JAIST Repository
https://dspace.jaist.ac.jp/

Title	マルチメディア通信に適したDS/CDMA方式における通信速度割り当てに関する研究
Author(s)	長岡，貴光
Citation	
Issue Date	2000-03
Type	Thesis or Dissertation
Text version	author
URL	http://hdl.handle.net/10119/1345
Rights	
Description	Supervisor:日比野 靖，情報科学研究科，修士

JAIST
JAPAN
ADVANCED INSTITUTE OF
SCIENCE AND TECHNOLOGY

Japan Advanced Institute of Science and Technology

修 士 論 文

マルチメディア通信に適した DS/CDMA 方式における 通信速度割り当てに関する研究

指導教官　日比野靖 教授

北陸先端科学技術大学院大学
情報科学研究科情報システム学専攻

長岡 貴光

2000 年 2 月 15 日

Copyright © 2000 by Takamitsu Nagaoka

要 旨

マルチレート通信に対応するため，DS/CDMA 方式において可変拡散方式と，マルチコード方式の 2 通りの方法が提案されている．しかしながら，可変拡散方式においては 2 のべき乗でしか可変にできず通信速度を細かく設定できない．また，マルチコード方式において多様な通信速度に対応するには多くの受信器を必要とし，回路が複雑になってしまう．

そこで本論文では，この可変拡散方式とマルチコード方式を融合させ，より柔軟な通信速度と帯域を簡単に設定できる可変拡散マルチコード方式を提案する．そして，本論文で取り扱うメディアの諸条件を設定し，この可変拡散マルチコード方式を用いた際の，通信速度に対する柔軟性を示す．それとともに計算機シミュレーションによるビット誤り率特性を示す．またこのシステムの特性のままでは本論文において設定したメディアの要求条件を満たすことができないので，誤り訂正符号を用いた際の特性をともに示す．最後に, 各シミュレーション, 理論計算の結果をもとに本提案システムを評価する.

目 次

1 序論 **1**

2 CDMA 方式 **2**

2.1 スペクトル拡散通信方式 2

2.1.1 スペクトル拡散通信の原理 3

2.1.2 直接拡散変調 (Direct Sequence:DS) 4

2.2 CDMA 方式の原理と拡散符号 7

2.2.1 自己相関関数と相互相関関数 8

2.2.2 M 系列 9

2.2.3 Gold 系列 13

2.3 CDMA 方式の特徴 20

2.3.1 パワーコントロールの必要性 20

2.3.2 マルチパスフェージングの軽減 22

2.3.3 マルチレート通信 23

2.4 むすび 26

3 可変拡散マルチコード方式 **27**

3.1 可変拡散マルチコード方式の提案 27

3.1.1 可変拡散マルチコード方式の原理 27

3.1.2 可変拡散マルチコード方式による通信速度割り当ての適用例 31

3.2 可変拡散マルチコード方式の利点と欠点 35

3.3 取り扱うメディアの設定 35

3.3.1 各メディアに要求される諸条件 36

3.4 むすび 39

4 計算機シミュレーションによる評価 **40**
4.1 DS/SS シングルユーザシステムシミュレーション 40
4.1.1 シミュレーションモデル 40
4.1.2 シミュレーション諸元と結果 41
4.2 DS/CDMA マルチユーザシステムシミュレーション 44
4.2.1 解析モデル 44
4.2.2 理論解析 44
4.2.3 シミュレーションモデル 48
4.2.4 シミュレーション諸元と結果 52
4.3 可変マルチコード方式によるシミュレーション 55
4.3.1 シミュレーションモデル 55
4.3.2 シミュレーション諸元と結果 56
4.4 むすび 59

5 誤り訂正符号による BER の軽減 **61**
5.1 誤り訂正符号 61
5.1.1 ハミング (7,4) 符号 62
5.1.2 ハミング (7,4) 符号の符号化と復号 64
5.1.3 復号後のビット誤り率 66
5.2 シミュレーション 70
5.2.1 ハミング (7,4) 符号を用いた DS/SS シングルユーザシミュレーション 70
5.2.2 ハミング (7,4) 符号を用いた DS/CDMA マルチユーザシミュレーション 72
5.2.3 ハミング (7,4) 符号を用いた可変拡散マルチコード方式によるマルチユーザシミュレーション 74
5.3 むすび 82

6 考察 **83**
6.1 メディア別による本システムの特性 83
6.2 符号の割り当てアルゴリズム 85

7 結論 **94**

第 1 章

序論

近年，移動体通信においてマルチメディア通信への対応，またユーザ数の増加に伴う周波数帯域の逼迫が問題となっている [1]-[3]．従って，各メディア，各無線通信路状態に応じて最も適するよう通信速度を割り当てることは多重化技術において欠くことのできない重要な要素になりつつある [4]．このようなマルチレート通信に対応するため，符号分割多元接続 (Code Division Multiple Access:CDMA)，特に直接拡散 (Direct Sequence:DS) 方式を用いた CDMA(DS/CDMA) 方式 [5]-[7] において可変拡散方式と，マルチコード方式の 2 通りの方法が提案されている [1],[8]．しかしながら，可変拡散方式においては 2 のべき乗でしか可変にできず，通信速度を細かく設定できない．また，マルチコード方式において多様な通信速度に対応するには多くの受信器を必要とし，回路が複雑になってしまう．

そこで本論文では，この可変拡散方式とマルチコード方式を融合させ，より柔軟な通信速度と帯域を簡単に設定できる可変拡散マルチコード方式を提案する．

まず，本論文では，CDMA 方式を紹介する．続いて，可変拡散方式では，細かなチャネルを生成することはできないことを示す．またマルチコード方式では受信器が複雑になることを示す．そして，より柔軟な通信速度を割り当てることができるようにこれらを融合させた提案方式，可変拡散マルチコード方式について説明する．その後，本論文で取り扱うメディアの諸条件を設定し，この可変拡散マルチコード方式の，に対しての柔軟性について示し，それとともにビット誤り率の検討を行なう．

第 2 章

CDMA 方式

複数のユーザが無線伝送路を共有して同時に通信を行なう方法を多元接続 (Multiple Access) といい，大きく 3 つの方式に分けることができる．1 つは周波数によりチャネルを分離する，周波数分割多元接続 (Frequency Division Multiple Access:FDMA) 方式，2 つめは時間により分離を行なう時分割多元接続 (Time Division Multiple Access:TDMA) 方式，そして，3 つめはスペクトル拡散を利用して，その拡散符号によりチャネルを分離する符号分割多元接続 (Code Division Multiple Access:CDMA) 方式である． これらのうちで CDMA 方式は，フェージング環境に対して頑健で，遅延波を合成する RAKE 受信が可能であり，高い周波数効率を実現できるという利点により注目されている．

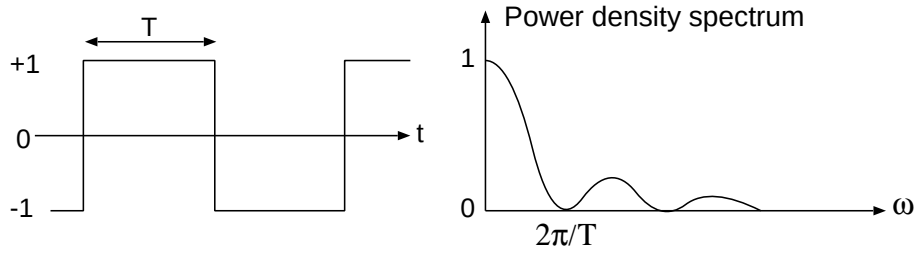
本章では主に, 本研究において最も基礎となるこの CDMA 方式の原理について述べる. そして, なぜ CDMA 方式が注目されているかについて説明し, これとともに多元接続方式として CDMA 方式がマルチレート通信に適していることも述べる. そこで, その手法として提案されている, 可変拡散方式とマルチコード方式を説明する.

2.1 スペクトル拡散通信方式

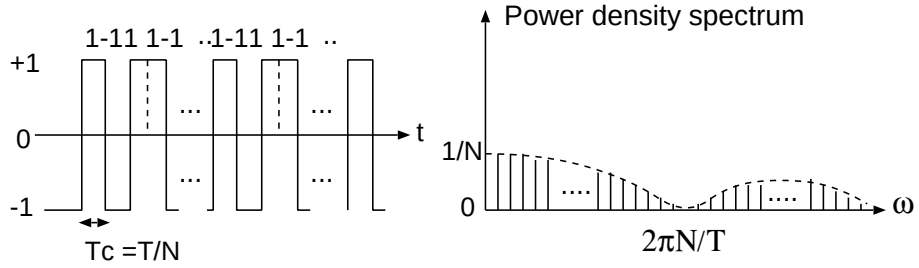
CDMA 方式は, ある情報信号スペクトルを最低限必要な帯域よりはるかに広い帯域に広げて伝送する，スペクトル拡散通信 (Spread Spectrum Communication:SS) 方式を用いて，情報信号とは独立な符号を用いて情報信号をより広い帯域に拡散して伝送を行なっている．これにより交換機なしで直接相手にアクセスできるという多元接続方式を実現している．本節では，CDMA 方式の基礎となるスペクトル拡散通信方式の理解を深めるために，その原理を述べることにする．

2.1.1 スペクトル拡散通信の原理

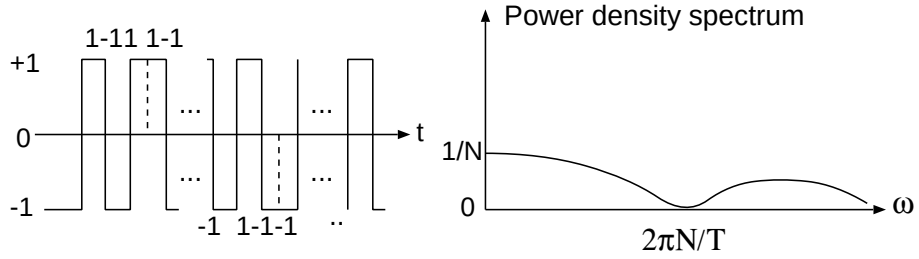
SS 通信の最も単純なモデルとしてベースバンドの直接拡散 (Direct Sequence:DS) 方式に注目し，SS 通信の原理と特徴を説明する．



(a) データ信号



(b)PN 信号



(c) 拡散信号

図 2.1: PN 信号によるスペクトル拡散の様子

DS 方式では送信すべき情報信号に拡散信号を変調，すなわち乗算することにより，情報信号のスペクトルをより広い帯域に拡散させて送信を行なう．

今，送るべき情報信号として図 2.1(a) のような，振幅±1、パルス幅 T のデータを考える．

$+1$、-1 の振幅がランダムに生起するものとすると，その電力密度スペクトルは図に示すようにメインローブ幅 $2\pi/T$の連続スペクトルとなる．

このデータ信号に，図 2.1(b)，式 (2.1) に示すような周期T_cで繰り返すパルス幅 (通常この SS 方式においては，チップ幅という)，振幅±1 の拡散用擬似雑音 (Pseudo Noise:PN) 信号を乗ずる．

$$T_c = \frac{T}{N}(N : \text{整数}) \tag{2.1}$$

この PN 信号のスペクトルは図に示すように，図 2.1(a) のスペクトルに対して N 倍の広がりを有し，かつ，$2\pi/T$間隔の線スペクトルで構成される．

この PN 信号とデータ信号を掛け合わせると同図 (c) のようになり，そのスペクトルは同図 (b) の各線スペクトル搬送波とする側波帯波を集合した連続スペクトルとなり，スペクトルの広がりはほぼ同図 (b) に等しくなる．この整数 N を拡散比 (spread factor:SF) と呼ぶ．

図 2. １ (a) に示す信号も同図 (c) の信号も振幅は同じなので，電力は等しい．よって，図１ (c) の電力密度スペクトルの大きさは図に示すように，同図 (a) のそれの 1/N となる．

受信機では，雑音に埋もれた信号から逆拡散 (despread) によって信号成分を検出する．逆拡散とは，受信信号中の PN 信号と同位相，同一 PN 信号を受信信号に乗じ，コヒーレントな復調を行なう操作を言う．

逆拡散によって広い帯域に拡散されていた情報成分は，もとの信号帯域に凝縮される．一方，伝送路中において加わった狭帯域の妨害雑音は，逆拡散によって広帯域に拡散される．白色雑音のような広帯域の雑音は，逆拡散によってスペクトル帯域はほとんど変化しない．

この例では，逆拡散後の SN 比は，逆拡散前の SN 比の N 倍になる．逆拡散後の SN 比と逆拡散前の SN 比の比を処理利得 (process gain) と言う．ほとんどの DS システムにおいて処理利得は拡散比と同じ値をとるが，周波数ホッピング (Frequency Hopping:FH) には当てはまらない．

2.1.2 直接拡散変調 (Direct Sequence:DS)

スペクトル拡散変復調法としては，直接拡散 (DS) 法と周波数ホッピング (FH) 法，時間ホッピング (TH)，チャープ (Chirp) 変調法および，これらを組み合わせた各種のハイブリッド方式があるが，スペクトル拡散の基本的な概念を述べるためにここでは，直接拡散 (DS) 法について説明する．

変調法

DS 変調方式の原理的な構成を図 2.2 に示す．図において $d(t)$ は，入力情報信号で，一般にパルス幅 T，振幅±1 の NRZ 信号を表している．拡散信号 $c(t)$ はチップ幅，

$$T_c = \frac{T}{N}(N : \text{整数}) \tag{2.2}$$

で，周期 T，振幅±1 の PN 信号で，同じく NRZ 信号を表している．

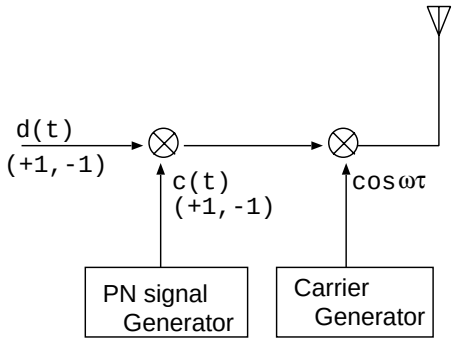


図 2.2: DS 変調方式の構成

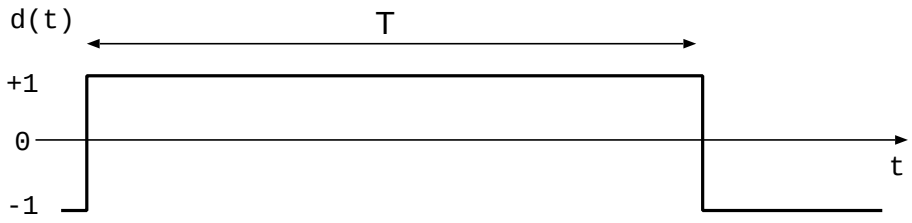
送信機では，この両信号を乗じて情報信号スペクトルを広げ，搬送波を変調して情報信号スペクトルを所要の伝送帯域に移し送信する．このプロセスを波形で示せば，図 2.3 のようになる．

図 2.2 では情報信号を拡散信号で拡散した後，搬送波変調を行なっているが，実際には回路の作りやすさから，図 2.4 のように情報信号で搬送波を変調した後，拡散変調を行なうことが多い．無線システムでは，図 2.4 における $d(t) \times cos\omega_c t$ の操作を 1 次変調，これに拡散信号を乗ずる操作を 2 次変調と呼んでいる．

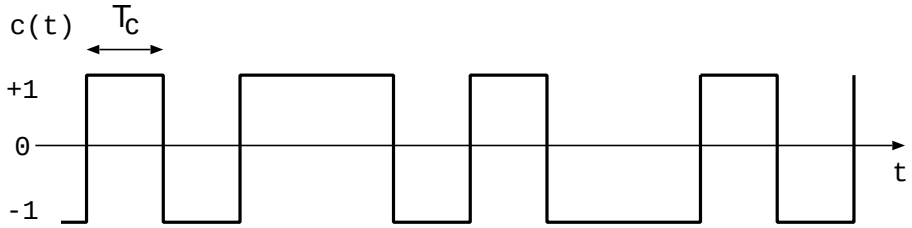
次に振幅変調において，振幅が±1 のディジタル信号の場合，2 相位相変調 (Binary Phase Shift Keying:BPS) として表すことができる．式で表すと，$a(t)$ が±1 の値をとる場合，

$$a(t)cos\omega_c t = sin\left[\omega_c t + a(t) \cdot \frac{\pi}{2}\right] \tag{2.3}$$

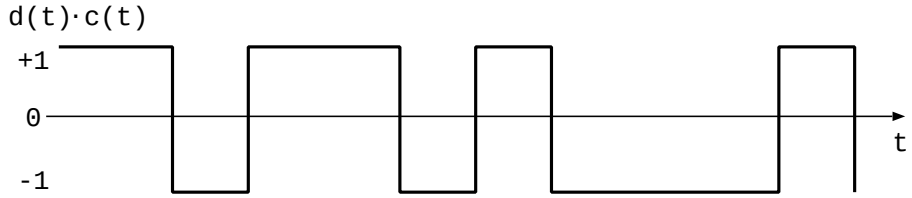
と書ける．



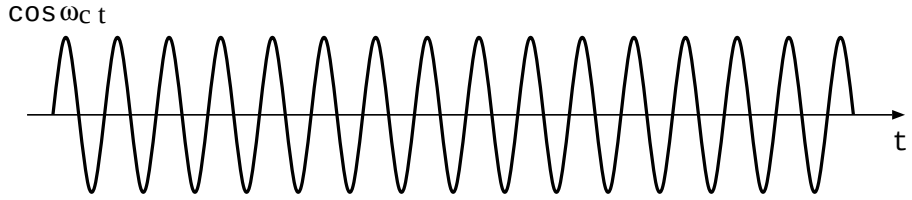
(a) データ信号



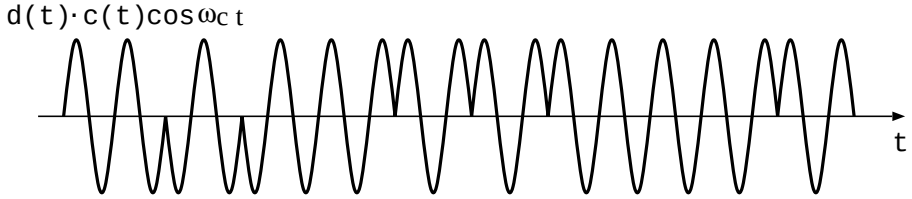
(b)PN 信号



(c) 拡散信号



(d) 搬送波信号



(e) 拡散搬送波変調信号

図 2.3: DS 変調の波形の様子

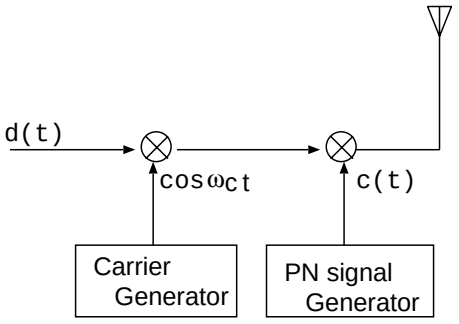


図 2.4: DS 変調器の一般的な構成

被変調波のスペクトル

入力情報信号 $d(t)$ を，速度 $B = 1/T(\mathrm{bit/s})$ でランダムに変化する振幅±1 の NRZ 信号とすると，そのスペクトルは，メインローブの広がりが B(Hz) の sinc 関数 $(\sin x/x)$ 形の連続スペクトルとなる．

拡散信号は，繰り返し周期 Tの PN 系列であるからそのスペクトルは，$B = 1/T(\mathrm{Hz})$ 間隔の線スペクトルとなり，そのメインローブは $W = 1/T_c(\mathrm{Hz})$ の広がりを有する．

次に，入力情報信号と拡散信号の乗算，つまり拡散信号を情報信号で変調を行なうと，そのスペクトルは両信号スペクトルを畳み込んだもの，すなわち，拡散信号の各線スペクトルと情報信号の変調積を集めたものとなり，連続スペクトルとなる．この様子を図 2.5 に示す.

送信機で，この信号で搬送波を変調して信号スペクトルを所要の帯域に配置して送信する．

2.2 CDMA 方式の原理と拡散符号

CDMA 方式は，情報信号とは独立な符号を用いて情報信号をより広い帯域に拡散し，伝送を行なう SS 方式を用いることにより，共存する他のシステムに対して妨害を与えにくくし，符号分割の機能を提供する特長を有している [10].

この特長は，送信する音声やデータなどの情報を，それらが本来有する周波数帯域よりもはるかに広い帯域に広げる拡散変調に用いる拡散符号の性質に基づいている．つまり，複数の局に ID，アドレスとして割り当てられる拡散符号間の相互相関が小さく，直交に近いことにより符号分割多元接続，CDMA を可能としている．

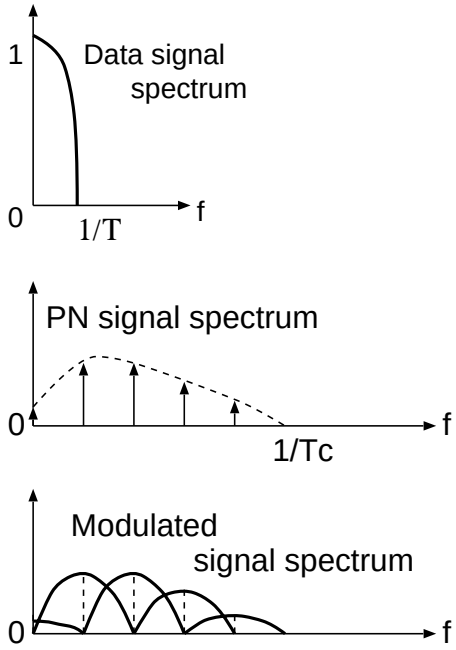


図 2.5: スペクトル拡散の様子

そこで本節では，CDMA のための拡散符号として用いられる PN 系列について具体的に説明する．

2.2.1 自己相関関数と相互相関関数

PN 系列を定義し，CDMA 通信システムにおける役割を理解するにあたり，まず時系列の自己相関関数と相互相関関数を明確にしておく必要がある．

信号 $c(t)$ と $c(t)$ を時間的にτだけずらした信号 $c(t-\tau)$ の内積によって次のように定義される $R_{cc}(\tau)$ を $c(t)$ の自己相関関数という．

$$R_{cc}(\tau) = \lim_{T\to\infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^{T} c(t)c(t-\tau)dt \tag{2.4}$$

また，信号 $c(t)$ と，$b(t)$ を時間的にτだけずらした信号 $b(t-\tau)$ の内積によって次のように定義される $R_{cb}(\tau)$ を $c(t)$ と $b(t)$ の相互相関関数という．

$$R_{cb}(\tau) = \lim_{T\to\infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^{T} c(t)b(t-\tau)dt \tag{2.5}$$

式 (2.4)，式 (2.5) は数学的定義であり，信号 $c(t)$ と $b(t)$ が周期 Tをもつ場合，実用的には 1 周期の積分を考えればよく，次式のように表すことができる．

$$R_{cc}(\tau) = \frac{1}{T}\int_0^T c(t)c(t-\tau)dt \tag{2.6}$$

$$R_{cb}(\tau) = \frac{1}{T}\int_0^T c(t)b(t-\tau)dt \tag{2.7}$$

特に，$c(t)$ と，$b(t)$ がパルス幅 T_cで周期 $T = NT_c$ のパルス信号であり，$c(t)$ と $b(t)$ を T_c ごとにサンプルして得られる時系列をそれぞれ，C_kと B_k とし，$\tau = lT_c$とすると，$R_{cc}(\tau)$ と，$R_{cb}(\tau)$ は次式のような $R_{cc}(l)$ と $R_{cb}(l)$ で表される．

$$R_{cc}(l) = \sum_{k=0}^{N-1} C_k C_{k+l} \tag{2.8}$$

$$R_{cb}(l) = \sum_{k=0}^{N-1} C_k B_{k+l} \tag{2.9}$$

一般に，相互相関関数は 2 つの信号あるいは系列間の類似度を表し，相互相関関数の値がゼロに近いほど、それらの信号が似ていないことを意味する．

同様に，自己相関関数は信号あるいは系列とそれを時間的にシフトしたものとの類似度、すなわち周期性を表し，周期信号や周期系列の自己相関関数は周期関数となる．

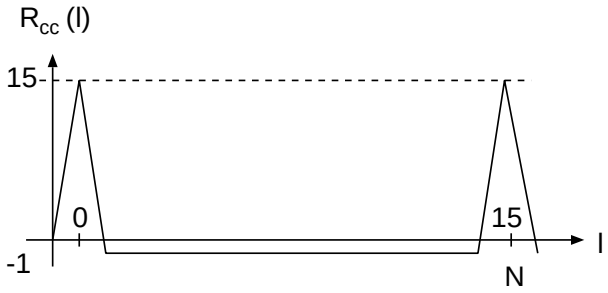
2.2.2 M 系列

最も代表的な PN 系列として, 図 2.7 に示す最大周期シフトレジスタ (Maximum length shift register) 系列が知られ，M 系列と呼ばれている．

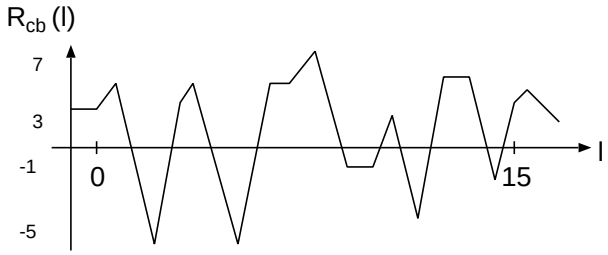
これは図 2.7(a) のような，⊕(排他的論理和) による帰還タップをもつ線形帰還シフトレジスタ (Linear Feedback Shift Register: LFSR) に全ゼロ以外の初期値を与えることにより生成される周期系列である。この時、図 2.7(b) に図 2.7(a) の 4 段 LFSR で生成される周期 15 の M 系列の時間波形 (パルス時間幅 T_c) を示す．図 2.7(c) はその自己相関関数を表し，位相差 15(周期 15) ごとに鋭いピークをもつ．但し，図 2.7(b) の 0,1 の系列を 1,-1 の系列に置き換えた系列について式 (2.8) を計算することにより得られる．

一般に，狭義の PN 系列は次のように定義される．

[**狭義の PN 系列の定義**] 自己相関関数が 2 レベルの値だけをとり，かつ 1 周期中の 0 と 1 (または、1 と-1) の個数がたかだか一つだけしか異ならない周期系列.



