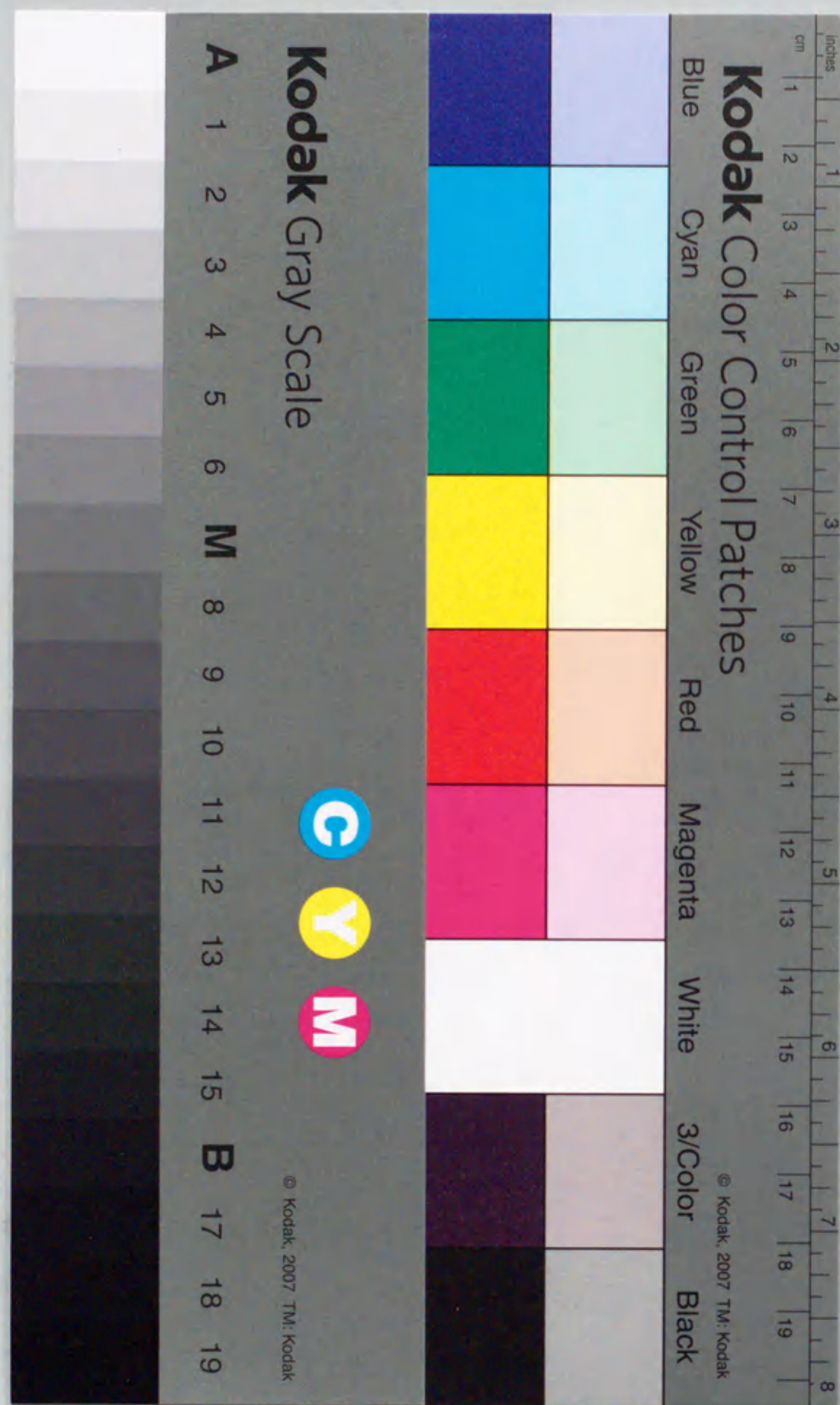


準同期 CDMA 方式を用いた
高能率パケット通信方式に関する研究

齋藤 将人



準同期 CDMA 方式を用いた
高能率パケット通信方式に関する研究

齋藤 将人

名古屋大学大学院 工学研究科

2001 年 1 月

光り出す方へ A.M.C. 曜星堂
 突然の予備の太鼓騒ぎで、その季節

人許 藪賢

研究部年工 聖地大寺大蔵古抄

凡 1 本 (100)

光り出す

光り出す

1. 光り出す方へ A.M.C. 曜星堂

2. 突然の予備の太鼓騒ぎで、その季節

3. 光り出す方へ A.M.C. 曜星堂

4. 突然の予備の太鼓騒ぎで、その季節

5. 光り出す方へ A.M.C. 曜星堂

6. 突然の予備の太鼓騒ぎで、その季節

7. 光り出す方へ A.M.C. 曜星堂

8. 突然の予備の太鼓騒ぎで、その季節

9. 光り出す方へ A.M.C. 曜星堂

10. 突然の予備の太鼓騒ぎで、その季節

11. 光り出す方へ A.M.C. 曜星堂

12. 突然の予備の太鼓騒ぎで、その季節

13. 光り出す方へ A.M.C. 曜星堂

14. 突然の予備の太鼓騒ぎで、その季節

15. 光り出す方へ A.M.C. 曜星堂

16. 突然の予備の太鼓騒ぎで、その季節

17. 光り出す方へ A.M.C. 曜星堂

18. 突然の予備の太鼓騒ぎで、その季節

19. 光り出す方へ A.M.C. 曜星堂

20. 突然の予備の太鼓騒ぎで、その季節

21. 光り出す方へ A.M.C. 曜星堂

22. 突然の予備の太鼓騒ぎで、その季節

23. 光り出す方へ A.M.C. 曜星堂

24. 突然の予備の太鼓騒ぎで、その季節

25. 光り出す方へ A.M.C. 曜星堂

26. 突然の予備の太鼓騒ぎで、その季節

27. 光り出す方へ A.M.C. 曜星堂

28. 突然の予備の太鼓騒ぎで、その季節

29. 光り出す方へ A.M.C. 曜星堂

30. 突然の予備の太鼓騒ぎで、その季節

もくじ

1 序論	1
1.1 無線データ通信の動向	1
1.2 CDMA ALOHA 方式	6
1.3 研究の目的	10
1.4 本論文の構成	12
2 無線パケット通信	14
2.1 はじめに	14
2.2 回線交換方式とパケット交換方式	14
2.3 ALOHA 方式	16
2.3.1 Pure ALOHA 方式	17
2.3.2 Slotted ALOHA 方式	22
2.4 まとめ	26
3 CDMA 方式	27
3.1 はじめに	27
3.2 符号分割多元接続 (CDMA) 方式	27
3.2.1 スペクトル拡散通信	28
3.2.2 DS/SS 方式	28
3.2.3 DS/SS 方式の平均ビット誤り率特性	29
3.2.4 平均ビット誤り率の数値例	33
3.3 まとめ	36
4 CDMA Slotted ALOHA 方式	37
4.1 はじめに	37
4.2 CDMA ALOHA 方式	37
4.3 CDMA Slotted ALOHA 方式の特性解析	39

4.3.1 システムモデル	39
4.3.2 スループット特性解析	40
4.3.3 数値例	41
4.4 まとめ	43
5 CDMA Slotted ALOHA 方式の平均パケット成功確率解析	45
5.1 はじめに	45
5.2 システムモデル	47
5.2.1 ビット誤り率の導出	48
5.3 平均パケット成功確率の導出	50
5.3.1 平均パケット成功確率 (PSP 手法)	50
5.3.2 平均パケット成功確率 (BEP 手法)	51
5.4 数値例	52
5.5 まとめ	60
6 CDMA Slotted ALOHA 方式のアクセス制御方式	62
6.1 はじめに	62
6.2 CDMA Unslotted ALOHA 方式のアクセス制御方式	62
6.3 CDMA Slotted ALOHA 方式への MCLSP の適用	64
6.3.1 MCLSP の原理	64
6.3.2 パケット送信確率の導出アルゴリズム	65
6.3.3 スループット特性解析	66
6.3.4 数値例	67
6.4 MCLSP におけるトラヒック観測時間の影響	68
6.5 MCLSP 制御におけるアクセス制御遅延の影響	70
6.6 まとめ	72
7 準同期 CDMA 方式	73
7.1 はじめに	73
7.2 準同期 CDMA 方式	74
7.3 準同期拡散符号系列	76
7.3.1 定義	76
7.3.2 Gold 系列から導出される準同期拡散符号系列	77
7.3.3 直交 Gold 系列から導かれる準同期拡散符号系列	85
7.3.4 奇相互相関特性	88

7.4 同期タイミングのずれ	90
7.5 平均ビット誤り率特性	92
7.6 数値例	92
7.7 まとめ	94
8 準同期 CDMA 方式を用いた CDMA Slotted ALOHA 方式	97
8.1 はじめに	97
8.2 AWGN チャネルにおける QS-CDMA Slotted ALOHA 方式のスループット特性	98
8.2.1 システムモデル	98
8.2.2 QS-CDMA Slotted ALOHA 方式のスループット特性	98
8.2.3 数値例	98
8.3 フェージング環境下における QS-CDMA Slotted ALOHA 方式のスループット特性	100
8.3.1 フェージング	101
8.3.2 システムモデル	101
8.3.3 数値例	102
8.4 まとめ	104
9 Decorrelating Detector を用いた同期 CDMA 方式	105
9.1 はじめに	105
9.2 システムモデル	106
9.3 ビット誤り率解析	107
9.3.1 MF 出力をもとにデータ判定を行った場合のビット誤り率	108
9.3.2 DD 出力をもとにデータ判定を行った場合のビット誤り率	109
9.4 相互相関値一定の 2 値拡散符号	111
9.5 雑音強調指数	112
9.6 ビット誤り率特性の数値例	115
9.7 まとめ	117
10 総括	119
10.1 本論文のまとめ	119
10.2 今後の展開	123
謝辞	125

付録	126
A.1 拡散符号系列	126
A.1.1 導入	126
A.1.2 M 系列	127
A.1.3 Gold 符号	129
記号一覧	133
参考文献	135
業績一覧	143
受賞歴	150

第 1 章

序論

1.1 無線データ通信の動向

データ通信需要の急激な増加

近年の情報通信分野において、移動体通信 (モバイル通信) とインターネットは、目覚ましい発展を遂げており、利用者数を急激に増加させている。これまで、移動体通信は「いつでも、どこでも、誰とでも」会話ができる媒体として、主に電話に利用され、インターネットは固定通信網における計算機間の情報交換の媒体として利用されてきた。今では、移動体通信においてもインターネットと接続でき、今後は、移動体通信を利用したデータ通信が益々増加していくものと予想される。

通信量の少ないユーザが多数存在するようなデータ通信においては、データをパケットと呼ばれる小さな塊に分割して送信するパケット通信が、効率の良い通信方式とされ、加入者対応の移動体通信においてもパケット通信方式が採用されている。今後、データ通信の需要が高まることが予想され、システムが更に多くのデータ量を取り扱う必要性が出てくるために、今までよりも収容数を多くできる技術が必要となる。特に、移動体通信においては、周波数資源が逼迫しているという事情があり、高能率な無線パケット通信方式が望まれる。

移動体通信利用者の増加

図 1.1 は、ここ十数年の、日本における移動体通信サービスの契約者数の推移を示している [1]。契約者数は、携帯・自動車電話及び PHS の合計である。かつて、移動体通信は、技術的な問題点、高価なサービス、免許を必要とする特殊性等の理由から、その利便性に対してそれほど多くの利用者はいなかった。しかし、技術面における、集積回路技術の向上、端末の軽量小型化、電池の耐久性の向上等複合的な発展により加入

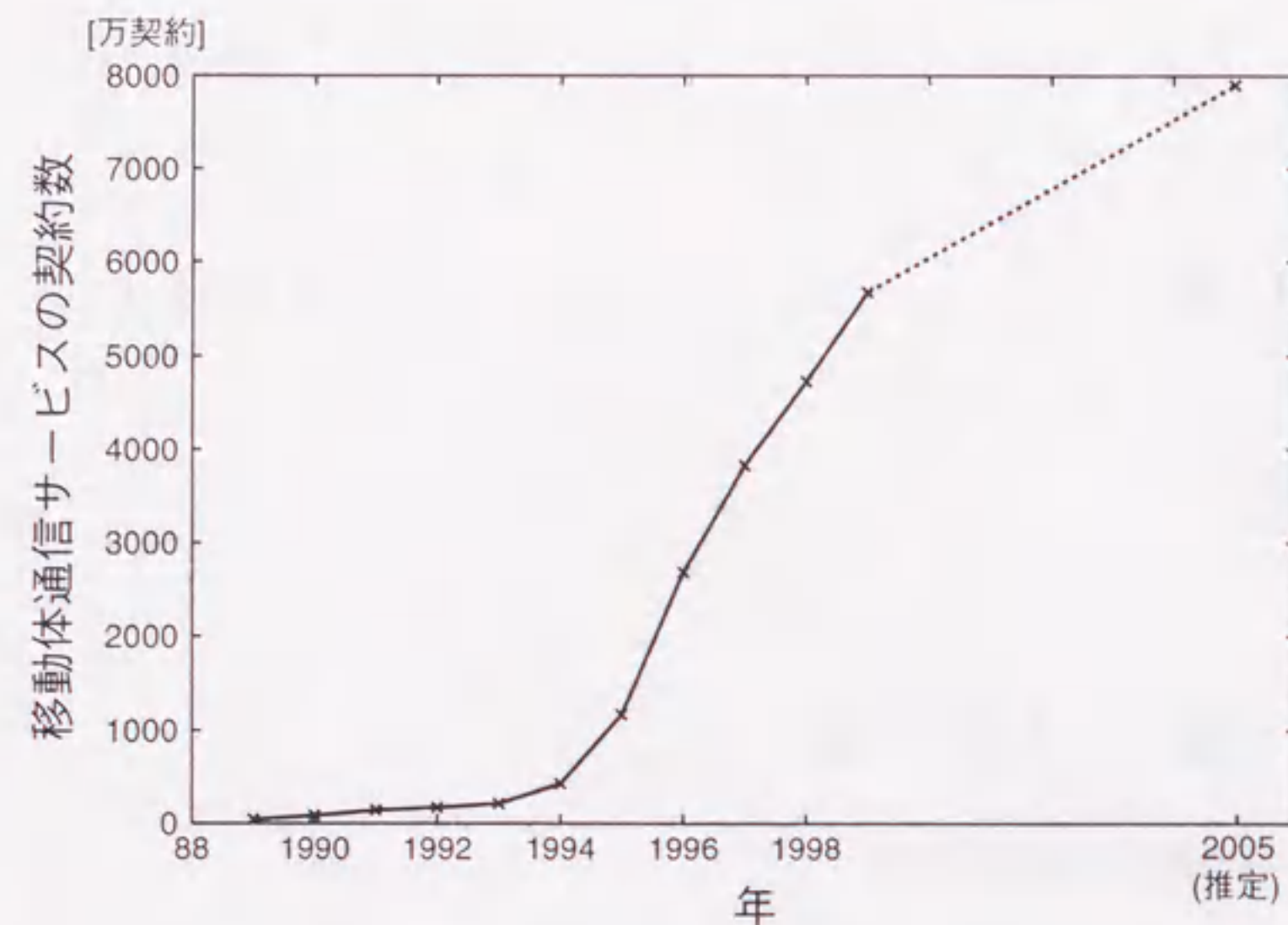


図 1.1: 移動体通信サービスへの契約者数の推移

者が増加し、その結果サービス料金の低下が再び加入者を増加させ、そこから得られる利益が技術面に還元されるという、非常に好ましいサイクルが構築された結果、現在の活況が導かれたといえる。2000 年には契約数が日本の人口の半数を越え、平成 12 年度通信白書によれば 2005 年には 8000 万契約に近づくと予想されており [1]、今後も移動体通信の需要は高まるものと考えられる。

インターネット利用者の増加

有線のデータ通信分野では、インターネット利用の需要が増加している。図 1.2 はここ数年のインターネット利用者数推移と、2005 年における利用者数の予測値を示している [1]。移動体通信利用者と同様、インターネットの利用者数も、ここ数年増加傾向にあり、今後も急激に増加していくものと推測される。

移動体通信を利用したデータ通信

このように、移動体通信、インターネット双方の利用者数が急激に増加しているが、この利用者には、移動体通信端末を利用したインターネット利用者が含まれている。移動体通信端末を利用するインターネット接続の形態は、大きく 2 種類に分類できる。すなわち、携帯電話端末から直接インターネットに接続するタイプと、携帯情報端

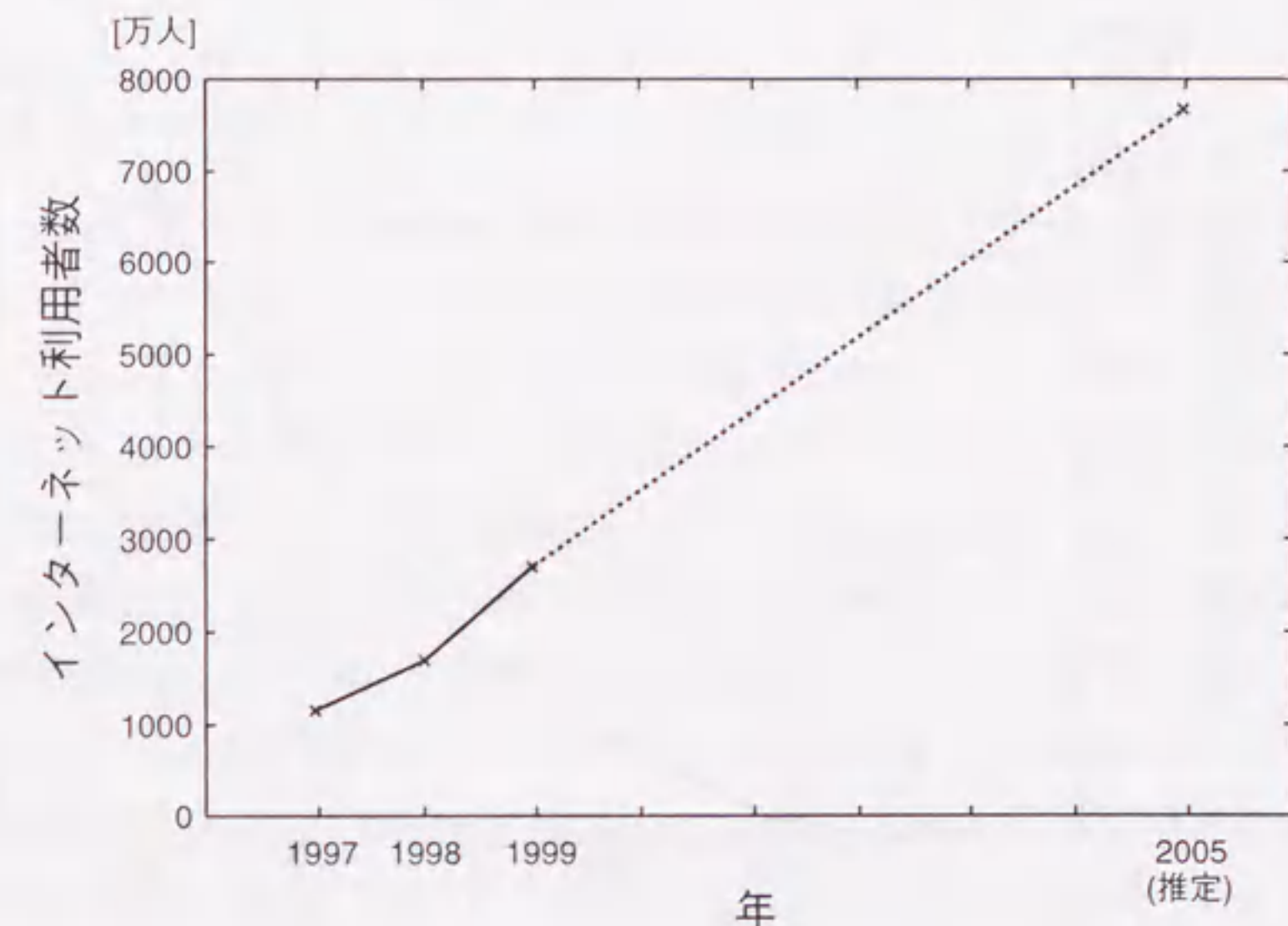


図 1.2: インターネット利用者数の推移

末や携帯コンピュータ、PDA (Personal Digital Assistant) を、携帯電話を経由して、インターネットに接続するタイプである [2]。

これまでは、後者のサービス形態が主流であったが、1999 年から本格的に前者のサービス形態が始まった。携帯電話端末からインターネットに接続利用するサービスの一例として、NTT DoCoMo グループの i-mode サービスが挙げられる。図 1.3 は、i-mode サービスの開始 (1999 年 2 月 22 日) から 2000 年 10 月までの契約者数の推移を示している [3]。図のように、i-mode サービス契約者数は、サービス開始から 2 年足らずで 1400 万を突破しており、今後も更に増加していくものと予想される。

i-mode サービスは、従来の携帯電話システムを利用したサービスであるため、大量のデータを送受信することに不向きであることから、主に文字情報等の比較的少量のデータを取り扱うことに特化されている。しかし、次世代携帯電話のサービスでは、動画を始め大量のデータを取り扱うことが技術目標とされているため、これまで固定通信網で行われてきたインターネット利用が移動体通信からも行えるようになるものと考えられる。このように、従来に比べて大量のデータを取り扱うことを可能とするためにも、移動体通信を利用したデータ通信システムの技術向上が課題となる。

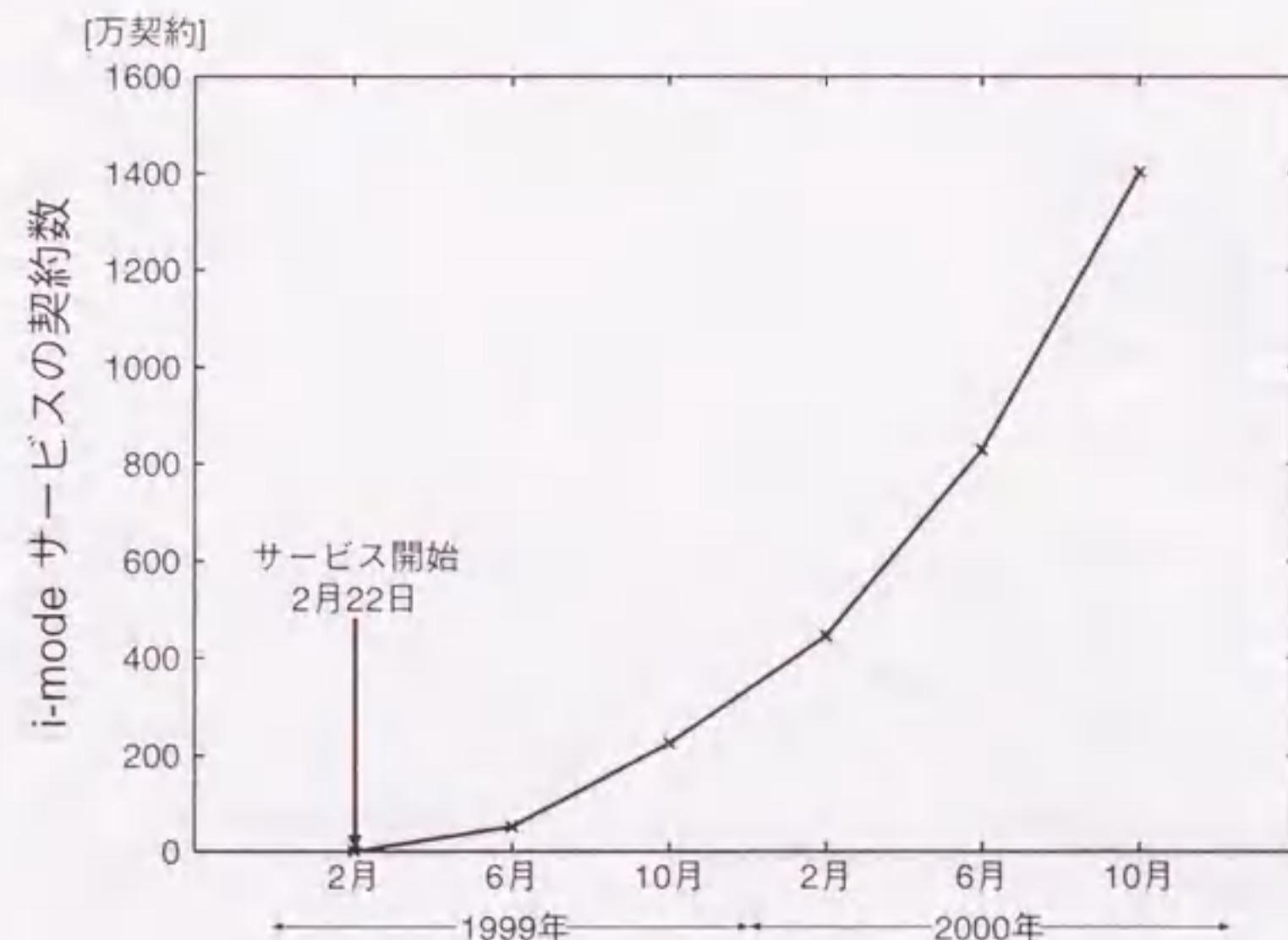


図 1.3: i-mode サービス契約者数の推移

無線パケット通信の重要性

移動体通信は、これまで主として音声情報の伝達に利用されてきたため、基幹網における情報の交換方式として、回線交換方式が採用されている。回線交換方式は、通信を始める前に予め回線を確保しておき、通信が終了するまでその回線を継続して使用する方式であるため、回線を途中で断絶することなく安定した通信を行うことができる。しかし、回線交換方式を用いてデータ通信を行うと、データが存在しない場合にも回線が確保されるため効率が悪いことから、通常、加入者対応のデータ通信にはパケット交換方式が用いられる。パケット交換方式では、一つの無線回線を複数のユーザで利用できることや、データが存在する時だけパケット送信を行うため、回線を効率良く利用できるという利点がある [4]–[6]。

パケット交換方式は、課金についても利点を有する。すなわち、回線交換方式では、回線を確保している時間に対して課金されるのに対して、パケット交換方式ではパケット単位の課金が行われるため、実際に送信したデータ量に相応した料金を支払うだけで良く、安価なサービスが期待できる。

移動体からのデータ通信を考えると、基幹網で用いられているパケット交換方式に対応して、移動体–基地局間の無線区間においてもパケット単位の通信を行うことにより、円滑にデータ交換を行うことができる。今後、移動体からのデータ通信に対す

る要求が高まるにつれ、より高速、高能率な無線パケット通信の実現が望まれる。

CDMA 方式の標準化

一方、2001 年より、新たな携帯電話の標準規格に基づくサービスが始まろうとしている。すなわち、第 3 世代の携帯電話の標準規格である IMT-2000 (International Mobile Telecommunications - 2000) 規格に基づくサービスである。IMT-2000 の特徴としては、世界中で使用が可能となる国際ローミングに対応したシステムであること、最大 2Mbps という情報伝送速度により、高速、高品質なマルチメディア移動通信が可能であることが挙げられる。IMT-2000 無線規格として、国際電気通信連合–無線通信部門 (ITU-R) は、5 種類の規格を承認したが、日本では W-CDMA 方式と cdma2000 方式の採用が決定している。これらの方式は、多元接続方式として、共に符号分割多元接続 (Code Division Multiple Access; CDMA) 方式が用いられている。標準規格に採用されたことにより、CDMA 方式に対する技術開発は今後益々盛んになることが予想され、その重要性は増すものと考えられる。

CDMA 方式に基づく無線パケット通信

第 3 世代の携帯電話の標準規格が CDMA 方式に基づく通信システムに決定されたことにより、このシステムでデータ通信を行う場合も、必然的に CDMA 方式を基にしたものが開発されるものと考えられる。また、パケット通信に基づくデータ通信への期待が高まっていることから、CDMA 方式を用いた無線パケット通信は今後重要な技術といえる。

CDMA 方式には、同時に送信されている信号が、互いに干渉として作用し、信号品質を劣化させるという性質がある。このため、CDMA 方式の効率を高めるためには、なるべく、余分な干渉信号を発生させないように、送信すべきデータが存在するときだけ、信号の送信を行うことが望ましい。このことは、バースト的に発生するデータ通信には、回線交換方式よりも、パケット交換方式の方が効率良く通信できるという性質に整合している。

また、CDMA 方式は、信号が周波数的・時間的に重なって送信されることを許容するため、信号送信を時間的にランダムに行える、ランダムアクセス性がある。一方、パケット通信における最も簡単なアクセス方式に ALOHA 方式があり、ランダムアクセスを特徴とする。ALOHA 方式では、ユーザのパケット送信要求があるときに、非同期で送信を行う。このように、ランダムアクセスという点において、CDMA 方式と ALOHA 方式は整合性を有する。以上のことから、CDMA 方式と ALOHA 方式を

組み合わせたパケット通信方式である CDMA ALOHA 方式は、性質の整合性により、高能率なパケット通信方式を実現できるものとして期待できる。

1.2 CDMA ALOHA 方式

ALOHA 方式

最初に無線パケット通信 (packet broadcasting) 技術が採用されたコンピュータ無線通信システムは、1970 年に運用が開始された、ハワイ大学の ALOHA システムである [7]。これは、ハワイ諸島が、幾つかの島から構成されている特殊な土地柄のため、無線で Local Area Network (LAN) システムを構築したものであった。ALOHA システムでは、ALOHA 方式、Slotted ALOHA 方式等のパケット送信手順 (プロトコル) の研究や、データ誤りを含むために破棄されたパケットをいかに再送するかということに関する研究が行われた。

Spread ALOHA 方式

ALOHA システムを運用する中心的メンバーであった N. Abramson は、無線パケット通信が、衛星通信に適していると発表した [7]。これは、ユーザ局数、チャネルトラフィック量が低い時に、平均電力を低く抑え、ピーク電力を高くすることにより、システムのキャパシチに近づけることができるからである [7]。しかし、ピーク電力を高くすることは、送信機の装置を大きくするため問題となる。この問題に対して、平均電力を低く抑えたままで、ピーク電力も小さくすることのできる SAMA (Spread ALOHA Multiple Access) システムが考えられた [8]。SAMA システムでは、パケット信号を時間的に拡散する (この技術は Spread ALOHA 方式と呼ばれる) ことにより、平均電力を低く保ちつつピーク電力を抑えており、ALOHA 方式と同様の特性を達成する。SAMA システムでは、短いパルス信号を用いることにより、結果として広いスペクトルの信号を使っているため、このシステムは、ALOHA 方式とスペクトル拡散技術を組み合わせた最初の方式と言える。Spread ALOHA 方式では、信号を時間的に拡散するために、各ユーザ局は共通の拡散符号を用い、ユーザ識別はデータリンク層で行う。この方式では、拡散符号をあらかじめユーザ局に割り当てなくても良いため、システムが簡易になるという利点があるが、同一の拡散符号を用いるために同じタイミングでパケットが生じる場合に信号識別ができない。そのため、マルチパス環境下においては、見かけ上信号数が増加するため、本質的に信号識別が困難であることや、スペクトル拡散方式の特性を向上させる一手法である RAKE 受信を適用することが困難で

あるという問題がある。

CDMA ALOHA 方式の基礎研究

この Spread ALOHA 方式の問題点を解決した、より効率の高いパケット通信方式として、CDMA ALOHA 方式が考案され、盛んに研究が行われるようになった。

CDMA ALOHA 方式には、非同期にパケットを送信できる CDMA Unslotted ALOHA 方式と、スロットと呼ばれる時間枠に同期してパケット送信を行う CDMA Slotted ALOHA 方式の二種類がある。これらは、それぞれ、Pure ALOHA 方式と Slotted ALOHA 方式に CDMA 技術を適用したものである。

CDMA ALOHA 方式の研究としては、初め、あるトラフィック量に対して平均的にどれくらいのパケットが正しく送れるのかを表すスループット特性や、一旦送信したパケットが正しく受信されるまで平均的にどれくらいの時間がかかるのかを示す遅延特性についての特性解析、特性評価が行われた [9]–[13]。初期の研究では、トラフィックの変位がスロット毎に生じるため、解析が容易である CDMA Slotted ALOHA 方式が主に用いられていた。その後、CDMA Unslotted ALOHA 方式の厳密な特性解析も行われ、CDMA ALOHA 方式のスループット特性、遅延特性等が明らかにされた [14]–[16]。ところで、Pure ALOHA 方式と Slotted ALOHA 方式のスループット特性を比較すると、Slotted ALOHA 方式が、最大値において 2 倍良い値をとる。これは、スロット同期をすることによりパケットの部分的な衝突によるパケット損失を減らすことができるからである。一方、CDMA ALOHA 方式では、CDMA Unslotted ALOHA 方式と CDMA Slotted ALOHA 方式のスループット特性を比較すると、CDMA Slotted ALOHA 方式の方が少し特性が良いが、ほとんど差が無いことが知られている。これは、CDMA 方式を用いることにより、パケットの部分的な衝突が即座にパケット損失とならなくなったためである。

干渉に依存する CDMA 方式の特性

CDMA ALOHA 方式では、データ信号に拡散符号を掛け合わせることによって信号の重畳を許容することができる。信号が重畳するときには、各信号は互いに干渉となり信号品質の劣化を及ぼすことになるが、干渉量がどの程度の大きさになるのかは、主に各信号が用いる符号同士の相互相関特性に依存する。理想的には相互相関が生じない直交符号を用いることで、互いに干渉を及ぼさない通信を行うことができるのだが、符号のタイミングが完全に揃う同期方式でなければ完全に干渉を無くすることはできない。一方、パケットの送信が非同期で行われる場合には、拡散符号の任意のタイ

ミングにおける干渉を考えなくてはならず、そのような場合において常に干渉が零となる符号は存在しないため、必ず干渉が生じることになる。トラフィックが少量であれば、干渉量も少なく済むため、良好な通信を行うことができるが、トラフィックが多量となると、信号品質が著しく劣化し、送られているパケット全体がデータ誤りが生じやすくなり、スループットは非常に劣化してしまう。このため、CDMA ALOHA 方式において安定したデータ伝送を実現するためには、何らかの手法を用いて干渉量を低減させる必要がある。

CDMA ALOHA 方式のアクセス制御技術

この問題に対して、トラフィック量が大きくなり過ぎないように、チャネルに伝送されている瞬時瞬時のパケット数に応じてパケット送信を制限するアクセス制御方式として、Channel Load Sensing Protocol (CLSP) が提案された [12], [17]。CLSP によるアクセス制御によって、制御を行わない場合と比較してスループット特性は大きく向上するが、制御信号が基地局から送信されてから、制御信号の含む情報に従ってユーザがパケットを送信するまでの時間的な遅延を考慮に入れると、遅延時間によってはアクセス制御をすることにより、かえってスループット特性が劣化することもあり、実用の際に大きな問題となる [18]。そのため、CDMA ALOHA 方式の遅延特性を向上させるために、パケットの再送制御を含めたアクセス制御手法や、Automatic Repeat reQuest (ARQ) を工夫する手法も検討されている [15], [19]–[21]。

準同期 CDMA 方式による高能率化

CDMA Slotted ALOHA 方式は、パケットを同期させて送信するシステムであるので、もし、各パケット信号のタイミングを完全に一致させて送信することができれば、理想的な相互相関特性が実現でき、干渉がほとんど生じない通信が可能となる。しかし、完全同期のためには信号タイミングの精度は非常に高いことが要求され、ユーザが移動したり、伝搬路が不安定である無線通信において、複数のユーザが互いに同期したパケット送信を行うことは非常に困難である。これに対して、準同期 CDMA 方式という概念がある。準同期 CDMA 方式は、完全同期の CDMA 方式に準ずるものであり、ある程度、信号間のタイミングずれを許す同期 CDMA 方式を指す [22]。準同期 CDMA 方式は、近似同期 CDMA 方式とも呼ばれている [23]。準同期 CDMA 方式では、信号タイミングずれの許容範囲内においてのみ相互相関特性が小さい符号を使うことにより、非同期 CDMA 方式よりも高い品質で通信を行うことができる。そのような符号は準同期拡散符号と呼ばれ、2 値符号、実数値符号、複素数値符号等が報

告されている [22]–[29]。これらの準同期拡散符号に関する研究においては、符号の持つ相互相関特性を理想的なものに近づけるための研究が主であり、そのような符号は、実数値や複素数値等複雑な構造を持つことが多く、簡易な回路での符号生成ができないため、実用化が困難であると考えられている。また、同期タイミングずれの許容範囲が大きくなると、用いることのできる拡散符号数が少なくなるという問題があり、これら両方の要求を満たすことのできる符号が望まれる。更に、準同期拡散符号を用いた場合、同期タイミングずれやフェージングが存在する現実的な条件下で、どの程度の特性が得られるのかという検討はまだ十分なされていない。

高能率パケット通信方式に向けての研究課題

CDMA ALOHA 方式の高能率化という課題に対して、はじめに、スロット同期を行うか、行わないかという問題がある。Slotted ALOHA 方式では、通常、スロットへの同期が確実に行われるように、数ビット時間のガードタイムが設けられる。このとき、パケットの同期タイミングはビット時間と比べて大きいばらつきが生じるため、ビットレベルで見ると非同期アクセスをしていることと同等である。非同期アクセスを行う場合、CDMA Unslotted ALOHA 方式と、CDMA Slotted ALOHA 方式の特性はほぼ同じであるため、全く自由なタイミングでパケット送信を行うことのできる CDMA Unslotted ALOHA 方式の方が簡易なシステムを作ることができるため、スロット同期は行わない方が良いといえる。一方、非同期 CDMA 方式に比べて高い特性が得られる方式として、準同期 CDMA 方式を用いることが考えられる。準同期 CDMA 方式では、各ユーザ局の信号間のタイミングを拡散符号のチップレベルで同期させる必要がある。この信号タイミング同期をスロット同期と同一視すると、準同期 CDMA 方式と CDMA Slotted ALOHA 方式は有機的に組み合わせることができる。準同期 CDMA 方式では、準同期拡散符号を用いることにより、非同期 CDMA 方式では達成することのできない高い特性が得られるため、システムの高能率化が期待できる。このように、準同期 CDMA 方式を用いた CDMA Slotted ALOHA 方式により、CDMA Unslotted ALOHA 方式に比べてより高い特性が得られることが期待できるため、準同期 CDMA 方式を用いるという条件付きでスロット同期を行う方が良いと考えられる。

準同期 CDMA 方式では、同期タイミングずれを大きく許容できる準同期拡散符号が好ましいが、そのような拡散符号は、発生回路が複雑となる実数や複素数から構成されていたり、符号数が少なくなるという問題がある。このため、容易に生成できる、相互相関特性が良い、符号数が大きいという、互いに相反する条件をできるだけ同時

に満たす拡散符号が望まれる。また、実際には準同期拡散符号では許容できない同期タイミングで到着する信号が発生することも十分に考えられるが、そのような場合の特性は詳しく知られていないため、これを明らかにすることが必要である。そして、実際の準同期 CDMA 方式でも干渉が大きくなることや、マルチパス環境等、予期せぬタイミングでの信号の出現によって特性が大きく劣化する可能性があるため、干渉成分を低減する手法についても検討する必要がある。

これまでの、CDMA Slotted ALOHA 方式の特性評価では、各ビットでの干渉のふるまいを独立として考え、平均ビット誤り率を基にパケットが正しく受信される確率が広く用いられてきたが、通信路環境によっては 1 パケットの時間よりも通信路環境が変動する間隔の方が長く、ビット間の性質に高い依存性があることが予想されるため、パケット毎の伝送成功、失敗を考慮して特性を評価する必要がある。特に、フェージング環境のように信号振幅に変動がある場合には、平均ビット誤り率が非常に悪い値に陥るため、これを基に得られたパケット通信方式の評価基準は、必ずしも正当であるとは言えない。無線通信では、フェージングの影響が避けられない問題であるため、フェージング環境下における正確な特性を求めることは非常に重要な課題である。

また、パケット通信方式の高能率化を図る手法として、アクセス制御を用いた様々な手法が検討されてきている。CDMA Unslotted ALOHA 方式に対して、CLSP の適用が検討されたが、実際に用いる場合には、基地局からユーザ局に対して送られる制御信号が、伝搬されてからユーザが情報に従ってパケットを送信して到着するまでの時間 (アクセス制御遅延) に、古くなることで、有効に作用しなくなるという問題がある。このアクセス制御遅延の問題に加え、CDMA Slotted ALOHA 方式ではスロットに対してパケット送信が行われるため、トラフィック量の瞬時変動を基にしたアクセス制御が行えない。そのため、これらの問題を解決できるアクセス制御方式の実現が課題である。

1.3 研究の目的

本研究は、スロット同期に基づく CDMA パケット通信方式である、CDMA Slotted ALOHA 方式の高能率化を目的とする。高能率化を支える各手法に関しては、実用の際に想定される問題点を考慮に入れ、それらを解決することのできる手法を採り入れることとする。本論文では、この目的に対して次のような検討を行う。

1. CDMA Slotted ALOHA 方式における、平均パケット成功確率の解析手法を提案し、この手法を用いて CDMA Slotted ALOHA 方式の特性を明らかにする。

CDMA Slotted ALOHA 方式では、スロット毎にトラフィック量変動するため、各スロットは独立しているといえるが、スロット内では、通信路環境の変動がそれほど小さくなく、ほぼ一定と考えられる場合が多い。このとき、信号振幅や信号間の遅延時間差等のパラメータは、ビット間で依存関係にあるといえる。この、パラメータの依存性を考慮して、平均パケット成功確率を導出する手法の検討は、これまで十分に行われていない。特に、無線通信においては、フェージング環境下における特性が通信システムの評価を行う際に重要であるが、従来の平均ビット誤り率特性を基にした手法では、特性が過少評価されるという問題があった。そこで、パラメータのビット依存性を考慮に入れて、フェージング環境下においても有用な平均パケット成功確率導出手法を検討する。

2. CDMA Slotted ALOHA 方式に対しても有効に作用するアクセス制御方式を提案する。そして、アクセス制御方式を用いる際に問題となる、アクセス制御遅延の影響を明らかにする。アクセス制御は、瞬時瞬時のトラフィック量を判断基準として行われるものが多いが、CDMA Slotted ALOHA 方式はスロット毎にトラフィック量変動するため、そのような制御を行うことができない。また、アクセス制御に関する情報が基地局から移動局に送信され、実際に制御に従って移動局からパケットが基地局で受信されるまでには、時間差が存在するため、制御情報やパケットが伝搬される時間が大きいと、制御情報が古くなってしまうというアクセス制御遅延のために、制御を行うことによって、かえって特性劣化が生じてしまうことがある。以上の問題点を解決する手法、すなわち、CDMA Slotted ALOHA 方式に適用でき、アクセス制御遅延の影響を受けない手法として、トラフィックの平均値に基づいて制御を行う手法を検討する。
3. 準同期 CDMA 方式を CDMA Slotted ALOHA 方式に適用することにより、スループット特性を、非同期の方式よりも大きく向上させることを目指す。準同期 CDMA 方式は、各信号間に同期タイミングのずれがある程度存在しても、それを拡散符号の相互相関特性によって許容する方式である。大きな同期タイミングずれが生じる場合にも、良い相互相関特性を持つ拡散符号が望まれるが、そのような符号は、符号構成が複雑であったり、符号生成が実際には困難であったり、ユーザ局に割り当てられる符号数が少なくなってしまうという問題がある。そのため、生成や取り扱いが容易な 2 値符号に着目し、準同期 CDMA 方式において、相互相関特性が優れており、符号数の多い準同期拡散符号の導出を検討する。また、これまでの準同期 CDMA 方式の検討では、同期タイミングずれが準同期拡散符号では許容できない程大きい場合の信号を考慮した検討というもの

は行われて来なかった。移動体通信においては、フェージングやユーザ局の高速移動等、同期タイミングが大きくなりすぎてしまう要因があるため、実際的な問題として、このような影響を考慮に入れた特性評価が有益であると考えられる。これを踏まえ、特性評価において、同期タイミングずれの許容範囲をはずれる信号を考慮に入れて検討する。

4. 準同期 CDMA 方式を用いた CDMA Slotted ALOHA 方式に干渉除去方式を適用することが考えられる。通常の通信システムでは、通常、干渉除去を適用して他局からの信号の影響を軽減するという工夫が行われる。特に、CDMA Slotted ALOHA 方式は、同期に基づく方式であり、干渉除去手法としては、Decorrelating Detector が適している。ここでは、解析の容易さのため同期 CDMA 方式を想定し、拡散符号の相互相関特性と Decorrelating Detector 特有の問題である雑音強調の関係について検討を行う。

1.4 本論文の構成

本論文は次のような内容で構成される。

第 2 章では、無線パケット通信システム全般について説明する。ここでは、特に、Pure ALOHA 方式と Slotted ALOHA 方式を取り上げ、これらの方式の基本的な特性について述べる。

第 3 章では、CDMA 方式について説明する。CDMA 方式の基本的な技術であるスペクトル拡散通信技術について述べた後、CDMA 方式の基本的な特性について述べる。

第 4 章では、CDMA Slotted ALOHA 方式について説明する。はじめに、CDMA ALOHA 方式について概要を述べた後、CDMA Slotted ALOHA 方式の基本的な特性を把握するために、従来用いられてきた手法に基づいてスループット特性を導出する。

第 5 章では、本論文で提案する、パケット成功確率に基づく CDMA Slotted ALOHA 方式の平均パケット成功確率の導出手法について述べる。提案手法と、従来用いられてきた平均ビット誤り率に基づく手法によって求める平均パケット成功確率を、雑音があるチャネル、雑音とフェージングが存在するチャネルに対して求め特性比較を行う。また、提案手法から求めた平均パケット成功確率から、CDMA Slotted ALOHA 方式のスループット特性を求め、その特性の正当な評価を行う。

第 6 章では、CDMA Slotted ALOHA 方式で有効に作用するアクセス制御方式

である Modified Channel Load Sensing Protocol (MCLSP) を提案する。はじめに、MCLSP のアクセス制御手順について述べ、次に、MCLSP を CDMA Slotted ALOHA 方式に適用した場合の特性評価を行う。特性評価の際には、アクセス制御を行う場合において現実的な問題である、アクセス制御信号の伝搬遅延による特性への影響も明らかにする。

第 7 章では、準同期 CDMA 方式において、拡散符号の導出を行い、同期タイミングずれを考慮に入れた特性評価について述べる。Gold 符号、直交 Gold 符号から準同期拡散符号の導出を行う。また、上記の符号導出の際、副次的に、準同期 CDMA 方式において、マルチコード伝送に適した性質を持つ符号が導出されることについて述べる。最後に、準同期 CDMA 方式において、導出した符号を用いることにより、非同期 CDMA 方式に比べて大きく特性を改善できることについて述べる。このとき、準同期拡散符号が許容できない程のタイミングずれの大きさを持つ信号の存在を考慮に入れることにより、より現実的な特性を求める。

第 8 章では、第 7 章で検討した準同期 CDMA 方式を適用した CDMA Slotted ALOHA 方式について述べる。準同期 CDMA 方式は、CDMA Slotted ALOHA 方式との整合性が良く、なおかつ高効率なパケット通信を行うことができることを示す。また、実際の無線通信路においてシステム特性に大きな影響を与える、フェージングの影響を考慮した特性を求め、提案システムの有効性を示す。

第 9 章では、同期 CDMA 方式に干渉除去方式の一方式である Decorrelating Detector を適用した場合に、拡散符号の持つ相互相関特性と、Decorrelating Detector を用いることにより雑音電力が強調されるという現象の関係について述べる。準同期 CDMA 方式を用いた CDMA Slotted ALOHA 方式においても、大きな干渉を及ぼす信号は取り除くことが望ましく、特性改善のためには干渉除去方式を検討する必要がある。ここでは、その前段階として、同期 CDMA 方式において Decorrelating Detector を適用する場合に考慮すべき点について検討を行う。

本論文の総括を第 10 章で行う。

第 2 章

無線パケット通信

2.1 はじめに

本章では、CDMA 方式を用いない(狭帯域の)無線パケット通信の基本的な事項について述べる。ここで議論する、無線パケット通信方式技術の一つが、Slotted ALOHA 方式であり、本論文で主として取り上げる CDMA Slotted ALOHA 方式のベースとなるプロトコルである。

本章では、始めに情報通信における基本的な交換方式である、回線交換方式とパケット交換方式について述べる。次に、パケット交換方式において、パケットをどのような手順で送受信するかという手順であるプロトコルについて述べる。無線パケット通信の基本的なプロトコルとして、Pure ALOHA 方式、Slotted ALOHA 方式を取り上げ、これらの方式の特性評価を行う。

次章以降では、本章で取り上げた Slotted ALOHA 方式の特性改善手法について検討を行う。

2.2 回線交換方式とパケット交換方式

通信ネットワークにおいて情報を伝送する基本的な方式に、回線交換方式とパケット交換方式がある。これらの交換方式の模式図を図 2.1 に示す。図では、上部に回線交換方式、下部にパケット交換方式を示している。

回線交換方式では、情報の送信者とその受信者の間を排他的なパスで接続し、情報は常にそのパスを利用して送られる。通信が終了すると、利用されていたパスは解放される。図では、すでに送受信者間が一本のパスで接続された状態となっている。他のユーザが情報を送信する時は、ここで使用されているパスは利用されない。つまり、通信が終了するまで、与えられたパスを他者に妨害されることなく、独占して使用する

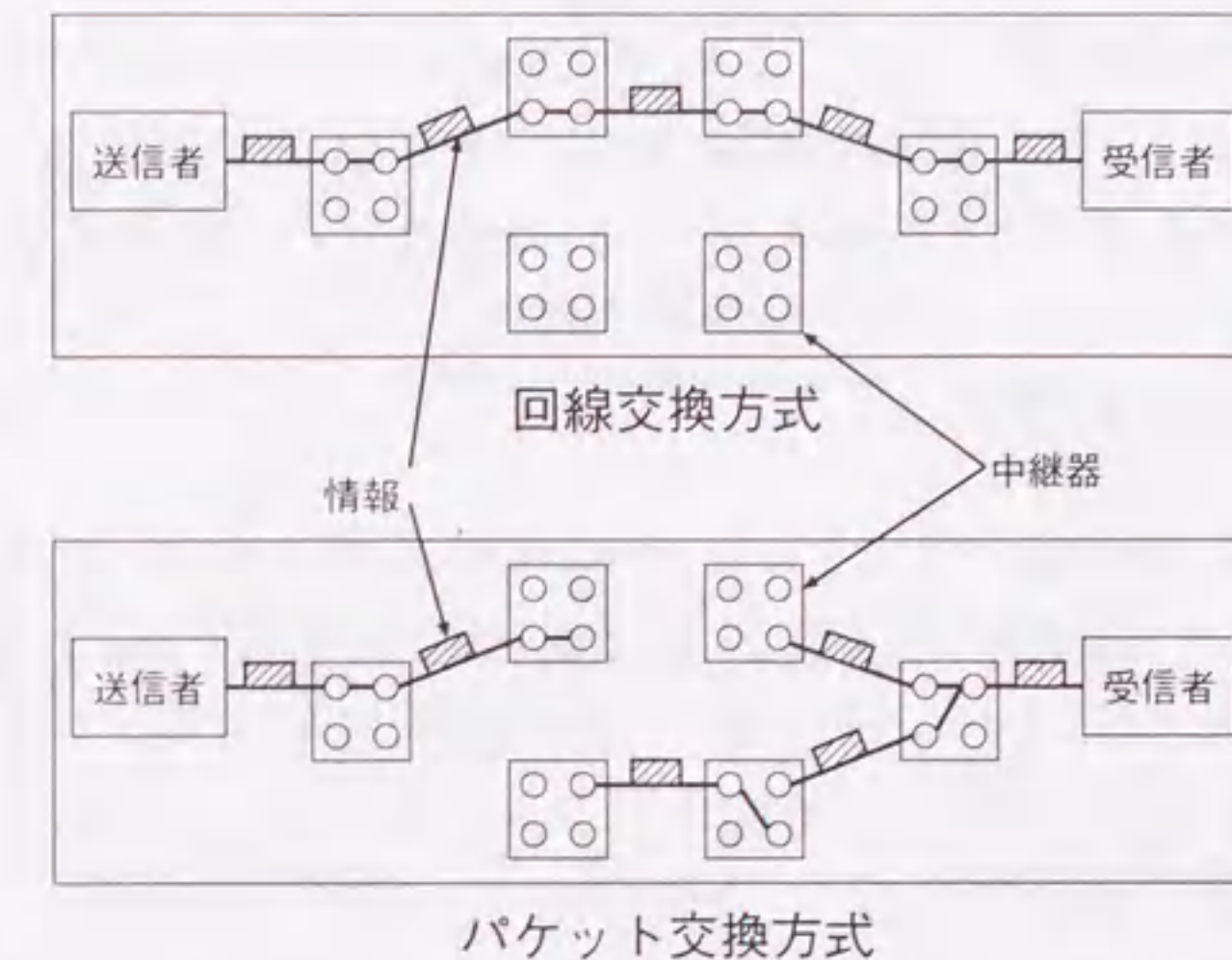


図 2.1: 回線交換方式とパケット交換方式

ることができる。この特徴は、電話のように通話が途中で切れることが不都合である場合に適している。また、回線交換方式には、情報が送信された順番で受信者に到着するという特徴がある。これは、情報を伝達するパスが一本しかないので、到着順序の入れ替わりが起こらないためである。電話の様に、情報にリアルタイム性が要求される場合には、情報を送信する順番と到着する順番に不整合があると不都合であるため、回線交換方式が用いられる。

しかし、回線交換方式では、送るべき情報が無いような時間においてもパスが維持され続けるため、情報の伝送効率が悪くなるという欠点がある。このような状態は、音声通話時の無音区間が当てはまる。

一方、パケット交換方式は、情報をパケットと呼ばれる固定長の小さなデータの塊に分解してから送信する交換方式である。パケットには、送信すべき情報とは別に、送信先や伝送の順番等の制御情報が付加される。送信者は、定められた通信規約(プロトコル)に従ってパケットを順次ネットワークに送出する。ネットワーク内の各中継器では、受信したパケットを一旦バッファに蓄積して、パケットの受信者とネットワークの混雑具合等の状況から次に転送すべき中継器を決定し、そこにパケットを送出する。中継器は、その時々状況により転送先を決定するため、転送先が必ずしも同じにならない。従って、図に示したように、各パケット毎に異なるパスを通るという状況が発生し、受信者に届く時刻も一定とはならない。受信者は、全てのパケットを受信すると、パケットに含まれる伝送の順番に関する情報からパケットを再構成し、情報を取

得できる。パケット交換方式は、情報を正しく送信するという面では信頼性があるが、各パケットの到着順が安定しないため、リアルタイム性に欠ける方式である。この特性により、パケット交換方式は、遅延時間に対する要求が寛容な通信にむいており、電子メールや Web ブラウズ等、インターネット上でのデータ通信に利用されている。

2.3 ALOHA 方式

本論文では、無線を利用したデータ通信の末端に位置する、ユーザ局と基地局との間におけるパケット通信を取り扱う (図 2.2)。また、本論文で想定する通信システムは、多数のユーザ局とそれらを取り扱う一台の基地局が存在するシステムである。

ユーザ局と基地局の間では、基地局からユーザ局へのデータ送信 (ダウンリンク) と、ユーザ局から基地局へのデータ送信 (アップリンク) が存在する。ダウンリンクでは、基地局が送信パケットを予め蓄積所有しているため、複数のユーザ局に対して容易に効率良いパケット送信ができる。しかし、アップリンクでは、各ユーザ局が互いに独立してパケット送信を行うため、なんらかの制御が行われていない限り、パケットが衝突するという現象が避けられない。このように、アップリンクで効率の良い通信を行うことは、ダウンリンクに比べて困難である。

そこで、本論文を通して、アップリンクで高能率なパケット通信を行うための手法について検討する。本節では、無線パケット通信のアップリンクで用いられる、既存の基本的なデータ通信プロトコルについて述べる。

コネクションレスのパケット通信方式に用いられるプロトコルとして、最も手順が簡易なプロトコルが ALOHA 方式である [4]–[7], [30], [31]。ALOHA 方式では、各ユーザ局は、パケットを送信したい時に共通のチャネルを利用してパケット送信を行う。各ユーザ局が共通のチャネルを用いるため、ある時刻において 2 個以上のパケットが同じチャネルに存在するということが生じる。この時、基地局では、重なり合っているパケットを識別できないため、パケットから情報を取り出すことができなくなる。このように、複数のパケットが同時に同じチャネルに存在することを、パケットの衝突 (collision) と呼ぶ。パケットの衝突が生じると、内包されているデータを取り出すことができないため、同じ内容のパケットを再度送信してもらう必要がある。このように、受信したパケット内のデータに誤りが存在するために、パケット内のデータを失うことを、パケット送信の失敗と呼ぶ。反対に、送信したパケットが受信者に誤り無く届いた場合には、パケット送信の成功と呼ぶ。データの誤りは、前述したパケットの衝突だけでなく、通信路における雑音の影響等によっても生じる。本節では、パケット送信プロトコルを用いた場合におけるシステム特性を評価することを主

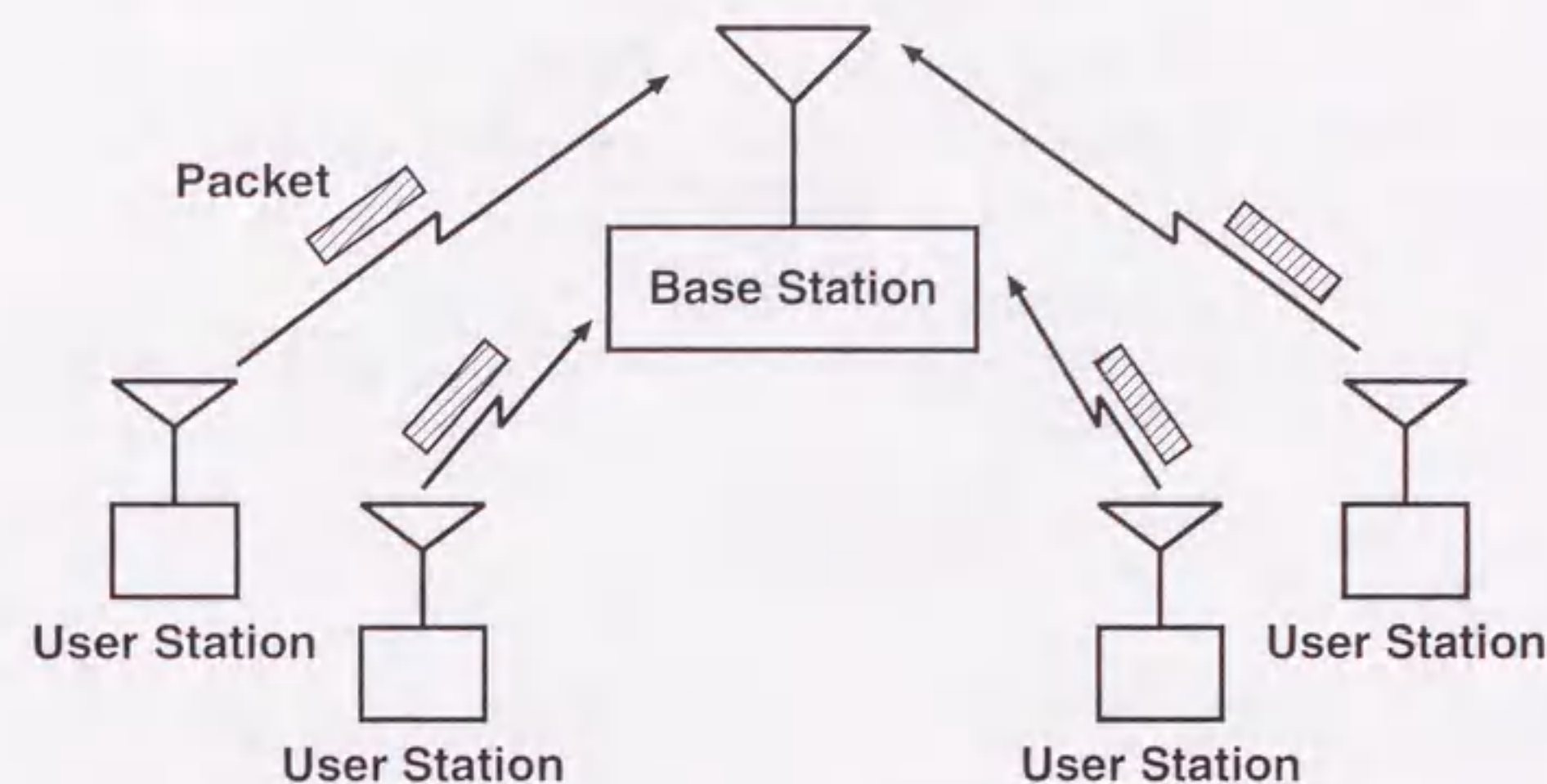


図 2.2: 無線パケット通信のモデル図

眼に置いているため、雑音の影響は考慮しないものとする。

ALOHA 方式には、各ユーザが好きな時にパケットを送信する Pure ALOHA 方式と、スロットと呼ばれる時間枠に同期してパケット送信を行う Slotted ALOHA 方式がある。次節から、これら 2 つのプロトコルについて述べる。

