

Title	移動通信環境における電波伝搬モデルとフェージング対策技術( Dissertation_全文 )
Author(s)	岩井, 誠人
Citation	Kyoto University (京都大学)
Issue Date	2001-05-23
URL	<a href="http://dx.doi.org/10.14989/doctor.r10723">http://dx.doi.org/10.14989/doctor.r10723</a>
Right	
Type	Thesis or Dissertation
Textversion	author

# 移動通信環境における電波伝搬モデルと フェージング対策技術

岩井 誠人

## 概要

移動通信システムの伝搬路では、直接波以外にも建物や大地からの反射波が存在する環境が一般的であり、受信点においてこれら複数の到来波が干渉しあうことによりマルチパスフェージングが発生する。マルチパスフェージングは、受信信号強度の空間的な変動、伝搬経路の遅延時間差に起因するデジタル信号波形の歪み、等が発生させ、その結果として通信品質が劣化する。本論文は、マルチパスフェージングをモデル化するための伝搬モデルと、マルチパスフェージングが発生する環境においてもより安定した通信を提供するためのフェージング対策技術を主たる研究テーマとしている。

伝搬モデルについては、マルチパスの遅延時間差に関する二つの伝搬モデルを提案している。まず最初に、送信点と受信点が見通しとなる環境である仲上ライスフェージングを対象とした遅延時間差に対する伝搬モデルを提案している。送受信点間が見通し外となるレイリーフェージング環境に対しては、マルチパスによるデジタル信号伝送特性に対する影響およびその影響をモデル化する伝搬モデルについて、本研究以前に既に明らかにされていた。それに対して本論文では、仲上ライスフェージング環境におけるマルチパスの遅延時間差の影響を理論的に明らかにし、それを簡易にモデル化する方法を新たに提示した。次に、遅延時間差に関するより現実に近い伝搬モデルとして広帯域伝搬モデルを提案した。本モデルは、近年開発が進められているCDMA移動通信システムへの適用を目指したものである。従来方式に比べて広い帯域を用いて伝送するCDMAのような方式では、マルチパスの遅延時間差に対する識別能力が高く、その結果として遅延時間差についてより現実に即した伝搬モデルが必要となる。本論文ではこれに適用可能なモデルを提案している。提案伝搬モデルの理論的根拠を示すとともに、CDMA移動通信システムにおけるシステムシミュレーションへの適用方法を明らかにした。また、屋外フィールド実験結果と、シミュレーションによる評価結果の比較を行い、本提案モデルの妥当性を確認した。

マルチパスフェージングの対策技術については、CDMA方式を対象とした二方式および海事衛星通信を対象とした一方式を提案した。それぞれの提案方式の原理について理論的考察を行うとともに、その性能に関する定量的評価を行った。二つのCDMA移動通信システムを対象とした方式は、両者ともスペースダイバーシチ受信とCDMA方式が本来有しているRAKE受信技術を組み合わせたものである。この両方式の原理を述べ、広帯域伝搬モデルを用いたシミュレーションを行うことによって性能を明らかにした。海事衛星通信システムを対象としたフェージング対策方式は、移動局側でのスペースダイバーシチ構成と開ループのアンテナ制御を組み合わせたものであり、対象とするシステム内の誤り訂正符号の効果を促進させることによってマルチパスフェージングの影響を低減するものである。この方式の性能を計算機シミュレーションにより定量的に評価した。

## 目次

[省略表記リスト]

[変数リスト]

	ページ
1. 序論	1
1.1 研究の背景	1
1.2 移動通信システムの概要	2
1.3 移動通信システムにおけるマルチパスフェージング	5
1.3.1 広帯域伝送システム用マルチパスフェージングモデル	7
1.3.2 マルチパスフェージング抑圧のための対策技術	9
1.4 本論文の構成と概要	10
2. 仲上-ライスフェージング環境の等価伝送路モデル	13
2.1 移動通信環境における電波伝搬の基礎理論	13
2.1.1 移動通信環境における電波伝搬	13
2.1.2 狭帯域信号に対するマルチパスフェージングの理論モデル - レイリーフェージングモデルと仲上-ライスフェージングモデル	15
2.1.3 遅延時間差による伝搬路の表現 - インパルス応答、遅延プロファイル、遅延スペクトル	18
2.1.4 周波数領域での表現 - 周波数伝達関数、周波数相関特性、相関帯域幅	20
2.1.5 伝搬路の遅延時間差に関する従来の伝搬モデル	21
2.2 等価伝送路モデル [I] —統計的表現—	22
2.2.1 仲上-ライスフェージング環境のキーパラメータ	23
2.2.2 シミュレーションによるキーパラメータの検証	24
2.2.3 キーパラメータを用いた遅延プロファイルの変換	27
2.2.4 BER特性推定法	28
2.2.5 BERマップ	31
2.2.6 提案モデルの評価	33

2.2.7 仲上-ライスフェージング環境における伝送特性推定への適用	36
2.3 等価伝送路モデル[II] —瞬時表現—	38
2.3.1 伝送路のインパルス応答(瞬時プロファイル)	38
2.3.2 瞬時プロファイルの等価変換	39
2.3.3 計算機シミュレーションによるモデルの検証	44
2.4 2章のまとめ	48
3. 広帯域伝搬モデルとC/I評価への適用方法	49
3.1 広帯域伝送を対象とした伝搬モデルの必要性	49
3.2 従来の広帯域伝搬モデル	50
3.3 CDMA方式用伝搬モデルとして考慮すべき点	51
3.4 広帯域伝搬モデル	54
3.4.1 基本式	54
3.4.2 散乱波の発生および消滅	55
3.4.3 遅延プロファイル $P(\tau)$	56
3.4.4 遅延時間分布 $p_d(\tau)$ およびパス $i$ の電力 $P_i(\tau)$	56
3.4.5 パス $i$ のインパルス応答 $h_i(\tau, x)$	57
3.4.6 周波数伝達関数 $T(f, x)$ の時系列生成	58
3.4.7 提案された伝搬モデルによる結果の例	59
3.5 CDMA方式におけるC/I変動特性評価への適用	60
3.5.1 C/Iの推定法	60
3.5.2 パスダイバーシチ	62
3.6 シミュレーション結果の例	62
3.6.1 従来モデルとの整合性	63
3.6.2 広帯域所望信号の信号強度変動	64
3.6.3 干渉信号の信号強度変動	66
3.7 実験データとの比較	67
3.7.1 シミュレーションおよび実験における解析手法	67
3.7.2 解析結果	69
3.8 3章のまとめ	72

4. スペースダイバーシチと遅延回路を組み合わせたCDMA移動通信用フェージング対策技術	73
4.1 提案システムの原理	73
4.2 システムの構成	75
4.2.1 アンテナ間隔と空間相関特性	76
4.2.2 システムの構成	77
4.3 フェージング軽減効果の定量的評価	77
4.3.1 シミュレーションモデル	78
4.3.2 シミュレーション結果	79
4.4 システム実現方法に関する検討	81
4.5 4章のまとめ	82
5. スペース/パス・ハイブリッドダイバーシチを用いたCDMA移動通信システム用フェージング対策技術	83
5.1 提案方式の原理	83
5.1.1 提案方式の構成	83
5.1.2 理論解析	85
5.2 パスダイバーシチとスペースダイバーシチ	87
5.2.1 パスダイバーシチとスペースダイバーシチのフェージング抑圧効果	88
5.2.2 パスダイバーシチの実効枝数	89
5.3 提案方式のフェージング軽減効果	90
5.4 ハイブリッドダイバーシチに関する考察	91
5.4.1 ハイブリッドダイバーシチの最適領域	91
5.4.2 現実的な構成と信号処理の簡易化	92
5.4.3 スペースダイバーシチによる高容量化	93
5.5 実験データを用いたハイブリッドダイバーシチの性能	94
5.5.1 実効枝数	94
5.5.2 スペースダイバーシチと組み合わせた場合の強度変動特性	95
5.6 5章のまとめ	97

6. 開ループ制御スペースダイバーシチを用いた海事衛星通信システム 用フェージング対策技術	99
6.1 対象とする海事衛星通信システムとフェージング対策技術	99
6.2. INMARSAT-Cシステムと提案方式	99
6.2.1 INMARSAT-Cシステム	100
6.2.2 オープンループ制御ダイバーシチ技術の基本原則	101
6.3 フェージング抑圧評価手法	106
6.4 提案方式の性能についての定量的評価	109
6.4.1 フェージング軽減効果	109
6.4.2 インターリーブ長短縮効果	114
6.5 6章のまとめ	115
7. 結論	116

[参考文献]

[自著論文リスト]

[省略表記リスト]

BPSK	Binary Phase Shift Keying
CBPSK	Coherent-detection Binary Phase Shift Keying
CDMA	Code Division Multiple Access
CQPSK	Coherent-detection Quadrature Phase Shift Keying
C/I	Carrier to Interference power ratio
DQPSK	Differential-detection Quadrature Phase Shift Keying
ETP	Equivalent Transmission Path
FDD	Frequency Division Duplex
FDMA	Frequency Division Multiple Access
IMT-2000	International Mobile Telecommunications - 2000
INMARSAT	International Maritime Satellite Organization
ISDN	Integrated Services Digital Network
MCA	Multi Channel Access
NCC	New Common Carrier
PDC	Personal Digital Cellular
PHS	Personal Handy-phone System
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
S/N	Signal to Noise power ratio
TACS	Total Access Communication System
TDL	Tapped Delay Line
TDMA	Time Division Multiple Access
$\pi/4$ -DQPSK	$\pi/4$ -shift Differential-detection Quadrature Phase Shift Keying

[変数リスト]

$a$	ETPモデルの統計的表現における定常波の振幅
$\dot{a}_0$	伝送路のインパルス応答の定常波成分の複素振幅
$\dot{a}_{eN,n}$	ETPモデルの時間表現における $n$ 番目の素波の複素振幅
$a_i$	$i$ 番目の到来波の振幅
$\dot{a}_i$	伝送路のインパルス応答の $i$ 番目の素波の複素振幅
$A_p$	船舶のピッチング角度
$A_r$	船舶のローリング角度
$B_c$	CDMA方式における拡散帯域幅
$BER$	ビット誤り率
$B_s$	CDMA方式における信号帯域幅
$c$	$\rho_c$ を計算するための変数、ほぼ $BER$ の対数值
$c_0$	光速
$C/I$	所望信号電力対干渉信号電力比
$C/I_M$	搬送波電力対海面反射波電力比
$C/N$	信号電力対雑音電力比
$d$	基地局/移動局間距離
$d_0$	受信位置距離またはアンテナ間隔
$e$	自然対数の底
$E_b/N_0$	受信信号のビットあたり電力対雑音密度比
$E^D$	ハイブリッドダイバーシチの合成後所望信号
$E^I$	ハイブリッドダイバーシチの合成後干渉信号
$E_{n_e k}^D$	ハイブリッドダイバーシチの $n_e$ 番目のアンテナからの信号のうちTDLの $k$ 番目のタップにおける所望波信号
$E_{n_e k}^I$	ハイブリッドダイバーシチの $n_e$ 番目のアンテナからの信号のうちTDLの $k$ 番目のタップにおける干渉波信号成分
$Error$	ETPモデルの統計的表現における符号間干渉に起因するビット誤り率特性
$E_{sd}/N_0$	フェージングの無い場合にアンテナ1基で直接波のみ受信した場合の1シンボルあたりの信号電力対雑音電力密度比
$F$	合流型超幾何関数
$f_1$	ETPモデルの統計的表現における先行波の振幅の確率密度分布
$f_2$	ETPモデルの統計的表現における遅延波の振幅の確率密度分布
$f_c$	搬送波周波数
$f_{PD}$	パスダイバーシチ受信の $C/I$ の確率密度関数
$f_{PN}$	拡散信号のクロック周波数( $=1/T_c$ )
$f_r$	$r$ と $\phi$ に対する結合発生確率密度関数
$F_r$	拡散信号に対する受信フィルタの周波数特性
$f_{SD}$	スペースダイバーシチ受信の $C/I$ の確率密度関数
$F_t$	拡散信号に対する送信フィルタの周波数特性
$G_p$	CDMA方式における処理利得
$h$	伝搬路のインパルス応答

$h_{e,N}$	ETPモデルの時間表現における近似インパルス応答
$h_i$	パス <i>i</i> のインパルス応答
$h_m$	基地局と移動局 <i>m</i> の間の伝搬路のインパルス応答
$I_0$	第1種0次の変形ベッセル関数
$l_g$	パスの生起間隔
$l_l$	パスの生存区間
$J_0$	第1種0次のベッセル関数
$K$	ハイブリッドダイバーシチのTDLのタップ数、またはそれを適当な数に制限したRAKE合成のフィンガ数
$L_a$	海面反射フェージング軽減方式における2つのアンテナの鉛直方向の距離
$M$	移動局数
$M_{\max}$	ハイブリッドダイバーシチを用いた場合のフェージング環境下での最大通信容量
$M_0$	単一アンテナシステムにおいて送信電力制御が理想的に行われている状態での通信容量
$N$	到来波の数
$N_e$	ハイブリッドダイバーシチのアンテナエレメント数
$N_0B_c$	システム雑音
$N_{PD}$	パスダイバーシチの実効枝数
$P$	遅延プロファイル
$P_C$	所望局の信号電力
$P_{Ck}$	遅延時間 $\tau_k$ のチップにおける所望信号受信電力
$P_D$	仲上ライスフェージング環境の直接波の受信電力
$p_d$	パスの遅延時間の発生確率分布
$P_{e2,1}$	ETPモデルの2波時間表現における先行散乱波の平均電力
$P_{e2,2}$	ETPモデルの2波時間表現における遅延散乱波の平均電力
$P_f$	全体のチャネル容量を決定する劣化率
$P_g$	パスの生起間隔 $l_g$ の分布
$P_h$	海面反射による信号強度のハイトパターンのピッチ
$P_I$	総干渉信号電力
$P_i$	<i>i</i> 番目の散乱波の平均電力
$p_l$	パスの生存区間 $l_l$ の分布
$P_{Im}$	所望局以外の移動局からの干渉波電力
$P_{NR}$	仲上-ライス分布の確率密度関数
$P_R$	仲上ライスフェージング環境の散乱波成分の平均受信電力
$P_{R1}$	ETPモデルの統計的表現における先行散乱波の平均電力
$P_{R2}$	ETPモデルの統計的表現における遅延散乱波の平均電力
$P_{Rayleigh}$	レイリー分布の確率密度関数
$R$	仲上-ライス分布の定常波成分の振幅
$r$	ETPモデルの統計的表現における遅延波と先行波の瞬時振幅比
$r_1$	ETPモデルの統計的表現における先行波の瞬時振幅
$r_2$	ETPモデルの統計的表現における遅延波の瞬時振幅
$R_a$	拡散信号の自己相関特性

$r_i$	パス <i>i</i> の振幅
$s$	パスの到来方向を表す単位ベクトル
$s^2$	仲上ライスフェージング環境の散乱波成分の平均電力と直接波電力の比
$s_i$	パス <i>i</i> の到来方向を与える単位ベクトル
$S_m$	移動局 <i>m</i> の送信信号のスペクトル
$S_r$	受信信号のスペクトル
$t$	時間
$T$	伝搬路の周波数伝達関数
$T_{1,n_e}$	ハイブリッドダイバーシチの所望移動局アンテナと $n_e$ 番目の基地局アンテナとの間の伝送路の伝達関数
$T_c$	CDMA方式におけるチップ長(拡散符号のシンボル長)
$T_s$	伝送信号のシンボル長
$T_{e,N}$	ETPモデルの時間表現における近似周波数伝達関数
$T_m$	基地局と移動局 <i>m</i> の間の伝搬路の周波数伝達関数
$T_v$	海面反射フェージング軽減方式におけるアンテナ切り換え周期
$v$	移動局の速度
$V$	海面反射フェージング軽減方式における合成後の信号
$V_1$	海面反射フェージング軽減方式における#1アンテナの受信信号
$V_2'$	海面反射フェージング軽減方式における移相器1の出力信号
$w_{n_e,k}$	ハイブリッドダイバーシチの $n_e$ 番目のアンテナからの信号のうちTDLの $k$ 番目のタップ出力に対する重み付け
$x$	移動局の変位
$\mathbf{x}$	移動局の移動方向を示す単位ベクトル
$x_{i,\max}$	<i>i</i> 番目のパスの存在区間の終了位置
$x_{i,\min}$	<i>i</i> 番目のパスの存在区間の開始位置
$\Delta f$	周波数偏差
$\Delta f_c$	相関帯域幅
$\Delta L$	パスの持続距離
$\Delta t$	パスの持続時間
$\Delta x_i$	<i>i</i> 番目のパスが存在する区間長
$\Delta \phi$	BERマップデータにおける $\phi$ の刻み幅
$\Delta \tau$	遅延時間差間隔および遅延時間差の変化
$\Delta \omega$	BERマップデータにおける $\omega$ の刻み幅
$\alpha_p$	$P_i$ を定義するための定数
$\delta$	Kroneckerのデルタ関数
$\phi$	ETPモデルの統計的表現における遅延波と先行波の瞬時位相差
$\phi_1$	ETPモデルの統計的表現における先行波の瞬時位相
$\phi_2$	ETPモデルの統計的表現における遅延波の瞬時位相
$\phi_o$	基地局側での受信信号到来方向分布の平均値[アンテナ配置方向を基準]
$\phi_v$	海面反射フェージング軽減方式における移相器2の位相量
$\Gamma$	ハイブリッドダイバーシチにおける合成後C/I
$\Gamma_o$	単一アンテナ受信時の平均C/I
$\lambda$	波長

$\theta_i$	$i$ 番目の到来波の位相
$\theta_o$	衛星仰角
$\rho$	周波数相関特性
$\rho_a$	移動局の移動に対するフェージングの自己相関関数(空間相関係数)
$\rho_{a1a2}$	ETPモデルの2波時間表現における先行散乱波と遅延散乱波の相関
$\rho_c$	BERの対数値に対する相互相関
$\rho_s$	基地局側の受信位置の変化に対するフェージングの空間相関係数
$\rho_{\delta A2}$	受信電力値の周波数特性の相関
$\sigma_1^2$	ETPモデルの統計的表現における先行散乱波の平均電力の1/2
$\sigma_2^2$	ETPモデルの統計的表現における遅延散乱波の平均電力の1/2
$\sigma_r^2$	マルチパス波電力の1/2
$\sigma_\phi$	基地局側での受信信号到来方向分布の標準偏差
$\sigma_{\tau,R}$	仲上ライスフェージング環境の散乱波成分のみの遅延スプレッド
$\tau$	遅延時間差
$\tau_d$	各パスの遅延時間の発生確率分布の平均
$\tau_i$	定常波を基準とした $i$ 番目の素波の遅延時間
$\tau_{i,o}$	パス $i$ の遅延時間の初期値
$\tau_k$	拡散符号の $k$ 番目のチップに対応する遅延時間
$\tau_m$	仲上ライスフェージング環境の直接波を基準とした散乱波成分の平均遅延
$\tau_o$	遅延スプレッド
$\tau_p$	各パスの電力関数 $P_i(\tau)$ について電力が $1/e$ になる遅延時間
$\psi_i$	$i$ 番目の到来波の到来角度
$\omega$	振幅値のdB表現

# 1. 序論

## 1.1 研究の背景

近年、移動通信サービスは国内外を通して飛躍的に発展している。図1.1は代表的な移動通信サービスである携帯電話と自動車電話をあわせた移動電話<sup>注1</sup>サービス、およびPHSサービスについて、日本国内における過去10年間の加入者数の推移を示している[1]。同サービスの総加入者数は西暦1999年中に5000万人を突破し、今後その加入者数をさらに増加させるものと予想されている。

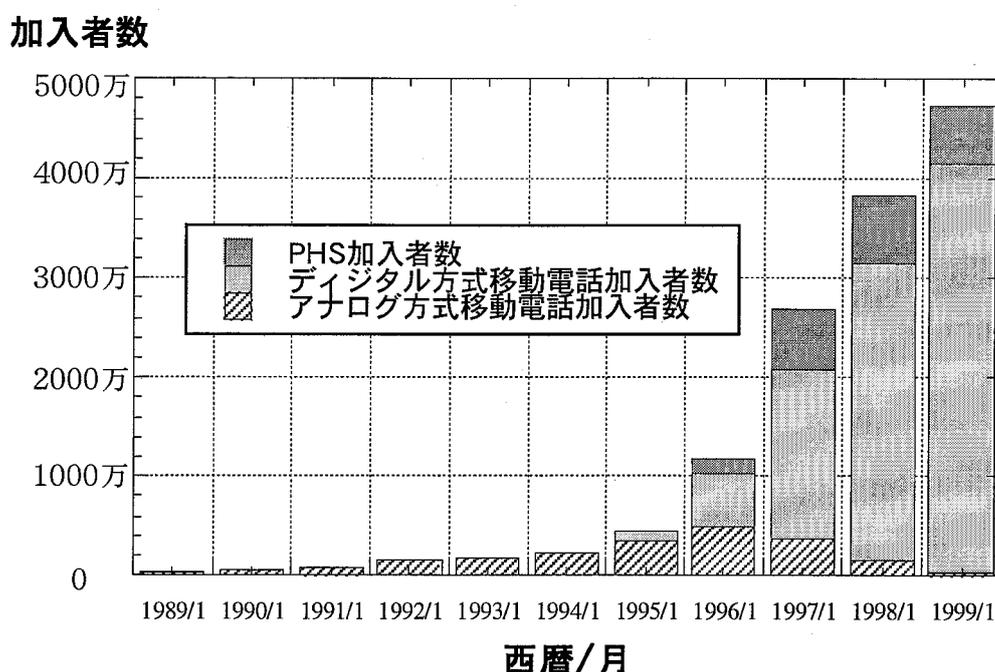


図1.1 日本国内における移動電話サービスとPHSサービスの加入者数の推移

図1.1において、1995年頃から加入者数が飛躍的に増加したことがわかる。これには、収容可能な加入者数を増加させる新しいシステムおよび技術の開発とともに、端末の売り切り制の導入および新規通信事業者(NCC)の市場参入によって通信料金が急激に低下したことなどが理由に挙げられる。また、大幅な加入者増は、主にデジタル方式の新規加入者獲得によって実現されていることがわかる。

移動通信は、無線伝送路を用いる通信である。その通信容量は使用可能な周波数帯域幅によって制限される。図1.1に示したような急激な加入者増に対応するため

<sup>注1</sup> 本論文では、携帯電話と自動車電話の総称として「移動電話」と呼ぶ。この言葉はたとえば文献[2]等において使用されている。

## 1. 序論

に、有限な周波数帯域を効率的に使用可能な新しい移動通信方式の研究開発が精力的に進められてきた。この研究開発には、端末側の技術から、基地局およびネットワークの技術、さらには効率的なアプリケーションの開発まで種々の要素が含まれる。

本研究が最終的に目標とするものも「有限な資源である周波数の有効的活用」である。本研究では、この目的を実現するために克服しなければならない種々の課題の中から、移動通信が用いる無線伝搬路部分に焦点をあてる。

なお、移動通信サービスには、移動電話サービスおよびPHSサービスの他、短メッセージを主目的とする無線呼び出しサービス(ポケベル)、業務用を主目的としたMCAサービス、衛星を用いた移動通信サービス(陸上移動、航空、海事)等も含まれる。本研究ではその中から、移動電話サービスやPHSサービス等を提供する地上系移動通信システムと、海事衛星通信システムを対象とする。

### 1.2 移動通信システムの概要

移動通信システムでは限られた周波数を用いて多くの加入者を効率的に収容するために種々の技術が用いられている。ここではそれら技術の中から本研究にとって関連の深い幾つかの技術の概要を説明する。

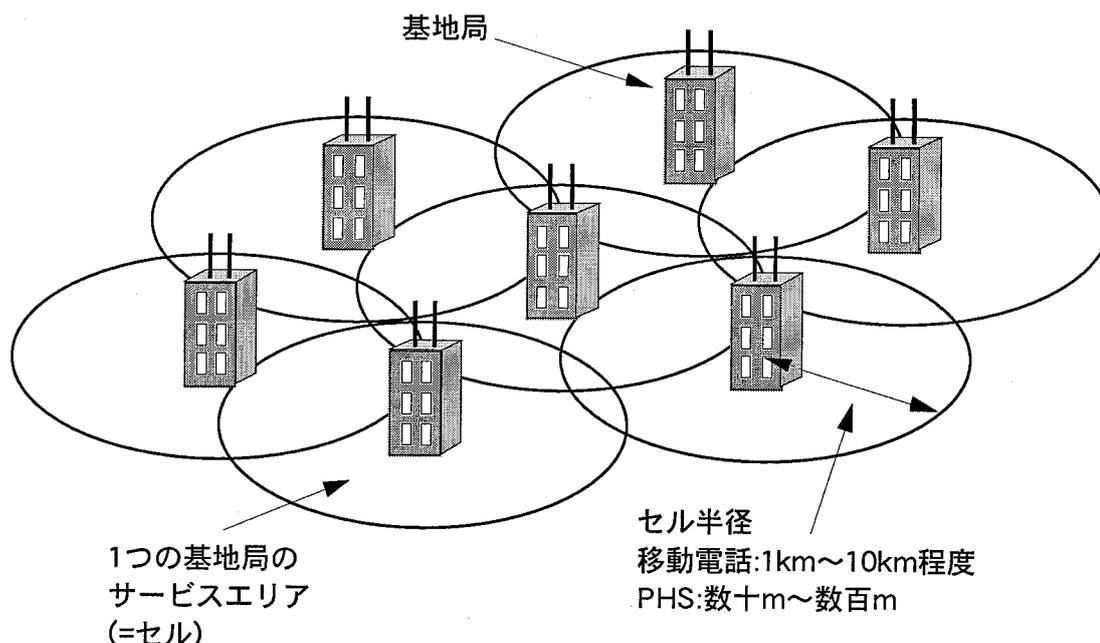


図1.2 セルラ型移動通信システムの概念図

移動電話システム、PHSシステム、MCA無線システム等の陸上移動通信システムでは、セルラ(Cellular)方式と呼ばれるシステム構成が用いられている。セルラ方式は、目標とする全体のエリアを、複数の基地局によるサービスエリアを用いてカバーする方式である。図1.2にセルラ方式の概念図を示す。全体のセル配置が動物の細胞の配置のように見えることから、一基地局のサービスエリアをセル、このようなセル配置方式自体をセルラ方式等と呼ぶ。米国等では、単に「セルラ」という言葉が、一般の日常会話において直接携帯電話を指す言葉として広く使われている。セルラ方式において、ある一つのセルにおいて使用した周波数は、干渉を生じない程度に十分離れた別のセルにおいて再使用することが可能である。これによって周波数利用効率(単位周波数帯域あたりに収容可能な加入者数)を高めることができる。セル半径は、移動電話システムで通常1kmから10km程度、PHSシステムでは数十mから数百m程度、MCA無線システムでは一般に移動電話システムよりもやや大きい。PHSシステムのようにセルを小さくすることによって、一つの周波数のくり返し使用頻度が向上し、システム全体として周波数利用効率を向上させることが可能である。このようなシステム設計法を「マイクロセル方式」と呼ぶ。最近ではさらに小規模なセルを用いる「ピコセル」の概念も提案されているが、小セル化は一定のエリア全体をカバーする基地局数を増加させるので、経済性の観点からはトレードオフとなる。マイクロセル方式に比べて比較的セル半径の大きい移動電話システムやMCA無線システムのセルは「マクロセル」と呼ばれることがある。

表1.1 各移動電話システムおよびPHSシステムの技術概要

システム	アナログ 自動車電話	TACS	PDC	PHS	cdmaOne
周波数	800MHz帯	800MHz帯	800MHz帯 1.5GHz帯	1.9GHz帯	800MHz帯
多重化方式	FDMA	FDMA	TDMA	TDMA	CDMA
変調方式	アナログ (FM)	アナログ (FM)	デジタル ( $\pi/4$ -QPSK)	デジタル ( $\pi/4$ -QPSK)	デジタル (QPSK/ オフセットQPSK)

## 1. 序論

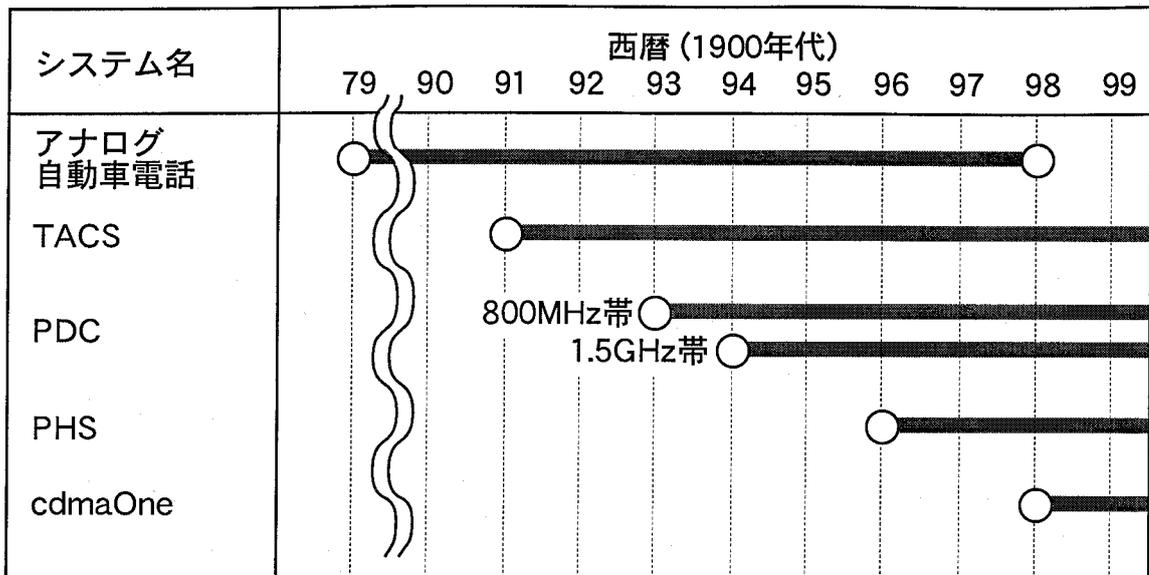


図1.3 各システムの時間的変遷

前節で述べたようにこれまで移動電話システムはアナログ方式からデジタル方式へと移行してきた。表1.1はこれまでに日本国内で使用されてきた移動電話システムおよびPHSシステムの技術概要を、図1.3はその時間的変遷を示している。

日本電信電話公社および民営化後のNTTにより独占的に移動電話サービスが提供されていた時代には、アナログ自動車電話方式[3]が使用された。次いで、NCCが非NTT方式でありヨーロッパ発祥のアナログ方式であるTACS方式[4]を採用した。これらのアナログ方式では各通信チャンネルは使用する無線周波数によって分別されており、この方式はFDMA方式と呼ばれている。

1995年以降の大きな加入者増をもたらしたのは1993年以降に導入されたデジタル方式である(図1.1参照)。国内では、主にNTT(その後NTT移動通信網株式会社)により開発されたデジタル移動通信方式PDC方式[5]が最初に用いられた。PDC方式は、当初それまでのアナログ方式に近い800MHz帯で使用されたが、その後NCCの参入に伴って1.5GHz帯も新たに開拓された。PDC方式は、デジタル技術によって実現が容易となったTDMA技術や音声符号化技術の採用により、アナログ方式よりも高い周波数利用効率を実現した。PDC方式の周波数利用効率は、後述のIMT-2000システムの性能評価基準としても使用される程の高水準なものであった。

その後、簡易型携帯電話と捉えられるPHS[6]が実用化された。PHSもPDC方式同様TDMA方式によるデジタル移動通信システムであり、最高32kbpsの高速デ

ィジタル伝送を実現した。基地局設備の小型化/低廉化および固定ISDNを活用した簡易なネットワーク設計方式を採用し、世界に先駆けてマイクロセルの概念に基づいた大規模システム構築を実現した。

1998年には、新たなデジタル方式であるCDMA方式を用いたcdmaOne方式[7]のサービスが開始された。CDMA方式は「スペクトル拡散通信方式」を移動通信の多元接続に応用したものである。スペクトル拡散通信方式は、情報信号をその信号帯域よりも広い信号帯域に「拡散」して送信し、それを受信側でもとの信号帯域に逆変換(逆拡散)することによって情報を伝送する。セルラ型移動通信システムへのCDMA方式の適用によって、従来のFDMA方式やTDMA方式に比べて高い周波数利用効率を実現できると言われている[8]。さらにCDMA方式では、干渉キャンセラやスマートアンテナ等の高機能技術を採用することにより大幅な容量の増加が可能とされており、近年この分野の研究開発が盛んに行われている[9,10]。cdmaOne方式は1チャンネルあたり1.25MHzの無線周波数帯域を使用している。これは、CDMA方式の中では「狭帯域」と分類される。これに対して、5MHz程度以上のより広い無線周波数帯域へと情報信号を拡散する広帯域CDMA方式が2000年現在検討/開発されている。より広い帯域を使用することにより高速な通信を実現するとともに、より高い信号処理利得によって周波数利用効率を向上させることができる、とされている[11]。現在IMT-2000の標準化が世界規模で進められているが、そこで提案されている方式の多くは広帯域CDMA方式を基本としたシステム構成である。IMT-2000は、アナログ方式(第一世代)、PDC方式やcdmaOne方式等の初期のデジタル方式(第二世代)に続く第三世代の移動通信システムと捉えられており、汎世界的な統一標準方式、高速マルチメディア移動通信サービスの実現、等をその目的として現在標準化の最終局面に入っている<sup>注2</sup>。

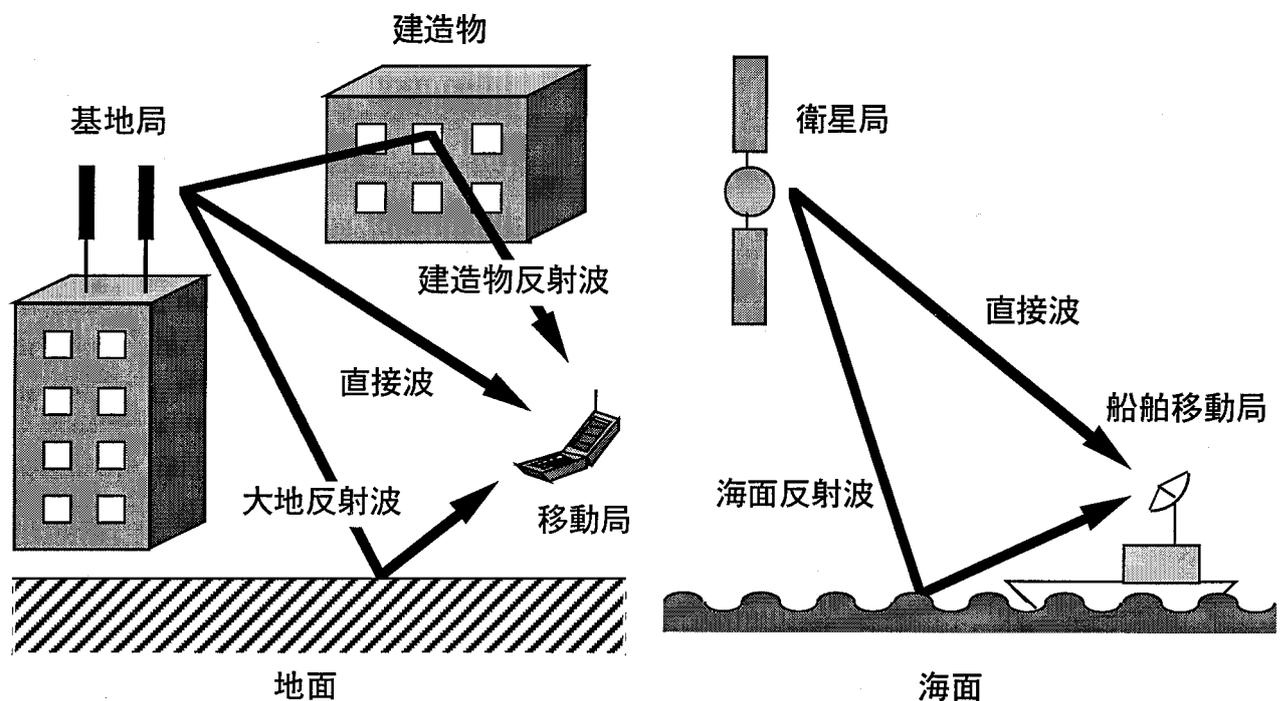
### 1.3 移動通信システムにおけるマルチパスフェージング

一般に移動通信システムでは、通常の直接波による伝搬路以外に建造物や大地面からの反射波、回折波等による伝搬路が存在する。それらの電波が相互に干渉を生じることにより複雑な特性をもった伝搬路となる。図1.4は、(a)地上系移動通信システム(携帯電話やPHS等に代表されるシステム)および(b)海事衛星通信システム

<sup>注2</sup> その後標準化が進み、2000年に、欧州勢が推すDS-CDMA(Direct Spread-CDMA)と、主に米国が中心となって開発されたMC-CDMA(Multi Carrier-CDMA)の二本立てとして標準化が完了した。

## 1. 序論

を例として、移動通信システムにおける伝搬状況を模式的に示している。図1.4において、移動局に到達する電波の到来角度は直接波およびそれぞれの反射波ごとに異なり、移動局付近の領域では合成信号の強度が空間的に変化する定在波環境になる。この環境内を移動局が移動することにより受信信号強度の時間的変動が観測される。到達経路の異なる複数の電波が干渉しあって生じるこの信号強度変動はマルチパスフェージング(Multipath fading)と呼ばれる。ここでは移動局側受信の場合を用いて例示したが、移動局側送信/基地局(衛星局)側受信の場合においても同様に受信側でマルチパスフェージングが生じる。



(a) 地上系移動通信システム

(b) 海事衛星通信システム

図1.4 移動通信システムにおける伝搬状況を示す模式図

本論文ではこの移動通信システムにおけるマルチパスフェージングを研究の主対象とし、特に、以下の二点について詳細に検討する。

- ・広帯域伝送システム用の新しいマルチパスフェージングモデル
- ・マルチパスフェージング抑圧のための対策技術

以下、それぞれの研究の内容について述べる。

### 1.3.1 広帯域伝送システム用マルチパスフェージングモデル

移動通信システムを含む無線通信システムの通信品質は伝搬路の送受信点間の伝送特性に依存する。したがって、移動通信システムに適した無線通信方式を評価/開発するためには、フェージング特性を定量的に把握し、それを適切にモデル化する理論が必要となる。

Clarke[12]およびJakes[13]は、送受信点間が見通し外となり直接波が受信できない環境におけるマルチパスフェージングについて、レイリーフェージング(Rayleigh fading)の理論を構築した。彼等の研究によって、見通し外環境における受信信号の強度および位相変動特性、時間変動の周波数特性、空間相関特性、等の理論が整備された。さらに、見通しがあり直接波が受信可能となる場合については、信号強度変動特性が仲上-ライス分布に従うフェージングとして仲上-ライスフェージング(Nakagami-Rice fading)モデルが体系化された。その周波数および空間相関特性に関する理論も近年研究が進められている[14,15]。これらのフェージングモデルは現在でも移動通信システム設計の基礎理論として使用されている。

JakesおよびClarkeのレイリーフェージングモデルおよび仲上-ライスフェージングモデルは、音声信号帯域程度の比較的狭帯域な信号伝送を行うアナログ方式に対しては十分なモデルであった。しかしながら、移動通信伝搬路におけるデジタル信号伝送特性の研究の結果、デジタル伝送方式の信号伝送特性に対してマルチパス波の遅延時間差が大きな影響を与えることが明らかとなった[16-18]。マルチパス波の遅延時間差とは、マルチパスフェージングを構成する個々の直接波や反射波の伝搬路の経路長の差によって生じる信号到達時間の差、つまり伝搬遅延時間の差である。マルチパス波の遅延時間差はそれまでの伝搬モデルには含まれない概念であり、伝送方式のデジタル化によってこれをモデル化する伝搬モデルが必要となった。さらに、伝送されるデジタル信号が高速化され、信号帯域が広帯域化するに伴って、遅延時間差の影響は顕著となる。これに対応するために、見通し外のレイリーフェージング環境を対象とした2波モデル等が提案され、特性の評価に使用されてきた[16-18]。2波モデルは、マルチパス波の遅延時間差が伝送するデジタル信号の1周期(シンボル長)に比べてある程度小さい場合には、伝送特性評価

## 1. 序論

に対して十分な性能を有しており、現在でも広く使用されている。しかしながら、見通し内で安定した直接波が存在する仲上-ライスフェージング環境に対しては、デジタル信号伝送特性の決定に対して支配的となる伝搬パラメータについての研究、および仲上-ライスフェージングに適した遅延時間差を考慮できる伝搬モデルの研究は進んでいなかった。本論文における最初の研究では、仲上-ライスフェージング環境における、デジタル信号伝送特性に対するマルチパス波の遅延時間差の影響を理論的に明らかにするとともに、これに立脚した等価伝送路モデル(遅延時間差に対する伝搬モデル)を提案する。

さらに、近年になって移動通信システムにスペクトル拡散方式に基づいたCDMA方式を用いる構想が提案されてから、マルチパス波の遅延時間差についてより正確なモデルが必要とされるようになってきた。CDMA方式では、従来の伝送方式に比べてより広い帯域を用いた信号伝送が一般的であり、その結果としてマルチパス波の遅延時間差に対する高い識別/分解能力が得られる。CDMA方式では、この性質を利用したRAKE方式という通信品質改善技術が使用されている。RAKE方式を含むCDMA方式の信号処理の性能を正しく評価するためにも、マルチパス波の遅延時間差についてより正確なモデルが必要とされた。さらに、将来の通信速度の向上に対応するために、CDMA方式を含む移動通信方式全般についてより一層の広帯域化が予想されており、このような伝搬モデルの必要性は今後もさらに高まっていくと予想される。

遅延時間差を考慮した伝搬モデルとしては、1970年頃からTurin[19]、Hashemi[20]、Suzuki[21]等によって提案されたモデルがある。HashemiとSuzukiのモデルは、計算機シミュレーションを対象としたモデルであり、ある特定の実測データをベースとして、その環境を計算機シミュレーション内で再現する方式を基本としていた。彼等の研究は1970年代から1980年代にかけて行われており、CDMA方式の登場によって遅延時間差を重視した伝搬モデルの必要性が叫ばれ始めるよりも以前にそのような研究を行った先見性は評価されるべきものであったが、当時の狭帯域伝送方式の特性評価には前述の2波モデル等の簡易なモデルで十分な能力を有していたため、広く一般に使われる伝搬モデルと成るには至らなかった。また、発生されるデータが特定の環境における実測データに基づいていたため、そのモデルを使用して得られた結果の普遍性が完全とは言えないという問題もあった。彼等の研究以降は、2波モデルを拡張し、マルチパス波の数を増加させ

た複数波モデル[22]等も使用されてきた。

これに対して本研究では、これまでに実測結果に基づいて明らかにされてきた伝搬理論(ClarkeおよびJakesのレイリーフェージング、仲上-ライスフェージング、移動通信環境におけるマルチパス波の遅延時間差に関する一般的な特性、等)に立脚した、CDMA方式のような広帯域伝送システムにも適用可能な新しい理論的伝搬モデル(広帯域伝搬モデル)を提案する。本モデルは、遅延時間差を伴った反射波伝搬路の時系列を確率的に発生させるものであり、SuzukiやHashemiのモデル同様シミュレーションへの適用を前提としている。ただし、ある一つの測定データに基づくモデルではなく、多くのデータを解析して得られた伝搬特性の統計的性質をベースとしている点が異なり、その観点では「より普遍的な」モデルであると言える。

また、本研究では、広帯域伝搬特性の解明および提案した伝搬モデルの評価を目的として屋外フィールド実験を行っている。この測定結果と提案する広帯域伝搬モデルとの対応についても明らかにする。

### 1.3.2 マルチパスフェージング抑圧のための対策技術

マルチパスフェージングによる信号強度変動は、見通し外環境であるレイリーフェージングの場合、数十dBの受信信号強度の低下となり著しい通信品質の劣化をもたらす。この対策として、ダイバーシチ受信[23]、誤り訂正符号[24]、等の対策技術がこれまでに開発されている。本論文の後半では、これら既存の対策技術を踏まえ、その性能をさらに向上させるフェージング対策技術を提案する。また、本研究において提案した伝搬モデル等を用いて、提案フェージング対策技術の性能を定量的に評価する。具体的には、CDMA移動通信システムを対象とした二種類のマルチパスフェージング対策技術、および、海事衛星通信用のマルチパスフェージング対策技術を提案する。

既に述べたように、CDMA方式にはRAKE方式が適用可能である。RAKE方式は、CDMA信号の広帯域特性を活用してマルチパス波をCDMA信号の1チップ長(拡散符号の1シンボル長)ごとに分解し、それを再合成する。異なった伝搬路を経て受信点に到達する信号は信号強度の時間変動特性がそれぞれ独立であるとみなせるので、それらを合成することによってダイバーシチ効果が得られる。マルチパス

## 1. 序論

の分解/再合成によって実現されるこのダイバーシチはパスダイバーシチと呼ばれる。これによってマルチパスフェージングによる受信信号強度変動の落ち込みを抑圧する効果が得られる。通常用いられるスペース(空間)ダイバーシチ受信では複数のアンテナが必要であり受信装置規模の増大が避けられないのに対して、RAKE方式は信号処理のみによって実現可能であり複数アンテナ構成を必要としない。RAKE方式が有効に機能するためには、マルチパス波の遅延時間差がCDMA信号の1チップ長よりも大きいことが必要となる[25]。しかしながら、現在日本およびアメリカ等で使用されているCDMA方式であるcdmaOneシステムでは無線信号帯域が比較的狭帯域であり、この条件が必ずしも満たされるとは言えない。その結果、実環境ではRAKE機能が十分に機能しない場合も想定される。CDMA移動通信システムを対象とした二つの方式は、両方式とも、任意の環境においてCDMA方式が元来有するRAKE受信方式を有効に機能させることによってフェージング抑圧を実現するものである。

海事衛星通信を対象としたフェージング対策技術の提案は、端末側でのスペースダイバーシチ構成と開ループ制御を組み合わせたマルチパスフェージング対策方式である。ここでは海事衛星通信を対象としてその方式の性能について定量的に評価しているが、提案している方式の概念自体は地上系移動通信を含む全てのデジタル移動通信システムに適用可能である。

### 1.4 本論文の構成と概要

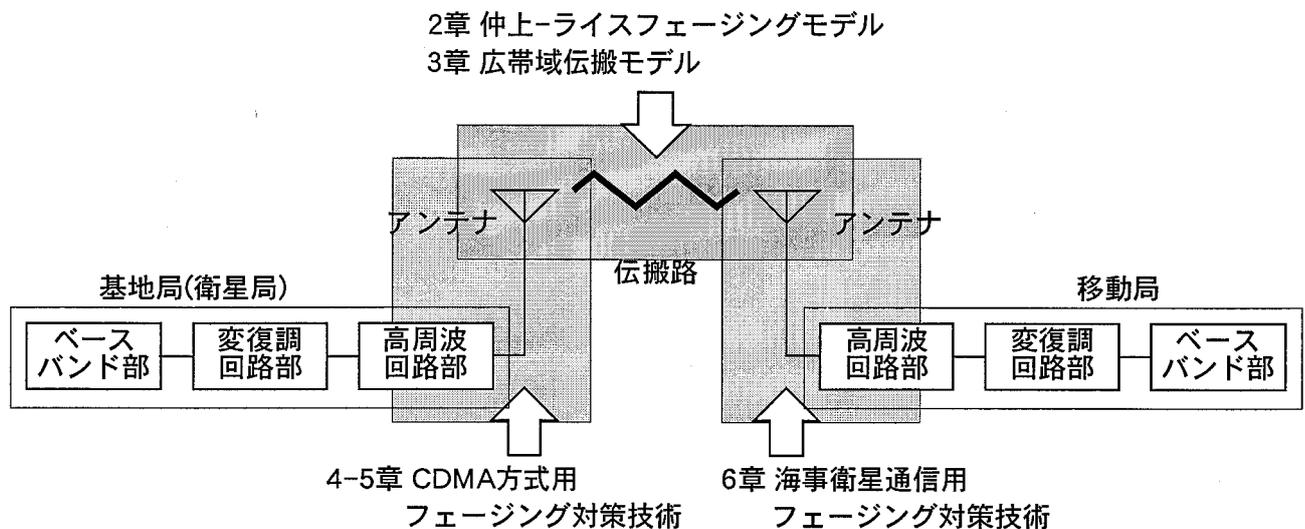


図1.5 移動通信システムにおける本論文の対象部分

これまでに述べたように、本論文は移動通信におけるマルチパスフェージングに対する伝搬モデルとその対策技術に関する研究をまとめたものである。図1.5は、本研究の各研究項目が移動通信システムの中でどの部分を対象としたものであるのかを章ごとに示している。以下、本論文の概要について述べる。

第2章では、まず最初に本論文の理論展開の基礎となるフェージング理論について概説する。そして、仲上-ライスフェージング環境下におけるデジタル伝送特性について理論的に解析するとともに、この特性を簡易に評価可能な新しい伝搬モデルを提案する。このモデルは、マルチパスの影響によって生じるデジタル信号の符号間干渉誤り特性を推定することを目的としたものである。ここで提案するモデルには「統計的表現」と「瞬時表現」がある。実際のシステム性能評価等の目的に必要とされるものは平均ビット誤り率等の統計諸量である。また、フェージング状態は一般にその統計的パラメータを用いて表現されることが多い。したがって、一般的には統計的表現の方がより実用的である。瞬時表現は、より詳細な特性の評価を可能とするとともに、統計的表現の理論的根拠を与えるものである。本章では、提案する伝搬モデルの理論展開を行うとともに、その妥当性を計算機シミュレーションによって評価する。