(a) 自己相関関数



(b) 相互相関関数

図 2.6: 周期 15 の M 系列における自己相関と相互相関の例

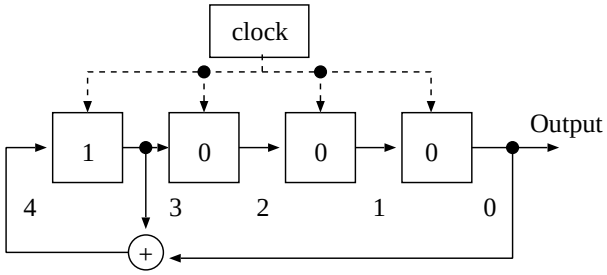
特に，周期 N の 0 と 1 からなる系列を **2 元系列**と呼び，この各要素をそれぞれ，1 と-1 に置き換えた系列を **2 値系列**と呼ぶ．2 元系列 c_k と 2 値系列 C_k の各要素 c_k と C_k(k:整数) の関係は，

$$C_k = (-1)^{c_k} \tag{2.10}$$

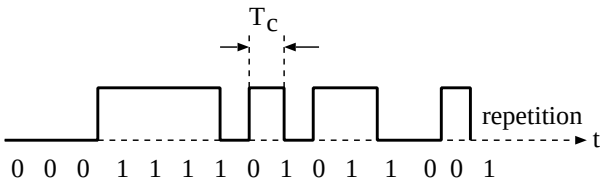
により対応づけられ，位相変調などにより回路的に実現できる．式 (2.10) を式 (2.8) に代入すると自己相関関数 $R_{cc}(l)$ は，

$$\begin{aligned} R_{cc}(l) &= \sum_{k=0}^{N-1} (-1)^{c_k} (-1)^{c_k+l} \\ &= N - 2 \sum_{k=0}^{N-1} c_k \oplus c_{k+l} \end{aligned} \tag{2.11}$$

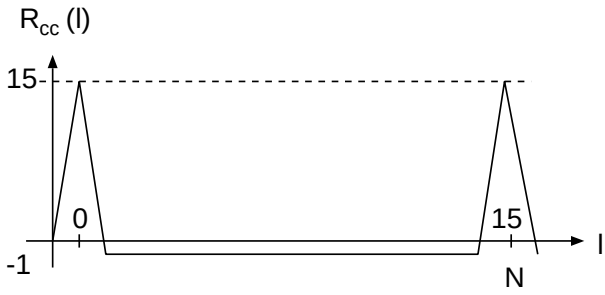
となり，1 周期中において c_k と c_{k+l}，全てのチップ数が一致すれば，自己相関値は周期の値になる．また，全てのチップが一致しない，つまり半分のチップ (N=15 ならば，7 チップ) が一致し，もう半分 (N=15 なら，8 チップ) が一致しない場合 (PN 系列の定義に



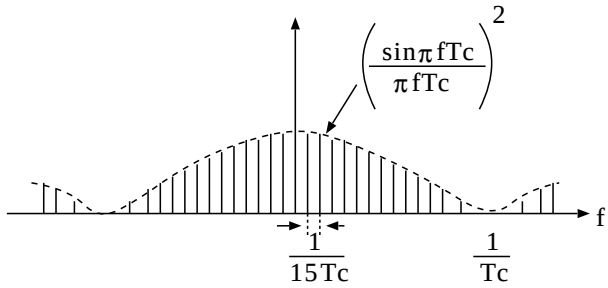
(a) 線形帰還シフトレジスタ (LFSR) による生成器



(b) 周期 15 の M 系列



(c) 自己相関関数



(d) 電力スペクトル密度

図 2.7: 擬似雑音 (PN) 系列の一例 (M 系列)

より周期中の 0 と 1 の個数はたかだか 1 つしか異ならないので) は，自己相関値は-1 になることが分かる．

従って，式 (2.8)，または式 (2.11) で定義される周期 N の 2 次元系列 c_k または，2 値系列 C_k の自己相関関数 $R_{cc}(l)$ は 2 レベルの値をもつ．

$$R_{cc}(l) = \begin{cases} N & (l = 0 mod N) \\ -1 & (otherwise) \end{cases} \tag{2.12}$$

但し，$l = 0 mod N$ は、l を N で割った余りが 0 となるとこを表し，l が周期 N の倍数であることを意味している．

しかしながら，このような定義を満たす狭義の PN 系列は系列数が少ない．

例えば，4 段 LFSR において周期 $N = 2^4 - 1 = 15$ の M 系列を発生させようとした場合，その LFSR の帰還結線は $f(d) = D^4 + D^3 + 1$，ベクトル表示では (11001) と，これを逆順にした $f(d) = D^4 + D + 1$，ベクトル表示では (10011) の 2 通りの結線により得られる 2 つの系列しかない．

同様に，5 段 LFSR において周期 $N = 2^5 - 1 = 31$ の M 系列を発生させようとした場合，その LFSR の帰還結線は $f(D) = D^5 + D^3 + 1$，ベクトル表示では (101001) と，$f(D) = D^5 + D^3 + D^2 + D + 1$，ベクトル表示では (101111) と，$f(D) = D^5 + D^4 + D^3 + D + 1$，ベクトル表示では (111011) と，また，これらを逆順にした $f(D) = D^5 + D^2 + 1$，ベクトル表示では (100101) と，$f(D) = D^5 + D^4 + D^3 + D^2 + 1$，ベクトル表示では (111101) と，$f(D) = D^5 + D^4 + D^2 + D + 1$，ベクトル表示では (110111) の 6 通りの結線により得られる 6 つの系列しかない．

プリファード M 系列

一般的には M 系列間の相互相関の絶対値は大きい．しかし，特定の M 系列の相互相関の値が小さい 3 値だけをとる M 系列の対があり，**プリファードペア (preferred pair) な M 系列**と言う [10]．簡単に，それぞれを**プリファード M 系列**ということもある．特に，周期 $N = 2^k - 1$ の M 系列 u と，これに対してプリファードペアな M 系列 v との相互相関値は小さな 3 値 $t(k) - 2$, -1, $-t(k)$ をとることが知られている．ここで，$t(k)$ は以下の式 (2.15) により表される．

$$t(k) = 2^{\lfloor (k+2)/2 \rfloor} + 1 \tag{2.13}$$

但しここで，$\lfloor x \rfloor$ は x 以下の最大整数を表す．

図 2.8 に 5 段 LFSR における周期 31 の M 系列の関係を示す．破線で結ばれた対の M 系列がプリファードペアである．

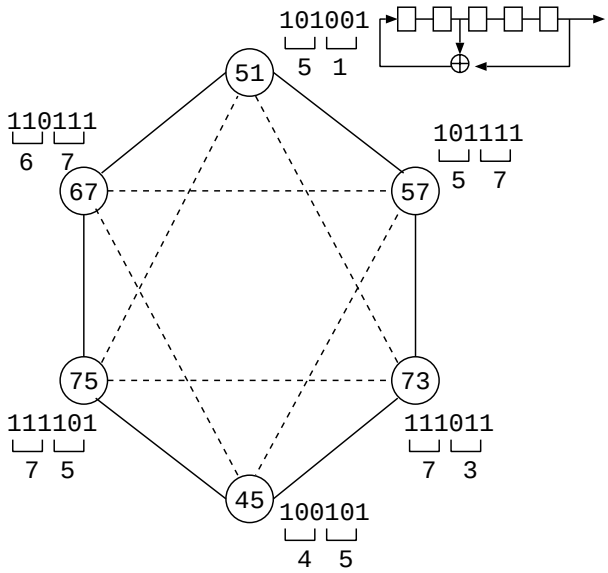


図 2.8: 周期 31 の 6 種類の M 系列におけるプリファードペアの関係

2.2.3 Gold 系列

周期 N の等しい二つの M 系列をチップごとに排他的論理和で合成して得られる周期 N の LFSR 系列を **Gold 系列**と言う [10][8]．図 2.9 に二つの M 系列生成器を用いた Gold 系列生成器を示す．この M 系列発生器 2 の系列を 1 チップシフトした系列と M 系列発生器 1 の系列を合成することにより，シフトした N 通りの M 系列発生器 2 の系列に対して，N 通りの Gold 系列が得られる． つまり系列数にして，この N 通りの系列ともとのプリファードペアな 2 つの M 系列を合わせ，$N+2$ の系列を生成することができる．

特に，プリファードペアな M 系列をこのようにして合成し得られる Gold 系列を**プリファード Gold 系列**と言い，プリファードペアな M 系列と同じ 3 値のみの相互相関値をもつ．また，自己相関値は M 系列と異なり，位相差 $n = 0 mod N$ 以外では，やはり相互相関と同じ 3 値をとる．ここで，周期 $N = 31$ のプリファードペアな M 系列，$f_1(D) = D^5 + D^2 + 1$ と $f_2(D) = D^5 + D^3 + D^2 + D + 1$ により合成され得ることのできるプリファード Gold 系列の発生回路を図 2.10 に示す．

また，これにより発生される符号系列を表 2.1 に示す．

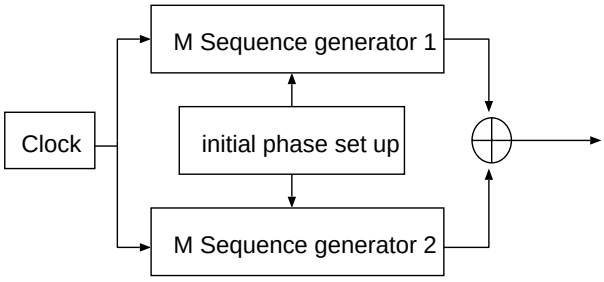


図 2.9: Gold 系列発生回路

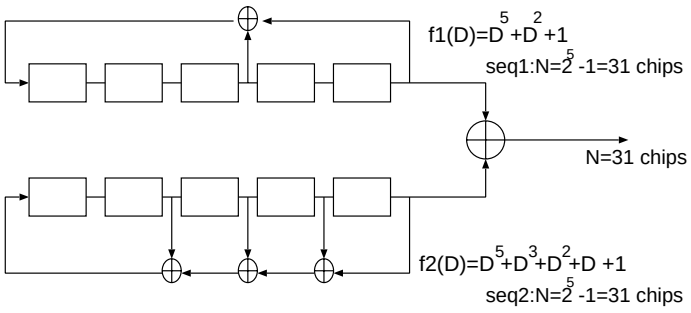


図 2.10: プリファード Gold 系列発生回路の一例

表 2.1: 図 7 の回路によるプリファード Gold 系列の系列パターン

Code	Chip pattern
Sequence 1	11111000110111010100000100101100
Sequence 2	11111001001100001011010100011110
0 shift combination	00000001111011011111011101000010
1 shift combination	00001010101111000010100000110001
2 shift combination	00011100000111111001011000010111
3 shift combination	00110001010110001111010101011011
4 shift combination	01101011110101100001001110000011
5 shift combination	11011110110010111110000111100011
6 shift combination	10110100111100000000010100010010
7 shift combination	01100000100001111100110010100000
8 shift combination	11001000011010000101111110101010
9 shift combination	10011001101101110111100110111110
10 shift combination	00111010000010010011010110010000
11 shift combination	01111101011101011010110111001010
12 shift combination	11110011100011001001110101111111
13 shift combination	11101110011111101111110000010100
14 shift combination	11010101100110100011111011000000
15 shift combination	10100010010100111011101101101000
16 shift combination	01001101110000001011000000011100
17 shift combination	10010010111001101010011010011010
18 shift combination	00101100101010101000101111011100
19 shift combination	01010000001100101101000101010010
20 shift combination	10101001000000100110010001001110
21 shift combination	01011011011000110000111001110100
22 shift combination	10111111101000011101101000000010
23 shift combination	01110110001001000111001011101100
24 shift combination	11100101001011110010001100110010
25 shift combination	11000011001110011000000010001100
26 shift combination	10001111000101001100011111111000
27 shift combination	00010111010011100100100100000100
28 shift combination	00100111111110110101010011111010
29 shift combination	01000110100100010110111100011110
30 shift combination	10000100010001010001100011010110

M 系列とプリファード Gold 系列の自己相関

自己相関値は以下の式 (2.14) により求めることができる.

$$R_{cc}(l) = \sum_{k=0}^{N-1} C_k C_{k+l} \tag{2.14}$$

M 系列においてとりうる自己相関値は，N と-1 の 2 値しかとらなかったのに対し，プリファード Gold 系列は，位相差 $n = 0 mod N$ でとる $Rcc(l) = N$ 以外に，$t(k) - 2$，-1，$-t(k)$ の 3 値をとる.

ここで，表 1 における M 系列である Sequence1 の自己相関関数を図 2.11 に，またプリファード Gold 系列である 0 shift combination と 1 shift combination の系列，それぞれの自己相関関数を図 2.12 に示す.

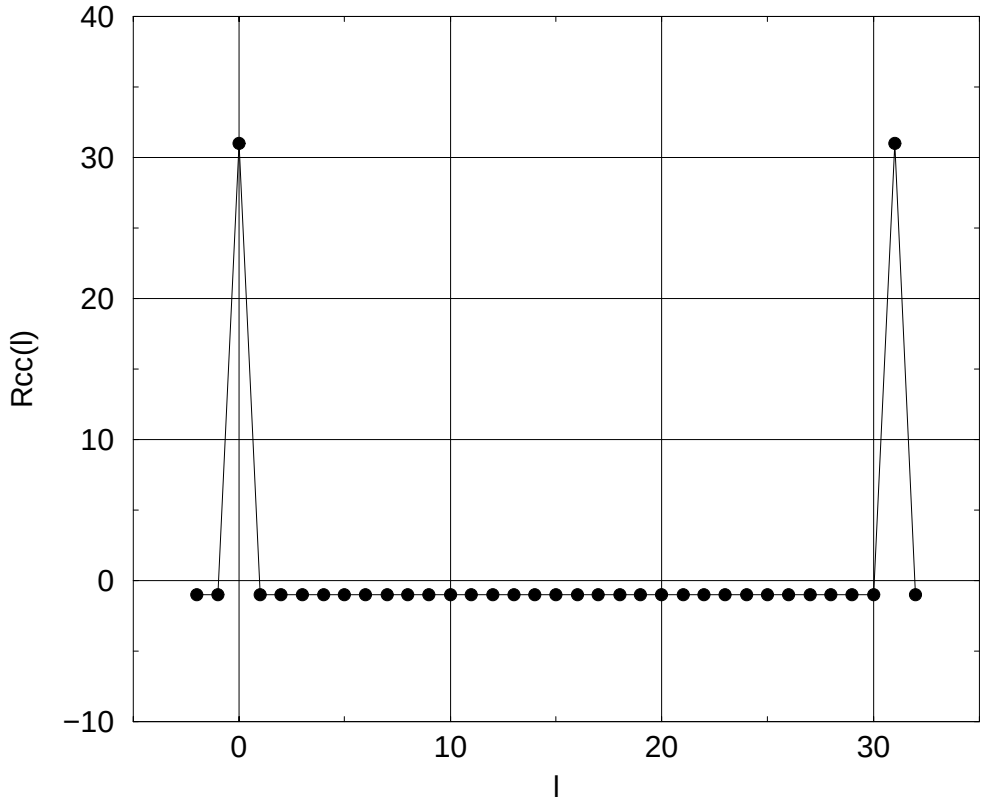


図 2.11: M 系列 Seq.1 の自己相関関数

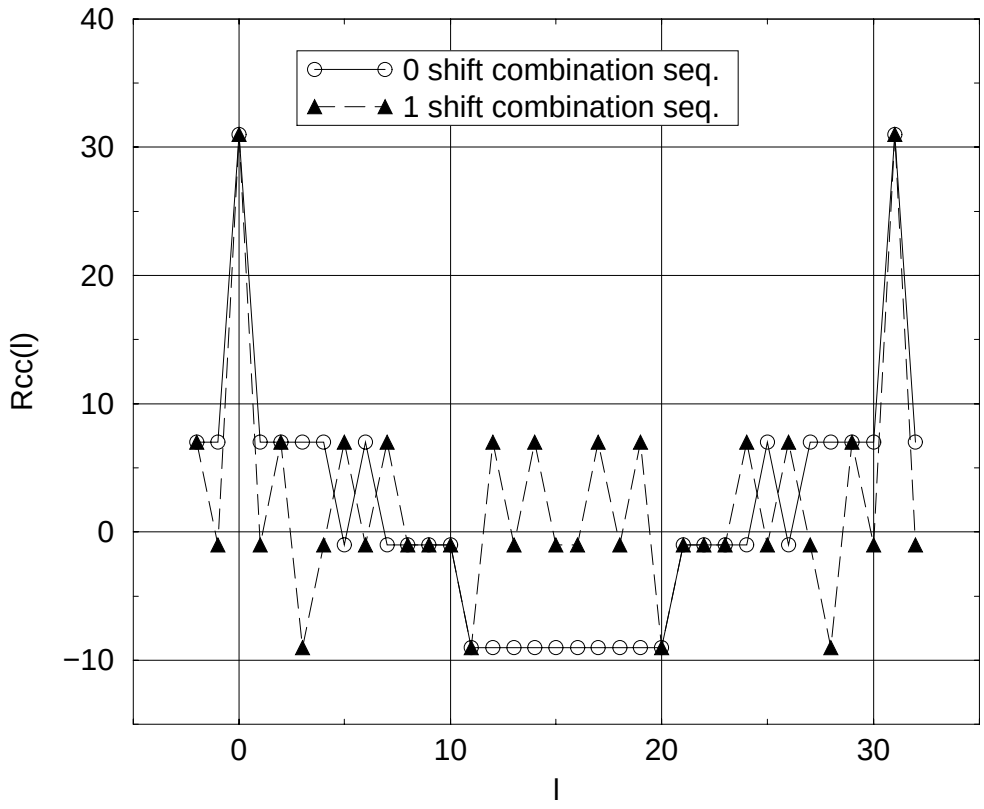


図 2.12: プリファード Gold 系列の自己相関関数

プリファード M 系列とプリファード Gold 系列の相互相関

相互相関値は以下の式 (2.15) により求めることができる.

$$R_{cb}(l) = \sum_{k=0}^{N-1} C_k B_{k+l} \tag{2.15}$$

プリファード M 系列においてとりうる相互相関値 $Rcb(l) = t(k) - 2, -1, -t(k)$ の 3 値と同様，プリファード Gold 系列もこの 3 値をとる.

ここで，表 2.1 における M 系列である Sequence1 に対する M 系列 Sequence2 の相互相関関数を図 2.13 に，また同様に Sequence1 に対するプリファード Gold 系列である 0 shift combination，1 shift combination，2 shift combination 系列のそれぞれの相互相関関数を図 2.14 に示す.

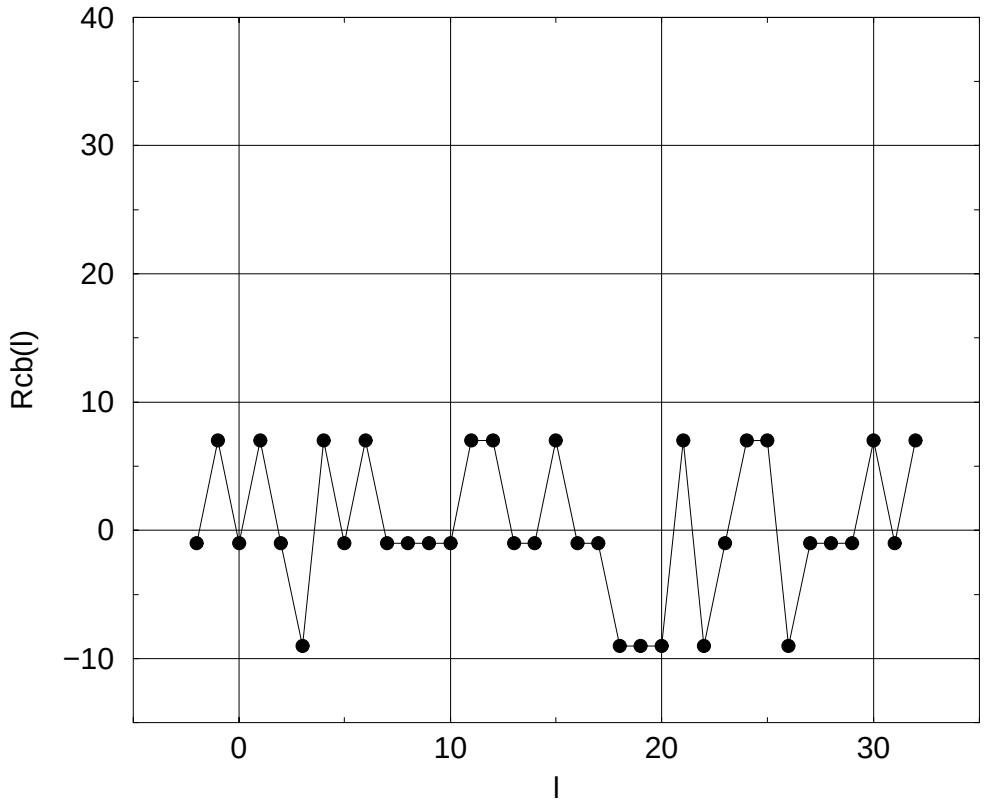


図 2.13: プリファードペアな M 系列間の相互相関関数

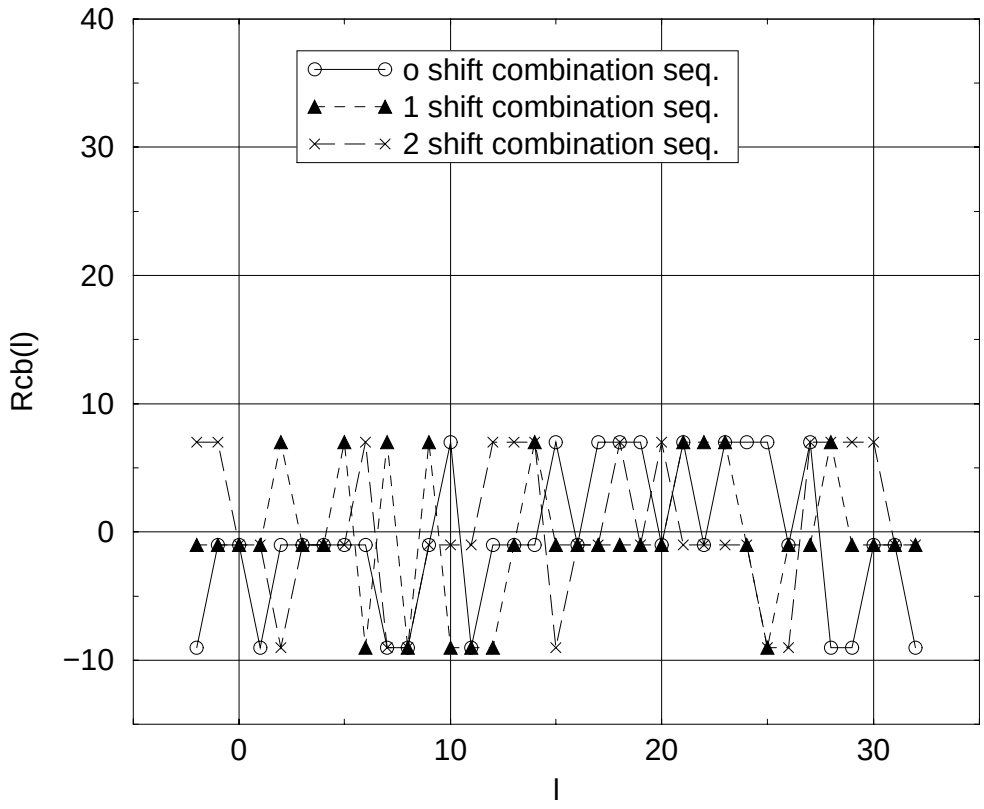


図 2.14: プリファード Gold 系列間の相互相関関数

2.3 CDMA 方式の特徴

CDMA 方式は，複数のユーザに対し，あらかじめ用意された拡散符号を各ユーザに割り当てることで，同一周波数帯域，同一時間を利用することが可能になる．よって，周波数や時間に縛られることなく，より柔軟に多元接続が可能となる．また，フェージングによって引き起こされる信号の位相ずれの影響は TDMA 方式に比べ少なく，逆に，タイムスロットによるチャネルの分離がないので，遅延波を合成し，フェージングの影響を軽減することが可能である．

しかしながら CDMA 方式において，各ユーザは同一周波数帯域，同一時間を利用するので，移動機から基地局に到達する全てのユーザの送信電力は，一定に保たれなければいけない．

本節では，CDMA 方式の特徴である，送信電力制御 (パワーコントロール)，RAKE 受信，マルチレート通信について述べる．

2.3.1 パワーコントロールの必要性

遠近問題

基地局の周りに移動局が存在する状況を図 2.15 に示す．この図では 1 つの移動局は基地局に近接し，他方は遠方に存在する．

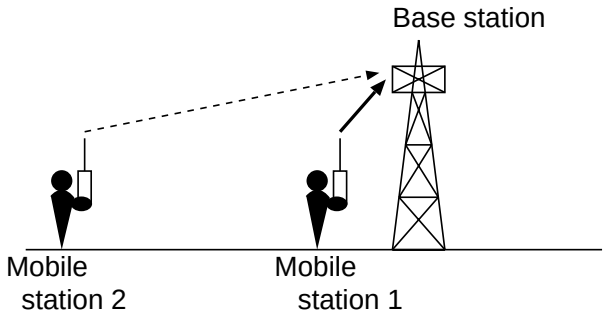


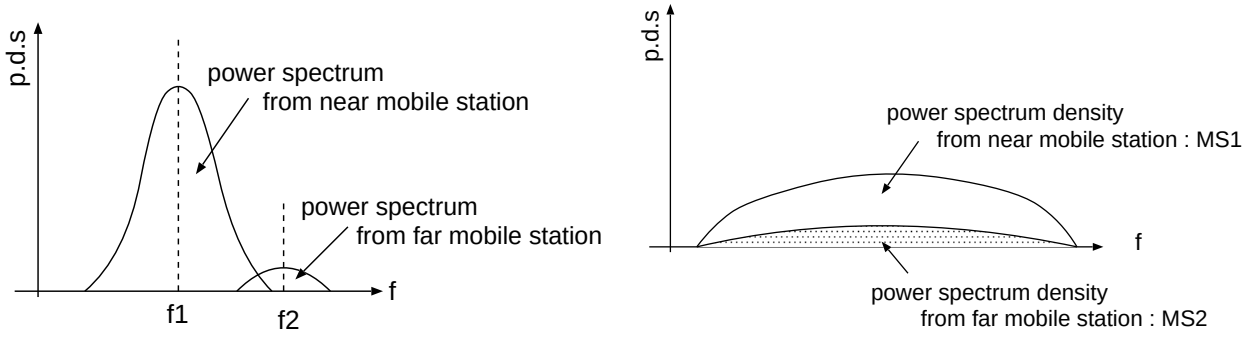
図 2.15: 遠近問題が生じてくるケース

ここで，各々の移動局の送信パワーが一定であるとするなら，基地局において受信される信号は遠方の移動局の信号よりも，近接の移動局の信号の方が大きく受信される．電波の距離減衰を r^2に反比例するものと仮定すると，例えばここで，基地局と近接の移動局

1 の間の距離を r_1，基地局と遠方の移動局 2 の間の距離を r_2とし，$r_1/r_2 = 1/10$ ならば，基地局における近接移動局の受信電力は遠方の移動局に対して 10^2倍にもなる．

基地局が遠方の移動局を受信しようとしていても，近接移動局による干渉は大きく，遠方移動局の受信は困難になってしまう．

遠近問題は FDMA のような狭帯域方式においても図 2.16(a) のように見られるが, 同一の周波数帯域を利用する DS 方式 (直接拡散方式) にとっては，図 2.16(b) のように干渉波のスペクトルが希望波のスペクトルを大きく上回る．これにより相互相関の影響が大きくなるので，拡散符号の処理利得で干渉を排除できる範囲を越えてしまう恐れがある．



(a)FDMA における遠近問題　　(b)DS/CDMA における遠近問題

図 2.16: 各多元接続方式における遠近問題の様子

これを解決するものとして，基地局へ到達する信号の強度を制御するパワーコントロール等が挙げられる [10]．

パワーコントロール

パワーコントロールとは，受信感度が高ければ送信パワーを落し，その逆の受信感度が低ければ，送信パワーを増加させ，適切な受信レベルを一定に保つためのものである．これにより遠近問題は解決され，また，携帯端末のパワーの消耗を抑えることも可能である [10][13]．

2.3.2 マルチパスフェージングの軽減

フェージング

フェージングとは, 受信側での受信信号振幅が時間とともに不規則に変動する現象である [12]．フェージングの主な原因は，図 2.17 に示すように送信側から空間に放たれた電波が複数の経路を通って受信側に到着し，それぞれの経路の長さが異なるために、各経路の信号同士が干渉しあうことにある．特に市街地では近隣のビル壁面などで信号電波が複雑に反射を繰り返し，受信アンテナにあらゆる方向から無数の素波として到着する．

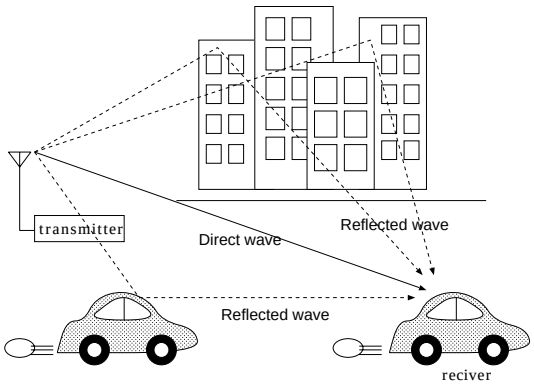


図 2.17: フェージングの要因

このようなフェージング通信路では，受信信号レベルが減衰するところで受信信号が著しく劣化する．また，フェージングによって引き起こされる信号の位相のずれにより，時分割多元接続する TDMA 方式では，マルチパス成分が他のチャネルに妨害波として伝搬してしまう．これを軽減するためにダイバーシチ技術があるが，特に CDMA 方式ではマルチパスダイバーシチ，RAKE 受信が可能である．

RAKE 受信

一定時間以上遅れて到着する信号を識別できる能力を利用して，遅れて到着した信号のための受信機を別途用意し，遅延時間を調整してそれらの出力を合成することで遅延波のエネルギーを有効に利用する受信機が構成できる．このようなタイプの受信方法を RAKE 受信と呼ぶ [12].

RAKE とは，落葉などをかき集める掃除道具の「熊手」のことである．いろいろな方向から遅れて到着する信号をかき集めてエネルギーを有効利用することからこの名前がついている．この受信回路を図 2.18 に示す.

