

377.5
K-11-2
1-29



デジタル移動通信における
ダイバーシチ方式に関する研究



1997年3月
太郎丸 眞



10246908

目 次

略語一覧	iii
第1章 序論	1
1.1 本研究の背景	1
1.1.1 無線技術と移動通信の発展	1
1.1.2 陸上移動通信における電波伝播とフェージング対策	2
1.2 本研究の目的	3
1.3 本論文の構成	3
第2章 フェージング発生のメカニズムとダイバーシチ技術の概要	5
2.1 陸上移動通信におけるフェージング	5
2.1.1 伝播環境と受信波の振幅・位相変動	5
2.1.2 一様フェージングと周波数選択性フェージング	7
2.2 ダイバーシチの分類	7
2.2.1 伝播路およびアンテナの形態による分類	7
2.2.2 ブランチ合成法による分類	9
2.2.3 ダイバーシチ受信と送信ダイバーシチ	12
2.3 送信ダイバーシチのウエイト	14
2.3.1 システムモデル	14
2.3.2 最適ウエイト	14
2.3.3 等利得合成	17
2.4 まとめ	17
第3章 アンテナ切り換えおよびアンテナ選択ダイバーシチの特性	19
3.1 まえがき	19
3.2 切り換えおよび選択アルゴリズム	19
3.3 特性解析	23
3.3.1 解析の対象とする伝送系	23
3.3.2 誤り率理論式の導出	23
3.4 計算結果と計算機シミュレーション	27
3.5 まとめ	28
第4章 位相ベースバンド信号を合成するダイバーシチの改善とその特性	35
4.1 位相ベースバンド信号による合成方式の利点と問題点	35
4.2 提案方式の原理とシステム構成	37
4.2.1 システム構成	37

4.2.2	合成法の原理	37
4.3	シンボル誤りが発生する条件の解析	41
4.3.1	最尤判定位相合成でシンボル誤りが発生する条件	41
4.3.2	直交ベースバンド合成でシンボル誤りが発生する条件	44
4.3.3	最尤判定位相合成と直交ベースバンド合成との比較	44
4.4	計算機シミュレーションによる誤り率特性	48
4.4.1	シミュレーションモデル	48
4.4.2	シミュレーション結果	48
4.5	まとめ	48
第5章	基地局ダイバーシチ送信による下り制御チャネルの伝送品質改善	52
5.1	送信ダイバーシチと下り制御チャネル伝送	52
5.2	提案方式	52
5.2.1	指向性切り換えと複数回送信	52
5.2.2	スペースダイバーシチと複数回送信	53
5.3	計算機シミュレーション	53
5.3.1	アレーアンテナによる指向性の実現	53
5.3.2	伝播およびシステムモデル	55
5.3.3	シミュレーション諸元	58
5.3.4	シミュレーション結果と考察	59
5.4	伝播実験	63
5.4.1	実験の概要	63
5.4.2	実験結果および考察	63
5.5	まとめ	63
第6章	結論	67
謝 辞	68
付 録	69
A.1	アンテナ切換・アンテナ選択ダイバーシチの pdf	69
A.1.1	アンテナ切換ダイバーシチの切換直後の受信信号振幅の pdf	69
A.1.2	$P_e(\tau)$ の計算	70
A.2	フレーム誤り率近似式について	73

略語一覧

CDMA	-----	Code Division Multiple Access (符号分割多元接続)
CIR	-----	Carrier to Interference Ratio
CW	-----	Carrier Wave (搬送波)
E_b/N_0	-----	Bit Energy to Noise Power Density Ratio
E_s/N_0	-----	Symbol Energy to Noise Power Density Ratio
FDD	-----	Frequency Division Duplex (周波数分割複信)
FDMA	-----	Frequency Division Multiple Access (周波数分割多元接続)
$\pi/4$ -QDPSK	-----	$\pi/4$ -shifted Quaternary Differential Phase Shift Keying ($\pi/4$ シフト QPSK, しばしば $\pi/4$ -shifted Differential Quaternary Phase Shift Keying と称される)
PDF	-----	Probability Density Function (確率密度関数)
PHS	-----	パーソナル ハンディホン システム
QDPSK	-----	Quaternary Differential Phase Shift Keying
QPSK	-----	Quaternary Phase Shift Keying
RSSI	-----	Received Signal Strength Indicator (受信信号強度)
SHF	-----	Super High Frequency
S/N	-----	Signal to Noise [power] Ratio (信号対雑音電力比)
TDD	-----	Time Division Duplex (時分割複信)
TDMA	-----	Time Division Multiple Access (時分割多元接続)
UHF	-----	Ultra High Frequency (極超短波)
VHF	-----	Very High Frequency (超短波)

第1章 序論

1.1 本研究の背景

1.1.1 無線技術と移動通信の発展

伝送線路を敷設する必要がない無線通信は、その特長を活かし古くから移動通信に用いられてきた。無中継で数千km以上の長距離通信が可能な短波通信は、船舶や航空機に用いられてきた。また陸上移動通信は、警察・消防などの公共通信やタクシーなどの業務無線を中心にかつてはVHF帯が用いられていた。しかし、高周波回路技術の進展と公衆移動通信需要の増加による周波数資源の開拓に伴ってUHF帯、さらにはSHF帯への高周波数化が進み、無線局数も急激に増加している。特に携帯電話、PHSに代表される公衆移動通信の伸びは著しい。1996年12月末での国内の加入数は自動車・携帯電話とPHSを合わせて23,100,000加入に達し、今後もさらに増加することが予測されている。図1-1

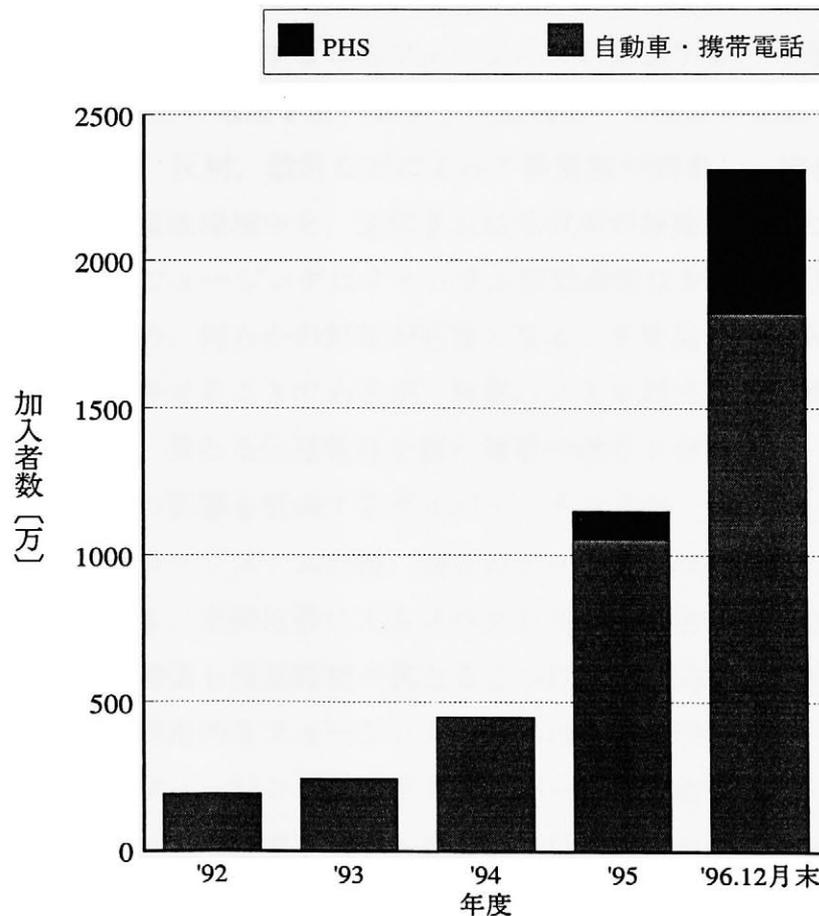


図1-1 自動車・携帯電話およびPHS加入者の推移

に国内の自動車・携帯電話およびPHSの加入数の推移を示す [1-1] , [1-2]. これら加入者の増加は、これまでの家庭や組織の電話機・回線から1人1台の個人の電話機・回線へと変化する「通信のパーソナル化」の進行であり、端末（電話機）価格と加入・通話料金の低廉化がこれを支えている。従って端末機のみならず、基地局等の設備費を低く抑えることが今後とも求められている。

一方、秘話性や周波数利用効率の向上、高速データ通信への要求の高まりから従来のアナログ通信に代わり、音声を一旦デジタル値に変換した後、伝送するデジタル通信が盛んに用いられるようになった [1-3]. デジタル移動通信における多重アクセス方式としては、アナログ方式で用いられたFDMAにTDMAを組み合わせた方式が用いられている [1-4]. さらにスペクトラム拡散方式を用いたCDMAによるセルラ電話システムも実用化されるに至っている [1-5]. このようなデジタル通信の特長を生かし、音声だけでなく種々のデータ伝送が移動通信で行われるようになると考えられている。

1.1.2 陸上移動通信における電波伝播とフェージング対策

かつて遠距離通信に用いられてきた短波通信では、主に電離層の状態が変化することによって受信電界強度の変動、すなわちフェージングが発生する。一方、短波に比べて直進性の強いVHF帯以上の電波を用いる陸上移動通信では回線が見通し外となるため、建物や地形による回折、反射、散乱などによって多重波が到来し、定在波が発生する。従って、このような多重波環境中を、送信または受信局が移動することによってフェージングが生じる [1-6]. フェージングはデジタル移動通信における伝送品質、すなわち誤り率を低下させるため、何らかの対策が必要となる。所要品質を確保する最も簡単な方法は送信電力を増加させることであるが、装置コストや周波数有効利用の観点から好ましくない。このため、異なる伝播特性を経た複数の信号を合成あるいは選択することによってフェージングの影響を軽減するダイバーシチ方式が一般に用いられてきた。

ダイバーシチはアナログシステム同様、現在のデジタル移動通信システムにおいても盛んに用いられている。直接拡散によるスペクトラム拡散通信のRAKE受信や、適応等化器による遅延歪み補償も遅延時間が異なる2つ以上の伝播路を利用した広義のダイバーシチであるから、実用的なフェージング対策のほとんどがダイバーシチ技術によって行われている。また、一般にフェージング環境下でダイバーシチを適用すると同一チャネル干渉特性が向上する。従ってセルラシステムにおいては周波数の繰り返し利用距離が短縮され、利用効率が向上することが知られている [1-3]. このように移動通信の急速な発展に伴う周波数資源の不足に対しても、ダイバーシチ技術は有効である。さらに高速データ伝送で特に問題となる多重波の遅延広がりによる周波数選択性フェージングにも効果

的であることが知られている [1-3]. このようにダイバーシチ技術は, デジタル移動通信分野において今後とも極めて重要な技術である.

1.2 本研究の目的

以上述べたように, デジタル移動通信の今後の発展とパーソナル化の進行を考えた場合, できるだけ簡単な構成で安価に実現できるアンテナ切り換えダイバーシチシステムが必要となる. 従って本研究では, デジタル移動通信システムに適用するダイバーシチ方式および関連する無線制御方式を対象とする. 先ず, 簡単な構成で実現できるダイバーシチ方式の特性解析を行い, その特性を理論的に明らかにする. 次に, 従来複雑な構成を必要とした合成ダイバーシチ受信機を, より簡単な構成および信号処理で実現できる新たな方式を提案し, その特性を明らかにする. さらに送信ダイバーシチを拡張し, 低トラフィック地域で効果的な基地局のサービス半径を拡大する方法を提案する. 以上の内容により本研究は, フェージング環境下において良好な特性を確保し, より安価に構成できるデジタル移動通信システムの実現に寄与することを目的としている.

1.3 本論文の構成

本論文は6つの章および付録から構成される.

第1章(本章)は, 移動通信の現状と将来動向を踏まえ, 本研究の背景と目的について述べている.

第2章はフェージングの発生メカニズムと, フェージング対策としての各種ダイバーシチ方式を分類・概説することにより, 本研究の基礎的な準備を行う.

第3章 [1-7] では, 特に小型, 低価格が要求される家庭用コードレス親機および端末装置, あるいはオフィスコードレス電話システム(ワイヤレスPBX内線電話)の基地局, 等に好適な, アンテナ切り換えおよび選択ダイバーシチの特性を理論的に解析し, 明らかにする.

第4章 [1-8] では, 主に基地局で用いられる3ブランチ以上の多ブランチ最大比合成ダイバーシチ受信機に関し, 従来よりも簡単な構成で実現可能な新たな合成方式を提案している. 特性は理論解析および計算機シミュレーションにより評価し, 従来方式と同等の特性が得られることを示す.

第5章 [1-9] では, TDD通信の基地局において, 送信ダイバーシチが適用できない下り制御チャネルの伝送品質を, 簡単なアルゴリズムで改善する方式を提案する. 特性を計算機シミュレーションと伝播実験により評価し, 提案方式の有効性を示す.

第6章では, 本研究で得られた結果をまとめる.

参考文献

- [1-1] 児玉俊介 “移動通信のマルチメディア化とパーソナル化の展望,” '96 信学会通信ソサイエティ大会併催事業講演会予稿集, 第 1 部 (1), Sep. 1996
- [1-2] 郵政省電気通信局, “移動電気通信事業加入数の現況 =速報=,” World Wide Web server, <http://www.mpt.go.jp/policyreports/japanese/stats/Handy-phone-imm.html>, Jan. 1997.
- [1-3] 桑原守二 監修 “デジタル移動通信,” 科学新聞社, 1992.
- [1-4] デジタルセルラ電話システム標準規格 RCR STD-27, 電波産業会, 1995.
- [1-5] TIA/EIA/IS-95, “Mobile station-base station compatibility standard for dual-mode wideband spread spectrum cellular system,” Telecommunications industry association, Washington D.C., 1993.
- [1-6] 奥村善久, 進士昌明, “移動通信の基礎,” 電子情報通信学会, 1986.
- [1-7] 太郎丸真, 赤岩芳彦, “TDMA 移動通信におけるアンテナ切り換えダイバーシチの理論特性,” 信学論 (B-II) 投稿中.
- [1-8] 太郎丸真, 小西泰輔, 古賀久雄, “最尤判定により位相ベースバンド信号を合成するダイバーシチ方式,” 信学論 (B-II), vol. J80-BII, Apr. 1997 掲載予定.
- [1-9] 太郎丸真, 赤岩芳彦, “基地局アンテナ指向性切り換えあるいはスペースダイバーシチによる下り制御チャネル伝送方式,” 信学論 (B-II), vol. J80-BII, Jun. 1997 掲載予定.

第2章 フェージング発生メカニズムとダイバーシチ技術の概要

2.1 陸上移動通信におけるフェージング

フェージングとは、無線伝送において受信波の電界強度が時間的に変動することを一般にいう。陸上移動通信におけるフェージングは、建物や地形による回折、反射、散乱などによって生じた定在波や、建物や地形により電波の減衰量が異なる所を移動することによって生じる。本章では、これら陸上移動通信におけるフェージングの統計的性質を示す。さらに、フェージング対策としてのダイバーシチ技術の概要を述べ、本研究の背景を示す。

2.1.1 伝播環境と受信波の振幅・位相変動

陸上移動通信における電波伝播では固定通信や衛星通信とは異なり、一般に移動局-基地局間が直接見通しとなる場合は少ない。従って周辺の建物、車両、山岳等による反射・回折・散乱波が支配的となる。図2-1に伝播環境の一例を示す。基地局からの電波は、一般に1本の直接波（図中一点鎖線）と多数の反射・回折・散乱波（以下、多重波という）の合成波として移動局へ到来する。

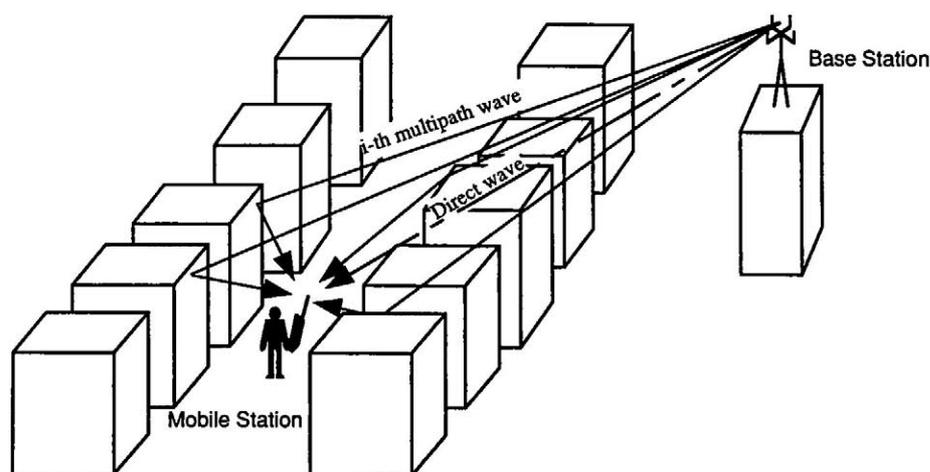


図 2-1 陸上移動通信における電波伝播環境

2.1.1.1 レイリーフェージング [1-6] [2-1]

移動通信では前述のように、建物や地形などにより移動局から基地局が直接見通せない場合が多い。直接波が到来しない環境で基地局から無変調キャリア (CW) を送信したとき、移動局近傍における電界は、位相、振幅ともにランダムな多数の信号の和になる。このため、ある場所における受信電界の直交および同相成分は、ランダムな各信号の集合平均となり、分散が等しく平均値 0 の互いに無相関なガウス (Gauss) 分布となる (中央極限定理)。従って無指向性アンテナで受信した受信信号レベル (振幅) は、式 (2-1) の確率密度関数 (pdf) で示されるレイリー (Rayleigh) 分布を示し、位相は一様分布となる。

$$p(r) = \begin{cases} \frac{r}{b} e^{-\frac{r^2}{2b}} & (r \geq 0) \\ 0 & (r < 0) \end{cases} \quad (2-1)$$

ここで r は受信信号電圧 (波高値)、 b は r^2 のアンサンブル平均の 1/2、すなわち平均受信電力である。また受信信号電圧を複素数 (ゼロ IF) 表示した場合、移動局の移動距離に対する相関係数 $\rho_D(x)$ は、

$$\rho_D(x) = J_0^2(2\pi x) \quad (2-2)$$

となる [1-6]。ここで $J_0(\cdot)$ は第 1 種 0 次のベッセル関数である。また、移動局が速さ v の等速度で移動している場合、時間に対する相関係数 $\rho_T(\tau)$ は、

$$\rho_T(\tau) = J_0^2(2\pi f_d \tau) \quad (2-3)$$

となることが知られている。ここに f_d は最大ドップラー周波数と呼ばれる量で、キャリアの周波数を f_c 、電磁波の伝播速度 (光速) を c とおくと、 $f_d = f_c v/c$ なる関係がある。

2.1.1.2 仲上・ライスフェージング [2-1] [2-2]

衛星通信や、移動局から基地局が見通せる場合の陸上移動通信のように直接波が到来する環境では、直接波と多重波が同時に到来する。この場合の移動局近傍における電界は、一定の振幅の直接波と、位相、振幅ともにランダムな多数の多重波の和になり、レイリーフェージングよりもレベル変動の少ないフェージングが観測される。このようなフェージングは仲上・ライスフェージングと呼ばれる。

直接波が存在する場合の、移動局近傍における電界の直交および同相成分は、直接波の直交および同相成分をそれぞれ平均値とする、分散が等しく互いに無相関なガウス

(Gauss) 分布となる。この場合、無指向性アンテナで受信した受信信号電圧振幅は、式 (2-4) の確率密度関数 (pdf) で示されるライス (Rice) 分布を示し、位相は一様分布を示すことが知られている。

$$p(r) = \begin{cases} \frac{r(K+1)}{b} e^{-K - \frac{(K+1)r^2}{2b}} I_0\left(r\sqrt{\frac{2K(K+1)}{b}}\right) & (r \geq 0) \\ 0 & (r < 0) \end{cases} \quad (2-4)$$

ここで $I_0(\cdot)$ は第1種0次の変形されたベッセル関数、 r は受信信号電圧 (波高値)、 b は μ^2 のアンサンブル平均の $1/2$ 、すなわち平均受信電力である。 K はライスファクタで、直接波電力の多重波電力に対する比を表す。従って、 $K=0$ でレイリー分布となり、 $K \rightarrow \infty$ で直接波のみ (フェージング無し) となる。仲上氏によって、さらに実験結果と良く一致する振幅の分布 (仲上分布) が得られているが、ここでは省略する。

2.1.2 一様フェージングと周波数選択性フェージング

2.1.1 の議論は CW (連続波) 信号を仮定した場合であるが、変調波信号についても、その帯域が多重波の到来遅延時間の分散 (遅延スプレッド、遅延分散) の逆数に比べて無視できるほど狭い場合にも上記議論は成り立つ。この条件が成立するフェージングは一様フェージング ([frequency] flat fading) と呼ばれる。一方、伝送信号の帯域が遅延分散の逆数に比べて無視できないほど広い場合には、伝播路の伝達特性の周波数による変化が伝送信号の帯域内で無視できない。このような場合には伝送信号は歪みを受け、デジタル変調された信号の復調ベースバンド信号には符号間干渉が生じる。このようなフェージングは、周波数選択性フェージング (または単に「選択性フェージング」) と呼ばれる。

2.2 ダイバーシチの分類

ダイバーシチとは、異なる伝達特性を持った複数の伝送 (伝播) 路、すなわちブランチを用いて同一情報を伝送することである。従ってアンテナの設置方式やブランチ合成法によって多くの種類に分類できる。

2.2.1 伝播路およびアンテナの形態による分類

高いダイバーシチ効果を得るためには、ブランチ間でフェージングの相関が低く、かつ平均受信電力が等しくなるようにダイバーシチブランチを構成しなければならない。こ

これらの条件を満たすように、伝播環境や通信システムの用途に応じて以下のような形態が用いられている。

・スペース（空間）ダイバーシチ

移動通信で最も一般的なダイバーシチである。複数のアンテナを離して設置する。基地局でも移動局でも用いられる。移動局では式 (2-2) に示す相関係数が十分低くなるよう、おおむね1/4波長以上離せばよい。しかし、高アンテナ高の基地局のように周囲に反射物が少ない環境では、相関係数を低く（例えば0.5以下に）抑えるために数波長以上離して設置する必要がある [2-3]。

・指向性ダイバーシチ

指向性が異なる複数のアンテナによりダイバーシチを行うものである。指向性を形成するため、アンテナの構造がやや複雑になるものの、スペースダイバーシチに比べてアンテナ同士を近接して設置できる利点がある。また、指向性により主到来波以外の多重波がある程度抑圧されるので、周波数選択性フェージングに効果的と言われている [2-4]。

・偏波ダイバーシチ

偏波面が異なる複数のアンテナによりダイバーシチを行うものである。指向性ダイバーシチ同様、スペースダイバーシチに比べてアンテナ同士を近接して設置できる利点がある。しかし、偏波面があまり変化しない環境ではブランチ間の平均レベル差が大きくなり、ダイバーシチ効果が低下する。基地局に円偏波アンテナを用い、移動局で垂直／水平の偏波ダイバーシチを行うと効果的であるとの報告がある [2-5]。

・周波数ダイバーシチ

相関が十分低くなるよう離れた周波数を n (≥ 2)波使って同一信号を伝送する方式である。伝送帯域で一様フェージングとみなせる場合でも、十分広い帯域で観測すると一般には周波数選択性が観測される。周波数が共用可能なアンテナを用いれば1本のアンテナでダイバーシチが可能である。これは n 倍の帯域を使用することになるため、あまり用いられない。周波数ダイバーシチの一種として、重要データを品質が良好な周波数で伝送し、非重要データは他の周波数で伝送し、伝送帯域を増加させない方式も検討されている [2-6]。

・時間ダイバーシチ

式 (2-3) で表される時間相関が十分低くなるよう時間において同一信号を n 回伝送する

方式である。1本のアンテナで、かつ1つの受信機でダイバーシティが可能である。伝送に n 倍の時間を要し、受信信号を一旦蓄積するメモリが必要になる。しかし伝送する情報量が少ない場合は受信装置の小型化が容易なため、ページャ（無線呼び出し）システムに用いられている [2-7].

