

TR-O-0135

29

サイクリック拡散符号を用いた
広帯域スペクトラム拡散通信方式

井上 隆

1996. 3.18

ATR光電波通信研究所

サイクリック拡散符号を用いた
広帯域スペクトラム拡散通信方式

ATR光電波通信研究所
無線通信第一研究室

井上 隆

あらまし

陸上移動通信で広帯域情報の伝送を行う場合、伝送路の遅延広がりによって生じるシンボル符号間干渉に対する対策が必要である。本報告では、DS/CDMA方式を用いて広帯域情報を伝送する際に発生する符号間干渉問題を提起し、その対策として複数の拡散符号をサイクリックに用いる方式を提案する。

目 次

	頁
1. まえがき	1
2. 広帯域DS/CDMAにおける符号間干渉問題	2
2. 1 マルチパスフェージング伝送路	2
2. 2 従来の特クトラム拡散通信方式	3
2. 3 広帯域特クトラム拡散通信方式	3
3. 高耐フェージング広帯域特クトラム拡散通信システム	5
4. 性能評価	8
4. 1 シミュレーション条件	8
4. 2 シミュレーション結果	11
4. 3 考察	18
5. あとがき	20
謝辞	
参考文献	
付録1 サイクリック拡散符号部の構成法	21
付録2 OSRRの構成法	22

1. まえがき

陸上移動通信では、送信波は反射や回折を繰り返しながら複数の伝搬路（パス）を通過して受信局に到達するため、その伝送路はマルチパス伝送路と呼ばれている。それぞれのパスを通過して受信された信号は、パスの距離の差によって信号に位相差が生じその位相差によって受信信号強度の変動（フェージング）が生じる。このマルチパスフェージングは信号品質の劣化の大きな要因となるため、陸上移動通信においてはその対策が重要である。

マルチパスフェージングによる符号間干渉に対する従来の手法として、スペクトル拡散通信方式では、拡散変調の拡散率を高くし拡散変調信号の周波数帯域幅を充分広くする（即ち、拡散のチップ周期をマルチパスフェージングによる遅延広がりに対して充分短くする）ことにより、受信信号と拡散符号との相互相関によるスペクトル逆拡散で遅延波の信号を時間軸上で遅延パルスとして個別に分離し、合成する手法（RAKE受信）が有効である。しかしながら、同方式は、比較的狭帯域の情報を伝送する場合には有効な手法であるが、動画像、マルチメディア等の広帯域情報を伝送する場合には情報シンボル間の符号間干渉が発生するため有効に機能しない。

本報告では、直接スペクトル拡散通信方式を用いた広帯域情報を伝送する際に発生する符号間干渉問題について提起するとともに、同対策として、複数の拡散符号を順次用いて拡散変調を施すサイクリック拡散方式と、同方式による信号を並列にRAKE受信機を配置してそれぞれの受信機において情報シンボルを超えるオーバーシンボル周期でRAKE受信を行うオーバーシンボルRAKE（OSRR）方式を提案し、その効果を計算機シミュレーションにより検証する。

2. 広帯域DS/CDMAにおける符号間干渉問題

本節では、陸上移動通信における伝送路の性質と広帯域伝送時におけるシンボル符号間干渉について述べる。

2. 1 マルチパスフェージング伝送路

セルラー携帯電話あるいはPHSなどの陸上移動通信における移動局と基地局の間あるいは移動局間の信号は、送信局から受信局まで直接伝わるのは通常まれであり、建物の壁あるいは屋内の壁等で反射、回折しながら伝搬する。また、通常複数の伝搬路（パス）を経由して伝わるため、陸上移動通信における伝送路は一般にマルチパス伝送路と呼ばれている。図2. 1にマルチパス伝送路の概念図を示す。

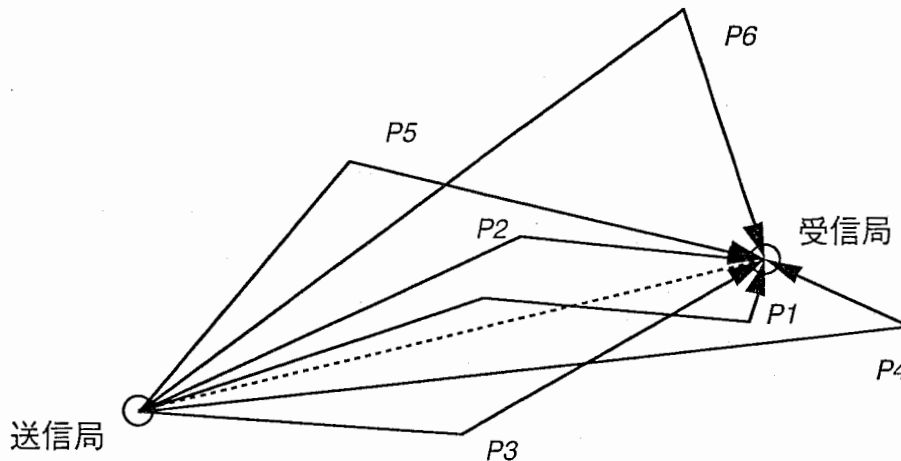


図2. 1 マルチパス伝送路の概念図

マルチパス伝送路を経由して受信された信号は、個々のパスの伝搬距離の差や反射、回折による信号の位相の変化等によって、個々のパスを経由して受信される信号間の位相差が変動するため、信号強度の変動、即ちフェージングが生じる。フェージングは通信の信号品質を著しく劣化させるため、陸上移動通信では、このフェージング対策が非常に重要な技術となる。

また、このマルチパス伝送路を介して広帯域の信号を伝送する場合には、各パスを介して受信されるそれぞれの信号の遅延時間差が情報シンボル周期に対して無視できなくなるため、この遅延時間差も考慮する必要がある。

送信局からインパルス信号を送信したときの受信局での受信信号として定義されるインパルス応答特性によって表現される。図2. 1に図2. 2に対応するインパルス応答特性の一例を示す。

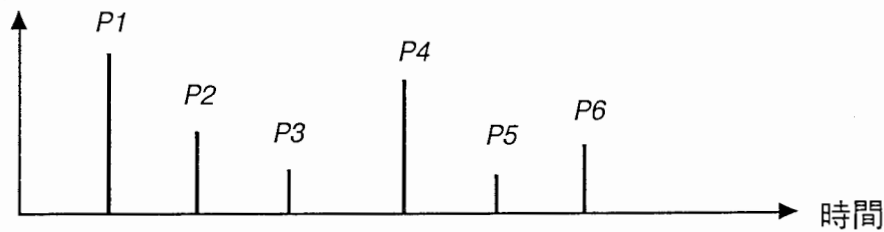


図 2. 2 インパルス応答特性の一例

一般に都市内におけるマルチパスフェージングの遅延スプレッドは $1\mu\text{s}$ 程度といわれており[1]、伝送する情報のデータ速度が、遅延スプレッドに比べて充分遅い場合とそうでない場合とで、フェージングは異なる性質を有する。

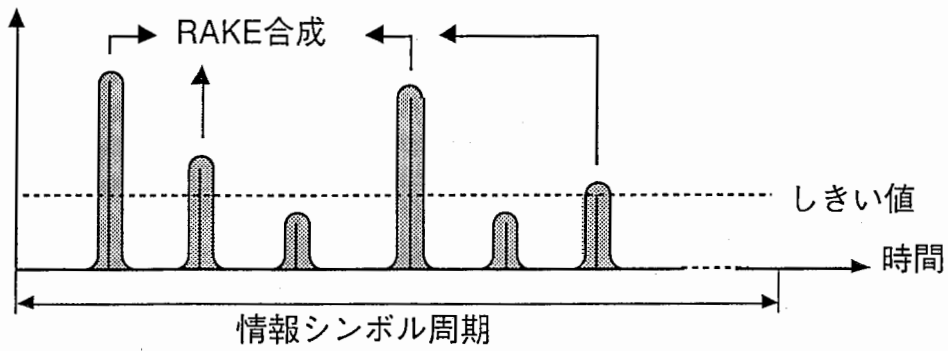
2. 2 従来のスペクトル拡散通信方式

スペクトル拡散通信方式は、送信情報のシンボルレートよりも広い帯域幅を有する符号で周波数帯域を拡散して変調する技術であり、拡散変調信号の周波数帯域幅を遅延スプレッドの逆数よりも充分広くとることによって個々の遅延信号を分離して抽出することができる。さらに、これらの遅延信号を同相合成することによってマルチパス伝送路に起因するフェージング変動を緩和することができる(図 2. 3(a))。この技術を用いた受信機はRAKE受信機と呼ばれている。[2], [3]