2.3.1 Pure ALOHA 方式

Pure ALOHA 方式は、ユーザ局がランダムにパケット送信を行うプロトコルである。ユーザ局は、パケットを送信したい時に送信することができるという簡易なプロトコルであるため、装置が複雑にならないという利点がある。しかし、ユーザ局間では、互いのパケット送信タイミングが未知であるため、パケットの発生率が高い場合には、頻繁にパケットの衝突が生じる。

パケットの長さが固定長の場合におけるパケット到着の様子を図 2.3 に示す。ここでは、時刻 T_i に user 1 のパケット (時間長 T_p) を受信する場合を示している。その他にも user 2 ~ user 4 のパケットを受信して、それぞれ異なる時刻に到着している。図 2.3 において、パケットに描かれた斜線部分はパケットが互いに衝突している部分を示している。一部分でも衝突している部分があるパケットは、データ再生が不可能となり、パケット送信に失敗したことになる。この例では、user 4 の送信したパケットだけが正しく受信されている。

ユーザ局では、パケット送信に成功したかどうか分からないため、基地局からユー

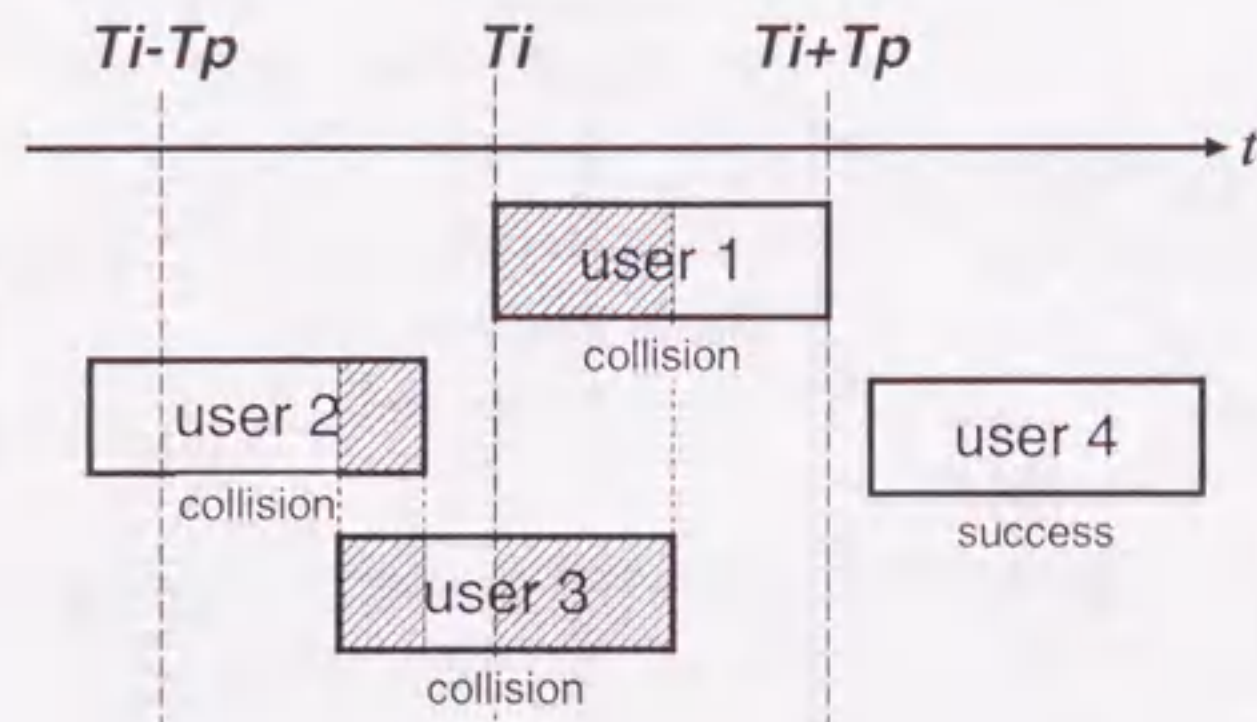


図 2.3: 基地局におけるパケット到着状況 (Pure ALOHA 方式)

ザ局へ、送信されたパケットの受信に成功したかどうか知らされる。通常、送信に成功したパケットに対しては ACK (ACKnowledge) 信号が、失敗したパケットに対しては NAK (Not Acknowledge) 信号が送られる。もし、ユーザ局がパケット送信に失敗したら、パケットの再送を行う。パケットの発生確率が高いと、パケットの衝突確率も高くなるため、NAK 信号を受信したユーザ局がすぐにパケット再送を行うと、再びパケットの衝突が発生する可能性が高い。そこで、ユーザ局は、ランダム時間待機してからパケットを送信する。送信したいパケットが受信に成功するまで再送を繰り返す。

Pure ALOHA 方式のスループット特性

次に、以上の議論を定性的に行うため Pure ALOHA 方式の特性を見てみる。始めに、パケット通信プロトコルの基本的な特性として、スループット特性を導出する。スループットとは、パケット送信数に対してどれくらいの割合でパケット送信に成功するかを示した値である。よって、スループットの値が大きければ大きい程効率のよい通信システムといえる。ここでは、スループットを、「1 パケット長時間あたり、パケット送信に成功したパケット数の平均値」と定義する。パケット送信に失敗した場合、前述したように、実際にはそのパケットを再送することになるが、ここでは、初めて送信されたパケットも、再送されたパケットも区別なく取り扱い、単純にどの程度のパケットが衝突なく送信されるのか、ということを問題にする。

パケット送信の失敗は、主にパケットの衝突と雑音の影響によって生じるが、ここでは、簡単化のためパケット送信の失敗は衝突のみによって生じ、雑音の影響は考え

ないものとする。各パケットの時間長を T_p の固定長とする。また、各ユーザ局は、パケット送信を λ [packets/s] の確率で行うものとする。パケット送信はランダムに行われ、その過程は互いに独立であるとする。つまり、ユーザ局がパケット送信を行う場合、他のユーザ局が、過去未来に渡っていつパケット送信を行った / 行う という情報は未知であり、他の送信過程から全く影響を受けないものとする。ランダムな送信が仮定されると、時間 T の間に k 個のパケットが送信される確率はポアソン分布で与えられ、

$$P(k, T) = \frac{e^{-\lambda T} (\lambda T)^k}{k!} \quad (2.1)$$

となる。

図 2.3 において、user 1 のパケットに着目する。このパケットは、時刻 T_i に到着して、時刻 $T_i + T_p$ までチャネルに存在している。もし、 $T_i - T_p \leq t < T_i + T_p$ という時間 $2T_p$ の間に他のユーザ局が送信したパケットが到着すると、user 1 のパケットと衝突が生じる。このような場合、user 1 のパケットと衝突したパケット (図では、user 2 と user 3 が送信したパケット) の両方が正しく受信できない。一方、user 4 の送信したパケットに対しては、到着前後の時間 $2T_p$ の間に他のパケットが存在しないのでパケット送信に成功している。user 1 のパケット送信が成功するためには、この $2T_p$ の間に他のユーザ局から 1 つもパケットが送信されないことが必要である。時間 $2T_p$ の間にパケット送信数が 0 となる確率は、(2.1) において $k=0$ と $T=2T_p$ を代入することにより、次式のように求められる。

$$P_s = P(k=0, T=2T_p) = \frac{e^{-2\lambda T_p} (2\lambda T_p)^0}{0!} = e^{-2\lambda T_p} \quad (2.2)$$

(2.2) のように、1 つのパケットを送信した際、そのパケット送信に成功する確率のことをパケット成功確率と呼ぶことにする。

平均 λ [packets/s] でパケット送信が行われる時、チャネルに存在する平均パケット数は λT_p [packets] である。この、「1 パケット長時間あたりに送信されるパケット数の平均値」のことをオファードロードと呼び、

$$G \equiv \lambda T_p \quad (2.3)$$

と定義する。オファードロードは、チャネルの平均トラヒック量を表す。スループット S は、1 パケット長時間あたりにパケット送信に成功するパケット数の平均値であるから、パケット成功確率とオファードロードの積で表すことができる。すなわち、

$$S = GP_s = Ge^{-2G} = Ge^{-2G} \quad (2.4)$$

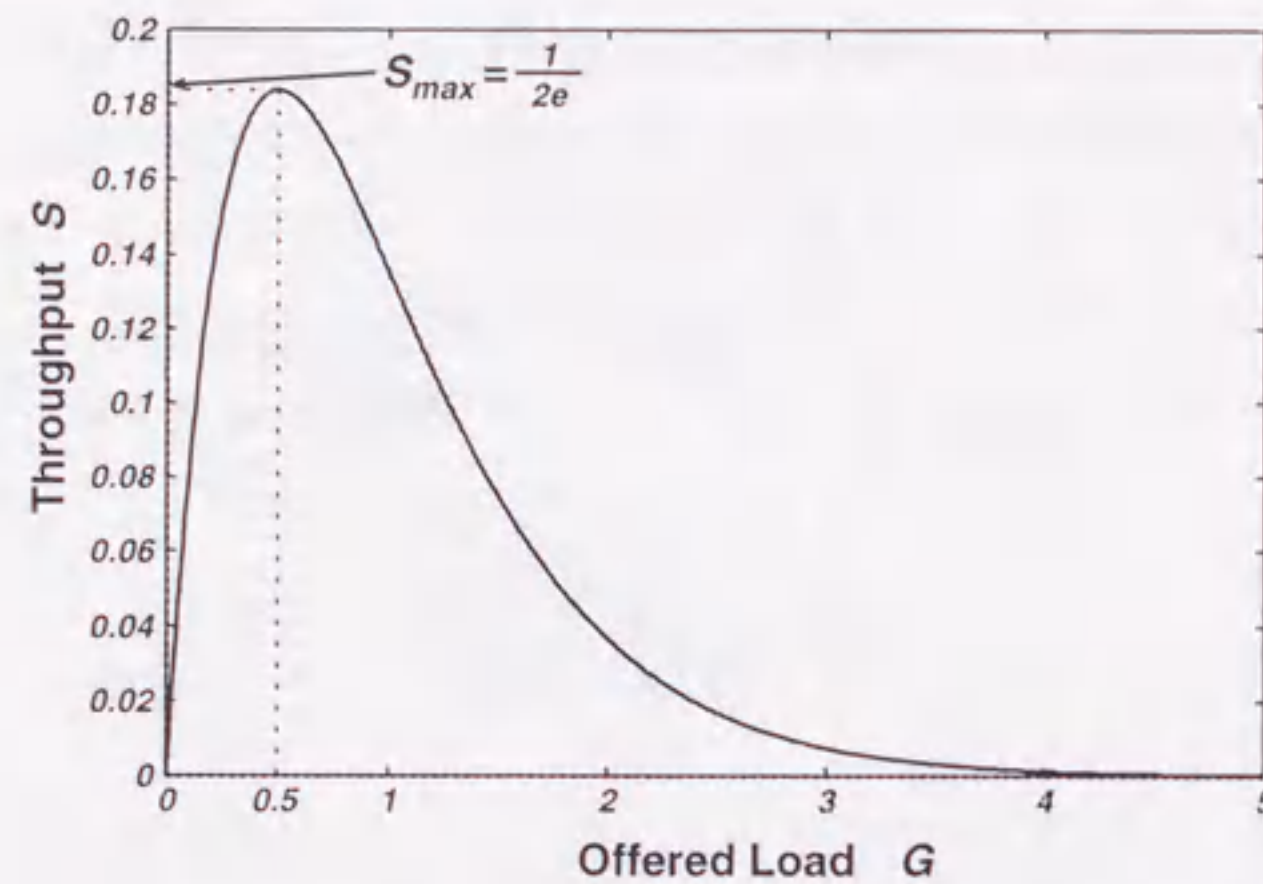


図 2.4: Pure ALOHA 方式のスループット特性

となる。

(2.4) を図示したものが、図 2.4 である。図 2.4 から見て取れるように、ALOHA 方式では、スループット S は、オフロードが $G = 1/2$ のときに最大値をとる。この結果を証明するには、(2.4) における S を G に関して微分し、その結果を 0 とすれば良い。

$$\frac{dS}{dG} = 0 = e^{-2G} - 2Ge^{-2G} = (1 - 2G)e^{-2G} \quad (2.5)$$

これより、 $G = 1/2$ が求められる。そして、 $G = 1/2$ のとき、スループットの最大値は

$$S_{max} = \frac{1}{2e} \quad (2.6)$$

となる。

ALOHA 方式では、オフロードが増加すると $G = 1/2$ となるまでは、スループットの値は増加する。オフロードが $1/2$ を越える領域において増加すると、スループットは急激に減少する。このスループットの減衰は、オフロードが高くなることにより、パケットが衝突する可能性が非常に高くなるために生じるものと考えられる。

Pure ALOHA 方式の遅延特性

スループットの議論に加え、システム利用者はシステムの応答特性、すなわち、パケットが最初に送信されてから正しく受信されるまでの平均的な経過時間について

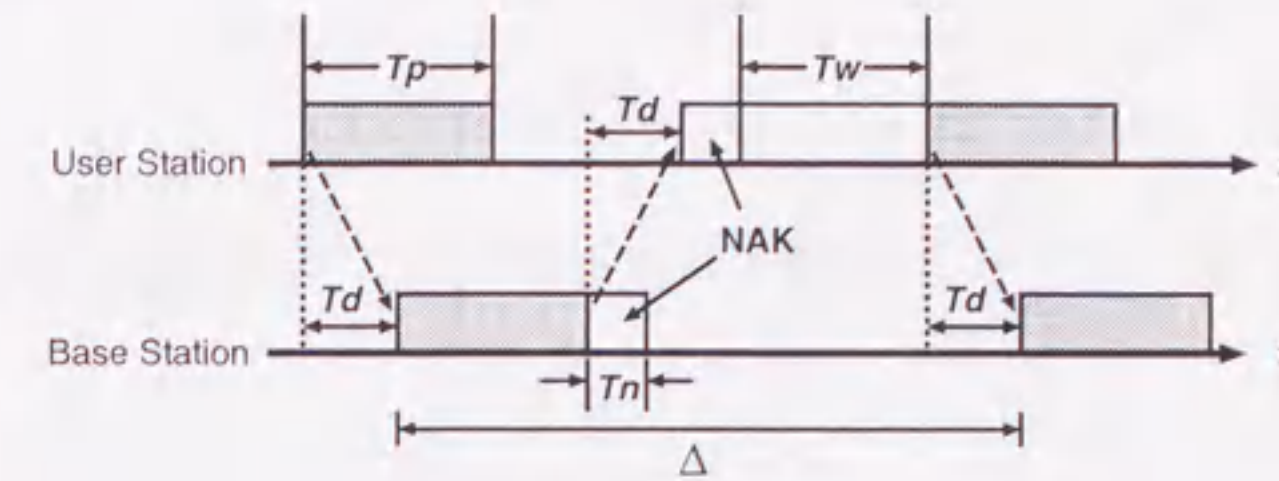


図 2.5: パケットの再送過程と経過時間

も興味がある。パケットが衝突無く基地局で受信される場合、ALOHA 方式では、単に伝搬遅延のみが問題となる。伝搬遅延は、

$$T_d = \frac{d}{c} \text{ [s]} \quad (2.7)$$

と表される。ここで、 d [m] はユーザ局から基地局まで、電波が通過した伝搬路の距離を表し、 c [m/s] は光速を表す。

図 2.5 は、パケットの衝突が生じ、再送が必要となった場合における、パケットの伝達モデルを示している。まず、ユーザ局が基地局に対してパケットを送信し、基地局では、そのパケットを受信する。この際、信号がユーザ局と基地局の間を伝搬する時間 (T_d) が経過する。基地局では、受信パケットの内容を全て調べ、データに誤りが検出されたら時間長 T_n [s] の NAK 信号を各ユーザに送信する。ここでは、誤り検出にはほとんど時間がかからないものとしている。送信されてから T_d [s] 後に、NAK 信号はユーザ局で受信される。各ユーザ局は、ランダム時間 T_w [s] 待機した後に先程送信したものと同一パケットの送信を行う。この待機時間は、衝突したパケット同士が再度衝突することを防ぐために、平均 $\overline{T_w}$ の指数分布に従うランダムな時間とする。再度送信されたパケットが正しく受信されれば、パケット送信は終了し、失敗した場合には、同じ過程を再び繰り返し、そのパケットが正しく受信されるまで続けられる。ここで用いられている技術は、誤り制御技術の一つとして知られる Automatic Repeat reQuest (ARQ) の Stop-and-Wait 方式と同じものである。このような再送過程において、最初にパケットを送信してから、基地局において正しく受信されるまでの時間を遅延時間と呼ぶ。パケットは最初に送信したものが正しく受信される場合が最も早く送信できる場合である。そして、再送の回数が多ければ多い程一つのデータを送るために要する時間が多くなるため、再送はなるべく行わないことが望ましい。このように、遅延時間は小さければ小さい程良いシステムと言える。

1 度目にパケットが受信されてから 2 度目にパケットが受信されるまでの時間は、

$$\Delta = T_p + T_n + \overline{T_w} + 2T_d [s] \quad (2.8)$$

である。\$\Delta\$ を用いて、1 パケット長時間で正規化した、平均遅延時間は次式のように与えられる。

$$D = \frac{1}{T_p} \left\{ T_d P_s + (T_d + \Delta)(1 - P_s) P_s + (T_d + 2\Delta)(1 - P_s)^2 P_s + \dots \right. \\ \left. + (T_d + q\Delta)(1 - P_s)^q P_s + \dots \right\} \quad (2.9)$$

(2.9) で、\$(T_d + q\Delta)\$ は、着目パケットが 1 度目に送信されてから、\$q+1\$ 回目に受信されるまでに経過した時間を表している。そして、\$(1 - P_s)^q P_s\$ は着目パケットに \$q\$ 回誤りが発見され、\$q+1\$ 度目の送信で正しく受信される確率を表す。また、(2.9) は、次のように式を簡単に行うことができる。

$$D = \frac{1}{T_p} \left\{ T_d + \frac{\Delta}{P_s} (1 - P_s) \right\} = \frac{1}{T_p} \left\{ T_d + \Delta (e^{2G} - 1) \right\} \quad (2.10)$$

図 2.6 に、Pure ALOHA 方式のオフロードに対する遅延特性を図示した。ここで、伝搬遅延 \$T_d\$、NAK 信号の時間長 \$T_n\$ を 0 [s] とした。また、再送時の待機時間の平均値を \$\overline{T_w} = 5T_p\$ とした。縦軸の遅延時間は、パケット長 \$T_p\$ で正規化した値を用いているので、\$D = 1\$ は 1 パケット長時間を意味する。遅延時間は、オフロードに関して単調増加する。スループットが最大となるときの (\$G = 1/2\$) の遅延時間は、\$D = 1/T_p \{T_d + \Delta(e - 1)\}\$ である。

2.3.2 Slotted ALOHA 方式

Pure ALOHA 方式のスループット特性を改善するために、Slotted ALOHA 方式が考えられた。Slotted ALOHA 方式を用いた場合の、ユーザ局のパケット送信要求と、基地局におけるパケット到着状況を図 2.7 に示す。Slotted ALOHA 方式では、図 2.7 に示すように、時間領域をスロットと呼ばれる時間間隔 \$T_{slot}\$ (議論を簡単にするために \$T_{slot} = T_p\$ とする) 毎に区切る。ユーザ局は、スロットの開始時刻とパケットの先頭が基地局に到着する時刻のタイミングを合わせてパケット送信を行う。スロットの開始時刻は、基地局からユーザ局に対して放送によって伝えられる。図では、時刻 \$T_i\$ から \$T_{i+1}\$ のスロットにおいて、user 1 と user 2 が、時刻 \$T_{i+1}\$ から \$T_{i+2}\$ までのスロットにおいて、user 3 がパケット送信を要求している。各ユーザ局がパケット送信を要求した時刻に各々パケットを送信すると、スロットの開始時刻とパケットの到着タイミングが合わない。そこで、各ユーザ局は、パケットが基地局に到着する時刻と、

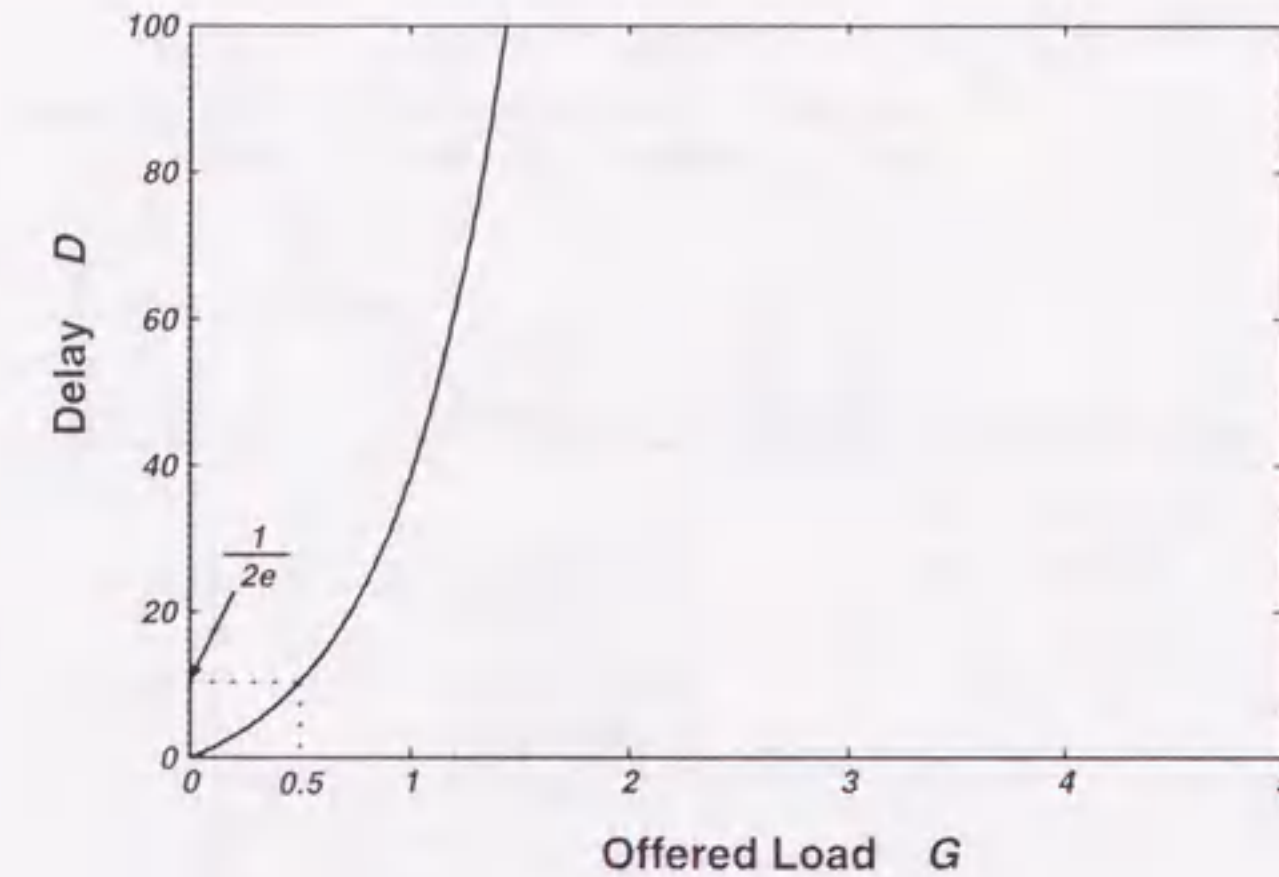


図 2.6: Pure ALOHA 方式の遅延特性

スロットの開始時刻とが一致するように、一旦パケット送信をひかえ、適切な時刻まで待機 (wait time と記されている点線区間) した後パケット送信を行う。図では伝搬遅延を 0 としている。図の下部は、基地局におけるパケットの到着状況を示している。各ユーザ局は、パケット送信を要求したスロットの次のスロットにパケットを送信している。基地局には 3 つのパケットが到着しているが、斜線のかかった 2 つのパケットは互いに衝突しているため、パケット送信に失敗している。時刻 \$T_{i+2}\$ から \$T_{i+3}\$ の間に受信された user 3 のパケットだけは、衝突が起きていないので、パケット送信に成功している。Pure ALOHA 方式におけるパケットの衝突は部分的に生じるのに対して、Slotted ALOHA 方式におけるパケットの衝突は、パケット全体が重なり合うため、Slotted ALOHA 方式では、より効率の高い通信を行うことができる。

Slotted ALOHA 方式のスループット特性と遅延特性

次に、Slotted ALOHA 方式のスループット特性を導出する。ここで、図 2.7 の user 1 のパケットに着目する。user 1 が送信したパケットが正しく受信されるためには、時刻 \$T_{i+1}\$ から \$T_{i+2}\$ の間のスロットに他のパケットが送信されなければ良い。言い換えると、\$T_i\$ から \$T_{i+1}\$ の時間 \$T_p\$ において、他のユーザ局がパケット送信の要求をしななければ、パケットの衝突は生じない。Slotted ALOHA 方式では、スロットを設けているので、パケットの衝突が生じるのは、着目パケットと他のパケットとの間の時間差が \$T_p\$ 時間以内であるときに生じる。これは、Pure ALOHA 方式の場合の半分の時間である。

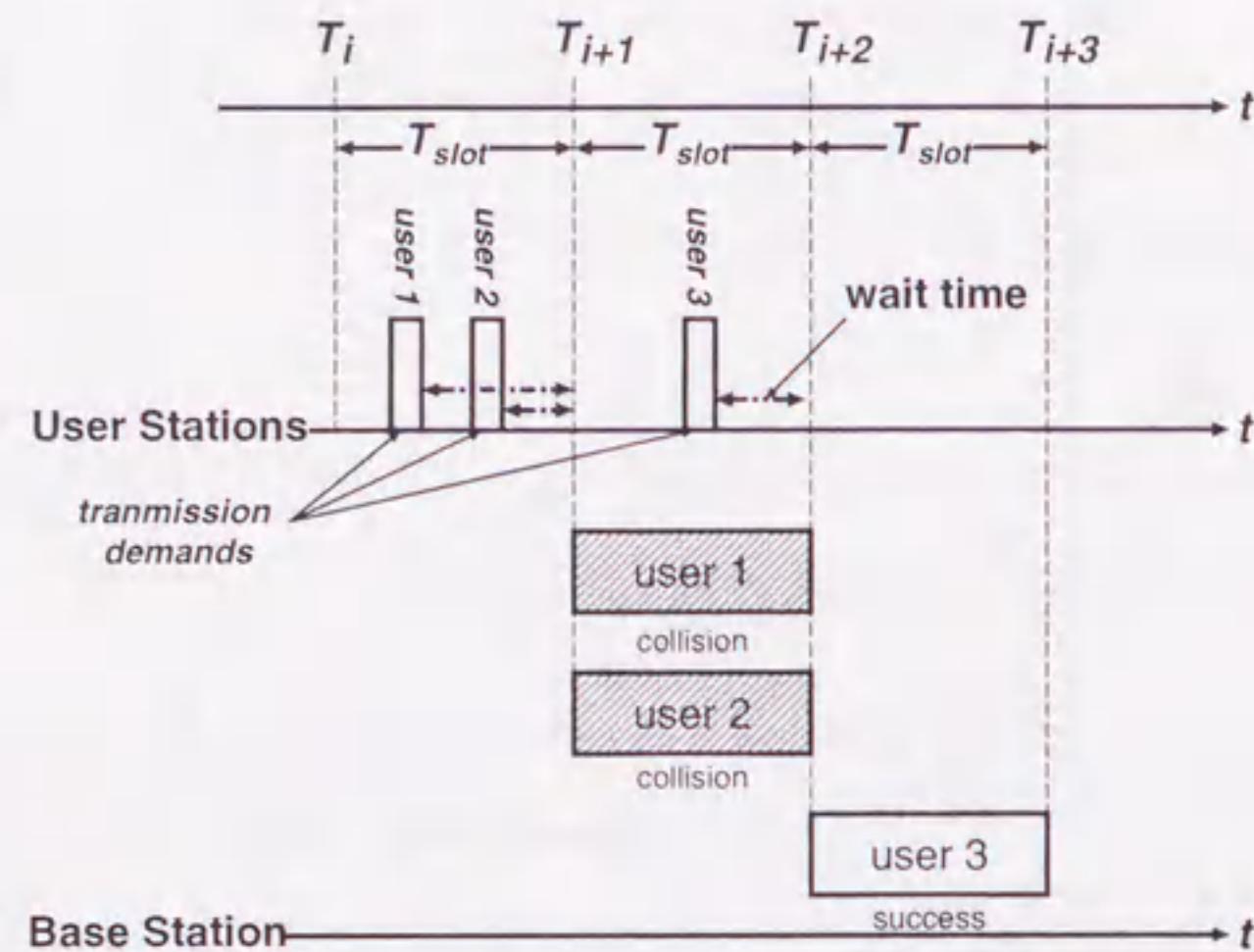


図 2.7: Slotted ALOHA 方式の、パケット送信要求と基地局におけるパケット到着状況

時間 $T_p (= T_{slot})$ の間にパケット送信要求が出されない確率は、(2.1) に $T = T_p$, $k = 0$ を代入することにより次のように求められる。

$$P_s = P(k = 0, T = T_p) = e^{-G} \quad (2.11)$$

これを用いて、スループットは、

$$S = GP_s = Ge^{-G} \quad (2.12)$$

となる。また、Slotted ALOHA 方式の遅延時間は、(2.10) を修正して

$$D = \frac{1}{T_p} \{T_d + \Delta(e^G - 1)\} \quad (2.13)$$

となる。

図 2.8 に Slotted ALOHA 方式のスループット特性を、図 2.9 に遅延特性を示した。遅延特性の計算には、図 2.6 を求める時に使用した $T_d, T_n, \overline{T_w}$ の値を用いた。

スループットは、オフロードが増加するにつれて値が増加し、オフロードが $G = 1$ となるところで最大値 $S_{max} = 1/e$ をとる。このスループットの最大値は Pure ALOHA 方式におけるスループットの最大値の 2 倍になっている。また、スループットが最大となるときのオフロードの値も 2 倍になっている。オフロードが $G = 1$ よりも大きいところにおいてオフロードが増加する

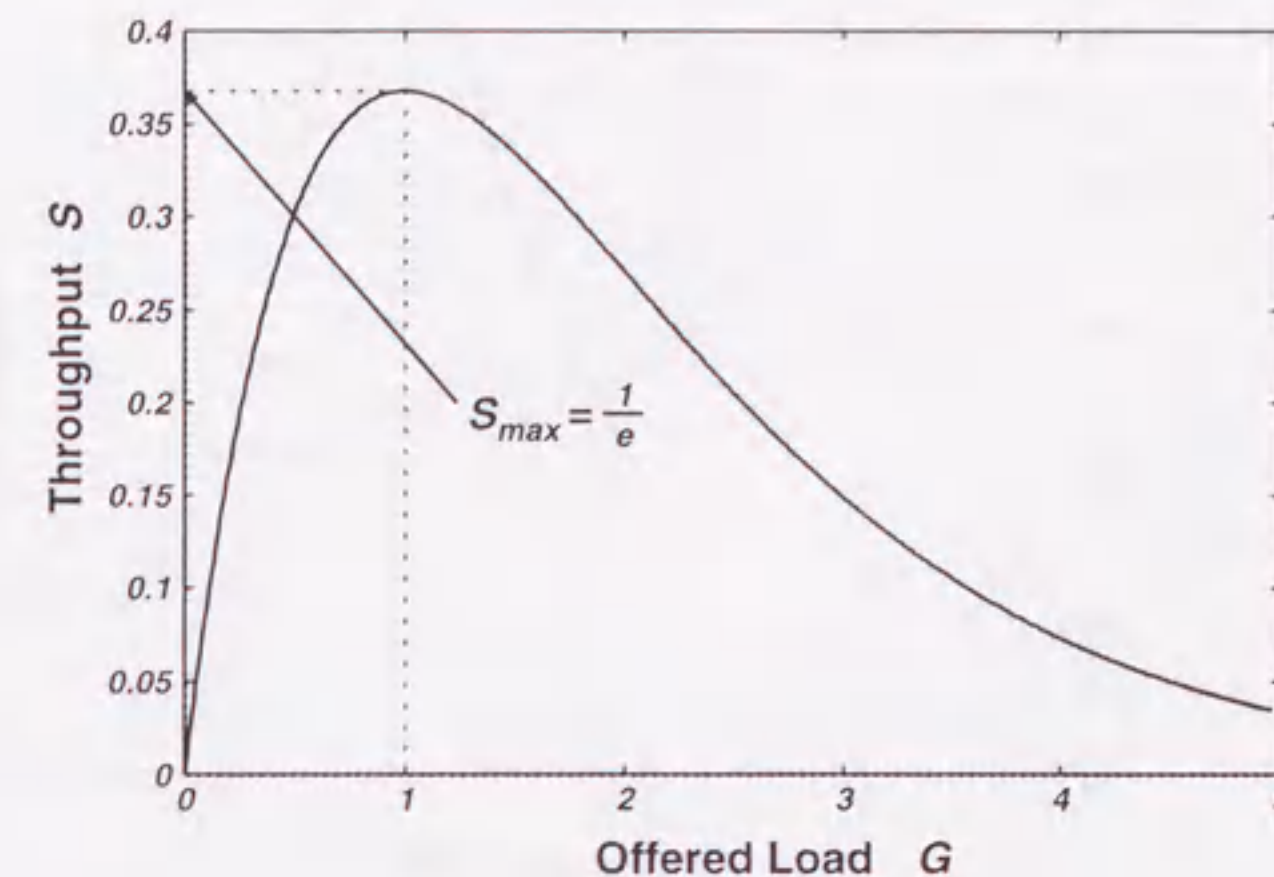


図 2.8: Slotted ALOHA 方式のスループット特性

と、スループットは減少し、0 に近付いて行く。この特性は、Pure ALOHA 方式と同様であるが、スループットが減少していく割合は Slotted ALOHA 方式の方が比較的緩やかである。

このように、Slotted ALOHA 方式は、オフロードの値によらず Pure ALOHA 方式よりもスループット特性に優れている。また、Slotted ALOHA 方式はスループットの最大値が Pure ALOHA 方式の 2 倍となり、最大値をとるオフロードの値も 2 倍となっていることから、より高いオフロードで 사용할ことができる。このことは、Slotted ALOHA 方式が、より多くのユーザ局を収容できることを示している。

Slotted ALOHA 方式の、最大スループット S_{max} における遅延時間は、 $D = 1/T_p \{T_d + \Delta(e - 1)\}$ となる。この値は、Pure ALOHA 方式と同じ値である。Slotted ALOHA 方式の遅延特性も、オフロードの増加に伴い単調増加していく。しかし、同じ値のオフロードについて、Slotted ALOHA 方式と、Pure ALOHA 方式で遅延時間を比較すると、Slotted ALOHA 方式の方が小さい遅延時間となっている。これは、Slotted ALOHA 方式の方がスループット特性が良好であるため、パケットが再送される確率が低くなるからである。このように、ALOHA 方式では、スループット特性が良ければ、遅延特性も良好となる。また、オフロードが大きい所では、スループットが減少するため、最初のパケット送信だけでなく、再送パケットも正しく受信されにくくなる。更に、正しく送信できないパケットが累積するという悪循環が生じるため、オフロードが低下しない限り、遅延時間は膨大な大きさ

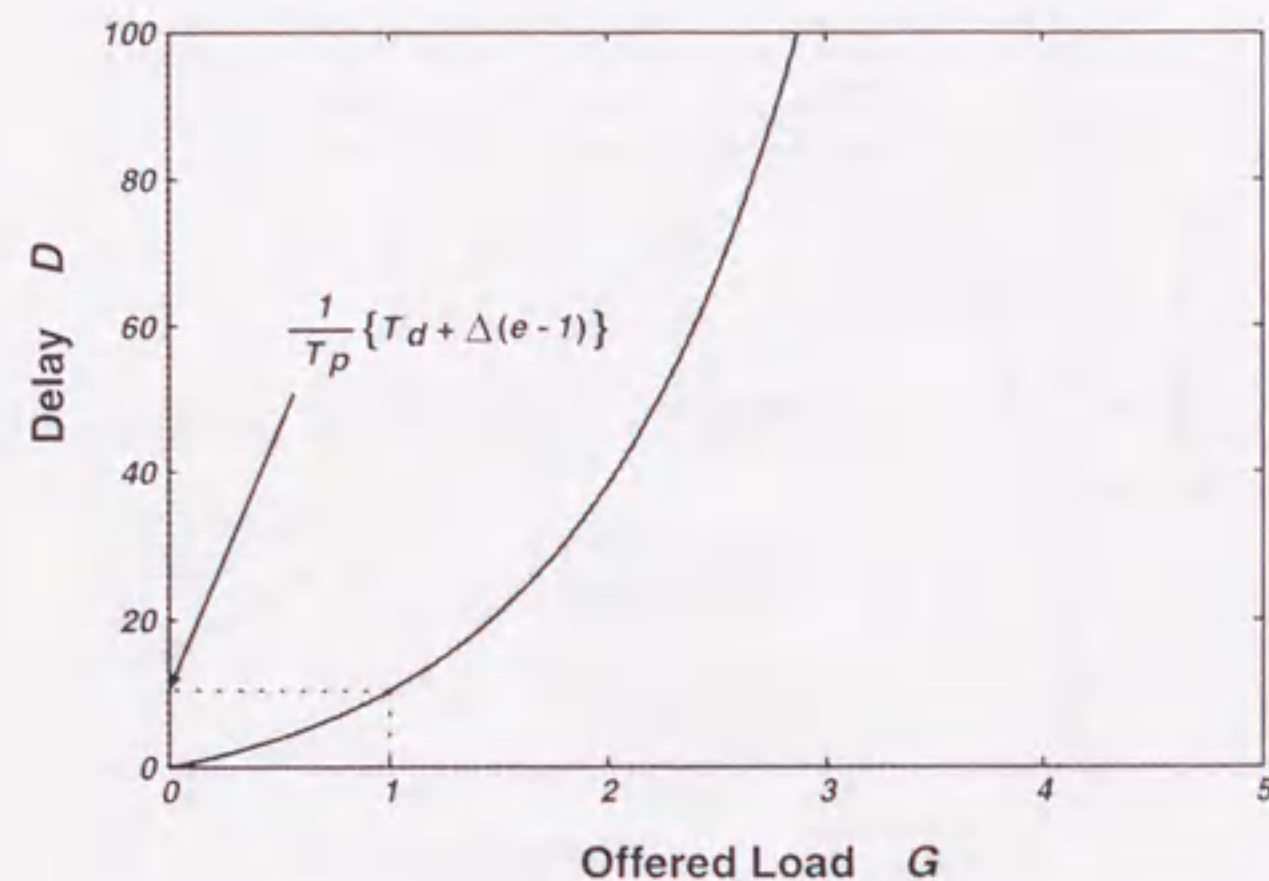


図 2.9: Slotted ALOHA 方式の遅延特性

に増加することになる。システムとしては、パケットがほとんど正しく送れないという状態に落ち込むことは回避しなくてはならないから、ALOHA 方式では、オフロードが低いところ (Pure ALOHA 方式では、 $G < 0.5$ 、Slotted ALOHA 方式では $G < 1.0$) で使用することが望ましい。

2.4 まとめ

本章では、始めに、情報通信全般で用いられる交換方式である、回線交換方式とパケット交換方式について述べた。次に、パケット交換方式の基本的なプロトコルである、ALOHA 方式について述べた。ALOHA 方式は、Pure ALOHA 方式と Slotted ALOHA 方式に分けられるが、これらの方式についてそれぞれ述べた後、特性比較について述べた。比較として、無線パケット通信システムの主要な評価指標である、スループット特性と遅延特性を求めた。その結果、パケット送信を完全にランダムに行う Pure ALOHA 方式に対して、スロットを設けて、これに同期してパケット送信を行う Slotted ALOHA 方式は、スループットの最大値が Pure ALOHA 方式の 2 倍となること、より高いオフロードにおいて高いスループットが得られること、それに伴って遅延時間も比較的少なくて済むことが分かった。

本章で取り扱った ALOHA 方式は、パケットが少しでも衝突するとパケット送信が失敗となった。次章では、信号 (パケット) が時間周波数的に重なっても簡単にはデータ誤りが生じない方式である、符号分割多元接続 (CDMA) 方式について述べる。

第 3 章

CDMA 方式

3.1 はじめに

前章では、基本的なパケット通信プロトコルである ALOHA 方式について述べた。ALOHA 方式では、パケットの衝突が起こると、パケットを再送することになり、スループットの劣化と遅延時間の増加が生じる。本章で述べる 符号分割多元接続 (Code Division Multiple Access; CDMA) 方式は、信号の重なりを許容する通信方式であるので、これを ALOHA 方式に適用した、CDMA ALOHA 方式は、ALOHA 方式と比較して特性の向上が期待できる。

本章では、はじめに、CDMA 方式の基本をなす技術である スペクトル拡散通信の概要について述べた後、一般的な CDMA 方式に用いられている直接拡散スペクトル拡散方式の特性を示す。CDMA ALOHA 方式とその応用的な技術については、第 4 章以降で述べる。

本章における CDMA 方式の特性解析では、雑音として白色ガウス雑音を、拡散符号系列としてランダム系列を使用すること仮定し、CDMA 方式の基本的な特性を求める。

3.2 符号分割多元接続 (CDMA) 方式

CDMA 方式は、各ユーザ局を拡散符号系列により識別する方式であり、同一の時間・周波数領域を他ユーザ局と共有することができる [32]–[34]。CDMA 方式は、スペクトル拡散 (Spread Spectrum) 通信に基づく方式であるので、次節では、スペクトル拡散通信について述べる [35]。

3.2.1 スペクトル拡散通信

スペクトル拡散通信とは、送信したい情報信号を、情報とは無関係な符号や信号によって情報伝送速度よりも広い帯域を持つ信号に変換してから送信する通信の総称である。すなわち、スペクトル拡散通信では使用帯域対情報レート比（拡散率）が1よりもずっと大きくなる。スペクトル拡散通信は、拡散率を大きくとることにより、他局からの干渉が厳しい状態にあっても通信を行うことができるという特徴を持つ。

また、2つめの重要な特徴として、ランダム性が挙げられる。スペクトル拡散通信で用いられる信号は、通常、擬似ランダム性を持つように設計がなされる。その結果、スペクトル拡散信号は雑音信号のような性質を持つようになり、意図しないユーザ局が信号を復調することは非常に難しいものになる。

以上のような特徴から、スペクトル拡散信号は次に挙げる場合に有効な性質を持つ。

- 他ユーザ局からの干渉やジャミング、マルチパスによる自局干渉への耐性を持つ
- 低電力で送信することにより、信号が背景雑音に隠れるため、意図しないユーザ局から検波されない
- データの内容が他のユーザ局から保護される。

スペクトル拡散信号は、正確な測距が可能となるため、他の応用例として、レーダやナビゲーションシステムがある。

スペクトル拡散方式には、大別して、直接拡散 (Direct Sequence Spread Spectrum; DS/SS) と 周波数ホッピング (Frequency Hopping Spread Spectrum; FH/SS) の2種類があるが、本論文では、IS-95 や W-CDMA 方式で採用されている、直接拡散方式を取り上げる。

3.2.2 DS/SS 方式

一般的な DS/SS 方式の送受信モデルを図 3.1 に示す。この図に示すように、DS/SS 方式では、通常、拡散符号（擬似雑音 Pseud Noise; PN 符号とも呼ばれる）系列によって拡散変調を行う。DS/SS 方式では、情報変調、拡散変調の二段階の変調を行うため、情報変調のことを一次変調、拡散変調を二次変調と呼ぶ場合もある。情報系列は、拡散符号系列と掛け合わされることにより、スペクトルの拡散が行われる。一般的には、情報系列、拡散符号系列ともに2値系列が用いられるため、拡散変調器では、2進加算が行われている。スペクトル拡散信号は、搬送波に乗せられて送信される。チャネルを

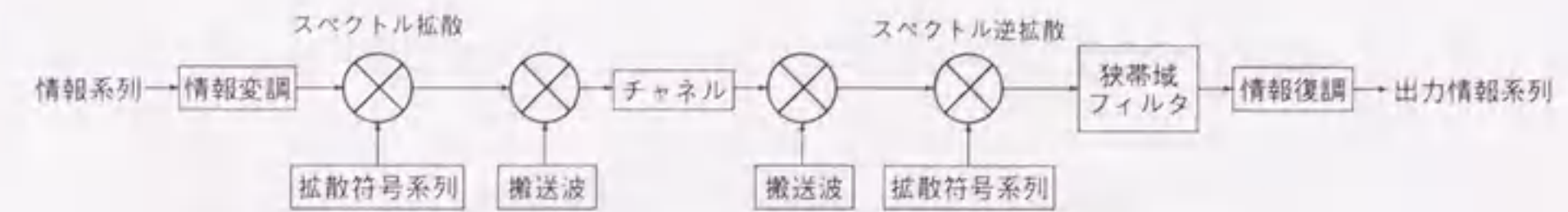


図 3.1: DS/SS 送受信回路

通って、受信された信号は、搬送波と掛け合わされてベースバンド信号となり、次に、送信側で用いられた拡散符号系列と同じ系列を掛け合わせられることにより、逆拡散処理を受ける。用いられた拡散符号系列が、送受信で一致していれば、逆拡散によって情報系列成分が再現され、狭帯域フィルタによって雑音や干渉成分が取り除かれ情報復調がなされる。ここで、受信側で用いる拡散符号系列が送信側で用いたものと異なる場合、逆拡散処理は有効に働かず、情報系列を正しく復調することができない。

DS/SS 方式を用いると、信号の電力スペクトル密度を拡散率の分だけ低減することができる。このため、複数の信号が時間的・周波数的に重畳しても、信号品質の劣化と引き替えに通信をすることは可能となる。信号品質の劣化は、信号間の相互相関特性に依存するが、通常は、同時に通信を行うユーザ局数が増加するにつれ緩やかに生じる。これは、graceful degradation（緩やかな品質劣化）と呼ばれ、スペクトル拡散方式の特徴の一つとなっている。

3.2.3 DS/SS 方式の平均ビット誤り率特性

本節では、DS/SS 方式を用いた CDMA (DS/CDMA) による伝送品質を議論する際に必要となる信号対雑音電力比 (Signal to Noise Ratio; SNR)、平均ビット誤り率に関する議論を、文献 [36] に示されている、Pursley の方法に沿って行う。

同時送信ユーザ局数が K の場合における DS/CDMA のシステムモデルを図 3.2 に示す。

k 番目のユーザ局の送信する2値情報系列の信号 $d_k(t)$ を、振幅が1で、正負の値を取る、時間 T_b の方形波パルス列とする。ここで、 T_b は1ビット時間を表す。 k 番目のユーザ局にはあらかじめ $a_k(t)$ という拡散符号系列信号が割り当てられているとする。 $a_k(t)$ は、振幅1で正負の値をとり、時間 T_c の方形波パルス列からなる周期系列の信号とする。もし、 $a_{k,j}$ を $\{+1, -1\}$ という値をとる拡散符号系列の要素とすると、 $a_k(t)$ は、次式のように表すことができる。

$$a_k(t) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} a_{k,j} p_{T_c}(t - jT_c) \quad (3.1)$$

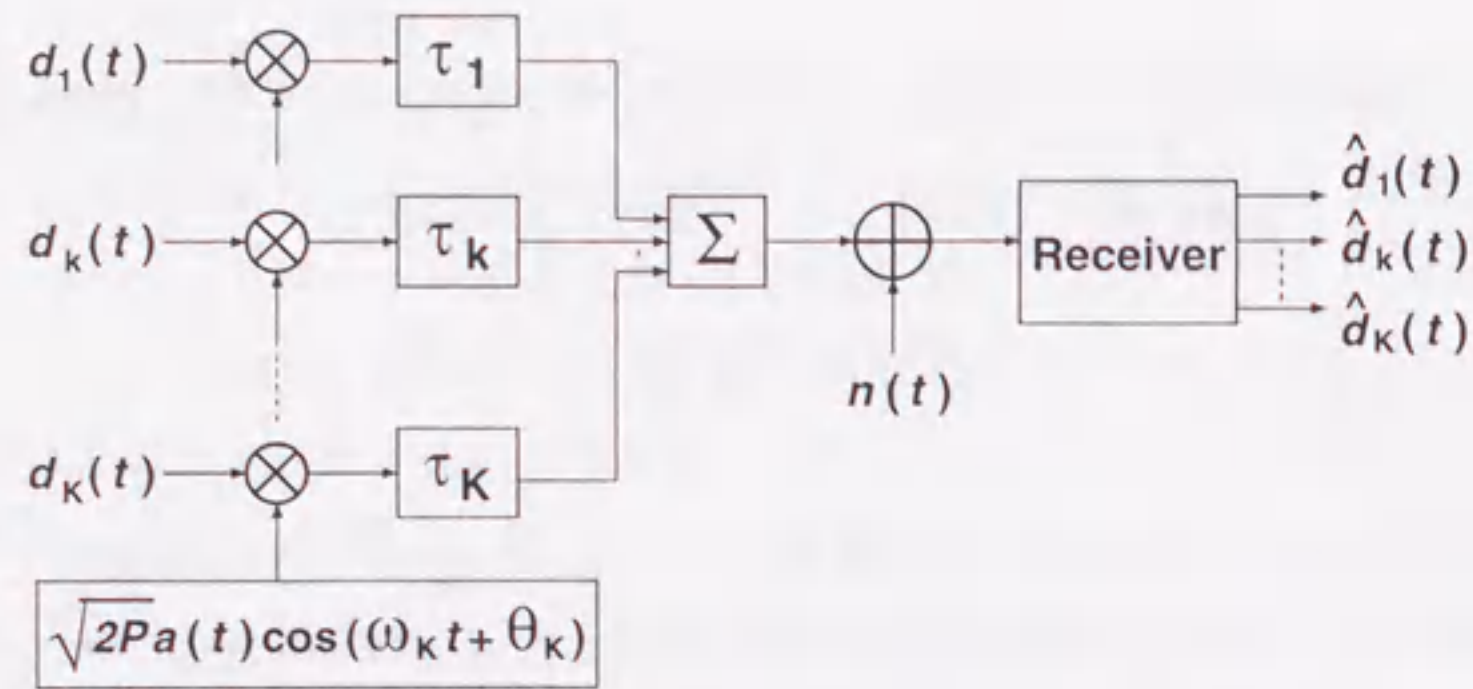


図 3.2: システムモデル

ここで、 $p_r(t)$ は、 $0 \leq t < \tau$ で 1 をとり、それ以外の t に対して 0 をとる関数である。 k 番目のユーザ局の系列は、周期 $N = T_b/T_c$ を持つとする。この周期 N は、拡散率とも呼ばれる。時間 T_c は拡散符号系列 1 チップの継続時間を表す。

k 番目のユーザ局の送信信号は、次式で表される。

$$s_k(t) = \sqrt{2P}a_k(t)d_k(t)\cos(\omega_c t + \theta_k) \quad (3.2)$$

各ユーザ局からの信号には、それぞれの信号に応じた時間遅延 τ_k が生じる。チャネルでは熱雑音 $n(t)$ が加わり、その両側スペクトル密度を $N_0/2$ とすると、受信信号は次式で表される。

$$r(t) = n(t) + \sum_{k=1}^K \sqrt{2P}a_k(t - \tau_k)d_k(t - \tau_k)\cos(\omega_c t + \phi_k) \quad (3.3)$$

ここで、 $\phi_k = \theta_k - \omega_c \tau_k$ である。また、相対的な搬送波周波数の位相ずれと相対的な信号間の時間遅延の差について、一般性を失うことなく、それぞれ、 $\theta_i = 0$, $\tau_i = 0$ とおき、 $k \neq i$ に対して $0 \leq \tau_k < T_b$, $0 \leq \theta_k < 2\pi$ とする。

この受信信号から、 i 番目のユーザ局の信号を相関器で取り出す。相関器出力 Z_i は次式で表される。

$$Z_i = \int_0^{T_b} r(t)a_i(t)\cos\omega_c t dt \quad (3.4)$$

この相関器を実際にハードウェアで実現することを考えるとき、 $r(t)a_i(t)$ という項に含まれる搬送波周波数の 2 倍の高調波は無視できるくらい小さい。そこで、この条件を式の上で表すために、以下では全て $\omega_c \gg 1/T$ と仮定する。また、情報系列の信号 $d_k(t)$ は、

$$d_k(t) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} d_{k,l}p_{T_b}(t - lT_b) \quad (3.5)$$

と表すことができる。ここで、 $d_{k,l} \in \{+1, -1\}$ である。この仮定を用いると、時刻 $t = T_b$ における相関器出力 Z_i は次のように表すことができる。

$$Z_i = \sqrt{2P} \left\{ d_{i,0}T_b + \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq i}}^K [d_{k,-1}R_{k,i}(\tau_k) + d_{k,0}\hat{R}_{k,i}(\tau_k)] \cos\phi_k \right\} + \int_0^{T_b} n(t)a_i(t)\cos\omega_c t dt \quad (3.6)$$

ここで、 $R_{k,i}$, $\hat{R}_{k,i}$ は連続時間の部分相互相関関数で、 $0 \leq \tau \leq T_b$ に対して、

$$R_{k,i}(\tau) = \int_0^{\tau} a_k(t - \tau)a_i(t) dt \quad (3.7)$$

$$\hat{R}_{k,i}(\tau) = \int_{\tau}^{T_b} a_k(t - \tau)a_i(t) dt \quad (3.8)$$

と表される。また、 $0 \leq lT_c \leq \tau \leq (l+1)T_c \leq T_b$ という時刻 τ に対して、2 つの部分相互相関関数が次のように定義できる。

$$R_{k,i}(\tau) = C_{k,i}(l - N)T_c + [C_{k,i}(l + 1 - N) - C_{k,i}(l - N)](\tau - lT_c) \quad (3.9)$$

$$\hat{R}_{k,i}(\tau) = C_{k,i}(l)T_c + [C_{k,i}(l + 1) - C_{k,i}(l)](\tau - lT_c) \quad (3.10)$$

ここで、 $C_{k,i}$ は、離散非周期相互相関関数であり、系列 $a_{k,j}$ と $a_{i,j}$ を用いて次式のよう定義される。

$$C_{k,i}(l) = \begin{cases} \sum_{j=0}^{N-1-l} a_{k,j}a_{i,j+l} & 0 \leq l \leq N-1 \\ \sum_{j=0}^{N-1+l} a_{k,j-l}a_{i,j} & 1-N \leq l < 0 \\ 0 & |l| \geq N \end{cases} \quad (3.11)$$

(3.6) において、第 1 項が希望信号成分 $\sqrt{P/2}T_b$ で、第 2 項は多元接続干渉 (Multiple Access Interference; MAI) 成分、第 3 項が雑音成分である。ここで、一般性を失うことなく、 $\phi_i = 0$, $\tau_i = 0$ とする。また、情報系列の対称性より、希望ユーザ局の情報系列は $d_{i,0} = +1$ の場合だけを考える。このとき、第 2, 3 項による雑音成分の分散は次のように表される。

$$\text{Var}\{Z_i\} = \frac{P}{4T_b} \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq i}}^K \int_0^{T_b} \{R_{k,i}^2(\tau) + \hat{R}_{k,i}^2(\tau)\} d\tau + \frac{N_0 T_b}{4} \quad (3.12)$$

(3.12) より、SNR は、信号成分の実効値 $\sqrt{P/2}T_b$ を雑音成分の実効値で割ることにより次のように求められる。

$$\text{SNR}_i = \left\{ (6N^3)^{-1} \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq i}}^K [2\mu_{k,i}(0) + \mu_{k,i}(1)] + \frac{N_0}{2E_b} \right\}^{-\frac{1}{2}} \quad (3.13)$$

ここで、 E_b は 1 ビットあたりのエネルギーを表し、 $E_b = PT_b$ という関係にある。

通常、SNR の値が大きい程良好な通信を行うことができる。(3.13) より、DS/SS 方式の SNR は多元接続干渉成分と雑音成分に依存することが分かる。また、多元接続干渉成分は、(3.9)、(3.10) で表される拡散符号系列間の相互相関特性に依存するため、高い SNR を得るためには小さい相互相関特性をもつ拡散符号系列を利用することが望ましいといえる。

(3.13) において、 $\mu_{k,i}$ は (3.11) を用いて、

$$\mu_{k,i}(n) = \sum_{l=1-N}^{N-1} C_{k,i}(l) C_{k,i}(l+n) \quad (3.14)$$

で与えられる。特に、拡散符号系列がランダム系列のとき、

$$(6N^3)^{-1} \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq i}}^K [2\mu_{k,i}(0) + \mu_{k,i}(1)] \approx \frac{K-1}{3N} \quad (3.15)$$

と近似できるので、SNR はユーザ局によらず次式のように近似される。

$$\text{SNR} \approx \left\{ \frac{K-1}{3N} + \frac{N_0}{2E_b} \right\}^{-1} \quad (3.16)$$

結局 SNR は E_b/N_0 と干渉信号数と拡散率の関数となる。

干渉信号成分は、干渉信号数 $K-1$ が大きい時にはガウス雑音と見なせるため、ビット誤り率 BER は、(3.16) を Q 関数に代入して次式のように表すことができる。

$$\text{BER} = Q(\text{SNR}) \quad (3.17)$$

ただし、 $Q(x)$ は Q 関数で、次式のように定義される。

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty \exp\left(-\frac{u^2}{2}\right) du \quad (3.18)$$

干渉信号数 $K-1$ が小さい時は、干渉信号成分をガウス雑音に近似する正当性が成り立たなくなため、このとき (3.17) は正確なビット誤り率とはならない。この問題点に対して、干渉信号数が小さい場合であっても正確な BER が得られる近似法が [37] で導出されているので、ここに示す。

$$\begin{aligned} \text{BER} = & \frac{2}{3} Q\left[\left(\frac{K-1}{3N} + \frac{N_0}{2E_b}\right)^{-0.5}\right] \\ & + \frac{1}{6} Q\left[\left(\frac{(K-1)N/3 + \sqrt{3}\sigma}{N^2} + \frac{N_0}{2E_b}\right)^{-0.5}\right] \\ & + \frac{1}{6} Q\left[\left(\frac{(K-1)N/3 - \sqrt{3}\sigma}{N^2} + \frac{N_0}{2E_b}\right)^{-0.5}\right] \end{aligned} \quad (3.19)$$

ただし

$$\sigma^2 = (K-1) \left[N^2 \frac{23}{360} + N \left(\frac{1}{20} + \frac{K-2}{36} \right) - \frac{1}{20} - \frac{K-2}{36} \right] \quad (3.20)$$

本論文では、拡散符号系列にランダム系列を用いる場合の平均ビット誤り率に (3.19) を用いる。

3.2.4 平均ビット誤り率の数値例

本節では、前述した、DS/SS 方式における平均ビット誤り率の数値例を示す。

図 3.3 に (3.19) を用いて得られた DS/SS 方式の E_b/N_0 に対する平均ビット誤り率を示す。ここで、拡散率は $N = 31$ としている。また、同時送信局数を $K = 1, 3, 10, 20$ とした。 $K = 1$ の場合、多元接続干渉が無いから、ビット誤りが生じる原因は雑音信号の影響だけである。そのため、平均ビット誤り率は E_b/N_0 の増加に従って減少している。一方、多元接続干渉がある場合 ($K = 3, 10, 20$ の場合)、 E_b/N_0 の増加に従って、平均ビット誤り率は減少するものの、 E_b/N_0 の値がある程度大きくなると、ほとんど誤り率が減少しなくなる。この特性は、雑音電力と干渉信号電力の相対的な大きさに依存する。 E_b/N_0 が小さいときは、干渉信号電力よりも雑音電力が大きいため、雑音電力の変動が平均ビット誤り率の変化に影響を与える。一方、 E_b/N_0 が大きい時は、雑音電力よりも干渉信号電力の方が大きくなるため、 E_b/N_0 が増加しても平均ビット誤り率はほとんど変動しない。このように、DS/SS 方式では、干渉信号電力が支配的になるときは、いくら信号電力を増加してもビット誤り率が改善されないという現象が起こる。

