

平成 14 年度
学士学位論文

マルチパス通信路に耐性を持つ
直接拡散通信方式

A Direct Sequence/Spread Spectrum System with
High Tolerance for Multipath Propagation

1030321 山川 和也

指導教員 浜村 昌則

2003 年 2 月 24 日

高知工科大学 情報システム工学科

要 旨

マルチパス通信路に耐性を持つ 直接拡散通信方式

山川 和也

移動通信においては，送信された電波が周囲の建造物や地物に反射されて受信局まで到達するために，通信路はいわゆるマルチパス通信路となる．マルチパス通信路では，先行波と遅延波が互いに干渉し合うため，通信性能は著しく劣化する．

一方，スペクトル拡散方式の代表的な方式である直接拡散 (direct sequence: DS) 方式は，逆拡散処理によりパス分解が可能となるため，マルチパス通信路に本質的に強い [1]．しかしながら，このパス分解能は使用する擬似雑音系列 (pseudorandom noise: PN) 系列の系列長に依存し，同一帯域幅内で高速通信を実現するために系列長を短くすると，干渉抑圧能力は大きく低下すると考えられる．

本論文では，PN 系列の系列長が短くてもマルチパス通信路に耐性を持つ，新しい直接拡散通信方式を提案している．提案する通信方式では，通信を行うと同時に受信局側で PN 系列の更新を行うことで，遅延波の干渉を軽減する系列に変化させる．その系列を一定時間間隔で送信局に通知することで，通信中に PN 系列は次々と変化する．シミュレーションにより通常の DS 方式との比較を行ったところ，遅延波の干渉を大幅に軽減できることが明らかになった．また，1 ビット通信するたびに毎回基地局に PN 系列を通知するのは効率的ではないと考え，どの程度の通知間隔まで通信品質を維持できるかを検証した結果，通知間隔 $T = 10^3$ ビット程度以下であれば，品質低下も少なく，高品質な通信が可能になることが明らかになった．

キーワード スペクトル拡散通信，直接拡散方式，マルチパス通信路，直交化フィルタ

Abstract

A Direct Sequence/Spread Spectrum System with High Tolerance for Multipath Propagation

Kazuya Yamakawa

In mobile communications the transmitted signals arrive at receiver through multipath channel. Therefore, inter-symbol interference occurs and communication quality deteriorates. On the other hand, direct sequence/spread spectrum (DS/SS) system basically has a tolerance for the multipath interference, because the pseudo noise (PN) sequence used for spreading the signal spectrum has an ideal auto-correlation function and can distinguish the path deference in time by despreading in the receiver. However, the path discrimination ability decreases as the code-length of PN sequence becomes shorter so as to achieve high speed data communications without increasing frequency bandwidth used.

In this paper, a novel DS/SS communication system which can suppress the inter-symbol interference due to the multipath propagation is proposed. In the proposed system code orthogonalizing filter (COF) is continuously used at the receiver to generate an another form of PN sequence, and then, it is informed to the transmitter every time interval specified. The feedback PN sequence is used as a new spreading sequence at the transmitter.

As a result, it is shown that the proposed DS/SS system can almost completely suppress the multipath interference and remarkable improvement can be obtained.

key words spread spectrum communication, direct sequence, multipath propaga-

tion, code orthogonalizing filter

目次

第 1 章	はじめに	1
1.1	研究の背景と目的	1
第 2 章	スペクトル拡散通信	2
2.1	スペクトル拡散通信とは	2
2.1.1	直接拡散方式	3
2.1.2	周波数ホッピング方式	4
2.2	符号分割多元接続	6
2.3	擬似雑音系列	7
2.3.1	M 系列の性質	7
2.3.2	M 系列の生成	8
2.4	ビット誤り率	9
第 3 章	Matched Filter	10
3.1	2 進信号の受信	10
3.2	matched filter	10
3.3	信号対雑音比	10
第 4 章	実数アナログ PN 系列	13
4.1	実数アナログ PN 系列	13
4.2	実数アナログ PN 系列生成	13
4.3	重み更新式	15
4.4	複数ユーザに直交するアナログ PN 系列	15
4.5	PN 系列のノルムに関する拘束条件	16
4.6	実数アナログ PN 系列の例	17

4.7	実数アナログ PN 系列の性能	18
第 5 章	提案方式	20
5.1	マルチパス通信路	20
5.2	提案する通信方式	21
第 6 章	シミュレーションによる性能評価	23
6.1	M 系列を PN 系列に用いた場合の BER 特性	24
6.2	提案方式での BER 特性	25
6.3	従来方式と提案方式の比較	26
6.4	基地局通知間隔と BER の関係	27
第 7 章	まとめ	28
	謝辞	29
	参考文献	30

目次

2.1	スペクトル拡散	3
2.2	直接拡散方式	4
2.3	FH 方式と DS 方式との周波数占有の違い	5
2.4	符号分割多元接続 (CDMA) の周波数利用イメージ	6
2.5	帰還シフトレジスタ	8
4.1	直交化フィルタ	14
4.2	実数アナログ PN 系列の例	17
4.3	ユーザ数 1 の場合の BER 特性	18
4.4	ユーザ数変動による BER 特性の変化	19
5.1	マルチパス通信路	20
5.2	提案方式	21
5.3	提案方式の構成	22
6.1	先行波と遅延波のデータのずれ	23
6.2	従来方式の BER	24
6.3	提案方式の BER	25
6.4	従来方式と提案方式の比較	26
6.5	通知間隔と BER の関係	27

第 1 章

はじめに

1.1 研究の背景と目的

移動通信においては，送信された電波が周囲の建造物や地物に反射されて受信局まで到達するために，通信路はいわゆるマルチパス通信路となる．マルチパス通信路では，先行波と遅延波が互いに干渉し合うため，通信性能は著しく劣化する。

一方，スペクトル拡散方式の代表的な方式である直接拡散 (direct sequence: DS) 方式は，逆拡散処理によりパス分解が可能となるため，マルチパス通信路に本質的に強い [1]．しかしながら，このパス分解能は使用する PN 系列の系列長に依存し，同一帯域幅内で高速通信を実現するために系列長を短くすると，干渉抑圧能力は大きく低下すると考えられる．

そこで本研究では，系列長が短くてもパス間干渉の影響を受けない新しい直接拡散方式を提案し，その基本性能を計算機シミュレーションにより確認する．

第 2 章

スペクトル拡散通信

本章ではスペクトル拡散通信について説明する。

2.1 スペクトル拡散通信とは

スペクトル拡散通信は、情報を伝送するのに必要な帯域幅を、情報信号とは無関係な信号、または符号により広帯域に拡散させ通信を行う方式である (図 2.1)[1]。このことから次のような特徴が発生する。

- 干渉や妨害を、与えたり受けたりすることが少なくなる。
- 信号秘匿の能力が増える。
- 傍受されにくく、秘話性が向上する。

スペクトル拡散変調は、その名の通り、スペクトルを拡散させるための変調方式で、現在使用されているのは、直接拡散方式 (DS) 方式と周波数ホッピング (FH) 方式である。