・パス・ダイバーシティ

伝播遅延時間が異なる到来波（パス）による信号を受信機で分離し、位相と遅延時間を揃えて合成するもので、周波数選択性フェージングを直接的に補償する方式である。（遅延）等化器やスペクトル拡散通信におけるRAKE受信によって実現される。1本のアンテナで、かつ1つの受信機でダイバーシティが可能で、伝送時間や伝送帯域が増加することもない。しかし、一様フェージングに対しては効果が得られないので、実際にはスペースダイバーシティと組み合わせて用いられることが多い。また等化器を用いず、到来角と遅延時間が異なるパスをアンテナの指向性によって分離し、合成する受信法も提案されている [2-8].

なお、1.1でも述べたようにRAKE受信や適応等化器も、遅延時間が異なる2つ以上の伝播路を利用した広義のダイバーシティ（implicit diversity）であるが、以下本論文ではダイバーシティには含めないことにする。

2.2.2 ブランチ合成法による分類

ダイバーシティ受信では、受信信号品質がより良好なブランチの寄与が多くなるようブランチを切り換え、あるいは合成して受信出力を得る。合成法は一般に検波前合成と検波後合成に分類される。本論文における検波の定義は、「伝送信号または周波数変換された中間周波信号から伝播路による搬送波の位相変動分を除去し、ベースバンド信号に変換すること」とする。なお、文献によっては、相関受信機あるいは最尤系列推定における「尤度を演算する部分」を境に区別しているものもあるが [2-1], この定義は採用しない。主なブランチ合成法には以下のようなものがある。

(1) 検波後合成

(1a) 選択合成

受信信号品質が最も良好なブランチの検波出力を合成出力として選択するもので、最も一般的な合成法である。受信機の構成を図2-2に示す。信号レベルの比較と切り換え器という比較的簡単な回路で合成処理が実現できるので、基地局だけでなく携帯電話機にも適用されている。受信信号品質は通常RSSI (Received Signal Strength Indicator) で評価

される。RSSIではなく、シンボル判定時の理想位相点からの位相誤差を用いることで、同一チャネル干渉に対する効果が向上するという報告がある [2-9]。

(1b) 最大比合成 [1-6]

検波して得られるベースバンド信号を、受信信号電力に応じて重み付け加算したものを合成出力とするものである。受信機の構成を図2-3に示す。雑音および干渉信号は各ブランチ出力で無相関となるが、信号成分は同一である。従って各ブランチの信号を合成すれば (a) 選択合成よりも信号対雑音電力比 (S/N) が向上する。ブランチ毎の S/N, 即ち雑音成分を含まない受信信号電力で重み付けすると、熱雑音に対する合成後の S/N が最適となる。しかしそのようなことは一般に不可能なので、実際には雑音あるいは干渉信号を含んだ受信信号電力 (RSSI) で重み付けされる。また、シンボル判定時の理想位相点からの位相誤差に応じて重み付けすることで周波数選択性フェージングに対する効果が向上する [2-10]。選択合成に比較して特性は優れるが、合成回路には積和演算が必要になるため回路が複雑になる。本論文の4章では、最大比合成受信機の回路構成、あるいは信号処理演算を単純化できる新たな方式を提案し、その特性を評価する。

(1c) 等利得合成

受信信号の振幅に応じて重み付け加算したものを合成出力とするものである。最大比合成と同様に、選択合成よりも S/N が向上する。選択合成より特性が優れるが、最大比合成よりは劣る。しかし、(1b) 最大比合成同様、AGC やリミタにより検波入力は定振幅化されるので合成回路は図2-3と同じ構成になる。(1b) と同じ規模の回路構成で特性は劣るため、あまり用いられない。

(2) 検波前合成

(2a) 最大比合成 [1-6]

最大比合成は、各ブランチ毎に搬送波の位相を検出し、位相を揃えて検波前に重み付けして同相合成する検波前合成がかつては一般的だった。しかし、陸上移動通信で使われる UHF 以上の周波数では同相合成が困難なこと、フェージングが高速になるため位相制御の追従が困難なこと、等の理由であまり用いられていない。

なお、既知の信号 (トレーニング信号) を受信し、理想信号との二乗誤差が最小となるようブランチの複素ウエイトを制御する方式がある [2-13]。この方式は同一チャネル干渉の抑圧効果が高い。しかし信号処理が複雑になるため、一般にはあまり用いられていない。

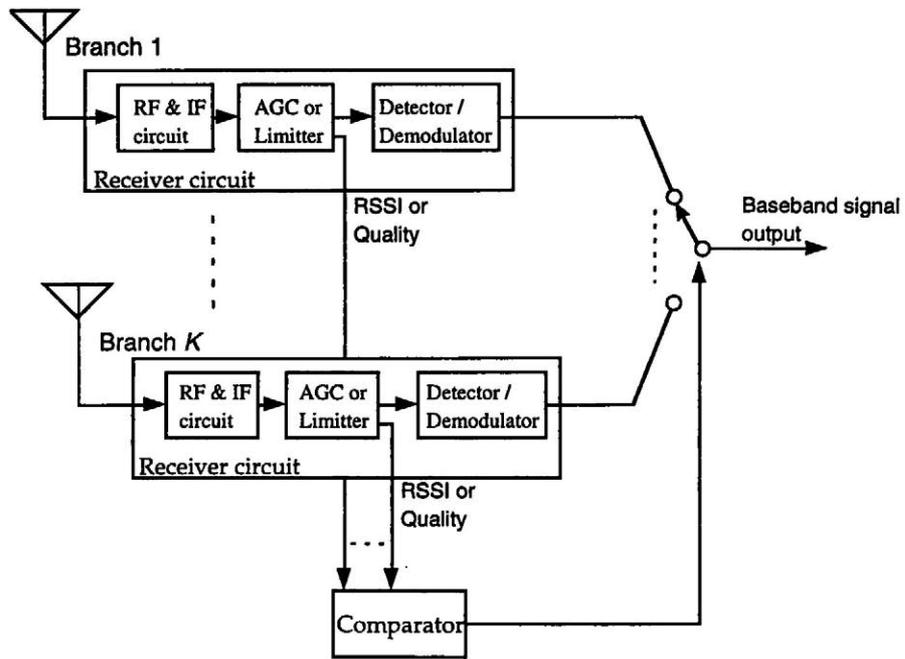


图 2-2 选择合成

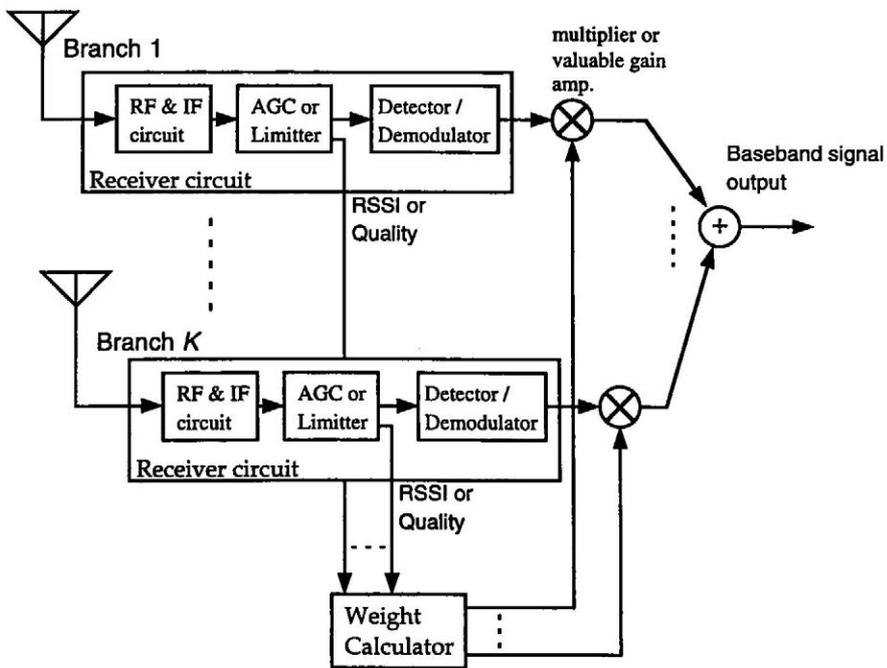


图 2-3 (检波后) 最大比合成

(2b) 等利得合成 [1-6]

等利得合成を検波前合成とすると、図2-4のように合成の重み付けが不要となる利点がある。しかし、(2a) 検波前最大比合成と同様の理由で陸上移動通信ではあまり用いられない。

(2c) アンテナ選択 [2-11]

図2-5に示すように受信回路の前にアンテナ切り換え器を設け、受信信号品質が良好な方のアンテナ（ブランチ）を選択するダイバーシチである。検波前にブランチを切り換えると、一般に位相がステップ的に変化して切り換え雑音を生じる。従ってアンテナ選択動作は、情報が載っていない期間、例えばTDMA伝送のプリアンブル部分で行われる。あるいはTDMA/FDDシステムにおいて、他の移動局に対する基地局からの先行下りバーストを移動局が傍受し、自局へのバーストの直前でアンテナ選択動作を行う方式も実用化されている [2-12]。1個の受信回路で構成できるため、(1a) - (2b) の合成法に比較して受信機の構成が極めて簡単になる。しかも、フェージングが遅い場合には選択合成同等の特性が得られる。

(2d) アンテナ切り換え [1-4] [2-1]

アンテナ選択同様、図2-5に示すアンテナ切り換え器と1個の受信回路で構成できる。切り換えアルゴリズムは、受信信号品質があらかじめ設定したしきい値を下回ると他方のアンテナ（ブランチ）へ切り換えるものである。アンテナ選択同様、切り換え動作を行うと切り換え雑音を生じる。デジタル通信ではこれを避けるために、切り換え動作を情報が載っていないTDMA伝送のプリアンブル部、ガードタイム等で行う。この方式では、アンテナ切り換え回数がアンテナ選択に比べて減少するので、プリアンブルが短く先行するバーストが必ずしも送信されないPHS等に適している。1個の受信回路で構成できるため、アンテナ選択同様受信機の構成が極めて簡単になる。TDMA伝送におけるアンテナ選択およびアンテナ切り換えダイバーシチの特性は3章で詳しく検討する。

2.2.3 ダイバーシチ受信と送信ダイバーシチ

ダイバーシチは一般に受信機側でブランチの選択・合成が行われるが、送信ダイバーシチは、ブランチ即ち送信アンテナの選択（合成）を送信側で行うものである。一般にアンテナを含めた伝播路の伝達関数は、時刻と周波数が同一ならば送受信に可逆性が成り立つ。このため低速なフェージング環境におけるTDD通信では、隣接する送受信バーストでの伝播路の伝達関数の相関が高い。従って、基地局において空間・偏波・指向性いずれかのダイバーシチ受信を行い、受信時に選択されたブランチで送信することによ

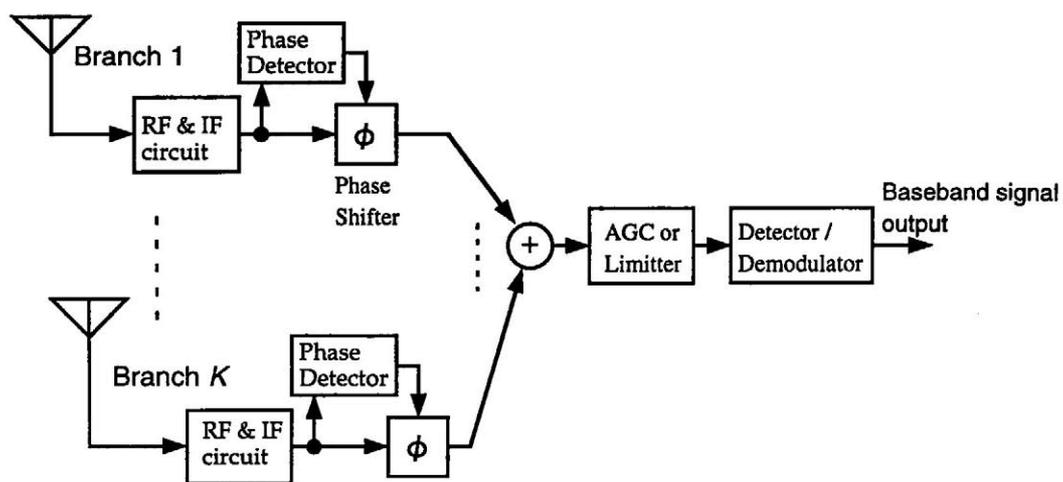


図 2-4 (検波前) 等利得合成

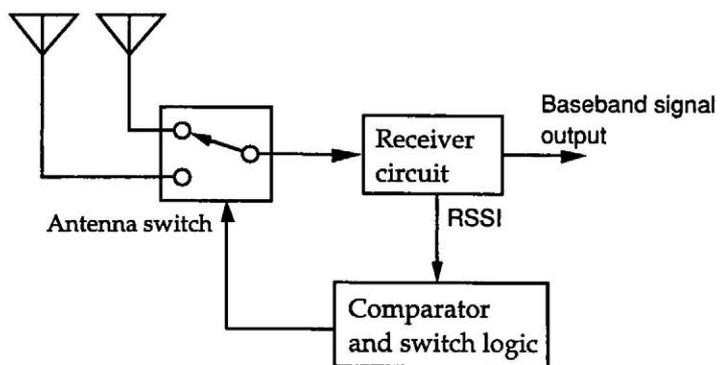


図 2-5 アンテナ選択・アンテナ切り換え

り，下り回線でも選択合成ダイバーシチ効果が得られる．あるいは受信時のウエイトに応じて，各ブランチの送信ウエイトを制御して送信することにより，下り回線で最大比合成ダイバーシチ効果が得られる [2-14]．さらに，基地局受信時にRSSIの変化率を測定し，移動局受信時における伝播路の伝達関数（振幅）を予測して予測値が高いブランチで送信する方式も提案されている [2-15]．送信ダイバーシチは移動局を小型・軽量化することができるので，移動速度が歩行程度で，フェージングの最大ドップラー周波数が数 Hz 程度となる PHS の基地局で採用されている．

なお，基地局からの一方向送信となる下り制御チャンネルでは，送信に先立つ上り受信信号が得られない．従って送信ダイバーシチの制御を行うことはできない．5章では送信ダイバーシチの考えを拡張し，下り制御チャンネルの伝送品質を向上させる方式については検討する．

2.3 送信ダイバーシチのウエイト

前節で述べたように，送受信の伝播路の伝達関数は可逆性が成り立つ．従ってダイバーシチ受信における最適ウエイトを用いて送信すれば，移動局でのS/Nを最適化できると考えられる．検波後合成ダイバーシチ受信によって合成後のS/Nを最適化する条件は，2.2.2で述べたようにブランチ毎のS/Nをウエイトとした最大比合成である．しかしダイバーシチ受信では熱雑音がブランチ毎に独立で無相関であるのに対し，送信ダイバーシチでは移動局が1台の受信機で受信するので熱雑音がブランチ毎に共通となる．従って伝達関数の可逆性のみをもって，最適ウエイトが送受信で同一になるとは言えない．そこで本節では，送信ダイバーシチの最適ウエイトを理論的に求める．

2.3.1 システムモデル

簡単化のため，図2-5に示す基地局2ブランチ合成ダイバーシチ，移動局ダイバーシチ無しのシステムについて考える．フェージングは一様フェージングで，最大ドップラー周波数は十分低いものとする．各ブランチから送信される電力の合計は一定 ($w_1^2 + w_2^2 = P_t$) とする．ここに w_1, w_2 は送信ウエイトの絶対値である．ブランチ1および2の伝播路伝達関数の振幅値をそれぞれ A_1, A_2 とし，位相特性をそれぞれ θ_1, θ_2 とおく．

2.3.2 最適ウエイト

基地局で検波後合成ダイバーシチ受信を行った場合の最適合成ウエイトは，2.2節で述べたようにAGCまたはリミタがある場合にはそれぞれ kA_1^2, kA_2^2 ，AGCまたはリミタを用いない受信機ならば， kA_1, kA_2 となる．ここに k は任意の正の実数である．

次に基地局送信ダイバーシチを行った時の最適な送信ウエイトの絶対値と位相 w_1, w_2 お

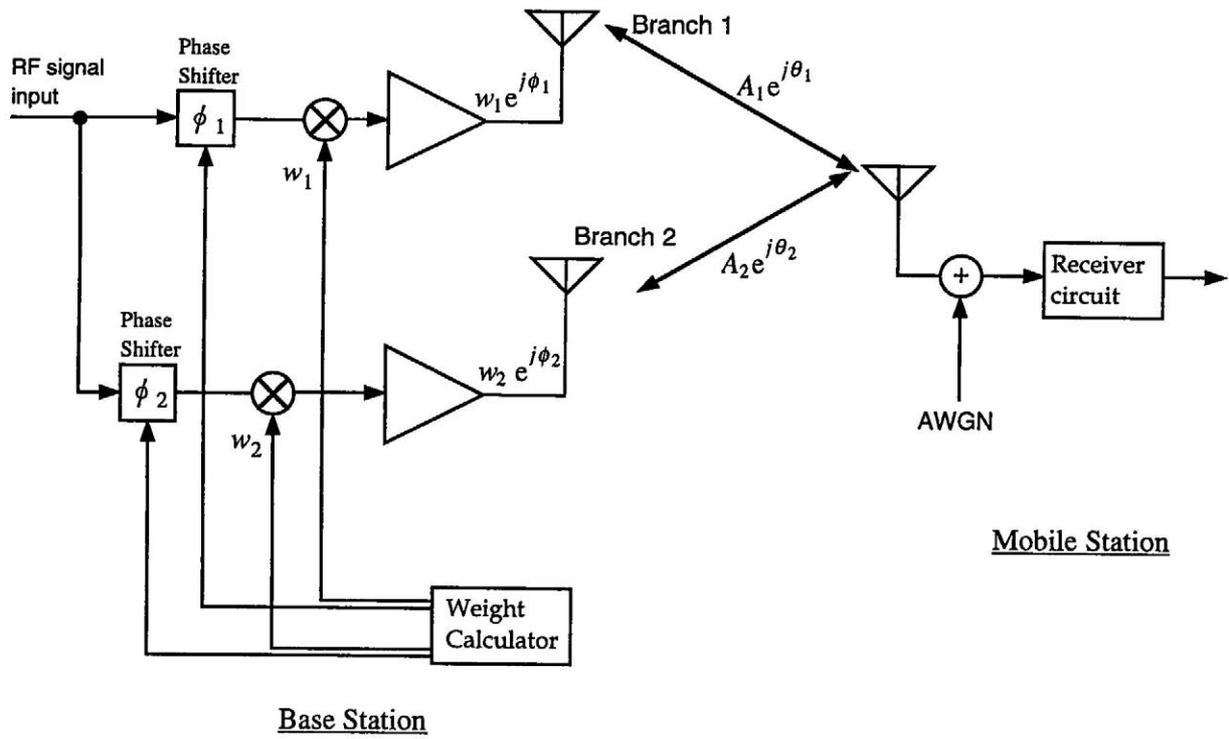


図 2-5 送信合成ダイバーシティ

よび ϕ_1, ϕ_2 を考える。移動局では1台の受信機で受信する。従って受信信号のS/Nを最大にするためには、受信電力、即ち受信信号の振幅

$$A = \left| A_1 w_1 e^{j(\phi_1 + \theta_1)} + A_2 w_2 e^{j(\phi_2 + \theta_2)} \right| \quad (2-5)$$

が最大となればよい。位相項に関しては、条件： $\phi_1 + \theta_1 = \phi_2 + \theta_2$ が成り立てばよいことは明らかである。上記位相条件が成り立っているとき、振幅 A は、

$$A = A_1 w_1 + A_2 w_2 = A_1 w_1 + A_2 \sqrt{P_t - w_1^2} \quad (2-6)$$

となる。式 (2-6) を w_1 に関して微分し、区間 $[0, P_t]$ で最大値を与える w_1 および w_2 を求めると、

$$w_1 = A_1 \sqrt{\frac{P_t}{A_1^2 + A_2^2}}, \quad w_2 = A_2 \sqrt{\frac{P_t}{A_1^2 + A_2^2}} \quad (2-7)$$

が得られる。従って受信時の各ブランチにおける位相から $\phi_1 = -\theta_1, \phi_2 = -\theta_2$ とし、振幅 A_1, A_2 に比例した重み付けを行うと最適ウエイトとなる。

以上は2ブランチの場合についての議論だが、一般に3ブランチ以上についても上記結論は成り立つ。即ちブランチ数が K のとき、合計送信電力一定の条件は、

$$\sum_{k=1}^K w_k^2 = P_t \quad (2-8)$$

で表される。ブランチの相対位相が得られ、 $\phi_1 + \theta_1 = \phi_2 + \theta_2 = \dots = \phi_K + \theta_K$ が成り立つとき、移動局における受信信号振幅 A は (2-6) と同様に、

$$A = \sum_{k=1}^K A_k w_k \quad (2-9)$$

となる。ここで直交座標系 $(w_1, w_2, w_3, \dots, w_K)$ で表されるユークリッド空間を考えると、方程式 (2-8) は原点中心、半径 $\sqrt{P_t}$ の球面を表し、方程式 (2-9) は原点からの距離が

$$\frac{A}{\sqrt{\sum_{k=1}^K A_k^2}} \quad (2-10)$$

で法線ベクトルが $(A_1, A_2, A_3, \dots, A_K)$ の平面を表す。与えられた $A_1, A_2, A_3, \dots, A_K$ および P_t

に対し、方程式 (2-8) を満たしつつ A を最大にするためには、 $(w_1, w_2, w_3, \dots, w_K)$ が全て正の象限内で平面 (2-9) が球面 (2-8) と交わるかまたは接する状態を維持し、原点からの距離 (2-10) を最大にすればよい。幾何学的に明らかに、これは平面 (2-9) が球面 (2-8) と接した時である。従ってこの接点の座標

$$(w_1, w_2, \dots, w_K) = \left(A_1 \sqrt{\frac{P_t}{\sum_{k=1}^K A_k^2}}, A_2 \sqrt{\frac{P_t}{\sum_{k=1}^K A_k^2}}, \dots, A_K \sqrt{\frac{P_t}{\sum_{k=1}^K A_k^2}} \right) \quad (2-11)$$

が求める最適ウエイトで、送信最大比合成となる。これは、検波前最大比合成受信、およびAGCやリミタを用いない場合の検波後最大比合成受信におけるウエイトに一致する。

2.3.3 等利得合成

最大比合成と同様にダイバーシチ受信とのアナロジーから等利得合成も考えられる。すなわち2.3.2と同様にブランチ間の相対位相が得られており、 $\phi_1 + \theta_1 = \phi_2 + \theta_2 = \dots = \phi_K + \theta_K$ が成り立つように送信位相が設定されれば、送信ウエイト（振幅）を各ブランチで等しくすることによって実現される。移動局での受信信号は、振幅が $A_1 + A_2 + A_3 + \dots + A_K$ の同相合成となり雑音電力は一定であるから、等利得合成受信と等価となる。

