

TR-o-0017

40

多重伝搬路内におけるアンテナ特性の解析  
と多重波干渉除去技術への応用

多賀 登喜雄

1990. 1. 23.

ATR光電波通信研究所

## 概 要

多重伝搬路内で用いられる移動体アンテナの特性解析結果について報告するとともに、アンテナ系による通信品質改善技法(平均SNR劣化対策, ダイバーシチによるフェージング除去)の概略について記す。多重伝搬路内での移動体アンテナの重要な特性である平均実効利得並びにアンテナダイバーシチ枝の相関特性の解析法を提案し、それら特性の伝搬環境パラメータ依存性を明らかにしている。将来の本格的なパーソナル通信においては、人が携帯することによって生ずるアンテナの指向性変動がアンテナ特性劣化の一要因となるが、本報告では逆に伝搬環境パラメータを積極的に利用することによりアンテナの指向性変動に依らず一定の平均実効利得を実現することや低相関なアンテナダイバーシチ枝を得ることができることを理論的に予測している。また、900MHz帯における実験により解析結果の妥当性を検証している。これら特性は今後本格化と思われるデジタル携帯通信方式において、平均SNR劣化対策及び効果の高いアンテナダイバーシチシステムの実現に有効となろう。

最後に、移動通信において信号伝送品質を劣化させる多重波干渉を改善する技術について報告者の基本的考え及び報告者が“干渉除去技術の研究”として行った他の研究テーマの経過と今後の課題について述べている。

## 目 次

	ページ
1. 序 -研究の背景-	1
2. 移動通信環境内に置かれたアンテナの平均実効利得の解析 (Analysis for Mean Effective Gain of Mobile Antennas in Land Mobile Radio Environments)	6
3. 等価見通し伝搬路における平均実効利得の解析	48
4. 携帯無線システムにおけるアンテナ伝搬環境設計について	53
5. 移動通信環境における平均交さ偏波電力比(XPR)測定法	58
6. 移動通信におけるアンテナダイバーシチの相関特性の解析	85
7. クロスダイポールアンテナによる偏波ダイバーシチ枝の実験 的検討 (Correlation characteristics of polarization antenna diversity in indoor communication environments)	107
8. 平行配置ダイポールアンテナによる空間ダイバーシチ 枝の実験的検討	123
9. 移動通信における多重波干渉除去の研究 - その概要 -	132

# Chapter 1

## 序 -研究の背景- Introduction -Background of Studies-

### 1.1 はじめに

近年、多様な情報サービスを可能にするデジタル移動通信の実現が要望されており、その実用化に向けて数多くの研究が行われている。移動通信においては、電波の多重伝搬による伝送路歪みに加え、伝送路の伝達関数が、移動局の移動に伴って激しく変動する。この時変マルチパス歪みによって、通信品質が大きく劣化する。従って高速なデジタル信号伝送を可能とするためには、このマルチパス歪みを除去することが極めて重要な課題となる。マルチパス歪みは到来する電波の通路差の違いにより、周波数選択性フェージングと周波数フラットフェージングとに大別される。前者はアダプティブアンテナ<sup>(1)~(5)</sup>や適応フィルタ<sup>(6),(7)</sup>などの等化技術によって歪み補償を行う必要があるが、現状では適応等化アルゴリズムの収束速度は、移動通信における伝送路特性の時間的変動に比べて遅く、極めて誤りの少ない信号伝送( $BER < 10^{-4} \sim 10^{-6}$ )を実現するには不十分なため、より高速な等化技術が必要である。到来波の通路差が比較的小さい場合にはDSK, PSK-RZ及びPSK-VP等の耐多重波変調方式<sup>(8)~(10)</sup>が有効であるが、これらの等化技術あるいは変調方式のいずれにおいても周波数フラットフェージングに対しては効果が低い。周波数フラットフェージングに対しては主にダイバーシチ受信が有効であり、コスト的に優れるアンテナダイバーシチが有望である。また、携帯移動通信サービスなどのパーソナル通信においては、使用者の人為的操作によって生じるアンテナ特性の変動に起因する受信レベル変動が大きな通信品質劣化の要因となるため、受信レベル変動の低減技術が必要である。

本研究(多重波干渉除去技術の研究)では、将来のパーソナル移動通信において重要となる上記の通信品質劣化要因(フラットフェージング及び受信レベル変動)をアンテナ系において改善するための

(1) 多重波伝搬路内でのアンテナ特性の研究、  
通信品質改善技術への応用を検討するとともに、効果的な等化技術の開発に資するための

(2) マルチパス歪みの詳細分析を行う多重波伝搬特性の研究  
及び周波数選択性フェージングに対する等化技術として、

(3) 等化アルゴリズムを用いない高速な等化方式の研究

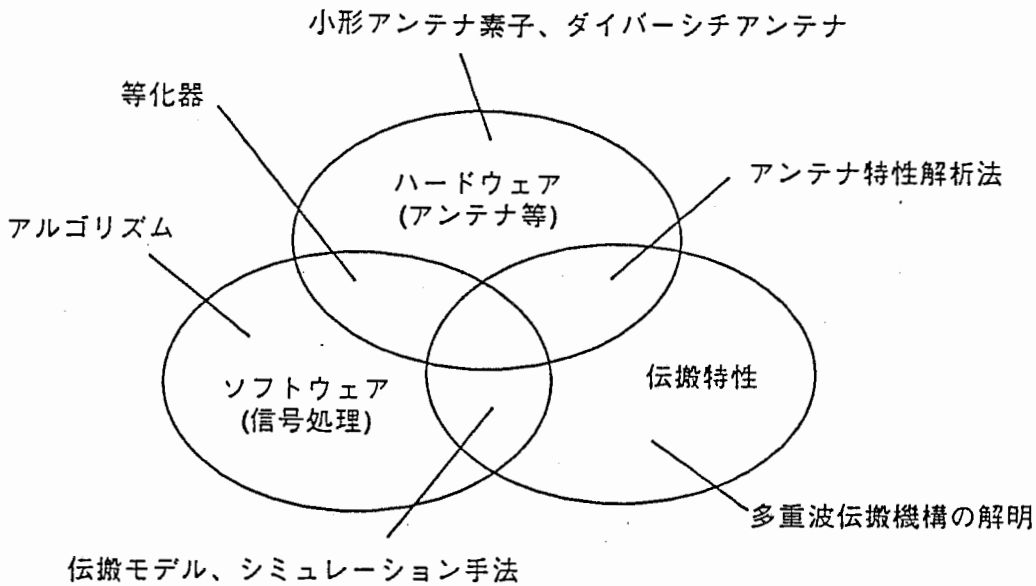


図1. 多重波干渉除去技術の研究項目とその関連性

(4) 将来の超小形携帯無線通信サービスに必要なとなるアンテナ構成技術の研究

を並行して進めてきている(図1)。

本報告書は前記4項の研究テーマの内、第(1)項の周波数フラットフェージングを低減するためのアンテナダイバーシチ技術と平均受信レベル(平均S/N)に関連するアンテナ平均実効利得についての研究結果を示すものである。第2章では、多重波伝搬路内でのアンテナの平均実効利得(MEG)の概念と到来波の統計的伝搬パラメータについての定義を行うとともに、アジマス方向に一様分布し仰角方向にガウス分布する統計モデルを導入してアンテナ指向性変動及び伝搬パラメータ変動に対するMEG特性を明らかにしている。第3章では、移動体アンテナが等価見通し伝搬路内を移動する場合のMEG特性を理論解析し、第2章で導入した統計モデルによる解析結果が等価見通し伝搬路内でのアンテナ方位の平均を評価するものであることを示している。第4章では、MEG特性の伝搬パラメータ依存性を利用してアンテナ指向性変動に伴うMEG特性の劣化を低減する伝搬環境を人工的に設計する可能性について述べている。第5章では、移動通信環境における統計的伝搬パラメータの一つである平均交さ偏波電力比(XPR)を正確に測定する方法について理論解析結果を示すとともに、測定に用いるアンテナ構成について提言を行っている。第6章では、アンテナダイバーシチ枝の相関特性の理論解析法を新たに提案するとともに、偏波ダイバーシチ枝の特性について明らかにしている。第7章では、第6章で理論的に予測した伝搬パラメータ制御による低相関ダイ

バーシチ枝の実現性について、理論的・実験的に検討した結果を報告している。第8章では、ダイポールアンテナを2本平行に配置した構成による空間ダイバーシチ枝の相関特性を理論的・実験的に検討した結果を報告している。第9章では、多重波干渉除去技術の研究として取り上げた前記(2)~(4)項の研究テーマに関して、昭和62年(1987年)3月より平成2年(1990年)1月までの約3年間に行った検討の経過と到達点及び今後の課題について報告者の所見を述べている。また本章次節では、第2章から第8章までの検討結果の発展性・応用性について報告者の所見を述べる。

## 1.2 多重波伝搬環境内でのアンテナ特性解析と応用

### 1.2.1 その技術的背景と研究の経過

多重波伝搬環境内に置かれたアンテナの実効利得はアンテナ単体の指向性利得では表せないため、従来は実際の伝搬路内でアンテナ系を移動させてその受信レベルの平均値を測定し、同じ伝搬路内で測定された参照アンテナの平均受信レベルと比較する方法<sup>(11)</sup>により実験的に評価されてきた。この方法では結果の評価は可能であるが、アンテナ設計に用いるには困難であった。なぜならその評価値は、実験環境の伝搬特性に強く依存したものであり、必ずしも一般性のある結果ではないためである。その結果に一般性を与えるためには、実験環境の伝搬特性を明らかにすることが必要であるが、そのためにはさらに膨大な時間と労力を費やさねばならない。従って、アンテナ特性解析のための理論的手法が要望されていたが、これまで有効な手法が提案されていなかった。また、ダイバーシチアンテナなどの性能を表す相関特性などについても十分な理論的解析手法が提案されておらず、最適なアンテナ構成の設計手法は確立されていなかった。

本研究では、まず到来波の角密度関数をアジマス方向に一様分布し仰角方向にガウス分布する関数により近似する統計モデルが実際の環境下での測定値と良く一致することを実験的に確認し、このモデルを用いた一般性のあるアンテナ利得解析手法並びにダイバーシチアンテナの相関特性解析法を確立した<sup>(12),(13)</sup>。本手法によりダイポールアンテナの多重波中利得を解析し、アンテナの傾き(携帯無線機における人為的操作に起因)に依らずに平均実効利得を一定にできる伝搬環境パラメータが存在することを示し<sup>(14)</sup>、またダイバーシチアンテナの相関を極めて低く抑えることのできる伝搬路構築の可能性を理論的・実験的に明らかにした<sup>(15),(16)</sup>。さらに伝搬環境パラメータの測定方法についても検討を加えた<sup>(15),(17)</sup>。

以上の検討結果は、極小ゾーン構成の移動通信システムにおいて伝搬路の特性を操作することにより、アンテナ系での受信レベル変動を抑えかつ低相関なダイバーシチ枝をもつ方式を実現し得ることを示唆するものである。伝搬特性の操作の具体的方法とは、送信アンテナの高さ、偏波特性、放射ビーム幅などを変えるこ

とを意味する。極小ゾーンシステムにおいては到来波の遅延分散も小さいと考えられるから、耐多重波変調方式<sup>(10)</sup>などの変調方式を併用することにより、デジタル信号を高速伝送できるシステム(例えば屋内携帯無線システムや屋内無線LANの構築など)の実現が期待できるであろう。

### 1.2.2 今後の課題と応用技術(発展性)

本研究により、多重波環境内でのアンテナ特性解析手法は確立されたが、解析例としてはこれまで標準ダイポールアンテナ素子を用いたアンテナ系の検討を行ってきた。従って、さらに具体的なアンテナ系(例えば携帯無線機に実装したアンテナ)の特性解析を行い、実験との比較を行って、本手法が標準ダイポールアンテナ以外のアンテナ特性解析にも有効であることを示す必要があるであろう。本研究で明らかにした屋内での伝搬環境パラメータ推定法を用いれば、人体を含めた特性解析や、人体による電磁波吸収についての定量的検討をおこなうことができ、従って本報告書で示した解析手法はそのような検討にも適応性をもつ。さらに、具体的アンテナ系に対する最適伝搬環境パラメータの検討と実伝搬路での効果確認を進めるべきであろう。

ダイバーシチアンテナ系についても同様に、具体的アンテナ系に対して最適構成や伝搬環境操作による低相関効果について理論的・実験的検討が望まれる。伝搬環境設計によるシステム構成に関しては、様々な環境下でその実用性を検討する必要があり、本効果と耐多重波変調方式を併用した無線LANシステムをATR内において構築するなど、外部にアピールし易い方式をベースに検討を進めることも一考の余地があるように思われる。

## 1.3 むすび

将来のデジタル携帯移動通信においては、アンテナダイバーシチ技術が必須のフラットフェージング対策技術となると考えられ、これに選択性フェージング対策技術が付加された構成によって多重波干渉を低減することになると考えられる。本報告書で述べたアンテナ解析結果は、アンテナ・伝搬系によるフラットフェージング対策と受信信号のS/N改善対策に有用である。

本報告書では、各章毎に一遍の論文構成となるよう記述した。それ故、同様の図表等が頻繁に使用され各章毎に現れるが、報告者としてはそれら重複が読者の理解に役立つものと信ずるので御容赦頂きたい。

## 文 献

- (1) Y. Ogawa, M. Ohmiya & K. Itoh : "An LMS Adaptive Array for Multipath Fading Reduction", IEEE Trans., AES-23, 1, pp. 17-23 (1987).
- (2) R. Gooch et al. : "The CM Array : An Adaptive Beamformer for Constant Modulus Signals," Proc. ICASSP, 4, pp.2523-2526 (1986).
- (3) J. R. Treicher & M. G. Larimore, "New Processing Techniques Based on the Constant Adaptive Algorithm," IEEE Trans., ASSP-33, pp. 420-431 (1985).
- (4) 高原、鷹尾 : "多重波抑圧用アダプティブアレイ", 信学技報, CS87-12, pp.21-26 (1987).
- (5) 大鐘 : "都市内多重伝搬路におけるCMAアダプティブアレイの特性-GMSK信号伝送の場合-", 信学技報, CS87-80, pp.47-54 (1987).
- (6) J. E. Stjernvall, B. Hedberg & S. Ekemark : "Radio Test Performance of A Narrowband TDMA System," 37th Vehicular Tech. Conf., pp.293-299 (1987).
- (7) 上杉、椿、本間 : "移動無線における周波数選択性フェージングの等化", 第3回デジタル信号処理シンポジウム, B-1-5, pp.85-90 (1988).
- (8) S. Ariyavisitakul et al. : "A Novel Anti-Multipath Modulation Technique DSK", IEEE Trans., COM-35, 12, pp. 1252-1264 (1987).
- (9) 大矢, 吉田, 池上, 竹内 : "多重波フェージング通信路における耐多重波変復調方式PSK-RZの伝送特性に関する検討", 信学技報, CS88-72(RCS88-40), pp.61-68 (1988).
- (10) 高井、他 : "耐マルチパス変調方式SPSKの一般化の検討-PSK-VPの提案-", 信学技報, IN88-73, pp.13-18 (1988).
- (11) J.B. Andersen, F. Hansen : "Antennas for VHF / UHF Personal Radio : A Theoretical and Experimental Study of Characteristics and Performance", IEEE Trans., VT-26, 4, pp. 349-357 (1977).
- (12) 多賀 : "陸上移動通信環境におけるアンテナ利得推定法", 信学技報, AP87-78, pp.25-32 (1987).
- (13) T. Taga : "A method for estimating correlation coefficient of antenna diversity in mobile radio communications", 3rd Nordic Seminar., Copenhagen, Denmark, 13.2, (1988).
- (14) 多賀 : "携帯無線システムにおけるアンテナ伝搬環境設計の提案", 昭和62年度電気関係学会関西支部連大, S8-4 (1987).
- (15) T. Taga, K. Tsunoda, H. Imahori : "Correlation Properties of Antenna Diversity in Indoor Mobile Communication Environments", 39th IEEE Vehicular Tech. Conf., San Francisco, pp.446-451 (1989).
- (16) 多賀、今堀、角田、相川 : "屋内伝搬環境における低相関ダイバーシチ枝の実験的検討", 平1年信学春全大, B-2 (1989).
- (17) 多賀 : "移動通信環境における交さ偏波電力比(XPR)測定法の検討", 信学技報, AP89-47, pp.15-22 (1989).



## Chapter 2

### 移動通信環境内に置かれたアンテナの平均実効利得の解析 Analysis for Mean Effective Gain of Mobile Antennas in Land Mobile Radio Environments

**Abstract** This chapter describes a method for analyzing the mean effective gain (MEG) of antennas moving in a mobile communication environment. The MEG characteristics of a mobile antenna are determined by the mutual relation between the antenna patterns and the statistical distribution of incident waves in an environment. To analyze this relation theoretically, a general expression for the MEG using a statistical model of incident waves is derived, and a novel statistical model, whose distribution is uniform in azimuth and Gaussian in elevation, is proposed.

The validity of the statistical model is confirmed through 900MHz band measurements carried out in a Tokyo urban area, and the empirical parameters for the statistical distribution are described. Furthermore, the MEG characteristics of a half-wavelength dipole antenna are investigated using the proposed method, and it is shown that the theoretical curves calculated using the empirical parameters are in excellent agreement with experimental results. This analysis is very applicable for evaluating the MEG characteristics of arbitrary mobile antennas in various mobile communication environments.

## 2.1 Introduction

It is common knowledge that the effective gain of mobile antennas in land mobile propagation environments can not be evaluated with sufficient accuracy by using antenna directive gain, since random multipaths exist due to reflection, diffraction, and scattering in the environment. Since there is a Rayleigh-like fading of the signal level received in the moving antenna, the mean signal level received over a certain route has been usually used for estimating the actual antenna performance. Andersen and Hansen have proposed an experimental method for evaluating this actual performance of mobile antennas [1]. With this method, the mean power levels both of an unknown antenna and a reference antenna are obtained by averaging the signal levels received while each antenna moves along the same selected route. Then the "mean" effective gain (MEG) of the unknown antenna related to the reference antenna, averaged over the route, can be obtained by comparing the mean power level of the unknown antenna with

that of the reference antenna. This method is useful for measuring the MEG of mobile antennas in practical fields, and it has been used for evaluating the MEG for several mobile antennas [1]~[3].

The measured MEG contains the mutual effect between the antenna power gain pattern and the propagation characteristics along the route, and varies depending on the measuring route. To understand why a MEG results, or how a desired MEG can be achieved, it is necessary to analyze this mutual effect. Unfortunately, it can not be analyzed explicitly from the measured MEG values alone, and thus a theoretical method for analyzing the MEG is desired. To analyze the MEG in general, it is necessary to discuss the three dimensional mutual relation between the antenna power gain patterns and the statistical propagation characteristics in the mobile communication environments. In particular, to analyze the MEG characteristics when designing antennas mounted on portable radio equipment, it is further necessary to take into consideration the statistical propagation properties of both the vertically polarized (VP) and horizontally polarized (HP) components of incident radio waves, because the orientation of these antennas, i.e. the polarization characteristic, is varied by human operations. However a theoretical method which treats these points has not been presented yet.

This paper proposes a theoretical method for analyzing the MEG of mobile antennas which can treat in general the contribution of both vertically and horizontally polarized radio waves, the dispersion of incident waves in elevation, and the variations of antenna polarization. A statistical model of both VP and HP incident waves is also proposed in order to treat satisfactorily the effects of the HP component of incident waves and the difference between the statistical distributions of the VP and HP incident waves. Furthermore, the MEG characteristics of half-wavelength dipole antennas are discussed theoretically. The effectiveness of this theoretical analysis is confirmed through experiments for both the statistical distribution of incident waves and the MEG characteristics of half-wavelength dipole antennas.

In Section 2.2, the theoretical expression for the MEG of mobile antennas is formulated by using Yeh's analysis with respect to mean received power of mobile antennas [4, p.133-140]. In Section 2.3, the statistical properties of incident waves in mobile radio environments are considered, and a novel statistical distribution model of the incident waves is proposed. Section 2.4 analyzes and discusses the MEG characteristics of half-wavelength dipole antennas

theoretically. This theoretical results are fundamentally interesting, since the half-wavelength dipole antenna is usually used as a reference antenna in the MEG measurements but its MEG characteristics have not been investigated. In Section 2.5, the results of 900MHz band experiments for statistical distribution of incident waves are shown, and the validity of the proposed statistical model of the waves is confirmed. Furthermore, it is shown that the theoretical results of the MEG for half-wavelength dipole antennas agree closely with the measurement results in 900MHz band. As a result, it is shown that the MEG of mobile antennas can be effectively analyzed by using the derived formula jointly with the proposed statistical model.

## 2.2. Theoretical Expression of Mean Effective Gain

To properly analyze the MEG characteristics of mobile antennas, it is first necessary to establish a theoretical expression of the MEG which takes into account the vertically polarized (VP) and the horizontally polarized (HP) incident radio waves in multipath environments. Figure 1 illustrates the notion that the transmitting signal radiated from a base-station antenna passes through a multipath propagation environment and arrives at a mobile antenna.  $P_V$  and  $P_H$ , respectively, are the mean incident powers of the VP and HP incident radio waves received while the antenna moves in the environment, averaged over a random route. Thus, the total mean incident power arriving at the antennas, averaged over the same route, is  $P_V + P_H$ . The ratio between the mean received power of antennas over the random route,  $P_{rec}$ , and this total mean incident power,  $P_V + P_H$ , can be considered the MEG of mobile antennas in the environment. It is assumed that the average over a random route in an environment is equal to the average over the environment. In this paper, this ratio is denoted by the symbol  $G_e$ ,

$$G_e = \frac{P_{rec}}{P_V + P_H} \quad (1)$$

The mean incident power ratio  $P_V/P_H$  represents the cross polarization power ratio (XPR),

$$XPR = \frac{P_V}{P_H} \quad (2)$$

The XPR corresponds to the “cross-polarization coupling” [5] when the polarization of the transmitted radio waves is horizontal. The XPR corresponds to the reciprocal of the cross-polarization coupling when the polarization of the transmitted waves is vertical.

For spherical coordinates, as shown in Fig. 2, the mean received power of antennas,  $P_{rec}$ , is expressed by the following equation [4, p.138],

$$P_{rec} = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi \left\{ P_1 G_\theta(\theta, \phi) P_\theta(\theta, \phi) + P_2 G_\phi(\theta, \phi) P_\phi(\theta, \phi) \right\} \sin\theta d\theta d\phi \quad (3)$$

where  $G_\theta(\theta, \phi)$  and  $G_\phi(\theta, \phi)$  are  $\theta$  and  $\phi$  components of the antenna power gain pattern, respectively,  $P_\theta(\theta, \phi)$  and  $P_\phi(\theta, \phi)$  are  $\theta$  and  $\phi$  components of the angular density functions of incoming plane waves, respectively, and these functions satisfy the conditions that

$$\int_0^{2\pi} \int_0^\pi \left\{ G_\theta(\theta, \phi) + G_\phi(\theta, \phi) \right\} \sin\theta d\theta d\phi = 4\pi \quad (4)$$

$$\int_0^{2\pi} \int_0^\pi P_\theta(\theta, \phi) \sin\theta d\theta d\phi = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi P_\phi(\theta, \phi) \sin\theta d\theta d\phi = 1 \quad (5)$$

$P_1$  is the mean power that would be received by an  $\mathbf{i}_\theta$ -polarized isotropic antenna in the mobile radio environment. Similarly,  $P_2$  is the mean power that would be received by an  $\mathbf{i}_\phi$ -polarized isotropic antenna.  $\mathbf{i}_\theta$  and  $\mathbf{i}_\phi$  are unit vectors associated with  $\theta$  and  $\phi$ , respectively.

In figure 2, since the mobile antenna moves in the XY-plane, the  $\theta$  and  $\phi$  components respectively correspond to the VP and HP components. Thus the terms  $P_1$  and  $P_2$  are, respectively, the mean received power of the VP isotropic antennas and that of the HP isotropic antennas, and the XPR is equal to the ratio  $P_1/P_2$ . By using Eq. (3) and the notation for the XPR, the expression for the MEG can be rearranged as the following equation :

$$G_e = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi \left\{ \frac{XPR}{1+XPR} G_\theta(\theta, \phi) P_\theta(\theta, \phi) + \frac{1}{1+XPR} G_\phi(\theta, \phi) P_\phi(\theta, \phi) \right\} \sin\theta d\theta d\phi \quad (6)$$

When only a VP wave ( $XPR = \infty$ ) is incoming from a single  $(\theta_s, \phi_s)$  direction, which corresponds to line-of-sight propagation with VP wave transmission, the angular density functions in Eq. (6) are represented as

$$P_\theta(\theta, \phi) = \frac{\delta(\theta - \theta_s) \cdot \delta(\phi - \phi_s)}{\sin\theta_s} \quad (7)$$

and

$$P_\phi(\theta, \phi) = 0 \quad (8)$$

where  $\delta(x)$  is the delta-function. Then, it follows from Eq. (6), (7) and (8) that the MEG becomes

$$G_e = G_\theta(\theta_s, \phi_s) \quad (9)$$

This means that the MEG corresponds to the antenna directive gain of the  $(\theta_s, \phi_s)$  direction when incoming signals are centered in the  $(\theta_s, \phi_s)$  direction.

If the characteristics of incoming signals in various environments can be represented as statistical distribution functions,  $P_\theta, P_\phi$ , the MEG in Eq. (6) gives the mean power gain of the antenna in each of the environments.

## 2.3 Theoretical Model of Incident Waves

It has previously been reported that five or six incident waves arrive at an antenna standing still in a typical mobile communication environment, and that most of the incident waves are diffracted over buildings, reflected off buildings, or scattered by surrounding objects [6],[7]. Since the buildings have no general rule in height, size, shape, and material, not only the number, strength, polarization, and phase of incident waves but also the arrival direction of incident waves varies depending on the city structure and antenna location. When the antenna moves randomly in such a propagation environment, it can be regarded that numerous incident waves arrive at the antenna over a random route. To treat this random occurrence of incident waves statistically, most statistical models, which have already been presented [8]~[13], assume the angular density functions to be

uniform in azimuth. Similarly, in this paper, the angular density functions of both VP and HP waves are assumed to be uniform in azimuth.

However, it is not adequate to express the angular density function in elevation by a uniform one. Some information is available regarding the dispersion in elevation of angular density functions,  $P_\theta$  or  $P_\phi$ , in urban and suburban environments. Lee [14, p.158] reported that the elevation angles can be somewhat larger than  $16^\circ$  but less than  $39^\circ$ . Yeh (in Jakes [4, p.149]) reported that the elevations are somewhat larger than  $11^\circ$  but less than  $39^\circ$ . Watanabe *et al.* [15] measured the average signal strength, in the 873MHz band, received from a colinear dipole array which consisted of 6 dipole elements, and with which it was possible to tilt the radiation beam at elevations of  $0^\circ$ ,  $30^\circ$ , and  $60^\circ$ . They reported that the elevation angles were spread over the angular range from  $0^\circ$  to  $30^\circ$ . Ikegami and Yoshida [6] measured the arrival direction of incident waves in an urban area by using a 12-element Yagi-Uda antenna with a 12-dB gain in the 205MHz band, and noted that the elevation angles were spread over the range from  $0^\circ$  to  $50^\circ$ . These measurement results indicate that the elevation angles are spread over a wide angular range and that the dispersion of elevation angle depends on regional environmental conditions. Thus, a model which extends to three dimensions should be introduced. Aulin [10] has discussed a 3-dimensional model in which the angular density function is assumed to be a rectangular or sinusoidal function in elevation, but is still restricted to a single polarization. Vaughan [12] has discussed a similar model in which the angular density function is assumed to be a uniform function between  $0^\circ$  and  $30^\circ$  in elevation, but is assumed to be the same function for VP and HP waves. The spread of the elevation angles corresponds to that of the secondary wave sources, i.e., diffraction points, reflection points, and scattering points, distributed on buildings whose heights are spread without general rule. Since typically, numerous such sources will be observed when the antenna moves randomly in an environment, it is, therefore, quite reasonable to assume the angular density function to be a Gaussian distribution in elevation.

In accordance with the above assumptions, this paper proposes a novel statistical model in which angular density functions  $P_\theta$  and  $P_\phi$  are assumed to be Gaussian in elevation and uniform in azimuth as shown in Fig. 3. Note that the elevation can take on negative values since mobile antennas are usually operated at a position above the ground. The distribution functions of incident plane waves are expressed as follows :

$$P_{\theta}(\theta, \phi) = A_{\theta} \exp \left[ - \frac{\left\{ \theta - \left( \frac{\pi}{2} - m_V \right) \right\}^2}{2\sigma_V^2} \right] \quad (0 \leq \theta \leq \pi) \quad (10)$$

$$P_{\phi}(\theta, \phi) = A_{\phi} \exp \left[ - \frac{\left\{ \theta - \left( \frac{\pi}{2} - m_H \right) \right\}^2}{2\sigma_H^2} \right] \quad (0 \leq \theta \leq \pi) \quad (11)$$

where  $m_V$  and  $m_H$  are, respectively, the mean elevation angle of each VP and HP wave distribution observed from the horizontal direction, and  $\sigma_V$  and  $\sigma_H$  are, respectively, the standard deviation of each VP and HP wave distribution.  $A_{\theta}$  and  $A_{\phi}$  are constants determined by Eq. (5). If the mean power strengths of VP and HP waves in the direction of  $\theta = \pi/2 - m_V$  and  $\theta = \pi/2 - m_H$  are respectively  $P_{mV}$  and  $P_{mH}$ , then

$$P_{mV} = P_1 \cdot A_{\theta} \quad (12)$$

$$P_{mH} = P_2 \cdot A_{\phi} \quad (13)$$

Therefore, the XPR is also determined by  $P_{mV}$  and  $P_{mH}$  as shown in the following equations.

$$XPR = \frac{P_V}{P_H} = \frac{P_1}{P_2} = \frac{P_{mV}}{P_{mH}} \cdot \frac{A_{\phi}}{A_{\theta}} \quad (14)$$

## 2.4 Mean Effective Gain Analysis of Dipole Antennas

### A. Power Gain Pattern

A half-wavelength dipole antenna and a spherical coordinate system are shown in Fig. 4. The feeding point of the dipole antenna is situated at the origin of the coordinate system and the antenna elements are on the L-axis inclined at the angle  $\alpha$  from the Z axis in the vertical ZX plane. A thin dipole is assumed and the element radius ignored. The current distribution on antenna elements is assumed to be sinusoidal as follows :

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

$$k = \frac{2\pi}{\lambda}$$

where  $\lambda$  is the wavelength. The antenna power gain patterns  $G_\theta$  and  $G_\phi$  are

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

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

where

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

and the mismatching and ohmic losses in the antenna are also ignored. The coefficient 1.641 corresponds to the directivity of half-wavelength dipole antennas.

The 3-dimensional radiation patterns of the dipole antenna with respect to the inclination angle  $\alpha$ , from  $0^\circ$  to  $90^\circ$ , are shown in Fig. 5. It is found that at the inclination angle  $\alpha=0^\circ$ , the antenna is only VP wave sensitive, however, at other inclination angles, it is both VP and HP wave sensitive. In particular, it should be noted that the horizontally oriented half-wavelength dipole antennas is not only HP wave sensitive.

### B. Mean Effective Gain of Vertical Dipole Antennas

When the inclination angle  $\alpha$  is equal to  $0^\circ$ , the power gain pattern for HP waves  $G_\phi$  is nonexistent, as shown in Fig. 5. The MEG is, therefore, obtained by the integration of only the  $\theta$  component. If, moreover, the incident waves are only VP waves, i.e., the XPR is  $\infty$ , the coefficient  $XPR / (1 + XPR)$  of the first term in the integrand in Eq. (6) becomes 1, and thus the MEG is independent of the XPR value. However, when the incident waves have both VP and HP components, the MEG is further reduced by the factor  $XPR / (1 + XPR)$ . This gain degradation due to the XPR is represented by the solid line in Fig. 6. Thus, in order to clarify the MEG characteristics of vertical dipole antennas, it is sufficient to consider the MEG characteristics for  $XPR = \infty$ .

The dependence of the MEG of the vertical dipole on the standard deviation  $\sigma_V$  of VP incident waves is shown in Fig. 7. When  $\sigma_V=0^\circ$ , the MEG is equal to the directive gain with respect to the incoming direction of incident waves. Furthermore, when  $m_V=0^\circ$  and  $\sigma_V=0^\circ$ , i.e., incident waves are completely in the



horizontal plane, the MEG is equal to the directivity of the half-wavelength dipole antenna 2.15dBi, because the incoming direction of incident waves corresponds to the direction with the maximum gain. The more the standard deviation increases, the closer the MEG is to the isotropic antenna gain (0dBi). At  $\sigma_V = \infty$ , i.e., when the statistical distribution of the incident waves is completely uniform, the MEG is equal to the isotropic antenna gain. As  $m_V$  increases from  $m_V = 0^\circ$ , with  $\sigma_V = 0^\circ$ , (i.e., incident waves are in an azimuth plane at the  $m_V$  elevation), the MEG decreases in proportion to the power gain at the mean elevation angle  $m_V$ . However, the more the standard deviation increases, the closer the MEG again approaches the isotropic antenna gain (0dBi). In the actual propagation environment of mobile communications, the distribution of the incident waves seems to be spread in elevation. Thus, the effective gain of the vertical half-wavelength dipole antenna becomes lower than the directivity of 2.15dBi. The MEG is further reduced by lower XPR as shown in Fig. 6.

In a multipath environment in which the XPR is 1 (0dB) and both VP and HP incident waves arrive from all directions uniformly, the MEG of arbitrary antennas is equal to 0.5 (-3dBi). If such an environment can be developed, antenna efficiency can be measured experimentally.

### C. Mean Effective Gain of Horizontally Oriented Dipole Antennas

In the case of a horizontally oriented dipole antenna, as the inclination angle  $\alpha$  is  $90^\circ$ , the antenna has both VP and HP radiation patterns as shown in Fig. 5. The MEG characteristics of the horizontal dipole antenna have features due to the existence of the VP radiation pattern.

An example of MEG characteristics for a horizontal dipole is shown in Fig. 8. In Fig. 8, the parameters of the statistical distribution of the incident wave are selected typically as  $m_V = m_H = 0^\circ$  and  $\sigma_V = \sigma_H$ . Therefore, when  $\sigma_V = \sigma_H = 0^\circ$ , i.e., the incident waves are in the horizontal direction, only the HP radiation pattern contributes to the MEG, since the VP radiation pattern  $G_\theta$  is nonexistent in the XY-plane. In this case, the MEG of the dipole antenna is -1.35dBi, which is 3.5dB lower than the directivity of the dipole antennas, 2.15dBi. This gain degradation is due to the fact that the HP radiation pattern in the horizontal plane does not have omni-directional characteristics, and can be evaluated as follows:

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

As shown by the broken line in Fig. 6, as the XPR increases, the MEG further decreases in proportion to  $1/(1+XPR)$ . In Fig. 8, the solid line for  $XPR = -50\text{dB}$  ( $XPR \approx 0$ ) represents the MEG characteristics for the special case in which only HP waves exist. Therefore, this solid line also represents the MEG characteristics due to just the HP power gain pattern of the horizontal half-wavelength dipole antennas. When  $P_\phi = 1/4\pi$ , which means that the HP waves are incoming from all directions, the contribution of the HP power gain pattern to the MEG is  $0.76$  ( $-1.2\text{dBi}$ ), and as  $\sigma_V$  and  $\sigma_H$  become larger, the MEG of horizontal dipole antennas approaches the gain  $-1.2\text{dBi}$ . If the horizontal dipole antennas did not have VP power gain patterns, the MEG characteristics of horizontal dipoles for each XPR value would be indicated by the broken lines in Fig. 8. However, the horizontal dipoles do have VP power gain patterns, so the MEG due to the VP incident waves adds to the MEG shown by the broken lines. Thus, the effect of the VP waves is shown by the shaded sections. As the XPR value or the standard deviation for VP waves,  $\sigma_V$ , become larger, the effect increases.

