波伝搬特性 — 振幅-周波数特性と到来角 —", 信学論(B), Vol.J70-B, No.12, pp. 1522-1528 (1987-12).
- (40) M. J. Gans, "A Power Spectral Theory of Propagation in the Mobile-Radio Environment", *IEEE Trans. Veh. Technol.*, Vol.VT-21, No.1, pp.27-38 (Feb. 1972).
- (41) T. Aulin, "A Modified Model for the Fading Signal at a Mobile Radio Channel," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, Vol.VT-28, No.3, pp. 182-203 (Aug. 1979).
- (42) R. G. Vaughan, "Signals in Mobile Communications, A Review," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, Vol. VT-35, No. 4, pp. 133-145 (Nov. 1986).

- (43) H. Kuboyama, K. Fujimoto, and K. Hirasawa, "UHF Bent-Slot Antenna System for Portable Equipment — II : Receiving Performance in Urban Areas," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, Vol. VT-36, No. 3, pp. 129-134 (Aug. 1987).
- (44) W. C. Y. Lee, *Mobile Communications Engineering*. McGraw-Hill Book Company (1982).
- (45) 渡辺, 三島, 恵比根: "陸上移動通信における電波到来仰角の測定", 信学論(B), Vol. J60-B, No. 11, pp. 880-887 (1977-11).
- (46) 前田, 諸岡: "屋内ランダムフィールド法による小形アンテナ放射効率測定法 — 測定精度の実験的検討とその改善法 —", 信学論(B), Vol.J71-B, No.11, pp.1259-1265 (1988-11).
- (47) 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年信学会春季全大, B-23 (1990-03).
- (48) 西尾, 加地: "住宅地におけるUHF帯低アンテナ高の伝搬特性", 昭60信学総全大, S5-11 (1985-03).
- (49) 竹内, 国米, 池上, 吉田, 金井: "直交成分同時測定による市街地偏波特性の測定", 信学技報 A-P83-79 (1983-10).
- (50) 稲垣, 伊藤, 関口: "一素子ループアンテナの理論", 信学論(B), Vol.53-B, No.3, pp.135-142 (1970-03).
- (51) E. C. Jordan and W. E. Miller, "Slotted Cylinder Antennas", *Electronics*, Vol. 20, pp.90-93 (1947).
- (52) G. Sinclair, "The Patterns of Slotted-Cylinder Antennas", *Proceeding of I.R.E.*, Vol. 36, pp.1487-1492 (1948).
- (53) J. R. Wait, "Radiation Characteristics of Axial Slots on a Conducting Cylinder", *Wireless Eng.*, pp.316-323 (1955).
- (54) 多賀登喜雄: "移動通信環境における平均交差偏波電力比(XPR)測定法の検討", 信学論(B-II), Vol.J73-B-II, No.10, pp.536-545 (1990-10).

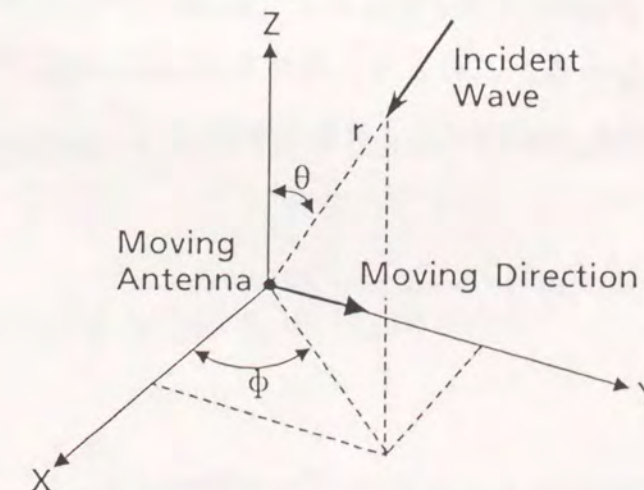
- (55) T. Taga, "Analysis for Mean Effective Gain of Mobile Antennas in Land Mobile Radio Environments," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, Vol. VT-39, No.2, pp.117-131 (May 1990).
- (56) W. C. Y. Lee, "Finding the Approximate Angular Probability Density Function of Wave Arrival by Using a Directional Antenna," *IEEE Trans. Antennas and Propagat.*, Vol. AP-21, No. 3, pp.328-334 (May 1973).
- (57) 浅野, 西川, 藤元, 柴田, 山中: "市街地における電波到来方向の3次元測定", 信学技報 A-P87-76 (1987-10).
- (58) D. C. Cox, "Antenna Diversity Performance in Mitigating the Effects of Portable Radiotelephone Orientation and Multipath Propagation", *IEEE Trans. Commun.*, Vol. COM-31, No. 5, pp. 620-628 (May 1983).
- (59) 坂上, 明山: "移動通信用基地局偏波ダイバーシチ特性—移動局側の偏波傾き角との関係—", 信学論(B), Vol. J70-B, No.3, pp.385-395 (1987-03).
- (60) S. Kozono, H. Tsuruhara, and M. Sakamoto, "Base Station Polarization Diversity Reception for Mobile Radio", *IEEE Trans. Veh. Technol.*, Vol. VT-33, No. 4, pp.301-306 (Nov. 1984).
- (61) W. C. Y. Lee and R. H. Brandt, "The Elevation Angle of Mobile Radio Signal Arrival", *IEEE Trans. Commun.*, Vol. COM-21, No. 11, pp. 1194-1197 (Nov. 1973).
- (62) 多賀, 三島: "携帯機用アンテナの一検討," 昭56信学総全大, 2161 (1981-04).
- (63) 常川, 鹿子嶋: "小形筐体上水平アンテナ配置時のダイバーシチ効果解析," 信学技報, A-P89-37 (1989-07).
- (64) 虫明康人, 「アンテナ・電波伝搬」 電気通信学会編, コロナ社 (1961).

