

Title	高度道路交通システムにおける車両間通信および測距方式に関する研究
Author(s)	和田, 友孝
Citation	大阪大学, 1999, 博士論文
Version Type	VoR
URL	<a href="https://doi.org/10.11501/3155446">https://doi.org/10.11501/3155446</a>
rights	
Note	

*Osaka University Knowledge Archive : OUKA*

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

Osaka University

高度道路交通システムにおける  
車両間通信および測距方式に関する研究

1999 年 1 月

和田 友孝



# 謝辞

本論文は、大阪大学大学院工学研究科小牧省三教授の御指導の下に筆者が大阪大学大学院工学研究科在学中に行った研究成果をまとめたものである。本研究の遂行にあたり一貫して直接の懇篤なる御指導、御鞭撻を賜った小牧省三教授に衷心より謝恩の意を表する次第である。

本論文をまとめるに際し、大阪大学大学院工学研究科塩澤俊之教授に懇切丁寧なる御教示、御助言を賜った。ここに深く感謝の意を表する次第である。

大阪大学大学院在学中より通信工学全般および本研究に関して御指導、御教示を賜った、大阪大学工学部倉蘭貞夫名誉教授、大阪大学大学院工学研究科森永規彦教授、同前田肇教授、同池田博昌教授、同元田浩教授、同児玉裕治教授をはじめとする大阪大学大学院工学研究科通信工学専攻の諸先生方、ならびに高知工科大学長谷川晃教授に厚く感謝申し上げる。

また、本研究に関し、折に触れて有益な御助言、御討論、御激励を頂いた大阪産業大学日下浩次教授、大阪電気通信大学小南昌信教授、大阪大学大学院工学研究科三瓶政一助教授、同原晋介助教授、同宮本伸一助手に心より感謝申し上げる。

さらに、本研究の途上、熱心な御討論と有益な御助言、御協力を頂いた森本雅和助手（現在姫路工業大学）、須増淳氏（現在奈良先端科学技術大学院大学）をはじめとする卒業生ならびに朴相兆氏、莊司洋三氏、西正博氏、前田慎氏をはじめとする大阪大学工学研究科通信工学専攻小牧研究室の諸兄に感謝申し上げる。

また、折に触れて熱心な御討論と有益な御助言、御協力を頂いた大阪大学大学院工学研究科通信工学専攻塚本勝俊助教授に深く感謝の意を表する。

最後に、常に熱心な御検討と懇切丁寧な御助言、御好意溢れるご支援を賜った大阪大学大学院工学研究科通信工学専攻岡田実助手に厚く御礼申し上げる次第である。



# 内容梗概

本論文は、高度道路交通システムにおける車両間通信および測距方式に関して、筆者が大阪府立大学大学院工学研究科電気・情報系専攻、ならびに大阪大学大学院工学研究科通信工学専攻在学中に行った研究成果をまとめたものであり、以下の6章より構成される。

第1章は序論であり、本研究の背景、従来の研究の概要及び本研究の概要について述べ、本研究の位置づけ、その意義を明らかにする。

第2章では、車両間通信の伝搬特性および従来の伝送技術について概説する。まず、車両間通信における伝送媒体について検討を行う。次に、車両間伝搬路モデルとして、移動体通信でよく使われるレイリーフェージングモデル及びライスフェージングモデルについてその特徴と問題点を明らかにする。また、衝突防止レーダに代表される車両間距離を測定する測距方式について従来方式の特徴を概説する。さらに、車両間通信における各多元接続方式について分類し、それらの長所、短所を定性的に比較し特徴を明らかにする。また、ネットワーク技術として従来から検討が行われているマルチホップパケット通信システムについて、概要を述べる。

第3章では、車両間高速無線通信システムのマルチパス伝搬特性をレイトレーシング法を用いて解析する。まず交通量を考慮したミリ波車両間伝搬路の伝搬路モデルを導出し、遅延プロファイルならびに受信電力変動分布などのマルチパス伝搬路特性に対し理論的検討を加える。次に、車両間通信のデジタル伝送において、車両間伝搬路をライスフェージングチャネルとしてモデル化した場合の信号対雑音電力比(CN比)の確率密度関数を求め、平均ビット誤り率特性について理論解析を行い、所要平均ビット誤り率を得るための所要送信電力、最大伝送可能速度、交通量およびアンテナの大きさの間の密接な関係を明らかにする。また、ダイバーシチ受信による信号伝搬特性の改善効果についても検討を行い、効果を定量的に明らかにする。

第4章では、車両測距システムについて検討を行う。まず、電磁波の空气中及び地中の伝搬の様子を調べるため、遠方界および近傍界での放射電界分布を解析し、検討を加える。さらに、地中マーカ等の道路に設置された物体との距離測定を行う測距システムについて解析を行う。ここでは、測距システムにおけるアンテナの過渡特性を明らかにする。次に、スベ

クトル拡散方式を用いた車両間測距システムの特性を統一的に解析する方法を示し、各種方式の特性比較を容易に行えるようにする。本手法は、フーリエ変換を用いてシステム内各部の信号波形を数値計算によって求めるものである。さらに距離分解能を向上させるために、正負2台のパルス発生器をPN(Pseudorandom Noise)符号に同期して動作させる、PN符号同期方式パルスレーダを提案し、理論的解析を行い、距離分解能の大幅な向上が図れることを定量的に明らかにする。

第5章では、各車両に非再生中継機能を組み込んだ新しい車両間通信システムの提案を行う。各車両に非再生中継機能を組み込むことにより、従来のマルチホップパケット通信ネットワークにおいて必要であった複雑なルーティング処理を行うことなく、ネットワークを構築することが可能となる。本章ではアクセス方式として、ALOHA方式、TDMA(Time Division Multiple Access)方式ならびにCDMA(Code Division Multiple Access)方式を仮定し、提案する非再生中継車両間通信システムに適用した場合の信号伝送特性について理論解析を行い、各方式の伝送可能速度特性について比較を行う。その結果、提案した非再生中継方式は車両間通信ネットワークの構成技術として有効であり、各方式の適用領域が存在することを明らかにする。

第6章は結論であり、本研究で得られた結果の総括を行う。

# 目次

第 1 章 序論	1
第 2 章 車両間通信における伝送技術	5
2.1 緒言	5
2.2 車両間伝搬路モデル	6
2.2.1 自由空間伝搬	6
2.2.2 大地反射モデル	7
2.2.3 マルチパスフェージング	9
2.3 測距方式	10
2.3.1 パルスレーダ	10
2.3.2 FM-CW(Frequency Modulation-Continuous Wave) レーダ	11
2.3.3 スペクトル拡散レーダ	15
2.4 車両間通信システム	16
2.4.1 多元接続方式	16
2.4.2 マルチホップパケット通信	22
2.5 結言	24
第 3 章 車両間マルチパス伝搬特性	25
3.1 緒言	25
3.2 ミリ波車両間通信伝搬路モデル	26
3.3 マルチパス伝搬路特性	28
3.3.1 各パスの受信電力特性	28
3.3.2 遅延プロファイル	30
3.3.3 信号対雑音電力比の確率密度関数	31
3.3.4 平均ビット誤り率	32
3.4 数値計算結果	33
3.4.1 マルチパス伝搬路の遅延波特性	33



3.4.2	平均 CN 比と平均ビット誤り率	35
3.4.3	道路の曲率による影響	38
3.4.4	最適なアンテナの指向性	38
3.4.5	所要送信電力と最大伝送可能速度	39
3.5	ダイバーシチ受信の適用	41
3.6	結言	43
<b>第 4 章</b>	<b>車両測距システム</b>	<b>45</b>
4.1	緒言	45
4.2	車両と地中マーカ間における測距システム	46
4.2.1	解析モデル	46
4.2.2	放射電界分布理論解析	46
4.2.3	放射電界分布特性の解析結果	54
4.2.4	測距システムのモデル化	59
4.2.5	測距特性の解析結果	59
4.3	車両間における測距システム	65
4.3.1	フーリエ変換	65
4.3.2	伝達関数	68
4.3.3	雑音解析	68
4.3.4	相関関数	69
4.3.5	PN 符号方式およびチャープ方式の数値計算	70
4.4	PN 符号同期方式パルスレーダ	76
4.4.1	送信信号	77
4.4.2	伝達関数	78
4.4.3	受信信号	79
4.4.4	相関関数	79
4.5	結言	81
<b>第 5 章</b>	<b>非再生中継方式による車両間通信システム</b>	<b>83</b>
5.1	緒言	83
5.2	非再生中継車両間通信システム	84
5.3	非再生中継システムの伝送特性	86
5.3.1	解析システムモデル	86

## 目次

vii

5.3.2	信号対雑音電力比 (CNR) 特性 . . . . .	88
5.3.3	ブロック誤り率 . . . . .	89
5.4	数値計算結果 . . . . .	90
5.4.1	ブロック誤り率特性 (TDMA, ALOHA) . . . . .	91
5.4.2	CNIR とブロック誤り率特性 (CDMA) . . . . .	91
5.5	結言 . . . . .	97
第 6 章 結論		99
参考文献		101



# 第 1 章

## 序論

近年の自動車台数の大幅な増加に伴い、交通事故、交通渋滞、環境汚染、エネルギー浪費等の問題が社会問題となってきた。自動車の利便性を将来にわたって享受するためには、これらの問題を抜本的に解決する必要がある。そこで、現在の道路交通システムに情報通信技術を組み込み道路交通のインテリジェント化を図ろうとする高度道路交通システム (Intelligent Transport Systems(ITS)) の研究が盛んに行われている [1]-[14]。

アメリカでは、ITS アメリカという組織が道路交通をインテリジェント化することを強力に推進しており、ITS の先導的な役割を果たしている [1]。また、ヨーロッパでは ERTICO という組織が設立され、日本およびアメリカに対抗する情勢にある [1]。

日本の ITS の研究開発システムとしては、ビーコンや FM 多重放送により、車載機器にリアルタイムで渋滞情報、所要時間情報等を提供するシステムである道路交通情報通信システム (VICS)[2]、料金所における支払いのための一旦停止をなくし、渋滞緩和と利用者サービスの向上を図ることを目的とした自動料金収受システム (ETC)[3]、車両周辺の警告、衝突防止、車線逸脱防止等の幾つもの技術を利用して自動走行を行うことを目的とした自動運転システム (AHS)[4] 等がある。このような事故防止、渋滞緩和、自動走行のための様々な研究開発が多省庁の協力のもと、8 分野に分類され強力に進められている。

このような状況の中で、ITS を実現するための重要な技術として、道路交通インフラストラクチャと車両の間を結び付ける路車間通信 [3]、隣接して走行する車両同士が直接情報を伝達しあう車両間通信 [5]、および車両の衝突を防ぐ車両間測距 [4] が挙げられる。これらの車両における通信媒体としては、光波、VHF・UHF 帯電波、マイクロ波およびミリ波を用いることが検討されている [1]。

光伝送では、伝送帯域を非常に大きくすることが可能であるが、その反面、雨や霧等の自然条件により減衰を受け、伝送品質が劣化することが問題となる。それに対し、ミリ波帯電波は波長がミリメートルオーダーであるため、アンテナや送受信機回路を小さくでき、システムの小型化が可能である。また、大気や物体による吸収が大きいので長距離伝送には適さな

いが、回折が少なく遮蔽が容易で狭い範囲に電波を閉じ込めやすく、干渉軽減が図れる [17]. また、広帯域伝送が可能であり、将来の増加する情報量にも対応できると考えられる. このようなミリ波の特長を生かすため、現在では 60GHz 帯の電波を中心に車両間通信システム等への利用が検討されている [6]-[7].

さて、従来から基地局と移動局間の通信におけるマルチパスフェージングに関しては非常に多くの解析が行われているが [8]-[12], 車両間通信についての解析はまだそれほど行われていないのが現状である. そこで、本論文では高速道路を協調走行する車両の交通量を考慮したミリ波車両間通信伝搬路の伝搬路モデルを提案する. 本提案モデルは道路の曲率や隣接車線を走行する車両による反射の影響を考慮に入れたモデルであり、交通量の変動による影響を解明することができる. また、道路の曲率やアンテナの指向性による信号伝搬特性の影響を解析することができる.

一方、ドライバの運転を支援するシステムとして、衝突防止システム [3] が重要となってきた. このシステムにより、前車との距離や相対速度、自車速度、路面勾配といった項目も計測し、運転者がミスをして追突を避けるように自動制御を行ったり、前方停止線位置や信号表示を路上装置から受信して出会い頭による事故を防ぐといったことが可能になる [22]. このようなシステムを実現するためには、車両間距離および路車間距離を測定する測距システムがまず必要不可欠である. 従来からの測距システムとして、パルスレーダ [23],[24], FM-CW (Frequency Modulation-Continuous Wave) レーダ [39],[40], FM-CW レーダの特別な場合としてのチャープレーダ [25]-[27] およびスペクトル拡散レーダ [28], [29] が現在まで検討されている. 車両と道路との通信における路車間通信においては、道路上や地面に地中マーカ等を埋め込んで車両の絶対位置を測定する必要がある [1]. そのためには、地中に電波を放射するため UHF 帯電波を使うことが必要である [25], [26].

そこで、空気中に置かれた抵抗装荷ダイポールアンテナを用いたモデルを設定し、その過渡特性について解析を行う. さらに、電波の空气中及び地中の伝搬の様子を調べるため、アンテナから放射される電磁波の散乱電磁界について、遠方界および近傍界での放射電界分布を解析検討し、レーダシステムにおけるアンテナ系の過渡特性を明らかにする.

また、車両間での測距システムを実現するために、スペクトル拡散技術の1つである符号化およびチャープ方式のパルス圧縮を用いた近距離レーダシステムの特性を、統一的に解析する方法を示す. 本手法はフーリエ変換を用いてシステム内各部の信号波形を数値計算によって求めるものであり、各方式の特性比較を容易に行うことが可能である. また、システム外から飛来する雑音、および内部素子から発生する雑音を加法的ガウス雑音 (AWGN: Additive White Gaussian Noise) として、その受信信号に与える影響を調べる. さらに、従来方式で

は不十分であった距離分解能を向上させるため、2台のパルス発生器をPN(Pseudorandom Noise) 符号に同期して動作させる、PN 符号同期方式パルスレーダを提案し、その特性について検討する。

さて、車両間通信システムでは、通信を行う車両の移動に伴い、時々刻々と変化する周辺環境や隣接車両に適応して信頼性の高い通信を確立する必要がある。特に、協調走行や自動走行では、隣接する車両間の通信だけではなく、変化する隣接車両を通じて直接通信ができない離れた車両に情報を中継する機能が要求されている [58]-[60]。情報を複数の中継局を経由して中継するシステムとしては、マルチホップパケット通信ネットワークが古くから研究されている [61]。マルチホップパケット通信ネットワークにおける中継局では、送信局から送信された信号を受信して復号し、その信号の宛て先に応じてルーティング処理を行い再び変調して送信している。この場合、各中継局は周辺局の接続形態に対応したルーティングテーブルによりルーティングを行っており、周期的に放送型パケットを送信して接続形態の変化を調べてルーティングテーブルを更新することにより、周辺状況の変化に対応しているが、車両間通信における通信可能範囲にある隣接車両の変化は非常に高速であるため、放送型パケットを頻繁に送信しなければ、変化する状況に適応することはできない。しかし、経路情報を頻繁に変更するためにはネットワーク構成情報を頻繁に伝送するための伝送帯域が必要となるため、全体として周波数利用効率の低下を招き、また、ルーティング処理を行うためには高速な演算処理が必要となり、ハードウェア規模が増大するという問題点がある。

そこで、車両の相対的な配置が刻々と変化する車両間通信システムにおいて効率的な伝送を可能にする、非再生中継方式による車両間通信システムを提案する。本方式は、各車両に非再生中継機能を持たせることにより、複雑なルーティング処理を行うことなくネットワークを構成することが可能である。本論文では非再生中継方式による車両間通信システムの伝送特性について検討を行う。

本論文は以下の6章から構成される。

第2章では、車両間通信の伝搬特性および従来の伝送技術について概説する。まず、車両間通信における伝送媒体について検討を行う。次に、車両間伝搬路モデルとして、移動体通信でよく使われるレイリーフェージングモデル及びライスフェージングモデルについてその特徴と問題点を明らかにする。また、衝突防止レーダに代表される距離を測定する測距方式について従来方式の特徴を概説する。さらに、車両間通信における各多元接続方式について分類し、それらの長所、短所を定性的に比較し特徴を明らかにする。また、ネットワーク技術として従来から検討が行われているマルチホップパケット通信システムについて、概要を述べる。

第3章では、車両間高速無線通信システムのマルチパス伝搬特性をレイトレーシング法を用いて解析する。まず交通量を考慮したミリ波車両間伝搬路の伝搬路モデルを導出し、遅延プロファイルならびに受信電力変動分布などのマルチパス伝搬路特性を理論的に解析する。次に、車両間通信のデジタル伝送において、車両間伝搬路をライスフェージングチャネルとしてモデル化した場合の信号対雑音電力比 (CN 比) の確率密度関数を求め、平均ビット誤り率特性について理論解析を行い、所要平均ビット誤り率を得るための所要送信電力、最大伝送可能速度、交通量およびアンテナの大きさの間の密接な関係を明らかにする。また、ダイバーシチ受信による信号伝搬特性の改善効果についても検討を行い、効果を明らかにする。

第4章では、車両測距システムについて検討を行う。まず、電磁波の空気中及び地中の伝搬の様子を調べるため、遠方界および近傍界での放射電界分布を解析し、検討を加える。さらに、地中マーカー等の道路に設置された物体との距離測定を行う測距システムについて解析を行う。ここでは、測距システムにおけるアンテナの過渡特性を明らかにする。次に、スペクトル拡散方式を用いた車両間測距システムの特性を統一的に解析する方法を示し、各種方式の特性比較を容易に行えるようにする。本手法は、フーリエ変換を用いてシステム内各部の信号波形を数値計算によって求めるものである。さらに距離分解能を向上させるために、正負2台のパルス発生器を PN(Pseudorandom Noise) 符号に同期して動作させる、PN 符号同期方式パルスレーダを提案し、理論的解析を行い、距離分解能の大幅な向上が図れることを定量的に明らかにする。

第5章では、各車両に非再生中継機能を組み込んだ新しい車両間通信システムの提案を行う。各車両に非再生中継機能を組み込むことにより、従来のマルチホップパケット通信ネットワークにおいて必要であった複雑なルーティング処理を行うことなく、ネットワークを構築することが可能となる。本章ではアクセス方式として、ALOHA 方式、TDMA(Time Division Multiple Access) 方式ならびに CDMA(Code Division Multiple Access) 方式を仮定し、提案する非再生中継車両間通信システムに適用した場合の信号伝送特性について理論解析を行い、各方式の伝送可能速度特性について比較を行う。その結果、提案した非再生中継方式は車両間通信ネットワークの構成技術として有効であり、各方式の適用領域が存在することを明らかにする。

第6章は結論であり、本研究で得られた結果の総括を行う。

## 第 2 章

# 車両間通信における伝送技術

### 2.1 緒言

本章では、まず、車両間通信における伝送媒体について検討を行う。次に、無線伝搬路モデルとして従来より用いられているモデルについて概要を述べる。特に車両間通信では、車両間隔は数十 m と比較的小さく、送受信機周辺の地物、物体による反射、散乱による散乱波に比べて直接波の受信レベルが受信特性に大きく影響する。このような伝搬環境をモデル化する手法として、ライスフェージングモデルを用いた検討がよく行われている [19]。このライスフェージングモデルについて概説する。

次に、衝突防止レーダに代表される測距方式ならびに道路上のマーカと車両の位置を測定する測距方式について従来方式の特徴を概説する。代表的な測距方式として、パルスレーダ [23],[24]、FM-CW (Frequency Modulation-Continuous Wave) レーダ [39],[40]、FM-CW レーダの特別な場合のチャープレーダ [25]-[27] およびスペクトル拡散レーダ [28],[29] が提案されている。これらの測距方式についてその特徴を述べる。

さらに、車両間通信では 1 対 1 の通信形態だけではなく、より多くの車両間での通信ネットワークを構成する必要がある [58]-[60]。複数の車両間で通信ネットワークを構成するためには、複数の車両間の通信を 1 つの伝送路上で効率良く行うための多元接続技術および、通信を行う相手と確実に伝送を行うためのネットワーク技術が必要不可欠である。

そこで、車両間通信を行う際の多元接続方式 [37]、[38] として、従来より用いられている周波数分割多元接続 (FDMA : Frequency Division Multiple Access) 方式、時間分割多元接続 (TDMA : Time Division Multiple Access) 方式および符号分割多元接続 (Code Division Multiple Access) 方式について各方式の特徴を述べる。さらに、ランダムアクセス形の ALOHA 方式や CSMA (Carrier Sense Multiple Access) 方式について各方式の特徴を明らかにする。また、ネットワーク技術として従来から検討が行われているマルチホップパケット通信システム [61] について、その原理と特徴を述べる。



## 2.2 車両間伝搬路モデル

車両間通信における伝送媒体としては、マイクロ波やミリ波による無線通信，ならびに光通信が検討されている．ミリ波無線伝送は高速かつ大容量の通信，アンテナと装置の小型化，大気による減衰効果による干渉の軽減等の特徴 [17] を持ち，車両間通信への利用が期待されている [1]．

ミリ波帯は 30～300GHz と定義されており，既に開発が進んでいる 30GHz 以下の周波数帯域と比較して 9 倍の帯域を有し，未開の可能性を秘めた貴重な周波数資源である．このミリ波の広帯域性の有効利用により，音声のみならず，広い通信帯域を有するデータ，映像信号など，マルチメディア情報の伝送も十分可能であると期待できる．また，60GHz 帯には酸素吸収帯が存在し，電波の広域への干渉が防止できるという特長も合わせ持っている [17]．

一方，光伝送では，すでにサービスが始まっている道路交通情報通信システム (VICS) において，各車両に情報提供をするメディアとして，光ビーコンが使われている．この光伝送では，広帯域伝送が可能であるが，その反面，雨や霧等の自然条件により減衰を受け，伝送品質が劣化することが問題となる．

本節では，従来より用いられている無線伝搬路モデルについて述べる．

### 2.2.1 自由空間伝搬

送信アンテナと受信アンテナが完全に見通しで，周囲に何の障害物もない場合を仮定する．自由空間伝搬モデルは送信アンテナから送信された電波が直接受信アンテナに到達し，周辺物体による反射，回折および散乱波が存在しないモデルである．送信電力が  $P_t$ ，利得が  $G_t$ （半波長アンテナを基準とする）である送信アンテナから放射された電波の電力密度  $W$  は，電力保存則より次式で表される [20]．

$$G_t \cdot P_t = 4\pi r^2 \cdot W \quad (2.1)$$

自由空間における電界強度  $E_0$  は電力密度  $W$  を用いて次式で求められる [20]．

$$E_0 = \sqrt{2Z_0 W} \quad (2.2)$$

ただし， $Z_0$  は自由空間インピーダンスである．

したがって，放射された電波の最大指向方向に距離  $r$  を隔てた受信点における電界強度  $E_0$  は次式で表される．

$$E_0 = \frac{7\sqrt{G_t P_t}}{r} \quad (2.3)$$

上式から、自由空間伝搬において受信電界強度は距離に反比例することがわかる。

一方、超短波やマイクロ波帯においては、送受信間の関係を電力レベルで論じることが多いため、送信電力  $P_t$  と受信電力  $P_r$  との比を求めると

$$\frac{P_r}{P_t} = \frac{G_{t0}G_{r0}\lambda^2}{(4\pi r)^2} = \frac{G_{t0}G_{r0}}{L} \quad (2.4)$$

となる。ここで、 $G_{t0}, G_{r0}$  は送信および受信アンテナの無指向性利得である。

$$\frac{1}{L} = \frac{\lambda^2}{(4\pi r)^2} \quad (2.5)$$

は送受信アンテナをともに無指向性アンテナとしたときの伝送電力の減少を表す項であり、自由空間における伝搬損失と呼ぶ。普通、式 (2.4) はデシベルの形で次のように表される。

$$[P_r]_{\text{dB}} = [P_t]_{\text{dB}} + [G_{t0}]_{\text{dB}} + [G_{r0}]_{\text{dB}} - [L]_{\text{dB}} \quad (2.6)$$

したがって自由空間における伝搬損失は周波数  $f[\text{MHz}]$ 、伝搬距離  $r[\text{km}]$  とすれば

$$[L]_{\text{dB}} = 32.44 + 20 \log f + 20 \log r \quad [\text{dB}] \quad (2.7)$$

で与えられる。

### 2.2.2 大地反射モデル

図 2.1 に示すように、平面大地上に送信アンテナおよび受信アンテナが置かれている場合を考える。送受信アンテナ間の地上距離を  $d$ 、送信アンテナから受信アンテナに到る直接波の通路長を  $d_1$ 、大地による反射波の通路長を  $d_2$  とする。

入射角  $\theta$  が  $90^\circ$  に近いときは、垂直偏波、水平偏波を問わず、反射波の反射係数の絶対値は 1 で、位相角は  $180^\circ$  である [21]。すなわち低角度入射波に対してはほとんど全反射し、位相が反転すると考えてよい。したがって、大地反射波は図 2.1 において、送信アンテナから位相角  $180^\circ$  進んだ電波が出たものと考えられる。すなわち、受信アンテナにおける合成波の電界強度  $E$  は、式 (2.3) から次式で表される。

$$E = 7\sqrt{P_t} \left\{ \frac{e^{-j\beta d_1}}{d_1} - \frac{e^{-j(\beta d_2 - \pi)}}{d_2} \right\} \quad (2.8)$$

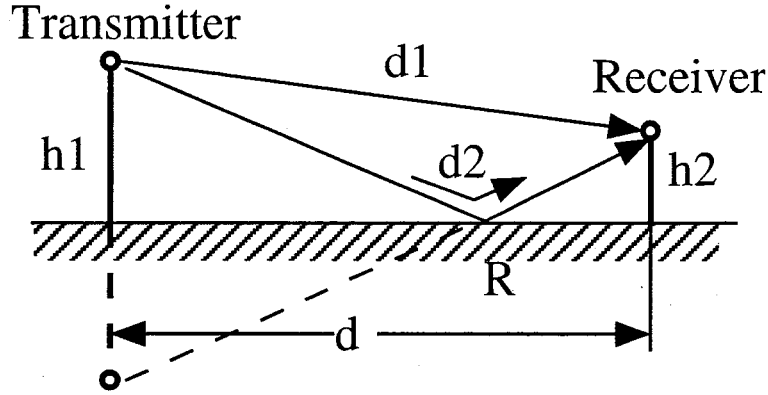


図 2.1: 直接波と平面大地の反射波

直接波および反射波の通路長  $d_1, d_2$  は、アンテナ高が距離に比べて非常に小さいと仮定すると次式で近似できる。

$$d_1 = d + \frac{(h_1 - h_2)^2}{2d}, \quad d_2 = d + \frac{(h_1 + h_2)^2}{2d} \quad (2.9)$$

これらの関係を式 (2.8) に代入し、その絶対値は式 (2.3) を用いて表すと

$$|E| = 2|E_0| \left| \sin \left( \frac{2\pi h_1 h_2}{\lambda d} \right) \right| \quad (2.10)$$

となる。また、 $\left( \frac{2\pi h_1 h_2}{\lambda d} \right) \leq 0.3$  [radian] とすれば、上式は

$$|E| = |E_0| \left\{ \frac{4\pi h_1 h_2}{\lambda d} \right\} = 7\sqrt{G_t P_t} \cdot \frac{4\pi h_1 h_2}{\lambda d^2} \quad (2.11)$$

となる。

以上の結果から、距離  $d$  がアンテナ高  $h_1, h_2$  に比べて十分大きいときの受信電界強度は、送受信アンテナ間距離  $d$  の2乗に反比例する。

また、大地の反射係数  $\Gamma$  を考慮した受信電界強度の式は

$$E = E_0 \sqrt{1 + \Gamma^2 - 2\Gamma \cos \left( \frac{4\pi h_1 h_2}{\lambda d} \right)} \quad (2.12)$$

与えられる。式 (2.12) の絶対値をみると、アンテナの高さおよび送受信点間の距離を変化することによって、受信電界強度は最大値  $2|E_0|$  と最小値  $0$  との間の値をとることがわかる。

## 2.2.3 マルチパスフェージング

マイクロ波やミリ波による無線通信では送受信機周辺の地物、物体による反射、散乱によりマルチパス波の存在が大きな問題となる。このような多重波を同時に合成して受信することになり、この合成受信波の振幅変動はレイリー分布に従い、位相変動は  $0 \sim 2\pi$  の間に一様分布することが知られている [10]。この瞬時変動のことをレイリーフェージングと呼ぶ。また、移動局があらゆる角度から伝搬路の異なる多くの電波を受信しながら移動すると、ドップラー効果のために前方からの電波の周波数は高い方へずれ、後方からの電波の周波数は低い方へずれて、これらの各電波が受信機で合成されると、振幅と位相がひずんでフェージングが生じる。このときの最大ドップラー周波数  $f_D$  は移動速度  $V$  と波長  $\lambda$  に対して  $f_D = V/\lambda$  となる。

一方、このマルチパス波の到来時間（伝搬遅延時間）に差があるため、無線伝送路の帯域内の各周波数について振幅と位相の変動が一様ではなく、周波数選択性フェージングを生じる。伝送帯域が狭い場合は、この周波数選択性フェージングの影響はほとんどないが、高速デジタル伝送を行う場合には、この周波数選択性フェージングの影響を無視できなくなり、多重波を構成する各到来波の遅延時間の広がりの影響により、波形ひずみが生じる [19]。

本研究で扱う車両間通信では、車両間隔は数十 m と比較的小さく、直接波の受信レベルが大きいという特徴がある。したがって、直接波に振幅がレイリー分布に従う散乱波が合成される波形となり、受信合成波の振幅変動は仲上・ライス分布となる。この分布に従うフェージングは、ライスフェージングと呼ばれる。受信信号の振幅を  $R$ 、直接波の振幅を  $R_0$  とすると、仲上・ライス分布の確率密度関数は次式で表される [10]。

$$p(R) = \frac{R}{\sigma^2} I_0 \left( \frac{R_0 R}{\sigma^2} \right) \exp \left( -\frac{R_0^2 + R^2}{2\sigma^2} \right) \quad (2.13)$$

ただし、 $I_0$  は 0 次の第 1 種変形ベッセル関数、 $\sigma$  は散乱波成分（ランダムな変動をする波の成分）の振幅である。ライスフェージングによる振幅変動の度合いを示すパラメータとして、ライスパラメータが次式で定義される。

$$K = \frac{R_0^2/2}{\sigma^2} \quad (2.14)$$

このライスパラメータは、直接波電力と散乱波電力との比で定義されている。 $K = 0$  の場合は仲上・ライス分布はレイリー分布と一致する。図 2.2 は仲上・ライス分布の振幅確率密度を示したものである。

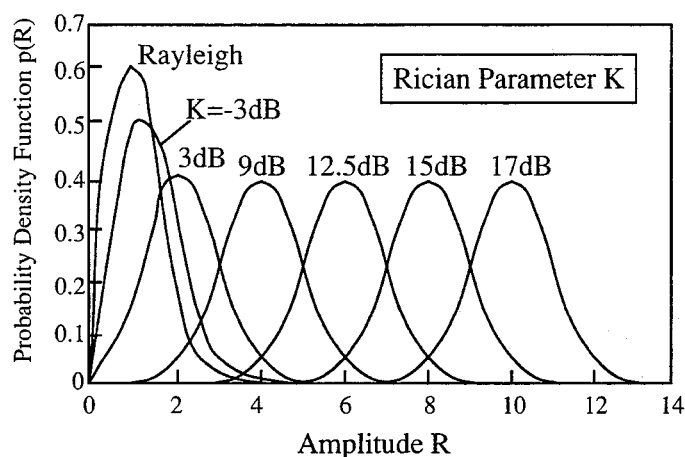


図 2.2: 仲上・ライス分布の振幅確率密度関数

## 2.3 測距方式

衝突防止レーダに代表される測距方式として、パルスレーダ [23],[24], FM-CW (Frequency Modulation-Continuous Wave) レーダ [39],[40], FM-CW レーダの特別な場合のチャープレーダ [25]-[27] およびスペクトル拡散レーダ [28],[29] が検討されている。以下では、これらの各方式について述べる。

図 2.3 にパルスレーダの原理図を示す。パルスレーダは搬送波を非常に短いパルス波形により変調し送信する [23]。このパルス状の送信信号が標的物体により反射して受信アンテナに到達する。ここで送信パルス波と受信パルス波の間の時間差から電波が標的物体までを往復する伝搬時間  $\tau$  を測定し、 $\tau$  と片道伝搬距離  $R$  との対応関係

$$R = \frac{c\tau}{2} \quad (2.15)$$

を用いて標的物体までの距離を得ることができる。ただし、 $c$  は光速を表す。

### 2.3.1 パルスレーダ

パルスレーダでは、普通、送信用と受信用は同じアンテナを用いる。パルスが発射される時、送信機は送受切替器によってアンテナに接続され、パルスが発射された後は、アンテナは受信機側に接続される。

ターゲットまでの距離が非常に短いと、エコーは送信パルスの時間内に戻ってきて、エコーを観測することは不可能になる。例えば、パルス幅が  $1\mu\text{s}$  ならばターゲットは 150m 以下の

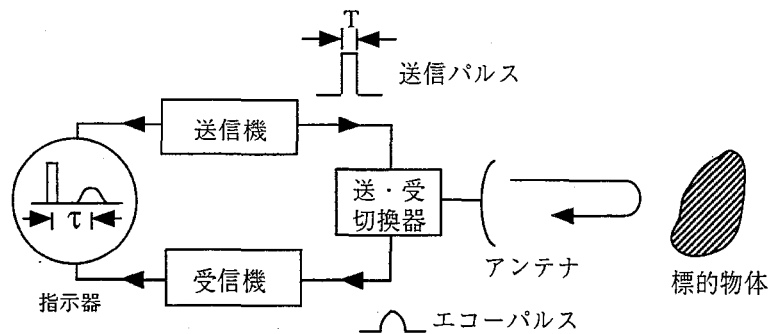


図 2.3: パルスレーダの測距

距離では観測されない。

パルスレーダの場合、繰り返し周波数によって距離測定にあいまいさが残る。例えば、パルス間隔を  $500\mu\text{s}$  (距離にして  $75\text{km}$ )、すなわちパルス繰り返し周波数を  $2\text{kHz}$  とする。そのとき、 $10\mu\text{s}$  (距離にして  $1.5\text{km}$ ) 後に受信機に戻るエコーは  $510\mu\text{s}$  (距離にして  $76.5\text{km}$ ) 後に戻るエコーとは区別できない。つまり、 $1.5\text{km}$  の距離からのエコーは、 $76.5\text{km}$  の距離からのエコーとは区別できない。すなわちエコーは

$$R = \frac{c}{2f_r} \quad (2.16)$$

の距離で同じになる。ここで、 $c$  は光速  $3 \times 10^8 \text{m/s}$  で、 $f_r$  はパルス繰り返し周波数である。しかし、近距離のエコーは遠距離のエコーより反射強度が強く、この点では区別できる。この点を別にすれば、パルスレーダでは違った距離でのターゲットからのエコーを区別することができる。

### 2.3.2 FM-CW(Frequency Modulation-Continuous Wave) レーダ

送信信号として、線形 FM 波 (FM-CW 波) を発射しながら、同時に標的物体からのエコーを受信して、標的物体までの距離を測定するものである [39],[40]。

