

平成6年度科学研究費補助金〔一般研究（C）〕研究成果報告書

スペクトル拡散パケット通信方式に関する研究

（課題番号05805034）

平成7年3月

研究代表者 高畑 文雄
（早稲田大学 理工学部 教授）

目次

第1章 まえがき	2
第2章 直接拡散スプレッドアロハ方式の特性と設計	5
2.1 直接拡散スプレッドアロハ方式の原理	5
2.2 システムの概要	8
2.3 ビット誤り率特性	10
2.4 シンボルタイミング再生	26
2.5 キャリア再生	61
第3章 直接拡散スプレッドアロハ方式の伝送効率	85
3.1 ビットタイミングがチップタイミングに同期したスプレッドアロハ方式	85
3.2 スプレッドスロテッドアロハ方式	92
3.3 スプレッドアンスロテッドアロハ方式	111
第4章 スプレッドアロハ方式へのチャープの適用	119
4.1 マッチドフィルタに基づく相関処理	119
4.2 システム構成	120
4.3 特性評価	123
第5章 むすび	130
5.1 直接拡散スプレッドアロハ方式の特性と設計	130
5.2 直接拡散スプレッドアロハ方式の伝送効率	130
5.3 スプレッドアロハ方式へのチャープの適用	131
参考文献	132
付録（発表論文集）	135

あらまし

無線パケット通信の代表例であるアロハ方式にスペクトル拡散技術を適用した直接拡散スプレッドアロハ方式に関して、単一の拡散符号の使用を前提にシステム構成と伝送効率の観点から検討を加えるとともに、直接拡散のかわりにチャープを適用した新しい方式を提案する。

システム構成の観点からは、直接拡散スプレッドアロハ方式がランダムアクセス方式である点を考慮して、単一の拡散符号により周波数拡散され、かつ伝送路上で衝突した複数のパケット信号をマッチドフィルタを用いて同時に復調する機能を検討する。理論解析および標準ガウス近似に基づき複数のパケット信号を同時に受信する際に問題となるビット誤り特性を導出した後、パケット信号の先頭部に若干のプリアンプルを付加することによって、シンボルタイミング再生とキャリア再生を高精度に実現する信号処理アルゴリズムを提案する。

次に、復調側におけるマッチドフィルタからの出力信号の時間圧縮を利用して個々のパケット信号を分離する、単一の拡散符号を用いた直接拡散スプレッドアロハ方式の伝送効率を理論解析および計算機シミュレーションによって導出する。伝送形態としては、パケット信号を構成するビットがチップタイミングと同期または非同期に伝送される状況を想定する。後者の非同期なパケット伝送に関しては、パケット信号の衝突個数がパケット周期中で変化しないスプレッドスロットアロハ方式とパケット信号の衝突状況が時々刻々変化するスプレッドアンスロットアロハ方式について議論する。単一の拡散符号を用いるスプレッドアロハ方式は、従来のスロットアロハ方式と比較して低いピーク送信電力で良好な特性を確保できること、複数の異なる拡散符号を用いる方式、すなわちアクセス方式が符号分割多元接続の場合と比較して、長いパケット長に対して伝送効率が良好になることなどを定量的に明らかにする。

最後に、チャープフィルタの変調部およびマッチドフィルタ、準同期検波器、蓄積一括復調器の組合せの復調部から構成されるチャープを適用したスプレッドアロハ方式を提案する。具体的な信号処理アルゴリズムを示すとともに、各種条件下を対象に、計算機シミュレーションにより得られたビット誤り率特性について定量的な評価を加え、チャープの周波数拡散による優れた耐干渉性、準同期検波において発生する周波数オフセットに対する優れた推定ならびに補正などを確認する。

研究組織

研究代表者：高畑 文雄（早稲田大学理工学部・教授）

研究経費

平成5年度	1,000千円
平成6年度	900千円
計	1,900千円

研究発表

- (1) 榎本大、高畑文雄；“スプレッドアロハ方式へのチャープの適用”、電子情報通信学会論文誌(B-II)、Vol. J76-B-II、No. 11、PP. 864-871、1993年11月。
- (2) 笹森文仁、吉田崇、高畑文雄；“直接拡散スプレッド・アロハ方式の伝送効率について”、1994年電子情報通信学会春季大会、B-238、1994年3月。
- (3) 吉田崇、高畑文雄；“直接拡散スプレッド・アロハ方式における多重パケット検出について”、電子情報通信学会研究技術報告、SAT94-13、1994年6月。
- (4) 笹森文仁、高畑文雄；“同一の拡散符号を用いたスプレッドアロハ方式の伝送効率”、電子情報通信学会論文誌(B-II)、Vol. J77-B-II、No. 11、PP. 726-732、1994年11月。
- (5) 小池伸欣、菊田徹、高畑文雄；“直接拡散スプレッド・アロハ方式用シンボルタイミング再生方式の一構成法”、1995年電子情報通信学会春季大会、B-243、1995年3月。
- (6) 松本卓矢、菊田徹、高畑文雄；“直接拡散スプレッド・アロハ方式用キャリア再生方式の一構成法”、1995年電子情報通信学会春季大会、B-444、1995年3月。
- (7) 吉田崇、菊田徹、高畑文雄；“同一の拡散符号を用いた直接拡散スプレッド・アロハ方式のスループット特性について”、1995年電子情報通信学会春季大会、B-245、1995年3月。
- (8) 菊田徹、吉田崇、堀越和弘、高畑文雄；“同一および異なる拡散符号を用いた直接拡散スプレッド・アロハ方式のスループット特性の比較”、1995年電子情報通信学会春季大会、B-246、1995年3月。

第1章 まえがき

スペクトル拡散通信方式は、高い秘匿性、強い耐干渉性などといった他の通信方式には見られない優れた特徴を有している。そのため軍用通信や測距・航法などには古くから用いられてきた。近年、半導体技術の発展、符号理論や変復調技術の進歩などにより再び注目を浴びるようになり、その応用範囲も自動車電話、パーソナル通信、屋内無線LAN、GPS、物体識別など多彩に広がろうとしている⁽¹⁾⁻⁽⁵⁾。

直接拡散スペッドアロハ方式⁽⁶⁾は、パケット無線通信の代表例であるアロハ方式へ直接スペクトル拡散を適用した通信技術である。本研究では、単一の拡散符号を用いた直接拡散スペッドアロハ方式に関して、特性と設計などのシステム構成および伝送効率で表現されるトラヒック伝送特性の観点から検討するとともに、直接拡散のかわりにチャープを適用することによってスペクトル拡散を実現する新しい方式を提案する。

直接拡散スペッドアロハ方式の基本動作は、送信側において拡散符号により周波数拡散されたパケット信号を、受信側においてマッチドフィルタを用いて逆拡散するものである。単一の拡散符号を用いる本方式では、複数のパケット信号が伝送路上で衝突していてもマッチドフィルタによる逆拡散の後に衝突していなければ、個々のパケットの分離は可能である。

パケット通信が必ずしも実時間処理を必要としない点から、PSK信号の復調に見られるような蓄積一括復調処理⁽⁷⁾⁻⁽¹³⁾の採用は、スペッドアロハ方式において非常に有効であると判断される。周波数拡散されたパケット信号を一括復調に基づき処理する方法⁽¹⁴⁾も既に提案されているが、その適用は1個のパケット信号の復調を目指したものである。スペッドアロハ方式がアロハ方式へスペクトル拡散を適用したランダムアクセス方式である点を考慮すると、複数のパケット信号を同時に復調する機能の検討が重要である^{(15),(16)}。また、単一の拡散符号を使用すれば、拡散符号系列に対応した単一の設備のみを用意すればよいことからハードウェア構成が簡素化されるとともに、不特定多数のユーザ間の通信が容易に実現できるという大きな利点を有する。

以上の点を鑑み、単一の拡散符号により周波数拡散されたパケット信号を同時に複数受信する状況において、個々の受信パケット信号を同時に復調する構成について検討する。特に、複数のパケット信号を受信する際に問題となるビット誤り率特性およびシステム構築の鍵となるシンボルタイミング再生とキャリア再生に関する信号処理アルゴリズムに焦点を絞る。複数の異なる拡散符号を用いる場合すなわち符号分割多元接続に基づくアクセス方式に関しては、ビット誤り率特性を標準ガウス近似により求める手法が報告されている⁽¹⁷⁾⁻⁽²³⁾。本研究では、単一の拡散符号を用い、パケット信号を構成する各ビットがチップタイミングと同期または非同期に発生する際のビット誤り率特性を各々理論解析および前記標準ガウス近似に基づき新たに導出する。シンボルタイミング再生に関しては、パケット信号の先頭部にプリアンプルと呼ばれる固定パターンの信号を付加し、それら信号に対する電圧のディメンジョンにおける同期加算に基づく信号処理アルゴリズムを提案する⁽²⁴⁾。これにより、電力のディメンジョンにおける同期加算に基づ

きデータ値とシンボルタイミングを個別に検出するという複雑な信号処理⁽¹⁴⁾⁻⁽¹⁶⁾を不要とするとともに良好な特性が得られることを明らかにする。キャリア再生に関しては、準同期検波の際に発生するキャリア周波数オフセットの推定を上記プリアンプルを用いて粗推定した後に、パケット信号を構成するすべてのデータ信号を用いて更に高精度に推定する2段階の信号処理アルゴリズムを提案し、計算機シミュレーションを用いた評価によって良好な特性が得られることを示す⁽²⁵⁾。提案アルゴリズムでは、パケット信号の先頭部にプリアンプルを付加することにより伝送効率が低下するが、装置構成が簡素化されるとともに、電圧のディメンジョンにおける同期加算の採用によって雑音の抑圧が十分になされるために良好な特性を実現できるという大きな特徴を有する。

次に、トラヒック伝送の観点からは、従来のアロハ方式を用いてパケット通信を実現する場合、取り扱うべきトラヒック量が増大するとパケットの衝突確率を下げるために短時間でパケット信号を送信する必要がある、同一の伝送品質を得ようとすれば、ピーク送信電力を高くしなければならない。一方、直接拡散スプレッドアロハ方式では、拡散符号によりパケット信号が周波数軸上で拡散されるため、信号電力密度が小さくなり、さらに時間軸上で伸長を行えばピーク送信電力を低減できる可能性がある。

近年、異なる拡散符号系列を用いてパケット信号を識別するスプレッドアロハ方式の伝送効率に関する研究が盛んに報告されている⁽²⁶⁾⁻⁽³¹⁾。スプレッドアロハ方式として、従来のスロテッドアロハ方式に対応するスプレッドスロテッドアロハ方式と、従来のピュアアロハ方式に対応するスプレッドアンスロテッドアロハ方式が存在する。伝送効率の評価において、前者の方式では、同時受信パケット数がパケット内において常に一定となるため、その解析は比較的容易である。一方、後者の方式では、同時受信パケット数が時々刻々と遷移するため取り扱いが難しく解析は困難である。そのため、スプレッドアンスロテッドアロハ方式に対して、パケットの先頭部分の同時受信パケット数をそのパケット全体の同時受信パケット数とするパーフェクトキャプチャを仮定して行われた解析がほとんどである。ところが、その種の解析は同時受信パケット数の遷移を忠実に表わしていないため正当性に欠けるものとなる。この問題に対処すべく、マルコフ過程を導入して、同時受信パケット数の遷移を再現するノンパーフェクトキャプチャのもとで伝送効率を算出する方法も検討されている⁽³²⁾。

本研究では、単一の拡散符号を用いた直接拡散スプレッドアロハ方式の伝送効率がビット誤り率と密接に関係する点を考慮して、パケット信号を構成するビットがチップタイミングに同期して発生する状況と非同期に発生する状況を検討対象とする。前者に対してはパケット間干渉に起因するビット誤り率の理論値を使用して、従来のスロテッドアロハ方式における伝送効率との定量的比較・評価を実施する⁽³³⁾。後者に対しては標準ガウス近似に基づくビット誤り率の推定値を用いてスプレッドスロテッドアロハ方式とスプレッドアンスロテッドアロハ方式を検討対象に、理論解析と計算機シミュレーションの両面から伝送効率の解析を行う^{(34),(35)}。特に、スプレッドアンスロテッドアロハ方式に対しては、衝突パケット数が時々刻々変化する状況をふまえ、計算機シミュレーショ

ンにより、再送状態および同時受信パケット数の遷移を忠実に再現して、ノンパーフェクトキャプチャのもとで解析を行い、パーフェクトキャプチャのもとで評価した理論解析と比較・評価する。その結果をもとに、スプレッドアロハ方式においてピーク信号電力の低減を期待できる条件を明らかにする。この条件の明示は、単一の拡散符号を用いることと相まって、アンテナや電力増幅器などの無線設備の小型化と直結するという点から重要な知見である。

最後に、直接拡散を用いずに、周波数軸上における拡散、時間軸上における圧縮を実行する他のシステムとしてチャープレーダ⁽³⁶⁾があることに着目する。チャープレーダでは、パルスにより搬送波の周波数を直線的に掃引したFM波を送出し、ターゲットからの反射波に対して、圧縮フィルタを用いてパルスを圧縮することにより検出能力の向上を図っている。チャープをスペクトル拡散技術としてとらえ、アロハ方式に適用することによって、拡散符号を用いたスプレッドアロハ方式と同様に、送信電力密度、パケットの衝突確率および送信尖頭値電力の低減などの種々の優れた特性を期待することができる。

以上の点を鑑み、チャープを適用したスプレッドアロハ方式を提案し、得られる特性について評価する⁽³⁷⁾。具体的には、チャープ信号の位相成分に情報を付加することによりデータ伝送を可能にするとともに、拡散符号を用いずにチャープを用いて連続的に周波数を拡散し、パケットの受信タイミングの相違によって多重化されたパケットの分離を行う。また、復調処理において必要となる搬送波の同期に関しては、準同期検波を行った後、蓄積一括復調に基づきFFT（高速フーリエ変換）を用いた高精度周波数決定法により⁽³⁸⁾周波数と位相に対する補正を行う。

第2章 直接拡散スプレッドアロハ方式の特性と設計

本章では、まず単一の拡散符号を用いた直接拡散スプレッドアロハ方式の原理を述べ、システム構成を概説する。次に、複数のパケット信号が同時に受信される状況下におけるビット誤り率特性を理論解析と近似解析に基づき各種観点から導出する。最後に、総合特性に大きな影響を与える構成要素であるシンボルタイミング再生とキャリア再生を実現するための信号処理アルゴリズムを提案し、設計パラメータと特性の関係について議論する。

2.1 直接拡散スプレッドアロハ方式の原理

図2.1は直接拡散スプレッドアロハ方式の動作原理を示したものである。送信側において拡散符号により周波数拡散されたパケット信号は、受信側においてマッチドフィルタにより逆拡散され、拡散符号の鋭い自己相関特性によってビットタイミング毎に時間圧縮されたパルス状の信号に変換される。この信号の極性を判定することにより情報が復調される。

直接拡散スプレッドアロハ方式では、受信パケット信号はマッチドフィルタにより時間圧縮されるため、従来のアロハ方式において受信不可能であった、複数のパケット信号が伝送路上で衝突する場合、すなわち複数のパケット信号が同時に受信される場合においても、互いのパケット信号のビットタイミングがマッチドフィルタ出力において時間的にずれていれば、個々のパケット信号を分離して復調することが可能になる。図2.2は、2個のパケットが伝送路上で衝突している場合、すなわち2個のパケットが同時に受信される場合の直接拡散スプレッドアロハ方式の動作原理を示したものである。同図に示すように、周波数拡散されたパケット信号は、マッチドフィルタを用いた逆拡散により時間圧縮されるため、各々のパケットのビットタイミングがずれていれば、個々のパケットを分離して復調することが可能になる。このように、直接拡散スプレッドアロハ方式では、従来のアロハ方式において受信不可能であった、複数のパケットが伝送路上で衝突している場合、すなわち複数のパケットが同時に受信される場合においても、個々のパケットを分離して復調することが可能である。

直接拡散スプレッドアロハ方式は、従来のアロハ方式に比べて、以下に示す2つの点で優れた特性を有する。

(1) パケット衝突確率の抑圧

図2.3(b)に示すように、周波数拡散されたパケット信号は逆拡散時に時間圧縮されるため、パケット衝突確率が抑圧される。拡散符号長を N とすると、従来のアロハ方式によりパケット信号を伝送する場合に比べて所要周波数帯域は N 倍必要になるが、信号電力密度は $1/N$ に低減される。このため、パケット信号相互の干渉が無視できれば、ピーク送信電力を増加させることなく、ネットワークにおいて取り扱うことのできるトラフィック量を従来のアロハ方式に比べて N 倍に増加させることが可能となる。

(2) ピーク送信電力の低減

図2.3(c)に示すように、パケット信号に対して周波数拡散に加えて時間的な伸長を施すことにより、ピーク送信電力が低減される。パケット信号がN倍時間伸長される場合、周波数帯域は従来のアロハ方式と等しくなる。このため、パケット信号相互の干渉が無視できれば、パケット衝突確率を劣化させることなく、すなわちネットワークにおいて取り扱うことのできるトラフィック量を減少させることなく、従来のアロハ方式に比べてピーク送信電力を1/Nに低減することが可能になる。

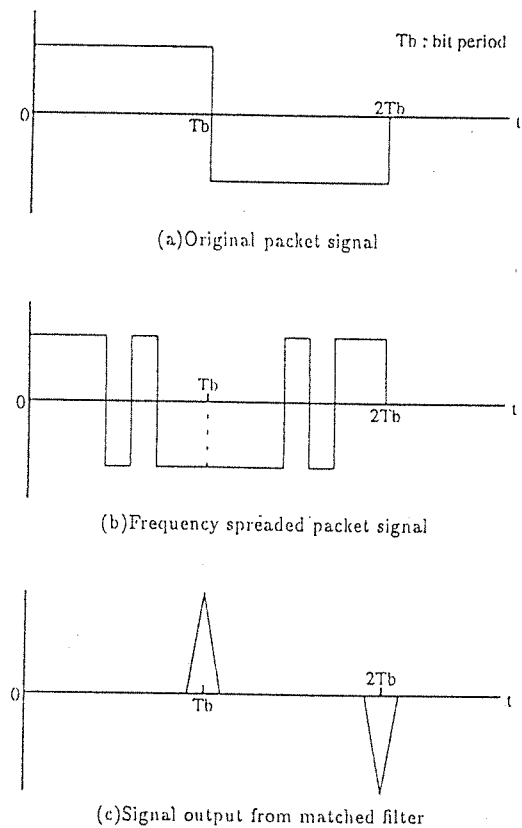


図2.1 直接拡散スプレッドアロハ方式の動作原理

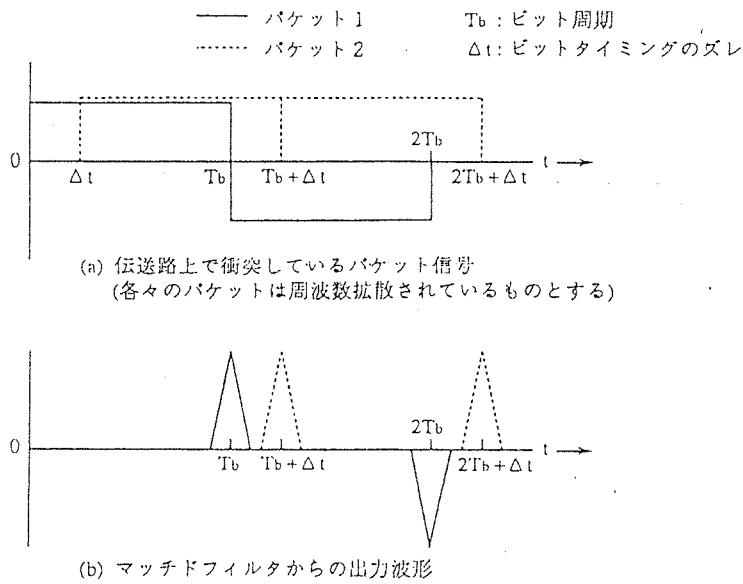


図2.2 2個のパケット信号が伝送路上で衝突している場合の直接拡散スプレッドアロハ方式の動作原理

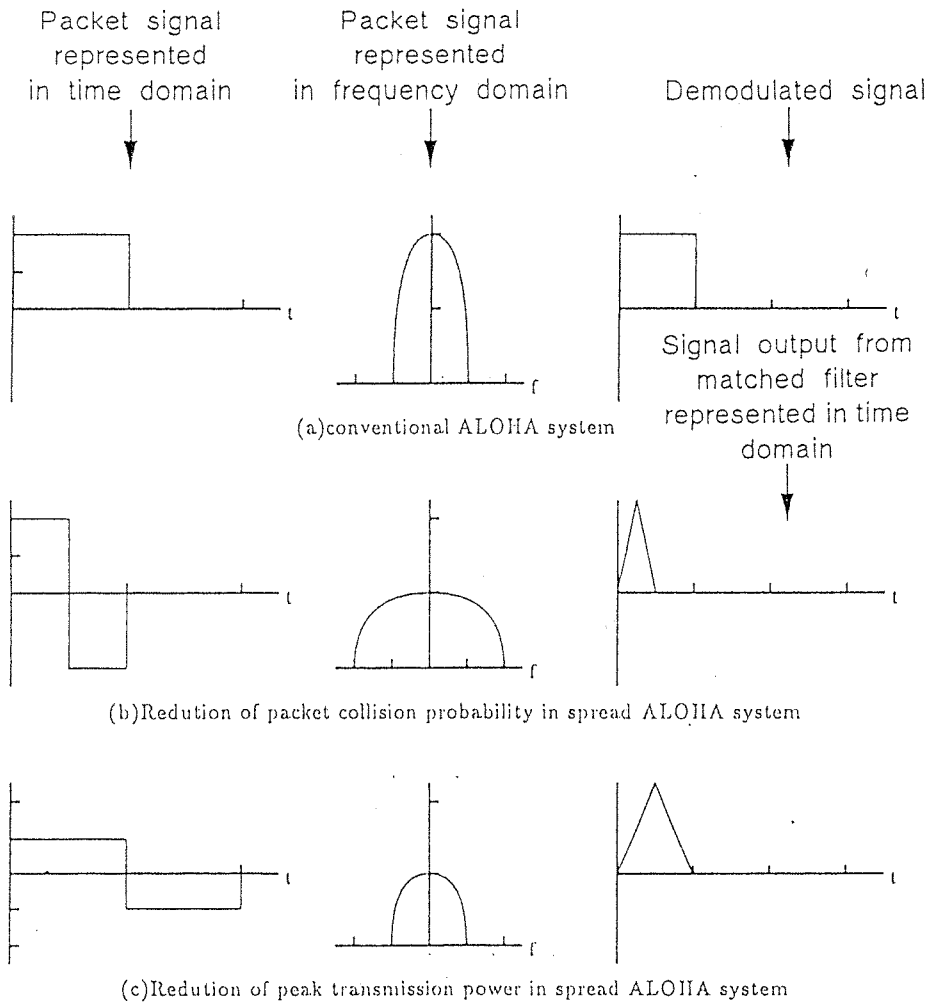


図2.3 アロハ方式および直接拡散スプレッドアロハ方式におけるパケット信号 (拡散符号長 $N=2$ の場合)

2.2 システムの概要

図2.4は直接拡散スプレッドアロハ用変復調方式の機能ブロック構成を示したものである。同図に示すように、送信側では2相PSK信号を直接拡散に基づき周波数拡散する。この時注意すべきことは、通常のスペクトル拡散通信ではビットタイミングと拡散符号のタイミングが必ずしも一致している必要性がないのに対して、本方式では逆拡散にマッチドフィルタを用いるために、これらを一致させなければならないことである。

アロハ方式がパケット信号を必ずしも実時間処理する必要のない通信方式であるという観点から、受信側ではマッチドフィルタと蓄積一括復調の組合せからなる復調処理を採用し、周波数拡散されたパケット信号の逆拡散およびデータの復調を行う。図2.5は直接拡散スプレッドアロハ用復調方式のブロック構成を示したものである。同図に示すように、復調部は、準同期検波器、A/D変換器、マッチドフィルタ、メモリ、シンボルタイミング再生部、キャリアオフセット推定・補正部、ユニークワード(UW)検出器などから構成される。また、図2.6はパケット構成を示したものであるが、パケットの先頭に全“1”のプリアンブルを付加する。これにより、2.4節および2.5節で提案するシンボルタイミング再生およびキャリア再生において効率よくタイミングやキャリアを抽出することができる。更に、プリアンブルをUWの一部として再利用することにより伝送効率の低下を抑圧することが可能である。

上述した直接拡散スプレッドアロハ方式における復調処理の概要は以下の通りである。

- (1) 準同期検波によって、受信された信号の搬送波成分が取り除かれる。ただし、準同期検波された信号には周波数オフセットおよび初期位相差が残留するので、後に引き続きシンボルタイミング再生およびキャリア再生の信号処理により、それらを推定・補正することが必要である。
- (2) 準同期検波された信号はA/D変換され、デジタル・マッチドフィルタにより相関処理が施され、シンボルタイミングの推定に用いられるとともに、一旦メモリに蓄積される。
- (3) シンボルタイミング再生部では、データの損失を低減するために不検出確率を極力抑圧する。なお、誤検出確率の低減はUW検出およびARQ処理により達成する。
- (4) それぞれのパケットを構成するビットのシンボルタイミングが再生された後、あらかじめメモリに蓄積されていた全サンプル中からシンボルタイミングのサンプル値だけを取り出し、それらのサンプル値を用いてパケット毎に周波数オフセットと初期位相差の推定と補正を行い、データを復調する。最後に、UW検出を実行してパケット誤検出を抑圧するとともに、UW後に続く情報ビットの極性を判定し、復調データを得る。

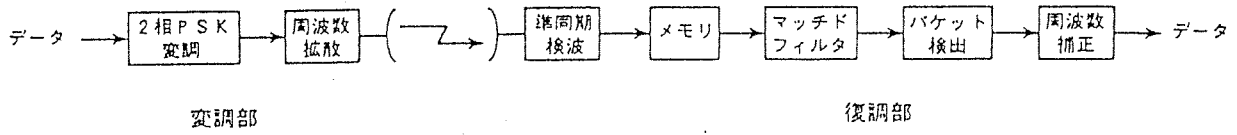


図2.4 直接拡散スプレッドアロハ用変復調方式の機能ブロック構成

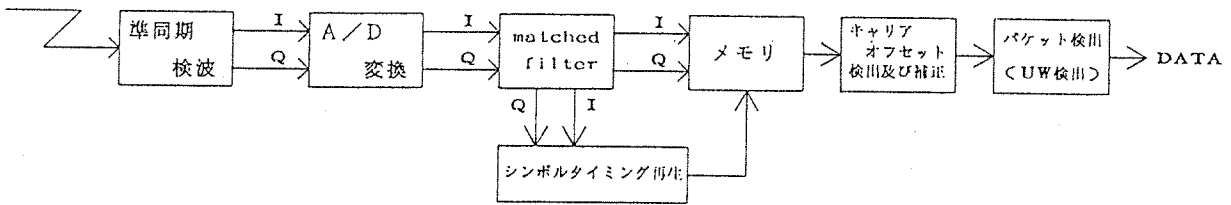


図2.5 直接拡散スプレッドアロハ用復調器のブロック図

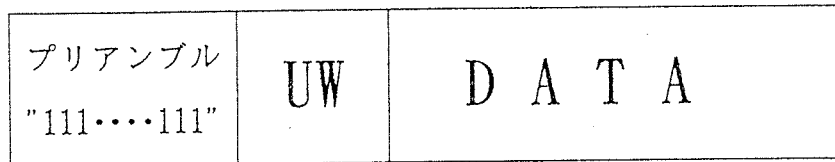


図2.6 直接拡散スプレッドアロハ方式におけるパケット構成

2.3 ビット誤り率特性

直接拡散スプレッドアロハ方式では、複数のパケット信号が伝送路上で衝突しても、マッチドフィルタを用いて逆拡散することにより、逆拡散後のパケット信号の占有時間が短くなることから、それらパケット信号を分離して復調することが可能である。この時、干渉パケットからの影響は拡散符号の自己相関特性とパケット同士の衝突タイミングにより決定される。本節では、ビット誤り率 (BER) を尺度としてパケット干渉による影響を評価する。BER特性は理論解析と近似解析に基づき導出するが、理論解析では、各パケットがチップタイミングに同期して発生する場合を取り扱い、標準ガウス近似を用いた近似解析では、各パケットがチップタイミングと非同期に発生する場合を取り扱う。

2.3.1 パケットがチップタイミングに同期して発生する場合の理論解析

M個のパケットが伝送路上で衝突する場合、すなわち(M-1)個の干渉パケットが存在し、かつそれらのパケットがチップタイミングに同期して伝送される場合、それらパケットが異なる地点から送信されることを考えると、着目パケットと干渉パケットとの間のビットタイミングのずれと位相差は、独立かつ一様に分布するので、平均のビット誤り率 P_b は次式で与えられる。

$$P_b = \frac{1}{(2\pi)^{M-1} C_{M-1}} \sum_{n_{M-1} > \dots > n_1}^{N-1} \dots \sum_{n_3 > n_2 > n_1}^{N-1} \sum_{n_2 > n_1}^{N-1} \sum_{n_1=1}^{N-1} \int_0^\pi \dots \int_0^\pi \int_0^\pi \text{erfc}\{(1 + g[n_1]\cos\theta_1 + g[n_2]\cos\theta_2 + \dots + g[n_{M-1}]\cos\theta_{M-1})\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\} d\theta_1 d\theta_2 \dots d\theta_{M-1} \quad (2.1)$$

但し、 E_b/N_0 は1ビット当たりの信号エネルギー対雑音電力密度比、 $\text{erfc}(\cdot)$ は誤差補関数、 $g[n]$ は拡散符号の自己相関特性、 N は拡散符号長、 n_i と θ_i は着目パケットと*i*番目の干渉パケットとの間のビットタイミングのずれと位相差である。なお、上式では、個々のパケットは同一のチップタイミングで完全に衝突していないと仮定している。また、 $g[n]$ は次式で与えられる。

$$g[n] = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} PN_k PN_{n+k} \text{DATA}_{\lfloor (n+k)/N \rfloor} \quad (2.2)$$

ここで、 PN_k は*k*チップ目の拡散符号、 DATA_k はデータ系列、 $\lfloor \cdot \rfloor$ はガウス記号である。

図2.7は、7チップの拡散符号“1110010”を採用し、干渉パケット数(M-1)をパラメータにとった場合の、着目パケットにおけるBER特性の理論値と計算機シミュレーションの結果を示したものである。同図に示すように、干渉パケット数の増加と共に劣化量も増加し、 E_b/N_0 が高くなるほど、劣化が大きくなることがわかる。これは、ビット誤りが起こる要因として、 E_b/N_0 が低い状態においては雑音による影響が支配的であるが、 E_b/N_0 が高い状態においては雑音による影響が低下し、相対的に干渉パケットによる影響が大きくなるためである。例えば、 $\text{BER}=10^{-3}$ に着目すると、 $M-1=6$ という最悪の条件下において、 E_b/N_0 は約10 dB必要になり、2相PSKの所要 E_b/N_0 と比較して約3 dB劣化する。

る。

スプレッドアロハ方式による信号電力密度の低減という観点から考えると、パケット間干渉の生じない理想的な拡散符号を用いる場合、拡散符号長が7の時、送信パケットを7倍時間拡散することによりアロハ方式と比較して信号電力密度を1/7倍、すなわち約8.5 dB低減してもパケットの衝突確率は同等となる。従って、BERの劣化を信号電力密度の増加により補償したとしても、アロハ方式と比べて信号電力密度を約5.5 dB、すなわち2/7に低減することが可能となる。また、パケット衝突確率の低減という観点から考えると、パケット間干渉の生じない理想的な拡散符号を用いる場合、拡散符号長が7の時、アロハ方式に比べてパケット衝突確率が1/7に低減される。信号電力密度を一定に保持しつつパケット間干渉によるビット誤り率の劣化を補償するには、送信時間を長くすればよい。ここでは、劣化量が3 dBであるので、送信パケットを2倍に時間伸長すればよい。結局、従来のアロハ方式に比べてパケット衝突確率を2/7に抑圧することが可能となる。

2.3.2 パケットがチップタイミングと非同期に発生する場合の近似解析

標準ガウス近似により自己相関特性に伴う干渉成分を付加的な白色雑音とみなし、等価SN比を求めることにより、単一の拡散符号を使用する直接拡散スプレッドアロハ方式において、パケットを構成する各ビットがチップタイミングと非同期に発生する場合のビット誤り率を導出する。

(1) システムモデル

図2.8はM個のパケットが同時に存在する場合のシステムモデルを示したものである。m番目のユーザのデータ信号を $b_m(t)$ とし、ビット周期をTとする。また、拡散符号を $a_m(t)$ とし、チップ周期を T_c とする。 $a_j^{(m)}$ を1または-1の要素から成る $a_m(t)$ に対応するシーケンスとすると、 $a_m(t)$ は

$$a_m(t) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} a_j^{(m)} \psi_{T_c}(t - jT_c) \quad (2.3)$$

と表すことができる。

但し、 $\psi_{T_c}(t)$ は以下の式で定義される。

$$\psi_{T_c}(t) = \begin{cases} 1 & (0 \leq t < T_c) \\ 0 & \text{その他} \end{cases} \quad (2.4)$$

m番目のパケットの符号シーケンス $(a_j^{(m)})$ が拡散符号長に等しい周期 $N=T/T_c$ を持つと仮定し、1ビット周期が1符号周期 $(a_0^{(m)}, a_1^{(m)}, \dots, a_{N-1}^{(m)})$ に一致すると仮定する。ここで、m番目のユーザの搬送波の位相を θ_m 、共通の搬送波周波数を f_c 、平均信号電力をPとすると、データ信号 $b_m(t)$ は次式で与えられる $c_m(t)$ によって変調される。

$$c_m(t) = \sqrt{2P} \sin\left\{2\pi f_c t + \theta_m + \left(\frac{\pi}{2}\right) a_m(t)\right\} = \sqrt{2P} a_m(t) \cos(2\pi f_c t + \theta_m) \quad (2.5)$$

従って、 m 番目のパケットの送信信号は次式で与えられる。

$$s_m(t) = \sqrt{2P} a_m(t) b_m(t) \cos(2\pi f_c t + \theta_m) \quad (2.6)$$

ここで、パケットがランダムに発生することを考慮すると、図2.8のモデル中の時間 τ_m は様々な値をとる。従って、本システムにおける図2.8中の受信信号 $r(t)$ は次式で与えられる。

$$r(t) = \sum_{m=1}^M \sqrt{2P} a_m(t - \tau_m) b_m(t - \tau_m) \cos(2\pi f_c t + \phi_m) + n(t) \quad (2.7)$$

ここで、 $\phi_m = \theta_m - 2\pi f_c \tau_m$ であり、 $n(t)$ は雑音を表す。付加される雑音としては、電力スペクトラム密度 $N_0/2$ の白色ガウス雑音を仮定する。

次に、受信した信号 $r(t)$ を復調する処理について述べる。図2.9は図2.8中の復調部 (receiver) の構成を示したものである。まず、(2.7)式で表される受信信号 $r(t)$ を、搬送波周波数 f_c に設定した、互いに直交関係にある2つの固定基準搬送波信号で準同期検波する。実際のシステムにおいては、各種周波数変換が無線信号に施されるため、送信側と受信側の搬送波周波数を完全に一致させることは不可能である。すなわち、受信信号 $r(t)$ と基準搬送波信号との間には周波数オフセット Δf_m と初期位相差 $\Delta \phi_m$ が存在することになる。そこで、 $r(t)$ を以下のように書き換える。

$$r(t) = \sum_{m=1}^M \sqrt{2P} a_m(t - \tau_m) b_m(t - \tau_m) \cos\{2\pi(f_c + \Delta f_m)t + \phi_m + \Delta \phi_m\} + n(t) \quad (2.8)$$

準同期検波後の直交する各々の信号は次式で示される信号となる。

$$\begin{aligned} I_1(t) &= r(t) \cos(2\pi f_c t) \\ &= \left[\sum_{m=1}^M \sqrt{2P} a_m(t - \tau_m) b_m(t - \tau_m) \cos\{2\pi(f_c + \Delta f_m)t + \phi_m + \Delta \phi_m\} + n(t) \right] \cos(2\pi f_c t) \\ &= \left\{ \sum_{m=1}^M \sqrt{\frac{P}{2}} a_m(t - \tau_m) b_m(t - \tau_m) \right\} \{ \cos(4\pi f_c t + 2\pi \Delta f_m t + \phi_m + \Delta \phi_m) \\ &\quad + \cos(2\pi \Delta f_m t + \phi_m + \Delta \phi_m) \} + n(t) \cos(2\pi f_c t) \end{aligned} \quad (2.9)$$

$$\begin{aligned} Q_1(t) &= r(t) \sin(2\pi f_c t) \\ &= \left[\sum_{m=1}^M \sqrt{2P} a_m(t - \tau_m) b_m(t - \tau_m) \cos\{2\pi(f_c + \Delta f_m)t + \phi_m + \Delta \phi_m\} + n(t) \right] \sin(2\pi f_c t) \\ &= \left\{ \sum_{m=1}^M \sqrt{\frac{P}{2}} a_m(t - \tau_m) b_m(t - \tau_m) \right\} \{ \sin(4\pi f_c t + 2\pi \Delta f_m t + \phi_m + \Delta \phi_m) \\ &\quad - \sin(2\pi \Delta f_m t + \phi_m + \Delta \phi_m) \} + n(t) \sin(2\pi f_c t) \end{aligned} \quad (2.10)$$

上記信号をローパス・フィルタに通すと、以下に示す信号が出力される。

$$I_2(t) = \left\{ \sum_{m=1}^M \sqrt{\frac{P}{2}} a_m(t - \tau_m) b_m(t - \tau_m) \right\} \cos(2\pi\Delta f_m t + \phi_m + \Delta\phi_m) + n(t) \cos(2\pi f_c t) \quad (2.11)$$

$$R_2(t) = - \left\{ \sum_{m=1}^M \sqrt{\frac{P}{2}} a_m(t - \tau_m) b_m(t - \tau_m) \right\} \sin(2\pi\Delta f_m t + \phi_m + \Delta\phi_m) + n(t) \sin(2\pi f_c t) \quad (2.12)$$

周波数オフセット Δf_m と初期位相差 $\Delta\phi_m$ はマッチドフィルタ出力後の逆拡散特性を大きく劣化させるが、蓄積一括復調処理により周波数オフセットおよび初期位相差を推定し、補正を施して復調することによって、それらを完全に除去できる可能性がある。この点を考慮して、以下の検討では、周波数オフセット $\Delta f_m = 0$ かつ初期位相差 $\Delta\phi_m = 0$ とした場合を考える。その結果の信号は次式で与えられる。

$$I_3(t) = \left\{ \sum_{m=1}^M \sqrt{\frac{P}{2}} a_m(t - \tau_m) b_m(t - \tau_m) \right\} \cos\phi_m + n(t) \cos(2\pi f_c t) \quad (2.13)$$

$$Q_3(t) = n(t) \sin(2\pi f_c t) \quad (2.14)$$

個々のパケット間の相対的な位相のシフトは 2π で割った剰余、また相対的な時間差は T で割った剰余と考えられるので、ある i 番目の信号に対して $\theta_i = 0$ と $\tau_i = 0$ と仮定し、 $m \neq i$ のとき $0 \leq \tau_m < T$ と $0 \leq \theta_m < 2\pi$ としても一般性を失わない。信号 $I_3(t)$ をマッチドフィルタに入力すると、 i 番目の信号に関する出力 Z_i は次式で表現される。

$$Z_i = \int_0^T a_i(t) I_3(t) dt \quad (2.15)$$

ところで、データ信号 $b_m(t)$ は次のように表現できる。

$$b_m(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} b_{m,k} \psi_T(t - kT) \quad (2.16)$$

ここで、 $b_{m,k} \in \{+1, -1\}$ である。従って、 $t = T$ のときのマッチドフィルタ出力は次式で表現される。

$$Z_i = \sqrt{\frac{P}{2}} \left[b_{i,0} T + \sum_{\substack{m=1 \\ m \neq i}}^M \{ b_{m,-1} R_{m,i}(\tau_m) + b_{m,0} \hat{R}_{m,i}(\tau_m) \} \cos\phi_m \right] + \int_0^T n(t) a_i(t) \cos(2\pi f_c t) dt \quad (2.17)$$

ここで、 $R_{m,i}$ と $\hat{R}_{m,i}$ は以下のように定義される連続時間部分自己相関関数である。

$$\begin{aligned} R_{m,i}(\tau) &= \int_0^\tau a_m(t - \tau) a_i(t) dt \\ \hat{R}_{m,i}(\tau) &= \int_\tau^T a_m(t - \tau) a_i(t) dt \end{aligned} \quad (2.18)$$

ただし、 τ の範囲は $0 \leq \tau \leq T$ である。パケットを構成するビットがチップタイミングに非同期に発生する場合、 $0 \leq kT_c \leq \tau \leq (k+1)T_c \leq T$ とすると、これらの2つの自己相関関数を次のように書き改めることができる。

$$\begin{aligned} R_{m,i}(\tau) &= C_{m,i}(k - N)T_c + \{ C_{m,i}(k + 1 - N) - C_{m,i}(k - N) \} (\tau - kT_c) \\ \hat{R}_{m,i}(\tau) &= C_{m,i}(k)T_c + \{ C_{m,i}(k + 1) - C_{m,i}(k) \} (\tau - kT_c) \end{aligned} \quad (2.19)$$

ここで、 $C_{m,i}(k)$ は、シーケンス $(a_j^{(m)})$ の $(a_j^{(i)})$ における離散非周期自己相関関数であり、次式で定義される。

$$C_{m,i}(k) = \begin{cases} \sum_{j=0}^{N-1-k} a_j^{(m)} a_{j+1}^{(i)} & (0 \leq k \leq N-1) \\ \sum_{j=0}^{N-1+k} a_{j-1}^{(m)} a_j^{(i)} & (1-N \leq k \leq 0) \\ 0 & (|k| \geq N) \end{cases} \quad (2.20)$$

なお、周期的自己相関関数 $\theta_{m,i}$ は全ての整数 k に対して次式で定義される。

$$\theta_{m,i}(k) = \sum_{j=0}^{N-1} a_j^{(m)} a_{j+1}^{(i)} \quad (2.21)$$

ここで、 $0 \leq k < N$ のときは、以下に示すようになることに注意する。

$$\theta_{m,i}(k) = C_{m,i}(k) + C_{m,i}(k-N) \quad (2.22)$$

さらに、 $0 \leq k < N$ において、以下の式を定義する。

$$\hat{\theta}_{m,i}(k) = C_{m,i}(k) - C_{m,i}(k-N) \quad (2.23)$$

(2.23)式で示される関数 $\hat{\theta}_{m,i}$ は、マッセイやウーランによって奇自己相関関数と呼ばれている。なぜならば、この関数は $\hat{\theta}_{i,m} = -\hat{\theta}_{m,i}(N-k)$ という特性を有し、(2.22)式で示される周期的（すなわち偶）自己相関関数は $\theta_{i,m} = \theta_{m,i}(N-k)$ を満足するからである。これら2つの関係は $C_{m,i}(k) = C_{m,i}(-k)$ という結果からきている。もし $\nu_{m,i}(\tau_m)$ が

$$\nu_{m,i}(\tau_m) = [b_{m,-1} R_{m,i}(\tau_m) + b_{m,0} \hat{R}_{m,i}(\tau_m)] \cos \phi_m \quad (2.24)$$

で定義されるならば、 $\sqrt{P/2} \nu_{m,i}(\tau_m)$ はマッチドフィルタ出力 Z_1 における m 番目の信号の寄与であることがわかる。 τ_m が固定されれば、 $\nu_{m,i}(\tau_m)$ は ϕ_m 、データシンボル $b_{m,-1}$ と $b_{m,0}$ そして非周期自己相関関数（あるいは周期的奇自己相関関数）にのみ依存する。とりわけ、もし k_m が $k_m T_c \leq \tau_m \leq (k_m+1)T_c$ 、 $b_{m,0} = b_{m,-1}$ ならば、次式が成立する。

$$\nu_{m,i}(\tau_m) = b_{m,0} [\theta_{m,i}(k_m) T_c + \{\theta_{m,i}(k_m+1) - \theta_{m,i}(k_m)\} (\tau_m - k_m T_c)] \cos \phi_m \quad (2.25)$$

一方、もし $b_{m,0} \neq b_{m,-1}$ ならば、次式が成立する。

$$\nu_{m,i}(\tau_m) = b_{m,0} [\hat{\theta}_{m,i}(k_m) T_c + \{\hat{\theta}_{m,i}(k_m+1) - \hat{\theta}_{m,i}(k_m)\} (\tau_m - k_m T_c)] \cos \phi_m \quad (2.26)$$

(2) 平均SN比

(2.17)式中の和がとられている第2項の干渉成分をランダムと仮定し、付加的な雑音として扱うことによりSN比を求めることができる。ところで、SN比、つまり SNR_i (i 番目のパケット信号のマッチドフィルタ出力における信号対雑音電力比)は確率的期待値として計算することができる。すなわち位相シフト、個々のパケットの時間差およびデータシンボルは相互に独立にゆっくりと変化する時間に対する関数であるので、この期待値は時間平均と解釈することができる。

(2.17)式で示した、 i 番目の信号のマッチドフィルタからの出力 Z_i を考えると、 $\phi_i=0$ 、 $\tau_i=0$ としても一般性は失われない。このとき Z_i に対する所望の信号電力は $\sqrt{P/2T}$ である。検討しているシステムでは、単一の拡散符号を用いるため、マッチドフィルタ出力後のパルス信号が衝突している場合は、復調が極めて困難になり特性が大きく劣化することが予想される。

本検討においては、マッチドフィルタ出力後のパルス状信号に関して、図2.10 (a)および(b)に示すように、パルス状信号が全く重なっていない場合、およびパルス状信号がわずかに重なっていても、着目パケットのパルス信号の幅2チップ期間に干渉パケットのビットタイミングが存在しない場合を衝突していない状態と定義する。一方、図2.10 (c)に示すように、干渉パケットのビットタイミングがちょうど着目パケットのビットタイミングから1チップ離れたところに存在する場合は半分衝突した状態とする。例えば、計算機シミュレーションにおいては、図2.10 (c)中の○の部分は衝突していないとし、×の部分は衝突しているものとする。また、図2.10(d)に示すように、着目パケットのビットに対応するパルス状の信号の幅前後1チップすなわち2チップ期間中に、他のビットタイミングが存在し、パルス状の信号が重なる状態は衝突していると定義する。

従って、ここでの検討では、パケット衝突に関して、パルス状信号が衝突している場合と衝突していない場合を分けて考えることとする。

(i) マッチドフィルタ出力のパルス状信号が衝突していない場合

パルス状の信号が衝突していない場合、(2.18)式において、 τ の範囲は $T_c \leq \tau \leq T - T_c$ となり、(2.19)式においては、 $T_c \leq kT_c \leq \tau \leq (k+1)T_c \leq T - T_c$ の範囲で定義され、 k の値は1から $N-2$ までの範囲の整数値となる。この場合、干渉成分を含む全雑音成分の分散は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} \text{Var}(Z_i) &= \frac{P}{4(T-2T_c)} \sum_{\substack{m=1 \\ m \neq i}}^M \int_{T_c}^{T-T_c} \{R_{m,i}^2(\tau) + \hat{R}_{m,i}^2(\tau)\} d\tau + \frac{N_0}{2} \cdot \frac{1}{2} T \\ &= \frac{P}{4(T-2T_c)} \sum_{\substack{m=1 \\ m \neq i}}^M \sum_{k=1}^{N-2} \int_{kT_c}^{(k+1)T_c} \{R_{m,i}^2(\tau) + \hat{R}_{m,i}^2(\tau)\} d\tau + \frac{1}{4} N_0 T \end{aligned} \quad (2.27)$$

つまり、この期待値は $1 \leq m \leq M (m \neq i)$ において、変数 ϕ_m 、 τ_m 、 $b_{m,-1}$ および $b_{m,0}$ が相互に独立であることから計算することができる。すなわち $m \neq i$ に対して、 ϕ_m が $[0, 2\pi]$ の区間で一様に分布しており、データシンボル $b_{m,i}$ は同確率で $+1$ と -1 をとると仮定する。

次に、(2.19)式で与えられる $R_{m,i}(\tau)$ と $\hat{R}_{m,i}(\tau)$ を代入すると、(2.27)式は以下に示すように計算できる。ここで、まず(2.19)式を以下のように簡略化する。

$$\begin{aligned} R_{m,i}(\tau) &= C_{m,i}(k-N)T_c + \{C_{m,i}(k+1-N) - C_{m,i}(k-N)\}(\tau - kT_c) = XT_c + (Y-X)(\tau - kT_c) \\ \hat{R}_{m,i}(\tau) &= C_{m,i}(k)T_c + \{C_{m,i}(k+1) - C_{m,i}(k)\}(\tau - kT_c) = X'T_c + (Y'-X')(\tau - kT_c) \end{aligned} \quad (2.28)$$

これを用いて、(2.27)式中の積分は以下のように計算できる。

$$\begin{aligned}
 \int_{kT_c}^{(k+1)T_c} R_{m,i}^2(\tau) d\tau &= \int_{kT_c}^{(k+1)T_c} \left\{ X^2 T_c^2 + 2X(Y-X)T_c(\tau - kT_c) + (Y-X)^2(\tau - kT_c)^2 \right\} d\tau \\
 &= \left[X^2 T_c^2 \tau + X(Y-X)T_c(\tau - kT_c)^2 + \frac{1}{3}(Y-X)^2(\tau - kT_c)^3 \right]_{kT_c}^{(k+1)T_c} \\
 &= X^2 T_c^3 + 3X(Y-X)T_c^3 + \frac{1}{3}(Y-X)^2 T_c^3 \\
 &= \frac{T^3}{3N^3} (X^2 + XY + Y^2) \\
 &= \frac{T^3}{3N^3} \left\{ C_{m,i}^2(k-N) + C_{m,i}(k-N)C_{m,i}(k-N-1) + C_{m,i}^2(k-N-1) \right\} \quad (2.29)
 \end{aligned}$$

第2項も同様に以下のように計算する。

$$\begin{aligned}
 \int_{kT_c}^{(k+1)T_c} \hat{R}_{m,i}^2(\tau) d\tau &= \frac{T^3}{3N^3} (X'^2 + X'Y' + Y'^2) \\
 &= \frac{T^3}{3N^3} \left\{ C_{m,i}^2(k) + C_{m,i}(k)C_{m,i}(k+1) + C_{m,i}^2(k+1) \right\} \quad (2.30)
 \end{aligned}$$

従って、(2.27)式は、

$$\text{Var}(Z_i) = \frac{PT^3}{12N^3(T-T_c)} \sum_{\substack{m=1 \\ m \neq i}}^M \gamma_{m,i} + \frac{1}{4} N_0 T = \frac{PT^2}{12N^2(N-2)} \sum_{\substack{m=1 \\ m \neq i}}^M \gamma_{m,i} + \frac{1}{4} N_0 T \quad (2.31)$$

となる。ここで

$$\begin{aligned}
 \gamma_{m,i} &= \sum_{k=1}^{N-2} \left\{ C_{m,i}^2(k-N) + C_{m,i}(k-N)C_{m,i}(k+1-N) + C_{m,i}^2(k+1-N) + C_{m,i}^2(k) + \right. \\
 &\quad \left. C_{m,i}(k)C_{m,i}(k+1) + C_{m,i}^2(k+1) \right\} \quad (2.32)
 \end{aligned}$$

である。

さて、SN比は信号電力 $\sqrt{P/2} \cdot T$ を雑音成分 $\sqrt{\text{Var } Z_i}$ で除算することにより得られる。よって、SN比つまり SNR_i (i番目のパケット信号のマッチドフィルタ出力における信号対雑音電力比) は次のように表現される。

$$\text{SNR}_i = \left[\left\{ 6N^2(N-2) \right\}^{-1} \sum_{\substack{m=1 \\ m \neq i}}^M \gamma_{m,i} + \frac{N_0}{2PT} \right]^{\frac{1}{2}} = \left[\left\{ 6N^2(N-2) \right\}^{-1} \sum_{\substack{m=1 \\ m \neq i}}^M \gamma_{m,i} + \frac{N_0}{2E_b} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (2.33)$$

ここで、特に拡散符号としてBarker符号を用いた場合、(2.33)式中の第1項は次のように変形できる。

$$\{6N^2(N-2)\}^{-1} \sum_{\substack{m=1 \\ m \neq i}}^M \gamma_{m,i} = \frac{(M-1)}{3N^2} \quad (2.34)$$

これにより、SN比は次のように簡略化できる。

$$SNR_i = \left(\frac{M-1}{3N^2} + \frac{N_0}{2E_b} \right)^{-1/2} \quad (2.35)$$

Barker符号は前述の通り自己相関特性にともなう干渉成分が極めて小さい良好な符号であるが、その存在は非常に限られている。従って、(2.35)式は与えられた同時受信パケット数Mに対して、与えられたSN比を達成するためにどのくらいの符号長Nとビットエネルギー E_b が必要になるか、そしてその場合の雑音密度 $N_0/2$ を決定するのに目安として使用することができる。詳細な特性の評価は様々な拡散符号に対して(2.33)式を使用する必要がある。

(ii) マッチドフィルタ出力のパルス状信号が衝突している場合

パルス状の信号が衝突している場合、(2.18)式において、 τ の範囲は $0 \leq \tau < T_c$ および $-T_c < \tau \leq T$ となり、(2.19)式においては $k=0$ および $k=N-1$ で定義される。この場合、干渉成分を含む全雑音成分の分散は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} \text{VAR}(Z_i) &= \frac{P}{4(2T_c)} \sum_{\substack{m=1 \\ m \neq i}}^M \int_{T_c}^{T-T_c} \{R_{m,i}^2(\tau) + \hat{R}_{m,i}^2(\tau)\} d\tau + \frac{1}{4} N_0 T \\ &= \frac{P}{8T_c} \sum_{\substack{m=1 \\ m \neq i}}^M \sum_{k=1}^{N-2} \int_{kT_c}^{(k+1)T_c} \{R_{m,i}^2(\tau) + \hat{R}_{m,i}^2(\tau)\} d\tau + \frac{1}{4} N_0 T \end{aligned} \quad (2.36)$$

次に、(2.19)式で与えられる $R_{m,i}(\tau)$ と $\hat{R}_{m,i}(\tau)$ を(2.36)式に代入すると、

$$\text{Var}(Z_i) = \frac{PT^3}{12N^3(2T_c)} \sum_{\substack{m=1 \\ m \neq i}}^M \gamma'_{m,i} + \frac{1}{4} N_0 T = \frac{PT^2}{24N^2} \sum_{\substack{m=1 \\ m \neq i}}^M \gamma'_{m,i} + \frac{1}{4} N_0 T \quad (2.37)$$

となる。ここで

$$\begin{aligned} \gamma'_{m,i} &= C_{m,i}^2(-N) + C_{m,i}(-N)C_{m,i}(-N+1) + C_{m,i}^2(-N+1) + C_{m,i}^2(-1) + C_{m,i}(-1)C_{m,i}(0) + \\ & C_{m,i}^0(0) + C_{m,i}(0)C_{m,i}(1) + C_{m,i}^2(1) + C_{m,i}^2(N-1) + C_{m,i}(N-1)C_{m,i}(N) + C_{m,i}^2(N) \end{aligned} \quad (2.38)$$

である。

よって、SN比つまり SNR_i (i番目のパケット信号のマッチドフィルタ出力における信号対雑音電力比) は同様にして、次式で与えられる。

$$SNR_i = \left\{ (12N^2)^{-1} \sum_{\substack{m=1 \\ m \neq i}}^M \gamma'_{m,i} + \frac{2N_0}{2E_b} \right\}^{-\frac{1}{2}} \quad (2.39)$$

直接拡散スプレッドアロハ方式では、無線信号の段階で複数のパケット信号が衝突したとしても、マッチドフィルタ出力におけるパケット信号を構成するパルス状の信号を考えた場合、それらのパルス信号が衝突している状態と衝突していない状態が考えられる。ここで、同時受信パケット数がM個の状態、i番目の着目パケットを構成するパルス信号に対して、無線信号の段階で衝突している(M-1)個のパケットのうち、 M_a 個のパケットを構成するパルス信号が衝突していない状態、すなわち図2.10の(a)、(b)および(c)の半分の状態とし、残り $M_b (= M-1-M_a)$ 個のパケットを構成するパルス信号が衝突している状態、すなわち図2.10の(c)の半分および(d)の状態を仮定する。この場合、SN比つまり SNR_i は、(2.33)式および(2.39)式を用いて次式で与えられる。

$$SNR_i = \left[\left\{ 6N^2(N-2) \right\}^{-1} \sum_{m=1}^{M_a} \gamma_{m,i} + (12N^2)^{-1} \sum_{m=1}^{M_b} \gamma'_{m,i} + \frac{N_0}{2E_b} \right]^{-\frac{1}{2}} \quad (2.40)$$

(3) ビット誤り率の導出

ビット誤り率 P_b は前節で求めた等価SN比を用いて次式で与えられる。

$$P_b = Q(SNR_i) \quad (2.41)$$

但し、 $Q(x)$ はQ関数であり、次式で定義される。

$$Q(x) = \int_x^{\infty} \exp\left(-\frac{u^2}{2}\right) du \quad (2.42)$$

Q関数と誤差補関数の間には以下の関係がある。

$$\operatorname{erfc}(x) = 2Q(\sqrt{2}x) \quad (2.43)$$

(4) 計算機シミュレーションによる解析

前項で示した手法によって得られるビット誤り率(BER)の妥当性を評価するために、計算機シミュレーションを用いてBER特性を導出する。図2.11はBER特性を得るための計算機シミュレーションの構成を示したものである。また、シミュレーションの諸元を表2.1に示す。本シミュレーションでは、周波数オフセットが存在しない場合を想定するとともに、計算時間の高速化をはかるためにベースバンド伝送のもとで行う。なお、同表において、時間および周波数はすべてビットレートで正規化して表現している。具体的な評価方法としては、まずパルス信号が衝突していない場合においては、図2.10(a)に示すように、あるパケットに着目し、そのパケットに隣り合うビットパルスの間隔である(N-2)チップの間に、別のパケットを(M-1)個ランダムに生起させて評価する。また、パルス信号が衝突している場合においては、図2.10(d)に示すように、同様にあるパケッ

トに着目し、そのビットパルスの幅である2チップの間に、別のパケットを(M-1)個ランダムに生起させて評価している。BERは 10^{-4} までを評価範囲としたため、測定したパケット数は10000個、すなわちビット数は1280000ビットとした。

(5) ビット誤り率特性の評価検討

(i) マッチドフィルタ出力のパルス状信号が衝突していない場合

図2.12(a)、(b)、(c)は、表2.1に示した3種類の拡散符号を採用し、(M-1)個の干渉パケットが存在する場合、すなわちM個のパケットが伝送路上に存在し、かつマッチドフィルタ出力後のパルス状信号が衝突していない場合の、着目パケットにおけるBER特性の標準ガウス近似による計算値と計算機シミュレーション値を示したものである。図2.12(d)は符号長63の拡散符号を採用した場合の着目パケットにおけるBER特性の標準ガウス近似による計算値を示したものである。同図に示すように、干渉パケット数の増加と共に劣化量も増加し、 E_b/N_0 が高くなるほど、劣化量は大きくなることがわかる。これは、ビット誤りが起こる要因として、 E_b/N_0 が低い状態においては雑音による影響が支配的であるが、 E_b/N_0 が高い状態においては雑音による影響が低下し相対的に干渉パケットによる影響が大きくなるためである。

標準ガウス近似による近似解析と計算機シミュレーションの比較は良好な一致を示しているが、 E_b/N_0 が大きくなるにつれてその差が大きくなる。これは、標準ガウス近似においては、干渉成分を雑音とみなして等価SN比を求めているため、雑音が非常に小さい領域ではその誤差が顕著に現れるためである。本結果より、標準ガウス近似は E_b/N_0 が0 dBから15 dBの範囲で適用可能であるといえる。

(ii) マッチドフィルタ出力のパルス状信号が衝突している場合

図2.13は、表2.1に示した拡散符号の中で拡散符号長7のものを使用した場合における、M個すべてのパケットに対応するマッチドフィルタ出力後のパルス状信号が衝突した場合のBER特性の標準ガウス近似による計算値と計算機シミュレーション値を示したものである。計算機シミュレーション値と標準ガウス近似による計算値はほぼ良好な一致を示しているが、 E_b/N_0 が高くなると誤差が大きくなる。これは、干渉成分が大きすぎるため、近似の誤差が大きく現れているためと思われる。

実際のシステムにおいては、先に説明した通り、無線信号の段階において複数のパケットが衝突している場合でも、マッチドフィルタ出力の着目パケットを構成する各ビットに対応するパルス状信号と、他のパケットを構成するパルス状信号が衝突していない状況も存在すれば、衝突している状況も存在する。図2.14は、表2.1中の符号長が7の拡散符号の使用を仮定して、同時受信パケット数Mが5個、すなわち無線信号の段階において、着目パケットに4個の他のパケットが衝突している状態を想定して、マッチドフィルタからの出力信号の段階において、着目パケットを構成するパルス状信号に衝突していない着目パケット以外のパケット数 M_1 と衝突している着目パケット以外のパケット数 $M_2(=4-M_1)$ をパラメータとした場合の、BER特性を示したものである。同図より、1つ

でもパルス状信号が衝突すると、BER特性が大幅に劣化することが分かる。

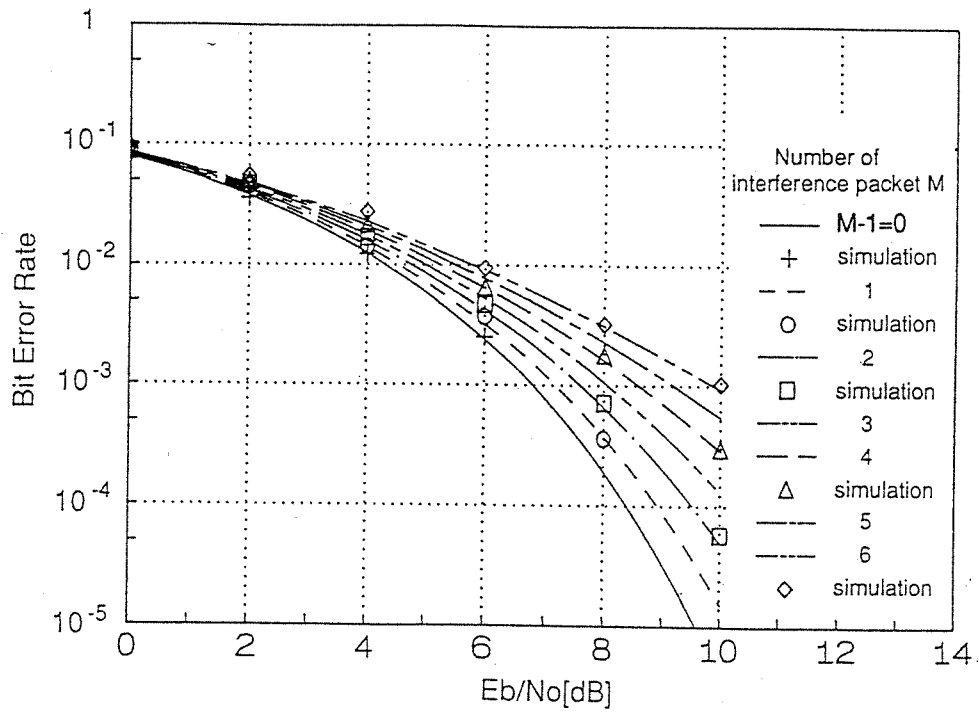


図2.7 パケットがチップタイミングに同期して発生する状況下において、干渉パケット数をパラメータにとった場合の E_b/N_0 とBER特性の関係（拡散符号長7、結線タップ [3, 2]）

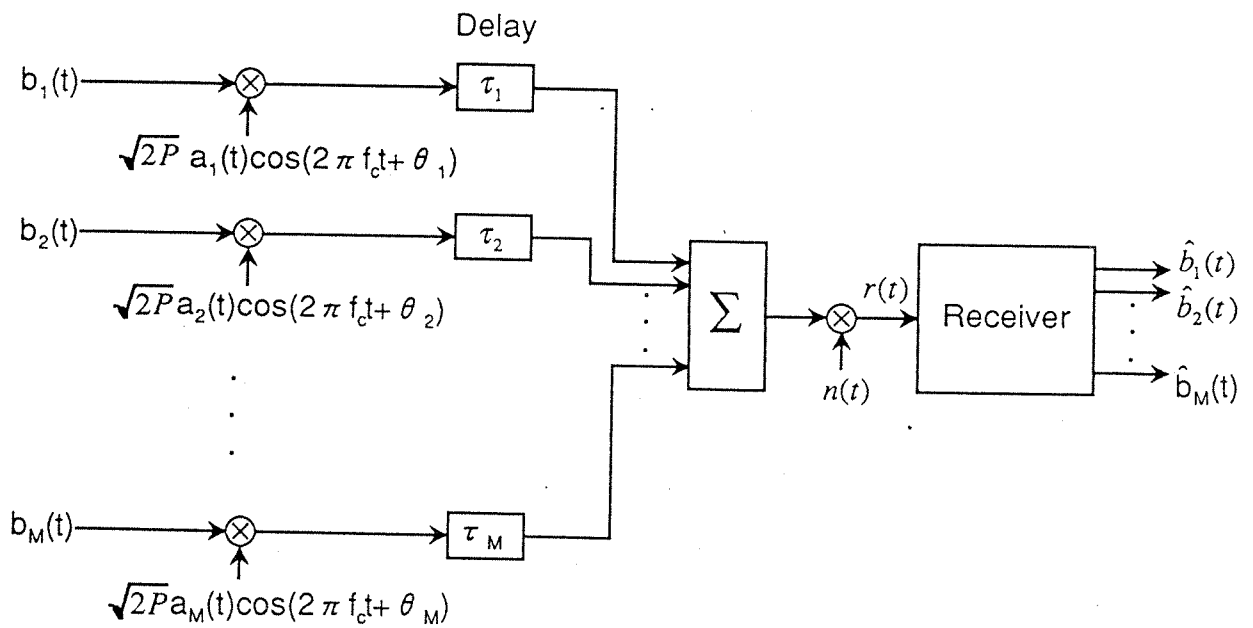


図2.8 ビット誤り率を導出するためのシステムモデル

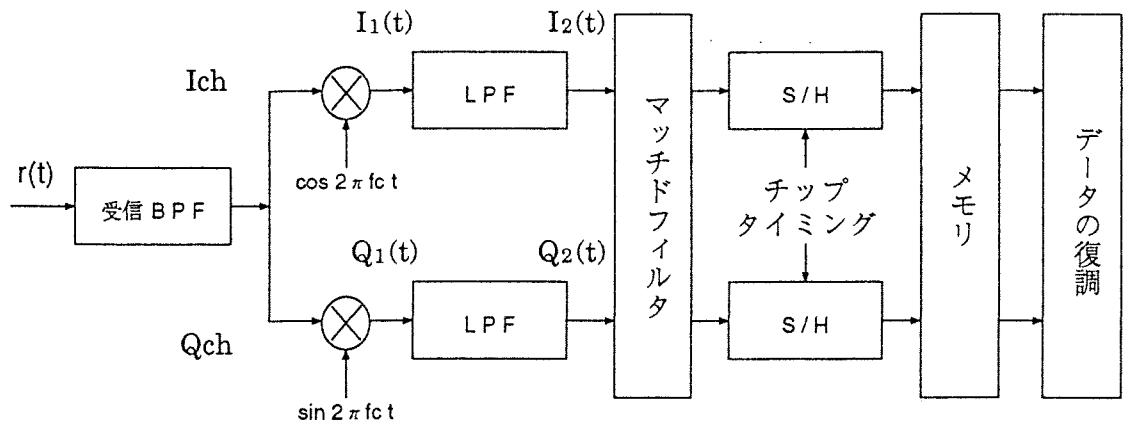


図2.9 復調部のブロック構成

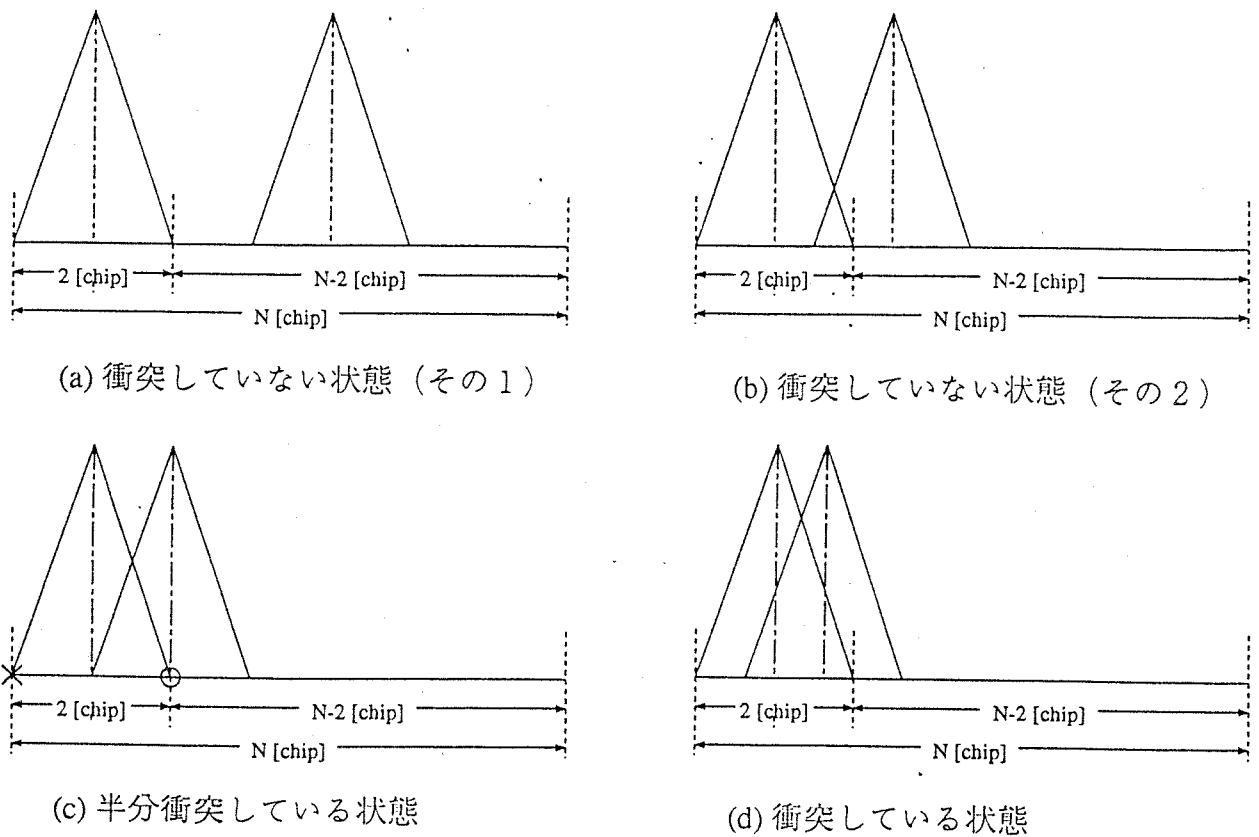


図2.10 マッチドフィルタ出力後のパルス状信号の衝突状態

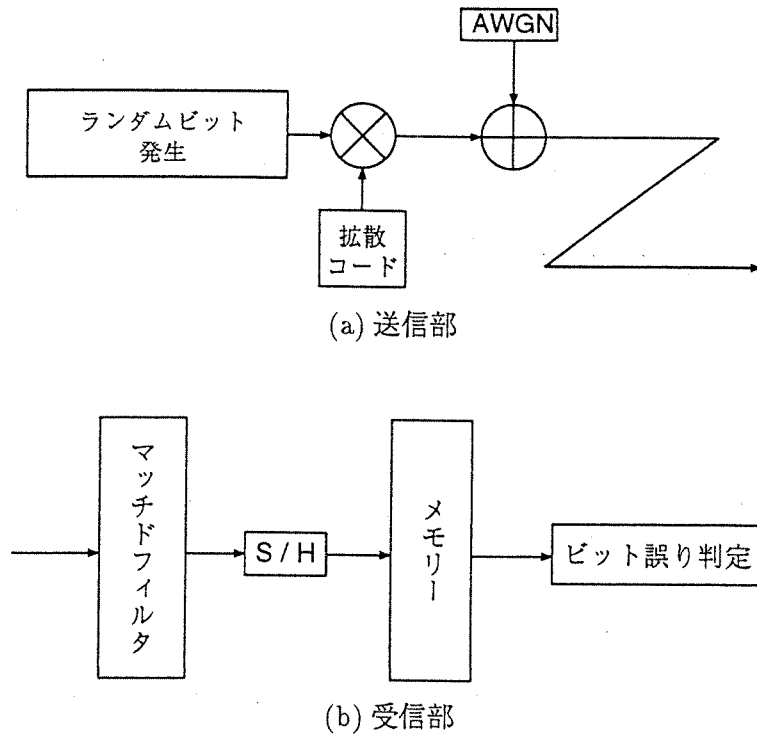
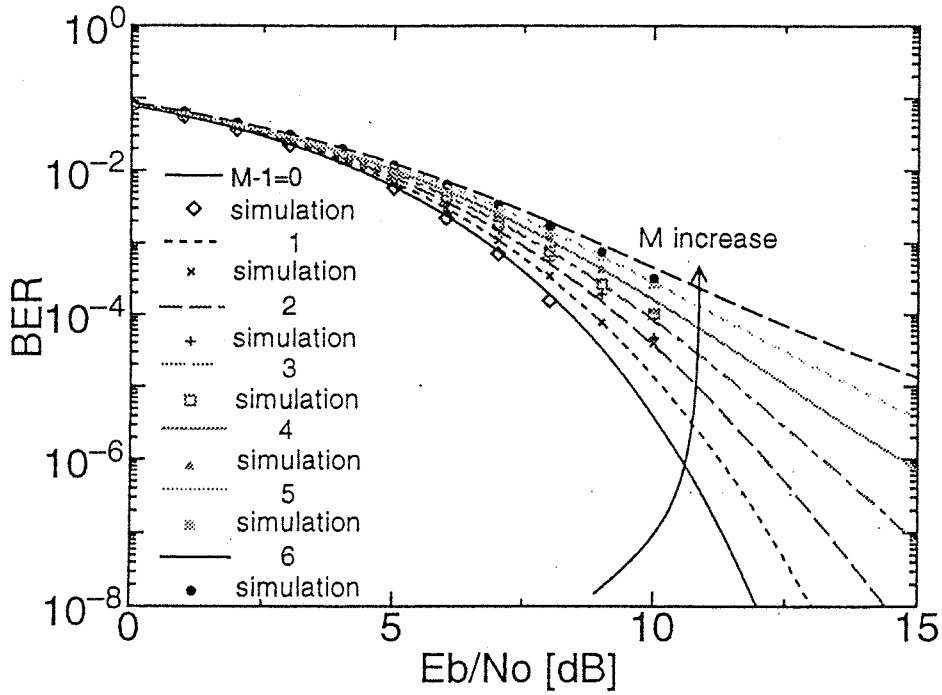