付録 1 多重波伝搬路におけるアンテナの 平均受信電力の導出(6, p.133)

多重伝搬路内を走行する移動体アンテナを座標原点とする球面座標系(付図1.1)において、アンテナの電界指向性は次式のように表せる。

$$E_a(\Omega) = E_\theta(\Omega) \mathbf{i}_\theta + E_\phi(\Omega) \mathbf{i}_\phi \quad (\text{付1.1})$$

ここに Ω は (θ, ϕ) により与えられる球面上の座標点、 $\mathbf{i}_\theta, \mathbf{i}_\phi$ はそれぞれ θ, ϕ 方向の単位ベクトル、また、 E_θ, E_ϕ はそれぞれ電界指向性の θ, ϕ 成分の複素表示であり $e^{-j\omega t}$ の項を除いた振幅および位相を表す。



付図1.1 入射波と受信アンテナとを示す球面座標系

また、 (θ, ϕ) 方向から到来する波の電界は次式のように表せる。

$$\mathbf{F}(\Omega) = F_\theta(\Omega)\mathbf{i}_\theta + F_\phi(\Omega)\mathbf{i}_\phi \quad (\text{付1.2})$$

ここに F_θ, F_ϕ はそれぞれ Ω 方向の到来波電界の $\mathbf{i}_\theta, \mathbf{i}_\phi$ 成分の振幅および位相を表す。

アンテナにおける受信電圧は次式により表される。

$$V(t) = c \oint \mathbf{E}_a(\Omega) \cdot \mathbf{F}(\Omega) e^{-j\mathbf{k}\mathbf{u}\cdot\mathbf{r}t} d\Omega \quad (\text{付1.3})$$

但し、 Ω は球面座標系における座標点 (θ, ϕ) を表し

$$\oint d\Omega = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi \sin\theta d\theta d\phi \quad (\text{付1.4})$$

である。また、 c は比例定数、 $e^{-j\mathbf{k}\mathbf{u}\cdot\mathbf{r}t}$ はアンテナの移動速度 $\mathbf{u}$ により生ずるドップラーシフト、 k は波数、 $\mathbf{r}$ は放射方向の単位ベクトルである。

さて、移動体アンテナが多重伝搬路内をランダムに走行すると仮定し、そのときアンテナに入射する到来波電界の振幅および位相が空間的に独立かつランダムに変化するものと仮定する。このとき、異なる方向 $\Omega=(\theta, \phi), \Omega'=(\theta', \phi')$ からの到来波に対して F_θ 及び F_ϕ の位相は独立であるから、

$$\langle F_\theta(\Omega) F_\theta^*(\Omega') \rangle = \langle F_\theta(\Omega) F_\theta^*(\Omega) \rangle \delta(\Omega - \Omega') \quad (\text{付1.5})$$

$$\langle F_\phi(\Omega) F_\phi^*(\Omega') \rangle = \langle F_\phi(\Omega) F_\phi^*(\Omega) \rangle \delta(\Omega - \Omega') \quad (\text{付1.6})$$

が成り立つ。また θ, ϕ 各成分の偏波間の相関も無いものと仮定すると、 F_θ と F_ϕ 間の位相も独立かつ一様に0から 2π の間に分布するから、

$$\langle F_\theta(\Omega) F_\phi^*(\Omega') \rangle = 0 \quad (\text{付1.7})$$

が成り立つ。ここに $\langle \rangle$ はアンサンブル平均、 $*$ は複素共役、 δ はデルタ関数を表す。更に、 $V(t)$ は平均値0の複素ガウス過程により近似され、

$$\langle V(t) \rangle = 0 \quad (\text{付1.8})$$

を満たす。

まず、 $V(t)$ の自己相関関数を求めると、

$$\begin{aligned} R_V(\tau) &= \langle V(t) V^*(t+\tau) \rangle \\ &= cc^* \oint \oint \langle \{ \mathbf{E}_a(\Omega) \cdot \mathbf{F}(\Omega) \} \{ \mathbf{E}_a^*(\Omega') \cdot \mathbf{F}^*(\Omega') \} \rangle \\ &\quad \times e^{-j\mathbf{k}\mathbf{u}\cdot(\mathbf{r}-\mathbf{r}')t + j\mathbf{k}\mathbf{u}\cdot\mathbf{r}'t} d\Omega d\Omega' \end{aligned} \quad (\text{付1.9})$$