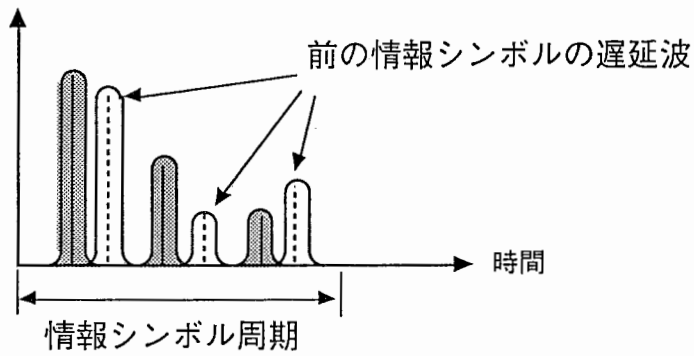
ただし、このRAKE受信機が有効に機能するためには、同相合成する信号が互いに同一の情報成分を含んでいることが前提となっている。そのため、伝送路の遅延スプレッドが送信情報のシンボル周期に比べて充分短いことが前提である。よって、音声、ファックス、低速データなど情報速度が数 10 kbit/s 程度までの狭帯域の情報を伝送する場合には、情報シンボルの周期が遅延広がりに対して充分長いため、上述の手法は有効である。

2. 3 広帯域スペクトル拡散通信方式

動画像やマルチメディア等、データ速度が 1 Mbit/s を超えるような広帯域の情報を伝送する場合には、マルチパスフェージングによる遅延広がりよりも情報シンボル周期の方が短くなる。そのため、遅延波の信号が、図 2. 3(b)に示す様に次の情報シンボルパルスの中に紛れ込む。このような信号を、従来のRAKE受信方式で受信すると情報符号同士の符号間干渉 (ISI) が発生し、高品質の通信ができなくなる。



(a) 遅延スプレッド<情報シンボル周期の場合



(b) 遅延スプレッド>情報シンボル周期の場合

図 2. 3 逆拡散後の受信信号

3. 高耐フェージング広帯域スペクトル拡散通信システム

前節で述べたISI対策として、サイクリック拡散変調とオーバーシンボルRAKE受信 (OSRR) による高耐フェージングスペクトル拡散通信システムを提案し、以下にその構成について述べる。図3. 1 (a), (b) に提案システムの送信局および受信局の構成を示す。

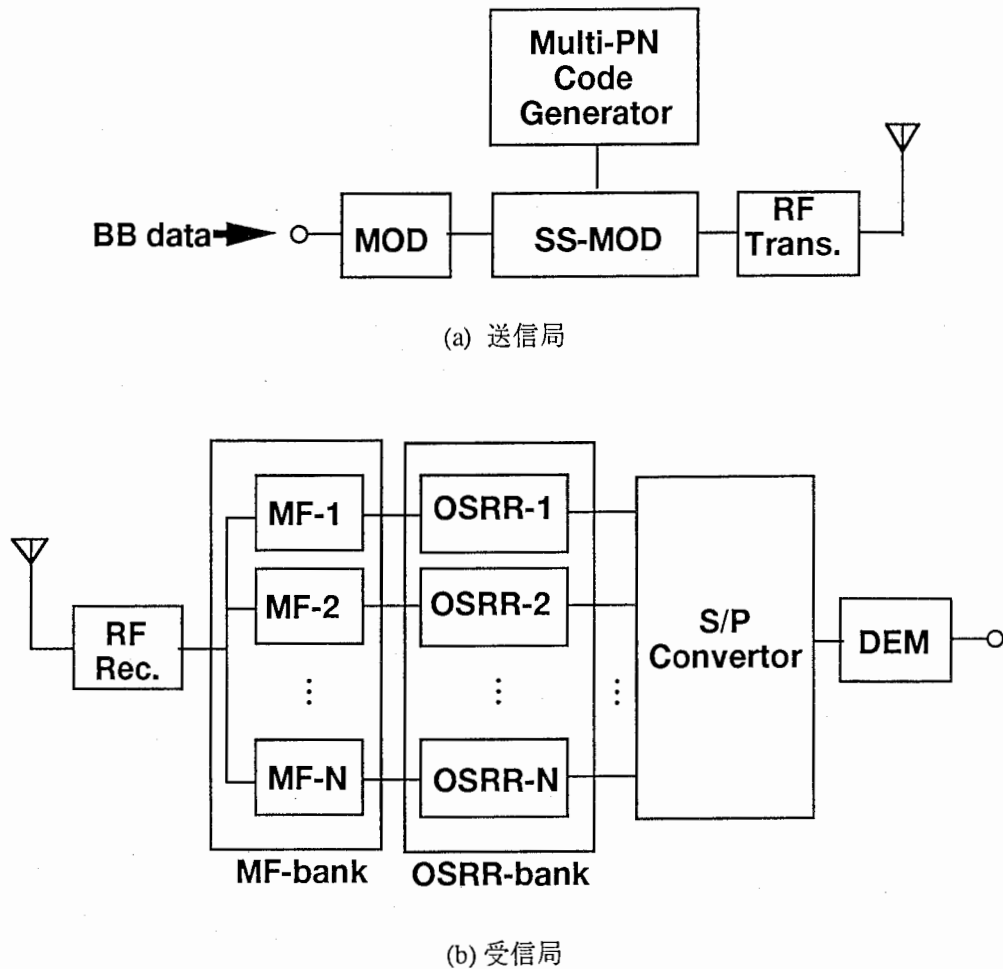


図3. 1 サイクリック拡散／オーバーシンボルRAKE受信による高耐フェージングスペクトル拡散通信システムの構成

送信局では、情報変調信号はマルチPNコードジェネレータ (MPCG) から生成されるサイクリック拡散符号によって、拡散変調される。MPCGはN種類のPN符号を生成し、情報シンボル毎に個々のPN符号を用いて情報変調信号を拡散変調する。図3. 2 (a), (b), (c) に、情報変調信号、サイクリック拡散符号およびサイクリック拡散変調信号のタイミングチャートを示す。

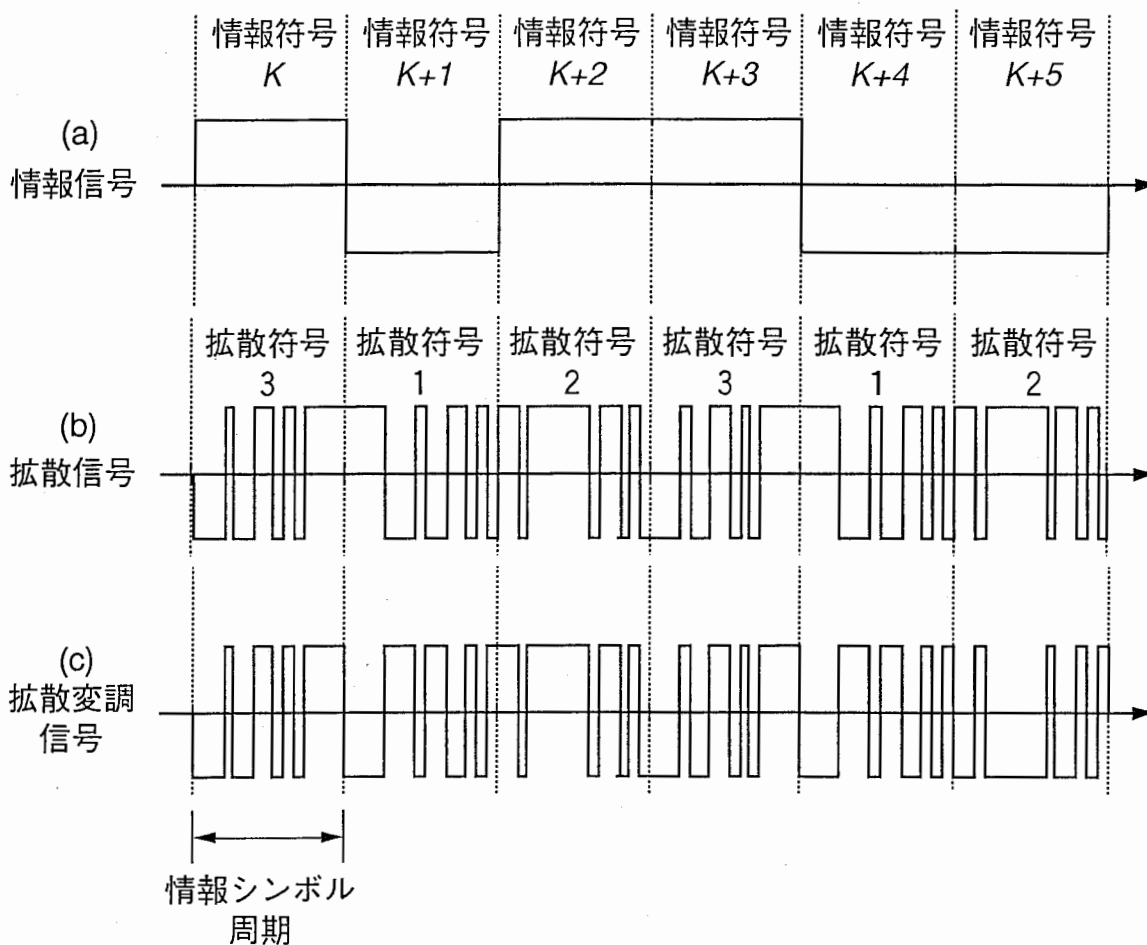


図3. 2 タイミングチャート

受信局では整合フィルタバンク (MFB) を通ってN種類の逆拡散信号が生成される。MFBは、N種類の整合フィルタ (MF) で構成され、それぞれ送信側のPN符号に対応している。

