

博士論文

デジタル移動通信における
アンテナの効率化に関する研究

駒井知央

2005年1月20日

奈良先端科学技術大学院大学
情報科学研究科 情報システム学専攻

本論文は奈良先端科学技術大学院大学情報科学研究科に
博士(工学)授与の要件として提出した博士論文である。

駒井知央

審査委員： 山本 平一 教授
 小山 正樹 教授
 岡田 実 助教授

Doctor's Thesis

Studies on High Efficiency Antennas
for the Digital Mobile Communications

Tomohiro Komai

January, 20 , 2005

Department of Information Systems
Graduate School of Information Science
Nara Institute of Science and Technology

Doctor's Thesis
submitted to Graduate School of Information Science
Nara Institute of Science and Technology
in partial fulfillment of the requirement for the degree of
DOCTOR of ENGINEERING

Tomohiro Komai

Thesis committee: Heiichi Yamamoto, Professor
Masaki Koyama, Professor
Minoru Okada, Associate Professor

デジタル移動通信における アンテナの高効率化に関する研究

駒井知央

内容梗概

移動通信伝搬環境は、伝搬路における距離減衰に加えて、シャドウイングやマルチパス伝搬フェージングが存在する非常に厳しい環境であり、これらの影響により伝送特性が著しく劣化する。移動通信システムは、このような厳しい移動通信環境において、十分な伝送品質を確保するための様々な対策を講じる必要がある。特に、電波の受け口であるアンテナの高効率化は、移動伝搬環境での伝送品質を改善するために必要不可欠な要素である。

本論文では、セル半径が数百 m 以下と小さい移動通信システムである、マイクロセルシステムにおける基地局アンテナ、および、地上デジタルテレビ放送の移動受信用車載アンテナに着目し、移動通信環境においてこれらのアンテナの高効率化に関する研究を行う。

まず、マイクロセルシステムにおける基地局アンテナとして、棒状のアンテナを2本V字形に配したアンテナを提案する。都市内における伝搬環境においては、到来波はマルチパス伝搬により交差偏波成分が多くなっている。一般のコリニアアンテナを2本平行に立てる従来のマイクロセル基地局アンテナでは、垂直偏波のみを受信するため、交差偏波成分を効率的に受信することができなかった。一方、本提案では、棒状のアンテナを傾けて配置にすることにより、垂直偏波成分に加えて交差偏波成分も受信可能となる。さらに、2本の棒状アンテナをV字形に配置し、2つのアンテナを用いて、ダイバーシチ受信を行うことにより、受信特性のさらなる改善を図ることができる。この提案アンテナは、従来のコリニアアンテナを平行に配置するアンテナに比べてアンテナを固定する棒が不要となるため、アンテナコストを削減することが可能である。また、かつ都市景観にも配慮した構成となっている。

次に、地上デジタルテレビ放送を自動車において移動受信する場合の車載アンテナの構造を提案する。車載アンテナでは、アンテナサイズや自動車に設置できる位置が厳しく制限されている。そこで、従来の車載アンテナでは、アンテナサイズおよび設置位置の制限をクリアするため、自動車のリアウインドウに貼付させる方法が用いられている。しかし、リアウインドウに通常のモノポールアンテナを貼付するだけでは、車体および、除霜用熱線の影響により、アンテナ利得が低下し、効率的な受信ができないという問題

があった。そこで、本研究では、車体と除霜用熱線自体をアンテナとして用いる新しいリアウインドウ貼り付け形車載アンテナを提案する。提案アンテナにより、水平方向の広範囲化を図るとともに、高感度化することができる。

本論文は、以下の5章より構成されている。

第1章は緒論で、本研究の背景となる移動系アンテナの特徴と課題を述べ、本研究の目的、意義を明確にする。

第2章では、マルチパス伝搬における空間相関の一般的理論、及びダイバーシチ構成による計算方法を述べる。また、アンテナ特性の解析方法を示し、マルチパス伝搬環境下の基地局アンテナ構成法を述べる。

そして、マイクロセルシステム系におけるモバイル機器からの電波に対する到来波の実測特性、及びビル居室内における実測伝搬特性から、使用者の影響や偏波特性を明らかにする。

第3章では、マルチパス環境下におけるマイクロセルシステムに適した基地局系アンテナとして、棒状アンテナである非軸対称アンテナをV字形に配置してダイバーシチ構成にするアンテナについて細部特性を解析する。そして、マルチパス伝搬環境下を想定したシミュレーションにより、ダイバーシチ利得を改善できることを示す。

第4章では、もう一つの研究として、地上デジタルテレビ放送を乗用車内で受信するための車載アンテナに関し、車体に突起物を取り付けない方法として、リアウインドウに貼付するアンテナについて、車体構造やリアウインドウの構成を考慮してアンテナ構成方法を考察する。そして、そのアンテナ構成法に対して放射指向特性等を解析して、除霜用熱線を活用する方法が放射指向特性上有効であることを示す。路上における実特性を測定して、その解析の妥当性を検証する。

第5章は結論で、本研究で得られた成果について総括する。

キーワード

マルチパス伝搬 コリニアアンテナ マイクロセル ダイバーシチ リアウインドウ 非軸対称アンテナ 基地局 交差偏波 地上デジタルテレビ 乗用車 熱線 八木宇田アレー モーメント法

Studies on high efficiency antennas for the digital mobile communications¹

Tomohiro Komai

Abstract

In mobile communication environment, the received signal is attenuated due to shadowing and multipath fading in addition to path-loss in mobile propagation. In order to ensure the transmission quality, the mobile communication system requires various kinds of technique to combat shadowing and multipath fading. Among these techniques, an antenna is one of the key components for improving the transmission performance.

This paper deals with the efficient antenna for mobile communication systems. In the following, this paper focuses on two systems; one is a base station antenna for micro-cell system, whose cell size is a several hundred meters, and the other is a vehicle antenna for mobile reception of digital terrestrial television broadcasting. First of all, this paper proposes a V-shaped antenna, which is composed of two collinear array antennas. In urban area, cross-polarization component arises due to multipath propagation. The conventional diversity antenna, which is composed of two vertically aligned parallel collinear array antennas, is not efficient because it can not make use of cross-polarization component. In order to improve the gain of the diversity antenna, this paper proposes a V-shaped diversity antenna as a base-station antenna of micro-cell system. Each of two diversity antenna elements, which are composed of collinear array, is slightly tilted in order to make efficient use of cross-polarization component. The field test shows that the proposed diversity antenna gives extra diversity gain against the conventional one. Since the proposed antenna does not require horizontal support beam for supporting two collinear antenna elements. It is cost-effective. Furthermore, its style matches a cityscape.

This paper then introduces the efficient antenna attached to the rear window of a car for mobile reception of digital terrestrial television broadcasting. Since the size and place of the antenna to be attached onto the vehicle are strictly limited, conventional antenna is usually attached onto the rear window. However, the heat-wire, which is also placed onto the rear window, decreases the antenna gain as well as the body of the car. In order to solve this problem, the proposed antenna makes efficient use of heat-wire as a reflector element. The proposed antenna improves the direc-

1: Doctor's Thesis, NAIST-IS-DT0361206, Department of Information Systems, Graduate School of Information Science, Nara Institute of Science and Technology, January 20, 2005

tional gain toward the horizontal direction.

The thesis is organized as follows.

Chapter 1 introduces technical requirements and problems of antennas for mobile communication systems in order to clarify the objective of our study.

Chapter 2 derives the space-domain fading correlation characteristics in multipath propagation environment for evaluating the performance of the diversity antenna proposed in the following chapters. The analysis method of the antenna characteristic is shown. And the measured receiving characteristic propagated from a handheld PC is shown.

In Chapter 3, I will propose a V-shaped diversity antenna for a base-station antenna of the micro-cell system. Computer simulation shows that the proposed V-shaped antenna gives extra diversity gain against the conventional one in multipath fading environment.

Chapter 4 introduces a rear window attached antenna for mobile reception of digital terrestrial television broadcasting. Computer simulation and field test show that the proposed antenna improves the directivity gain toward the horizontal direction.

Chapter 5 is the concluding remarks.

Key word

Multipass, Antenna, Collinear, Micro-cell, Cross-polarization, Diversity, Rear window, Digital terrestrial television, Heat wire, Yagi-Uda array.

目次

内容梗概	
目次	
第1章 緒論	1
1.1 本研究の背景	1
1.1.1 移動体通信の発展	1
1.1.2 移動系アンテナの特徴と課題	2
1.2 本研究の目的と意義	3
1.3 本研究の概要	3
第2章 マルチパス環境下における電波伝搬とアンテナ技術	5
2.1 まえがき	5
2.2 マルチパス伝搬理論	7
2.2.1 マルチパス伝搬のモデル	7
2.2.2 マルチパス伝搬における空間相関	10
2.2.3 ダイバーシチ方式	13
2.3 移動系アンテナの特性と構成	16
2.3.1 アンテナ解析方法	16
2.3.2 アンテナ特性の計算	19
2.3.3 マルチパス環境下基地局用アンテナの構成	26
2.4 モバイル機器等からの到来波偏波特性	30
2.4.1 はじめに	30
2.4.2 測定方法	31
2.4.3 測定結果	33
2.4.4 偏波ダイバーシチ構成の効果	38
2.4.5 まとめ	41
2.5 ビル内電波伝搬特性	42
2.5.1 携帯情報機器等送信電波の到来波偏波特性	42
2.5.2 ビル内UHF伝搬特性	49
2.4 むすび	51
第3章 V字形ダイバーシチアンテナに関する研究	53
3.1 まえがき	53
3.2 V字形ダイバーシチアンテナ	55
3.2.1 はじめに	55
3.2.2 非軸対称指向性の棒状アンテナの特性	55
3.2.3 V字形ダイバーシチアンテナの構成	60
3.2.4 ダイバーシチ特性	63

3.2.5	V字形ダイバーシチアンテナの受信特性	68
3.2.6	まとめ	69
3.3	傾斜地に適した基地局用アンテナ	71
3.3.1	はじめに	71
3.3.2	傾斜地基地アンテナに要求される指向特性	71
3.3.3	非軸対称指向性の棒状アンテナ	73
3.3.4	試作アンテナの構成と指向特性	77
3.3.5	実伝搬路における特性	79
3.3.6	まとめ	80
3.4	ビームチルトダイバーシチアンテナ	81
3.4.1	はじめに	81
3.4.2	ビームアンテナの指向特性	82
3.4.3	アンテナ構成と設計法	82
3.4.4	アンテナ特性と受信電界特性	87
3.4.5	改善効果	87
3.4.6	まとめ	88
3.5	むすび	89
第4章	乗用車用地上デジタルテレビ受信系アンテナに関する研究	91
4.1	まえがき	91
4.2	乗用車リアウインドウアンテナ	91
4.2.1	はじめに	91
4.2.2	アンテナの構成	92
4.2.3	計算条件	92
4.2.4	アンテナ放射特性	94
4.2.5	インピーダンス特性	100
4.2.6	路上実測特性	103
4.2.7	まとめ	105
4.3	ダイバーシチ受信方法とその特性	106
4.3.1	はじめに	106
4.3.2	ダイバーシチの構成と計算方法	106
4.3.3	ダイバーシチ特性	107
4.3.4	まとめ	108
4.4	むすび	109
第5章	結 論	111
謝 辞		113
参考文献		114
業績リスト		117

第1章 緒論

1.1 本研究の背景

1.1.1 移動体通信の発展

移動通信サービスの発達過程で、無線呼出し方式（ポケットベル）は移動通信の基礎技術の開発・定着化には大きく貢献したが、それは1方向の通信方式であった。双方向の通信としては内航船舶用の無線電話もサービスされていたが、一般の人の目によく触れるようになった双方向の移動通信としては、800MHz帯を使用した自動車電話からである。当初の自動車電話ではその使用料が廉価でなかったことから、広く普及するまでには至らなかった。その移動通信ネットワークをそのまま使用した携帯電話も提供されたが、その筐体は初期のものでは相当大きかったこと（500cc, 750g）から普及には弾みが付かなかった[1]。

電気通信サービスは従来レンタル方式の概念であり、初期の移動通信サービスも機器はレンタルであった。しかし、移動端末機器を売り切り制にすることにして、小形軽量の携帯電話機が市場に供給された時点から普及に弾みがつき、携帯電話サービスの利用者は増加の一途をたどることになった。

一方、家庭用の固定電話でもレンタル制から売り切り制になったとき、新たな固定電話機としては付加機能としてコードレス電話の機能が付けられた電話機が普及し始めた（アナログ方式）。その後、家庭内のコードレス電話をそのまま屋外に持ち出して通話できるようにする通信のシームレス化、パーソナル化が推進されることになり、ネットワーク通信サービスとしてPHSサービスが開始された[2]。

このPHSシステムは端末機としては、コードレス方式と共用を図ることにして無線局の対象外としたため、送信出力を高くできず、また信号帯域が広いため所要CNが大きくなり、1基地局あたりのサービスエリアを広くはしにくい方式であった。そのため、エリア確保、品質向上を図るため種々の技術的努力がなされた。なお、このPHS端末は小形軽量化を実現させたので、それ以降の携帯電話は競って軽量化されるようになった。

PHSがある程度普及した頃、携帯電話の小型化と品質向上対策が各種図られたこと、携帯メールやインターネット接続の機能を持たせた携帯電話が普及するに至ったことから、PHSの利用者は減少しはじめた。

携帯電話の利用者が増加して800MHz帯の周波数が逼迫してきた。800MHz帯での増波が困難であること、新規サービスを提供できるようにするためには、広帯域伝送も可能な移動通信方式も必要であることから、新たに2GHz帯を使う携帯電話方式も導入され、サービスとして提供されるようになった[3]。そして、携帯電話でも情報伝送速度がkbps単位から、Mbps単位となってきたのである。

すなわち、通信の最も一般的な形態が、携帯電話になってしまったのである。

1.1.2 移動系アンテナの特徴と課題

移動系アンテナとは、固定した位置で定常的に電波を送受信する無線局ではなく、位置を特定せず専ら移動する無線局に取り付けられるアンテナ、及びそのアンテナに対して無線通信を行う基地局系アンテナをここでは指すことにする。

その最も特徴とすることは、到来する電波は定まった経路の電波ではなく、回折波、反射波、散乱波等の合成された多重波、いわゆるマルチパス伝搬環境のもとで電波を効率的に送受信できるようにすることである[4][5]。

このうち基地局系については、一般的には広い範囲からの電波を受信できるようにするために水平面内では無指向性にする必要がある。しかし、種々の移動通信方式があり、その方式のサービスエリアを構成する方法や使用する無線周波数により、アンテナに求められる特性は異なってくる。ただ、基地局系アンテナとしての最も必要な条件は、移動する無線局に取り付けられるアンテナ（以降移動体アンテナと記述）は大きくできないのでアンテナ利得は高効率にはできず、そのため対向する基地局系のアンテナは高効率化する必要があることである。この方法としては、移動通信方式ではアンテナ素子を多段に配置してアレーアンテナ構成にすることが一般的には用いられる[6]。

また、移動通信方式ではそれぞれのサービスで使用できる周波数の範囲が限られているため、繰り返し使用することにより、電波の使用効率を高めなければならない。このことは逆にアンテナ設置位置の条件を考慮して、周波数の繰り返しが行きやすいように、干渉に対する耐力も必要とする場合があることである。

一方、マルチパス環境下では受信される電波は瞬時瞬時大きな変動をすることから、その安定化は不可欠である。そのための最も一般的な方法としては、アンテナを複数系統配置して、それぞれのアンテナで受信される信号を合成して信号の劣化を改善するダイバーシチ方式が採用されることである。この場合でも、到来波の伝搬状況を考慮して改善度を向上させることが通信品質改善を図るためには非常に重要である。

特に、1基地局当たりのサービスエリア（セル）の小さな移動通信方式（マイクロセルシステム）でサービスする方式では、多数のアンテナを各地各場所に設置することになるため、アンテナそのものの簡略化、経済化、そして高効率化が求められるのである。

移動体アンテナについては、その周波数、筐体の形状、あるいはアンテナを取り付ける場所により、アンテナの形状は区々となる。携帯電話機では筐体に線条を突き出させるホイップアンテナ、と筐体に平板を付けた逆F形アンテナを使う場合が多い[7]。

乗用車に取り付けるアンテナとしては、自動車電話用アンテナとして1本の棒状アンテナではあるが、内部にはスリーブアンテナが上下2段に配置されたアンテナや、ホイップアンテナを水平方向に2本配置したアンテナが用いられてきた。

放送波受信用としては、車体から線条を突き出すホイップアンテナや、リアウインドウに線条アンテナを貼付した形態のことが多い。ただ、放送波ではその周波数が種々あること、車体が金属であるため、アンテナの特性に車体位置が大きく関連すること、加えて、乗用車では車体に突起物を付けない傾向であるため、新たなテレビ放送波受信のためにはさりげなく取り付けられる高効率なアンテナが要望されるのである。なお、乗用車のリアウインドウについては除霜用熱線があるため、その影響が非常に大きい事等の問題がある。

1.2 本研究の目的と意義

移動通信系に関してはいろいろな条件下で使用されることから、可能な限り通信できるように方式構成上の各部分で効率化を図るようにしている。この内、最も移動通信系の本質となる基地局～移動体間の電波伝搬に関しては、安定的に受信できることはほとんど無いため、電波信号としての安定的受信可能化は常に重要なテーマである。移動体に関する電波については、地形地物による回折波や散乱波、建物等による反射波が多数存在する状況で使用されるのであり、基地局等から直接到来する電波を定常的に受信することは期待できないのである。

このような電波環境下の道路上を自動車で移動した場合には、瞬時瞬時においては受信電界が激しい変動をすることになる。かつ、都市構造と、自動車の走行方向性により受信しやすい方向であったり、しにくい方向になったりするため、位置的にも電界が大きく変動することになり、自動車内で安定的に受信できるようにするためには、種々の工夫が必要である。

一方、最近の移動通信における利用形態としては、特に携帯電話等では屋内利用が多く、その場合電波は建物内天井・床等で多重反射し、また什器類での散乱もあることから、マルチパス伝搬環境そのものになっているのである。マイクロセルシステムにおける移動端末の利用状況に対して、その通信品質を改善させるためには、対向する基地局でマルチパス伝搬を考慮した効率的受信ができるようにすることが非常に有意である。

そこで本研究では、マルチパス伝搬環境下での2 GHz帯における伝搬特性の調査から、偏波に関する特性を解明し、マイクロセルシステムにおける基地局で使用するアンテナの特性効率化を図ることを目的とし、一方法として伝搬特性を有効に活用したV字形ダイバーシチアンテナを提案する。そして、その設計方法、特性、有効性を明らかにする[8][9][10]。

さらに本研究のもう1つの目的は、マルチパス伝搬環境下を走行する乗用車において、最近サービスが開始された地上デジタルテレビ放送を効率的に受信できるようにすることを目的として、車載用アンテナとしてリアウインドウ貼付型ダイバーシチアンテナを提案し、その特性を定量的に解明する[11]。

これらマルチパス環境下の電波伝搬特性を考慮した受信特性改善のためのアンテナ系研究は、移動通信等の移動体電波利用サービスでは非常に有効なことであり、サービス提供においては考慮に値することである。

1.3 本研究の概要

本論文は、著者が行ってきたマルチパス伝搬環境下での、電波伝搬特性解明及びアンテナ特性解析に関する一連の研究をまとめたもので、第1章の緒論、第2章から第4章までの本論、及び第5章の結論で構成している。

第1章「緒論」では、研究の背景として、先ず移動体に関する通信の発展過程を述べる。そして、移動体にかかる電波伝搬状況から、移動体サービスで使用されるアンテナに関する課題について述べ、これらの分野における本研究の位置づけ及び目的を明らかにする。

第2章「マルチパス環境下における電波伝搬とアンテナ技術」では、先ず、マルチパ

ス伝搬における理論的特性を明らかにするとともに、移動系アンテナにおける特性解析方法、及びアンテナ特性計算例や、具体的アンテナ構成を説明する。

続いて、都市内及びビル内における電波伝搬特性測定結果から、マルチパス環境下での伝搬特性を検証する。

第3章「V字形ダイバーシチアンテナに関する研究」では、V字形ダイバーシチアンテナについて、その構造、設計法を示し、実特性からその効果を検証し、マルチパス環境下では効果的な特性を有することを示す。

加えて、地形として広い傾斜地にマイクロセルシステムを導入する場合の最適アンテナ構成を提案し、その設計法、及び実際の実特性からその有効性を検証する。

また、同様なシステムにおけるアンテナをビルに設置した場合について、ビル直下の特性を改善するためのアンテナ構成法を提案して解析し、その実特性から有効性を検証する。

第4章「乗用車用地上デジタルテレビ受信系アンテナに関する研究」では、乗用車で地上デジタルテレビ放送を受信するアンテナに関して、車体に突起物を付けないためにリアウインドウのガラスに貼付する形式のアンテナを除霜用熱線の存在を考慮した上で提案し、その構成方法を示す。そして、実際の車体に取り付けた場合の特性を示して、その妥当性を検証する。

第5章「結論」では、本研究のまとめと今後の技術的な展望を述べる。

この研究の結果は、移動体の無線システムに関して、そのアンテナ系の研究開発に大きく貢献するものと考えられる。

第2章 マルチパス環境下における電波伝搬とアンテナ技術

2.1 まえがき

移動通信サービスが普及し始めた時代の使用周波数帯はVHF帯からUHF帯の低域であった。また、この周波数帯を使うサービスとしては、広いサービスエリアを対象として、基地局のアンテナ高は高くし、無線機の電波出力も高出力にしていた(大ゾーン構成)。しかし、自動車電話では多数の利用者へのサービスを考慮したので、周波数帯域として移動通信にとって使いやすいUHF帯低域の周波数帯には帯域確保ができなかったことから、周波数としては高い1GHz前後の周波数帯を使うことになり、1無線局としてサービスできる範囲も狭くなった(小ゾーン構成 個々のゾーンをセルと呼称)。携帯電話のサービスでは、携帯電話に内蔵させる電池の容量や、人間の頭部への影響を抑制させるため、携帯電話機送信の電波を強くできないことから、個々の無線局がサービスできる範囲は更に狭くなった(極小ゾーン、マイクロセル、基地局からの距離として数100m以下)[12]。

自動車電話のサービスでは、自動車が道路上にあることからサービスエリアとしては道路を対象とした構成にしていた。しかし、携帯電話になると、それを携行する人は建物内にも入ることから、移動しながらの通信というより、通信用電線の無いどこでも通信できる小型無線電話機となり、そのサービスエリアは建物内も想定せざるを得なくなってきた。携帯情報端末も普及して場所を選ばず通信できることが要請されるようになってきている。すなわち、今の移動通信では単に音声通信にとどまらず、パソコンや携帯情報端末に無線通信機器や携帯電話機を接続して、どこからでもインターネット通信が行われるようになってきている。

無線通信としては種々の周波数帯があり様々な利用形態があるが、無線局数として見た場合、その大半が携帯電話等に関連しており、利用者の極めて身近なところでの通信に使用されているのである。

したがって、携帯電話を主流とする現在の移動通信サービスでは、建物内のある程度の範囲までサービス提供をできるようにする必要があるのである。しかし、建物内への電波の侵入、あるいは建物内における階層を越えた伝搬では、その伝搬損失が大きい。特に使用する周波数として、従来は固定マイクロ波通信用として使用していた電波を移動通信でも使用するようになってきたことから、その伝搬特性を把握した上での方式設計等が不可欠である。また、ユビキタス社会においては、通信用電線の無い屋内通信も想定されているので、屋内における伝搬特性の把握も必要である。

以上のような状況のもとでは、電波伝搬の特性は従来の直接波と地上反射波の2波でその振る舞いを論じること(2波モデル)はできず、建物壁面、地形地物に加えて、建物内天井・床・什器類等による反射波、散乱波の合成された状態のマルチパス伝搬した多重波として扱う必要がある。

また、無線通信の最も基本となるアンテナについては、セルが小さくなっていることからアンテナを設置できる条件も制限があり、大掛かりなアンテナ構成は利用できず、経済的で簡単な構成のアンテナが必要になっている。

そこで本章では、マルチパス環境下における高域UHF帯における電波伝搬について検証するとともに、そのような環境下で使用するアンテナについて説明する。

そのために、2.2節ではマルチパス伝搬理論に関して、電界分布及び空間相関を論じ、その対策としてのダイバーシチ方式を説明する。

2.3節では移動系アンテナの特性について、アンテナ解析方法を説明し、その計算結果としてアレーアンテナの定数と指向特性の関連を論じるとともに、ダイポールアンテナに線条が近接した場合の特性を解析する。加えて、マルチパス環境下の基地局用アンテナについてその構成と特性を説明する。

2.4節ではモバイル機器等からの到来波偏波特性について、実測特性をもとにマルチパスの実態を明らかにする。

2.5節ではビル内における電波伝搬特性を、携帯情報機器等送信電波の到来波偏波特性として明確にするとともに、UHF伝搬距離特性の特徴を明らかにする。

2.6節は結びである。

2.2 マルチパス伝搬理論

2.2.1 マルチパス伝搬のモデル

移動通信や携帯型テレビを見る場合、移動通信基地局からの電波やTV送信所からの電波が直接受信できることは少なく、場所の依存性が非常に大きいものである。また、送信アンテナからの電波は大地の反射波や、周辺建物による散乱波や回折波が合成されて受信される場合が殆んどである。この場合、それぞれの電波の伝搬して来る経路は区々であるので、このような伝搬モードを多重波伝搬、あるいはマルチパス伝搬と呼んでいる。この模様を模式的に示したものを図2-1に示す。

自由空間を直接伝搬してきた電波に比して、各パスの電波は到来する角度が異なること、遅延があること、加えて受信点が移動している場合はドップラ効果により、周波数も推移することになる。すなわち、マルチパス伝搬後においては、時間領域、空間領域、周波数領域に対応する量の広がりを伴うことになり、これは信号の振幅や位相の時間的変動や、場所的な変化となって現れる。時間領域（周波数領域）の変動はフェージングと言われており、一方、空間領域における位置変化は定在波となって現れ、受信点の場所的な移動は時間的変化と類似な変化をすることになる。

このように電波の伝搬特性は、変動現象となって現れるため、その性質を表すためには統計的に把握し、現象を確率過程で表すモデルとして示すことになる。マイクロ波通信では直接波と大地反射波の2波を扱うモデルがよく使用されるが、移動通信等のマルチパス環境では複数の電波が合成された状態を表すレイリーフェージングモデルが用いられる。直接波が受信され、かつマルチパス伝搬の環境になる場合は、振幅分布が仲上ライス分布で近似されることから、仲上ライスフェージングモデルとして扱われている[4][5][13][14]。

(1) レイリーフェージングモデル

同一の送信点からの電波が図2-1に示されるような多数の散乱波、回折波となって受信

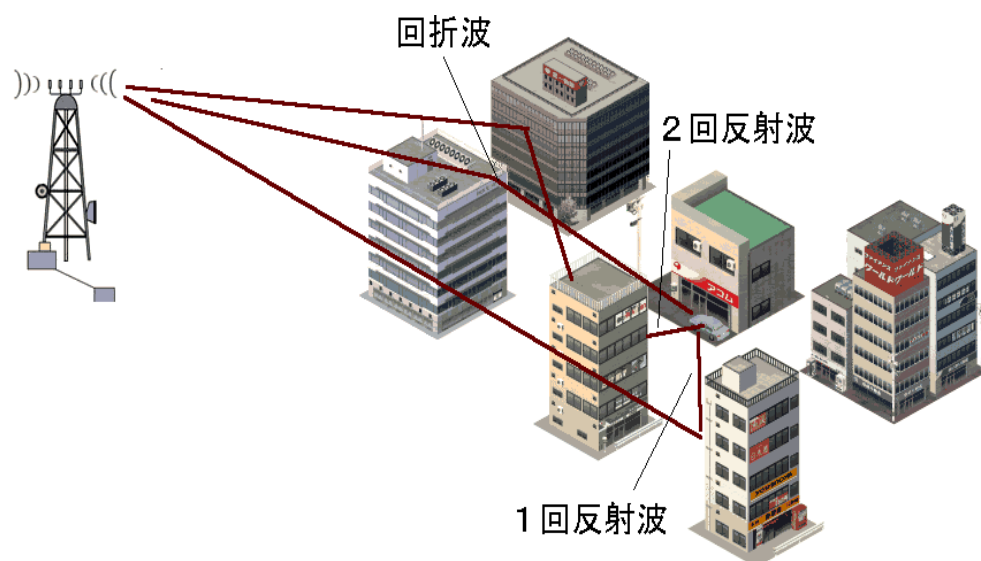


図 2-1 移動通信系の伝搬経路図

される環境にある場合、受信電界強度 $e(t)$ は次式で表せる[15]。

$$e(t) = \text{Re} \left[\sum_{n=1}^N r_n(t) \exp\{j(2\pi f_c t + \theta_n)\} \right] \quad (2-1)$$

ここで、受信点がこの環境の中を速度 v で移動するとした場合は

$$\theta_n = \frac{2\pi v t \cos \theta_n}{\lambda} + \theta_{n0} \quad (2-1a)$$

又、 N は合成される散乱波の数、 $f_c (=c/\lambda)$; c :光速)は搬送周波数、 r_n は素波 n の振幅、 θ_{n0} は初期位相、 θ_n は到来角度、 λ は波長であり、 $\text{Re}[\]$ は複素数の実数部である。

式(2-1)は形式的に

$$e(t) = r(t) \cos\{2\pi f_c t + \theta(t)\} \quad (2-2)$$

$$= x(t) \cos(2\pi f_c t) - y(t) \sin(2\pi f_c t) \quad (2-2a)$$

と表される。ここで

$$x = r \cos \theta, \quad y = r \sin \theta \quad (2-3)$$

N が十分大きいこと、到来角のランダム性により θ_n は異なる n に対して独立であることを考慮すると、 x, y の確率密度関数 f_x, f_y は平均値 0、標準偏差 σ の正規分布 $N(0, \sigma^2)$ となる。 x と y の変動は独立であるので、確率密度関数 $f_{xy}(x, y)$ は $f_x f_y$ の積となり、 r と θ の結合確率密度関数 $f_r(r, \theta)$ を求めると

$$f_r(r, \theta) = \frac{r}{2\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right) \quad (2-4)$$

となる。この式(2-4)から振幅 r 、位相 θ の確率密度関数 $f_r(r), f(\theta)$ はそれぞれ、

$$f_r(r) = \int_0^{2\pi} f_r(r, \theta) d\theta = \frac{r}{2\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right) \quad (\text{レイリー分布}) \quad (2-5)$$

$$f(\theta) = \int_0^\infty f_r(r, \theta) dr = \frac{1}{2\pi} \quad (\text{一様分布}) \quad (2-6)$$

となる。

振幅の分布がレイリー分布になることから、このような変動現象をレイリーフェージングと呼称している。式(2-5)(2-6)は、支配的な直接波が存在しない図2-1のような移動通信における電波伝搬特性の確率を表す式である。

(2) 仲上ライスフェージングモデル

送受信のアンテナ間が見通せる場合には、周辺建物等による散乱波、回折波に加えて、直接波が受信される。このような、定常波と多重波の合成された環境下での変動現象は仲上ライスフェージングと呼ばれ、見通しのある伝搬路でのフェージングモデルとして使用される[16]。この分布はレイリーフェージングを汎用化できるモデルで、その概

念を図2-2に示す。

すなわち、振幅 a の直接波に、 r のレイリー分布をする多重波が合成された場合の特性を表すことになる。レイリー分布との違いは定常波成分の振幅 a だけずれた特性であり、定常波の強さが0であれば、レイリー分布になる。

x 成分が振幅 a ずれているので

$$f_x = N(a, \sigma)$$

$$f_x(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{(x-a)^2}{2\sigma^2}\right) \quad (2-7)$$

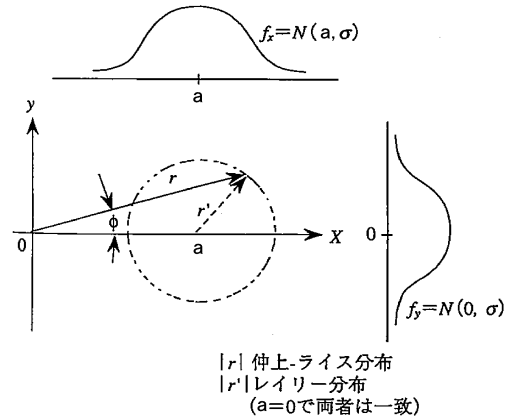


図2-2 仲上ライスフェージング環境

この場合の r と ϕ の結合確率密度関数 $f_r(r, \phi)$ は

$$f_r(r, \phi) = \frac{r}{2\sigma^2} \exp\left(-\frac{a^2 - 2ar\cos\phi + r^2}{2\sigma^2}\right) \quad (2-8)$$

となり、振幅 r 、位相 ϕ の確率密度関数 $f_r(r), f(\phi)$ はそれぞれ、

$$f_r(r) = \int_0^{2\pi} f_r(r, \phi) d\phi = \frac{r}{2\sigma^2} \exp\left(-\frac{a^2 + r^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{ar}{\sigma^2}\right) \quad (2-9)$$

$$f(\phi) = \int_0^\infty f_r(r, \phi) dr = \frac{1}{2}$$

$$= \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{a^2}{2\sigma^2}\right) \left[1 + \sqrt{\frac{a^2 \cos^2 \phi}{2\sigma^2}} \exp\left(\frac{a^2 \cos^2 \phi}{2\sigma^2}\right) \{1 + \operatorname{erf}\left(\frac{a \cos \phi}{\sqrt{2}\sigma}\right)\}\right] \quad (2-10)$$

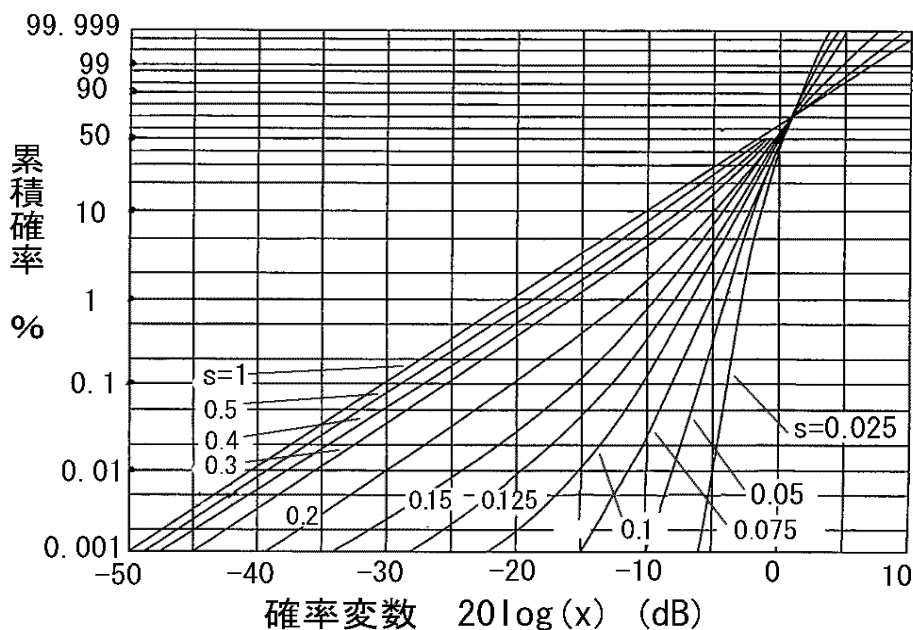


図2-3 仲上ライス分布累積確率特性 ($s=1$ の場合はレイリー分布) [17]

となる。ここで、 J_0 は第1種変形ベッセル関数である。

仲上ライス分布を図2-3に示す。ここで、 s は直接波と多重波の振幅の割合を示し、 $s=1$ の場合は直接波が無い場合で、この時の特性がレイリー分布に成る。

2.2.2 マルチパス伝搬における空間相関

複素空間相関 $r_r(x)$ は位置の変位による散乱波の位相変化を考慮して、角度空間上でプロファイルで重み付け積分して求められる[18]。

$$r_r(x) = \frac{\int_0^{2\pi} \exp(-jkx \cos \theta) s(\theta) \exp\{jkx \cos(\theta - \theta_0)\} d\theta}{P_r} \quad (2-11)$$

ここで $s(\theta)$ は散乱波のプロファイルで

$$h(x, t) = \sum_{i=1}^N r_i(t) \delta(x - x_i) \quad (2-12)$$

$$s(\theta) = \langle h^*(\theta) \cdot h(\theta) \rangle \quad (2-13)$$

$h(\theta)$ はマルチパス伝搬路のインパルス応答で、個々のパス i (散乱波 i) の位相量を ϕ_i 、搬送周波数における複素振幅を r_i 、 $\delta(\cdot)$ はデルタ関数である。 $\langle \cdot \rangle$ は空間での平均値を、また $*$ は共役を意味する。また、

$$P_r = \int_0^{2\pi} s(\theta) d\theta \quad (2-14)$$

は散乱波の合成電力を表す。

ここで、空間相関を求めるための位置関係外面図を図2-4に示す。図において x 軸を基準軸として直接波がある場合にはこの方向を想定し、 θ_0 は基準軸からの空間移動方向の角度を、マルチパス波 $s(\theta)$ は原点方向に集まると考える。また、 k は搬送波の波数 ($2\pi/\lambda$) である。

(1) レイリーフェージング環境 (一様分布)

移動通信のレイリーフェージング環境において、角度プロファイルが一様分布とした場合 そのプロファイル $s(\theta)$ は

$$s(\theta) = \frac{P_r}{2\pi} \quad (2-15)$$

である。複素空間相関を式(2-11)から求めると

$$A(x) = |J_0(kx)|^2 \quad (2-16)$$

となる。 $J_0(\cdot)$ は0次ベッセル関数である。

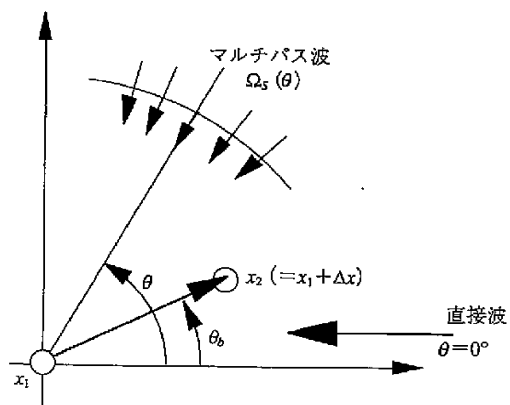


図2-4 空間相関計算に関する座標系

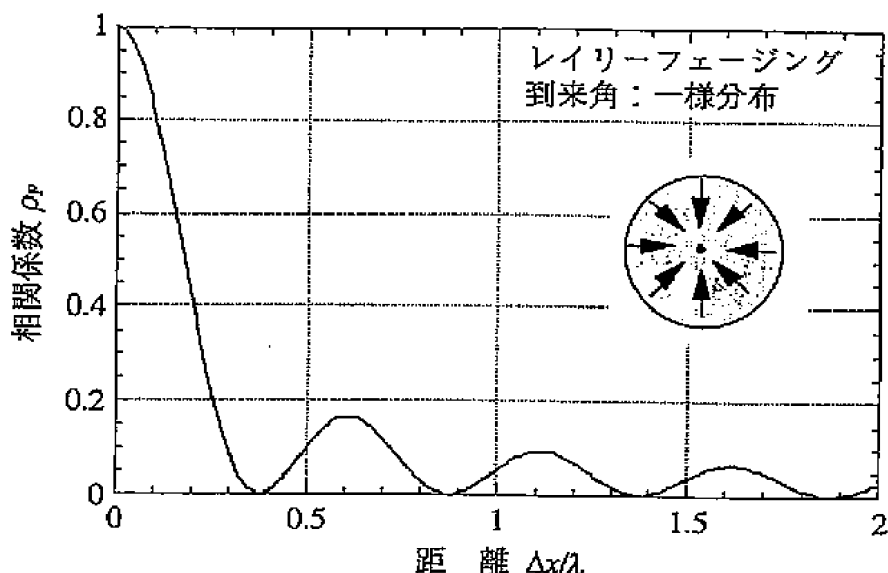


図2-5 レイリーフェージングの空間相関特性（角度プロファイルは一様分布）

この特性が図2-5で、散乱波が360°にわたり一様分布であるとみなせる場合には、相関係数が0.5以下になるのは距離が0.18波長となり、半波長に比して短いことが分かる。この分布は移動端末機の使用環境を表すモデルになる。

(2) レイリーフェージング環境（正規分布）

レイリーフェージング環境の角度プロファイルが一様分布ではなく、ある角度方向を中心に正規分布とした場合は、相関係数に差異が表れる。

そのプロファイル $s(\theta)$ は

$$s(\theta) = \frac{P_R}{2\sigma^2} \exp\left\{-\frac{(\theta - \theta_0)^2}{2\sigma^2}\right\} \quad (2-17)$$

となる。複素空間相関は

$$A(\Delta x) = \exp\left[-\left\{k \Delta x \sin(\theta_0 - \theta_b)\right\}^2\right] \quad (2-18)$$

となり、その特性を図2-6に示す。図2-6は到来する方向 $(\theta_0 - \theta_b)$ が90°であるとした場合であるが、広がりを5°の場合でも、相関係数が0.5以下になるためには、2波長以上離れなければならないことになる。すなわち、一様分布でなく、ある方向で正規分布しているとすると、相関を少なくするためには、前項の場合に比して1桁以上の離隔が必要になることを表している。

(3) 仰角フェージング環境

平均多重波電力と直接波電力の比を $s^2 (=P_R/P_D)$ として、一様分布であるとした場合は

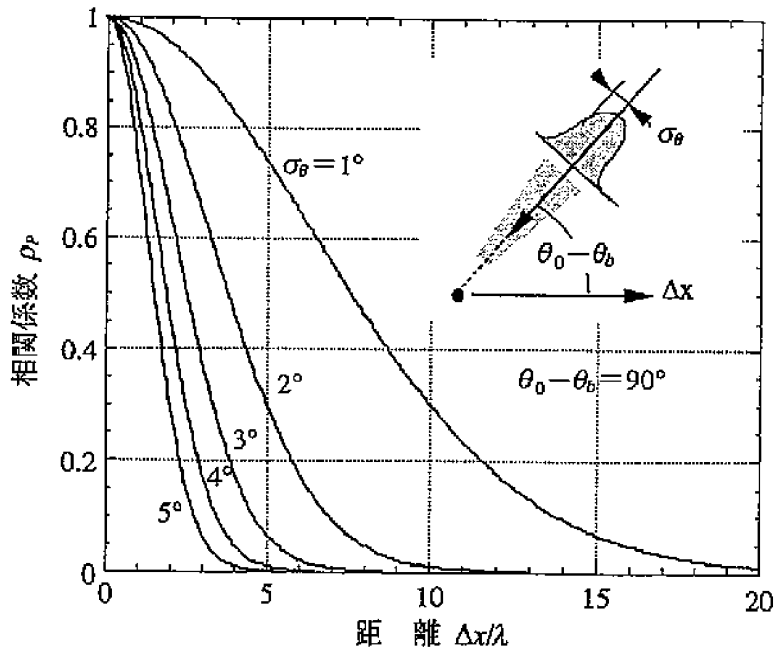


図2-6 レイリーフェージングの空間相関特性（一部方向の正規分布）

$$\rho_r(\Delta x) = \frac{2J_0(k \Delta x) \cos(k \Delta x \cos \theta_b) + S^2 |J_0(k \Delta x)|^2}{2 + S^2} \quad (2-19)$$

となり、その傾向を示したグラフが図2-7で、太線は直接波方向が直角な方向、細線が直接波と同方向の場合を示している。図2-2に近い特性ではあるが、相関係数が0.5以下となる間隔は同方向で0.14、直交方向で0.24となり、その方向により差異が出ることがわかる[19]。

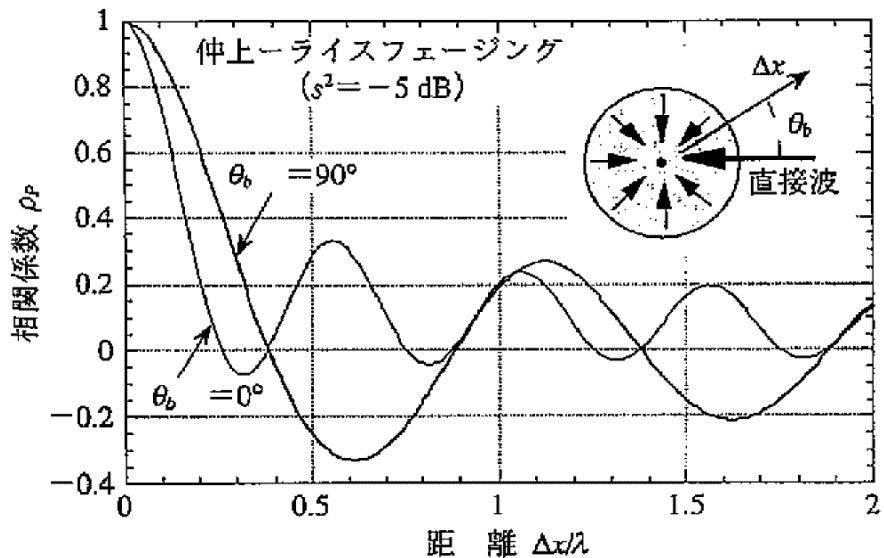


図2-7 仲上ライスフェージングの空間相関特性

2.2.3 ダイバーシチ方式

マルチパス伝搬路においては前述のとおり、受信される電波はランダムな変動をする。この変動による通信品質等の劣化を軽減するために、2系統以上の受信（送信）系を組み合わせるダイバーシチ方式がよく用いられる[20]。

この複数の系統として、空間的位置の差異による方法、直交する偏波を用いる方法、アンテナの角度差を活用する方法がある。また、到来する時間差を活用して安定化を図る方法もある。

マイクロ波を用いた通信ではアンテナ指向特性の角度差を利用する方法もあるが、移動通信等ではアンテナの位置を異ならせて受信する方法が一般的である。本研究では、偏波の差を活用する方法が有効であることを2.4節以降で示すものである。

ところで、複数の受信系に対して合成受信する方法としては、選択合成、等利得合成、及び最大比合成の各方法が基本的な方法である[21]。各方法の概念的な構成を示したものが図2-8である。

選択合成方法では複数のフェージング波の中で最も包絡線電力の高いもののみを受信を受信する方法である。

等利得合成法は、各フェージング波の位相を同相に合わせるとともに、重み付けとして各波で等しく合成させる方法である。

最大比合成法は、CNRが低いフェージング波は寄与を少なくし、包絡線電力の大きな波は大きく寄与させて合成させる方法で、フェージング波の包絡線電力に比例した重み付けをしており、この方法がCNRが最大になる。

レイリーフェージング環境下におけるダイバーシチ受信後のCNRの比較を以下で行

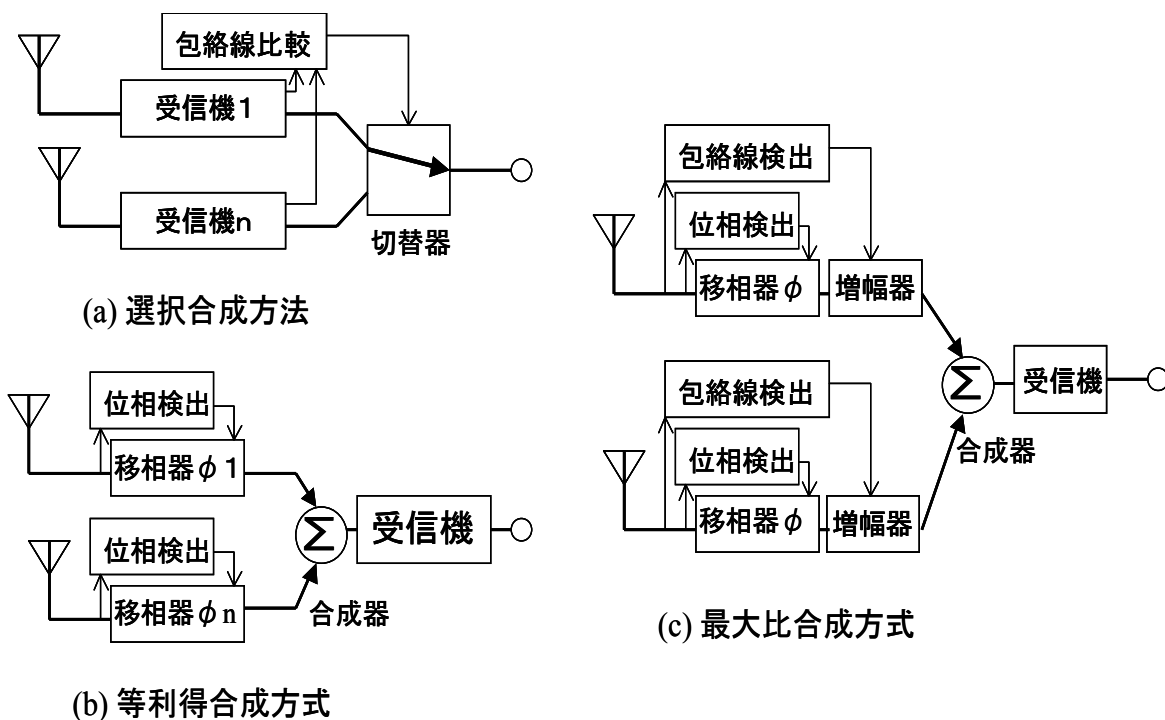


図2-8 合成受信方式概念図

う。

各受信系の雑音電力が等しく N であるとする。 m 番目 ($m=1, 2, \dots, M$) の受信波包絡線が R_m のときの CNR_m は次式となる。

$$CNR_m = \frac{R_m^2}{2N} \quad (2-20)$$

(1) 選択合成方法

M 個の受信系のうちで最大の CNR となる受信系が選択されるので、合成受信後の CNR は

$$CNR = \max(CNR_1, CNR_2, \dots, CNR_M) \quad \text{選択} \quad (2-21)$$

(2) 等利得合成法

複数の受信波の位相が同一になっているので合成受信後の包絡線電圧は $\sum_{m=1}^M R_m$ となる。一方、雑音は各受信系で独立であるので、合成後の雑音電力は電力合成されて M 倍となり、 $M \cdot N$ となる。したがって CNR は

$$CNR = \frac{1}{M} \left(\sum_{m=1}^M \frac{R_m}{\sqrt{2N}} \right)^2 = \frac{\left(\sum_{m=1}^M R_m \right)^2}{M \cdot 2N} \quad \text{等利得} \quad (2-22)$$