となる。式(付1.9)に式(付1.1), (付1.2)を代入し、これに式(付1.5), (付1.6), (付1.7)の条件を適用すると

$$\begin{aligned} R_V(\tau) &= cc^* \oint \{ E_\theta(\Omega) E_\theta^*(\Omega) \langle F_\theta(\Omega) F_\theta^*(\Omega) \rangle \\ &\quad + E_\phi(\Omega) E_\phi^*(\Omega) \langle F_\phi(\Omega) F_\phi^*(\Omega) \rangle \} \cdot e^{-j\mathbf{k}\mathbf{u}\cdot\mathbf{r}\tau} d\Omega \end{aligned} \quad (\text{付1.10})$$

が得られる。

アンテナの電力利得指向性と電界指向性との間には次式の関係が成り立つ。

$$G(\Omega) = G_\theta(\Omega) + G_\phi(\Omega) = K \{ E_\theta(\Omega) E_\theta^*(\Omega) + E_\phi(\Omega) E_\phi^*(\Omega) \} \quad (\text{付1.11})$$

ただしKは比例定数で、 $G_\theta(\Omega)$, $G_\phi(\Omega)$ は次式を満足する。

$$\oint \{ G_\theta(\Omega) + G_\phi(\Omega) \} d\Omega = 4\pi \quad (\text{付1.12})$$

また、 $\langle F_\theta(\Omega) F_\theta^*(\Omega) \rangle$ は i_θ 偏波の到来波の分布を表しており、次式のように正規化される。

$$\langle F_\theta(\Omega) F_\theta^*(\Omega) \rangle = C_1 P_\theta(\Omega) \quad (\text{付1.13})$$

ここに C_1 は i_θ 偏波の到来波分布の最大値、 $P_\theta(\Omega)$ は次式を満足する角密度関数である。

$$\oint P_\theta(\Omega) d\Omega = 1 \quad (\text{付1.14})$$

同様にして、次式を得る。

$$\langle F_\phi(\Omega) F_\phi^*(\Omega) \rangle = C_2 P_\phi(\Omega) \quad (\text{付1.15})$$

$$\oint P_\phi(\Omega) d\Omega = 1 \quad (\text{付1.16})$$

よって、式(付1.11), (付1.13)および式(付1.15)を式(付1.10)に代入すると、

$$R_V(\tau) = \alpha^* \oint \left\{ C_1 K G_\theta(\Omega) P_\theta(\Omega) + C_2 K G_\phi(\Omega) P_\phi(\Omega) \right\} \cdot e^{-j\mathbf{k} \cdot \mathbf{r} \tau} d\Omega \quad (\text{付1.17})$$

となるが、 $cc^* C_1 K = 2P_1$, $cc^* C_2 K = 2P_2$ と置くことにより

$$R_V(\tau) = 2 \oint \left\{ P_1 G_\theta(\Omega) P_\theta(\Omega) + P_2 G_\phi(\Omega) P_\phi(\Omega) \right\} \cdot e^{-j\mathbf{k} \cdot \mathbf{r} \tau} d\Omega \quad (\text{付1.18})$$

が得られる。

アンテナの平均受信電力 P_{rec} は $\frac{1}{2} \langle V(t) V^*(t) \rangle$ で与えられるから、式(付1.18)において $\tau=0$ とすることにより、次式のように求められる。(即ち、式(2.3)が得られる。)

$$P_{\text{rec}} = \oint \left\{ P_1 G_\theta(\Omega) P_\theta(\Omega) + P_2 G_\phi(\Omega) P_\phi(\Omega) \right\} d\Omega \quad (\text{付1.19})$$

式(付1.19)において、 i_θ 方向のみに偏波をもつ等方性受信アンテナの場合を考えると、 $G_\theta(\Omega)=1$, $G_\phi(\Omega)=0$ であるから、

$$P_{\text{rec}} = P_1 \oint P_\theta(\Omega) d\Omega = P_1 \quad (\text{付1.20})$$

となる。式(付1.20)は、 P_1 が多重波伝搬路中において i_θ 方向偏波の等方性アンテナで受信される平均電力であること、即ち i_θ 方向偏波の平均到来波電力であることを示している。同様に、 i_ϕ 方向のみに偏波をもつ等方性受信アンテナの場合を考えると、 P_2 が多重波伝搬路中における i_ϕ 方向偏波の平均到来波電力であることが導かれる。

付録 2 アンテナダイバーシチの相関係数の導出

図2.3に示す2つのアンテナ n ($n=1, 2$)の電界指向性は次式のように表せる。

$$\mathbf{E}_n(\theta, \phi) = E_{\theta n}(\theta, \phi) \mathbf{i}_\theta + E_{\phi n}(\theta, \phi) \mathbf{i}_\phi \quad (\text{付2.1})$$