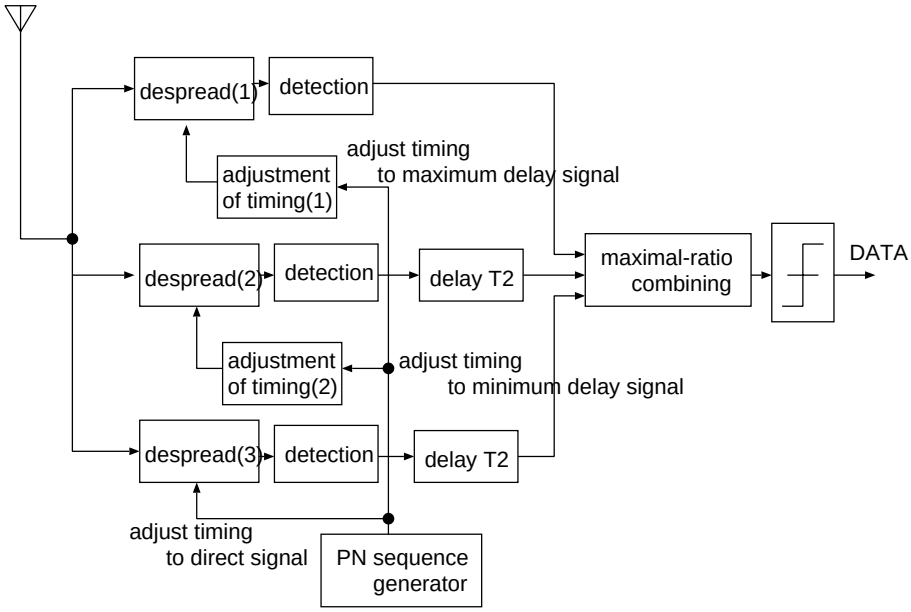


図 2.18: RAKE 受信機 (3 Finger RAKE,DS 方式の例)

2.3.3 マルチレート通信

CDMA 方式は，TDMA 方式と異なりタイムスロットによるチャネルの分離がない．よって，フェージングによって引き起こされる信号の位相ずれにより，他のチャネルに及ぼす影響が少ない．このため 1 ユーザが複数のチャネルを用いても，各々のチャネルはフェージングによる他のチャネルの妨害を受けることがないので，マルチレート通信に適している．

DS/CDMA 方式において，マルチメディア通信に対応するために可変拡散方式とマルチコード方式の 2 通りの方法が提案されている．以下にこれらの方式の原理を説明する．また，これとともに各方式の欠点について述べる．

可変拡散方式

移動機における回路，特に RAKE 受信回路を複雑にすることなく，通信速度を可変にできる方法である [1], [8]．この方式の基本概念を図 2.19 に示す．

この方式は，ユーザの通信速度に応じて，あらかじめ割り当てられた直交符号 $C_i(l_i)$ を用いて予備拡散し，これを最終的な符号を用いて拡散を行なう．直交符号 $C_i(l_i)$ は，式 (2.16) に示される Walsh 関数を用いて式 (2.17) により生成する．

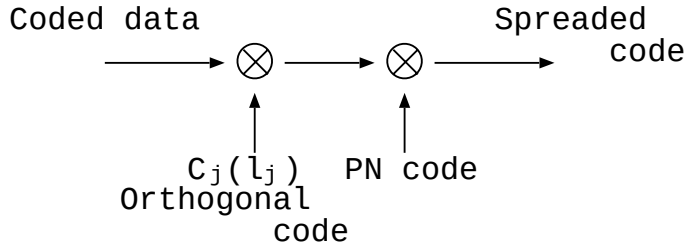


図 2.19: 可変拡散方式の概略

$$H_{2n} = \begin{bmatrix} H_N & H_N \\ H_N & \overline{H_N} \end{bmatrix} \tag{2.16}$$

$$C_N = \begin{bmatrix} C_N(1) \\ C_N(2) \\ C_N(3) \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ C_N(N-1) \\ C_N(N) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_{N/2}(1)C_{N/2}(1) \\ C_{N/2}(1)\overline{C}_{N/2}(1) \\ C_{N/2}(2)C_{N/2}(2) \\ C_{N/2}(2)\overline{C}_{N/2}(2) \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ C_{N/2}(N/2)\overline{C}_{N/2}(N/2) \end{bmatrix} \tag{2.17}$$

ここで，$\overline{C}_{N/2(n)}$は$C_{N/2(n)}$の補数であり，各要素を反転 $(0 \to 1,\ 1 \to 0)$ した行ベクトルを意味する．ここで，$C_N(j)$ は N要素の符号であり，以下のように表すことができる．

$$C_N(j) \in (\pm 1, \pm 1, \cdots, \pm 1) \tag{2.18}$$

図 2.20 に，式 (2.17) による直交符号生成の概念を示す．このように符号がツリー状に生成されるのが特徴である．なお，受信側では伝送されている通信速度を迅速に認識する必要があり，このため，通信速度情報 (Rate Information:RI) が情報信号中にマッピングされる．

しかしながら，図 2.20 を見ても分かるように，予備拡散される直交符号は 2 のべき乗でしか生成することができない．つまりこの方式においては，信号の通信速度は 2 のべき乗でしか可変にすることができないことが分かる．

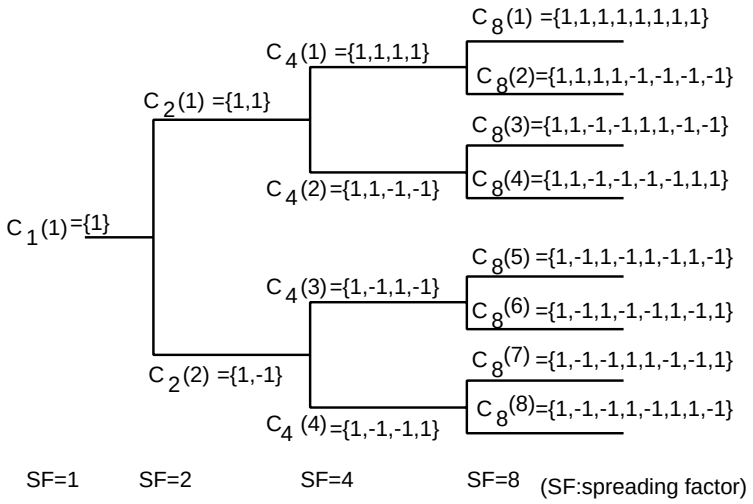


図 2.20: 直交符号生成ツリー

マルチコード方式

移動機回路の若干の複雑化は許容しても，広範囲の通信速度に対応するために，マルチコード方式が提案されている [1]．これは，複数の符号 (チャネル) を一つの高速チャネルに割り当てる方法であり，その概念を図 2.21 に示す．この図 2.21 においては，1 つの高速チャネルに低速チャネルを 4 チャネル，並列に割り当てた場合を示している．

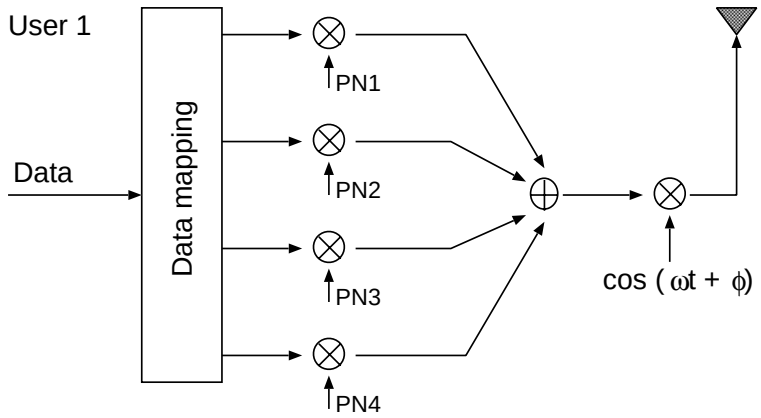


図 2.21: マルチコード方式

この方式では，同時に割り当てられた各チャネル間での同期維持を前提として，パイロット信号，送信電力制御 (Transmit Power Control:TPC) 信号，RI 信号の各部につい

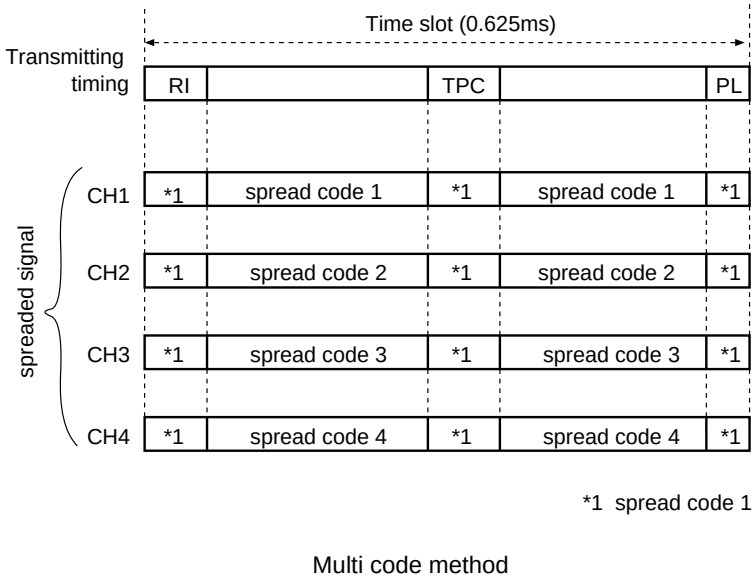


図 2.22: マルチコード方式による信号の様子

ては代表する拡散符号が共通に使われ，これらに基づき，同期検波復調や送信電力制御がチャネルごと，個別に実行される．

しかしながら，CDMA 方式においては，遅延波を合成する RAKE 受信回路を備えているので，図に示すように 1 ユーザが複数のチャネルを使用すると，それぞれのチャネルに対して RAKE 受信を行なわないといけないので，受信回路がとても複雑になるという欠点を有している．

2.4 むすび

本章では，CDMA 方式の基礎になっている，スペクトル拡散通信方式，また，その際に用いる拡散符号について詳しく述べた．また，CDMA 方式がマルチレート通信に適していることも述べた．また，このようなマルチレート通信に対応するため，DS/CDMA 方式において提案されている可変拡散方式とマルチコード方式の原理を説明した．しかしながら，可変拡散方式は 2 のべき乗でしか通信速度を可変にすることができず，細かな速度の設定ができないということを示した．また，マルチコード方式において様々な通信速度に対応するには受信器が多くなり，回路が複雑になることを示した．

第 3 章

可変拡散マルチコード方式

第 2 章では, DS/CDMA 方式においてマルチレート通信に対応する方法としてすでに提案されている, 可変拡散方式とマルチコード方式の原理を説明し，またこれらの欠点を示した.

本章ではこれらの方式を融合させ, より柔軟な通信速度を簡単に設定できる**可変拡散マルチコード方式**を提案し, この原理を説明する. そして, この提案方式の有意性と問題点について述べる.

3.1 可変拡散マルチコード方式の提案

3.1.1 可変拡散マルチコード方式の原理

本論文において提案する可変拡散マルチコード方式の原理を図 3.1 に示す. この可変拡散マルチコード方式を説明すると，以下のようにまとめることができる.

1. 通信速度が異なるチャネルを複数用意

   まず，1 ユーザに対し通信速度が 2 のべき乗で異なる複数のチャネルを用意する. 図 3.1, 図 3.2 では通信速度が R(bps), R/2(bps), R/4(bps), R/8(bps) と異なる，4 つのチャネルを用意している.

2. 高速チャネルの通信速度を基準に Gold 符号を割り当てる

   この複数のチャネルのうち最も高速なチャネルの通信速度を基準に Gold 符号を割り当てる. 図 3.1, 図 3.2 の場合，チャネル 1 の通信速度 R(bps) を基準に，符号長 N の Gold 符号を割り当てている.

3. チップレートの設定

   拡散符号 (ここでは Gold 符号) の符号長と 2. において定めた高速チャネルの通信速度より，拡散符号のチップレートが設定される．ここで，拡散符号の符号長を N，設定された高速チャネルの通信速度を R(bps) とすれば，拡散符号のチップレート R_c(chip/s) は以下のように設定される．

$$R_c = R \times N[chip/s] \tag{3.1}$$

4. 設定されたチップレートを基に順に低速チャネルをつくる

   3. により設定された拡散符号のチップレートを最小伝送単位とし，これら拡散符号を各チャネルの通信速度に応じ繰り返す．このように低速チャネルを生成していく．図 3.1 における Repeater の働きにより，これを実現する．

5. 全てのチャネルに対し，全て異なる Gold 符号を割り当てる

   基本的に，全てのチャネルにはそれぞれ異なる Gold 符号が割り当てられ，これによりチャネルの識別を行なう．

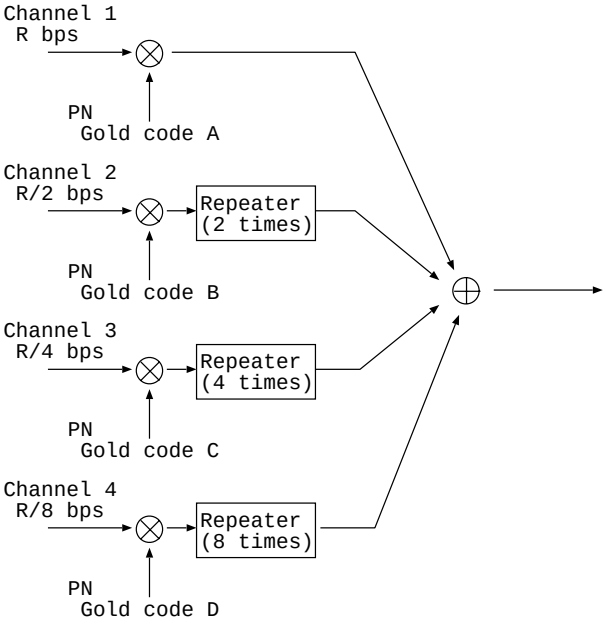


図 3.1: 可変拡散マルチコード方式の原理

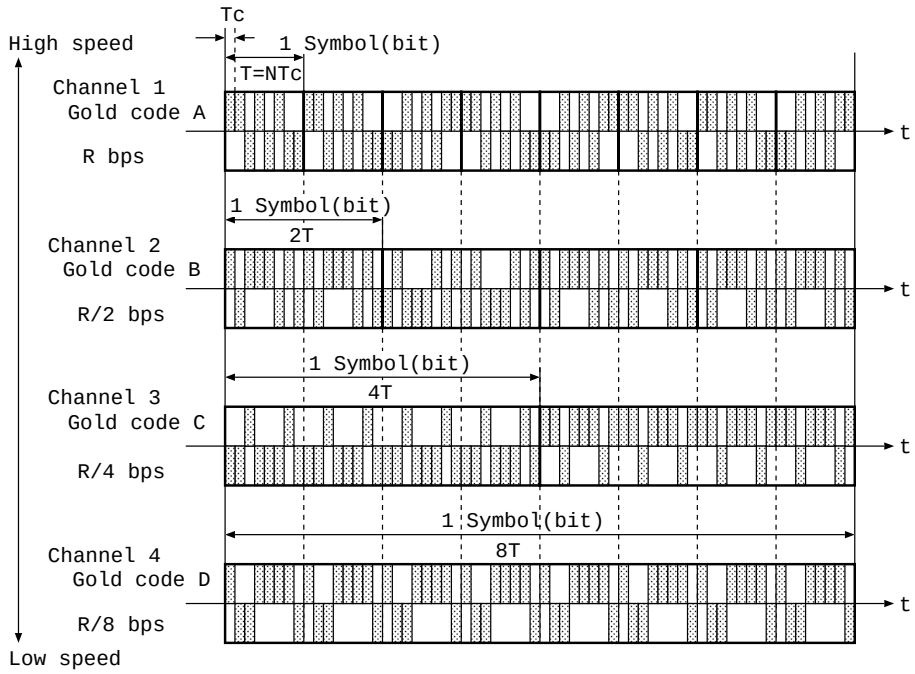


図 3.2: 可変拡散マルチコード方式における信号の様子

しかしながら，5. に示した通りのままの方法だと，低速チャネル用に単位 PN 符号の符号長を拡張した場合，拡張したにもかかわらず単位 PN 符号の符号数しか取り得ない．つまり，低速チャネル用に帯域を狭くし分，その残った帯域を使用する符号が存在しないと，この提案方法のメリットはなくなってしまう．

そこで，可変拡散方式による可変直交符号を用いて，単位 PN 符号を K 回繰り返し，低速チャネルに用いる符号の数を拡張することを提案する．この概略図を図 3.3 に示す．

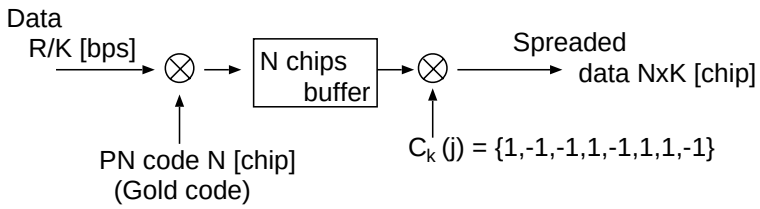


図 3.3: 単位 PN 符号拡張の概略図

つまり，データの通信速度レート Kに応じて，図 3.4 に示す直交符号生成ツリーを用いて，単位 PN 符号 (Gold 符号) を拡張していく．

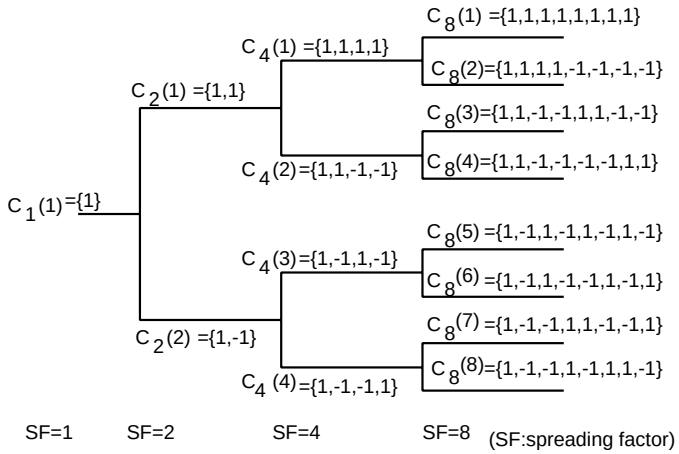


図 3.4: 直交符号生成ツリー

最も高速なチャネルに用いられる符号のクラスを Class1，その速度の 1/2 のチャネルの符号のクラスを Class2，また 1/4 のチャネルの符号のクラスを Class3，同様に 1/8 のチャネルの符号のクラスを Class4 とすると，以下の表 3.1 のようにまとめることができる．

表 3.1: 単位 PN 符号の拡張

PN Code	Class1	Class2	Class3	Class4
Gold code A	$\times C_1(1)$	$\times C_2(1)$	$\times C_4(1)$	$\times C_8(1)$
				$\times C_8(2)$
			$\times C_4(2)$	$\times C_8(3)$
				$\times C_8(4)$
		$\times C_2(2)$	$\times C_4(3)$	$\times C_8(5)$
				$\times C_8(6)$
			$\times C_4(4)$	$\times C_8(7)$
				$\times C_8(8)$

この表より，1 つの単位 PN 符号を用いて Class1 の最も高速なチャネルには 1 つの符号，つまり各ユーザに対して 1 つのみしか割り当てることができないが，Class2 のチャネルには 2 つの符号を，また，Class3 のチャネルに対しては 4 つの符号を，そして，Class4 のチャネルにおいては 8 つの符号を生成できることが分かる．

ここで，注意すべき点は 1 つの単位 PN 符号は各クラスをまたがって使用することはできないということである．なぜなら，この方法において用いられる直交符号は，同一のクラス内において直交関係が保たれていて，クラス間ではこのことは保証されないからである．よって，符号を割り当てる際，ある単位 PN 符号をどのクラスに割り当てるかを明確にしておく必要がある．

また，以下の図 3.5 にこの可変直交符号により単位 PN 符号を拡張した場合の受信回路の構成を示す．

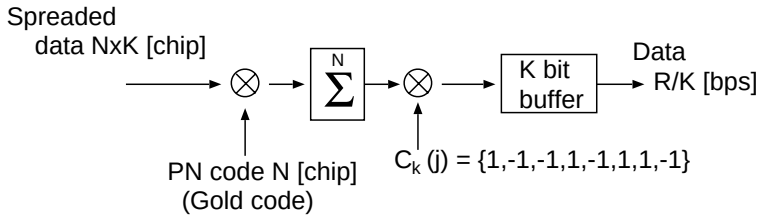


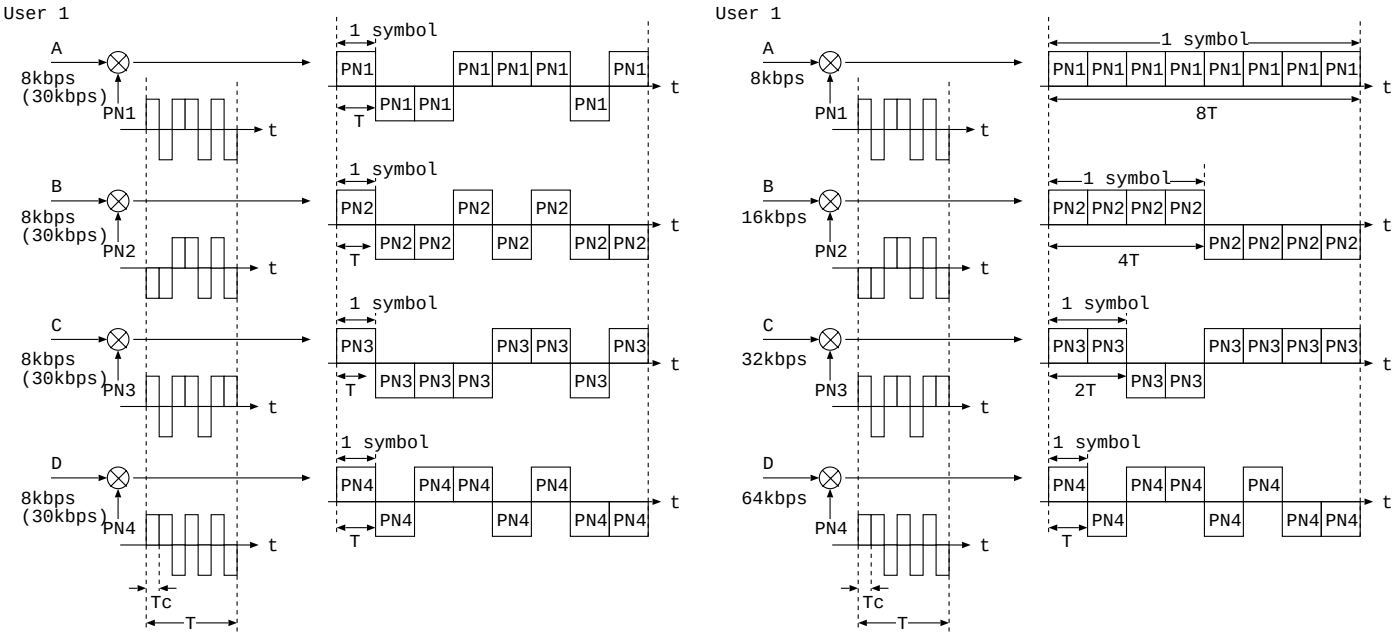
図 3.5: 可変直交符号を用いて単位 PN を拡張した場合の受信回路

3.1.2 可変拡散マルチコード方式による通信速度割り当ての適用例

マルチコード方式による通信速度の割り当ての例を図 3.6(a) に示す．このようにマルチコード方式では 1 つのユーザに複数の符号 (PN 符号) を割り当てることで，様々な通信速度 (図 3.6(a) の場合，1 つのチャネルに対し 8kbps の通信速度だと仮定すると 8kbps から 8kbps 刻みで，32kbps まで可変，また，1 つのチャネルに対し 30kbps の通信速度だと仮定すると 30kbps から 30kbps 刻みで，120kbps まで可変が可能である) に対応している．

この方式に対して，本論文で提案する可変拡散マルチコード方式における通信速度割り当ての例を図 3.6(b) に示す．

マルチコード方式と同様に複数の符号を 1 つのユーザに割り当てる．しかしながら，各々の割り当てられた符号は，送信データに対して異なる通信速度を提供するものとする．そして，この用いる符号の組合せにより，マルチコード方式よりもより柔軟な通信速度の割り当てを可能にしている．今，図 3.6(b) において A のチャネルは 8kbps，B のチャネルは 16kbps，C のチャネルは 32kbps，D のチャネルは 64kbps の通信速度を提供できるものと仮定する．すると，この A〜D のチャネルの組合せにより 8kbps から 120kbps まで 8kbps 刻みで可変が可能となっている．この符号の組合せと通信速度の関係を表 3.2 にまとめる．



(a) マルチコード方式　　(b) 提案方式

図 3.6: 通信速度の割り当て手法

また，例えばPN 符号として，符号長 31 のプリファード Gold 系列が与えられた場合，各ユーザへの符号の割り当ての例を図 3.7 に示す．

今，実際通信を行おうとするユーザ数が 8 ユーザだった場合，各ユーザに 4 符号ずつ割り当てる．そして，各々のユーザに割り当てられた符号を組み合わせて用い，各々のユーザに要求される通信速度に対応する．なお，図 3.7 における網掛けの符号は使用中の符号を表している．

そして，この状態において新たなユーザ 9 が通信を行おうとする場合，ユーザ 9 には符号が割り当てられてないので通信は行えないが，ユーザ 1 からユーザ 8 までの空きの符号を一時的に使用することにより通信を行うことができる．またこの場合，低速チャネルを使用するのであれば，仮に全ての符号が使用されていたとしても表 3.1 に示したように，同一の単位 PN 符号を繰り返し使用することが可能である．

そして，ある程度時間をおいてから図 3.7 の下の方に示すように各々のユーザのチャネルは低速なチャネルとなってしまうが，ユーザ 1 からユーザ 11 までそれぞれ符号を割り当てることにする．

表 3.2: 提案方式によって割り当てることの出来る通信速度

用いる符号	各符号系列の通信速度	全体の通信速度
A	8kbps	8kbps
B	16kbps	16kbps
AB	(8+16)kbps	24kbps
C	32kbps	32kbps
AC	(8+32)kbps	40kbps
BC	(16+32)kbps	48kbps
ABC	(8+16+32)kbps	56kbps
D	64kbps	64kbps
AD	(8+64)kbps	72kbps
BD	(16+64)kbps	80kbps
ABD	(8+16+64)kbps	88kbps
CD	(32+64)kbps	96kbps
ACD	(8+32+64)kbps	104kbps
BCD	(16+32+64)kbps	112kbps
ABCD	(8+16+32+64)kbps	120kbps

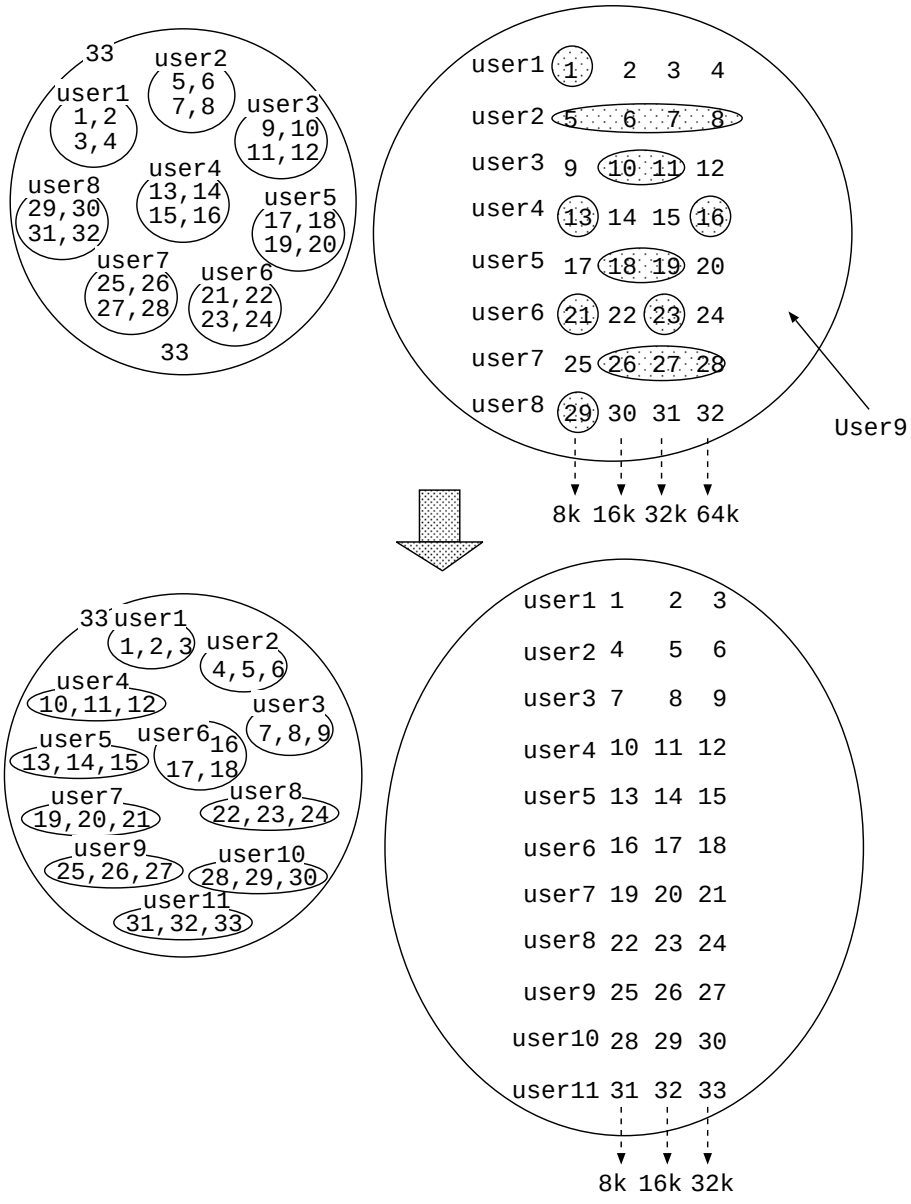


図 3.7: 符号の割り当ての様子

3.2 可変拡散マルチコード方式の利点と欠点

3.1 節において提案し，またこれとともにその原理と具体的な通信速度の割り当てを説明した可変拡散マルチコード方式の利点と欠点を以下にまとめる．

可変拡散マルチコード方式の利点

- 1 つの単位 PN 符号 (Gold 符号) から低速チャネル用の符号長の長い PN 符号を簡単に生成することができる．
- 全ての単位 PN 符号が使用されている場合において，新たなユーザが通信を始めようとする時，低速チャネルで通信を行なうのであれば可変直交符号により使用中の PN 符号を再利用することができる．
- 通信速度の異なる複数のチャネルを用いることで，より柔軟で細かな通信速度を設定することが可能である．

可変拡散マルチコード方式の欠点

- 高速チャネルにおける他局チャネルの影響は，一般的な DS/CDMA 方式における影響と変わらないが，低速チャネルが受ける高速チャネルからの他局間干渉成分は大きくなってしまう．
- 1 つの単位 PN 符号から生成された複数の低速チャネルの受信において，その同期補足が困難になる．

3.3 取り扱うメディアの設定

本研究は，通信状況を監視した上で各メディアごとに対し通信速度を割り当て，各々のユーザの要求に対応できるよう，また，チャネル容量の面から見た効率のよい多重化を行なうことが目的である．そこで，本論文において取り扱うメディアの決定とその諸条件の設定を行なう必要がある．

本節では，メディアを決定する際に問題になる各メディアに対する諸条件について述べる．

3.3.1 各メディアに要求される諸条件

表 3.3 に各メディア（音声, ファックス, 低解像度ビデオ, パケットデータ）ごとに要求される諸条件 [3],[4] を示す.