図 2.4 の構成において、送信機から標的に向けて図 2.5 に実線で示す三角波状の周波数掃引波を送信すると、標的物体からのエコーは同図の破線のように時間  $\tau$  だけ遅れて受信アンテナに到達する。この受信波を送信波の一部と混合すると、

$$f_b = f_r \sim f_t = 2\tau \cdot B \cdot f_m \quad (2.17)$$

なる周波数のビート波が得られる。ただし、 $B, f_m$  はそれぞれ周波数偏位幅と繰り返し周波

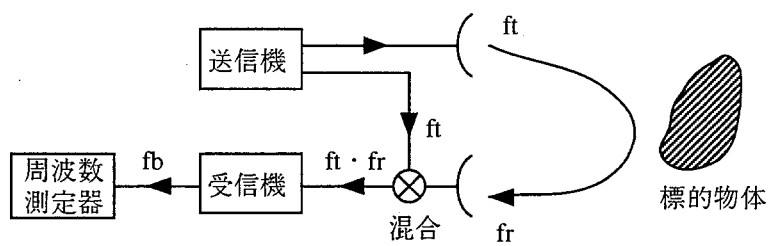
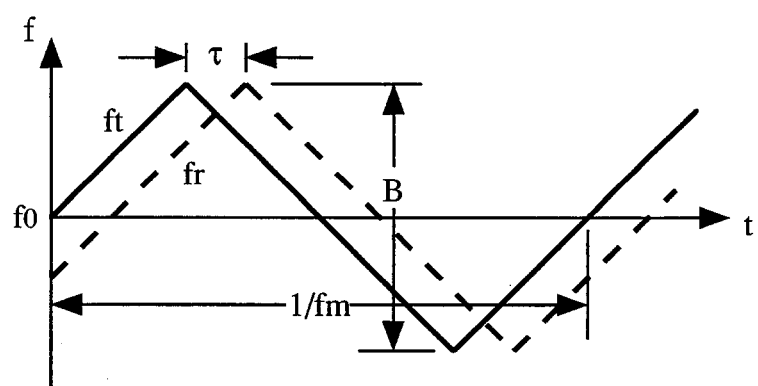
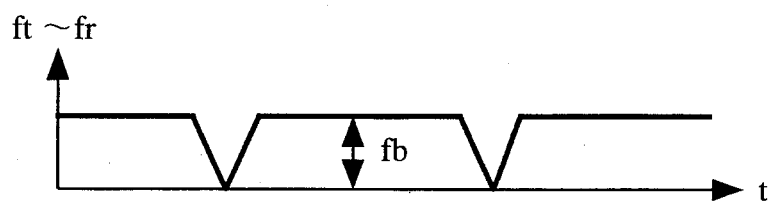


図 2.4: FM-CW レーダの測距



(a) 送・受信周波数



(b) ビート周波数

図 2.5: FM-CW レーダにおける信号周波数

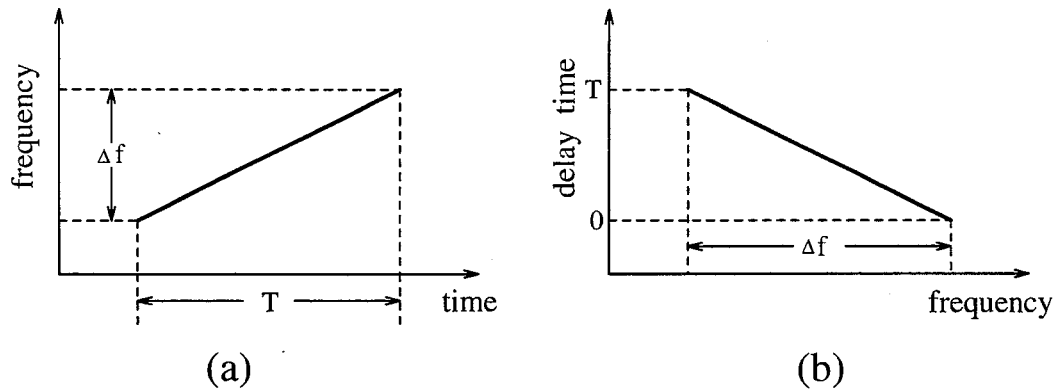


図 2.6: chirp 方式の概念図

数である．式 (2.17) を用いて，式 (2.16) を書き換えると，

$$R = \frac{c}{4B \cdot f_m} \cdot f_b \quad (2.18)$$

となり，ビート周波数  $f_b$  の測定により標的物体までの距離  $R$  を得ることができる．この方法では距離分解能をパルスレーダより小さくすることができるので，近距離の測距に適している．

FM-CW レーダの特別な場合としてチャープレーダが提案されている [25]-[27]．チャープレーダは送信パルスに図 2.6(a) のような時間とともに周波数が 1 次的に増加する周波数変調を加え，直線状の FM パルスにして，送信アンテナから放射する．

送信信号の周波数を

$$f(t) = f_0 + \alpha t \quad (2.19)$$

とすると，位相  $\theta$  は

$$\begin{aligned} \theta(t) &= 2\pi \int_0^t f(t) dt \\ &= 2\pi(f_0 t + 1/2 \cdot \alpha t^2) \end{aligned} \quad (2.20)$$

となる．したがって，送信信号  $v_t(t)$  は

$$v_t(t) = A \cos 2\pi(f_0 t + 1/2 \cdot \alpha t^2) \quad (2.21)$$

と表される．

次に，送信信号を次式

$$H(f) = e^{j\pi(f-f_0)^2 \frac{1}{\alpha}} \quad (2.22)$$



で表される伝達関数を持つ受信フィルタに通したとき得られる出力は、 $H(f)$  のインパルス応答  $h(t)$  と  $v_t(t)$  との畳み込みによって求めることができる。

位相変化量  $\phi$  を

$$\phi = \pi(f - f_0)^2 / \alpha \quad (2.23)$$

とすると、時間遅延  $t_d$  は

$$t_d = \frac{d\phi}{d\omega} = \frac{1}{2\pi} \frac{d\phi}{df} = \frac{1}{\alpha} (f - f_0) \quad (2.24)$$

となり、受信フィルタは遅延フィルタであることがわかる。また、受信フィルタのインパルス応答  $h(t)$  は式 (2.22) から次式のようになる。

$$h(t) = \int_{-\infty}^{\infty} H(f) e^{j2\pi ft} df \quad (2.25)$$

$$= \sqrt{\frac{\Delta f}{\Delta T}} e^{j2\pi(f_0 t - \frac{1}{2}\alpha t^2) + \frac{j\pi}{4}} \quad (2.26)$$

したがって、得られる受信信号  $v_r(t)$  は

$$v_r(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t - \tau) v_t(\tau) d\tau \quad (2.27)$$

$$= \sqrt{D} \frac{\sin \pi \Delta f t}{\pi \Delta f t} e^{j2\pi(f_0 t - \frac{1}{2}\alpha t^2) + \frac{j\pi}{4}} \quad (2.28)$$

となる。ただし、パラメータ  $D$  は

$$D = \Delta f * \Delta T \quad (2.29)$$

である。

したがって、送信信号に対して、受信アンテナで受けとられた受信信号を図 2.6(b) に示すように、周波数が大きくなるに従って遅延時間が小さくなるような周波数対遅延時間特性をもったフィルタに通すと、パルス内に順番に分散されていた周波数成分が 1 点に集中されて、インパルス状の波形となる。これがパルスの圧縮 [27]-[29] である。

図 2.7(b) はこれにより得られるパルス圧縮波形を示している。式 (2.27) は、図 2.7(a) に示すように高さが 1 で掃引時間  $\Delta T$  のチャープ信号に対して図 2.7(b) のように、ある一点において相関がとれた波形を表している。この相関値の最大値から遅れ時間を計測し、測距を行う。このとき、 $D$  はパルス圧縮比と呼ばれ、チャープ信号の性能を表す重要なパラメータである。すなわち、振幅が  $\sqrt{D}$  倍となり、 $\frac{2\Delta T}{D}$  の間に波形が圧縮されたものとなる。これにより、チャープ信号の  $\Delta T$  の間の各部分の振幅がある 1 つの時間に集中して足し合わさ

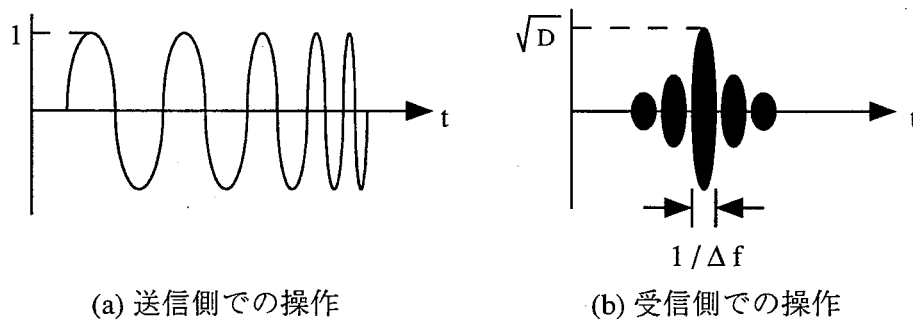


図 2.7: 送信信号と受信信号

れて大きな利得が得られる。この場合の測距精度は、送信信号波形の占有帯域と受信帯域とを総合したシステム帯域幅の逆数で与えられ、送信信号の平均電力に無関係となるので、高精度の測距が可能となる。

### 2.3.3 スペクトル拡散レーダ

標的物体の測距に対して、スペクトル拡散通信方式を利用した手法がスペクトル拡散レーダである。これは、標的物体に擬似雑音符号で変調された信号を送り、この信号に対する標的物体の応答から距離を測定する。標的物体からの応答が非常に微弱であったり、また多くの複雑な現象が共存していて、距離の分離が困難な場合に、擬似雑音符号で変調された信号が各種の雑音を排除して高感度に検出できることを利用している。

このようなレーダの例として、その基本的な構成例を図 2.8 に示す。2 進擬似雑音符号で位相変調されたパルスが送信され、その反射波が整合フィルタで検出される。この検出信号の

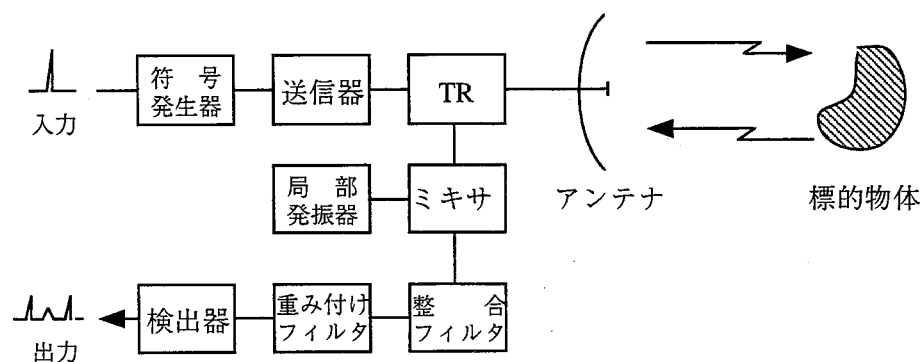


図 2.8: 擬似雑音符号で変調されたパルスを用いたレーダの構成

ピーク値の時間より標的物体の位置が測定される。整合フィルタでは、検出信号は送信パルスを変調している符号の1ビット幅に圧縮される。したがって、このレーダの距離分解能は符号の1ビット幅の時間で定まり、パルスの幅には関係しない。符号の長さを  $n$  ビットとすると、整合フィルタの検出信号のピーク値は  $n$  倍になるため、符号の長さが長いほど信号対雑音電力比が大きくなり、それだけ遠方の物体を検出できる。このレーダのもうひとつの特徴は、距離分解能が符号の1ビット幅で決まるために送信電力を符号全体に分散することによりピーク電力値を小さくできる利点がある。

この種のレーダは、耐雑音性が優れており、極めて高感度化できることから、宇宙空間の測距を行う超遠距離レーダとして用いられている。

## 2.4 車両間通信システム

本節では、車両間通信システムを構成する際の多元接続方式 [37] として従来より用いられている周波数分割多元接続 (FDMA : Frequency Division Multiple Access) 方式、時間分割多元接続 (TDMA : Time Division Multiple Access) 方式、符号分割多元接続 (Code Division Multiple Access) 方式、およびランダムアクセス形の ALOHA 方式や CSMA (Carrier Sense Multiple Access) 方式について概説する。また、ネットワーク技術として検討が行われているマルチホップパケット通信システムについて、概要を述べる。

### 2.4.1 多元接続方式

(a) 回線接続形 回線接続方式は、呼が発生したときに各ユーザに電波資源の割り当てを行う方式である。この電波資源をどのように分割してユーザに割り当てるかにより、FDMA、TDMA および CDMA に分類される。図 2.9 に各多元接続方式の原理を示す。

FDMA は図 2.9(a) に示すように、各ユーザが使用する無線チャネルを、ユーザごとに異なる無線周波数に設定する方式である。各ユーザが使用するチャネル間にはガードバンドを設けることによりユーザ間の相互干渉を避けている。

TDMA は図 2.9(b) に示すように、複数のユーザが使用する無線チャネルは、1 フレームの中で一つの無線周波数を使用する時間をいくつかのタイムスロットに分割し、各ユーザは異なるタイムスロットを使用する。この方式では各フレームがバースト的に送出されるため、バーストごとの同期が必要となる。また、各移動局と基地局間の距離差や送信タイミング誤差などによる各バーストの時間軸上でのオーバーラップを防止するためのガードタイムが設

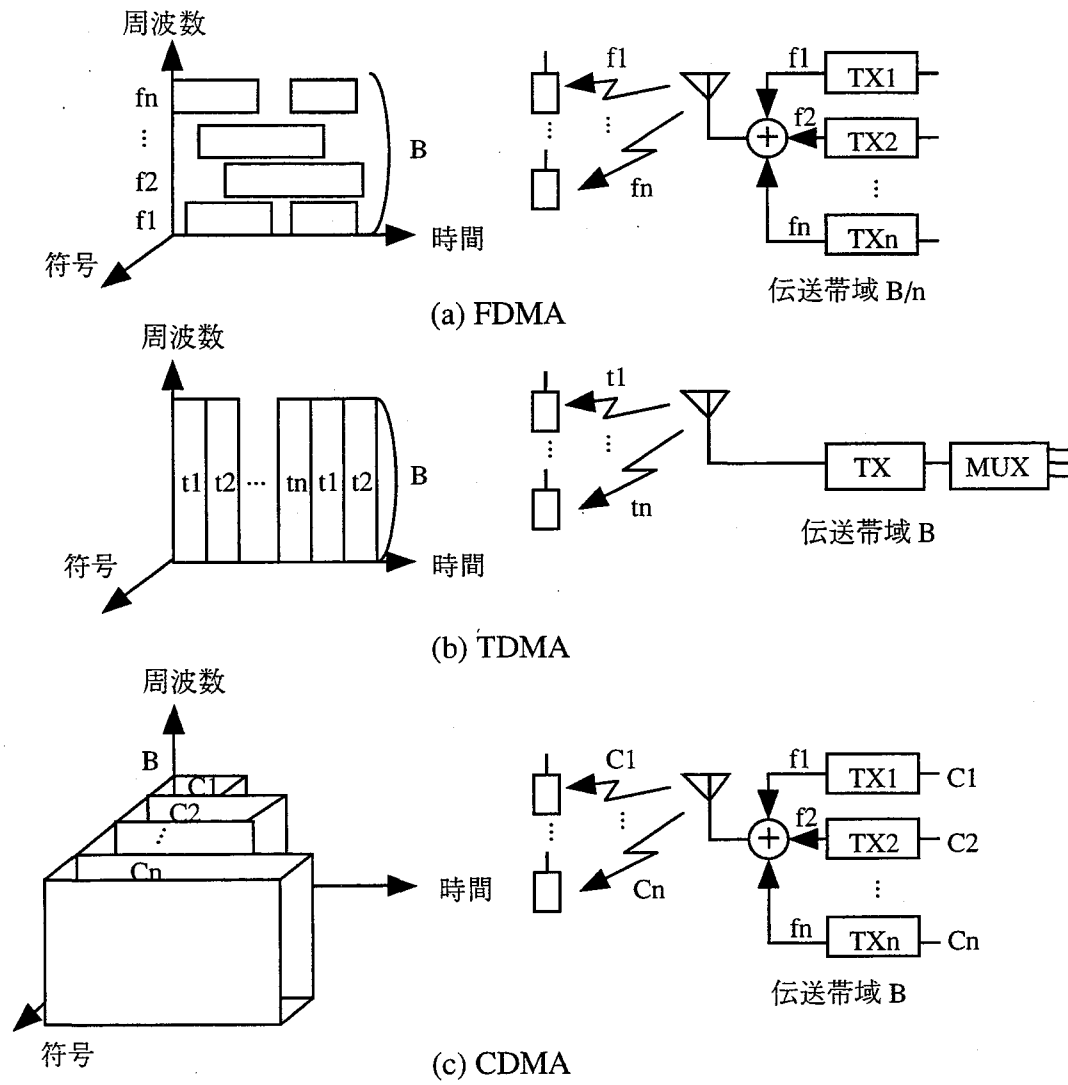


図 2.9: 多元接続方式の概念

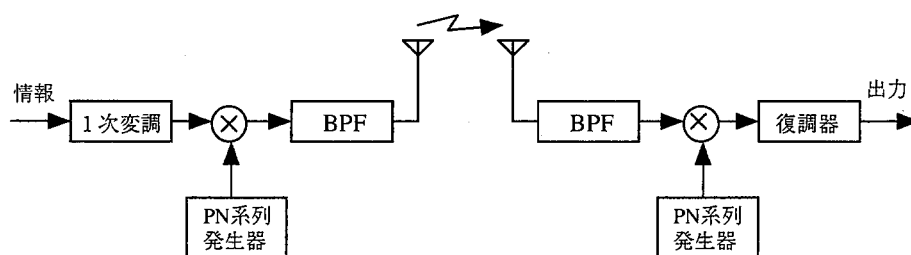


図 2.10: スペクトル拡散方式の概念図

けられる。

CDMA は図 2.9(c) に示すように、無線チャネルは同一の無線周波数においてユーザごとに異なるコードを用いることにより設定される。この方法はスペクトラム拡散方式として知られており、その秘匿性を利用して主に軍事用に利用されていたが、最近、送信電力制御の技術的進歩によりいわゆる遠近問題が解決され、実用化への拍車がかかっている。

以下では、CDMA の基本となるスペクトル拡散方式について概要を述べる。デジタル伝送では、多値変調により信号の占有帯域幅を狭くして周波数を有効利用すると、その代償として同じ S/N 比の下での伝送誤り率が悪くなってしまう。また、同一の無線周波数を使う他のシステムからの信号の干渉に弱くなってしまうという問題点がある。

そこで、信号の帯域幅を広くとり、雑音や干渉に強くする方法が考えられ、これがスペクトル拡散方式の考え方である [34]。ここでは、PN(Pseudorandom Noise) 符号方式について概説する。

図 2.10 にスペクトル拡散方式の概念図を示す。情報信号はまず周波数シフトキーイング (FSK) や位相シフトキーイング (PSK) などのデジタル変調により 1 次変調される。1 次変調された信号はさらに拡散符号により乗積されて拡散変調されることにより、スペクトルが広がる [35]。この拡散符号は一般に、PN(Pseudorandom Noise) 系列 [36] と呼ばれる擬似雑音符号を用いる。受信側では送信側と同一の PN 符号を同じタイミングで発生させ、受信信号を相関復調することにより、拡散されたスペクトルを 1 次変調のスペクトルに縮める逆拡散を行う。その後、1 次復調を行って情報信号を得る。

情報信号のスペクトルの変化で見たときの概念図を図 2.11 に示す。(a) は情報信号のスペクトルであり、その帯域幅を  $B$  とする。(b) はスペクトラムを拡散するための拡散符号のスペクトラムであり、その帯域幅を  $W$  ( $W \gg B$ ) とする。この 2 つの情報信号と拡散符号を時間領域において乗積すると、拡散変調された信号のスペクトルは、(a) と (b) に示すスペクトラムの周波数領域での畳み込みとなる。その結果、(c) の拡散されたスペクトルが得られ

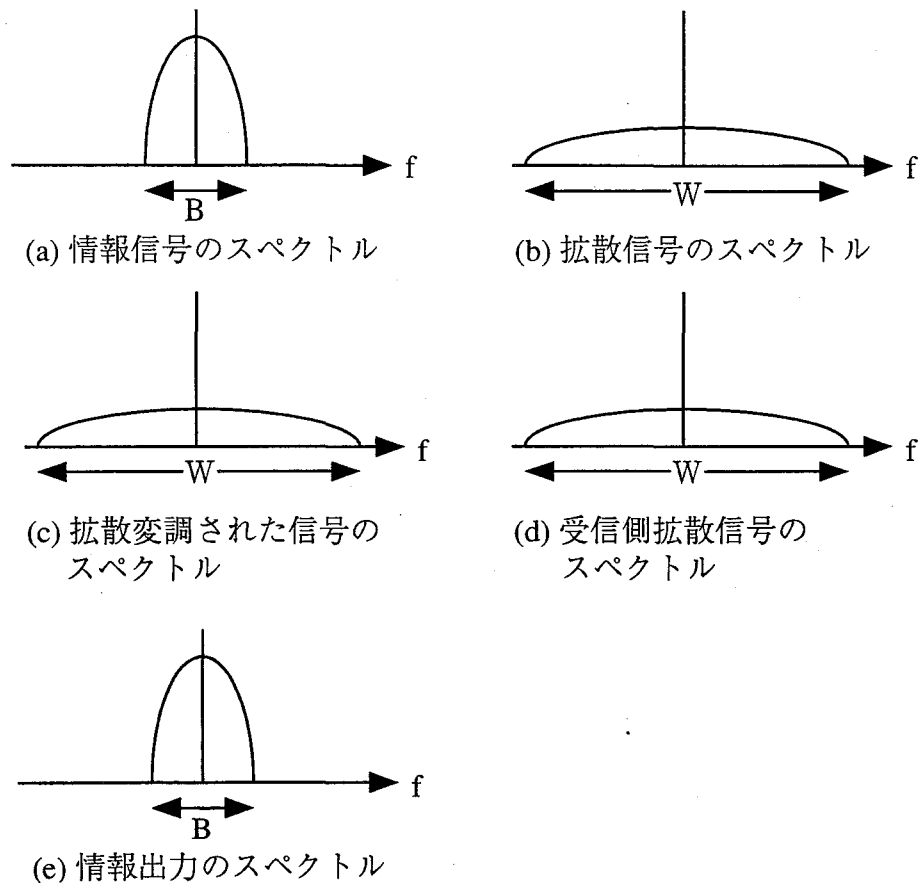


図 2.11: 各段階でのスペクトルの変化

る。(d) は受信側で受けとる拡散信号のスペクトルであり、同様の帯域を持つ。受信側においては送信側と逆の操作である逆拡散を行い、(e) のように情報信号が得られる。

PN 系列は、+1 または -1 がランダムな順序で出る乱数発生器でつくる。+1 または -1 それぞれのレベルのチップ時間  $T_c$  は、1 次変調におけるシンボルの継続時間  $T$  に比べて十分短く設定する。PN 系列としては純粋な乱数が使えたと理想的であるが、電子回路を用いて純粋な乱数はきわめてつくりにくいので、かわりに疑似乱数の系列 [35] を用いる。

(b) ランダムアクセス形 回線接続形では、実際に情報伝送が行われているかどうかにかかわらず接続時は常時各ユーザに回線リソースが割り当てられる。一方、データ通信では、データはバースト的に発生しており、必ずしも割り当てられたリソースを用いて情報が伝送されないため、電波の利用効率が低下する。このような通信においては、接続時にリソースを割り当てずに実際に伝送情報が存在するときのみ伝送を行うランダムアクセス方式が適している。

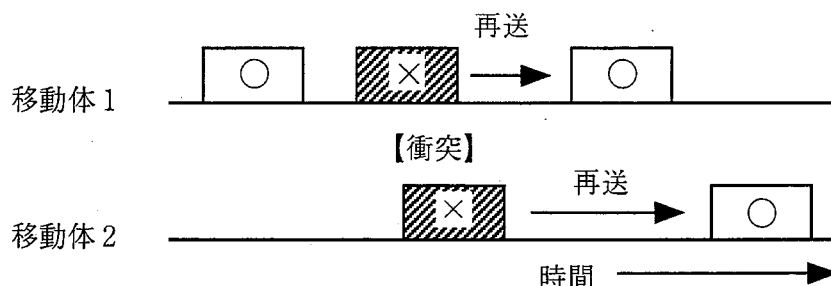


図 2.12: Pure ALOHA 方式

以下では、代表的なランダムアクセス方式について述べる。図 2.12に最も簡単なランダムアクセス方式である Pure ALOHA 方式の原理を示す。この方式は、各移動体が伝送すべきデータパケットの発生後すぐにそのパケットを無線チャンネルに送出する方式である [11]。パケットの衝突により一定時間内にデータ受信の確認が得られない場合には、同一パケット信号の再送を行う。再度の衝突を避けるため、再送はランダムな時間間隔をおいて行われる。この方式は、データパケットの一部分が他のパケットと衝突しても全体が受信されないため、伝送効率が劣化する。

この伝送効率の劣化を改善するための方式として、Slotted ALOHA 方式が提案されている [13]。これは、データパケットの送出開始時刻を同期化した ALOHA 方式である。図 2.13に示すように、移動体はデータ送出要求発生後、基地局からの同期信号に従ってデータパケットを無線チャンネルへ送出する。この方式は、パケットが衝突するときには全部が重なり、衝突しないときには全部が生き残るため、Pure ALOHA 方式よりも高い効率を得られる。

実際に Slotted ALOHA を使うとき、中央局があり、この局が主導権をとって通信を行うような構成であれば、他の局が中央局のクロックに同期するようにシステムを設計すればよい。しかし、中央局がなく、すべての局が対等であるような車両間通信の場合、システム全体の同期をとることが困難になる。

しかし、パケットの伝送量が多い高負荷時には、Slotted ALOHA を用いてもパケットの衝突を減らすことはできない。そこで、さらにパケットの衝突を避け伝送効率を改善する方式として CSMA(Carrier Sense Multiple Access) 方式が提案されている [11]。

この方式はパケットを送出する前にチャンネルを観測し、空きならばパケットを送信、使用中ならば終わるのを待ってからパケットを送信するという方式である。他の局がパケットを送信してからある伝搬遅延時間後にしか、そのことがわからないため、チャンネルを観測した結果は、パケットの伝搬遅延時間だけ古いものになってしまう。したがって、伝搬遅延があ

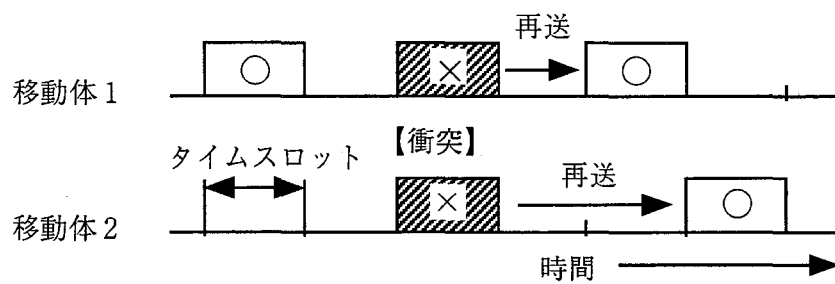


図 2.13: Slotted ALOHA 方式

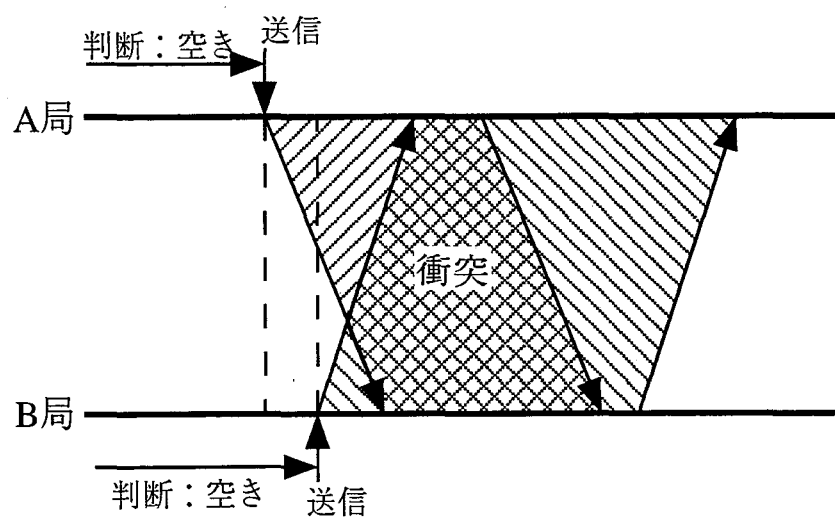


図 2.14: CSMA でのパケット衝突の可能性



まりに長いとチャネルの状況を観測しても意味がないことになってしまう。

図 2.14 のように、チャネルが空きだと観測してパケットを送信しても、実際にはチャネルが空いていたのは過去のことで、パケットを送信した時点では他の局がすでに送信を開始していることもあり得る。したがって、チャネルを観測しても必ずしもパケットの衝突を避けることができるわけではない。

逆に伝搬遅延が非常に短ければ、観測結果は非常に正確であり、ほとんど衝突は起きないことになる。車両間通信を含めた陸上の無線局のみを対象とするシステムでは、電波の伝搬に要する遅延時間は無視できるので、CSMA 方式により特性を改善することが可能である。

#### 2.4.2 マルチホップパケット通信

走行中の車両群においてパケット通信を行うとすると、各車両の走行により、短時間のうちに通信ネットワーク構成が変化してしまうことがあり得る。したがって、安定した車両間通信を行うには、基地局を介して接続を行う集中制御型のネットワーク構成ではなく、分散制御型のネットワークを構築する必要がある。車両群における車両間通信のようなネットワーク構成の変化が激しい場合には、その変化に追従するような通信経路選択（ルーティング）が必要になる。

マルチホップパケット通信は、中継局において、送信局から送信された信号を受信して復調し、その信号の宛て先に応じてルーティング処理を行い、再び変調して送信するものである [61]。例えば、図 2.15 に示すネットワーク構成に対する各局の動作を考える。今、L が送受信可能状態になったとすると、L はそれを知らせる PROP (Packet Radio Organization Packet) を送信する。L の PROP を受信した近隣局 (M, P, Q) は L を各自の近隣局表に記入する。同様に L も M, P, Q からの PROP を受信するので、それぞれを自分の近隣局表に記入する。各局がデータ伝送を開始すると、PROP だけではなくデータ・パケットも使ってこの表の更新を行う。

また、この方式は各局で目的局までの最短経路を管理している。このため相手局との距離（ホップ数）を「tier」で表した、tier 表を持っている。この場合には、M, P, Q は L から 1 ホップなので、L の tier 表にはそれぞれ 1 と記入される。M, P, Q の tier 表にも L の tier は 1 と記入される。

各局は最新の tier 表の内容を PROP に入れて放送するので、ネットワークの状態は全体に知られるようになる。すなわち、ネットワーク各局は、目的局までの最小の tier 数（つまり最短経路）と、その局へ到るために最初にパケットを渡すべき局の情報が得られる。図 2.15

の局 N が最終的に得る tier 表を図 2.16 に示す。tier 表は新しい局が出現・消滅したり、より短いルートが発見されたときに更新される。

以上のアルゴリズムによってネットワーク内の各局は通信可能なすべての局へのルートを知ることができ、ネットワークを伝送するデータ・パケットに発信局と目的局を書いておけば、各局によって自動的に目的局まで伝送される。さらに、シャドウイングにより直接見通し内で通信を行うことができない場合でも、他のルートを用いて通信を行うことができ、柔軟なネットワークを構築できる。

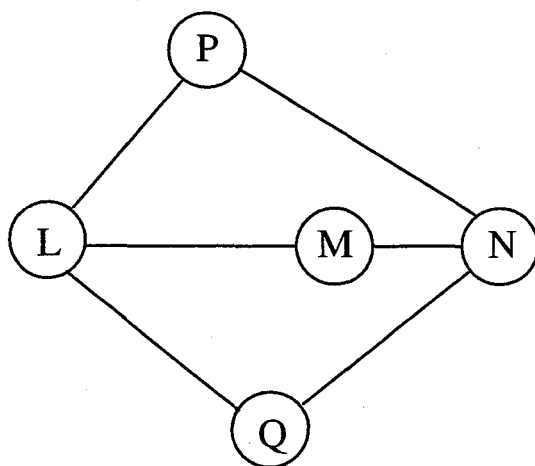


図 2.15: ネットワーク構成の一例

tier 表		
目的局	次局	tier
N	N	0
M	M	1
P	P	1
L	M	2
Q	Q	1

図 2.16: 局 N の tier 表

## 2.5 結言

本章では、まず車両間通信の伝搬特性および従来の伝送技術について、概説した。特に車両間通信では、車両間隔は数十 m と比較的小さく、直接波の受信レベルが大きいため、ライスフェージングモデルを用いた検討が必要である。ここでは、ライスフェージングモデルについてその概要を述べた。次に、衝突防止レーダに代表される車両測距方式として、パルスレーダ、FM-CW (Frequency Modulation-Continuous Wave) レーダ、FM-CW レーダの特別な場合のチャープレーダおよびスペクトル拡散レーダについて示し、これらの測距方式の原理について述べた。また、車両間通信を行う際の多元接続方式として従来より用いられている周波数分割多元接続 (FDMA : Frequency Division Multiple Access) 方式、時間分割多元接続 (TDMA : Time Division Multiple Access) 方式、符号分割多元接続 (Code Division Multiple Access) 方式、およびランダムアクセス形の ALOHA 方式や CSMA (Carrier Sense Multiple Access) 方式についてその特徴を明らかにした。さらに、無線通信システムのネットワーク技術として検討が行われているマルチホップパケット通信システムについて、その概要を示した。

## 第 3 章

# 車両間マルチパス伝搬特性

### 3.1 緒言

車両間通信システムにおいては，車両や道路，建造物による反射から生じるマルチパスフェージングが問題になることを第2章で明らかにした．マルチパスフェージングによる受信振幅レベル変動により，デジタル伝送時におけるビット誤り率特性は大きく劣化することが知られている [10]．さらに，広帯域デジタル伝送時にはマルチパスの各素波の伝搬遅延時間差が無視できなくなり，波形歪みを生じて伝送特性が著しく劣化する [12]．そのため，ミリ波を用いた車両間での高速，高品質な無線通信の実現のためにはまず信号伝搬特性を解明する必要がある．高速道路などの複数の車線が存在する道路へ車両間通信を適用する場合には，信号伝搬特性が反射体となる隣接車線の車両の交通量によりランダムに変動するため，これらの影響を考慮に入れた解析が不可欠である．基地局と移動局間の通信におけるマルチパスフェージングに関しては非常に多くの解析が行われている [18] が，車両間通信についての解析はほとんど行われていない．文献 [19] では，車両間通信におけるマルチパス波の到来方向が一様であり，かつ水平面内無指向性アンテナを用いていると仮定してマルチパス波の振幅特性について理論解析を行っているが，アンテナの指向性は考慮されておらずミリ波を用いた車両間通信の伝搬路モデルには適用できない．また，文献 [13] では，直接波と地面での反射波のみを対象とし，隣接車線の車両による反射の影響は考慮していない．文献 [14] では，車両間の協調走行において地面での反射波による影響が検討されているが，変動する交通量は検討されていない．

そこで本章では高速道路を協調走行する車両の交通量を考慮したミリ波車両間通信伝搬路の伝搬路モデルを提案する．本提案モデルは道路の曲率や隣接車線を走行する車両による反射の影響を考慮に入れたモデルであり，交通量の変動による影響を解明することができ，また道路の曲率やアンテナの指向性による信号伝搬特性の変化を解析できる．本論文では，本提案モデルを用いて振幅変動特性や遅延プロファイルなどの基本特性を明らかにする．また，

高速デジタル伝送時における平均ビット誤り率について数値計算を行い、ミリ波車両間通信システムの信号伝搬特性を明らかにする。さらに、ダイバーシチ受信を行うことによる信号伝搬特性の改善効果について検討を行い、その効果を明らかにする。