ここに $E_{\theta n}, E_{\phi n}$ はそれぞれ電界指向性の θ, ϕ 成分の複素表示である。付録1における式(付1.3)と同様、2つのアンテナにおける受信電圧(いずれも複素数)は次式となる。

$$V_1(t) = c_1 \oint \mathbf{E}_1(\Omega) \cdot \mathbf{F}(\Omega) e^{-j\mathbf{k}\mathbf{u} \cdot \mathbf{r}t} d\Omega \quad (\text{付2.2})$$

$$V_2(t) = c_2 \oint \mathbf{E}_2(\Omega) \cdot \mathbf{F}(\Omega) e^{-j\mathbf{k}\mathbf{u} \cdot \mathbf{r}t} \cdot e^{j\mathbf{k}\mathbf{x}} d\Omega \quad (\text{付2.3})$$

但し、 c_n ($n=1, 2$)は比例定数、 $e^{-j\mathbf{k}\mathbf{u} \cdot \mathbf{r}t}$ はアンテナの移動速度 $\mathbf{u}$ により生ずるドップラーシフト、 k は波数、 $\mathbf{r}$ は放射方向の単位ベクトル、 $\mathbf{x}$ は2つのアンテナにおける到来波の位相差である。さて、到来波そのものに相関が無いと仮定すると、式(付1.5), (付1.6), (付1.7)が成り立ち、また $V_1(t), V_2(t)$ は共に平均値0の複素ガウス過程により近似されるから、付録1における式(付1.8)を満たす。従って、2つの受信電圧の相互共分散は式(付2.2), (付2.3)に式(付1.2), (付2.1)を代入し、これに式(付1.5), (付1.6), (付1.7)の条件を適用することにより次式のように求められる。

$$R_{12} = \langle V_1(t) V_2^*(t) \rangle$$

$$= 2 K' P_H \int \left\{ \left\{ XPR \cdot E_{\theta 1}(\Omega) E_{\theta 2}^*(\Omega) P_{\theta}(\Omega) \right. \right. \\ \left. \left. + E_{\phi 1}(\Omega) E_{\phi 2}^*(\Omega) P_{\phi}(\Omega) \right\} \cdot e^{-j k x} d\Omega \right\} \quad (\text{付2.4})$$

ここに K' は比例定数、 XPR は式(2.2)で定義する平均交差偏波電力比である。 $P_{\theta}(\Omega), P_{\phi}(\Omega)$ はそれぞれ θ, ϕ 成分の到来波角密度関数であり、式(2.5)を満足する。また、 x は2つのアンテナにおける到来波の位相差であり、図2.3に示すようにダイバーシチアンテナ系がYZ面にあつて各アンテナを結ぶ方向が鉛直方向より β だけ傾いているとき、 $x = d(\sin\theta \sin\phi \sin\beta + \cos\theta \cos\beta)$ で与えられる。

同様にして、第1および第2のアンテナにおける受信電圧の標準偏差 σ_1 および σ_2 は

$$\sigma_1^2 = \langle V_1(t) V_1^*(t) \rangle \\ = 2 K' P_H \int \left\{ \left\{ XPR \cdot E_{\theta 1}(\Omega) E_{\theta 1}^*(\Omega) P_{\theta}(\Omega) \right. \right. \\ \left. \left. + E_{\phi 1}(\Omega) E_{\phi 1}^*(\Omega) P_{\phi}(\Omega) \right\} d\Omega \right\} \quad (\text{付2.5})$$

$$\sigma_2^2 = \langle V_2(t) V_2^*(t) \rangle \\ = 2 K' P_H \int \left\{ \left\{ XPR \cdot E_{\theta 2}(\Omega) E_{\theta 2}^*(\Omega) P_{\theta}(\Omega) \right. \right. \\ \left. \left. + E_{\phi 2}(\Omega) E_{\phi 2}^*(\Omega) P_{\phi}(\Omega) \right\} d\Omega \right\} \quad (\text{付2.6})$$

と求められる。一般に、複素相関係数を ρ とし観測される包絡線に対する相関係数を ρ_e とすると、 ρ_e は $|\rho|^2$ に近似的に等しく(30)、また式(付1.8)を用いて、

$$\rho_e \approx |\rho|^2 = \frac{|R_{12}|^2}{\sigma_1^2 \sigma_2^2} \quad (\text{付2.7})$$