第3章では移動通信システムにおける広帯域伝送方式の評価に適した伝搬モデルを提案する。まず最初に、このような伝搬モデルの必要性を述べる。本モデルの主な用途はCDMA移動通信システムであり、この用途に必要な伝搬モデルの諸性質について述べるとともにこの性質を満足する伝搬モデルを提案する。さらに、ここで提案された伝搬モデルをCDMA移動通信システムに適用する場合の解析手法を示す。また、本モデルの伝送帯域幅を狭帯域とした場合の例を示し、従来の狭帯域フェージングと整合する性質を有していることを示す。屋外フィールド実験において取得されたデータと、本提案モデルによって予測されるデータを比較し、本提案モデルの妥当性についても検討する。

第4章および第5章は、CDMA移動通信システム用のフェージング対策技術を提案している。また、3章において提案された伝搬モデルを用いてその性能の定量的評価を行っている。

第4章では、スペースダイバーシチ受信と遅延回路を組み合わせることによってCDMA方式のパスダイバーシチ効果を促進させ、特に伝搬路の遅延時間差が小さ

## 1. 序論

いマイクロセルCDMA移動通信におけるマルチパスフェージングの軽減に有効な基地局用アンテナシステムを提案する。その性能を定量的に評価するとともに、本提案方式を実現する構成例を示す。

第5章では、基地局側でのスペースダイバーシチとパスダイバーシチ効果を最大限に引き出すことのできる複合RAKE方式を提案する。本方式は、スペースダイバーシチ構成を備えたCDMA移動通信基地局において、スペースダイバーシチブランチおよびパスダイバーシチブランチの中から最適なブランチを複数選択し、それを最大比合成するものである。この提案方式の性能を明らかにするとともに、本方式によるCDMA移動通信システムの容量増大への寄与について考察する。性能評価については、3章で提案された伝搬モデルによるシミュレーションとともに、屋外フィールド実験データによる評価も行う。

第6章では、海事衛星通信システムを対象として、端末側でのスペースダイバーシチ構成と開ループ制御を組み合わせたマルチパスフェージング対策方式を提案する。ここで提案している方式の構成は海事衛星通信を対象としたものであり、その性能評価は海事衛星通信回線を前提として行っているが、その方式の基本概念自体は海事衛星回線以外の他のデジタル通信回線にも使用可能である。

第7章は、本論文の結論であり、本研究によって得られた主要な結果を要約する。

## 2. 仲上-ライスフェージング環境の等価伝送路モデル

本章では、周波数選択性仲上-ライスフェージング環境下におけるデジタル伝送特性を簡易に推定可能な伝搬モデル(等価伝送路モデル、以下ETPモデルと表記)を提案する。まず、最初に、本論文全体の基礎となるフェージングの理論について概説し、その後提案モデルに関する議論を行う。

### 2.1 移動通信環境における電波伝搬の基礎理論

#### 2.1.1 移動通信環境における電波伝搬

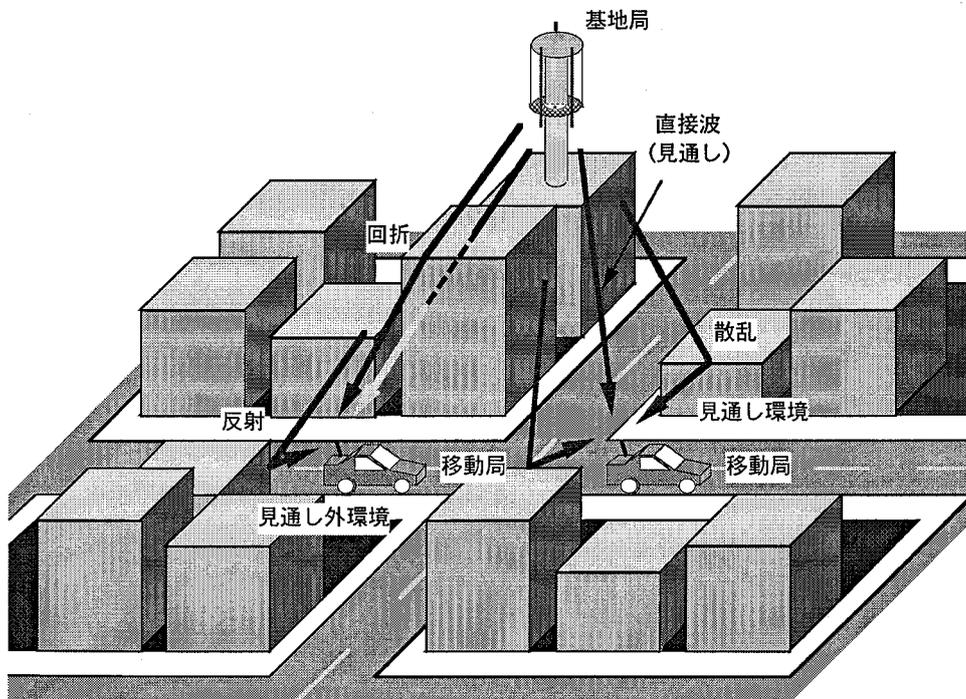


図2.1 移動通信環境の伝搬路を示す概念図

移動通信環境の典型例として図2.1に概念的に示すような市街地環境を考える。移動通信は市街地のみならず、郊外地、開放地等でも行われる。しかしながら、一般にユーザー密度の高い市街地環境の方がシステム設計にとって重要となる。また、市街地環境は送受信点間が見通し外となる場所率が他の環境に比べて高く、さらに、反射、回折によるマルチパス波の影響もより大きくかつ複雑であり、伝搬モデルの重要性も大きい。これらを考慮して、本研究では検討の主な対象を市街地環境とする。

建造物が林立する市街地環境では、送信アンテナから受信アンテナまでの見通しを確保することが一般的に困難であり直接波を受信することができない場合が多い。このような環境は「見通し外環境」となり、送受信点間の伝送路は周囲の建物や大地からの反射波や回折波等によって構成される。また、直接波が受信可能な「見通し環境」においても直接波に反射波等が干渉する伝搬路となる。このような伝搬路はマルチパス伝搬路または多重波伝搬路と呼ばれる。

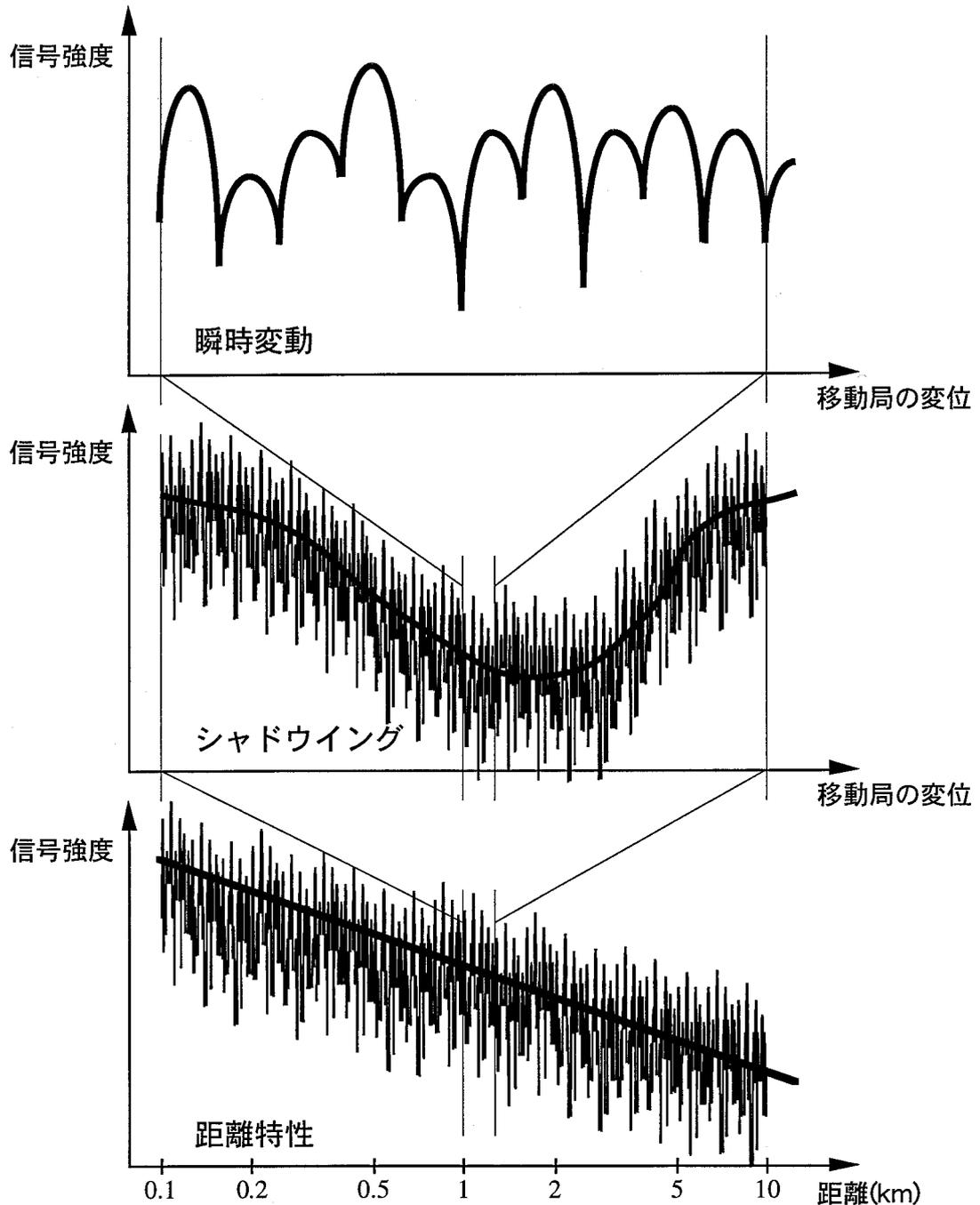


図2.2 移動通信環境における受信信号強度変動の3要素

移動通信環境における受信信号強度変動は、その統計的性質および発生要因から次の3つの要素に大別される。図2.2はこれら3要素を概念的に示している。

#### 距離に対する平均電界強度の変動

奥村カーブ[26](または秦の式[27])あるいは市街地を対象とする坂上等の式[28]等によって与えられる。距離特性による平均電界強度の変化は、送受信点間距離の1.5~2乗に反比例することが経験的に知られている。

#### 環境のしゃへい度の強さに依存する受信信号強度短区間中央値の相対的変動

移動局の周囲のしゃへい効果の強さ(シャドウイング)に依存する受信信号強度短区間中央値の相対的変動を表す。その強度変動の分布は標準偏差6~7dB程度の対数正規分布となり[26,29]、周囲の建造物と同程度(~30m程度)のスケールで空間的な変化がある。

#### マルチパスフェージング

マルチパス環境における移動局の移動に伴って、合成受信信号の包絡線の大きさが短周期で変動する。その性質上、変動の周期は半波長以上である。

なお、本研究では、特定の地形/環境に依存しない一般的な伝搬特性の統計的性質をモデル化することを目的とする。本手法の他に、地図データや建物高データを用いて実際の具体的環境における送受信点間の直接波/反射波等を推定し、決定論的に信号強度変動を議論するレイトレーシング(Ray-tracing)[30,31]を用いた電波伝搬の検討手法があるが、本論文では、より一般的な伝搬理論を統計的手法によって検討することを目的とする。

### 2.1.2 狭帯域信号に対するマルチパスフェージングの理論モデル-レイリーフェージングモデルと仲上-ライスフェージングモデル

一般に、マルチパスフェージングの強度変動は遮蔽の強さによる短区間中央値変動および距離による平均強度変動に比べて十分緩慢に変化する。以下、マルチパスフェージングの理論について説明するが、ここでは遮蔽の強さによる短区間中央値変動および距離による平均強度変動は無視できるものと仮定し、議論をマルチパスフェージングのみに限定する。この仮定が成立するのは一般に数十波長程度以下の

距離内である。以下の議論において用いる分布関数や平均値等の統計処理は、特に明記しない場合には、この領域内での空間的サンプル値、または、または $x=vt$ 、 $v$ : 移動局の移動速度(定速)、として時間的サンプル値をもとにして計算したものとす  
る。

ここで、図1.4に示したようなマルチパス伝搬路について考える。このような環境において、直接波、反射波等を単一の平面波と仮定する。実環境の伝搬路では、直接波は厳密には平面波ではなく、また単一の建造物からの反射波であっても、その建造物を構成する個々の部分(壁、窓、看板等の突起物、内部の設置物、等)からの反射波や、建造物端の回折波等の合成の信号となるので、単一平面波とはならず一種のマルチパス波となる。本研究では議論を簡単化するために個々の直接波、反射波は単一の平面波であると仮定する。

このような領域において受信移動局が速度 $v$ で直線上に移動した場合を考える。この状況を図2.3に示す。到来する平面波の総数を $N$ 、 $i$ 番目の平面波の振幅、基準点での受信信号位相および平面波の入射角をそれぞれ $a_i$ 、 $\theta_i$ 、 $\psi_i$ とする。 $\theta_i$ は、各伝搬路長分の位相の回転の結果として与えられるが、移動通信システムでは一般に波長に比べて伝搬路長がはるかに大きいため、 $\theta_i$ は $[0, 2\pi)$ の範囲で一様分布と考えてよい。

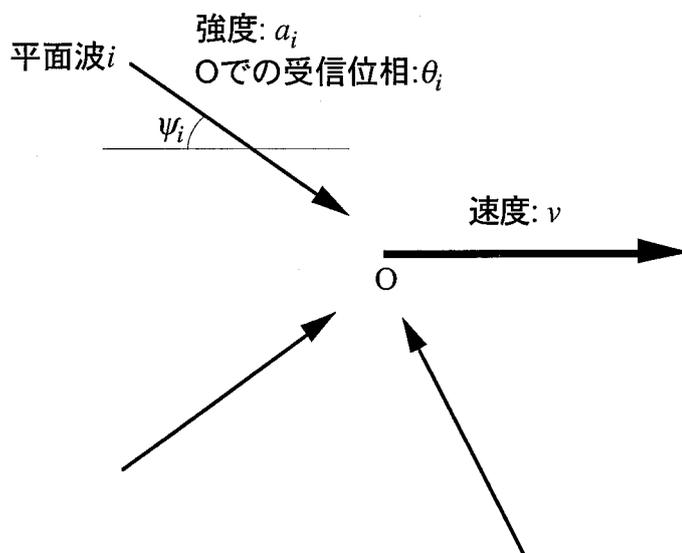


図2.3 マルチパス環境

基準点通過後時間 $t$ だけ移動局が移動した地点における受信信号強度 $E(t)$ は(2-1)式のように表せる[32-34]。なお、遮蔽の強さによる短区間中央値変動および距離

による平均強度変動は一定値であると仮定しているので、振幅 $a_i$ はこれらの部分の値を含んでいる。

$$E(t) = \left| \sum_{i=1}^N a_i \exp \left( -j \left( \frac{2\pi v t \cos(\psi_i)}{\lambda} + \theta_i \right) \right) \right| = \sqrt{\left\{ \sum_{i=1}^N a_i \cos \phi_i \right\}^2 + \left\{ \sum_{i=1}^N a_i \sin \phi_i \right\}^2},$$

$$\left( \phi_i \equiv -\frac{2\pi v t \cos(\psi_i)}{\lambda} + \theta_i \right), \quad (2-1)$$

ここで $\lambda$ は波長である。見通し外の環境では、各波の振幅 $a_i$ および位相 $\phi_i$ の確率分布はそれぞれの到来波に対して等しく、かつそれらの変動はそれぞれの波の間で独立であると考えられる。したがって、到来波数 $N$ が十分大きければ中心極限定理により(2-1)式最右辺の $\sum_{i=1}^N a_i \cos \phi_i$  および  $\sum_{i=1}^N a_i \sin \phi_i$  は、どちらも平均値が0で等しい分散を有する互いに独立な正規分布に従う確率変数となる。この分布の分散を $\sigma_r^2$ とすると、 $\sigma_r^2$ は(2-2)式のように示される。

$$\sigma_r^2 = \overline{\left\{ \sum_{i=1}^N a_i \cos \phi_i \right\}^2} = \sum_{i=1}^N \overline{a_i^2 \cos^2 \phi_i} = \sum_{i=1}^N \overline{a_i^2 \sin^2 \phi_i} = \sum_{i=1}^N \frac{a_i^2}{2}, \quad (2-2)$$

ここで $\overline{(\cdot)}$ は平均を表す。この場合、その瞬時振幅 $E(t)$ の確率密度関数 $p_{Rayleigh}$ は(2-3)式に示すレイリー分布にしたがう。したがって、このような環境における瞬時変動をレイリーフェージングと呼ぶ。

$$p_{Rayleigh}(E) = \frac{E}{\sigma_r^2} \exp \left( -\frac{E^2}{2\sigma_r^2} \right), \quad (E \geq 0). \quad (2-3)$$

ここまでは見通し外環境について議論したが、送受信アンテナ間に見通しがある場合には、反射波等の散乱波に加えて比較的安定な直接波が存在する。このような伝搬路は1つの定常波とレイリーフェージングの合成となり、瞬時振幅の確率密度関数は伸上-ライス分布となる。このマルチパスフェージングは伸上-ライスフェージングと呼ばれる。伸上-ライスフェージングの受信信号強度 $E$ の確率密度関数 $p_{NR}$ は(2-4)式によって与えられる。

$$p_{NR}(E) = \frac{E}{\sigma_r^2} \exp\left(-\frac{R^2 + E^2}{2\sigma_r^2}\right) I_0\left(-\frac{RE}{\sigma_r^2}\right), \quad (E \geq 0), \quad (2-4)$$

ここで $I_0$ は第1種0次の変形ベッセル関数であり、 $R$ は定常波成分の振幅である。この場合の直接波電力と反射波等の電力の比、すなわち、 $R^2/(2\sigma_r^2)$ を、ライスファクタ、 $K$ ファクタ、等と呼ぶことがある。なお、レイリーフェージングは定常波の強度を反射波強度に比べて無視できる程度に小さくした仲上-ライスフェージングと考えることができる。

### 2.1.3 遅延時間差による伝搬路の表現 - インパルス応答、遅延プロファイル、遅延スプレッド

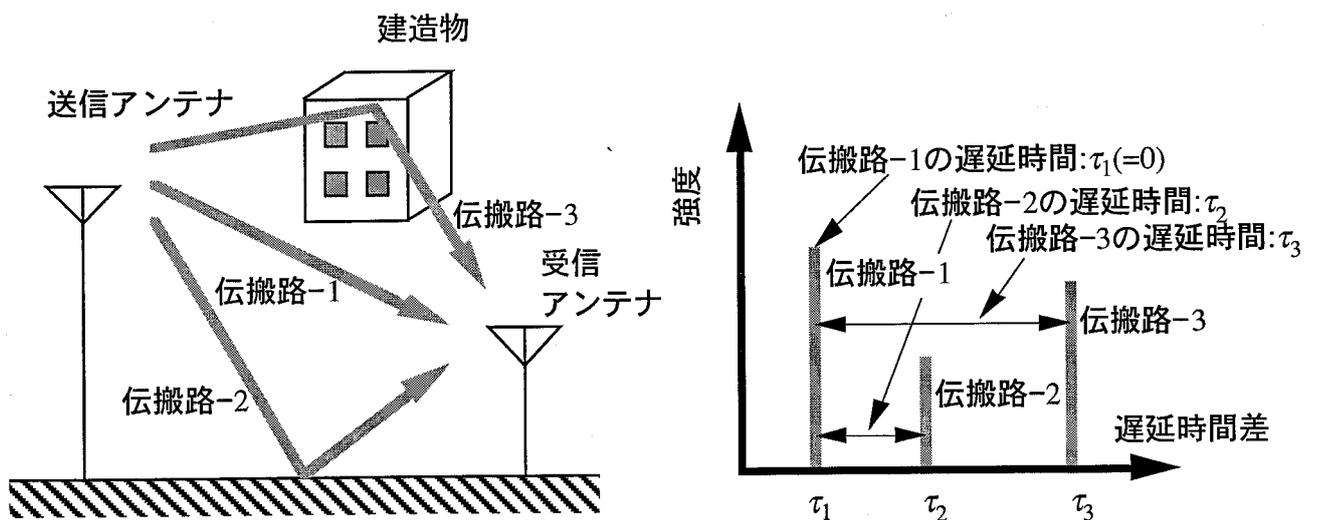


図2.4 伝搬路の遅延時間差を示す概念図

マルチパス伝搬路では個々の伝搬波の到来経路が異なり、その結果、送受信間経路長が異なる。そのため、マルチパス伝送路の受信信号は異なった到着時間を伴って到来する電波の合成信号になる。この経路差に起因して生じる個々の伝搬路の到着時間差を遅延時間差と呼ぶ。図2.4に示すように、遅延時間差は通常最短経路の到着時間を基準として表すことが多い。

移動局の移動に伴って時事刻々と変化する伝搬路の瞬時瞬時の遅延時間差特性を表現するのがインパルス応答(Impulse response)である。ここでは、遅延時間差を変数 $\tau$ で表し、移動局が時間 $t$ に受信する伝搬路のインパルス応答を $h(\tau, t)$ とす

る。

インパルス応答が伝搬路の瞬時特性を示すのに対して、遅延プロファイル (Delay profile) は伝搬路の遅延時間差特性の統計的表現である。遅延プロファイル  $P(\tau)$  は、インパルス応答を用いて(2-5)式で定義される。

$$P(\tau) \equiv \overline{h^*(\tau, t) h(\tau, t)}, \quad (2-5)$$

ここで\*は共役複素数である。インパルス応答は遅延時間差に対する複素包絡線を示す関数であるのに対して、遅延プロファイルは電力分布を示す関数である。

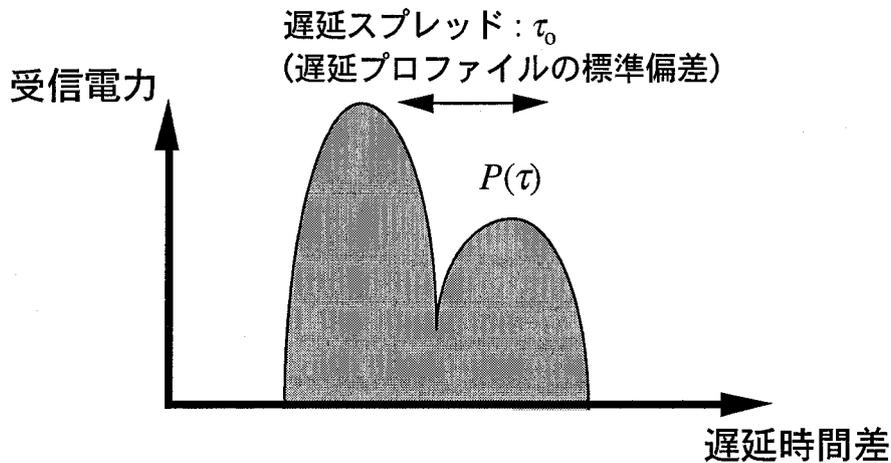


図2.5 遅延プロファイル

図2.5は遅延プロファイルを模式的に示している。これまでに行われた測定の結果、指数関数型、2波型、一様分布型、等の遅延プロファイルの形状が報告されている[35,36]。

遅延プロファイルの電力重み付け標準偏差の値を遅延スプレッド (Delay spread) と呼び、伝搬路の遅延時間差特性を示す指標として広く用いられている。遅延プロファイルを  $P(\tau)$  とすると、遅延スプレッド  $\tau_0$  は(2-6)式によって定義される。

$$\tau_0 = \sqrt{\frac{\int_{-\infty}^{\infty} \tau^2 P(\tau) d\tau}{\int_{-\infty}^{\infty} P(\tau) d\tau} - \left( \frac{\int_{-\infty}^{\infty} \tau P(\tau) d\tau}{\int_{-\infty}^{\infty} P(\tau) d\tau} \right)^2}. \quad (2-6)$$

2.1.4 周波数領域での表現 - 周波数伝達関数、周波数相関特性、相関帯域幅

周波数領域での伝搬路の瞬時環境表現は周波数伝達関数(Transfer function)である。周波数伝達関数 $T(f)$ ( $f$ は周波数)は伝搬路の周波数特性を与えるものであり、以下に示すようにインパルス応答とはフーリエ変換対の関係にある。

$$T(f,t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau,t) \exp(-j2\pi f\tau) d\tau, \quad (2-7)$$

$$h(\tau,t) = \int_{-\infty}^{\infty} T(f,t) \exp(j2\pi f\tau) df. \quad (2-8)$$

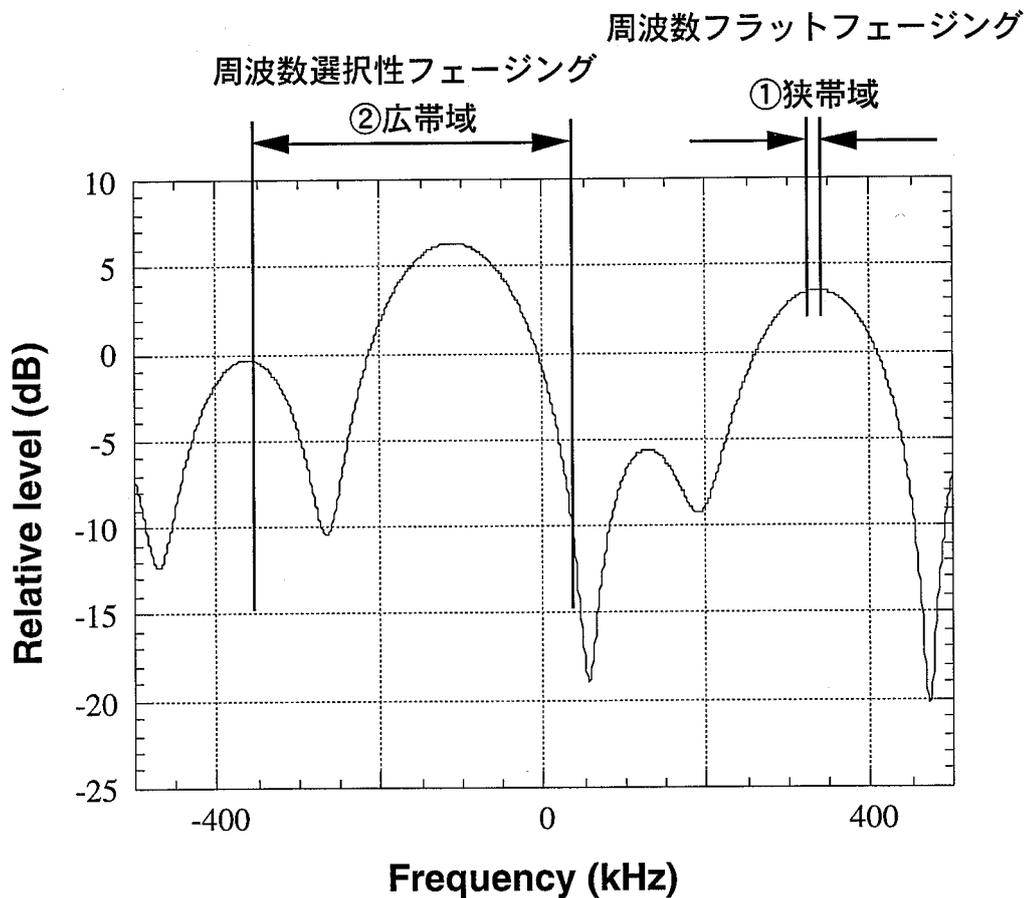


図2.6 周波数伝達関数の例

遅延スプレッドが約1.1μsecの環境、横軸は中心周波数からの偏差

図2.6は伝搬路の周波数伝達関数の一例である。遅延スプレッドが約1.1μsecの5波のマルチパス環境を想定した。伝送信号の帯域幅が比較的小さく信号帯域内で周波数伝達関数が一様とみなせる場合(①)は、信号強度が時間的に変動する場合でも

伝送される信号の波形歪は生じない。このようなフェージングは(周波数)フラットフェージングと呼ばれる。これに対して、帯域内で周波数伝達関数が一様でなくなる(②)と、受信側で復調される信号に波形歪が生じ、デジタル伝送方式では符号間干渉誤りが発生するようになる[12,15,16]。これは周波数選択性フェージング(Frequency-selective fading)と呼ばれ、特に広帯域デジタル信号の伝送に対して大きな問題となる。

周波数伝達関数は伝搬路の瞬時周波数特性を与えるが、周波数に対する統計的表現としては周波数相関特性がある。周波数相関特性 $\rho(\Delta f)$ は $\Delta f$ を周波数偏差として(2-9)式によって定義される。

$$\rho(\Delta f) = \frac{\overline{\{T^*(f,t) T(f+\Delta f,t)\}}}{\overline{\{T^*(f,t) T(f,t)\}}} \quad (2-9)$$

(2-9)式に(2-7)式を代入して整理すると、

$$\rho(\Delta f) = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} P(\tau) \exp(-j2\pi\Delta f\tau) d\tau}{\int_{-\infty}^{\infty} P(\tau) d\tau}, \quad (2-10)$$

が得られる。(2-10)式は、周波数相関特性が遅延プロファイルのフーリエ変換として求められることを示している。この相関係数の絶対値が0.5になる周波数偏差 $\Delta f$ を相関帯域幅(Correlation bandwidthまたはCoherence bandwidth)と呼ぶ。これを $\Delta f_c$ で表す。遅延プロファイルが指数分布によって近似できる場合、伝搬路の遅延スプレッドと相関帯域幅の間には(2-11)式の関係がある。

$$\Delta f_c = \frac{1}{2\pi\tau_o} \quad (2-11)$$

なお、相関帯域幅の計算の際に、相関係数の値として0.5ではなく0.9または $1/e$ 等を使用する場合もある。ここでは自然対数の底である。

### 2.1.5 伝搬路の遅延時間差に関する従来の伝搬モデル

伝送する信号の帯域が広くなるとマルチパス波の遅延時間差が伝送特性に影響をおよぼすことを前節で述べた。このような特性の評価には、伝搬路の遅延時間差についてのモデルが必要となる。

見通し外のレイリーフェージング環境においては、遅延スプレッドの値がデジタル信号の情報シンボル長に比較してある程度小さい範囲では、この誤り特性は主に伝送路の遅延スプレッドによって決定されることが明らかとなっている[12,15,16]。そのため指数関数型遅延プロファイルを簡素化して遅延時間差軸上の等間隔インパルス列(それぞれの振幅分布はレイリー分布)の集まりとみなしたり[18,22]、遅延スプレッドが目的の値となるように設定した2波モデル等が用いられている[12,15,16]。遅延スプレッドが正しく設定されていれば、2波モデルのような簡単なモデルでもレイリーフェージング環境におけるデジタル伝送特性の評価に十分役立っている。

## 2.2 等価伝送路モデル[I] —統計的表現—

次に本節では、周波数選択性仲上-ライスフェージング環境下におけるデジタル伝送特性を簡易に推定可能な伝搬モデル、ETPモデルを提案する。前節までに述べたように、レイリーフェージング環境では、符号間干渉に起因するデジタル信号のビット誤り特性は主に伝搬路の遅延スプレッドの値に依存することが明らかにされており、その特性を活かした2波モデル等が開発されてきた。しかしながら、仲上-ライスフェージング環境を対象とした同様の伝搬モデルはこれまでに検討が進められていなかった。本研究では、この目的に対してETPモデルを提案する。

まず本節では、ETPモデルにの統計的表現について説明する。ETPモデルには統計的表現と瞬時表現の2種類がある。瞬時表現については次節で説明し、最終的には両者が同じ物理現象を捉えていることを次節で明らかにする。

本モデルは、変復調方式として同期検波および遅延検波復調によるPSK方式を対象とする。また、フェージングによる信号強度変動は伝送信号のシンボル長よりも十分に緩慢であることを前提とする。さらに、遅延時間の対象範囲として、散乱波

注3の遅延スプレッド( $\sigma_{\tau,R}$ )および平均遅延( $\tau_m$ )が伝送信号のシンボル長 $T_s$ の0.3以下、すなわち、 $\sigma_{\tau,R}, \tau_m < 0.3T_s$ 、であるとする。

図2.7は、本章で検討の対象とする仲上-ライスフェージングの遅延プロファイルを概念的に示すとともに、各伝搬パラメータについて説明している。同図において、 $P_D$ および $P_R$ はそれぞれ直接波電力および散乱波成分の平均受信電力である。

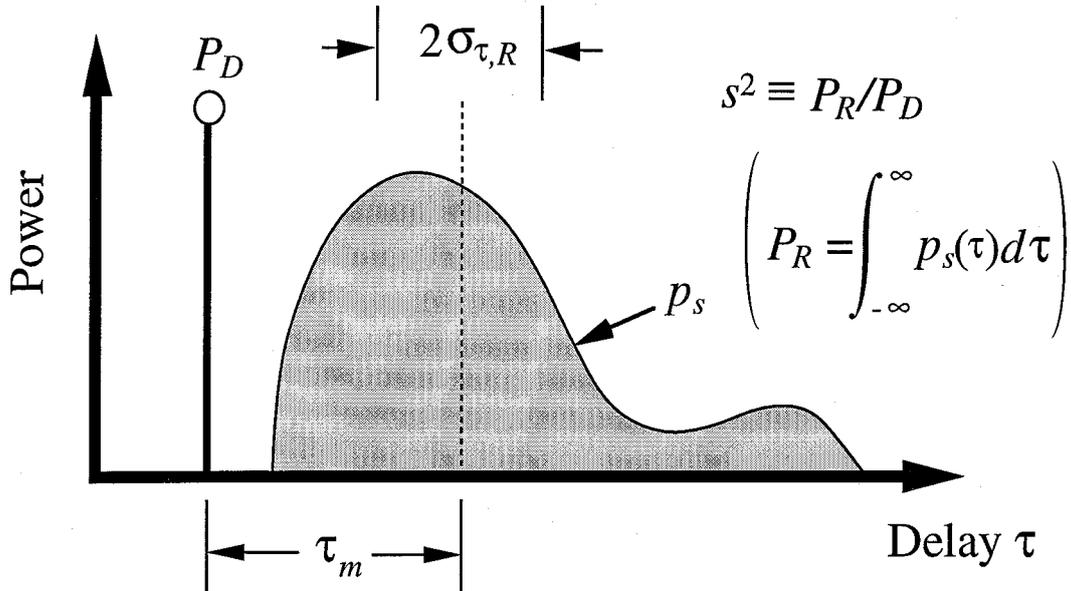


図2.7 仲上-ライスフェージングの遅延プロファイル

### 2.2.1 仲上-ライスフェージング環境のキーパラメータ

ETPモデルの統計的表現について説明する前に、まず、本モデルの基本となる仲上-ライスフェージング環境のキーパラメータについて議論する。

幾つかの遅延プロファイルについて、符号間干渉に起因するビット誤り率等のデジタル信号の伝送特性についてのシミュレーションを重ねた結果、以下の普遍的基本的性質があるとの経験的な推測を得るに至った[37,38]。

#### 推測された基本的性質

仲上-ライスフェージング環境において、以下に示すパラメータが等しい場合には、その遅延プロファイルの分布形状にかかわらず、符号間干渉に起因するビット誤り率が常にほぼ等しくなる。これらのパラメータを本研究では「仲

注3 本章では、仲上-ライスフェージングの遅延プロファイルの直接波成分を除いた残りの部分を「散乱波」と呼ぶ。

上-ライスフェージングのキーパラメータ」と呼ぶ。

- |                             |                   |
|-----------------------------|-------------------|
| (i) 散乱波成分の平均電力と直接波電力の比      | $s^2(=P_R/P_D)$   |
| (ii) 直接波の遅延を基準とした散乱波成分の平均遅延 | $\tau_m$          |
| (iii) 散乱波成分の遅延スプレッド(直接波は除く) | $\sigma_{\tau,R}$ |

この推測の妥当性を、次節において計算機シミュレーションによって示す。

### 2.2.2 シミュレーションによるキーパラメータの検証

ここでは、幾つかの遅延プロファイルについて計算機シミュレーションを行い、上記キーパラメータが等しければ遅延プロファイルが異なっても同じ結果(符号間干渉に起因するビット誤り率特性)が得られることを示す。

直接波を除く散乱波成分の遅延プロファイルとして、図2.8に示す8通りのプロファイルを対象として検討する。A-Gの7通りのプロファイルについて、それぞれの遅延の値 $\tau_x(x:A-G)$ は、散乱波成分の遅延スプレッドがそれぞれ $\sigma_{\tau,R}$ となる値に設定する。A-Gの7つのプロファイルを構成する各波は包絡線強度分布がレイリー分布となる遅延時間差軸上でのインパルス信号を仮定した。プロファイルHは3章で提案する広帯域伝搬モデルである。このモデルは、指数関数型の遅延プロファイルをベースとして、遅延スプレッド、移動局の移動、等のパラメータを入力とし、遅延プロファイルを構成する遅延波の時系列データを確率的に発生させるものである。これらの散乱波プロファイルに定常波(遅延時間0)を加えることによって仲上-ライスフェージングの遅延プロファイルを生成する。これらの仲上-ライスフェージングの遅延プロファイルにおいて、平均遅延 $\tau_m$ および散乱波部分の遅延スプレッド $\sigma_{\tau,R}$ は以下の式で与えられる。

$$\tau_m = \frac{\sum_{i=1}^N \tau_i P_i}{\sum_{i=1}^N P_i}, \quad (2-12)$$

$$\sigma_{\tau,R} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^N \tau_i^2 P_i}{\sum_{i=1}^N P_i} - \tau_m^2}, \quad (2-13)$$

ここで、 $N$ は各プロファイルにおける散乱波の数であり、 $P_i$ は散乱波プロファイル(全体の遅延プロファイルから直接波を除いたプロファイル: 図2.8の各プロファイル)における $i$ 番目の散乱波の平均電力を示す。

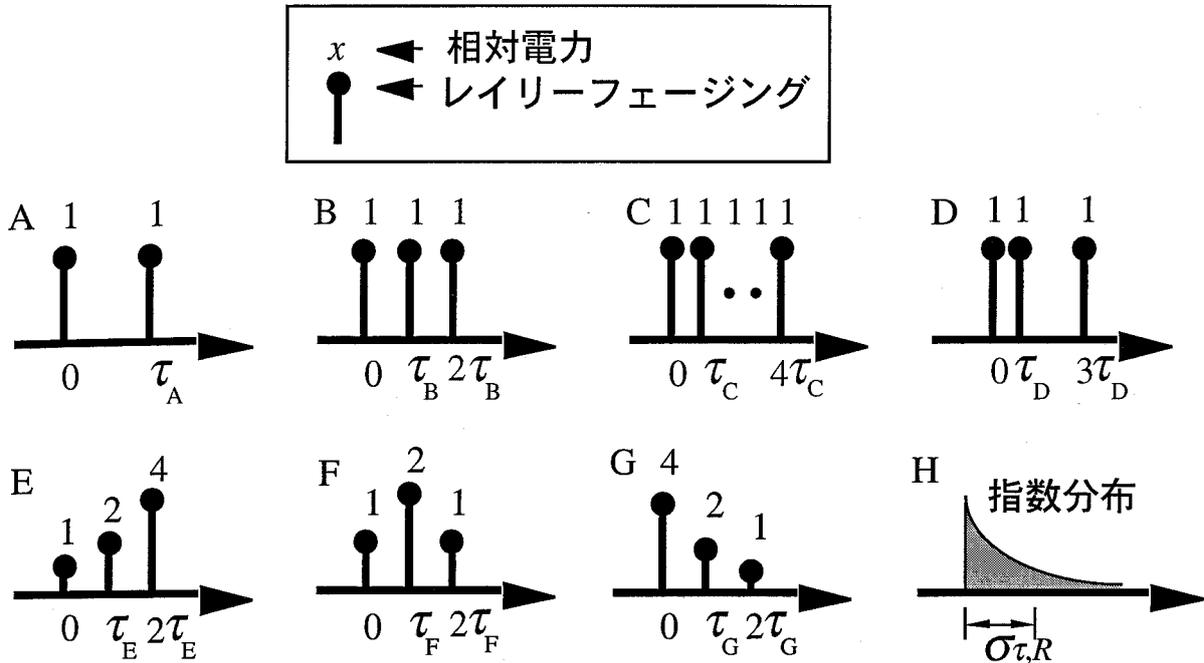


図2.8 シミュレーションに用いた散乱波部分の遅延プロファイル

表2.1 検討の対象としたキーパラメータの値

Case	$s^2$	$\tau_m/T_s$	$\sigma_{\tau,R}/T_s$	Symbol
1	$\infty$	-	0.1	○
2	$\infty$	-	0.2	●
3	2.0	0.1	0.1	□
4	2.0	0.2	0.2	■
5	1.0	0.1	0.1	△
6	1.0	0.2	0.2	▲
7	0.5	0.1	0.1	◇
8	0.5	0.2	0.2	◆

この8つのプロファイルに対して、表2.1に示す8つのキーパラメータの組み合わせを仮定した場合の符号間干渉に起因するビット誤り率特性を計算機シミュレーションによって調べた。表2.1において $s^2 \rightarrow \infty$ はレイリーフェージング環境に相当する。シミュレーションは、1フレームを情報信号200ビット(ランダム信号)で構

成し、これを10000フレーム伝送した場合の符号間干渉に起因するビット誤り率特性を評価した。変調方式としては、同期検波QPSK(CQPSK)および $\pi/4$ シフト遅延検波QPSK( $\pi/4$ -DQPSK)を対象とした。1フレーム内での各散乱波の振幅および位相は一定であり、隣接フレーム間では無相関とした。帯域制限はロールオフファクタが送受で0.5となるルートナイキストフィルタとし、受信信号包絡線が最大となる位置をクロックタイミングとして受信信号をサンプリング、受信ビットを判定した。シミュレーションにおいて雑音は加えていない( $E_b/N_o \rightarrow \infty$ )ので、発生するビット誤りは全て符号間干渉に起因するビット誤りである。

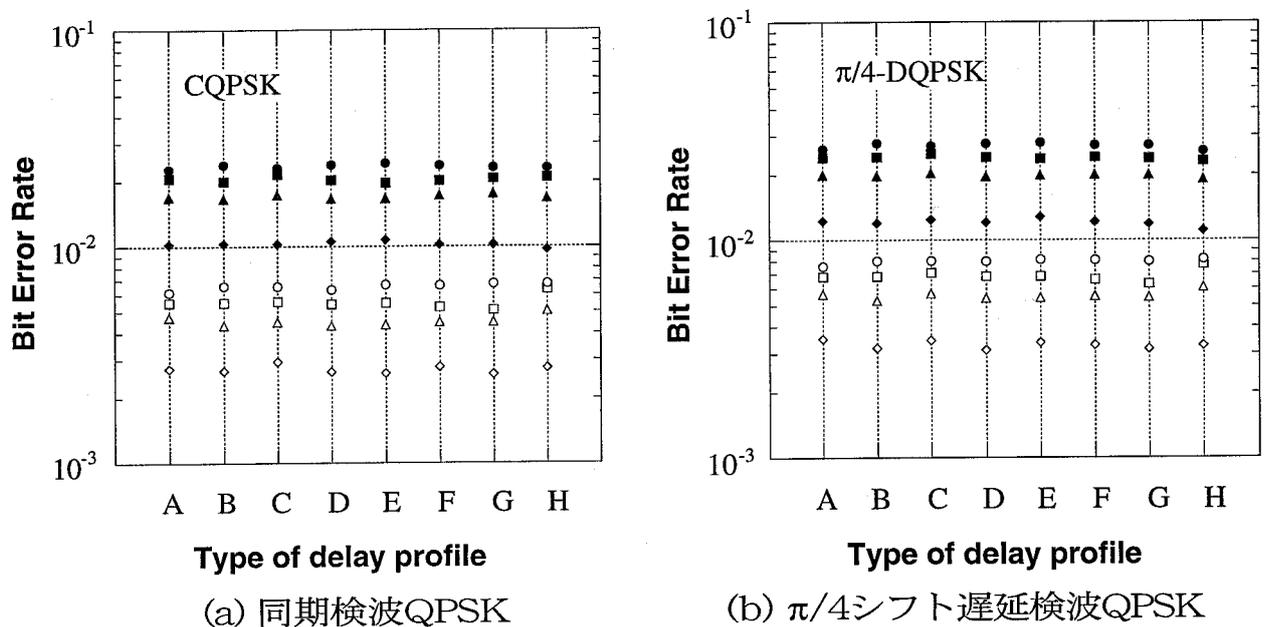


図2.9 異なる散乱波の遅延プロファイルに対するBER特性( $E_b/N_o \rightarrow \infty$ )

シミュレーション結果を図2.9に示す。どの設定においても、ほぼ、BER特性は遅延プロファイルに依存せず、キーパラメータのみに依存しているとみなすことができる。ここではCQPSKおよび $\pi/4$ -DQPSKを対象としたが、遅延検波QPSK(DQPSK)、同期検波BPSK(CBPSK)等についても同じシミュレーションを行い、同様の特性が得られることを確認した。

以上の結果から、少なくとも $\sigma_{\tau,R}, \tau_m < 0.3T_s$ の範囲における符号間干渉に起因するビット誤り率特性に対しては、最初に述べたキーパラメータの概念が正しいと考えることができる。

なお、ここでキーパラメータの正当性を証明するために使用した手法(シミュレーション)は理論的手法ではないため、 $\sigma_{\tau,R}, \tau_m > 0.3T_s$ の場合を含む任意の状況にお

いて常に正しい証明とは言えないが、 $\sigma_{\tau,R}, \tau_m > 0.3T_s$ の場合には符号間干渉に起因するビット誤り率が信号伝送に耐えない程度にまで大きくなり、そのような領域では特性推定の意義は小さい。 $\sigma_{\tau,R}, \tau_m < 0.3T_s$ の範囲で有効であれば、少なくとも実際の移動通信環境への適用という観点では十分実用に耐え得る。

### 2.2.3 キーパラメータを用いた遅延プロファイルの変換

前節の議論により、 $\sigma_{\tau,R}, \tau_m < 0.3T_s$ の仲上-ライスフェージング環境では、符号間干渉に起因するビット誤りはその遅延プロファイル形状にかかわらず、3つのキーパラメータのみに依存することが明らかとなった。この性質を用いることによって、任意の遅延プロファイルを簡単な遅延プロファイルに変換して解析を行うことができる。これがETPモデルの統計的表現の基礎となる。図2.10は先行波(定常波とレイリーフェージング散乱波の合成、分布は仲上-ライス分布)と遅延波(レイリーフェージング散乱波)の2波からなるモデルに変換した例を示している。

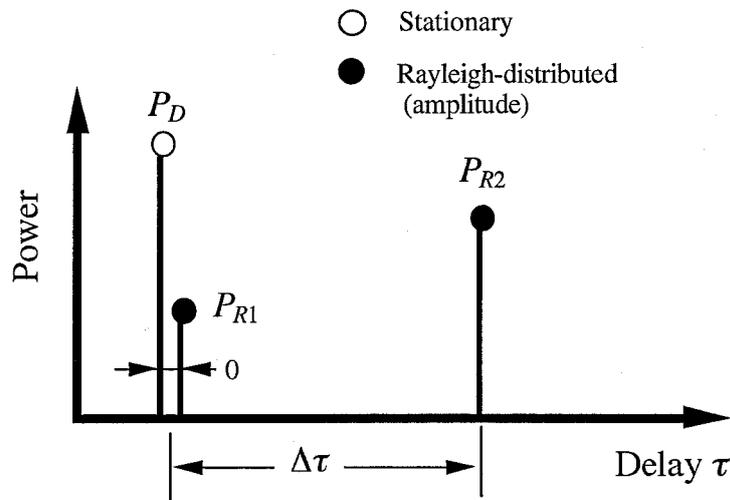


図2.10 等価変換された2波モデル

図2.10の遅延プロファイルでは以下のように先行直接波、先行散乱波、遅延散乱波の各電力 $P_D$ 、 $P_{R1}$ 、 $P_{R2}$ 、および遅延差 $\Delta\tau$ を決定することによって、任意の仲上-ライスフェージングの遅延プロファイルを2波モデルに等価変換することができる。

$$\frac{P_{R1}}{P_D} = \frac{s^2 \sigma_{\tau,R}^2}{\tau_m^2 + \sigma_{\tau,R}^2}, \quad (2-14a)$$

$$\frac{P_{R2}}{P_D} = \frac{s^2 \tau_m^2}{\tau_m^2 + \sigma_{\tau,R}^2}, \quad (2-14b)$$

$$\Delta\tau = \frac{\tau_m^2 + \sigma_{\tau,R}^2}{\tau_m}. \quad (2-14c)$$

なお、この等価遅延プロファイルにおいて、 $\tau_m=0$ の場合には(2-14c)式の分母が0となるが、このような場合には散乱波エネルギーの半分程度が一般に直接波である定常波成分よりも先行することになり、実際の環境で発生する可能性は極めて低い。

#### 2.2.4 BER特性推定法

符号間干渉に起因するビット誤り率(Bit Error Rate:BER)特性の推定方法についてはレイリーフェージングを対象として既に幾つかの手法が提案されている[39,40]。ここでは、より汎用的な仲上-ライスフェージングを対象として、キーパラメータおよびそれを用いた遅延プロファイルの等価変換の考えを用いた新しいBER推定手法を提案する。

前節の議論によって、符号間干渉に起因するビット誤り率特性の推定という目的に対しては、一般性を損ねることなく任意の遅延プロファイルを簡易な2波モデルに変換する手法を得た。この2波モデルにおいて、次式によって符号間干渉に起因するビット誤り率特性を計算する。

$$BER = \int_0^{2\pi} \int_0^{\infty} f_r(r, \phi) E_{error}(r, \phi; \Delta\tau) dr d\phi, \quad (2-15)$$