このような等利得合成送信ダイバーシチは、最大比合成に比較して、

- (1) 各ブランチの送信電力が一定で、電力制御の必要がない。
- (2) 各ブランチの送信機の許容最大送信電力が半分で済む。

という特長があるため、最大比合成よりも送信機を小型化、低価格化することができる。なお、等利得合成はブランチ間のレベル（瞬時値）差が少ない時ほど最大比合成の特性に近づく。従って、ライスファクタが大きい仲上・ライスフェージング環境に特に適しており、今後の移動通信への応用が期待される。

2.4 まとめ

本章では、陸上移動通信におけるフェージング発生メカニズムとその統計的な性質について述べ、フェージング対策としてのダイバーシチ受信の概要を示した。また、送信ダイバーシチについて、最大比合成、等利得合成を実現するブランチウエイトの設定法を理論的に明らかにした。

参考文献

- [2-1] G. L. Stuber, "Principles of mobile communication," Kluwer Academic Publishers., Norwell, USA, 1996.
- [2-2] 関口利男, 榎本肇, "電波工学," オーム社, 1964
- [2-3] 小園茂, 坂上修二, "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, No.4, pp.476-482, Apr. 1987.
- [2-4] 池上文夫, 竹内勉, 吉田進, "移動通信の多重波フェージングにおけるアンテナ指向性の効果," 信学論 (B), vol. J68-B, No.3, pp.403-410, Mar. 1985.
- [2-5] H. L. Trisila, 北野泰, 池上文夫, "屋外の多重伝搬環境における円偏波伝搬特性の測定", 信学技報, A・P93-139, pp.57-64, 1994.
- [2-6] 熊谷智明, 小林聖, 川添雄彦, 久保田周治, "バースト重み付け送信周波数ダイバーシチ方式," 信学'96 総大, B-366, Apr. 1995.
- [2-7] 山尾泰, "高度無線呼び出しシステム (FLEX-TD) の概要と技術展望," 信学技報, RCS96-36, pp.67-74, 1996.
- [2-8] 黒岩登, 河野隆二, 今井秀樹, "アダプティブアレーによる指向性ダイバーシチ受信の構成法," 信学論 (B-II), vol. J73-B-II, No.11, pp.755-763, Nov. 1990.
- [2-9] 小林聖, 守倉正博, 加藤修三, "TDMA-TDD 通信システムに適したダイバーシチ受信方式の一検討," 信学'92 秋大, B-282, 1992.
- [2-10] 熊谷智明, 小林聖, 久保田周治, "復調位相情報を用いた検波後最大比合成ダイバーシチ," 信学'95 通ソ大, B-205, 1995.
- [2-11] 赤岩芳彦, "デジタル移動通信用アンテナ選択ダイバーシチ方式," 1989 信学春季全大, B-856.
- [2-12] Y. Yamao and Y. Nagao, "Predictive antenna selection diversity (PASD) for TDMA mobile radio," IEICE Trans. Commun., vol. E77-B, pp. 641-646, May 1994.
- [2-13] 鈴木博, "最小 2 乗合成ダイバーシチ受信における干渉除去特性," 信学論 (B-II), vol. J74-B-II, No.12, pp.637-645, Dec. 1991.
- [2-14] 近藤靖, "TDMA/TDD 通信方式における送信ダイバーシチ特性," 信学'94 秋大, B-355, 1994.
- [2-15] 近藤靖, 諏訪敬祐, "TDMA/TDD 伝送方式における予測型送信ダイバーシチ適用効果", 信学'93 春大, B-413, 1993.

第3章 アンテナ切り換えおよびアンテナ選択ダイバーシチの特性

3.1 まえがき

アンテナ切り換え, およびアンテナ選択ダイバーシチ等の検波前切換ダイバーシチは, 2.2.2で述べたように受信回路や復調回路が1系統で済むため検波後合成ダイバーシチに比べ構成が簡単になるという長所があるものの, 検波前で切換が行われるため切換時の急峻な位相変化に伴う切り換え雑音の発生が一般には問題となる. ところがバースト伝送となるTDMA通信においては, スロット途中の切換を行わずにスロット間またはプリアンブル等の情報が乗っていない部分のみで切り換えを行うことにより, 切換雑音の影響を無くすることができる [3-1], [3-2]. 従ってアンテナ切り換え, およびアンテナ選択ダイバーシチは, 小型・低コストが要求される移動局やコードレス電話機等に適している.

検波後合成ダイバーシチをデジタル無線伝送に適用した場合の特性については多くの理論的検討がなされている [3-5] - [3-7]. 一方, 検波前切換ダイバーシチの特性については, Rustakoらによりアンテナ切換ダイバーシチのアナログFM伝送に対する効果を理論的に求めたもの [3-8] がある. またTDMA伝送に適用した場合の効果は, 誤り率特性を実験やシミュレーションにより求めた例 [3-1], [3-2] があるほか, 理論的解析を行った例としてBarnardらがアンテナ選択ダイバーシチの効果をレイリーフェージングの時間相関がガウス型とし, 差動BPSK (DPSK) 同期検波について求めたもの [3-9] がある. しかしTDMA伝送におけるアンテナ切換ダイバーシチの効果を理論的に解析したもの, および変調方式として陸上移動通信で最近標準化方式として採用されている $\pi/4$ -QDPSK変調 [3-4] の遅延検波を仮定して検討したものは見あたらない. 従って本章では, TDMA伝送においてバースト単位で切換を行うアンテナ切換および選択ダイバーシチについて, 一様フェージング下における熱雑音に対するビット誤り率特性を, 理論解析により明らかにする. 変復調方式は $\pi/4$ -QDPSK/遅延検波とする. 理論解析で求めたビット誤り率特性は計算機シミュレーション結果と比較検討する.

3.2 切り換えおよび選択アルゴリズム

検波前切換ダイバーシチ受信機の基本構成は, 図3-1に示すように単一の受信部による簡単な構成となる. TDMA伝送における検波前切換ダイバーシチ受信機では, 次のような動作手順でブランチ, すなわちアンテナを切り換えれば切換雑音の影響を受けない. まずTDMAバースト(スロット)毎に接続するブランチを何らかのアルゴリズムで決定し, 切換が必要な場合にはスロット間のガードビット期間やスロット先頭部のプリアンブル等の情報が載っていない期間内に切換動作を完了する. それ以外の期間ではブランチを

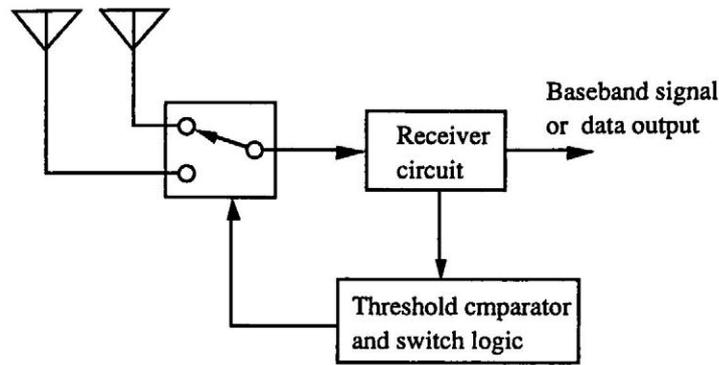


図 3-1 受信機の基本構成

固定し切換を行わない。

アンテナ選択ダイバーシチ [3-1] では、図3-2のように先ずバースト（スロット）先頭部で各ブランチの受信レベルを測定し、受信レベルが高い方のブランチを選択して切り換える。当該スロット内では同ブランチで受信する。従ってスロット長に対してフェージングが十分遅い場合には、明らかに検波後選択合成ダイバーシチと同等の性能が得られる。

一方、アンテナ切換ダイバーシチ [3-2] では図3-3のようにバースト（スロット）先頭部の受信レベルを、前バーストで用いたブランチ（アンテナ）のままで測定し、あらかじめ定められた切換しきい値より高ければ現ブランチを継続して選択し、低ければ他方のブランチに切り換える。すなわちアンテナ切換のための受信レベル測定はバースト先頭部で1回のみ行われ、アンテナ切り換え動作も高々1回なのでアンテナ選択ダイバーシチより簡単なアルゴリズムとなる。従ってPHSのように3-4シンボルの短いプリアンブル期間しか持っていないシステムに有効である。しかし受信レベルがしきい値以下にならない限りアンテナを切り換えないので、スロット毎に選択を行うアンテナ選択ダイバーシチに比べ、特性が劣化する。連続波のアンテナ切換ダイバーシチでは、切換直後のブランチの受信レベルがしきい値より低い場合でも、受信レベルがしきい値より一旦高くなるまでは切換を行わない Switch and Stay 法（以下 SS 法）と、しきい値より高い受信レベルのブランチが見つかるまで切換を繰り返し行う Switch and Examine 法（以下 SE 法）の2通りがある [1-6]。これらを図3-4に示す。SE法では任意の時刻で切り換え可能だが、本論文におけるアンテナ切換ダイバーシチではスロット先頭のプリアンブル部でのみ切り換え可能としている。従って切り換え後の受信レベル分布特性はSE法よりも劣るが、

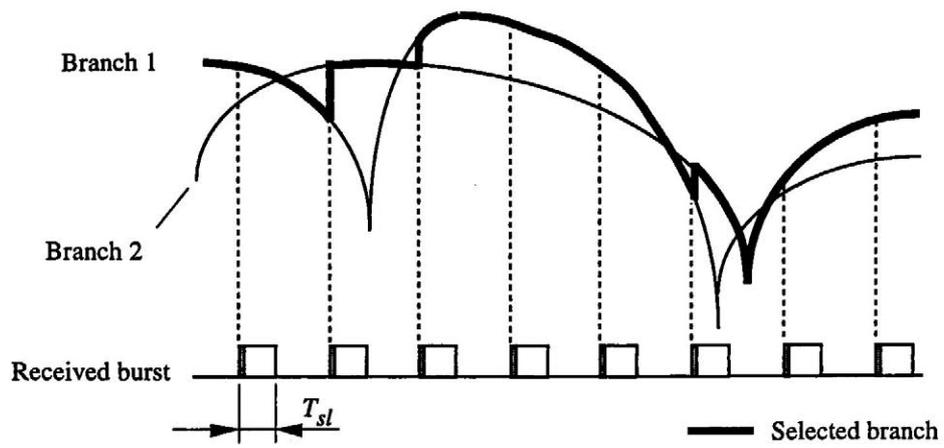


図 3-2 アンテナ選択ダイバーシチ

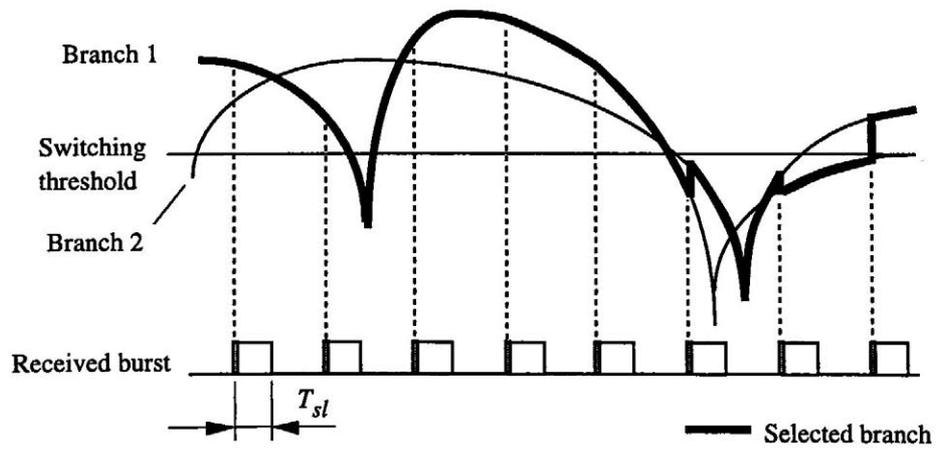
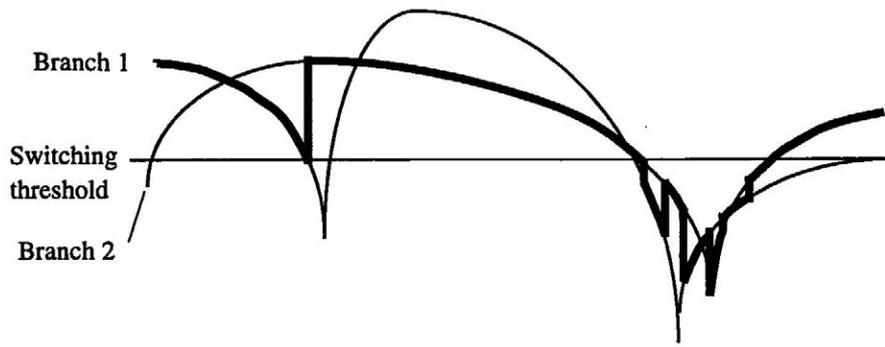
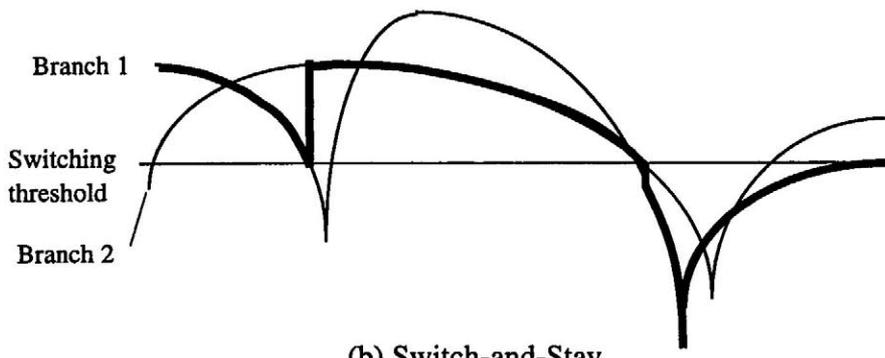


図 3-3 アンテナ切り換えダイバーシチ



(a) Switch-and-Examine



(b) Switch-and-Stay

図 3-4 連続波のアンテナ切り換えダイバーシチ

スロット長に対してフェージングが十分遅い場合には SE 法の特性に近づく。

3.3 特性解析

3.3.1 解析の対象とする伝送系

近年、陸上移動通信のデジタル化にともない、変調方式として狭帯域性に優れシンボル間の位相変化量に情報を載せる $\pi/4$ -QDPSK [3-4] が、セルラー電話やデジタルコードレス電話の標準規格として採用されている [3-3]。 $\pi/4$ -QDPSK は送信機のベースバンドまたは変調後のキャリア帯で、ナイキストフィルタにより符号間干渉を起こすこと無く帯域制限をすることができる。ナイキストフィルタとしてはコサインロールオフ特性が一般的で、ロールオフ率は 0.5 に、また最適伝送系となるようナイキスト伝達特性を送受で等分する規格が多く採用されている [3-3]。従って本章では、以上のように構成された伝送系 (図3-5) を対象とする。伝播路は一様なレイリーフェージングを仮定する。フェージングの最大ドップラー周波数 f_d は、スロット単位に切り換えるダイバーシチが一般に有効と考えられる範囲、即ちスロット長 T_{sl} の逆数程度以下 ($f_d T_{sl} \leq 1$) とする。スロットは一般に 100 シンボル以上から構成され、最大ドップラー周波数はシンボル周波数より十分小さくなる。従ってランダム FM 雑音の影響は無視する。ブランチ間の相関は無相関とした。また理論解析においては、受信レベルの検出は希望波の搬送波振幅の瞬時値が検出されるものとし、変調による振幅変動と熱雑音による検出誤差は無視する。

3.3.2 誤り率理論式の導出

受信機の検波器の入力における希望波信号の搬送波振幅の瞬時値を r とおくと、スロット先頭から τ 秒後の誤り率は次式で表現される。

$$P_e(\tau) = \int_0^{\infty} p_e(r) p(r, \tau) dr \quad (3-1)$$

ここで $p_e(r)$ は受信入力信号の振幅の瞬時値が r の時の誤り率、 $p(r, \tau)$ はスロット先頭から τ 秒後の r の確率密度関数 (pdf) である。従って平均誤り率はスロット長を T_{sl} とおけば、

$$P_e(\text{avg}) = \frac{1}{T_{sl}} \int_0^{T_{sl}} P_e(\tau) d\tau \quad (3-2)$$

となる。従って $p_e(r)$ および $p(r, \tau)$ を求めればよい。

$p_e(r)$ は、受信機のフィルタがルートコサインロールオフ特性であることから、フィル

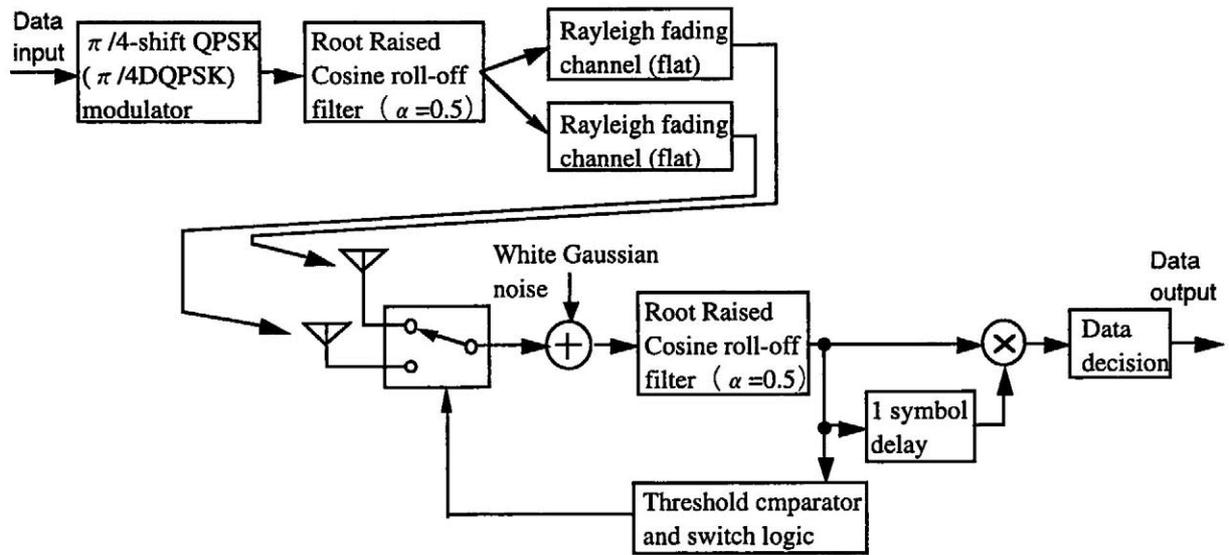


図 3-5 解析の対象とする伝送系

タ出力の E_s/N_0 (E_s はシンボル当たりの信号エネルギー, N_0 は熱雑音の電力密度) は信号対雑音電力比 (SNR) と一致し, かつシンボル点間の熱雑音の相関は 0 となるので文献 [3-10] より,

$$p_e(r) = \frac{1}{4\sqrt{2}\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \frac{\exp\left[-\Gamma \frac{r^2}{2b} \left(1 - \frac{\cos\theta}{\sqrt{2}}\right)\right]}{1 - \frac{\cos\theta}{\sqrt{2}}} d\theta \quad (3-3)$$

で与えられる. ここで Γ は平均の E_s/N_0 , b は受信信号の平均電力である.

次に, $p(r, \tau)$ はスロット先頭の受信信号振幅の pdf と条件付き pdf の積により次式で表される.

$$p(r, \tau) = \int_0^{\infty} p_{\tau}(r | r_0) p_0(r_0) dr_0 \quad (3-4)$$

ここで $p_0(r_0)$ はスロット先頭 (アンテナ切換直後) の受信信号振幅 r_0 の pdf, $p_{\tau}(r | r_0)$ はスロット先頭の受信信号振幅が r_0 であった時の, τ 秒後の受信信号振幅 r の pdf である. $p_0(r_0)$ はアンテナ選択の場合, 2 ブランチ検波後選択合成の検波器入力信号振幅の pdf [3-5] に等しくなるので,

$$p_0(r_0) = \frac{2r_0}{b} e^{-\frac{r_0^2}{2b}} \left(1 - e^{-\frac{r_0^2}{2b}}\right) \quad (3-5)$$

で与えられる. 一方, アンテナ切換の場合は, 付録 A.1 より以下のように求められる.

$$p_0(r_0) = \frac{r_0}{b} e^{-\frac{r_0^2}{2b}} \left(k - e^{-\frac{r_{th}^2}{2b}}\right)$$

$$k = \begin{cases} 1 & (r_0 < r_{th}) \\ 2 & (r_0 > r_{th}) \end{cases} \quad (3-6)$$

ここで r_{th} は切換しきい値である. 一方 $p_{\tau}(r | r_0)$ は, 文献 [3-11] の Appendix と, レ

イリーフージングの時間相関が $J_0(\omega_d \tau)$ となる [3-1] ことから,

$$p_\tau(r | r_0) = \frac{r}{b(1-J_0^2(\omega_d \tau))} \exp\left[-\frac{r^2 + J_0^2(\omega_d \tau) r_0^2}{2b(1-J_0^2(\omega_d \tau))}\right] I_0\left[\frac{J_0(\omega_d \tau) r r_0}{b(1-J_0^2(\omega_d \tau))}\right] \quad (3-7)$$

となる. ここで $J_0(\cdot)$ は第一種0次のベッセル関数, $I_0(\cdot)$ は第一種0次の変形されたベッセル関数, ω_d はレイリーフージングの最大ドップラー周波数 f_d の角周波数($2\pi f_d$)である. 式(3-4), (3-5), (3-7) および式(3-4), (3-6), (3-7)をまとめると次式を得る.

$$p(r, \tau) = \int_0^\infty \frac{2r r_0 (1 - e^{-\frac{r_0^2}{2b}})}{b^2(1-J_0^2(\omega_d \tau))} \exp\left[-\frac{r^2 + r_0^2}{2b(1-J_0^2(\omega_d \tau))}\right] I_0\left[\frac{J_0(\omega_d \tau) r r_0}{b(1-J_0^2(\omega_d \tau))}\right] d r_0$$

(アンテナ選択) (3-8)

$$p(r, \tau) = \int_0^\infty \frac{r r_0 (k - e^{-\frac{r_0^2}{2b}})}{b^2(1-J_0^2(\omega_d \tau))} \exp\left[-\frac{r^2 + r_0^2}{2b(1-J_0^2(\omega_d \tau))}\right] I_0\left[\frac{J_0(\omega_d \tau) r r_0}{b(1-J_0^2(\omega_d \tau))}\right] d r_0$$

(アンテナ切換) (3-9)

式(3-1), (3-4), (3-8) および (3-9) をまとめ, 付録A.1.2に示したように r および r_0 に関して積分すれば, スロット先頭から τ 秒後の誤り率 $P_e(\tau)$ が求められる.

$$P_e(\tau) = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{2\Gamma}{\sqrt{\Gamma^2 + 4\Gamma + 2}} + \frac{\Gamma}{\sqrt{\Gamma^2 + \frac{8\Gamma}{2-J_0^2(\omega_d \tau)} + \frac{8}{(2-J_0^2(\omega_d \tau))^2}}} \right)$$