(3) 最大比合成法

複数受信波の位相は同一で、包絡線の大きさに比例して重み付けされるため、合成後の包絡線電力は $\sum_{m=1}^M R_m^2$ となる。これに対して、合成後の雑音電力は $N \cdot \sum_{m=1}^M R_m^2$ CNR は

$$CNR = \frac{\sum_{m=1}^M R_m^2}{N \cdot \sum_{m=1}^M R_m^2} = \frac{1}{N} \quad \text{最大比} \quad (2-23)$$

レイリーフェージング環境下における CNR の累積分布関数は P_r は、

$$P_r [x] = \begin{cases} (1 - e^{-x/b_0})^M & \text{選択} \\ 1 - e^{-x/b_0} \sum_{m=0}^{M-1} \frac{(x/b_0)^m}{m!} & \text{最大比} \end{cases} \quad (2-24)$$

[20]

ここで、 b_0 は単一受信の平均 CNR であり、 b_0 を単一受信での平均受信電力とすると $b_0 = N$ である。

これらの式を元に、累積分布の計算例を図 2-9 に示す。受信系の数を増やせば、合成受信により大きく改善できることがわかる。また、受信系数が同じである時、最大比合成受信が改善の効果が高い。

一般的な 2 系統の受信系の場合では、累積確率が 1% 以下となる確率は、単一受信で

は -20dB、であるのに対して、選択合成受信の場合では、-10dB、等利得合成受信の場合では - 9 dB、最大比合成受信では -8.3dB である。

2 系統の受信系では、選択合成受信と最大比合成受信での差は約 2 dB である。最大比合成受信のほうが効果は高いが、構成を簡単にするためには選択合成受信でも相当の効果があることがわかる。

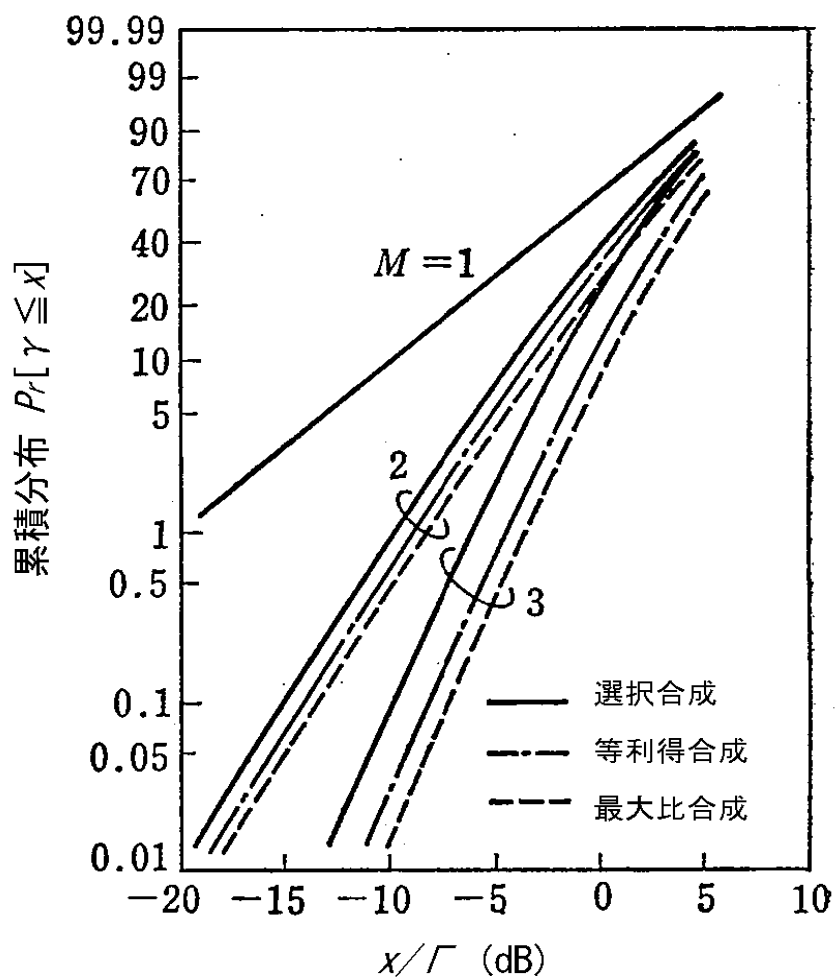


図2-9 ダイバーシチ方式による CNR 累積分布 [13]

2.3 移動系アンテナの特性と構成

2.3.1 アンテナ解析方法

アンテナの研究を行う場合、想定した構造においてそのアンテナ特性がどのようになるかを正確に把握できることが非常に重要である。種々の解析方法があるが、パソコン等の処理能力が飛躍的に向上したことから、手元でも各種アンテナ特性の検討が簡単にできるようになってきた。ここでは、それら計算方法のうちモーメント法と有限差分時間領域法について基本的な特徴を述べる[6][22]。

(1) モーメント法

アンテナに流れる電流分布について、アンテナを構成する導線を微小な線分に分割し、その線分に流れる電流を展開関数と未定定数との積で表現し、重み関数を掛け積分して、積分方程式を微小線分電流の未知数とする連立1次方程式として解を求める方法である[23][24]。

導体素子の半径方向は波長に比し十分小さく、電流はすべてアンテナの軸方向に流れ、素子端では電流がゼロになると仮定する。この状況を展開関数、重み関数の関係も含めて、図2-10に示す。

素子上の点 z における電流 $I(z)$ を次式とする。

$$I(z) = \sum_{i=1}^M I_i T_i(z) \quad (2-25)$$

ここで \hat{z} はアンテナ軸方向の単位ベクトル、係数 I_i は境界条件で決まる複素電流である。 $T_i(z)$ は展開関数を \sin 関数とした場合、

$$T_i(z) = \begin{cases} \frac{\sin k(l_i - |z - z_i|)}{\sin k l_i} & z_{i-1} < z < z_{i+1} \\ 0 & \text{その他の点} \end{cases} \quad (2-26)$$

ここで、 z が z_i と z_{i-1} の間にあるときは

$l_i = z_i - z_{i-1}$ であり、 $k = 2\pi/\lambda$ で、 M は展開関数の総数である。

この境界問題における積分・微分方程式はマックスウェルの方程式から、

$$\mathbf{E}^s = -j \mathbf{A} \quad (2-27)$$

$$\mathbf{A} = \frac{\mu}{4\pi R} \int_s \mathbf{J} \frac{e^{-jkr}}{R} ds \quad (2-28)$$

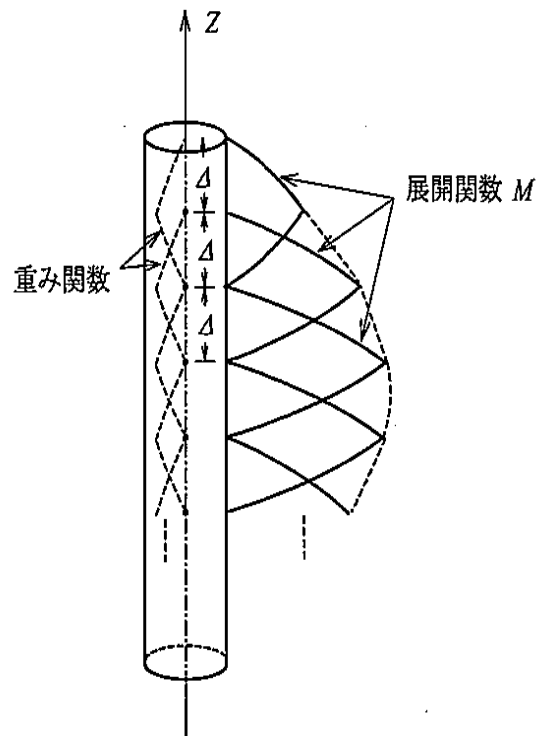


図2-10 微小区間の展開関数と重み関数

$$= \frac{1}{4} \int_s \frac{e^{-jkr}}{R} ds \quad (2-29)$$

$$= \frac{-1}{j} \cdot \mathbf{J} \quad (2-30)$$

ここで、散乱電界 \mathbf{E}^s は導体上の電流電荷により生じる電界、 \mathbf{A} はベクトルポテンシャル、 ϕ はスカラーポテンシャル、 \mathbf{J} は電流密度、 ρ は電荷密度、 k は角周波数、 μ 、 ϵ は媒質の誘電率と透磁率である。

境界条件 $\mathbf{n} \times \mathbf{E}^s = 0$ より各導体表面では、

$$\mathbf{n} \times \mathbf{E}^s = -\mathbf{n} \times \mathbf{E}^i \quad (2-31)$$

電流密度 \mathbf{J} によって生じる電界 \mathbf{E}^i を線形微積分演算子 L を用いて

$$\mathbf{E}^s = -L(\mathbf{J}) = \mathbf{E}^i \quad (2-32)$$

ここで、未知関数である電流 \mathbf{J} を N 個の展開関数列 \mathbf{F}_n で展開すると、

$$\mathbf{J} = \sum_{n=1}^N I_n \mathbf{F}_n \quad (2-33)$$

$$\sum_{n=1}^N I_n L(\mathbf{F}_n) = \mathbf{E}^i \quad (2-34)$$

適当な重み関数 \mathbf{W}_m との内積を計算すると、

$$\sum_{n=1}^N I_n \langle \mathbf{W}_m, L(\mathbf{F}_n) \rangle = \langle \mathbf{W}_m, \mathbf{E}^i \rangle \quad (2-35)$$

$(m=1, 2, \dots, N)$

行列形式で記述すると、

$$\begin{bmatrix} \langle \mathbf{W}_1, L(\mathbf{F}_1) \rangle & \langle \mathbf{W}_1, L(\mathbf{F}_2) \rangle & \cdots & \langle \mathbf{W}_1, L(\mathbf{F}_N) \rangle \\ \langle \mathbf{W}_2, L(\mathbf{F}_1) \rangle & \langle \mathbf{W}_2, L(\mathbf{F}_2) \rangle & \cdots & \langle \mathbf{W}_2, L(\mathbf{F}_N) \rangle \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \langle \mathbf{W}_N, L(\mathbf{F}_1) \rangle & \langle \mathbf{W}_N, L(\mathbf{F}_2) \rangle & \cdots & \langle \mathbf{W}_N, L(\mathbf{F}_N) \rangle \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \vdots \\ I_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \langle \mathbf{W}_1, \mathbf{E}^i \rangle \\ \langle \mathbf{W}_2, \mathbf{E}^i \rangle \\ \vdots \\ \langle \mathbf{W}_N, \mathbf{E}^i \rangle \end{bmatrix} \quad (2-36)$$

となり、これを

$$[\mathbf{Z}_{mn}][\mathbf{I}_n] = [\mathbf{V}_m] \quad (2-37)$$

とおく。

ここで、 $[\mathbf{Z}_{mn}]$ はアンテナの幾何学的形状により定まり、 $[\mathbf{V}_m]$ は給電電圧や接続負荷により決まるので、電流分布 $[\mathbf{I}_n]$ が求められることになる[13]。

モーメント法は基本的には導体の表面電流を求める方法であるため、誘電体の解析では非常に複雑処理が必要になる。しかし、線条アンテナの検討では非常に簡単に解を求

めれること、スパイラルアンテナ等曲線で構成されたアンテナに関するメモリサイズが大きくなり、解析に適応させることができる等優位な点も多い。

(2) 有限差分時間領域法

解析する空間を細かく区域化し、各区域の格子点における電界、磁界についてマックスウェル方程式を離散時間上で差分近似して計算する方法である。この方法は一般的にはFDTD法と略称されている。(Finite Difference Time Domain Method) [25][26] マックスウェルの微分方程式は

$$\nabla \times H(r, t) = J(r, t) + \frac{D(r, t)}{t} \quad (2-38)$$

この式に、 $D = \epsilon E$, $J = \sigma E$ を代入すると

$$\frac{E}{t} = -\nabla \times H + \frac{1}{t} \nabla \times H \quad (2-39)$$

となる。電磁界のある一つの成分を仮に F とすると、空間についての中心差分は

$$\frac{F}{x} = \frac{F(x + \frac{x}{2}, x, y, z, t) - F(x - \frac{x}{2}, x, y, z, t)}{x} \quad (2-40)$$

で与えられる。解析領域を微小区域に分割し、時間も離散化した場合、点 (x, y, z, t) を

$$(x, y, z, t) = (i \Delta x, j \Delta y, k \Delta z, n \Delta t) \quad (2-41)$$

のように割り当て、次のように記述する。

$$F(i \Delta x, j \Delta y, k \Delta z, n \Delta t) = F^n(i, j, k) \quad (2-42)$$

式(2-39)左辺における電界の時間に関する微分は、電界の存在する時刻が

$t = (n-1)\Delta t, n\Delta t, (n+1)\Delta t, \dots$ であることから、

$t = (n-1/2)\Delta t$ で行うことになる。式(2-42)の表記方法で電界と磁界の微分は

$$\frac{E}{t} \Big|_{t=(n-1/2)\Delta t} = \frac{E^n - E^{n-1}}{\Delta t} \quad (2-43)$$

となる。

式(2-43)、(2-39)から、

$$\frac{E^n - E^{n-1}}{\Delta t} = -\nabla \times H^{n-1/2} + \frac{1}{\Delta t} \nabla \times H^{n-1/2} \quad (2-44)$$

$E^{n-1/2}$ を

$$E^{n-1/2} = \frac{E^{n-1} + E^n}{2} \quad (2-45)$$

と近似して式(2-45)を E^n について解くと

$$E^n = \frac{1 - \frac{t}{2}}{1 + \frac{t}{2}} E^{n-1} + \frac{\frac{t}{2}}{1 + \frac{t}{2}} \times H^{n-1/2} \quad (2-46)$$

となる。

一方磁界についても同様に

$$H^{n+1/2} = H^{n-1/2} - \frac{t}{\mu} \times E^n \quad (2-47)$$

となる。

式(2-46), (2-47)から、FDTD法では $t=(n-1) t$ の電界 E^{n-1} と $t=(n-1/2) t$ の磁界 $H^{n-1/2}$ とから、次の半ステップ後の電界 E^n が計算され、更にこの電界 E^n と磁界 $H^{n-1/2}$ とから次の半ステップ後の磁界 $H^{n+1/2}$ が計算されるのである。この単位区域と電磁界の関係を図2-11に示す[13]。

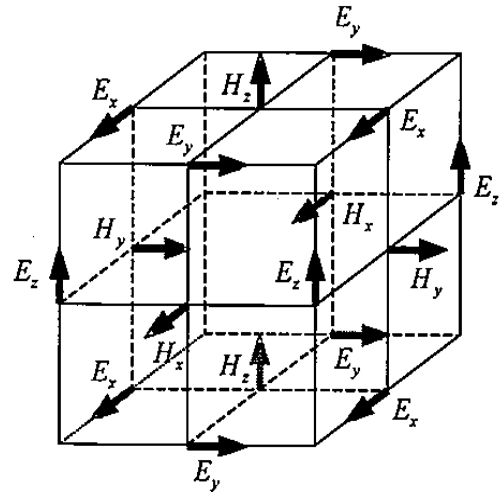


図2-11 単位区域と電磁界の配置

FDTD法は、解析領域を適当なメッシュ構造でセル化すればよいことから、複雑な構造や不均一な媒質の解析にも対応できること、非線形な回路素子も取り込めること、回路のレスポンスは広帯域性を有すること、解析領域を小さなメッシュ構造で計算させるので、視覚的に把握できる等、多くの特徴を備えている解析手法である。

2.3.2 アンテナ特性の計算

2.3.2.1 アレーアンテナ

アンテナの指向特性を狭めてその方向の利得を高める方法の一つが、素子アレーにする方法である。アレーアンテナでは、給電電力を分割して複数の放射素子に同時に励振するが、この時の放射素子の間隔、給電位相により、その指向特性が種々異なった特性になる。

一般にアレーアンテナでは素子間隔 d は等間隔に配置されるが、その個数を N とし、アンテナ素子の振幅を I_n ,

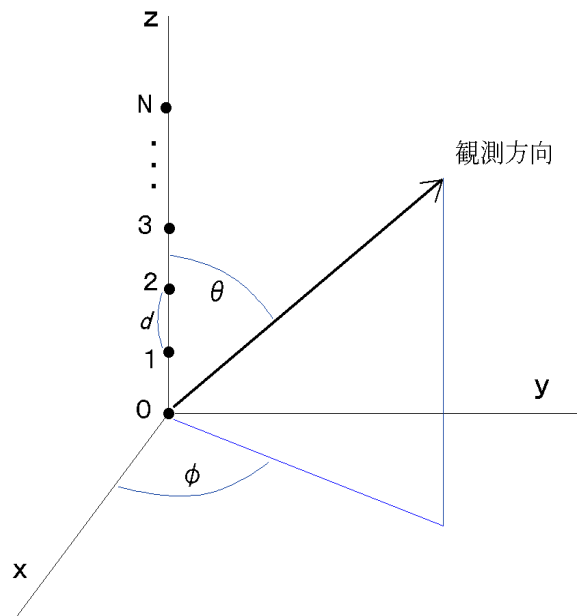


図2-12 アレーアンテナの座標

位相を θ_n で励振した場合の、図2-12のアンテナ座標系における放射指向特性 $F(\theta, \phi)$ は次式で示される[27]。

$$F(\theta, \phi) = g(\theta, \phi) \sum_{n=0}^{N-1} I_n \exp(j\theta_n + jnk d \cos \theta) \quad (2-48)$$

$k=2\pi/\lambda$

ここで、 $g(\theta, \phi)$ は素子単体の指向特性であり、他の成分はアレーファクタと言われている。

等方向波源に対する利得 $G(\theta, \phi)$ は

$$G(\theta, \phi) = \frac{4\pi \int_0^{2\pi} \int_0^\pi F(\theta, \phi) \sin \theta d\theta d\phi}{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi F(\theta, \phi) \sin \theta d\theta d\phi} \quad (2-49)$$

となる。

移動通信の基地局アンテナでは、一般的に垂直偏波を用い、水平面内は広い範囲を対象にさせるため、無指向特性(オムニ特性)にすることが多い。利得を確保するために、図2-13に示すように垂直軸に放射素子を多段配置するコリニアアンテナの構成にし、垂直面内の指向特性を先鋭にすることが行われる。

指向特性 $F_d(\theta)$ は、放射素子の指向特性を $g_d(\theta)$ 、素子数 N 、素子間隔 d とすると、式(2-48)から

$$F_d(\theta) = g_d(\theta) \sum_{n=0}^{N-1} I_n \exp(jnk d \cos \theta) \quad (2-50)$$

となる。この特性に関して、ダイポールで計算した特性例を次に示す。

(1) コリニアアンテナ放射特性

アンテナの利得を向上させるため、素子配置の段数を多くすることがよく行われるが、この場合、素子数が多くなれば垂直面内の指向特性が先鋭になる。この模様をモーメント法で計算させたものを図2-14に示す。放射素子としては一般的に半波長ダイポールか、それと同等な特性の素子が用いられるので、ここでは放射素子として半波長ダイポールを用い、素子が単独の場合、2段、4段、6段と増加させた場合の垂直面内の放射指向特性を表している。

ここで半径方向軸はアンテナ利得を表しており、等方性波源に対する比で絶対利得である。なお、2段以上の場合の素子間隔は0.8波長であり、素子間給電線の損失は含めていないこと、各素子には同一電力、同一位相で給電した場合の特性である。

すなわち、半波長ダイポールの単独特性は図2-14の点線で示すように、指向特性が単純8の字特性であるが、素子数を増加させると90°方向及び270°方向への放射ローブが先鋭になり、アンテナ利得も高くなる。6素子の場合には図2-14の実線で示すよう

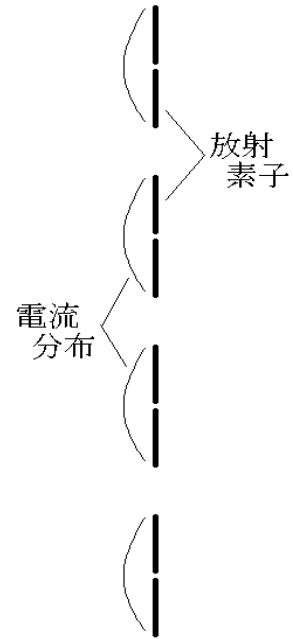


図2-13 コリニアアレー概念図

に、半波長ダイポール単独の場合に比して利得としては、7.7dB 増加している。

(2) 給電位相差特性

コリニアアンテナでは、一般的には水平方向の利得を向上させるために図2-14 に示すような特性で用いるが、この場合は放射素子に対しては同相で給電させる。

一方、放射素子への給電において位相差を付けた場合には、放射方向が傾斜することになる。式(2-48)の n おいて

$$\beta_n = (n-1)d \sin \theta \quad (2-51)$$

の位相差をつけると、主ローブは θ の傾斜(チルト)を有する特性となる。ここで、 d は素子間隔、 λ は波長である。

コリニアアンテナにおけるチルト特性について、同様にモーメント法で計算させた例を図2-15に示す。ここではチルトの傾向を表しやすくするため、放射素子は6段の垂直配置で、その素子間隔は0.8 λ の場合である。式(2-51)による計算上のチルト角として8°の場合を破線で、16°の場合を1点鎖線で、24°の場合を点線で各特性を示している。(チルトのない場合を実線で表示)

この特性では、0°方向軸(z軸)に対して左右対称な特性になっており、これは立体的にはz軸を回転対象軸とした傘特性である。チルト角を大きくした場合、大きなサイドローブが上方向に現れ、目的とする方向の利得は若干低下している。

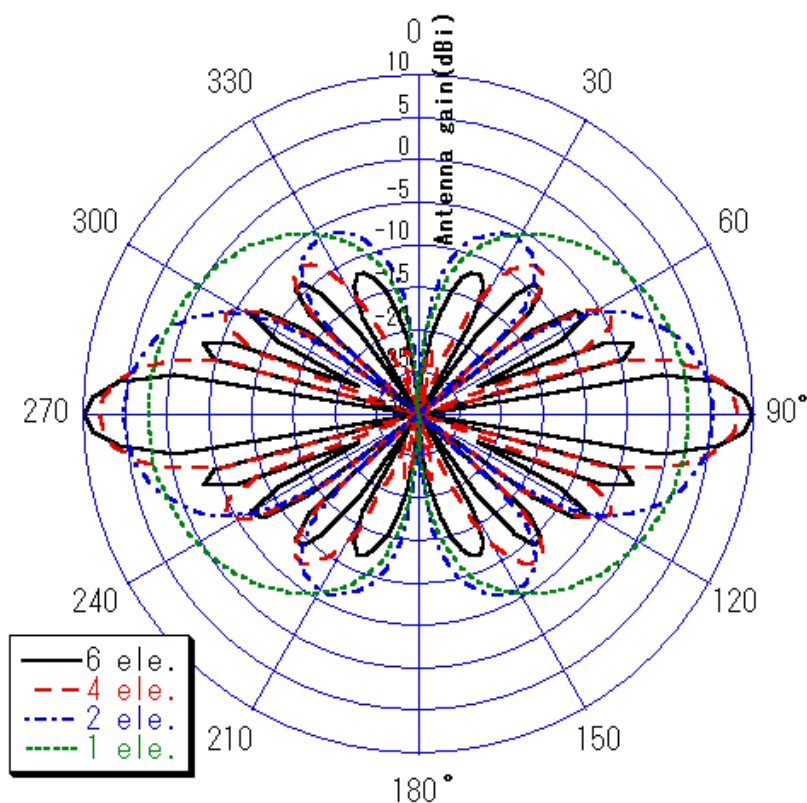


図2-14 放射素子数による垂直面内放射指向特性

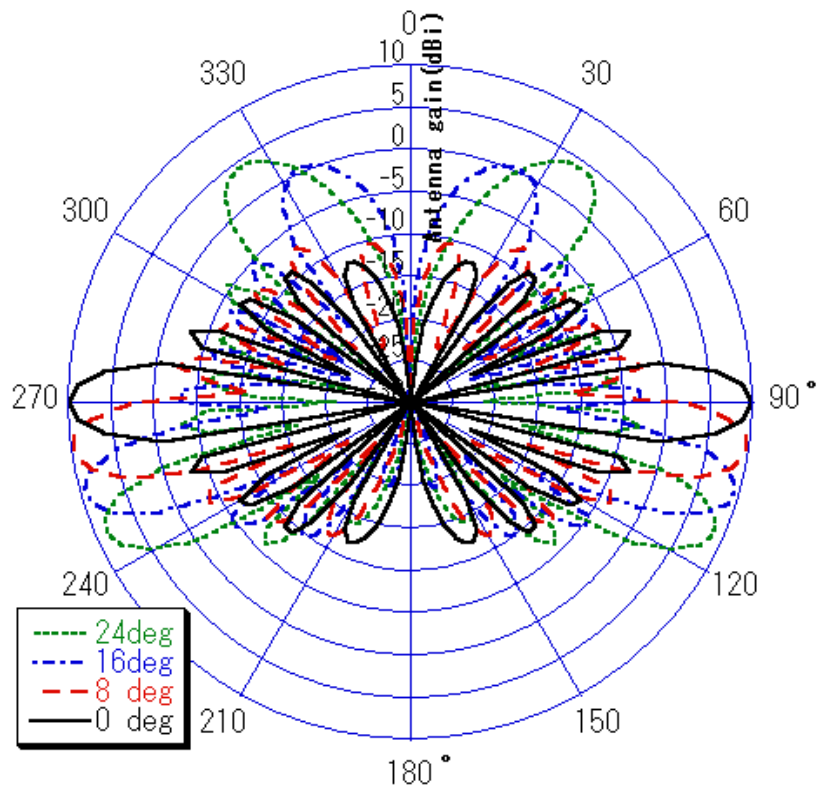


図2-15 放射素子への給電位相差による垂直面内放射指向特性

チルト特性を有するアンテナは、マルチパス環境下における基地局アンテナとして、遠方移動端末からの干渉波を抑制させる場合によく用いられる。PHS方式等のストリートマイクロセル構成の基地局アンテナの場合には、アンテナ構成を簡単にするため、アンテナは棒状の構成にさせるが、その内部における素子への給電回路で遅延時間差を持たせて、所要の傾きにさせている。携帯電話基地局用のアンテナでは、アンテナとしては指向性アンテナであるが、同様のチルト特性を持たせるようにしてあり、対象セルの範囲に応じてアンテナ外部にあるケーブル長を調整してチルト角を設定するようにしている。

(3) 反射板付きアレーアンテナ特性

前項ではアレーアンテナを鉛直方向に置いた場合の特性で、放射素子としては半波長ダイポールを多段配置しているため、水平面内での指向特性は無指向特性（オムニ特性）になる。これに対し、指向性を有する放射素子を多段配置した場合のアレーアンテナの特性を考える。

ここでは半波長ダイポールの背面に反射板を近接配置したものをアンテナ素子として、それを多段に配置した場合の特性を求めてみる。この概念図を図2-16に示す。この場合、各放射素子への励振移相は(2)項の場合と同様に、式(2-51)よることにして、傾斜角 12° の計算結果を図2-17に示す。この特性では、図2-16の実線で示す片側のアンテナアレーに給電し、アンテナを斜め 12° 方向に傾けた場合に対する、垂直面内の指向特性を図2-17(a)に、水平面内の指向特性を図2-17(b)に示している。各放射素子への励振移相を所定

値にすることにより、垂直面内における目的とする方向への指向特性を持たせることができる。水平面特性は図2-17(b)のとおりで、単方向性になっていることが分る。なお、後方(180°方向)への放射が少なくなっているが、これは0°方向への放射が最大になるように励振位相を合わせるので、180°方向については各アンテナ素子の後方放射分が同相にはならず、逆相合成となる成分もあり、打ち消される成分があるためである。その分、斜め上方(24°方向)への放射ローブが顕在化している。

このアレーを図2-16の点線で示す位置にも配置し、放射方向を逆の傾斜角となるように移相設定すれば、棒状アンテナを傾けても水平面内を放射方向とするアンテナにすることができる。また、傾斜地にアンテナを設置する場

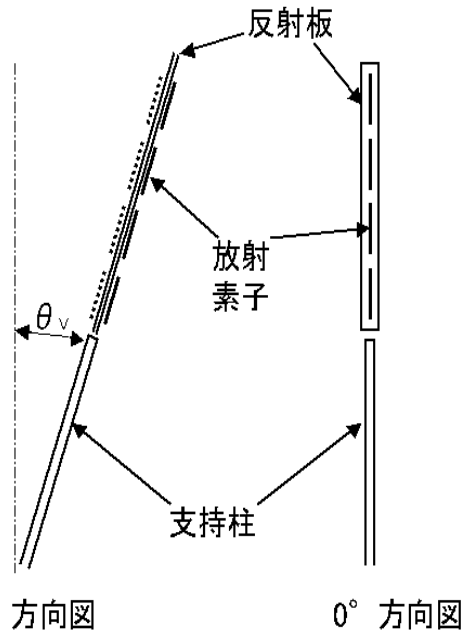


図 2-16 反射板付きアレーのモデル

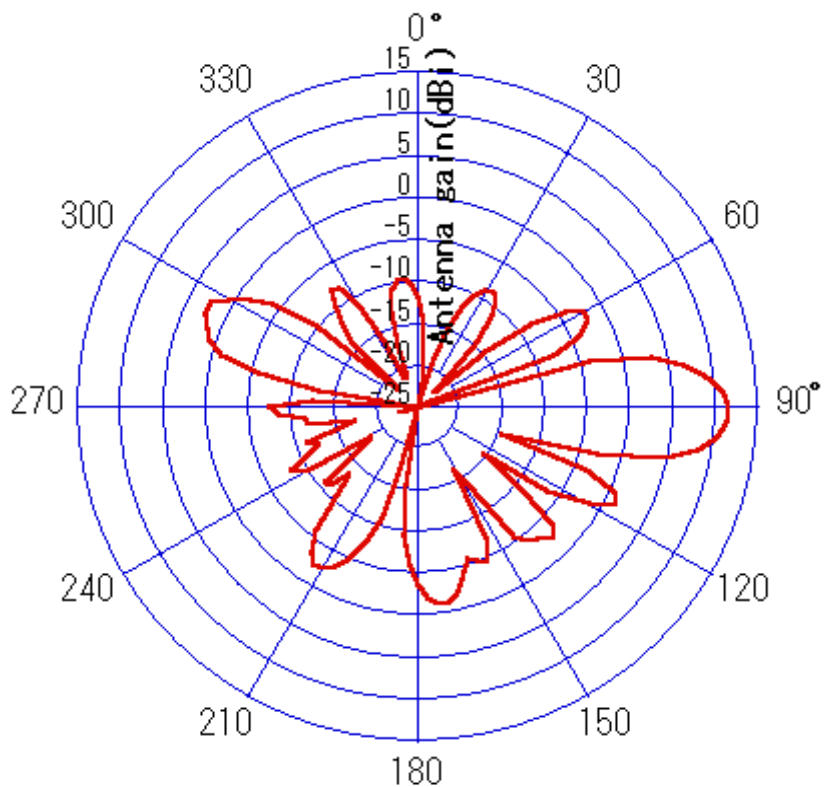


図 2-17(a) 反射板付きアレーアンテナ指向特性(垂直面)

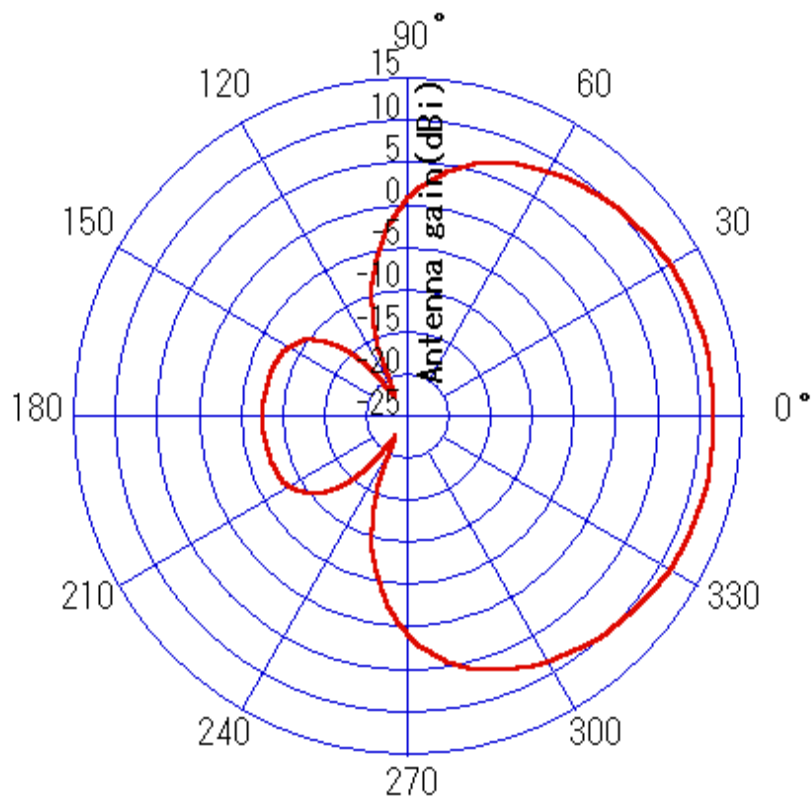


図 2-17(b) 反射板付きアレーアンテナ指向特性(水平面)

合には、その地面傾斜角度に合わせた放射特性を有するアンテナにすれば、アンテナは鉛直軸方向に設置して、電波を傾斜地に沿って放射できることになる

2.3.2.2 近接線条の影響

放射素子に近接して金属線があれば、アンテナの放射指向特性に影響する。半波長ダイポールの前 1/4 波長のところに半波長より短い導体があれば、導波器として機能し、後 1/4 波長のところに半波長より長い導体があれば反射器になり、これが八木宇田アンテナである。モーメント法によりこの特性は簡単に求められる。

ところで、テレビ放送受信用のアンテナを考慮した場合、半波長ダイポールは非常に簡素な構成で利用し易いアンテナである。例えば自動車内で UHF テレビ受信を考慮した場合、リアウインドウにアンテナ素子を貼付する方法も考えられる。この場合、リアウインドウには除霜用の熱線が埋め込まれているので、その影響は大きい。

この影響を計算で求めるため、そのモデルを図 2-18 に示す。半波長ダイポールの斜め上方 (45° 方向) に近接して波長の 10 倍の長さの細長い線条ループがある場合を想定し、この場合について、1/4 波長斜め下方に 1/2 波長の 1.3 倍の長さの線を付加した時の垂直面内の放射指向特性計算結果を図 2-19 に示す。

半波長ダイポールのみの場合には図 2-19 の点線で示すように、垂直面内放射指向特性は円になる。これに対して、図 2-18 のように近接して線条がある場合はその影響で、その方向の利得は低下し (図では 45° 方向)、反対側の利得が増加する (図では 225° 方向)。

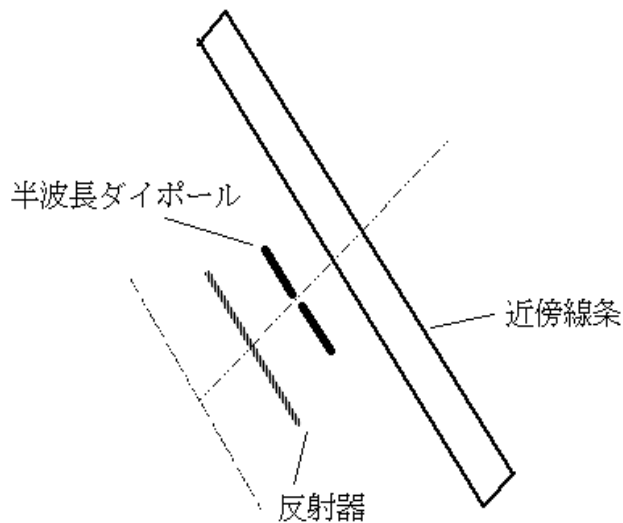


図2-18 ダイポール近傍線条のモデル

この傾向が図2-19の1点鎖線で示す特性である。この状態に対して、図2-18の下方に示す反射器を単に付加した場合の特性が図2-19の実線である。

すなわち、図2-19の90°方向(水平方向)の利得は、近傍線条の影響があっても八木宇田アレー的な配置を行えば、その影響を抑圧できることを示している。実際の実性は周辺には更に金属物体があるため、このような単調な特性ではないが、傾向としてその指向特性を改善することはできるのである。

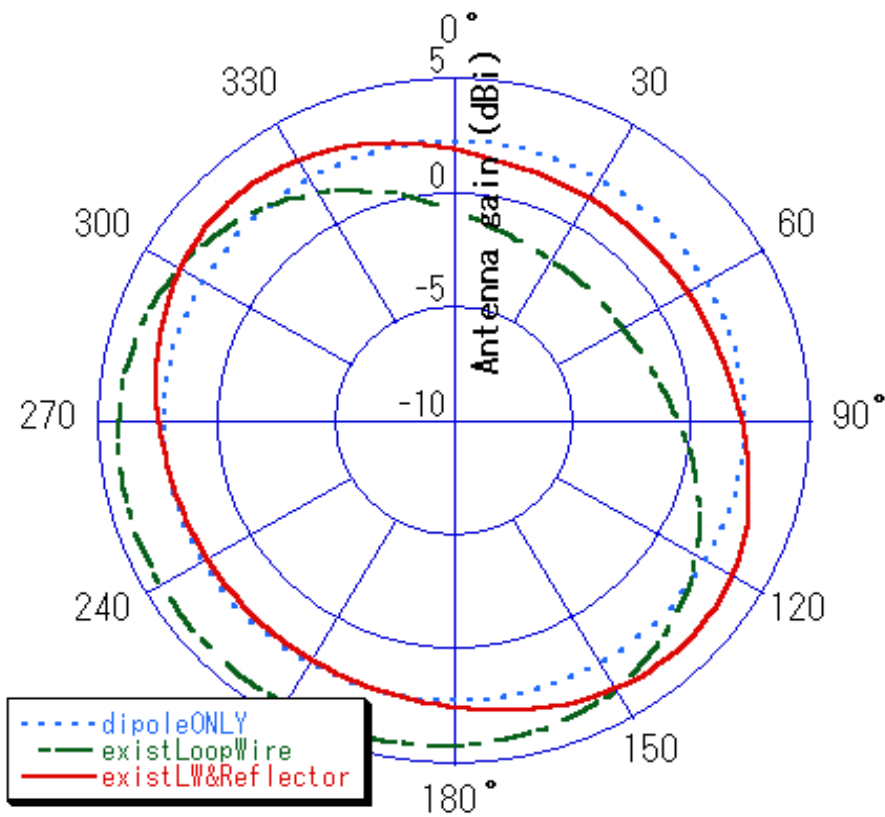


図2-19 近傍線条による垂直面内指向特性変化

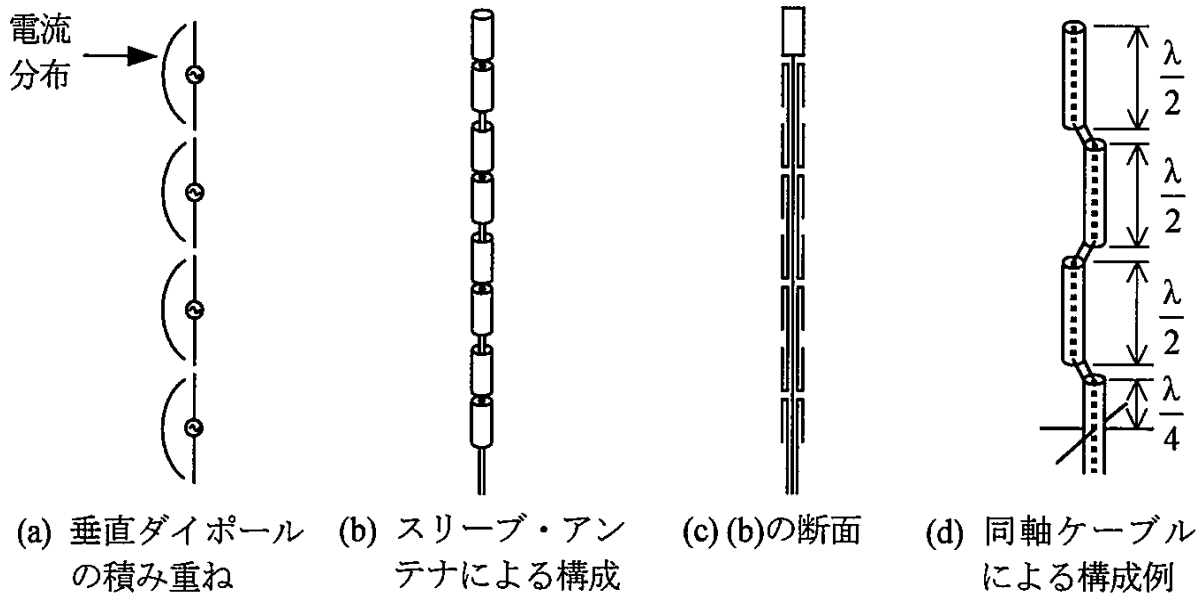


図2-20 コリニアアンテナ一般構造図[13]

2.3.3 マルチパス環境下基地局用アンテナの構成

2.3.3.1 コリニア無指向性アンテナ

コリニアアンテナの一般的な構成図は図2-20のとおりであるが、マイクロセルで使用するアンテナではその構造を簡単に、且つ経済的なアンテナにする必要がある。VHF帯や低域UHF帯では波長が1m程度で、放射素子も長くなって構造上大きなものになるため、図2-20に示すような構造のものも多い。しかし高域UHF帯（携帯電話方式周波数以上の周波数帯）では波長も長くないことから、アンテナとしては製作が容易で経済化が図れるマイクロストリップ回路を用いることが多い。

マイクロストリップ回路は、その構造の特徴からそのままでは無指向性の放射特性にはならない。しかし簡単な方法で無指向性のアンテナが実現でき、その素子を多段に配置したコリニアアンテナがPHS方式では多用されている[28][29][30]。その素子構成を図2-21に示す。回路基板上に方形のパッチアンテナを構成させ、その外側に無給電のアルミニウム円筒を被せる構成であるが、この無給電素子を用いることによりオムニ指向性アンテナを実現できる。その放射指向特性が図2-22で、水平面内の利得偏差は1dB以内に収まっている。なお、

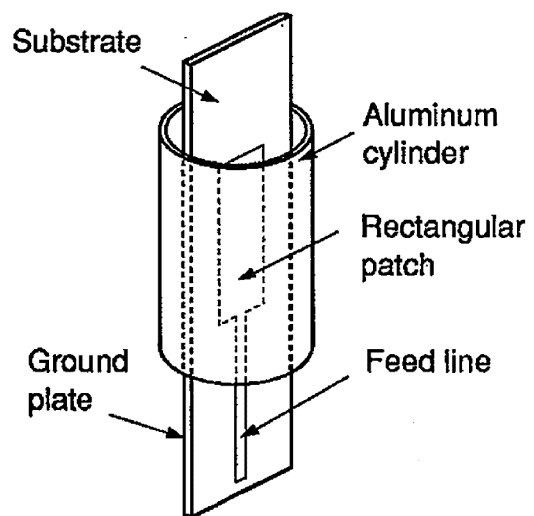


図2-21 無給電円筒を有するパッチアンテナ構成

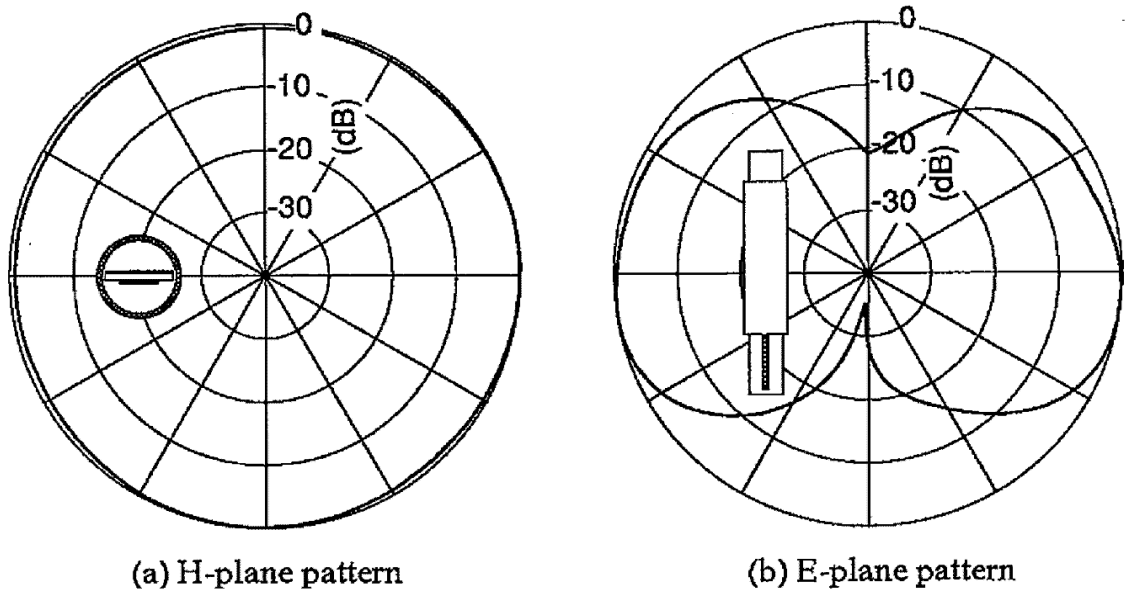


図 2-22 無給電素子形パッチアンテナ放射指向特性

この円筒の大きさは、内径 0.74、長さ 0.704、厚さ 0.003 である。

また、この構成の特徴として比帯域 10%以上の広帯域化が実現できることである。

携帯電話方式では 810 ~ 960MHz の帯域を使用しているため、広帯域化が不可欠である。そのための方法として、環状スロットアンテナと円筒無給電素子に加えて、図 2-23 に示すように金属薄板を無給電素子として付加し、広帯域化を実現させている [31]。この無給電素子の 2 段化により、比帯域として 24% を得ている。

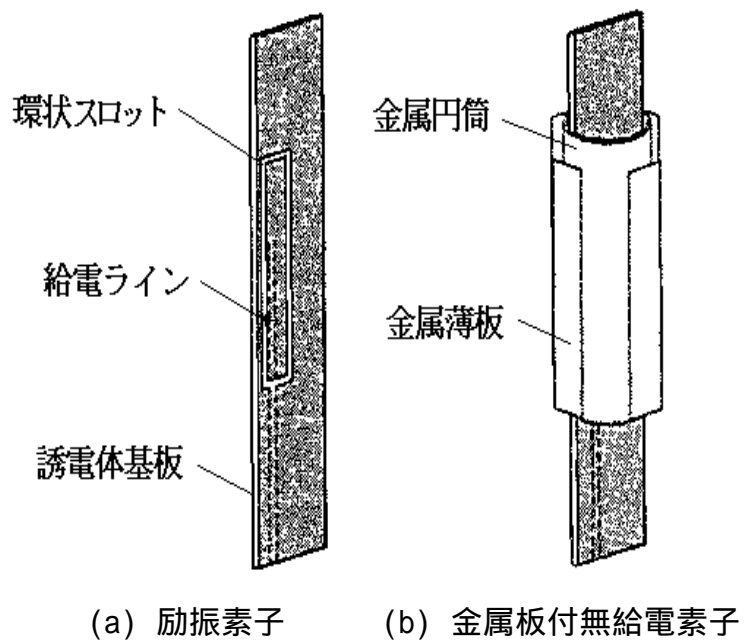


図 2-23 広帯域化オムニ指向性素子

2.3.3.2 双指向性アンテナ

ストリートマイクロセル構成の場合では、アンテナの放射指向特性として道路に沿って両側に放射される指向性（双指向性）の方がエリア構成有利になる場合がある。このようなアンテナに関して、前項と類似の構成により高利得化を実現させている。この場合の素子構成を図 2-24 に、アレー構成を図 2-25 に示す [30] [32] [33]。