### 3.2 ミリ波車両間通信伝搬路モデル

図3.1に車両間通信の伝搬路モデルを示す。車線幅  $L_r$  の2車線高速道路において、同じ車線を走行する2車両間で無線通信を行う場合を想定する。車線は曲率半径  $R$  のカーブであり、カーブの内側はコンクリート側壁とする。カーブ外側でのガードレール等による反射も考えられるが、計算を簡易化するため、本解析では内側の側壁による反射のみを検討の対象とする。ロープによるガードレール区間やガードレール不設置区間が存在し、反射面積が側壁に比較し小さいためこの仮定は妥当である。次に、送信車両  $T_x$  と受信車両  $R_x$  間の道路に沿う距離を  $L_{TR}$  とし、この間の多重伝搬路として、直接波、1回反射成分として路面での反射成分（反射波1）、道路側壁での反射成分（反射波2）、隣接車線を走行する車両  $V_r$  での反射成分（反射波3）を考え、2回以上の反射波成分については伝搬路長が大きくなるのでその受信電力は小さいと考えられるため、無視することにする。さらに、規則的な車両のコーナーにおける散乱波は、計算を簡易にするため、無視するものとする [16]。車両コーナーにおける散乱波は車両側面における正規反射波より大きくなることも想定されるが、一般的には車両コーナーは車両側面と比較し不規則であることが多いことから、散乱波を無視しても妥当性は失われまいと考えられる。伝搬損の要因として自由空間伝搬損とミリ波帯酸素吸収損、反射波については反射面での吸収損を考慮する。また、一般に速度の異なる車両間ではドップラーシフトが発生するが、隣接車線を走行する車両と送受信車両との間に速度差が生じて送受信車両間の速度差が無ければドップラー周波数には影響がないので、本解析ではドップラーシフトの影響はないものと仮定する。さらに実際の道路上には様々な車長の車が走行しているが、数値計算に要する処理時間が膨大となるため、車長を一定としたモデルで解析する。ここでは、反射車両  $V_L$  はその車長  $d_L$ 、車幅  $d_W$  とし、反射車両の間隔  $L_V$  は平均値  $1/\lambda_v$  の指数分布に従うランダム変数と仮定する。ここで、 $\lambda_v$  は車両の交通量を表し、本解析では送受信車両と隣接車線の車両は一定の速度で走行すると仮定すると、車両間隔の逆数が交通量となる。例えば、ある一定の速度で車両が走行しているとすると、 $\lambda_v = 0.1\text{m}^{-1}$  の場合、平均10mおきに一台の反射車両が存在し、 $\lambda_v = 0.01\text{m}^{-1}$  の場合、平均100mおきに一台の反射車両が存在する状態を表す。つまり、 $\lambda_v$  が大きいほど平均車両間隔が小さく車両が混雑している状態を表す。したがって、 $1/\lambda_v$  は交通量が多い場合は小さ

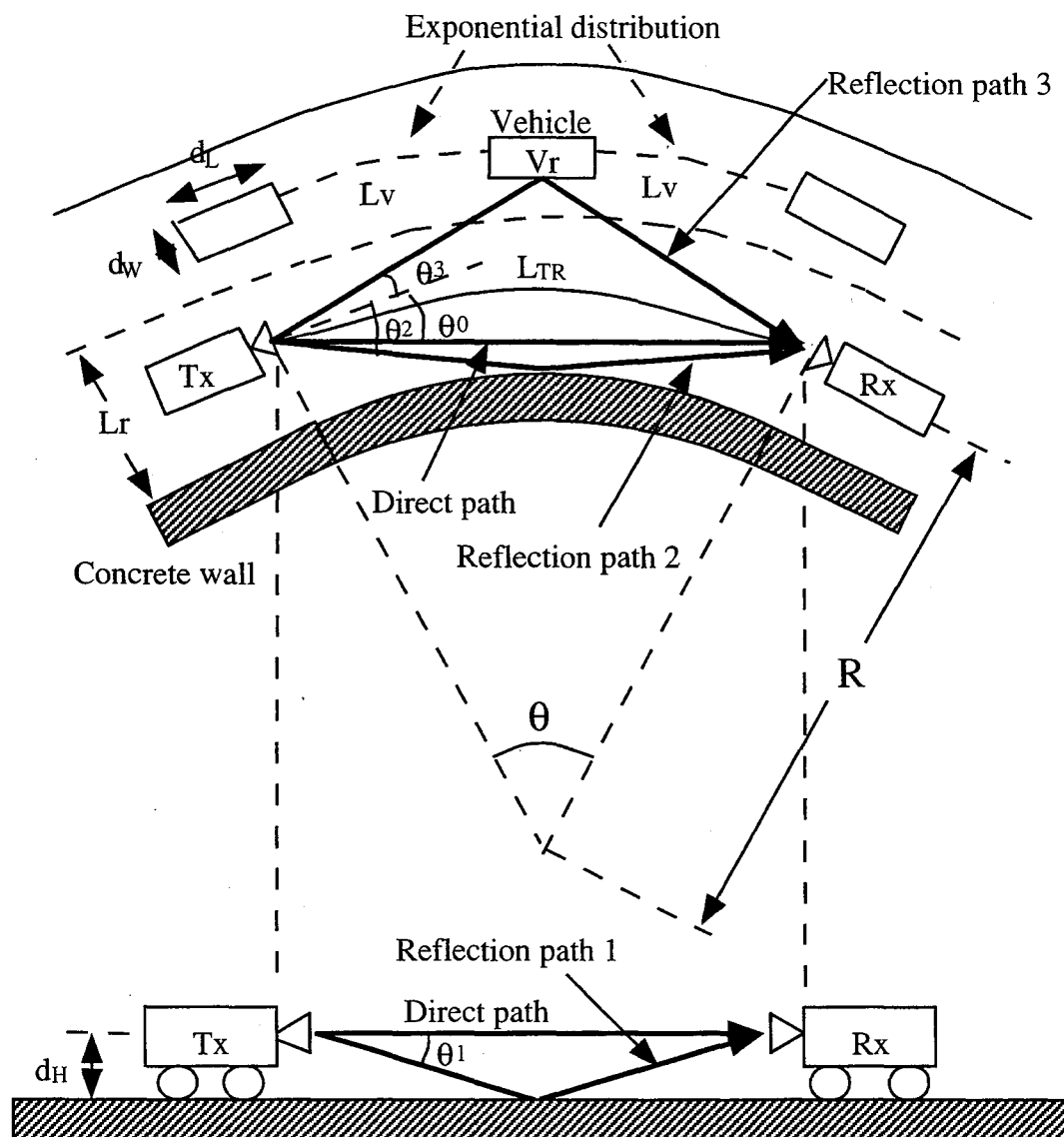


図 3.1: 伝搬路モデル

くなり、少ない場合は大きくなる。また、送受信車両  $T_x, R_x$  には路面から  $d_H$  の高さに開口面が一辺  $l_A$  の正方形の同一の方形開口アンテナが付けられているものとする。

この解析モデルは、トラックが縦列に走行し車両の走行状態が一定に保たれるコンボイ走行や、ある集団をなす車両群が走行するプラトウニング走行に適用可能であると考えられる。一方、一般道では、車両が右折、左折を行う頻度が高く走行状態が一定ではないので、本モデルの適用は難しい。以後、本論文ではここでの解析モデルのみについて検討を行い、一般道において考えられる、より複雑な状況については扱わないことにする。

### 3.3 マルチパス伝搬路特性

#### 3.3.1 各パスの受信電力特性

本節ではレイトラシング (Ray Tracing) 法を用いて伝搬路特性について理論解析を行う。レイトラシング法は、反射面に対する送信点の鏡像を仮想的な送信点として受信点に到達するパスを探す方法である [15]。ミリ波伝搬特性を解析する場合、ミリ波の直進性により光線近似することができ、実測値と比較しても高い精度で伝搬路を推定できるのでこの方法がよく用いられる [16]。

送受信車両に付ける開口面が  $l_A \times l_A$  である方形開口アンテナの放射角  $\theta_i$  方向に対する指向性関数  $G(\theta_i)$  は

$$G(\theta_i) = \frac{4\pi l_A^2}{\lambda^2} \text{sinc}^2 \left( \frac{l_A \sin \theta_i}{\lambda} \right) \quad (i = 0, 1, 2, 3) \quad (3.1)$$

で与えられる [20]。ただし、

$$\text{sinc}(x) = \frac{\sin \pi x}{\pi x} \quad (3.2)$$

と定義する。この方形開口アンテナの指向性関数は図 3.2 のようになる。次に放射角半値幅  $A$  を次のように定義する。

$$G(A/2) = \frac{1}{2} G(0) \quad (3.3)$$

アンテナの一辺の長さ  $l_A$  が決まれば、それに対応してアンテナの指向性を示す放射角半値幅  $A$  が決定される。 $A$  は搬送波周波数に依存しないパラメータであり、アンテナ開口長よ

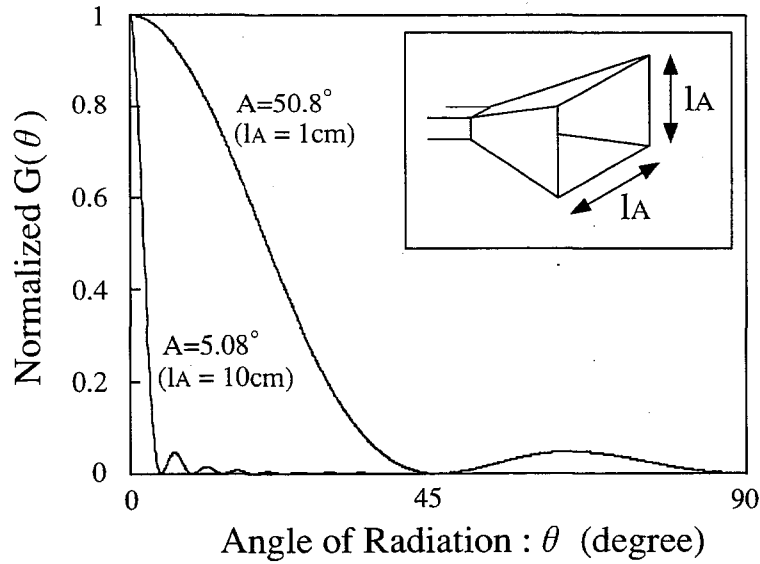


図 3.2: 方形開口アンテナの指向性関数

りも一般性のあるパラメータであるので、以下では、半値幅  $A$  と 開口長  $l_A$  を対応させて示す。

各伝搬路での送信電力に対する相対受信電力  $P_{ri}$  は次式で与えられる。ただし、 $P_{ri}$  の  $i$  は 0 が直接波、1 が反射波 1, 2 が反射波 2, 3 が反射波 3 をそれぞれ表す。

$$\begin{aligned}
 [P_{ri}]_{\text{dB}} &= \left[ \frac{\text{各伝搬路での受信電力}}{\text{送信電力}} \right]_{\text{dB}} \\
 &= [\text{指向性関数}]_{\text{dB}} + [\text{自由空間伝搬損}]_{\text{dB}} + [\text{酸素吸収減衰}]_{\text{dB}} + [\text{反射損}]_{\text{dB}} \\
 &= 20 \log \left\{ \frac{4\pi l_A^2}{\lambda^2} \text{sinc}^2 \left( \frac{l_A \sin \theta_i}{\lambda} \right) \right\} + 20 \log \left( \frac{\lambda}{4\pi l_i} \right) \\
 &\quad - \gamma_0 l_i + 10 \log \rho_g + 10 \log \rho_w + 10 \log \rho_v \quad (i = 0, 1, 2, 3) \quad (3.4)
 \end{aligned}$$

ここで、 $l_i$  は各伝搬路の経路長、 $\theta_i$  は各伝搬路の放射角、 $l_A$  は方形開口アンテナの一辺の長さ、 $\lambda$  はミリ波の波長、 $\gamma_0$  は酸素吸収減衰係数であり、 $\rho_g, \rho_w, \rho_v$  はそれぞれ路面、道路側壁、反射車両  $V_r$  の電力反射係数である。

また、直接波の受信電力に対する各伝搬路での相対受信電力  $P_i$  は

$$[P_i]_{\text{dB}} = [P_{ri}]_{\text{dB}} - [P_{r0}]_{\text{dB}} \quad (i = 0, 1, 2, 3) \quad (3.5)$$

と求めることができる。



### 3.3.2 遅延プロファイル

遅延プロファイルは各反射波の直接波に対する到着遅延時間および相対受信電力を求めることにより導かれる。以下の解析では、送受信車両は等速度であると仮定する。このとき、各伝搬路の信号遅延時間は光速  $c$  および各伝搬路の経路長  $l_i$  を用いて

$$\tau_i = \frac{l_i - l_0}{c} \quad (i = 0, 1, 2, 3) \quad (3.6)$$

と表される。ここで、 $l_i$  は送受信機間距離  $L_{TR}$  と道路の曲率半径  $R$  を用いて次式で与えられる。

$$l_0 = \left\{ 2R^2 \left( 1 - \cos \frac{L_{TR}}{R} \right) \right\}^{1/2} \quad (3.7)$$

$$l_1 = (l_0^2 + 4d_H^2)^{1/2} \quad (3.8)$$

$$l_2 = \left\{ 4R^2 + (2R - L_r)^2 - 4R(2R - L_r) \cos \frac{L_{TR}}{2R} \right\}^{1/2} \quad (3.9)$$

$$l_3 = \left\{ 4R^2 + (2R + 2L_r - d_W)^2 - 4R(2R + 2L_r - d_W) \cos \frac{L_{TR}}{2R} \right\}^{1/2} \quad (3.10)$$

ただし、 $l_0, l_1, l_2, l_3$  はそれぞれ、直接波、反射波 1、反射波 2、反射波 3 を表す。図 3.1 の伝搬路モデルにレイトレーシング法を適用すると、各反射波の伝搬路が一意に決定される。アンテナ位置のオフセットはないと仮定すると、各伝搬路の放射角  $\theta_i$  は送受信機間距離  $L_{TR}$  と道路の曲率半径  $R$  を用いて

$$\theta_0 = \frac{L_{TR}}{2R} \quad (3.11)$$

$$\theta_1 = \sin^{-1} \left( \frac{2d_H}{l_1} \right) \quad (3.12)$$

$$\theta_2 = \sin^{-1} \left\{ \frac{l_2^2 + L_r(4R - L_r)}{4Rl_2} \right\} \quad (3.13)$$

$$\theta_3 = \sin^{-1} \left\{ \frac{(4R + 2L_r - d_W)(2L_r - d_W) - l_3^2}{4Rl_3} \right\} \quad (3.14)$$

と求まる。ここで、 $\theta_0, \theta_1, \theta_2, \theta_3$  はそれぞれ、直接波、反射波 1、反射波 2、反射波 3 を表す。

反射波 3 の存在は反射車両  $V_r$  の有無によって決まるので、送受信車両と反射車両  $V_r$  との速度差が一定であるとする、反射波 3 の存在する確率  $q$  は集合平均的に反射車両が隣接車線の反射位置に存在する確率で、

$$q = \frac{d_L}{d_L + \frac{1}{\lambda_v}} \quad (3.15)$$

と求められる。したがって、交通量がランダムに変動すると、反射波全部の数はこの確率  $q$  に従い変動する。

## 3.3.3 信号対雑音電力比の確率密度関数

マルチパスフェージング環境を考慮したミリ波車両間通信システムの誤り率について理論的に解析する。まず反射波対直接波電力比 ( $R/D$ (Reflection/Direct) 比) を求める。平均  $R/D$  比  $R_{rd}$  は直接波の受信電力に対する各伝搬路の相対受信電力  $P_i$  の和を反射波 3 の存在確率で平均することにより、

$$\begin{aligned} [R_{rd}]_{\text{dB}} &= [P_1 + P_2 + qP_3]_{\text{dB}} \\ &= [P_1 + P_2 + \frac{d_L}{d_L + \frac{1}{\lambda_v}} P_3]_{\text{dB}} \end{aligned} \quad (3.16)$$

で求められる。

この平均  $R/D$  比  $R_{rd}$  を用いて車両間伝搬路をライスフェージングチャネルにモデル化した場合の信号対雑音電力比,  $\text{CNR}$ (Carrier-to-Noise power Ratio) の確率密度関数を求める。受信信号波の瞬時  $\text{CN}$  比  $\gamma$  は

$$\gamma = \frac{\rho^2}{2\delta^2} \quad (3.17)$$

となる。ここで  $\rho$  は受信信号波の包絡線,  $\delta^2$  はガウス雑音電力を表す。確率変数変換により  $\gamma$  の確率密度関数は

$$\begin{aligned} p(\gamma) &= p(\rho) \frac{d\rho}{d\gamma} \\ &= \frac{\delta^2}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{2\delta^2\gamma + A^2}{2\sigma^2}\right) \cdot I_0\left(\frac{A\delta\sqrt{2\gamma}}{\sigma^2}\right) \end{aligned} \quad (3.18)$$

となる。ここで  $I_0(\bullet)$  は第 1 種 0 次変形ベッセル関数

$$I_0(x) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \exp(x \cos \theta) d\theta \quad (3.19)$$

である。また,  $\sigma^2$  は反射波の平均電力であり,  $\Gamma = \sigma^2/\delta^2$  とする。さらに,  $A^2/2$  は直接波の平均電力であり  $A^2/2\sigma^2 = 1/R_{rd}$  であるので, 式 (3.18) を  $\Gamma$  と  $R_{rd}$  を用いて表すと,

$$p(\gamma) = \frac{1}{\Gamma} \exp\left\{-\left(\frac{\gamma}{\Gamma} + \frac{1}{R_{rd}}\right)\right\} \cdot I_0\left(2\sqrt{\frac{\gamma}{R_{rd}\Gamma}}\right) \quad (3.20)$$

となる。したがって, 受信信号波の平均  $\text{CN}$  比  $\Gamma_0 = \langle \gamma \rangle$  は

$$\begin{aligned} \Gamma_0 &= \int_0^\infty \gamma p(\gamma) d\gamma \\ &= \frac{1}{\Gamma} \exp\left(-\frac{1}{R_{rd}}\right) \int_0^\infty \gamma \exp\left(-\frac{\gamma}{\Gamma}\right) \cdot I_0\left(2\sqrt{\frac{\gamma}{R_{rd}\Gamma}}\right) d\gamma \\ &= \Gamma \left(\frac{1}{R_{rd}} + 1\right) \end{aligned} \quad (3.21)$$

となる。また、受信信号波の平均 CN 比  $\Gamma_0$  は、式 (3.16) と送信電力  $P_T$  を用いて

$$\begin{aligned}\Gamma_0 &= \frac{P_{r0} + P_{r1} + P_{r2} + qP_{r3}}{kTBF} P_T \\ &= \frac{P_{r0}(1 + R_{rd})}{kTBF} P_T\end{aligned}\quad (3.22)$$

とも表される。ここで、 $P_{ri}$  は送信電力に対する各伝搬路の相対受信電力である。これに対し、式 (3.16) で示される  $P_i$  は直接波の受信電力に対する他の各伝搬路の相対受信電力である。また、 $k$  はボルツマン定数、 $T$  は受信機雑音温度、 $B$  は無線信号の帯域幅、 $F$  は受信回路の雑音指数をそれぞれ表し、 $kTBF$  は受信機の熱雑音電力である。数値計算に用いたこれらの諸定数の値を表 3.1 に示す。式 (3.21) より、 $\Gamma$  を  $\Gamma_0$  で表すと

表 3.1: 熱雑音に関する諸定数

ボルツマン定数 $k$	$1.38 \times 10^{-23} \text{ J/K}$
受信機雑音温度 $T$	300 K
受信回路の雑音指数 $F$	10 dB

$$\Gamma = \frac{\Gamma_0}{\frac{1}{R_{rd}} + 1} = \frac{R_{rd}\Gamma_0}{R_{rd} + 1}\quad (3.23)$$

となるので、式 (3.20) の CN 比の確率密度関数  $p(\gamma)$  は、 $\Gamma_0$  および  $R_{rd}$  を用いて

$$p(\gamma) = \frac{R_{rd} + 1}{R_{rd}\Gamma_0} \exp \left[ - \left\{ \frac{(R_{rd} + 1)\gamma}{R_{rd}\Gamma_0} + \frac{1}{R_{rd}} \right\} \right] \cdot I_0 \left( \frac{2}{R_{rd}} \sqrt{\frac{(R_{rd} + 1)\gamma}{\Gamma_0}} \right)\quad (3.24)$$

と求められる。

### 3.3.4 平均ビット誤り率

前節では、受信信号のレベル変動特性について解析した。一方、フェージング伝搬路においてデジタル伝送を行う場合、ビット誤り率特性がシステム設計上重要な評価基準となる。そこで、本節ではデジタル伝送を行った場合の平均ビット誤り率特性について解析を行う。

ここでは、変調方式として DBPSK (Differentially encoded Binary Phase Shift Keying) を用い、受信側において遅延検波を行うと仮定する。また、遅延広がり [18] やランダム FM 雑音 [10] による影響は考慮しないと仮定する。瞬時 CN 比が  $\gamma$  のときのビット誤り率  $p_e(\gamma)$  は

$$p_e(\gamma) = \frac{1}{2} e^{-\gamma}\quad (3.25)$$

で与えられる [10].  $\gamma$  は式 3.24 の確率密度関数  $p(\gamma)$  を持つランダム変数であるので, 平均ビット誤り率  $P_e$  は  $p_e(\gamma)$  を  $p(\gamma)$  で平均することにより,

$$\begin{aligned} P_e &= \int_0^\infty p_e(\gamma) p(\gamma) d\gamma \\ &= \frac{1}{2(\Gamma + 1)} \cdot \exp\left(-\frac{\Gamma}{R_{rd}(\Gamma + 1)}\right) \end{aligned} \quad (3.26)$$

と表せる. 式 (3.23) の  $\Gamma$  と  $\Gamma_0$  の関係を用いて受信信号の平均 CN 比  $\Gamma_0$  により表すと,

$$\begin{aligned} P_e &= \frac{R_{rd} + 1}{2(R_{rd}\Gamma_0 + R_{rd} + 1)} \\ &\quad \cdot \exp\left(-\frac{\Gamma_0}{R_{rd}\Gamma_0 + R_{rd} + 1}\right) \end{aligned} \quad (3.27)$$

となる. 式 (3.27) において  $R_{rd} \rightarrow \infty$  とすればレイリーフェージングチャネルにおける平均ビット誤り率  $P'_e$  が求まり,

$$P'_e = \lim_{R_{rd} \rightarrow \infty} P_e = \frac{1}{2(\Gamma_0 + 1)} \quad (3.28)$$

となる.

## 3.4 数値計算結果

表 3.2 に数値計算で用いる諸定数の各値を示す. ミリ波帯の周波数として, 60GHz 帯及び 74GHz 帯が検討されているが, 以下の検討では 60GHz 帯での伝搬特性についてのみ検討を行う. なお, 74GHz 帯については減衰係数は異なっているが, 今回用いた手法は同様に適用可能であると考えられる. また, 路面, 道路側壁及び反射車両の電力反射係数は厳密には電波の入射角や偏波面によって変化するが, その変化量はフェージングによるゆらぎと比較するとそれほど大きくないので本解析では一定の値と近似する [21].

### 3.4.1 マルチパス伝搬路の遅延波特性

図 3.3 に各伝搬路での送信電力に対する相対受信電力特性を示す. 送受信機間距離  $L_{TR}$  が小さいときはアンテナの指向性により反射波電力が抑えられるので, いずれのパスの相対受信電力も小さい. ところが送受信機間距離が大きくなると反射波と直接波の到来角度の差が小さくなるため, 反射波電力は抑えられなくなる.

表 3.2: 数値計算で用いる諸定数

周波数 (ミリ波帯)	60 GHz
波長 $\lambda$	5.0 mm
車線幅 $L_r$	4.0 m
車長 $d_L$	5.0 m
車幅 $d_W$	2.0 m
道路の曲率半径 $R$	500 m
アンテナの高さ $d_H$	1.0 m
路面の電力反射係数 $\rho_g$	0.5
道路側壁の電力反射係数 $\rho_w$	0.5
反射車両の電力反射係数 $\rho_v$	0.9
酸素吸収減衰係数 $\gamma_0$	0.015 dB/m

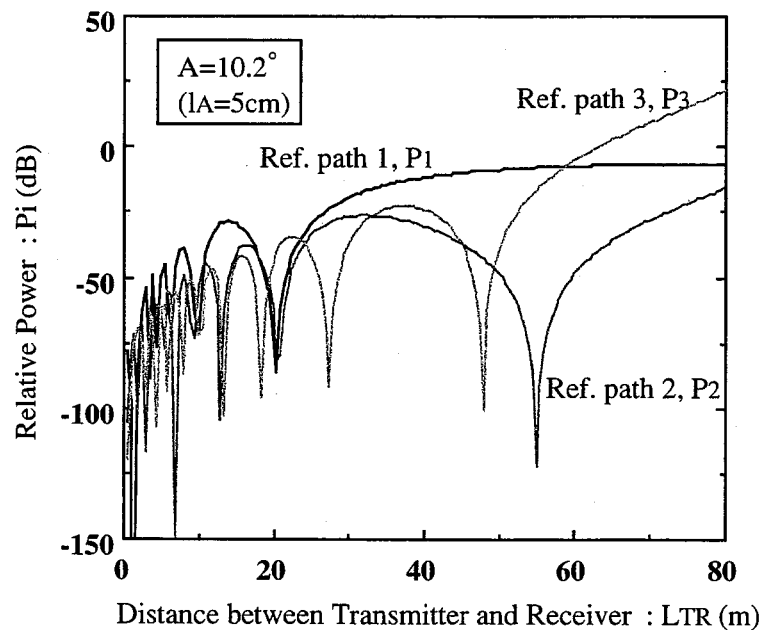


図 3.3: 相対受信電力特性

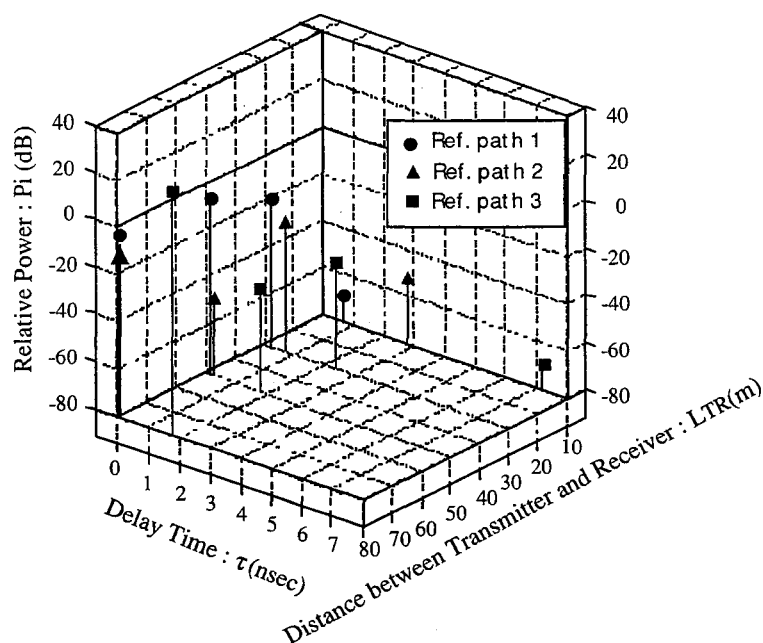


図 3.4: 遅延プロファイル特性

また、図 3.4 に遅延プロファイルの数値計算結果を示す。遅延広がりには最大でも 7nsec であることがわかる。このことから、コヒーレント帯域幅は  $1/7\text{nsec} = 140\text{MHz}$  であり [12], 帯域幅が 100MHz 程度の伝送であれば、伝搬路による周波数選択性の影響は無視できる。

図 3.5 には放射角半値幅  $A$  をパラメータとしたときの交通量  $\lambda_v$  に対する平均 R/D 比  $R_{rd}$  の特性を示す。送受信車両の車間距離  $L_{TR}$  と交通量  $\lambda_v$  との関係は、車両の速度が一定であるとしているので、逆比例の関係となる。したがって、交通量  $\lambda_v$  が大きくなるほど、平均車間距離  $L_{TR}$  が小さくなり伝搬路長が小さくなるので、式 (3.16) の  $P_1, P_2, P_3$  の値も小さくなる。したがって、平均 R/D 比  $R_{rd}$  の値は小さくなることがわかる。これは送受信車両間隔が小さくなるほど、アンテナの指向性により反射波電力が抑えられ、直接波の影響が大きくなっているためである。この影響はアンテナの大きさ、つまり指向性が鋭いほど顕著に表れている。

### 3.4.2 平均 CN 比と平均ビット誤り率

平均 R/D 比は交通量によって変化するので、交通量と平均 CN 比の特性について検討する。式 (3.22) より、平均 CN 比  $\Gamma_0$  は送信電力  $P_T$  に比例し、無線信号の帯域幅  $B$  に反比例する。図 3.6 に  $L_{TR} = 1/\lambda_v$  のときの交通量  $\lambda_v$  に対する平均 CN 比特性を示す。放射角半値

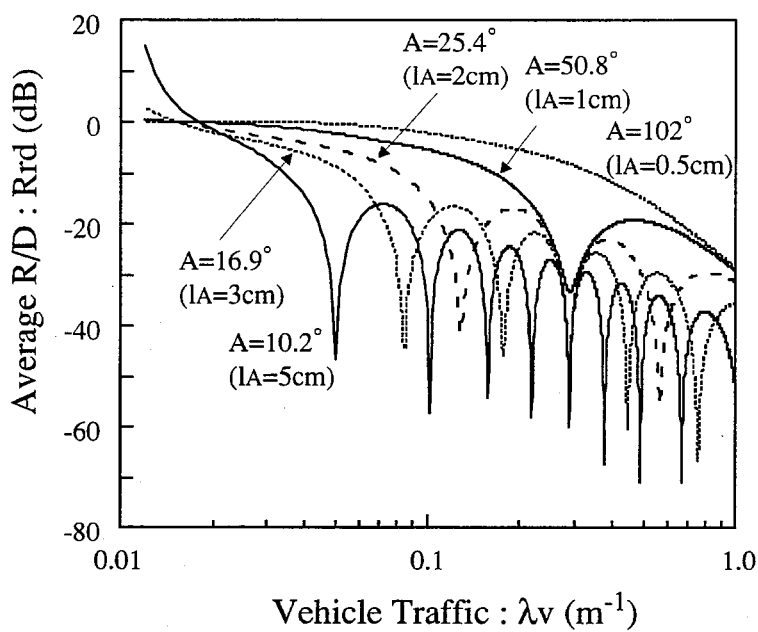


図 3.5: 交通量に対する平均 R/D 比特性

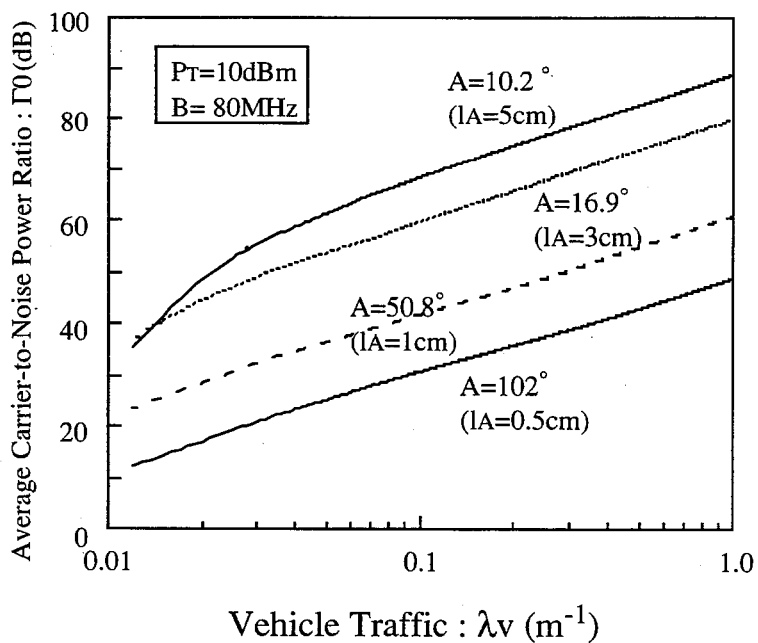


図 3.6: 交通量に対する平均 CNR 特性

幅  $A$  をパラメータとし、 $B = 80 \text{ MHz}$ ,  $P_T = 10 \text{ dBm}$  としている。交通量  $\lambda_v$  が大きくなると送受信機間距離  $L_{TR}$  が小さくなるので送信電力に対する直接波の相対受信電力  $P_{r0}$  は大きくなるのに対して反射波についてはその放射角が大きくなり、アンテナの指向性が鋭いため、反射波電力が抑えられて平均 R/D 比  $R_{rd}$  は小さくなる。そして、式 (3.22) からわかるように、平均 CN 比  $\Gamma_0$  は相対受信電力  $P_{r0}$  と  $(1 + R_{rd})$  の積に比例するので交通量  $\lambda_v$  に対する  $\Gamma_0$  の振る舞いは  $P_{r0}$  と  $(1 + R_{rd})$  の総合によって決まる。しかし、図 3.5 に示した  $0.01 \text{ m}^{-1}$  以上の交通量  $\lambda_v$  では  $R_{rd}$  は十分 1 より小さく、平均 CN 比  $\Gamma_0$  はほとんど  $P_{r0}$  に支配され、 $\lambda_v$  の増加に伴い改善される。

次に、図 3.7 に  $L_{TR} = 1/\lambda_v$  のときの交通量  $\lambda_v$  に対する平均ビット誤り率特性を示す。同図は放射角半値幅  $A$  をパラメータとしている。交通量  $\lambda_v$  が小さいと、平均 R/D 比が大きくなり反射波電力が大きくなるため、交通量  $\lambda_v$  の減少に伴い誤り率は急激に悪化する。しかし、放射角半値幅  $A$  が小さいほどアンテナの指向性が鋭くなり反射波電力が抑えられるため、誤り率が急激に劣化するときの交通量  $\lambda_v$  をより小さくできる。

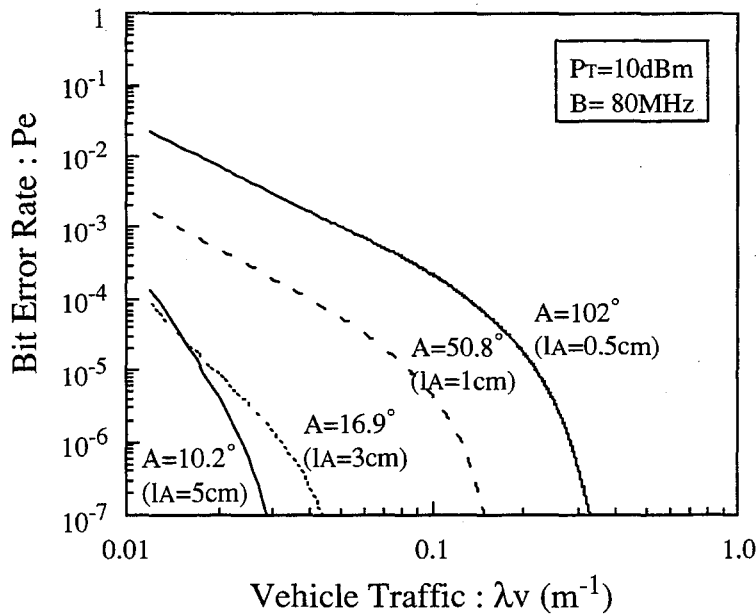


図 3.7: 交通量に対する BER 特性



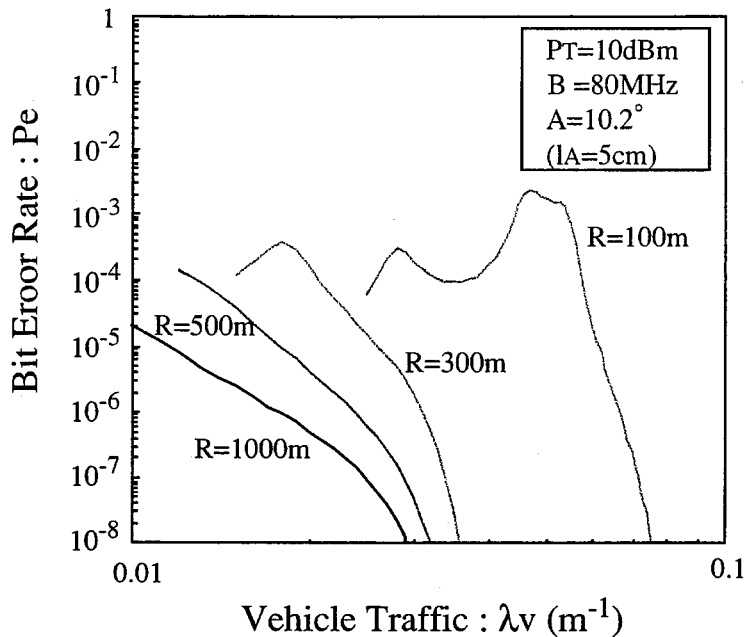


図 3.8: 曲率半径をパラメータとした交通量に対する BER 特性

### 3.4.3 道路の曲率による影響

図 3.8に道路の曲率半径  $R$  をパラメータとした交通量  $\lambda_v$  に対する平均ビット誤り率の特性を示す。曲率半径  $R=1000\text{m}$  の場合はほぼ直線の道路と同様と考えられ、交通量が大きくなるほど平均ビット誤り率は小さくなるのがわかる。これに対して、曲率半径  $R$  が小さくなる、つまり曲がり具合が大きくなるにつれて所要の誤り率を得るのに必要な交通量は大きくなり、車間距離が小さくならないことがわかる。曲率半径  $R$  が  $300\text{m}$  及び  $100\text{m}$  の場合には、ある交通量でいったん誤り率が劣化し、さらに交通量が大きくなると誤り率が減少している。これは、アンテナの指向性のメインローブの落ち込む方向に送受信アンテナが向かい合ったために受信電力が減少したためだと考えられる。