次に、図 3.4 に同時送信局数に対する平均ビット誤り率を示す。拡散率は $N = 31$ 、 E_b/N_0 を 0, 5, 10, 15, 20, ∞ [dB] とした場合について示している。図より、平均ビット誤り率は、同時送信局数が増加するにつれて緩やかに増加することが分かる。また、同時送信局数が小さいところでは、 E_b/N_0 を大きくすることによって平均ビット誤り率を改善することができるが、同時送信局数が大きいところでは、干渉信号電力が支配的になり、ほとんど特性改善は見られない。

次に、拡散率を様々な値に変化させた場合の平均ビット誤り率を議論する。図 3.5 に拡散率が $N = 8, 16, 32, 64, 128, 256$ であるときの同時送信局数に対する平均ビット誤り率特性を示す。ここで、 $E_b/N_0 = 20$ [dB] としている。図より、拡散率を大きくすると、ある平均ビット誤り率の値を満足できる同時送信局数が増加することが分かる。例えば、 $E_b/N_0 = 20$ [dB] が保証されているとして、 10^{-3} の平均ビット誤り率を達成しようとする、拡散率が $N = 64$ 以上であれば 20 局以上を収容できるが、

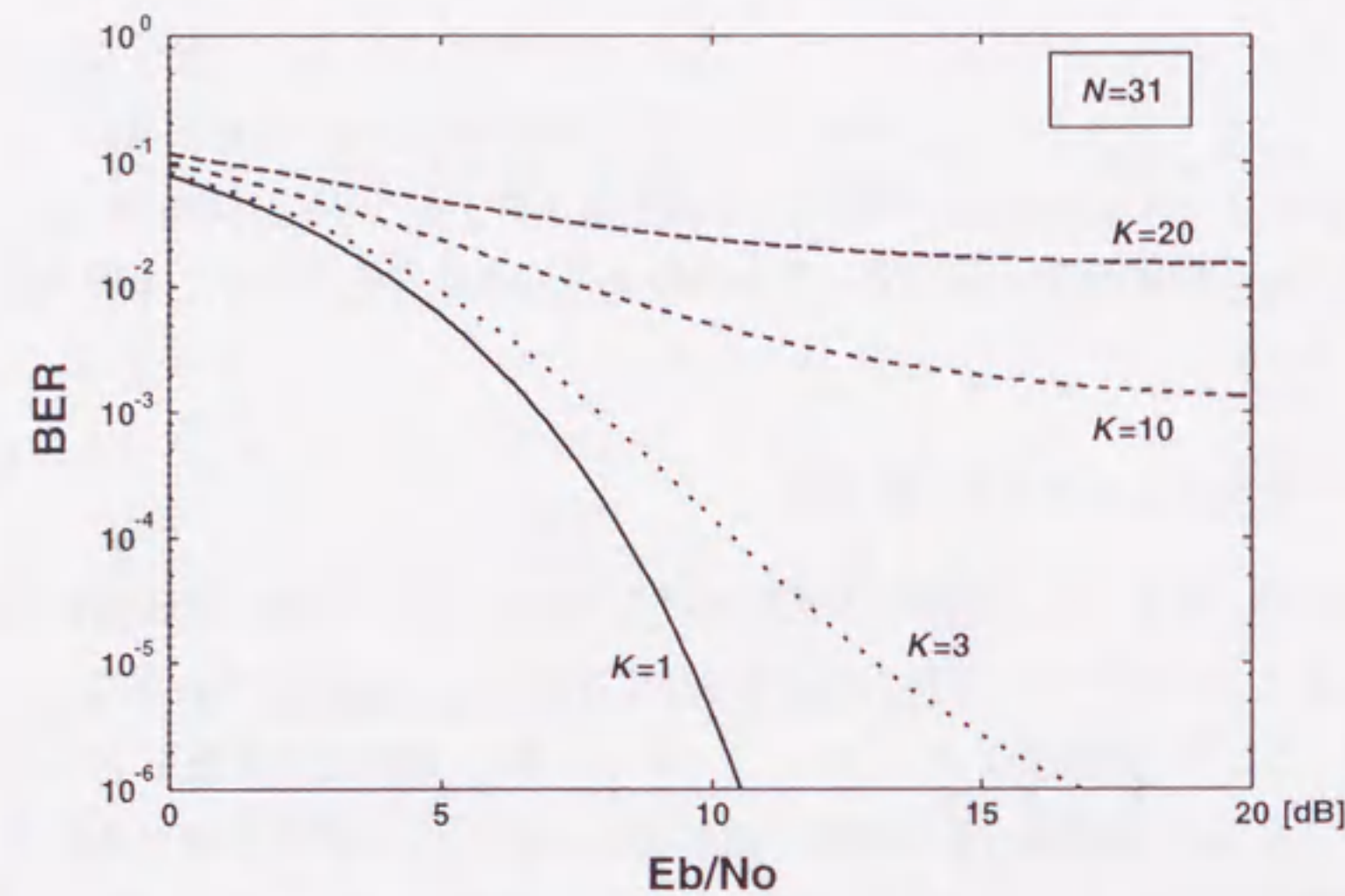


図 3.3: E_b/N_0 に対する平均ビット誤り率特性

$N < 64$ の拡散率ではそれほど多くのユーザ局を収容できない。このように、同時に
より多くのユーザ局にサービスを提供しようとする、拡散率を大きくすれば良いこ
とが分かる。しかし、拡散率を大きくすることは、広い帯域幅が必要とされること、拡
散符号系列 1 チップの時間を等しいとすると、1 ビットの伝送に要する時間が長くな
り情報送信の速度が遅くなること等の問題が生じ、必ずしも好ましいことではない。

そこで、同時送信局数の値を拡散率で正規化した場合の、同時送信局数に対する平
均ビット誤り率特性を図 3.6 に示す。図より、拡散率が大きくなると、一定の平均ビッ
ト誤り率を満足できる同時送信局数の割合が減少することが分かる。しかしながら、
拡散率が比較的大きな場合と、 K/N の値が大きいところでは、拡散率による違いは非
常に小さい。ガウス近似は、多重数が大きい程精度が高くなるため、しかし、拡散率
が小さい場合には、同時送信局数の絶対的な数も小さくなるため、干渉信号の分布をガ
ウス近似する精度が高いとはいえない[37]。すなわち、拡散率を小さくする程効率良
く帯域を使用しているといえる。

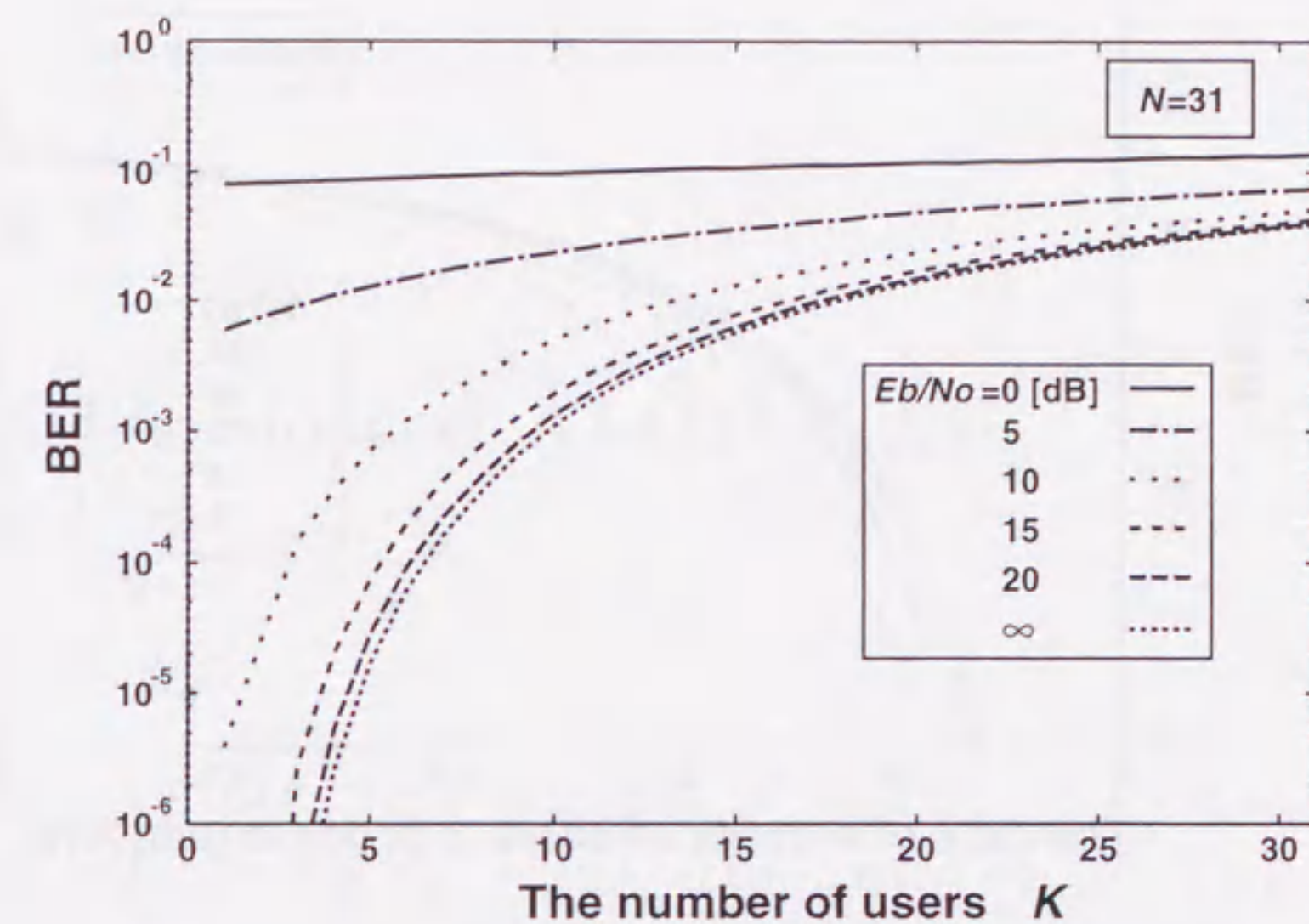


図 3.4: 同時送信局数に対する平均ビット誤り率特性

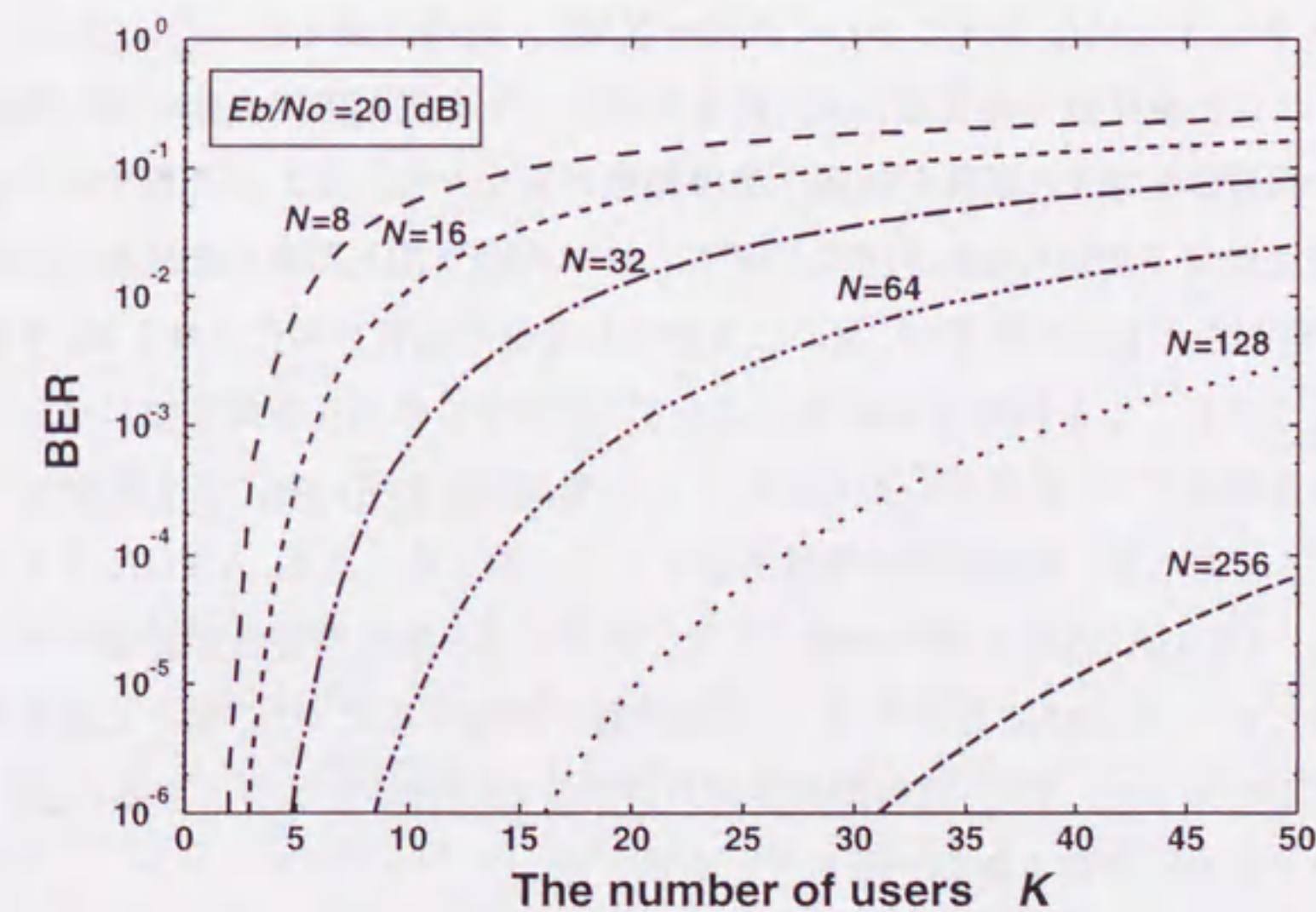


図 3.5: 様々な拡散率を用いた場合の同時送信局数に対する平均ビット誤り率

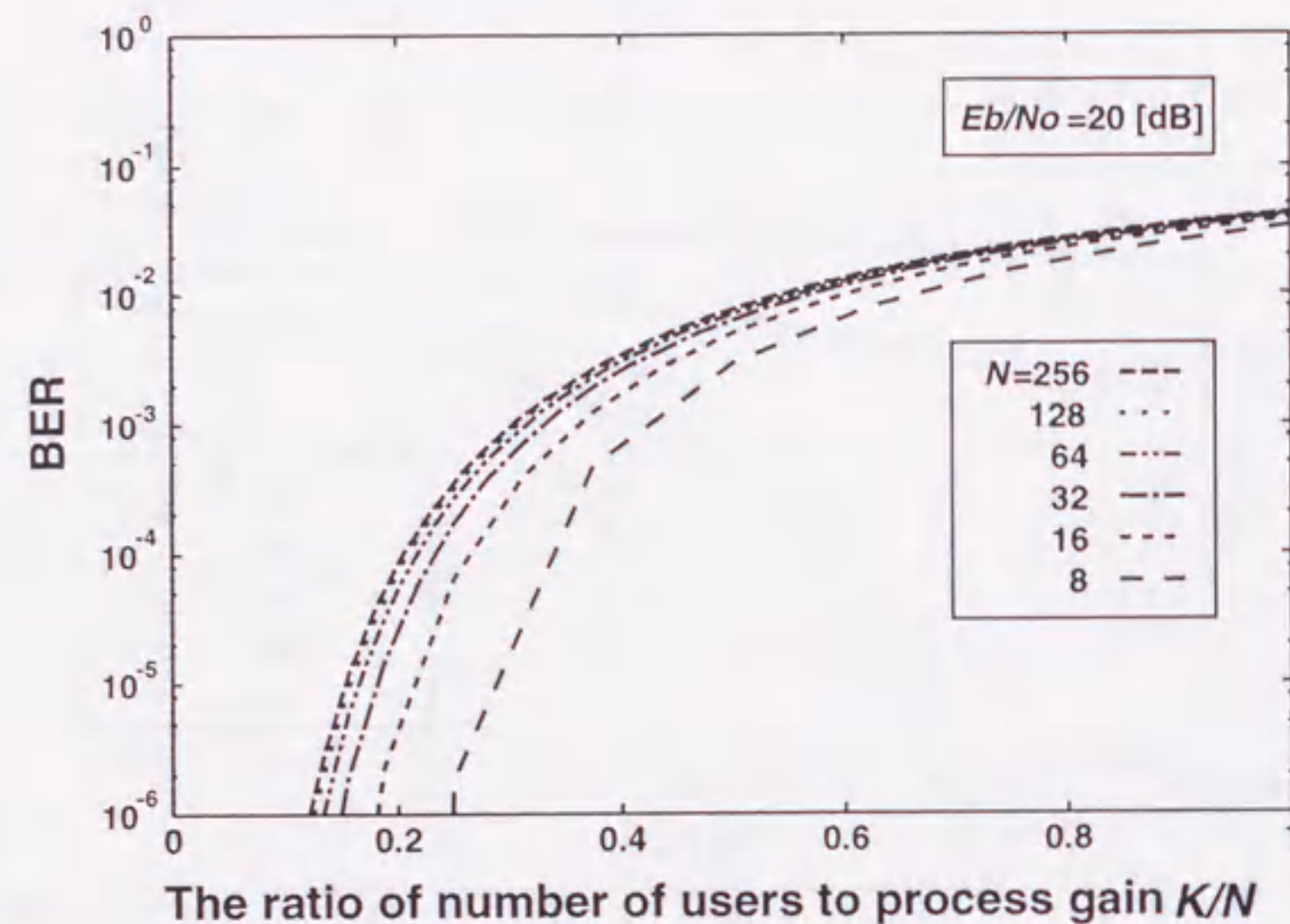


図 3.6: 様々な拡散率を用いた場合の正規化した同時送信局数に対する平均ビット誤り率特性

3.3 まとめ

本章では、CDMA 方式について概要を説明し、特性評価を行った。CDMA 方式では、スペクトル拡散技術を用いて、信号スペクトルを電力密度の低い広い周波数帯域を持つ信号に拡散し、信号が時間・周波数的に重なり合うことを許容することができる。重なり合った信号を識別するために、ユーザ局は各々異なる拡散符号系列を用いる。多重した CDMA 信号は、互いに干渉として信号品質を劣化させるが、干渉の影響の大きさは必ずしも同時送信局数によらず、拡散符号の相互相関特性に依存する。本章の特性解析では、拡散符号系列としてランダム系列を用いることを仮定した。また、チャネルとしては、無線通信の特性評価としては基本的である、AWGN チャネルを想定した。CDMA 方式の特性評価として、平均ビット誤り率特性の評価を行った。この検討により、CDMA 方式では、干渉信号数が増加するにつれ、徐々に品質が劣化することが分かった。また、拡散符号系列の系列長(拡散率)を大きくすることによって、より多くのユーザ局を許容できることを示した。

第 4 章

CDMA Slotted ALOHA 方式

4.1 はじめに

本章では、CDMA 方式を用いた無線パケット通信システムである、CDMA ALOHA 方式について述べる。CDMA ALOHA 方式のうち、スロットにパケットを同期させる CDMA Slotted ALOHA 方式は、第 6 章で述べる MCLSP を適用することによりトラヒックが過剰となるところにおけるスループットが最大値を維持するように改善でき、第 7 章で述べる準同期 CDMA 方式を適用することにより、通常の CDMA ALOHA 方式よりも大きく改善できる。そこで、本章はその導入部として、主に CDMA Slotted ALOHA 方式を取り上げその基本的な特性について検討を行う。

CDMA Slotted ALOHA 方式は、ALOHA 方式に CDMA 方式を適用した、CDMA ALOHA 方式の一つであるので、はじめに CDMA ALOHA 方式の概要を述べる。次に、CDMA Slotted ALOHA 方式のスループット特性を導出し、基本的な性質について説明する。

4.2 CDMA ALOHA 方式

CDMA ALOHA 方式とは、多元接続方式として CDMA を用い、パケット送信プロトコルとして ALOHA 方式を用いる方式のことである。CDMA ALOHA 方式は、送信プロトコルにより CDMA Unslotted ALOHA 方式(送信プロトコルは Pure ALOHA 方式)と CDMA Slotted ALOHA 方式(送信プロトコルは Slotted ALOHA 方式)の 2 つに大別できる。CDMA Unslotted ALOHA 方式では、ユーザ局は基地局に対して非同期にパケット送信できるが、CDMA Slotted ALOHA 方式では、パケットをスロットに同期して送信する。

2.3 節で議論したように、通常の ALOHA 方式では、パケット衝突が起こるとパケットの重なり具合によらずデータの再現性がなくなるため、Pure ALOHA 方式を Slotted ALOHA 方式にすることにより、最大スループットが 2 倍に向上する。ところが、CDMA ALOHA 方式では CDMA を用いているため、同様の議論が成り立たなくなる。

これは、スペクトル拡散信号の特性に起因する。すなわち、パケットの衝突が生じた場合、パケットが狭帯域信号 (スペクトル拡散信号に対して) であれば、パケット内の情報を取り出すことが不可能となるが、スペクトル拡散信号 (CDMA 信号) であれば、複数パケットの多重が生じて、それらは単に干渉でしかなく、情報の復調をより困難にはするが、不可能とはならない。CDMA パケット通信システムにおいて、パケット衝突とは、単に衝突部分のデータの誤り率が多重数に依存して増加するだけのことでしかない。よって、狭帯域の ALOHA 方式のように、スロットを用いる / 用いないによって大きく特性が変化するという現象は生じない。このことから、同じ条件で評価した場合、CDMA Unslotted ALOHA 方式と CDMA Slotted ALOHA 方式の特性差はほとんど生じない [38], [39]。

CDMA Slotted ALOHA 方式では、各ユーザ局がスロットにタイミングを合わせてパケットを送信できるように、基地局からスロットタイミング (同期タイミング) の情報を流す必要がある。ユーザ局は、その情報を基にパケット送信を行う。移動体通信では、ユーザ局にとって同期タイミングの情報が既知であったとしても、ユーザ局の移動に伴うため、その情報は過去のものでしかなく、正確なタイミング推定は困難である。

この同期タイミングの困難さのため、パケットの到着タイミングが多少ずれたとしても隣接するスロットへの影響を最低限に抑えるように、スロットはパケット長よりもガードタイムの分長く設計される。ガードタイムを大きくすれば、同期タイミングずれの許容範囲が広がるため同期タイミングの情報の精度は低く済み、高速移動するユーザでもスロット内にパケットを送信することが容易となる。しかし、ガードタイムを長くすることは、単位時間当たりに送信できる情報量が減少することにつながる。実際には、ガードタイムと単位時間当たりの情報伝送量とのトレードオフとなる。

同期タイミングずれは、ばらつき具合の確かさがデータシンボル長以上となると、ランダムな変数とみなすことができる。すなわち、スロット同期を要するとしても、データビットのレベルにおいて、CDMA Slotted ALOHA 方式は、CDMA Unslotted ALOHA 方式と同等の特性を持つことになる。

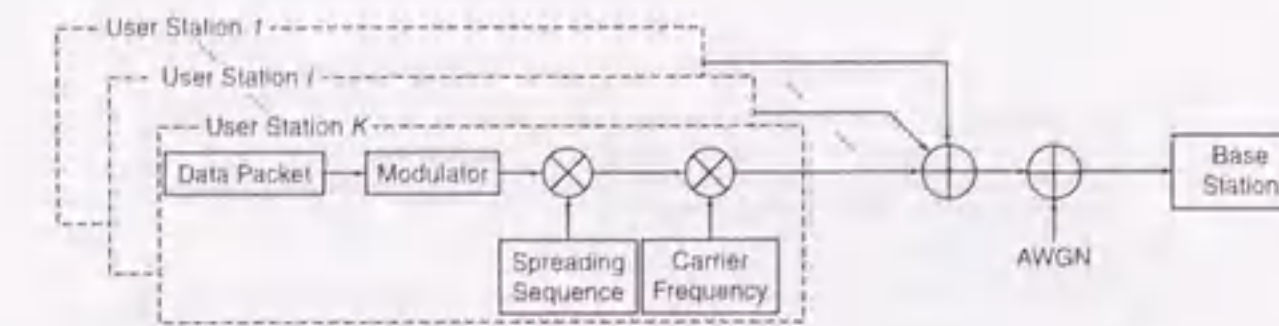


図 4.1: CDMA Slotted ALOHA 方式のシステムモデル

4.3 CDMA Slotted ALOHA 方式の特性解析

ここでは、一般的な CDMA Slotted ALOHA 方式について、加法性白色ガウス雑音 (Additive White Gaussian Noise; AWGN) チャンネルにおける特性解析を行う。

4.3.1 システムモデル

ここで取り扱う CDMA Slotted ALOHA 方式のシステムモデルを図 4.1 に示す。

各ユーザ局が送信するパケットは、固定長であり、データ長は L [bits]¹、時間長は T_p とする。1 ビットの時間長は、 T_b とする。すなわち、 $T_p = LT_b$ である。データの変調方式として、BPSK 変調を用いる。拡散変調 (2 次変調) にも BPSK 変調を用い、1 ビットのデータに対して N [chips] の拡散符号系列 (1 チップ時間 T_c) を直接乗算する。一つのユーザ局には一つの拡散符号系列が割り当てられ、ユーザ局が異なれば系列も異なるものとする。

パケットは、各ユーザ局において、パケット送信の間隔が独立、同一な指数分布に従うように送信されるものとする。このとき、パケット送信が生起する確率は、平均 $\lambda = G/T_{slot}$ のポアソン分布に従う。ここで、 G はオフロードであり、1 スロット時間当たりのパケット送信要求数の平均値を表す。また、 T_{slot} は 1 スロットの時間を表す。送信されるパケットは、初送、再送の区別をされず、一様の生起確率に従う。パケットのポアソン生起を仮定するため、システム内のユーザ局数は無限大と仮定する。パケット内のデータに対して、誤り訂正符号等の誤り制御技術は用いない。受信パケット内の、全てのデータが正しく受信されたときだけパケット伝送に成功したものとし、データに 1 ビットでも誤りが存在する場合、そのパケットの伝送には失敗したものとす。各データビットはランダムに発生し、互いに独立な確率過程とみなすことができる。送信電力制御は、完全に行われているものと仮定する。すなわち、各パケット信号は等電力で受信されるものと仮定する。

¹データの単位として、通常シンボル symbol という言葉が使用される。本論文では、一貫してデータ変調に BPSK を用いているため、シンボルの代わりにビット bit という単位を用いる。

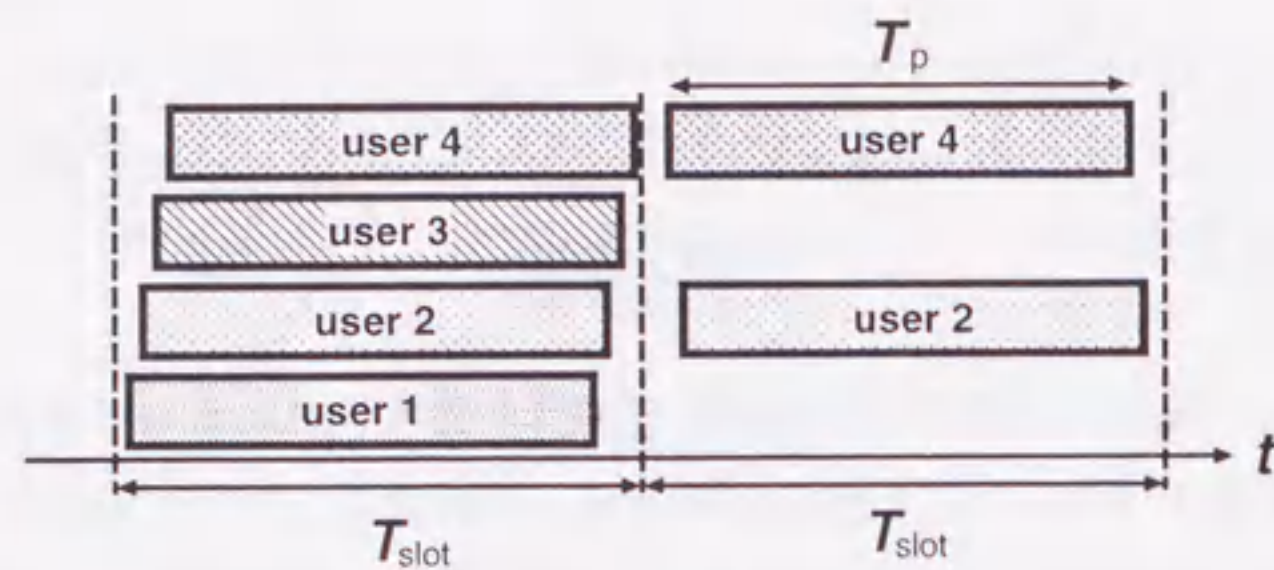


図 4.2: CDMA Slotted ALOHA 方式のチャネル状態図

図 4.2 に、基地局におけるチャネル状態図を示す。図において、各パケットは全てスロット内に送信されているが、パケットの先頭は一致していない。本章では、図のようにスロットへの同期はとれているものとし、ビットレベルの同期はとれていないものとする。この仮定により、前章で求めた、ランダム到着時における平均ビット誤り率が適用できる。また、スロットの時間長には、通常、パケットの時間長に加えてガードタイムと呼ばれる時間的余裕を加えるが、ここでは、ガードタイムは考えず、 $T_{slot} = T_p$ とする。

4.3.2 スループット特性解析

本節では、前節に示したシステムモデルに基づき、CDMA Slotted ALOHA 方式のスループット特性の解析を行う。ここで、スループットを「1 スロット時間あたりに伝送に成功したパケット数の平均値」と定義する。

はじめに、あるスロットに到着するパケットの平均数(オフロード)は、パケットの生起率と 1 スロット時間の長さの積:

$$G = \lambda T_{slot} \quad (4.1)$$

で表される。

基地局において、あるスロットに到着するパケット数の確率過程はポアソン過程であるので、着目スロットに k 個のパケットが到着する確率は、(2.1) より

$$P(k, T_{slot}) = \frac{(\lambda T_{slot})^k}{k!} \exp(-\lambda T_{slot}) \quad (4.2)$$

$$= \frac{G^k}{k!} \exp(-G) \quad (4.3)$$

となる。

同時送信局数が k であるときの平均ビット誤り率を $P_b(k)$ とすると、 L ビットのパケットが正しく受信される確率(パケット成功確率)は、

$$P_s(k) = (1 - P_b(k))^L \quad (4.4)$$

と表される。

以上より、オフロードが G である時、CDMA Slotted ALOHA 方式のスループットは次式となる。

$$S(G) = \sum_{k=1}^{\infty} k \cdot P(k, T_{slot}) \cdot P_s(k) \quad (4.5)$$

両側スペクトル密度が $N_0/2$ の AWGN チャネルにおいて多元接続干渉を考慮したビット誤り率として (3.19) を用いる。

(4.5) を用いて、パケット成功確率 $P_s(G)$ が次式のように求められる。ここで、オフロードをパラメータとしている。

$$P_s(G) = \frac{S(G)}{G} \quad (4.6)$$

4.3.3 数値例

図 4.3 にパケット長が $L = 1000$ [bits]、拡散率が $N = 31$ であるときの、CDMA Slotted ALOHA 方式のスループット特性を示す。ここで、 $E_b/N_0 = 10, 20, \infty$ [dB] とした。

スループットの値は、オフロードが低い部分においては、オフロードの増加に対してほぼ比例して増加する。更にオフロードの値が大きくなると、増加率は低下し、スループットの最大値をとる。更にオフロード値が増加すると、スループットは減少し 0 に収束する。

オフロードが小さいと、同時送信局数も小さい確率が高いため、干渉信号が存在してもパケット成功確率にはほとんど影響しない。オフロードが大きくなるにつれて、同時送信局数が大きい確率が高まり、干渉信号によりパケット成功確率が劣化する割合が高くなるために、スループットが減衰する。

また、 E_b/N_0 の値が大きくなるほどスループット特性は向上する。これは、信号電力が雑音電力に対して相対的に強くなるためである。

図 4.4 に拡散率を $N = 32, 64, 128, 256$ とした場合の CDMA Slotted ALOHA 方式のスループット特性を示す。ここで、 $E_b/N_0 = \infty$ 、パケット長 $L = 1000$ [bits] である。オフロードとスループットは、CDMA を用いない ALOHA 方式のスループット

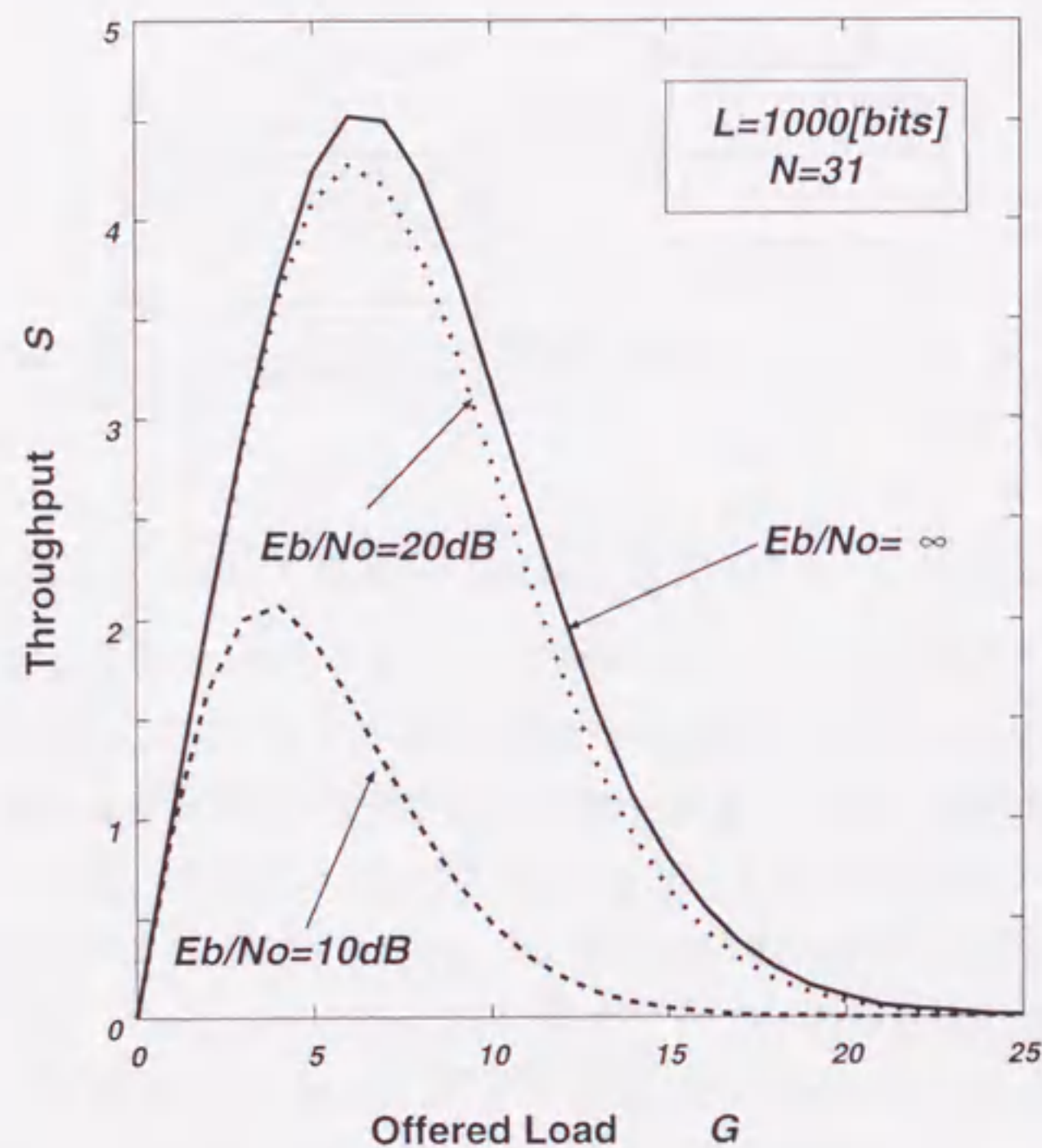


図 4.3: CDMA Slotted ALOHA 方式のスループット特性

ット特性との比較を容易にするために、拡散率 N で正規化した値を用いている。図より、スループットの値及び最大値は、拡散率が大きいほど高くなる。しかし、厳密には、スループットが多元接続干渉により減衰しているオフロードの領域では、各スループット曲線が交差し、より大きなオフロードでは、拡散率が小さいほどスループットが高くなる。図からは、システム特性を向上するためには拡散率を増加すれば良いことが分かるが、それに伴い必要な帯域幅が大きくなる。このことから、現実的には、システム側からの要求を満たすべく、適切な拡散率を、使用周波数帯域幅を考慮しつつ選択するべきである。

図 4.5 にパケット長を $L = 500, 1000, 1500, 2000$ とした場合の CDMA Slotted ALOHA 方式のスループット特性を示した。ここで、 $E_b/N_0 = \infty$ 、拡散率 $N = 64$ である。

スループット特性は、パケット長が短い程良いことが分かる。パケット長はパケット内に含めるデータ量が多くなる程長くなるため、パケット長を短くすると優れた特性は望めるが、1度で送信できるデータ量が小さくなってしまいかえって効率が悪く

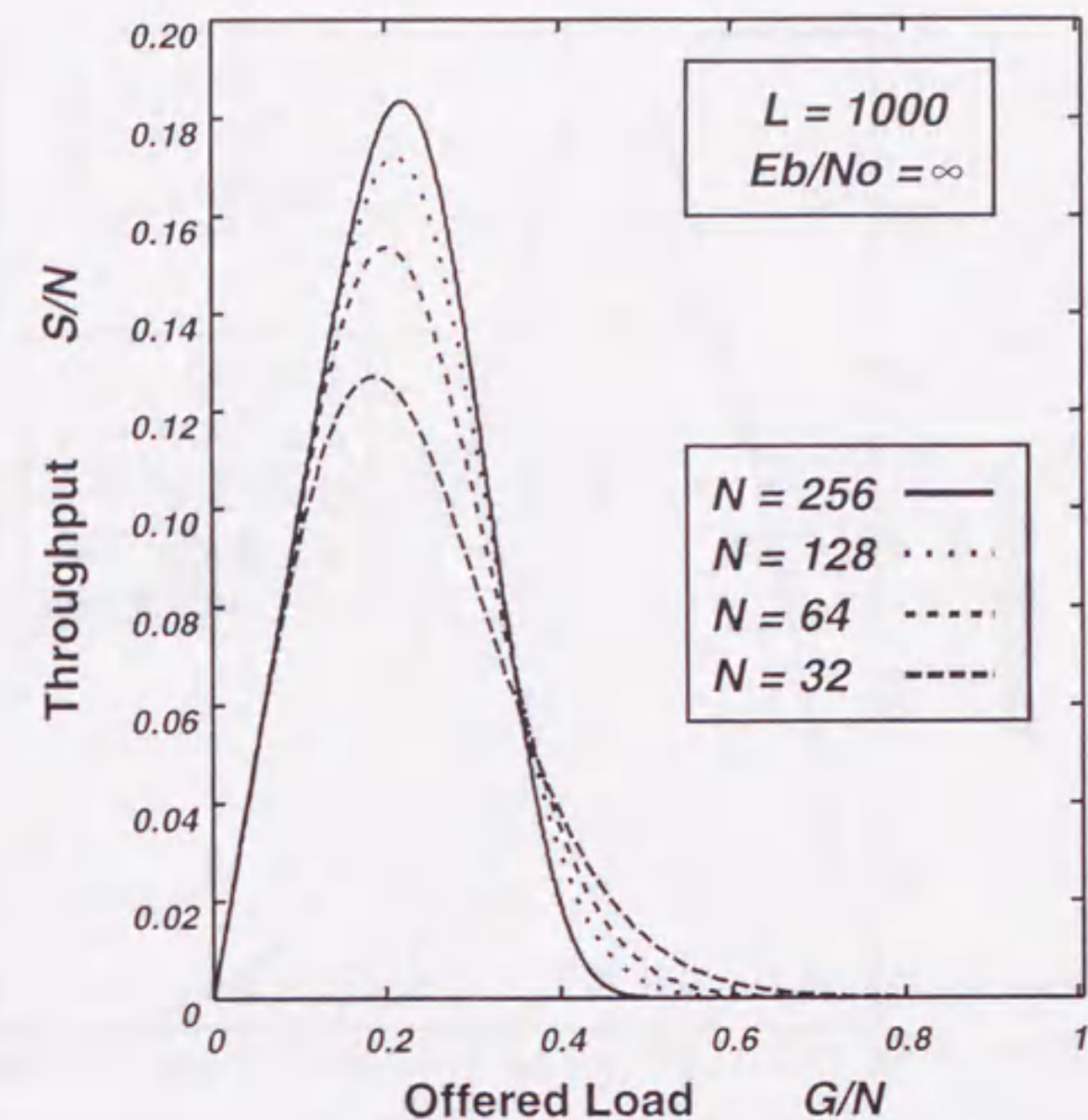


図 4.4: 拡散率の異なる CDMA Slotted ALOHA 方式のスループット特性

なる場合がある。パケット長を変化させることができる場合には、必要となるスループットを満たすことができるように、チャネル状態に応じて適したパケット長で送信することが望ましい。また、パケットには、情報以外にもヘッダが付加されるため、単純にパケット長も短くするだけでは実質の情報伝送効率を悪化させることになる。ヘッダはパケットの同期を確立するための情報も含む。同期確立までの時間はなるべく短くなることが望ましいので、できる限りヘッダ長を短くすることが期待されるが、CDMA パケット信号は、同期検出、同期捕捉が通常のコネクション型の場合よりも困難である。

4.4 まとめ

本章では、CDMA ALOHA 方式と、その一方式であり、スロット同期に基づいた方式である、CDMA Slotted ALOHA 方式について述べた。CDMA ALOHA 方式は、ALOHA 方式に CDMA 方式を適用した方式である。ALOHA 方式は、パケットの衝突によってパケットが失われてしまうという問題点を有しているが、CDMA 方式を

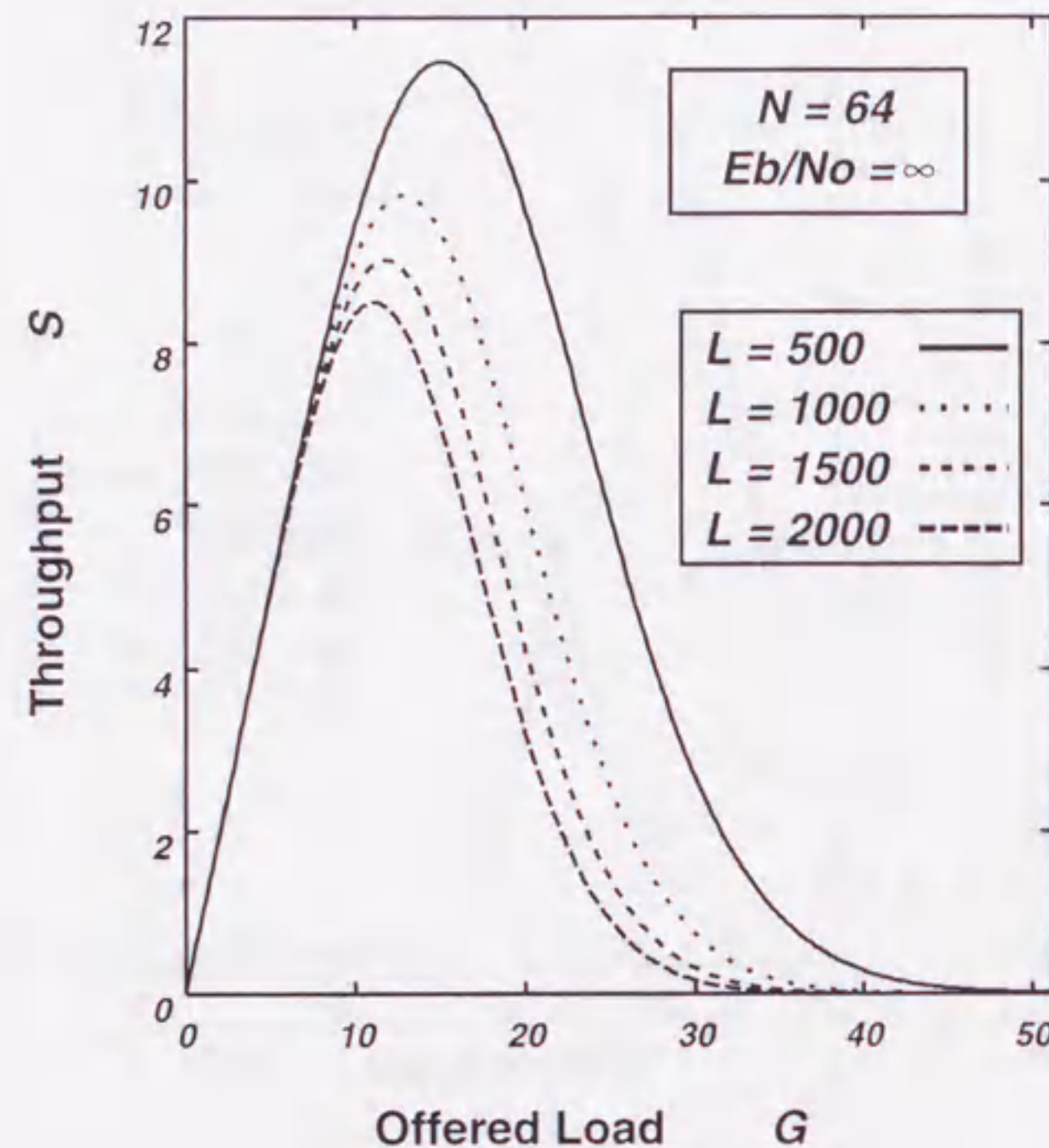


図 4.5: パケット長をパラメータとした場合の CDMA Slotted ALOHA 方式のスループット特性

適用することにより、複数パケットの重量を許容することが可能となるため、特性が向上する。

CDMA Slotted ALOHA 方式は、オフロードが増加するに従ってスループットの値も向上し、一旦スループットが最大値となると、更にオフロードが増加すると、急激にスループットが劣化するという性質を持つ。スループットの値は、信号対雑音電力比が大きい程高い値となるが、多元接続干渉が存在するため、上限の値が存在する。また、拡散率を増加させることにより、拡散率で正規化したスループットの最大値を増加させることができる。パケット長は、短い程データが誤る確率が低くなるため、スループット特性は向上するが、一つのパケットで送信できるデータの量が少なくことから、最適なパケット長は、実際のシステムに依存すると言える。通常、パケットにはデータとは無関係のヘッダ情報が含まれているため、むやみに短いパケットは、有効なデータの割合が低くかえって効率を悪くすることに注意しなくてはならない。

第 5 章

CDMA Slotted ALOHA 方式の平均パケット成功確率解析

5.1 はじめに

本章では、CDMA Slotted ALOHA 方式における平均パケット成功確率の解析を行う。既存の研究では、CDMA Slotted ALOHA 方式について、特性解析や特性改善に関する研究が多数報告されてきた [40]–[44]。CDMA パケット通信システムの特性を調べるにあたって重要なことは、正確な平均パケット成功確率を求めることである。ここで、平均パケット成功確率とは、ある状況において、送信したパケットが誤り無く受信される確率とする [9], [40]。本章では、誤り訂正に関する制御は行わないため、パケット内の全てのビットが誤り無く受信された場合においてのみパケットの送受信に成功したことになる。

既存の研究において、平均パケット成功確率は、平均ビット誤り率を基に計算されている。すなわち、ある状況が与えられた場合、全てのデータビットは等確率 (平均ビット誤り率) で誤ると計算する手法である。このとき、拡散符号系列としてランダム系列を仮定し、各ビットの誤り率は独立した過程にあると仮定する。このように、全てのデータビットが平均ビット誤り率で誤るものとして平均パケット成功確率を計算した場合、正確な値に比べて過少評価な特性となる、または、ビット間の独立性に関して下限 (lower bound) になっているという報告がある [10]。平均ビット誤り率は、ビット誤り率のサンプルを各パラメータの全ての組合せに対して求め、それらを平均して求められる。このとき、サンプルとしては、比較的良い誤り率のものと、悪い誤り率の値が含まれる。それらの値を平均化して求められた値は、比較的悪い誤り率の値に近くなる。この傾向は、チャネルがフェージングチャネルであるときに顕著に現れ、このとき求められる平均ビット誤り率は、非常に過少評価した値となる。

フェージングチャネルでは、希望信号の振幅自体が大きく変動するため、それに伴い、ビット誤り率も大きく変動する。このように、変動の大きいビット誤り率をサンプルとして、平均ビット誤り率を求めると、次のような問題を含むことになる。

フェージングの影響により振幅が変動して、比較的大きな振幅で受信されたパケットと、小さな振幅で受信されたパケットの2つについて、パケット成功確率、及びパケットに含まれるビットの平均ビット誤り率について考える。比較的大きな振幅で受信されたパケットの成功確率は高い値になり、そこに含まれるビットの誤り率も小さな値となる。一方で、比較的小きな振幅で受信されたパケットのパケット成功確率は非常に小さいものとなる。なぜなら、各ビットの誤り率は振幅のために小さな値となり、それをパケット長分考慮すると、ほとんど成功確率が無いとみなすことができるからである。これらのパケットに含まれるビットの誤り率から平均ビット誤り率を求めると、後者のビット誤り率に近い値が求められる。この値を全てのビットの誤り率とみなしてパケット成功確率を求めると、後者におけるパケット成功確率に近い値が得られる。しかし、この場合、前者のパケット成功確率が全く反映されていないといえる。このように、平均ビット誤り率を全てのビットの誤り率とみなした計算による平均パケット成功確率は、過少評価した値をとり、サンプルとなるビット誤り率のばらつき具合によってはあまり意味の無い値となる。

Morrow 等は、モーメントスペース理論 (the theory of moment spaces) を用いて、ビット間依存性 (bit-to-bit dependence) を考慮した平均パケット成功確率の解析を行った[10]。しかしながら、この研究は、フェージング環境が考慮されていない、拡散符号系列にランダム系列を仮定しており、特定の拡散符号系列を用いた場合についての検討が不十分であるといえる。

一般のパケット通信システムでは、1つのパケットが送信されるのに必要な時間は、信号振幅が変化する時間、相対的な遅延時間差が変動する時間よりも短く、任意の2信号間の部分相互相関は1パケット時間内ではほぼ一定値をとるとみなすことができる。これは、ビット間依存性によるもので、CDMA パケット通信システムの特長解析を行う場合には考慮しなければならない要素であるといえる。

本章では、CDMA Slotted ALOHA 方式の平均パケット成功確率を解析的に求める手法について示す[45]–[47]。平均パケット成功確率は、パケット毎に、各パラメータに様々な値を与えて求めたパケット成功確率を平均して求める。その際、信号の振幅、使用されている拡散符号系列、相対的な時間遅延差、相対的な搬送波位相差のビット間依存性を考慮に入れる。すなわち、これらの全て、または一部の値は、1スロット時間内で一定値を取るというものである。その結果、部分相互相関は一定値となり、パケット成功確率を求める際に各ビット毎に誤り率を求める必要がなくなる。

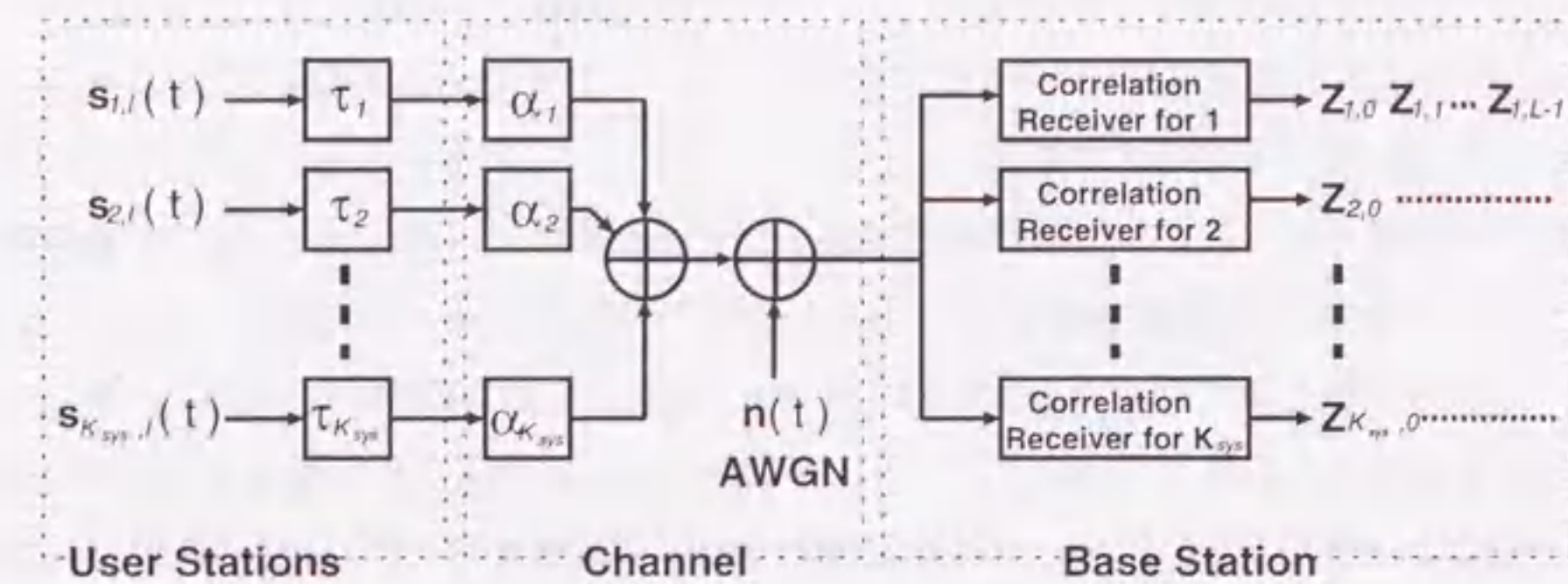


図 5.1: システムモデル

このように平均パケット成功確率を求める手法は、拡散符号系列や信号振幅の分布 (フェージングによる) に制限を受けないため、従来の手法と比較して、汎用性があると言える。

本章で提案する平均パケット成功確率の計算手法によって、第8章で述べる、準同期 CDMA 方式を適用した CDMA Slotted ALOHA 方式の平均パケット成功確率を求める場合に、導出が容易となる。これは、準同期 CDMA 方式では、信号の到着タイミングがある程度の範囲に集中するため、非同期 CDMA 方式の場合に比べて、平均値を求めるためのサンプル数をそれほど多く取る必要がないからである。

5.2 システムモデル

検討するシステムとして、シングルホップの CDMA パケット通信システムを想定する。システムモデル図を図 5.1 に示す。システム内には、1基の基地局と K_{sys} のユーザ局が存在する。

各ユーザ局は、データビットを L [bits] 含んだパケット信号 $s(t)$ (時間長 T_p) を送信する。あるスロットに対して送信された k 番目のユーザの l 番目のビットに相当する信号 $s_{k,l}$ は、次式のように表される。

$$s_{k,l}(t) = \sqrt{2P_{k,l}} a_k(t) d_{k,l}(t) \operatorname{Re} \{ \exp(j\omega_c t + \theta_{k,l}) \} \quad (5.1)$$

ここで、 $P_{k,l}$ は1ビット当たりの送信信号電力を、 $a_k(t)$ は拡散符号系列信号を、 $d_{k,l}$ は l 番目のビットに相当する信号を、 ω_c は搬送波角周波数を、 $\theta_{k,l}$ は初期位相をそれぞれ表す。全てのユーザ局は、同じ搬送波角周波数を用いるものとする。データビットと拡散符号系列は、ともに振幅が1で、 $\{-1, +1\}$ の値をとる矩形波パルスとする。

1 ビットの継続時間は T_b , 系列 1 チップの継続時間は T_c とする. 拡散率は N とする. すなわち, $T_b = NT_c$. 拡散符号系列は, 各ユーザ局固有の系列が予め 1 つずつ割り当てられているものとする.

チャネルとして, AWGN チャネルと, フェージングと白色ガウス雑音が存在するチャネルを考える. 雑音信号を $n(t)$ で表し, 両側スペクトル密度を $N_0/2$ とする. フェージングとして, スローフェージング (コヒーレンス時間 $(\Delta t)_c$ が 1 タイムスロット時間よりも長い; $(\Delta t)_c > T_{slot}$) かつ周波数非選択性の場合を考える. ユーザ局 k の信号振幅は, フェージングによる減衰率 α_k で減衰する. この減衰率は, フェージングに関する条件より 1 パケット内では変化しない.

基地局において, あるスロットに到着する信号 $r(t)$ は, 同時送信局数が K の時, 次式のように表される.

$$r(t) = \sum_{k=1}^K s_k(t - \tau_k) + n(t) \quad (5.2)$$

ここで, τ_k は各信号の時間遅延を示す. 簡単のため, 希望ユーザ i の遅延を 0 と仮定する.

基地局には, 各拡散符号系列, つまり各ユーザ局の信号に対応した相関器が用意されており, 相関受信を行うものとする. 各相関器では, 1 ビット毎に出力 $Z_{i,l}$ の値よりデータビットを硬判定し, 全てのデータが正しく判定されたとき, パケットは正しく受信されたものとする.

また, 完全な電力制御を仮定し, 各パケットの受信電力は等しく $P_{k,l} = P$, ($k = 1, \dots, K, l = 1, \dots, L$) と仮定する.

5.2.1 ビット誤り率の導出

本節では, 希望ユーザ局 i の l 番目のビットの誤り率を導出する. 希望ユーザ局の, あるパケットの相関器出力は,

$$\mathbf{Z}_i = (Z_{i,1}, \dots, Z_{i,l}, \dots, Z_{i,L}) \quad (5.3)$$

で表される. 同時送信局数が K であるとき, l 番目の相関器出力 $Z_{i,l}$ は, 次式で表される.

$$Z_{i,l} = \sqrt{\frac{P}{2}} T_b \left[\alpha_i d_{i,l} + \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq i}}^K I_{i,k,l}(\alpha_k, d_{k,l-1}, d_{k,l}, \mathbf{a}_k, \tau_k, \phi_k) \right] + Z_{noise}^l \quad (5.4)$$

ここで, α_k はユーザ局 k の振幅の減衰率を表し, $d_{k,l}$ はユーザ局 k の l 番目のデータビットを表し, $\mathbf{a}_k = (a_{k,0}, a_{k,1}, \dots, a_{k,N-1})$ はユーザ局 k の拡散符号系列を表し, τ_k はユーザ局 k の信号と希望ユーザ局 i の信号との相対的な遅延時間差, ϕ_k はユーザ局 k と i の信号間の搬送波位相差を表し, Z_{noise} は雑音成分を表す. 解析の容易さのために, $\tau_i = 0, \phi_i = 0$ と置く. しかし, この仮定によって, 一般性を失うことはない. ここで, ビットレベルの同期を仮定する. すなわち, 希望ユーザ局の l 番目のビット区間に, 他のユーザ局の l 番目のビットが存在する. しかし, チップレベルでの同期はとれていないものとするため, 遅延時間差 τ_k は $[\tau_i - T_b/2, \tau_i + T_b/2]$ の区間内で一様分布するランダム変数と仮定する. また, 搬送波位相差 ϕ_k を, $[-\pi/2, \pi/2]$ の区間内で一様分布するランダム変数とする.

このとき, 多元接続干渉成分 $I_{i,k,l}$ は, 次のように与えられる [36].

$$I_{i,k,l}(\alpha_k, d_{k,l-1}, d_{k,l}, \mathbf{a}_k, \tau_k, \phi_k) = \alpha_k \{d_{k,l-1} R_{k,i}(\tau_k) + d_{k,l} \hat{R}_{k,i}(\tau_k)\} \cos \phi_k \quad (5.5)$$

ここで, 連続時間の部分相互相関関数 $R_{k,i}(\tau_k)$, $\hat{R}_{k,i}(\tau_k)$ は, 2 つの拡散符号系列 \mathbf{a}_k , \mathbf{a}_i の間の離散非周期相互相関関数 $C_{k,i}$ を用いて表される次のような関数である.

$$R_{k,i}(\tau) = C_{k,i}(m - N)T_c + \{C_{k,i}(m - N + 1) - C_{k,i}(m - N)\}(\tau - mT_c) \quad (5.6)$$

$$\hat{R}_{k,i}(\tau) = C_{k,i}(m)T_c + \{C_{k,i}(m + 1) - C_{k,i}(m)\}(\tau - mT_c) \quad (5.7)$$

ここで, T_c は拡散符号系列の 1 チップ時間を示し, m は $m = \lfloor \tau/T_c \rfloor$ (τ/T_c の整数部分) である. 離散の非周期相互相関関数 $C_{k,i}$ は次のように定義される.

$$C_{k,i}(l) = \begin{cases} \sum_{j=0}^{N-1-l} a_{k,j} a_{i,j+l} & 0 \leq l \leq N-1 \\ \sum_{j=0}^{N-1+l} a_{k,j-l} a_{i,j} & 1-N \leq l < 0 \\ 0 & |l| \geq N \end{cases} \quad (5.8)$$

図 5.2 は, 希望信号と干渉信号間のタイミングずれの関係と (5.5) の計算プロセスを表している. 図 5.2 において, “Correlation” の部分は, データビットと部分相互相関の積を求める演算を示している.