ここで、 $r$ は図2.11の2波モデルにおける遅延波と先行波の瞬時振幅比である。遅延波と先行波の瞬時振幅をそれぞれ $r_2$ および $r_1$ とすると、 $r=r_2/r_1$ である。同様に $\phi$ は遅延波と先行波の瞬時位相差であり、それぞれの瞬時位相を $\phi_2$ および $\phi_1$ とすると、 $\phi=\phi_2-\phi_1$ である。 $f_r$ は $r$ と $\phi$ に対する結合発生確率密度関数である。 $E_{error}$ は2波モデルにおいて、 $r$ と $\phi$ 、および $\Delta\tau$ の関数として表される符号間干渉に起因するビット誤り率特性である。 $E_{error}$ の詳細については次節において説明するが、ここではこれを「BERマップ」と呼ぶ。

まず、 $f_r$ について検討する。先行波および遅延波の振幅分布はそれぞれ仲上-ラ

イス分布およびレイリー分布である。したがって、これらの振幅の確率密度分布 $f_1$ および $f_2$ をそれぞれ次のように表すことができる。

$$f_1(r_1; a, \sigma_1) = \frac{r_1}{\sigma_1^2} \exp\left(-\frac{a^2 + r_1^2}{2\sigma_1^2}\right) I_0\left(\frac{ar_1}{\sigma_1^2}\right), \quad (r_1 > 0), \quad (2-16a)$$

$$f_2(r_2; a, \sigma_2) = \frac{r_2}{\sigma_2^2} \exp\left(-\frac{r_2^2}{2\sigma_2^2}\right), \quad (r_2 > 0), \quad (2-16b)$$

ここで、 $a$ は定常波の振幅( $a > 0$ )であり、 $I_0$ は第1種0次の変形ベッセル関数である。また、先行散乱波と遅延散乱波の平均電力をそれぞれ $2\sigma_1^2$ および $2\sigma_2^2$ と表している。

$r_1$ と $r_2$ の変動は独立、 $\phi$ の分布は $[0, 2\pi)$ において一様分布であると考えられる。よって、 $r$ と $\phi$ の結合確率密度分布は、以下の式で与えられる。

$$\begin{aligned} f(r, \phi; a, \sigma_1, \sigma_2) &= \frac{1}{2\pi} \int_0^\infty f_1(z) f_2(zr) z dz \\ &= \frac{r}{2\pi\sigma_1^2\sigma_2^2} \exp\left(-\frac{a^2}{2\sigma_1^2}\right) \int_0^\infty z^3 \exp\left(-\frac{1}{2}\left(\frac{1}{\sigma_1^2} + \frac{r^2}{\sigma_2^2}\right)z^2\right) I_0\left(\frac{az}{\sigma_1^2}\right) dz \\ &= \frac{\sigma_1^2\sigma_2^2 r}{\pi(\sigma_1^2 r^2 + \sigma_2^2)} \exp\left(-\frac{a^2}{2\sigma_1^2}\right) F\left[2, 1; \frac{a^2\sigma_2^2}{2\sigma_1^2(\sigma_1^2 r^2 + \sigma_2^2)}\right], \end{aligned} \quad (2-17)$$

ここで $F$ は合流型超幾何関数であり、次の式で表現される[41]。

$$F[\alpha, \gamma; z] \equiv \frac{\Gamma(\gamma)}{\Gamma(\alpha)} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\Gamma(\alpha+n)z^n}{\Gamma(\gamma+n)n!} \quad (2-18a)$$

$$= \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(n+1)z^n}{n!}, \quad (\text{for } \alpha=2, \gamma=1), \quad (2-18b)$$

ここで $\Gamma$ はガンマ関数である。

(2-14)式のキーパラメータを用いて(2-17)式を表すと、以下のようになる。

$$f_r(r, \phi; s^2, \tau_m, \sigma_{\tau, R}) = \frac{1}{\pi} \frac{\sigma_{\tau, R}^2 \tau_m^2 r}{(\sigma_{\tau, R}^2 r^2 + \tau_m^2)^2} \exp\left(-\frac{\tau_m^2 + \sigma_{\tau, R}^2}{s^2 \sigma_{\tau, R}^2}\right) F\left(2, 1; \frac{\tau_m^2 (\tau_m^2 + \sigma_{\tau, R}^2)}{s^2 \sigma_{\tau, R}^2 (\sigma_{\tau, R}^2 r^2 + \tau_m^2)}\right). \quad (2-19)$$

同様に、BERマップもキーパラメータを用いて  $E_{error}[r, \phi; (\sigma_{\tau, R}^2 + \tau_m^2)/\tau_m]$  と表すことができる。

レイリーフェージングの場合には  $a \rightarrow 0$ 、 $s^2 \rightarrow \infty$  であるので、 $f_r$  は以下の式になる。

$$f_r(r, \phi; \infty, \tau_m, \sigma_{\tau, R}) = \frac{1}{\pi} \frac{\sigma_{\tau, R}^2 \tau_m^2 r}{(\sigma_{\tau, R}^2 r^2 + \tau_m^2)^2}. \quad (2-20)$$

なお、次節で説明するBERマップは  $r=1$  を中心として  $r=r'$  と  $r=1/r'$  ( $r' > 0$ ) で等しい特性となる。したがって、 $r$  も対数変換しdB表記した変数  $\omega (= 20 \log[r])$  を用いる方が数値計算上便利である。そこで、 $f_r$  を  $\omega$  の確率密度関数  $f_\omega$  に変換すると次式を得る。

$$f_\omega(\omega, \phi) = \frac{1}{b} \exp\left(\frac{\omega}{b}\right) f_r\left\{\exp\left(\frac{\omega}{b}\right), \phi\right\}, \quad (2-21)$$

ここで、

$$b \equiv 20 \log(e), \quad (2-22)$$

である。

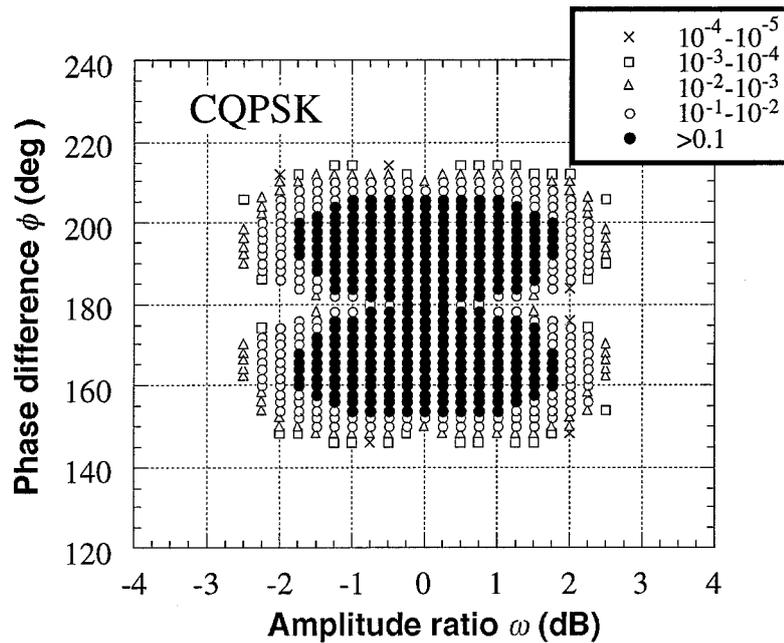
以上の式の展開を基に、後述の定量的評価の項では、(2-15)式に対応する符号間干渉に起因するビット誤り率特性の積分を以下の計算により求めている。

$$BER = \Delta\omega \Delta\phi \sum_{\omega} \sum_{\phi} f_\omega(\omega) E_{error}(\omega, \phi), \quad (2-23)$$

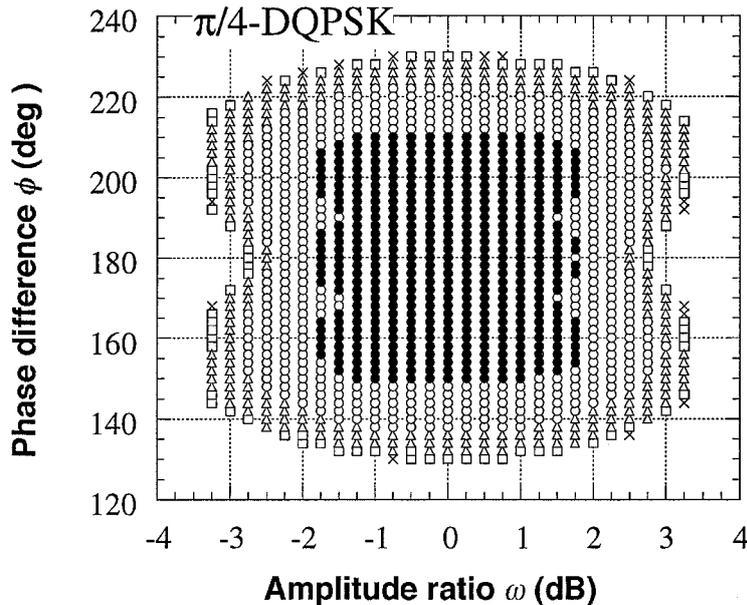
ここで、 $\Delta\omega$ (dB) および  $\Delta\phi$ (ラジアン) は、それぞれBERマップデータにおける  $\omega$  と  $\phi$  の刻み幅である。

$f_r$ (または $f_\omega$ )は伝搬特性のみから決定されるものであり、その表現式には変復調方式のパラメータ等システムのパラメータが入っていない。他方、BERマップは個々の変調方式に依存するものであり、伝搬パラメータの影響は受けない。したがって、ここで提案しているETPモデルは「電波伝搬」と「システム」の間を橋渡しするものの一つであると言える。

### 2.2.5 BERマップ



(a) 同期検波QPSK方式



(b)  $\pi/4$ シフト遅延検波QPSK方式

図2.11 計算機シミュレーションによるBERマップの例( $\Delta\tau/T_s=0.2$ ,  $E_b/N_o \rightarrow \infty$ )

本節では、幾つかの変復調方式を対象に、計算機シミュレーションによって得たBERマップの例を示す。文献[39]や[40]で提案されているような解析的手段によってBERマップを得ることがより望ましいが、BERマップを得る方法自体は、本モデルの本質的な議論内容ではない。

図2.11は、(a)CQPSK、(b) $\pi/4$ -DQPSKに対して、計算機シミュレーションによって求めたBERマップを示している。計算機シミュレーションは、2.2.2節に述べたシミュレーションと同様の手法とした。両図は $\Delta\tau/T_s=0.2$ の場合のものである。これらは一例であり、種々の変復調方式に対しても、同様な方法でBERマップを得ることができる。

このようなマップは変復調が同じ場合でも、シンボルクロック再生方式の方法あるいは個々の装置の性能に起因して、受信機ごとに若干の差があるものと考えられる。たとえば、フェージングシミュレータを用いた室内実験等によって使用する受信機のBERマップを事前に測定して求めておけば、個別の受信機に対する任意のフェージング環境下での誤り率を本モデルによって評価することができる。

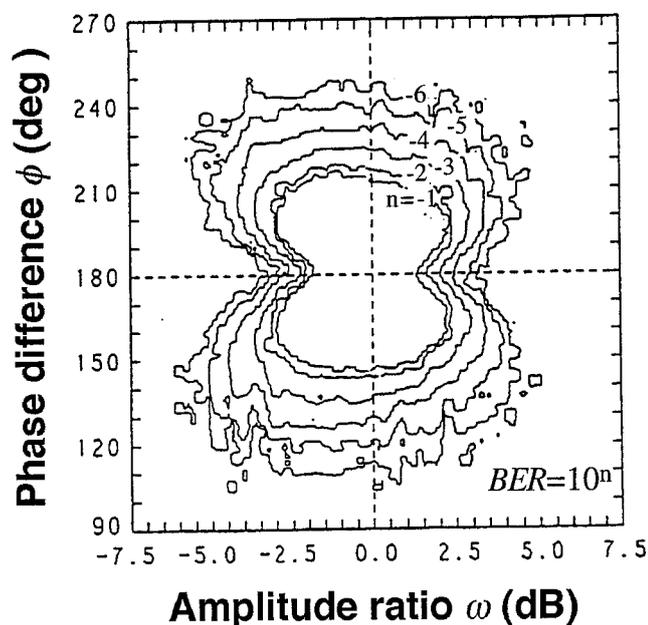


図2.12 CQPSKモデムのBERマップの測定結果例( $\Delta\tau/T_s=0.2$ )

図2.12は実験によって取得したBERマップの一例を示している。CQPSKモデムを用い、フェージングシミュレータによる室内ハードウェア実験を行った。フェー

ジングシミュレータの2波の遅延差は $\Delta\tau/T_s=0.2$ とした。この測定結果は、図2.11(a)のシミュレーション結果と対応すべきものである。誤り率が大きい領域ではよく一致しているが、 $BER < 10^{-4}$ の領域で両者の特性の差は若干大きい。これは測定に使用したモデムの性能が理想状態よりも劣化しているためであると思われる。

### 2.2.6 提案モデルの評価

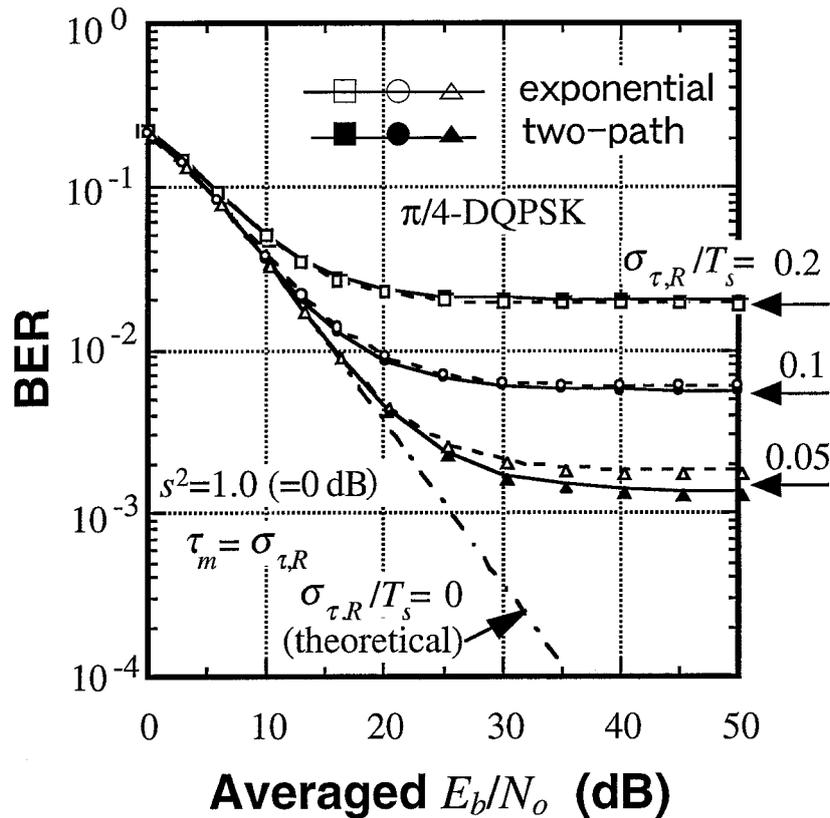


図2.13 指数関数プロファイルおよび2波モデルを用いた場合のビット誤り率の $E_b/N_0$ 特性と、本ETPモデルによるBERフロアの計算値の比較

図2.13は、 $\pi/4$ -QPSK方式に関するビット誤り率特性について、2種類の遅延プロファイルによるシミュレーション結果とETPモデルによる計算結果を示している。

シミュレーションには、図2.8Hの指数関数遅延プロファイルに定常波を加えて伸上-ライスフェージングとしたものと、それを2.2.3節において説明した等価変換によって2波プロファイルに変換した遅延プロファイルの2つを用いた。それぞ

破線が[遅延プロファイルH]+[定常波]の結果を、実線が[その等価2波モデル]の結果を示している。

ここでは、雑音を加え、平均 $E_b/N_o$ に対する特性を示している。 $s^2=0\text{dB}$ 、 $\sigma_{\tau,R}=\tau_m$ とし、 $\sigma_{\tau,R}=\tau_m$ の値を0.05、0.1、0.2と変化させた。なお、 $\sigma_{\tau,R}=\tau_m$ とした場合には(2-14c)式により $\Delta\tau=2\sigma_{\tau,R}=2\tau_m$ となる。

また図2.13には、(2-23)式による計算による結果を「←」で示している。提案モデルによるBER計算の手順は、以下のようになる。

- ・対象とするフェージング環境について、3つのキーパラメータを(2-14)式によって計算し、それを(2-19)式に代入する。必要ならば(2-21)式を求める。
- ・ $\Delta\tau$ の値に相当するBERマップを、計算機シミュレーション、解析的手法、室内実験等、適当な方法によって求める。たとえば、図2.13の結果を得るために必要なBERマップは、 $\Delta\tau T_s=0.1, 0.2, 0.4$ のマップである。
- ・(2-23)式にしたがって、BERを計算する。

図2.13からは、符号間干渉に起因するビット誤り率特性のフロア値( $E_b/N_o$ が大きい領域のビット誤り率)が、指数分布遅延プロファイル(H)とそれを簡易な2波モデルに等価変換した遅延プロファイルの両者の間で、よく一致していることがわかる。また、この簡易2波モデルの考え方をもとに計算によって得られた結果も、計算機シミュレーション結果とよく一致しており、ここで議論した理論が正しいことがわかる。

図2.14はシミュレーションおよび計算によるビット誤り率特性を比較する撒布図を示している。ここでは、フェージング環境(キーパラメータの値の変化)、および、変復調方式を数種類変化させている。フェージング環境は、表2.1に示す8通りの組み合わせを行った。遅延プロファイルについても図2.8に示す8通りについて調べたが、キーパラメータが同じであればビット誤り率はほぼ等しいので、図2.14に示す際には、8つの遅延プロファイルに対する平均誤り率を示している。また、変復調方式については、CQPSK、 $\pi/4$ -DQPSK、CBPSKの3方式を調べた。同図から、フェージング環境や変復調方式の選択にかかわらず、ここで提案したモデルが有効であることがわかる。

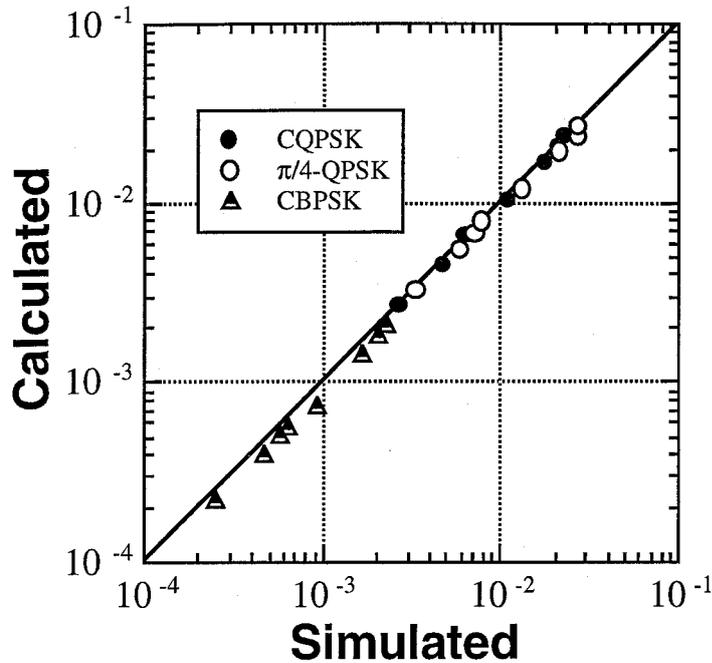


図2.14 ETPモデルとリファレンスモデルとのビット誤り率特性の散布図

以上の結果から、本章で提案したETPモデル(符号間干渉に起因するビット誤り率特性の評価法)は、仲上-ライスフェージング環境における種々のデジタル伝送方式に対して十分な精度をもっていることがわかった。

定常波成分のないレイリーフェージング環境(キーパラメータは散乱波の遅延スプレッドのみ)については、自由度が向上するので、さらに汎用的な取り扱いが可能となる。 $s^2 \rightarrow \infty (a^2 \rightarrow 0)$ の場合には、図2.7のプロファイルにおける $\tau_m$ は不定となる。したがって、(2-14c)における $\Delta\tau$ はある $\sigma_{\tau,R}$ の値に関して一意に決定しない。しかし、

$$\Delta\tau = \frac{\sigma_{\tau,R}^2 + \tau_m^2}{\tau_m} \geq \frac{2\sqrt{\sigma_{\tau,R}^2 \tau_m^2}}{\tau_m} = 2\sigma_{\tau,R}, \quad (2-24)$$

の条件が存在する。すなわち、ある $\Delta\tau$ に対応するBERマップが存在すると、 $\sigma_{\tau,R} \leq \Delta\tau/2$ である任意の遅延スプレッドについてのBERフロア推定が可能となる。たとえば、 $\Delta\tau/T_s = 0.5$ であるBERマップがあると、 $\tau_m/T_s = 0.25$ 、 $0.1$ (または $0.4$ )、 $0.021$ (または $0.479$ )と設定することによって、 $\sigma_{\tau,R}/T_s = 0.25$ 、 $0.2$ 、 $0.1$ のレイリーフェージング環境における符号間干渉に起因するビット誤り率フロア値を計算できる。

図2.15は、一つのレイリーフェージング環境におけるBERフロアを複数のBERマップを用いて計算した例である。わずかに $\Delta\tau$ への依存性がみられるが、どのBERマップを用いてもほぼ等しい結果が得られていることがわかる。

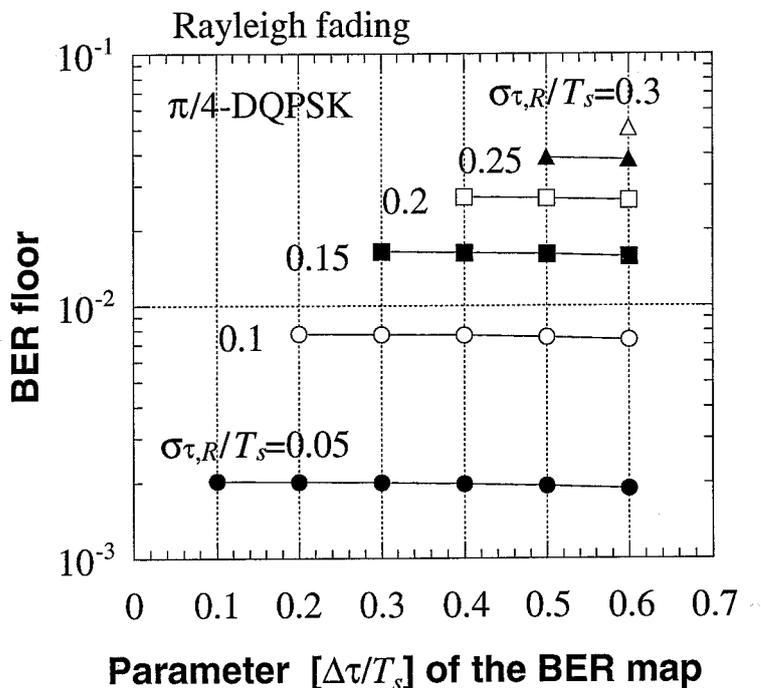


図2.15 レイリーフェージングにおけるBERフロアの推定

### 2.2.7 仲上-ライスフェージング環境における伝送特性推定への適用

本節では、ここで提案したETPモデルを用いて仲上-ライスフェージング環境のBERフロア推定を行う。

実際の測定等では一般的に直接波と散乱波の分離は容易ではなく、遅延スプレッドについても測定可能であるのは直接波を含んだ全体の遅延プロファイルについての遅延スプレッドであることが多い。図2.7の仲上-ライスフェージング環境の全体の遅延スプレッド $\tau_o$ は、3つのキーパラメータを用いて次のように表すことができる。

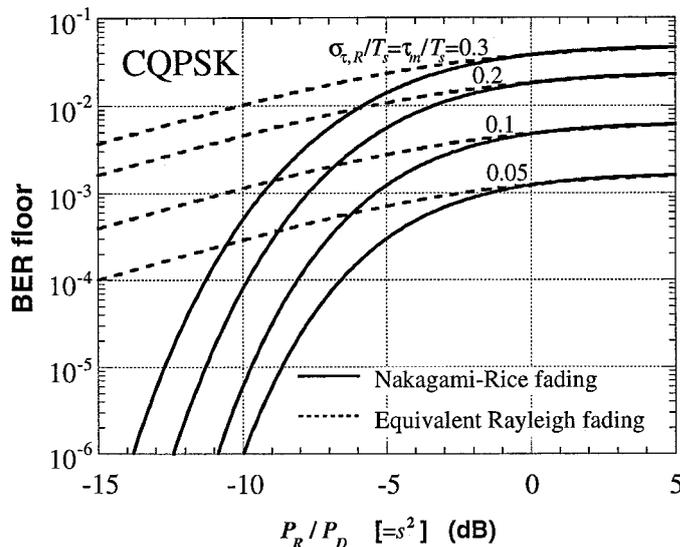
$$\tau_o^2 = \frac{s^2}{1+s^2} \left( \frac{\tau_m^2}{1+s^2} + \sigma_{\tau,R}^2 \right). \quad (2-25)$$

ここでは、仲上-ライスフェージング環境において以下の二つのBERフロアを比

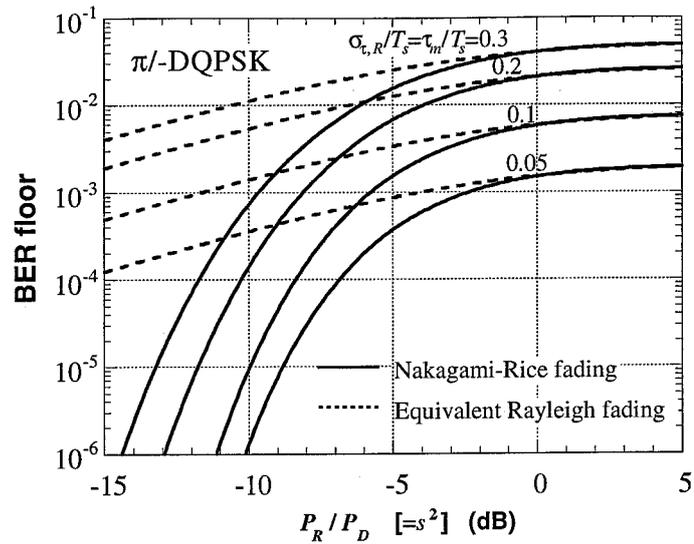
較してみる。

- ・フェージング環境を仲上-ライスフェージングと捉え、ここで提案した計算を行った結果
- ・フェージング環境を、仲上-ライスフェージング全体の遅延スプレッドに等しい遅延スプレッドを有するレイリーフェージングと捉えて、ここで提案した計算を行った場合(この場合を等価レイリーフェージングと呼ぶことにする)

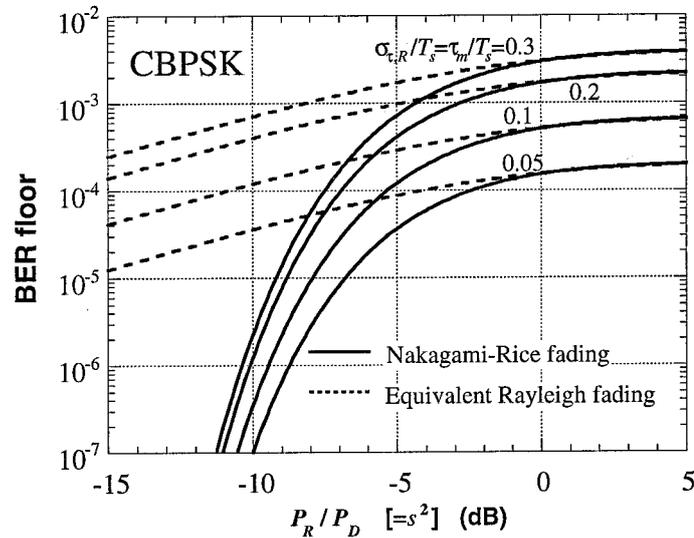
図2.16は、CQPSK、 $\pi/4$ -DQPSK、CBPSKを対象に、 $\sigma_{\tau,R}/T_s = \tau_m/T_s = 0.05, 0.1, 0.2, 0.3$ とし、上記二つのモデルを用いた場合のBERフロアの計算結果を示している。実線が仲上-ライスフェージングと捉えた場合、破線が等価レイリーフェージングとした場合を示している。両者の結果を比較すると、 $s^2$ が0dBを超える領域では両者の差は小さいことがわかる。すなわち、直接波成分が散乱波成分と同じ強度かそれ以下の場合には、仲上-ライスフェージング環境全体を一つのレイリーフェージングと捉えて計算を行っても十分な精度でBERフロア推定が可能である。一方、 $s^2$ が-2dB以下の場合には両者の差はかなり大きく、BERフロアを推定するにはフェージング環境を仲上-ライスフェージングとして正しく把握することが必要であることがわかる。ここで提案した手法は、このような環境における高精度のBER推定が可能であり、フェージング環境がシステム設計に大きな影響を与えるような場合に特に有効である。



(a) CQPSK



(b)  $\pi/4$ -DQPSK



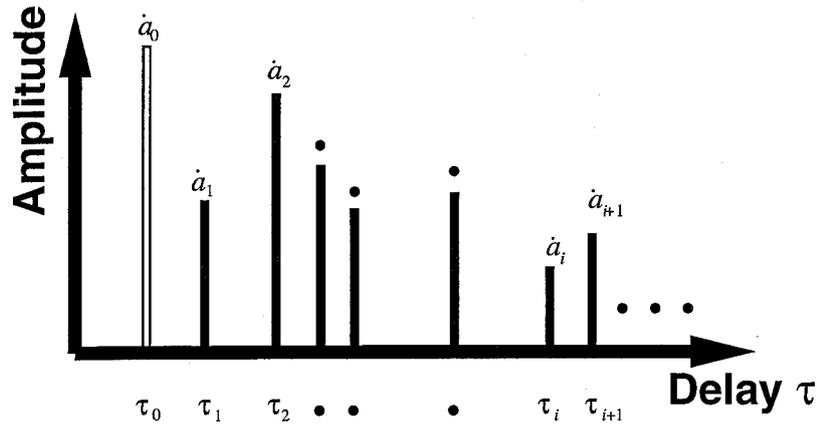
(c) CBPSK

図2.16  $s^2$ に対するBERフロア特性

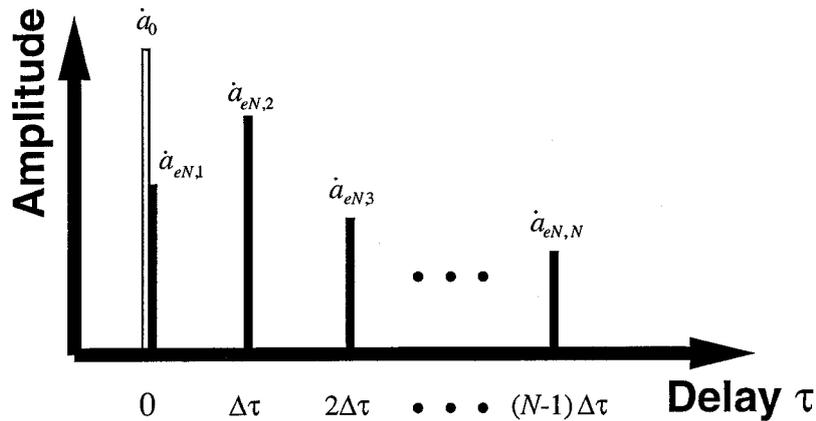
### 2.3 等価伝送路モデル[II] —瞬時表現—

前節では、遅延プロファイル(伝送路の瞬時インパルス応答を短区間中央値が一定とみなせる領域内で電力的に平均したもの)を対象としたETPモデルを議論した。本節では、瞬時の遅延時間差の特性であるインパルス応答そのものを簡易なモデルに変換する「瞬時表現としてのETPモデル」を議論する。また、その結論から、経験的な手法から出発した統計的表現の理論的根拠が得られることを述べる

#### 2.3.1 伝送路のインパルス応答



(a) 伝送路のインパルス応答



(b) 等価インパルス応答

図2.17 伝送路のインパルス応答モデル

伝送路のインパルス応答 $h(\tau, t)$ を、遅延軸上のインパルス波(これをここでは素波と呼ぶ)の集合である次式としてモデル化する(図2.17(a))[32]。

$$h(\tau, t) = a_0 \delta(\tau) + \sum_{i=1}^{\infty} a_i(t) \delta\{\tau - \tau_i(t)\}, \quad (2-26)$$

ここで $\delta(\tau)$ はKroneckerのデルタ関数である。 $a_0$ は定常波成分の複素振幅でありその遅延時間は0とする。 $a_i$ および $\tau_i (i=1, 2, \dots)$ は、それぞれ $i$ 番目の素波の複素振幅および定常波を基準とした遅延時間である。このインパルス応答を有する伝送路の伝達関数 $T(f, t)$ は以下の式で表される。ここで $f_c$ は搬送波周波数である。

$$T(f, t) = a_0 + \sum_{i=1}^{\infty} a_i(t) e^{-j2\pi(f-f_c)\tau_i(t)}. \quad (2-27)$$

### 2.3.2 瞬時プロファイルの等価変換

答へ。

次に、 $\Delta\tau$ の等間隔遅延時間毎に配置された $N$ 波の遅延波で表されるインパルス応答を考える。1番目の散乱波成分の素波の遅延時間は定常波成分に等しいものとする。これを図2.17(b)に示す。

このインパルス応答 $h_{e,N}(\tau, t)$ およびその伝送路の周波数伝達関数 $T_{e,N}(f, t)$ は以下の式によって与えられる。

$$h_{e,N}(\tau, t) \equiv \dot{a}_0 \delta(\tau) + \sum_{n=1}^N \dot{a}_{eN,n}(t) \delta\{\tau - (n-1)\Delta\tau\}, \quad (2-28)$$

$$T_{e,N}(f, t) \equiv \dot{a}_0 + \sum_{n=1}^N \dot{a}_{eN,n}(t) e^{-j2\pi(f-f_c)(n-1)\Delta\tau}, \quad (2-29)$$

ここで、 $\dot{a}_{eN,n}$ は、 $n$ 番目の素波の複素振幅である。

次に、搬送波周波数 $f_c$ において、(2-29)式の伝達関数の値と伝達関数の $m$ 番目の導関数( $m=1, 2, \dots, N-1$ )の値が(2-27)式のそれらと等しくなるように $\dot{a}_{eN,n}$ を設定することを考える。この手法では、 $N$ の値が大きくなるほど、近似の程度は向上するものと予想される。上記処理を式で表現すると、以下のようになる。

$$\left. \frac{\partial^m T_{e,N}(f, t)}{\partial f^m} \right|_{f=f_c} = \left. \frac{\partial^m T(f, t)}{\partial f^m} \right|_{f=f_c}, \quad (\text{for } m=0, 1, 2, \dots, N-1). \quad (2-30)$$

$m \geq 1$ の場合には、上記偏微分は以下のように変形できる。

$$\frac{\partial^m T(f, t)}{\partial f^m} = \sum_{i=1}^{\infty} \dot{a}_i (-j2\pi\tau_i)^m e^{-j2\pi(f-f_c)\tau_i}, \quad (2-31)$$

$$\frac{\partial^m T_{e,N}(f, t)}{\partial f^m} = \sum_{n=2}^N \dot{a}_{eN,n} \left\{ -j2\pi(n-1)\Delta\tau \right\}^m e^{-j2\pi(f-f_c)(n-1)\Delta\tau}. \quad (2-32)$$

したがって、(2-30)式は以下のように表現できる。

$$\sum_{n=1}^N \dot{a}_{eN,n}(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \dot{a}_i(\tau), \quad (m=0), \quad (2-33)$$

$$\sum_{n=2}^N \dot{a}_{eN,n} \left\{ -j2\pi(n-1)\Delta\tau \right\}^m = \sum_{i=1}^{\infty} \dot{a}_i (-j2\pi\tau_i)^m, \quad (1 \leq m \leq N-1). \quad (2-34)$$

$N$ 個の未知数( $\dot{a}_{eN,1}, \dot{a}_{eN,2}, \dots, \dot{a}_{eN,N}$ )は、この $N$ 元 $N$ 次連立方程式を解くことによって求めることができる。これによって、 $N$ 波で近似された等価インパルス応答

を得たことになる。

具体的に、 $N=1, 2, 3$ の場合を以下に示す。

○ $N=1$ (周波数フラットフェージング)

$$\dot{a}_{e1,1}(t) = \sum_{i=1}^{\infty} \dot{a}_i(t). \quad (2-35)$$

○ $N=2$ (2波周波数選択性フェージング)

$$\dot{a}_{e2,1}(t) = \sum_{i=1}^{\infty} \dot{a}_i(t) - \frac{\sum_{i=1}^{\infty} \dot{a}_i(t)\tau_i(t)}{\Delta\tau}, \quad (2-36a)$$

$$\dot{a}_{e2,2}(t) = \frac{\sum_{i=1}^{\infty} \dot{a}_i(t)\tau_i(t)}{\Delta\tau}. \quad (2-36b)$$

○ $N=3$ (3波周波数選択性フェージング)

$$\dot{a}_{e3,1}(t) = \sum_{i=1}^{\infty} \dot{a}_i(t) - \frac{3\sum_{i=1}^{\infty} \dot{a}_i(t)\tau_i(t)}{2\Delta\tau} + \frac{\sum_{i=1}^{\infty} \dot{a}_i(t)\tau_i^2(t)}{2\Delta\tau^2}, \quad (2-37a)$$

$$\dot{a}_{e3,2}(t) = \frac{2\sum_{i=1}^{\infty} \dot{a}_i(t)\tau_i(t)}{\Delta\tau} - \frac{\sum_{i=1}^{\infty} \dot{a}_i(t)\tau_i^2(t)}{\Delta\tau^2}, \quad (2-37b)$$

$$\dot{a}_{e3,3}(t) = \frac{-\sum_{i=1}^{\infty} \dot{a}_i(t)\tau_i(t)}{2\Delta\tau} + \frac{\sum_{i=1}^{\infty} \dot{a}_i(t)\tau_i^2(t)}{2\Delta\tau^2}. \quad (2-37c)$$

いずれにおいても、遅延時間間隔 $\Delta\tau$ の値の設定には自由度がある。しかしながら、その設定は全体としてのフェージング環境の表現(すなわち、遅延プロファイルのような統計量)に対して無理がない値に設定するのが望ましいものと考えられる。つまり、ここでの基本的な考え方は、搬送波周波数 $f_c$ の周りで伝達関数の近似精度を高めることにあるが、結果として適用範囲がより広帯域であることが望ましい。そこで、次の2つの方法を考える。

○遅延時間差( $\Delta\tau$ )の設定方法[I]

等価伝送路表現の $N$ 波は、瞬時変動の伝達関数 $T_{e,N}(f,t)$ を搬送波周波数を中心とし

て目的とする伝達関数 $T(f, t)$ に一致させるために協調して変動するため、各波の時間的変動は一般に相互に相関を有するものと予想される。ここでは、それがちょうど無相関となるような $\Delta\tau$ を設定することを考える。

$N=2$ の場合には、先行散乱波と遅延散乱波の相関は $\rho_{a_1 a_2}$ は、先行定常波、先行散乱波、遅延散乱波の平均電力をそれぞれ $P_D$ 、 $P_{e2,1}$ 、 $P_{e2,2}$ として、

$$\rho_{a_1 a_2} \equiv \frac{\langle \dot{a}_{e2,1} \dot{a}_{e2,2}^* \rangle}{\sqrt{P_{e2,1} P_{e2,2}}} = \left( \frac{\tau_m}{\Delta\tau} - \frac{\tau_m^2 + \sigma_{\tau,R}^2}{\Delta\tau^2} \right) \frac{P_R}{\sqrt{P_{e2,1} P_{e2,2}}}, \quad (2-38)$$

であるので、先行波と遅延波の相関がゼロとなる遅延時間差 $\Delta\tau$ が存在し、その値は、

$$\Delta\tau = \frac{\tau_m^2 + \sigma_{\tau,R}^2}{\tau_m}, \quad (2-39)$$

である。 $N=3$ 以上では、調整可能な変数が $\Delta\tau$ 1つだけであるので、任意のプロファイルに対して3つの散乱波がお互いに無相関になるような値は存在しない。なお、瞬時表現という目的のためには、 $N \geq 3$ の場合にも任意の $\Delta\tau$ を用いてよく、 $N=2$ から得られた(2-39)式を用いても問題ない。

### ○遅延時間差( $\Delta\tau$ )の設定方法[II]

実環境と等価伝送路で実現された環境の周波数相関特性が搬送波周波数の周りで等しくなるように $\Delta\tau$ を設定する。(2-30)式は瞬時の周波数特性を扱っているのに対して、ここで扱う周波数相関特性は伝送路の統計的性質である点が異なっている。ここでは、電力値の周波数特性の相関 $\rho_{\delta A^2}$ に着目する。

仲上-ライスフェージング環境の周波数相関特性は、 $\Delta f (= f - f_c)$ の関数として次式で与えられる[13]。

$$\rho_{\delta A^2}(\Delta f) = \frac{2P_D \text{Real} [\rho_a(\Delta f)] + P_R \rho_a(\Delta f) \rho_a^*(\Delta f)}{2P_D + P_R}, \quad (2-40)$$

$$\rho_a(\Delta f) = \frac{1}{P_R} \int_0^\infty p_s(\tau) e^{-j2\pi\Delta f\tau} d\tau. \quad (2-41)$$

したがって、

$$\rho_{\delta A^2}(0) = 1, \quad (2-42a)$$

$$\left. \frac{\partial \rho_{\delta A^2}}{\partial \Delta f} \right|_{\Delta f=0} = 0, \quad (2-42b)$$

$$\left. \frac{\partial^2 \rho_{\delta A^2}}{\partial \Delta f^2} \right|_{\Delta f=0} = \frac{-8\pi^2 \left\{ \tau_m^2 + (1+s^2)\sigma_{\tau,R}^2 \right\}}{2+s^2}, \quad (2-42c)$$

となる。すなわち、遅延プロファイルの分布形状にかかわらず、 $\rho_{\delta A^2}(0)=1$ 、 $\rho_{\delta A^2}'(0)=0$ 、であり、有意な値は周波数相関の2次導関数に現れる。したがって、統計的周波数相関を一致させる $\Delta\tau$ を以下の式によって求めることにする。

$$\left. \frac{\partial^2 \rho_{\delta A^2, eN}}{\partial \Delta f^2} \right|_{\Delta f=0} = \left. \frac{\partial^2 \rho_{\delta A^2}}{\partial \Delta f^2} \right|_{\Delta f=0}. \quad (2-43)$$

$N=2$ の場合には、

$$\left. \frac{\partial^2 \rho_{\delta A^2, e2}}{\partial \Delta f^2} \right|_{\Delta f=0} = \frac{-8\pi^2 \Delta\tau^2 P_{e2,2} (P_D + P_{e2,1})}{(2P_D + P_{e2,1} + P_{e2,2})(P_{e2,1} + P_{e2,2})}, \quad (2-44)$$

である。また、 $P_{e2,1}$  および  $P_{e2,2}$  は(2-36)式から、

$$\begin{aligned} P_{e2,1} &= \left\langle \sum_{i=1}^{\infty} \dot{a}_i(t) \dot{a}_i^*(t) \right\rangle - \frac{2}{\Delta\tau} \left\langle \sum_{i=1}^{\infty} \dot{a}_i(t) \dot{a}_i^*(t) \tau_i(t) \right\rangle + \frac{1}{\Delta\tau^2} \left\langle \sum_{i=1}^{\infty} \dot{a}_i(t) \dot{a}_i^*(t) \tau_i^2(t) \right\rangle \\ &= s^2 \left( 1 - \frac{2\tau_m}{\Delta\tau} + \frac{\tau_m^2 + \sigma_{\tau,R}^2}{\Delta\tau^2} \right) P_D, \end{aligned} \quad (2-45a)$$

$$P_{e2,2} = \frac{1}{\Delta\tau^2} \left\langle \sum_{i=1}^{\infty} \dot{a}_i(t) \dot{a}_i^*(t) \tau_i^2(t) \right\rangle = s^2 \frac{\tau_m^2 + \sigma_{\tau,R}^2}{\Delta\tau^2} P_D, \quad (2-45b)$$

となるので、(2-42c)式と(2-44)式を(2-43)式に代入し、かつ、(2-45a)式、(2-45b)式と連立にして方程式を解くと、

$$\Delta\tau = \frac{\tau_m^2 + \sigma_{\tau,R}^2}{\tau_m}, \quad (2-46)$$

の解が得られ、方法[I](散乱波間の相関を0とする方法)とは別の概念でありながら、同じ結論が得られることがわかった。なお、(2-46)式の解を得る手順は解析的手法ではかなり煩雑になるため、ここでは汎用の数式処理ソフトを用いてこの結果を得た。高次の方程式を解いているため他にも解は得られるが、それらは虚数解等であり有意なものではない。

$N=2$ の場合に、(2-39)式、または、(2-46)式を、(2-45a)式および(2-45b)式に代入して、2波の平均電力を求めると、

$$P_{e2,1} = \frac{s^2 \sigma_{\tau,R}^2}{\tau_m^2 + \sigma_{\tau,R}^2} P_D, \quad (2-47)$$

$$P_{e2,2} = \frac{s^2 \tau_m^2}{\tau_m^2 + \sigma_{\tau,R}^2} P_D, \quad (2-48)$$

となる。上式および(2-39)式または(2-46)式は、統計的表現である(2-14)式に一致している。すなわち、経験的に証明されたキーパラメータの概念に基づいて得られたETPモデルの統計的表現は、2波瞬時等価モデルにおいて、周波数伝達関数の値とその1次導関数の値を搬送波周波数において目的とする伝搬路のそれらに一致させるとともに、統計表現である先行波と遅延波の相関および周波数相関特性を考慮したものであることが明らかとなった。この種の近似は、文献[42]で議論されている歪みパラメータの概念に共通するものと思われる。

### 2.3.3 計算機シミュレーションによるモデルの検証

次に、ここで議論を行ったETPモデルの瞬時表現について、BERフロアに関する計算機シミュレーションを行うことによって、モデルの妥当性およびその精度を検証する。

計算機シミュレーションの概要は2.2.2節および2.2.5節で使用したものと同様である。変復調方式としては $\pi/4$ -DQPSK方式を対象とした。リファレンスとなる伝送路の遅延プロファイルには、図2.8Hのプロファイル(3章で提案する伝搬モデル)を用いて散乱波部分を生成し、これに $1/s^2$ の重み付けを行った定常波を加えること

によって全体のプロファイルを発生させた。このプロファイルを時間的に変動させそれを十分大きい時間間隔でサンプリングすることによって独立な1000のインパルス応答を用意する。そして、それぞれのインパルス応答ごとに10000ビットの情報信号を $\pi/4$ -DQPSK方式によって送受信した場合のBERを求めた。1つのインパルス応答、すなわち10000ビットの伝送時間内には、そのインパルス応答に対してフェージング変動を与えていない。また、本シミュレーションでは熱雑音は加えていないので、発生するビット誤りは全てマルチパスに起因する符号間干渉によって生じるものである。これをここではBERフロアと呼ぶ。

ここでは、次の3つの伝搬路におけるBERフロア特性を比較する。

- (i) 3章で提案するマルチパスモデルによって生成した瞬時インパルス応答に定常波を加えたもの(リファレンス)
- (ii) 等価2波モデル(瞬時表現ETPモデルにおいて $N=2$ としたもの)
- (iii) 等価2波モデル(同 $N=3$ )

(ii)および(iii)において、 $\Delta\tau$ の値としては、(2-39)式(または(2-46)式)を $N=2$ および3の両者に用いた。さらに、ここでは散乱波部分に指数分布プロファイルを用いているので、統計量としては $\sigma_{\tau,R}=\tau_m$ である。

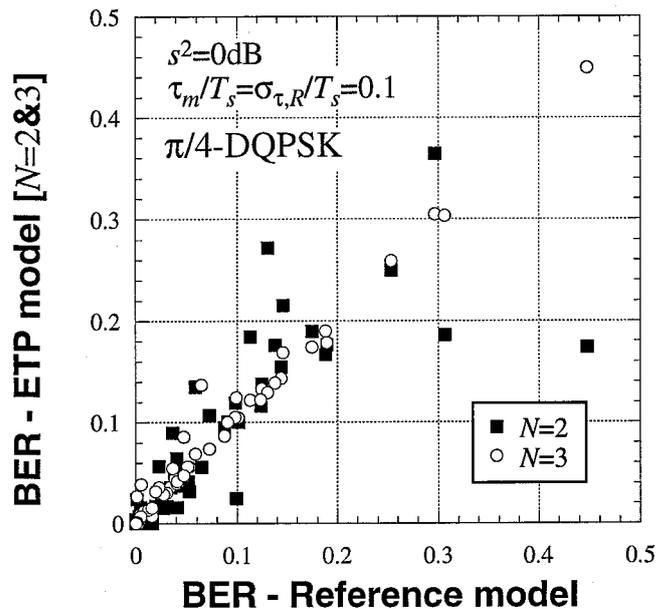


図2.18 等価インパルス応答とリファレンスインパルス応答のBERの比較

図2.18は、リファレンスモデルに対する等価2波および3波モデルの計算機シミュレーションによるBERフロア特性の散布図を示している。2波モデルおよび3波モデルの両者とも、リファレンスとなるモデルとBERフロア特性が十分よく一致していると言えるが、3波モデルの方がより正確な推定が可能であることがわかる。