スペクトル拡散復調は、送信局で行ったスペクトル拡散変調と逆の操作により、広帯域に拡散した信号を狭帯域の変調波に変換することである。

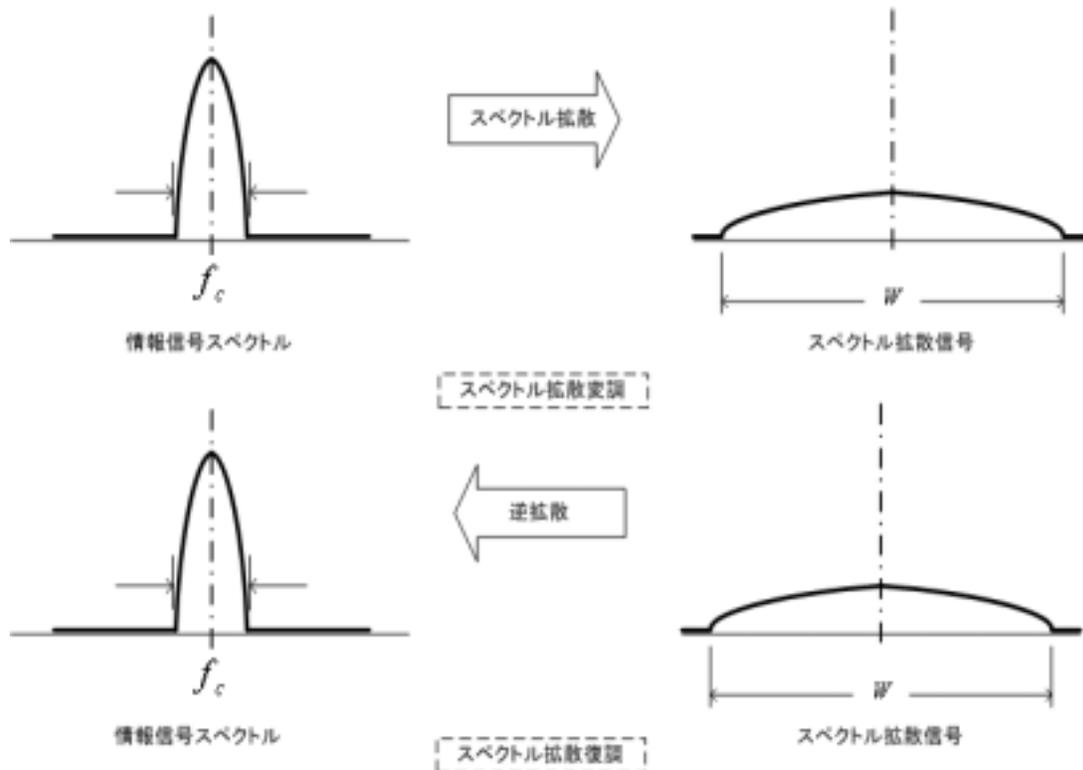


図 2.1 スペクトル拡散

2.1.1 直接拡散方式

直接拡散 (DS) 方式 (図 2.2) とは、スペクトル拡散させるべき信号に、それよりはるかに広帯域の信号を直接乗算させて、スペクトル拡散を実現する方式である。拡散された信号は、再度広帯域信号を直接乗算し逆拡散させることにより復元することができる。

スペクトル拡散をするための信号は、広帯域信号でなければならないので、信号が変化する速度 (チップ速度) は、非常に速いことが要求される。更に、スペクトル拡散通信システムを構成するためには、多くのユーザ間で局認識ができる機能を持たなければならない。スペクトル拡散するための信号条件としては、次のようなものがある。

- 多くのユーザに信号が割り当てることができるように、信号の種類が多いこと
- 異なるユーザの信号とは区別がつくように相互相関が小さいこと
- 自局宛の信号を確実に捕らえる (同期確立) ができるように、鋭い自己相関特性を持つ

こと

- 関係のない第三者に通信内容を傍受されないように，信号はできるだけランダムで周期が長く解読が困難なこと

このような条件を満足する符号として，最大周期系列 (maximum length: M) 系列や Gold 符号が利用される。

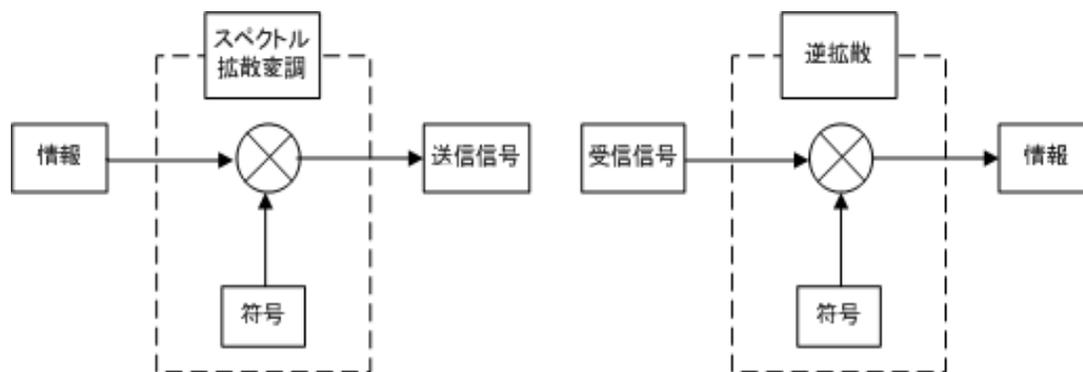


図 2.2 直接拡散方式

2.1.2 周波数ホッピング方式

周波数ホッピング (FH) 方式におけるスペクトル拡散分布は長時間観測すると広帯域を占有していることがわかるが，1 ビット単位で観測すると特定の周波数帯域のみを占有する狭帯域信号である [1]。

周波数拡散の原理は，情報で変調された信号の搬送波周波数を，与えられた帯域幅内をランダムに離散的に切り替え掃引することで実現される。すなわち，搬送波の周波数が特定の周波数に固定されるのではなく，ある周波数から別の周波数へと，ぴょんぴょん飛び回ることによってスペクトル拡散を実現している。FH 方式の特徴として次のようなものがある。

- FH 方式は DS 方式に比べて遥かに同期が容易である
- FH 信号が占有する様々な周波数は連続したものである必要はない (図 2.3)
- FH 方式は干渉回避系のスペクトル拡散であるので，複数のユーザが同一の時間に同一