MFBでは、受信信号はN分岐され、それぞれMFと渡され、異なる拡散符号で並列に逆拡散される。図3. 3にMFBの出力信号の一例を示す。OSRRでは、逆拡散信号は、情報シンボル周期のN倍の周期として定義されるOS周期毎に、それぞれ並列に同相合成 (最大比合成または等利得合成) され、ただし、OS周期の初期タイミングは、チャンネル毎に情報シンボルずつずれている。

それぞれRAKE受信された信号から順番に受信信号を取り出すことにより、元のベースバンドデータが再生される。

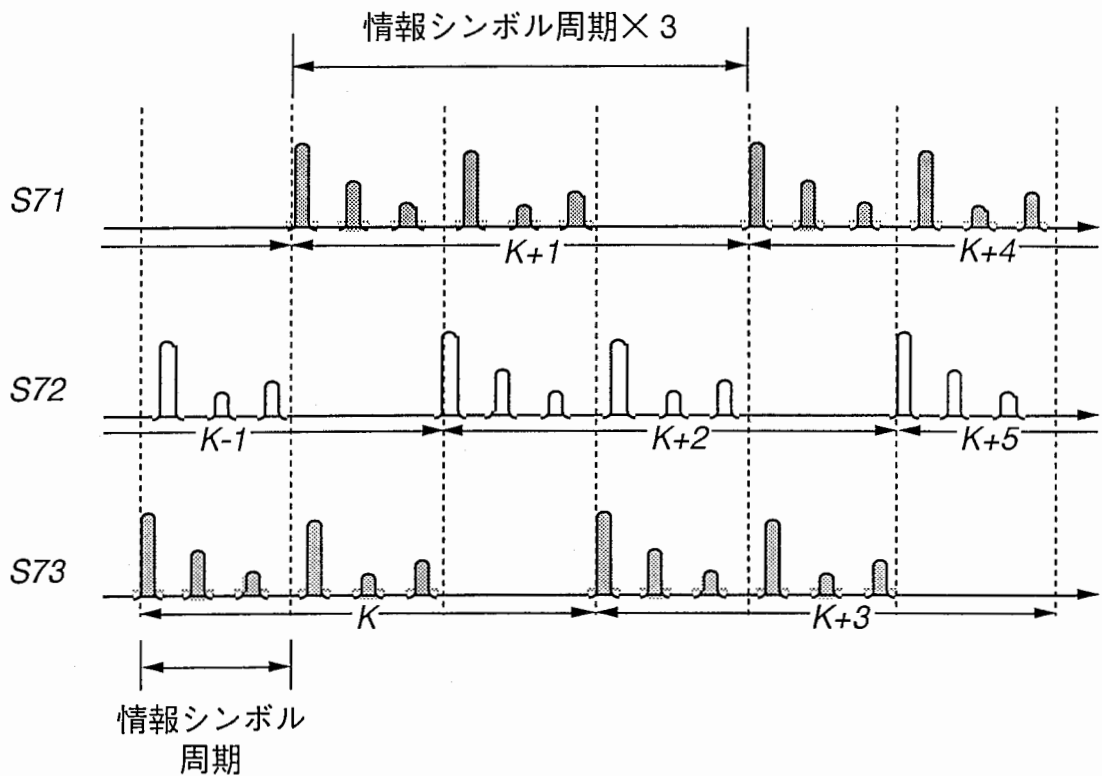


図 3. 3 各RAKE受信部における逆拡散信号

提案方式は、個々のRAKE受信部から見たときの情報シンボル周期を、等価的にN倍に拡大する。すなわち、伝送路の遅延広がりによって生じる符号間干渉に対する許容値がN倍に拡大されることを意味する。さらに、OSRRは情報シンボル周期を超えて広がった逆拡散信号をかき集めて合成することができる。ただし、送信側のサイクリック拡散符号部で用いたPN符号間の直交性が不完全でない場合には残留するISIが残留し劣化するかも知れない、そのような場合には、付加的な信号処理が必要になるであろう。提案方式は直接拡散符号多元接続方式 (DS/CDMA) に適用可能である。

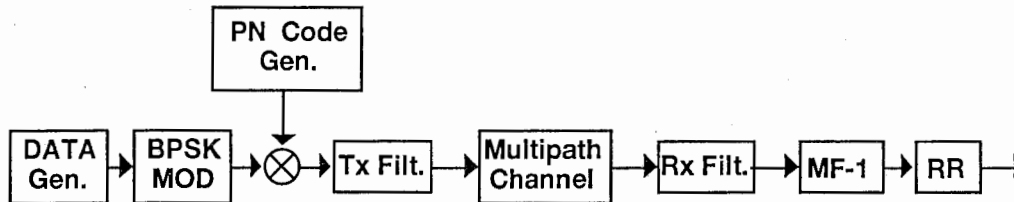
4. 性能評価

本節では、前節の提案方式の効果を計算機シミュレーションによって検証する。比較のため、従来方式による通常拡散によるRRとサイクリック拡散によるOSRRについてそれぞれ調べる。

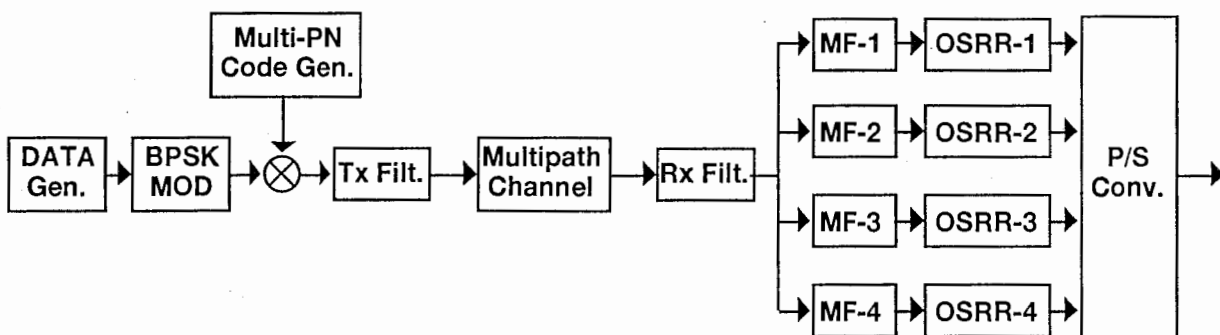
4.1 シミュレーション条件

【シミュレーションモデル】

図4.1(a), (b)にRR方式およびOSRR方式による計算機シミュレーションのモデルを示す。データジェネレータ(Data Gen.)から生成される信号は、BPSKによる情報変調が施された後、PN Code Gen. (またはMulti-PN Code Gen.)から生成される拡散符号(またはサイクリック拡散符号)によって拡散変調される。受信側では、整合フィルタ(MF-1,...,MF-4)によって逆拡散を行いレイク受信部(RR)またはオーバーシンボルレイク受信部(OSRR)によって同相合成を行う。OSRRを用いたシステムでは、並列に処理されたOSRR出力を直列に並べ出力信号とする(同出力信号は、判定前の信号であるためアナログ量である)。マルチパス伝送路の前後には、ナイキスト条件を満たす帯域制限用のフィルタを設けている。なお、今回のシミュレーションでは、すべての信号はベースバンド周波数とし、サンプルレートを8sample/chipとした。シミュレーションの主要諸元を表4.1に示す。



(a) RRを用いたシステム



(b) OSRRを用いたシステム

図4.1 計算機シミュレーションのモデル

表4. 1 シミュレーション主要諸元

拡散符号	PN-code	M系列 (7段)
	Multi-PN code	M系列 (7段) ×4
拡散率		127
変調方式	情報	BPSK
	拡散	BPSK
帯域制限フィルタ	送信	A.E.+ 50% half roll off
	受信	50% half roll off
マルチパス伝送路		タップ付遅延線モデル (5波)

【伝送路モデル】

シミュレーションで用いたマルチパス伝送路として、図4. 2に示すようなタップ遅延線付モデルを仮定し、2通りの重み係数（固定）による伝送路モデル（モデル1、モデル2）を用いた。モデル1およびモデル2の遅延プロファイルおよびパラメータを図4. 3(a), (b)および表4. 1に示す。