表 3.3: 各メディアに要求される性能

Calls	Infomation bit rate	Required BER	Delay
Voice	8kbs	10^{-3}	Sensitive
Facsimile	32kbs	10^{-4}	Insensitive
Low resolution video	64 kbs	10^{-5}	Sensitive
Packet data	128kbps	10^{-9}	Insensitive

Required E_b/I_0

表 3.3 における Required BER を満たすために必要な E_b/I_0は，文献 [3] においては式 (3.2) のように定義されている.

$$\left(\frac{E_b}{I_0}\right)_i = \frac{S_i/R_i}{\dfrac{\sum_{k=1}^{I} \xi_{ki} n_k S_k + I_i - S_i}{\chi R_i^{chip}} + N_0} \tag{3.2}$$

ここで，R_i^{chip}はクラス i の拡散系列のチップレート，S_iは基地局での受信信号電力，R_iは情報の通信速度 (ビットレート)，E_bは 1 ビット当たりのエネルギ，ξ_{ki}は干渉係数 ($0 \leq \xi_{ki} \leq 1$) で，クラス i 信号を受信した信号の内の，クラス k信号の割合を示している．また，I_iは相互セル干渉，$N_0/2$ は加法性白色ガウス雑音 (Additive White Gaussian Noise:AWGN) の電力密度スペクトルを表している．また，χはガウシャンモデルにおいて起因する係数で，システムの変調方式やチップパルスにより決定される．例えば，同期 QPSK-DS/CDMA 方式において矩形チップパルスを用いた場合は$\chi = 0.75$，同様のシステムにおいてロールオフ率 0.35 のコサインチップパルスを用いた，北米セルラ標準によれば$\chi = 0.91$ である．また非同期 BPSK-DS/CDMA の場合、矩形波パルスを用いたものであれば$\chi = 1.5$，コサインチップパルスを用いたものは，$\chi = 1.82$ である．

Required BER

表 3.3 における Required BER は，各メディアに要求されるビット誤り率 (Bit Error Rate:BER) を示している．ここで BER は式 (3.3) を用いて表すと，以下の式 (3.2) のように書ける [3]。

$$BER \approx Q\left(\sqrt{2\left(\frac{E_b}{I_0}\right)}\right) \tag{3.3}$$

但し Q 関数，$Q(x)$ は以下のように書ける．

$$Q(x) = \int_x^\infty \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{y^2}{2}} dy \tag{3.4}$$

c ライブラリ関数にこの $Q(x)$ を計算する関数 erfc(x) があるので，これを用いて理論 BER 特性の計算を行なうことができる．これによる結果を図 3.8 に示す．但し，$Q(x)$ と erfc(x) の関係は式 (3.5) の通りである．

$$Q(\mathrm{x}) = \frac{1}{2}\mathrm{erfc}(\frac{\mathrm{x}}{\sqrt{2}}) \tag{3.5}$$

図 3.8 の理論 BER 特性より，各メディアに要求されるビット誤り率 (BER)，10^{-3}，10^{-4}，10^{-5}，10^{-9}を満たす所要 E_b/I_0はそれぞれ，おおよそ，6.8[dB]，8.4[dB]，9.6[dB]，12.5[dB] であるということが分かる．これらを踏まえて，本論文で扱うメディアとその諸条件を表 3.4 のように設定する．

表 3.4: 本論文において取り扱うメディアとその諸条件

Calls	Infomation bit rate	Required BER	Required E_b/I_0	Delay
Voice	8kbs	10^{-3}	4.775(=6.8dB)	Sensitive
Facsimile	32kbs	10^{-4}	6.916(=8.4dB)	Insensitive
Low resolution video	64 kbs	10^{-5}	9.095(=9.6dB)	Sensitive
Packet data	128kbps	10^{-9}	17.78(=12.5dB)	Insensitive

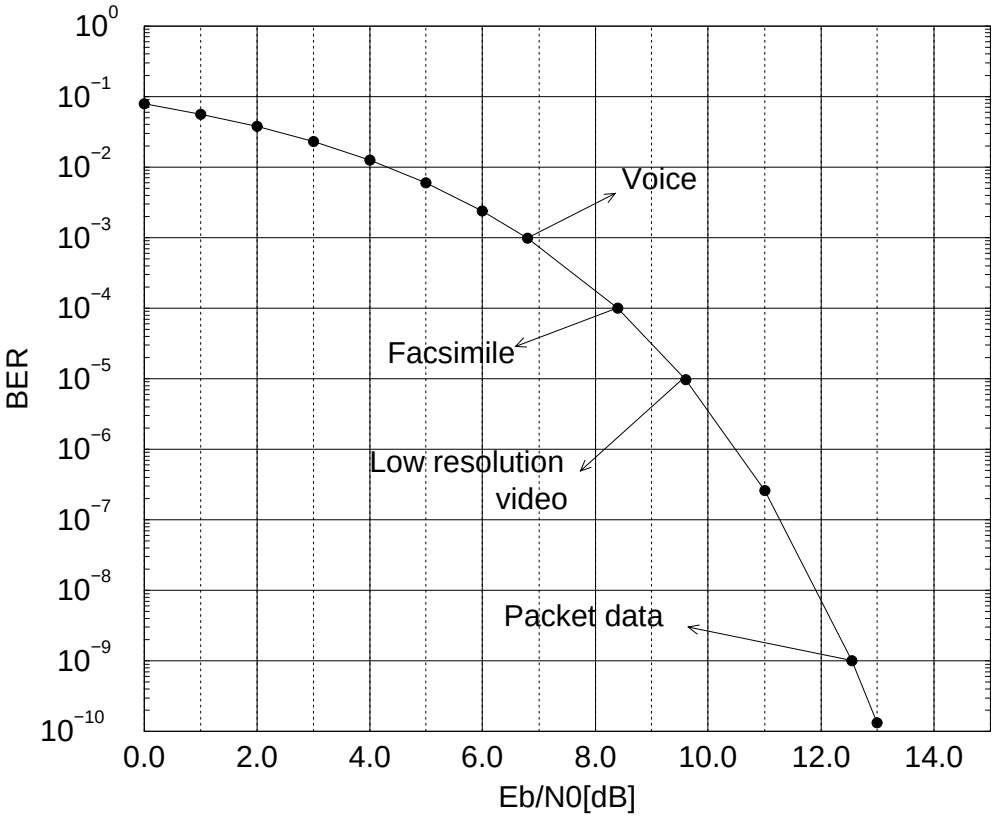


図 3.8: 同期検波による理論 BER 特性 (2 値位相変調)

3.4 むすび

本章では，可変拡散方式とマルチコード方式を融合させた可変拡散マルチコード方式を提案した．これにより，可変拡散方式よりもより細かい通信速度を設定できることを示した．また，マルチコード方式と同等数の受信器を用いた場合，提案する可変拡散マルチコード方式の方がより広範囲で細かな通信速度を設定できることも示した．つまり，マルチコード方式と同等の通信速度を提供する際，可変拡散マルチコード方式の方がより受信器が少なくて済むということである．

また，本研究において取り扱うメディアを決定し，その際の各メディアに対する諸条件を設定した．

第 4 章

計算機シミュレーションによる評価

第 3 章において提案した可変拡散マルチコード方式は, 柔軟な通信速度を簡単に提供できるが, 他局間干渉の影響が大きくなってしまうであろうという問題点を有している. そこで本提案システムにおいてどれだけ性能が劣化してしまうか確認するために計算機シミュレーションにより評価を行なうことにする. この際, 正確なシミュレーションを行なえるよう, まず理論解析が可能な DS/SS シングルユーザシステムと DS/CDMA マルチユーザシステムの計算機シミュレーションを行ない, 作成したシミュレータの正しさを確認する. その後, このシミュレータを用いて提案方式を評価する.

4.1 DS/SS シングルユーザシステムシミュレーション

4.1.1 シミュレーションモデル

シミュレーションモデルを図 4.1 に示す.

このシミュレーションにおいて，データ信号には 2 値位相変調 (BPSK) を行い，そして，DS/CDMA 方式により信号を拡散させ送信を行う．無線伝送路においては，正規乱数により与えられる白色雑音 (AWGN) が信号に加わるものとする．

ここで，BPSK 変調に対する AWGN の平均値は $m = 0.0$，分散は$\sigma^2 = \frac{1}{2(\frac{E_b}{N_0})}$で与えられる [14].

しかしながら，ここで与えられる E_bはデータ 1 ビット当りのエネルギーなので，拡散符号 1 チップ当りのエネルギーは E_b/Nである．従って，実際無線伝送路に送信される拡散信号 1 チップ当りの分散は，$\sigma^2 = \frac{N}{2(\frac{E_b}{N_0})}$で与えられる．

そして，このように伝送された信号に受信側ではまず，送信側と同一の拡散符号を乗算

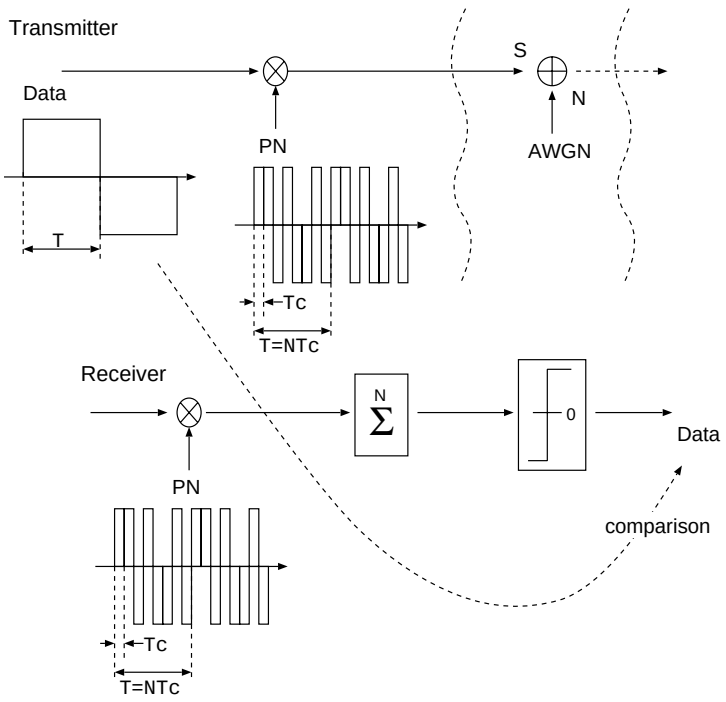


図 4.1: シミュレーションモデル

し，データ信号の 1 周期で積分 (ダンプ積分)，つまり N チップを足し合わせる．その後，この結果が BPSK においてスレッシュホールドになる 0 よりも大きいか，それとも小さいかによりデータを判定する．

最終的に，送信したデータと受信したデータを比較し，データの誤りを計算する．

このシミュレーションプログラムのフローチャートを図 4.2 に示す.

4.1.2 シミュレーション諸元と結果

表 4.1 に示すような諸条件により，シミュレーションを行った.

このシミュレーション結果を図 4.3 に示す.

図 4.3 より，シミュレーション結果が理論値に一致していることが確認できる．またシミュレーションのループを抜ける際の判定基準となる誤りの回数を多くすれば，より精度の高いシミュレーションが行えるということも確認できる．

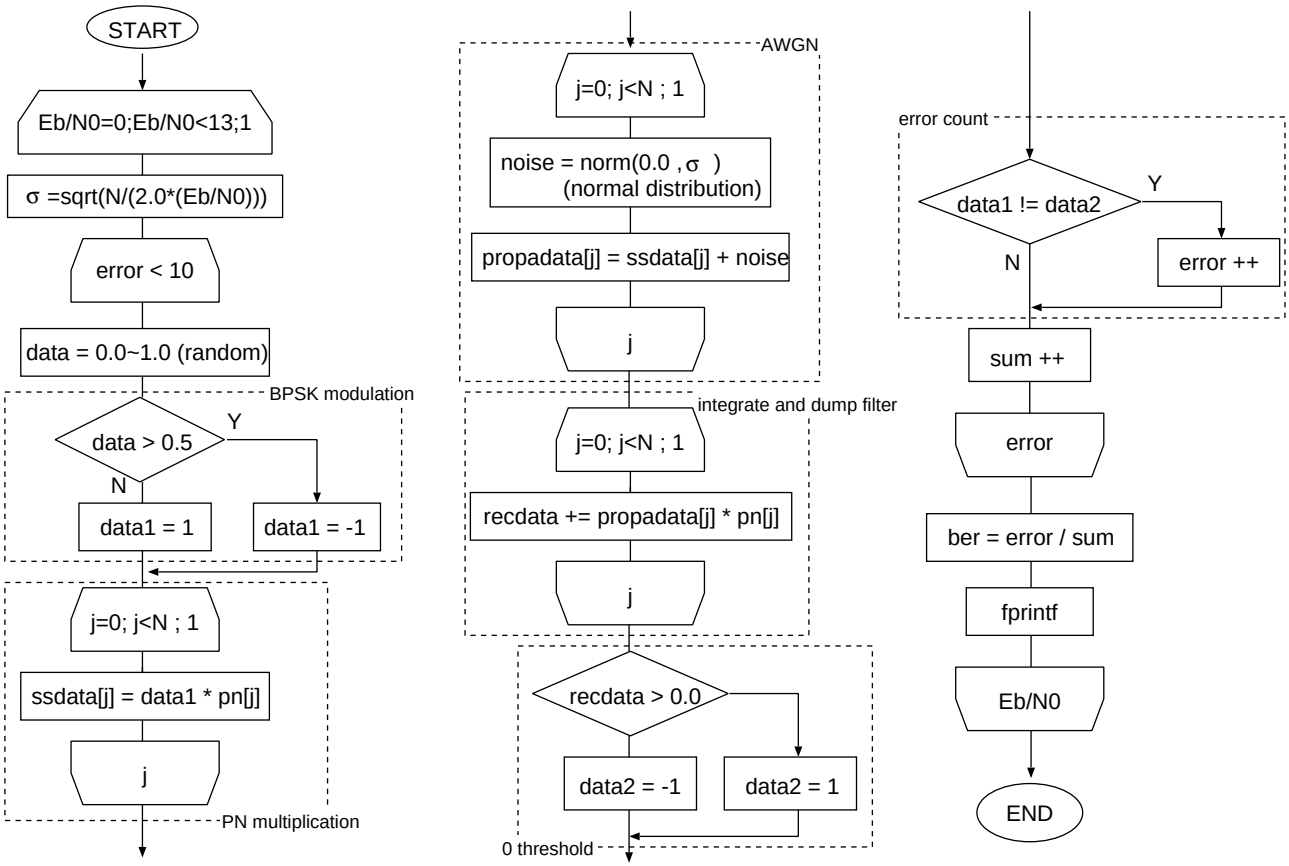


図 4.2: フローチャート

表 4.1: シミュレーション諸元

拡散符号	M 系列
拡散符号長	31
データ信号の変調方式	2 値位相変調 (BPSK)
無線伝送路	白色雑音 (AWGN)
ループ脱出基準の誤り回数	10 or 100

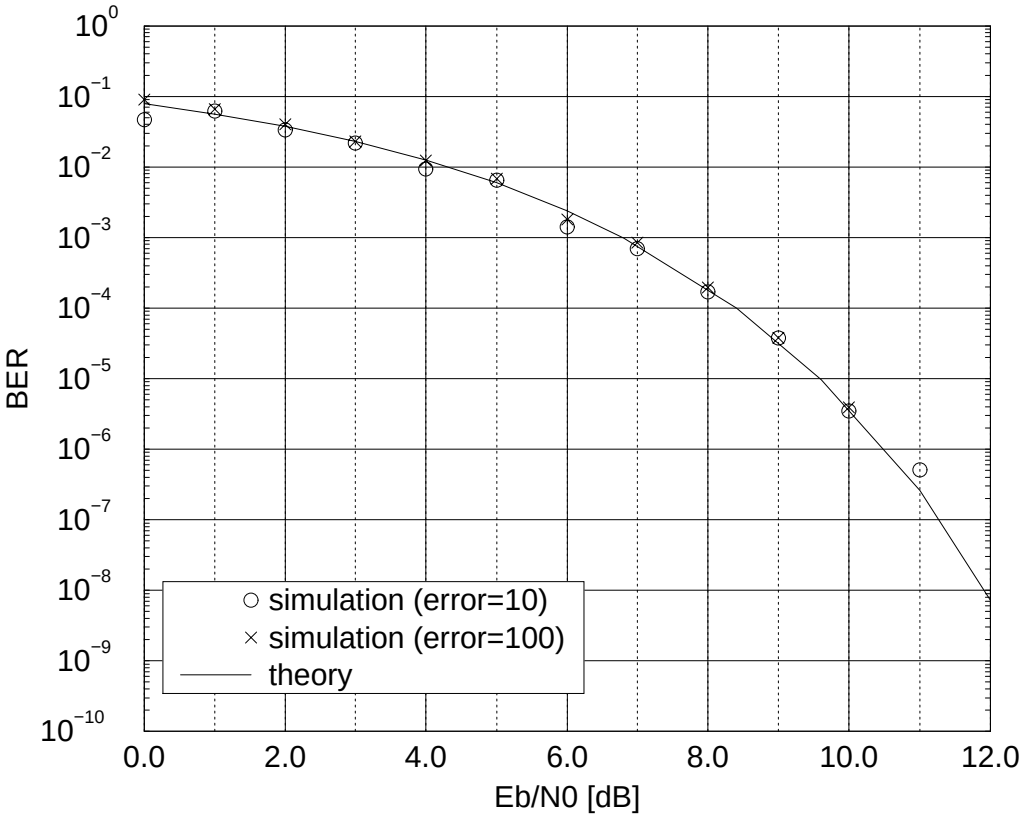


図 4.3: シミュレーション結果

4.2 DS/CDMA マルチユーザシステムシミュレーション

DS/CDMA 方式において，各々のチャネル間の干渉がビット誤り率 (Bit Error Rate:BER) を劣化させる原因となっている [9]-[11]．本論文において提案している可変拡散マルチコード方式では，メディアの違いによって PN 符号を可変にし，それをうまく組み合せて用いるため，これら符号間の干渉をシミュレーションや理論計算により解析することが必要になってくる．

この解析の手始めとして，4.1 節ではシングルユーザでの DS/SS システムにおけるビット誤り率を計算するシミュレーションプログラムと，そのシミュレーション結果を示した．

そこで本節では，このシングルユーザでのシミュレーションプログラムをマルチユーザへ対応できるようにし，マルチアクセス時のビット誤り率を計算するシミュレーションプログラムと，そのシミュレーション結果を示す．また，そのシミュレーションによる計算の正しさを確認するためにこの解析モデル [10],[11] を示すとともに，この理論計算 [10],[11] を示す．

4.2.1 解析モデル

DS/CDMA におけるマルチユーザ解析モデルを図 4.4 に示す．

この解析モデルにおいて，各々のユーザのデータ信号には 2 値位相変調 (BPSK) を行い，そして，DS/CDMA 方式により信号を拡散させ送信を行う．また各々のユーザは非同期でランダムアクセスするものとして，各々の送信タイミングにランダムな遅延を与えるものとする．また，キャリア信号も各局非同期で動作するものとする．

4.2.2 理論解析

受信器入力における i チャネルの信号を，以下の式 (4.1) のように表す．

$$r_i(t) = \sqrt{2P} d_i(t) PN_i(t) cos\omega_c t \tag{4.1}$$

またこれに対して，他のチャネルは相対的遅延 $0 \leq \tau_k < T$ (T:データ 1 ビット長) を有し，また搬送波位相ずれ $0 \leq \phi_k < 2\pi$を有するものとして，以下の式 (4.2) のように表せる．

$$r_k(t) = \sqrt{2P} d_k(t - \tau_k) PN_k(t - \tau_k) cos(\omega_c t + \phi_k) \tag{4.2}$$

そうすると全受信入力は以下の式 (4.3) のように表せる．

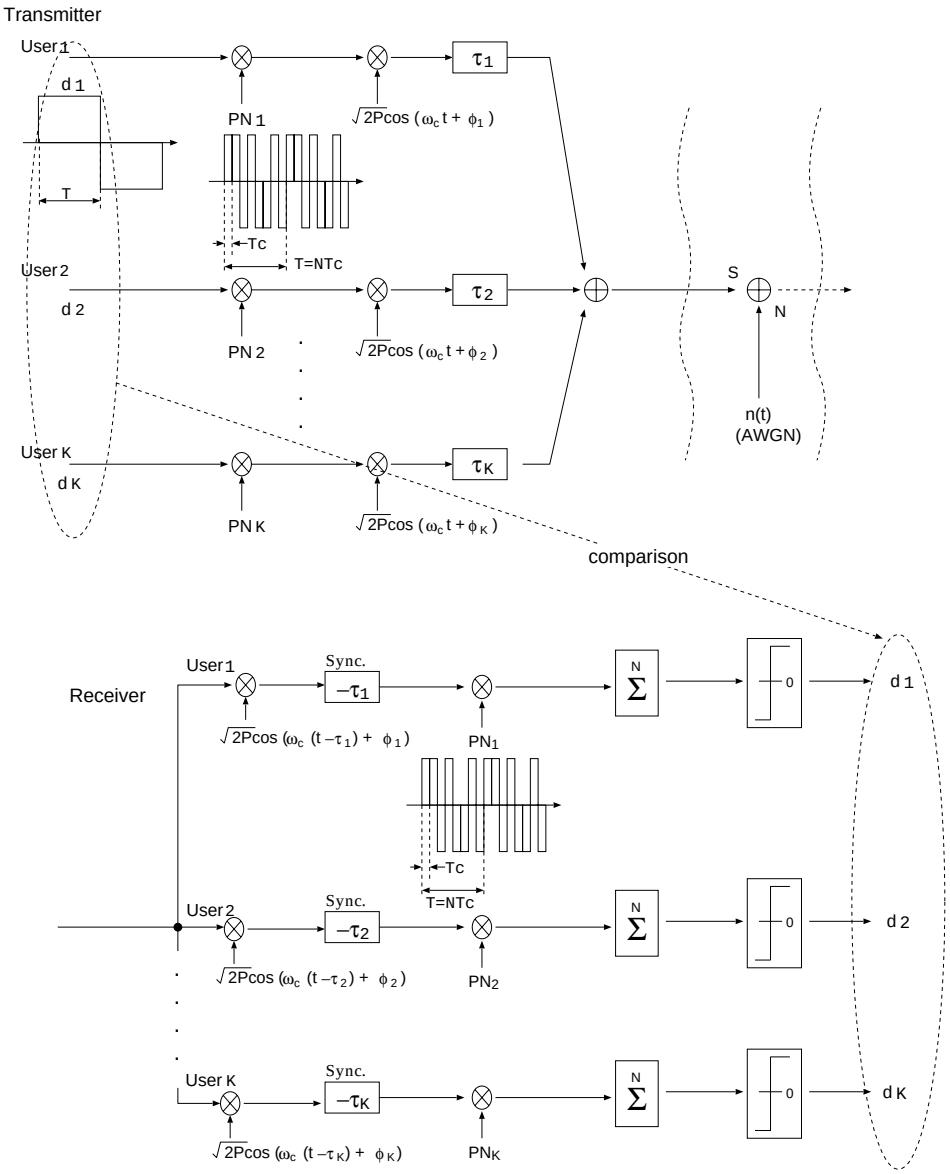


図 4.4: DS/CDMA マルチユーザ解析モデル

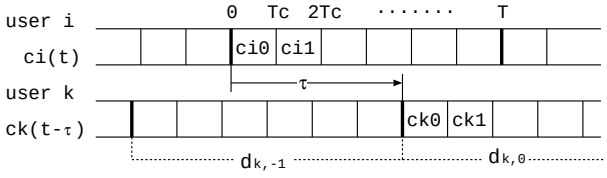


図 4.5: $c_i(t)$ と $c_k(t-\tau)$ の関係

$$r(t) = n(t) + \sum_{k=1}^{K} \sqrt{2P} d_k(t-\tau_k) PN_k(t-\tau_k) cos(\omega_c t + \phi_k) \quad (\text{但し,} \tau_i = \phi_i = 0) \quad (4.3)$$

従って，i チャネルの相関器出力 z_iは式 (4.4) のように表せる．

$$\begin{aligned} z_i &= \int_0^T r(t) PN_i(t) cos\omega_c t dt \\ &= \sqrt{2P} \int_0^T d_i(t) PN_i^2(t) cos^2\omega_c t dt \\ &+ \sqrt{2P} \sum_{k=1, k\neq i}^{K} \int_0^T d_k(t-\tau_k) PN_k(t) cos\omega_c t dt \\ &+ \int_0^T n(t) PN_i(t) cos\omega_c t dt \end{aligned} \quad (4.4)$$

ここで，第 1 項の信号成分は式 (4.5) のように，

$$z_{ii} = \sqrt{\frac{P}{2}} d_i T, \quad d_i \in \pm 1 \quad (4.5)$$

また，第 2 項の信号成分は，i チャネル相関器出力における k チャネル信号出力を z_{ik} とすると，ダンプ積分器において $2\omega_c$成分を無視すると，式 (4.6) のように書け，

$$z_{ik} = \sqrt{\frac{P}{2}} \int_0^T d_k(t-\tau_k) PN_k(t-\tau_k) PN_i(t) cos\phi_k dt \quad (4.6)$$

また，0〜T 間では，

$$\begin{cases} d_k(t-\tau_k) = d_{k,-1} & 0 \le t < \tau_k \\ d_k(t-\tau_k) = d_{k,0} & \tau_k \le t < T \end{cases} \quad (4.7)$$

とすれば，以下の式 (4.8) のように表すことができる．

$$\begin{aligned} z_{ik} &= \left(\sqrt{\frac{P}{2}} cos\phi_k \right) \left\{ d_{k,-1} \int_0^{\tau_k} PN_k(t-\tau_k) PN_i(t) dt + d_{k,0} \int_{\tau_k}^{T} PN_k(t-\tau_k) PN_i(t) dt \right\} \\ &\equiv \left(\sqrt{\frac{P}{2}} cos\phi_k \right) \left\{ d_{k,-1} \theta_{k,i}(\tau_k) + d_{k,0} \hat{\theta}_{k,i}(\tau_k) \right\} \end{aligned} \quad (4.8)$$

以上より，i チャネル相関器出力 z_iは，

$$
\begin{aligned}
z_i &= \sqrt{\frac{P}{2}} d_i T + \sqrt{\frac{P}{2}} \sum_{k=1,k\neq i}^{K} \left\{ d_{k,-1}\theta_{k,i}(\tau_k) + d_{k,0}\hat{\theta}_{k,i}(\tau_k) \right\} cos\phi_k \\
&\quad + \int_0^T n(t) P N_i(t) cos\omega_c t dt
\end{aligned} \tag{4.9}
$$

と書ける．

次に，平均信号対雑音比を求めるために，各々の項の分散を求める．

第 3 項について，雑音を両側電力スペクトル密度 $N_0/2$ の白色雑音とすると，その分散 $< n_0^2(t) >$は式 (4.10) のように書ける．

$$
\begin{aligned}
< n_0^2(t) > &= \left\langle \int_0^T n(u) P N_i(u) cos\omega_c u du \cdot \int_0^T n(v) P N_i(v) cos\omega_c v dv \right\rangle \\
&= \int_0^T \int_0^T < n(u)n(v) > P N_i(u) P N_i(v) cos\omega_c u cos\omega_c v du dv \\
&= \int_0^T \int_0^T \frac{N_0}{2} \delta(u-v) P N_i(u) P N_i(V) cos\omega_c u cos\omega_c v du dv \\
&= \frac{N_0}{2} \int_0^T \frac{1}{2}(1 + cos2\omega_c u) du \\
&= \frac{N_0}{4} T
\end{aligned} \tag{4.10}
$$

