

平成 13 年度
学士学位論文

**アナログ PN 系列を用いた
符号分割多元接続**

Code Division Multiple Access using
Analog PN Sequences

1020328 三好 貴弘

指導教員 濱村 昌則

2002 年 2 月 8 日

高知工科大学 情報システム工学科

要 旨

アナログ PN 系列を用いた 符号分割多元接続

三好 貴弘

近年、移動通信の需要が急激に高まってきている。その結果、周波数資源枯渇の問題が浮上ってきている。一方、アクセス方式の点からは、時分割多元接続が主流であるが、最近、周波数の有効利用のため符号分割多元接続へと変化してきている。このような中、通信事業者のシステム設計においては、収容可能ユーザ数にある程度の余裕が残されているのが現状であり、したがって、この無駄となっている部分を活用できれば、周波数有効利用の点から望ましい。

本論文では、周波数利用効率の向上を図るため、各個人が通信事業者の管理なしに自由な通信を行なうコンシューマ通信を、アナログ PN 系列を用いて、既存の通信方式と同一時間、同一周波数で実現する手法を提案している。提案する方式では、TDMA 信号を 1 チップのみに値を持つ DS 信号とみなすことにより、TDMA 信号と直交した DS 信号を生成する。計算機シミュレーションによる検討の結果、生成された系列のダイナミックレンジが TDMA のユーザ数に比例して増加するということを明らかにした。この結果は、送信機最終段の増幅器の設計に重要である。

キーワード TDMA DS/CDMA コンシューマ通信 アナログ PN 系列

Abstract

Code Division Multiple Access using Analog PN Sequences

Takahiro Miyoshi

In recent years, the demand of mobile communications has been rapidly increased and then frequency resources are greatly reduced. On the other hand, although time division multiple access (TDMA) has much applications such as GSM and DAMPS, it has been changing to code division multiple access (CDMA) so as to gain high frequency efficiency. In a system design of TDMA and CDMA, communication company usually reserves a certain amount of margin for communication resources. If this waste portion can be used, it is desirable from the point of frequency efficiency.

This paper proposes a consumer communication system which performs communication free by using analog PN sequences without any management of communication company over a common frequency channel where TDMA and CDMA exist. In the proposed system, existing TDMA signals are dealt with DS signals in which only single chip takes a certain value. As a result of computer simulations, it is clear that the dynamic range of the generated analog PN sequences increases in proportion to the number of existing TDMA users. This result will be important for the design of the amplifier of the transmitter.

key words TDMA, DS/CDMA, analog PN sequences, consumer communication

目次

第 1 章	はじめに	1
1.1	背景	1
第 2 章	多元接続について	2
2.1	周波数分割多元接続	2
2.2	時間分割多元接続	3
2.3	符号分割多元接続	3
2.3.1	DS/CDMA	4
第 3 章	アナログ PN 系列	6
3.1	アナログ PN 系列とは	6
3.2	アナログ PN 系列生成アルゴリズム	6
3.3	LMS アルゴリズム	8
3.4	正規化	9
3.5	アナログ PN 系列の例	9
第 4 章	雑音とビット誤り率の関係	11
4.1	雑音とは	11
4.1.1	雑音電力の導出	11
4.1.2	収束率からみたノイズ	13
4.2	ビット誤り率	15
4.2.1	ビット誤り率	15
第 5 章	提案アクセス方式	19
5.1	TDMA とコンシューマ通信	19

目次

5.2	TDMA と DS/CDMA	20
5.3	TDMA 信号と直交した系列	21
5.4	TDMA ユーザ数とダイナミックレンジ	26
第 6 章	まとめ	28
	謝辞	29
	参考文献	30

目次

2.1	FDMA	2
2.2	TDMA	3
2.3	CDMA	4
2.4	スペクトル拡散及び逆拡散	5
2.5	拡散された信号	5
3.1	直交化フィルタの構成	7
3.2	アナログ PN 系列の例	9
4.1	白色雑音	12
4.2	ガウス雑音の確率密度関数	13
4.3	ノイズを加えない時の誤差信号の収束特性	14
4.4	ノイズを加えた時の誤差信号の収束特性	14
4.5	ビット誤り率をもとめるシミュレーションモデルの例	15
4.6	ランダム系列を用いた DS 方式の BER	16
4.7	アナログ PN 方式を用いた DS 方式の BER	16
4.8	ランダム系列を用いた時のユーザ数の増加と BER の関係	17
4.9	アナログ PN 系列を用いた時のユーザ数の増加と BER の関係	17
5.1	コンシューマ通信	19
5.2	TDMA 信号	20
5.3	TDMA 信号と直交したアナとグ PN 系列の例 (条件 1)	22
5.4	TDMA 信号と直交したアナとグ PN 系列の例 (条件 2)	23
5.5	TDMA 信号と直交したアナとグ PN 系列の例 (条件 3)	24
5.6	コンシューマ通信のビット誤り率 (条件 1)	25

図目次

5.7	コンシューマ通信のビット誤り率 (条件 2)	25
5.8	コンシューマ通信のビット誤り率 (条件 3)	25
5.9	TDMA ユーザ数とダイナミックレンジの関係	26

第 1 章

はじめに

1.1 背景

近年，携帯電話（PDC）や PHS をはじめとする移動通信の需要が急激に高まってきている．その結果，周波数資源枯渇の問題が急浮上してきている．一方，アクセス方式の点からは，日本国内だけでなく，欧州の GSM や米国の DAMPS に代表されるように，時分割多元接続（Time Division Multiple Access: TDMA）が主流であるが [1]，最近，周波数の有効利用のために，符号分割多元接続（Code Division Multiple Access: CDMA）へと変化してきている．このような中，通信事業者のシステム設計においては，収容可能ユーザ数にある程度の余裕が残されているのが現状であり，したがって，この無駄となっている部分を活用できれば，周波数有効利用の点から望ましい．

そこで，本論文では，各個人が通信事業者の管理なしに，自由な通信をおこなうコンシューマ通信を，アナログ PN 系列を用いて，既存の TDMA や CDMA 等の通信方式と同一時間，同一周波数帯で実現することにより，周波数の有効利用に貢献する事を目標とする．

第 2 章

多元接続について

この章では、多元接続について説明する [2]. 多元接続とは、複数のユーザが伝送路を共有して、同時に通信を行なう方法のことである.

2.1 周波数分割多元接続

周波数分割多元接続 (Frequency Division Multiple Access: FDMA) は、初期の携帯電話等で使用されていたアクセス方式である. FDMA では、周波数帯を細かく区切り、それらを各ユーザに割り当てることで同時通信を行なう. しかし、分割した周波数帯 (周波数スロット) があまりにも近すぎると、互いに干渉を及ぼしてしまうため、通信品質が劣化する. このようなユーザ間の相互干渉を避けるため周波数スロット間にガードバンドと呼ばれる隙間を設ける. しかし、ユーザのいない周波数スロットは、他のユーザが使用できるわけではないので、周波数資源の無駄使いとなる.

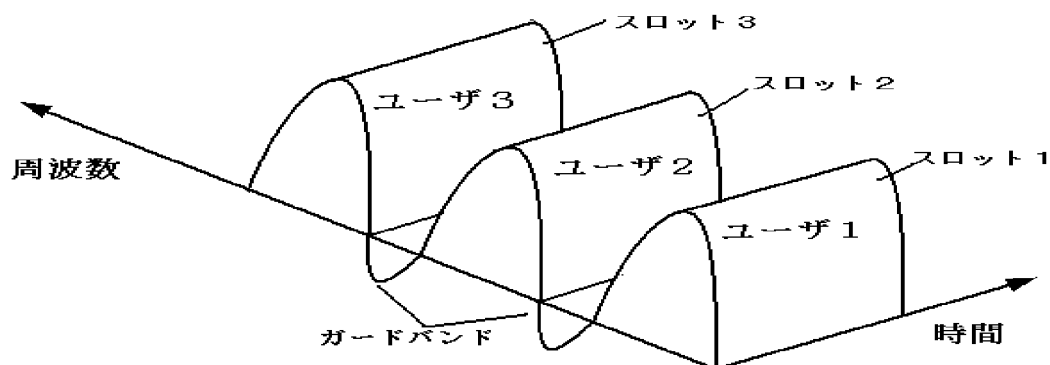


図 2.1 FDMA

2.2 時間分割多元接続

時間分割多元接続 (Time Division Multiple Access: TDMA) では、時間が等間隔のフレームに分割され、さらに、各フレームが等しい数のスロットに分けられる。各時間スロットを各ユーザに割り当てることにより、多元接続を可能としている。図 2.2 は、1 フレームあたり 5 スロットからなる基本的な TDMA 方式のイメージ図である。このように、ユーザ数が少ないと、フレーム内の時間スロットに使わない所があるので、時間資源、ひいては周波数資源が無駄となる。通常、スロット数はある程度の余裕をもって設計されるため、多くの場合、周波数資源を無駄にしている。また、FDMA と同様にユーザのいない時間スロットを他のユーザが使用できるわけではない。