の周波数で送信する確率は小さい

- FH 方式のシステムではより広い帯域幅を利用できるので，DS 方式のシステムに比べて，狭帯域干渉をより大きく低減できる

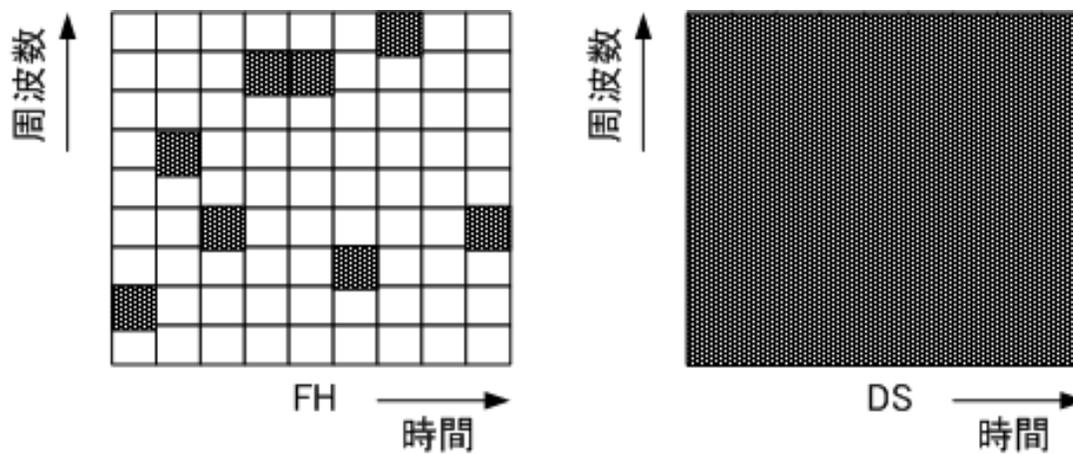


図 2.3 FH 方式と DS 方式との周波数占有の違い

2.2 符号分割多元接続

多元接続には主な方法として、周波数分割多元接続 (frequency division multiple access: FDMA)、時分割多元接続 (time division multiple access: TDMA)、そしてスペクトル拡散技術を用いた符号分割多元接続 (code division multiple access: CDMA) がある。

符号分割多元接続では、多元接続能力を得るために周波数あるいは時間を分割して複数ユーザの送信の送信を行うのではなく、各ユーザに特定の擬似雑音 (PN) 系列を割り当てて、信号をスペクトル拡散することにより多元接続を実現している。複数の広帯域信号を受信した受信局は、割り当てられた符号を使用してそのユーザから送信された広帯域信号を元の信号へと変換する。この過程で、所望信号のみが元の信号帯域幅に圧縮され、他ユーザの信号は広帯域のまま雑音とみなせるようになる。干渉するユーザ数が多すぎなければ、信号対雑音電力比は十分大きいから所望信号を誤りなく再生することが出来る。

しかし、もしユーザ数がある限界以上になると、干渉が大きくなりすぎるので、所望信号を再生することが出来なくなり、競合を生ずる。つまり、干渉により制限を受ける。従って、同時にアクセスするユーザ数が多すぎない範囲では、CDMA は基本的に競合のないプロトコルである [2]。

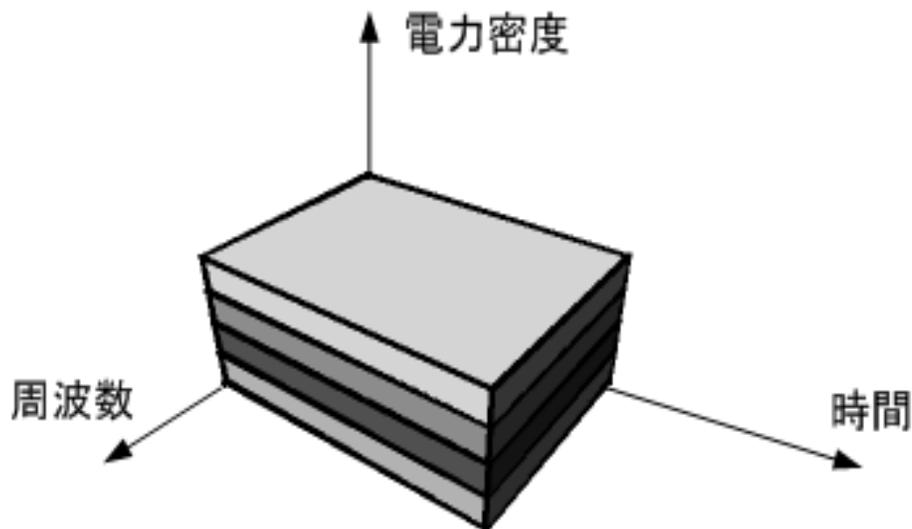


図 2.4 符号分割多元接続 (CDMA) の周波数利用イメージ

2.3 擬似雑音系列

PN 系列は、スペクトル拡散に使用される符号として重要である。この符号は、Pseudo-random Noise の頭文字をとって命名されたものである。この PN 系列は、シフトレジスタを用いて発生させることができる。そのため、PN 系列の発生過程は確定的であり、ランダムではない。PN 系列は平衡性、連なり性、相関性といったランダム性の性質を満足する符号と定義できるので、この意味から擬似ランダムとされる。

PN 系列には、M 系列、平方余剰系列、双素数系列、そしてホール系列の 4 種類があることが知られている。この内、M 系列だけがすべて上記の性質に満足する。

2.3.1 M 系列の性質

本論文で PN 系列として取り上げる M 系列 (maximum-length sequence: 最大周期系列) は、ある長さのシフトレジスタとフィードバックによって生成される符号系列のうち、その周期が最長になる系列をいう。M 系列の性質を述べると、

- 2 値において 0 の出現する数は 1 の出現する数と 1 つだけ異なる
- 0, または 1 がそれぞれ連続して現れる確率が乱数とほぼ同じ
- M 系列の自己相関特性の波形はインパルス関数によく似ている

という点である。

2.3.2 M 系列の生成

M 系列の生成には図 2.5 のような帰還シフトレジスタを使用する。

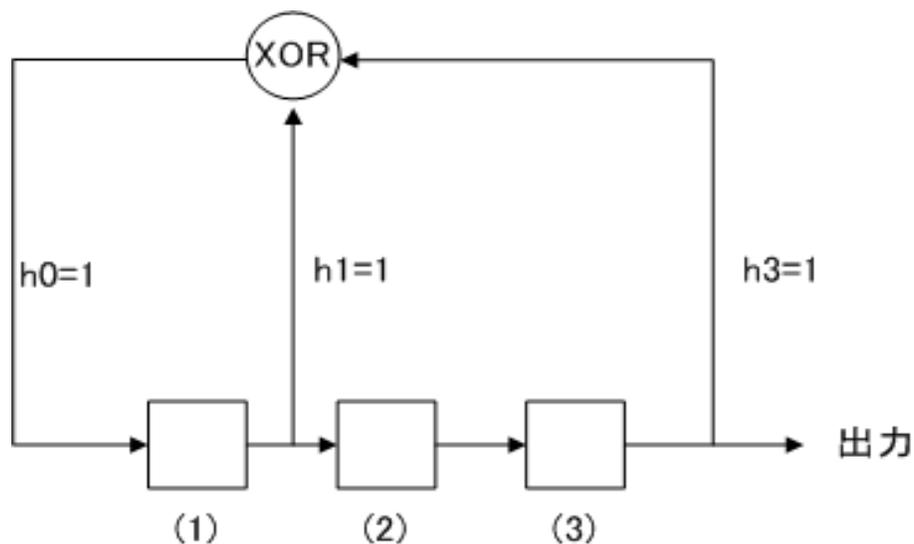


図 2.5 帰還シフトレジスタ

シフトレジスタ内にはそれぞれ任意の 1 か 0 が入っており，この図 2.2 では右にシフトし最後尾の値を出力とする．同時に帰還タップの排他的論理和 (XOR) をとることにより右シフト時に空となる (1) のレジスタの値を補完する．

この操作を繰り返すことにより M 系列が出力されていく．また，M 系列の周期は帰還シフトレジスタの段数によって決定する．周期は以下の式で求められる．

$$L = 2^k - 1 \quad (2.1)$$

L : M 系列の周期

k : 帰還シフトレジスタの段数

図 2.5 の場合だと 3 段シフトレジスタなので周期 7 の M 系列が出力されることになる．

2.4 ビット誤り率

ビット誤り率 (bit error rate: BER) とは , 送信データが受信され復調したとき , どの程度の割合でデータが誤っているかを示すものである . つまり , 誤って受信したときの信号の全信号に対する割合である . ビット誤り率の求め方は ,

$$\text{ビット誤り率} = \text{誤ったビット数} / \text{送信ビット数}$$

である . 一次変調に BPSK を用いた DS/CDMA の 1 ユーザ時のビット誤り率は , ビットあたりのエネルギーに対する信号対雑音比 (E_b/N_0) が 6.8dB の場合 , 10^{-3} となる . 信号対雑音比については次章で述べることにする .