(アンテナ選択) (3-10)

$$P_e(\tau) = \frac{1}{4\sqrt{2}\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \frac{1 - e^{-\frac{r_{th}^2}{2b}} + \exp\left[-\frac{1 + (1 - \frac{\cos\theta}{\sqrt{2}})\Gamma}{1 + (1 - J_0^2(\omega_d\tau))(1 - \frac{\cos\theta}{\sqrt{2}})\Gamma} \frac{r_{th}^2}{2b}\right]}{\left(1 - \frac{\cos\theta}{\sqrt{2}}\right)\left(1 + (1 - \frac{\cos\theta}{\sqrt{2}})\Gamma\right)} d\theta$$

(アンテナ切換) (3-11)

となる。式 (3-10) または (3-11) を、式 (3-3) によりスロット内の平均をとれば平均誤り率が得られる。従って平均誤り率は、アンテナ選択の場合、平均 E_b/N_0 (Γ) とスロット長で規格化された最大ドップラー周波数 ($f_d T_{st}$) の関数となり、アンテナ切換の場合平均 E_b/N_0 (Γ)、スロット長で規格化された最大ドップラー周波数 ($f_d T_{st}$) および切換しきい値 (r_{th}) の関数となる。

なお、式 (3-10) において $\tau = 0$ とすれば検波後選択合成ダイバーシチの誤り率特性となり、式 (3-11) において $r_{th} = 0$ または $r_{th} \rightarrow \infty$ とすればダイバーシチ無しの誤り率特性となる。

3.4 計算結果と計算機シミュレーション

図3-7, 図3-8および図3-9に誤り率特性の理論式による計算値と計算機シミュレーション結果を示す。グラフの横軸は平均の E_b/N_0 ($= \Gamma/2$) である。スロット長 T_{st} は $625 \mu s$ 、フレーム構成は図3-6に示す4+4スロットのTDMA/TDD、シンボルレート ($1/T_s$) は 192 k sym/s とした。計算機シミュレーションは送信データとしてPN 9段の疑似ランダム符号を発生させ、サンプリング周期を $T/8$ として計算を行った。スロット先頭部において

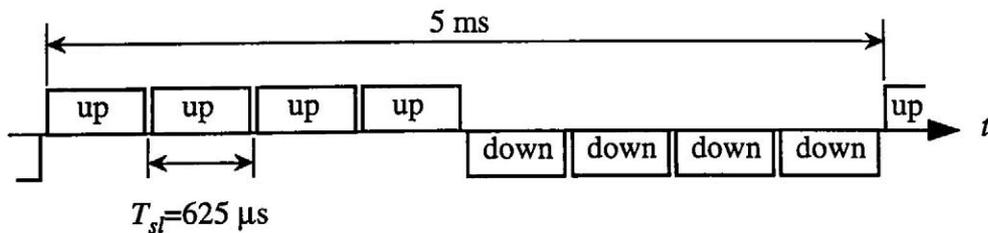


図3-6 スロット構成

測定される受信信号の振幅は、熱雑音や変調による変動を含んだ値である。切換しきい値 R_{th} [dB] は、 $E_b/N_0 = 1$ ($\Gamma = 2$) となる受信レベルを基準 (0 dB) とした相対値である。すなわち、 r_{th} との間には

$$\left(\frac{r_{th}}{\sqrt{2}}\right)^2 = N_0 10^{\frac{R_{th}}{10}} \quad (3-12)$$

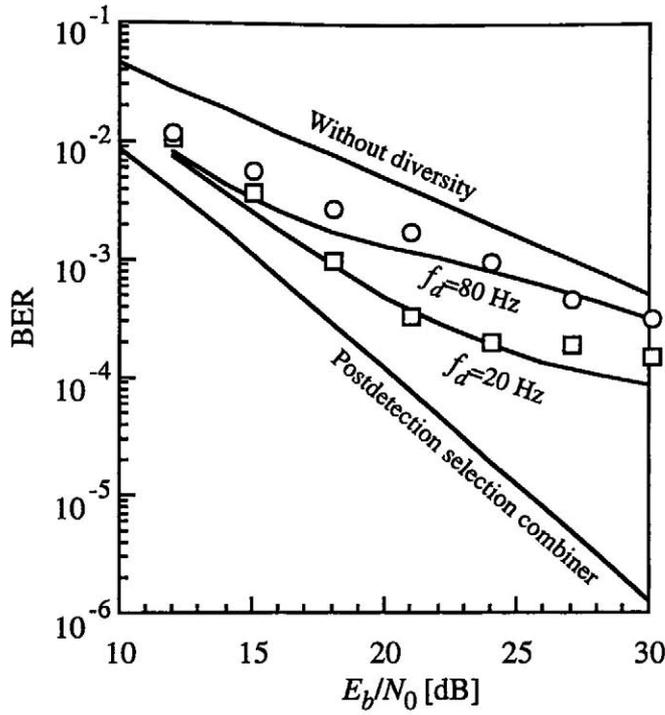
なる関係がある。図3-7、図3-8から、理論式による計算結果とシミュレーション結果はほぼ一致しており、理論式が妥当なものであることを示している。何れの条件でも計算機シミュレーションの誤り率が理論計算値よりやや大きくなっているが、これは3.3.1で述べた変調と熱雑音による希望波の搬送波レベル検出の誤差によるものと考えられる。図3-10にスロット長で正規化したフェージングピッチとダイバーシチ利得の関係を、図3-11に切換しきい値とダイバーシチ利得の関係を示す。これらの結果から、アンテナ切換ダイバーシチでは切換しきい値を高くすると、フェージングの高速化に伴う誤り率特性の劣化が減少することがわかる。たとえば図3-11の $BER=10^{-4}$ のダイバーシチ利得で比較すると、 $f_d = 20$ [Hz] ($f_d T_{st} = 1.25 \times 10^{-2}$) では切換しきい値を $R_{th} = 9$ [dB] に設定すると最適である。しかし、 $f_d = 80$ [Hz] ($f_d T_{st} = 5.0 \times 10^{-2}$) では、 $R_{th} = 17$ [dB] が最適となっている。このようにフェージングが速い時は、しきい値をやや高い値に設定することでダイバーシチ利得の低下を補償できる。以上の結果から、一般にフェージングが高速になると、切換しきい値を変化させることによって得られるダイバーシチ利得の最大値は減少し、同最大値を与える最適な切換しきい値は増加することが判った。

3.5 まとめ

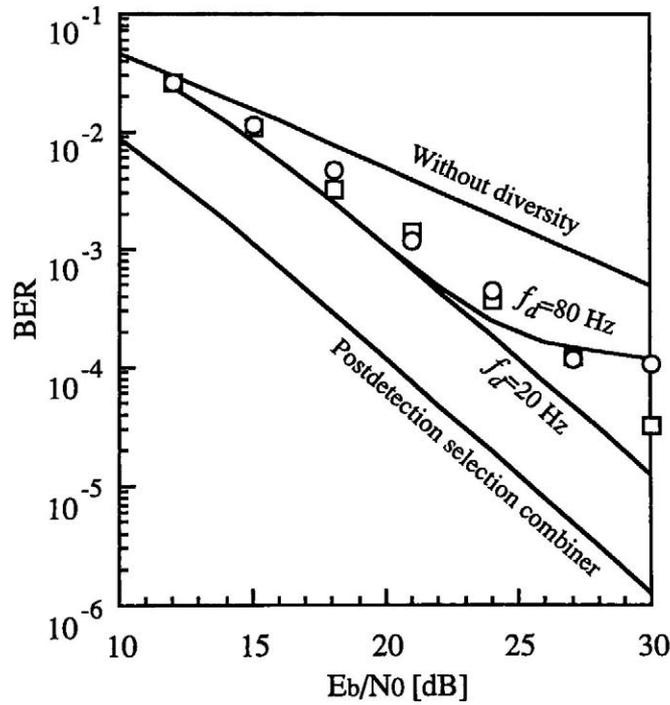
$\pi/4$ -QDPSK 変調および遅延検波を用いたTDMA通信において、スロット単位で切り換えるアンテナ切換およびアンテナ選択ダイバーシチの効果を理論的に明らかにした。理論計算結果は計算機シミュレーション結果とほぼ一致し、結果の妥当性を確認した。ビット誤り率の解析により、フェージングが高速になると、切換しきい値を変化させることによって得られるダイバーシチ利得の最大値は減少し、同最大値を与える最適な切換しきい値は増加すること、この結果フェージングが高速な時はしきい値を高い値に設定することで、ダイバーシチ利得の低下を補償できること、を明らかにした。

参考文献

- [3-1] 赤岩芳彦, “デジタル移動通信用アンテナ選択ダイバーシティ方式”, 信学1989春大, B-856.



(a) $R_{th} = 6$ dB



(b) $R_{th} = 14$ dB

図 3-7 フェージングピッチをパラメータとした誤り率特性
(アンテナ切換ダイバーシチ)

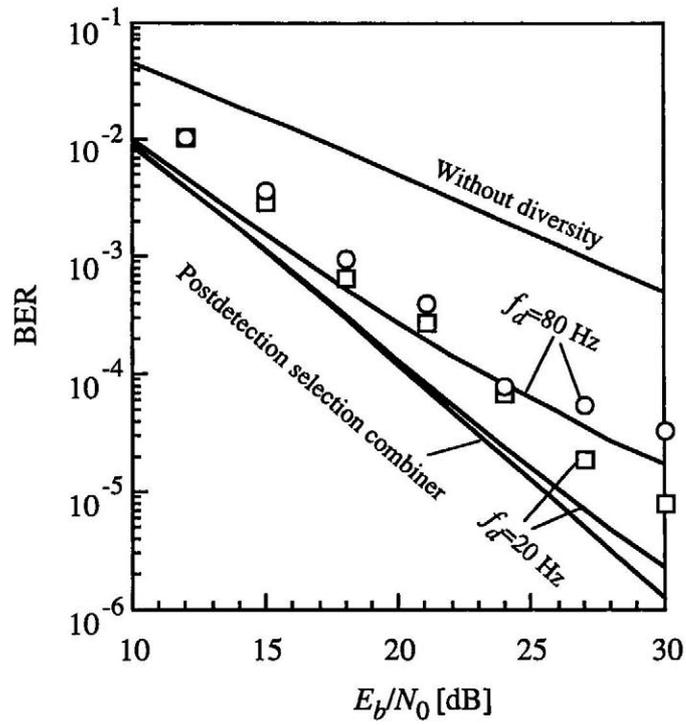
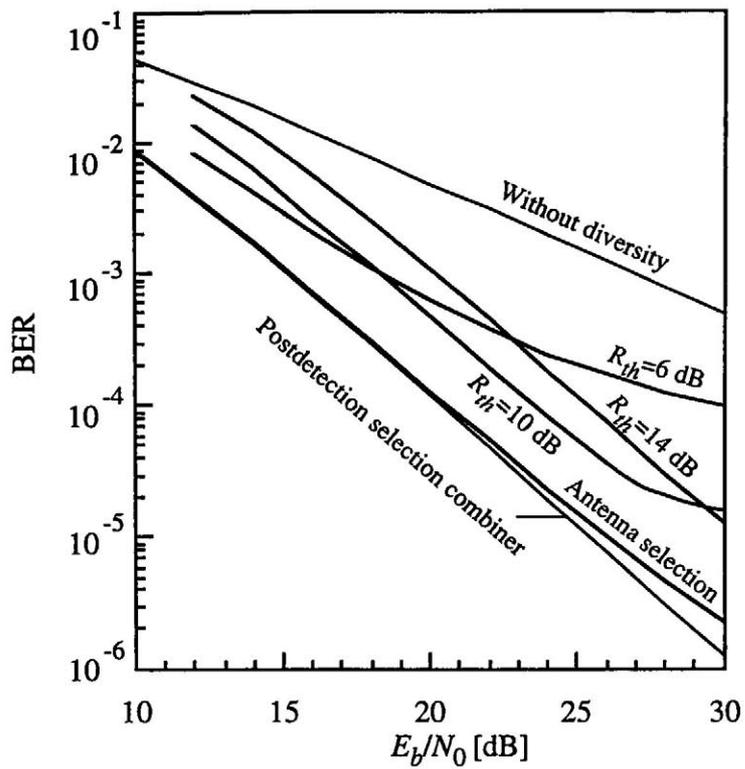
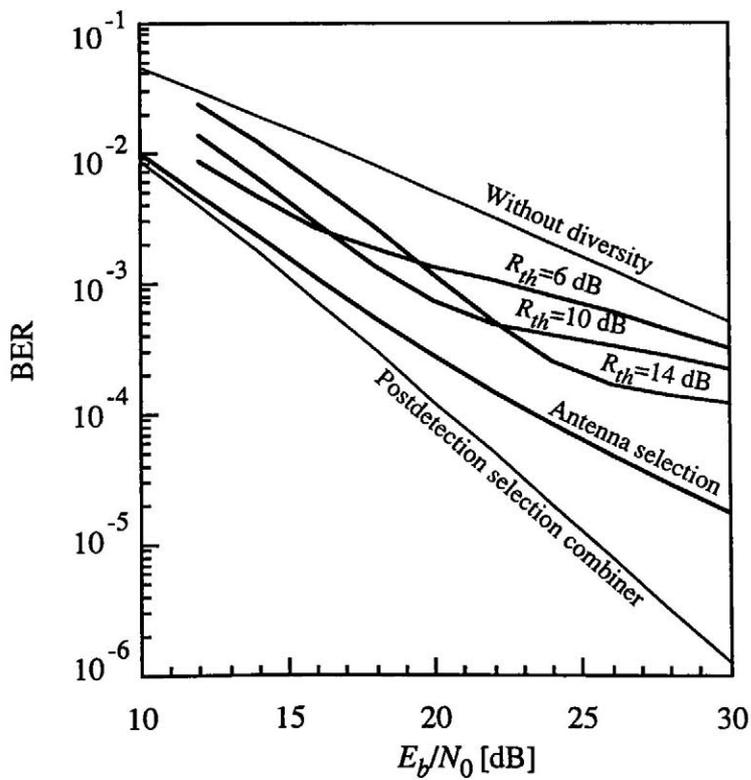


図 3-8 フェージングピッチをパラメータとした誤り率特性
(アンテナ選択ダイバーシチ)

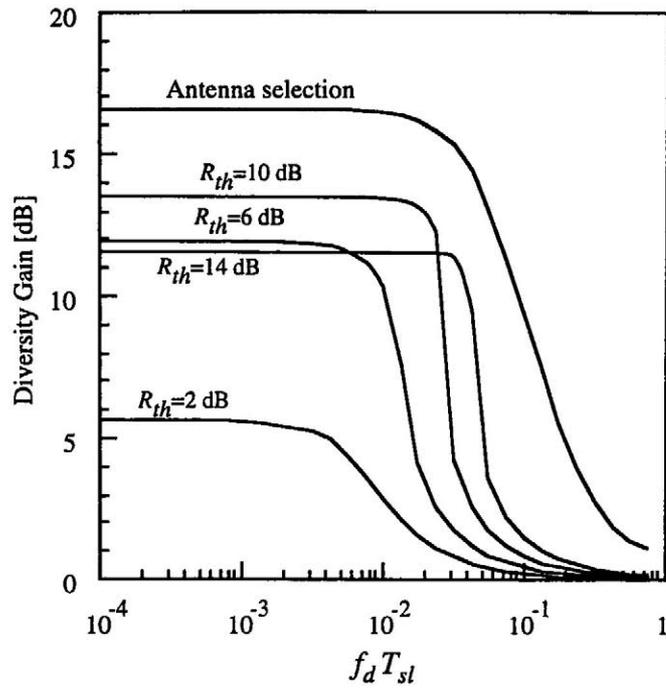


(a) $f_d = 20$ Hz

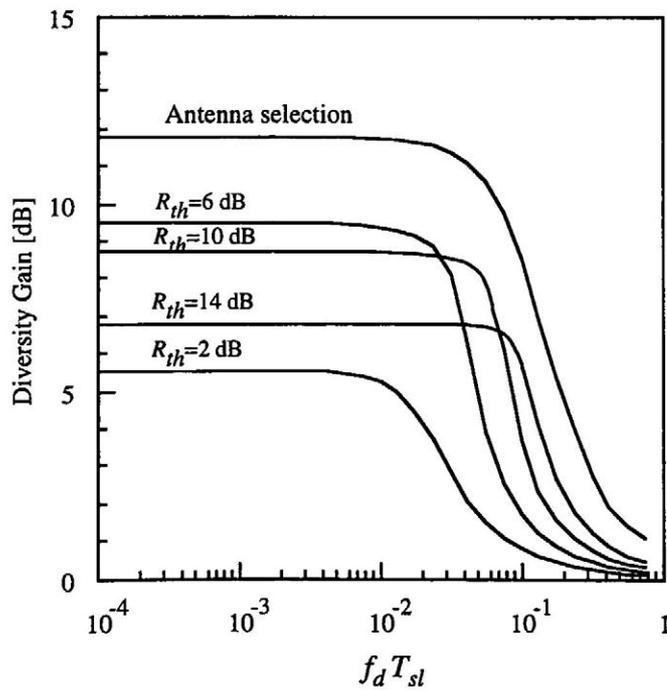


(b) $f_d = 80$ Hz

図 3-9 切り換えしきい値をパラメータとした誤り率特性

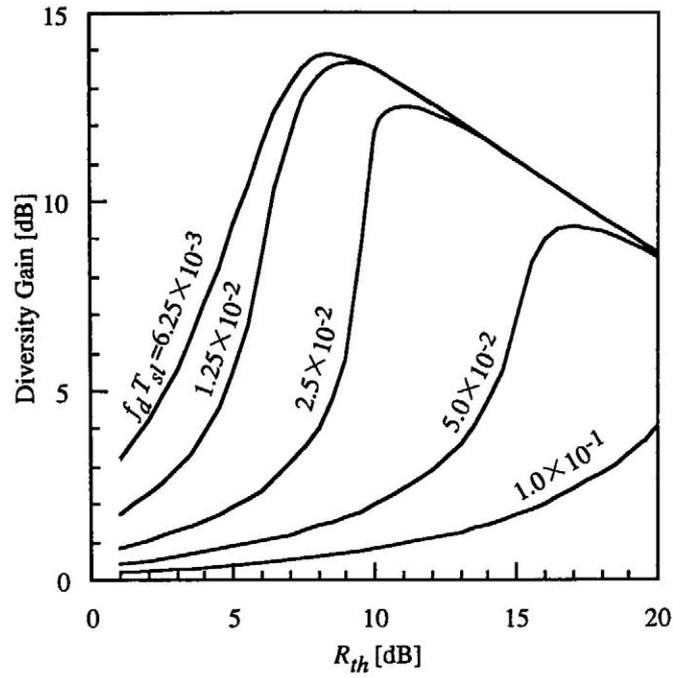


(a) BER=10⁻⁴

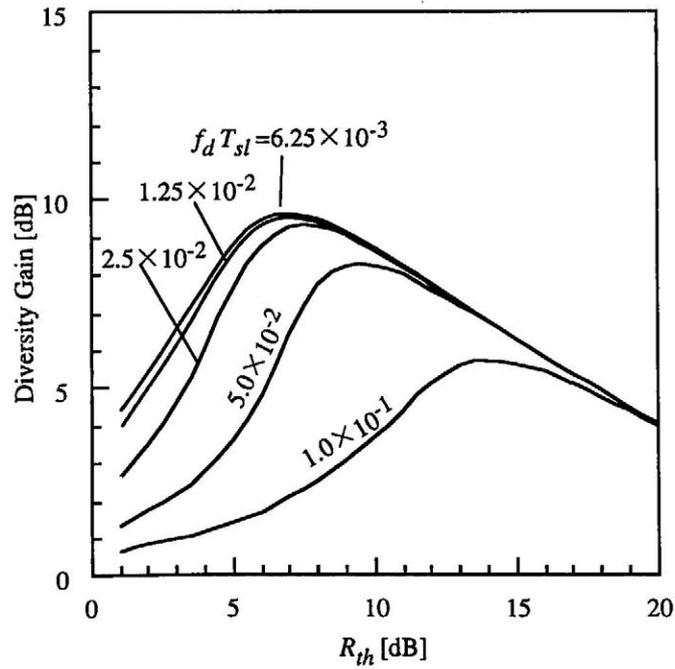


(b) BER=10⁻³

図 3-10 正規化フェージングピッチとダイバーシチ利得の関係



(a) BER=10⁻⁴



(b) BER=10⁻³

図 3-11 切り換えしきい値とダイバーシチ利得の関係

- [3-2] 犬飼裕一郎・佐和橋衛, “TDMA/TDD伝送における基地局アンテナ切り換えダイバーシチの適用効果”, 信学 1993 春大 B-412.
- [3-3] 電波システム開発センタ 標準規格, RCR-STD27,28
- [3-4] Y.Akaiwa and Y.Nagata, “Highly efficient digital mobile communication with a linear modulation method”, IEEE J. Sel.Areas Commun., SAC-5, pp.890-895
- [3-5] 安達文幸, “周波数検波および遅延検波デジタルFM陸上移動無線における Postdetection 選択ダイバーシチ効果”, 信学論 (B) , vol. J63-B, pp.759-766, Aug. 1980
- [3-6] F. Adachi and J.D. Parsons, “Error rate performance of digital FM mobile radio with postdetection diversity”, IEEE Trans.Commun., COM-37, pp. 200-210, Mar. 1989
- [3-7] F. Adachi and K. Ohno, “BER performance of QDPSK with postdetection diversity reception in mobile radio channels”, IEEE Trans.Veh.Technol., VT-40,pp.237-249, Feb. 1991
- [3-8] A. J. Rustako, Jr., Y. S. Yeh and R. R. Murray, “Performance of feedback and switch space diversity 900 MHz FM mobile radio systems with rayleigh fading”, IEEE Trans. Commun., COM-21, pp. 1257-1268, Nov. 1973
- [3-9] J.H. Barnard and C.K. Pauw, “Probability of error for selection diversity as a function of dwell time”, IEEE Trans.Commun., COM-37, pp.800-803, Aug.1989
- [3-10] R.F. Pawula, S.O. Rice, and J.H. Roberts, “Distribution of the phase angle between two vectors perturbed by Gaussian noise.”, IEEE Trans.Commun., COM-30
- [3-11] 森口, 宇田川, 一松, “数学公式 III”, p.200, pp. 55-56, 岩波全書 (1960-3)

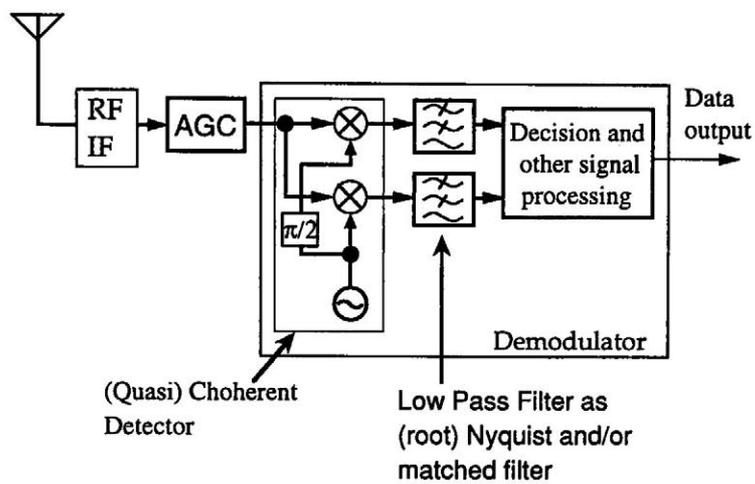
第4章 位相ベースバンド信号を合成するダイバーシチの改善とその特性

4.1 位相ベースバンド信号による合成方式の利点と問題点

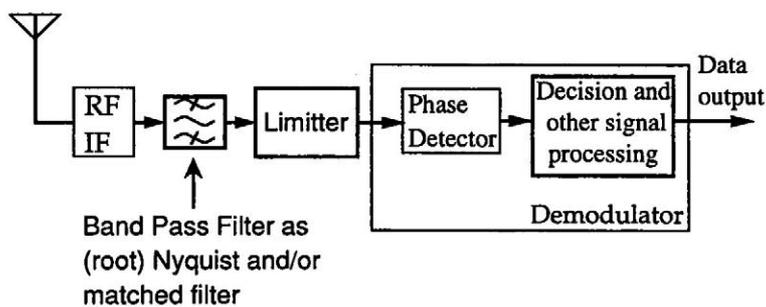
検波後合成ダイバーシチ受信においてはこれまで多くの合成法が検討されてきた [4-1] - [4-3]. なかでも, 2 ブランチ検波後選択合成は受信機の構成が簡単なためよく用いられる [4-4]. さらに特性を向上させるため最大比合成や3 ブランチ以上のダイバーシチ受信も検討されている [4-5].