今, あるスロットに K 個のパケットが送信されたとすると, ユーザ局 i の l 番目のビットにおける誤り率 $p_{b_i}^{(l)}$ は次式で与えられる.

$$p_{b_i}^{(l)}(K, \alpha, \mathbf{d}_{l-1}, \mathbf{d}_l, \mathbf{a}, \tau, \Phi) = Q \left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}} (\alpha_i d_{i,l} + I_{i,l}(K, \alpha, \mathbf{d}_{l-1}, \mathbf{d}_l, \mathbf{a}, \tau, \Phi)) \right) \quad (5.9)$$

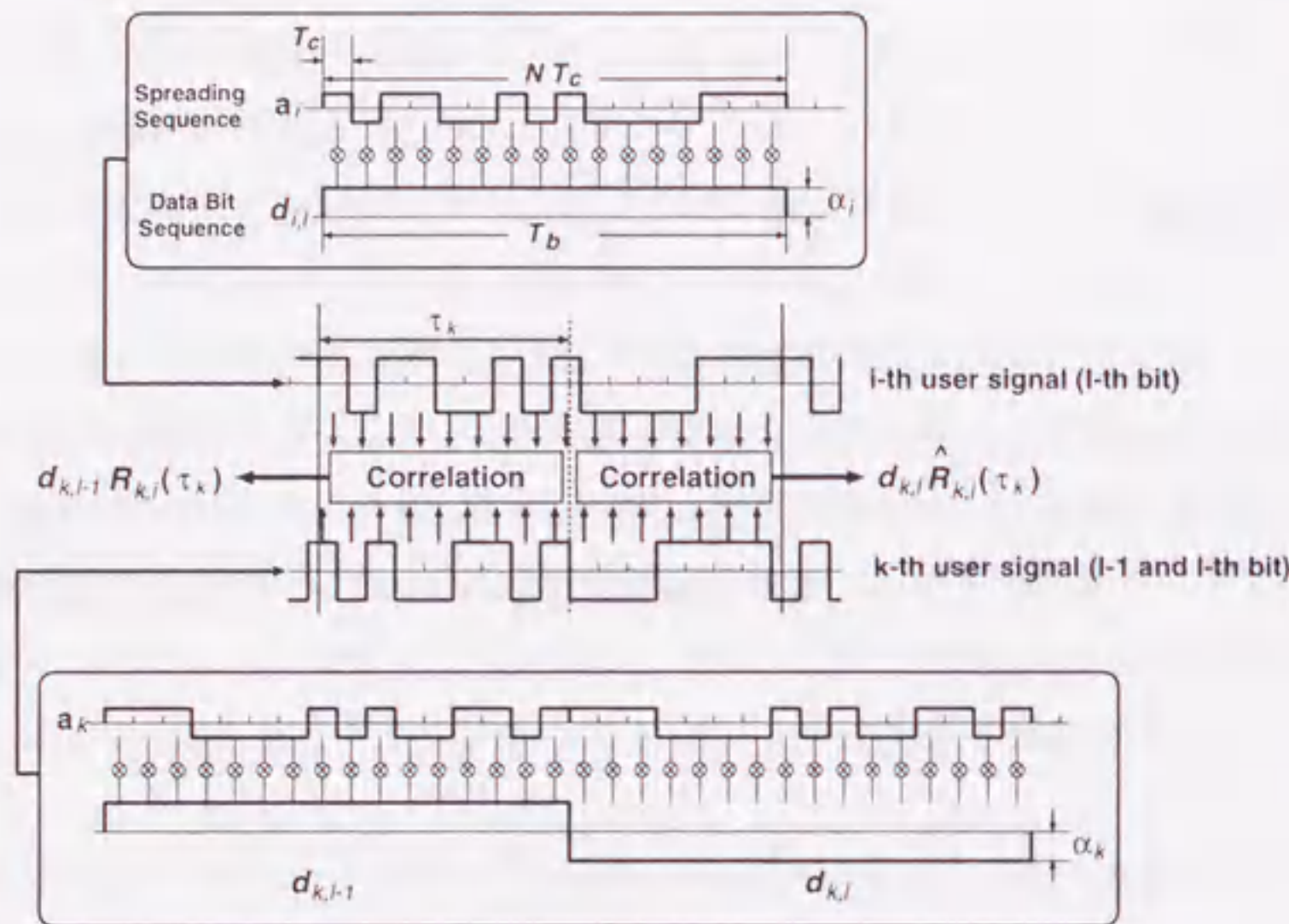


図 5.2: 希望信号と干渉信号間のタイミングずれの関係図

ここで、 $\alpha = (\alpha_0, \dots, \alpha_{K-1})$, $a = (a_0, \dots, a_{K-1})$, $d_l = (d_{1,l}, \dots, d_{K,l})$, $\tau = (\tau_1, \dots, \tau_K)$, $\Phi = (\phi_1, \dots, \phi_K)$ であり、それぞれ、当該スロットに送信したパケット信号の振幅減衰率、拡散符号系列、データビット、伝搬遅延時間差、搬送波位相差をまとめて表している。また、希望信号と干渉信号との相互相関を次式で表す。

$$I_{i,l}(K, \alpha, d_{l-1}, d_l, a, \tau, \Phi) = \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq i}}^K I_{i,k,l}(\alpha_k, d_{k,l}, a_k, \tau_k, \phi_k) \quad (5.10)$$

5.3 平均パケット成功確率の導出

本節では、前節までに述べたシステムモデルと仮定を用いて、CDMA Slotted ALOHA 方式の平均パケット成功確率を求める。ここで、パケット成功確率を、パケット内の全てのデータビットが誤り無しで受信される確率とする。

5.3.1 平均パケット成功確率 (PSP 手法)

システムモデルにおいて用いた環境下では、パケット信号の振幅と伝搬遅延時間差は、スロット内において一定とみなすことができる。更に、ユーザ局が、歩行者のように移動速度の遅い場合であれば、搬送波位相差についても同様の仮定が成り立つ。このとき、任意の 2 信号間の部分相互相関値はパケット (スロット) 内において一定と

なる。

今、 K 個のパケットが、ある状況 α, d, τ, Φ で受信されたとき、希望ユーザ局 i のパケット成功確率は、次式で与えられる。

$$P_{s_i}(K, \alpha, d, a, \tau, \Phi) = \prod_{l=0}^{L-1} (1 - p_{b_i}^{(l)}(K, \alpha, d_{l-1}, d_l, a, \tau, \Phi)) \quad (5.11)$$

平均パケット成功確率は、(5.11) を全てのパラメータ値を与えた場合について求めた後、それらを平均することにより求められる。この手順は、次式のように表される。

$$E\{P_s(K)\} = \sum_i \int \alpha \int d \int \tau \int \Phi \cdot P_{s_i}(K, \alpha, d, a, \tau, \Phi) f_\alpha(\alpha) f_\tau(\tau) f_\Phi(\Phi) d\alpha d\tau d\Phi \quad (5.12)$$

ここで、 $f_X(X)$ は、ランダム変数 X の K 重確率密度関数を表す。

ここで、(5.12) のようにパケット成功確率を求めてから、平均パケット成功確率を求める手法を PSP (Packet Success Probability) 法と呼ぶことにする。

PSP 法を用いて計算を行う場合、パラメータである、振幅、遅延時間差、搬送波位相差がスロット内で一定であるという仮定が成り立つ状況であれば、パケット成功確率の値の 1 サンプルを求めるために、一組のパラメータが与えられるだけでよい。この条件下では、パラメータ値が与えられると、部分相関値相互相関値 (5.6), (5.7) はスロット内で変化しないため、部分相互相関値の計算量を減らすことができる。スロット内で一定値とみなせないパラメータが 1 つ増加すると、計算量はパケット数とパケット長の積 KL 倍に増加する。

5.3.2 平均パケット成功確率 (BEP 手法)

本節では、拡散符号系列として、ランダム系列の使用を仮定した場合に成り立つ平均パケット成功確率の導出を行う。

ランダム系列を用いる場合、使用される拡散符号系列の種類が無限大であるから、スロット毎に異なった組合せの系列が用いられることになる。このとき、任意の 2 系列間の相互相関特性はエルゴード性を持ち、各々のビットに対する相関器出力は、独立なランダム変数として扱うことができる。この相互相関特性のエルゴード性により、各スロット、パケットにおけるビットの誤り率を、平均ビット誤り率と置き換えても同じ特性が得られる。同時送信パケット数が K であるときの平均ビット誤り率は、

$$E(p_b(K)) = \sum_{i \in \{1, \dots, K_{sys}\}} \int \alpha \int d \int \tau \int \Phi \cdot p_{b_i}^{(l)}(K, \alpha, d_{l-1}, d_l, a, \tau, \Phi) f_\alpha(\alpha) f_\tau(\tau) f_\Phi(\Phi) d\alpha d\tau d\Phi \quad (5.13)$$

となる。

この平均ビット誤り率で、全てのビットが誤るとみなすから、パケット成功確率は、次式のように与えられる。

$$P_s(K) = \{1 - E(p_b(K))\}^L \quad (5.14)$$

ここで、(5.14) のように平均ビット誤り率をもとに平均パケット成功確率を求める手法を BEP (Bit Error Probability) 法と呼ぶことにする。従来の研究において、平均パケット成功確率を求める計算手法には、BEP 法が多く用いられてきた。この計算手法は、PSP 手法のように、パケット成功確率を平均化したものではなく、等価的に、各ビットを独立とみなしたものになっている。チャネル変動が 1 スロット時間内に頻繁に起こるような場合を除き、同一のパケット内においては、振幅、遅延時間差等のパラメータは一定の値をとるため、前述の独立性は成り立たない。

BEP 法が用いられる理由の一つとして、平均ビット誤り率の近似手法が多く考えられていることが挙げられる [36], [37], [48]。これらを用いることにより、非常に多くの計算量が必要となる平均ビット誤り率が、容易な計算式で、しかも良く近似されて求められる。

次節では、PSP 法及び BEP 法を用いて得た平均パケット成功確率、スループット特性の比較を行う。

5.4 数値例

本章で用いるスループットには、パケットの発生過程を二項分布と仮定した次式を用いる。

$$S(G) = \sum_{k=1}^{K_{sys}} k \binom{K_{sys}}{k} \lambda^k (1-\lambda)^{K_{sys}-k} P_s(k) \quad (5.15)$$

ここで、オフロードロード G は、システム内ユーザ数 K_{sys} と平均パケット生起率 λ を用いて、

$$G = \lambda K_{sys} \quad (5.16)$$

で表される。

また、本章の数値例において、スループット及び、オフロードロードの値として、拡散率 N で正規化した値 $S/N, G/N$ を用いる。これは、CDMA ALOHA 方式の特性と、CDMA を用いない従来の ALOHA 方式の特性を比較することを目的としている。

(5.12) と (5.14) で表される、平均確率の正確な値を計算することは、計算量の問題から実質的に不可能である。そこで、モンテカルロシミュレーションを用いる。具体的には、(5.11), (5.13) に代入する各パラメータ値に、計算機の発生する乱数を用いている。パラメータ値を発生する試行は、スロット毎に行い、スロットごとにパケット成功確率またはビット誤り率のサンプルをとる。一方で、データビット値 $d_{k,l}$ の試行は、データビットはランダムという仮定に基づきビット毎に行っている。

以下の数値例において、AWGN チャネルを仮定し、フェージングチャネルを仮定していない場合には、 $\alpha_k = 1$ としている。一方、Rayleigh フェージングチャネルの場合には、ガウス分布に従う独立な 2 回の試行を行い、それぞれの結果の二乗和の平方根をとる。その際、あらかじめ試行結果の二乗平均が $\overline{\alpha_k^2} = 1$ となるように正規化を行っている。遅延時間差と搬送波位相差の乱数発生は、仮定に基づき、各仮定した領域内で一様分布するように試行を行い、各値を発生させる。拡散符号系列は、同一スロット内に同一の系列が複数局によって使用されないようにした上で、全ての系列からランダムに選択する。

図 5.3 は、同時送信パケット数に対する平均パケット成功確率の特性を示している。ここで、拡散符号として、系列長 $N = 32$ の直交 Gold 符号を用いており、パケット長は $L = 500$ [bits]、 $E_b/N_0 = 20$ [dB] とした。AWGN チャネルでは、同時送信パケット数が 5 よりも小さい場合、PSP 法及び BEP 法から求めた平均パケット成功確率は、ほぼ同じ特性を示す。しかし、同時送信パケット数が 5 よりも大きくなると、PSP 法で求めた平均パケット成功確率の方がより高い値となる。ここで用いている直交 Gold 符号は、擬似ランダム系列ではないために、系列間の相互相関特性はエルゴード過程とはならない。また、一般的に、BEP 法による平均パケット成功確率は、PSP 法による値と比較して悲観的になる傾向がある [10]。これらの理由から、PSP 法から求めた平均パケット成功確率はより高い特性を示す。

チャネルが、Rayleigh フェージングと AWGN チャネルであるとき、BEP 法で求めた平均パケット成功確率は、ほとんどの同時送信パケット数に対して、極めて低い値となっている。これは、平均ビット誤り率が、誤り率のサンプルのうち、悪い値にひきずられて良い値がマスクされるという性質に起因する。ここでは、フェージングによる振幅変動を考えているので、希望信号の振幅が小さく、干渉信号の振幅が大きい場合には、前述のような高いビット誤り率が求められる。一方で、PSP 法で求めた平均パケット成功確率は、同時送信パケット数が増加しても緩やかな特性劣化で収まっている。図 5.3 より、BEP 法では、ビット間の依存性を考慮していないために、特性を過小評価していることが分かる。特に、Rayleigh フェージング環境において、この傾向が顕著に現れている。今回は、振幅変動の分布を Rayleigh 分布としているが、他の

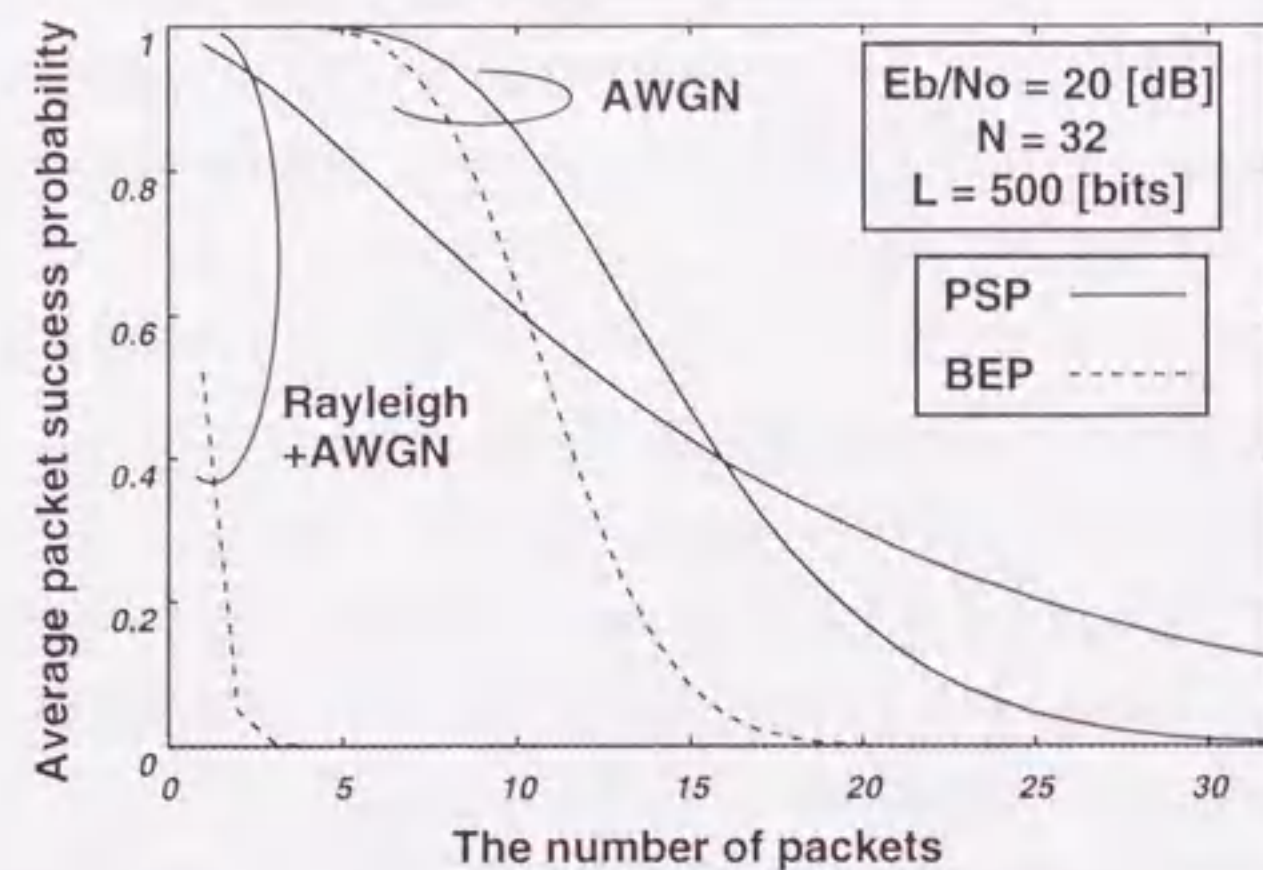


図 5.3: 直交 Gold 符号を用いた CDMA Slotted ALOHA 方式の平均パケット成功確率

分布に従う場合についても同様の結果が得られることが推測できる。

次に、PSP 法を用いた場合について、AWGN チャネルだけを想定する場合と、AWGN とフェージングを想定した場合について比較する。同時送信パケット数が大きいときには、フェージングが存在する方がかえって特性が良くなる。これは、振幅が大きく受信されたパケットが、干渉パケット数が大きい領域においても高い確率で正しく受信されることによる。

図 5.4 は、拡散符号系列としてランダム系列を用いた場合の、同時送信パケット数に対する平均パケット成功確率特性を示す。拡散系列の系列長を $N = 32$ 、 $E_b/N_0 = 20$ [dB]、そして、パケット長を $L = 500$ [bits] とした。同一の条件で、ランダム系列を用いた場合と直交 Gold 符号を用いた場合の平均パケット成功確率の値を比較すると、ランダム系列を用いた場合の方が値が悪くなっているが、曲線としては同様の傾向を示している。AWGN チャネルでの特性を比較すると、同時送信パケット数が 5～12 の区間では、PSP 法による特性が上回っているものの、その差は、直交 Gold 符号を用いた場合よりも小さい。PSP 法を用いた場合の方が特性が良い理由は、PSP 法を用いている場合、拡散符号系列にランダム系列を用いたとしても、1 パケット内では、あるユーザ局に関しては同一の系列が繰り返し使用されているので、たとえデータビットがランダムに変化し、シミュレーションの繰り返し回数を十分とったとしてもエルゴード性は成り立たないからである。逆に、完全にエルゴード性が成り立つのであれば PSP 法と BEP 法の特性は一致するものと推測される。一方で、拡散率、同時送信

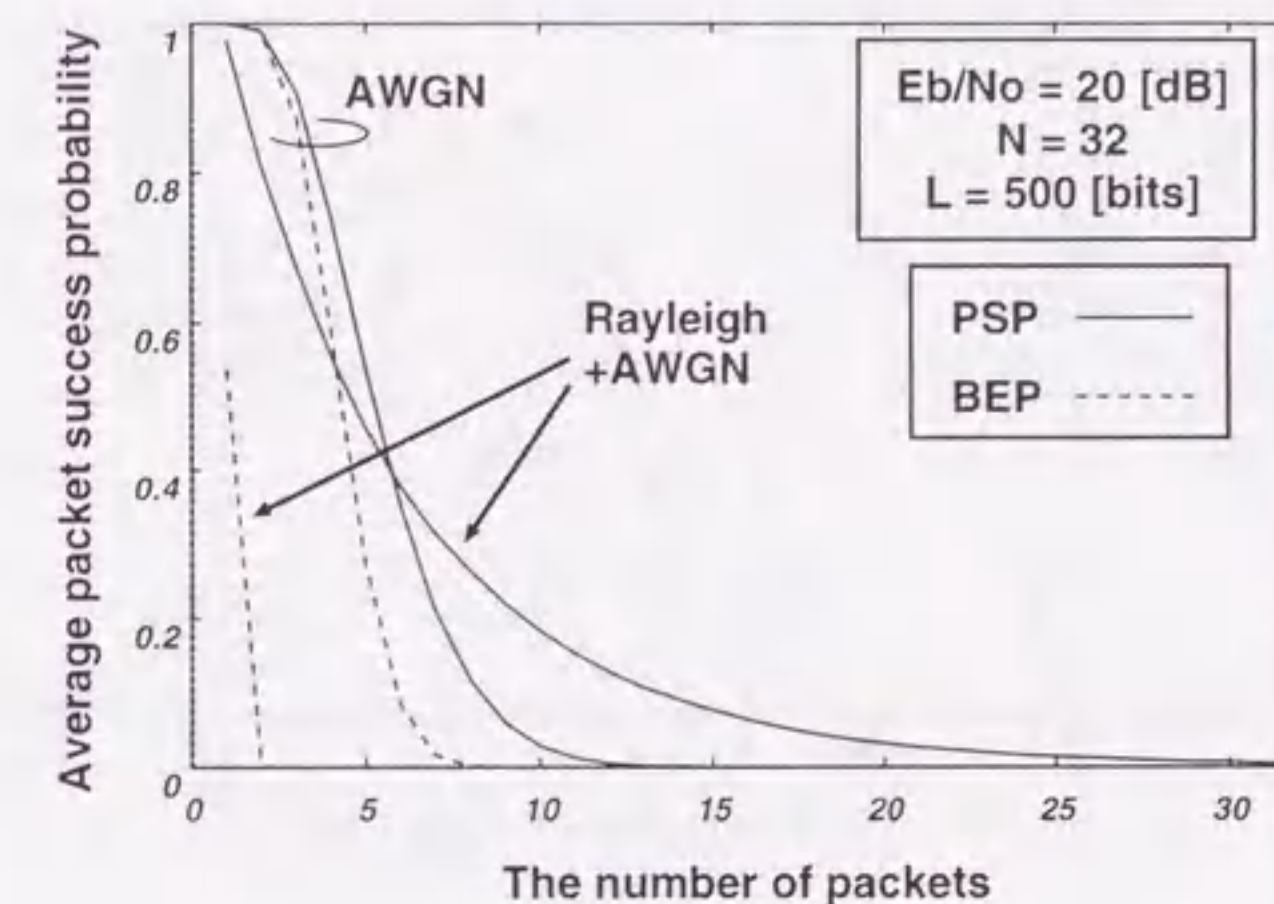


図 5.4: ランダム系列を用いた CDMA Slotted ALOHA 方式の平均パケット成功確率

パケット数を十分大きく取れば、相互相関値の組み合わせの数が非常に大きくなるため、エルゴード性が増し、両方の計算手法による結果は、非常に近いものになると推測できる。

また、同時送信パケット数が小さい ($K \leq 3$) ところでは、両手法に特性差はほとんど無いといえる。一方、フェージングが存在する場合、BEP 法から求めた特性は、極めて劣悪となっているが、PSP 法から求めた特性では、同時送信局数が約 10 のときに約 0.2 というパケット成功確率が得られている。直交 Gold 符号を用いた場合、同様の特性をおよそ $K = 28$ で達成していることから、拡散符号としては、直交 Gold 符号を用いた方がランダム符号を用いるよりも収容数を多くとることができることが分かる。

図 5.5 は、パケット長を $L = 500, 1000, 2000$ [bits] と変えた場合の、CDMA Slotted ALOHA 方式のスループット特性を示している。拡散符号として直交 Gold 符号を用い、系列長を $N = 32$ とした。図より、計算手法によらず、パケット長を増加するとスループット特性は、劣化していく。これは、パケット成功確率が、各ビットが誤らない確率の積で表されるため、パケット長を長くすると、その分ビット成功確率が積算されることになり、単調に減少するためである。この結果より、パケット長は短い程特性が良いという結果が導かれるが、ここでは、誤り訂正や送信したい情報以外の制御情報の付加について考慮していないため、実際には、システムに要求される品質に対して、それらを考慮した総合的な判断をするべきである。

図 5.6 は、拡散符号系列として直交 Gold 符号を用い、系列長を $N = 32, 64, 128$ と

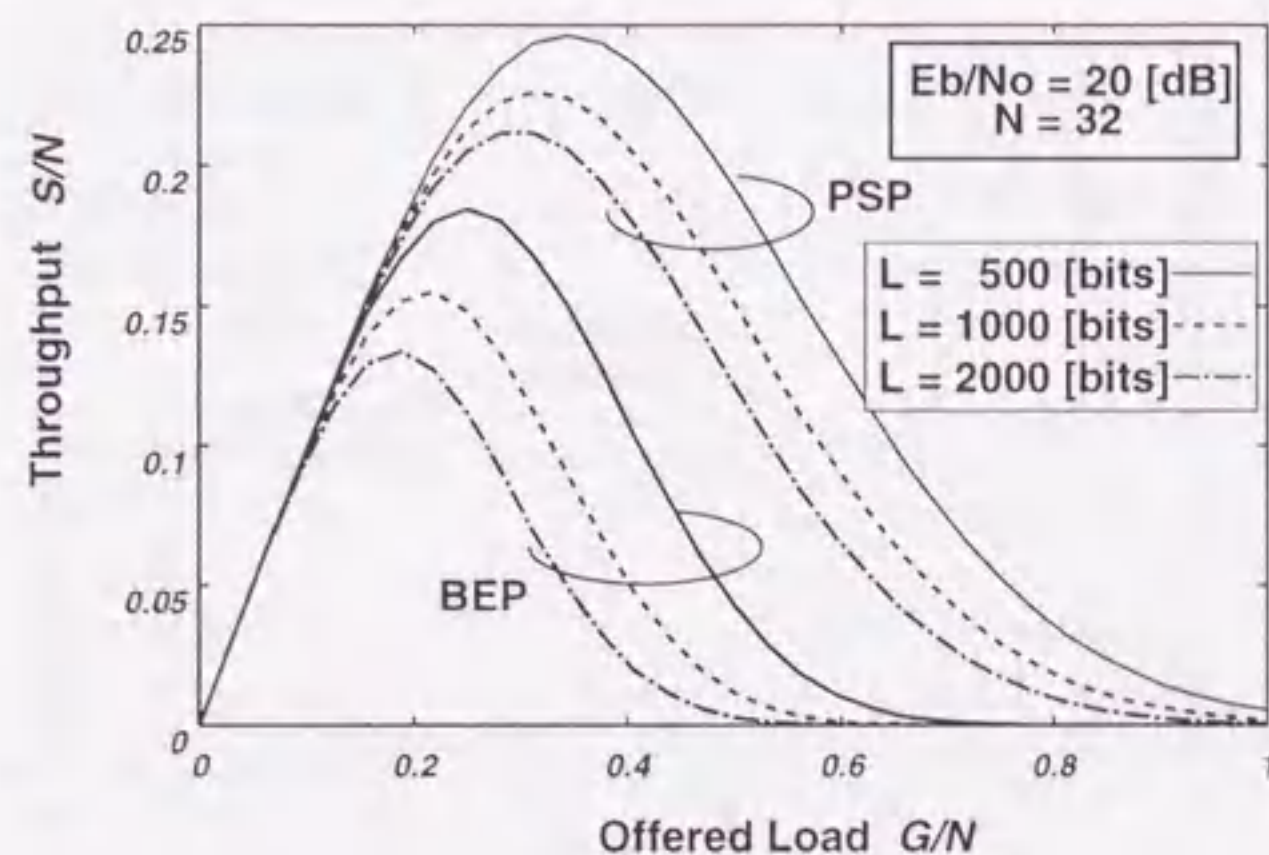


図 5.5: 様々なパケット長に対する、直交 Gold 符号を用いた CDMA Slotted ALOHA 方式の AWGN チャンネルにおけるスループット特性

おいた場合における、スループット特性を示している。 $E_b/N_0 = 20$ [dB] とおき、パケット長を $L = 500$ [bits] とした。PSP 法を用いた場合、拡散率が増加するとスループット特性は減少する。拡散率が増加する場合、収容できるユーザ局数は (系列数が増加するため) 比較的大きなものになる。同時送信パケット数 (正規化した値ではなく、実数) が増加すると、希望信号の各ビットと他信号の各ビットとの間の部分相互相関値の組み合わせ数が増加する。干渉の大きさは、(5.5) に示したように、部分相互相関値とデータビットとの積を全て足し合わせたものであり、同時送信パケット数が増加すると、データビットの組み合わせにより大きな干渉が生じる割合が増加する。一方で、BEP 法を用いた場合、拡散率が増加すると、同一トラヒック量において、平均ビット誤り率特性が向上する。この現象は、大群効果として知られる。平均ビット誤り率特性が向上すると、それに伴い最大スループットも増加する。

図 5.6 での拡散率とスループット特性の関係より、更に拡散率の大きい場合のスループット特性を、BEP, PSP を用いた場合について求めると、非常に大きな拡散率をとれば、両者は一致するものと予想される。

図 5.7 に、 E_b/N_0 の値を変化させた場合のスループット特性を示す。PSP 法で平均パケット成功確率を求め、拡散符号として系列長 $N = 32$ の、直交 Gold 符号を用いた。パケット長は $L = 500$ [bits] とした。

信号電力対雑音電力スペクトル密度比が 20 [dB] のとき、AWGN チャンネルにおけるスループットは、オフロードの増加にほぼ比例して増加し、増加の割合が減

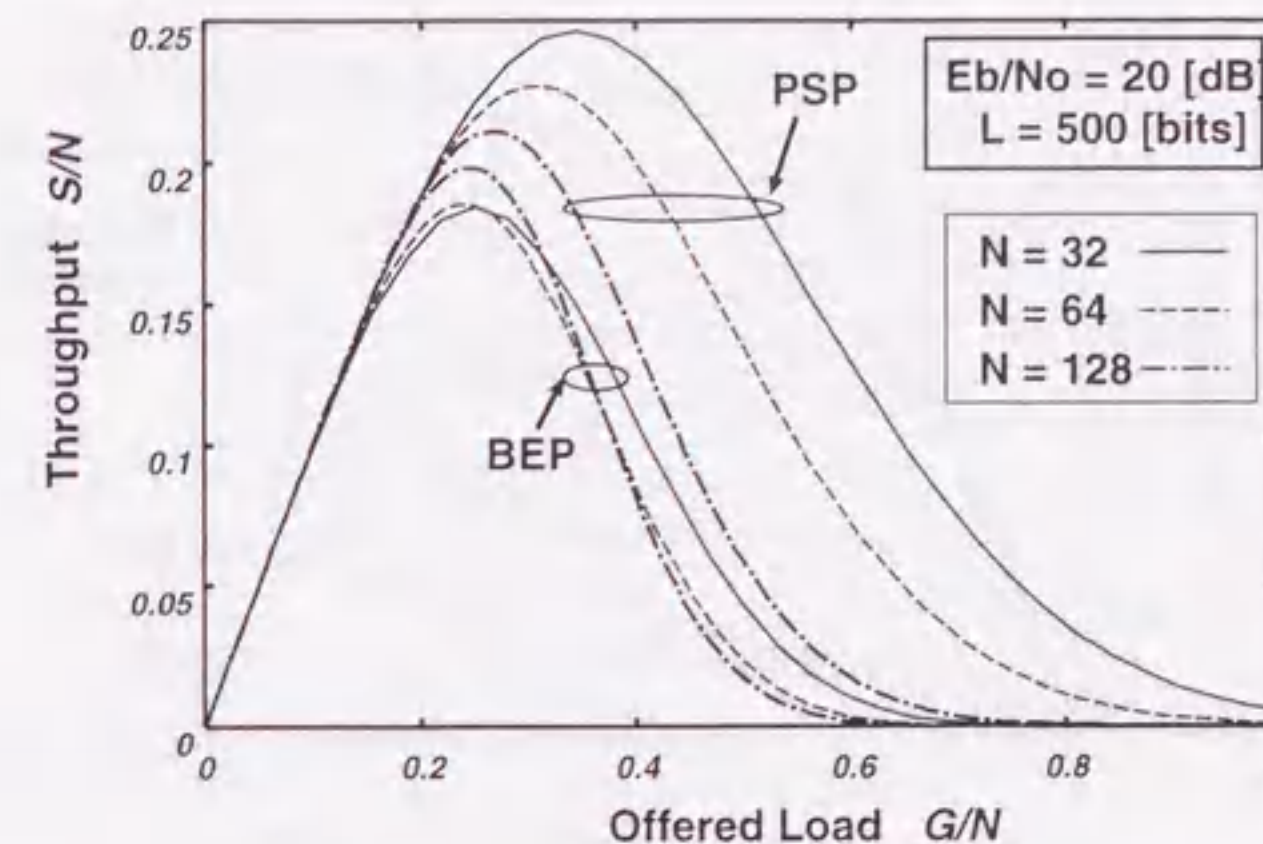


図 5.6: 様々な拡散率に対する、直交 Gold 符号を用いた CDMA Slotted ALOHA 方式の AWGN チャンネルにおけるスループット特性

少してから最大値を取り、更に大きなオフロードが加えられると、緩やかに減衰し、0 に収束するという特性を示す。フェージングチャンネルでは、オフロードの増加に対して、スループットの増加の割合が、AWGN チャンネルの場合に比べ小さくなっており、スループットの最大値も小さくなっている。しかし、大きなオフロードが加わる領域において、スループットの減衰が比較的緩やかであり、全ユーザ局が送信している場合においても 0 とはならない。図 5.7 では、オフロードが 0.5 よりも大きい場合、フェージングチャンネルにおける特性の方が優れていることが分かる。信号エネルギーがより小さい $E_b/N_0 = 8, 10$ [dB] のとき、スループットの最大値及び、全体的なスループット特性についても、フェージングチャンネルの場合の方が優れた特性が得られる。これは、AWGN チャンネルでは、全ての信号エネルギーが等しいため、相対的に雑音電力が増加すると、全てのパケットの誤り率が一様に劣化してしまうが、フェージングチャンネルでは、各パケット信号で信号電力に差があり、平均電力よりも大きい信号電力を持つパケットについては、雑音電力が高くなったとしても、AWGN チャンネルでの各パケットよりもパケット成功確率を高く保つことができるからである。

図 5.8 は、直交 Gold 系列を用いた場合と、ランダム系列を用いた場合について、AWGN チャンネル と、AWGN に加え Rayleigh フェージングのあるチャンネルについてのスループット特性を示している。拡散率を $N = 32$ とし、パケット長を $L = 500$ [bits]、そして、 $E_b/N_0 = 20$ [dB] とした。平均パケット成功確率を求める手法として、

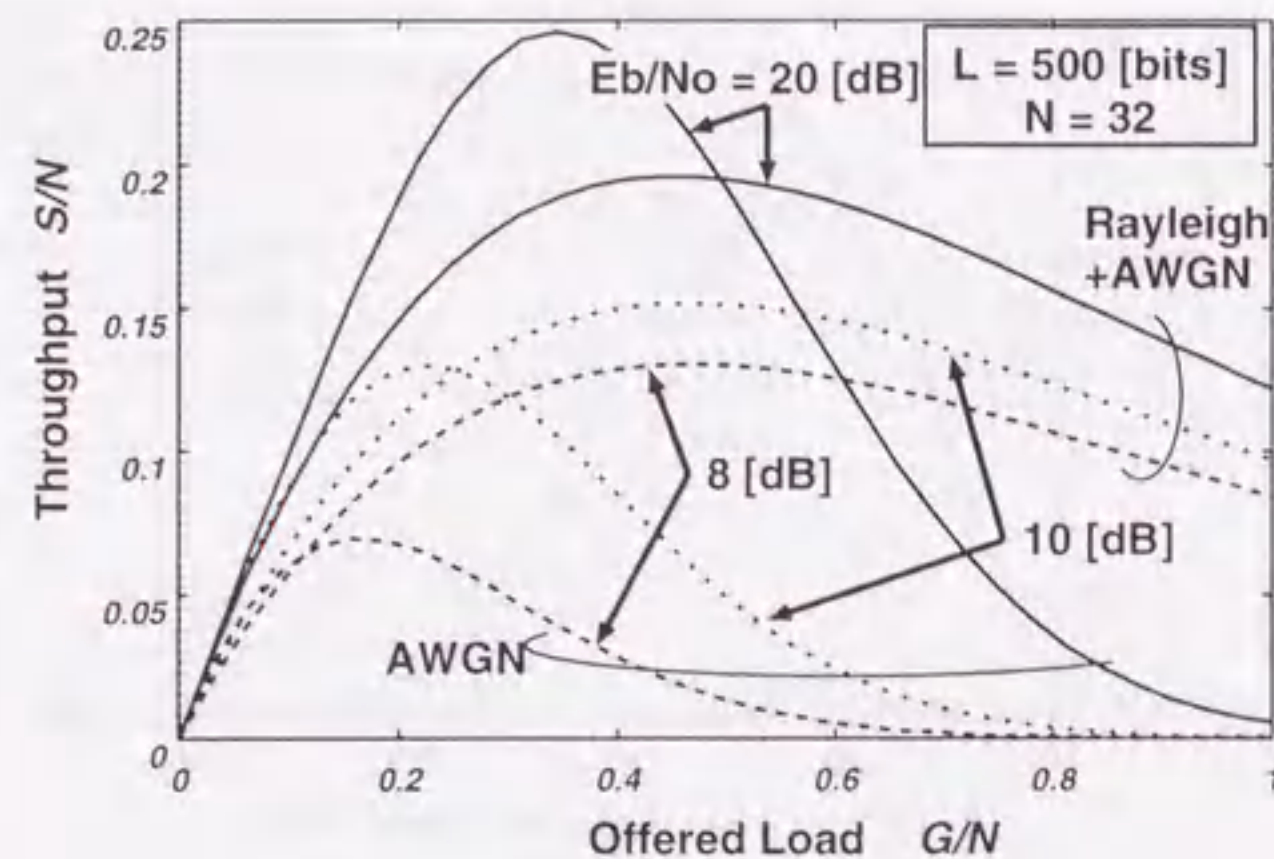


図 5.7: 様々な E_b/N_0 に対する、直交 Gold 符号を用いた CDMA Slotted ALOHA 方式の AWGN チャンネルにおけるスループット特性

PSP 法を用いる。両方のチャンネルとも、直交 Gold 系列を用いたシステムの最大スループットは、ランダム系列を用いたシステムの約 3 倍の値となっている。この特性差は、拡散符号系列の相互相関特性の差に起因するものと考えられる。この結果より、CDMA パケット通信において、ランダム系列を用いた場合と、比較的周期相互相関特性の良い、直交 Gold 系列を用いた場合のスループット差がどの程度であるか分かる。CDMA パケット通信システムでは、通常考えられている CDMA システムのように、ロングコードとショートコードを掛け合わせた拡散符号系列 (ランダム系列とみなすことができる) を用いることは、スループット特性からは良い判断とは言えず、相互相関特性に優れた符号を用いることが望ましい。スループット特性の向上は、パケットの遅延時間の削減にもつながり、結果として安定なシステムの構築に繋がる重要な事項である。

ここまでは、振幅、遅延時間差、搬送波位相差の値が、1 パケット内では一定という仮定を用いて議論を行ってきた。しかしながら、通常の無線通信システムでは、搬送波周波数のオーダが数百 [MHz] から数十 [GHz] であるので、1 パケット内において搬送波位相差が一定という仮定が成り立つシステムは、非常に限られたものとなり、汎用性に乏しい。そこで、比較的現実的な条件として、搬送波位相差はビット毎変動するという場合についてスループット特性を求める。これを、パケット内において搬送波位相差が一定とした場合のスループット特性と比較する。図 5.9 に上記の条件における CDMA Slotted ALOHA 方式の AWGN チャンネルにおけるスループット特性を示す。

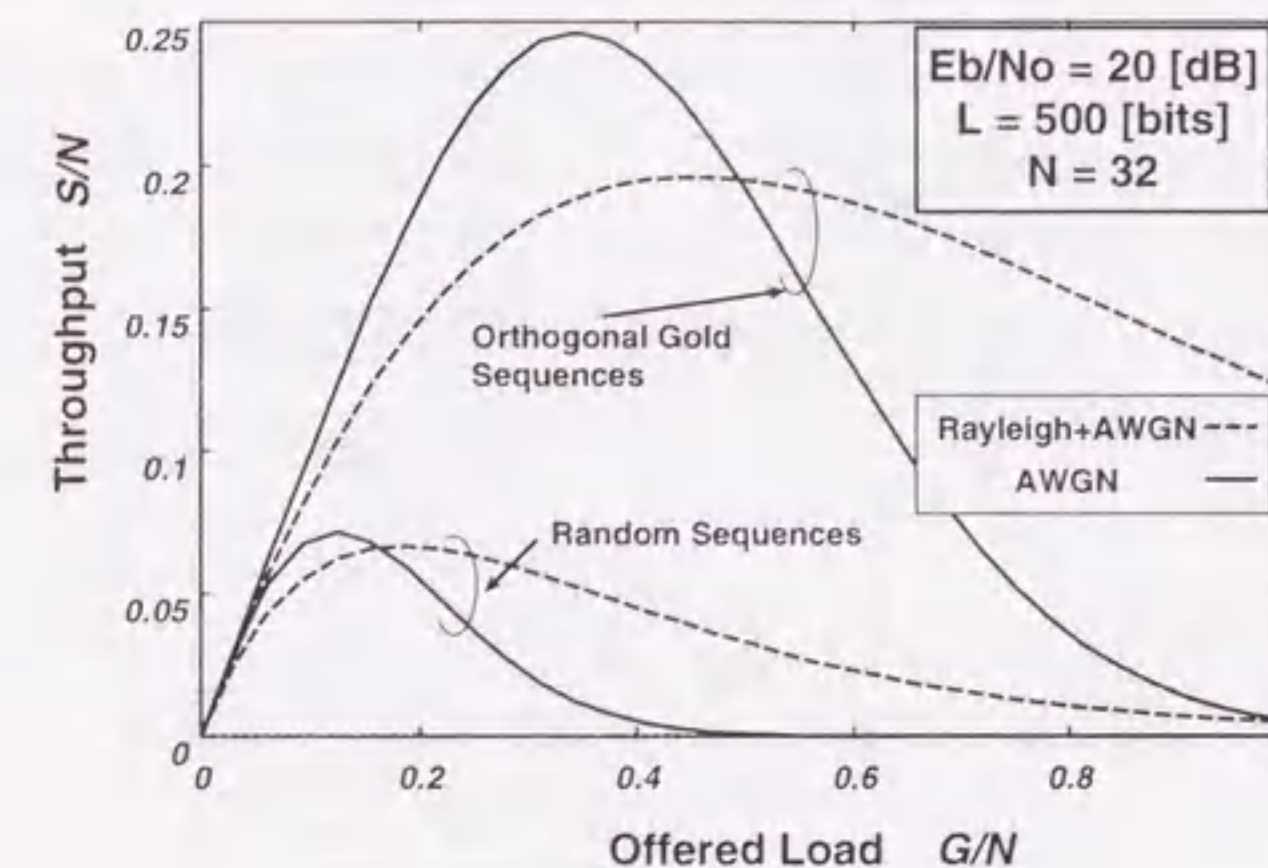


図 5.8: 直交 Gold 符号とランダム系列を用いた場合における CDMA Slotted ALOHA 方式のスループット特性比較

平均パケット成功確率の計算手法には、PSP 法だけでなく、BEP 法も用いた。

図より位相変化をパケット内で固定した方が特性が良いことが分かる。これは、次のような理由によるものである。パケット内で位相が固定されている場合、位相による干渉量の増減は 1 パケット内では存在しないため、あるスロット内において、位相の値により干渉を大きく受けるパケットのパケット成功確率は低く、反対に、干渉量が小さいパケットは、そのスロット内でのパケット成功確率は高くなる。一方、位相がビット毎に変化する場合、パケットの成功確率は全てのビットにおいて、位相による干渉量が小さく抑えられることにより高い値になる。しかし、1 パケット全体を観察すると、干渉量が大きくなるような位相が発生する確率が高いため、パケット成功確率は、干渉が大きいビットの成功確率に大きく依存することになり、平均パケット成功確率も位相を固定させたものよりも大きくならない。

また、位相変化をビット毎に独立して変動させた場合は、固定としたものに比べ BEP 法によって求めた特性に近いスループットとなっている。これは、1 パケット内に存在するビットを位相に関して独立とみなしているためである。ビットの独立性を他のパラメータにも適応させた場合、BEP 法によって求めた特性と等しい値が得られると考えられる。しかし、パケット通信について議論を行う場合、各ビットを完全に独立と考えることは難しい。これらのことから、BEP 法によって得られた結果は、ビット間の独立性に関して下限をとっていると言える。

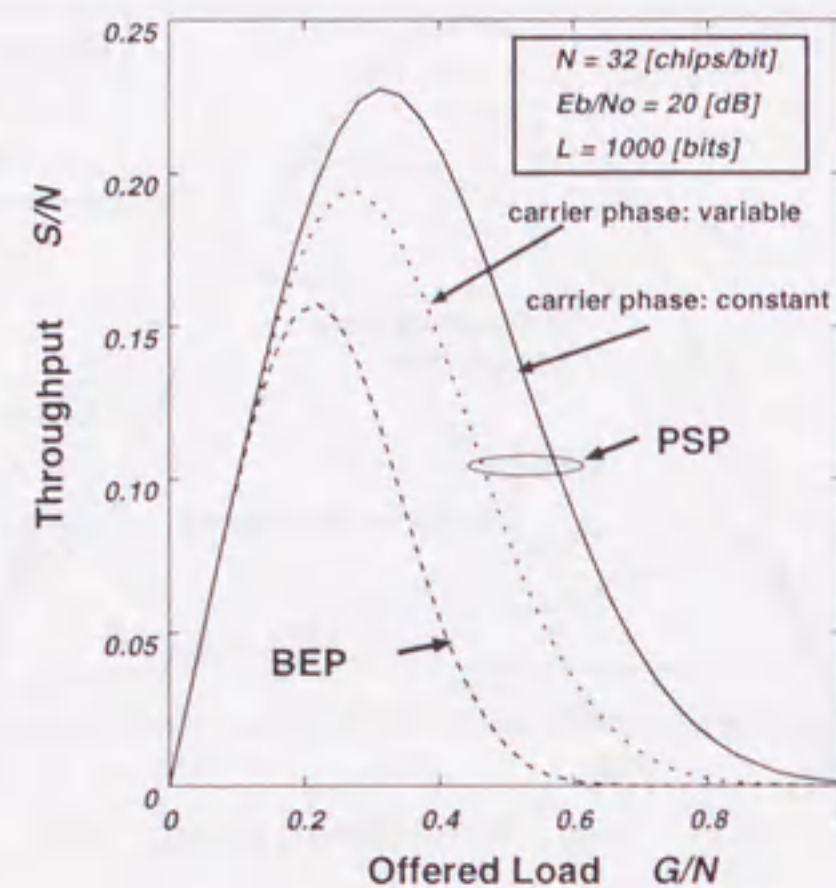


図 5.9: 1 パケット時間内における搬送波周波数位相差の変動の有無によるスループット特性の変化

5.5 まとめ

本章では、パケット成功確率の導出手法である PSP 法、BEP 法を示し、これらを用いた場合のパケット成功確率の性質、有効性等について検討を行った。続いて、PSP 法、BEP 法を用いて CDMA Slotted ALOHA 方式の AWGN チャネルとフェージングチャネルにおけるスループット特性の評価を行った。

PSP 法からは、より正確な平均パケット成功確率が求められる。なぜなら、パケット成功確率を求め、その値を平均するという方法により、ビット間のパラメータ値（振幅、拡散系列、遅延時間差、搬送波位相差）の依存性を考慮した計算を行っているためである。特に、フェージングチャネルにおいては、BEP 手法では有効な数値が得られず、PSP 法を用いることによって、特性が明らかになった。

PSP 法は、任意のチャネルモデルやシステムモデルに適用することが可能であるが、特に、フェージングの変動が緩やかなモデルでは、計算量が比較的少量でより正確な特性が得られるので、有効な計算手法といえる。一方で、チャネル変動のスピードが早い場合には、非常に多くの計算量が必要となり、この有効性が失われてしまう。

一方で、BEP 法は、振幅が等しく、拡散率の大きなランダム符号を用いる場合や、パラメータ値の変動が非常に早いシステムへの適用に向いている。BEP 法で求める際に平均ビット誤り率が必要となるが、これを求める解析手法、近似式は非常に多く研究されており、少ない計算量で良い近似の値を求めることができる。

本章で提案した PSP 手法は、準同期 CDMA 方式を適用した CDMA Slotted ALOHA 方式において、平均パケット成功確率を正確に求めることに関して有効な手法である。なぜなら、非同期 CDMA 方式では、信号の到着タイミングはランダムであり、計算を行う上での仮定では、1 ビット時間内に一様に分布する確率過程であるが、準同期 CDMA 方式では、信号間の到着タイミングがほぼ数チップ以内に収まるものと考えられるため、サンプル数と計算量の観点から、計算は非常に容易となるからである。

第 6 章

CDMA Slotted ALOHA 方式のアクセス制御方式

6.1 はじめに

第 4 章と第 5 章における、CDMA Slotted ALOHA 方式のスループット特性解析の結果、オフロードが大きくなると、多元接続干渉の影響によりスループット特性は著しく劣化することが分かった。トラフィック量が過多であるときのスループット特性劣化を防ぐためには、チャンネルに送出されるパケット数自体を制御する必要がある。これまで、チャンネルに存在するパケット数に応じてパケット送信の拒否・許可を行う、Channel Load Sensing Protocol (CLSP) が検討されたが、CDMA Slotted ALOHA 方式では、チャンネルに存在するパケット数はスロット毎に変化し、その値は基本的に独立した試行に基づくため、次のスロットに送信されるパケット数を正確に予測することはできないため、CLSP を適用することは意味がない。そこで、瞬時変動ではなく、平均トラフィック量を推測し、それに基づいてアクセス制御を行う、Modified CLSP (MCLSP) を提案し、その効果について検討する。また、アクセス制御を行う際の現実的な問題である、制御情報の遅延によるスループットへの影響がどのようなものになるのかについて検討を行う。

6.2 CDMA Unslotted ALOHA 方式のアクセス制御方式

CDMA Unslotted ALOHA 方式に対しては、チャンネル伝送中のパケット数に応じてパケット送信を制御する、Channel Load Sensing Protocol (CLSP) [12], [17], [18], [49] が検討されている。CLSP では、基地局が、チャンネルに存在するパケット数 (チャンネルロード) がスレシールド値よりも小さければユーザ局のパケット送信を許可し、ス

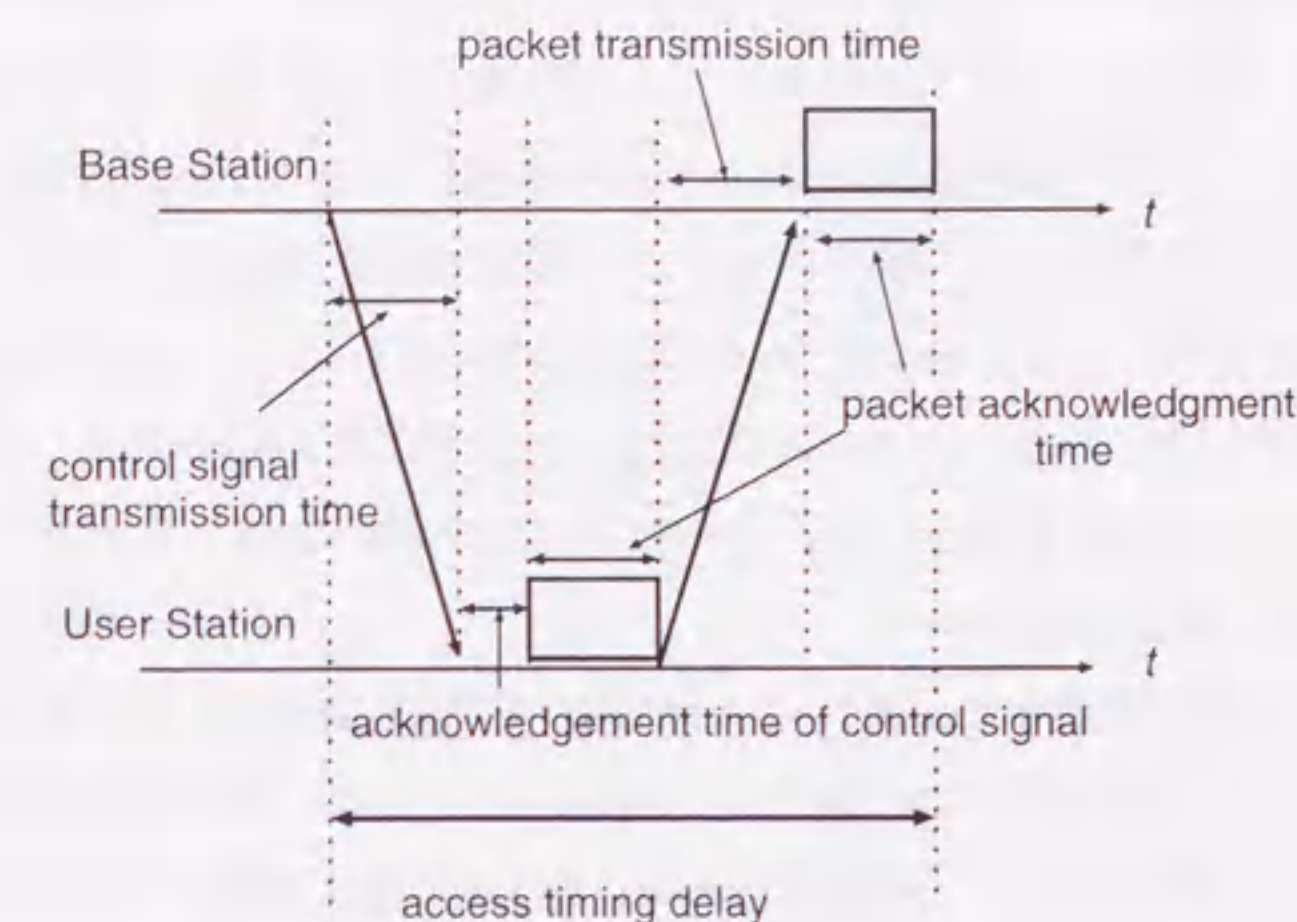


図 6.1: アクセス制御遅延の概念図

レシールド値以上である場合にはユーザ局のパケット送信を拒否する、というアクセス制御を行う。文献 [49] では、CLSP を用いたときのスループット特性、及びスレシールド値の決定方法について述べられている。この方法により、CLSP を用いたシステムのスループットは、CLSP を用いない通常のシステムのスループットよりも向上し、平均トラフィック量が多い所でもスループットの劣化が生じないことが示されている。しかし、CLSP では、基地局からユーザ局に送信されるパケット送信制御信号が、ユーザ局が実際にパケットを送信する時刻におけるチャンネルロードに基づいた情報ではないことが問題となる。すなわち、制御信号の伝搬時間やチャンネルロード計測に要する時間等のアクセス制御遅延 (図 6.1) により、パケット送信時にユーザ局が知り得るアクセス制御信号の情報は、アクセス制御遅延の時間だけ過去のチャンネルロードに基づいたものとなっている。アクセス制御遅延は、衛星通信のようにパケットの伝搬距離が非常に長い場合に問題となる。CLSP を用いた場合、アクセス制御遅延により、スループットの値が非常に劣化するという報告がなされている [49]。

アクセス制御遅延の影響を和らげることのできるアクセス制御方式として Modified Channel Load Sensing Protocol (MCLSP) が提案された [50], [51]。MCLSP では、トラフィックの瞬時値ではなく平均値であるオフロードの推測値をもとにアクセス制御を行う。オフロードの変動は、瞬時トラフィックに比べ、変化の速度が緩やかであるから、オフロードに基づいたアクセス制御を行うことにより、アクセス制御遅延の影響を抑えることが可能になる。

また、パケットの送信制御と再送制御の両方を考えたプロトコルとして、Optimal

Access Control Protocol (OACP) [52], [53] が検討されている。OACP は、スループットの最大値を高くするためのパケット送信制御を基地局が行い、効率的な再送を行うためのパケットの再送制御をユーザ局が行うアクセス制御方式である。OACP により与えられたチャネル、通信システムにおいて最大のスループットを達成できるという報告がされている。OACP でも、CLSP と同様に、システム特性がアクセス制御遅延の影響を受けるが、アクセス制御遅延の量が小さい場合には、スループットの劣化量は小さく、大きい場合には、アクセス制御を用いないシステムのスループットの最大値程度の特性が得られる。

以上のように、CDMA Unslotted ALOHA 方式には様々なアクセス制御方式が検討されているが、残念ながら CLSP と OACP は CDMA Slotted ALOHA 方式には適用できない。次節では、CDMA Slotted ALOHA 方式に特有な、アクセス制御の困難さについて触れた後、CDMA Slotted ALOHA 方式に適したアクセス制御方式である MCLSP を提案し、MCLSP を適用した場合の特性評価を行う。

6.3 CDMA Slotted ALOHA 方式への MCLSP の適用

CDMA Slotted ALOHA 方式では、スロットに同期したパケット送信が行われる。よって、CDMA Unslotted ALOHA 方式のアクセス制御方式である、CLSP や OACP のように、チャネルロードの瞬時値を基にした制御を行う手法は適用できない。また、通常、各スロットに到着するパケット数は互いに独立な確率事象となるため、CLSP のように、過去のスロットに送信されたパケット数を基に制御を行うということもできない [54]。

そこで、CDMA Slotted ALOHA 方式に適したアクセス制御方式として、MCLSP を提案する。MCLSP とは、次に示すような制御を行うアクセス制御方式である [55]–[43]。

6.3.1 MCLSP の原理

CDMA Slotted ALOHA 方式では、1 スロット内でのチャネルロードが一定であり、各スロットでのチャネルロードが独立となる。チャネル予約等の制御を行うことなく、各スロットにおけるチャネルロードを、正確に知ることは不可能であるが、ある程度のスロット時間チャネルロードを計測することにより、平均的なチャネルロードであるオフロードを推測することは可能である。MCLSP は、基地局が、チャネルの観測からオフロードを推定し、その推定値を基にユーザ局のアクセス制御を行う方式である。

基地局は、各スロットに送られたパケットの数を一定のスロット時間 (T_S) 計測する。そして、計測結果からオフロードを推測し、オフロードに応じてパケット送信確率 P_{tr} を全ユーザ局に知らせる。各ユーザ局は、基地局から送られて来た送信確率 P_{tr} に基づきパケット送信を行う。あるスロットに対して送信を希望するユーザは、確率 P_{tr} で当たり、 $1 - P_{tr}$ ではずれが出るくじを、パケット送信に際して一度だけ引く。当たりが出たユーザ局は、当該スロットに対してパケット送信を行い、はずれが出たユーザ局は、次のスロットで再び同様の試行を行い、パケットが送出できるまでこの試行を繰り返す。

このプロトコルを効率的に実行するためには、パケットの送信確率 P_{tr} を適切に導出することが重要である。そこで、次に示すアルゴリズムを用いてパケット送信確率 P_{tr} を、オフロードの推定値に基づいて求める。

6.3.2 パケット送信確率の導出アルゴリズム

オフロード G の変化は、アクセス制御のやりとりの間に経過する時間よりも、緩やかに変動するものとみなすことができるため、一定値とおくことができる。このことを考慮すると、基地局で T_S という期間、到着したパケット数を計測することによりオフロード G を推定することが可能となる。