### 3.4.4 最適なアンテナの指向性

図 3.9に放射角半値幅  $A$  に対する平均ビット誤り率特性を示す。また、 $A$  に対応するアンテナの一辺の長さ  $l_A$  の値も示す。同図は交通量  $\lambda_v$  をパラメータとし、 $P_T = 10\text{dBm}$ ,  $B = 80\text{MHz}$  としている。この図から、交通量  $\lambda_v$  とアンテナの一辺の長さ  $l_A$  により平均ビット誤り率は大きく変化していることがわかる。例えば  $\lambda_v = 0.02\text{m}^{-1}$  の場合、 $l_A$  が約  $5\text{cm}$  のときに誤り率が小さくなっているが、それより小さくなると誤り率も劣化してしまっ

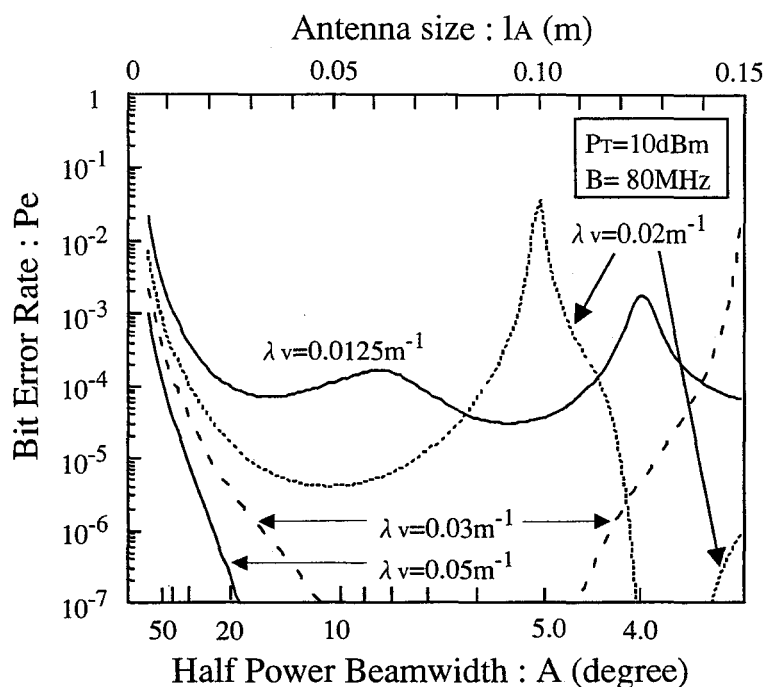


図 3.9: アンテナの放射角半値幅に対する BER 特性

ている。これは、指向性が強くなると、その分送受信機間でメインローブからのずれが生じるためである。また、 $l_A$  が 10cm を越えると再び減少しているが、これはアンテナの指向性により隣接車線の車両による反射波 3 が大きくなるため、受信電力が大きくなることによると考えられる。したがって、直接波による安定な通信を前提とすると、 $l_A=5\text{cm}$  ( $A=10.2^\circ$ ) 付近で最適なアンテナの指向性が得られることがわかる。したがって、アンテナの指向性は交通量に合わせて適切に選ぶ必要があることがわかる。

### 3.4.5 所要送信電力と最大伝送可能速度

DBPSK の無線信号の帯域幅  $B[\text{Hz}]$  と伝送速度  $R[\text{bps}]$  は

$$R = B \quad (3.29)$$

である。したがって、伝送速度を大きくすると必要な無線信号の帯域幅が広がるので、受信回路の熱雑音電力が大きくなり平均ビット誤り率は劣化する。

図 3.10 に交通量  $\lambda_v$  に対する所要平均ビット誤り率  $P_e = 10^{-7}$  を得るために必要な所要送信電力  $P_T$  を示す。同図では伝送速度をパラメータとし、 $A = 10.2^\circ$  とする。交通量がある

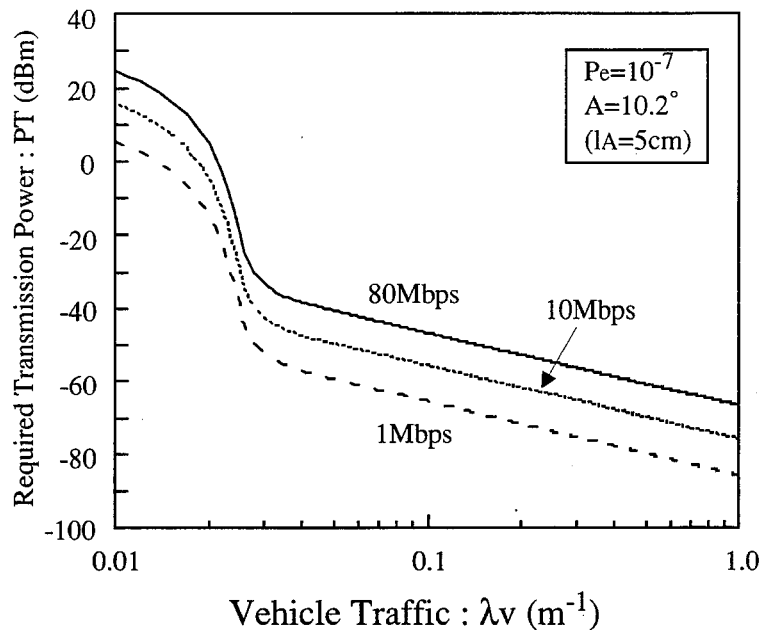


図 3.10: 交通量に対する所要送信電力特性

程度大きくなると、所要平均ビット誤り率  $P_e = 10^{-7}$  を得るための所要 CN 比は急激に小さくなるが、放射角半値幅  $A$  の値により急激な変化をする交通量  $\lambda_v$  は異なる。したがって、図 3.10 において所要平均ビット誤り率  $P_e = 10^{-7}$  を得るための所要送信電力  $P_T$  が急激に小さくなる交通量  $\lambda_v$  は伝送速度には関係なく同じになる。また、交通量  $\lambda_v$  が大きいときはアンテナの指向性により反射波電力は大幅に減少するため、受信電力は直接波電力に影響を受ける。したがって、交通量  $\lambda_v$  が大きくなると所要平均ビット誤り率  $P_e = 10^{-7}$  を得るための所要送信電力  $P_T$  は小さくなる。

次に、最大伝送可能速度について検討すると、式 (3.22) および式 (3.29) からわかるように、平均 CN 比  $\Gamma_0$  は送信電力  $P_T$  に比例し伝送速度  $R$  に反比例する。したがって、同じ条件における最大伝送可能速度は送信電力  $P_T$  に比例する。

図 3.11 に交通量  $\lambda_v$  に対する最大伝送可能速度を示す。同図は放射角半値幅  $A$  をパラメータとし、送信電力  $P_T$  は 10dBm, 所要平均ビット誤り率  $P_e = 10^{-7}$  とする。交通量  $\lambda_v$  が大きくなると平均 CN 比  $\Gamma_0$  が大きくなるので、平均ビット誤り率を同じに保ったまま無線信号の帯域幅  $B$  を大きくすることができ、最大伝送可能速度が大きくなる。しかし、放射角半値幅  $A = 5.08^\circ$  の場合、交通量  $\lambda_v = 0.02\text{m}^{-1}$  近辺で伝送速度が急激に減少している。これは、交通量  $\lambda_v = 0.02\text{m}^{-1}$  の場合、直接波が指向性のメインローブとサイドローブの間に存在する落ち込み点で受信されるため最大伝送可能速度が小さくなっていると考えられる。

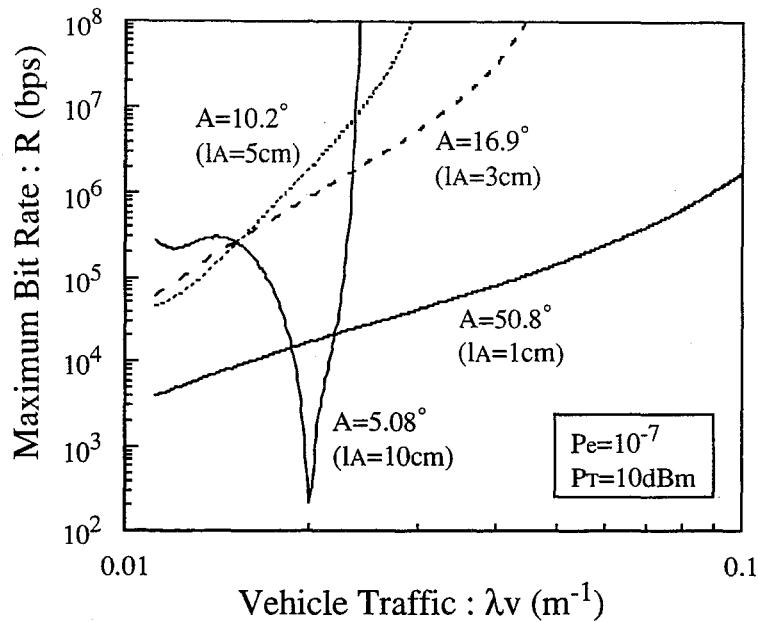


図 3.11: 交通量に対する最大伝送可能速度特性

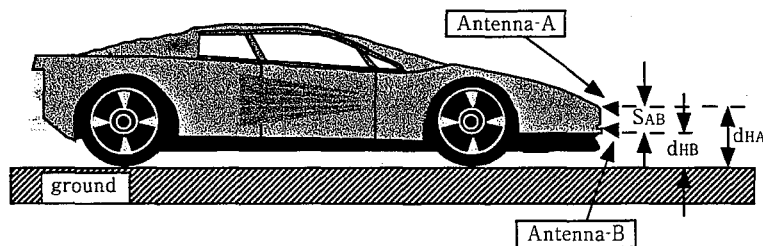


図 3.12: ダイバーシチアンテナ構成

交通量  $\lambda_v$  によって最も大きな最大伝送可能速度をとりうるアンテナの大きさには最適値があることがわかる。

### 3.5 ダイバーシチ受信の適用

本節では、これまで解析した信号伝搬特性の改善のために、図 3.12 のようなダイバーシチ受信の適用を検討する。ここでは、受信側で選択ダイバーシチを行うものとする。

効果的にダイバーシチ受信を行うためには、アンテナ A とアンテナ B の間隔  $S_{AB}$  をある程度大きくする必要がある。反射波の影響は地面反射波によるものが大きいと考えられるの

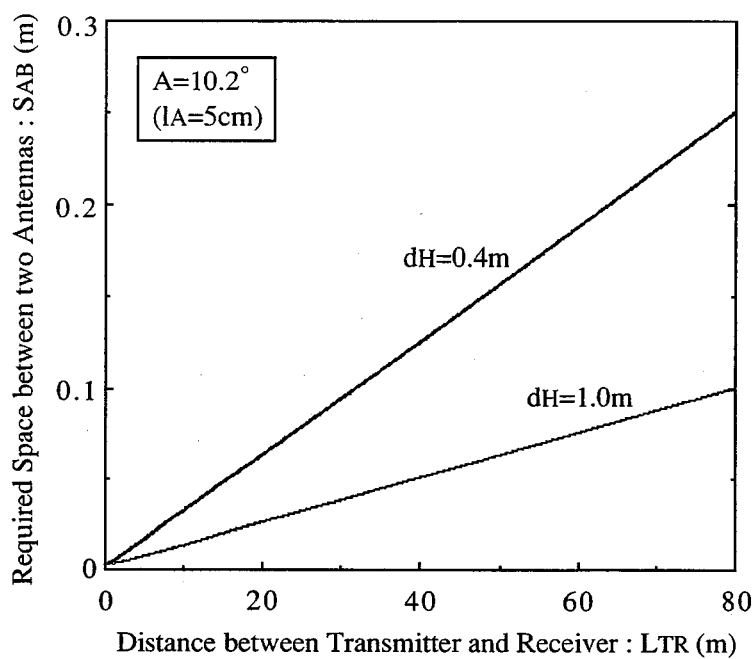


図 3.13: ダイバーシチ受信でのアンテナ間隔特性

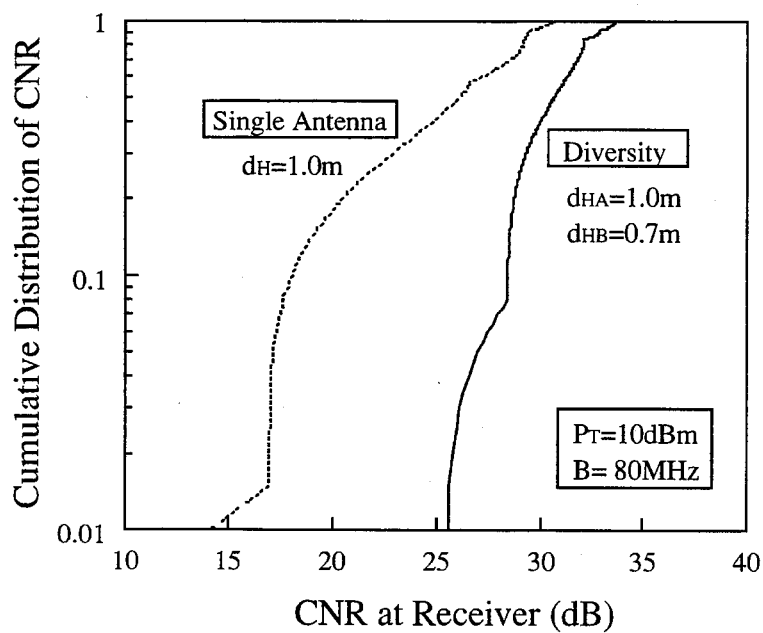


図 3.14: 受信 CNR の累積分布特性

で、直接波と反射波 1 に限定して考えると、その条件は

$$|(l_{A1} - l_{A0}) - (l_{B1} - l_{B0})| \geq \frac{\lambda}{2} \quad (3.30)$$

で与えられる。ただし、 $l_{A0}$  はアンテナ A で受信する直接波の伝搬路長、 $l_{A1}$  はアンテナ A で受信する反射波 1 の伝搬路長、 $l_{B0}$  はアンテナ B で受信する直接波の伝搬路長、 $l_{B1}$  はアンテナ B で受信する反射波 1 の伝搬路長である。

図 3.13 に式 (3.30) の条件を満たすために必要なアンテナ A とアンテナ B の間隔  $S_{AB}$  の特性を示す。同図はアンテナの設置高  $d_H$  をパラメータとしているが、 $d_H$  が小さくなると直接波と反射波 1 の伝搬路長差が小さくなるため、ダイバーシチ受信に効果的なアンテナの間隔  $S_{AB}$  は大きくなる。この図より、想定している車間距離以内の通信では、バス、トラックなどの場合 ( $d_H = 1.0\text{m}$ ) は 15cm 程度、乗用車の場合 ( $d_H = 0.4\text{m}$ ) は 30cm 程度アンテナの間隔をとればダイバーシチ受信の効果が期待できる。

図 3.14 にはダイバーシチ受信における受信 CN 比の累積分布を示す。比較のために、単一受信の場合も示す。この図より、ダイバーシチ受信を行うことにより 99% の信頼性を得るための CN 比が約 12dB 改善でき、信号伝搬特性の改善が図れることがわかる。

## 3.6 結言

本章では、ミリ波車両間通信伝搬路モデルを交通量を考慮して構築し、伝送特性の解析を行った。道路の曲率やアンテナの指向性による影響を調べるために、遅延プロファイルを定義し、平均 R/D 比と交通量との関係を明らかにした。その結果、交通量が大きくなるとアンテナの指向性により反射波電力が抑えられ、平均 R/D 比は大幅に減少することが分かった。また、平均ビット誤り率、送信電力および伝送速度の関係について明らかにした。その結果、交通量が大きくなると直接波の送信電力に対する相対受信電力が大きくなり平均 CN 比が大きくなるので所要送信電力は減少し、最大伝送可能速度は増大することが分かった。また、アンテナを大きくして指向性を鋭くすればするほど最大伝送可能速度が大きくなるわけではなく、逆に伝送速度が大きく劣化する現象が起こる。この影響を回避するためには、アンテナのサイズを適切に選ぶ必要があり、その値は交通量に依存することが明らかとなった。さらに、ダイバーシチ受信を行うことにより、信号伝搬特性の改善が図れることを示した。



## 第 4 章

# 車両測距システム

### 4.1 緒言

本章では、車両測距システムについて検討を行う。従来の航空機や船舶用レーダシステム [23] と異なり、車両測距システムでは、センサーとしての送受信アンテナと目標物の距離が数mと極めて接近しており、比較的近距离での計測になる。また、ITS では車両間測距だけでなく、道路上や地面にマーカを埋め込み車両の絶対位置を測定することが検討されている [54]-[57]。そのためには、地中に電波を放射するため UHF 帯電波を使うことが必要である [25],[26]。この場合、1つのパルス幅の中にキャリア波を挿入することができないため、時間幅の極めて短い（数 nsec）パルスそのまま送信するベースバンド方式 [26] や、相関処理を行う符号化方式 [27] あるいはチャープ方式 [25] によってパルス圧縮を行い、必要な分解能を得ている。車両測距システムを設計するうえで、送受信アンテナと目標物間の相互作用を含めた電磁界特性や、周波数変換・相関検出等における信号波形、さらに雑音の影響を正確に知ることは重要である [50]-[53]。

そこで、電波の空气中及び地中の伝搬の様子を調べるため、アンテナから放射される電磁波の散乱電磁界について、遠方界および近傍界での放射電界分布を解析検討する。さらに、地中に埋め込んだマーカを測距する地中レーダシステムにおけるアンテナ系の過渡特性を明らかにする。ここでは、空气中に置かれた抵抗装荷ダイポールアンテナを用いたモデルを設定し、その過渡特性について解析する。

次に、車両間での測距システムを実現するために、スペクトル拡散方式の中の直接拡散方式およびチャープ方式のパルス圧縮を用いた近距离レーダシステムの特性を統一的に解析する方法を示す [30]。本手法はフーリエ変換を用いてシステム内各部の信号波形を数値計算によって求めるものである。また、システム外から飛来する雑音、および内部素子から発生する雑音を加法的ガウス雑音 (AWGN: Additive White Gaussian Noise) として、その受信信号に与える影響を調べる [30]。さらに距離分解能を向上させるために正負2台のパルス発生



器を PN(Pseudorandom Noise) 符号に同期して動作させる, PN 符号同期方式パルスレーダ [31] を提案し, その特性について検討する.

## 4.2 車両と地中マーカ間における測距システム

### 4.2.1 解析モデル

測距システムの電磁界的動作を解析する際, 電波が空気中および地中をどのように伝搬しているかを調べることは重要である [45]-[48].

そこで, アンテナから十分遠方での放射電界分布を表す遠方界放射分布, およびアンテナからの至近距離での放射電界分布を表す近傍界放射分布について解析を行い, 電波伝搬について解明する.

遠方界放射分布はまず, 停留位相法を用いて位相の停留点を求める [42]. この停留点の近くの領域において電界を近似して, 遠方界放射分布を求めることができる.

さらに, 近傍界放射分布は Gauss 及び Filon の積分計算を直接行うことによりアンテナ近傍の放射電界を数値計算する.

図 4.1 に本解析で用いるモデルを示す.  $x-y$  平面を境界面として  $z$  軸の下方に半無限誘電体 ( $\epsilon_r=5.3$ : 砂) が広がっている状況を考え, その境界に  $x$  軸に沿って  $265\Omega$  の抵抗を装荷したダイポールが置かれているとする. アンテナの  $x-z$  面を E 面,  $y-z$  面を H 面とし, 各面での放射電界強度を求める.

### 4.2.2 放射電界分布理論解析

(a) 遠方界放射分布 アンテナ上の電流分布が決定されると, 電流から生じる遠方の点の電界が決まる. この電界を用いて, アンテナからの放射界は停留位相法 [42] により得られる. 放射界は, 図 4.2 の極座標系  $(R, \theta, \phi)$  を用いて表現する. 直交座標系  $(x, y, z)$  と極座標系  $(R, \theta, \phi)$  の関係は次式のように与えられる.

$$\begin{aligned} x &= R \sin \theta \cos \phi \\ y &= R \sin \theta \sin \phi \\ z &= R \cos \theta \end{aligned} \quad (4.1)$$

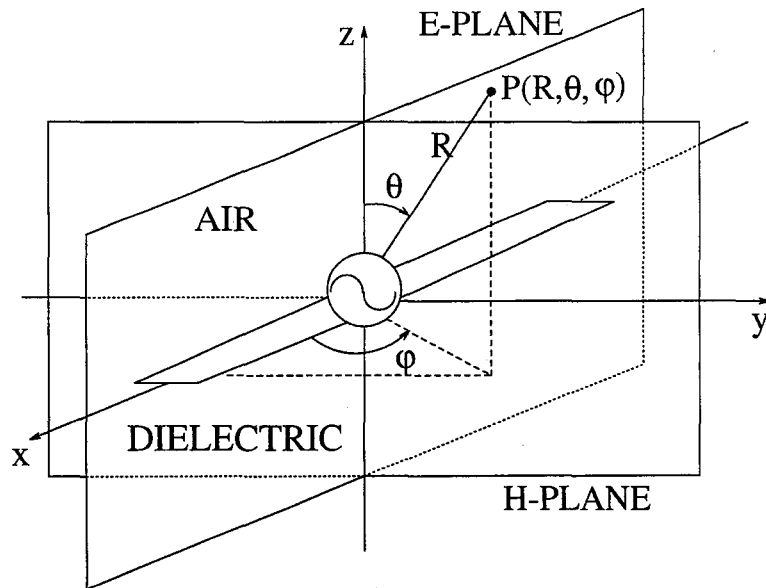


図 4.1: 誘電体境界面にあるダイポールアンテナ

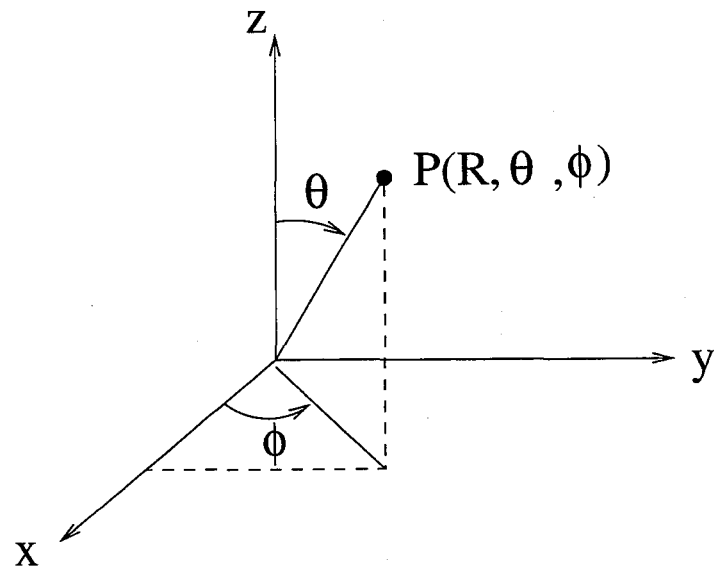


図 4.2: 極座標系

外部空間内の点  $(x, y, z)$  における電界は、次式のようになる。

$$\mathbf{E}(\mathbf{r}) = \frac{1}{4\pi^2} \iint_{-\infty}^{\infty} \widetilde{\mathbf{E}}(k_x, k_y) e^{-j\mathbf{k} \cdot \mathbf{r}} dk_x dk_y \quad (4.2)$$

$$\mathbf{k} = k_x \mathbf{a}_x + k_y \mathbf{a}_y + \gamma \mathbf{a}_z$$

$$\mathbf{r} = x \mathbf{a}_x + y \mathbf{a}_y + z \mathbf{a}_z \quad (4.3)$$

ここで、 $k_x, k_y, \gamma$  は次のようになる。

$$k_x = k \sin \theta \cos \phi$$

$$k_y = k \sin \theta \sin \phi$$

$$\gamma = k \cos \theta \quad (4.4)$$

$$k = \begin{cases} k_0 & (|\theta| \leq \frac{\pi}{2}) \\ \sqrt{\varepsilon_r} k_0 & (|\theta - \pi| \leq \frac{\pi}{2}) \end{cases} \quad (4.5)$$

まず、式(4.2)の位相の停留点  $(k_{x0}, k_{y0})$  は次のように求められる。

$$\begin{aligned} \frac{\partial \mathbf{k} \cdot \mathbf{r}}{\partial k_x} &= x - \frac{k_x}{\gamma} z = 0 \iff k_{x0} = \frac{x}{z} \gamma \\ \frac{\partial \mathbf{k} \cdot \mathbf{r}}{\partial k_y} &= y - \frac{k_y}{\gamma} z = 0 \iff k_{y0} = \frac{y}{z} \gamma \end{aligned} \quad (4.6)$$

式(4.6)を式(4.3)に代入すると、

$$\gamma^2 = k_0^2 \cos^2 \theta \quad (k_0^2 = \omega^2 \varepsilon_0 \mu_0) \quad (4.7)$$

となる。放射条件を考えると、 $z$  方向の伝搬定数は正となり、

$$\gamma_0 = k_0 \cos \theta \quad (4.8)$$

と表せる。したがって、停留点は

$$\begin{cases} k_{x0} = k_0 \sin \theta \cos \phi \\ k_{y0} = k_0 \sin \theta \sin \phi \end{cases} \quad (4.9)$$

となる。

次に、式(4.2)の位相項を停留点  $(k_{x0}, k_{y0})$  の近傍でテーラー展開して、3次以上の項を無視して近似すると、

$$\begin{aligned}
 \mathbf{k} \cdot \mathbf{r} &= \mathbf{k} \cdot \mathbf{r}|_{k_x=k_{x0}, k_y=k_{y0}} + \frac{1}{2} \frac{\partial^2 \mathbf{k} \cdot \mathbf{r}}{\partial k_x^2} |_{k_x=k_{x0}, k_y=k_{y0}} (k_x - k_{x0})^2 \\
 &+ \frac{1}{2} \frac{\partial^2 \mathbf{k} \cdot \mathbf{r}}{\partial k_y^2} |_{k_x=k_{x0}, k_y=k_{y0}} (k_y - k_{y0})^2 \\
 &+ \frac{\partial^2 \mathbf{k} \cdot \mathbf{r}}{\partial k_x \partial k_y} |_{k_x=k_{x0}, k_y=k_{y0}} (k_x - k_{x0})(k_y - k_{y0}) \\
 &= k_0 R - (A f^2 + B g^2 + C f g)
 \end{aligned} \tag{4.10}$$

となる。ただし、上式の係数は、それぞれ次のようにおく。

$$\begin{aligned}
 k_0 R &= \mathbf{k} \cdot \mathbf{r}|_{k_x=k_{x0}, k_y=k_{y0}} \\
 A &= -\frac{1}{2} \frac{\partial^2 \mathbf{k} \cdot \mathbf{r}}{\partial k_x^2} |_{k_x=k_{x0}, k_y=k_{y0}} = \frac{R}{2k_0} \cdot \frac{\cos^2 \theta + \sin^2 \theta \cos^2 \phi}{\cos^2 \theta} \\
 B &= -\frac{1}{2} \frac{\partial^2 \mathbf{k} \cdot \mathbf{r}}{\partial k_y^2} |_{k_x=k_{x0}, k_y=k_{y0}} = \frac{R}{2k_0} \cdot \frac{\cos^2 \theta + \sin^2 \theta \sin^2 \phi}{\cos^2 \theta} \\
 C &= -\frac{\partial^2 \mathbf{k} \cdot \mathbf{r}}{\partial k_x \partial k_y} |_{k_x=k_{x0}, k_y=k_{y0}} = \frac{R}{k_0} \cdot \frac{\sin^2 \theta + \cos \phi \sin \phi}{\cos^2 \theta} \\
 f &= (k_x - k_{x0}), \quad g = (k_y - k_{y0})
 \end{aligned} \tag{4.11}$$

式(4.2)において、位相の停留点の近くでは、 $\widetilde{\mathbf{E}}(k_x, k_y)$  は緩やかに変化するので、 $\widetilde{\mathbf{E}}(k_x, k_y)$  を停留点における値で近似すると、式(4.2)は

$$\mathbf{E}(\mathbf{r}) = \frac{1}{4\pi^2} \widetilde{\mathbf{E}}(k_{x0}, k_{y0}) e^{-jk_0 R} \iint_{S_0} e^{j(Af^2 + Bg^2 + Cfg)} df dg \tag{4.12}$$

と表せる。ここで、 $S_0$  は停留点を含む小さい領域である。上式の位相項は  $f, g$  が0から少し離れると急激に大きくなり、被積分関数は正負にほとんど等しい値をとって激しく振動する。したがって  $f, g$  が0から離れた領域での積分値は正負相殺して0となるから、積分領域は  $S_0$  から  $\pm\infty$  に広げて考えることができる。したがって、式(4.12)は次のようになる。

$$\mathbf{E}(\mathbf{r}) = \frac{1}{4\pi^2} \widetilde{\mathbf{E}}(k_{x0}, k_{y0}) e^{-jk_0 R} \iint_{-\infty}^{\infty} e^{j(Af^2 + Bg^2 + Cfg)} df dg \tag{4.13}$$

式(4.13)の積分は、 $\sqrt{A}f = \xi, \sqrt{B}g = \eta$  の変数変換を行うと

$$\begin{aligned}
 I &= \iint_{-\infty}^{\infty} e^{j(Af^2 + Bg^2 + Cfg)} df dg \\
 &= \frac{1}{\sqrt{AB}} \iint_{-\infty}^{\infty} e^{j(\xi^2 + \eta^2 + \frac{C}{\sqrt{AB}} \xi \eta)} d\xi d\eta \\
 &= \frac{1}{\sqrt{AB}} \int_{-\infty}^{\infty} e^{j(1 - \frac{C^2}{4AB})\eta^2} \cdot \int_{-\infty}^{\infty} e^{j(\xi + \frac{C}{2\sqrt{AB}}\eta)^2} d\xi d\eta
 \end{aligned} \tag{4.14}$$

となる。ここで、公式

$$\int_{-\infty}^{\infty} e^{j\alpha(x-x_0)^2} dx = \sqrt{\frac{\pi}{\alpha}} e^{j\frac{\pi}{4}} \quad (4.15)$$

を用いることにより、式(4.14)の積分値  $I$  は

$$I = j \frac{2\pi}{\sqrt{4AB - C^2}} = j \frac{2\pi}{R} k_0 \cos \theta \quad (4.16)$$

となる。式(4.16)を式(4.13)に代入すると、放射電界は

$$\mathbf{E}(\mathbf{r}) = j \frac{e^{-jk_0 R}}{2\pi R} k_0 \cos \theta \widetilde{\mathbf{E}}(k_{x0}, k_{y0}) \quad (4.17)$$

と表される。また、放射磁界は、Maxwell の方程式より

$$\mathbf{H}(\mathbf{r}) = j \frac{1}{4\pi^2 \omega \mu_0} \iint_{-\infty}^{\infty} \nabla \times \widetilde{\mathbf{E}}(k_x, k_y) e^{-j\mathbf{k} \cdot \mathbf{r}} dk_x dk_y \quad (4.18)$$

と与えられる。ここで、

$$\nabla \times \widetilde{\mathbf{E}}(k_x, k_y) e^{-j\mathbf{k} \cdot \mathbf{r}} = -j\mathbf{k} \times \widetilde{\mathbf{E}}(k_x, k_y) e^{-j\mathbf{k} \cdot \mathbf{r}} \quad (4.19)$$

なので、式(4.18)は次式のようになる。

$$\mathbf{H}(\mathbf{r}) = \frac{1}{4\pi^2 \omega \mu_0} \iint_{-\infty}^{\infty} \mathbf{k} \times \widetilde{\mathbf{E}}(k_x, k_y) e^{-j\mathbf{k} \cdot \mathbf{r}} dk_x dk_y \quad (4.20)$$

したがって、式(4.2)と式(4.20)より、放射電界と放射磁界は次の関係が成り立つ。

$$\begin{aligned} \mathbf{H}(\mathbf{r}) &= j \frac{1}{2\pi \omega \mu_0} \cdot \frac{e^{-jk_0 R}}{R} k_0 \cos \theta \cdot \mathbf{k} \times \widetilde{\mathbf{E}}(k_{x0}, k_{y0}) \\ &= \frac{1}{\omega \mu_0} \mathbf{k} \times \widetilde{\mathbf{E}}(\mathbf{r}) \end{aligned} \quad (4.21)$$

また、式(4.2)の  $\widetilde{\mathbf{E}}(k_x, k_y)$  は、 $(x, y, z)$  座標系で

$$\widetilde{\mathbf{E}}(k_x, k_y) = \mathbf{a}_x \widetilde{E}_x + \mathbf{a}_y \widetilde{E}_y + \mathbf{a}_z \widetilde{E}_z \quad (4.22)$$

と表される。領域内には電荷が存在しないので、発散定理から次式が得られる。

$$\begin{aligned} \nabla \cdot \mathbf{E}(\mathbf{r}) &= \frac{1}{4\pi^2} \iint_{-\infty}^{\infty} \nabla \cdot \widetilde{\mathbf{E}}(k_x, k_y) e^{-j\mathbf{k} \cdot \mathbf{r}} dk_x dk_y \\ &= \frac{1}{4\pi^2} \iint_{-\infty}^{\infty} (k_x \widetilde{E}_x + k_y \widetilde{E}_y + \gamma \widetilde{E}_z) e^{-j\mathbf{k} \cdot \mathbf{r}} dk_x dk_y \\ &= 0 \end{aligned} \quad (4.23)$$

つまり

$$k_x \tilde{E}_x + k_y \tilde{E}_y + \gamma \tilde{E}_z = 0 \quad (4.24)$$

したがって、 $\tilde{\mathbf{E}}(k_x, k_y)$  は

$$\tilde{\mathbf{E}}(k_x, k_y) = \mathbf{a}_x \tilde{E}_x + \mathbf{a}_y \tilde{E}_y - \mathbf{a}_z \frac{1}{\gamma} (k_x \tilde{E}_x + k_y \tilde{E}_y) \quad (4.25)$$