A secondary interesting characteristic of the MEG for horizontal dipole antennas is the MEG variation with the mean elevation angles  $m_V$  and  $m_H$ . Fig. 9 shows the variation with respect to  $m_H$  of the MEG due to the HP power gain pattern. When  $\sigma_V$  and  $\sigma_H$  are equal to  $0^\circ$ , the mean elevation angle  $m_V$  becomes larger than  $0^\circ$  and the MEG gradually increases and approaches the directive gain of a horizontal dipole in the zenith direction. Since the amplitude is the same but the phase difference is  $90^\circ$  for the power gain patterns of the  $\theta$  and  $\phi$  components when  $\theta = 0^\circ$ , the directive gain of the HP radiation pattern is equal to  $1.641/2$  ( $-0.85\text{dBi}$ ). This means that the variation of the MEG due to HP radiation pattern is less than  $0.5\text{dB}$  and is relatively small. However, as shown in Fig. 10, the variation due to VP radiation pattern is not so small. In Fig. 10, the broken lines show the MEG characteristics for  $m_V = 0^\circ$ , and the solid lines show those for  $m_V = 20^\circ$ . There is no contribution to the MEG by the VP waves when the incident waves are in the horizontal direction because  $G_\theta = 0$  in the XY-plane. However, when the mean elevation angle  $m_V$  increases from  $0^\circ$ , the VP waves contribute to the MEG because of the existence of  $G_\theta$  components. This contribution of the VP waves increases in proportion to the XPR value. As the

standard deviation for VP wave  $\sigma_V$  becomes larger, the MEG approaches the values indicated by the solid lines of Fig. 8.

From the above considerations, it is found that the MEG characteristics of horizontal dipole antennas are strongly affected by the VP radiation characteristics. These characteristics must be considered when measuring the XPR using horizontally oriented half-wavelength dipole antennas.

#### *D. Mean Effective Gain of Inclined Dipole Antennas*

When the inclination angle of a half-wavelength dipole antenna is increased from  $\alpha=0^\circ$ , the MEG of the antenna changes from the MEG value of the vertical dipole antenna to that of the horizontal dipole antenna as described above. However, several interesting results are obtained by investigating the MEG characteristics of inclined dipole antennas. Fig. 11 shows the typical MEG characteristics calculated for several XPR values.

Firstly, it is found that there is a particular inclination angle at which the MEG is constantly  $-3\text{dBi}$  regardless of the XPR value. This inclination angle is  $55^\circ$  and is shown at the point A in Fig. 11. At this angle, the VP radiation power of the antennas is equal to the HP radiation power. The variation of the MEG at the point A with the incident waves distribution parameters ( $XPR, m_V, m_H, \sigma_V, \sigma_H$ ) is less than  $0.2\text{dB}$ . It is proposed that the sum of the incident power of the VP and HP waves,  $P_V + P_H$ , can be measured by using this property. The power,  $P_V + P_H$ , is 2 times the average received power measured by a dipole antenna inclined at  $55^\circ$ . Therefore, this power level can be used as the reference signal level in the MEG measurement, instead of the mean power level of the vertical oriented dipole antenna, which is strongly affected by the propagation conditions.

Secondly, it is also shown in Fig. 11 that the MEG characteristic for  $XPR = -2\text{dB}$  shows the existence of incident wave parameters which make the MEG constant ( $-3\text{dBi}$ ) regardless of the antenna inclination angle. Fig. 12 shows an example of the parameters which give this constant MEG characteristic for half-wavelength dipole antennas. In Fig. 12, the case in which the standard deviations,  $\sigma_V, \sigma_H$ , increase infinitely indicates an unusual environment in which both the VP and HP incident waves arrive evenly from all directions. It can also be seen that there are many propagation parameters giving constant MEG ( $-3\text{dBi}$ ) characteristic regardless of the antenna orientation, in addition to the unusual environment with uniform illumination from all directions. In other

words, there is a possibility of developing an artificial propagation environment where the average received signal level of antennas can be made constant regardless of the variation of antenna pattern and polarization. It is expected that these environments could be developed by controlling the polarity of the transmitting antenna for XPR, the height of the transmitting antenna for mean elevation angle, and the beamwidth of the transmitting antenna for standard deviations, but further experimental investigation is required to confirm this.

## 2.5 Experiments

### *A. Outline of experiments*

Two experiments were carried out in a Tokyo urban area (Fig. 13) to confirm the validity of the theoretical considerations, using a vertically polarized radio signal in the 900MHz band. The first experiment was to investigate the statistical distribution of incident waves, and the second was to investigate the MEG characteristics of a mobile antenna. Two measurement routes were selected, in Ningyo-cho area and Kabuto-cho area, and both experiments were done over these two routes. These routes were located about 1.2km from an omnidirectional transmission antenna 87m high, and all receiving points on the routes were out of sight from the transmitting antenna. The receiving antennas were mounted 3.1m above the ground on the roof of a van. The van moved from the point ① through ②-③-④ to ① around a 50m×40m block in Ningyo-cho, but from the point ① through ②-③ to ④ around a 100m×50m block in Kabuto-cho. In the Ningyo-cho route, the width of the road was about 8m along three sides of the route and about 16m on the fourth, and the average height of buildings was about 15m by the 8m wide road and about 20m by the 16m wide road. In the Kabuto-cho route, the width of the road was about 14m along two sides of the route and about 6m on the third, and the average height of buildings was about 25m by the 14m wide road and about 17m by the 6m wide road. These buildings were considerably high compared with the width of the road.

In the first experiment, to measure the received power pattern of incident radio waves, a 0.9m diameter parabolic reflector antenna with a dipole element for the primary radiator was used. By rotating the primary radiator, the reflector antenna was able to receive VP or HP waves. Fig. 14 shows the radiation pattern of the measurement antenna for VP waves. The half-power beamwidth and the

first sidelobe level of the reflector antenna were  $22^\circ$  and less than  $-9\text{dB}$ , respectively. This size reflector antenna was used to facilitate measurement, however it is hoped that a larger size reflector antenna with high directivity will be used in the future in order to improve the accuracy of the measurements. Measurements were taken every 5m at a total of 34 points along the Ningyo-cho route, and every 7m at a total of 30 points along the Kabuto-cho route. At every receiving point, the received power patterns for both VP and HP incident waves were measured by rotating the reflector antenna  $360^\circ$  in azimuth, at elevation angles of  $-10^\circ$ ,  $0^\circ$ ,  $20^\circ$  and  $45^\circ$ . It should be noted that the effect of the metal body of the van might be included in the experimental data at the antenna elevation of  $-10^\circ$ .

In the second experiment, measurements of the received signal level of a test antenna over a route were carried out over the same route as the statistical distribution measurements. A half-wavelength dipole antenna was used as the test antenna, and was mounted 3.1m above the ground on the roof of a van. To evaluate the variation of received power with the direction of the antenna radiation pattern, the dipole antenna was inclined in the vertical planes with azimuthal angle of  $0^\circ$ ,  $90^\circ$ ,  $+45^\circ$  and  $-45^\circ$  from the forward direction of the moving van. The inclination angle of the dipole,  $\alpha$ , was set at  $0^\circ$ ,  $15^\circ$ ,  $30^\circ$ ,  $45^\circ$ ,  $55^\circ$ ,  $60^\circ$ ,  $75^\circ$  and  $90^\circ$ . The received signal level was measured as the van moved at about  $20\sim 30\text{km/h}$  along the route. The received signal level was digitized by A/D convertor in every distance of about 1cm, and then the average received signal level was calculated by averaging all data sampled over the route.

### *B. Statistical Distribution of incident waves*

A typical example of the measured data is shown in Fig. 15. The circled patterns show the received power patterns of the VP incident waves measured at the receiving points ① to ⑧ on the Ningyo-cho route. In this figure, "forward" and "backward" indicate the direction of motion of the van along the road. The received power is normalized by the maximum received power at each receiving point. Thus the power is equal to 1 on the circles and 0 on the center of the circles. In these measurements, it is seen that the number of principal waves counted is up to five or six at every point, but the incident power and the arrival direction vary considerably from point to point, though the separation of measuring points is only about 5m. This characteristic of direction patterns of incident waves is

similar to the previous experimental results in 205 MHz band [6]. Similar direction patterns for VP and HP waves were obtained at the other points of the Ningyo-cho route and on the Kabuto-cho route. As a result, it can be considered that an extremely large number of incident waves are observed while the antenna moves over a random route, and the validity of the assumption of the model in which incident waves arrive from numerous and random azimuthal directions is confirmed.

The average received power patterns over the measurement route for each elevation angle were calculated by averaging the measured received power pattern for all receiving points. Fig. 16 and Fig. 17 show the average power pattern for the VP and HP waves in the Ningyo-cho route, respectively. Fig. 18 and Fig. 19 also show the average power pattern for the VP and HP wave in the Kabuto-cho route, respectively. The solid lines are the average received power patterns, and the dotted lines are the mean power levels calculated by further averaging the average received power pattern over azimuth angle. It is found that the solid patterns are not completely uniform in azimuth, because the selected measurement route is only a rectangular course around a block, and therefore, the assumption of random motion of the antenna is not completely satisfied. It is expected that the solid patterns be close to uniform when the measurement route and the set of receiving points is more random. However, this lack of the uniformity in azimuth causes only the variation of the MEG due to the antenna orientation when the antenna is not omni-directional in azimuth. But the average value of the MEG variation is close to the average obtained in the completely uniform case. Therefore, evaluating the statistical distribution of incident waves using the mean power levels of the solid patterns results in a statistical distribution adequate for evaluating the average of the MEG variation. The 3dB variations in the solid patterns are not significant for the purpose of the MEG analysis. The mean power distributions of the incident waves in elevation are approximated using these calculated mean power levels and are shown in Fig. 20. In this figure, the solid lines express the best approximation of a Gaussian distribution function with the mean power levels. This figure, therefore, shows that the statistical distribution of incident waves can be well approximated with the model proposed in Section 3.3.

In the distributions of the VP waves, the mean elevation angles,  $m_V$ , of both routes are about  $20^\circ$ , which value is consistent with the former experimental results that the elevation angles are somewhat larger than  $0^\circ$  but less than  $39^\circ$  [4,

p.149], [14, p.158]. However, it is found that the dispersion in elevation of the HP waves is larger than that of the VP waves; in fact, the distributions of the HP waves happen to be nearly uniform in elevation in this case. This is probably because there are many buildings which are high compared with the width of the road along the measurement routes so that the diffraction over and the multiple reflection on the buildings seems to produce HP waves at high elevation angle. Although further investigations are needed to confirm the statistical distributions for various mobile environments, it is expected that the HP wave distribution will be concentrated around a low elevation range in a suburban area where there are few high buildings. The distribution parameters for the proposed model,  $m_V$ ,  $\sigma_V$ ,  $m_H$ , and  $\sigma_H$  can still be obtained empirically even in the closely uniform distribution case by approximating measured values with Gaussian distributions as shown in Fig. 20. For the two routes, they are obtained as follows

:

$$m_V=19^\circ, \sigma_V=20^\circ, m_H=32^\circ, \sigma_H=64^\circ \text{ for the Ningyo-cho route,}$$

$$m_V=20^\circ, \sigma_V=42^\circ, m_H=50^\circ, \sigma_H=90^\circ \text{ for the Kabuto-cho route.}$$

In the Ningyo-cho route, the maximum mean power levels for both VP and HP waves are  $3.9 \times 10^{-10} \text{mW}$  and  $0.6 \times 10^{-10} \text{mW}$ , respectively. The XPR, therefore, can be evaluated as 5.1dB by substituting these values into the equation (14). Similarly, in the Kabuto-cho route, the XPR can be evaluated as 6.8dB. These XPR values are quite reasonable considering the former measured results, showing that the cross polarization coupling in the urban area is larger than  $-9\text{dB}$  and less than about  $-4\text{dB}$  [16]. These former results mean that the XPR in the urban area is larger than about 4dB and less than 9dB, because the reciprocal of the cross-polarization coupling corresponds to the XPR in the case of the VP wave transmission.

### C. MEG of Half-wavelength Dipole Antenna

According to the theoretical consideration described in Section 3.4-D, the reference signal level in the MEG measurement can be evaluated by measuring the mean received power level of a half-wavelength dipole antenna with an inclination angle of  $55^\circ$  from the vertical. Table I shows the measurement results for average received signal levels of the dipole antenna with  $55^\circ$  inclination and the reference signal levels for the MEG measurement. The

average received signal levels were obtained by averaging all measured values digitized over the measurement route. The variation of these values is caused by the mutual influence of the antenna pattern and the lack of the uniformity in azimuth of wave distributions in measurement routes. To evaluate the “mean” received signal level without such influences, the average of measured signal levels for various antenna orientations must be used as the “mean” received signal level of the  $55^\circ$  inclined dipole. Thus, in this case, the average of measured signal levels for four different antenna orientations was adopted as this “mean” level, and it was  $35.0\text{dB}\mu\text{V}$  for the Ningyo-cho route and  $33.5\text{dB}\mu\text{V}$  for the Kabuto-cho route, respectively. The “mean” received signal level corresponds to one half of the reference signal level, because the MEG of the  $55^\circ$  inclined half-wavelength dipole antenna is  $-3\text{dBi}$ . Therefore, the reference signal levels were obtained by adding  $3\text{dB}$  to the “mean” received signal levels, and were evaluated as  $38.0\text{dB}\mu\text{V}$  for the Ningyo-cho route or  $36.5\text{dB}\mu\text{V}$  for the Kabuto-cho route, respectively. The value normalized by this reference signal level represents the MEG value of the antenna. Fig. 21 shows the normalized measurement results and the theoretical curve of MEG for half-wavelength dipole antennas. The solid line shows the theoretical curve calculated using the empirical distribution parameters which are described in Section 5-B. The open circles, crosses, open triangles, and open squares show the measurement results for each antenna orientation of  $0^\circ$ ,  $90^\circ$ ,  $+45^\circ$ , and  $-45^\circ$ , respectively. Closed circles show the average values of the measured results for each antenna inclination.

The variation of measured MEG values at  $0^\circ$  inclination angle indicates the measurement error, since the vertical oriented dipole antenna has an omnidirectional pattern in azimuth so that there is no effect due to the nonuniformity in azimuth of the wave distribution. The measurement error is about  $1\text{dB}$  for the Ningyo-cho route and about  $2\text{dB}$  for the Kabuto-cho route, respectively. However these errors are usually observed in the MEG measurement because of the variation of the environmental conditions due to, for example, the motion of other cars. It is also found that the variation of the measured MEG at  $90^\circ$  inclination angle is larger than that at  $0^\circ$  inclination angle in both measurement routes. This just indicates the increase of the MEG variation caused by the mutual effect between the antenna azimuthal pattern and the lack of the uniformity in azimuth of the wave distribution, since the most distinguishable pattern in azimuth appears in the horizontal oriented dipole antenna. In fact, this variation is more distinguishable in the Kabuto-cho data in which the HP wave distribution has



relatively large nonuniformity in azimuth. The most significant result is that the theoretical curves have excellent agreement, within about 1dB, with the average values of measured results. This indicates that this MEG analysis does evaluate not only the MEG of mobile antennas moving randomly enough for the statistical distribution of incident waves to be considered completely uniform in azimuth but also the average of the MEG variation of the directional antenna operating in an environment in which the statistical distribution of incident waves has lack of uniformity in azimuth. Furthermore, these experiment results show the validity of the proposed model and the derived formula for the MEG, and therefore, it is consequently concluded that this MEG analysis is very effective for evaluating the MEG of mobile antennas in multipath propagation environments.

## 2.6. Conclusion

A general formula for the mean effective gain (MEG) of mobile antennas has been presented and a novel statistical distribution model for both VP and HP incident waves which are Gaussian in elevation and uniform in azimuth have been proposed. By using the formula jointly with this statistical model, the MEG of antennas moving in mobile communications environments can be analyzed theoretically. In this paper, the MEG characteristics of a half-wavelength dipole antenna have been analyzed and the following results have been obtained :

- (1) the MEG of vertical dipole antennas is less than 2.15dBi due to the wide spread distribution of incident waves in elevation and the existence of HP component of incident waves in mobile radio environments,
- (2) the MEG of a 55° inclined dipole antenna is almost constantly -3dBi regardless the XPR and the statistical distribution of incident waves, and the mean total power of incident waves can be evaluated by adding 3dB to the measured mean power received in the 55° inclined dipole antenna, and
- (3) there are many propagation conditions in which the MEG is constant (-3dBi) regardless of the variation of the antenna orientation.

The validity of the theoretical model has been confirmed in 900MHz band experiments carried out in a Tokyo urban area. The number of principal waves was measured up to five or six at every receiving point, and their incident power level and arrival direction varied randomly from point to point. This result supports the assumption that the incident waves are observed numerously and uniformly in azimuth while a mobile antenna is moving randomly. Since the

measurement routes were too short for the assumption of completely random motion, the average patterns of both the VP and HP incident waves in azimuth indicated about 3dB variation. However, this variation is not significant for the purpose of the MEG analysis, and the average distributions of incident waves over the measurement routes can be obtained by using the mean power levels of measured statistical distributions in azimuth. The distribution parameters in each measurement route could be obtained empirically by approximating with the proposed model. The measured distributions of both VP and HP incident waves did not agree with other previous statistical models. This consequently shows that the proposed model is more effective for expressing the statistical distribution of incident waves in practical fields than the other models.

Furthermore, the validity of the MEG analysis has been confirmed through the 900MHz band experiments carried out for the same route as the wave distribution measurements. The reference signal level for the MEG evaluation can be obtained by adding 3dB to the mean received signal level measured by a 55° inclined dipole antenna. This reference signal level should be evaluated by averaging several received signal levels for the 55° inclined dipole antenna with different azimuthal orientation, to reduce the level variation caused by the mutual effect of the antenna pattern in azimuth and the nonuniformity of the practical wave distributions. The measured MEG values of an inclined dipole antenna at different azimuthal orientations spread around the average points within 2 or 3dB, because of the mutual effect, however the average points of these measured MEG values are in excellent agreement with the theoretical curves which are calculated using the empirical parameters obtained from the wave distribution measurements. This shows that this MEG analysis evaluates the average of the measured MEG values, even if a selected route for the MEG measurement is not long enough to result in random motion of the test antennas, and therefore, it is confirmed that this analysis is very effective for evaluating the MEG characteristics of mobile antennas.

This MEG analysis, of course, can be applied to other antenna systems and other mobile environments. However, to design mobile antennas, further study of the statistical distributions of both VP and HP radio waves in various kinds of mobile communication environment is desired.

## Acknowledgements

The author is indebted to Mr. K. Tsunekawa (presently with NTT Radio Communication System Labs.) and Mr. K. Murakawa (presently with NTT Telecommunication Networks Labs.) for their help in the experiments of this work.

## References

- [1] 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, 1977.
- [2] A. L. Davidson and W. J. Turney, "Mobile antenna gain in multipath environment at 900MHz," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. VT-26, no. 4, pp. 345-348, 1977.
- [3] T. Taga and K. Tsunekawa, "Performance analysis of a built-in planar inverted F antenna for 800MHz band portable radio units," *IEEE Trans., Selected Areas in Commun.*, vol. SAC-5, no. 5, pp. 921-929, 1987.
- [4] W. C. Jakes, *Microwave Mobile Communications*. New York : Wiley, 1974.
- [5] 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 Propagat.*, vol. AP-34, no. 1, pp. 83-87, 1986.
- [6] F. Ikegami and S. Yoshida, "Analysis of multipath propagation structure in urban mobile radio environments," *IEEE Trans., Antennas Propagat.*, vol. AP-28, no. 4, pp. 531-537, 1977.
- [7] S. Sakagami, "Experimental results on multipath propagation in 900MHz mobile communication path – Amplitude-frequency characteristics and angle of arrival –," *Trans., IEICE Japan.*, vol. J70-B, no. 12, pp. 1522-1528, 1987.
- [8] R. H. Clarke, "A statistical theory of mobile radio reception," *Bell Syst. Tech. J.*, vol. 47, pp. 957-1000, 1968.
- [9] 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, 1972.
- [10] 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, 1979.
- [11] K. H. Awadalla, "Direction diversity in mobile communications," *IEEE Trans., Veh. Technol.*, vol. VT-30, no. 3, pp. 121-123, 1981.
- [12] R. G. Vaughan, "Signals in mobile communications, A review," *IEEE Trans., Veh. Technol.*, vol. VT-35, no. 4, pp. 133-145, 1986.

- [13]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-35, no. 3, pp. 129-134, 1987.
- [14]W. C. Y. Lee, *Mobile Communications Engineering*. New York : Wiley, 1982.
- [15]K. Watanabe, H. Mishima, and Y. Ebine, "Measurement of elevation angle of land mobile radio signal arrival," *Trans., IECE Japan.*, vol. J60-B, no. 11, pp. 880-887, 1977.
- [16]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, 1972.

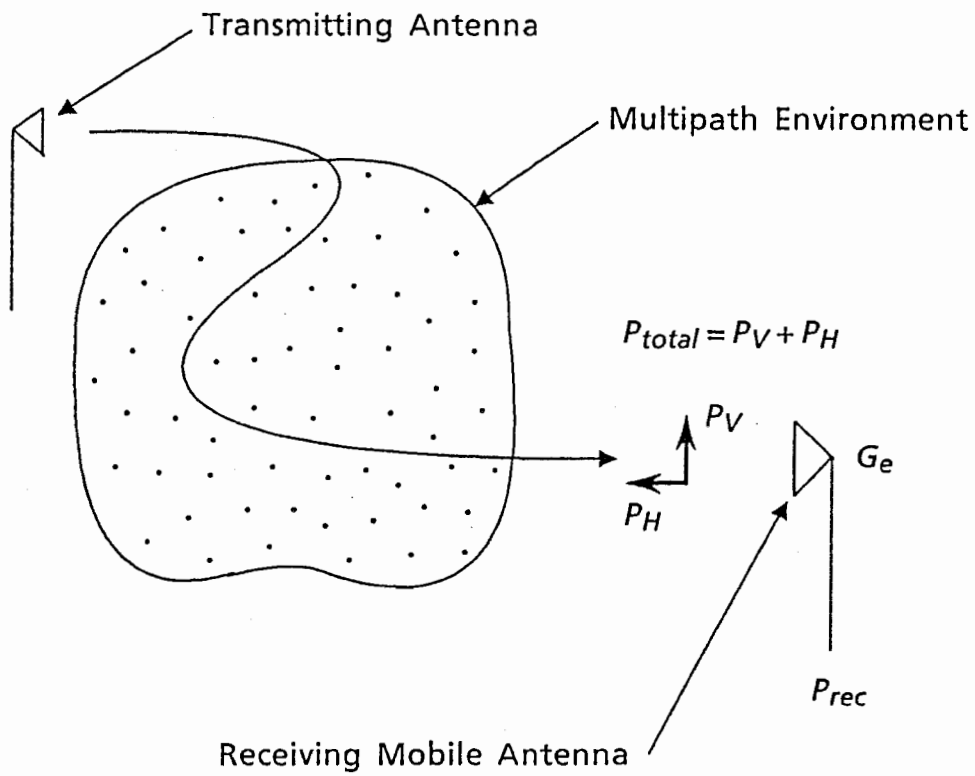


Fig. 1 Illustration of average power arriving at receiving mobile antenna in multipath environment.

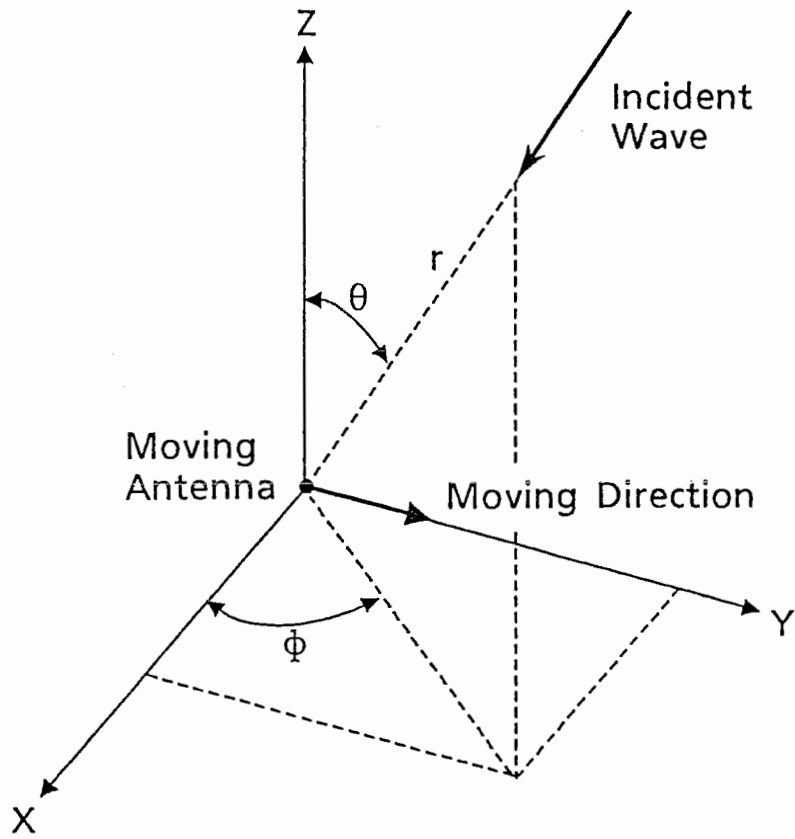


Fig. 2 Spherical coordinates in mobile radio environments.

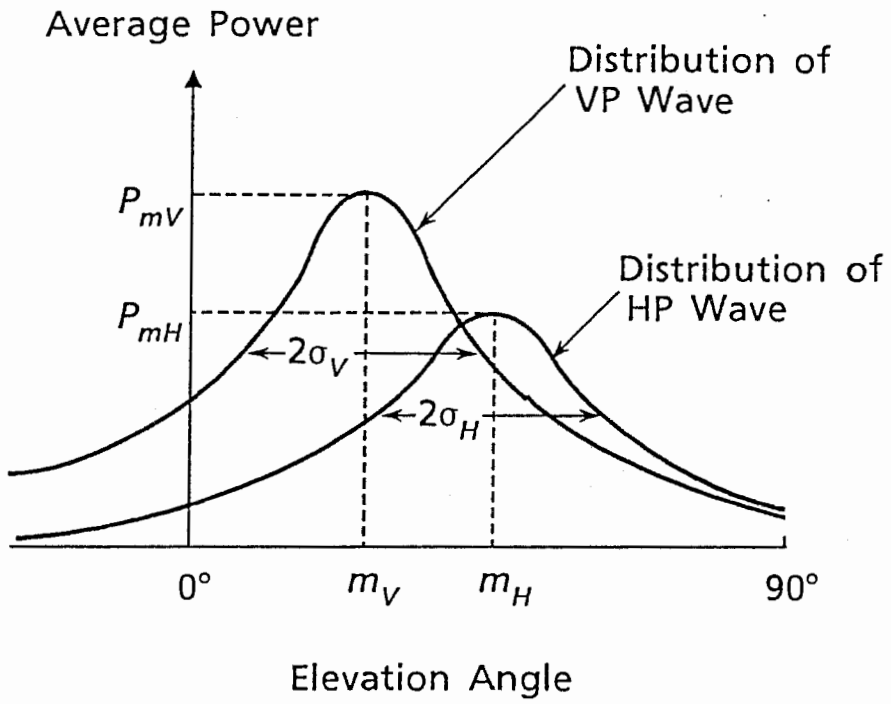


Fig. 3 Gaussian distribution model of incident waves.

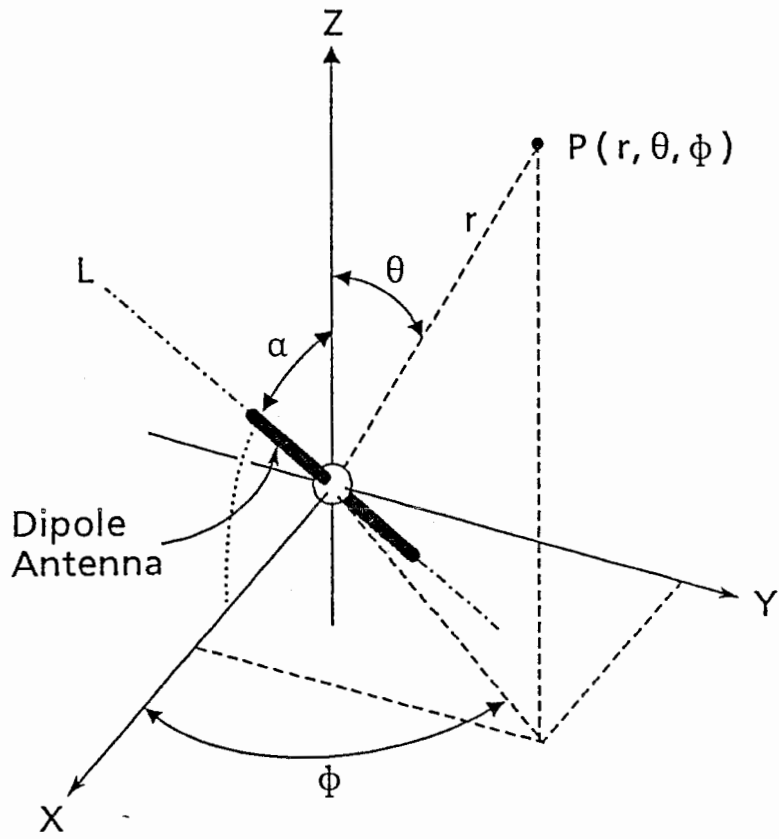


Fig. 4 Half-wavelength dipole antenna and its coordinate system.



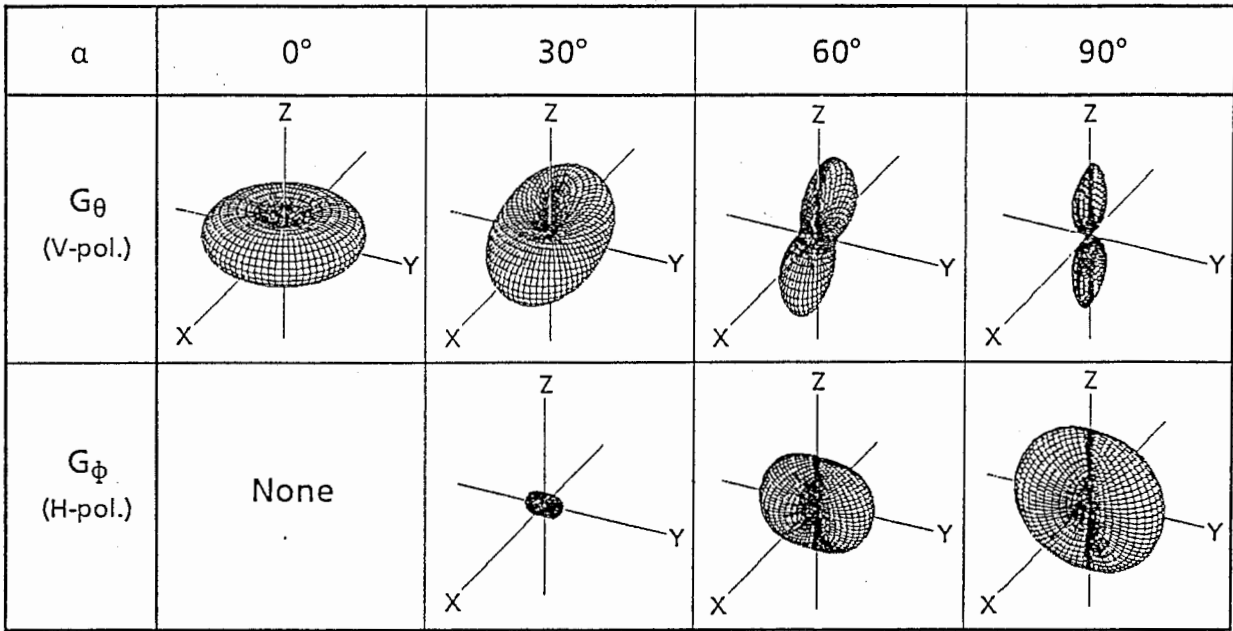


Fig. 5 Power gain patterns of half-wavelength dipole antennas with inclination angle of  $0^\circ$ ,  $30^\circ$ ,  $60^\circ$ , and  $90^\circ$ .

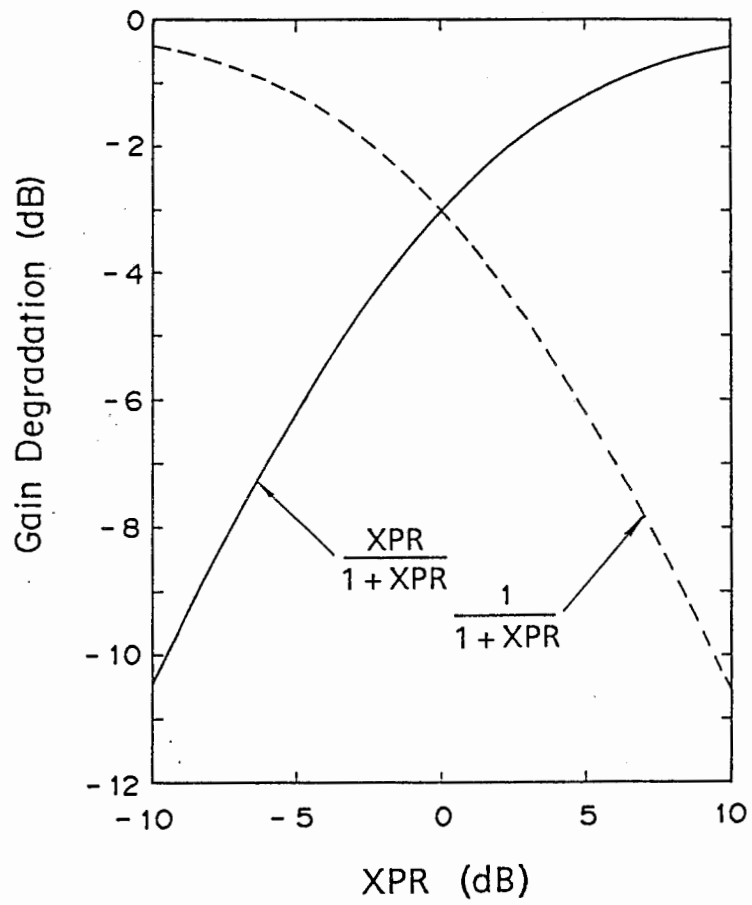


Fig. 6 Mean effective gain degradation due to the cross polarization power ratio.

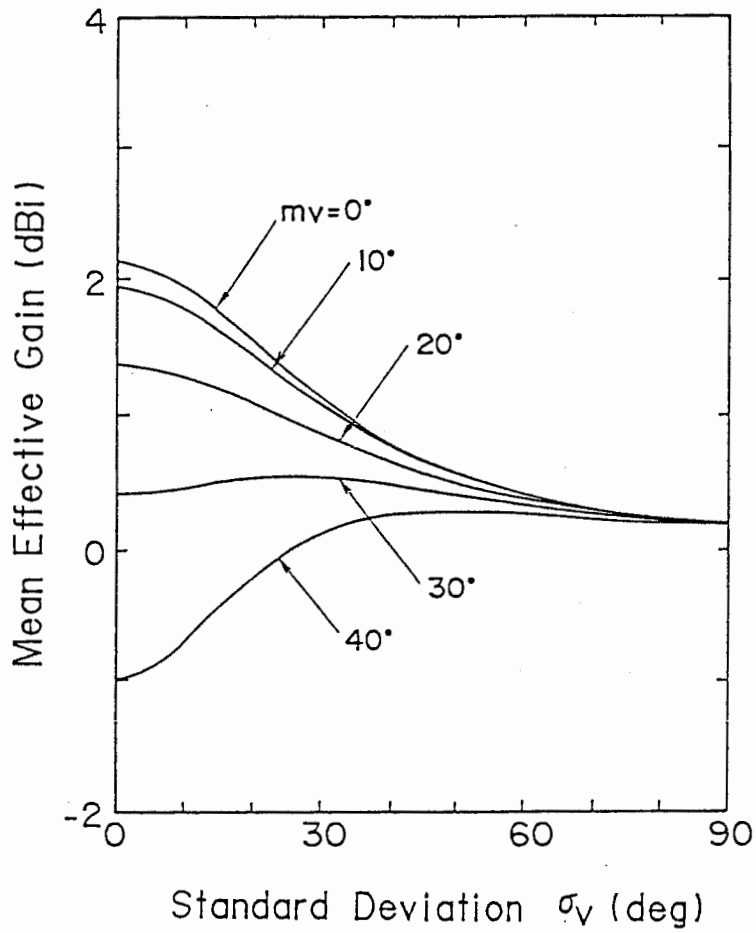


Fig. 7 Mean effective gain of vertically oriented half-wavelength dipole antennas for vertically polarized incident waves ; XPR =  $\infty$  .