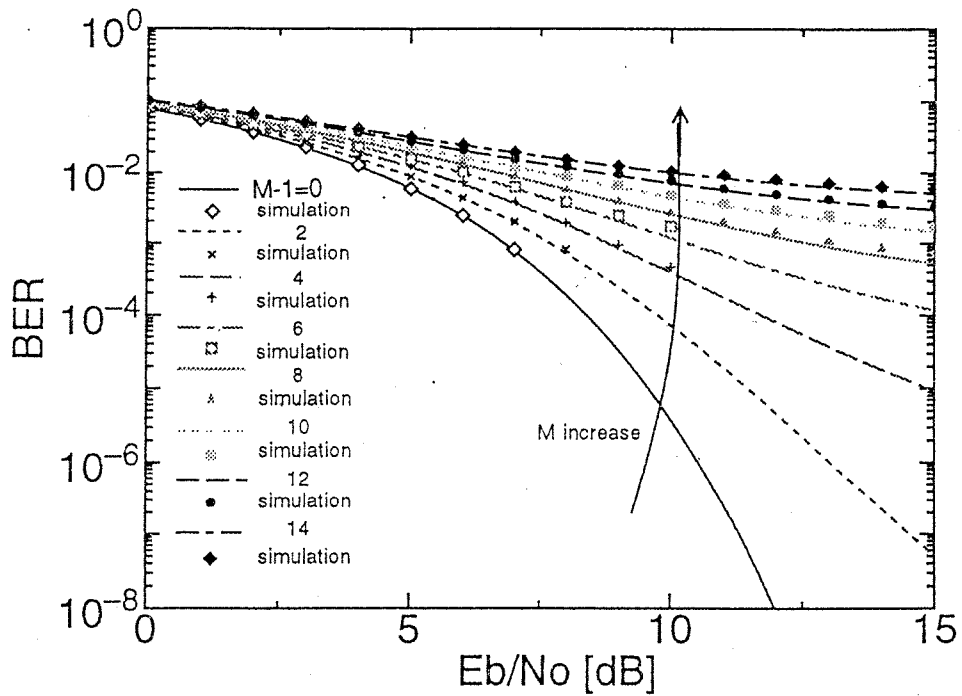
図2.11 ビット誤り率取得のための計算機シミュレーションの構成

表2.1 ビット誤り率取得のための計算機シミュレーションの諸元

拡散符号長	7	15	31
パケット長 $L_p[bit]$	128		
ビットレート f_b	1		
チップレート f_{chip}	7	15	31
サンプリング周波数	112	120	124
情報系列	random		
雑音の種類	AWGN(加法性白色ガウス雑音)		
ビットタイミング再生	既知		

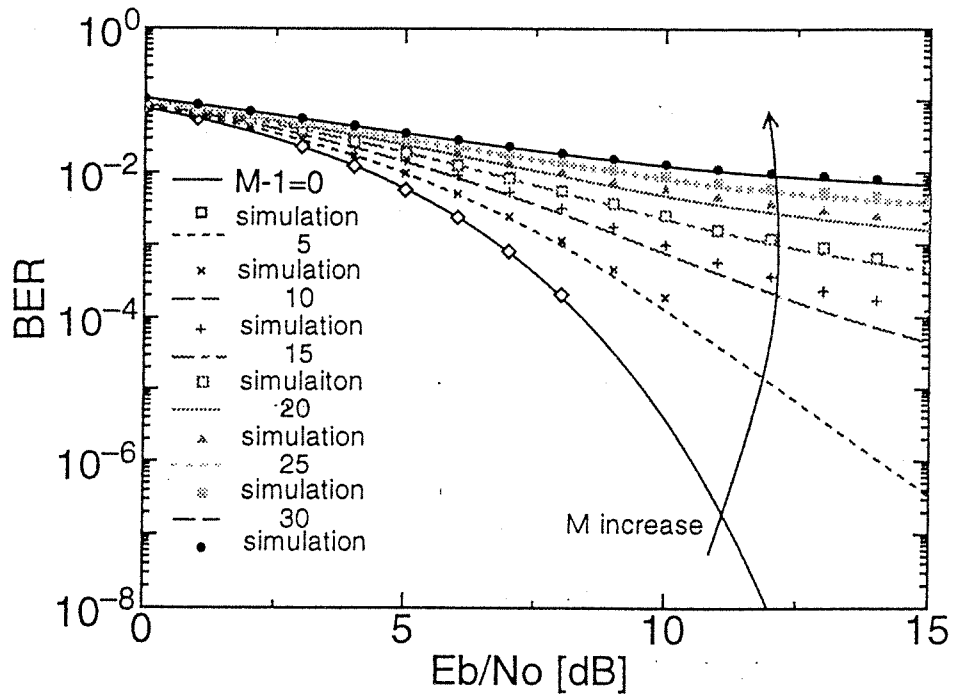


(a) 拡散符号長7、結線タップ [3, 2]

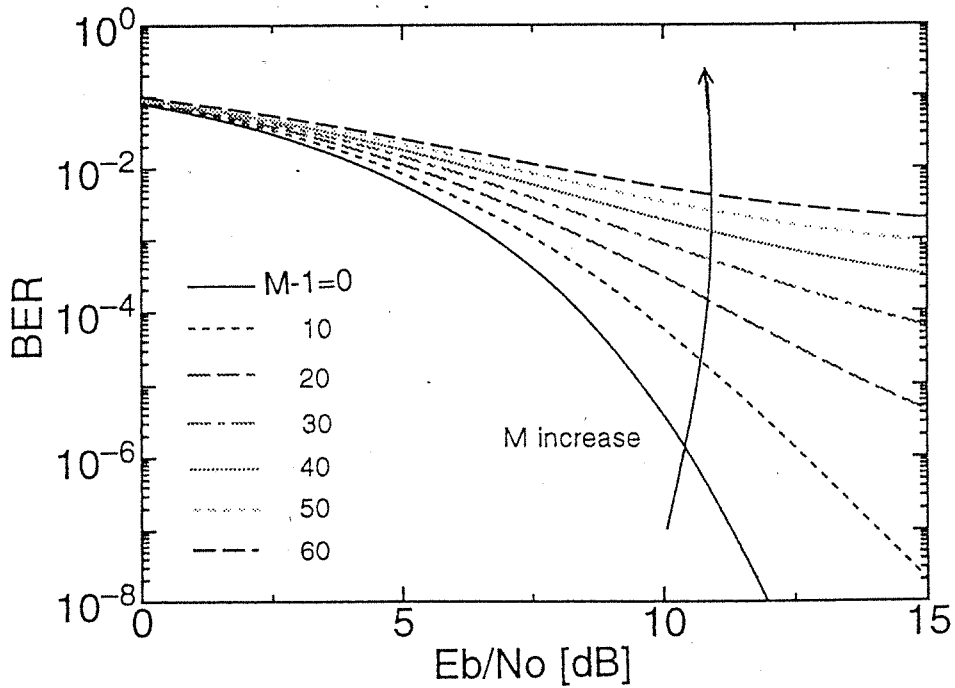


(a) 拡散符号長15、結線タップ [4, 1]

図2.12 パケットがチップタイミングに非同期して発生し、かつマッチドフィルタ出力のパルス状信号が衝突していない状況下において、干渉パケット数をパラメータにとった場合の E_b/N_0 とBER特性の関係 (その1)



(c) 拡散符号長31、結線タップ [5, 3]



(d) 拡散符号長63、結線タップ [6, 1]

図2.12 パケットがチップタイミングに非同期して発生し、かつマッチドフィルタ出力のパルス状信号が衝突していない状況下において、干渉パケット数をパラメータにとった場合の E_b/N_0 とBER特性の関係 (その2)

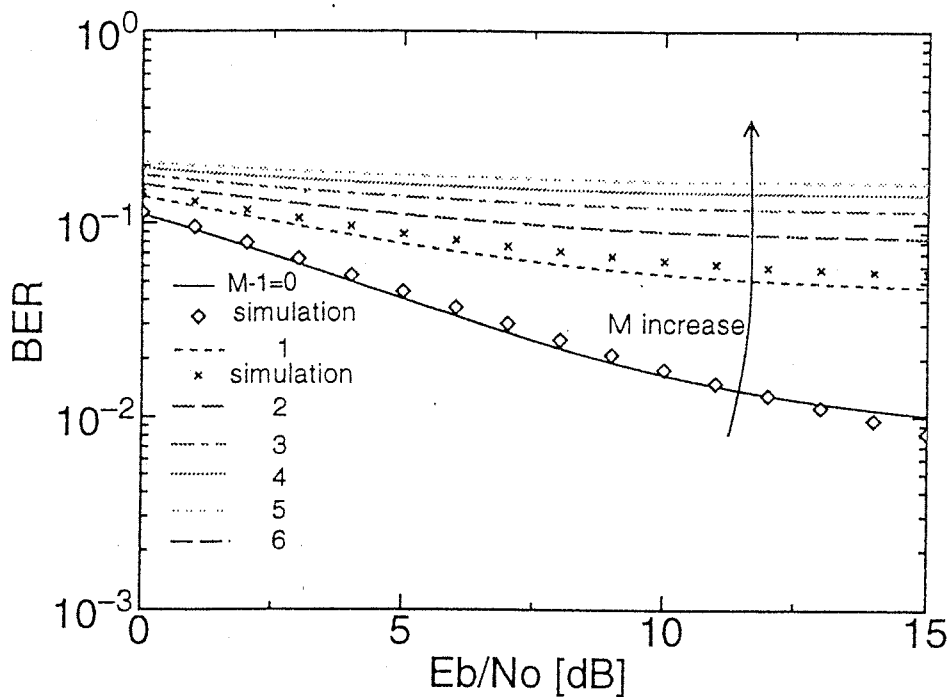


図2.13 パケットがチップタイミングに非同期して発生し、かつマッチドフィルタ出力のパルス状信号が衝突している状況下において、干渉パケット数をパラメータにとった場合の E_b/N_0 とBER特性の関係（拡散符号長7、結線タップ [3,2]）

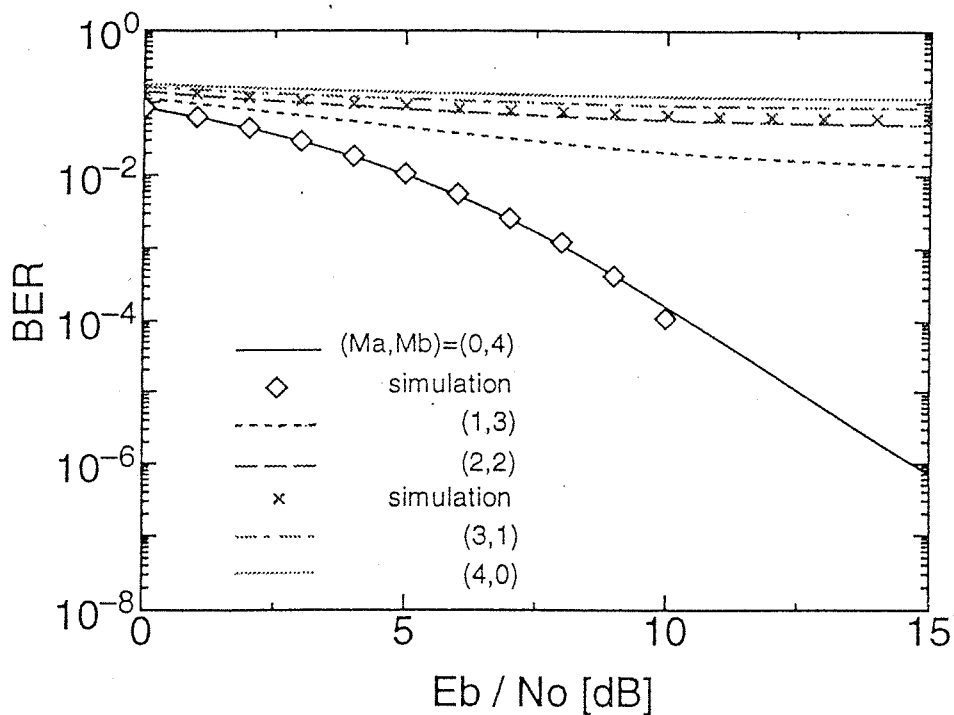


図2.14 4個のパケットがチップタイミングに非同期して発生している状況下において、衝突パケット数と非衝突パケット数をパラメータにとった場合の E_b/N_0 とBER特性の関係（拡散符号長7、結線タップ [3,2]）

2.4 シンボルタイミング再生

本節では、直接拡散スプレッドアロハ方式において、パケットの先頭部にプリアンブルを付加し、マッチドフィルタによる逆拡散後のプリアンブル中の直交する個々の信号に対して、巡回加算を施し、雑音による影響を大幅に低減することによって、シンボルタイミングを高精度で再生する構成法を提案し、計算機シミュレーションによって取得した特性を評価・検討する。

2.4.1 シンボルタイミング再生アルゴリズム

図2.15は直接拡散スプレッドアロハ用シンボルタイミング再生部のブロック構成を示したものである。本方式は、全“1”のビットから構成されるプリアンブルを利用して、マッチドフィルタから出力される同プリアンブルの直交する信号成分（IチャンネルとQチャンネル）から電圧のディメンジョンにおける巡回加算、電力のディメンジョンにおける巡回加算、閾値判定、極大値判定などによりシンボルタイミングを再生する機能を有する。具体的には、電圧のディメンジョンにおける巡回加算をカスケードに2回〔巡回加算（I）（II）〕行い、雑音成分を大幅に低減した後に、シンボルタイミングを再生することを特徴としている。以下に、それぞれのブロックにおける信号処理について述べる。

(1) 巡回加算（I）（II）

まず本方式の最大の特徴である、電圧のディメンジョンにおけるビット周期毎の巡回加算について説明する。準同期検波後、マッチドフィルタを通過した信号はビット周期毎に相関ピークをもつ信号となる。信号には伝送路上における雑音に加わっているため、受信信号からシンボルタイミングを正確に抽出することは不可能である。よって、この雑音の影響をどのように取り除くかが問題となる。

雑音がなく周波数オフセットが存在しないとき、全“1”のプリアンブルを用いるので、マッチドフィルタからの出力波形は図2.16に示すように実軸（Iチャンネル）のみに存在する信号となる。よって、伝送路上において雑音に加わったとしてもビット周期毎に電圧のディメンジョンにおける巡回加算を行えば、相関ピークの振幅は巡回加算の回数を重ねる程に増加し、逆に雑音は位相および振幅がランダムであるため、その回数が増えれば多いほど軽減される。正規化を施せば、巡回加算処理前の信号と比較して、相関ピークの振幅に変化はないが、雑音は大幅に低減されるため、SN比を改善することができる。図2.17は、周波数オフセット、初期位相差、雑音などが無い状態を仮定して、10ビットのプリアンブルを用いて巡回加算を4回行う処理を示したものである。巡回加算の回数で正規化した波形の相関ピークは、巡回加算処理前の相関ピークの振幅と一致していることがわかる。ところが、巡回加算を行うと、巡回加算後の波形において、プリアンブル部の10ビットだけを加算して得られるビットの数が、元のビット数（10ビット）に比べ減少する。図2.17の場合は7ビットになる。従って、プリアンブル長は、巡回加算により減少してしまうビット数を考慮して決定しなければならない。

次に、周波数オフセットが存在する場合を考える。図2.18は、雑音なしの状態におい

て、かなり大きな周波数オフセットが存在するときの実軸（Iチャンネル）と虚軸（Qチャンネル）の波形を示したものである。同図に示すように、周波数オフセットが存在すると、信号の振幅が変動する。このような信号に対して巡回加算を実行したときに、どのような結果が得られるかについて考える。図2.19は、IチャンネルとQチャンネルの信号に対して巡回加算の回数を少なく設定したときの巡回加算処理後の波形を示したものである。一方、図2.20は、IチャンネルとQチャンネルの信号に対して巡回加算の回数を多く設定したときの巡回加算処理後の波形を示したものである。これらの図から、周波数オフセットが存在する状態において巡回加算の回数を過度に大きく設定してしまうと、相関ピークの振幅の低下が生じ、SN比の改善が望めなくなることがわかる。

IチャンネルとQチャンネルの信号を、各々実数部と虚数部にもつ複素数で表現される信号ベクトルを考えて、上記巡回加算の処理を議論することもできる。図2.21は、かなり大きな周波数オフセットが存在するとき、巡回加算を2回と4回（存在する周波数オフセットに対して過大と思われる回数）行った場合の上記信号ベクトルの変化を位相面において観察したものである。但し、見易くするために、ビットタイミング点における信号ベクトルのみを表示しており、それらタイミングの間に存在する小さな振幅の信号は割愛している。同図(a)は巡回加算前の信号ベクトル、(b)と(c)の左側の図は、各々2回と4回の巡回加算を施した後の巡回加算前後の信号ベクトルを示している。同図(b)と(c)の右側に示すように、巡回加算後の信号ベクトルを巡回加算の回数で正規化した後の振幅で比較すると、巡回加算を4回施した結果は2回施した結果よりもかなり小さくなる。すなわち相関ピークの振幅が低下するので、SN比の改善は望めなくなる。よって、周波数オフセットが存在する場合、巡回加算の最適な回数はオフセット周波数に依存し、最適な巡回加算の回数を選択すれば、SN比を改善することが可能となる。周波数オフセットの最大値を $f_b/10$ (f_b : ビットレート) 程度と仮定すると、巡回加算の回数はあまり多く設定できないので、そのような状況下でも雑音を低減できるように、カスケードで2回、巡回加算を行うこととした。

ここで、ビットレートで正規化された周波数オフセットとして0.15、回線状態を表現する1ビット当りの信号エネルギー対雑音電力密度比 (E_b/N_0) として9 dBを設定した場合に、各種信号処理によって得られる信号波形を一例として紹介し、巡回加算の効果を明らかにする。図2.22(a)は、巡回加算処理を実行せずに、両チャンネル（IチャンネルとQチャンネル）の信号の2乗和をとった後の波形である。図2.22(b)は、巡回加算処理を施した後、両チャンネル（IチャンネルとQチャンネル）の信号の2乗和をとった後の波形である。これらの信号波形を比較することによって、巡回加算により大幅に雑音が低減されることがわかる。これは、まさしく巡回加算(I)(II)の処理を実行した効果である。

(2) 巡回加算(Ⅲ)

電圧のディメンジョンにおいてIチャンネルとQチャンネルの信号に巡回加算を施した後の信号の2乗和をとった信号に対して電力のディメンジョンで再び巡回加算を行う。この処理は雑音の平均化を期待したものであり、次の閾値判定における誤検出の抑制を目的

としたものである。図2.23は、上記(1)と同じ回線状態を仮定して、巡回加算(I)(II)に加え、電力のディメンジョンにおける巡回加算〔巡回加算(III)〕を施した後の波形である。図2.22に示した波形と比較することによって、信号と雑音の両方のレベル変動が小さくなっていることがわかる。

(3) 閾値判定

閾値判定によって雑音成分をカットし、相関ピークのみを抽出する。図2.24は、閾値を0.6に設定した時の閾値判定の様子を示したものである。同図より、このような閾値の設定であれば、雑音による誤検出および不検出は起こらないことがわかる。

(4) 極大値判定

閾値判定された信号の包絡線は三角波となるため、本来のシンボルタイミングのピークの両側のいくつかのサンプル点も閾値を越えてしまい、閾値判定のみでシンボルタイミングを判定すると誤検出を生じてしまう。そこで、極大値を判定することにより、相関パルスの正しいピークのサンプルタイミングのみを最終的にシンボルタイミングとして検出する。1パケットだけが受信される場合は、そのビット周期内の最大値判定によってタイミングの抽出が可能であるが、1ビット周期内で複数のパケットを受信することを考えた場合には、極大値判定することにより、それぞれのパケットのシンボルタイミングを抽出することができる。図2.25は極大値判定の様子を示したものである。同図に示すように、閾値を越えたサンプル値の包絡線は三角形となるが、極大値判定を行うことにより、その中の正しいピークのサンプル点をシンボルタイミングと判定することが可能となる。

2.4.2 計算機シミュレーションによる特性評価

前節で提案したアルゴリズムを計算機上で構築し、計算機シミュレーションによって得られた結果に対して評価を加える。なお、計算時間の都合上、変調処理およびローパスフィルタとバンドパスフィルタなどのフィルタ処理は割愛した。

(1) 不検出確率および誤検出確率

プリアンブル長および閾値をパラメータにとり、不検出確率と誤検出確率に関する統計的評価を実行した。表2.2はそれら確率を取得するための計算機シミュレーションの主要諸元を示したものである。同表に示すように、回線状態の悪い状況においても十分な性能を発揮できるように $E_b/N_0=6$ dB (ビット誤り率 10^{-3} 程度に相当)を想定するとともに、周波数オフセットはビットレートの1/10に設定した。また、シンボルタイミングを判定する基準は、雑音がランダムであるという点を考慮して、誤検出を抑圧するため、3ビット連続してビット周期内の同一サンプルタイミングが極大値と判定される場合とした。

ここで、表示を簡素化するために、各々の巡回加算回数を連続して並べ、

$$\text{巡回加算(I)の回数} - \text{巡回加算(II)の回数} - \text{巡回加算(III)の回数} \quad (2.44)$$

のようなパラメータ表現を採用する。例えば、(2-2-16)と表示した場合、巡回加算(I)を

2回、巡回加算(Ⅱ)を2回、巡回加算(Ⅲ)を16回行うことを意味する。

この場合、図2.17に示したように、必要プリアンブル長は巡回加算後のビット数の低減を考慮して次式を用いて計算することができる。

$$\begin{aligned} \text{[必要プリアンブル長]} &= \text{[判定基準を満たすための必要ビット数]} \\ &\quad + \text{[巡回加算(Ⅰ)の回数} - 1] + \text{[巡回加算(Ⅱ)の回数} - 1] \\ &\quad + \text{[巡回加算(Ⅲ)の回数} - 1] \end{aligned} \quad (2.45)$$

例えば、(2-2-16)で、判定基準が3ビット連続ならば、

$$\text{[必要プリアンブル長]} = [3] + [2-1] + [2-1] + [16-1] = 20 \text{ビット} \quad (2.46)$$

となる。

なお、シミュレーションの試行回数は、計算時間の関係上、10000パケットとした。よって、 10^{-4} 以下の精度は計測不可能であり、 10^{-3} 以下の確率には多少の誤差を含んでいると思われる。

以下では、各種パラメータの組合せ毎に特性結果を示し、その結果に対して考察を加える。

(i) 拡散符号長が63チップで干渉パケットが存在しない場合

図2.26は、巡回加算の組合せをパラメータにとり、閾値に対するシンボルタイミングの不検出確率と誤検出確率の変化を示したものである。同図から、プリアンブル長を長くすると不検出確率と誤検出確率の両方が減少することがわかる。また、閾値を上げると誤検出確率は減少するが、不検出確率は増加する。逆に、閾値を下げれば、誤検出確率は増化するが、不検出確率は減少することがわかる。不検出確率と誤検出確率の両方も閾値0.6前後において、あまり変化が生じなくなるので、閾値として0.6前後が最適であると考えられる。例えば、プリアンブル長20(2-2-16)ビット、閾値0.6を用いれば不検出確率と誤検出確率は、ビット誤り率の1/10以下、すなわち 10^{-4} 以下にすることができる。

(ii) 拡散符号長が63チップで干渉パケットが1つ存在する場合

表2.3は干渉パケットの諸元を示したものである。図2.27は、プリアンブル長と閾値の組合せを[16(2-2-12)、0.6]、[20(2-2-16)、0.6]および[20(2-2-16)、0.65]に設定したとき、着目パケットと干渉パケットの受信時間差に対する不検出確率の変化を示したものである。また、図2.28は、プリアンブル長として16(2-2-12)ビットと20(2-2-16)ビットを採用し、閾値をパラメータにとったときの着目パケットと干渉パケットの受信時間差に対する、着目パケットの不検出確率の変化を示したものである。

図2.27を見ると、1チップ周期（4サンプル周期に相当）以上の時間差をもって干渉パケットが存在する場合には、干渉パケットがない状態と同等の不検出確率を達成できることがわかる。また、1チップ以内の時間差で2つのパケットが受信された場合、全く検出不可能となるのではなく、かなりの確率でシンボルタイミングの検出が可能であることがわかる。ここで、1チップ以内の時間差で2つのパケットが受信された場合、なぜ、シンボルタイミングが全く検出不可能とならないかを考えてみる。図2.29は、雑

音と周波数オフセットがない状態において、2つのパケットを同一の初期位相差で1チップ以内の時間差で受信したときの波形を示したものである。一方、図2.30は、同一の条件下において、異なる初期位相差で受信したときの波形を示したものである。それらの図に示されているように、たとえ1チップ周期以内に干渉パケットが受信されても、2つのパケットがそれぞれ異なる初期位相差をもっていれば、図2.30のような波形となり極大値判定が可能となるため、シンボルタイミングの検出が可能になる。実際には、それぞれのパケットにはランダムに初期位相差が存在するので、極大値判定が可能となり、シンボルタイミングが全く検出不可能とはならない。なお、図2.27において、干渉パケットに対するシンボルタイミングの不検出確率の方が若干低くなっている原因は、周波数オフセットの値が着目パケットに対して0.1、干渉パケットに対して0.09（ともにビットレートに対して）に設定したためである。（なお、この事実は、両者の周波数オフセットを逆にした場合、逆の結果が得られたことよりも明白である。）すなわち、周波数オフセットの値が低ければ、検出率は向上する傾向にある。

(iii) 拡散符号長の長さの違いによる不検出確率と誤検出確率

拡散符号長を7チップに設定して、上記(1)および(2)と同様のシミュレーションを行った。それらの結果を図2.31から図2.33に示す。また、図2.34から図2.37は、拡散符号長の違いによる比較を直接観察するために掲示したものである。

図2.34と図2.35を見ると、干渉パケットが存在しない場合、拡散符号長の長さの違いによる差は、試行回数10000回ということを考慮すれば、ほとんど存在しないと言える。一方、図2.36と図2.37を見ると、干渉パケットが存在する場合、拡散符号長の長さの違いによる差は、着目パケットと干渉パケットの受信時間差が1チップ周期以内では、ほとんど存在しないが、1チップ周期以上離れて各々のパケットが受信される場合、明らかに63チップの拡散符号を用いたときの方が、不検出確率が低く抑えられることがわかる。これは、1チップ周期以内では、それぞれのパケットの相関ピーク同士が重複し互いに干渉しあうのに対して、1チップ周期以上離れば、相関ピーク同士は重ならないことに起因した結果である。本方式では、全“1”のプレアンプルを用いてシンボルタイミングを検出しているので、1チップ周期以上離れて2個のパケットを受信した場合、拡散系列の2周期間の偶相関特性のみが問題となる。M系列における偶相関特性は、図2.38に示すように $1/N$ （N：拡散符号長）と一定になる。よって、図2.39のように1チップ周期以上離れて受信された干渉パケットが着目パケットの相関ピークに及ぼす干渉量は $1/N$ となるので、拡散符号長が長い63チップを用いた場合の方が良い特性が得られる。すなわち長い拡散符号長を使用することにより、干渉パケットの影響を減らすことが可能となる。

2.4.3 巡回加算の効果および最適パラメータ

前節よりプレアンプル長を20ビットとすれば、ほぼ満足のいく結果が得られることがわかった。よって、プレアンプル長を20ビットに設定し、巡回加算の効果と最適化を検

討する。

(1) 巡回加算の効果と最適値

電圧のディメンジョンにおける巡回加算のSN比に対する改善効果を確認するため、表2.4のような諸元の設定のもとでシミュレーションを実行した。干渉パケットが存在しない場合、不検出確率と誤検出確率に関して、拡散符号長の違いによる差異がほとんど存在しないことが確認されたため、同表に示すように、シミュレーション時間の都合上、7チップの拡散符号長を用いることとした。また、巡回加算の効果をより明らかとするために、 E_b/N_0 は低い値、すなわち3 dBに設定した。

図2.40は、周波数オフセットを $f_c/10$ と $f_c/16$ に設定した状態において、巡回加算の組合せをパラメータにとって、閾値に対する不検出確率の変化を示したものである。一方、図2.41は同一の条件下における誤検出確率の変化を示したものである。なお、図中で巡回加算の回数が1回というパラメータの設定が記載されているが、これは巡回加算の処理をしていないことを意味する。

これらの図から、電圧のディメンジョンにおける巡回加算〔巡回加算(I)と巡回加算(II)〕による雑音低減効果は明らかであり、例えば、誤検出確率に関しては、巡回加算(I)と(II)を行わない(1-1-18)の特性と比較すると、どの組合せでも低く抑えられることがわかる。しかも、巡回加算の回数が多い程、誤検出確率の低減効果が顕著に現れる。一方、不検出確率に関しては、巡回加算(I)と(II)を実行すると、その回数が多い程、高くなることがわかる。特に、この現象は周波数オフセットが $f_c/10$ の場合に顕著に現れる。また、巡回加算の回数が同じ組合せならば、周波数オフセットの値が小さい方が、不検出確率は低くなる。電圧のディメンジョンにおける巡回加算の効果が不検出確率と誤検出確率の両者に対して良好となる組合せは、どちらの周波数オフセットに対しても、巡回加算(2-2-16)と(2-1-17)のパラメータ設定である。

結局、前述したように周波数オフセットが $f_c/10$ の場合、巡回加算の回数が4回というのは過大な設定であり、最適な巡回加算の回数は2回であると結論づけることができる。

(2) プリアンブル長を20ビットに設定したときの最適パラメータ

検出確率のなお一層の向上を目指して、巡回加算と判定基準の最適値を求める。ここまでの評価では、誤検出確率を抑圧するために3ビット連続してビット周期内の同一サンプル点に極大値が存在すると判定された場合に、シンボルタイミングとした。ここでは、プリアンブル長を20ビットに設定し、判定基準と巡回加算の組合せを変化させ、検出確率が最も良好になるパラメータ値について検討する。表2.5と表2.6は、各々シミュレーションの諸元と結果を示したものである。表2.6中の上段は検出確率を示し、下段は誤検出確率を示している。また、判定基準の項目中に記載されているパラメータ、例えば“3 in 5”という表記方法は、5ビット中3ビット以上ビット周期内の同一サンプル点に極大値のタイミングと判定された場合に、シンボルタイミングと判定するということを意味する。

表2.6から、検出確率の向上を期待して判定基準に許容ビットを与えた(3 in 5、3 in 4、

2 in 3などを指す)効果はほとんど無く、逆に誤検出確率の増加を招いていることがわかる。10000個のパケットを評価したシミュレーション結果では、検出率が100%、つまり不検出確率が 10^{-4} 以下を達成している組合せが多く、比較が困難という結果になった。そこで、判定基準に許容ビットを与えないもの（1ビットのみ、2ビット連続、3ビット連続）に対して、さらに90000パケットの合計100000パケットにわたるシミュレーションを実行した。図2.42と図2.43はそれらシミュレーションによる結果を示したものである。

それらの図から、不検出確率と誤検出確率とも1ビットの判定基準を用い、巡回加算(2-1-19)、閾値0.65の組合せが最適であると言える。次いで、良好となるパラメータの組合せは、1ビットの判定基準を採用し、巡回加算(2-1-18)、閾値0.6である。誤検出確率に関しては、同じ閾値を設定した場合、電圧のディメンジョンにおける巡回加算の回数が(2-1)より(2-2)の方が低く抑えられる。これは、電圧のディメンジョンにおける巡回加算を2度実行することによる雑音低減効果が現れた結果である。また、雑音のランダム性を利用した判定基準（2ビット連続、3ビット連続）による誤検出確率の抑圧は、巡回加算ほど効果がなく、1ビットのみの判定で十分であることもわかる。この結果は、巡回加算を行ったために隣接ビット間の相関が高くなり、雑音のランダム性が失われたことに起因していると思われる。

2.4.4 回線状態の変化による不検出確率の評価

(1) 周波数オフセットの変化による不検出確率の評価

プリアンブル長を20ビットとしたときの最適パラメータを(2-1-18)と(2-1-19)（ともに、1ビットの判定基準）とし、周波数オフセットが不検出確率に及ぼす影響について検討する。表2.7は、上記影響を評価するために実行したシミュレーションの諸元を示したものである。図2.44と図2.45は、周波数オフセットを変化させたときの不検出確率と誤検出確率の変化を各々示したものである。図2.44に示すように、不検出確率に関しては周波数オフセットが $f_c/10$ 以下で巡回加算の効果が現れている。周波数オフセット $f_c/4$ では、電圧のディメンジョンにおける巡回加算を行わない方が良好な特性を示すが、これは、前述したように周波数オフセットの許容範囲と巡回加算の最適な組合せの関係に依存した結果であり、巡回加算の組合せを周波数オフセット $f_c/10$ 以下で最適化したことによる。一方、図2.45に示すように、誤検出確率に関しては周波数オフセットの値にほとんど依存せず、巡回加算をカスケードで2回行っている(2-1-18)が最も低い値となる。これは、雑音が周波数オフセットに依存せず、周波数領域において一様に分布していることによる。両図から、周波数オフセットが $f_c/100$ 以下となれば、電圧のディメンジョンにおける巡回加算をカスケードで2回行う効果がより発揮されることがわかる。

(2) E_b/N_0 の変化による不検出確率の評価

プリアンブル長を20ビットとしたときの最適パラメータを(2-1-18)と(2-1-19)（ともに、1ビットの判定基準）とし、 E_b/N_0 の変化が検出確率と誤検出確率に及ぼす影響について

検討する。表2.8は、上記影響を評価するために実行したシミュレーションの諸元を示したものである。図2.46と図2.47は、 E_b/N_0 を変化させたときの検出確率と誤検出確率の変化を各々示したものである。図2.46に示すように、電圧のディメンジョンにおける巡回加算の実行は、 $E_b/N_0=0$ dBという悪条件下においても95%以上の確率でシンボルタイミングの再生を可能とすることがわかる。両図から、電圧のディメンジョンにおける巡回加算の効果は、特に E_b/N_0 の悪い領域において顕著に現れ、 $E_b/N_0=0$ dB以下で、約1.5 dBの改善効果があることがわかる。また、ビット誤り率の使用限界値である 10^{-3} に対応する $E_b/N_0=6$ dB付近においては、ここで提案したシンボルタイミング再生のアルゴリズムは極めて効果的であると結論づけることができる。

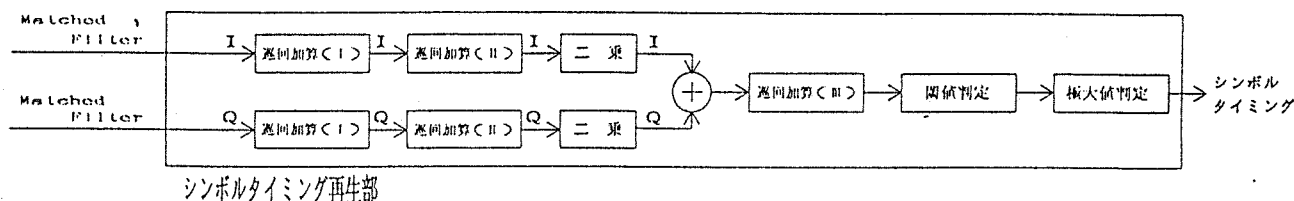


図2.15 シンボルタイミング再生部のブロック構成

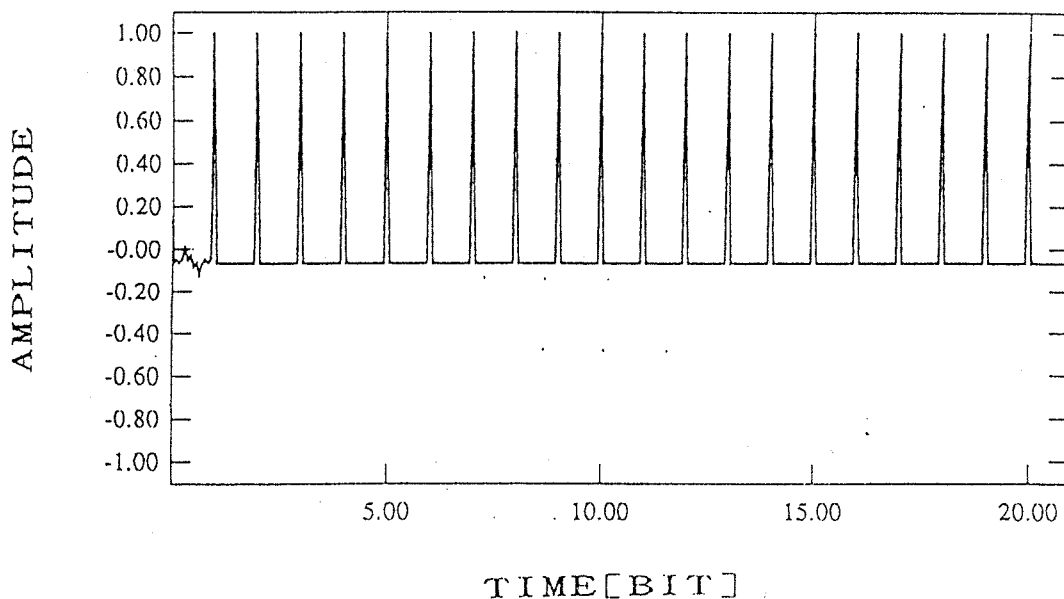


図2.16 雑音と周波数オフセットが存在しないときのプリアンブル部のマッチドフィルタからの出力波形 [実軸 (Iチャンネル) のみ]

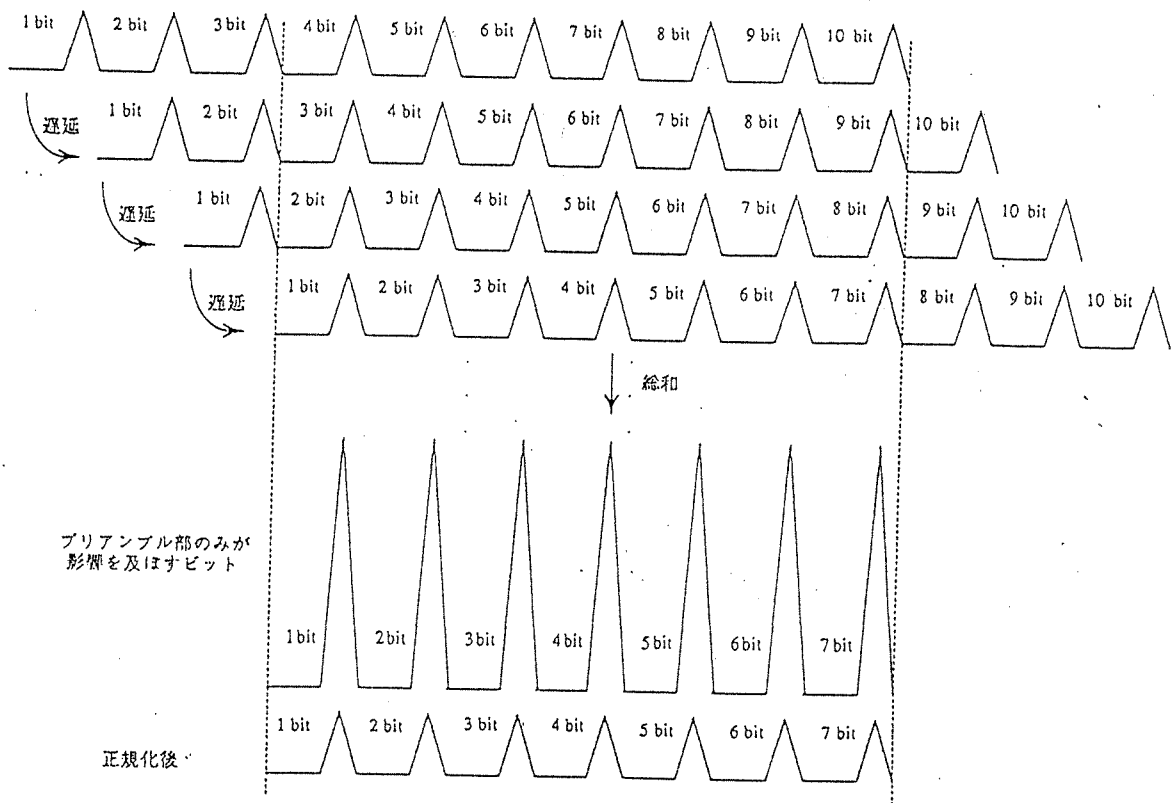
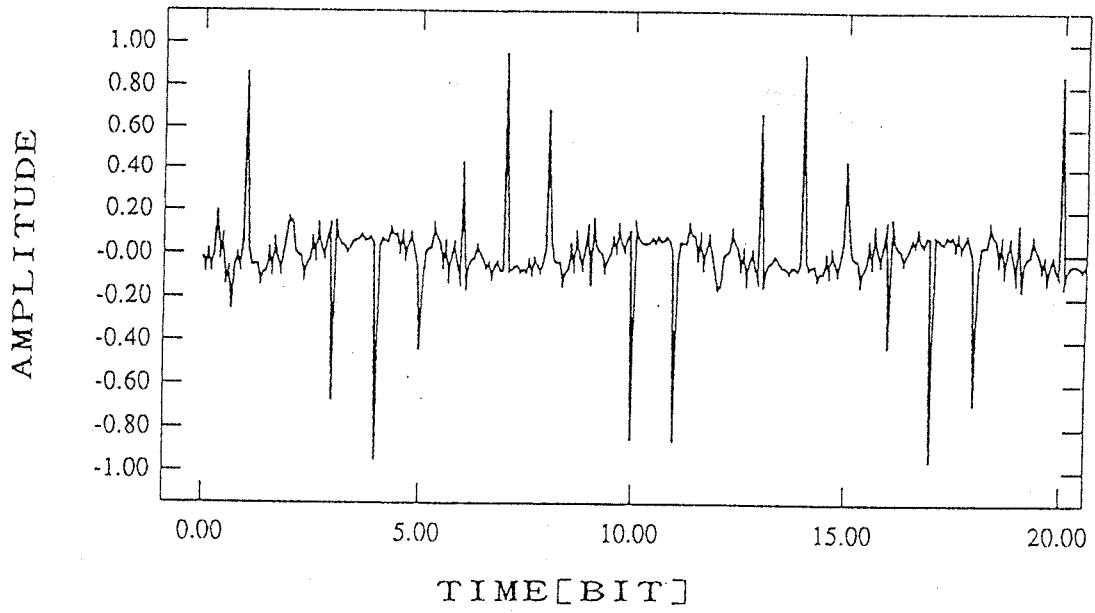
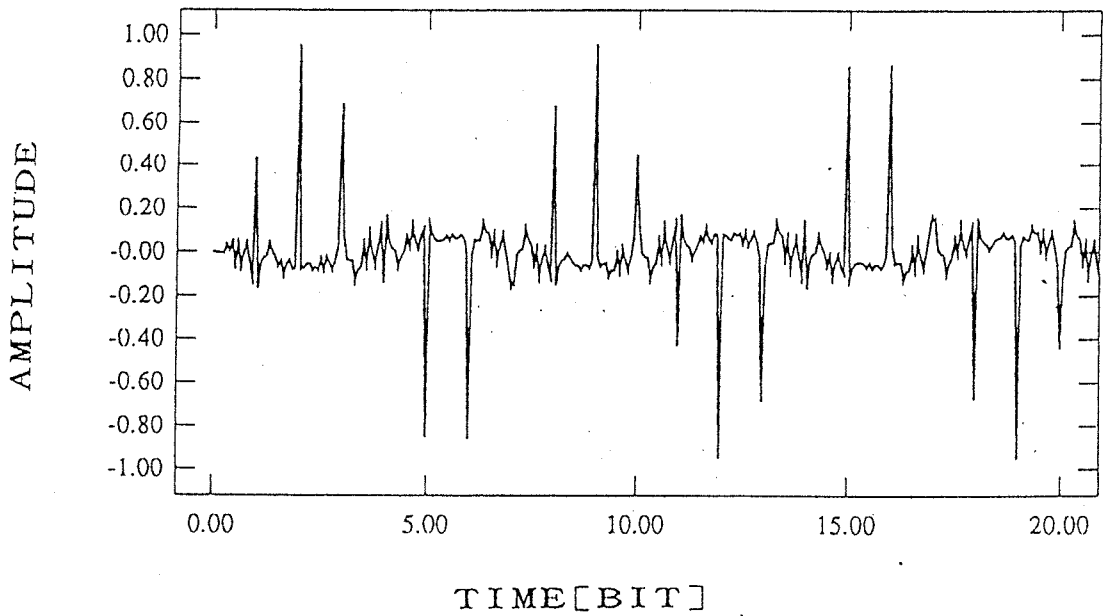


図2.17 プリアンブル10ビット、巡回加算4回の場合の巡回加算処理

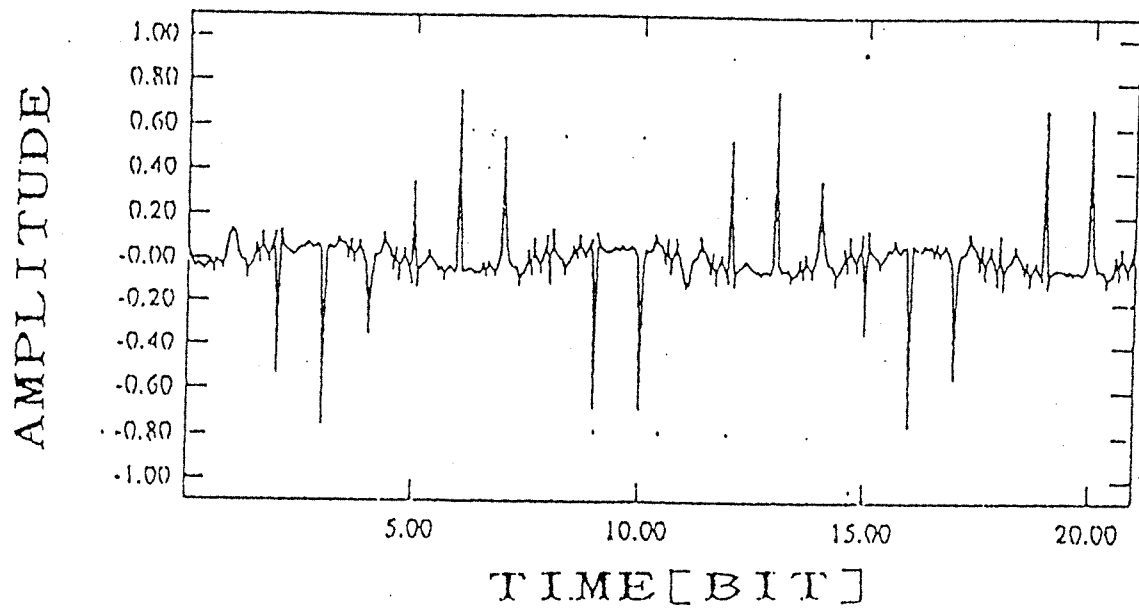


(a) 実軸 (Iチャンネル)

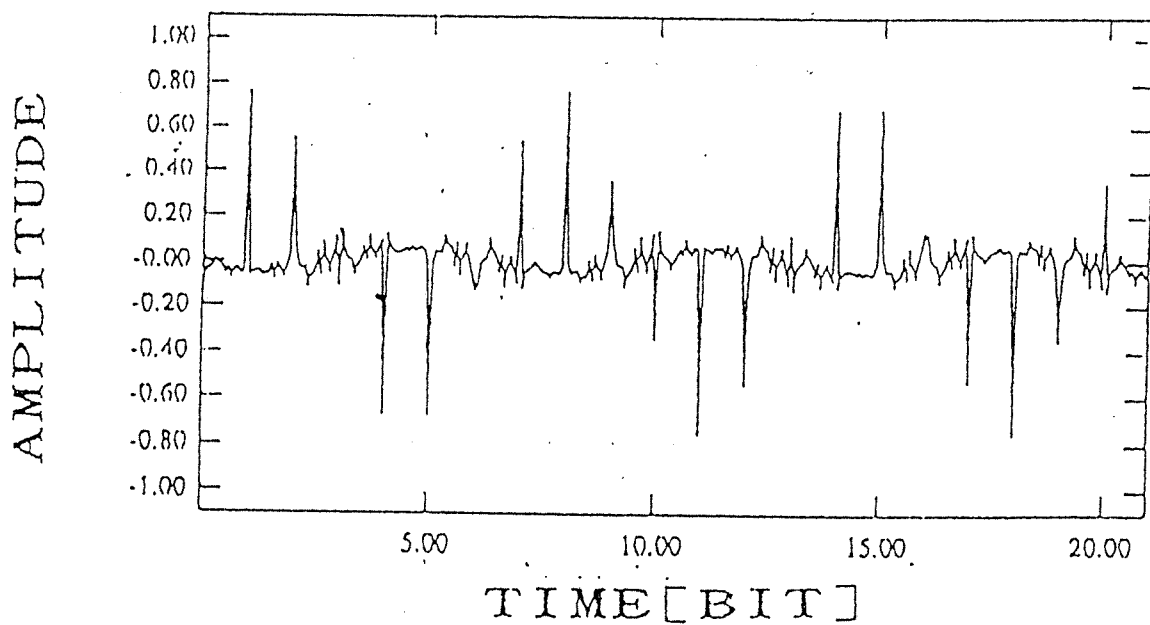


(b) 虚軸 (Qチャンネル)

図2.18 雑音がなく周波数オフセットが存在するときのマッチドフィルタからの出力波形

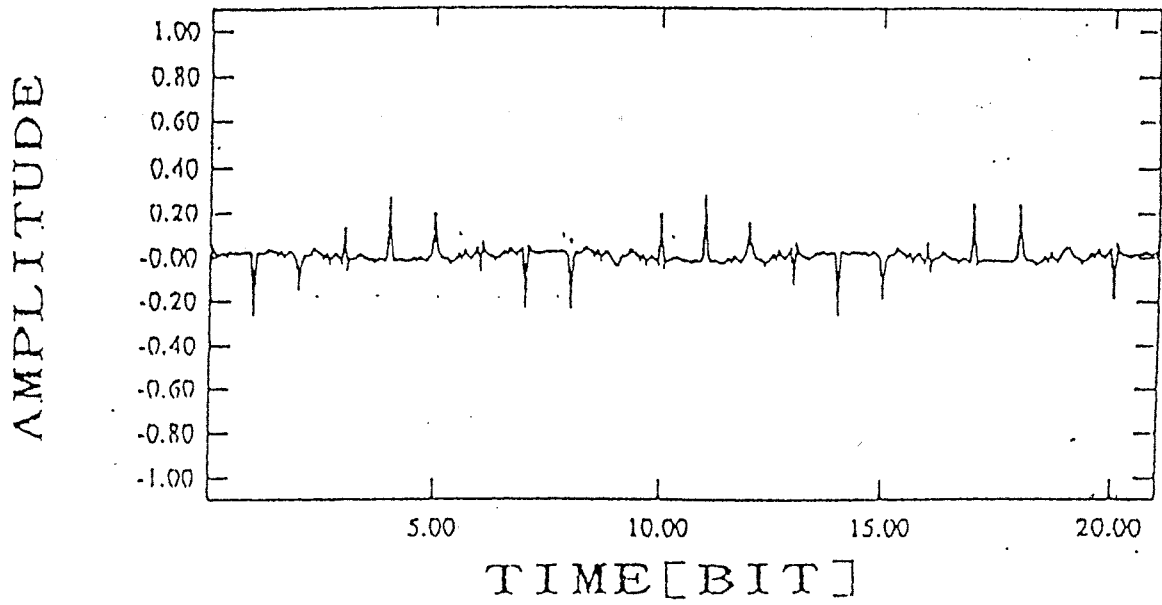


(a) 実軸 (Iチャンネル)

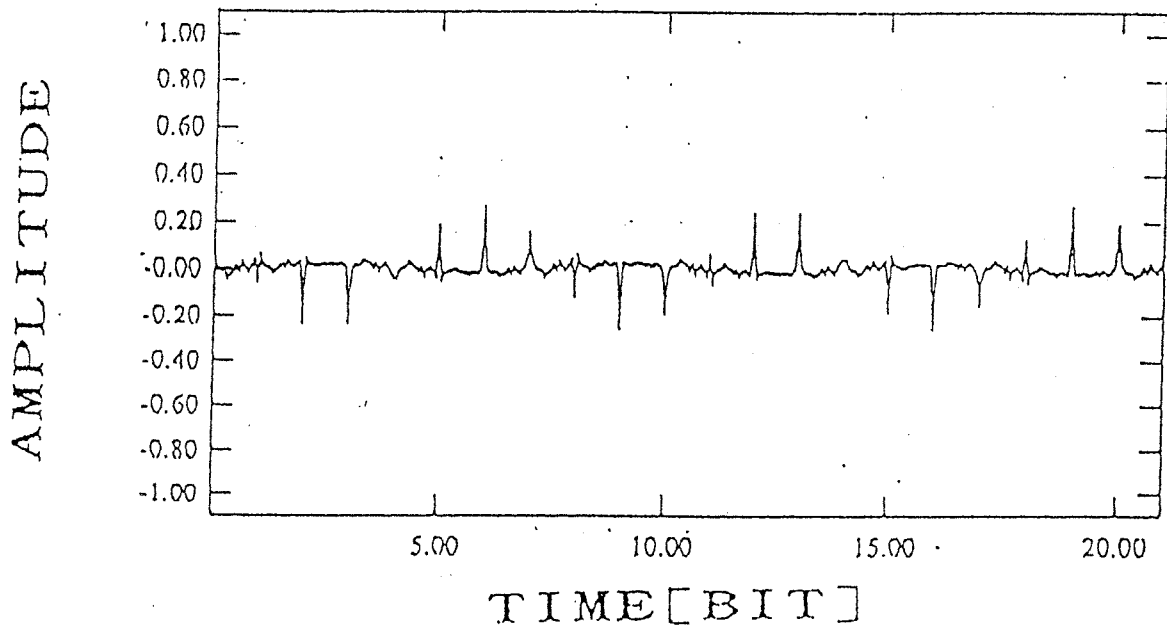


(b) 虚軸 (Qチャンネル)

図2.19 巡回加算の回数を少なく設定したときの巡回加算後の波形



(a) 実軸 (Iチャンネル)



(b) 虚軸 (Qチャンネル)

図2.20 巡回加算の回数を多く設定したときの巡回加算後の波形

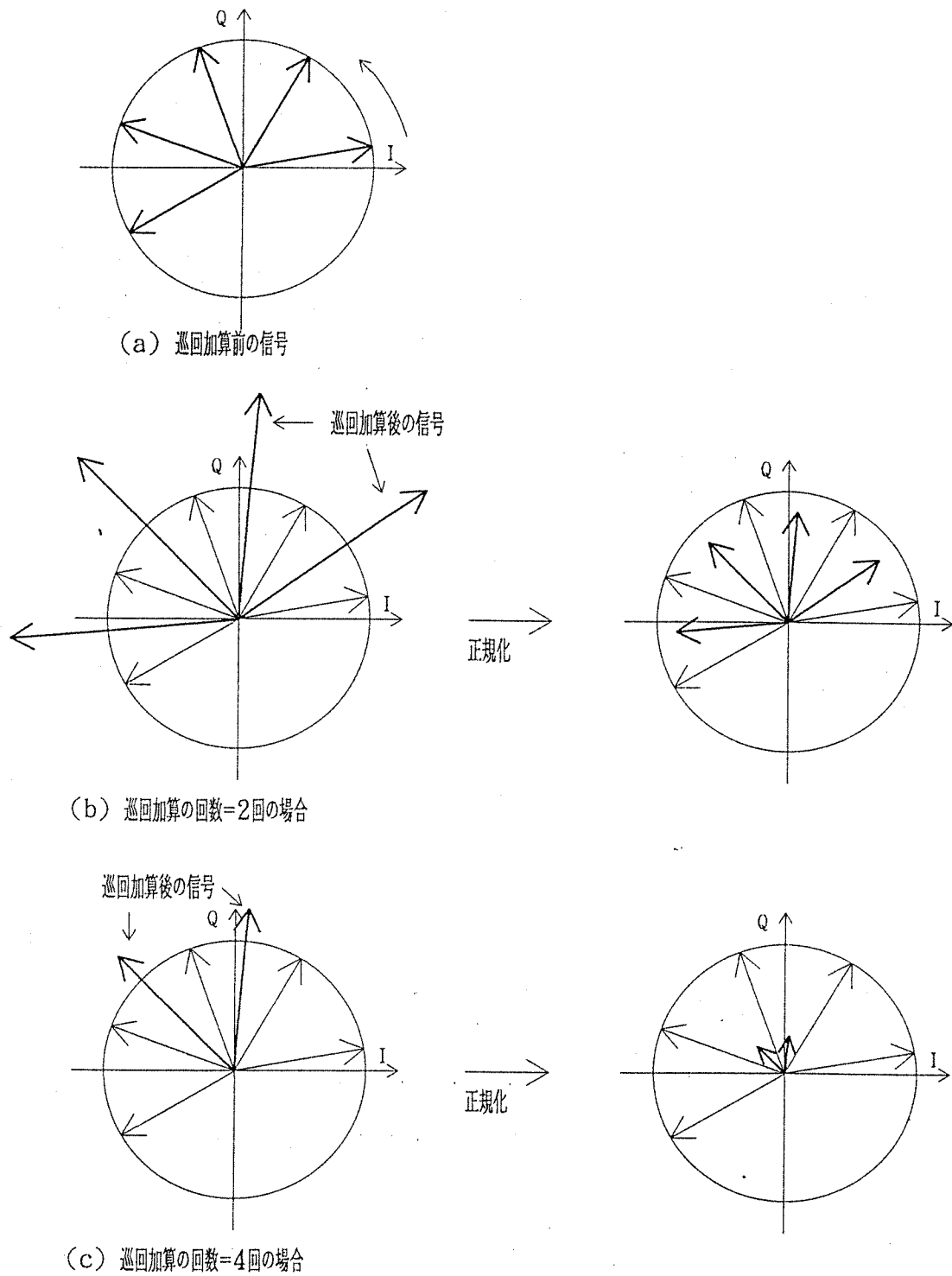
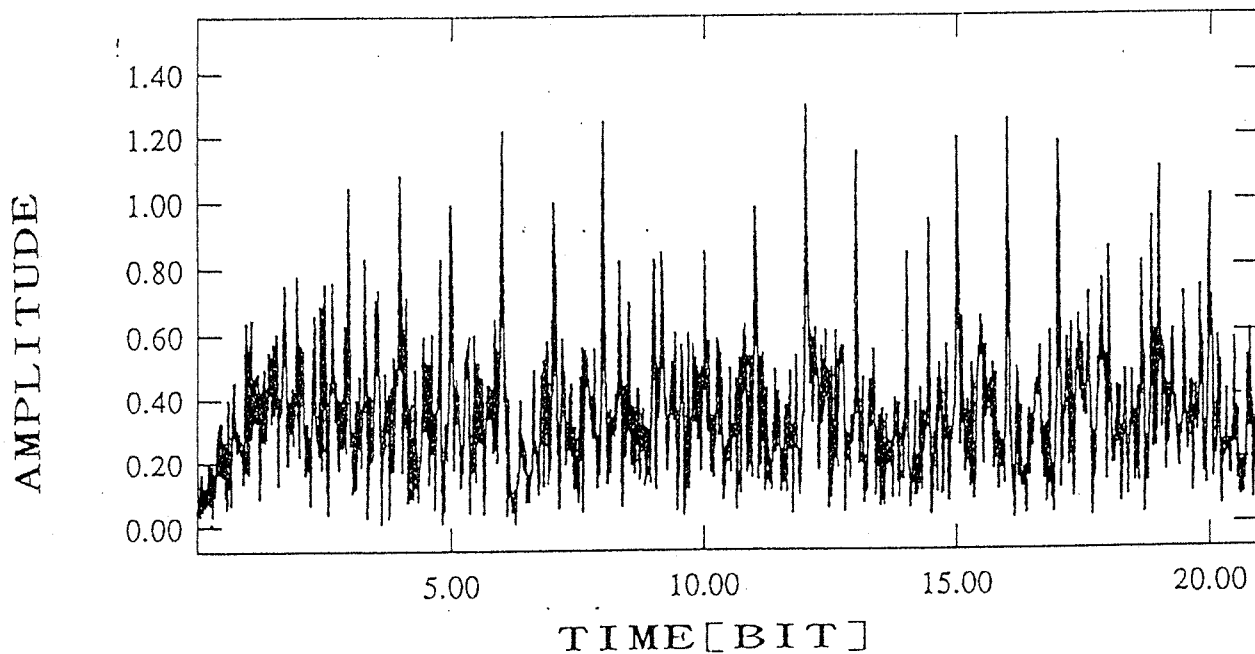
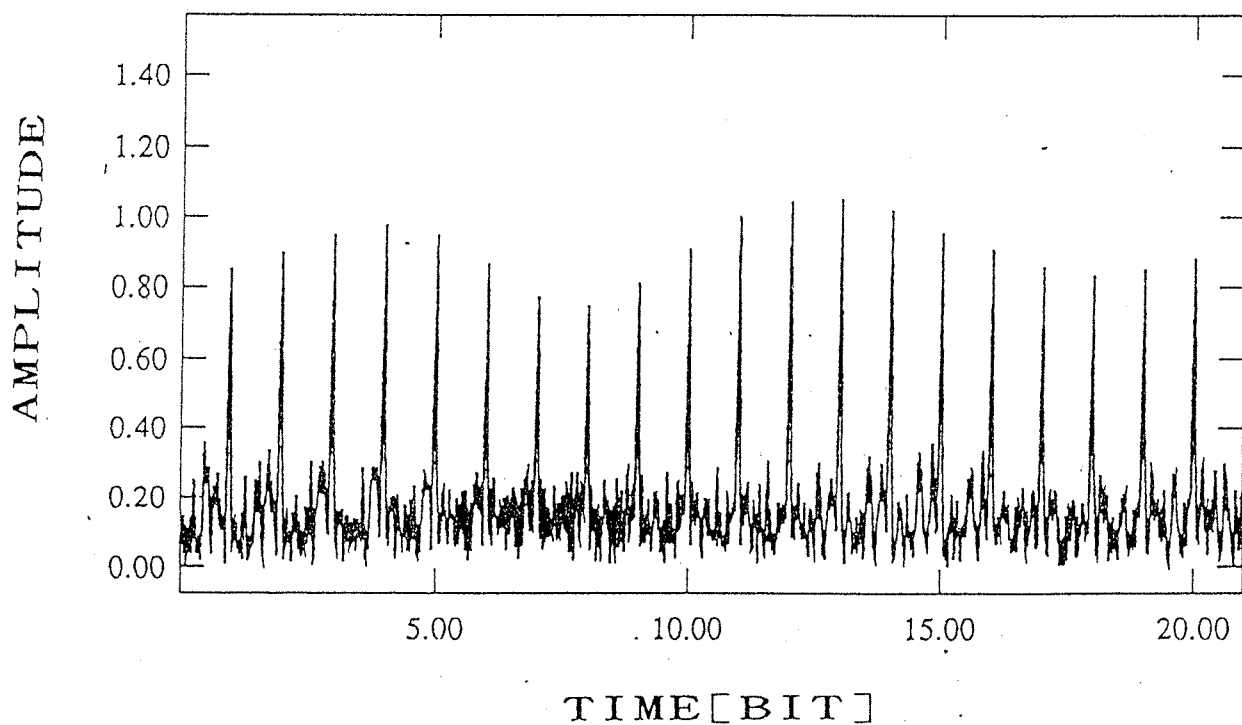


図2.21 周波数オフセットが存在するとき、位相面において観測した巡回加算処理



(a) 巡回加算処理を実行せずに2乗和



(b) 巡回加算(I)(II)の処理後、2乗和

図2.22 IチャンネルとQチャンネルの信号の2乗和をとった後の波形
(周波数オフセット： $0.15f_0$ 、 E_b/N_0 ：9 dB)

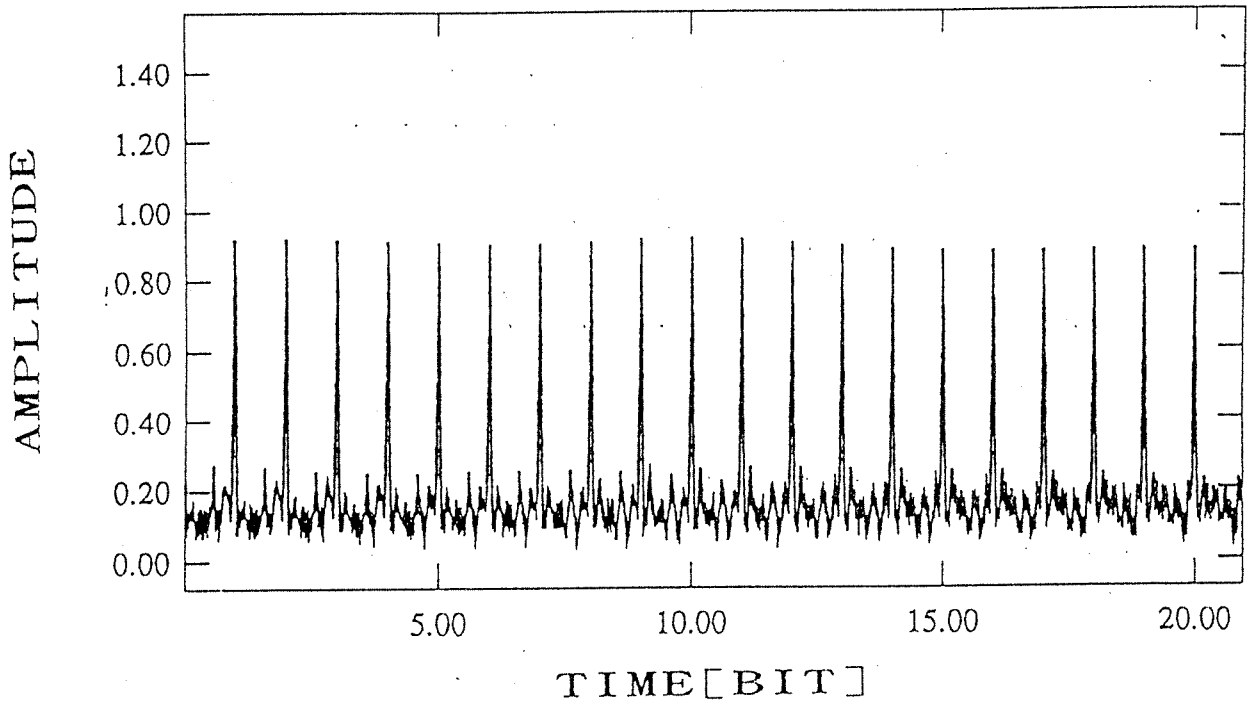


図2.23 巡回加算(I)(II)に加え、巡回加算(III)の処理を施した波形
(周波数オフセット： $0.15f_b$ 、 E_b/N_0 ：9 dB)

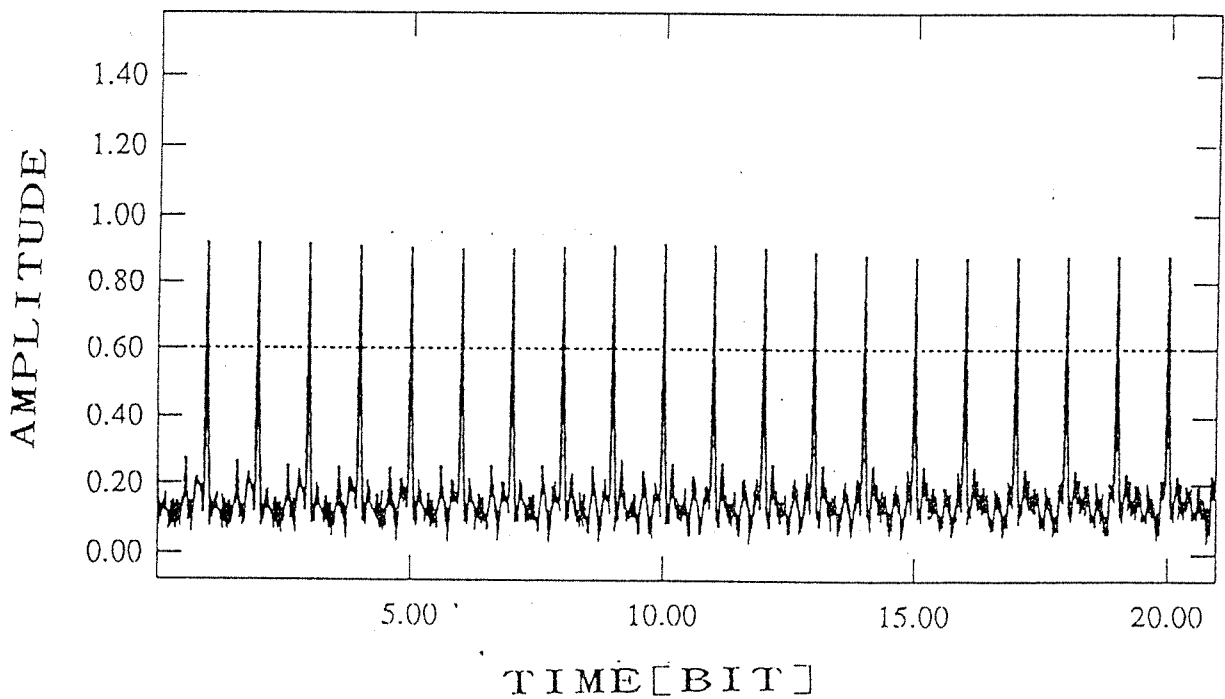


図2.24 閾値を0.6に設定したときの閾値と波形の関係
(周波数オフセット： $0.15f_b$ 、 E_b/N_0 ：9 dB)

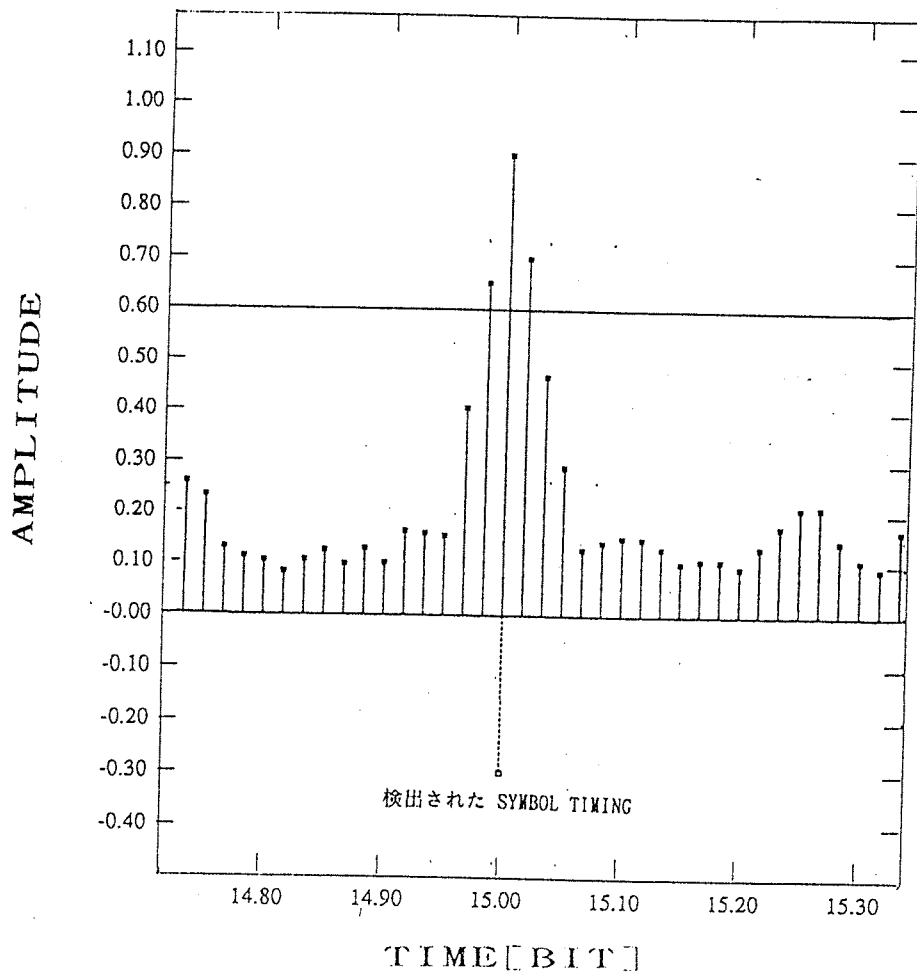


図2.25 閾値判定後のサンプル値に対する極大値判定
 (周波数オフセット： $0.15f_b$ 、 E_b/N_0 ：9 dB)

表2.2 不検出および誤検出確率を取得するための計算機シミュレーションの主要諸元

拡散符号長	63
A/D変換器の サンプリング周期	M系列、結線タップ [6, 1] チップ周期の1/4
ビットレート f_b	1
雑音の種類	加法性白色ガウス雑音(AWGN)
処理信号	プリアンプル(全"1")
周波数オフセット Δf	$0.1 * f_b$
初期位相差	$0 \sim 2\pi$ の間で一様に分布
E_b/N_0	6 [dB]
試行回数	10000パッケージ
判定基準	3ビット連続