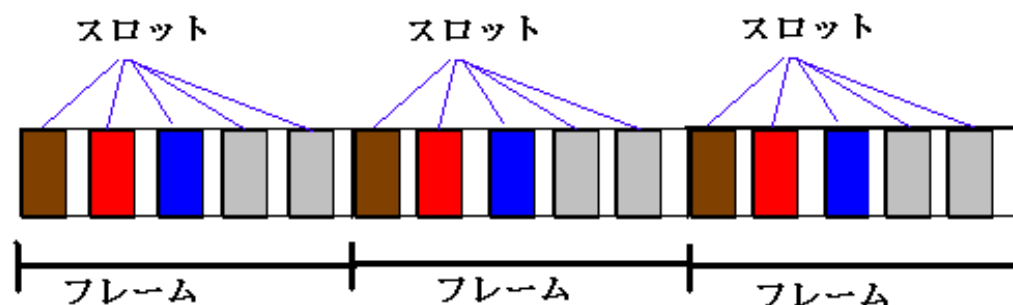


図 2.2 TDMA

2.3 符号分割多元接続

符号分割多元接続 (Code Division Multiple Access: CDMA) では、各ユーザに固有の符号を割り当て、各ユーザはこれを用いて情報の符号化を行なう。受信機では各ユーザの符号系

2.3 符号分割多元接続

列が既知であり，それに基づいて受信信号を復号して元のデータを再生する．符号系列の帯域幅は情報信号の帯域幅より十分に広いので，符号化過程で信号スペクトルが拡散される．

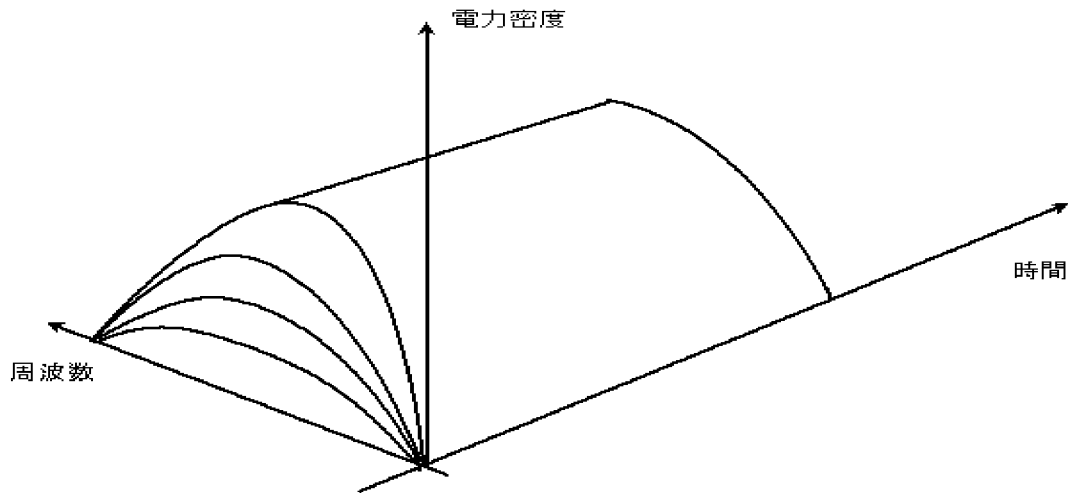


図 2.3 CDMA

2.3.1 DS/CDMA

直接拡散 (Direct Sequence: DS) 方式はスペクトルを拡散させるべき信号に，それより遙かに広帯域の信号 (拡散符号) を直接乗算して，スペクトル拡散を実現する方式である．元の信号を復号するには，スペクトル拡散を行なった操作を逆に行なう (逆拡散)．

拡散に用いる擬似雑音 (Pseudo Noise: PN) 系列の自己相関特性は，非常に鋭いピークを持ち，他の PN 系列との相互相関特性は非常に小さい値を持つ．これにより，目的の (同じ PN 系列でスペクトル拡散した) 信号だけを取り出すことが可能になる．これは逆にいえば，同じ PN 系列で拡散した信号でなければ取り出すことができないということである．また，スペクトルが広がることにより電力密度が低くなるため，信号の存在すらもわかりにくい．DS 方式が秘話通信に適しているという由縁である．

スペクトル拡散前の情報信号は狭帯域で高い電力密度を持っているが，図 2. 4 のように，

2.3 符号分割多元接続

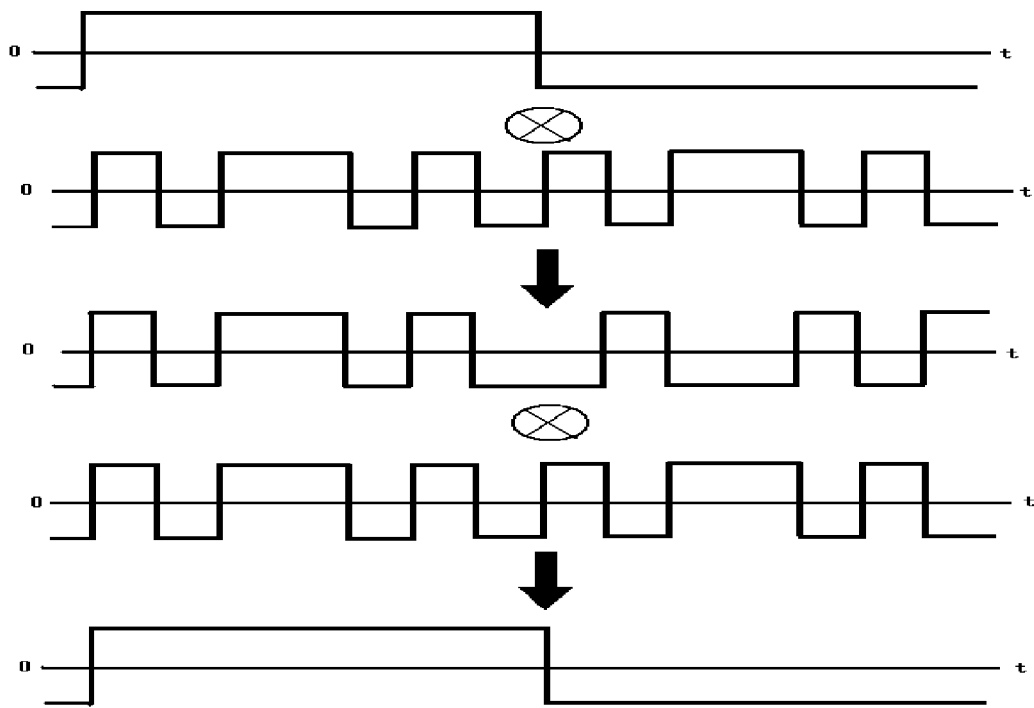


図 2.4 スペクトル拡散及び逆拡散

PN 系の乗算により拡散された信号は，図 2.5 のように広い帯域に拡散される。

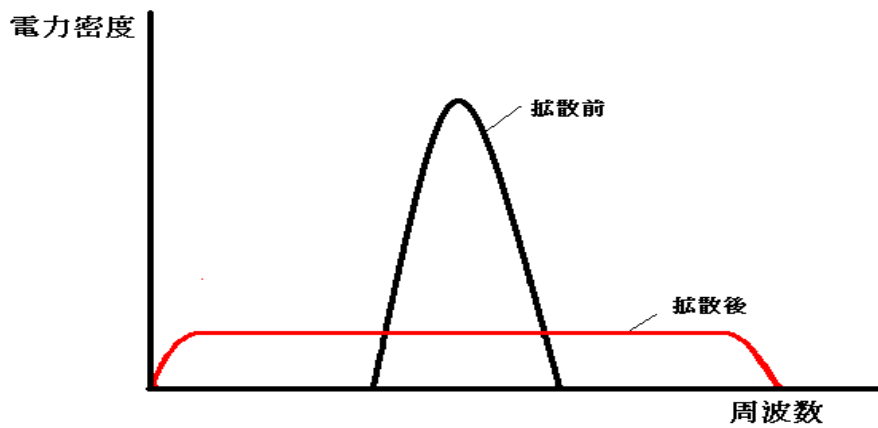


図 2.5 拡散された信号

スペクトル拡散に用いる PN 系列の系列長が長いほど，元の情報信号は広い範囲に拡散され，雑音中にうもれるため，信号を検出することが困難になる。

第 3 章

アナログ PN 系列

この章では、アナログ PN 系列について述べる。

3.1 アナログ PN 系列とは

直接拡散 (Direct Sequence: DS) 方式を用いた従来の CDMA(DS/CDMA) では、複数のユーザがあらかじめ割り当てられた個別の擬似雑音 (Pseudo Noise: PN) 系列を用いる。しかし、自局と他局の PN 系列に相関が存在すると他局間干渉 (Multiple Access Interference: MAI) が発生する。もし、新規ユーザに対して、他のユーザと直交した PN 系列を割り当てることが出来れば、干渉は生じない。非同期で直交するよう生成された PN 系列の 1 つがアナログ PN 系列である [3]。

3.2 アナログ PN 系列生成アルゴリズム

DS/CDMA 上り回線において、すでに数局のユーザが通信しているとす。これに新たなユーザが追加された場合、従来の PN 系列では他局間干渉を引き起こし良好な通信が出来なくなる可能性があることはすでに述べた。そこで、既存のユーザと直交した PN 系列を新規ユーザに使用できれば他局間干渉に対する問題は解決する。しかし、通信が非同期の場合、あらかじめ直交した PN 系列を設定しておくことは出来ない。一方、受信側である基地局は、現在通信している局が使用している PN 系列とその位相関係の情報を含んだ信号を受信している。