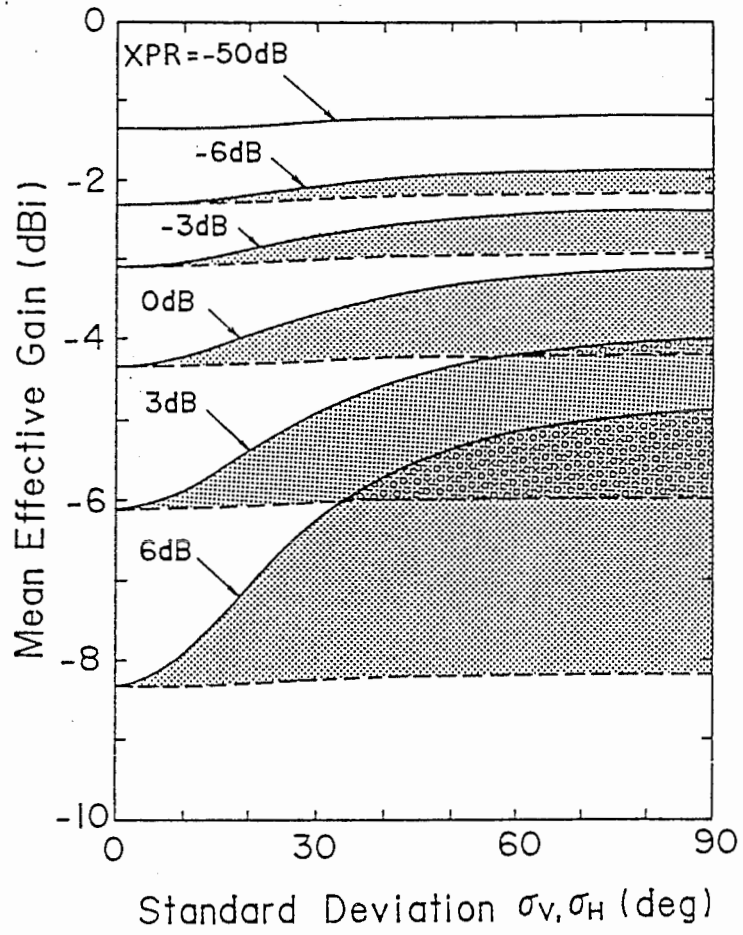


Fig. 8 Mean effective gain of horizontally oriented half-wavelength dipole antennas ;  $m_V = m_H = 0^\circ, \sigma_V = \sigma_H$ .

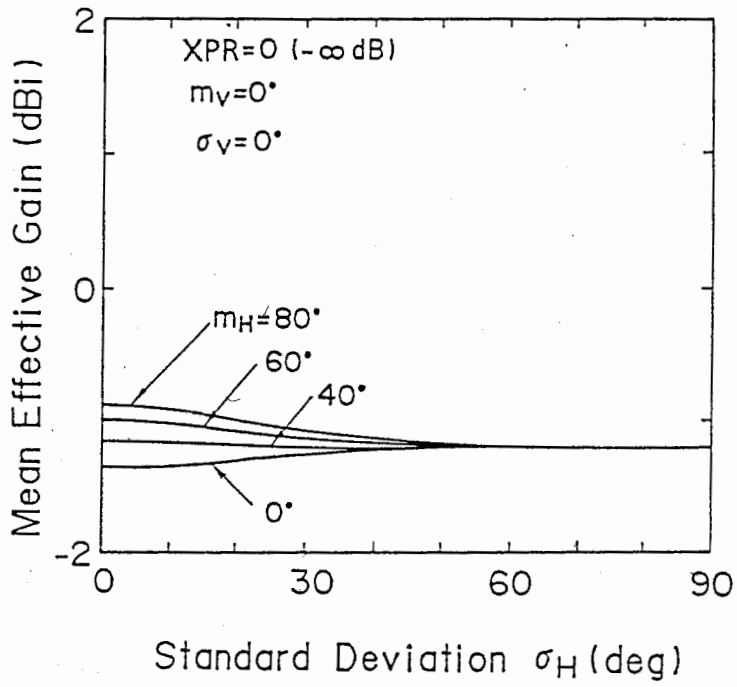


Fig. 9 Gain fluctuations of horizontally oriented half-wavelength dipole antennas due to elevation angle of horizontally polarized incident waves .

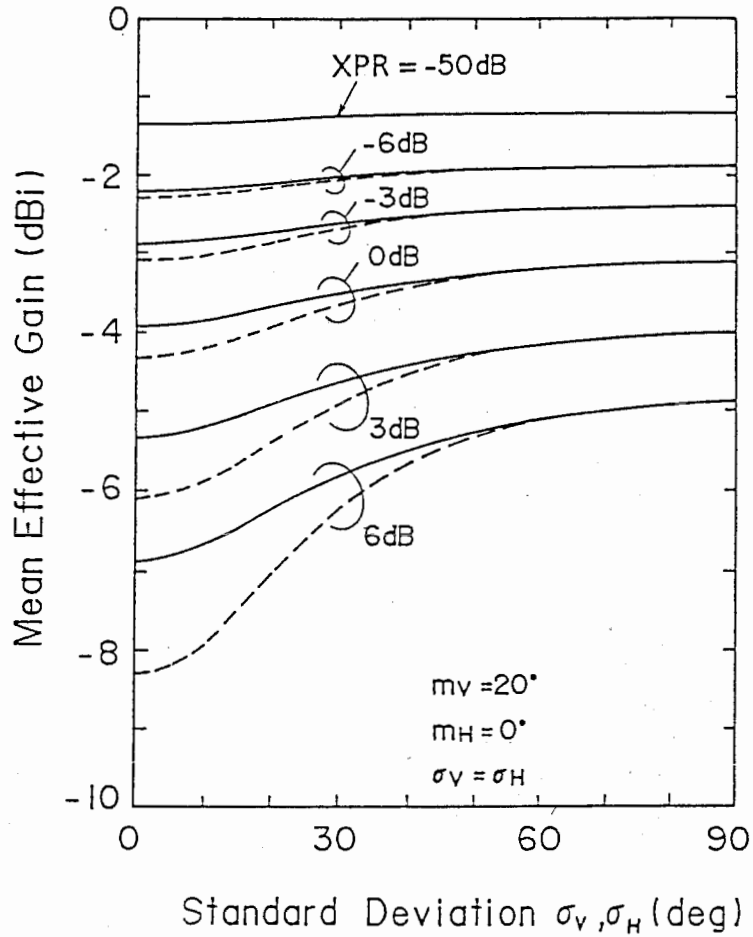


Fig. 10 Gain fluctuations of horizontally oriented half-wavelength dipole antennas due to elevation angle of vertically polarized incident waves ;  $m_V = 20^\circ$ ,  $m_H = 0^\circ$ ,  $\sigma_V = \sigma_H$ . Broken lines show MEG characteristics for  $m_V = m_H = 0^\circ$  and  $\sigma_V = \sigma_H$ .

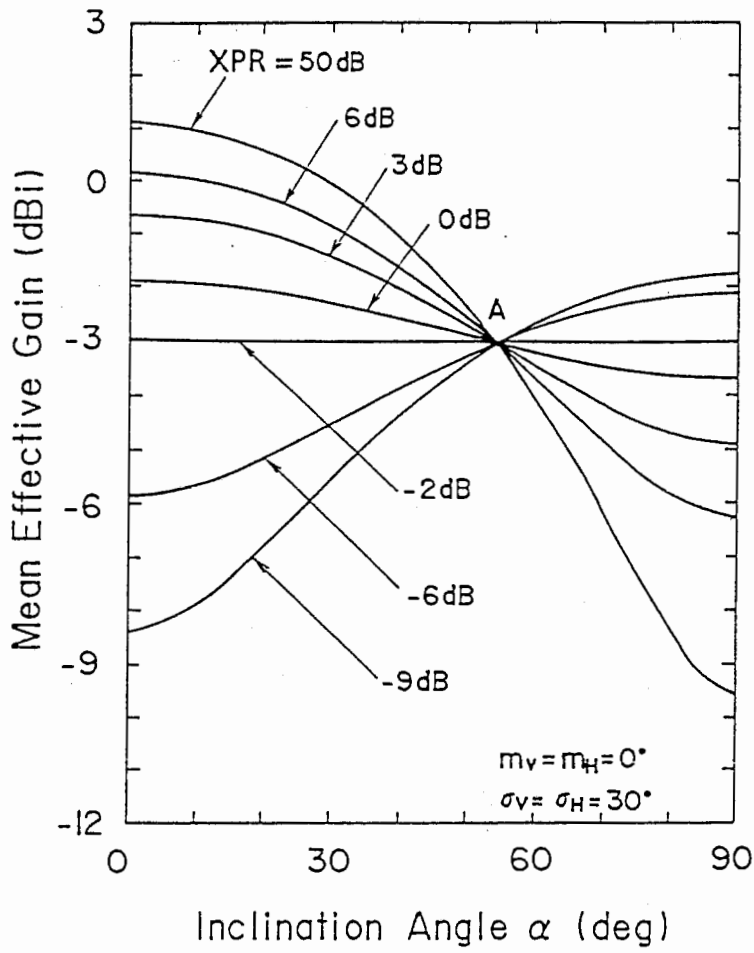


Fig. 11 Mean effective gain of inclined half-wavelength dipole antennas ;  $m_V = m_H = 0^\circ$ ,  $\sigma_V = \sigma_H = 30^\circ$ .

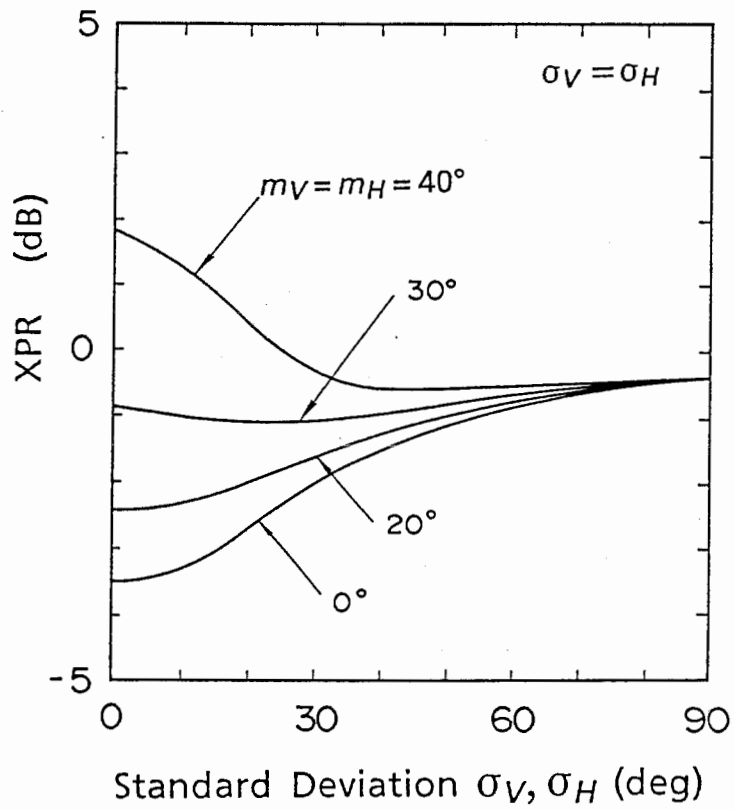
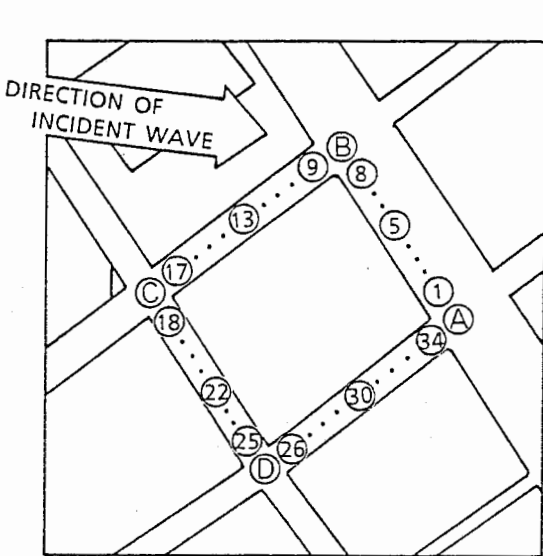
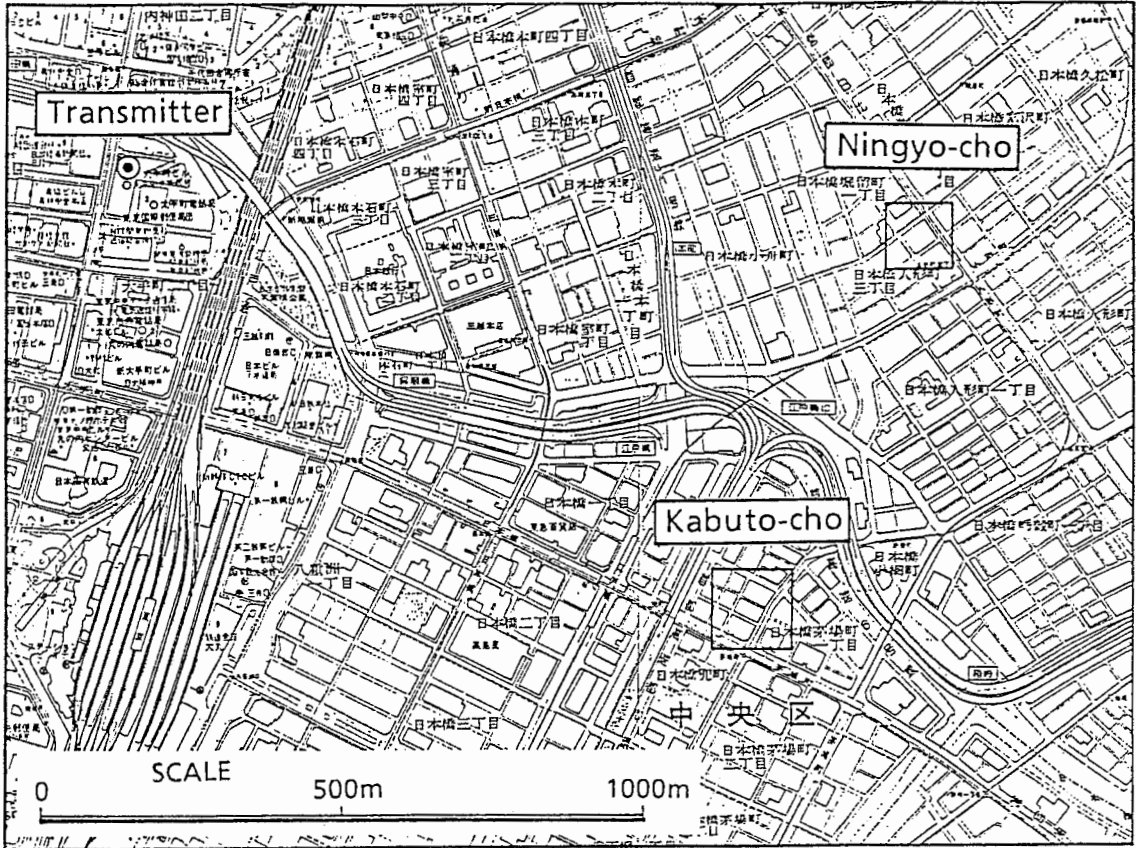
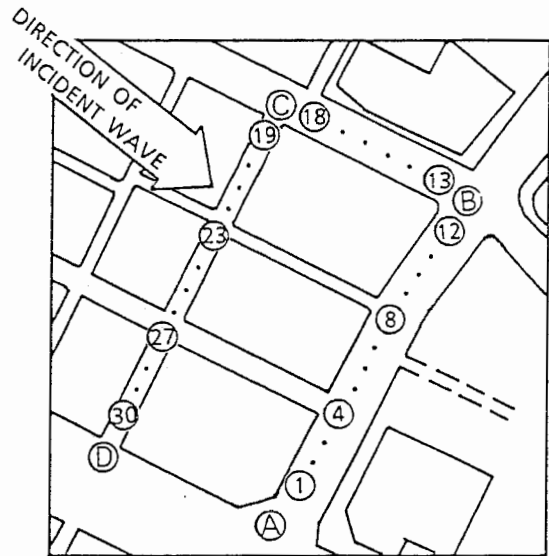


Fig. 12 Distribution parameters giving constant MEG of dipole antennas regardless of the antenna orientation.





(a) Ningyo-cho route



(b) Kabuto-cho route

Fig. 13 Map of measurement courses in Tokyo.  
 (a) Receiving points in Ningyo-cho route.  
 (b) Receiving points in Kabuto-cho route.

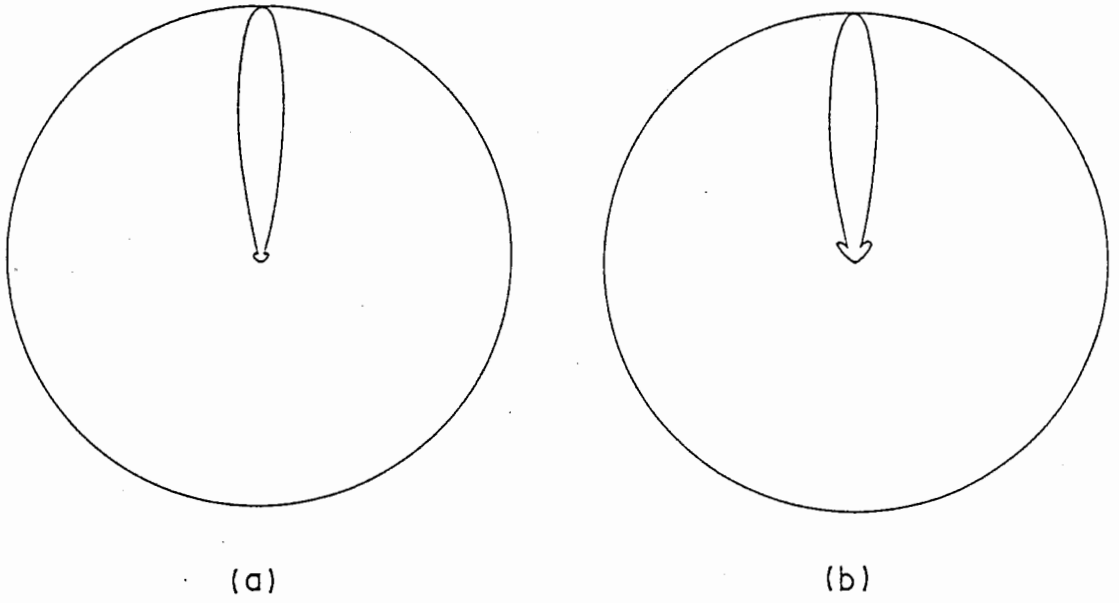


Fig. 14 Directivity of measurement antenna for vertically polarized waves in (a) vertical plane and (b) horizontal plane.

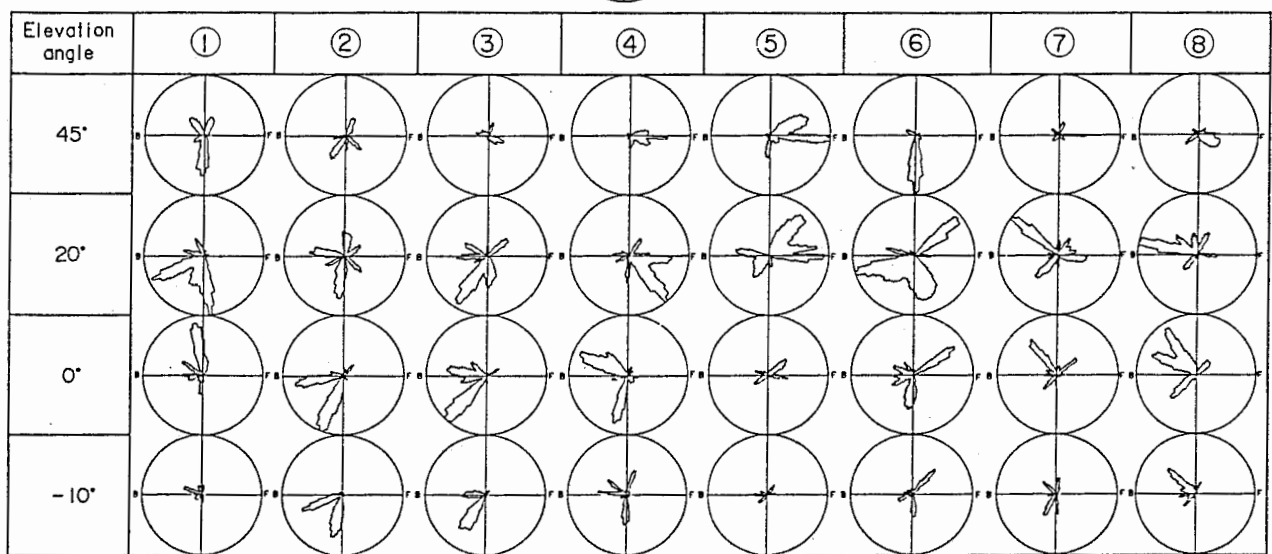
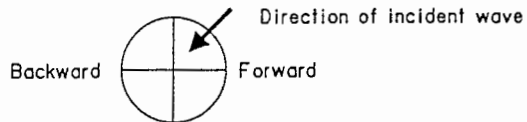


Fig. 15 Received power patterns for vertically polarized incident waves at ①st to ⑧th receiving points of Ningyo-cho route.

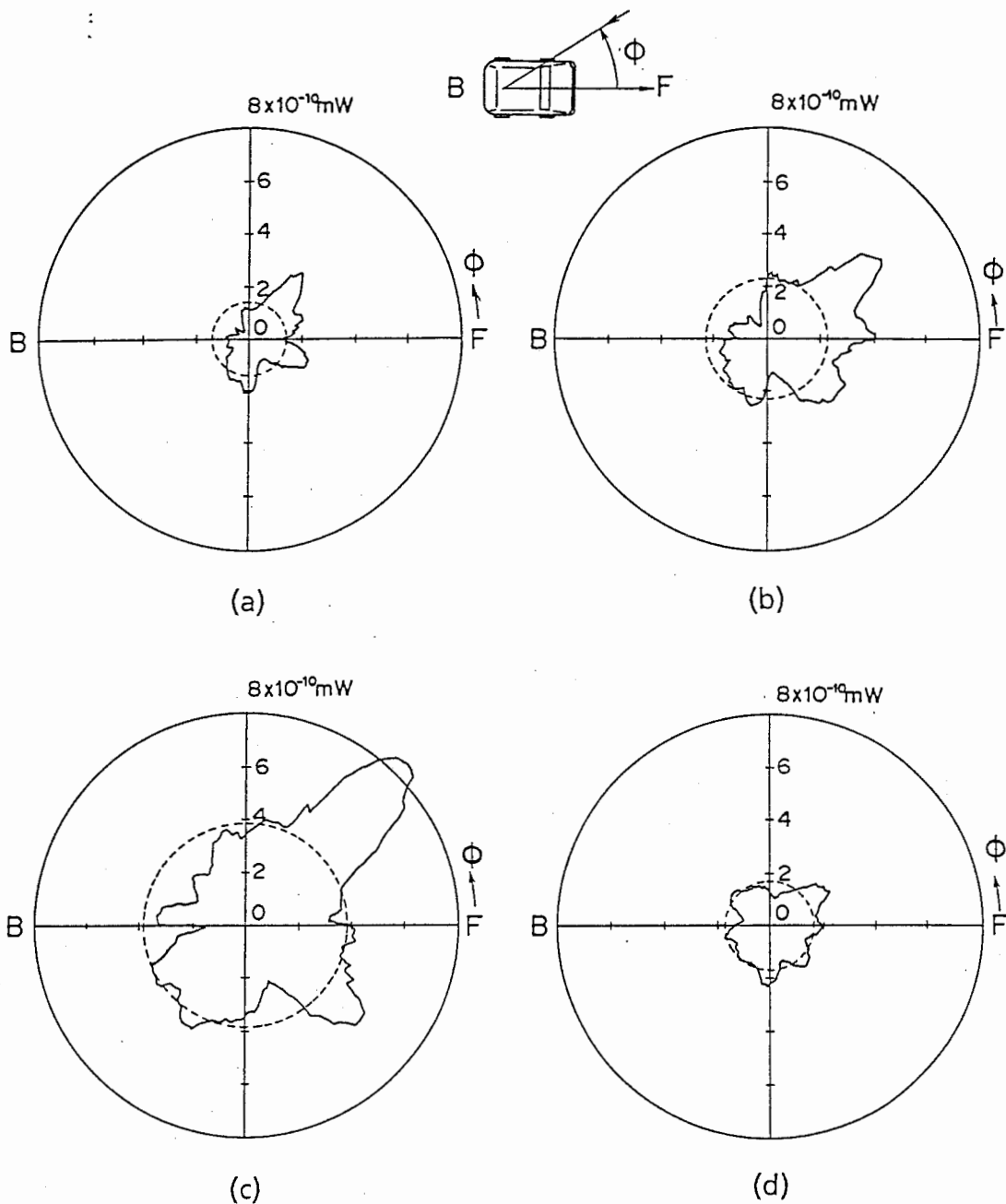


Fig. 16 Average power distribution of measured vertically polarized incident waves in Ningyo-cho route with respect to elevation angle of (a)  $-10^\circ$ , (b)  $0^\circ$ , (c)  $20^\circ$ , (d)  $45^\circ$ .  
 ( — measured average power pattern, - - - calculated mean power level )

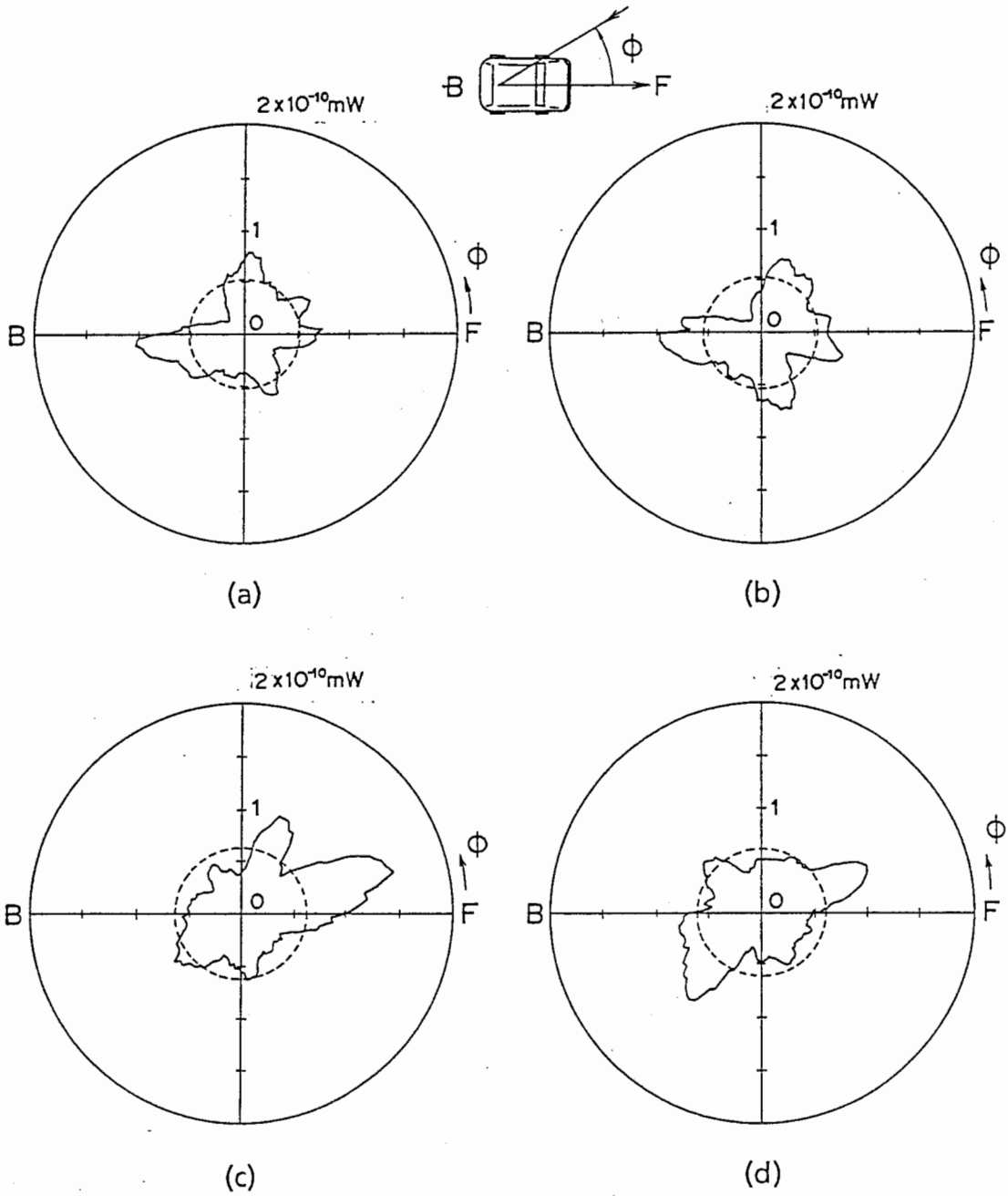


Fig. 17 Average power distribution of measured horizontally polarized incident waves in Ningyo-cho route with respect to elevation angle of (a)  $10^\circ$ , (b)  $0^\circ$ , (c)  $20^\circ$ , (d)  $45^\circ$ .  
 ( — measured average power pattern, - - - calculated mean power level )

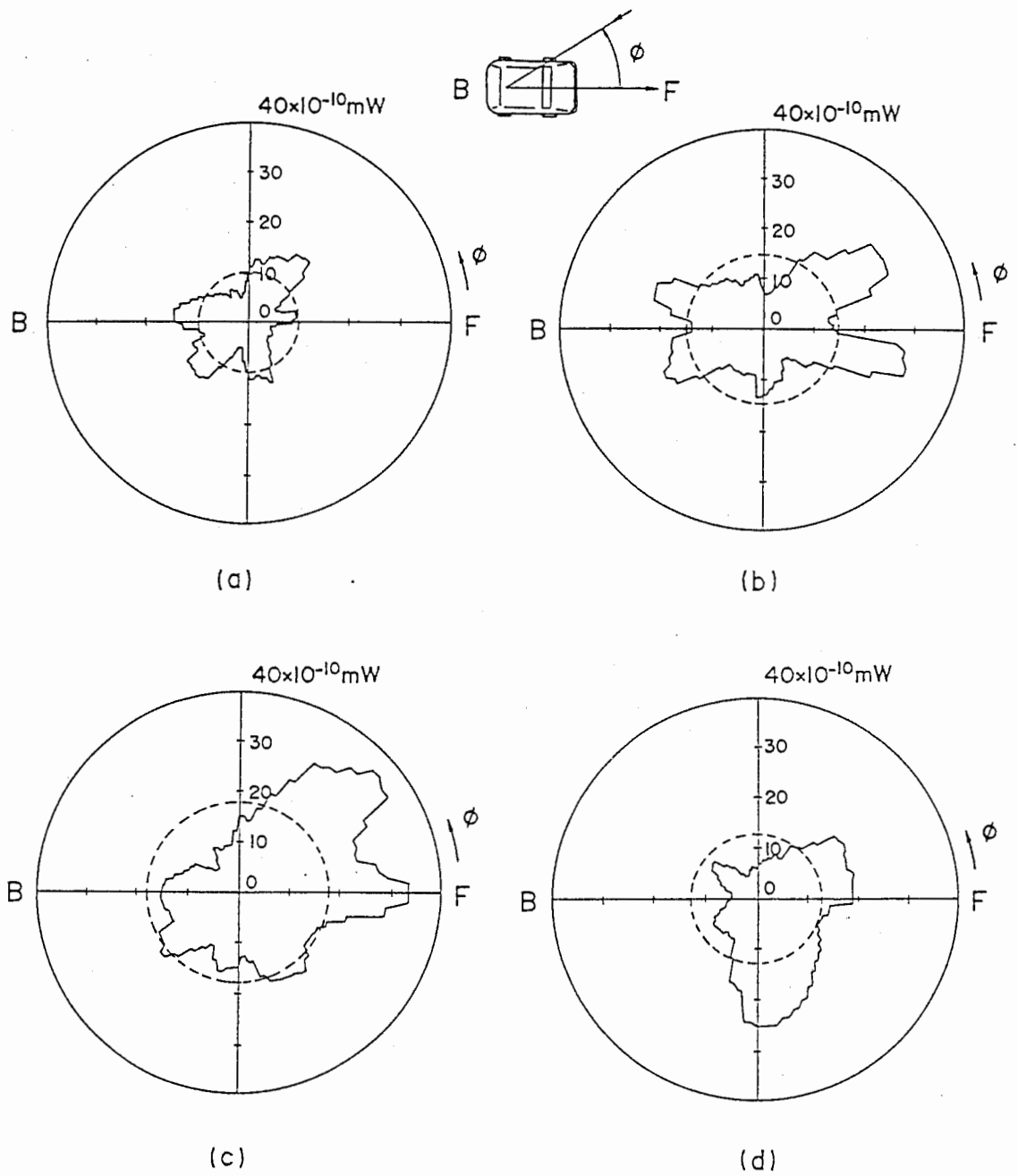


Fig. 18 Average power distribution of measured vertically polarized incident waves in Kabuto-cho route with respect to elevation angle of (a)  $-10^\circ$ , (b)  $0^\circ$ , (c)  $20^\circ$ , (d)  $45^\circ$ .  
 ( — measured average power pattern, - - - calculated mean power level )