次に、より定量的に等価2波モデルおよび3波モデルの精度を検証する。推定精度の指標として、計算されたBERの対数値に対する相互相関(これを $\rho_c$ とする)を用いることを考える。しかしながら、BERの値には0が発生することが多いので、対数値を計算する際には注意が必要となる。ここでは、以下の式によって定義される新たな変数 $c$ を導入し、1000回のトライアルに対するBER発生特性に関するリファレンスモデルとの $c$ の系列に関する相互相関値を推定精度の指標とする。

$$\begin{array}{lll} \text{if}(BER=0) & \text{then} & c=0, \\ & \text{else} & c=\log(BER \times 10^5). \end{array} \quad (2-49)$$

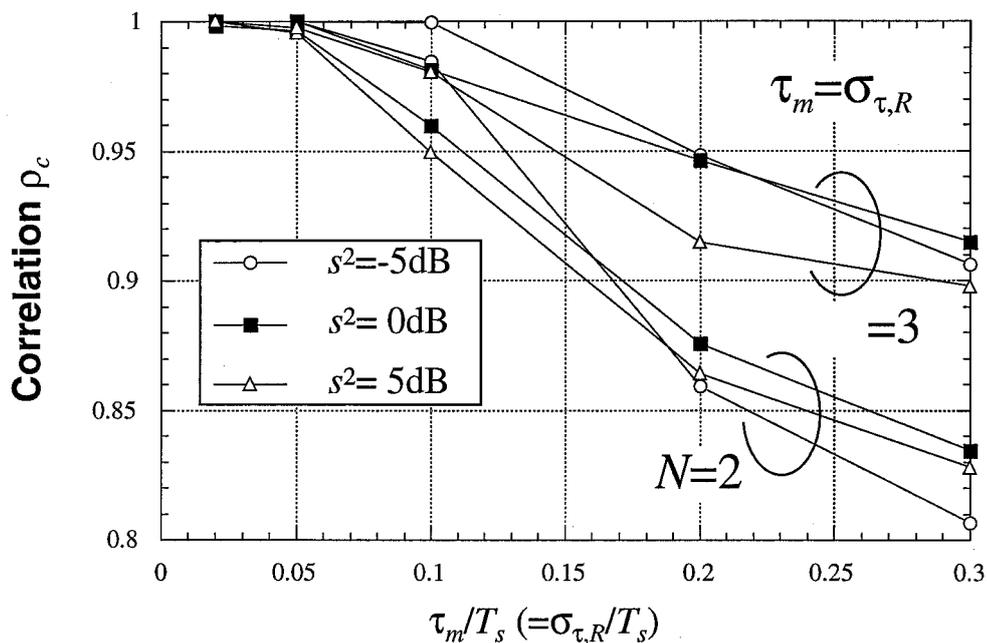


図2.19  $\sigma_{\tau,R}=\tau_m$ に対する $\rho_c$ の変化

上記 $c$ の定義は、伝送した10000ビットの中に1ビットの誤りがある場合に $c$ の値を1とする定義であり、係数 $10^5$ の値を如何なる値に設定するかが最終的に計算される相関値に対するビット誤り発生の重み付けを決定していることになる。BER特性の定量的比較に対してどのような指標を用いるのが最適であるかについては議

論が必要である。しかしながらここで定義した値は、少なくともBER推定の精度を反映した値であると思われ、本議論での比較には適当な指標であると考えられる。

図2.19は、 $s^2$ の値を変化させた場合の、 $\sigma_{\tau,R}=\tau_m$ に対する $\rho_c$ の変化を示している。Nおよび $s^2$ の値にかかわらず、 $\sigma_{\tau,R}=\tau_m$ の増加に伴って相関値は減少している。これは、散乱波部分の遅延スプレッドの増加に伴って伝送路の周波数選択性の度合いが大きくなり(周波数伝達関数の周波数特性が激しくなり)、モデルの推定精度が減少していることによると考えられる。また、3波モデルの方が2波モデルよりも相関が高いことがわかる。すなわち、近似処理において、より高次の導関数まで考慮に入れることによって、推定精度が向上している。同図では、 $s^2$ に対する大きな依存性はみられない。

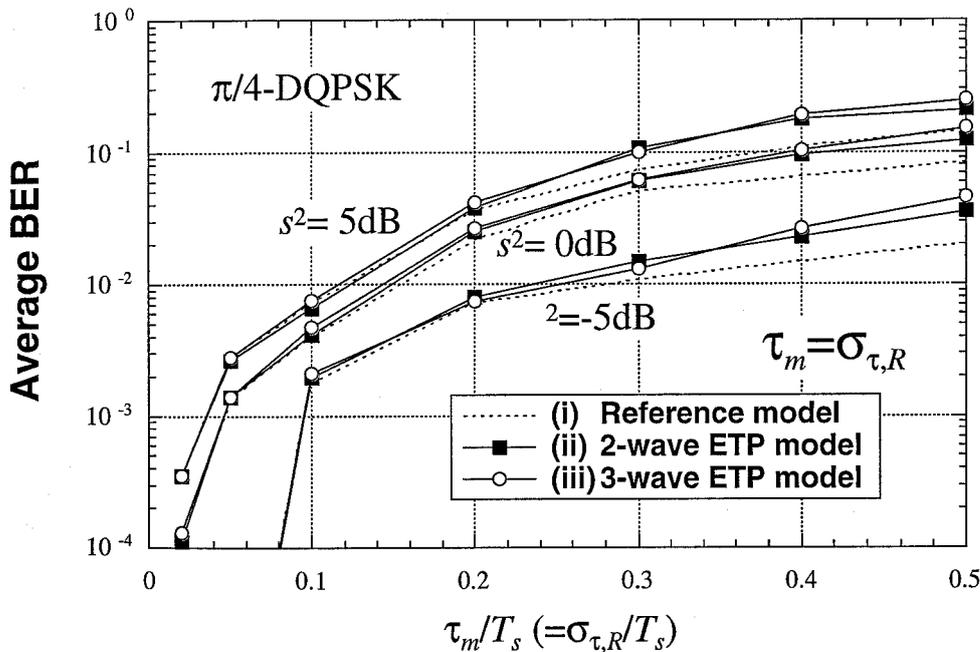


図2.20  $\sigma_{\tau,R}=\tau_m$ に対する平均BER特性

図2.20は、1000プロファイル全てのビット誤りを合計して求めた平均BERの $\sigma_{\tau,R}=\tau_m$ に対する特性である。瞬時のBER特性についてかなりの精度で推定できているので、平均BERについても当然ながら正しく推定できている。図2.20には、 $\sigma_{\tau,R}=\tau_m$ に対する提案ETPモデルの適用性を議論するために、 $\sigma_{\tau,R}=\tau_m < 0.5$ の範囲までの特性を示している。同図から、 $\sigma_{\tau,R}=\tau_m$ が0.3を超えるようになると推定精度が劣化していることがわかる。N=2および3の場合については、この値( $\sigma_{\tau,R}=\tau_m=0.3$ )

## 2. 仲上-ライスフェージング環境の等価伝送路モデル

が適用範囲の上限であろうと思われる。なお、ここでは指数関数プロファイルを前提としたので、それ以外のプロファイルに関する $\sigma_{\tau,R}$ および $\tau_m$ それぞれ個別の適用範囲についてはさらに検討の余地がある。しかしながら、 $\sigma_{\tau,R}$ が0.3を超えると、図2.20からも明らかのように、符号間干渉に起因するビット誤り率の値が多くのケースで $10^{-2}$ を超え、通常のデジタル通信では通信が不能な領域となる。それに対して、符号間干渉に起因するビット誤りがシステム設計に対してクリティカルとなる領域(たとえば $10^{-6} < BER < 10^{-2}$ )では、本ETPモデルは高い精度を有しており、実用上十分な適用範囲を有していると言える。

### 2.4 2章のまとめ

本章では、仲上-ライスフェージング環境を対象として、遅延波の影響で生じる符号間干渉に起因して生じるビット誤りを簡易に解析できる等価伝送路モデルについての理論の展開および計算機シミュレーションによるその妥当性/有効性を示した。ここでは、本モデルをETPモデルと呼んだ。

本章前半では、経験的な手法によって得た仲上-ライスフェージング環境のキーパラメータの概念に基づき、ETPモデルの統計的表現を導き出した。この統計的表現は、任意の仲上-ライスフェージング環境を、取り扱い容易な等価2波モデルへと変換するものである。この等価2波モデルとデジタル変復調方式に対する符号間干渉に起因するビット誤り率特性(BERマップ)を用いることによって、任意の仲上-ライスフェージング環境におけるBERフロア特性を簡易に推定可能な方法を示した。

また、本章後半では、伝送路の瞬時インパルス応答を取り扱うモデルについて議論を行った。任意の仲上-ライスフェージングのインパルス応答を等間隔の遅延時間に配置した $N$ 波の遅延波で近似することを考え、特に $N=2$ および3の場合について具体例を示した。その解析の結果、ETPモデルの統計的表現は $N=2$ の瞬時表現において[先行散乱波と遅延散乱波の相関を0とする]および[周波数相関特性を中心周波数において目的とする伝送路のそれと一致させる]等の統計的指標を満足させるようにその遅延時間間隔 $\Delta\tau$ を決定したものである、ということが明らかとなった。これにより、その理論展開の一部を経験的手法に頼ったETPモデルの基礎となるキーパラメータの概念に、理論的根拠を与えた。

### 3. 広帯域伝搬モデルとC/I評価への適用方法

#### 3.1 広帯域伝送を対象とした伝搬モデルの必要性

1章において述べたように、CDMA方式に基づいた移動通信方式が既に実現され、さらに、IMT-2000に向けて広帯域CDMA方式の検討が進められている[8,43-46]。CDMA方式が魅力的であるのは、RAKE受信、ソフトハンドオーバー(Soft hand-over)、マルチユーザー干渉キャンセラー(Multiuser interference canceler)等の各種高機能技術により従来のFDMA方式やTDMA方式に比べて高いチャンネル容量を達成できるとともに、高い秘話性、多元接続の容易性等のサービス/システム構築上のメリットをもあわせもつためである[22,47-48]。しかしながら、そのような高いチャンネル容量を実現するためには、いわゆるCDMA方式の「遠近問題」を克服することが前提となる[49,50]。遠近問題とは、全ての通信チャンネルが同一周波数帯を共有するCDMA方式の特徴に起因して、基地局側において移動局の信号を受信する際、基地局近くにある移動局の強い電波が干渉波となって遠方から到来する弱い電波を妨害する、その結果としてシステム全体の通信効率が低下する、という問題であり、CDMA方式の本質的な弱点の一つである。周波数利用効率低下の原因となるこの遠近問題の克服は、CDMA方式による移動通信を実現するための鍵と言われてきた。

移動通信環境における強度変動については2.1.1節において述べた。平均電界強度は距離に依存性し、たとえば基地局/移動局間距離 $d$ に対して $d=30\text{m}\sim 1\text{km}$ の間でも60dB程度、しゃへい度の強さに起因する短区間中央値変動も20dBを越えるような変化があるので、基地局から近い所と遠い所から同じ強度の電波が発射される場合には、基地局での受信においてこの2つの効果で100dB近いレベル差となることもあり得る。同一周波数帯を共有するCDMA方式における所望波の識別能力は処理利得( $G_p: G_p = B_c/B_s$ ,  $B_c$ : 拡散帯域幅,  $B_s$ : 信号帯域幅)によって決まり、その値は通常20~30dB程度である。この処理利得を超えるような強い干渉波があると通信は不能となり、これが遠近問題となる。これを解決するために、異なる移動局の信号を基地局受信時に同一強度となるように移動局側の送信電力を制御する送信電力制御が必要となる。この遠近問題を解決するためには最低条件として距離に対する平均電界強度としゃへい度の強さに起因する短区間中央値変動の部分に対する移

動体側での送信電力制御は不可欠である。

幸い上記2つの時間的変動はマルチパスフェージングの時間変動に比較して時間的に緩慢であり(0.1~1秒程度以上のオーダー)、かつ周波数依存性も小さいので、オープンループあるいは制御は複雑になるが精度的には優れているクローズドループによる送信電力制御は実際的に可能と考えられる。

この遠近問題に対しては、現象の把握(C/I劣化の定量的な把握)と対策技術の確立が重要となる。本研究が行われるまでも問題点の指摘や送信電力制御・パスダイバーシチといった対策技術等については多くの報告[48,50-52]があるが、電波伝搬研究を踏まえて述べられるべき現象の把握に関しては、多くの検討がなされていなかった。これはCDMA方式の遠近問題の評価に適するような広帯域伝送用電波伝搬モデルがまだ確立されてなかったことに起因すると思われる。

本章ではこのようなCDMA方式移動通信における遠近問題(C/I劣化)評価を可能とする広帯域伝送特性評価用伝搬モデルの必要性を述べるとともに、それに対応した伝搬モデル(シミュレーション用のモデル)を提案する。

### 3.2 従来の広帯域伝搬モデル

伝送する信号の帯域が広くなるとマルチパス波の遅延時間差が伝送特性に影響をおよぼすことについては、2.1.4節で述べた。このような目的に対しては、図3.1に示すような複数波モデルや2波モデル等が使用されてきた。

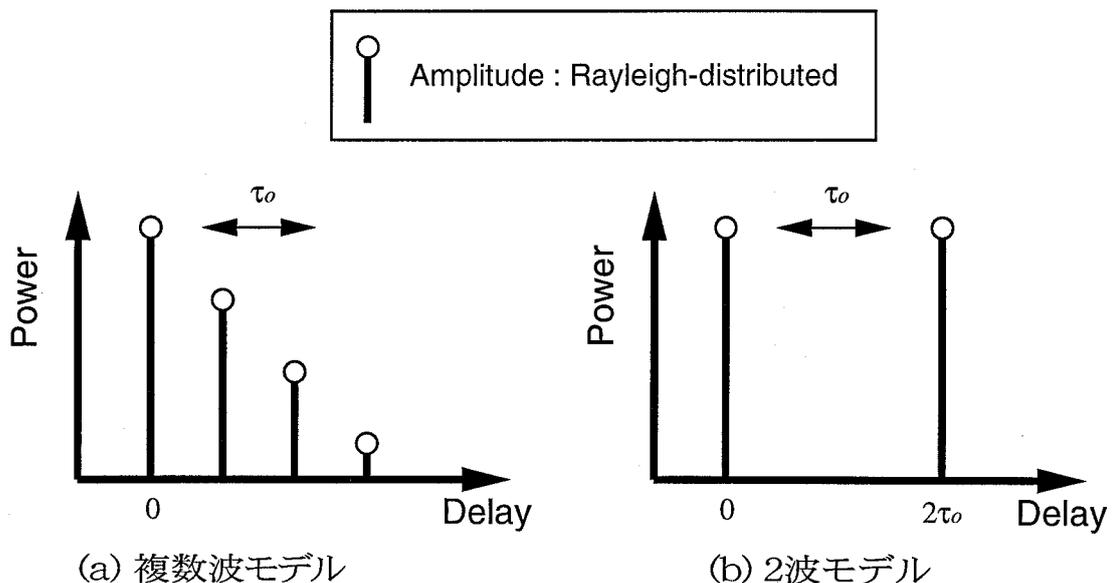


図3.1 従来の広帯域伝搬モデル

これに対して、1970年頃から始められたTurin[19]、Hashemi[20]、Suzuki[21]等の一連の研究では、時間的に変動する瞬時瞬時のインパルス応答そのものを生成するモデルを開発しようとした。これら研究において開発された伝搬モデルは、計算機シミュレーションを対象としたモデルであり、ある特定の実測データをベースとして、その環境を計算機シミュレーション内で再現する方式を基本としていた。基本的に、発生されるデータが特定の環境における実測データに基づいていたため、そのモデルを使用して得られた結果の普遍性が完全とは言えないものであった。これに対して、本研究では、従来明らかにされているフェージング理論を最大限活用し、それを広帯域伝送に拡張することにより、理論的な広帯域伝搬モデルを確立することを目的とする。

### 3.3 CDMA方式用伝搬モデルとして考慮すべき点

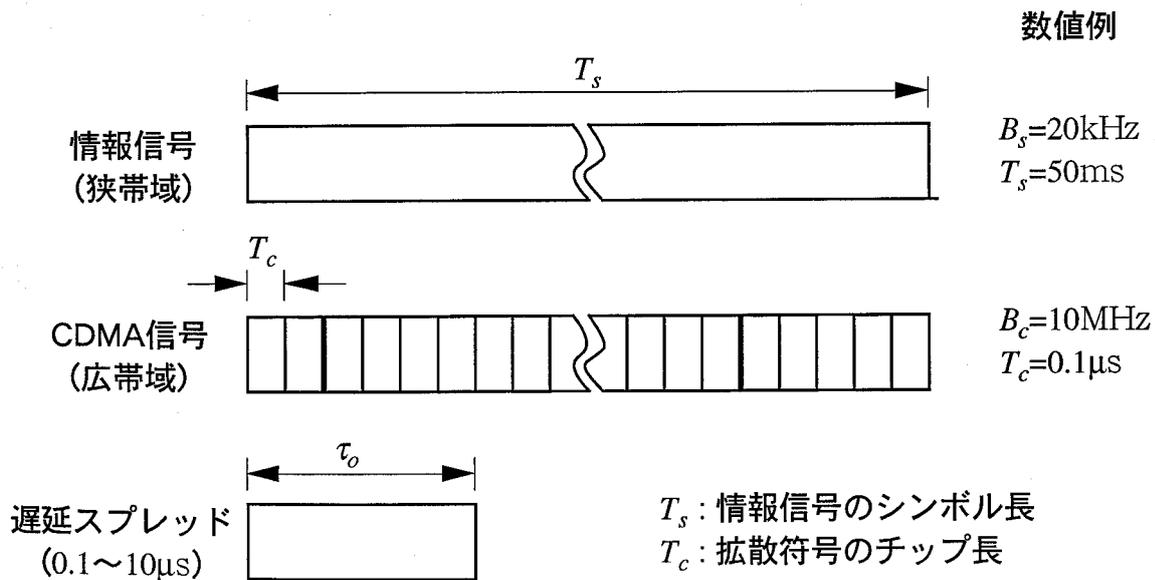


図3.2 伝送路の遅延スプレッドと伝送信号のシンボルおよびチップ長との関係

図3.2は伝送路の遅延スプレッドと伝送信号の信号周期の関係を示している。スペクトル的には、CDMA信号は拡散信号によって変調されたデジタル信号とみなすことができる。通常、拡散符号の信号レート(チップレート)は、情報信号のシンボルレートよりも10~数百倍程度高速であるので、CDMA信号のスペクトルは他の変調方式に比べてかなり広帯域なスペクトルになる。

伝送する信号の帯域が伝送路の相関帯域幅に比べて十分大きくなる、すなわち、

信号のシンボル長が伝送路の遅延スプレッドに比べて十分小さくなると、建物や大地の反射によって生じるマルチパス伝搬路は信号のシンボル長程度の分解能によって識別することが可能となる。図3.3はこの関係を模式的に示している。(a)はインパルス応答の時間的变化を示している。このような遅延状態の伝送路において、狭帯域、すなわち長いシンボル長の信号を送ると、到来経路の異なる複数の信号が一つのシンボルとして合成されて受信されるマルチパスフェージングの状態になる(b)。この場合の受信信号強度分布はレイリー分布になる。しかし、伝送路の帯域が広くなりシンボル長が短くなると、マルチパス波の遅延時間差に対する識別能力(分解能)が向上する。たとえば極端な場合(c)、一つのシンボル内では一つの経路を伝搬する信号のみが受信されるようになる。この場合には、この受信信号の強度分布は明らかにレイリー分布ではなくなる。さらに、受信信号が検出される遅延時間の位置は移動局の移動に伴って変動するので受信信号の遅延時間を固定した伝搬モデルは不適當である。これは、CDMA受信機の同期等を検討する際には特に重要となる伝搬現象である。

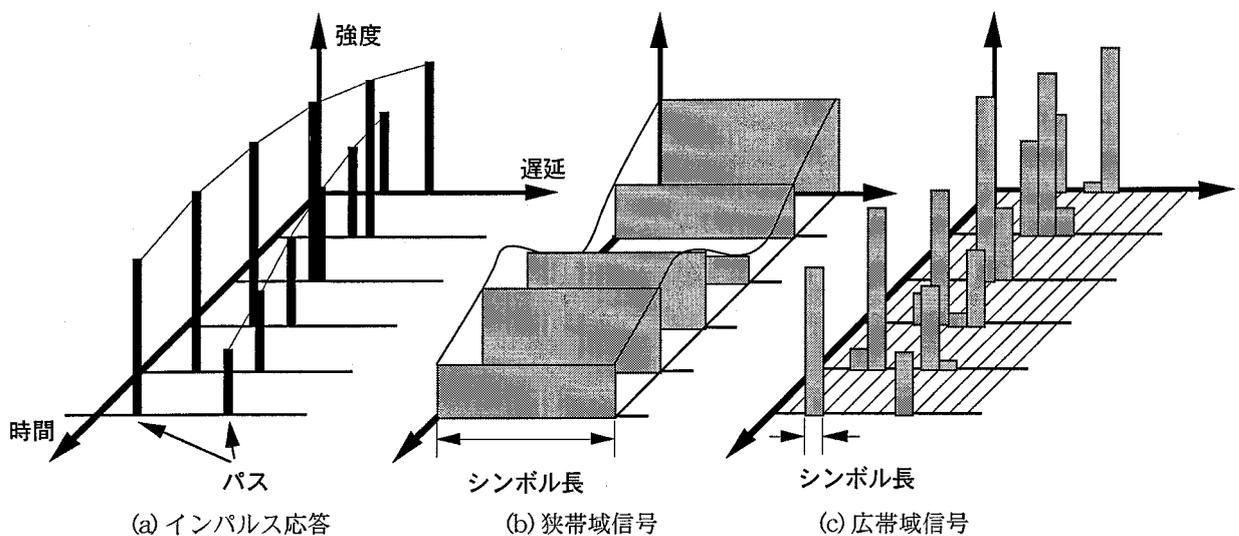


図3.3 狭帯域信号と広帯域信号の比較

なお、ある一つの伝搬経路(たとえば図2.4における個々の伝搬路)を経て受信点に到達する信号をここではマルチパスを構成する複数の経路の一つという意味で「パス」と呼ぶことにする。また、各パスの遅延時間差を、ある基準伝搬遅延(通常は最短経路の伝搬遅延)からの遅延時間として、本章では単に「遅延時間」と呼ぶ。

図3.3(c)に示したような広帯域信号を扱う場合には、マルチパス伝搬路の遅延スプレッドを設定する2波モデルでは不備であり、適当な遅延時間間隔でプロファイル上の電力を分割し、複数のパスを発生させるモデル[18,22]でも十分という保証はない。このような広帯域フェージングを扱う伝搬モデルは原点に立ち返って再構築する必要がある。

このような広帯域伝搬モデルの開発に際して考慮すべき点は以下のとおりである。

- ・パスの一波一波がチップ長 $T_c$ 以下の時間分解能で識別されるパスモデル(発生してはやがて消滅するパスの集まりとするモデル)であること。
- ・受信系の同期は分解能 $T_c$ で受信される信号の内的一波に対してなされ、それが所望受信信号を与えることになるので、各パスの発生から消滅に至る過程はできるだけ現実に近づけること。
- ・パス存在期間中のそのパスから得られる信号の位相変化は遅延時間量の変化(すなわち周波数特性を有する位相の変化)で与えること。

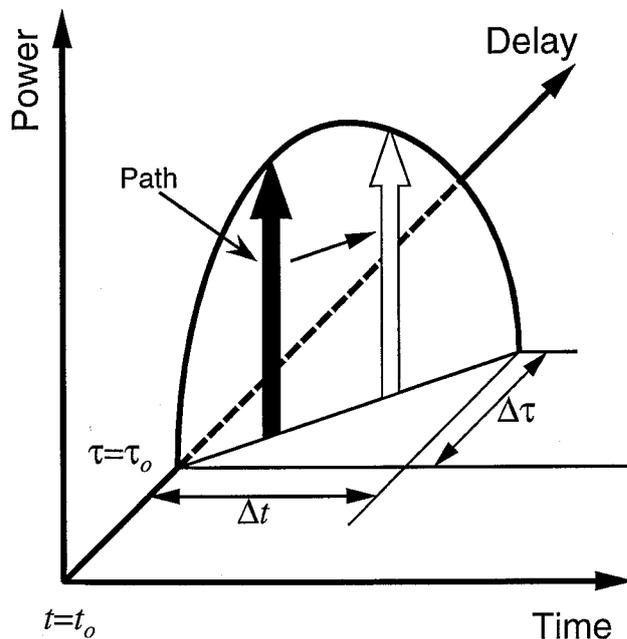


図3.4 パスの発生と消滅の過程(模式図)

最後の項について説明する。パス一波の発生から消滅に至る過程を時間軸及び遅延軸上で模式的に示したものが図3.4である。図で遅延時間の変位量 $\Delta\tau$ が $T_c$ と同程

度かそれ以上になりえる場合には、パスの存在期間中にそのパスの存在による各チップの相関検波出力が時間的に変化することになる。この影響を考慮に入れるためには、移動局の移動を受信信号の位相の変化と捉えるだけでは不十分であり、遅延時間の変化として扱う必要がある。このとき、 $\Delta\tau$ は次式で与えられる。

$$\Delta\tau = \frac{\mathbf{v} \cdot \mathbf{s}}{c_0} \Delta t, \quad (3-1)$$

- $\mathbf{v}$  : 移動体の速度ベクトル,
- $\Delta t$  : パスの持続時間,
- $\mathbf{s}$  : パスの到来方向を表す単位ベクトル,
- $c_0$  : 光速.

$|\mathbf{v} \cdot \mathbf{s}| = v$  ( $\mathbf{v}$ と $\mathbf{s}$ が同方向または逆方向)として、たとえば $v\Delta t (= \Delta L) = 30\text{m}$ とすると、 $\Delta\tau$ は $0.1\mu\text{s}$ となり、チップレートが数M~10Mchip/s程度の周波数拡散に対しては $T_c$ と $\Delta\tau$ は同程度になる。このため、位相の変化量( $2\pi f\Delta\tau$ )には上記チップレートに対応する周波数の範囲で無視できない程度( $2\pi$ のオーダー)の差が生じ、位相変化は周波数依存性を有することになる。

次節以降、このような広帯域伝搬伝送を行う移動通信システムに対応した伝搬モデルを提案する。

### 3.4 広帯域伝搬モデル

#### 3.4.1 基本式

まず、伝送路のインパルス応答 $h(\tau, x)$ を複素振幅 $a_i(x)$ 、遅延 $\tau_i(x)$ を有するパス $h_i(\tau, x)$ の集合である次式のように定義する( $x$ :移動局の変位)。これが本モデルの基本式である。ここで、対象とする伝送路のパスの総数を $N$ とし、上記パスはそのうちの $i$ 番目のパス $h_i(\tau, x)$ を対象としている。今後、これを「パス $i$ 」と呼ぶ。なお、この表現式そのものは従来からある考え方[32]であり新しいものではない。

$$h(\tau, x) \equiv \sum_{i=1}^N h_i(\tau, x) = \sum_{i=1}^N \left\{ a_i(x) \delta(\tau - \tau_i(x)) \right\}. \quad (3-2)$$

上式は $x=vt$ を用いて時間 $t$ の関数に変換できる。 $h(\tau, t)$ は変数 $\tau$ に対してはチップ長

$T_c$ の時間スケールで大きく変化し、一方、 $t$ に対しては通常 $T_s$ (情報信号のシンボル長)時間スケールよりも極めて緩慢に変化すると考える。パス $i$ の複素振幅 $\hat{a}_i(x)$ は移動区間上の有限区間においてのみ0以外の値を有すると考える(図3.4参照)。このため、任意の地点 $x$ (または任意の時間 $t$ )におけるパスの数は常に有限である。ここで、 $\hat{a}_i(x)$ が0でない値を有する区間を $x_{i,\min} < x < x_{i,\max}$ とし、 $i$ 番目のパスが存在する区間長を $\Delta x_i (\equiv x_{i,\max} - x_{i,\min})$ とする。個々のパスの平均存在区間長 $\Delta L (\equiv \overline{\Delta x_i})$ は、短区間中央値が一定とみなされる区間長(市街地のマルチパス環境では10~数十m程度)と同程度であると考えるのが自然である。この値はビルの平均的な幅とも一致しておりパスの存在区間長として妥当な値であると考えられる。

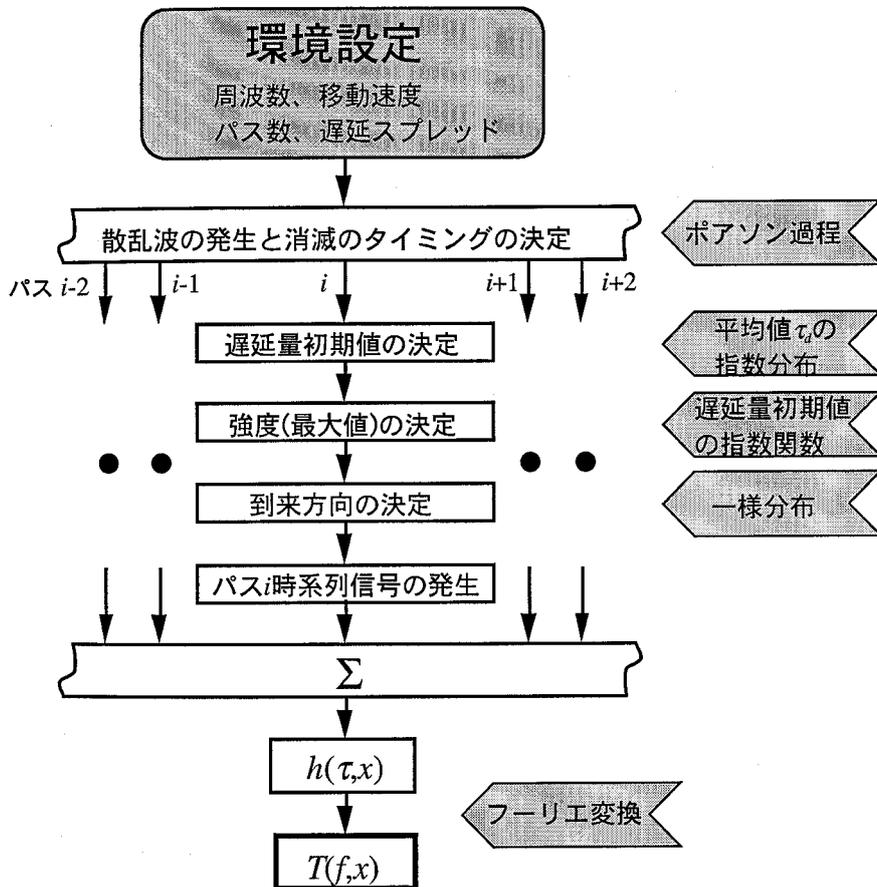


図3.5 広帯域伝送路フェージング時系列生成の手順

図3.5はここで提案する伝搬モデル(シミュレーションモデル)のフローを示したものである。以下シミュレーションによる時系列生成の中心となる $\hat{a}_i(x)$ 、 $\tau_i(x)$ を生成する手順について詳細に説明する。

### 3.4.2 散乱波の発生および消滅

一つのパスの発生および消滅の過程には、他のパスの存在が関与せず全く独立であると考えるのが自然であり、そのような確率過程はポアソン過程である[19,20]。この考えに基づき、パスの生起間隔 $l_g$ の分布 $p_g$ を平均値 $\Delta L/N$ の指数分布によって、また、パスの生存区間 $l_l$ の分布 $p_l$ を平均値 $\Delta L$ の指数分布によって、それぞれ次式のように与える。これによって発生から消滅までの過程をポアソン過程とすることができる。

$$p_g(l_g) \equiv \frac{N}{\Delta L} \exp\left(-\frac{N l_g}{\Delta L}\right), \quad (3-3)$$

$$p_l(l_l) \equiv \frac{1}{\Delta L} \exp\left(-\frac{l_l}{\Delta L}\right). \quad (3-4)$$

上記2つの式の結果として、実際のパス数の分布 $p_n$ は平均値 $N$ のポアソン分布である次式となる。

$$p_n(n;N) \equiv \frac{N^n}{n!} \exp(-N). \quad (3-5)$$

### 3.4.3 遅延プロファイル $P(\tau)$

遅延プロファイル $P(\tau)$ は従来モデルとの整合性を考慮して、遅延スプレッドを $\tau_0$ とする次式の指数関数で近似する。ここで $E(\cdot)$ は $x$ 領域での期待値、 $P_0$ は平均受信電力である。

$$P(\tau) = E\left(\left|h(\tau,x)\right|^2\right) \equiv \frac{P_0}{\tau_0} \exp\left(-\frac{\tau}{\tau_0}\right). \quad (3-6)$$

### 3.4.4 遅延時間分布 $p_d(\tau)$ およびパス $i$ の電力 $P_i(\tau)$

各パスの遅延時間は、遅延時間が小さい程(すなわち直接波に近い程)パスの発生確率が高くなるとして、平均遅延時間 $\tau_d$ (パワーウェイトなし)の指数分布を仮定する。

$$p_d(\tau) \equiv \frac{1}{\tau_d} \exp\left(-\frac{\tau}{\tau_d}\right). \quad (3-7)$$

また、パス*i*の電力 $P_i(\tau)$ についても、反射・散乱点が直接波に近い程散乱強度が大きくなるとして、 $\tau$ に関する指数関数を仮定する。ここで $\tau_p$ は電力が $1/e$ になる遅延時間、 $\alpha_p$ はある定数である。

$$P_i(\tau) \equiv \alpha_p \frac{P_R}{N} \exp\left(-\frac{\tau}{\tau_p}\right). \quad (3-8)$$

ここで、

$$p(\tau) = P_i(\tau) p_d(\tau), \quad (3-9)$$

であるので $\tau_o$ 、 $\tau_d$ 、 $\tau_p$ 、 $\alpha_p$ は、次の関係式を満たすように設定しなければならない。

$$\frac{1}{\tau_o} = \frac{1}{\tau_d} + \frac{1}{\tau_p}, \quad \alpha_p = \frac{\tau_p + \tau_d}{\tau_p}. \quad (3-10)$$

### 3.4.5 パス*i*のインパルス応答 $h_i(\tau, x)$

パス*i*のインパルス応答 $h_i(\tau, x)$ の時間変化を以下のように表す。

$$\begin{aligned} h_i(\tau, x) &= a_i(x) \delta(\tau - \tau_i(x)), \\ \dot{a}_i(x) &\equiv r_i(x) \exp(j\theta_i) \\ r_i(x) &\equiv \sqrt{2P_i} \sin\left(\frac{\pi}{\Delta x_i} (x - x_{i,\min})\right), & (x_{i,\min} \leq x \leq x_{i,\max}), \\ &0, & (x < x_{i,\min}, \text{ OR } x_{i,\max} < x), \\ \tau_i(x) &\equiv \tau_{i,o} + s_i \cdot x (x - x_{i,\min}), & (x_{i,\min} \leq x \leq x_{i,\max}), \end{aligned} \quad (3-11)$$

$\theta_i$ はパス*i*の初期位相で $0 \sim 2\pi$ の範囲で一様に分布すると仮定する。最後の $\tau_i(x)$ を与える式において、 $s_i$ はパス*i*の到来方向を与える単位ベクトル、 $x$ は移動局の移動方向を示す単位ベクトルである。散乱波の到来方向分布は移動局側受信を対象として

0～2πの一様分布とする。τ<sub>i,0</sub>は遅延時間の初期値であり、式(3-7)によって確率的に与えられる。

上式において、 $\dot{a}_i(x)$ の振幅 $r_i(x)$ の生起から消滅の過程については、連続的な変化を伴う関数として、正弦波的な変化を仮定している。この散乱波の時間的変動(素波の振幅の変動)については、フィールド実験等によってその特性を今後明らかにする必要がある。しかしながら、移動局の移動に伴う位相の変動( $2\pi f\tau_i(x)$ の変動)に比べて各散乱波の振幅変動( $r_i(x)$ の変動)は十分緩慢であると考えられ、一つのチップにおいて複数パスが受信できる環境では、 $r_i(x)$ の変動のふるまいがフェージング変動に与える影響は小さいと言える。

### 3.4.6 周波数伝達関数 $T(f,x)$ の時系列生成

このようにして得られた $h_i(\tau,x)$ を式(3-2)に代入することにより、伝送路のインパルス応答 $h(\tau,x)$ が得られる。伝送路の周波数伝達関数 $T(f,x)$ と $h(\tau,x)$ は次式で与えられるフーリエ変換対であるので、これから $T(f,x)$ を求めることができる。

$$T(f,x) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau,x) \exp(-j2\pi f\tau) d\tau, \quad (3-12)$$

$$h(\tau,x) = \int_{-\infty}^{\infty} T(f,x) \exp(j2\pi f\tau) df. \quad (3-13)$$

(3-12)式に(3-2)式を代入することによって、 $T(f,x)$ の積分は簡略化され、 $\dot{a}_i(x)$ と $\tau_i(x)$ を用いて次式のように簡易に表すことができる。

$$T(f,x) = \int_{-\infty}^{\infty} \sum_{i=1}^N \left\{ \dot{a}_i(x) \delta(\tau - \tau_i(x)) \right\} \exp(-j2\pi f\tau) d\tau = \sum_{i=1}^N \dot{a}_i(x) \exp(-j2\pi f\tau_i(x)) \quad (3-14)$$

(3-14)式の $\dot{a}_i(x)\exp(-j2\pi f\tau_i(x))$ の項がパス*i*の時系列に相当する。 $x=vt$ として上述の式にしたがって時系列を発生させれば、目的とするフェージングデータが生成される。これまで説明してきたシミュレーションにおいて設定すべきパラメータを表3.1にまとめる。また、実際の移動通信環境における各パラメータの典型値を参考値として示す。

表3.1 シミュレーションにおいて設定が必要なパラメータ

パラメータ	記号	参考値
移動速度	$v$	任意
遅延スプレッド	$\tau_o$	0.2~5 $\mu$ s
平均パス数	$N$	2~数十
パスの平均存在区間長	$\Delta L$	10~30m
散乱波の平均遅延量	$\tau_d$	2 $\tau_o$ (※)
電力が1/eになる遅延量	$\tau_p$	2 $\tau_o$ (※)

(※:  $1/\tau_o = 1/\tau_d + 1/\tau_p$  の関係を満たすこと)

### 3.4.7 提案された伝搬モデルによる結果の例

図3.5は、ここで提案したモデルによって生成されたインパルス応答の時間変化の一例を示している。時系列データを生成するために行ったシミュレーションの際に用いた各パラメータ値を表3.2に示す。同図から、本モデルによってパスの発生と消滅の過程がシミュレートされている様子がわかる。

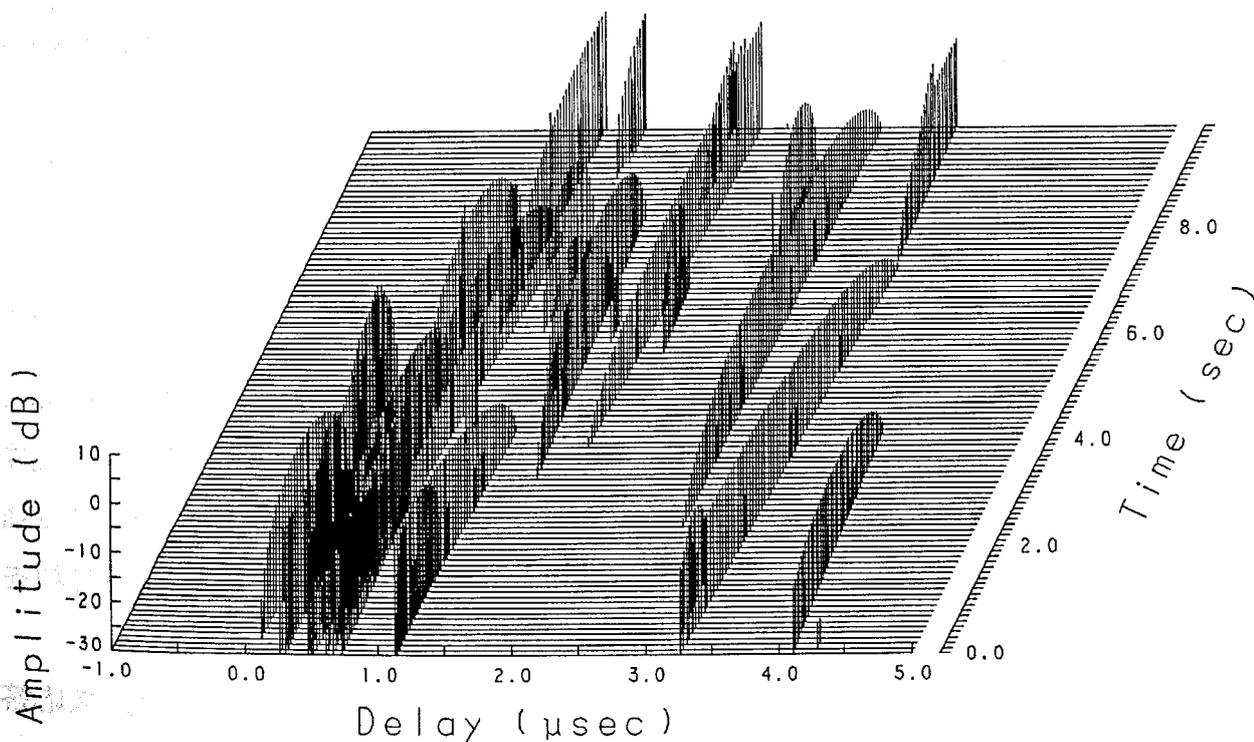


図3.5 提案された広帯域伝搬モデルによるインパルス応答時系列の例

表3.2 シミュレーションに用いたパラメータ

$v$	10m/s
$\tau_o$	1 $\mu$ s
$N$	10
$\Delta L$	30m
$\tau_d$	$2\tau_o$
$\tau_p$	$2\tau_o$
$P_0$	1

### 3.5 CDMA方式におけるC/I変動特性評価への適用

本節では、前節において提案した伝搬モデルを実際のCDMA移動通信回線に適用する手法を説明する。

#### 3.5.1 C/Iの推定法

移動局の送信出力が適当な手段(オープンループまたはクローズドループの送信電力制御)によって少なくとも距離変動とシャドウイングによる信号強度変動が抑圧されていると仮定する。電波を発射している移動局が $M$ 局あるとすると、そのうちのある1局の実効的な信号電力対雑音電力比(C/I)は次式となる。

$$\left(\frac{C}{N}\right)(t) = \frac{G_p P_c(t)}{\sum_{m=2}^M P_{I_m}(t) + N_o B_c} \approx \frac{G_p P_c(t)}{\sum_{m=2}^M P_{I_m}(t)}, \quad (M \gg 2), \quad (3-15)$$

ここで、 $P_c$ は所望局(移動局番号:1)の信号電力、 $P_{I_m}$ は所望局以外の移動局( $m:m=2 \sim M$ )からの干渉波電力、 $N_o B_c$ はシステム雑音である。CDMA方式の性能を議論する際には、移動局数が飽和に近い状態での総干渉量を対象にするため、システム雑音の影響は無視でき、式(3-15)の最右辺で考えておけば十分である。以下これをC/Iと呼ぶ。

基地局と移動局 $m$ の間の伝搬路の周波数伝達関数を $T_m(f,t)$ 、そのインパルス応答を $h_m(\tau,t)$ と表す。 $T_m(f,t)$ および $h_m(\tau,t)$ は、本章で提案した広帯域伝搬モデルを用いてそれぞれ生成する。

(3-15)式において、それぞれの干渉波電力( $P_{Im}$ )は、移動体( $m$ )からの電波の全受信電力であり次式となる。

$$P_{I_m}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \left| S_m(f) F_i(f) T_m(f,t) F_r(f) \right|^2 df, \quad (3-16)$$

ここで、 $F_i(f)$  [ $F_r(f)$ ]は拡散信号に対する送[受]信フィルタの周波数特性である。 $S_m(f)$ は情報信号(1次信号)を拡散信号(繰り返しPN符号:離散スペクトル)で2次変調したものとして与えられるが、 $G_p \gg 1$ でかつ本目的(すなわち $P_{Im}$ を求める)に対しては次式の連続スペクトルとして良い。

$$S_m(f) = \frac{1}{\sqrt{f_{PN}}} \frac{\sin\left(\frac{\pi(f-f_c)}{f_{PN}}\right)}{\frac{\pi(f-f_c)}{f_{PN}}}, \quad (3-17)$$

ここで、 $f_{PN}$ は拡散信号のクロック周波数( $=1/T_c$ )、 $f_c$ はキャリア周波数である。

個々の伝送路の具体的な伝達関数 $T_m$ が提案された伝搬モデルによって生成されれば式(3-15)の分母が得られることになる。

次に、所望波変動 $P_c(t)$ を求める。所望波の変動はCDMAの受信方式に依存する。これは遅延を伴って到来する多数のパスの中のどの波に対して同期をとるか、あるいはRAKE方式のように複数のパスの信号を最適に合成するようなパスダイバーシチ方式を採用するか否かによって所望波信号の振る舞いは異なる。ここでは複数受信される波の中の遅延時間 $\tau_k$  ( $k=1, 2, \dots, G_p$ )の波に受信系が同期した場合を考える。この場合の所望信号の受信電力を $P_{ck}$ とすると、次のように与えられる。

$$\begin{aligned} P_{ck}(t) &= \left| \rho_c(t, \tau_k) \right|^2 P_r(t), \\ P_r(t) &= P_{I_1}(t), \\ \rho_c(t, \tau_k) &= \frac{\int_{-\infty}^{\infty} S_1(f) F_i(f) T_1(f,t) F_r(f) S_1^*(f) \exp(j2\pi f \tau_k) df}{\sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} \left| S_1(f) F_i(f) T_1(f,t) F_r(f) \right|^2 df} \sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} |S_1(f)|^2 df}}, \\ \tau_k &= (k-1) T_c. \end{aligned} \quad (3-18)$$

ただし、拡散信号(2次変調波)の自己相関特性 $R_a(\tau_k)$ が理想的で、単一パルスの自己相関関数を与える次式が成立することを前提としている。

$$R_a(\tau_k) \approx \int_{-\infty}^{\infty} |S_m(f)|^2 \exp(j2\pi f \tau_k) df \quad (3-19)$$

### 3.5.2 パスダイバーシチ

前節で述べたような遅延時間 $\tau_k$ のパスを対象として同期受信する方式では、これによって得られる所望信号はレイリーフェージングであったり、やがて消滅する波であったりして、きわめて大きなレベル変動が予想される。これは許容量以上のC/I劣化をもたらすので、満足な通信品質を確保するためには、以下に述べるようなパスダイバーシチ技術の適用が必須である。

CDMAではこれまで述べたように、その原理上異なる遅延を伴って到来するパスを遅延時間 $\tau_k(k=1, 2, \dots, G_p)$ ごとに分離識別できる機能を有する。このようにして分離された信号を種々のアルゴリズムに従って合成(または選択)することによりダイバーシチ効果が得られる。このようなダイバーシチはスペースダイバーシチのように外見的構造でなく内部の信号処理によって実現されるものであるため Implicit diversityと呼ばれる[48, 52]。原理的に最大効果を得る合成法は最大比合成法であるが、RAKE受信機[51]やPDI(Post Detection Integrator)受信機[49]がこれに分類される。典型的なダイバーシチである最大レベル選択方式と最大比合成法の場合の所望信号受信電力は以下の式で与えられる。

最大レベル選択受信

$$P_c(t) = \max \{P_{ck}(t)\}. \quad (3-20)$$

最大比合成受信

$$P_c(t) = \sum_k P_{ck}(t). \quad (3-21)$$

最大比合成受信において全ての散乱波が考慮された場合は $P_c=P_0=P_{\Pi}$ となる。

## 3.6 シミュレーション結果の例

## 3.6.1 従来モデルとの整合性

ここで提案する伝搬モデルは広帯域伝送路におけるシミュレーションを対象として開発されたものであるが、伝送帯域を減少させ狭帯域信号とすることによって、狭帯域伝搬モデルとしても利用可能である。本節では、従来モデルとの整合性を示すことを目的として、狭帯域モデルとしての特性を示す。以下に示す結果では、伝送路帯域 $B_c$ を10kHz、平均波数 $N$ を50、他のパラメータは表3.2に示すものを用いている。

図3.7は、本提案モデルを用いて生成した狭帯域信号に対する信号レベルの累積確率分布を示している。図中のシンボル「□」が、提案モデルによるシミュレーション結果であり、実線は理論曲線であるレイリー分布の累積確率分布を示している。図3.8は、移動局の空間的移動距離に対するフェージングによる強度変動の自己相関関数を示している。破線が本モデルによるシミュレーション結果であり、実線は次式で与えられる理論値 $\rho_a$ である[12,13,15]。

$$\rho_a(d_o) \approx \left\{ J_0 \left( 2\pi \frac{d_o}{\lambda} \right) \right\}^2, \quad (3-22)$$