と与えられるから、これに式(付2.4), (付2.5), (付2.6)を代入することにより式(2.11)が得られる。

付録 3 等価見通し伝搬路における

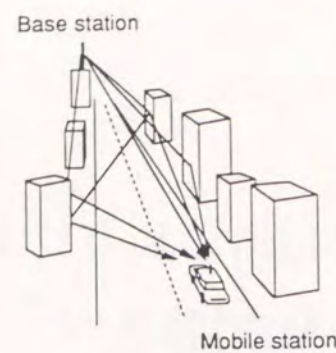
アンテナのMEG特性⁽⁴⁷⁾

陸上移動通信における多重波伝搬路内をランダムに移動するアンテナのMEG特性の解析には、本論文第2章で論じたように、垂直(V)・水平(H)各偏波成分がアジマス方向に一様分布し仰角方向にガウス分布する到来波モデルを適用する方法が有効である。しかし、付図3.1に示すように、基地局からの到来波方向と道路とのなす角(道路角)が小さい場合や、基地局と移動局との間に見通しとなる区間が相当多いような場合などでは、到来波分布がアジマス方向に強い方向性をもつ伝搬路(以下、等価見通し伝搬路と称する)となる。このような伝搬路に対しては、前記モデルのみではアンテナのMEG特性を十分に解析することができない。

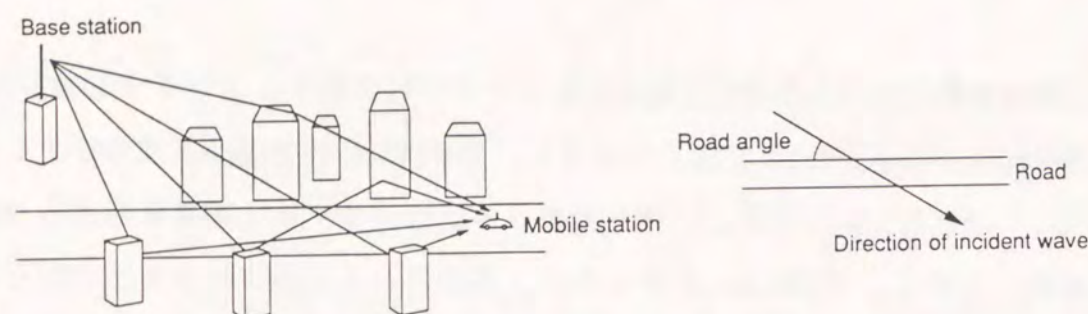
そこで、等価見通し伝搬路におけるV・H両偏波成分の到来波分布として、アジマス方向、仰角方向ともにガウス分布する統計的モデルを仮定する(付図3.2)。このとき、観測される到来波分布を与える角密度関数は、式(付3.1)および式(付3.2)により表される。

$$P_{\theta}(\theta, \phi) = A_{\theta} \exp \left[- \frac{\left\{ \theta - \left(\frac{\pi}{2} - m_V \right) \right\}^2}{2\sigma_V^2} \right] \exp \left[- \frac{(\phi - A)^2}{2S^2} \right] \quad (0 \leq \theta \leq \pi) \quad (\text{付3.1})$$

$$P_{\phi}(\theta, \phi) = A_{\phi} \exp \left[- \frac{\left\{ \theta - \left(\frac{\pi}{2} - m_H \right) \right\}^2}{2\sigma_H^2} \right] \exp \left[- \frac{(\phi - A)^2}{2S^2} \right] \quad (0 \leq \theta \leq \pi) \quad (\text{付3.2})$$

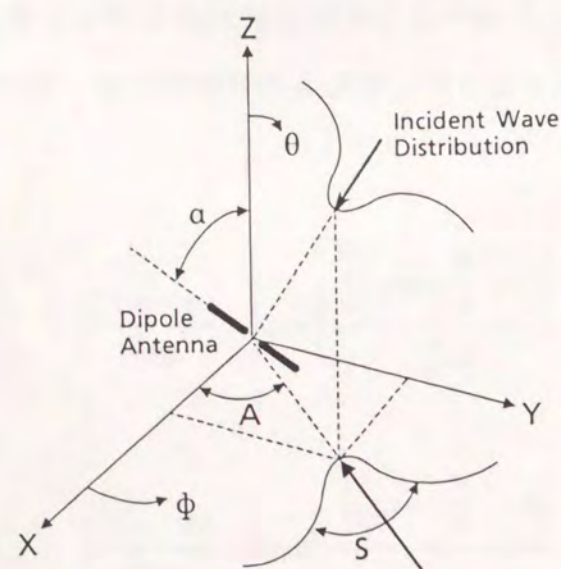


(a) 送信局アンテナが見通せる場合



(b) 見通しが無くても極めて方向性の強い到来波が観測される場合
(市街地で道路角が小さく、道路幅が広い区間)