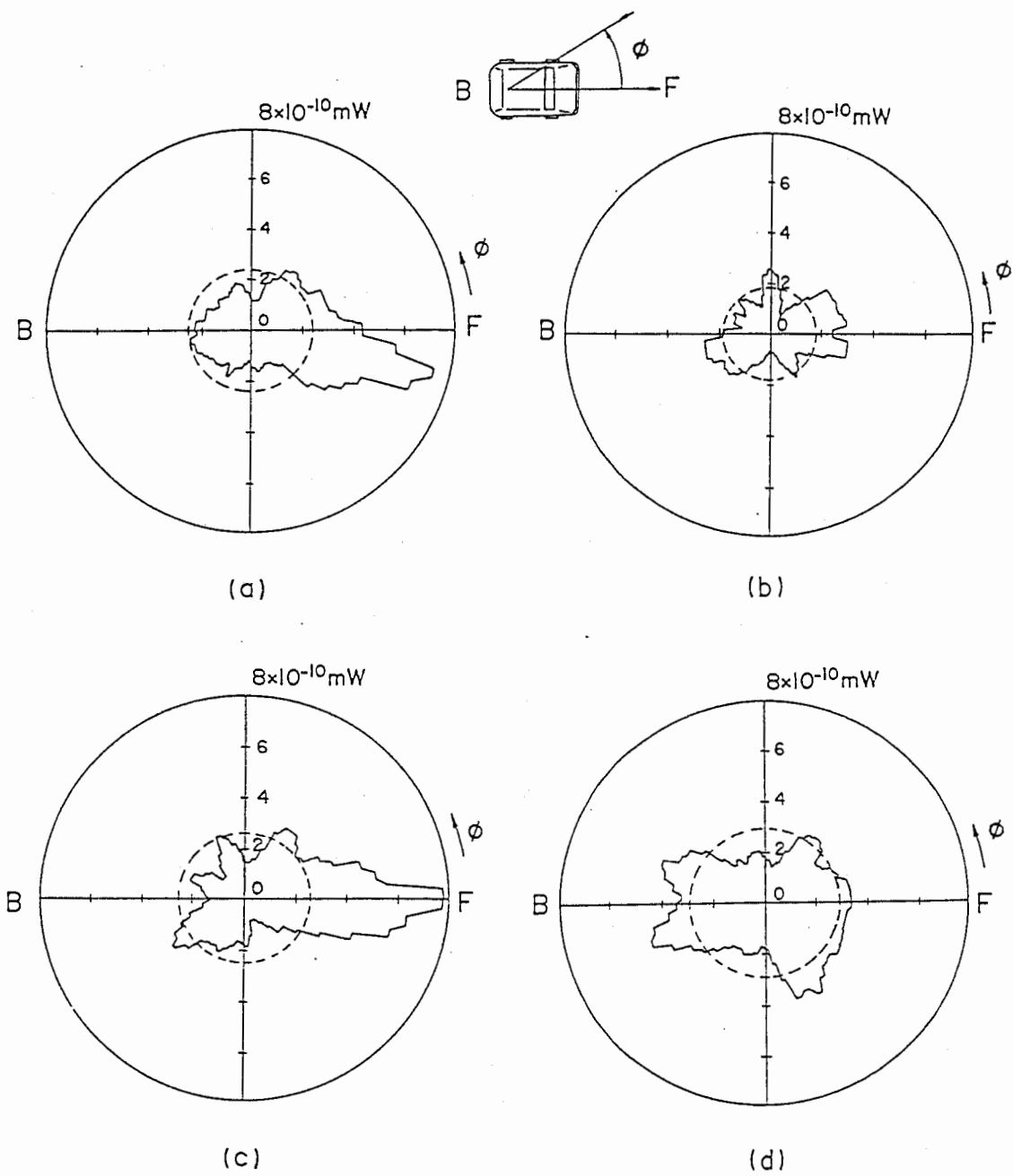
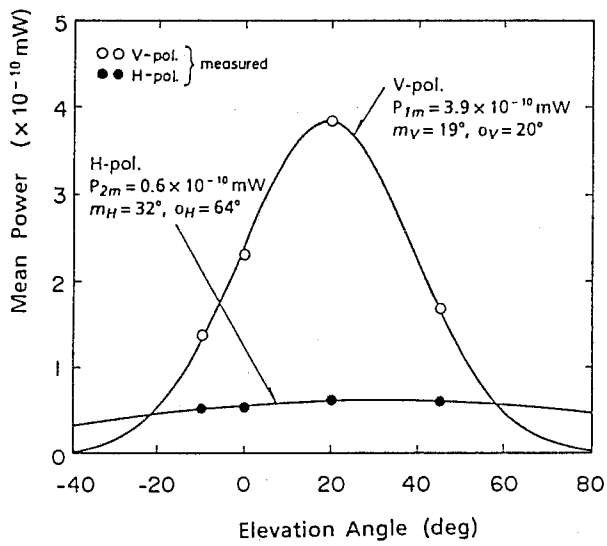
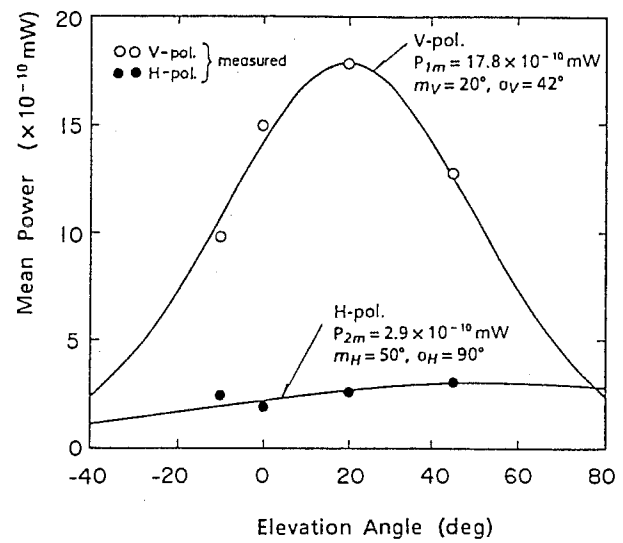


Fig. 19 Average power distribution of measured horizontally polarized incident waves in Kabuto-cho route with respect to elevation angle of (a)  $10^\circ$ , (b)  $0^\circ$ , (c)  $20^\circ$ , (d)  $45^\circ$ .  
 ( — measured average power pattern, - - - calculated mean power level )



(a)



(b)

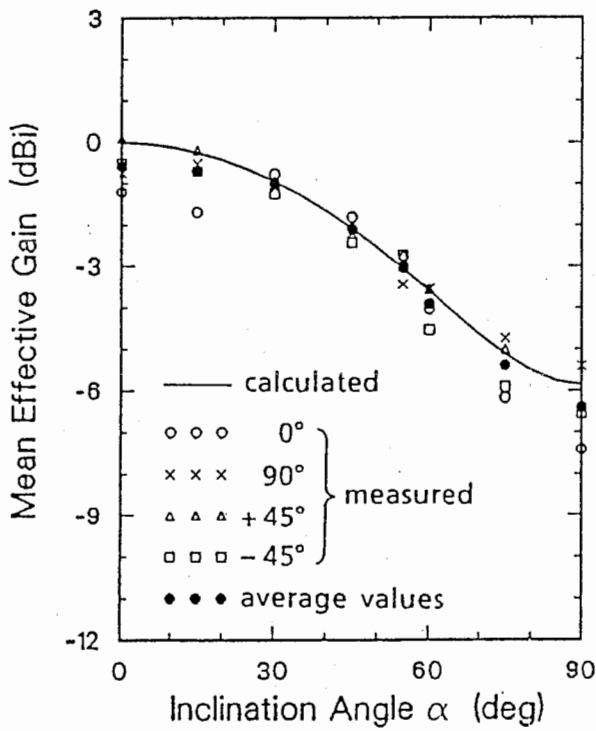
Fig. 20 Mean power distribution of incident waves versus elevation angles in (a) Ningyo-cho and (b) Kabuto-cho route.



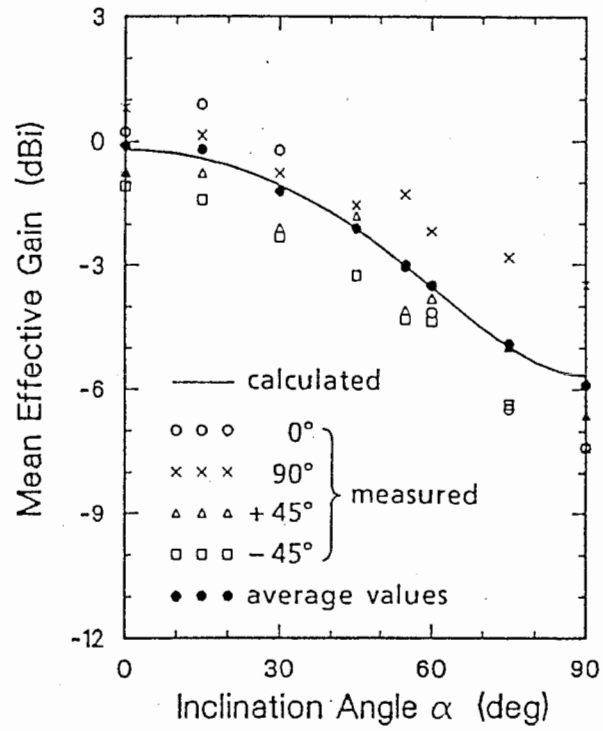
TABLE I

Measured signal level of a dipole antenna with 55° inclination and reference signal level for isotropic mean effective gain.

	Orientation of antenna inclination plane	Average received signal level (dB $\mu$ V)	"Mean" received signal level (dB $\mu$ V)	Reference signal level for "P <sub>V</sub> + P <sub>H</sub> " (dB $\mu$ V)
Ningyo-cho route	0°	35.0	35.0	38.0
	90°	34.6		
	+45°	35.3		
	-45°	35.3		
Kabuto-cho route	0°	33.5	33.5	36.5
	90°	35.2		
	+45°	32.4		
	-45°	32.2		



(a)



(b)

Fig. 20 Comparison of calculated and measured mean effective gain of an inclined half-wavelength dipole antenna in (a) Ningyo-cho and (b) Kabuto-cho route.

## Chapter 3

### 等価見通し伝搬路における平均実効利得の解析 Analysis for Mean Effective Gain of Mobile Antennas in Effective Line-of-sight Propagation Environments

#### 3.1 はじめに

多重伝搬路内に置かれた移動体アンテナの平均実効利得(MEG)の解析には、第2章で示したように、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<sup>(1)</sup>。しかし、到来波分布がアジマス方向に強い方向性をもつ伝搬路(等価見通し伝搬路)内を移動するアンテナのMEG特性については検討がなされていない。本稿では、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がアジマス方向、仰角方向ともにガウス分布する統計的モデルを仮定してMEG特性の検討を行なった結果について報告するものである。

#### 3.2 解析モデル

解析モデルを図1に示す。アンテナは半波長ダイポールアンテナとし、XZ面内で $\alpha$ 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。到来波分布の主到来方位をA, その方位標準偏差をSとする。また到来波分布のV・H偏波毎の主到来仰角をそれぞれ $m_V, m_H$ とし、仰角標準偏差を $\sigma_V, \sigma_H$ とする。Sが無限大のとき、このモデルは第2章で示した伝搬モデル(文献[1])に一致する。

#### 3.3 解析結果

図2は $\alpha=55^\circ$ の場合の計算例を示す。Sが小さい程アンテナの電力利得指向性に対応する変動を示すが、Sが大きい程主到来方位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<sup>(1)</sup>での計算値に近づく。また主到来方位Aに対するMEG変動の平均値は、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、文献[1]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、主到来方位に対する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の変動幅を表すといえる。図3はアンテナの傾き角を変えた場合のMEG変動を示しており、図中破線は文献[1]の伝搬モデルでの計算値である。異なる主到来方位角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分かる。

### 3.4 むすび

等価見通し伝搬路におけるアンテナの平均実効利得特性について、V・H偏波成分がアジマス方向、仰角方向ともにガウス分布する到来波モデルを適用した解析結果を示し、主到来方位Aに対するMEG変動の平均値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での理論値に一致することを示した。等価見通し伝搬路における到来波分布の測定とアンテナのMEG測定による実験的確認が今後の課題である。

## 文 献

- (1) 多賀：“陸上移動通信環境におけるアンテナ利得推定法”，信学技報，AP87-78，pp.25-32 (1987).

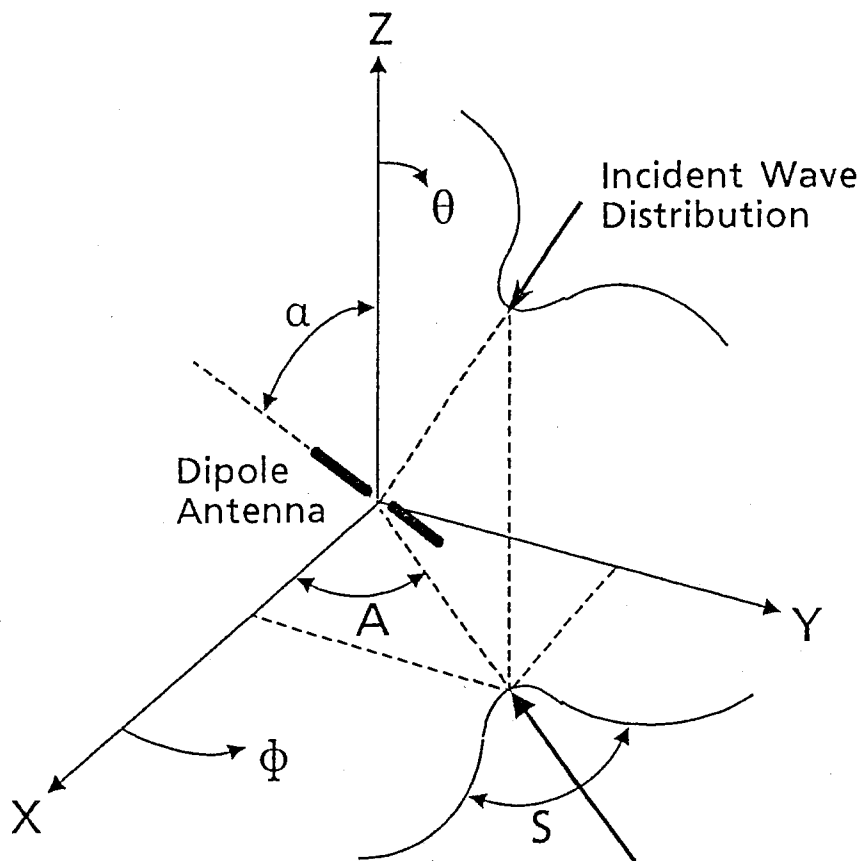


図1. 解析モデル

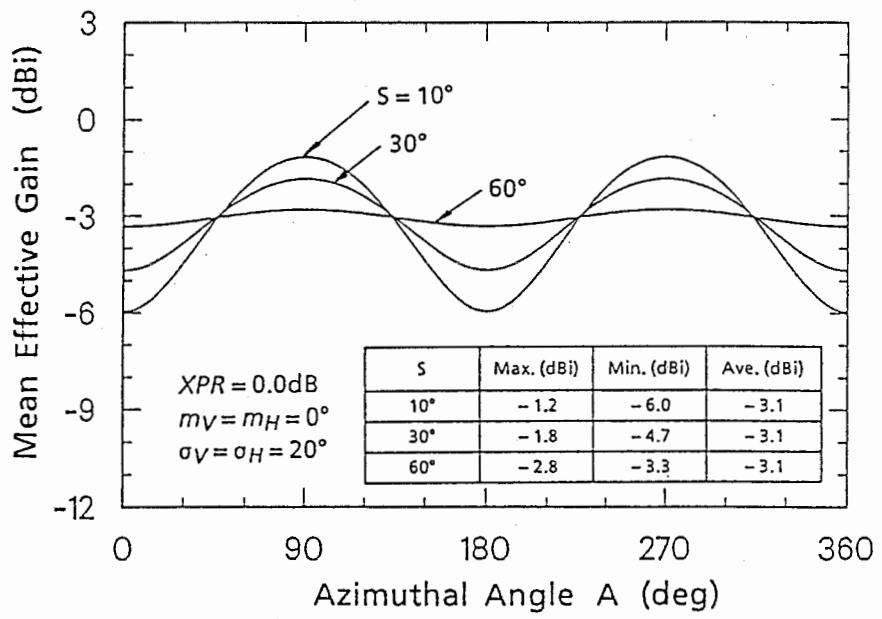


図2.  $\alpha = 55^\circ$  の場合のMEG特性

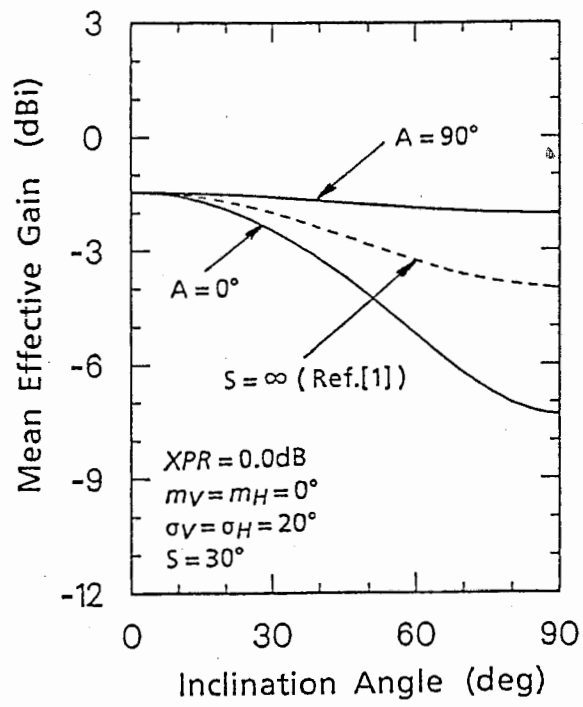


図3. アンテナ傾き角に対するMEG特性

## Chapter 4

### 携帯無線システムにおけるアンテナ伝搬環境設計について A Design of Multipath Propagation Characteristics in Portable Communication Systems

#### 4.1 はじめに

各種携帯無線システムにおいて、人が操作する携帯無線機に実装されたアンテナの指向性並びに偏波特性は人為的な変動を受けるため、アンテナの平均実効利得(Mean Effective Gain, 以下MEGと略す)が大きく変動する。このアンテナのMEG変動は受信信号強度の平均SNRの変動に対応し、従ってシステムの回線マージンを大きくする要因の一つとなり、またデジタル移動通信方式においては平均符号誤り率(BER)を劣化させる要因となる。このようなアンテナMEGの変動を軽減することが出来れば、効率のよいシステム設計あるいは人の操作による符号誤り率の劣化の少ない携帯無線システムの実現が期待できる。本章では、環境の伝搬特性を積極的に操作構築することによりアンテナの傾き変動によるMEG劣化を抑制する“伝搬環境設計法”を提案し、その理論的検討結果について述べるものである。

#### 4.2 解析結果

解析の対象とする移動局アンテナとして、本章では半波長ダイポールアンテナを考える。人為的操作によりアンテナが傾けられた時、指向性並びに偏波特性が変動し、それに伴ってアンテナの実効利得が変動する<sup>(1)</sup>。表1に示す到来波パラメータに対し、この利得変動を計算した結果を図1に示す。 $\alpha$ はダイポールアンテナの鉛直方向からの傾き角を示す。図中A点はアンテナの各交さ偏波電力指向性による放射電力利得が等しい場合を表しており、このような特性を有するアンテナであれば到来波特性に無関係にMEGが一定(-3dBi)となる。また図中太線は、アンテナの傾き即ち偏波特性に無関係にMEGが一定となることを示しており、このような到来波パラメータを実現すればMEG変動が0となる。この特性を実現する到来波パラメータを計算により求めた結果を図2に示す。図2は、到来波分布の広がり(標準偏差 $\sigma_V, \sigma_H$ )が限定される環境でも交さ偏波電力比(XPR)を制御することにより希望の到来波環境を実現できることを示している。従って、基地局アンテナのビーム幅、アンテナ高、及び送信偏波の傾き等を制御することにより比較的容易に図2に示す到来波パラメータを実現できると考えられる。こ



のような伝搬環境下では、アンテナのMEGは最大(アンテナ損失が0の時)で-3dBiとなる。即ちアンテナの動作利得はアンテナ自体の損失(整合損、導体損等)で決まるため、アンテナ設計において重要となるファクタは放射能率のみとなり、アンテナ設計における指向性、偏波特性等は任意のものでよいことになる。言い換えると、伝搬環境を設計することによって、携帯無線機に実装するアンテナの設計を非常に簡単にする可能性があるといえる。但し、このときアンテナが利用し得る電力は最大でも到来波電力の1/2となる。即ち本方法は図1に示すMEG変動を0にし得るが、その大小としてアンテナの受信電力低下(3dB)を許容する必要がある、システム設計においてこの点を考慮しなければならない。

### 4.3 むすび

実際の携帯アンテナの場合には、本章で論じたダイポールアンテナとは放射特性が異なるため、図2に示した設計パラメータを使用アンテナに対応して新たに求める必要がある。また、人体近傍で使用されるアンテナ系の場合には、更に人体によるアンテナ指向性変動を考慮した設計パラメータの検討が必要である。しかし、本章で取り扱った設計パラメータは、特に屋内伝搬環境などの極小ゾーンを対象とする環境下において比較的容易に実現できると考えられる。本伝搬特性設計は、携帯無線機用アンテナの設計を容易にし、携帯無線機の操作性を向上できる可能性をもつため、携帯無線システムの有力な伝搬環境設計法として期待できる。

## 文 献

- (1) 多賀：“陸上移動通信環境におけるアンテナ利得推定法”，信学技報，AP87-78，pp.25-32 (1987).

表1. 到来波パラメータの一例

垂直偏波	平均到来仰角 $m_V$	$0^\circ$
	標準偏差 $\sigma_V$	$30^\circ$
水平偏波	平均到来仰角 $m_H$	$0^\circ$
	標準偏差 $\sigma_H$	$30^\circ$
交さ偏波電力比 XPR		図1

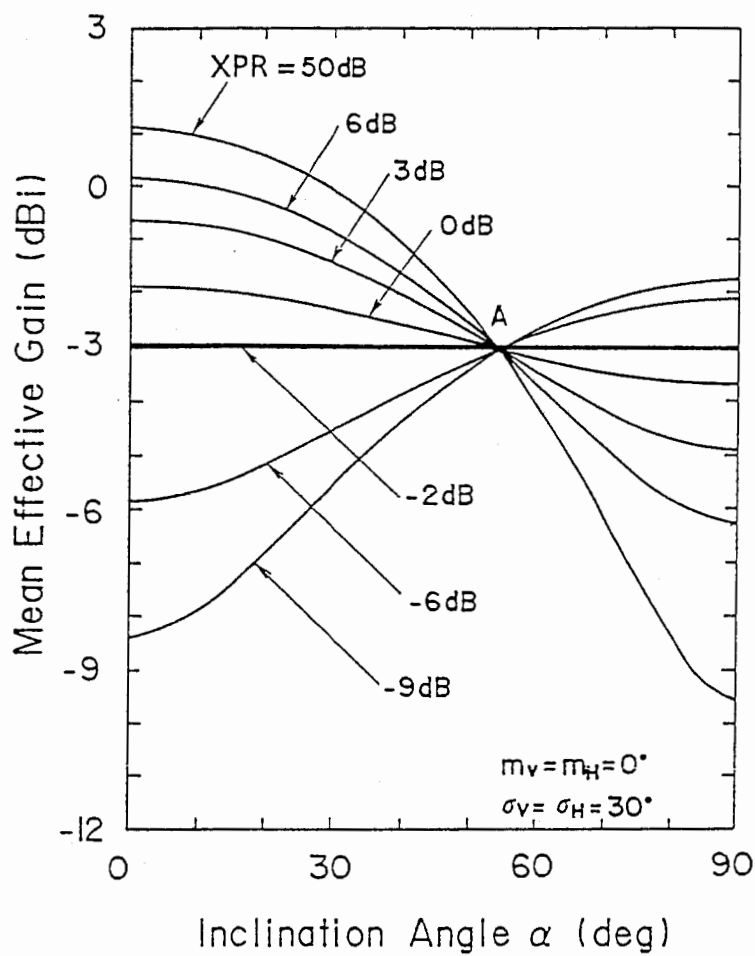


図1. ダイポールアンテナ傾斜時の平均実効利得(MEG)変動

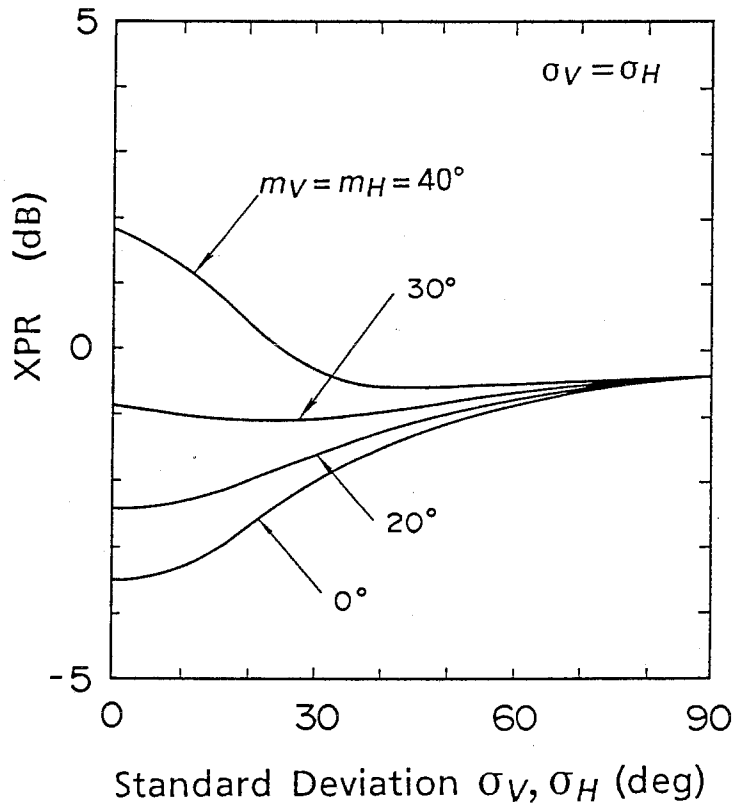


図2. ダイポール傾斜時の平均実効利得を一定にする到来波パラメータ

## Chapter 5

移動通信環境における平均交さ偏波電力比(XPR)測定法

### A Theoretical Study on Measurement of Cross Polarization Power Ratio (XPR) in Mobile Communication Environments

多賀 登喜雄

**Abstract** This paper described the theoretical results of measurement accuracy of the methods for measuring the cross polarization power ratio (XPR) in mobile radio communication environments. In some methods which have been used, the measuring errors strongly depends on the XPR itself and the measured results have not the sufficient accuracy. Because the antennas for measuring the horizontally polarized component of incident waves have the radiation pattern of the vertically polarized component. To solve this disadvantage, a novel method which uses the slotted cylinder antenna for measuring the horizontally polarized component of incident waves is proposed, and it is shown that the measurement accuracy is superior than that of previous methods.

#### 5.1 まえがき

移動通信環境における交さ偏波特性は、移動体アンテナの実効利得解析<sup>(1)</sup>や、偏波ダイバーシチ受信等の解析<sup>(2)</sup>、さらには偏波利用による周波数有効利用<sup>(3)</sup>の観点からも重要となる伝搬特性の一つである。また、伝搬路の交さ偏波特性は、効果的な偏波ダイバーシチ受信枝を実現する上で重要なファクタである<sup>(4)</sup>とともに、人為的偏波特性変動を伴う携帯無線システムを設計する上でも考慮されるべき重要な特性<sup>(5)</sup>の一つである。

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次的に異なる方向から受信点に入射する。このとき、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すれば、受信電力は到来波の送信偏波成分が有する電力密度の総和となり、またその直交偏波に対する理想的な複素等方性アンテナを用いれば、受信電力はその直交偏波成分が有する電力密度の総和となる。現実にはこのようなアンテナは存在しないが、多重伝搬路内の一つの受信点における交さ偏波比とはこのような受信電力の比として定義できる。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、この交さ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、従来より、ある移動区間にわたっての平均交さ偏波比を求めて伝搬路内の偏波特性を定量化する試みがなされてきている(6)-(9)。多重波環境における電波の平均的強さを議論する場合、“電力の真値の平均”が物理的な意味をもつ(10)と考えられ、従って平均交さ偏波比を議論する場合にも個々の偏波に対する平均電力比として取り扱うことが望ましい。筆者は、移動体アンテナの多重波内での平均実効利得ならびにアンテナダイバーシチ枝間の相関特性の解析(1),(2)において、垂直偏波成分の到来波平均電力と水平偏波成分の到来波平均電力との比を平均交さ偏波電力比(cross polarization power ratio, 以下XPRという)として定義し、用いてきた。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は垂直・水平両偏波成分の受信電力を真値平均した値の比であるので、移動通信における多重伝搬環境の交さ偏波特性を表す物理的パラメータとして有意と考えられる。

ところがXPRを実環境において測定する場合、現実にご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、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。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、この測定誤差についてはこれまで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うとともに、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に提案を行ない、更にその測定確度について理論的考察を加える。まず5.2では、XPR測定誤差の理論式を示すとともにXPR測定に要求されるアンテナ特性について論じる。また誤差評価のために適用する到来波モデルを示す。5.3では、従来より用いられている各種XPR測定法の測定誤差について理論的考察を行う。5.4では、従来法が有する欠点を解消するための測定アンテナの提案を行うとともに、そのアンテナをXPR測定に適用したときの測定誤差特性について理論的考察を行なっている。

## 5.2 XPR測定誤差の理論式と到来波モデル

### 5.2.1 XPR測定値の理論式

各種XPR測定法の測定誤差を評価するに当たり、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。

多重伝搬路内を移動するアンテナの平均受信電力  $P_{rec}$  は、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1)において次式により与えられる(1)。

$$P_{rec} = \oint \{P_V P_\theta(\Omega) G_\theta(\Omega) + P_H P_\phi(\Omega) G_\phi(\Omega)\} d\Omega \quad (1)$$

$\Omega$ は立体角であり

$$\oint d\Omega = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi \sin\theta d\theta d\phi$$

である。図1に示されるように移動体アンテナがXY平面内を移動するとき、垂直偏波成分(V成分)と水平偏波成分(H成分)は、それぞれ $\theta$ 成分偏波と $\phi$ 成分偏波に対応する。従って、 $G_\theta(\Omega)$ ,  $G_\phi(\Omega)$ はそれぞれアンテナの電力利得指向性の $\theta$ 成分(V成分), 並びに $\phi$ 成分(H成分)、 $P_\theta(\Omega)$ ,  $P_\phi(\Omega)$ はアンテナへ入射する到来波の $\theta$ 成分(V成分)並びに $\phi$ 成分(H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。

$$\oint \{G_\theta(\Omega) + G_\phi(\Omega)\} d\Omega = 4\pi \quad (2)$$

$$\oint P_\theta(\Omega) d\Omega = \oint P_\phi(\Omega) d\Omega = 1 \quad (3)$$

また $P_V$ はV成分に対する複素等方性アンテナの平均受信電力であり、同様に $P_H$ はH成分に対する複素等方性アンテナの平均受信電力である。このとき、平均交差偏波電力比 XPR (cross polarization power ratio)はこれら二つの平均受信電力比  $P_V/P_H$ として定義される(1)。

$$XPR = \frac{P_V}{P_H} \quad (4)$$

ここで、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(1),(4)式を用いて次式で表される。

$$\begin{aligned} XPR_{meas.} &= \frac{P_{rec}^{(V)}}{P_{rec}^{(H)}} \\ &= XPR \cdot \frac{\oint \{P_\theta(\Omega) G_\theta^{(V)}(\Omega) + \frac{1}{XPR} P_\phi(\Omega) G_\phi^{(V)}(\Omega)\} d\Omega}{\oint \{XPR \cdot P_\theta(\Omega) G_\theta^{(H)}(\Omega) + P_\phi(\Omega) G_\phi^{(H)}(\Omega)\} d\Omega} \end{aligned} \quad (5)$$

さて(5)式を用いて、XPR測定に要求されるアンテナ特性について考察する。(5)式右辺における分子の被積分関数の第2項と分母の被積分関数の第1項には本来測定しようとするXPRが関与しており、これらの被積分項が測定値に影響を及ぼすことがわかる。すなわちXPRを正確に測定するためには、V偏波測定用アンテナがH偏波指向性をもたないこと( $G_{\theta}^{(V)}(\Omega)=0$ )と、H偏波測定用アンテナがV偏波指向性をもたないこと( $G_{\phi}^{(H)}(\Omega)=0$ )が最低限必要な条件であるといえる。この条件を満たすとき(5)式は(6)式となる。

$$XPR_{meas.} = XPR \cdot \frac{\oint P_{\theta}(\Omega)G_{\theta}^{(V)}(\Omega) d\Omega}{\oint P_{\phi}(\Omega)G_{\phi}^{(H)}(\Omega) d\Omega} \quad (6)$$

(6)式において、さらに $G_{\theta}^{(V)}(\Omega)=G_{\phi}^{(H)}(\Omega)=1$  (V, H各測定アンテナがともに等方性アンテナ)ならば、(3)式より任意の到来波角密度関数 $P_{\theta}(\Omega), P_{\phi}(\Omega)$ に対して $XPR_{meas.}=XPR$ が導かれる。すなわち、1で述べたようにV, H両偏波とも複素等方性アンテナで測定できれば、任意の伝搬環境において正確なXPR値を得ることができる。しかしながら、そのような理想的アンテナは実現できず、従って現実的な対処方法としては、なるべく等方性に近い電力利得指向性を有するアンテナを測定に用いることが望ましいといえる。

### 5.2.2 到来波分布モデル

前節で述べた理論式を用いて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。本報告では、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<sup>(1)</sup>を適用する。このモデルの妥当性は都市内伝搬路における実験結果により確認されており、V, H各偏波に対する到来波角密度関数は次式で表される。

$$P_{\theta}(\theta, \phi) = A_{\theta} \exp \left[ - \frac{\left\{ \theta - \left( \frac{\pi}{2} - m_V \right) \right\}^2}{2\sigma_V^2} \right] \quad (7)$$

$$P_{\phi}(\theta, \phi) = A_{\phi} \exp \left[ - \frac{\left\{ \theta - \left( \frac{\pi}{2} - m_H \right) \right\}^2}{2\sigma_H^2} \right] \quad (8)$$



ただし、 $m_V, m_H$ はそれぞれV, H各偏波成分分布の平均仰角であり、 $\sigma_V, \sigma_H$ はそれぞれV, H各偏波成分分布の標準偏差である(図2)。 $A_\theta, A_\phi$ は比例定数であり、(3)式により決定される。

### 5.3 各種XPR測定法の誤差特性

従来より用いられている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)<sup>(6)(7)</sup>、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<sup>(8)</sup>、ダイポールアンテナとループアンテナを用いる方法<sup>(9)</sup>等が代表的な従来法としてあげられる。本章では、これら従来法を用いたXPR測定誤差について考察する。

#### 5.3.1 Xダイポール法<sup>(6)(7)</sup>

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3)。図3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次式で表される。

(垂直ダイポールアンテナ):

$$G_\theta^{(V)} = 1.641 \times \frac{\cos^2\left(\frac{\pi \cos \theta}{2}\right)}{\sin^2 \theta} \quad (9)$$

$$G_\phi^{(V)} = 0 \quad (10)$$

(水平ダイポールアンテナ):

$$G_\theta^{(H)} = 1.641 \cos^2 \theta \cos^2 \phi \times \frac{\cos^2(\pi \xi / 2)}{(1 - \xi^2)^2} \quad (11)$$

$$G_\phi^{(H)} = 1.641 \sin^2 \phi \times \frac{\cos^2(\pi \xi / 2)}{(1 - \xi^2)^2} \quad (12)$$

ただし

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

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。(10)式より垂直ダイポールは $G_\phi$ 成分をもたないが、水平ダイポールは(11)式の $G_\theta$ 成分を有するため、2で述べた測定用アンテナの最初の必要条件を満足しないこととなる。このときXダイポール法の測定誤差は次式で表され、従って測定確度は、測

定アンテナが等方性でないために生ずる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。

$$\frac{XPR_{meas.}}{XPR} = \frac{\int P_{\theta}(\Omega)G_{\theta}^{(V)}(\Omega) d\Omega}{\int \{XPR \cdot P_{\theta}(\Omega)G_{\theta}^{(H)}(\Omega) + P_{\phi}(\Omega)G_{\phi}^{(H)}(\Omega)\} d\Omega} \quad (13)$$

図4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、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、次式のように計算できる。

$$\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \frac{\cos^2\left(\frac{\pi}{2} \cos\phi\right)}{\sin^2\phi} d\phi = 0.45 (-3.5dB) \quad (14)$$

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基に、上記と同様の補正を行って多重波環境での交さ偏波結合度 (cross polarization coupling ; XPOL) を測定した<sup>(7)</sup>。XPOLは送信偏波成分に対する交さ偏波成分比で定義され、伝搬路の交さ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5)、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、(14)式の被積分関数を $\sin^2\phi$ とすることにより求められる。補正值を3dBとした場合の誤差零レベルは図4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 $10^\circ$ 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 $10^\circ$ 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、さら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、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<sup>(1)</sup>。このような環境では、測定誤差は図6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、さら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±0.5dB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を要する。

### 5.3.2 ターンスタイル法<sup>(8)</sup>

ターンスタイル法は、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、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7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。

$$G_{\theta}^{(H)} = \frac{1.641}{2} \cos^2 \theta \left[ \cos^2 \phi \frac{\cos^2(\pi\xi/2)}{(1-\xi^2)^2} + \sin^2 \phi \frac{\cos^2(\pi\xi'/2)}{(1-\xi'^2)^2} \right] \quad (15)$$

$$G_{\phi}^{(H)} = \frac{1.641}{2} \left[ \sin^2 \phi \frac{\cos^2(\pi\xi/2)}{(1-\xi^2)^2} + \cos^2 \phi \frac{\cos^2(\pi\xi'/2)}{(1-\xi'^2)^2} \right] \quad (16)$$

ただし

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

である。(15),(16)式における[ ]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8に示す。2つのダイポールアンテナの合成指向性であるため、(2)式より水平面内での指向性利得が半波長ダイポールアンテナの1/2の利得となっている。このとき、ターンスタイルアンテナにおける平均受信電力は、利得が1.641/2(即ち3dB減少)の2つのダイポールアンテナによる受信電力の和(即ち3dB増加)となるので、結果的に水平ダイポールアンテナにおける平均受信電力に等

しいものとなる。すなわちターンスタイル法におけるH偏波レベルの測定は、Cox法における直交2方向による水平ダイポールレベルの測定を1回の測定で行うことと等価である。従って、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全く同じものとなり、市街地等での測定値についてはXダイポール法と同様に測定精度に問題があるといえる。

### 5.3.3 ループアンテナ法<sup>(9)</sup>

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<sup>(9)</sup>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9に示す。これら指向性はループアンテナの理論解析結果<sup>(12)</sup>から求めた。図より、Lee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 $kb$ 値が小さい程、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 $G_{\theta}$ 指向性と $G_{\phi}$ 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、 $kb$ を小さくする程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、給電線への漏洩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。そこで本報告では、 $kb=0.44$ 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10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11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 $kb=0.2$ の場合では、ループアンテナがもつ垂直偏波指向性が小さい(指向性利得で $-8\text{dB}$ )ために測定誤差がより改善されることが分かる。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12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、-1~2dBの誤差変動が生じることがわかる。

## 5.4 誤差低減のための測定方法と測定誤差

### 5.4.1 円筒スロットアンテナ法の構成

5.3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さ偏波指向性を充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(13)~(15)は図13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 $ka \leq 1$  ( $k$ は波数)の場合に次式で与えられる。

$$G_{\phi}^{(H)} = 1.641 \times \frac{\cos^2\left(\frac{\pi \cos \theta}{2}\right)}{\sin^2 \theta} \quad (17)$$

即ち、円筒の直径 $2a$ 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14は円筒直径が約 $0.083\lambda$  ( $ka \approx 0.26$ )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さ偏波(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さ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分かる。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、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により改善が期待できる。

### 5.4.2 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であることから、本方法によるXPR測定誤差を(6)式で評価する。

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およびループアンテナ法における図10の伝搬パラメータに対しては、本方法の理論的誤差は零となる。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12に示した $kb=0.2$ のループアンテナ法と同程度である。

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。

## 5.5 むすび

これまで検討されていなかった多重波伝搬路内での交さ偏波電力比(XPR)の測定誤差特性について理論的考察結果を報告した。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が明らかとなった。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が、報告例(9)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、交さ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。円筒スロットアンテナでは、円筒直径( $2a$ )が $ka=0.26$ 程度の寸法でも $kb=0.07$ のループアンテナと同等の極めて低レベルな交さ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出来ないため、多重伝搬環境における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。本論文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、本論文で記した測定誤

差が含まれることを十分勘案して利用すべきであろう。放射効率の高い円筒スロットアンテナの実現が今後の課題である。

## 文 献

- (1) 多賀登喜雄：“陸上移動通信環境におけるアンテナ利得推定法”，信学技報 A-P87-78 (1987-10).
- (2) T. Taga：“A method of estimating the correlation coefficient of antenna diversity in mobile radio communications”，Proc. 3rd Nordic Seminar on Digital Land Mobile Radio Communications, 13.2 (Sep. 1988).
- (3) 小川, 大宮, 伊藤：“直交偏波共用陸上移動通信に関する検討”，信学技報 CS88-59 (1988-9).
- (4) T. Taga, K. Tsunoda, H. Imahori：“Correlation properties of antenna diversity in indoor mobile communication environments”，Conference record of 39th IEEE VTC, pp.446-451 (1989).
- (5) 多賀登喜雄：“携帯無線システムにおけるアンテナ伝搬環境設計の提案”，昭62電気関係学会関西支部連大, S8-4 (1987).
- (6) 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.
- (7) D. C. Cox, et al.：“Cross-polarization coupling measurement for 800MHz radio transmission in and around houses and large buildings” IEEE Trans., AP-34, 1, pp. 83-87 (1986).
- (8) 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).
- (9) W. C. Y. Lee and Y. S. Yeh：“Polarization Diversity System for Mobile Radio”，IEEE Trans. COM-20, 5, PP. 912-923 (1972).
- (10) 池上, 竹内, 吉田：“多重波伝搬環境におけるアンテナ・伝搬の既成概念の限界”，信学技報 A-P84-108 (1985-1).
- (11) Jakes Jr. W. C., et al.：“Microwave Mobile Communications”，John Wiley & Sons, Chap. 3, pp. 133-158 (1974).
- (12) 稲垣, 伊藤, 関口：“一素子ループアンテナの理論”，信学論(B), 53-B, 3, pp.135-142 (昭45-03).
- (13) E. C. Jordan and W. E. Miller：“Slotted cylinder antennas”，Electronics, 20, pp.90-93 (1947).
- (14) G. Sinclair：“The patterns of slotted-cylinder antennas”，Proc. I.R.E., 36, pp.1487-1492 (1948).
- (15) J. R. Wait：“Radiation characteristics of axial slots on a conducting cylinder”，Wireless Eng., pp.316-323 (1955).