ここで B N P A は双指向性細幅パッチアンテナ (Bi-directional Narrow Patch Antenna)

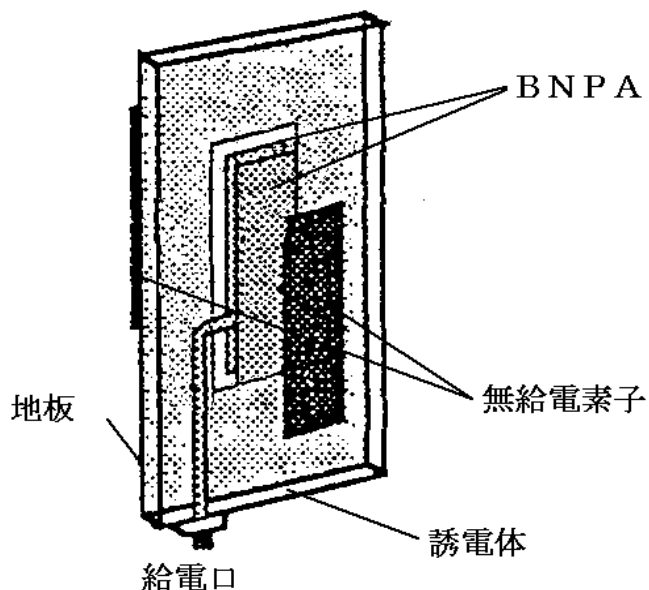


図2-24 BNPA素子構成

の略号で、図2-25では放射素子としてBNPAを用いている。このBNPAにおける放射効率を改善するために、その前に無給電素子を配置してエッジ開口を大きくし、放射パッチの周りに金属導体をプリントして、高利得化が図られている。(1素子で5.2dBi)

この素子を4段のアレーとして構成した場合の放射指向特性が図2-26である。双指向性素子のアレー化でアンテナ利得として、11.6dBiが確保でき、同一長の通常コリニアアンテナより約3 dBの高利得化が図られている。

このようなパッチアンテナをアレー化し、無給電素子を配置することにより軽量・経済的なアンテナを実現させることができる。

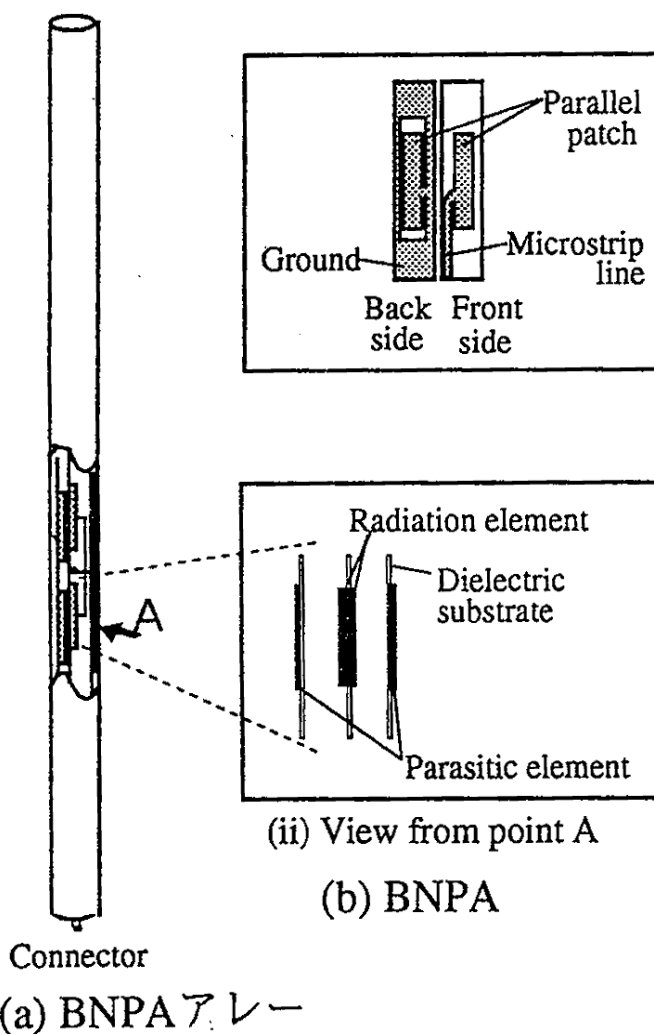
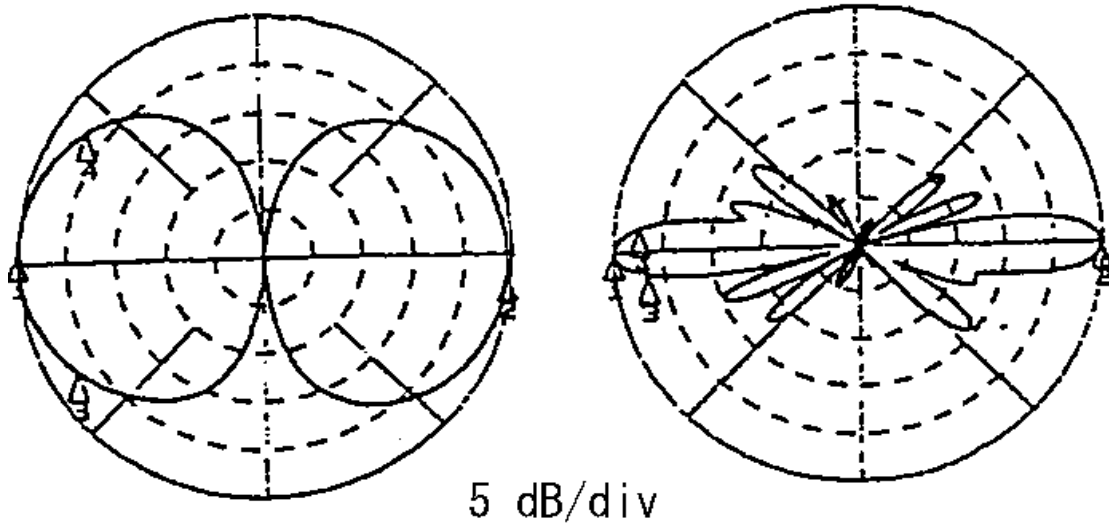


図2-25 BNPAアレー構成



(a) 水平面

(b) 垂直面

図2-26 BNPAアレーの放射指向特性

2.4 モバイル機器等からの到来波偏波特性

2.4.1 はじめに

移動通信技術の進展により、屋外や屋内の様々な場所から無線を用いてパソコンやPDA等をネットワークに接続するモバイル通信が注目を集めており、PHSやIMT-2000によるサービスが既に実用となっている[34][35]。また最近では、より高速の無線アクセスサービスとして無線LANを用いて局所的なエリアを構成するホットスポットサービスも普及しつつあり[36]、移動環境で高速無線通信を行う新世代無線通信技術についての研究開発も活発に行われている[37]。

一般にデータ通信は従来の音声通信に比較して高い伝送品質が要求されるため、特にデータ通信を主体とした無線アクセスシステムを構築する上では、端末機と基地局間の伝搬特性をより詳細に把握する必要がある。一般に端末機と基地局間の伝搬特性の検討を行う場合、端末局にはダイポールアンテナやスリーブアンテナなどの基本的なアンテナが用いられるが[38][39][40]、実際のデータ通信用端末から基地局へ到来する電波の到来特性について検討した例はほとんどない。

そこで本節では、実際の携帯電話機やデータ通信用携帯情報端末から基地局へ到来する電波の伝搬特性を明らかにすることを目的とし、市街地のストリートマイクロセル環境において商用のPHS端末から基地局へ到来する電波の伝搬特性を実測し、特に端末機の使用場所および使用者の位置、端末機の保持状況による到来波の偏波特性（垂直偏波および水平偏波成分の受信特性）に着目して検討を行った結果について述べる。また偏波ダイバーシチ構成の基地局アンテナを用いたときの効果について検討した結果について示す。



図 2-27 測定位置地図

2.4.2 測定方法

測定は、都市内のマイクロセル環境における伝搬特性の把握を目的とし、大阪市中心部において行った。測定場所の地図を図2-27に示す。周辺概況は、基地局前の道路幅は17m、道路を挟んだ対向ビル壁面との間隔は概ね25m程度であり、道路の交通量は多いところである。

基地局アンテナは、道路沿いに配置された電柱にアンテナが取り付けられることを想定し、図2-27の「reception point」の位置に地上高6mのところに設置した(図中印)。基地局アンテナとしては「PHSアナライザ」付属のダイポールアンテナを2本用いた。アンテナ配置構成を図2-28に示す。

測定のための電波を送出する端末機としてはPHS携帯電話機と、図2-29に示すように

Antenna Configuration for Measurement

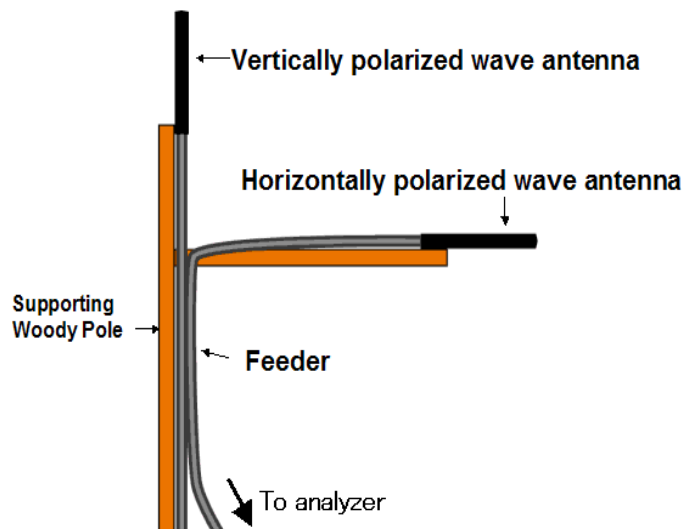


図 2-28 測定アンテナ構成



図 2-29 携帯情報端末とカード形無線機

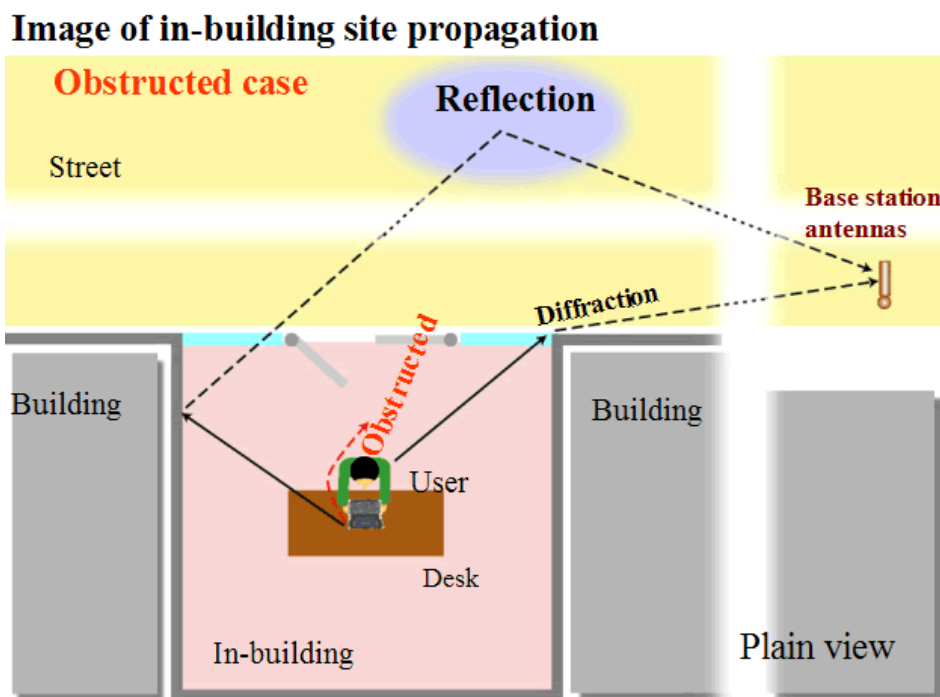
小形パソコン(Handheld P.C.以下H P Cと略記)にカード型データ通信無線機(以後カード型無線機と呼ぶ)を挿入したものの2種類について検討した。

端末機の使用条件として、ビル内の場合と、屋外の見通し内道路上の場合について測定を行った。端末機から測定のための電波送出させた場所は、図2-27中の印および印で示したところである。ビル内の測定では、基地局からビル入口までの距離が約60mで、1階入口から5m内側に入った位置に端末機を配置した。ビルの入口は全面ガラスである。ビル内での携帯電話機の測定は、使用者が手でアンテナ高が約1.5mとなるように保持し、携帯電話機が垂直の場合と水平の場合の2つの状態について測定を行った。

カード型無線機の測定ではH P Cを0.7m高のスチール製会議机の上に配置し、H P Cの使用者がビル入口側にいる場合(入口からの到来波が使用者によって見かけ上遮られる場合)と、反対側にいる場合(入口からの到来波がカード型無線機に直接届く場合)の2つの状態について測定を行った。この場合の使用者の位置関係及び伝搬路の概念を図2-30(a)に示す。

道路上の測定では、基地局から約200mの道路上見通し内の位置において、携帯電話機の測定ではビル内と同様に携帯電話機が垂直と水平の2つの状態で測定を行い、カード型無線機の測定では、使用者がH P Cを高さ約1.3mとなるように保持し、ビル内と同様に使用者が基地局側の場合と反対側の場合の2つの状態の測定を行った。この関係の概念図を図2-30(b)に示す。(図2-30は伝搬路を遮る位置関係で示した)

伝搬特性の測定は、基地局アンテナとしてダイポールアンテナ2本を垂直・水平に配置し、それぞれをP H Sアナライザに接続するとともに、P H S端末を公衆P H S回線に実際に接続して、P H Sアナライザにより発信P H Sを特定させ、P H S端末からの通信中の電波を垂直・水平のアンテナで同時計測することによって行った。なお、受信



(a) In-buiding site

図2-30 使用者位置と伝搬路概念

電圧の測定値は、P H S のTDDタイムスロット5ms毎の受信電圧値200データ（1秒間データ）に対するdB平均値である（測定器出力値）。

2.4.3 測定結果

2.4.3.1 カード型無線機の受信特性

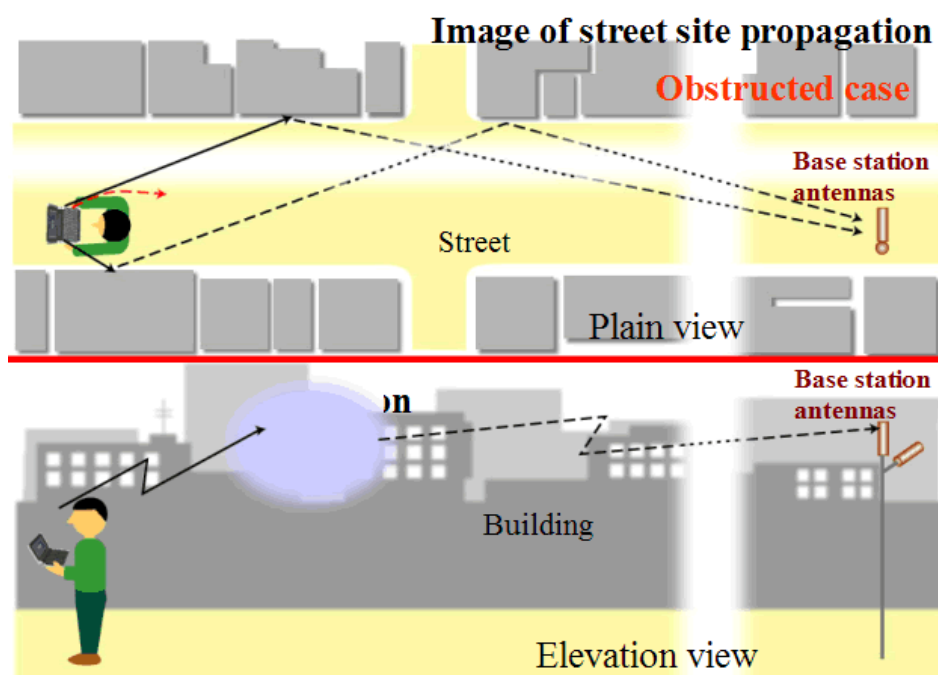
ビル内および見通し内道路上でのH P Cのカード型無線機からの到来波を、垂直偏波アンテナ、及び水平偏波アンテナで受信した特性を極座標的に表した関係を図2-31に示す。図2-31では、垂直偏波アンテナと水平偏波アンテナで受信された1秒毎のそれぞれの受信電圧値を、直交する垂直水平両系2データとし、dB値を電圧真値に戻してそれを極座標系に変換し、角度方向を到来波の傾き角とみなした。また、極座標系での半径方向の振幅をdB値に再変換して受信電圧とした。

図2-31(a)の破線および 印は使用者がビルの入口側（遮蔽側）にいる場合、実線および 印は使用者が入口と反対側にいる場合（無線機がアンテナ側 非遮蔽）の測定結果であり、図2-31(b)中の破線および 印は使用者が基地局側において見通しが遮られる場合、実線および 印は無線機と基地局が見通しとなる場合（非遮蔽）の測定結果である。なお図2-31におけるデータ間接続線は時間軸上の推移を示している。

また表2-1には、それぞれの状態での垂直偏波・水平偏波アンテナで受信した受信データを同様に極座標系に変換して、その振幅のdB値での平均受信電圧および標準偏差を示す。同様に到来波の傾き角の平均、標準偏差も示す。測定値は、30秒間の測定を2回行い、その測定データを合算した値である。

(1)ビル内特性

カード型無線機を図2-29の構成にしてビル内で使用した時の受信特性は図2-31に示す



(b) street site

図2-30 使用者位置と伝搬路概念

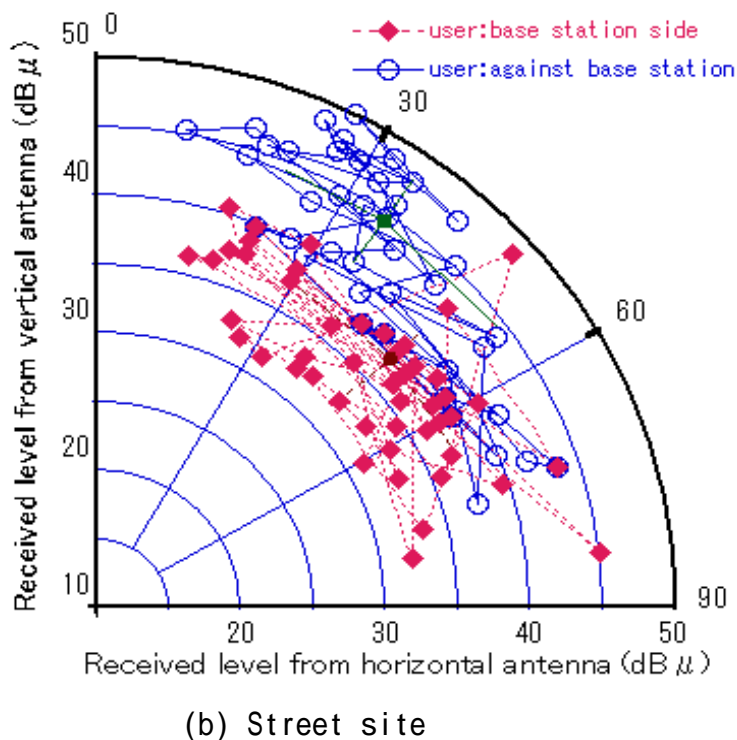
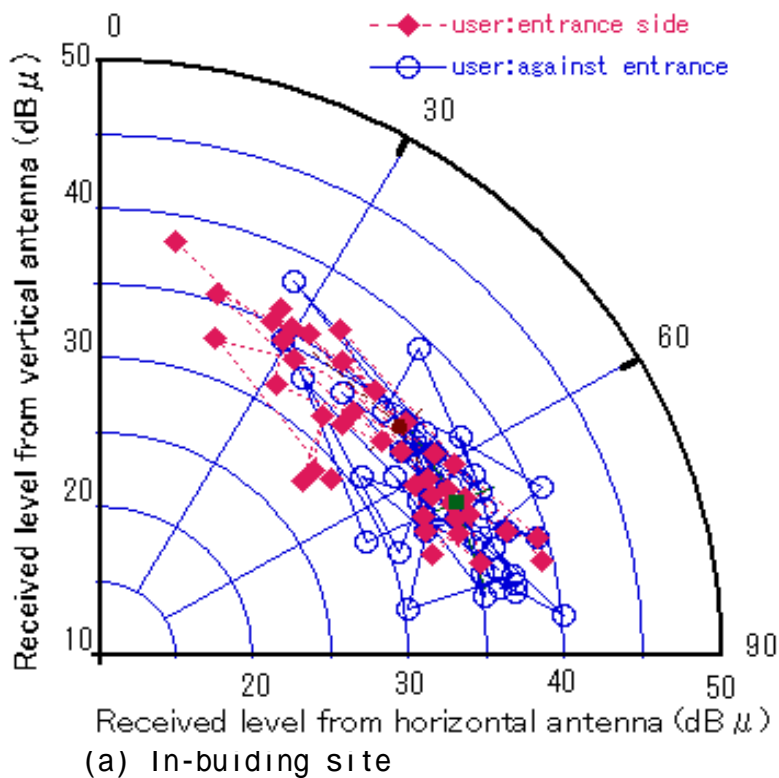


図2-31 H P C 発信到来角傾き特

ように、使用者の位置による受信電圧への影響は小さくなく、変動幅は10dB程度である。カード型無線機からの電波は、ビル内居室壁面で反射し、周辺ビル外壁面でも反射して基地局アンテナに到達するため、多重散乱波の合成波となっており、使用者がビル入り口側にいる場合と奥側での差はレベル的には少ない。

一方基地局に到来する電波の瞬時傾き角（以下到来波傾き角と略）については、ビル内からの電波は水平方向に傾き易い。使用者がビル入り口に対して奥側にいる時は図2-

31(a)の水平軸に近い範囲に多くの受信点(図中 印)があり、使用者が入り口(アンテナ側 遮蔽側)いる時は垂直軸に近い範囲にも受信点(図中 印)が広がっている。

平均値としては表2-1に示すように、受信電圧的には使用者の前後位置によるレベル差はそれほど大きくなっていない。(平均値で1dB差)

到来波傾き角としては、入り口側にカード型無線機がある場合(非遮蔽)では到来波傾き角は平均値64度となり、電波は水平方向に傾むいており、使用者が入り口側(アンテナ側遮蔽側)にいる場合は平均値で約50度となり、使用者が垂直偏波成分を発生させたと同じような傾向を示した。

(2) 見通し内道路上特性

HPCを道路上で持ったまま操作している状態での同様な受信特性は図2-31(b)のとおりで、カード型無線機と基地局アンテナとの位置関係で大きな差が現れている。

すなわち、カード型無線機が基地局側にある場合(非遮蔽)は、受信電圧も高く、図2-31(b)の垂直軸に近い範囲に受信点(図中 印)が多くあるが、使用者が基地局アンテナを遮る側(カード型無線機が後方)になる場合は、図2-31(b)での受信点(図中 印)が拡がり、受信電圧も低下している。

平均値については表2-1のとおりで、カード型無線機が基地局アンテナ側にあれば基地局受信電圧も高くなり、又傾き角は平均で38度となり、垂直偏波成分が多くなる傾向である。

一方、使用者が伝搬路を遮る位置関係になる場合では、使用者の遮蔽により直接波は少なくなり、回折波や反射波が主となるため受信電圧も低くなり、到来波傾き角は平均で47度となって両偏波成分が同程度となっていた。

2.4.3.2 交差偏波レベル比(XPR)特性

移動通信における交差偏波の状況を示す方法としてXPR(Cross polarization ratio)が用いられる場合がある。XPRは瞬時の垂直偏波レベルと水平偏波レベルの比で表されるが、dB値の場合は差分となり、次式となる。

$$XPR = V \text{ 偏波レベル} - H \text{ 偏波レベル} \quad (\text{dB}) \quad (2-52)$$

図2-31のデータについてXPRを密度分布で表した特性が図2-32で、実線は使用者が伝搬方向側(遮蔽側)、1点鎖線は後側(非遮蔽)の場合を示している。図2-31の(a)

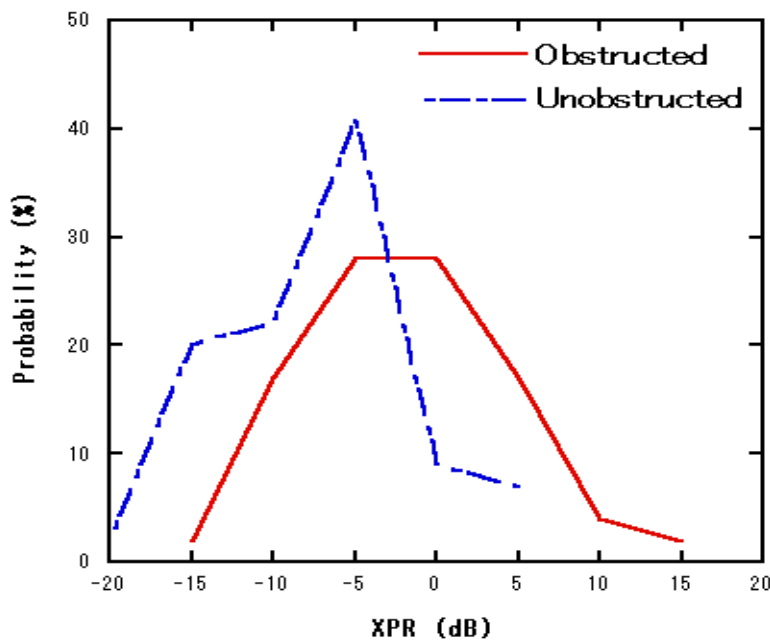
表2-1 垂直水平両偏波成分合成後の受信電圧と到来波傾き角

端末機発信位置 使用者の位置関係	ビル内発信		道路上発信		
	非遮蔽	遮蔽側	非遮蔽	遮蔽側	
合成受信電圧	平均値	35	34	43	36
	標準偏差	2.5	2.3	3.6	3.5
到来波傾き角	平均値	64	50	38	47
	標準偏差	14	17	16	18

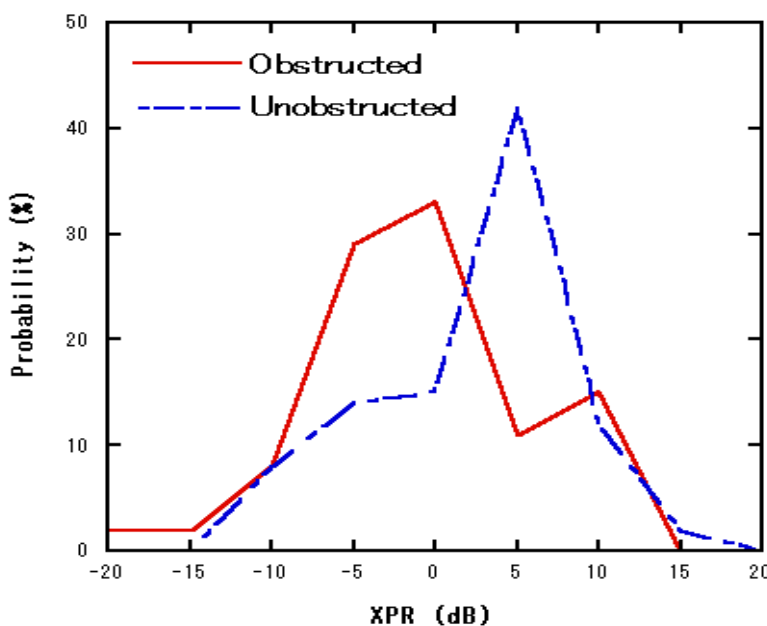
単位：電圧：dBμ 傾き角：°(垂直軸から)

では○印が少し水平軸に近づいており、(b)では○印が垂直軸に付近にあるので、図2-32では1点鎖線が(a)では左に推移しており、(b)は同様に右側に偏っておりその傾向は示している。

偏波ダイバーシチを考える場合、XPRがその効果の程度を示すことになる。すなわち、XPRの平均値が0付近であり、分散の程度が大きければダイバーシチの効果が期待できる。一方、分散が少なく、片側によった特性であれば、偏波ダイバーシチの効果は少ない。図2-32の実線が使用者が存在する場合のXPR特性で、分布の軸(中心)が0 dB付近にあり、その分布が左右に広がっていることから、偏波ダイバーシチが有効であることを示している。



(a) In-building site



(b) Street site

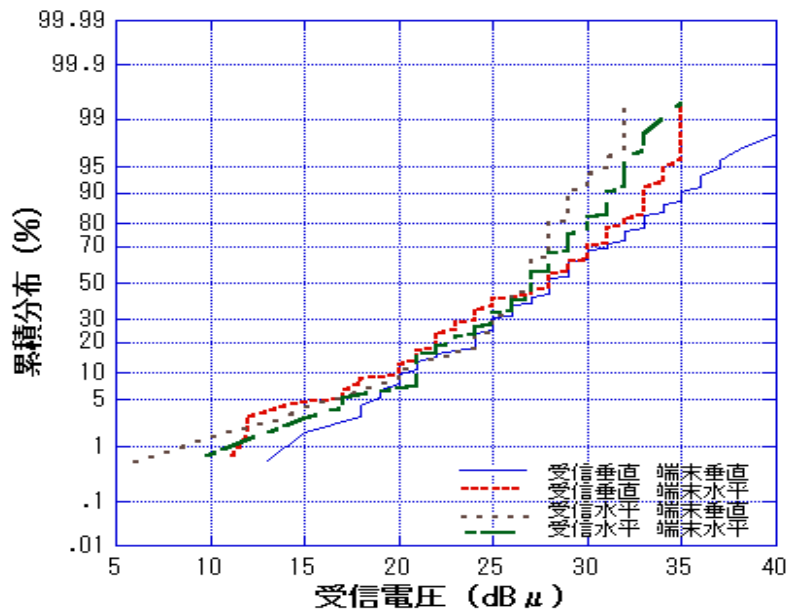
図2-32 XPR密度分布

2.4.3.3 携帯電話機の受信特性

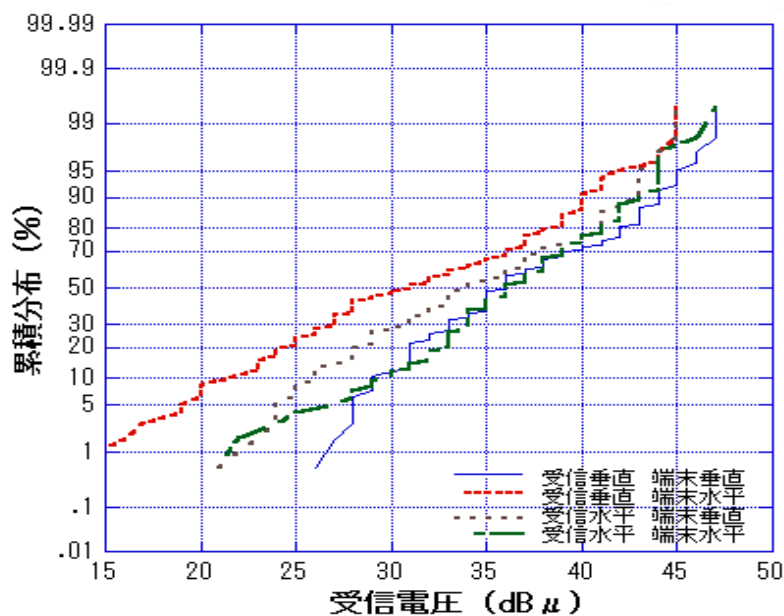
携帯電話機を筐体が垂直および水平となるように保持した状態でビル内および道路上のそれぞれの場所で送信した時の、基地局での垂直偏波アンテナおよび水平偏波アンテナで受けた受信電圧の累積確率分布を図2-33に示す。

ビル内からの受信特性に関しては図2-33(a)に示すように、受信電圧の高くなる領域では携帯電話機を垂直にした場合の垂直偏波系アンテナでの受信レベルの方が、水平にした場合より受信電圧が高くなる傾向を有している。しかし、中央値付近や受信レベルの低い領域(累積値10%付近)では、送信の携帯電話機角度と受信偏波にはあまり関係なく受信される傾向にあり、レベル差は2~3dBにしかならないことを表している。

一方、図2-33(b)は道路上で直接波が受信され易い状況であり、携帯電話機の垂直保持



(a) In-building site



(b) Street site

図2-33 携帯電話受信偏波特性

では垂直偏波アンテナ系での受信電圧が高くなり、又水平保持では水平偏波アンテナ系での受信電圧が高くなり、偏波は保存され易い傾向を示している。

逆に、携帯電話機が水平保持、垂直偏波アンテナでの受信では同偏波系受信電圧に対して中央値で 5 dB、10%値では 7 dB も低下し、見通し内領域であっても受信電圧が高くない状態になることを示している。

2.4.4 偏波ダイバーシチ構成の効果

上述の構成および使用環境で端末機を用いた時に、基地局に選択合成の偏波ダイバーシチ構成のアンテナを用いた時のダイバーシチ効果について考察した結果について述べる[3]。選択合成ダイバーシチでは複数の受信系での受信レベルを逐次レベル比較して、最も高いレベルとなった受信系の受信レベルをその時のダイバーシチ系のレベルとする処理である。偏波ダイバーシチにおいては、垂直偏波アンテナおよび水平偏波アンテナで受信したレベルの高い方を逐次選択する処理で、本測定系では 1 秒ごとの比較で累積特性を求めた。

なお、ダイバーシチ効果の検討ではダイバーシチ利得が用いられるが、この概念を図2-34に示す。すなわち、複数の受信アンテナ系で受信した電波の受信レベルによる累積分布特性と、選択合成受信したダイバーシチ合成後の累積分布を求め、それぞれの累積分布における 10%値、1%値等についてダイバーシチ受信の累積分布の場合と、個別受信の場合（個々の個別受信レベルの最大値）の差分を、ダイバーシチ利得としている。

2.4.4.1 カード型無線機使用時の偏波ダイバーシチ効果

カード型無線機をビル内および見通し内道路上で用いた時の、垂直偏波アンテナ、水平偏波アンテナおよび偏波ダイバーシチ受信時の受信電圧の累積確率分布を図2-35に示す。なおここでは、ビル内および見通し内道路上における使用者の前後位置関係に対する両方のデータを用いて累積分布を作成している。端末機がビル内で用いられる場合（図2-35(a)）、水平偏波成分が垂直偏波成分に比較して 5 dB程度高くなっている。

ダイバーシチ利得は累積 10%値、1%値ともに約 2 dB 程度であるが、従来の垂直偏波アンテナ（ダイバーシチなし）に比較すると、累積 10%値、1%値で約 8 ~ 9 dB 程度の受信電圧改善効果があったことになる。

一方端末機が見通し内道路上の場合、受信電圧の低い領域で垂直・水

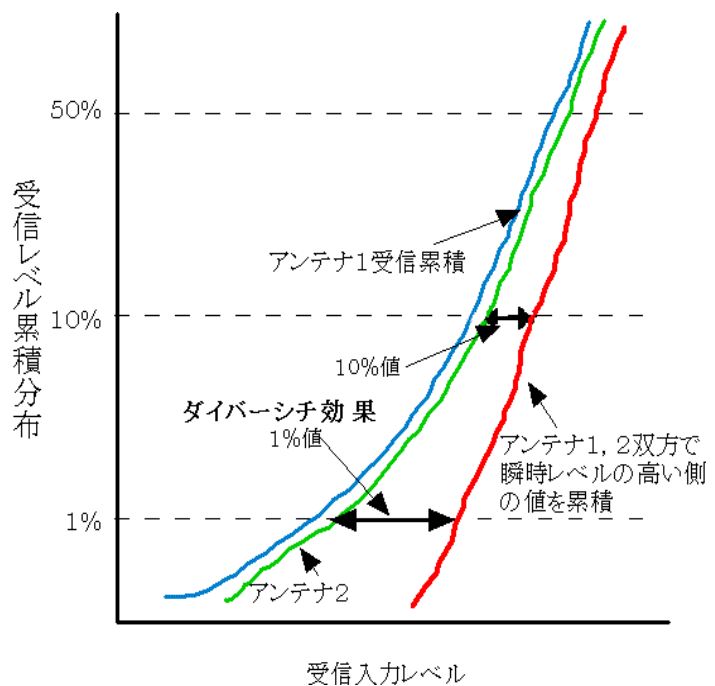
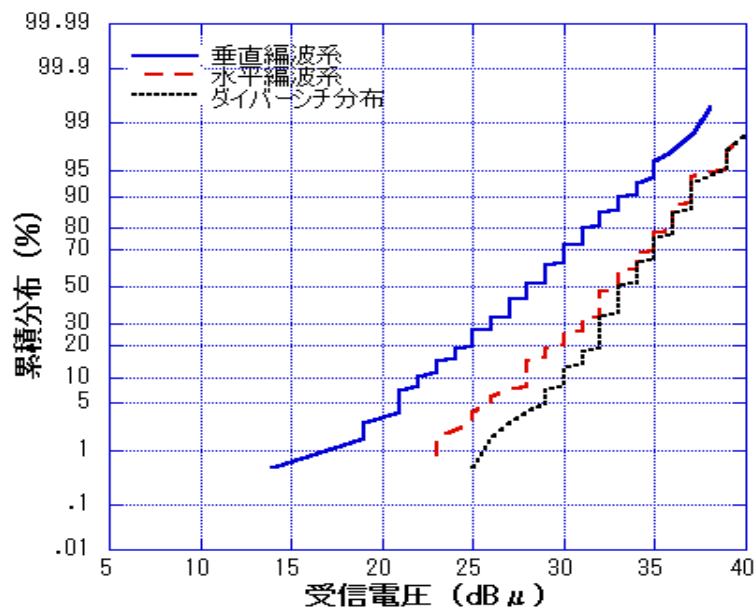


図2-34 ダイバーシチ利得の概念

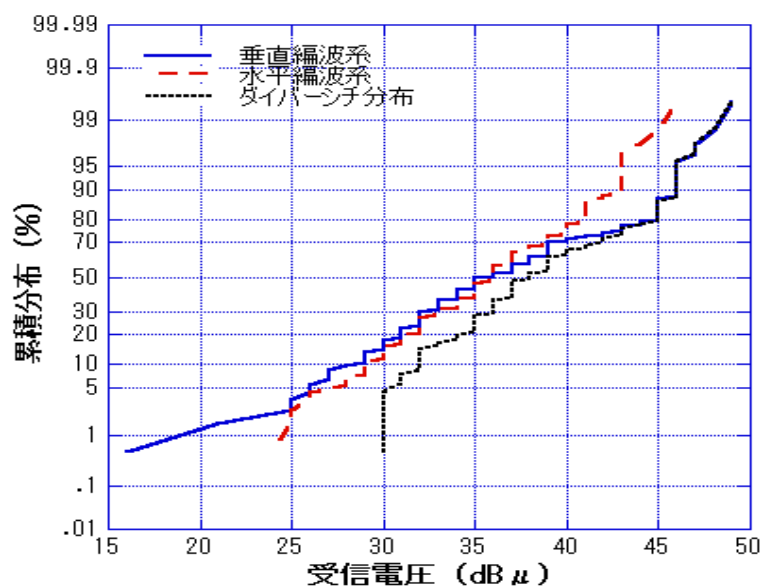
平偏波成分の受信電圧がほぼ同程度となり、ダイバーシチ利得は累積10%値で3 dB、累積1%値では5 dBが得られており、ダイバーシチ合成後の受信電圧は、従来の垂直偏波アンテナ(ダイバーシチなし)に比較して累積10%値、1%値でそれぞれ3 dBおよび12dB程度の改善効果があったことになる。

2.4.4.2 携帯無線機使用時の偏波ダイバーシチ効果

携帯電話機をビル内および見通し内道路上で用い、携帯電話機を垂直および水平に保持した時に偏波ダイバーシチ受信を行った場合の受信電圧の累積確率分布を図2-36に示す。また表2-2には、累積10%値および1%値におけるダイバーシチ利得、およびその時の受信電圧を示す。



(a) In-building site

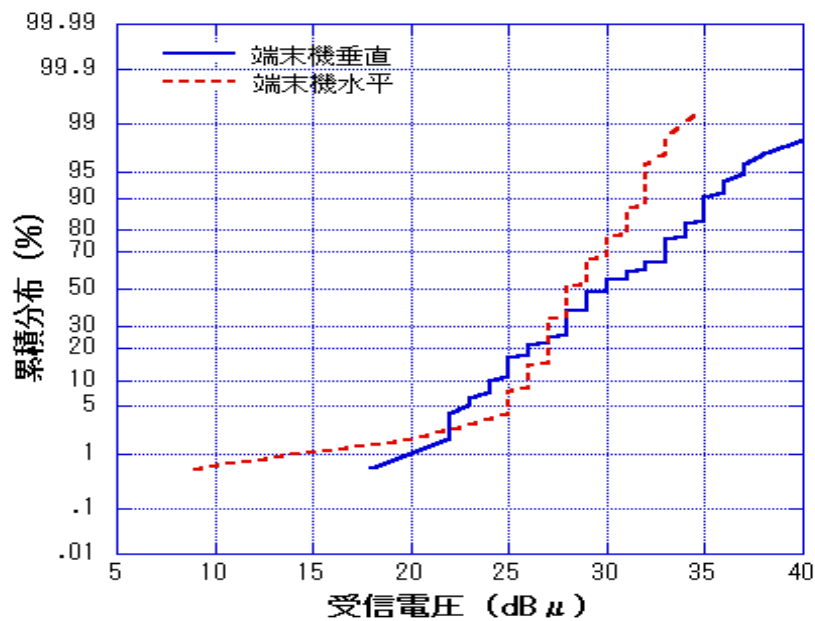


(b) Street site

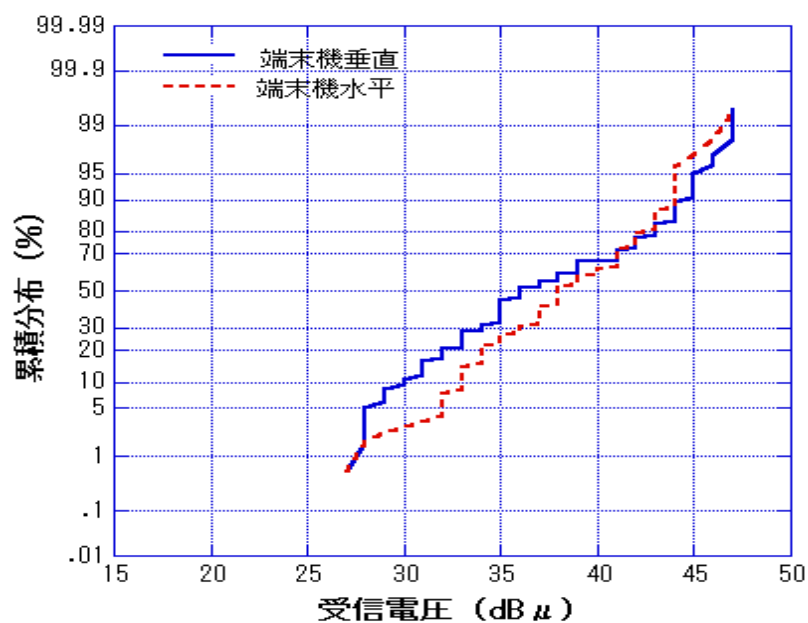
図2-35 カード形無線機発信偏波ダイバーシチ効果

携帯電話機がビル内で用いられた場合の受信累積分布特性は図2-36(a)に示すように、垂直偏波成分と水平偏波成分はほぼ同程度となり、ダイバーシチ利得は表2-2のとおりで、累積10%値で4～5 dB、累積1%値で4～6 dBが得られた。

一方携帯電話機が見通し内道路上にある場合の受信累積分布特性は図2-36(b)に示すように、携帯電話機の水平保持時には交差偏波成分が8～10dB程度と大きく劣化するためにダイバーシチ利得はあまり大きくなりませんが、累積10%値で1～4 dB、1%値で2～7 dBの利得が得られた。しかし、従来の垂直偏波アンテナとの比較で考えると、特に携帯電話機が水平に保持された時の受信レベル改善効果が大きく、累積10%値で11dB、累積1%値で13dBの改善効果があったことになっている。



(a) In-buiding site



(b) Street site

図 2-36 携帯電話発信偏波ダイバーシチ効果

表 2-2 携帯電話機の垂直・水平保持時偏波ダイバーシチ効果

携帯電話の保持状況 累積値		垂直保持		水平保持	
		10% 値	1% 値	10% 値	1% 値
ビル内 送信	ダイバーシチ利得	4	6	5(6)	4
	ダイバーシチ電圧	24	20	26	15
道路上 送信	ダイバーシチ利得	1	2	4(11)	7(13)
	ダイバーシチ電圧	30	28	33	28

ダイバーシチ利得の単位 dB

ダイバーシチ電圧：ダイバーシチ後の受信電圧 単位 dB μ

()内は垂直偏波アンテナに対するダイバーシチ利得

2.4.5 まとめ

実際の携帯電話機やデータ通信用携帯情報端末から基地局に到来する電波の伝搬特性を明らかにすることを目的とし、市街地のストリートマイクロセル環境において商用のPHS端末をビル内および見通し内道路上に配置し、使用者の位置、端末機の保持状況を変えた時の到来波の偏波特性について測定した。また偏波ダイバーシチ構成の基地局アンテナを用いたときのダイバーシチ効果について検討した。

その結果、

- ・HPCに接続したカード型無線機から道路沿い電柱に配置される基地局へ到来する到来波の偏波は、見通しが遮られる環境では水平偏波成分が垂直偏波成分よりも比較的高い受信電界強度を有する。
- ・携帯電話機を端末機とした場合には、ホイップアンテナの偏波が到来波の主偏波成分として働くが、交差偏波成分もほぼ同等レベルか - 5 dBまでの範囲の値となり、基地局で水平偏波アンテナを利用する効果が高い。
- ・偏波ダイバーシチ構成を用いることで、特に従来の垂直偏波基地局アンテナのみで受信する場合に比較して基地局での受信レベル改善が図れる。

これらのことが明らかになった。

2.5 ビル内における電波伝搬特性

2.5.1 携帯情報機器等送信電波の受信偏波特性

2.5.1.1 はじめに

移動無線通信の手段としては今日 800 MHz 帯携帯電話系から、IMT-2000 と総称される 2 GHz 系の第三代携帯電話系に展開されようとしている。又、音声通話がほとんどであった携帯電話の使用方法は携帯電話の機能が高度化されて、メール通信や画像の送受信も行われるようになってきた。

一方パソコンの小型化が進むとともに、携帯情報端末機(以下 H P C と略)も各種の機器が使用されるようになってきており、このような機器を持ち歩いてどこからでもネットワークへ接続する使用形態も広まってきた。すなわち、移動無線通信の通信形態としては、小型パソコンや携帯情報機器に無線機器を装着した状態での通信が増加してきているし、今後も拡大するものと思われる。

ところで、移動無線通信系における基地局無線装置における送受信アンテナは、一般的には垂直偏波系が用いられている。基地局送信電波は強くできるが、携帯機器系からの電波発信は電波法等で規定されている送信電力以上にはできず、また携帯系である以上電源の余裕を持たさなければならないので、大電力送信は行えないのである。基地局送信(ここでは下り通信系と略称)より端末系送信(上り通信系)の方が受信される電波が弱く、無線通信としての上下品質を考えた場合、上り品質の改善を図れるようにすることも重要である。

そこで、情報端末等の使用実態における電波がどのような状態で伝搬して受信されるか、特に屋内での使用状態に対して受信される電波の特性を偏波特性を中心に測定し、受信特性を明らかにする。

2.5.1.2 測定方法

パソコンに携帯電話等を接続して通信させる場合、携帯電話を立てて使用することはほとんどない。大半は机の上に携帯電話を水平に置いて接続コードでパソコンの通信系コネクタ類に接続する形態である。あるいは、カード形無線機が各種使用できるようになっているので、パソコンや H P C のスロットにカード形無線機を挿入して使用される形態が一般的である。