そこで、これらを利用して、新規ユーザと基地局間で通信を開始する場合に、既存局の全

3.2 アナログ PN 系列生成アルゴリズム

と直交する PN 系列を作成し，その信号を新規ユーザに教える．新規ユーザは，その系列を使用して送信し，基地局受信側ではその信号をマッチドフィルタで受信することで非同期直交 CDMA が実現できる．

今回，直交 PN 系列の作成に，次の直交化フィルタを用いた．

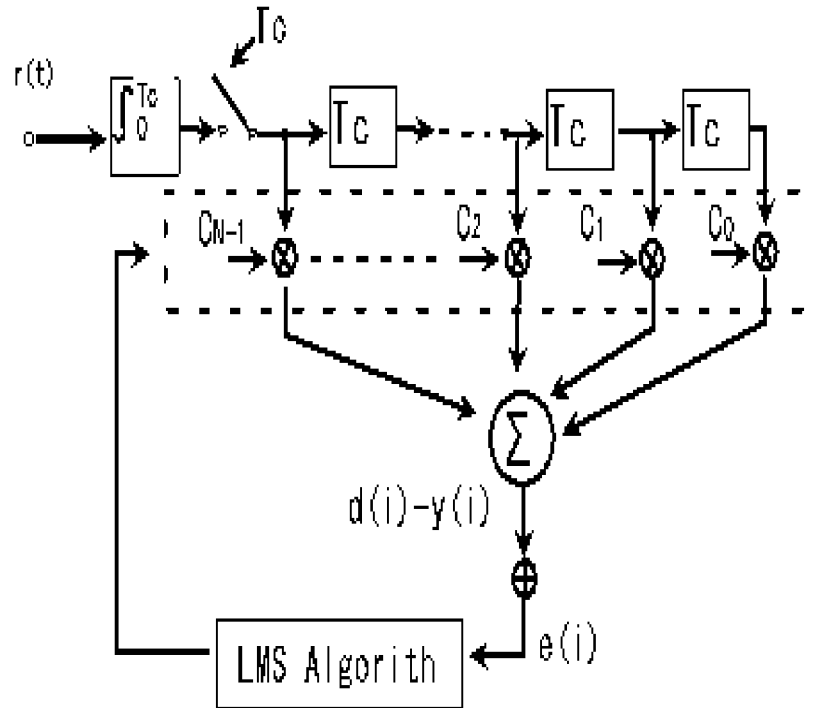


図 3.1 直交化フィルタの構成

直交化フィルタの入力を $r(t) = \sum_{k=1}^K r_k(t) + n(t)$ の受信信号 $r(t)$ とする．これを T_c 間隔で積分，標本化して得られる N 個を 1 組とした縦ベクトル信号を $\mathbf{r}(i)$ とする．タップ重みベクトル $\mathbf{c}(i) = [c_0(i), c_1(i) \cdots, c_{N-1}(i)]^T$ の初期値には適当な値を与えておく．そして， $e(i) = d(i) - y(i)$ [$y(i) = \mathbf{c}(i)^T \mathbf{r}(i)$] の $d(i)$ を 0 とおき，直交フィルタの出力 $y(i)$ が 0 (図 3.1 参照) となるように収束させていけば受信信号と直交するタップ重みが生成される．そして，これを PN 系列として利用する．ただし，この場合のタップ値はアナログとなるのでアナログ PN 系列となる．また，この作業により生成できるのは一局分の系列であるので，一般に複数の系列を生成する場合には，

PN₂ は PN₁ と直交するように，

3.3 LMS アルゴリズム

PN_3 は PN_1, PN_2 と直交するように,

: : :

PN_N は PN_1, \dots, PN_{N-1} と直交するように, 順序立てて生成していかなければならない.

このようにして生成したアナログ PN 系列の例を 3.5 節に示す

$y(i)$ を 0 とするタップ重み値について, すべてのタップ重みが 0 となることも考えられるので, 収束の過程で常にタップ重みの 2 乗の和が N (系列長) となるように正規化していかなければならない.

3.3 LMS アルゴリズム

LMS (least mean square) アルゴリズムは [4], Widrow と Hoff によって最初に導かれた. このアルゴリズムは非常に少ない数式と実質的な問題に対しての応用が容易であるために, 多くの信号処理に使われている.

LMS アルゴリズムは, 誤差信号 $e(n)$ に基づき, 勾配ベクトルの瞬間測定値を利用する. 入力信号 $\mathbf{r}(i)$ と, 誤差信号 $e(n)$ は, 直交化フィルタにて決まるために, ステップサイズの値 μ を決定するのみである. LMS アルゴリズムは次式で与えられる.

$$\mathbf{c}(i+1) = \mathbf{c}(i) + \mu e(i) \mathbf{r}(i) \quad (3.1)$$

$$e(i) = d(i) - \mathbf{c}(i)^T \mathbf{r}(i) \quad (3.2)$$

$\mathbf{r}(i)$: 入力信号ベクトル

$\mathbf{c}(i)$: タップ重みベクトル

$e(i)$: 誤差信号

μ : ステップサイズパラメータ

この簡単な式にて, LMS アルゴリズムが終了する.

3.4 正規化

3.4 正規化

正規化は、上でも述べたように、 $y(i)$ が 0 となるタップ値について、全てのタップ重みが 0 とならないように収束の過程で常にタップ重みの 2 乗の和が N (系列長) となるように正規化していかなければならない。

$$c'_j = \frac{\sqrt{N}}{\sqrt{c_0^2 + c_1^2 + \dots + c_{N-1}^2}} \cdot c(j) \quad (3.3)$$

この操作により、タップ重みの 2 乗和は系列長と同じ値となる。

3.5 アナログ PN 系列の例

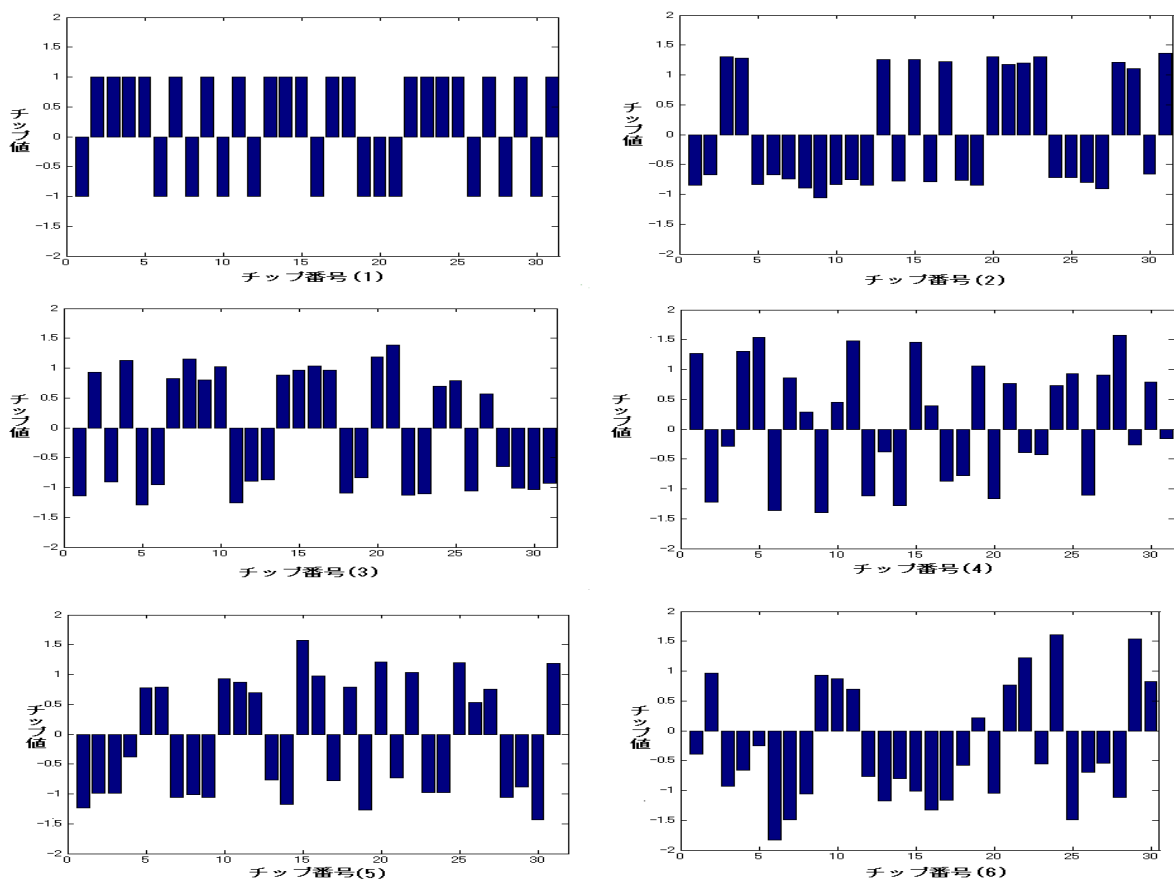


図 3.2 アナログ PN 系列の例

3.5 アナログ PN 系列の例

図 3.2 は、直交化フィルタを用いて生成したアナログ PN 系列の例である。それぞれのアナログ PN 系列は、他の系列と直交しており、相関がない。

第 4 章

雑音とビット誤り率の関係

この章では、雑音とビット誤り率について述べる。

4.1 雑音とは

我々の日常生活においては様々な雑音が存在する [4]。雑音の発生源は自己の通信装置自体で発生する内部雑音と自己の通信装置以外で発生する外来雑音とに分けられる。外来雑音には、空電、太陽雑音、温度雑音、人工雑音などに分けられる。人工雑音以外は自然現象であることから自然雑音とも呼ばれている。移動体通信で使用する帯域においては、人工雑音が最も主要な雑音であり、人工雑音の主な発生源は、交通機関、電動機、高周波機器、高圧送配電線など、人間の生活と密接した設備類であり、今後も増加する傾向がある。人工雑音の発生源は都市に多いことから都市雑音とも呼ばれている。このように通信における雑音は当然のように存在し雑音を除外する事は出来ない。本論文では加法性白色ガウス雑音により、一般的な雑音をモデルする。