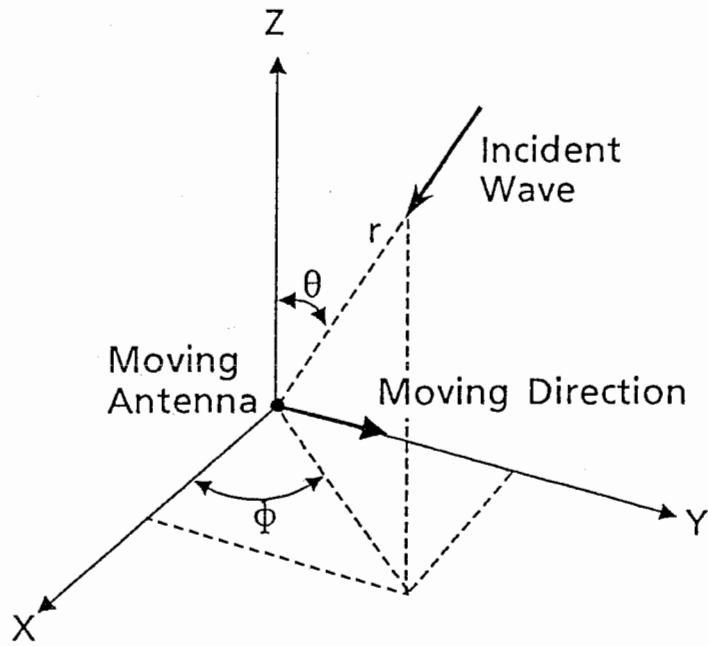


図1. 移動体アンテナと球面座標系

Fig. 1 Spherical coordinates in mobile radio environments.



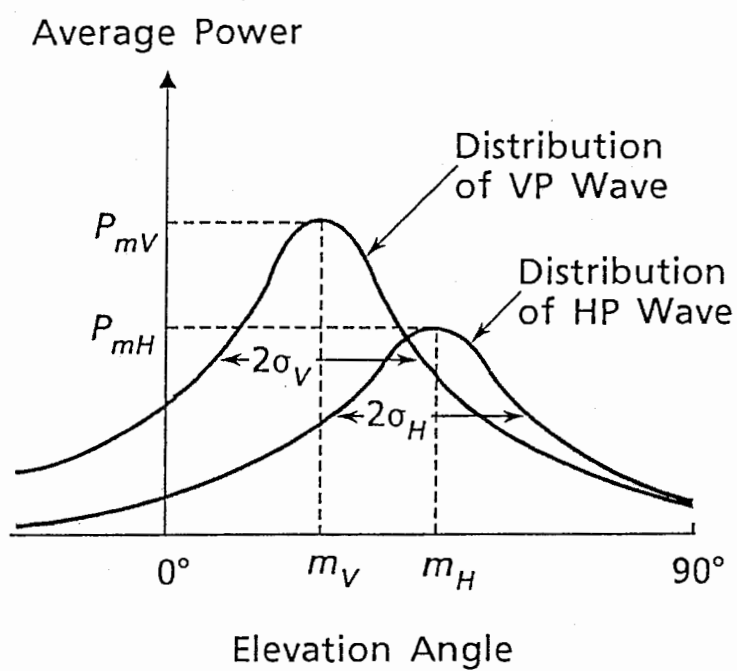


図2. 到来波分布モデル

Fig. 2 Statistical model.

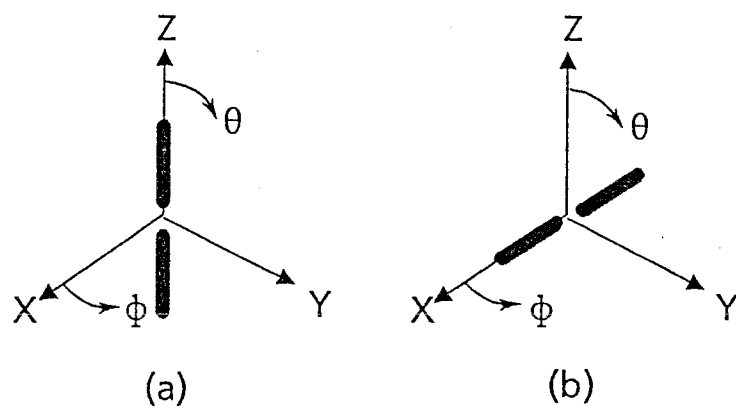


図3. 半波長ダイポールアンテナと座標系  
 (a) 垂直偏波測定用, (b) 水平偏波測定用

Fig. 3 Half-wavelength dipole antenna for (a) vertically and (b) horizontally polarized waves and its coordinate system.

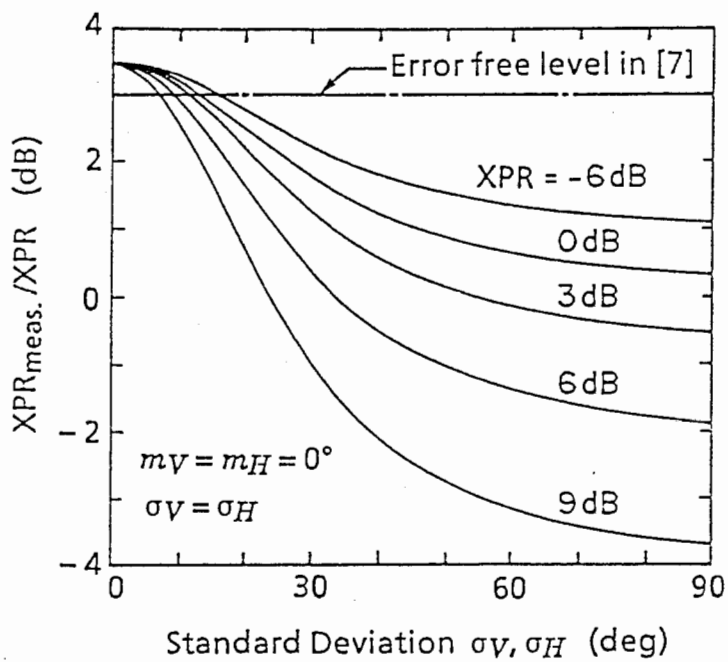


図4. Xダイポール法の測定誤差  
( $m_V = m_H = 0^\circ$ ,  $\sigma_V = \sigma_H$ の場合)

Fig. 4 Measurement Error using cross dipole antennas;  $m_V = m_H = 0^\circ$ ,  $\sigma_V = \sigma_H$ .

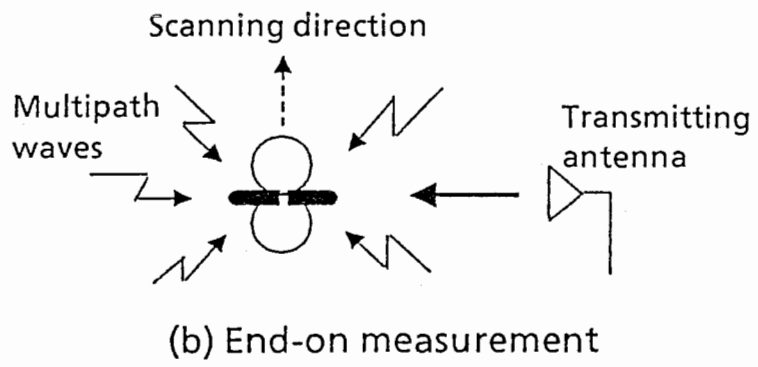
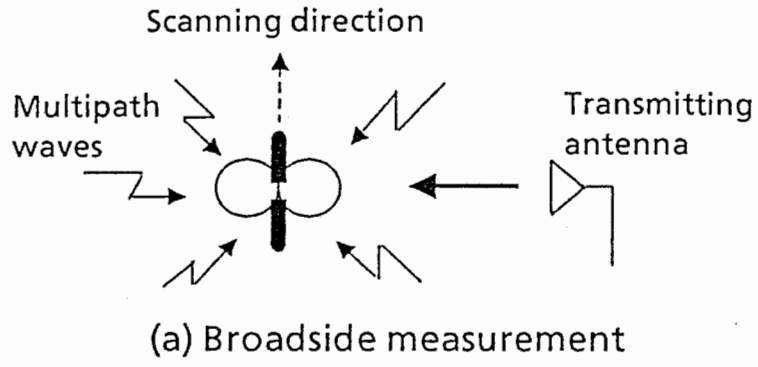


図5. Cox法における水平偏波レベルの測定

Fig. 5 Measurement way for measuring horizontally polarized waves in reference [7].

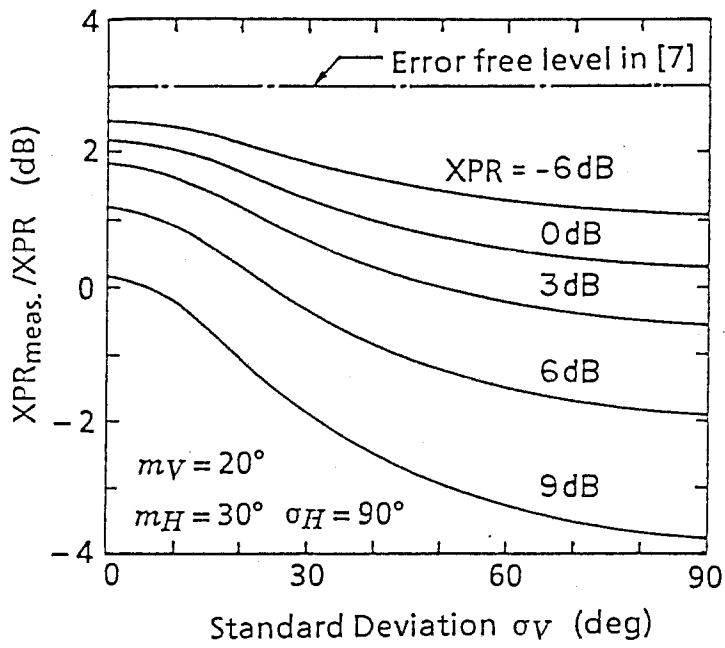


図6. Xダイポール法の測定誤差  
( $m_V, m_H > 0^\circ, \sigma_V \neq \sigma_H$  の場合)

Fig. 6 Measurement error using cross dipole antennas;  $m_V, m_H > 0^\circ, \sigma_V \neq \sigma_H$ .

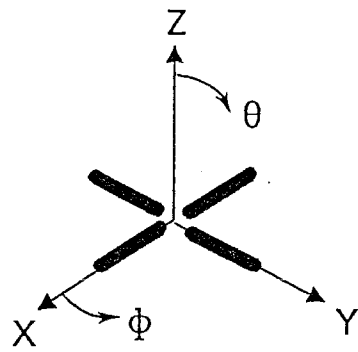


図7. ターンスタイルアンテナと座標系

Fig. 7 Turnstile antenna and its coordinate system.

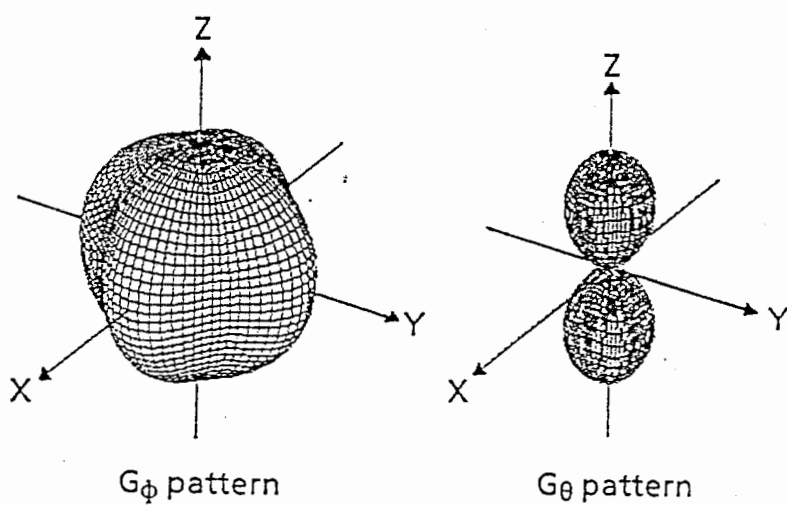


図8. ターンスタイルアンテナの電力利得指向性

Fig. 8 Power gain pattern of turnstile antennas.

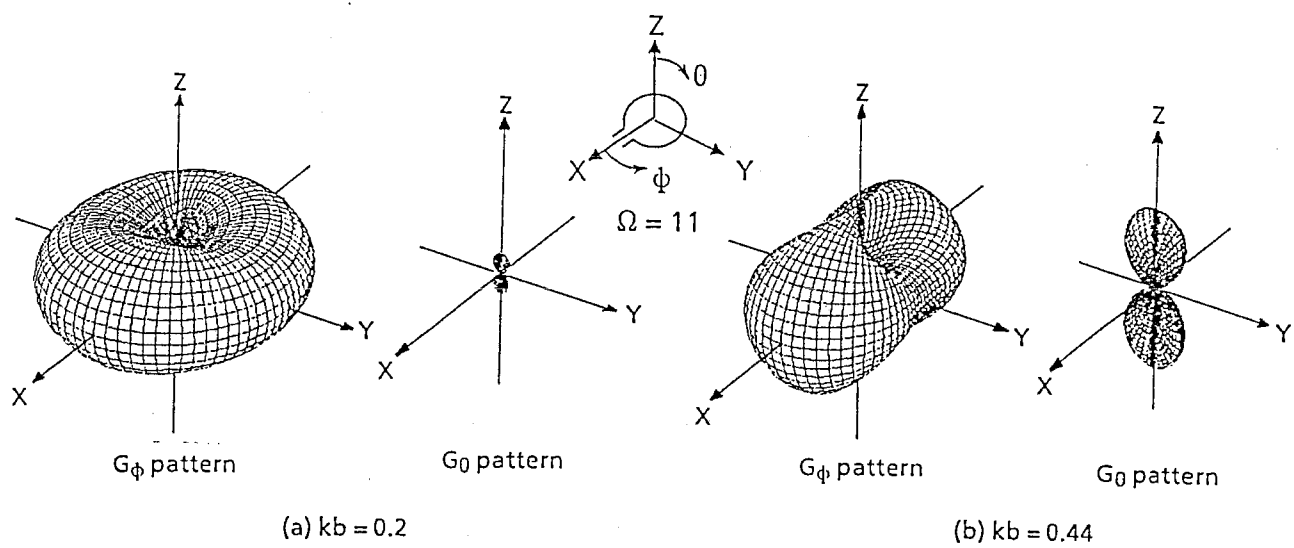


図9. ループアンテナの電力利得指向性

Fig. 9 Power gain patterns of loop antennas ( $\Omega = 2 \ln(2\pi b/a) = 11$ ).



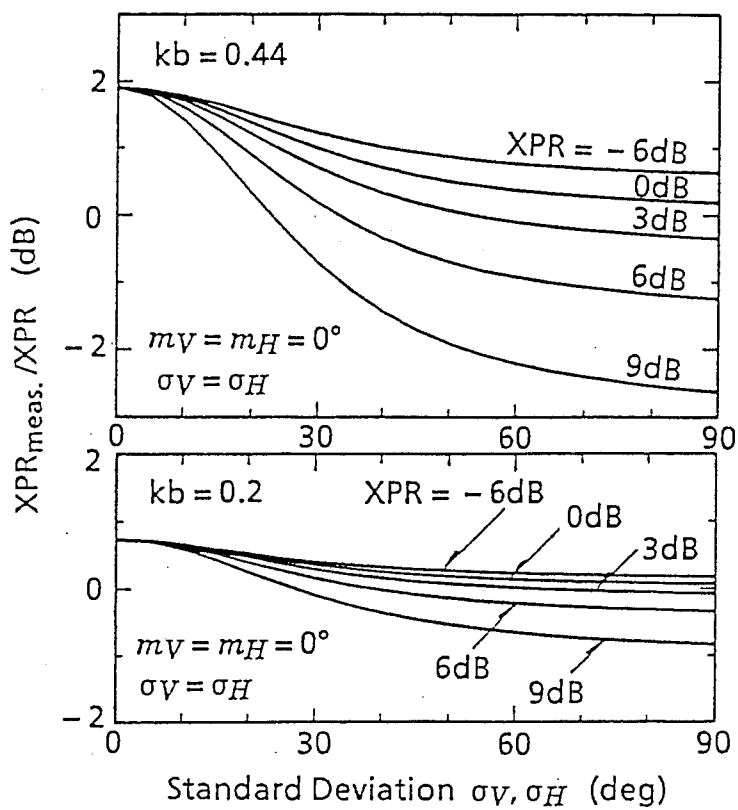


図10. ループアンテナ法の測定誤差  
( $m_V = m_H = 0^\circ$ の場合)

Fig. 10 Measurement error using loop antennas  
for horizontally polarized waves ;  
 $m_V = m_H = 0^\circ, \sigma_V = \sigma_H$ .

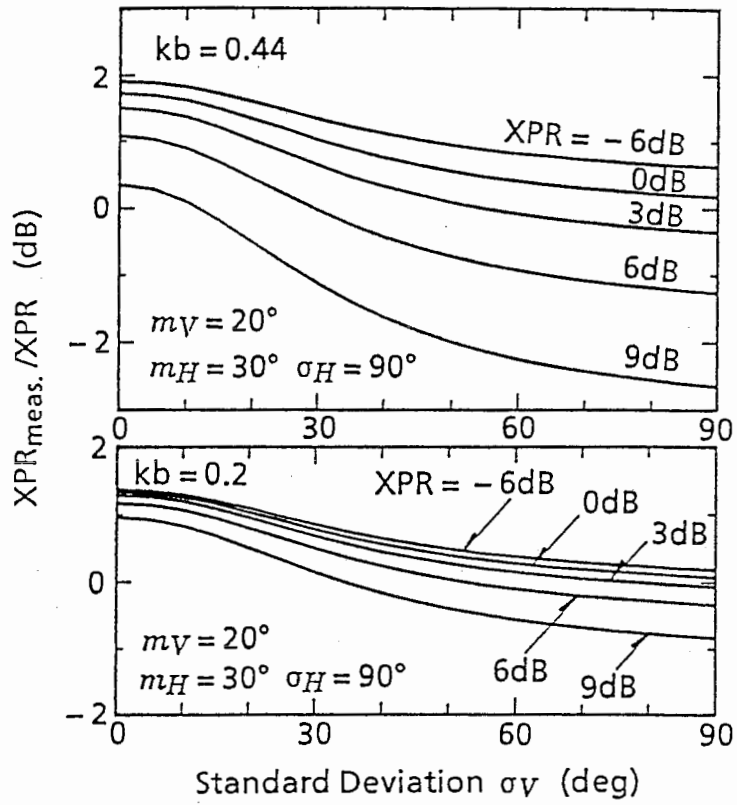


図11. ループアンテナ法の測定誤差  
( $m_V \neq m_H > 0^\circ, \sigma_V \neq \sigma_H$ の場合)

Fig. 11 XPR measurement error using loop antennas for horizontally polarized waves;  $m_V \neq m_H > 0^\circ, \sigma_V \neq \sigma_H$ .

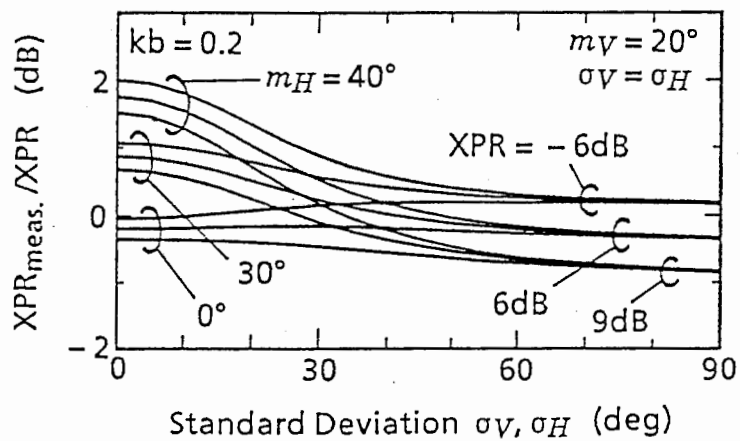


図12. ループアンテナ法の測定誤差  
( $kb = 0.2, m_V \neq m_H$  の場合)

Fig. 12 Measurement error using loop antennas  
with  $kb = 0.2$  for horizontally polarized  
waves;  $m_V \neq m_H$ .

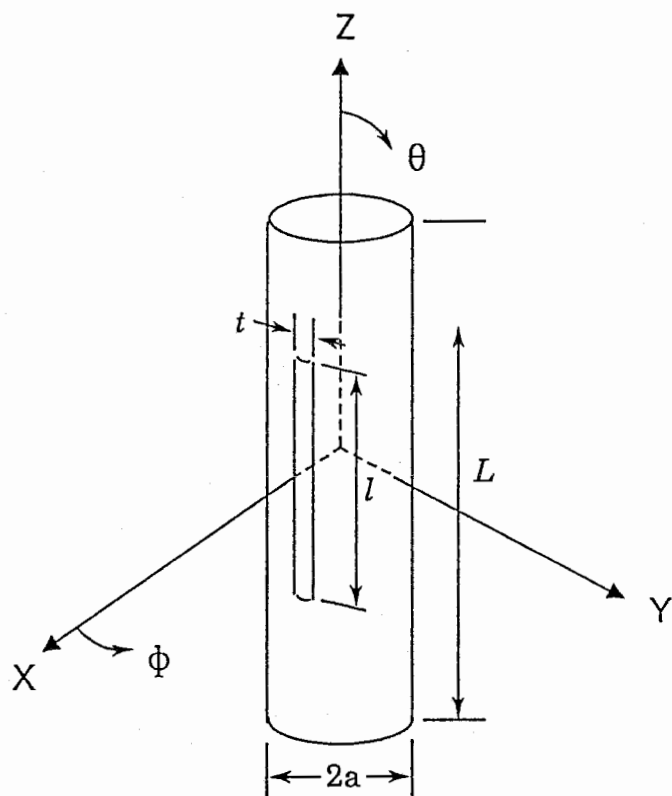


図13. 円筒スロットアンテナの構造と座標系

Fig. 13 Slotted cylinder antenna and its coordinate system.

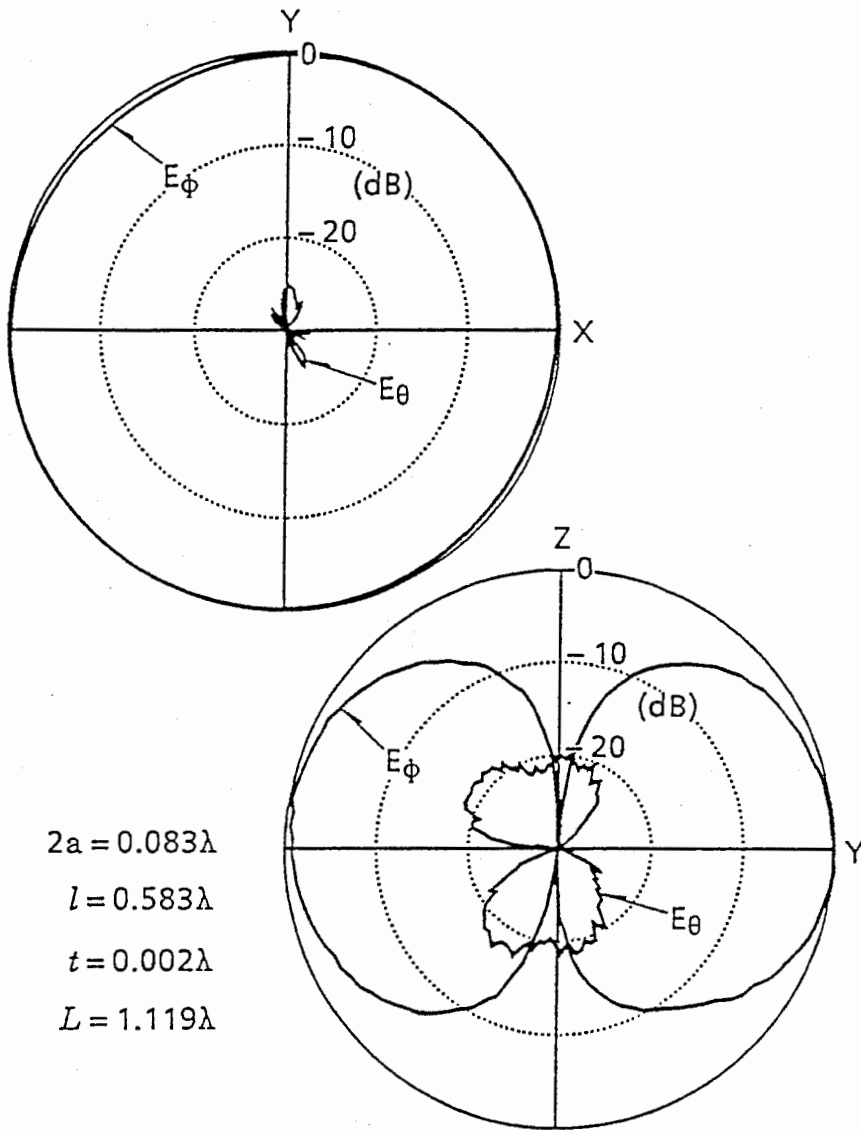


図14. 円筒スロットアンテナの指向性(実測値)

Fig. 14 Measured radiation pattern of a slotted cylinder antenna.

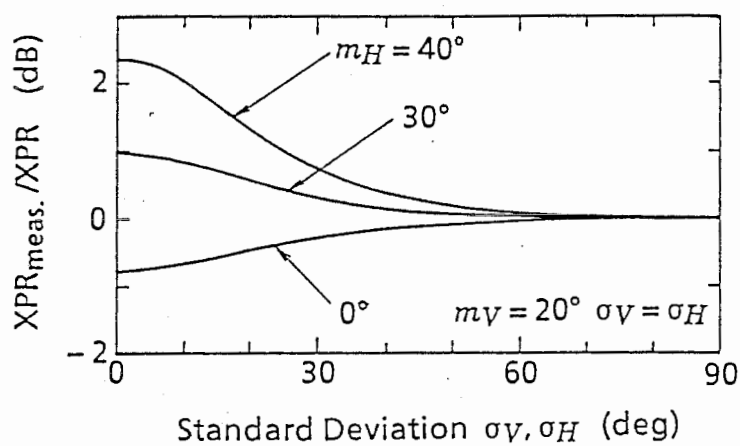


図15. 円筒スロットアンテナ法の測定誤差  
( $m_V \neq m_H, \sigma_V = \sigma_H$ の場合)

Fig. 15 Measurement error using slotted cylinder antennas for horizontally polarized waves ;  $m_V \neq m_H, \sigma_V = \sigma_H$ .

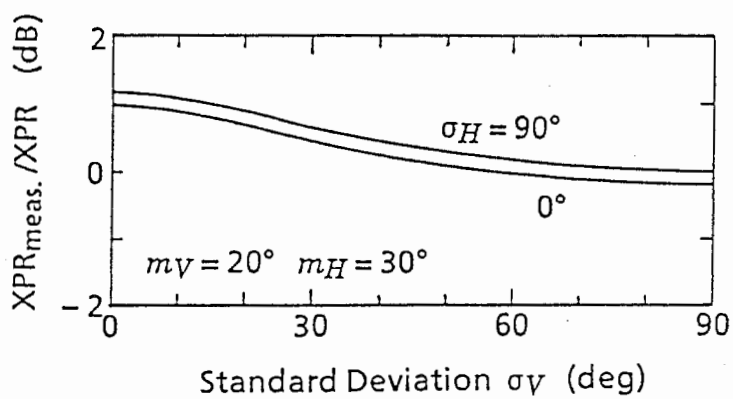


図16. 円筒スロットアンテナ法の測定誤差  
( $\sigma_\gamma \neq \sigma_H$  の場合)

Fig. 16 Measurement error using slotted cylinder antennas for horizontally polarized waves ;  $\sigma_\gamma \neq \sigma_H$ .

## Chapter 6

### 移動通信におけるアンテナダイバーシチの相関特性の解析 Analysis for Correlation Coefficient of Antenna Diversity in Mobile Radio Communications

**Abstract** This chapter presents a method for analyzing the correlation characteristics of antenna diversity in land mobile radio environments. This method can treat not only space, polarization and direction diversity, but also the effects of the statistical distribution of incident waves, cross-polarization power ratio (XPR) and antenna patterns. The correlation characteristics of antenna diversity formed by cross dipole antennas is investigated theoretically, and the existence of a particular environmental condition which achieves extremely low correlation branches is shown. Furthermore, the theoretical characteristics is shown to be in close agreement with the experiment results in an urban area.