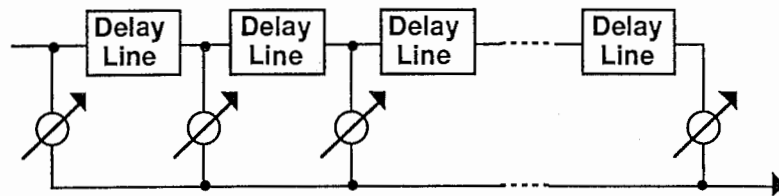
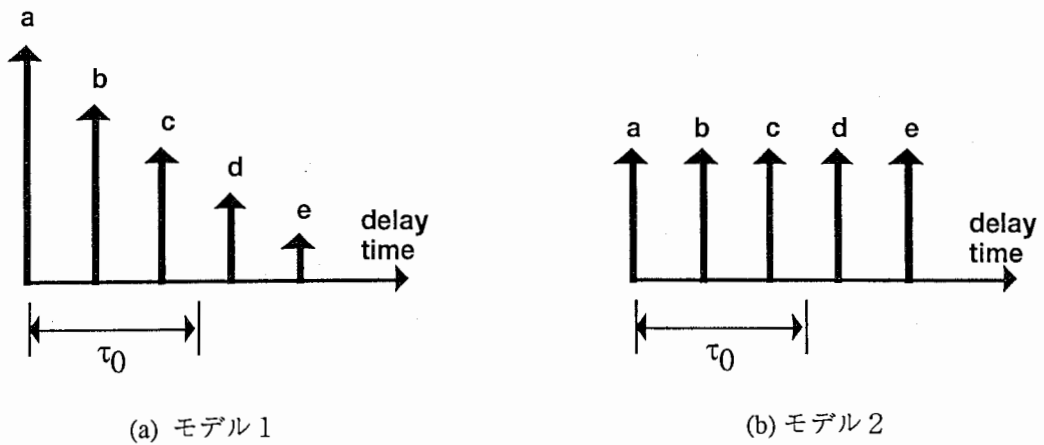


図4. 2 タップ付遅延線モデル



(a) モデル1

(b) モデル2

図4. 3 シミュレーションで仮定したマルチパス伝送路の遅延プロファイル

表4. 2 伝送路モデルのパラメータ

	重み係数		遅延量
	モデル1	モデル2	
a	1.3416	1.0	0
b	1.1832	1.0	0.4 τ_0
c	1.0	1.0	0.8 τ_0
d	0.77460	1.0	1.2 τ_0
e	0.44721	1.0	1.6 τ_0

なお、遅延波間の位相差については、シミュレーションの評価を簡便にするため0とした（RAKE受信が理想的に動作する場合は遅延波間の位相差は同相化された後合成されるので、遅延波間の位相差を0としない場合の結果との差異は生じないと考えられる）。シミュレーションは、それぞれのモデルに対して遅延間隔を0.3T, 0.8T, 1.0T, 1.5T（Tは情報シンボル周期）とした。

【RAKE受信】

RAKE受信として最大比合成（MRC）並びに等利得合成（EGC）の2通りの同相合成について調べた。ただし、伝送路モデル2では最大比合成（MRC）と等利得合成（EGC）は等価に作用し、同一の結果となる。なお、RAKE受信の同相合成を行う際の伝送路特性の推定は行わず設定値をそのまま使用した。

4. 2 シミュレーション結果

本節に示すシミュレーション結果は、図4. 4に示すデータシーケンスを用いて得られたものである。

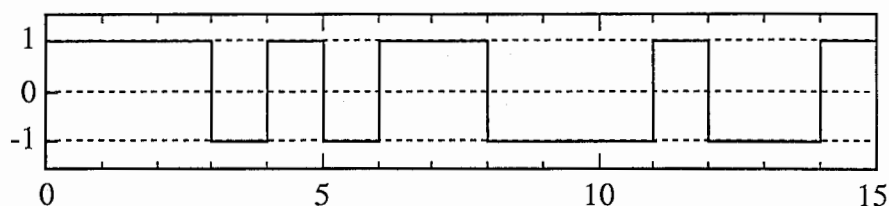


図4. 4 DATA Gen.で生成されるデータシーケンス

伝送路モデル1および2に対するRRシステムのMF-1の出力信号を図4. 5および図4. 6に示す。図4. 5および図4. 6の(a), (b), (c), (d)はそれぞれ、伝送路モデルの遅延間隔 τ_0 をそれぞれ0.3T, 0.8T, 1.0T, 1.5Tに対するものである。

伝送路モデル1および2に対するOSRRシステムのMF-1,..., MF-4の出力信号を図4. 7および図4. 8に示す。図4. 7および図4. 8の(a), (b)は、伝送路モデルの遅延間隔 τ_0 をそれぞれ0.3Tおよび1.5Tに対するものである。

図4. 9、図4. 10および図4. 11は、RRまたはOSRRの出力信号であり、それぞれ伝送路モデル1に対してMRCにより受信したもの、伝送路モデル1に対してEGCにより受信したもの、伝送路モデル2に対してMRC/EGCで受信したものである。

それぞれの図の左列はRR, 右側の列OSRRに対する出力信号であり、それぞれの図の(a)~(d)は、伝送路モデルの遅延間隔 τ_0 がそれぞれ0.3T, 0.8T, 1.0T, 1.5Tに対するものである。また、それぞれのグラフに5本の結果が描かれている。これは、RAKE受信の際に同相合成を行う枝の数を1本から5本まで変えた結果である。