と表すことができる。したがって、各領域において

$$\begin{pmatrix} \tilde{E}_{ui}(k_x, k_y, z) \\ \tilde{H}_{vi}(k_x, k_y, z) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \gamma_i(z - z') & -jZ_{ui} \sin \gamma_i(z - z') \\ -j\frac{1}{Z_{ui}} \sin \gamma_i(z - z') & \cos \gamma_i(z - z') \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} -Z_u \\ -\frac{Z_u}{Z_{ub}} \end{pmatrix} \tilde{\mathbf{J}}_u(k_x, k_y) \quad (4.26)$$

$$\begin{pmatrix} \tilde{E}_{vi}(k_x, k_y, z) \\ -\tilde{H}_{ui}(k_x, k_y, z) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \gamma_i(z - z') & -jZ_{vi} \sin \gamma_i(z - z') \\ -j\frac{1}{Z_{vi}} \sin \gamma_i(z - z') & \cos \gamma_i(z - z') \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} -Z_v \\ -\frac{Z_v}{Z_{vb}} \end{pmatrix} \tilde{\mathbf{J}}_v(k_x, k_y) \quad (4.27)$$

と表される。式(4.26), (4.27)を電界についてまとめ、 $(u, v)$  座標系から  $(x, y)$  座標系に変換すると

$$\begin{pmatrix} \tilde{E}_{xi}(k_x, k_y, z) \\ \tilde{E}_{yi}(k_x, k_y, z) \end{pmatrix} = (T) \begin{pmatrix} -Z_u \{ \cos \gamma_i(z - z') - j \sin(z - z') \} & 0 \\ 0 & -Z_v \{ \cos \gamma_i(z - z') - j \sin(z - z') \} \end{pmatrix} \cdot (T)^{-1} \begin{pmatrix} \tilde{\mathbf{J}}_x(k_x, k_y) \\ \tilde{\mathbf{J}}_y(k_x, k_y) \end{pmatrix} \tilde{\mathbf{J}}_v(k_x, k_y) \quad (4.28)$$

となる。ここで、式(4.25)を式(4.17)に代入すると放射電界は

$$\mathbf{E}(\mathbf{r}) = j \frac{e^{-jk_0 R}}{2\pi R} k_0 \cos \theta \left\{ \mathbf{a}_x \tilde{E}_x + \mathbf{a}_y \tilde{E}_y - \mathbf{a}_z \frac{1}{\gamma} (k_x \tilde{E}_x + k_y \tilde{E}_y) \right\} \quad (4.29)$$

と表される。したがって、 $\tilde{E}_x, \tilde{E}_y$  は式(4.28)より求まるので、アンテナ上の電流分布が決定されれば、放射電界が求められる。極座標での単位ベクトルは

$$\begin{aligned} \mathbf{a}_r &= \mathbf{a}_x \sin \theta \cos \phi + \mathbf{a}_y \sin \theta \sin \phi + \mathbf{a}_z \cos \theta \\ \mathbf{a}_\theta &= \mathbf{a}_x \cos \theta \cos \phi + \mathbf{a}_y \cos \theta \sin \phi - \mathbf{a}_z \sin \theta \\ \mathbf{a}_\phi &= -\mathbf{a}_x \sin \phi + \mathbf{a}_y \cos \phi \end{aligned} \quad (4.30)$$

であるから、放射電界を極座標で表すと、その  $\theta, \phi$  成分は

$$E_\theta = j \frac{e^{-jk_0 R}}{2\pi R} k_0 \{ \tilde{E}_x(k_{x0}, k_{y0}) \cos \phi + \tilde{E}_y(k_{x0}, k_{y0}) \sin \phi \} \quad (4.31)$$

$$E_\phi = j \frac{e^{-jk_0 R}}{2\pi R} k_0 \cos \theta \{ -\tilde{E}_x(k_{x0}, k_{y0}) \sin \phi + \tilde{E}_y(k_{x0}, k_{y0}) \cos \phi \} \quad (4.32)$$

となる。また、任意の放射角  $(\theta, \phi)$  における放射電力密度  $P(\theta, \phi)$  は次のように定義する。

$$\begin{aligned} P(\theta, \phi) &= \frac{1}{2} \operatorname{Re}(\mathbf{E} \times \mathbf{H}^*) \cdot \mathbf{a}_r R^2 \\ &= \frac{k_0 R^2}{2\omega\mu_0} \{ |E_\theta|^2 + |E_\phi|^2 \} \end{aligned} \quad (4.33)$$

したがって、全放射電力  $P_r$  は

$$P_r = \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi/2} P(\theta, \phi) \sin \theta d\theta d\phi \quad (4.34)$$

と表される。また、指向性利得パターン  $G(\theta, \phi)$  は

$$G(\theta, \phi) = \frac{2\pi P(\theta, \phi)}{P_{in}} \quad (4.35)$$

と定義される。ここで、 $P_{in}$  はアンテナに給電される入力電力である。

したがって、空気中への放射電力と誘電体への放射電力を比較すると

$$\frac{P(\pi, 0)}{P(0, 0)} = \frac{P(\pi, \pi/2)}{P(0, \pi/2)} = \epsilon_r^{3/2} \quad (4.36)$$

となり、境界面と垂直方向での放射電力比は誘電体中への放射が空気中の  $\epsilon_r^{3/2}$  倍であることがわかる。

(b) 近傍界放射分布 近傍界の放射電界について考察する。 $z = 0$  におけるスペクトル領域での電界及び磁界は次のように示される。

$$\left. \begin{aligned} \tilde{E}_u(0) &= -Z_m J_u \\ \tilde{E}_v(0) &= -Z_e J_v \\ \widetilde{H}_u^+(0) &= \frac{\tilde{E}_u(0)}{Z_{m1}} \\ \widetilde{H}_v^-(0) &= -\frac{\tilde{E}_u(0)}{Z_{m2}} \\ \widetilde{H}_u^-(0) &= \frac{\tilde{E}_v(0)}{Z_{e1}} \\ \widetilde{H}_v^+(0) &= -\frac{\tilde{E}_v(0)}{Z_{e2}} \end{aligned} \right\} \quad (4.37)$$

これらを用いて、各層における電界を表す.

$$\widetilde{E}_u(z) = \begin{cases} \widetilde{E}_u(0)e^{-jr_1z} & (z \geq 0) \\ \widetilde{E}_u(0)e^{jr_2z} & (z \leq 0) \end{cases} \quad (4.38)$$

$$\widetilde{E}_v(z) = \begin{cases} \widetilde{E}_v(0)e^{-jr_1z} & (z \geq 0) \\ \widetilde{E}_v(0)e^{jr_2z} & (z \leq 0) \end{cases} \quad (4.39)$$

上式をフーリエ逆変換をすることにより、空間座標系では次のようになる.

$$\mathbf{E}(x, y, z) = \frac{1}{4\pi^2} \iint_{-\infty}^{\infty} \widetilde{\mathbf{E}}(k_x, k_y, z) e^{-j(k_x x + k_y y + \gamma_i |z|)} dk_x dk_y \quad (4.40)$$

ただし,

$$\gamma_i = \begin{cases} \gamma_1 = \sqrt{k_0^2 - k_x^2 - k_y^2} & (z \geq 0) \\ \gamma_2 = \sqrt{\varepsilon_r k_0^2 - k_x^2 - k_y^2} & (z \leq 0) \end{cases} \quad (4.41)$$

また、グリーン関数を用いて表現すると,

$$\widetilde{\mathbf{E}}(k_x, k_y, z) = \widetilde{\mathbf{K}}(k_x, k_y, z) \cdot \widetilde{\mathbf{J}}(k_x, k_y) \quad (4.42)$$

となる. ただし,  $\widetilde{\mathbf{K}}(k_x, k_y, z)$  はグリーン関数である.

マクスウェルの方程式より、発散定理

$$\nabla \cdot \mathbf{E} = 0 \quad (4.43)$$

を適用すると,

$$\frac{-j}{4\pi^2} \iint_{-\infty}^{\infty} (k_x \widetilde{E}_x + k_y \widetilde{E}_y \pm \gamma_i \widetilde{E}_z) dk_x dk_y = 0 \quad (4.44)$$

$$\iff \widetilde{E}_z = \mp \frac{1}{\gamma_i} (k_x \widetilde{E}_x + k_y \widetilde{E}_y) \quad (4.45)$$

となり,  $z$  成分が求められる.

したがって、任意の点での電界は式 (4.40), (4.44) から次式のように表される.

$$\mathbf{E}(x, y, z) = \sum_{n=1}^N I_n \frac{1}{4\pi^2} \iint_{-\infty}^{\infty} \left\{ \widetilde{\mathbf{K}}(k_x, k_y) \mp \frac{a_z}{\gamma_i} \widetilde{\mathbf{K}}(k_x, k_y) \right\} \cdot \widetilde{\mathbf{J}}_n(k_x, k_y) e^{-j(k_x x + k_y y + \gamma_i |z|)} dk_x dk_y \quad (4.46)$$

したがって、電流分布が決まれば、式 (4.46) を用いてアンテナ近傍の電界を計算することができる.



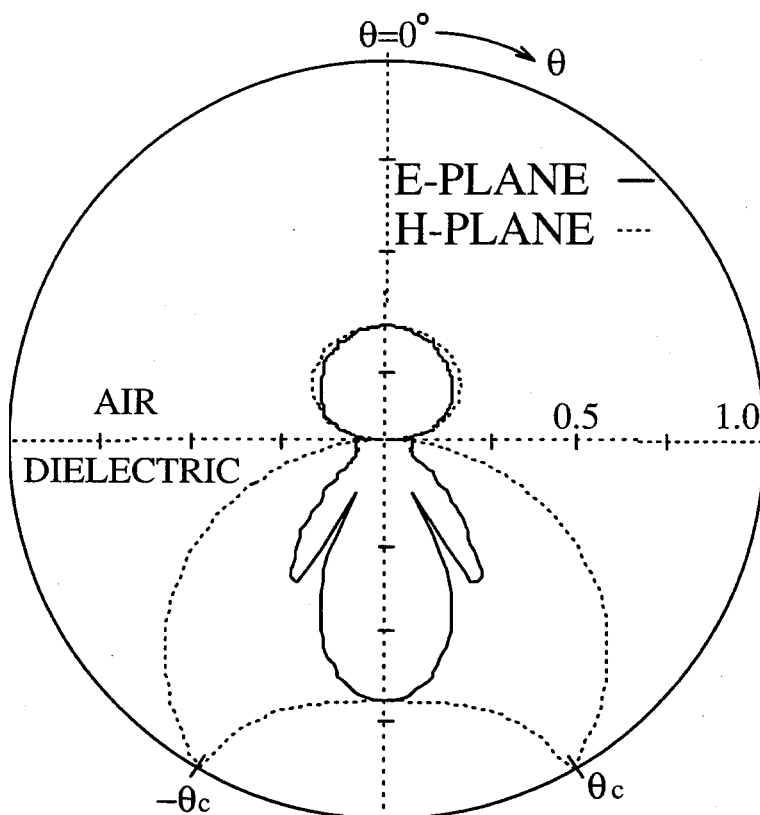


図 4.3: 遠方界放射分布

### 4.2.3 放射電界分布特性の解析結果

(a) 遠方界放射分布 図 4.1 に示すモデルにおいて、アンテナの E 面 ( $x-z$  面) と H 面 ( $y-z$  面) での角度  $\theta$  を変化させたときの電界の絶対値を図 4.3 に示す。ここで用いた誘電体は、比誘電率  $\epsilon_r = 5.3$ 、導電率  $\sigma = 0.01(\text{S})$  としている。E、H 両面とも臨界角  $\theta_c = 180^\circ - \sin^{-1}(1/\sqrt{\epsilon_r}) = 154.3^\circ$  で特異点が現れていることがわかる。つまり、E 面では  $\theta_c$  で電界強度が最大となり、H 面では、 $\theta_c$  で急激に落ち込んでいることがわかる。また、アンテナからの放射は、E、H 両面とも大気への放射よりも地中への放射の方が大きくなっていることがわかる。

(b) 比誘電率を変えたときの遠方界放射分布の変化 誘電体からの高さを  $h = 10\text{cm}$  の一定の値とし、誘電体の比誘電率を  $\epsilon_r = 5.3$  (砂)、30.0 (関東ローム層) としたときの遠方界放射分布を図 4.4 に示す。この 2 つの図から、空气中への放射は誘電体の比誘電率にほとんど関わらず一定であることがわかる。それに対して、誘電体への放射は比誘電率が大きくなるほど、強くなっていることがわかる。また、比誘電率の違いにより臨界角も変わり、放射パターンが

変化している様子がわかる。

比誘電率  $\epsilon_r=5.3$  の砂地の場合、前に示したように  $\theta_c = 154.3^\circ$  であり、 $\epsilon_r=30.0$  の関東ローム層の場合、 $\theta_c = 169.5^\circ$  となっている。

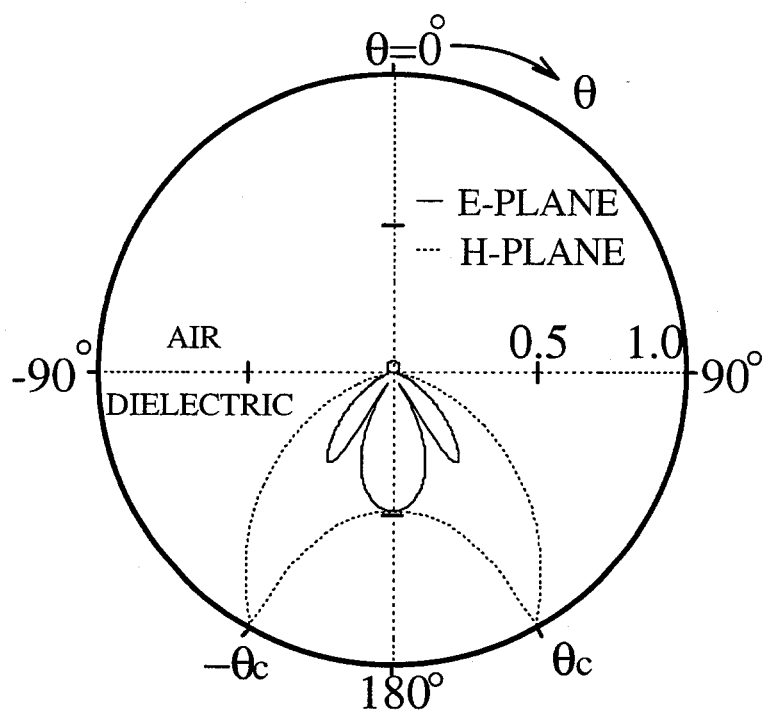
(c) アンテナの高さの変化に対する指向性利得の変化 図 4.5はダイポールを境界面から高さ  $h=1(\text{mm}), 1(\text{cm}), 10(\text{cm}), 50(\text{cm})$  と変えたときの E 面, H 面での指向性利得を示している。このとき、比誘電率は  $\epsilon_r = 5.3$  としている。E 面は臨界角  $\theta_c=154.3^\circ$  で急激な落ち込みが見られ、 $90^\circ \leq \theta \leq \theta_c$  の範囲では高さを大きくするほど、利得が小さくなり、誘電体の影響が小さくなって空気中への放射に近づいていくことがわかる。

また H 面でも、高さを大きくしていくにつれて  $90^\circ \leq \theta \leq \theta_c$  の領域で E 面と同様の特性が見られ、 $h=50(\text{cm})$  では、臨界角付近で急激に立ち上がっていることがわかる。また、 $h=50(\text{cm})$  での  $\theta = 60^\circ$  付近で利得が大きくなっているが、これは境界面からのアンテナの高さによって電流分布が変化したために現れたものだと考えられる。

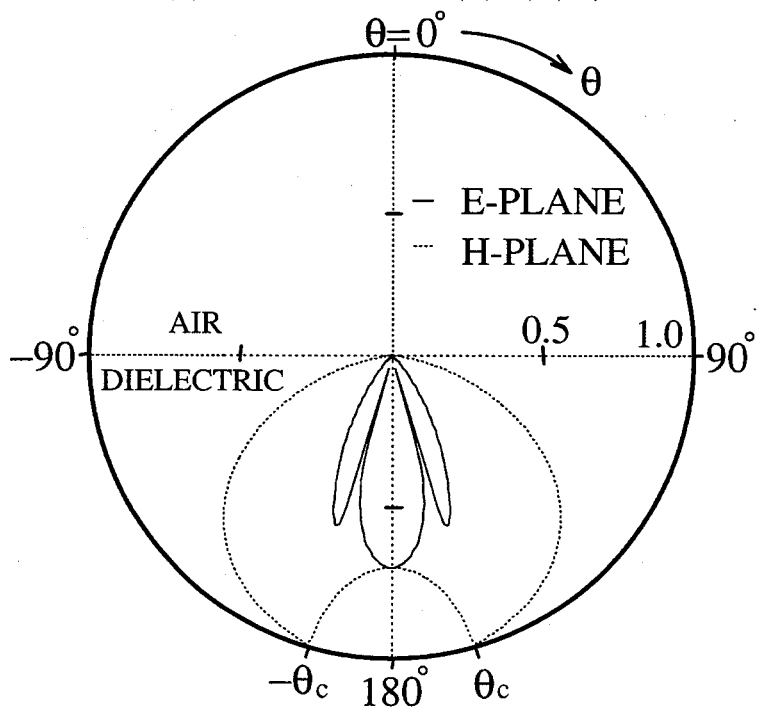
したがって、送信アンテナは誘電体との境界面にできるだけ近い高さの位置に保つことが重要であるといえる。

(d) 近傍界放射分布 近傍界の数値計算は、停留位相法を用いた遠方界と異なり、フーリエ変換の無限積分を直接行わなければならないので、比較的計算精度が悪く、また計算時間も膨大である [43], [44]。しかし誘電体近傍での電波伝搬の様子を知ることは重要である。そこで大気との境界面に共振長のアンテナを置いている場合を考え、 $x=0, y=0, z=-10(\text{mm})$  の地点における電界の値を基準としたときの dB 値で表し、E 面および H 面における等 dB 点 ( $\pm 0.1\text{dB}$  幅) 曲線を図 4.6に示す。

比較のため図 4.7に同様の位置に置いたときの遠方界放射分布を示す。これらの図を比較すると、空気よりも誘電率の大きい大地側に放射が強く、臨界角付近でいずれの界も不連続部を生じていることがわかる。遠方界放射分布では誘電体への放射と空気中への放射との比は前に述べたように、 $\epsilon_r^{3/2}$  倍の割合で放射されていることがわかる。それに対して近傍界放射分布ではこの比にはならず、等デシベルの点の分布が複雑になっている。これは数値積分の計算精度の問題であり、特に臨界角を越えた領域での精度は被積分関数が振動を含んだ変化の大きい関数であるため、ガウス (Gauss) 及びフィロン (Filon) の積分を用いても計算精度に限界がある。この表層部分の電波伝搬の様子はいまだはっきりと解明されておらず、ラテラルウェーブ (lateral wave) [41] と呼ばれている表面波の存在などの正確な解析が強く求められているので、今後さらなる検討が必要である。

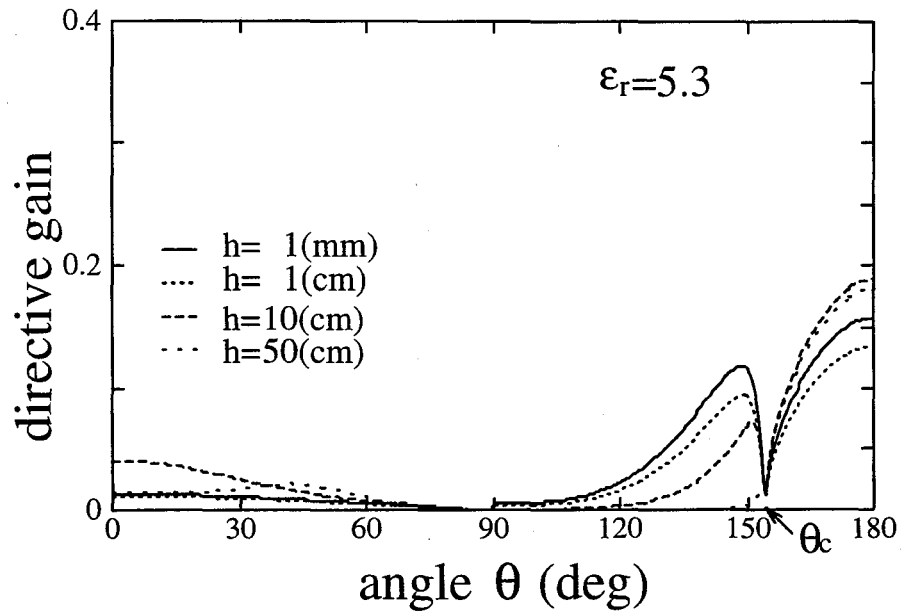


(a)  $\epsilon_r = 5.3, \sigma = 0.01 (S/m)$  (砂)

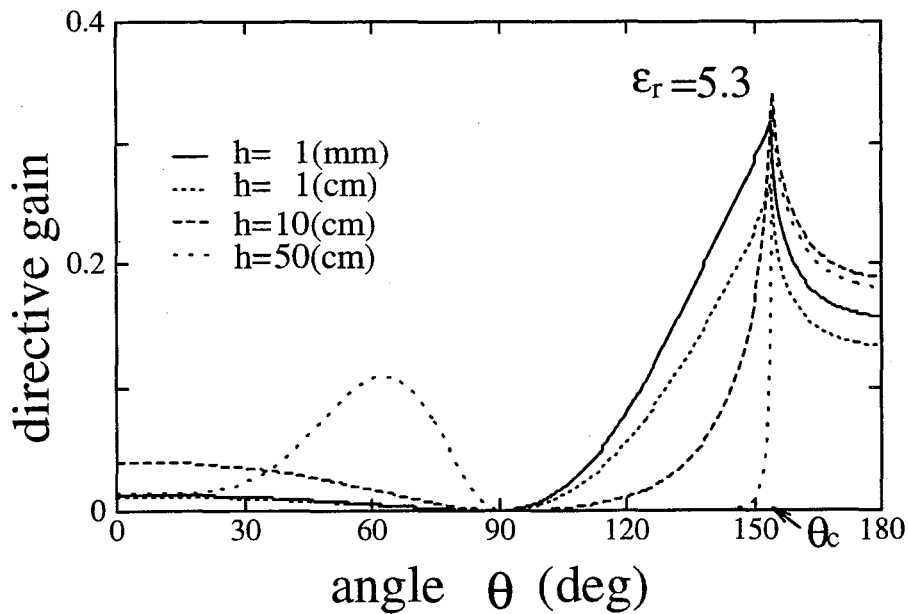


(b)  $\epsilon_r = 30.0, \sigma = 0.02 (S/m)$  (関東ローム層)

図 4.4: 比誘電率の違いによる遠方界放射分布



(a) E-PLANE



(b) H-PLANE

図 4.5: アンテナの高さの変化に対する指向性利得

また、臨界角より大きい領域はエバネセント領域と呼ばれ、振幅が指数関数的に減衰し、遠方点へのエネルギー伝搬がない領域である。

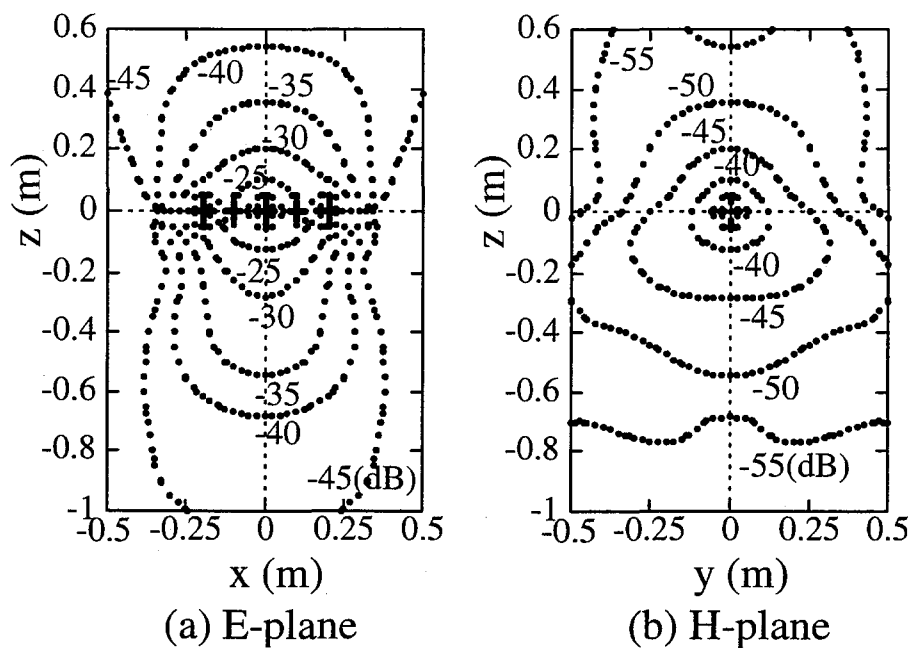


図 4.6: 近傍界放射分布

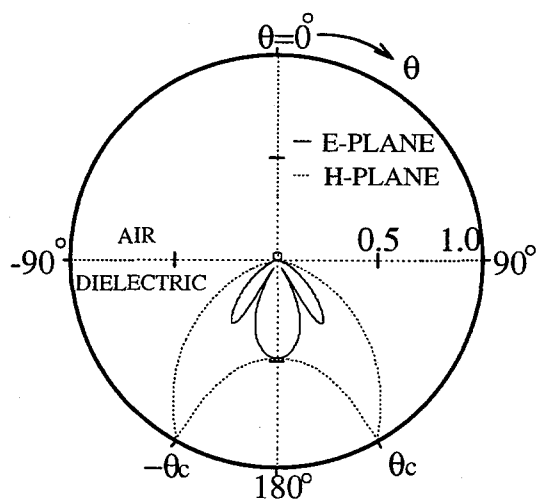


図 4.7: 遠方界放射分布

## 4.2.4 測距システムのモデル化

地表面近くに置かれた送信アンテナから放射されたパルスが地中の物体によって反射された後再び受信アンテナに戻ってくるまでの電磁波伝搬の様子を調べるために、車両と地中マーカ間における測距システムを半無限誘電体の境界面近傍に置かれたダイポールアンテナによって図 4.8 のようにモデル化する。送受信ダイポールは境界面から高さ  $h_t$  の位置に置き、中央で励振または受信する。ダイポールのアームの中央には両端からの反射を抑えるため、抵抗  $Z_l^t, Z_l^r$  を装荷している [33]。これにより、リング特性が改善され、アンテナの帯域が大きくなる。

また、地中にある導体からの散乱を効率良く数値計算するために、誘電体中には標的導体として、境界面から深さ  $h_s$  の所に抵抗負荷  $Z_l^s$  を装荷したダイポールを配置している。ここで、誘電体は、誘電率  $\epsilon_2$ 、導電率  $\sigma_2$ 、透磁率  $\mu_2$  の諸定数を持っているとしている。送受信ダイポールおよび標的導体は、厚さの無視できる板状導体であるとして解析し、この厚さ  $W_t, W_r, W_s$  は、それぞれのダイポールの長さ  $L_t, L_r, L_s$  に比べて十分小さいものとしている。したがって、電流は板状導体の上を一様に分布すると考えることができる。

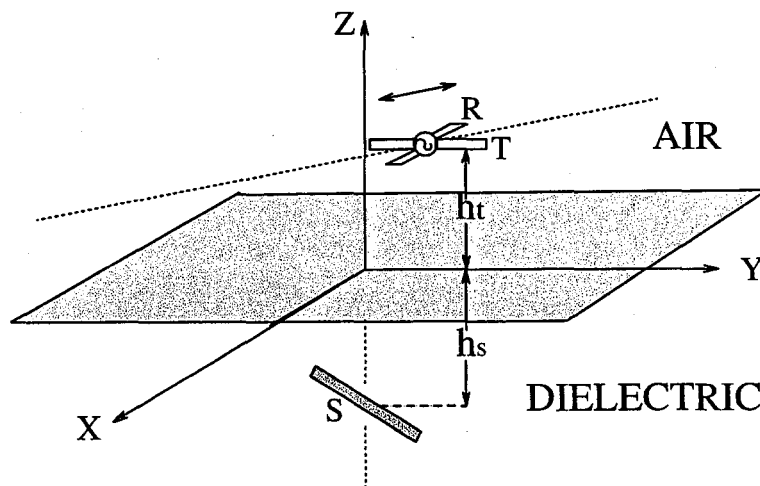


図 4.8: システムモデル図

## 4.2.5 測距特性の解析結果

(a) 入力信号波形 前に示したモデルを用いて、数値計算により各部の信号波形を解析する。実際の測距システムが用いる送信アンテナの中央の給電部での入力パルス波形を図 4.9 に示

す振幅  $A = 1(\text{V})$ , パルス幅  $t_0 = 2(\text{nsec})$  の半周期正弦波関数

$$V_t(t) = \begin{cases} 0 & (t < 0, t_0 < t) \\ A \sin(\pi t/t_0) & (0 \leq t \leq t_0) \end{cases} \quad (4.47)$$

で近似する．以下では，この入力波形を用いて数値計算を行う．

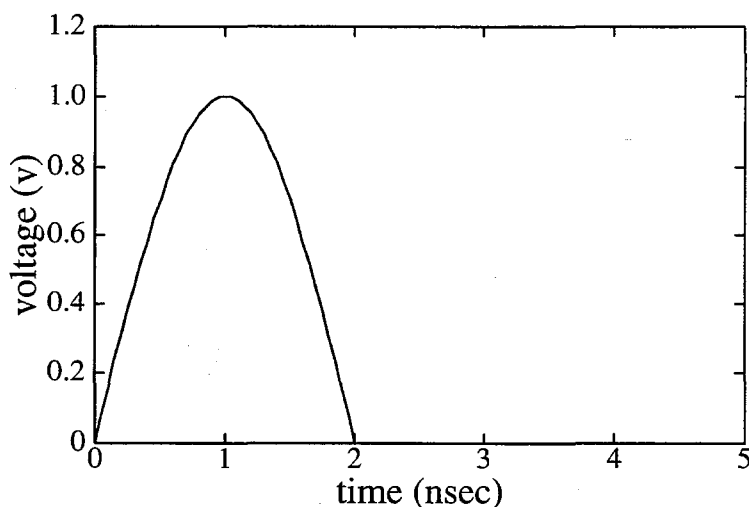


図 4.9: 送信信号波形

(b) 送信信号の周波数スペクトル 図 4.10 は式 (4.47) をフーリエ変換して得られる入力信号パルス波の周波数スペクトルである．周波数が 0 である直流成分が大きく，約 700(MHz) まで，緩やかに変動していることがわかる．

(c) アンテナ上のリングングの低減 ダイポールにパルス波が入力されると，パルス波がダイポールの給電点と端点の間で反射を繰り返し，多重反射を起こす．これにより，ダイポール上を一定の周期で往復して送信信号に重畳してパルス波形が乱れてしまうことになる．このリングングを低減するために，送受信ダイポールの両方に  $Z_l^t = Z_l^r = 615(\Omega)$  の抵抗を装荷する．

また，標的ダイポールの方にも抵抗を装荷する [33]．装荷する抵抗値は標的ダイポールが地中(誘電体)にあるため，その誘電率によりリングング係数の最小値をとる抵抗値は空気中の場合とは異なる．ここでは誘電率を  $\epsilon_r = 5.3$  としており，それに対する抵抗値は  $Z_l^s = 265(\Omega)$  である [33]．

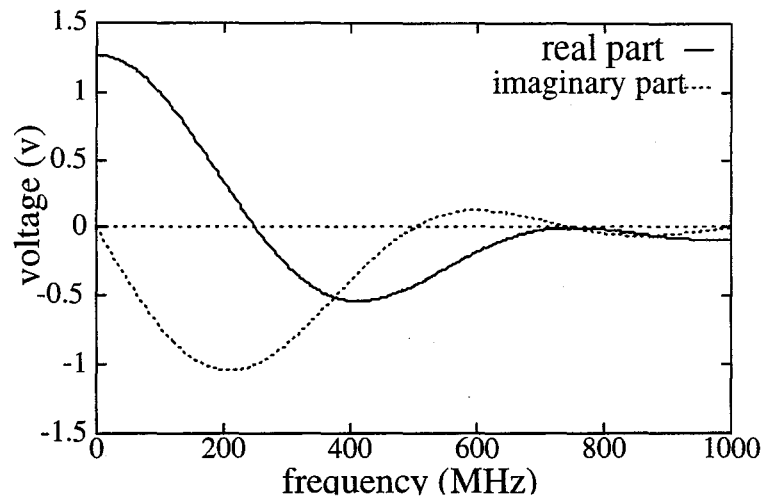


図 4.10: 送信信号の周波数スペクトル

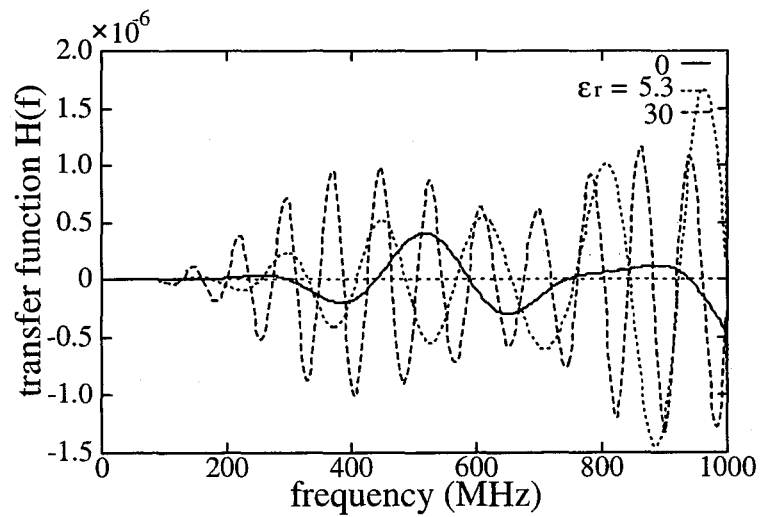


図 4.11: 伝達関数



(d) 伝達関数 図 4.11 に送受信アンテナと標的物体間の伝達関数を示す。誘電体の比誘電率  $\epsilon_r$  は、0, 5.3, 30 と変化させている。この図から、比誘電率が大きくなるにつれて、伝達関数の値が大きくなっていることがわかる。ただし、同図は実数部の値のみを示す。

(e) 受信信号 図 4.12 に受信アンテナでの受信信号の周波数スペクトルと時間波形を示す。比誘電率が大きくなるに従い受信信号のレベルが大きくなっていることがわかる。また、時間波形で見た場合、比誘電率が大きくなると信号の立ち上がり点が遅くなり、振幅が大きくなる特性が見られる。これは受信アンテナでの標的導体からの反射波が大きくなっているためである。ただし、同図は実数部の値のみを示す。

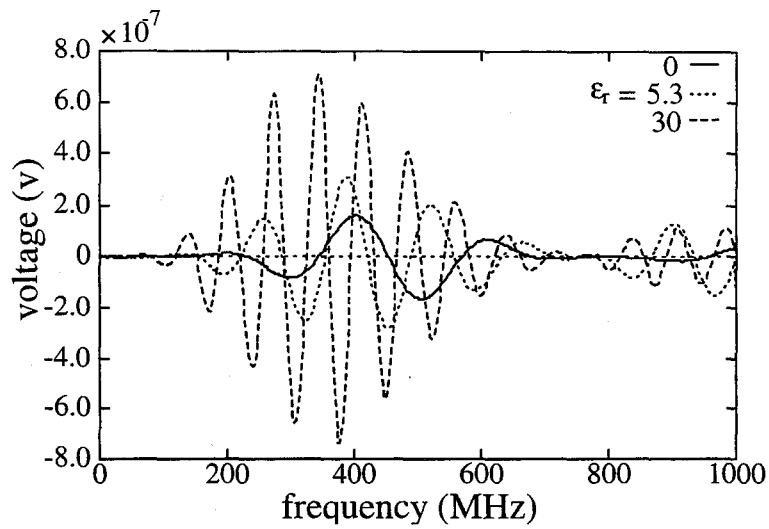
(f) 測距システムの応答波形 図 4.8 に示した解析モデルを用いて測距システムの応答波形を計算機シミュレーションにより求める。標的の上部を一定間隔でパルス波放射しながら送受信クロスダイポールを移動させたとき、標的導体から反射されて受信アンテナで受信する反射波の立ち上がり点は双曲線を描き、その頂点の位置が標的の位置を与えることが実験的に知られている [53]。このことを確かめるため、図 4.8 の各アンテナの配置でシミュレーションを行った。誘電体との境界面の上方  $h_t=10\text{cm}$  にクロスダイポールを配置し、境界面と平行にスライドさせる。標的は  $h_s=30\text{cm}$  の深さに埋められていると仮定した。