#### 6.1 まえがき

近年、マイクロセル方式による屋内移動通信システムの研究が盛んになされてきている(1),(2)。屋内のような伝搬環境では受信される複数の波の伝搬経路差(遅延時間差)は比較的少なく、所謂フラットフェージングによる影響が支配的になると考えられる。周波数選択性フェージングに対しては適応等化器(3)あるいは耐多重波変調方式(4)等が有効であるが、フラットフェージングに対してはダイバーシチ受信技術(5)~(8)が有効である。アンテナダイバーシチは比較的簡易な構成で高いフェージング改善効果を得ることができるため、屋内移動通信システム等に必須のフェージング対策技術と考えられる。

ダイバーシチ受信では、できるかぎり相関の小さな複数の受信信号を合成あるいは選択・切替することにより高いフェージング改善効果が得られる。アンテナダイバーシチの場合には受信アンテナ枝間の相関係数を小さくすることが高いダイバーシチ効果を得ることに対応する。アンテナダイバーシチ枝の相関特性については、これまで幾つかの報告がなされているが、到来波が水平方向に集中し仰角方向に広がりをもたないモデル(5),(7)あるいは主偏波成分のみを考慮した到来波モデル(5),(9)等による解析がなされており、到来波の交さ偏波の効果及び到来方向が仰角方向に広がりをもつ効果等を充分考慮した解析はなされていない。屋内等での移動通信環境では、床及び天井などでの多重反射により到来波方向が仰角方向に広がりをもつこと(10)並びに交さ偏波成分が主偏波成分と同程度に生起する



こと(11)が報告されており、ダイバーシチ効果の高いアンテナ構成を実現するためには、ダイバーシチ枝間の相関特性に対するこれら到来波特性の影響を考慮する必要がある。また、アンテナが携帯無線機等のパーソナル無線端末機に実装される場合を想定すると、人為的な指向性及び偏波特性の変動が相関特性に及ぼす影響を論じること重要となる。

そこで本章では、到来波に関する上記効果を考慮できるアンテナダイバーシチ枝相関特性の解析法を示すとともに、偏波ダイバーシチアンテナとして知られているクロスダイポールアンテナ枝間の相関特性について理論的考察を行い、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明らかにする。更に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示す。まず6.2では、到来波の統計的性質を考慮する相関係数の理論式について論じ、また特性解析に適用する到来波モデルを示す。6.3では、クロスダイポールアンテナによる偏波ダイバーシチ枝の相関特性について理論的考察を行う。6.4では、900MHz帯での市街地実験の概要と測定結果を示し、理論値との比較検討を行なっている。

## 6.2 相関係数の理論式と到来波モデル

### 6.2.1 相関係数の理論式

アンテナダイバーシチ枝の相関係数の理論式を導出するため、まず移動通信環境における到来波特性について幾つかの仮定を行う。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1)において移動体アンテナがXY平面内を移動するとき、到来波は次式のように表せる。

$$F(\theta, \phi) = F_{\theta}(\Omega) \mathbf{i}_{\theta} + F_{\phi}(\Omega) \mathbf{i}_{\phi} \quad (1)$$

$\Omega$ は球面座標系における座標点 $(\theta, \phi)$ を表し、 $\mathbf{i}_{\theta}$ 、 $\mathbf{i}_{\phi}$ はそれぞれ $\theta, \phi$ 方向の単位ベクトル、 $F_{\theta}$ 、 $F_{\phi}$ はそれぞれ $\mathbf{i}_{\theta}$ 、 $\mathbf{i}_{\phi}$ 方向の到来波電界 $E$ の振幅および位相を表す。このとき、 $F_{\theta}$ 及び $F_{\phi}$ の位相は、異なる方向 $\Omega = (\theta, \phi)$ 、 $\Omega' = (\theta', \phi')$ から到来する平面波に対して独立であると仮定し、

$$\langle F_{\theta}(\Omega) F_{\theta}^*(\Omega') \rangle = \langle F_{\theta}(\Omega) F_{\theta}^*(\Omega) \rangle \delta(\Omega - \Omega') \quad (2)$$

$$\langle F_{\phi}(\Omega) F_{\phi}^*(\Omega') \rangle = \langle F_{\phi}(\Omega) F_{\phi}^*(\Omega) \rangle \delta(\Omega - \Omega') \quad (3)$$

を得る。更に $F_{\theta}$ と $F_{\phi}$ 間の位相が、独立かつ一様に0から $2\pi$ の間に分布すると仮定すると、

$$\langle F_{\theta}(\Omega) F_{\phi}^*(\Omega') \rangle = 0 \quad (4)$$

が成り立つ。ここに $\langle \rangle$ はアンサンブル平均、\*は複素共役を表し、 $\delta$ はデルタ関数を表す。これらの仮定は従来の移動体アンテナの特性解析等(8),(12)で用いられているものである。

さて、アンテナ $k$ ( $k=1, 2$ )の電界指向性は次式のように表せる。

$$E_k(\Omega) = E_{\theta k}(\Omega) \mathbf{i}_{\theta} + E_{\phi k}(\Omega) \mathbf{i}_{\phi} \quad (5)$$

$E_{\theta k}, E_{\phi k}$ はそれぞれ電界指向性の $\theta, \phi$ 成分の複素包絡線である。アンテナ間距離を $d$ とすると、各アンテナの受信電圧の複素包絡線は次式のように表せる。

$$V_1(t) = C_1 \oint E_1(\Omega) \cdot F(\Omega) e^{-j\beta \mathbf{u} \cdot \mathbf{r} t} d\Omega \quad (6)$$

$$V_2(t) = C_2 \oint E_2(\Omega) \cdot F(\Omega) e^{-j\beta \mathbf{u} \cdot \mathbf{r} t} \cdot e^{j\beta x} d\Omega \quad (7)$$

但し

$$\oint d\Omega = \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} \sin\theta d\theta d\phi$$

である。また、 $C_k$ ( $k=1, 2$ )は比例定数、 $e^{-j\beta \mathbf{u} \cdot \mathbf{r} t}$ 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、 $\mathbf{r}$ は放射方向の単位ベクトル、 $x$ は2つのアンテナにおける到来波の位相差である。図2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 $\beta$ だけ傾いているとき、 $x = d(\sin\theta \sin\phi \sin\beta + \cos\theta \cos\beta)$ である。

$V(t)$ は平均値0の複素ガウス過程により近似され、

$$\langle V(t) \rangle = 0 \quad (8)$$

を満たす。従って、2つの複素包絡線の相互共分散は次式のように表される。

$$\begin{aligned} R_{12} &= \langle V_1(t) V_2^*(t) \rangle \\ &= 2K P_H \oint \left\{ XPR \cdot E_{\theta 1}(\Omega) E_{\theta 2}^*(\Omega) P_{\theta}(\Omega) \right. \\ &\quad \left. + E_{\phi 1}(\Omega) E_{\phi 2}^*(\Omega) P_{\phi}(\Omega) \right\} \cdot e^{-j\beta x} d\Omega \end{aligned} \quad (9)$$

$K$ は比例定数、 $XPR$ は次式で定義される平均交さ偏波電力比(Cross polarization power ratio: XPR)<sup>(13)</sup>である。

$$XPR = \frac{P_V}{P_H} \quad (10)$$

$P_V$  は  $i_\theta$  方向の偏波に対する複素等方性アンテナの平均受信電力、 $P_H$  は  $i_\phi$  方向の偏波に対する複素等方性アンテナの平均受信電力を表す。 $P_\theta(\theta, \phi)$ ,  $P_\phi(\theta, \phi)$  はそれぞれ  $\theta, \phi$  成分の到来波角密度関数を表し、次式を満足する。

$$\oint P_\theta(\theta, \phi) d\Omega = \oint P_\phi(\theta, \phi) d\Omega = 1 \quad (11)$$

また第1のアンテナにおける複素包絡線の標準偏差  $\sigma_1$  は

$$\begin{aligned} \sigma_1^2 &= \langle V_1(t) V_1^*(t) \rangle \\ &= 2K P_H \oint \left\{ XPR \cdot E_{\theta 1}(\Omega) E_{\theta 1}^*(\Omega) P_\theta(\Omega) \right. \\ &\quad \left. + E_{\phi 1}(\Omega) E_{\phi 1}^*(\Omega) P_\phi(\Omega) \right\} d\Omega \end{aligned} \quad (12)$$

で与えられ同様に第2のアンテナにおける標準偏差  $\sigma_2$  は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} \sigma_2^2 &= \langle V_2(t) V_2^*(t) \rangle \\ &= 2K P_H \oint \left\{ XPR \cdot E_{\theta 2}(\Omega) E_{\theta 2}^*(\Omega) P_\theta(\Omega) \right. \\ &\quad \left. + E_{\phi 2}(\Omega) E_{\phi 2}^*(\Omega) P_\phi(\Omega) \right\} d\Omega \end{aligned} \quad (13)$$

一般に、複素相関係数を  $\rho$  とし観測される包絡線に対する相関係数を  $\rho_e$  とすると、 $\rho_e$  は  $|\rho|^2$  に近似的に等しい<sup>(5)</sup>から、式(8), (9), (12)および(13)から  $\rho_e$  は次式のように求められる。

$$\rho_e \approx |\rho|^2 = \frac{|R_{12}|^2}{\sigma_1^2 \sigma_2^2} \quad (14)$$

式(9), (12), (13)を代入して得られる式(14)は、空間ダイバーシチ、偏波ダイバーシチ、指向性ダイバーシチ等の各アンテナダイバーシチ枝の解析、並びに到来波分布の変動やアンテナ指向性変動の影響を考慮できる一般的な表現式である。式(14)の分子を与える式(9)は、 $\theta, \phi$ 成分の複素指向性がそれぞれ全く重ならない時に相関係数  $\rho_e$  が0となることを意味している。

### 7.2.2 到来波分布モデル

前節で述べた理論式を用いてアンテナダイバーシチ枝の相関特性を議論する場合、到来波の $\theta, \phi$ 成分の到来波角密度関数を与えることが必要となる。図1に示す座標系において移動体アンテナがXY平面内を移動する場合、到来波の $\theta$ 成分と $\phi$ 成分はそれぞれ垂直偏波(V)成分と水平偏波(H)成分に対応づけることができる。本解析では、 $\theta, \phi$ 成分(V, H偏波)がそれぞれ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<sup>(14)</sup>を適用する(図3)。このモデルの妥当性は都市内伝搬路における実験結果により確認されており、V, H各偏波に対する到来波角密度関数は次式で表される。

$$P_{\theta}(\theta, \phi) = A_{\theta} \exp \left[ - \frac{\left\{ \theta - \left( \frac{\pi}{2} - m_V \right) \right\}^2}{2\sigma_V^2} \right] \quad (15)$$

$$P_{\phi}(\theta, \phi) = A_{\phi} \exp \left[ - \frac{\left\{ \theta - \left( \frac{\pi}{2} - m_H \right) \right\}^2}{2\sigma_H^2} \right] \quad (16)$$

ただし、 $m_V, m_H$ はそれぞれV, H各偏波成分分布の平均仰角であり、 $\sigma_V, \sigma_H$ はそれぞれV, H各偏波成分分布の標準偏差である。 $A_{\theta}, A_{\phi}$ は比例定数であり、(11)式により決定される。

## 6.3 クロスダイポールアンテナを用いた偏波ダイバーシチ枝の相関特性

2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が偏波ダイバーシチ枝を構成することは良く知られている<sup>(15)~(17)</sup>。本章では、クロスダイポールアンテナを移動体アンテナとして用いた場合のアンテナ間の相関特性につき、前章で仮定した到来波分布モデルを用いた理論解析を行う。

### 6.3.1 偏波ダイバーシチ枝の構成

クロスダイポールアンテナを用いた偏波ダイバーシチ枝に対する座標系を図4に示す。図4に示す角度 $\alpha$ はこのダイバーシチアンテナ系の傾きを表す。角度 $\alpha$ に対する各ダイポールアンテナの電力利得指向性は図5に示すものとなる。2つのダイポールアンテナの距離 $d$ は0であり、式(9)における位相差 $x$ は0である。

### 6.3.2 相関特性

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から図9に示す。第一の特徴として、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)となることがあげられる。この特性は次のように説明することができる。即ち、 $\alpha=0^\circ$ の場合、図5から分かるように水平ダイポールアンテナは垂直・水平両偏波の放射指向性をもつが、垂直ダイポールアンテナは垂直偏波の放射指向性のみをもち、従って(9)式より、互いの垂直偏波指向性のみが相関係数に関与する。このとき、互いの垂直偏波放射指向性が空間的な直交性をもつことから、(9)式第一項の積分が0に等しく、従ってダイバーシチ枝が理論的に無相関となるのである。更にこの無相関性は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(15)によれば、 $\alpha=0^\circ$ の場合の相関特性はほとんど零であることが示されており、本理論結果の妥当性を裏付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、したがって相関係数は傾斜角 $\alpha$ 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状況である。第二の特徴として、傾き角が $45^\circ$ のとき相関係数が最大となることがあげられる。これは互いのダイポールアンテナの水平面内での垂直偏波指向性が同一の全方向性パターンとなり、また垂直面内での水平偏波放射指向性が3次元方向でほとんど同一の指向性となるためである(図5)。その結果、図6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7に示すように、垂直偏波到来波の主要到来仰角 $m_V$ 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よりもかなり小さい環境下においては、水平偏波放射指向性の効果が顕著となるが、図5に示すように $\phi$ 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8)。また各アンテナの $\phi$ 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、(9)式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9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アンテナ枝の指向性、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、本章

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枝の実現が期待できる。

### 6.3.3 低相関ダイバーシチ枝に関する考察

6.3.2では、図4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。クロスダイポールアンテナの傾き方としては、図10に示すように一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。図10のようにアンテナ系が傾く場合には、Y軸上のダイポールアンテナ素子の電力利得指向性が図11に示すようなものとなるが、この指向性は図5に示したXZ面内で傾斜するダイポールアンテナ素子の電力利得指向性と空間的に直交する特性をもつ。即ち互いの複素指向性の重なりが極めて少ないものとなる。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おり<sup>(18),(19)</sup>、図10の場合にも(9)式の第1項及び第2項の積分がほとんど0となり、到来波特性に依存しない極めて低相関なダイバーシチ枝となる。しかし、図4に示した傾斜に偏る程、この指向性の直交性が崩れるため相関が増大する。6.3.2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、任意の方向にアンテナ系が傾けられた場合でもダイバーシチ枝の相関を低く保つことができる。低相関ダイバーシチ枝を実現する伝搬環境パラメータについては第7章で考察する。

## 6.4 実験結果

### 6.4.1 実験方法

解析結果の妥当性を確認するため、900MHz帯を用いて東京都内(市街地)で実験を行った。送信アンテナは高さ87mに設置された垂直偏波全方向性アンテナを用い、受信点は送信アンテナより約1.2km離れた見通し外の地点を選んだ。受信アンテナはクロスダイポールアンテナであり、移動実験車の屋根上に設置した。アンテナ高は3.1mとした。測定は50m×40mの区画を一周するコースで行った。測定コースにおけるXPR値と到来波分布パラメータ $m_V, m_H, \sigma_V, \sigma_H$ は、アンテナ高3.1mに設置したパラボラアンテナによる到来波分布測定実験<sup>(14)</sup>により以下のように求められている(第2章を参照のこと)。

$$\begin{aligned}m_V &= 19^\circ, \quad \sigma_V = 20^\circ \\m_H &= 32^\circ, \quad \sigma_H = 64^\circ \\XPR &= 5.1 \text{ dB}\end{aligned}$$

クロスダイポールアンテナの指向性は図5に示される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

が予想される。そこで、受信アンテナの方位(図4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、受信アンテナの鉛直方向からの傾き角 $\alpha$ を変えて2枝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。

#### 6.4.2 実験結果

図12に、上記の到来波分布パラメータを用いて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。上記到来波分布パラメータが実測されたアジマス方向分布の平均レベルから算出されたものであることから、図13の実線は、様々なアンテナ方位における相関係数の平均値に対する理論曲線を表している。○, ×, △, □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であり、●はそれら4方位に対する平均値を示す。理論値は●印で示される平均値と極めて良い一致を示している。

### 6.5 むすび

多重伝搬環境における3次元的到来波分布, 交さ偏波電力比(XPR)及びアンテナ指向性の効果を考慮したアンテナダイバーシチ枝相関特性の理論式を導出するとともに、到来波の $\theta, \phi$ 偏波成分(V, H偏波)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到来波モデルを用いる移動局アンテナの相関特性解析法を新たに提案した。また本解析法により、クロスダイポールアンテナを用いたダイバーシチ枝の相関特性を理論的に明らかにした。更に、実験を行いその妥当性を明らかにした。主な理論解析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アンテナダイバーシチにおいて、

- 1) 相関係数はアンテナの指向性, 伝搬路のXPR及び到来波分布により決定される。
- 2) 一方のアンテナを水平に設置する時、無相関なダイバーシチ枝が得られる。
- 3) アンテナ素子がそれぞれ鉛直方向から $45^\circ$ 傾けられる時、最も相関係数が増大する。
- 4) 伝搬路の到来波パラメータを人工的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枝を得る可能性がある。

上記第(4)項の結果については、第7章において実験によりその実現性を確認する。本解析法を適用した他のアンテナダイバーシチの特性解析、並びにアンテナ

ダイバーシチの設計手法の確立が今後の課題である。本論文で示した相関特性の理論式は、到来波の統計的な分布関数の与え方によって基地局におけるアンテナダイバーシチの解析<sup>(20)</sup>あるいは等価見通し伝搬路におけるアンテナダイバーシチの特性解析等にも適用可能である。

## 文 献

- (1) D. C. Cox : "Universal digital portable radio communications", Proc. of the IEEE, **75**, 4, pp. 436-477 (1987).
- (2) D. Akerberg : "Properties and capacity of a TDMA micro cellular office communication system", Conf. records of 8th European Conf. on Electronics, R.3.5, *Stockholm*, June (1988).
- (3) J. E. Stjernvall, et al. "Radio test performance of a narrowband TDMA system - DMS90", *International Conference on Digital Land Mobile Communications, Vennis*, June (1987).
- (4) 松芝, S. Ariyavisitakul, 吉田, 池上, 竹内, "デジタル移動通信における耐多重波変復調方式(DSK方式)の実験的検討", 信学技報 **CS 84** - 156 (1985-1).
- (5) R. H. Clarke, "A statistical theory of mobile radio reception", *Bell Syst. Tech. J.*, vol. 47, no. 6, pp.957-1000, July-August (1968).
- (6) J. D. Parsons, P. A. Ratliff, M. Henze, and M. J. Withers, "Single-receiver diversity system", *IEEE Trans. COM-21*, 11, pp.1276-1280 (1973).
- (7) K. H. Awadalla : "Direction diversity in mobile communications", *IEEE Trans. VT-30*, 3, pp.121-123 (1987).
- (8) R. G. Vaughan and J. Bach Andersen, "Antenna diversity in mobile communications", *IEEE Trans. VT-36*, 4, pp.149-172 (1987).
- (9) 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 **35-10** (1986).
- (10) 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信学総全大, 2171.
- (11) D. C. Cox, et al. : "Cross-polarization coupling measured for 800MHz radio transmission in and around houses and large buildings", *IEEE Trans.*, **AP-34**, 1, pp. 83-87 (1986).
- (12) W. C. Jakes Jr. , et al. : "Microwave Mobile Communications", John Wiley & Sons, Chap. 3, pp. 133-158 (1974).
- (13) 多賀登喜雄 : "移動通信環境における平均交さ偏波電力比(XPR)測定法の検討", 信学技報 **A-P89-47** (1989-10).
- (14) 多賀登喜雄 : "陸上移動通信環境におけるアンテナ利得推定法", 信学技報 **A-P87-78** (1987-10).
- (15) W. C. Y. Lee and Y. S. Yeh : "Polarization diversity system for mobile radio", *IEEE Trans. COM-20*, 5, PP. 912-923 (1972).



- (16)S. Kozono, H. Tsuruhara, and M. Sakamoto, "Base station polarization diversity reception for mobile radio", IEEE Trans. VT-33, 4, pp. 301-306 (1984).
- (17)D. C. Cox : "Antenna diversity performance in mitigating the effects of portable radiotelephone orientation and multipath propagation", IEEE Trans. COM-31, 5, PP. 620-628 (1983).
- (18)M. J. Gans : "A power spectral theory of propagation in the mobile radio environment", IEEE Trans. VT-21, 2, pp.27-38 (1972).
- (19)竹内, 池上, 吉田, 得井: "複素パタ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), J67-B, 5, pp.570-571 (昭59-05).
- (20)小園, 坂上: "陸上移動通信における基地局ダイバーシチの相関係数-スペースおよび指向性ダイバーシチ-", 信学論(B), J70-B, 4, pp.476-482 (昭62-04).

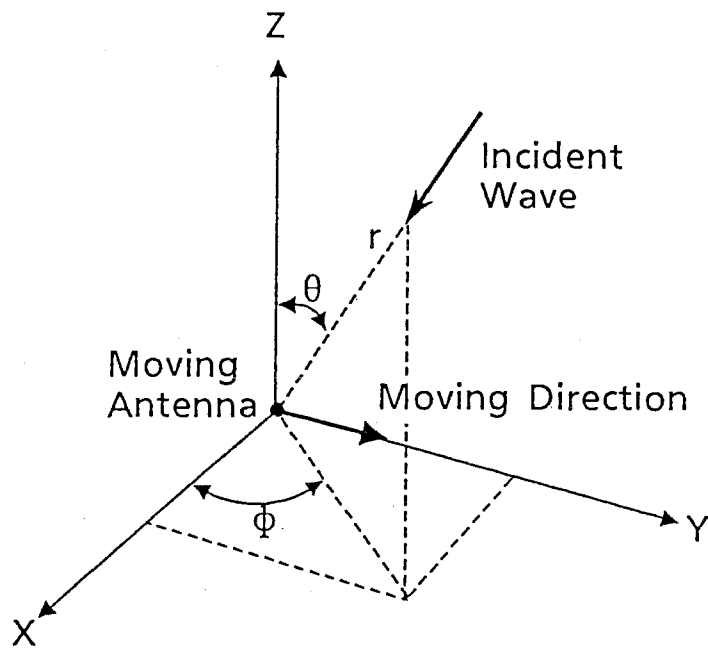


図1. 移動体アンテナと球面座標系

Fig. 1 Spherical coordinates in mobile radio environments.

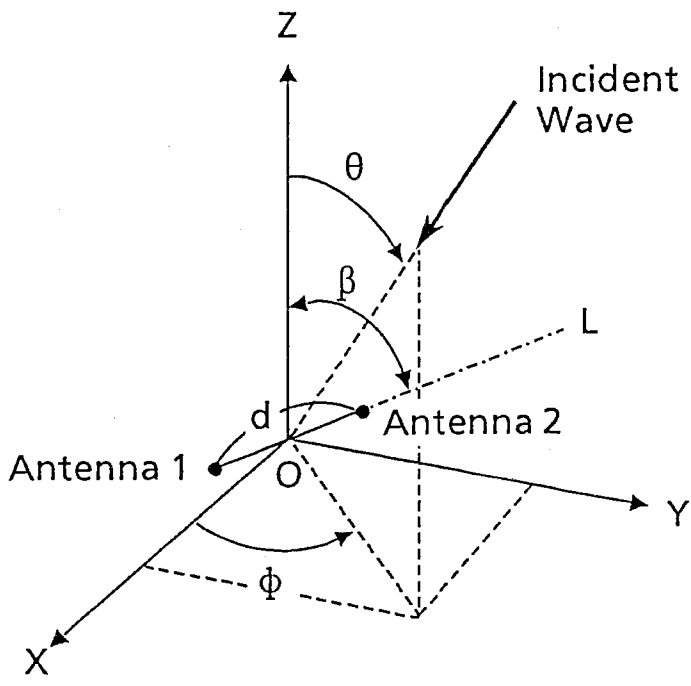


図2. ダイバーシチアンテナと座標系

Fig. 2 Antenna diversity and its coordinate system.

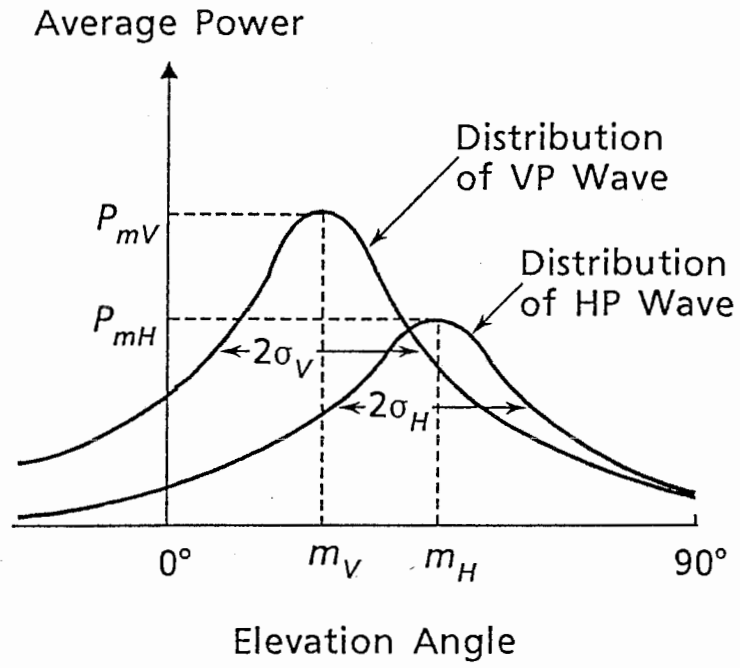


図3. 到来波分布モデル

Fig. 3 Statistical model of incident wave.

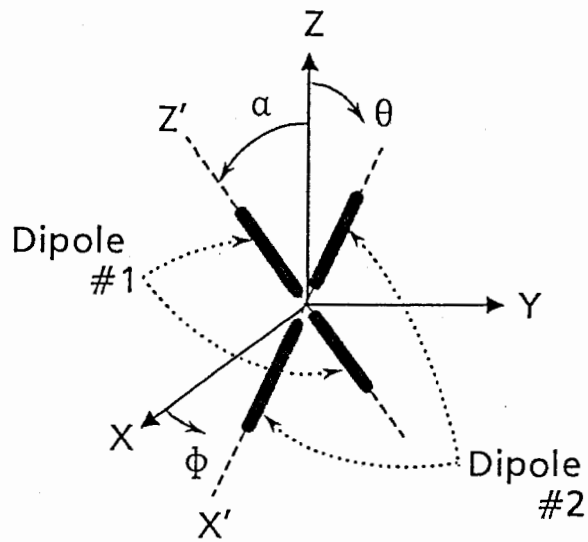


図4. クロスダイポールアンテナを用いた  
アンテナダイバーシティと座標系

Fig. 4 Antenna diversity using cross dipole antennas  
and its coordinate system.

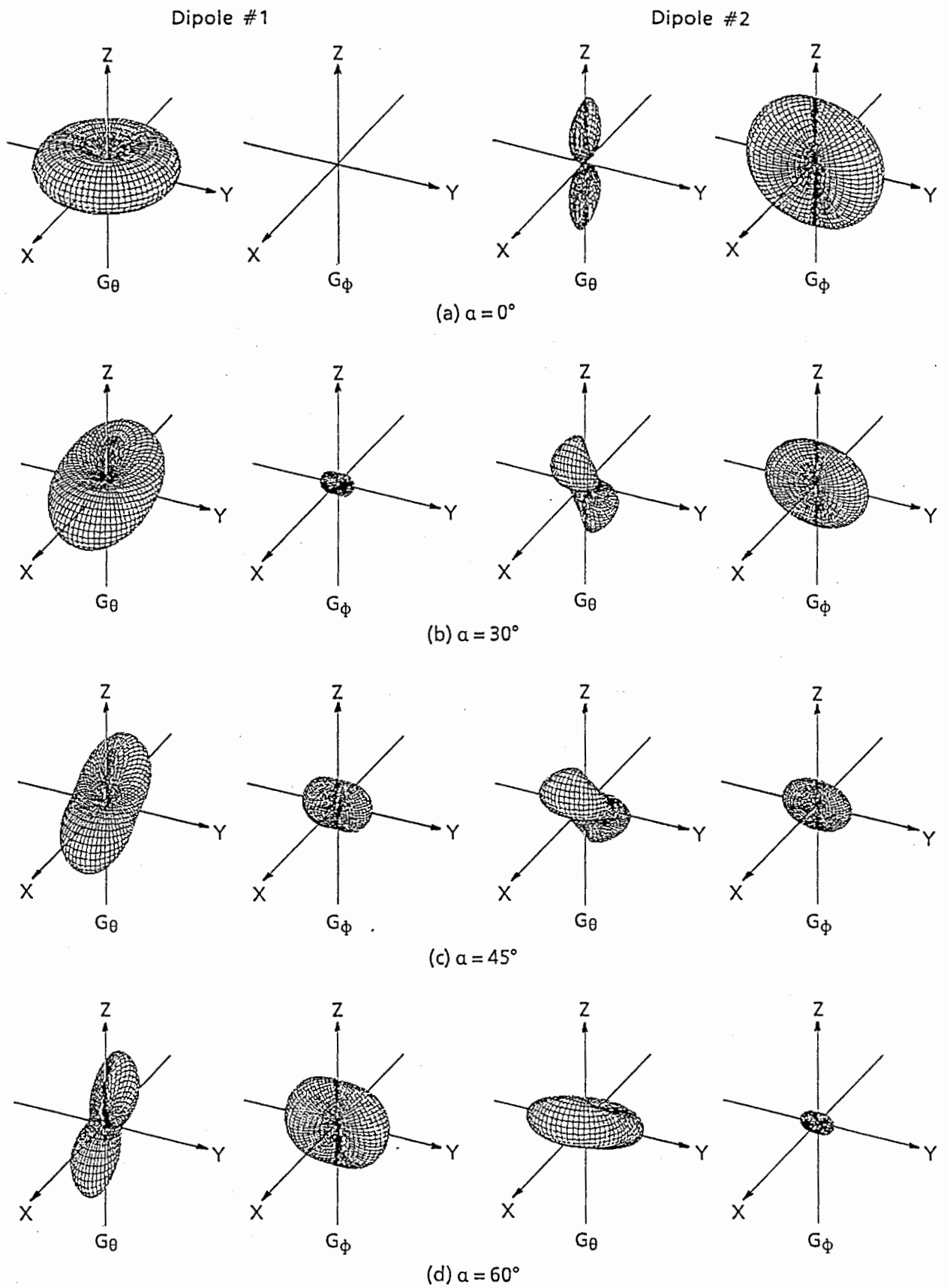


図5. クロスダイポールアンテナの電力利得指向性

Fig. 5 Power gain patterns of cross dipole antenna elements.

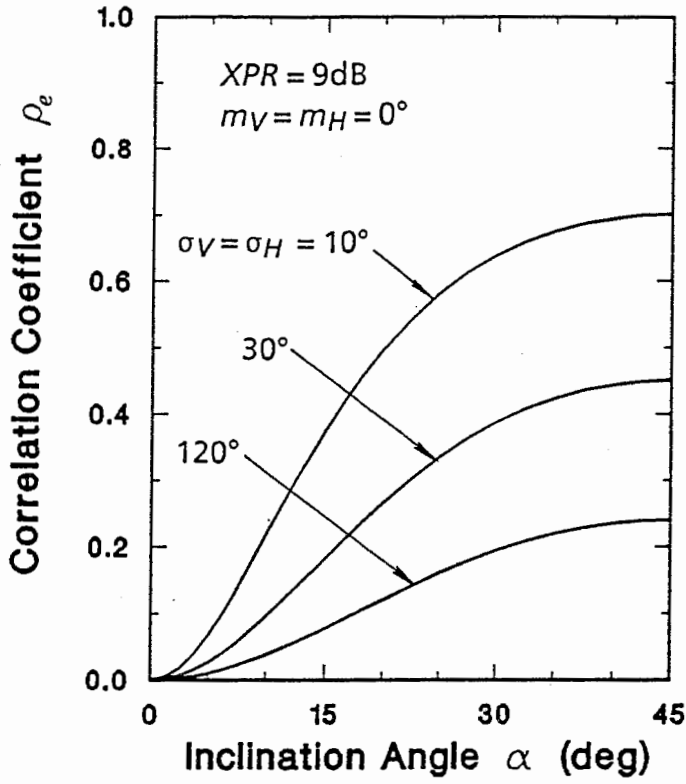


図6. クロスダイポールアンテナの相関係数  
( $m_V = m_H = 0^\circ$ ,  $XPR = 9\text{dB}$  の場合)

Fig. 6 Correlation coefficient of polarization diversity using cross dipole antennas ;  $m_V = m_H = 0^\circ$ ,  $XPR = 9\text{dB}$ .

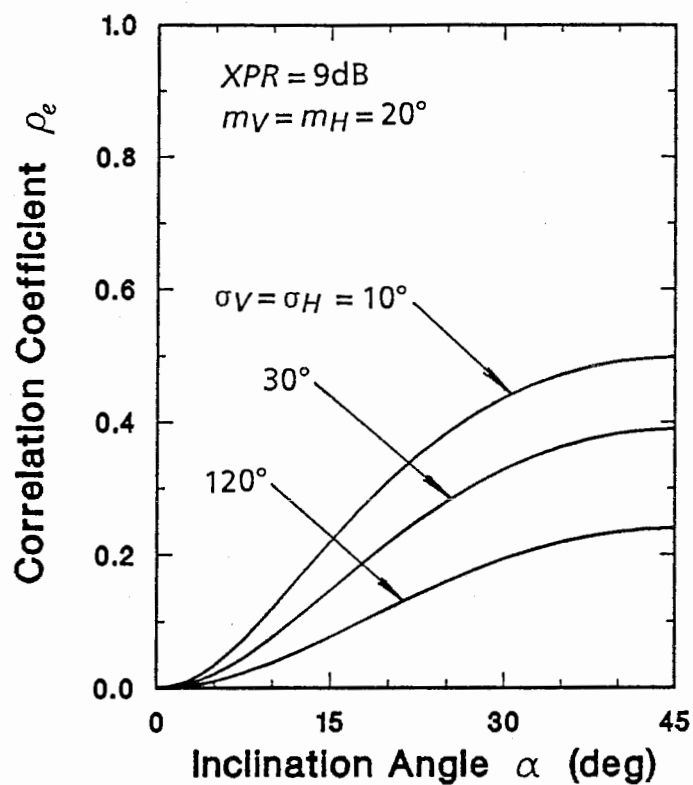


図7. クロスダイポールアンテナの相関係数  
( $m_V = m_H = 20^\circ$ ,  $XPR = 9\text{dB}$  の場合)

Fig. 7 Correlation coefficient of polarization diversity using cross dipole antennas ;  $m_V = m_H = 20^\circ$ ,  $XPR = 9\text{dB}$ .



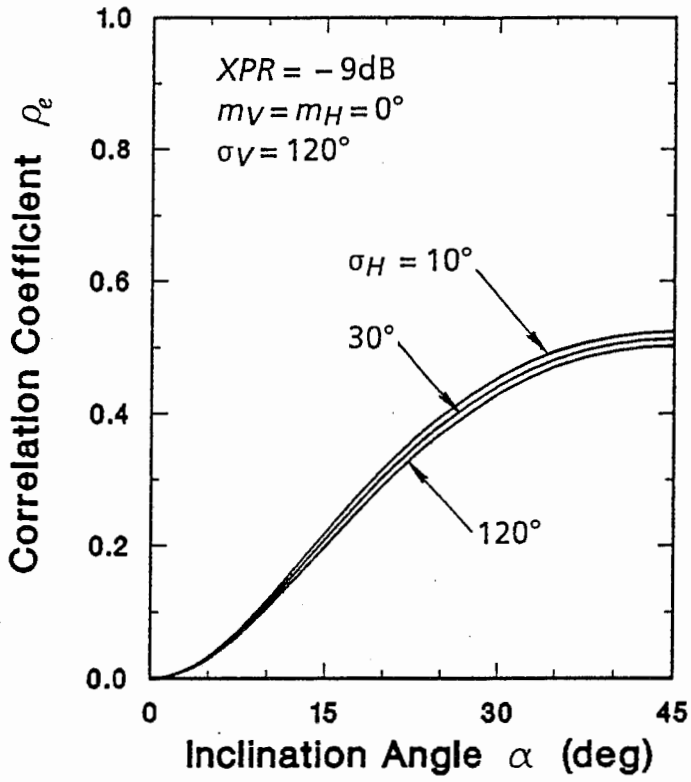


図8. クロスダイポールアンテナの相関係数  
 ( $m_V = m_H = 0^\circ$ ,  $XPR = -9\text{dB}$  の場合)

Fig. 8 Correlation coefficient of polarization diversity using cross dipole antennas ;  $m_V = m_H = 0^\circ$ ,  $XPR = -9\text{dB}$ .

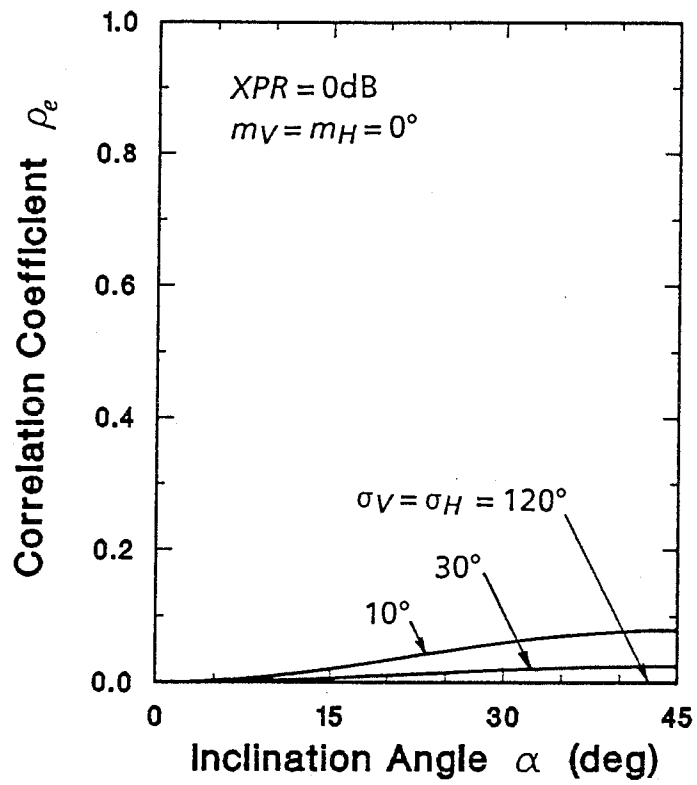


図9. クロスダイポールアンテナの相関係数  
( $m_V = m_H = 0^\circ$ ,  $XPR = 0\text{dB}$  の場合)

Fig. 9 Correlation coefficient of polarization diversity using cross dipole antennas ;  $m_V = m_H = 0^\circ$ ,  $XPR = 0\text{dB}$ .