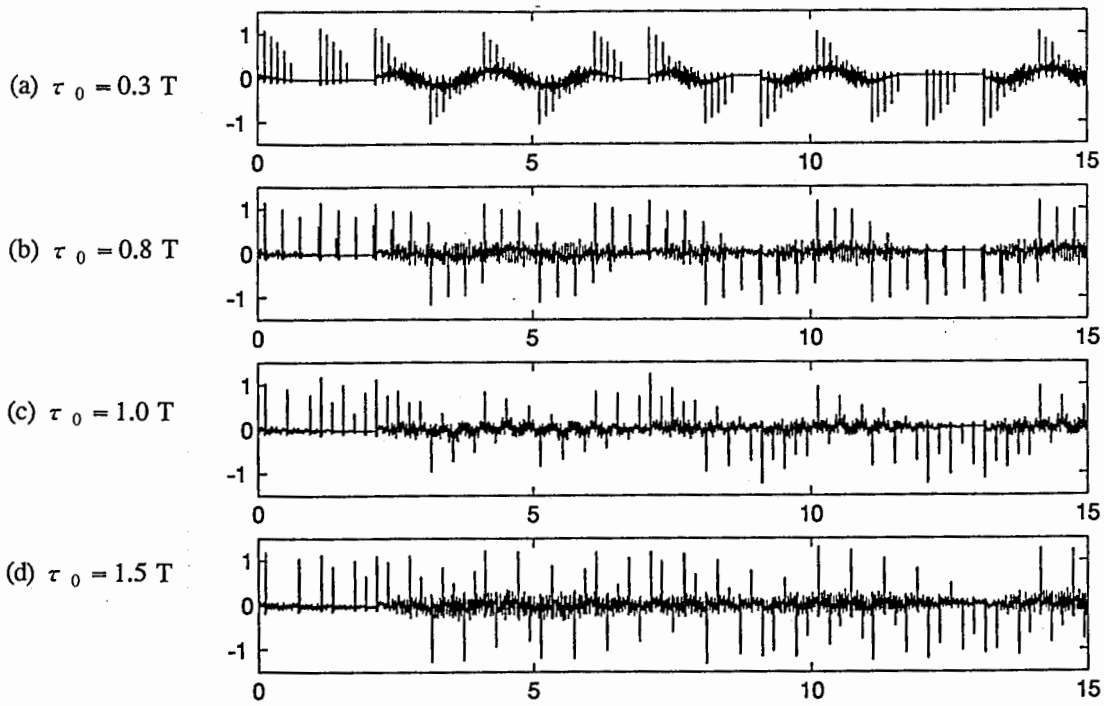


図 4. 5 伝送路モデル 1 に対するRRシステムのMF出力信号

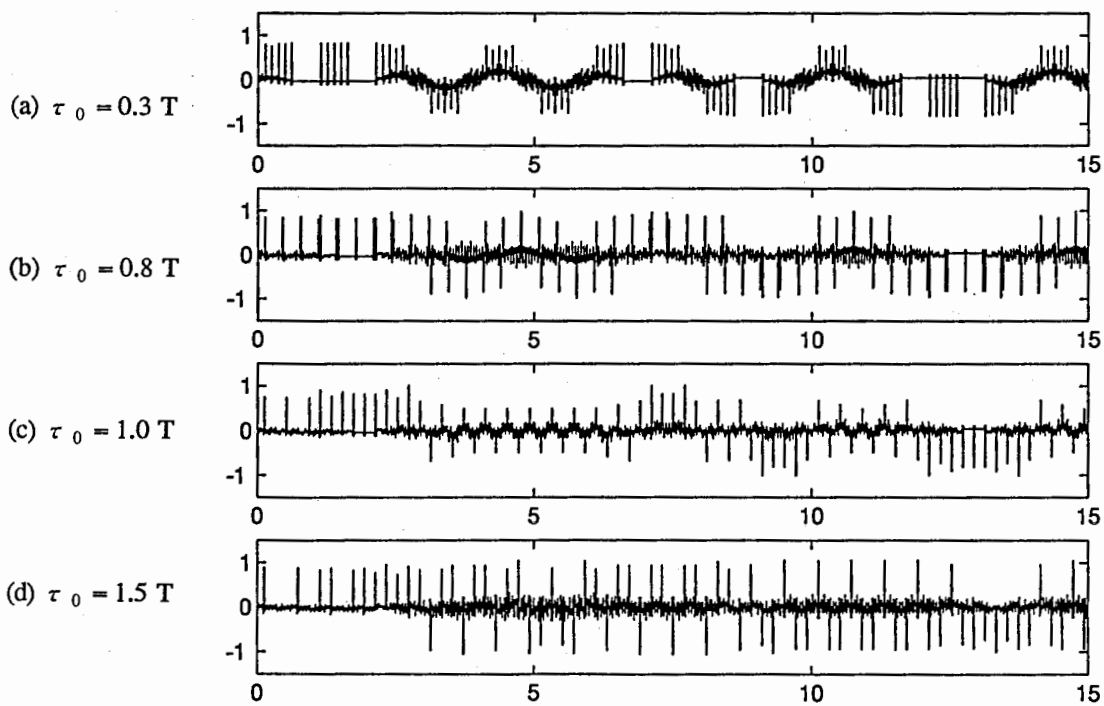
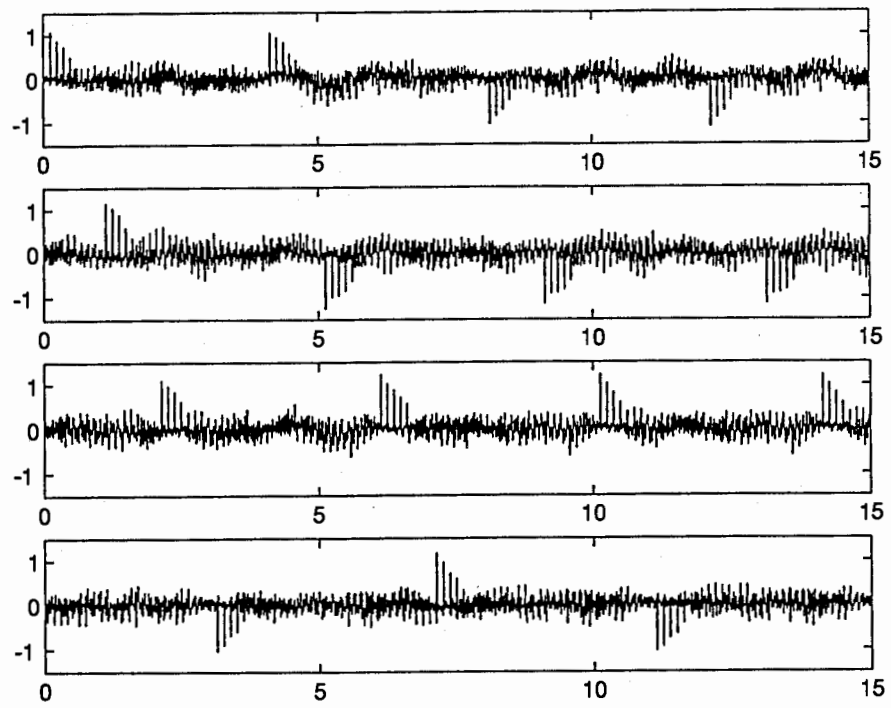
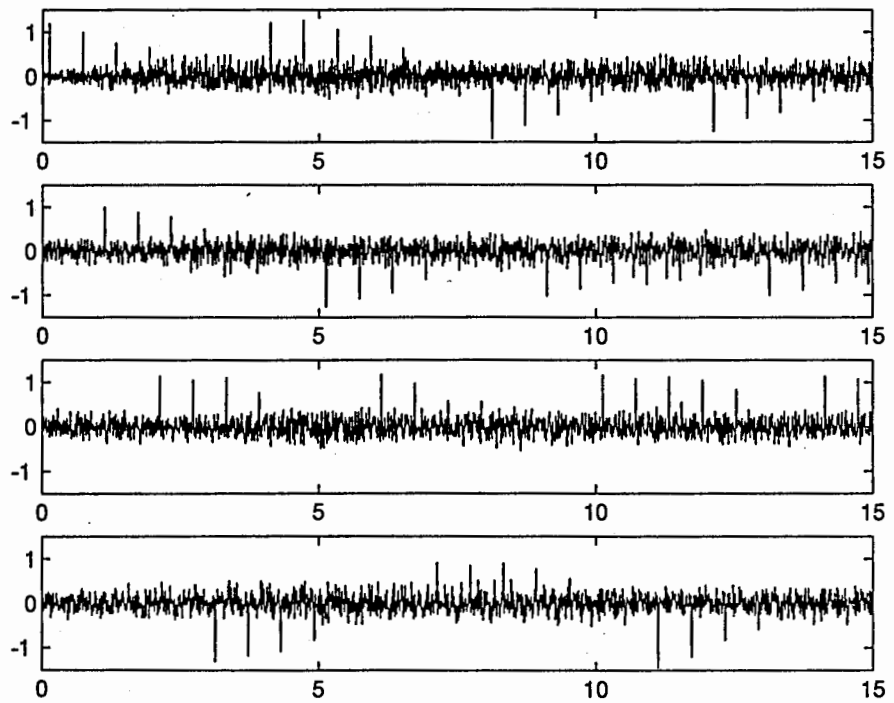


図 4. 6 伝送路モデル 2 に対するRRシステムのMF出力信号

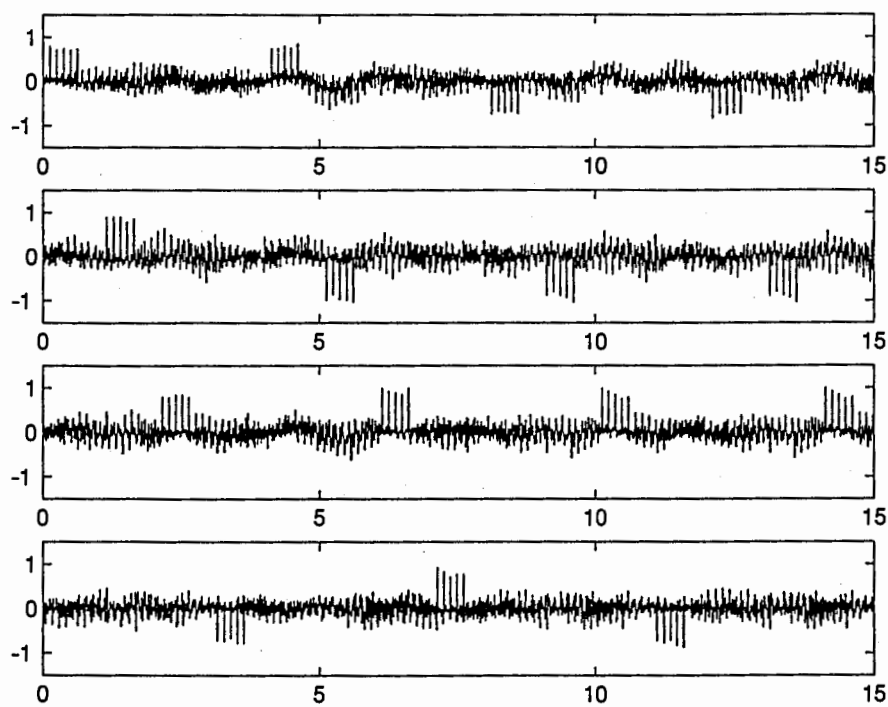


(a) $\tau_0 = 0.3 T$

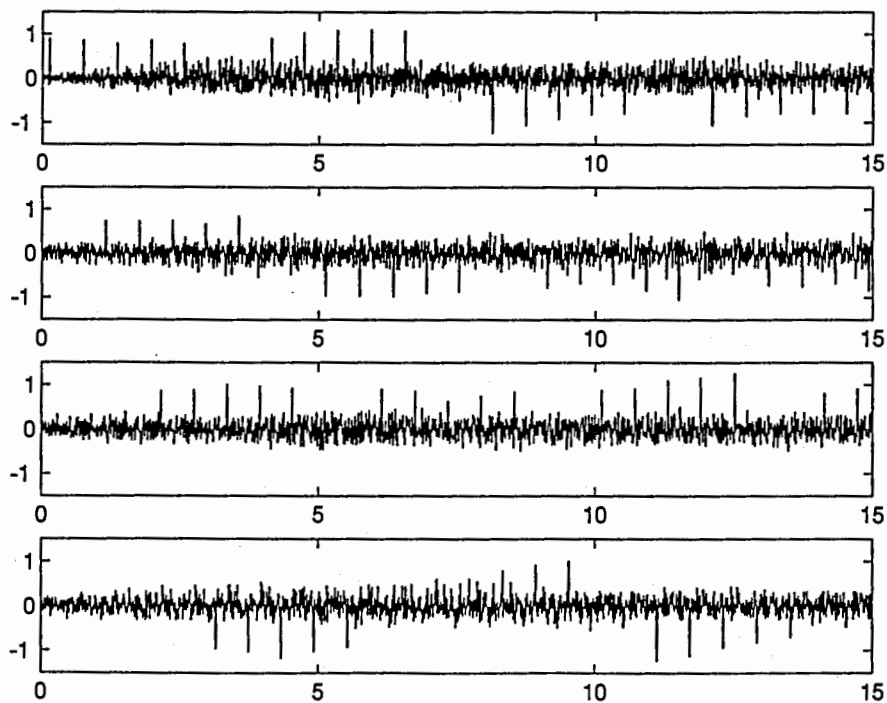


(b) $\tau_0 = 1.5 T$

図4. 7 OSRRシステムのMF出力信号 (伝送路モデル1)