標的からの反射波の応答波形を図 4.13 に示す。図 (a) は  $\epsilon_r = 1.0, \sigma = 0$  (S/m) のときで、一様な空気中の場合である。図 (b) は  $\epsilon_r = 5.3, \sigma = 0.01$  (S/m) のときで、砂地 [32] の上を移動させた場合である。図 (c) は  $\epsilon_r = 30, \sigma = 0.02$  (S/m) のときで、関東ローム層 [26] の土の上を移動させた場合である。数値計算にはパルスの立ち上がり点を基準点として計算している。この図より、受信信号波形の立ち上がり点はそれぞれ双曲線を描き、その頂点は次式

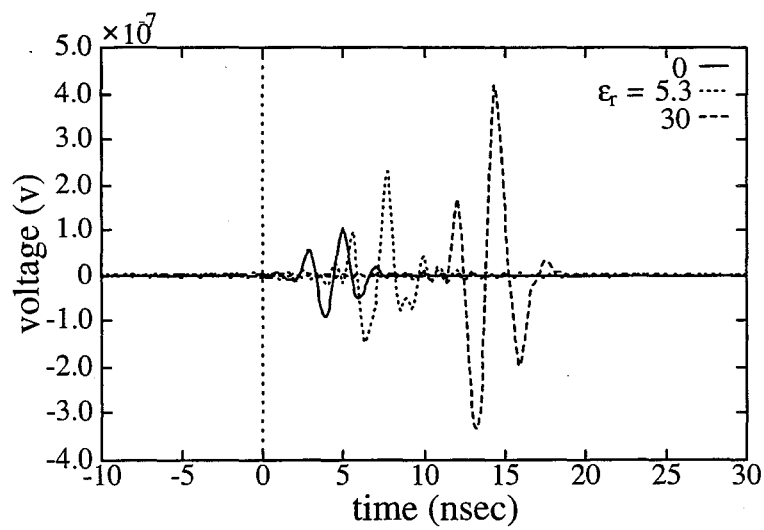
$$\tau = 2(h_t + \sqrt{\epsilon_r} h_r) / c_0 \quad (4.48)$$

の時間遅れ  $\tau$  に一致していることがわかる。

図 (a)~(c) を比較することにより、誘電率が大きくなるにつれて双曲線の開きが狭くなっている。また、この双曲線の開き具合を調べることによって土の誘電率を推定することができ、式 (4.48) から距離測定が可能である。さらに、図 (b), (c) において position = 0.5m 以上ではほとんど受信電圧が現れていないが、これは後に述べる誘電体の臨界角を越えてしまったため、送信アンテナからの送信信号は受信アンテナで受信することがほとんどなく、標的から反射された電波が境界面で全反射したためだと考えられる。



(a) 周波数スペクトル



(b) 時間領域波形

図 4.12: 受信信号波形

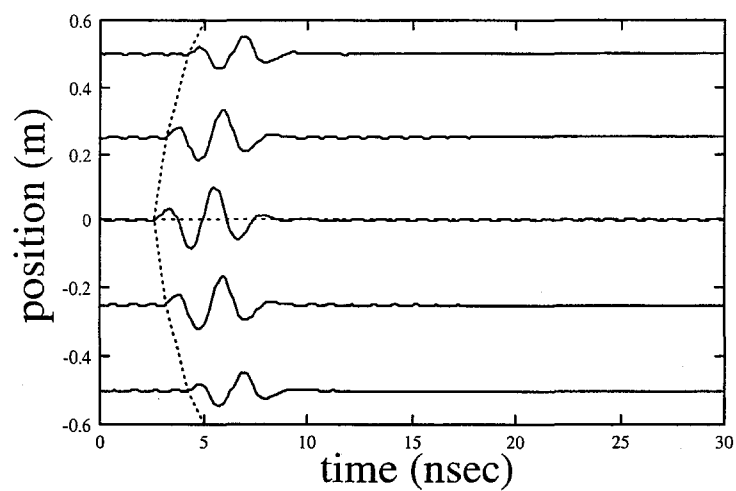
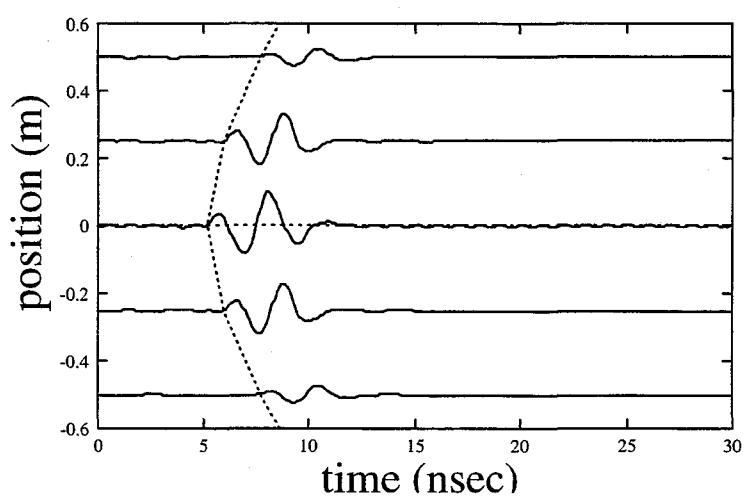
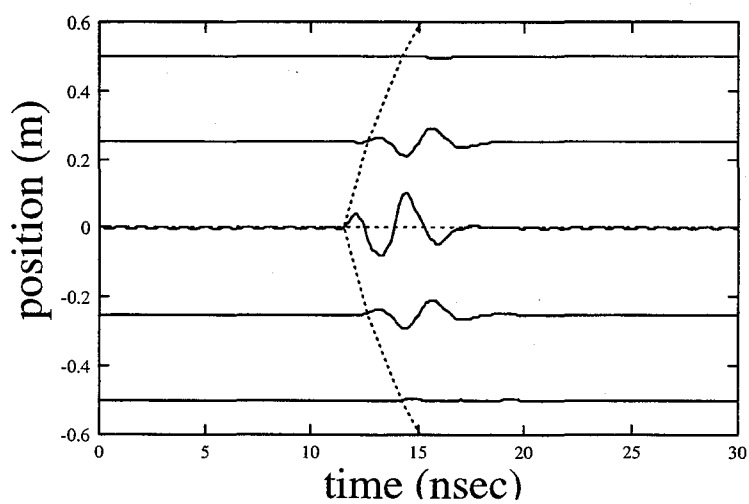
(a)  $\epsilon_r=1, \sigma=0(\text{S/m})$ (b)  $\epsilon_r=5.3, \sigma=0.01(\text{S/m})$ (c)  $\epsilon_r=30, \sigma=0.02(\text{S/m})$ 

図 4.13: 地中の標的物体の距離測定

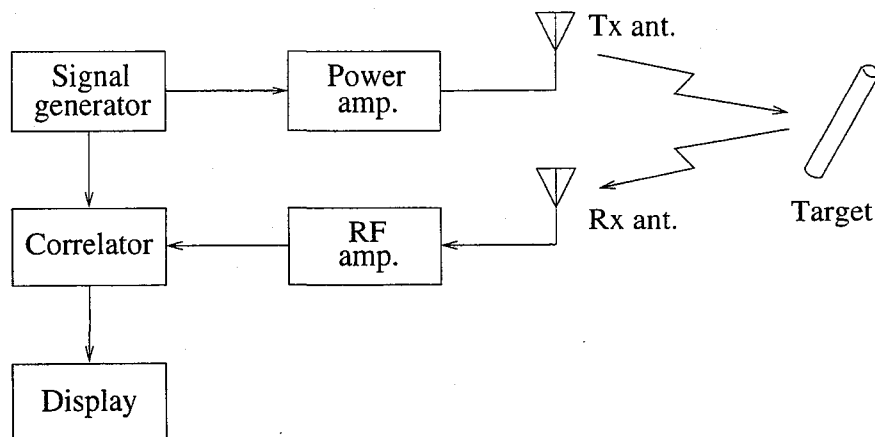


図 4.14: システム構成図

### 4.3 車両間における測距システム

PN 符号方式あるいはチャープ方式 [40] を用いた近距離測距システムにおいて、送信アンテナから放射された電磁波が標的物体によって反射された後、再び受信アンテナに帰ってくるまでの電磁波伝搬の様子は、複素伝達関数により知ることができる。本研究では伝達関数を、送受信アンテナ間の相互アドミタンスとしてモーメント法 [33] を用いて厳密に評価する。さらに受信信号と送信信号の相関関数により距離を求める。ここでは、PN 符号方式およびチャープ方式の電磁界を統一的に取り扱うため、図 4.14 のようなレーダシステムを考える。送受信アンテナは動作帯域の中心周波数で  $1/2$  波長のダイポールとし、直接の相互結合を避けるため互いに直交して配置している。送信ダイポールには電圧波形  $v_t(t)$  の信号源が、受信ダイポールには負荷抵抗  $Z_0$  が接続されているとする。解析を簡単にするため、標的は送受信アンテナと同じ  $1/2$  波長ダイポールとする。各導体上の電流分布は、区分正弦波関数を用いたモーメント法 [33] により、厳密に求めることが可能となる。

これにより、アンテナ上の電流分布が求まると送信アンテナから放射された電波が標的物体に反射されて受信アンテナに到達するまでの伝搬系を伝達関数によって表し、その特性を解析することができる。

#### 4.3.1 フーリエ変換

本研究において、送信アンテナから放射された電磁波が標的物体によって反射されて受信アンテナに戻ってくるまでの電磁波伝搬は、周波数領域の伝達関数で表現される。したがっ

て、送信信号にフーリエ変換、受信信号に逆フーリエ変換を行うことにより、時間領域と周波数領域の互いの変換を行っている。本研究では、このフーリエ変換を Filon の方法により数値積分を行う。

一般に、時間領域信号  $x(t)$  のフーリエ変換は、

$$X(f) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) e^{-j2\pi ft} dt \quad (4.49)$$

と表される。ここで、 $X(f)$  は周波数領域スペクトルである。実際に数値積分を行う場合には、積分区間を有限値にしなければならないので、式 (4.49) は

$$\begin{aligned} X(f) &= \int_a^b x(t) e^{-j2\pi ft} dt \\ &= \int_a^b x(t) \cos(2\pi ft) dt - j \int_a^b x(t) \sin(2\pi ft) dt \end{aligned} \quad (4.50)$$

となる。

次に、Filon 法による数値積分のために次のような積分を考える。

$$I(k) = \int_a^b f(t) \cos ktdt \quad (4.51)$$

この Filon 法は式 (4.50) の  $x(t)$  を 2 次関数近似するものである。積分区間  $[a, b]$  を  $2N$  等分し、その微小間隔を  $h$  とすると、

$$h = \frac{(b-a)}{2N} \quad (4.52)$$

であり、各分点を  $t_m$  ( $m = 1, 2, \dots, 2N$ ) とする。

このとき  $t_0 = a, t_{2N} = b$  である。  $N$  が十分大きいとき式 (4.51) は

$$\int_a^b f(t) \cos ktdt \simeq \sum_{m=1}^N \int_{t_{2m-2}}^{t_{2m}} F(t) \cos ktdt \quad (4.53)$$

と近似できる。ここで式 (4.53) の右辺の  $F(t)$  は、 $f(t)$  の各分点の値を 2 次関数で補間して得られる近似式である。

まず、 $f(t)$  は区間  $[t_{2m-2}, t_{2m}]$  でゆるやかに変化するものとして  $f(t_{2m-2}), f(t_{2m-1}), f(t_{2m})$  の 3 つの値を用いて 2 次関数で近似すると、

$$F(t) = a_0 + a_1(t - t_{2m-1}) + a_2(t - t_{2m-2})^2 \quad (4.54)$$

となる。ここで、

$$\begin{aligned} a_0 &= f(t_{2m-1}) \\ a_1 &= \{f(t_{2m}) - f(t_{2m-2})\}/2h \\ a_2 &= \{f(t_{2m}) - 2f(t_{2m-1}) + f(t_{2m-2})\}/2h^2 \end{aligned} \quad (4.55)$$

である.

次に式 (4.54) を式 (4.53) に代入することにより次の結果が得られる.

$$\begin{aligned} & \int_a^b f(t) \cos kt dt \\ & \simeq h[\alpha\{f(b) \sin kb - f(a) \sin ka\} + \beta C_{2n} + \gamma C_{2n-1}] \end{aligned} \quad (4.56)$$

ここで,

$$\begin{aligned} C_{2n} &= \frac{1}{2}f(a) \cos ka + f(a+2h) \cos k(a+2h) \\ & \quad + f(a+4h) \cos k(a+4h) + \cdots + \frac{1}{2}f(b) \cos kb \\ C_{2n-1} &= f(a+h) \cos k(a+h) + f(a+3h) \cos k(a+3h) \\ & \quad + \cdots + f(b-h) \cos k(b-h) \end{aligned} \quad (4.57)$$

$$\begin{aligned} \theta &= kh = k(b-a)/2N \\ \alpha &= \alpha(\theta) = (\theta^2 + \theta \sin \theta \cos \theta - 2 \sin^2 \theta)/\theta^3 \\ \beta &= \beta(\theta) = 2\{\theta(1 + \cos^3 \theta) - 2 \sin \theta \cos \theta\}/\theta^3 \\ \gamma &= \gamma(\theta) = 4(\sin \theta - \theta \cos \theta)/\theta^3 \end{aligned} \quad (4.58)$$

とおく.

また同様に,

$$\begin{aligned} & \int_a^b f(t) \sin kt dt \\ & \simeq h[-\alpha\{f(b) \cos kb - f(a) \cos ka\} + \beta S_{2n} + \gamma S_{2n-1}] \end{aligned} \quad (4.59)$$

と表せる.

ここで,

$$\begin{aligned} S_{2n} &= \frac{1}{2}f(a) \sin ka + f(a+2h) \sin k(a+2h) \\ & \quad + f(a+4h) \sin k(a+4h) + \cdots + \frac{1}{2}f(b) \sin kb \\ S_{2n-1} &= f(a+h) \sin k(a+h) + f(a+3h) \sin k(a+3h) \\ & \quad + \cdots + f(b-h) \sin k(b-h) \end{aligned} \quad (4.60)$$

である.

したがって, 式 (4.56), (4.59) において,  $f(t) = x(t)$ ,  $k = 2\pi f$  とおくことにより, Filon 法を用いて式 (4.50) のフーリエ変換を数値計算することができる.

またフーリエ逆変換は次式で与えられる.

$$\begin{aligned} x(t) &= \int_{-\infty}^{\infty} X(f) e^{j2\pi ft} df \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} X(f) \cos 2\pi ft df + j \int_{-\infty}^{\infty} X(f) \sin 2\pi ft df \end{aligned} \quad (4.61)$$

したがって, 式 (4.61) も同様に Filon 法を用いて, 数値計算することができる.

### 4.3.2 伝達関数

送信信号は, 送信ダイポールから放射され, 標的導体で反射された後, 再び戻ってきて受信ダイポールで受信信号として受信される. ここで送信信号と受信信号の間の伝送路 (送受信アンテナと伝搬系) を伝達関数  $H(f)$  とすると, 受信信号の周波数スペクトルは

$$V_r(f) = H(f) V_t(f) \quad (4.62)$$

で与えられる. ここで,  $V_t(f)$  は送信信号の周波数スペクトルである.

伝達関数は, 送信アンテナに加える電圧とそれにより受信アンテナに誘起する電圧との比で表す. 本研究では, 受信ダイポールには負荷抵抗  $Z_0$  が接続されているとしているので, 送受信アンテナにおけるそれぞれの電流分布がわかれば, 伝達関数  $H(f)$  が求まる.

### 4.3.3 雑音解析

受信信号  $v_r(t)$  はフーリエ逆変換することにより

$$v_r(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} V_r(\omega) e^{j\omega t} d\omega \quad (4.63)$$

と求められる.

システム外から飛来する雑音, および内部素子から発生する熱雑音を加法的ガウス雑音 (AWGN: Additive White Gaussian Noise) と仮定して,  $n(t)$  で表す. 相関検出器への入力信号  $v_i(t)$  は, 式 (4.63) で与えられる受信信号に雑音  $n(t)$  を加えて次式となる.

$$v_i(t) = v_r(t) + n(t) \quad (4.64)$$

ただし,  $n(t)$  は平均値 0, 平均電力  $N$  の独立した 2 つのガウス雑音  $x(t)$  と  $y(t)$  を用いて

$$n(t) = x(t) \cos(2\pi f_0 t) - y(t) \sin(2\pi f_0 t) \quad (4.65)$$

と表される中心周波数  $f_0$  の狭帯域ガウス雑音と仮定する.

いま受信信号  $v_r(t)$  の平均電力を

$$S = \frac{1}{T} \int_0^T |v_r(t)|^2 dt \quad (4.66)$$

雑音の平均電力を

$$N = \frac{1}{T} \int_0^T |n(t)|^2 dt \quad (4.67)$$

と定義すると, SN 比 SNR は

$$SNR = 10 \log_{10} \frac{S}{N} \quad (4.68)$$

で与えられる.

#### 4.3.4 相関関数

相互相関関数は同一の周期を有する 2 つの周期関数の時間のずれによってどの程度 2 つの波形が似かよっているかを相関値 (correlation) で表したものである. また M 系列の自己相関関数は M 系列 1 周期と, それを時間的にずらせたものを乗積し, 平均したものである.

入力信号  $v_i(t)$  と送信信号  $v_t(t)$  との相互相関関数は

$$\rho(\tau) = \frac{1}{T} \int_0^T v_t(t) v_i(t + \tau) dt \quad (4.69)$$

と定義される. 式 (4.69) より得られる相関関数のピーク点までの時間 ( $\tau = \tau_0$ ) はアンテナと標的導体間の往復時間であるから, 光速を  $c_0$  とすると, 距離  $d$  は

$$d = \frac{\tau_0}{2} c_0 \quad (4.70)$$

より求めることができる.

ところで, 式 (4.69) を変形すると

$$\begin{aligned} \rho(\tau) &= \frac{1}{T} \int_0^T v_t(t) \cdot \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} V_i(\omega) e^{j\omega(t+\tau)} d\omega dt \\ &= \frac{1}{2\pi T} \int_{-\infty}^{\infty} V_i(t) \cdot e^{j\omega\tau} \left[ \int_0^T v_t(t) e^{j\omega t} dt \right] d\omega \\ &= \frac{1}{2\pi T} \int_{-\infty}^{\infty} V_i(\omega) V_t^*(\omega) e^{j\omega\tau} d\omega \end{aligned} \quad (4.71)$$



となる。

この式より相互相関関数の計算は、送信信号の周波数スペクトル  $V_t(\omega)$  の共役量を周波数特性

$$G(\omega) = V_t^*(\omega) \quad (4.72)$$

とする最適フィルタ [49] に、受信信号  $v_i(t)$  を通すことにより得られることがわかる。

#### 4.3.5 PN 符号方式およびチャープ方式の数値計算

測距システムの各部の信号波形を数値計算により求める。

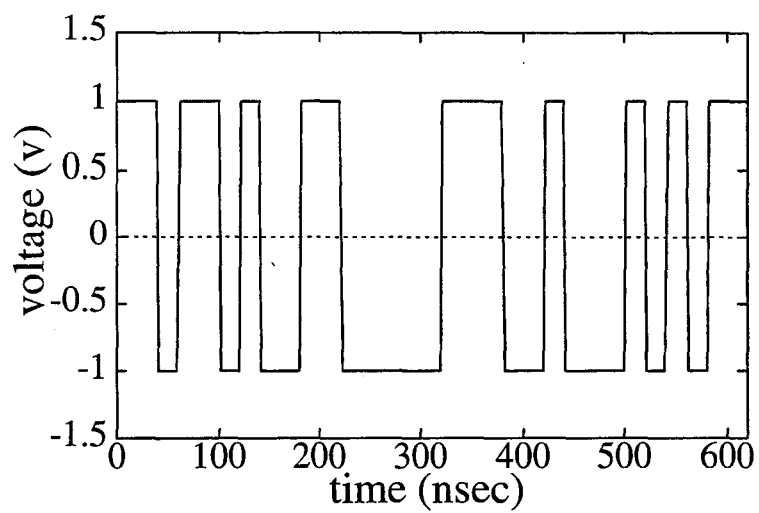
(a) 送信信号波形 本研究では PN 符号変調信号は M 系列とし、符号長  $N_c = 31$  チップ、クロック周波数  $f_c = 50\text{MHz}$  とする。また搬送波の周波数は  $f_0 = 500\text{MHz}$  とする。

またチャープ方式では掃引中心周波数  $f_0 = 500\text{MHz}$ 、掃引幅  $\Delta f = 300\text{MHz}$ 、掃引時間  $\Delta t = 620\text{ns}$  とする。これらの信号の模式的な波形を図 4.15 に示す。

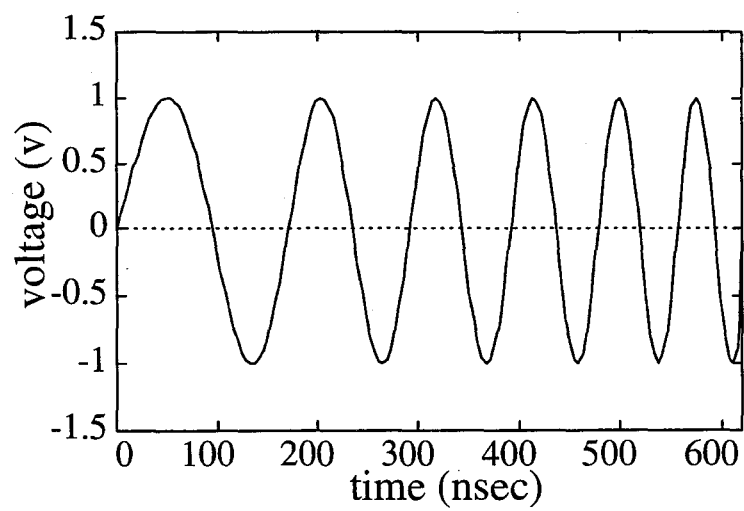
次に、この両送信信号にフーリエ変換を施すと、周波数スペクトルが得られる。これを図 4.16 に示す。

これらの図より、PN 符号方式では搬送波周波数  $f_0 = 500\text{MHz}$  のまわりにクロック周波数  $f_c = 50\text{MHz}$  の幅で周期的にスペクトルが分布していることがわかる。一方、チャープ方式では中心周波数  $f_0 = 500\text{MHz}$  のまわりの掃引幅  $\Delta f = 300\text{MHz}$  にわたってスペクトルが分布している様子がわかる。

(b) 伝達関数 次に、アンテナから標的導体までの距離を  $d = 5\text{m}$  とし、直交して配置した送受信アンテナの長さ  $L_t = L_r = 26\text{cm}$ 、太さ  $a_0 = 1\text{cm}$  とした場合に送受信アンテナと標的導体を 1 つの伝搬系と考え、送信アンテナから標的導体を含めて受信アンテナに至る電磁波伝搬を伝達関数として評価する。これをモーメント法によって求めた結果を図 4.17 に示す。この図から、送受信アンテナは直交しているため直接の結合はないが、標的導体を介してアンテナ系の共振点付近で結合していることがわかる。またこの伝達関数の帯域幅は  $500 \pm 100\text{MHz}$  程度である。さらに、アンテナの動作周波数付近では伝達関数の実数部は、共振周波数  $f_0 = 500\text{MHz}$  に対してほぼ対照的に変化し、また虚数部は逆対称的に変化する様子がわかる。

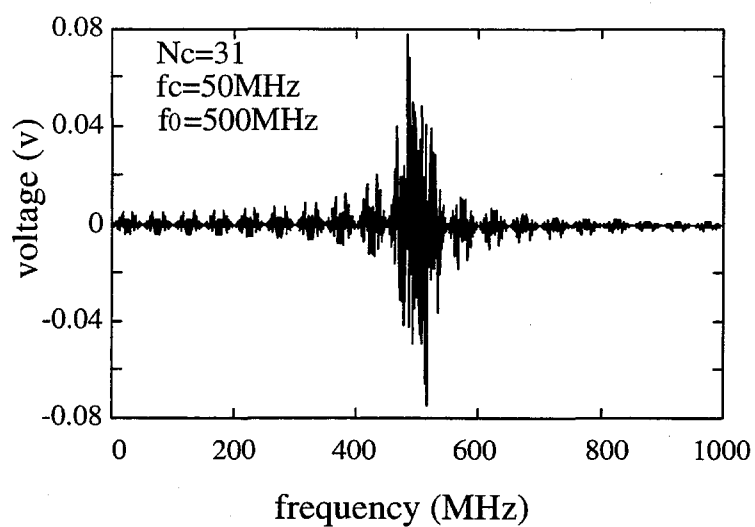


(a) PN code

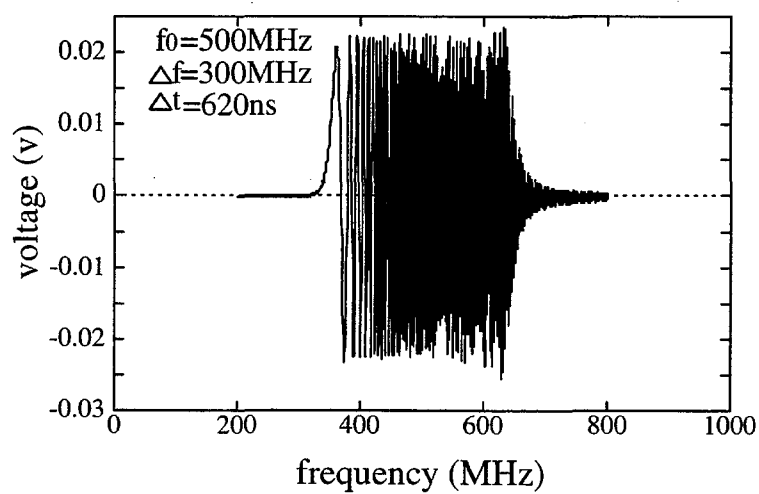


(b) chirp signal

图 4.15: 送信信号波形



(a) PN code



(b) chirp signal

図 4.16: 送信信号の周波数スペクトル

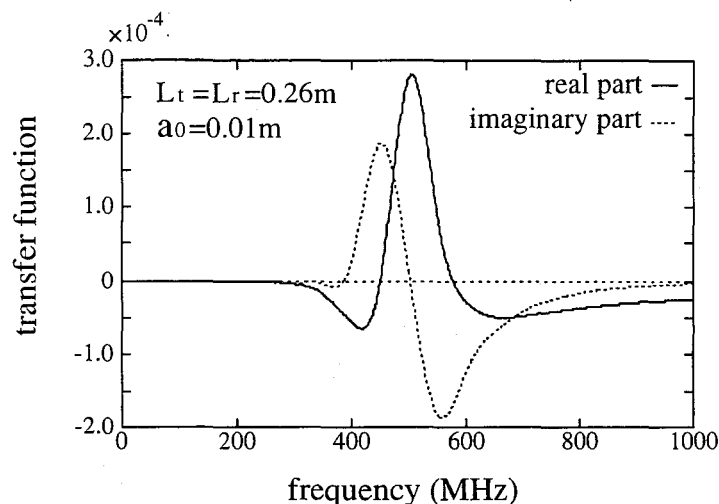


図 4.17: 伝達関数

(c) 受信信号波形 図 4.16(a),(b) と図 4.17 をそれぞれ乗じた波形が, 受信信号の周波数スペクトル

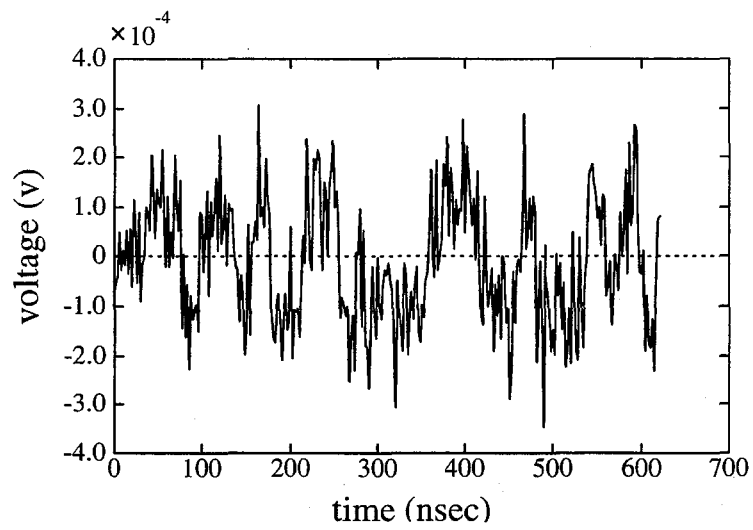
$$V_r(\omega) = H(\omega)V_t(\omega) \quad (4.73)$$

となり, それを逆フーリエ変換することにより, 時間領域の受信信号波形  $V_r(t)$  が得られる. ここに, ガウス雑音を加えることにより, 雑音の影響を調べる. 伝送帯域幅は 200MHz とし, SN 比を (a) 0(dB), (b) -10(dB) と変化させた場合の波形を図 4.18 に示す. SN 比が小さくなるに従い, 受信信号波形が雑音に埋もれてくずれていることがわかる.

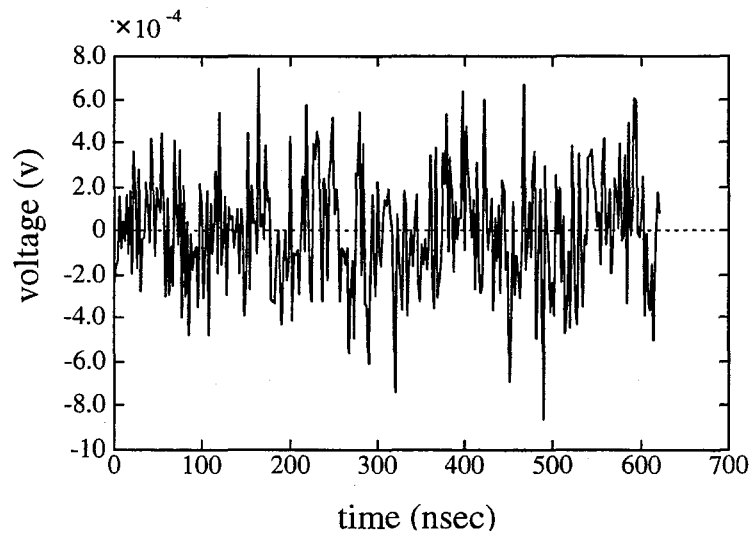
(d) 相関関数 図 4.19 には, 同様に SN 比を (a) 0(dB), (b) -10(dB) と変化させた場合の PN 符号方式における相関器出力を示す. これらの図より, SN 比が 0dB 程度までは, 実用上ほぼ問題なく相関関数のピーク点から測距が可能であることがわかる. しかし, SN 比が -10dB 程度以下になると, 相関関数の波形がくずれて, 細かいリップルが多くなり, 受信信号強度の小さい遠方では測定誤差が多くなることがわかる.

また図 4.20 には雑音を無視した場合のチャープ方式における相関器出力を示す. この図から, 距離分解能は PN 符号方式に比べて良くなっていることがわかる. また, 図 4.16(b) の周波数スペクトルの帯域幅をさらに大きくすることによって, 相関波形はさらにピーク点付近に集中して距離分解能は向上すると考えられる.

また PN 符号方式では, クロック周波数  $f_c$  を大きくすれば, ある程度まではピーク点付近の上がり具合を大きくすることができると考えられる.