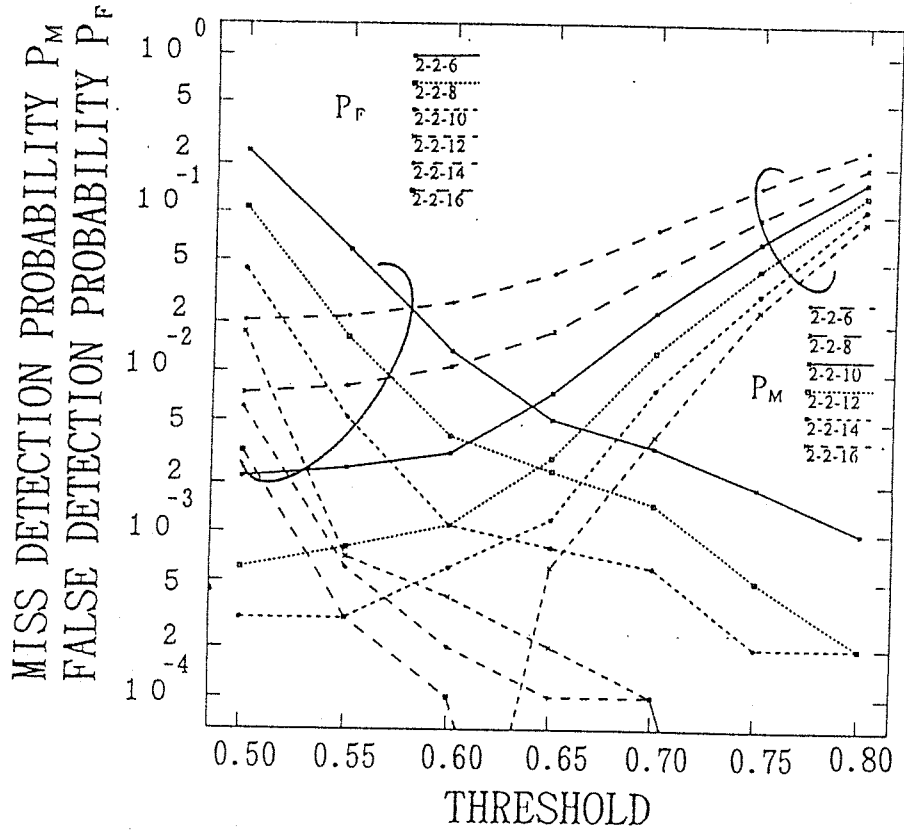
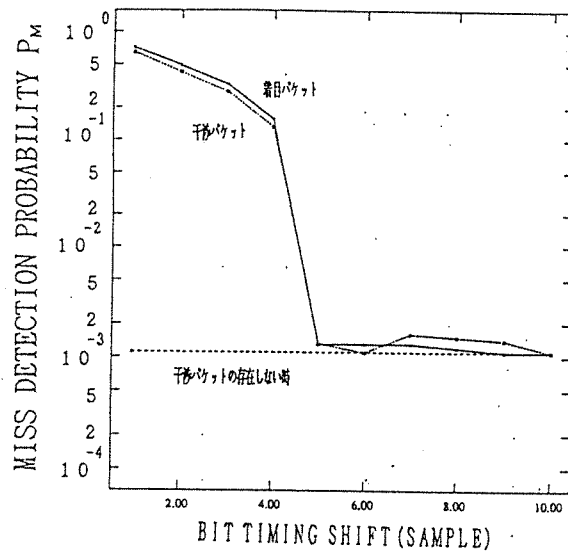


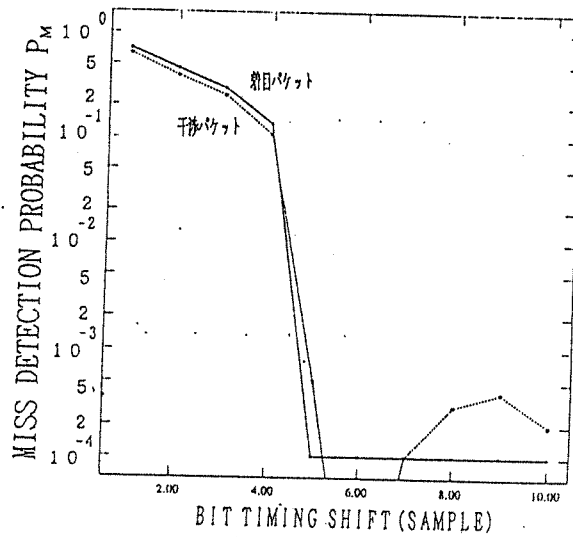
図2.26 巡回加算の組合せをパラメータにとった場合の閾値に対する不検出確率と誤検出確率の変化 (拡散符号長: 63チップ)

表2.3 干渉パケットの主要諸元

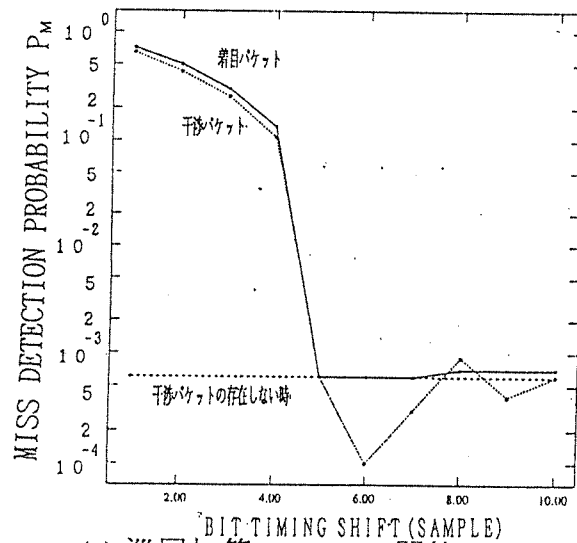
拡散符号長	63
	M系列、結線タップ [6、1]
周波数オフセット Δf	0.09 ($f_c * 9 / 100$)
初期位相差	0 ~ 2π の間で一様に分布



(a) 巡回加算(2-2-12)、閾値0.6

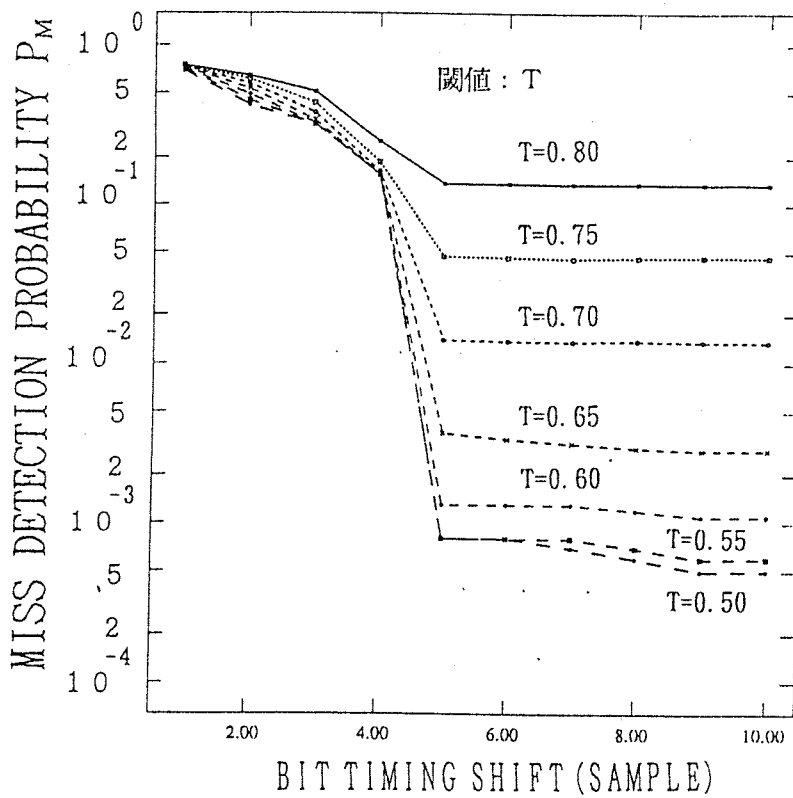


(b) 巡回加算(2-2-16)、閾値0.6

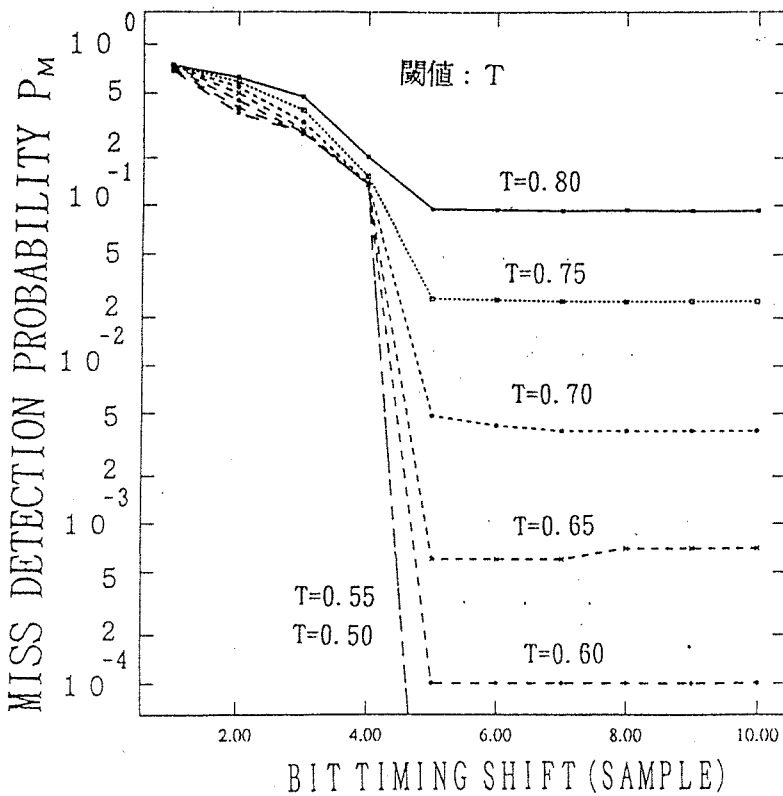


(c) 巡回加算(2-2-16)、閾値0.65

図2.27 着目パケットと干渉パケットの受信時間差と不検出確率の関係 (拡散符号長: 63チップ)



(a) 巡回加算(2-2-12)



(b) 巡回加算(2-2-16)

図2.28 閾値をパラメータにとったときの着目パケットと干渉パケットの受信時間差に対する、着目パケットの不検出確率の変化 (拡散符号長: 63チップ)

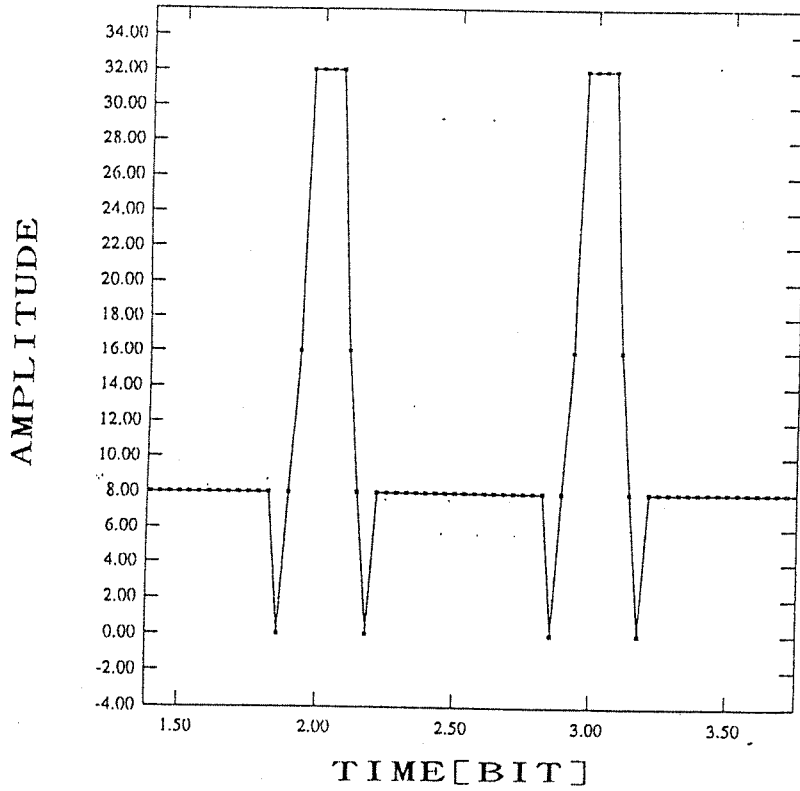


図2.29 雑音と周波数オフセットがなしの状態において、同一の初期位相差で2個のパケットを1チップ時間内で受信したときの波形の包絡線

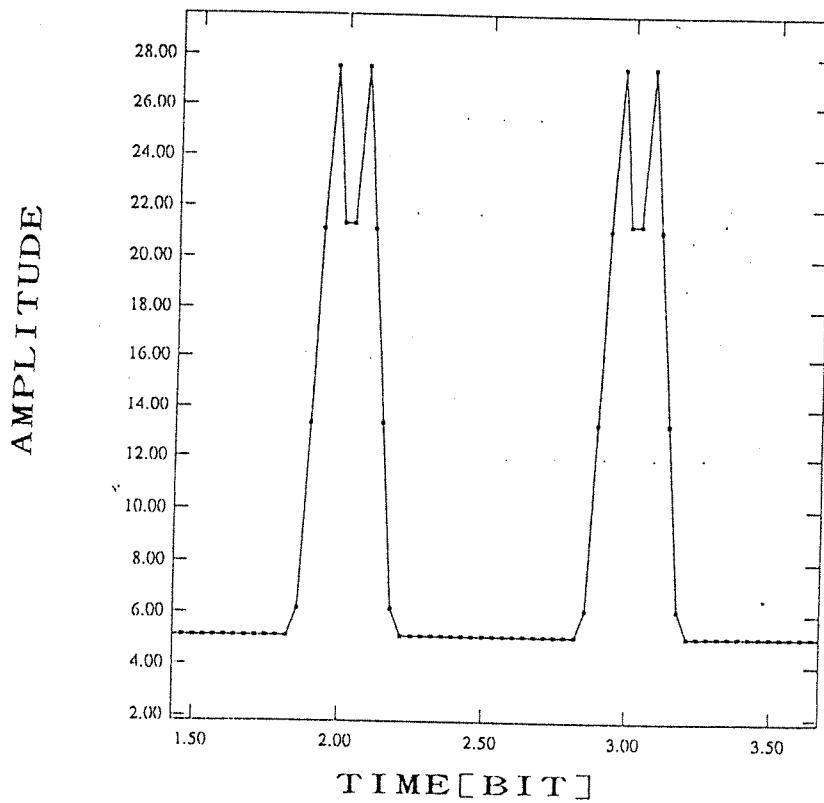


図2.30 雑音と周波数オフセットがなしの状態において、異なる初期位相差で2個のパケットを1チップ時間内で受信したときの波形の包絡線

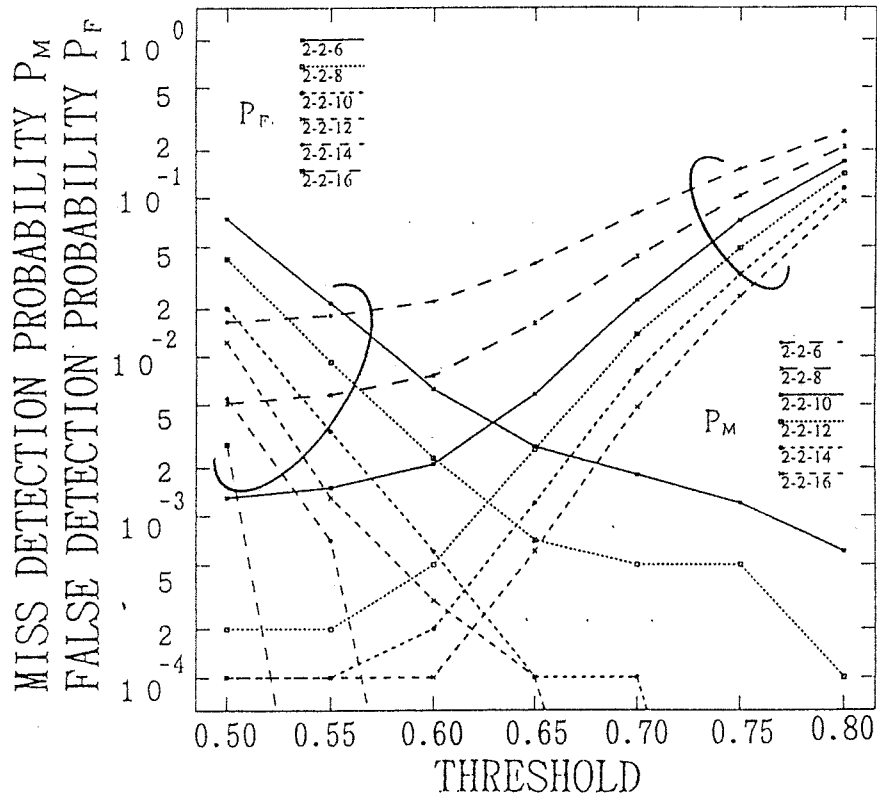
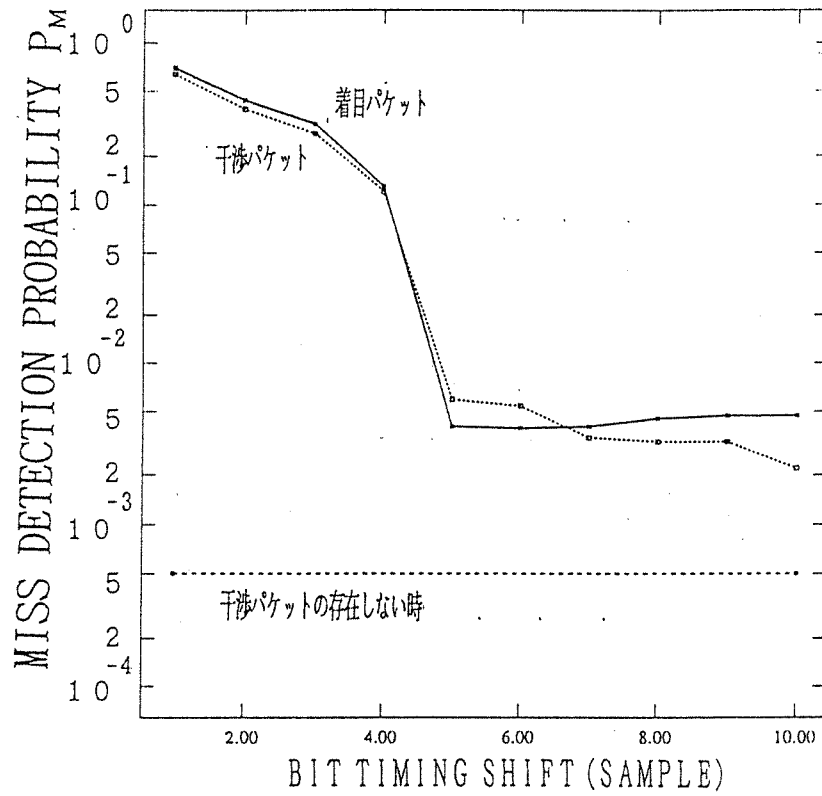
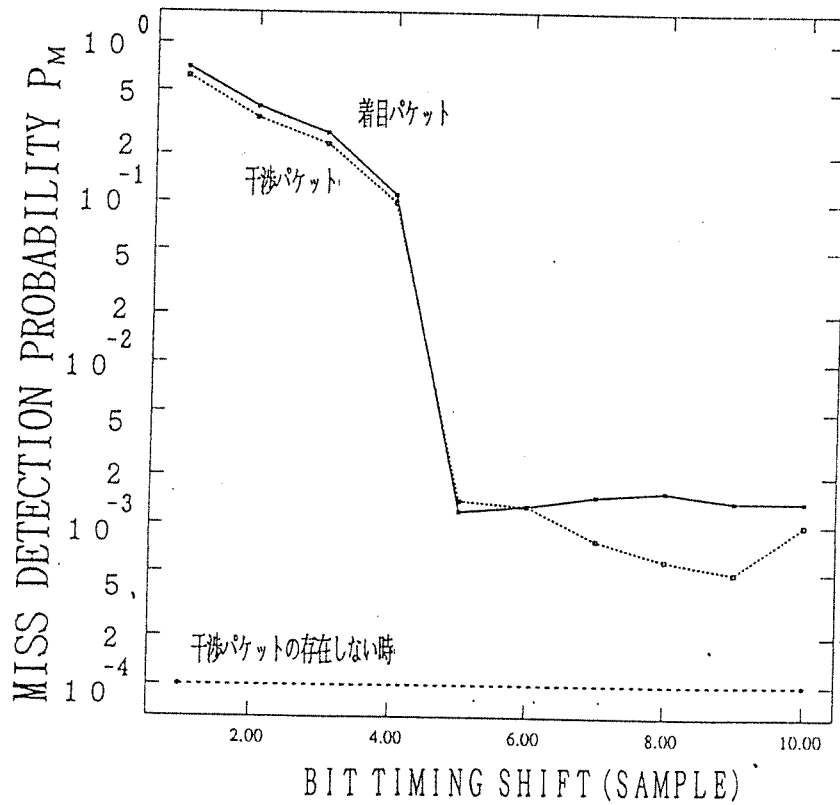


図2.31 巡回加算の組合せをパラメータにとった場合の閾値に対する不検出確率と誤検出確率の変化 (拡散符号長: 7チップ)

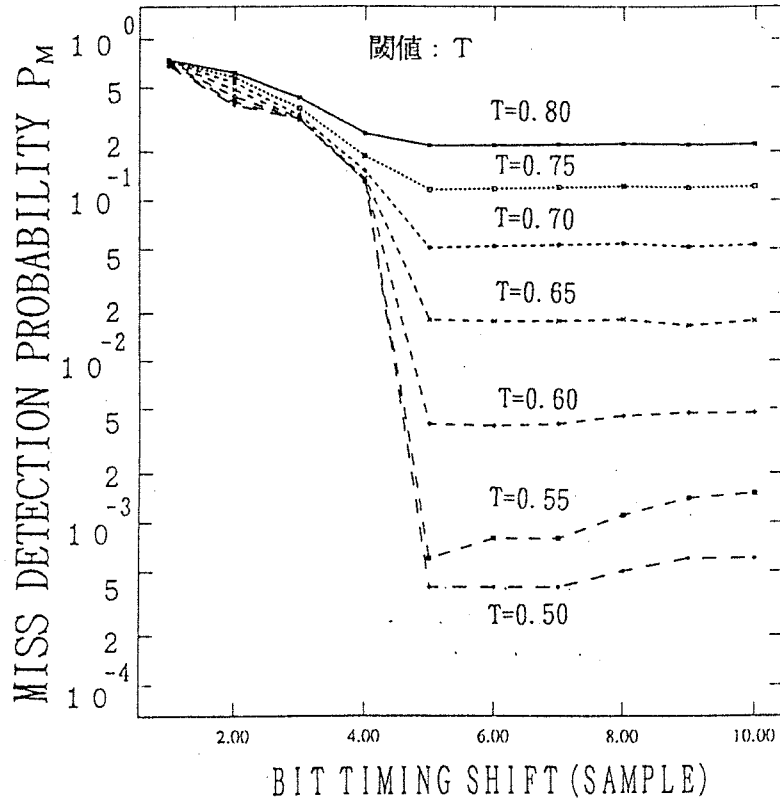


(a) 巡回加算(2-2-12)

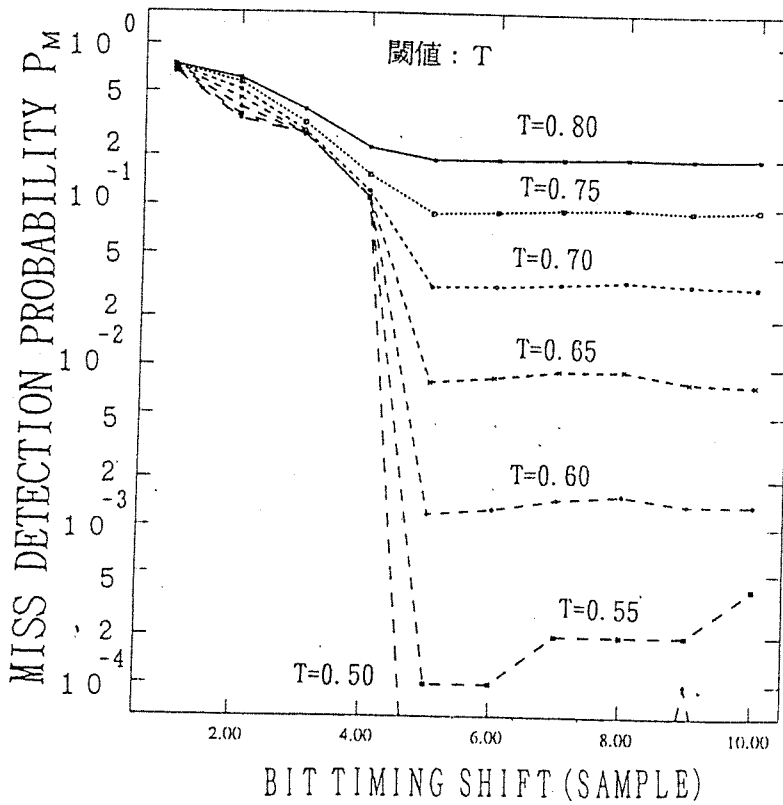


(b) 巡回加算(2-2-16)

図2.32 着目パケットと干渉パケットの受信時間差に対する不検出確率の変化 (拡散符号長: 7チップ)



(a) 巡回加算(2-2-12)



(b) 巡回加算(2-2-16)

図2.33 閾値をパラメータにとったときの着目パケットと干渉パケットの受信時間差に対する、着目パケットの不検出確率の変化 (拡散符号長: 7チップ)

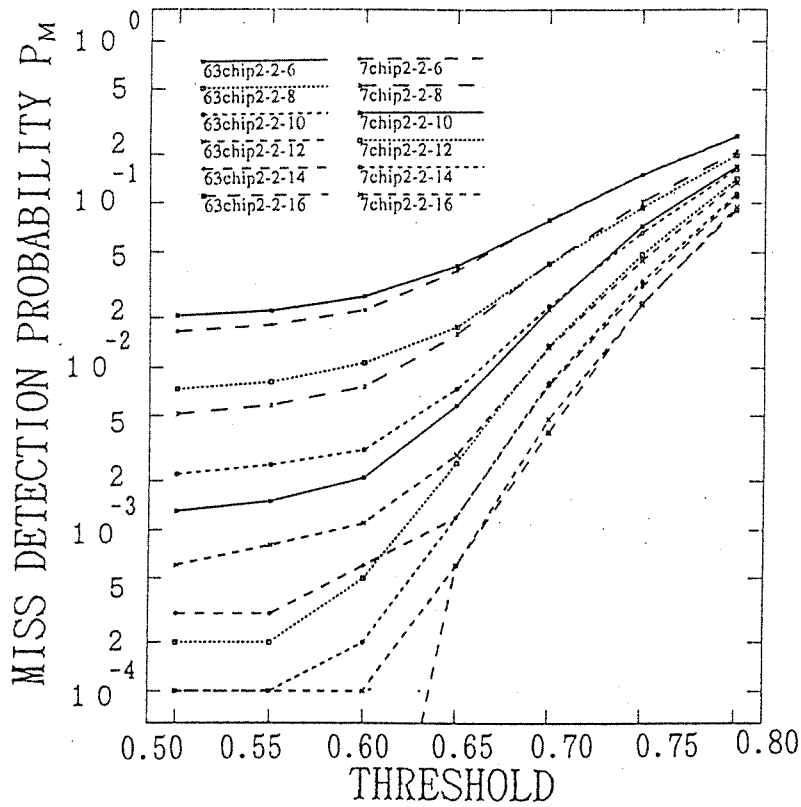


図2.34 拡散符号長と巡回加算の組合せをパラメータにとったときの閾値と不検出確率の関係

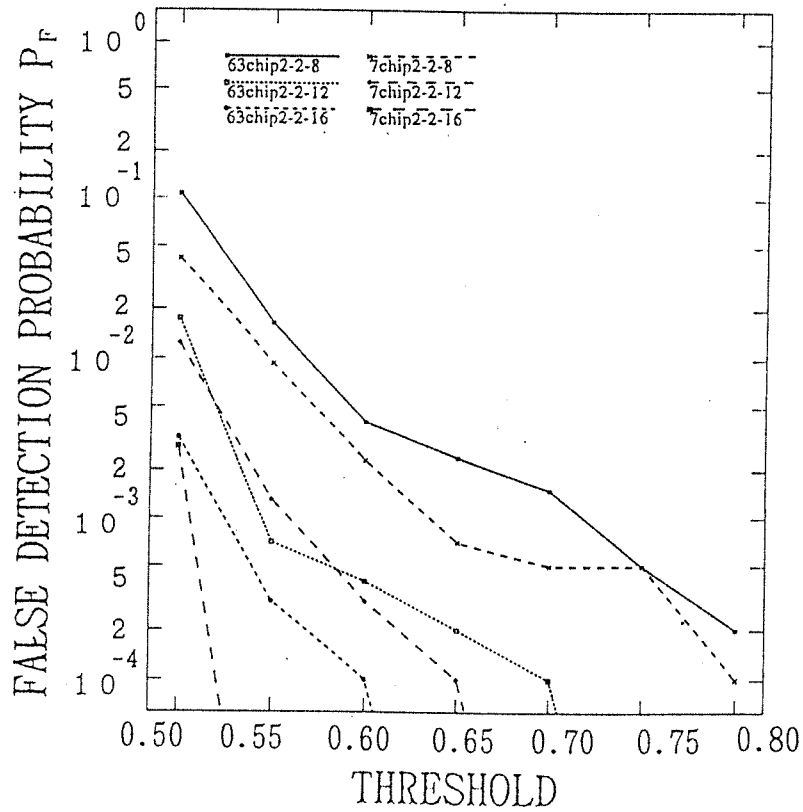


図2.35 拡散符号長と巡回加算の組合せをパラメータにとったときの閾値と誤検出確率の関係

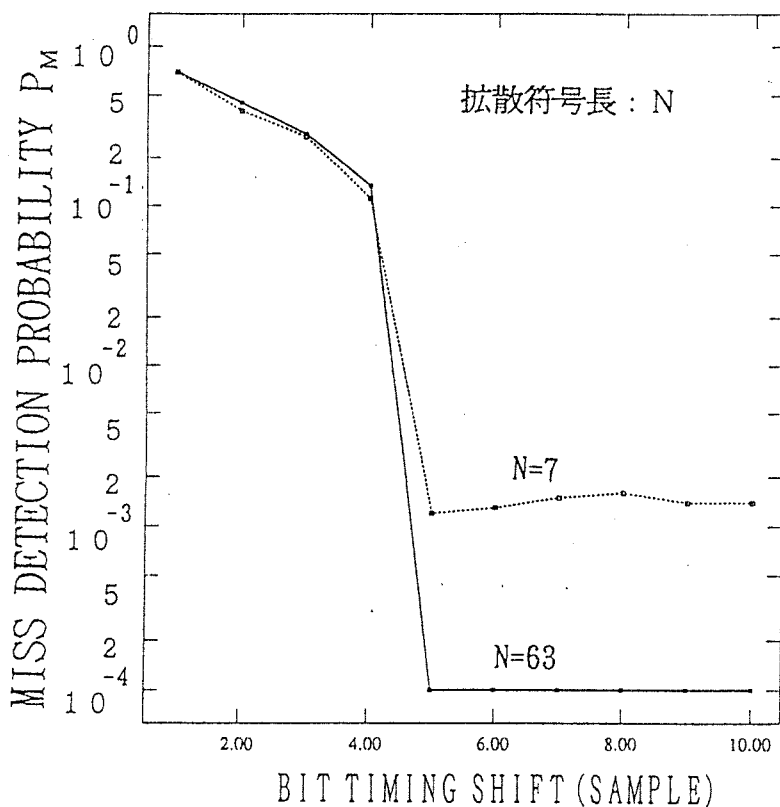


図2.36 拡散符号長をパラメータにとったときの着目パケットと干渉パケットの受信時間差に対する不検出確率の変化

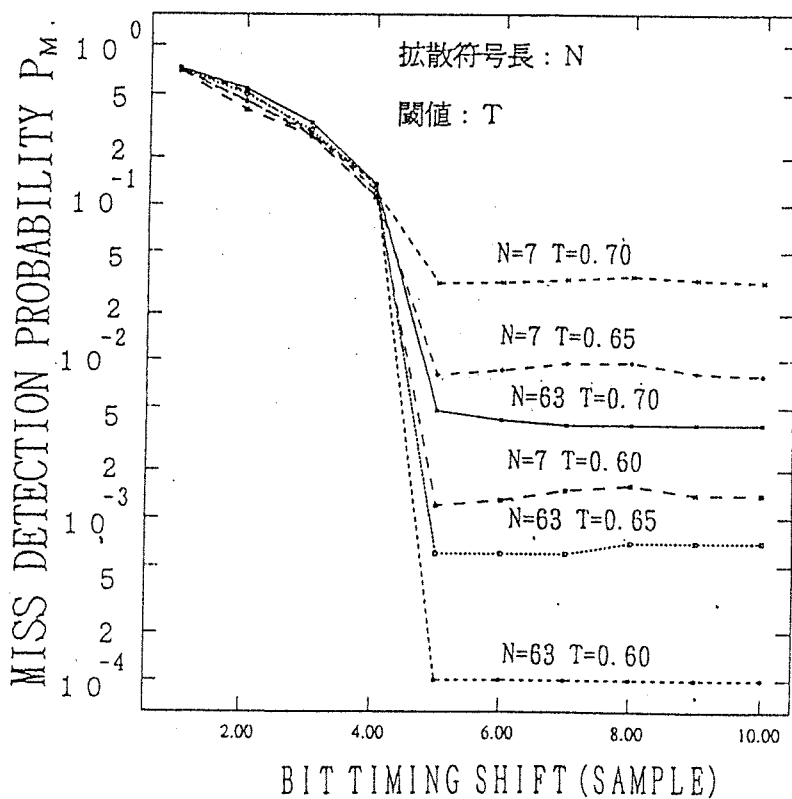


図2.37 拡散符号長と閾値をパラメータにとったときの着目パケットと干渉パケットの受信時間差に対する誤検出確率の変化

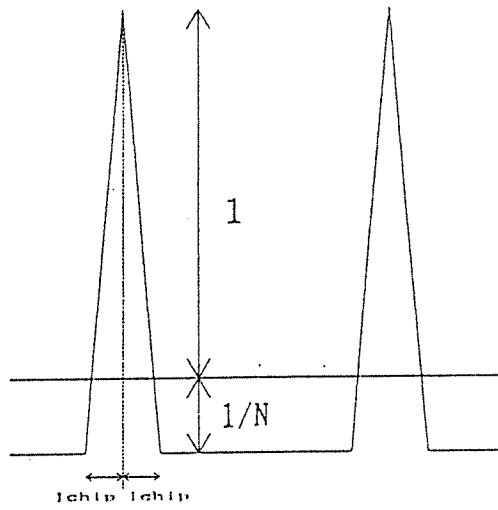


図2.38 偶相関特性

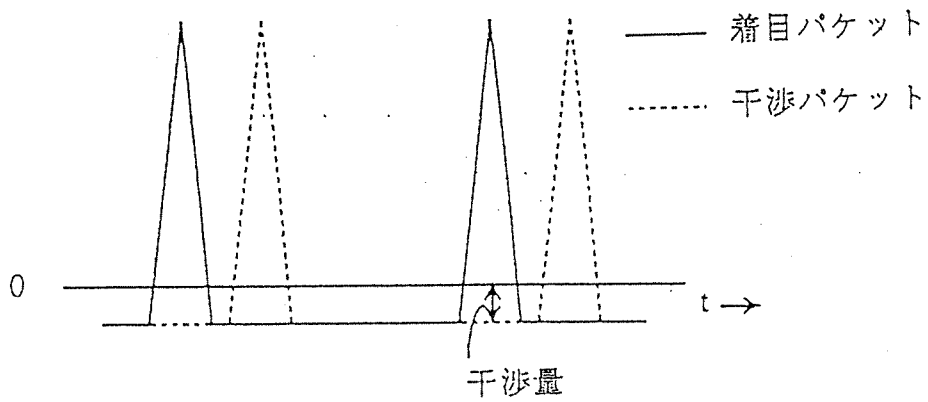
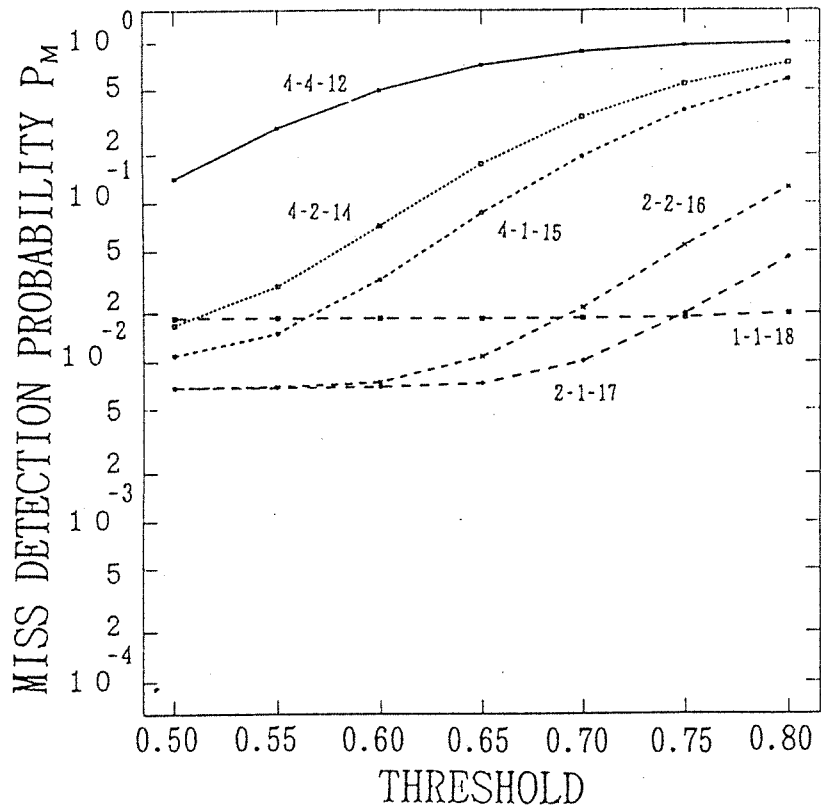


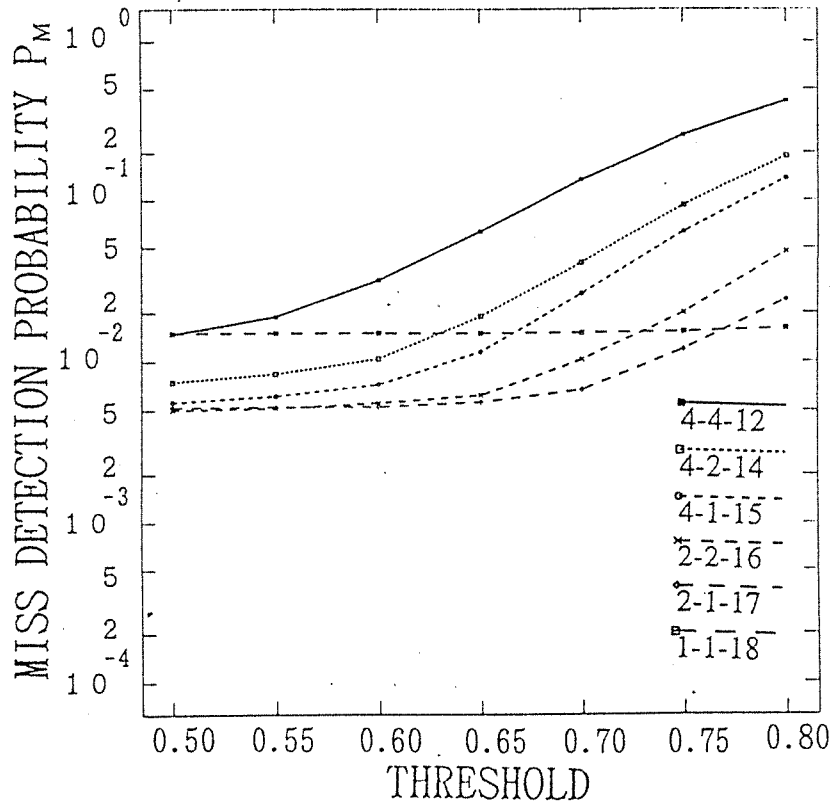
図2.39 1チップ以上離れて干渉パケットが存在するときの干渉量

表2.4 巡回加算の最適化を検討するための計算機シミュレーションにおける主要諸元

拡散符号長	7チップ
A/D変換器の サンプリング周期	M系列 [1, 1, 1, 0, 0, 1, 0] チップ周期の1/4
ビットレート f_b	1
雑音の種類	加法性白色ガウス雑音
処理信号	プリアンプル(全"1") 20ビット
周波数オフセット Δf	$f_b/10, f_b/16$
初期位相	$0 \sim 2\pi$ の間で一様に分布
E_b/N_0	3 [dB]
試行回数	10000回 (パケット)

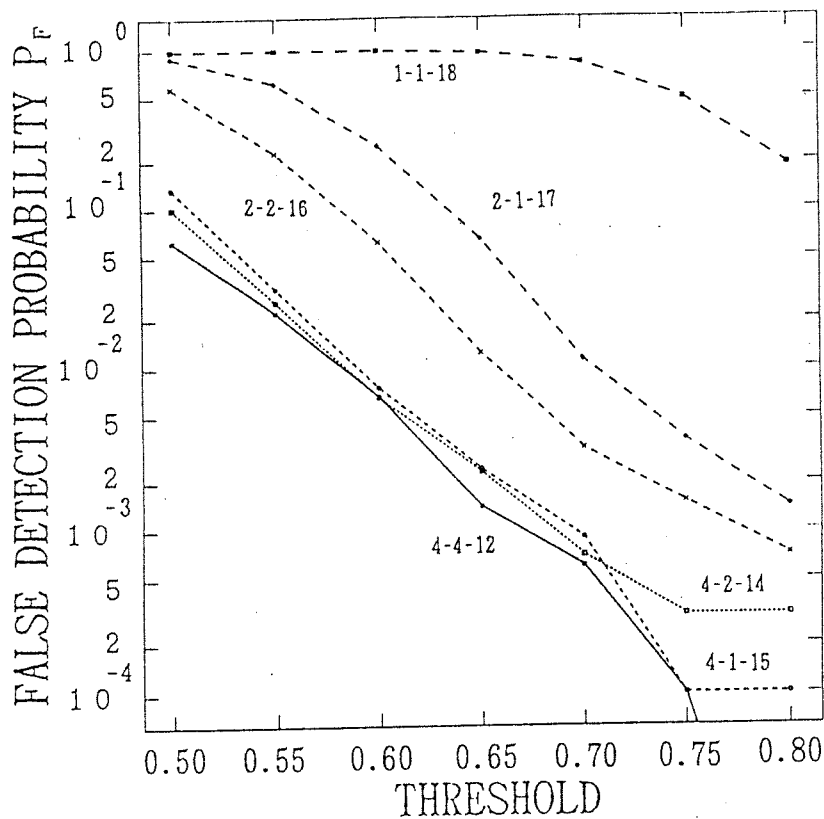


(a) 周波数オフセット $0.1f_b$

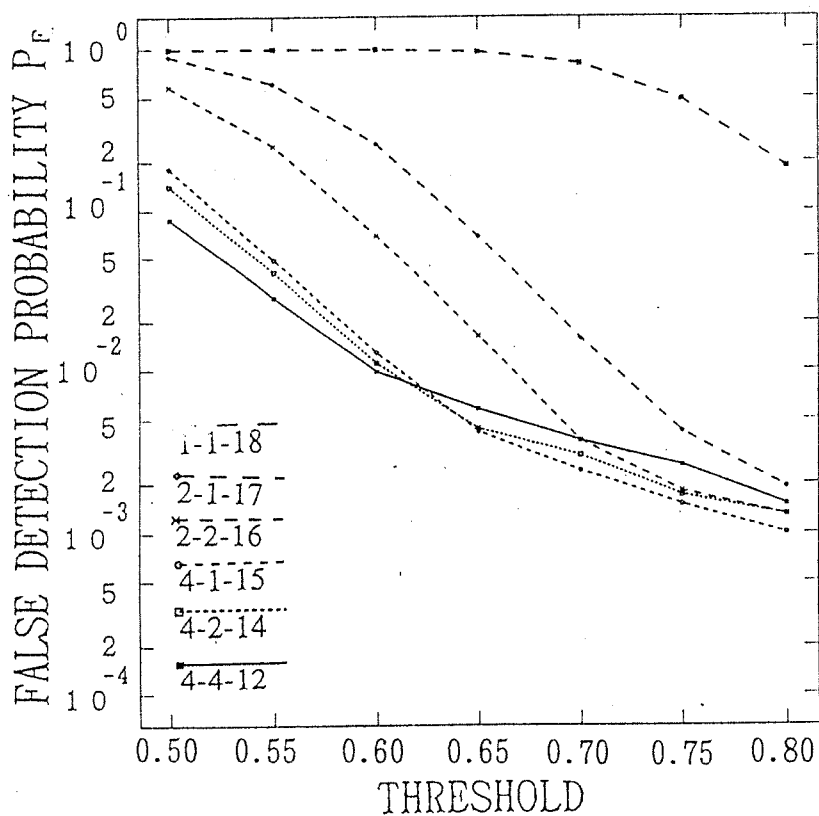


(b) 周波数オフセット $0.0625f_b$

図2.40 巡回加算の組合せをパラメータにとったときの閾値と不検出確率の関係 (拡散符号長: 7チップ)



(a) 周波数オフセット $0.1f_b$



(b) 周波数オフセット $0.0625f_b$

図2.41 巡回加算の組合せをパラメータにとったときの閾値と誤検出確率の関係 (拡散符号長: 7チップ)

表2.5 プリアンブル長を20ビットに設定し、検出確率の最適化を検討するための計算機シミュレーションにおける主要諸元

拡散符号長	7チップ
A/D変換器の	M系列 [1, 1, 1, 0, 0, 1, 0]
サンプリング周期	チップ周期の1/4
ビットレート f_b	1
雑音の種類	加法性白色ガウス雑音
処理信号	プリアンブル (全"1") 20ビット
初期位相	0 ~ 2π の間で一様に分布
E_b/N_0	6 [dB]
試行回数	10000回 (パケット) (一部100000パケット)

表2.6 プリアンブル長を20ビットに設定したときの検出確率と誤検出確率

巡回加算パラメータ	2-1-19	2-2-18	2-1-18	2-2-17	2-1-17	2-2-16	2-1-17	2-2-16	2-1-16	2-2-15	2-1-15	2-2-14	
規定基準	1ビットのみ	1ビットのみ	2ビット連続	2ビット連続	2 in 3	2 in 3	3ビット連続	3ビット連続	3 in 4	3 in 4	3 in 5	3 in 5	
検出	0.80	98.80	94.36	98.14	92.67	98.43	93.27	97.55	90.56	97.78	91.43	98.00	92.96
		0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0.01	0
	0.75	99.79	98.82	99.65	98.27	99.71	98.41	99.41	97.60	99.49	97.79	99.56	98.19
		0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0.01	0
	0.70	99.98	99.82	99.97	99.66	99.96	99.71	99.95	99.52	99.93	99.51	99.92	99.68
		0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0.02	0
	0.65	100.0	99.99	100.0	99.96	100.0	99.97	100.0	99.94	99.99	99.92	99.99	99.96
		0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0.02	0
	0.60	100.0	100.0	100.0	100.0	100.0	100.0	100.0	99.99	99.99	99.99	99.99	99.99
		0	0	0	0	0.02	0	0	0	0	0	0.05	0.02
	0.55	100.0	100.0	100.0	100.0	100.0	100.0	100.0	99.99	99.99	99.99	99.99	100.0
		0.17	0.01	0.15	0.01	0.29	0.01	0.12	0	0.26	0.03	0.48	0.07
	0.50	100.0	100.0	100.0	100.0	100.0	100.0	100.0	99.99	99.99	99.99	99.99	100.0
		2.33	0.38	2.24	0.32	0.40	0.66	1.93	0.28	3.39	0.54	5.61	1.09

(上段: 検出確率 [%] 下段: 誤検出確率 [%])

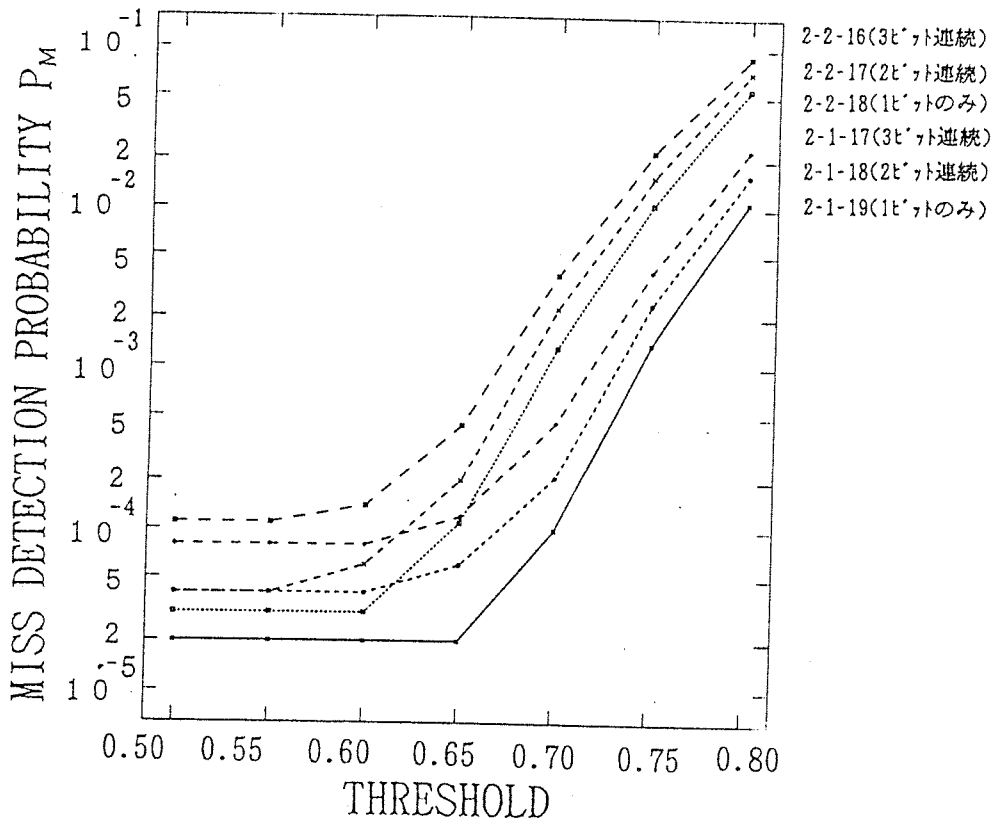


図2.42 判定基準と巡回加算の組合せをパラメータにとったときの閾値と不検出確率の関係 (拡散符号長: 7チップ)

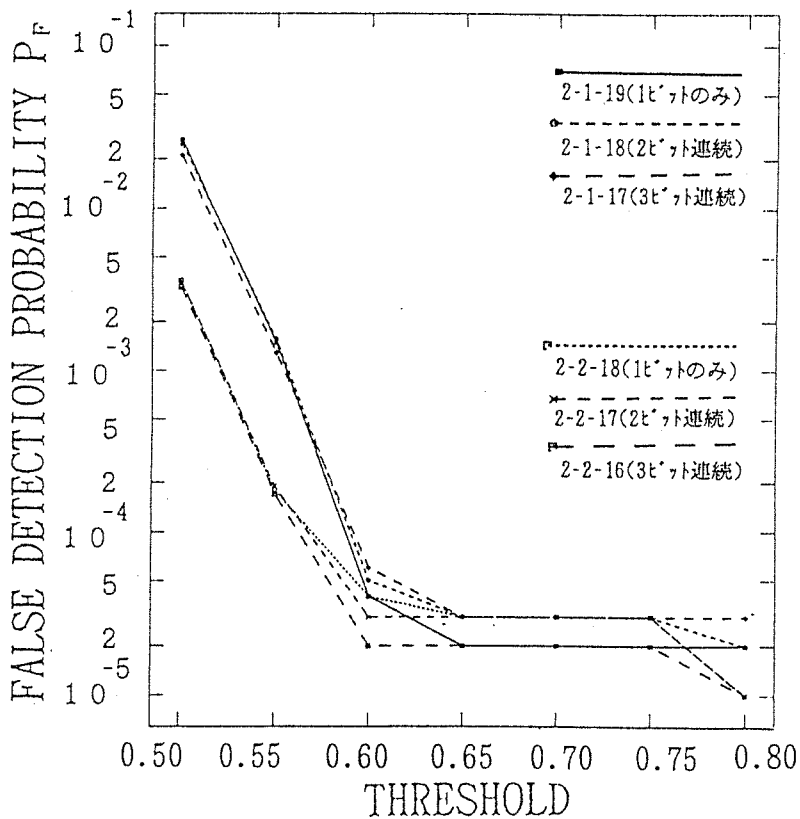


図2.43 判定基準と巡回加算の組合せをパラメータにとったときの閾値と誤検出確率の関係 (拡散符号長: 7チップ)

表2.7 周波数オフセットによる不検出確率と誤検出確率の変化を評価するための計算機シミュレーションにおける主要諸元

拡散符号長	7チップ
A/D変換器の	M系列 [1, 1, 1, 0, 0, 1, 0]
サンプリング周期	チップ周期の1/4
ビットレート f_b	1
雑音の種類	加法性白色ガウス雑音
処理信号	プリアンプル (全"1") 20ビット
初期位相	0 ~ 2π の間で一様に分布
閾値	0.60
E_b/N_0	3 [dB]
試行回数	10000回 (パッケージ)
判定基準	1ビットのみ

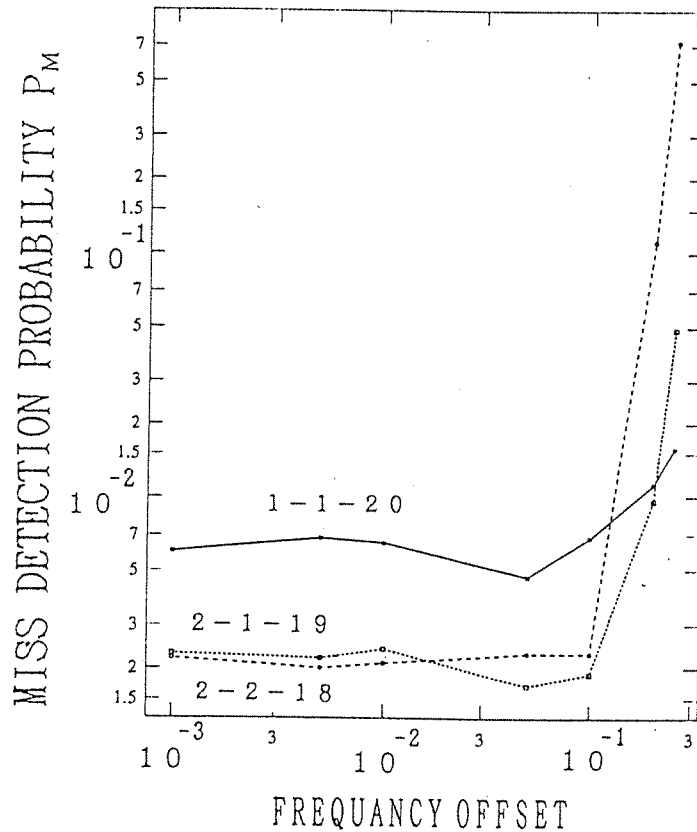


図2.44 周波数オフセットと不検出確率の関係

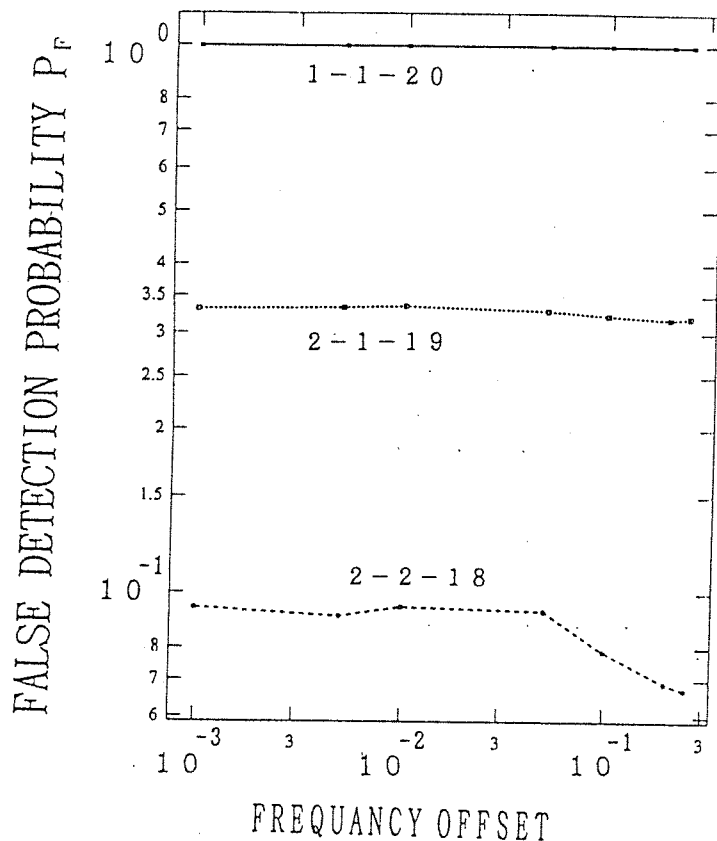


図2.45 周波数オフセットと誤検出確率の関係

表2.8 E_b/N_0 の変化による不検出確率と誤検出確率の変化を評価するための計算機シミュレーションにおける主要諸元

拡散符号長	7チップ
A/D変換器の	M系列 [1, 1, 1, 0, 0, 1, 0]
サンプリング周期	チップ周期の 1/4
ビットレート f_b	1
雑音の種類	加法性白色ガウス雑音
処理信号	プリアンプル (全"1") 20ビット
初期位相	$0 \sim 2\pi$ の間で一様に分布
閾値	0.60
周波数オフセット	$f_b/16$
試行回数	10000回 (パケット)
判定基準	1ビットのみ

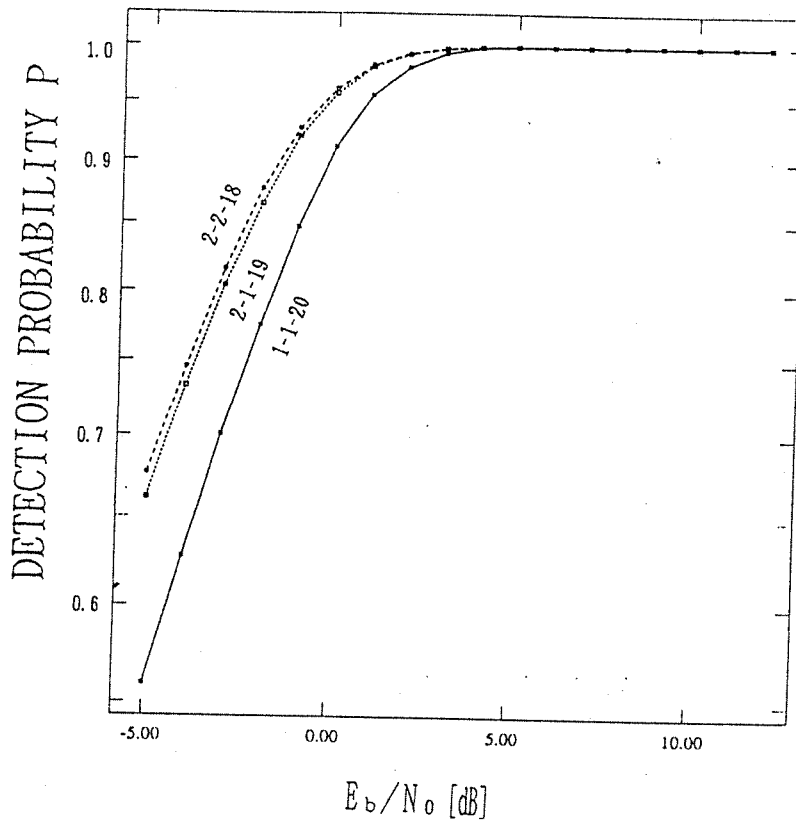


図2.46 E_b/N_0 と検出確率の関係

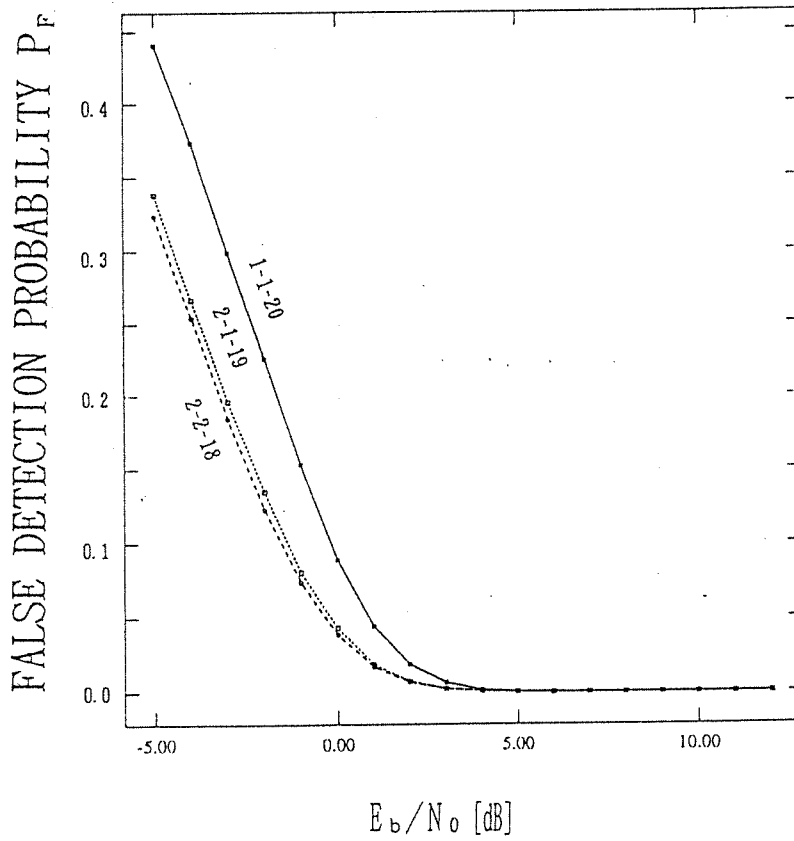


図2.47 E_b/N_0 と誤検出確率の関係

2.5 キャリア再生

本節では、準同期検波で発生するキャリア周波数オフセットを推定する信号処理アルゴリズムを提案した後、計算機シミュレーションを用いて特性を取得し、その結果に対して評価を加える。

2.5.1 キャリア再生アルゴリズム

(1) 基本処理

準同期検波とマッチドフィルタの組合せを採用した場合の特性劣化の要因の1つとしてキャリア周波数オフセットがある。キャリア周波数オフセットとは、受信側で設定された固定基準搬送波と送信側の搬送波との周波数差として定義されるが、基本的にはそれによる初期位相差も含まれる。このキャリア周波数オフセットによって、受信側におけるマッチドフィルタからの出力信号は、図2.48に示すようにビット周期毎の振幅は回転するパルス列となる。送信側で周波数拡散された信号 S_i ($i=1\sim L$ 、整数)を、受信側においてマッチドフィルタを通過させた後、ビットタイミング $t_0\sim t_{L-1}$ (L はパケットのビット長)毎に生じる信号 Z_i ($i=1\sim L$ 、整数)は次式で与えられる。

$$Z_i = S_i \exp\{j(\theta_0 + 2\pi\Delta f t_i)\} \quad (2.47)$$

ただし、 θ_0 は初期位相差、 Δf はキャリア周波数オフセットを意味する。

ビット周期 T_b 毎の信号 Z_i はメモリに格納されるが、信号 Z_i の同相成分と直交成分としてメモリに蓄積されるデータのサンプル値を各々 XI_i と XQ_i ($i=1\sim L$ 、整数)とすると、それらは次式で与えられる。

$$\begin{aligned} XI_i &= S_i \cos(\theta_0 + 2\pi\Delta f t_i) \\ XQ_i &= S_i \sin(\theta_0 + 2\pi\Delta f t_i) \end{aligned} \quad (2.48)$$

メモリに蓄積されたデータのサンプル値 XI_i と XQ_i よりキャリア周波数オフセット Δf と初期位相差 θ_0 を推定した結果である $\hat{\Delta f}$ と $\hat{\theta}_0$ を用いて、信号 Z_i に対して $-(\hat{\theta}_0 + 2\pi\hat{\Delta f} t_i)$ なる位相補正、つまり信号 Z_i に $\exp\{-j(\hat{\theta}_0 + 2\pi\hat{\Delta f} t_i)\}$ を掛けると、そのときの同相成分と直交成分である a_i と b_i は次式で表せる。

$$\begin{aligned} a_i &= XI_i \cos(\hat{\theta}_0 + 2\pi\hat{\Delta f} t_i) + XQ_i \sin(\hat{\theta}_0 + 2\pi\hat{\Delta f} t_i) \\ b_i &= -XI_i \sin(\hat{\theta}_0 + 2\pi\hat{\Delta f} t_i) + XQ_i \cos(\hat{\theta}_0 + 2\pi\hat{\Delta f} t_i) \end{aligned} \quad (2.49)$$

キャリア周波数オフセットの推定値が実際のキャリア周波数オフセットの値と等しく算出された場合、すなわち $\theta_0 = \hat{\theta}_0$ 、 $\Delta f = \hat{\Delta f}$ の場合、(2.49)式に(2.48)式を代入することによって、同相成分 a_i は S_i 、直交成分 b_i は0となり、完全な同期検波が行われることになる。

(2) 蓄積一括復調

データを一旦メモリに蓄えて位相の補正を行うことを蓄積一括復調と呼ぶ。既にプリアンブル無しのパケットを周波数拡散した信号に対する一括復調処理方式が報告されているが、本研究ではプリアンブルを付加し、マッチドフィルタによる逆拡散後のプリアンブル中の直交する個々の信号に対して巡回加算を施し、雑音を低減させる方法を採用

する。本方式では、付加されたプリアンプルからキャリア周波数オフセット Δf と初期位相差 θ_0 を粗推定した後、その推定値に基づいて位相補正されたパケット中の全てのビットを用いて、更に高精度にキャリア再生を実現することを特徴としている。

図2.49は提案方式のブロック構成を示したものである。同図に示すように、本方式の大きな特徴はプリアンプルのみを用いるキャリア粗推定部とパケット中の全てのデータを用いる第2キャリア推定部という2つの要素からキャリア再生が実行されることである。マッチドフィルタ通過後の直交する信号は一旦メモリに蓄えられる。ビットタイミング再生により確立されたビットタイミング毎のプリアンプル中のサンプル値だけを取り出し、キャリア粗推定部に入力する。2.4節で述べたように巡回加算は雑音を低減する効果を有するが、その巡回加算をキャリア粗推定部において電圧のディメンジョンで2回にわたって実行し、キャリア周波数オフセットと初期位相差の推定精度の向上を図る。次に、ここで検出したキャリア周波数オフセットと初期位相差を用いてメモリに蓄えられているパケット中の全てのデータを位相補正する。補正後のデータは第2キャリア推定部に送られるとともに再度メモリに蓄えられる。第2キャリア推定部では、パケット中の全てのデータの位相誤差を用いて高精度にキャリア推定を行い、その結果を用いて、先にメモリ内に蓄積されたパケット中のデータを再び位相補正して復調データを得る。なお、位相誤差からキャリア周波数オフセットと初期位相差を推定する方法としては最小2乗法を用いる。

(3) キャリア粗推定部における位相シフト推定アルゴリズム

キャリア周波数オフセットの影響を受けた信号は位相面において回転する。その回転は一定であり、雑音がない場合、図2.50に示すようにビットタイミング毎に位相が一定値で増減する。ただし、同図では位相が増加する傾向を示している。図2.51は位相シフト量、すなわちビットタイミング $t_k (=t_0+kT_b, k=0\sim L-1)$ 毎の信号 Z_k の位相面における位相量を示したものであり、パケット信号のプリアンプル中の先頭ビットのタイミング t_0 においては、初期位相差 θ_0 に一致している。しかし、実際には雑音が重畳されるので、図2.52に示すように一直線上に配置されることはない。すなわち、雑音はランダムな振幅と位相を有しているため、同図に示すように、位相シフト量はかなりばらつく。また、位相シフト量を求めるために \tan^{-1} 関数を用いるが、 \tan^{-1} 関数が角度を検出する範囲は $-\pi/2\sim\pi/2$ であるので、 $\pm\pi/2$ を越えるような大きな雑音が発生すると、位相のジャンプが生じる。この位相ジャンプの発生を抑圧するために巡回加算を用いるが、この方式はシンボルタイミング再生で用いた巡回加算とは若干異なる。すなわち、シンボルタイミング再生における巡回加算のように、全てのサンプル値に対して実行するのではなく、相関ピークのサンプル値のみに実行する。それにより相関ピークに重畳している雑音成分を低減させる効果が発生し、巡回加算後の位相シフトは直線に近い形となり、位相シフト量からキャリア周波数オフセットを求めやすくなる。

位相シフト量の算出は、次式で表現される。

$$\theta_i = \tan^{-1} \left(\frac{Q_i \text{ component}}{I_i \text{ component}} \right) \quad (2.50)$$

$$A_i = \theta_0 + \sum_{j=1}^i (\theta_{j+1} - \theta_j) \quad (2.51)$$

ただし、(2.50)式の \tan^{-1} 関数は $-\pi/2 \sim \pi/2$ までの結果を引き渡すので、1ビット毎の位相変化は、この範囲で繰り返されることになる。これを避けるために、 \tan^{-1} 関数で求めた位相を極座標変換で0に戻し、新たに \tan^{-1} 関数を用いて次の位相を求めるという方法を採用する。しかし、 \tan^{-1} 関数による検出では、範囲が狭く、位相を正確に算出できないという問題が生じる。これに対処するために、プリアンプルが1相PSK信号ということを利用してIチャンネルの符号判定により、符号がマイナスのとき、算出した位相に π を加えることで $\pm\pi$ まで位相シフトの検出範囲を拡大する。これを繰り返して、順次算出された位相を加えていけば、各シンボルにおける位相シフト量を求めることができる。

2.5.2 キャリア周波数オフセットと初期位相差の検出

(1) キャリア周波数オフセット推定と初期位相差検出のアルゴリズム

(2.51)式で算出されるビットタイミング毎の位相シフト量に対して2乗誤差が最小となる直線 $g(t) = \Delta\omega t + \theta_0$ が推定できれば、その値で位相補正を施すことができる。ただし、 $\Delta\omega = 2\pi \Delta f$ である。

一般的に

$$P_m(t) = a_0 t^0 + a_1 t^1 + a_2 t^2 + \dots + a_m t^m \quad (2.52)$$

なる多項式の各係数 $a_0, a_1, a_2, \dots, a_m$ を

$$E = \sum_{i=0}^N \{P_m(t_i) - A_i\}^2 \quad (2.53)$$

が最小となるように解く問題に帰着され、以下の行列を解くことによって解を求めることができる。

$$\begin{bmatrix} \sum t_i^0 & \sum t_i^1 & \sum t_i^2 & \dots & \sum t_i^m \\ \sum t_i^1 & \sum t_i^2 & \sum t_i^3 & \dots & \sum t_i^{m+1} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \sum t_i^m & \sum t_i^{m+1} & \sum t_i^{m+2} & \dots & \sum t_i^{m+m} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_0 \\ a_1 \\ \vdots \\ a_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sum A_i t_i^0 \\ \sum A_i t_i^1 \\ \vdots \\ \sum A_i t_i^m \end{bmatrix} \quad (2.54)$$

$$\left(\sum_{i=0}^N \right)$$

今回の復調では、 $\Delta\hat{\omega}$ と $\hat{\theta}_0$ が求まればよいので、(2.54)式中の a_0 と a_1 を各々 θ_0 と $\Delta\omega$ の推定値 $\hat{\theta}_0$ と $\Delta\hat{\omega}$ と考えると、次式になる。

$$\begin{bmatrix} \hat{\theta}_0 \\ \Delta \hat{\omega} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sum t_i^0 & \sum t_i^1 \\ \sum t_i^1 & \sum t_i^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sum A_i t_i^0 \\ \sum A_i t_i^1 \end{bmatrix} \quad (2.55)$$

この連立方程式を解くことによって $\hat{\theta}_0$ と $\Delta \hat{\omega}$ が求められる。ここで、キャリア粗推定部ではプリアンプル長、第2キャリア推定部ではパケット長 L を固定することにより、上式中の右辺の第1行列は定数行列となるので、右辺の第2行列の A_i と $A_i t_i$ の累積値がわかれば $\hat{\theta}_0$ と $\Delta \hat{\omega}$ を算出できることになる。

(2) キャリア周波数オフセットおよび初期位相差に対する巡回加算の効果

信号をベクトルとしてとらえると、巡回加算後の信号はベクトル和となりキャリア周波数オフセットの検出には不適當であるように思われる。しかし、巡回加算後にキャリア周波数オフセットを検出することは可能である。ここでは考え易くするために、雑音のない状態を例にとって説明する。