4.1.1 雑音電力の導出

雑音電力は SN 比から求める。 SN 比とは信号電力 (Signal Power) と雑音電力 (Noise Power) の比である。雑音には電力密度 $N_0/2$ [W/Hz] をもつ白色ガウス雑音 (電力スペクトル密度が一定である雑音) とする。

マッチドフィルタの理論により、 SN 比を PN 系列の平均チップエネルギー E_c を用いて

4.1 雑音とは

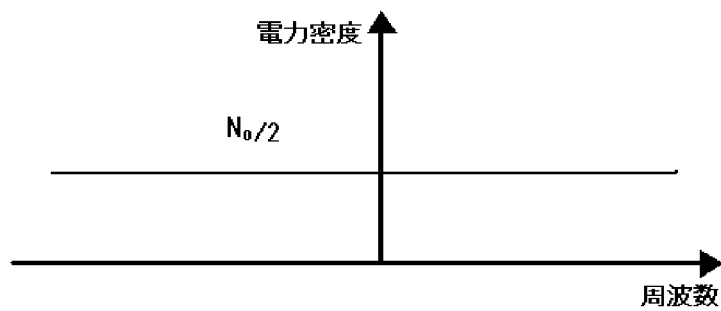


図 4.1 白色雑音

表現すると

$$\frac{S}{N} = \frac{2E_c}{N_0} \quad (4.1)$$

になる [6]. さらに, E_c は

$$E_c = \frac{E_b}{L} \quad (4.2)$$

と置き換えることができる. なお

- E_b はビットあたりのエネルギー [J]
- L は PN 系列の系列長

さらに, 式 (4. 2) を式 (4. 1) に代入することにより

$$\frac{S}{N} = \frac{2E_b}{LN_0} \quad (4.3)$$

となる. 式 (4. 3) を変形することにより N について求める.

$$\begin{aligned} N &= \frac{SLN_0}{2E_b} \\ &= \frac{S}{2\frac{E_b}{LN_0}} \\ &= \frac{SL}{2\frac{E_b}{N_0}} \end{aligned} \quad (4.4)$$

4.1 雑音とは

式(4.4)から雑音電力 N を求めることができる. シミュレーションでは, 信号電力大きさを, 一定値で 1 [W] とする. そしてチップ長 L は, 31 とした.

このことから, 雑音電力を導出する為に必要な E_b/N_0 を決めることにより, 雑音の大きさが決まる. 一般的に E_b/N_0 は dB 表示されることが多い. よって E_b/N_0 の真値を α とすると,

$$\frac{E_b}{N_0}[\text{dB}] = 10 \log(\alpha) \quad (4.5)$$

の関係が成り立つので, α は,

$$\alpha = 10^{\frac{E_b/N_0[\text{dB}]}{10}} \quad (4.6)$$

となる. 雑音電力は式(4.4)と式(4.6)によって決まる. そこで, 雑音電力の平方根と標準ガウス乱数とを掛け合わせるにより, 雑音を生成する. 標準ガウス乱数とは, 平均が 0 で標準偏差が 1 の正規分布に従う乱数のことである.

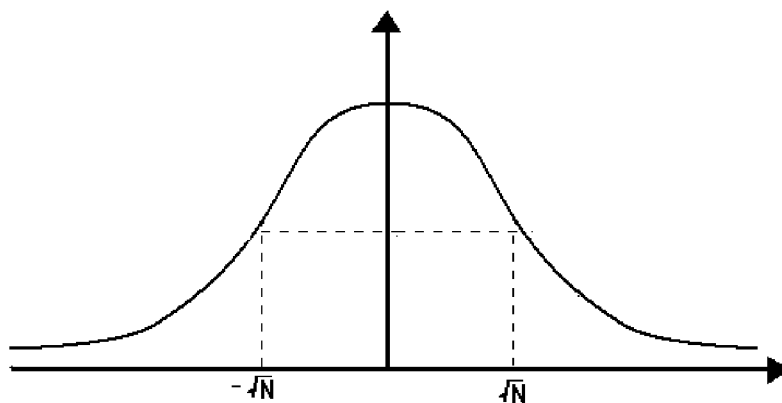


図 4.2 ガウス雑音の確率密度関数

4.1.2 収束率からみたノイズ

次の図 4.3 及び図 4.4 は, 直交化フィルタにおける誤差信号 $e(i)$ の変化の様子を示した図である.

4.1 雑音とは

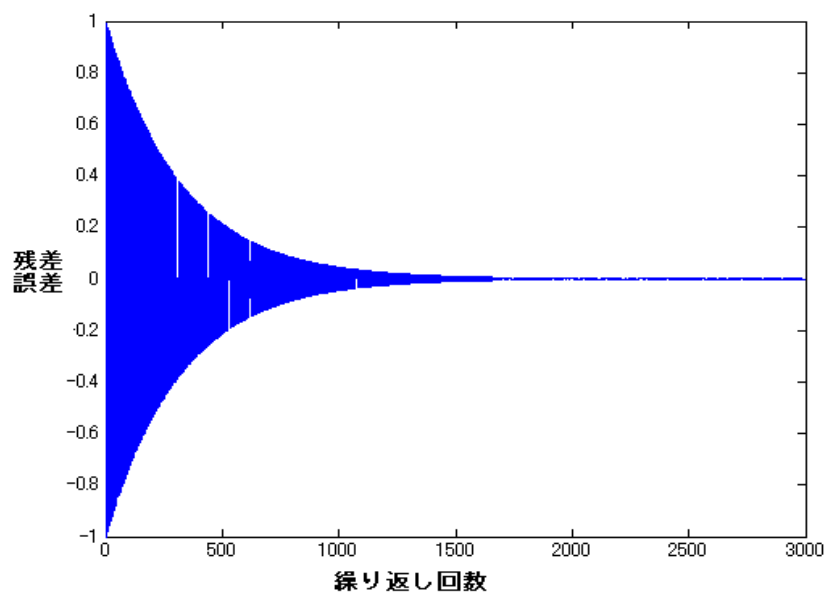


図 4.3 ノイズを加えない時の誤差信号の収束特性

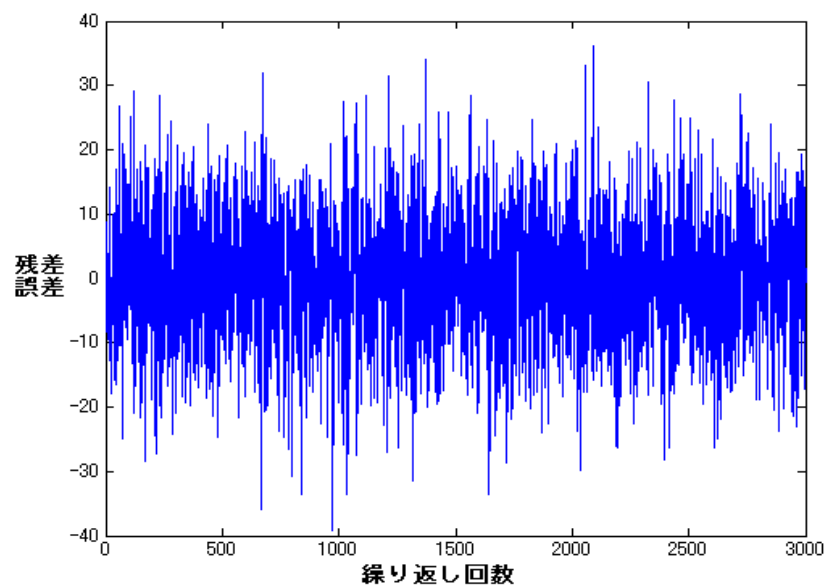


図 4.4 ノイズを加えた時の誤差信号の収束特性

4.2 ビット誤り率

図 4.3 はノイズを受信信号に加えない場合について示しており、誤差信号は、繰り返し回数が増加するごとに誤差信号が 0 に近づくことがわかる。しかし、ノイズを受信信号に加えた図 4.4 では、ノイズによって誤差信号が変わる様子が見えない。ノイズのために収束したようには見えないが、ビット誤り率を調べることにより収束していることがわかった。