そのため、建物内の事務机上にパソコンや H P C を置いて使用することを想定し、そのような状態で携帯電話機やカード形無線機からの電波が屋内でどのように伝搬して、水平偏波、垂直偏波それぞれがどのように受信されるかを測定した。

測定場所は最近建築されたビル内の事務用部屋で、事務机上にカード形無線機あるいは P H S 電話機を置いた状態で、送信点から 10m 程度離れた場所で受信させた。ビル事務室内の状況は図 2-37 のとおりで、居室は横方向は 52m、窓から壁面までは 15m、床から天井までの高さは 2.7m であり、各階間隔は 4.2m のビルである。また、事務室空間には柱の無い居室構造である。横方向の中央部 P 点の事務机の上を送信場所とし、図 2-37 に示すように受信点として A , B , C , D の 4 ヲ所で受信させた。

送信は、P H S 電話機と、カード型無線機を装着した H P C (図 2-29)を使用し、P

H S 電話機筐体の方向は受信点方向に、H P C は筐体が受信点方向に直交する方向に置いた。カード形無線機のアンテナは図2-29に示すように斜め上方に向けた状態である。

受信は床面から1.5mの高さに水平ダイポールアンテナと垂直ダイポールアンテナを1.5波長離隔して設置し、かつ床面上を容易に移動できる状態にした。すなわち、送信点からの電波に対して、壁面反射、床面反射、机面反射等の各波が各様で相加されて定在波が立っているため、その影響を平滑化させるために各点で左右1m、前後0.5mの範囲で一定時間移動させて受信させた(図2-37のA,B,C,D点ハッチング範囲)。

受信に使用した測定機はPHS用ハンディアナライザで、PHSのタイムスロット5ms毎の200データをdB平均した1秒毎のデータが測定値である(測定器出力値)。測定では、2台のPHS用ハンディアナライザを水平偏波アンテナ、垂直偏波アンテナにそれぞれ接続して、垂直偏波レベルと水平偏波レベルを同時測定した。

交差偏波比(XPR)は垂直偏波レベルと水平偏波レベルのデータから、1秒ごとの同一時刻受信レベルの差として求めた。

$$(XPR = \text{同一時刻における垂直偏波レベル(dB)} - \text{水平偏波レベル(dB)}) \quad (2-52)$$

2.5.1.3 XPR分布の傾向

前述の方法により測定した2台のハンディアナライザの測定値出力から、XPRとして分布を求めた特性を図2-38から図2-41に示す。ここでは、測定した4ポイントの特性をすべて合算し、測定場所全体としての密度分布を表しており、図中印はXPR = 0dB軸を明示させている。また、横軸の正方向は垂直偏波が強い方向、負方向は水平偏波が強い方向になる。

(1) 使用者不在での特性

事務机上にPHS端末あるいは、HPCを置いて、使用者が周辺には不在である場合のXPRについて、PHS端末の場合を図2-38に、HPCの場合を図2-39に示す。

PHSを直接事務机に置いた場合、図2-38(a)に示すようにXPRの分布は広がりを持つが(標準偏差 = 8.6dB)、PHSが事務机面から上方向に少し離れていた場合(図2-38(b)では事務机天板から3/4波長の高さに端末機がある状態)では、XPR分布の

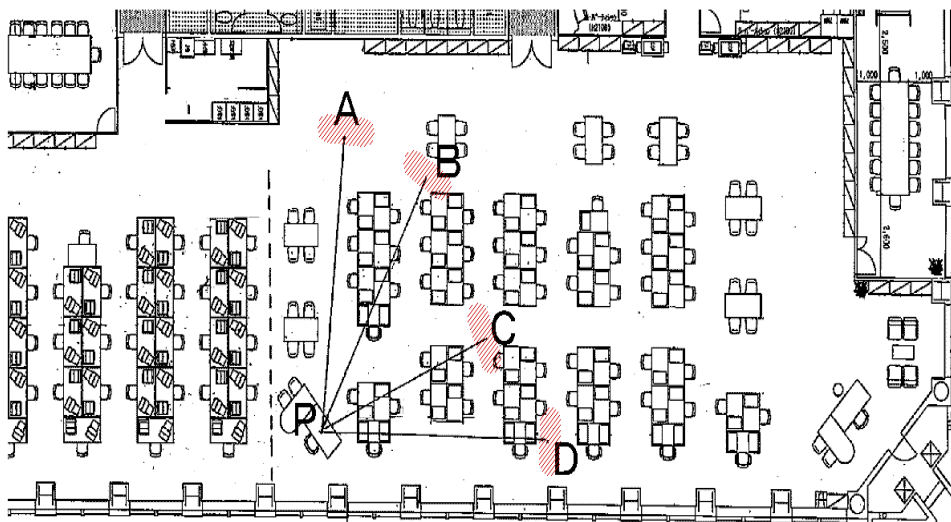


図2-37 測定場所平面図

広がりは(a)より狭くなった ($\sigma = 7.1\text{dB}$)。その分布形状は正規分布に近くなり、密度分布が最も高くなる場所は0dBになった。P H Sを直接事務机上に水平に置いた場合には、事務机天板とP H Sとの相互作用により両偏波成分が非均一に多数発生したためと思われる。

一方H P Cを事務机に置いた場合は、全く同一測定方法ではあるが、分布に差異が生じている(図2-39)。すなわち、カード形無線機アンテナが斜め上方に出ているため、事務机天板との相互関係による放射特性のゆがみが少ないため、密度分布としての広がりはP H S端末機に比して少なくなっている ($\sigma = 7.3\text{dB}$)。H P Cの位置を事務机上面から上方に上げた場合は、事務机天板の影響が少なくなり、密度分布の形状はP H S端末機の場合と同じように正規分布に近い特性となった ($\sigma = 7.1\text{dB}$)。

この場合、密度分布の最大点は -3dB 点に偏移した。

(2) 使用者による影響

前述の状態に対して、P H S及びH P Cの前や後に使用者がいた場合のX P D密度分布を図2-40、図2-41に示す。受信点に対して使用者がP H SやH P Cの後に位置し、

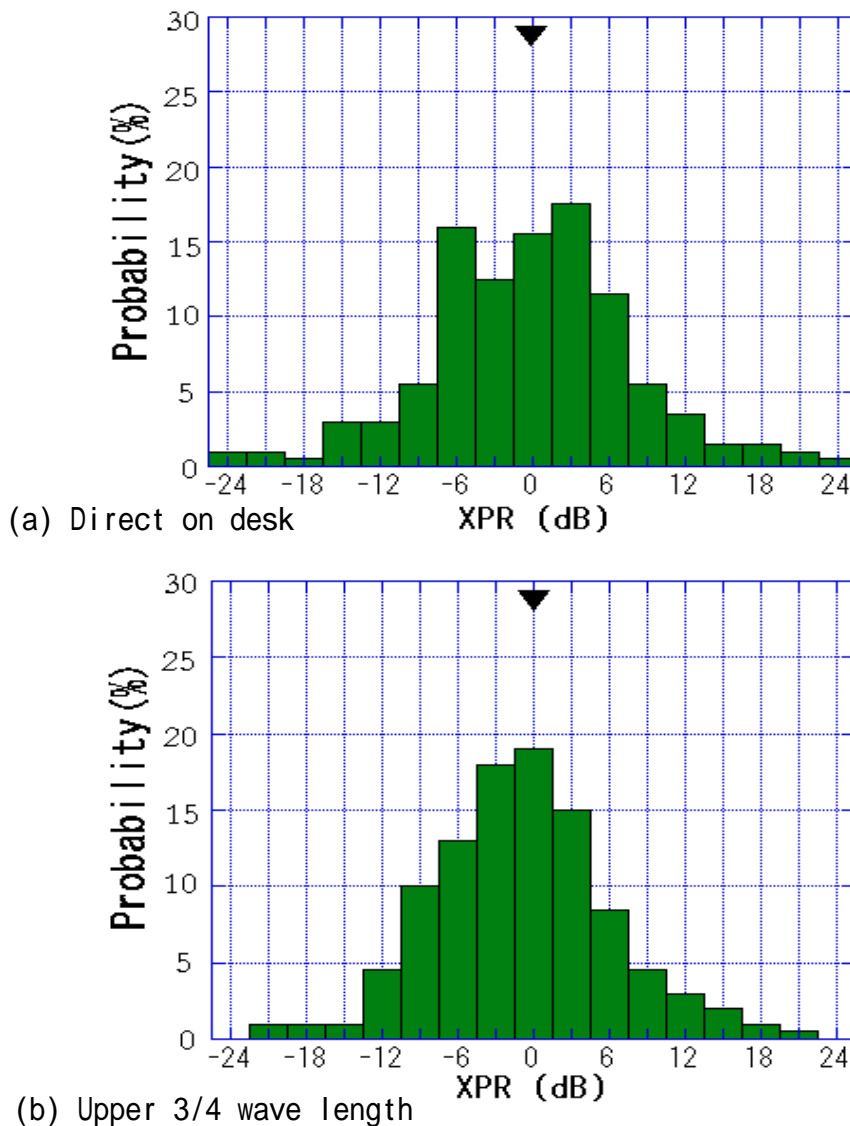


図2-38 P H SからのX P R

直接波の伝搬を妨げない位置関係の場合を図2-40と図2-41の(a)に示す。一方、使用者がPHSやHPCに対して受信点側に位置して、直接波を遮る位置関係の場合を図2-40と図2-41の(b)に示す。

すなわち、PHSを事務机に直接置いた場合には、図2-38(a)に示すようにXPR密度分布が広がったが、使用者が直後に存在すれば図2-40(a)のように広がりの大きい正規分布の形状に近づく傾向を示した($\sigma = 7.6\text{dB}$)。これは、使用者の存在が後方で散乱する反射経路への遮蔽効果が現れ、直接波の影響が大きくなったためと考えられる。一方、直接波を遮る位置に使用者がいる状態になると、直接波が受信されないため、PHSと事務机天板との結合による複雑な交差偏波発生経路の増加によって、XPR密度分布は大きな広がりを示した。($\sigma = 9.0\text{dB}$)

HPCについては図2-41に示すように、使用者の前後位置に関して顕著の差が現れず、広がりは大きい正規分布の傾向を示した。(使用者後 $\sigma = 6.9\text{dB}$ 、使用者前 $\sigma = 7.1\text{dB}$) これは、HPCに挿入したカード形無線機のアンテナが斜め上方に立っていることから、事務机天板、HPC筐体との位置関係では、複雑な交差偏波を発生させ

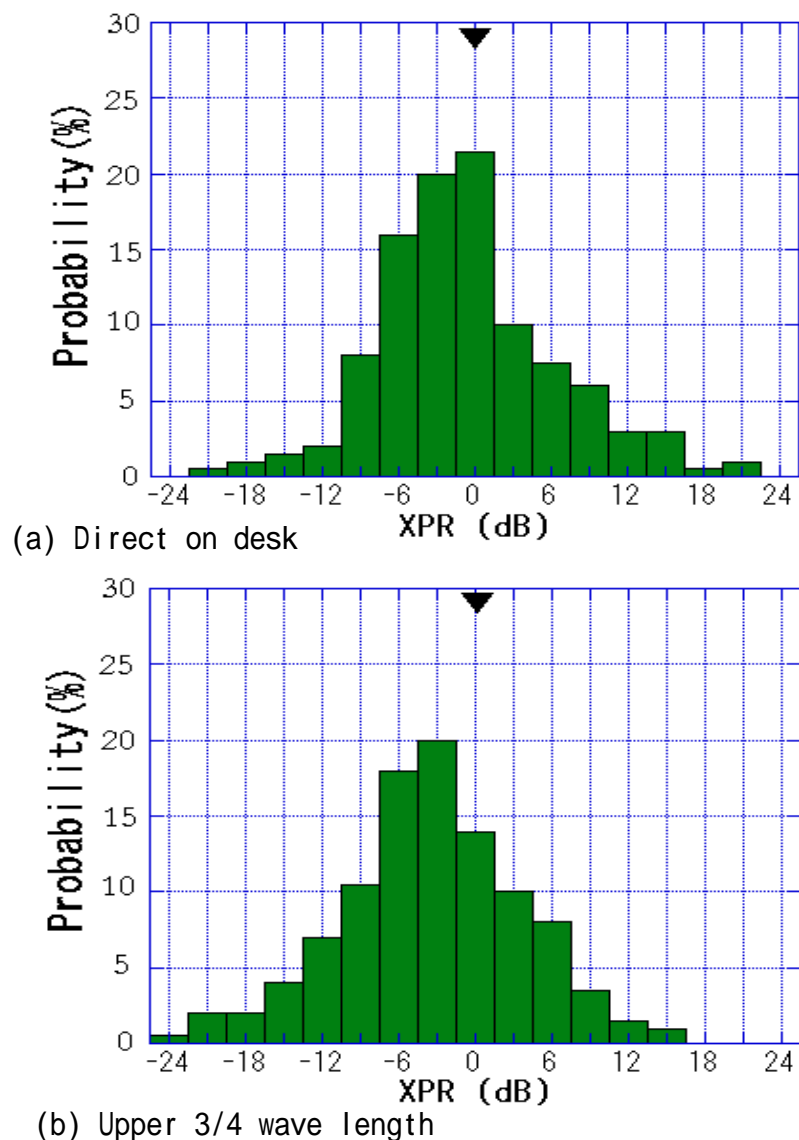


図2-39 HPCからのXPR

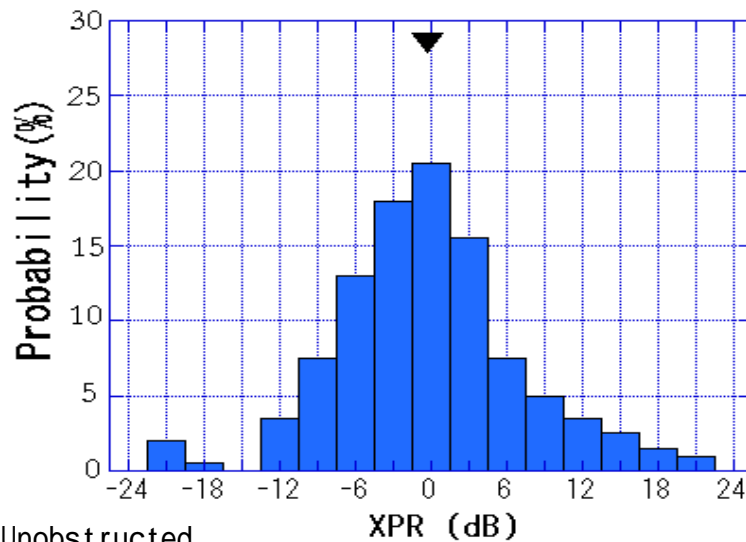
る放射パターンにならなかったためと、考えられる。また、使用者の存在では密度分布がもっとも高くなるXPRは0dBであった。

2.5.1.4 V H偏波受信特性

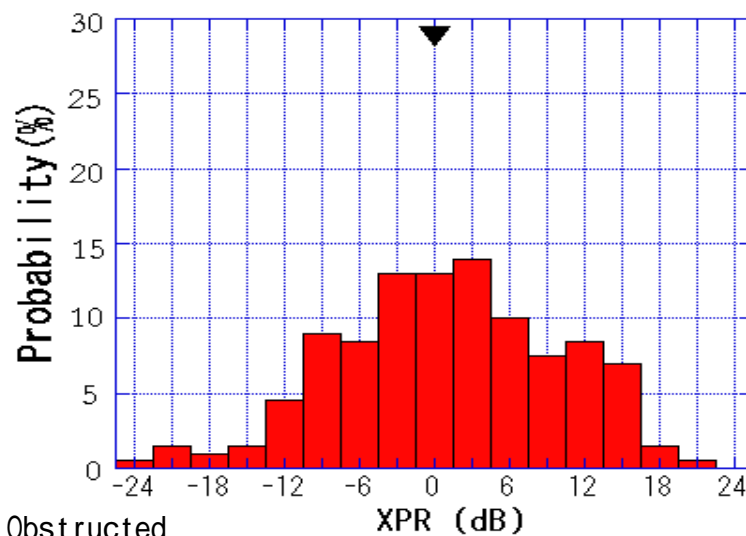
垂直偏波、水平偏波それぞれを個別受信させた場合の平均受信レベルに関して、各状態の特性をレーダチャート状に表したグラフを図2-42 に示す。グラフ上で上半分の特性は送信機器が直接事務机天板上にある場合を、下半分は天板から上方に位置させた(3/4波長嵩上げ)状態である。横軸方向で最右端は使用者が存在しない場合であり、左側は使用者が存在する場合で、縦軸上は使用者が後方でアンテナ方向を遮らない場合、最左端は使用者が前方に位置して、アンテナ方向を遮る場合である。

図2-42からは、ビル内伝搬では多数の散乱が合成されて受信されるため、PHS, HPCの前後に使用者がいる場合、いない場合でも、平均的には顕著なレベル差が出ないことがわかる。

PHSを直接事務机天板上に置いた場合、電波の放射方向は天井方向に向くため水平



(a) Unobstructed



(b) Obstructed

図 2-40 PHS 使用者の影響

方向への放射は少なくなり、受信されるレベルも低い、机面からの嵩上げ状態では横方向への放射も増え、レベルが高くなっている。

HPCについては、アンテナは斜め上方に立った状態であるため、電波放射には有効に働いており、PHSの水平配置より、3～4 dBレベルが高く受信できている。また偏波による差としては、水平偏波のほうが2～5 dB高く、(図中 印)、水平偏波受信が有効であることを示した。

2.5.1.5 まとめ

一般事務室内において、2 GHz帯の電波に関してその伝搬特性を偏波特性を中心に測定した。交差偏波比XPRについては、カード形無線機発信後の受信偏波特性からその密度分布は正規分布に近い特性を示した。PHS 端末を直接事務机上に置いた場合には、若干のレベル低下をもたらすとともにXPR密度分布は台形型に近づき、特に使用者がアンテナ方向にいた場合(直接波遮蔽状態)はその広がりも広くなり、XPRの標準偏差としては9 dB以上に広がった。

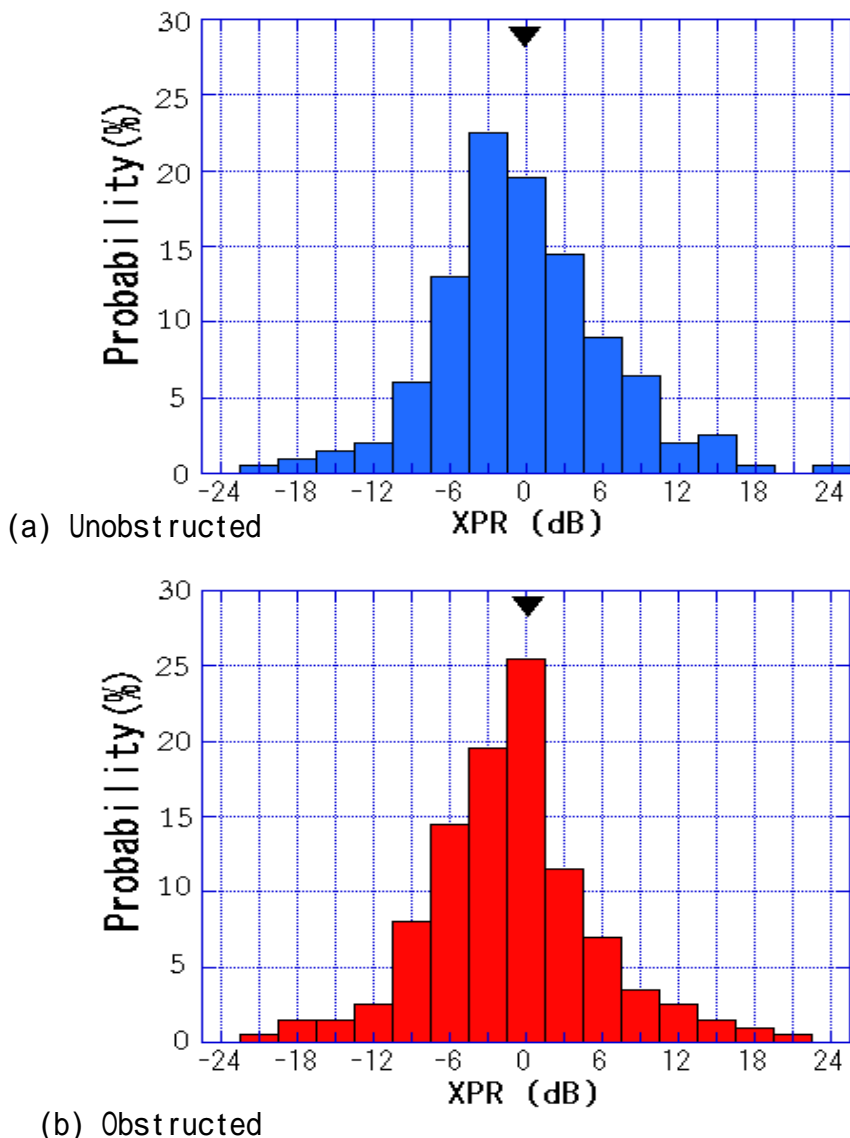
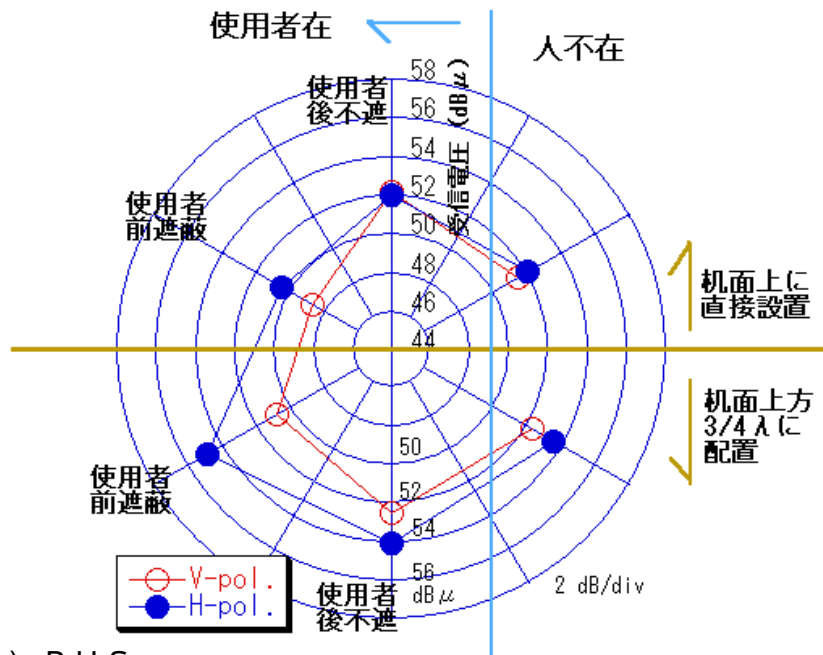


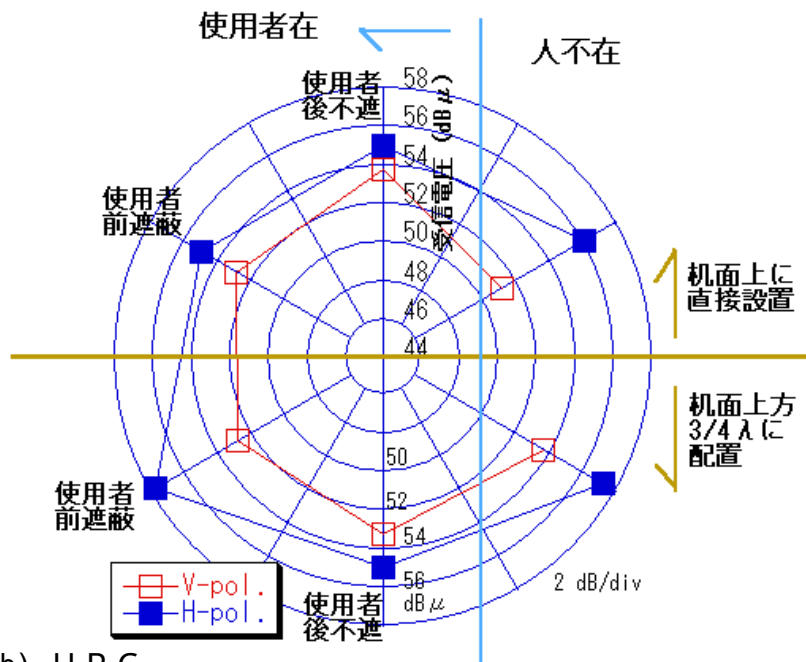
図2-41 HPC使用者の影響

PHS電話機送信 VH偏波受信特性



(a) P H S

HPC 送信 VH偏波受信特性



(b) H P C

図2-42 VH偏波受信特性

垂直偏波、水平偏波のそれぞれの受信レベルを合算した平均レベルでは、水平偏波成分は垂直偏波成分よりレベルが高く受信された。カード形無線機の場合では2～5 dB高く受信されており、屋内を伝搬路とした場合には、水平偏波受信が有効であることが明らかとなった。

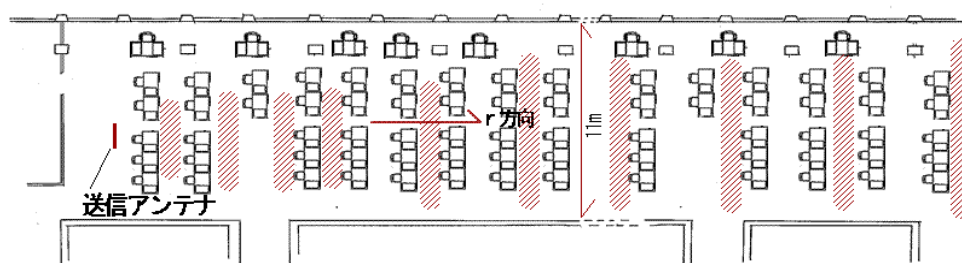
2.5.2 VHF帯ビル内距離特性

2.5.2.1 はじめに

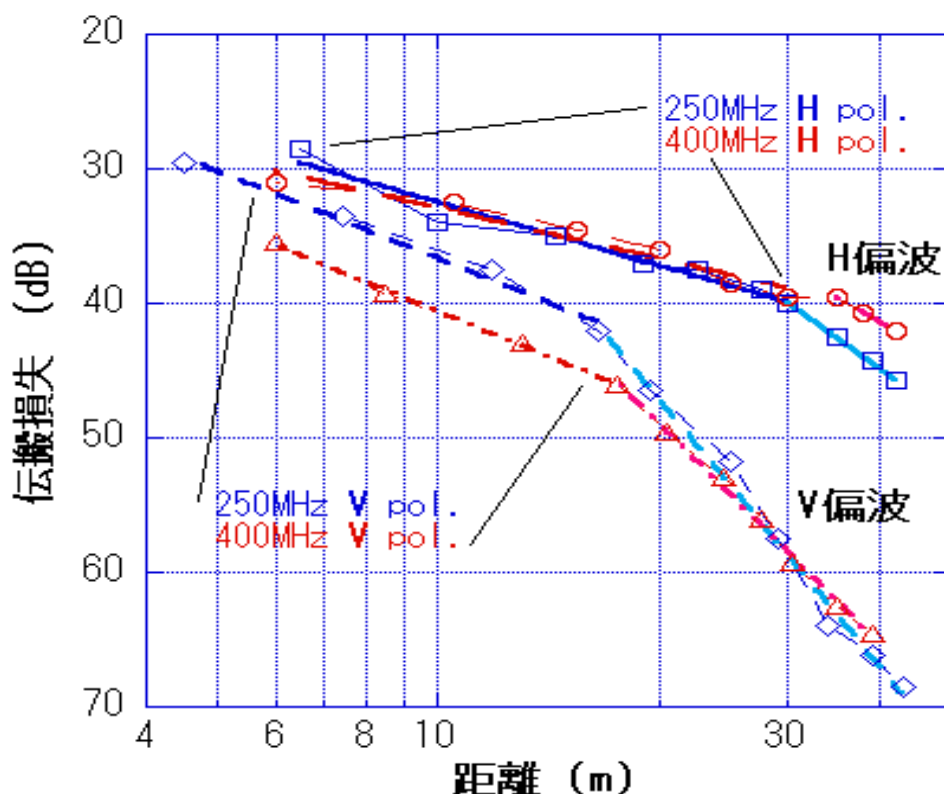
ビル内の伝搬特性は、そのビルの構造、什器の配置状況によって大きく変わる。そのため距離特性の一般的傾向は多くのデータを平均化する必要があるが、一般的事務専用ビル内での250MHz, 400MHz帯における距離特性を測定したので、その結果を以下に記す。

ビルの平面構造における事務室状況は、一方の面はガラス窓と柱構造物の構成であり、他方の面は金属製埋め込みロッカーが連続的に全壁面に設置された状態で、奥行きは60m、窓～ロッカー間は11m、天井高は2.4mである。事務机は左側を窓方向になるようにした教室型配置である(図2-43(a))。

送信アンテナと受信アンテナは双方とも同一構造の電測機用半波長ダイポールアンテナを用い、送信系は事務室の一端において、床から1.5mの高さにアンテナを置いた。受信系は同様な高さを確保しつつ、事務室中央部を長手方向に順次移動し、電測機を用いて測定を行った。



(a) ビル内測定場所の事務室構成概観



(b) 250-400MHz屋内伝搬回帰曲線

図2-43 250MHz, 400MHz帯屋内伝搬距離特性

表 2-3 回帰曲線係数

周波数帯	折れ線前方			折れ線後方			
	係数 a	定数 b	相関 R	係数 a	定数 b	相関 R	
H 偏波	250MHz	15.57	16.90	0.978	39.29	-18.10	0.999
	400MHz	12.47	20.44	0.972	31.43	-8.970	0.997
V 偏波	250MHz	21.68	14.97	0.993	66.13	-38.99	0.995
	400MHz	22.25	18.33	0.999	55.53	-22.10	0.998

単位 dB

2.5.2.2 測定結果

距離特性として、各測定点周辺の短区間における電測機出力の中央値を計算させてグラフ化したものが図 2-43(b)である。

ここで偏波は、送信受信ともアンテナを水平にした場合を水平偏波、双方のアンテナを鉛直方向に立てた状態にした場合を垂直偏波とした。

図 2-43(b)からも明らかなように、250MHz, 400MHz 帯におけるビル内伝搬では、水平偏波の伝搬損失特性が増加の程度が少ない。回帰曲線として、対数による折れ線近似結果を表 2-3 に示す。表 2-3 では、対数近似において距離を x (m)、伝搬損失を y (dB) として、

$$y = a * \log(x) + b \quad (2-53)$$

と表した場合の係数及び定数等を示している。ここでは、水平偏波については $x < 30$ 、垂直偏波については $x < 16$ の場合を折れ線前方と表現し、それ以上は折れ線後方とした。(縦軸は、損失をわかりやすく表すために軸下方を損失大にした) 近似の程度を表す相関係数は 0.97 ~ 0.99 で近似としては非常によい一致を示している。

自由空間伝搬における距離特性は 2 乗則であり、式 (2-53) の係数 a は 20 である。また、移動通信伝搬における距離特性は一般的には 3.5 乗則と言われており、係数 a は 35 となる。これに対して、ビル内における伝搬特性としては、水平偏波による近傍通信では $a = 12 \sim 15$ となり、天井、事務机面等の反射波も合成されて損失の少ない伝搬特性を示した。また、後方では 3.5 乗則に近い 31 ~ 39 の傾向を示した。

一方垂直偏波では、係数 a は送信点に近い領域では 2 乗則あるが ($a=22$)、反射波が逆相となる領域以降 ($x > 16$) では伝搬損失が急激に大きくなり、伝搬距離係数が 60 前後の値を示した。

2.5.2.3 まとめ

250MHz, 400MHz 帯におけるビル内伝搬特性に関して、距離特性を水平偏波、垂直偏波の双方を個別に測定し、近似曲線を導出した。その結果、送信端に近ければ、1 次近似式の係数は水平偏波の場合が $a=12 \sim 15$ で、伝搬損失が少なくなる特性を示した。また、垂直偏波では反射波が逆相になる領域以降は 1 次係数 a は約 60 にもなり、大きく減衰する特性であった。すなわち、屋内伝搬は水平偏波が有利である。

2.6 むすび

マルチパス環境下における電波伝搬特性について、その分布特性を明らかにするとともに実伝搬路における測定結果からその特性を検証した。また、その環境下に適したアンテナ構成を説明した。

1.9GHz帯における実測結果として、カード型無線機から道路沿い電柱に配置される基地局へ到来する到来波の偏波は、見通しが遮られる環境では水平偏波成分が垂直偏波成分よりも比較的高い受信電界強度を有すること、携帯電話機からの場合でも基地局では水平偏波アンテナを利用する効果が高いことから、偏波ダイバーシチ構成を用いることで、特に従来の垂直偏波基地局アンテナのみで受信する場合に比較して基地局での受信レベル改善効果が大きいことを明らかにした。

また、屋内のみの伝搬でも 垂直偏波、水平偏波のそれぞれの受信レベルを合算した平均レベルでは、水平偏波成分は垂直偏波成分よりレベルが高く受信された。カード形無線機の場合では2～5 dB 高く受信されており、屋内を伝搬路とした場合には、水平偏波受信が有効であることを明らかにした。

したがって、屋内伝搬系を含む移動通信系におけるアンテナ構成を考慮する場合においては、水平偏波成分を受信できるようにすることが有効である。

第3章 V字形ダイバーシチアンテナに関する研究

3.1 まえがき

移動通信において、電波を送受信するためのアンテナはその構成が簡単に見えるが、基本的な機能として非常に重要な部分である。この空間電波と無線機内とのインタフェースの役割を果たすアンテナは、サービス品質上大きく影響するので、アンテナ利得向上等の効率化は方式設計上不可欠な検討項目である。そのため、移動通信サービスにおいては、それぞれの方式における使用周波数や、エリア構成方法に合わせて、アンテナの効率化等を図っている。

ところで、マルチパス伝搬環境下となるセル半径の小さな移動通信システム（マイクロセルシステム）においては、アンテナ高が低く、またその端末は屋内で使用されることが多いため、端末からの電波は建物内天井や床面、及び建物壁面等での何回かの反射を経てアンテナに到達するようになる。そのため、移動通信における電波は垂直偏波で送出されたとしても、反射の都度偏波面がずれ、アンテナに到着した時には多くの交差偏波を含んだ状態になっている。移動通信システムにおける偏波使用方法はほとんどが垂直偏波であるが、マイクロセル構成のシステムでは前述のように交差偏波成分も多いことから、このような伝搬特性を考慮することにより、改善効果を確保することが可能と考えられる。

すなわち、移動通信システムにおいてはダイバーシチ方式を採用しているが、このような伝搬環境を考慮し、特性の改善できるダイバーシチアンテナとしてV字型に配置した棒状ダイバーシチアンテナを提案する。

なお、マイクロセルシステムのアンテナは屋外路上に多数設置されることが多いので、視覚に入りやすく、都市内の景観に沿った形状にすることも重要であるが、このアンテナはその形状をスマートにさせるよう考慮したのもでもある。

また、マイクロセルシステムの適用地域において、その場所が傾斜地の場合、従来のアンテナによるエリア設計では水平面内の指向特性のみしか考慮しないため、傾斜地の上方と下方では電波強度に差が出て、地形考慮したエリア設計ができなかった。そこで、傾斜地におけるエリア最適化を図るためのアンテナ構成も合わせて提案する。

一方、アンテナ直下の領域において、マルチパス伝搬環境にならない場合における通信品質向上のためのアンテナ構成について考察を加える。

そこで、本章3.2節では、アレーアンテナ（非軸対称型）についてモーメント法によりアンテナ放射特性を解析し、マイクロセルに適したV字形ダイバーシチアンテナの構成

を示す。その放射指向特性を基にダイバーシチ効果のシミュレーションを行い、交差偏波成分が多い状況を考慮したダイバーシチ効果を明らかにする。その結果、アンテナ利得についてはアンテナ傾斜方向では利得の向上が図れること、又、ダイバーシチ利得については従来のコリニアアンテナより効果があることから、マルチパス伝搬環境下のマイクロセル構成に適した特性であることを示す。

3.3節では、傾斜地に適した棒状アンテナとして、非軸対称指向性を有する棒状アンテナを提案し、その特性を示す。そして、2GHz 常用のアンテナを試作して実現性を明らかにするとともに、実伝搬路における測定結果を示し、従来のコリニアアンテナを用いる場合に比べて、その有効性を明らかにする。

3.4節では、ビル屋上にアンテナを設置する場合に使用するビームチルトアンテナにおいて、アンテナ直下方向での電界低下領域に対して電界低下を改善できるビームチルトダイバーシチアンテナを提案する。その基本構造と、動作原理、及びその効果を計算で求めるとともに、実伝搬路での測定結果からその効果を確認したことを示す。

3.2 V字形ダイバーシチアンテナ

3.2.1 はじめに

通信の移動性が広く進展するようになり、ネットワークから情報機器等の端末系への最終接続手段として無線によるアクセス化が要望されるようになっている。この無線アクセス化において、最終段ではアンテナを含めた無線装置の構成を簡略化させるとともに、通信品質の安定化も非常に重要になっている。特に無線区間を考えた場合、その安定化のための一般的な方法としてはアンテナを2本設置するダイバーシチが用いられるが[40]、無線アクセス化区間の実態も踏まえた最適化を図る必要がある。

ところで、PHSのようなマイクロセルシステムにおいては、アンテナ高が低くセル半径が小さいため、マルチパス伝搬環境そのものの通信となる。また、アンテナは屋外路上に多数設置されるので視覚に入りやすく、都市内の景観に沿った形状にすることも重要である。更に端末の使用される場所は、建造物等に囲まれたところが多く、受信される電波は周辺壁面や床・天井で多重反射していることから、従来の移動通信で考えられていた垂直偏波が主要成分として受信されるだけではなく、水平偏波成分も多くなっている。従って、ダイバーシチを構成するアンテナの形状を考えた場合、水平偏波成分が受信され易い構成にすることにより、受信電圧の改善を図ることができる。

PHSサービス等において用いられるアンテナでは、図3-1に示すように外見構造が簡単な棒状のコリニアアンテナがよく用いられる[30][41]。この構造のアンテナにおいては、アンテナを構成する放射素子を工夫してその給電位相を適当に設定することにより放射面を傾斜させることができる。逆にアンテナを若干傾けて使用することもでき、水平偏波成分も受信できるようにすることが可能である。

棒状のアンテナを傾けて用いる構成としては、自動車に設置する移動局用アンテナとして検討した例が報告されている[42]。

本論文では、ストリートマイクロセルに設置する基地局に適用することを目的とし、柱状構造物の頂部に設置する新たなアンテナ構成として、非軸対称指向性棒状アンテナ[42]をV字に配置したV字形ダイバーシチアンテナを提案する。また、V字形ダイバーシチアンテナをストリートマイクロセル環境に適用する上での最適アンテナ構成をモーメント法を用いて解析し[24]、ダイバーシチ特性のシミュレーション結果を明らかにする[43]。その結果、ダイバーシチ特性については従来のコリニアアンテナより有効であり、また、アンテナ傾斜方向ではアンテナ利得が向上することから、ストリートマイクロセルに適したアンテナであることを示す。

なお本アンテナは、アンテナを2本取り付けてダイバーシチ構成にするための水平腕木鋼材が不要となり、外見が連続直線的で簡潔になることも特徴である。

3.2.2 非軸対称指向性棒状アンテナの特性

3.2.2.1 放射特性

通常のコリニアアンテナでは、放射素子に同相で給電すればアンテナ軸に直交する面に電波を放射させることになり、この各素子への給電位相を少しずつ推移させれば放射特性はチルト(傘型)にさせることができる。放射素子個々の指向特性を無指向形から指

向形にしてそれを多段配置し、それらを相互に背面設置して給電位相を個々に調整すれば、アンテナ軸には非対称な放射特性を有する棒状アンテナを構成することができる[42]。この非軸対称指向性棒状アンテナで、一方の放射素子面（アレーアンテナ）の放射方向を上方に ψ 傾かせ、他方のアレーアンテナ放射方向を下方に ψ 傾かせれば、棒状アンテナを ψ 傾かせても水平面内を放射方向とさせることができる。

モーメント法[24]を用いた計算結果で、放射素子を4段にした場合の垂直面内の放射特性を図3-2(a)に、水平面の放射特性を図3-2(b)示す。図3-2(a)に示すように棒状アンテナの傾きを変化させても給電位相を必要移相量に設定することにより、垂直面内指向特性では水平方向に放射させることができる[43]。

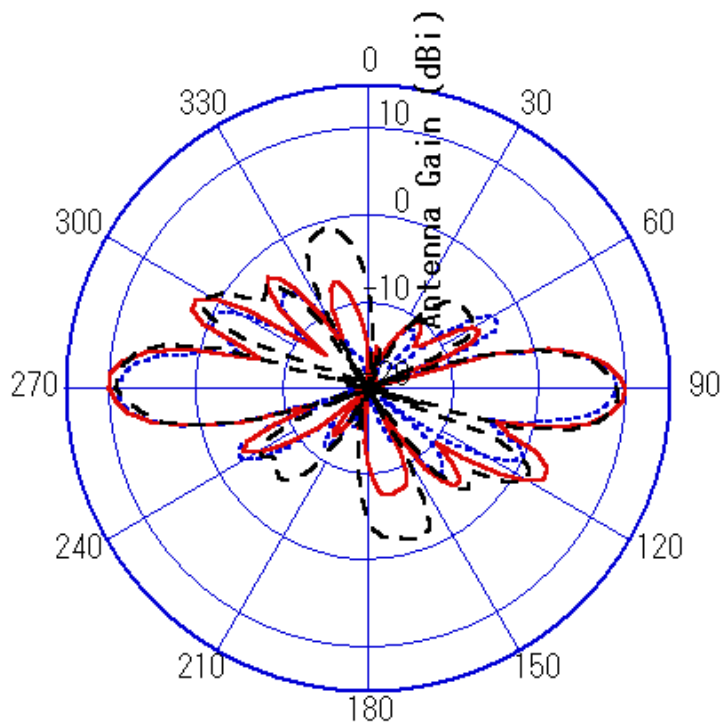
一方水平面の放射特性については、放射素子4段の場合で傾斜角 ψ が 6° 、 12° 、 18° の時の水平面放射特性が図3-2(b)であり、傾斜角が大きくなるにつれて水平面内指向性が双指向性となっていく。ただこの場合、傾斜方向に直交する方向（ 90° 、 270° 方向、以下水平面内の放射方向を ϕ と記述）のアンテナ利得が低下しても、傾斜方向（ 0° 、 180° 方向、以下アンテナ構成面方向と略）の利得が顕著に増加することにはなっていない。



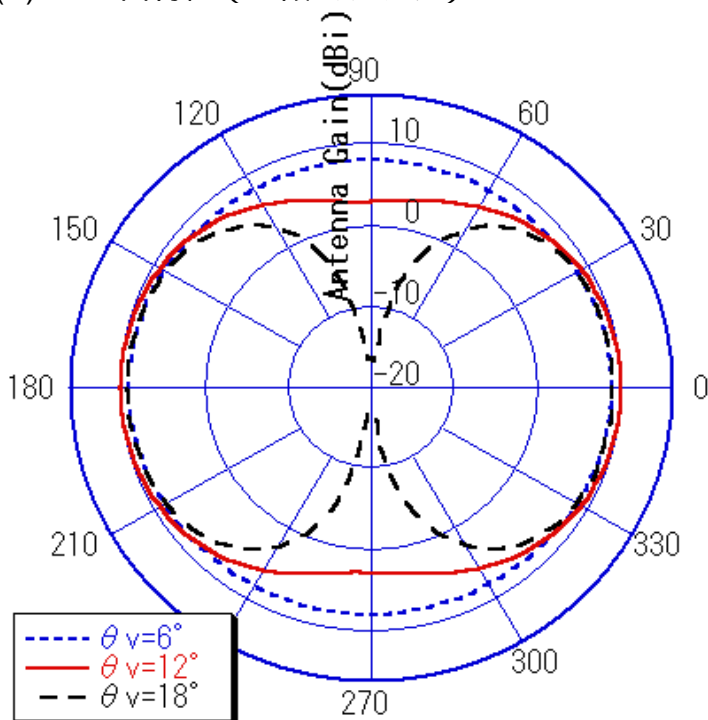
図3-1 PHSアンテナ例

他方、水平面特性では素子数の増加により、アンテナ構成面に直交する方向の落ち込みが大きくなる。放射素子6段の場合で傾斜角 θ_v が 6° 、 9° 、 12° の時の水平面放射特性が図3-2(c)で、直交方向 (90° 方向) の利得低下は θ_v が 12° の時に大きくなっている。4素子の場合 θ_v が 18° の時に大きな落ち込みになっており、アンテナ構成面に直交する方向の落ち込みを少なくするためには、素子数を多くすると傾斜角は大きくできないことになる。

試作した放射素子6段で傾斜角設計値 10.5° のアンテナ垂直面放射指向特性は、図3-3



(a) 垂直面特性 (4段スタック)



(b) 水平面特性 (4段スタック)

図3-2 非軸対称指向性棒状アンテナの放射指向特性

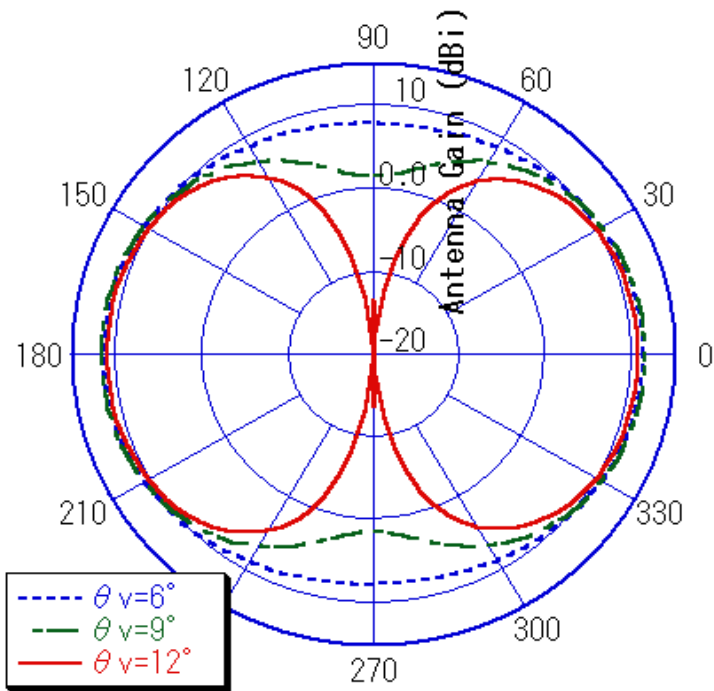


図 3-2(c) 非軸対称指向性棒状アンテナの放射指向特性(6 stacks)

のとおりで、アンテナ軸を傾斜できることを示している。

3.2.2.2 アンテナ利得

アンテナ構成面方向のアンテナ利得と傾斜角の関係を示した特性が図 3-4(a)で、図中印は通常の 4 段コリニアアンテナのアンテナ利得計算値である。即ち、非軸対称指向性棒状アンテナについては傾斜させることにより、アンテナ構成面方向の利得を向上させることができ、4 段の構成では傾斜角が約 12 度の時に、通常コリニアアンテナより約 1.5dB 高利得にさせることが出来る。それ以上に傾斜させた場合は、アンテナ利得は低下

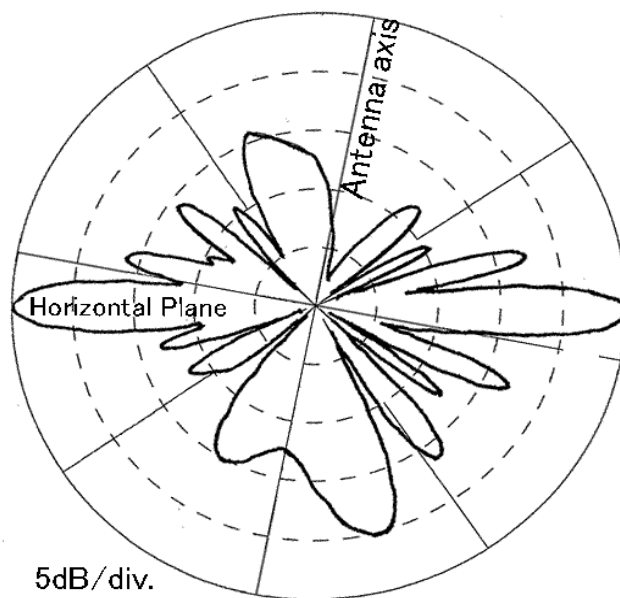


図 3-3 試作 6 段アンテナ垂直面指向特性

する。また素子数を6段にすると、アンテナ利得が最大になる傾斜角は約9°となる。

このアンテナは2面のパッチアレーアンテナで構成されており、それぞれの面のアレーアンテナはその方向の放射特性が水平面になるように各素子への移相が設定されている。各パッチアンテナからの電波は正面方向だけでなく背面方向にも若干放射される。このためパッチアンテナの正面方向の放射波に対して、裏面パッチアンテナの背面方向の放射波が正相で最も多く合成されるアンテナの傾斜角の場合にアンテナ利得が最大になる。この模様を示すための図が図3-4(c)(d)で、(c)が傾斜反対側(斜め上の面)のアレーアンテナのみの場合の真値による放射振幅特性と位相特性で、(d)は傾斜側(斜め下の面)のアレーアンテナのみによる同様の特性であり、アンテナ傾斜角として6°、9°、12°の場合を示している。水平面180°方向については、図3-4(c)の主ローブと図3-4(d)の180°方向付近の小ローブが合成されることになるが、双方の位相関係が同相領域では振幅が