あるユーザ局が、時刻 $t = t_{ps}$ でパケット送信を開始すると仮定する。ここで、 $X_A(t_{ps} - T_D, T_S)$ を、時間 $[t_{ps} - T_D - T_S, t_{ps} - T_D]$ のスロットに基地局に到着したパケット数と置く。次に、 $\overline{P_{tr}(t_{ps} - T_D, T_S)}$ を前述のスロットにおいて基地局がユーザ局に放送していたパケット送信確率の平均値と置く。更に、 $X_O(t_{ps} - T_D, T_S)$ を前述の時間内にパケット送信を希望した全てのユーザ局数 (パケット送信のくじを引いたユーザ局の数) とする。これらは、次式のような関係を持つ。

$$X_O(t_{ps} - T_D, T_S) = \frac{X_A(t_{ps} - T_D, T_S)}{\overline{P_{tr}(t_{ps} - T_D, T_S)}} \quad (6.1)$$

時刻 $t = t_{ps} - T_D$ におけるオフロード G は、

$$\begin{aligned} g(t_{ps} - T_D, T_S) &= \frac{X_O(t_{ps} - T_D, T_S)}{\tau_S} \\ &= \frac{X_A(t_{ps} - T_D, T_S)}{\overline{P_{tr}(t_{ps} - T_D, T_S)}} \end{aligned} \quad (6.2)$$

と推定できる。ここで、 $\tau_S = T_S / T_{slot}$ とおいた。

このオフロードの推定値 $g(t_{ps} - T_D, T_S)$ を基に、アクセス制御を行うことにより、基地局に送信されるパケット数の平均値が、アクセス制御を行わないときに

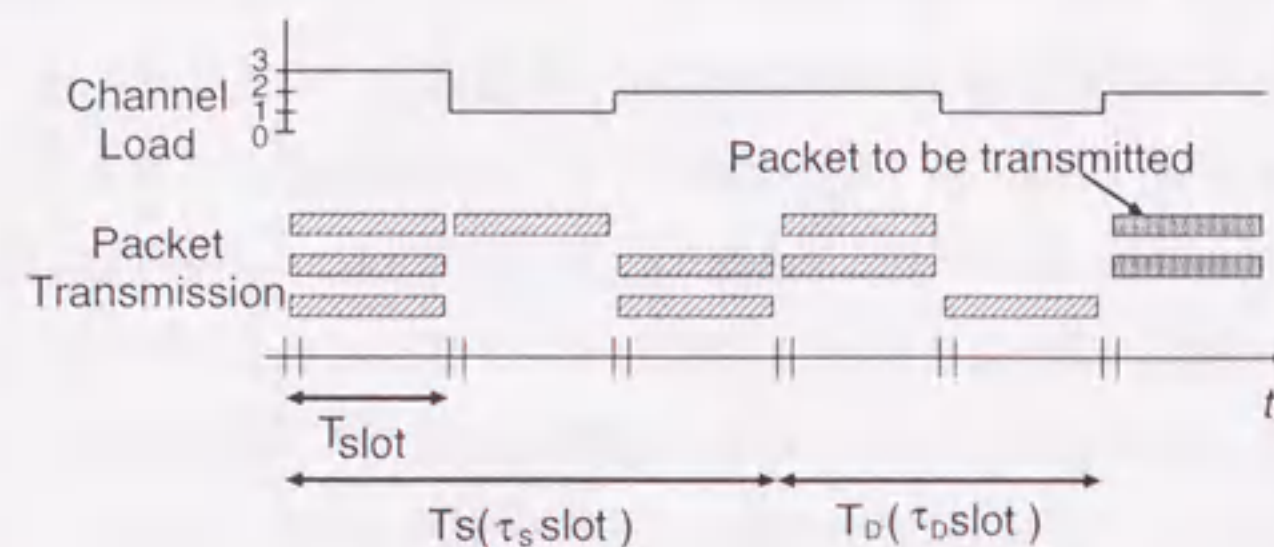


図 6.2: MCLSP 制御下におけるチャネル負荷

スループットを最大とするオフロード値 G_{max} となるように、時刻 $t = t_{ps}$ におけるパケット送信確率を求めると、

$$P_{tr}(t_{ps}) = \min \left\{ \frac{G_{max}}{g(t_{ps} - T_D, T_S)}, 1.0 \right\} \quad (6.3)$$

と表すことができる。この式より、もし、オフロードの推定値 g が G_{max} よりも大きいと、ユーザ局は、確率 G_{max}/g でパケット送信を行う。反対に、 g が G_{max} よりも小さいときは、送信を希望するユーザはただちにパケット送信をすることができる。

6.3.3 スループット特性解析

本節では、アクセス制御方式 MCLSP を用いた場合の、CDMA Slotted ALOHA 方式のスループット特性の解析を行う。基地局においてチャネル負荷の観測を行うと、図 6.2 のように見える。

観測時間 T_S を十分長くとり、オフロードの推定誤りがほとんど起こらないと仮定する。また、基地局からユーザ局に送られるパケット送信確率の伝送には誤りが生じないと仮定する。このような仮定をするとき、オフロードの推定値 g は、実際のオフロード G と等しくなる。アクセス制御に関する一連の手順が行われる間において、オフロードが一定値とみなすことができるとき、パケット送信確率は時刻に関係なく $P_{tr} = \min \{G_{max}/G, 1.0\}$ と書ける。以上より、パケット送信要求の平均生起率は λ なので、基地局に実際送信されてくるパケットの生起率は、 $P_{tr}\lambda$ となる。

パケットの発生は、生起率 $P_{tr}\lambda$ のポアソン過程であるから、4.3.2 節で述べた手法と同じように特性解析を行うことができる。着目スロットに k 個のパケットが到着す

る確率は、(2.1) より

$$P(k, T_{slot}) = \frac{(P_{tr}\lambda T_{slot})^k}{k!} \exp(-P_{tr}\lambda T_{slot}) \quad (6.4)$$

$$= \frac{(P_{tr}G)^k}{k!} \exp(-P_{tr}G) \quad (6.5)$$

となる。

同時送信パケット数が k であるときの平均ビット誤り率を $P_b(k)$ とすると、 L ビットのパケットのパケット成功確率は、

$$P_s(G) = \sum_{k=1}^K P(k, T_{slot}) \{1 - P_b(k)\}^L \quad (6.6)$$

と表される。

ここで、スロット時間とパケット長時間は等しく、 $T_{slot} = T_p$ として、ガードタイムは考慮しないものとする。

最後に、MCLSP を用いた CDMA Slotted ALOHA 方式のスループット特性は、

$$S(G) = \frac{T_p}{T_{slot}} P_{tr} G P_s(G) \quad (6.7)$$

となる。

6.3.4 数値例

図 6.3 に CDMA Slotted ALOHA 方式に MCLSP を適用した場合と適用しない場合のスループット特性を示す。特性は、解析及び計算機シミュレーションによって求めた。

図より、解析と計算機シミュレーションによるスループット特性はほぼ一致していることが見て取れる。MCLSP を用いた場合と MCLSP を用いない場合の両方において、オフロードが G_{max} より小さい時、スループットは、はじめ G に比例して増加し、後に増加量が減少してから最大値をとる。 G_{max} よりも大きいオフロードにおいては、MCLSP を適用した場合は、オフロードが更に大きくなってもスループットの最大値を維持する。また、図 6.4 に AWGN チャネルにおける CDMA Slotted ALOHA 方式のスループット特性を示す。雑音電力が増加するにつれてスループットは減少することがわかる。

MCLSP では、オフロードが G_{max} よりも大きいところで、送信制御を行い、到着パケットの平均数が G_{max} となるようにしている。数値例より、解析、シミュレーションの特性が一致しており、制御は意図した通りに行われていることが分かる。

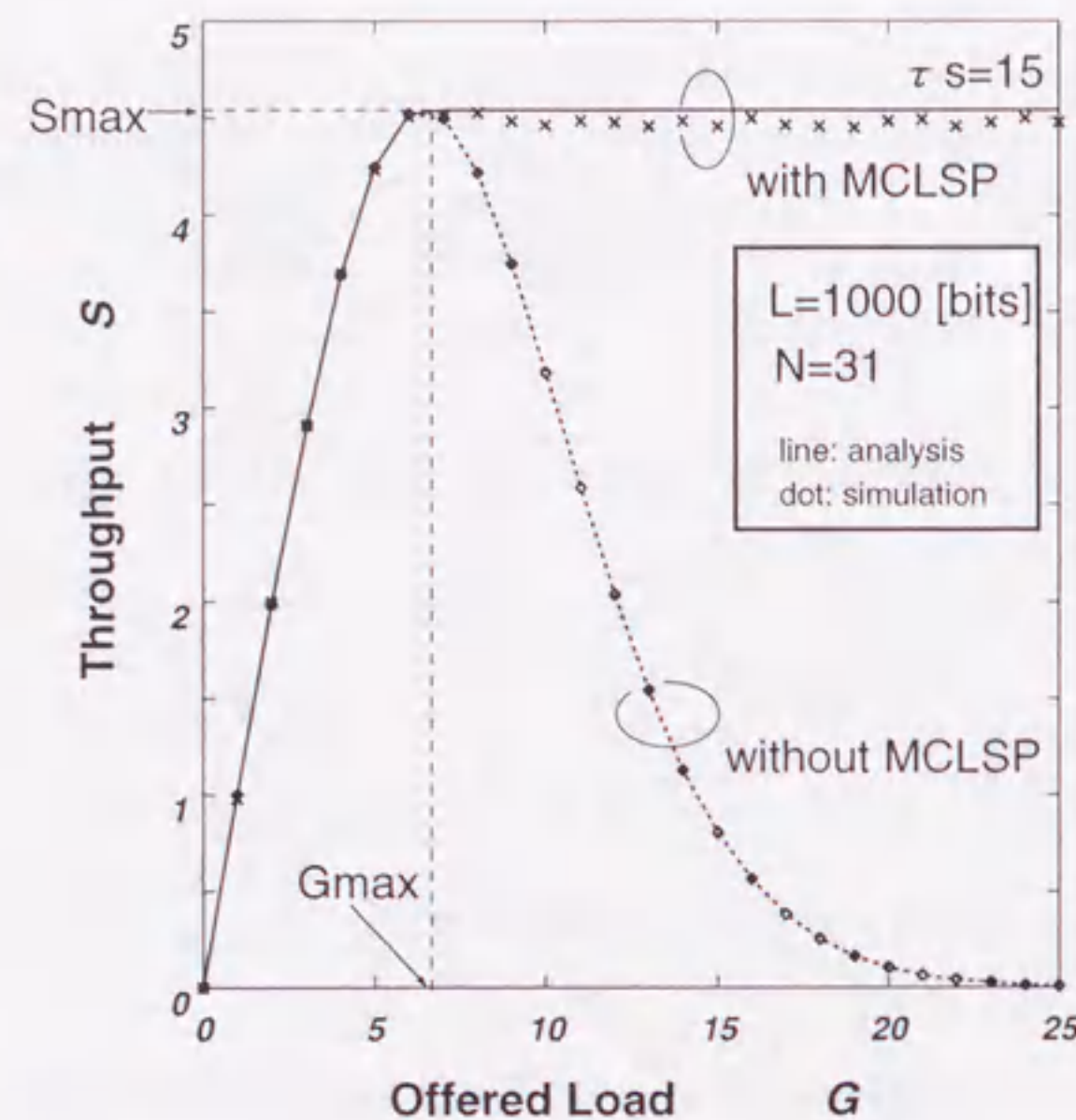


図 6.3: MCLSP を用いた CDMA Slotted ALOHA 方式のスループット特性

6.4 MCLSP におけるトラフィック観測時間の影響

図 6.5 に到着パケット数を観測する時間 τ_s を 1, 2, 3, 5, 10, 15 [スロット時間] としたときの MCLSP を用いた CDMA Slotted ALOHA 方式の計算機シミュレーションによるスループット特性を示した。

図より、観測時間 τ_s を大きくとるほどスループット特性は向上することが分かる。 $\tau_s = 1$ の時、 $G = G_{max}$ でスループットは最大値を取り、オフロードロードが更に大きくなると、スループットは一旦減少するが、更にオフロードロードが大きくなると、スループットは収束する。ここで、最大値を取った後、スループットの値が減少するのは、観測時間が 1 スロット時間と短く、前のスロットに発生したパケット数からオフロードロードを推定しているため、推定の精度が良くないからと考えられる。パケットは平均 G で発生するため、個々のスロットには G よりもある程度離れた（その分布はポアソン分布である）数のパケットが到着する。パケット送信確率を求める際、オフロードロード G の推定を誤ると、その正しい値との誤差により、送信確率が導く平均パケット数の推定値が G_{max} とずれた値となる。アクセス制御を行わない場合のスループットは、前述したように、オフロードロードが G_{max} のときピーク値を取り、それ以外のオフロードロードのときには、より低い値しか得られない。このスル-

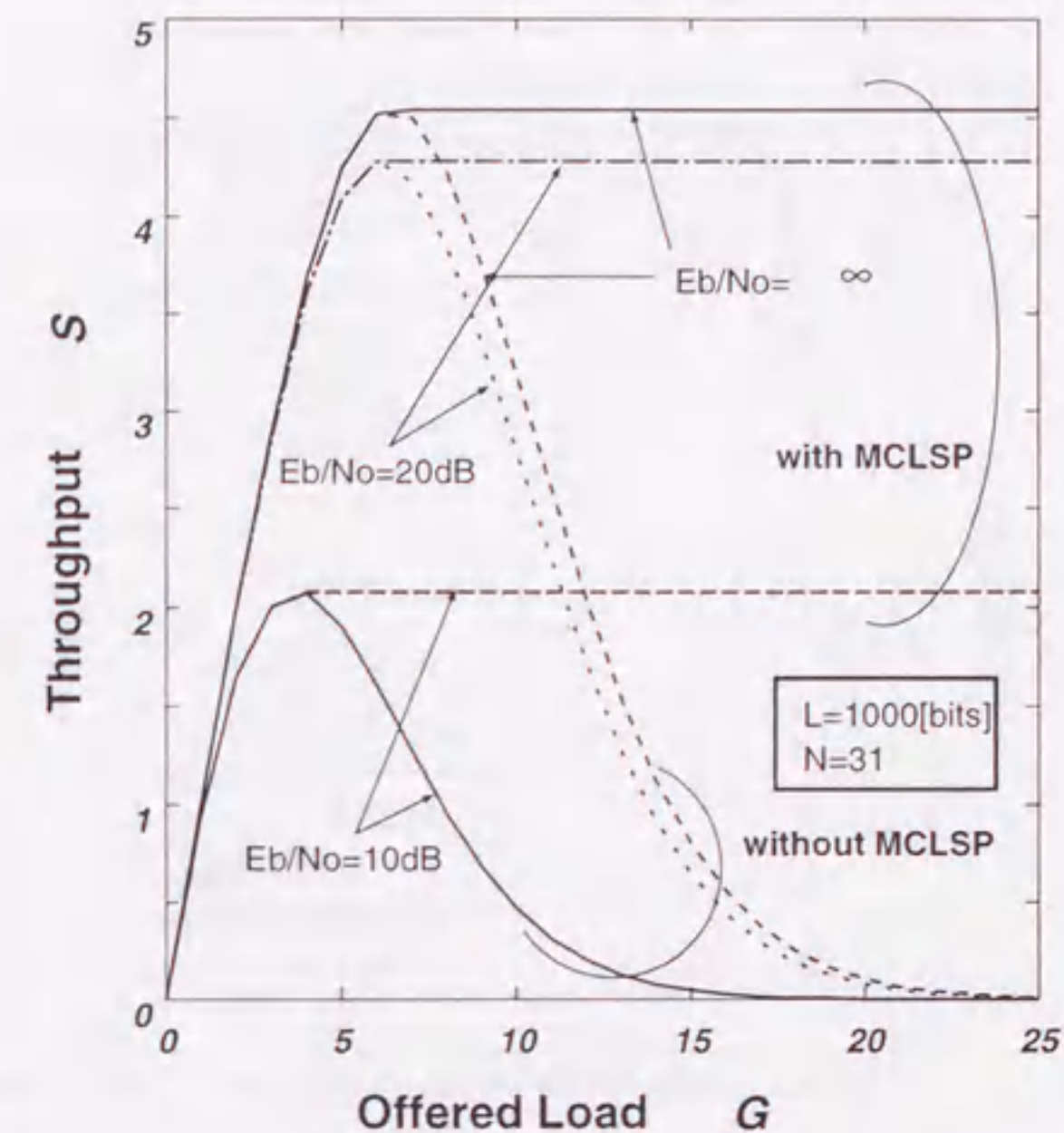


図 6.4: AWGN チャンネルにおける、MCLSP を用いた CDMA Slotted ALOHA 方式のスループット特性

プット特性のため、オフロードロードの推定を誤ると、スループットは最大値 S_{max} よりも小さい値となる。

オフロードロードが更に大きくなると、実際のオフロードロードと到着パケット数との誤差は、オフロードロードの大きさと比較して小さくなる。したがって、推定誤差は、相対的に小さくなり、スループットの減衰がある程度の値で抑えられる。図より、スループットの最大値は得られないものの、わずか 1 スロットの観測時間でも、オフロードロードが大きい所でスループット特性を向上させる効果は得られるといえる。

$\tau_s = 2, 3, 5$ の場合も、同様の原因によるスループットの劣化が見られる。観測時間を長く取るにつれて、スループットの最大値からの劣化量は小さくなる事が分かる。更に観測時間を大きくし、 $\tau_s = 10, 15$ とすると、オフロードロードが大きいところにおいて、ほぼスループットの最大値を維持できることが分かる。また、これらの観測時間の差によってスループットの差はほとんど見られない。

これらの結果から、MCLSP では、トラフィック量の観測時間を長くとることによってオフロードロードが大きいところにおけるスループット特性を改善することがで

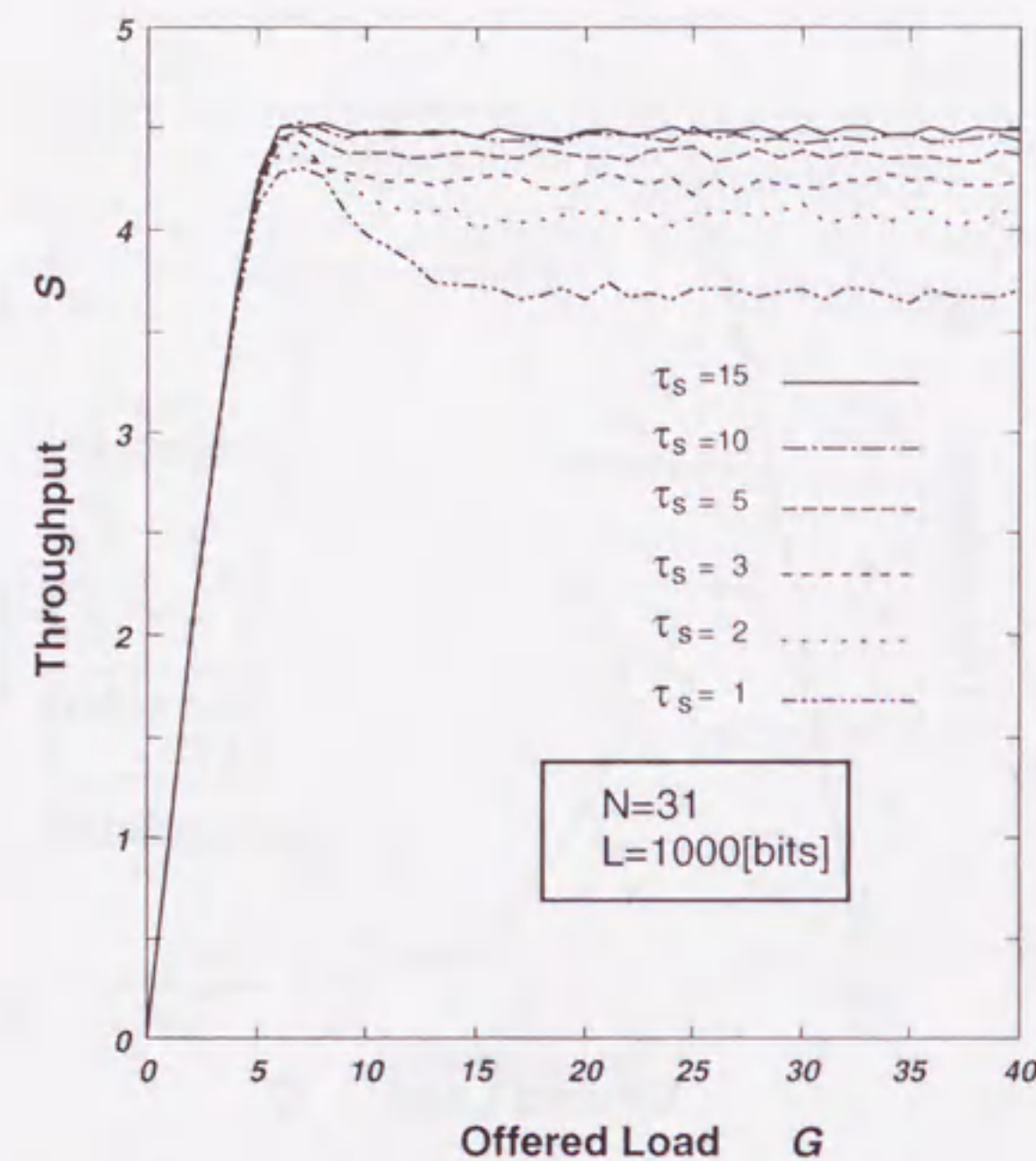


図 6.5: 観測時間の違いによるスループット特性の変化

きるが、むやみに観測時間を長くしなくても、ある程度の観測時間を持てば十分な特性改善効果が得られることが分かる。図 6.5 では、観測時間は、10 スロット時間で十分であった。

6.5 MCLSP 制御におけるアクセス制御遅延の影響

アクセス制御遅延については、その概念図をすでに図 6.1 に示した。様々な無線通信の中でも特に衛星通信では、電波伝搬距離が非常に長く、電波伝搬に要する時間がアクセス制御遅延の主要な原因となる。また、衛星において情報処理にかかる時間も、アクセス制御遅延となる。先に、CLSP について述べたように、信号の伝搬距離が長い通信や、中継器をつなぐ通信にアクセス制御方式を適用する場合、アクセス制御遅延の影響が無視できなくなる。図 6.6 に伝搬距離に対するアクセス制御遅延の大きさを、処理速度をパラメータとして示す。

パケットの制御、伝搬によるアクセス制御遅延時間を T_D とする。これをスロット時間長で正規化して、 $\tau_D = T_D/T_{slot}$ と表すことにする。図には、低軌道 (Low Earth Orbit; LEO) 衛星、または、静止軌道 (GEOstationary orbit; GEO) 衛星との通信を

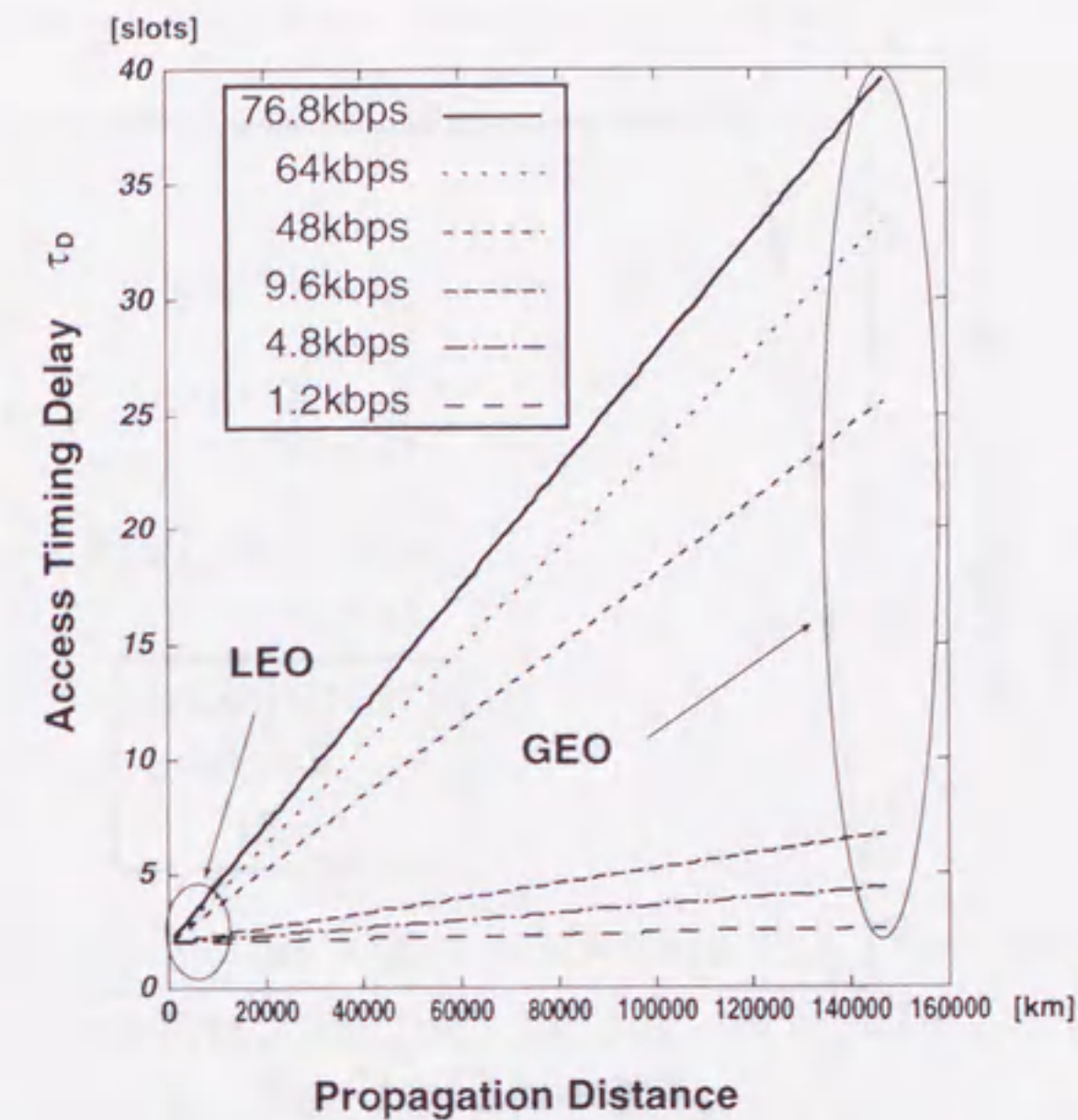


図 6.6: パケット伝搬距離に対するアクセス制御遅延の大きさ

行う場合におけるアクセス制御遅延時間を示している。このとき、LEO 衛星の高度は 1000 [km]、GEO 衛星の高度は 36000 [km] としている。

図 6.7 に、アクセス制御遅延量を変化させたときの MCLSP を用いた CDMA Slotted ALOHA 方式のスループット特性を示した。ただし、MCLSP のパケット観測時間を $\tau_s = 10$ としている。また、アクセス制御遅延を $\tau_D = 1, 10, 20, 30, 40, 50$ とする。図 6.7 より、アクセス制御遅延 τ_D がどのような値であっても、MCLSP 制御は、十分なアクセス制御を行っていることが分かる。

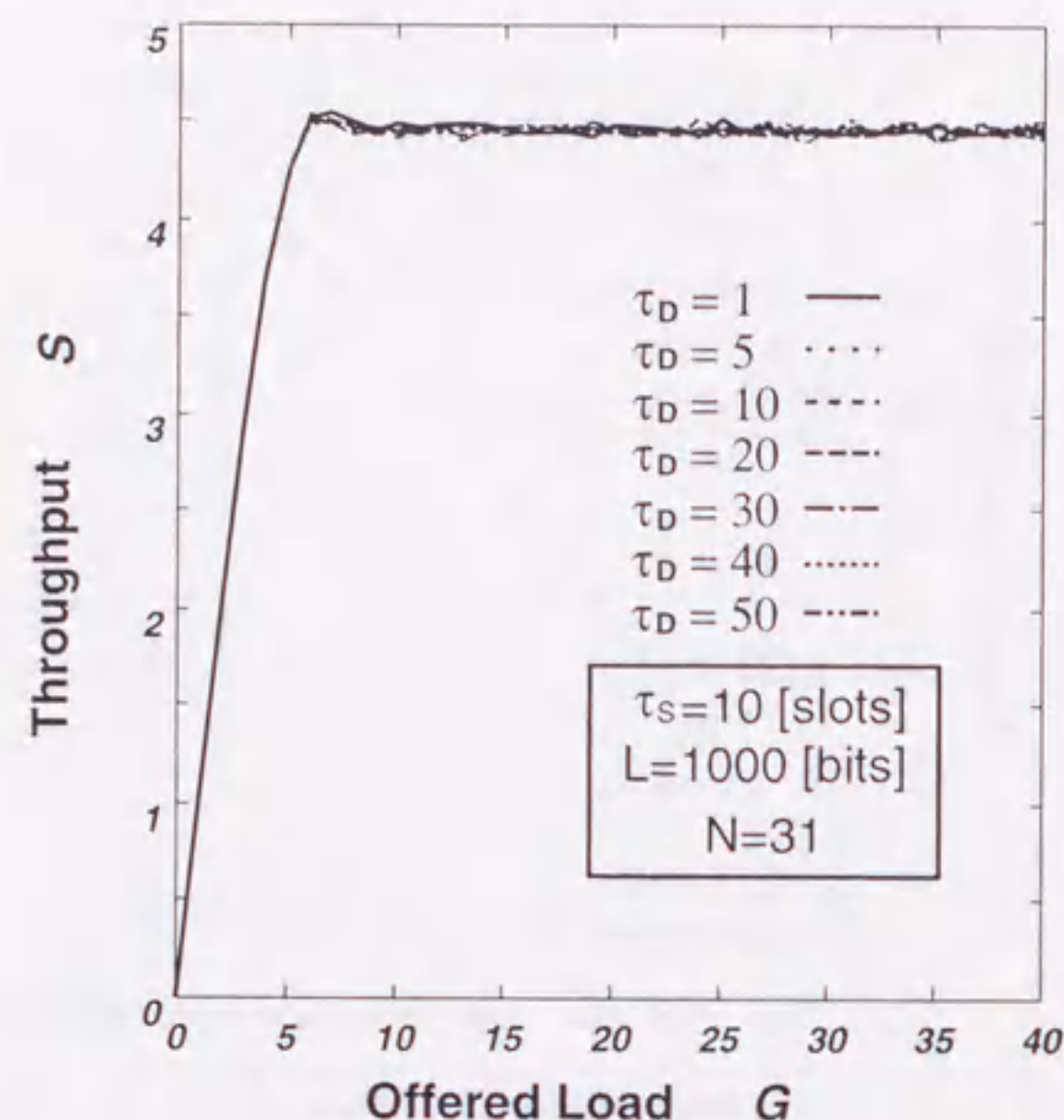


図 6.7: アクセス制御遅延が存在する時のスループット特性

6.6 まとめ

本章では、CDMA Slotted ALOHA 方式に適するアクセス制御方式である MCLSP について述べた。CDMA Slotted ALOHA 方式には、オフロードが大きいところでスループットが劣化するという問題があるが、MCLSP の適用によりそのような場合にもスループットの最大値を維持することが可能となる。また、MCLSP はトラヒックの平均値を基にアクセス制御を行うため、CDMA Slotted ALOHA 方式のように、スロット毎に独立したパケット発生が起こるシステムにおいても、的確なアクセス制御が行われる。また、瞬時トラヒックに基づいて、アクセス制御を行う CLSP や OACP では、アクセス制御情報の伝達を含む、アクセス制御遅延による特性劣化が問題となるが、MCLSP では、アクセス制御遅延による特性劣化は起こらないことが分かった。本章に示した数値例は、オフロードの変動について、アクセス制御遅延やトラヒックの観測時間内において、ほとんど変動しないという仮定に基づいているために、MCLSP が効果的との結論が得られている。通常のトラヒックにおいても、このような仮定は、妥当であるものと考えられるが、今後の課題として、オフロードの変動が短時間に大きく変動するようなトラヒックに対する検討を挙げることができる。

第 7 章

準同期 CDMA 方式

7.1 はじめに

前章までの CDMA Slotted ALOHA 方式の検討では、ユーザ局のスロット同期としてパケットレベルの同期を仮定して、ビットレベルやチップレベルでは非同期と考えていた。この仮定を用いた場合、拡散符号系列間のタイミングずれは任意といえるので、実質的に CDMA Unslotted ALOHA 方式と CDMA Slotted ALOHA 方式は、単にスロット同期を行うか行わないかの違いしかなく、システムに与えられる条件が同じであれば、諸特性は両方式ともほとんど変わらないものとなる [38], [39]。しかも、CDMA Unslotted ALOHA 方式と CDMA Slotted ALOHA 方式を比較するとき、CDMA Slotted ALOHA 方式では、スロット同期が必要となる分システムが複雑にならざるをえず、スロット化を図る必要性が希薄である。

そこで、CDMA Slotted ALOHA 方式が同期に基づく方式であることに着目して、より高能率なパケット通信方式を構築することを考える。具体的には、CDMA Slotted ALOHA 方式に準同期 CDMA 方式を適用して特性改善を図る。次章において、準同期 CDMA 方式を適用した CDMA Slotted ALOHA 方式について議論する。本章では、その前準備として、準同期 CDMA 方式について説明し、準同期 CDMA 方式において優れた相互相関特性を持つ拡散符号系列である、準同期拡散符号系列について述べ、実際に系列を導出する。系列の導出には、準同期 CDMA 方式において満たすべき相互相関特性の条件を与え、それによって、符号を分類し、準同期拡散符号系列を導出する。

7.2 準同期 CDMA 方式

CDMA 方式では、情報変調された拡散符号系列間の相互相関値が、干渉として互いの信号品質に影響を与える。もし、拡散符号系列間の相互相関値がゼロであれば、それらの系列を用いた信号は互いに干渉を与えず、良好な通信を行うことができる。しかし、一般的に、相互相関値がゼロである状態を維持し続けることは難しく、多元接続干渉の影響を免れることは困難である。そのために、CDMA 方式に適した拡散符号に関する研究が多数行われている [58]。

CDMA 方式の特徴の一つである、ランダムアクセス性を利用した非同期 Asynchronous CDMA (A-CDMA) 方式では、拡散符号のタイミングずれが任意であるため、全ての系列間の相互相関値を小さく抑えることが好ましい。そのため、Gold 符号のような、符号に含まれる任意の系列間の相互相関のピーク値が小さい符号が用いられる。

拡散符号の相互相関特性による多元接続干渉という問題を解決するために、各ユーザ局が送信する系列のタイミングを完全に同期させて通信を行う、同期 Synchronous CDMA (S-CDMA) 方式が提案されている [59], [60]。S-CDMA 方式では、拡散符号として、直交符号を用いることにより符号に含まれる全系列間の相互相関値をゼロにすることができる。すなわち、多元接続干渉を全く受けずに通信を行うことが可能となり、通信効率を著しく高めることが期待できる。しかしながら、無線通信の現実的な問題として、各ユーザ信号の同期タイミングを完全にそろえることは極めて困難であると考えられる。特に移動体通信では、ユーザ局が移動することにより電波伝搬距離が変化するため、信号の同期タイミングを完全にそろえるには、パケット送信前、送信中におけるユーザ局の移動を完全に把握することや、パス経路の変化への対応も完全に行わなくてはならない。直交符号が直交性を保つのは、一般に系列の同期タイミングが完全であるときに限られるので、このタイミングにずれが生じると系列間の相互相関特性により大きく特性が劣化するものと予想される。

これら、A-CDMA、S-CDMA 方式に対して、拡散符号系列の数チップ時間程度の同期タイミングずれが生じることを前提として、そのタイミングずれを許容する CDMA のことを準同期 CDMA (Quasi-Synchronous CDMA; QS-CDMA) または、近似同期 CDMA (Approximately-Synchronized CDMA; AS-CDMA) と呼び、限られた同期タイミングずれの中で相互相関特性に優れた拡散符号の設計等、特性改善に関する研究が盛んに行われている [22]–[29], [61], [62], [43], [44]。

次に、A-CDMA 方式、S-CDMA 方式、QS-CDMA 方式の比較を行う。これらの概念図を図 7.1 に示す。

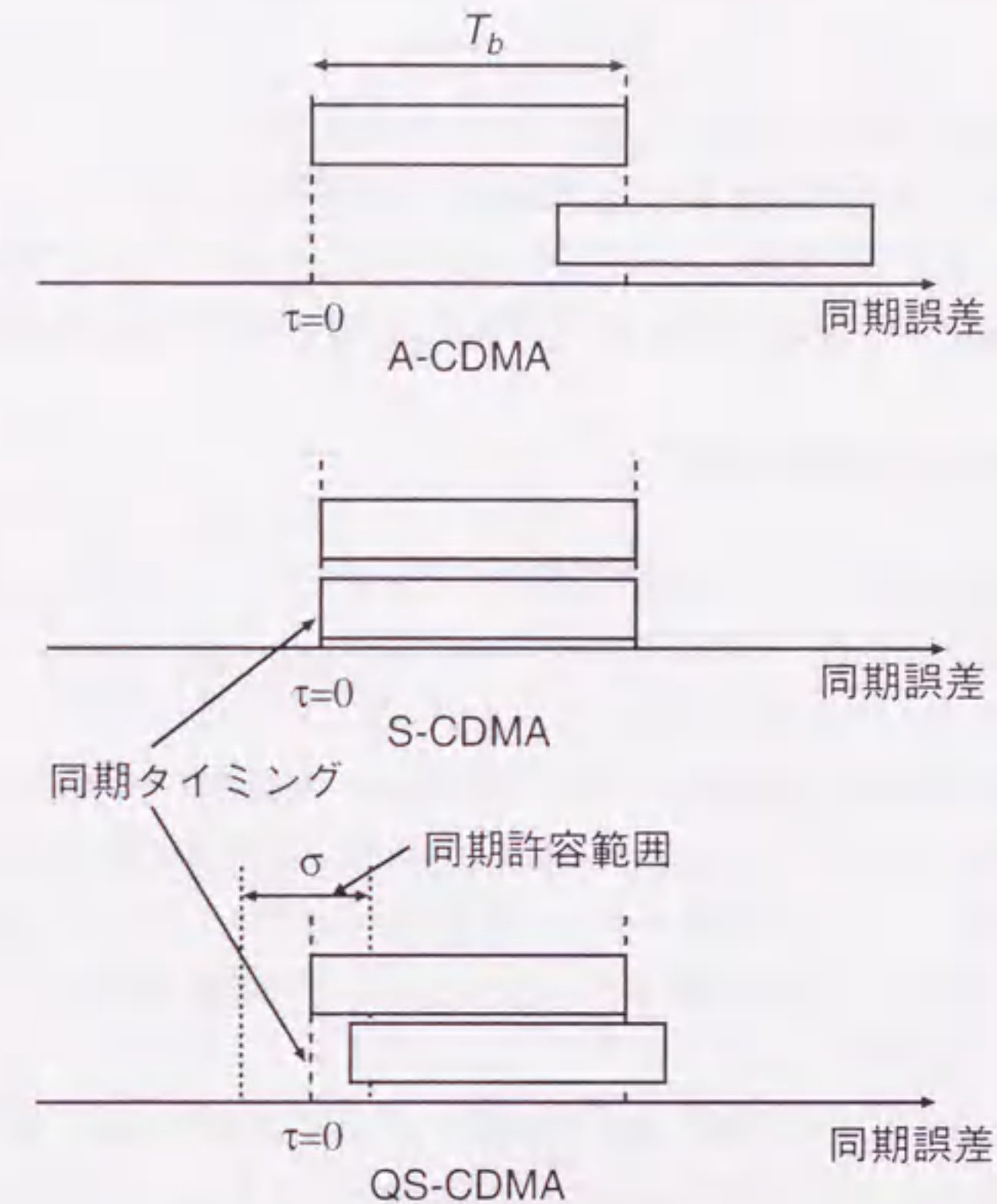


図 7.1: A-CDMA, S-CDMA, QS-CDMA 方式の概念図

A-CDMA 方式では、各ユーザの拡散符号系列は任意のタイミングで受信される可能性があるため、系列間のタイミングの時間差は、 $0 \leq \tau \leq T_b$ の値を取り得る。この場合、全てのタイミングずれに対して相互相関値をゼロとすることはできないため、多元接続干渉が問題となる。

S-CDMA 方式では、各系列が同期しているため、タイミングずれとして、 $\tau = 0$ の場合のみを考慮すれば良い。このような場合には、直交符号を用いることにより相互相関値を 0 とすることができる。しかし、移動体通信においては、複数ユーザ局の同期タイミングを一致させることは困難であり、ばらつきが生じるものと考えられる。ユーザ間の同期タイミングにずれが生じると、拡散符号の直交性が崩れるため、S-CDMA 方式の特性は急激に劣化する。

S-CDMA 方式の同期の困難さを解決するために、同期タイミング付近での同期の許容範囲を広げた QS-CDMA 方式が検討されている。これは、一定の同期タイミン

グずれの範囲において、干渉レベルを直交符号を用いた S-CDMA 方式程度まで抑えることにより、S-CDMA 方式に準ずる特性を保ちつつ、タイミングの同期が比較的容易にできる方式で、A-CDMA と S-CDMA の中間的な方式である。QS-CDMA 方式では、 $|\tau| \ll T_b$ の範囲において、優れた相互相関特性を持つ系列を用いることで、A-CDMA よりも特性が良く、S-CDMA よりもロバストなシステムが実現できる。そこで、次節において、QS-CDMA 方式に適した拡散符号系列について述べる。

7.3 準同期拡散符号系列

QS-CDMA 方式では、各信号が同期タイミングに合わせて準同期で送信されるため、系列間の受信タイミングは同期タイミングを中心にした分布をとるものと考えられる。更に言えば、その信号の到着タイミングの分布は、同期タイミング付近にほとんどの信号到着が集中し、同期タイミングから離れた時刻には、わずかしこ現れないものと予想される。このような QS-CDMA 方式では、系列間にタイミングずれが生じることを前提として、ある程度のタイミングずれの範囲内において、系列間の相互相関値が低くなるような系列設計を行うことにより、多元接続干渉を小さく抑えることができる。

本節では、QS-CDMA 方式に適した拡散符号系列の生成について述べる。準同期拡散符号系列としては、実用性に着目し、系列生成がシフトレジスタを用いて容易に行うことができ、符号構成が複雑でない 2 値系列を取り扱う。そのような系列として、上記の理由から CDMA に用いる拡散符号として良く知られている、Gold 符号と直交 Gold 符号をベースにして準同期拡散符号系列を生成することを考える。

7.3.1 定義

本節では、系列として -1 または $+1$ の値をとる、2 値系列を扱う。長さ N の系列 a と、その要素を次のように表す。

$$a = \{a_0 \ a_1 \ a_2 \ \dots \ a_{N-1}\} \quad (7.1)$$

系列内の各要素 a_i のことをチップと呼ぶ。

2 つの系列 a, b のタイミングずれが τ チップであるときの、周期相互相関関数を次のように定義する。

$$R_{a,b}(\tau) \equiv \sum_{i=0}^{N-1} a_i b_{i+\tau(\text{mod } N)} \quad (7.2)$$

7.3.2 Gold 系列から導出される準同期拡散符号系列

Gold 系列は、2 つのプリファドペアの M 系列から生成される。ここで、 u, v を、長さ $N = 2^n - 1$ のプリファドペアの M 系列とする。 n は、系列 u, v を発生させるシフトレジスタ回路における、シフトレジスタの段数を表す。また、一般性を失うことなく、シフトレジスタの初期状態、すなわち、系列 u, v の最初の n ビットは、 $\{+1 \ +1 \ \dots \ +1 \ -1\}$ とする。系列 u, v より、Gold 符号 (Gold 系列の集合) $G(u, v)$ は、次のように表される。

$$G(u, v) = \{u, v, u \otimes v, u \otimes T^2 v, \dots, u \otimes T^{N-1} v\} \quad (7.3)$$

$$= \{g(0), g(1), g(2), g(3), g(4), \dots, g(N+1)\} \quad (7.4)$$

ここで、 \otimes を、次のように定義する。

$$u \otimes v \equiv \{u_0 v_0 \ u_1 v_1 \ \dots \ u_{N-1} v_{N-1}\} \quad (7.5)$$

T は系列チップを全て左に 1 チップ巡回シフトさせる演算子を示し、系列に次式のような作用を施す。

$$u = \{u_0 \ u_1 \ \dots \ u_{N-1}\} \quad (7.6)$$

$$T^i u = \{u_i \ u_{i+1} \ \dots \ u_{N-1} \ u_0 \ \dots \ u_{i-1}\} \quad (7.7)$$

(7.4) より、長さ N の Gold 系列は、 $N+2$ 個存在することが分かる。本論文では、いくつかの系列からなる集合を符号と呼ぶ。この $N+2$ 個の Gold 系列をまとめて、Gold 符号と呼ぶことにする。

次に、2 つの系列間に成り立つ関係であって、タイミングずれの大きさと相互相関関数に関する関係を定義する。2 つの系列 a, b について、 a を基準とした系列間のタイミングずれが、 $-(r-1)/2, \dots, -1, 0, +1, \dots, (r-1)/2$ と、連続する r チップにおいて相互相関値が -1 となるときの、系列 a, b の関係を、QOQS(r) (Quasi-Orthogonal on Quasi-Synchronous condition) と表す。更に、自己相関関数について、系列間のタイミングずれが、 $-(r-1)/2, \dots, -1, +1, \dots, (r-1)/2$ のときの自己相関値が -1 となるときのについても、(自系列で成り立つ) QOQS(r) 関係と定義する。

QOQS(r) 関係にある系列は、タイミングずれが $(r-1)/2$ チップ以内の時間ならば、相互相関値が -1 となるため、互いに干渉をほとんど及ぼすことが無い。よって、QS-CDMA 方式において、互いに QOQS(r) 関係にある系列集合を用いれば、優れた誤り率特性が得られるものと考えられる。また、自己相関が QOQS(r) にある系列は、ピーク電力と同期タイミング以外の位相における電力差が大きくなるのでシンボル同期が取りやすいという利点がある。

QOQS(r) 関係を用いた Gold 系列の分類

本節では, QOQS(r) 関係を用いて Gold 系列の分類を行う方法について述べる. この分類の結果により, 準同期拡散符号が得られる. ここでは, n が奇数の場合だけを取り扱う.

はじめに, タイミングずれの許容範囲 r を決定する. 次に, プリファドペアの M 系列から Gold 符号を生成する. その符号に含まれる系列について, その系列自身と, (1 個の系列を除く) 他の全ての系列に対して QOQS(r) 関係が成り立つかどうかを調べる. すなわち, Gold 系列 $g(i)$ と QOQS(r) 関係にある系列の集合を A_i とすると, $i=1$ を除く全ての i について集合 A_i を作成する.

ある Gold 符号に含まれる全ての系列 $g(i)$ ($i=0, 1, \dots, N+1$) に対して, 集合 A_i が作られるが, これらの集合の相異は, 次の 2 つのパターンに分類できる.

I $i, j \neq 1$ であるとき, A_i, A_j に $g(1)$ が含まれていれば, これを取り除いて考えて, $A_i = A_j$ ($i \neq j$) となる $g(i), g(j)$ が存在する.

II どの 2 つの集合も互いに異なる場合

ここに示す方法では, II のパターンに該当する系列からなる Gold 符号を用いて準同期拡散符号系列を生成できないため, 議論の対象から外すものとする.

I に該当する Gold 系列で, $A_i = A_j$ となる系列 $g(i), g(j)$ について, 更に, 次のような分類ができる.

(i) $g(i), g(j) \in A_i (= A_j)$

(ii) $g(i), g(j) \notin A_i (= A_j)$

(i) に分類される系列で, A_i に含まれる全ての系列は, 他の系列とのタイミングずれが $(r-1)/2$ チップ以内であるとき相互相関値が小さな値となる. この性質は, 準同期拡散符号系列に求められる性質である. (i) に分類される系列集合の各々は, Gold 符号から求められた準同期符号系列ということから, QS(G- r) と表記される [26]–[28], [57], [43].

(ii) に分類される, $g(i), g(j)$ は, $A_i = A_j$ に含まれる系列と対にして使用することにより, QS-CDMA においてマルチコード伝送に適した系列 Quasi-Synchronous MultiCode (QSMC) となる [61], [62].

QOQS(r) による系列分類の具体例

ここで, 前節に述べた系列分類の具体例を示す. 多項式 $x^3 + x + 1$ (8 進表示で 13), $x^3 + x^2 + 1$ (同 15) から生成される系列長 $N = 7$ の M 系列 $u = \{+1 +1 -1 +1 -1 -1 -1\}$, $v = \{+1 +1 -1 -1 -1 +1 -1\}$ は, 互いにプリファドペアである. u, v から, Gold 符号 $G(u=13, v=15)$ が生成され, 各々の系列は, 次のように表される.

$$g(0) = \{+1 +1 -1 +1 -1 -1 -1\} \quad (7.8)$$

$$g(1) = \{+1 +1 -1 -1 -1 +1 -1\} \quad (7.9)$$

$$g(2) = \{+1 +1 +1 -1 +1 -1 +1\} \quad (7.10)$$

$$g(3) = \{+1 -1 +1 -1 -1 +1 -1\} \quad (7.11)$$

$$g(4) = \{-1 -1 +1 +1 +1 -1 -1\} \quad (7.12)$$

$$g(5) = \{-1 -1 -1 -1 -1 +1 +1\} \quad (7.13)$$

$$g(6) = \{-1 +1 +1 +1 -1 +1 +1\} \quad (7.14)$$

$$g(7) = \{+1 -1 -1 +1 +1 +1 +1\} \quad (7.15)$$

$$g(8) = \{-1 +1 -1 -1 +1 +1 -1\} \quad (7.16)$$

はじめに, 同期タイミングずれの許容範囲を $r = 1$ とする. $r = 1$ であるから, タイミングずれの無い場合における, 各系列間の相互相関特性を見れば良く, 集合 A_i ($i=0, 1, \dots, 8$) は,

$$A_0 = \{g(0), g(2), g(3), g(4), g(5), g(6), g(7), g(8)\}$$

$$A_1 = \{g(1), g(2), g(5), g(6), g(7)\}$$

$$A_2 = \{g(0), g(1), g(2), g(3), g(4), g(5), g(6), g(7), g(8)\}$$

$$A_3 = \{g(0), g(2), g(3), g(4), g(5), g(6), g(7), g(8)\}$$

$$A_4 = \{g(0), g(2), g(3), g(4), g(5), g(6), g(7), g(8)\}$$

$$A_5 = \{g(0), g(1), g(2), g(3), g(4), g(5), g(6), g(7), g(8)\}$$

$$A_6 = \{g(0), g(1), g(2), g(3), g(4), g(5), g(6), g(7), g(8)\}$$

$$A_7 = \{g(0), g(1), g(2), g(3), g(4), g(5), g(6), g(7), g(8)\}$$

$$A_8 = \{g(0), g(2), g(3), g(4), g(5), g(6), g(7), g(8)\}$$

となる. この関係より, 各集合から, $g(1)$ を取り除くと, $A_0 = A_2 = A_3 = \dots = A_8 = \{g(0), g(2), \dots, g(8)\}$ である. すなわち, $g(1)$ を除く 8 つの系列は, 互いに QOQS(1) 関係にある. 今, $r = 1$ であるから, これらの系列を S-CDMA 方式で使用

した場合、 A_0 に含まれる任意の2つの系列は、互いに -1 (担う情報が異なる場合は奇相関となり $+1$) だけの相互相関値しか干渉として与えない。この干渉量は、系列長が奇数の系列としては最小である。

次に、同期タイミングずれの許容範囲を $r = 3$ として、準同期拡散符号系列を導出する。各系列間の QOQS(3) 関係は、

$$A_0 = \{ g(0), g(6) \}$$

$$A_1 = \{ \quad \quad \quad \}$$

$$A_2 = \{ g(2), g(8) \}$$

$$A_3 = \{ g(4), g(7) \}$$

$$A_4 = \{ g(3), g(5) \}$$

$$A_5 = \{ g(4), g(7) \}$$

$$A_6 = \{ g(0), g(6) \}$$

$$A_7 = \{ g(3), g(5) \}$$

$$A_8 = \{ g(2), g(8) \}$$

となる。 A_1 は空集合であるので、 $g(1)$ はどの系列とも QOQS(3) 関係をもたない。他の集合について見てみると、 $A_0 = A_6$, $A_2 = A_8$, $A_3 = A_5$, $A_4 = A_7$ である。この集合の等号関係を踏まえて、系列を (i), (ii) の基準に照らし合わせて分類する。 $g(0), g(6) \in A_0$, $g(2), g(8) \in A_2$ であることから $g(0), g(6), g(2), g(8)$ は、(i) に分類され、 A_0, A_2 はそれぞれ準同期拡散符号 QS(G-3) になる。符号に含まれる系列数はそれぞれ 2 である。

残りの系列は、 $g(3), g(5) \notin A_3 = A_5$, $g(4), g(7) \notin A_4 = A_7$ という包含関係を持つため、(ii) に分類され、更に、 $g(3), g(5) \in A_4$, $g(4), g(7) \in A_3$ という関係を持つ。図 7.2 に、これら 4 つの系列の QS(1), QS(3) 関係を図示した。 $g(3)$ と $g(5)$ は、QS(1) 関係にはあるが、QS(3) 関係にはないので、タイミングずれがある場合の相互相関値が -1 となることを保証されない。よって、同じタイミングで用いられることにより干渉を小さくできる。 $g(4), g(7)$ にも同様のことがいえる。しかし、 $g(3)$ と $g(5)$ は、共に $g(4), g(7)$ と QS(3) 関係にあるから、これらの系列とは、タイミングずれが 1 チップ以内で到着すれば相互相関値が小さくてすむ。このような QS-CDMA における相互相関特性は、QS-CDMA 方式におけるマルチコード伝送に適しているといえる。すなわち、系列 $g(3)$ と $g(5)$ を 1 つのユーザ局に割り当て、 $g(4)$ と $g(7)$ を別のユーザ局に割り当て、各ユーザ局は、必要なデータレートに応じてどちらか 1 つの系列を用いてデータ送信を行い、または、2 つの系列を多重してマルチコード伝送を行う。これら 2 ユーザ局からの受信信号のタイミングずれが 1 チップ時間以内で

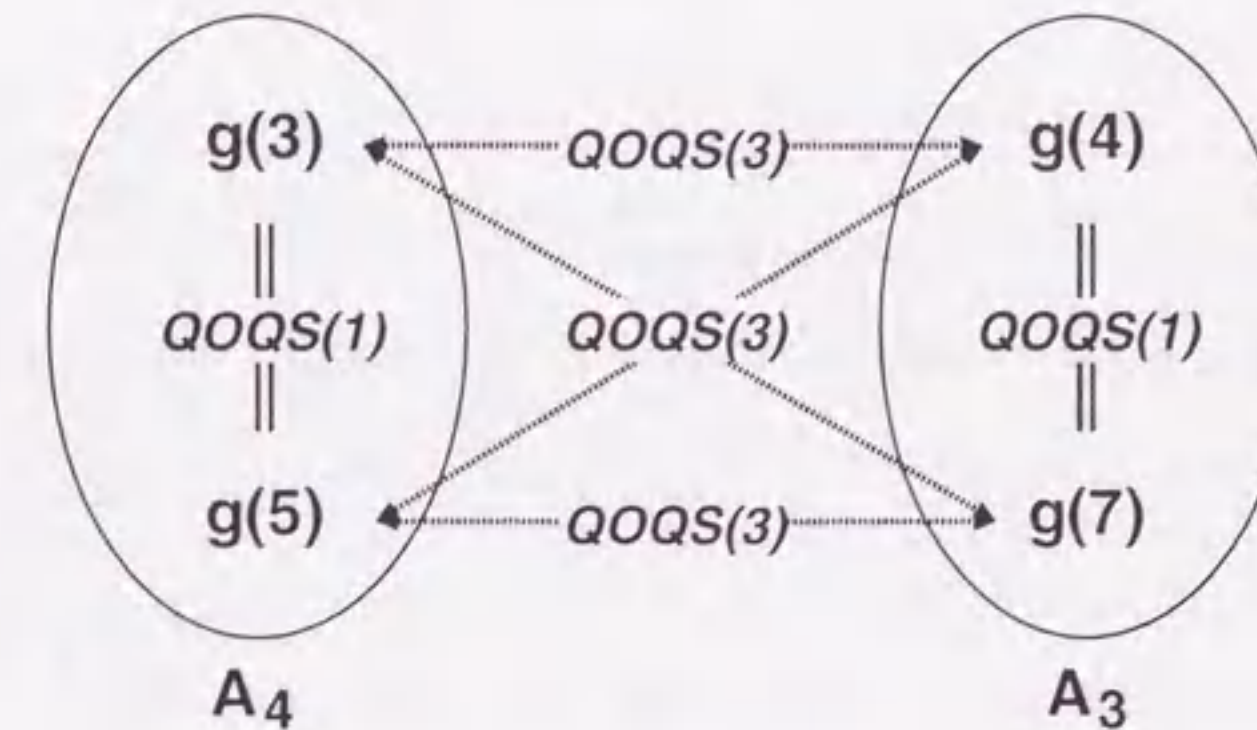


図 7.2: QSMC 系列の QS(r) 関係図

あれば、各データビットにつき ± 1 の相互相関値で受信することができる。この相関特性は、S-CDMA で送信した場合と同じである。

ここで取り扱った系列集合 A_3, A_4 をそれぞれ QSMC と呼び、2 つの集合をまとめて、QSMC ペアと呼ぶことにする [61], [62]。

次に、Gold 符号の分類について例を示す。系列長が $N = 31$ のとき、M 系列は 6 個存在し、プリファドペアが 12 組存在する。6 種類の M 系列は 8 進表示で 45, 51, 57, 67, 73, 75 である。プリファドペアの M 系列 u, v に対して、Gold 符号が $G(u, v)$ と $G(v, u)$ の 2 種類生成される。この 2 種類の符号に含まれる系列は、巡回置換を行うことにより系列が一致する集合である。

Gold 系列の性質より、符号 1 つ (33 個の系列を含む) について QOQS(1) 関係を満たす系列は 32 個存在する。次に、前述の例と同様に、各 Gold 符号に含まれる系列間で、QOQS(3) 関係が成り立つかどうかを調べた。その結果、全ての Gold 符号について、QS(G-3) と QSMC が存在するのではないことが分かった。例えば、 $G(45, 73)$ は表 7.1 のように、各系列に対して作られる集合 A_i が異なる系列間で一致するため、QS(G-3), QSMC を導出することができる。表 7.1 では、表の見やすさのため、同じ集合はその中でも系列番号が最も小さい一つの集合に代表させて表した。例えば、 $A_1 = A_{12} = A_{17} = A_{18} = A_{19} = A_{27}$ だが、表には A_1 のみを示している。

$G(45, 73)$ の系列分類に対して、 $G(45, 67)$ の分類結果を表 7.2 に示した。この表から分かるように、互いに QOQS(3) 関係を持つ系列があるものの、規則性に乏しく、大きな系列数を持つ QS(G-3), QSMC を作ることはできないようである。

以上のように、符号に含まれる全ての系列について QOQS(r) 関係を持つ系列を調

表 7.1: Gold 符号 $G(45,73)$ の系列分類 ($r = 3$)

A_1	$g(1)$	$g(12)$	$g(17)$	$g(18)$	$g(19)$	$g(27)$	$g(30)$	$g(31)$
A_4	$g(4)$	$g(5)$	$g(6)$	$g(7)$	$g(10)$	$g(14)$	$g(15)$	$g(21)$
A_8	$g(3)$	$g(9)$	$g(13)$	$g(20)$	$g(23)$	$g(25)$	$g(28)$	$g(32)$
A_3	$g(8)$	$g(11)$	$g(16)$	$g(22)$	$g(24)$	$g(26)$	$g(29)$	$g(33)$

表 7.2: $G(45,67)$ における QOQS(3) 関係

A_0	$g(2)$	$g(14)$	$g(15)$	$g(22)$	$g(28)$	$g(31)$	$g(32)$
A_1	$g(5)$	$g(12)$	$g(15)$	$g(32)$			
A_2	$g(0)$	$g(6)$	$g(11)$	$g(16)$	$g(19)$	$g(27)$	
A_3	$g(5)$	$g(7)$	$g(9)$	$g(10)$	$g(14)$	$g(15)$	$g(20)$
A_4	$g(5)$	$g(8)$	$g(13)$	$g(22)$	$g(29)$		
A_5	$g(1)$	$g(3)$	$g(4)$	$g(12)$	$g(14)$	$g(21)$	$g(24)$
A_6	$g(2)$	$g(13)$	$g(21)$	$g(23)$	$g(24)$	$g(32)$	
A_7	$g(3)$	$g(8)$	$g(12)$	$g(16)$	$g(30)$	$g(31)$	$g(32)$
A_8	$g(4)$	$g(7)$	$g(9)$	$g(11)$	$g(15)$	$g(16)$	$g(25)$
A_9	$g(3)$	$g(8)$	$g(10)$	$g(18)$	$g(24)$	$g(29)$	$g(30)$
A_{10}	$g(3)$	$g(9)$	$g(17)$	$g(21)$	$g(22)$	$g(28)$	$g(31)$
A_{11}	$g(2)$	$g(8)$	$g(13)$	$g(16)$	$g(19)$	$g(23)$	$g(26)$
A_{12}	$g(1)$	$g(5)$	$g(7)$	$g(14)$	$g(18)$	$g(22)$	$g(25)$
A_{13}	$g(4)$	$g(6)$	$g(11)$	$g(21)$	$g(23)$	$g(27)$	$g(29)$
A_{14}	$g(0)$	$g(3)$	$g(5)$	$g(12)$	$g(17)$	$g(19)$	$g(32)$
A_{15}	$g(0)$	$g(1)$	$g(3)$	$g(8)$	$g(16)$	$g(18)$	
A_{16}	$g(2)$	$g(7)$	$g(8)$	$g(11)$	$g(15)$	$g(17)$	$g(20)$
A_{17}	$g(10)$	$g(14)$	$g(16)$	$g(21)$	$g(32)$		
A_{18}	$g(9)$	$g(12)$	$g(15)$	$g(20)$	$g(21)$	$g(27)$	$g(29)$
A_{19}	$g(2)$	$g(11)$	$g(14)$	$g(20)$	$g(26)$	$g(27)$	$g(30)$
A_{20}	$g(3)$	$g(16)$	$g(18)$	$g(19)$	$g(23)$	$g(30)$	
A_{21}	$g(5)$	$g(6)$	$g(10)$	$g(13)$	$g(16)$	$g(17)$	$g(18)$
A_{22}	$g(0)$	$g(3)$	$g(4)$	$g(10)$	$g(12)$	$g(21)$	$g(23)$
A_{23}	$g(6)$	$g(11)$	$g(13)$	$g(20)$	$g(22)$	$g(28)$	$g(31)$
A_{24}	$g(5)$	$g(6)$	$g(9)$	$g(22)$	$g(25)$	$g(27)$	$g(28)$
A_{25}	$g(5)$	$g(8)$	$g(12)$	$g(24)$	$g(26)$	$g(27)$	
A_{26}	$g(5)$	$g(11)$	$g(19)$	$g(25)$	$g(27)$		
A_{27}	$g(2)$	$g(13)$	$g(18)$	$g(19)$	$g(24)$	$g(25)$	$g(26)$
A_{28}	$g(0)$	$g(10)$	$g(12)$	$g(23)$	$g(24)$	$g(27)$	$g(31)$
A_{29}	$g(4)$	$g(8)$	$g(9)$	$g(12)$	$g(13)$	$g(18)$	$g(27)$
A_{30}	$g(3)$	$g(5)$	$g(7)$	$g(8)$	$g(9)$	$g(11)$	$g(19)$
A_{31}	$g(0)$	$g(5)$	$g(7)$	$g(8)$	$g(10)$	$g(18)$	$g(19)$
A_{32}	$g(0)$	$g(1)$	$g(6)$	$g(7)$	$g(12)$	$g(14)$	$g(17)$

べることにより, Gold 符号が, 準同期拡散符号を作ることに適した符号かどうかを判断することができる. $N = 31$ の全ての Gold 符号を I と II に分類した結果を表 7.3 に示す.