振幅の等しい2本のベクトルの和は2本のベクトルのなす角の2等分線上に、そして3本のベクトルの和は真ん中のベクトル上にくることは明らかであり、4本、5本のベクトル和はそれらの組合せによって表せる。図2.53のようなベクトルを考え、巡回加算を4回とする。ただし、 θ_0 は初期位相差で、Iチャネルの信号振幅を示す実軸とビットタイミング毎の信号ベクトルの初期オフセットを角度で表現したものとして定義される。また、回転の原因であるキャリア周波数オフセット Δf により、信号ベクトルはビットタイミング毎に位相面において $2\pi \Delta f T_b$ [rad] ずつ回転する。 $(T_b: \text{ビット周期})$ 4回の巡回加算では、 $\vec{a}_1 \sim \vec{a}_4$ のベクトルの和 \vec{A}_1 を考えることになる。このベクトル和は、 \vec{a}_1 と \vec{a}_2 の和によるベクトルと \vec{a}_3 と \vec{a}_4 の和によるベクトルの2本のベクトル和の合成として与えられ、図2.53より \vec{a}_2 と \vec{a}_3 の2等分線上に生じる。この合成ベクトル \vec{A}_1 は、位相 $\theta_0 + 3\pi \Delta f T_b$ [rad] の位置に発生する。次の合成ベクトルは1つベクトルをシフトして $\vec{a}_2 \sim \vec{a}_5$ の合成となり、 \vec{a}_3 と \vec{a}_4 の2等分線上に生じ、位相 $\theta_0 + 5\pi \Delta f T_b$ [rad] の位置に発生する。そのベクトルを \vec{A}_2 とすると、 \vec{A}_1 と \vec{A}_2 のなす角は $2\pi \Delta f T_b$ [rad] となる。4回の巡回加算の後、もう一度4回の巡回加算を行ったとしても合成したベクトルの $\vec{A}_1 \sim \vec{A}_4$ も各々 $2\pi \Delta f T_b$ [rad] の位相間隔を持つために $\vec{a}_1 \sim \vec{a}_4$ のベクトル合成と同様に考えることができる。よって、巡回加算を実行してもキャリア周波数オフセットの検出は可能である。

しかし、初期位相差 θ_0 の算出には工夫が必要である。上述のように巡回加算はベクトル和を計算することと等価であるため、巡回加算により初期位相差 θ_0 は、見かけ上 θ_0' にシフトし巡回加算の回数によって変化する。図からもわかるように、2回の巡回加算では θ_0' は $\theta_0 + \pi \Delta f T_b$ [rad] となり、3回の巡回加算では $\theta_0 + 2\pi \Delta f T_b$ [rad]、4回の巡回加算では $\theta_0 + 3\pi \Delta f T_b$ [rad] などとなる。以上を考慮すると、 n_1 回の巡回加算を実行した際の θ_0' の一般式は次式で表されることになる。

$$\theta_0 + \frac{1}{2}(n_1 - 1)2\pi \Delta f T_b \quad (2.56)$$

また、2度目の巡回加算の回数を n_2 とすると、 θ_0' の一般式は次のようになる。

$$\theta_0 + \frac{1}{2}(n_1 - 1)2\pi\Delta f T_b + \frac{1}{2}(n_2 - 1)2\pi\Delta f T_b = \theta_0 + \frac{1}{2}(n_1 + n_2 - 2)2\pi\Delta f T_b \quad (2.57)$$

よって、巡回加算後、正確な初期位相を求めるためには、(2.56)式および(2.57)式の第2項目を θ_0' から引けばよいことになる。

(3) キャリア周波数オフセットの更新

プリアンブルから最小2乗法で検出されたキャリア周波数オフセットは、実際のキャリア周波数オフセットと若干の誤差を生じている。誤差なく検出したキャリア周波数オフセットを用いてデータを位相補正すると、雑音がない場合、実軸上のみ位相補正データが発生することになる。しかし、誤差が存在したまま位相補正を実行すると、その誤差分だけ位相補正後のデータは位相面上において回転する。例えば、キャリア粗推定部において、実際のキャリア周波数オフセットより小さい値で推定値が検出された場合、図2.54に示すように不足分だけ徐々に位相シフトが発生する。判定基準として $-\pi/2 \sim \pi/2$ の位相範囲内に信号があるときは"1"、 $\pi/2 \sim 3\pi/2$ の位相範囲内に信号があるときは"-1"とデータ値を判定するため、位相回転を生じているまま判定を継続すると、そのうちに判定基準を越えてビット誤りが連続して発生する。この誤りを防ぐために、キャリア粗推定部で求めたキャリア周波数オフセットの検出誤差を補償する必要がある。すなわち、キャリア周波数オフセットの更新が必要となる。

ここで用いた更新方法は、まずプリアンブルから粗推定したキャリア周波数オフセットに基づきパケット中の全てのデータを位相補正し、その補正したデータを一旦メモリに蓄えて再度のキャリア推定を行うというものである。先述した通り、粗推定のみでは、位相補正されたデータは誤差分だけ位相の回転を始める。この回転の度合いを調べるために、 \tan^{-1} 関数を使用するが、粗推定したキャリア周波数オフセットと実際のキャリア周波数オフセットとの差が大きいと、回転の度合いが大きくなり、 \tan^{-1} 関数の検出範囲である $-\pi/2 \sim \pi/2$ を位相誤差が越えると、例えば位相誤差が $\pi/2$ を越えると、第1象限から第2象限へ移動すべきところを図2.55 ($E_b/N_0 = 9$ dBの回線状態を仮定)に示すように第4象限から表示してしまうという位相ジャンプが生じる。位相ジャンプを除去するために、個々のデータの位相に着目して、そのデータ以前の16ビットのデータから計算される位相誤差の平均値と比べて $\pi/2$ 以上離れているときに当該データが位相ジャンプを生じていると判定して、その位相を π だけ戻す方法を採用する。この $\pi/2$ という判定基準は、2相PSKを用いていることより、検出すべき位相の範囲が $\pm\pi/2$ であることを考慮したものである。以上の信号処理により、図2.56に示すように全ビットの位相誤差が一直線上に分布するようになる。その傾きが実際のキャリア周波数オフセットとの差であり、この傾きを粗推定したキャリア周波数オフセットに加えることによって、実際のキャリアオフセットに近い値となる。ただし、実際には、雑音が加わっているため、ビット毎の位相誤差は一直線に存在せず、かなり幅をもった分布となるが、この傾きを求めるために、プリアンブルからキャリア周波数オフセットを粗推定したときに採用した最小2乗法を使用する。

2.5.3 計算機シミュレーションによる特性評価

(1) キャリア周波数オフセットの補正

表2.9は特性取得のために実行した計算機シミュレーションの諸元を示したものである。同表に示すように、時間はビット周期で正規化して表すこととする。また、巡回加算の2回×2という表示は、2回の巡回加算を2度実行することを意味する。

図2.57はプリアンプルに対する巡回加算の効果を示すために、巡回加算による位相シフトの変化を示したものである。但し、拡散符号として63チップのM系列符号、キャリア周波数オフセットとしてビットレート f_b の1/10、プリアンプル長として20ビットを想定している。同図から、巡回加算の回数を増す程、位相シフト量のばらつきが少なくなることがわかる。この結果より巡回加算を行うと、相関ピークに重畳されている雑音成分が低減され、位相ジャンプも抑圧できると考えられる。本方式では、巡回加算2回を2度行い、そこで得られる位相シフト量に対して最小2乗法を適用して、キャリア粗推定部においてキャリア周波数オフセットと初期位相差を求めている。巡回加算により、ある程度位相ジャンプを抑圧するので、真値に近いキャリア周波数オフセットが検出できると考えられる。

図2.58はプリアンプルからキャリア周波数オフセットと初期位相差を粗推定した後、その値でパケット中の全てのデータを位相補正したときの各データの位相誤差の様子を E_b/N_0 を0 dB、3 dB、6 dBおよび9 dBの回線状態に対して示したものである。ただし、キャリア周波数オフセットとしては $0.1f_b$ 、初期位相差は $0 \sim 2\pi$ の範囲においてランダムに発生すると仮定する。 E_b/N_0 が0 dB、3 dB、6 dBのときはキャリア粗推定部からの粗推定値が真値より小さい場合の位相誤差の様子を示しており、 E_b/N_0 が9 dBのときは逆に真値より粗推定値が大きい場合の様子を示している。また、位相誤差を求める際に \tan^{-1} 関数を用いているため、 E_b/N_0 が0 dB、3 dB、6 dBの場合には位相誤差が $\pi/2$ （図中では 90° ）を越えると $-\pi/2$ （図中では -90° ）に位相ジャンプを起こし、 E_b/N_0 が9 dBの場合には位相誤差が $-\pi/2$ （図中では -90° ）を越えると $\pi/2$ （図中では 90° ）に位相ジャンプを起こしていることがわかる。

この $\pi/2$ の位相ジャンプを除去するために、先述したように、個々のデータに先行する16ビットのデータから計算される位相誤差の平均値と当該データの検出位相が $\pi/2$ （図中では 90° ）以上離れている場合に限り、そのデータに対して π だけ位相の補正を行うという方法を採用した。図2.59は上記方法によって位相ジャンプを消去した後の位相誤差を示したものであり、全ての E_b/N_0 の値に対して完全に位相ジャンプが除去されていることがわかる。第2キャリア推定部においては、図2.59に示される位相誤差から最小2乗法を用いて粗推定値と真値との差分を算出し、その差分値を用いて、メモリに蓄積されている粗く位相補正されたパケット中の全てのデータをもう1度位相補正する。図2.60は、第2キャリア推定部において位相補正を実行した後の各データの位相誤差の様子を示したものである。

図2.61は、位相補正前、すなわちビットタイミングでサンプリングされたマッチドフィルタからの出力信号のスペースダイアグラム、図2.62はプリアンブルによる粗推定のみで位相補正した後のスペースダイアグラムを示したものである。図2.62から、 $E_b/N_0=0$ dBのときはわかりにくい、3 dB以上の E_b/N_0 においてキャリア周波数オフセットの真値と粗推定値との差分だけ位相が回転を起こしていることがわかる。図2.63は第2キャリア推定部において計算された推定値を用いて2度目の位相補正をした後のスペースダイアグラムを示したものである。同図から完全にキャリア周波数オフセットの影響が除去されていることがわかる。

(2) ビット誤り率特性の評価

前節において提案したキャリア再生アルゴリズムに基づき位相補正を施した後に得られるビット系列のビット誤り率 (BER) を計算機シミュレーションによって導出する。図2.64は、7チップの拡散符号を用いた場合を検討対象として、キャリア周波数オフセットを $0.1f_b$ 、 $0.01f_b$ および $0.001f_b$ に設定して粗推定のみを行った場合のBER特性と第2キャリア推定を実施した後に得られるBER特性を E_b/N_0 に対して示したものである。同図中の実線はビット誤り率の理論値であり、次式で与えられる。

$$P_b = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \right) \quad (2.58)$$

既に2.4節で述べたように、シンボルタイミング再生の特性はパケット信号1個のみを受信する場合、拡散符号長7チップにおいても63チップにおいても、ほぼ同一の結果になることがわかっている。ここで検討したキャリア再生は、シンボルタイミング再生と同様に巡回加算をベースにしているため、この事実はキャリア再生に対しても適用可能であると予想される。従って、拡散符号長7チップを検討対象としてBER特性を取得した。また、そのときの試行回数、すなわちシミュレーションにおいて評価したパケット数は E_b/N_0 毎にBER特性の理論値からBERを読み取り、ビット誤りが100ビットに達するパケットの数とした。図2.64から、シミュレーション値がほとんど理論値上に生じていることがわかる。この結果から、提案アルゴリズムは高精度にキャリア再生を達成すると結論づけることができる。図2.65は別の観点から高精度なキャリア推定を実現していることを示したものである。同図はキャリア周波数オフセットを $0.1f_b$ に設定したときのキャリア粗推定部と第2キャリア推定部におけるキャリア周波数オフセットの推定値の分布を E_b/N_0 が2～7 dBの範囲に対して示したものである。図2.65から、キャリア粗推定部による推定では最大7%の誤差が存在するが、第2キャリア推定部による推定では1%未満の誤差となり、キャリア周波数オフセットの真値に非常に近い推定値となっていることがわかる。

(3) 干渉パケットによるBER特性の劣化

2個のパケットが同時に受信される状況を検討する。具体的には、1つを着目パケット、他の1つを干渉パケットとして、それら2つのパケット信号を同一の拡散符号を用

いて周波数拡散した後、着目パケットに対して干渉パケットをサンプル間隔で0サンプルから10サンプル（2.5チップ）までずらしながら衝突させ、逆拡散後の着目パケットのキャリア周波数オフセットを、前節で述べた方法を用いて推定・補正したときの特性を取得・評価する。なお、拡散符号としてはM系列7チップ、M系列63チップ、Barker符号7チップの3種類を検討対象とする。干渉パケットが存在するときはマッチドフィルタによる情報変調時の奇相関特性が大きく影響を及ぼす。この点を考慮して、図2.66は、M系列7チップ、M系列63チップおよびBarker符号7チップに対して”011”情報で変調をかけたときの自己相関特性を示したものである。これらの特性を比較すると、M系列7チップの拡散符号の場合、相関ピーク以外にも大きな相関値を示すところが存在することがわかる。このような相関特性を考慮に入れると、パケット衝突状態に依存して、相関ピークに大きな影響が現れることが予想される。図2.67は、着目パケットのキャリア周波数オフセットを $0.1f_b$ 、干渉パケットのキャリア周波数オフセットを $0.09f_b$ とした状態において、 E_b/N_0 を6 dBに設定して着目パケットに対する干渉パケットの信号をサンプル毎にずらして衝突させたときの各拡散符号におけるBER特性を示したものである。

表2.9の諸元に示した通り、本検討ではサンプル間隔をチップ周期の1/4に設定しているので、4サンプル未満の衝突はチップ内干渉ということになる。図2.67からチップ内干渉時は衝突し合った2つのパケットの相関ピーク同士が互いに影響を及ぼすために、BERが劣化することがわかる。一方、4サンプル以上ずらしたときはマッチドフィルタの相関ピーク以外の相関特性の影響が生じるが、チップ内干渉のときよりBERの劣化は小さいことがわかる。各拡散符号におけるBER特性を比較すると、M系列63チップの拡散符号とBarker符号7チップの拡散符号では、ほとんどBER特性に差異がないが、M系列7チップの拡散符号では、特に8サンプル、すなわち2チップずらしたときにBERの劣化が目立つ。図2.66を見ると、2チップ目の所に大きな相関が見られ、これがBERに影響することがわかる。なお、図2.67では、パケットの衝突範囲を10サンプル、すなわち2.5チップに制限しているが、M系列63チップの拡散符号における相関特性によるBERへの影響を正確に評価するためには、拡散符号長の半分31.5チップの範囲までの衝突を評価する必要がある。

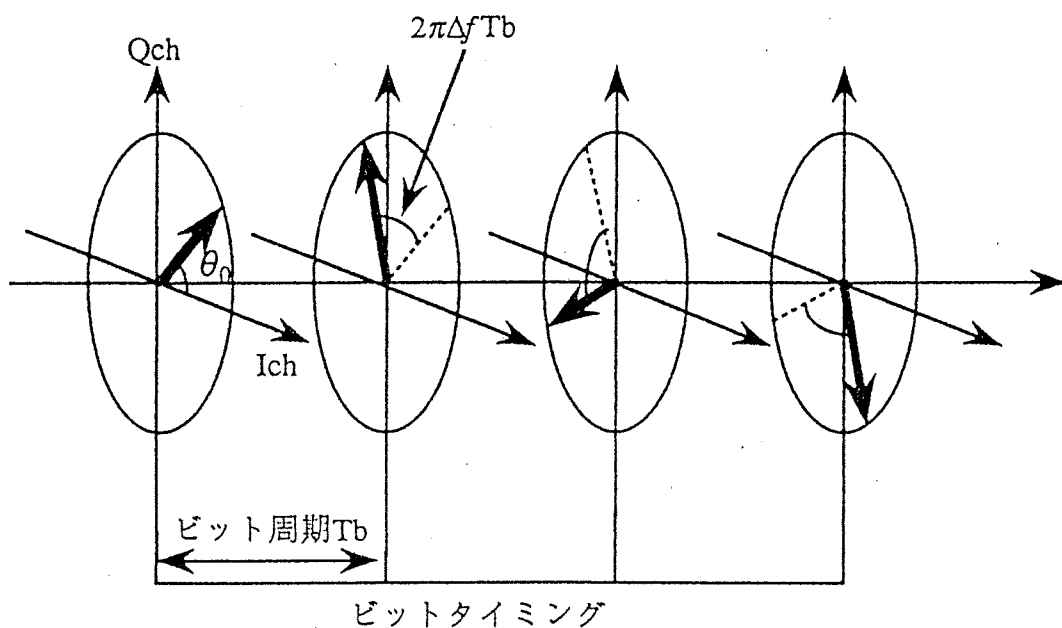


図2.48 マッチドフィルタからの出力信号のキャリア周波数オフセットによる位相回転

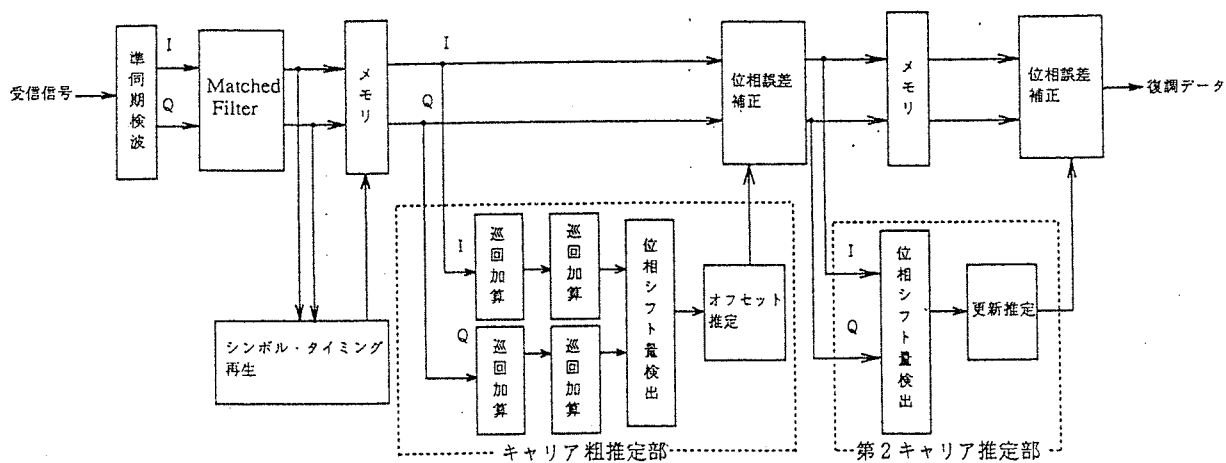


図2.49 キャリア再生アルゴリズムのブロック構成

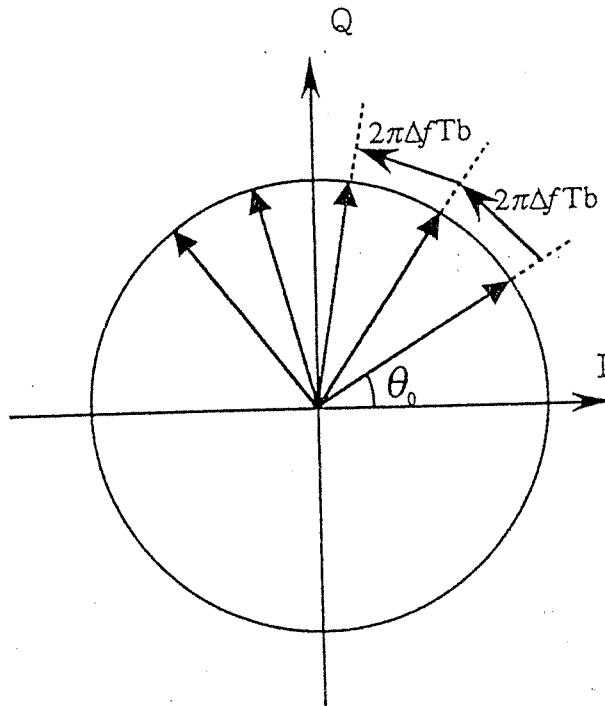


図2.50 キャリア周波数オフセットの位相面における観測

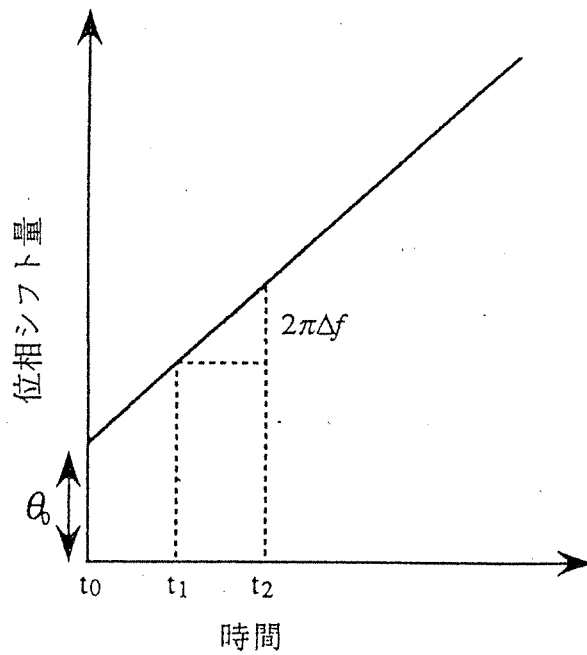


図2.51 雑音がない状態における位相シフト

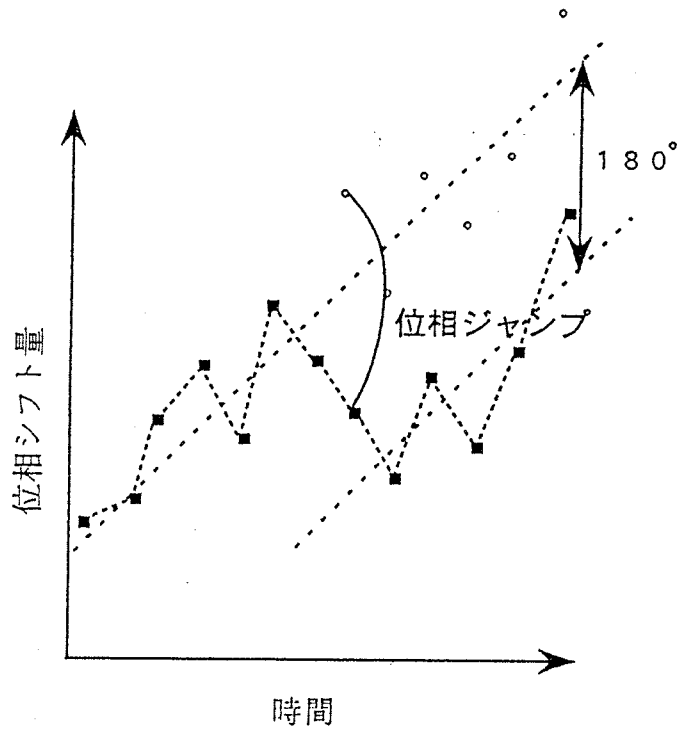


図2.52 雑音が存在する状態における位相シフト

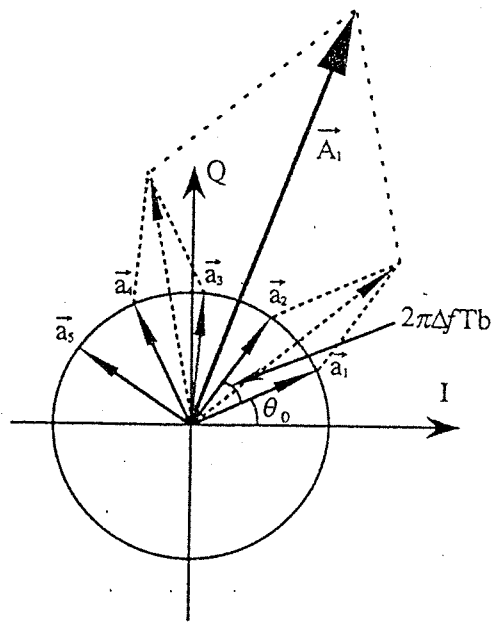


図2.53 巡回加算による信号のベクトル和

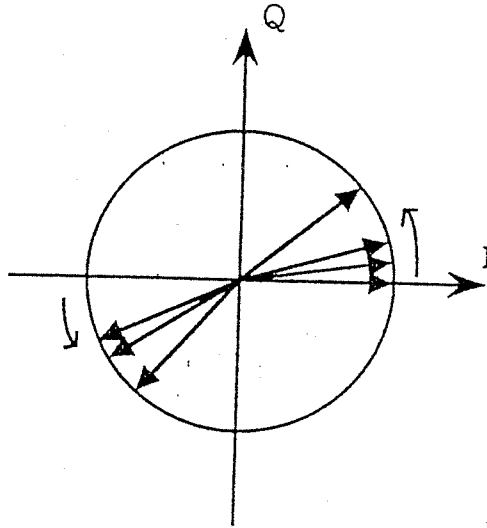


図2.54 粗推定による位相補正後の信号の位相面における観測

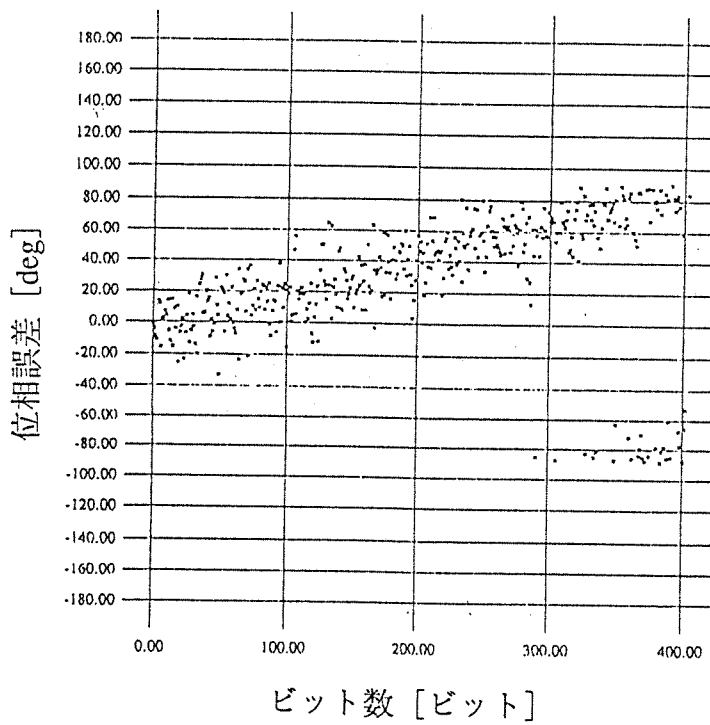


図2.55 粗推定による位相補正後に位相ジャンプの補正を施こさない場合の位相誤差

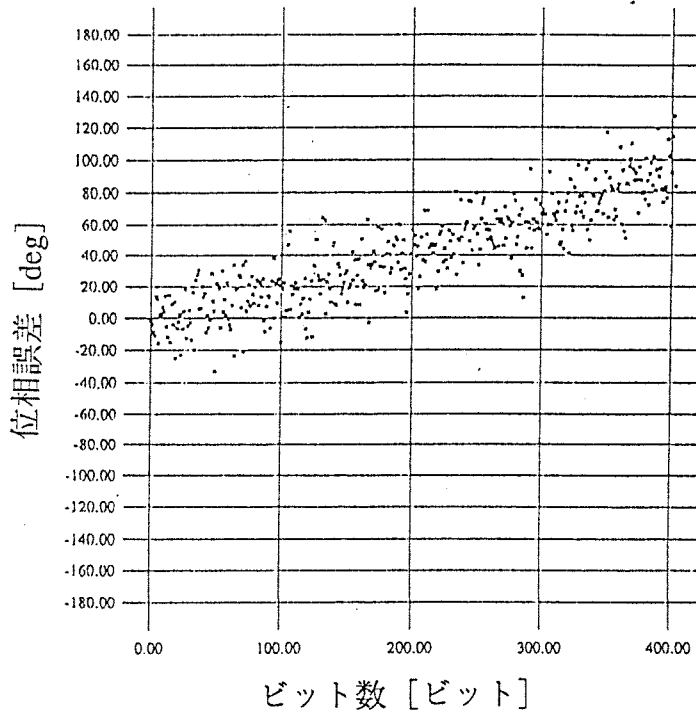


図2.56 粗推定による位相補正後に位相ジャンプの補正を施した場合の位相誤差

表2.9 キャリア再生アルゴリズムの特性を評価するための計算機シミュレーションの諸元

パケット長 [bit]	3 8 4
情報系列	ランダム
ビット周期	1
拡散符号長 [chip]	7 . 6 3 (M 系列)
サンプリング数 [sample/chip]	4
雑音の種類	加法性白色ガウス雑音 (AWGN)
プリアンブル数 [bit]	2 0
巡回加算	2 回 × 2
キャリアオフセット周波数	可変
初期位相	可変
E_b/N_0	可変
ビットタイミング	既知

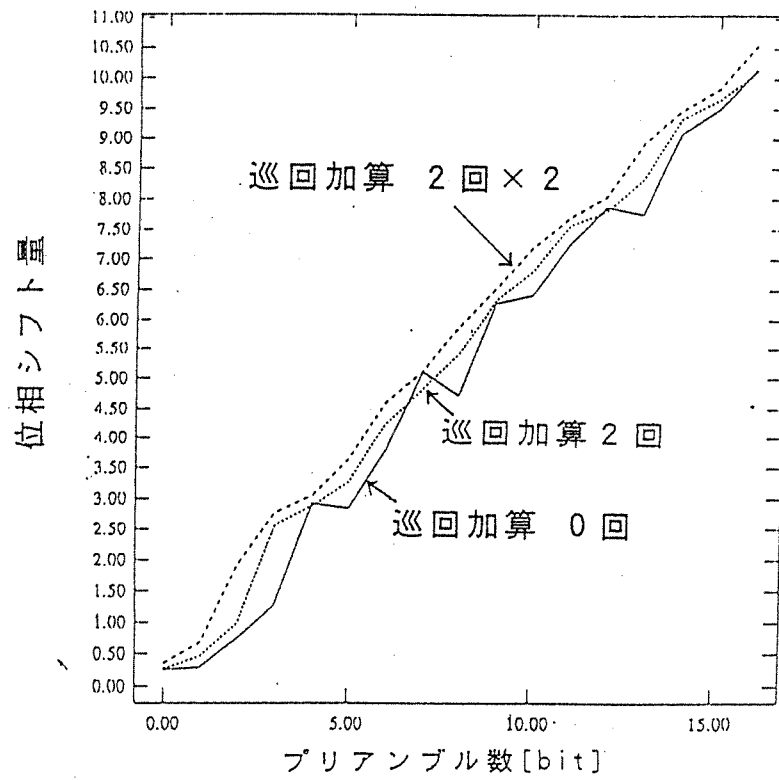
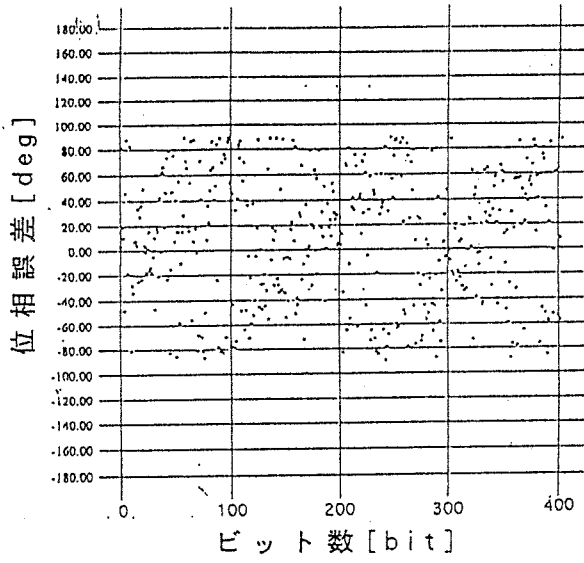
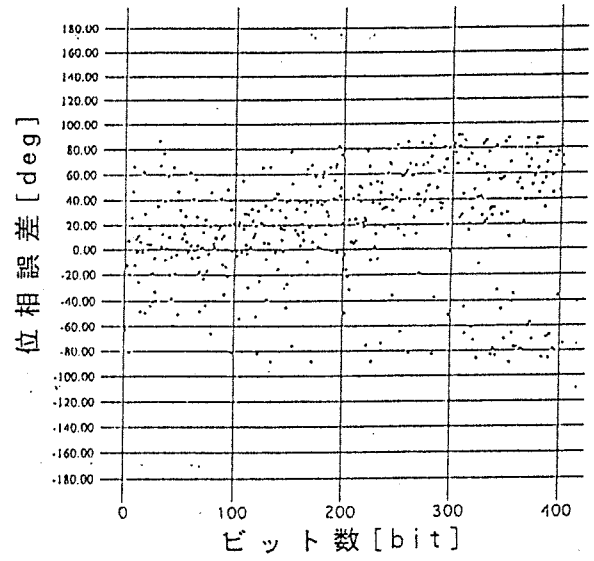


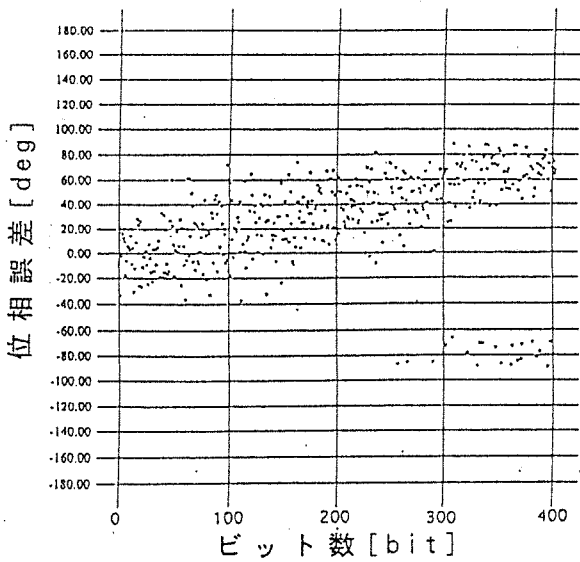
図2.57 巡回加算と位相シフト量の関係



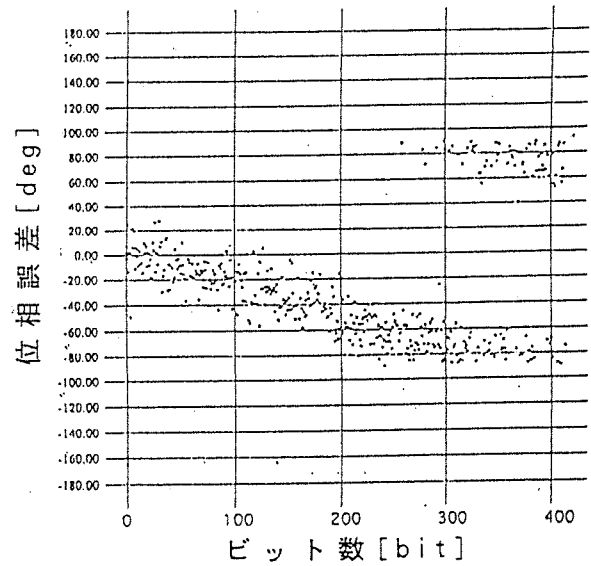
(a) $E_v/N_0 = 0 \text{ dB}$



(b) $E_v/N_0 = 3 \text{ dB}$

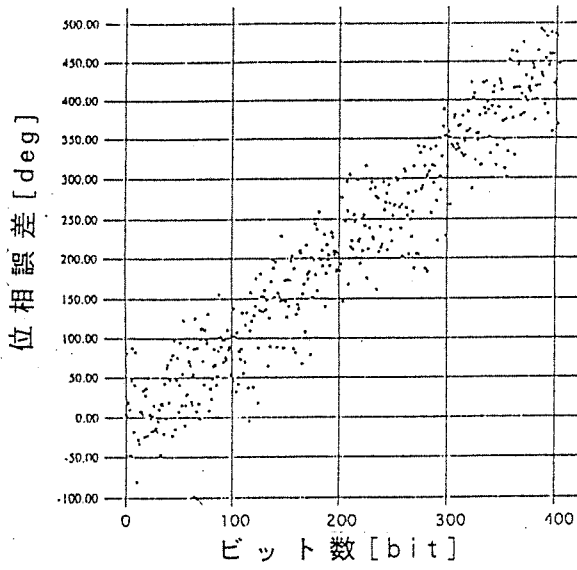


(c) $E_v/N_0 = 6 \text{ dB}$

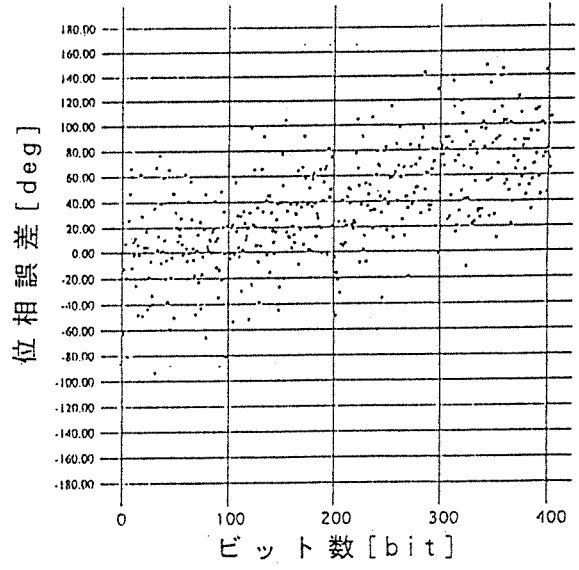


(d) $E_v/N_0 = 9 \text{ dB}$

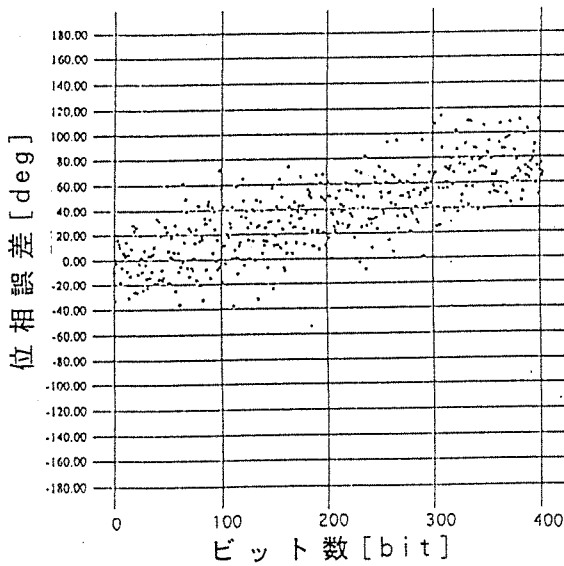
図2.58 粗推定値に基づく位相補正後の位相誤差



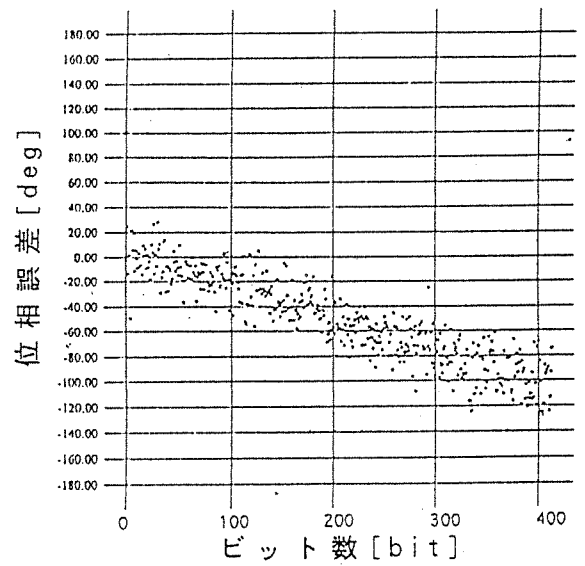
(a) $E_b/N_0 = 0$ dB



(b) $E_b/N_0 = 3$ dB

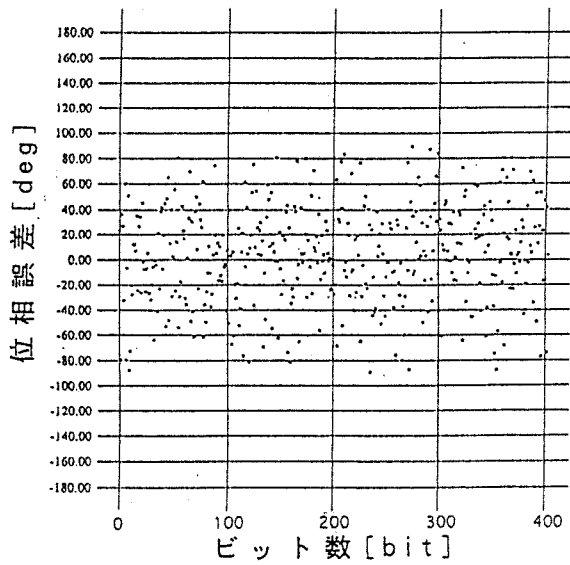


(c) $E_b/N_0 = 6$ dB

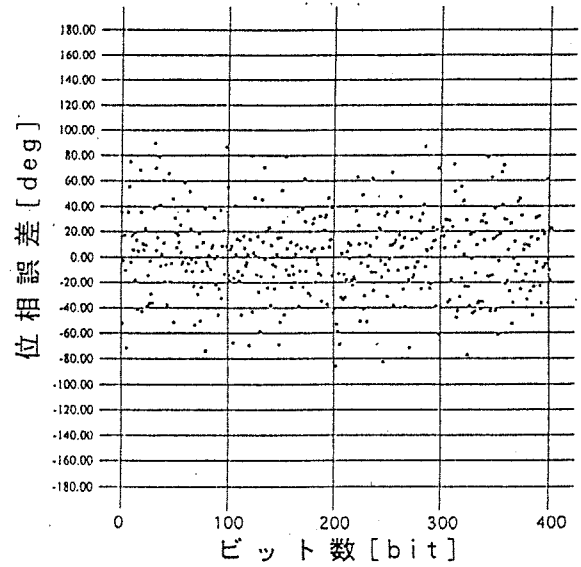


(d) $E_b/N_0 = 9$ dB

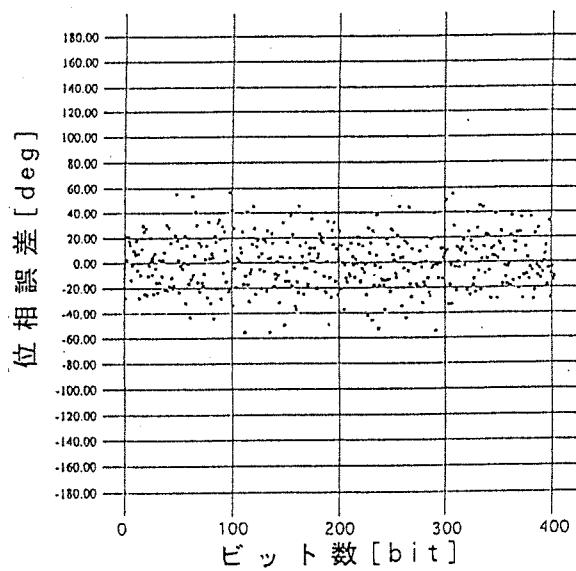
図2.59 粗推定による位相補正と位相ジャンプ補正後の位相誤差



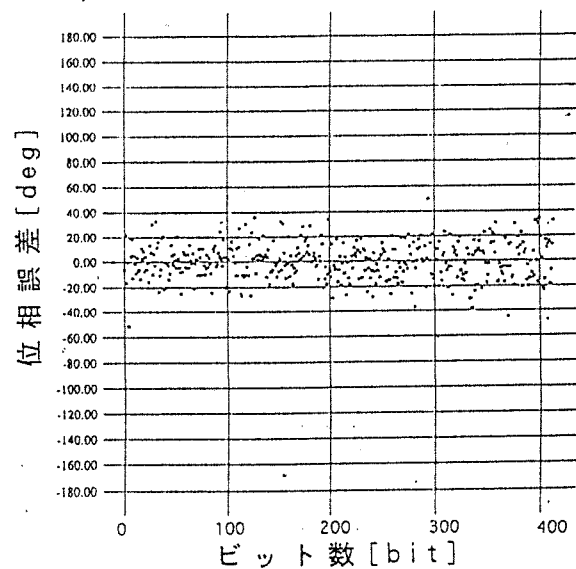
(a) $E_v/N_0 = 0 \text{ dB}$



(b) $E_v/N_0 = 3 \text{ dB}$

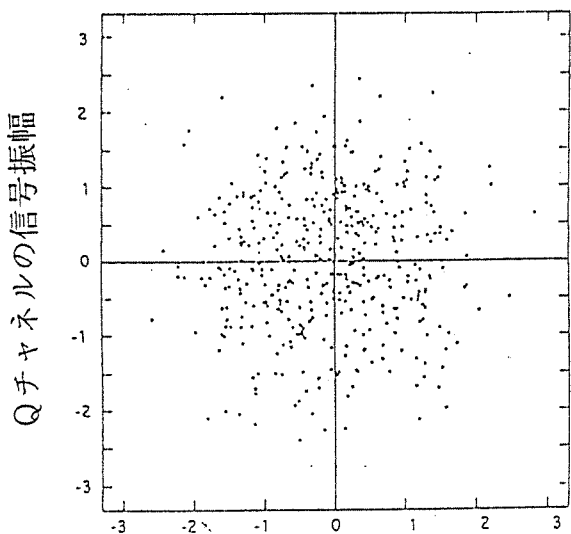


(c) $E_v/N_0 = 6 \text{ dB}$



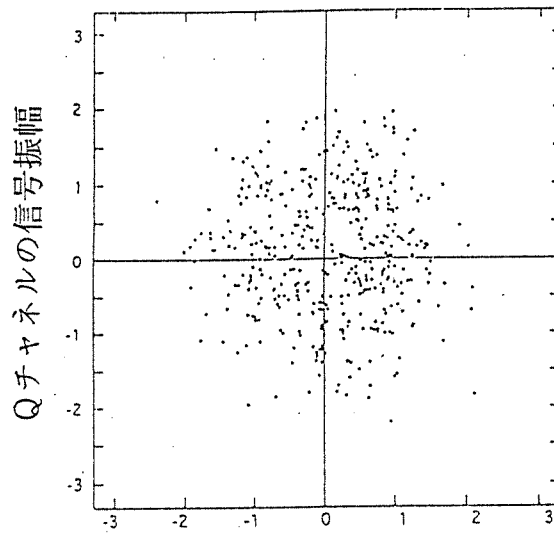
(d) $E_v/N_0 = 9 \text{ dB}$

図2.60 第2キャリア推定部における位相補正後の位相誤差



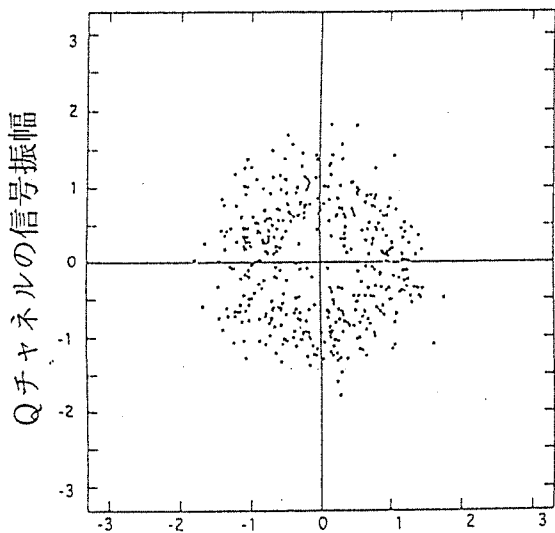
Iチャンネルの信号振幅

(a) $E_b/N_0 = 0$ dB



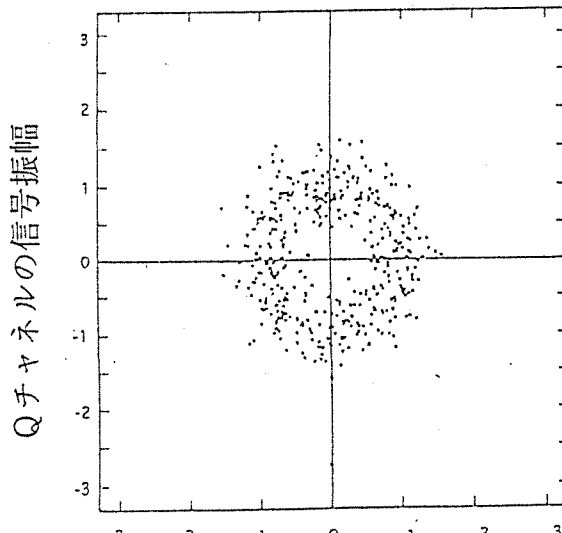
Iチャンネルの信号振幅

(b) $E_b/N_0 = 3$ dB



Iチャンネルの信号振幅

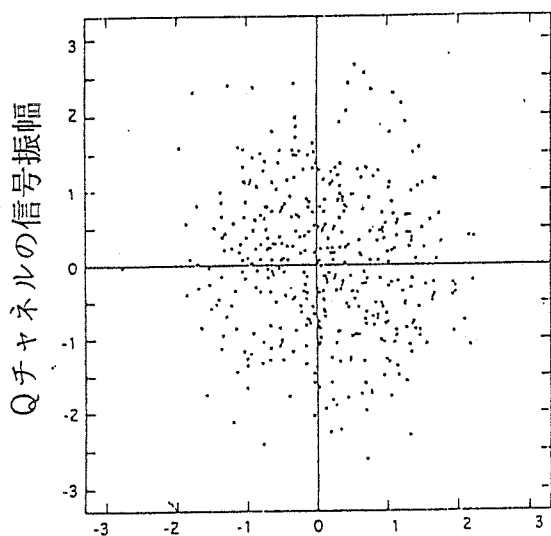
(c) $E_b/N_0 = 6$ dB



Iチャンネルの信号振幅

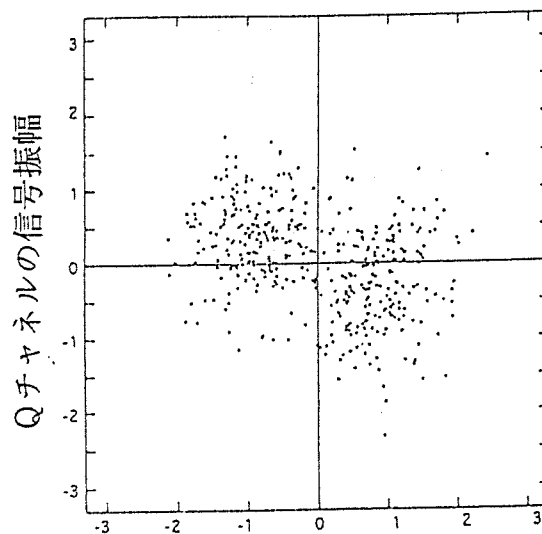
(d) $E_b/N_0 = 9$ dB

図2.61 位相補正前のスペースダイアグラム



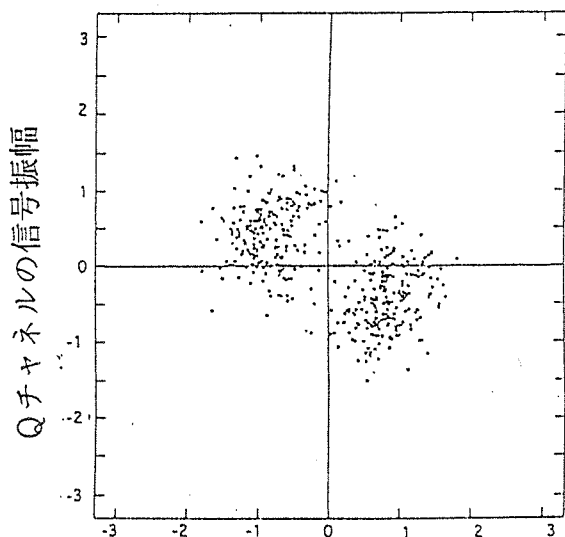
Iチャンネルの信号振幅

(a) $E_b/N_0 = 0$ dB



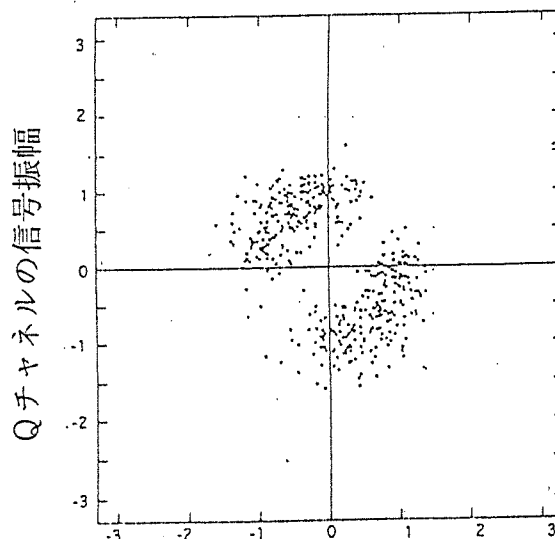
Iチャンネルの信号振幅

(b) $E_b/N_0 = 3$ dB



Iチャンネルの信号振幅

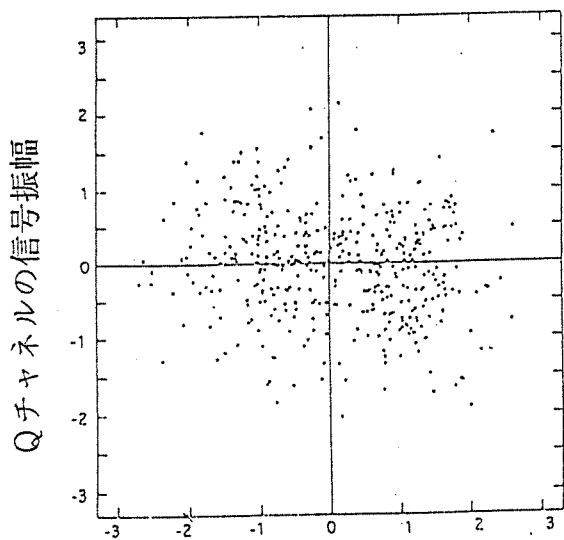
(c) $E_b/N_0 = 6$ dB



Iチャンネルの信号振幅

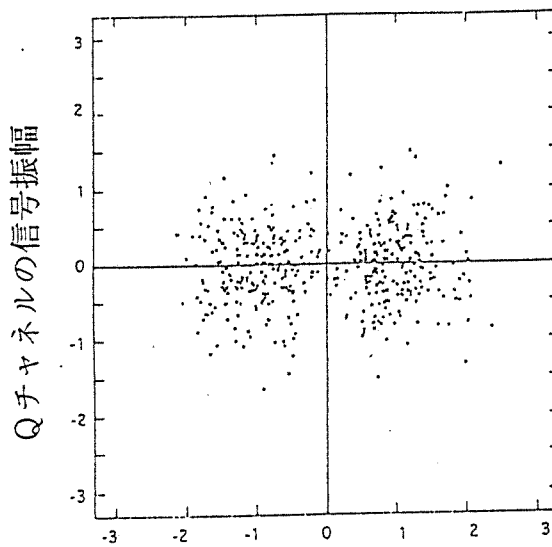
(d) $E_b/N_0 = 9$ dB

図2.62 粗推定値に基づく位相補正後のスペースダイアグラム



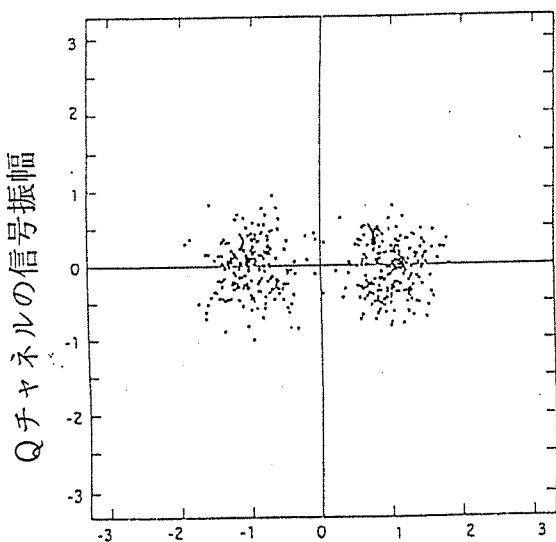
Iチャンネルの信号振幅

(a) $E_b/N_0 = 0$ dB



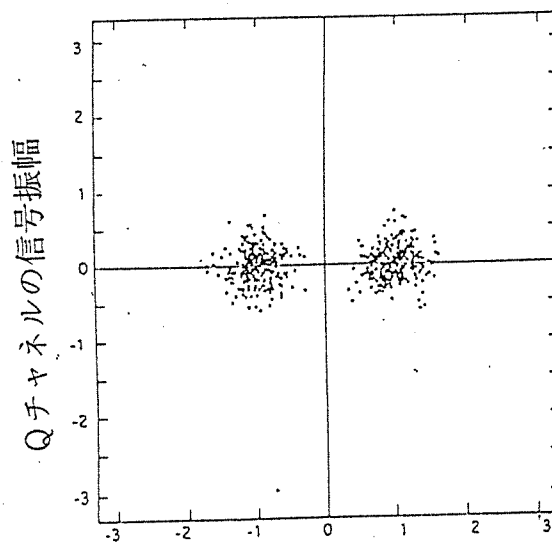
Iチャンネルの信号振幅

(b) $E_b/N_0 = 3$ dB



Iチャンネルの信号振幅

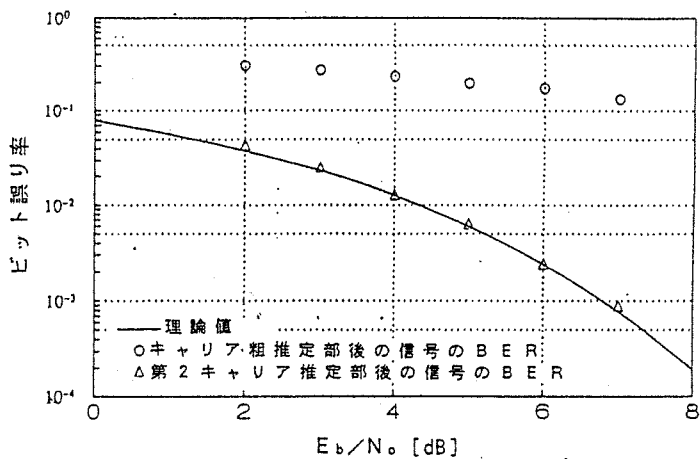
(c) $E_b/N_0 = 6$ dB



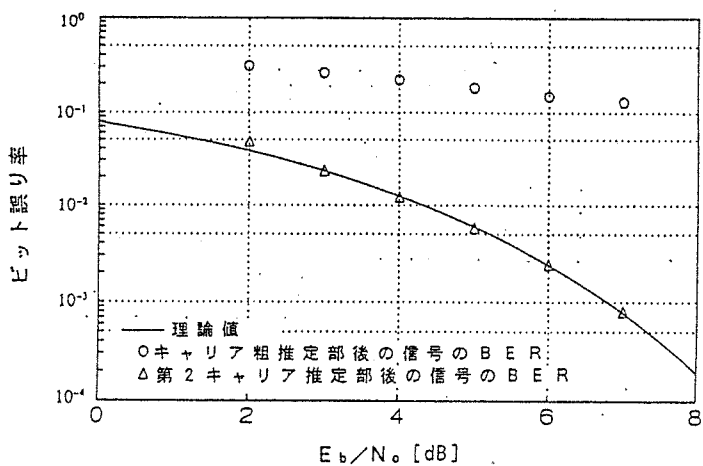
Iチャンネルの信号振幅

(d) $E_b/N_0 = 9$ dB

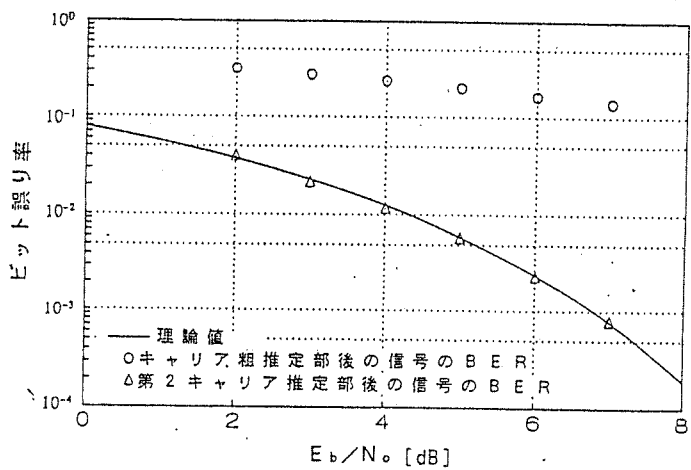
図2.63 第2キャリア推定部における位相補正後のスペースダイアグラム



(a) キャリア周波数オフセット = $0.1f_b$

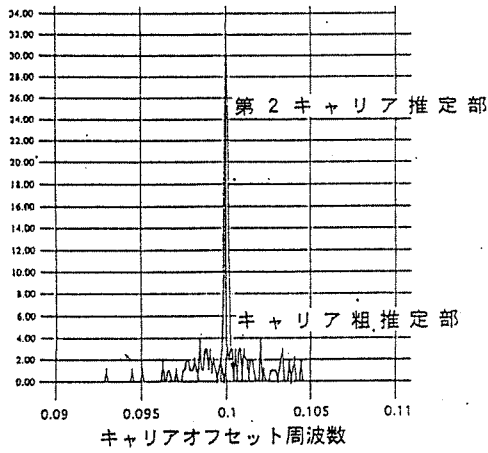


(b) キャリア周波数オフセット = $0.01f_b$

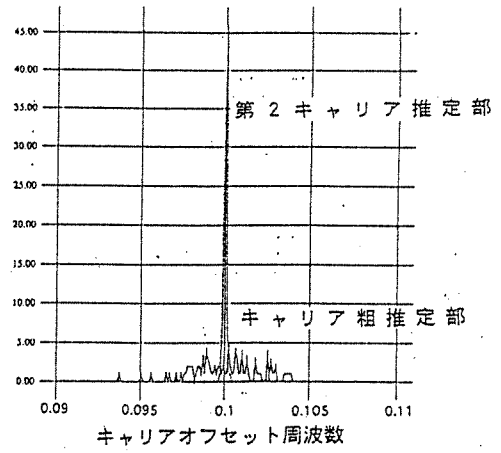


(c) キャリア周波数オフセット = $0.001f_b$

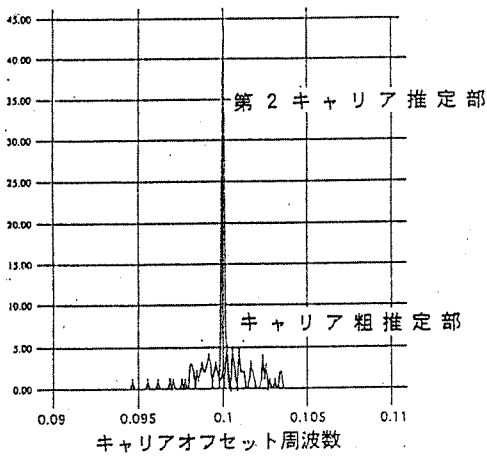
図2.64 E_b/N_0 対ビット誤り率特性



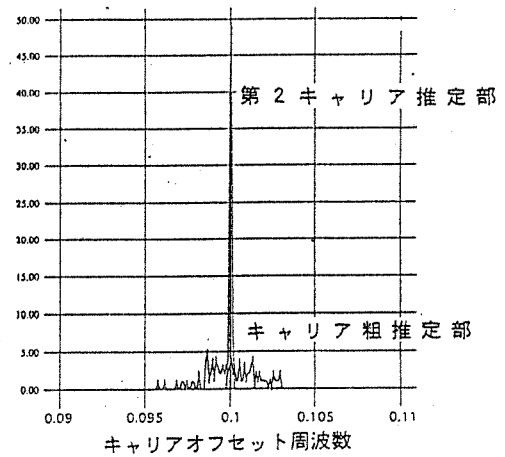
(a) $E_b/N_0 = 2$ dB、試行回数 = 100回



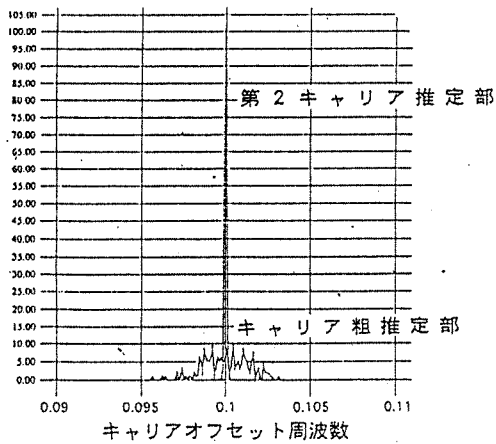
(b) $E_b/N_0 = 3$ dB、試行回数 = 100回



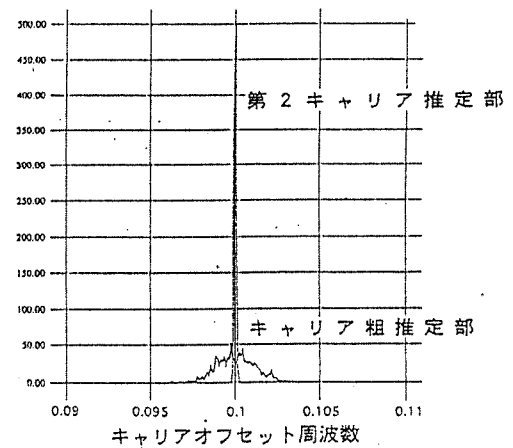
(c) $E_b/N_0 = 4$ dB、試行回数 = 100回



(d) $E_b/N_0 = 5$ dB、試行回数 = 100回

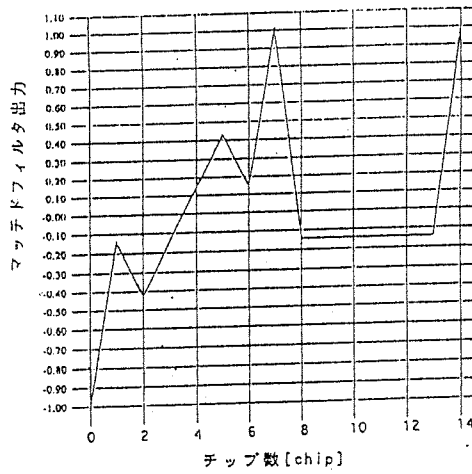


(e) $E_b/N_0 = 6$ dB、試行回数 = 200回

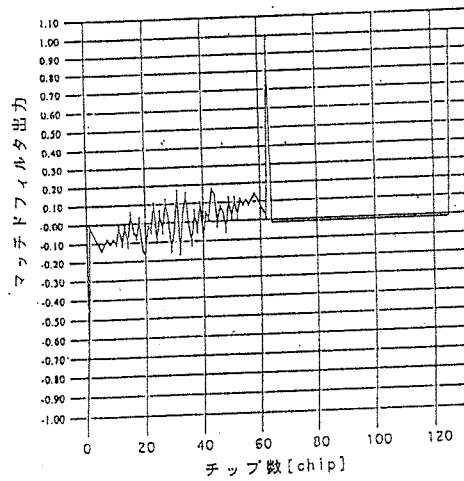


(f) $E_b/N_0 = 7$ dB、試行回数 = 1000回

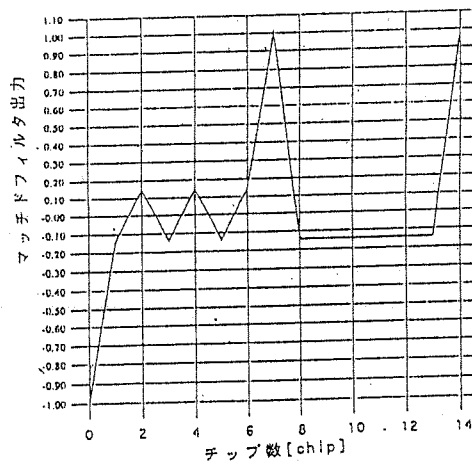
図2.65 キャリア周波数オフセットの推定値分布



(a) M系列7チップ



(b) M系列63チップ



(c) Barker符号7チップ

図2.66 “011” 情報で変調をかけたときの自己相関特性

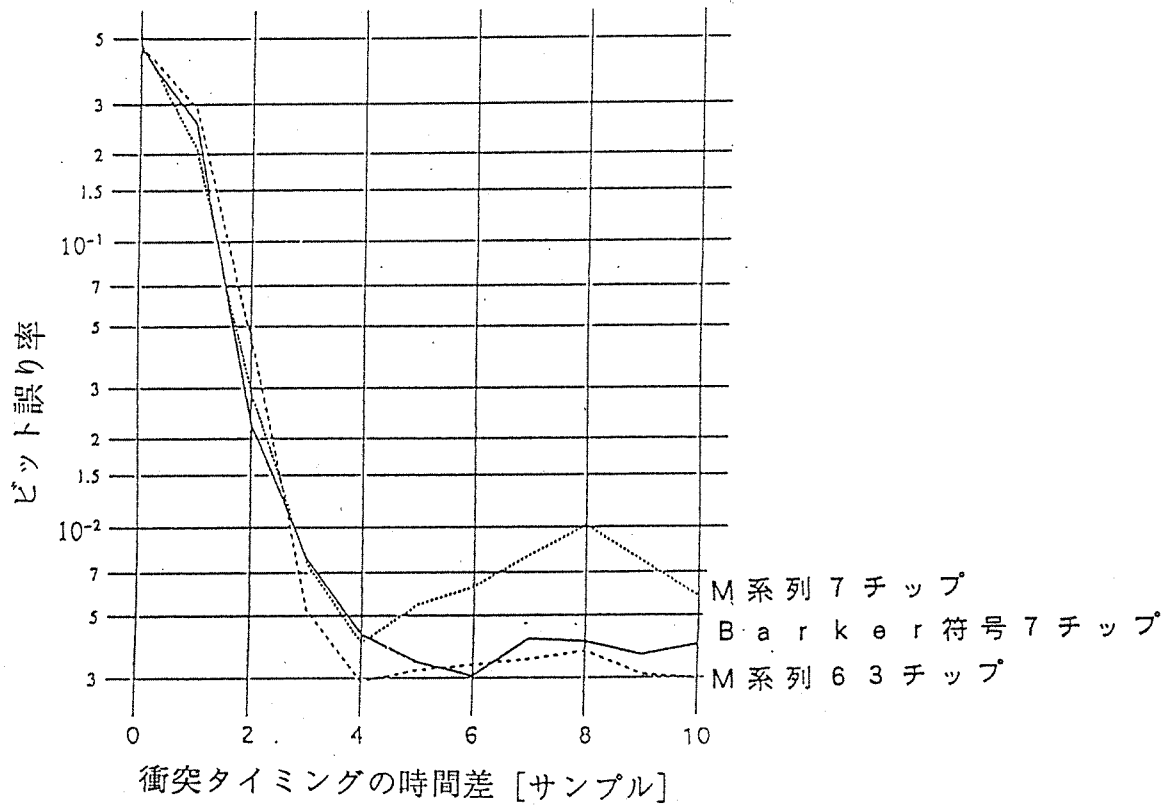


図2.67 着目パケットと干渉パケットの衝突タイミングに対するBER特性

第3章 直接拡散スプレッドアロハ方式の伝送効率

本章では、単一の拡散符号を採用した直接拡散スプレッドアロハ方式に対して3種類の伝送形態を想定し、チャネルトラヒック特性とスループット特性を評価尺度として伝送効率の観点から検討する。第1番目の伝送形態はパケット信号を構成するビットがチップタイミングに同期して伝送される場合であり、この検討では2.3.1節で議論したパケット間干渉に起因するビット誤り率特性の理論値を適用できる。他の2種類の伝送形態はスプレッドスロットアロハ方式およびスプレッドアンスロットアロハ方式と呼ばれているものであり、従来のスプレッドアロハ方式およびピュアアロハ方式に対応する。すなわち前者ではパケット用スロットに基づいてパケット信号が伝送され、後者ではパケット信号がまったくランダムに伝送されるため、同時受信パケット数が時々刻々と遷移する。なお、これらの伝送形態に関する検討では、パケット信号が任意すなわち非同期に衝突する場合のパケット間干渉に起因したビット誤り率特性に関する理論値が存在しないため、2.3.2節で述べた標準ガウス近似に基づく近似値を採用する。

3.1 ビットタイミングがチップタイミングに同期したスプレッドアロハ方式

パケット信号を構成するビットがチップタイミングに同期して伝送される直接拡散スプレッドアロハ方式における伝送効率に関して、従来のスロットアロハ方式の特性との比較を中心に議論する。まずトラヒックモデルを述べた後、チャネルトラヒックとスループットの理論的導出を示す。最後に、チャネルトラヒック特性とスループット特性を評価尺度とした特性評価を行い、スプレッドアロハ方式が有効となる伝送条件を明らかにする。

3.1.1 トラヒックモデルの設定

直接拡散スプレッドアロハ方式とスロットアロハ方式の伝送効率の比較に際して、周波数帯域と1ビット当たりの信号電力対雑音電力密度比 E_b/N_0 を両方式に対して等しく設定して議論を進める。

同一の周波数帯域を設定すると、スプレッドアロハ方式のチップ速度はスロットアロハ方式の情報伝送速度と等しくなるため、スプレッドアロハ方式の情報伝送速度はスロットアロハ方式のそれに比べて拡散符号長分の1となる。このことより、同一の E_b/N_0 を仮定すると、スプレッドアロハ方式におけるピーク送信電力はスロットアロハ方式のそれに比べて拡散符号長分の1となる。しかしながら、パケット信号が時間的に衝突していない場合、スプレッドアロハ方式とスロットアロハ方式のビット誤り率特性は等しいが、複数のパケット信号が時間的に衝突している場合、スプレッドアロハ方式のビット誤り率特性は劣化する。伝送効率はビット誤り率に直接関係しており、ビット誤り率を両方式に対して同等にするためにはスプレッドアロハ方式の E_b/N_0 の増大が必要である。従って、同等の伝送効率を確保することを前提とした場合、スプレッドアロハ方式におけるピーク送信電力の低減効果はスロットアロハ方式と同等のビット誤り率を得るために高めるべき E_b/N_0 の値に影響を受けることになる。以上の点を鑑み、各種