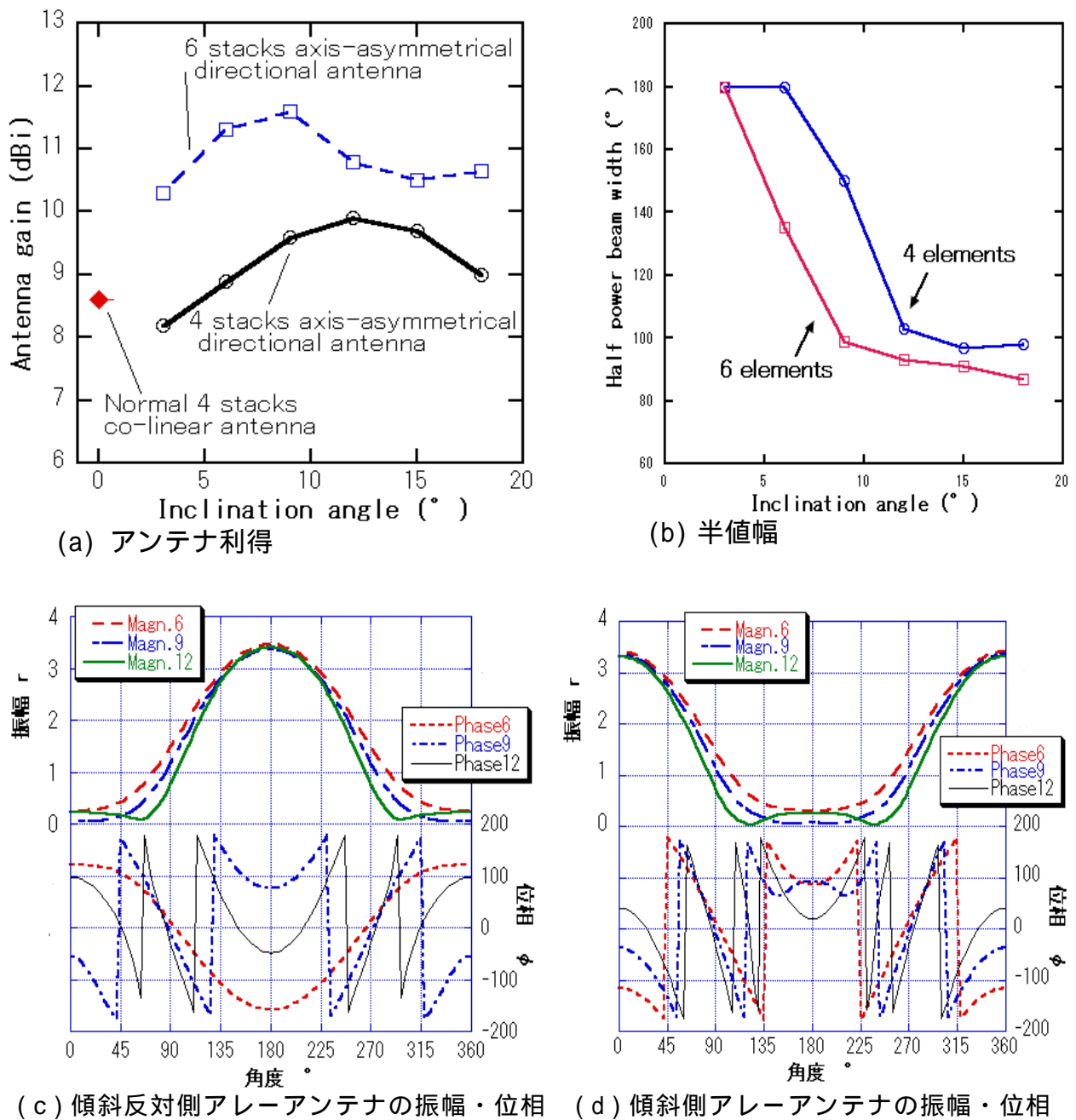


図3-4 非軸対称指向性棒状アンテナのアンテナ利得・半値幅及び真値振幅特性・位相特性

増加し、逆相領域の場合には減少することになる。アンテナ傾斜角が 12° (図中実線)では同相領域で利得増となるが、 6° の場合図中破線では逆相領域となり利得は減少する。

一方、水平面放射特性における4段アンテナの半値角とアンテナ傾斜角の関係は図3-4(b)のとおりで、傾斜角が 12° の時はアンテナ構成面方向の半値角が 100° 程度であり、文献[44][45]で示されているストリートマイクロセルにおける双指向性アンテナの最適半値角とほぼ対応している。

3.2.3 V字形ダイバーシチアンテナ

3.2.3.1 アンテナ構成

移動通信では受信される電波が大きく変動することから、その改善を図るためにアンテナを複数本設置して同時に受信するダイバーシチ構成にするのが一般的である。無線アクセス化における最終段のエリア構成としてのマイクロセル区間では、2本の棒状アンテナを垂直に配置したアンテナ構成がよく用いられている。

そこで、非軸対称指向性棒状アンテナは若干傾斜させることにより、傾斜させた方向のアンテナ利得を向上させることができるので、ダイバーシチアンテナとして用いる時の構成をV字形に配置する棒状ダイバーシチアンテナを提案する。その構造は図3-5に示すとおりである。この棒状アンテナはパッチアレーアンテナで構成し、それぞれの細長い基板の上に構成したパッチアレーアンテナを、双方の地板面が向かい合うように接合配置した構成とする。

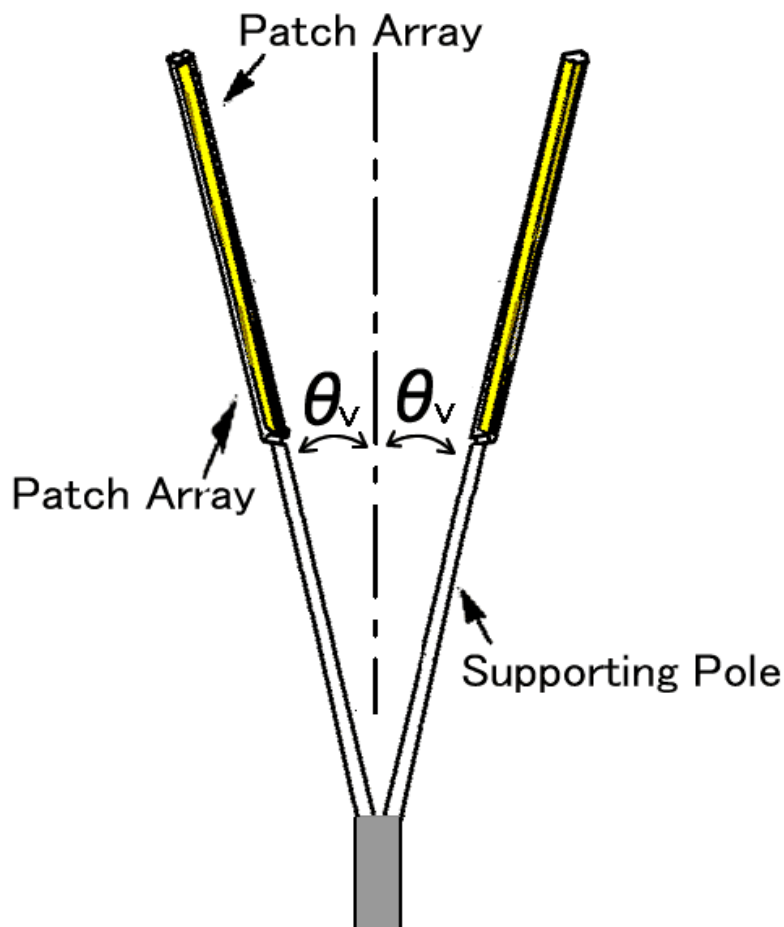


図3-5 V字形ダイバーシチアンテナの構造

また、2本のパッチアレーアンテナをV字形にすることにより、下方の放射素子は接近して相互に影響することになる。この影響を低減させるためにパッチアレーアンテナの下方に支持柱を設けて、放射素子の接近を防ぐ構成にしている。

そのため、V字形ダイバーシチアンテナの設計パラメータとしては

- (1) 素子数
- (2) 素子間隔
- (3) 各素子への給電位相
- (4) V字開き角(アンテナ傾斜角 $\nu \times 2$)
- (5) 支持柱長(ダイバーシチ間隔に関連)

になる。

3.2.3.2 アンテナ設計パラメータ

(1)素子数としては、アンテナ利得のみを向上させるためには多段にすればよい。しかし、多段にした場合はアンテナ構成面に直交する方向のアンテナ利得の低下が大きくなるため、傾斜角は大きくできない。放射素子を6段にした場合の水平面特性である図3-2(c)では、アンテナ構成面に直交する方向のアンテナ利得の低下は、傾斜角9°で最大利得から10dB低下することになる。一方素子数4段の場合では、傾斜角12°でも最大利得から7dBの低下に抑えられる。したがって、以降の検討では放射素子4段のアンテナを中心に検討する。また、特性の比較対象としては従来形のコリニアアンテナとし、素子数を4段としてアレーアンテナ部の長さも同じものとする。アンテナ間隔はアレーアンテナの中心部の距離とし、その間隔も同じにしている。

(2)素子間隔については、素子中心相互の間隔で、図3-6に示すようにアレーアンテナでは0.8付近で利得が最大となるので[46]、ここでは0.8で計算する。

(3)各素子間の給電位相は、各アレーアンテナにおいて放射方向が水平面になるように各素子の位相を推移させる。

(4)アンテナ傾斜角 ν (V字開き角 / 2) は図3-4(a)に示すように素子数4段では12°で利得が最大になるので、傾斜角12° (V字開き角24°) について検討する。

(5)支持柱長については、V字形アンテナではダイバーシチ間隔に関係する。ここでダイバーシチ間隔とは、アレーアンテナ部の中心相互間の間隔である。非軸対称指向性棒状アンテナを2本設置した場合、アンテナ利得についてはアンテナ相互の影響により棒状アンテナ単体特性から多少変化する。アンテナ構成面方向におけるアンテナ利得とダイバーシチ間隔の関係を図3-7に示す。図中太実線は4段V字形アンテナの0°方向(アンテナ傾斜

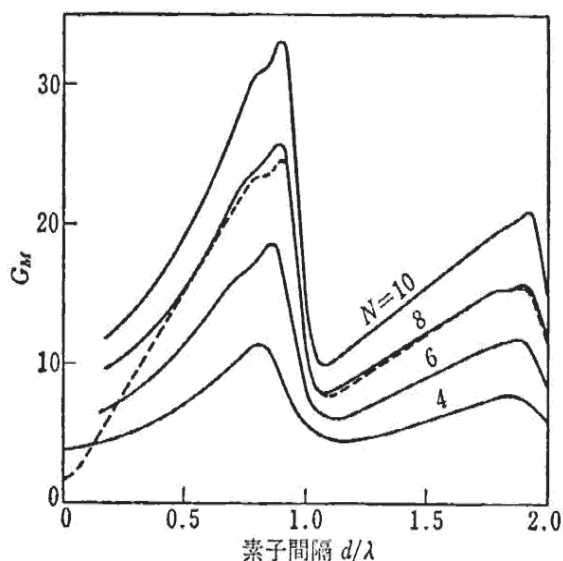


図3-6 素子間隔と指向性利得

方向)、太破線は180°方向(後方アンテナ方向)で、アンテナ構成面方向の後方アンテナがあるためその方向のアンテナ利得は0°方向に比して低下している。この180°方向アンテナ利得は双方のアンテナが近接すると低下するが、図3-7で示すようにダイバーシチ間隔が2.4以上離れるとアンテナ利得はダイバーシチ間隔にあまり依存しなくなる。図3-7の細点線は通常の4段コリニアアンテナに対する同様の特性である。

すなわち、傾斜角12°の4段V字形アンテナではアンテナ間隔を2.4以上離せば、0°方向アンテナ利得は9.8dB、180°方向は8.3dBを確保でき、かつ通常コリニアアンテナより1.5~3dBアンテナ利得が高くなることを示している。この間隔は支持柱の長さでは4に相当することになる。

ところで、アンテナを2本ダイバーシチ構成に配置した場合の、アンテナ相互の結合影響を考慮した水平面アンテナ放射特性を図3-8、図3-9に示す。図3-8(a)は放射素子4段のV字形ダイバーシチアンテナにおける支持柱長を4にした時のアンテナ傾斜角変化に対する放射特性で、図3-8(b)は放射素子6段、支持柱長6の場合の同様特性である。図3-9は通常の4段コリニアアンテナについてダイバーシチ間隔に対する特性である。2本のアンテナの相互位置関係により、水平面内の放射特性でアンテナ利得の極大点が移動している。V字形ダイバーシチアンテナでは、180°方向の利得は低下するが、傾斜角12°の場合では利得の極大点は140°方向と220°方向に移動している。また、傾斜角12°ではアンテナ構成面に直交する方向の低下は少なく抑えられていることもわかる。

コリニアアンテナにおいても利得極大点が多数現れ、その方向はダイバーシチ間隔に依存する。図3-8(b)ではダイバーシチ間隔として、2、3の場合を示している。

なお、移動通信における基地局用アンテナでは、マルチパス受信となる場合がほとんどであるので、各角度に対するアンテナ利得の偏差は平均化され、問題は生じない。

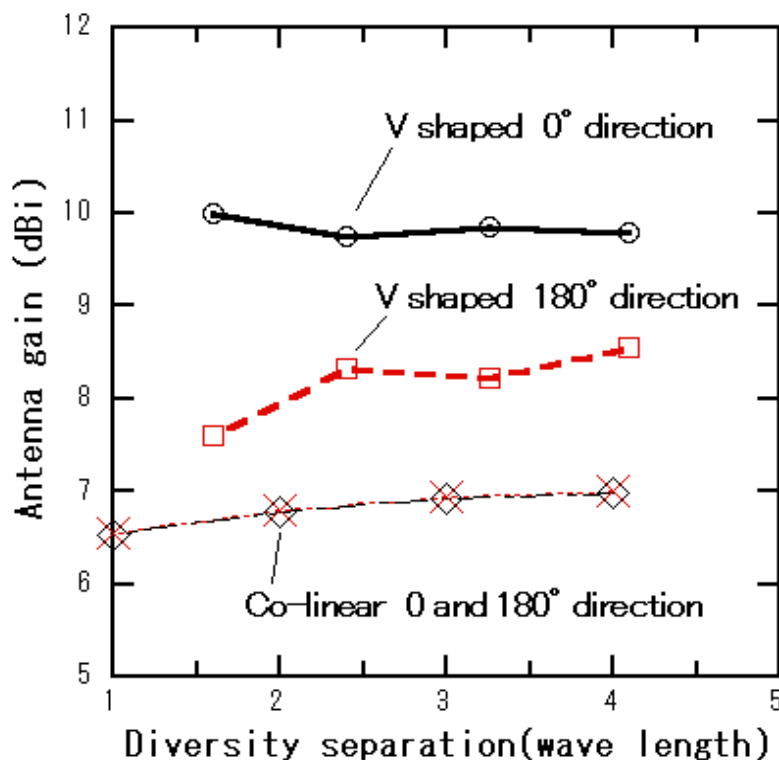
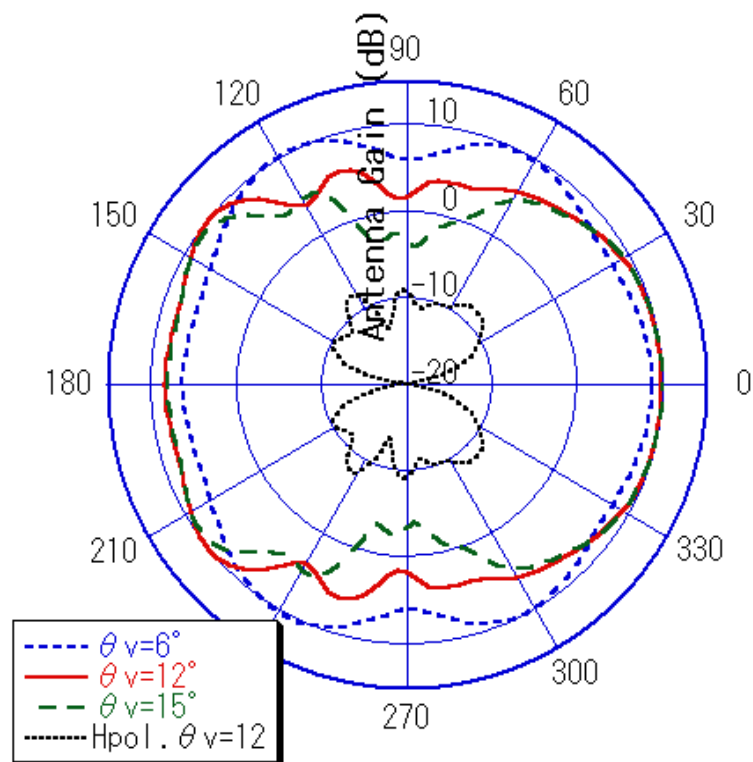


図3-7 ダイバーシチ間隔とアンテナ利得特性

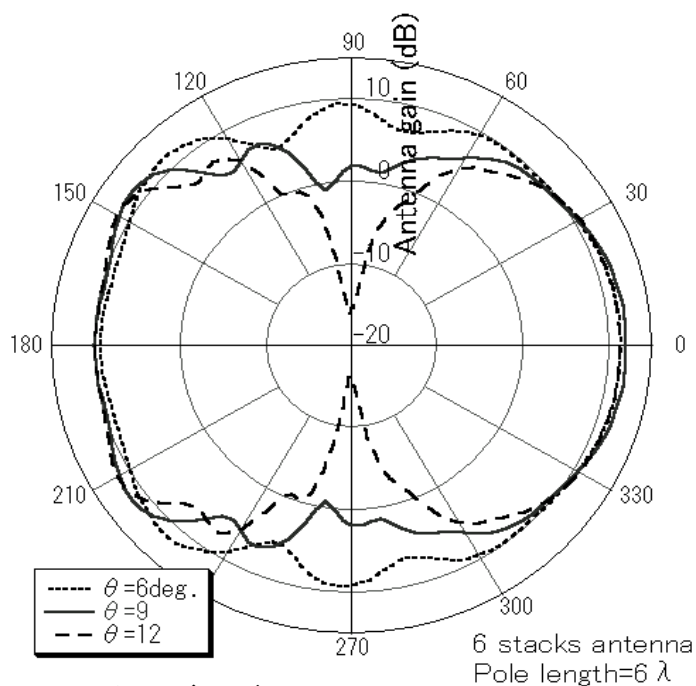
一方V字形ダイバーシチアンテナの水平偏波成分に対する受信特性については、傾斜角 12° の場合を図3-8(a)に合わせて点線で示す。アンテナ構成面方向がヌル点になっているが、それ以外の方向では -10dB 程度のアンテナ利得があることを示している。

3.2.4 ダイバーシチ特性

V字形ダイバーシチアンテナでは、そのダイバーシチ特性の評価が重要である。そこで



(a) 4段V字形ダイバーシチアンテナ



(b) 6段V字形ダイバーシチアンテナ

図3-8 V字形ダイバーシチアンテナ水平面放射特性

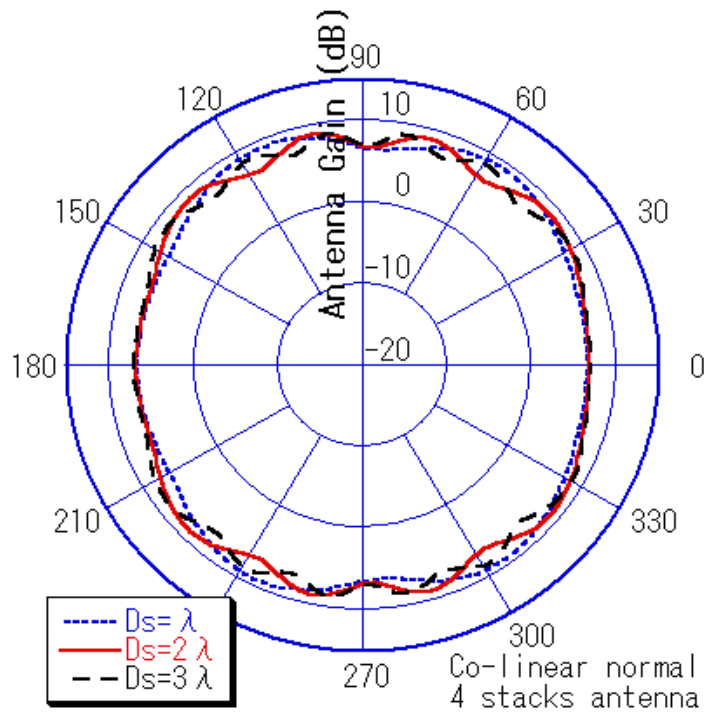


図 3-9 コリニアアンテナダイバーシチ水平面放射特性（4 段）

ダイバーシチ特性を従来のコリニアアンテナと比較するために、以下に示す伝搬モデルにおいてダイバーシチ特性の計算を行った[43]。

伝搬環境は都市内マイクロセル環境を想定し、端末方向から到来する比較的強い波の成分と、周辺で散乱する成分の重ね合わせで表現した。受信波は送信端末方向から到来する主要波として、 $\pm 30^\circ$ の角度範囲にある一様な広がりを持った6波が到来するものとし、その振幅は一定であるとした。また散乱波は、到来角が 360° にわたり一様な分布で、振幅が一定、位相は一様分布をする16波が到来するものとした。なお、主要到来波成分と散乱波成分の電力差kファクタはここでは10dBとした。この伝搬路モデルの一例を図3-10に示す。

シミュレーションにおける比較の対象とするため、先ず水平偏波成分を考慮せず、電波はすべて垂直偏波成分であるとしてダイバーシチ利得を計算させた。(これをここでは到来波垂直偏波計算と表現)

一方、マイクロセル都市内伝搬路においてはビル内からの送信となることが多く、このような場合においてはビル壁面等による多重散乱の結果、水平偏波が相当成分発生している。都市内伝搬路での特性測定結果から、基地側で受信される電波として水平偏波成分も多く受信されていることが明らかであるので[8]、計算では電界強度最大軸の傾き(注)が正規分布の広がりを持つと仮定し、かつ送信端末機が傾斜した状態($45^\circ \pm 15^\circ$ の範囲で保持されると仮定)であると想定して計算させた(この条件下での計算を到来波両偏波成分計算と表現)

注) 電界強度最大軸の傾き：垂直偏波として受信される瞬時電力の真値と、水平偏波として受信される瞬時電力の真値から、 \arctan の角度として求めた傾き角。

参考文献[8]の測定結果から電界強度最大軸の角度広がり標準偏差が 17° あるとして計算。

シミュレーションにおける評価方法としてのダイバーシチ利得は、理想的選択合成ダイバーシチ受信を行ったときの受信電力1%値比較を用いた。これは選択合成ダイバーシチ受信後の合成受信電力の累積確率1%値と、単一受信での受信電力累積確率1%値におけるレベルの高い側との差で表している(以下ダイバーシチ利得1%値と記述)[13][47]。

ここではV字形ダイバーシチアンテナは放射素子4段構成で、アンテナの傾斜角 α は12°である。この構成に対して、アンテナ間隔毎に個別素子に対する放射特性を、ダイバーシチ構成としたときの相互結合の影響も含めてモーメント法を用いた解析により求め、ダイバーシチ利得の計算に反映した。通常コリニアアンテナの計算に対するダイポールアンテナの放射特性についても同様である。

3.2.4.1 コリニアアンテナダイバーシチ特性

コリニアアンテナをダイバーシチ構成にした場合のダイバーシチ利得計算結果を図3-11に示す。ここでは、ダイバーシチ間隔とダイバーシチ利得の関係を示しており、ダイバーシチ間隔は波数で表している。図中細線は到来波垂直偏波計算の計算結果であり、太線は到来波両偏波成分計算の場合である。ここで主要到来波の方向として、アンテナ構成面方向と同方向を0°方向とし、その軸に直交する方向を90°方向、その中間である45°方向についての3通りを示している。

ダイバーシチ間隔が狭い場合には、到来波の方向がアンテナ構成面方向(0°方向)ではダイバーシチ利得が低下している。また、ダイバーシチ間隔が1/2波長付近の場合は、ダイバーシチ利得が増加する傾向がある。これは双方のアンテナで受信される電波の位相の相関が関係している。逆にダイバーシチ間隔を大きくすればダイバーシチ利得も増加する傾向を示す。電波の到来方向がアンテナ構成面方向から離れた方向ではダイバーシチ間隔に依存しない傾向を示す。また、到来波垂直偏波計算の計算結果では、ダイバーシチ利得は約10dBとなる。

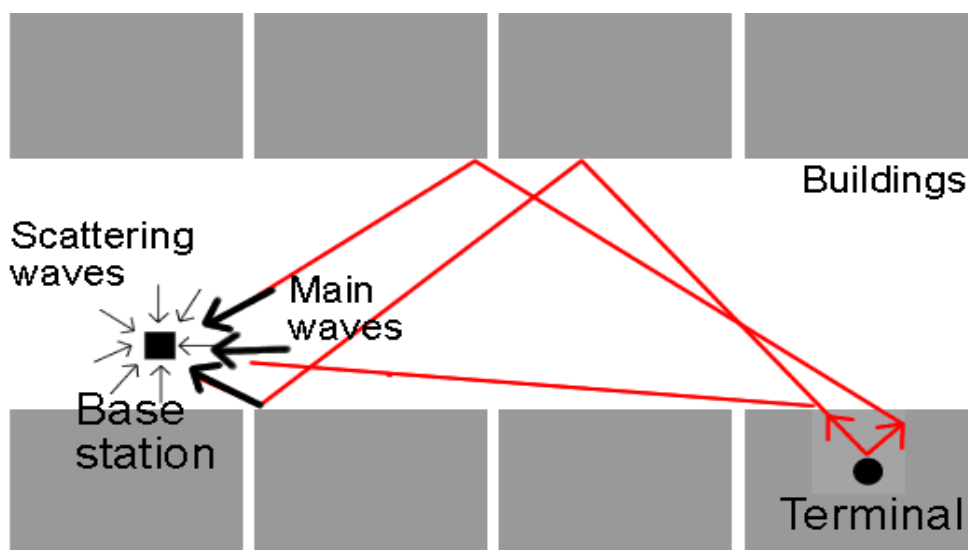


図3-10 ストリートマイクロセルの伝搬モデル

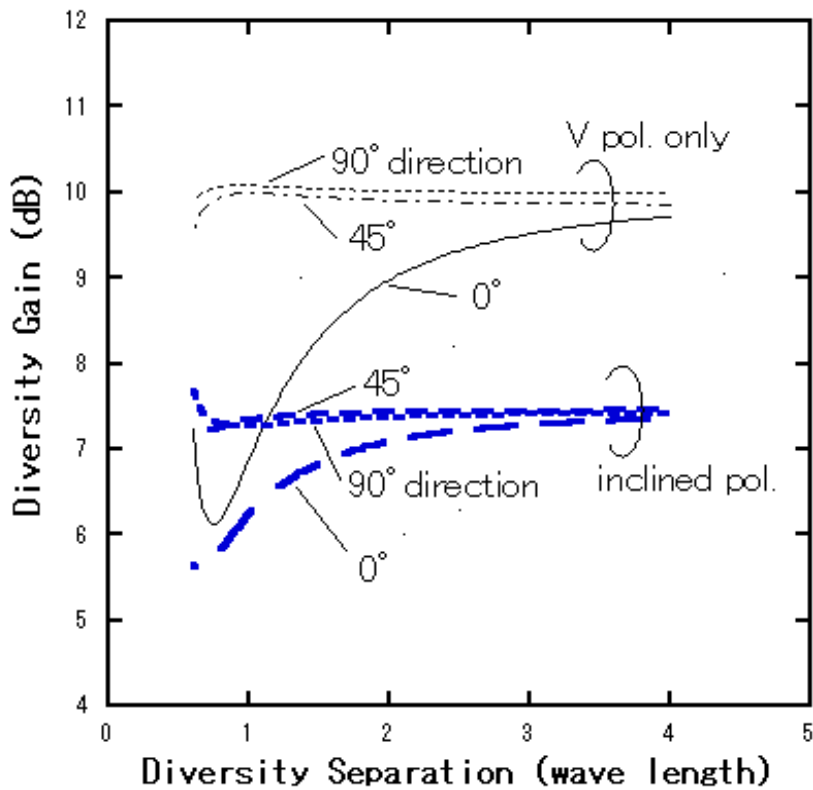


図3-11 ダイバーシチ間隔とダイバーシチ利得 (ダイバーシチ4段)

一方、受信される電波の電界強度最大軸が傾いてそれが変動していると想定した到来波両偏波成分計算ではダイバーシチ利得は低下し、電波の到来方向がアンテナ構成面方向から離れた方向では約7.5dBとなり、2.5dB程度低下してしまうことを表している。またこの低下量は、2波長以上の間隔では到来波方向には依存していない。

通常の利用状態では、端末保持者や周辺壁面の影響により電界強度最大軸が垂直偏波と同等の状態にはあまりならないことから、通常のコリニアアンテナによるダイバーシチでは、ダイバーシチ利得は7.5dBとなることである。

この計算値に対して、都市内の実伝搬路において測定したダイバーシチ特性の測定例を表3-1に示す。コリニアアンテナとして使用したアンテナはPHS用双指向性アンテナで、測定場所は大阪府中央区である。送信点はビル内1階で、受信点はビルから60m離れた路上の高さ6mの位置である。

表3-1 ダイバーシチ利得測定結果

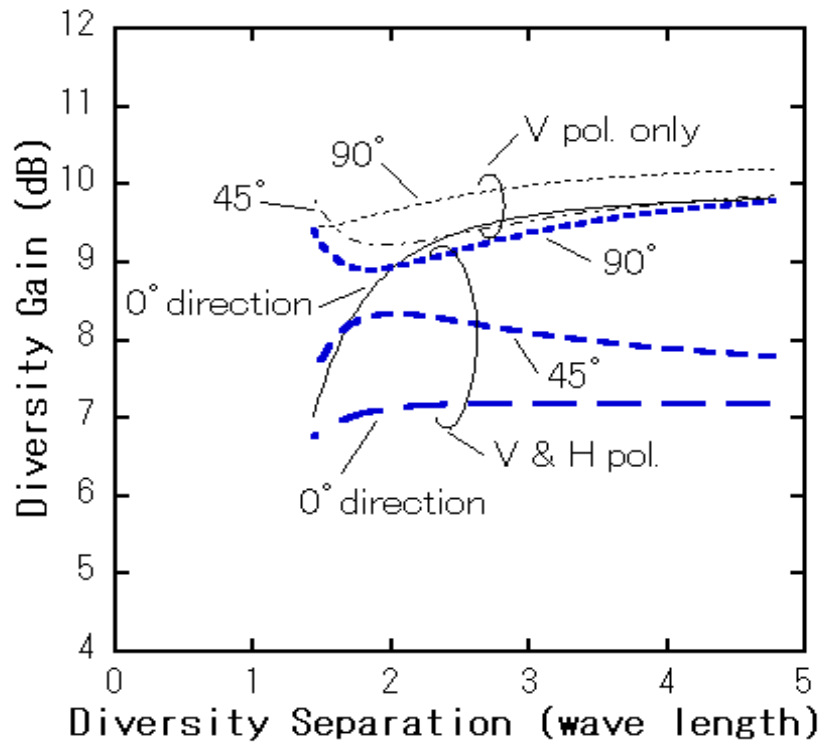
アンテナ種類	PHS用アンテナ	V字形アンテナ(6素子)	
ダイバーシチ間隔	3.2	1.8	2.5
主要到来波方向			
0°	6.6(7.5)	6.0(6.0)	6.9(7.1)
45°	7.0(7.7)	-	7.8(7.9)

単位 dB ()内は到来波両偏波成分計算の値

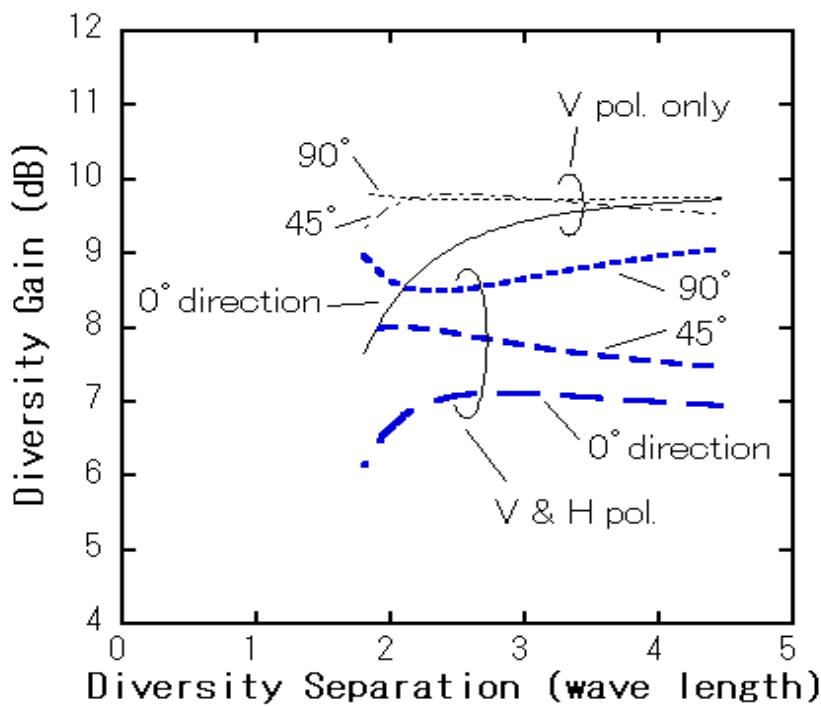
表3-1から明らかなように、ビルの中から送信される電波については、伝搬路周辺の建物壁面等による散乱波が多重合成されて受信されることから、到来波垂直偏波計算の計算結果より到来波両偏波成分計算の結果のほうがよく合う特性であった。

3.2.4.2 V字形ダイバーシチアンテナのダイバーシチ特性

本論文提案のV字形ダイバーシチアンテナにおけるダイバーシチ特性を図3-12に示す。



(a) 4段スタックアンテナ



(b) 6段スタックアンテナ

図3-12 V字形アンテナのダイバーシチ利得

図中太線は到来波両偏波成分計算の特性で、細線が到来波垂直偏波成分計算の特性であるが、顕著な特性が現れる。

すなわち、垂直偏波成分計算の特性ではV字形アンテナもコリニアアンテナと類似の傾向である。しかし、到来波両偏波成分計算の特性はダイバーシチ利得の低下は一部で、主要到来波方向が90°方向では垂直偏波成分計算の特性と同程度のダイバーシチ利得を有している。図3-8(a)に示すように、このアンテナは傾斜しているため水平偏波成分の電波も受信できることから、ダイバーシチ利得に対しては改善効果を有している。その効果はアンテナ構成面方向では現れないが、アンテナ構成面方向から離れた方向では利得増加となり、90°方向については2 dB以上の利得増加になっている。

なおこの効果は、アンテナの傾斜角度に関係しているため、6段のV字形アンテナでは利得最大角が傾斜角9°となって狭くなる。そのため、水平偏波に対するアンテナ利得が小さくなり、図3-12(b)に示すように4段アンテナに比して改善効果は少なくなる。

V字形ダイバーシチアンテナにおける実伝搬路での測定例は表3-1のとおりで、到来波両偏波成分計算の結果と良い一致を示していた。

一方、相関係数の傾向についてV字形ダイバーシチアンテナ(4段)におけるシミュレーション時の特性を図3-13に示す。アンテナ間隔が狭い場合で主要到来方向が0°方向の場合には相関係数が大きくなるが、アンテナ間隔が広がる方向や、到来角が0°方向から離れる方向では相関係数が小さくなっている。この傾向はダイバーシチ利得と逆の傾向にあることを示している。

3.2.5 V字形ダイバーシチアンテナの受信特性

V字形ダイバーシチアンテナでは、電波の到来方向がアンテナ構成面方向から離れる

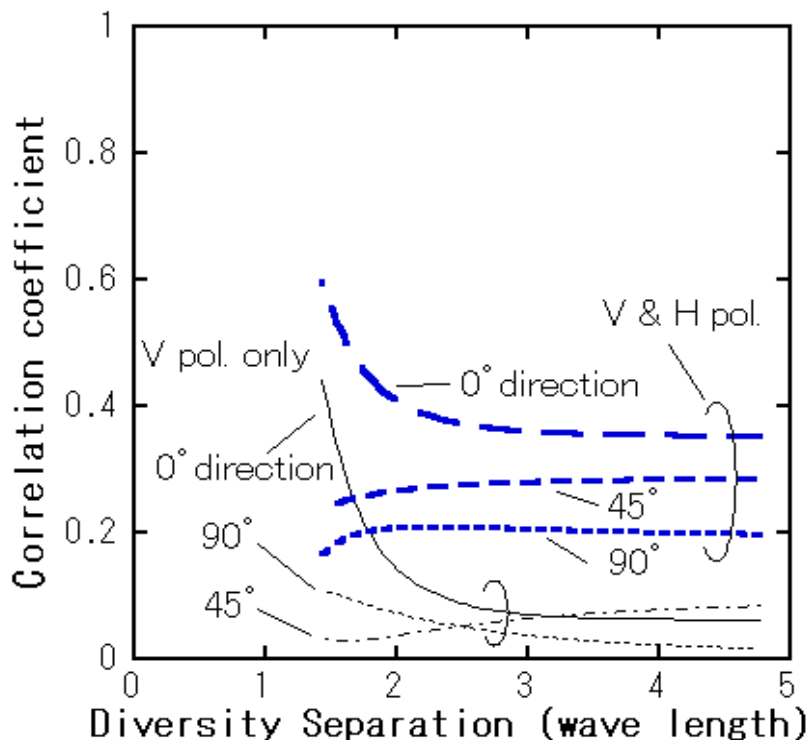


図3-13 V字形ダイバーシチアンテナ相関係数

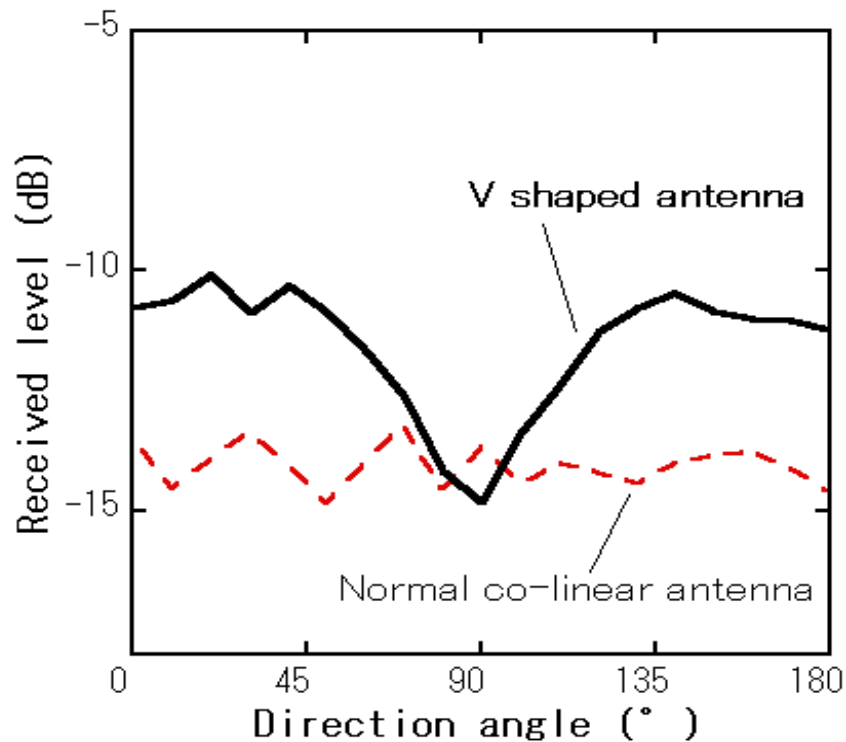


図3-14 到来方向角に対する受信レベル特性

方向ではアンテナ利得は低下する。しかし、その方向はダイバーシチ利得が増加する特性を有することから、受信レベルについて改善効果があり、ダイバーシチ受信後の受信レベルは改善される。その計算結果の特性は図3-14のとおりで、比較のためにコリニアアンテナの特性も合わせて表している。図3-14では4段コリニアアンテナの単独受信レベルにおける各角度毎の50%値の平均値を0 dBとして、4段V字形ダイバーシチアンテナとコリニアアンテナにおけるダイバーシチ受信時1%値の受信レベルを電波の到来方向に対する特性として示している(ダイバーシチ間隔は双方2.4波長)。図中太実線はV字形ダイバーシチアンテナにおけるダイバーシチ受信時の1%値レベルであり、破線はコリニアアンテナにおける1%値レベルである。

すなわち、V字形ダイバーシチアンテナではアンテナ構成面に直交する方向のダイバーシチ受信レベルはダイバーシチ利得が増加するため、レベル低下は少なくなり、コリニアアンテナと同程度の受信レベル(ダイバーシチ受信1%値約-14dB)が確保でき、それ以外の方向に対しては3~4 dBレベル改善できていることを示している。

このことから、水平偏波成分が多く受信される都市内の実環境では、V字形ダイバーシチアンテナはコリニアアンテナ以上のダイバーシチ特性となり、ストリートマイクロセル環境に適したアンテナ特性を有する。

加えて、アンテナを2本取り付けてダイバーシチ構成にするための水平腕木鋼材が不要となり、図3-15に示すように外見が連続直線的で簡潔になることも特徴である。

3.2.6 まとめ

マイクロセルシステムに用いられる無線装置アンテナとしてV字形ダイバーシチアンテナを提案した。アンテナ特性については、モーメント法を用いた解析によりマイクロ

セルに適用する際の最適構成について検討するとともに、マイクロセルにおける伝搬環境を想定したダイバーシチ特性のシミュレーションによりダイバーシチ特性の検討を行った。

その結果、放射素子4段構成、傾き角が 12° で支持柱長を4波長とすると、アンテナ構成面方向のアンテナ利得は10dBiになることを示した。

また、ダイバーシチ効果については、都市内伝搬を想定した多重散乱による水平偏波成分が多く発生している条件下では、アンテナ構成面方向から角度を有する方向ではコリニアアンテナよりダイバーシチ利得が高くなることを明らかにした。総合の受信特性としてダイバーシチ受信レベル1%値では、コリニアアンテナに比してV字形ダイバーシチアンテナでは、アンテナ構成面に直交する方向では同程度、それ以外の方向に対しては3dB以上の改善が図れることを明らかにした。これらの事から、V字形ダイバーシチアンテナはストリートマイクロセルにおけるアンテナとして有効である。

またその外見は、ダイバーシチ構成にするための水平腕木鋼材が不要となり、連続直線的で簡潔であることも特徴である。



図3-15 V字形ダイバーシチアンテナ

3.3 傾斜地に適した基地局用アンテナ

3.3.1 はじめに

マイクロセルシステムにおける基地局は電話BOXの上、道路沿いの電柱、専用ポール、ビルの屋上、地下街あるいは屋内の天井、等の様々な場所に設置されることが多い[30][48]。このように、いろいろな場所に基地局が設置されているため、基地局アンテナが設置される高さはそれぞれ異なり、設置環境についても、ビルに囲まれていたり、自由空間に置かれていたりして様々である。これは電波伝搬環境の上からも全く異なる環境に置かれていることとなり、マイクロセルシステムのセル半径は100～500m程度と場所によって異なっている。

このマイクロセルシステムに用いる基地局アンテナとしては、設置の容易さ、低価格等の理由から、通常水平面内の指向性が無指向性であるコリニアアンテナ等の棒状の簡易なアンテナが用いられている。しかし、上述のように、照射するマイクロセルの大きさは、設置環境、電波伝搬環境によって異なるため、すべての設置場所において、必ずしも水平面内無指向性のコリニアアンテナが最適ではない。

例えば、ストリートセル[41]のように、アンテナの設置高がビルの高さよりも低く、ビルに囲まれている道路沿いにアンテナを設置した状況においては、水平面内無指向性よりもむしろ道路方向に指向性を持つ双指向性アンテナが望ましいことが報告されている[33][44]。文献[33]および[44]によれば、ストリートセル基地局に双指向性アンテナを用いたとき、同じ長さのコリニアアンテナに比べて、セル長が約30～40%伸びることが報告されている。

このように、基地局アンテナは設置環境に応じてそこに適した放射指向性を持たせることが望ましく、これによりセルの最適配置が可能となり、基地局設置コストの削減にも寄与できるのである。

本節では、傾斜地に適した棒状アンテナ[49]について述べ、2GHz帯で試作したアンテナを用いて、実伝搬路における効果を明らかにした結果について説明する。提案したアンテナは非軸対称指向性を有する棒状アンテナであり、以下、3.3.2で傾斜地に位置するマイクロセル基地局アンテナに要求される指向性を明らかにし、3.3.3で提案した非軸対称指向性を有する棒状アンテナについて述べる。3.3.4では2GHz帯で試作したアンテナの構造および特性について述べ、3.3.5でこの試作アンテナを用いたときの実伝搬路での効果を明らかにし、提案したアンテナの有効性を示す。

3.3.2 傾斜地基地アンテナに要求される指向性

移動通信のサービスを提供する地域としては平地のみではない。丘陵の上部に至る傾斜地に対してマイクロセル構成でエリアを構築する場合、水平方向の指向性を有するアンテナでは谷側方向に対しては不要な遠方電波を多数受信してしまう。一方、山側に対しては電波が上方向へは向かわないので、エリアとしては小さなエリアになってしまう。この模様を図3-16に示す。

傾斜地に位置する基地局に通常のコリニアアンテナあるいはビームチルト型のコリニアアンテナを設置すると、平坦地で用いる場合に比べて、基地局アンテナが照射するエリ

アは小さくなるか、または非対称になり、通常のセル設計が容易に出来なくなる。図3-16では、黒塗り楕円が通常のコリニアアンテナのアンテナパターンイメージで、灰色楕円が下方に放射特性を有するビームチルトアンテナのパターンイメージである。谷側に対しては、黒塗り楕円では電波放射方向が遠方を向くため、斜め下方に対して電波が弱くなりエリア長を長くさせることができない。逆に、遠方からの不要波が多数到来することになり、CNRの点からもエリア長は更に短くなると考えなければならない。上方に対しては、アンテナの指向方向は傾斜地の地面方向を照射することになり、同じようにエリア長は短くなる。

一方、ビームチルトアンテナでは図の灰色楕円が示すように、傾斜地谷側については、電波が傾斜地に沿って伝搬することになってエリア長は確保できることになり、かつ遠方からの到来波を抑制する方向であるため、CNR劣化は少なくてすむ。しかし、山側に対