ここで、 $d_o$ は受信位置変位、 $\lambda$ は波長、 $J_0$ は第一種0次のベッセル関数である。

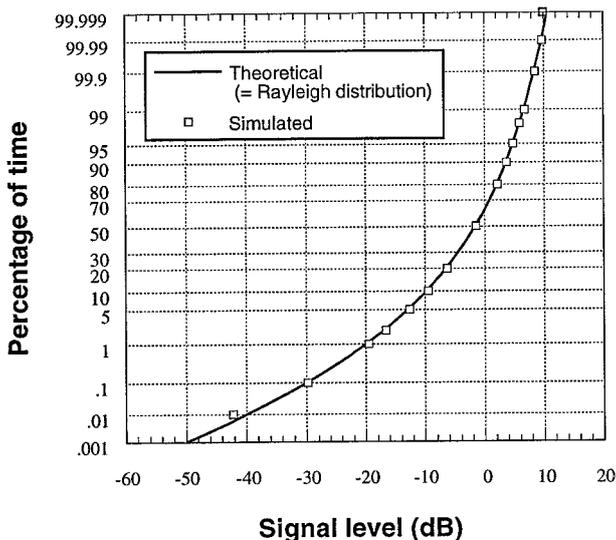


図3.7 信号レベルの累積確率分布

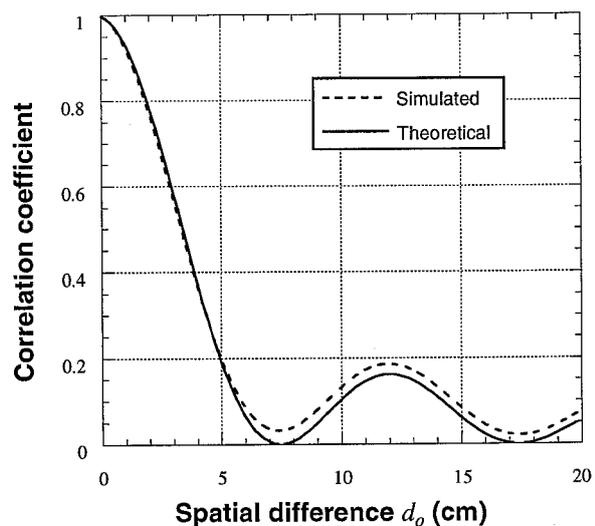


図3.8 自己相関特性

両図とも、シミュレーション結果は、理論カーブとよく一致している。したがっ

### 3. 広帯域伝搬モデルとC/I評価への適用方法

て、ここで提案するモデルは狭帯域チャネルモデルとしても有効であり、従来の移動通信伝搬理論とよく整合することがわかる。

#### 3.6.2 広帯域所望信号の信号強度変動

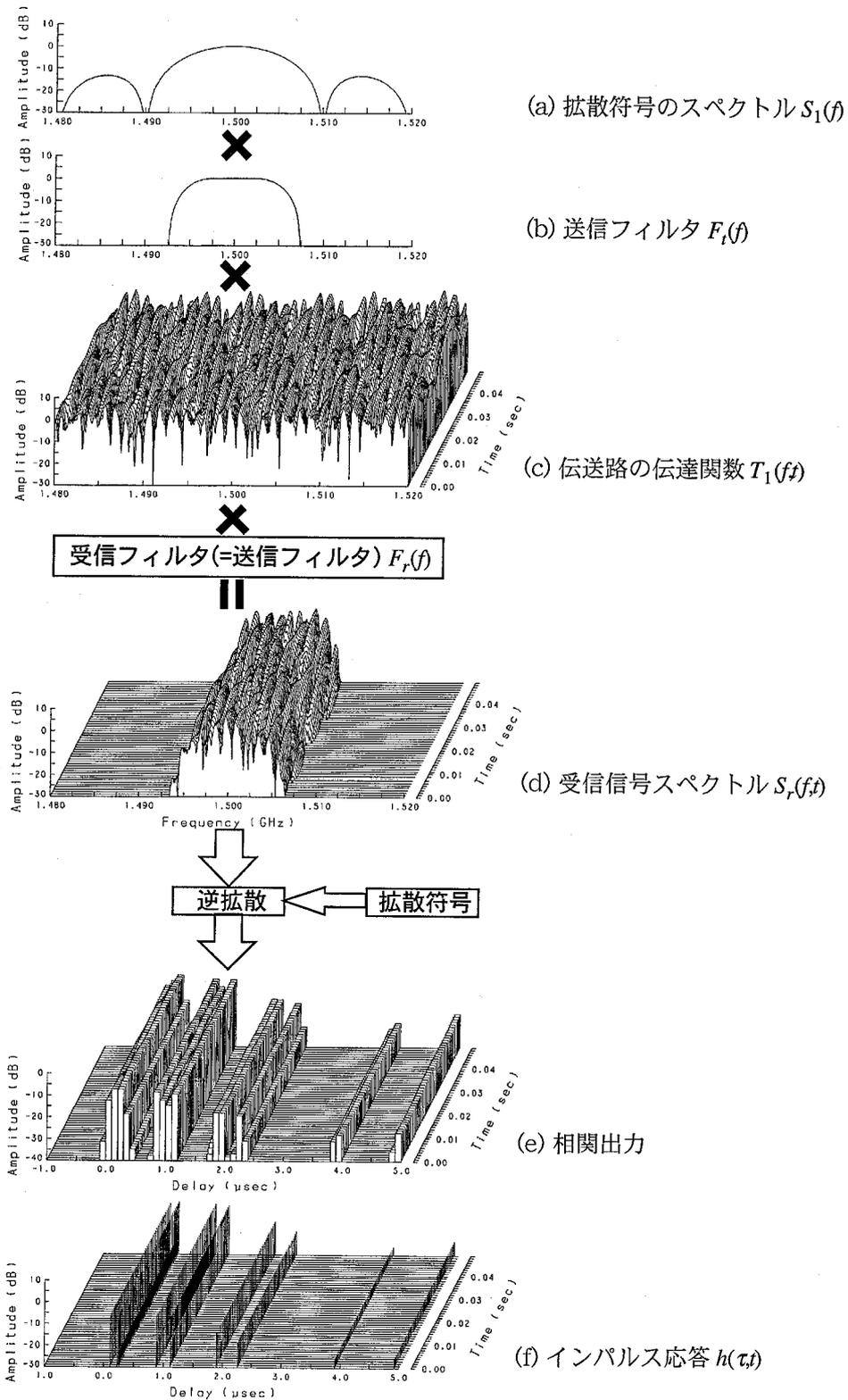


図3.9 CDMA信号のシミュレーションフロー

図3.9は、3.5節において記述した手順により、広帯域CDMA信号の所望信号を得るシミュレーションのフローを図示している。伝搬モデルのパラメータは表3.2の値を使用した。また、システムパラメータとして、RF中心周波数を1.5GHz、および、信号帯域 $B_c$ を10MHzと仮定している。送受信フィルタには、ロールオフファクタが送受の和として0.5となるルートナイキストフィルタを仮定した。(c)は伝送路の伝達関数であり、本章で提案した伝搬モデルによって生成される。(d)は、受信信号のスペクトル $S_r(f,t)[=S_1(f)F_r(f)T_1(f,t)F_r(f)]$ である。送信信号のスペクトル(a)と受信信号スペクトル(d)の間の相関を式(3-18)に従って周波数領域で行うことによって、(e)の相関出力が得られる。これは、CDMA受信機におけるマッチドフィルタ(Matched Filter : MF)出力に相当する。(e)を、広帯域伝搬モデルで生成された伝送路のインパルス応答(f)と比較すると、散乱波が存在する遅延時間(これをタップと呼ぶ)の相関が大きくなっているが、その前後のタップの相関も大きくなっている、つまり信号が分散していることがわかる。これは、送受信フィルタによる波形歪みに起因するものである。

図3.10は、受信信号強度解析例の1つとしてパスダイバーシチとして以下に示す3種類を仮定した場合の所望信号強度変動を示している。

- (i) 最大強度タップのみの選択
- (ii) 強度の上位3タップの最大比合成
- (iii) 全タップの最大比合成

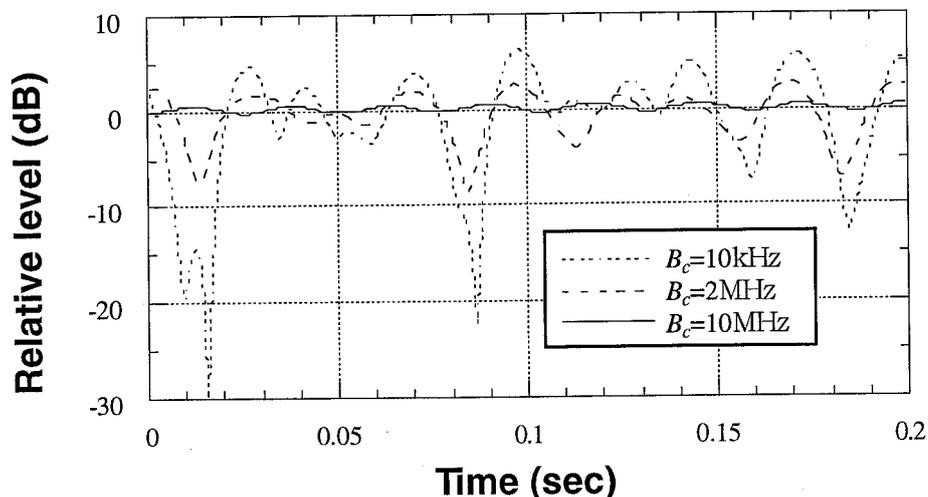


図3.10 3種類のパスダイバーシチ方式による所望信号強度変動の例

なお、ここでは伝送チャネルの帯域幅は2MHzとしている。  
 所望信号の信号強度変動は以上のようにして生成することができる。

### 3.6.3 干渉信号の信号強度変動

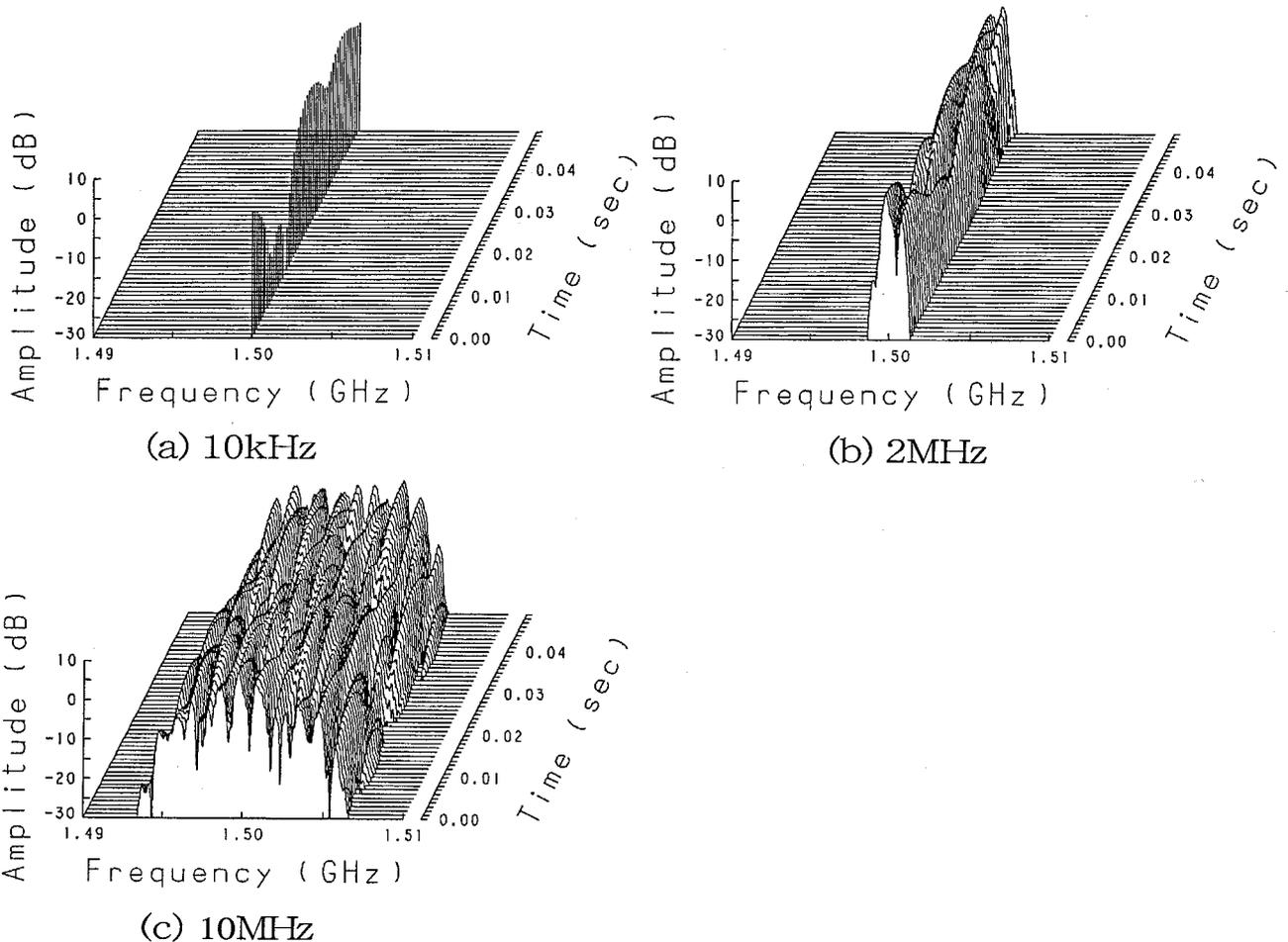


図3.11 伝送する信号帯域を変化させた場合の干渉信号のスペクトルの時間変化

総干渉信号電力 $P_I$ は、個々のユーザーの干渉電力 $P_{I_m}(m=2, 3, \dots, M)$ の和として与えられる((3-15)式)。 $P_{I_m}$ は各ユーザー $m$ に対する受信信号スペクトル(図3.9(d)に相当)を周波数軸上で積分することによって得られる。図3.11は、10kHz、2MHz、10MHzの3種類の帯域の信号を仮定した場合の受信信号スペクトルの変化を、図3.12は、そのスペクトルの積分として与えられる1干渉局あたりの干渉信号電力をそれぞれ示している(伝搬モデルのパラメータは表3.2に同じ)。これらの図から、伝送帯域を増加させると、帯域内にフェージングの周波数特性が現れる、つまり周波数選択性フェージングとなり、その結果周波数軸方向の平均化効

果が現れて、受信信号強度変動が小さくなることがわかる。

干渉信号の強度変動はこのようにして推定することができる。しかしながら、干渉局数が増加するとともに、総干渉信号電力 $P_I$ の変動量は $P_I$ の平均値に比べて相対的に小さくなる。したがって、チャンネル容量が上限に近い状況を想定すると、式(3-15)で与えられるC/Iの時間変化は、主に所望信号の強度変動によって与えられることになる。

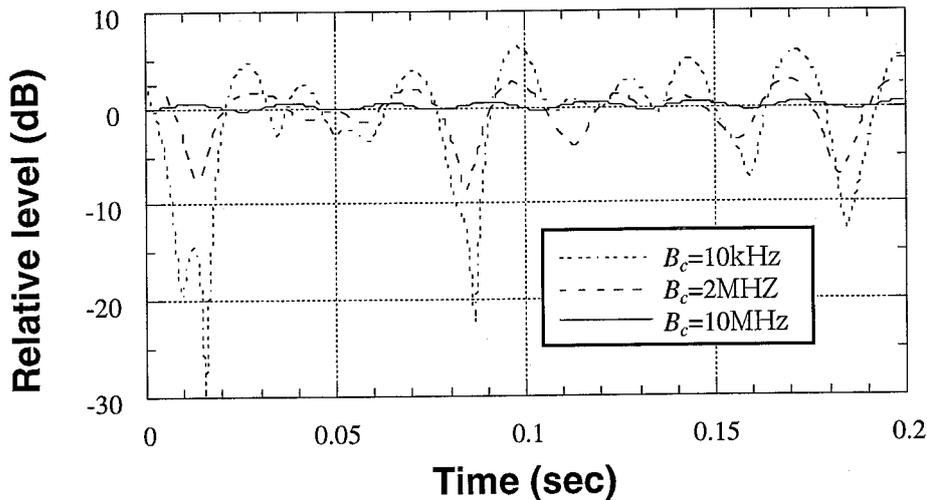


図3.12 受信信号帯域幅を変化させた場合の干渉信号の強度変動

### 3.7 実験データとの比較

パスダイバーシチの効果については、これまでに幾つかの実験結果も行われている[53-58]。本節では、25Mchip/sの広帯域信号を用いた屋外フィールド実験の結果を用いてパスダイバーシチ効果の解析を行い、本研究で提案された広帯域伝搬モデルによって得られる結果と比較することによって、本提案モデルの妥当性を検証する。

#### 3.7.1 シミュレーションおよび実験における解析手法

CDMA移動通信におけるパスダイバーシチ効果の実験的検討を主目的として伝搬路のインパルス応答の時間(距離)変動特性を測定した。実験の諸元を表3.3に示す。測定地域は郊外の市街地であり、地上高45mの鉄塔上から7段M系列、25Mchip/sのPN信号でBPSK変調された信号を送信し、受信側ではSAWデバイス

を用いたマッチドフィルタによって伝送路のインパルス応答を測定した<sup>註4</sup>。受信側は台車等によって移動しながら測定を行い、1つの地点で1.13cm(約0.1波長)間隔で256サンプルのインパルス応答を記録した。受信点は送信点から数百m～数kmの距離でありほぼ全て見通し外の環境である。十分なC/Nが得られた12地点の結果を選択し解析を行った。この12地点の遅延スプレッドの値は図3.13にヒストグラムで示すように200nsec～1μsecである。測定された遅延プロファイルの形としては、指数関数的なもの、2波や3波以上のスパイク状のもの、等が含まれているが、解析結果に明確なプロファイル依存性が見られなかったため、ここでは全てを同様に扱っている。

表3.3 遅延特性測定諸元

送信周波数	2598MHz
送信出力	10W
送信信号	7段M系列
チップレート	25Mchip/s
送信アンテナ	λ/2ホイップ
送信アンテナ高	45m
受信アンテナ	λ/2ホイップ
受信アンテナ高	1.5m

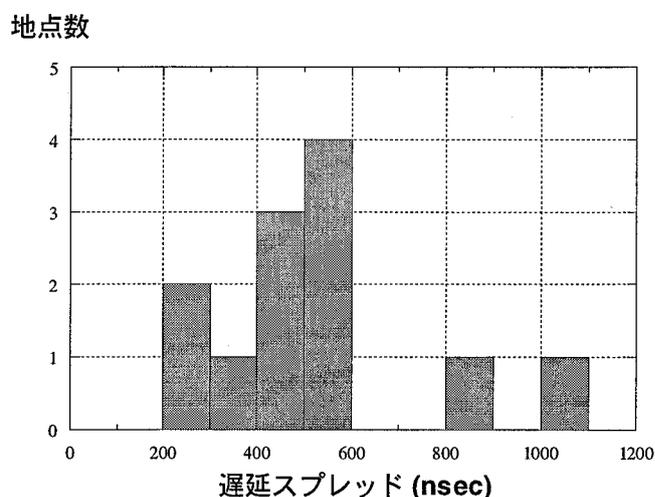


図3.13 解析地点の遅延スプレッド分布

次に上記実測および伝搬モデルから得られたインパルス応答時系列を用いてパスダイバーシチ合成後の信号強度を求める相関処理について述べる。ここでは、3.6.2節に示した方法と同じ手法を用いている。つまり、送受信フィルタ特性等の影響を考慮して、周波数領域における相関処理を行った。

複数の到来波の中の遅延時間  $\tau_k(k=1, 2, \dots, G_p)$  のチップに受信系が同期した場合の受信電力を  $P_{ck}$  とすると、 $P_{ck}$  は次式で与えられる。

$$P_{ck}(t) = \left| \rho_c(t, \tau_k) \right|^2 P_r(t),$$

<sup>註4</sup> ただし、これは25Mchip/sの分解能で測定できる特性であり、理想的なインパルス応答(無限に広い周波数成分を含むインパルスに対する応答)とは異なる。

$$\begin{aligned}
 P_r(t) &= \int_{-\infty}^{\infty} \left| S_i(f) F_t(f) T_1(f,t) F_r(f) \right|^2 df, \\
 \rho_c(t, \tau_k) &= \frac{\int_{-\infty}^{\infty} S_i(f) F_t(f) T_1(f,t) F_r(f) S^*(f) \exp(j2\pi f \tau_k) df}{\sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} \left| S(f) F_t(f) T(f,t) F_r(f) \right|^2 df} \sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} |S(f)|^2 df}}, \\
 \tau_k &= (k-1) T_c.
 \end{aligned} \tag{3-23}$$

上式において、伝送路の伝達関数 $T(f,t)$ に、実測データおよびシミュレーションデータから求めたものを代入することによって、それぞれの受信信号時系列を生成する。

最終的に(3-23)式で表される各チップの出力 $P_{ck}$ を選択/合成することによってパスダイバーシチが実現される。合成チップ数の変化に対する特性の解析では、

- ・全てのチップ出力を最大比合成
- ・強度が最大のチップを選択
- ・最大3チップの最大比合成
- ・最大5チップの最大比合成

の4種類のパスダイバーシチ合成(RAKE方式)を検討した。

### 3.7.2 解析結果

信号帯域の増加に伴ってパスダイバーシチの効果は大きくなりマルチパスフェージングによる信号強度変動が抑圧される。ここでは受信レベル累積分布の1%値と99%値との差をフェージング変動幅と定義してこれをフェージングの大きさの指標とする。パスダイバーシチ効果は遅延スプレッドに対するパス識別の時間分解能、すなわち信号帯域幅( $B_c$ )×遅延スプレッド( $\tau_o$ )によって決定される。図3.14は全てのチップ出力を最大比合成するパスダイバーシチについて $B_c \tau_o$ に対するフェージング幅の変化を示している。実験による遅延プロファイルに対しては、100kHzから10MHzの複数の信号帯域を仮定して強度変動幅を計算した。実線は実験結果を対数で近似したものであるが、指数関数遅延プロファイルを仮定した広帯域伝搬モデ

ルから得られる結果とかなりよく一致している。

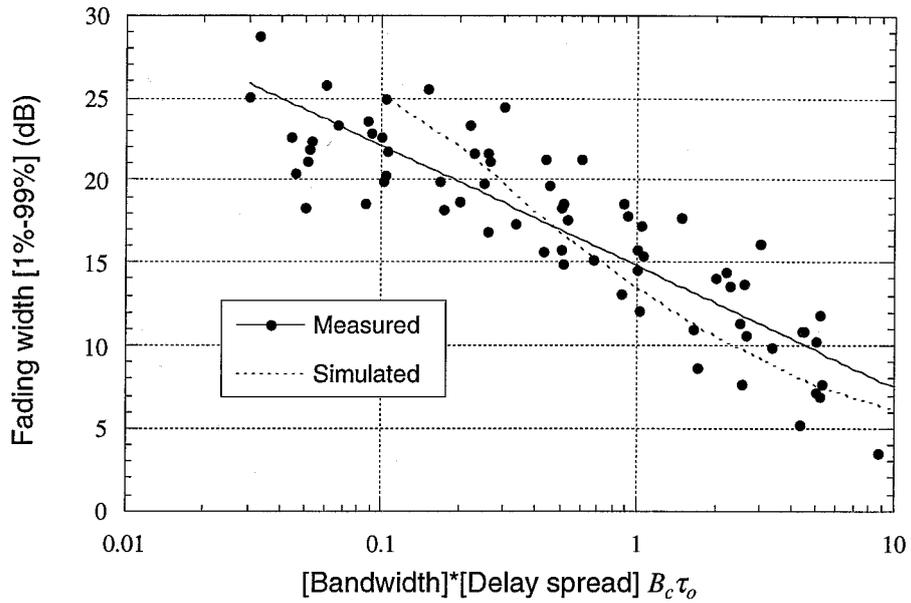


図3.14 信号帯域に対するフェージング変動幅の変化

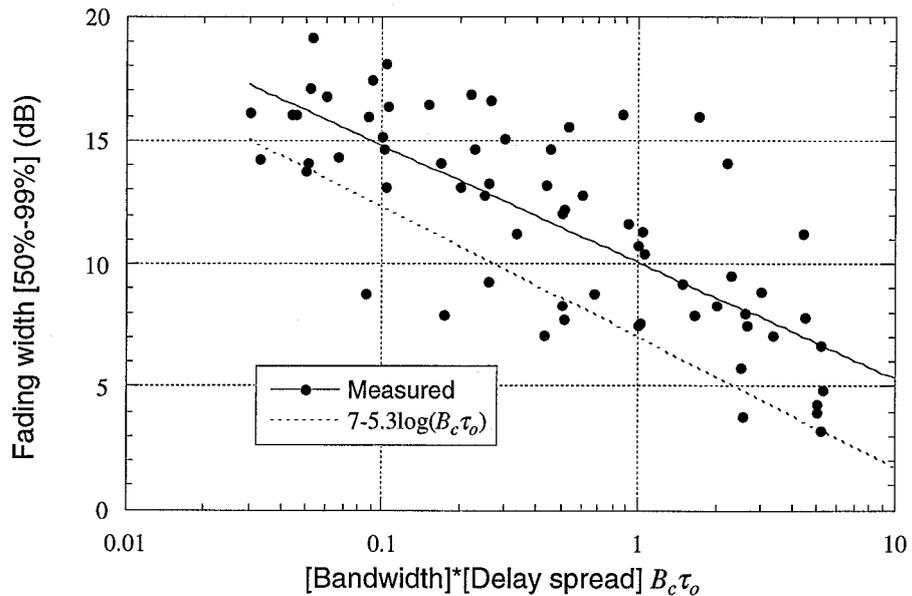


図3.15 文献[58]による式との比較

$B_c \tau_o$ に対するフェージング変動幅の検討結果としては文献[58]にマイクロセルの見通し内伝搬(周波数2.6GHz帯)を対象として実験によって得た式[50%値-99%値]= $7-5.3\log(B_c \tau_o)$ が報告されている。図3.15は本稿での実験から得られた[50%値-99%値]とこの式による推定結果を比較している。本稿で得られた結果の方がやや変動幅が大きい。セルの大きさ、見通しの有無、等の点で両者の環境に差があるが、パスダイバーシティ効果に影響を及ぼすパラメータは(遅延プロファイルの形の

影響がないと仮定した場合)基本的には $B_c\tau_o$ のみであると考えられるので、両者の間には本質的な差はないものと思われる。

図3.14および図3.15の計算においては、パスダイバーシチ合成として全チップの最大比合成を仮定してきた。しかしながら、実際のRAKE受信機の構成を考えると合成可能なチップ(フィンガー)数は限られるものと思われる。

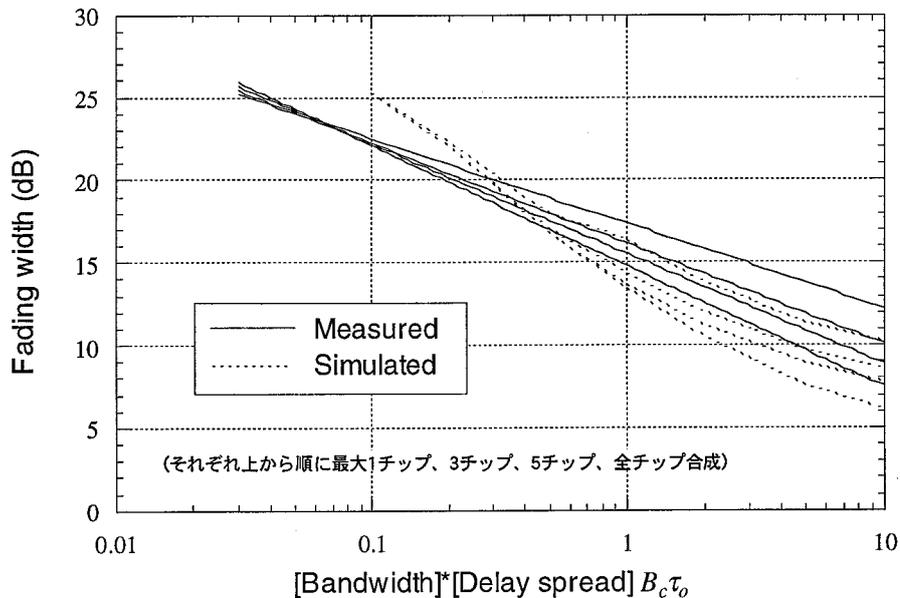


図3.16 合成チップ数の変化に伴うフェージング幅の変化

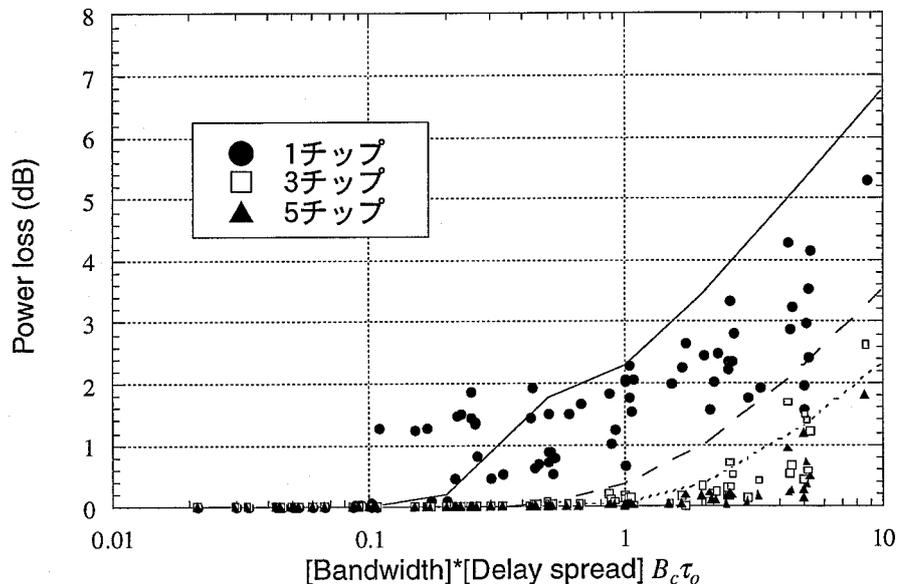


図3.17 合成チップ数の変化に伴う平均受信電力の変化

図3.16は合成するチップ数を変化させた場合(最大1チップ選択、3チップ、5チップ、全チップ合成)のフェージング幅[1%値-99%値]の変化を示している(実線

は実験解析結果の近似式、実験値の各プロットは煩雑なため表示省略、破線はシミュレーション値)。また、図3.17は、全チップを合成した場合の平均受信電力と、1チップ選択、3チップおよび5チップ合成の場合の平均電力との差を示している(プロットが実験、実線および破線がシミュレーションから得られた結果)。チップ出力の最大比合成が理想的に行われたと仮定すると、この受信電力の損失は平均C/Iの劣化として現れ、通信容量の減少をもたらす。

図3.16および図3.17からは、 $B_c\tau_o$ が増加するにしたがって多くのチップ数の合成が必要になることがわかる。 $B_c\tau_o < 1$ では、フェージング幅、平均電力ともに3チップ程度の合成で十分な性能が得られるが、 $B_c\tau_o = 10$ 程度の広帯域伝送(ex. $B_c = 10\text{MHz}$ 、 $\tau_o = 1\mu\text{sec}$ )を行う場合、 $B_c\tau_o$ から決定されるパスダイバーシチ効果を最大限に発揮するためには、多くのフィンガー数( $> 5$ )が必要となることがわかる。特に平均受信電力については広帯域伝送領域でフィンガ数についての依存性が大きい。文献[56]では、 $B_c\tau_o < 1.1$ では2チップ、 $B_c\tau_o > 1.1$ では4チップ程度がよいとしているが、ここで得られた結果はそれに沿うものとなっている。

全体として、広帯域伝搬モデルから予測される結果は、実測結果に近いものになっており、提案されたモデルが現実に近い環境をシミュレートできていることの確認の一つとなっている。

#### 3.8 3章のまとめ

本章では、CDMA等広帯域伝送を行う移動通信システムを対象とした広帯域伝搬モデルを提案した。さらに提案モデルを用いた実際の受信信号強度変動推定方法を示した。また、実環境におけるフィールド実験測定結果との対比を行い、その妥当性を検証した。

本モデルは前章における理論解析の際のリファレンスモデルとして用いるとともに、CDMA移動通信におけるフェージング対策を議論する4章および5章での提案方式の性能評価のツールとして使用する。

ここで提案したモデルはCDMA移動通信における各種技術の検証/開発における伝搬モデルとして使用されている(たとえば[59])。

## 4. スペースダイバーシチと遅延回路を組み合わせたCDMA移動通信用フェージング対策技術

前章までは、移動通信伝搬路におけるフェージングおよびデジタル伝送特性を扱う伝搬モデルについて述べた。本章以降では、フェージング等の伝送特性劣化要因に対する対策技術を提案する。その提案方式の性能を、3章で提案した伝搬モデルを用いて定量的に評価する。

まず本章では、スペースダイバーシチによってCDMA方式のパスダイバーシチ効果を促進させ、特にマイクロセルシステムにおけるマルチパスフェージングの軽減に有効な基地局用アンテナシステムを提案する。

### 4.1 提案システムの原理

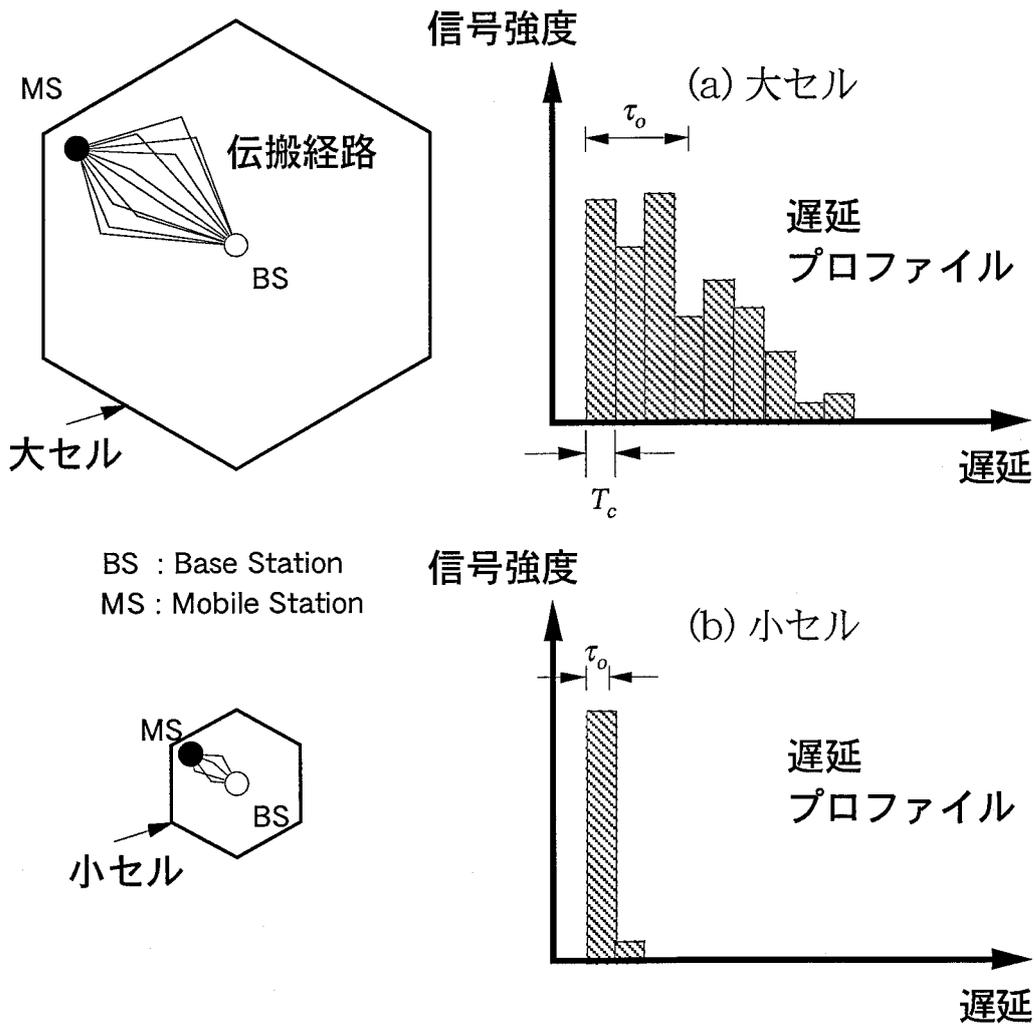


図4.1 セル半径とパスダイバーシチ

既に述べたようにCDMA方式では複数の到来波を拡散符号のシンボル長 $T_c$ の分解能で識別することができ、各到来波を合成、選択するRAKE方式、PDI方式等のパスダイバーシチの適用が可能である。図4.1は遅延スプレッドとサービスエリア半径(セル半径)との関係を模式的に示している。パスダイバーシチが有効に機能するためには、伝送路の遅延スプレッド $\tau_0$ に対して $T_c$ が小さいことが必要となる(a)。ところが現在実用化が始まっているcdmaOne等の比較的狭帯域のスペクトルを用いるシステム(たとえば2MHz程度以下の拡散帯域幅( $T_c=0.5\mu\text{s}$ ))では、周波数有効利用の観点から将来の移動通信システムとして指向されているマイクロセル(Micro cellular)や、構内/屋内無線のように伝送路の遅延スプレッドが小さい( $\tau_0\approx 0.1\mu\text{s}$ )環境下(b)では、 $\tau_0 < T_c$ となり十分なパスダイバーシチの効果が得られない。

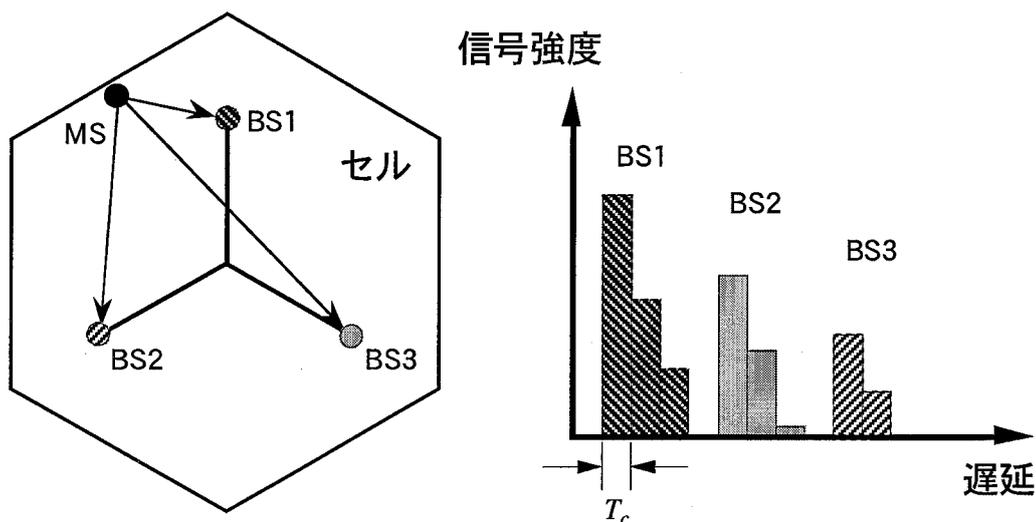


図4.2 分散アンテナシステムの概念図

CDMA方式で必須とされる送信電力制御のダイナミックレンジを縮小し、パスダイバーシチ効果を活用してフェージングを軽減する手法として分散アンテナシステムがある[60]。図4.2は分散アンテナシステムの概念を模式的に表したものである。分散アンテナシステムは1つのセル内に複数の基地局アンテナを設置し、移動局と最寄りの基地局間の伝搬距離を短縮することによって送信電力制御のダイナミックレンジを縮小し、また伝搬距離による遅延時間の差を活用することでパスダイバーシチを有効に機能させフェージングの軽減を図る技術である。さらにマイク

ロセルや構内環境のように $\tau_0$ が $T_c$ に比べて小さい場合にも、各基地局アンテナ間に遅延回路を挿入してパスダイバーシチが有効に動作するようにした(すなわち人為的に周波数選択性フェージング環境とした)システムも考案されている[60,61]。分散アンテナシステムは送信電力制御全体のダイナミックレンジの縮小という観点からは非常に有効に機能するが、マルチパスフェージング軽減という観点からみると、各基地局と移動局との伝搬距離差が大きい場合(移動局がある1つの基地局近傍にある場合等)には結局最短基地局からの信号が支配的となり、パスダイバーシチが有効に機能せず大きなフェージング軽減効果が期待できない。

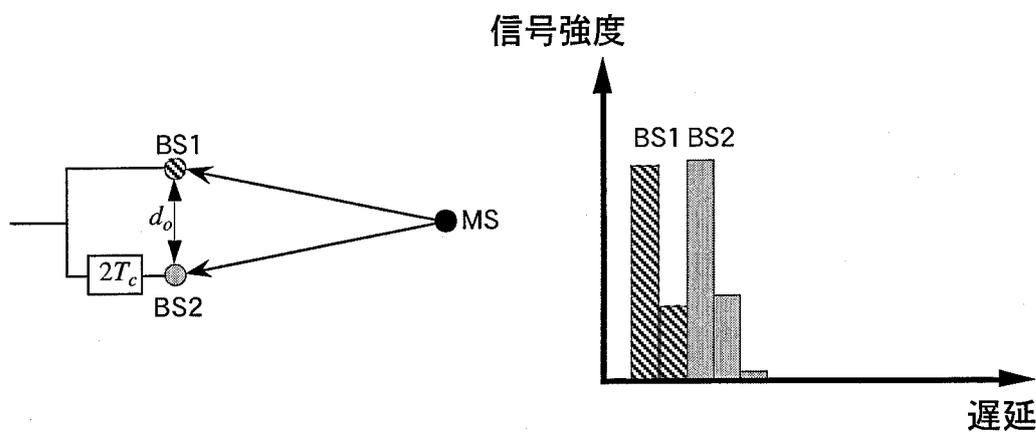


図4.3 提案システムの概念図

本章では分散アンテナの考えを取り入れたスペースダイバーシチによるフェージング軽減基地局アンテナシステムを提案する。図4.3はここで紹介するシステムの概念を模式的に表している。構成はスペースダイバーシチ効果が得られる距離 $d_0$ だけ離れた2つ以上のアンテナの給電部の片方に $T_c$ 以上(図中では $2T_c$ )の遅延を付加するものである。その結果スペースダイバーシチ効果で独立な変動をする2ブランチによるパスダイバーシチを行なえることになり、フェージング軽減が期待できる。また、このシステムは通常システムに対して基地局側のアンテナシステムのみを変更するだけで移動局側の変更の必要はなく、さらに、スペースダイバーシチを行なっている基地局側に関しても閉ループ制御の複雑な合成回路を付加する必要もないので、システムインパクトは極めて小さい。また、基地局側送信/受信の両リンクにおいて有効であるという利点をあわせもつ。

#### 4.2 システムの構成

## 4.2.1 アンテナ間隔と空間相関特性

スペースダイバーシチ効果の得られるアンテナ間隔 $d_o$ は空間相関係数 $\rho_s$ によって決定される。基地局ダイバーシチを対象にしたレイリーフェージング環境における空間相関特性については文献[15,62,63]で明らかにされている。基地局に対する受信信号の到来方向を正規分布(平均 $\phi_o$ [アンテナ配置の延長方向を基準]、標準偏差 $\sigma_\phi$ )で近似すると、信号強度の空間相関係数 $\rho_s$ は次式で表される。

$$\rho_s(d_o) = \exp \left\{ - \left( \sigma_\phi \frac{2\pi}{\lambda} d_o \sin \phi_o \right)^2 \right\} \quad (4-1)$$

$\phi_o=90^\circ$ の場合の $d_o$ に対する $\rho_s$ の変化を図4.4に示す。到来方向の標準偏差 $\sigma_\phi$ の値については、従来の自動車電話システムのようなマクロセルシステムを対象とした市街地環境では $1\sim 3^\circ$ が用いられている[63]。ここではマイクロセルを対象としているので、 $\tau_o=0.1\mu s$ 、平均送受信点間距離200mと仮定すると $\sigma_\phi\approx 10^\circ$ と見積られ、図4.4から、到来方向に対してアンテナが垂直方向に約1波長程度離れていれば $\rho_s\approx 0.3$ となりダイバーシチ効果が期待できることがわかる。しかし、 $\phi_o=0^\circ$ の場合には $\rho_s$ は1に近づき((4-1)式の理論近似式では常に1)アンテナ配置方向にはダイバーシチ効果は期待できないので、アンテナの配列には検討が必要である。

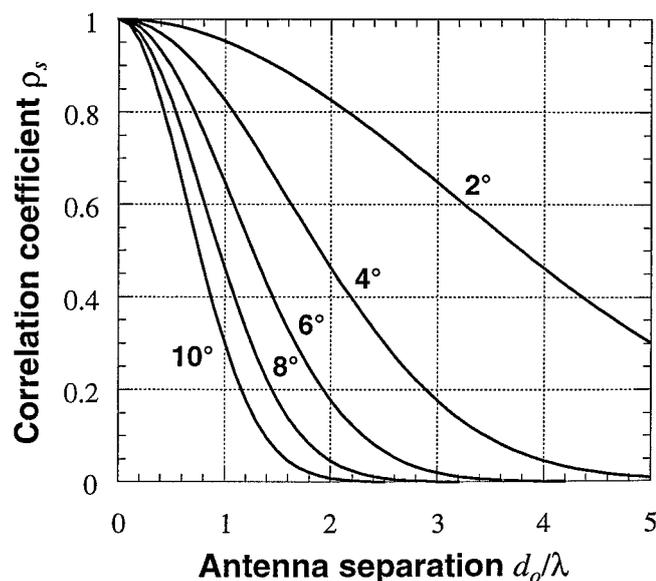


図4.4 アンテナ間隔と空間相関係数(图中的値は $\phi_o$ )

## 4.2.2 システムの構成

前節の考察を踏まえて、ここでは図4.5に示すような4本のアンテナを正三角形の頂点およびその中心に配置した基地局ダイバーシチアンテナシステムを提案する。アンテナ配置を検討するにあたって以下の点について考慮した。

- ・ 任意の到来方向に対して同程度のフェージング軽減効果を有する。
- ・ 回路の複雑化を避けるためアンテナ数は数本程度。

ここでは各アンテナに $2T_c$ ごとの遅延時間の差がつくように付加遅延を設定している。また、パスダイバーシチ合成はマッチドフィルタ出力の強度が上位8チップの最大比合成を行なうものとした。 $\tau_0 < T_c$ となるマイクロセルのような遅延スプレッドの小さい環境においても、付加遅延とパスダイバーシチの構成を上記のように設定することによって、パスダイバーシチを有効に機能させつつ、送信された信号を無駄なく受信することができる。

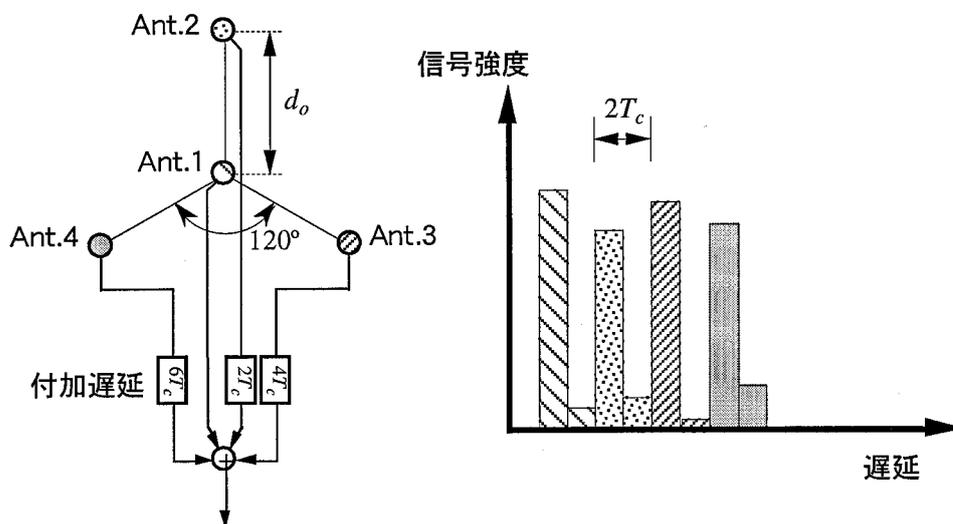


図4.5 提案システムの構成

## 4.3 フェージング軽減効果の定量的評価

本節では、提案したシステムの性能を、計算機シミュレーションによって定量的に評価する。

## 4.3.1 シミュレーションモデル

図4.6は提案システムの評価に用いたモデルを模式的に示している。受信信号強度変動のシミュレーションは、3章に示した広帯域伝送特性評価用マルチパスフェージングチャンネルモデルを基地局ダイバーシチ用に修正して使用した。すなわち、受信アンテナへのマルチパス波の到来方向が空間的に一様であったものを図4.6のような正規分布に変更した。散乱波は平均角度 $\phi_0$ の方向から標準偏差 $\sigma_\phi$ の正規分布で到来するものとしている。このアンテナ配置では $\phi_0=0^\circ$ または $60^\circ$ のどちらか一方の場合が最悪ケースになると予想されるのでその2つの場合についてシミュレーションを行なった。表4-1にシミュレーションに用いた各パラメータをまとめる。アンテナ間隔 $d_0$ の値をパラメータとして変化させシミュレーションを行なった。

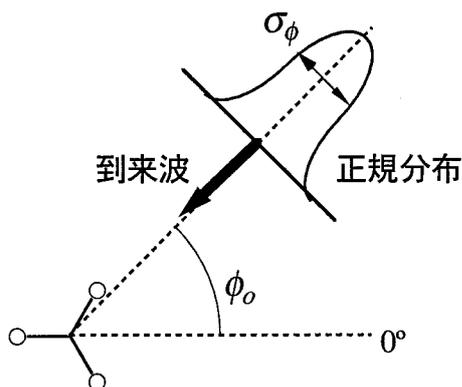


図4.6 伝搬モデル

表4.1 シミュレーションに用いた各パラメータとその値

パラメータ名	値
RF中心周波数	1.5GHz
拡散帯域幅	2MHz
遅延スプレッド	0.1 $\mu$ s
到来方向分布標準偏差	2°
平均到来方向	0°, 60°
平均到来波数	50
到来波の平均存在区間長	30m
移動体速度	10m/s