の伝送状態に対して、所要ピーク送信電力の低下がスプレッドアロハ方式の採用によってどの程度期待できるかを評価する。なお、伝送効率に関する具体的特性としては、定常状態におけるチャネルトラヒックとスループットを取り上げる。

送信局数は無限と考え、各局からのパケットの生起確率（新規パケットの生起確率であり、再送パケットを含まない）は等しく、かつ互いに独立であり、新規パケットが生起する確率はポアソン分布に従うと仮定する。また、各パケットは一定のビット数の情報系列によって構成され、受信誤りは誤り検出符号によって完全に検出できるものとする。パケットの再送は、複数のパケットが時間的に完全に衝突した場合、または衝突がなくてもパケット中にビット誤りが発生した場合に実行される。

スロテッドアロハ方式では、時間軸上で区切られたスロットの位置に合致してパケットの送信が実行される。一方、スプレッドアロハ方式では、チップの位置に合致してパケットが送信されると仮定する。これはチップのタイミングに同期してパケット信号が衝突している場合のパケット干渉によって生じるビット誤りの劣化特性は2.3.1節で示したように理論的に明らかにされていることから採用した仮定である。

3.1.2 伝送効率の理論的導出

定常状態において、新規パケットと再送パケットの区別なく1チップ時間幅内に k 個のパケットが生起する確率 $Q(k)$ を求め、 $Q(k)$ からチャネルトラヒックおよびスループットを求める。

(1) パケットの生起確率

1パケット時間を単位時間として、1パケットを構成する情報ビット数を L ビット、拡散符号長を N チップ、ビット周期を T_b 、1チップの時間幅を τ とすると、次式が成り立つ。

$$T_b = \frac{1}{L}, \tau = \frac{1}{L \times N} \quad (3.1)$$

また、パケットを再送できる時間幅（パケット再送時間幅）を T とした場合、 T をチップ数で表現した値 M は次式で与えられる。

$$M = \frac{T}{\tau} \quad (3.2)$$

パケットの生起確率 $Q(k)$ は、以下の手順(i)から(iv)によって導出される。

- (i) マッチドフィルタによる逆拡散後の個々のパケットは、ビット周期 T_b 毎に現れる L 個のパルス状の信号の組合せから構成される。これら L 個のパルス状の信号のうち1個でも誤ると、そのパケットは受信誤りとなる。また、パケットが複数同時に存在する場合、すなわち L 個のパルス状の信号の組合せが複数同時に存在する場合、異なるパケットを構成するパルス状の信号のうち1個でも同一のチップ時刻に生起するとパケット衝突が発生したことになる。従って、受信誤りまたは衝突が発生したパケットは再送されることになる。1個のパケットが受信誤りとなった場合 ($k=1$) または k 個の異なるパケットが衝突した場合 ($k \geq 2$)、パケット再送時間幅= M チップ内の

特定の1チップ時刻にj個 ($0 \leq j \leq k$) のパケットが再送される確率 $P_k(j)$ は次式で表される。

$$P_k(j) = {}_k C_j \times \left(\frac{1}{M}\right)^j \times \left(1 - \frac{1}{M}\right)^{k-j} \quad (0 \leq j \leq k, k \geq 1) \quad (3.3)$$

ただし、

$${}_k C_j = \frac{k!}{j!(k-j)!} \quad (3.4)$$

である。

なお、上式中の $1/M$ は、衝突したk個のパケット中1個のパケットに注目したとき、そのパケットがMチップ時間内の着目するチップ時刻に再送される確率である。

- (ii) あるチップ時刻に着目したとき、そのチップ時刻での受信誤りパケットまたは衝突パケットが、パケット再送時間幅=Mチップ内の特定の1チップ時刻にj個再送される確率 $x(j)$ を次式を用いて算出する。

$$x(0) = Q(0) + \sum_{n=0}^{\infty} Q(1) \times \{1 - E(n)\} \times R(n) + \sum_{n=0}^{\infty} Q(1) \times E(n) \times P_1(0) \times R(n) + \sum_{k=2}^{\infty} Q(k) \times P_k(0)$$

$$x(1) = \sum_{n=0}^{\infty} Q(1) \times E(n) \times P_1(1) \times R(n) + \sum_{k=2}^{\infty} Q(k) \times P_k(1) \quad (3.5)$$

$$x(j) = \sum_{k=j}^{\infty} Q(k) \times P_k(j) \quad (j \geq 2)$$

上式において1個のパケット信号が存在する確率 $Q(1)$ にのみ乗ぜられている $E(n)$ はn個の干渉パケットが存在するときに着目パケットが受信誤りとなる確率である。すなわち、 $E(n)$ を含む項は1個のパケット信号に受信誤りが発生して再送される状況を考慮したものである。一方、2個以上のパケットが存在する確率 $Q(k)$ ($k \geq 2$)には $E(n)$ は乗ぜられていない。すなわち $Q(k)$ ($k \geq 2$)を含む項は、複数のパケットが同一チップ時刻に完全に衝突して存在するため、必ずパケットの再送が実行される状況を考慮したものである。ここで、 $E(n)$ はn個の干渉パケットが存在するときのビット誤り率を $B(n)$ とした場合、次式で与えられる。

$$E(n) = 1 - \{1 - B(n)\}^L \quad (3.6)$$

また、(3.5)式中の $R(n)$ は着目チップ時刻±1ビット周期時間幅 T_b 内にn個の干渉パケットが存在する確率であり、次式で与えられる。

$$R(n) = \sum_{n_N=0}^n \sum_{n_{N-1}=0}^{n-n_N} \cdots \sum_{n_1=0}^{n-n_N-\cdots-n_{N-1}} Q(n_N) \times \cdots \times Q(n_{N-1}) \times Q(n_1) \times \cdots \times Q(n_N) \quad (3.7)$$

- (iii) あるチップ時刻に着目したとき、それ以前のMチップ時間幅内からそのチップ時刻に再送される再送パケットの総和が k_1 個 ($k_1 \geq 0$) となる確率 $X(k_1)$ は次式で表される。

$$X(k_1) = \sum_{j_1=0}^{k_1} \sum_{j_2=0}^{k_1-j_1} \cdots \sum_{j_M=0}^{k_1-j_1-\cdots-j_{M-1}} \{x(j_1) \times \cdots \times x(j_M)\} \times \frac{M!}{A} \quad (0 \leq j_i \leq k_1, i=1 \sim M) \quad (3.8)$$

(3.8)式中のAに関しては、 $j_1 \sim j_M$ の中に同一のものがあれば、その同一のもの個数を各々a、b…としたとき、

$$A = a! \times b! \times \cdots \quad (a+b+\cdots \leq M) \quad (3.9)$$

で与えられ、同一ものがなければ、

$$A = 1 \quad (3.10)$$

である。すなわち $M!/A$ は、M個の中に同一のものがa、b…個あるときの順列の数である。

- (iv) 1パケット時間幅当たりのパケットの平均生起数rはポアソン分布に従うと仮定しているので、各チップ時刻に k_0 個の新規パケットが生起する確率 $Y(k_0)$ は次式で表される。

$$Y(k_0) = \frac{(r \times \tau)^{k_0}}{k_0!} \times \exp(-r \times \tau) \quad (3.11)$$

このとき、各チップ時刻で再送パケットも含めてk個のパケットが生起する確率 $Q(k)$ は次式で表される。

$$Q(k) = \sum_{k_0=0}^k \sum_{k_1=0}^{k-k_0} Y(k_0) \times X(k_1) \quad (3.12)$$

上記無限連続方程式を解くことによって、 $Q(k)$ ($k=0 \sim \infty$) を求めることができるが、それは不可能なので数値計算法を用いて近似する。すなわち、 $Q(k)$ の初期値を適当に設定した後、(3.12)式を用いて $Q(k)$ の算出を順次繰り返し、一定値に収束した時点で定常状態と判定して計算を終了する方法を採用する。なお、パケットの生起数は確率的に無限の値までとる可能性があるが、ある程度大きな値を設定すれば、数値計算の近似誤差を十分低く押さえることができるので上限値 k_L を設定する。

(2) チャネルトラヒック特性

$Q(k)$ が1チップ時間幅当たりのパケットの生起確率であることを考慮すると、1パケット時間当たりのチャネルトラヒックGは次式で与えられる。

$$G = \sum_{k=1}^{k_L} \frac{k \times Q(k)}{\tau} \quad (3.13)$$

パケット衝突がなく干渉パケットの影響を受けない理想的な状態では、1パケット時間内でN個のパケットの復調が可能であるが、パケットの平均生起数rが大きくなると、再送パケットの生起確率が高くなり、チャネルトラヒックGがNを越えてしまう状態が発生する。

(3) スループット特性

$Q(k)$ からスループットSを次式を用いて計算する。

$$S = \sum_{n=0}^{k_L} Q(1) \times \{1 - E(n)\} \times R(n) \quad (3.14)$$

パケットの平均生起数 r が大きくなると、再送パケットの生起確率が高くなり、システムの処理能力を越えると輻輳が生じるので、スループットが急激に低下する状態が発生する。

スロテッドアロハ方式における伝送効率の理論解析は示さなかったが、チップをビットに置き換えるとともに、パケット信号の衝突によるビット誤りの劣化を検討対象から除外することによって特性を容易に導出することができる。

3.1.3 特性の比較・評価

拡散符号を7チップの"1110010"、パケットを構成するビット数 L を1000ビット、パケット生起数の上限 k_L を7、パケットの再送時間幅 T を20 ($M=140$) に設定した場合の伝送効率に関する特性評価について議論する。着目パケット信号のビット誤り率 (BER) としては、干渉パケット数をパラメータにとった場合の E_b/N_0 に対するBERを示した図2.7の特性を用いる。なお、同図は逆拡散後の個々のパケット信号が1チップ時間を単位として分離している場合のBERを示している。ただし、着目パケットと干渉パケットとの間の伝送ビット種別、生起位置および位相の関係は一般的に任意である点を考慮して、それら関係のありとあらゆる場合を確率として与えることによって算出された平均のBERである。なお、着目パケットと干渉パケットが同一チップ時刻に存在する場合、すなわち完全に衝突している状況は除外されている。

図3.1と図3.2は E_b/N_0 を7、10、13および16 dBに設定してスプレッドアロハ方式とスロテッドアロハ方式におけるチャネルトラヒック特性とスループット特性を各々比較したものである。スプレッドアロハ方式では1ビットを7チップに拡散しているので、衝突がなければ7個のパケット信号を同時に伝送できる。一方、スロテッドアロハ方式では、スプレッドアロハ方式と同じ周波数帯域を仮定しているため、その情報伝送速度はチップ速度に等しく、やはり衝突がなければ7個のパケット信号を同時に伝送することができる。この点から、図3.1および図3.2の横軸にとったパケットの平均生起数はスプレッドアロハ方式における1パケット時間幅 (スロテッドアロハ方式における7パケット時間幅) 内に発生する平均のパケット数に相当する。これらの図から、以下の考察をすることができる。

- (1) E_b/N_0 が16 dB以下の範囲において、スプレッドアロハ方式の特性はスロテッドアロハ方式の特性よりも劣化するが、 E_b/N_0 が16 dBを越えると両方式の特性は同等になる。
- (2) 同一の E_b/N_0 の設定に対してスプレッドアロハ方式のピーク送信電力はスロテッドアロハ方式のピーク送信電力の拡散符号長分の1に対応する。すなわち、 E_b/N_0 が16 dB以上の設定によって同一の特性を確保することを条件とした場合、スプレッドアロハ方式に要求されるピーク送信電力はスロテッドアロハ方式の1/7になる。
- (3) スプレッドアロハ方式のピーク送信電力をスロテッドアロハ方式の1/7から増加させることを考える。すなわちスロテッドアロハ方式のピーク送信電力を一定に保ち、

スプレッドアロハ方式のピーク送信電力の比を $n/7$ ($n=2\sim 6$) に設定すると、スプレッドアロハ方式における E_b/N_0 は $10 \log_{10}(n)$ dBだけ増大する。例えばピーク送信電力の比を $4/7$ に設定すると、スプレッドアロハ方式における E_b/N_0 は6 dBだけ増大することになる。従ってスロテッドアロハ方式およびスプレッドアロハ方式における特性が各々 $E_b/N_0=10$ dBおよび $E_b/N_0=16$ dBでほぼ一定に収束し、その際の E_b/N_0 の差が6 dBであることに着目すれば、スプレッドアロハ方式に要求されるピーク送信電力はスロテッドアロハ方式の $4/7$ になる。

- (4) スプレッドアロハ方式における特性がほぼ一定に収束する状態、すなわち $E_b/N_0=16$ dBに対応するスプレッドアロハ方式のピーク送信電力をスロテッドアロハ方式に適用することを考える。この場合、スロテッドアロハ方式における E_b/N_0 は真数で拡散符号長分の1 ($=1/7$)、dB換算で $10 \log_{10}(7)=8.5$ dBだけ減少することになる。従ってスロテッドアロハ方式における特性は $E_b/N_0=7.5$ dBに相当する特性になる。

前述したように、スプレッドアロハ方式においてパケット干渉によるBERの劣化が発生しないと仮定すると、所要ピーク送信電力はスロテッドアロハ方式の拡散符号長分の1となる。実際にはBERの劣化が存在するので、その劣化分をピーク送信電力の増大によって補償する必要がある。しかしながら、その補償はスロテッドアロハ方式に要求されるピーク送信電力以下であることが定量的評価によって明らかになった。換言すると、スプレッドアロハとスロテッドアロハの両方式において同等の特性を確保しようとするれば、スプレッドアロハ方式のピーク送信電力をスロテッドアロハ方式のそれに比べて低減できると結論づけることができる。

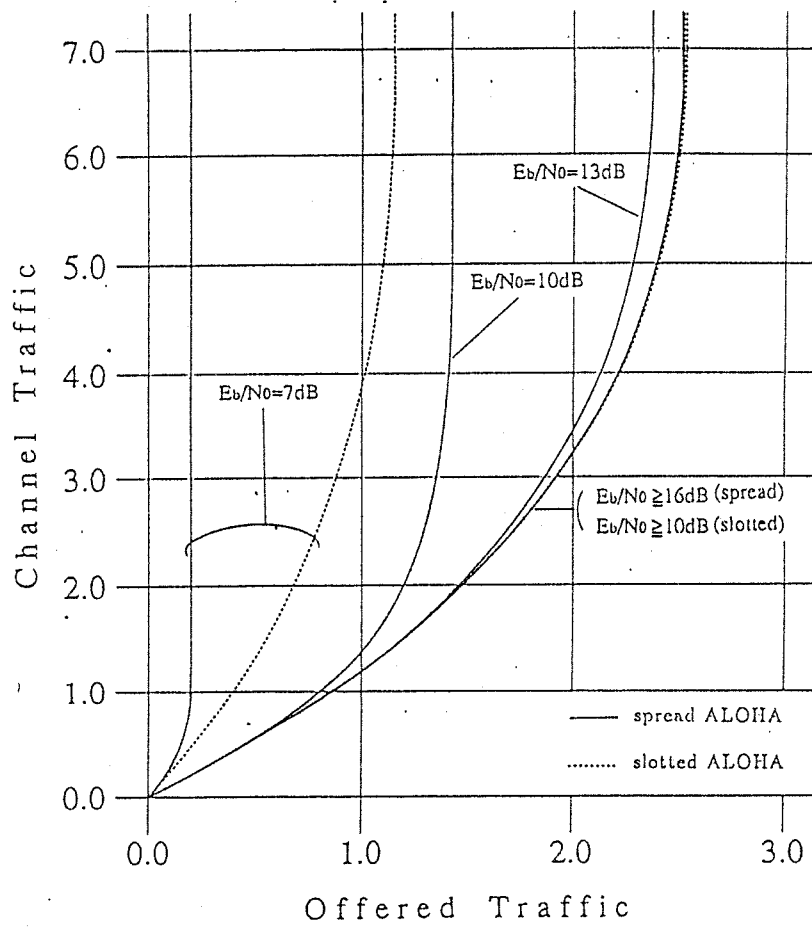


図3.1 チャネルトラヒック特性

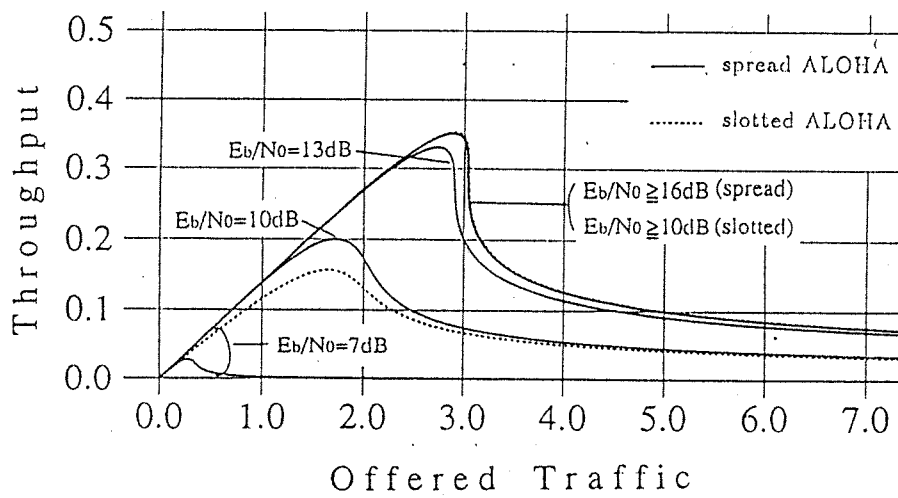


図3.2 スループット特性

3.2 スプレッドスロテッドアロハ方式

パケット用スロットを設けるスプレッドスロテッドアロハ方式では、同時受信パケット数がパケット内において常に一定となるので解析は比較的容易である。すなわちパケットの先頭部分の同時受信パケット数をそのパケット全体の同時受信パケット数とするパーフェクトキャプチャを仮定して解析を進めることができる。伝送効率の評価に当たっては、パケット間干渉によるビット誤り率の劣化特性が重要な意義を有する。パケット信号を構成する各ビットがチップタイミングと非同期に発生する場合のビット誤り率特性としては2.3.2節で示した標準ガウス近似によって導出される特性を採用する。具体的には、スプレッドスロテッドアロハ方式におけるパケット受信成功確率およびスループット特性を近似的に導出する方法を示し、近似特性と計算機シミュレーション値との比較を行う。特に単一の拡散符号を用いた場合の特性と複数の異なる拡散符号を用いた場合の特性とを相互に比較・考察する。また、計算機シミュレーションから得られたチャンネルトラヒック特性およびスループット特性から最適な再送条件を議論する。

3.2.1 モデルの設定

(1) 共通のモデル

各ユーザが拡散符号を用いて直接拡散したパケット信号を基地局に送信する通信形態を考える。さらに、次のような仮定を設定する。

- ・送信局数は無限大とする。
- ・各パケットは全て等しい電力で受信される。
- ・スループットは1パケット時間内に受信に成功するパケット数とする。
- ・ビット誤り率としては、2.3.2節で導出した標準ガウス近似により得られるものを使用する。
- ・パケット内の各ビットは互いに独立である。
- ・単一の拡散符号を採用するため、マッチドフィルタ出力後の複数のパルス信号が1チップ時間内に存在する場合、それらパルスに対応するパケットは全て伝送誤りと判定する。
- ・1ビットでも誤りがあるとそのパケットは正しく伝送されなかったものとする。

(2) パケットの生起

各局からのパケットの生起確率は等しくかつ互いに独立である。このとき、単位時間に k 個のパケットが生起する確率 $f_k(k)$ は、次式に示すようにポアソン分布となる。ただし、 G は単位時間当たりの全送信局からのパケットの平均生起個数（チャンネルトラヒック）を表す。

$$f_k(k) = \frac{G^k}{k!} \exp(-G) \quad (3.15)$$

理論解析においては、パケットは再送も含めてポアソン生起するものとし、チャンネルトラヒックに対するスループット特性のみを評価する。一方、計算機シミュレーションによる評価においては、新規パケットのみがポアソン生起するものとし、オフアードトラ

ヒックに対する総回線トラヒック、すなわちチャネルトラヒック特性およびスループット特性を求め、あわせてチャネルトラヒックに対するスループット特性を求める。

(3) パケット伝送用スロット

単一の拡散符号を使用するため、マッチドフィルタ出力後のパルス状信号が重ならないように、スロットの先頭に1ビット周期分の時間を余分に設け、その間にパケットを生起させる。それ以上の保護時間（ガードタイム） T_g ($T_g \ll T_p$: 1パケット時間) を設ける場合はパケット生起の許容時間がその分長くなる。ここでは、スロット内同時受信パケット数をそのスロット内の全てのパケットのビットに対応させる。よって、1スロット時間 T_s は1パケット時間 T_p と等しい、すなわち $T_s = T_p$ として解析を進める。

(4) パケットの再送

計算機シミュレーションによる評価では、伝送誤りパケットを再送する必要が生じる。あるスロット内でマッチドパルスが衝突した場合、それらのパケットはそれ以後のスロットで再送されるものとする。さらに、衝突が起きなかった場合でも、ビット誤りのために受信不可となるパケットが生じる可能性があることを考慮し、この場合も同様に再送されるものとする。ただし、再送は衝突後の次のスロットから有限時間内（1スロット時間 $T_s \times m$, m : 整数）に行われ、それら m 個のスロットのどのスロットで再送されるかは全く等確率で、各再送パケットに対して独立であるとする。また、各送信局から送出されるパケットは正しく受信されるまで上記手順で再送が繰り返されるものとするが、その回数を最大 R （整数）回までとする。従って R 回再送しても伝送誤りとなった場合はパケット損失とする。

なお、衛星を介した伝送系では、信号の伝搬遅延時間が無視できなくなり、各送信局が自分の送出した信号が正しく受信されたか否かを知るのに、実際には一定の時間を要する。パケットの再送は、このような遅延時間を経過した後に、それ以後の m スロット時間で行われると考えなければならないが、ここでは簡単化のため、そのような伝搬遅延時間を無視して評価する。

3.2.2 伝送効率の近似的導出

(1) パケット受信成功確率

単一の拡散符号を採用したシステムでは、マッチドフィルタ出力後のパルスが衝突すると復調が困難であることを考慮して、その場合のパケットの復調は不可能と仮定する。 K 個のパケットを同時に受信した場合、特定の1個のパケット信号のパルスに対して他の $(K-1)$ 個のパケット信号のパルスがいずれも衝突しない確率は次式で与えられる。

$$Q(K) = \left(1 - \frac{2}{N}\right)^{K-1} \quad (3.16)$$

上式は、図3.3に示すように、1ビット周期内において、他の $(K-1)$ 個のパルスが $(N-2)$ チップの部分にすべて存在する確率として得ることができる。

パケット長を L ビットとし、 K 個のパケット信号を同時に受信した場合のビット誤り率 $P_b(K)$ を用いると、パケット受信成功確率 $P_c(K)$ は次式で与えられる。

$$P_c(K) = \{1 - P_b(K)\}^L Q(K) = \{1 - P_b(K)\}^L \left(1 - \frac{2}{N}\right)^{K-1} \quad (3.17)$$

従って、パケット受信不成功確率 $P_c(K)$ は次式で与えられる。

$$P_c(K) = 1 - P_e(K) \quad (3.18)$$

(2) スループット

あるスロットにおいて、 k 個のパケットを同時に受信し、 s 個のパケットの受信に成功したとする。その確率 $P_{s,k}$ は次式で与えられる。

$$P_{s,k} = \binom{k}{s} P_c^s(k) P_e^{k-s}(k) \quad (3.19)$$

定常状態におけるスループットは、1パケット時間 $T_p \doteq 1$ スロット時間 T_s あたりに受信に成功するパケット数であるので、以下のようにして算出することができる。ここで、まず K 個のパケットを同時に受信した場合のスループット $\beta(K)$ は $0 \leq s \leq K$ より、次式で与えられる。

$$\beta(K) = E \left[\sum_{s=0}^K s P_{s,K} \right] = E \left[\sum_{s=0}^K s \binom{K}{s} P_c^s(K) P_e^{K-s}(K) \right] \quad (3.20)$$

上式の和は $K P_c(K)$ に等しいので、最終的なスループット β は、 $0 \leq K \leq \infty$ であることを考慮して、以下のように与えられる。

$$\beta = \sum_{K=1}^{\infty} \beta(K) = \sum_{K=1}^{\infty} K P_c(K) f_K(K) \quad (3.21)$$

さらに再送も含めた全送信局からのパケット平均生起確率がポアソン分布すると仮定しているので、(3.15)式を上式に代入することによりスループット β は次式のようにになる。

$$\beta = e^{-G} \sum_{K=1}^{\infty} K P_c(K) \frac{G^K}{K!} = G e^{-G} \sum_{K=0}^{\infty} \frac{G^K}{K!} P_c(K+1) = G e^{-G} P_c(1) + G e^{-G} \sum_{K=1}^{\infty} \frac{G^K}{K!} P_c(K+1) \quad (3.22)$$

上式には無限和が存在するが、実際の数値計算においては $P_c(K+1) > 10^{-3}$ の範囲における K に対して計算を実行する。ここで、 $P_c(1)=1$ 、 $P_c(K)=0$ ($K \geq 2$) とすると、従来のスロットアロハ方式のスループット特性を示す次式が得られる。

$$\beta = G e^{-G} \quad (3.23)$$

3.2.3 伝送効率の計算機シミュレーションによる解析

計算機シミュレーションに用いた諸元を表3.1に示す。ただし、1パケット時間を1とする。シミュレーション開始から1000個パケットが新規に発呼するまでの時間を過渡状態とし、その状態におけるデータは評価から除外した。すなわち、新規パケットが1000個発生してから50000個発生するまでの時間を定常状態として評価した。

(1) パケット受信成功確率とスループット特性

図3.4から図3.7は表3.1に示した4種類の拡散符号を使用した場合の干渉パケット数に対するパケット受信成功確率特性、図3.8から図3.11はチャネルトラヒックに対するスループット特性を示したものである。それらの図では、パケットを構成するビット数 L

としては100ビットと1000ビットを想定し、 E_b/N_0 として5 dB、10 dBおよび15 dBを設定している。ただし、 $E_b/N_0=5$ dBに関しては、特性が極めて悪いため、 $L=100$ ビットのみの評価とする。

図3.4から図3.7に見られるように、パケット受信成功確率は干渉パケット数の増加とともに低下する。また、 E_b/N_0 が高い場合、異なる拡散符号を用いる場合の方が相対的にパケット受信成功確率が高くなる。しかし、パケット長が長くなる ($L=1000$ ビット) と、短い場合 ($L=100$ ビット) と比較して、異なる拡散符号を用いた場合のパケット受信成功確率が極めて悪くなる。単一符号を用いた場合の方が干渉パケット数の増加に伴うパケット成功確率の低下が小さく、しかもパケット長 L の増加に伴うパケット成功確率の低下も小さい。図3.8から図3.11に見られるように、スループット特性は一度最大値をとるとチャネルトラヒックの増加とともに減少する。パケット受信成功確率特性から予想される通り、パケット長が短い場合 ($L=100$ ビット)、異なる拡散符号を用いる場合の方がスループットの上限值が高いが、チャネルトラヒックの増加に伴うスループットの低下は単一の拡散符号を用いる場合の方が小さい。また、単一の拡散符号を用いる場合、 $L=100$ ビットにおいては、 $E_b/N_0=10$ dBで特性が限界に達することがわかる。一方、 $L=1000$ ビットの場合、 $E_b/N_0=10$ dBと15 dBおよび20 dBのいずれに対しても同一の拡散符号を用いる方が良好な特性を示す。図3.8から図3.11には、計算機シミュレーションによって得られた特性を同時に示した。それらの図より、理論値とシミュレーション値の間に良好な一致が確認される。以上の結果より、パケット構成ビット数 L が大きい場合、単一の拡散符号を用いる場合の方が有利であると結論づけることができる。

図3.12は使用する拡散符号の符号長と伝送効率を評価するために、拡散符号長をパラメータにとって干渉パケット数に対するパケット受信成功確率特性、図3.13はチャネルトラヒックに対するスループット特性を示したものである。パケットを構成するビット数 L としては100ビットを想定し、 E_b/N_0 として5 dB、10 dB、15 dBを設定している。

図3.12に示すように、拡散符号長が長い方が干渉パケット数に対するパケット受信成功確率が高く、図3.13に示すようにスループット特性は高くなる。ただし、この値はあくまでもパケット数で正規化した特性であり、このようなスループット特性を得るためには、所要周波数帯域を拡散符号長である N 倍だけ拡大しなければならないことを考慮に入れておくべきである。

3.2.4 再送条件の評価検討

(1) 最大再送回数

図3.14は、7チップの拡散符号を使用した場合のオフアードトラヒックに対するチャネルトラヒック特性、図3.15はオフアードトラヒックに対するスループット特性、図3.16はオフアードトラヒックに対するパケット呼損率特性を示したものである。パケットを構成するビット数 L としては100ビットを想定し、 E_b/N_0 としては5 dB、10 dB、15 dBを設定し、パラメータとして最大再送回数 $R=10, 5, 2, 0$ を設定している。各チップタイミングにパケットが1個ずつ割り当てられた場合、1スロットにおける最大伝送

可能パケット数は拡散符号長に等しい7個となるので、図3.14においてはチャネルトラヒックの範囲として7まで表示している。

以下、 E_b/N_0 が10 dBの場合を例にとりて考察する。まず、チャネルトラヒック特性に関しては、図3.14に見られるように、 $R=10$ の場合 $r=2.6$ 、 $R=5$ の場合 $r=1.6$ 、 $R=2$ の場合 $r=1.2$ において、チャネルトラヒックは1スロットにおける最大伝送可能パケット数の7を越える。しかし、再送を認めないシステムすなわち $R=0$ の場合においては、オフアードトラヒック r がチャネルトラヒックと等しくなるので、 $r=7$ においてチャネルトラヒック G が1スロットにおける最大伝送可能パケット数の7となる。

図3.15に示すように、スループット特性も再送を認める $R=10$ 、5、2の場合、それぞれ $r=1.8$ 、 $r=1.3$ 、 $r=1.0$ で最高値をとり、それ以後は大きく落ち込む性質を示す。これに対して、再送を認めない $R=0$ のシステムにおいては、 $r=3.5$ で最高値を示し、かつその後のオフアードトラヒック r の増加に対する低下の度合いも小さい。ただし、オフアードトラヒック r が小さい領域ではスループットは再送を認めるものと比較して小さくなる。この性質は、図3.16に示すパケット損失確率にも現れており、スループットが最高値をとる r 付近において損失確率が50%を越えることがわかる。 $R=0$ の場合においては、 $r=1.0$ 以下の低トラヒックの範囲でも再送を認めないため、損失確率が高くなる。

以上の結果より、パケットが伝送誤りあるいは衝突した場合における再送の条件である最大再送回数 R により伝送効率は大きく変化するといえる。従って、トラヒック量の変化に応じて適切な最大再送回数を設定する必要があると結論づけることができる。

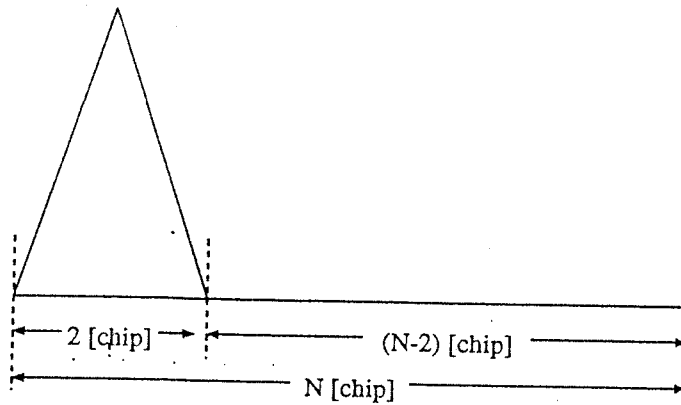
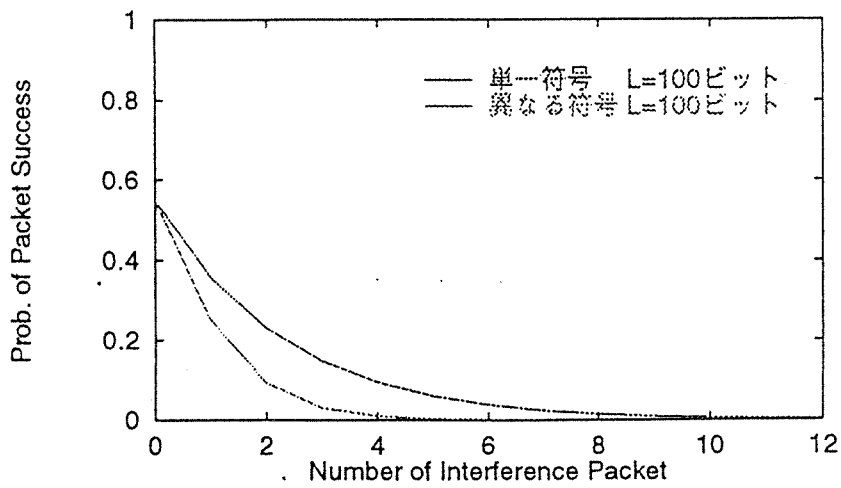


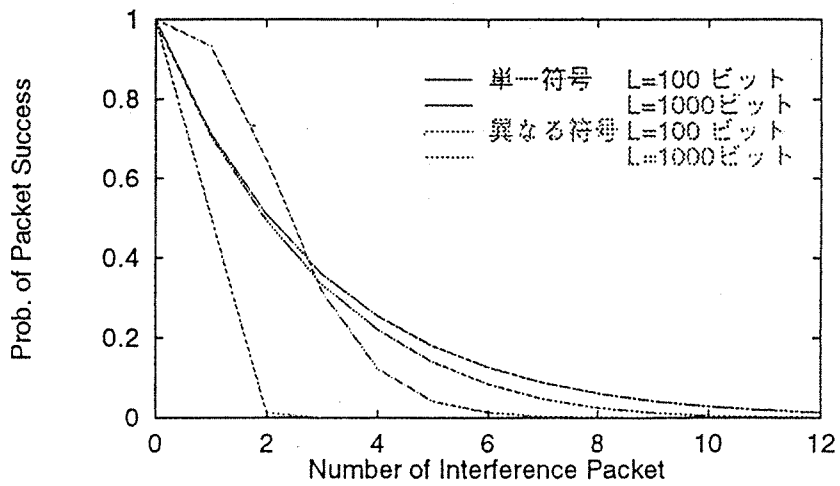
図3.3 マッチドフィルタ出力後のパルス状信号

表3.1 スプレッドスロットアロハ方式の伝送効率を取得するための計算機シミュレーションの諸元

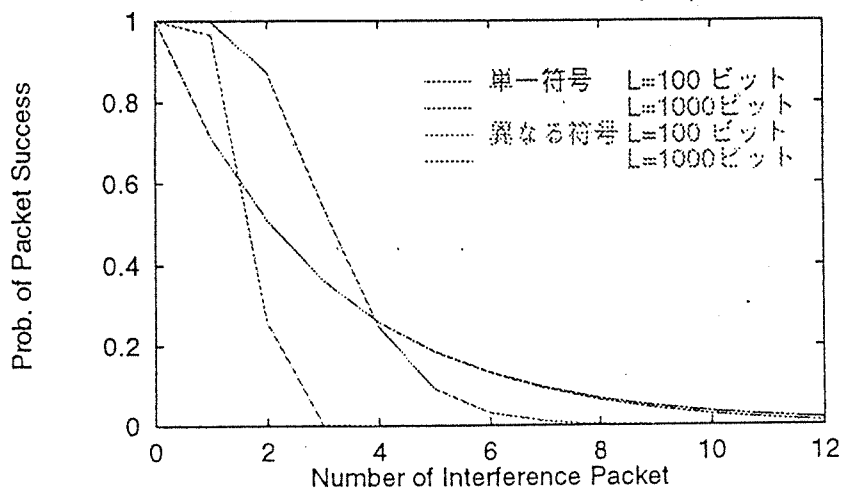
項目	Spread Slotted ALOHA			
ビット数/パケット $L_p[bit]$	100	1000		
再送				
再送時間幅	20			
最大再送回数				
拡散符号長 7 の場合	0	2	5	10
15 31 63 の場合	5			
測定時間				
初期安定時間	1000			
発呼数	50000			



(a) $E_v/N_0 = 5$ dB

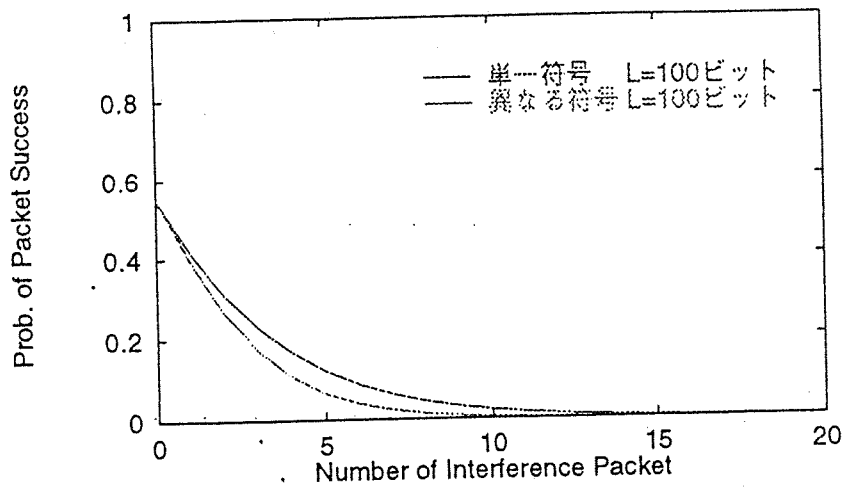


(b) $E_v/N_0 = 10$ dB

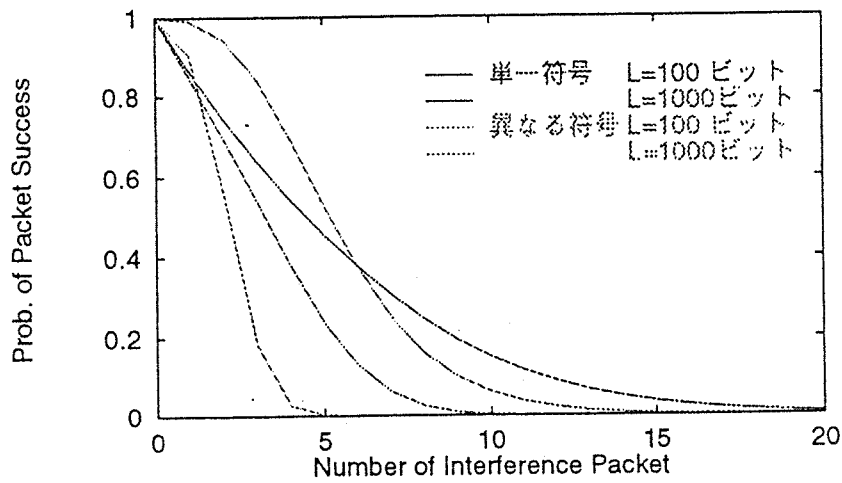


(c) $E_v/N_0 = 15$ dB

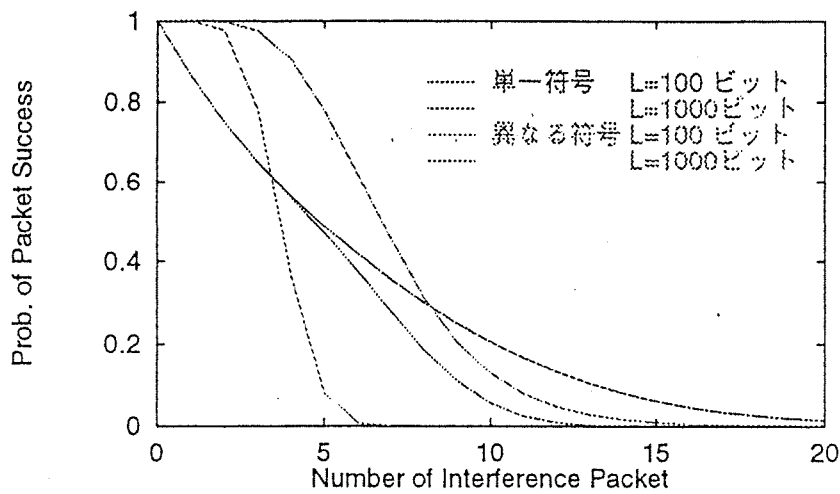
図3.4 干渉パケット数に対するパケット受信成功確率 (拡散符号長7チップ)



(a) $E_v/N_0 = 5 \text{ dB}$

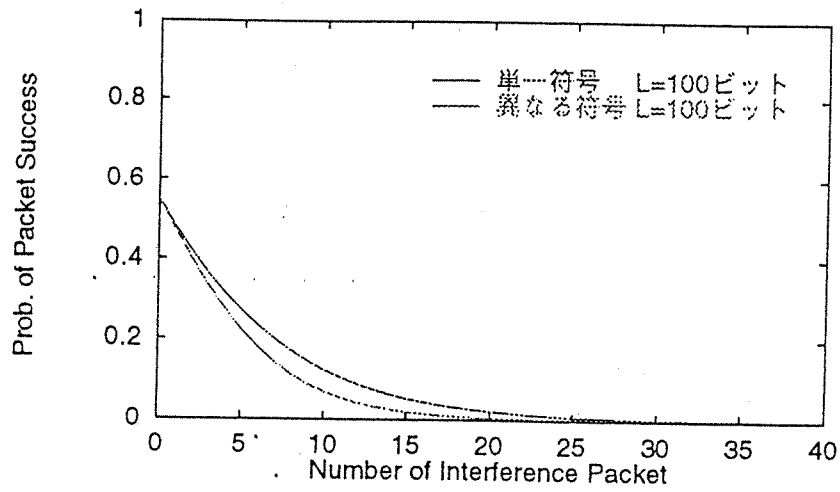


(b) $E_v/N_0 = 10 \text{ dB}$

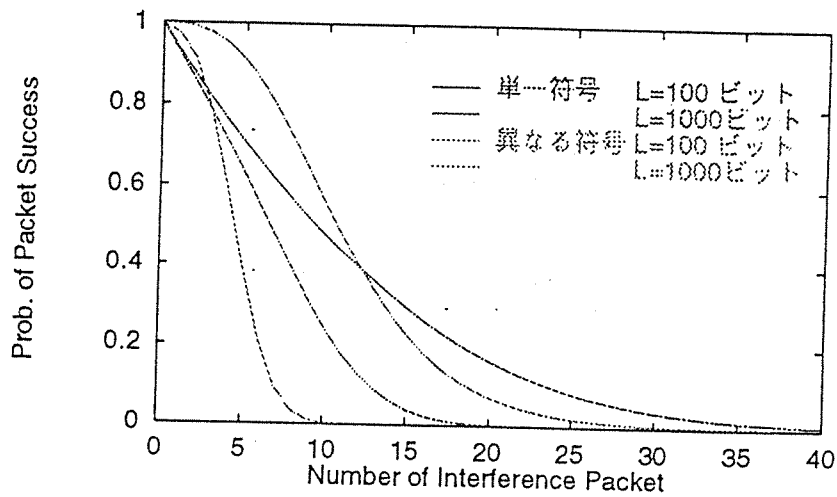


(c) $E_v/N_0 = 15 \text{ dB}$

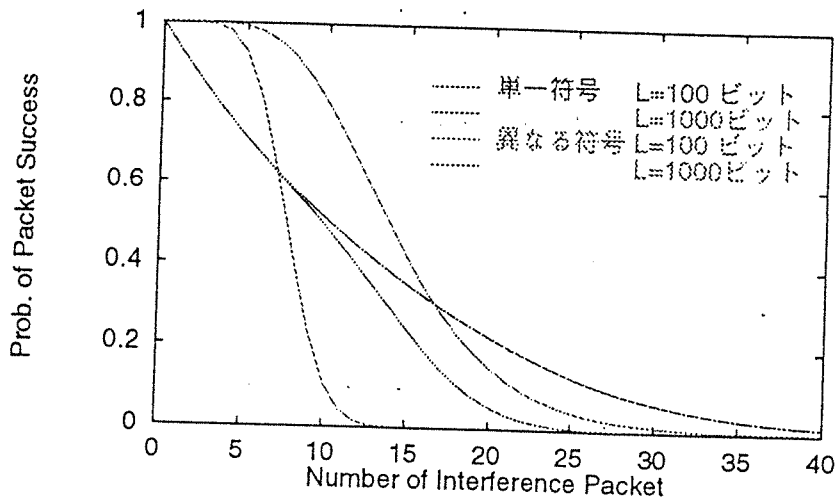
図3.5 干渉パケット数に対するパケット受信成功確率 (拡散符号長15チップ)



(a) $E_v/N_0 = 5 \text{ dB}$

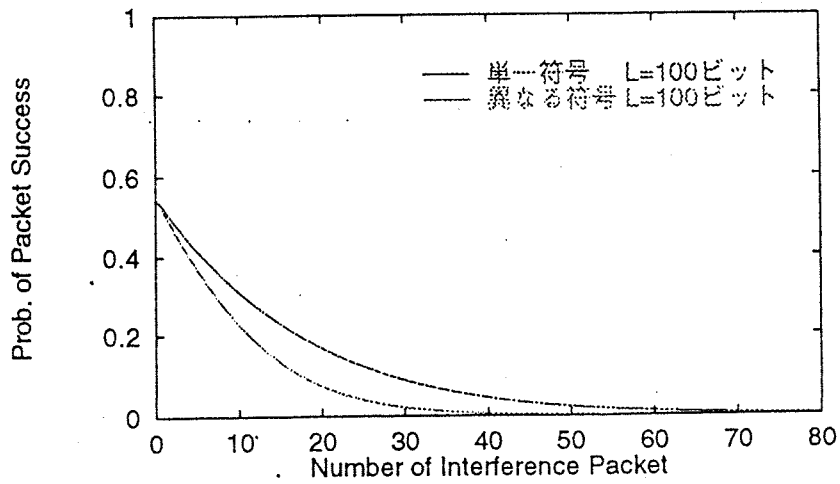


(b) $E_v/N_0 = 10 \text{ dB}$

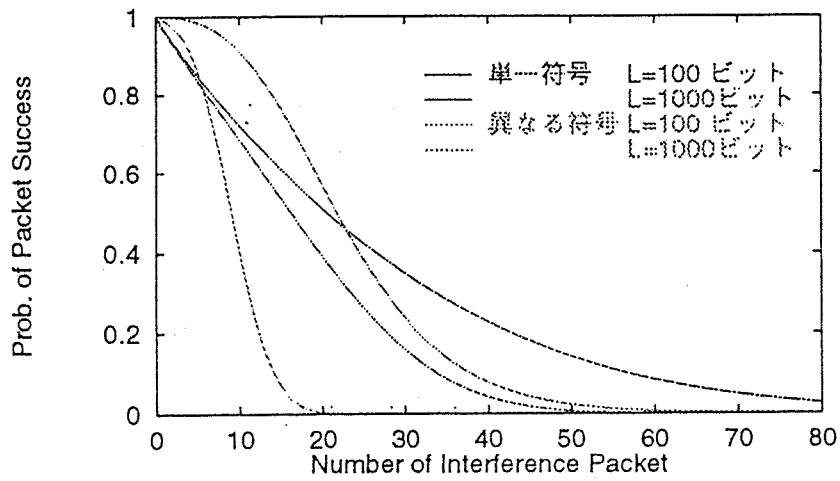


(c) $E_v/N_0 = 15 \text{ dB}$

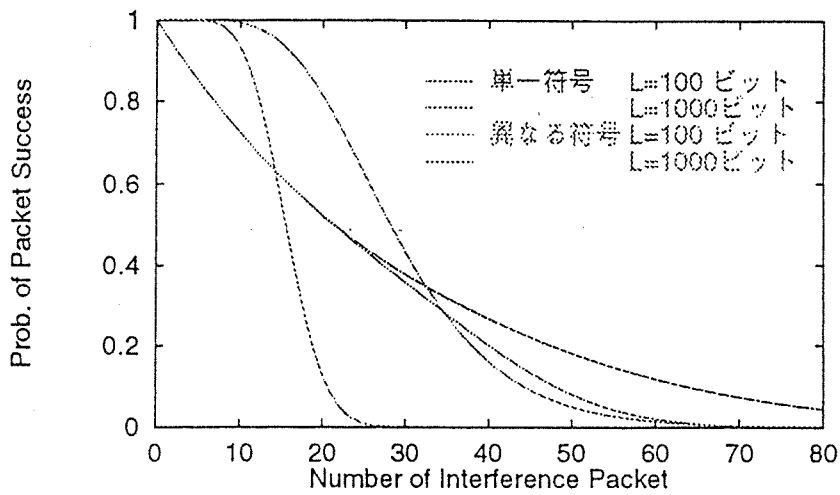
図3.6 干渉パケット数に対するパケット受信成功確率 (拡散符号長31チップ)



(a) $E_v/N_0 = 5 \text{ dB}$

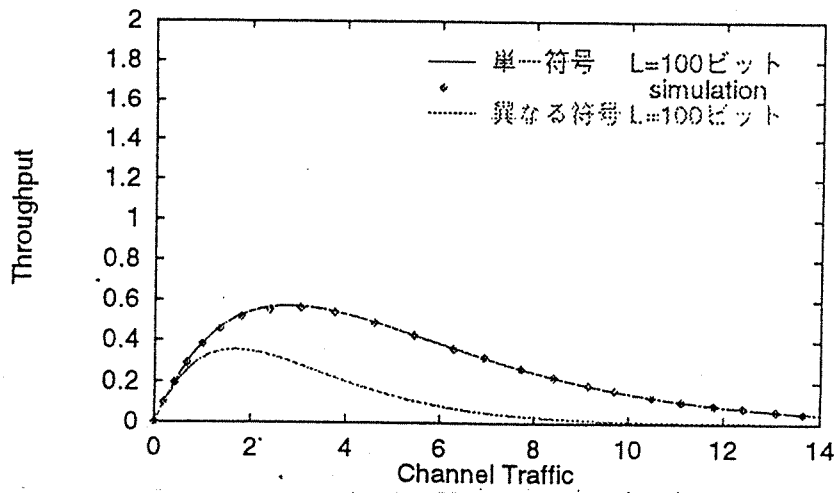


(b) $E_v/N_0 = 10 \text{ dB}$

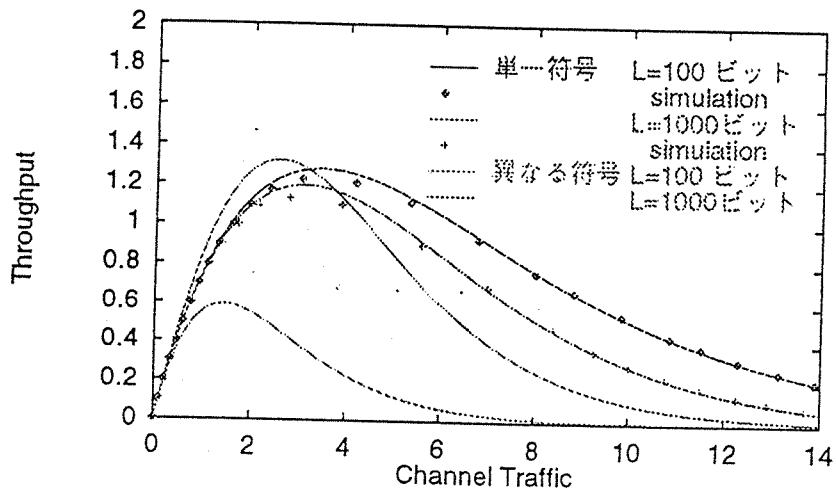


(c) $E_v/N_0 = 15 \text{ dB}$

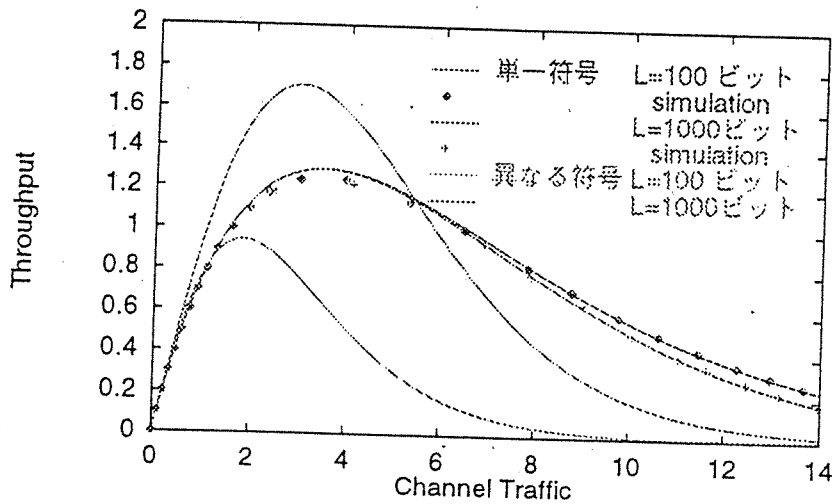
図3.7 干渉パケット数に対するパケット受信成功確率 (拡散符号長63チップ)



(a) $E_v/N_0 = 5$ dB

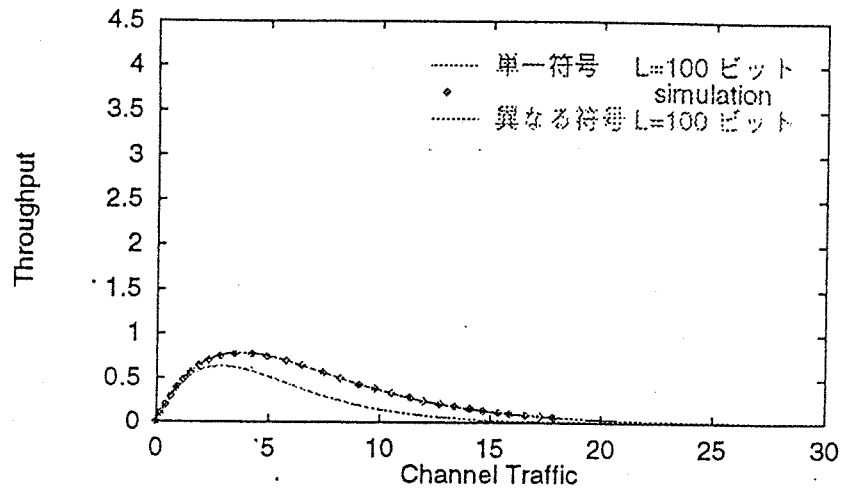


(b) $E_v/N_0 = 10$ dB

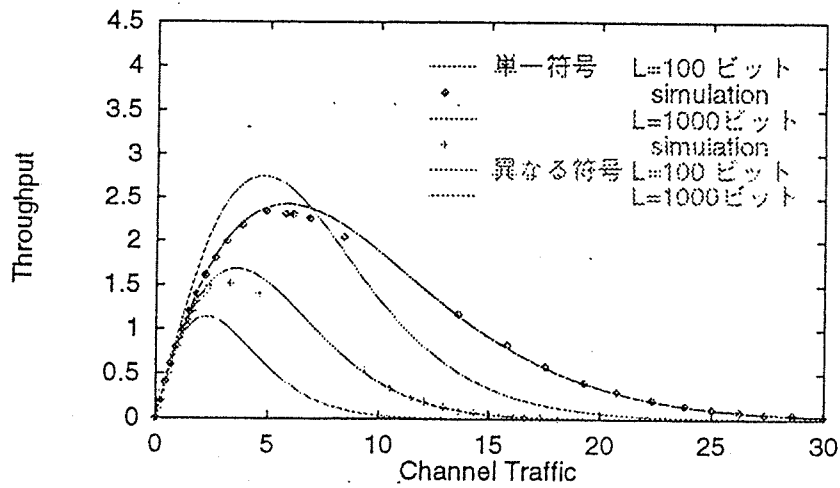


(c) $E_v/N_0 = 15$ dB

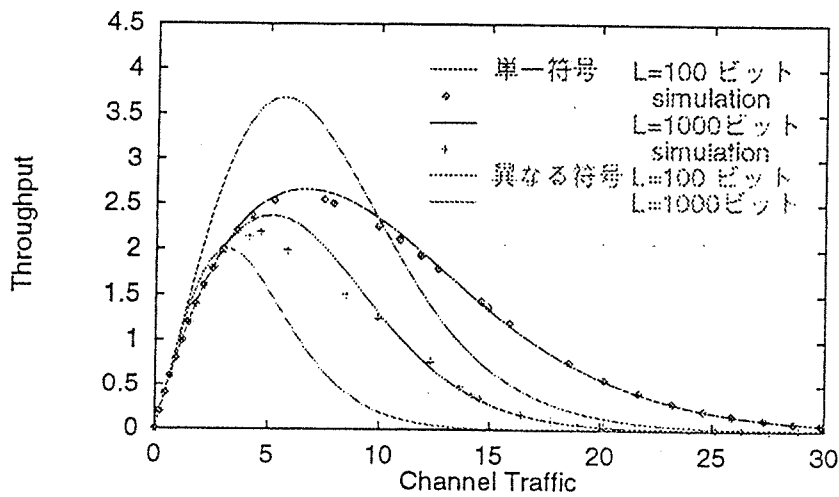
図3.8 チャンネルトラヒック対スループット特性 (拡散符号長7チップ)



(a) $E_b/N_0 = 5$ dB

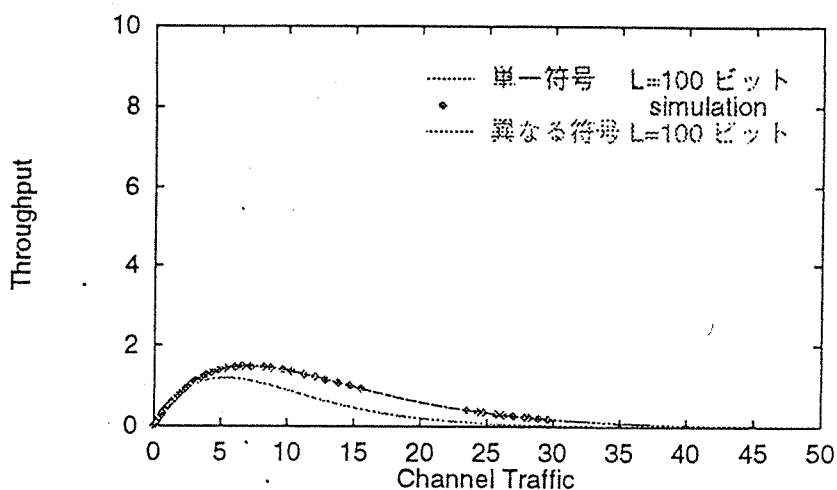


(b) $E_b/N_0 = 10$ dB

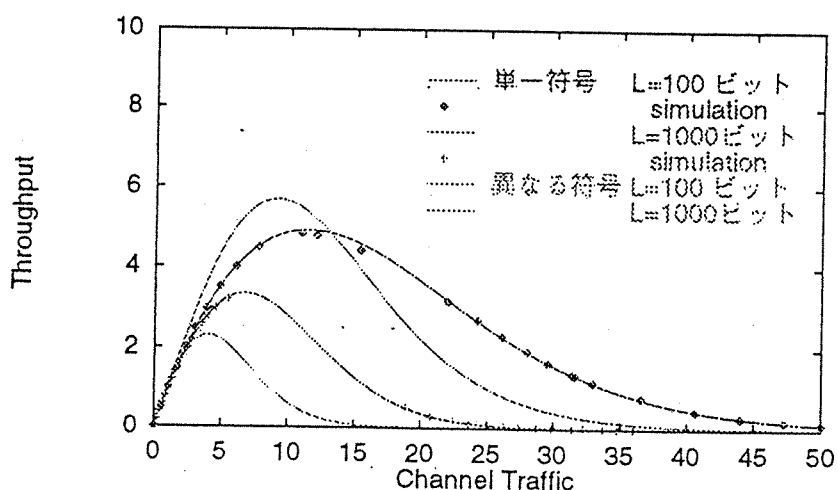


(c) $E_b/N_0 = 15$ dB

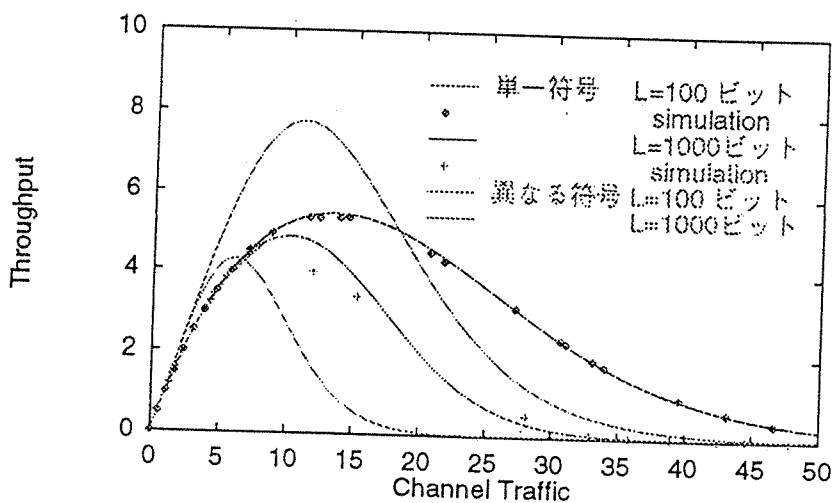
図3.9 チャネルトラヒック対スループット特性 (拡散符号長15チップ)



(a) $E_v/N_0 = 5$ dB

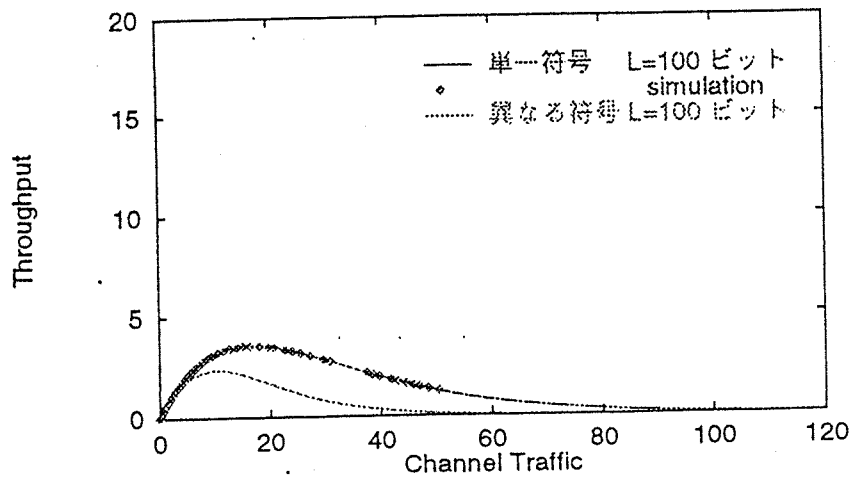


(b) $E_v/N_0 = 10$ dB

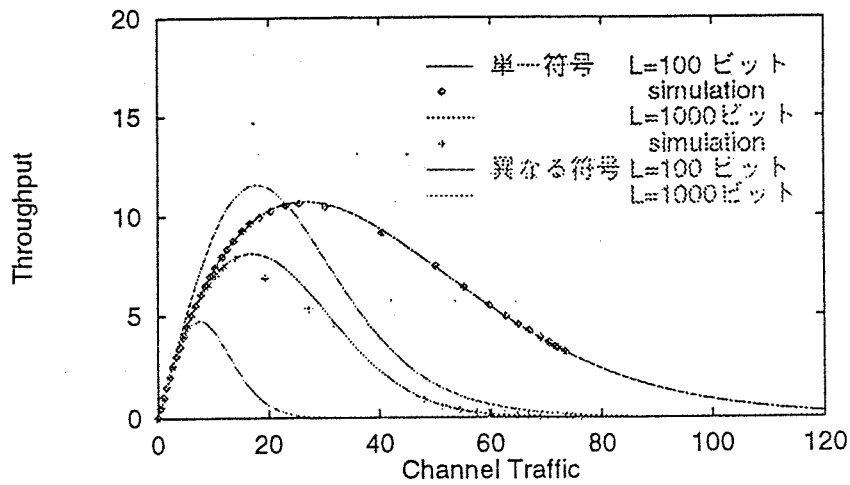


(c) $E_v/N_0 = 15$ dB

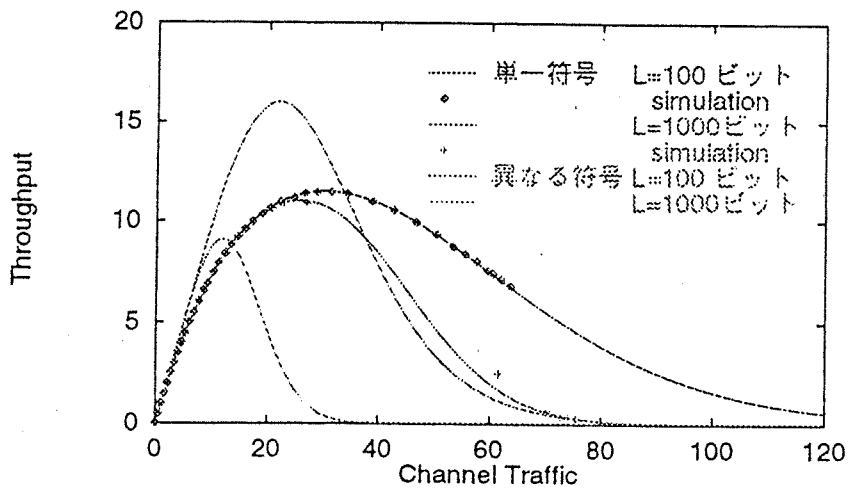
図3.10 チャネルトラヒック対スループット特性 (拡散符号長31チップ)



(a) $E_b/N_0 = 5$ dB

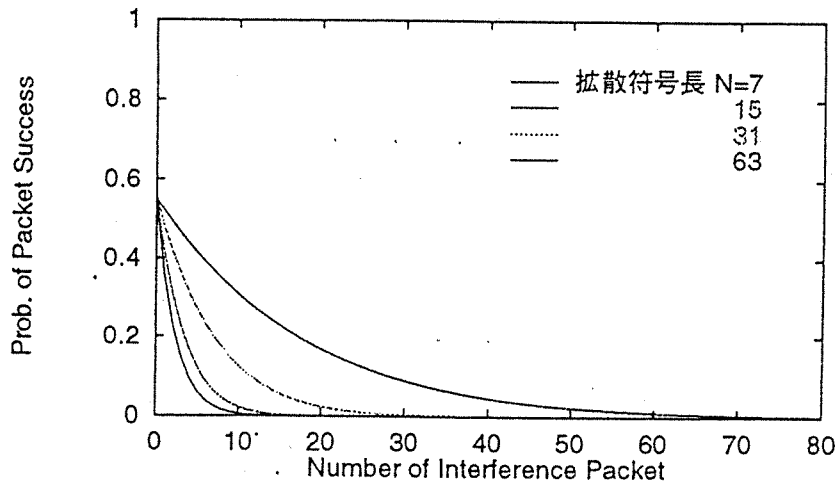


(b) $E_b/N_0 = 10$ dB

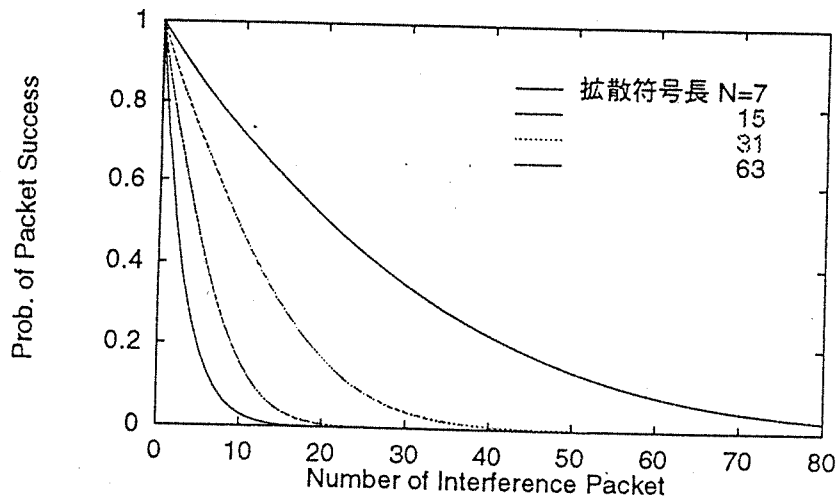


(c) $E_b/N_0 = 15$ dB

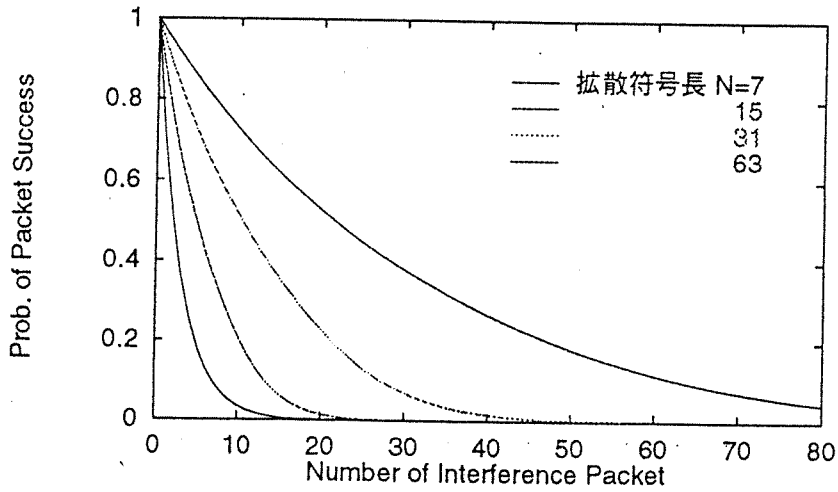
図3.11 チャネルトラヒック対スループット特性 (拡散符号長63チップ)



(a) $E_v/N_0=5$ dB

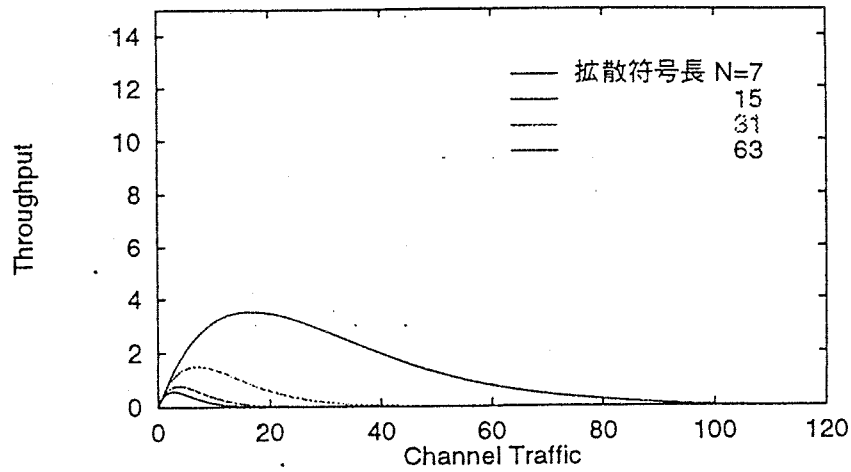


(b) $E_v/N_0=10$ dB

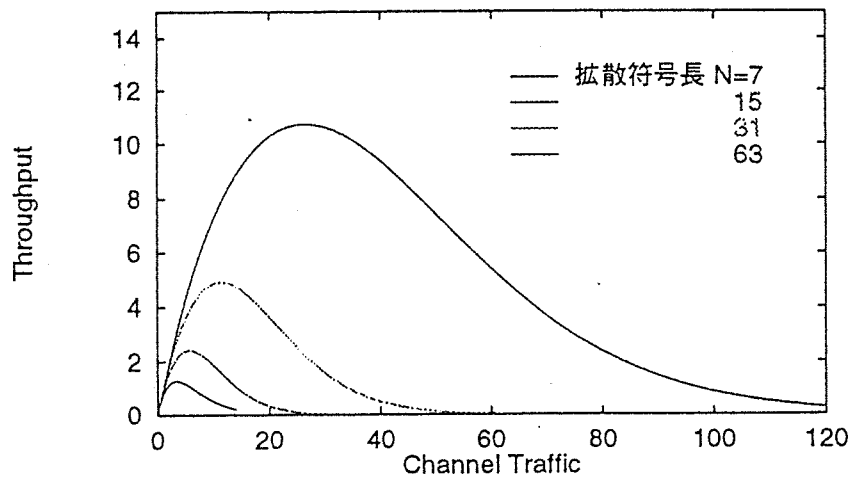


(c) $E_v/N_0=15$ dB

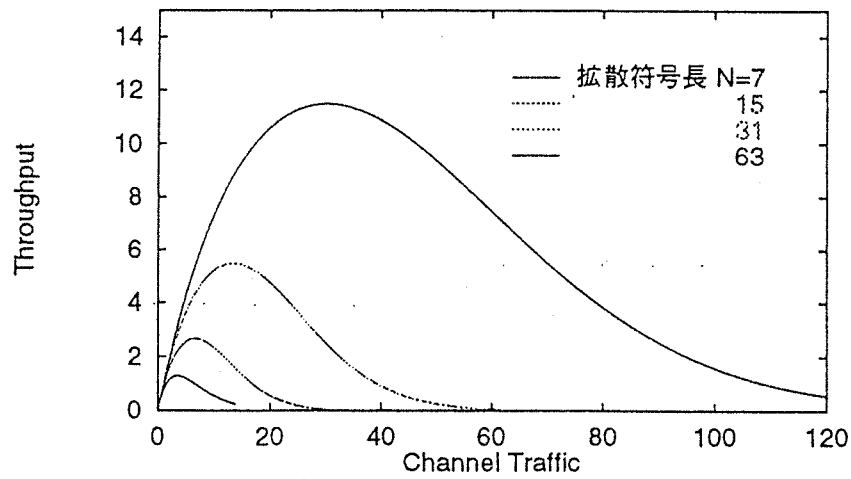
図3.12 干渉パケット数に対するパケット受信成功確率 ($L=100$ ビット)