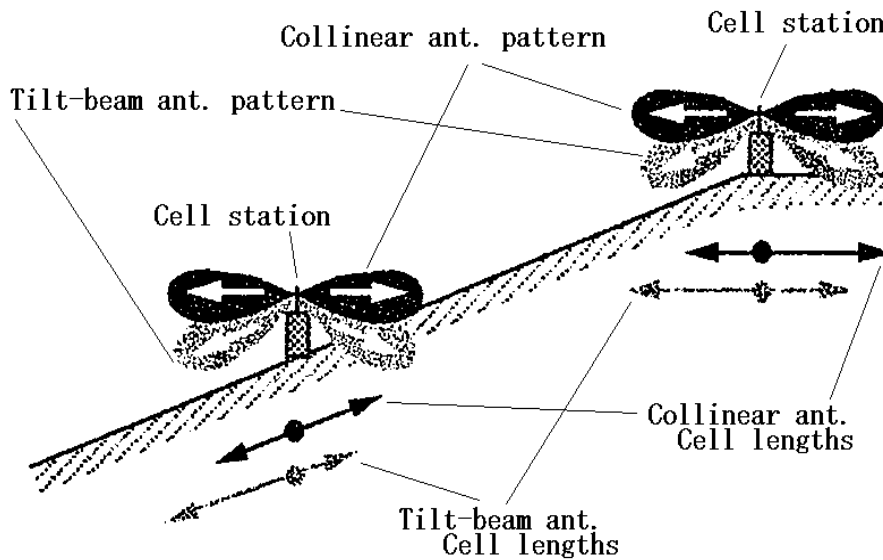


図 3-16 通常のアンテナの放射指向性とセル長

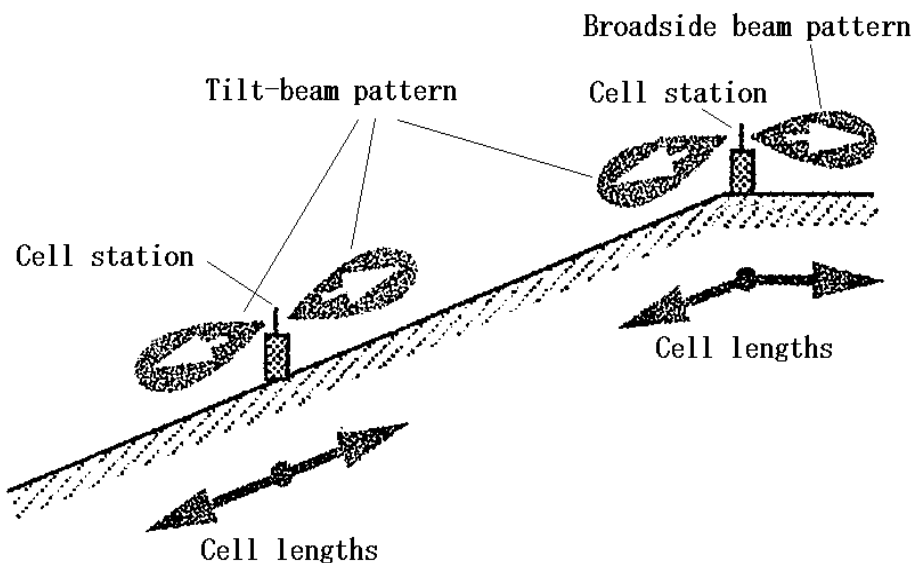


図 3-17 提案アンテナの放射指向性とセル長

しては、アンテナの指向特性が下方に向いているため、通常コリニアアンテナより更にエリアは小さくなってしまう。

したがって、基地局アンテナの放射指向特性は、図3-17に示すように地面に対して概ね平行となるようなアンテナが好ましいことになる。傾斜地においては図3-17の左側のように地面に平行になるように、また、傾斜地の上端においては図3-17の右側のように、谷側は傾斜角に応じた方向に、平坦領域に対しては水平方向にビームが向いていることが望ましい。すなわち、基地局アンテナの指向性は、アンテナの「棒」に対して、回転対称な指向性を持たせるのではなく、いわゆる非軸対称な指向性を持つことが有効である。しかしこの特性は、従来のコリニアアンテナタイプのアンテナでは実現できない。

3.3.3 非軸対称指向性を有する棒状アンテナ

3.3.3.1 アンテナ構成と計算モデル

非軸対称放射指向性を有する棒状アンテナの所要特性を得るために、ここでは異なる放射指向性を有する2種のアンテナの指向特性を合成する。ここで、各々の放射指向特性が互いに半空間のみに存在すれば、各々の指向性の合成により所望の指向特性が実現できるが、通常は放射指向特性として背面方向にも指向性を有しているため、各々のアンテナとの結合のために指向特性は変化し、所要指向特性を得ることは容易ではない。

非軸対称放射指向性を持たせるアンテナ構成を図3-18に示す。ここでは計算の簡易化のために、細幅の金属板の両面に2つのダイポールアレーアンテナを設けた構造について考える。ダイポールアレーアンテナ（アレーAおよびアレーB）の素子は、各々異なる

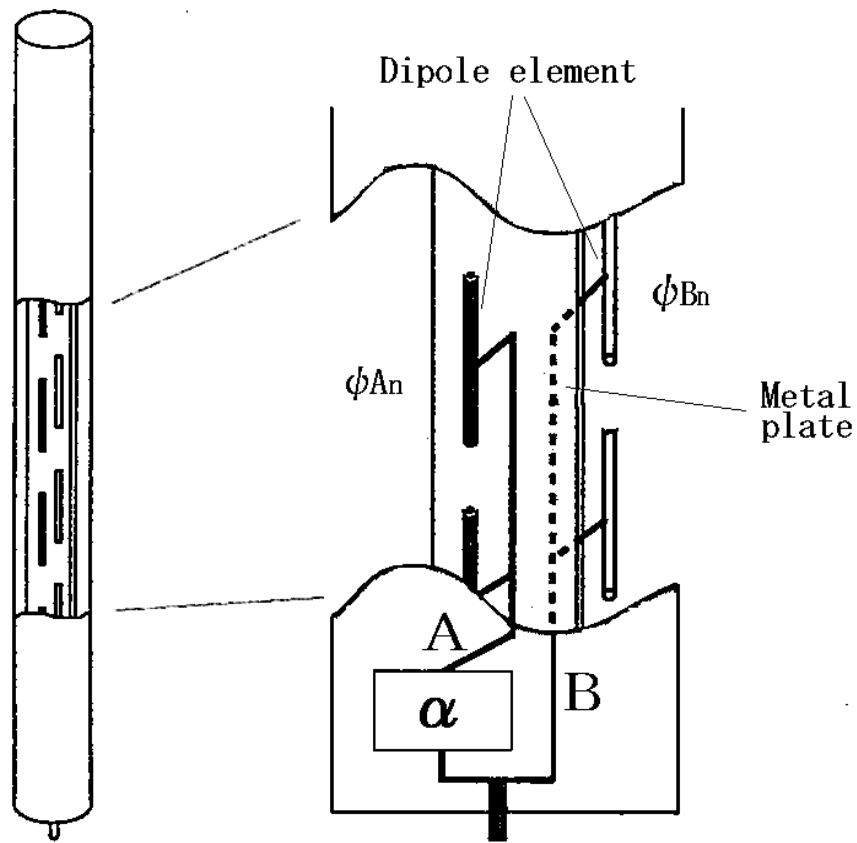


図3-18 アンテナ構成

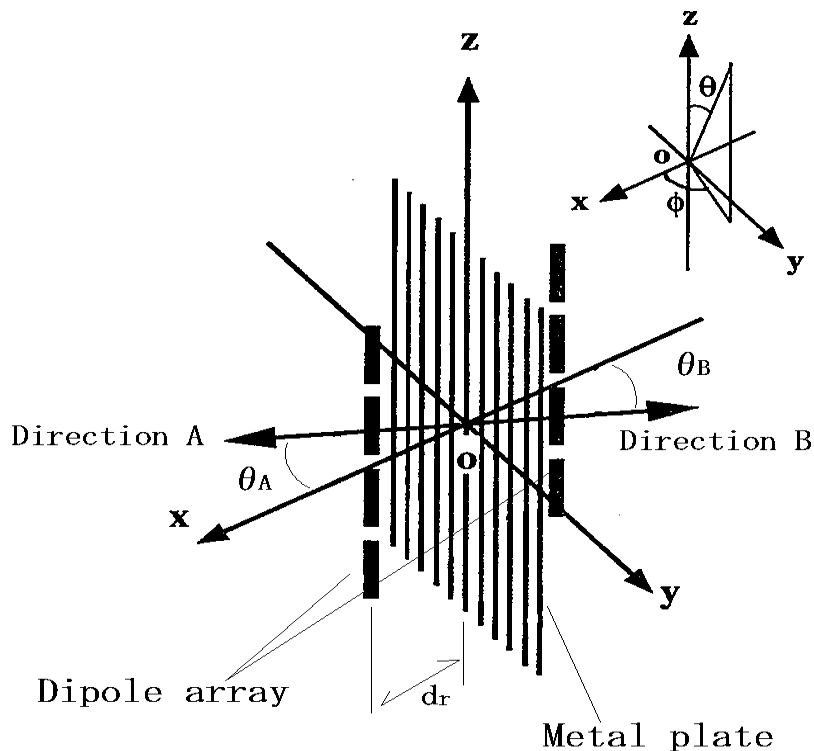


図 3-19 計算モデル

る位相で励振し、アレー A とアレー B の出力は、相対位相差 で合成する。

金属板の効果を確認するために、図 3-19 に示す計算モデルによりモーメント法を用いて数値解析を行う。金属板は図 3-19 に示すように $y-z$ 面に置かれているものとし、ダイポールアレーアンテナ A および B は、金属板から 0.1 波長離れた $x-z$ 面内に、 z 軸と平行に置かれているとする。金属板は、幅 0.2 波長、高さ 4 波長としており、11 本の細いワイヤで近似している。また、ダイポールアレーアンテナは 4 素子のダイポールアンテナで構成し、素子間隔は 0.7 波長とする。ダイポールアンテナは、直径 0.0019 波長の細いワイヤで近似する。ここで、アレー A の主ビームの方向は x 軸から角度 θ_A だけ上の方に、一方、アレー B の主ビームの方向は x 軸から角度 θ_B だけ下の方に向いているものとする。

3.3.3.2 斜め双方向にビームを持つ場合

上記の計算モデルに対してモーメント法を用いて解析した結果を図 3-20 以降に示す。ここでは、傾斜地に設置する場合を考慮して簡略化するために、ビームシフト角 θ_0 は上方向下方向を同じ角度とする。すなわち、図 3-19 の A 方面 x 軸から θ_0 上方向と B 方面 - x 軸から θ_0 下方向にビームを持つ場合 ($\theta_A = \theta_B = \theta_0$) について考える。

アレー A およびアレー B の n 番目素子の励振位相 $\phi_{A,n}$ 、および $\phi_{B,n}$ は、式 (2-51) から各々

$$\phi_{A,n} = \phi_0 + k d_r \sin \theta_0 (n-1) \quad (3-1)$$

$$\phi_{B,n} = \phi_0 - k d_r \sin \theta_0 (n-1) \quad (3-2)$$

とする。ここで、 ϕ_0 はビームシフト角 θ_0 に対応した隣接素子間の遅れ位相差、 ϕ_0 はアレー B に対するアレー A の相対遅れ位相差である。

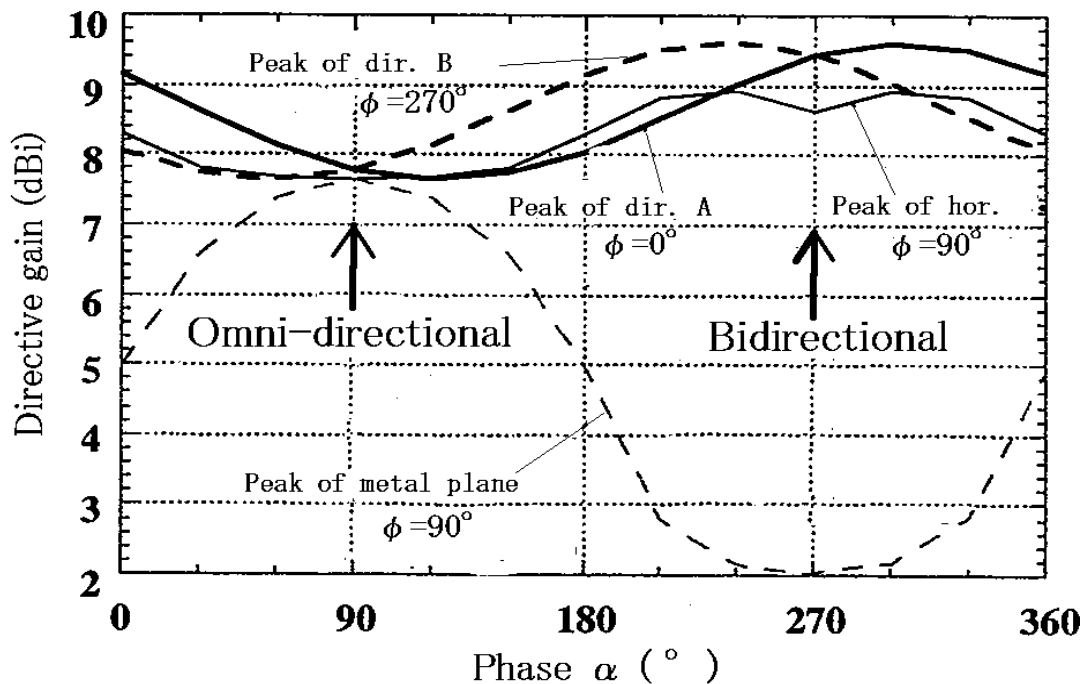


図3-20 斜め双方向にビームを持つ場合の位相差と指向性利得との関係 ($\phi_0=30^\circ$ の場合)

図3-20に、相対遅れ位相差 ϕ に対するアレー A およびアレー B の主ビーム方向 ϕ_0 の指向性利得、金属板面内 (yz 面、 $\phi=90^\circ$) の最大利得、および水平面内 (xy 面、 $\phi=90^\circ$) の最大利得を示す。ここで、素子数は4素子、素子間隔は0.7波長、 $\phi_0=30^\circ$ としている。

図3-20から明らかなように、 $\phi=90^\circ$ のとき、アレー A とアレー B の平均励振位相は等しく無指向性が得られる。

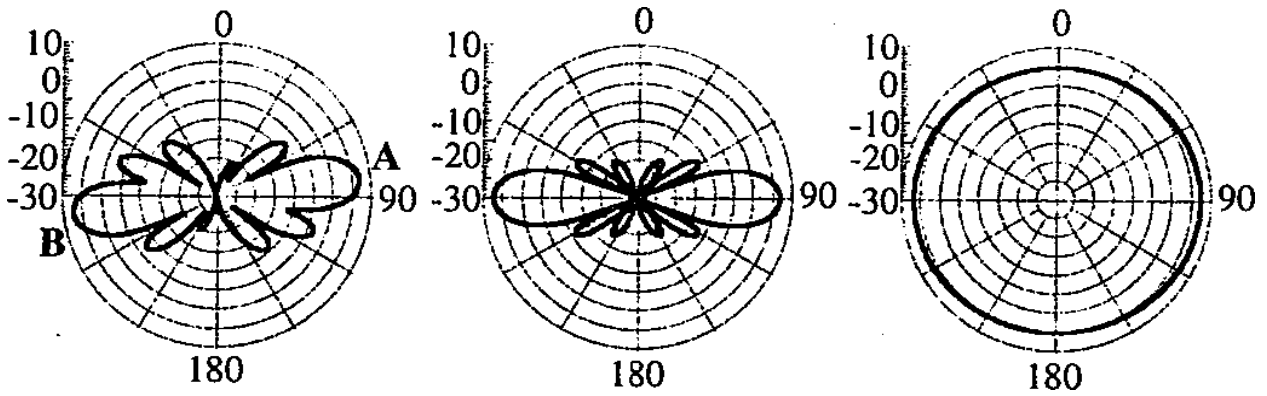
一方、 $\phi=270^\circ$ のとき、アレー A とアレー B の平均励振位相は異なり、このとき斜め面内に双指向性が得られる。このときの放射指向特性を、図3-21に示す。図3-21(a)は $\phi=90^\circ$ のとき、図3-21(b)は $\phi=270^\circ$ のときを示している。図3-21から明らかなように、 $\phi=90^\circ$ および 270° のときの主ビーム方向 ϕ_0 は、 8° および 5° であり、最大指向性利得は、7.8dBi および 9.5dBi である。

同様に、水平面内 (xy 面、 $\phi=90^\circ$) に第1ナルを持つように $\phi_0=90^\circ$ としたとき、斜め面内に双指向性を有し、水平面内に零指向性を有する。ここで、 $\phi=90^\circ$ および 270° とすると、アレーの平均位相は各々逆位相および同位相となる。このとき最大利得はほぼ等しくなっている。 $\phi=90^\circ$ のときの放射指向特性を図3-22に示す。このとき、主ビーム方向 ϕ_0 は、 20° であり、最大指向性利得は、8.4dBi である。

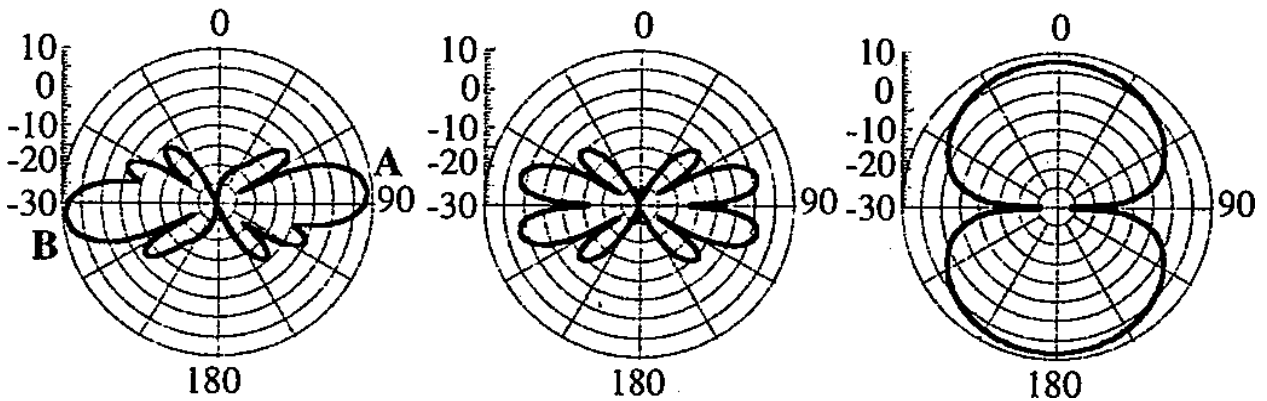
なお、ここでは4素子で、素子間隔が0.7波長の場合について示したが、素子数、素子間隔が異なる場合でも同様である。

3.3.3.3 水平方向と斜方向にビームを持つ場合

傾斜地の上部に基地局を設置する場合、すなわち、アレー A とアレー B の主ビーム方向が、各々 ϕ_{A0} 、および ϕ_{B0} 方向である場合について考える。アレー A およびアレー B の n 番目の素子は、各々、 ϕ_{An} 、および $\phi_{Bn} = \phi_{B0} + (n-1)\phi_0$ の位相で励振されてい



(1) Vertical plane ($\alpha = 0^\circ$) (2) Vertical plane ($\alpha = 90^\circ$) (3) Horizontal plane
(a) $\theta_0 = 90^\circ$



(1) Vertical plane ($\alpha = 0^\circ$) (2) Vertical plane ($\alpha = 90^\circ$) (3) Horizontal plane
(b) $\theta_0 = 270^\circ$

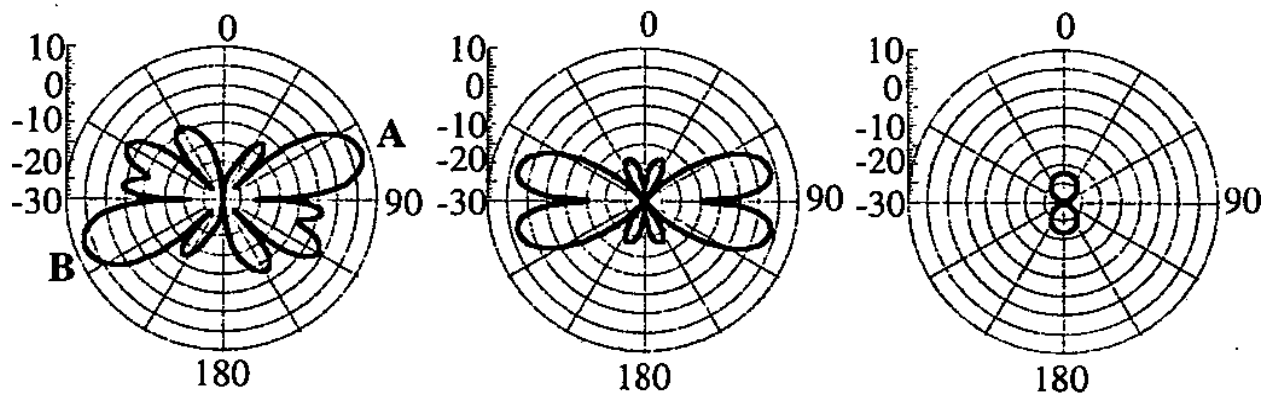
図3-21 斜め双方向にビームを持つ場合の放射指向性
($\theta_0=30^\circ$ の場合)

る。ここで、 $\theta_0=90^\circ$ としたとき、図3-22で示したように、水平面内方向にナルを生じる。

$\alpha=135^\circ$ のとき、 θ_0 はアレーBの平均励振位相と等しく、 $\alpha=315^\circ$ のとき、これらは異なるが、最大指向性利得はほぼ同じとなる。 $\alpha=135^\circ$ のときの放射指向特性を図3-23に示す。このときアレーBの主ビーム方向 θ_0 は、 20° であり、アレーAおよびアレーBの最大指向性利得は、各々9.0dBiおよび8.1dBiとなる。

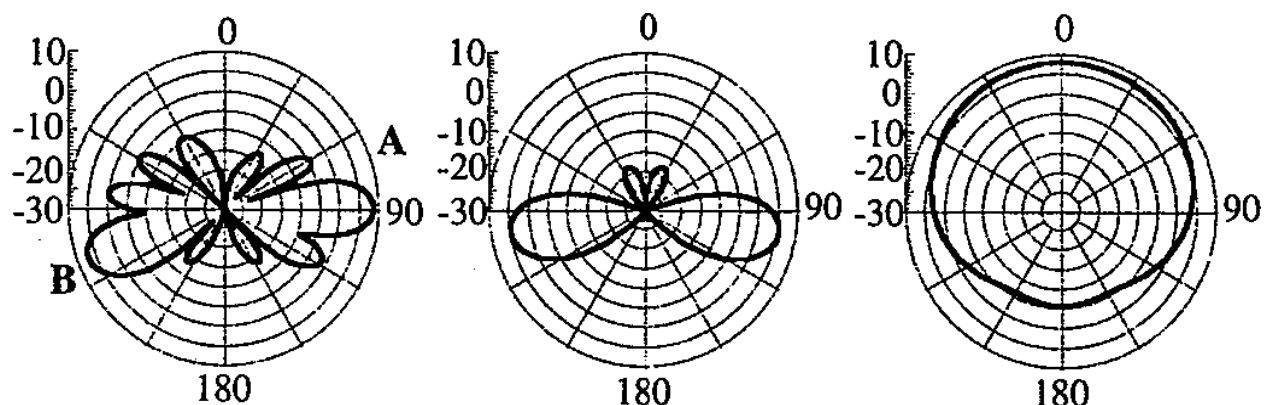
3.3.4 試作アンテナの構成と特性

上記で提案した非軸対称指向性を有するアンテナの実現性を確認するために、2 GHz帯で試作した。試作に際して、作り易さの観点からマイクロストリップアレーアンテナを背面結合した構成とした。さらに、実用アンテナの利得を考慮して、ここでは素子数を6素子、素子間隔を0.9波長に選んでいる。また、水平方向の干渉を低減させるために水



(1) Vertical plane ($\theta_0 = 0^\circ$) (2) Vertical plane ($\theta_0 = 90^\circ$) (3) Horizontal plane

図3-22 斜め双方向にビームを持つ場合の放射指向性
($\theta_0=90^\circ$ 、 $\phi_0=90^\circ$ の場合)

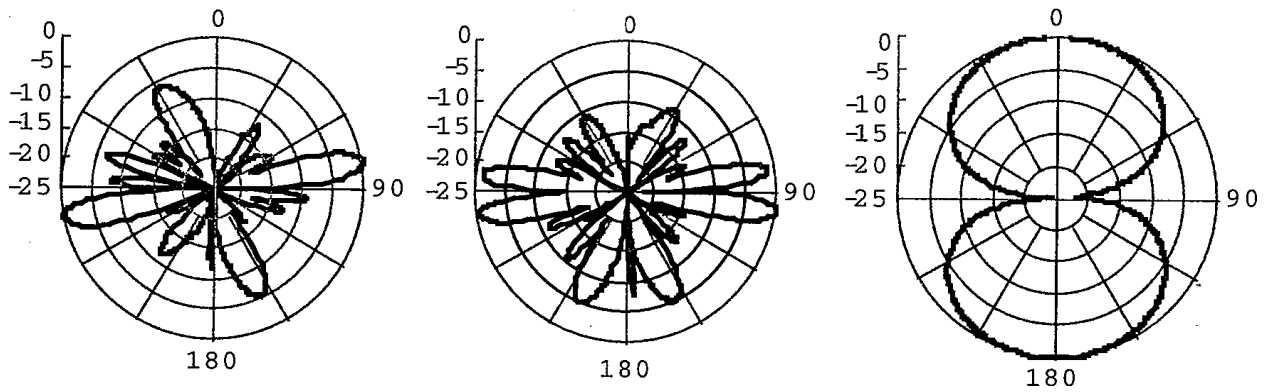


(1) Vertical plane ($\theta_0 = 0^\circ$) (2) Vertical plane ($\theta_0 = 90^\circ$) (3) Horizontal plane

図3-23 水平方向と斜方向にビームを持つ場合の放射指向性
($\theta_0=90^\circ$ 、 $\phi_0=135^\circ$ の場合)

平方向に第1ナルが向くように、隣接素子間の遅れ位相差を $\theta_0=60^\circ$ とし、アレー B に対するアレー A の相対遅れ位相差 ϕ_0 を、斜め面内に双指向性を持つように $\phi_0 = 270^\circ$ に選んでいる。試作したアンテナの直径は約 30mm、長さは約 900mm である。

図3-24 に試作したアンテナの放射指向性の実測値を示す。垂直面内のビーム幅は約 11° 、ビームシフト角も同じく約 11° である。斜め面内のビーム幅は約 90° である。実測利得は 8.1dBi であった。



(1) Vertical plane
($\theta = 0^\circ$)

(2) Vertical plane
($\theta = 90^\circ$)

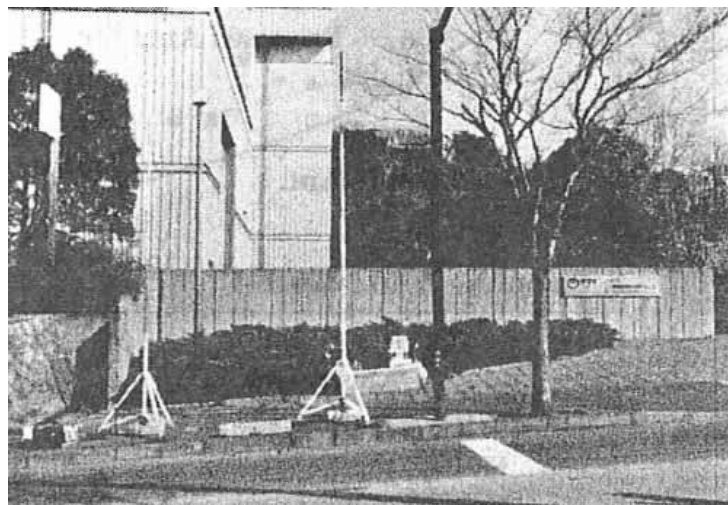
(3) Slant plane

図3-24 試作アンテナの放射指向性(実測値)

3.3.5 実伝搬路における特性

提案したアンテナの有効性を明らかにするために、上記の試作アンテナを用いて、実伝搬路において伝搬実験を行った。測定環境は、図3-25に示すとおりである。測定は冬季におこなったため、落葉樹はあるもののほぼ見通し内環境にある。

図3-26および図3-27に、試作アンテナと従来のコリニアアンテナの受信電界強度の距



(a) 基地局



(b) 基地局から伝搬
方向を望む

図3-25 測定環境

離特性を示す。図3-26は傾斜角が5°の場合、図3-27は傾斜角が10.5°の場合を示している。

図3-26および図3-27から明らかなように、傾斜角5°および10.5°の傾斜地のセルエッジ付近で、従来のコリニアアンテナを用いる場合に比べて、各々、4dBおよび7.5dB高い受信レベルが測定された。すなわち、傾斜角の大きな傾斜地においては電界強度の改善効果が大いことを確認した。

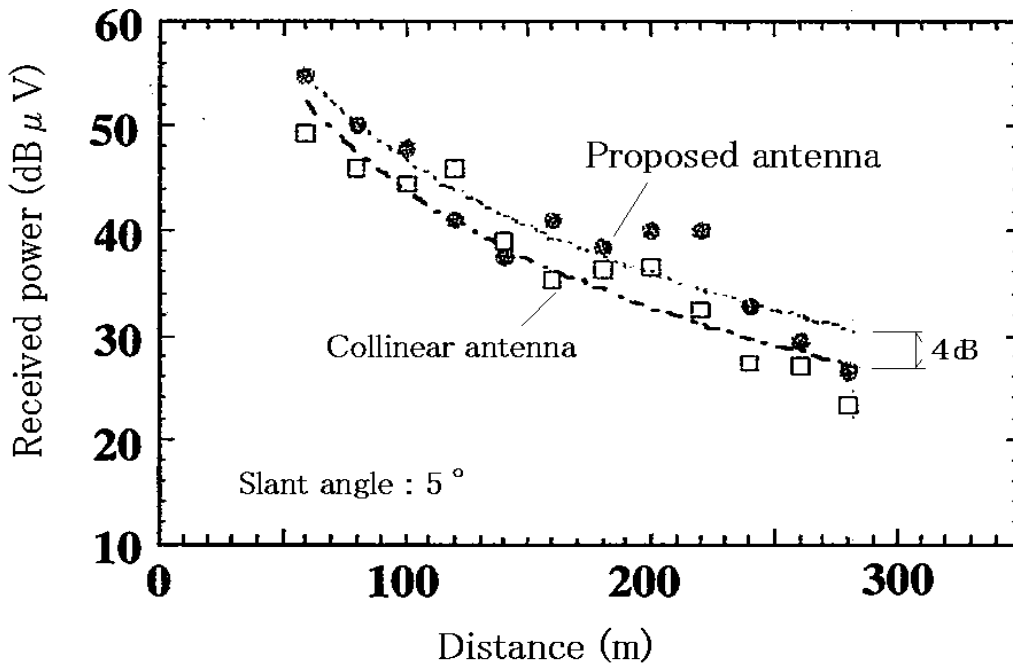


図3-26 実伝搬路における受信電界強度の距離特性
(実測値、傾斜角が5°の場合)

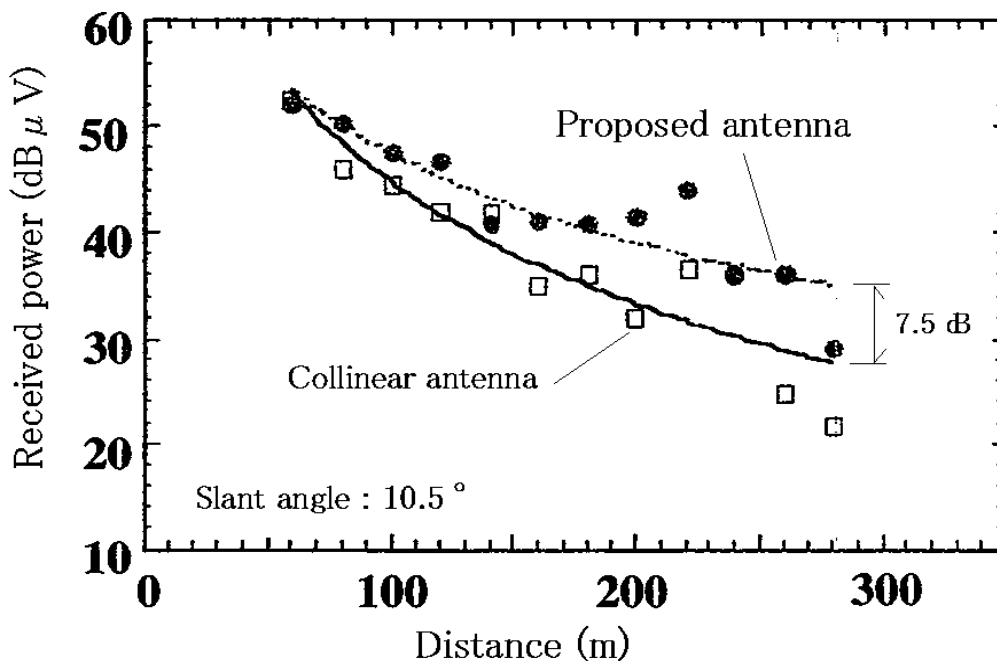


図3-27 実伝搬路における受信電界強度の距離特性
(実測値、傾斜角が10.5°の場合)

3.3.6 まとめ

傾斜地に適した棒状アンテナとして、非軸対称指向性を有する棒状アンテナを提案し、2Gz帯での試作によりアンテナ特性を確認した。また、実伝搬路における受信電界強度の距離特性を従来のコリニアアンテナを用いた場合と比較することにより、有効性も明らかにした。

試作したアンテナは、水平方向の干渉を押さえるために水平方向が第1ナルとなるように設計しており、水平面方向からの干渉も低減できる。実伝搬路における伝搬測定の結果、傾斜角 5 °および 10.5 °の傾斜地のセルエッジ付近で、従来のコリニアアンテナを用いる場合に比べて、各々、4dB および 7.5dB の高い受信レベルを実現できた。これは、セル長に換算すると、約 30 ~ 50% 程度セル長を長くできることである。

このことから、セル端付近の電界強度を改善することができる。あるいは、セル設計においては、セル配置を効率的に行うことができることになる。

3.4 ビームチルトダイバーシチアンテナ

3.4.1 はじめに

マイクロセルによる移動通信ではビル屋上等に基地局を設置する場合が多い。この場合、周辺基地局通信に対する干渉や遠方からの不要波を軽減させるため、アンテナの垂直面指向性利得特性において、水平方向の指向特性をナル領域にさせるビームチルトアンテナを用いる場合が多い。このビームチルトアンテナにおいては、垂直面内の水平方向以外に斜め下方にも指向性利得特性でナル領域が発生していることから、アンテナ直下でのナル方向領域においては電界が大きく低下することになり、基地局直下では低電界領域になりやすい。特にビルが密集していない開空間が広い地域では直接波を受信する機会が多く、受信特性としてはアンテナの垂直面指向性利得特性がそのまま顕著に現れる場合がある。

つまり、ビームチルトアンテナにおける垂直面指向性利得特性では周期的にナルとなる方向があり、その方向では電界が大幅に低下する。またこのナル領域は、アンテナ放射素子の間隔等により、その方向を異ならせることができる。

本節では、ナル領域における電界低下を改善するためのビームチルトダイバーシチアンテナについて説明する。1本の棒状アンテナ内でダイバーシチ構成をとる2系列のアンテナにおいて(ハイトダイバーシチ形)双方のアンテナの垂直面内放射方向におけるナル方向を異ならせ、お互いに補完できる特性を有するダイバーシチアンテナを提案する。ここでは、その基本構造と、動作原理、及びその効果を計算で求めるとともに、製作したアンテナ特性、実伝搬路での測定結果からその効果を確認した[49][50]。

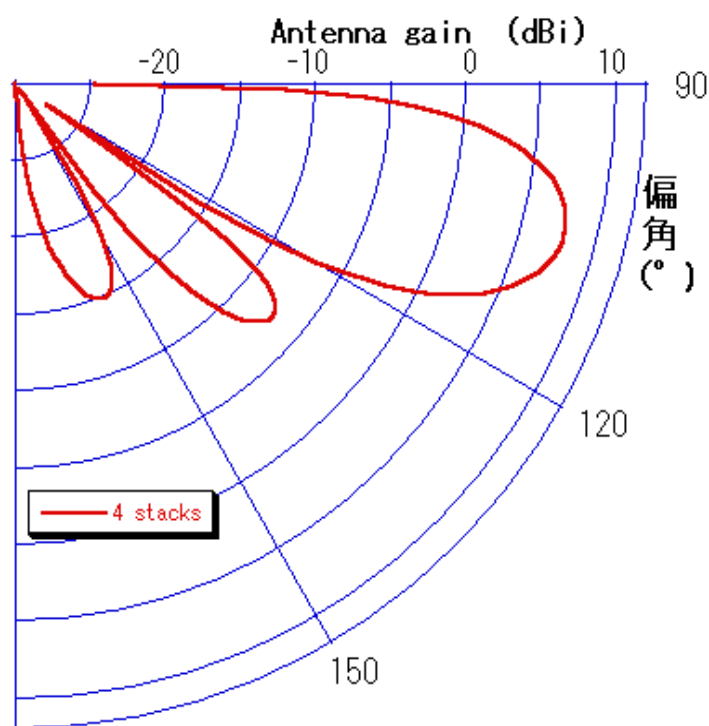


図3-28 ビームチルトアンテナ垂直面指向特性

3.4.2 ビームアンテナの指向特性

マイクロセルによる移動通信方式での基地局用アンテナでは、そのサービスエリアの確保と高品質化のために放射素子をアレー配置してアンテナとしての高利得化を図っている。そのようなアンテナでは、垂直面内の指向性利得特性で高俯角方向に多くのローブが現れるとともに、その間には電界が極端に低下するナル方向が発生してしまう。

分かりやすい例として、放射素子4段のビームチルトアンテナの垂直面指向特性計算例を図3-28に示す。この特性例では、水平方向及び、鉛直軸からの偏角125°付近、145°付近がナル方向になっている。このような特性を有するアンテナをただそのまま2段配置するハイトダイバーシチ構成とした場合、ナル方向が同方向となるため、その方向からの電界は大きく低下したものとなる。

ビル屋上で地上高42mの位置に従来のビームチルトアンテナを設置して測定した、受信電界距離特性測定例を図3-29に示す。ここで、実線はハイトダイバーシチアンテナ(図3-30の構成)における上段のアンテナによる特性を(Upper)、破線は同一アンテナ系内の下段のアンテナによる特性である(Lower)。図の横軸は基地局からの水平距離であるが、70m付近に上段アンテナ、下段アンテナ双方の大きな落ち込みが発生していることがわかる。

3.4.3 アンテナ構成と設計法

3.4.3.1 アンテナ構成

アレーアンテナにおいてサイドローブ位置及びナル位置はアンテナの実効寸法により決まる。すなわちその位置は放射素子の間隔により周期的に変化することになる。

そのため、ハイトダイバーシチアンテナ構成においては、上段アンテナと下段アンテナがあることから、それぞれのアンテナの放射方向、ナル方向をずらせることにより、

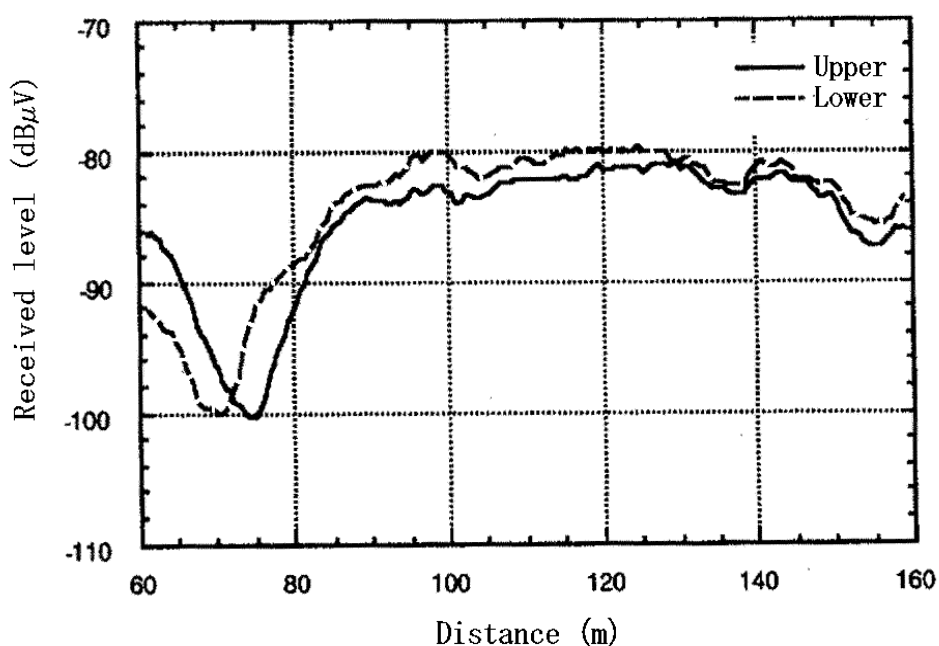


図3-29 受信レベル距離特性

実効的に電界低下領域を解消させることができる。アンテナの概略構成を図3-30に示す。
 (以下この改良ビームチルトダイバーシチアンテナを改良BTDAと略記する)

1本の棒状アンテナの中に2群の放射素子があり、通常はその放射素子間隔 d を両群とも同じにするが、本提案では d を異ならせて最適間隔に設定することにする。

すなわち、上段アンテナのサイドローブ方向と下段アンテナのナル方向を一致させることにより、ダイバーシ受信した場合には低電界にならないようにする方法である。

3.4.3.2 設計方法

一般的にアレーアンテナにおけるサイドローブの方向 m と、ナル方向 n は次式で表される[51]。

$$m = \sin^{-1} \left\{ \frac{1}{2} \frac{d}{\lambda} \left(\frac{2m+1}{N} + \phi_0 \right) \right\} \quad (3-3)$$

$$n = \sin^{-1} \left\{ \frac{1}{2} \frac{d}{\lambda} \left(\frac{2m}{N} + \phi_0 \right) \right\} \quad (3-4)$$

ここで d は素子間隔、 N は素子数、 ϕ_0 は隣接素子間の位相差、 λ は波長、 m は自然数である。

上段及び下段のアレーアンテナの素子間隔を d_1 、 d_2 とし、素子数をそれぞれ N_1 、 N_2 とし、上段のアレーアンテナのサイドローブの方向 m と、下段のアレーアンテナのナルの方向 n を一致させる。この時、素子間隔 d_1 及び d_2 の比は次式となる。

$$\frac{d_2}{d_1} = \frac{\frac{2m}{N_2} + \phi_0}{\frac{(2m+1)}{N_1} + \phi_0} \quad (3-5)$$

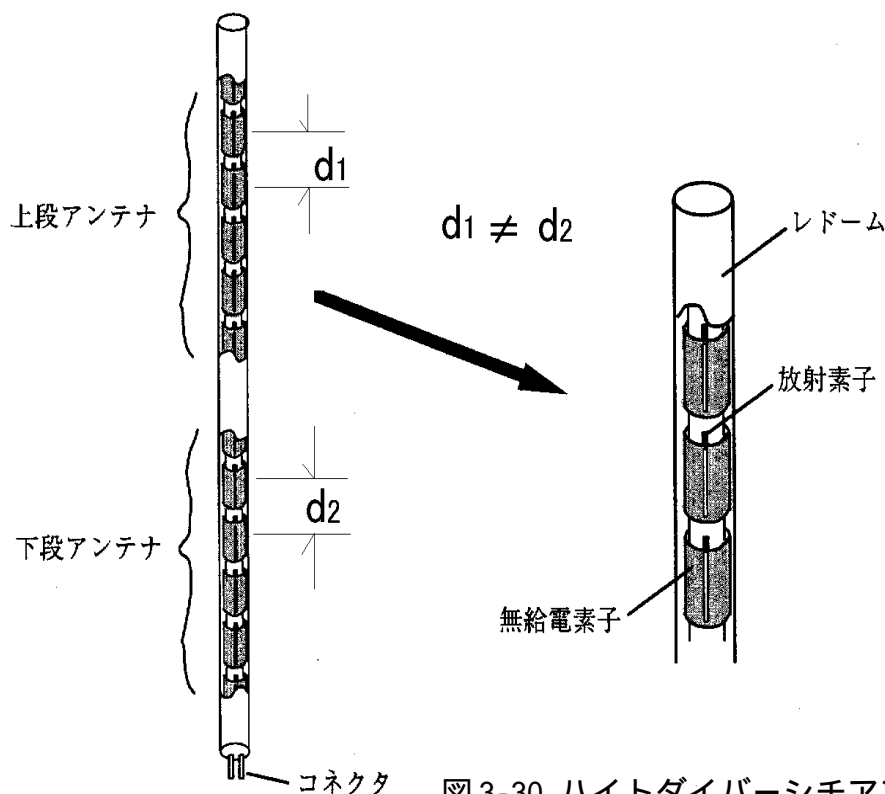


図3-30 ハイダイバーシチアンテナ概略構成

ここで同相励振した場合は、 $\phi_0=0$ として、

$$\frac{N_2 d_2}{N_1 d_1} = \frac{2m}{2m+1} \quad (3-6)$$

となる。

一方、ビル屋上に置するアンテナでは遠方基地局からの干渉を抑圧することが必要である。そのためには水平方向をナルにすることから、隣接素子間位相差は $\phi_0=2\pi/N$ とすると、次式に書き換えられる。

$$\frac{N_2 d_2}{N_1 d_1} = \frac{2(m+1)}{2m+3} \quad (3-7)$$

今、ダイバーシチアンテナを構成する2群のアレーアンテナにおいて、その放射素子数と素子間隔との積の比 $N_2 d_2 / N_1 d_1$ を式(3-7)の値にすると、素子数 N_2 で素子間隔 d_2 のアレーアンテナの第 m 番目のサイドローブと、素子数 N_1 で素子間隔 d_1 のアレーアンテナの第 m 番目のナル方向を一致させることができる。

なお、 m の値はナルが受信レベル低下に及ぼす影響の大きい1～3が有効である。

例として、素子数 $N=6$ 、 $m=2$ の場合では上下のアンテナの素子間隔比は $d_1/d_2=6/7$ となり、 $d_1=0.9$ としたとき、 $d_2=0.77$ となる。

この場合について、モーメント法により計算させた垂直面内指向性利得特性を図3-31に示す。本図からも明らかなように、遠方方向から到来することになる水平方向(偏角 90° 方向)はナルになっている。また、上段アンテナの2番目サイドローブと下段アンテナの2番目のナルが同一方向となっており、一方のアンテナにおける電界が低下する状態でも他方のアンテナでは電界が確保できている状態になっているため、ダイバーシチ受信することにより、電界低下を抑制できることがわかる。同様に素子数 $N=8$ の場合の

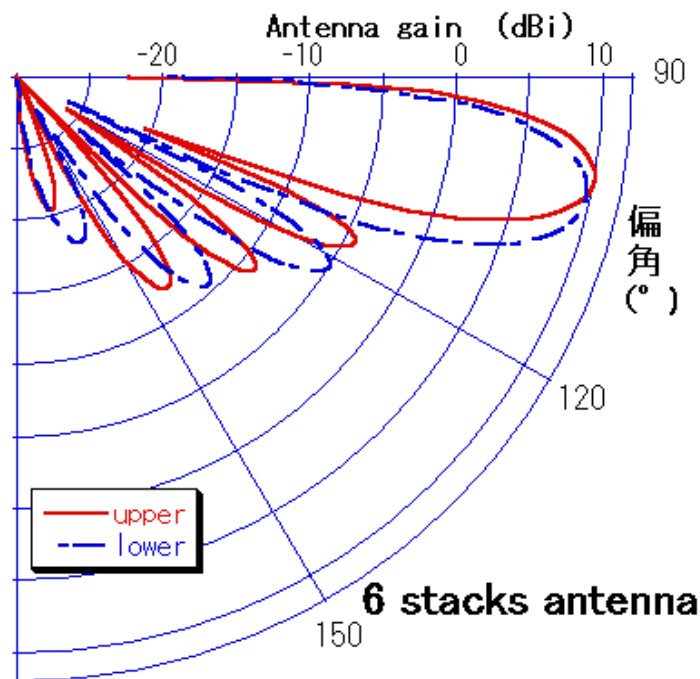


図3-31(a) 改良ビームチルトダイバーシチアンテナの垂直面指向特性(6段)

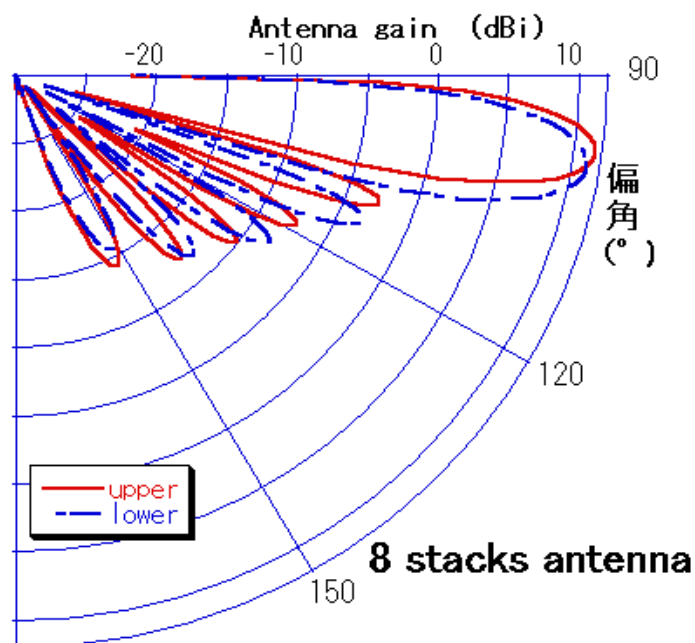


図3-31(b) 改良ビームチルトダイバーシチアンテナの垂直面指向特性（8段）

特性を図3-31(b)に示すが、ナル方向が交互に現れている。

3.4.3.3 指向性利得とチルト角特性

アレーアンテナにおいては素子間隔により、アンテナ利得は若干変化する。その計算結果を図3-32(a)に示す。素子数6における素子間隔 $d_1=0.9$ 、 $d_2=0.77$ の場合のアンテナ利得は、それぞれ9.9dB、9.5dBとなり、利得差は0.4dBのみである。