第 3 章

Matched Filter

本章では matched filter について説明する .

3.1 2 進信号の受信

2 進信号通信では , 情報信号は 2 つの符号だけで伝送される . 送信局から受信局に到達した信号を元のデジタル情報に復調するのが受信局の役割である . ここに重要となるのは , いかにも誤りなく情報の復元ができるかということである . この働きをするフィルタは matched filter として知られている [3] .

3.2 matched filter

matched filter の動作は判定の瞬間に信号成分を増幅し , 雑音成分を減衰させることである . これはある瞬間の出力における信号対雑音比を最大にすることである . 具体的にフィルタを設計する場合 , 信号振幅および雑音振幅の 2 乗の比が最大となるようにフィルタを設計する .

3.3 信号対雑音比

$s(t)$ を必要な信号パルス, $n(t)$ は通信路の雑音とし , 入力信号 $s(t) + n(t)$ とする . フィルタの出力は $s_o(t) + n_o(t)$ である . $s_o(t)$ は出力信号成分, $n_o(t)$ は出力雑音成分である . ここである瞬間 $t = t_m$ における $s_o^2(t)/n_o^2(t)$ の値を最大にしたい . しかし , $n_o(t)$ はランダム信

号であるから、正確には決定できない。したがってその 2 乗平均値 $\overline{n_o^2(t)}$ を用いる。ここで次式、

$$\rho = \frac{s_o^2(t_m)}{n_o^2(t_m)} \quad (3.1)$$

で与えられる ρ を最大とする。 $s(t)$ のフーリエ変換を $S(\omega)$ 、望ましい最適フィルタの伝達関数を $H(\omega)$ とすると

$$s_o(t) = F^{-1}[S(\omega)H(\omega)] = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} H(\omega)S(\omega)e^{j\omega t} d\omega$$

また、

$$s_o(t_m) = F^{-1}[S(\omega)H(\omega)] = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} H(\omega)S(\omega)e^{j\omega t_m} d\omega \quad (3.2)$$

となる。

$S_n(\omega)$ を入力雑音信号 $n(t)$ の電力密度スペクトルとすると、ある瞬間 t_m の 2 乗平均値は

$$\overline{n_o^2(t_m)} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_n(\omega)|H(\omega)|^2 d\omega \quad (3.3)$$

となる。通信路の雑音 $n(t)$ を電力密度 $N/2$ とすると上記の式 3.3 は、

$$\overline{n_o^2(t_m)} = \frac{N}{4\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |H(\omega)|^2 d\omega \quad (3.4)$$

となる。

上記の式 3.1 に式 3.2 と式 3.4 を代入すると、

$$\rho = \frac{s_o^2(t_m)}{n_o^2(t_m)} = \frac{|\int_{-\infty}^{\infty} H(\omega)S(\omega)e^{j\omega t_m} d\omega|^2}{\pi N \int_{-\infty}^{\infty} |H(\omega)|^2 d\omega} \quad (3.5)$$

となる。ここで Schwarz の不等式を用いることにより、

$$\rho_{\max} = \frac{s_o^2(t_m)}{n_o^2(t_m)} \Big|_{\max} = \frac{1}{\pi N} \int_{-\infty}^{\infty} |S(\omega)|^2 d\omega \quad (3.6)$$

が求まる [3]。

matched filter の信号対雑音比 3.1 は全信号 $s(t)$ が受信局に入り終わる時間 t_m の瞬間に最大になる。matched filter で与えられる信号対雑音比の最大値は式 3.6 で与えられる。信号 $s(t)$ のエネルギー E は

$$E = \int_{-\infty}^{\infty} s^2(t) dt = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |S(\omega)|^2 d\omega$$

で表される。したがって、

$$\rho_{\max} = \frac{s_0^2(t_m)}{n_0^2(t_m)} = \frac{2E}{N} \quad (3.7)$$

となる。また、信号の振幅は $s_o(t_m)$

$$s_o(t_m) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |S(\omega)|^2 d\omega = E \quad (3.8)$$

とえられる。これより出力信号の振幅は $t = t_m$ で最大になり、その大きさは信号 $s(t)$ のエネルギー E となる。また、出力の雑音信号の 2 乗平均値は式 3.7 に式 3.8 代入するとえられ、

$$\overline{n_0^2(t_m)} = \frac{NE}{2} \quad (3.9)$$

これは、雑音の電力を表す。

第 4 章

実数アナログ PN 系列

本章では実数アナログ PN 系列について述べるとともに，性能評価を行う．

4.1 実数アナログ PN 系列

直接拡散方式を用いた従来の 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 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が生じる．もし，新たなユーザに対して，他のユーザと直交した PN 系列を割り当てることができれば，干渉は生じない．非同期で直交するように生成された PN 系列の 1 つが実数アナログ PN 系列である [4]．

4.2 実数アナログ PN 系列生成

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る．これに新たなユーザが通信を開始した場合，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 系列を用意しておくことは出来ない．

一方，受信側である送信局は，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，新規ユーザと送信局間で通信を開始する場合に，既存のすべてと直交する 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，送信局側ではその信号を matched

filter で受信することで非同期直交 CDMA が可能となる .

今回 , 直交 PN 系列の生成に , 直交化フィルタ (図 4.1) を用いた .