(a) $E_v/N_0 = 5$ dB

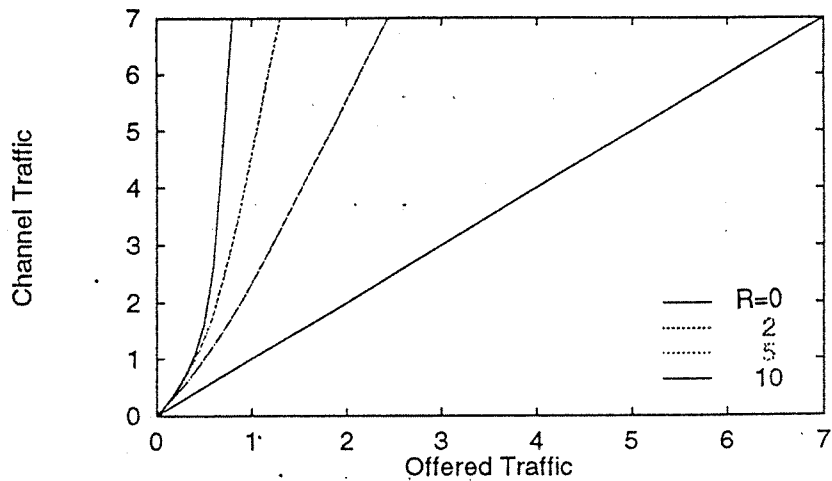


(b) $E_v/N_0 = 10$ dB

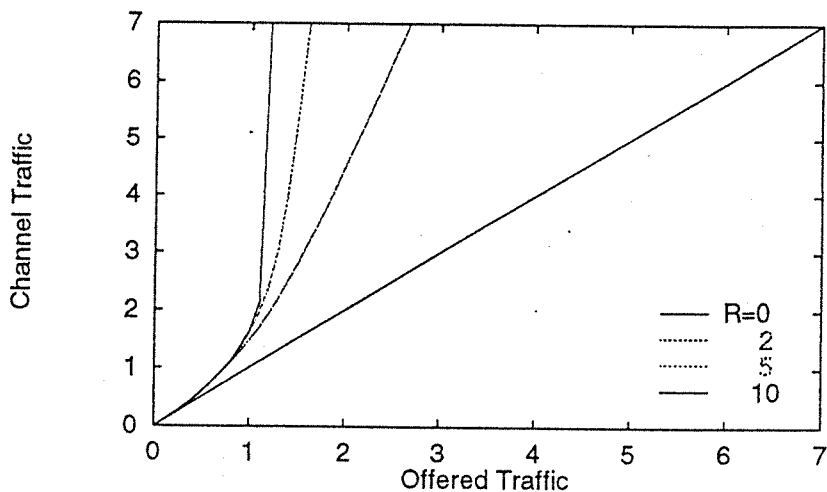


(c) $E_v/N_0 = 15$ dB

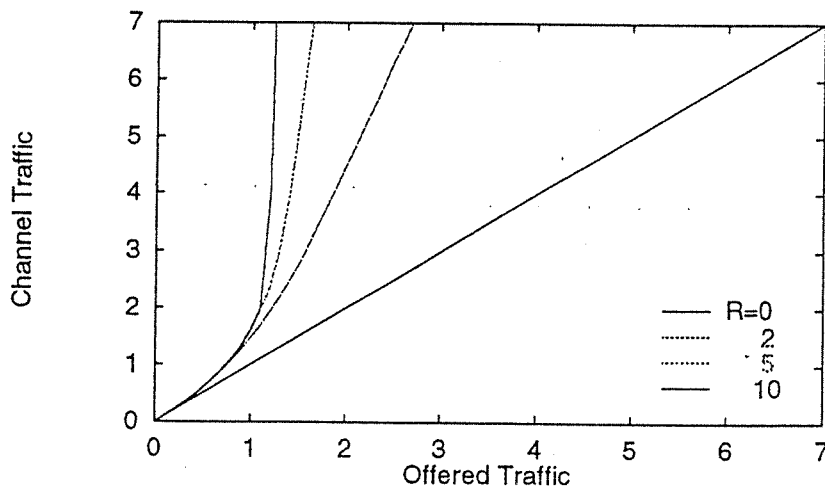
図3.13 チャネルトラヒック対スループット特性 ($L=100$ ビット)



(a) $E_v/N_0=5$ dB

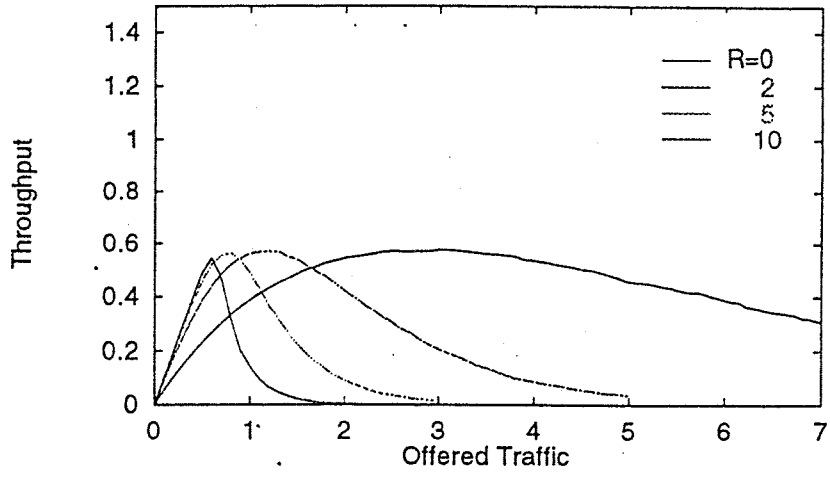


(b) $E_v/N_0=10$ dB

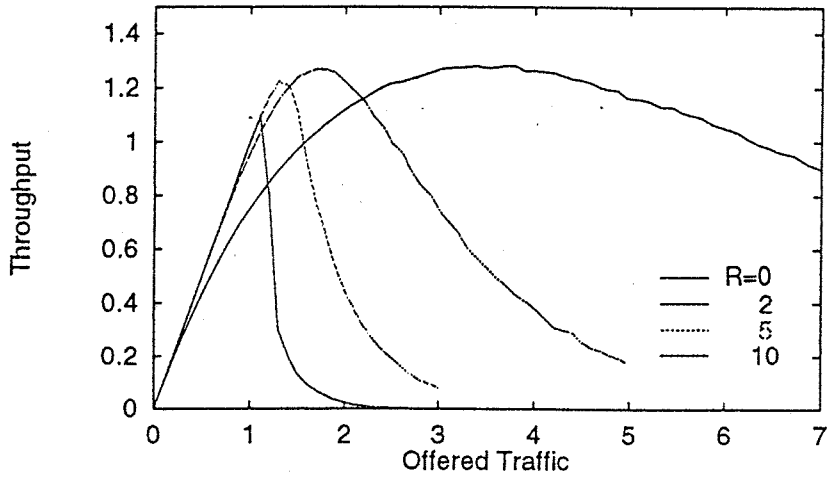


(c) $E_v/N_0=15$ dB

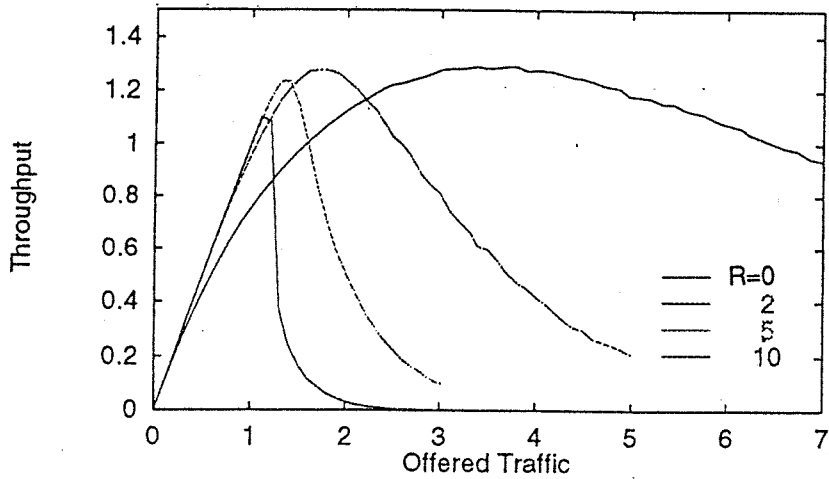
図3.14 オファードトラフィックに対するチャネルトラフィック特性 (拡散符号長7チップ、 $L=100$ ビット)



(a) $E_b/N_0 = 5$ dB



(b) $E_b/N_0 = 10$ dB



(c) $E_b/N_0 = 15$ dB

図3.15 オファードトラヒック対スループット特性 (拡散符号長7チップ、 $L=100$ ビット)

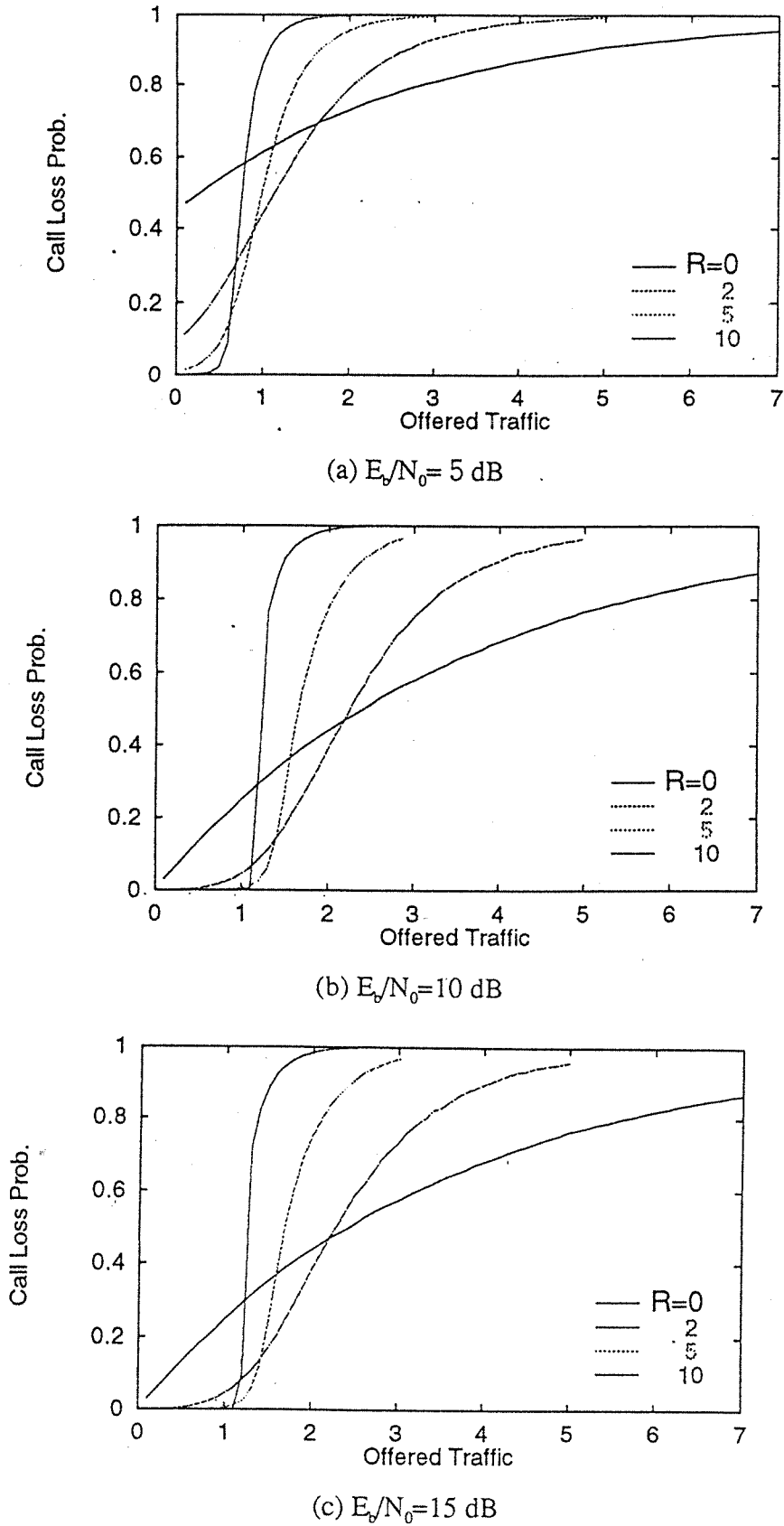


図3.16 オファードトラヒック対パケット損失確率特性 (拡散符号長7チップ、L=100ビット)

3.3 スプレッドアンソロテッドアロハ方式

パケット信号の生起が時間的にランダムな従来のピュアアロハ方式に対応するスプレッドアンソロテッドアロハ方式では、同時受信パケット数が時々刻々と遷移するために、取り扱いが難しく解析は困難である。そのため、スプレッドアンソロテッドアロハ方式においては、パケットの先頭部分の同時受信パケット数をそのパケット全体の同時受信パケット数とするパーフェクトキャプチャを仮定して解析が行われることが多い。ところが、同時受信パケット数の遷移を忠実に表わしていないために正当性に欠ける結果となる。この問題に対処すべく、計算機シミュレーションにおいて、実際の伝送路の状況にあわせてチップ周期の1/4時間毎の同時受信パケット数の遷移を忠実に再現するノンパーフェクトキャプチャに基づいて、スループット特性を求め評価を行う。また、同時受信パケット数がパケット内において常に一定となるパーフェクトキャプチャに基づいて、前節のパケット成功確率を利用して導出したスループットの近似特性も評価する。

3.3.1 モデルの設定

スプレッドスロテッドアロハ方式と比較して、パケット用スロットを設けないという点異なる。従って、スプレッドスロテッドアロハ方式においては、受信が不成功の場合、パケットの再送は次のスロットからmスロットの間にランダムに伝送するものとしたが、スプレッドアンソロテッドアロハ方式においては、当該パケットの伝送がすべて終了した後、mパケット時間の間にランダムに伝送するものとする。なお、その他のモデルは3.2節と同一である。なお、表3.2は伝送効率を計算機シミュレーションによって取得すべく設定した諸元を示したものである。

3.3.2 伝送効率の近似解析

あるパケットが生起したとき、そのパケットが他のパケットと衝突する状況は、図3.17より明らかなように、その前後の1パケット時間 T_p (計 $2T_p$)の間にパケットが生起するときに発生する。この間 ($2T_p$) にパケットが生起する確率は次式で与えられる。

$$f_k(k) = \frac{2G^k}{k!} \exp(-2G) \quad (3.24)$$

あるパケットに衝突するパケットをそのパケットが生起した前後 T_p (計 $2T_p$)の間に生起する他のパケット数と定義し、同時受信パケット数が常に一定になると仮定する。前節と同様にマッチドパルスが衝突した場合、パケット信号の復調は不可能とし、K個のパケット信号を同時に受信した場合のビット誤り率 $P_b(K)$ を用いることによって、パケット受信成功確率 $P_p(K)$ を(3.17)式から算出することができる。ここで、この2パケット時間 ($2T_p$) 当たり受信に成功するパケット数 β' は、(3.21)式および(3.24)式から次式で与えられる。

$$\beta' = 2G e^{-2G} \sum_{K=0}^{\infty} \frac{2G^K}{K!} P_c(K+1) \quad (3.25)$$

従って、1パケット時間 T_p に受信に成功するパケット数として定義されるスループットの近似特性 β は次式で与えられる。

$$\beta = \frac{1}{2}\beta' = Ge^{-2G} \sum_{K=0}^{\infty} \frac{2G^K}{K!} P_c(K+1) = Ge^{-2G} P_c(1) + Ge^{-2G} \sum_{K=1}^{\infty} \frac{2G^K}{K!} P_c(K+1) \quad (3.26)$$

上式にも(3.22)式と同様に無限和が存在するが、実際の数値計算においては $P_c(K+1) > 10^{-3}$ の範囲における K に対して計算を実行する。ここで、 $P_c(1)=1$ 、 $P_c(K)=0$ ($K \geq 2$) とすると、従来のピュアアロハ方式のスループット特性を示す次式が得られる。

$$\beta = Ge^{-2G} \quad (3.27)$$

3.3.3 伝送特性の評価検討

図3.18から図3.22は表3.3中の拡散符号を使用した場合のチャネルトラヒックに対するスループット特性を示したものである。パケットを構成するビット数 L としては100ビットを想定し、 E_b/N_0 としては5 dB、10 dB、15 dBを設定している。

これらの図から、スループット特性は、スプレッドスロテッドアロハ方式の場合と同様に一度最大値をとるとチャネルトラヒックの増加とともに減少することがわかる。2.3.2節で導出したビット誤り率を用いて、同時受信パケット数が時々刻々変化する状態（ノンパーフェクトキャプチャ）をシミュレートした特性とパケット内の衝突個数が変化しないパーフェクトキャプチャを仮定した近似特性とを比較すると、 $E_b/N_0=5$ dBの場合、近似特性は全体的に低い値を示しており、 $E_b/N_0=10$ dBおよび15 dBでは、最大値がわずかに大きくなり、高トラヒックになると落ち込みが早いという特徴がある。しかし、その差はわずかであるので、解析が容易なパーフェクトキャプチャに基づく近似解析は概ね実際の特性を近似しているといえる。

それらの図には異なる拡散符号を用いた場合の近似特性も示した。特に、 E_b/N_0 が10 dBおよび15 dBに対しては、 $L=1000$ ビットにおける近似特性もあわせて示した。スプレッドスロテッドアロハ方式と同様に、パケット長が短い場合（ $L=100$ ビット）、異なる拡散符号を用いる場合の方がスループットの上限值が高く、チャネルトラヒックの増加に伴うスループットの低下は単一の拡散符号を用いる場合の方が小さい。また、パケット長が長い場合（ $L=1000$ ビット）は、単一の拡散符号の方が良好な特性を示す。

図3.22は、単一の拡散符号を用い拡散符号長をパラメータとして、 $L=100$ ビットの場合のチャネルトラヒックに対するスループットの近似特性を示したものである。同図より、スプレッドスロテッドアロハ方式と同様に、拡散符号長の増加に従ってスループット特性の上限值が大きくなることがわかる。なお、このようなスループット特性を得るためには、所要周波数帯域が拡散符号長である N 倍分拡大されることに注意を払う必要がある。この特性と図3.8から図3.11に示したスプレッドスロテッドアロハ方式の特性と比較すると、スループット特性は最大値を含めほぼ半分になっている。これは、スロテッドアロハ方式とピュアアロハ方式のスループット特性の関係と同様に、パケット用スロットの有無によるものである。

表3.3 スプレッドアンスロテッドアロハ方式における伝送効率特性を評価するための
計算機シミュレーションの主要諸元

項目	Spread Unslotted ALOHA		
拡散符号長	7 (Barker 符号)	15	31
1 パケット時間	1		
ビット数/パケット $L[bit]$	100		
ビットレート f_b	100		
チップレート f_{chip}	700	1500	3100
サンプリングレート	2800	6000	12400
情報系列 雑音の種類	random AWGN(加法性白色ガウス雑音)		
再送			
再送時間幅	20		
最大再送回数	5		
測定時間			
初期安定時間	500		
発呼数	10000		

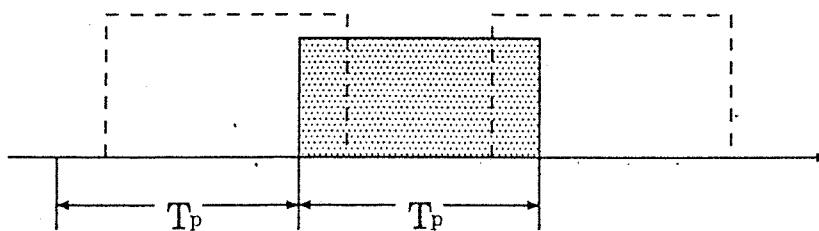
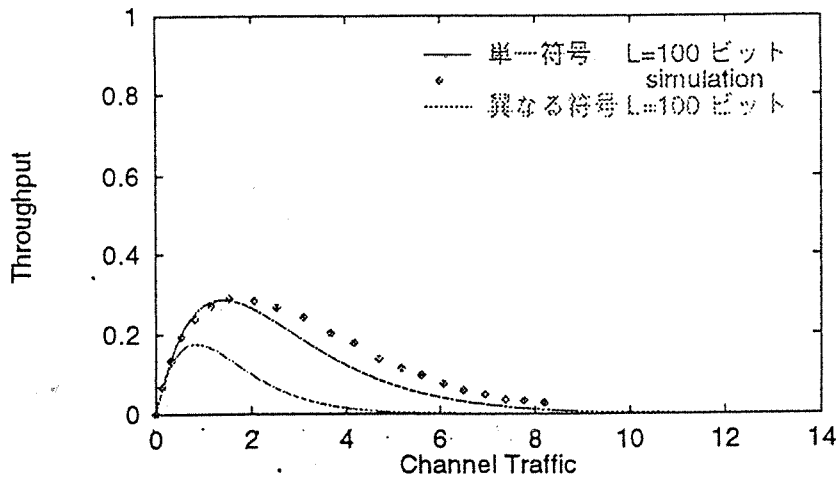
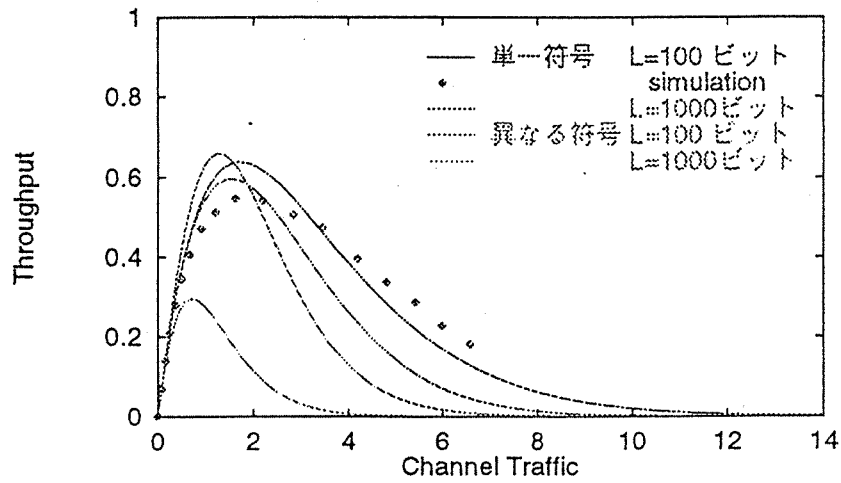


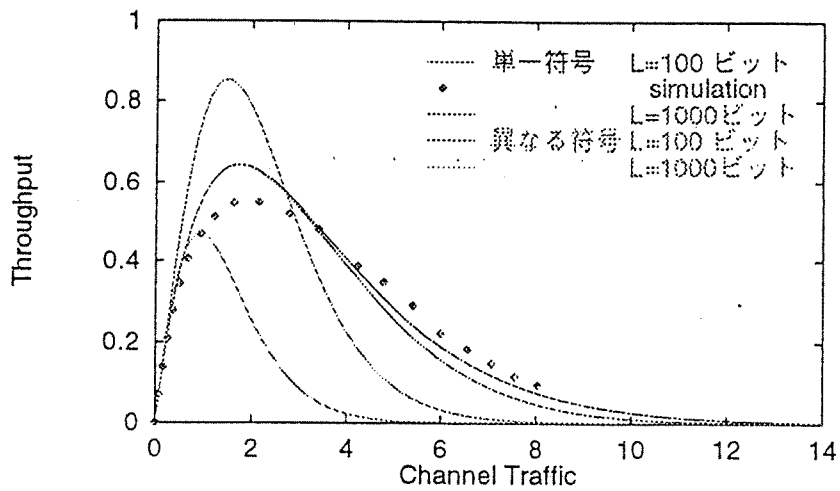
図3.17 スプレッドアンスロテッドアロハ方式におけるパケット衝突の概念図



(a) $E_b/N_0 = 5$ dB

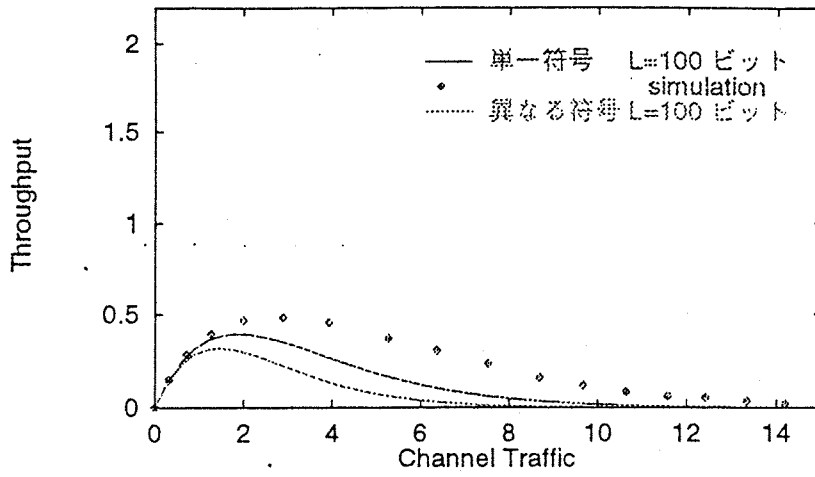


(b) $E_b/N_0 = 10$ dB

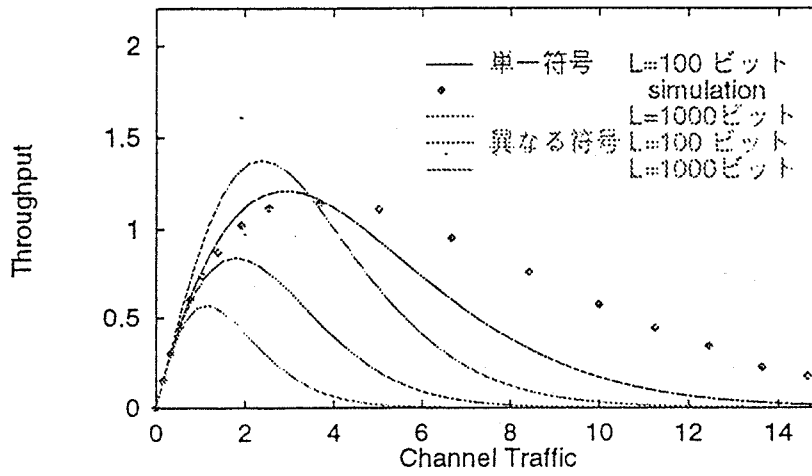


(c) $E_b/N_0 = 15$ dB

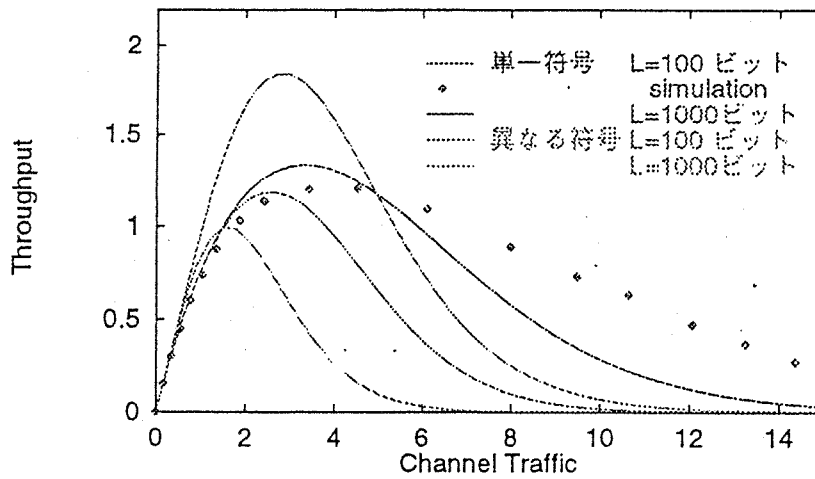
図3.18 チャンネルトラヒック対スループット特性 (拡散符号長7チップ)



(a) $E_b/N_0 = 5$ dB

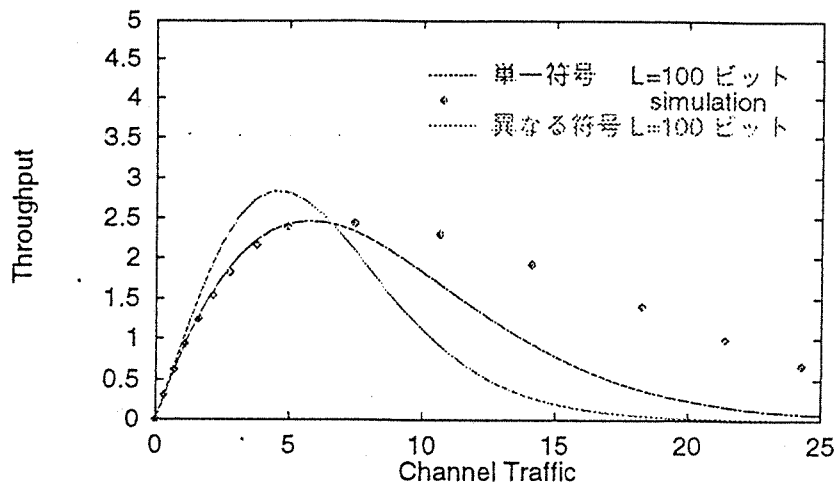


(b) $E_b/N_0 = 10$ dB

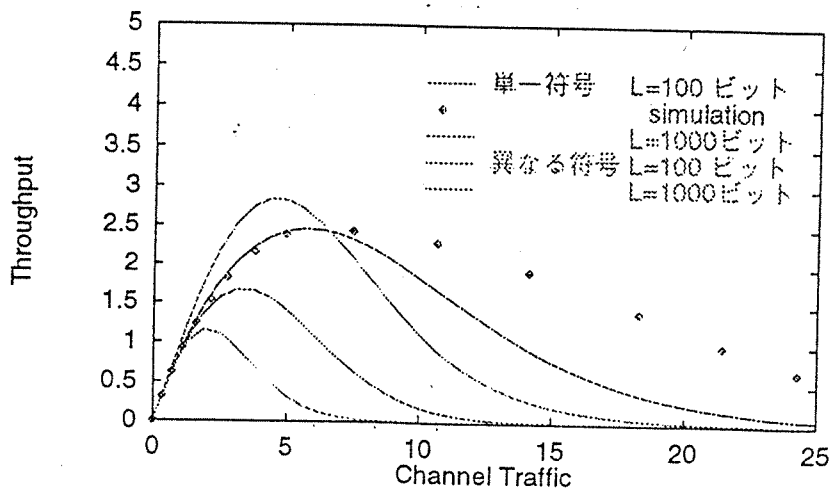


(c) $E_b/N_0 = 15$ dB

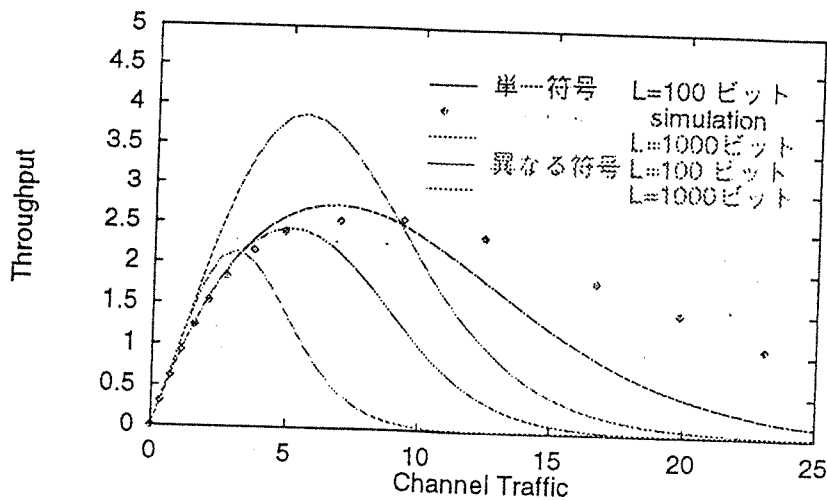
図3.19 チャネルトラフィック対スループット特性 (拡散符号長15チップ)



(a) $E_v/N_0 = 5$ dB

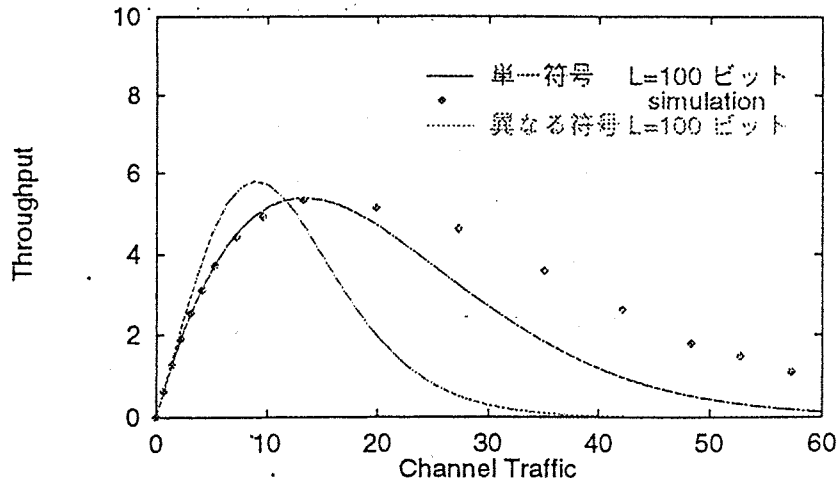


(b) $E_v/N_0 = 10$ dB

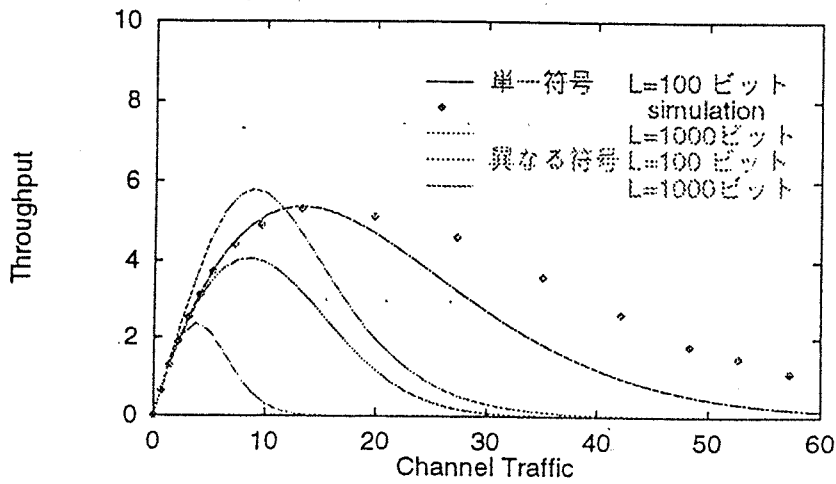


(c) $E_v/N_0 = 15$ dB

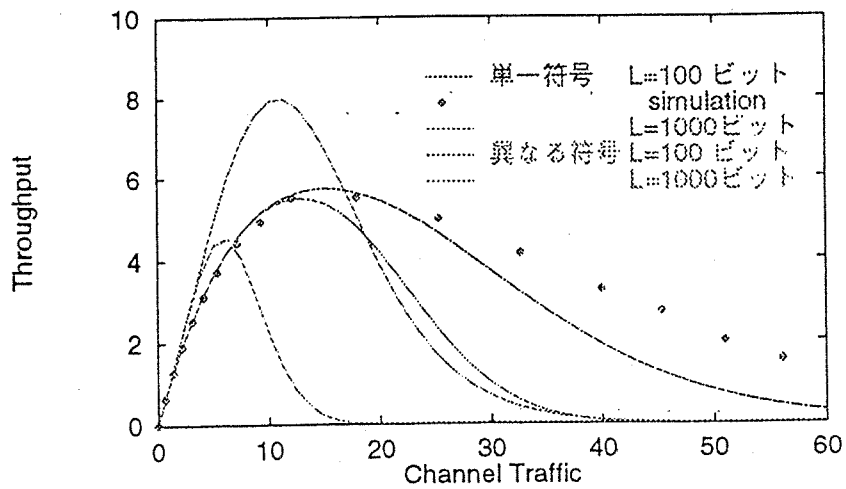
図3.20 チャネルトラヒック対スループット特性 (拡散符号長31チップ)



(a) $E_v/N_0 = 5$ dB

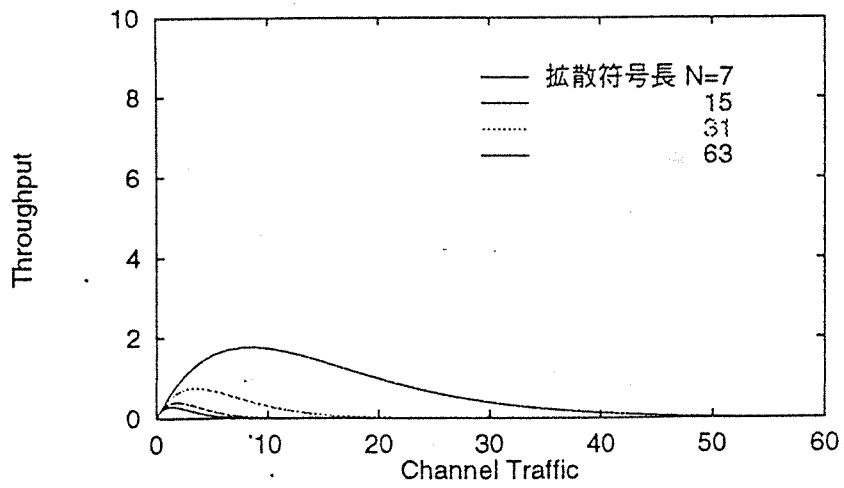


(b) $E_v/N_0 = 10$ dB

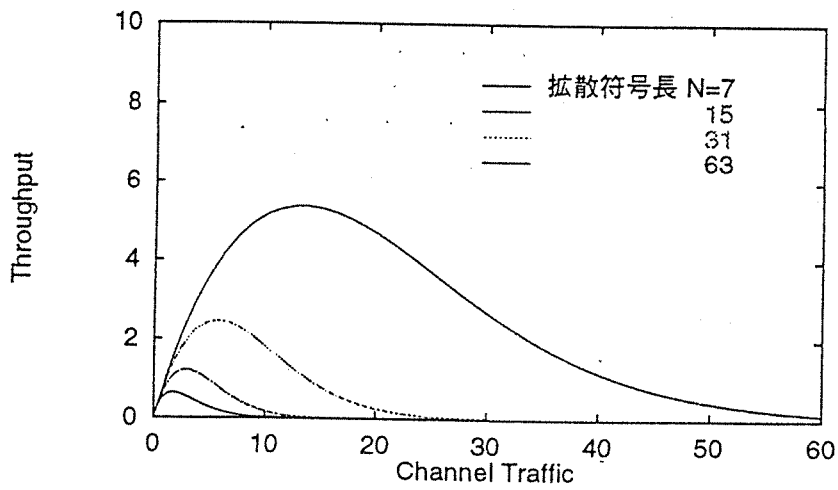


(c) $E_v/N_0 = 15$ dB

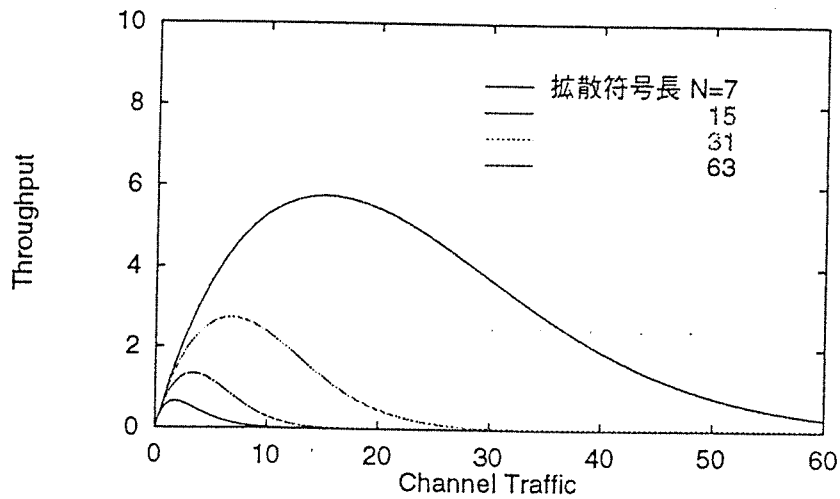
図3.21 チャネルトラヒック対スループット特性 (拡散符号長63チップ)



(a) $E_b/N_0 = 5$ dB



(b) $E_b/N_0 = 10$ dB



(c) $E_b/N_0 = 15$ dB

図3.22 チャネルトラフィック対スループット特性 ($L=100$ ビット)

第4章 スプレッドアロハ方式へのチャープの適用

本章では、まずチャープ・マッチドフィルタに基づく相関処理について述べ、チャープを適用したスプレッドアロハ方式のシステム構成を示した後、信号処理過程を理論的に明らかにする。最後に、各種条件下におけるビット誤り率特性を示し、定量的な評価を加える。

4.1 マッチドフィルタに基づく相関処理

位相成分に情報を付加したチャープ信号は、 $\{1, -1\}$ の2値情報を値としてもつインパルスをチャープフィルタに通すことによって作成され、方形の包絡線と直線的に掃引された搬送波周波数を有する波形となる。1ビット時間を T としてチャープの掃引時間に一致させ、搬送波の角周波数を $(\omega_c + \mu T/2)$ から $(\omega_c - \mu T/2)$ へと変化させた場合のチャープ信号 $c(t)$ は次式で表される。

$$c(t) = \begin{cases} A \cos\left(\omega_c t - \frac{1}{2}\mu t^2 + \phi_c\right) & \left(-\frac{T}{2} < t < \frac{T}{2}\right) \\ 0 & \left(t < -\frac{T}{2}, t > \frac{T}{2}\right) \end{cases} \quad (4.1)$$

ここで、 A は信号振幅、 μ は周波数掃引速度であり、 ϕ_c は情報位相成分で、情報 $\{1, -1\}$ に対応して $\{0, \pi\}$ の値をとる。

マッチドフィルタのインパルス応答 $h(t)$ は、入力信号の複素共役関数を時間反転した、 $h(t) = c^*(-t)$ で定義される（*は複素共役を意味する）が、ここでは $\phi_c = 0$ に対して整合するフィルタとして $h(t)$ を次式で与える。

$$h(t) = \begin{cases} \cos\left(\omega_c t + \frac{1}{2}\mu t^2\right) & \left(-\frac{T}{2} < t < \frac{T}{2}\right) \\ 0 & \left(t < -\frac{T}{2}, t > \frac{T}{2}\right) \end{cases} \quad (4.2)$$

マッチドフィルタからの出力信号 $s(t)$ は、 $c(t)$ と $h(t)$ の畳込みとして以下のように場合分けをすることによって得られる。

(1) $-T \leq t \leq 0$ の場合

$$s(t) = \int_{-T/2}^{t+T/2} c(\tau)h(t-\tau)d\tau = \frac{A}{\mu T} \sin\left\{\frac{1}{2}\mu(T+t)t\right\} \cos(\omega_c t + \phi_c) \\ + \frac{A}{2} \sqrt{\frac{\pi}{2\mu}} \cos(\phi_x + \phi_c) \{C(x_2) - C(x_1)\} + \frac{A}{2} \sqrt{\frac{\pi}{2\mu}} \sin(\phi_x + \phi_c) \{S(x_2) - S(x_1)\} \quad (4.3)$$

ここで、 x_1 、 x_2 、 ϕ_x は各々次式で与えられる。

$$\begin{aligned}
 x_1 &= \sqrt{\frac{2\pi}{\mu}} \left[-\frac{1}{\mu} \left\{ \omega_c + \frac{1}{2} \mu(t+T) \right\} \right] \\
 x_2 &= \sqrt{\frac{2\pi}{\mu}} \left[-\frac{1}{\mu} \left\{ \omega_c - \frac{1}{2} \mu(t+T) \right\} \right] \\
 \phi_x &= \frac{1}{\mu} \left(\omega_c + \frac{1}{2} \mu t \right) \left(\omega_c - \frac{1}{2} \mu t \right)
 \end{aligned} \tag{4.4}$$

また、 $C(x)$ と $S(x)$ は、各々次式で定義されるフレネル積分関数である。

$$\begin{aligned}
 C(x) &= \int_0^x \cos\left(\frac{\pi}{2} y^2\right) dy \\
 S(x) &= \int_0^x \sin\left(\frac{\pi}{2} y^2\right) dy
 \end{aligned} \tag{4.5}$$

チャープ信号が無線周波数帯で伝送される場合、中心角周波数 ω_c は掃引周波数幅 μT と比較して十分に高いと考えられるので、(4.4)式より $x_1 \doteq x_2$ の近似が成立する。このとき、(4.3)式中の第2項および第3項はともに零と見なすことができ、次式を得る。

$$s(t) \approx \frac{A}{\mu t} \sin\left\{ \frac{1}{2} \mu(T+t)t \right\} \cos(\omega_c t + \phi_c) \tag{4.6}$$

(2) $0 \leq t \leq T$ の場合

上記(1)と同様にして、次式で表される。

$$s(t) = \int_{t-T/2}^{T/2} c(\tau) h(t-\tau) d\tau \approx \frac{A}{\mu t} \sin\left\{ \frac{1}{2} \mu(T-t)t \right\} \cos(\omega_c t + \phi_c) \tag{4.7}$$

(3) $t \leq -T$ 、 $t \geq T$ の場合

$$s(t) = 0 \tag{4.8}$$

以上より、情報1ビットに対するマッチドフィルタ出力における信号波形 $s(t)$ は、包絡線がビットタイミング点、すなわち $t=0$ に対して対称な $\sin(x^2)/x$ の形状を有し、さらに位相情報 ϕ_c をもつ角周波数 ω_c の正弦波に基づいて振動する波形となる。ビットタイミング点における包絡線の振幅値は、上記(1)、(2)ともに $t \rightarrow 0$ の極限として定義することができ、次式で与えられる。

$$\lim_{t \rightarrow 0} \frac{A}{\mu t} \sin\left\{ \frac{1}{2} \mu(T \mp t)t \right\} = \frac{AT}{2} \tag{4.9}$$

4.2 システム構成

本節では、チャープを適用したスプレッドアロハ方式のシステム構成を示し、各部における信号処理過程、特に前節で触れなかった蓄積一括復調に焦点を絞って述べた後、最終的に得られるベースバンド信号の波形から動作を確認する。

4.2.1 システムの全体構成

図4.1は、1組の変調部と復調部を対向させた通信形態を想定して、チャープを適用

したスプレッドアロハ方式のシステム構成を示したものである。同図中の各部の動作は以下の通りである。

(1) 変調部

- ・位相情報をもつチャープ信号の送出

変調部の主要構成要素はチャープフィルタである。情報ビットを{1, -1}の値をもつインパルス信号として発生し、それをチャープフィルタに入力することにより、図4.2に示すような位相成分{0, π }を情報としてもつチャープ信号を出力する。

(2) 復調部

- ・マッチドフィルタを用いたビットの時間圧縮

受信信号に対して、まずバンドパスフィルタにより帯域外雑音成分が除去された後、チャープ・マッチドフィルタを用いた相関処理が行われる。マッチドフィルタ出力における波形は $\sin(x^2)/x$ に類似した包絡線をもち、チャープフィルタの中心角周波数 ω_c の正弦波に従って振動する。この相関処理により、伝送路上で衝突していた各パッケージは、時間軸上で圧縮され、個々のビットを互いに分離することが可能となる。

- ・準同期検波に基づくベースバンド信号の生成

マッチドフィルタからの出力信号に対して、固定基準搬送波を用いた準同期検波を実行することにより、直交する2系列のベースバンド信号を得る。一般に、準同期検波では、マッチドフィルタからの出力信号の搬送波と固定基準搬送波との間に周波数および位相のオフセットが存在するため、ベースバンド信号は低周波で振動する。これらベースバンド信号を用いて、ビットタイミングが抽出される。すなわち、直交するベースバンド信号の2乗和をとり、位相成分が除去された振幅成分のみの信号を得た後、リミッタを用いて閾値検出を行うことにより、ビットタイミングの抽出を行う。各ベースバンド信号は、抽出されたビットタイミングに基づいてサンプリングされ、メモリに蓄積される。一定の周期でメモリに連続的にデータが蓄積された場合、パッケージが存在すると判断して、パッケージの位置を検出する。

- ・蓄積一括復調

ビットタイミングに従ったサンプリングによりメモリ内に蓄積されたデータの内、パッケージを構成すると判定されたベースバンド信号のサンプリングデータに対して、蓄積一括復調のアルゴリズムを用いて、準同期検波により生ずる周波数および位相のオフセット量を推定する。さらに、その推定結果に基づきサンプリングデータを補正することによって、所望パッケージに対するデータの復調を行う。

- ・情報ビットの抽出

復調されたデータ中からユニークワードを検出して、位相不確定性を除去し、ユニークワードに引き続く情報ビットを抽出する。

なお、図4.1では、1組の変調部と復調部からなる通信形態を想定したが、それら変調部と復調部が複数の場合、すなわち1対nもしくはn対nの通信形態に対しても、上記システムは適用できる。その種の通信形態においては、蓄積一括復調の信号処理にお

いて、受信されたパケット毎に周波数および位相のオフセット量を推定し、補正する必要がある。パケット信号を構成するサンプリングデータは、時間的に分離しているので、基本的に単一のハードウェアを用いた時分割的な信号処理の適用が可能である。また、通常のパケット通信と同様に、情報ビット中に識別コードを付加することによって、個々の復調部において復調すべきパケットを抽出することができる。さらに、変調部におけるチャープフィルタおよび復調部におけるマッチドフィルタは、数百MHz～数GHzといった無線周波数帯域信号を直接処理するSAW（表面弾性波）素子によって実現でき、ハードウェアの小型化が期待できる。

4.2.2 蓄積一括復調

図4.3は、蓄積一括復調部の構成を示したものである。マッチドフィルタからの出力信号は、情報に関する位相成分 $\{0, \pi\}$ を含むため、まず蓄積したデータを2通倍することにより、位相成分を除去する。2通倍処理により得られたデータ系列は、準同期検波の際に生ずる周波数オフセットの2倍の周波数成分を含むので、FFT処理を行い、最大値を検出し、さらに高精度周波数決定法を用いてFFTのメッシュよりも高い精度で、周波数および位相を推定する。ここで得られた推定値は周波数オフセットの2倍となるので $1/2$ 倍する。同期検波と同様に生じる $\{0, \pi\}$ の位相不確定性は、引き続きユニークワード検出によって除去される。

なお、蓄積一括復調部への入力データ系列は、予めビットタイミングでサンプリングされたデータであるため、サンプリング定理より、周波数オフセット Δf とビットレート f_b との間に、以下の関係が成立することが条件となる。

$$|2\Delta f| < \frac{f_b}{2} \quad (4.10)$$

準同期検波における固定基準搬送波とマッチドフィルタ出力信号の搬送波との間に周波数オフセット Δf が存在する場合、マッチドフィルタからの出力信号の位相は、図4.4に示すように、ビットタイミング毎に $2\pi \Delta f T$ ずつ回転することになる。このため、ビットタイミングに従ってサンプリングされたデータに基づき周波数と位相の推定を行う場合、(4.10)式の条件下において周波数オフセット Δf が検出されることになる。

4.2.3 復調ベースバンド信号

周波数軸上および時間軸上において衝突したパケット信号の分離が可能であることを示すために、チャープ・マッチドフィルタからの出力信号に周波数ならびに位相の補正を施した後に得られる復調ベースバンド信号の波形を示す。

図4.5(a)は、単一パケットに対する復調ベースバンド信号の波形を示したものである。但し、雑音なしの状態を仮定している。同図より、マッチドフィルタに基づく相関処理により、個々のビットに対する時間的な圧縮が行われていることが確認される。また、ビットタイミングにおけるベースバンド信号の正負の極性を判定することにより、情報ビットが復調されることがわかる。

一方、図4.5(b)は、チャープの周波数掃引速度 μ 、中心角周波数 ω_c および掃引時間 T

がともに等しく、タイミングのみが異なる複数のパケットが同時に伝送された状態におけるベースバンド信号の波形を示したものである。但し、パケット1に対するデータに基づき、周波数と位相の補正を実行している。同図より、各パケットは伝送路上で衝突しているにもかかわらず、受信タイミングの相違により、個々のパケットの分離が可能であることがわかる。また、所望パケットであるパケット1と干渉パケットであるパケット2、3の間には位相差が存在するため、それらの干渉パケットは、パケット1に対するビットタイミング点において、直交するチャネルへの漏れ込みが大きくなっている。

4.3 特性評価

本節では、各種条件下を対象に、計算機シミュレーションを行うことにより得られたビット誤り率 (BER) 特性について、定量的な評価を加える。表4.1は、特性評価に用いた各諸元をまとめたものである。なお、チャープを適用したスプレッドアロハ方式の基本的特性を取得・評価することを主目的としたので、同表に示すように、計算機シミュレーションに要する計算時間等を考慮に入れて、各諸元は比較的小さな値に設定されている。

以下では、時間および周波数は、すべてビットレートで正規化して表すとともに、ビットタイミング再生、パケット検出および搬送波推定の際に生じる位相不確定の除去は、理想的に行えるものと仮定する。

4.3.1 連続波 (CW) による干渉特性

図4.6は、チャープを適用したシステムにおける1ビット当たりの信号エネルギー対雑音電力密度比 (E_b/N_0) 対ビット誤り率 (BER) 特性と2相PSKシステムにおける特性を、CW干渉波の有無に対して示したものである。同図において、CW干渉波の周波数は、チャープ信号の中心周波数に一致しており、干渉量を示す希望波電力対干渉波電力比 (CIR) として $-3\text{ dB} \sim 3\text{ dB}$ を想定している。

同図より、干渉波なしの場合、チャープを適用したシステムの特値と2相PSKの理論値を比較すると、 E_b/N_0 が 0 dB 以下の範囲において若干のBER劣化が確認されるものの、全体として良く一致しており、提案システムが2相PSKと同等のBER特性を達成することがわかる。 E_b/N_0 が 0 dB 以下の範囲におけるBERの劣化要因としては、雑音電力の増加に伴う周波数推定誤差への影響が挙げられる。また、CW干渉波が存在する場合、チャープシステムでは、周波数拡散の効果により、2相PSKの場合と比較して十分な耐干渉性が得られている。

図4.7は、 $\text{CIR} = 0\text{ dB}$ を対象に、CW干渉波の周波数を変化させた場合のBER特性を示したものである。同図において、 E_b/N_0 が高くなるに従い、CW干渉波の周波数変化に伴いBERの変動が大きくなることがわかる。CW干渉波の周波数変化に伴うBERの変動は、マッチドフィルタの周波数応答の形状に依存する。また、チャープによる処理利得は、掃引時間 T と掃引周波数幅 B との積である TB で定義されるが、 TB が十分大きい

場合、チャープ・マッチドフィルタの周波数応答は、掃引周波数の帯域でほぼ一定となる。以上から、干渉波周波数に依存したBER特性の変動は、TBを大きく設定することによって抑圧される。

4.3.2 オフセット周波数特性

図4.8は、準同期検波に用いる固定基準搬送波とマッチドフィルタ出力信号の搬送波との間に周波数オフセット Δf が存在する場合の E_b/N_0 対BER特性を、ビットレートで正規化した周波数オフセットをパラメータにとって示したものである。同図より、周波数オフセット Δf に伴うビット誤り率の劣化は認められず、2相PSKの理論値に極めて良く一致していることがわかる。これは、周波数オフセット Δf が、ビットタイミング点におけるマッチドフィルタ出力信号の包絡線振幅値に影響を与えず、周波数および位相に対する推定および補正が良好に行われていることを示している。

図4.9は、周波数オフセット Δf が存在する場合のBER特性に関して、横軸をビットレートで正規化した周波数オフセットとして示したものである。同図より、 $E_b/N_0=0$ dB時において周波数オフセット Δf の変化に伴いBERの変動が認められる。この原因として雑音電力の増加による周波数および位相の推定誤差の発生が考えられる。なお、高い E_b/N_0 の状態においては、周波数と位相の補正が良好に実行されている。

4.3.3 パケット衝突による干渉特性

図4.10は、チャープの周波数掃引速度 μ 、中心角周波数 ω_c および掃引時間Tがともに等しい2個のパケット（所望パケットと干渉パケット）が衝突したときのBER特性を示したものである。同図において、横軸は所望パケットと干渉パケットとのビットタイミングのズレをビット周期、すなわち掃引時間Tで正規化したものである。図4.10より、パケットが完全に衝突する近傍においてBERの劣化が著しいものの、完全衝突のタイミングから離れるに従って、BERの劣化が急激に減少することがわかる。具体的に記述すると、所望パケットのビットタイミング点に、 $\sin(x^2)/x$ の形状を有する、干渉パケットの復調ベースバンド信号のメインローブが存在するズレの範囲において、BERは大きく劣化するが、干渉パケットの復調ベースバンド信号のメインローブが離れるに従ってBERは良好になる。

図4.11は、 $E_b/N_0=4$ dBにおける所望パケットと2個の干渉パケットが存在するときのBER特性を示したものである。同図より、2つの干渉パケットのいずれか一方または両方が、所望パケットと完全に衝突する近傍においてBERの劣化が著しいものの、所望パケットのビットタイミング点から、2つの干渉パケットの復調ベースバンド信号のメインローブが離れるに従って、パケット衝突によるBERの劣化は急激に減少する。この結果は、干渉パケットが3個以上の場合に対しても成り立つものと考えられる。従って、掃引周波数幅Bを十分大きく設定し、ベースバンド信号のメインローブ幅を狭くすることにより、パケットの多重度の増大を図ることができることになる。

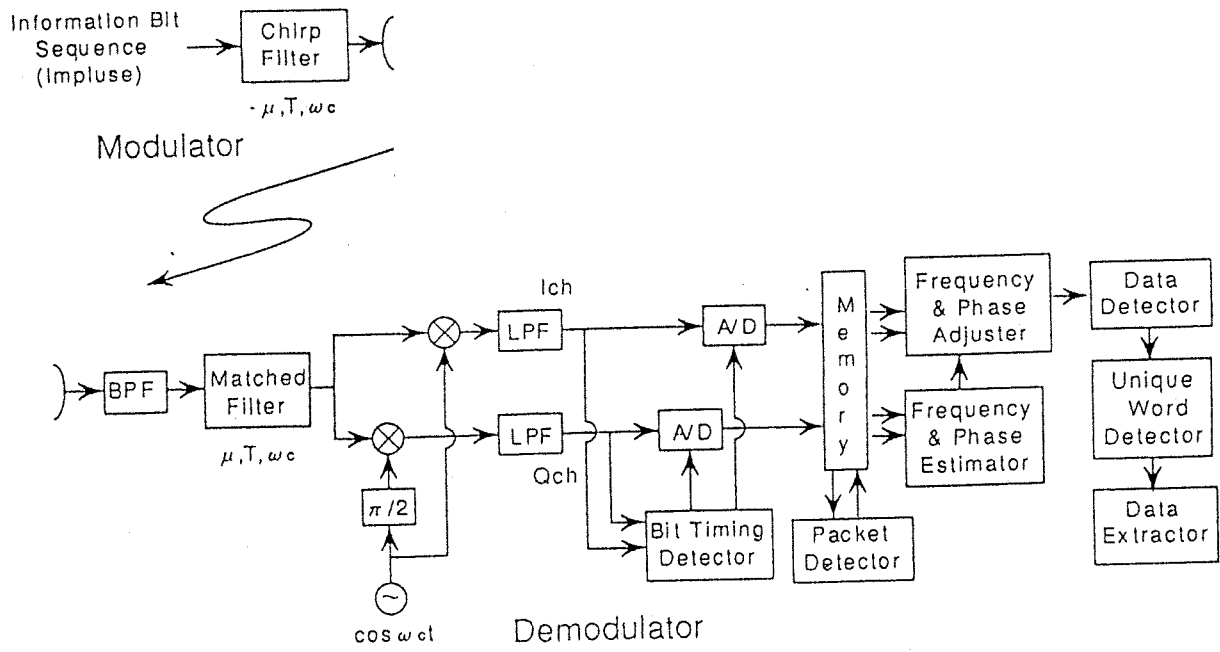


図4.1 チャープを用いたスプレッドアロハ方式のシステム構成

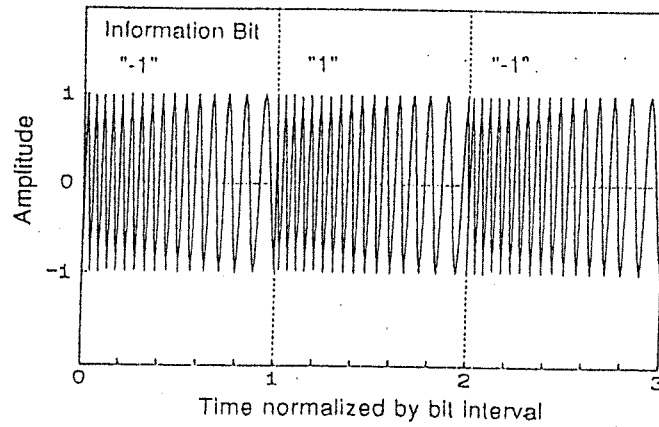


図4.2 変調部からの出力チャープ信号

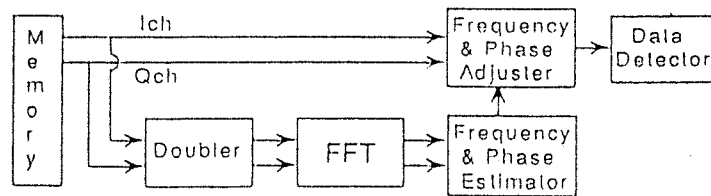


図4.3 蓄積一括復調部の構成

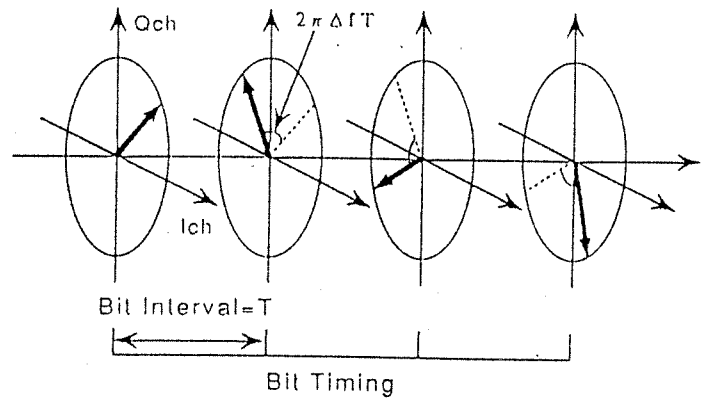
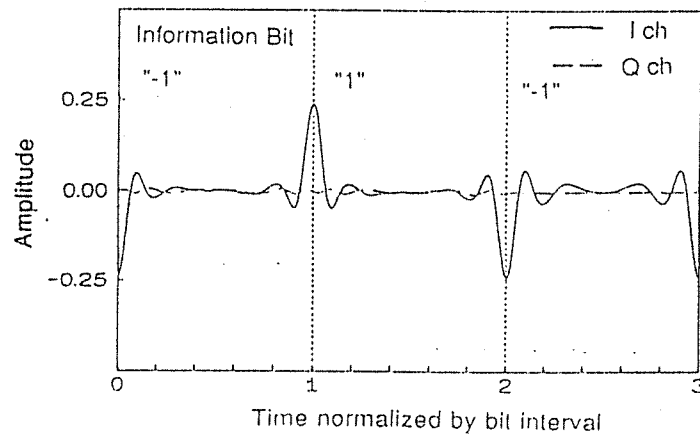
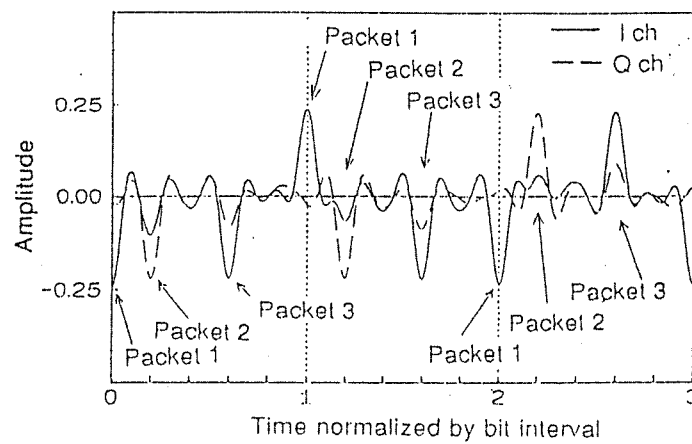


図4.4 周波数オフセット Δf 存在時のマッチドフィルタからの出力信号の位相



(a) パケット信号が1個の場合



(b) パケット信号が3個の場合

図4.5 復調ベースバンド信号の波形

表4.1 計算機シミュレーションの諸元

項目	諸元
パケット長 L [bit]	128
ビットレート f_b	1
サンプリング周波数 f_s	256
雑音の種類	加法性白色ガウス雑音
チャープフィルタ	
中心周波数 f_c	32
掃引周波数幅 B	16
掃引時間 T	1
処理利得 TB	16
受信BPF	
中心周波数	32
通過域	24~40
阻止域	0~16, 48~128
LPF	
通過域	0~8
阻止域	16~128

但し、 $f_c = \omega_c / 2\pi$ 、 $B = \mu T / 2\pi$ 。

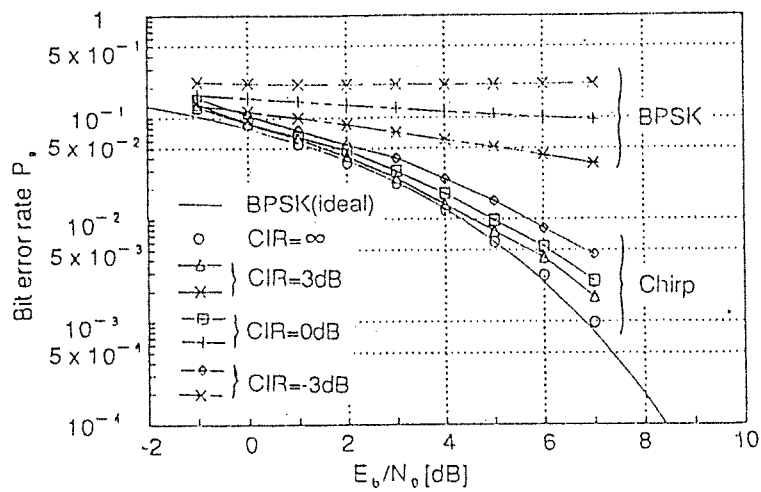


図4.6 CW干渉波存在時の E_b/N_0 対BER特性

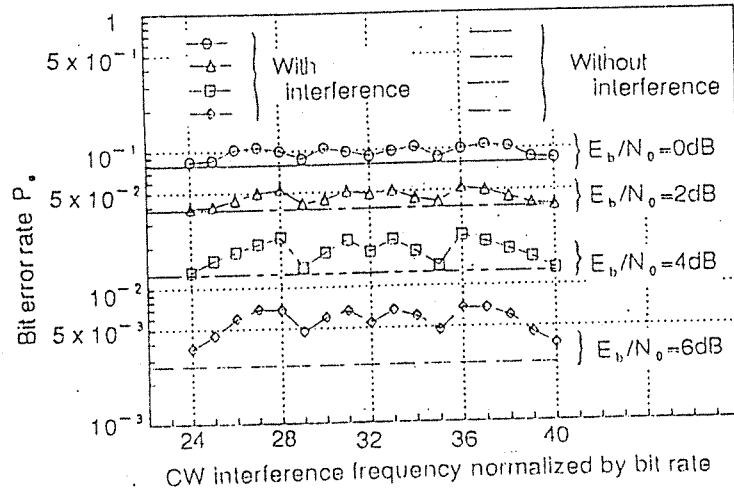


図4.7 CIR=0 dBにおけるCW干渉特性

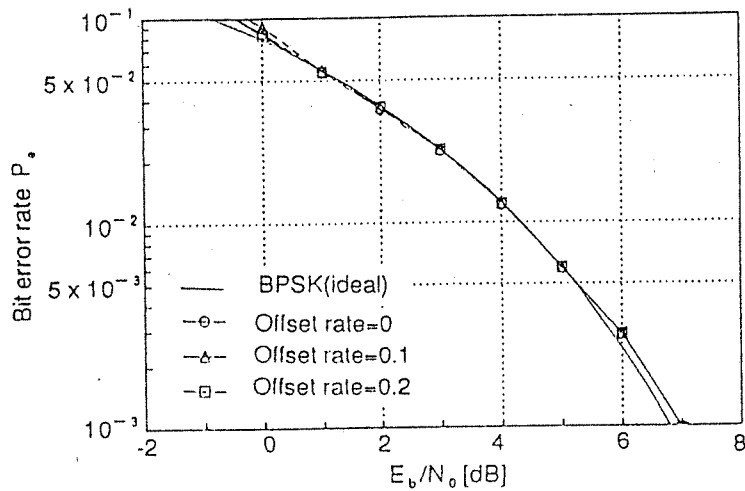


図4.8 周波数オフセット存在時の E_b/N_0 対BER特性

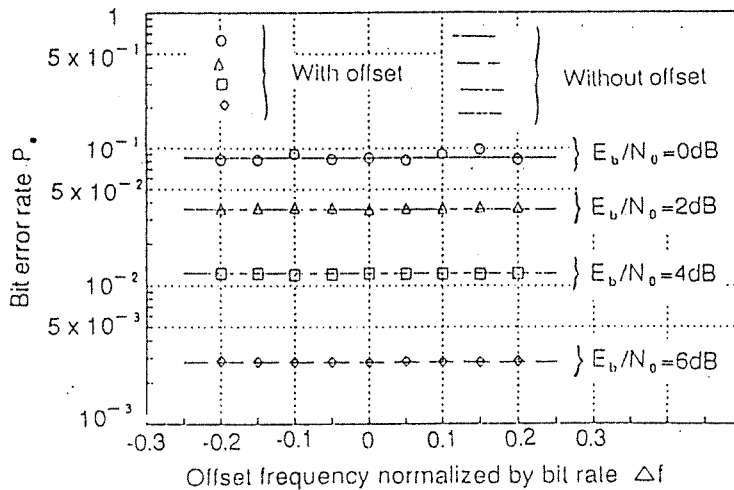


図4.9 周波数オフセット対BER特性

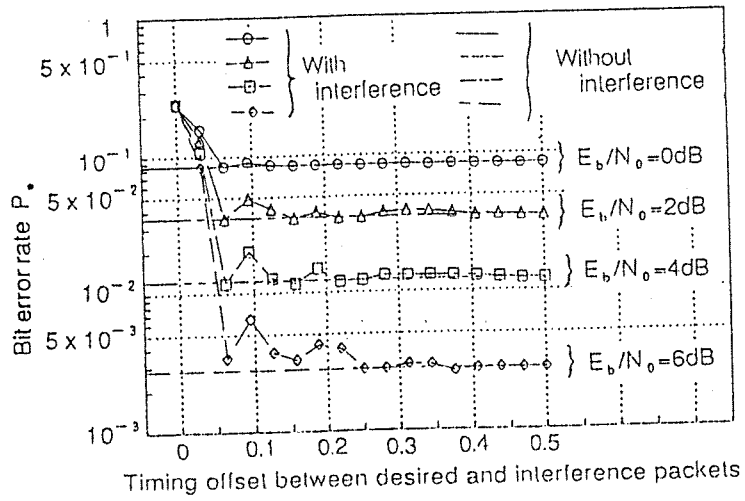


図4.10 単一干渉パケットによる所望パケットのBER特性

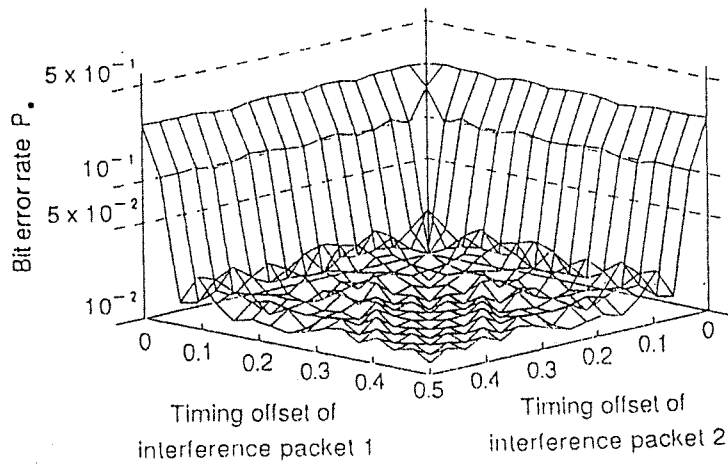


図4.11 $E_b/N_0 = 4 \text{ dB}$ における2つの干渉パケットによる所望パケットのBER特性

第5章 むすび

以下、各章毎のまとめを記す。

5.1 直接拡散スプレッドアロハ方式の特性と設計

アロハ方式に直接スペクトル拡散を適用した直接拡散スプレッドアロハ方式に関して、単一の拡散符号により周波数拡散されたパケット信号を同時に複数受信する状況下におけるビット誤り率特性を導出するとともに、シンボルタイミング再生とキャリア再生の信号処理アルゴリズムを提案した。

ビット誤り率特性に関しては、パケットを構成する各ビットがチップタイミングと同期して発生する場合に対しては理論値、非同期に発生する場合に対しては標準ガウス近似に基づく近似値を導出した。前者の理論特性に関しては、パケット間干渉によりBER特性が劣化するものの、スプレッドアロハ方式の特徴である信号電力密度の低減効果は、この劣化量を補償しても、なお発揮されることを確認した。一方、後者の推定値に関しては、マッチドフィルタから出力されるパルス状信号が衝突していない場合、 E_b/N_0 が高い領域では多少誤差が生じるものの、計算機シミュレーションとの特性比較により E_b/N_0 が15 dBまでは、ほぼ一致した結果が得られることを確認した。ただし、マッチドフィルタ出力後のパルス状信号が衝突している状態に対しては、ビット誤り率の平均化処理は正確な評価を表現しないことから、今後の課題として衝突状況に依存した個別のビット誤り率の導出が挙げられる。

シンボルタイミング再生とキャリア再生に関しては、パケット信号の先頭部に全“1”のごく短いプリアンプルを付加して、電圧のディメンジョンにおける巡回加算を行うことにより推定精度の向上を図る信号処理アルゴリズムを提案・検討した。シンボルタイミング再生方式については、 E_b/N_0 が3 dB以上、キャリア周波数オフセットがビットレートの1/10以下の条件下において十分実用的な特性が得られることを確認するとともに、干渉パケットが存在する場合の両パケット間のビットタイミングのシフト量とシンボルタイミング検出確率の関係を明らかにし、さらに拡散符号長の違いによる検出確率の差についても検討を加えた。キャリア再生方式については、BER特性が $E_b/N_0=2$ dB～6 dBの範囲で理論値とほぼ一致することを確認するとともに、干渉パケットが存在する場合のチップ内干渉によるBERの劣化量および拡散符号の奇相関特性の違いによるBERの劣化量の変化を明らかにした。この事実より、干渉量の小さい拡散符号を選択する必要性があることも明らかになった。

5.2 直接拡散スプレッドアロハ方式の伝送効率

単一の拡散符号を用い、パケットを構成する各ビットのマッチドフィルタ出力における時間圧縮によって、パケット信号を分離する直接拡散スプレッドアロハ方式の伝送効率を理論的に導出する手法を示した。まずパケット信号を構成する各ビットがチップタイミングと同期して発生する場合を検討対象に、7チップの拡散符号を適用したスプレッ

ドアロハ方式を例にとって、チャンネルトラヒック特性とスループット特性を評価尺度として従来のスロットドアロハ方式との特性比較を実施した。その結果、スプレッドアロハ方式はピーク送信電力の低下に有効であることが明らかとなった。次に、パケット信号を構成するビットがチップタイミングと非同期に発生する場合を検討対象に、パケット信号の衝突個数がパケット周期中で変化しないスプレッドスロットドアロハ方式とパケット信号の衝突状況が時々刻々変化するスプレッドアンスロットドアロハ方式の伝送効率について検討した。スプレッドスロットドアロハとスプレッドアンスロットドアロハの両方式に関して、複数の異なる拡散符号を用いる方式、すなわちアクセス方式が符号分割多元接続の場合と比較して、単一の拡散符号を用いる方が長いパケット長に対して伝送効率が良好になることを定量的に明らかにした。なお、伝送効率の更なる向上を目標とした場合、異なる拡散符号をグループ化して使用する方式が有効になると考えられるが、単一の拡散符号に加えて異なる拡散符号によって周波数拡散されたパケット信号同士の干渉に起因するビット誤り率特性を解明する必要がある。

5.3 スプレッドアロハ方式へのチャープの適用

チャープ信号の位相成分に情報を付加することによりデータ伝送を可能とし、チャープを用いて連続的に周波数を拡散するスプレッドアロハ方式を提案し、準同期検波と蓄積一括復調の組合せに基づくシステム構成ならびに各部における信号処理過程を明確にした。また、計算機シミュレーションを用いて各種条件下におけるビット誤り率を導出し、定量的な評価を行った。

特性評価の結果、提案システムは以下の特徴を有することが明らかになった。

- (1) チャープの周波数拡散により優れた耐干渉性を有する。
- (2) 蓄積一括復調により周波数と位相に対する良好な補正が可能である。
- (3) 相関処理に基づくビット圧縮により多重パケットの伝送が可能である。

以上より、「チャープを適用したスプレッドアロハ方式は基本的に実現可能であり、周波数拡散に基づく種々の優れた特長を有する。」と結論づけられる。なお、本検討では、本質となる信号処理過程に焦点を絞って述べ、パケット検出、ビットタイミング再生および搬送波推定における位相不確定の除去については理想的に行えるものと仮定した。これらの機能は、パケット不検出、誤検出確率およびタイミングジッタに関係しており、総合のBER目標に対する、それらの劣化要因の寄与を考慮する必要がある。

参考文献

- (1) 中川正雄：“スペクトラム拡散通信技術の基礎と応用”、(株)トリケップス、1986年9月。
- (2) 横山光雄：“スペクトラム拡散通信システム”、科学技術出版社、1988年5月。
- (3) 丸林元、中川正雄、河野隆二：“スペクトラム拡散通信の研究開発動向”、電子情報通信学会誌、72、5、pp. 580-592、1989年5月。
- (4) 丸林元：“スペクトラム拡散通信の最新研究・開発動向”、電子情報通信学会論文誌(B-II)、74、5、pp. 176-181、1991年5月。
- (5) F. Takahata, Y. Hoshino, T. Baba, H. Komatsu and M. Okuda：“Field Trial and Performance of Land Mobile Message Communications Using Ku-band Satellite”、IEICE Trans. Commun., E76-B, 2, pp. 120-130 (Feb. 1993).
- (6) N. Abramson：“SPREAD ALOHA FOR VSAT's”、ALOHA SYSTEM Technical Report, B86-4, University of Hawaii, Honolulu (June 1986).
- (7) 並木淳治：“無線短パケット用蓄積一括復調方式”、電子情報通信学会論文誌(B)、J67-B、1、pp. 54-64、1984年1月。
- (8) 本多輝彦、小林英雄：“PSK信号の計算的復調法に関する検討”、電子情報通信学会技術研究報告、CS87-109、1987年1月。
- (9) 東田康志、萩原将文、中川正雄：“PSK信号蓄積一括復調方式におけるタイミング抽出とキャリア推定”、電子情報通信学会論文誌(B)、J71-B、4、pp. 540-546、1988年4月。
- (10) 大沢智善：“逐次回帰推定法を用いたPSK信号の蓄積一括復調方式”、電子情報通信学会論文誌(B-I)、J72-B-I、6、pp. 504-512、1989年6月。
- (11) 南雲正彦、稲村賢治、尾崎高弘、高畑文雄：“低C/N用PSK蓄積一括復調方式の一構成法”、電子情報通信学会技術研究報告、SAT90-14、1990年6月。
- (12) 市川武男、笹井裕之、高畑文雄：“蓄積一括復調を用いたスプレッド・アロハ方式の特性”、1992年電子情報通信学会春季大会、B-193、1992年3月。
- (13) 市川武男、吉田崇、高畑文雄：“直接拡散スプレッド・アロハ用蓄積一括復調方式の設計と特性”、電子情報通信学会技術研究報告、SAT92-71、1993年1月。
- (14) A. Kajiwara, M. Nakagawa：“Direct-Sequence Spread-Spectrum Demodulator Using Block Signal Processing”、IEICE Trans., E74-5, pp. 1108-1114 (May 1991).
- (15) 市川武男、吉田崇、高畑文雄：“直接拡散スプレッド・アロハ方式の特性と設計”、1993年電子情報通信学会春季大会、B-194、1993年3月。
- (16) 吉田崇、高畑文雄：“直接拡散スプレッド・アロハ方式における多重パケット検出について”、電子情報通信学会技術研究報告、SAT94-13、1994年6月。
- (17) M. B. Pursley：“Performance Evaluation for Phase-Coded Spread-Spectrum Multiple-Access Communication - Part I: System Analysis”、IEEE Trans. Commun., 37, 25, pp. 795-799 (Aug. 1977).