表 7.3: Gold 符号 (系列長 $N = 31$) の QOQS(3) 関係による分類

分類	符号名
I	$G(45, 47)$ $G(45, 73)$ $G(47, 45)$ $G(47, 51)$ $G(47, 67)$ $G(51, 47)$ $G(51, 67)$ $G(51, 75)$ $G(67, 47)$ $G(67, 51)$ $G(67, 75)$ $G(73, 45)$ $G(75, 51)$ $G(75, 67)$
II	$G(45, 67)$ $G(45, 75)$ $G(47, 73)$ $G(51, 73)$ $G(67, 45)$ $G(73, 47)$ $G(73, 51)$ $G(73, 75)$ $G(75, 45)$ $G(75, 73)$

最後に, 異なる r の大きさ, 系列長について QOQS(r) 関係を調べた結果を示す. 表 7.4 には, $G(45, 73)$ より導出した QS(G-5), QSMC を示す.

表 7.5 に, 系列長 $N = 127$ の $G(203, 277)$ を $r = 3, 5$ に対して系列分類した結果を示す. ここでは, 系列名 $g(i)$ の番号 i のみを示した. $r = 3$ のとき, A_0, A_8 はそれぞれ QS(G-3) となり, A_3 と A_2 は, QSMC のペアを構成する. $r = 5$ のときは, 4 種類の QS(G-5) と, 6 組のそれぞれ異なる QSMC ペアができた.

QS(G- r) 及び QSMC の符号サイズ

Gold 符号から作られる準同期拡散符号の数を, 様々な系列長と同期タイミングずれの許容範囲 r の値について調べた (表 7.6). 調べた系列は, 系列長 $N = 7, 31, 127, 511$, r の範囲は $3 \leq r \leq 9$ であり, 符号が構成できない場合については表記していない.

表 7.4: QOQS(5) 関係による $G(45,73)$ の系列分類

A_0	$g(1)$	$g(12)$	$g(17)$	$g(19)$
A_4	$g(4)$	$g(5)$	$g(10)$	$g(15)$
A_{11}	$g(9)$	$g(20)$	$g(23)$	$g(32)$
A_9	$g(11)$	$g(22)$	$g(24)$	$g(26)$

表 7.5: QOQS(3), QOQS(5) 関係による, $G(203, 277)$ の系列分類

$r = 3$								$r = 5$					
QS(G-3)				QSMC				QS(G-5)		QSMC			
A_0		A_8		A_3		A_2		A_0	A_{18}	A_{26}	A_2	A_{39}	A_7
0	48	8	84	2	69	3	71	0	18	2	26	7	39
4	49	18	90	7	72	9	73	6	34	33	41	15	60
5	50	21	91	15	74	16	76	11	38	43	52	25	71
6	53	34	92	17	78	19	81	12	55	51	95	54	76
10	63	35	106	20	83	22	85	30	58	65	97	69	81
11	64	38	107	25	87	26	88	32	70	78	100	83	85
12	67	44	112	27	89	28	93	68	79	111	102	87	93
13	68	45	113	33	94	36	95	110	106	126	127	99	124
14	77	46	114	37	96	39	97	A_{23}	A_{46}	A_{27}	A_3	A_{35}	A_8
23	82	55	115	40	99	41	100	23	46	3	27	8	35
24	86	58	118	43	101	47	102	63	80	16	40	21	45
29	98	59	119	51	103	52	104	67	107	28	57	44	59
30	109	70	120	54	105	56	108	86	113	62	61	75	91
31	110	75	121	57	111	60	116	98	119	66	89	84	92
32	125	79	122	61	117	62	124	109	120	73	96	90	114
42	128	80	123	65	126	66	127	125	121	88	105	112	115
								128	123	104	117	118	122
								A_5	A_4	A_{17}	A_9		
								4	5	9	17		
								10	13	19	20		
								29	14	22	37		
								42	24	36	72		
								48	31	47	74		
								53	49	56	94		
								77	50	108	101		
								82	64	116	103		

表 7.6: QS(G- r) と QSMC の符号の大きさ

r	N	QS(G- r)		QSMC	
		# of sets	size	# of pairs	size
3	7	2	2	1	2
	31	2	8	1	8
	127	2	32	1	32
	511	2	128	1	128
5	31	2	4	1	4
		4	2	6	2
	127	4	8	6	8
	511	4	32	6	32
7	127	4	4	6	4
		8	2	56	2
	511	8	8	28	8
9	127	2	4	1	4
		2	4	6	2
	511	8	4	28	4

$r = 3$ のときには, 全部で $N + 2$ 個の Gold 系列から, $(N + 1)/4$ 個の大きさを持つ QS(G-3) が 2 組と, 一方の系列数が $(N + 1)/2$ の QSMC ペアが 1 組導出される. 残りの 1 つの系列は, $g(1)$ となる. また, r の値が比較的小さなところでは, r の値が 2 増加すると, QS(G- r) と QSMC の符号の大きさは $1/4$ になるという傾向がみられる. しかし, r の値が大きくなるとその傾向には当てはまらず, 傾向はより複雑になる.

また, ここで得られた QS(G- r) の符号の大きさは, 文献[28] で得られた結果とほぼ一致するため, Gold 符号で作り得る準同期拡散符号の最大のものが得られていると考えられる.

7.3.3 直交 Gold 系列から導かれる準同期拡散符号系列

前節で導いた準同期拡散符号系列は, 系列長が奇数であるため, 相互相関値はゼロとならない. 準同期拡散符号系列間の相互相関値が小さくても, ユーザ局が多い場合や, 伝送レートの高いマルチコード伝送を行っている場合には, 干渉量が大きな問題

となってくる。このため、実用的には、系列間はなるべく直交していることが望ましい。

本節では、前節で取り扱った Gold 系列に系列の構造的に似ており、更に、IMT-2000 においても拡散符号として採用されている直交符号である、直交 Gold 符号を元に準同期拡散符号を求める。

はじめに、直交 Gold 符号の導出について述べる。直交 Gold 符号は、Gold 系列に 1 チップ加えることにより直交化を行う。前に述べたように、Gold 系列は、 $g(1)$ を除く全ての系列が、タイミングずれがないときにおいて、互いに相互相関値が -1 である。これら全ての系列の任意の位相に、 ± 1 のいずれかを挿入することにより、全系列間の相互相関値が 1 大きくなり、結果として直交する。

前節で用いた Gold 系列の表記 $g(i), i = 0, \dots, N+1$ を引用すると、直交 Gold 系列 $og(i), i = 0, \dots, N'$ は、あるチップ b を p 番目と $p+1$ 番目のチップ間に挿入することにより導出できる。すなわち、

$$og(0) = \{g(0)_0, g(0)_1, \dots, g(0)_p, b, g(0)_{p+1}, \dots, g(0)_{N+1}\} \quad (7.17)$$

$$og(1) = \{g(2)_0, g(2)_1, \dots, g(2)_p, b, g(2)_{p+1}, \dots, g(2)_{N+1}\} \quad (7.18)$$

$$\vdots$$

$$og(N') = \{g(N+2)_0, g(N+2)_1, \dots, g(N+2)_p, b, g(N+2)_{p+1}, \dots, g(N+2)_{N+1}\} \quad (7.19)$$

である。ここで、 $b \in \{+1, -1\}$ であるが、どちらの値を用いても系列は互いに直交する。また、 $g(1)$ は前述の通り直交しないため、直交 Gold 符号の導出には用いない。

どの直交 Gold 系列も、元になった Gold 系列を発生させる 2 つのプリファドペアの M 系列 u, v 、挿入するチップ b と挿入する位相 p 、によって一意に特定できる。そこで、系列 (7.17)–(7.19) をまとめて、 $OG(u, v, b, p)$ と表すものとする。直交 Gold 系列の系列長、系列数はともに $N' = N + 1 = 2^n$ となる。

次に、直交 Gold 系列における、タイミングずれの大きさと相互相関関数に関する関係を定義する。これは、Gold 系列に対しては、 $QOQS(r)$ を用いたが、この定義において、相互相関値を -1 としていたところを 0 と置き換えたものである。すなわち、2 つの系列 a, b について、 a を基準とした系列間のタイミングずれが、 $-(r-1)/2, \dots, -1, 0, +1, \dots, (r-1)/2$ と、連続する r チップにおいて相互相関値が 0 となるときの、系列 a, b の関係を、 $OQS(r)$ (Orthogonal on Quasi-Synchronous condition) と表し、自己相関についても、 $-(r-1)/2, \dots, -1, +1, \dots, (r-1)/2$ のときの自己相関値が 0 となるときに、(自系列で成り立つ) $OQS(r)$ 関係と定義する、

表 7.7: 準同期拡散符号が導出できる 直交 Gold 符号 ($N = 32, r = 3$)

OG(45, 47, 1, 18)	OG(45, 47, -1, 18)
OG(45, 73, 1, 18)	OG(45, 73, -1, 18)
OG(47, 51, 1, 12)	OG(47, 51, -1, 12)
OG(47, 67, 1, 12)	OG(47, 67, -1, 12)
OG(51, 67, 1, 17)	OG(51, 67, -1, 17)
OG(51, 75, 1, 17)	OG(51, 75, -1, 17)
OG(67, 75, 1, 27)	OG(67, 75, -1, 27)

というものである。

OQS(r) 関係を用いた直交 Gold 系列の分類

本節では、 $OQS(r)$ 関係を用いて直交 Gold 系列を分類した結果について述べる。

表 7.7 に $N = 32, r = 3$ の条件で、Gold 符号を調査した際に得られた符号の大きさと同じ符号大きさの得られた直交 Gold 符号を示した。ここで、直交 Gold 符号から導出された、準同期拡散符号を $QS(OG-r)$ を示す。ある 1 つの Gold 符号に対して、 b が 2 種類、 p の値が 32 種類の取り得る値があるので、計 64 種類の直交 Gold 符号が作り得る。しかし、全ての直交 Gold 符号が、符号サイズの大きい準同期拡散符号を作るのではなく、1 箇所の位相について、 b の値に関わらず準同期拡散符号を作ることができるだけである。また、準同期拡散符号を作り得るのは、元の Gold 符号が、表 7.3 において I に分類した符号だけである。

次に、系列分類の具体例として、表 7.8 に $OG(45, 47, 1, 18)$ を $OQS(3)$ で分類した結果を示す。 $QS(OG-3)$ 、 $QSMC$ とともに Gold 符号で得られた結果と同様に、2 組の系列数が 8 個である $QS(OG-3)$ と、1 組の系列数が各々 8 個である $QSMC$ のペアができる。これらの符号の大きさは、Gold 符号で検討したものと同じであるが、直交 Gold 符号から導出された準同期拡散符号は、互いに直交するため、ビット誤り率特性等は向上するものと考えられる。しかしながら、同期タイミングずれの許容範囲の外において、小さな相互相関値が保証されないこと、データ変調に伴う奇相互相関特性の影響がどの程度現れるのか不明である。

そこで、次に $QS(G-r)$ と $QS(OG-r)$ の奇相互相関特性について述べ、最後にビット誤り率の数値例によりこれらの系列の特性評価を行う。

表 7.8: OG(45, 47, 1, 18) の OQS(3) 関係による系列分類

QS(OG-3)		QSMC	
A_0	A_3	A_2	A_1
$og(0)$	$og(3)$	$og(1)$	$og(2)$
$og(8)$	$og(4)$	$og(7)$	$og(9)$
$og(11)$	$og(5)$	$og(10)$	$og(12)$
$og(15)$	$og(6)$	$og(14)$	$og(18)$
$og(16)$	$og(13)$	$og(19)$	$og(20)$
$og(17)$	$og(21)$	$og(22)$	$og(23)$
$og(27)$	$og(30)$	$og(24)$	$og(25)$
$og(28)$	$og(31)$	$og(26)$	$og(29)$

7.3.4 奇相互相関特性

他局間干渉を減らすためには、これまで議論してきた偶相互相関値だけでなく奇相互相関値も小さくする必要がある。しかし、偶相互相関値の分布は正確に得ることができるが、奇相互相関関数については、正確には得られない[66][67]。

$N = 63$ の Gold 系列の偶相互相関値の確率密度分布と奇相互相関数値の確率密度分布の一例を図 7.3, 図 7.4 に、 $N = 64$ の直交 Gold 系列の偶相互相関値の分布と奇相互相関値の分布の一例を図 7.5, 図 7.6 に示す。

図 7.3 より $N = 63$ の Gold 系列の偶相互相関値は 15, -1, -17 の 3 値を取ることが分かる。Gold 系列の奇相互相関値の分布は図 7.4 よりガウス分布型と見ることができる。また、図 7.5, 7.6 より直交 Gold 系列は偶相関、奇相関ともにガウス分布型と見ることができる。

文献[66]では、いかなる 2 値系列でも偶相互相関値が小さい位相においては、奇相互相関値が小さくなる確率も高いことが証明されている。このことから、準同期拡散符号系列を導出する場合に、偶相互相関値が小さくなるような符号構成の求め方により、奇相互相関値も同時に小さくすることができるといえる。

図 7.7 に系列長 $N = 63$ の Gold 系列の奇相互相関値の分布を偶相互相関値が -1 をとる場合ととらない場合について示した。図より、偶相互相関値が -1 をとる場合の分布は -1 をとらない場合の分布よりも小さい分散である。このことから、QS(G-r) は同期タイミングずれが存在しても $\frac{r-1}{2}$ チップ以内のずれに対しては相互相関値が比較的小さいため、他局間干渉を小さく抑えることができる。

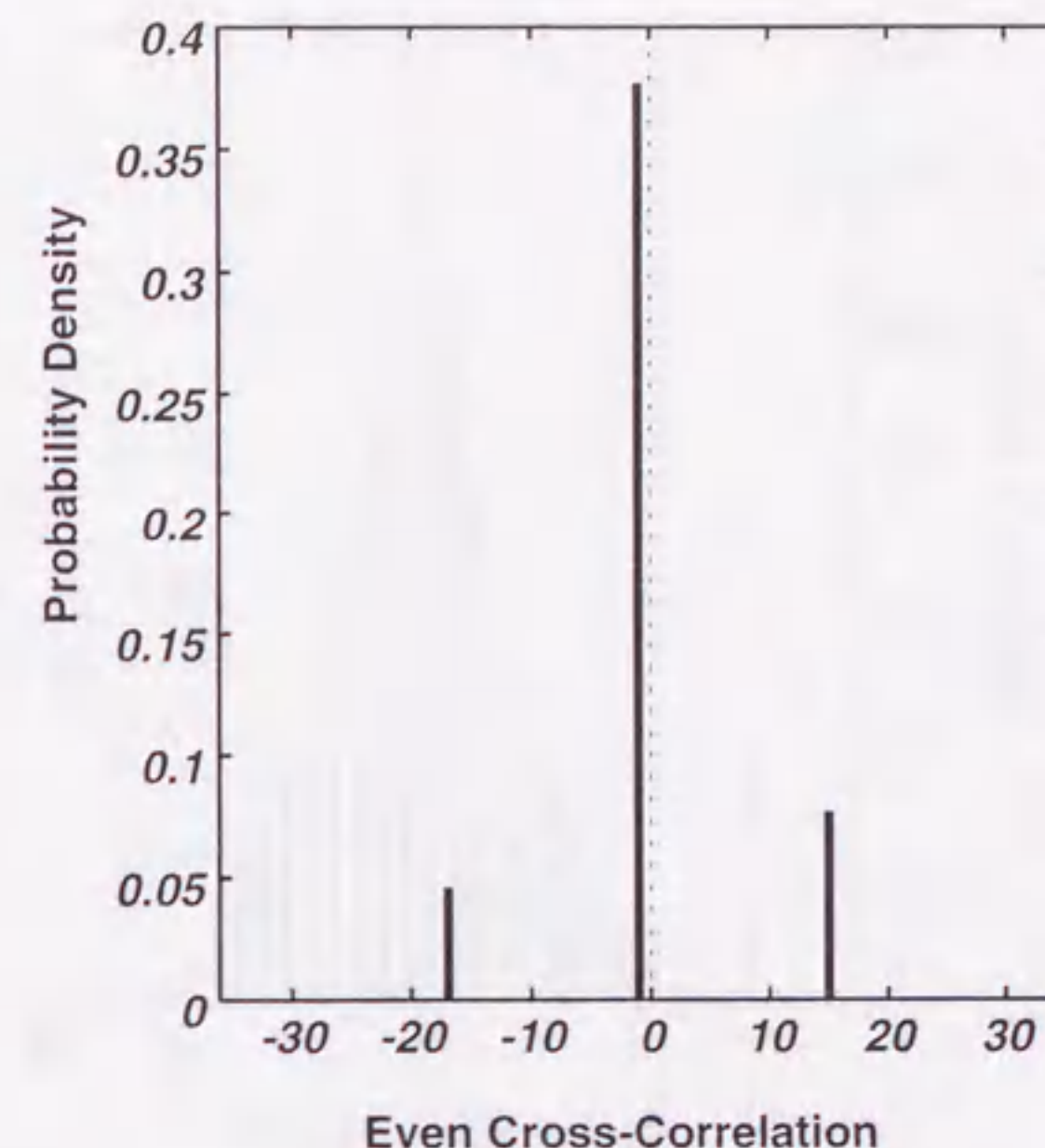


図 7.3: Gold 系列の偶相互相関値の分布の一例 ($N = 63$)

また、図 7.8 に系列長 $N = 64$ の直交 Gold 系列の奇相互相関値の分布を偶相互相関値が 0 をとる場合ととらない場合について示した。図より、Gold 系列の場合と同様に、偶相互相関値が 0 をとる場合の方が奇相互相関値の分散は小さいため、QS(OG-r) の情報変調を考慮した相互相関値は、 $\frac{r-1}{2}$ チップ以内の同期タイミングずれが存在する場合に小さいということが分かる。

以上の結果より、QS(G-r) 及び QS(OG-r) は同期許容範囲内で、偶相互相関値だけでなく奇相互相関値も小さく抑えられている。よって、これらの準同期拡散符号系列を用いることにより同期タイミングのずれが存在する場合にも、多元接続干渉を原因とする誤りを小さくすることができるものと考えられる。また、同期許容範囲内での QS(G-r) と QS(OG-r) の奇相互相関値の分布において、QS(OG-r) は 0 となる確率が最も高くなっているが、QS(G-r) は 1 をとる確率が最も高く、偶相互相関と同様の議論ができるため、偶、奇相互相関特性の分布から、QS(OG-r) を用いた方が優れた特性が得られるものと推測できる。

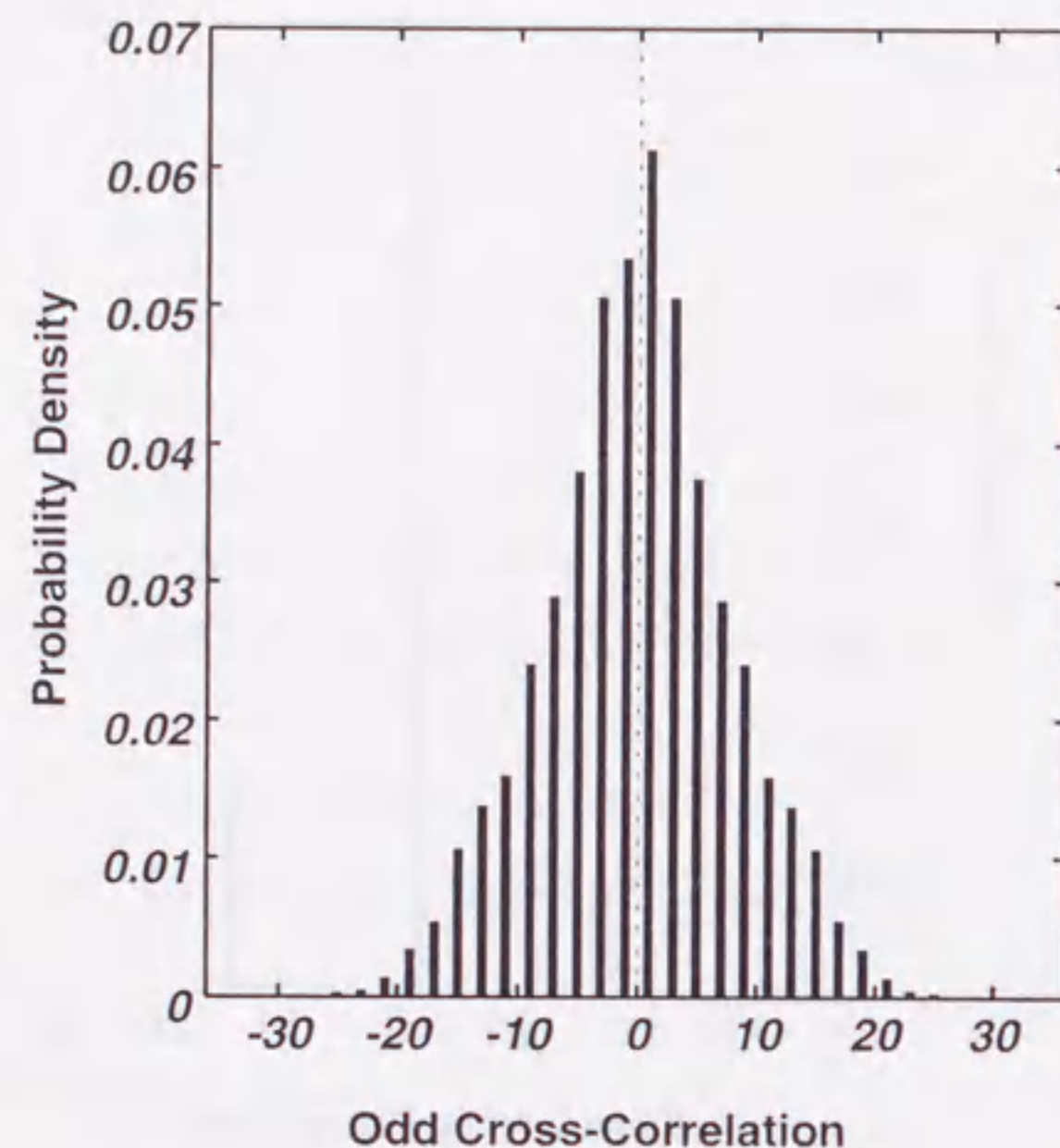


図 7.4: Gold 系列の奇相互相関値の分布の一例 ($N = 63$)

7.4 同期タイミングのずれ

本節では、QS-CDMA 方式における、準同期拡散符号の特性評価を行う前に、QS-CDMA における各ユーザのアクセスタイミングのずれについて検討する。各ユーザ局のスペクトル拡散信号を基地局の受信端において同期させる方法の一つとして考えられるのは、基地局が同期のためのマスターコードと呼ぶ特別な符号を用意することである [22]。各ユーザ局は、このマスターコードを受信し、その情報によりユーザ局と基地局との距離を推定し、その各々の距離に合わせて基地局の受信端において同期アクセスするよう送信タイミングを調整していく。また、最近では GPS (Global Positioning System) を用いてユーザ局の位置を測定し、基地局間の距離を計測するという方法も考えられている [68]。しかし、QS-CDMA 方式を移動体通信に適用することを想定すると、各ユーザ局と基地局との距離変動により伝搬遅延は変動していくため、その推定を完全に行うのは非常に困難である。また、距離の正確な推定が可能であっても、同期タイミングの測定に用いる時計の精度により、同期タイミングずれが生じる。

以上のような原因により発生する、各ユーザ信号間の同期タイミングのずれはある

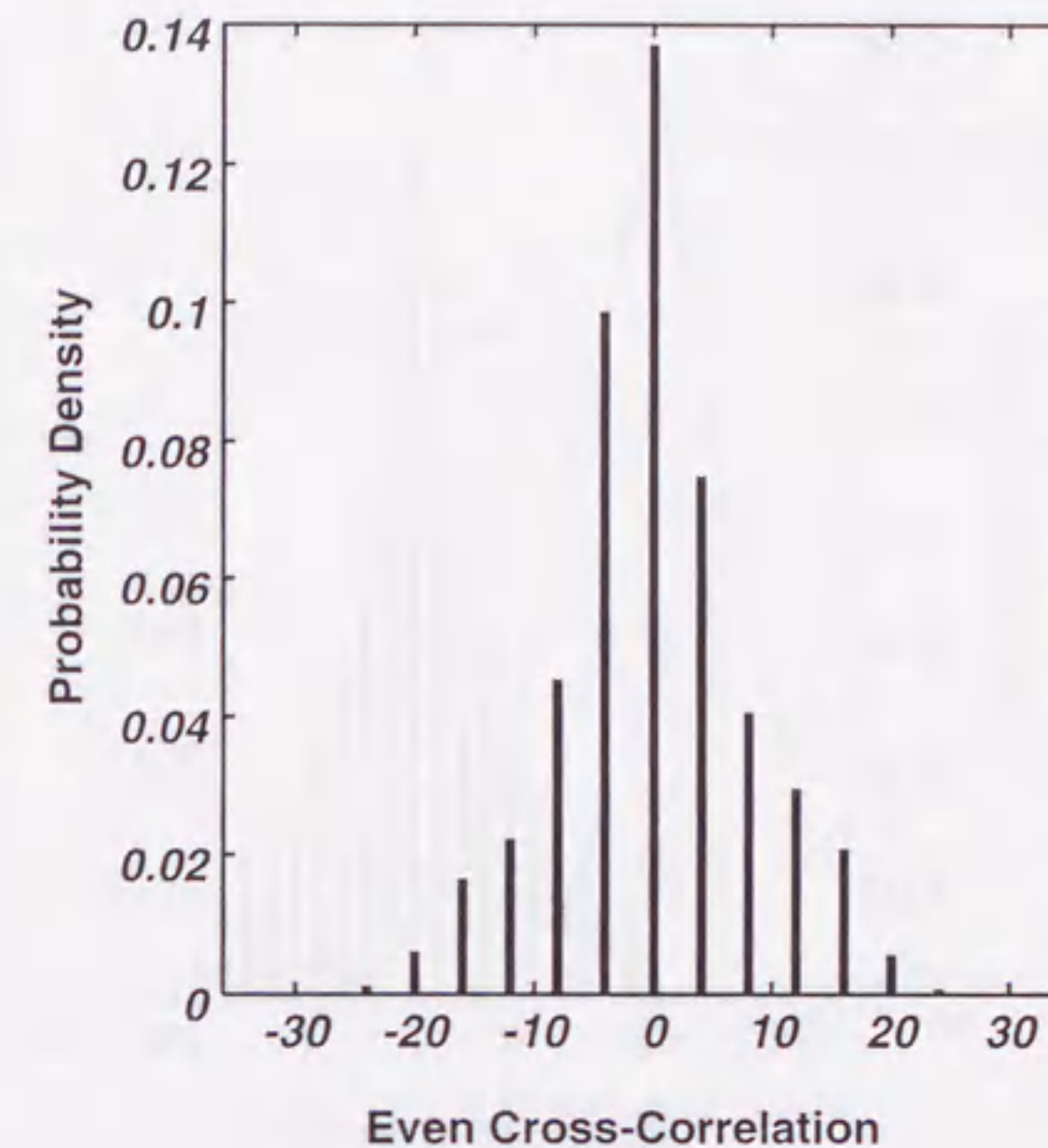


図 7.5: 直交 Gold 系列の偶相互相関値の分布の一例 ($N = 64$)

同期タイミング $\tau = 0$ を中心に分布することが予想される。CDMA 方式では、多数のユーザ局が同一の同期タイミングに合わせて信号の送信を行う。ここでは、各ユーザ局の信号送信は、互いに独立な過程と考えている。通常、ユーザ局から基地局への上りリンクにおいては、ユーザ局間で、送信を行う / 行わない等の交渉は行わないため、このような仮定も妥当なものだと考えられる。また、各ユーザ局は互いに同一の環境にいると考ええると、信号到着の分布は各ユーザ局において同一の分布になると考えられる。これらの仮定の上に立つと、同期タイミングに合わせて信号送信するという過程が、多数のユーザ局によって、独立に行われるため、中心局限定理により到着分布はガウス分布となる。多元接続数が少数であるときは、この仮定は必ずしも妥当とはいえないが、同時送信局数が小さい場合の誤り率は小さく、同期タイミングの分布にはほとんど依存しないものと考えられる。そこで本研究では、同期タイミングのずれの分布は $\tau = 0$ を中心にしたガウス分布であると想定する。分布の平均値は 0、分散を σ^2 [chip²] とする。

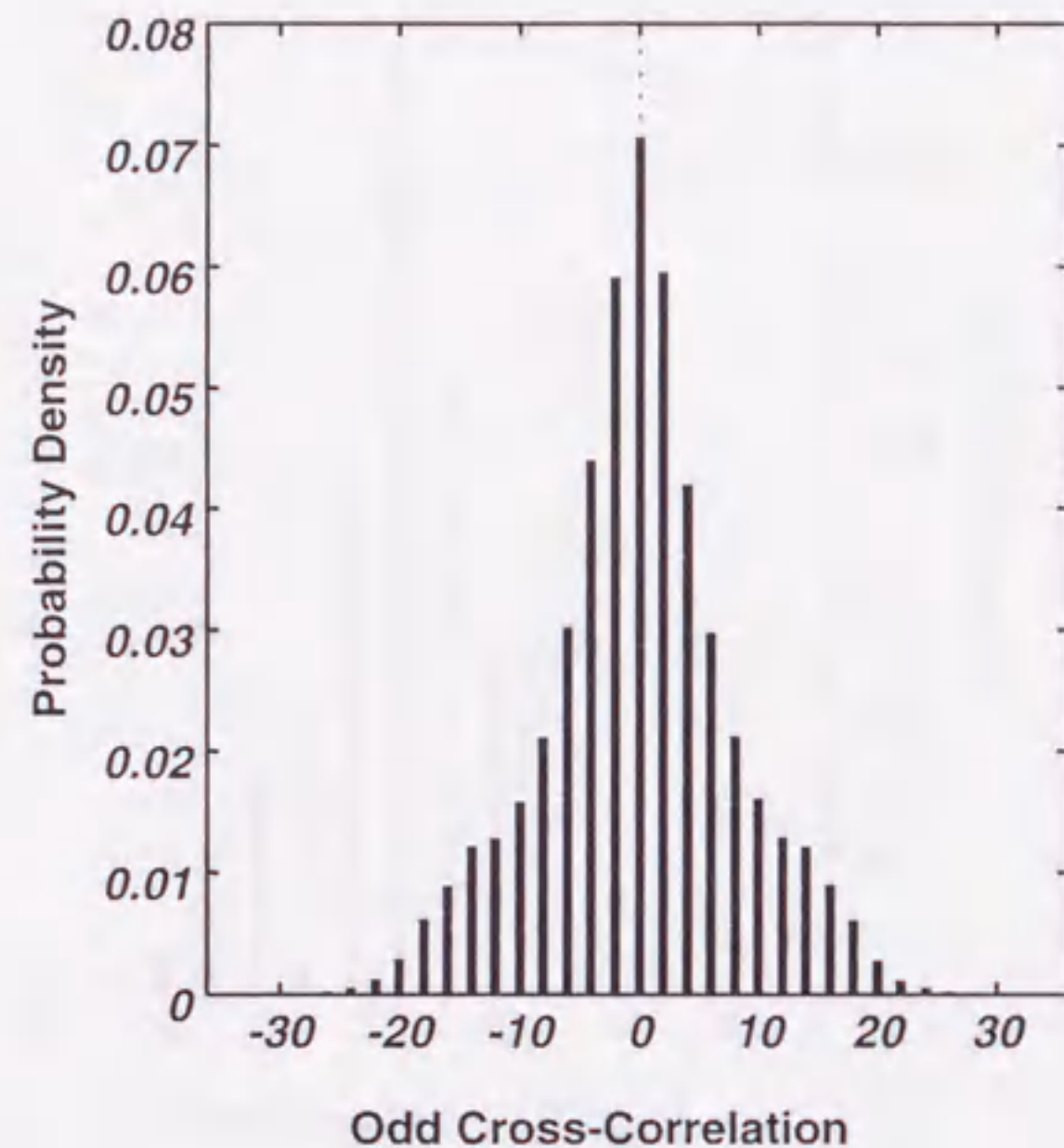


図 7.6: 直交 Gold 系列の奇相互相関値の分布の一例 ($N = 64$)

7.5 平均ビット誤り率特性

導出した準同期拡散符号系列の性能を (5.13) を用いて平均ビット誤り率により比較する。ここで、信号の受信電力は各ユーザ局で同一とし、誤りの原因としては、AWGN と多元接続干渉を考える。

7.6 数値例

図 7.9 に QS(G-3) ($N = 63$) と QS(OG-3) ($N = 64$) の平均ビット誤り率特性を示した。ここで、 $E_b/N_0 = 15$ [dB], 同時送信局数は $K = 2, 6, 16$, 同期タイミングずれはガウス分布に従うものとし、分布の標準偏差値 σ [chip] を横軸とした。QS(G-3) の生成多項式は $h_u(x) = x^6 + x^5 + x^2 + x + 1$, $h_v(x) = x^6 + x + 1$, 系列数は $M = 16$ である。QS(OG-3) の生成多項式は $h_u(x) = x^6 + x^5 + 1$, $h_v(x) = x^6 + x^5 + x^3 + x^2 + 1$ であり、符号数は $M = 16$ である。

図より、両方の準同期拡散符号系列は、標準偏差値が 0 から 0.4 チップ程度までは同期タイミングずれが無い場合 ($\sigma = 0$) と同程度のビット誤り率特性を示す。そして、標準偏差が 0.4 チップよりも大きくなると、ずれが大きくなるにつれて特性は劣

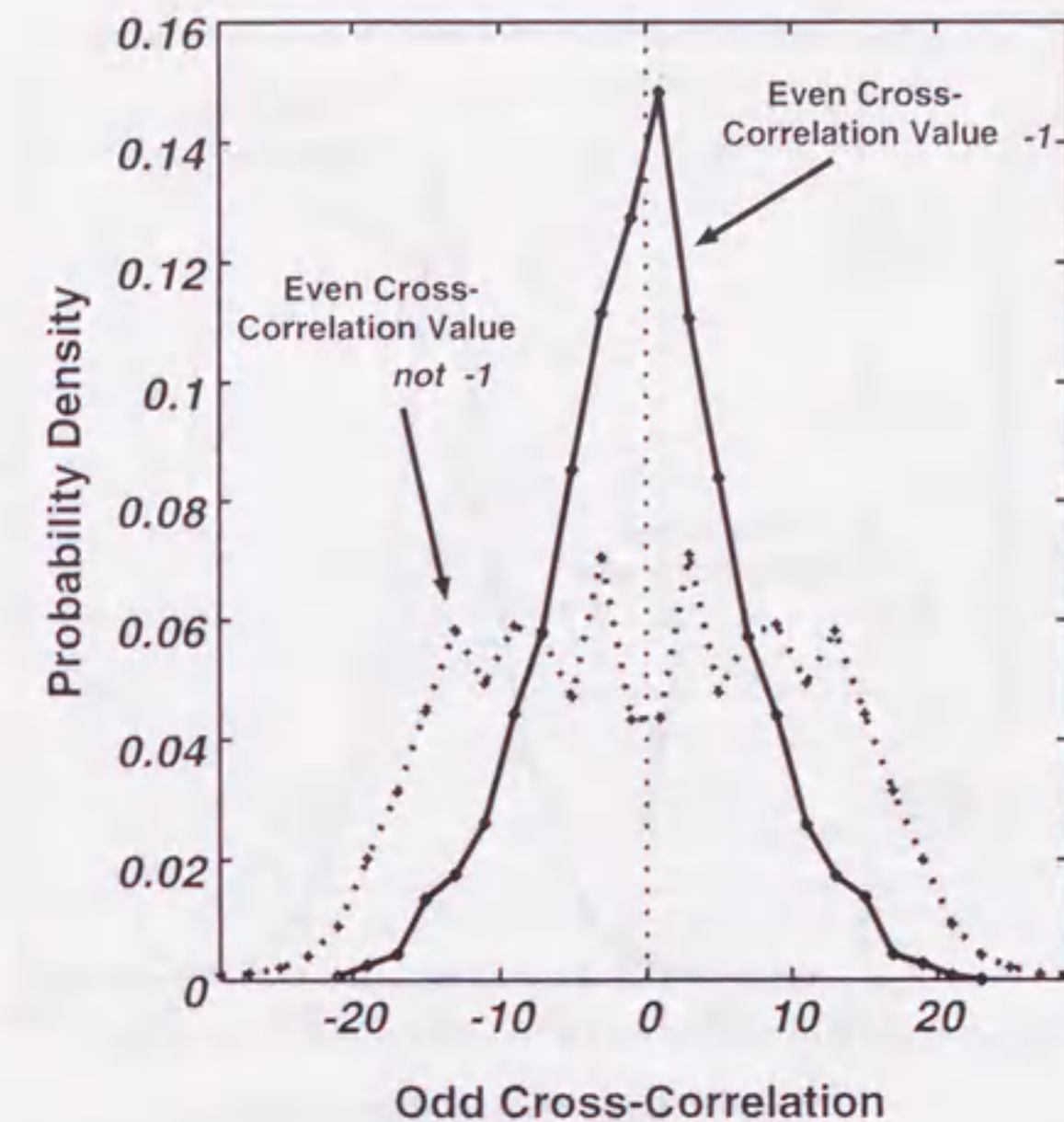


図 7.7: Gold 系列の偶相互相関値が -1 である場合とそうでない場合における奇相互相関値の分布 ($N = 63$)

化する今、同期タイミングずれの許容範囲を $r = 3$ としているから、準同期拡散符号系列の相互相関値は同期タイミングのずれの大きさが 1 チップ以内であれば両符号とも最小となる。同期タイミングずれの標準偏差が 0.4 チップよりも大きいところで特性劣化が起きているのは、干渉となる信号の同期タイミングずれの大きさが、用いている準同期拡散符号系列の同期タイミングずれの許容範囲を越える割合が大きくなったためと考えられる。以上のことから、同期タイミングずれの分布がガウス分布に従う場合、 $r = 3$ である準同期拡散符号系列を用いて、S-CDMA 方式と同程度の特性を達成できる同期タイミングずれの標準偏差は $0 \leq \sigma \leq 0.4$ チップであることが分かる。

次に QS(OG-3) と QS(G-3) のビット誤り率特性を比較する。同期タイミングずれの許容範囲外 ($\sigma > 0.4$) では同時送信局数 K の値にかかわらず用いる拡散符号による特性の差は見られない。また、同期タイミングずれの許容範囲内では、同時送信局数 K の値が小さいときには両方の準同期拡散符号の特性にはほとんど差がみられない。QS(OG-3) は、同時送信局数 K が増加すると、 $\sigma = 0.4$ のあたりでわずかに特性が劣化するとどまり、大きな劣化は見られない。一方、QS(G-3) を用いた場合は、同時送

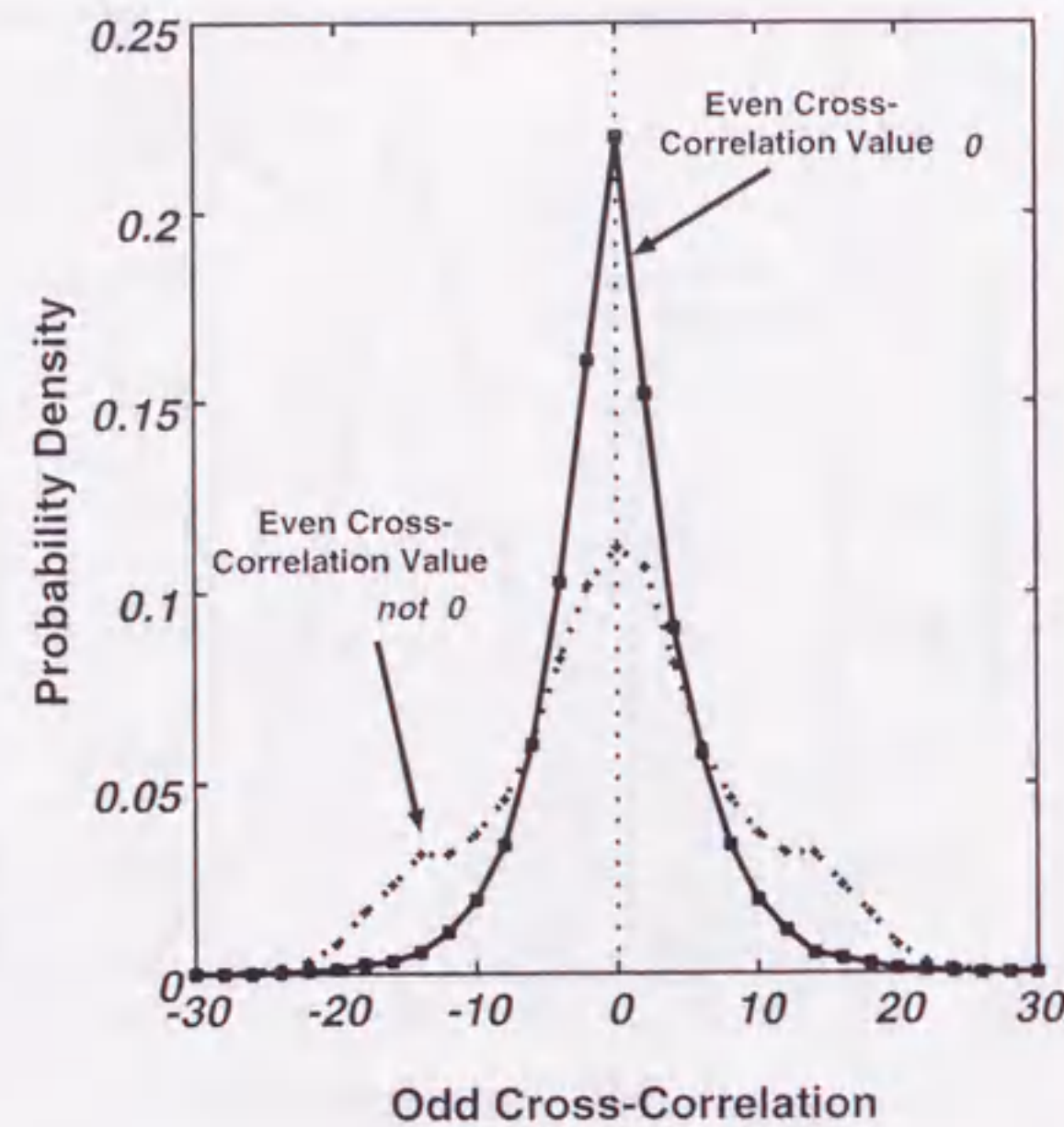


図 7.8: 直交 Gold 系列の偶相互相関値が 0 である場合とそうでない場合における奇相互相関値の分布 ($N = 64$)

信局数 K が増加するに従って徐々に特性の劣化が生じることが分かる。これらのことから、符号系列の同期タイミングずれの許容範囲内において、同時送信局が大きい程、QS(OG-3) は QS(G-3) よりも優れたビット誤り率特性を示すが、同期タイミングずれの許容範囲外では、両者の特性に違いは見られないことがわかる。

通常、ビット誤り率特性は、データの変調のため奇相互相関特性の影響を受ける。図 7.3.4 より、QS(OG-3) は奇相互相関値として 0 をとる確率が最も高いが、QS(G-3) は 1 をとる確率が最も高いことを示した。従って、QS(G-3) は同時送信局数 K が大きくなると相互相関値が大きくなるため特性劣化が生じるが、QS(OG-3) はその影響が比較的少ないと言える。

7.7 まとめ

本章では、CDMA Slotted ALOHA 方式に準同期 CDMA 方式を適用するシステムについて検討する準備として、準同期 CDMA 方式で用いることに適した拡散符号系列である準同期拡散符号系列について検討を行った。具体的には、従来提案されて

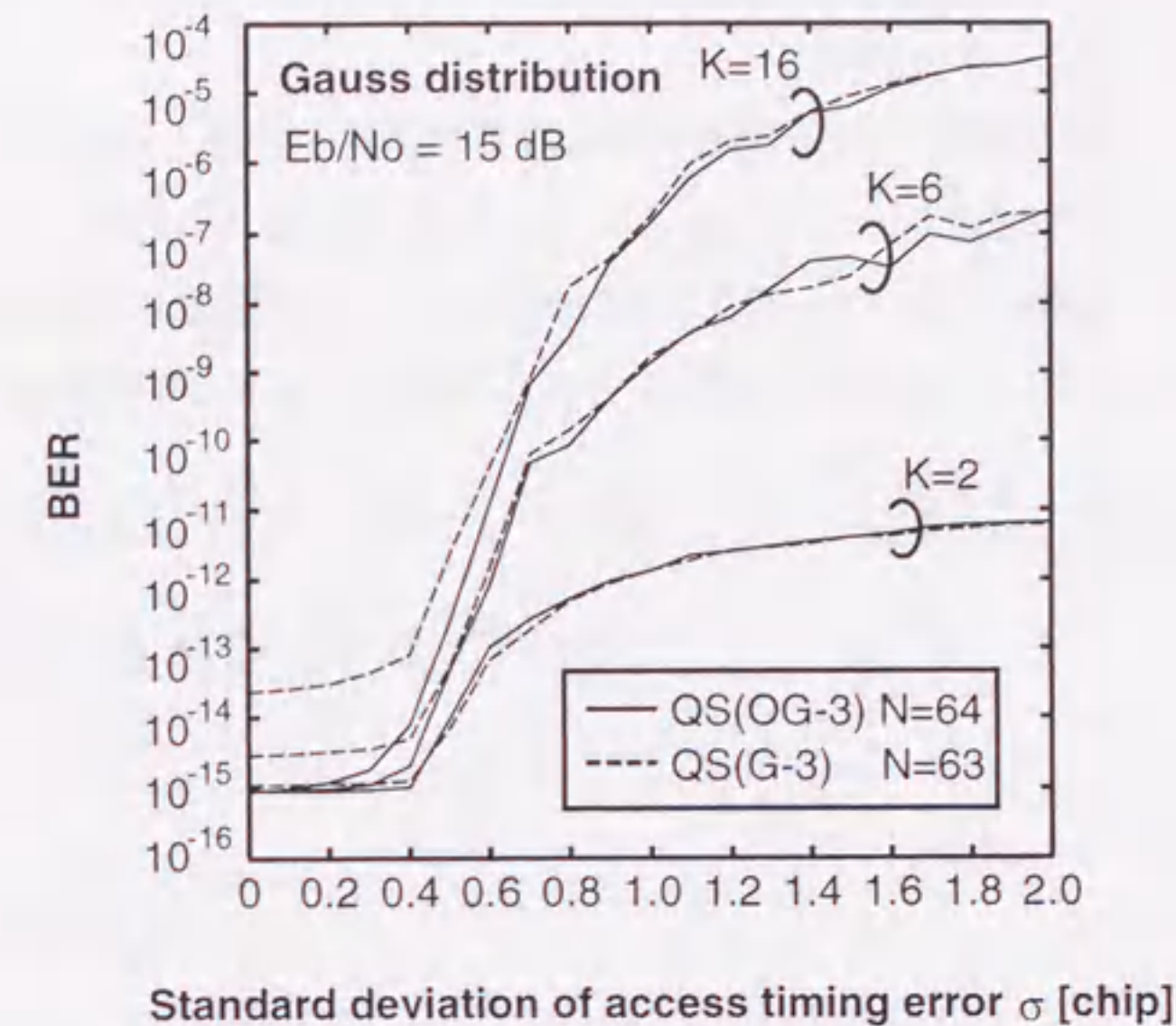


図 7.9: 準同期拡散符号系列の同期タイミングずれに対する BER 特性

いた、Gold 符号から特に準同期 CDMA において優れた相互相関特性を持つ系列を抜きだして構成する準同期符号である QS(G- r) と、本研究で新たに提案した、直交 Gold 符号を基にした準同期符号である QS(OG- r) の特性比較を行った。準同期拡散符号の導出方法として、QOQS(r)、OQS(r) という準同期 CDMA における系列間の関係を定義し、準同期 CDMA において相互相関特性が似た系列をグループ化することにより、従来考えられていた、Gold 符号、直交 Gold 符号から導いた準同期拡散符号と同じ大きさの系列が一つの符号から複数見つかることや、マルチコード伝送に適した系列が比較的容易に求められることが分かった。同期許容範囲を r とする準同期拡散符号系列の系列数を求めたところ、近い系列長では両方の準同期拡散符号系列で系列数に差はあまり見られない。一方、共通した性質として、同期許容範囲を大きくすると系列数は減する傾向にあることが分かった。また、QS(OG- r) は偶相互相関値、奇相互相関値ともに同期タイミング付近で 0 をとる確率が高いが、QS(G- r) は -1 または +1 をとる確率が高いため、同時送信局数の増加により、QS(G- r) のビット誤り率特性に劣化が生じるが、QS(OG- r) はほとんど劣化が生じないことが分かった。QS(OG- r) は系列が互いに直交するため、QS(G- r) に比べて同期許容範囲内でより低い誤り率を達成するが、その差はそれほど大きなものではない。

また、最近になって、2 値系列であって、同期タイミングずれの許容範囲が広く、そ

の範囲内で相互相関値に加え、自己相関値のサイドローブも共に零となる準同期拡散符号系列が導かれている [69].