一方, 変調方式としては周波数利用効率の点からナイキストフィルタで帯域制限されたパルスで線形変調を行う $\pi/4$ -QDPSK [4-6] 等の位相変調方式が, セルラー電話をはじめとするデジタル移動体通信の標準規格に採用されている. ナイキストフィルタは, 伝送チャネルや受信機で生じる熱雑音に対して最適伝送系となるようナイキスト伝達特性を送受で等分するのが一般的である. このような移動通信に用いられる線形位相変調の受信機では要求されるダイナミックレンジが数十dBもの大きな値となるため, 図4-1 (a) のようにAGC (Automatic Gain Control) を設けるか, あるいは同図 (b) のように中間周波数帯でルートナイキスト特性のバンドパスフィルタを通過させた後, リミタを設けることにより, 復調器の入力を一定の振幅にする構成がとられる. 特に小型・低コストが要求される場合には, 構成が簡単でTDMA等のバースト波や高速フェージングに容易に対応できる後者のリミタを用いた方式が有利である. リミタを用いた受信機では周波数検波や遅延検波が主に用いられるが, 同期検波による復調器も報告されている [4-7].

ところで, AGCを用いた受信機で検波後最大比合成受信を行うには, 同相, 直交の各々のベースバンド信号を, 各ブランチの受信電力で重み付け加算して合成ベースバンド信号を得ている. しかし非線形処理であるリミタ通過後に復調する場合, 復調後のベースバンド信号はスカラ量の位相情報 (位相ベースバンド信号) となるため, これを直接重み付け加算して合成ベースバンド信号を得ることはできない. 位相ベースバンド信号の正弦, 余弦を求め, これを受信電力で重み付け加算して合成ベースバンド信号を得ることも可能だが, 処理が複雑となるため好ましくない. この問題を解決する方法として, 簡単な信号処理で位相ベースバンド信号を重み付け合成する方法が提案されている [4-8] [4-9]. しかし $\pi/4$ -QDPSK の遅延検波に対する一様フェージング下での誤り率特性の計算機シミュレーション結果が示されているのみで, 遅延分散 (周波数選択性フェージング) に対する特性や, 従来の合成方式とのシンボル誤り発生条件の違い等の理論的考察はなされていない. また文献 [4-9] の方式は, 重み付け合成に必要な乗算回数がブランチ数の4倍, 即ち通常と同相, 直交の各々のベースバンド信号を合成する場合の2倍の演算量が必要となる欠点がある.



(a) AGCを用いた構成



(b) リミタを用いた構成

図 4-1 一般的な受信機の構成

本章では文献 [4-9] で示された位相ベースバンド信号の合成法に関し、演算量を低減する信号処理を提案するとともに、その動作を理論的に解析する。まず、合成法の原理を明らかにする。次にシンボル誤りが生じる条件について変調形式を M 相 PSK に一般化して理論解析を行い、従来の最大比合成と比較する。さらに一様フェージング下および遅延分散に対するビット誤り率特性を計算機シミュレーションにより求め、従来の最大比合成と同等の特性となることを示す。

4.2 提案方式の原理とシステム構成

4.2.1 システム構成

図4-2に位相ベースバンド信号を合成するダイバーシチ受信機の構成を示す。受信信号はルートナイキスト特性の帯域通過フィルタおよびリミタ通過後、同期検波または遅延検波されて位相ベースバンド信号となる。位相ベースバンド信号は位相誤差演算部 (Phase error calculator) により、理想的な位相点との位相差の絶対値が出力される。例えば $\pi/4$ -QDPSK の遅延検波や QPSK 同期検波の場合には、各シンボルタイミングにおける理想的な位相点である $\pi/4, 3\pi/4, 5\pi/4, 7\pi/4$ の各点との位相差の絶対値が各ブランチ、各位相点毎に求められる。なお、図4-2は $\pi/4$ -QDPSK および QPSK に対する構成を示したものである。従って位相誤差演算部の出力は各位相点に対応した4つの値が得られるが、次節で述べるように2つの値でよい。この位相誤差を各位相点毎にブランチの受信電力で重み付き加算する。本論文ではこの重み付き加算値を合成位相誤差とよぶ。最後に合成位相誤差が最も小さくなる位相点を選択し、シンボルを判定する。

4.2.2 合成法の原理

一般にブランチ数 K の M 値 PSK の同期検波を仮定するとき、第 k ブランチにおける検波後の位相ベースバンド信号 ψ_k はシンボルタイミング時刻において次式で表現できる。

$$\psi_k = \frac{2\pi n}{M} + \mu + \theta_k \quad (4-1)$$

ここで n は送信されたシンボルにより決まる整数値 ($0 \leq n \leq M-1$) であり、 θ_k は雑音や干渉などによって生じる位相誤差である。 μ は変調方式により0または π/M の値をとる定数で、例えば QPSK では $\mu = \pi/4$ であり、 $\pi/4$ -QDPSK では μ は1シンボル毎に0と $\pi/4$ を交互にとる。従って各シンボル点に対する合成位相誤差 $\delta_m (m=0, 1, 2, \dots, M-1)$ は、対する第 k ブランチの位相誤差を δ_{mk} とおけば

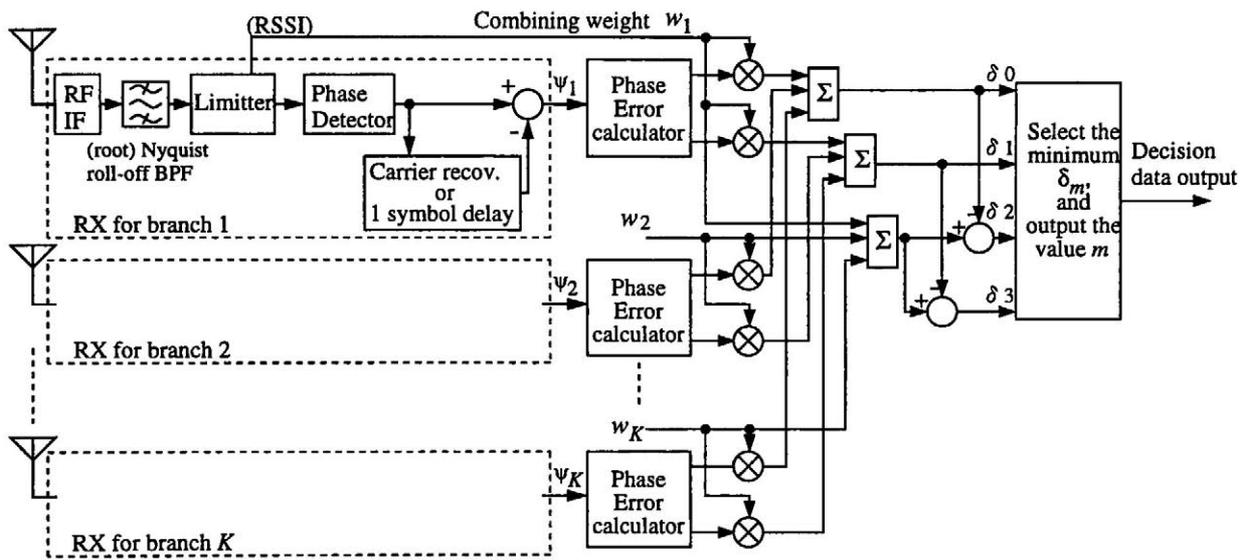


図 4-2 提案するダイバーシチ受信機の構成

$$\begin{aligned}
\delta_m &= \sum_{k=1}^K w_k \delta_{mk} \\
&= \sum_{k=1}^K w_k \text{psub} \left(\psi_k, \frac{2\pi m}{M} + \mu \right) \\
&= \sum_{k=1}^K w_k \text{psub} \left(\frac{2\pi n}{M} + \theta_k, \frac{2\pi m}{M} \right)
\end{aligned} \tag{4-2}$$

で与えられる。ここで w_k は合成ウエイトであり、第 k ブランチの受信電力に比例した値を設定する。 $\text{psub}(\alpha, \beta)$ は位相角 α, β の差の絶対値演算を表す。数式で表現すれば $\cos^{-1}x$ の主値を $0 \leq \cos^{-1}x \leq \pi$ として、

$$\text{psub}(\alpha, \beta) = \cos^{-1}[\cos(\alpha - \beta)] \tag{4-3}$$

で定義される演算である。以上の位相関係を図 4-3 に示す。式 (4-2) の δ_m が最小となる位相点が最も尤度が高いシンボル点とみなし、シンボル判定結果とする。以下、本論文では上記合成法を最尤判定位相合成、通常と同相および直交ベースバンド信号での合成を直交ベースバンド合成、とよぶことにする。

なお、式 (4-2) の重み付け加算演算は以下のように簡単にすることができる。一般に M が偶数であるから、 π だけ位相が異なる点に対しては図 4-3 から明らかなように、

$$\text{psub}(\alpha, \beta - \pi) = \pi - \text{psub}(\alpha, \beta)$$

なる関係が成り立つ。を用いることにより半数のシンボル点についてのみ積和演算を行えばよい。すなわち、 $m \geq M/2$ に対する合成位相誤差は、

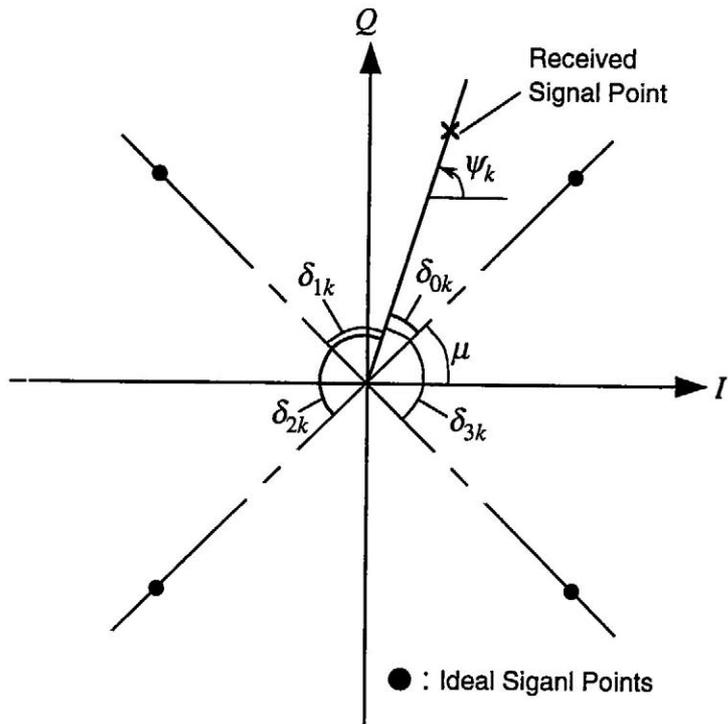


図4-3 各シンボル点に対する位相誤差

$$\begin{aligned}
\delta_m &= \sum_{k=1}^K w_k \left\{ \pi - \text{psub} \left(\psi_k, \frac{2\pi m}{M} + \mu - \pi \right) \right\} \\
&= \sum_{k=1}^K w_k \pi - \sum_{k=1}^K w_k \text{psub} \left(\psi_k, \frac{2\pi}{M} \left(m - \frac{M}{2} \right) + \mu \right) \\
&= \sum_{k=1}^K w_k \pi - \delta_{m - \frac{M}{2}}
\end{aligned} \tag{4-4}$$

により求められる。従って本合成法では、QPSK ならば $2K$ 個、BPSK ならば K 個の乗算器でダイバーシチ合成ができる。即ち乗算器の個数またはシンボル当たりの所要乗算回数は、文献 [4-9] で示された方式の $1/2$ となる。この値は通常の合成ダイバーシチと同等である。また、以上の議論は同期検波を仮定しているが、遅延検波でも位相誤差 θ_k の分布や自己相関関数が異なる点を除き、式 (4-1) の μ を適当に定めることにより同様の議論が可能である。例えば $\pi/4$ -QDPSK 遅延検波では、 $M = 4$ 、 $\mu = \pi/4$ とすればよい。

4.3 シンボル誤りが発生する条件の解析

4.3.1 最尤判定位相合成でシンボル誤りが発生する条件

最尤判定位相合成の熱雑音により生じるシンボル誤りについて解析する。送信されるシンボルがランダムであれば、ある特定のシンボルが送られたときに生じるシンボル誤りについて解析しても一般性を失わない。以下に、式 (4-1) において $\mu = 0$ で、 $n = 0$ のシンボルが送信されたとき、隣接シンボル ($n = 1, M - 1$) に誤って判定されるための必要条件を求める。次に隣接シンボル以外への誤りも含めたシンボル誤りが生じるための必要十分条件について議論する。以下、 θ_k の主値を $-\pi < \theta_k \leq \pi$ とし、合成ウエイト w_k は

$$\sum_{k=1}^K w_k = 1 \tag{4-5}$$

に規格化されているものとする。

4.3.1.1 $n = 1$ に誤る条件

$n = 1$ に誤るとき, δ_k ($k=0, 1, 2, 3$) のうちで δ_1 が最小となる. 従って, 条件: $\delta_1 - \delta_0 < 0$ は $n = 1$ に誤るための必要条件である. 式 (4-2) より,

$$\begin{aligned}\delta_1 - \delta_0 &= \sum_{k=1}^K w_k \text{psub}\left(\theta_k, \frac{2\pi}{M}\right) - \sum_{k=1}^K w_k \text{psub}(\theta_k, 0) \\ &= \sum_{k=1}^K w_k \left\{ \text{psub}\left(\theta_k, \frac{2\pi}{M}\right) - |\theta_k| \right\} \\ &= \sum_{k=1}^K w_k u_+\left(\theta_k, \frac{2\pi}{M}\right)\end{aligned}\tag{4-6}$$

となる. ここで $u_+(\theta, \phi)$ は以下に定義される関数である.

$$u_+(\theta, \phi) = \begin{cases} -\phi & (\phi \leq \theta \leq \pi) \\ \phi - 2\theta & (0 \leq \theta < \phi) \\ \phi & (\phi - \pi < \theta < 0) \\ 2\pi - \phi + 2\theta & (-\pi < \theta \leq \phi - \pi) \end{cases}\tag{4-7}$$

従って

$$\sum_{k=1}^K w_k u_+\left(\theta_k, \frac{2\pi}{M}\right) < 0\tag{4-8}$$

ならば誤りが生じる. 特に全ブランチについて $0 \leq \theta_k \leq 2\pi/M$ ならば,

$$\begin{aligned}\delta_1 - \delta_0 &= \sum_{k=1}^K w_k \left(\frac{2\pi}{M} - 2\theta_k \right) \\ &= \frac{2\pi}{M} - \sum_{k=1}^K 2w_k \theta_k\end{aligned}\tag{4-9}$$

となり,

$$\frac{\pi}{M} < \sum_{k=1}^K w_k \theta_k \quad (4-10)$$

のとき判定誤りとなる。

4.3.1.2 $n = M - 1$ に誤る条件

次に、 $n = M - 1$ に誤って判定される条件を考える。 $n = M - 1$ に誤るとき、 δ_k ($k=0, 1, 2, 3$) のうちで δ_1 が最小となる。従って、条件： $\delta_{M-1} - \delta_0 < 0$ は $n = M - 1$ に誤るための必要条件である。4.3.1.1 の議論と同様に誤りが生じる条件は、式 (4-2) より、

$$\begin{aligned} \delta_{M-1} - \delta_0 &= \sum_{k=1}^K w_k \text{psub}\left(\theta_k, -\frac{2\pi}{M}\right) - \sum_{k=1}^K w_k \text{psub}(\theta_k, 0) \\ &= \sum_{k=1}^K w_k u_{-}\left(\theta_k, -\frac{2\pi}{M}\right) \end{aligned} \quad (4-11)$$

となる。ここで $u_{-}(\theta, \phi)$ は以下に定義される関数である。

$$u_{-}(\theta, \phi) = \begin{cases} 2\pi + \phi - 2\theta & (\phi + \pi \leq \theta \leq \pi) \\ -\phi & (0 \leq \theta < \phi + \pi) \\ 2\theta - \phi & (\phi < \theta < 0) \\ \phi & (-\pi < \theta \leq \phi) \end{cases} \quad (4-12)$$

従って、

$$\sum_{k=1}^K w_k u_{-}\left(\theta_k, -\frac{2\pi}{M}\right) < 0 \quad (4-13)$$

ならば誤りが生じる。特に全ブランチについて $-2\pi/M \leq \theta_k \leq 0$ ならば、

$$\delta_{M-1} - \delta_0 = \frac{2\pi}{M} + \sum_{k=1}^K 2w_k \theta_k \quad (4-14)$$

となり,

$$\sum_{k=1}^K w_k \theta_k < -\frac{\pi}{M} \quad (4-15)$$

のとき判定誤りとなる.

4.3.1.3 シンボル誤りが生じるための必要十分条件

上記の2つの条件： $\delta_{M-1} - \delta_0 < 0$ または $\delta_1 - \delta_0 < 0$ は、 $M \leq 4$ の場合にはシンボル誤りが生じるための必要十分条件であることを示す.

まず $M \leq 3$ の場合には隣接シンボル以外の誤りは存在しないので自明である. 次に $M = 4$ の場合を考える. 隣接シンボルでないシンボルに誤ったとき, 即ち $n=2$ に誤ったときは δ_k ($k=0, 1, 2, 3$)のうちで δ_2 が最小となる. このとき式(4-4)の関係から δ_0 が最大となるので, 必ず $\delta_3 - \delta_0 < 0$ または $\delta_1 - \delta_0 < 0$ が成立する. 従って $\delta_{M-1} - \delta_0 < 0$ または $\delta_1 - \delta_0 < 0$ はシンボル誤りが生じるための必要十分条件である.

なお, $M > 4$ の場合についても上記条件は必要十分条件になると考えられる. 厳密な数学的証明を得ていないが, $M=8$ の場合の計算機シミュレーションでは上記条件を常に満足することを確認している.

4.3.2 直交ベースバンド合成でシンボル誤りが発生する条件

$n=0$ のシンボルが送信されたとき, 最大比合成で得られる合成ベースバンド信号の同相成分および直交成分はそれぞれ,

$$\sum_{k=1}^K w_k \cos \theta_k, \quad \sum_{k=1}^K w_k \sin \theta_k \quad (4-16)$$

で与えられる. 従ってシンボル誤りが生じる条件は,

$$\left| \text{Arg} \left(\sum_{k=1}^K w_k \cos \theta_k + j \sum_{k=1}^K w_k \sin \theta_k \right) \right| \geq \frac{\pi}{M} \quad (4-17)$$

となる. ここで $\text{Arg}(Z)$ は複素数 Z を極座標表示した場合の位相角 θ を表し, 主値は $-\pi < \theta \leq \pi$ である.

4.3.3 最尤判定位相合成と直交ベースバンド合成との比較

本節では最尤判定位相合成と直交ベースバンド合成において, 熱雑音に対してシンボ

ル判定誤りが発生する条件について考察する。合成ウエイト w_k は、各ブランチの熱雑音を含んだ受信信号電力を設定する最大比合成とする。平均シンボル誤り率の理論式は、位相誤差 θ_k の確率密度関数を式 (4-7) (4-8) および式 (4-12) (4-13) で得られる領域で積分し、さらに合成ウエイト w_k に関して積分すれば得られる。しかし積分結果は簡単な形にはならないので、ここでは判定誤りが生じる位相誤差の領域に関し、定性的な理論考察を行う。

ブランチ数2 ($K=2$) の QPSK (または $\pi/4$ -QDPSK, $M=4$) の場合について考えると、シンボル $n=0$ が伝送されたときに最尤判定位相合成でシンボルが正しく判定されるための位相誤差 θ_1, θ_2 の範囲は、式 (4-7) (4-8) および式 (4-12) (4-13) より図 4-4 の斜線部分となる。一方、直交ベースバンド合成で正しく判定される範囲は、式 (4-17) より図 4-4 の太線の曲線で囲まれる領域となる。同図では合成ウエイトすなわちブランチ間の信号電力比をパラメータとして示した。同図 (a) の ε は 0 に限りなく近い正の数を表す。いずれも原点近く、すなわち位相誤差が小さい部分では正しく判定され、原点から離れた部分で判定誤りが生じる。

一般にブランチ間の受信信号電力の比が大きいときの誤り率特性は、最大受信レベル、すなわち最大ウエイトのブランチの S/N が支配的となり、合成法による差は少ない。図 4-4 の比較においても最尤判定位相合成と直交ベースバンド合成の正しく判定される領域はウエイトの比が大きくなるに従い互いに漸近し、同図 (c) ではほぼ一致している。一方、ブランチ間のウエイトの比が 1 に近いときは合成法により差が生じる。図 4-4 (a) では領域 B および B' を除き、正しく判定される領域は共通である。領域 B および B' は面積は等しいが、 θ_1, θ_2 の確率密度分布を考えると (θ_1, θ_2) が領域 B' よりも領域 B に入る確率が高い。すなわち直交ベースバンド合成の方が正しく判定される確率が高い。従って最尤判定位相合成は、最大比合成に比べ誤り率特性が理論的には若干劣ると考えられる。しかし、 (θ_1, θ_2) が図中 A で示した領域に入る確率は領域 B および B' に入る確率よりも十分大きい。シンボル誤り率は (θ_1, θ_2) がより原点に近い領域 A に入る確率に支配されるので、両合成法の誤り率はほぼ等しいと考えられる。このことは S/N 十分高いときには θ_k の確率密度が θ_k の増加に従って急激に減少するので明らかである。一方 S/N が 0 に近い場合は θ_k の確率密度がほぼ一様分布となり、いずれの合成法もシンボル誤り率は $3/4$ に近づく。一般に K ブランチでもブランチ間のウエイトがほぼ等しい時のシンボル誤り率は、 S/N が十分大きければ $(\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_K)$ がすべて正、またはすべて負の時の誤り率に支配され、 S/N が 0 に近い場合はシンボル誤り率は $3/4$ に近づく。従って、最尤判定位相合成と直交ベースバンド合成の誤り率は結果的にはほぼ等しくなるものと考えられる。