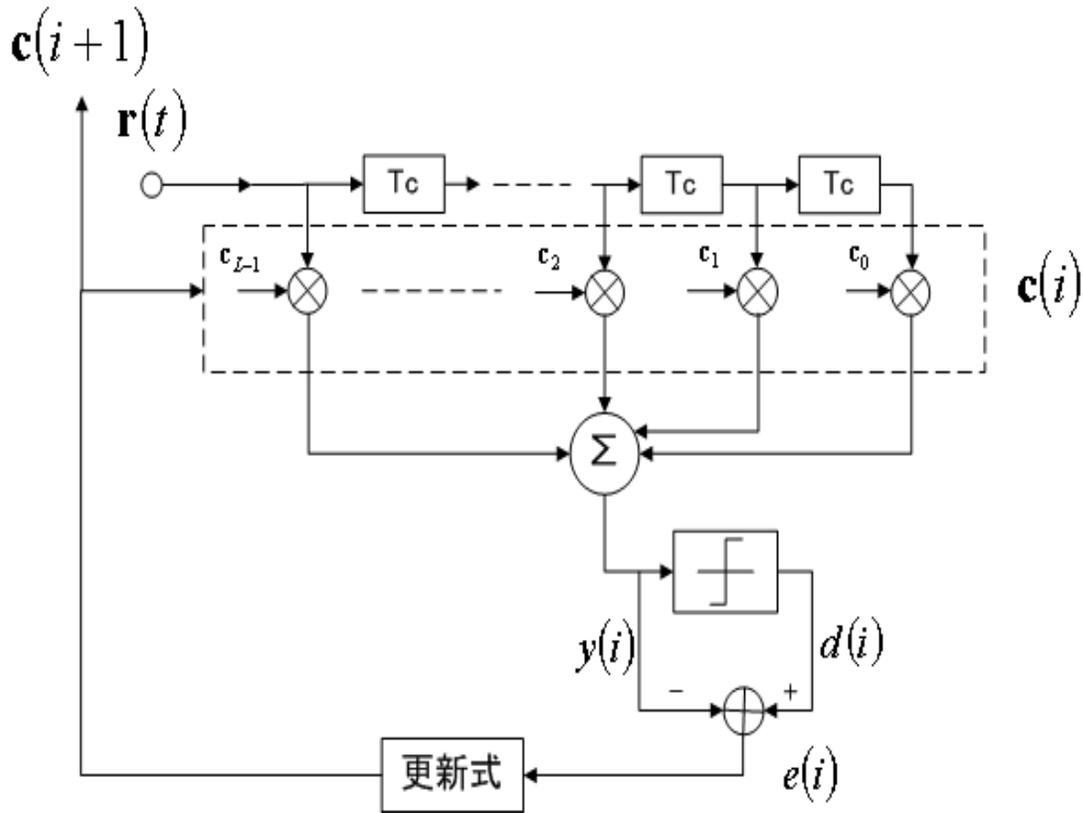


図 4.1 直交化フィルタ

直交化フィルタの入力を現在通信しているデータと雑音との受信信号 $r(t)$ とする . これを T_c 間隔で標本化して得られる L 個を一組としたベクトル信号を $r(i)$ とする . 重みベクトル $c(i)$ の初期値には適当な値を与えておく . $r(i)$ と $c(i)$ の相関 $y(i)$ を取りこの値が参照信号 $d(i) = 0$ と等しくなるように重みを更新式により更新し , 収束するまでトレーニングを行えば受信信号と直交する重みが生成される .

4.3 重み更新式

前節の直交化フィルタに用いる更新式には，最急降下法 (LMS アルゴリズム) に基づく最適化アルゴリズムを利用する [5] . 重み更新式を以下の式に示す .

$$\mathbf{c}(i+1) = \mathbf{c}(i) + \mu e(i)\mathbf{r}(i) \quad (4.1)$$

$\mathbf{r}(i)$: 入力信号ベクトル

$\mathbf{c}(i)$: 重みベクトル

$e(i)$: 誤差信号 = $d(i) - y(i) = -y(i)$

μ : ステップサイズパラメータ

生成された重みを新規ユーザの PN 系列として使用する . この場合重みはアナログ値となるので実数アナログ PN 系列となる .

4.4 複数ユーザに直交するアナログ PN 系列

2 節の直交化フィルタによるトレーニングにより生成される PN 系列は 1 局分の系列である . そのため , 更にユーザが増え , 系列を生成する場合には , 使われている系列すべてに直交するように生成しなければならない . 例えば現在使用されている PN 系列を PN_1 とし , 直交化フィルタのトレーニングにより生成した系列を PN_2 とする . 更に両方と直交する系列 PN_3 を生成する場合は直交化フィルタの入力ベクトルは ,

$$\mathbf{r}(i) = d_1 \text{PN}_1 + d_2 \text{PN}_2 + \mathbf{n}(i) \quad (4.2)$$

PN_m : PN 系列

d_m : データ

$\mathbf{n}(i)$: 白色ガウス雑音ベクトル

とする必要がある . したがって , m 番目の系列を生成する場合の直交化フィルタの入力ベクトルは ,

$$\mathbf{r}(i) = d_1 \text{PN}_1 + d_2 \text{PN}_2 + \dots + d_{m-1} \text{PN}_{m-1} + \mathbf{n}(i) \quad (4.3)$$

となる .

4.5 PN 系列のノルムに関する拘束条件

$y(i)$ を 0 とする重み $c(i)$ について , すべての重みが 0 となることも考えられるので , 収束の過程で常に重みの 2 乗和が系列長となるように正規化していかなければならない . 正規化の計算式を以下に示す .

$$\mathbf{c}(i+1)' = \frac{\sqrt{L}}{\sqrt{\mathbf{c}(i+1)^T \mathbf{c}(i+1)}} \mathbf{c}(i+1) \quad (4.4)$$

$\mathbf{c}(i+1)$: 更新された重み

L : 系列長

4.6 実数アナログ PN 系列の例

前節のアルゴリズムを用いて実数アナログ PN 系列を生成した。入力ベクトルを 3 段の帰還シフトレジスタより生成した周期 7 の M 系列に +1 または -1 のデータを直接乗算した系列とした。生成した実数アナログ PN 系列の例を図 4.2 示す。