4.2 ビット誤り率

ビット誤り率とは、信号を送信したときの送信データと受信データを比較し、誤り率を求めたものである。つまり、送信されたデータが不正確に受信された割合である。

4.2.1 ビット誤り率

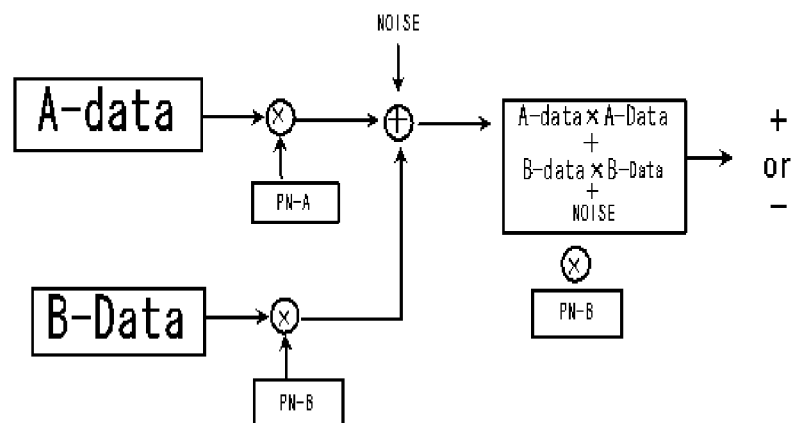


図 4.5 ビット誤り率をもとめるシミュレーションモデルの例

図 4.5 はユーザ数 2 の時のビット誤り率を求めるためのモデルである。図を見ると分かるが、PN-B によって拡散されたデータ B は、他の拡散されたデータの影響を受けずに、PN-B で逆拡散をすればデータ B を再び取り出すことが出来る。しかし、複数のユーザによる干渉やノイズが大きい場合には、正確に復元することが出来ない。これが、ビット誤りの起こる原因である。

次に、アナログ PN 系列及びランダム系列を用いた直接拡散方式のビット誤り率について

4.2 ビット誤り率

検討する。

まず、ノイズの大きさにより、ビット誤り率が変化するかどうかを調べた。シミュレーション条件として、系列長は31とし、ユーザ数を1とした。

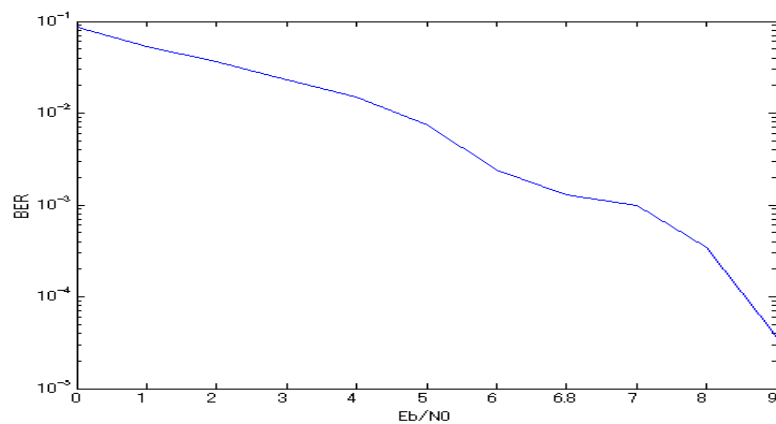


図 4.6 ランダム系列を用いた DS 方式の BER

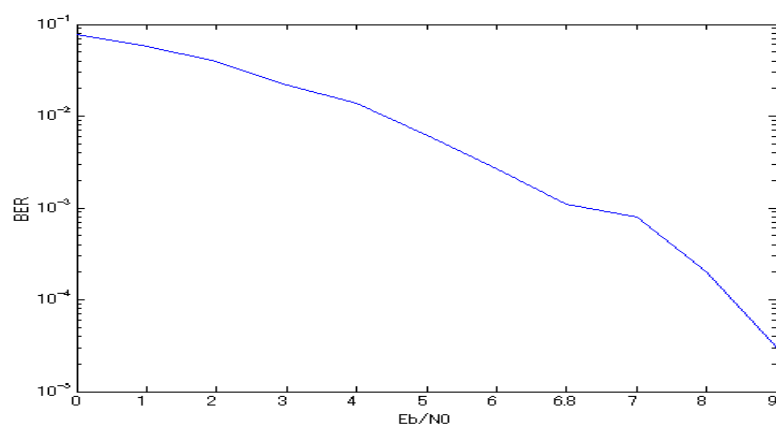


図 4.7 アナログ PN 方式を用いた DS 方式の BER

ランダムに作成された系列とアナログ PN 系列では、ノイズの大きさによる変化では、ほぼ同じ結果を得ることが出来た。

次に、ユーザ数の増加とビット誤り率の関係について調べた。シミュレーション条件として、系列長は先と同様に31とし、 E_b/N_0 は6.8[dB]とした。

4.2 ビット誤り率

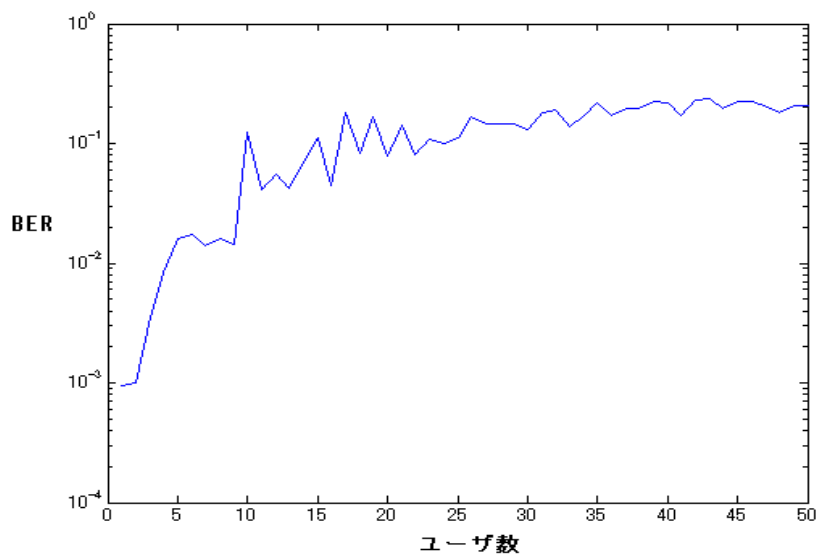


図 4.8 ランダム系列を用いた時のユーザ数の増加と BER の関係

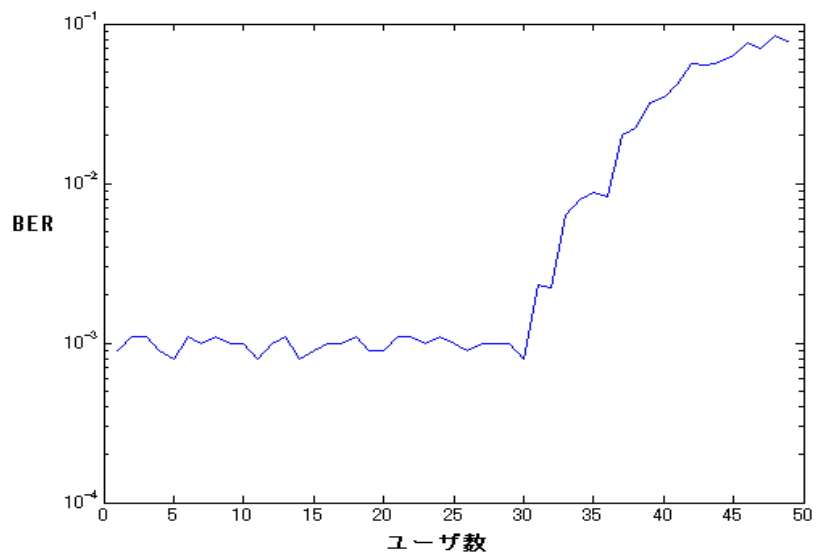


図 4.9 アナログ PN 系列を用いた時のユーザ数の増加と BER の関係

ランダム系列に比べて、アナログ PN 系列を用いると、ユーザ数が増加しているにもかかわらず、ビット誤り率の低下が見られない。このことから、アナログ PN 系列は、ランダム