次に，第 2 項成分，つまりチャネル間干渉成分の分散を求めるにあたり，確率変数として，$d_{k,-1}, d_{k,0}, \tau_k, \phi_k$を考慮する．$d_{k,-1}, d_{k,0}$は，1/2 の確率で+1，-1 をとる確率変数，$\tau_k$ を 0〜T まで一様分布する確率変数，ϕ_kを 0〜2πで一様分布する確率変数とすると，第 2 項の分散$< (\sum z_{ik})^2 >$は以下の式 (4.11) のように求まる．

$$
\begin{aligned}
< (\sum z_{ik})^2 > &= \left(\frac{P}{4T} \right) \sum_{k=1,k\neq i}^{K} \int_0^T \{ \theta_{k,i}^2(\tau) + \hat{\theta}_{k,i}^2(\tau) \} d\tau \\
&= \left(\frac{P}{4T} \right) \sum_{k=1,k\neq i}^{K} \sum_{l=0}^{N-1} \int_{lT_c}^{(l+1)T_c} \{ \theta_{k,i}^2(\tau) + \hat{\theta}_{k,i}^2(\tau) \} d\tau \\
&= \frac{PT^2}{12N^3} \left(\sum_{k=1,k\neq i}^{K} r_{k,i} \right)
\end{aligned} \tag{4.11}
$$

但し $r_{k,i}$は，以下の通り．

$$
\begin{aligned}
r_{k,i} &= \sum_{l=0}^{N-1} \{ x_{k,i}^2(l-N) + x_{k,i}(l-N) x_{k,i}(l-N+1) + x_{k,i}^2(l-N+1) \\
&\quad + x_{k,i}^2(l) + x_{k,i}(l) x_{k,i}(l+1) + x_{k,i}^2(l+1) \}
\end{aligned} \tag{4.12}
$$

従って以上より，相関器出力の全雑音成分の分散$< z^2_{i(noise)} >$は次の式 (4.13) のように書ける．

$$< z^2_{i(noise)} >= \frac{PT^2}{12N^3}\left(\sum_{k=1.k\neq i}^{K} r_{k,i}\right) + \frac{1}{4}N_0T \tag{4.13}$$

よって，信号電力対雑音電力比 (SNR) は，信号電力 $PT^2/2$ を式で割ればいいので，式 (4.14) のように求まる．

$$SNR = \frac{1}{\frac{1}{6N^3}\left(\sum_{k=1,k\neq i}^{K} r_{k,i}\right) + \frac{N_0}{2PT}} \tag{4.14}$$

ここで，$\sum r_{i,k}$に対しては次の近似式が導かれている．

$$\frac{1}{6N^3}\sum_{k=1,k\neq i}^{K} r_{k,i} \simeq \frac{K-1}{3N} \tag{4.15}$$

これを代入すると，式 (4.16) のように計算ができる．

$$SNR = \frac{1}{\frac{K-1}{3N} + \frac{N_0}{2E_b}} \tag{4.16}$$

4.2.3 シミュレーションモデル

シミュレーションモデルを図 4.6 に示す．但しここでは，i チャネル成分についての送受信のモデルを示している．

このシミュレーションにおいて，各々のユーザのデータ信号には 2 値位相変調 (BPSK) を行い，そして，DS/CDMA 方式により信号を拡散させ送信を行う．また各々のユーザは非同期でランダムアクセスするものとして，各々の送信タイミングにランダムな遅延を与えるものとする．但し今回のシミュレーションでは，1 チップタイミングよりも小さなタイミングで非同期アクセスをシミュレーションするために，送信最小タイミング T_{st}を図 4.7 のように $T_{st} = \frac{1}{10}T_c$とした．

また，各チャネル間には $0 \leq \phi_k \leq 2\pi$の搬送波位相ずれが生じているものとする．よって，全ての局に搬送波信号を乗算させシミュレーションを行えば良いが，データ量が多くなってしまい，シミュレーション時間が膨大になる恐れがある．そこで，理論解析の結果式 (4.9) を見て分かるように，他のチャネルによる干渉成分の相関器出力は，搬送波の位

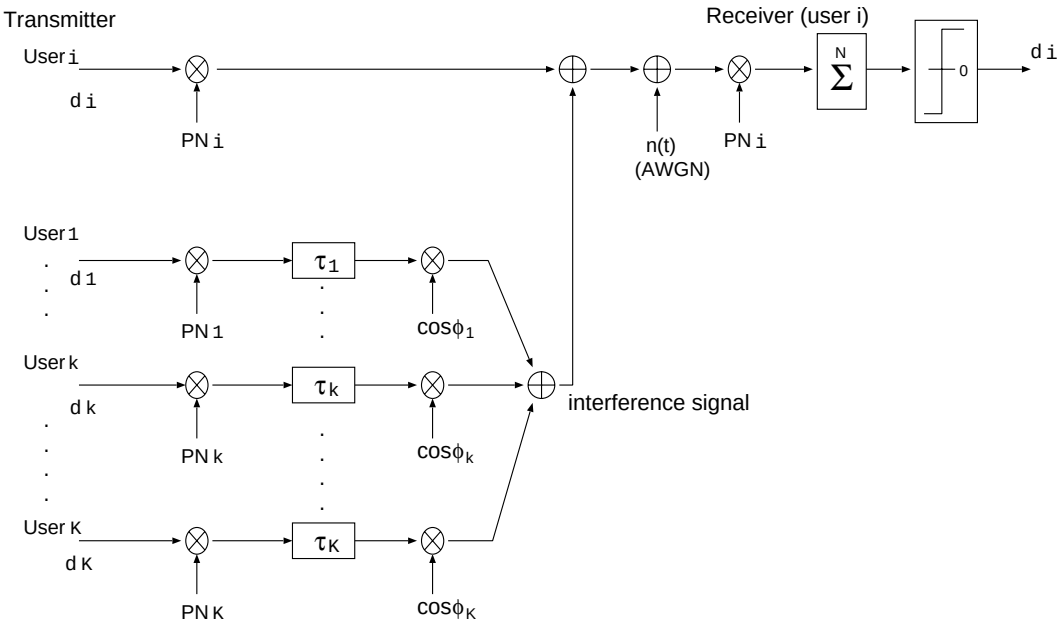


図 4.6: シミュレーションモデル (i チャネル成分の送受信)

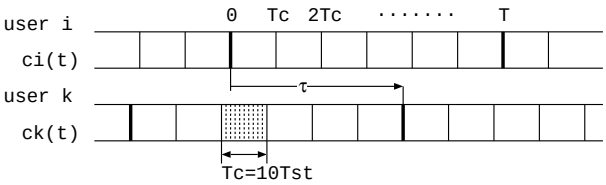


図 4.7: ユーザ間の送信タイミングの関係

相差 $cos\phi_k$だけによっているので，この搬送波の位相差だけを考慮してシミュレーションモデルを行なうものとする．

その後，無線伝送路においては，正規乱数により与えられる白色雑音 (AWGN) が信号に加わるものとする．ここで，BPSK 変調に対する AWGN の平均値は $m = 0.0$，分散は $\sigma^2 = \frac{1}{2(\frac{E_b}{N_0})}$で与えられる．しかしながら，ここで与えられる E_bはデータ 1 ビット当りのエネルギーなので，拡散符号 1 チップ当りのエネルギーは E_b/Nである．また，最小送信タイミングは$\frac{1}{10}T_c$としたため最小送信信号当りのエネルギーは $E_b/(N \times 10)$ である．従って，実際無線伝送路に送信される 1 最小送信信号当りの分散は，$\sigma^2 = \frac{N \times 10}{2(\frac{E_b}{N_0})}$で与えられる．そして，このように伝送された信号に各々のユーザの受信側ではまず，各ユーザに送信された信号のタイミングに同期をとり，送信側と同一の拡散符号を乗算し，データ信号の 1 周期で積分 (ダンプ積分)，つまり N チップを足し合わせる．その後，この結果が BPSK においてスレッシュホールドになる 0 よりも大きいか，それとも小さいかによりデータを判定する．

最終的に，送信したデータと受信したデータを比較し，各ユーザのデータの誤りを計算する．そして，各ユーザの平均のビット誤り率を計算する．

このシミュレーションプログラムのフローチャートを図 4.8 に示す．

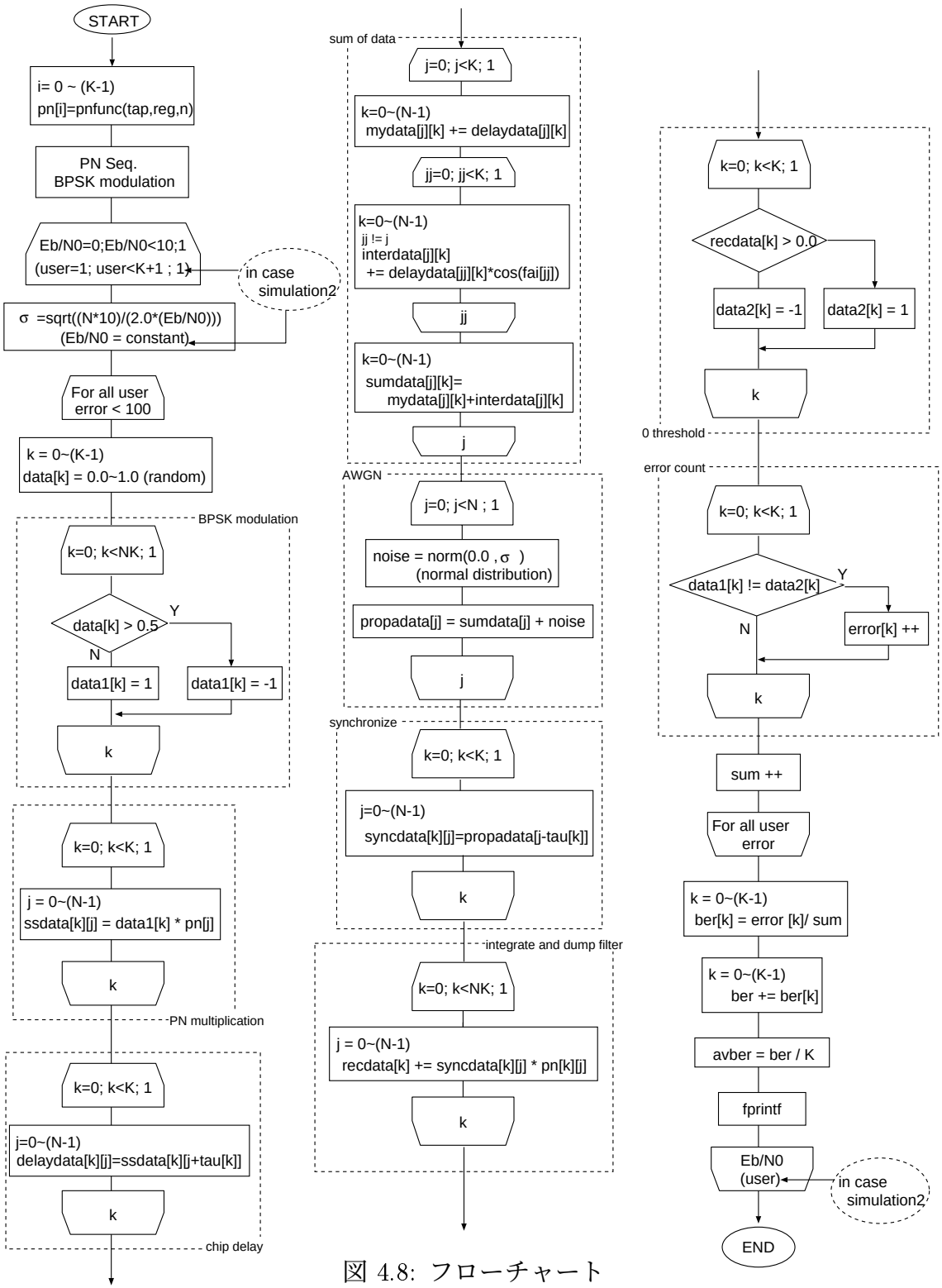

START
i= 0 ~ (K-1)
pn[i]=pnfunc(tap,reg,n)
PN Seq.
BPSK modulation
Eb/N0=0;Eb/N0<10;1
(user=1; user<K+1 ; 1)
in case
simulation2
σ =sqrt((N*10)/(2.0*(Eb/N0)))
(Eb/N0 = constant)
For all user
error < 100
k = 0~(K-1)
data[k] = 0.0~1.0 (random)
BPSK modulation
k=0; k<NK; 1
data[k] > 0.5
Y
N
data1[k] = 1
data1[k] = -1
k
k=0; k<K; 1
j = 0~(N-1)
ssdata[k][j] = data1[k] * pn[j]
k
PN multiplication
k=0; k<K; 1
j=0~(N-1)
delaydata[k][j]=ssdata[k][j+tau[k]]
k
chip delay
sum of data
j=0; j<K; 1
k=0~(N-1)
mydata[j][k] += delaydata[j][k]
jj=0; jj<K; 1
k=0~(N-1)
jj != j
interdata[j][k]
+= delaydata[jj][k]*cos(fai[jj])
jj
k=0~(N-1)
sumdata[j][k]=
mydata[j][k]+interdata[j][k]
j
AWGN
j=0; j<N ; 1
noise = norm(0.0 , σ)
(normal distribution)
propadata[j] = sumdata[j] + noise
j
synchronize
k=0; k<K; 1
j=0~(N-1)
syncdata[k][j]=propadata[j-tau[k]]
k
integrate and dump filter
k=0; k<NK; 1
j = 0~(N-1)
recdata[k] += syncdata[k][j] * pn[k][j]
k
0 threshold
k=0; k<K; 1
recdata[k] > 0.0
data2[k] = -1
data2[k] = 1
k
error count
k=0; k<K; 1
data1[k] != data2[k]
Y
N
error[k] ++
k
sum ++
For all user
error
k = 0~(K-1)
ber[k] = error [k]/ sum
k = 0~(K-1)
ber += ber[k]
avber = ber / K
fprintf
Eb/N0
(user)
in case
simulation2
END

図 4.8: フローチャート

4.2.4 シミュレーション諸元と結果

表 4.2 に示すような諸条件により，ユーザ数を固定 (ユーザ数=1,5,20,33) にし E_b/N_0 を変化させた際のビット誤り率 (BER) を計算するシミュレーション 1 と，E_b/N_0を固定 (E_b/N_0=6.8, 8.4, 9.6) にし，ユーザ数を変化させた際の BER を計算するシミュレーション 2 を行った．

表 4.2: シミュレーション諸元

拡散符号	プリファード Gold 系列
拡散符号長	31
データ信号の変調方式	2 値位相変調 (BPSK)
ビットタイミング	非同期
チップタイミング	非同期
キャリア位相	非同期
無線伝送路	白色雑音 (AWGN)

このシミュレーション 1, 2 の結果をそれぞれ図 4.9, 4.10 に示す．

シミュレーション 1,2 の結果より，いずれの場合のシミュレーション値も理論計算による値に一致していることが分かる．

また，ここで用いた理論計算値は，式 (4.16) による近似式によるものではなく，より正確な理論値と比較するために，実際シミュレーションに用いる符号間の相互相関計算する式 (4.14) により求めた．その結果，式 (4.16) による近似式の計算結果とほぼ同じで，式 (4.16) による計算でもかなり正確な理論計算ができることが確認できた．

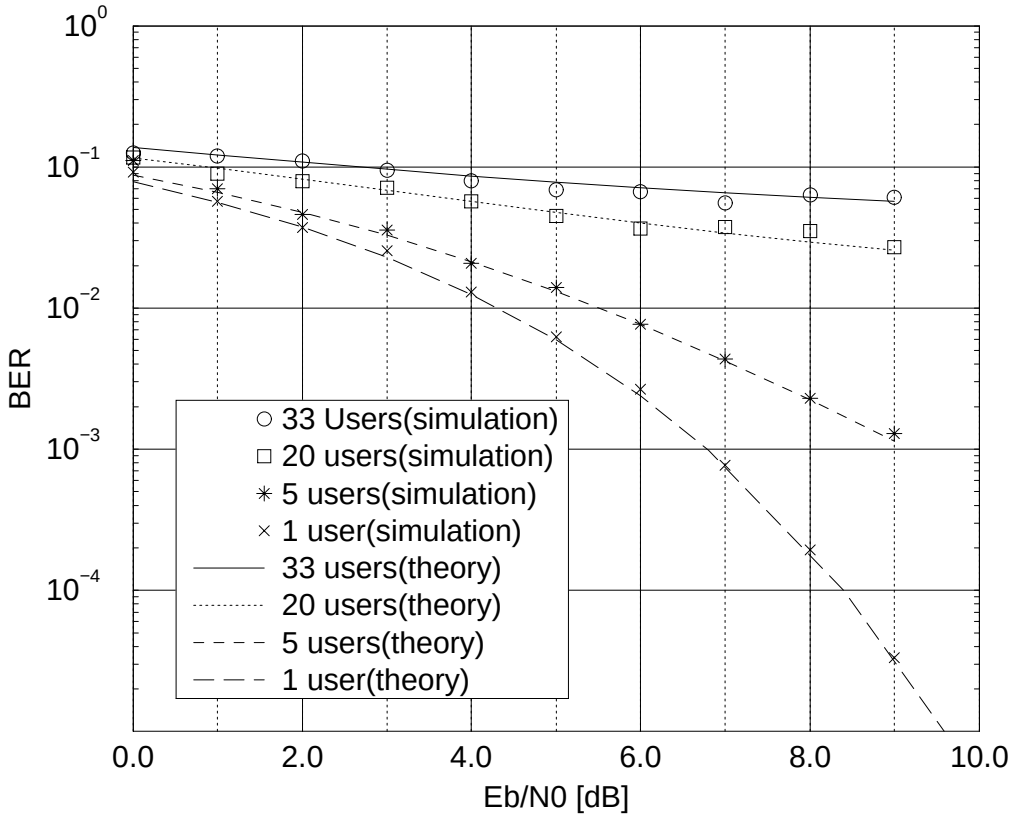


図 4.9: シミュレーション 1 の結果

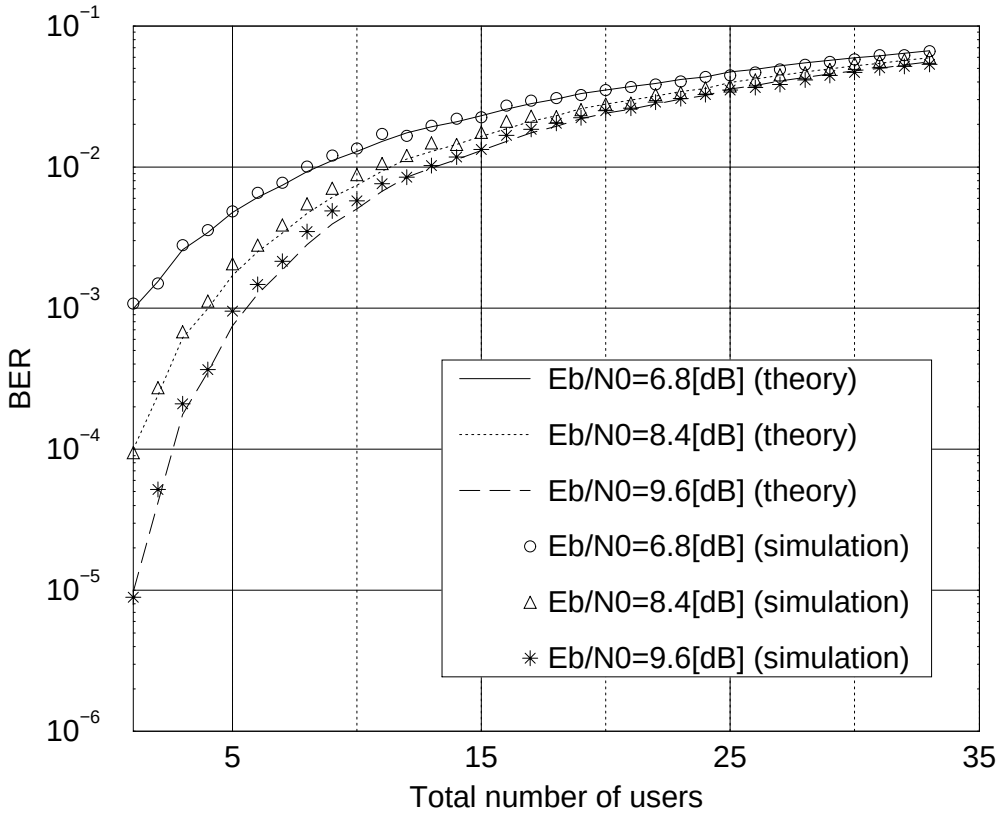


図 4.10: シミュレーション 2 の結果

4.3 可変マルチコード方式によるシミュレーション

4.3.1 シミュレーションモデル

図 4.11 にシミュレーションモデルを示す.

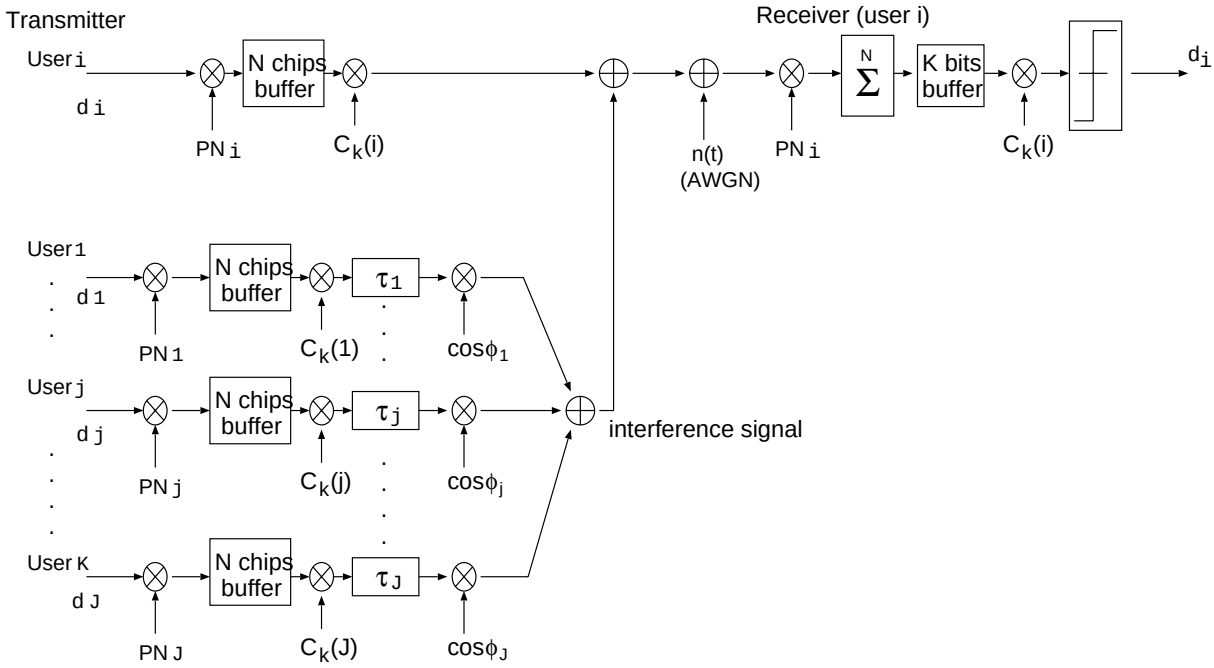


図 4.11: シミュレーションモデル (i チャネル成分の送受信)

基本的に，このシミュレーションは 4.2 節において行なったシミュレーション 2 と変わらないが，ここでは本論文で提案する可変拡散マルチコード方式において，全てのユーザが最も低速なチャネル (高速チャネルに対して，1/8 の通信速度であるチャネル) を使用した場合のシミュレーションを示す．但しこのシミュレーションにおいて，ユーザ数を増加させていく時，3 つの異なった手法により符号を割り当てて行なった．その 3 つの方法は以下の通りである．

1. 各ユーザに対して順に，33 ユーザまでそれぞれ異なる単位 PN 符号 (Gold 符号) を割り当てる．但し，可変直交符号，$C_8(1) = \{1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1\}$ を用いて符号長を $N = 248$ とし，低速チャネルとする．そして，34 ユーザからはすでに使用されている単位 PN 符号を可変直交符号 $C_8(2) = \{1, 1, 1, 1, -1, -1, -1, -1\}$ を用いて各ユーザに割り当てる．以後これを繰り返し, 248 ユーザまでシミュレーションする．

2. 1. と同様に各ユーザに対して順に，33 ユーザまではそれぞれ異なる単位 PN 符号 (Gold 符号) を割り当てる．但しこの時，可変直交符号，$C_8(8) = \{1, -1, -1, 1, -1, 1, 1, -1\}$ を用いて符号長を $N = 248$ とし，低速チャネルとした．そして，34 ユーザからはすでに使用されている単位 PN 符号を可変直交符号 $C_8(7) = \{1, -1, -1, 1, 1, -1, -1, 1\}$ を用いて各ユーザに割り当てる．以後これを 248 ユーザまで繰り返す．

3. 8 ユーザまでは，1 つの単位 PN 符号 (Gold 符号) を，8 つの可変直交符号 $C_8(1)$〜$C_8(8)$ を用いて，符号長を $N = 248$ に拡張し，各々のユーザに割り当てる．9 ユーザからは，先の 8 ユーザに用いた単位 PN 符号とは異なる単位 PN 符号を用意し，同様にこれを可変直交符号 $C_8(1)$〜$C_8(8)$ を用いて，各ユーザに割り当てる．これを 248 ユーザまで繰り返し，シミュレーションを行なう．

4.3.2 シミュレーション諸元と結果

表 4.3 に示すような諸条件により，符号の各割り当て手法を用いたシミュレーションを行なった．

表 4.3: シミュレーション諸元

拡散符号	プリファード Gold 符号 × 可変直交符号
拡散符号長	248(31×8)
データ信号の変調方式	2 値位相変調 (BPSK)
ビットタイミング	非同期
チップタイミング	非同期
キャリア位相	非同期
無線伝送路	白色雑音 (AWGN)
E_b/N_0	6.8 [dB]

シミュレーション結果を図 4.12 に示す．但し，図 4.12 は BER 特性の細かな変化を確認するために，33 ユーザまでのシミュレーション結果を示している．また，248 ユーザまでのシミュレーション結果は図 2.15 に示す．

図 4.12 における実線は，符号長 $N = 31$ の理論 BER 特性を，また，破線は符号長 $N = 248$ の理論 BER 特性を示している．また，○をともなった破線は，4.3.1 節の 1. に示した各ユーザに異なる単位 PN 符号を，可変直交符号 $C_8(1)$ により割り当てた場合の

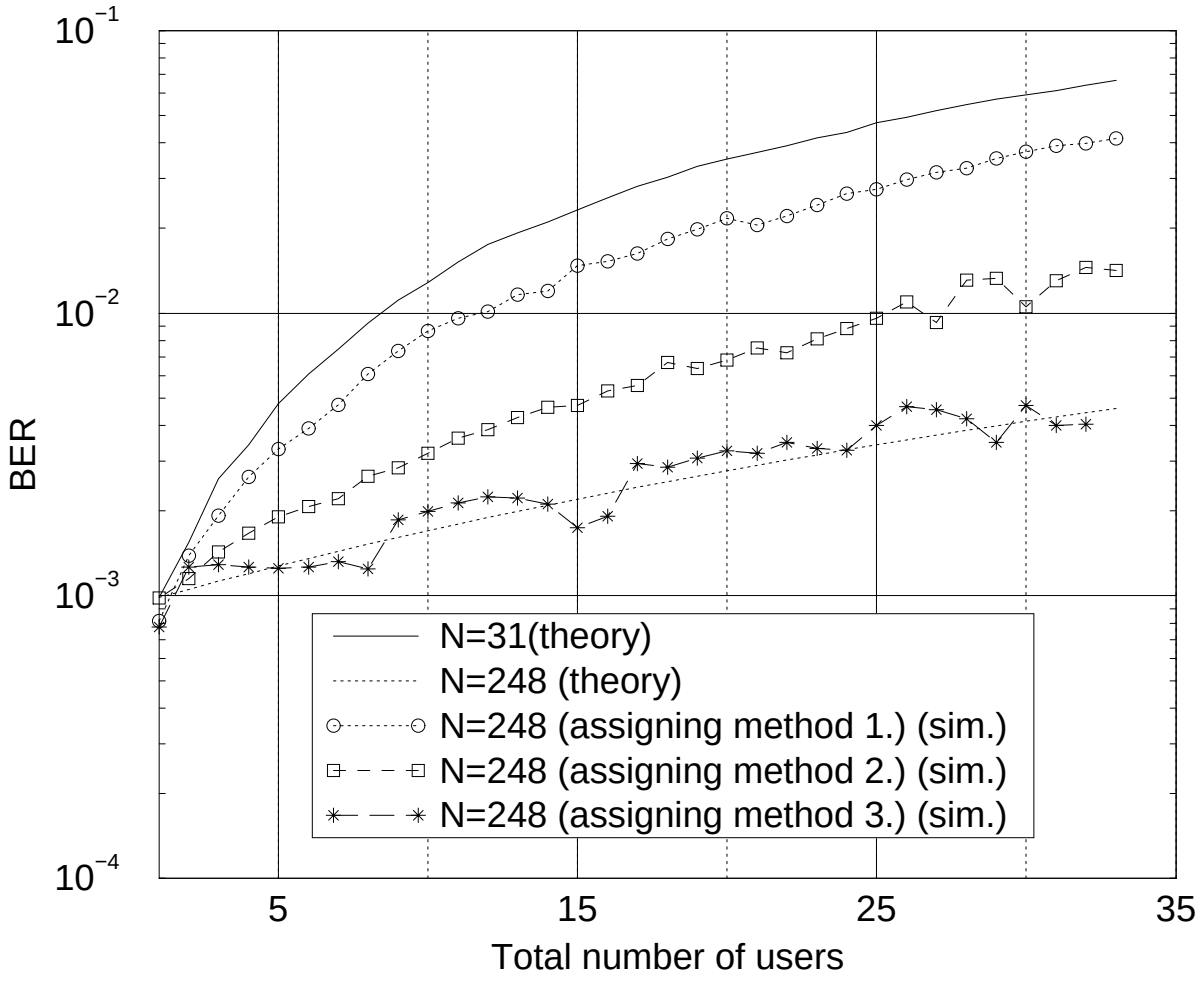


図 4.12: 可変拡散マルチコード方式によるシミュレーション結果 (33 ユーザ)