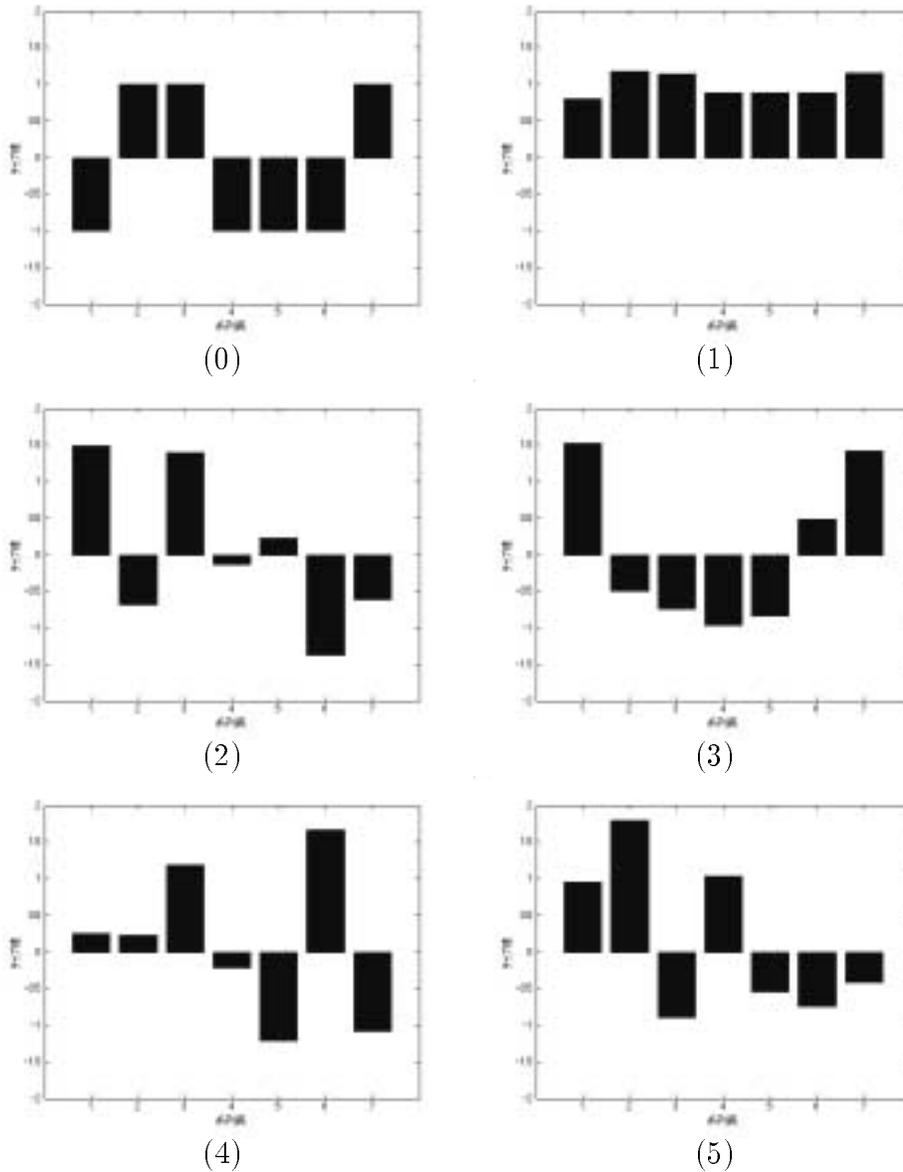


図 4.2 実数アナログ PN 系列の例

それぞれの図下の番号は生成した順を表す。0 は最初に通信していた局の PN 系列 (M 系列) である。これら全ての系列は、それぞれが互いに直交している。

4.7 実数アナログ PN 系列の性能

実数アナログ PN 系列を利用して多元接続を行った場合，従来方式よりどの程度通信品質が向上したを検討する．まず，雑音電力の大きさにより BER がどのように変化するかをシミュレーションで求めた．PN 系列の系列長を 7，ユーザ数を 1 とし，比較のためランダム系列を使用した場合の BER 特性も求めた．結果を図 4.3 に示す．

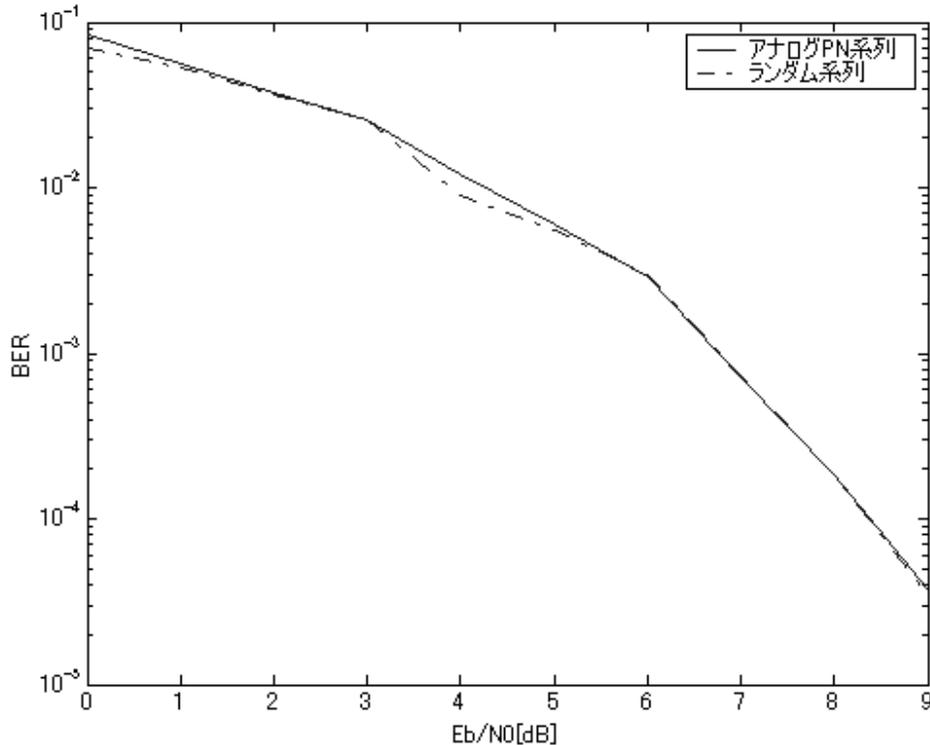


図 4.3 ユーザ数 1 の場合の BER 特性

ユーザ数は 1 なので，雑音の変化では両方ともほぼ同じ特性を示している．次に，実数アナログ PN 系列の直交性を確認するためユーザ数増加による BER 特性を求めた．系列の条件は上記と同じで， E_b/N_0 を 6.8[dB] と設定した．結果を図 4.4 に示す．

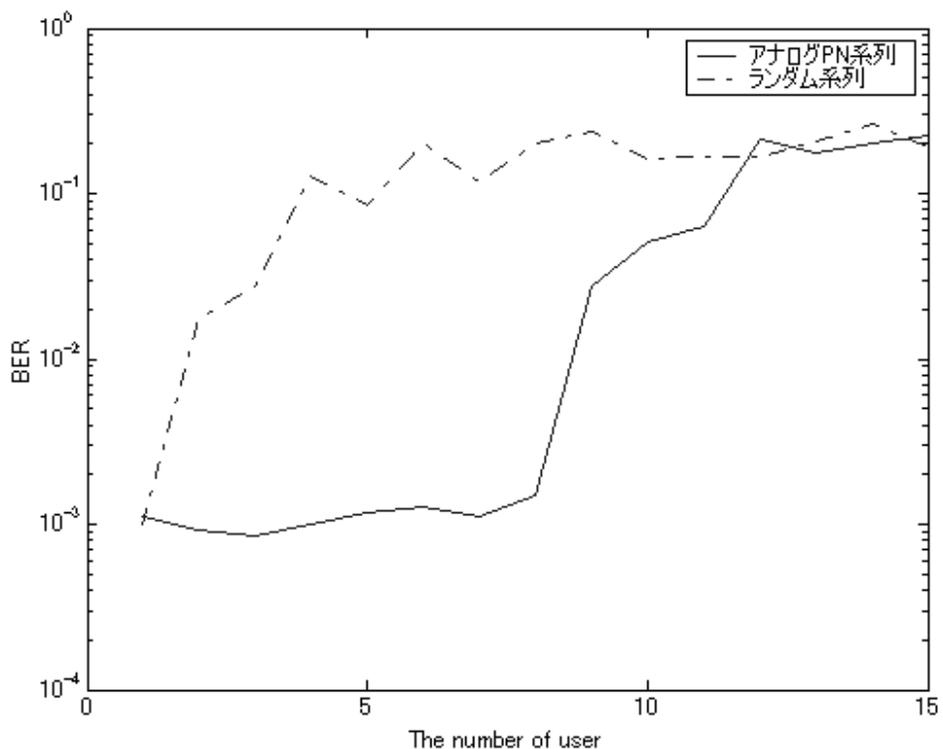


図 4.4 ユーザ数変動による BER 特性の変化

ランダム系列ではユーザ数の増加にともない急激な BER の劣化が確認できる。一方、実数アナログ PN 系列ではユーザ数が増加しているにもかかわらず、系列長分まで BER の劣化がほとんどないことがわかる。このことから、実数アナログ PN 系列は、ランダム系列に比べて他ユーザとの相関小さくなって BER 特性が改善されているのがわかる。