4.2 ビット誤り率

系列にくらべ相関が著しく低いことがわかる。

第5章

提案アクセス方式

この章では、TDMA 信号と干渉のない系列を生成してコンシューマ通信を実現する方法を述べる。

5.1 TDMA とコンシューマ通信

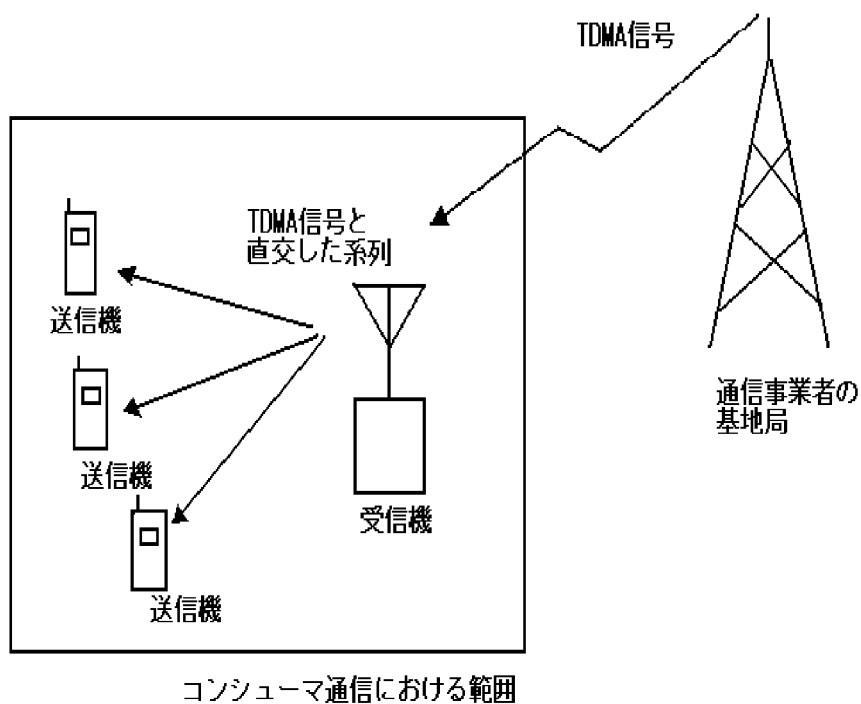


図 5.1 コンシューマ通信

コンシューマ通信とは、通信事業者の管理なしに、独自のネットワークを構成して、行な

5.2 TDMA と DS/CDMA

う通信のことである。特徴として、通信経路などを自由に設計することなどができるために、局所通信に適している。

しかし、コンシューマ通信を行なうことにより既存の通信方式に干渉を起こしてはならない。そこで、通信事業者から発信されている TDMA 信号をコンシューマ通信の受信機にて解析し、ユーザのいない TDMA スロット部を CDMA に使用することを考える。コンシューマ通信を行なう各局に、既存局とは干渉を起こさないように生成した系列を振り分けることで、各ユーザが通信する。

5.2 TDMA と DS/CDMA

通常、TDMA 方式では、全時間スロットが使われているわけではない。そこで、使用されていない時間スロットを使用して通信することが出来れば、周波数資源を有効に利用することができる。

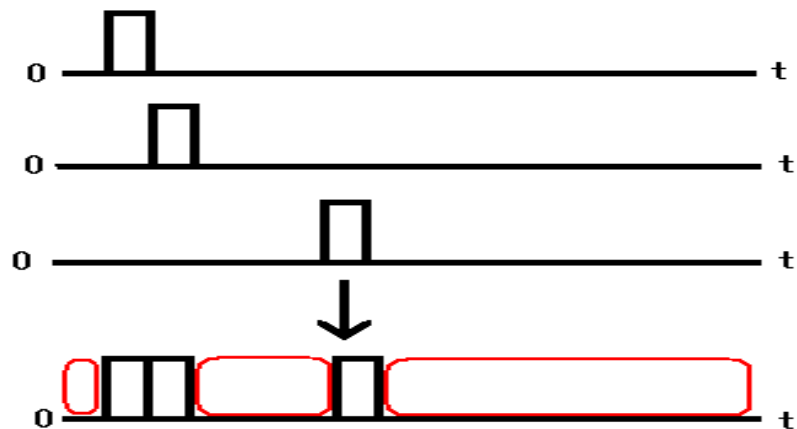


図 5.2 TDMA 信号

TDMA で使われていないスロットを使用するために、TDMA 各局の信号を、一チップのみに値を持つ直接拡散信号と見なすことで、TDMA 方式の信号とも直交したアナログ PN 系列を作成することができる。生成された系列の例を 5.3 示す

5.3 TDMA 信号と直交した系列

TDMA と直交するアナログ PN 系列を生成する場合、TDMA ユーザ数やスロットの場所により、生成されるアナログ PN 系列に変化があるかを調べた。

シミュレーション条件として、 E_b/N_0 は 6.8[dB]、TDMA のスロット数及びアナログ PN 系列の系列長を共に 31 とし、以下の 3 つの条件でシミュレーションを実行した。以下の 3 つの条件は、TDMA 信号が連続して存在する場合、いくつかの集団で TDMA 信号が連続して存在する場合、1 スロットずつ間隔を空けて TDMA 信号が存在する場合をそれぞれ示している。

条件 1: TDMA ユーザ数 10 スロット: 1 ~ 10

条件 2: TDMA ユーザ数 15 スロット: 1 ~ 5, 1 ~ 15, 21 ~ 25

条件 3: TDMA ユーザ数 16 スロット: 1, 3, 5, ..., 29, 31

図 5. 3 ~ 図 5. 5 は、TDMA 信号の存在する環境下でアナログ PN 系列を順次生成していったときの例である。どの図でも、TDMA の信号があるスロットでは、生成されたアナログ PN 系列のチップ値が他の所と比べて小さくなっていることが分かる。そのため、TDMA 信号には、ほとんど干渉をあたえない。また、アナログ PN 系列を用いた CDMA、すなわち、コンシューマ通信局のビット誤り率についても調べてみた。その結果を図 5. 6 ~ 図 5. 8 に示す。シミュレーション条件としては、先と同様で条件 1 ~ 3 とし、ビット誤り率は、コンシューマ通信局の 1 局について求めた。図 5. 6 ~ 図 5. 8 より TDMA 信号の位置するスロットやユーザ数に無関係に、干渉のない 1 局でのビット誤り率と同じ値をとった。これらのことより、TDMA の信号にほとんど影響を与えないようにアナログ PN 系列が生成できることがわかる。

5.3 TDMA 信号と直交した系列

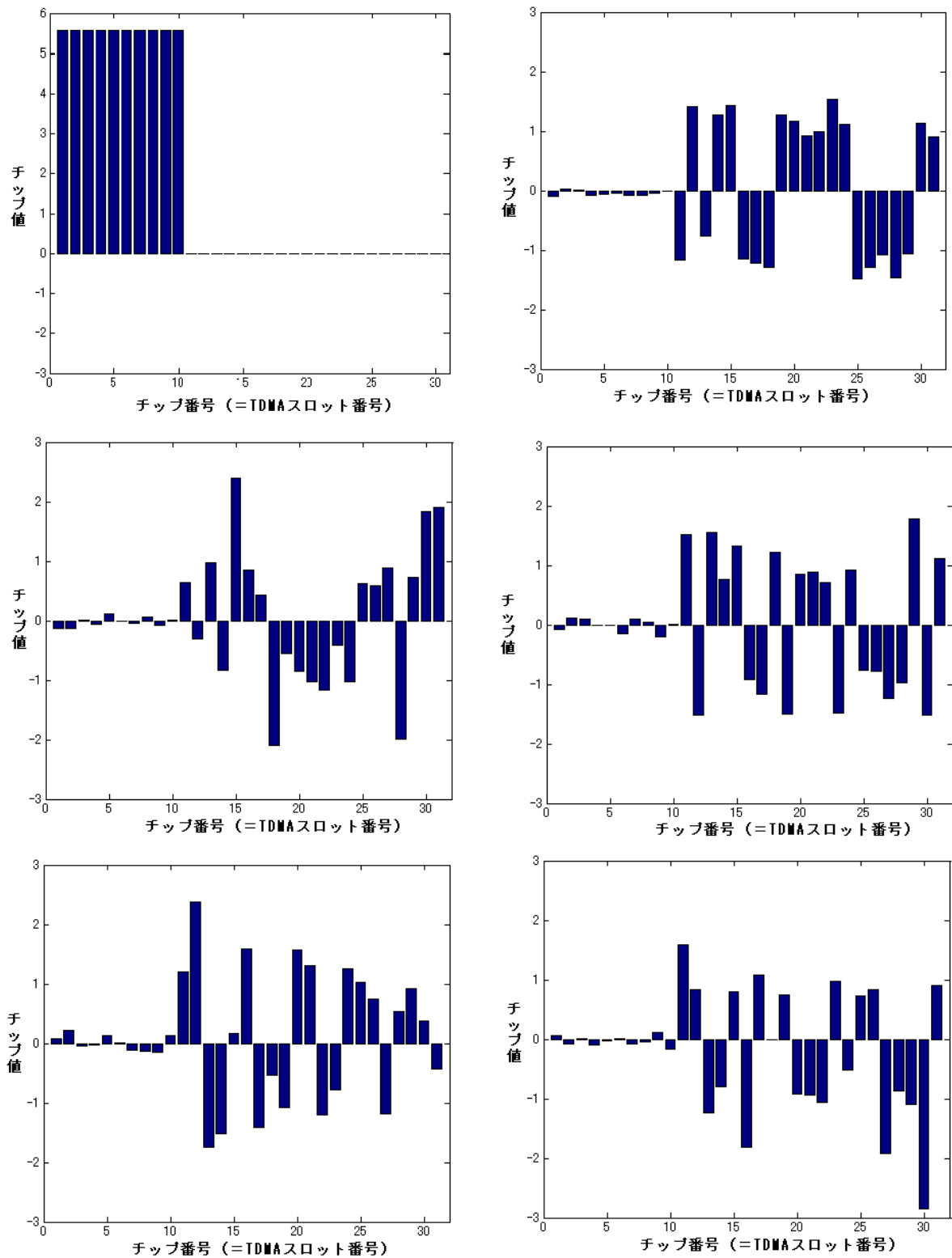


図 5.3 TDMA 信号と直交したアナとグ PN 系列の例 (条件 1)