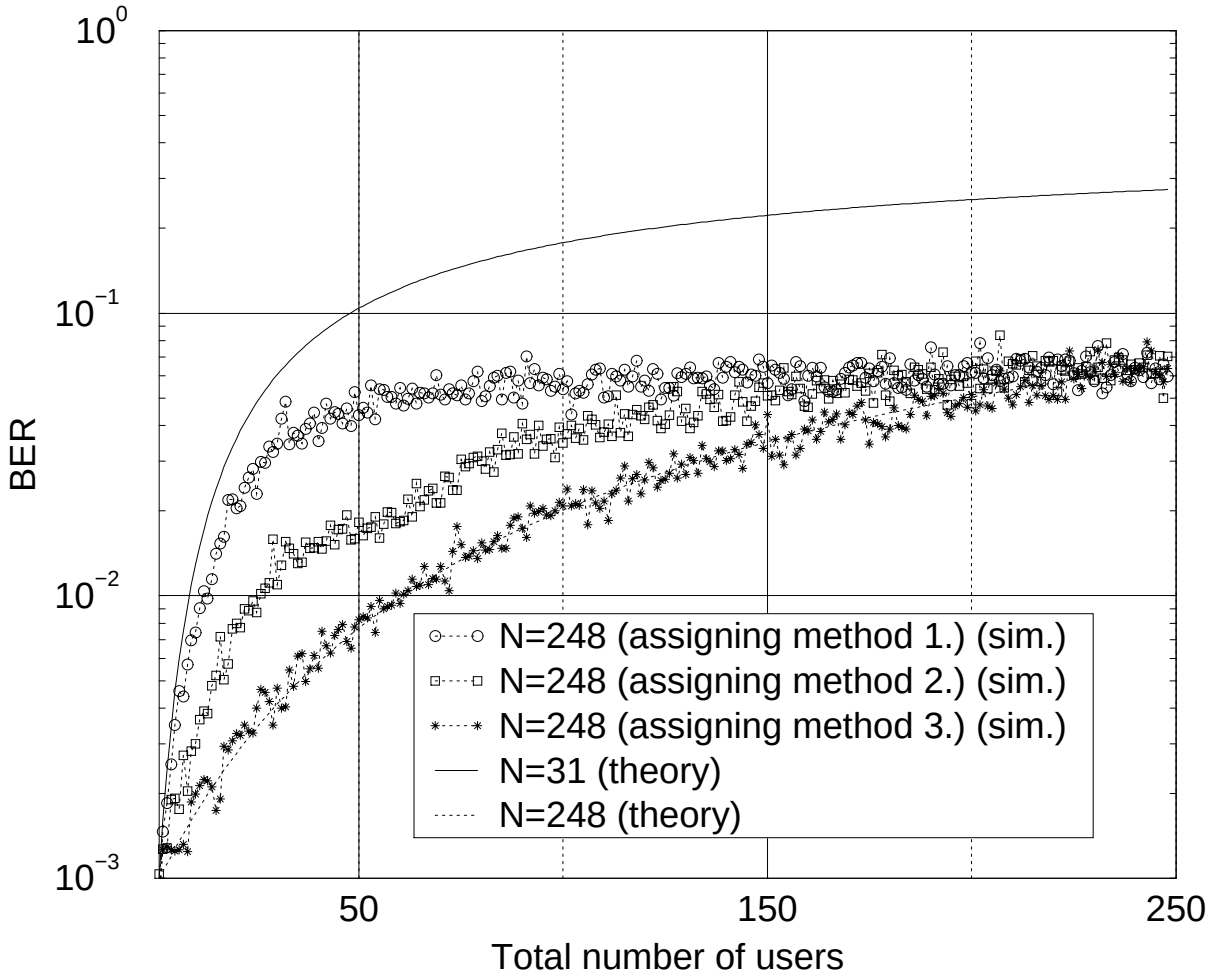


図 4.13: 可変拡散マルチコード方式によるシミュレーション結果 (248 ユーザ)

シミュレーション結果を表している．そして，□をともなった破線は，各ユーザに異なる単位 PN 符号を，可変直交符号 $C_8(8)$ によって割り当てた場合のシミュレーション結果を示しいる．最後に，＊をともなった破線は，1 つの単位 PN 符号を可変直交符号 $C_8(1)$ から，$C_8(8)$ を順に用いることで割り当てた場合のシミュレーション結果を示している．

このシミュレーション結果より，割り当て手法 1. はユーザ数増加に伴う BER の劣化が激しく，性能が悪いことが確認できる．また，割り当て手法 2. を用いた場合の BER の劣化は，割り当て手法 1. に続き悪いことが分かる．

しかしながら，BER が 10^{-2}を割り込む時のユーザ数は，割り当て手法 1. が約 12 ユーザであるのに対して，割り当て手法 2. は約 25 ユーザと割り当て手法 1. の約倍のユーザ数を確保できることが分かる．

また，割り当て手法 3. の結果はこの 3 つの割り当て手法の中で最も BER の劣化特性が良く，符号長 $N = 248$ の理論特性に近いことが確認できる．またこの場合，1 つの単位 PN 符号により生成できる 8 つの符号，つまり 8 ユーザごとに BER が階段状で劣化していくことが分かる．つまり，同一の単位 PN 符号により生成されたいくつかの符号同士は互いに一定の影響を与え合い，これに他の単位 PN によって生成された符号が混在すると，その単位 PN 符号同士の影響により BER が劣化するものと思われる．

また，図 4.13 の結果より，割り当て手法 3. によるユーザ数の増加に伴う特性は符号長 $N = 248$ の理論 BER 特性に沿って劣化していき，またこれに対して，割り当て手法 2. の特性は割り当て手法 3. の特性よりも悪く，割り当て手法 1. のそれはさらに悪いことが確認できる．ビット誤り率 10^{-2}を割り込む時のユーザ数で比較した場合，割り当て手法 1. によるものが約 12 ユーザ，手法 2. によるものが約 25 ユーザ，手法 3. によるものは約 60 ユーザで，手法 3. によるものが圧倒的に特性が優れていることが分かる．

4.4 むすび

本章では，まず，正確なシミュレーションを行なえるよう, まず理論解析が可能な DS/SS シングルユーザシステムと DS/CDMA マルチユーザシステムの計算機シミュレーションを行ない, その結果を示した．その際，シミュレーション値が理論計算値と一致し，作成したシミュレータの正しさを確認することができた．その後，このシミュレータを用いて，本論文において提案した可変拡散マルチコード方式におけるビット誤り率特性を示した．このシミュレーションでは，3 つの異なる符号の割り当て手法を用いて計算を行なったが，1 つの単位 PN 符号を可変直交符号，$C_8(1)$〜$C_8(8)$ を用いて割り当てて行く手法が最も優れた特性を示した．特にシステムに収容できるユーザ数で，最も特性の悪い手法 1. によ

るものと比べて，約 4 倍優位であることが確認できた.

第 5 章

誤り訂正符号による BER の軽減

第 4 章において示したとおり，無線伝送路では AWGN の影響，また，CDMA 方式においては他局間干渉の影響で BER により劣化することが分かった．何の手も加えないそのままのシステムでは，本論文において設定するメディアの諸条件を満たすことはできない．そこで, これらメディアの諸条件を満たした上で本システムを考察できるよう誤り訂正符号を付加することを考えた．本章では, 誤り訂正符号の中でも, 今回用いたハミング符号 [12], [15] について説明する．また, ハミング符号を用いることでどれだけ BER 特性を軽減できるか, その理論 BER 特性を解析するとともに, 各計算機シミュレーションを行なったのでこの特性を示す.

5.1 誤り訂正符号

ディジタル信号を変調して有線，無線伝送路で送り，受信側でそれを検波・復調すると，一般的に無視できない程度の確率で誤りが発生する．特に無線回線いおいて，何の対策も施さないと 10^{-1}〜10^{-3} 程度のビット誤り率になり，そのままではほとんどの用途の通信に適さない [15]．

このような場合には，送信すべきディジタル信号に意図的に冗長性を持たせ，この冗長性を用いた誤り訂正符号 (Forward Error Correction:FEC) の導入により伝送誤り率を大きく改善できることがある．

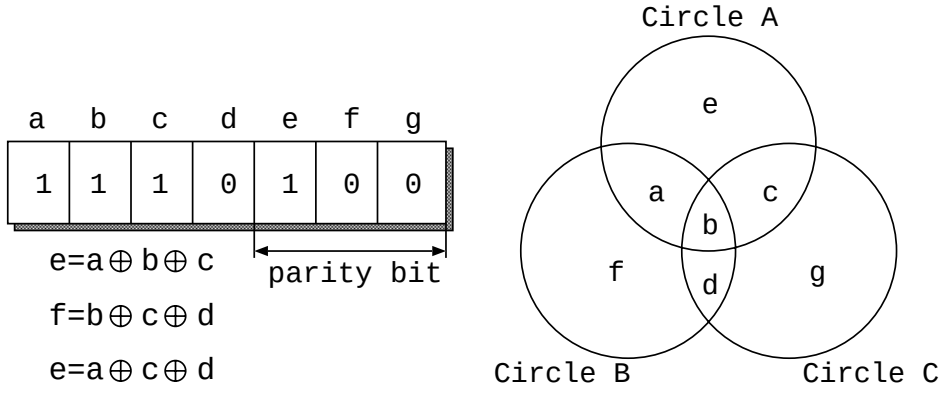
また，誤り訂正符号は，一定の長さの情報系列に冗長符号を付加するブロック符号と，符号化が逐次的に行なわれ，理論的には無限長の情報系列に符号化される畳み込み符号とに分けられる．

今回，本提案方式にブロック符号の中でも最も簡単なハミング符号を用いることにした

ので，以下にこれを紹介する．

5.1.1 ハミング (7,4) 符号

ハミング (7,4) 符号は，伝送したい情報ビット，4 ビットに対してそれに 3 ビットの冗長ビット (検査記号) を付加して，合計 7 ビットを 1 ブロックとして送信する方式である [12][15]．これを図 5.1(a) に示す．図 5.1(b) のように 3 つの円の中に各ビットの情報を書き込んでみると分かりやすい．それぞれの円 A,B,C でパリティを計算して e,f,g にパリティを書き込む．受信側では受け取った 7 ビットのデータブロックについて，3 つの円のパリティ検査を再度行なう．



(a) ブロックのビット構成　　(b) 円の組合せ表現

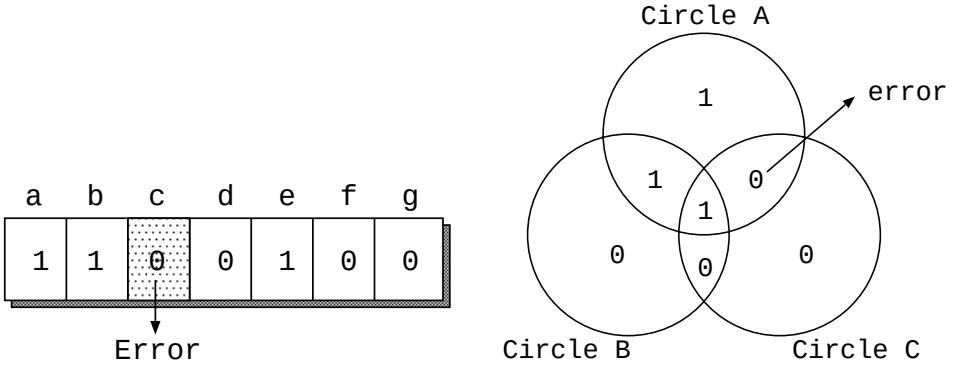
図 5.1: ハミング (7,4) 符号

ここでもし，伝送誤りが全くなかったとすると，受信側で計算した 3 種類のパリティはいずれも一致する．ところが図 5.2(a) のように 7 ビットの中のどこかに誤りがあったとすると，図 5.2(b) のように少なくとも 1 つの円のパリティ検査結果が一致しなくなる．

誤りの位置を特定するために受信側で 3 組のパリティ検査を実施するが，その得られた計算結果のことをシンドロームと呼ぶ．これを式 (5.1) に示す．

$$\begin{cases} S_1 = e \oplus a \oplus b \oplus c \\ S_2 = f \oplus b \oplus c \oplus d \\ S_3 = g \oplus a \oplus c \oplus d \end{cases} \tag{5.1}$$

ハミング (7,4) 符号でのシンドロームの値と誤りの位置の関係を見てみると表 5.1 のようになる．この表からも分かるように 3 ビットのシンドロームで 8 通りの状態を表現で



(a) ブロックにおけるビットの誤り　　(b) 円の組合せ表現

図 5.2: 誤りが生じた場合

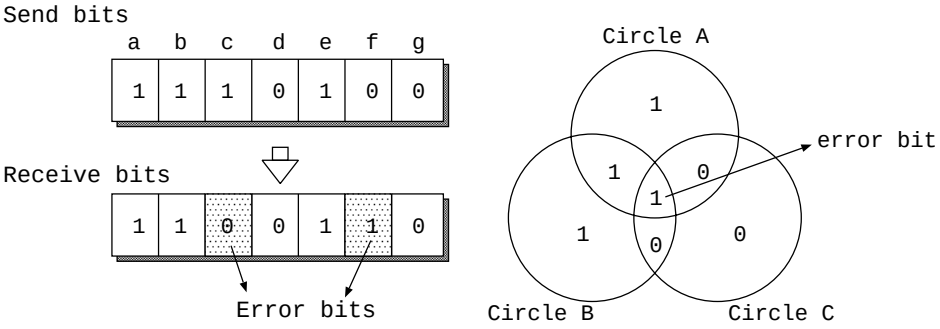
きるから，シンドローム値で誤りを特定できることになる．つまり，ハミング (7,4) 符号は 1 ブロック 7 ビット中に生じる 1 ビットまでの誤りを訂正できる方式といえる．

表 5.1: ハミング (7,4) 符号のシンドローム

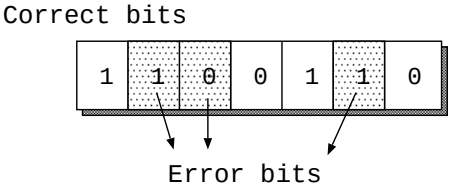
誤りの位置							シンドローム		
a	b	c	d	e	f	g	S_1	S_2	S_3
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	0	0	0	0	1	0	1
0	1	0	0	0	0	0	1	1	0
0	0	1	0	0	0	0	1	1	1
0	0	0	1	0	0	0	0	1	1
0	0	0	0	1	0	0	1	0	0
0	0	0	0	0	1	0	0	1	0
0	0	0	0	0	0	1	0	0	1

しかしながら，ハミング符号において 1 ブロック中に 2 ビット以上の誤りが生じた場合は，シンドロームから推定した誤りの場所の位置が実際の誤りの場所と異なる位置を指し示すことになる．その結果，図 5.3 に示すように誤りがさらに増えるという弊害が生じる．

ハミング符号は一般的には $2^m - 1$ ビットのブロックで構成され，このうち m ビットが検査記号であるような方式である．m の値を大きくするほどブロック長が長く，かつブ



(a)1 ブロック中 2 ビット誤る　　(b) 誤り場所の特定



(c) 訂正後のブロック

図 5.3: 誤訂正

ロック内に占める割合が増えて伝送効率が上がる．従って，誤訂正が生じないよう，伝送路で平均的に生じると予想される誤りの割合に応じて適切なブロック長の符号を選ぶ必要がある．

5.1.2　ハミング (7,4) 符号の符号化と復号

式 (5.1) より，ハミング (7,4) 符号の 1 ブロック中の検査記号が計算できるので，その符号器は図 5.4 のように書ける．

また，復号器はシンドロームを計算した後に，シンドロームに対応する誤りの位置を AND ゲートを用いて求め，訂正する．これを図 5.5 に示す．

例えば，シンドロームが 101 であれば，最も左の AND ゲートの出力だけが 1 となり，受信語の第 1 ビットを訂正することになる．

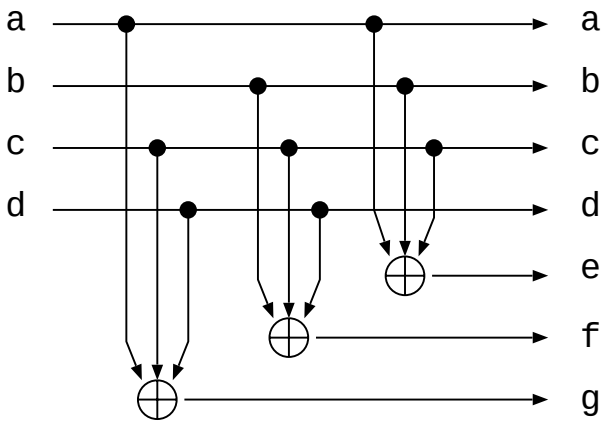


図 5.4: ハミング符号 (7,4) 符号器

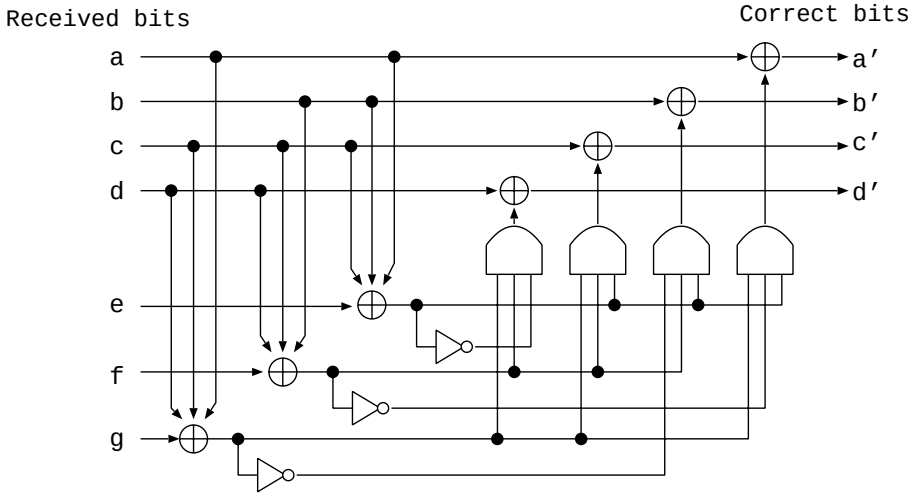


図 5.5: ハミング符号 (7,4) 復号器

5.1.3 復号後のビット誤り率

復号後のビット誤り率は，式 (5.2) のように求めることができる [15].

$$p_B = \frac{1}{n} \sum_{j=d_{min}}^{n} jP_j \tag{5.2}$$

ここで，n はハミング (n,k) 符号の，1 ブロック中に含まれる情報ビットの数，d_{min} は最小符号間距離を表していて，t 個までの誤りを訂正する限界距離復号法を用いると，$d_{min} = 2t + 1$ の関係になる．

また，P_jは以下の式 (3) によって求めることができる．

$$P_j = A_j \sum_{i=t+1}^{n} \sum_{d=0}^{t} \phi(i, j, d) p^i (1-p)^{n-i} \tag{5.3}$$

式 (5.6) における，A_jは線形符号の重み分布，p は伝送路中におけるビット誤り率を表している．ここで，線形符号の重みというのは 1 ブロック中の “1” の数のことで [16]，つまり A_jは，“1” の数が j個の符号語の数である．

また，関数$\phi(i, j, d)$ は，重みが jの 1 つの符号語$\boldsymbol{w}$から距離が d$(0 \leq d \leq t)$ で，重みが i の n 次元ベクトル$\boldsymbol{u}$の数を表していて，式 (5.4) のように書ける．

$$\phi(i, j, d) = \begin{cases} {}_jC_x \cdot {}_{n-j}C_{d-x}, \begin{cases} x = (j - i + d)/2 \text{ が整数であり，} \\ min[2n - i - j, i + j] \geq d \geq |j - i| \\ \text{となる場合} \end{cases} \\ 0, \text{その他の場合} \end{cases} \tag{5.4}$$

ハミング (7,4) 符号の復号後のビット誤り率の計算

ここで，式 (5.2),(5.3),(5.4) を用いて，ハミング (7,4) 符号の復号後のビット誤り率の計算を行なう．

式 (5.2) に，線形符号の情報ビットの数，n=7 と，符号間最小距離，$d_{min} = 3(d_{min} = 2t + 1)$ を代入すると，以下の式 (5.5) のように計算することができる．

$$\begin{aligned} p_B &= \frac{1}{7} \sum_{j=3}^{7} jP_j \\ &= \frac{1}{7} \{3P_3 + 4P_4 + 5P_5 + 6P_6 + 7P_7\} \end{aligned} \tag{5.5}$$

従って，式 (5.5) における P_3から P_7を，式 (5.3) を用いて計算すれば復号後のビット誤り率 p_Bを求めることができる．

ここで，P_jを計算するために重み分布 A_j，すなわち，重み jの符号語の数を与えなければいけない．ハミング (7,4) 符号の符号語は表 5.2 に示す通りで，これとともに各符号語の重みを示す．

これより，重み $j = 0$ の符号語は 1 つ，重み $j = 3$ の符号語は 7 つ，重み $j = 4$ の符号語は 7 つ，重み $j = 7$ の符号語は 1 つで，以下の式 (5.6) のようにまとめることができる．

$$A_j = \begin{cases} A_0 = 1 \\ A_3 = 7 \\ A_4 = 7 \\ A_7 = 1 \\ \text{これ以外は } 0. \end{cases} \tag{5.6}$$

従って，式 (5.3),(5.5),(5.6) より $P_5, P_6 = 0$ となり，P_3, P_4, P_7を求めればよいことが分かる．

以下，P_3, P_4, P_7の計算結果を式 (5.7),(5.8),(5.9) に示す．

$$\begin{aligned} P_3 &= A_3 \sum_{i=1+1}^{7} \sum_{d=0}^{1} \phi(i,3,d) p^i (1-p)^{7-i} \\ &= 7 \sum_{i=2}^{7} \sum_{d=0}^{1} \phi(i,3,d) p^i (1-p)^{7-i} \\ &= 21p^2(1-p)^5 + 7p^3(1-p)^4 + 28p^4(1-p)^3 \end{aligned} \tag{5.7}$$

$$\begin{aligned} P_4 &= A_4 \sum_{i=1+1}^{7} \sum_{d=0}^{1} \phi(i,4,d) p^i (1-p)^{7-i} \\ &= 7 \sum_{i=2}^{7} \sum_{d=0}^{1} \phi(i,4,d) p^i (1-p)^{7-i} \\ &= 28p^3(1-p)^4 + 7p^4(1-p)^3 + 21p^5(1-p)^2 \end{aligned} \tag{5.8}$$

$$\begin{aligned} P_7 &= A_7 \sum_{i=1+1}^{7} \sum_{d=0}^{1} \phi(i,7,d) p^i (1-p)^{7-i} \\ &= \sum_{i=2}^{7} \sum_{d=0}^{1} \phi(i,7,d) p^i (1-p)^{7-i} \\ &= 7p^6(1-p) + p^7 \end{aligned} \tag{5.9}$$

表 5.2: ハミング (7,4) 符号の各符号語とその重み

符号語							j(重み)
0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	1	0	1	1	3
0	0	1	0	1	1	1	4
0	0	1	1	1	0	0	3
0	1	0	0	1	1	0	3
0	1	0	1	1	0	1	4
0	1	1	0	0	0	1	3
0	1	1	1	0	1	0	4
1	0	0	0	1	0	1	3
1	0	0	1	1	1	0	4
1	0	1	0	0	1	0	3
1	0	1	1	0	0	1	4
1	1	0	0	0	1	1	4
1	1	0	1	0	0	0	3
1	1	1	0	1	0	0	4
1	1	1	1	1	1	1	7

従って，ハミング (7,4) 符号によって符号化されたブロックを復号した後のビット誤り率は，式 (5.5),(5.7),(5.8),(5.9) より以下の式 (5.10) のように求めることができる．

$$\begin{aligned} p_B &= \frac{1}{7}[3 \times \{21p^2(1-p)^5 + 7p^3(1-p)^4 + 28p^4(1-p)^3\} \\ &+ 4 \times \{28p^3(1-p)^4 + 7p^4(1-p)^3 + 21p^5(1-p)^2\} \\ &+ 7 \times \{7p^6(1-p) + p^7\}] \end{aligned} \tag{5.10}$$

なお，伝送路中の誤り率 p において，ハミング (7,4) 符号を用いた時，どれだけ BER を軽減できるか，式 (5.10) を用いて計算を行なった．これを表 5.3 にまとめる．

また，ハミング (7,4) 符号を用いた DS/CDMA システムにおけるビット誤り率は，式 (5.10) を用いると以下の図 5.6 のように計算できる．

表 5.3: ハミング (7,4) 符号による BER の軽減性能

伝送路中の BER	ハミング符号 (7,4) を用いた時の BER
10^{-1}	6.68800×10^{-2}
10^{-2}	8.74299×10^{-4}
10^{-3}	8.97403×10^{-6}
10^{-4}	8.99740×10^{-8}
10^{-5}	8.99974×10^{-10}

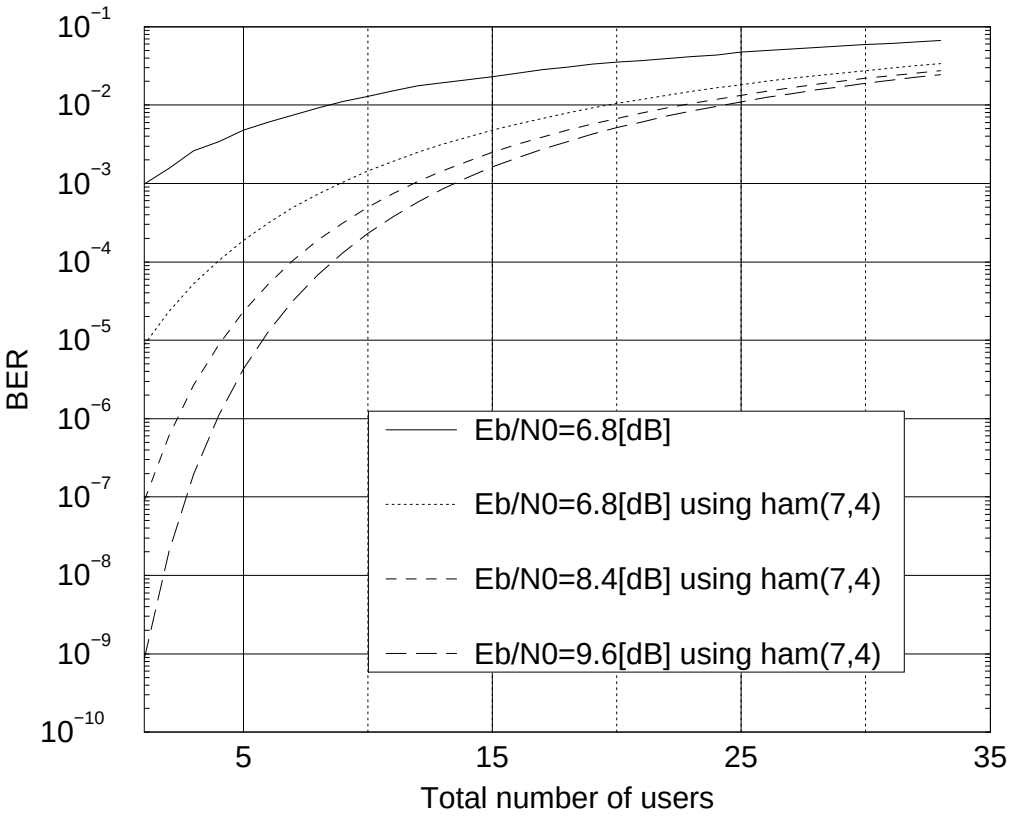


図 5.6: ハミング符号を用いた際の理論ビット誤り率

5.2 シミュレーション

誤り訂正符号としてハミング (7,4) 符号を用いた場合，どれだけビット誤り率を軽減できるのかを確認するために，各シミュレーションを行なった．そのシミュレーションモデルとその結果を以下に示す.

5.2.1 ハミング (7,4) 符号を用いた DS/SS シングルユーザシミュレーション

シミュレーション諸元とモデル

まず簡単にハミング (7,4) 符号の性能を確認するため，シングルユーザの DS/SS システムにこれを用い, このシミュレーションを行なった.

シミュレーション諸元を表 5.4 に，シミュレーションモデルを図 5.7 に示す.