## 4.3.2 シミュレーション結果

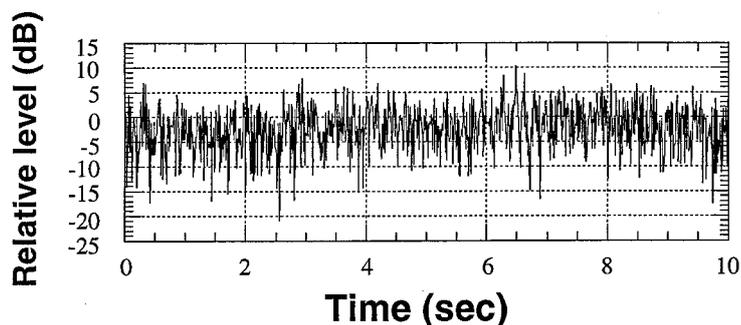
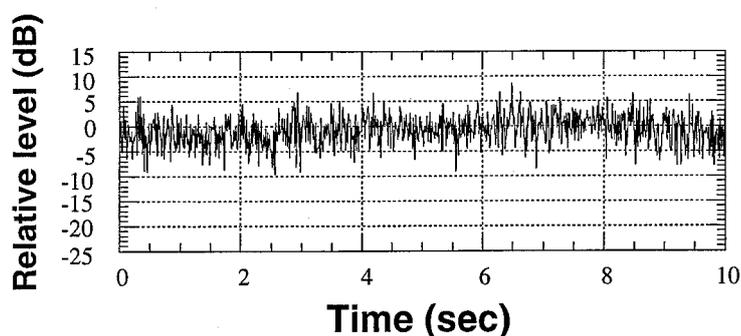
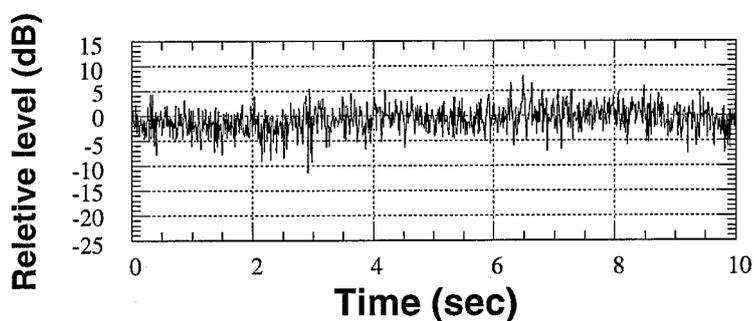
(a)  $d_o=0\lambda$ (b)  $d_o=1\lambda$ (c)  $d_o=2\lambda$ 

図4.7 シミュレーションによる受信信号強度の時間変動

シミュレーションを行なった結果、 $\phi_o=0^\circ$ の結果と $60^\circ$ の結果はほぼ同じであった。つまり、図4.5の配置では到来角にほぼ依存しないフェージング軽減効果が得られるものと推測される。したがって、以降は $\phi_o=0^\circ$ の結果についてのみ示す。図4.7および図4.8は、 $\sigma_\phi=10^\circ$ として、(a)  $d_o=0\lambda$ (アンテナ1本と等価)、(b)  $1\lambda$ (20cm@1.5GHz)、(c)  $2\lambda$ (40cm)の場合のそれぞれシミュレーションによる受信信号強度時間変動の様子およびその累積時間率分布を示したものである。空間相関特性から予想されたように $d_o=1\lambda$ でかなりの、 $d_o=2\lambda$ でさらに大きな、ダイバ

一シチによるフェージング軽減が行なわれていることがわかる。図4.9は受信信号強度変動の累積確率分布における99.999%、99.99%、99.9%、99%の各確率値と50%の値との差をフェージング深さとして示したものである。同図から $d_o=1.5\lambda(30\text{cm})$ でほぼ十分なダイバーシチ効果が得られていることがわかる。また、99.9%値で8dB程度のフェージング軽減効果が得られている。到来方向分布の広がりによりマージンを加えて、たとえば、 $d_o=3\lambda$ が必要だと仮定しても、4本のアンテナの占有面積は約100cm(中心周波数1.5GHz)四方となり、マイクロセル基地局のような小型化が要求される基地局にも十分対応可能である。

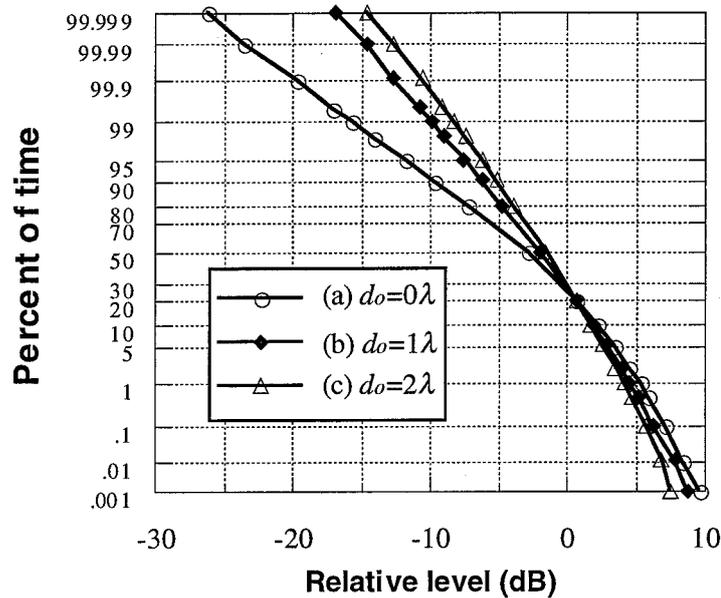


図4.8 受信信号強度の累積確率分布

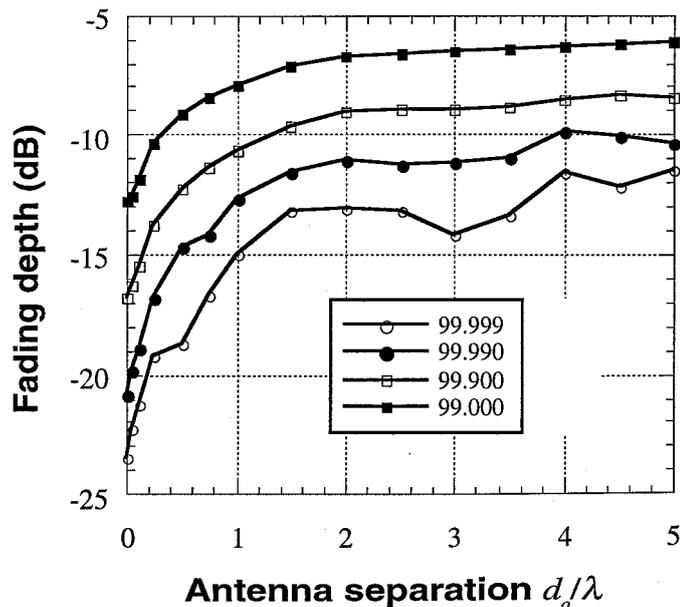


図4.9 アンテナ間隔に対するフェージング抑圧効果の特性

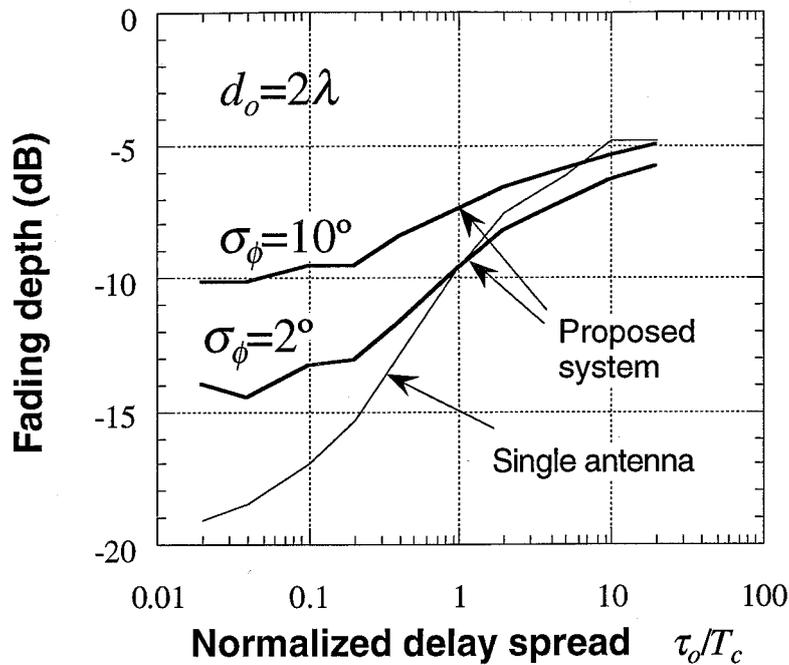


図4.10 遅延スプレッドに対するフェージング深さの変化

ここでは $\tau_0=0.1\mu\text{s}$ に固定してシミュレーションを行なったが、実際のシステムでは移動局の周囲の環境に依存して遅延スプレッドは大きく変化する。図4.10はここで提案したダイバーシチ方式と単一アンテナシステムのフェージング深さ(99.9%値-50%値)の $\tau_0/T_c$ に対する変化を示している。図中の提案方式における $\sigma_\phi$ は $2^\circ$ と $10^\circ$ を示しているが、 $\tau_0/T_c \ll 1$ の領域(伝搬距離が短いマイクロセルや構内のような環境)では $\sigma_\phi=10^\circ$ の特性に近く、 $\tau_0/T_c \gg 1$ の領域(市街地環境)では $\sigma_\phi=2^\circ$ の特性に近くなるものと考えられる。遅延スプレッドの小さい環境における本方式の有効性は前述のとおりであるが、遅延スプレッドの大きい環境においては本方式のような時間拡散を用いなくともパスダイバーシチが有効に機能する。このように本方式は単一アンテナシステムでは大きなフェージングが発生する環境において、良好なフェージング軽減効果を有することを特長とする。

#### 4.4 システム実現方法に関する検討

上記シミュレーションで用いたパラメータでは $2T_c=1.0\mu\text{s}$ であり、これは自由空間伝搬では300mに相当する、かなりの量の遅延となる。したがって、付加する遅延回路としては低損失なデバイスを用いる必要がある。一方、移動通信分野において中央制御局と無線基地局間をマイクロ波の光ファイバー伝送により実現する方法

が提案されている[64,65]。本方式でも文献[61]で提案されているような「[E(電気信号)/O(光信号)変換]—[光ファイバー遅延器]—[O/E変換]」といった光ファイバーフィードを用いるのが適当である。図4.11にこれを用いたシステムの構成例を示す。

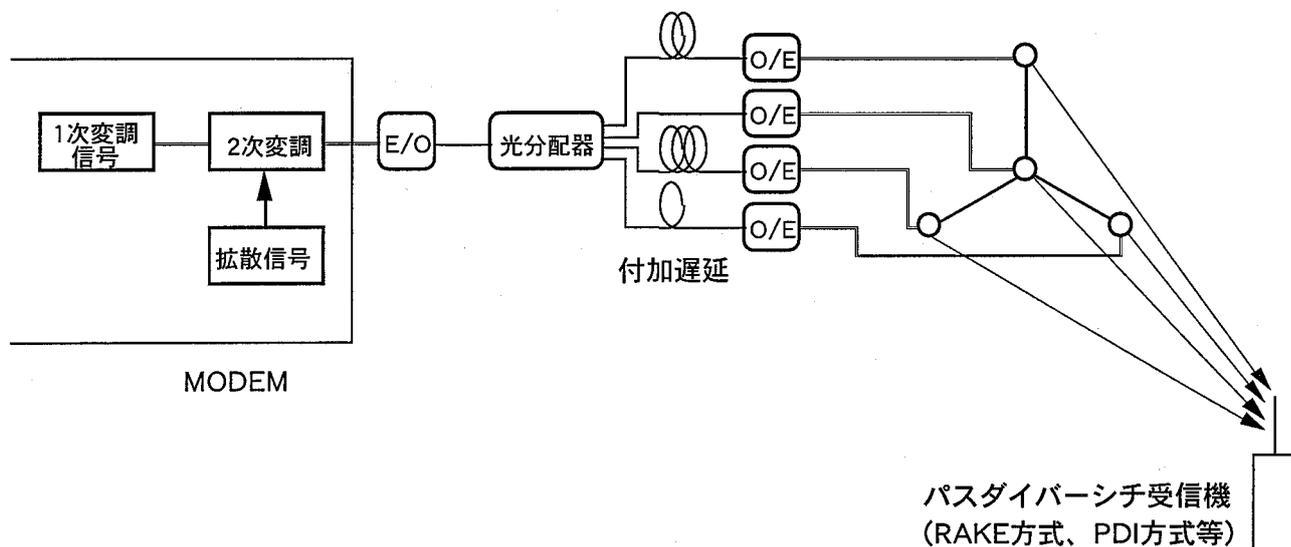


図4.11 光ファイバーフィードと組み合わせたシステム構成例

#### 4.5 4章のまとめ

CDMA特有の機能であるパスタ이버シチ効果を促進するために、各アンテナブランチに遅延回路を付加するスペースダイバーシチ構成をとることによってフェージングを軽減する方式について検討した。ここで示した構成は一例であり、システムパラメータや環境パラメータの変化に伴って最適配置は多少異なるものと思われる。また、このフェージング軽減の原理はどのような環境においても有効であると思われるが、軽減効果の定量的な値はアンテナの数や遅延スプレッド、拡散帯域幅等のパラメータに依存するものと思われる。しかし、本方式は大きなシステムインパクトを与えることなく簡易に導入可能なものであり、その有効性は高いと考えられる。

## 5. スペース/パス・ハイブリッドダイバーシチを用いたCDMA移動通信システム用フェージング対策技術

本章では、基地局側でのスペースダイバーシチとパスダイバーシチ効果を最大限に引き出すことのできる複合RAKE方式(ハイブリッドダイバーシチ最大比合成)を提案し、その原理・効果および特長と遠近問題など信号強度変動に起因する問題解決への寄与について述べる。

### 5.1 提案方式の原理

#### 5.1.1 提案方式の構成

図5.1に本章で検討するハイブリッドダイバーシチの構成を示す。本方式はアンテナの配置面からは $N_e$ 本のアンテナで構成されるスペースダイバーシチ方式である。また、1本のアンテナの受信信号に着目すると、チップ長が $T_c$ のRAKE方式である。本方式は各アンテナの信号を相関処理することによって得られる $N_e \times K$ ( $K$ はTDLのタップ数、またはそれを適当な数に制限したRAKE合成のフィンガ数)個の出力を最大比合成するものである。

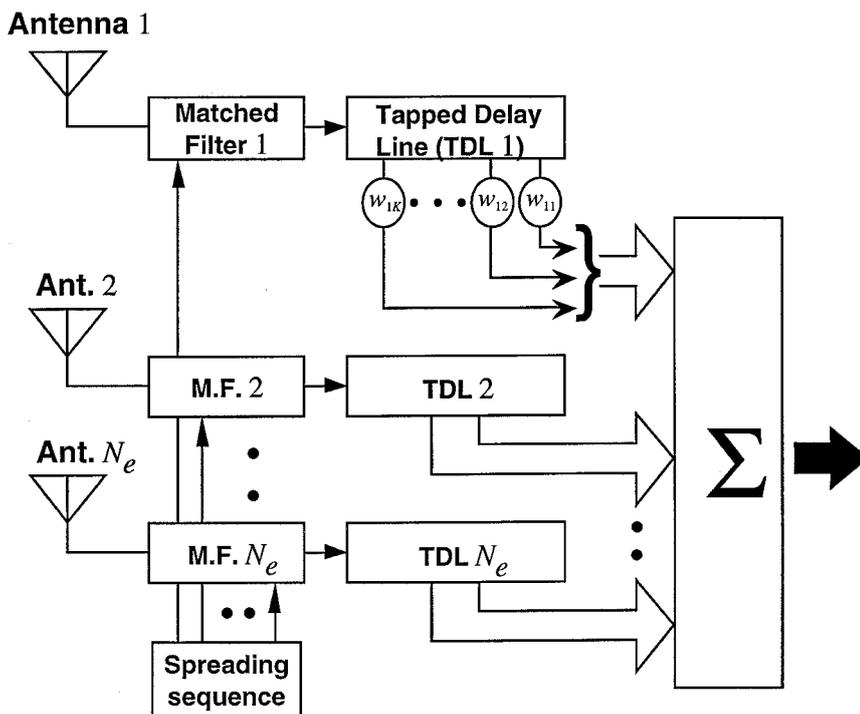


図5.1 提案するハイブリッドダイバーシチ方式の構成図

原理はスペースダイバーシチとパスダイバーシチの組み合わせであるがその相乗効果によって両方式のメリットを最大限に引きだし得ることを特長としている。また、アンテナの動作という点から見ると、遅延時間の異なる波に対して異なるアンテナパターンを有するように働く。図5.2はこのアンテナの振る舞いを模式的に示したもので、遅延時間が異なる到来波に対して、アンテナの指向性が遅延時間ごとに最適に整形されて受信される様子を表す概念図である(図は遅延時間がチップ単位で3種類に異なる場合であり、それぞれの遅延時間に対する波を同心円上に配している)。このように同時に到来する波(遅延によって伝送している信号は異なるが電波としてみれば同時に到来している)に対してアンテナが複数の顔(すなわちアンテナパターン)を持つ点が興味深い。

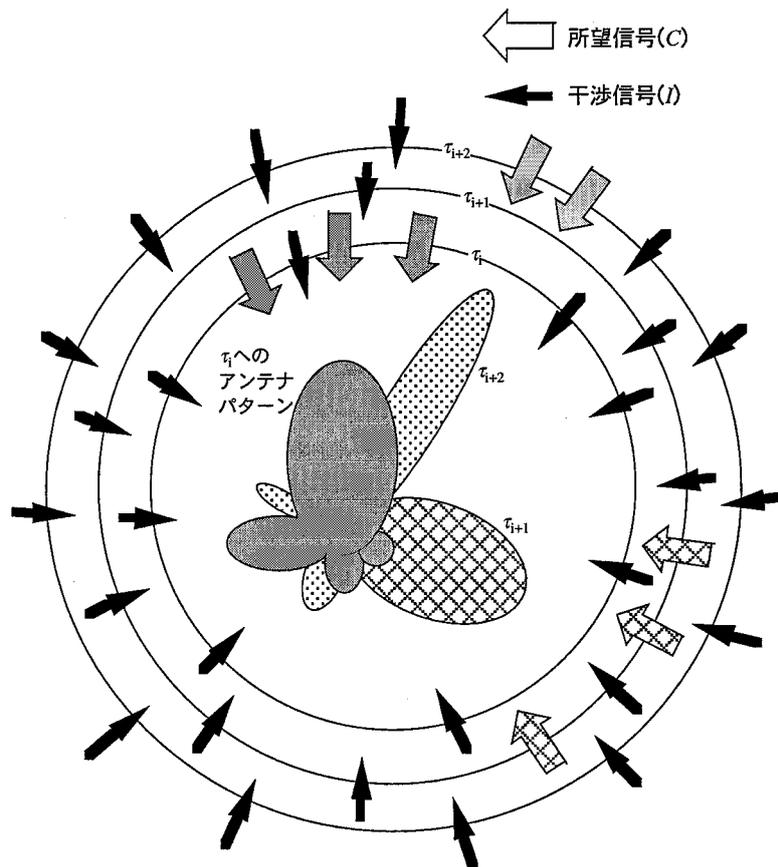


図5.2 異なる遅延時間を有する到来波に対して、それぞれ最大に所望信号を受信するようにアンテナパターンが制御される様子を示した概念図(同一円周上の所望信号および干渉信号は同一遅延時間を示す)

なお、空間及び時間領域での信号処理を組み合わせた受信方式については、これ

までも種々の通信方式に対して、IS-95/cdmaOneにスペースダイバーシチを組み合わせたもの[66]、Balabanの時間等化とスペースダイバーシチの組み合わせ[67]、河野等の空間及び時間領域における最適受信方式の研究[68,69]、等があるが、CDMA移動通信のマルチパスフェージング環境を対象とした図5.1の方式とは観点が異なっている。本研究では、主にマルチパスフェージング環境下における提案方式の定量的性能評価について議論を行う。

### 5.1.2 理論解析

ここでは、 $M$ 局の移動局が一つのサービスエリア内に存在する環境を想定し、その $M$ 局のうちの1番目の信号を所望信号、その他( $m:2\sim M$ )の信号を干渉信号と仮定する。

図5.1において $N_e$ 本のうちの $n_e$ 番目のアンテナからの信号のうちTDLの $k$ 番目のタップの出力を考える。そのタップにおけるマルチパス環境での所望波信号 $E_{n_e,k}^D$ は、(3-18)式に類似した次式で表すことができる。なお、実際の信号には熱雑音成分も加わるがCDMA移動通信では通信輻輳時の総干渉信号和がチャンネル容量を決定する主要因となるため、以下全て熱雑音の影響は無視している。

$$E_{n_e,k}^D(t) = \int_{-\infty}^{\infty} S_1(f) F_t(f) T_{1,n_e}(f,t) F_r(f) S_1^*(f) \exp(j2\pi f(k-1)T_c) df, \quad (5-1)$$

ここで、 $S_1(f)$ 、 $F_t(f)$ 、 $F_r(f)$ 等は3章における定義と同様であり、それぞれ所望局の拡散された信号のスペクトル、送信フィルタ特性、受信フィルタ特性である。また、 $T_{1,n_e}(f,t)$ は所望移動局アンテナと $n_e$ 番目の基地局アンテナとの間の伝送路の伝達関数である。

一方、干渉波信号成分 $E_{n_e,k}^I$ は同様に次式で表される。ここで $S_m(f)$ および $T_{m,n_e}(f,t)$ は、それぞれ $S_1(f)$ および $T_{1,n_e}(f,t)$ と同様に、 $m$ 番目の干渉局の拡散された信号のスペクトルおよび $m$ 番目の干渉局アンテナと $n_e$ 番目の基地局アンテナとの間の伝送路の伝達関数である。

$$E_{n_e,k}^I(t) = \sum_{m=2}^M \int_{-\infty}^{\infty} S_m(f) F_t(f) T_{m,n_e}(f,t) F_r(f) S_1^*(f) \exp(j2\pi f(k-1)T_c) df$$

同一アンテナのTDLタップ間の信号の信号強度相関は無相関とみなし得る。一方、アンテナ間についてはその間隔 $d_0$ に応じてフェージングの空間相関に起因する相関が同一タップ間で存在する。その空間相関特性については、所望信号に対しては(4-1)式で表すことができる。また、干渉信号については、干渉波も1つ1つの局からの電波ごとにみれば所望波と同じ程度の広がりであるが、多数の移動局がエリア全体に広がっている場合には干渉波の到来角度は空間的に均一とみなすことができるので、移動局側の空間相関特性を与える式である(3-22)式で表現できる

図5.3は所望信号(再掲)及び干渉信号強度変動の空間相関特性である。所望信号の空間相関特性は標準偏差 $\sigma_\phi$ の値に依存するが、いずれの場合においても干渉信号に対する距離特性の方が相関の低下が短い距離で発生し、「所望信号に対して十分小さい相関となるようアンテナ間隔を設定すれば、干渉信号に対しては必然的に無相関に近い状態となる」ことを意味する。

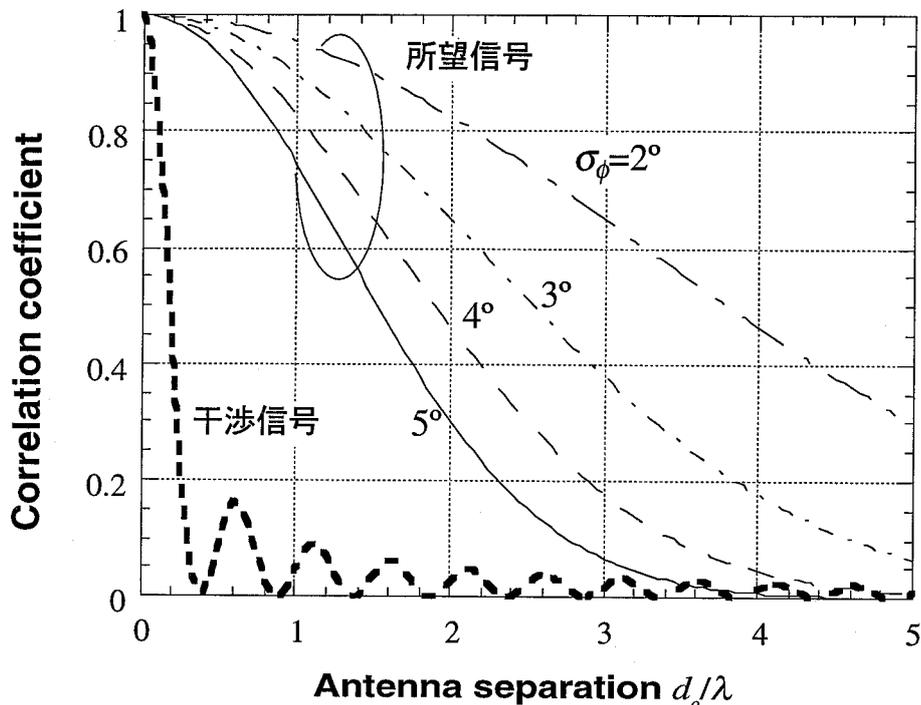


図5.3 所望信号および干渉信号の強度変動に対する空間相関特性

次に、(5-1)式で表される各タップの所望信号を、その中から適当な上位の数だけ選び最大比合成した(各タップ出力の重み付けをその出力の共役複素量  $w_{n_e,k} = (E_{n_e,k}^D)^*$  で与える)ものを  $ED(t)$  とすると、次式のように表せる。

$$E^D(t) = \sum_{n_e} \sum_k E_{n_e,k}^D(t) w_{n_e,k}(t) = \sum_{n_e} \sum_k |E_{n_e,k}^D(t)|^2. \quad (5-3)$$

一方、受信される干渉信号 $E^I(t)$ は全てのタップに現れ、次式で表せる。

$$E^I(t) = \sum_{n_e} \sum_k E_{n_e,k}^I(t) w_{n_e,k}(t) = \sum_{n_e} \sum_k E_{n_e,k}^I(t) (E_{n_e,k}^D)^*. \quad (5-4)$$

(5-3)式、(5-4)式によって $C/I$ が求められる。総干渉信号は多数の干渉信号の集まりであるので干渉局数の増加と共に全体の強度の変動は相対的に安定になる。なお、個々の干渉信号の平均電力は移動局の送信電力制御によって一定であると仮定している。アンテナ間隔が所望信号に対して十分無相関とみなすことができる程度に離れて配置されていて、かつ $M$ の値が十分に大きいとき、 $C/I$ は最終的に次式で近似的に与えられる[64]。

$$C/I(t) \equiv \frac{|E^D(t)|^2}{|E^I(t)|^2} \approx \frac{\left[ \sum_{n_e} \sum_k |E_{n_e,k}^D(t)|^2 \right]^2}{\langle |E_{i,j}^I|^2 \rangle \langle E^D \rangle} \approx \frac{N_e G_p [E^D(t)]^2}{(M-1) \langle E^D \rangle^2}, \quad (5-5)$$

ここで、 $G_p$ は拡散利得、 $\langle \cdot \rangle$ は期待値(=時間平均値)を表す。(5-5)式より、 $C/I$ の劣化は結局 $C$ の低下(瞬時変動)によってもたらされることになり、 $C$ の低下(すなわちフェージングによる所望信号の低下)を抑えることがチャンネル容量の増加を実現する道であることがわかる。そのため本稿で述べるようなフェージング軽減技術の確立が重要なものとなる。

## 5.2 パスダイバーシチとスペースダイバーシチ

ここでは水平面内直線上に間隔 $d_0$ ごとに $N_e$ 基( $N_e=1, 2, 4$ 等)のアンテナを配列しその間隔が $2\lambda$ の場合を考える。このような環境におけるパスダイバーシチ効果とスペースダイバーシチ効果について解析的に検討する。

図5.3より散乱波の広がりか $5^\circ$ 程度になれば各アンテナで受信する所望信号の振幅及び位相変動は無相関に近い(ただし、5.3節の定量的評価では空間相関特性を考

慮できる厳密なシミュレーションを行っている)。上述の議論より干渉信号の強度はその局数が多い場合、時間的に一定として取り扱えるので、以下の検討でも所望信号の変動特性のみを調べる。

### 5.2.1 パスダイバーシチとスペースダイバーシチのフェージング抑圧効果

まず、所望信号のフェージング環境は次式で与えられる指数関数型遅延プロファイル $P(\tau)$ (遅延スプレッド: $\tau_0$ )を仮定する。

$$P(\tau) = \frac{P_0}{\tau_0} \exp\left(-\frac{\tau}{\tau_0}\right) \quad (5-6)$$

$\tau_0 \ll T_c$ の時(すなわちフラットフェージングの場合)その効果は $N_e$ 本のアンテナによるスペースダイバーシチによるのみであり、それぞれのアンテナからの信号の振幅・位相が無相関とみなしうる場合の最大比合成受信C/I( $\Gamma$ で表記)の確率密度関数 $f_{SD}(\Gamma)$ は、アーラン分布となり次式で与えられる[23]。

$$f_{SD}(\Gamma) = \frac{\Gamma^{N-1} \exp\left(-\frac{\Gamma}{\Gamma_0}\right)}{(N-1)! \Gamma_0^N}, \quad (5-7)$$

ここで $\Gamma_0$ は単一アンテナによる受信信号の平均C/Iである。

一方、遅延スプレッドがある程度大きくなるとパスダイバーシチ(RAKE受信方式)によりフェージング抑圧が可能となる。指数型遅延プロファイルでかつ散乱波の素波数が十分多い場合、1基のアンテナでのTDLタップ出力の最大比合成結果のC/I分布の確率密度関数 $f_{PD}(\Gamma)$ は次式で与えられる[23,70]。

$$f_{PD}(\Gamma) = \gamma \beta^{\frac{K(K-1)}{2}} \sum_{k=1}^K \left[ \exp\left(-\beta^{1-k} \gamma \Gamma\right) \prod_{i=1, i \neq k}^{\infty} \frac{1}{\beta^{1-i} - \beta^{1-k}} \right], \quad (5-8)$$

$$\beta \equiv \exp\left(-\frac{T_c}{\tau_0}\right), \quad \gamma \equiv \frac{1}{\Gamma_0(1-\beta)}.$$

上式は全てのタップ出力( $k=K$ )を最大比合成する場合の式であるが、実際には

$\tau_o/T_c$ が5程度となる $k$ の値までのタップ出力を用いれば限界に近い値が得られる。

### 5.2.2 パスダイバーシチの実効枝数

フラットフェージングにおけるスペースダイバーシチは、ダイバーシチ枝数 $N_e$ の増加と共に変動が抑圧されるが、平均電力も $N_e$ 倍となり2重の効果がある。パスダイバーシチでも $\tau_o/T_c$ の値の増加に応じて変動幅が抑圧される。この抑圧量が枝数 $N_e$ のスペースダイバーシチの抑圧量と等しい状態をパスダイバーシチの実効枝数 (Effective number of diversity branches)が $N_e$ であるとし、これを $N_{PD}$ と表記する。(5-7)式と(5-8)式を計算し $N_{PD}$ を $\tau_o/T_c$ の関数として求めると次式が得られた。

$$N_{PD} \approx 1 + 2 \frac{\tau_o}{T_c} . \quad (5-9)$$

実効枝数の概念は文献[50]に既に見られるが、ここでは説明なく次式で与えられている。

$$N_{PD} \approx 1 + B_c \tau_o . \quad (5-10)$$

文献[50]では $B_c$ は信号帯域幅で $B_c=1/T_c$ として取り扱われているので(5-9)式とは係数2の部分が異なる。図5.4は2種類のフェージングによる信号強度変動幅、[累積確率分布の1%値と99%との差]および[同0.1%値と99.9%との差]を $N_e$ 及び $N_{PD}$ の関数として示している。同図では両者がよく一致しており、(5-9)式がよい近似を与えることを示している。

実際の環境では $\tau_o/T_c$ の値が必ずしも大きくとれず(例えば実効枝数で4以下程度)パスダイバーシチのみでは十分なフェージング抑圧効果が得られない場合が多い。そのような場合にハイブリッドダイバーシチがその特長を発揮するものとなる。

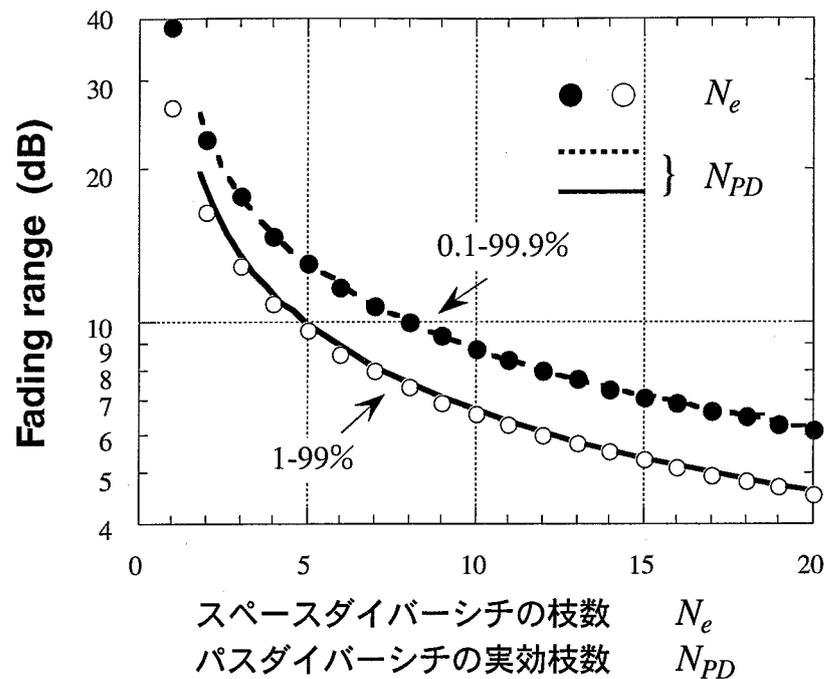


図5.4 フラットフェージングに対するスペースダイバーシチ効果の枝数依存性と広帯域フェージングに対するパステイバーシチ効果の実効枝数特性

### 5.3 提案方式のフェージング軽減効果

本節では、ハイブリッドダイバーシチの効果をシミュレーションによって確認する。フェージング発生モデルは3章において提案した広帯域伝搬モデルを用いる。

図5.5はアンテナ数 $N_e=1, 2, 4$ 、 $\tau_o/T_c=1, 3$ (実効枝数3及び7に対応)、 $d_o=2\lambda$ の場合の相対 $C/I$ (単一アンテナ受信時の平均 $C/I$ を0dBとした)の累積分布である。 $N_e=1$ の2つのカーブ(太い点線と細い点線)には、パステイバーシチの効果が実効枝数に応じて現われている。すなわちレイリーフェージングの場合(1つのタップのみを連続的に見ている状態に対応)1-99%変動幅(累積確率分布の1%値と99%値の差)は26.6dBであるのに対してそれぞれ13.5dB(太線)、9.2dB(細線)まで抑圧されている。図5.4の理論値13.5dB(実効枝数3)、8.1dB(同7)ともほぼ一致している。これにスペースダイバーシチの効果( $N_e=2, 4$ )が加わって変動幅はさらに小さくなる。 $N_e=4$ の場合で1-99%変動幅はそれぞれ8.7dB(太線)、6.4dB(細線)まで抑圧される。アンテナ間の相関が0であれば原理的に枝数 $N_e \times N_{PD}$ 分のダイバーシチ効果が期待されるが、図5.3でも明らかなように $d_o=2\lambda$ では若干の相関があるので残留強度変動はやや大きくなっている。また、図5.5からも明らかなようにスペースダイバーシチには利得効果による平均値の増加があり、この効果も大きい利点である。

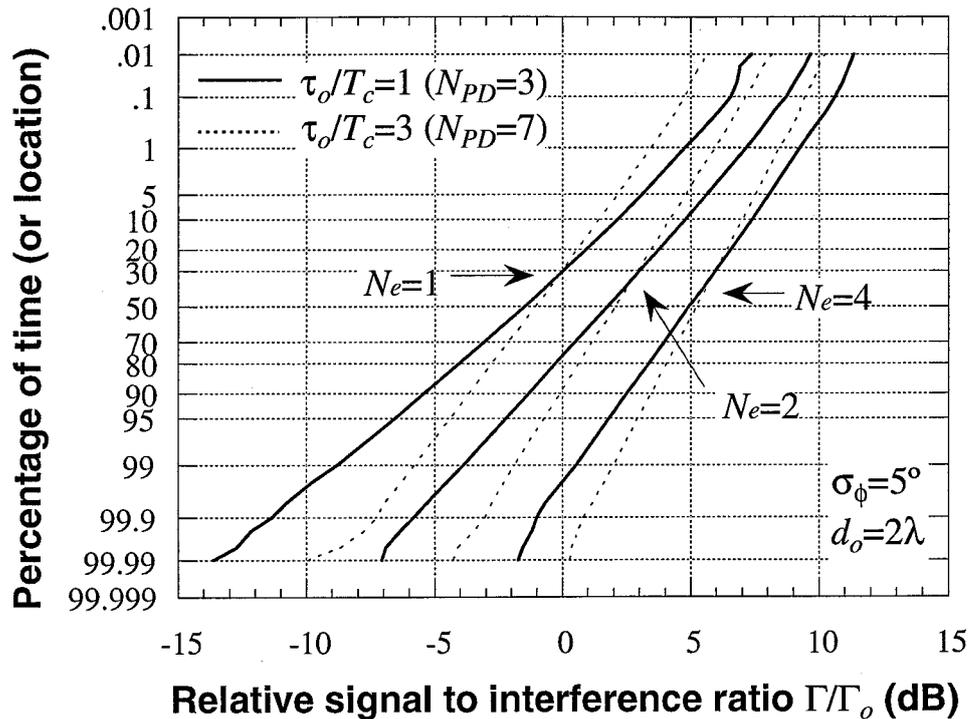


図5.5 スペース/パス・ハイブリッドダイバーシチ方式のフェージング抑圧効果

以上まとめて、ハイブリッドダイバーシチに関して次のような結論が得られる。

- ・変動幅(たとえば累積分布の1-99%幅)の抑圧という観点でみると独立枝数 $N_e \times N_{PD}$ のダイバーシチに近い効果を有する。
- ・平均利得の増加という点では $N_e$ 倍( $=10\log N_e$ (dB))である。

## 5.4 ハイブリッドダイバーシチに関する考察

### 5.4.1 ハイブリッドダイバーシチの最適領域

前述のとおり、 $\tau_0/T_c < 0.5$ (実効枝数 $N_{PD} < 2$ )ではその効果の大部分はスペースダイバーシチ効果であり、ハイブリッドダイバーシチとするメリットは小さい。一方、 $\tau_0/T_c > 3$ (実効枝数 $N_{PD} > 7$ )ではパスダイバーシチ(RAKE方式)のみでかなりのフェージング抑圧ができるのでスペースダイバーシチ構成を採る必要性がなくなる。ただし、複数アンテナを用いるとアンテナ数に比例した利得効果が得られることについてはこの場合でも同じであり、このメリットについては後述する。

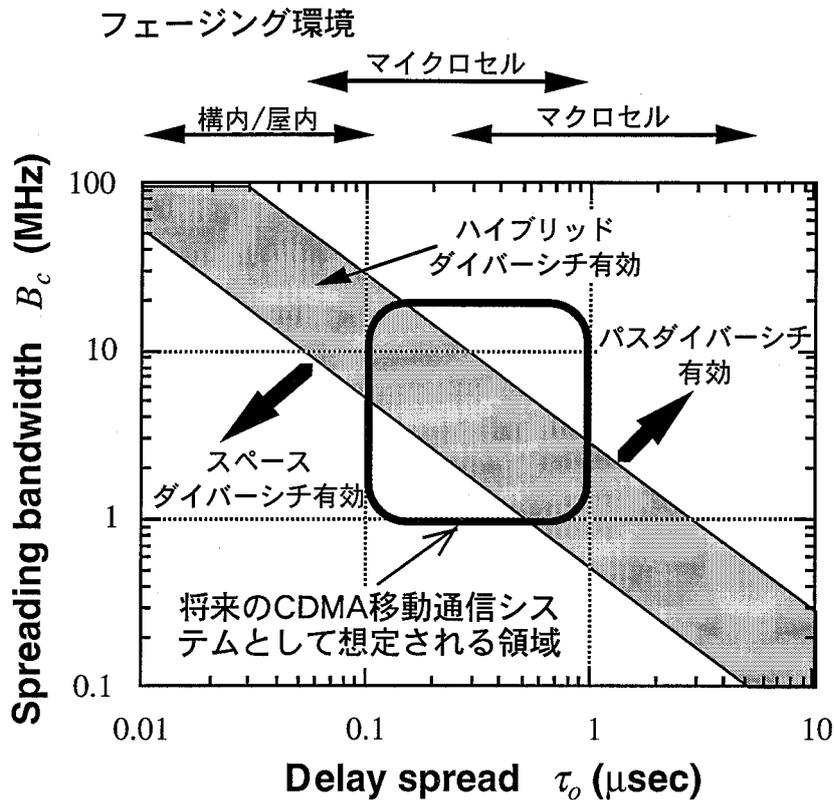


図5.6 ハイブリッドダイバーシチの適用領域とCDMA移動通信システム環境

$N_{PD}$ の値はチップ周期 $T_c$ と遅延スプレッド $\tau_o$ とで決まるためハイブリッドダイバーシチの効果はその両者に依存する。図5.6はハイブリッドダイバーシチの効果が期待できる環境を拡散帯域幅 $B_c(=1/T_c)$ と $\tau_o$ に対して示している。また、同図には各種移動伝搬環境における $\tau_o$ の値の目安を参考として示している。一般的にCDMA移動通信の拡散帯域幅は1~20MHz程度の中で選択されることになると考えられるが、将来有望な小ゾーンシステム環境(四角の枠で囲った領域;遅延スプレッド:0.1~1.0 $\mu$ sec程度)ではハイブリッドダイバーシチが効果を有する領域をかなり含んでいることがわかる。

#### 5.4.2 現実的な構成と信号処理の簡易化

本稿では原理的な動作と効果を示すために $K$ は十分大きいとして全タップ出力の最大比合成を計算値としているが、実用的には出力の大きい上位の適当数(例えば10個とか15個とか)の枝(フィンガー)を選択して合成すれば十分である。十分といえる枝の数は遅延プロファイルや散乱波の数にも依存し[70]、より詳細な検討が必要である。

本方式は回路構成が複雑で実用化までの距離が非常に大きいように見えるが、全てはデジタル信号処理の問題であるので、技術の進歩によって解決されるものと期待できる。

ここで提案した方式の基本的考えは前章で提案した方式(信号処理及び構成の簡易化のため複数のアンテナの出力を遅延回路を介して時間的に分散させ一つの信号としてパスタ이버シチ合成する方法)の原理に通じるものであるが、前章で提案した方式は干渉波電力が $N_e$ 倍となり所望波に対するアンテナ利得効果( $N_e$ 倍)と相殺されるので、 $C/I$ 改善効果の点で本方式より劣る。

#### 5.4.3 スペースダイバーシチによる高容量化

干渉局数が増加するにしたがって、総干渉信号強度の相対変動量([変動量]/[電力])は低下するものと考えられる。したがって、所望信号のレベル低下が最終的な通信容量(チャネル容量)の劣化をもたらすこととなる。

ここでは、フェージング環境下での最大容量 $M_{\max}$ を以下のように表す。

$$M_{\max}\left(N_e, \frac{\tau_o}{T_c}\right) = \eta_c\left(p_f; N_e, \frac{\tau_o}{T_c}\right) \times M_o, \quad (5-11)$$

ここで、 $\eta_c$ は単一アンテナシステムにおいてフェージングが無く全てのユーザーの基地局受信強度が等しい理想状態(または送信電力制御が理想的に行われている状態)でのチャネル容量( $M_o$ )を基に定義した、チャネル容量係数である。ここではフェージングによる $C/I$ の劣化が直接通信品質の劣化をもたらすと仮定する。すなわち、ある劣化率 $p_f$ に相当するフェージングの累積確率値が全体のチャネル容量を決定するものとする。図5.7は、 $\tau_o/T_c$ および $N_e$ を変化させた場合のチャネル容量係数の変化を示している。 $p_f$ は99%を仮定している。同図において網かけ領域は、ハイブリッドダイバーシチを採用したシステムにおいて、フェージングに対する送信電力制御を行わずとも、完璧な送信電力制御を行う単一アンテナシステムと同等以上のチャネル容量を実現できる領域である。すなわち、ハイブリッドダイバーシチ方式が有効に動作する適当な環境に適用すれば、かなり簡単な送信電力制御(距離特性とシャドウイングのみを補償する程度にゆっくりとした制御)によっても十分なチャネル容量を実現でき、端末の小型化や遠近問題の解決に十分に寄与できること

がわかる。

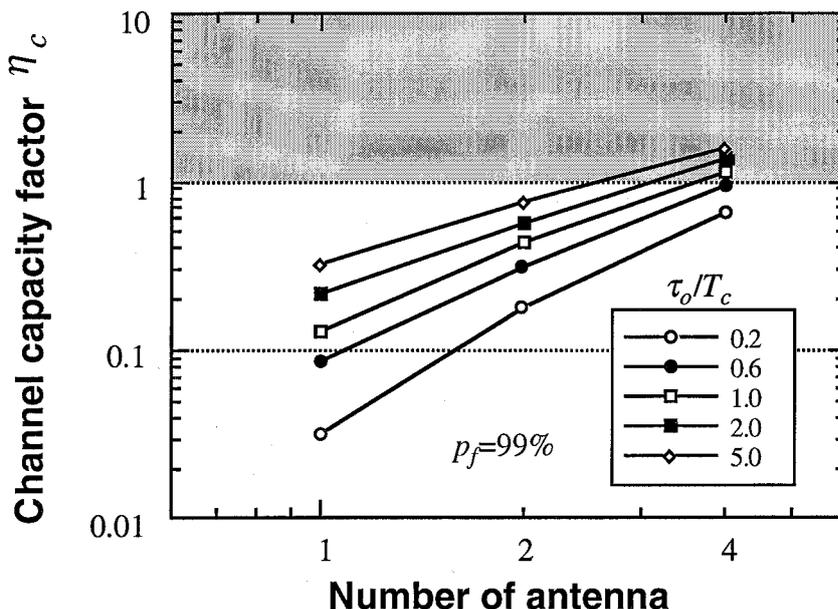


図5.7 ハイブリッドダイバーシチを用いた場合のチャネル容量特性

図5.7は高速の送信電力制御を行わないことを前提として議論したが、逆に送信電力制御が正確に行われた場合には、本方式は複数( $N_e$ 基)のアンテナを用いることによって、 $C/I$ を単一アンテナの場合より平均 $N_e$ 倍大きくできる効果がある。CDMAのように $C/I$ がチャンネル数を決定するシステムではこの効果によって通信容量の増加が図れることになる。例えば、4素子のアレーアンテナのダイバーシチシステムは等価的にダイバーシチ無しの4セクタ構成で得られる通信容量と同じになる。ただしその場合は移動体～基地局両方向リンクの $C/I$ の改善、低 $C/I$ 信号からの所望信号の引込等、これからの研究開発によって解決すべき課題は幾つか残されている。しかしながら、ハイブリッドダイバーシチは、高チャネル容量を実現するための可能性を十分に有していると言える。

### 5.5 実験データを用いたハイブリッドダイバーシチの性能評価

本節では、3章において広帯域伝搬モデルの確認に用いた実験データを用いて、ハイブリッドダイバーシチの性能評価を行う。

#### 5.5.1 実効枝数

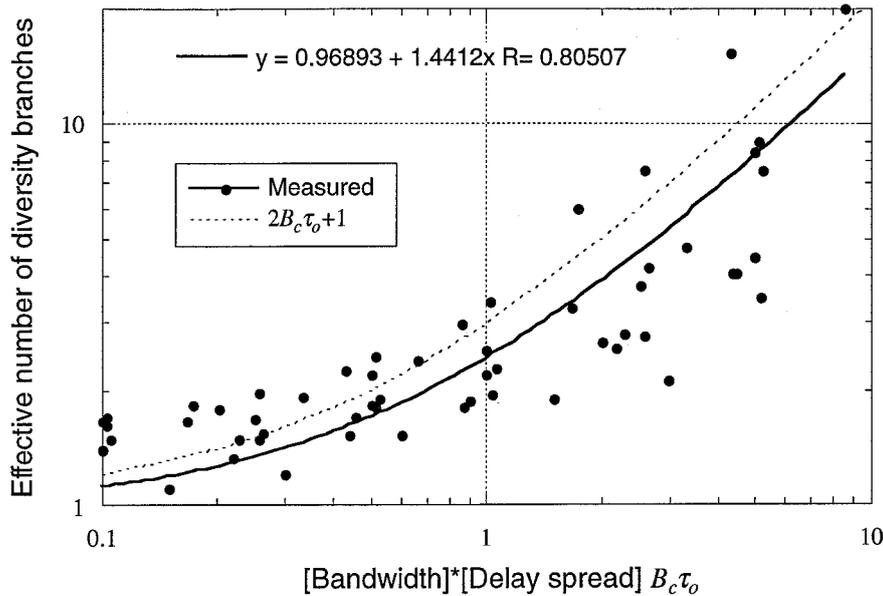


図5.8 実測データから得られた実効枝数

実験によって得られたデータの1%-99%幅のフェージング抑圧効果を用いて、フィールドで測定される実効枝数を求めた。 $B_c \tau_0$ に対する実効枝数の変化を図5.8に示す。5.2.2節では、指数関数型遅延プロファイルを前提とした理論解析によって  $N_{PD} = 2B_c \tau_0 + 1$  の関係を得た。測定結果を同様の式で近似することにより  $N_{PD} = 1.44B_c \tau_0 + 0.97$  の結果を得た。測定値はシミュレーションによる解析結果に近いものとなっている。