(a) $\tau_0 = 0.3 T$



(b) $\tau_0 = 1.5 T$

図4. 8 OSRRシステムのMF出力信号 (伝送路モデル2)

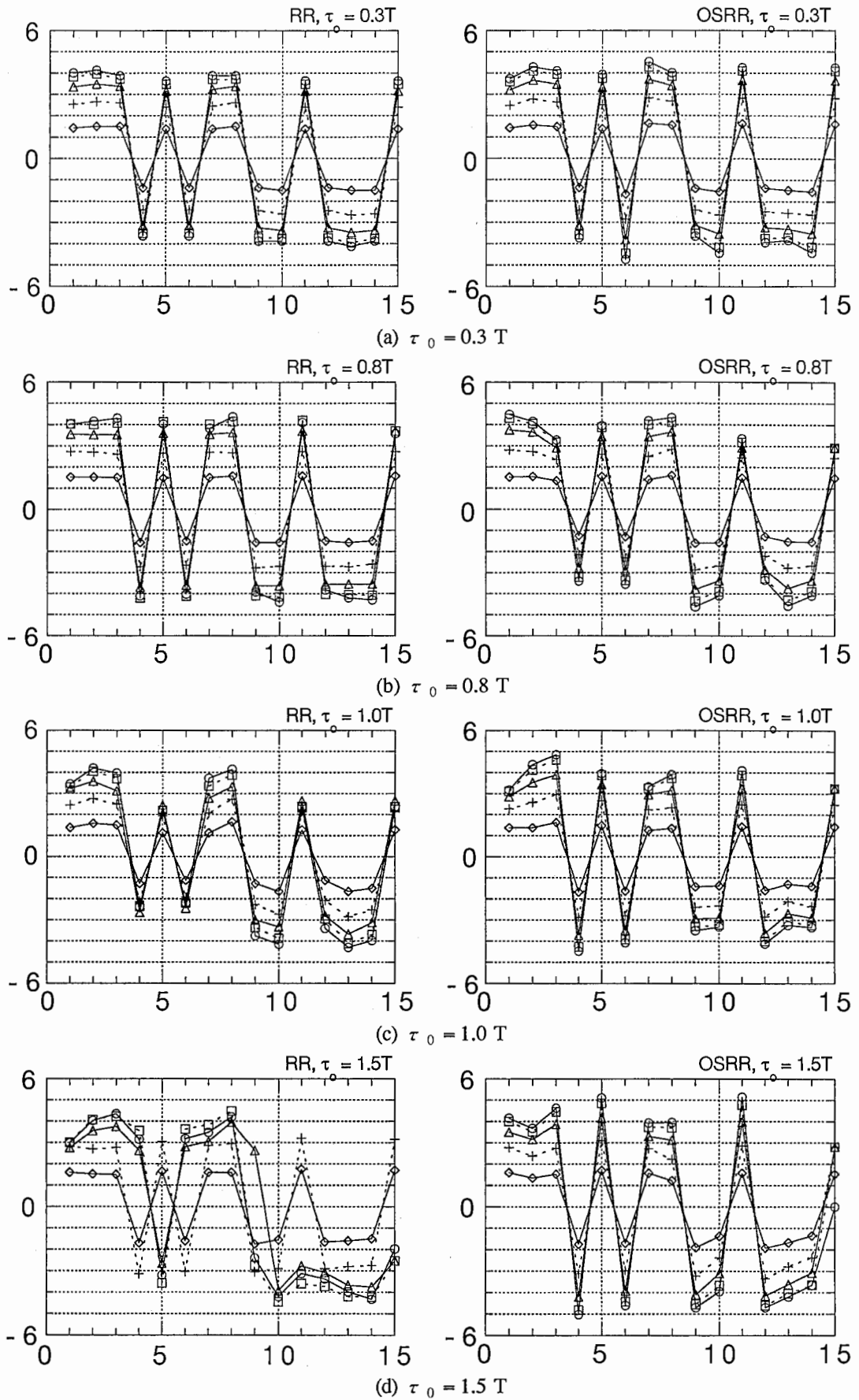


図4.9 RRおよびOSRRシステムの実出力信号 (伝送路モデル1、MRC)
 (◇, +, △, □, ○ : RAKE合成の枝数が順に1~5本)

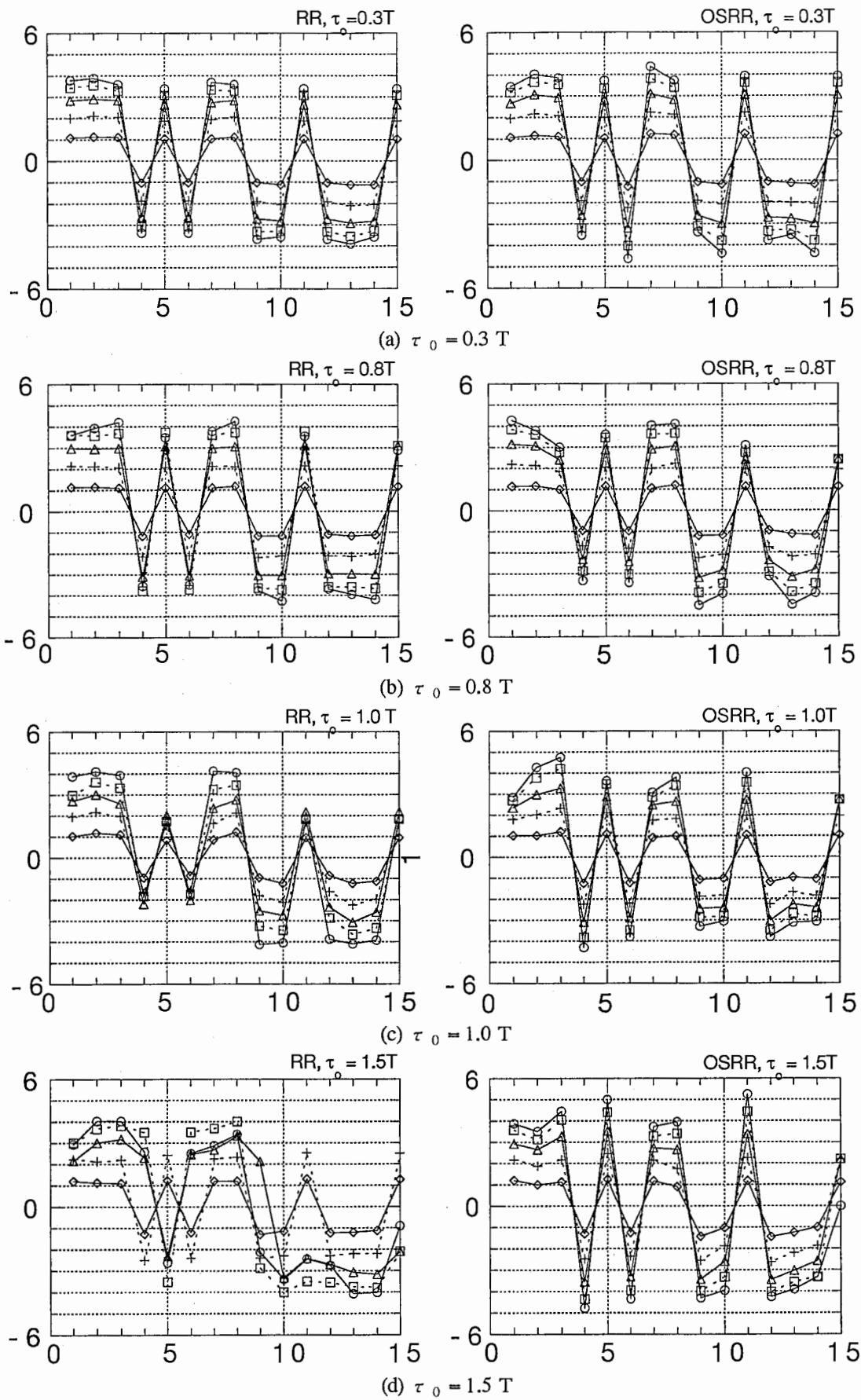


図4. 10 RRおよびOSRRシステムの実出力信号 (伝送路モデル1、EGC)
 (◇, +, △, □, ○ : RAKE合成の枝数が順に1~5本)