表 5.4: シミュレーション諸元

一次変調	BPSK
二次変調	DS/SS
PN 符号	M 系列
PN 符号長	N=31
伝送路	AWGN

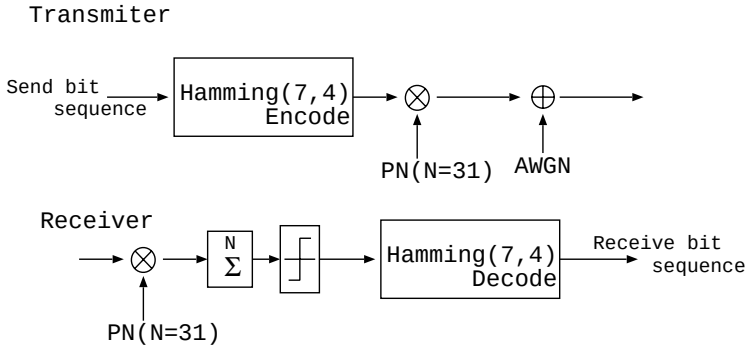


図 5.7: シミュレーションモデル

シミュレーション結果

シミュレーション結果を図 5.8 に示す.

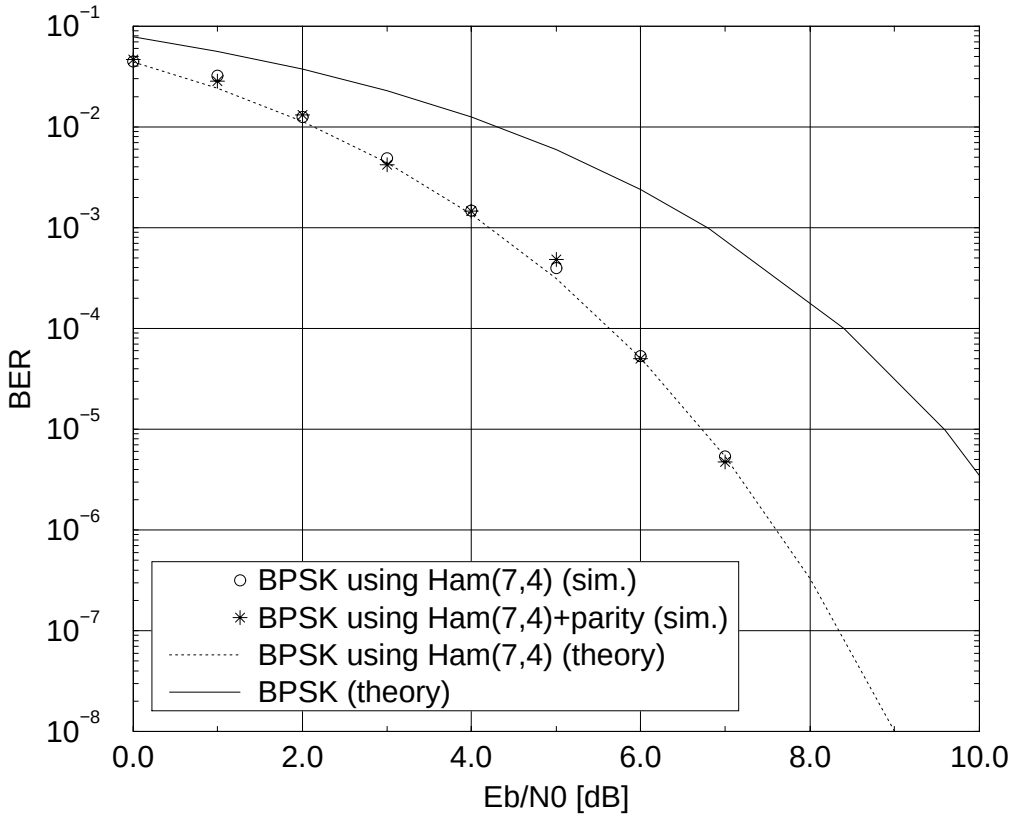


図 5.8: シングルユーザ DS/CDMA におけるシミュレーション結果

図 5.8 より，シミュレーションの結果が理論計算の値に一致していて，正しいシミュレーションが行なえていることが確認できる．

また，5.1.3 節において計算しビット誤り率は，符号語 (情報ビット＋パリティビット) の各ビット誤り率の計算を行なっている．

しかし，実際問題となるのは情報ビットの誤り率が重要になるが，文献 [15] よりその差は無視できるとある．このシミュレーション結果，図 5.8 において，○は情報ビットのみのビット誤り率を求めていて，＊は符号語 (情報ビット＋パリティビット) におけるビット誤り率を求めているが，その差はほとんどなく，一致していることが分かる．

5.2.2 ハミング (7,4) 符号を用いた DS/CDMA マルチユーザシミュレーション

シミュレーション諸元とモデル

マルチユーザ DS/CDMA システムにおいて，ハミング (7,4) 符号の性能を確認するため，本シミュレーションを行なった．表 5.5 にシミュレーション諸元を，図 5.9 にシミュレーションモデルを示す．

表 5.5: シミュレーション諸元

拡散符号	プリファード Gold 系列
拡散符号長	31
データ信号の変調方式	2 値位相変調 (BPSK)
ビットタイミング	非同期
チップタイミング	非同期
キャリア位相	非同期
無線伝送路	白色雑音 (AWGN)
E_b/N_0	6.8[dB]

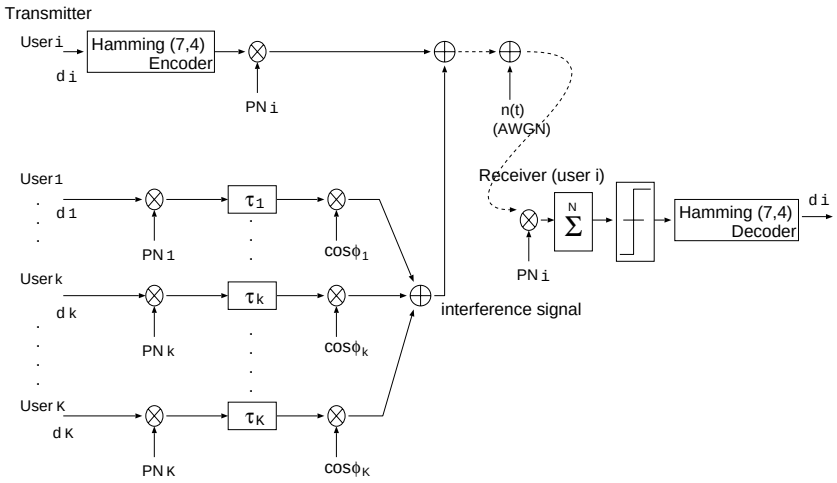


図 5.9: シミュレーションモデル

シミュレーション結果

図 5.10 にシミュレーション結果を示す.

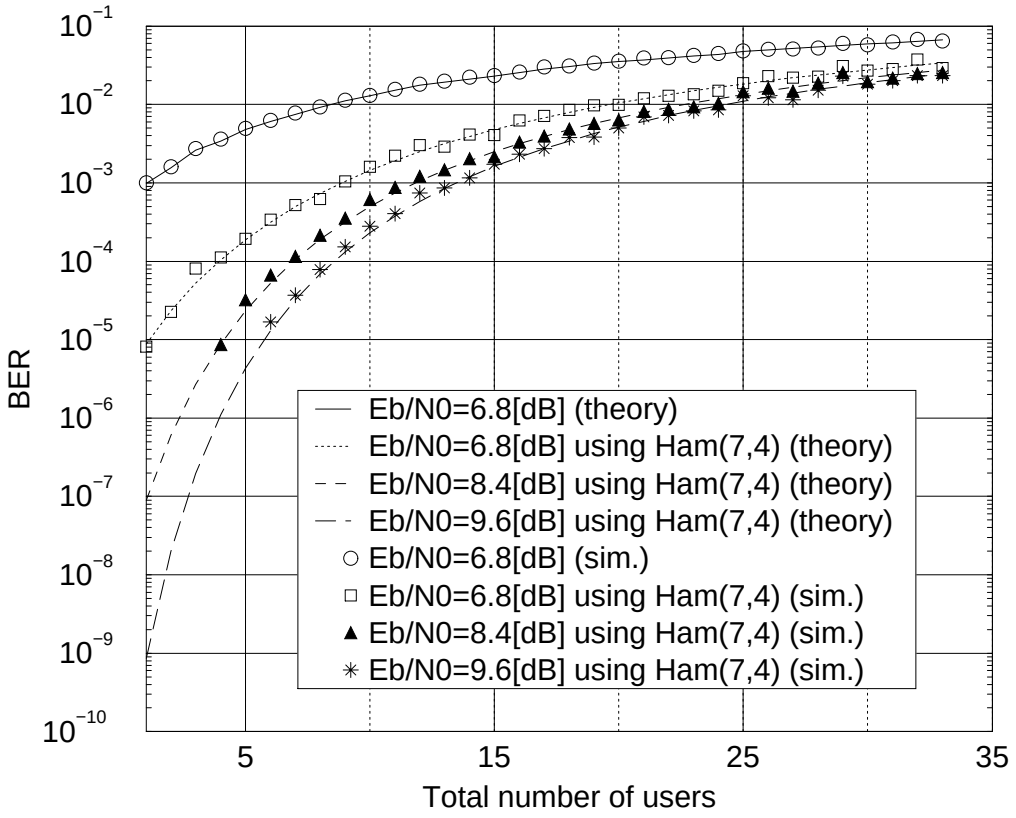


図 5.10: マルチユーザ DS/CDMA におけるシミュレーション結果

図 5.10 において，実線は，DS/CDMA 方式においてハミング (7,4) 符号を用いずに，E_b/N_0=6.8[dB] の状態においてユーザ数を増加させた場合の理論 BER 特性を示している．また，それぞれの破線はハミング (7,4) 符号を用いた場合の理論 BER 特性で，それぞれ，E_b/N_0が 6.8[dB]，8.4[dB], 9.6[dB] の状態における値である．また，○ はハミング (7,4) 符号を用いないで，E_b/N_0=6.8[dB] とした場合のシミュレーション値を示している．□はハミング (7,4) 符号を用い，E_b/N_0を 6.8[dB] とした場合，また同様に▲は E_b/N_0を 8.4[dB] とした場合，＊は E_b/N_0を 9.6[dB] とした場合のシミュレーション値を表している．この結果より，それぞれのシミュレーション値は各理論特性と一致し，このシミュレーション

と，理論計算の正しさを確認することができる．

5.2.3 ハミング (7,4) 符号を用いた可変拡散マルチコード方式によるマルチユーザシミュレーション

シミュレーション諸元とモデル

次に，可変拡散マルチコード方式において，まず，全てのユーザが一番帯域の狭い低速用のチャネルを用いた際のシミュレーションを行なった．この時，3 つの異なった符号割り当て手法によりユーザ数を増加させた．その 3 つの割り当て手法は第 4 章で行なった手法と同じである．

そのシミュレーション諸元を表 5.6 に，また，シミュレーションモデルを図 5.11 に示す．

表 5.6: シミュレーション諸元

拡散符号	プリファード Gold 符号 × 可変直交符号
拡散符号長	248(31×8)
データ信号の変調方式	2 値位相変調 (BPSK)
ビットタイミング	非同期
チップタイミング	非同期
キャリア位相	非同期
無線伝送路	白色雑音 (AWGN)
E_b/N_0	6.8[dB]

シミュレーション結果

割り当て手法 1. によるシミュレーション結果を図 5.12 と，図 5.13 に示す．但し，図 5.12 は 33 ユーザまでの結果を，図 5.13 は 248 ユーザまでの結果を示している．

割り当て手法 2. によるシミュレーション結果を図 5.14 と図 5.15 に示す．但し，図 5.14 は 33 ユーザまでの結果を，図 5.16 は 248 ユーザまでの結果を示している．

割り当て手法 3. によるシミュレーション結果を図 5.16 と図 5.15 に示す．但し，図 5.14 は 33 ユーザまでの結果を，図 5.17 は 248 ユーザまでの結果を示している．

各々の割り当て手法によるシミュレーション結果，図 5.12，図 5.14，図 5.16 において，○をともなった破線はハミング (7,4) 符号をもちいない場合のシミュレーション値を，ま

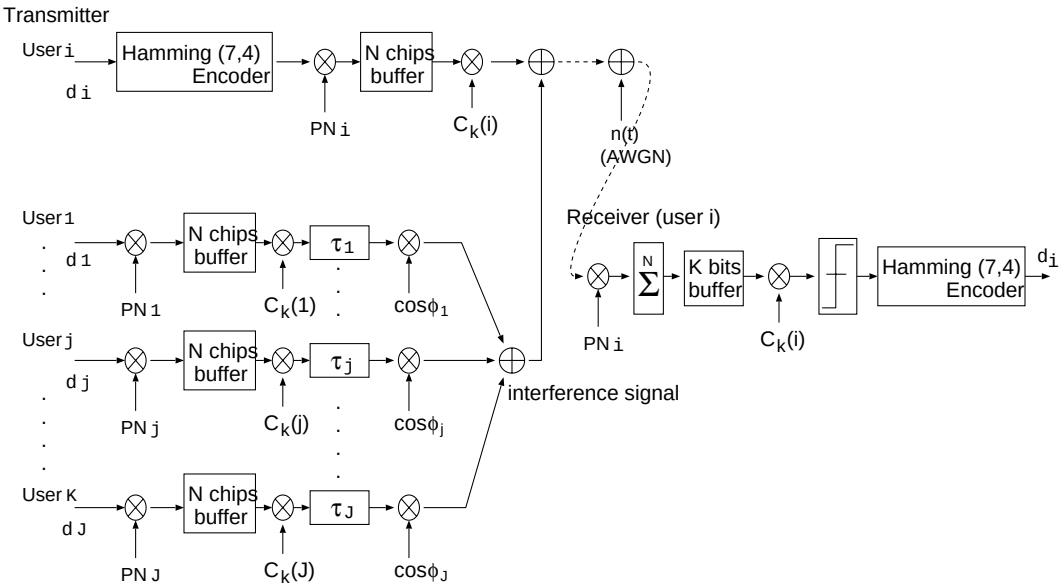


図 5.11: シミュレーションモデル

た，＊はハミング (7,4) 符号を用いて，BER を軽減した場合のシミュレーション値を示している．また，各結果における実線は，ハミング (7,4) 符号を用いないシミュレーション値，つまり，各○の結果を用いて，これを式 (5.10) に代入し，ハミング (7,4) 符号を用いた際の理論 BER 特性を計算した特性である．ここで，この理論特性とシミュレーションの値を比較してみると，ハミング (7,4) 符号を用いた際のシミュレーション値がばらつきながらも理論特性の周辺に分布していることが確認できる．これは，誤り率が小さくなればなるほど，シミュレーションに費す時間が長くなるため，これを短くするためにシミュレーションの精度を下げたためであるといえる．従って，ハミング (7,4) 符号を用いることで，ほぼ理論計算通り BER が軽減できることが確認でた．これにより，この理論計算とシミュレーションの正しさを確認することができる．

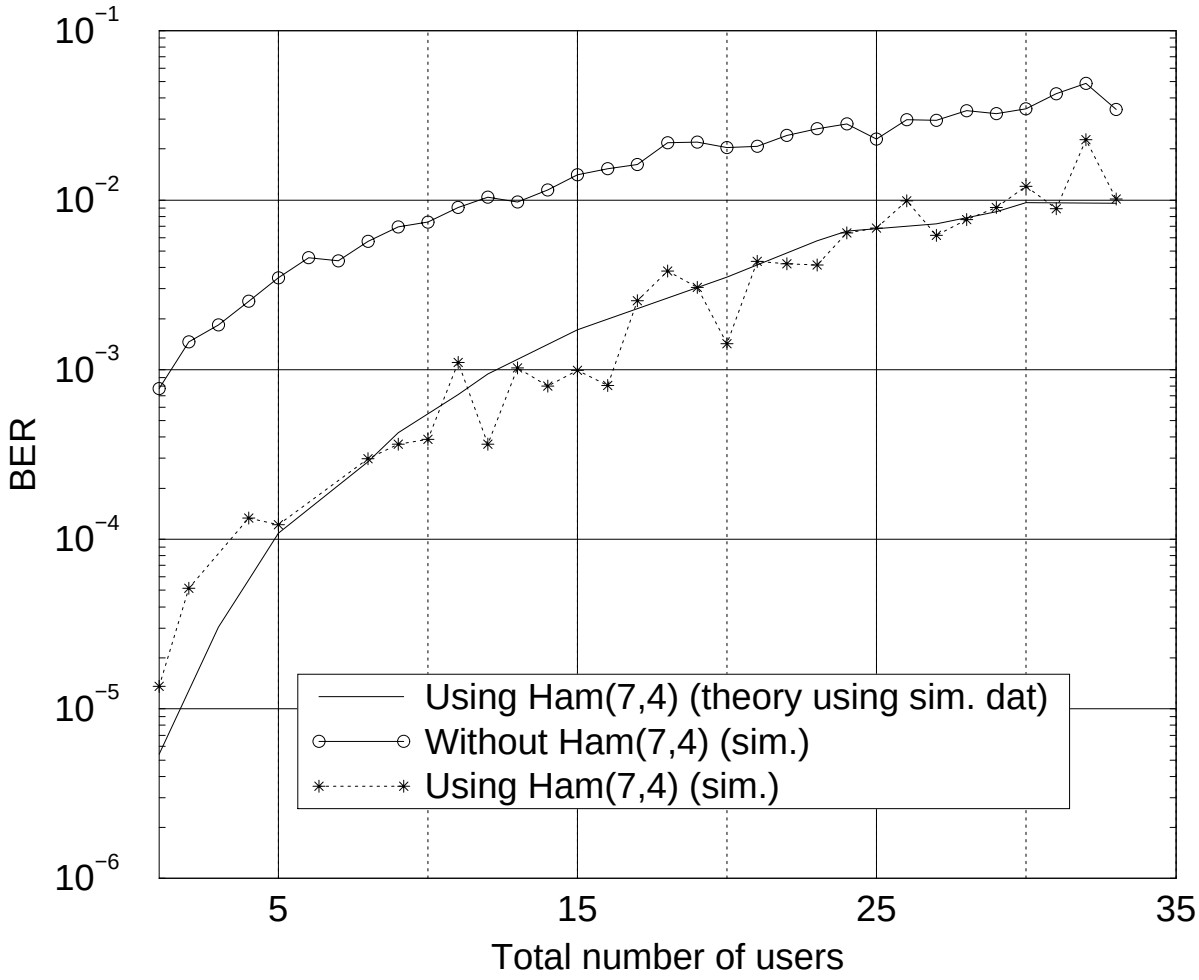


図 5.12: 割り当て手法 1. によるシミュレーション結果 (33 ユーザ)

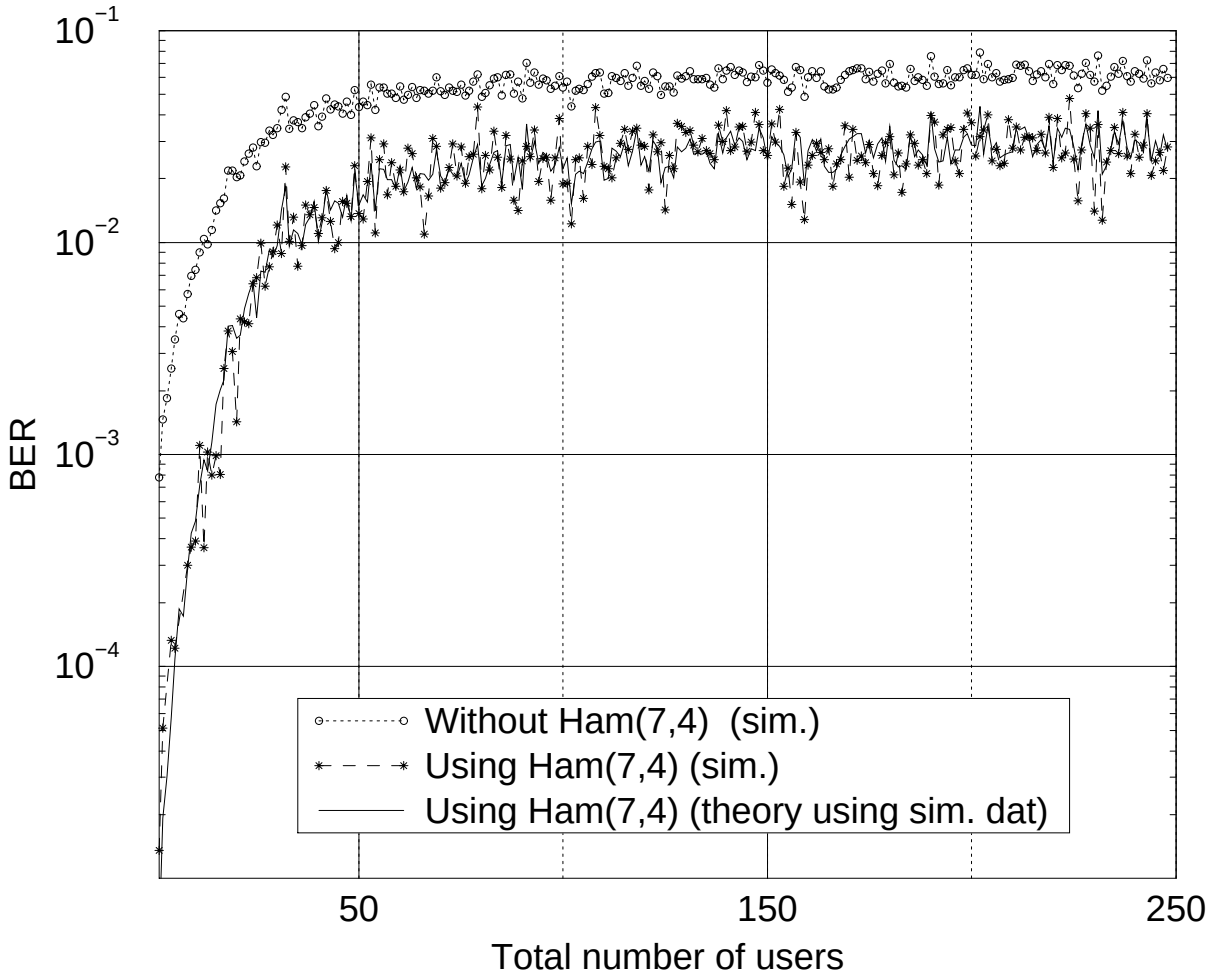


図 5.13: 割り当て手法 1. によるシミュレーション結果 (248 ユーザ)

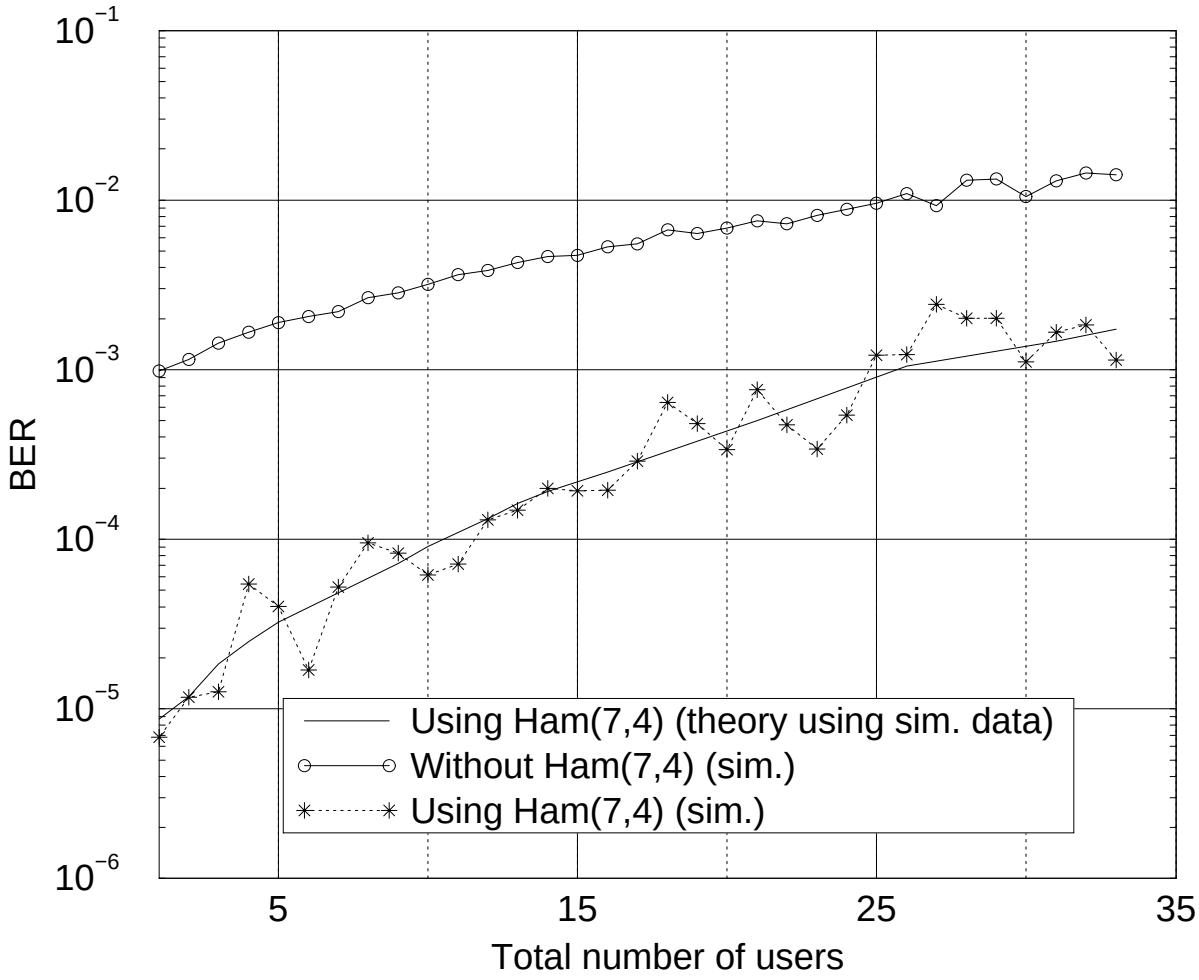


図 5.14: 割り当て手法 2. によるシミュレーション結果 (33 ユーザ)

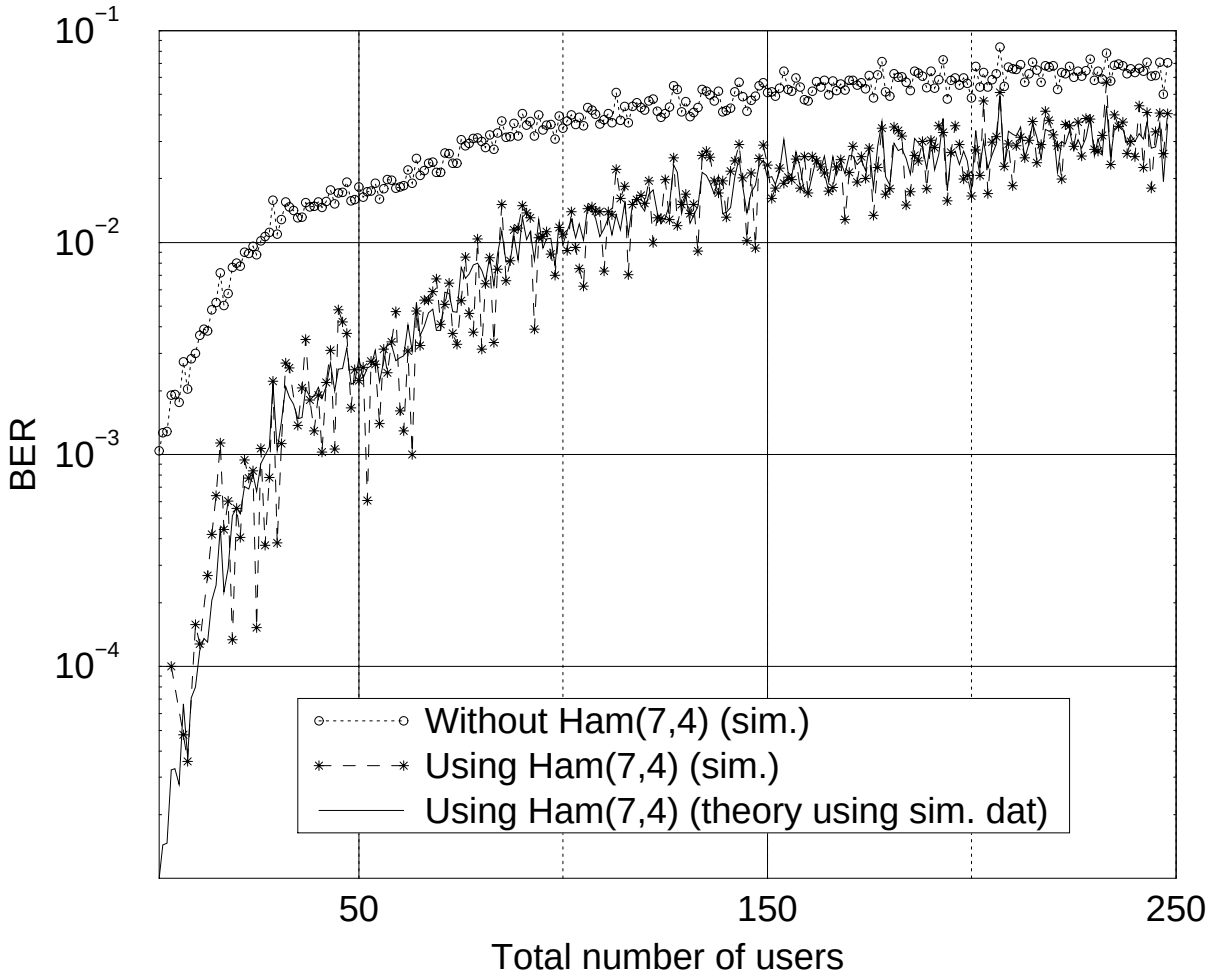


図 5.15: 割り当て手法 2. によるシミュレーション結果 (248 ユーザ)