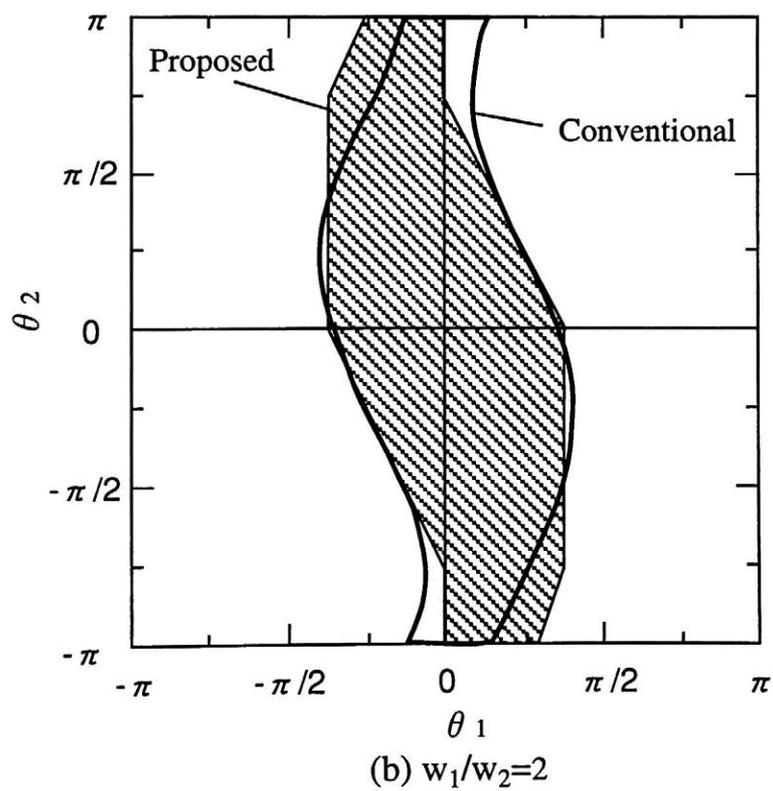
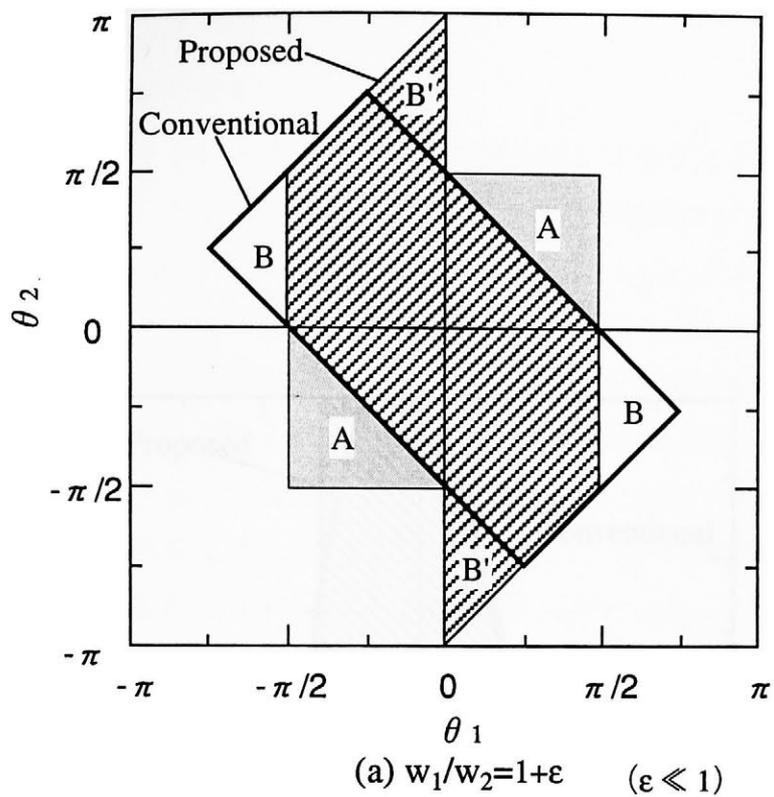


図4-4 正しく判定される領域 (a), (b)

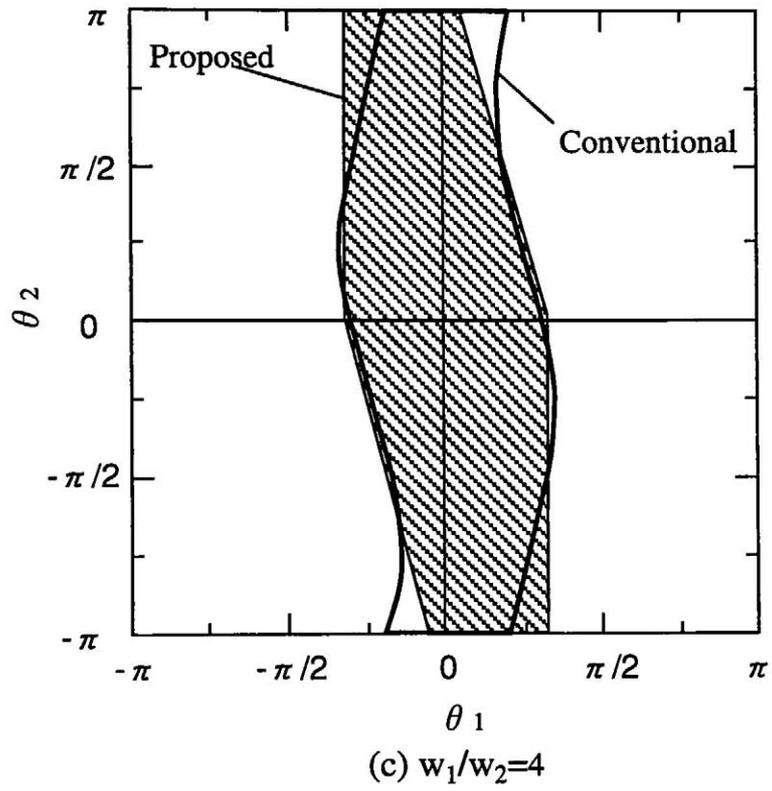


図4-4 正しく判定される領域 (c)

4.4 計算機シミュレーションによる誤り率特性

4.4.1 シミュレーションモデル

計算機シミュレーションにより、最尤判定位相合成によるダイバーシチ受信の誤り率特性を求めた。変調方式は $\pi/4$ -QDPSK、ベースバンド帯域制限はロールオフ率0.5のコサインロールオフ特性で、ナイキスト特性を送受で等分している。フェージングはレイリーフェージングで、ブランチ間の相関は無相関とした。遅延スプレッドの影響については多重波数2のダブルスパイク遅延プロファイルを用い、2波の平均電力は等しく、独立なレイリーフェージングを受けるものとした。検波方式は遅延検波および同期検波とし、再生キャリアの位相はフェージングの位相変動に理想的に追従するものとした。クロック再生は理想的に行われるものとし、遅延スプレッドについては文献 [4-10] での解析と同様に、先行波と遅延波のシンボルタイミングをそれぞれ t_1, t_2 、受信電力を b_1, b_2 とするとき、 $b_1(t_1 - t_0) + b_2(t_2 - t_0) = 0$ となるタイミング t_0 を判定シンボルタイミングとした。合成ウエイトは現実的な受信機の構成を考慮し、受信機のバンドパスフィルタ通過後の信号電力に比例するものとした。同信号電力は、一般にリミタ増幅器の RSSI (Received Signal Strength Indicator) 信号として容易に得ることができる。

4.4.2 シミュレーション結果

図4-5、図4-6に一様フェージング下での最尤判定位相合成を用いた遅延検波、および同期検波のビット誤り率のシミュレーション結果をそれぞれ示す。また図4-7、図4-8に遅延分散に対するシミュレーション結果をそれぞれ示す。直交ベースバンド合成による通常の最大比合成ダイバーシチの特性も破線であわせて示した。図から明らかなように最尤判定位相合成は遅延・同期検波共、直交ベースバンド合成と同等の誤り率特性を有していることがわかる。このことは4.3.3の議論を裏付けている。

4.5 まとめ

位相ベースバンド信号を合成する最尤判定位相合成ダイバーシチの信号処理量を低減する方法を提案し、シンボル誤りが発生する条件について理論的に考察した。理論検討に基づいて通常の直交ベースバンド信号で合成した場合の特性との比較検討を行い、さらに一様フェージング下および遅延分散に対する誤り率特性を計算機シミュレーションにより求めた。その結果、誤り率特性は通常の直交ベースバンド信号で合成するダイバーシチ合成と同等であることがわかった。

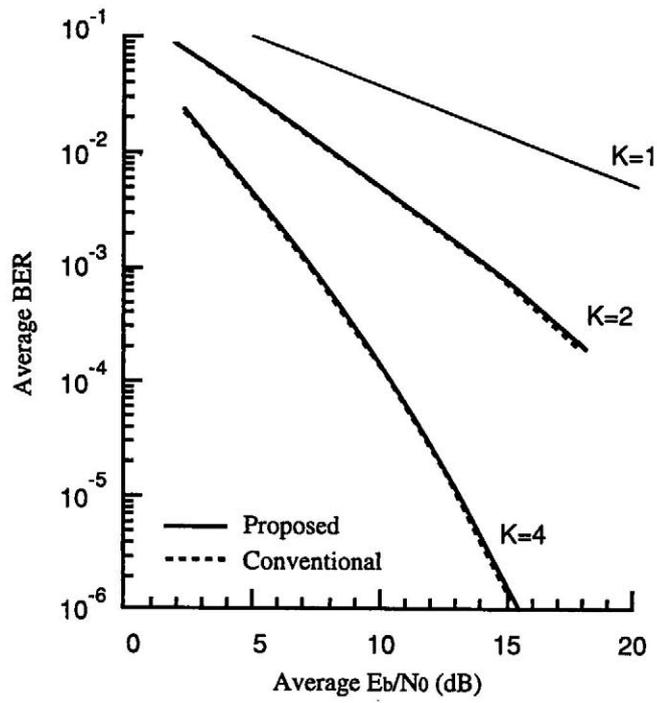


図 4-5 一様フェージング下でのビット誤り率特性 (遅延検波)

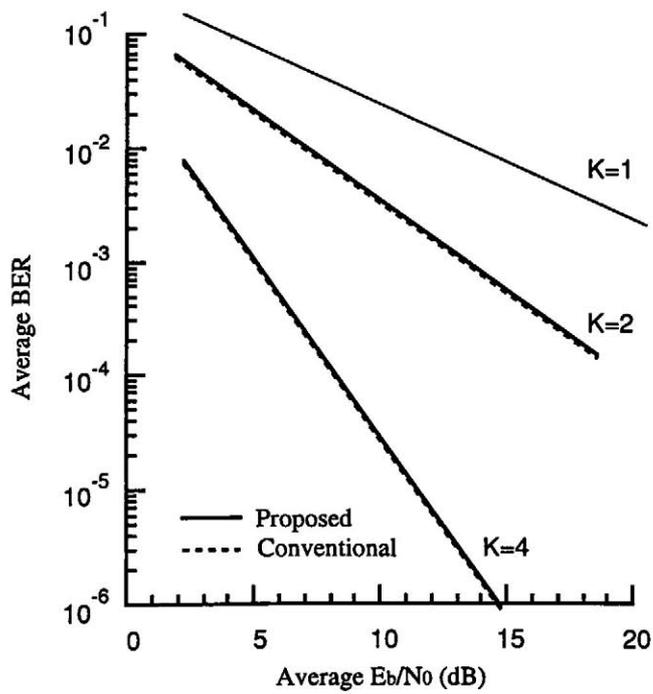


図 4-6 一様フェージング下でのビット誤り率特性 (同期検波)

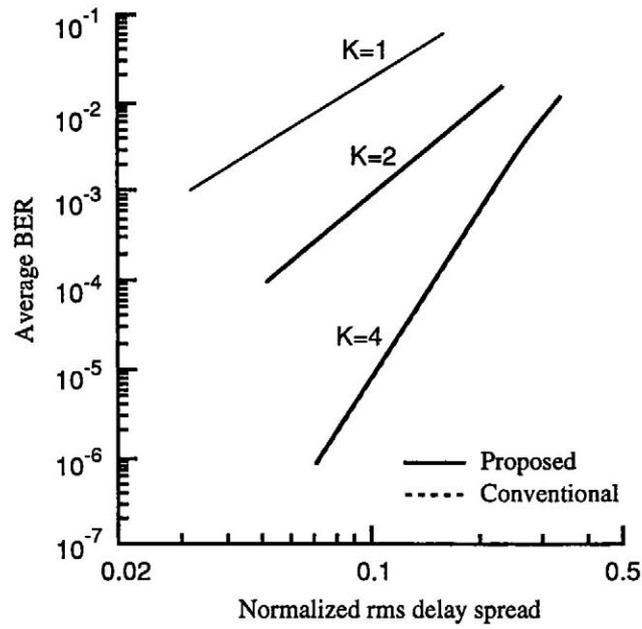


図 4-7 遅延スプレッドに対するビット誤り率特性 (遅延検波)

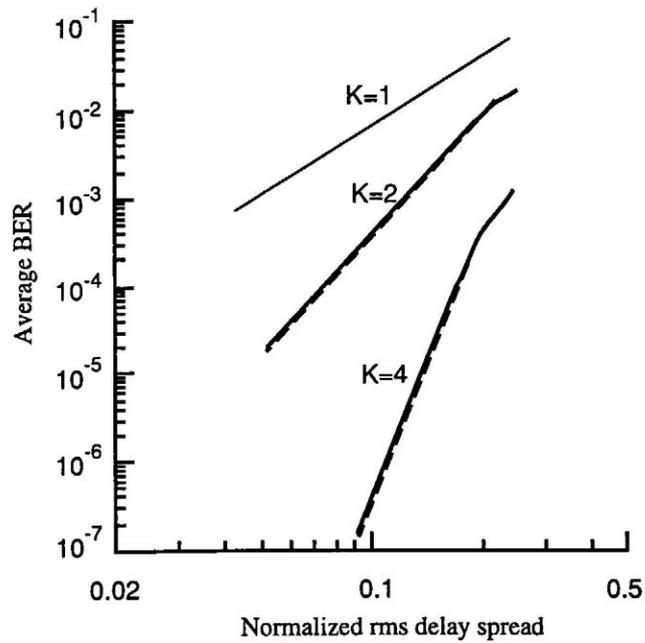


図 4-8 遅延スプレッドに対するビット誤り率特性 (同期検波)

参考文献

- [4-1] W. C. Jakes, ed., "Microwave mobile communications," Wiley, New York, 1974.
- [4-2] A. Afrashteh and D. Chukurov, "Performance of a novel selection diversity technique in an experimental TDMA system for digital portable radio communications," Proc. IEEE GLOBECOM '88. Hollywood, USA, pp. 810-814, Nov. 1988.
- [4-3] L. F. Chang and J. C.-I. Chuang, "Diversity selection using coding in a portable radio communications channel with frequency-selective fading," IEEE J. Sel. Areas Commun., vol. SAC-7, pp. 89-97, Jan. 1989.
- [4-4] 大野公士, 安達文幸, "QDPSK 移動無線伝送における検波後選択ダイバーシチ受信の効果," 信学論 (B-II), vol. J73-B, No.11, pp. 651-657, Nov. 1990.
- [4-5] 大島昭一, 石部学, "PHS における 4 合成ダイバーシチ方式受信特性評価," 信学総全大, 分冊 2, no.B-514, Apr. 1995.
- [4-6] Y. Akaiwa and Y. Nagata, "Highly efficient digital mobile communication with a linear modulation method," IEEE J. Sel. Areas Commun., vol. SAC-5, pp. 890-895, June 1987.
- [4-7] Y. Matsumoto, S. Kubota and S. Kato, "A new burst coherent demodulator for microcellular TDMA/TDD Systems," IEICE Trans. Commun., vol. E77-B, pp. 927-933, Jul. 1994.
- [4-8] 伊倉雅治, 安達文幸, 大野公士, " $\pi/4$ シフト QDPSK の位相遅延検波に適した検波後合成ダイバーシチ," 信学技報, RCS92-39, pp.13-18, 1990.
- [4-9] 伊倉雅治, 安達文幸, 大野公士, "ダイバーシチ受信機," 公開特許公報, 特開平 6-268559, 1994.
- [4-10] 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.

第5章 基地局ダイバーシチ送信による下り制御チャネルの伝送品質改善

5.1 送信ダイバーシチと下り制御チャネル伝送

陸上デジタル移動通信では、フェージングによる伝送品質劣化の対策として2.2.1に示したようにスペースダイバーシチや指向性ダイバーシチが検討されてきた[5-1]-[5-8]. 周波数分割複信 (FDD) が採用されているセルラーシステムでは、上り・下りの回線、すなわち移動局から基地局および基地局から移動局への電波伝播路の伝達特性が一般に異なるため、基地局はもとより移動局でもダイバーシチ受信がおこなわれる[5-8], [5-9]. しかしパーソナルハンディホンシステム (PHS) のような時分割複信 (TDD) の通信では上り下りの伝播路の伝達特性の相関が高いため、2.2.3で述べたように、送信スペースダイバーシチが適用できる[5-10], [5-11]. 従って基地局側で送受信共スペースダイバーシチを行い、小型・軽量・低消費電力が要求される移動局ではダイバーシチ受信を行わないのが一般的である.

ところが、下り制御チャネルにおいて基地局側からエリア内全移動局への一方向送信を行う報知情報や、移動局に着呼を知らせるページング信号は、基地局の送信に先立つ移動局からの上り送信が無い。従って発着呼や位置登録等の制御情報が伝達される制御チャネルでは、一般に送信スペースダイバーシチは適用できない。このため郊外地等の低トラフィック地域で、3ブランチ以上の多ブランチダイバーシチによりセル半径の拡大を図った場合には、通話可能エリアに対し発着呼可能な場所率が低下すると考えられる。このような下り制御チャネルの伝送品質を改善する最も単純な方法は、基地局の制御チャネル送信電力を増大させる方法である。しかし、制御チャネルだけのために最大送信出力がより大きな送信機を基地局に搭載するのは、装置の容積、重量、製造原価の増大につながり望ましくない。

そこで本章では、送信出力を増大させることなく下り制御チャネルの伝送品質を改善する方法として、送信アンテナの指向性を切り換えながら、あるいはスペースダイバーシチブランチの無指向性アンテナを順次切り換えながら、同一情報のバーストを繰り返して送信する方式を提案する。まず、計算機シミュレーションにより適用効果を評価する。さらに伝播実験を行い、提案方式の有効性を示す。

5.2 提案方式

5.2.1 指向性切り換えと複数回送信

提案する下り制御チャネルの伝送方式は、指向性アンテナを用いて到達距離を向上させるものである。例えば図5-1に示す4通りの指向性を切り換えながら、図5-2に示すよ

うに同一情報の下り制御チャネルのバースト信号を計4回送信する。以後、第 k 回目送信 ($k=1, 2, 3 \dots$) における方位角 θ 方向のアンテナ利得を $A_k(\theta)$ とし、 $A_k(\theta)$ を大きい順に並べたときの m 番目 ($m=1, 2, 3 \dots$) の値を $A'_m(\theta)$ とおく。この例では 4.2dB から 6dB のアンテナ利得 $A'_1(\theta)$ が得られる。このように指向性アンテナにより一定範囲の方位に対するアンテナ利得を確保し、アンテナ利得が低い方位に対しては2回目以後の送信で指向性を切り換えることにより、アンテナ利得を確保する。従って、ビーム幅がより広いアンテナを用いれば送信回数を減少できるが、一般にアンテナ利得は減少する。

このように本方式は同一の情報を異なる指向性アンテナを用いて伝送するので、フェージングがない場合には指向性による利得が得られる。一方フェージングを考慮すると、指向性が最大となった送信時に、たまたま受信レベルが落ち込むことも考えられ、上記効果は減少する。従って、本方式はフェージングの浅い伝播環境、すなわち直接波が支配的な仲上ライスフェージング環境に対して有効であると考えられる。

5.2.2 スペースダイバーシチと複数回送信

本論文では、スペースダイバーシチのブランチ（無指向性アンテナ）を切り換えて繰り返し送信を行った場合の特性も検討する。この場合も 5.2.1 の指向性を切り換える場合と同様に、ダイバーシチブランチ、すなわちアンテナ相関が十分低くなるよう離して設置されたアンテナを順次切り換え、図5-2のように同一情報の下り制御チャネルのバーストを送信する。移動局では、繰り返し送信されたバーストの中で、最も伝送品質が良好なものからデータを復調できるので、選択合成によるスペースダイバーシチ受信と同様の効果が期待できる。選択合成ダイバーシチではレイリーフェージングに対し、例えば4ブランチの場合、ビット誤り率 10^{-3} において 15dB 以上ものダイバーシチ利得が得られる [3-7]。一方、4素子でフェーズドアレーを構成したときに得られる利得は、最大で $10 \log 4 \div 6 \text{ dB}$ である。従ってこの方式は、レイリーフェージングが発生する伝播環境で有効な方式と考えられる。

5.3 計算機シミュレーション

提案方式の評価を行うため、まず計算機シミュレーションにより検討を行った。シミュレーションは伝播路の伝達特性について行い、熱雑音による誤り率等は理論式を用いた。

5.3.1 アレーアンテナによる指向性の実現

水平面内で指向性を持つアンテナは、八木宇田アンテナをはじめ多数考えられるが、ここでは小型で電氣的に指向性が切り換え可能なフェーズドアレーアンテナについて検討する。なお、図5-2の指向性は図5-3のように $d=\lambda/4$ (λ は波長) 間隔で正方形に配置さ

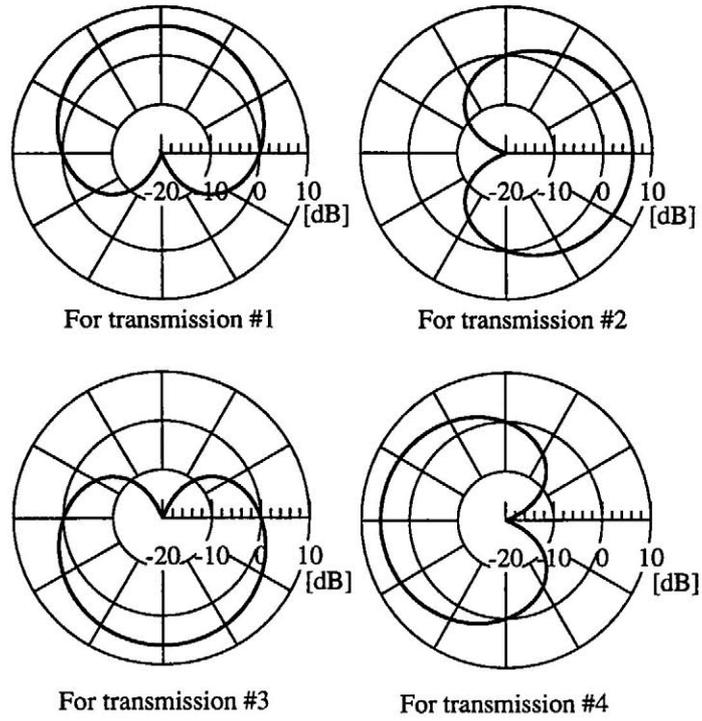


図 5-1 指向性の切り換え (a)