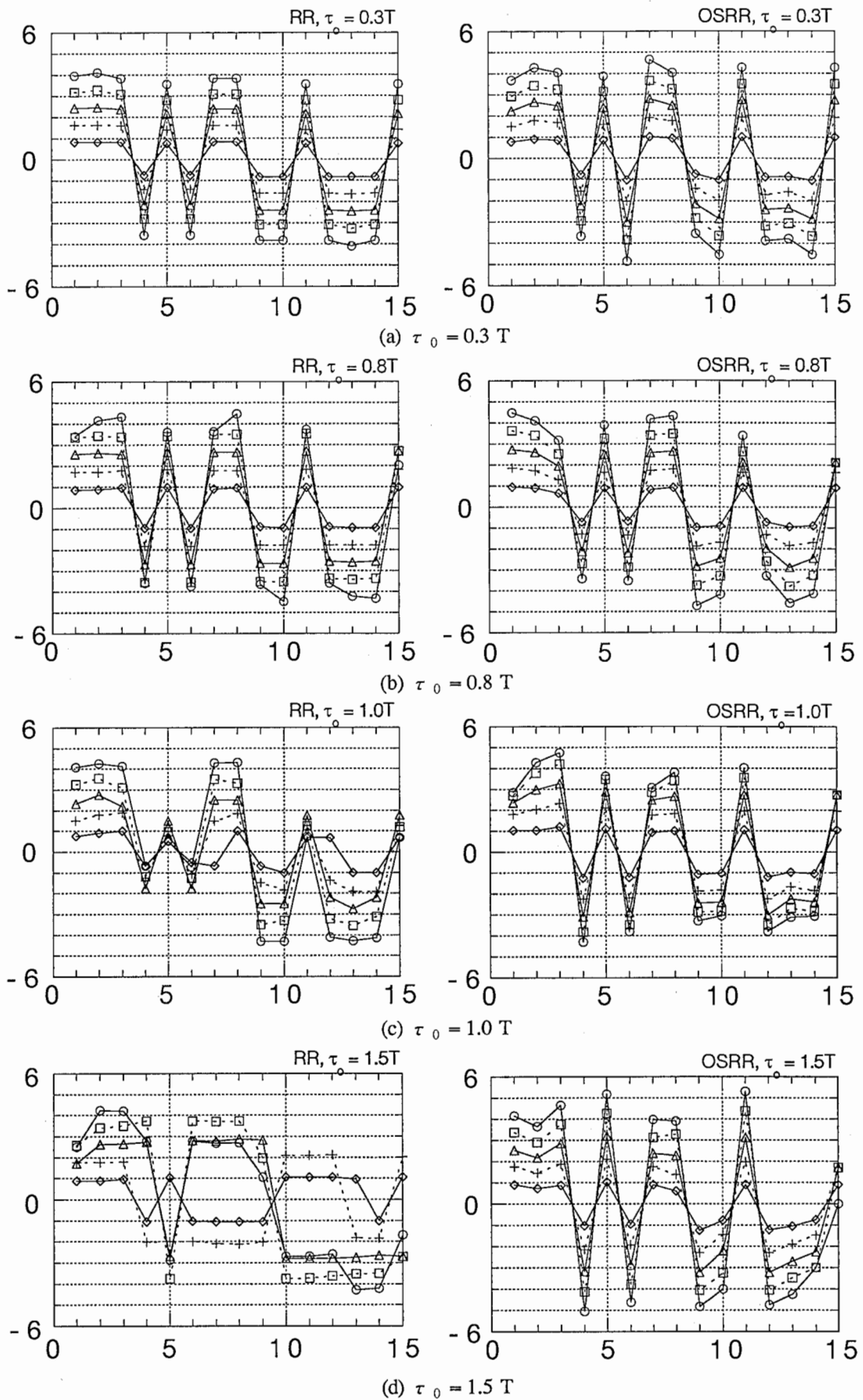


図4. 11 RRおよびOSRRシステムの出力信号 (伝送路モデル2、MRC/EGC)
 (◇, +, △, □, ○ : RAKE合成の枝数が順に1~5本)

4. 3 考察

【RR方式のMF出力信号】

図4. 5および図4. 6では、それぞれの伝送路モデルの遅延プロファイルに対応した逆拡散出力が得られていることがわかる。伝送路の遅延間隔 τ_0 が $0.3T$ のとき、すべての遅延波は同一の情報シンボル内にあるため、情報シンボル周期毎に遅延プロファイルを区別することができる。 τ_0 が $0.8T$ 以上では、遅延波が次の情報シンボルタイミングにまで広がっている様子がよくわかる。特に、伝送路モデル2の場合には、遅延波の振幅がすべて等しいので、目で見ただけではそれぞれの遅延波がどの情報を含んだものなのかを容易に区別することができないことがわかる。

【OSRR方式のMF出力信号】

OSRRシステムのMF出力信号（図4. 7および図4. 8）では、それぞれのチャネルにおいて4情報シンボル周期（オーバーシンボル周期）毎に逆拡散パルスが現われており、チャネル間の逆拡散パルスは情報シンボル周期ずつずれていることがわかる。 τ_0 が $1.5T$ の場合においても、逆拡散パルスを容易に区別できることがわかる。ただし、逆拡散パルスのない部分では、RRシステムの場合よりも大きな雑音成分が観測される。これは、複数の拡散符号を用いたことによって、拡散符号間の相互相関による干渉雑音が発生しているためと考えられる。

【RR方式とOSRR方式との比較】

図4. 9、図4. 10および図4. 11の結果より、OSRRを用いたシステムでは、すべての場合に対して情報が正しく復元できることがわかる。一方、RRを用いたシステムでは、 τ_0 が $1.0T$ までの場合は正しく復元できるものの τ_0 が $1.5T$ の場合には符号誤りが発生することがわかる。伝送路モデル1の場合には同相合成の枝の数が2本までの場合には正しく復元できるものの伝送路モデル2の場合には同相合成の枝の数に関係なく誤りが生じている。さらに、 τ_0 が $1.0T$ の場合においても出力信号の振幅が小さくなっているところがあることから、熱雑音や干渉雑音に対して弱くなっていることがわかる。

【MRCとEGCの比較】

RAKE合成の枝の本数が少ない時にはMRCの方がより大きな値が得られるものの、RAKE合成の枝の本数が多い時には顕著な差は見られない。したがって、同じ特性を得るために合成する枝の本数はMRCの方がEGCよりも少なくてもよいと思われるが、今回の結果はあくまで一例に過ぎないため、MRCとEGCとの比較はさらに詳細な検討を行う必要があると考えられる。

【伝送路モデル1と2の比較】

図4.9と図4.11とを比較すると、同相合成の枝の数が5本（最大）の場合には互いにほぼ等しいピーク値が得られているが、同相合成の枝の数が少ない場合には伝送路モデル1の方が高いピーク値が得られている。図4.10と図4.11とを比較した場合も前者程顕著でないものの同じ傾向が伺える。一方、図4.9、図4.10、図4.11それぞれにおける遅延間隔 τ_0 による差異は前述の比較程大きくない。よって、遅延間隔 τ_0 の値に関係なく伝送路モデル2のように遅延プロファイルが均一に広がっている方がより厳しい伝送路であると考えられる（伝送路の遅延スプレッドは一般には指数分布であると言われているが、伝送路モデルを統計的に扱う代わりに瞬時のパターンで代表させて評価する場合には指数分布のパターンでは必ずしも正しい評価ができない）。

5. あとがき

本報告では、広帯域CDMAシステムで発生する符号間干渉問題について提起するとともに、その対策としてサイクリック拡散符号とオーバーシンボルRAKE受信によるスペクトル拡散通信方式を提案し、その効果を検証するため、RR方式とOSRR方式を用いたシステムについて計算機シミュレーションを行った。その結果、OSRR方式は、RR方式に比べて遅延広がり大きなマルチパスフェージング伝送路に対して有効に作用することが確認できた。ただし、今回のシミュレーションでは、原理確認を目的として極端に簡易化した伝送路モデルを仮定したため、定量的な評価は不十分である。定量的な評価を行うためには、より現実に近い伝送路モデルによって評価する必要がある。