第 5 章

提案方式

本章では提案方式について説明する。

5.1 マルチパス通信路

送信局から発射され、受信局に届く受信波は 1 波だけでなく、建造物や地物に反射された遅延波なども含まれる。そのため、通信路はマルチパス通信路 (図 5.1) となる。

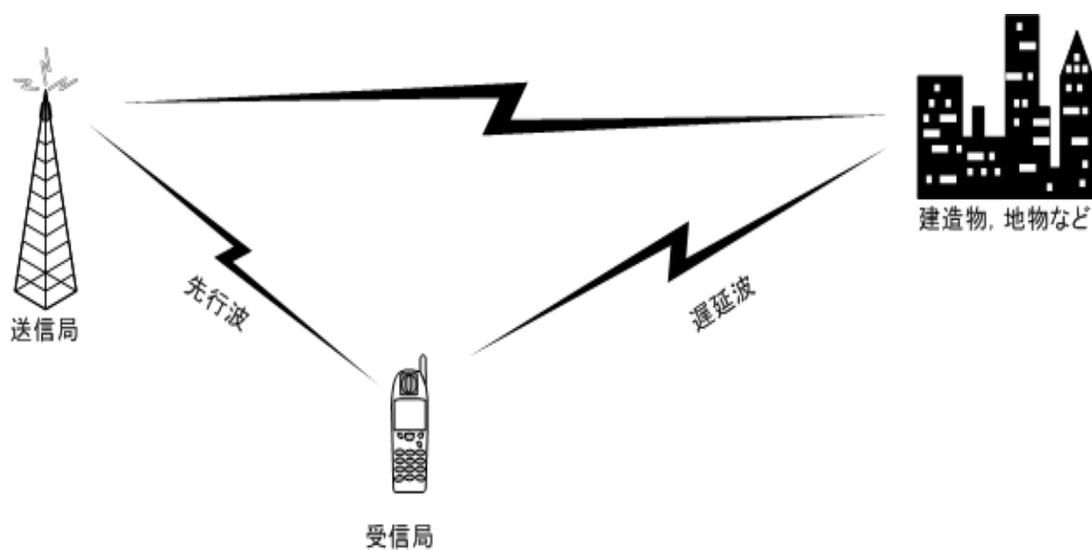


図 5.1 マルチパス通信路

5.2 提案する通信方式

通常，直接拡散方式では常に始めに与えられた PN 系列で通信を行う．提案方式でも同じように通信の開始時には与えられた PN 系列で通信を行う．しかし，提案方式では通信を行うと同時に受信局側で受信信号を直交化フィルタの入力信号ベクトルとして扱い，重みの更新を行う．直交化フィルタで重み更新を行うことで，遅延波の干渉を軽減する系列に重みを変化させる．その重みを一定時間間隔で基地局に通知する．送信局側は，その重みを PN 系列として拡散処理に用いる．よって，通信中に PN 系列は次々と変化していくことになる．



図 5.2 提案方式

提案方式の場合のは，直交化フィルタで入力信号ベクトルとして扱う受信信号 $r(t)$ は，先行波と遅延波の合成信号とする．初期重み $c(i)$ には適当な値ではなく，現在使用している PN 系列を与える．また参照信号 $d(i)$ は，アナログ PN 系列の場合は他局と直交した PN 系列へ更新させるため，入力信号ベクトルと重みの相関が 0 となるように設定したが，提案方式の場合は受信局が受信する信号の中から所望する情報を取り出せるように，逆拡散を行ったとき復調されるデータ分，つまり PN 系列の系列長 L と設定した．また受信するべき情報は，1 か -1 の 2 値をとるので参照信号も同じく正負の値を判別し，内積との誤差をとるようにした．

図 5.3 を参照しながら更新のプロセスを説明する．まず送信局から PN 系列で変調されたデータが受信局で受信される．受信局側で受信信号は逆拡散されデータに復調されるが，同時に直交化フィルタの入力ベクトルとして扱う．受信信号 $r(t)$ を T_c 間隔でサンプリングして，得られる L 個を一組としたベクトル信号と重み（初期値は通信開始時に使用している

PN 系列) との相関 $y(i)$ をとる. $y(i)$ の正負を判定し, 参照信号 $d(i)$ の正負を決定した上で, 誤差 $e(n) = d(i) - y(i)$ が最小となるように更新を行う. 更新式には LMS アルゴリズムを使用する. 以上が 1 ビット通信した時点で行われる処理である. 通信が行われていると同時に処理を行い更新された系列は一定時間間隔 T で送信局へ通知し, 同時に受信時の逆拡散にも使用する. 以上の処理により, 時間が経過するにつれてマルチパス干渉を受けない通信が可能となる.