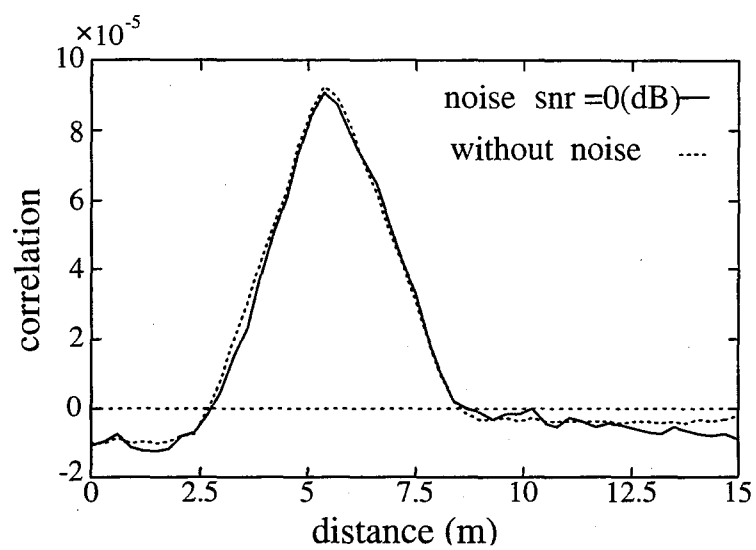


(a) S/N 比=0(dB)

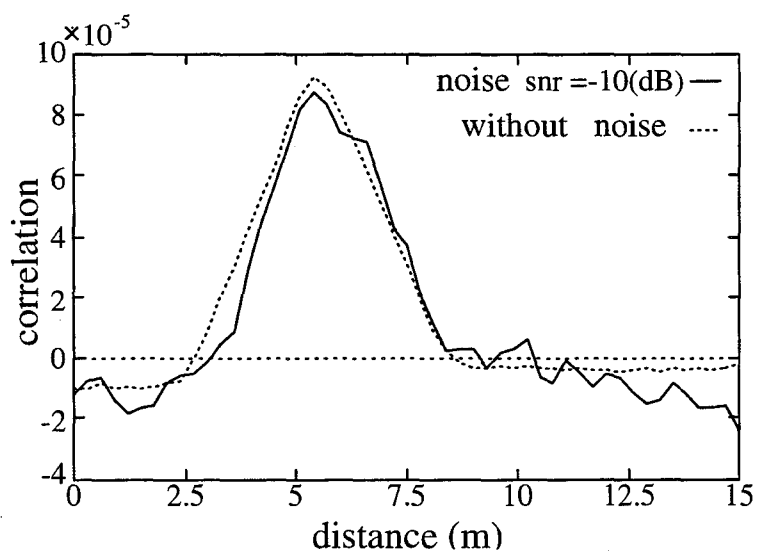


(b) S/N 比=-10(dB)

図 4.18: 雑音を考慮した PN 符号方式の受信信号波形



(a) S/N 比=0(dB)



(b) S/N 比=-10(dB)

図 4.19: 雑音を考慮した PN 符号方式の相関器出力波形

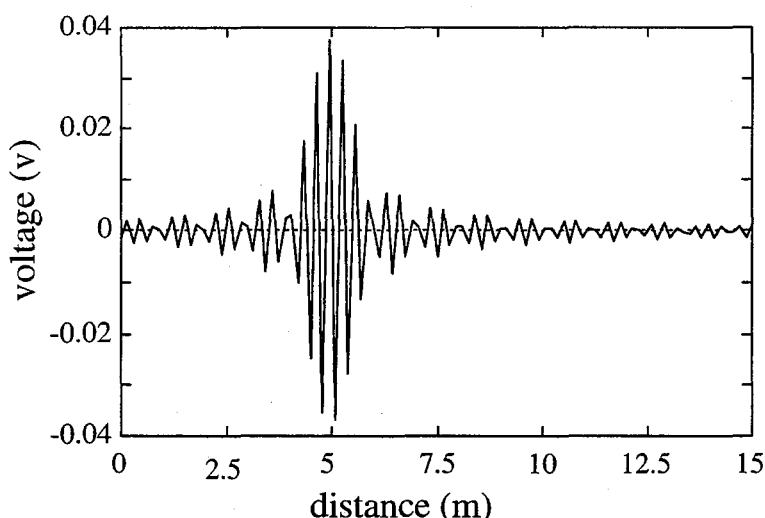


図 4.20: チャープ方式の相関器出力

(e) 測距精度の検討 一般に電波を用いた近距離測距システムにおける測定誤差は、使用する電波の波長や周波数帯域幅に関係する [36]。すなわち、符号化方式では符号長  $N_c$ 、クロック周波数  $f_c$ 、チャープ方式では掃引幅  $\Delta f$ 、掃引時間  $\Delta t$  等のパラメータに関係する。またアンテナや送受信装置の周波数特性は、帯域をカバーするように決定することが必要である。

距離分解能の向上については次節で検討するが、ここではPN符号方式での使用波長と測定精度の関係を示すことにする。システムの構成は先と同様にし、送信信号は符号長  $N_c = 31$  チップ、クロック周波数  $f_c = 50\text{MHz}$  のM系列、送受信アンテナは  $615\Omega$  を装荷した1波長ダイポールとする。標的までの距離を  $d = 2.5, 5, 10\text{m}$  とした場合の測定シミュレーション結果を図4.21に示す。この図より、周波数の上昇とともに、シミュレーション値は設定した標的位置に漸近し、測定精度が向上することがわかる。また、必要な測定精度は使用する目的に応じて異なるので、個々の目的に応じて周波数帯域を選択しなければならない。

#### 4.4 PN符号同期方式パルスレーダ

ここで検討しているような近距離測距においては、図4.19、4.20からわかるように相関関数の幅は求めるべき距離に対してかなり広く、距離分解能が良くない。そこで、距離分解能の点においてこれを向上させる試みをする。理論上、PN符号方式ではクロック周波数を大きくすれば、またチャープ方式では掃引帯域幅を増せば相関関数の幅は狭くなるが、実際には数百MHzの広帯域で高出力の増幅器が必要となり、技術的に困難が生じる。ところが、

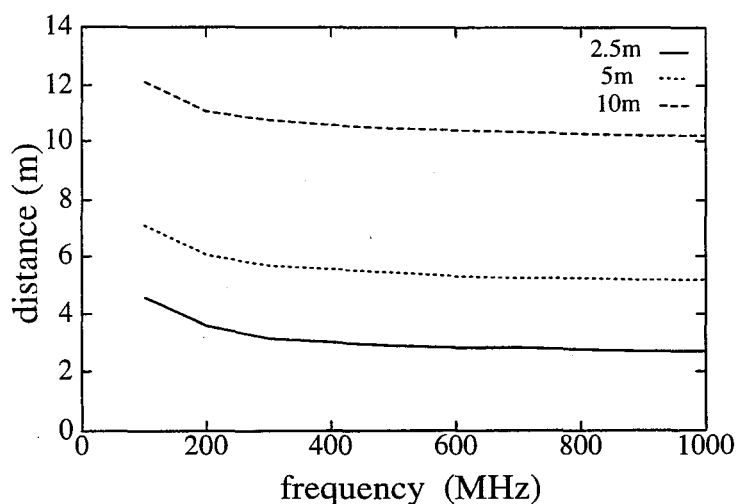


図 4.21: 測距精度の周波数依存性

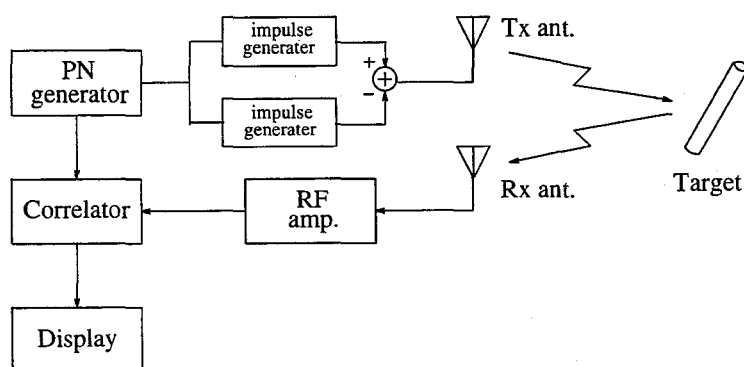


図 4.22: PN 符号同期方式パルスレーダ

ベースバンドパルス方式の測距システムで用いられるパルス発生器は数 nsec 幅の極めて幅の狭く、高出力レベルのパルス信号を容易に発生することが出来る。そこで搬送波信号の代わりにベースバンドパルスを用いる PN 符号同期方式パルスレーダ [31] を提案する。本方式の構成を図 4.22 に示す。

#### 4.4.1 送信信号

図 4.23 に示すように、PN 符号の正負信号に応じて前縁で同期信号を発生させ、2 台のパルス発生器を逆極性で動作させるものである。PN 符号方式と同様に、PN 符号の符号長



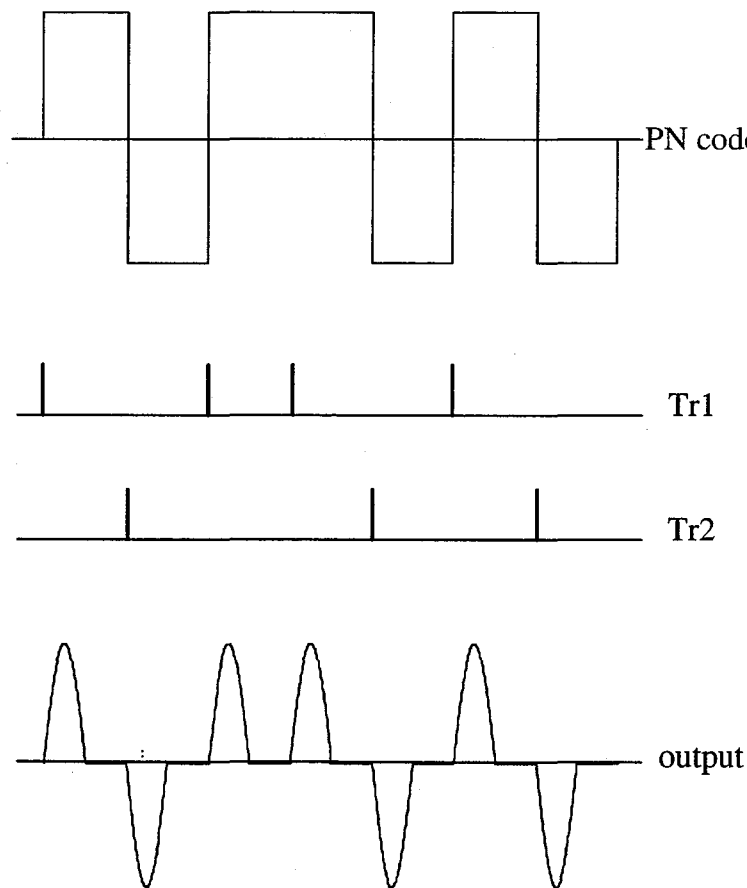


図 4.23: PN 符号同期型パルス方式レーダの出力波形

$N_c = 31$ , クロック周波数  $f_c = 50\text{MHz}$  とし, パルスの幅は PN 符号の 1 チップ時間の 10 分の 1 としている. このパルス発生器から出るパルスの幅を狭くすることにより高い分解能を実現することができると考えられる. また, 相関処理を用いることにより高い耐雑音性能を得ることもできると考えられる. 図 4.24 には送信信号の周波数スペクトルを示す. この図から, 0 から 700MHz の帯域にわたってスペクトル拡散されていることがわかる.

#### 4.4.2 伝達関数

ここで用いたアンテナは, アンテナ長  $L_t = L_r = 60\text{cm}$ , アンテナの太さ  $a_0 = 1\text{mm}$  のダイポールとしている. さらに, アンテナの帯域を広げ, リンギング特性を改善するためにアンテナ上に  $615\Omega$  の抵抗を装荷 [33] している. このアンテナ特性を表す伝達関数を図 4.25 に示す. 図 4.17 と比較して, アンテナの動作する周波数帯域が広がっていることがわかる.

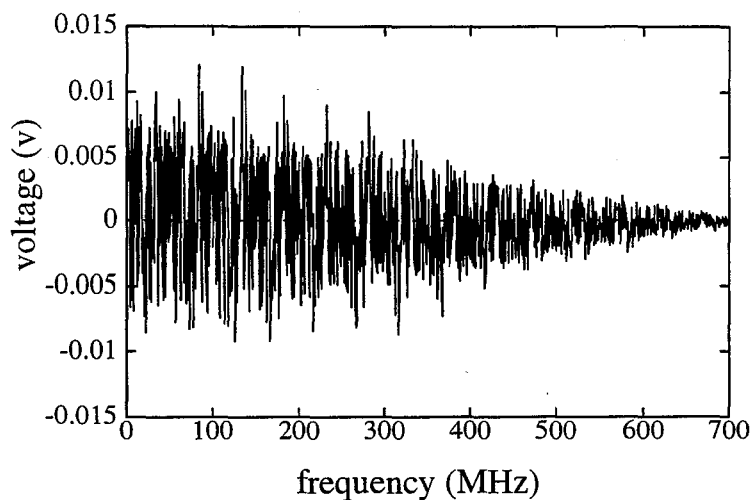


図 4.24: 送信信号の周波数スペクトル

したがって、アンテナの動作周波数帯域にあわせて広い周波数帯域の送信信号が必要であると考えられる。

#### 4.4.3 受信信号

図 4.26 に受信アンテナにおける受信信号波形を示す。この図から、100MHz から 700MHz の周波数帯域において受信信号が振動している様子がわかる。また、周波数が 0 から 100MHz の帯域においては信号が受信されていないことがわかる。これは 0 から 100MHz の帯域において伝達関数の出力が 0 であるためである。その理由は、この低い周波数帯域の信号成分はアンテナ上で共振せずに熱などのエネルギー損失として失われるためだと考えられる。

#### 4.4.4 相関関数

本方式を先の理論に従って数値シミュレーションした相関器出力波形を図 4.27 に示す。比較のために PN 符号方式での相関関数の波形を同図の点線で示す。この図から、本提案方式は PN 符号方式に比べて相関出力波形の幅はかなり小さく、距離分解能が大幅に向上していることがわかる。また、図 4.20 のチャープ方式と比較してもその幅は小さく、距離分解能の大幅な向上が図れる。

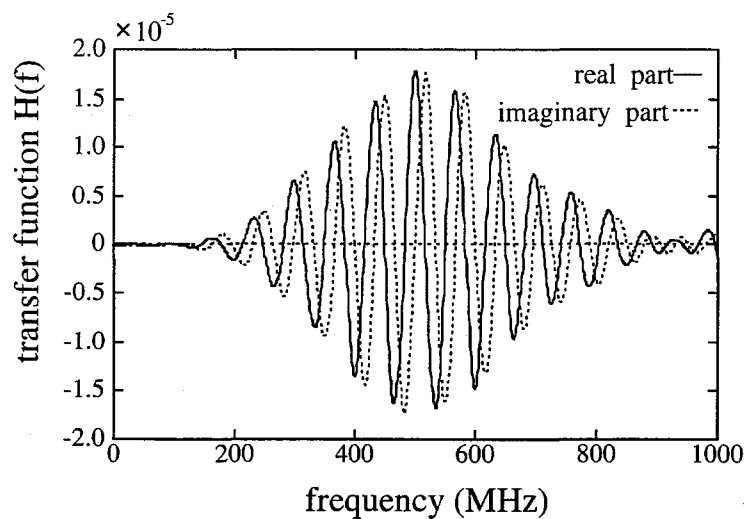


図 4.25: 伝達関数

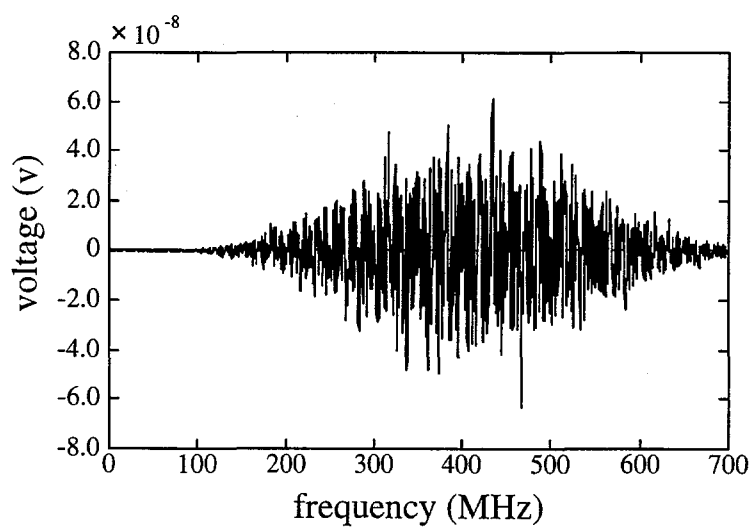


図 4.26: 受信信号波形

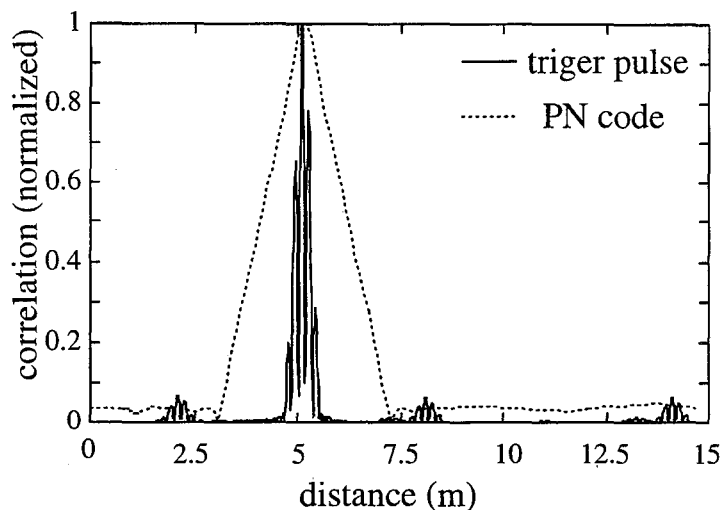


図 4.27: 相関関数の出力波形

## 4.5 結言

本章では、まず電波の空気中及び地中の伝搬の様子を調べるため、アンテナから放射される電磁波の散乱電磁界について、遠方界および近傍界での放射電界分布を解析検討した。さらに、測距システムにおけるアンテナ系の過渡特性を明らかにすることを目的として、空気中に置かれた抵抗装荷ダイポールアンテナを用いたモデルを設定し、その過渡特性について解析を行った。

次に、車両間での測距システムを実現するために、スペクトル拡散方式の中の直接拡散方式およびチャープ方式のパルス圧縮を用いた近距離レーダシステムの特性を統一的に解析する方法を示した。本手法はフーリエ変換を用いてシステム内各部の信号波形を数値計算によって求めるものである。また、システム外から飛来する雑音および内部素子から発生する雑音を加法的ガウス雑音として、その受信信号に与える影響を調べた。その結果、SN 比が 0dB 程度までは、実用上ほぼ問題なく相関関数のピーク点から測距が可能であることがわかった。さらに距離分解能を向上させるために正負 2 台のパルス発生器を PN (Pseudorandom Noise) 符号に同期して動作させる、PN 符号同期方式パルスレーダを提案し、距離分解能の大幅な向上が図れることを明らかにした。



## 第 5 章

# 非再生中継方式による車両間通信システム

### 5.1 緒言

車両間通信システムでは、通信を行う車両の移動に伴い時々刻々と変化する周辺環境や隣接車両に適応して信頼性の高い通信を確立する必要がある。ここで想定する協調走行や自動走行では、隣接する車両間の通信だけではなく、変化する隣接車両を通じて直接通信ができない離れた車両に情報を中継する機能が要求されている [58]-[60]。情報を複数の中継局を経由して中継するシステムとしては、マルチホップパケット通信ネットワークが古くから研究されている [61]。マルチホップパケット通信ネットワークにおける中継局では、送信局から送信された信号を受信して復号し、その信号の宛て先に応じてルーティング処理を行い再び変調して送信している。この場合、各中継局は周辺局の接続形態に対応したルーティングテーブルによりルーティングを行っており、周期的に放送型パケットを送信して接続形態の変化を調べてルーティングテーブルを更新することにより、周辺状況の変化に対応しているが、車両間通信における通信可能範囲にある隣接車両の変化は非常に高速であるため、放送型パケットを頻繁に送信しなければ、変化する状況に適応することはできない。しかし、このような頻繁な放送型パケットの送信は、周波数利用効率の低下と各車両におけるルーティング処理の増大を招くため、新たな中継技術の検討が不可欠である。

そこで、本章では車両の相対的な配置が刻々と変化する車両間通信システムにおいて効率的な伝送を可能にする、非再生中継型車両間通信システムを提案する。提案方式は、従来のマルチホップパケット通信ネットワークのように各車両において復号してルーティング後、変調して再送信を行うのではなく、各車両で受信した信号をそのままの形で再送信する非再生中継を行う。各車両は非再生中継を行うだけであり、ブロードキャストパケットの送信や複雑なルーティング処理を行うことなく複数の車両間でネットワークを構築することができる。

まず、非再生中継方式を用いた車両間通信システムの構成について示し、次に、各車両の多元接続方式 [16] として、TDMA (Time Division Multiple Access), pure-ALOHA, DS-CDMA

(Direct Sequence - Code Division Multiple Access) の3方式を仮定して、伝送特性の理論解析を行う。その結果、提案方式が車両間通信システムのネットワーク構成技術として有効であることを明らかにする。

## 5.2 非再生中継車両間通信システム

本章で検討する車両間通信モデルを図5.1に示す。各車両はそれぞれ高速に移動しており、車両の相対的位置は時々刻々と変化している。この変化に伴い、ネットワーク接続形態が変化している。特に、車両が車線変更すると、中継経路が変更されるため、接続形態が大きく変更される。

情報を複数の中継局を経由して中継するシステムとしては、マルチホップパケット通信ネットワークが研究されている [61] が、マルチホップパケット通信ネットワークにおける中継局では、送信局から送信された信号を受信して復調し、その信号の宛て先に応じてルーティング処理を行い再び変調して送信している。この方式では、各中継局は周辺局の接続形態に対応したルーティングテーブルによりルーティングを行っており、周期的に放送型パケットを送信して接続形態の変化を調べてルーティングテーブルを更新することにより、周辺状況の変化に対応しているが、車両間通信における通信可能範囲にある隣接車両の変化は非常に高速であるため、放送型パケットを頻繁に送信しなければ、変化する状況に適応することはできない。しかし、このような頻繁な放送型パケットの送信は、周波数利用効率の低下と各車両におけるルーティング処理の増大を招く。

この問題を解決するため、本章では非再生中継方式による車両間通信システムの提案を行う。図5.2に提案システムを示す。提案方式では、各車両の受信機で受信した信号を復号することなくそのままの形で再送信する非再生中継を行う。各車両が非再生中継機能を有することにより、ネットワーク形態の大きな変化に対して頻繁な放送型パケットの送信や複雑なルーティング更新処理を行うことなく複数の車両間でネットワークの構築が可能となる。

また、この方式を用いた車両間通信システムで路車間通信での信号を同時に中継することにより、周辺車両によるシャドウイングの影響を小さくすることができる。図5.3は路車間-車両間融合通信システムの例を示している。(a)のような配置では、大きい車両によりシャドウイングが生じるが、(b)に示すように車両に中継機能を搭載することにより、シャドウイングの影響を取り除くことが可能となる。

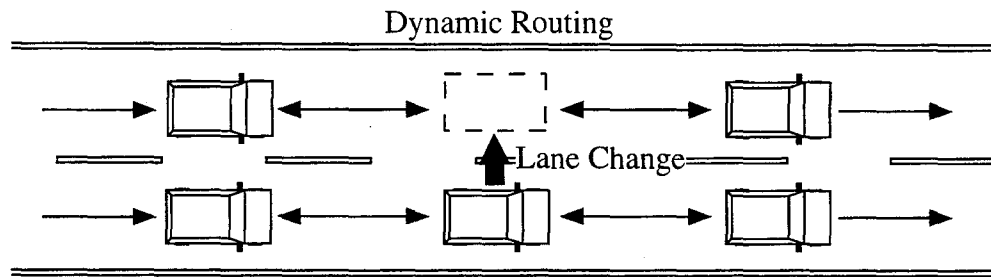


図 5.1: 車両間通信モデル

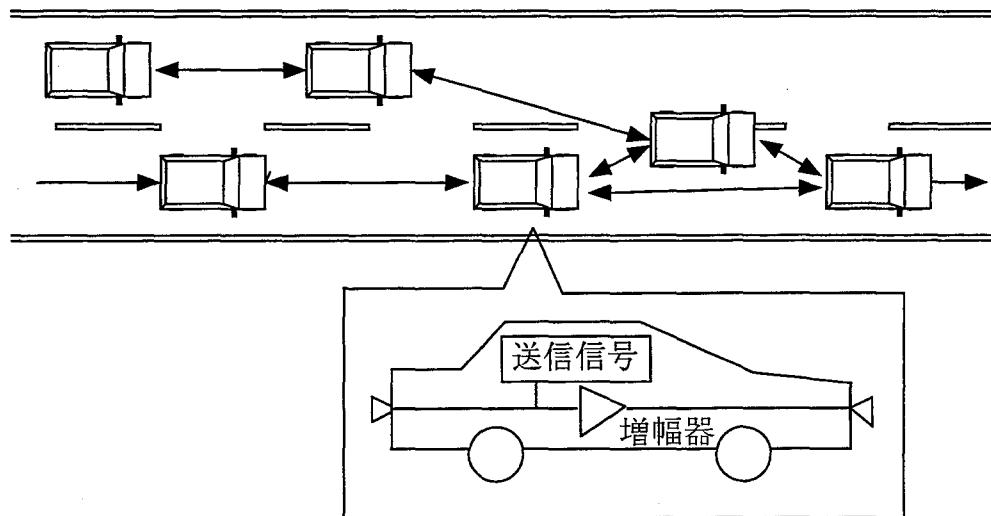


図 5.2: 非再生中継車両間通信システム



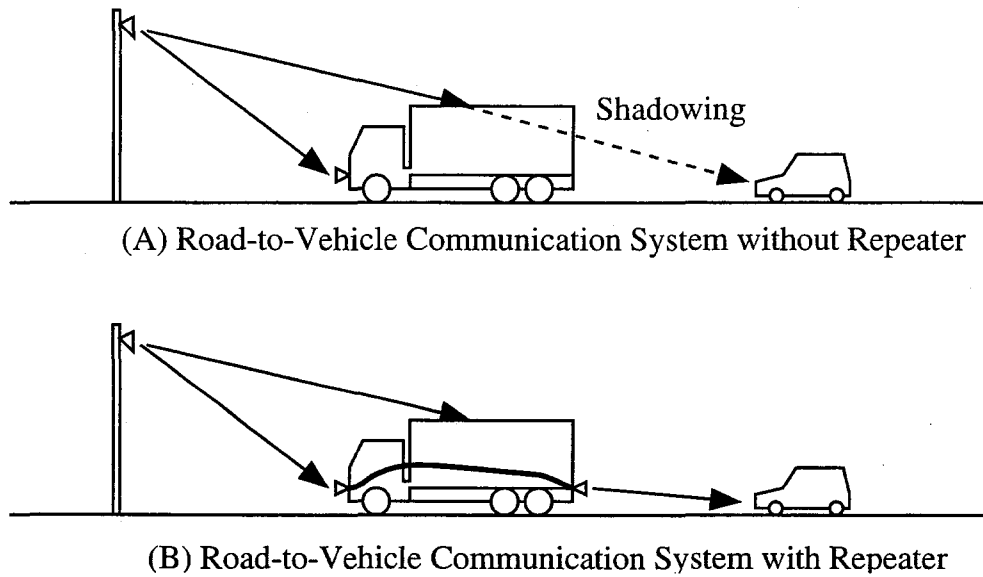


図 5.3: 路車間-車両間融合通信システム

## 5.3 非再生中継システムの伝送特性

### 5.3.1 解析システムモデル

本節では、前節で提案した非再生中継車両間通信システムの基本特性を解析するためのシステム構成を示す。

図 5.4 に本報告で提案する非再生中継を用いる車両間通信システムのシステム構成を示す。実際の車両間通信システムでは、隣接車線からの影響を考慮する必要があるが、ここでは、解析を簡単にするため、ネットワークを構成する車両は 1 車線上に置かれていると仮定する。

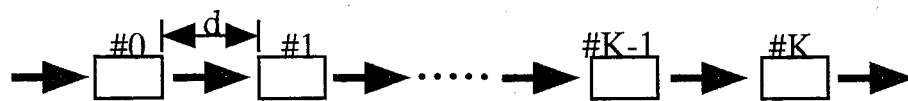
図 (a) は、車両 0 から送信された信号が  $K-1$  個の車両  $1, 2, \dots, (K-1)$  を経由して車両  $K$  へ伝送されることを示す。各車両では、受信信号を再生することなくそのまま再送信を行う。

各車両の多元接続方式として、TDMA, pure-ALOHA<sup>1</sup>, ならびに DS-CDMA<sup>2</sup> の 3 方式を仮定する。

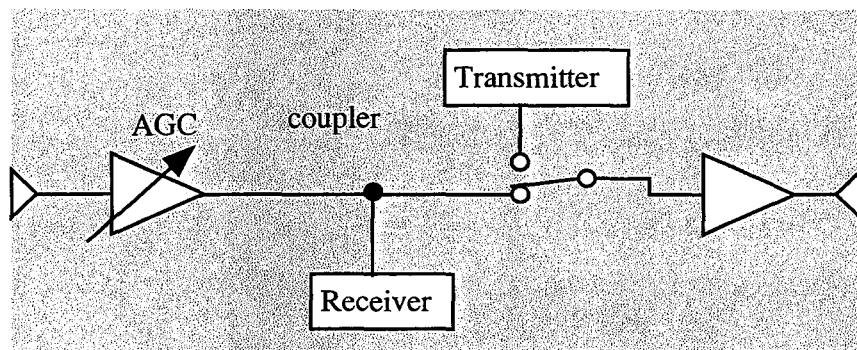
TDMA 及び ALOHA を用いる場合の各車両の送受信機構成を図 (b) に示す。 $k$  番目の車両の受信機で受信された  $k-1$  番目の車両からの信号は、復調することなくそのまま  $k+1$  番目の車両へ再送信する。 $k$  番目の車両において送信信号を送る必要が生じた場合には、非

<sup>1</sup>以下 ALOHA と表記

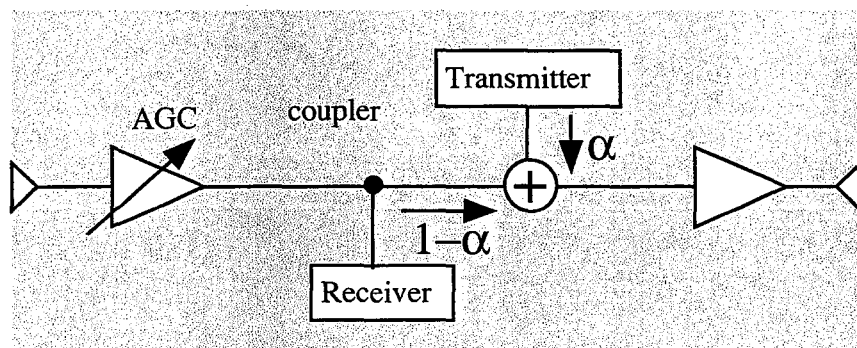
<sup>2</sup>以下 CDMA と表記



(a) System Model



(b) ALOHA (TDMA)



(c) CDMA

図 5.4: 非再生中継を用いた車両間通信システムの構成

再生中継を一時中止して、 $k$  番目の車両自体の送信信号を送信する。

一方、CDMA を用いる場合には、TDMA や ALOHA の場合とは構成が異なる。図 (c) に CDMA の場合の送受信機構成を示す。この場合、この車両での受信信号に送信信号が加えられて再送信される。このとき、再送信電力に対するこの車両の送信信号電力比  $\alpha$  を電力結合比 (Power Coupling Ratio) と定義する。

### 5.3.2 信号対雑音電力比 (CNR) 特性

まず、TDMA 及び ALOHA の場合の CNR (Carrier to Noise Power Ratio) 特性について解析する。車両 0 から送信された信号が車両 1 で受信される場合の CNR は次式で与えられる。

$$\gamma_1 = \frac{P_T}{kT_0BFL} \quad (5.1)$$

ここで、 $P_T$  は送信電力、 $k$  はボルツマン定数、 $T_0$  は受信機雑音温度、 $B$  は受信機の帯域幅、 $F$  は雑音指数、 $L$  は次式で表される伝搬損失である。

$$L = \frac{L_s}{G_T G_R} \quad (5.2)$$

ただし、

$$L_s = \left( \frac{4\pi d}{\lambda} \right)^2 \quad (5.3)$$

は自由空間伝搬損失、 $\lambda$  は搬送波の波長、 $d$  は車両間距離、 $G_T$  および  $G_R$  はそれぞれ送信アンテナおよび受信アンテナのアンテナ利得である。

次に  $i$  番目の車両の送信機から送信される信号の信号対雑音電力比 (CNR: Carrier-to-Noise Power Ratio) を  $\gamma_i$  とすると、 $(i+1)$  番目の車両の受信機で受信される信号の CNR は次式で求められる。

$$\gamma_{i+1} = \frac{\gamma_i P_T}{P_T + kT_0BFL(1 + \gamma_i)} \quad (5.4)$$

したがって、この漸化式を解くことにより  $i$  番目の車両における受信信号の CNR を求めることができる。

次に、CDMA の場合、車両 0 から送信された信号が車両 1 で受信される場合の信号対雑音および干渉電力比 (CNIR: Carrier to Noise plus Interference Power Ratio) は次式で与えられる。

$$\gamma_1 = \frac{\alpha P_T}{(1 - \alpha)P_T + kT_0BFL} \quad (5.5)$$

次に、 $i$  番目の車両から送信される信号の CNIR が  $\gamma_i$  であるとき  $(i+1)$  番目の車両での受信信号の CNIR は次式で求められる。

$$\gamma_{i+1} = \frac{(1-\alpha)\gamma_i P_T}{(1+\alpha\gamma_i)P_T + kT_0 BFL(1+\gamma_i)} \quad (5.6)$$

したがって、TDMA および ALOHA の場合と同様にしてこの漸化式を解くことにより、 $i$  番目の車両の受信機における CNIR を求めることができる。

### 5.3.3 ブロック誤り率

前節の結果をもとに、提案方式のブロック誤り率の解析を行う。以下では解析を簡単にするためデジタル変調方式として BPSK(Binary Phase Shift Keying), 絶対位相同期検波を仮定する。 $i$  番目の車両の受信機における CNR が  $\gamma_i$  のとき, AWGN(Additive White Gaussian Noise) 通信路における BPSK 同期検波時のビット誤り率は次式で表すことができる。

$$P_b = \frac{1}{2} \text{erfc} \sqrt{\gamma_i} \quad (5.7)$$

ここで、 $\text{erfc}x$  は誤差補関数である。

ブロックサイズを  $L$  ビット, 各ブロックで  $M$  ビット誤り訂正を行うと仮定する。このとき雑音によるブロック誤り率は次式で求められる。

$$P_B = 1 - \sum_{m=0}^M \binom{L}{m} (1-P_b)^{L-m} P_b^m \quad (5.8)$$

**TDMA** TDMA スロット数を  $N$  と仮定すると, 0 番の車両から送信された信号は  $N$  番目の車両まではスロットを割り当てることができるが,  $N+1$  番目の車両に送信するときには廃棄される。したがって, 送信信号が廃棄される確率は次式で表される。

$$P_{\text{loss}} = \begin{cases} 0; & (i \leq N) \\ 1; & (i > N) \end{cases} \quad (5.9)$$

スロット割り当てによるブロック廃棄と, 雑音によるブロック誤りとは互いに独立な事象である。したがって, 総合ブロック誤り率は次式で表すことができる。

$$\begin{aligned} P_e &= 1 - (1 - P_B)(1 - P_{\text{loss}}) \\ &= \begin{cases} P_B; & (i \leq N) \\ 1; & (i > N) \end{cases} \end{aligned} \quad (5.10)$$

**ALOHA** ALOHA 方式では、複数の車両が同時に送信したとき、すなわち、衝突が生じたときパケットが失われる。0 番目の車両において送信されたブロックが  $K$  番目の車両で受信されるまでに衝突により失われる確率は、1 番目から  $(K-1)$  番目までのいずれかの車両でブロックが送信される確率と同じであり、次式で表すことができる。

$$P_{\text{collision}} = 1 - \exp(-2(K-1)\lambda_P) \quad (5.11)$$

ここで、 $\lambda_P$  は 1 ブロック時間内に 1 台の車両が送信する平均ブロック数である。

TDMA と同様に衝突によるブロック誤りと雑音によるブロック誤りは統計的に独立な事象であるので、総合ブロック誤り率は次式で表すことができる。

$$\begin{aligned} P_e &= 1 - (1 - P_B)(1 - P_{\text{collision}}) \\ &= 1 - \exp\{-2(K-1)\lambda_P\} \cdot \sum_{m=0}^M \binom{L}{m} (1 - P_b)^{L-m} P_b^m \end{aligned} \quad (5.12)$$

**CDMA** CDMA の場合、ビット誤り率は次式で書き直される。

$$P_{Cb} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{G_P \gamma_i} \quad (5.13)$$

ここで、 $\gamma_i$  は CNIR,

$$G_P = \frac{B}{R} \quad (5.14)$$

は処理利得、 $R$  は各車両の情報ビット速度である。CDMA では、ブロック誤りは雑音および干渉によるビット誤りにより生じるので、式 (5.8) に式 (5.13) を代入することによりブロック誤り率は

$$P_e = 1 - \sum_{m=0}^M \binom{L}{m} (1 - P_{Cb})^{L-m} P_{Cb}^m \quad (5.15)$$

と表される。

## 5.4 数値計算結果

前節で導出したブロック誤り率の理論式を用いて各アクセス方式の特性を求め、比較を行う。表 5.1 に数値計算を行うためのシステム諸元を示す。

表 5.1: 数値計算で用いるシステム諸元

搬送波周波数 $f$	60 GHz
波長 $\lambda$	5.0 mm
帯域幅 $B$	150 MHz
送信電力 $P_T$	10 dBm
アンテナ利得 $G_T, G_R$	7 dBi
ブロックサイズ $L$	76 bits
誤り訂正能力 $M$	1 bit
車両間距離 $d$	10 m
受信機雑音温度 $T_0$	290 K
受信機回路の雑音指数 $F$	10 dB

#### 5.4.1 ブロック誤り率特性 (TDMA, ALOHA)

図 5.5 に TDMA の場合の車両当たりの伝送速度に対するブロック誤り率特性を示す。  $K = 5$  とすると、ユーザ当たりの正規化伝送速度は  $1/5 = 0.2$  となっている。 150MHz の伝送帯域では、1 車両当たり 30Mbit/s の伝送速度に相当する。

次に、図 5.6 に ALOHA の場合のユーザ当たりの伝送速度に対するブロック誤り率特性を示す。この場合、  $K = 5$  でブロック誤り率  $10^{-2}$  を満足するユーザ当たりの正規化伝送速度は  $10^{-3}$  である。これは、伝送速度 150kbit/s に相当する。これは、ブロックの衝突により頻繁にブロック誤りが生じるためである。

#### 5.4.2 CNIR とブロック誤り率特性 (CDMA)

CDMA では、電力注入比  $\alpha$  が伝送特性に大きく影響する。そこで、まず、  $\alpha$  に対する CNIR 特性を解析する。図 5.7 に  $\alpha$  に対する CNIR 特性を示す。これより、  $K = 5$  で CNIR を最大にする  $\alpha$  は約 0.25 である。