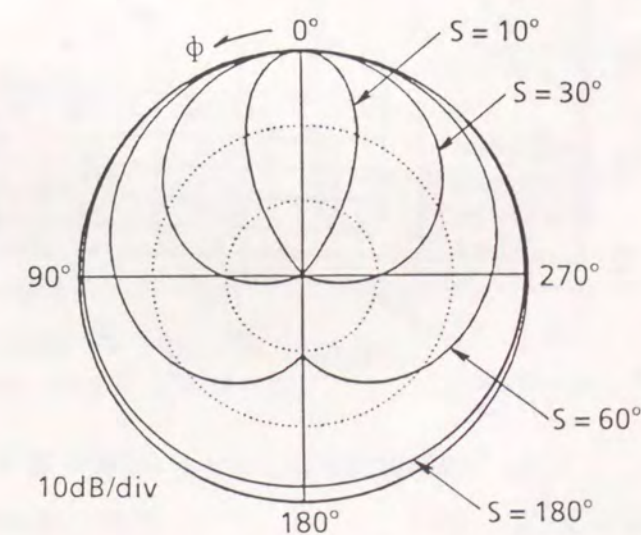
付図3.1 アジマス一様分布の仮定が適用できない伝搬路



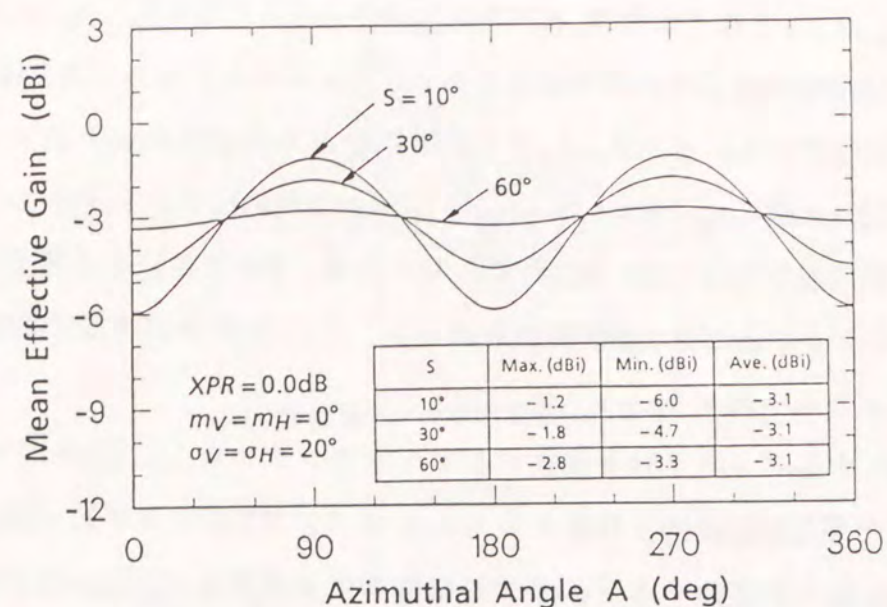
付図3.2 等価見通し伝搬路での解析モデル

ただし、 m_V, m_H はそれぞれ垂直、水平各偏波成分分布の平均仰角、 σ_V, σ_H はそれぞれ垂直、水平各偏波成分分布の標準偏差であり、 A は到来波分布の平均方位、 S はその方位標準偏差である。また A_θ, A_ϕ は比例定数であり式(2.6)により決定される。平均仰角面 ($\theta = \pi/2 - m_V, \theta = \pi/2 - m_H$) において移動体アンテナから見たアジマス方向の到来波分布は付図3.3に示すものとなる。 S が大きくなる程アジマス方向一様分布モデルに近づき、 S が無大のとき、このモデルは本論文第2章で提案した伝搬モデルに一致する。

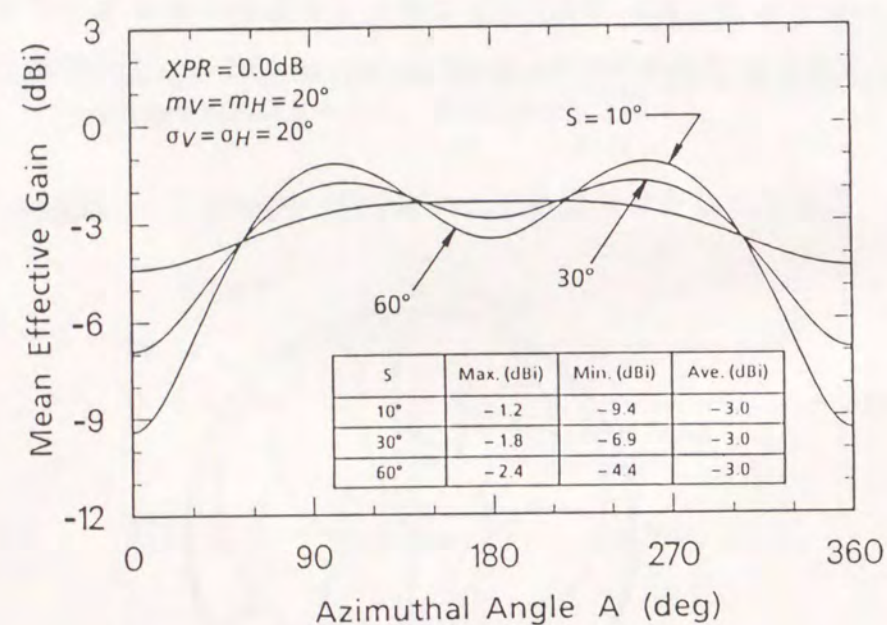
解析対象とするアンテナは半波長ダイポールアンテナとし、XZ面内で α の傾きをもつ状態で多重伝搬路内を移動するものとする。XY面は水平面に対応し、アンテナはXY面内を移動する。 $\alpha = 55^\circ$ の場合の計算結果を付図3.4に示す。付図3.4(a)は平均仰角が 0° の場合を、付図3.4(b)は平均仰角が 20° の場合を示す。また図中の表はMEGの最大値、最小値および方位角 A に対する平均値を示している。 S が小さいほど平均方位 A に対するアンテナの電力利得指向性に対応する変動を示すが、 S が大きくなるに従い平均方位 A に対する変動が小さくなりアジマス方向一様分布モデル(本論文第2章)での計算値(-3dBi)に近づく。また平均方位 A 対