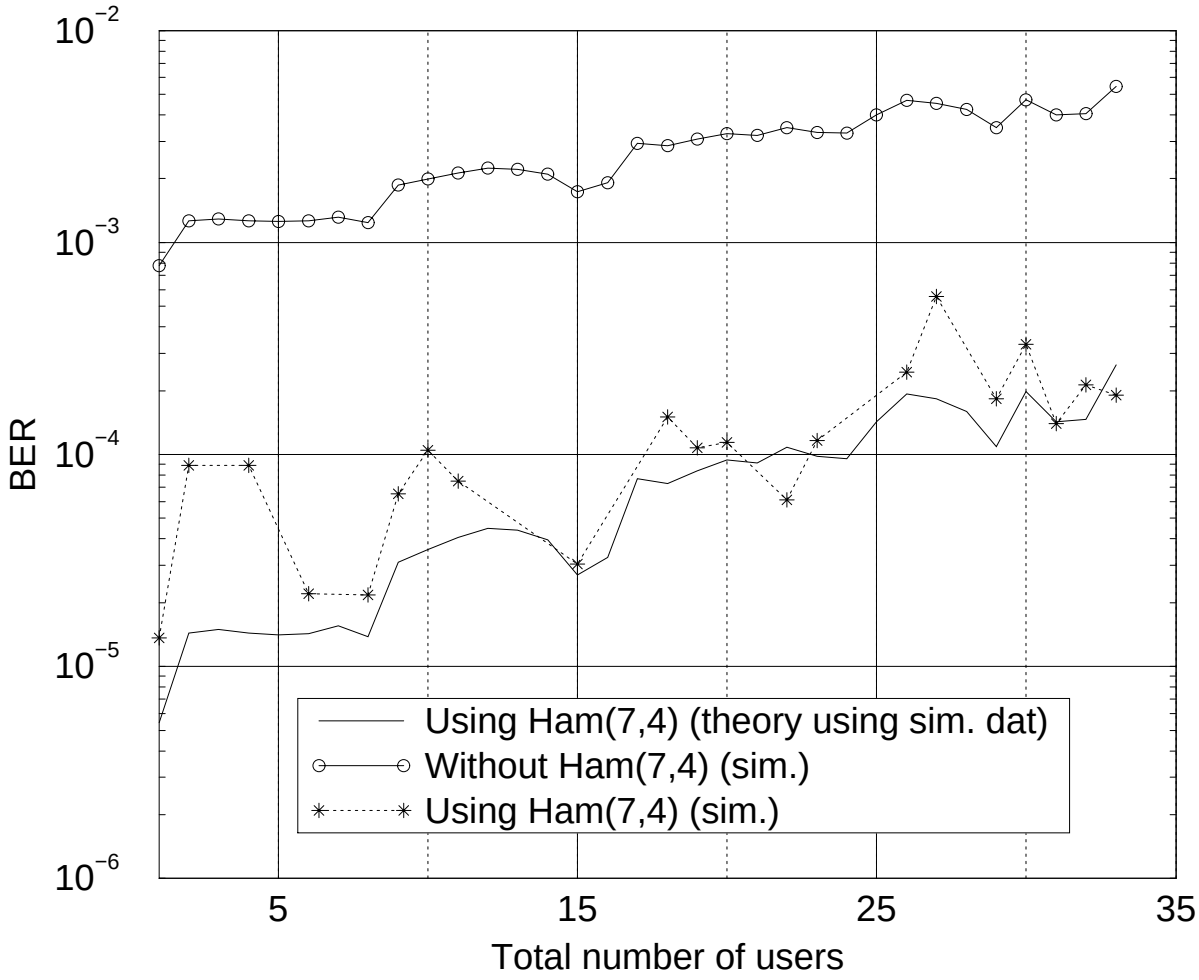


図 5.16: 割り当て手法 3. によるシミュレーション結果 (ユーザ数 33)

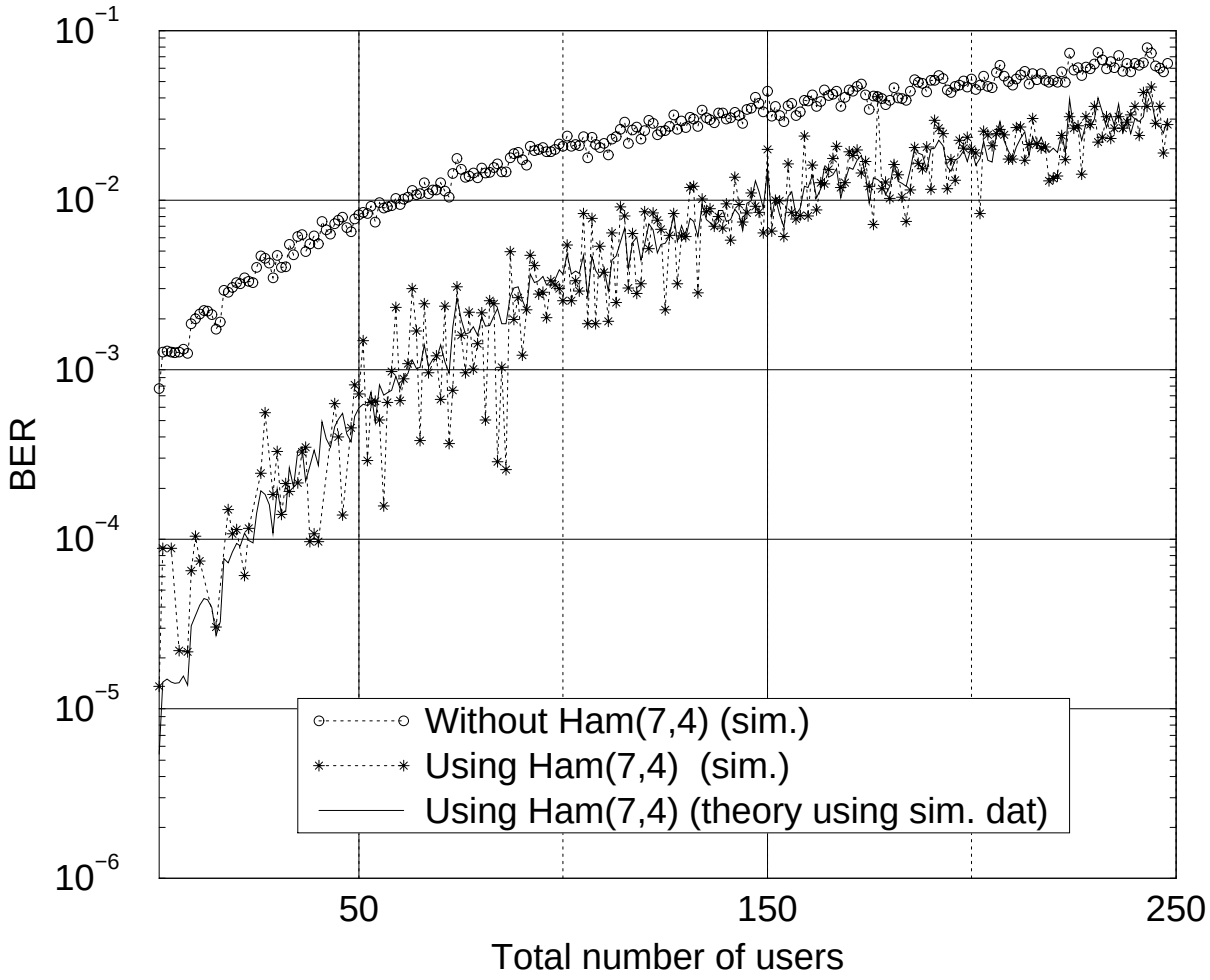


図 5.17: 割り当て手法 3．によるシミュレーション結果 (ユーザ数 248)

5.3　むすび

本章では，誤り訂正符号としてハミング (7,4) 符号を用い，ビット誤り率を軽減する方法について説明した．また，これとともに各シミュレーションを行なった．その結果，どのシミュレーション結果もほぼ理論計算通りの値が得られ，本シミュレーションと理論計算の正しさを確認することができた．また，誤り訂正符号を用いることにより，第 3 章において示したメディアに要求されるビット誤り率を満たせるようになった．

第 6 章

考察

6.1 メディア別による本システムの特性

DS/CDMA 方式や本論文で提案する可変拡散マルチコード方式においてユーザ数を増加させた場合，ビット誤り率が劣化することを第 4 章の理論解析，シミュレーション結果により示した．これによると，ほとんど場合において，第 3 章において設定するメディアの諸条件，特にビット誤り率 (BER) の条件を満たすことができない．そこで，この BER を軽減するために第 5 章において，ハミング (7,4) 符号を用いてシミュレーションを行なった．これにより BER を軽減することができたが，ハミング (7,4) 符号を用いた場合，本来の情報信号と同等数の冗長ビットが付加される．つまり，約倍の帯域を必要とする．

ここで，本論文で提案する可変拡散マルチコード方式において，第 3 章で設定したメディアの通信速度 (音声 8kbps，ファクシミリ 32kbps，低解像度ビデオ 64kbps，パケットデータ 128kbps) を満たせるよう，通信速度を約 8kbps から 120kbps まで 8kbps 刻みで設定できるシステムを仮定した．このシステムに誤り訂正符号を加味した場合の全体の通信速度を表 6.1 に示す.

この表より，各チャネルの通信速度は，最も低速なチャネルから，16kbps，32kbps，64kbps，128kbps となることが分かる．ここで提案方法により，符号長 $N = 31$ の PN 符号を最も高速な 128kbps のチャネルに単位 PN 符号として割り当てれば，このシステムにおいて最も最小単位となるチップのチップレート R_cは $R_c = 128[kbps] \times 31 = 3.968[\mathrm{Mchip/s}]$ と計算できる．この値がこのシステムの帯域を決めている．

今このシステムにおいて，音声通信を行なうことを考える．音声通信に求められる諸条件は第 3 章に示した通り，通信速度 8kbps，BER=10^{-3}であった．ここで，第 4 章，第 5 章で述べた，割り当て手法 1. について考察してみると，第 5 章のシミュレーション結果，

図 5.12, 5.13 よりこれを満たすユーザ総数は約 13 ユーザであることが分かる．また，同様に割り当て手法 2. について検討すると，同章シミュレーション結果，図 5.14，5.15 より，条件を満たすユーザ総数は約 25 ユーザであることが分かる．

表 6.1: 提案方式によって割り当てることの出来る通信速度

用いる符号	情報信号に対する通信速度	誤り訂正符号を加味した通信速度	各拡散符号の通信速度
A	8kbps	16kbps	16kbps
B	16kbps	32kbps	32Kbps
AB	24kbps	48kbps	(16+32)kbps
C	32kbps	64kbps	64kbps
AC	40kbps	80kbps	(16+64)kbps
BC	48kbps	96kbps	(32+64)kbps
ABC	56kbps	112kbps	(16+32+64)kbps
D	64kbps	128kbps	128kbps
AD	72kbps	144kbps	(16+128)kbps
BD	80kbps	160kbps	(32+128)kbps
ABD	88kbps	176kbps	(16+32+128)kbps
CD	96kbps	192kbps	(64+128)kbps
ACD	104kbps	208kbps	(16+64+128)kbps
BCD	112kbps	224kbps	(32+64+128)kbps
ABCD	120kbps	240kbps	(16+32+64+128)kbps

最後に，割り当て手法 3. について考察する．同様に，第 5 章におけるシミュレーション結果，図 5.16, 5.17 により条件を満たすユーザ総数は約 60 ユーザであることが確認できる．よって，このような音声通信を行なう場合，割り当て手法 3. によるものが最も性能が優れていることが分かる．ここで，今回行なったシミュレーションはいずれも，E_b/N_0=6.8 [dB] の結果で，E_b/N_0を色々変化させた際の特性を検討することが今後の課題である．

続いて，本システムにおいて低解像度ビデオ通信を行なうことを考える．このメディアに要求される諸条件は，通信速度 64kbps, BER=10^{-5}である．従って，誤り訂正符号を付加するとオーバヘッドを含めて 128kbps の通信速度が必要になる．このシステムにおいてこの通信速度を満たすためには，表 6.1 より，最も高速なチャネルを用いなければいけないことが分かる．最も高速なチャネルには符号長 $N = 31$ の Gold 符号が割り当てられるので，ビット誤り率特性は，通常の DS/CDMA 方式と同等である．従って，第 5 章の

シミュレーション結果，図 5.10 において考察すると，BER=10^{-5}を満たす総ユーザ数は，E_b/N_0=6.8[dB] で 1 ユーザ，$E_b/N_0 = 8.4[dB]$ で約 4 ユーザ，E_b/N_0=9.6[dB] で約 6 ユーザであることが分かる．

また，第 3 章において述べたメディア，ファクシミリとパケットデータは再送を行なうことにより伝送路中の誤りを軽減することができる．本論文では再送を考慮した解析，シミュレーションを行なっていないので，これを考慮した検討が今後の課題に挙げられる．

6.2 符号の割り当てアルゴリズム

通信を行なうあるセル内においてユーザ数が少ない場合，各々のユーザは多くの帯域を使用することができ，またユーザ数が多い場合は使用する使用する帯域が制限される．第 3 章，表 3.1 によって，本論文で提案する可変拡散マルチコード方式による通信速度が異なる各チャネルへの符号の割り当て方を示したが，このままではユーザ数の変化によって使用されない符号がでてくるので効率的だはない．そこで，サービスを提供するユーザ総数によってこれを変化させることを考える．

今，符号長 $N = 31$ の Gold 符号を $C_1(1)$〜$C_8(8)$ の可変直交符号を用いて，最も高速なチャネル，Class1 から最も低速の Class4 のチャネルを使用するシステムの場合について考察する．

ユーザ数が 88 から 248 の多い場合は全てのユーザが均等に帯域を使用できるよう，表 6.2 のように各符号を各々のユーザに割り振る．

この時，第 4 章，第 5 章のシミュレーション結果において示した通り，他局間干渉による BER の劣化を低く抑えるために，同一の単位 PN 符号を $C_8(1)$ から $C_8(8)$ の可変拡散符号により順に再使用する，割り当て手法 3. を適用する．

このアルゴリズムは以下のように書ける．

ユーザ i に割り振られる拡散符号 PN_iは以下の式で表すことができ，ここで，kと jは式のように計算できる．但し，この場合は Class 4 のみとなる．

$$PN_i = PNk(j) \quad (= GoldPN_k \times C_8(j)) \tag{6.1}$$

$$k = \lfloor i/8 \rfloor + 1 \tag{6.2}$$

$$j = 1 \tag{6.3}$$

次に，ユーザ総数が 38 から 88 の場合の符号の割り振りを表 6.3 に示す．これも同様に，各ユーザに割り当てられる符号は Class 3, Class 4 に分けて以下の式によって与えられる．

1. Class 3

$$PN_i = PNk(j) \quad (= GoldPN_k \times C_4(j)) \tag{6.4}$$

$$k = 2 \times \lfloor (i-1)/4 \rfloor - \lfloor (i-1)/8 \rfloor + 1 \tag{6.5}$$

$$j = \begin{cases} 4 & \text{(i=4n)} \\ \text{mod i} & \text{(othewise)} \end{cases} \tag{6.6}$$

2. Class 4

$$PN_i = PNk(j) \quad (= GoldPN_k \times C_8(j)) \tag{6.7}$$

$$k = 3 \times \lfloor (i-1)/8 \rfloor + 2 \tag{6.8}$$

$$j = \begin{cases} 8 & \text{(i=8n)} \\ \text{mod i} & \text{(othewise)} \end{cases} \tag{6.9}$$

次に，ユーザ総数が 17 から 38 の場合の符号の割り振りを表 6.4 に示す．これも同様に，各ユーザに割り当てられる符号は Class 2, Class 3, Class 4 に分けて以下の式によって与えられる．

1. Class 2

$$PN_i = PNk(j) \quad (= GoldPN_k \times C_2(j)) \tag{6.10}$$

$$k = \begin{cases} 1 & (i \leq 2) \\ \lfloor (i-1)/2 \rfloor + \lfloor (i-3)/4 \rfloor + \lfloor (i-3)/8 \rfloor + 3 & (otherwise) \end{cases} \tag{6.11}$$

$$j = \begin{cases} 2 & \text{(i=2n)} \\ \text{mod i} & \text{(otherwise)} \end{cases} \tag{6.12}$$

2. Class 3

$$PN_i = PNk(j) \quad (= GoldPN_k \times C_4(j)) \tag{6.13}$$

$$k = 4 \times \lfloor (i-1)/4 \rfloor - \lfloor (i-1)/8 \rfloor + 2 \tag{6.14}$$

$$j = \begin{cases} 4 & \text{(i=4n)} \\ \text{mod i} & \text{(otherwise)} \end{cases} \tag{6.15}$$

3. Class 4

$$PN_i = PNk(j) \quad (= GoldPN_k \times C_8(j)) \tag{6.16}$$

$$k = 7 \times \lfloor (i-1)/8 \rfloor + 3 \tag{6.17}$$

$$j = \begin{cases} 8 & \text{(i=8n)} \\ \text{mod i} & \text{(otherwise)} \end{cases} \tag{6.18}$$

次に，ユーザ総数が 1 から 17 と最も少ないの場合の符号の割り振りを表 6.5 に示す．これも同様に，各ユーザに割り当てられる符号は Class 1, Class 2, Class 3, Class 4 に分けて以下の式によって与えられる．

1. Class 1

$$PN_i = PNk(j) \quad (= GoldPN_k \times C_1(1)) \tag{6.19}$$

$$k = \begin{cases} 1 & (i = 1) \\ i + \lfloor (i-2)/2 \rfloor + \lfloor (i-2)/4 \rfloor + \lfloor (i-2)/8 \rfloor + 3 & (otherwise) \end{cases} \tag{6.20}$$

2. Class 2

$$PN_i = PNk(j) \quad (= GoldPN_k \times C_2(j)) \tag{6.21}$$

$$k = \begin{cases} 2 & (i \leq 2) \\ 2 \times \lfloor (i-1)/2 \rfloor + \lfloor (i-3)/2 \rfloor + \lfloor (i-3)/4 \rfloor + \lfloor (i-3)/8 \rfloor + 5 & (otherwise) \end{cases} \tag{6.22}$$

$$j = \begin{cases} 2 & \text{(i=2n)} \\ \text{mod i} & \text{(otherwise)} \end{cases} \tag{6.23}$$

3. Class 3

$$PN_i = PNk(j) \quad (= GoldPN_k \times C_4(j)) \tag{6.24}$$

$$k = 8 \times \lfloor (i-1)/4 \rfloor - \lfloor (i-1)/8 \rfloor + 3 \tag{6.25}$$

$$j = \begin{cases} 4 & \text{(i=4n)} \\ \text{mod i} & \text{(otherwise)} \end{cases} \tag{6.26}$$

4. Class 4

$$PN_i = PNk(j) \quad (= GoldPN_k \times C_8(j)) \tag{6.27}$$

$$k = 15 \times \lfloor (i-1)/8 \rfloor + 4 \tag{6.28}$$

$$j = \begin{cases} 8 & \text{(i=8n)} \\ \text{mod i} & \text{(otherwise)} \end{cases} \tag{6.29}$$

ある程度の時間間隔で，この割り当てアルゴリズムを適用すればより柔軟で最適な通信速度，帯域を割り当てることができると考えらえる．また，この変更の時間を短くすればするほど最適な符号の割り当てができると思われるが，その情報のやりとりのためオーバヘッドが増大してしまう恐れがる．従って，この時間をいかに設定するかが今後の課題である．

また，通信を始めようとするあるユーザがコネクションの要求を出した時，他のユーザ全てに符号が割り当てられいて，通信を行なえない状態においても，他のユーザに割り当てられながらも使用していない符号を一時的に使用することで，通信を開始することが可能である．そして，ユーザ数の増加に伴うアルゴリズムの変更を待って，正式な符号が割り当てられる．

表 6.2: ユーザ総数 88 ユーザから 248 ユーザまでの拡散符号の割り振り

User	Class4
1	PN1(1)
2	PN1(2)
3	PN1(3)
4	PN1(4)
5	PN1(5)
6	PN1(6)
7	PN1(7)
8	PN1(8)
9	PN2(1)
i	$\cdot$ $PN_k(j)$ $\cdot$
241	PN33(1)
242	PN33(2)
243	PN33(3)
244	PN33(4)
245	PN33(5)
246	PN33(6)
247	PN33(7)
248	PN33(8)

表 6.3: ユーザ総数 38 ユーザから 88 ユーザまでの拡散符号の割り振り

User	Class3	Class4
1	PN1(1)	PN2(1)
2	PN1(2)	PN2(2)
3	PN1(3)	PN2(3)
4	PN4(4)	PN2(4)
5	PN3(1)	PN2(5)
6	PN3(2)	PN2(6)
7	PN3(3)	PN2(7)
8	PN3(4)	PN2(8)
9	PN4(1)	PN5(1)
i	. $PN_k(j)$.	. $PN_k(j)$.
81	PN31(1)	PN32(1)
82	PN31(2)	PN32(2)
83	PN31(3)	PN32(3)
84	PN31(4)	PN32(4)
85	PN33(1)	PN32(5)
86	PN33(2)	PN32(6)
87	PN33(3)	PN32(7)
88	PN33(4)	PN32(8)

表 6.4: ユーザ総数 17 ユーザから 38 ユーザまでの拡散符号の割り振り

User	Class2	Class3	Class4
1	PN1(1)	PN2(1)	PN3(1)
2	PN1(2)	PN2(2)	PN3(2)
3	PN4(1)	PN2(3)	PN3(3)
4	PN4(2)	PN2(4)	PN3(4)
5	PN5(1)	PN6(1)	PN3(5)
6	PN5(2)	PN6(2)	PN3(6)
7	PN7(1)	PN6(3)	PN3(7)
8	PN7(2)	PN6(4)	PN3(8)
9	PN8(1)	PN9(1)	PN10(1)
i	. $PN_k(j)$.	. $PN_k(j)$.	. $PN_k(j)$.
31	PN28(1)	PN27(3)	PN24(7)
32	PN28(2)	PN27(4)	PN24(8)
33	PN29(1)	PN30(1)	PN31(1)
34	PN29(2)	PN30(2)	PN31(2)
35	PN32(1)	PN30(3)	PN31(3)
36	PN32(2)	PN30(4)	PN31(4)
37	PN33(1)	—	—
38	PN33(2)	—	—

表 6.5: ユーザ総数 1 ユーザから 17 ユーザまでの拡散符号の割り振り

User	Class1	Class2	Class3	Class4
1	PN1(1)	PN2(1)	PN3(1)	PN4(1)
2	PN5(1)	PN2(2)	PN3(2)	PN4(2)
3	PN6(1)	PN7(1)	PN3(3)	PN4(3)
4	PN8(1)	PN7(2)	PN3(4)	PN4(4)
5	PN9(1)	PN10(1)	PN11(1)	PN4(5)
6	PN12(1)	PN10(2)	PN11(2)	PN4(6)
7	PN13(1)	PN14(1)	PN11(3)	PN4(7)
8	PN15(1)	PN14(2)	PN11(4)	PN4(8)
9	PN16(1)	PN17(1)	PN18(1)	PN19(1)
10	PN20(1)	PN17(2)	PN18(2)	PN19(2)
11	PN21(1)	PN22(1)	PN18(3)	PN19(3)
12	PN23(1)	PN22(2)	PN18(4)	PN19(4)
13	PN24(1)	PN25(1)	PN26(1)	PN19(5)
14	PN27(1)	PN25(2)	PN26(2)	PN19(6)
15	PN28(1)	PN29(1)	PN26(3)	PN19(7)
16	PN30(1)	PN29(2)	PN26(4)	PN19(8)
17	PN31(1)	PN32(1)	PN33(1)	—

第 7 章

結論

近年，移動体通信においてマルチメディア通信への対応が要求されるようになった．この要求に応じるために DS/CDMA 方式において，可変拡散方式とマルチコード方式が提案されている．しかしながら，可変拡散方式は 2 のべき乗でしか通信速度を可変にできず，また，マルチコード方式は受信回路が複雑になってしまうという欠点を有していた．

そこで本論文において，これら 2 つの方式を融合させ，この欠点を克服する，可変拡散マルチコード方式を提案した．これにより，可変拡散方式よりも細かく通信速度を設定でき，また，マルチコード方式よりも受信器が少なく，回路を簡単にすることができた．しかしながら，ある基本 PN 符号を用いて低速チャネル用の符号を生成する本提案方式は，ユーザ数の増加に伴いビット誤り率をが劣化させてしまうという問題点を有していた．そこで，このビット誤り率がどれだけ劣化するのか確認するため，計算機シミュレーションにより本システムを評価した．その結果，以下に示す 3 つの符号の割り当て手法によって異なる特性が得られた．

- 異なる単位 PN 符号を可変直交符号，$C_8(1)$〜$C_8(8)$ を用いて順に生成する．
- 異なる単位 PN 符号を可変直交符号，$C_8(8)$〜$C_8(1)$ を用いて，上記手法とは逆の順に生成する．
- 1 つの同一の単位 PN 符号から，可変直交符号，$C_8(1)$〜$C_8(8)$ を用いて順に生成する．

全てのユーザが音声通信を行なった場合，要求されるビット誤り率を満たすことのできる総ユーザ数はそれぞれ，13，25，60 ユーザで割り当て手法 3. が最も優れていることが分かった．また，この結果を考慮した拡散符号の割り当てアルゴリズムもともに示した．

今後の課題として，本提案システムにおいて E_B/N_0を様々に変化させ場合の BER 特性の評価や，また，ファクシミリやパケット通信など，再送可能なメディアにおいて誤り検

出による再送を考慮した場合どのような特性が得られるかを確認することが挙げられる．また，今回示した符号の割り当てアルゴリズムにおいて，その符号の割り振りパターンをどのようなタイミングで変更させれば最も最適か，考察することも今後の課題として挙げられる．

謝辞

本研究を進めるにあたり，終始熱心かつ寛容な御指導を賜わりました日比野 靖 教授に心から感謝いたします.

また，適切な御助言をして頂きました 本学 堀口 進 教授，篠田 陽一 助教授，早稲田大学 中島 達夫助教授，本学 宮崎 純 助手に深く感謝いたします.

その他，貴重な御意見，御討論を頂きました日比野研究室の皆様をはじめ，多くの方々の御助言に対し厚く御礼申し上げます.

参考文献

[1] 岡坂 定篤，古谷 之綱，渡辺 文夫， “IMT-2000 の無線伝送方式”, 信学誌，Vol.82, No.2, pp.123-130, 1999.

[2] Minami NAGATSUKA, Yoshihiro ISHIKAWA, Shinji UMEBAYASHI, “Data Traffic Control and Capacity Evaluations for Voice/Data Integrated Transmission in DS-CDMA”, IEICE Trans. Commun., Vol.E81-B, No.7, pp.1355-1364, July, 1998.

[3] Young-Woo KIM, Seung Joon LEE, Min Young CHUNG, Jeong Ho KIM, Dan Keun SUNG, “Radio Resource Assignment in Multiple-Chip-Rate DS/CDMA System Supporting Multimedia Services”, IEICE Trans.Commun., Vol.E82-B, No.1, pp.145-155, 1999.

[4] P.Mermelstein, A.Jalali, H.Leib, “Integrated Services on Wireless Multiple Access Networks”, Proc. IEEE ICC, pp.863-867, Oct. 1993.

[5] A. J. Viterbi, “CDMA: principle of Spread Spectrum Communications”, Addison-Wesley, 1998.

[6] Vijay K. Garg, Kenneth F. Smolik, Joseph E. Wilkes, “Applications of CDMA in Wireless/Personal Communications”, Prentice Hall PTR, 1997.

[7] Ramjee Prasad(著)，倉本 實，安達 文幸 (訳)， ‘CDMA 移動通信システム”, 科学技術出版社，1997.

[8] E.H. Dinan and B. Jobbari, “Spreading Codes for Direct Sequence CDMA and Wideband CDMA Cellular Networks”, IEEE Commun. Mag., Vol.36, no.9, pp.48-54, Sept. 1998.

[9] 横山 光雄, “スペクトル拡散通信システム”, 科学技術出版社，1988.

[10] 丸林 元，中川 正雄，河野 隆二，“スペクトル拡散通信とその応用”，電子情報通信学会，1998.

[11] M.B. Pursley, “Performance Evaluation for Phase-Coded Spread-Spectrum Multiple-Access Communication -Part I :System Analysis”, IEEE Trans. Commun., COM-25, No.8, pp.795-799, 1977.

[12] 山内 雪路，“モバイルコンピュータのデータ通信”，東京電機大学，1998.

[13] 斉藤 忠夫，立川 敬二，“移動通信ハンドブック”，オーム社，1997.

[14] ラシィ(著)，山中 惣之助，宇佐見 興一 (共訳)，“通信方式”, 朝倉書店，1995.

[15] 今井秀樹，“符号理論”，電子情報通信学会，1990.

[16] B.Arazi(著)，佐々木彬夫 (訳)，“わかりやすい誤り訂正符号”, 共立出版，1992.