一方、水平面内をナル方向と一致させるビームチルトアンテナでは主ビームの方向（チルト角）は素子数に大きく依存するが、素子間隔にも関連する。この関係を図3-32

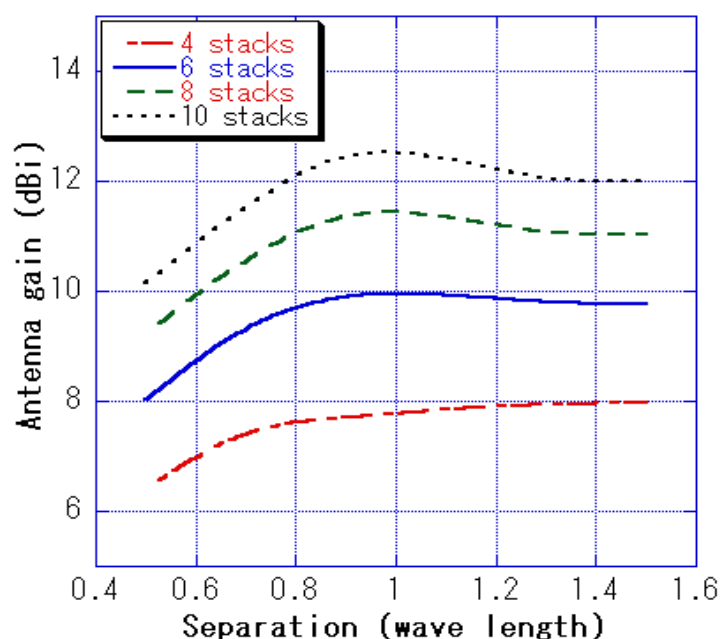


図3-32(a) アンテナアレーの素子間特性(アンテナ利得)

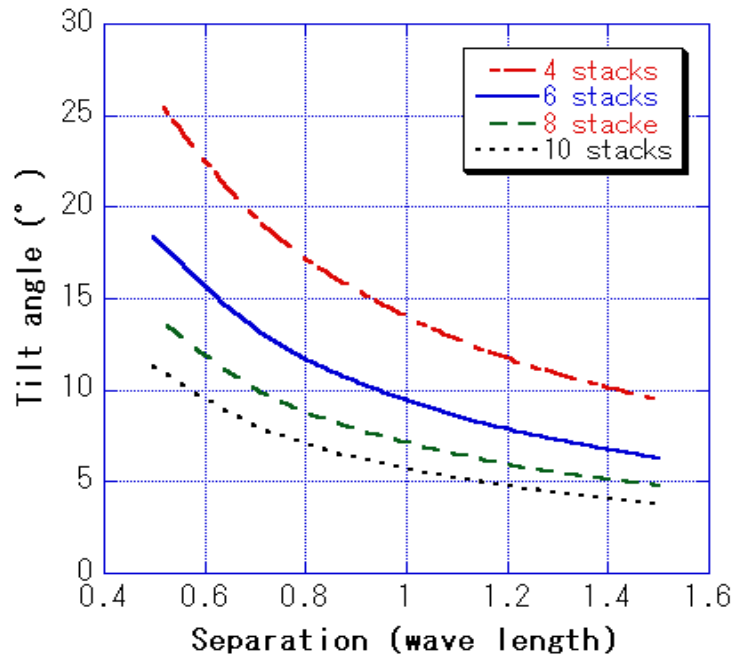


図 3-32(b) アンテナアレーの素子間特性(チルト角)

(b)に示す。

同様に前述例 $d_1=0.9$ 、 $d_2=0.77$ の場合のチルト角は、それぞれ 10.5° 、 12.3° となり、下段アンテナは 1.8° 下方を向くことになる。

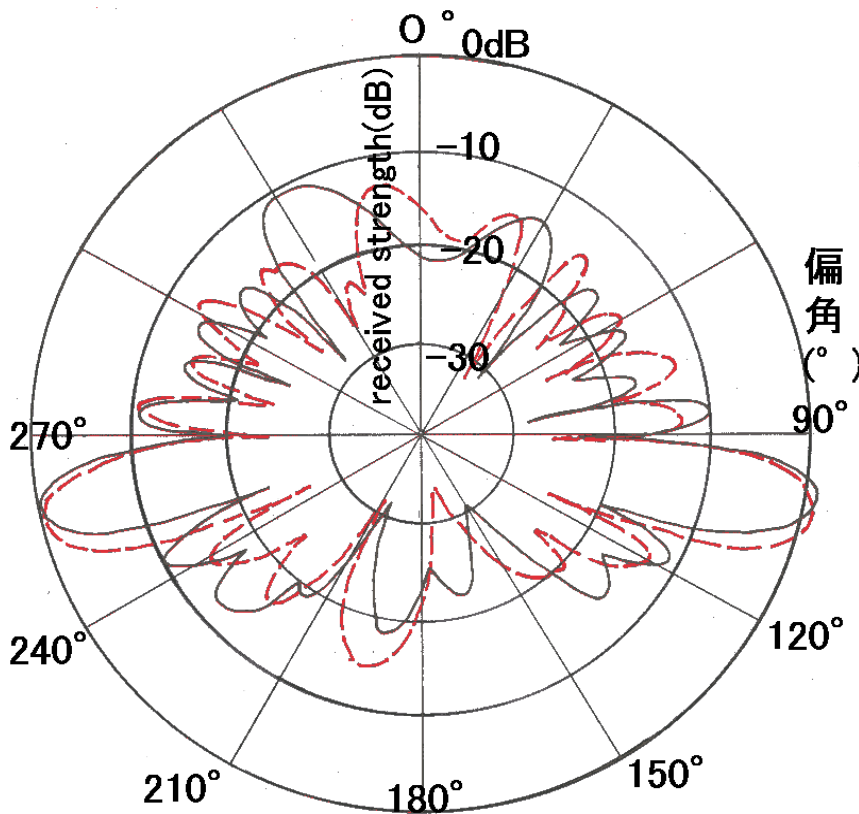


図 3-33 試作改良 B T D A 垂直面指向性利得特性

3.4.4 アンテナ特性と受信電界特性

この改良BTDAについて、素子数 $N=6$ 、 $m=2$ 、 $d_1=0.9$ 、 $d_2=0.77$ として試作したアンテナの垂直面内指向性利得特性を図3-33に示す。アンテナ利得として8.6dBiが得られたこと、放射特性も理論特性と一致していることから、所期の特性のアンテナを実現できた。

このアンテナを前述図3-29の測定と同じ状態で測定した特性を図3-34に示す。図3-34からも明らかなように、電界ナル点は、上段アンテナについてはビルから90m付近に、下段アンテナでは70m付近に現れるが、ダイバーシチ受信すれば受信電界の改善が図れることを表している。

3.4.5 改善効果

基地局高に対して、必要レベル以下となる範囲を求めるために2波モデルシミュレーションにより、計算させた結果を図3-35に示す。ここでの累積距離とはシミュレーションした水平距離0m～300mの範囲における必要レベル以下となった距離の合計値である。

すなわち、地上高40mの場合、必要レベル以下となる累積距離は従来アンテナが25mの範囲であるのに対して、改良BTDAでは7m程度と減少しており、不感地となる確率も8.3%から2.3%(300mの範囲)と改善されている。このように、ビームチルトアンテナを多重散乱波受信を期待しにくい開放地に設置した場合、垂直面内指向性利得特性のナル方向での受信電界低下を改善できることを確認した。

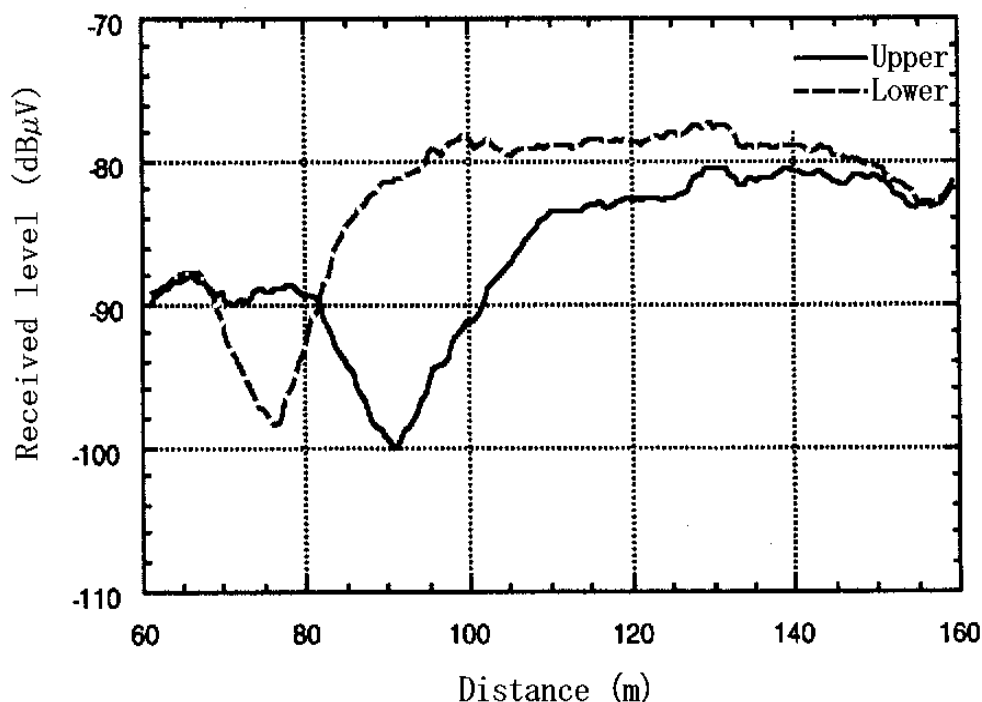


図3-34 実測受信電界特性

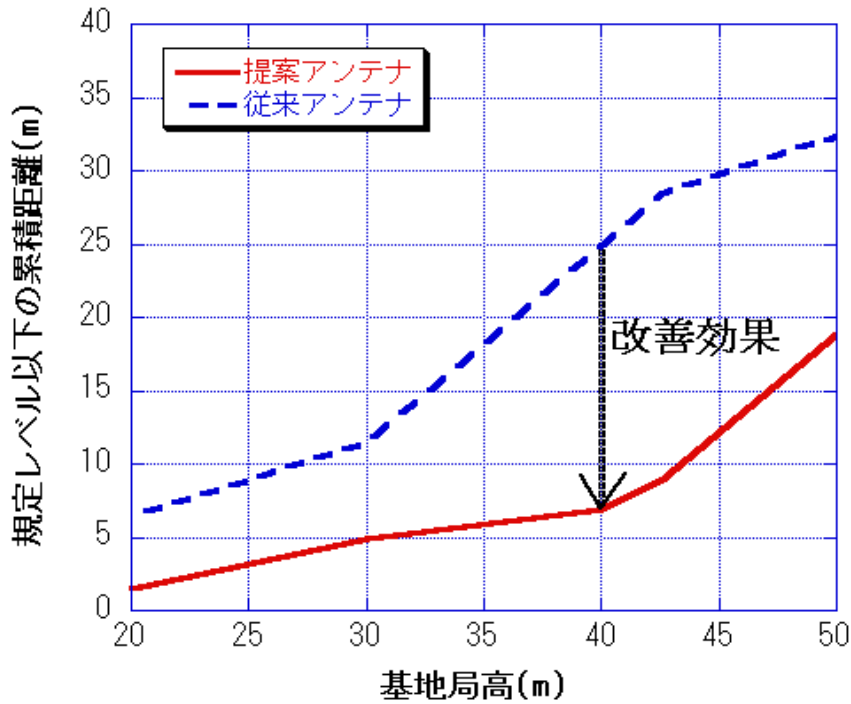


図 3-35 基地局高と改善効果

3.4.6 まとめ

開空間が広い地域でのアンテナ直下における電界低下を改善させるため、ビル屋上等設置でよく使用されるビームチルトアンテナのナル方向を異ならせるアンテナを提案し、実伝搬路での特性を確認して、その効果を明らかにした。

地上高 40m の場合、従来アンテナでは不感領域が 25m であった範囲が、改良 B T D A では 7 m 程度と 1/3 に低減できた。すなわち、多重散乱波受信を期待しにくい開放地における、基地局アンテナのナル方向受信に対して受信電界を大幅に改善できることを確認した。ビームチルトアンテナを適用する場合、改良 B T D A は有効である。

3.5 むすび

マルチパス伝搬環境となるセル半径の小さな(マイクロセル)移動通信システムのアンテナとして、その伝搬環境やエリア構成法を考慮したアンテナ構成法を研究して提案した。

アンテナ高が20m程度以下であるセル構成のところでは、電波は多くの交差偏波を含んだ状態になっていることから、このような伝搬環境を考慮し、最適ダイバーシチアンテナとしてV字型に配置した棒状ダイバーシチアンテナを提案した。その結果、アンテナ利得についてはアンテナ傾斜方向では利得の向上が図れること、又、ダイバーシチ利得については従来のコリニアアンテナより効果があることを示し、ダイバーシチ受信レベル1%値では3dB以上改善でき、マルチパス伝搬環境下のマイクロセル構成に適した特性であることを示した。

また、傾斜地に適した棒状アンテナとして、非軸対称指向性を有する棒状アンテナを提案し、受信電界強度の距離特性を従来のコリニアアンテナを用いた場合と比較すると、傾斜角5°および10.5°の傾斜地のセルエッジ付近で、従来のコリニアアンテナを用いる場合に比べて、各々、4dBおよび7.5dB高い受信レベルを実現した。

一方、ビル屋上にアンテナを設置する場合に使用するビームチルトアンテナにおいて、ヌル方向領域における電界低下を改善するためのビームチルトダイバーシチアンテナについて、その基本構造と、特性概念を示し、その効果を計算で求めるとともに、製作したアンテナの特性、実伝搬路での測定結果からその効果を確認した。

以上の結果から、種々の伝搬環境においても、それぞれの伝搬環境に適したアンテナを用いることにより、サービスエリアの最適化、通信品質の向上が図れることを明らかにした。

第4章リアウインドウ貼付形高感度ダイバーシチアンテナ

4.1 まえがき

地上デジタルテレビ放送の普及を官民ともに推進する状況にある。乗用車内の機器にも液晶ディスプレイが使用されることが多く、表示機器としては乗用車内でも精細映像を見やすくなる状況になりつつある。そのため乗用車内で地上デジタルテレビが見れるようになることへの要望は大きくなると考えられる。この場合、地上デジタルテレビを受信するアンテナを乗用車に取り付ける必要があるが、乗用車には突起物を付けない傾向にある。そのためアンテナを簡単に取り付ける方法として、リアウインドウに放射素子を貼付する構成において、車体構造や除霜用熱線の影響を考慮したアンテナとしての放射指向特性の検討を行い、路上実測による特性の確認を行った。その結果、リアウインドウ左右端に貼付するモノポールアンテナのグランドワイヤとして熱線を活用するアンテナ構成にすることによって、放射指向特性として斜め前方方向に対しても受信できる特性になり広角度化が図れること、またアンテナ利得では半波長ダイポールに比して実測中央値で2.5dB高利得であったことを示す。

併せて熱線面中央に重畳して八木宇田アレー構成のアンテナを貼付することにより、車両進行方向の利得を向上できることを示す。これらのアンテナを組み合わせたダイバーシチ構成についてその効果を計算機シミュレーションにより求め、車体による遮蔽効果が軽減されて進行方向に対しても改善が図られ、車両内組み込みアンテナとして指向特性上有効であることを示す。

4.2 乗用車リアウインドウアンテナ

4.2.1 はじめに

地上デジタルテレビ放送が2003年12月より東名阪三大都市圏において開始された。そのため今後は、固定したテレビ受像だけではなく、乗用車内でも鮮明なテレビ映像が見られるようにする要望が強くなっていく。

地上デジタルテレビ放送の移動受信アンテナに関しては文献[52]～[54]で報告されている。この研究ではアンテナを車体側面の窓に貼付する形式が提案されている。しかし、乗用車ではサイドウインドウのサイズが小さく、また可動するため、サイドウインドウへの設置は難しい。一方多くの乗用車では、現在FMラジオアンテナを含むアンテナ類はリアウインドウに取り付けられている。しかし、リアウインドウにはアンテナに加えて除霜用熱線が配線されているため、アンテナ指向性が影響を受け、その結果水平方向利得が大きく低下するという問題がある。また車体により一部遮蔽されるため、車両進行方向（フロント方向）に対するアンテナ利得が低下する。

そこで本研究では、リアウインドウへのモノポールアンテナを貼付するための形状及

び位置について、車体構造を考慮して車体天井の支持柱を活用する方法(ピラー活用法)並びに熱線が存在する状態での有効な方法を検討する。そして、熱線を地線として用いるリアウインドウ貼付1/4波長モノポールアンテナが有効であることを明らかにする。モノポールをリアウインドウの左右端に貼付し、熱線を地線として組み合わせることで、フロント方向の斜め前方方向に対しても受信できる特性になって広角度化が図れ、かつ、水平方向の利得が改善できる。また、フロント方向に対しては、車体による一部遮蔽の影響を改善するため、更に八木宇田アレー構成アンテナのリアウインドウへの貼付を検討する。これらのアンテナ構成の特性を実際の路上で測定し、計算の妥当性について検証する。

4.2.2 アンテナの構成

車窓に取り付けるアンテナとしては、視界を妨げる構造にはできないし、水平偏波の受信が主になるので、アンテナも水平に配置することになる。その取り付け位置としては、車体に突起物を付けない形状を考慮すると窓ガラスにアンテナを貼付する構成が有効である。ドアの窓や開閉式構造の窓では給電線の接続が容易でないことから、取り付けを想定する窓としてリアウインドウを中心に検討する。アンテナ設置位置の概念は図4-1のAnt.R, Ant.Lに示すとおりで、リアウインドウの上部両側を前提とする。

地上デジタルテレビ放送の周波数は500MHz帯(470～710MHz)である。アンテナとして、モノポールに対する地線としてピラーを利用する形態と、リアウインドウは除霜用熱線が配線される場合が多いので熱線を地線に活用する形態を想定する。

4.2.3 計算条件

計算の対象としての自動車構造は主に乗用車形を想定し、リアウインドウにモノポールアンテナを貼付する構成を考える。窓ガラスは45°の傾斜面を有すると仮定し、その

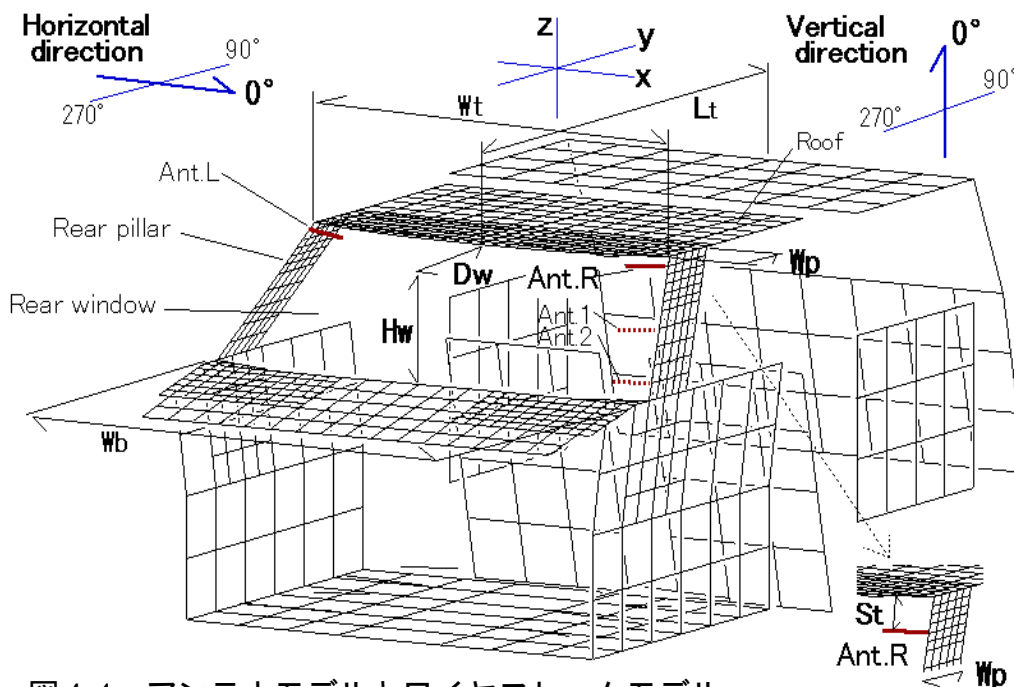


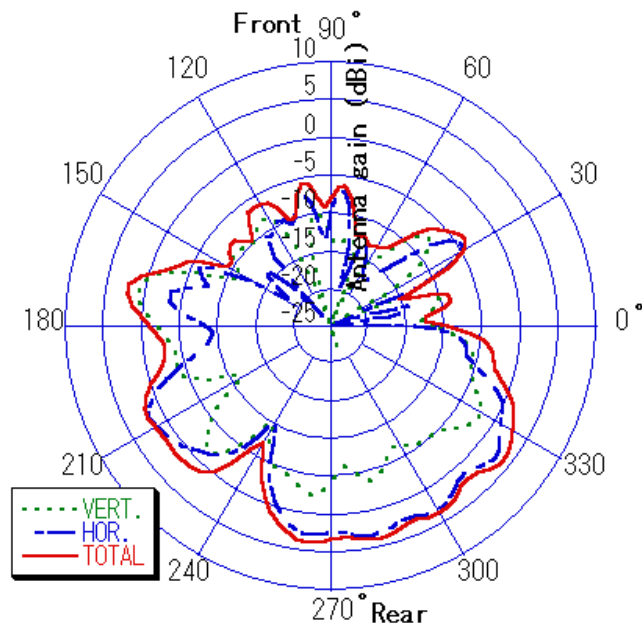
図4-1 アンテナモデルとワイヤフレームモデル

(図中寸法記号は pp. 93 の脚注 2 参照)

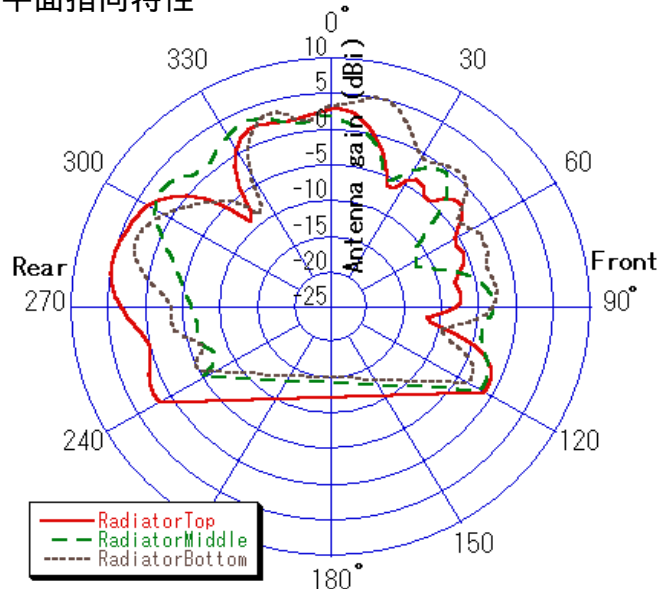
傾斜ガラス面上にモノポールがある状態とする。車体構造をワイヤグリッドモデルで近似する形状は図4-1のとおりである。

また、通常の自動車のリアウインドウは平面ガラスではなく、湾曲面ガラスであるため、ここでは図4-1に示すように、リアウインドウの左右端を中央部よりフロント方向に偏位させる。そのため、モノポールはX軸とは同一方向とはならず、約20°偏角した状態になる。

ワイヤグリッドは、モノポールの近傍ではその間隔を $p/12$ とし（モノポール接続部は $p/24$ ）、アンテナから離れた位置では $p/6$ 間隔、車底、座席は $p/3$ 間隔とする。
(注2)



(a) 水平面指向特性



(b) 放射素子位置差による垂直面指向特性

図4-2 プラー活用形アンテナ放射指向特性

注2. ここで計算に使用した周波数は $f_p=500\text{MHz}$ 、波長は $p=600\text{mm}$ である。図1のリアウインドウ寸法は、上幅 $W_t=1400\text{mm}$ 下幅 $W_b=1700\text{mm}$ 、天井トランク端間水平間隔 $D_w=400\text{mm}$ 、同垂直間隔 $H_w=400\text{mm}$ であり、天井面の全長は $L_t=2000\text{mm}$ である。また、プラーの水平方向幅は $W_p=250\text{mm}$ であるが変化させる場合もある。

そして、モノポールと車体との位置関係から、アンテナの放射指向特性をモーメント法(NEC2を使用)を用いて求める[6][24][55]。窓ガラスの比誘電率は1とする。

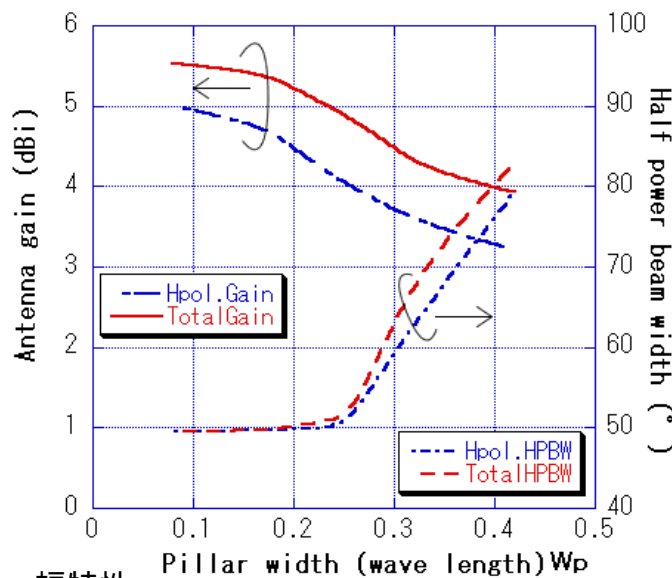
なお、座標軸は図4-1上部矢印で示すように、フロント方向がY軸、鉛直方向がZ軸、車軸と同方向がX軸である。

4.2.4 アンテナ放射特性

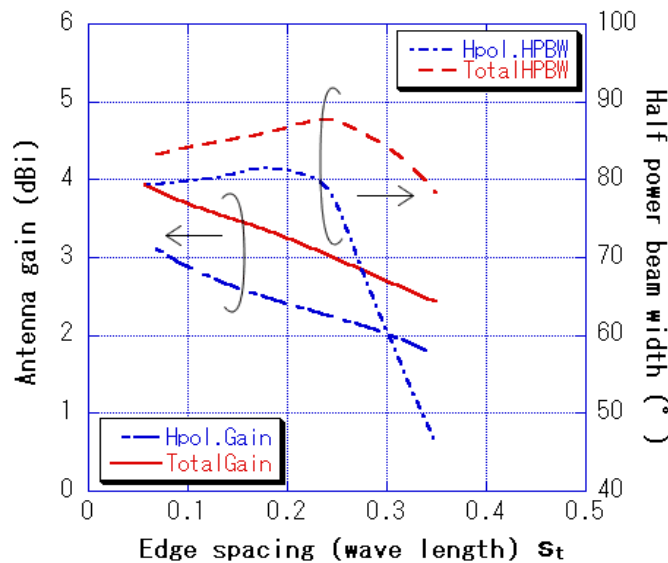
4.2.4.1 ピラー活用形アンテナ

モノポールを図4-1に示すアンテナ位置に貼付し、ピラーとの間を給電口とするアンテナについて、右側アンテナのみの放射指向特性計算結果を図4-2に示す。車体のピラーをアンテナ地板として活用するので形状的には非対称となり、放射指向特性も対称性は全くない。水平面内放射指向特性を表す図4-2(a)において、1点鎖線が水平偏波特性、点線が垂直偏波特性で、実線が双方のベクトル和による総合特性である。

また、垂直面内の放射指向特性を表す図4-2(b)ではY軸上における両偏波総合の特



(a) ピラー幅特性



(b) 天盤端離隔特性

図4-3 アンテナ位置特性

性を示しており、モノポールの取り付け位置として図4-1に示すように、リアウインドウの上部(Ant.R)、中間(Ant.1)、下部(Ant.2)とした場合をそれぞれ実線、破線、点線で表している。アンテナが中間部や下部にある場合は、主ローブが上方を向くため、水平面内のアンテナ利得を確保するためには、モノポールをリアウインドウの上部に付けるべきことを示している。(図4-2(b)では、Topは $s_t=0.06 \rho$ 、Middleは窓中間、Bottomは窓下端から $s_t=0.12 \rho$ 上方にモノポールを設置したとして計算)

ところで、車体ピラーを地板に利用するアンテナ構成ではそのピラーの幅が放射指向特性に関係する。ピラーの幅に対するアンテナ利得特性と主ローブに対する半値幅特性が図4-3(a)で、横軸はピラーの水平方向幅(w_p)を波数で示している。

図4-3(a)では、ピラーの幅が広くなれば主ローブ半値幅も広がっているが、これは地板としてのピラーに流れる電流の方向が関係している。すなわち、その幅が広くなれば水平方向に流れる電流が増加して、水平面内放射指向特性に寄与するためである。ピラー幅が狭い場合、電流はピラー方向に流れ、主ローブの水平面指向特性には大きく寄与していない。

一方、モノポールを窓上部に付けるので、車体天井の天盤の影響も考慮する必要がある。モノポールと天盤端との間隔に対する、アンテナ利得及び主ローブ半値幅の特性が図4-3(b)である。モノポールと天盤端との間隔が広がれば主ローブ半値幅は少し広がる傾向を示すが、更に下げれば、半値幅は狭くなる。これは主ローブの方向が上方を向くようになるため、水平面内に対する半値幅も狭くなり、利得も低下することになる。この事からも、モノポールは天盤端に近いほうが良い。

4.2.4.2 熱線の影響

乗用車リアウインドウには除霜用の熱線がガラス面に貼り付けられている場合が多い。熱線は多条に張り付けられるため、アンテナ近傍ではアンテナの放射指向特性に影響を与える。前節で述べたアンテナ構成で熱線がある場合のワイヤグリッドモデルを図4-4に、放射指向特性計算結果を図4-5(a)(b)に示す。図4-5(a)は、モノポールから 0.18ρ 斜め下方に水平な熱線があるとして、それ以下の熱線間隔は 0.07ρ である場合のアンテナ水平面放射指向特性である。熱線が近接していれば、図4-2(a)の特性に比してアン

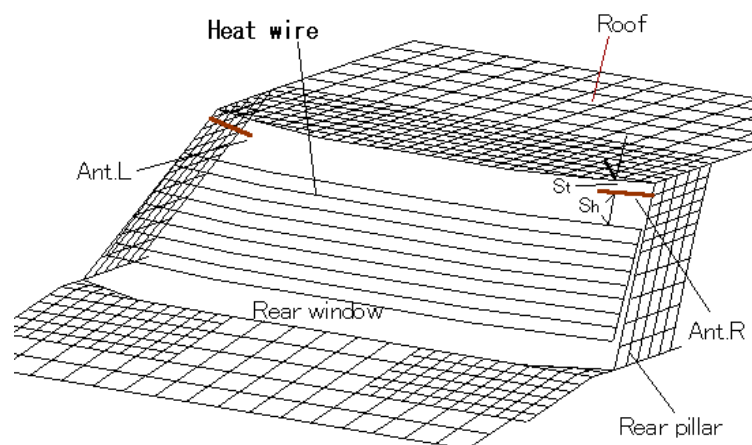


図4-4 熱線近接時構成のワイヤグリッドモデル

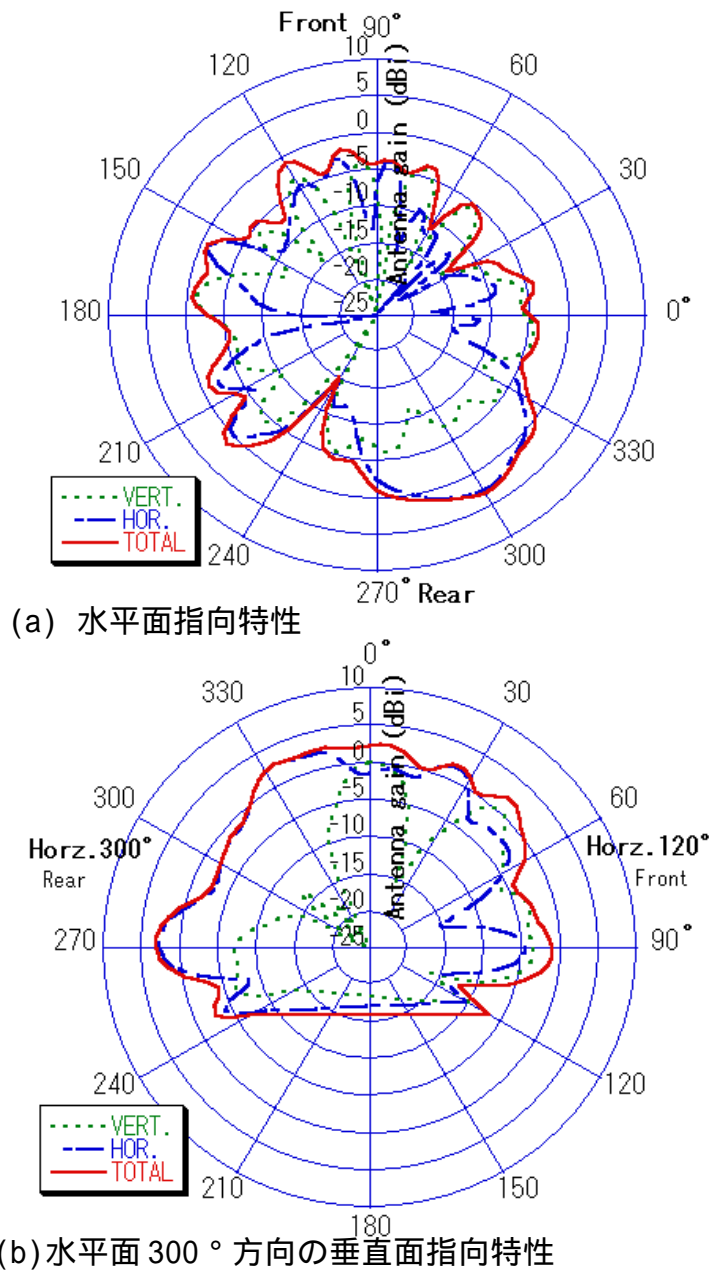


図 4-5 熱線近接時のアンテナ放射特性

テナ利得が低下し、また主ローブの半値幅も狭くなっていることが分かる。なお、主ローブの利得最大方向が 300° 方向であるので、この方向における垂直面内放射指向特性を図 4-5(b) に示す。

モノポールと熱線位置との間隔に対するアンテナ利得、及び主ローブ半値幅特性を図 4-6 に示す。モノポールと熱線位置の間隔が広がるほど熱線の影響は低減して水平面の利得及び主ローブの半値幅が広くなることを示している。なお、主ローブ半値幅特性で $s_t=0.1$ で上昇しているのは副ローブが主ローブに近接して現れたために見かけとしての半値幅が広がったことによるものである。

熱線群をモノポールの近くに配置すればアンテナの指向特性に影響を与えるが、熱線の配線形状を変更することにより、利得及び主ローブの広角度化を確保することが可能である。熱線配置構成を図 4-7 のような凸型配線にした場合、右側アンテナについての放射指向特性計算結果は図 4-8(a) (b) のとおりで、アンテナ利得を向上させることはできる。

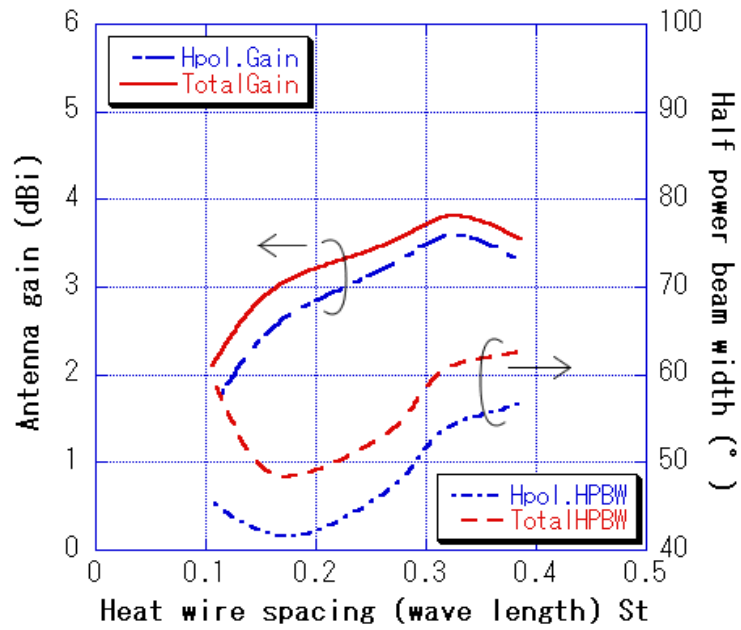


図 4-6 アンテナ・熱線間隔に対するアンテナ利得と半値幅特性

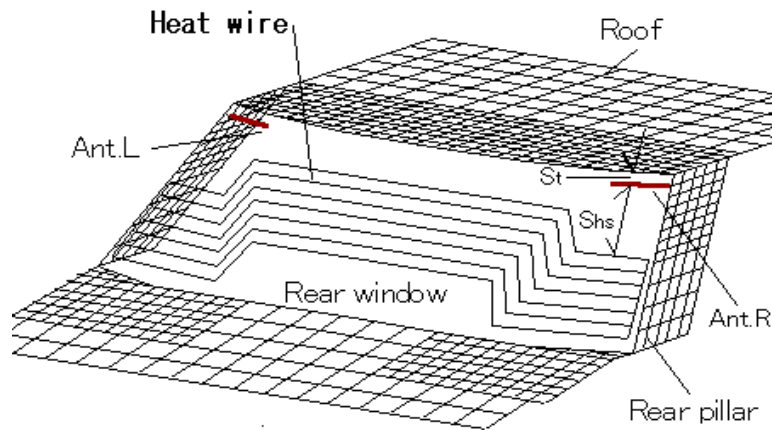
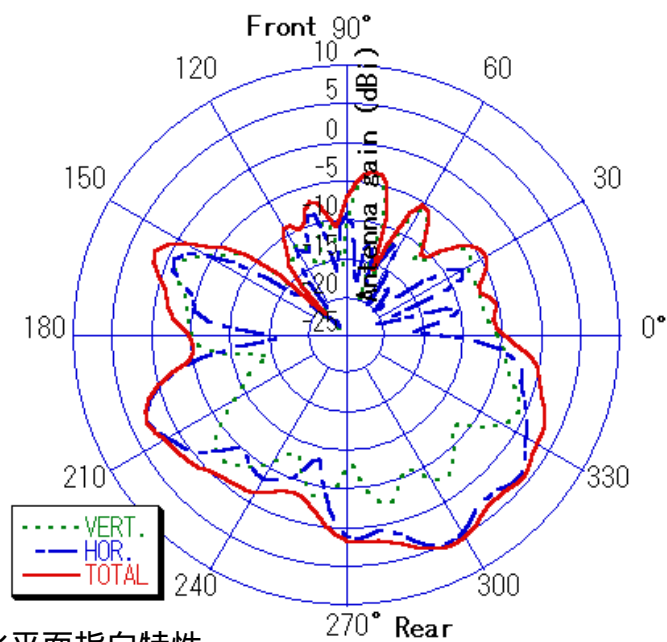
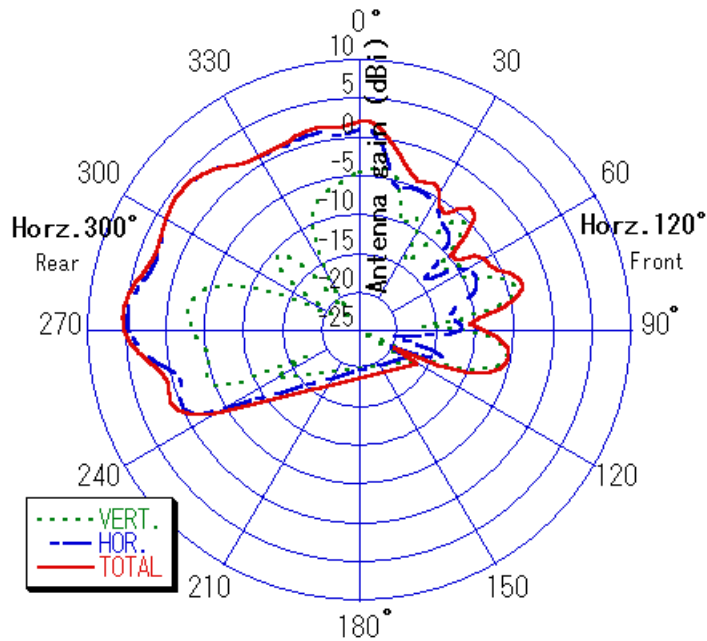


図 4-7 熱線配置案のワイヤグリッドモデル



(a) 水平面指向特性

図 4-8 熱線配置案におけるアンテナ放射特性



(b) 水平面 300° 方向の垂直面指向特性

図 4-8 熱線配置案におけるアンテナ放射特性

すなわち運転席から見た後方視野において、除霜範囲が狭くならない範囲で、熱線とアンテナを配置することは可能である。

4.2.4.3 熱線活用形アンテナ

前節までの放射指向特性計算結果は車体ピラーをモノポールアンテナの地板として利用するアンテナの特性である。熱線は一般的には水平に配線されていることがほとんどで、この形状を変更することは容易でないと思われる。そこで、車体ピラーを使用せず、熱線群を地線に活用するアンテナ構成を検討する。この構成例を図4-9の上部に示す。モノポールと熱線右端上部との間が給電口となる右側のアンテナ構成において、水平面放射指向特性を図4-10(a)に示し、Y軸上の垂直面放射指向特性を図4-10(b)の実線で示す。図4-10(a)はトランクの天盤が短く(ワゴンタイプ等)、ピラー幅も細くした車体を想定した計算結果である。この構成の場合、前方左方向に大きなローブが発生しており、広

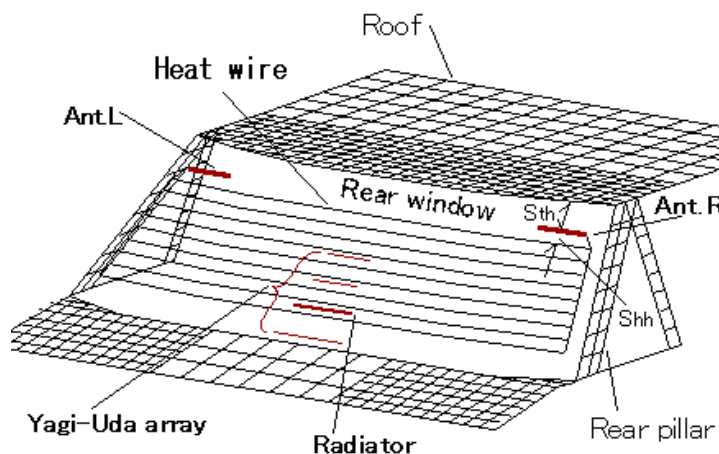
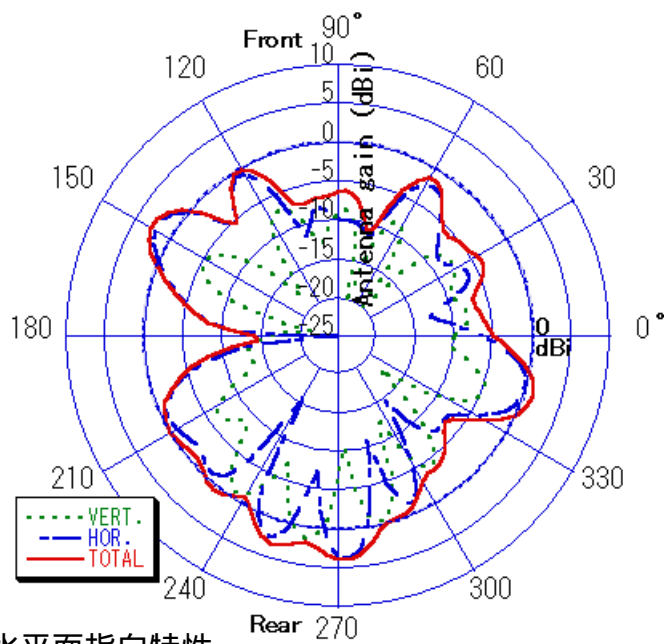
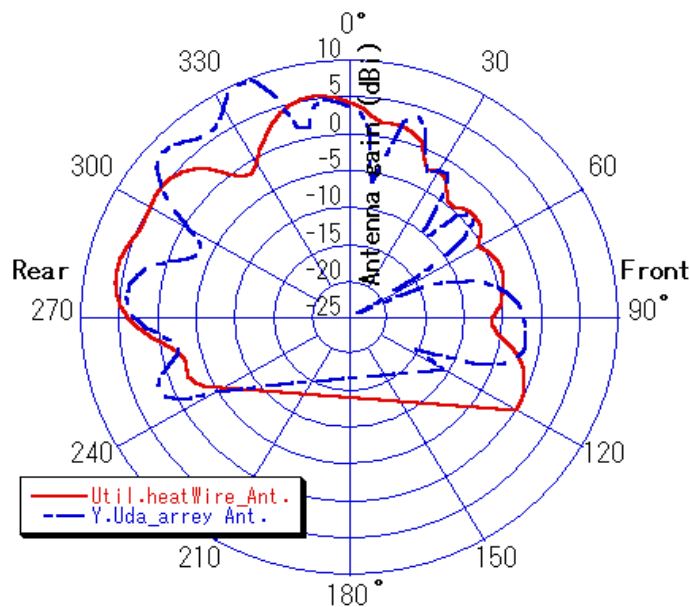


図 4-9 熱線活用形アンテナ構成のワイヤグリッドモデル



(a) 水平面指向特性



(b) 熱線活用形アンテナとフロント方向対策アンテナの垂直面指向特性

図 4-10 熱線活用形アンテナ構成による放射指向特性

範囲の受信が可能になることを示している。

本アンテナにおいてフロント方向に放射ローブが出るのは、モノポールに流れる電流の逆電流が熱線の縦方向の配電線を経由して水平方向熱線にも流れるが、縦方向を流れることによる電流の位相遅れと、リアウインドウが後方に傾斜しているためのフロント方向に対する放射電波の位相遅れにより、熱線放射電波がモノポールからの放射位相と同相になる方向があることによる。

4.4.4.4 進行方向対策アンテナ

リアウインドウにアンテナを取り付けた場合、車体の影響でフロント方向から到来する電波に対しては受信電圧が低下しやすい。この対策として、ダイポールアンテナをリアウインドウ中央部にただ追加するだけでは、熱線群があればその影響で放射ローブが

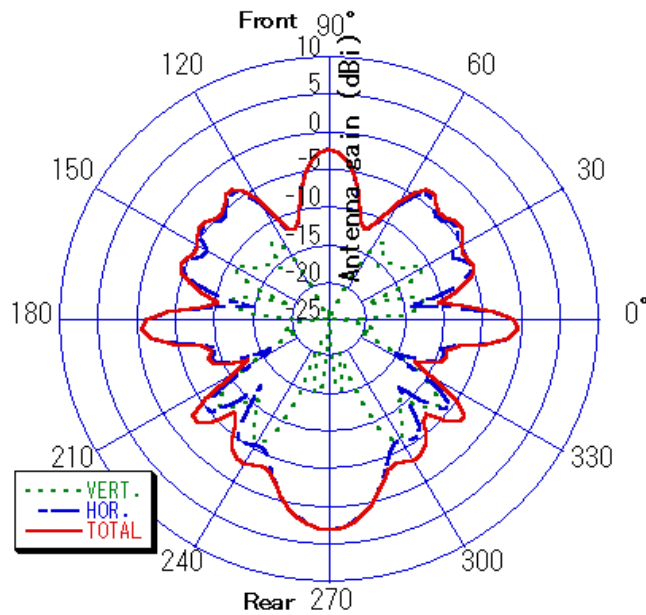


図 4-11 進行方向対策アンテナの放射特性

下方を向くため、そのアンテナの水平面内利得は低下する。そのため、放射ローブを上方に持ち上げるために、熱線面に重畳して貼付する八木宇田アレー構成アンテナを提案する（図 4-9 の中央部下方）。すなわちリアウインドウの下端から $3/8$ 波長程度のところで、熱線間の中に放射器を配置し、反射器は $1/4$ 波長斜め下方に、導波器は $1/4$ 波長斜め上方で熱線には電氣的に接触しない位置に貼付する。この構成での水平面放射指向特性の計算結果は図 4-11 のとおりで、フロント方向である 90° 方向にローブが発生しており、フロント方向からの電波受信にも適した特性であることを示している。このアンテナにおける垂直面の放射指向特性は図 4-10 (b) の 1 点鎖線で示してあり、水平面の指向特性と同様に 90° 方向にローブが出ており、アンテナ利得の改善が可能になることを表している。