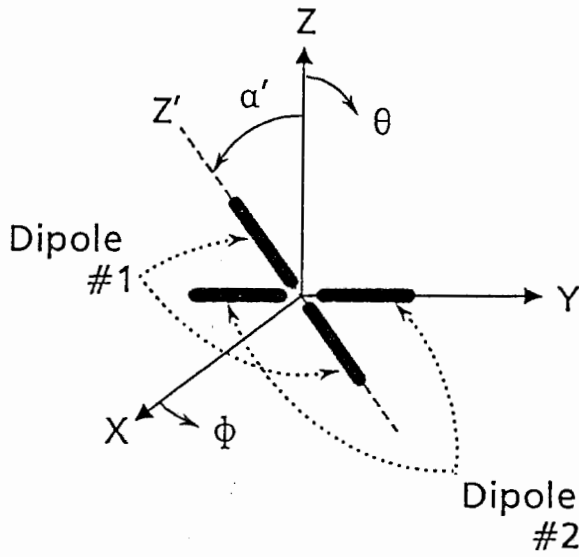


図10. ダイポール素子2がY軸上にあるアンテナ系が傾斜する場合のクロスダイポールアンテナと座標系

Fig. 10 Cross dipole antennas with dipole element 2 on the Y axis and its coordinate system.

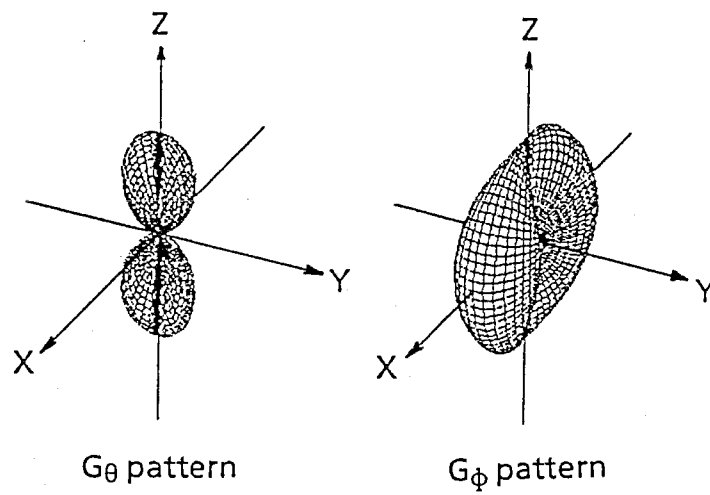


図11. Y軸上のダイポールアンテナの電力利得指向性

Fig. 11 Power gain pattern of dipole antenna on the Y axis.

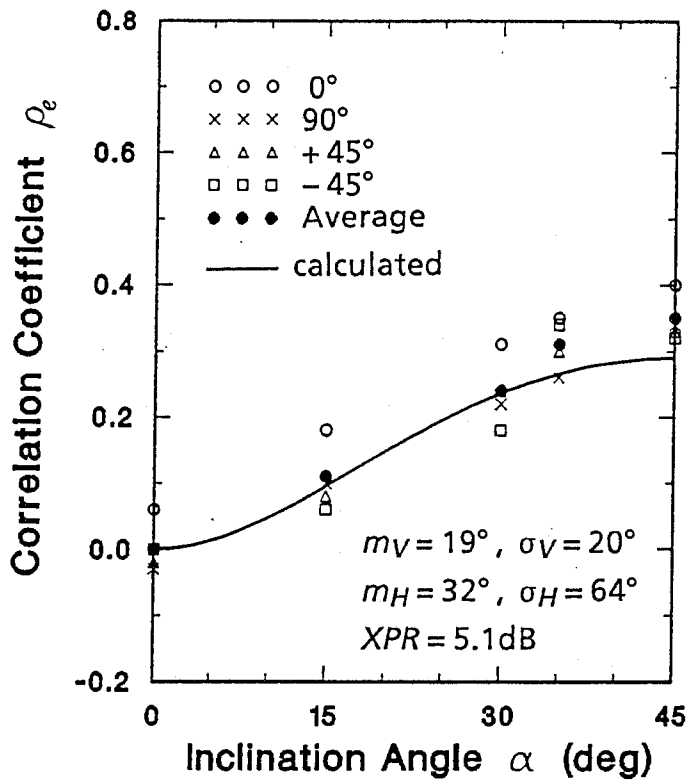


図12. 理論値と実測値の比較

Fig. 12 Comparison of theoretical correlation curve with measurement value.

## Chapter 7

クロスダイポールアンテナによる偏波ダイバーシチ枝の実験的検討

**An experimental study for correlation characteristics of polarization antenna diversity in indoor propagation environments**

**Abstract** This chapter investigates the correlation properties of polarization diversity theoretically and experimentally in indoor environments. In a theoretical analysis, typical correlation properties are described and the particular environmental condition which achieves extremely low correlation branches is presented. Furthermore, this paper confirmed the predicted properties through experiments. To discuss the correlation property, a method of estimating the distribution parameters is also described, and several different propagation parameters are estimated for an indoor environment where the propagation characteristics are controlled by changing the polarity of the transmitting antenna. Through experiments on correlation properties in such an environment, it is confirmed that low correlation diversity branches can be developed by controlling propagation conditions.

### 7.1 Introduction

The demand for a wide range of digital services to personal users and data terminals in indoor mobile communication environments is expected to increase in the future, and several digital communication systems concerned with indoor communications systems have been proposed [1],[2]. In these systems, diversity reception is an effective technique to mitigate the degradation of the digital transmission quality due to multipath fading. The amount of improvement in antenna diversity can be estimated by using the correlation coefficient between two reception antenna branches, i.e. the greatest improvement is achieved when the correlation coefficient is at its lowest.

The author has already theoretically investigated the correlation properties of a polarization diversity which is formed by using orthogonal half-wavelength dipole antennas named cross dipole antennas [3]. As a result, it has been found that the correlation properties strongly depend on the environmental propagation parameters, and that there is a particular environment in which the low

correlation property of antenna branches is achieved independent of antenna inclination caused by human operation of the personal radio equipment.

The purpose of this chapter is to investigate the correlation property of a polarization diversity formed by a cross dipole antenna in an indoor environment, and to confirm whether extremely low correlation diversity branches can be achieved by the control of the environmental propagation parameters in the indoor environment. There are many objects around mobile antennas in indoor environments, which reflect and scatter the waves, e.g. walls, posts, ceilings, and floors. Thus, the statistical distribution of incident waves in indoor mobile communication environments is assumed to be more dispersive in elevation than in outdoor environments, and it is also expected that the correlation property of antenna diversity is significantly affected by the propagation environment.

In this chapter, to discuss the correlation properties of antenna diversity, a statistical distribution model of incident waves which is uniform in azimuth and Gaussian in elevation is assumed [4], and typical correlation characteristics of cross dipole antennas are described theoretically. The values for the propagation parameters which achieve low correlation antenna diversity are also theoretically predicted. Furthermore, a method of estimating the statistical distribution parameters of incident waves [the standard deviations both of vertically polarized (VP) and horizontally polarized (HP) wave distribution] is proposed and some estimated results in the 900 MHz band are described. Finally, an experiment is described which confirms that extremely low correlation diversity branches can be achieved by carefully choosing the propagation parameters.

## 7.2 Correlation Characteristics of a polarization diversity

### 7.2.1 Theoretical analysis

The correlation coefficient of the antenna diversity depends not only on the radiation patterns of two antenna branches but also on the cross polarization power ratio (XPR) and the statistical distribution of incident waves [3]. In this paper, the correlation properties between the cross dipole antenna branches are discussed theoretically by using the statistical field model where the incident wave distribution is uniform in azimuth and Gaussian in elevation as shown in Fig. 1 [4].

The distribution characteristics of incident waves can be expressed by the following 5 parameters :

- ① the average elevation angle of VP wave distribution :  $m_V$
- ② the average elevation angle of HP wave distribution :  $m_H$
- ③ the standard deviation of VP wave distribution :  $\sigma_V$
- ④ the standard deviation of HP wave distribution :  $\sigma_H$
- ⑤ the cross polarization power ratio (XPR) which is defined as  $P_V/P_H$ .

where  $P_V$  and  $P_H$  are, respectively, the average power of VP and HP incident waves.

Fig. 2 shows a polarization antenna diversity formed by cross dipole antennas [5],[6] and its spherical coordinates. Angle  $\alpha$  indicates the inclination of this diversity system which is considered to be caused by human operation.

Typical correlation properties are shown in Fig. 3. When one dipole antenna is placed vertically and another horizontally, i.e.  $\alpha = 0^\circ$ , the branches are completely uncorrelated, since the vertically polarized radiation patterns of the antennas perpendicularly intersect each other in space. This zero correlation property is independent of the XPR and the variation of the statistical distribution of incident waves. These theoretical results have been previously confirmed through experiments [5]. However, when the antenna system is inclined, this orthogonality of the antenna patterns is not completely maintained, and the correlation coefficient, therefore, increases with the inclination angle  $\alpha$ . This situation seemed to be common in antennas mounted on personal equipment and terminals. The maximum correlation resulted at an inclination angle  $\alpha$  of  $45^\circ$ , since both dipole antennas have the same vertically polarized radiation patterns in the horizontal plane, and the same horizontally polarized radiation patterns in all radial directions. Therefore, as shown in Fig. 3, in an environment with the XPR considerably larger than 0dB, the more the correlation coefficient increases or decreases, the more the statistical distribution of incident waves is concentrated in the horizontal plane or dispersed in a wide angular range in elevation, respectively.

### 7.2.2 Low correlation condition

The optimum propagation condition for low correlation can be obtained by investigating the correlation properties at an inclination angle  $\alpha$  of  $45^\circ$ . Fig. 4 shows the correlation properties at an inclination angle  $\alpha$  of  $45^\circ$  for some propagation parameters. It is found that the correlation coefficient is low when



the XPR is about  $-1.5\text{dB}$ , and that this low correlation is independent of the standard deviation of the distribution of incident waves. Therefore, it is believed that the optimum antenna diversity system using cross dipole antennas, which realizes extremely low correlation diversity branches, can be designed by appropriately choosing the polarity of the transmitting antenna.

## 7.3 Experiment Investigations

### 7.3.1 Outline of experiments

Experiments were conducted to confirm the validity of the theoretical considerations in an indoor environment in the 900MHz band. Fig. 5 shows the layout of the experiment environment. The experiment was carried out by using 920MHz signals in an  $11\text{m} \times 18\text{m}$  rectangular room. The receiving antennas were mounted on a wooden pole set vertically on the top of a 1.5m rotating bar and fixed horizontally on the azimuth rotator located at point ⑥ in Fig. 5. Point ⑥ was located about 12m from the transmission point. The receiving antennas were set 1.5m above the floor. Therefore, the receiving antennas were moved in a circle with a radius of 1.5m, 1.5m above the floor. The transmitting antenna was located at point ① in Fig. 5 which is a corner entrance of the room. A half wavelength dipole antenna was used as the transmitting antenna and was set 1.5m above the floor, which was the same height as the receiving antennas and midway between the floor and ceiling. It should also be noted that there was no line-of-sight condition between the transmitting antenna and the receiving points.

### 7.3.2 Estimation of statistical distribution of incident waves

First, a method of estimating the statistical distribution parameters in an indoor environment is proposed. This method is based on the assumption that the statistical distribution of incident waves in an indoor environment can be approximated by the model shown in Fig. 1.

In the indoor environment shown in Fig. 5, it can be assumed that the incoming direction of the waves is mainly horizontal and the statistical distribution is dispersed in elevation around the horizontal direction, because the heights both of the transmitting and receiving antennas are the same and located midway between floor and ceiling. Thus, it is also assumed that the VP and HP waves are reflected equally in elevation by floor and ceiling. Therefore, to estimate the

statistical distribution parameters easily, this paper introduces the following assumption :

The average elevation angles of both the VP and HP incident waves,  $m_V$  and  $m_H$ , are 0 degrees, which means that the average incoming direction of both the VP and HP waves is horizontal.

Therefore, the parameters which should be estimated are the XPR value and the standard deviations of VP and HP waves. The XPR measurement is very important in estimating the standard deviation. It is necessary to use VP and HP wave antennas which have omni-directional radiation patterns in azimuth and almost the same patterns in elevation. In this paper, the VP and HP average power was measured by a vertically-oriented half-wavelength dipole antenna, and a vertically-oriented slotted cylinder antenna, respectively. These antennas have the same radiation patterns, but orthogonally polarized.

The standard deviations of VP statistical distribution can be estimated by the difference of average received power between the vertically and horizontally oriented dipole antennas. Fig 6 shows the mean effective gain (MEG) characteristics [4] both of the vertically- and horizontally-oriented dipole antennas. As shown in this figure, the difference in average received power between them results in the XPR and standard deviations. If the XPR is determined, the difference depends only on the standard deviation. Thus, the standard deviation can be estimated by measuring the level difference between the vertically- and horizontally-oriented dipole antennas.

Similarly, the standard deviations of HP statistical distribution can be estimated by the difference of average received power between the vertically- and horizontally-oriented slotted cylinder antennas. Fig 7 shows the MEG characteristics [4] both of the vertically- and horizontally-oriented slotted cylinder antennas. As shown in this figure, the difference between them in average received power also results in the XPR and standard deviations. If the XPR is determined, the difference depends only on the standard deviation. Thus, the standard deviation can be estimated by measuring the level difference between the vertically- and horizontally-oriented slotted cylinder antennas.

Table 1 shows the estimated results of the statistical distribution parameters in the indoor environment as shown in Fig. 5. In Table 1, the different distribution parameters can be obtained by changing the transmitting antenna polarity by inclining the transmitting antenna element from the vertical.

### 7.3.3 Correlation characteristics

Figure 8 shows the measured results and the theoretical curve of the correlation coefficient for the cross dipole antennas. The theoretical curve in Fig. 8 is calculated by using the distribution parameters described in Table 1. The theory is in excellent agreement with the experiment results, and the low correlation characteristics were obtained when the inclination angle of the transmitting antenna was  $60^\circ$ . At this inclination of the transmitting antenna, the XPR was  $-1.7\text{dB}$  which was almost equal to the XPR of  $-1.5\text{dB}$  producing the low correlation condition as shown in Fig. 4. It is, therefore, confirmed that extremely low correlation diversity branches can be achieved by carefully choosing the propagation parameters.

## 7.4 Conclusions

The correlation properties of antenna diversity are determined by both the antenna radiation patterns and the propagation environments. This paper presented a theoretical prediction condition which produces extremely low correlation branches in a polarization diversity formed by a cross dipole antenna. Furthermore, this paper presented an experimental method of estimating the parameters of the statistical distribution of incident waves in an indoor environment, and investigated, theoretically and experimentally, the correlation properties of a polarization diversity in an indoor environments. The experiment confirmed that using the theoretically predicted propagation parameters results in extremely low correlation diversity branches. This paper has described the possibility of a low correlation diversity system in indoor environments by appropriately choosing the propagation condition, which seems to be useful in developing an indoor personal digital communication system.

## References

- [1] D. C. Cox, "Universal digital portable radio communications," *Proc. IEEE*, vol. 75, pp.436-477, April 1987.
- [2] D. Akerberg, "Properties and capacity of a TDMA micro cellular office communication system," *8th European Conf., Stockholm, Sweden* pp.363-366, 1988.

- [3] T. Taga, "A method of estimating the correlation coefficient of antenna diversity in mobile radio communications," *3rd Nordic Seminar, Copenhagen, Denmark*, 13.2, September 1988.
- [4] T. Taga and M. Aikawa, "A method of estimating antenna effective gain in mobile radio communications," *38th IEEE Veh. Technol. Conf., Philadelphia, Pa*, pp.334-339, June 1988.
- [5] 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, January. 1972.
- [6] 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, 1984.

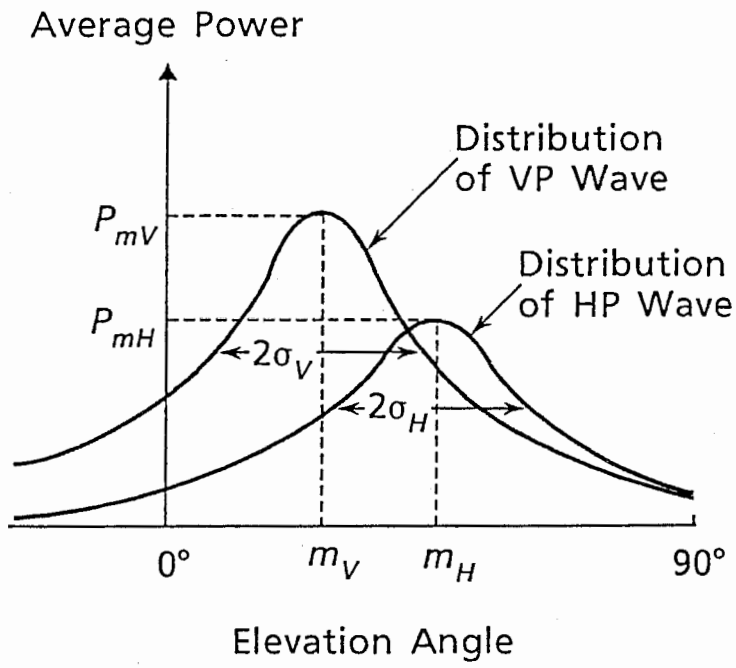


Fig. 1 Gaussian distribution model of incident waves [4].

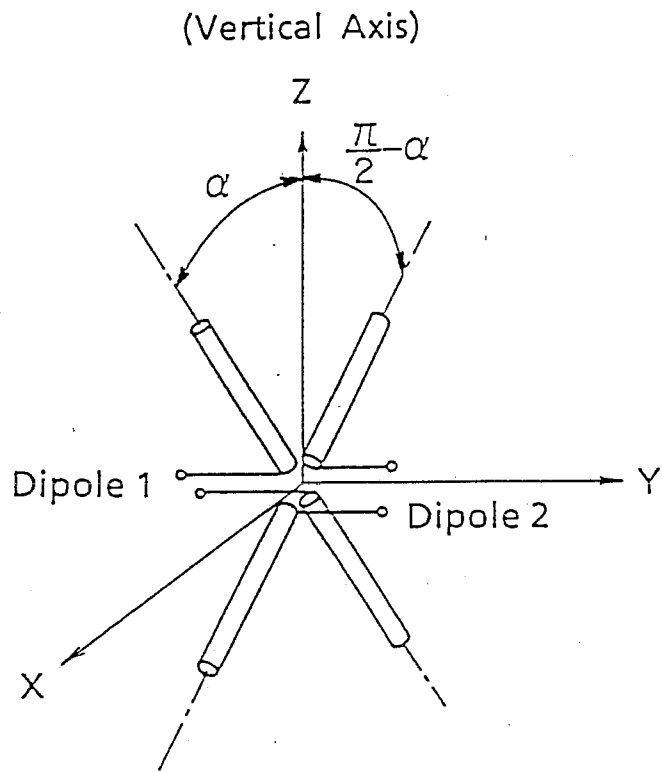


Fig. 2 Spherical coordinate system showing cross dipole antenna diversity.

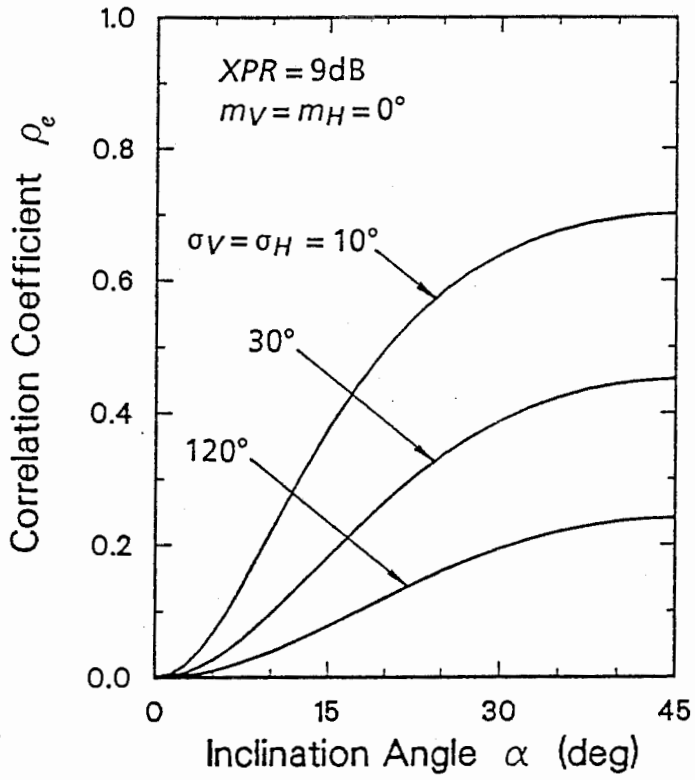
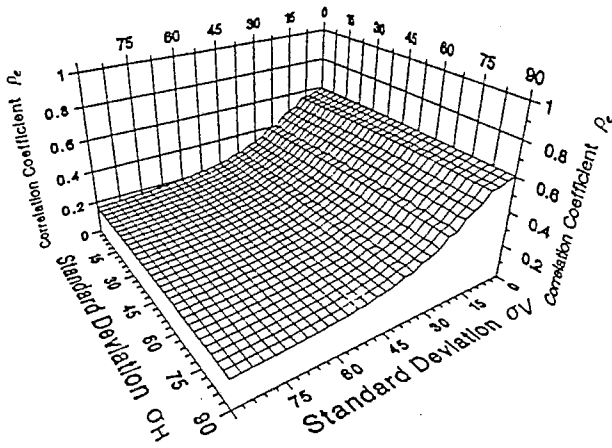
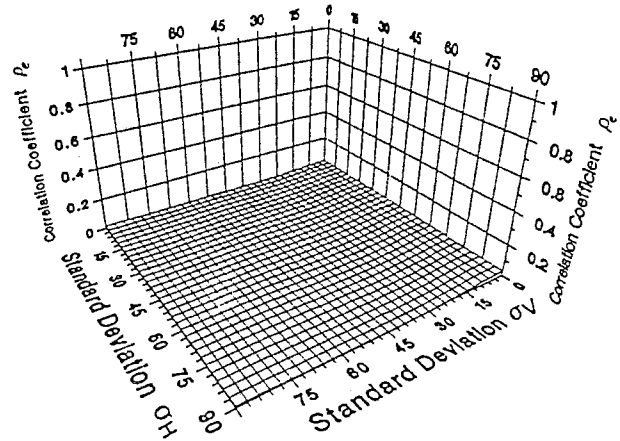


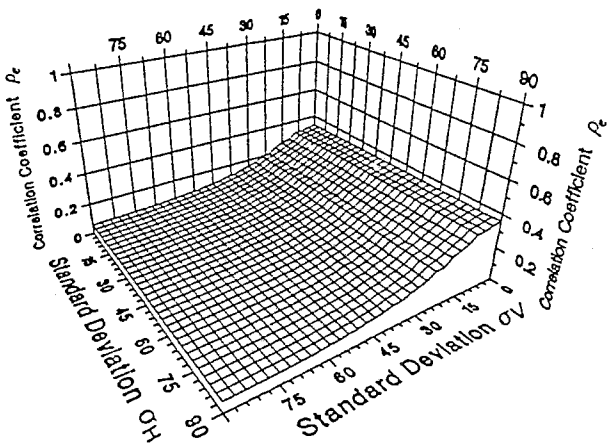
Fig. 3 Typical correlation characteristics for cross dipole antennas.  $m_V = m_H = 0^\circ$ ,  $XPR = 9\text{dB}$ .



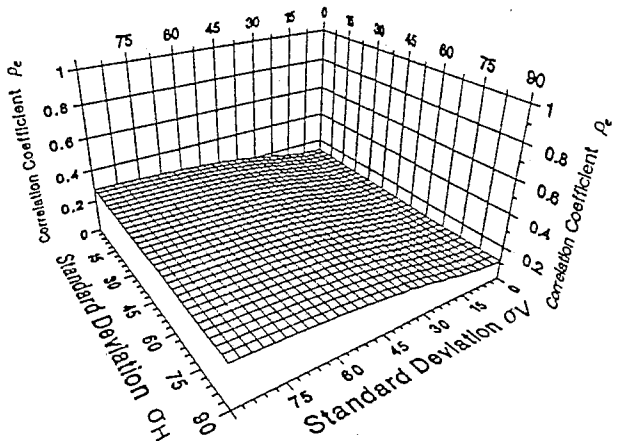
(a) XPR = 6dB



(c) XPR = - 1.5dB



(b) XPR = 3dB



(d) XPR = - 6dB

Fig. 4 Correlation characteristics for cross dipole antenna diversity at inclination angle of  $45^\circ$ .  
 ( $m_V = m_H = 0^\circ$ )



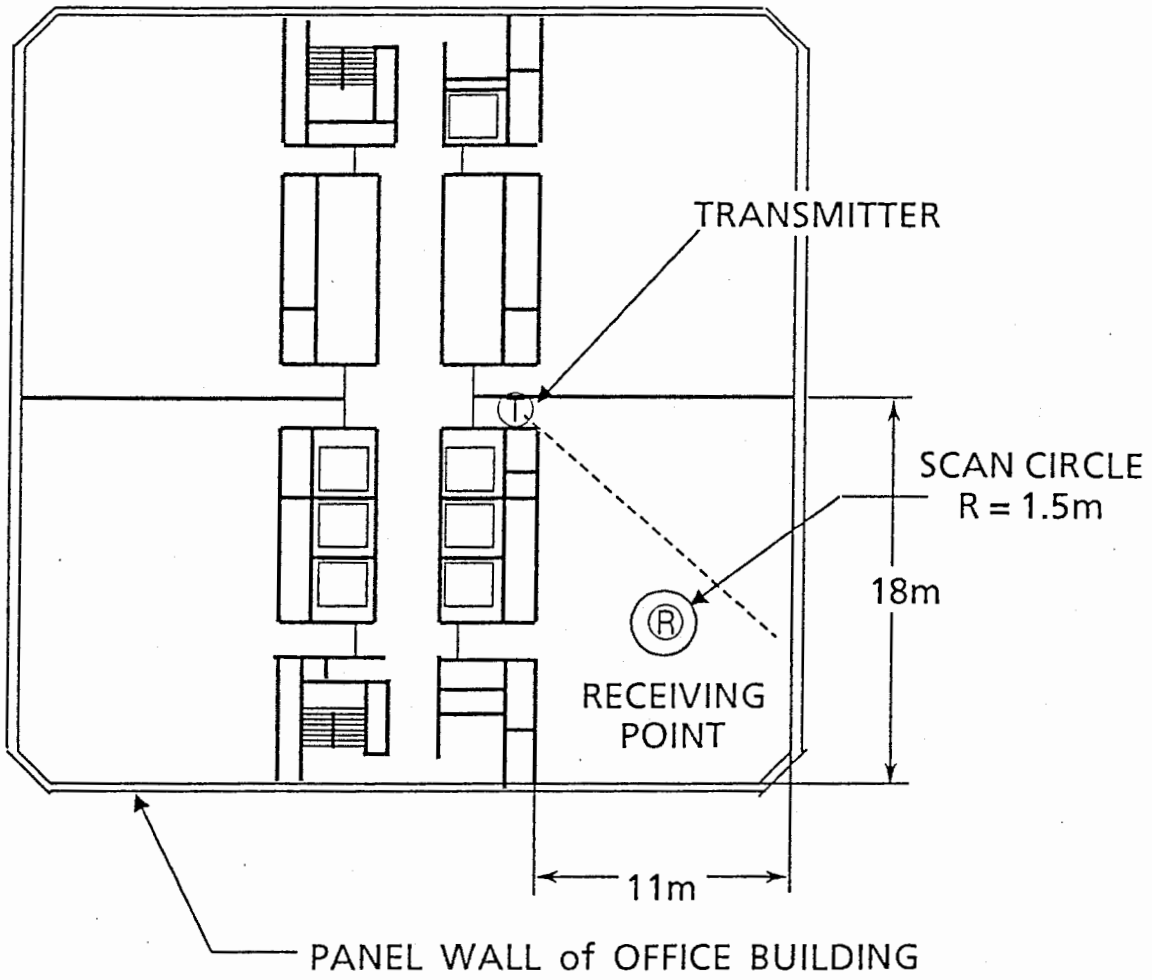


Fig. 5 Test site.

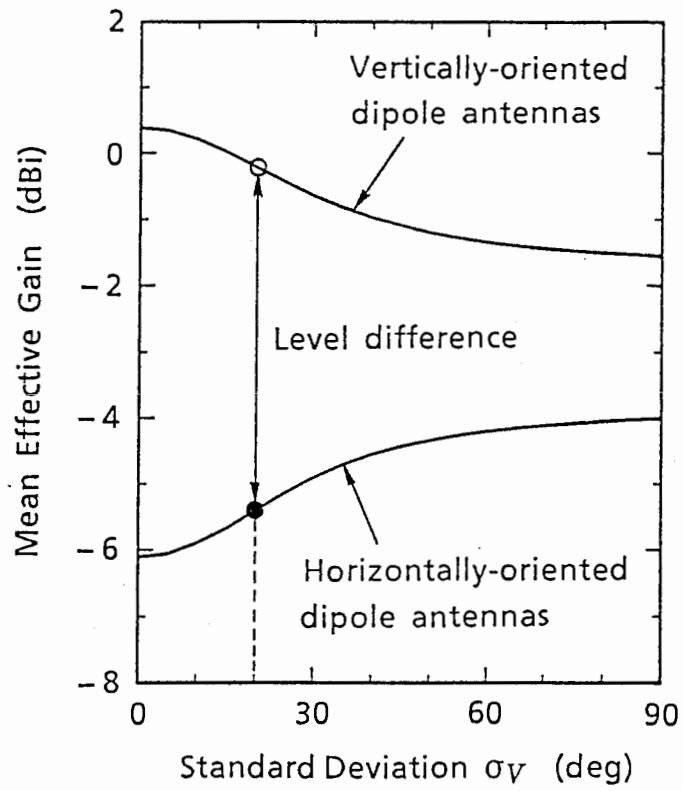


Fig. 6 Mean effective gain characteristics of dipole antennas for evaluating standard deviation  $\sigma_\gamma$  in XPR = 3dB.

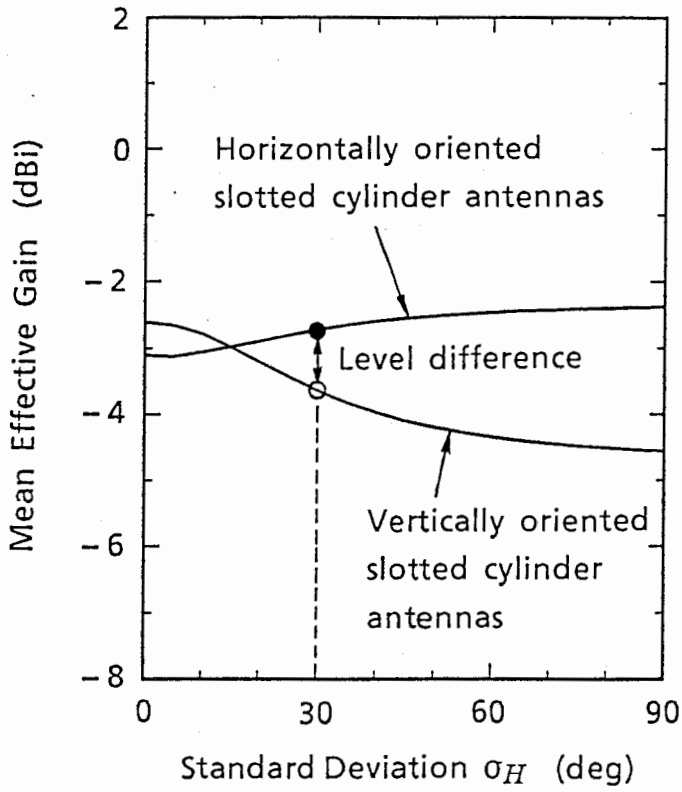
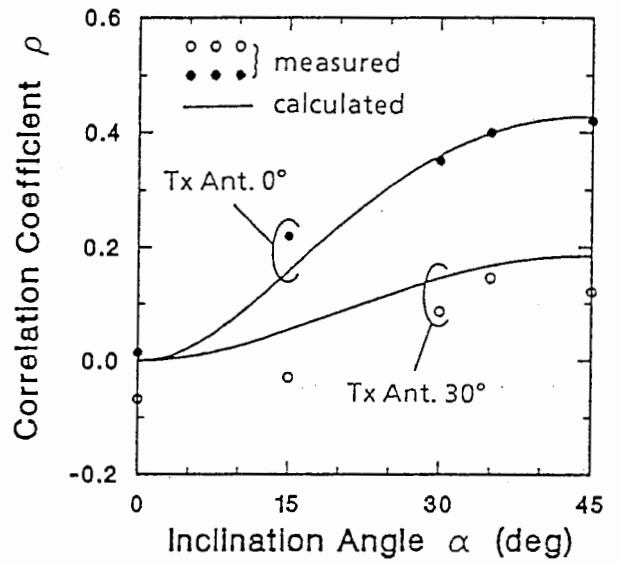


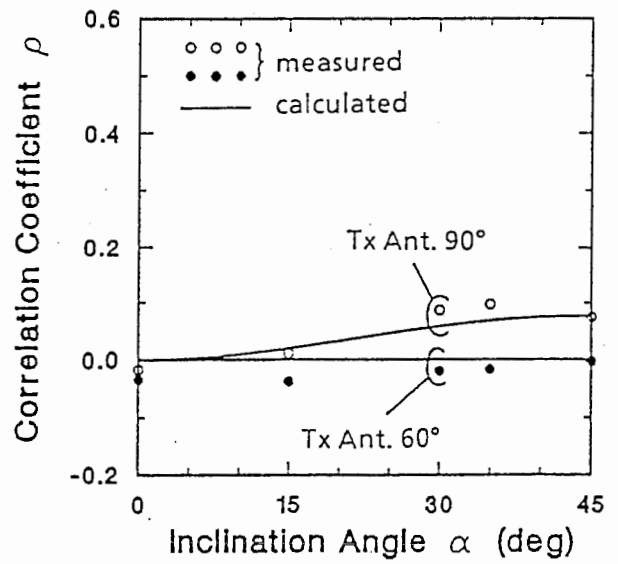
Fig. 7 Mean effective gain characteristics of slotted cylinder antennas for evaluating standard deviation  $\sigma_H$  in XPR = 3dB.