- (18) M. B. Pursley, F. D. Garber and J. S. Lehnert : "Analysis of Generalized Quadrature Spread-Spectrum Communications", in Conf. Rec., IEEE Int. Conf. Commun., 30, 5, pp. 15.3.1-15.3.6 (June 1980).
- (19) R. L. Pickholtz, D. L. Schilling and L. B. Milstein : "Theory of Spread-Spectrum Communications - A Tutorial", IEEE Trans. Commun., 30, 5, pp. 855-884 (May 1982).
- (20) M. B. Pursley, D. V. Sarwate and W. E. Stark : "Error Probability for Direct-Sequence Spread-Spectrum Multiple-Access Communications - Part I : Upper and Lower Bounds", IEEE Trans. Commun., 30, 5, pp. 975-984 (May 1982).
- (21) E. A. Geraniotis and M. B. Pursley : "Error Probability for Direct-Sequence Spread-Spectrum Multiple-Access Communications - Part II : Approximation", IEEE Trans. Commun., 30, 5, pp. 985-995 (May 1982).
- (22) J. S. Lehnert and M. B. Pursley : "Error Probabilities for Binary Direct-Sequence Spread-Spectrum Communications with Random Signature Sequence", IEEE Trans. Commun., 35, 1, pp. 87-98 (Jan. 1987).
- (23) R. K. Morrow, Jr. and J. S. Lehnert : "Bit-to-Bit Error Dependence in Slotted DS/SSMA Packet Systems with Random Signature Sequence", IEEE Trans. Commun., 37, 10, pp. 1052-1061 (Oct. 1989).
- (24) 小池伸欣、菊田徹、高畑文雄 ; “直接拡散スペクトル・アロハ方式用シンボルタイミング再生方式の一構成法”、1995年電子情報通信学会春季大会、B-243、1995年3月。
- (25) 松本卓矢、菊田徹、高畑文雄 ; “直接拡散スペクトル・アロハ方式用キャリア再生方式の一構成法”、1995年電子情報通信学会春季大会、B-444、1995年3月。
- (26) J. S. Storey and F. A. Tobagi : “Throughput Performance of an Unslotted Direct-sequence SSMA Packet Radio Network” , IEEE Trans. Commun., 37, 8, pp. 814-823 (Aug. 1989).
- (27) D. Raychaudhuri : "Performance Analysis of Random Access Packet-Switched Code Division Multiple Access Systems", IEEE Trans. Commun., 29, 6, pp. 895-901 (Oct. 1989).
- (28) R. K. Morrow, Jr. and J. S. Lehnert : “Packet Throughput in Slotted ALOHA DS/SSMA Radio Systems with Random Signature Sequence” , IEEE Trans. Commun., 40, 3, pp. 1223-1230 (July 1992).
- (29) Dimitrios Makrakis and K. M. Sundara Murthy : “Spread Slotted ALOHA Techniques for Mobile and Personal Satellite Communication Systems” , IEEE Journal on Selected Areas in Commun., 10, 6, pp. 985-1002 (Aug. 1992).
- (30) K. Joseph and D. Raychaudhuri : “Throughput of Unslotted Direct-Sequence Spread-Spectrum Multiple-Access Channels with Block FEC Coding” , IEEE Trans. Commun., 41, 9, pp. 1373-1378 (Sep. 1993).
- (31) 笹森文仁、吉田崇、高畑文雄 ; “直接拡散スペクトル・アロハ方式の伝送効率について”、1994年電子情報通信学会春季大会、B-238、1994年3月。

- (32) 佐藤毅、利光清、山里敬也、片山正昭、小川明：“熱雑音を考慮したSpread Unslotted Aloha方式のスループット解析”、電子情報通信学会技術研究報告、RCS94-18、1994年6月.
- (33) 笹森文仁、高畑文雄；“同一の拡散符号を用いたスプレッドアロハ方式の伝送効率”、電子情報通信学会論文誌(B-II)、J77-B-II、11、PP. 726-732、1994年11月.
- (34) 吉田崇、菊田徹、高畑文雄；“同一の拡散符号を用いた直接拡散スプレッド・アロハ方式のスループット特性について”、1995年電子情報通信学会春季大会、B-245、1995年3月.
- (35) 菊田徹、吉田崇、堀越和弘、高畑文雄；“同一および異なる拡散符号を用いた直接拡散スプレッド・アロハ方式のスループット特性の比較”、1995年電子情報通信学会春季大会、B-246、1995年3月.
- (36) C. E. COOK：“Pulse Compression - Key to More Efficient Radar Transmission” , Proc. IRE, 48, 3, pp. 310-316 (March 1960).
- (37) 榎本大、高畑文雄；“スプレッドアロハ方式へのチャープの適用”、電子情報通信学会論文誌(B-II)、J76-B-II、11、PP. 864-871、1993年11月.
- (38) 田部井誠、上田光宏：“FFTを用いた高精度周波数決定法”、電子情報通信学会論文誌(A)、J70-A、5、PP. 798-805、1987年5月.

付録（発表論文集）

スプレッドアロハ方式へのチャープの適用

正員 榎本 大[†] 正員 高畑 文雄[†]

An Application of Chirp to Spread-ALOHA System

Masaru ENOMOTO[†] and Fumio TAKAHATA[†], Members

あらまし チャープフィルタの変調部およびマッチドフィルタ、準同期検波器、蓄積一括復調器の組合せの復調部から構成される、チャープを適用したスプレッドアロハ方式を提案する。本システムでは、チャープ信号の位相成分に情報を付加することによりデータ伝送を可能にすると共に、チャープを用いて連続的に周波数を拡散し、パケットの受信タイミングの相違によって多重化されたパケットの分離を行う。また、復調処理において必要となる搬送波の同期に関しては、準同期検波を行った後、蓄積一括復調に基づき、高速フーリエ変換を用いた高精度周波数決定法により、周波数と位相に対する補正を行う。次に、各種条件下を対象に、計算機シミュレーションにより得られたビット誤り率特性について、定量的な評価を加えた結果、チャープの周波数拡散による優れた耐干渉性、準同期検波において発生する周波数オフセットに対する優れた推定ならびに補正などを確認することができた。

キーワード チャープ、スプレッドアロハ、マッチドフィルタ、準同期検波、蓄積一括復調

1. まえがき

無線パケット伝送を実現するアロハ方式において、パケットの衝突を低減するためには、パケット時間幅の短縮、すなわち伝送速度を高める必要があり、同等の伝送品質を確保するためには、送信尖頭値電力の増大が要求される。

アロハ方式における上記問題を改善し、かつほかの無線通信システムとの周波数共用の可能性を秘めた手段として、スペクトル拡散技術をアロハ方式に適用したスプレッドアロハ方式が検討されている⁽¹⁾⁻⁽³⁾。スプレッドアロハ方式では、個々のパケット信号は周波数軸上で拡散されるため、送信信号の電力密度が低くなるという特徴を有する。同時に、時間軸上での拡散、すなわちビットの伸張を行えば、送信尖頭値電力を低減することができる。時間拡散の有無にかかわらず、伝送路上でパケットが衝突しても、受信側において、マッチドフィルタを用いた相関受信を実行することによって、パケットを構成する各ビットは時間的に圧縮されるため、それら時間圧縮されたビット同士が衝突していなければ、各々のパケットを選別することが可

能となる。

周波数軸上における拡散、時間軸上における圧縮を実行するほかのシステムとして、チャープレーダ⁽⁴⁾がある。チャープレーダでは、パルスにより搬送波の周波数を直線的に掃引した FM 波を送出し、ターゲットからの反射波に対して、圧縮フィルタを用いてパルスを圧縮することにより、検出能力の向上を図っている。チャープをスペクトル拡散技術としてとらえ、アロハ方式に適用することによって、拡散符号を用いたスプレッドアロハ方式と同様に、送信電力密度、パケットの衝突確率および送信尖頭値電力の低減などの種々の優れた特性を期待することができる。

本論文では、以上の点をかながみ、チャープを適用したスプレッドアロハ方式を提案し、得られる特性について評価する。具体的には、チャープ信号の位相成分に情報を付加することによりデータ伝送を可能にすると共に、拡散符号を用いずに、チャープを用いて連続的に周波数を拡散し、パケットの受信タイミングの相違によって多重化されたパケットの分離を行う。また、復調処理において必要となる搬送波の同期に関しては、準同期検波を行った後、蓄積一括復調^{(5),(6)}に基づき、FFT(高速フーリエ変換)を用いた高精度周波数決定法により⁽⁷⁾、周波数と位相に対する補正を行う。

以下、2.において、チャープマッチドフィルタに基づ

[†] 早稲田大学理工学部電子通信学科，東京都
School of Science and Engineering, Waseda University, Tokyo,
169 Japan

く相関処理について述べ、3.において、チャープを適用したスプレッドアロハ方式のシステム構成を示した後、信号処理過程を理論的に明らかにする。4.では、各種条件下におけるビット誤り率特性を示し、定量的な評価を加える。

2. マッチドフィルタに基づく相関処理

位相成分に情報を付加したチャープ信号は、 $\{1, -1\}$ の2値情報を値としてもつインパルスをチャープフィルタに通すことによって作成され、方形の包絡線と直線的に掃引された搬送波周波数を有する波形となる。1ビット時間を T としてチャープの掃引時間に一致させ、搬送波の角周波数を $(\omega_c + \mu T/2)$ から $(\omega_c - \mu T/2)$ へと変化させた場合のチャープ信号 $c(t)$ は、次式で表される。

$$\begin{aligned} c(t) &= A \cos\left(\omega_c t - \frac{1}{2}\mu t^2 + \phi_c\right) \quad \left(-\frac{T}{2} < t < \frac{T}{2}\right) \\ &= 0 \quad \left(t < -\frac{T}{2}, t > \frac{T}{2}\right) \end{aligned} \quad (1)$$

ここで、 A は信号振幅、 μ は周波数掃引速度であり、 ϕ_c は情報位相成分で、情報 $\{1, -1\}$ に対応して $\{0, \pi\}$ の値をとる。

マッチドフィルタのインパルス応答 $h(t)$ は、入力信号の複素共役関数を時間反転した、 $h(t) = c^*(-t)$ で定義される (* は複素共役を意味する) が、ここでは $\phi_c = 0$ に対して整合するフィルタとして、 $h(t)$ を次式で与える。

$$\begin{aligned} h(t) &= \cos\left(\omega_c t + \frac{1}{2}\mu t^2\right) \quad \left(-\frac{T}{2} < t < \frac{T}{2}\right) \\ &= 0 \quad \left(t < -\frac{T}{2}, t > \frac{T}{2}\right) \end{aligned} \quad (2)$$

マッチドフィルタからの出力信号 $s(t)$ は、 $c(t)$ と $h(t)$ の畳込みとして、以下のように、場合分けをすることによって得られる。

(1) $-T \leq t \leq 0$ の場合

$$\begin{aligned} s(t) &= \int_{-T/2}^{t+T/2} c(\tau)h(t-\tau)d\tau \\ &= \frac{A}{\mu t} \sin\left[\frac{1}{2}\mu(T+t)t\right] \cos(\omega_c t + \phi_c) \\ &\quad + \frac{A}{2} \sqrt{\frac{\pi}{2\mu}} \cos(\phi_x + \phi_c) [C(x_2) - C(x_1)] \\ &\quad + \frac{A}{2} \sqrt{\frac{\pi}{2\mu}} \sin(\phi_x + \phi_c) [S(x_2) - S(x_1)] \end{aligned} \quad (3)$$

ここで、 x_1, x_2, ϕ_x は各々次式で与えられる。

$$\begin{aligned} x_1 &= \sqrt{\frac{2\mu}{\pi}} \left\{ -\frac{1}{\mu} \left[\omega_c + \frac{1}{2}\mu(t+T) \right] \right\} \\ x_2 &= \sqrt{\frac{2\mu}{\pi}} \left\{ -\frac{1}{\mu} \left[\omega_c - \frac{1}{2}\mu(t+T) \right] \right\} \\ \phi_x &= \frac{1}{\mu} \left(\omega_c + \frac{1}{2}\mu t \right) \left(\omega_c - \frac{1}{2}\mu t \right) \end{aligned} \quad (4)$$

また、 $C(x)$ と $S(x)$ は、各々次式で定義されるフレネル積分関数である。

$$\begin{aligned} C(x) &= \int_0^x \cos\left(\frac{\pi}{2}y^2\right)dy \\ S(x) &= \int_0^x \sin\left(\frac{\pi}{2}y^2\right)dy \end{aligned} \quad (5)$$

チャープ信号が無線周波数帯で伝送される場合、中心角周波数 ω_c は掃引周波数幅 μT と比較して十分に高いと考えられるので、式(4)より $x_1 \approx x_2$ の近似が成立する。このとき、式(3)中の第2項および第3項はともにゼロとみなすことができ、次式を得る。

$$s(t) \approx \frac{A}{\mu t} \sin\left[\frac{1}{2}\mu(T+t)t\right] \cos(\omega_c t + \phi_c) \quad (6)$$

(2) $0 \leq t \leq T$ の場合

上記(1)と同様にして、次式で表される。

$$\begin{aligned} s(t) &= \int_{t-T/2}^{T/2} c(\tau)h(t-\tau)d\tau \\ &= \frac{A}{\mu t} \sin\left[\frac{1}{2}\mu(T-t)t\right] \cos(\omega_c t + \phi_c) \end{aligned} \quad (7)$$

(3) $t \leq -T, t \geq T$ の場合

$$s(t) = 0 \quad (8)$$

以上より、情報1ビットに対するマッチドフィルタ出力における信号波形 $s(t)$ は、包絡線がビットタイミング点、すなわち $t=0$ に対して対称な $\sin(x^2)/x$ の形状を有し、更に位相情報 ϕ_c をもつ角周波数 ω_c の正弦波に基づいて振動する波形となる。ビットタイミング点における包絡線の振幅値は、上記(1)、(2)ともに $t \rightarrow 0$ の極限として定義することができ、次式で与えられる。

$$\lim_{t \rightarrow 0} \frac{A}{\mu t} \sin\left[\frac{1}{2}\mu(T \pm t)t\right] = \frac{AT}{2} \quad (9)$$

3. システム構成

本章では、チャープを適用したスプレッドアロハ方式のシステム構成を示し、各部における信号処理過程、特に前章で触れなかった蓄積一括復調に焦点を絞って述べた後、最終的に得られるベースバンド信号の波形から動作を確認する。

3.1 システムの全体構成

図1は、1組の変調部と復調部を対向させた通信形

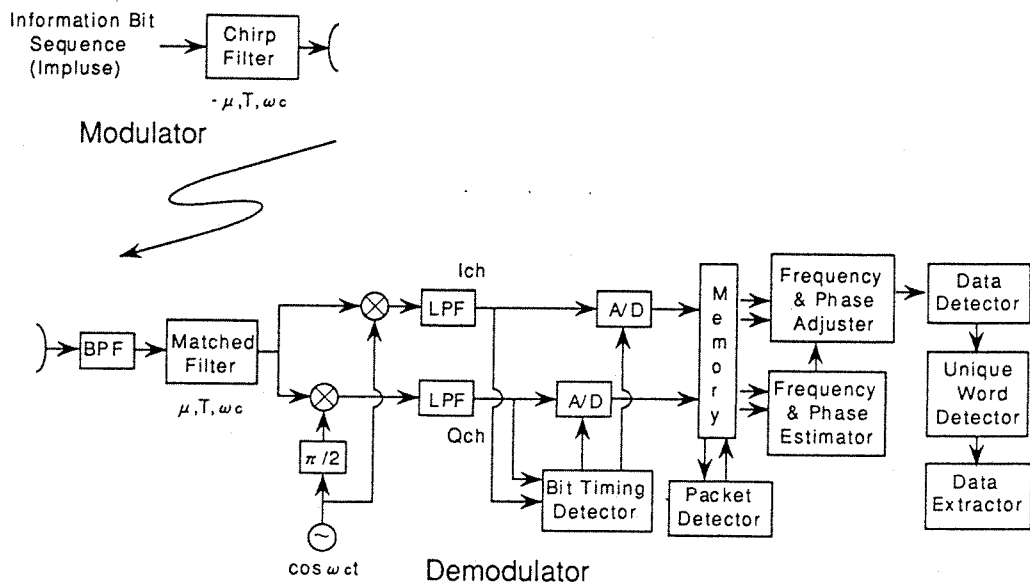


図 1 チャープを用いたスプレッドアロハ方式のシステム構成

Fig. 1 Overall configuration of spread-ALOHA system using chirp.

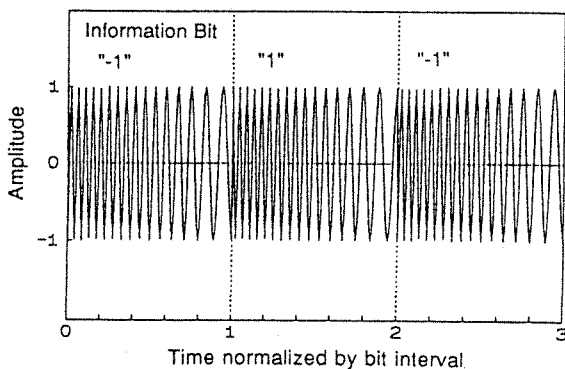


図 2 変調部からの出力チャープ信号

Fig. 2 Chirp signal transmitted from modulator.

態を想定して、チャープを適用したスプレッドアロハ方式のシステム構成を示したものである。同図中の各部の動作は、以下のとおりである。

(1) 変調部

① 位相情報をもつチャープ信号の送出

変調部の主要構成要素はチャープフィルタである。情報ビットを {1, -1} の値をもつインパルス信号として発生し、それをチャープフィルタに入力することにより、図 2 に示すような位相成分 $\{0, \pi\}$ を情報としてもつチャープ信号を出力する。

(2) 復調部

① マッチドフィルタを用いたビットの時間圧縮

受信信号に対して、まず帯域通過フィルタにより帯域外雑音成分が除去された後、チャープマッチドフィ

ルタを用いた相関処理が行われる。マッチドフィルタ出力における波形は $\sin(x^2)/x$ に類似した包絡線を持ち、チャープフィルタの中心角周波数 ω_c の正弦波に従って振動する。この相関処理により、伝送路上で衝突していた各パケットは、時間軸上で圧縮され、個々のビットを互いに分離することが可能となる。

② 準同期検波に基づくベースバンド信号の生成

マッチドフィルタからの出力信号に対して、固定基準搬送波を用いた準同期検波を実行することにより、直交する 2 系列のベースバンド信号を得る。一般に、準同期検波では、マッチドフィルタからの出力信号の搬送波と固定基準搬送波との間に周波数および位相のオフセットが存在するため、ベースバンド信号は低周波で振動する。これらベースバンド信号を用いて、ビットタイミングが抽出される。すなわち、直交するベースバンド信号の 2 乗和をとり、位相成分が除去された振幅成分のみの信号を得た後、リミッタを用いてしきい値検出を行うことにより、ビットタイミングの抽出を行う。各ベースバンド信号は、抽出されたビットタイミングに基づいてサンプリングされ、メモリに蓄積される。一定の周期でメモリに連続的にデータが蓄積された場合、パケットが存在すると判断して、パケットの位置を検出する。

③ 蓄積一括復調

ビットタイミングに従ったサンプリングによりメモリ内に蓄積されたデータのうち、パケットを構成する

と判定されたベースバンド信号のサンプリングデータに対して、蓄積一括復調のアルゴリズムを用いて、準同期検波により生ずる周波数および位相のオフセット量を推定する。更に、その推定結果に基づきサンプリングデータを補正することによって、所望パケットに対するデータの復調を行う。

④ 情報ビットの抽出

復調されたデータ中からユニークワードを検出して、位相不確定性を除去し、ユニークワードに引き続く情報ビットを抽出する。

なお、図1では、1組の変調部と復調部からなる通信形態を想定したが、それら変調部と復調部が複数の場合、すなわち1対n若しくはn対nの通信形態に対しても、上記システムは適用できる。その種の通信形態においては、蓄積一括復調の信号処理において、受信されたパケットごとに周波数および位相のオフセット量を推定し、補正する必要がある。パケット信号を構成するサンプリングデータは、時間的に分離しているため、基本的に単一のハードウェアを用いた時分割的な信号処理の適用が可能である。また、通常のパケット通信と同様に、情報ビット中に識別コードを付加することによって、個々の復調部において復調すべきパケットを抽出することができる。更に、変調部におけるチャープフィルタおよび復調部におけるマッチドフィルタは、数百MHz～数GHzといった無線周波数帯域信号を直接処理するSAW(表面弾性波)素子によって実現でき、ハードウェアの小型化が期待できる。

3.2 蓄積一括復調

図3は、蓄積一括復調部の構成を示したものである。マッチドフィルタからの出力信号は、情報に関する位相成分{0, π}を含むため、まず蓄積したデータを2通倍することにより、位相成分を除去する。2通倍処理により得られたデータ系列は、準同期検波の際に生ずる周波数オフセットの2倍の周波数成分を含むので、FFT処理を行い、最大値を検出し、更に高精度周波数決定法を用いてFFTのメッシュよりも高い精度で、周波数および位相を推定する。ここで得られた推定値は周波数オフセットの2倍となるので、1/2倍する。同期検波と同様に生じる{0, π}の位相不確定性は、引き続きユニークワード検出によって除去される。

なお、蓄積一括復調部への入力データ系列は、あらかじめビットタイミングでサンプリングされたデータであるため、サンプリング定理より、周波数オフセットΔfとビットレートf_bとの間に、以下の関係が成立

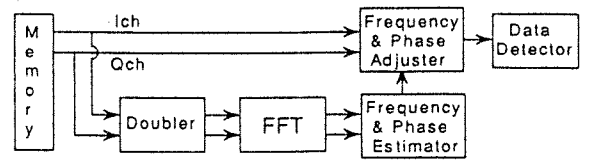


図3 蓄積一括復調部の構成
Fig.3 Configuration of block demodulator.

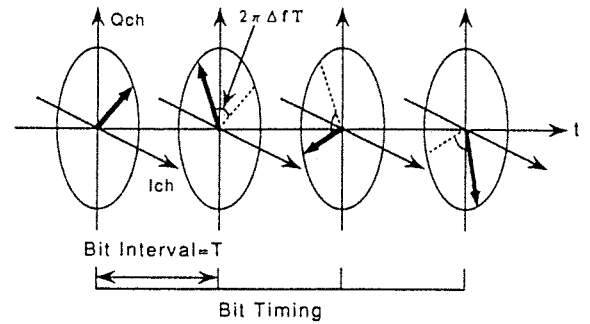


図4 周波数オフセットΔf存在時のマッチドフィルタからの出力信号の位相
Fig.4 Phase of output signal from matched filter with frequency offset Δf.

することが条件となる。

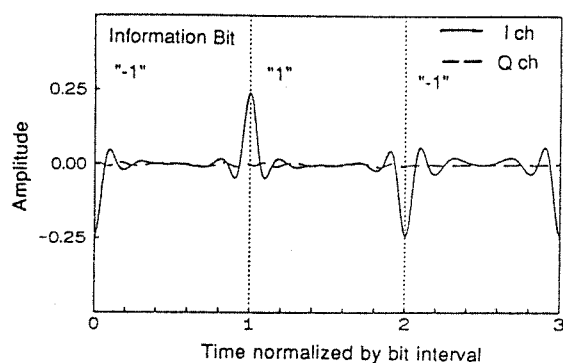
$$|2\Delta f| = \frac{f_b}{2} \tag{10}$$

準同期検波における固定基準搬送波とマッチドフィルタ出力信号の搬送波との間に周波数オフセットΔfが存在する場合、マッチドフィルタからの出力信号の位相は、図4に示すように、ビットタイミングごとに2πΔfTずつ回転することになる。このため、ビットタイミングに従ってサンプリングされたデータに基づき周波数と位相の推定を行う場合、式(10)の条件下において周波数オフセットΔfが検出されることになる。

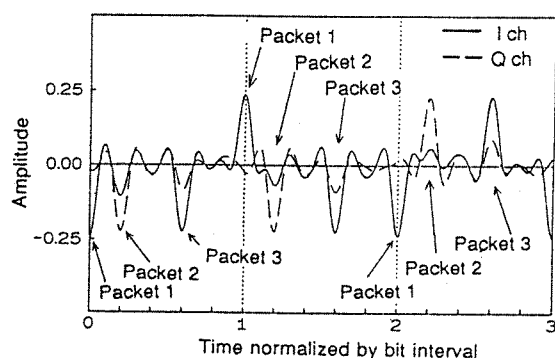
3.3 復調ベースバンド信号

周波数軸上および時間軸上において衝突したパケット信号の分離が可能であることを示すために、チャープマッチドフィルタからの出力信号に周波数ならびに位相の補正を施した後に得られる復調ベースバンド信号の波形を示す。

図5(a)は、単一パケットに対する復調ベースバンド信号の波形を示したものである。但し、雑音なしの状態を仮定している。同図より、マッチドフィルタに基づく相関処理により、個々のビットに対する時間的な圧縮が行われていることが確認される。また、ビットタイミングにおけるベースバンド信号の正負の極性を判定することにより、情報ビットが復調されることがわかる。



(a) Single packet



(b) Multiple packets

図5 復調ベースバンド信号の波形

Fig. 5 Waveform of demodulated baseband signal.

一方、図5(b)は、チャープの周波数掃引速度 μ 、中心角周波数 ω_c および掃引時間 T がともに等しく、タイミングのみが異なる複数のパケットが同時に伝送された状態におけるベースバンド信号の波形を示したものである。但し、パケット1に対するデータに基づき、周波数と位相の補正を実行している。同図より、各パケットは伝送路上で衝突しているにもかかわらず、受信タイミングの相違により、個々のパケットの分離が可能であることがわかる。また、所望パケットであるパケット1と干渉パケットであるパケット2、3の間には位相差が存在するため、それらの干渉パケットは、パケット1に対するビットタイミング点において、直交するチャネルへの漏込みが大きくなっている。

4. 特性評価

本章では、各種条件下を対象に、計算機シミュレーションを行うことにより得られたビット誤り率 (BER) 特性について、定量的な評価を加える。表1は、特性評価に用いた各諸元をまとめたものである。なお、

表1 計算機シミュレーションの諸元

項目	諸元
パケット長 L [bit]	128
ビットレート f_b	1
サンプリング周波数 f_s	256
雑音の種類	加法性白色ガウス雑音
チャープフィルタ	
中心周波数 f_c	32
掃引周波数幅 B	16
掃引時間 T	1
処理利得 TB	16
受信 BPF	
中心周波数	32
通過域	24~40
阻止域	0~16, 48~128
LPF	
通過域	0~8
阻止域	16~128

但し、 $f_c = \omega_c / 2\pi$, $B = \mu T / 2\pi$.

本論文においては、チャープを適用したスプレッドアラホ方式の基本的特性を取得、評価することを主目的としたので、同表に示すように、計算機シミュレーションに要する計算時間等を考慮にいて、各諸元は比較的小さな値に設定されている。

以下では、時間および周波数は、すべてビットレートで正規化して表すと共に、ビットタイミング再生、パケット検出および搬送波推定の際に生じる位相不確定の除去は、理想的に行えるものと仮定する。

4.1 連続波(CW)による干渉特性

図6は、チャープを適用したシステムにおける1ビット当りの信号エネルギー対雑音電力密度比 (E_b/N_0) 対ビット誤り率 (BER) 特性と2相PSKシステムにおける特性を、CW干渉波の有無に対して示したものである。同図において、CW干渉波の周波数は、チャープ信号の中心周波数に一致しており、干渉量を示す希望波電力対干渉波電力比 (CIR) として $-3 \sim 3$ dB を想定している。

同図より、干渉波なしの場合、チャープを適用したシステムの特性値と2相PSKの理論値を比較すると、 E_b/N_0 が 0 dB 以下の範囲において若干の BER 劣化が確認されるものの、全体としてよく一致しており、提案システムが2相PSKと同等の BER 特性を達成

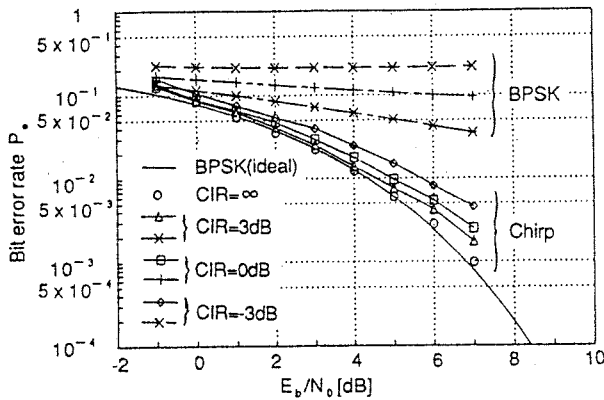


図 6 CW 干渉存在時の E_b/N_0 対 BER 特性
Fig. 6 Relation between E_b/N_0 and BER as a parameter of CIR.

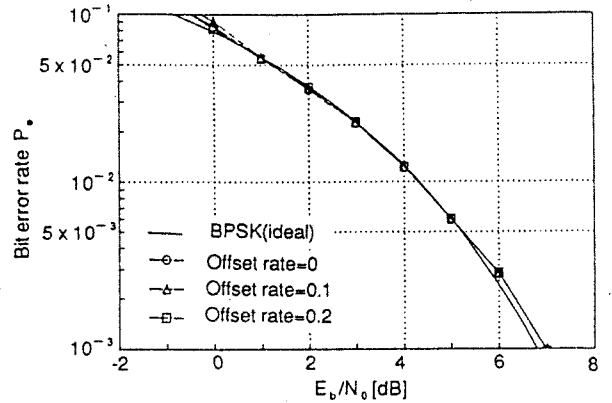


図 8 周波数オフセット存在時の E_b/N_0 対 BER 特性
Fig. 8 Relation between E_b/N_0 and BER as a parameter of frequency offset.

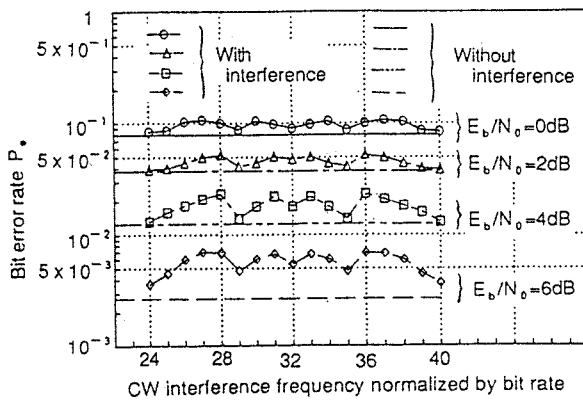


図 7 CIR=0 dB における CW 干渉特性
Fig. 7 Relation between CW interference frequency and BER as a parameter of E_b/N_0 under the condition of CIR=0 dB.

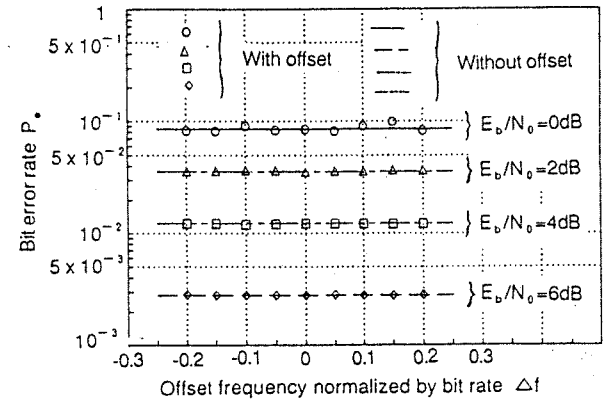


図 9 周波数オフセット対 BER 特性
Fig. 9 Relation between frequency offset and BER as a parameter of E_b/N_0 .

することがわかる。 E_b/N_0 が 0 dB 以下の範囲における BER の劣化要因としては、雑音電力の増加に伴う周波数推定誤差への影響が挙げられる。また、CW 干渉波が存在する場合、チャープシステムでは、周波数拡散の効果により、2 相 PSK の場合と比較して十分な耐干渉性が得られている。

図 7 は、CIR=0 dB を対象に、CW 干渉波の周波数を変化させた場合の BER 特性を示したものである。同図において、 E_b/N_0 が高くなるに従い、CW 干渉波の周波数変化に伴い BER の変動が大きくなるのがわかる。CW 干渉波の周波数変化に伴う BER の変動は、マッチドフィルタの周波数応答の形状に依存する。また、チャープによる処理利得は、掃引時間 T と掃引周波数幅 B との積である TB で定義されるが、 TB が十分大きい場合、チャープマッチドフィルタの周波数応答は、掃引周波数の帯域でほぼ一定となる。以上から、

干渉波周波数に依存した BER 特性の変動は、 TB を大きく設定することによって抑圧される。

4.2 オフセット周波数特性

図 8 は、準同期検波に用いる固定基準搬送波とマッチドフィルタ出力信号の搬送波との間に周波数オフセット Δf が存在する場合の E_b/N_0 対 BER 特性を、ビットレートで正規化した周波数オフセットをパラメータとして示したものである。同図より、周波数オフセット Δf に伴うビット誤り率の劣化は認められず、2 相 PSK の理論値に極めてよく一致していることがわかる。これは、周波数オフセット Δf が、ビットタイミング点におけるマッチドフィルタ出力信号の包絡線振幅値に影響を与えず、周波数および位相に対する推定および補正が良好に行われていることを示している。

図 9 は、周波数オフセット Δf が存在する場合の BER 特性に関して、横軸をビットレートで正規化した

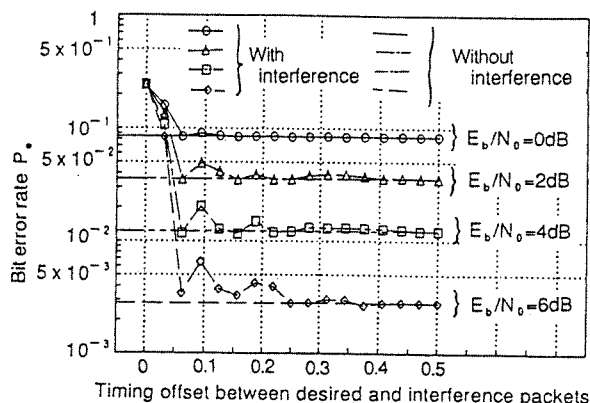


図 10 単一干渉パケットによる所望パケットの BER 特性

Fig. 10 Timing offset between desired packet and single interference packet vs. BER performance as a parameter of E_b/N_0 .

周波数オフセットとして示したものである。同図より、 $E_b/N_0=0$ dB 時において周波数オフセット Δf の変化に伴い BER の変動が認められる。この原因として雑音電力の増加による周波数および位相の推定誤差の発生が考えられる。なお、高い E_b/N_0 の状態においては、周波数と位相の補正が良好に実行されている。

4.3 パケット衝突による干渉特性

図 10 は、チャープの周波数掃引速度 μ 、中心角周波数 ω_c および掃引時間 T がともに等しい 2 個のパケット(所望パケットと干渉パケット)が衝突したときの BER 特性を示したものである。同図において、横軸は所望パケットと干渉パケットとのビットタイミングのズレをビット周期、すなわち掃引時間 T で正規化したものである。図 10 より、パケットが完全に衝突する近傍において BER の劣化が著しいものの、完全衝突のタイミングから離れるに従って、BER の劣化が急激に減少することがわかる。具体的に記述すると、所望パケットのビットタイミング点に、 $\sin(x^2)/x$ の形状を有する、干渉パケットの復調ベースバンド信号のメインローブが存在するズレの範囲において、BER は大きく劣化するが、干渉パケットの復調ベースバンド信号のメインローブが離れるに従って BER は良好になる。

図 11 は、 $E_b/N_0=4$ dB における所望パケットと 2 個の干渉パケットが存在するときの BER 特性を示したものである。同図より、二つの干渉パケットのいずれか一方または両方が、所望パケットと完全に衝突する近傍において BER の劣化が著しいものの、所望パケットのビットタイミング点から、二つの干渉パケットの復調ベースバンド信号のメインローブが離れるに従っ

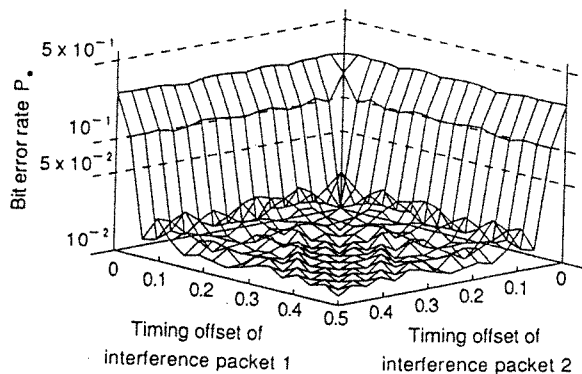


図 11 $E_b/N_0=4$ dB における二つの干渉パケットによる所望パケットの BER 特性

Fig. 11 Timing offset between desired packet and two interference packets vs. BER performance at $E_b/N_0=4$ dB.

て、パケット衝突による BER の劣化は急激に減少する。この結果は、干渉パケットが 3 個以上の場合に対しても成り立つものと考えられる。従って、掃引周波数幅 B を十分大きく設定し、ベースバンド信号のメインローブ幅を狭くすることにより、パケットの多重度の増大を図ることができることになる。

5. むすび

チャープ信号の位相成分に情報を付加することによりデータ伝送を可能とし、チャープを用いて連続的に周波数を拡散するスプレッドアロハ方式を提案し、準同期検波と蓄積一括復調の組合せに基づくシステム構成ならびに各部における信号処理過程を明確にした。また、計算機シミュレーションを用いて、各種条件下におけるビット誤り率を導出し、定量的な評価を行った。

特性評価の結果、提案システムは、以下の特徴を有することが明らかになった。

- ① チャープの周波数拡散により、優れた耐干渉性を有する。
- ② 蓄積一括復調による、周波数と位相に対する良好な補正が可能である。
- ③ 相関処理に基づくビット圧縮により、多重パケットの伝送が可能である。

以上より、「チャープを適用したスプレッドアロハ方式は基本的に実現可能であり、周波数拡散に基づく種々の優れた特徴を有する」と結論づけられる。

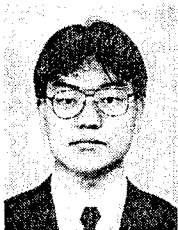
なお、本論文では、本質となる信号処理過程に焦点を絞って述べ、パケット検出、ビットタイミング再生および搬送波推定における位相不確定の除去について

は、理想的に行えるものと仮定した。これらの機能は、パケット不検出、誤検出確率およびタイミングジッタに関係しており、総合の BER 目標に対する、それらの劣化要因の寄与を考慮する必要がある。従って、今後は、設計目標を設定して、それら機能について検討を進める予定である。

文 献

- (1) Abramson N.: "SPREAD ALOHA FOR VSAT's", ALOHA SYSTEM Technical Report, B 86-4, University of Hawaii, Honolulu (June 1986).
- (2) Kajiwara A. and Nakagawa M.: "Direct-Sequence Spread-Spectrum Demodulator Using Block Signal Processing", IEICE Trans., E74-5, pp. 1108-1114 (May 1991).
- (3) 市川武男, 吉田 宗, 高畑文雄: "直接拡散スプレッド・アロハ用蓄積一括復調方式の設計と特性", 信学技報, SAT92-71 (1993-01).
- (4) Cook C.E.: "Pulse Compression - Key to More Efficient Radar Transmission", Proc. IRE, 48, 3, pp. 310-316 (March 1960).
- (5) 南雲正彦, 稲村賢治, 尾崎高弘, 高畑文雄: "低 C/N 用 PSK 蓄積一括復調方式の一構成法", 信学技報, SAT90-14 (1990-06).
- (6) 本多輝彦, 小林英雄: "PSK 信号の計算的復調法に関する検討", 信学技報, CS87-109 (1987-10).
- (7) 田部井誠, 上田光宏: "FFT を用いた高精度周波数決定法", 信学論(A), J70-A, 5, pp. 798-805 (1987-05).

(平成 5 年 3 月 12 日受付, 7 月 6 日再受付)



榎本 大

平 3 早大・理工・電子通信卒。現在、同大学院修士課程在学中。デジタル衛星通信の研究に従事。



高畑 文雄

昭 47 早大・理工・電気通信卒。昭 49 同大学院修士課程了。同年国際電信電話(株)入社。昭 63 早稲田大学理工学部教授。デジタル衛星通信関連技術の研究に従事。工博。IEEE 会員。

笹森 文仁 吉田 崇 高畑 文雄
 Fumihito SASAMORI Takashi YOSHIDA Fumio TAKAHATA
 早稲田大学理工学部
 Waseda University

1. まえがき

ALOHA方式に周波数拡散技術を適用したspread ALOHA方式⁽¹⁾では、複数のパケットが伝送路上で、時間的および周波数的に衝突しても、マッチドフィルタを用いて逆拡散することにより、逆拡散後のパケットの占有時間幅が短くなることから、個々のパケットの復調が可能である。本稿では、7チップの拡散符号(1110010)を仮定して、spread ALOHA方式と従来広く用いられてきたslotted ALOHA方式を、スループットの観点から比較・評価する。

2. モデルの設定

各送信局からのパケットの生起確率は等しくかつ互いに独立で、その生起分布はポアソン分布に従う。ビット誤りを含むパケットは、誤り検出符号により検出できるものとし、ビットの再送は、伝搬遅延を無視し、誤り検出直後から有限時間(M)内に行うものとする。ここで、伝送パケットのビット誤り率(BER)として、干渉パケット数をパラメータとした場合の、 E_b/N_0 に対するBERを示した図1の特性⁽²⁾を用いる。但し、同図は逆拡散後の個々のパケットが1チップを単位として分離している場合の特性を示しており、同一チップ内に存在するパケットの復調は不可能と仮定している。なお、spread ALOHAとslotted ALOHAの両方式の特性を最大限に発揮できる適当なMの値として、パケット長の20倍の時間を設定する。スループットは、新規ならびに再送パケットの伝送路における生起確率に基づく理論計算により算出する。但し、再送パケットの生起確率が高くなり、システムの処理能力を超えると、情報が生じるので、再送パケット数の制限を行う必要がある。本論文計算では、1/10の確率で再送パケットは破壊され、再送されないものと仮定した。

3. ピーク送信電力の低減

図2は、両方式の所要周波数帯域を同一にすることを条件に、spread ALOHA方式におけるパケットに対して、周波数拡散に加えて、時間拡散を施した場合の、両方式におけるパケットの占有時間幅および占有周波数帯域を示したものである。干渉パケットの影響を受けない理想的な場合には、衝突確率を増加させることなく、ピーク送信電力を低減させることが可能である。

図3は、パケットの平均生起確率に対するスループット特性に関して、両方式を比較したものである。同図より、spread ALOHA方式におけるスループット特性は、伝送路上の E_b/N_0 が10[dB]のときには、slotted ALOHA方式よりも劣化しているのに対して、 E_b/N_0 が12[dB]のときには、slotted ALOHA方式とほぼ同等になることがわかる。これは、spread ALOHA方式では、 E_b/N_0 が12[dB]のように高くなれば、拡散符号の自己相関特性に伴う干渉パケットのBERに対する影響が、無視できる程度に減少することに起因した結果である。

従って、7チップの拡散符号を用いた場合、 E_b/N_0 が12[dB]より高い伝送条件下では、spread ALOHA方式はslotted ALOHA方式と比較して、スループットを一定に保ったまま、ピーク送信電力を1/7に低減できると結論づけることができる。

4. スループットの向上

図4は、両方式の所要周波数帯域と電力密度を同一にすることを条件に、slotted ALOHA方式におけるパケットの時間幅を短縮した場合の、両方式におけるパケットの占有時間幅および占有周波数帯域を示したものである。干渉パケットの影響を受けない理想的な状態では、spread ALOHA方式は拡散利得分だけ伝送品質が良好になるため、スループットの向上が見込める。

図5は、パケットの平均生起確率に対するスループット特性に関して、両方式を比較したものである。両方式における所要周波数帯域を同一にすることを条件とするために、slotted ALOHA方式のパケット長を1/7に短縮、すなわち伝送速度を7倍に増大して、かつ電力密度を同一にすることを条件としているので、slotted ALOHA方式における E_b/N_0 は、spread ALOHA方式の E_b/N_0 に対して8.5[dB]($=10 \log_{10} 7$)だけ減少した特性が比較の対象となる。すなわち、同図におけるspread ALOHA方式の E_b/N_0 に関するパラメータ値16および17[dB]は、各々slotted ALOHA方式におけるパラメータ値7.5および8.5[dB]に対応する。

同図より、spread ALOHA方式におけるスループット特性は、伝送路上の E_b/N_0 が17[dB]のときには、slotted ALOHA方式とほぼ同等であるが、 E_b/N_0 が16[dB]に下がると、優位になることがわかる。これは、両方式間の E_b/N_0 に8.5[dB]の差が存在するため、spread ALOHA方式の E_b/N_0 が16[dB]になると、slotted ALOHA方式の E_b/N_0 は7.5[dB]となり、BERの影響を受けやすくなり、再送パケットが増大することによってスループットが低下することに起因した結果である。

従って、7チップの拡散符号を用いた場合、 E_b/N_0 が17[dB]より低い伝送条件下では、spread ALOHA方式は、slotted ALOHA方式と比較して、ピーク送信電力を一定に保ったまま、スループットを向上できると結論づけることができる。

5. あとがき

スループットの観点から、spread ALOHA方式とslotted ALOHA方式を比較して、spread ALOHA方式における特性が良好となる条件を明らかにした。今後は、シミュレーションにより理論特性との比較検討を行うとともに、拡散符号を各種変化させた場合の特性評価を行う予定である。

[参考文献]

- (1) N. Abramson: "SPREAD ALOHA FOR VSAT's", ALOHA SYSTEM Technical Report B86-4, University of Hawaii, Honolulu (June, 1986).
- (2) 市川, 吉田, 高畑: "直接拡散スプレッド・アロハ方式の特性と設計", 平5 信学春全大, B-194(1993).

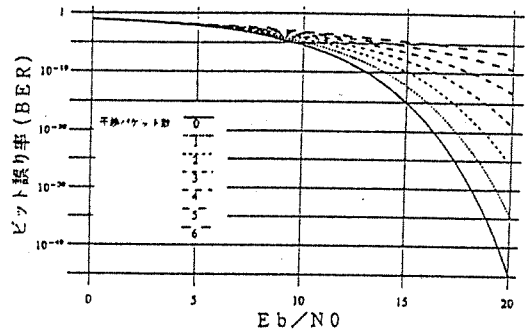


図1 spread ALOHA方式におけるビット誤り率特性

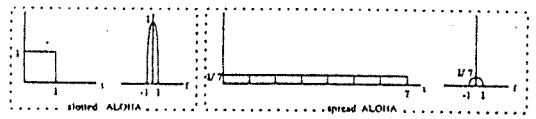


図2 所要帯域を同一にするために、spread ALOHA方式におけるパケットに周波数拡散と時間拡散を加えた場合の、時間領域および周波数領域におけるパケット構成

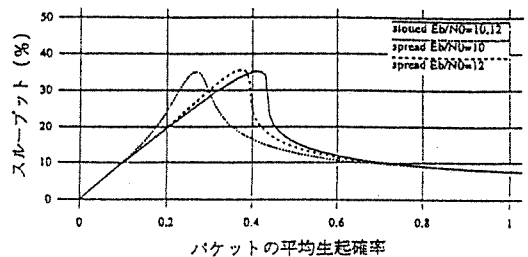


図3 スループット特性 (その1)

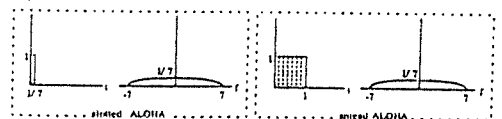


図4 所要帯域と電力密度を同一にするために、slotted ALOHA方式におけるパケット長を短縮した場合の、時間領域および周波数領域におけるパケット構成

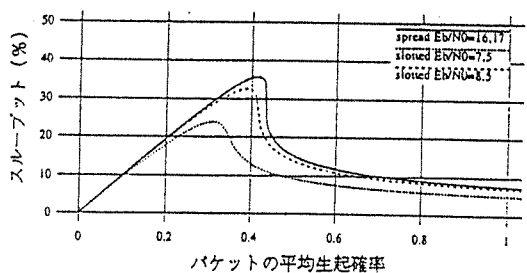


図5 スループット特性 (その2)

直接拡散スプレッド・アロハ方式における 多重パケット検出について

吉田 崇 高畑 文雄

早稲田大学 理工学部

〒169 東京都新宿区大久保 3-4-1

早稲田大学理工学部電子通信学科

高畑研究室 (55N-09-02B)

36x6
216x6
あらまし、アロハにスペクトラム拡散技術を適用した直接拡散スプレッド・アロハ方式がランダムアクセス方式である点を考慮して、同一の拡散符号により周波数拡散され、かつ伝送路上で衝突した複数のパケット信号を、マッチドフィルタを用いて、同時に復調する機能を検討する。特に、理論解析を中心に、複数のパケット信号を同時に受信する際に問題となるパケット検出特性を導出し、定量的評価を加えるとともに、パケット検出部の設計について議論する。

和文キーワード スプレッド・アロハ／スペクトラム拡散／マッチドフィルタ／パケット検出

Detection of multiple packets in Direct Sequence Spread ALOHA system

Takashi YOSHIDA Fumio TAKAHATA

Waseda University

School of Science and Engineering, Waseda Univ.

TAKAHATA Lab.(55N-09-02B)

4-1 Ohkubo 3-chome, Shinjuku-ku Tokyo 169, Japan

Abstract A demodulator based on quasi-coherent detector and matched filter for a spread ALOHA system using a unified spread spectrum code is discussed in terms of packet detection performance, where multiple packets overlapped in the time domain as well as in the frequency domain are simultaneously received at the demodulator. Packet detection performance obtained mainly by means of theoretical analysis are quantitatively evaluated. Design parameters in packet detector are also derived in terms of packet detection performance.

英文 key words Spread ALOHA/Spread spectrum/Matched filter/Packet detection

1. まえがき

直接拡散スプレッド・アロハ方式⁽¹⁾は、パケット無線通信の代表例であるアロハ方式へ直接スペクトラム拡散を適用した伝送技術である。基本動作は、送信側において拡散符号により周波数拡散されたパケット信号を、受信側においてマッチドフィルタを用いて逆拡散するものである。本方式では、複数のパケット信号が伝送路上で衝突していても、拡散符号が異なっていれば、あるいはマッチドフィルタによる逆拡散の後に衝突していなければ、個々のパケットの分離は可能という特徴を有する。

スプレッド・アロハ方式では、パケット通信が必ずしも実時間処理を必要とせず、かつ拡散符号の初期同期に要する伝送効率の低下を招かないという点で、PSK信号の復調に見られるような蓄積一括復調処理^{(2)~(5)}の採用は、非常に有効であると判断される。周波数拡散されたパケット信号を一括復調に基づき処理する方法も既に提案されている⁽⁶⁾。しかしながら、その適用は1個のパケット信号の復調を目指したものである。

スプレッド・アロハ方式が、アロハ方式へスペクトル拡散を適用したランダム・アクセス方式である点を考慮すると、複数のパケット信号を同時に復調する機能の検討が重要である。また、異なる拡散符号を個々の信号に割り当てることによって、周波数拡散された信号を分離する方式が種々検討されているが、マッチドフィルタによる逆拡散後の信号が時間圧縮されたパルス状の信号に変換されることに着目すれば、同一の拡散符号を用いても、伝送路上で時間的にも周波数的にも衝突した複数のパケット信号を同時に復調することも可能となる⁽⁷⁾。また、同一の拡散符号の使用は復調器の構成を簡単化するという大きな利点を有する。

以上の点を鑑み、同一の拡散符号により周波数拡散されたパケット信号を同時に複数受信する状況において、個々の受信パケット信号を同時に復調する構成について検討する。特に、複数のパケット信号を受信する際に問題となるパケット検出特性に焦点を絞るとともに、特性結果が評価時間に依存する計算機シミュレーションに頼ることなく、理論解析を中心に議論を展開する。

以下、2. において、直接拡散スプレッド・アロハ用多重パケット同時復調器の構成を概説し、3. において、パケット検出部の構成を示した後、理論解析を中心にパケット検出特性を導出・評価し、設計パラメータについて議論する。

2. 復調器の構成

図1は復調器の構成を示したものであり、復調処理の概要は以下の通りである。

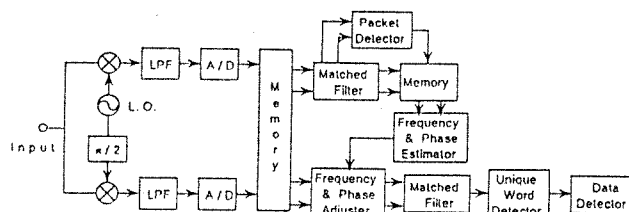


図1 直接拡散スプレッド・アロハ用復調器のブロック図

- ① 準同期検波器によって搬送波成分を取り除かれた受信信号は周波数オフセット(以下、 Δf と略する。)を含んでいるので、周波数と位相の補正を行うためにメモリに蓄えられる。
- ② メモリに蓄えられた信号はいったんマッチドフィルタを用いて逆拡散され、パケット検出およびビットタイミングの推定に用いられる。また、逆拡散された信号はビットタイミングでサンプリングされ、 Δf の推定に用いられる。
- ③ 上記②におけるマッチドフィルタからの出力信号は、 Δf を残したまま逆拡散を行った結果であるので、逆拡散時の相関特性の劣化によってビット誤り率(以下、BERと略する。)が劣化する。この劣化を取り除くために、最終的に実行するデータの復調においては、あらかじめメモリに蓄積しておいたデータに対して周波数および位相の補正を行った後、マッチドフィルタを用いて逆拡散しデータを復調する。
- ④ 上記③で得られた復調データに対して、ユニークワード(以下、UWと略する。)検出を実行して、パケット検出において発生したパケット誤検出を抑圧し、UW後に続く情報ビットの極性を判定する。

3. パケット検出特性

図2はパケット検出部のブロック構成を示したものであり、複数のパケットが同時に受信される状況下でも、各々のパケットが時間的にずれて受信されれば、個々のパケットを分離して検出することができる。ここでは、パケット信号が拡散符号に同期して送信されるものと仮定して、パケット検出特性に関する理論解析を展開する。

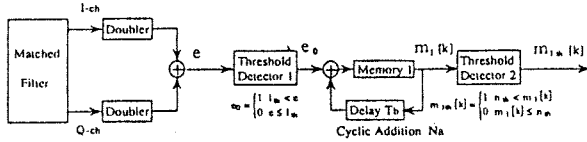


図2 パケット検出部のブロック構成

3.1 信号振幅

一般に搬送波周波数と準同期検波器の周波数は異なっているため、準同期検波後の信号は、図3に示すようにIチャンネル成分 $x_i[n]$ とQチャンネル成分 $x_q[n]$ を有する。同図において、 \vec{X} は信号ベクトル、 Δf は周波数オフセット、 f_b はビットレート、 θ は初期位相差、 L は拡散符号長を意味する。すなわち、準同期検波後の信号には、チップ周期毎に $(2\pi n \Delta f / L f_b + \theta)$ なる位相成分が残る。 $x_i[n]$ と $x_q[n]$ は、各々次式で与えられる。

$$\begin{aligned} x_i[n] &= \frac{1}{L} P N_n DATA_{\lfloor n/L \rfloor} \cos\left(\frac{2\pi \Delta f}{L f_b} n + \theta\right) \\ x_q[n] &= -\frac{1}{L} P N_n DATA_{\lfloor n/L \rfloor} \sin\left(\frac{2\pi \Delta f}{L f_b} n + \theta\right) \end{aligned} \quad (1)$$

ここで、 $\lfloor \cdot \rfloor$ はガウス記号、 $P N_n$ は n チップ目の $P N$ 符号で、データ系列である $DATA_{\lfloor n/L \rfloor}$ 同様、 $\{1, -1\}$ を表している。

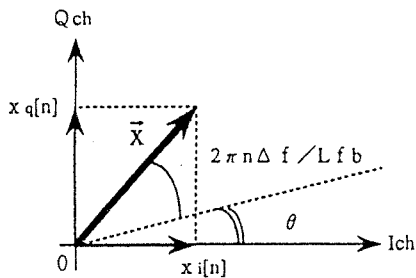


図3 準同期検波後の信号ベクトル

パケット検出部では、IチャンネルとQチャンネルの信号 $x_i[n]$ と $x_q[n]$ をマッチドフィルタに通し、その出力信号を2乗して加算する処理を実行するので、包絡線振幅を2乗した値でパケット検出を実施することになる。まず、信号 $x_i[n]$ と $x_q[n]$ のマッチドフィルタ出力後の信号 $y_i[n]$ と $y_q[n]$ は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} y_i[n] &= \frac{1}{L} \left[\cos\left(\frac{2\pi \Delta f}{L f_b} n + \theta\right) \left\{ \sum_{k=0}^{L-1} P N_k P N_{(n+k)} DATA_{\lfloor \frac{n+k}{L} \rfloor} \cos\frac{2\pi \Delta f}{L f_b} k \right\} \right. \\ &\quad \left. - \sin\left(\frac{2\pi \Delta f}{L f_b} n + \theta\right) \left\{ \sum_{k=0}^{L-1} P N_k P N_{(n+k)} DATA_{\lfloor \frac{n+k}{L} \rfloor} \cos\frac{2\pi \Delta f}{L f_b} k \right\} \right] \\ y_q[n] &= -\frac{1}{L} \left[\sin\left(\frac{2\pi \Delta f}{L f_b} n + \theta\right) \left\{ \sum_{k=0}^{L-1} P N_k P N_{(n+k)} DATA_{\lfloor \frac{n+k}{L} \rfloor} \cos\frac{2\pi \Delta f}{L f_b} k \right\} \right. \\ &\quad \left. + \cos\left(\frac{2\pi \Delta f}{L f_b} n + \theta\right) \left\{ \sum_{k=0}^{L-1} P N_k P N_{(n+k)} DATA_{\lfloor \frac{n+k}{L} \rfloor} \cos\frac{2\pi \Delta f}{L f_b} k \right\} \right] \end{aligned} \quad (2)$$

マッチドフィルタ出力の信号成分の振幅値 S 、すなわち自己相関特性の振幅値 $|g'[n]|$ はマッチドフィルタからの出力信号である $y_i[n]$ と $y_q[n]$ の複素振幅をとることにより次式で与えられる。

$$\begin{aligned} S = |g'[n]| &= \frac{1}{L} \left[L + 2 \sum_{l=1}^{L-1} \left(\sum_{k=0}^{L-l-1} P N_k P N_{n+k} P N_{k+l} P N_{n+k+l} \right) \right. \\ &\quad \left. DATA_{\lfloor \frac{n+k}{L} \rfloor} DATA_{\lfloor \frac{n+k+l}{L} \rfloor} \cos\frac{2\pi \Delta f}{L f_b} l \right]^{\frac{1}{2}} \end{aligned} \quad (3)$$

上式からわかるように、前述した位相成分 $(2\pi n \Delta f / L f_b + \theta)$ は除去される。特に、 $n=0$ すなわち着目パケットのビットタイミング点では、

$$S = |g'[0]| = \frac{1}{L} \left[L + 2 \sum_{l=1}^{L-1} (L-1) \cos\frac{2\pi \Delta f}{L f_b} l \right]^{\frac{1}{2}} \quad (4)$$

となる。

図4は7チップの拡散符号"1110010"を採用し、隣接するビットの極性が等しい場合に対して、ビットタイミングを基準とし、そこからからずれたチップ数 n ($n=0 \sim 6$) をパラメータにとった

場合のビットレートで正規化した周波数オフセット $\Delta f/f_b$ と $|g[n]|$ との関係を示したものである。同図より、 $n=0$ すなわちビットタイミング点においては、周波数オフセットが増加するに従って振幅が次第に減少し、ビットレートに等しい周波数オフセットが存在したとき、振幅は完全に零になることがわかる。 $n \neq 0$ では、 $n=1$ の時が最大の振幅値となる。一方、隣接するビットとの極性が異なる場合、 $n=1$ における振幅は極性が等しい場合の $n=6$ における振幅と等しいという具合に極性が等しい場合における n の順番が逆転した振幅と等しくなる。すなわち、周波数オフセットが存在する場合、このように変動した振幅を用いてパケット検出を行うことになる。

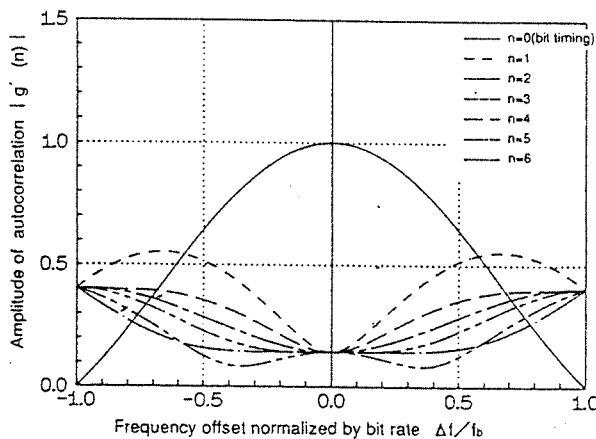


図4 周波数オフセットと自己相関特性の変化 (隣接するビットの極性が等しい場合)

一方、複数のパケット信号を同時に受信した場合、マッチドフィルタ出力の信号成分ベクトルは、各々のパケット信号に対応する信号成分ベクトルの合成ベクトルになる。 $(M+1)$ 個のパケットを同時に受信した場合、マッチドフィルタ出力の信号成分の振幅値 S は次式で与えられる。

$$\begin{aligned}
 S &= |\vec{S}_0 + \vec{S}_1 + \vec{S}_M| \\
 &= \{ |\vec{S}_0|^2 + |\vec{S}_1|^2 + \dots + |\vec{S}_M|^2 \\
 &\quad + 2\vec{S}_0 \cdot (\vec{S}_1 + \vec{S}_2 + \dots + \vec{S}_M) \\
 &\quad + 2\vec{S}_1 \cdot (\vec{S}_2 + \dots + \vec{S}_M) \\
 &\quad \dots + 2\vec{S}_{M-1} \cdot (\vec{S}_M) \}^{1/2} \quad (5)
 \end{aligned}$$

但し、 \cdot はベクトルの内積を表し、次式で与えられる。

$$\begin{aligned}
 \vec{S}_i \cdot \vec{S}_j &= |\vec{S}_i| |\vec{S}_j| \cos(\theta_i - \theta_j) \\
 &= S_i \cdot S_j \cos(\theta_i - \theta_j) \quad (6)
 \end{aligned}$$

また、 \vec{S}_0 は着目パケットの信号成分ベクトル、 \vec{S}_i は i 番目の干渉パケットの信号成分ベクトル、 $(\theta_i - \theta_j)$ は \vec{S}_i と \vec{S}_j との間の位相差を意味する。

次に、マッチドフィルタからの出力信号の振幅 r の確率密度関数 $q_r(r)$ は次式で与えられる。

$$q_r(r) = \frac{r}{N} I_0 \left(\frac{rS}{N} \right) \exp \left(-\frac{r^2 + s^2}{2N} \right) \quad (7)$$

ここで、 N は雑音電力、 $I_0(\cdot)$ は第1種0次の変形ベッセル関数である。

マッチドフィルタからの出力信号の2乗和 e の確率密度関数 $q_e(e)$ は、 $e = r^2$ であり、かつ位相差 θ_i が一様分布することを考慮して、次式で与えられる。

$$\begin{aligned}
 q_e(e) &= \frac{1}{(2\pi)^M} \frac{1}{2N} \int_0^{2\pi} \dots \int_0^{2\pi} I_0 \left(\frac{S(\theta_1, \dots, \theta_M) \sqrt{e}}{N} \right) \\
 &\quad \exp \left(-\frac{e + S(\theta_1, \dots, \theta_M)^2}{2N} \right) d\theta_1 \dots d\theta_M \quad (8)
 \end{aligned}$$

3.2 パケット検出特性

パケット検出部では、マッチドフィルタからの出力信号の2乗和 e を、まず、しきい値判定器1によりしきい値判定する。しきい値判定器1の出力 e_0 が1あるいは0となる確率 P_{e1} および P_{e0} は次式で与えられる。

$$P_{11} = \int_{l_{th}}^{\infty} q_e(e) de, \quad P_{10} = \int_0^{l_{th}} q_e(e) de \quad (9)$$

ここで、 l_{th} はしきい値判定器1のしきい値である。

次に、上記しきい値判定器1からの出力 e_0 は、メモリ1において N_a 回巡回加算され、チップ周期 k 毎 ($k=1 \sim L$) の加算値 $m_1[k]$ に変換される。 $m_1[k]$ がしきい値判定器2におけるしきい値 n_{1h} を越える確率を $P(m_1[k] > n_{1h})$ 、越えない確率を $P(m_1[k] \leq n_{1h})$ とすると、それらの確率は各々次式で与えられる。

$$P(m_1[k] > n_{1h}) = \sum_{i=n_{1h}+1}^{N_a} N_a C_i P_{11}^i(k) P_{10}^{N_a-i}(k) \quad (10)$$

$$P(m_1[k] \leq n_{1h}) = \sum_{i=0}^{N_{1h}} N_a C_i P_{11}^i(k) P_{10}^{N_a-i}(k)$$

但し、上式中の $P_{\varepsilon 1}(k)$ と $P_{\varepsilon 0}(k)$ は、各チップ k 毎における $P_{\varepsilon 1}$ と $P_{\varepsilon 0}$ である。

(10)式中の $P(m_1[k] > n_{th})$ および $P(m_1[k] \leq n_{th})$ は、(5)式まで元をたどれば、着目パケットと干渉パケットのマッチドフィルタ出力である \vec{S}_0 と \vec{S}_i ($i=1 \sim M$) の関数であることがわかる。従って、着目パケット信号 \vec{S}_0 を検討対象した場合、パケット検出部における正検出確率 P_{c0} 、不検出確率 P_{m0} および誤検出確率 P_{f0} は、各々次式で与えられる。

$$\begin{aligned} P_{c0} &= P(m_1[k] > n_{th})|at\vec{S}_0 \\ P_{m0} &= P(m_1[k] \leq n_{th})|at\vec{S}_0 \\ P_{f0} &= P(m_1[k] > n_{th})|at\vec{S}_0 = 0 \end{aligned} \quad (11)$$

上式中の P_{c0} と P_{m0} は、着目パケットが存在するビットタイミングにおいて、各々 $m_1[k]$ が n_{th} を越える確率と越えない確率である。また、 P_{f0} は着目パケットが存在しないにもかかわらず、着目パケットのビットタイミングにおいて $m_1[k]$ が n_{th} を越える確率を意味している。

パケット検出部において発生したパケット誤検出は、その後 UW 検出を実行することにより抑圧される。UW 検出のみを考えた場合の、UW 正検出確率 Q_c 、UW 不検出確率 Q_m 、UW 位相誤検出確率 Q_p は、各々次式で与えられる。

$$\begin{aligned} Q_c &= \sum_{i=0}^{\varepsilon} {}_D C_i \cdot p_b^i (1-p_b)^{D-i} \\ Q_p &= \sum_{i=D-\varepsilon}^D {}_D C_i \cdot p_b^i (1-p_b)^{D-i} \\ Q_m &= 1 - Q_c - Q_p = \sum_{i=\varepsilon+1}^{D-\varepsilon-1} {}_D C_i \cdot p_b^i (1-p_b)^{D-i} \end{aligned} \quad (12)$$

ここで、 p_b はビット誤り率、 D は UW 長、 ε は許容誤りビット数である。

また、情報ビット中、即ちランダムビット中で起こる UW 誤検出確率 Q_f は次式で与えられる。

$$Q_f = \sum_{k=D-\varepsilon}^D {}_D C_k \cdot \left(\frac{1}{2}\right)^D \cdot 2 = \left(\frac{1}{2}\right)^{D-1} \sum_{k=0}^{\varepsilon} {}_D C_k \quad (13)$$

従って、パケット検出と UW 検出における確率を加味することによって、最終的なパケット正検出確率 P_c 、位相誤検出確率 P_p 、不検出確率 P_m 、誤検出確率 P_f は各々次式で与えられる。

$$\begin{aligned} P_c &= Q_c \cdot P_{c0} \\ P_p &= Q_p \cdot P_{c0} \\ P_m &= Q_m \cdot P_{c0} + P_{m0} \\ P_f &= Q_f \cdot P_{f0} \end{aligned} \quad (14)$$

上式に示すように、最終的なパケット誤検出確率 P_f はパケット検出部における誤検出確率 P_{f0} の Q_f 倍 ($0 < Q_f < 1$) に抑圧される。

3.3 特性評価

図5は、周波数オフセット Δf をパラメータとし、しきい値 l_{th} と n_{th} を同じ比率 a で変化させた場合のパケット検出部における不検出確率 P_{m0} を示したものである。同図では、干渉パケット数が最大 ($M=6$) の最悪状況を想定するとともに、BER が 10^{-3} となるように E_b/N_0 を 10 [dB] に設定し、巡回加算回数 N_a を 16 としている。なお、しきい値は、 $l_{th} = a \cdot g^*(0) |_{\Delta f=0} = a$ 、 $n_{th} = \lfloor a \cdot N_a \rfloor$ で与えている。図6は $M=5$ を想定した、パケット検出部における最悪の誤検出確率 P_{f0} を示したものである。図中にはシミュレーション結果も一部示したが、理論結果との良好な一致が確認される。

これらの図より、周波数オフセット Δf が増加するにつれて、パケット検出部における P_{m0} と P_{f0} が共に増加することがわかる。これは、図5に示したように、周波数オフセット Δf の増加によって着目パケットのビットタイミング点における振幅が次第に減衰するとともに、干渉パケットの影響が大きくなることに起因した結果である。

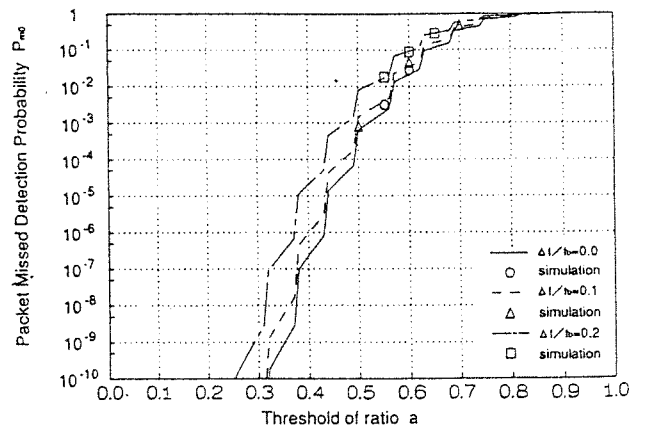


図5 パケット不検出確率の変化 ($E_b/N_0 = 10$ [dB], $M=6$)

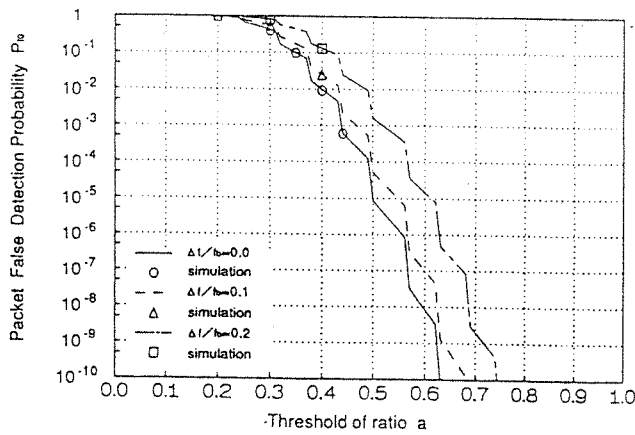


図6 パケット誤検出確率の変化
($E_b/N_0=10$ [dB], $M=5$)

表1は、UW検出によってパケット検出部のパケット誤検出が抑圧されることを考慮して、周波数オフセットが存在しないときの、最終的に得られるパケット不検出確率 P_m およびパケット誤検出確率 P_f が $BER=10^{-3}$ より一桁以上低いという基準を設けて、パケット検出部における2つのしきい値(l_{th} と n_{th})と巡回加算回数 N_s 、UW検出におけるUW長 D と許容誤りビット数 ϵ の値を導出した結果のいくつかの組合せに対して、周波数オフセット Δf を0.1と0.2に変化させたときの P_m および P_f を示したものである。

表1 周波数オフセットに対するパケット不検出確率 P_m および誤検出確率 P_f

(D, ϵ , N_s)	$\Delta f/f_c=0$		$\Delta f/f_c=0.1$		$\Delta f/f_c=0.2$	
	不検出確率 P_m	誤検出確率 P_f	不検出確率 P_m	誤検出確率 P_f	不検出確率 P_m	誤検出確率 P_f
(4, 1, 16)	8.221×10^{-8}	5.478×10^{-8}	1.913×10^{-7}	2.589×10^{-7}	1.228×10^{-7}	5.120×10^{-7}
(4, 1, 32)	6.036×10^{-8}	5.149×10^{-8}	5.498×10^{-8}	9.503×10^{-8}	1.607×10^{-7}	2.504×10^{-7}
(8, 1, 16)	5.227×10^{-8}	2.004×10^{-7}	9.086×10^{-8}	8.122×10^{-8}	5.717×10^{-8}	1.184×10^{-7}
(8, 1, 32)	2.791×10^{-8}	1.629×10^{-7}	2.441×10^{-7}	2.875×10^{-7}	2.874×10^{-7}	5.525×10^{-7}
(16, 2, 8)	6.736×10^{-8}	9.050×10^{-8}	1.431×10^{-7}	1.466×10^{-7}	7.229×10^{-8}	3.592×10^{-7}
(16, 2, 16)	3.169×10^{-8}	2.897×10^{-8}	7.974×10^{-8}	8.560×10^{-8}	8.133×10^{-8}	7.464×10^{-8}
(16, 2, 32)	8.088×10^{-8}	2.579×10^{-8}	6.705×10^{-8}	3.199×10^{-8}	1.567×10^{-7}	3.608×10^{-8}

同表より、 P_m 、 P_f とも、加算回数 N_s を大きくすることによって、周波数オフセットの影響を低減できることがわかる。すなわち、周波数オフセット Δf が存在する状況下では、 N_s を大きくすることが有効であると結論づけることができる。

4. むすび

アロハ方式に直接スペクトラム拡散を適用した直接拡散スプレッド・アロハ方式に関して、同一の拡散符号により周波数拡散されたパケット信号を同時に複数受信する状況下における、パケット検出特性を理論解析を中心に導出した。周波数オフセット Δf が存在しても、設計パラメータ、特に巡回加算回数を適切に設定することによって良好な特性が得られることが明らかになった。

なお、ここでは、理論解析上、パケット信号はチップに同期して伝送されると仮定した。拡散符号長が十分長い場合、この仮定は問題を生じないと判断されるが、一般的にパケットはランダムに送信されるので、正確には無限小の時間間隔での評価が要求される。この場合、理論解析は困難となるので、計算機シミュレーションまたはハードウェアを用いた検討が必要になる。

参考文献

- (1) Abramson N.: "SPREAD ALOHA FOR VSAT's", ALOHA SYSTEM Technical Report, B86-4, University of Hawaii, Honolulu (June 1986).
- (2) 並木淳治: "無線短パケット用蓄積一括復調方式", 信学誌, J67-B, 1, pp. 54-64 (1984-01).
- (3) 大沢智善: "逐次回帰推定法を用いたPSK信号の蓄積一括復調方式", 信学誌, J72-B-1, 6, pp. 504-512 (1989-06).
- (4) 東田康志, 萩原将文, 中川正雄: "PSK信号蓄積一括復調方式におけるタイミング抽出とキャリア推定", 信学誌, J71-B, 4, pp. 540-546 (1988-04).
- (5) 南雲正彦, 稲村賢治, 尾崎高弘, 高畑文雄: "低C/N用PSK蓄積一括復調方式の一構成法", 信学技報, SAT90-14 (1990-06).
- (6) A. Kajiwaru, M. Nakagawa: "Direct-Sequence Spread-Spectrum Demodulator Using Block Signal Processing", IEICE, Trans., E74-5, (May 1991).
- (7) 市川武男, 吉田崇, 高畑文雄: "直接拡散スプレッド・アロハ用蓄積一括復調方式の設計と特性", 信学技報, SAT92-71 (1993-01).