次章では、本章で検討を行った準同期拡散符号系列を使用した場合における、準同期 CDMA 方式を適用した CDMA Slotted ALOHA 方式の特性について検討を行う。準同期 CDMA において、相互相関特性に優れた準同期拡散符号系列を用いるため、非同期の CDMA Slotted ALOHA 方式と比較して大きく特性改善が期待できる。

第 8 章

準同期 CDMA 方式を用いた CDMA Slotted ALOHA 方式

8.1 はじめに

前章までは、CDMA Slotted ALOHA 方式の特性解析と特性改善の手法、また、準同期 CDMA 方式に用いる拡散符号系列の検討を行った。通常の CDMA Slotted ALOHA 方式は、パケットの同期が必要にもかかわらず、特性の面では CDMA Unslotted ALOHA 方式とほとんど変わらない方式である。CDMA Unslotted ALOHA 方式では、ユーザ局のパケット送信は自由なタイミングで行うことができるが、CDMA Slotted ALOHA 方式では、スロット同期が必要となり、システムの複雑さという点では、CDMA Unslotted ALOHA 方式の方が有利である。

高能率パケット通信を考えると、従来の CDMA Unslotted/Slotted ALOHA 方式を越えるような特性改善手法が望まれる。そこで、本章では、CDMA Slotted ALOHA 方式がスロット同期を基本とすることに着目し、スロットに対するパケット同期の精度を、準同期 CDMA 方式で行われる同期の精度まで高め、拡散符号として準同期拡散符号を用いることによりスループット特性の改善を図る。拡散符号として、前章で検討を行った $QS(G-r)$ 、 $QS(OG-r)$ を用いる。本章では、準同期 CDMA 方式を用いた CDMA Slotted ALOHA 方式 (QS-CDMA Slotted ALOHA 方式) の AWGN チャネル、周波数非選択性フェージングチャネルにおける特性評価を行う。

8.2 AWGN チャネルにおける QS-CDMA Slotted ALOHA 方式のスループット特性

8.2.1 システムモデル

本節で取り扱う QS-CDMA Slotted ALOHA 方式は、4.3.1 節に示したシステムを基にしたものである。ここでは、主な相違点について述べることにする。

まず、用いる拡散符号には、前章で述べた準同期拡散符号系列を用いる。準同期拡散符号系列の系列数を M として、システム内ユーザ局数 K_{sys} も同じく M とする。ここで、拡散系列は、予め各ユーザ局に固有に割り当てられているものとする。ユーザ局数は有限であるため、パケットの発生はポアソン分布ではなく、二項分布に従う確率過程となる。同期タイミングずれは、7.4 節で述べたものと同様に、平均 0 (同期タイミングを 0 として)、分散 σ^2 [chip²] のガウス分布に従うものとする。

8.2.2 QS-CDMA Slotted ALOHA 方式のスループット特性

本節では、前節で述べたシステムモデルに基づき QS-CDMA Slotted ALOHA 方式のスループット特性の解析を行う。

ユーザ局が 1 スロット時間あたりにパケットを送信する平均の確率を $\lambda = G/T_{slot}$ とする。あるスロットに対して k のパケットが送信される確率は、システム内の K_{sys} のユーザ局のうち、 k がパケット送信を行い、 $K_{sys} - k$ が送信を行わないという確率であり、この確率過程は二項分布に従うから、

$$P_B(k, T_{slot}) = \binom{K_{sys}}{k} \lambda^k (1 - \lambda)^{K_{sys} - k} \quad (8.1)$$

と表される。

更に、同時送信パケット数が k 個の時の、ビット誤り率 $P_b(k)$ を用いて QS-CDMA Slotted ALOHA 方式のスループットは次式のように表される。

$$S(G) = \sum_{k=1}^{\infty} k P_B(k, T_{slot}) (1 - P_b(k))^L \quad (8.2)$$

ここで、 $P_b(k)$ は、(5.13) を用いて求めた。

8.2.3 数値例

図 8.1 に AWGN チャネルにおける QS-CDMA S-ALOHA 方式のスループット特性を示す。ここで、パケット長は $L = 1000$ [bits]、 $E_b/N_0 = 10$ [dB] である。準同期

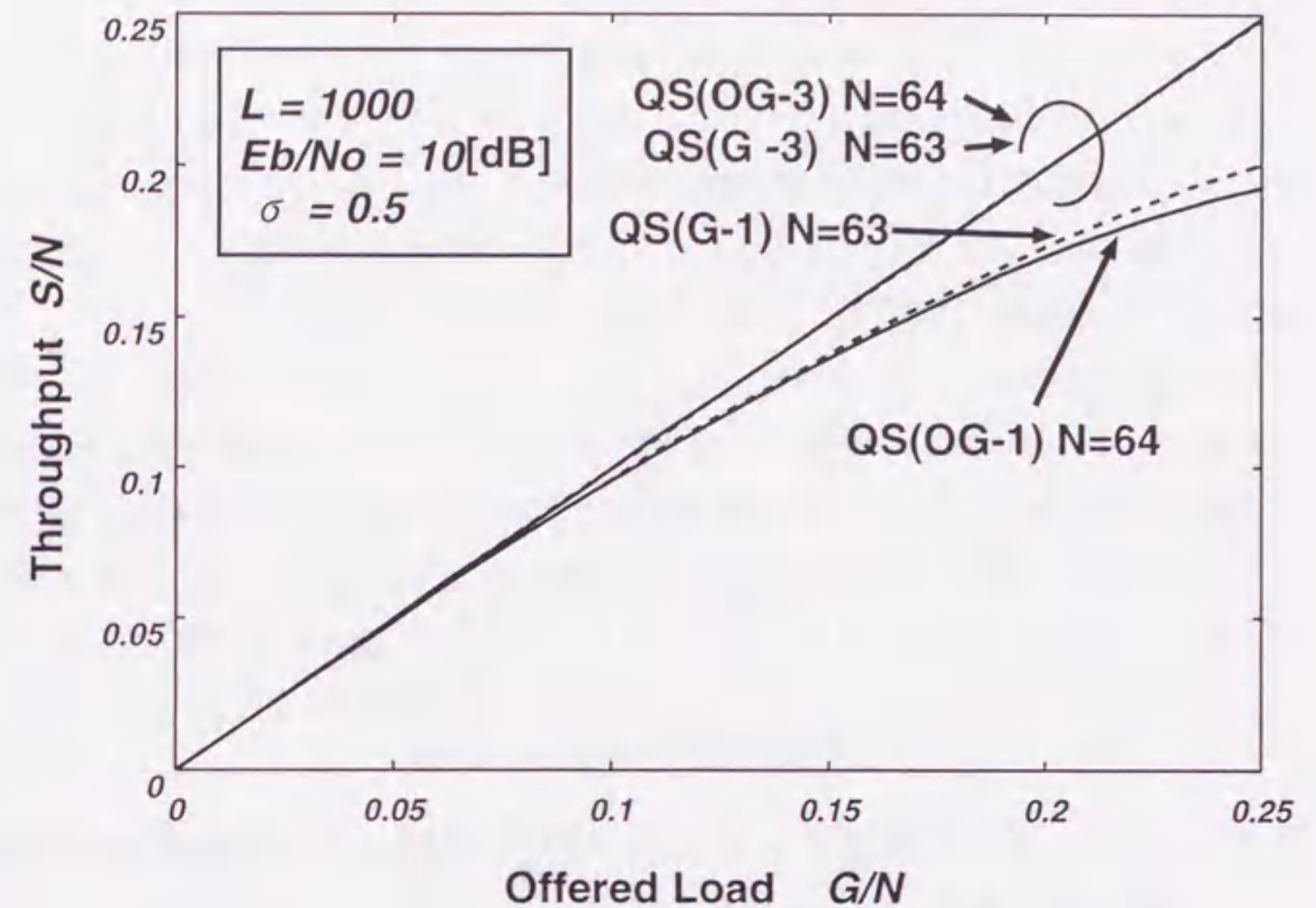


図 8.1: QS-CDMA S-ALOHA 方式のスループット特性

の精度を表す、同期タイミングずれの標準偏差は、 $\sigma = 0.5$ [chip] とした。拡散符号は、拡散率 $N = 64$ の QS(OG-3) と QS(OG-1)、拡散率 $N = 63$ の QS(G-3) と QS(G-1) である。前章で述べた通り、これらの準同期拡散符号系列は、Gold 符号、直交 Gold 符号から、相互相関特性が条件を満たすものを抜き出した系列から構成される符号であり、相互に包含関係が成り立つ。ここで、これらの準同期符号の包含関係を示すと、 $QS(G-3) \in QS(G-1) \in \text{Gold 符号}$ 、 $QS(OG-3) \in QS(OG-1) = \text{直交 Gold 符号}$ 、である。

図より、同じ同期タイミングずれの許容範囲を持つ拡散符号である、QS(OG-3) と QS(G-3) をそれぞれ用いた場合のスループット特性はほぼ一致することが分かる。これらのスループットの傾きはほぼ 1 程度であり、パケット成功確率はほぼ 1 であることが分かる。これらのことから、信号対雑音電力スペクトル密度比が $E_b/N_0 = 10$ [dB] と大きいことと、信号の同期タイミングずれが同期タイミングの前後 1 チップ以内に高い確率で収まることから、非常に低いビット誤り率が達成されていることが分かる。しかし、ここで用いた準同期拡散符号系列は系列長の 1/4 しか存在せず、符号数が少ないという問題がある。

次に、QS(OG-1) を用いた場合のスループット特性を QS(OG-3) を用いた場合と比

較する。図 8.1 より、QS(OG-3) を用いた場合の方が高いスループットを示していることが分かる。QS(OG-3) は QS(OG-1) のサブセットであるから、平均ビット誤り率に関しては QS(OG-3) が優れていることは当然であるが、スループットの最大値を比較しても QS(OG-3) を用いた場合の方が高い値をとるため、QS-CDMA S-ALOHA 方式の QS-sequences としては QS(OG-3) の方が優れた符号であるといえる。また、QS(G-3) と QS(G-1) についても同様の議論ができる。

最後に、拡散系列として QS(OG-1) と QS(G-1) を用いた場合のスループット特性を比較すると、QS(OG-1) を用いた場合の方がわずかに優れた特性が得られている。これは、同期タイミングにおける相互相関値が QS(OG-1) の方が小さいこと、奇相互相関において QS(OG-1) の方が 0 をとる確率が高く、それほど大きな相互相関値をとらないためだと考えられる。このことから、QS-CDMA S-ALOHA 方式において、直交 Gold 系列は Gold 系列よりも特性の良い拡散符号であるといえる。

8.3 フェージング環境下における QS-CDMA Slotted ALOHA 方式のスループット特性

本節では、周波数非選択性フェージングチャネルにおける QS-CDMA Slotted ALOHA 方式のスループット特性を求め、前節で検討した、AWGN チャネルにおける特性との比較を行う。

QS-CDMA 方式では、ユーザ局間のタイミング同期が重要な技術課題である。高い同タイミングの精度を達成することは、衛星通信や、高速移動通信では困難であるが、ユーザ局間の距離が短い環境であれば比較的容易に実現できるものと考えられる。そのような環境の一つに室内環境がある。室内環境では、マルチパス間の電波伝搬路距離差が非常に短くなるため、複数のパスが一つの信号パスのような到着の仕方をするため、信号振幅の変動が信号全体に渡って生じる。ここでは、室内通信を想定した通信路モデルとして、周波数非選択性フェージングチャネルを考える。

周波数非選択性フェージングチャネルにおいては、フェージングにより 1 パケット長に渡って信号振幅が変動し、干渉のみならず、受信信号電力によっても特性劣化が生じることになる。このようなフェージング環境においては、小さな相互相関値を持つ系列間においても、互いの信号電力の差により、一方の信号が他方の信号への大きな干渉になりえる。そのため、同期タイミング付近において相互相関値が -1 となる準同期拡散符号系列を用いたとしても特性が劣化するものと推測される。しかしながら、直交 Gold 符号から導いた QS(OG- r) は、同期タイミングずれの許容範囲内で相互相関値が 0 になるため、信号振幅の変動にも耐性を持つものと考えられる。

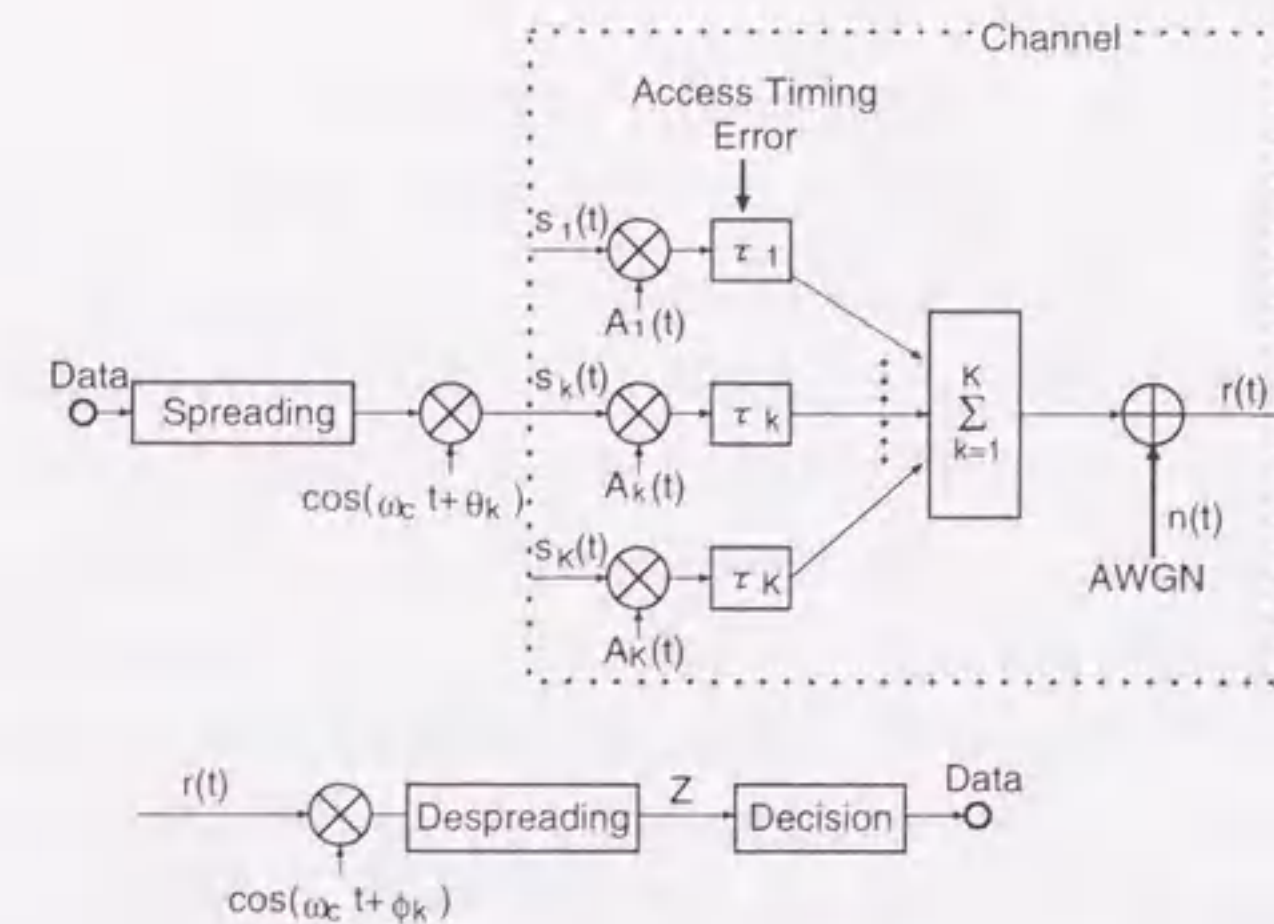


図 8.2: 送信機及び受信機モデル

8.3.1 フェージング

ユーザ局と基地局間の通信において、基地局へ到着する電波は、直接波や建築物等で反射、回折された波が各々異なった径路を経て加え合わされたものになる。それぞれの電波が通る径路長は異なるため、マルチパス信号の重なり合った受信波の振幅や位相は、時間的な変動を伴った波になる。このような現象をフェージングと呼ぶ [35]。本節では、受信波の振幅の分布が Rayleigh 分布に従い、位相変動が $[0, 2\pi)$ の間で一様分布する周波数非選択性フェージング通信路を想定する。

8.3.2 システムモデル

システム内には、 K_{sys} のユーザ局が存在し、これらのユーザが基地局から別チャネルで送信される同期タイミングに従ってスロット及びタイミング同期を取り、パケットを送信する。また、基地局からの信号には、電力制御に関する情報も流され、各ユーザ局の送信する受信電力は、等しい平均電力に保たれるとする。ここで、電力制御は開ループで行うため、時々刻々の変動には対応できないものとする。

図 8.2 に周波数非選択性フェージング通信路を含めた送信機及び受信機のモデルを示した。ここで、遅延分散はスペクトル拡散信号の 1 チップ時間 T_c よりも短い 1 波モデルを用いる。

8.3.3 数値例

本節で示すスループット特性の導出には, (5.15) を用いた。

図 8.3.3 にフェージング環境下における QS-CDMA Slotted ALOHA 方式のスループット特性を示した。ここで, パケット長を $L = 1000$ [bits], $E_b/N_0 = 30$ [dB] とした。(信号対雑音電力スペクトル密度比は非常に高く, ほとんど雑音が無い状態である。このとき, パケット内のデータビット誤りは, 主に干渉によって生じる。) 拡散符号としては, 系列長が $N = 64$ の QS(OG-3) と $N = 63$ の QS(G-3) である。また, 同期タイミングずれは, 同期タイミングを中心として, 平均 0, 標準偏差がそれぞれ $\sigma = 0.2, 0.5, 1.0$ [chip] のガウス分布に従う確率変数とした。

図より, 同期タイミングずれの標準偏差値が $\sigma = 0.2, 0.5$ [chip] と比較的小さい場合には, QS(OG-3) を用いると QS(G-3) を用いた場合よりも優れたスループット特性を示し, 約 2 倍程度良好となっている。また, $\sigma = 1.0$ である場合にも, QS(OG-3) を用いることで, QS(G-3) を用いるよりも高いスループットとなるが, 特性差は小さくなる。準同期拡散符号 QS(OG-3) と QS(G-3) は, 共に同期タイミングずれが前後 1 チップ時間以内であれば, 相互相関値が 0, -1 と小さな値をとる。スループット特性からは, 同期タイミングずれの大きさが前後 1 チップ以内に収まる確率が高い程, QS(OG-3) は QS(G-3) よりも優れた特性を示すといえる。これは, 振幅変動により, 相互相関値が増幅されて大きな干渉になること, そのような信号が幾つか足し合わせられることにより大きな干渉となること, 希望信号の受信信号が落ち込んでいる所に, 大きな干渉成分が加わる可能性が増加するためだと考えられる。拡散符号 QS(OG-3) に含まれる系列間は前後 1 チップ時間以内の同期タイミングずれに対しては直交するため, 少なくとも干渉成分が(相対的に)大きくなることによる特性劣化という可能性は無くなる。この点において, QS(OG-3) はより高い特性が得られたと考えられる。

前節の, AWGN チャネルにおける結果と比較すると, QS(OG- r) の QS(G- r) に対する相互相関特性の優位性は, 周波数選択性フェージングチャネルにおいてより顕著に現れることが分かる。

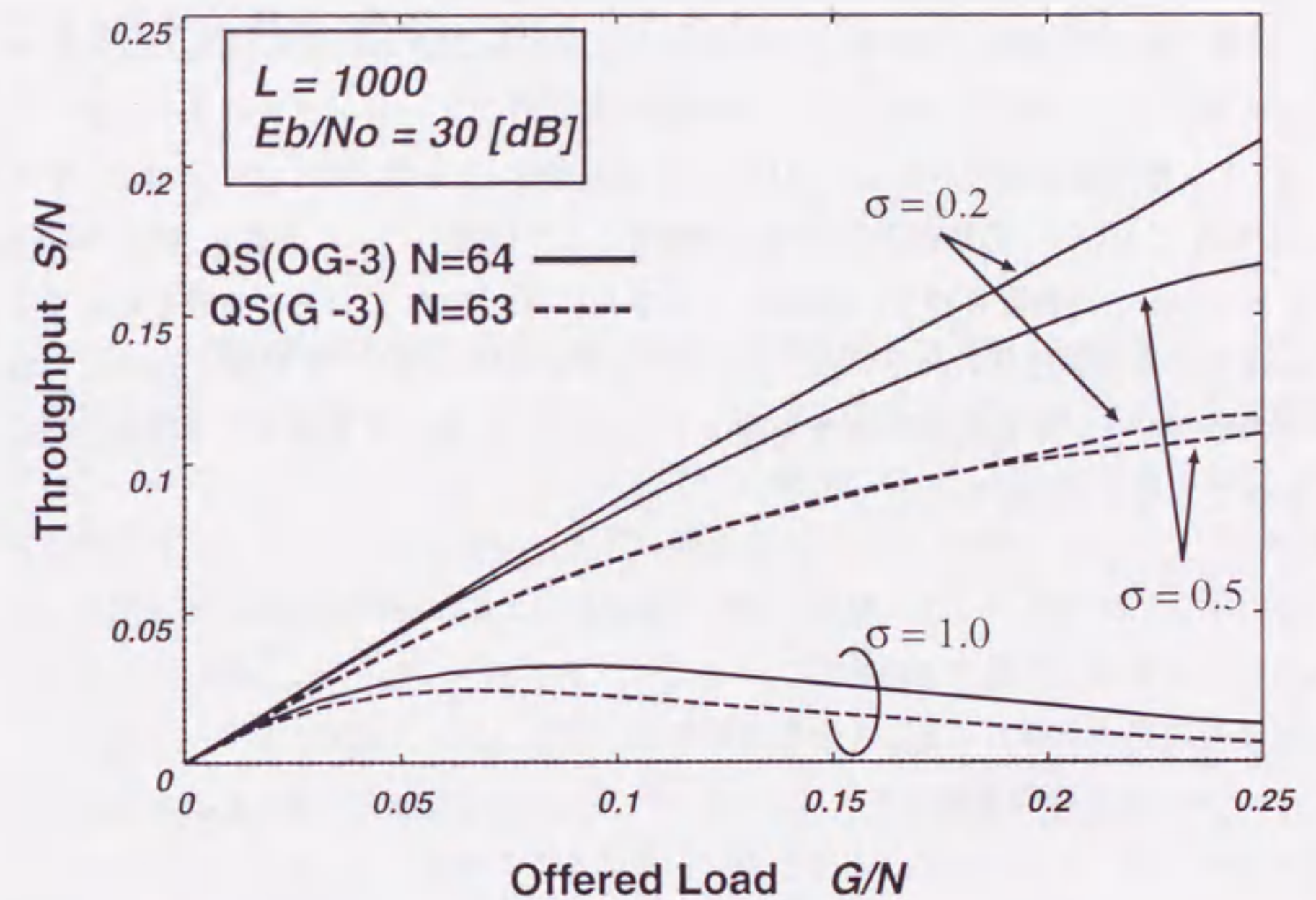


図 8.3: フェージング環境下における QS-CDMA Slotted ALOHA 方式のスループット特性

8.4 まとめ

本章では、準同期 CDMA を用いた CDMA Slotted ALOHA 方式のスループット特性に関する検討を行った。通常の CDMA Slotted ALOHA 方式は、CDMA Unslotted ALOHA 方式と同程度のスループット特性しか得られないが、同期に基づく準同期 CDMA 方式を適用して、更に特性改善する余地があるので、この点について検討を行った。CDMA Unslotted ALOHA 方式は、パケットの到着がランダムであるので、本章での検討のように、拡散符号の相互相関特性により特性改善をすることはできない。

本章では、準同期 CDMA 方式を用いた CDMA Slotted ALOHA 方式のスループット特性を、AWGN チャンネルと周波数非選択性フェージングチャンネルにおいて検討した。準同期拡散符号として、 $QS(G-r)$ 、 $QS(OG-r)$ を用いた。 $QS(G-r)$ は、準同期 CDMA において、奇数長系列の相互相関値としては最小の -1 となり、 $QS(OG-r)$ は 0 となるという特徴を持つ。AWGN チャンネルにおいては、これらの符号を用いてもそれほど特性差は見られないが、フェージングチャンネルでは、準同期 CDMA において系列が直交する $QS(OG-r)$ を適用することにより、高いスループット特性を得ることができると分かった。

第 9 章

Decorrelating Detector を用いた同期 CDMA 方式

9.1 はじめに

これまで、準同期 CDMA 方式を用いる時に想定される信号間の同期タイミングずれを許容できる拡散符号について検討を行ってきた。準同期 CDMA に適した拡散符号を用いることにより、同期タイミングがずれた場合についても干渉を 0 または、小さく抑えることができる。しかし、実際に通信を行う場合、同期タイミングずれは必ずしも想定する範囲内に収まるという保証は無く、同期タイミングが大きくずれることが考えられる。このとき、同期タイミングずれの許容範囲を越えて到着した信号によって生じる干渉が問題となる。また、受信機に到達する信号は様々な伝搬路を通った信号の合成波となるため、そのようなマルチパスによる影響も問題となる。

CDMA 方式において、干渉による特性劣化を改善する手法として、マルチユーザディテクションによる干渉除去が考えられている [70], [71]。マルチユーザディテクションの一方式として、Decorrelating Detector (DD) があり、特に遠近問題に耐性を持つ干渉除去方式として知られている [70]–[73]。DD では、送信側で用いられた拡散符号系列によって構成される相関行列の逆行列を受信信号の Matched Filter (MF) 出力に作用させることにより、干渉成分の除去を行う。DD を用いた受信は、受信局において相関行列が既知であれば、干渉信号を完全に除去することができるという利点を持つ一方で、雑音成分が DD を通過する際に電力増幅されてしまう、雑音強調効果という問題がある [71]。

本章では、同期 CDMA 信号を DD を用いて受信した場合における雑音強調効果特性とビット誤り率特性を評価し、従来の MF による受信との特性比較を行う。また、拡散符号系列の相互相関値と DD により生じる雑音強調効果の関係が明らかにし、雑

音強調に耐性のある相互相関特性, 拡散符号の検討を行う。解析には, 全拡散符号系列間の相互相関値が等しいという仮定を用いる。これにより, 相関行列の逆行列を容易に求めることができる。また, 雑音強調の解析の際, 通常独立な変数として取り扱われる, 異なる MF から出力された雑音成分を, その相関を考慮に入れて検討を行う。

一般的な CDMA 方式では, 自及び他ユーザ局からのマルチパスを含めた干渉信号が原因で生じる特性劣化を防ぐために, 干渉除去が考えられている。準同期 CDMA 方式では, 準同期拡散符号系列の相互相関特性によって, ある程度の同期タイミングずれを許容できるが, 大きくタイミングがずれる信号やマルチパスの影響を抑えることはできない。そのため, 実際のシステムでは, それらの干渉波の影響を低減するために, 干渉除去方式が用いられるものと考えられる。準同期 CDMA 方式に干渉除去方式を適用する場合の基礎的な検討として, 本章では, 同期 CDMA 信号を Decorrelating Detector (DD) 受信機で受信し, 干渉除去を行う場合について述べる。

9.2 システムモデル

システムモデルを図 9.1 に示す。検討を行うシステムは, 到着信号のタイミングが全て同期している S-CDMA 方式を用いたシステムである。送信ユーザ局 i は, l 番目の情報ビット $d_{i,l}$ に固有の拡散符号系列 $\mathbf{a}_i = \{a_{i,1} \ a_{i,2} \ \dots \ a_{i,N}\}^t$ (系列長 N [chips/bit]) を乗算した信号 $d_{i,l}\mathbf{a}_i$ を送出する。ここで, t は, 行列の転置を示す。送信信号は, 信号毎に異なる伝搬遅延 τ_i と, チャンネルにおける振幅変動 A_i の影響を受けた後, 白色ガウス雑音 $\mathbf{n}' = (n'_1, n'_2, \dots, n'_N)^t$ が加えられ, 受信局で受信される。ここで, 雑音ベクトルの各成分の分散は $\sigma_n^2 = \frac{N_0}{2}$ である。本研究では, 理想的に τ_i は信号間で等しく, A_i は一定 ($A_i = A$) であるとする。今, K の送信局が送信を行ったとすると, l 番目のデータに相当する受信信号 \mathbf{r}_l は,

$$\mathbf{r}_l = \sum_{k=1}^K \mathbf{a}_k^t A_k d_{k,l} + \mathbf{n}' \quad (9.1)$$

と表される。

次に, 受信局における受信機モデルを示す。受信信号 \mathbf{r}_l は, MF バンクに入力されて MF 毎に出力が得られる。ここで, l 番目のデータに対応する MF 出力は,

$$\mathbf{y}_l = \mathbf{C}^t \mathbf{r}_l = \mathbf{R} \mathbf{A} \mathbf{d}_l + \mathbf{n} \quad (9.2)$$

と表すことができる。ここで, \mathbf{C} は拡散符号系列ベクトルを成分とする行列であり, $\mathbf{C} = (\mathbf{a}_1, \mathbf{a}_2, \dots, \mathbf{a}_K)$ と表され, \mathbf{A} は各送信信号の振幅を成分に持つ対角行列で, 次

式で表され,

$$\mathbf{A} = \begin{pmatrix} A_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & A_2 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & A_K \end{pmatrix} \quad (9.3)$$

\mathbf{d}_l は, 各データを成分とするベクトルであり, $\mathbf{d}_l = (d_{1,l}, d_{2,l}, \dots, d_{K,l})^t$ と (ただし, $d_{k,l} \in \{\pm 1\}$) 表され, \mathbf{R} は拡散符号系列間の相関値を成分とする相関行列を示し,

$$\mathbf{R} = \mathbf{C}^t \mathbf{C} = \begin{pmatrix} 1 & \rho_{1,2} & \dots & \rho_{1,K} \\ \rho_{2,1} & 1 & \dots & \rho_{2,K} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \rho_{K,1} & \rho_{K,2} & \dots & 1 \end{pmatrix} \quad (9.4)$$

と表され, \mathbf{n} は, 雑音 \mathbf{n}' の MF 出力で,

$$\mathbf{n} = \begin{pmatrix} n_1 \\ n_2 \\ \vdots \\ n_K \end{pmatrix} = \mathbf{C}^t \mathbf{n}' = \begin{pmatrix} \mathbf{a}_1^t \mathbf{n}' \\ \mathbf{a}_2^t \mathbf{n}' \\ \vdots \\ \mathbf{a}_K^t \mathbf{n}' \end{pmatrix} \quad (9.5)$$

と表される。

MF 出力 \mathbf{y}_l は, 相関行列 \mathbf{R} の逆行列 \mathbf{R}^{-1} に相当する機能を有する DD に通される。DD は, 送信データの推定値 $\hat{\mathbf{d}}_l$ を 1 ビット毎出力する。ここで, DD 出力は次式で表すことができる。

$$\hat{\mathbf{d}}_l = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{y}_l = \mathbf{A} \mathbf{d}_l + \mathbf{R}^{-1} \mathbf{n} \quad (9.6)$$

受信局では, MF 出力 \mathbf{y}_l または DD 出力 $\hat{\mathbf{d}}_l$ を基にして l 番目のデータを復号する。

9.3 ビット誤り率解析

ある受信データに着目し, そのデータの誤り率の解析を行う。同期は完全であるという仮定より, 各データに対する MF 出力及び DD 出力は, 前後のデータに対する出力と独立している。このため, 以下の解析ではデータの順番を示す添字は省略する。また, 解析の簡易化のため, 各拡散符号系列間の相互相関値は等しく ρ とする。この

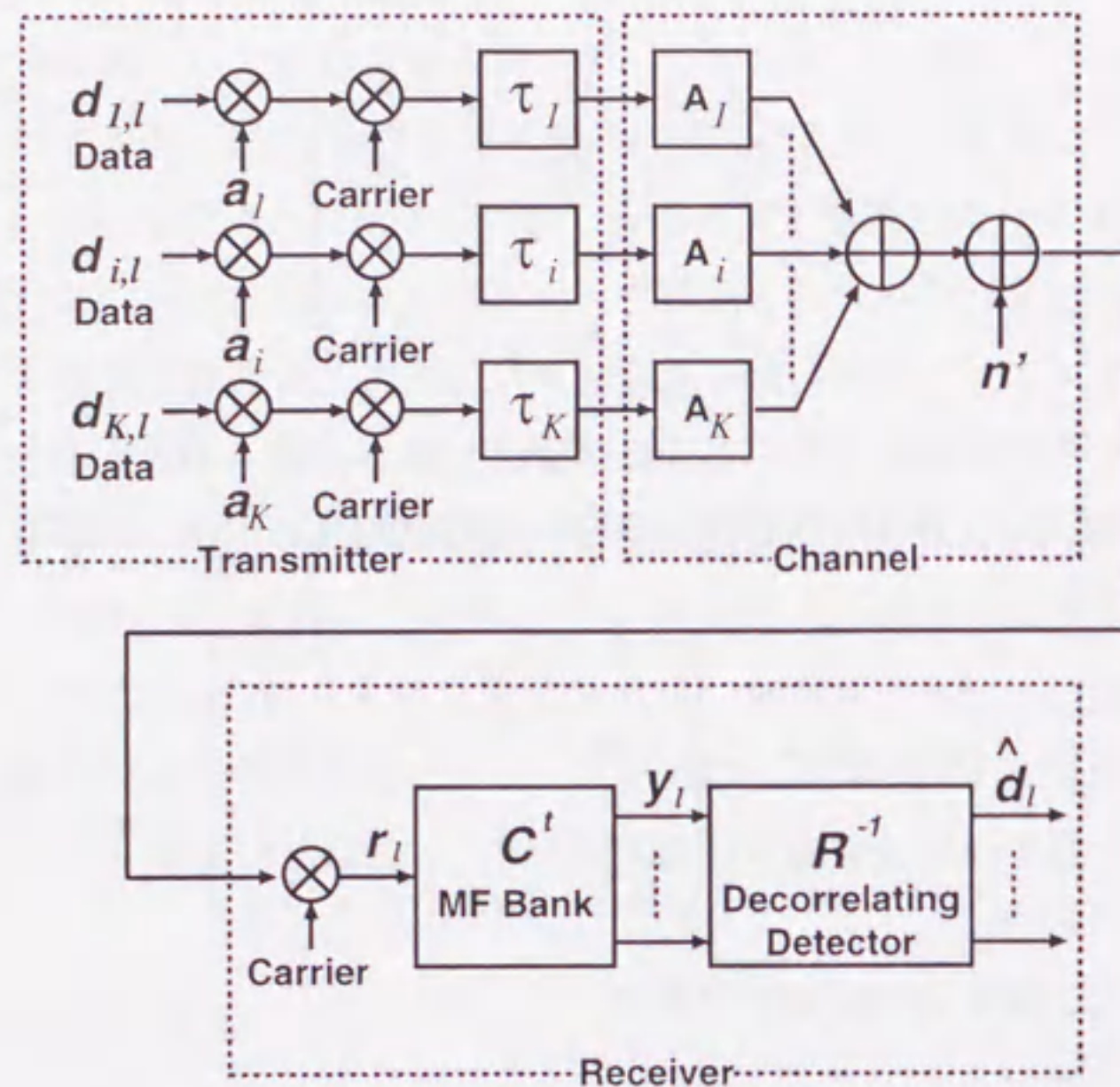


図 9.1: システムモデル

仮定より、同時送信局数が K のときの相関行列 \mathbf{R} は次式のような K 次の正方行列で表される。

$$\mathbf{R} = \begin{pmatrix} 1 & \rho & \dots & \rho \\ \rho & 1 & \dots & \rho \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \rho & \rho & \dots & 1 \end{pmatrix} \quad (9.7)$$

ただし、(9.7) は正定値行列でなくてはならない。この条件より、 ρ の取り得る範囲は、 $K \geq 2$ のとき $-1/(K-1) < \rho < 1$ と定められる。

9.3.1 MF 出力をもとにデータ判定を行った場合のビット誤り率

本節では、DD を用いずに、MF 出力をもとに硬判定でデータの判定を行う場合について、ビット誤り率の解析を行う。今、同時送信局数が K であるとする。MF 出力 (9.2) より、ユーザ局 i に対する MF 出力 y_i は、

$$y_i = A_i d_i + \sum_{k=1, k \neq i}^K \rho A_k d_k + n_i \quad (9.8)$$

と表される。(9.8) の第 2 項は、二項分布に従う、平均 0、分散 $(K-1)\rho^2$ のランダム変数である。これは、 K の値が大となれば、中心極限定理より、同一の平均、分散値を持つガウス分布に従うランダム変数とみなすことができる。ここでは、(9.8) の第 2 項を、全ての K に対して、前述の平均、分散値を持つガウスランダム変数と近似する。また、(9.8) の第 3 項は、平均 0、分散 $E\{n_i^2\} = \sigma_n^2$ である。以上のことから、(9.8) はユーザ局 i のデータに、平均 0、分散 $(K-1)\rho^2 + \sigma_n^2$ のガウス雑音を加わった確率変数と考えることができる。

以上のようにして求めた MF 出力をもとに、データ判定を $\hat{d}_i^{(MF)} = \text{sgn } y_i$ と行った場合の平均ビット誤り率 $P_b^{(MF)}$ は、次式のように表される。

$$\begin{aligned} P_b^{(MF)} &= Q\left(\sqrt{\frac{A_i^2}{(K-1)\rho^2 + \sigma_n^2}}\right) \\ &= Q\left(\sqrt{\left((K-1)\rho^2 + \frac{N_0}{2E_b}\right)^{-1}}\right) \end{aligned} \quad (9.9)$$

ここで、 $Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty e^{-t^2/2} dt$ であり、 $E_b/N_0 = A_i^2/\sigma_n^2$ である。また、

$$\text{sgn } x = \begin{cases} 1 & x \geq 0 \\ -1 & x < 0 \end{cases} \quad (9.10)$$

とする。

ここで得られたビット誤り率は、相互相関値に関する仮定と各データの独立性より、送信局 (拡散符号) によらない値を示す。

9.3.2 DD 出力をもとにデータ判定を行った場合のビット誤り率

次に、DD 出力で判定を行う場合のビット誤り率を考える。DD 出力値を $\hat{d}^{(DD)}$ とすると、これは

$$\begin{aligned} \hat{d}^{(DD)} &= \mathbf{R}^{-1} \mathbf{y} \\ &= \mathbf{A} \mathbf{d} + \mathbf{R}^{-1} \mathbf{n} \end{aligned} \quad (9.11)$$

と示される。(9.7) で与えられる相関行列の階数は、

$$\text{Rank}(\mathbf{R}) = K \quad (9.12)$$

である。よって、 \mathbf{R} には逆行列が存在する。相関行列の逆行列 \mathbf{R}^{-1} の i 行 j 列成分を $x_{i,j}$ とすると、

$$\begin{aligned} x_{i,i} &= \frac{1+(K-2)\rho}{(1-\rho)(1+(K-1)\rho)} = \alpha \quad (i=j) \\ x_{i,j} &= \frac{-\rho}{(1-\rho)(1+(K-1)\rho)} = \beta \quad (i \neq j) \end{aligned} \quad (9.13)$$

となる [72]。ここで、対角成分、非対角成分を右辺のように α, β とおく。

MF 出力を DD に入力した場合、送信局 i のデータ推定値 $\hat{d}_i^{(DD)}$ は、(9.11) の i 番目の要素として、次式で表すことができる。

$$\hat{d}_i^{(DD)} = A_i d_i + \sum_{k=1}^K x_{i,k} n_k \quad (9.14)$$

この式の第1項は、ユーザ局の希望信号が振幅変動を受けた形で表され、第2項は、相関行列の逆行列成分と各 MF 出力における雑音成分とが掛け合わされて、信号数分足し合わされたものである。(9.14) の第2項は、平均が0となり、分散は次のように求められる。はじめに、項の二乗平均をとると、

$$\begin{aligned} E \left\{ \left(\sum_{k=1}^K x_{i,k} n_k \right)^2 \right\} &= \alpha^2 E \{ n_i^2 \} + \beta^2 E \left\{ \sum_{k=1, k \neq i}^K n_k^2 \right\} \\ &\quad + 2\alpha\beta E \left\{ n_i \sum_{k=1, k \neq i}^K n_k \right\} \\ &\quad + \beta^2 E \left\{ \sum_{k=1, k \neq i}^K \sum_{l=1, l \neq i, k}^K n_k n_l \right\} \end{aligned} \quad (9.15)$$

となる。ここで、異なる MF から出力された雑音成分間の共分散 $E \{ n_k n_l \} (k \neq l)$ は、次式のように求められる。

$$\begin{aligned} E \{ n_k n_l \} &= E \left\{ \sum_{u=1}^N a_{k,u} n'_u \sum_{v=1}^N a_{l,v} n'_v \right\} \\ &= E \left\{ \sum_{u=1}^K a_{k,u} a_{l,u} n_u'^2 \right\} \\ &= \rho \sigma_n^2 \end{aligned} \quad (9.16)$$

ただし、チップ時間毎の雑音成分は互いに独立であるから、 $E \{ n'_u n'_v \} = 0$ が成り立つ。(9.15), (9.16) より、DD 出力における雑音成分の分散は、次式のようになる。

$$\begin{aligned} E \left\{ \left(\mathbf{R}^{-1} \mathbf{n} \right)_i^2 \right\} &= \left\{ \alpha^2 + (K-1)\beta^2 + 2(K-1)\rho\alpha\beta \right. \\ &\quad \left. + (K-1)(K-2)\rho\beta^2 \right\} \sigma_n^2 \end{aligned} \quad (9.17)$$

(9.14) の第2項は、ガウス分布に従うランダム変数 n_k に相関行列の逆行列成分が掛け合わされ、それらがユーザ数分足し合わされたものであるため、両項を足し合わせた変数の確率分布もガウス分布になる。前述したように、これらの項の分散は、MF 出力時点における雑音の分散 σ_n^2 に、ユーザ局数 K と相互相関値 ρ から成る定数が掛け合わされた形で表される。ここで、(9.17) で雑音の分散値に乗算されている定数部分を

$$\begin{aligned} \sigma_{NE}^2 &= \alpha^2 + (K-1)\beta^2 + 2(K-1)\rho\alpha\beta \\ &\quad + (K-1)(K-2)\rho\beta^2 \end{aligned} \quad (9.18)$$

と置き、雑音強調指数と呼ぶことにする。

DD の出力 $\hat{d}_i^{(DD)}$ をもとに、データ判定を行った場合のビット誤り率 $P_b^{(DD)}$ は、

$$P_b^{(DD)} = Q \left(\sqrt{\frac{A_i^2}{\sigma_{NE}^2 \sigma_n^2}} \right) = Q \left(\sqrt{\frac{2E_b}{\sigma_{NE}^2 N_0}} \right) \quad (9.19)$$

となる。(9.9) と同様な理由により、(9.19) もユーザ局、情報ビットに依存しない。

9.4 相互相関値一定の2値拡散符号

一定の相互相関値をとるような2値拡散符号の生成法及び存在について検討する。

系列が $\pm 1/\sqrt{N}$ の値をとる場合、 $\rho = -1/N$ である符号は、M 系列 [72]、Gold 符号 [63], [64] を用いて生成可能である。M 系列を用いた場合、ある1つの M 系列に対して、それを1チップずつ位相シフトしたものを異なる系列とすることにより符号生成できる。このとき、符号の大きさは系列の周期 N と等しい。しかし、 $\rho = -1/N$ の場合、相関行列の階数から、DD を用いた干渉除去が可能となるのは、最大 $N-1$ の信号数までに限られる。一方、Gold 符号の場合、2つのプリファードペアな M 系列 (系列長 N) から $N+2$ の大きさを持つ符号が生成されるが、このうち $N+1$ 個の系列に対して、全ての系列組の相関値が $\rho = -1/N$ となり、符号の大きさは $N+1$ である。

系列長が N であり、相互相関値が全系列組に対して $\rho = a/N (a \in \mathbf{Z}, a \geq 0)$ となる符号は、同じく M 系列、Gold 符号をもとに生成できる。ここで、 \mathbf{Z} は整数の集合を表す。上記の M 系列から生成した符号、Gold 符号の全ての系列に対して、任意のチップ間、または、系列の前後に、 $1/\sqrt{N}$ または $-1/\sqrt{N}$ というチップを $a+1$ 個加えることにより相互相関値が全て $\rho = a/N$ となる符号ができる。このように生成した符号の大きさは、もともなった、M 系列、Gold 符号の系列長が、 N' であれば、それぞれ $N', N'+1$ となる。

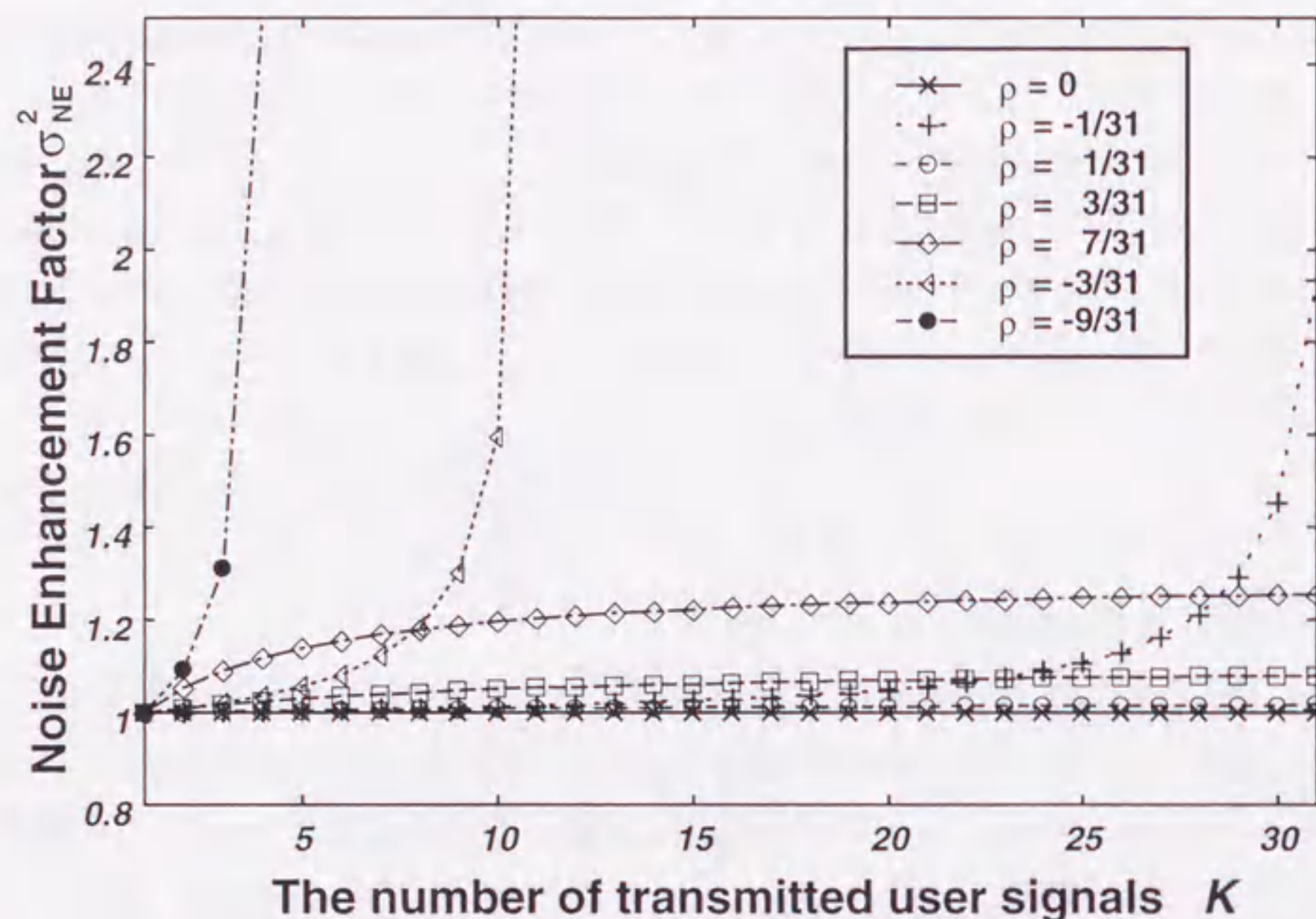


図 9.2: 同時送信局数に対する雑音強調指数

$\rho < 0$ となる 2 値系列の系列長において、一定である相互相関値に対して、符号の大きさの限界を、プロトキンの限界式を利用して求められる [74]. プロトキンの限界式は、符号長が N で符号の大きさが M の q 元符号の最小距離 d_{\min} の限界を次式のように与える.

$$d_{\min} \leq \frac{NM(q-1)}{(M-1)q} \quad (9.20)$$

これを、取り扱っている 2 値系列の場合に当てはめると、系列長 $N = 31$ で、全ての系列組が $\rho = -1/31, -3/31, -9/31$ という相関値をとる符号の大きさ M は、それぞれ、 $M \leq 32, M \leq 11, M \leq 4$ と上限が決定される.

ここでは、2 値系列を用いた場合について述べた. 同様の議論を多値、多相の系列を用いて行うことも可能であると考えられる. また、相互相関値が全て $\rho = a/N$ ($a \in \mathbb{Z}, a < -1$) となる符号を容易に生成することは難しいと考えられる. これらの問題点については、今後の課題とする.

9.5 雑音強調指数

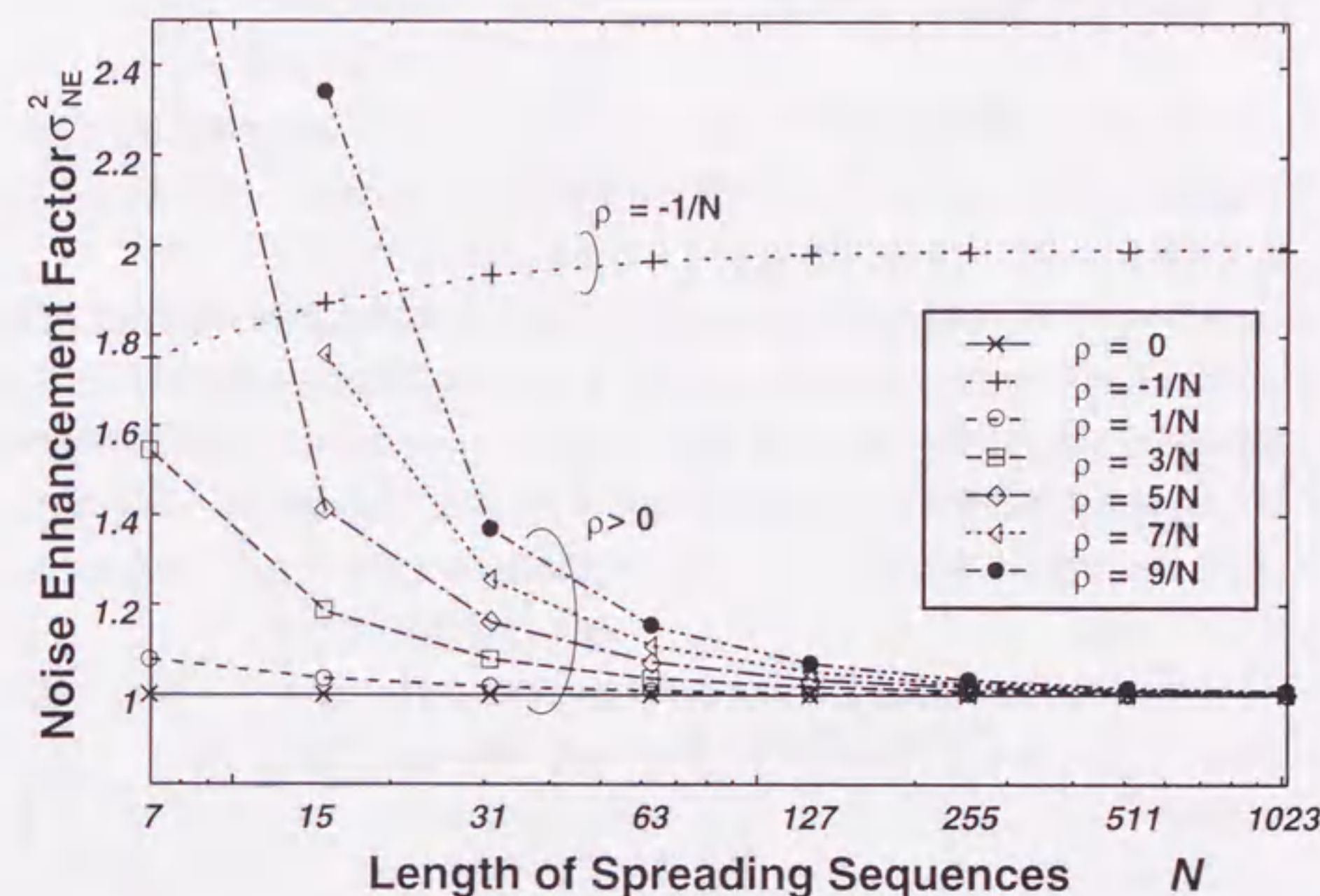


図 9.3: 拡散符号系列長に対する雑音強調指数

DD を用いた CDMA 方式の問題点の一つとして、雑音強調がある [71]. これは、 $\sigma_{NE}^2 > 1$ のとき、MF 出力を DD を通すことにより、雑音電力が増幅される効果である.

今節では、雑音強調指数 σ_{NE}^2 の特性を明らかにすることで、拡散符号の相互相関特性と雑音強調効果の関係を検討する. 雑音強調指数は、MF 出力における雑音電力と、(9.17) で表される DD 出力における雑音電力との比を表す値であり、雑音強調効果を表すことに適した指数といえる. (9.14) に示されるように、DD 出力には干渉成分が現れないため、干渉による特性劣化は生じない. しかし、雑音強調効果によってあまりにも雑音電力が増幅される場合には、DD を用いることにより、かえって通信品質が劣化することが考えられる. MF 出力における干渉・雑音電力和と比較して、DD 出力における (強調された) 雑音電力が大きい場合には、DD を用いて干渉を取り除く利点が失われてしまう. そのため、雑音強調指数はなるべく小さな値に抑えることが望ましいと言える.

図 9.2 に、同時送信局数 K に対する雑音強調指数を、相互相関値をパラメータとして示した. 用いた相互相関値は、 $\rho = 0, \pm 1/31, \pm 3/31, 7/31, -9/31$ である. これらの値は、 $N = 31$ とし、拡散符号系列チップが $\pm \frac{1}{\sqrt{N}}$ からなるときに、相互相関値として

取り得る値から選択した値である。また、比較として直交符号を用いた場合 ($\rho = 0$) についても示した。

$\rho = 0$ のとき、雑音強調指数は $\sigma_{NE}^2 = 1$ となり、DD による雑音強調は生じない。しかし、 $\mathbf{R} = \mathbf{R}^{-1} = \mathbf{I}$ (ただし、 \mathbf{I} は単位行列) であるから、DD は MF 出力に対して恒等変換を行うだけであり、DD を付加する利点は無い。

$\rho > 0$ のときは、同時送信局数の増加につれ、雑音強調指数は増加するが、ある程度の値をとるとその値は収束に向かう。 ρ が小さいほど雑音強調指数は小さな値をとり、その収束値も小さくなる。特に $\rho = 1/31$ のときは、 $\rho = 0$ の場合に非常に近い特性が得られ、雑音強調効果はほとんど無いものと考えられる。以上より、 $\rho > 0$ の場合、 ρ が小さい拡散符号を構成することにより、雑音強調効果を抑制することが可能であることが分かる。

$\rho < 0$ のとき、雑音強調指数は同時送信局数の増加につれて増加し、ある値に達したところで発散するという傾向を示す。発散する際の同時送信局数 K の値は、(9.13) より明らかである。図 9.2 では、より大きい同時送信局数 ($\rho = -3/31$ のとき $K \geq 12$, $\rho = -9/31$ のとき $K \geq 5$) に対して値をプロットしていない。これは、前節に示したように、 K 個の拡散符号間の相互相関値が全て ρ となるような 2 値符号を理論的に構成できないからである。

$\rho = -1/31$ のとき、 \mathbf{R} の階数が 31 であるから、同時送信局数が $K \leq 31$ の範囲で \mathbf{R}^{-1} が生成可能であるため、DD による干渉除去が可能となる。雑音強調指数は、 $K = 31$ のとき最大値をとり、DD はこのとき MF 出力における雑音電力を約 3 [dB] 増加させる。

MF 出力において、希望信号に対して $\rho = -1/31$ と $\rho = 1/31$ 、及び、 $\rho = -3/31$ と $\rho = 3/31$ という相関を持つ干渉信号の電力はそれぞれ等しい。しかし、それぞれの場合について雑音強調指数を比較すると、 $\rho < 0$ の方がより大きな値をとることが分かる。このことから、相互相関値が一樣に ρ をとり、DD を用いて干渉除去をする場合には、相互相関値を正にすることにより雑音強調効果の影響をそれほど受けず良好な通信が行えると言える。

図 9.3 に、拡散符号系列長 N に対する雑音強調指数を、相互相関値をパラメータとして示した。ここで、同時送信局数は、系列長と等しく $K = N$ とした。また、相互相関値は $\rho = 0, -1/N, 1/N, 3/N, 5/N, 7/N, 9/N$ とおいた。 $\rho > 0$ の場合、相互相関値の分子の値が固定であり、系列長が長くなるにつれて相対的に相互相関値が減少するため、系列長の増加に従い雑音強調指数も低減している。

一方で、 $\rho = -1/N$ の場合の雑音強調指数は、系列長が長くなると徐々に増加し、 $\sigma_{NE}^2 = 2$ に収束する。このように、相互相関値が互いに $\rho = -1/N$ となるような場

合には、 $K = N$ 個の信号を同時伝送した場合、DD を用いて干渉を除去する際に、ほぼ 3 [dB] 雑音電力が強調される。

拡散符号系列としてランダム系列を用いたときの周波数利用効率に関する解析論文では、DD で受信した場合、系列長に近い同時送信局数があると、周波数利用効率は著しく低下することが示されている [73]。この結果は、 $\rho = -1/N$ の場合における雑音強調指数の特性と同様である。これは、 $\rho = -1/N$ が、擬似ランダム系列の相互相関値であることに起因していると考えられる。今回の検討では、相互相関値一定という制限を設けているが、 $\rho = -1/N$ とした場合における特性が、ランダム系列を用いた場合と同様の傾向を示しているものと考えられる。

9.6 ビット誤り率特性の数値例

ここでは、S-CDMA 方式におけるビット誤り率の数値例を示すことにより、DD の性能を評価する。

以下の数値例では、系列長を $N = 31$ とした。

図 9.4 に、同時送信局数が $K = 10$ の場合において、 E_b/N_0 に対する、MF 出力をもとにデータ判定した場合、及び、DD 出力をもとにデータ判定した場合の平均ビット誤り率特性を示した。数値例に用いた相互相関値は、 $\rho = \pm 1/31, \pm 3/31$ であり、拡散符号に直交符号を用いた場合については、 $\rho = 0$ として示した。

$\rho = \pm 1/31, 3/31$ のときは、MF を用いた場合に比べて DD を用いた場合の方が良い誤り率が得られ、その値は、直交符号を用いた場合とほぼ変わらない。これは、MF 出力における干渉と雑音の電力和に比べ、DD 出力における (相関行列の逆行列により雑音強調された) 雑音電力の方が小さいからだと言える。 $\rho = -3/31$ のときは、 E_b/N_0 が 5.5 [dB] よりも小さい場合においては、MF を用いた場合の方がビット誤り率特性が優れているが、 E_b/N_0 が 5.5 [dB] よりも大きい場合において、特性の優劣は逆転する。MF を用いた場合、雑音電力が低いところでは干渉電力の影響による品質劣化が支配的となるため、信号対雑音電力比が大きくなっても特性は改善されない。DD を用いた場合、ビット誤り率特性は主に雑音電力の大きさに依存するため、信号対雑音電力比が大きくなればなるほど特性が改善される。 $\rho = -3/31$ の場合、同時送信局数、相互相関値から決定される雑音強調指数が比較的大きいため、 E_b/N_0 が小さいところで DD を用いると、雑音強調効果によりかえって特性が劣化する。

図 9.5 に、同時送信局数が $K = 31$ の場合の E_b/N_0 に対する、ビット誤り率特性を示す。ここでは、相互相関値を $\rho = \pm 1/31, 3/31$ とした。 $K = 10$ の場合に比べ、干渉信号数が増加したために、MF を用いた場合の特性は非常に劣化している。相互相関

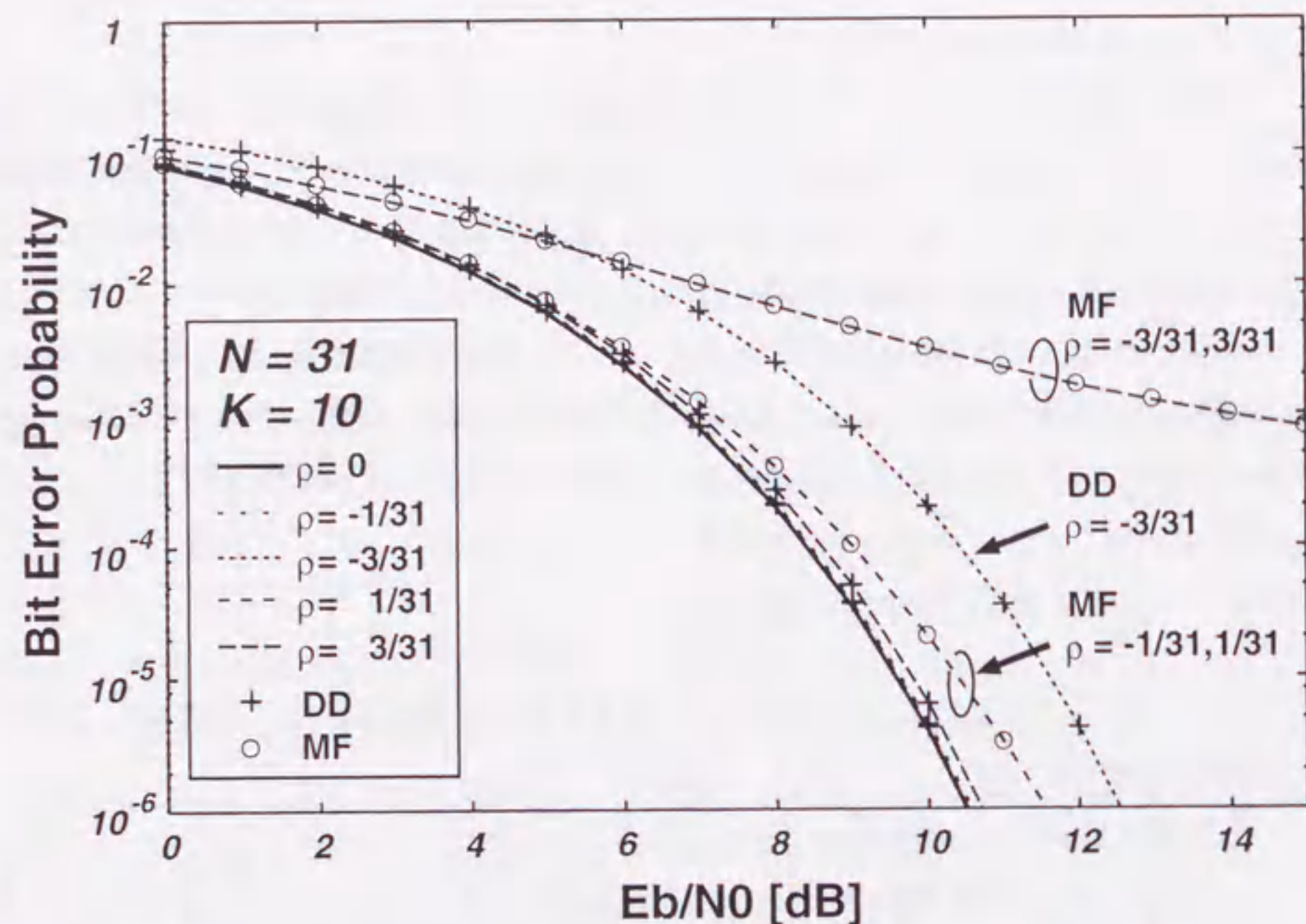


図 9.4: E_b/N_0 に対する平均ビット誤り率特性 ($k = 10$)

値が正のときは, DD を用いることにより特性は改善され, 直交符号を用いた場合に近いビット誤り率を示す. しかし, $\rho = -1/31$ のときは, 雑音強調が生じるために, 直交符号を用いた場合や $\rho = 1/31$ の場合に比べて約 3 [dB] の特性劣化が生じている. このとき, DD の特性が MF の特性を上回るのは, E_b/N_0 が 12 [dB] 以上においてである.

これらの数値例より, 相互相関値が一定で負のときは, DD, MF のどちらを用いた方がよいビット誤り率を達成できるかは, E_b/N_0 の値に依存することが分かる. 一方, 相互相関値が一定で正となる場合は, 雑音強調効果の影響が比較的小さくなるため, ほとんどの E_b/N_0 に対して DD を用いた方がよい特性が得られる. 特に, 系列間の相互相関値が $\rho = 1/N$ となるような拡散符号系列と DD を用いることにより, 同時送信信号数にかかわらず直交符号に準ずるビット誤り率特性が得られる.

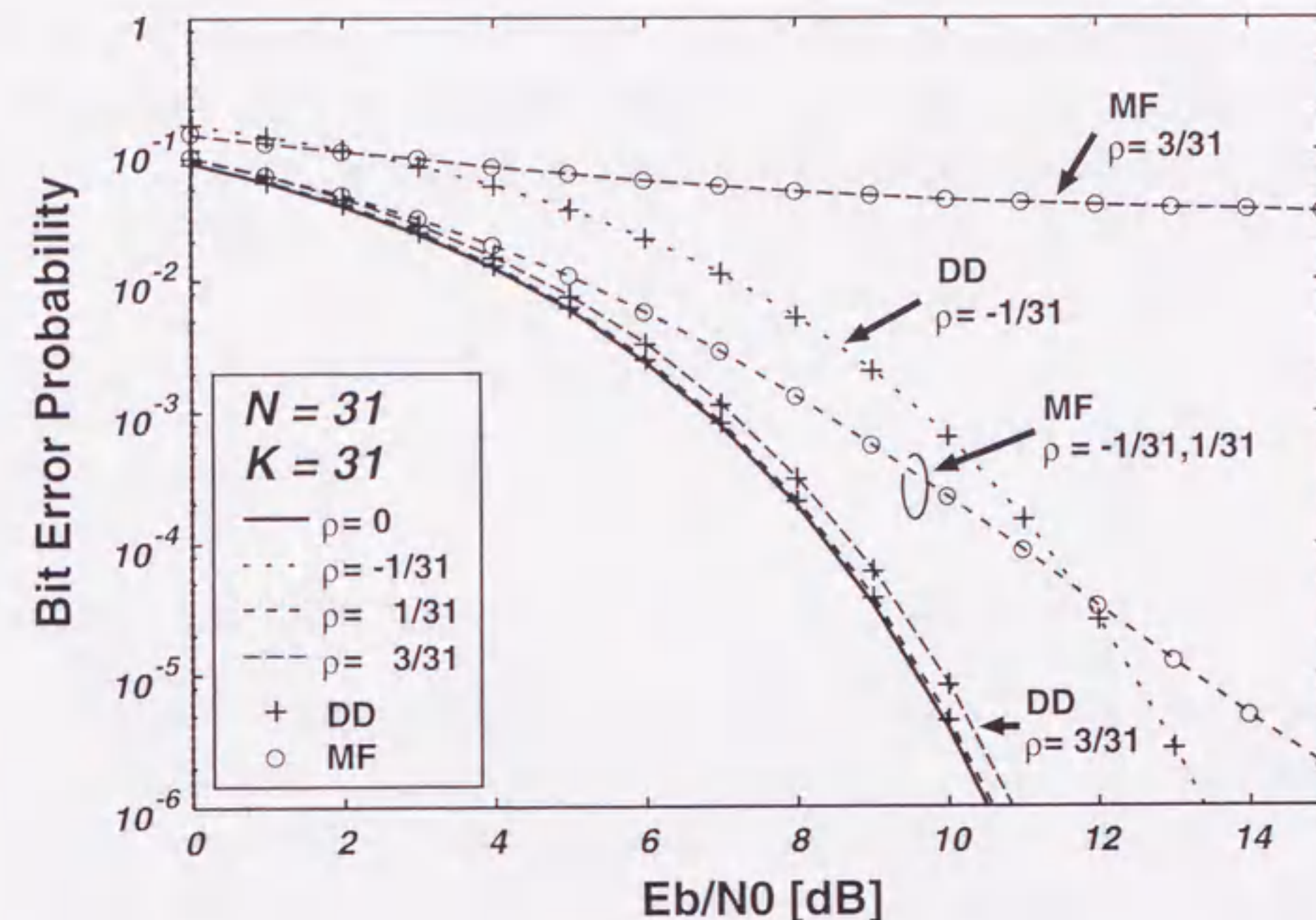


図 9.5: E_b/N_0 に対する平均ビット誤り率特性 ($k = 31$)

9.7 まとめ

本章では, 同期 CDMA 方式の受信機に Decorrelating Detector (DD) を用いたシステムについて雑音強調効果とビット誤り率の解析を行った.