謝辞

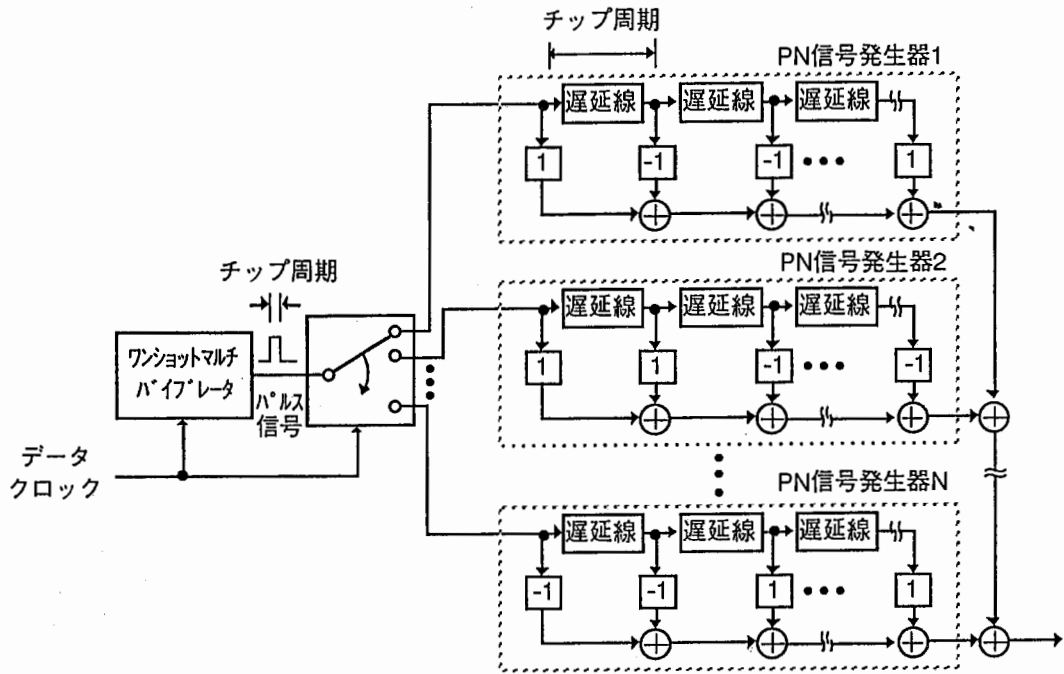
本研究を進めるにあたり御指導、御助言頂いたATR光電波通信研究所猪股英行社長、唐沢好男室長ならびに三浦龍主任研究員に感謝致します。また、有益なディスカッションを頂いた無線通信第一研究室および無線通信第二研究室の諸氏に感謝致します。

参考文献

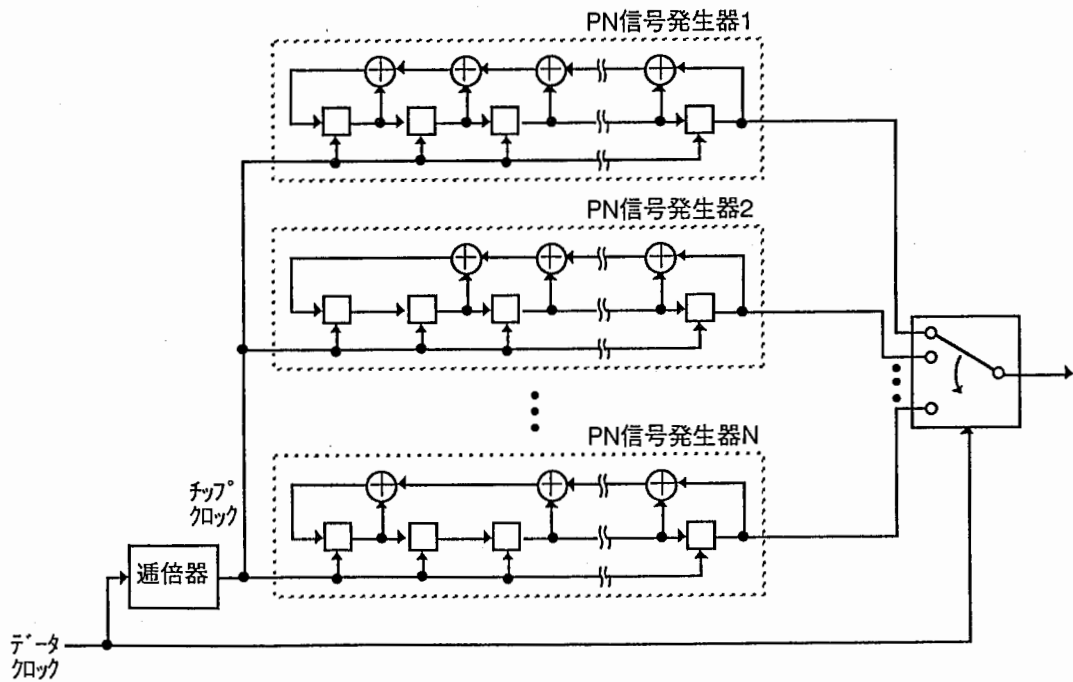
- [1] Lee, W.C. Y., *Mobile Communications Engineering*, McGraw-Hill (1982)
- [2] G. L. Turin, "Introduction to spread-spectrum antimultipath techniques and their application to urban digital radio," *IEEE J. Secec. Areas Comm.*, vol. SAC-2, no. 4, pp. 597-603 (1984)
- [3] 横山光雄, *スペクトル拡散通信システム*, 科学技術出版社 (1988)

付録 1 サイクリック拡散符号部の構成法

第 3 節で提案した高耐フェージングスペクトル拡散通信システムにおけるサイクリック拡散符号部の構成例を付図 1. 1 および付図 1. 2 に示す。



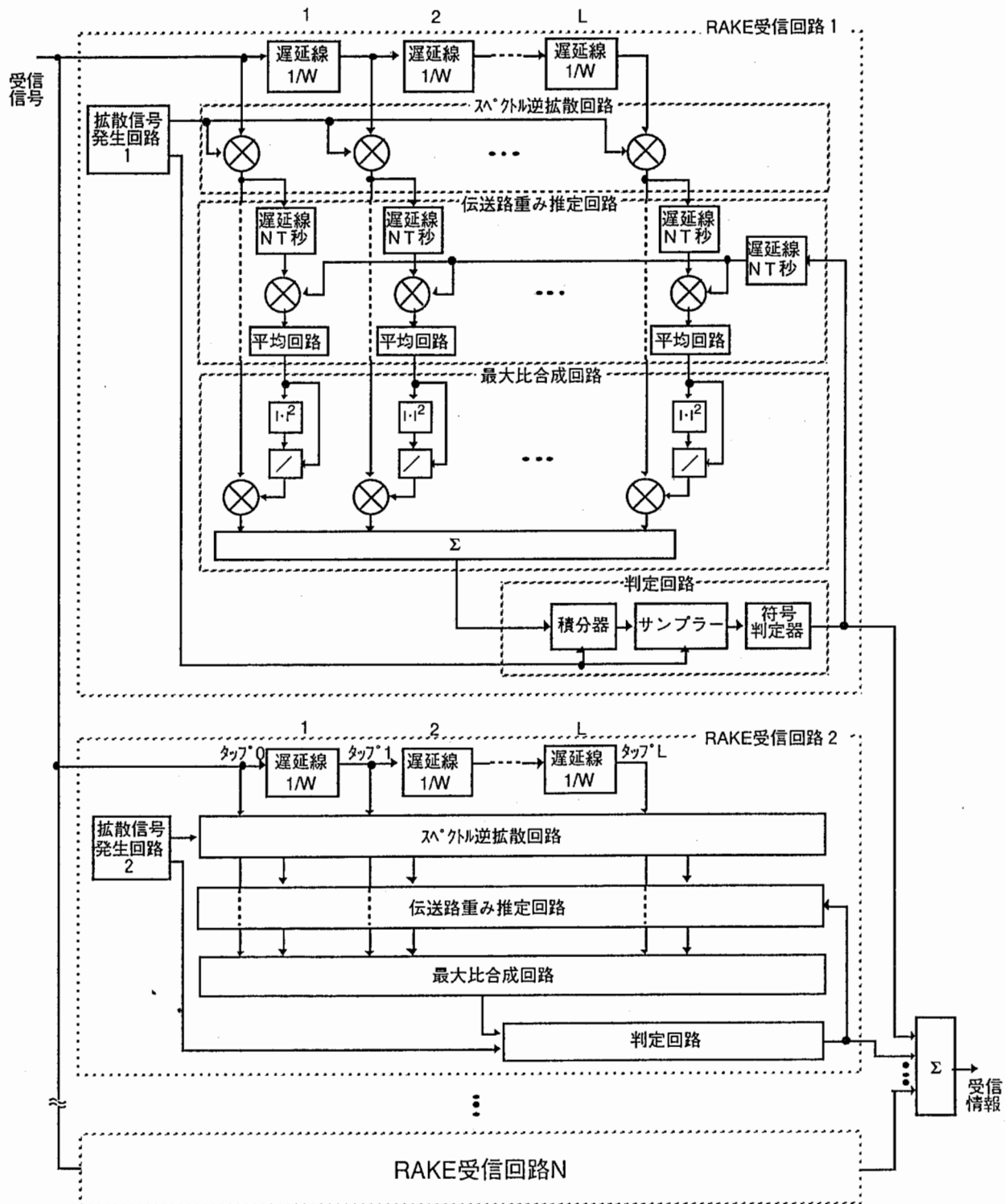
付図 1. 1 サイクリック拡散符号部の構成例 1



付図 1. 2 サイクリック拡散符号部の構成例 2

付録2 OSRRの構成法

本文では、整合フィルタを想定した逆拡散処理部を用いたOSRRの構成について述べたが、相関受信によっても実現可能である。相関受信によるOSRRの構成例を付図2.1に示す。



付図2.1 相関受信によるOSRRの構成例