### 5.5.2 スペースダイバーシチと組み合わせた場合の強度変動特性

次に、取得されたデータを用いてハイブリッドダイバーシチに関する性能評価を行う。

ハイブリッドダイバーシチは本来基地局使用を前提として提案されたものであるが、スペースダイバーシチブランチ間の相関が十分小さい環境では基地局/移動局の受信信号変動特性に本質的な差はないと考えられる。ここでは移動局受信時の伝送路のインパルス応答の時系列を用いてハイブリッドダイバーシチの性能評価を行う。すなわち、受信信号時系列(この場合にはインパルス応答の時系列)においてブランチ間隔 $d$ だけ離れた位置の受信信号との擬似的なダイバーシチを考える。この場合、スペースダイバーシチブランチ間の同時性は失われているが、相関が十分小

さいという前提においては正しい評価が得られる。

広帯域信号の空間相関特性は受信帯域幅に依存しないという報告がなされている[71]。狭帯域信号に対しては、周囲から一様に波が到来する移動局環境では1/4波長程度で十分に小さい相関値を得ることができる(図5.3参照)。ここでは、スペースダイバーシチのブランチ間隔を1波長強の13.6cmとし、ブランチ数 $N_e=1, 2, 4$ の場合について検討した。また、パスダイバーシチ合成は全チップの最大比合成を、スペースダイバーシチブランチ間の合成は全ブランチの最大比合成を想定している。

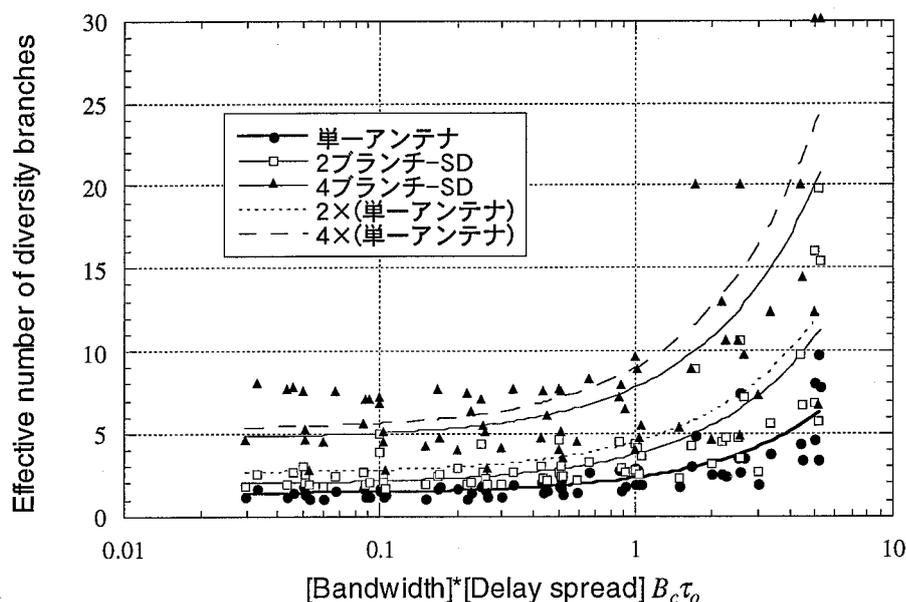


図5.9 ハイブリッドダイバーシチの実効枝数

図5.9は、ハイブリッドダイバーシチの実効枝数特性を示している。プロット点は実験値、実線はその近似式( $B_c\tau_0$ に関する1次式で近似)、 $N_e=2$ および4のそれぞれの破線は $N_e=1$ の近似式をそれぞれ2倍および4倍したものである。5.3節のシミュレーションによる検討では、 $N_e$ ブランチのスペースダイバーシチ構成を有するハイブリッドダイバーシチは単一アンテナによるパスダイバーシチの $N_e$ 倍のブランチ数と等価なダイバーシチ効果があることをシミュレーションによって明らかにした。測定値は理論値よりもやや小さい結果となっている。これはスペースダイバーシチブランチ間に残留相関が存在することが原因であると考えられる。

図5.9から $B_c\tau_0 > 1$ の環境で複数のアンテナを用いるとかなり大きいダイバーシチ効果(フェージング抑圧効果)が得られることがわかる。

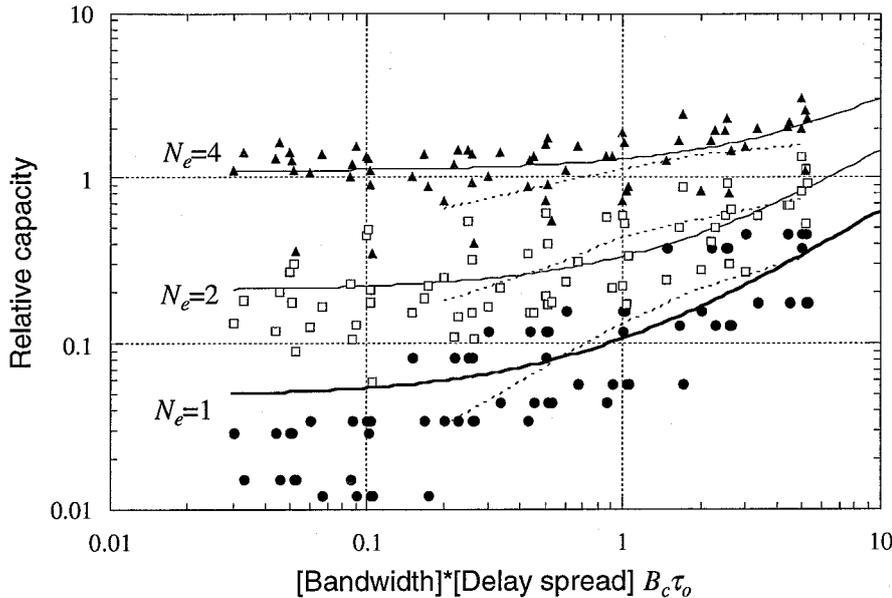


図5.10 ハイブリッドダイバーシチを用いた場合の相対チャネル容量  
マルチパスフェージングに対する送信電力制御を行わない  
場合において99%値を基準として算出している

図5.10は、5.4.3節と同様の議論を実測データを用いて行ったものである。すなわち、 $N_e=1, 2, 4$ の場合のハイブリッドダイバーシチに関して、 $N_e=1$ で完全な送信電力制御が行われた場合のチャネル容量を1として、マルチパスフェージングに対する送信電力制御を行わないCDMAシステムにおいて99%の時間率で保証されるチャネル容量を求めた。すなわち $C/I$ の累積分布の99%値が相対的なチャネル容量を直接示していると考えられる。同図において破線はシミュレーションによる推定結果であるが、 $B_c\tau_0 > 0.3$ の領域ではよく一致している。同図からは、たとえば $B_c\tau_0 > 1$ の環境で $N_e=4$ 程度のハイブリッドダイバーシチを用いることにより、マルチパスフェージングに対する複雑な送信電力制御を行わないシステムでも、99%の時間率で完全な送信電力制御を行う単一アンテナのCDMAシステムと同じチャネル容量を提供可能であることがわかる。

## 5.6 5章のまとめ

本章ではCDMA移動通信におけるフェージング抑圧の観点から基地局側でのスペースダイバーシチとパスダイバーシチ効果を最大限に引き出すことができる複合RAKE方式(ハイブリッドダイバーシチ)を提案し、その原理・効果及び特長を述べ

た。その結果を要約すると以下のとおりである。

- 本方式によるフェージング軽減効果は、その変動幅の抑圧という点では原理的に枝数「 $N_e$ (アンテナ数)× $N_{PD}$ (パスダイバーシチの実効枝数[ $=1+2\tau_o/T_c$ ])」に相当するダイバーシチ効果が得られる。また、平均的C/Iの向上という点からは枝数 $N_e$ のスペースダイバーシチに相当する効果がある。
- 本方式は $\tau_o/T_c$ が0.5～3程度においてその効果を十分発揮する。
- 移動局側での簡易な送信電力制御のみで遠近問題が大幅に軽減される。

上述のように本方式は大きなフェージング軽減効果を有するが、実用的なものとするためには信号処理の簡易化を含めて多くのハードルをクリアーする必要がある。しかしながら、全てデジタル信号処理によって実現できるので、将来のCDMA移動通信への適用がおおいに期待できる。

## 6. 開ループ制御スペースダイバーシチを用いた 海事衛星通信システム用フェージング対策技術

本章では、海事衛星通信システムを対象として、端末側でのスペースダイバーシチ構成と開ループ制御を組み合わせたフェージング対策方式を提案する。本方式は、小さいシステムインパクトで高いフェージング抑圧性能を提供する。提案方式について、シミュレーションによる定量的評価を行い、その性能を明らかにする。

### 6.1 対象とする海事衛星通信システムとフェージング対策技術

地上系移動通信システム同様、衛星を介した移動体衛星通信システムにおいても、マルチパスに起因するフェージングが重大な問題であり[72]その対策が大きな課題である。このようなマルチパス環境下でデジタル通信を行なう場合の対策として、ダイバーシチ、誤り訂正符号(FEC)、インターリーブ等の種々の技術が考案、開発されている[73-77]。ダイバーシチは強力なマルチパスフェージング軽減技術であるが、幾つかの課題も併せ持っている。まず第一に、その制御が一般的にフィードバック系を必要とするクローズドループであるので、構成する回路が複雑になり、特に小形、軽量化が求められる小規模移動局には適さないという問題がある。さらに、一般のダイバーシチにおいては受信信号の情報に基づいて各ブランチの選択または合成比率を決定するので、送受信周波数が相関帯域幅以上に離れている場合には受信時にダイバーシチ効果が得られても送信時にはダイバーシチ効果が得られない、という問題がある。

本章では、小型端末による海事衛星通信システムであるINMARSAT-Cシステムを対象とした海面反射フェージング軽減方式を提案する。本方式は、特に、穏やかな海面状態におけるフェージング軽減を主目的としている。本フェージング軽減方式は、オープンループ制御のスペースダイバーシチにINMARSAT-Cシステムが本来有しているFECおよびインターリーブ方式を組み合わせることでフェージング軽減効果を得るとともに、上記2つの一般のダイバーシチにおける欠点を克服することを目的としたものである。

さらに、ここで提案する方式の原理はダイバーシチ効果が得られる2つ以上の伝送路とFECおよびインターリーブ方式を有する他のシステムにおいてもフェージ

ング対策技術として適用することができるものであり、広い適用性を有している。

本章ではオープンループ制御で送受両周波数に効果のあるダイバーシチ技術の原理および特徴を、INMARSAT-Cシステムの小形船舶局[76]に適用した海面反射フェージング軽減方式を例として説明し、その場合の効果をシミュレーションによって評価する。また他のデジタル通信システムへの適用性、およびその限界について検討する。

## 6.2 INMARSAT-Cシステムと提案方式

### 6.2.1 INMARSAT-Cシステム

表6.1はINMARSAT-Cシステムの主要諸元を示している[76]。INMARSAT-Cシステムは情報速度が1200bit/sの低速データ通信サービスを提供するデジタル通信システムで、2年間のプリオペレーションを経て1991年より太平洋および大西洋東部海域において商業サービスが開始された。INMARSAT-Cシステムは仰角5°以上の運用を前提としており、 $G/T$ が-23dBK程度の半球状の指向性を有する小形船舶局用アンテナを用いている。変復調方式はBPSKのデジタル通信であり、ランダム誤りを強力に訂正できるビタビ復号方式のFECおよびインターリーブ方式を組み合わせている。

表6.1 INMARSAT-Cシステムのシステム諸元[70]

サービス範囲	仰角5°以上
周波数 (衛星←→船舶局)	Uplink(船舶局→衛星) :1626.5MHz~1646.5MHz
	Downlink(衛星→船舶局):1530.0MHz~1545.0MHz
$G/T$	-23dBK
E.I.R.P.	12dBW
変復調	BPSK 1200bit/sec
FEC	符号化率1/2, 拘束長7, 畳み込み符号
	軟判定ビタビ復号
インターリーブ	ブロックサイズ:64×(34+32 $n_b$ )ビット ( $n_b=0\sim4$ )

海事衛星通信においてINMARSAT-Cシステムのような広角ビームアンテナを用

いと、特に低仰角運用時に海面反射フェージングの影響が大きくなる。INMARSAT-Cシステムでは、海面反射波に対して、 $C/I_M$ (搬送波電力対反射波電力比)を7dBとしてシステム設計を行なっている。海面反射波が直接波に対してランダムに変動する荒れた海面状態では、この $C/I_M$ の場合に発生するフェージングの深さは時間率99%において約9dBと推定され、海面反射波によるフェージングは深刻な問題となる。

ビタビ復号はランダムなビット誤りを訂正できるFECであるが、海面反射フェージングの影響により信号レベルの低下が持続した場合に発生するバースト誤りに対しては訂正能力は大きくない。そこでINMARSAT-Cシステムでは、インターリーブ方式を用いてバースト誤りをランダム誤りに時間的に拡散するシステム構成をとっている。インターリーブ方式とは、送信側では情報ビット列を一旦メモリに蓄え、ビット列の順番を入れ替えて送信し、受信側では逆の手順でビット列の順番をもとの順に戻すものであり、この操作によって、インターリーブの時間長に比べて持続時間の短いバースト誤りはランダム誤りに変換される。

### 6.2.2 オープンループ制御ダイバーシチ技術の基本原理解

本節ではここで提案する方式の基本原理解を説明する。受信時の動作を説明するが、送信時には操作が逆になるだけで動作の原理は同じである。前節で説明したINMARSAT-Cシステムを対象とする。

海面反射波は、海面を一つの鏡面とみたてた場合の鏡面反射波に相当する成分と、海面に存在する個々の波からの反射波、すなわち、海面を乱反射面とみたてたような反射に相当する成分の二つに分けられる[72]。ここでは、それぞれを、「コヒーレント成分」および「インコヒーレント成分」と呼ぶことにする。コヒーレント成分は穏やかな海面状態においてインコヒーレント成分よりも大きく、荒れた海面状態ではインコヒーレント成分が卓越する。通常の外洋では、波高が1～3mとなる荒れた海面状態の発生頻度が大きく、この場合に主体となるインコヒーレント成分による海面反射フェージング状態では信号強度が短い周期で大きく変動するため上記インターリーブは有効に機能する。ところが、INMARSAT-Cサービスを受ける小形船舶は海面の穏やかな内海を航行することも十分考えられる。穏やかな海面状態においてはコヒーレント成分が卓越し、受信強度は時間的変動が小さ

くなりハイトパターン的な空間的変動となる。この時、アンテナがハイトパターンの低点に位置し信号強度が低下した状態が継続すると、バースト誤りが長時間にわたって多発し、インターリーブを用いてもFECによる誤り訂正効果がほとんど得られないことになる。

ここで提案するフェージング軽減方式は、ダイバーシチの効果が得られる程度に上下方向に離れて設置された2つのアンテナの出力を、インターリーブの時間長よりも短い周期で切り換えて人工的な短周期の強度変動を発生させ、インターリーブを有効に機能させビット誤りを低減するものである。本方式は穏やかな海面状態を含むどのような海面状態においても有効なインターリーブの動作が期待できる。また現用INMARSAT-Cシステムではインターリーブを機能させる信号強度の変動として海面反射フェージング自体の変動を用いているので最大8.64秒もの長いインターリーブ長を必要とするが、本方式は人工的に信号の強度変動を付加しているのでインターリーブ長短縮の効果が期待できる。以下、本方式の原理、および特徴について詳細に述べる。

コヒーレント成分による信号強度のハイトパターンのピッチ $P_h$ (最大強度点から最大強度点、または最低強度点から最低強度点までの鉛直距離)は次式で与えられる。

$$P_h = \frac{\lambda}{2 \sin \theta_0} \quad (6-1)$$

ここで、 $\lambda$ は波長、 $\theta_0$ は衛星仰角である。たとえば、Lバンド(1.5GHz帯)において、仰角 $5^\circ$ では $P_h=114\text{cm}$ 、 $10^\circ$ では $58\text{cm}$ となる。したがって、仰角 $5^\circ$ において2基のアンテナを垂直方向に $57\text{cm}$ 、仰角 $10^\circ$ では $29\text{cm}$ 離して配置すると、どちらかのアンテナがコヒーレント成分による受信信号のハイトパターンの谷にあってももう一方のアンテナは山にあるか、あるいは両アンテナが山と谷の中間の点にあることになる。ここで提案する方式はコヒーレント成分によるこのような性質を利用して、2つのアンテナの合成/分配比率を一定の周期で変化させつつ受信/送信を行なうものである。

図6.1は本方式を実現するRF回路を組み込んだINMARSAT-C用船舶局構成例を示している。図において、点線内は現用INMARSAT-Cに新規に付加する回路部分である。

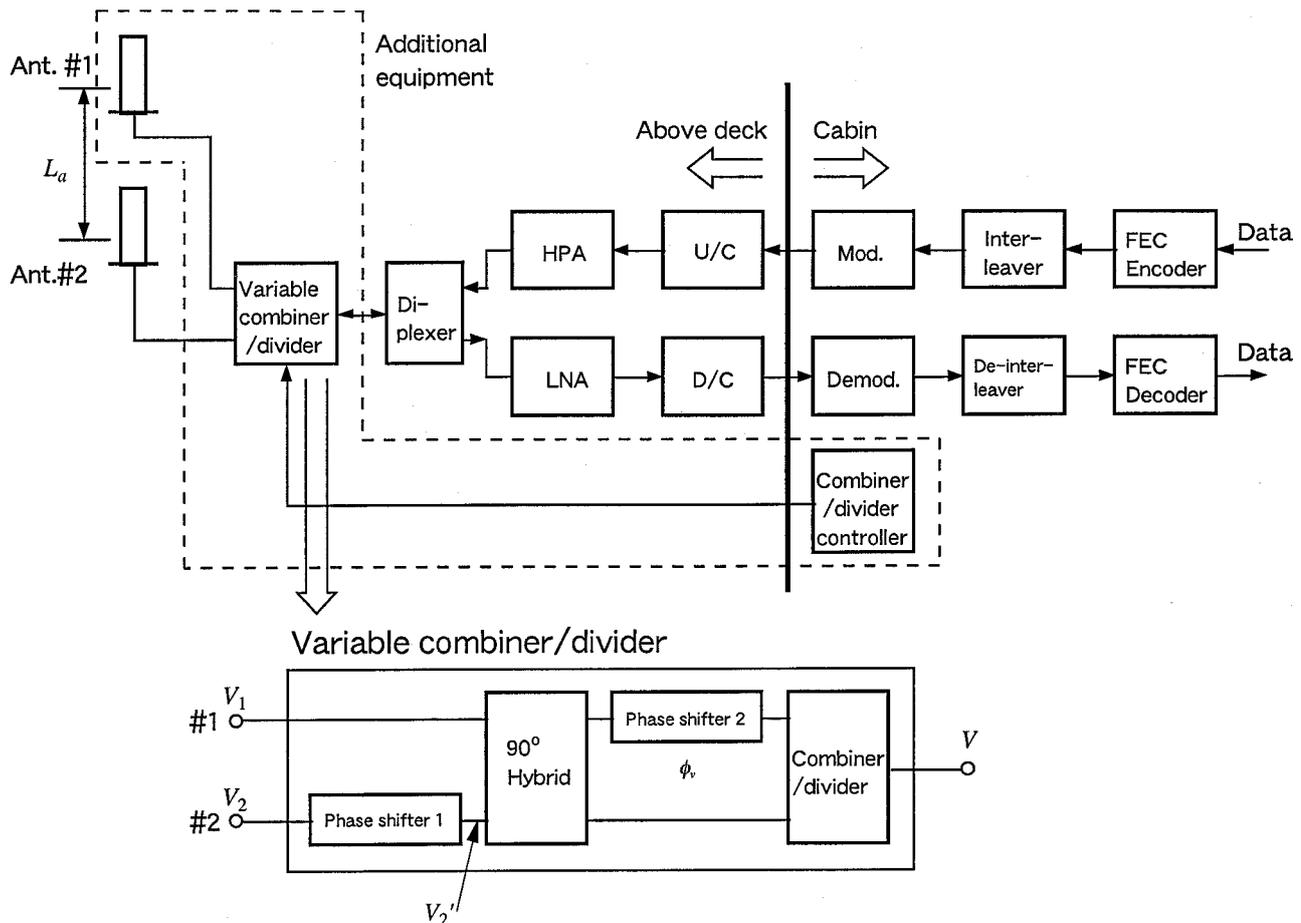


図6.1 提案方式を組み込んだINMARSAT-Cシステムのハードウェア構成

2基のアンテナ(#1、#2)は鉛直方向の距離が $L_a$ となる位置に配置され、可変合成/分配回路(Variable combiner/divider)では各アンテナからの受信信号をインターリーブの時間長よりも短い所定の周期で変化する比率で合成する。図6.1には可変合成/分配回路の一構成例も併せて示している。この構成において、移相器1(Phase shifter 1)は2基のアンテナの受信信号の直接波成分の位相を合わせるためのものであり、移相器2の移相量を変化させることにより合成比が変化する。ここでは可変合成/分配回路は2つの移相器、1つの90°ハイブリッド変換器、および1つの等電力合成/分配器の4つの極めて簡素なコンポーネントで構成されており、この回路を挿入したことによる損失は小さいと考えられる。#1アンテナの受信信号を $V_1$ 、移相器1の出力信号を $V_2'$ とすると、合成後の信号 $V$ は次式で表される。

$$V = \frac{(e^{j\phi_v} + j)V_1 + (je^{j\phi_v} + 1)V_2'}{2}, \quad (6-2)$$

ここで、 $\phi_v$ は移相器2で与える位相量である。図7.2は $V_1$ と $V_2'$ の位相が同相の場合に、 $\phi_v$ を変化させたときの合成後の信号強度 $|V|$ の変化を示す説明図である。図において、 $|V|$ は原点Oからの距離で与えられ、点A、B、C、Dはそれぞれ $\phi_v = -90^\circ, 0^\circ, 90^\circ$ 、および $180^\circ$ に対応している。したがって、 $\phi_v$ を $-90^\circ$ から $90^\circ$ まで(図の太線部分)周期的に変化させることにより、合成信号強度は最小値として $|V_1|$ と $|V_2'|$ のうち小さい方の値、最大値として $\sqrt{|V_1|^2 + |V_2'|^2}$ をとることになる。特に $|V_1| = |V_2'|$ のとき、最大値は $|V| = \sqrt{2}|V_1| = \sqrt{2}|V_2'|$ となり、アンテナを2つ用いた効果によるゲイン(アレイゲイン:最大3dB)を得ることができる。

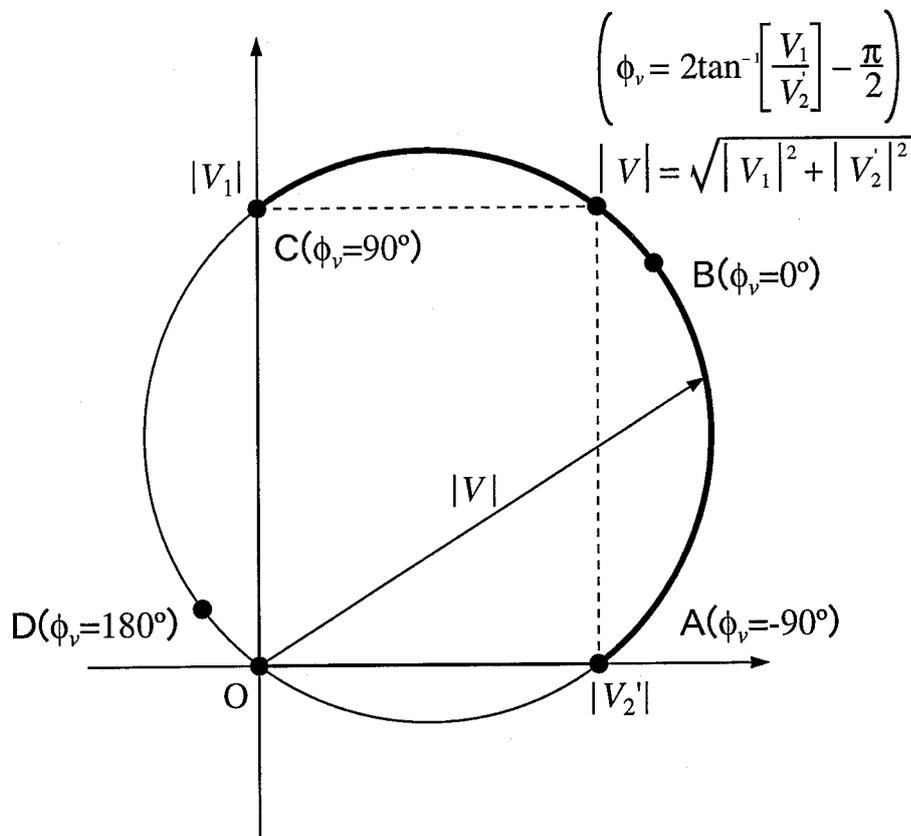


図6.2 Vの軌跡

図6.3(a)、(b)はそれぞれ荒れた海面状態(波高=2.0m)および穏やかな海面状態(同0.1m)における受信特性の時間変動の例を示している。同図では、仰角を $5^\circ$ とし、アンテナ#1、#2出力および合成後の受信信号強度の時間変化、および、インターリーブ方式を用いない場合、現用システム、および本方式を用いた場合のビット誤りパターンの例を示している<sup>255</sup>。両図において $C/I_M$ は同じ7dBであるが、

<sup>255</sup> この図に示した信号強度変動は後述のシミュレーションによって生成したものであり、海面反射フェージングの諸特性が考慮されている。

(a)、(b)におけるコヒーレント成分とインコヒーレント成分の比率はそれぞれ6%:94%、98%:2%である。図において本方式を用いた場合のアンテナ切り換え周期 $T_s$ は1秒としている。また信号強度は直接波のレベル(0dB)で正規化している。

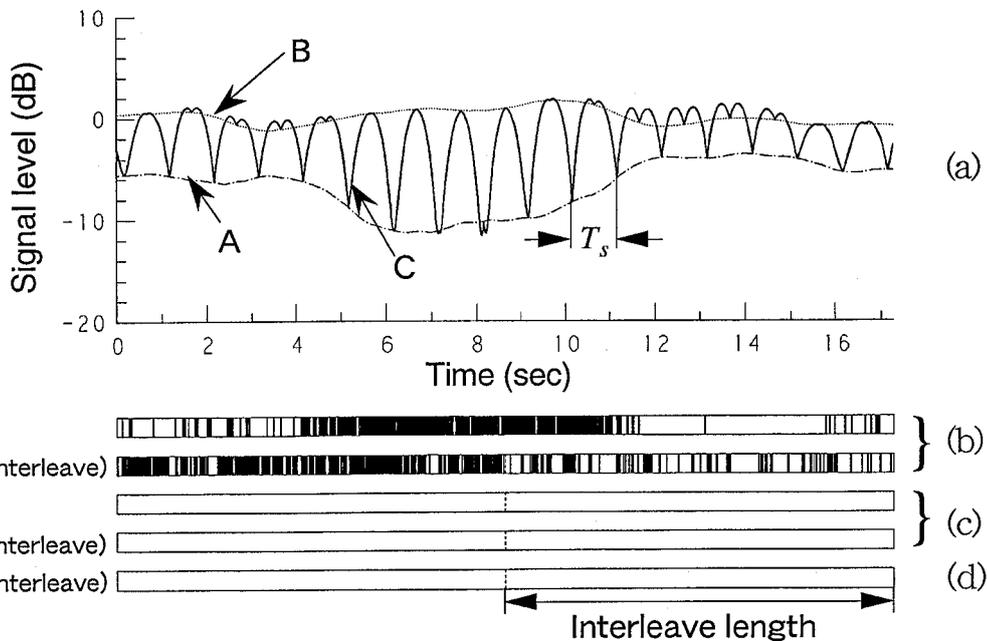
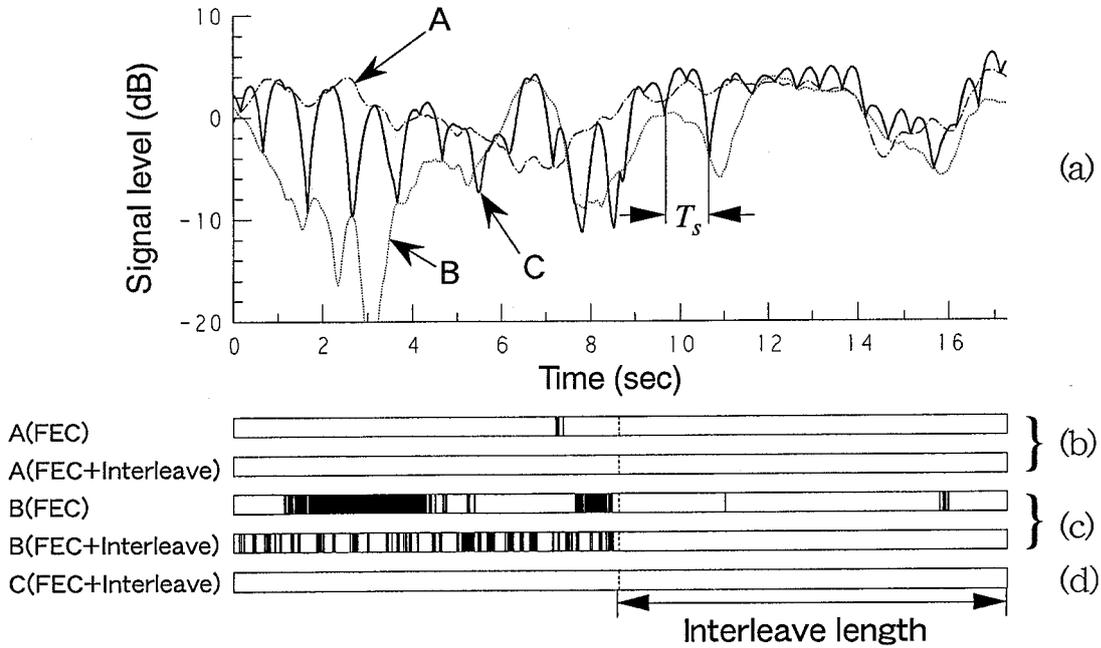


図6.3 提案方式の原理を示す信号強度変動とビット誤り系列の例

図6.3(a)では海面反射波はインコヒーレント成分が卓越し受信信号は短い周期で

大きく変動しており、現用システムによってもインターリーブがバースト誤りを有効に拡散しビット誤りが低減されていることがわかる。しかし(b)では海面反射波はコヒーレント成分が主体となり、フェージングの時間的変動は極めて小さい。現用システムではアンテナ(アンテナ#1)がハイトパターンの谷に落ち込んだ状態が持続しビット誤りが多発する結果FECを用いても誤りの訂正は不可能となり通信不能となる。本方式を用いると、どちらか一方のアンテナがハイトパターンの谷に位置していても他方のアンテナは必ず谷以外の地点にある確率が高くなる。その2つのアンテナを切り換えることにより人工的な信号の強度変動を付加することができる。その変動の周期をインターリーブの時間長よりも短くすることにより、受信信号が落ち込んだ部分のバースト状の誤りもインターリーブの効果で時間的に拡散され、ビット誤りが低減される。(a)では現用システムを用いてもインターリーブが有効に機能しているため本方式の効果は大きく現われないが、基本的にダイバーシチの作用があり、またアレイゲインが存在するので、現用システムよりも誤り率は改善される。

現用システムでは、インターリーブを機能させる信号の変動として海面反射波によるフェージングそのものを用いている。インターリーブが有効に機能するためにはフェージングの変動周期の数倍の時間長が必要であるので現用システムでは最大8.64秒のインターリーブが用いられている[76]。図6.3では2つのアンテナの切り換え周期をフェージングの変動周期と同程度の1秒としたが、この切り換え周期を短くすることにより人工的に付加する信号強度の変動周期が短くなるので、インターリーブの時間長を短縮することも可能である。

### 6.3 フェージング抑圧性能評価手法

本提案方式の性能を評価するために、海面反射フェージング回線の計算機シミュレーションを行った。性能評価の指標としてはフェージング時の平均BERを用いた。ここでは計算機シミュレーションの概要について述べる。

図6.4は計算機シミュレーションのブロック図を示している。ランダムビット系列にINMARSAT-Cシステムにおいて定義された符号(FEC)化およびインターリーブ操作を施し、送信ビット系列を生成する。次に、ダイバーシチを考慮するためにこのビット系列を同一の2系列に分離し、所定の反射波電力を有する強度位相変動

および雑音を加え、本方式による信号合成を行なう。合成された受信ビット系列に逆のインターリーブ(デインターリーブ)を施した後、送信ビット系列と比較してそのビット誤りを検出する。この操作を、反射波の強度変動周期および信号合成の変化周期と比較して十分長い時間継続し、平均BERを算出する。なお、帯域制限フィルタとしては、ロールオフ率が送受あわせて0.5となるルートナイキストフィルタを用いている。これらの機能を全て計算機内にソフトウェアとして実現し、シミュレーションを行なった。

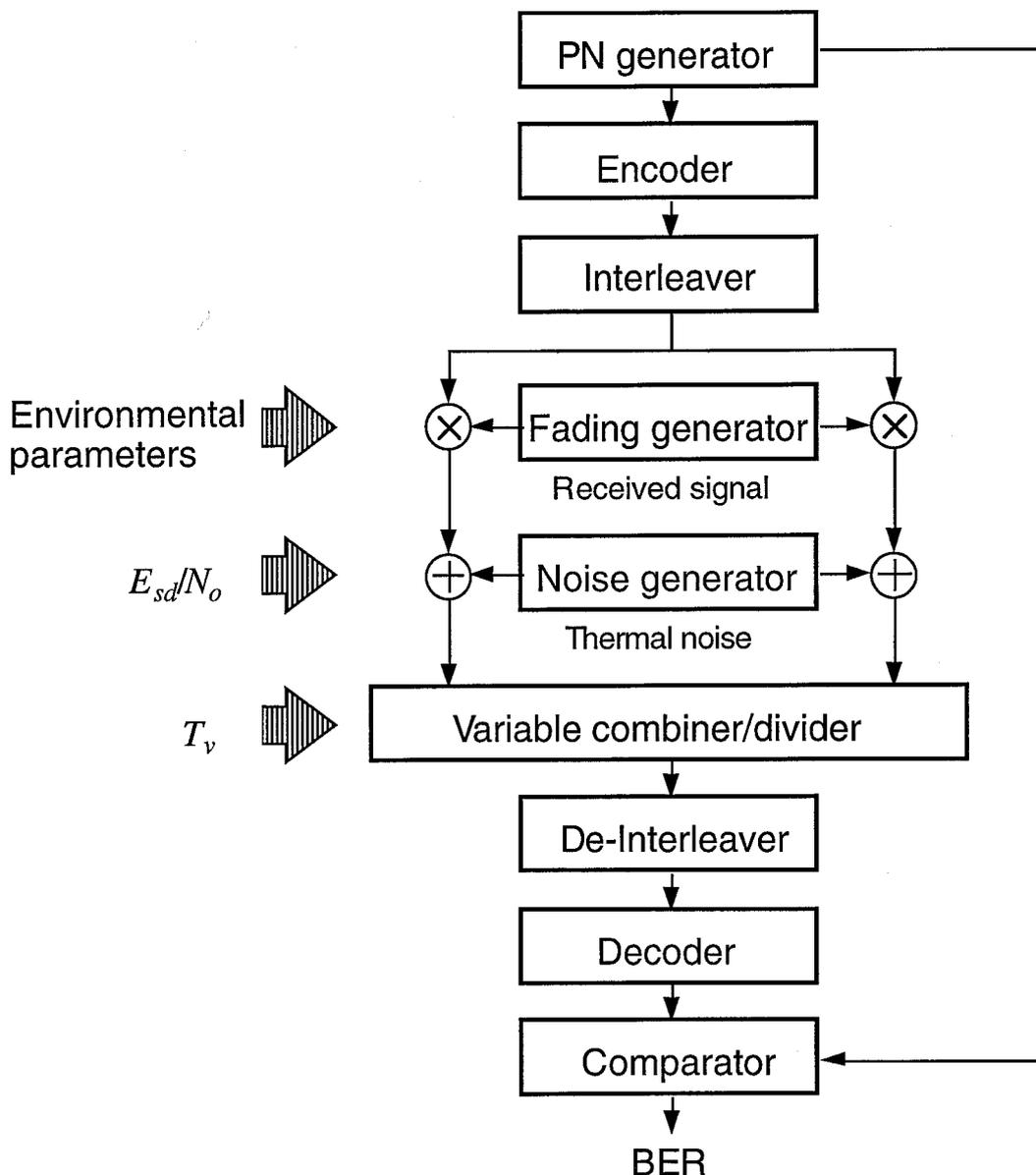


図6.4 計算機シミュレーションのブロック図

フェージング発生部においては、反射波の平均電力および強度位相変動、また鉛

直方向に $L_a$ だけ離れた2つのアンテナが受信する海面反射波の空間相関特性が重要となる。そこで、海面反射フェージングの時間変動特性の統計的性質、環境パラメータとの対応、および空間相関特性などに対する研究[72,78,79]をもとにして、海面状態、衛星仰角などの環境パラメータを入力することにより現実の海面反射波を精度よく実現する海面反射フェージングのシミュレーションモデルを開発した[80,81]。同モデルにおいて空間相関を考慮することによりスペースダイバーシティのシミュレーションが可能となる。

計算機シミュレーションは表6.1に示すINMARSAT-Cのシステムパラメータおよび表6.2に示す各環境パラメータの条件のもとで行なった。本フェージング軽減方式はアンテナ間隔 $L_a$ を仰角に応じて調整することにより、任意の仰角でのフェージング軽減が可能である。しかし、移動局設備の小形化、簡易化の観点からは、 $L_a$ を固定し、かつその間隔もできるだけ小さいことが望ましい。海面反射フェージングが問題となる仰角 $5^\circ$ から $10^\circ$ の範囲においては前述のとおり29cmから57cm程度が適当であるが、実用性を考慮して本検討では30cmに固定した。アンテナ間隔 $L_a$ と同様に図7.1の移相器1の位相量もシステムの小形化の観点からは固定されることが望ましい。ここでは、アンテナ間隔30cmの場合に仰角 $5^\circ$ において2つのアンテナが受信する直接波が同相となるように移相器1の移相量が固定されているものとした。

表6.2 シミュレーションに用いたパラメータ

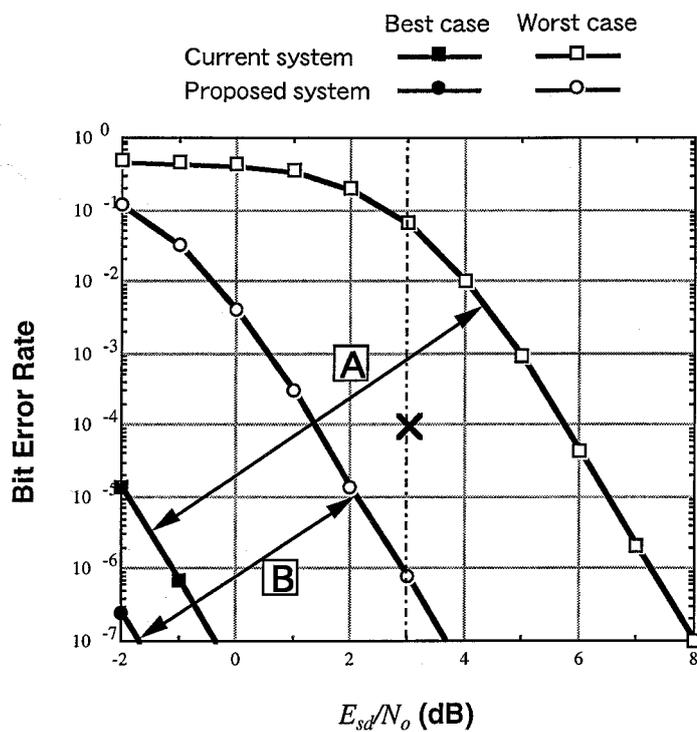
周波数	1.5GHz ( $\lambda=20\text{cm}$ )
偏波	円偏波
仰角	$5^\circ$ ( $10^\circ$ )
アンテナ利得	0dBi (無指向性)
アンテナ間隔 $L_a$	30cm
$C/I_M$	7dB( $\theta_o=5^\circ$ ), 12dB( $\theta_o=10^\circ$ )
波高	0.0~2.0m
$E_{sd}/N_o$	-2~8dB

表6.2中の $E_{sd}/N_o$ は、フェージングの無い場合にアンテナ1基で直接波のみ受信した場合の1シンボルあたりの信号電力対雑音電力密度比の値であり、フェージング発生時でも雑音レベルは直接波レベルに対して所定の $E_s/N_o$ にしたがう一定値としてシミュレーションを行なった。また、実際にはフェージングによる $E_s/N_o$ の低下時に復調器内でのキャリアの同期はずれやスリップが発生しやすくなるが、ここでのシミュレーション結果には、これらの要因によるBER特性の劣化は含まれていない。

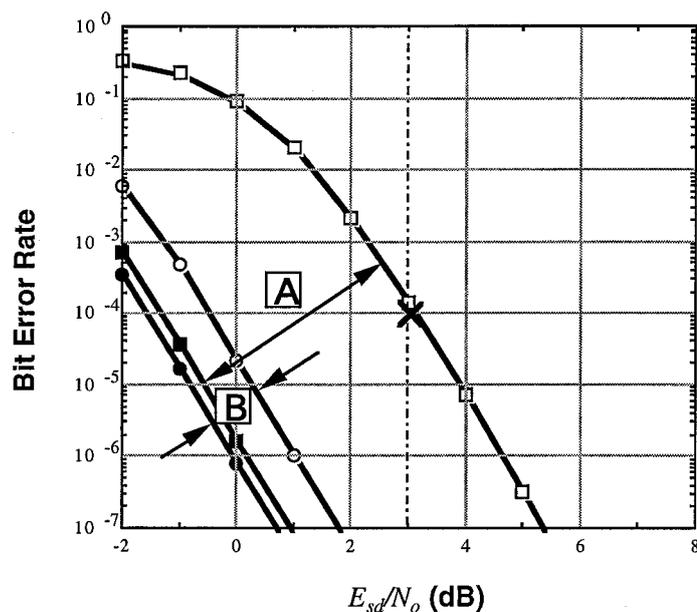
## 6.4 提案方式の性能についての定量的評価

### 6.4.1 フェージング軽減効果

図6.5は船舶の動揺を考慮せずに、波高を0.1mとした(海面反射波はほぼコヒーレント成分のみ)場合の $E_{sd}/N_o$ に対するBER特性を、(a)仰角 $5^\circ$ ( $C/I_M=7$ dB)および(b)仰角 $10^\circ$ ( $C/I_M=12$ dB)に対して示している。アンテナ切り替え周期 $T_v$ は0.1秒とした。破線(現行システム:単一アンテナ)および実線(提案方式:2アンテナ)のそれぞれ二本の曲線のうち、上にあるものがアンテナがハイトパターンの底周辺にある最悪ケースであり、下にあるものがハイトパターンのピーク付近にある最良ケースである。したがって、両図において、**A**の範囲が現行システムの、また、**B**の範囲が提案システムの、ハイトパターンの任意の位置での性能を示している。両図から、現行システムではアンテナの高さによって大きく変動するBER特性が、提案システムを用いることによってその変動範囲が小さくなり、また、BERの値そのものが低減していることがわかる。アンテナ高さへの依存性の縮小は、特に(b)の仰角 $10^\circ$ の場合に顕著である。INMARSAT-Cシステムの規定では、 $E_{sd}/N_o=3$ dBとして回線設計されている。デジタル通信に要求されるBERをたとえば $10^{-4}$ (両図中の×マーク)と仮定すると、現行システムを用いた場合には仰角 $5^\circ$ においてアンテナがハイトパターンの底付近に位置すると通信不能となるのに対して、提案方式を用いることによって任意の状態でも $10^{-4}$ 以下のBERが確保できることがわかる。



(a)  $\theta_o=5^\circ$



(a)  $\theta_o=10^\circ$

図6.5 穏やかな海面状態におけるBER特性

図6.6は、インコヒーレント成分が卓越する波高を2.0mとした環境における衛星仰角 $5^\circ$ の場合のBER特性を示している。ここでも船舶の動揺はないと仮定している。同図は、以下に示す5つの方式の特性を示している。

(a) FECのみを用いた場合(インターリーブなし)

- (b) 現行システム(単一アンテナ)
- (c) 提案方式( $T_v=0.1$ 秒)
- (d) 受信信号強度に応じてアンテナを選択するアンテナ選択ダイバーシチ
- (e) メインローブを仰角5度方向に固定した2素子フェーズドアレー、これは本提案方式の構成において二つのアンテナの合成/分配比率を1:1( $\phi_b=0^\circ$ )とすることによって実現できる

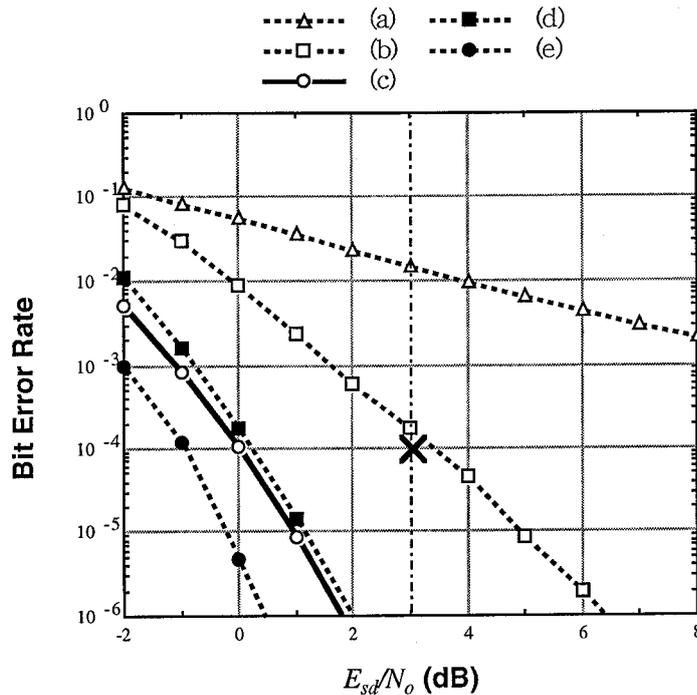


図6.6 荒れた海面状態におけるBER特性

図6.6では、荒れた海面状態においてはインコヒーレント成分が卓越し、現行システムによってもインターリーブが十分機能し、FECが効果的に誤りを訂正していることがわかる。フェージング抑圧という観点において、提案方式は、早いフェージングに対しては現行システムに対するアドバンテージを有するものではないと考えられる。しかしながら、図6.6から提案方式は現行システムに競べて大きなBER特性改善効果があることがわかる。この改善は、二つのアンテナを用いたアレー利得から得られている。

さらに、提案方式は、閉ループ制御のアンテナ選択ダイバーシチと同程度またはやや高い性能を有していることがわかる。アンテナ選択ダイバーシチは受信信号のモニタにより常に最良のアンテナを選択しているが同時に複数のアンテナを使用することがないのに対して、提案方式はアンテナの選択という観点では最良ではない

が複数のアンテナを同時に使用するアレー効果があり、結果的に同等の性能を実現している。閉ループ制御は、回路が複雑になるという欠点のみならず、受信周波数と送信周波数が異なるFDD方式であるINMARSAT-Cシステムでは、船舶局側送信時にも効果を得るためには衛星側での受信信号モニタおよびモニタ結果の船舶局側へのフィードバックといったシステムが必要となり、システムインパクトが極めて大きい。また、INMARSAT-Cシステムのような固定軌道衛星を用いたシステムでは、閉ループ制御の時間が最低でも伝搬遅延分の0.25秒程度以上となり、フェージングがこれより高速となると、効果はほとんど得られない。ここで提案した方式は、2つのアンテナを周期的に切り替えるという簡易な構成で、送信/受信の両リンクに有効な性能を有している。

図6.6において、提案方式と同様に閉ループ制御を必要としない2素子フェーズドアレーシステムは、提案方式より高い性能を有している。しかしながら、同方式は、ビームを仰角5°方向に固定しているため、トラッキング等の付加装置を用いない場合には、船舶の揺れを考慮すると、その性能は大きく劣化する。