5.3 TDMA 信号と直交した系列

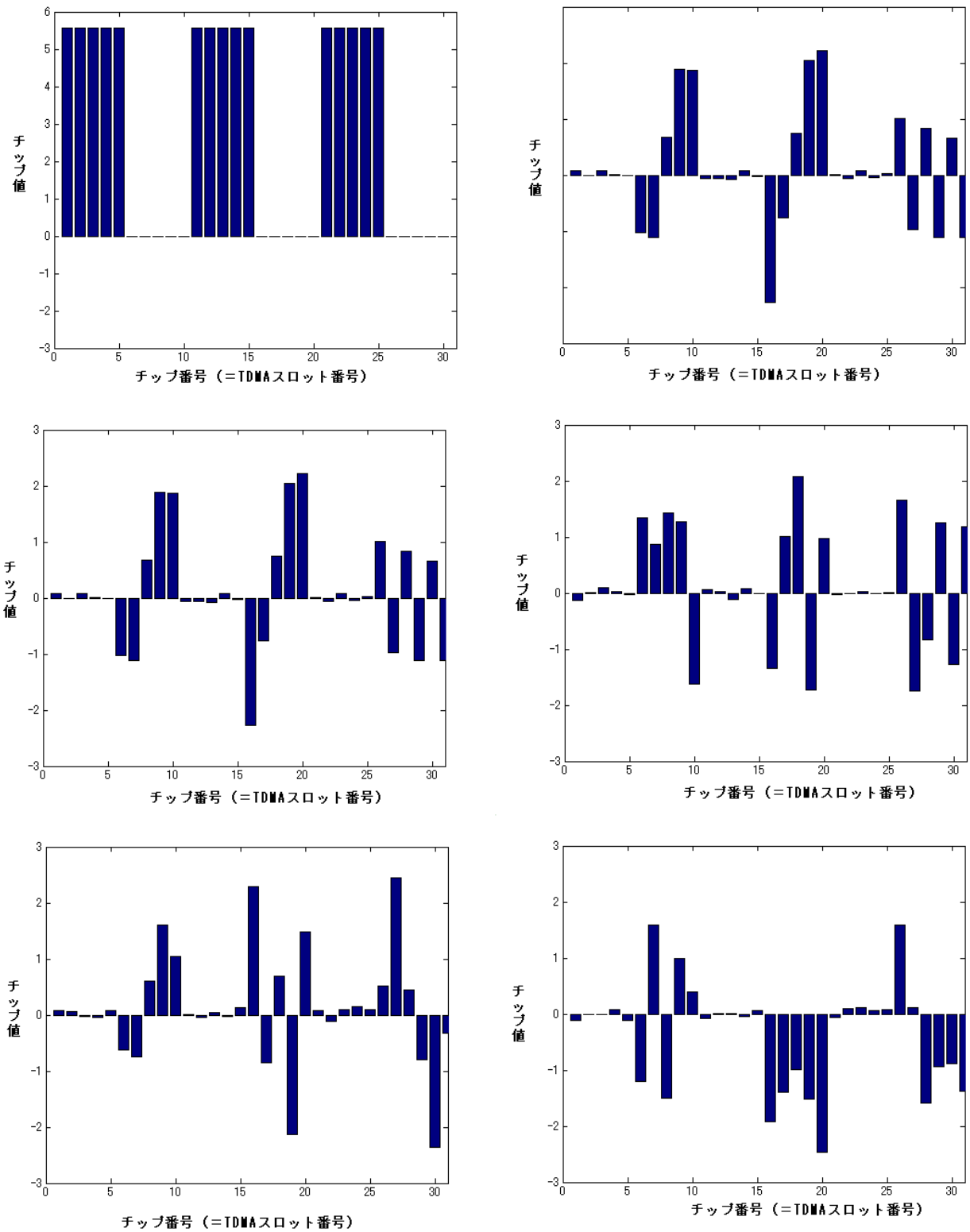


図 5.4 TDMA 信号と直交したアナとグ PN 系列の例 (条件 2)

5.3 TDMA 信号と直交した系列

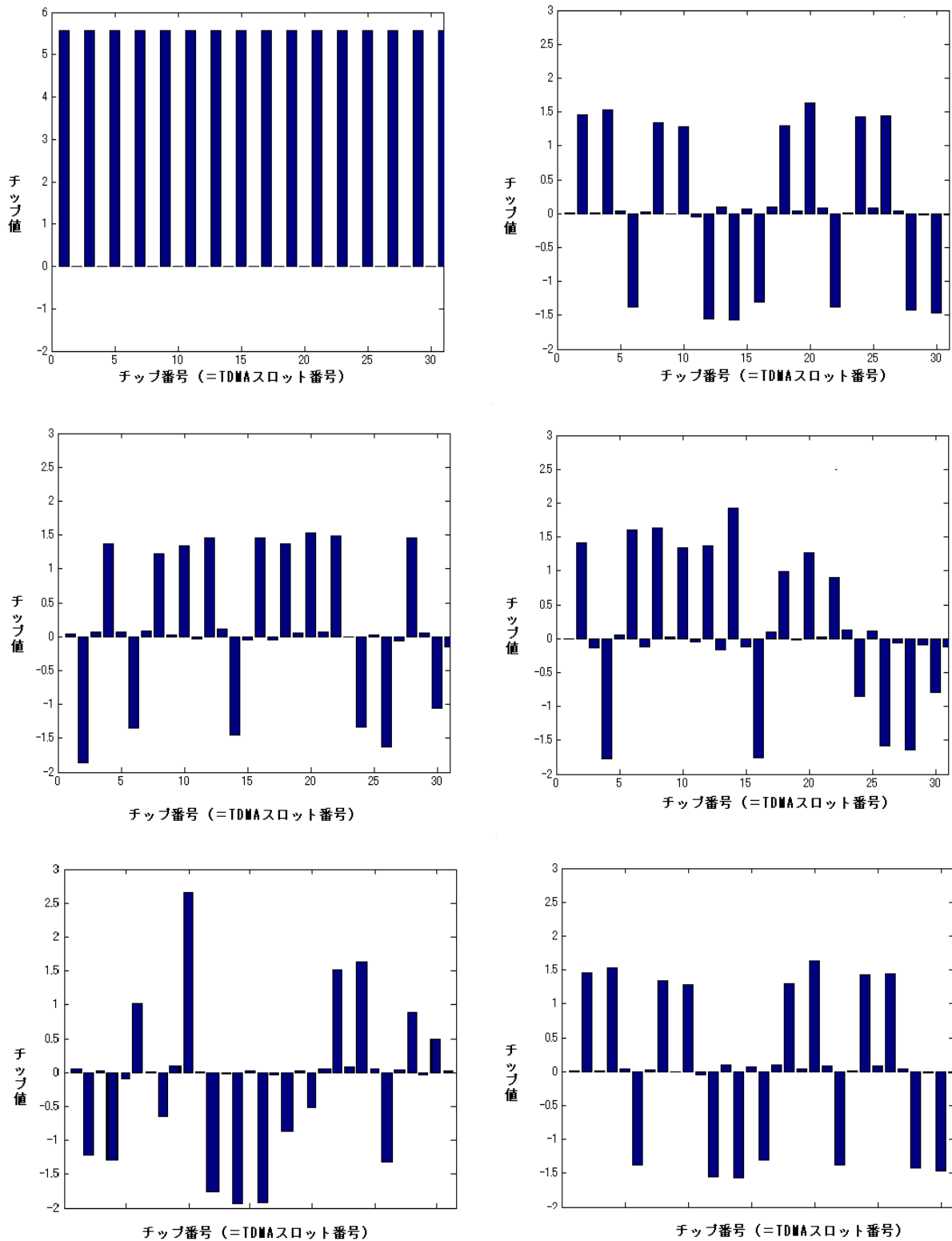


図 5.5 TDMA 信号と直交したアナとグ PN 系列の例 (条件 3)

5.3 TDMA 信号と直交した系列

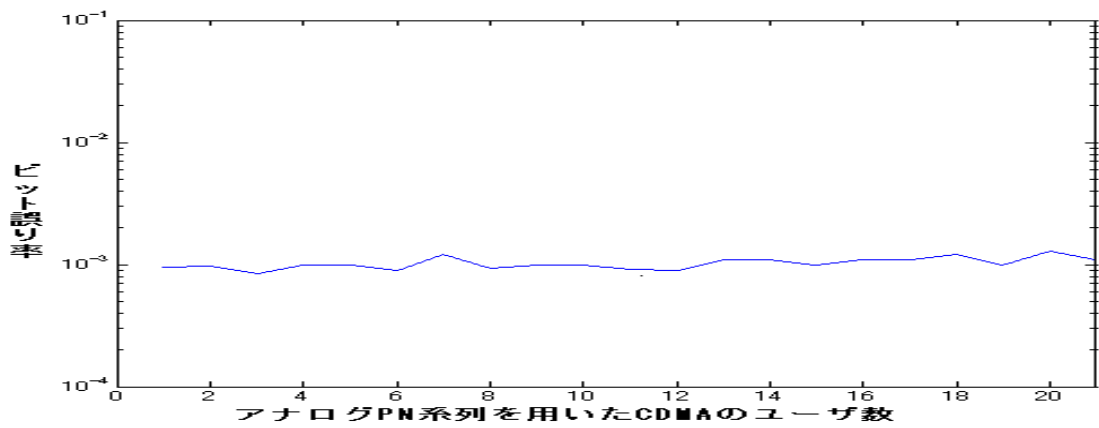


図 5.6 コンシューマ通信のビット誤り率 (条件 1)