Table 1. Evaluation results of statistical distribution

Inclination angle of transmitting antenna	XPR (dB)	Standard deviation $\sigma_V$ (deg)	Standard deviation $\sigma_H$ (deg)
0°	5.1	14.6	26.1
30°	2.1	16.9	12.9
60°	- 1.7	23.4	19.6
90°	- 4.4	29.6	46.4



(a) Inclination angle of transmitting antenna : 0° and 30°



(b) Inclination angle of transmitting antenna : 60° and 90°

Fig. 8 Correlation characteristics for inclined cross dipole antennas in indoor environments. (measured and calculated)

## Chapter 8

平行配置ダイポールアンテナによる空間ダイバーシチ枝  
の実験的検討

**An experimental study for correlation characteristics  
of a space antenna diversity in indoor propagation  
environments**

### 8.1 はじめに

2本の半波長ダイポールアンテナを平行に配置して構成されるアンテナダイバーシチは、空間ダイバーシチ枝構成の一つとして知られている<sup>(1)</sup>。アンテナダイバーシチの相関係数はアンテナの指向性のみならず3次元的な到来波の分布特性に強く依存して変動する<sup>(2)</sup>が、上記の空間ダイバーシチ枝の到来波特性に対する特性解析については未だ詳細な検討がなされていない。本章では、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<sup>(3)</sup>を適用して、上記ダイバーシチ枝の相関特性を理論的に解析するとともに、実験値との比較を行なった結果について述べるものである。

### 8.2 解析結果

2本のダイポールアンテナを平行に配置したアンテナダイバーシチの構成を図1に示す。dはダイポールアンテナ間の距離であり、 $\alpha$ はアンテナ系のYZ面からの傾き角を表している。アンテナ系の傾き角 $\alpha$ が $0^\circ$ (2本のダイポールアンテナが共に垂直)である場合の2枝間の相関特性の計算例を図2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零となることが分かる。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偏波の主到来波仰角 $m_V$ 及び仰角方向標準偏差 $\sigma_V$ の変動に対しては、素子間隔の小さい構成において僅かに相関の増加が認められるが、素子間隔が0.2波長以上あれば $m_V$ 及び $\sigma_V$ に関わらず相関は0.1以下であった。図3はこのアンテナ系がY軸を中心に $90^\circ$ 傾いた場合の特性を示す。アンテナが水平方向に傾く程、H偏波パタンが大きくなり、従ってH偏波成分の到来波分布及び平均交さ偏波電力比(XPR)に対する相関特性変動が大きくなる。素子間隔が0.2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波長付近などで顕著な相関の増大が生じる

ことが分かる。この相関の増大はXPRが大きい場合には $\sigma_V$ が小さいとき、XPRが小さい場合にはH偏波の仰角方向標準偏差 $\sigma_H$ が小さいときに顕著となる。

### 8.3 実験結果

図4に示す屋内伝搬環境において半径1.5mの円周沿いに上記アンテナを移動させ、1回転分の受信信号包絡線を2枝間同時測定して相関を求めた。2本の測定用アンテナを結ぶ方向は、図5に示すように回転円の動径方向(法線方向)に対して $0^\circ$ ,  $90^\circ$ ,  $+45^\circ$ ,  $-45^\circ$ の4方位に向け、各方向での相関係数を測定した。伝搬環境パラメータは文献[4](第7章, 7.3.2節)の方法により取得した。測定した伝搬環境パラメータを表1に示す。また、空間ダイバーシチ枝の相関係数測定結果を図6に示す。TX $\angle 0^\circ$ は送信用ダイポールアンテナが垂直に設置された場合、TX $\angle 90^\circ$ は水平に設置された場合を示す。アンテナ系を異なる方位に向けた場合のバラツキは、測定環境が理論モデルほどアジマス方向に一様な分布をもたないことを示すものであり、測定値がアジマス方向に一様分布をもつ伝搬モデルで計算される理論値の上下に分散していることが分かる。図中●印で示される平均値はアンテナ方位に対する平均値であり、その値が理論値と良く一致することが確認できた。

### 8.4 むすび

平行配置ダイポールによる空間ダイバーシチ枝の相関特性について、V,H偏波の到来波特性並びにアンテナの傾きに対する特性変動を理論的に解析し、屋内実験により解析結果の妥当性を確認した。

## 文 献

- (1) R. H. Clarke, "A statistical theory of mobile radio reception," *Bell Syst. Tech. J.*, vol. 47, pp. 957-1000 (1968).
- (2) 多賀, 角田, 今堀, 相川: "移動通信におけるアンテナダイバーシチ相関特性評価法", 信学技報, SAT88-43, pp.25-30 (1988).
- (3) 多賀: "陸上移動通信環境におけるアンテナ利得推定法", 信学技報, AP87-78, pp.25-32 (1987).
- (4) T. Taga, K. Tsunoda, H. Imahori: "Correlation Properties of Antenna Diversity in Indoor Mobile Communication Environments", 39th IEEE Vehicular Tech. Conf., San Francisco, pp.446-451 (1989).

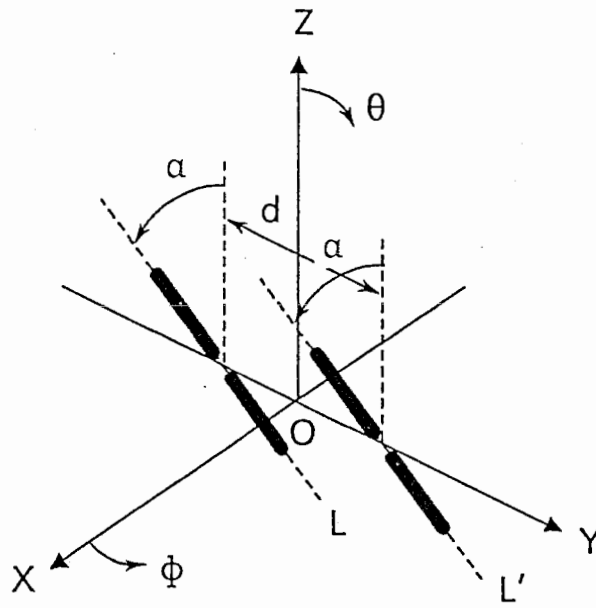


図1. 2本の半波長ダイポールアンテナを並列配置した空間ダイバーシチ構成.



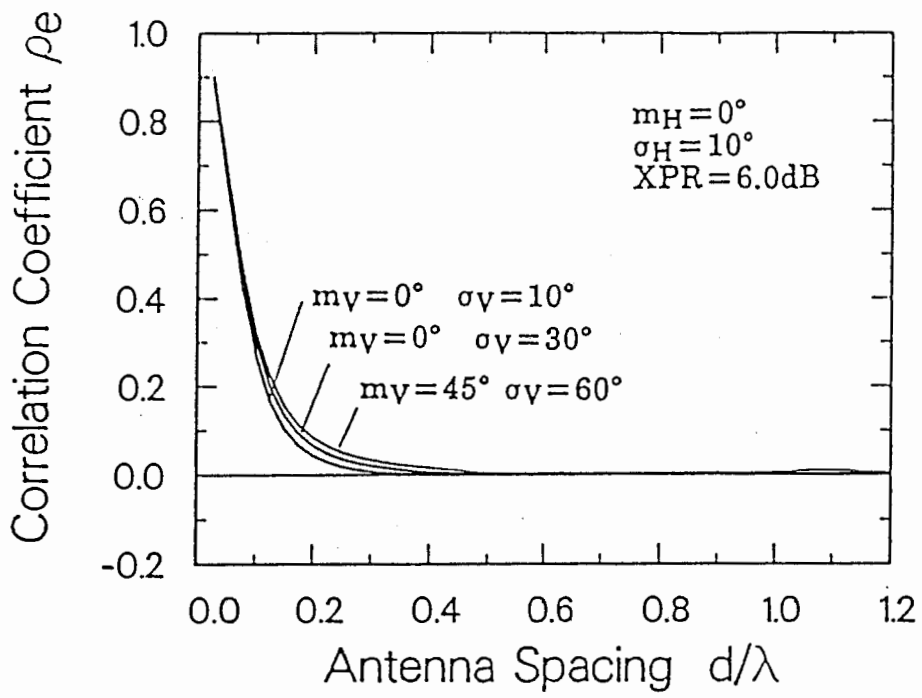


図2.  $\alpha = 0^\circ$ の場合の相関特性.

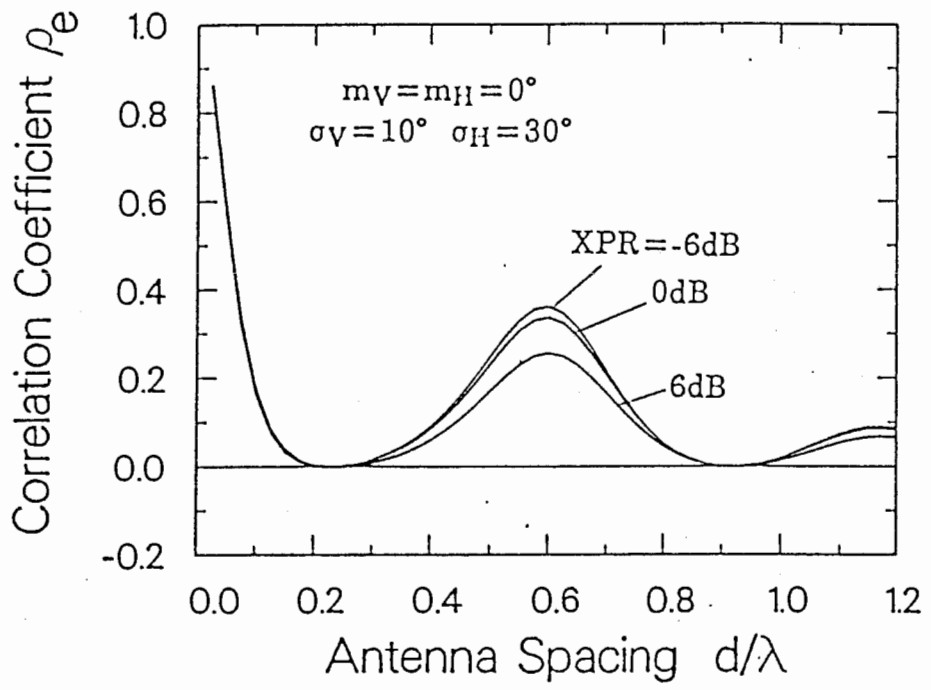


図3.  $\alpha = 90^\circ$ の場合の相関特性.

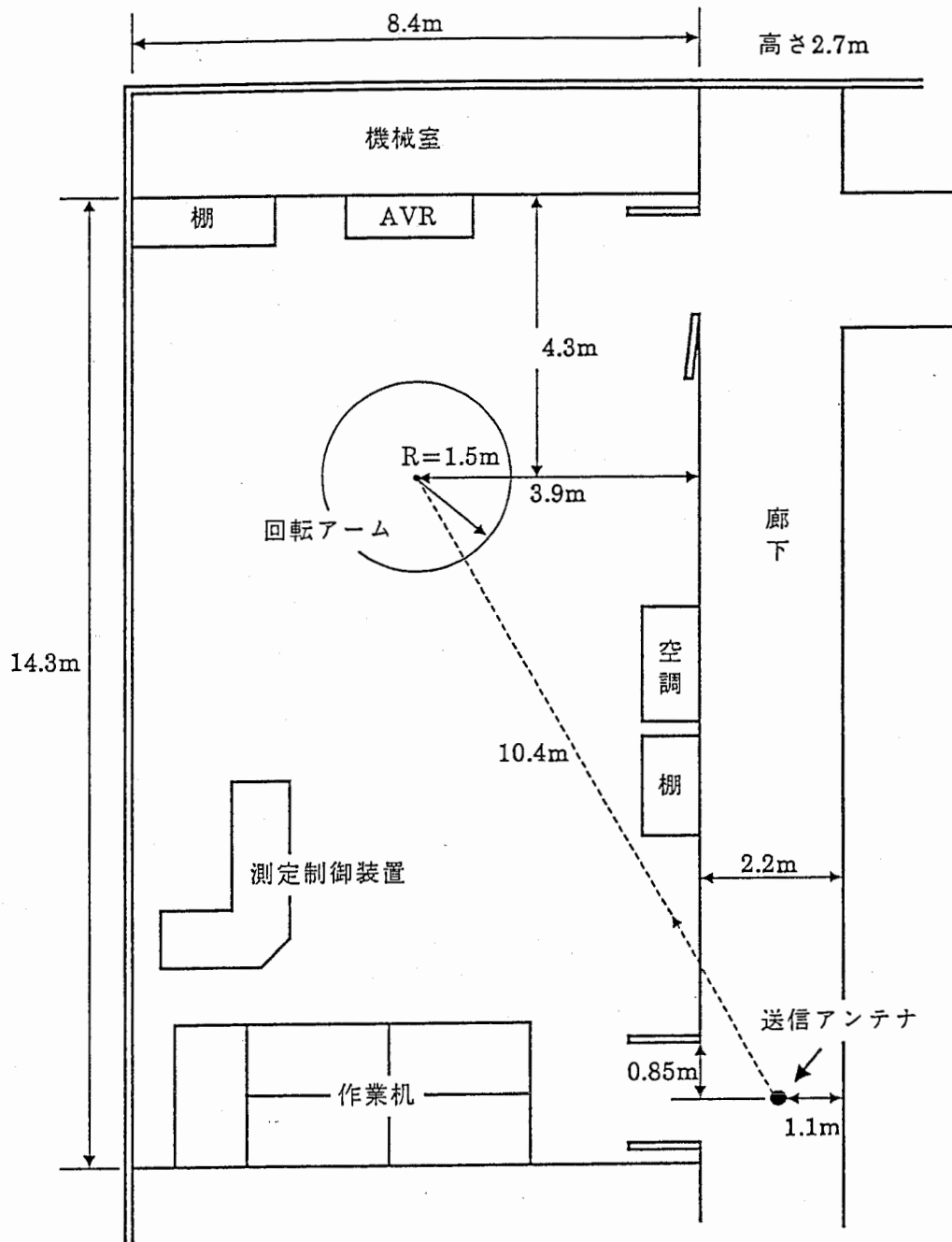


図4. 実験環境の概要.

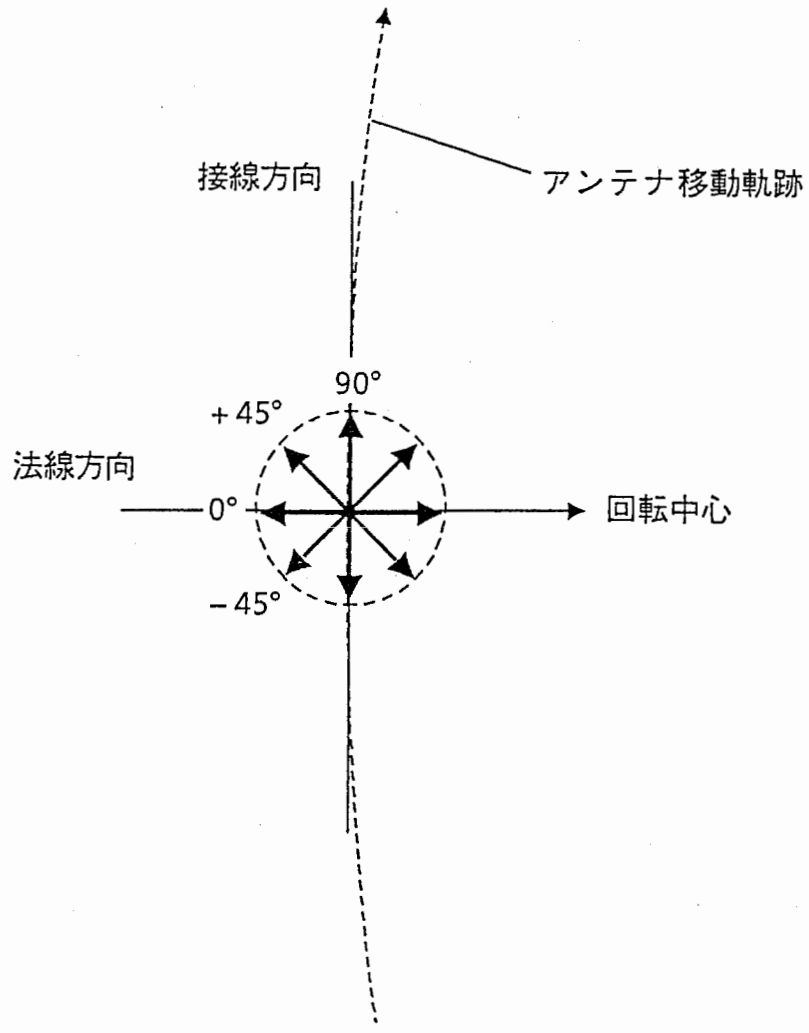
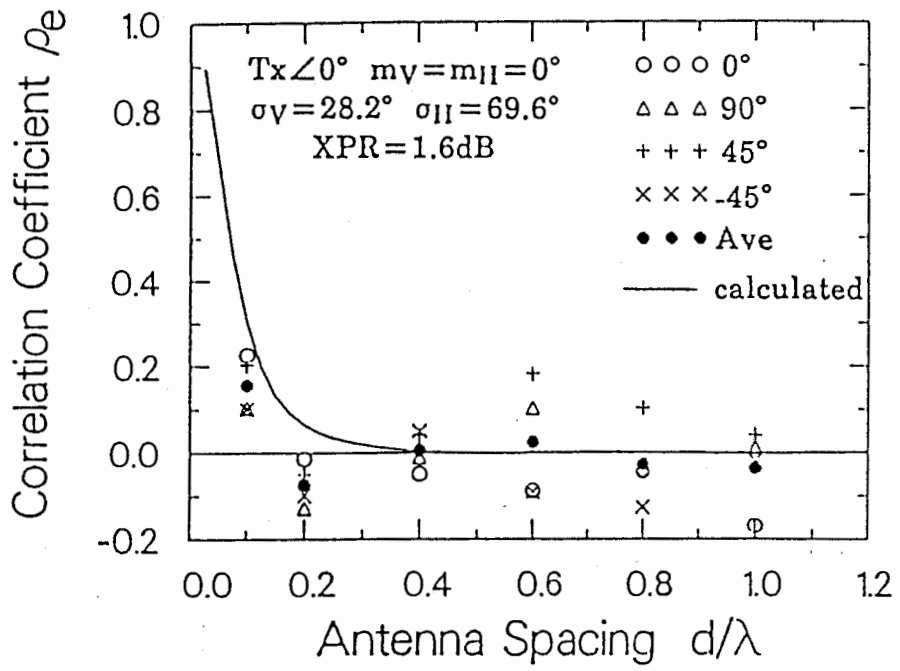


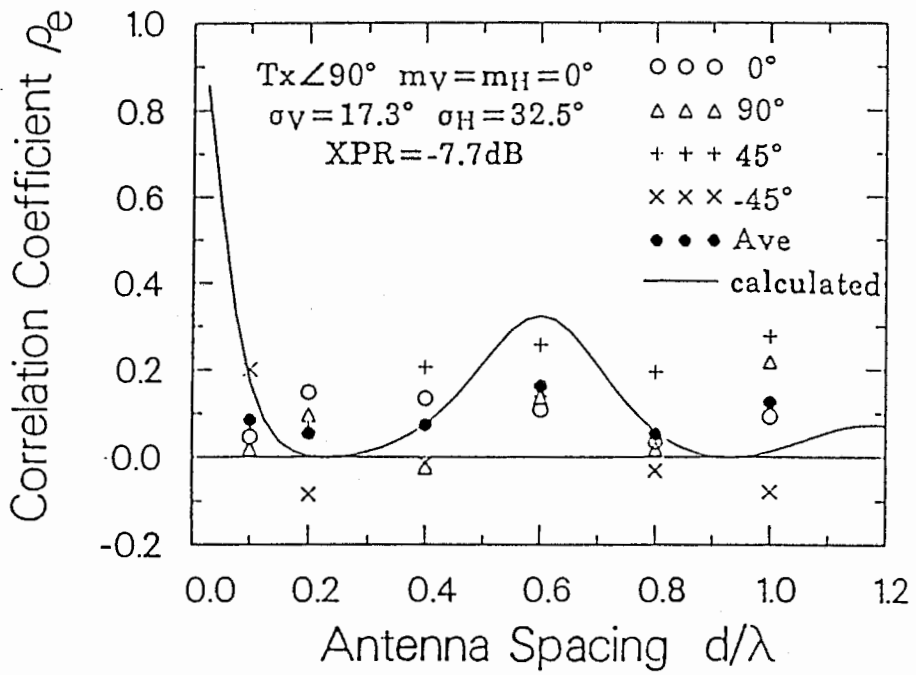
図5. 測定アンテナの方位.

表1. 実験環境における到来波分布パラメータ  
測定結果

Inclination angle of transmitting antenna	XPR (dB)	Standard deviation $\sigma_V$ (deg)	Standard deviation $\sigma_H$ (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



(a)  $\alpha = 0^\circ$ の場合



(b)  $\alpha = 90^\circ$ の場合

図6. 理論値と実測値との比較.

## Chapter 9

### 移動通信における多重波干渉除去の研究—その概要— A Research for Mitigating Multipath Propagation Interference in Mobile Radio Communications

#### 9.1 はじめに

第1章において述べたように、多重波干渉除去技術の研究は、

- (1) 多重波伝搬路内でのアンテナ特性の研究
- (2) マルチパス歪みの詳細分析を行う多重波伝搬特性の研究
- (3) 等化アルゴリズムを用いない高速な等化方式の研究
- (4) 将来の超小形携帯無線通信サービスに必要となるアンテナ構成技術の研究

の4項目から構成される。第1章から第8章においては、第(1)項の研究項目について報告した。本章では、上記残る3項目についての研究の経過と現状の到達点並びに今後の課題について報告者の所見を述べるものである。

#### 9.2 多重波伝搬特性の研究

##### 9.2.1 研究の背景と経過および到達点

移動通信におけるデジタル信号伝送の大きな劣化要因は、電波の伝搬遅延時間であり、これがデジタル信号の符号間干渉を引き起こす。近年この伝搬遅延特性の遅延広がり(delay spread)についての測定結果が報告されてきている<sup>(1)</sup>。遅延広がりには信号の伝送速度の上限などを見極めるために重要となるが、伝送路特性の等化に対する情報としては到来波のミクロな特性の解明が重要であり、遅延時間特性を詳細に分析して伝搬構造を解明しようとする報告がなされてきている<sup>(2),(3)</sup>。しかし、都市構造などの多様性の故に、未だ十分な特性把握はなされていない。また効果的な干渉除去技術を開発するには、到来波の詳細な特性の把握が必要(例えば各種技術のシミュレーション検討用の伝搬モデル化などに必要)なため、ATRにおいても他の研究機関とは異なるアプローチにより多重伝搬特性の研究を行うものである。

本研究では、まず多重波のミクロな特性を測定するための装置構成について検討を行った。到来波を1波毎に補足するため指向性の鋭いアンテナを用いた到来波

測定系と、到来波の遅延プロファイル測定装置の仕様を固め、平成元年(1989年)度より装置試作を開始した。表1および表2に各測定系の仕様を示す。これら測定系は、屋内での伝搬特性の測定用として設計した。到来波測定系は空間的分解能 $20^\circ$ で、アンテナの一次放射器にクロスダイポールを用いていることにより交差偏波特性の同時測定も可能であり、多点での測定データから到来波分布関数を求めることが可能である。その測定プログラムは平成2年2月末に完成する予定である。また遅延プロファイル測定装置は30MbpsのPN信号を用いており、その時間分解能は33nsec(通路差10m)である。この装置を到来波測定系と組み合わせて用いることにより詳細な到来波特性の測定が可能となる。これら装置の納入時期は、到来波測定系が平成1年10月、遅延プロファイル測定装置が平成2年3月末であり、平成2年(1990年)度より屋内環境における伝搬研究を本格化する計画である。

表1. 到来波測定系の仕様概略

受信アンテナ	パラボラアンテナ (0.6m $\phi$ )
中心周波数	2.335GHz
帯域幅	60MHz以上
電力半値幅(分解能)	$20^\circ$
XPD	20dB以上
測定仰角	$-20^\circ \sim 60^\circ$
測定方位角	$0^\circ \sim 360^\circ$

表2. 遅延プロファイル測定装置の仕様概略

PN符号	10段M系列符号
符号長	1023ビット
送信機側符号速度	30Mbps
受信機側符号速度	(30M - 3k) bps
時間分解能	33.3nsec
変調方式	BPSK
IF周波数	140MHz
RF周波数	2.335GHz



## 9.2.2 今後の研究の進め方

本研究は現在、測定系の整備段階にあるが、第一次の伝搬研究として屋内伝搬特性の解明を考えている。将来には、更に測定系の整備を行って屋外伝搬特性の研究に発展させていく必要がある。しかし測定する対象には共通するものが多いため、以下明らかにしようとする具体的な特性について報告者の所見を述べる。

第一に、到来波測定系により屋内での到来波分布関数を明らかにして、アンテナ特性解析法で提案した伝搬モデルの実験的確認を行う。これにより、伝搬環境設計による最適システム設計の検討が大きく進展することとなる。また、屋内システムに適用するアンテナ系の最適設計法が確立できる。

第二に、遅延プロファイル測定により各種環境での遅延特性を測定する。このとき、送信アンテナによる伝搬環境操作による遅延プロファイル変動を垂直・水平偏波に分けて実施するとともに、受信アンテナの指向性や偏波特性などをパラメータにした遅延プロファイル測定を実施する。このような測定から、アンテナ系や伝搬条件に依存する伝送路のインパルス応答の変動を考察する。

第三に、到来波測定系と遅延プロファイル測定装置を組み合わせる各到来波毎の振幅、位相、遅延時間、偏波特性を測定し、測定環境における二次波源の特定を行い、伝搬機構の考察を行う。本測定において、特定した二次波源に手を加えてその特性変動を考察することも興味深いと考える。

第四に、上記測定により伝搬特性が明らかな環境において、デジタル信号をビットレートを変えて伝送しそのときのビット誤り率(BER)特性を測定する。変調方式を変えた場合、ダイバーシチ受信を併用した場合、あるいは等化技術を併用した場合などのBER改善効果についても検討を行う。

最後に、伝搬モデルの考察と上記測定結果との対比検討を行い、移動を伴う場合のインパルス応答変動について実測結果を説明できる動的伝搬モデルを検討する。またその結果をシミュレーション手法の検討に反映させる。

## 9.3 高速等化方式の研究

### 9.3.1 研究の背景と経過および到達点

移動通信における等化技術とは、時変する多重伝搬路のインパルス応答(伝達関数)を何らかの形で求め、不要な応答成分を除去することである。従来の等化器としては、ノイズキャンセラ<sup>(4)</sup>や、トランスバーサルフィルタ<sup>(5)</sup>などが知られているが、いずれも通信路のインパルス応答が移動通信路に比して非常にゆっく

りと時間変動する場合に適用されている。これら等化技術を移動通信に適用する試みとして、カルマンアルゴリズムを用いた判定帰還型等化器(DFE)<sup>(6)</sup>やCMAアルゴリズム<sup>(7)</sup>を用いたアダプティブアンテナ<sup>(8)~(10)</sup>などが報告されているが、いずれもアルゴリズムの収束性が伝搬路応答の時間的変動に追従しない。また、畳み込み符号の遷移状態からインパルス応答を推定して符号誤りを補償するビタビ等化器<sup>(11)</sup>の報告もあるが、より高速な信号伝送のためにはリアルタイムで等化処理する技術が求められる。

本研究では、収束アルゴリズムを用いずリアルタイムで伝搬路のインパルス応答を測定し、その結果をFIRフィルタとIIRフィルタより成る可変フィルタ(ハードウェアはDFEと同一)の重み係数として用いることにより即時に信号等化を行う方式を考案した(図1)<sup>(12)</sup>。インパルス応答の測定にはM系列符号の相関特性を利用し、図に示すような相関器アレイにおいて1ビットずつ時間遅れをもたせたM系列符号との相関をとることにより信号のビット長の分解能でインパルス応答をリアルタイム測定する。この相関器アレイの動作については実験的に確認済みであり、現在、計算機シミュレーションにより等化性能の評価検討を行っている。

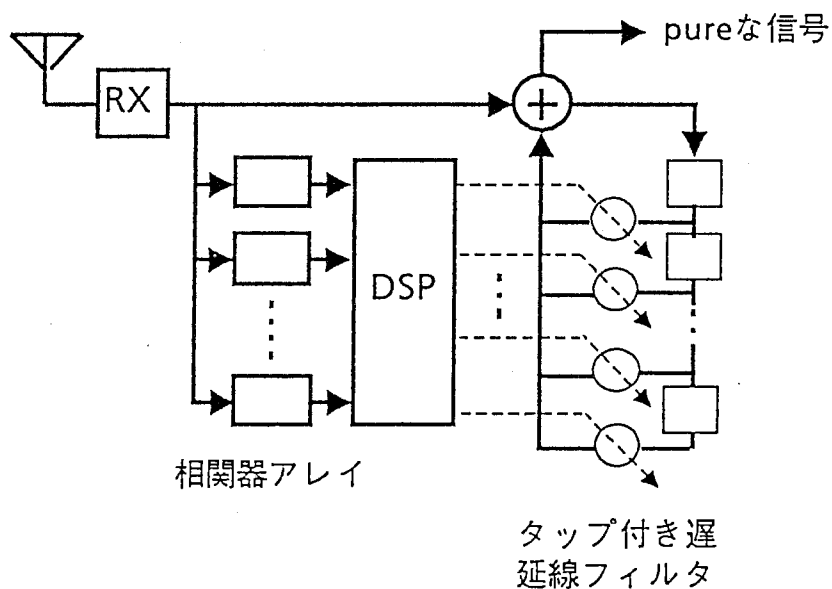


図1. 即時等化方式の相関器アレイ構造

### 9.3.2 今後の研究の進め方

本方式の特性について、計算機シミュレーション結果を早期に出すことが当面の大きな課題である。本方式は相関アレイ回路の数を増すことにより等化できる遅延時間の範囲を拡張可能であり、方式にフレキシブルに対応できる利点がある。しかし、相関出力を得るための信号同期が不可欠であるため、ハードウェア的な検討も十分に行っておく必要がある。そのためには、計算機シミュレーションとハードウェアの検討とを同時平行的に進めることが重要である。現状の計算機シミュレーションでは、より計算能力の高い計算機の利用が望まれ、また研究者の増員等についても検討する必要がある。

本方式と同様に収束アルゴリズムを用いない等化技術として、信号をFFT処理して周波数領域で等化する方式(13)があり、それぞれ長所・短所があるので両方式の比較検討を進める必要がある。

## 9.4 アンテナ構成技術

### 9.4.1 研究の背景と経過および到達点

アナログFM方式である現在の800MHz帯自動車電話方式において、携帯用無線機端末が実用に供されている(14)。将来、この種のサービスが主流になると考えられているが、装置の小形化が進む中で最も小形化が遅れている素子がアンテナ系である。携帯無線機用アンテナの多くはホイップアンテナやヘリカルアンテナであり、近年では板状逆Fアンテナ(15)が小形なアンテナとして用いられているが、今後さらに小形なアンテナの実現が要求されていくであろう。アンテナの小形化とともに、アンテナの特性が無線機や人体の影響をより強く受けるようになり、またアンテナからの電磁波放射が人体に及ぼす影響も問題となるため、これらを含めたアンテナ解析手法やアンテナ設計が求められている。

本研究では、多重伝搬特性の検討に使用するアンテナ構成技術およびフェージング対策としてのダイバーシチアンテナ構成技術について検討するとともに、将来の超小型無線機に適用する小形アンテナの検討を行ってきた。まず、XPR測定に使用する水平偏波測定用アンテナを検討し、円筒スロットアンテナ(16)の径を小さくすることにより望ましい特性をもつアンテナが実現できることに着目し、給電点のインピーダンス整合を工夫したアンテナの試作検討を900MHz帯で行い、良好な特性を得た。900MHz帯で試作したアンテナの指向性利得はダイポール比で $-9\text{dB}$ と低いものであったため、更に高利得な円筒スロットアンテナ

の実現にむけて1.5GHz帯で検討を行い、ダイポール比で $-2\text{dB}$ の指向性利得を有する円筒スロットアンテナを実現した<sup>(17)</sup>。また、ダイバーシチアンテナとして上記スロットアンテナを用いた偏波ダイバーシチアンテナの検討を進めた。円筒スロットアンテナの励起電流が円筒素子の円周方向に流れることに着目し、円筒素子をモノポールアンテナ素子として構成すれば、モノポールアンテナの励起電流は円筒素子の軸方向に流れるから、低結合な直交偏波アンテナの実現が期待される。このような複合アンテナ構成は従来の文献においても考えられている<sup>(18)</sup>。しかし、各アンテナ素子毎の不要偏波成分の抑圧が困難で良好な偏波ダイバーシチアンテナの実現が困難なことが分かった。小形アンテナ系の検討については、損失媒質を含めた複雑な形状のアンテナ系に適用できる空間回路網法プログラムの作成を行い、計算精度等の確認やアンテナの周波数特性の近似度を確認するため、小形アンテナの一つである板状逆Fアンテナの解析を行った。本アンテナについては、未だ十分な解析がなされていなかったが、本解析により板状逆Fアンテナの共振周波数特性、帯域幅特性、共振時の励振電流分布及び電界分布特性等を明らかにした<sup>(19)~(21)</sup>。

#### 9.4.2 今後の研究の進め方

アンテナ解析プログラムの整備が進んできたので、今後は新たな小形アンテナの開発研究を進めることが望まれる。また、人体や無線機筐体を含めて特性の良いアンテナ系の開発が重要となろう。更にアダプティブアンテナ構成法について検討を開始すべきと思われる。

### 9.5 むすび

デジタル移動通信の研究においては、等化方式とアンテナ・伝搬の研究は表裏一体のテーマであり、今後ともこれら研究テーマを同時平行的に継続すべきと考える。また、他機関に比して独自の研究を推進するためには、伝送品質劣化要因をより基礎的・横断的な観点から考察することが重要であり、そのような研究成果が移動通信の基盤技術開発に役立つことを述べて本報告の結言としたい。

#### 文 献

- (1) D. M. J. Devasirvatham : "Time Delay Spread and Signal Level Measurements of 850 MHz Radio Waves in Building Environments", IEEE Trans., AP-34, 11, pp. 1300-1305 (1986).

- (2) 池上：“デジタル移動通信における誤り率特性の解釈と提言”，信学技報，RCS88-54, pp.53-58 (1988).
- (3) 金岡、竹内、池上、吉田：“京都市内における多重波遅延プロファイルの測定結果”，信学技報，RCS88-55, pp.59-64 (1988).
- (4) B. Widrow et al.：“Adaptive noise cancelling: principles and applications”，Proc. IEEE, 63, 12, pp.1692-1716 (1975).
- (5) 大塚、荒木、橋本：“周波数選択性フェージングに対するトランスバーサル形交差偏波間干渉補償器の理論的検討”，信学論(B), J69-B, 6, pp.617-623 (1986).
- (6) J. E. Stjernvall, B. Hedberg & S. Ekemark：“Radio Test Performance of A Narrowband TDMA System,” 37th Vehicular Tech. Conf., pp.293-299 (1987).
- (7) J. R. Treicher & M. G. Larimore, “New Processing Techniques Based on the Constant Adaptive Algorithm,” IEEE Trans., ASSP-33, pp. 420-431 (1985).
- (8) R. Gooch et al.：“The CM Array: An Adaptive Beamformer for Constant Modulus Signals,” Proc. ICASSP, 4, pp.2523-2526 (1986).
- (9) 高原、鷹尾：“多重波抑圧用アダプティブアレイ”，信学技報，CS87-12, pp.21-26 (1987).
- (10)大鐘：“都市内多重伝搬路におけるCMAアダプティブアレイの特性—GMSK信号伝送の場合—”，信学技報，CS87-80, pp.47-54 (1987).
- (11)J. E. Stjernvall & J. Uddenfeldt：“Performance of A Cellular TDMA System in Service Time Dispersion,” GLOBECOM'87, Japan, pp.823-827 (1987).
- (12)今堀、多賀：“伝送路特性測定システム”，特願昭63-329712 (1988).
- (13)都竹：“TV文字多重信号 (5.7Mbit/s) の移動受信”，信学技報 RCS88-65, pp. 119-124 (1988).
- (14)卜部、他：“大容量移動通信方式用携帯機”，平1年信学春全大, B-816 (1989).
- (15)多賀、常川、佐々木：“着脱式移動機用アンテナ”、通研実報、35, 8, pp. 823-831 (1986).
- (16)E. C. Jordan & W. E. Miller: “Slotted Cylinder Antennas,” Electronics, 20, pp.90-93 (1947).
- (17)角田、多賀：“XPR測定用円筒スロットアンテナの検討”，平2年信学春全大, 投稿中 (1990).
- (18)C. E. Smith and R. A. Fouty,：“Circular Polarization in F-M Broadcasting,” Electronics, vol.21, pp. 103-107, September (1948).
- (19)角田、多賀、相川：“板状逆Fアンテナの特性解析”，平1年信学春全大, SB-1-8 (1989).
- (20)多賀：“板状逆Fアンテナの特性解析と設計法”，第二種研究会—小形・薄形アンテナの解析・測定ワークショップ—報告資料, AP89-S5, pp. 29-36 (1989).
- (21)K. Tsunoda and T. Taga：“Analysis of Planar Inverted F Antenna using Spatial Network Method,” IEEE AP-S International Conf. (1990) 投稿中.