雑音強調効果の程度を数値で評価するために, MF 出力における雑音電力と DD 出力における雑音電力の比で表される雑音強調指数を定義し, これを解析的に求めた. 雑音強調は, 拡散符号系列間の相互相関値と同時送信局数に依存し, 相互相関値の正負によって雑音強調指数の振舞が大別できる. 相互相関値が負であるとき, 雑音強調指数が特に大きくなる場合があり, 信号対雑音電力比が低い所で MF のみを用いた場合に比べて特性が劣化することが分かった. 一方, 相互相関値が正である場合, 負の場合に比べて雑音強調の度合いが小さく, 更に, 小さい相互相関値の場合, 拡散率と同程度の信号数が多重されたとしても, 拡散符号に直交符号を用いた場合と同程度の良好なビット誤り率を達成できるという結果が得られた.

また, 解析の簡単化のために, 相互相関値が一定という仮定を用いたが, 相関値が正または, $-1/N$ となる場合についてそのような相互相関特性を持つ 2 値符号の具体的

な構成法を示した。

今回検討を行った、DD を用いた同期 CDMA システムは、多数のデータを効率的に同時伝送することに適しているが、信号間の同期が必要になるため、CDMA システムにおける基地局から端末へのダウンリンクに適した方式と考えられる。

第 10 章

総括

10.1 本論文のまとめ

本研究では、今後需要が高まるものと考えられる、CDMA パケット通信方式について、その高能率化という課題に取り組んだ。CDMA パケット通信方式として、準同期 CDMA 方式を適用した CDMA Slotted ALOHA 方式が有力と考え、特にスループット特性に着目し、特性を明らかにするための解析手法や特性を改善するため手法を提案し、その有効性を示した。また、提案手法について、単に理想特性を目標とするのではなく、実現の際に考えられる問題点を考慮に入れて検討を行い、特性改善に有効であり、なおかつ実用にも耐える手法を目標とした。ここで、本論文全体の総括を行う。

第 1 章では、本論文の研究背景にある、無線パケット通信への需要の増加について述べた。

第 2 章では、無線パケット通信の基本的な方式である、ALOHA 方式について述べ、そのスループット特性と遅延特性を示した。パケットを非同期に送信する Pure ALOHA 方式と、スロットに同期して送信する Slotted ALOHA 方式と比較すると、スロット同期を行う Slotted ALOHA 方式の方が、スループットの最大値で 2 倍良好となることを表した。

第 3 章では、CDMA 方式について述べ、平均ビット誤り率特性を示した。CDMA 方式を用いることにより、信号が重なり合う場合にも通信を行うことができ、干渉信号数が増加することにより、平均ビット誤り率特性が劣化するという基本的な性質を確かめた。ここでは、信号間のタイミングずれを任意とし、用いる拡散符号系列をランダム系列と仮定して、解析を行い、CDMA 方式のおおまかな特徴を示すにとどめた。

第 4 章では、CDMA ALOHA 方式について述べた後、本論文で中心的に取り上げる CDMA Slotted ALOHA 方式について述べ、特性解析を示した。解析では、無限数のユーザ局を仮定し、スロットに到着するパケット数の分布をポアソン分布と仮定した。

また、パケットの誤り率導出の際には、前章での結果を引用した。その結果、CDMA Slotted ALOHA 方式のスループットは、オフロードが小さいところでは、オフロードの増加にほぼ比例して増加し、最大値を取ると、オフロードの増加に従って急激に劣化していくことが分かった。

第4章では、CDMA Slotted ALOHA 方式の平均パケット成功確率をパラメータのビット間依存性に着目して解析的に求める手法を提案した。CDMA Slotted ALOHA 方式では、通常、スロット長(パケット長)は、チャネルの変動に対して時間的に短いため、干渉量を決定する信号振幅、信号間の相対的な時間遅延、搬送波位相差といったパラメータ値が、ビット間で依存性を有する。従来は、同一パケット内のビットを互いに独立とみなした検討が行われてきたが、このとき、パケット成功確率を過少評価してしまうという問題があり、特に、フェージング環境においては、非常に過少評価した値が得られ、有効な値が得られなかった。提案手法では、パラメータのビット間における依存性を考慮に入れているため、フェージング環境においても有効な値が得られる。無線通信方式を検討する場合、フェージング環境における特性を明らかにすることが方式の検討を行う上で非常に重要であるため、CDMA Slotted ALOHA 方式のフェージング環境下における平均パケット成功確率を正確に求められるという点で、提案手法は有益である。また、提案手法を用いて求めた平均パケット成功確率を基に、CDMA Slotted ALOHA 方式の AWGN チャネル、フェージングチャネルにおけるスループット特性を明らかにした。その結果、フェージングチャネルのように信号電力に差がある場合には、オフロードが大きい所で高いスループットが得られることが分かった。提案手法は、準同期 CDMA 方式を適用した CDMA Slotted ALOHA 方式においても、平均パケット成功確率を正確に求めることに有効な手法であるため、第7章での特性解析に用いている。

第6章では、CDMA Slotted ALOHA 方式において、オフロードが高いところにおいてスループット特性が劣化する問題への解決方法として、CDMA Slotted ALOHA 方式に適したアクセス制御方式である MCLSP を適用し、スループット特性改善を図った。MCLSP では、過去のスロットに送信されたパケット数を観測し、過去の送信制御の履歴と合わせて実際のオフロードを推定する。そして、この推定したオフロードの値から、制御の結果、スループットが最大値をとるようにアクセス制御を行う。MCLSP を CDMA Slotted ALOHA 方式に適用することにより、オフロードが大きい所でも、制御を行わない場合の最大スループットの値を維持できることが分かった。MCLSP による制御の正確さは、トラヒックの観測時間を長くとることによって高めることができるが、ある程度の観測時間を持つことでオフロードの推定が完全である場合と遜色無い特性を導くことができる。ま

た、CLSP のように瞬時トラヒック量に基づいて制御を行うアクセス制御方式では、アクセス制御遅延が問題となり、アクセス制御によって、かえって特性を悪化させる場合がある。しかし、MCLSP ではトラヒック量の平均値に基づいて制御を行うため、アクセス制御遅延はほとんど問題とならず、衛星通信のように電波伝搬時間の大きい場合においても有効に作用することが分かった。

第7章では、準同期 CDMA 方式について述べた。CDMA Slotted ALOHA 方式は準同期 CDMA 方式を適用することにより、従来の非同期 CDMA 方式をベースにした場合と比較して、スループットの最大値に関して数倍の改善を図ることができるため、その準備として、準同期 CDMA 方式で用いることに適した拡散符号系列である準同期拡散符号系列について検討を行った。準同期 CDMA 方式では、信号間の同期タイミングずれを拡散符号の相互相関特性によって許容する。同期タイミングずれの許容範囲の広い優れた相互相関特性を持ち、符号数の大きい準同期拡散符号が望まれるが、特性の良い符号は、実数値や複素数値の複雑な構造を持ち、発生が困難である等、実現が困難となる場合が多い。そこで、準同期拡散符号系列としては、実用性、実現性を重視して、系列生成がシフトレジスタを用いて容易に行うことができ、符号構成が複雑でない2値系列を取り扱った。そのような系列として、CDMA に用いる拡散符号として良く知られている、Gold 符号と直交 Gold 符号をベースにして準同期拡散符号系列を生成することを考えた。

同期タイミングずれの大きい信号を許容するためには準同期拡散符号系列の導出方法として、 $QOQS(r)$ 、 $OQS(r)$ という準同期 CDMA における相互相関特性に基づく系列間の関係を定義し、互いに相互相関特性が似た系列をグループ化することにより、準同期拡散符号を求めた。この系列探索手法により、元になる、1つの Gold 符号、直交 Gold 符号から、同じ大きさを持つ準同期拡散符号が複数種できることや、マルチコード伝送に適した符号ペアが比較的容易に求められることが分かった。更に、導出した準同期拡散符号系列を用いて平均ビット誤り率を求め、同期タイミングずれが生じている場合においても同期が完全である場合に匹敵する特性が得られることを確認した。しかし、同期タイミングずれが大きくなるにつれて、相互相関値が大きくなるタイミングで信号が到着する確率が高くなるため、誤り率は増加していくことが分かった。実際のシステムでは、信号の同期タイミングが必ずしも同期タイミングずれの許容範囲内に収まるとは限らない。そのため、同期タイミングずれの大きさの分布をガウス分布に従うと仮定して、同期タイミングが大きくずれる場合も考慮に入れて検討を行った。

第8章では、準同期 CDMA 方式を CDMA Slotted ALOHA 方式に適用した方式について、スループット特性を求め、評価を行った。拡散符号として、第7章で検討

を行った準同期拡散符号である、 $QS(G-r)$ と $QS(OG-r)$ を用いた。スループット特性は、チャンネルが、AWGN チャンネルである場合と、周波数非選択性フェージングチャンネルである場合について検討を行った。AWGN チャンネルでは、拡散符号に $QS(G-r)$ と $QS(OG-r)$ を適用した場合で、特性にほとんど差がないことが分かった。しかし、フェージングチャンネルでは、同期タイミングずれの許容範囲内で相互相関値がゼロとなる、 $QS(OG-r)$ を用いた場合の方が、高いスループット特性を示すことが分かった。

第9章では、同期CDMA方式に干渉除去方式の一方式である Decorrelating Detector を適用した場合に、拡散符号の持つ相互相関特性と、Decorrelating Detector を用いた場合に発生する雑音電力強調との関係を解析した。近年の通信システムでは、通常、信号品質を劣化させる干渉波の影響を低減する、干渉除去方式が採用される。準同期CDMA方式を用いたCDMA Slotted ALOHA方式においても、大きな干渉を及ぼす信号は取り除くことが望ましく、特性改善のためには干渉除去方式を検討する必要がある。その前段階として、同期CDMA方式において Decorrelating Detector を適用する場合に適する拡散符号の相互相関特性について検討を行った。

以上本論文の概要を示した。

本論文では、高能率なCDMAパケット通信方式の実現を目的として、準同期CDMA方式を用いたCDMA Slotted ALOHA方式に着目した。準同期CDMA方式は、信号同期が必要となるものの、信号の同期タイミングに数チップ程度のタイミングずれが存在する場合においても、同期CDMA方式と同等な優れたビット誤り率特性が得られる方式である。この性質は、信号同期を要するCDMA Slotted ALOHA方式と整合性があり、これらを有機的に組み合わせた方式は、非同期CDMA方式をベースにしているCDMA Unslotted ALOHA方式では達成することのできない、高いスループット特性が得られる。

また、これまで、特にフェージング環境においてCDMA Slotted ALOHA方式の正確な平均パケット成功確率を導出する手法が十分に検討されていなかったため、CDMA Slotted ALOHA方式では、ビット間に信号パラメータの依存関係があることに着目して、平均パケット成功確率の導出手法を提案した。この検討により、AWGNチャンネルだけでなく、フェージング環境下におけるより正確なスループット特性が得られるようになった。

更に、スロット同期型のCDMA Slotted ALOHA方式でも有効に作用し、オフロードロードによらず、スループットの最大値を取ることのできるアクセス制御方式を検証した。これは、推定したトラフィックの平均値に基づいてアクセス制御を行うものであるため、瞬時のトラフィック量に基づいて制御を行う場合に特性劣化を引き起こす原因となる、アクセス制御遅延の影響を受けない実用的な手法といえる。

最後に、実用的な準同期拡散符号系列として、シフトレジスタ回路を使って符号生成が容易に行うことができる2値系列であるGold系列と直交Gold系列をベースに系列の生成を行った。Gold系列の持つ数学的な構造に着目することにより、簡単な規準に基づいて系列を分類し準同期拡散符号を導く手法を提案した。この手法は直交Gold符号にも適用することができるため、同期タイミングずれの許容範囲内で相互相関値が0となる準同期拡散符号系列が生成できた。

以上の検討により、準同期CDMA方式を用いたCDMA Slotted ALOHA方式は、実用の際に問題となる、フェージング環境やアクセス制御遅延、符号生成の困難さを克服し、高能率なパケット通信を実現する有力なパケット通信方式であるという成果が得られた。

10.2 今後の展開

本論文で行った評価は、アクセス制御遅延を考慮した場合のMCLSPの特性評価のように、現実的な問題を考慮に入れて行っているものもあるが、様々な仮定の上に成り立っている部分があるため、今後は、仮定の部分をより現実的な状況に置き換えた検討が必要である。特に、準同期CDMA方式では、実現できる同期タイミングずれの大きさが特性を支配するといえるため、どのようなシステムであれば無理なく実現できるのか、ユーザ局と基地局間の距離、ユーザ局の移動速度、拡散符号のチップレート等を踏まえた具体的なシステム作りが必要である。

また、本論文で取り扱ったデータは、単一のメディアを想定していたが、今後はマルチメディア信号をCDMAパケット通信で取り扱うシステムが実現されるものと考えられる。そのため、複数メディアの各々に対して必要とされるサービス品質を満たした通信システムが必要となる。また、メディア毎にデータレートが異なる場合には、拡散率が異なる信号が同時に伝送される、マルチレートCDMA方式が用いられるが、このような状況に相互相関特性に優れる拡散符号等は、実用的、学術的に興味深い課題である。更に、今後益々無線パケット通信システムとインターネットとの接続の機会が増加することにより、パケット発生がポアソン過程に従わない場合や、そのようなパケット発生が複合的となった、複雑な発生過程に従うトラフィックを制御する必要がある。そのような場合にも、本論文で検討したアクセス制御を適切に改良することにより、有効なアクセス制御方式が導けるであろう。また、インターネットは、伝送路が安定している比較的高速な有線通信を想定したネットワークであるので、伝送路で誤りが発生しやすい無線パケット通信との接続には何らかの工夫が必要である。また、無線データ通信と有線データ通信のスムーズな接続を実現するためには、接続先

のネットワークの性質を考慮に入れた無線パケット通信システムを検討することが必要である。

本論文の 7.3 節で取り扱った、Gold 符号と 直交 Gold 符号から導いた準同期拡散符号とマルチコード伝送に適する準同期符号は、実用的興味もさることながら、理論的、体系的な符号構造の解明が興味深い課題といえる。Gold 符号は、等しい長さの M 系列の組合せから生成される符号であるが、更に、異なる長さの M 系列の組合せからなる符号等、似た構造を持つと思われる他の系列への議論の一般化も重要な課題である。

謝辞

本研究を遂行するにあたり、多大なる御指導と御鞭撻を賜わり、励ましを頂き、また、本論文を御査読下さいました、名古屋大学名誉教授(現・名城大学情報科学科教授)小川明先生に心より感謝致します。本論文を御査読下さり、多くの有益な御意見、御助言を頂きました名古屋大学情報メディア教育センター教授 板倉文忠先生に心よりの御礼を申し上げます。また、本論文を御査読下さり、多くの有益な御意見、御助言を頂きました名古屋大学大学院工学研究科電子情報学専攻教授 谷本正幸先生に深く感謝致します。

本研究を遂行するにあたり懇切丁寧な御指導下さり、多くの有益な御助言を頂きました名古屋大学大学院工学研究科電子情報学専攻助教授 片山正昭先生には甚大なる感謝の意を表します。名古屋大学情報メディア教育センター助教授 山里敬也先生には、本論文を御査読頂き、かつ研究や日常生活におきまして、数々の御指導、御助言を頂きましたことに心より感謝致します。名古屋大学情報メディア教育センター助手 岡田啓先生には研究を行うにあたり懇切丁寧な御指導、有益なアドバイスを頂きましたことを深く感謝致します。さらに、鬼頭良彦技官、中西縁事務員、高橋伸子事務員をはじめ、本研究の遂行を支えて下さいました名古屋大学大学院工学研究科電子情報学専攻 情報通信システム講座の諸氏に深く感謝致します。

最後に、今日まで私を支えて下さいました、多くの先生方、友人達、そして両親と家族に深く感謝致します。

付録

A.1 拡散符号系列

A.1.1 導入

ここでは、各系列を取り扱う際に必要となる、表記、演算、定義等について述べる。本論文では、系列に関する論述の際には、基本的にこれらの記述に従うものとする。

系列長 N の任意の系列を

$$a = \{a_0 \ a_1 \ \dots \ a_{N-1}\} \quad (\text{A.1})$$

と表す。本論文では、系列の要素 a_i として、 $\{0, 1\}$ または、 $\{\pm 1\}$ の 2 値系列を考える。

2 つの系列 a, b の離散周期相互相関関数を次のように定義する。系列の要素が、 $\{0, 1\}$ であるとき:

$$R_{a,b}(\tau) \equiv \sum_{i=0}^{N-1} (-1)^{a_i \oplus b_{i+\tau}} \quad (\text{A.2})$$

$\{\pm 1\}$ であるとき:

$$R_{a,b}(\tau) \equiv \sum_{i=0}^{N-1} a_i \otimes b_{i+\tau} \quad (\text{A.3})$$

特に、 $b = a$ の場合、離散周期自己相関関数と呼び、

$$R_a(\tau) \equiv \sum_{i=0}^{N-1} (-1)^{a_i \oplus a_{i+\tau}} \quad a_i \in \{0, 1\} \ \forall i \in \mathbf{Z} \quad (\text{A.4})$$

または、

$$R_a(\tau) \equiv \sum_{i=0}^{N-1} a_i a_{i+\tau} \quad a_i \in \{\pm 1\} \ \forall i \in \mathbf{Z} \quad (\text{A.5})$$

ここで、周期離散相互 / 自己相関関数の演算を行う場合には、系列を周期的と考える。すなわち、 $a = \{\dots a_0 \ a_1 \ \dots \ a_{N-1} \ a_0 \ a_1 \ \dots \ a_{N-1}\}$ である。

$h(x)$ を n 次の多項式として、次式のように表す。

$$h(x) = h_0 x^n + h_1 x^{n-1} + \dots + h_n x^0 \quad (\text{A.6})$$

ここで、 $h_0 = h_n = 1$ であり、他の係数 $h_i (i = 1, 2, \dots, n-1)$ は 0 または 1 の値をとる。この多項式は、2 値ベクトル $\mathbf{h} = (h_0, h_1, \dots, h_n)$ で表される。一般的には、これを 8 進表記することが多い。例えば、多項式 $x^3 + x^2 + 1, x^4 + x + 1$ の 2 値ベクトルは、それぞれ (1101), (10011) となり、8 進表記では、15, 23 となる。

a は 2 値系列であって、次式を満足するときに、系列 a を「多項式 $h(x)$ から生成される (2 値シフトレジスタ) 系列」と呼ぶ。すなわち、

$$h_0 a_j \oplus h_1 a_{j-1} \oplus h_2 a_{j-2} \oplus \dots \oplus h_n a_{j-n} = 0 \quad (\forall j \in \mathbf{Z}) \quad (\text{A.7})$$

が成り立つ時である。

A.1.2 M 系列

本節では、M 系列を取り上げ、その性質について述べる [75], [76]。M 系列は、Maximum length sequence を省略した、M-sequence の和訳である。日本語では、最大長系列、最大周期系列等と呼ばれるが、本論文では M 系列と表すものとする。

M 系列には、一般的に P 値の系列があるが、スペクトル拡散、CDMA 通信への応用上 2 値の M 系列が重要であるため、本論文では 2 値 M 系列のみを取り扱うものとする。

M 系列は、その擬似ランダム性のため、スペクトル拡散通信のみならず、暗号、乱数発生等、広範囲に渡り利用されている系列である。

M 系列の性質

任意の M 系列を \mathbf{u} と表す。ここで、 $\mathbf{u} = \{u_0 \ u_1 \ \dots \ u_{N-1}\}$ であり、各要素は、 $u_i \in \{0, 1\}$ である。M 系列には次のような性質があることが知られている。

1. 系列の周期は、 $N = 2^n - 1$ である。
2. 生成多項式 $h(x)$ から発生される、要素が全て 0 でない系列は N 個であり、それらは、M 系列 \mathbf{u} の巡回置換で表される。すなわち、
 $\mathbf{u}, T\mathbf{u}, T^2\mathbf{u}, \dots, T^{N-1}\mathbf{u}$
 である。

3. 生成多項式 $h(x)$ から発生される N 個の系列の中に 1 個だけ $u_n = u_{2n} (\forall n = 0, 1, 2, \dots)$ という性質を持つ。例えば、系列 $\{000100110101111\}$ がこの条件を満足する。
4. n 個連続した要素の並び (n タプル) を見ると、1 周期の中に n 桁で表し得る全ての 2 進数が 1 周期の中に 1 度だけ現れる。
5. 連続して同じ要素が並んだものを連と呼ぶとき、連の全数の半数が長さ 1 の連であり、4 分の 1 が長さ 2, 8 分の 1 が長さ 3, ... である。長さ $n-1$ の 0 の連と、長さ n の 1 の連は各 1 つずつあるが、長さが $n-1$ よりも短い連は、0 の連と 1 の連と同数ある。例えば、M 系列 000100110101111 には、4 個連続する 1 の連、3 個連続する 0 の連、2 個連続する 1 の連、2 個連続する 0 の連、長さ 1 の 1 の連が 2 つ、長さ 1 の 0 の連が 2 つある。この系列には、全部で 8 つの連がある。
6. シフト加法性 (shift and add property) を持つ。シフト加法性とは、次式を満たす整数 t が存在するという性質である。

$$T^r u \oplus T^s u = T^t u \quad (\forall r, s | 0 \leq r, s \leq N-1) \quad (\text{A.8})$$

これは、同じ生成多項式から発生された、2 つの M 系列の和は、他の M 系列になることを示す。 r, s が定まれば、 t の値が一意に定まる。周期 N の系列であって、もしその系列がシフト加法性を持てば、そのときだけ、その系列は M 系列である。シフト加法性は、一般的に、全てがゼロでない数 $s_0, s_1, \dots, s_{N-1} (\in \{0, 1\})$ に対して、

$$s_0 T^0 u \oplus s_1 T^1 u \oplus \dots \oplus s_{N-1} T^{N-1} u = T^t u \quad (\text{A.9})$$

となる t が一意的に存在する。

7. 系列 1 周期に含まれる 1 の数は 2^{n-1} , 0 の数は $2^{n-1} - 1$ であり、0 と 1 の数はほぼ同数といえる。
8. 上記の性質 6, 7 より、M 系列の自己相関関数が次のように得られ、その関数値は 2 値をとる。
性質 6 から、次式が成り立つとする。

$$u \oplus T^r u = T^k u \quad (\text{A.10})$$

系列 u の自己相関関数は、

$$R_{uu}(\tau) = \sum_{i=0}^{N-1} (-1)^{u_i \oplus u_{i+\tau(\text{mod } N)}} \quad (\text{A.11})$$

$$= \begin{cases} N & \tau \equiv 0 (\text{mod } N) \\ \sum_{i=0}^{N-1} (-1)^{u_{k+i(\text{mod } N)}} = -1 & \tau \not\equiv 0 (\text{mod } N) \end{cases} \quad (\text{A.12})$$

9. M 系列 $T^i u$ を f 個ごとにサンプルして得られる系列は、 f が 2 のべき乗であれば、同じ系列が得られる。

A.1.3 Gold 符号

優れた相互相関特性をもち、比較的多くの系列を持つ符号系列として Gold 系列がある [63]–[65]。Gold 系列は、系列長 $N = 2^n - 1$ のとき、系列数 $M = N + 2$ である。Gold 系列は 4 の倍数を除く正の整数 $n (\geq 3)$ に対して存在する。

はじめに、2 つの系列長の等しい M 系列から生成される系列集合について議論する。多項式 $h_u(x)$, $h_v(x)$ は、共通因数を持たないとする。これらの多項式から生成される系列を、それぞれ、系列 u, v とする。また、これらの多項式の積を $h(x) = h_u(x) \cdot h_v(x)$ とすると、多項式 $h(x)$ から生成される全ての系列の集合は、 $u \oplus v$ という形で表される系列の集合と一致する。このとき、 u, v には、要素が全て 0 の場合も含む。

ここで、 $h_u(x)$, $h_v(x)$ をそれぞれ M 系列 u, v を生成する、異なる 2 値の原始多項式であるとする。もし、ある系列 y が、要素が非零の系列であって、多項式 $h(x)$ から生成される系列であるとする、A.1.2 節における、M 系列の性質 2 より、 y は、

$$y = T^i u \quad (\text{A.13})$$

または、

$$y = T^j v \quad (\text{A.14})$$

または、

$$y = T^i u \oplus T^j v \quad (\text{A.15})$$

と表される。ここで、 $0 \leq i, j \leq N-1$ である。また、また演算子 T^i は要素を i 箇所巡回置換させる作用をする。次式に、具体例を示す。

$$u = \{u_0 \ u_1 \ \dots \ u_{N-1}\} \quad (\text{A.16})$$

$$T^i u = \{u_s \ u_{s+1} \ \dots \ u_{N-1} \ u_0 \ \dots \ u_{s-1}\} \quad (\text{A.17})$$

このことから、系列 y は、次に示す系列集合に含まれる系列のある回数巡回置換したものと表される。

$$G(u, v) \equiv \{u, v, u \oplus v, u \oplus Tv, u \oplus T^2v, \dots, u \oplus T^{N-1}v\} \quad (\text{A.18})$$

この集合には、周期 N の系列が $N+2=2^n-1$ 個含まれる。

次に、この集合に含まれる 2 つの系列間の相互相関関数について考える。ここで、2 つの系列を、 $y, z \in G(u, v)$ とする。系列の相互相関は、取り扱う系列が 0, 1 からなる系列であるときは、ハミング重み (要素 1 の数) を用いて表すことができる。ここで、系列 x のハミング重みを $wt(x)$ と表すことにする。両方の系列とも $h(x)$ から生成される系列であるから、系列 $y \oplus T^l z$ も $h(x)$ から生成される系列である。もし、系列 $y \oplus T^l z$ が (A.13) または (A.13) という形をしていれば、M 系列の性質 7 より、ハミング重みは、 $wt(y \oplus T^l z) = (N+1)/2$ であり、もし、(A.15) という形をしていれば、 $wt(y \oplus T^l z) = wt(T^i u \oplus T^j v) = wt(u \oplus T^{j-i}v)$ となる。これらの結果から、系列 y, z の周期相互相関は、

$$R_{y,z}(l) = N - 2wt(y \oplus T^l z) \quad (\text{A.19})$$

となる。この値は、 -1 か、または、 $N - 2wt(u \oplus T^{j-i}v) = R_{u,v}(j-i)$ という値をとる。周期自己相関に関しても同じ解析を行う事ができる。以上より、 $G(u, v)$ に含まれる系列間の周期自己 / 相互相関値の集合と、系列 u, v の相互相関値の集合とは一致することが分かる。ここで、自己相関とは、系列間にタイミングずれが無いピーク値である場合を除く。

Gold は、あらゆるプリファドペアの M 系列 u, v の生成する系列集合 $G(u, v)$ が 3 値の自己 / 相互相関値をとり、これらの値が、ある値に以下になることを示した。この系列集合 $G(u, v)$ は、Gold 符号と呼ばれ、Gold 符号に含まれる各系列は、Gold 系列とよばれる。

以上の議論をまとめる。まず、Gold 系列は次のように生成される。すなわち、 u, v を系列長 $N = 2^n - 1$ のプリファドペアの M 系列とし、これらは、多項式 $h_u(x)$, $h_v(x)$ からそれぞれ発生されるものとする。このとき、(A.18) で表される系列集合は Gold 符号と呼ばれ、集合の要素となる系列は Gold 系列と呼ばれる。Gold 系列 $y, z \in G(u, v)$ の周期相互相関値は、全ての整数 l に対して $R_{y,z}(l) \in \{-1, -t(n), t(n)-2\}$ の 3 値をとり、周期自己相関値も、 $l \neq 0 \pmod{N}$ である全ての整数 l に対して、 $R_y(l) \in \{-1, -t(n), t(n)-2\}$ の 3 値をとる。ここで、 $t(n)$ は次のような値をとる関数である。

$$t(n) = 1 + 2^{[(n+2)/2]} \quad (\text{A.20})$$

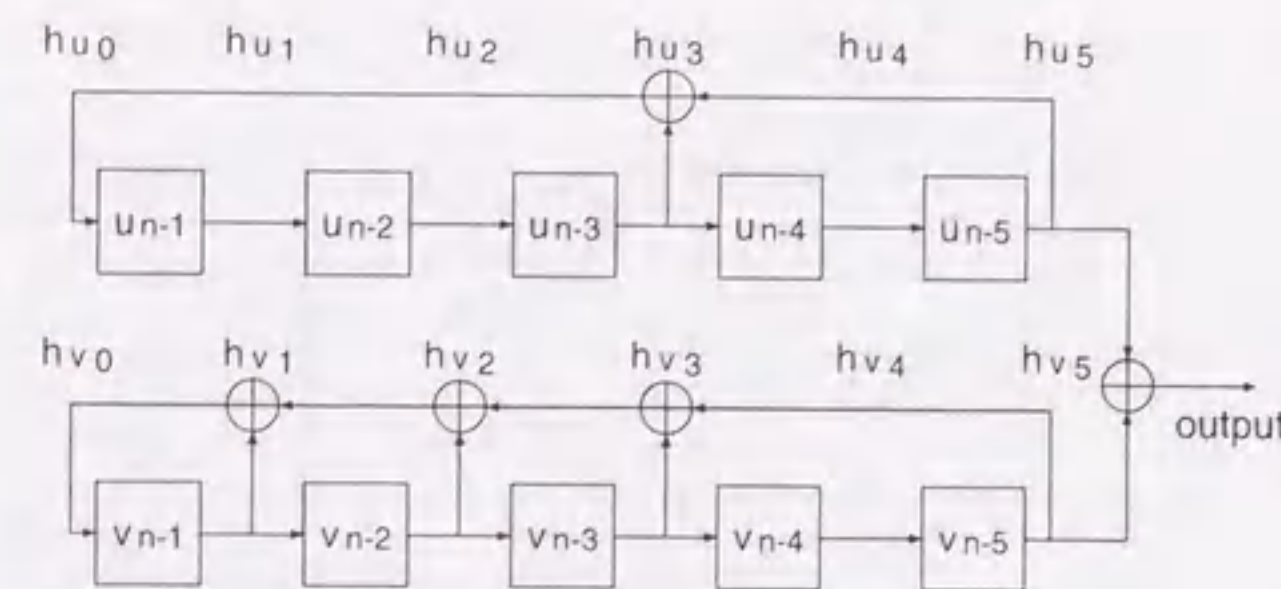


図 A.1: 周期 $N = 31$ の Gold 系列生成回路

また、 $G(u, v)$ に含まれる全ての系列は、多項式 $h(x) = h_u(x)h_v(x)$ から生成できる。

シフトレジスタを用いた Gold 系列発生回路の一例を、図 A.1 に示す。系列長を $N = 2^5 - 1 = 31$ とし、プリファドペアの M 系列を生成する多項式を、 $h_u = x^5 + x^2 + 1$, $h_v = x^5 + x^4 + x^3 + x^2 + 1$ とした。

Gold 符号の性質

周期 N の N 個以上の 2 値系列では、周期自己 / 相互相関値の最大値 (自己相関ピークは除く) R_{max} が、

$$R_{max} > (2N - 2)^{1/2} \quad (\text{A.21})$$

を下界とすることが示されている [65]。

今、 $N = 2^n - 1$ ならば、(A.21) は、

$$R_{max} > -1 + 2^{(n+1)/2} \quad (\text{A.22})$$

となる。 n が奇数のとき、(A.22) の右辺は、 $t(n) - 2$ となる。系列長は奇数であるから、 R_{max} は奇数値でなければならないので、

$$R_{max} \geq t(n) \quad (\text{A.23})$$

である。Gold 系列の周期自己 / 相互相関値の最大値が $R_{max} = t(n)$ だから、 n が奇数のとき、bound (A.21), (A.22), (A.23) に関して、最適な系列といえる。 n が偶数のときは、(A.22) の右辺が整数とならないために、 $\sqrt{2}$ だけ $t(n)$ の値が悪くなる。しかし、いずれにしても、Gold 符号は、相関関数の最大値と言う意味では、非常に優れた符号だといえる。

表 A.1: Gold 系列の相互相関値とその発生頻度

シフトレジスタの段数	相互相関値	発生頻度*
n : 奇数	$2^{(n+1)/2} - 1$	0.25
	-1	0.50
	$-2^{(n+1)/2} - 1$	0.25
n : 偶数 ($n \not\equiv 0 \pmod{4}$)	$2^{(n+1)/2} - 1$	0.125
	-1	0.75
	$-2^{(n+1)/2} - 1$	0.125

* 2^n が十分大きい場合の近似値

Gold 系列の周期相互相関値の発生頻度を表 A.1 に示す. ただし発生頻度は 2^n が十分大きい場合の近似値である.

この表より相互相関値が -1 となるのは, n が奇数の場合が約 50%, n が 4 で割り切れない偶数の場合約 75% にもなる.

記号一覧

記号	パラメータ
A_i	ユーザ局 i の信号振幅
$a_i(t)$	ユーザ局 i の拡散符号系列信号
$a_{i,j}$	ユーザ局 i の拡散符号系列の j 番目の要素
c	光速 [m/s]
$C_{k,i}(l)$	離散非周期相互相関関数
D	平均遅延時間 [s]
d	電波伝搬路の距離 [m]
$d_k(t)$	2 値情報系列信号
$d_{k,l}$	情報系列の要素
G	オフアードロード
G_{max}	最大値スループットが得られるオフアードロード
$G(u, v)$	M 系列 u, v から生成される Gold 符号
$g(i)$	i 番目の Gold 系列
$g(t_0, t_1)$	時間 $[t_0, t_1]$ におけるオフアードの推定値
$h_u(x)$	M 系列 u の生成多項式
$I_{i,k,l}$	希望波 i の l 番ビットに干渉波 k が与える多元接続干渉成分
K	同時送信ユーザ局数
K_{sys}	システム内のユーザ局数
L	パケットに含まれるデータビットの数 [bits/packet]
M	拡散符号に含まれる系列数
N	拡散率 [chips/bit]
N_0	白色ガウス雑音の片側電力スペクトル密度
$n(t)$	雑音信号
$OG(u, v, b, p)$	直交 Gold 符号 ($G(u, v)$ の位相 p にチップ b を挿入して生成)
$og(i)$	i 番目の直交 Gold 系列
P	1 ビット当たりの信号電力 [W]
P_B	二項分布の確率密度関数
$P_b(k)$	同時送信局数が k のときの平均ビット誤り率
P_s	パケット成功確率
P_{tr}	パケット送信確率

$p_{b_i}^{(l)}$	ユーザ局 i の l 番目のビットにおける誤り率
$p_\tau(t)$	時間 τ の矩形パルス信号
$R_{a,b}(\tau)$	系列 a, b のタイミングずれが τ チップの周期相互相関関数
$r(t)$	受信信号
S	スループット
S_{max}	スループットの最大値
SNR	信号対雑音電力比
$s(t)$	パケット信号
$s_i(t)$	ユーザ局 i の送信信号
$(\Delta t)_c$	チャネルのコヒーレンス時間 [s]
T	系列を左に 1 チップ巡回シフトさせる演算子
T_b	データビット 1 ビットの時間長 [s]
T_c	拡散符号系列 1 チップの時間長 [s]
T_D	アクセス制御遅延 [s]
T_d	信号の伝搬遅延時間 [s]
T_n	NAK 信号の時間長 [s]
T_p	1 パケットの時間長 [s]
T_S	MCLSP のチャネル観測時間 [s]
T_{slot}	1 スロットの時間長 [s]
T_w	パケット再送までの待機時間 [s]
$X_A(t_0, t_1)$	時間 $[t_0, t_1]$ の間に基地局に到着したパケット数
$X_O(t_0, t_1)$	時間 $[t_0, t_1]$ の間にパケット送信を希望したユーザ局数
Z_i	ユーザ局 i の相関器出力
Z_{noise}	相関器出力における雑音成分
α_i	ユーザ局 i の信号のフェージングによる振幅減衰率
Δ	パケットの受信間隔 [s]
θ	搬送波初期位相 [rad]
λ	パケットの生起率, [packet/s] または [packet/slot]
τ_i	ユーザ局 i の送信信号の時間遅延 [s]
τ_D	スロット時間で正規化したアクセス制御遅延
τ_S	スロット時間で正規化した MCLSP のチャネル観測時間
ϕ	搬送波位相 [rad]
ω_c	搬送波角周波数 [Hz]

参考文献

- [1] 郵政省, “平成 12 年度通信白書”,
<http://www.mpt.go.jp/policyreports/japanese/papers/h12/index.html>
- [2] 森川博之, “ワイヤレスインターネットの概要と展望,” 電子情報通信学会誌, vol. 83, no. 4, pp. 321–326, 2000 年 4 月.
- [3] NTT DoCoMo, “All about i-mode”
<http://www.nttdocomo.co.jp/i/contract.html>
- [4] 秦正人, 山内雪路, パケット通信ハンドブック, (株) CQ 出版, 東京, 1987.
- [5] 秦正人, 山内雪路, パケット無線ネットワーク, (株) CQ 出版, 東京, 1990.
- [6] H. Taub, D. L. Shilling, Principles of Communication Systems, McGraw-Hill Book Co., New York, 1986.
- [7] N. Abramson, “The throughput of packet broadcasting channels,” IEEE Trans. Commun., vol. COM-25, no. 1, pp. 117–128, Jan. 1977.
- [8] N. Abramson, “VSAT data networks,” Proc. of IEEE, vol. 78, no. 7, pp. 1267–1274, July 1990.
- [9] D. Raychaudhuri, “Performance analysis of random access packet-switched code division multiple access systems,” IEEE Trans. Commun., vol. COM-29, no. 6, pp. 895–901, June 1981.
- [10] R. K. Morrow, Jr. and J. S. Lehnert, “Bit-to-bit error dependence in slotted DS/SSMA packet systems with random signature sequences,” IEEE Trans. Commun., vol. 37, no. 10, pp. 1052–1061, Oct. 1989.

- [11] R. K. Morrow, Jr. and J. S. Lehnert, "Packet throughput in slotted ALOHA DS/SSMA radio systems with random signature sequences," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 40, no. 7, pp. 1223-1230, July 1992.
- [12] M. Yin and V. O. K. Li, "Unslotted CDMA with fixed packet length," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 8, no. 4, pp. 529-541, May 1990.
- [13] D. M. Lim, H. S. Lee, "Throughput-delay and stability analysis of an asynchronous spread spectrum packet radio network," *IEEE Trans. Vehic. Technol.*, vol. 41, no. 4, pp. 469-478, Nov. 1992.
- [14] T. Sato, H. Okada, T. Yamazato, M. Katayama, and A. Ogawa, "Throughput analysis of DS/SSMA unslotted aloha with fixed packet lengths," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 14, no. 4, pp. 750-756, May 1996.
- [15] H. Okada, T. Sato, T. Yamazato, M. Katayama, and A. Ogawa, "CDMA unslotted ALOHA systems with packet retransmission control," *IEICE Trans.*, vol. E79-A, no. 7, pp. 1004-1010, July 1996.
- [16] 岡田啓, 山里敬也, 片山正昭, 小川明, "有限ユーザ CDMA unslotted ALOHA 方式のスループット解析法に関する一検討," *信学論 (A)*, vol. J81-A, no. 7, pp. 1089-1092, 1998 年 7 月.
- [17] A. H. Abdelmonem and T. N. Saadawi, "Performance analysis of spread spectrum packet radio network with channel load sensing," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 7, no. 1, pp. 161-166, Jan. 1989.
- [18] T. Sato, H. Okada, T. Yamazato, M. Katayama, and A. Ogawa, "Effects of the access timing delay on CDMA unslotted ALOHA with channel load sensing," *IEICE Trans. Commun.*, E79-B, no. 9, pp. 1339-1345, Sep. 1996.
- [19] 岡田啓, 佐藤毅, 山里敬也, 片山正昭, 小川明, "Optimal access control protocol を用いた CDMA unslotted ALOHA 方式のアクセス制御遅延による影響," *電子情報通信学会総合大会*, B-5-39, pp. 426, March 1997.
- [20] Q. Zhang, T. F. Wong, J. S. Lehnert, "Performance of a type-II hybrid ARQ protocol in slotted DS-SSMA packet radio systems," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 47, no. 2, pp. 281-289, Feb. 1999.

- [21] O. A. Gonzalez, R. Kohno, "A spread slotted CDMA/ALOHA system with hybrid ARQ for satellite multiple access," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 18, no. 1, pp. 123-131, Jan. 2000.
- [22] R. D. Gaudenzi, C. Elia, and R. Viola, "Bandlimited quasi-synchronous CDMA: a novel satellite access technique for mobile and personal communication systems," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 10, no. 2, pp. 328-343, Feb. 1992.
- [23] N. Suehiro, "A signal design without co-channel interference for approximately synchronized CDMA systems," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 12, no. 5, pp. 837-841, June 1994.
- [24] R. Esmailzadeh, M. Nakagawa, "Quasi-synchronous time division duplex CDMA," *電子情報通信学会技術研究報告*, SST93-110, pp. 61-66, March 1994.
- [25] V. M. DaSilva, E. S. Sousa, "Multicarrier orthogonal CDMA signals for quasi-synchronous communication systems," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 12, no. 5, pp. 842-852, June 1994.
- [26] 久野誠史, 山里敬也, 片山正昭, 小川明, "準同期スペクトル拡散通信方式に関する一考察," *電子情報通信学会技術研究報告*, SST93-26, pp. 43-48, Aug. 1993.
- [27] S. Kuno, T. Yamazato, M. Katayama, and A. Ogawa, "A study on quasi-synchronous CDMA based on selected PN signature sequences," *Proc. IEEE 3rd International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications*, pp. 479-483, July 1994.
- [28] 久野誠史, 山里敬也, 片山正昭, 小川明, "2 値シフトレジスタ系列を用いた準同期 CDMA 方式," *信学論 (A)*, vol. J79-A, no. 1, pp. 105-114, 1996 年 1 月.
- [29] B. Long, P. Zhang, and J. Hu, "A Generalized QS-CDMA System and the Design of New Spreading Codes," *IEEE Trans. Vehic. Technol.*, vol. 47, no. 4, pp. 1268-1275, Nov. 1998.
- [30] J. G. Proakis, *Digital Communications*, McGraw-Hill Book Co., New York, 1995.
- [31] 齋藤忠夫, 立川敬二, *移動通信ハンドブック*, (株) オーム社, 東京, 1995.

- [32] K. S. Gilhousen, I. M. Jacobs, R. Padovani, A. J. Viterbi, L. A. Weaver, Jr., and C. E. Wheatley III, "On the capacity of a cellular CDMA system," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 40, no. 2, pp. 303-312, May 1991.
- [33] 小川明他, CDMA 方式と次世代移動体通信システム, トリケップス, 東京, 1995 年.
- [34] 小川明他, マルチメディア時代のワイヤレスコミュニケーション, 平成 8 年度電子情報通信学会東海支部専門講習会資料, 1999 年 2 月.
- [35] 横山光雄, "スペクトル拡散通信方式," 科学技術出版社, 東京, 1988.
- [36] M. B. Pursley, "Performance evaluation for phase-coded spread-spectrum multiple-access communication-part I: System analysis," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 25, no. 8, pp. 795-799, Aug. 1977.
- [37] J. M. Holtzman, "A simple, accurate method to calculate spread-spectrum multiple-access error probabilities," *IEEE Trans. Commun.*, vol. com-40, no. 3, pp. 1223-1230, March 1992.
- [38] H. Okada, M. Saito, T. Sato, T. Yamazato, M. Katayama, and A. Ogawa, "Performance evaluation of CDMA ALOHA systems with modified channel load sensing protocol," 1996 IEEE Global Telecommunications Conference (GLOBECOM '96), vol. 2, 32.3, pp. 1291-1295, London, U.K., Nov. 1996.
- [39] H. Okada, T. Sato, T. Yamazato, M. Katayama, and A. Ogawa, "CDMA ALOHA systems with modified channel load sensing protocol for satellite communications," *IEICE Trans. Fundamentals*, vol. E79-A, no. 12, pp. 2035-2042, Dec. 1996.
- [40] P. W. de Graaf and J. S. Lehnert, "Performance comparison of a slotted ALOHA DS/SSMA network and a multichannel narrow-band slotted ALOHA network," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 46, no. 4, pp. 544-551, April 1998.
- [41] R. D. J. van Nee, R. N. van Wolfswinkel, and R. Prasad, "Slotted ALOHA and code division multiple access techniques for land-mobile satellite personal communications," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 13, no. 2, pp. 382-388, Feb. 1995.

- [42] A. E. Brand and A. H. Aghvami, "Performance of a joint CDMA/PRMA protocol for mixed voice/data transmission for third generation mobile communication," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 14, no. 9, pp. 1698-1707, Dec. 1996.
- [43] M. Saito, H. Okada, T. Yamazato, M. Katayama, and A. Ogawa, "Throughput improvement of CDMA slotted ALOHA systems," *IEICE Trans. Commun.*, vol. E80-B, no. 1, pp. 74-80, Jan. 1997.
- [44] M. Saito, T. Yamazato, M. Katayama, and A. Ogawa, "New quasi-synchronous sequences for CDMA slotted ALOHA systems," *IEICE Trans. Fundamentals*, vol. E81-A, no. 11, pp. 2274-2280, Nov. 1998.
- [45] 齋藤将人, 山里敬也, 片山正昭, 小川明, "CDMA Slotted ALOHA 方式のスループロット特性に関する一検討," 電子情報通信学会技術研究報告 SST99-21, pp. 37-42, July 1995.
- [46] M. Saito, T. Yamazato, M. Katayama, and A. Ogawa, "Throughput Performance of CDMA Slotted ALOHA Systems with Accurate Packet Success Probability," The Second International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications (WPMC'99), Amsterdam, The Netherlands, vol. 1, 9.5, pp. 354-359, Sep. 1999.
- [47] M. Saito, H. Okada, T. Yamazato, M. Katayama, and A. Ogawa, "Throughput Performance of CDMA Slotted ALOHA Systems Based on Average Packet Success Probability Considering Bit-to-Bit Dependence," *IEICE Trans. Fundamentals*, vol. E84-A, no. 2, Feb. 2001.
- [48] R. K. Morrow, Jr., "Accurate CDMA BER calculations with low computational complexity," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 46, no. 11, pp. 1413-1417, Nov. 1998.
- [49] T. Sato, H. Okada, T. Yamazato, M. Katayama, and A. Ogawa, "Throughput analysis of DS/SSMA unslotted aloha with channel load sensing," *Proc. IEEE GLOBECOM '95*, no. 43.5, pp. 1492-1496, Singapore, Nov. 1995.

- [50] K. Toshimitsu, T. Yamazato, M. Katayama, and A. Ogawa, "A novel spread slotted aloha system with channel load sensing protocol," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 12, no. 4, pp. 665-672, Aug. 1994.
- [51] A. Ogawa, T. Yamazato, M. Katayama, and K. Toshimitsu, "A new access protocol for asynchronous packet CDMA systems," *Proc. International Symposium on Information Theory and Its Applications 1994*, pp. 917-920, Sydney, Australia, Nov. 1994.
- [52] H. Okada, T. Sato, T. Yamazato, M. Katayama, and A. Ogawa, "A novel access control method for CDMA unslotted ALOHA systems," *Proc. The 2nd International Workshop on Multi-Dimensional Mobile Communications*, no. A-IV.3, pp. 391-395, Seoul, Korea, July 1996.
- [53] 岡田啓, 佐藤毅, 山里敬也, 片山正昭, 小川明, "Spread Unslotted ALOHA 方式における新アクセス制御方法," *電子情報通信学会技術研究報告 SST95-127*, pp. 67-72, Dec. 1995.
- [54] 利光清, 伴賢二, 山里敬也, 片山正昭, 小川明, "チャネルロードセンシングを用いた Spread Slotted ALOHA 方式" *電子情報通信学会技術研究報告, SST93-4*, pp. 19-24, June 1993.
- [55] 利光清, 山里敬也, 片山正昭, 小川明, "チャネルロードの予測を用いるスプレッドアロハ方式," *電子情報通信学会技術研究報告, SST93-49*, pp. 31-36, Oct. 1993.
- [56] 齋藤将人, 岡田啓, 佐藤毅, 山里敬也, 片山正昭, 小川明, "修正チャネルロードセンシングプロトコルを用いた Spread slotted ALOHA 方式のスループット特性," *電子情報通信学会技術研究報告, SAT95-83*, pp. 67-72, Dec. 1995.
- [57] M. Saito, H. Okada, T. Sato, T. Yamazato, M. Katayama, and A. Ogawa, "Throughput improvement on CDMA slotted ALOHA system by modified channel load sensing protocol," *7th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC '96)*, vol. 1, C1.5, pp. 103-107, Taipei, Taiwan, ROC, Oct. 1996.
- [58] 太刀川信一, "スペクトル拡散通信のための拡散符号に関する研究動向," *信学論 (B-II)*, vol. J74-B-II, no. 5, pp. 182-188, 1991 年 5 月.

- [59] J. Zhu, T. Nomura, and T. Yamada, "Performance of spread spectrum synchronous access communication system by orthogonal sequences," *IEICE Trans. Commun.*, vol. J68-B, no. 3, pp. 319-326, March 1985.
- [60] 谷本正幸, 住吉浩次, 駒井又二, "変形 M 系列を用いた同期式スペクトル拡散多重通信方式," *IEICE Trans. Commun.*, vol. J67-B, no.3, pp. 297-304, March 1984.
- [61] M. Saito, H. Okada, T. Yamazato, M. Katayama, and A. Ogawa, "Generation of sets of quasi-synchronous multi code from gold code and orthogonal gold code," *第 23 回情報理論とその応用シンポジウム*, no. 32.1, pp. 555-559, Oct. 2000.
- [62] M. Saito, T. Yamazato, H. Okada, M. Katayama, and A. Ogawa, "Generation of sets of sequences suitable for multicode transmission in quasi-synchronous CDMA systems," *IEICE Trans. Commun.*, vol. E84-B, no. 3, March 2001.
- [63] R. Gold, "Optimal binary sequences for spread spectrum multiplexing," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. IT-13, no. 4, pp. 103-105, Oct. 1967.
- [64] R. Gold, "Maximal recursive sequences with 3-valued recursive cross-correlation function," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. IT-14, pp. 154-156, Jan. 1968.
- [65] D. V. Sarwate and M. B. Pursley, "Crosscorrelation properties of pseudorandom and related sequences," *Proc. of IEEE*, vol. 68, no. 5, pp. 593-619, May 1980.
- [66] S. Matsufuji and K. Imamura, "Approximate odd periodic correlation distributions of binary sequences," *IEEE Trans. Commun.*, vol. E76-B, no. 8, pp. 842-847, Aug. 1993.
- [67] 松藤信哉, 上原健, 山中輝樹, "2 値系列の奇相関分布の近似について," *電子情報通信学会技術研究報告, SST94-58*, pp. 25-30, Oct. 1994.
- [68] R. A. Iltis, "Performance of constrained and unconstrained adaptive multiuser detectors for quasi-synchronous CDMA," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 46, no. 1, pp. 135-143, Jan. 1998.

- [69] P. Fan and L. Hao, "Generalized orthogonal sequences and their applications in synchronous CDMA systems," IEICE Trans. Fundamentals, vol. E83-A, no. 11, pp. 2054-2069, Nov. 2000.
- [70] S. Verdú, Multiuser detection, Cambridge Univeresity Press, 1998.
- [71] S. Moshavi, "Multi-user detection for DS-CDMA communications", IEEE Communications Magazine, vol. 34, no. 10, pp. 124-136, Oct. 1996.
- [72] U. Mitra and H. V. Poor, " Analysis of adaptive decorrelating detector for synchronous CDMA channels," IEEE Trans. Commun., vol. 44, no. 2, pp. 257-268, Feb. 1996.
- [73] S. Verdú, S. Shamai, "Spectral efficiency of CDMA with random spreading," IEEE Trans. Inform. Theory, vol. 45, no. 2, pp. 622-640, March 1999.
- [74] 今井秀樹, 符号理論, (株) コロナ社, 東京, 1990.
- [75] P. Fan and M. Darnell, Sequence design for communications applications, Research Studies Press LTD., Taunton, England, 1996.
- [76] 柏木潤, M 系列とその応用, (株) 昭晃堂, 東京, 1996.

業績一覧

(丸印は本論文に関係のある文献・発表を表している)

I. 学会誌等

論文題目	公表の方法及び時期	著者
1. CDMA ALOHA Systems with Modified Channel Load Sensing Protocol for Satellite Communications	IEICE Trans. Fundamentals, vol. E79-A, no. 12, pp. 2035-2042, Dec. 1996.	H. Okada, M. Saito, T. Yamazato, M. Katayama, A. Ogawa
② Throughput Improvement of CDMA Slotted ALOHA System	IEICE Trans. Commun., vol. E80-B, no. 1, pp. 74-80, Jan. 1997.	M. Saito, H. Okada, T. Yamazato, M. Katayama, A. Ogawa
③ New Quasi-Synchronous Sequences for CDMA Slotted ALOHA Systems	IEICE Trans. Fundamentals, vol. E81-A, no. 11, pp. 2274-2280, Nov. 1998.	M. Saito, T. Yamazato, M. Katayama, A. Ogawa
④ Throughput Performance of CDMA Slotted ALOHA Systems Based on Average Packet Success Probability Considering Bit-to-Bit Dependence	IEICE Trans. Fundamentals, vol. E84-A, no. 2, Feb. 2001. (印刷中)	M. Saito, T. Yamazato, M. Katayama, A. Ogawa

論文題目	公表の方法及び時期	著者
⑤ Generation of Sets of Sequences Suitable for Multi-code Transmission in Quasi-Synchronous CDMA Systems	IEICE Trans. on Commun., vol. E84-B, no. 3, March 2001. (印刷中)	M. Saito, T. Yamazato, H. Okada, M. Katayama, A. Ogawa

II. 国際会議

論文題目	公表の方法及び時期	著者
① Throughput Improvement on CDMA Slotted ALOHA System by Modified Channel Load Sensing Protocol	The Seventh IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC '96), Taipei, ROC, vol. 1, C1.5, pp. 103-107, Oct. 1996.	M. Saito, H. Okada, T. Sato, T. Yamazato, M. Katayama, A. Ogawa
2. Performance Evaluation of CDMA ALOHA Systems with Modified Channel Load Sensing Protocol	1996 IEEE Global Telecommunications Conference (GLOBECOM '96), London, U.K., vol. 2, 32.3, pp. 1291-1295, Nov. 1996.	H. Okada, M. Saito, T. Sato, T. Yamazato, M. Katayama, A. Ogawa
③ Quasi-Synchronous CDMA Slotted ALOHA System Through Flat Fading Channel	1998 International Symposium on Information Theory and Its Applications (ISITA '98), Mexico City, MEXICO, vol. 2, FA4-3, pp. 487-490, Oct. 1998.	M. Saito, T. Yamazato, M. Katayama, A. Ogawa
④ Throughput Performance of CDMA Slotted ALOHA Systems with Accurate Packet Success Probability	The Second International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications (WPMC '99), Amsterdam, The Netherlands, vol. 1, 9.5, pp. 354-359, Sep. 1999.	M. Saito, T. Yamazato, M. Katayama, A. Ogawa

論文題目	公表の方法及び時期	著者
5. Throughput Performance of CDMA Unslotted ALOHA system with Successive Interference Cancellation Considering Detection Error of Packet Existence	2000 International Symposium on Information Theory and Its Applications (ISITA 2000), Hawaii, U.S.A., vol. 2, W-A-6, pp. 728-731, Oct. 2000.	Y. Tadokoro, H. Okada, M. Saito, T. Yamazato, M. Katayama, A. Ogawa

III. その他

論文題目	公表の方法及び時期	著者
(電子情報通信学会研究会)		
① 修正チャネルロードセンシングプロトコルを用いた Spread Slotted ALOHA 方式のスループット特性	電子情報通信学会衛星通信研究会技術研究報告, SAT95-83, pp. 67-72, 1995 年 12 月	齋藤将人, 岡田啓, 佐藤毅, 山里敬也, 片山正昭, 小川明
② CDMA Slotted ALOHA 方式のスループット特性に関する一検討	電子情報通信学会スペクトル拡散研究会技術研究報告, SST99-21, pp. 37-42, 1999 年 7 月	齋藤将人, 山里敬也, 片山正昭, 小川明
3. CDMA Unslotted ALOHA 方式への連続干渉除去の適用	電子情報通信学会スペクトル拡散研究会技術研究報告, SST99-34, pp. 25-30, 1999 年 9 月	田所幸浩, 岡田啓, 齋藤将人, 山里敬也, 片山正昭, 小川明
4. 無線環境下における TCP のスループット解析に関する一検討	電子情報通信学会無線通信研究会技術研究報告, RCS99-232, pp. 107-113, 2000 年 2 月	内藤克浩, 岡田啓, 齋藤将人, 山里敬也, 片山正昭, 小川明

論文題目	公表の方法及び時期	著者
⑤ 同期 CDMA 方式における拡散符号の相互相関特性と Decorrelating Detector による雑音強調効果に関する一検討	電子情報通信学会スペクトル拡散研究会技術研究報告, SST2000-16, pp. 57-62, 2000 年 6 月	齋藤将人, 岡田啓, 山里敬也, 片山正昭, 小川明
(情報理論とその応用シンポジウム)		
⑥ 直交ゴールド系列を基に生成した拡散系列を用いた準同期 CDMA ALOHA 方式	第 20 回情報理論とその応用シンポジウム (SITA '97), vol. 2, 4.3.6, pp. 589-592, 1997 年 12 月	齋藤将人, 山里敬也, 片山正昭, 小川明
⑦ Generation of Sets of Quasi-Synchronous Multi Code from Gold Code and Orthogonal Gold Code	第 23 回情報理論とその応用シンポジウム (SITA 2000), vol. 2, 32.1, pp. 555-448, 2000 年 10 月	齋藤将人, 岡田啓, 山里敬也, 片山正昭, 小川明
(電子情報通信学会全国大会)		
⑧ 2-path レイリーフェージング環境下における QS-CDMA Slotted ALOHA 方式のスループット特性	1998 年電子情報通信学会基礎・境界ソサイエティ大会, A-5-9, p.99, 1998 年 10 月	齋藤将人, 山里敬也, 片山正昭, 小川明
9. パケット検出誤りを考慮した逐次型干渉除去を適用した CDMA Unslotted ALOHA 方式の特性評価	2000 年電子情報通信学会総合大会, A-5-13, p.167, 2000 年 3 月	田所幸浩, 岡田啓, 齋藤将人, 山里敬也, 片山正昭, 小川明

論文題目	公表の方法及び時期	著者
10. 無線環境下における TCP の解析モデルに関する一検討	2000 年電子情報通信学会総合大会, B-5-185, p. 570, 2000 年 3 月	内藤克浩, 岡田啓, 齋藤将人, 山里敬也, 片山正昭, 小川明
11. 逐次型干渉除去を用いた CDMA Unslotted ALOHA 方式における 2 種類のパケット存在検出誤りの影響	2000 年電子情報通信学会基礎・境界ソサイエティ大会, A-5-13, p. 167, 2000 年 9 月	田所幸浩, 岡田啓, 齋藤将人, 山里敬也, 片山正昭, 小川明

IV. 受賞歴

1. 情報理論とその応用学会：平成10年 情報理論とその応用学会奨励賞

氏名	山本 浩一
所属	東京大学工学部
受賞論文	「非線形動的システムの最適制御」
受賞理由	本論文は、非線形動的システムの最適制御に関する重要な研究成果を示している。特に、非線形システムの最適制御問題を、線形システムの最適制御問題に変換する手法を提案し、その有効性を数値計算によって検証している。この手法は、非線形システムの最適制御問題を、線形システムの最適制御問題に変換する手法を提案し、その有効性を数値計算によって検証している。