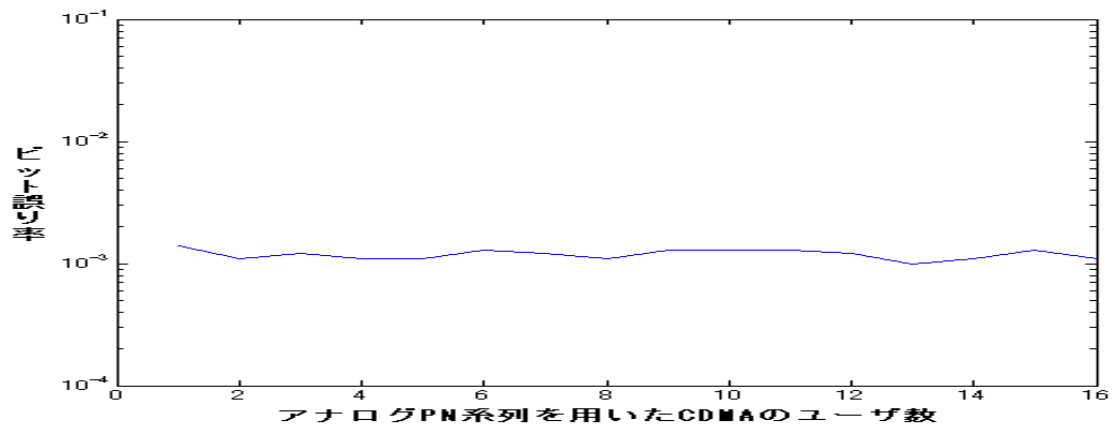


図 5.7 コンシューマ通信のビット誤り率 (条件 2)

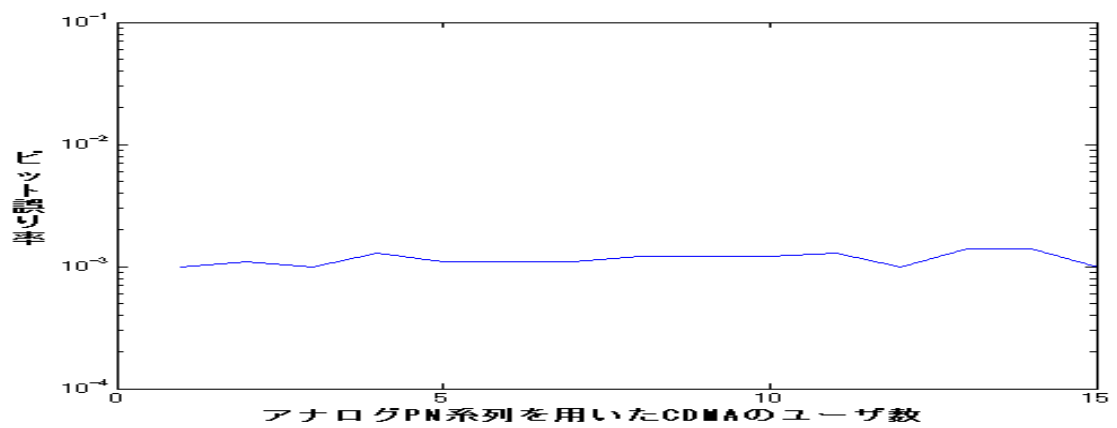


図 5.8 コンシューマ通信のビット誤り率 (条件 3)

5.4 TDMA ユーザ数とダイナミックレンジ

次に、TDMA ユーザ数とアナログ PN 系列のダイナミックレンジの関係を示す。ここでダイナミックレンジとは、生成されたアナログ PN 系列のチップ値の絶対値の最大値をとったものである。ダイナミックレンジが上がると、直線性（入力と出力）の高いアンプ（増幅器）が必要となり、送信機を製作するための負担が大きくなる。

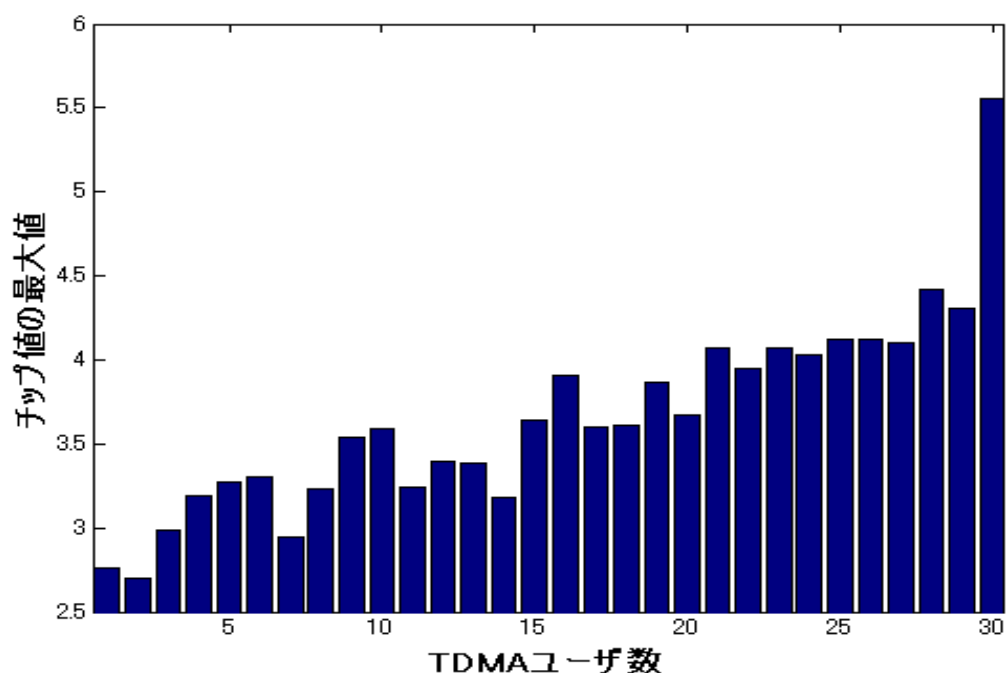


図 5.9 TDMA ユーザ数とダイナミックレンジの関係

図 5.9 は、シミュレーションを 5 回実行して平均をとったものである。またシミュレーション条件として、 E_b/N_0 を 6.8[dB] とし、系列長を 31 とした。図より、TDMA ユーザの数に対してダイナミックレンジがほぼ直線的に増加していることがわかる。これは、アナログ PN 系列を生成するための自由度が少なくなるためである。このように、TDMA ユーザ数とアナログ PN 系列のダイナミックレンジの拡大の関係がわかった。

また、TDMA の局数が 30 の時に生成したアナログ PN 系列のチップ最大値は、TDMA

5.4 TDMA ユーザ数とダイナミックレンジ

の振幅と同じ値になる。これは、系列の自由度が1チップ分しかなく、CDMA というよりむしろ TDMA の信号に近くなるためである。

第 6 章

まとめ

本研究は、各個人が通信事業者の管理なしに、自由に通信を行うコンシューマ通信を、アナログ PN 系列を用いて、既存の通信方式と同一の周波数帯で実現することにより、周波数利用効率を高める方法を提案した。

提案した方式では、TDMA 信号を DS 信号とみなすことにより、TDMA 信号と直交したアナログ PN 系列を生成することが出来た。また、生成された系列のダイナミックレンジが TDMA のユーザ数に比例して増加するということが明らかになった。この結果は、送信機最終段の増幅器の設計に重要である。

謝辞

高知工科大学情報システム工学科濱村昌則講師には，研究室配属以来，論文をはじめ公私ともに丁寧なる指導をしていただきましてありがとうございます。また，濱村研究室の石坂君，遠藤君には研究に関する助言をいただき，心から感謝いたします。

参考文献

- [1] R.Steele,L.Hanzo,“Mobile Radio Communications,” John Wiley & Sons, Ltd., 1999.
- [2] R.Prasad, “CDMA 移動体通信システム”, 科学技術出版, June. 1997.
- [3] 鈴木 仁 他, “直交化フィルタを用いたアナログ PN 系列生成型 CDMA の特性,” 信学論, J83-A, 1, pp.96-105, Jan. 2000.
- [4] S, ヘイキン, “適応フィルタ入門”, 現代工学社, Sep. 1987.
- [5] 奥村 善久, 進士 昌明, “移動通信の基礎”, 電子情報通信学会, Feb. 1996.
- [6] B.P. ラシィ, “通信方式 ～情報伝送の基礎～”, マグロウヒルブック株式会社, Sep. 1977.