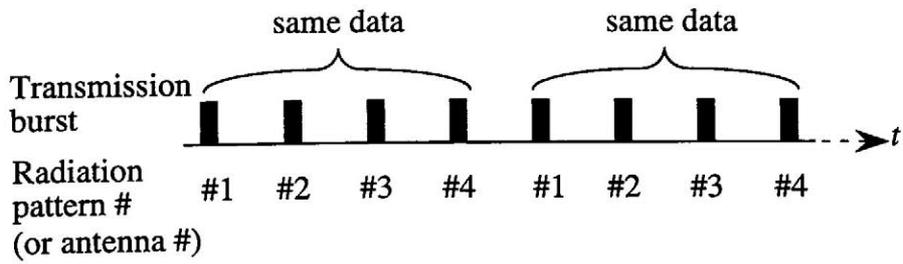


図 5-2 アンテナの切り換えと下り制御チャネルの送信手順

れた4素子の無指向性アンテナを、表5-1(a)に示す位相差を与えて給電することによって得られる。またアンテナ間隔 d を広げると、指向性に多数のローブ (lobe) とナル (null) が現れてくる。図5-4は図5-3の配置で $d=3.25\lambda$ とし、表5-1(b)に示す位相差を与えて給電することによって得られる指向性である。本論文では、これらの指向性切り換えによる特性を検討する。

5.3.2 伝播およびシステムモデル

仮定した伝播モデルを図5-5に示す。本検討では文献 [5-2] のモデルに、直接波のパスを加えたものを用いた。すなわち、移動局近傍に電波散乱体が存在し、移動局へは基地局からの直接波と、同散乱体で回折、反射、散乱を受けた多重波が入射する。基地局から移動局へ到達する多重波を構成する各素波のパラメータは確率変数である。素波の方位角は移動局方位を中心とする標準偏差 s の正規分布、位相は一様分布、振幅はレイリー分布を仮定する。即ち移動局における受信波は、仲上-ライスフェージングを受ける。従ってライスファクタを K とおけば、各素波1波当たりの平均電力は、

$$\sigma_e^2 = \frac{a^2}{N_e K} = \frac{b^2}{N_e} \cdot \frac{1}{1+K} \quad (5-1)$$

で与えられる。ここで a^2 は直接波の電力、 b^2 は平均受信電力、 σ_e^2 は各素波の平均電力、 N_e は素波の総数を表す。

変調方式は $\pi/4$ -QDPSK、送信の帯域制限はロールオフ率0.5のコサインロールオフ特性で、送受で特性を等分するものとした。復調は移動局でよく用いられる遅延検波を仮定した。1回のバースト送信で伝送される下り制御チャネルのロット構成は、図5-6に示す PHS [5-14] のものを仮定した。ロット中にはバーストのランプ部分 (R)、シンボルクロックを確立するためのプリアンプル (PR)、ビット位置を特定するためのユニークワード (UW)、伝送データ (I) および誤り検出ビット (CRC) 等が含まれる。ここでは UW に2ビット以上の誤りが生じ、または I および CRC 部分に少なくとも1ビット以上の誤りが生じた場合をフレーム誤り (frame error) と定義する。また複数回繰り返し送信したす

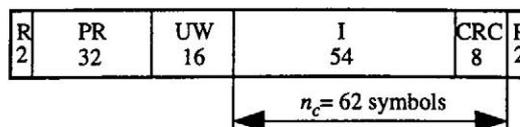


図5-6 PHS 制御チャネルのロット構成

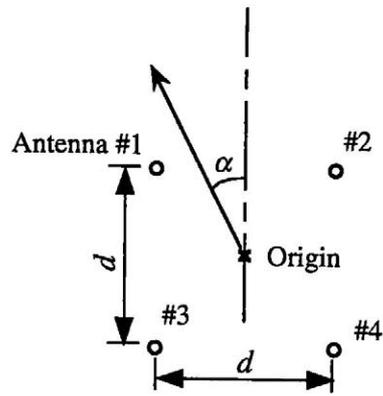


図 5-3 位相差給電される無指向性アンテナの配置

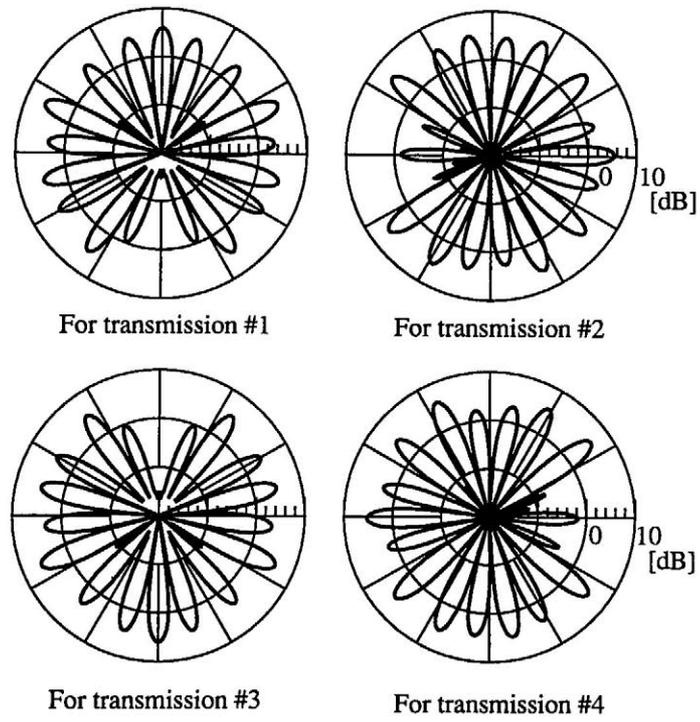


図 5-4 指向性の切り換え (b)

Antenna		Complex weight $Ae^{j\theta}$			
Type	ant.#	1st	2nd	3rd	4th
(a)	#1	0.5	$0.5e^{-j\pi/4}$	0.5	$0.5e^{j\pi/4}$
	#2	0.5	$0.5e^{j\pi/4}$	0.5	$0.5e^{-j\pi/4}$
	#3	$0.5e^{-j\pi/2}$	$0.5e^{-j\pi/4}$	$0.5e^{j\pi/2}$	$0.5e^{j\pi/4}$
	#4	$0.5e^{-j\pi/2}$	$0.5e^{j\pi/4}$	$0.5e^{j\pi/2}$	$0.5e^{-j\pi/4}$
(b)	#1	$0.5e^{j3\pi/4}$	$0.5e^{-j0.77\pi}$	$0.5e^{-j0.69\pi}$	$0.5e^{j0.77\pi}$
	#2	$0.5e^{j0.69\pi}$	$0.5e^{j0.77\pi}$	$0.5e^{-j3\pi/4}$	$0.5e^{-j0.77\pi}$
	#3	$0.5e^{-j3\pi/4}$	$0.5e^{-j0.77\pi}$	$0.5e^{j0.69\pi}$	$0.5e^{j0.77\pi}$
	#4	$0.5e^{-j0.69\pi}$	$0.5e^{j0.77\pi}$	$0.5e^{j3\pi/4}$	$0.5e^{-j0.77\pi}$
(c)	#1	1	0	0	0
	#2	0	1	0	0
	#3	0	0	1	0
	#4	0	0	0	1

表 5-1 位相差給電の複素ウエイト

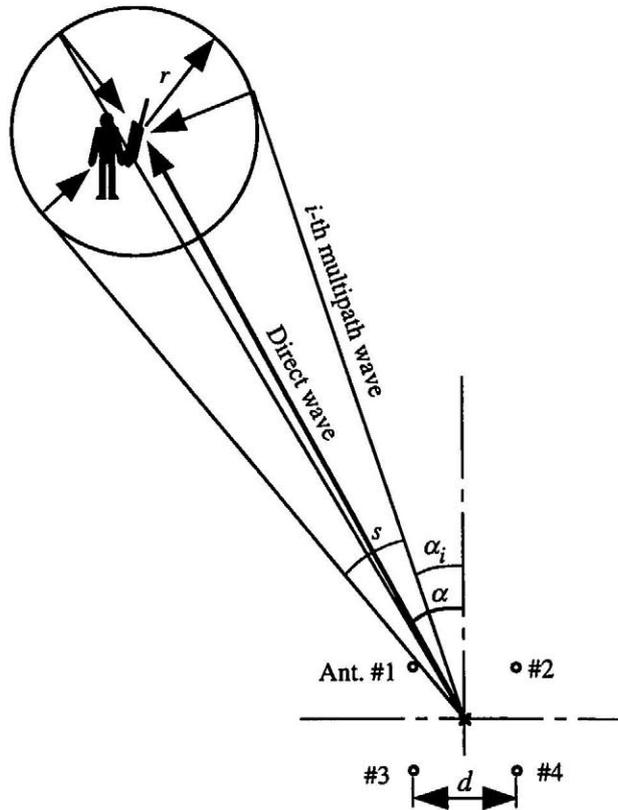


図 5-5 伝播モデル

べてがフレーム誤りとなった場合をパケット誤り (packet error) と定義する。なお、フェージングはフレーム周期に比べて十分遅いものとし、1バースト中の伝播路の変化はないものとした。

5.3.3 シミュレーション諸元

上記伝播モデルに基づき、 N_e 個の素波に対する直交、同相成分を正規分布乱数により発生させ、さらに各素波の方位角を直接波の方位角を中心とする正規分布乱数により発生させる。これらの値から、直接波および各素波の位相差給電されたアンテナを含めた伝達関数が求められ、移動局での受信電力、即ち E_b/N_0 が得られる。フレーム誤り率は、シンボル誤り率の理論式 [5-13]

$$P_S = \frac{1}{2\sqrt{2}\pi} \int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} \frac{\exp\left[-\gamma\left(1 - \frac{1}{\sqrt{2}}\cos t\right)\right]}{1 - \frac{1}{\sqrt{2}}\cos t} dt \quad (5-2)$$

を用いて、以下の計算により近似的に求めた。

$$P_F = 1 - (1 - P_S)^{\frac{n_c}{2}} \quad (5-3)$$

ここで γ は信号対雑音比で、 $\gamma = 2E_b/N_0$ である。 P_S はシンボル誤り率、 P_F はフレーム誤り率、 n_c は I および CRC 部分のシンボル数である。式 (5-3) によるフレーム誤り率は、付録 A.2 に示すように良好な近似を与えている。以上の計算を十分な回数繰り返して平均パケット誤り率を求めた。移動局の方位は、1度毎360度にわたって変化させ、それぞれの方位で得られた誤り率を平均した。アンテナは表5-1に示す位相差給電アレーおよびスペースダイバーシチアンテナと、ビーム幅 $\pi/2$ の理想扇形指向性を有する利得6dBのアンテナでビームを $\pi/2$ ずつ回転させながら4回繰り返し送信した場合について求めた。さらに比較のために無指向性アンテナで1回送信を行った場合のフレーム誤り率も示した。

伝播路の繰り返し送信相互間の変化は、無視できる場合 (低速フェージング) と、変動する場合について検討した。変動する場合については、素波の伝達関数を決定する乱数を送信毎に発生させ、無相関の素波を得ている。多重波の広がり角 s は移動局までの距離が2.5km程度の場合には約3度となることが知られている [5-1]。本論文ではゾーン半径として2km未満のものを検討することとし、広がり角が5度および20度について検討した。多重波数は、実伝播環境では数波程度と言われている [5-5] ので、素波数 N_e は8

とした。

5.3.4 シミュレーション結果と考察

繰り返し送信間に伝播路の変動が無い場合の packets 誤り率特性を図5-7に、伝播路が変動して繰り返し送信間の伝達関数が無相関となる場合の packets 誤り率特性を図5-8にそれぞれ示す。図5-8では、スペースダイバーシチブランチの切り換えと同一アンテナによる繰り返し送信とは、同一の特性になることが明らかなので後者のみを示している。レイスファクタ K は 1, 5, 10 の場合を示した。各グラフの横軸は、無指向性アンテナで1回送信した場合の、受信機の復調器入力における平均の E_b/N_0 を表す。すなわち基地局の送信電力と伝播損失および受信機の雑音指数のみによって決まる値である。従って各グラフは、共通の基地局送信電力、伝播環境および受信機において、送信電力を変化させたときの各方式の特性を比較したものであり、横軸は送信電力の大小に対応する。図5-7, 図5-8とも K が大きく直接波が支配的であるほど、packets 誤り率が 10^{-1} ないし 10^{-2} の範囲において指向性切り換え送信の効果が高くなっている。一方、図5-7(c), (f) から、 K が小さくレイリーフェージングに近い環境では、スペースダイバーシチによる繰り返し送信が効果的であることがわかる。

5.3.4.1 指向性ダイバーシチ効果

いずれの図からも、表1(b)の給電方式がスペースダイバーシチに近い特性を示していることがわかる。これは図5-4から明らかなように、多重波広がり角またはそれ以下の狭いローブを有するため、4つのアンテナ素子間のフェージング相関が低くなるためである。すなわち、多重波に対しては各送信が指向性ダイバーシチブランチとして動作していると見ることができる。表5-1(a)の給電方式も同様だが、その指向性は図5-1に示すようにローブが多重波広がり角よりも十分広い。すなわちアンテナ素子間のフェージング相関が高くなり、多重波もアンテナ利得の影響を直接受けることになる。従って方位によっては送信毎に、すなわち指向性ダイバーシチブランチ間の利得に差を生じるため、多重波が支配的な環境では効果が低下する。一方、これらの給電方式は、直接波に対しては最大6dBの利得を有する。従って K が大きい図5-7(a), (d) では、packets 誤り率が 10^{-2} 以上の部分でスペースダイバーシチよりも良好な結果となっている。同図において、他の指向性パターンによる指向性切り換えと比較すると理想扇型指向性が最も良く、次いで表5-1(a)の給電方式、同(b)、そしてスペースダイバーシチの順である。これは、ある方位 θ における4回の送信で得られた最大のアンテナ利得(絶対値) $A'_1(\theta)$ を、方位 θ に関し平均した値の順序に一致する。すなわち、アンテナ利得による伝送品質の改善効

果が得られていることを裏付けている。

5.3.4.2 多重波広がり角の影響

図5-7より、広がり角が大きくなった場合は若干の誤り率の改善がみられるものの、大きな差は認められない。この理由は、ライスファクタが大きい場合には直接波が支配的なため明らかである。一方、多重波が支配的な場合については、スペースあるいは指向性ダイバーシチブランチとしての相関が、広がり角5度および20度のいずれの場合も十分低くなっているためと考えられる。20度の場合に誤り率が改善される理由は、多重波に対するアンテナ相関がより低くなる [5-1] ためである。

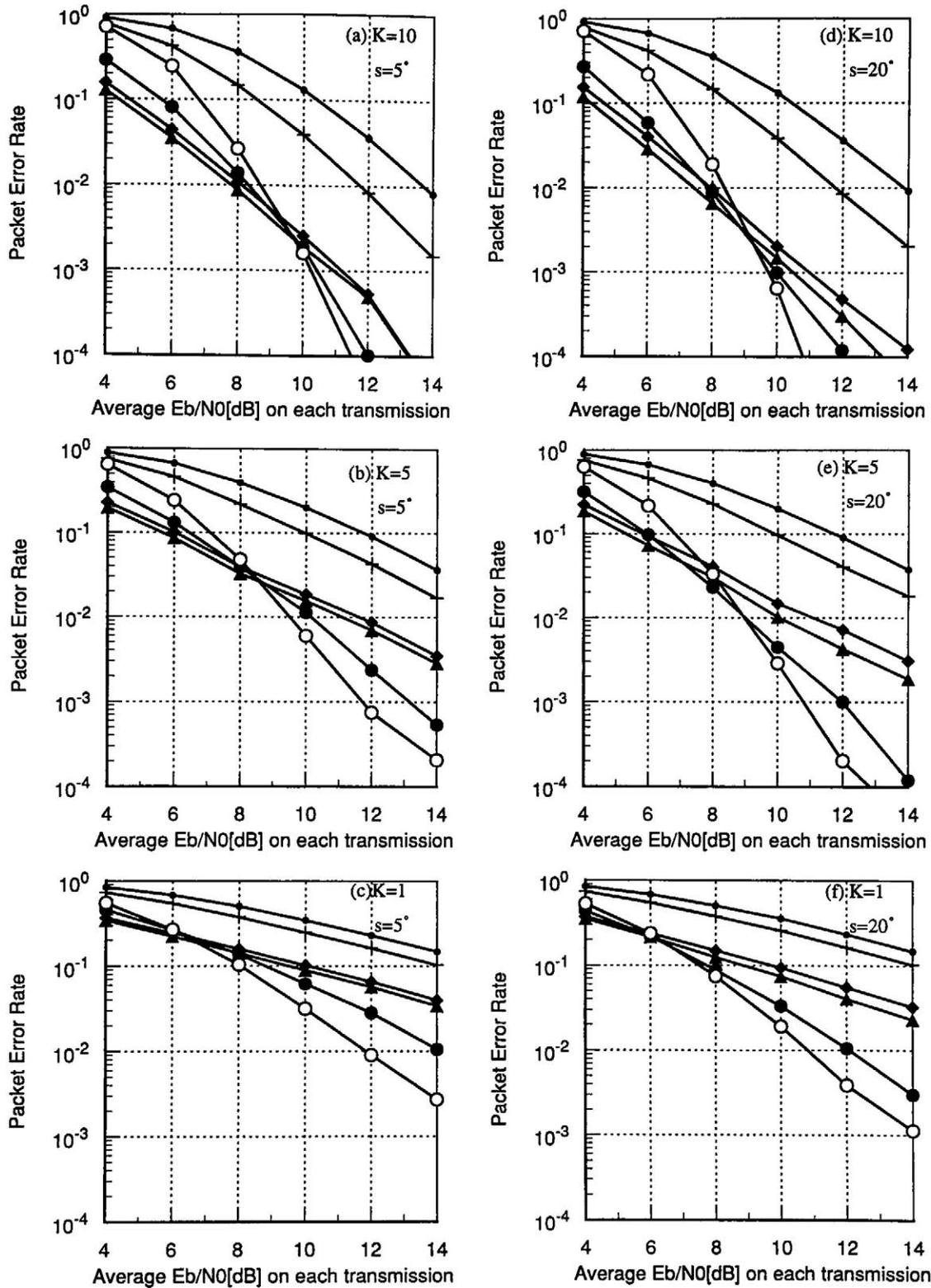
5.3.4.3 繰り返し送信間の伝播路変動の影響

図5-8で特徴的なのは、図5-7に比べて表5-1(a), (b)の給電方式による指向性切り換えの効果が多重波の多い環境で改善されていることである。これは伝播路の変動による時間ダイバーシチ効果によるものと解釈できる。このことはスペースダイバーシチの特性に漸近していることから裏付けられる。一方、理想90度扇形ビームによる指向性切り換えの効果は改善されていない。この理由は、指向性切り換えにより多くの場合4回中1回しかアンテナ利得が得られず、時間ダイバーシチ効果が得られないためである。従って、 $A'_1(\theta)$ が大きいだけでなく、 $A'_2(\theta)$, $A'_3(\theta)$ もある程度の値を確保することにより時間ダイバーシチ効果を得ることができる。

5.3.4.4 最適な指向性パターン

制御チャネルのケットエラー率は発着信の成功率と等価である。所要ケットエラー率を 10^{-1} 以下とすれば、ライスファクタが約2以上の環境では、表5-1(a)の給電方式による指向性切り換えが有効である。一方、ライスファクタがそれ以下の多重波が支配的な環境では、スペースダイバーシチの切り換えが低速フェージングの場合に有効である。なお、移動局が停止して通信する場合であっても、周囲の人間や車両の移動によって最大ドップラー周波数が数Hz以上のフェージングが発生することが多い。さらに繰り返し送信周期は数100ms程度の間隔になると考えられる [5-14] ので、繰り返し送信相互のフェージング相関は低くなると考えられる。従って図5-8から表5-1(a)の給電方式による指向性切り換えが適当である。

以上より、指向性切り換えによる繰り返し送信に適した指向性パターンの条件は、(1)繰り返し送信のアンテナ利得の最大値 $A'_1(\theta)$ が、全方位にわたって大きいこと（繰り返し送信において指向性の落ち込む方位が重ならない）、(2)繰り返し送信のアンテナ利得の大きさが2,3番目の値、 $A'_2(\theta)$, $A'_3(\theta)$ もできるだけ高いこと（時間ダイバーシチ効果、



- : Single transmission with an omni antenna.
- + : Multi transmission with a single omni antenna.
- O : Multi transmission with space diversity antenna(c) in table 1.
- ▲ : Multi transmission with ideal 90-degree beam pattern.
- ◆ : Multi transmission with phased array (a) in table 1.
- : Multi transmission with phased array (b) in table 1.