付図3.3 方位標準偏差 S に対するアジマス方向到来波分布



(a) 平均仰角が $m_V = m_H = 0^\circ$ の場合

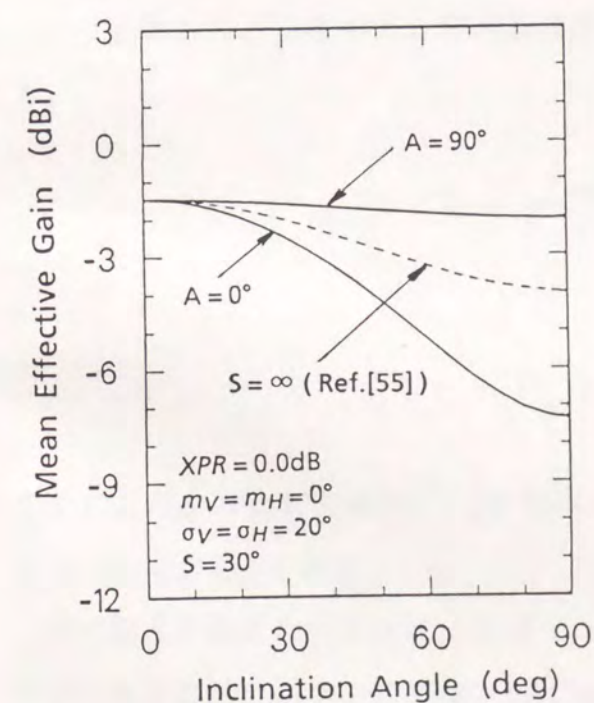


(b) 平均仰角が $m_V = m_H = 20^\circ$ の場合

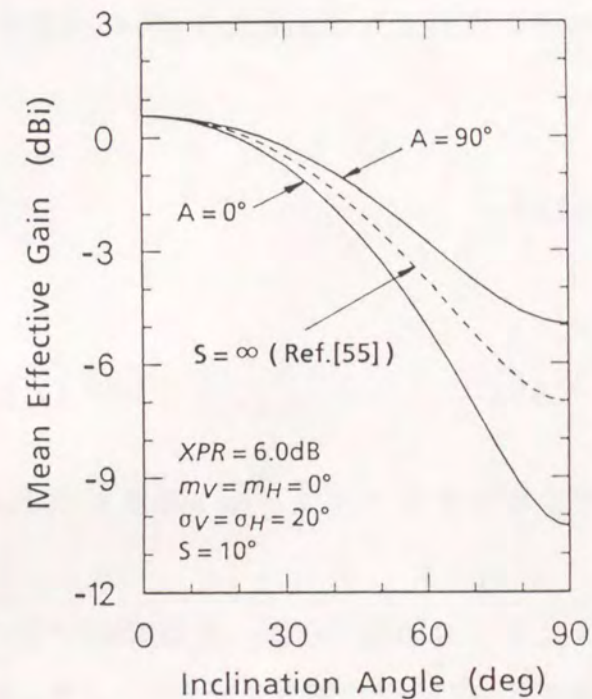
付図3.4 平均方位角 A に対する MEG 特性 ($\alpha = 55^\circ$ の場合)

する MEG 変動の平均値は、平均仰角や S の値によらずアジマス方向一様分布モデルでの計算値に等しい。この特性はアンテナの傾き角によらず成り立つ。このことは、本論文第2章の伝搬モデルでの解析結果が、等価見通し伝搬路においてアンテナの方位を様々に変えて測定される MEG の方位平均値を与えることを示すものである。このとき、平均方位に対する MEG の最大値、最小値は、到来波分布がアジマス方向に一様でないことに起因する MEG の変動幅を表すものといえる。

付図3.5はアンテナの傾き角に対する MEG 変動を示したものであり、図中破線はアジマス方向一様分布モデル(本論文第2章)での計算値である。異なる平均方位角 A に対する MEG 特性が破線で示される特性のまわりに分散した特性となることがわかる。