4.2.5 インピーダンス特性

インピーダンスの傾向を調べるモデルとして、平板に $1/4$ 波長モノポールアンテナと逆

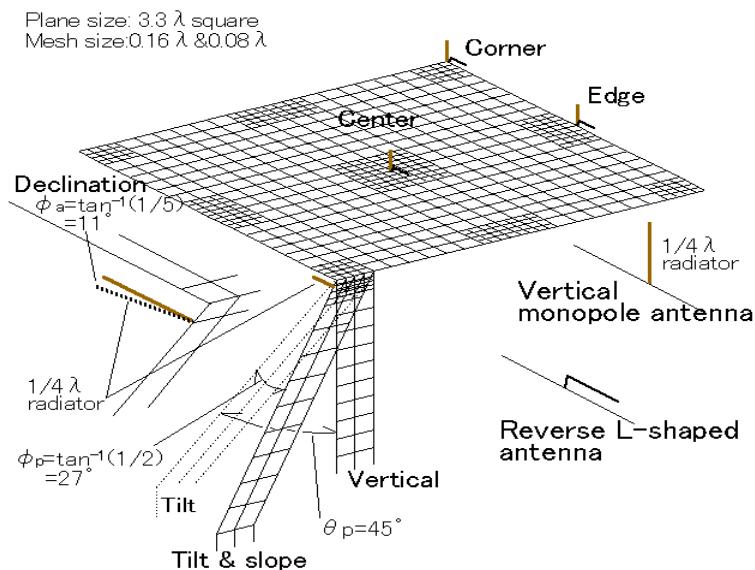
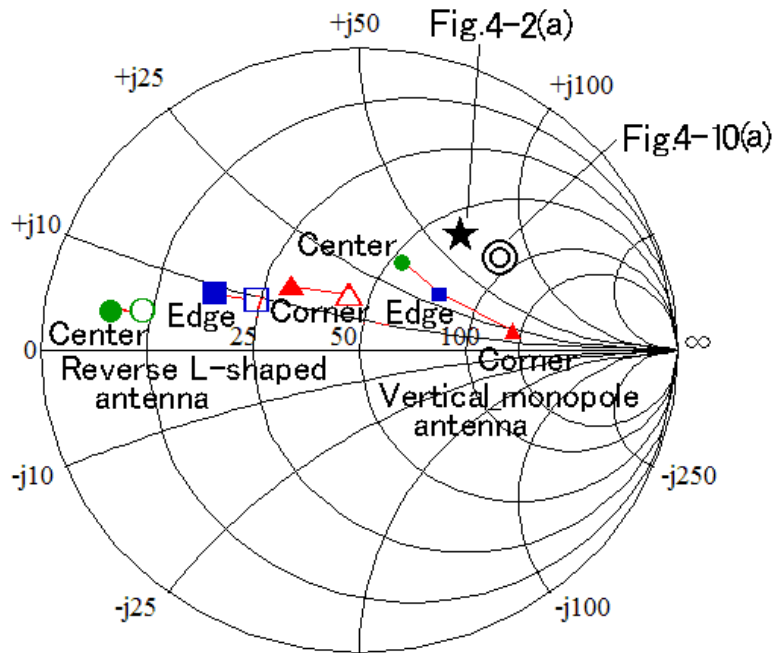


図 4-12 インピーダンス計算モデル

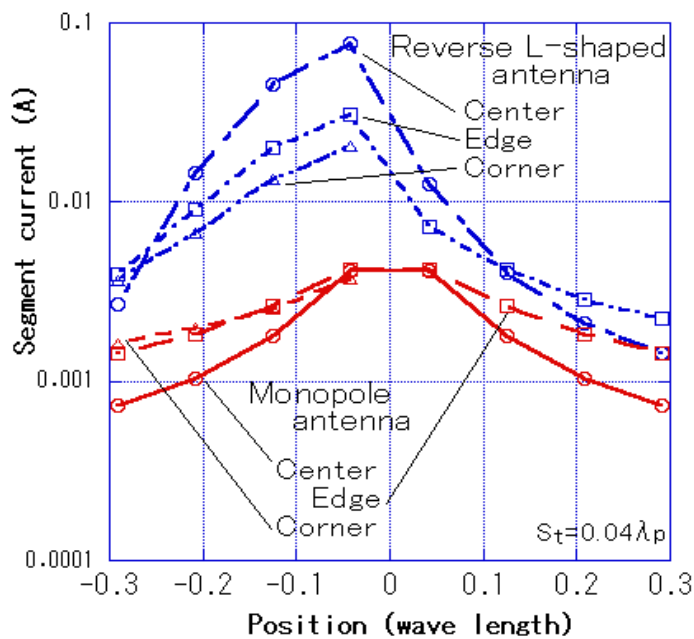
Lアンテナを立てた場合の給電点インピーダンスについて、NEC2で計算させる場合のワイヤグリッドモデルを図4-12に示す。ここでは平板を3.3波長平方の大きさとして、その中央部や周辺縁部、角部にモノポール及び逆L形アンテナを取り付けた場合について、インピーダンス及び給電点周辺の電流について検討する。

平板中央にモノポールアンテナを設置した場合のインピーダンスは $52.3+j35.1$ であるが(図4-13(a)の中央部 点)、平板縁部や、角部にアンテナを取り付けるとインピーダンスは高くなる。(図4-13(a)の右部 点) 逆L形アンテナについては、中央部ではインピーダンスは低下するが(図4-13(a)の左部 ○点)、周辺縁部や角部ではインピー



Filled mark: $0.04 \lambda_p$ spacing -j50
Hollow mark: $0.06 \lambda_p$ spacing

(a) インピーダンス特性



(b) セグメント毎の電流強度

図4-13 平板上モノポールアンテナ等のインピーダンスと電流分布

ダンスの低下量は少なくなる(図4-13(a)の左部 や 点)。この様子を示す電流分布が図4-13(b)で、座標軸としてのX軸方向は逆L形アンテナと同一方向であり、モノポール及び逆L形アンテナが接続されたワイヤグリッド上の電流を表している(原点が放射素子の接続点)。図4-13(b)で、図上部が逆L形アンテナの特性、下部がモノポールアンテナの電流特性である。

逆L形アンテナについては接続場所により明確な差異が出ている。逆L形アンテナを平板縁部や角部に取り付けた場合には、逆相電流は縁上近傍や角部だけに生じるので、平板中央の逆L形アンテナに比べて全体の電流量は少なくなり、その結果インピーダンス低下の程度も少なくなる(図4-13(a)の左部 や 点)。なお、図中 印は平板と逆L形アンテナとの間隔が 0.04ρ の場合を、○ 印は 0.06ρ の場合を表しており、平板に近接する方がインピーダンスが低くなることを示している。

一方、平板縁端部に幅の狭い側板(幅は半波長以下)を図4-12に示すように垂直に接続して、その側板上部に図4-12に示すようにモノポールを取り付けた場合のインピーダンス特性が図4-14である。側板の傾きや面の傾斜、あるいはモノポールの平板に対する角度により、インピーダンスが変わる。側板の形態は図4-12に示すとおりで、図4-14においてVerticalは側板が垂直の場合、 $\theta_p=45^\circ$ とは図4-12において側板を 45° 平板から離れる方向に傾向けた状態(Tilt)の場合で、この時モノポールと平板端との間隔は2倍になるので、インピーダンスが高くなっている(図4-14の 点 点)。

図中表示で、 $\theta_p=45^\circ \phi_p=27^\circ$ は、更に側板面を勾配2の傾斜を持たせた場合(Tilt & Slope)の特性を、 $\theta_p=45^\circ \phi_p=27^\circ \phi_a=11^\circ$ は、更にモノポールを平板縁の平行線から $2/10$ の傾きで外側に向けた場合の特性で、順次インピーダンスが高くなる傾向にある。

また、平板とアンテナの間隔が広がってもインピーダンスは高くなる。(図4-14の 印はモノポールの取り付け高さが平板より 0.04ρ が低い場合を、○ 印は 0.08ρ

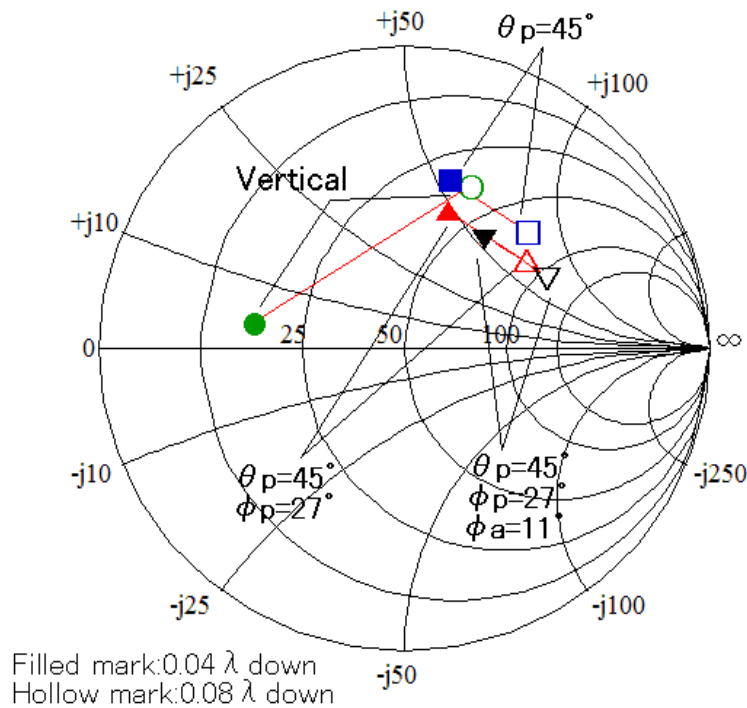


図4-14 モノポールの側板接続時インピーダンス

高さが低いことを表している。

ピラー活用アンテナ、熱線活用アンテナのインピーダンスについては、図4-13(a)に合わせて示す。500MHzにおける図14-2(a)のピラー活用形アンテナが図4-13(a)の印点であり、図4-10(a)の熱線活用形アンテナが図4-13(a)の印点で、前述平板モデルでの検討のようにインピーダンスは高くなる傾向にある。

4.2.5 路上実測特性

4.2.5.1 アンテナ指向特性

送信局を見通せる路上において、乗用車（リアウインドウガラスとして傾斜角を有するワゴン車）に図4-9のAnt.R,Lのアンテナを取り付けた場合の、送信局方向と車両の方向との角度に対する受信電圧実測特性を図4-15に示す。生駒山送信局からの地上デジタルテレビ放送波(24ch)を直接波が常に受信できる状態で測定し、測定値としてはマルチパスの影響を顕在化させないために移動測定して平均化し、短区間平均値として求めたものである。（注3）

測定特性の基準とするため、図4-15では半波長ダイポールアンテナを熱線が貼付されている状態でリアウインドウ上部中央（熱線群の上部）に設置し、半波長ダイポールアンテナの特性測定と全く同一条件で提案アンテナの特性を測定した。

また、図4-16での半波長ダイポールアンテナ位置はリアウインドウ下部中央で熱線線条

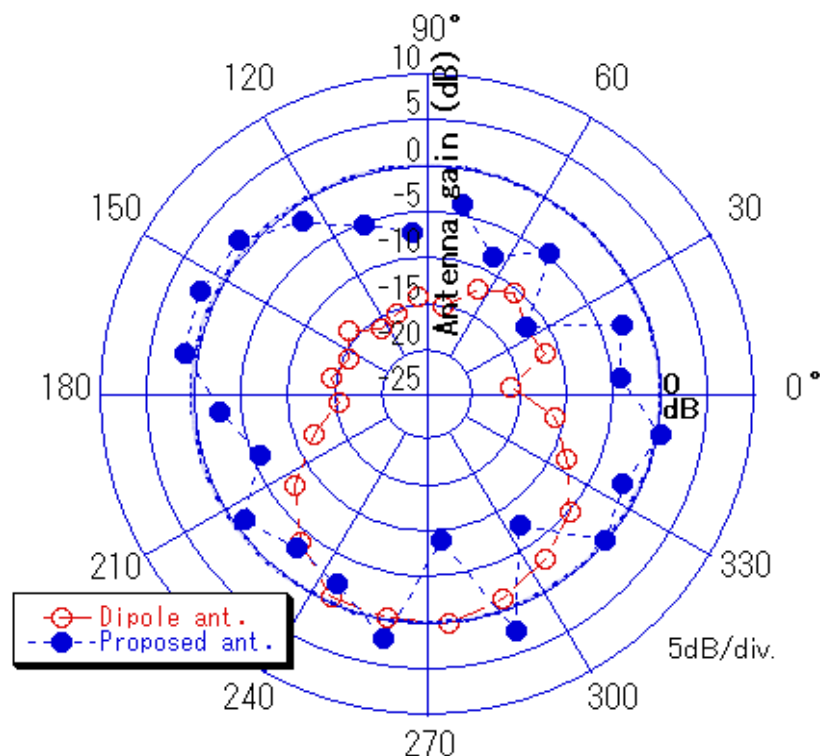


図4-15 熱線活用形アンテナ特性測定結果

注3 測定は周辺建物からの反射波の影響を避けるため、住宅地造成直後で周辺は住宅が未建築の住宅地内路上で行った。測定値は15°毎に約10m走行で受信した受信電界変動特性約350データから平均値を求め、その複数回の平均値として求めたものである。

場所：生駒市西白庭台2丁目 測定器：ハンドヘルドスペクトラムアナライザを0掃引で使用
使用自動車：ワンボックスカー 車長4.6m, 車幅1.7m, 車高1.8m

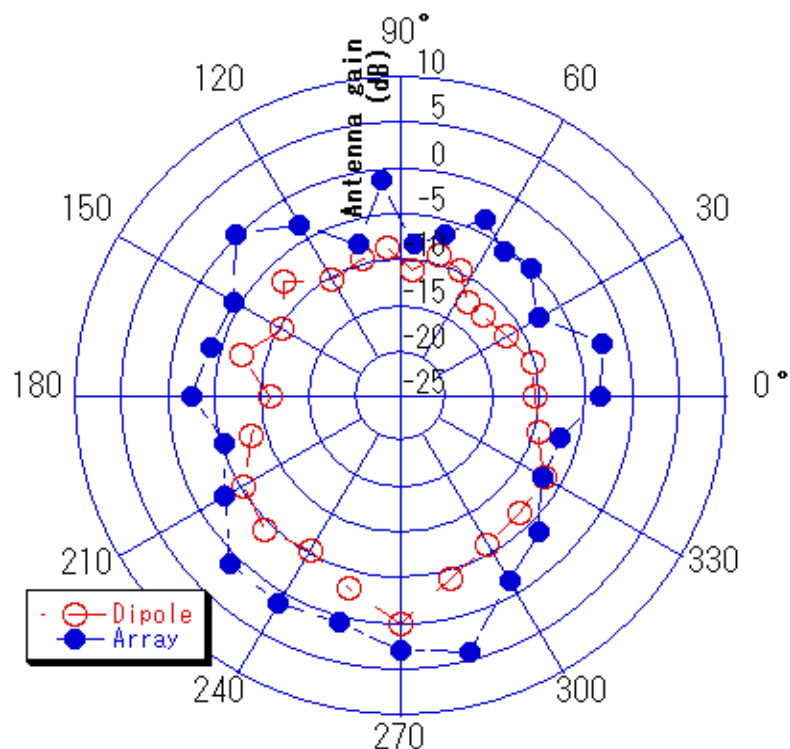


図 4-16 フロント方向対策アンテナ特性測定結果

の中間位置である（図4-9の図中Radiator表示）。図4-15,16の印が半波長ダイポールアンテナの特性で、印が検討したアンテナ構成（熱線活用形アンテナ及び八木宇田アレー構成アンテナ）の特性であり、半径方向軸目盛は半波長ダイポールアンテナが受信した最大値を0 dBとした。図4-15,16の印特性からも明らかなように、リアウインドウ中央部の半波長ダイポールアンテナの実測特性は単方向性で後方の受信に適する特性であり、車両走行軸（Y軸、図では90-270°の軸）に対して概ね対称な指向特性が得られた。

一方検討したアンテナ（熱線活用形アンテナ、図4-15印）の特性は、単方向性ではなく広い指向特性を有している上、利得も基準としたダイポールアンテナより高い値であった。計算特性を示す図4-10(a)の特性に類似したフロント方向に放射ローブが出ており、移動体受信としてフロント方向受信ができる特性であることが確認できた。

図4-16は、基準とした下部半波長ダイポールアンテナはそのままの状態にし、1/4波長間隔で斜め下方には反射器を、斜め上部には導波器を2本追加した場合の同様の測定による特性である（図4-9図中Yagi-Uda array）。すべての方向に対して利得向上が図れており（全周に対するdB平均値では4.9dB改善）、加えて図4-10(b)の計算特性にあるフロント方向の90°方向で発生しているローブが確認できた。

4.2.5.2 受信電圧特性

提案アンテナ（熱線活用形アンテナ）と半波長ダイポールアンテナを乗用車に貼付した状態で、住宅地内を走行した場合の受信電圧累積分布特性を図4-17に示す。走行場所は前述測定場所の近傍ではあるが、一般住宅が道路に面して建てられている住宅地内道路（路幅10m）で、送信所を見通せる確率は少なく、回折波が多いと推定できる道路である。

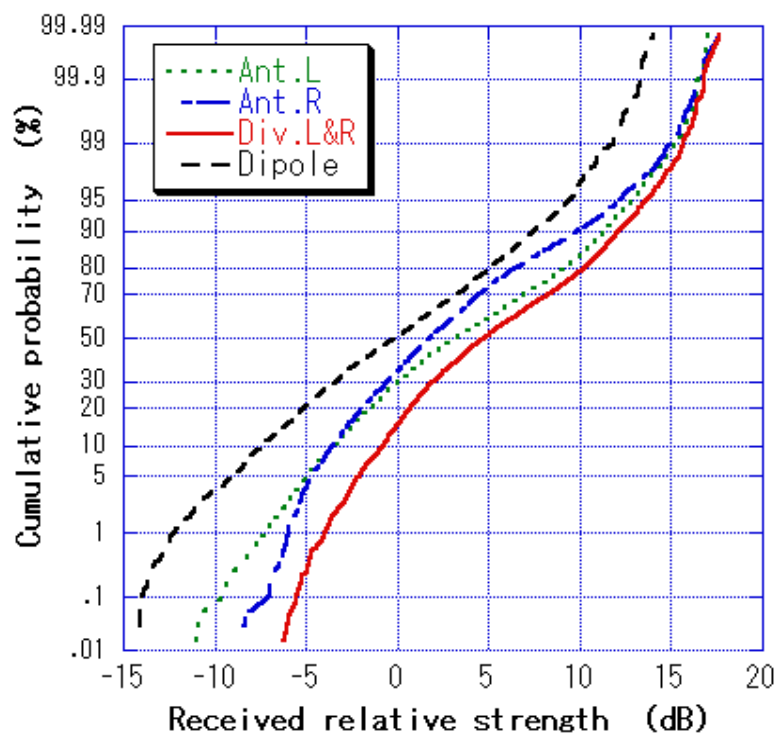


図 4-17 受信電圧の累積分布特性

図 4-17 の横軸は半波長ダイポールアンテナによる受信電圧の dB 平均値を 0 dB とした値で、破線が半波長ダイポールアンテナの特性で、点線と 1 点鎖線が左右の熱線活用形アンテナによる受信電圧の累積分布特性である。

この図からも明らかなように、熱線活用アンテナでは半波長ダイポールアンテナより、実測値で dB 中央値として 2.5dB 以上高かった。(図 4-17 の各アンテナ 50% 値の差)

4.2.6 まとめ

地上デジタルテレビ放送を乗用車内で受信するためのアンテナとして、除霜用熱線と組み合わせた簡易な線状アンテナの構成、及び進行方向対策アンテナ構成を検討し、それらのアンテナを乗用車に取り付けた場合の放射指向特性を計算で求めるとともに、それらのアンテナを乗用車に貼付した場合の特性を実測して、計算値に近い特性であることを確認した。

熱線をモノポールアンテナのグランドワイヤに活用するアンテナ構成については、リアウインドウ中央上部貼付の半波長ダイポールに比して実測中央値で 2.5dB 以上高く受信できており、このアンテナ構成が有効であることを示した。進行方向対策アンテナについては進行方向にローブ発生が確認できたこと、全周にわたりダイポールアンテナより約 5 dB 利得が改善できていることを確認した。

4.3 ダイバーシチ受信方法とその特性

4.3.1 はじめに

乗用車で路上走行した場合の受信電界の状態はマルチパス環境下受信そのもので、時間的・場所的に大きな変動をしている。そのため、地上デジタルテレビ放送波を安定に受信するためにはダイバーシチ受信方式の適用は不可欠である。そこで、前節で提案したアンテナを組み合わせてダイバーシチ受信を行う場合の特性について検討する。

テレビ送信局の方向は、走行する乗用車の方向とは無関係であることを想定しなければならないことから、アンテナの放射指向特性としては広範囲な方向に対して受信できるアンテナであることが好ましい。そのため、広範囲な指向特性になる熱線活用形アンテナを2面配置したアンテナ構成によるダイバーシチ受信の場合の受信特性を計算機シミュレーションにより求める。そして、進行方向の受信特性を改善するために、更に進行方向対策アンテナも含めた3面構成のダイバーシチ構成について、その効果を同様にシミュレーションにより求める。その結果から、車体による遮蔽効果を軽減でき、フロント方向の受信電圧低下を改善することが可能で、車両内組み込みアンテナとして有効であることを示す。

4.3.2 ダイバーシチの構成と計算方法

送信局を直接見通せる道路を走行する機会は少なく、直接波のみが受信される状態は非常に少ない。走行中は回折波や周辺建物による散乱波を受信することになり、受信電圧はレイリーフェージング的な変動をする。又車体の影響を含むアンテナ指向特性が等方向性でないため、受信しにくい方向の走行では連続的な受信電圧低下を起こすことにもなる。そのため、アンテナの放射指向性としては広範囲な特性を有するアンテナが好ましく、かつそのアンテナを複数配置して合成させるダイバーシチが有効である。

ここで提案した、熱線活用形アンテナはリアウインドに貼付するものの、進行斜め前方にも放射特性を有しており、車載型アンテナとして適しているので、このアンテナをリアウインドウの左右両端に配置し、その2面のアンテナでダイバーシチ構成をとることとする。(図4-9の図中Ant.R, Ant.L)

ただ、左右2面では車両進行方向からの電波に対しては十分ではないので、車両進行方向対策アンテナを更に付加して3面合成にした場合の特性についても計算することにする。(図4-9の図中Yagi-Uda array を追加)

ところで、ダイバーシチ効果の計算機シミュレーションを行う場合、受信される電波の素の波としては、全くの散乱波のみの環境とはせず、支配的な到来波群(主波群)と散乱波の合成とする。ここで、主波群は水平面内での到来方向に対して $\pm 15^\circ$ の範囲に5波があるとしその位相はランダムとする。また、偏波は垂直軸から標準偏差で 30° の正規分布しているとする。

散乱波については、全周(360°)から16波が到来するとし、その振幅は電力合成結果で主波群より10dB低い振幅であるとする。また、個々の散乱波の偏波方向は垂直方向から水平方向まで一様に分布しているとする。

一方、ダイバーシチ特性比較の基準とするため、半波長ダイポール2面をリアウィンドウの車両軸中央から左右に0.7 離隔した位置で、天盤端からは0.1 斜め下方に配置し、その場合について同一のシミュレーションを行う。

シミュレーションでは、それぞれのアンテナでの受信電圧計算値を 5000 回計算し、低い値の側から累積分布を求め、10% (500 番目) の値 (累積 10% 値と記述) 及び中央値をに対する受信電圧を求める。ここでは、選択合成ダイバーシチ方式で計算する。[10]

4.3.3 ダイバーシチ特性

(1) 熱線活用形アンテナのみの構成

熱線活用形アンテナを車両軸に対称で左右2面配置した場合 (放射指向特性は図4-10(a)) と半波長ダイポールアンテナとのダイバーシチ効果比較について、その受信特性を到来方向に対する特性として図4-18に示す。ここで、円周方向は想定する電波到来方向であり、車両の進行前方向は90°方向、後退方向は270°方向である。また、半径方向はダイバーシチ合成後の受信電力を表しており、0 dBは基準とした半波長ダイポールアンテナ2面によるダイバーシチ合成後の中央値 (累積50%値) である。

ここで、半波長ダイポールアンテナ2面によるダイバーシチ合成後の受信特性で、累積10%値を点線で、累積50%値を灰色1点鎖線で示しており (図中 Dipoleと表記)、熱線活用形アンテナ2面による特性は、累積10%値を破線で、中央値を黒色1点鎖線で示している (図中 Proposedと表記)。

半波長ダイポールアンテナ2面の構成では車両後方から到来する電波に対してのみ受

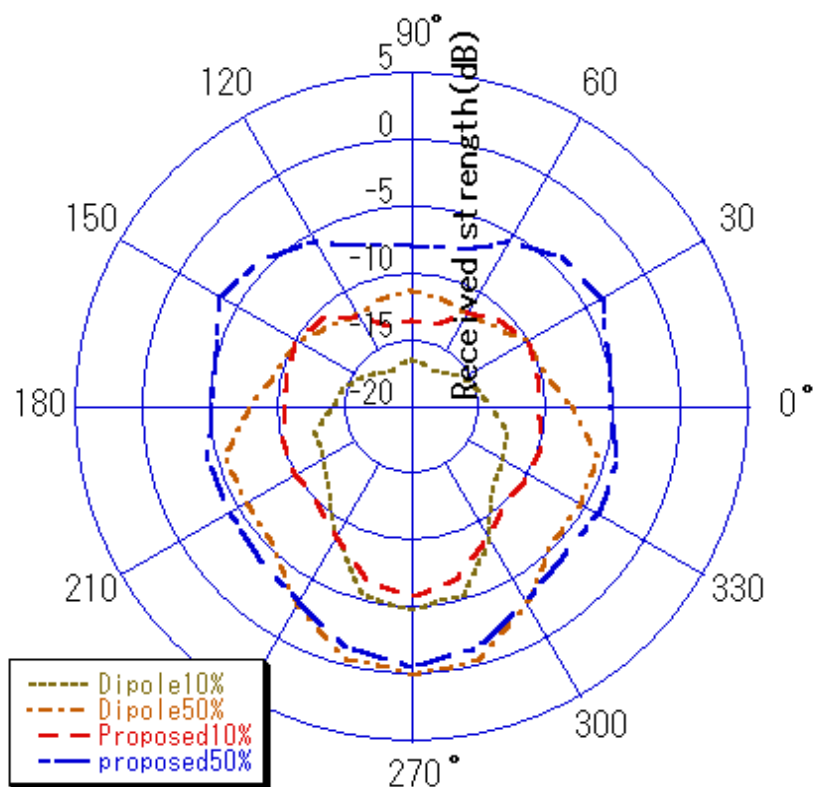


図 4-18 熱線活用アンテナと半波長ダイポールとのダイバーシチ受信後の受信電圧比較

信しやすい特性を示すが、車両の前半分の方角に対しては受信しにくい特性である。これに対して熱線活用形アンテナ2面のダイバーシチでは、車両前方の方角に対して $\pm 90^\circ$ 以上の範囲からの電波に対して、半波長ダイポールアンテナによるダイバーシチ特性より3～5 dB高く受信できることを示している。

なお、熱線活用形アンテナ2面による選択合成ダイバーシチ受信後の実測累積分布特性は図4-17の実線のとおりで、半波長ダイポールアンテナの単一受信に対してダイバーシチ受信では累積10%値で6.8dBの改善があった。

(2) フロント方向対策アンテナ付加特性

前(1)項の場合に対して、更にフロント方向対策アンテナ（放射指向特性は図4-11）を付加して、3面アンテナに対する選択合成受信とした場合の特性を図4-19に示す。フロント方向に対しては更に2 dBの改善が図られ、全方向に対しては、1～2 dBの改善が図られている。

4.3.4 まとめ

アンテナをリアウインドウに貼付した場合、車両進行方向に対しては車体の遮蔽効果が大きいが、提案アンテナによるダイバーシチ構成にすることにより、通常構成の2面の半波長ダイポールに対して、提案のアンテナ構成では車両前半分の領域に対して5 dBの改善効果が得られる。

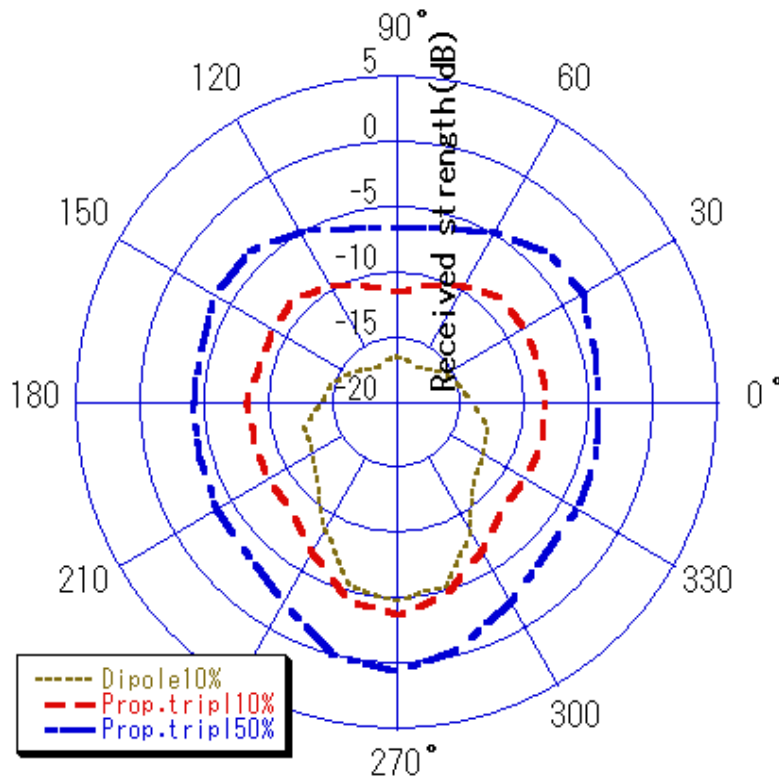


図4-19 熱線活用アンテナとフロント方向対策アンテナの組み合わせでのダイバーシチ受信後の受信電圧

4.4 むすび

地上デジタルテレビ放送を乗用車内で受信するためのアンテナとして、除霜用熱線と組み合わせた簡易な線状アンテナの構成、及び進行方向対策アンテナ構成を提案し、それらのアンテナを乗用車に取り付けた場合の放射指向特性を計算で求めるとともに、それらのアンテナを乗用車に貼付した場合の特性を実測して、計算値に近い特性であることを確認した。

熱線をモノポールアンテナのグランドワイアに活用するアンテナ構成については、リアウインドウ中央上部貼付の半波長ダイポールに比して実測中央値で2.5dB以上高く受信できており、このアンテナ構成が有効であることを示した。進行方向対策アンテナについては進行方向にローブ発生が確認できたこと、全周にわたりダイポールアンテナより約5 dB利得が改善できていることを確認した。

またダイバーシチ構成にした場合の計算機シミュレーション結果では、半波長ダイポール利用ダイバーシチが後方の受信に適する特性であるのに対して、熱線活用形アンテナのダイバーシチ構成では全周に対して受信できる指向特性になり、かつ進行方向対策アンテナを付加すれば更に2 dBの改善が得られ、広範囲の受信に適した特性であることを示した。

すなわち、熱線活用形アンテナは簡単な構成であり放射指向特性が広範囲となるため、走行受信するアンテナとして良好な特性である。また、進行方向対策アンテナも前方到来波には有効である。

第 5 章 結 論

本論文は、マルチパス環境下における伝搬特性の解析と、それに適したマイクロセルシステム用アンテナの開発、及び地上デジタルテレビ放送受信のための車載アンテナ研究に関して取りまとめたものである。

以下、本研究により得られた成果を総括する。

第 2 章では、マルチパス環境下における伝搬特性について理論的に示すとともに、マイクロセルシステムで使用するアレーアンテナ構成系、及び車載アンテナ用近傍金属影響評価に関して、アンテナ特性をモーメント法により解析し、マルチパス伝搬環境下での使用を考慮したアンテナに対する特性と設計定数の関係を示した。

また、都市内におけるマイクロセルシステム受信特性に関して、モバイル機器からの到来波の特性を測定した結果を示し、偏波は保存されず水平偏波成分が多くなることを具体的に示した。併せて、ビル内におけるモバイル機器使用実態に即した環境での伝搬特性測定結果から、ビル内に置いてはモバイル機器の使用者の影響が顕在化しないことを明らかにした。

第 3 章では、V 字形ダイバーシチアンテナについて、その構造、設計法からその放射特性を解析し、アンテナ利得については、コリニアアンテナより傾斜方向で高利得になることを示した。また、アンテナを傾斜させれば、傾斜面に直交する方向では水平偏波利得があることになり、マルチパス伝搬環境下での使用においては、V 字形にすることによりダイバーシチ利得が向上して、コリニアアンテナより受信電界特性としても有効であることを示した。

加えて、マイクロセルシステムを傾斜地に展開する場合においては、通常のアンテナを使用した場合は、基地局の下方と上方とではエリア範囲に差異が生じてエリアが確保できないので、そのような地域に対する最適アンテナ構成を提案した。そのアンテナについて設計法を示し、試作アンテナによる実際の伝搬特性測定結果から、エリア構成法における効率化が図れ、エリア確保が行えることを示した。

また同様に、ビルに設置する場合に使用するビームチルトアンテナについて、ビル直下の特性を改善するためのアンテナ構成法を提案した。その設計方法を示し、試作アンテナによる実測結果から、ダイバーシチ構成にすることにより、ビル直下低電界領域における受信電界を改善できることを示した。

第 4 章では、乗用車で地上デジタルテレビ放送を受信するアンテナに関して、車体に突起物を付けないために、リアウインドウのガラスへ貼付する形式のアンテナを提案した。リアウインドウには一般的には除草霜用熱線が取り付けられるので、その影響を考慮した構成方法を示すとともに、車体の影響も含めてモーメント法によりアンテナ特性を計算し、実際の車体に取り付けた場合の特性を測定して、その妥当性を示した。

また、マルチパス伝搬環境下の受信特性を、提案アンテナの組み合わせでダイバーシチ構成としてシミュレーションにより解析した。その結果、リアウインドウへの取り付けのみでも、アンテナ指向特性においては車体の影響を軽減でき、乗用車内での地上デジタルテレビ放送受信のためには走行方向には大きく影響されることがなく有効であることを示した。

以上の研究成果から、マイクロセルシステム用アンテナとしてその使用環境に適したアンテナを容易に設計・使用でき、マルチパス伝搬環境下における効率的エリア設計に貢献できるものと考えられる。

また、マルチパス伝搬環境下そのものである、走行車両上のテレビ放送受信電界特性に関し、乗用車内において安定した地上デジタルテレビ放送の受信に寄与できるものと思われる。

謝 辞

本研究をまとめるにあたり、奈良先端科学技術大学院大学教授 山本平一博士には種々懇切なるご指導、ご教示を賜りました。ここに、深甚なる謝意を表します。

本論文作成にあたり、多くのご指導を頂きました同大学教授 小山正樹博士、同大学助教授 岡田 実博士、論文作成で有益なご助言を頂いた同大学助手 原 孝雄博士、同大学助手 齋藤将人博士、実験等に協力頂いた情報コミュニケーション講座各位に深く感謝いたします。

また、筆者研究の当初から種々ご指導ご支援を頂いた、福井大学教授 堀 俊和博士、NTT ドコモ研究開発本部 長 敬三博士に深く感謝の意を表します。第4章に関しては、ドコモ研究開発本部 木島 誠担当部長、丸山珠美博士からご助言を頂きました。合わせてお礼申し上げます。

さらに、日ごろご指導頂く、ドコモ関西副社長 西邑省三氏、有益なご助言やご激励を頂いたドコモ北陸前社長 菅原光宏氏、ドコモテクノロジー監査役 大井哲雄氏、慶応大学大学院教授 小檜山賢二博士、NTT ドコモ元副社長 森永範興氏(故人)に感謝いたします。

参考文献

- [1] 斎藤忠夫、立川敬二編：“新版移動通信ハンドブック”，オーム社、(平12)。
- [2] 小檜山賢二他：“パーソナルハンディホンシステム”，NTT R & D、Vol.44,no.9,(1995)
- [3] 永田清人他：“IMT-2000 サービス特集”，NTTDoCoMo テクニカルジャーナル Vo1.9.no.2,(2001.7),Vo1.9.no.3,(2001.10).Vo1.9.no.3,(2002.1)。
- [4] 野本真一：“ワイアレス基礎理論”，電子情報通信学会(平15)。
- [5] 進士昌明編著：“無線通信の電波伝搬”，電子情報通信学会(平4)。
- [6] 佐藤源貞、川上春夫、田口光雄：“現代アンテナ工学”，総合電子出版社(2004.4)。
- [7] 藤本京平、山田吉英、常川光一：“移動通信用アンテナシステム”，総合電子出版社(1997.7)。
- [8] 駒井知央、堀 俊和、長 敬三：“ストリートマイクロセル環境における携帯情報端末器等からの到来波偏波特性”，信学技報AP2002-103,pp.15-20 (2002-10)。
- [9] Tomohiro Komai, Toshikazu Hori, and Keizo Cho: “Propagation characteristics in a street microcell environment measured using a commercial terminal,” 2003 Asia-Pacific Microwave Conference, FC6-03, pp.1772-1775 (2003-11)。
- [10] 駒井知央、堀 俊和、長 敬三、山本平一、岡田 実：“マイクロセル用V字形ダイバーシチアンテナ”，信学論B Vol.J87-B, No.5, pp.685-694,(2004.5)。
- [11] 駒井知央、岡田 実、山本平一“リアウインドウ貼付型高感度ダイバーシチアンテナ”，映情学誌 採録決定済
- [12] 笹岡秀一：“移動通信”，オーム社、(平10)。
- [13] 奥村善久、進士昌明監修：“移動通信の基礎”，電子情報通信学会(昭61)。
- [14] 細谷良雄監修：“電波伝搬ハンドブック”，リアライズ(平11)。
- [15] R.H.Clarke: “A statistical theory of mobile-radio reception,” Bell Syst. Tech.J.,47,pp957-1000 (July-Aug..1968)。
- [16] M.Nakagami:“The m-distribution.A general formula of intensity distribution of rapid fading,” in Statistical Methods in Radio Wave Propagation, ed. W.C.Hoffman, Pergamon Press(1960)。
- [17] Rec.ITU-R P.1057:“Probability distributions relevant to radiowave propagation modelling,” ITU-R Recommendations,Volume 1997 P Series-Part 1,pp.27-40, ITU,Geneva(1997)。
- [18] 岩井誠人、唐沢好男：“移動通信多重波環境における空間相関特性”，信学技報 AP91-58,pp.47-52(1991)。
- [19] 唐沢好男、岩井誠人：“仲上 - ライスフェージング環境における広帯域空間相関特性の解析”，信学技報 AP97-162,pp.29-36(1998)。
- [20] W.C.Jakes,Jr., ed.：“Microwave mobile communications,” John Wiley & Sons Inc., New York(1974)。
- [21] D.G.Brennan:“Linear diversity combining techniques,” Proc.IRE,47,pp.1075-

1102(june 1959).

- [22] 電子情報通信学会：“電磁界解析手法とアンテナ・伝搬における設計技術論文特集”，論文誌(B),vol.J86-B.no.9,Sept.2003.
- [23] R.F.Harrington:“Field Computation by Moment Methods,”Macmillan Comp.,N.Y. 1968.
- [24] 澤谷邦男：“モーメント法によるアンテナ設計”，論文誌(B),vol.J86-B.no.9, pp.1668-1677,Sept.2003.
- [25] A.Taflove and M.E.Brodwin:“Numerical solution of steady-state electromagnetic scattering problems using the time-dependent Maxwell's equations,” Microwave Theory and Techniques,23,pp.623-630,1975.
- [26] 宇野 亨：“FDTD法を用いたアンテナ設計”，論文誌(B),vol.J86-B.no.9, pp.1678-1693,Sept.2003.
- [27] 電子通信学会編：“アンテナ工学ハンドブック”，オーム社(昭55).
- [28] M.Karikomi,T.Matsuoka,L.Chen:“An omni-directional broad bandwidth microstrip antenna using a parasitic cylinder,” Proc.ISAP '92,pp.109-112, Sapporo,Japan,1992
- [29] 苅込正敬：“金属円筒をかぶせて無給電素子としたマイクロストリップアンテナ”，1995 信学ソ大,B-51,1995.
- [30] 蘇田明彦、中村 修、生越重章、堀 俊和、高原幸一：“PHS基地局の構成”，NTT R & D、Vol.44,No.9,1995.
- [31] 掛札祐範、苅込正敬、恵比根佳雄、新宅正佳：“800MHz帯広帯域オムニ指向性アンテナ”，1999 信学ソ大,B-1-77,1999.
- [32] 兔澤 一、長 敬三、堀 俊和：“双指向性を有する細幅パッチアレーアンテナ”，1994 信学秋大,B-98,1994.
- [33] T.Hori,K.Cho,K.Kagoshima:“Bi-directional base station antenna illuminating a street microcell for personal communication system,” AP.No.407,IEE 1995.
- [34] 小川圭介、小林忠男：“やさしいパーソナルハンディホン”，電気通信協会 1995.
- [35] 木下耕太：“やさしいIMT-2000 第3世代移動通信方式”，電気通信協会 2001.
- [36] 日経コミュニケーション誌：“無線LAN構築の壁を乗り越えろ”，日経コミュニケーション No. 373, pp.82-99, Sep. 2002.
- [37] 山尾泰、梅田成視、大津徹、中嶋信生：“第4世代移動通信の展望 - 無線システムを中心とした課題について -”，信学論 Vol.J83-B, No.10, pp.1364-1373, 2000.
- [38] K. Cho ,T. Hori, and K. Kagoshima, “Effectiveness of four-branch height and polarization diversity configuration for street microcell,” IEEE Trans AP, Vol. 46, No.6 ,pp.776-781, June 1998.
- [39] 古野 辰男、多賀 登喜雄：“低アンテナ高伝搬における伝搬経路同定”，信学論 Vol.J83-B, No.1, pp.71-80, 2000.
- [40] T. Hori and K. Cho:“Design Concepts of Street microcell Base Station Antennas or Advanced Wireless Communication Systems,” JINA'98, Nice, France, pp.674-677,Nov.1998.

- [41] S.Kozono and A.Taguchi:“ Mobile Propagation Loss and Delay Spread Characteristics with a Low Base Station Antenna on an Urban Road, ”
IEEE Trans.VT,42,1,pp.103-109(Feb. 1993)
- [42] 堀 俊和、駒井知央、長 敬三:“ 傾斜地に適したマイクロセル基地局用棒状アンテナ, ” 信学技報 AP2001-55(2001-07)
- [43] 駒井知央、堀 俊和、長 敬三:“ ストリートマイクロセル基地局用V字形ダイバーシチアンテナ, ” 信学技報 AP2001-56(2001-07)
- [44] 堀 俊和、長 敬三、兎澤 一、木屋伸二:“ ストリートマイクロセルに適した基地局アンテナの構成法, ” 信学技報 AP94-62 . 1994.10
- [45] 多賀登喜雄、長 敬三、古野辰男、諏訪敬祐:“ 低アンテナ高見通し内マイクロセルにおける基地局空間ダイバーシチ特性, ” 信学 94 秋大、SB-4-1、1994.
- [46] 安達三郎:“ 電磁波工学, ” 電子情報通信学会編、コロナ社、1983.
- [47] 例えば 中野雅之、佐藤敏雄、新井宏之:“ 人体の影響を考慮した900MHz帯携帯電話基地局偏波ダイバーシチ受信特性, ”信学論(B), Vol. J83-B, No. 11, pp.1554-1564 Nov. 2000.
- [48] 堀 俊和:“ P H S用アンテナの技術革新, ” エレクトロニクス、44,2,pp.20-23 (1999.2)
- [49] T.Hori,S.Kiya,K.Cho,K.Kagoshima:“ Pattern synthesis of rod antennas for microcell base station, ” IEE Conf.Publication,436,ICAP97,Edinburgh,UK, pp.1436-1439, (Apr.1997)
- [49] 木屋伸二、兎澤 一、堀 俊和、長 敬三:“ 垂直面内指向性ダイバーシチフィルトアンテナ, ” 1996 信学全大 ,B-149.
- [50] K.Cho,T.Hori,H.Tozawa,S.Kiya:“ Bidirectional base station antennas with 4-branch polarization and hight diversity, ” ,Proc ISAP ' 96, Chiba,Japan
- [51] 例えば、E.A.Wolff, “ Antenna analysis, ” ,Chap.6, p.248, Artec House(1988)
- [52] 松沢晋一郎、佐藤和夫、榊原久二男、西川訓利、“ 地上デジタル放送用車載アンテナ素子に関する検討, ”、2002年電子情報通信学会ソサイエティ大会、B-1-134
- [53] 松沢晋一郎、佐藤和夫、西川訓利 “ 地上デジタル放送用ガラスアンテナ素子の小型化, ”、2003年電子情報通信学会総合大会、B-1-172
- [54] 今井純志、藤元美俊、伊藤修朗、柴田伝幸、“ 指向性制御による地上デジタル放送の移動受信実験, ” 信学技報 DSP2002-143,pp.31-34,Jun.2003.
- [55] R.F. Harrington,“ Field Computation by Moment Methods, ” IEEE Press, New York, 1993.

業績リスト

1. 学術論文誌

- [1] 駒井知央, 岡田 実, 山本平一, “リアウインドウ貼付型高感度ダイバーシチアンテナ,” 映情学誌, 条件付採録 回答書提出済.
- [2] 駒井知央, 堀 俊和, 長 敬三, 山本平一, 岡田 実, “マイクロセル用V字形ダイバーシチアンテナ,” 信学論(B), Vol.J87-B, No.5, pp.685-694, May 2004.
- [3] 駒井知央, “マイクロ波通信用入射角変動対策反射板,” 信学論(B), Vol.J74-B, No.8, pp.447-453, May 1991.
- [4] 室谷正芳, 菊池芳男, 駒井知央, “マイクロ波位相合成受信における混変調の解析,” 通学論(B), Vol.55 - B, No.9, pp.520 - 527, Sep. 1972.

2. 学術的国際会議

- [1] Tomohiro Komai, Toshikazu Hori, and Keizo Cho, "Propagation characteristics in a street microcell environment measured using a commercial terminal," 2003 Asia-Pacific Microwave Conference, FC6-03, pp.1772-1775, Nov. 2003.

3. 各種研究会

- [1] 駒井知央, 堀 俊和, 長 敬三, “ストリートマイクロセル環境における携帯情報端末器等からの到来波偏波特性,” 信学技報, AP2002-103, pp.15-20, Oct. 2002.
- [2] 駒井知央, 堀 俊和, 長 敬三, “ストリートマイクロセル基地局用V字形ダイバーシチアンテナ,” 信学技報, AP2001-56, pp.53-58, Jul. 2001.
- [3] 堀 俊和, 駒井知央, 長 敬三, “傾斜地に適したマイクロセル基地局用棒状アンテナ,” 信学技報, AP2001-55, pp.47-52, Jul. 2001.
- [4] 駒井知央, “15 GHz帯における給電線系相互変調特性,” 通学技報, MW77 - 75, Sep. 1977.

4. 学会全国大会等

- [1] 駒井知央, “海上伝搬区間における潮汐・等価地球半径係数変化による受信電界変動,” 信学全大, Vol.1991.Spring, Pt2, 227, Mar. 1991.
- [2] 駒井知央, 大井哲雄, “アンテナ開口電力分布を考慮した反射板利得計算,” 信学全大, Vol.1991.Spring, Pt2, 288, Mar. 1991.
- [3] 駒井知央, 金丸哲男, “衛星通信準ミリ波車載局テレビジョン伝送特性,” 電気関係学会関西支部連合大会, G14-9, 1985.

- [4] 駒井知央，入江 恵，“26GHz 帯テレビジョン中継装置の伝送特性，”
電気関係学会関西支部連合大会，G14-1，1984.

5 . その他

- [1] 駒井知央，“最近の情報通信システム「移動通信システム」，”電設学誌，Vol.16，
No.6，pp.616 - 624，June 1996.

以上