同一の拡散符号を用いたスプレッドアロハ方式の伝送効率

学生員 笹森 文仁[†] 正員 高畑 文雄[†]

Transmission Efficiency of Spread ALOHA System Using Unified Spread Spectrum Code

Fumihito SASAMORI[†], Student Member and Fumio TAKAHATA[†], Member

あらまし 復調側におけるマッチドフィルタからの出力信号の時間圧縮を利用して個々のパケット信号を分離する。同一の拡散符号を用いた直接拡散スプレッドアロハ方式の伝送効率を理論的に導出する手法を示した後、拡散符号長7チップのスプレッドアロハ方式の特性を例示する。伝送効率（チャネルトラヒック特性およびスループット特性）に関して、従来のスロット付きアロハ方式との定量的比較・検討を行い、スプレッドアロハ方式は低いピーク送信電力で良好な特性を確保できることを明らかにしている。

キーワード スプレッドアロハ、スロット付きアロハ、拡散符号、マッチドフィルタ、チャネルトラヒック、スループット

1. まえがき

スペクトル拡散通信は、高い秘とく性、強い耐干渉性などといった、他の通信には見られない優れた特徴を有している。そのため軍用通信や測距・航法などには古くから用いられてきた。最近、半導体技術の発展、符号理論や変復調技術の進歩により再び注目を浴びようになり、その応用範囲も自動車電話、パーソナル通信、無線LAN、GPS、物体識別など多彩に広がるようとしている。

直接拡散スプレッドアロハ方式⁽¹⁾はパケット無線通信の代表例であるアロハ方式へスペクトル拡散を適用した技術である。従来のアロハ方式を用いてパケット通信を実現する場合、取り扱うべきトラヒック量が増大するとパケットの衝突確率を下げるために短時間でパケット信号を送信する必要があり、同一の伝送品質を得ようとすれば、ピーク送信電力を高くしなければならない（間欠的な通信が行われるパケット通信では、パケット信号を送信する期間においてのみ瞬時的な電力が必要となるので、ここではピーク送信電力と呼ぶこととする）。一方、直接拡散スプレッドアロハ方式では、拡散符号によりパケット信号が周波数軸上で拡散されるため、信号電力密度が小さくなり、更に時

間軸上で伸長を行えばピーク送信電力を低減することができる。

上記利点を解明すべく、従来の純アロハ（pure ALOHA）方式ならびにスロット付きアロハ（slotted ALOHA）方式へスペクトル拡散技術を適用したスプレッドアロハ方式の伝送効率に関する研究が近年盛んに報告されている^{(2)~(6)}。それら方式は、異なる拡散符号系列を用いてパケット信号を識別することによって伝送効率を高める手段を採用しており、異なる拡散符号で周波数拡散されたパケット信号同士の干渉によって生じるビット誤りの劣化に関する検討もなされている⁽⁶⁾。

一方、同一の拡散符号系列を採用しても、パケット信号が復調側におけるマッチドフィルタを用いた逆拡散によってパルス状の時間圧縮された信号に変換されることに着目すれば、パケット信号を構成する個々のビットを分離することが可能である。また、使用する拡散符号列に対応した単一の設備（送信側では拡散変調部、受信側では拡散復調部）のみを用意すればよいことからハードウェア構成が簡素化されると共に、不特定多数のユーザ間の通信が容易に実現できるという利点も生じる。逆拡散後におけるパケット分離という非常に単純な上記処理に基づくスプレッドアロハ方式に関して、装置構成などのハードウェア的側面からの検討が行われているが、その有効性を評価する上で伝送効率を明らかにすることも重要な課題である。

[†] 早稲田大学理工学部電子通信学科，東京都
School of Science and Engineering, Waseda University, Tokyo,
169 Japan

以上の点をかんがみ、同一の拡散符号を用いたスプレッドアロハ方式の伝送効率を明らかにすべく、複数のパケット信号の衝突に起因するビット誤りの劣化特性を導入すると共に、従来のスロット付きアロハ方式における伝送効率との定量的比較・評価を実施した。その結果、スプレッドアロハ方式は低いピーク送信電力でも高い伝送効率を得られることが明らかとなった。この事実は、同一の拡散符号を用いることと相まって、アンテナや電力増幅器などの無線設備の小型化と直結するという点から重要な知見である。

以下、2.において同一の拡散符号を用いた直接拡散スプレッドアロハ方式の原理を述べ、3.においてスロット付きアロハ方式の特性と比較する際のトラヒックモデルを示す。次に、4.においてチャネルトラヒックとスループットの理論的導出を示した後、5.においてそれら特性の評価を行い、スプレッドアロハ方式が有効となる伝送条件を明らかにする。

2. 直接拡散スプレッドアロハ方式の原理

図1は直接拡散スプレッドアロハ方式の動作原理を

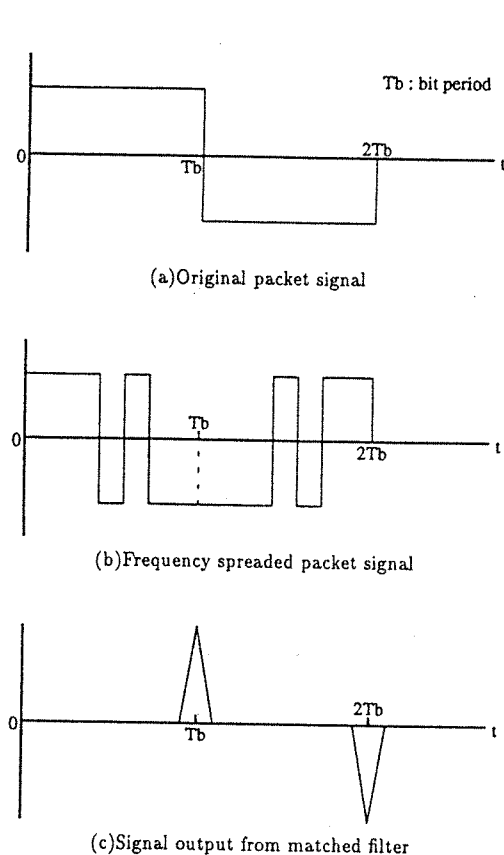


図1 直接拡散スプレッドアロハ方式の動作原理
Fig. 1 Direct sequence spread ALOHA system.

示したものである。送信側において拡散符号により周波数拡散されたパケット信号は、受信側においてマッチドフィルタにより逆拡散され、拡散符号の鋭い自己相関特性によってビットタイミングごとに時間圧縮されたパルス状の信号に変換される。この信号の極性を判定することにより情報が復調される。

直接拡散スプレッドアロハ方式では、受信パケット信号はマッチドフィルタにより時間圧縮されるため、従来のアロハ方式において受信不可能であった、複数のパケット信号が伝送路上で衝突する場合、すなわち複数のパケット信号が同時に受信される場合においても、互いのパケット信号のビットタイミングがマッチドフィルタ出力において時間的にずれていれば、個々のパケット信号を分離して復調することが可能になる。

直接拡散スプレッドアロハ方式は、従来のアロハ方式に比べて、以下に示す二つの点で優れた特性を有する。

(1) パケット衝突確率の抑圧

図2(b)に示すように、周波数拡散されたパケット

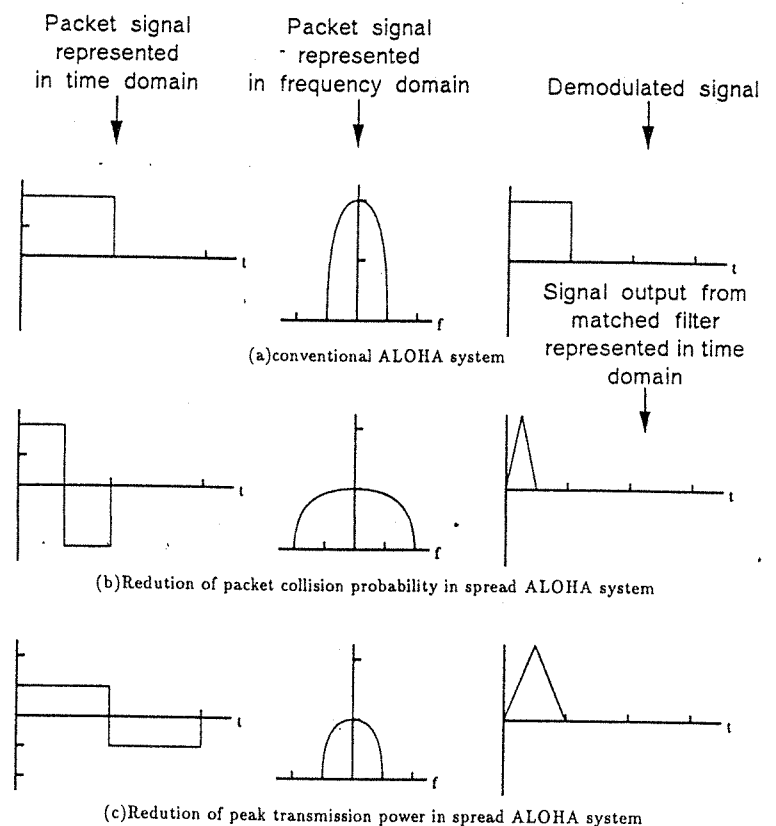


図2 アロハ方式および直接拡散スプレッドアロハ方式におけるパケット信号 ($N=2$ の場合)

Fig. 2 Packet signals in ALOHA and spread ALOHA system in the case of $N=2$.

信号は逆拡散時に時間圧縮されるためパケット衝突確率が抑圧される。拡散符号長を N とすると、従来のアロハ方式によりパケット信号を伝送する場合に比べて所要周波数帯域は N 倍必要になるが、パケット信号相互の干渉が無視できれば、ピーク送信電力を増加させることなく、ネットワークにおいて取り扱うことのできるトラヒック量を従来のアロハ方式に比べて N 倍に増加させることが可能となる。

(2) ピーク送信電力の低減

図2(c)に示すように、パケット信号に対して、周波数拡散に加えて時間的な伸長を施すことにより、ピーク送信電力が低減される。パケット信号が N 倍時間伸長される場合、周波数帯域は従来のアロハ方式と等しくなる。このため、パケット信号相互の干渉が無視できれば、パケット衝突確率を劣化させることなく、すなわちネットワークにおいて取り扱うことのできるトラヒック量を減少させることなく、従来のアロハ方式に比べてピーク送信電力を $1/N$ に低減することが可能になる。

3. トラヒックモデルの設定

直接拡散スプレッドアロハ (以下, spread ALOHA と称する) 方式とスロット付きアロハ (以下, slotted ALOHA と称する) 方式の伝送効率の比較に際して、周波数帯域と1ビット当りの信号電力対雑音電力密度比 (以下, E_b/N_0 と称する) を両方式に対して等しく設定して議論を進める。

同一の周波数帯域を設定すると, spread ALOHA 方式のチップ速度は slotted ALOHA 方式の情報伝送速度と等しくなるため, spread ALOHA 方式の情報伝送速度は slotted ALOHA 方式のそれに比べて拡散符号長分の1となる。このことより, 同一の E_b/N_0 を仮定すると, spread ALOHA 方式におけるピーク送信電力は slotted ALOHA 方式のそれに比べて拡散符号長分の1となる。しかしながら, パケット信号が時間的に衝突していない場合, spread ALOHA 方式と slotted ALOHA 方式のビット誤り率特性は等しいが, 複数のパケット信号が時間的に衝突している場合, spread ALOHA 方式のビット誤り率特性は劣化する。伝送効率はビット誤り率に直接関係しており, ビット誤り率を両方式に対して同等にするためには spread ALOHA 方式の E_b/N_0 の増大が必要である。従って, 同等の伝送効率を確保することを前提とした場合, spread ALOHA 方式におけるピーク送信電力の低減

効果は slotted ALOHA 方式と同等のビット誤り率を得るために高めるべき E_b/N_0 の値に依存することになる。以上の点をかんがみ, 各種の伝送効率, すなわち各種の伝送状態に対して, 所要ピーク送信電力の低下が spread ALOHA 方式の採用によってどの程度期待できるかを評価する。なお, 伝送効率に関する具体的特性としては, 定常状態におけるチャネルトラヒックとスループットを取り上げる。

送信局数は無限と考え, 各局からのパケットの生起確率 (新規パケットの生起確率であり, 再送パケットを含まない) は等しく, かつ互いに独立であり, 新規パケットが生起する確率はポアソン分布に従うと仮定する。また, 各パケットは一定のビット数の情報列によって構成され, 受信誤りは誤り検出符号によって完全に検出できるものとする。

slotted ALOHA 方式では, 時間軸上で区切られたスロットの位置に合致してパケットの送信が実行される。一方, spread ALOHA 方式では, チップの位置に合致してパケットが送信されると仮定する。これはチップのタイミングに同期してパケット信号が衝突する場合のパケット干渉によって生じるビット誤りの劣化特性は既に報告されているのに対して⁽⁷⁾, 任意の時間間隔で複数のパケット信号が衝突した場合のビット誤り特性が不明なことから採用した仮定である。

パケットの再送は, 複数のパケットが時間的に完全に衝突した場合, または衝突がなくてもパケット中にビット誤りが発生した場合に実行される。

4. 伝送効率の理論的導出

定常状態において, 新規パケットと再送パケットの区別なく1チップ時間幅内に k 個のパケットが生起する確率 $Q(k)$ を求め, $Q(k)$ からチャネルトラヒックおよびスループットを求める。

4.1 パケット生起確率の導出

1パケット時間を単位時間として, 1パケットを構成する情報ビット数を L ビット, 拡散符号長を N チップ, ビット周期を T_b , 1チップの時間幅を τ とすると, 次式が成り立つ。

$$T_b = \frac{1}{L} \\ \tau = \frac{1}{L \times N} \quad (1)$$

また, パケットを再送できる時間幅 (パケット再送時間幅) を T とした場合, T をチップ数で表現した値

M は次式で与えられる。

$$M = \frac{T}{\tau} \quad (2)$$

パケットの生起確率 $Q(k)$ は、以下の手順(1)から(5)によって導出される。

(1) マッチドフィルタによる逆拡散後の個々のパケットは、ビット周期 T_b ごとに現れる L 個のパルス状の信号の組合せから構成される。これら L 個のパルス状の信号のうち1個でも誤ると、そのパケットは受信誤りとなる。また、パケットが複数同時に存在する場合、すなわち L 個のパルス状の信号の組合せが複数同時に存在する場合、異なるパケットを構成するパルス状の信号のうち1個でも同一のチップ時刻に生起するとパケット衝突が発生したことになる。1個のパケットが受信誤りとなった場合 ($k=1$) または k 個の異なるパケットが衝突した場合 ($k \geq 2$)、パケット再送時間幅 $= M$ チップ内の特定の1チップ時刻に j 個 ($0 \leq j \leq k$) のパケットが再送される確率 $P_k(j)$ は次式で表される。

$$P_k(j) = {}_k C_j \times \left(\frac{1}{M}\right)^j \times \left(1 - \frac{1}{M}\right)^{k-j} \quad (0 \leq j \leq k, k \geq 1) \quad (3)$$

但し、

$${}_k C_j = \frac{k!}{j!(k-j)!}$$

である。

なお、上式中の $1/M$ は、衝突した k 個のパケット中1個のパケットに注目したとき、そのパケットが M チップ時間幅内の着目するチップ時刻に再送される確率である。

(2) あるチップ時刻に着目したとき、そのチップ時刻での受信誤りパケットまたは衝突パケットが、パケット再送時間幅 $= M$ チップ内の特定の1チップ時刻に j 個再送される確率 $x(j)$ を次式を用いて算出する。

$$\begin{aligned} x(0) &= Q(0) + \sum_{n=0}^{\infty} Q(1) \times (1 - E(n)) \times R(n) \\ &\quad + \sum_{n=0}^{\infty} Q(1) \times E(n) \times P_1(0) \times R(n) \\ &\quad + \sum_{k=2}^{\infty} Q(k) + P_k(0) \\ x(1) &= \sum_{n=0}^{\infty} Q(1) \times E(n) \times P_1(1) \times R(n) \\ &\quad + \sum_{k=2}^{\infty} Q(k) + P_k(1) \end{aligned}$$

$$x(j) = \sum_{k=j}^{\infty} Q(k) + P_k(j) \quad (j \geq 2) \quad (4)$$

上式において1個のパケット信号が存在する確率 $Q(1)$ にのみ乗ぜられている $E(n)$ は n 個の干渉パケットが存在するときに着目パケットが受信誤りとなる確率である。すなわち、 $x(0)$ を算出する際の第3項および $x(1)$ を算出する際の第1項は1個のパケット信号に受信誤りが発生して再送される状況を考慮したものである。なお、 $x(0)$ を算出する際の第2項には $1 - E(n)$ が乗ぜられているので、パケットが受信誤りとならずにパケット再送が行われない状況を考慮したものである。一方、2個以上のパケットが存在する確率 $Q(k)$ ($k \geq 2$) には $E(n)$ は乗ぜられていない。すなわち $Q(k)$ ($k \geq 2$) を含む項は、複数のパケットが同一チップ時刻に完全に衝突して存在するため、必ずパケットの再送が実行される状況を考慮したものである。ここで、 $E(n)$ は n 個の干渉パケットが存在するときのビット誤り率を $B(n)$ とした場合、次式で与えられる。

$$E(n) = 1 - [1 - B(n)]^L \quad (5)$$

また、上式中の $R(n)$ は着目チップ時刻 ± 1 ビット周期時間幅 T_b 内に n 個の干渉パケットが存在する確率であり、次式で与えられる。

$$\begin{aligned} R(n) &= \sum_{n_N=0}^n \sum_{n_{N-1}=0}^{n-n_N} \cdots \sum_{n_1=0}^{n-n_N-\cdots-n_{N-1}} Q(n_N) \times \cdots \\ &\quad \times Q(n_{N-1}) \times Q(n_1) \times \cdots \times Q(n_1) \quad (6) \end{aligned}$$

(3) あるチップ時刻に着目したとき、それ以前の M チップ時間幅内からそのチップ時刻に再送される再送パケットの総和が k_1 個 ($k_1 \geq 0$) となる確率 $X(k_1)$ は次式で表される。

$$\begin{aligned} X(k_1) &= \sum_{j_1=0}^{k_1} \sum_{j_2=0}^{k_1-j_1} \cdots \sum_{j_M=0}^{k_1-j_1-\cdots-j_{M-1}} \{x(j_1) \times \cdots \times x(j_M)\} \\ &\quad \times M!/A \quad (0 \leq j_i \leq k_1, i=1 \sim M) \quad (7) \end{aligned}$$

式(7)中の A に関しては、 $j_1 \sim j_M$ の中に同一のものがあれば、その同一のものの個数を各々 a, b, \dots としたとき、

$$A = a! \times b! \times \cdots \quad (a + b + \cdots \leq M) \quad (8)$$

で与えられ、同一ものがなければ、

$$A = 1 \quad (9)$$

である。すなわち $M!/A$ は、 M 個の中に同一のものが a, b, \dots 個あるときの順列の数である。

(4) 1パケット時間幅当りのパケットの平均生起数 r はポアソン分布に従うと仮定しているため、各チップ時刻に k_0 個の新規パケットが生起する確率 $Y(k_0)$ は次式で表される。

$$Y(k_0) = \frac{(r \times \tau)^{k_0}}{k_0!} \times \exp(-r \times \tau) \quad (10)$$

このとき、各チップ時刻で再送パケットも含めて k 個のパケットが生起する確率 $Q(k)$ は次式で表される。

$$Q(k) = \sum_{k_0=0}^k \sum_{k_1=0}^{k-k_0} Y(k_0) \times X(k_1) \quad (11)$$

上記無限連続方程式を解くことによって、 $Q(k)$ ($k=0 \sim \infty$) を求めることができるが、それは不可能なので数値計算法を用いて近似する。すなわち、 $Q(k)$ の初期値を適当に設定した後、式(11)を用いて $Q(k)$ の算出を順次繰り返す。一定値に収束した時点で定常状態と判定して計算を終了する方法を採用する。なお、パケットの生起数は確率的に無限の値までとる可能性があるが、ある程度大きな値を設定すれば、数値計算の近似誤差を十分低く抑えることができるので上限値 k_L を設定する。

4.2 チャンネルトラヒック特性の導出

$Q(k)$ が1チップ時間幅当りのパケットの生起確率であることを考慮すると、1パケット時間幅当りのチャンネルトラヒック G は次式で与えられる。

$$G = \sum_{k=1}^{k_L} k \times Q(k) / \tau \quad (12)$$

パケットの衝突がなく、干渉パケットの影響を受けない理想的な状態では、1パケット時間幅内で N 個のパケットの受信が可能であるが、パケットの平均生起数 r が大きくなると、パケットの衝突が発生し、再送パケットの生起確率が高くなり、チャンネルトラヒック G が N を超えてしまう状態が発生する。

4.3 スループット特性の導出

$Q(k)$ からスループット S を次式を用いて計算する。

$$S = \sum_{n=0}^{k_L} Q(1) \times (1 - E(n)) \times R(n) \quad (13)$$

パケットの平均生起数 r が大きくなると、再送パケットの生起確率が高くなり、システムの処理能力を超えるとふくそうが生じるので、スループットが急激に低下する状態が発生する。

slotted ALOHA 方式における伝送効率の理論解析は示さなかったが、チップをビットに置き換えると共に、パケット信号の衝突に起因するビット誤りの劣化を検討対象から除外することによって特性を容易に導出することができる。

5. 特性の比較・評価

拡散符号を7チップの“1110010”，パケットを構成

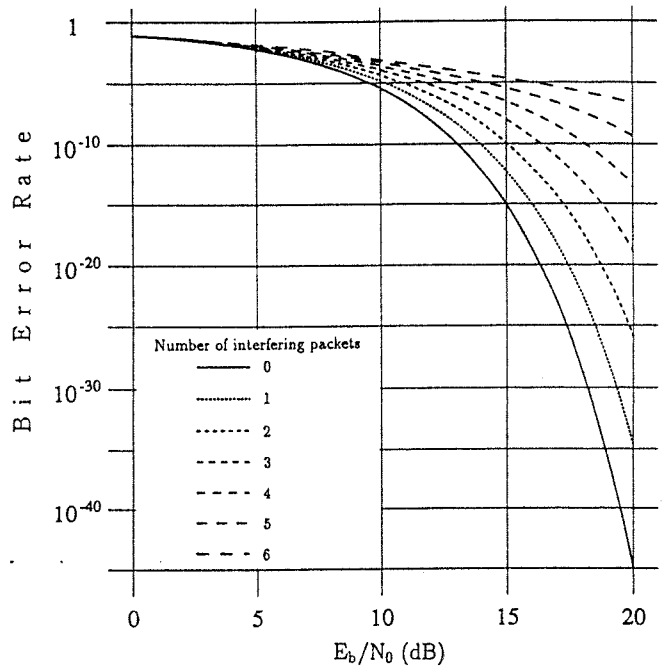


図 3 7チップの拡散符号を用いた spread ALOHA 方式によるビット誤り特性

Fig. 3 Bit error performance of spread ALOHA system using 7-chip spread spectrum code, plotted for the number of interfering packets.

するビット数 L を 1000 ビット、パケット生起数の上限 k_L を 7、パケットの再送時間幅 T を 20 に設定した場合の伝送効率に関する特性評価について議論する。着目パケットのビット誤り率 (BER) としては、干渉パケット数をパラメータにとった場合の E_b/N_0 に対する BER を示した図 3 の特性を用いる。なお、同図は逆拡散後の個々のパケット信号が 1 チップ時間を単位として分離している場合の BER を示している。但し、着目パケットと干渉パケットとの間の伝送ビット種別、生起位置および位相の関係は一般的に任意である点を考慮して、それらの関係のありとあらゆる場合を確率として与えることによって算出された平均の BER である。なお、着目パケットと干渉パケットが同一チップ時刻に存在する場合、すなわち完全に衝突している状況は除外されている⁽⁷⁾。

図 4 と図 5 は E_b/N_0 を 7, 10, 13 および 16 dB に設定して spread ALOHA 方式と slotted ALOHA 方式におけるチャンネルトラヒック特性とスループット特性を各々比較したものである。spread ALOHA 方式では 1 ビットを 7 チップに拡散しているため、衝突がなければ 7 個のパケット信号を同時に伝送できる。一方、slotted ALOHA 方式では、spread ALOHA 方式と同じ周波数帯域を仮定しているため、その情報伝送速度

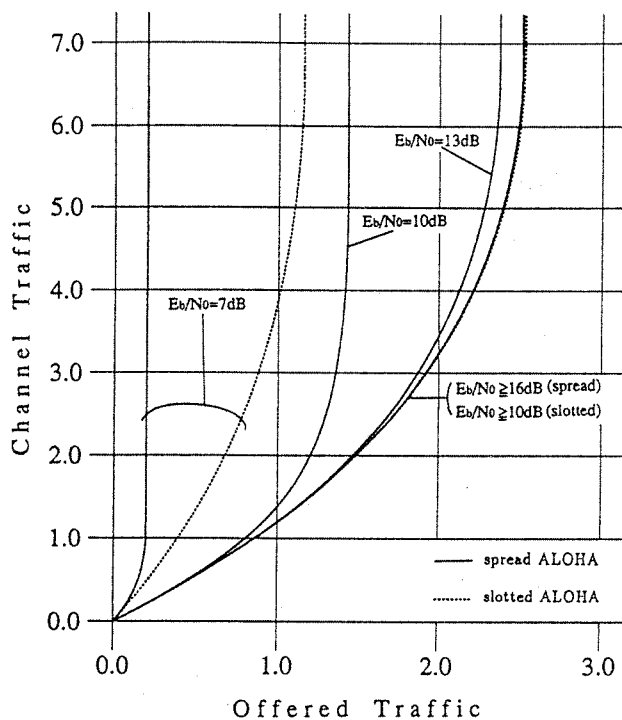


図4 チャネルトラフィック特性
Fig. 4 Channel traffic performance.

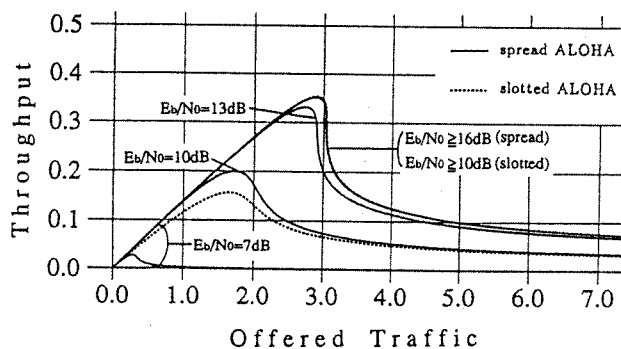


図5 スループット特性
Fig. 5 Throughput performance.

はチップ速度に等しく、やはり衝突がなければ7個の
パケット信号を同時に伝送することができる。この点
から、図4および図5において横軸にとったパケット
の平均生起数は spread ALOHA 方式における1パケ
ット時間幅 (slotted ALOHA 方式における7パケ
ット時間幅) 内に発生する平均のパケット数に相当する。
これらの図から、以下の考察をすることができる。

(1) E_b/N_0 が 16 dB 以下の範囲において、spread
ALOHA 方式の特性は slotted ALOHA 方式の特性よ
りも劣化するが、 E_b/N_0 が 16 dB を超えると両方式の
特性は同等になる。

(2) 同一の E_b/N_0 の設定に対して spread
ALOHA 方式のピーク送信電力は slotted ALOHA 方
式のピーク送信電力の拡散符号長分の1に対応する。
すなわち、 E_b/N_0 が 16 dB 以上の設定によって同一の
特性を確保することを条件とした場合、spread
ALOHA 方式に要求されるピーク送信電力は slotted
ALOHA 方式の1/7になる。

(3) spread ALOHA 方式のピーク送信電力を
slotted ALOHA 方式の1/7から増加させることを考
える。すなわち slotted ALOHA 方式のピーク送信電
力を一定に保ち、spread ALOHA 方式のピーク送信電
力の比を $n/7$ ($n=2\sim6$) に設定すると、spread
ALOHA 方式における E_b/N_0 は $10 \log_{10}(n)$ dB だけ
増大する。例えばピーク送信電力の比を 4/7 に設定す
ると、spread ALOHA 方式における E_b/N_0 は 6 dB だ
け増大することになる。slotted ALOHA 方式および
spread ALOHA 方式における特性が各々 $E_b/N_0=10$
dB および $E_b/N_0=16$ dB でほぼ一定に収束し、その際
の E_b/N_0 の差が 6 dB であることに着目すれば、
spread ALOHA 方式に要求されるピーク送信電力は
slotted ALOHA 方式の 4/7 になる。

(4) spread ALOHA 方式における特性がほぼ一
定に収束する状態、すなわち $E_b/N_0=16$ dB に対応す
る spread ALOHA 方式のピーク送信電力を slotted
ALOHA 方式に適用することを考える。この場合、
slotted ALOHA 方式における E_b/N_0 は真数で拡散符
号長分の1 ($=1/7$)、dB 換算で $10 \log_{10}(7)=8.5$ dB だ
け減少することになる。従って slotted ALOHA 方式
における特性は $E_b/N_0=7.5$ dB に相当する特性にな
る。

spread ALOHA 方式においてパケット干渉による
BER の劣化が発生しないと仮定すると、所要ピーク送
信電力は slotted ALOHA 方式の拡散符号長分の1と
なる。実際には BER の劣化が存在するので、その劣化
分をピーク送信電力の増大によって補償する必要があ
る。しかしながら、その補償は slotted ALOHA 方式
に要求されるピーク送信電力以下であることが定量的
評価によって明らかになった。換言すると、spread
ALOHA と slotted ALOHA の両方式において同等の
特性を確保しようとするれば、spread ALOHA 方式のピ
ーク送信電力を slotted ALOHA 方式のそれに比べて
低減できると結論づけることができる。

6. む す び

同一の拡散符号系列を用い、パケットを構成する各ビットのマッチドフィルタ出力における時間圧縮によって、パケット信号を分離する直接拡散スプレッドアロハ方式の伝送効率を理論的に導出する手法を示した後、7チップの拡散符号を適用した spread ALOHA 方式を例にとり、チャンネルトラヒック特性とスループット特性を評価尺度として従来の slotted ALOHA 方式との特性比較を実施した。その結果、spread ALOHA 方式はピーク送信電力の低下に有効であることが明らかとなった。よりいっそう長い拡散符号長またはチップ時刻と全く独立してパケットが生起するランダムアクセス方式を検討する際には、それら条件と合致したパケット干渉に起因するビット誤り特性の劣化を導出する必要がある。また、伝送効率の更なる向上を目標とした場合、異なる拡散符号をグループ化して使用する方式が有効になると考えられるが、同一の拡散符号に加えて、異なる拡散符号によって周波数拡散されたパケット信号同士の干渉に起因するビット誤り率特性を解明する必要がある。

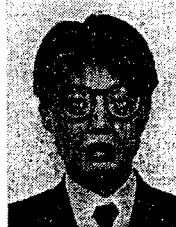
なお、本研究の一部は文部省科学研究費補助金一般(c)05805034によるものである。

文 献

- (1) Abramson N.: "SPREAD ALOHA FOR VSAT's", ALOHA SYSTEM Technical Report, B86-4, University of Hawaii, Honolulu (June 1986).
- (2) Storey J. S. and Tobagi F. A.: "Throughput Performance of an Unslotted Direct-sequence SSMA Packet Radio Network", IEEE Trans. Commun., 37, 8, pp. 814-823 (Aug. 1989).
- (3) Joseph K. and Raychaudhuri D.: "Throughput of Unslotted Direct-Sequence Spread-Spectrum Multiple-Access Channels with Block FEC Coding", IEEE Trans. Commun., 41, 9, pp. 1373-1378 (Sept. 1993).
- (4) Morrow R. K., Jr. and Lehnert J. S.: "Packet Throughput in Slotted ALOHA DS/SSMA Radio Systems with Random Signature Sequence", IEEE Trans. Commun., 40, 3, pp. 1223-1230 (July 1992).
- (5) Makrakis Dimitrios and Sundara Murthy K. M.: "Spread Slotted ALOHA Techniques for Mobile and Personal Satellite Communication Systems", IEEE Journal on Selected Areas in Commun., 10, 6, pp. 985-1002 (Aug. 1992).
- (6) Morrow R. K., Jr. and Lehnert J. S.: "Bit-to-Bit Error Dependence in Slotted DS/SSMA Packet Systems with Random Signature Sequences", IEEE Trans. Commun., 37, 10, pp. 1052-1061 (Oct. 1989).
- (7) 市川武男, 吉田 崇, 高畑文雄: "直接拡散スプレッド・ア

ロハ方式用蓄積一括復調方式の設計と特性", 信学技報, SAT92-71 (1993-01).

(平成6年3月25日受付, 6月20日再受付)



笹森 文仁

早大・理工・電子通信4年在学中。デジタル衛星通信の研究に従事。



高畑 文雄

昭47早大・理工・電気通信卒。昭49同大大学院修士課程了。同年国際電信電話株式会社入社。昭63早稲田大学理工学部教授。デジタル衛星通信関連技術の研究に従事。工博。IEEE会員。

A Symbol Timing Recovery Scheme
for Direct-Sequence Spread Aloha System

小池伸欣
Nobuyosi Koike

菊田徹
Tohru Kikuta

高畑文雄
Fumio Takahata

早稲田大学理工学部
Waseda University

1. まえがき 直接拡散スペッドアロハ方式を対象としたシンボルタイミング再生方式に関しては、既にプリアンプ無しのパケット信号に対する一括復調処理の中で、パケット検出と一体化した方式が報告されている⁽¹⁾。本稿では、それに対して、パケットの先頭部にプリアンプを付加し、マッチドフィルタによる逆拡散後のプリアンプ中の直交する個々の信号に対して巡回加算を施し、雑音による影響を大幅に低減することによって、シンボルタイミングを再生する一構成法を提案し、その特性を示す。

2. 受信システム構成 図1は直接拡散スペッドアロハ方式用シンボルタイミング再生部のブロック構成を示したものであり、マッチドフィルタ出力の直交する信号成分(IチャネルとQチャネル)からシンボルタイミングを再生する機能を有する。本方式は、全"1"のビットから構成されるプリアンプを使用し、マッチドフィルタ出力を電圧のディモダレーションで、ビット周期毎に、N回巡回加算し雑音成分を大幅に低減することを特徴としている。キャリア周波数のオフセットが小さければ回数Nを増やすことによって、SN比を改善することが可能である。

巡回加算をカスケードに2回行い、雑音を低減してから I^2+Q^2 により電力に変換し、さらに電力のディモダレーションでM回のビット周期毎の巡回加算を行う。シンボルタイミングの判定は、始めに、巡回加算によるSN比改善後、一旦閾値判定により雑音をカットする。相関パルス波形は、三角波であることより、閾値判定のみでは、ビット前後のサンプルも判定してしまうため、閾値判定の後、極大値判定を行うことで、最終的に相関パルスの正しいビットのサンプルタイミングのみが抽出される。また、情報変調された拡散系列よりシンボル判定を行うと、拡散系列2周期間の奇相関特性によってシンボルタイミング以外に相関ピークが発生し、シンボルタイミングの誤検出確率に影響を与える。一方、本方式では、プリアンプの全"1"のデータを用いてシンボル判定を行うので、拡散系列2周期間の偶相関特性のみが問題となる。M系列では、偶相関特性は $1/N$ (N:拡散符

号長)一定となるので、基本的にシンボルタイミングの誤判定確率を下げるができる。

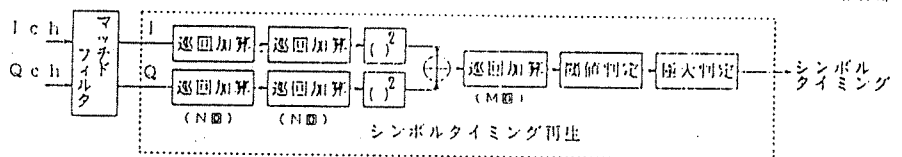


図1 シンボルタイミング再生部のブロック構成

3. 特性評価 拡散符号長をM系列63チップとし、プリアンプ長を全"1"の20ビットと設定して、計算機シミュレーションにより特性を取得し、評価する。図2はビット周期毎の巡回加算の有効性を示したものであり、同図中の(a)は、巡回加算を行わずに、 I^2+Q^2 の平方根をプロットしたもの、(b)は、N=2回、M=16回の巡回加算を行った結果の信号である。本方式の採用により、雑音レベルが低減され、信号レベルの変動が小さくなるのがわかる。なお、N=2回の巡回加算回数は、キャリアオフセットの最大値をビットレートの1/4以内としたときの最適値である。図3は、パラメータとして、電力の巡回加算回数Mをとり、 $E_b/N_0=6$ (dB) [ビット誤り率 10^{-3} 程度に相当]、オフセット周波数をビットレートの1/10、すなわち0.63 (rad/symbol)、N=2回とした時の閾値とシンボルタイミングの不検出確率および1シンボル当たりの雑音による誤検出確率を示したものである。同図より、M=16回、閾値を0.6としたとき、シンボルの不検出確率をビット誤り率の1/10以下、すなわち 10^{-4} 以下にできることがわかる。また、0.6から閾値を下げて、不検出確率が低下しないことより、0.6付近が閾値の最適値であると判断される。

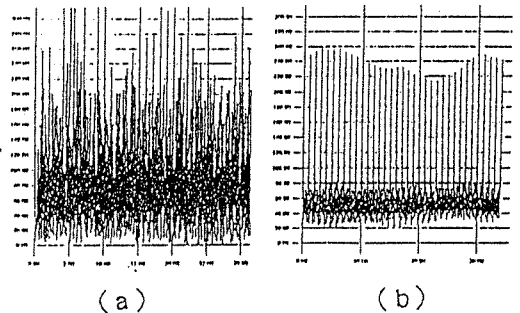


図2 巡回加算による雑音成分低減の効果

なお、上述のようにプリアンプ部だけでシンボルタイミングが正確に再生されると反定した場合、例えばA/D変換器のサンプル周期をチップ周期の1/4、クロックの精度を 10^{-6} 、プリアンプに引き続く情報ビット数を1000ビットとすると、パケット最終ビットでのサンプルクロックのズレは、

$1000(\text{bit}) \times 63(\text{chip/bit}) \times 4(\text{sample/chip}) \times 1 \times 10^{-6} = 0.252(\text{sample})$
と極めて小さい値となるため、ビット判定にはほとんど影響を与えないと判断される。

1. あとがき 全"1"からなるプリアンプを利用して、シンボルタイミングを再生する方式を示し、電圧のディモダレーションにおける巡回加算によって大幅に雑音成分を除去することにより、シンボルタイミングが精度良く抽出できることを明らかにした。今後は、パケット衝突により、1シンボル中に複数のシンボルタイミングが存在する場合の検出特性を明らかにする予定である。

参考文献

1) Akihiro KAJIWARA, Masao NAKAGAWA and Masafumi HIGIWARA: "Direct-Sequence Spread-Spectrum Demodulator Using Block Signal Processing", IEICE Trans., Vol. E74, No. 5, (MAY 1991).

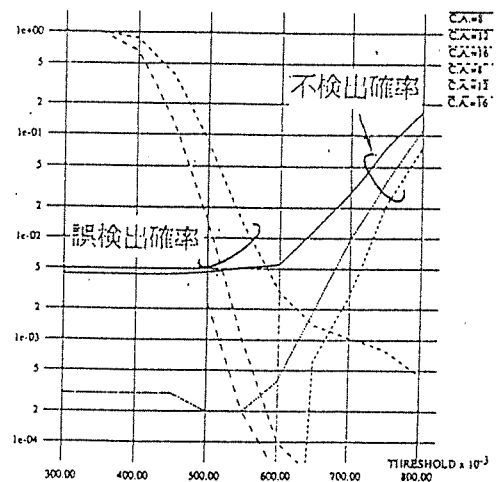


図3 シンボルタイミング不検出確率および誤検出確率

直接拡散スプレッドアロハ方式用キャリア再生方式の一構成法

A Carrier Recovery Scheme for Direct-Sequence Spread Aloha System

松本卓矢
Takuya Matsumoto

菊田徹
Tohru Kikuta
早稲田大学理工学部
Waseda University

高畑文雄
Fumio Takahata

1. まえがき 直接拡散スプレッドアロハ方式を対象としたキャリア再生方式に関しては既にプリアンブル無しのパケット信号に対する一括復調処理による方式が報告されている⁽¹⁾。本稿では、パケットの先頭にプリアンブルを付加し、マッチドフィルタによる逆拡散後のプリアンブル中の直交する個々の信号に対して巡回加算を施し、雑音による影響を大幅に低減することによって、キャリアの周波数および初期位相の推定精度を上げる。その推定値をキャリア再生の初期値として使用することで、良好なキャリア再生特性が得られる一構成法を提案し、その特性を示す。

2. 受信システム構成 図1は直接拡散スプレッドアロハ方式における復調器の全体構成を示したものである。点線で囲まれた2つの部分が、プリアンブルのデータのみを使って行われるキャリア粗推定部と、パケットのデータまで使って精度を高める第2キャリア再生部から構成される。マッチドフィルタからの直交する信号成分は一旦メモリに蓄えられ、シンボルタイ

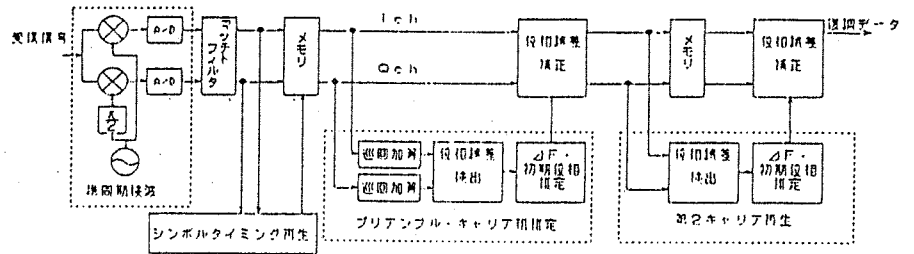


図1 直接拡散スプレッドアロハ方式における復調器の全体構成

ミングのデータだけが取り出され、キャリア粗推定部に入力される。キャリア粗推定部では、全"1"のビットから構成される短いプリアンブルを使用して、電圧のディメンジョンで2回にわたり巡回加算を行うことにより、雑音成分を大幅に低減してから、位相誤差の検出を行い、精度良くキャリアを推定することを特徴としている。位相誤差検出では、一つ前のシンボルの検出位相が0になるよう座標を回転させてから2つの直交信号(IchとQch)の \tan^{-1} より位相を計算する。この時、プリアンブルが1相PSK信号であることを利用し、Ichの符号がマイナスの場合、計算された位相に π を加えることで $\pm\pi$ までシンボル毎の検出位相誤差の範囲を拡大する。位相誤差は累積され、その累積値の変動より、最小自乗法を用いてオフセット周波数 Δf および初期位相 ϕ が粗推定される。

粗推定された Δf 、 ϕ を用いて、最初のメモリ内のパケットデータの位相補正を行い、後ろのメモリに補正後のデータを書き込むと共に、補正後直交データを用いて再び位相誤差を検出する。この時の検出位相範囲は、 $\pm\pi/2$ となる。パケット長分検出された位相誤差のサンプルより、再び最小自乗法によってキャリアを高精度に推定し、後ろのメモリ内のデータを位相補正することによって、復調データが得られる。

3. 特性評価 図2に拡散符号に63ビット長のM系列を用いたパケット長256ビット、プリアンブル長20ビットのパケットを $E_b/N_0=9$ dBの条件下で復調した時のデータのスペースダイアグラムを示す。(a)は位相補正前のパケットデータのサンプルを、(b)は、プリアンブルによる粗推定のみで補正したデータのサンプルを、(c)はデータパケットまで使ってキャリア再生をしたときのデータを示す。同図より、復調出力では、完全に周波数オフセット成分が除去されていることがわかる。

4. あとがき 全"1"からなるプリアンブルを利用し、キャリアの粗推定を行い、周波数オフセットを一定の範囲内に納めてから、パケット中の全データを使用して正確にキャリア推定することで良好なキャリア再生特性が得られることを示した。今後は、複数のパケットが衝突した場合の復調アルゴリズムについて明らかにしていく予定である。

参考文献

(1) Akihiro KAJIWARA, Masao NAKAGAWA and Masafumi HAGIWARA: "Direct-Sequence Spread-Spectrum Demodulator Using Block Signal Processing", IEICE Trans., Vol. E74, No. 5, (MAY 1991)

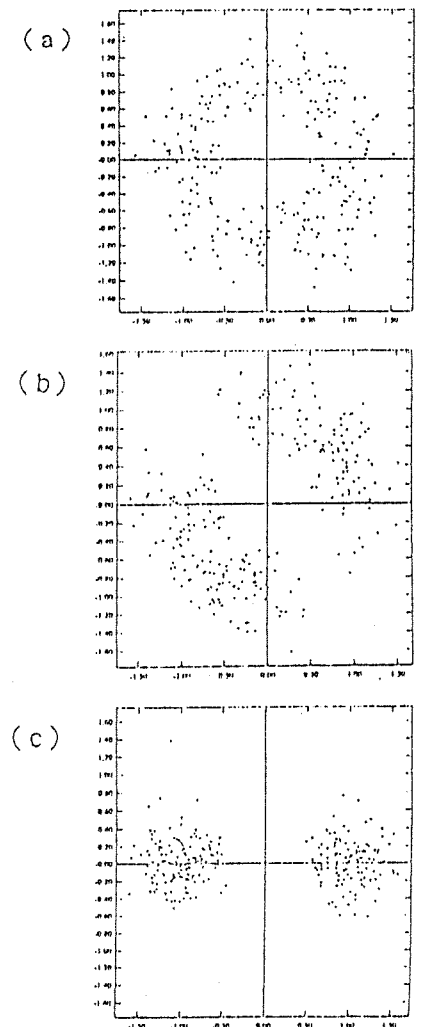


図2 受信信号のスペースダイアグラム

同一の拡散符号を用いた
直接拡散スプレッド・アロハ方式のスループット特性について

Throughput Characteristics of Spread ALOHA System using Unified Spread Spectrum Code

吉田 崇 菊田 徹 高畑 文雄
Takashi YOSHIDA Tohru KIKUTA Fumio TAKAHATA

早稲田大学理工学部
Waseda University

1. まえがき 同一の拡散符号を適用した spread ALOHA 方式に関して、ビットのタイミングがチップに同期する場合のスループット特性は既に報告されている^[1]。本稿では、パケットがチップのタイミングと非同期に発生する場合を想定し、スループットの導出法を示した後、得られた特性を pure ALOHA 方式における特性と比較・評価する。

2. スループットの導出 新規パケットのみがポアソン生起し、伝送誤りを含むパケットは、誤り検出直後から有限時間 ($M=20$ パケット長) 内にランダムに再送されるものとする。但し、最大再送回数は5回に制限する。同一の拡散符号を採用しているため、マッチド・フィルタ出力後の複数のパルス信号が1チップ時間内に存在する場合は、それらパルスに対応するパケットは全て伝送誤りと判定して、無条件で再送する。表1はその他の特性評価のための諸元を示したものである。同表において、spread ALOHA 方式の1パケット時間を pure ALOHA 方式に対して、拡散符号長に等しい7倍に設定している。すなわち、pure ALOHA 方式におけるビットレートと spread ALOHA 方式におけるチップレートを等しく設定している。これは、同一の周波数帯域の条件のもとで、両方式の特性を比較するためである。

伝送ビット誤り率 P_b は、異なる拡散符号を採用する際の近似式^[2]を、同一の拡散符号を使用する場合に変更して求める。具体的には、複数のパルス信号が1チップ時間内に同時に存在することによって発生する劣化寄与分を除去する。特に、拡散符号長 N チップの Barker 符号を用いた場合、 P_b は次式で与えられる。

$$P_b(k) = Q\left(\left(\frac{k}{3N^2} + \frac{N_0}{2E_b}\right)^{-\frac{1}{2}}\right) \quad (1)$$

但し、 E_b は1ビット当たりの信号エネルギー、 N_0 は雑音電力密度、 k は干渉パケット数、 $Q()$ は Q 関数である。

パケットの発生はサンプリング周期、すなわちチップ同期の1/4毎にシュミレートし、パケットを構成する各ビットが誤るか否かの判定は、個々のサンプリング・タイミングに同時に存在するパケット数から(1)式を用いて計算する。

3. 特性評価 図1から図3は、 E_b/N_0 を8[dB], 10[dB] および12[dB] に設定して、spread ALOHA 方式と pure ALOHA 方式のスループット特性 (pure ALOHA 方式の1パケット時間当たりに受信に成功する平均パケット数) をオフアドトラフィック (上記1パケット時間当たりの新規パケットの平均生起率) に対して示したものである。pure ALOHA 方式の特性は $E_b/N_0 = 8$ [dB] で上限値をとるが、spread ALOHA 方式の特性は、 $E_b/N_0 = 10$ [dB] でほぼ同一の特性を実現する。 E_b/N_0 のこの差 2[dB] は拡散利得 $10\log_{10} 7 = 8.45$ [dB] に比べて低い値である。従って、スループットの限界特性を得ることを条件とした場合、同一の拡散符号を用いた spread ALOHA 方式は、pure ALOHA 方式と比較して、低いピーク送信電力で同一の限界スループット特性を達成できると結論づけることができる。

4. あとがき 同一の拡散符号を用いた spread ALOHA 方式は、pure ALOHA 方式と比較してピーク送信電力の低減という点で有効であることがわかった。今後は、拡散符号やパケット長等を各種変化させた場合の特性評価を行う予定である。

参考文献

- [1] 笹森, 高畑 : "同一の拡散符号を用いたスプレッド・アロハ方式の伝送効率", 信学論 (B-II), J77-B-II, 11, (1994年11月).
- [2] M. B. Pursley : "Performance evaluation for phase-coded spread-spectrum multiple-access communication - Part I : system analysis", IEEE Trans. Commun., vol. COM-25, (Aug, 1977).

表1 特性評価のための諸元

項目	pure ALOHA	spread ALOHA
拡散符号	.	7チップ Barker 符 "1110010"
1パケット時間	1	7
ビット数/パケット L [bit]		100
ビットレート f_b	100	100/7
チップレート f_{chip}	-	100
サンプリングレート		400
情報系列		random
雑音の種類		AWGN(加法性白色ガウス雑音)

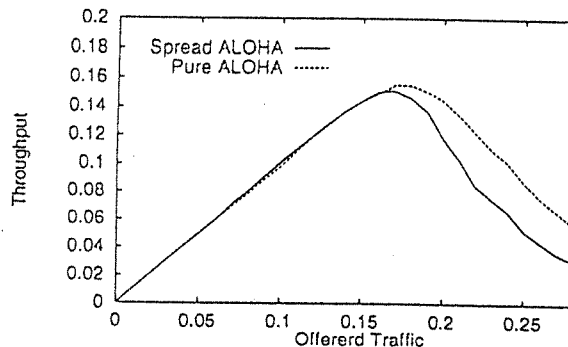


図1 Offered Traffic vs Throughput 特性 ($E_b/N_0 = 8$ [dB])

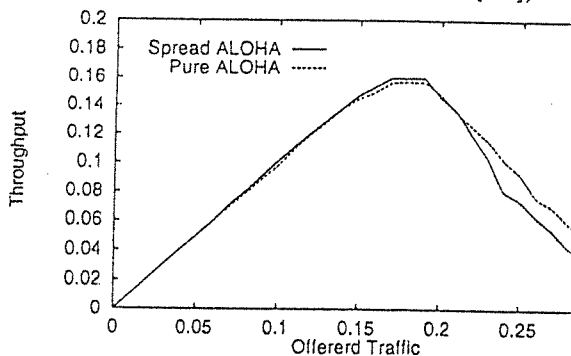


図2 Offered Traffic vs Throughput 特性 ($E_b/N_0 = 10$ [dB])

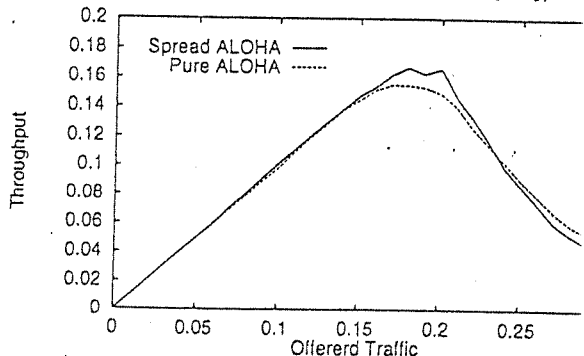


図3 Offered Traffic vs Throughput 特性 ($E_b/N_0 = 12$ [dB])

同一および異なる拡散符号を用いた
直接拡散スプレッド・アロハ方式のスループット特性の比較

Comparison of Throughput Characteristics in Spread ALOHA Systems
using Unified and different Spread Spectrum Code

菊田 徹
Toru KIKUTA

吉田 崇
Takashi YOSHIDA

堀越 和弘
Kazuhiro HORIKOSHI

高畑 文雄
Fumio TAKAHATA

早稲田大学理工学部
Waseda University

1. まえがき 直接拡散 spread ALOHA 方式に関して、衝突パケットの数がパケット伝送時間内で変化しないパーフェクトキャプチャを仮定して、同一および異なる拡散符号を用いた場合のスループット特性を近似式により導出し、その結果を比較・評価する。更に、衝突パケット数が時々刻々と変化し、個々のパケットを構成するビット誤り確率が変化する場合のスループット特性を計算機シミュレーションを用いて導出し、上記結果と比較・評価する。

2. スループットの導出 送信局数は無限大で、パケットは再送も含めてポアソン生起し、各パケットは全て等しい電力で受信されるものとする。ビット誤りを含むパケットは、受信側において完全に検出できるものとする。また、伝送路上では熱雑音が発生するとする。Nチップの Barker 符号を用いた場合の伝送ビット誤り率 P_b は、標準ガウス近似^[1]より、Q関数を用いて

$$P_b(k) = Q\left(\frac{k}{\sqrt{3N^2 + \frac{N_0}{2E_b}}}\right) \quad (1)$$

で与えられる^[2]。ここで k は干渉パケット数、 E_b は1ビット当りの信号エネルギー、 N_0 は雑音電力密度である。同一の拡散符号を使用するため、マッチド・フィルタ出力後のパルスが1チップ伝送時間内に複数存在する場合、それらパルスに対応するパケットはすべて誤りと判定されるものとする。パケットの先頭部分において同時に発生するパケット数をそのパケット伝送時間内の衝突パケット数とするパーフェクトキャプチャの場合、スループット S は、チャネルトラフィックを G とすると、(1)式を用いて以下のように表される。

$$S = Ge^{-G}(1 - P_b(0))^L + Ge^{-G} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{G^k}{k!} (1 - P_b(k))^L \left(1 - \frac{2}{N}\right)^k \quad (2)$$

異なる拡散符号を用いる場合に関しては、文献 [3] で与えられた式を採用する。但し、伝送上では同一符号の場合と同様、熱雑音が発生するとする。

3. 特性の比較・評価 表1は、ここで評価したシステムの諸元を示したものである。同表に示すように拡散符号長は7チップと短いが、パケットを構成するビット数 L としては100ビットと1000ビットを想定する。図1および図2は、1パケット時間当たりのパケット平均生起率(チャネルトラフィック)に対するスループット特性を示したものであり、各々 $L=100$ ビットおよび1000ビットに対応している。ここで、スループットとは1パケット時間に送信に成功するパケット数とする。また、パラメータの E_b/N_0 としては10[dB]と15[dB]を設定している。パケット長が短い場合 ($L=100$)、異なる拡散符号を用いた方がスループットの上限値が高いが、チャネルトラフィックの増加にともなうスループットの低下は同一の拡散符号を用いる方が小さい。また、同一の拡散符号を用いた場合、 $E_b/N_0 = 10$ [dB] で特性が限界に達することがわかる。一方、パケット長が長い場合 ($L=1000$)、 $E_b/N_0 = 10$ [dB] と15[dB]のいずれに対しても、同一の拡散符号を用いる方が良好な特性を示す。更に、図1には同一の拡散符号を用いる場合を検討対象に、衝突パケット数が時々刻々と変化する状態(ノン・パーフェクトキャプチャ)を(1)式で与えられるビット誤り率を用いてシミュレートした結果から得られる特性^[2]を同時に示した。その特性は、パーフェクトキャプチャを仮定した(2)式から得られる特性とほぼ一致する。この結果より、spread ALOHA 方式では、パケット用のスロットを設定する効果は小さいと判断でき、パーフェクトキャプチャおよびノン・パーフェクトキャプチャのいずれも(2)式で近似できると結論づけることができる。

4. あとがき spread ALOHA 方式において同一の拡散符号を用いる場合と異なる拡散符号を用いる場合とをスループットの観点から比較した結果、パケットを構成するビット数が大きくなるにつれて、同一の拡散符号を用いる spread ALOHA 方式における特性が良好となることを明らかにした。今後は、拡散符号やパケット長等を各種変化させた場合の特性評価を行う予定である。

表1 評価対象としたシステムの諸元

拡散符号長	7
パケット構成ビット数 L [bit]	100 および 1000
情報系列	random
雑音の種類	AWGN(加法性白色ガウス雑音)

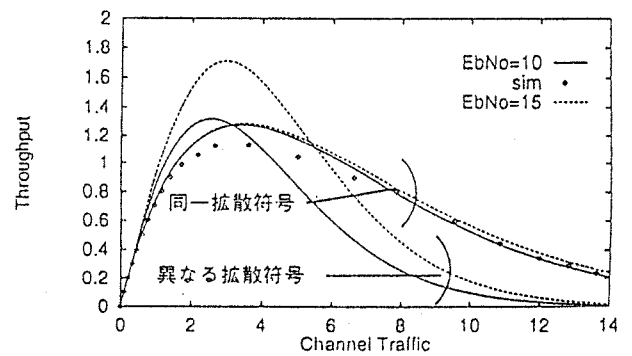


図1 Channel Traffic vs Throughput 特性 ($L=100$ ビット)

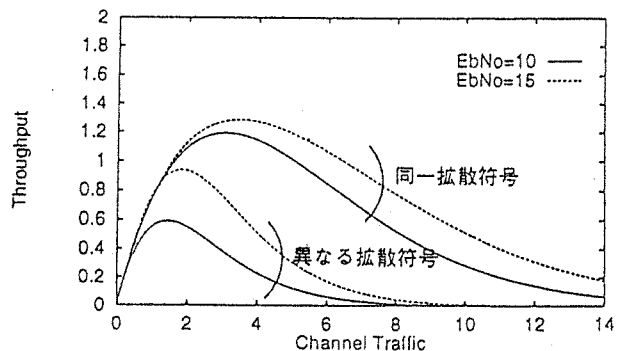


図2 Channel Traffic vs Throughput 特性 ($L=1000$ ビット)

参考文献

[1] M.B.Pursley: "Performance evaluation for phase-coded spread-spectrum multiple-access communication - Part I: system analysis", IEEE Trans. Commun., vol.COM-25, (Aug, 1977).
 [2] 吉田他: "同一の拡散符号を用いた直接拡散スプレッド・アロハ方式のスループット特性について": 信学春大, (1995年3月).
 [3] R.K.Morrow: "Packet Throughput in Slotted DS/SSMA Radio Systems with Random Signature Sequences", IEEE Trans. Commun., vol.COM-40, (July, 1992).

ドアロハ方式を例にとり、チャネルトラヒック特性とスループット特性を評価尺度として従来のスロットドアロハ方式との特性比較を実施した。その結果、スプレッドアロハ方式はピーク送信電力の低下に有効であることが明らかとなった。次に、パケット信号を構成するビットがチップタイミングと非同期に発生する場合を検討対象に、パケット信号の衝突個数がパケット周期中で変化しないスプレッドスロットドアロハ方式とパケット信号の衝突状況が時々刻々変化するスプレッドアンスロットドアロハ方式の伝送効率について検討した。スプレッドスロットドアロハとスプレッドアンスロットドアロハの両方式に関して、複数の異なる拡散符号を用いる方式、すなわちアクセス方式が符号分割多元接続の場合と比較して、単一の拡散符号を用いる方が長いパケット長に対して伝送効率が良いことを定量的に明らかにした。なお、伝送効率の更なる向上を目標とした場合、異なる拡散符号をグループ化して使用する方式が有効になると考えられるが、単一の拡散符号に加えて異なる拡散符号によって周波数拡散されたパケット信号同士の干渉に起因するビット誤り率特性を解明する必要がある。

5.3 スプレッドアロハ方式へのチャープの適用

チャープ信号の位相成分に情報を付加することによりデータ伝送を可能とし、チャープを用いて連続的に周波数を拡散するスプレッドアロハ方式を提案し、準同期検波と蓄積一括復調の組合せに基づくシステム構成ならびに各部における信号処理過程を明確にした。また、計算機シミュレーションを用いて各種条件下におけるビット誤り率を導出し、定量的な評価を行った。

特性評価の結果、提案システムは以下の特徴を有することが明らかになった。

- (1) チャープの周波数拡散により優れた耐干渉性を有する。
- (2) 蓄積一括復調により周波数と位相に対する良好な補正が可能である。
- (3) 相関処理に基づくビット圧縮により多重パケットの伝送が可能である。

以上より、「チャープを適用したスプレッドアロハ方式は基本的実現可能であり、周波数拡散に基づく種々の優れた特長を有する。」と結論づけられる。なお、本検討では、本質となる信号処理過程に焦点を絞って述べ、パケット検出、ビットタイミング再生および搬送波推定における位相不確定の除去については理想的に行えるものと仮定した。これらの機能は、パケット不検出、誤検出確率およびタイミングジッタに関係しており、総合のBER目標に対する、それらの劣化要因の寄与を考慮する必要がある。

参考文献

- (1) 中川正雄：“スペクトラム拡散通信技術の基礎と応用”、(株)トリケップス、1986年9月。
- (2) 横山光雄：“スペクトラム拡散通信システム”、科学技術出版社、1988年5月。
- (3) 丸林元、中川正雄、河野隆二：“スペクトラム拡散通信の研究開発動向”、電子情報通信学会誌、72、5、pp. 580-592、1989年5月。
- (4) 丸林元：“スペクトラム拡散通信の最新研究・開発動向”、電子情報通信学会論文誌(B-II)、74、5、pp. 176-181、1991年5月。
- (5) F. Takahata, Y. Hoshino, T. Baba, H. Komatsu and M. Okuda：“Field Trial and Performance of Land Mobile Message Communications Using Ku-band Satellite”、IEICE Trans. Commun., E76-B, 2, pp. 120-130 (Feb. 1993).
- (6) N. Abramson：“SPREAD ALOHA FOR VSAT's”、ALOHA SYSTEM Technical Report, B86-4, University of Hawaii, Honolulu (June 1986).
- (7) 並木淳治：“無線短パケット用蓄積一括復調方式”、電子情報通信学会論文誌(B)、J67-B、1、pp. 54-64、1984年1月。
- (8) 本多輝彦、小林英雄：“PSK信号の計算的復調法に関する検討”、電子情報通信学会技術研究報告、CS87-109、1987年1月。
- (9) 東田康志、萩原将文、中川正雄：“PSK信号蓄積一括復調方式におけるタイミング抽出とキャリア推定”、電子情報通信学会論文誌(B)、J71-B、4、pp. 540-546、1988年4月。
- (10) 大沢智善：“逐次回帰推定法を用いたPSK信号の蓄積一括復調方式”、電子情報通信学会論文誌(B-I)、J72-B-I、6、pp. 504-512、1989年6月。
- (11) 南雲正彦、稲村賢治、尾崎高弘、高畑文雄：“低C/N用PSK蓄積一括復調方式の一構成法”、電子情報通信学会技術研究報告、SAT90-14、1990年6月。
- (12) 市川武男、笹井裕之、高畑文雄：“蓄積一括復調を用いたスプレッド・アロハ方式の特性”、1992年電子情報通信学会春季大会、B-193、1992年3月。
- (13) 市川武男、吉田崇、高畑文雄：“直接拡散スプレッド・アロハ用蓄積一括復調方式の設計と特性”、電子情報通信学会技術研究報告、SAT92-71、1993年1月。
- (14) A. Kajiwara, M. Nakagawa：“Direct-Sequence Spread-Spectrum Demodulator Using Block Signal Processing”、IEICE Trans., E74-5, pp. 1108-1114 (May 1991).
- (15) 市川武男、吉田崇、高畑文雄：“直接拡散スプレッド・アロハ方式の特性と設計”、1993年電子情報通信学会春季大会、B-194、1993年3月。
- (16) 吉田崇、高畑文雄：“直接拡散スプレッド・アロハ方式における多重パケット検出について”、電子情報通信学会技術研究報告、SAT94-13、1994年6月。
- (17) M. B. Pursley：“Performance Evaluation for Phase-Coded Spread-Spectrum Multiple-Access Communication - Part I: System Analysis”、IEEE Trans. Commun., 37, 25, pp. 795-799 (Aug. 1977).