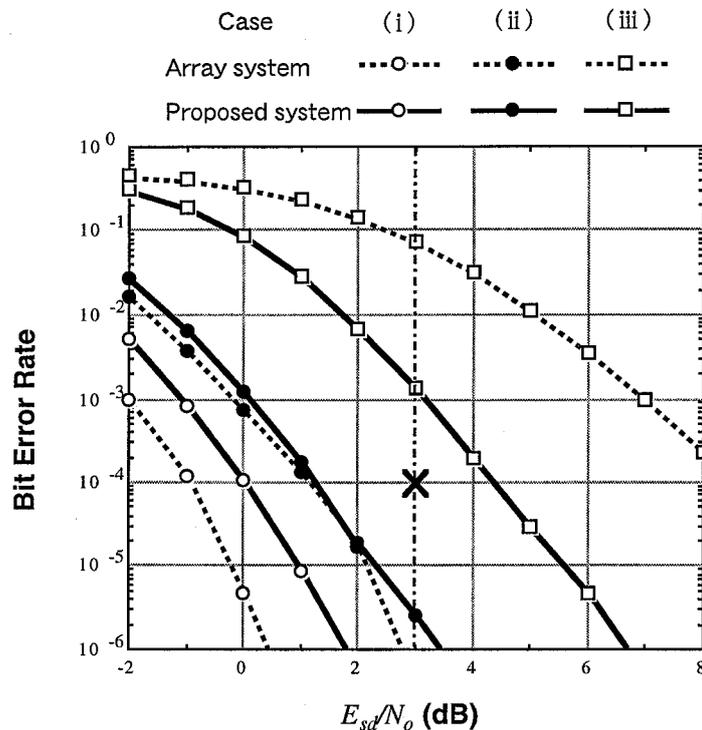


図6.7 船舶の動揺を考慮した場合のBER特性

図6.7は、提案方式( $T_v=0.1$ 秒)と2素子フェーズドアレーシステムについて、船舶の縦揺れ(ピッチング)と横揺れ(ローリング)を考慮した場合のBER特性を示してい

る。図6.8は船舶の横揺れと縦揺れを説明する概念図であり、シミュレーションに用いた揺れの値を表6.3に示す。 $L_a$ を30cmとした場合、2素子フェーズドアレーアンテナパターンの最初のヌルはビームセンターから $19.3^\circ$ 離れた角度になる。したがって、船舶の動揺がこの角度よりも大きくなると、アレーアンテナが直接波をメインローブで受信できない状況が発生し信号品質は大きく劣化する。提案方式を用いた場合にも、移相器1によって2つのアンテナを同等に用いた場合のアンテナパターンの中心は $5^\circ$ に固定されているので、縦揺れ/横揺れが大きくなるにしたがって、BER特性は劣化している。INMARSAT-Cシステムでは、船舶局装置に対して $30^\circ$ までの揺れに対して通信を保持できるよう規定している。ここで検討するシステムでは、第一ヌル位置が $19.3^\circ$ であるので、ケース(iii)がほぼ最悪ケースとなる。図6.7から、船舶の揺れが大きくなった場合の性能劣化はフェーズドアレーシステムに比べて提案方式の方が小さいことがわかる。最悪ケースとなるような劣悪な環境では、フェーズドアレーシステムによる安定した通信は困難となるが、ここで提案したシステムは図6.6に示す現行システムと同等の性能を維持しており、最悪ケースでも現行システムに比べて2dB程度の劣化である。

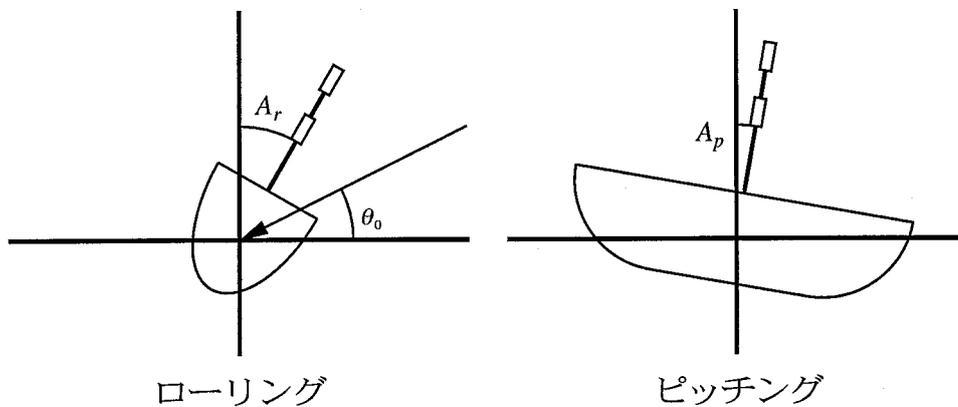


図6.8 計算機シミュレーションにおける船舶の動揺の検討方法  
(船舶の進行方法は衛星方向に垂直であると仮定している)

表6.3 ローリングおよびピッチング角度

Case	$A_r$	$A_p$ (deg)
(i)	0	0
(ii)	10	3
(iii)	20	6

## 6.4.2 インターリーブ長短縮効果

本方式によるフェージング抑圧効果についてはこれまでにシミュレーションによって定量的に述べたが、同じBER特性を得るという前提にたてば、本方式はインターリーブ長を短縮する効果を提供する。

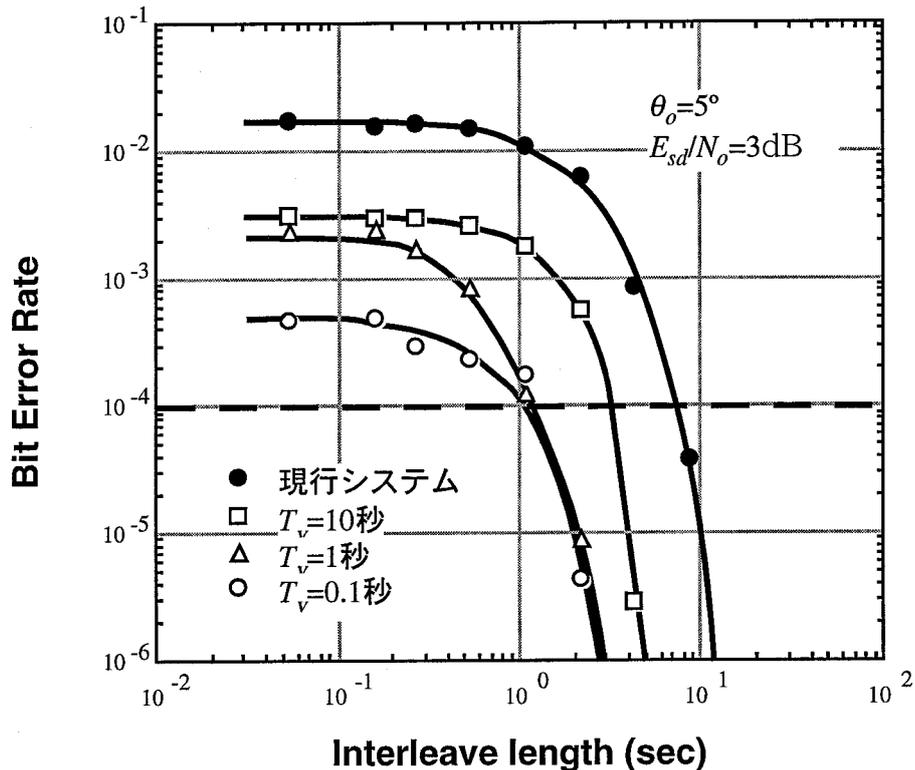


図6.9 インターリーブサイズの変化に対するBER特性

図6.9は本方式の切り換え周波数 $T_v$ を変化させた場合の、インターリーブの時間長の変化に対するBER特性を示したものである。波高は2.0mの荒れた海面状態である。 $T_v=0.1$ 秒、1.0秒、10.0秒の3種類の $T_v$ に対応した本方式および現用システム(単一アンテナ)のBER特性を示している。このインターリーブ時間長の範囲では、 $T_v$ が10秒以上では $T_v=10$ 秒の場合とほぼ同じ結果が得られ、同様に、 $T_v$ が0.1秒以下では $T_v=0.1$ 秒の場合とほぼ同じ結果が得られた。その中間の $T_v=1.0$ 秒の曲線はインターリーブの時間長が1秒以下では $T_v=10$ 秒の曲線に、また1秒以上では $T_v=0.1$ 秒の曲線に近い結果となっている。本来の受信信号の変動(海面反射フェージングによる変動)は先に述べたようにその周期が約1秒以上である。その受信信号に周期1秒の人工的な変動を付加した場合には、信号の変動の主成分は1秒になり、インター

リーブの時間長がそれよりも長い場合にはインターリーブとFECによる誤り訂正は有効に働く。それに対して変動の周期よりもインターリーブの時間長が短い領域においてはそれが有効に機能しない。 $T_v$ が10秒よりも大きい領域ではもはや受信信号本来の変動の方が短周期であるのでアンテナを切り換えることによって生じるビット誤り率改善効果は無い。また、2つのアンテナのどちらの信号レベルも低下する場合が確率的に発生するが、そのような場合には2つの信号を高速で切り換えてももはやビット誤り率の改善は得られない。したがって $T_v$ が0.1秒以下の領域においては、この限界によって効果が飽和している。

提案方式を用いることによって、所要BERを実現するために必要なインターリーブの時間長は短縮されていることがわかる。たとえば、 $10^{-4}$ のBERを仮定すると、現用システムを用いた場合には、最大インターリーブ長(8.64秒)程度の10秒弱の時間長が必要なのに対して、本方式を採用することにより約1秒程度のインターリーブでも同等の性能が得られていることがわかる。INMARSAT-Cシステムは先に述べたように低速のデータ通信サービスを提供するシステムであるが、たとえばテレックスの対話的通信などのアプリケーションを考えた場合、この通信遅延の短縮は、サービスの幅を広げる非常に有効な効果であるといえる。

## 6.5 6章のまとめ

本章では、INMARSAT-Cシステムに適用可能な開ループ制御のスペースダイバーシチ方式を提案し、その性能をシミュレーションにより定量的に評価した。その結果、有効なフェージング抑圧性能を実現できることを明らかにした。また、現行方式並みの性能とした場合には、インターリーブサイズを縮小する効果があることを示した。本章では、開ループ制御スペースダイバーシチ方式をINMARSAT-Cシステムという特定の具体的システムを対象として提案しその性能評価を行ったが、その本質的な原理は、強度変動の相関性が低い複数の伝送路とFECおよびインターリーブを使用可能な任意のデジタル伝送システムに適用可能であり、適用性は広い。たとえば、INMARSAT-Mシステムを対象として、偏波ダイバーシチを用いることにより、端末およびアンテナの物理的なサイズを拡大することなくフェージング抑圧効果を得る方式に応用した例がある[82]。また、本方式の基本原理は劣悪なフェージング環境となる地上系の移動通信システムにも適用可能である。

## 7. 結論

本論文は、移動通信におけるフェージングの伝搬モデルならびにその対策技術に関する一連の研究成果をまとめたものである。

序論に続く第2章では、仲上-ライスフェージング環境を対象として、遅延波の影響によって生じる符号間干渉誤りを簡易に解析可能な伝搬モデルを提案した。まず最初に、本論文において提案する伝搬モデルおよびフェージング対策技術全体の基礎となるフェージング理論について説明した。提案する伝搬モデルについては、まず最初に、符号間干渉誤りの特性解析結果から経験的に得られたキーパラメータの概念を明らかにした。キーパラメータとは、伝搬環境を表す諸パラメータのうち、符号間干渉誤り発生特性を決定する必要十分なパラメータ群を指す。このキーパラメータの概念を用いて、任意の仲上-ライスフェージング環境を取り扱い容易な等価2波モデルへと変換する方法を示した。そして、これをETPモデルの統計的表現と呼んだ。さらにこの等価2波モデルとBERマップ(それぞれの変復調方式に対する静的な符号間干渉誤り発生特性)を組み合わせることによって、平均誤り率特性を簡易に推定する方法を示した。また、伝搬路のインパルス応答を直接波と等間隔に配置された複数の散乱波によって等価表現する方法(ETPモデルの瞬時表現)を定式化し、経験的に得られたETPモデルの統計的表現に対する理論的根拠を与えた。

第3章では、CDMA方式等の広帯域伝送を行う移動通信システムを対象とした広帯域伝搬モデルを提案した。まず、広帯域伝搬モデルが具備すべき性質について明らかにし、それを満足するように構築された提案モデルの内容詳細について説明した。さらに、CDMA方式の受信信号強度変動の推定に用いた解析例を示すとともに、屋外フィールド実験において取得されたデータを用いて本モデルの妥当性を検証した。ここで提案されたモデルは、2章における理論解析、4章および5章におけるフェージング対策技術の性能評価ツールとして使用されるとともに、本研究以外においても広帯域伝搬モデルとして使用されている。たとえばIMT-2000の標準化におけるシステム性能評価には、振幅分布がレイリー分布となる複数波を固定遅延時間に配置したより簡易なモデルが使用されているが、干渉キャンセラやスマートアンテナ等、より高機能かつ複雑な信号処理を必要とする方式の詳細性能把握のためには、ここで提案したような伝搬モデルが必要となる。

第4章および第5章では、CDMA移動通信システム用フェージング対策技術を提案した。これらの提案方式は、CDMA等の広帯域伝送システムにおけるフェージングの理論解析および伝搬モデルの開発から得られた知見をもとにして、移動通信伝搬環境の特性を活かして効率的にフェージング軽減を行うことを狙った方式である。

第4章では、スペースダイバーシチ構成に遅延回路を付加した方式を提案した。本方式は、各スペースダイバーシチブランチに異なった遅延を有する遅延回路を挿入し、CDMA特有の機能であるパスダイバーシチによって最大比合成させるものである。簡単な構成ではあるが、基地局側で本方式を採用するだけで上り/下りの両回線での受信時に有効であり、特に端末の小型化が必要とされる移動通信システムには適している。この方式の性能を、3章において提案された伝搬モデルを用いて明らかにした。

第5章では、さらに大きな効果が得られるフェージング対策技術を提案した。スペースダイバーシチ構成の各ブランチにパスダイバーシチを組み合わせ、得られたダイバーシチブランチの中から最適な受信ブランチを選択して最大比合成する複合RAKE方式である。この方法では、フェージングの抑圧効果に加えて複数アンテナを用いることによる平均C/Iの向上の効果が得られ、CDMA方式では通信容量の増大に大きな効果を有する。この容量増大の効果を、3章において提案した伝搬モデルを用いて定量的に明らかにするとともに、実験データによる性能評価も行った。たとえば、4素子のアンテナを使用した提案方式を用いると、高速なフェージングに対する送信電力制御を行わずとも、理想的な送信電力制御を行う単一アンテナシステムと同程度またはそれ以上の通信容量を実現することが可能となる。

第6章では、海事衛星通信システムであるINMARSAT-Cシステムを対象とした開ループ制御のスペースダイバーシチ方式を提案し、その性能を定量的に評価した。その結果として任意の海面状態で本方式が有効であることを明らかにした。ここでは提案方式をINMARSAT-Cシステムという特定のシステムを対象として提案し、また、そのアンテナ構成等も同システムに最適なものとしているが、その本質的な原理はダイバーシチ効果が得られる複数の伝送路とFECおよびインタリーブを使用可能な任意のデジタル伝送システムに適用可能であり、たとえば陸上移動通信システムにおいても有効である。

## 謝辞

本論文をまとめるに際し、懇切なる御指導、御鞭撻を賜った京都大学情報学研究科教授吉田進博士に謹んで深甚なる謝意を表します。また終始懇切なる御教示を賜った京都大学宙空電波科学研究センター教授松本紘博士並びに京都大学情報学研究科教授佐藤亨博士に、厚く御礼申し上げます。両博士には、筆者の在学以来御指導、御激励を頂いて参りました。謹んで感謝の意を表します。

本研究は筆者が国際電信電話株式会社研究所および株式会社 KDD 研究所において行った移動通信分野におけるフェージングに関する一連の研究成果をまとめたものであります。この間、本研究の機会を与えて下さり、またその遂行を温かく見守り頂いた歴代研究所長小室圭五氏、小野欽司博士、村上仁己博士、村谷拓郎博士に深く感謝致します。また、研究の過程において、平田康夫博士(現 KDDI 専務)、伊藤泰彦博士(現 KDDI 取締役)、安田豊博士(現 KDDI 移動体技術本部モバイル IT 部部長)には、深い御理解と適切な御指導を頂きました。心より感謝致します。

筆者の入社以来、直属の上司として御指導、御激励を頂いた現東北学院大学工学部教授塩川孝泰博士、現三菱電機株式会社水野俊夫博士、現 KDDI 移動体技術本部技術開発部部長渡辺文夫博士に深く感謝致します。塩川博士には研究の進め方や方向性等に関して初歩からご指導頂きました。水野博士には終始熱心な御討論と有益なる御助言を頂きました。渡辺博士には研究全般に対して懇切なる御指導、御鞭撻を賜るとともに、本論文とりまとめにあたって御尽力を賜りました。各博士に謹んでお礼申し上げます。

本研究は、現電気通信大学教授唐沢好男博士と連名で行った一連の研究の中から、特に筆者が中心となって行った研究の成果をまとめたものであります。同博士の本研究への援助、助言、叱咤激励、その他全ての御指導に対して、心から感謝致します。

KDD 研究所旧無線応用グループ並びに移動通信グループの各位には、研究遂行にあたり様々な形でご協力頂いたことを深謝致します。移動通信グループリーダー大橋正良博士には、本論文のとりまとめについて御指導頂きました。感謝致します。

最後に、これまで温かく見守ってくれた両親、作業を手伝い支えてくれた妻聡美に感謝します。

## [参考文献]

- [1] 郵政省, "移動電気通信事業加入者の現況(平成12年3月現在)," URL:<http://www.mpt.go.jp/policyreports/japanese/stats/Handy-phone.html>.
- [2] 青柳, "第3世代携帯電話ビジネス、日米欧の狙い、移動通信事業の発展と戦略," リックテレコム, 2000年3月.
- [3] 日本電信電話公社, "自動車電話方式特集号," 通研実報, Vol.26, pp.7-11, 1977年7月.
- [4] ARIB, "アナログTACS方式自動車電話システム標準規格(A版)," RCR STD-36, 1998.
- [5] NTT DoCoMoテクニカルジャーナル, "デジタル移動通信システム特集号," Vol.1, No.1, 1993年7月.
- [6] ARIB, "第二世代コードレス電話システム標準規格," RCR STD-36, 1998.
- [7] A. J. Viterbi, *CDMA, Principles of spread spectrum communication*, Addison-Wesley, 1995.
- [8] K. S. Gilhousen, I. M. Jacobs, R. Padovani, A. J. Viterbi, L. A. Weaver Jr., and C. E. Weatley III, "On the capacity of a cellular CDMA system," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol.40, pp.303-312, May 1991.
- [9] A. Duel-Hallen, J. Holtzman, and Z. Zvonar, "Multiuser detection for CDMA systems," *IEEE Personal Communications*, pp.4-8, April 1995.
- [10] J. S. Thompson, P. M. Grant, and B. Mulgrew, "Smart antenna arrays for CDMA systems," *IEEE Personal Communications*, October 1996.
- [11] D. L Schilling and L. B. Milstein, "Broadband CDMA for indoor and outdoor personal communications," in *Proc. PIMRC'93*, Yokohama, Japan, Sept. 8-11, 1993, pp.104-105.
- [12] R. H. Clarke, "A statistical theory of mobile-radio reception",

- The Bell System Technical Journal*, July–August, pp.957–1000, 1968.
- [13] W. C. Jakes, *Microwave mobile communications*, New York: Wiley, 1974.
- [14] Y. Karawasa and H. Iwai, "Modeling of signal envelope correlation of line-of-sight fading with applications to frequency correlation analysis," *IEEE Trans. Commun.*, vol.42, pp.2201–2203, June 1994.
- [15] 岩井, 唐沢, "移動通信多重波環境における空間相関特性," 信学技報, vol.AP91–58, pp.47–52, 1991年8月.
- [16] S. Yoshida, S. Onoe, and F. Ikegami, "The effect of sample timing on bit error rate performance in a multipath fading channel," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol.35, pp.168–174, Nov. 1986.
- [17] F. Adachi and K. Ohno, "BER performance of QDPSK with postdetection diversity reception in mobile radio channels," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol.40, pp.237–249, Feb. 1991.
- [18] J. C. Chuang, "The effects of time delay spread on portable radio communications channels with digital modulation," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol.5, pp.879–889, June 1987.
- [19] G. L. Turin et al., "A statistical model of urban multipath propagation," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol.21, pp.1–9, Feb. 1972.
- [20] H. Hashemi, "Simulation of the urban radio propagation channel," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol.28, pp.213–225, Aug. 1979.
- [21] H. Suzuki, "A statistical model for urban radio propagation," *IEEE Trans. Commun.*, vol.25, pp.673–680, July 1977.
- [22] ITU-R, *Guidelines for evaluation of radio transmission technologies for IMT-2000*, Recommendation ITU-R M.1225, 1997.

- [23] J. G. Proakis, *Digital communications*, McGraw-Hill, 1989.
- [24] Y. Yasuda, Y. Hirata and A. Ogawa, "Bit error rate performance of soft decision Viterbi decoding," *IEICE Trans.*, vol.E64, pp.700-707, Nov. 1981.
- [25] H. Iwai and Y. Karasawa, "Wideband propagation model for the analysis of the effect of the multipath fading on the near-far problem in CDMA mobile radio systems," *IEICE Trans. Commun.*, vol.76, pp.103-112, May 1993.
- [26] 奥村, 大森, 河野, 福田, "陸上移動通信における伝ぱん特性の実験的研究," *通研実報*, vol. 16, pp.1705-1764, 1980年9月.
- [27] M. Hata, "Empirical formula for propagation loss in land mobile radio services," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol.29, pp.317-325, Aug. 1980.
- [28] 坂上, 久保井, "市街地構造を考慮した伝搬損の推定," *信学論(B-II)*, vol.J74-BII, pp.17-25, 1991年1月.
- [29] S. Kozono and K. Watanabe, "Influence of environmental buildings on UHF land mobile radio reception," *IEEE Trans. Commun.*, vol.25, pp.1133-1143, Oct. 1977.
- [30] T. Kurner and D. J. Cichon, "Concepts and results for 3D digital terrain-based wave propagation models : an overview," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol.11, pp.1002-1012, Sept. 1993.
- [31] V. Erceg, A. J. Rustako, and R. S. Roman, "Diffraction around corners and its effects on the microcell coverage are in urban and suburban environments at 900MHz, 2GHz and 6GHz," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol.43, pp.762-766, Aug. 1994.
- [32] P. A. Bello, "Characterization of randomly time-variant linear channels," *IEEE Trans. Commun. System*, vol.11, pp.360-393, Dec. 1963.
- [33] 進士, 他, "移動通信," 丸善, 1989.
- [34] 細谷, 他, "電波伝搬ハンドブック," リアライズ社, 1999.
- [35] D. C. Cox and R. P. Leck, "Distributions of multipath delay

- spread and average excess delay for 910-MHz urban mobile radio paths," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol.23, pp.206-213, March 1975.
- [36] 大鐘, 三瓶, 神尾, 笹岡, 水野, "市街地および郊外地における陸上移動多重伝搬路の諸特性," *信学論(B-II)*, vol.J72-BII, pp.63-71, 2月, 1989.
- [37] Y. Karasawa, T. Kuroda and H. Iwai, "The Equivalent Transmission-Path model —a tool for analyzing error floor characteristics due to intersymbol interference in Nakagami-Rice fading environments," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol.46, pp.1900-1910, Feb. 1996.
- [38] Y. Karasawa, T. Kuroda and H. Iwai, "Analysis of cycle slip in clock recovery on frequency-selective Nakagami-Rice fading channels based on the Equivalent Transmission-Path model," *IEICE Trans. Commun.*, vol.E79-B, pp.1900-1910, Dec. 1996.
- [39] P.A. Bell and B. D. Neilin, "The effect of frequency selective fading on the binary error probability of incoherent and differentially coherent matched filter receivers," *IEEE Trans. Commun. System*, vol.11, pp.170-186, June 1963.
- [40] O. Shimbo and M. Celebiler, "The probability of error due to intersymbol interference and Gaussian noise in digital communication systems," *IEEE Trans. Commun.*, vol.19, pp.113-119, April 1971.
- [41] 森口, 宇田川, 一松, "数学公式集[III]," 岩波全書, 1960.
- [42] 近藤, 岡, 宇野, 野村, "マルチパス伝搬歪パラメータ分布とサイクルスリップの解析," *信学技報*, vol.RCS95-3, pp.15-20, 1995年4月.
- [43] ARIB, "Japan's proposal for candidate radio transmission technology on IMT-2000 : W-CDMA," June 1998.
- [44] ETSI, "The ETSI UMTS terrestrial radio access (UTRA) ITU-R RTT candidate submission," June 1998.
- [45] TTA, "The cdma2000 ITU-R RTT candidate submission," June 1998.

- [46] 丸林, "スペクトル拡散通信の最新研究・開発動向," 信学論(B-II), vol.J74-BII, pp.176-181, 1991年5月.
- [47] R. C. Dixon, "Spread spectrum systems," JATEC出版, (立野等訳), 1978.
- [48] 横山, "スペクトル拡散通信システム," 科学技術出版社, 1988.
- [49] G. L. Turin, "The effects of multipath and fading on the performance of direct-sequence CDMA systems," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol.2, pp.597-603, July 1984.
- [50] W. C. Y. Lee, "Overview of cellular CDMA," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol.40, pp.291-302, May 1991.
- [51] U. Grob, et al., "Microcellular direct-sequence spread spectrum radio system using N-path RAKE receiver," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol.8, pp.772-779, June 1990.
- [52] P. Monsen, *IEEE Communications Magazine*, vol.18, pp.16-25, 1980.
- [53] 小園, 田中, "広帯域移動無線伝送における瞬時受信レベル特性," 信学論(B-II), vol.J73-BII, pp.313-315, 1990年6月.
- [54] S. Kozono, "Received signal-level characteristics in a wide-band mobile radio channel," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol.43, pp.480-486, Aug. 1994.
- [55] 守山, "陸上移動通信におけるPD受信方式の実効枝数," 信学論(B-II), vol.J77-BII, pp.159-161, 1994年3月.
- [56] 守山, "SS通信方式における複数パス選択型ダイバーシチ受信方式," 信学論(B-II), Vol.J77-BII, 11, pp.599-607, 1994年11月.
- [57] 山口, 諏訪, 川崎, "Received signal level and delay spread characteristics for wideband mobile radio channel in urban area," 94秋信学全大, B-24, 1994年9月.
- [58] 山口, 諏訪, 川崎, "マイクロセル見通し伝搬路における正規化伝送帯域幅に対する受信レベル変動特性," 95春信学全大, B-9, 1995年3月.
- [59] M. Mahmoudi and E. S. Sousa, "Sectorized antenna system for CDMA cellular networks," in *Proc. VTC'97, Phoenix, AZ*, pp.6-

- 10, May 1997.
- [60] A.Salmasi, "CDMA digital cellular and other wireless technology development status," Qualcomm, 1991.
- [61] 唐沢, 岩井, 塩川, "光ファイバーフィード分散アンテナシステム方式による高耐フェージングCDMA構内無線システム," 92春信学全大, SA-1-1, 1992年3月.
- [62] F.Adachi et al., "Crosscorrelation between the envelopes of 900MHz signals received at a mobile radio base station site," *IEE Proceedings*, vol.133, Pt.F, pp.506-512, Oct. 1986.
- [63] 小園, 坂上, "陸上移動通信における基地局ダイバーシチの相関係数," 信学論(B), vol.J70-B, pp.476-482, 1987年4月.
- [64] A.J.Cooper, "'Fiber/radio' for the provision of codeless/mobile telephony services in the access network," *Electronics Letter*, vol.26, pp.2054-2056, Nov. 1990.
- [65] 渋谷, 金井, 江村, "光ファイバ伝送を用いたマイクロセル移動通信の無線信号集配方式," 信学技報, vol.RCS90-12, pp.19-26, Sept. 1990.
- [66] TIA/EIA-95A, *Mobile station - base station compatibility standard for dual - mode wideband spread spectrum cellular system*, 1995.
- [67] P. Balaban and J. Salz, "Dual diversity combining and equalization in digital cellular mobile radio," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol.40, pp.342-354, May 1991.
- [68] R. Kohno et al., "Combination of an adaptive array antenna and a canceller of interference for direct-sequence spread-spectrum multiple-access system," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol.8, pp.675-681, May 1990.
- [69] H. Wang, 河野, 今井, "スペクトル拡散多元接続における他局間干渉除去用アダプティブTDLアレーアンテナ," 信学技報, vol.SST91-30, pp.45-50, 1991年11月.
- [70] H. Iwai, T. Shiokawa, and Y. Karasawa, "An investigation of space-path hybrid diversity scheme for base station reception

- in CDMA mobile radio," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 12, pp.962-939, June 1994.
- [71] 高橋, 菊池, 中林, 小園, "移動通信における瞬時受信レベルの自己相関特性の一検討," 95春信学全大, B-10, 1995年3月.
- [72] Y. Karasawa and T. Shiokawa, "Characteristics of L-band multipath fading due to sea surface reflection," *IEEE Trans. Antennas Propagt.*, vol.32, pp.618-623, June 1984.
- [73] 小園, 吉川, "船舶移動衛星通信におけるSwitch and Stayダイバーシチ効果," 信学論(B), vol.J64-B, pp.461-462, 1981年5月.
- [74] T. Shiokawa and Y. Karasawa, "Ship-borne antenna suppressing multipath fading in maritime satellite communication," *Proc. IEEE AP-S*, New Mexico, USA, 1982.
- [75] S. Ohmori and S. Miura, "A fading reduction method for maritime satellite communications," *IEEE Trans. Antennas Propagt.*, vol.31, pp.184-187, 1983.
- [76] INMARSAT, *Standard-C system definition manual*, 1988.
- [77] 安田, 大橋, 菅谷, 冲中, "海事衛星通信におけるデジタル信号伝送特性," 信学論(B-II), vol.J72-BII, pp.290-296, 1989年7月.
- [78] 唐沢, 塩川, "海面反射フェージングの周波数スペクトラム," 信学論(B), vol.J67-B, pp.171-178, 1984年2月.
- [79] 唐沢, 塩川, "Lバンドにおける海面反射フェージングの空間および周波数相関特性," 信学論(B), vol.J67-B, pp.1347-1354, 1984年12月.
- [80] 岩井, 安永, 唐沢, "移動体衛星通信における海面反射フェージングのシミュレーションアルゴリズム," 信学技報, vol.AP90-21, pp.15-22, 1990年6月.
- [81] 岩井, 唐沢, "移動体衛星通信における海面反射フェージングのシミュレーションアルゴリズム[II]," 信学技報, vol.AP90-72, pp.13-18, 1990年10月.
- [82] 岩井, 唐沢, "偏波ダイバーシチとインタリーブを組み合わせた海面反射フェージング軽減方式," 91春信学全大, B-235, 1991年3月.

[自著論文リスト]

[Journal Papers]

- 1 H. Iwai, M. Yasunaga and Y. Karasawa, "A fading reduction technique using interleave-aided open loop space diversity for digital mobile maritime-satellite communications," *IEICE Trans. Commun.*, vol.74, pp.3286-3294, Sept. 1991.
- 2 H. Iwai and Y. Karasawa, "Wideband propagation model for the analysis of the effect of the multipath fading on the near-far problem in CDMA mobile radio systems," *IEICE Trans. Commun.*, vol.76, pp.103-112, May 1993.
- 3 H. Iwai, Y. Karasawa and T. Shiokawa, "An investigation of space-path hybrid diversity scheme for base station reception in CDMA mobile radio," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol.12, pp.962-969, June 1994.
- 4 Y. Karasawa, and H. Iwai, "Modeling of signal envelope correlation on line-of-sight fading with applications to frequency correlation analysis, *IEEE Trans. Commun.*, vol.42, pp.2201-2203, June 1994.
- 5 H. Iwai and Y. Karasawa, "The theoretical foundation and applications of equivalent transmission-path model for assessing wideband digital transmission characteristics in Nakagami-Rice fading environments," *IEICE Trans. Commun.*, vol.79, pp.1205-1214, Sept. 1996.
- 6 Y. Karasawa, T. Kuroda and Hisato Iwai, "Analysis of cycle slip in clock recovery on frequency-selective Nakagami-Rice fading channels based on the equivalent transmission-path model," *IEICE Trans. Commun.*, vol.79, pp.1900-1910, Dec. 1996.
- 7 Y. Karasawa, T. Kuroda and Hisato Iwai, "The equivalent transmission-path model - a tool for analyzing error floor characteristics due to intersymbol interference in Nakagami-Rice fading environments," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol.46, pp.194-202, Feb. 1997.
- 8 Y. Karasawa, T. Kuroda and Hisato Iwai, "Cycle slip in clock recovery on frequency-selective fading channels", *IEEE Trans. Commun.*, vol.45, pp.376-383, 1997年3月.

- 9 Y. Karasawa and H. Iwai, "Formulation of spatial correlation statistics in Nakagami-Rice fading environments," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol.48, pp.12-18, Jan. 2000.
- 10 Y. Karasawa and H. Iwai, "Enhancement of the ETP model : How to calculate BER due to ISI for wide-band digital transmission in Nakagami-Rice fading environments," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol.49, pp.2113-2110, Nov. 2000.

## [国際会議]

- 1 T. Sato, H. Iwai, T. Yamada and I. Kimura, "Propagation characteristics of broadcasting-satellite signals under precipitating conditions," *Proc. International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP'89)*, Tokyo, Japan, 1D3-3, pp.189-192, March 1989.
- 2 Y. Kamiya, H. Iwai, S. Nomoto and T. Shiokawa, "Experiment on a beam-steerable leaky waveguide antenna," *Proc. International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP'92)*, Sapporo, Japan, pp.773-776, Sept. 1992.
- 3 Y. Karasawa, H. Iwai and T. Shiokawa, "Modeling of frequency correlation characteristics for line-of-sight mobile radio systems," *Proc. International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP'92)*, Sapporo, Japan, pp.429-432, Sept. 1992.
- 4 H. Iwai, Y. Karasawa and T. Shiokawa, "Wideband channel model for the analysis of near-far problem in CDMA mobile radio," *Proc. International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP'92)*, Sapporo, Japan, pp.89-92, Sept. 1992.
- 5 H. Iwai and Y. Karasawa, "A CDMA mobile radio base station antenna system robust for multipath fading," *Proc. International Symposium on Spread Spectrum Technologies and Applications (ISSSTA'92)*, Yokohama, Japan, 16-6, pp.357-360, Sept. 1992.
- 6 H. Iwai, F. Watanabe and T. Mizuno, "An investigation on wideband signal fluctuation characteristics in CDMA mobile radio using path and spatial

- diversity combination," *Proc. IEEE International Conference on Universal Personal Communications (ICUPC'95)*, pp.292-296, Nov. 1995.
- 7 H. Iwai and Y. Karasawa, "Theoretical foundation of the equivalent transmission-path model for assessing wideband digital transmission characteristics in nakagami-Rice fading environments," *Proc. International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP'92)*, Chiba, Japan, pp.213-216, Sept. 1996.
- 8 S. Buljore, H. Iwai, J. Zeidler and L. Milstein, "Performance of 2-Dimensional RAKE receiver for high data rates in direct sequence mobile communications," *Proc. Asilomar Conference on Signals, Systems & Computers*, Montreay, CA, pp.642-646, Nov. 1996.
- 9 H. Iwai, S. Buljore, J. Zeidler and L. Milstein, "Theoretical analysis on influence of spatial and temporal dispersion of a propagation channel of combined RAKE and phased array in mobile CDMA systems", *Proc. International Conference on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC'97)*, pp.514-518, Sept. 1997.
- 10 S. Niida, H. Iwai, T. Suzuki, Y. Takeuchi and F. Watanabe, "A study on the receiver performance based on experimental results of a wideband-CDMA testbed system for IMT-2000," *Proc. Vehicular Technology Conference (VTC'99)*, 7.9, May 1999.
- 11 D. Morikawa, H. Iwai, T. Inoue, S. Niida, A. Yamaguchi, T. Suzuki, Y. Takeuchi and F. Watanabe, "Field experiments of wideband CDMA testbed for IMT-2000," *Proc. CDMA International Conference and Exhibition (CIC'99)*, D1.5, Sept. 1999.
- 12 H. Iwai, S. Niida, A. Yamaguchi, D. Morikawa, T. Mukai, T. Suzuki, T. Inoue, Y. Takeuchi and F. Watanabe, "Wideband CDMA testbed for IMT-2000," *Proc. International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC'99)*, A8, Sept. 1999.

[国際通信の研究(KDD社内論文誌)]

- 1 岩井, 唐沢, "CDMA移動通信における遠近問題の解析手法とその対策技術", No.

151, pp.5-14, 1994年3月.

## [研究会]

- 1 安永, 岩井, 唐沢, "インマルサット標準C船舶局用海面反射フェージング軽減方式," 信学技報, vol.AP90-10, pp.13-20, 1990年5月.
- 2 岩井, 安永, 唐沢, "移動体衛星通信における海面反射フェージングのシミュレーションアルゴリズム," 信学技報, vol.AP90-21, pp.15-22, 1990年6月.
- 3 岩井, 唐沢, "移動体衛星通信における海面反射フェージングのシミュレーションアルゴリズム[II]," 信学技報, vol.AP90-72, pp.13-18, 1990年10月.
- 4 唐沢, 岩井, "移動通信多重波環境における遅延スプレッドと相関帯域幅の関係—仲上ライスフェージングの理論モデル—," 信学技報, vol.RCS91-11, pp.29-35, 1991年9月.
- 5 岩井, 唐沢, "仲上ライスフェージング環境における空間相関特性—マイクロセル移動通信の伝搬モデル[II]—," URSI-F(第356回), pp.1-10, 1991年7月.
- 6 岩井, 唐沢, "移動通信多重波環境における空間相関特性—仲上ライスフェージングの理論モデル[II]—," 信学技報, vol.AP91-58, pp.47-52, 1991年8月.
- 7 唐沢, 岩井, "仲上ライスフェージング環境における周波数相関特性—マイクロセル移動通信の伝搬モデル[I]—," URSI-F(第355回), pp.1-14, 1991年9月.
- 8 岩井, 野本, 神谷, "ビームチルト角可変機能を有する漏れ波型平面アンテナの試作," 信学技報, vol.AP91-91, pp.33-38, 1991年10月.
- 9 唐沢, 岩井, 安永, 塩川, "移動体衛星通信用海面反射フェージングシミュレータ," 信学技報, vol.SAT91-90, pp.37-42, 1991年10月.
- 10 唐沢, 岩井, "CDMA移動通信の遠近問題と電波伝搬モデル," URSI-F(第359回), pp.1-16, 1991年11月.
- 11 岩井, 唐沢, "移動通信広帯域伝送特性評価用電波伝搬モデル," 信学技報, vol.AP91-93, pp.1-8, 1991年11月.
- 12 岩井, 唐沢, "CDMA移動通信の遠近問題に関する理論的検討," 信学技報, vol.AP91-108, pp.9-16, 1992年1月.
- 13 唐沢, 黒田, 岩井, "周波数選択性フェージングとサイクルスリップ," URSI-F(第363回), pp.1-19, 1992年4月.
- 14 岩井, 唐沢, "CDMA移動通信用高耐フェージング基地局アンテナシステム," 信学

- 技報, vol.RCS92-3, pp.17-22, 1992年5月.
- 15 唐沢, 黒田, 岩井, "周波数選択性フェージングとサイクルスリップ[I]," 信学技報, vol.SAT92-7, pp.33-38, 1992年5月.
- 16 唐沢, 黒田, 岩井, "周波数選択性フェージングとサイクルスリップ[II]," 信学技報, vol.RCS92-45, pp.47-52, 1992年7月.
- 17 唐沢, 黒田, 岩井, "周波数選択性フェージングとサイクルスリップ[III]," 信学技報, vol.RCS92-40, pp.19-24, 1992年7月.
- 18 岩井, 唐沢, "CDMA移動通信用マルチパスフェージング軽減方式," 信学技報, vol.SST92-56, pp.31-36, 1992年8月.
- 19 唐沢, 黒田, 岩井, "周波数選択性フェージングとサイクルスリップ[IV]," 信学技報, vol.RCS92-70, pp.7-12, 1992年10月.
- 20 黒田, 唐沢, 岩井, "周波数選択性フェージングとサイクルスリップ(続)," URSI-F(第369回), pp.1-13, 1992年11月.
- 21 唐沢, 黒田, 岩井, "周波数選択性フェージングとサイクルスリップ[V]," 信学技報, vol.AP92-100, pp.1-8, 1992年12月.
- 22 唐沢, 岩井, "CDMA移動通信の基地局におけるスペース・パスハイブリッドダイバーシチ方式," 信学技報, vol.AP93-29, pp.41-47, 1993年5月.
- 23 黒田, 岩井, 唐沢, "周波数選択性フェージングのキーパラメータ—仲上ライスフェージング環境におけるキーパラメータと符号間干渉誤り特性—," 信学技報, vol.RCS93-44, pp.29-33, 1993年7月.
- 24 唐沢, 黒田, 岩井, "周波数選択性フェージングの等価伝送路モデルと符号間干渉誤り特性解析への適用," 信学技報, vol.AP93-78, pp.41-48, 1993年10月.
- 25 唐沢, 岩井, "仲上ライスフェージング環境における広帯域デジタル伝送特性—等価伝送路モデルによる符号間干渉誤り(フロア値)の解析—," 信学技報, vol.AP94-106, pp.15-22, 1995年1月.
- 26 岩井, 山口, 武内, 太田, 渡辺, 水野, "住宅地環境におけるマイクロセルサイズの基地局高依存特性に関する実験的検討," 信学技報, vol.RCS94-128, pp.23-28, 1995年2月.
- 27 岩井, 渡辺, 水野, "移動通信伝搬路における広帯域伝送信号の強度変動特性に関する検討," URSI-F(第393回), pp.1-7, 1995年4月.
- 28 岩井, 唐沢, "仲上ライスフェージング環境の広帯域等価伝送路モデルに関する理

- 論的考察とその有効性," URSI-F(第403回), pp.1-12, 1996年4月.
- 29 唐沢, 岩井, "仲上ライスフェージング環境の広帯域伝送路表現に関する理論的考察," 信学技報, vol.AP95-118, pp.67-72, 1996年5月.
- 30 唐沢, 岩井, "仲上ライスフェージング環境における広帯域空間相関特性の解析," 信学技報, vol.AP97-162, pp.29-36, 1998年1月.
- 31 唐沢, 岩井, "仲上-ライスフェージングの等価伝送路モデル—その機能拡張に関して—," 信学技報, vol.RCS98-24, pp.1-6, 1998年5月.
- 32 H. Iwai, S. Buljore, J. Zeidler and L. Milstein, "On the use of multi-sensors for mobile CDMA fownlink channels," URSI-F(第419回), pp.1-5, 1998年11月.
- 33 山口, 向井, 森川, 岩井, 渡辺, "広帯域CDMAテストベッドのハンドオーバ評価," 信学技報, vol.RCS98-224, pp.57-61, 1999年2月.
- 34 新井田, 鈴木, 岩井, 井上, 武内, 渡辺, "広帯域CDMAテストベッドの伝送特性の評価," 信学技報, vol.RCS98-225, pp.63-68, 1999年2月.

## [大会]

- 1 竹内, 岩井, 安永, 塩川, " $\lambda/4$ パッチアンテナを用いた送受分離円偏波アンテナの検討," 90春信学全大, B-120, pp.2-120, 1990年3月.
- 2 安永, 岩井, 唐沢, "インマルサット標準C船舶局用海面反射フェージング軽減方式の提案," 90春信学全大, B-47, pp.2-47, 1990年3月.
- 3 岩井, 安永, 竹内, 塩川, "短絡ピン付マイクロストリップアンテナの平面回路法による解析," 90春信学全大, B-123, pp.2-123, 1990年3月.
- 4 岩井, 安永, 唐沢, "オープンループスペースダイバシティ方式のインタリーブ長短縮効果について," 90秋信学全大, B-152, pp.2-152, 1990年9月.
- 5 岩井, 唐沢, "偏波ダイバーシティとインタリーブを組み合わせた海面反射フェージング軽減方式," 91春信学全大, B-235, pp.2-235, 1991年3月.
- 6 唐沢, 岩井, "仲上ライスフェージング環境における周波数相関特性—マイクロセル移動通信の伝搬モデル[I]—," 91秋信学全大, B-227, pp.2-227, 1991年9月.
- 7 岩井, 唐沢, "仲上ライスフェージング環境における空間相関特性—マイクロセル移動通信の伝搬モデル[II]—," 91秋信学全大, B-228, pp.2-228, 1991年9月.
- 8 岩井, 唐沢, "CDMA移動通信の遠近問題解析手法," 92春信学全大, B-317, pp.2-

- 317, 1992年3月.
- 9 唐沢, 岩井, 塩川, "光ファイバーフィード分散アンテナ方式による高耐フェージング構内CDMAシステム," 92春信学全大, SA-1-1, 1992年3月.
  - 10 岩井, 唐沢, "CDMA構内無線通信システム用フェージング軽減方式," 92秋信学全大, A-134, pp.1-136, 1992年9月.
  - 11 唐沢, 黒田, 岩井, "周波数選択性フェージング環境におけるサイクルスリップの発生条件に関する実験的検討", 92秋信全大, B-276, pp.2-280, 1992年9月.
  - 12 唐沢, 黒田, 岩井, "周波数選択性フェージング環境におけるサイクルスリップの発生頻度特性", 92秋信全大, B-277, pp.2-281, 1992年9月.
  - 13 唐沢, 黒田, 岩井, "周波数選択性フェージングのキーパラメータと等価伝送路モデル," 93春信学全大, B-18, pp.2-18, 1993年3月.
  - 14 岩井, 黒田, 唐沢, "熱雑音にも周波数選択性フェージングにも強いスペースダイバーシチ方式—デジタルコードレス電話システムにおける簡易なダイバーシチ選択法—," 93春信学全大, B-333, pp.2-334, 1993年3月.
  - 15 岩井, 唐沢, 塩川, "CDMA移動通信におけるスペースダイバーシチの効果—セクタ・アンテナ方式との比較—," 93秋信学全大, A-123, pp.1-125, 1993年9月.
  - 16 黒田, 岩井, 唐沢, "仲上ライスフェージング環境における符号間干渉誤り率特性," 93年信学全大, B-242, pp.2-242, 1993年9月.
  - 17 岩井, 黒田, 唐沢, "レイリーフェージング環境における符号間干渉誤りエラーフロアの汎用的簡易推定法," 94年信学全大, B-481, pp.2-481, 1994年4月.
  - 18 岩井, 松戸, 渡辺, 水野, "ビル街マイクロセルシステムにおける伝搬特性の測定," 94秋信学全大, B-15, pp.15, 1994年6月.
  - 19 岩井, 渡辺, 水野, "住宅地域におけるマイクロセル伝搬の基地局高依存性に関する実験的検討," 95信学総大, B-6, pp.6, 1995年4月.
  - 20 岩井, 渡辺, "CDMA方式におけるダイバーシチ方式を用いた場合のチャネル容量に関する検討—マルチパスフェージングに対する送信電力制御を行わないシステムにおける高チャネル容量の実現—," 95信学ソ大, SB-4-4, pp.368, 1995年9月.
  - 21 宮, 林, 加藤, 本間, 浅沼, 田中, 高橋, 岩井, "CDMA/TDDシステムにおけるオープンループ送信パワ制御の性能評価," 96信学総大, B-407, pp.407, 1996年3月.
  - 22 高橋, 田中, 浅沼, 岩井, 宮, 加藤, 本間, "CDMA/TDDシステムのチャネル容量の検討—誤り訂正特性—," 96信学総大, B-409, pp.409, 1996年3月.

- 23 岩井, 宮, 加藤, 本間, 浅沼, 田中, 高橋, "CDMA/TDDシステムのチャネル容量評価に関する検討—スペースダイバーシチ特性," 96信学総大, B-408, pp.408, 1996年3月.
- 24 岩井, 久保山, 山田, 小西, 中村, 大見, 佐藤, "60GHz帯室内マルチパス伝搬及び高速伝送実験III—アンテナポインティングの効果," 96信学ソ大, B-31, pp.31, 1996年6月.
- 25 宮, 渡辺, 林, 加藤, 本間, 浅沼, 岩井, "CDMA/TDD基地局受信ダイバーシチ構成の検討," 96信学ソ大, B-334, pp.335, 1996年6月.
- 26 岩井, 武内, 宮, 加藤, 本間, 浅沼, 高橋, "CDMA/TDDシステムにおける送信電力制御誤差がチャネル容量に与える影響の検討," 96信学ソ大, B-336, pp.337, 1996年6月.
- 27 浅沼, 高橋, 岩井, 宮, 加藤, 本間, "CDMA移動通信におけるタイムアライメントの干渉低減効果," 96信学ソ大, B-335, pp.336, 1996年6月.
- 28 岩井, 渡辺, "CDMA/FDD移動通信における送信diversityに関する検討," 98信学総大, B-5-108, pp.472, 1998年3月.
- 29 山口, 新井田, 岩井, 鈴木, 武内, 渡辺, "広帯域CDMAテストベッドによるIMT-2000実証実験," 98信学ソ大, B-5-32, pp.282, 1998年9月.
- 30 新井田, 山口, 鈴木, 岩井, 武内, 渡辺, "広帯域CDMAテストベッドの開発," 98信学ソ大, B-5-31, pp.281, 1998年9月.
- 31 山口, 向井, 森川, 岩井, 渡辺, "広帯域CDMAテストベッドによるSHO室内実験," 99信学総大, B-5-133, pp.484, 1999年3月.
- 32 岩井, 新井田, 鈴木, 武内, 渡辺, "広帯域CDMAテストベッドのRAKE受信特性," 99信学総大, B-5-132, pp.483, 1999年3月.
- 33 新井田, 鈴木, 岩井, 武内, 渡辺, "広帯域CDMAテストベッドの送信電力制御特性," 99信学総大, B-5-140, pp.491, 1999年3月.

## [報告、雑誌記事等]

- 1 H. Iwai, "Reducing fading in CDMA mobile communications systems," Konnichawa, No.89, 1993年8月.
- 2 井原, 若井, 佐藤, 田中, 岩井, "ITU-R SG3(電波伝搬)WP会合報告," ITUジャーナル, vol.25, pp.20-22, 1995年6月.