図 5-7 パケット誤り率特性 (低速フェージング時)

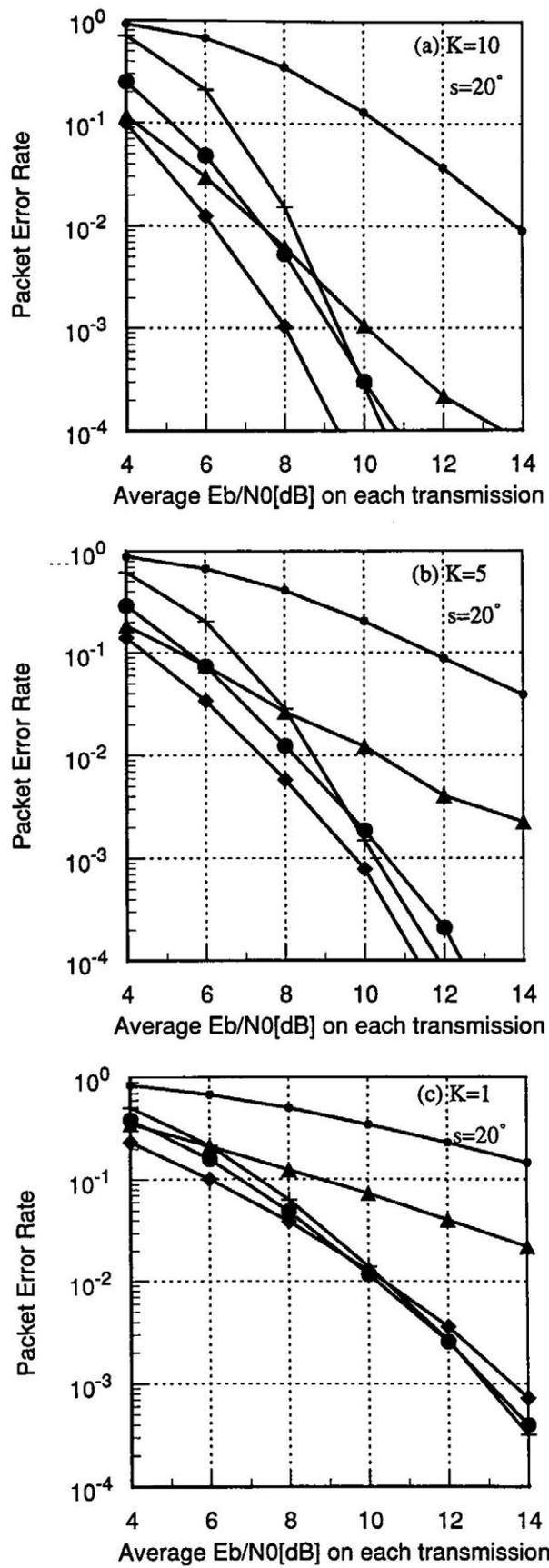


図 5-8 パケット誤り率特性 (伝播路時間関連なし)

指向性ダイバーシチ効果が得られる), の2点に集約される。

5.4 伝播実験

5.4.1 実験の概要

実験装置の構成を図5-9に示す。伝播路の伝達関数は上り下り同一であるから、実験では上り回線の測定により伝播路の伝達関数を測定した。測定は図5-10に示す九州大学の構内で行った。移動局より2.5GHzの無変調キャリアを歩行しながら送信し、基地局側で高さ15mの屋上の道路際に設置した図5-3に示した配置の水平面内無指向性アンテナ(スリープ型、絶対利得2dB)で受信する。アンテナ間隔 d は 3.25λ とした。受信信号は各アンテナ毎にIF帯へ周波数変換された後、計算機へ取り込まれる。計算機により表5-1(b)の各ウエイトで合成した場合の $600\mu\text{s}$ の間の平均受信電力を300ms間隔毎に取り込み、シミュレーションと同様に式(5-2)、(5-3)より誤り率を求めた。

5.4.2 実験結果および考察

図5-11に実験結果を示す。横軸の E_b/N_0 は受信機の雑音指数によって平行移動することになるが、ここでは雑音指数あるいは送信電力を等価的に変化させた場合の特性を示した。指向性切り換え、あるいはスペースダイバーシチブランチの切り換えにより誤り率特性が向上しており、提案方式の効果が得られている。測定地点により伝播環境が異なるが、特に地点A、Bでは指向性切り換えによる効果が高くなっている。これらの地点では樹木等により直接基地局を見通すことはできないが、建物の配置から直接波が支配的な環境、即ちライスファクタが高い地点と考えられる。一方、地点Cではスペースダイバーシチによる効果が高くなっている。この地点では、建物の配置から基地局を直接見通すことができず、ライスファクタが低い地点と考えられる。これらの点を考慮して実験結果を図5-7、5-8と比較すると、両者の中間的傾向、すなわち繰り返し送信相互間の伝播路変動が多少あることを示している。

5.5 まとめ

移動通信基地局の下り制御チャネルの伝送品質を改善する方法として、送信アンテナの指向性を、あるいはスペースダイバーシチブランチとしての無指向性アンテナを切り換えながら同一情報のバーストを繰り返し送信する方式を提案した。計算機シミュレーションにより適用効果を評価し、提案方式の有効性を示した。また本方式に適した指向性パターンの一般条件を考察した。さらに伝播実験を行い、実伝播環境での提案方式の有効性を確認した。

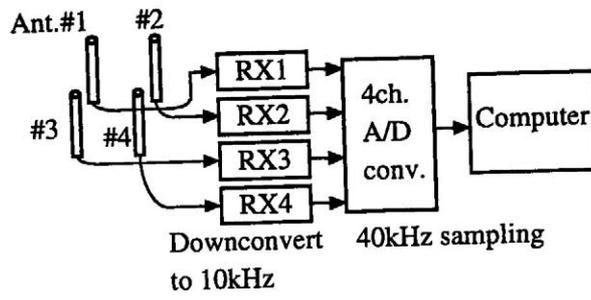


図 5-9 実験装置の構成

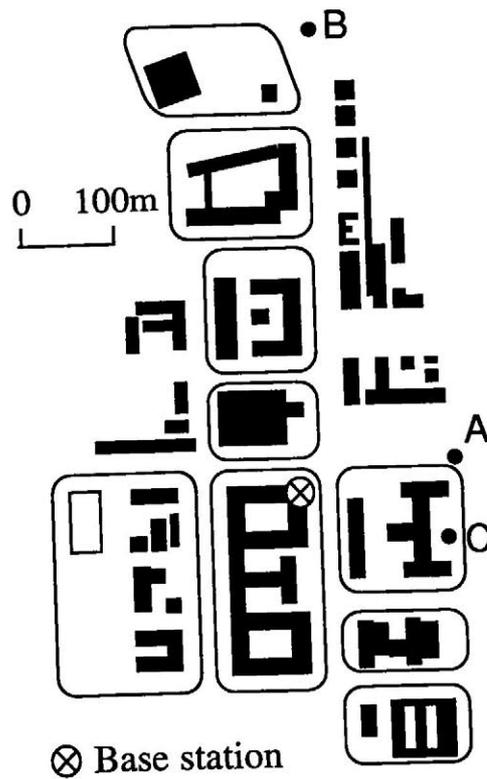
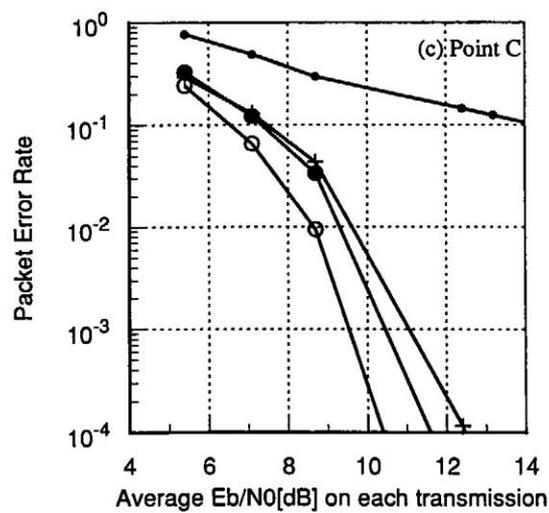
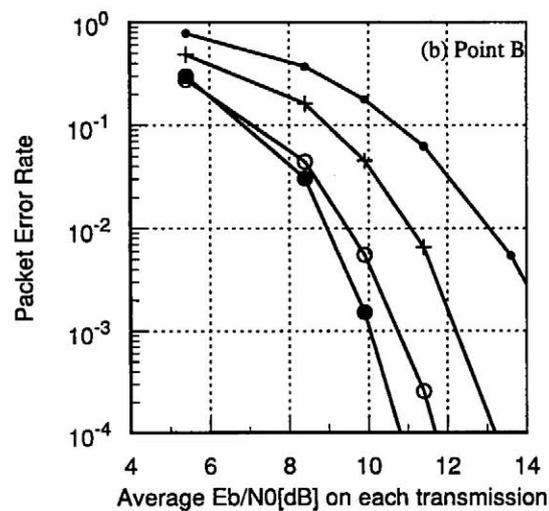
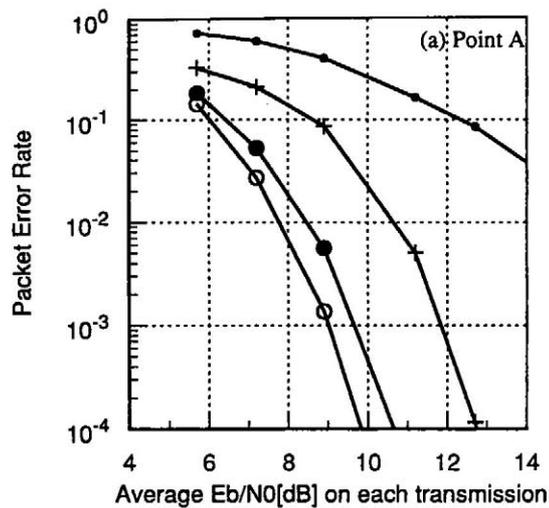


図 5-10 測定ポイント



- : Single transmission with an omni antenna.
- + : Multi transmission with a single omni antenna.
- : Multi transmission with space diversity antenna (c) in table 1.
- : Multi transmission with phased array (b) in table 1.

図 5-11 実験結果から得たパケット誤り率特性

参考文献

- [5-1] 小園茂, 坂上修二, “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, No.4, pp.476-482, Apr. 1987.
- [5-2] 明山哲, 坂上修二, 青山繁, “UHF 帯移動通信基地局アンテナの空間相関特性,” 信学論 (B-II), vol. J73-B-II, No.12, pp.838-842, Dec. 1990.
- [5-3] K. H. Awadalla, “Direction diversity in mobile communications,” IEEE Trans. Veh. Technol., vol. VT-30, No. 3, pp.121-123, Aug. 1981.
- [5-4] 竹内勉, 池上文夫, 吉田進, 得井慶昌, “複素パターンに基づいたアンテナの指向性ダイバーシチ効果,” 信学論 (B), vol. J67-B, No.5, pp.570-571, May. 1984.
- [5-5] 池上文夫, 竹内勉, 吉田進, “移動通信の多重波フェージングにおけるアンテナ指向性の効果,” 信学論 (B), vol. J68-B, No.3, pp.403-410, Mar. 1985.
- [5-6] 池上文夫, 竹内勉, 吉田進, “都市内移動通信における指向性ダイバーシチ枝の特性,” 信学論 (B), vol. J69-B, No.8, pp.823-832, Aug. 1986.
- [5-7] 黒岩登, 河野隆二, 今井秀樹, “アダプティブアレーによる指向性ダイバーシチ受信の構成法,” 信学論 (B-II), vol. J73-B-II, No.11, pp.755-763, Nov. 1990.
- [5-8] Y. Yamao and Y. Nagao, “Predictive antenna selection diversity (PASD) for TDMA mobile radio,” IEICE Trans. Commun., vol. E77-B, pp. 641-646, May 1994.
- [5-9] 奥村善久, 進士昌明, “移動通信の基礎,” 電子情報通信学会, 1986.
- [5-10] 桑原守二 “自動車電話,” 電子情報通信学会, 1985.
- [5-11] K.Suwa and Y.Kondo, “Transmitter diversity characteristics in microcellular TDMA/TDD mobile radio,” Proc. of the 3rd IEEE PIMRC, pp. 545-549, 1992.
- [5-12] 近藤靖, 高梨齊, “TDMA/TDD 通信方式における送信ダイバーシチ特性の理論的検討,” 信学 '93 秋大, 分冊 2, No. B-308, Sep. 1993.
- [5-13] R. F. Pawula, S. O. Rice and J. H. Roberts, “Distribution of the phase angle between tow vectors perturbed by Gaussian noise,” IEEE Trans. Commun., vol. COM-30, No. 8, pp.1828-1841, Aug. 1982.
- [5-14] 第二世代コードレス電話標準規格 RCR STD-28 (第 2 版), 電波産業会, 1995.

第6章 結論

本研究は移動通信のパーソナル化の進展に対し、より簡単で安価な移動通信システムの構築へ寄与することを目的としたものである。移動通信システムは様々な技術が集約されて実現されているが、本研究では移動通信で不可避なフェージングによる伝送品質劣化を補償するダイバーシチ方式に関して検討を行った。

第2章では移動通信における電波伝播とフェージングの統計的性質の概要について述べるとともに、その補償法であるダイバーシチについて概説した。特に送信ダイバーシチについては、最適な合成ウエイトについて検討した。また、ブランチの位相だけを制御する等利得合成送信ダイバーシチが送信機の構成上有利であることを示した。

第3章では、最も簡単・安価なダイバーシチであるアンテナ切り換えおよびアンテナ選択ダイバーシチについて、TDMA通信に適用した場合の誤り率特性を理論的に求めた。その結果、アンテナ切り換えダイバーシチにおける切り換えしきい値の最適値が、フェージングピッチ（最大ドップラー周波数）によって変化することを明らかにした。このことは、フェージングピッチに応じて適応的に切り換えしきい値を変化させる受信機の有効性を示している。

第4章では、最大比合成ダイバーシチ受信機の回路を単純化する一方法として、多ブランチにも適用可能な位相ベースバンド信号による合成法を提案した。位相情報のみを持つ信号で復調処理（検波）とダイバーシチ合成を行うと、復調処理における複素ベースバンド信号の乗除算は位相ベースバンド信号の加減算となる。さらに受信機の間周波増幅部でリミタ増幅器が使用でき、受信機のアナログ、デジタル信号処理双方を簡単に行うことができる。本研究では従来提案されていた方式から乗算処理を半減させ、簡単な信号処理を実現した。特性は従来の最大比合成と遜色無く、本研究成果は低価格で実用的な最大比合成ダイバーシチ受信機の実現に寄与できるものと考えられる。

第5章では、移動局からの受信信号を用いることができないため通常の送信ダイバーシチが不可能な、下り制御チャネルの伝送品質を向上させる方式を提案し、その特性をシミュレーションと実験により明らかにした。本方式は1つの基地局で比較的大きなセル半径を確保する場合に有効であり、本研究成果は低トラフィック地域などでのシステムコストの低減に寄与するものである。また、無指向性アンテナによる選択（スペース）ダイバーシチと、同じ無指向性アンテナによるフェーズドアレーの指向性形成による改善効果を比較し、フェージングの浅い環境ではフェーズドアレーが有効であることを明らかにした。

謝 辞

本研究を終えるに当たり、常に御指導、御鞭撻頂いた九州大学大学院 システム情報科学研究科 教授の赤岩芳彦先生に深く感謝します。また、本論文をまとめるにあたり御指導と御助言を頂きました九州工業大学 情報工学部の今村恭己教授、打浪清一教授、緒方純俊教授に感謝します。

さらに、熱心に御討論頂きました九州電機製造株式会社の鳥飼孝幸氏、株式会社 YRP 移動通信基盤技術研究所の関澤信也氏、元九州工業大学情報工学部助手(現 日本電気)の古川浩氏、ならびに九州工業大学および九州大学赤岩研究室の皆様感謝します。特に 5 章の屋外実験とシミュレーションにご協力頂いた九州工業大学情報工学研究科修士課程の大石睦彦氏、同 松原仙氏、4 章のシミュレーションにご協力頂いた九州松下電器株式会社テレコム研究所の小西泰輔氏、古賀久雄氏、3 章のシミュレーションにご協力頂いた同社システム通信事業部の江下典孝氏に感謝します。

最後に本研究の機会を提供して頂き、また業務上の配慮と御理解を頂きました九州松下電器株式会社テレコム研究所の徳永芳則所長、秋吉英二次長、古賀寿浩リーダー、田中雅弘リーダーはじめテレコム研究所の各位に感謝します。

付 録

A.1 アンテナ切替・アンテナ選択ダイバーシチの pdf

A.1.1 アンテナ切替ダイバーシチの切替直後の受信信号振幅の pdf

切替直後の受信信号振幅 r_0 に関し、切替が発生しなかった場合と切替が発生した場合とについて、各々の条件付き pdf を求める。スロット先頭部において測定される受信信号振幅を r_m 、切替しきい値を r_{th} とおく。

$r_m \geq r_{th}$ (切替なし) のとき、 $r_m = r_0$ とみなせるので、求める pdf は $r_0 \geq r_{th}$ なる条件付きのレイリー分布の pdf になるから、

$$p_0(r_0 | r_m \geq r_{th}) = \begin{cases} \frac{\frac{r_0}{b} e^{-\frac{r_0^2}{2b}}}{\text{Prob}(r_m \geq r_{th})} & (r_0 \geq r_{th}) \\ 0 & (r_0 < r_{th}) \end{cases} \quad (\text{A1-1})$$

で与えられる。ここに $\text{Prob}(r_m \geq r_{th})$ は $r_m \geq r_{th}$ となる確率を表す。

次に $r_m \leq r_{th}$ (切替発生) のとき、 r_0 は切替前ブランチとの相関は無相関と仮定しているのでレイリー分布する。よって求める pdf は

$$p_0(r_0 | r_m < r_{th}) = \frac{r_0}{b} e^{-\frac{r_0^2}{2b}} \quad (\text{A1-2})$$

なお、 r_m はレイリー分布するので、

$$\text{Prob}(r_m \geq r_{th}) = e^{-\frac{r_{th}^2}{2b}} \quad (\text{A1-3})$$

ゆえに求める pdf は、

$$\begin{aligned}
p_0(r_0) &= p_0(r_0 | r_m \geq r_{th}) \text{Prob}(r_m \geq r_{th}) + p_0(r_0 | r_m < r_{th}) \text{Prob}(r_m < r_{th}) \\
&= \begin{cases} \frac{r_0}{b} e^{-\frac{r_0^2}{2b}} (1 - e^{-\frac{r_{th}^2}{2b}}) & (r_0 < r_{th}) \\ \frac{r_0}{b} e^{-\frac{r_0^2}{2b}} (2 - e^{-\frac{r_{th}^2}{2b}}) & (r_0 > r_{th}) \end{cases} \quad (\text{A1-4})
\end{aligned}$$

となる。

A.1.2 $P_e(\tau)$ の計算

(i) アンテナ選択ダイバーシチ

式 (3-1), (3-4), (3-8) をまとめて r に関して整理すると,

$$\begin{aligned}
P_e(\tau) &= \frac{1}{4\sqrt{2}\pi} \int_{-\pi}^{\pi} d\theta \int_0^{\infty} dr_0 \int_0^{\infty} \exp\left[-\frac{r_0^2}{2b(1-J_0^2(\omega_d\tau))}\right] \\
&\quad \times \frac{\exp\left[-\frac{1+(1-J_0^2(\omega_d\tau))\Gamma(1-\frac{\cos\theta}{\sqrt{2}})}{(1-J_0^2(\omega_d\tau))} \frac{r^2}{2b}\right]}{1-\frac{\cos\theta}{\sqrt{2}}} \frac{2r r_0 (1 - e^{-\frac{r_0^2}{2b}})}{b^2(1-J_0^2(\omega_d\tau))} I_0\left[\frac{J_0(\omega_d\tau)r r_0}{b(1-J_0^2(\omega_d\tau))}\right] dr \quad (\text{A1-5})
\end{aligned}$$

となる。(A1-5) は (A1-6) の関係 [3-12] を用い r に関して積分し、つぎに r_0 に関して積分すれば (A1-7) が得られる。

$$\int_0^{\infty} e^{-\alpha^2 r^2} r I_0(\beta r) dr = \frac{1}{2\alpha^2} e^{-\frac{\beta^2}{4\alpha^2}} \quad (\text{A1-6})$$

$$P_e(r) = \frac{1}{4\sqrt{2}\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \left(\frac{1}{1 - \frac{\cos\theta}{\sqrt{2}}} - \frac{2\Gamma}{1 + \Gamma - \frac{\Gamma\cos\theta}{\sqrt{2}}} + \frac{\Gamma}{\frac{2}{2 - J_0^2(\omega_d\tau)} + \Gamma - \frac{\Gamma\cos\theta}{\sqrt{2}}} \right) d\theta \quad (\text{A1-7})$$

(A1-7) を θ に関して積分すると本文の式 (3-10) が得られる。

(ii) アンテナ切換ダイバーシチ

式 (1), (4), (9) をまとめて r に関して整理すると,

$$P_e(\tau) = \frac{1}{4\sqrt{2}\pi} \int_{-\pi}^{\pi} d\theta \int_0^{\infty} dr_0 \int_0^{\infty} \exp\left[-\frac{r_0^2}{2b(1 - J_0^2(\omega_d\tau))}\right] \\ \times \frac{\exp\left[\frac{1 + (1 - J_0^2(\omega_d\tau))\Gamma(1 - \frac{\cos\theta}{\sqrt{2}})}{(1 - J_0^2(\omega_d\tau))} \frac{r^2}{2b}\right]}{1 - \frac{\cos\theta}{\sqrt{2}}} \frac{r r_0 (k - e^{-\frac{r_{th}^2}{2b}})}{b^2(1 - J_0^2(\omega_d\tau))} I_0\left[\frac{J_0(\omega_d\tau) r r_0}{b(1 - J_0^2(\omega_d\tau))}\right] dr \quad (\text{A1-8})$$

となる。(A1-9) についても (A1-6) の関係を用い r に関して積分すると,

$$P_e(\tau) = \frac{1}{4\sqrt{2}\pi} \int_{-\pi}^{\pi} d\theta \int_0^{\infty} \frac{r_0 (k - e^{-\frac{r_{th}^2}{2b}}) \exp\left[-\frac{1 + (1 - \frac{\cos\theta}{\sqrt{2}})\Gamma}{1 + (1 - J_0^2(\omega_d\tau))(1 - \frac{\cos\theta}{\sqrt{2}})\Gamma} \frac{r_0^2}{2b}\right]}{b\left(1 - \frac{\cos\theta}{\sqrt{2}}\right) \left\{1 + (1 - J_0^2(\omega_d\tau))(1 - \frac{\cos\theta}{\sqrt{2}})\Gamma\right\}} dr_0 \quad (\text{A1-9})$$

となる。さらに r_0 に関し、定数 k の値が $r_0 = r_{th}$ で切り替わることに注意し、積分区間を r_{th} で区切って積分すれば本文の式 (3-11) が得られる。

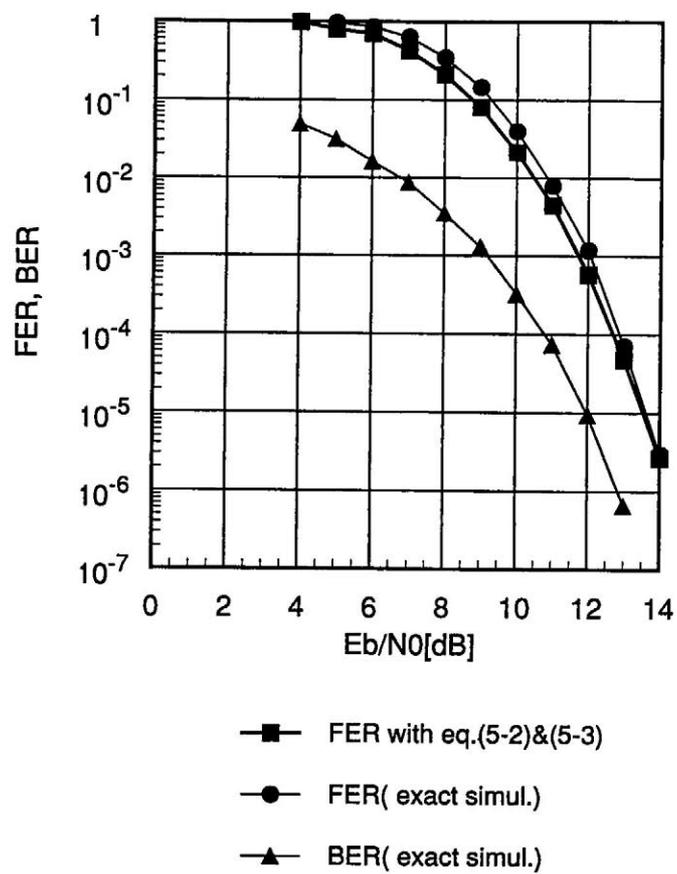


図 A-1 パケット誤り率静特性

A.2 フレーム誤り率近似式について

フレーム誤り率は、対象区間である図5-6のIおよびCRC内のシンボルが全て正しく判定される確率を1から減じたものである。従って、対象区間内のシンボル誤りが互いに独立事象であれば、求めるフレーム誤り率は

$$1 - (1 - P_S)^{n_c} \quad (\text{A2-1})$$

となる。しかし遅延検波のシンボル誤りは、隣接シンボルの誤りの影響を受けるマルコフ過程である。即ち隣接するシンボルの誤り率は独立ではなく、2以上離れたシンボル相互間の誤りが独立となる。従って、隣接する両シンボルが正しく判定された時に自シンボルが正しく判定される条件付き確率は、無条件での確率よりも高い。

ところで、式 (5-3)

$$P_F \doteq 1 - (1 - P_S)^{\frac{n_c}{2}} \quad (\text{5-3})$$

は、上記対象区間のシンボルが、1シンボルおきにすべて正しく判定される確率を1から減じたものである。すなわち、「隣接する両シンボルが正しく判定された時に、自シンボルが正しく判定される」条件付き確率が1に十分近いものとして導いた近似式である。しかし上記条件付き確率は1未満の値である。さらに式 (5-3) は、UWの誤りによるフレーム誤りへの寄与を無視している。従って、得られる誤り率の近似値は真の誤り率よりやや低い値となる。図A-1は式 (5-2) および (5-3) により得られるフレーム誤り率の静特性と、変調、雑音付加、復調等をすべて計算機上でシミュレーションして得られた値とを比較したものである。なお、同図にはビット誤り率も示している。図より式 (5-3) による近似計算は、上述のようにシミュレーションに比べてやや低い値を示すが、良好な近似を与えていることがわかる。