次に  $\alpha = 0.25$  を仮定して、CDMA のブロック誤り率特性を解析する。図 5.8 は処理利得に対するブロック誤り率特性を示す。CDMA の場合、ユーザ当たりの正規化伝送速度は、処理利得の逆数に相当している。  $K = 5$  のとき、  $10^{-2}$  のブロック誤り率を満足する正規化伝送速度は  $10^{-2}$  である。これは、伝送速度 1.5Mbit/s に相当する。

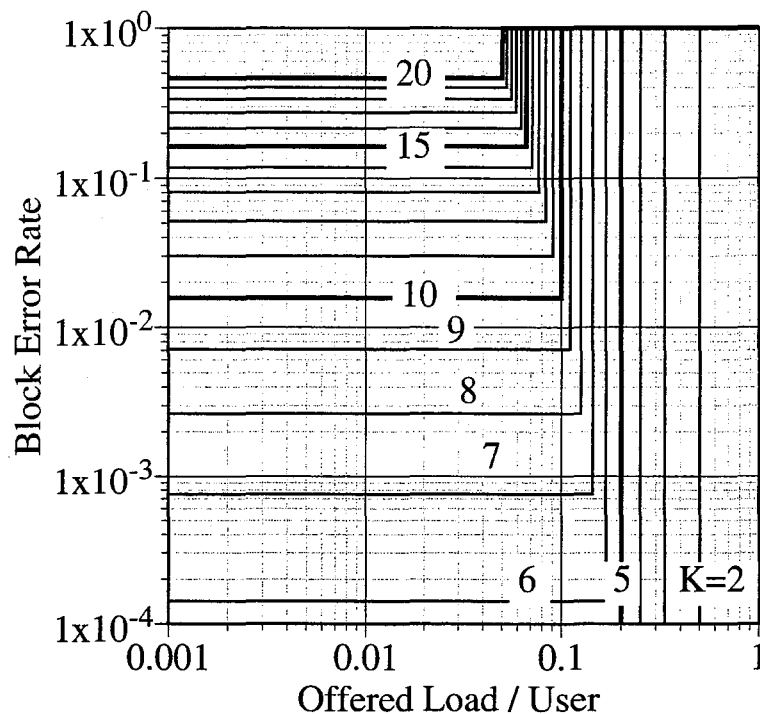


図 5.5: TDMA におけるブロック誤り率特性

図 5.9に、中継数  $K$  に対するユーザ当たりの最大伝送可能速度特性を示す。縦軸は、各アクセス方式について、ブロック誤り率  $P_e = 10^{-2}$  を満たすユーザ当たりの最大伝送可能速度を表している。図より、 $K = 2, \dots, 8$  の範囲では、CDMA 方式は ALOHA 方式に比べて約 10 倍、TDMA 方式はさらにその約 10 倍の伝送速度が実現できることがわかる。しかし、中継数  $K > 9$  となると TDMA では、CN 比の低下によりブロック誤り率  $P_e = 10^{-2}$  を満たすことができなくなるため、CDMA 方式が有利となる。

次に提案方式のスループット特性を評価する。図 5.10, 5.11, 5.12 はそれぞれ、TDMA, ALOHA, CDMA を適用した場合の 1 車両当たりのスループット特性を示す。TDMA では、 $K = 5$  のときの 1 車両当たりの最大スループットは約 0.2、ALOHA, CDMA での最大スループットはそれぞれ 0.046, 0.017 である。ブロック誤り率  $10^{-2}$  を満たす最大伝送可能速度の評価基準では、ALOHA よりも CDMA の方が優れた特性であったが、最大スループットの評価基準では、CDMA よりも ALOHA の方が優れた特性となる。これは、1 車両当たりの情報伝送速度が大きいときにおいても ALOHA ではある程度のブロックは正しく伝送されるのに対して、CDMA で処理利得を小さくして 1 車両当たりの情報伝送速度を大きくすると、急激に誤り率が劣化してほとんどのブロックが伝送できない状態になるためである。

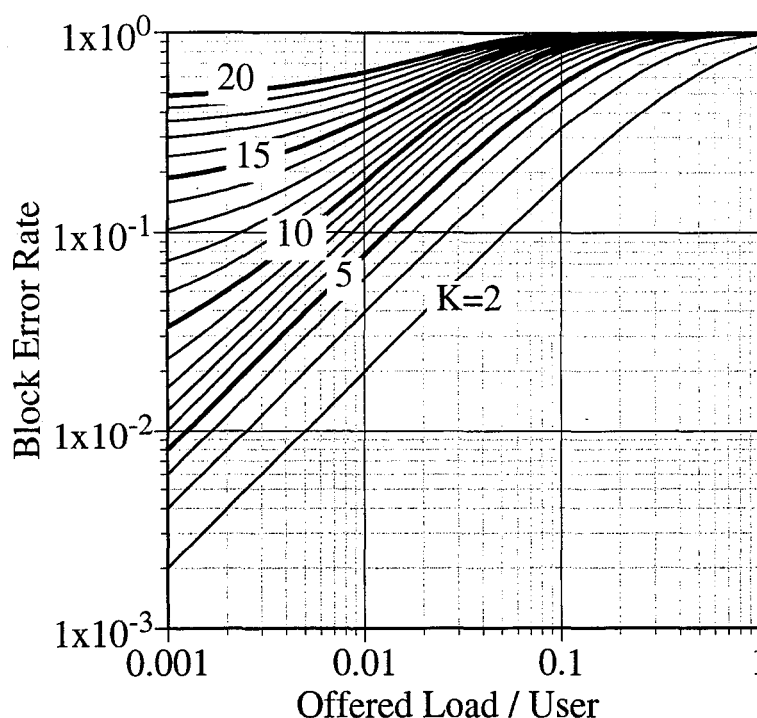
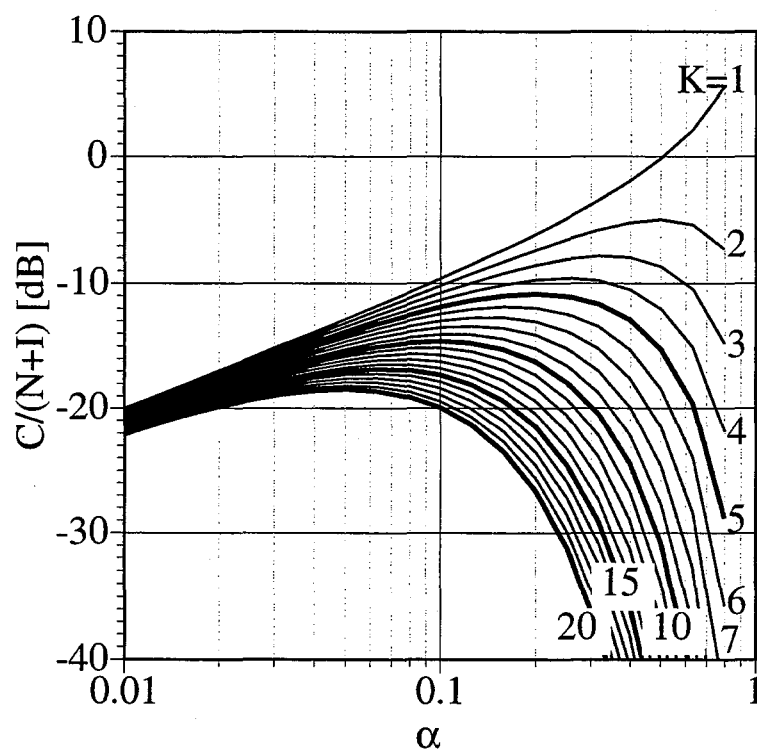


図 5.6: ALOHA におけるブロック誤り率特性

以上の結果から、CDMA を適用することにより所要誤り率が規定されている場合には、ALOHA よりも高い伝送効率を得られる。一方、ALOHA は ARQ (Automatic Repeat Request) により誤り制御を行うことが可能な場合には、CDMA よりも高い伝送効率を得られる。つまり、音声や動画像といった誤り制御による伝送遅延が許容されない情報および放送型の情報の伝送には CDMA が向いており、伝送遅延が許容される付加的な情報の伝送には ALOHA が適している。

多元接続方式の比較検討を行う場合、ユーザ当たりの最大伝送可能速度を評価基準とするだけでは不十分であり、ハードウェア規模やシステム構築の容易さについて検討を加える必要がある。TDMA ではいずれの評価基準においても他の 2 方式よりも優れた特性を示しているが、TDMA システムの構築には各移動体間で高精度のフレーム同期が必要となるため、同期のための信号を別途伝送する必要がある、システム構築上問題となる。一方、CDMA では、各移動体間のフレーム同期は不要であるが、受信側で符号同期を行う必要がある、実現のためには符号同期のための技術が必要となる。ALOHA 型システムでは、フレーム同期、符号同期ともに不要であり、各ユーザ当たりの伝送速度が他の方式に比べて著しく小さくなっているが、システム構築は容易であると考えられる。さらに、Slotted ALOHA 方式



図 5.7: 電力結合比  $\alpha$  に対する CNIR 特性

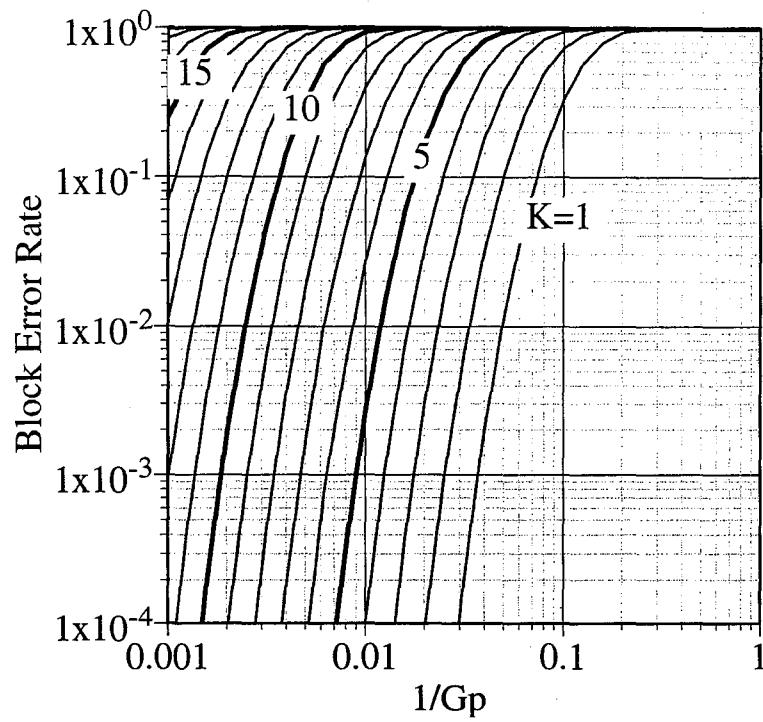


図 5.8: CDMA におけるブロック誤り率特性

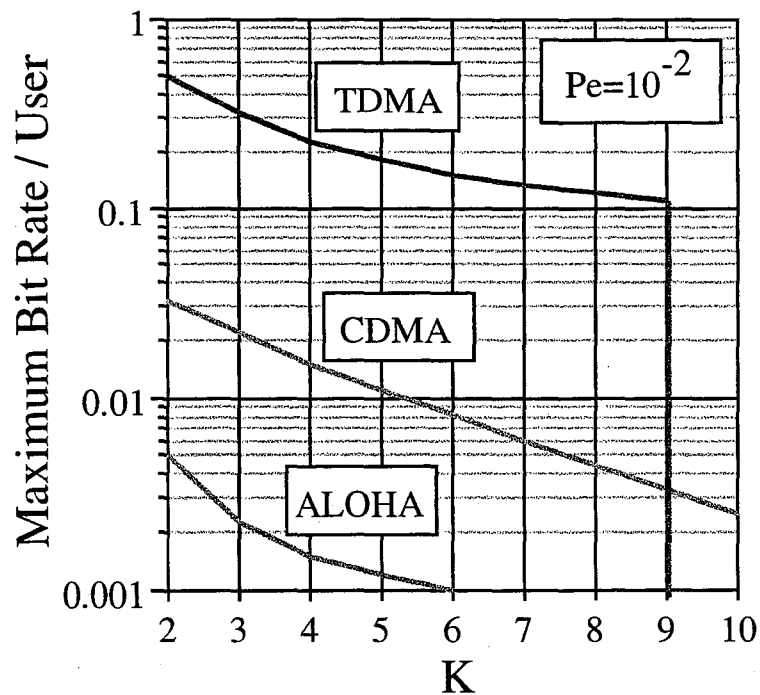


図 5.9: 中継数に対するユーザ当たりの最大伝送可能速度特性

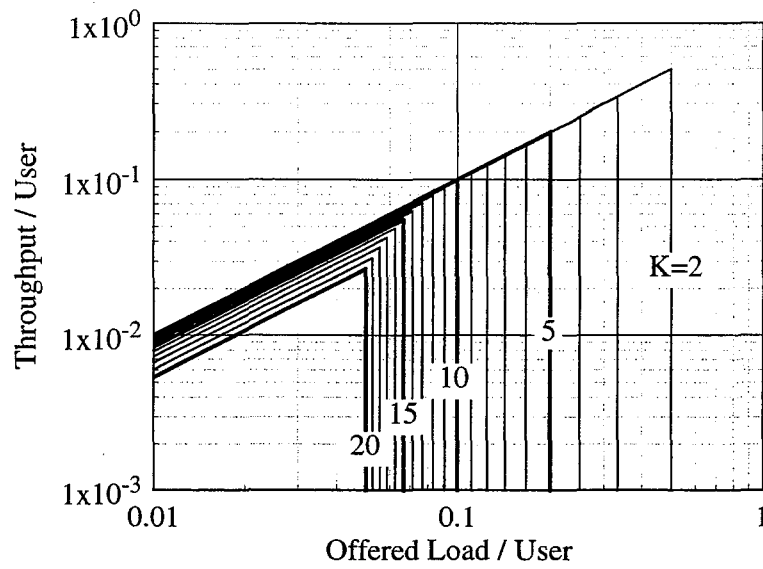


図 5.10: TDMA におけるスループット特性

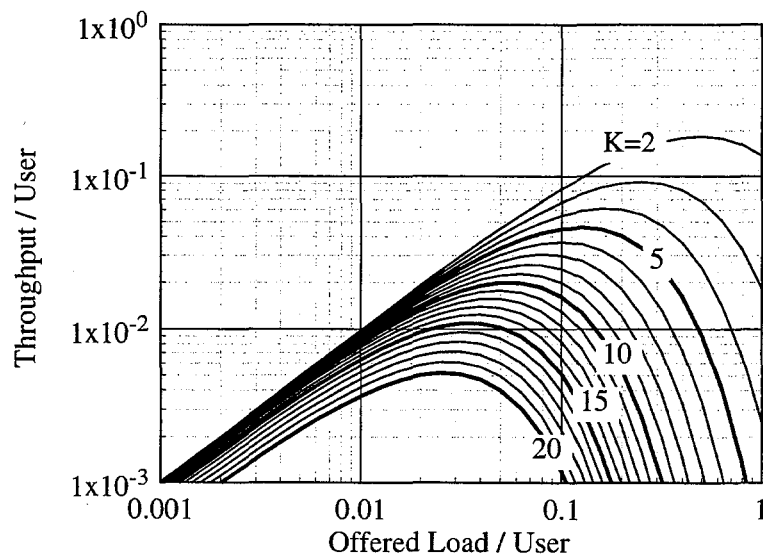


図 5.11: ALOHA におけるスループット特性

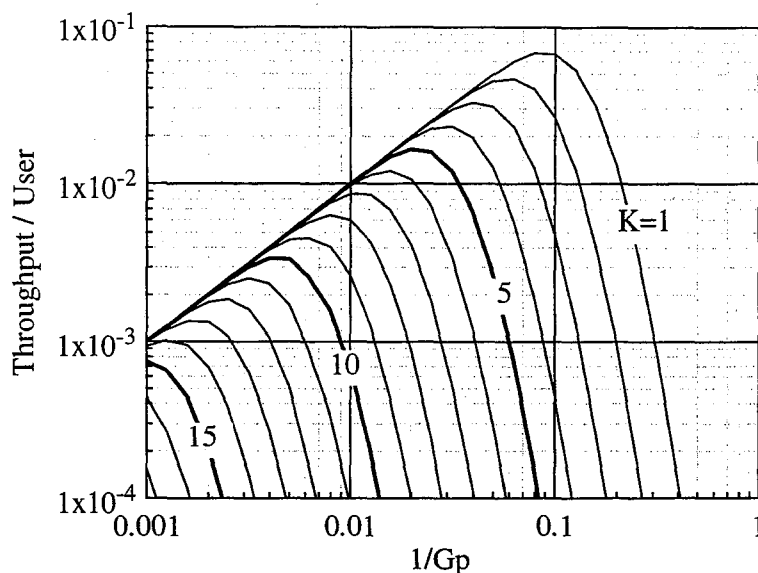


図 5.12: CDMA におけるスループット特性

や CSMA(Carrier Sense Multiple Access) 方式といったスループット特性を向上させる技術があり, これらの技術と組み合わせることにより特性改善が可能である。

## 5.5 結言

本章では時々刻々と変動する車両の相対的な位置に対応してネットワークを構成することが可能となる, 非再生中継機能を有する車両間通信システムの提案を行った。提案方式は, 従来のマルチホップパケット通信ネットワークのように各車両において復号してルーティング後, 変調して再送信を行うのではなく, 各車両で受信した信号をそのままの形で再送信する非再生中継を行うものである。各車両は非再生中継を行うだけであり, ブロードキャストパケットの送信や複雑なルーティング処理を行うことなく複数の車両間でネットワークを構築することができることを示した。ここでは, TDMA, ALOHA 及び CDMA の3つの多元接続方式を非再生中継車両間通信システムに適用した場合の信号伝送特性について理論解析を行った。その結果, TDMA を適用した提案方式が最も優れた特性を示し, スループット特性では ALOHA が, ブロック誤り率特性では CDMA が TDMA に次いで良好な特性を示すことを明らかにした。



## 第 6 章

### 結論

本論文は、高度道路交通システムにおける車両間通信および測距方式に関して、以下の点を目的として筆者が行った研究成果をまとめたものである。

- 高速道路を協調走行する車両の交通量を考慮したミリ波車両間マルチパス伝搬路モデルの提案および伝送特性の評価
- 車両測距システムにおけるアンテナ系の過渡特性および距離分解能を向上させるための近距離測距システムの提案
- 時々刻々と変動する車両の相対的な位置に対応して容易にネットワークを構成できる非再生中継方式による車両間通信システムの提案

以下、これらについての研究で得られた結果を総括して述べる。

- ミリ波車両間通信システムにおける車両間伝搬路について交通量を考慮してモデル化を行った。道路の曲率やアンテナの指向性による影響を調べるために、遅延プロファイルを定義し、それから平均 R/D 比とその交通量との関係を明らかにした。その結果、交通量が大きくなるとアンテナの指向性により反射波電力が抑えられ、平均 R/D 比は大幅に減少することが分かった。さらに、受信波統計モデルとしてライスモデルを導入して、受信波の包絡線の確率密度関数を導出し、平均ビット誤り率について解析を行った。また、平均ビット誤り率、送信電力および伝送速度の関係について検討を行った。その結果、交通量が大きくなると直接波の送信電力に対する相対受信電力が大きくなり平均 CN 比が大きくなるので所要送信電力は減少し、最大伝送可能速度は増大することを明らかにした。
- ミリ波車両間通信システムにおいて、アンテナを大きくして指向性を鋭くすればするほど最大伝送可能速度が大きくなるわけではなく、逆に伝送速度が大きく劣化する現

象が起こる。この影響を回避するためには、アンテナのサイズを適切に選ぶ必要があり、その値は交通量に依存することが明らかとなった。さらに、ダイバーシチ受信を行うことにより、信号伝搬特性の改善が図れることを示した。

- 電波の空気中及び地中の伝搬の様子を調べるため、アンテナから放射される電磁波の散乱電磁界について、遠方界および近傍界での放射電界分布を解析検討した。さらに、測距システムにおけるアンテナ系の過渡特性を明らかにすることを目的として、空气中に置かれた抵抗装荷ダイポールアンテナを用いたモデルを設定し、その過渡特性について解析できることを示した。
- 車両間での測距システムを実現するために、スペクトル拡散方式の中の直接拡散方式およびチャープ方式のパルス圧縮を用いた近距離レーダシステムの特性を統一的に解析する方法を示した。本手法はフーリエ変換を用いてシステム内各部の信号波形を数値計算によって求めるものである。また、システム外から飛来する雑音および内部素子から発生する雑音を加法的ガウス雑音として、その受信信号に与える影響を検討した。その結果、SN 比が 0dB 程度までは、実用上ほぼ問題なく相関関数のピーク点から測距が可能であることがわかった。さらに距離分解能を向上させるために正負 2 台のパルス発生器を PN (Pseudorandom Noise) 符号に同期して動作させる、PN 符号同期方式パルスレーダを提案し、距離分解能の大幅な向上が図れることを明らかにした。
- 時々刻々と変動する車両の相対的な位置に対応してネットワークを構成することが可能となる、非再生中継機能を有する車両間通信システムの提案を行った。ここでは、TDMA, ALOHA 及び CDMA の 3 つの多元接続方式を非再生中継車両間通信システムに適用した場合の信号伝送特性について理論解析を行った。その結果、TDMA を適用した提案方式が最も優れた特性を示し、スループット特性では ALOHA が、ブロック誤り率特性では CDMA が TDMA に次いで良好な特性を示すことを明らかにした。今回の解析はマルチパス伝搬や隣接車線や反対車線からの同一周波数干渉の影響については考慮していないため、これらの検討を行う必要がある。また、コンテンション型については CSMA(Carrier Sense Multiple Access) 等のより効率的な伝送方式について検討を行う必要がある。

以上、本論文の研究成果が今後の通信工学の発展に貢献できることを願って、本論文の結びとする。

## 参考文献

- [1] 交通工学会: “ITS-インテリジェント交通システム-”, 丸善 (1997).
- [2] (財) 道路交通情報通信システムセンター: “VICS の挑戦”, VICS センター (1996).
- [3] 綿谷晴司, 大石将之: “道路交通システムの現状と ITS への取組”, 三菱電機技報, vol.70, No.12, pp.1152-1159 (Dec. 1996).
- [4] 若生茂雄: “AHS 研究組合の研究開発活動”, ITS 基盤技術セミナー資料, pp.48-69 (Oct. 1996).
- [5] T. Tank, N Yee and J. P. Linnartz: “Vehicle-to-vehicle communication for AVCS platooning,” IEEE Veh. Technol. Conf. VTC'94, pp. 448-451 (Jun. 1994).
- [6] R. Verdone: “Time and frequency selectivity effects in vehicle-to-vehicle communications at 60GHz,” IEEE Veh. Technol. Conf. VTC'94, pp. 1780-1784 (Jun. 1994).
- [7] O. Andrisano, D. Dardari and R. Verdone: “Code division and time division multiple access networks for vehicle-to-vehicle communications at 60GHz,” IEEE Veh. Technol. Conf. VTC'94, pp. 1859-1863 (Jun. 1994).
- [8] 奥村善久, 進士昌明: “移動通信の基礎”, 電子情報通信学会 (1986).
- [9] 斉藤洋一: “デジタル無線通信の変復調”, 電子情報通信学会 (1996).
- [10] S. Stein and J. J. Jones: “現代の通信回線理論”, 森北出版 (1991).
- [11] Herbert Taub and Donald L. Schilling: “PRINCIPLES OF COMMUNICATION SYSTEMS”, McGraw-Hill (1986).
- [12] John G. Proakis: “DIGITAL COMMUNICATIONS”, McGraw-Hill (1995).
- [13] R. Verdone: “Performance evaluation of R-ALOHA for inter-vehicle communications at millimeter waves,” IEEE Proc. PIMRC'96, vol. 1, pp. 658-662 (Oct. 1996).



- [14] T. Tank and J. P. Linnartz: "Vehicle-to-vehicle communications for AVCS platooning," IEEE Trans. Veh. Technol., vol. 46, no. 2, pp. 528-536 (May 1997).
- [15] T. Imai and T. Fujii: "Indoor micro cell area prediction system using raytracing for mobile communication systems," IEEE Proc. PIMRC'96, Vol. 1, pp. 24-28 (Oct. 1996).
- [16] T. Manabe: "Fundamentals of millimeter-wave propagation," MWE'96 Microwave Workshop Digest, pp. 501-510 (Dec. 1996).
- [17] 内藤喜之: "マイクロ波・ミリ波工学", コロナ社 (1986).
- [18] M. Schwartz, W.R. Bennett, and S. Stein: "Communication systems and techniques," pp. 343-415, McGraw-Hill, Inc. (1966).
- [19] Abdulkader S. Akki: "Statistical properties of mobile-to-mobile land communication channels," IEEE Trans. Veh. Technol., vol. 43, no. 4, pp. 826-831 (Nov. 1994).
- [20] 後藤尚久: "図説・アンテナ", 電子情報通信学会 (1995).
- [21] 山本克則, 堀越清規, 丸山則義, 佐藤勝善, 真鍋武嗣, 井原俊夫: "60GHz 帯ミリ波無線 LAN システムの研究," 電気学会計測研究会資料, Vol.IM-95, No. 41, pp.73-82 (1995).
- [22] 水井潔, 内田雅敏, 中川正雄: "スペクトル拡散方式を用いた車両間双方向通信・測距統合システム —ダブルブーメラン方式の提案—", H6 通信学会春期大会, SA-4-1 (1994).
- [23] 吉田孝: "レーダ技術", 電子情報通信学会 (1985).
- [24] 関根松夫: "レーダ信号処理技術", 電子情報通信学会, 第9章 (1991).
- [25] D.R.Wehner: "High-Resolution Radar", Artech House (1995).
- [26] 荒井邦男, 鈴木務: "地中レーダシステム", 信学論 B, J66-B, 6, pp.713-720 (1983).
- [27] 長棟章生, 手塚浩一: "M系列信号パルス圧縮方式地中探査レーダ", 計測制御学会論文集, 30, 10, pp.1151-1157 (1994).
- [28] 荒井郁男, 富沢良行, 鈴木務: "遅延相関を用いたパルス圧縮地中レーダ (その2)", 地下電磁計測ワークショップ論文集 (1992).

- [29] 手塚浩一, 長棟章生: “M 系列信号処理を利用した高感度クロスボアホールレーダの開発”, 地下電磁計測ワークショップ論文集 (1992).
- [30] 小南昌信, 和田友孝, 高正信生, 日下浩次, 網崎勝: “PN 符号方式およびチャープ方式を用いた近距離測距システム”, 電学論 C, Vol.115-C, No.11, (Nov. 1995).
- [31] 和田友孝, 小南昌信, 日下浩次, 網崎勝: “PN 符号同期方式パルスレーダ”, 平 6 電気関係学会関西支部連体, G2-8 (1994).
- [32] 丸山昌彦, 何一偉, 宇野亨, 安達三郎, 益子拓徳: “地表近傍と地中に置かれたダイポールアンテナの過渡応答”, 信学技報, AP90-11 (1990).
- [33] 小南昌信, 高木徹, 沢新之輔, 菊田隆: “パルスレーダ用抵抗装荷ダイポールアンテナの過渡特性”, 信学論, J75-B, 5, pp.293-299 (1992).
- [34] 中川正雄: “スペクトラム拡散通信方式応用技術 (第 3 章第 1 節)”, トリケップス, pp.133-155 (1993).
- [35] 山内雪路: “スペクトラム拡散通信”, 東京電機大学出版局 (1994).
- [36] 横山光雄: “スペクトル拡散通信システム”, 科学技術出版社 (1988).
- [37] H.Kusaka and F.Nishida: “A spectral analysis of M-ary direct sequence spread spectrum multiple access communication systems”, IEEE Trans. commun., vol.COM-31, No.4, pp.541-546 (1983).
- [38] 山内雪路: “デジタル移動通信方式”, 東京電機大学出版局 (1993).
- [39] A.D.Olver, L.G.Cuthbert: “FMCW Radar for hidden object detection”, IEE Proc.135, Pt.4, pp.354-361, (Aug. 1988).
- [40] 高正信生, 小南正信, 日下浩次: “FMCW による測距システム”, 平 6 電気関係学会関西支部連体, G2-6 (1994).
- [41] Ronold W. P.King et al.: “Lateral Electromagnetic Waves”, Springer-Verlag Inc (1992).
- [42] Glenn S. Smith: “Directive Properties of Antennas for Transmission into a Material Half-Space”, IEEE Trans. Antennas Propag., AP-32, 3, pp.232-246 (March 1984).

- [43] K.A.Michalski, C.E.Smith, C.M.Butler: "Analysis of a Horizontal Two-element Antenna Array Above a Dielectric halfspace", IEE Proc. H, Microwaves, Opt. Antennas., 132, pp.335-338 (Aug. 1985).
- [44] 鈴木利則, 宇野亨, 安達三郎, 益子拓徳: "無限長円柱導体近傍に置かれたダイポールアンテナによる過渡電磁界", 信学論 (CI), J72-C-I, 11, pp.761-767 (1989).
- [45] 和田友孝, 横江勝利, 小南昌信, 日下浩次: "地中探査レーダの過渡応答の検討", 平 7 電気関係学会関西支部連体, G2-37 (1995).
- [46] 和田友孝, 小南昌信, 日下浩次: "誘電体境界面に置かれたダイポールの放射電界分布", 1996 信学会総合大会, B-81 (1996).
- [47] T.Wada, M.Kominami, H.Kusaka: "Radiation Fields of a Printed-Dipole on a Semi-Infinite Substrate", IEICE Trans. Fundamentals., Vol.E79-A, No.11 (Nov. 1996).
- [48] 山下栄吉: "電磁波問題解析の実際", 電子情報通信学会, 第 3 章 (1993).
- [49] 滑川敏彦, 奥井重彦: "通信方式", 森北出版 (1990).
- [50] 近藤倫正, 大橋由昌, 実森彰郎: "計測・センサにおけるデジタル信号処理", 昭晃堂, 第 6 章 (1993).
- [51] 許光秀, 川中彰: "地中探査レーダにおける伝搬速度の深度方向への変化を考慮したマイグレーション法", 信学論 Vol.J78-B-II, No.10, pp.638-645 (Oct. 1995).
- [52] D.J.Daniels, D.J.Gunton, H.F.Scott: "Introduction to Subsurface Radar", IEE Proc.F, Commun., Radar Signal Process., 135, pp.278-320 (Aug. 1988).
- [53] I.Sugimoto, T.Kikuta and M.Kominami: "Radar System of Underground Objects", Proc.ISAP, 2, pp.473-476 (1989).
- [54] M.Kominami, K.Rokushima: "Input Impedance and Radiation Fields of a Print-Dipole on a Semi-infinite Substrate", Bulletin of University of Osaka Prefecture, A, 33, 2 (1984).
- [55] M.Kominami, D.M.Pozar, D.H.Schaubert: "Dipole and Slot Elements and Arrays on Semi-Infinite Substrates", IEEE Trans. Antennas Propag., AP-33, 6, pp.600-607 (June 1985).

- [56] M.C.Dobson and F.T.Ulaby: "Active microwave soil moisture research", IEEE Trans. Geosci. Remote Sensing, vol.GE-24, no.1, pp.23-36 (1986).
- [57] K.G.Kostov and T.J.Jackson: "Estimating profile soil moisture from surface layer measurements-A review", Proc.SPIE, vol.1941, pp.125-136 (1993).
- [58] 井上, 中川: "スペクトル拡散通信による車両間通信ネットワークのための MAC プロトコル", 信学論 (B-II), Vol. J77-B-II, No.11, pp.718-725 (Nov. 1994).
- [59] M. Maeda and M. Nakagawa: "Adaptive Channel Access Protocol for Asynchronous Inter-Vehicle Communication Network using Spread Spectrum," IEEE Proc. PIMRC'97, Vol. 3, pp.928-932 (Sep. 1997).
- [60] 屋代, 松下: "動的に PN 符号を割り当てる車両間通信プロトコル:DPA", 信学論 (A), Vol. J81-A, No.4, pp.496-504 (Apr. 1998).
- [61] John Jubin and Janet D. Tornow: "The DARPA Packet Radio Network Protocols," Proc. of IEEE, Vol.75, No.1, pp.21-32 (Jan. 1987).



# 本論文に関する原著論文

## 学会論文

1. 小南昌信, 和田友孝, 高正信生, 日下浩次, 網崎勝: “PN 符号方式およびチャープ方式を用いた近距離測距システム”, 電気学会論文誌 C, Vol.115-C, No.11, pp.1349-1354 (Nov. 1995).
2. 和田友孝, 前田慎, 岡田実, 塚本勝俊, 小牧省三: “ミリ波車車間通信における信号伝搬特性”, 電子情報通信学会論文誌 B-II, Vol.J81-B-II, No.12, pp.1116-1125 (Dec. 1998).
3. 和田友孝, 前田慎, 岡田実, 塚本勝俊, 小牧省三: “非再生中継を用いた車両間通信システムの提案, 映像情報メディア学会誌 (a contribution to be published in May 1999).

## 学会レター

1. T. Wada, M. Kominami, and H. Kusaka: “Radiation Fields of a Printed-Dipole on a Semi-Infinite Substrate”, IEICE Trans. Fundamentals, Vol.E79-A, No.11, pp.1860-1861 (Nov. 1996).

## 国際会議

1. T. Wada, M. Maeda, M. Okada, K. Tsukamoto and S. Komaki: “Theoretical Analysis of Propagation Characteristics in Millimeter Waves Inter-Vehicle Communication System”, in Proceedings of The Ninth IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC'98), pp.869-873 (Sep. 1998).
2. T. Wada, M. Maeda, M. Okada, K. Tsukamoto and S. Komaki: “New Inter-Vehicle Communication System Based on Through Repeater”, in Proceedings of The First International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications (WPMC'98), pp.132-137 (Nov. 1998).

3. T. Wada, M. Maeda, M. Okada, K. Tsukamoto and S. Komaki: "Theoretical Analysis of Propagation and Network Characteristics in Millimeter Waves Inter-Vehicle Communication System", in Proceedings of IEEE Global Telecommunications Conference (GLOBECOM98), pp.910-915 (Nov. 1998).

## 研究会発表

1. 和田友孝, 前田慎, 岡田実, 塚本勝俊, 小牧省三: "ミリ波車々間通信システムにおける信号伝送特性の一検討", 電子情報通信学会技術研究報告(無線通信システム), RCS97-155, pp.51-57 (Nov. 1997).
2. 前田慎, 和田友孝, 岡田実, 塚本勝俊, 小牧省三: "ミリ波車々間通信におけるマルチパス伝搬特性の一検討", 電子情報通信学会技術研究報告(アンテナ・伝搬), AP97-161, pp.21-28 (Jan. 1998).
3. 和田友孝, 前田慎, 岡田実, 塚本勝俊, 小牧省三: "非再生中継を用いた車車間通信システムの提案", 電子情報通信学会技術研究報告(無線通信システム), RCS98-62, pp.31-36 (July 1998).

## 全国大会発表

1. 和田友孝, 小南昌信, 日下浩次, 網崎勝: "PN 符号同期方式パルスレーダ", 平成 6 年電気関係学会関西支部連合大会, G2-8 (Nov. 1994).
2. 和田友孝, 横江勝利, 小南昌信, 日下浩次: "地中探査レーダの過渡応答の検討", 平成 7 年電気関係学会関西支部連合大会, G2-37 (Nov. 1995).
3. 和田友孝, 小南昌信, 日下浩次: "誘電体境界面に置かれたダイポールの放射電界分布", 1996 年電子情報通信学会総合大会, B-81 (March 1996).
4. 和田友孝, 前田慎, 岡田実, 塚本勝俊, 小牧省三: "非再生中継車車間通信システムの伝送特性", 1998 年電子情報通信学会ソサイエティ大会, SAD-2-15 (Sep. 1998).