(a) $XPR = 0\text{dB}$ の場合



(b) $XPR = 6\text{dB}$ の場合

付図3.5 アンテナ傾斜角に対する MEG 特性

付録 4 MEGの測定方法

受信アンテナが移動する間に受信アンテナに到来する多重到来波のV, H各偏波成分の移動平均電力をそれぞれ P_V, P_H とすると、 $P_V + P_H$ は受信アンテナに到来する平均到来波電力である。この平均到来波電力は、鉛直方向に対し 55° 傾斜した半波長ダイポールアンテナのMEG値が到来波特性によらず -3dBi に等しいこと(第3章, 3.2.4節)を利用して測定することができる。即ち、MEG値 G_e が式(付4.1)で定義されることから、平均到来波電力 $P_V + P_H$ が式(付4.2)により求められる。

$$G_e = \frac{P_{rec}}{P_V + P_H} \quad (\text{付4.1})$$

$$P_V + P_H = P_{rec} \times 2 \quad (+3\text{dB}) \quad (\text{付4.2})$$

ここに、 P_{rec} は鉛直方向に対し 55° 傾斜した半波長ダイポールアンテナで測定される平均受信電力である。

平均到来波電力が求めれば、供試アンテナのMEGは、同一の移動コース上で測定される供試アンテナの平均受信電力 $P_{rec}^{(i)}$ と、平均到来波電力 $P_V + P_H$ との相対値 $P_{rec}^{(i)} / (P_V + P_H)$ として求められる。

第7章における室内実験では、鉛直方向から 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 $0^\circ, 90^\circ, \pm 45^\circ$ の4通りの方位に向けた場合の平均受信電力を測定し、それら測定値の平均値に 3dB を加えることにより平均到来波電力を求めた。

本研究に関する発表論文

(*: 関連論文)

1. 論文

- [1]* 佐々木 秋穂、ト部 周二、西木 貞之、多賀 登喜雄:「自動車電話用携帯無線機の基本設計法」, 信学会, 論文誌B, Vol.J69-B, No.12, pp.1787-1794, 1986年12月.
- [2]* T. Taga and K. Tsunekawa : "Performance Analysis of a Built-In Planar Inverted F Antenna for 800 MHz Band Portable Radio Units", *IEEE Trans. on Selected Areas in Commun.*, Vol.SAC-5, No.5, pp.921-929, June 1987.
- [3] T. Taga : "Analysis for mean effective gain of mobile antennas in land mobile radio environments", *IEEE Trans. on Vehicular Technol.*, Vol. VT-39, No.2, pp.117-131, May 1990.
- [4] 多賀 登喜雄:「移動通信環境における平均交差偏波電力比(XPR)測定法の検討」, 信学会, 論文誌B-II, Vol.J73-B-II, No.10, pp.536-545 1990年10月.
- [5] 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」, 信学会, 論文誌B-II, Vol.J73-B-II, No.12, pp.883-895 1990年12月.
- [6]* 多賀 登喜雄、角田 紀久夫:「空間回路網法による板状逆Fアンテナの解析」, 信学会, 論文誌B-II, Vol.J74-B-II, No.10, pp.538-545 1991年10月
- [7] 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」, 信学会, 論文誌B-II, Vol.J74-B-II, No.11, pp.608-615 1991年11月.
- [8] 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」, 信学会, 論文誌B-II, Vol.J75-B-II, No.6, pp.370-378 1992年6月.

2. 研究集会(審査あり)

- [1]* H. Mishima and T. Taga : "Mobile Antennas and Duplexer for 800MHz Band Mobile Telephone System", *IEEE International Symp. on Antenna and Propagat.*, Quebec, pp.508-511, June 1980.
- [2]* K. Kobayashi, S. Nishiki, T. Taga and A. Sasaki : "Detachable Mobile Radio Units for 800MHz Land Mobile Radio System", *Proc. of the 34th IEEE Veh. Technol. Conf.*, Pittsburgh, pp.6-11, May 21-23 1984.
- [3]* T. Taga and K. Tsunekawa : "A Built-In Antenna for 800MHz Band Portable Radio Units", *Proc. of ISAP'85*, 121-1, pp.425-428 1985.
- [4]* T. Taga and K. Tsunekawa : "A Built-In Diversity Antenna for 800MHz Band Portable Radio Units", *IEEE International Symp. on Antenna and Propagat.*, Philadelphia, pp.705-708, June 8-13 1986.
- [5] T. Taga and M. Aikawa : "A Method of Estimating Antenna Effective Gain in Land Mobile Communication Environments", *Proc. of the 38th IEEE Veh. Technol. Conf.*, Philadelphia, pp.334-339, June 15-17 1988.
- [6] T. Taga : "A Method of Estimating the Correlation Coefficient of Antenna Diversity in Mobile Radio Communications", *Proc. of 3rd Nordic Seminar on Digital Land Mobile Radio Communication*, Copenhagen, Denmark, 13.2, September 12-15 1988.
- [7] T. Taga, K. Tsunoda and H. Imahori : "Correlation Properties of Antenna Diversity in Indoor Mobile Communication Environments", *Proc. of the 39th IEEE Veh. Technol. Conf.*, San Francisco, pp.446-451, April 30-May 3 1989.