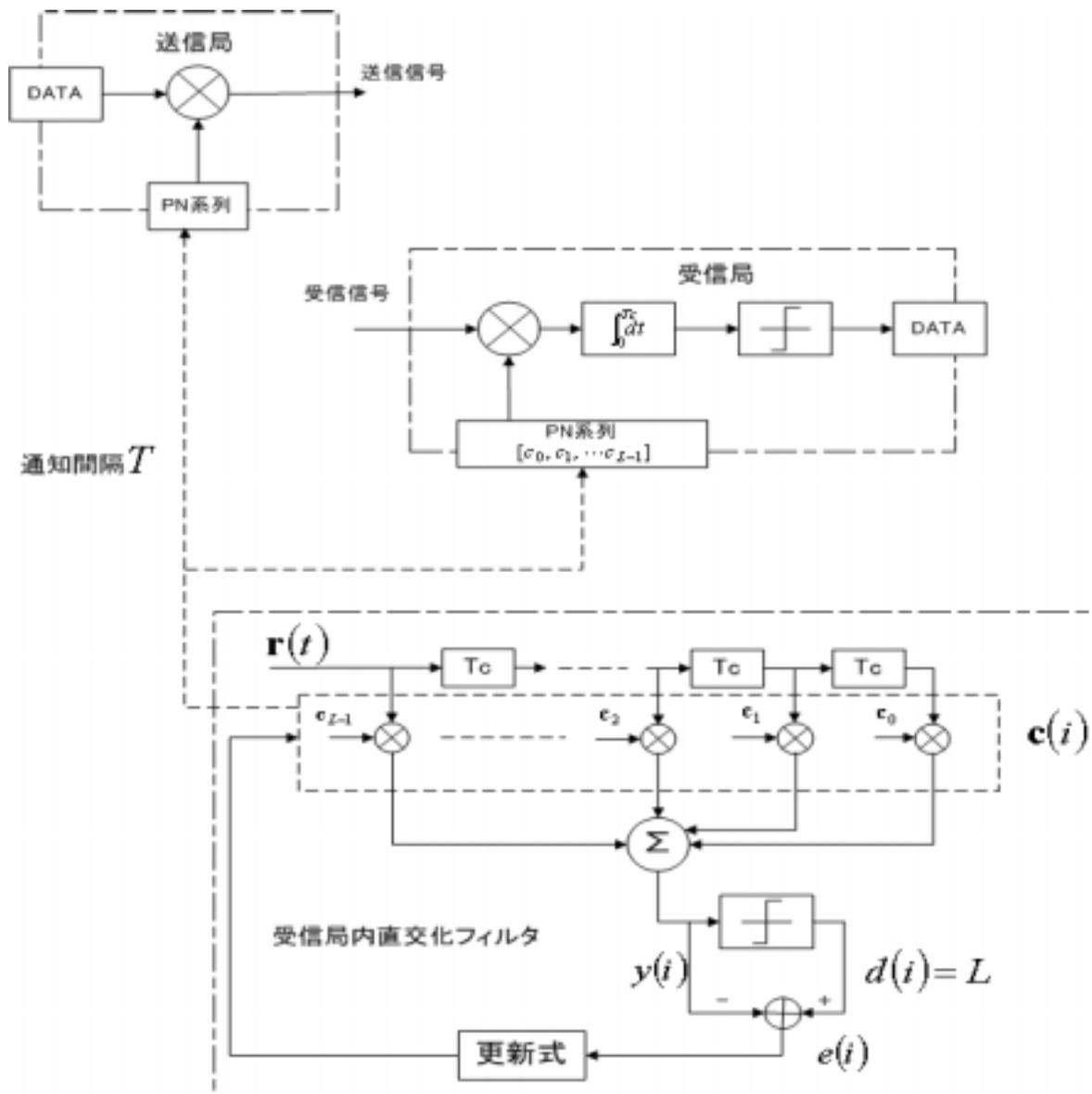


図 5.3 提案方式の構成

第6章

シミュレーションによる性能評価

本章ではシミュレーションにより提案方式の性能評価を行う。また、本研究では簡単のため、先行波1波、遅延波1波の2波等電力のマルチパスモデルを想定し、遅延波は先行波よりチップ長 τ 分遅れたものとした(図6.1)。

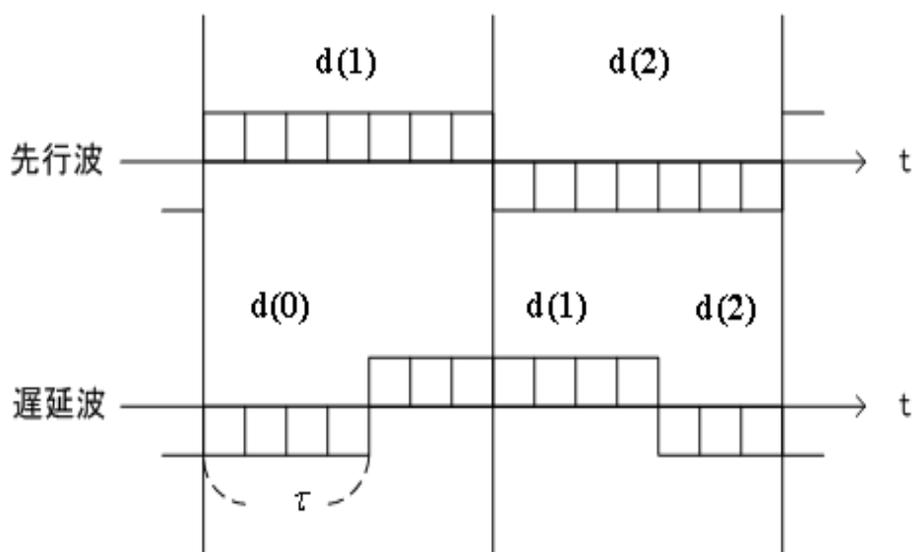


図 6.1 先行波と遅延波のデータのずれ

6.1 M 系列を PN 系列に用いた場合の BER 特性

まず，通常の直接拡散方式を想定し，3 段シフトレジスタより出力される系列長 7 の M 系列を PN 系列に用いて遅延波のない場合と遅延波のある場合の BER 特性を求めてみた．遅延波ありの場合は，M 系列のシフトレジスタの初期値の組み合わせを変え，全通りの系列での BER 特性を求めた．これを求めることにより遅延波がない一番良好な通信と，M 系列の違いにより遅延波の干渉がどれほど出るかを調べる．図 6.2 に結果を示す．

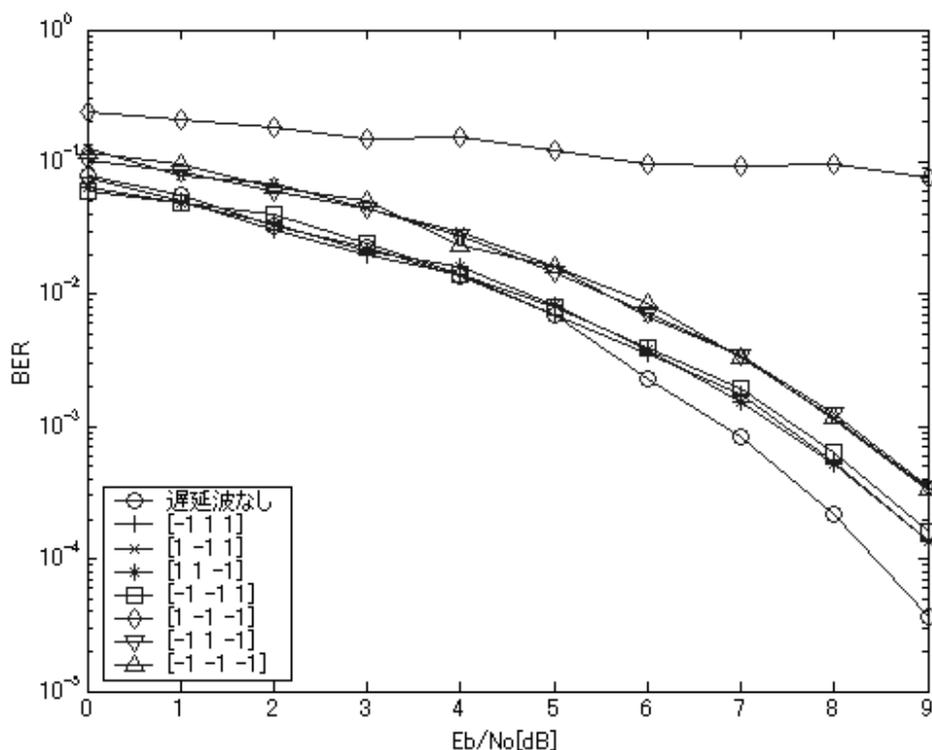


図 6.2 従来方式の BER

M 系列の初期値の違いにより，マルチパスの影響の違いが表れており，7 通りの初期値の内，[1 -1 -1] にもっとも影響が表れ通信品質が劣化しているのがわかる．

6.2 提案方式での BER 特性

直接拡散方式での通信に ,本論文で提案した方式を用いて ,シミュレーションを行い BER 特性を求めた . 通信初期に使用する PN 系列は , 3 段シフトレジスタより出力される系列長 7 の M 系列とし , 更新式におけるステップサイズパラメータ $\mu = 10^{-4}$ する . 上記の条件で , 基地局への通知間隔 $T = 10^0 = 1$ ビット , つまり逐一通知するとし , 1M ビット更新後の BER 特性を求めた . 結果を以下の図 6.3 に示す .

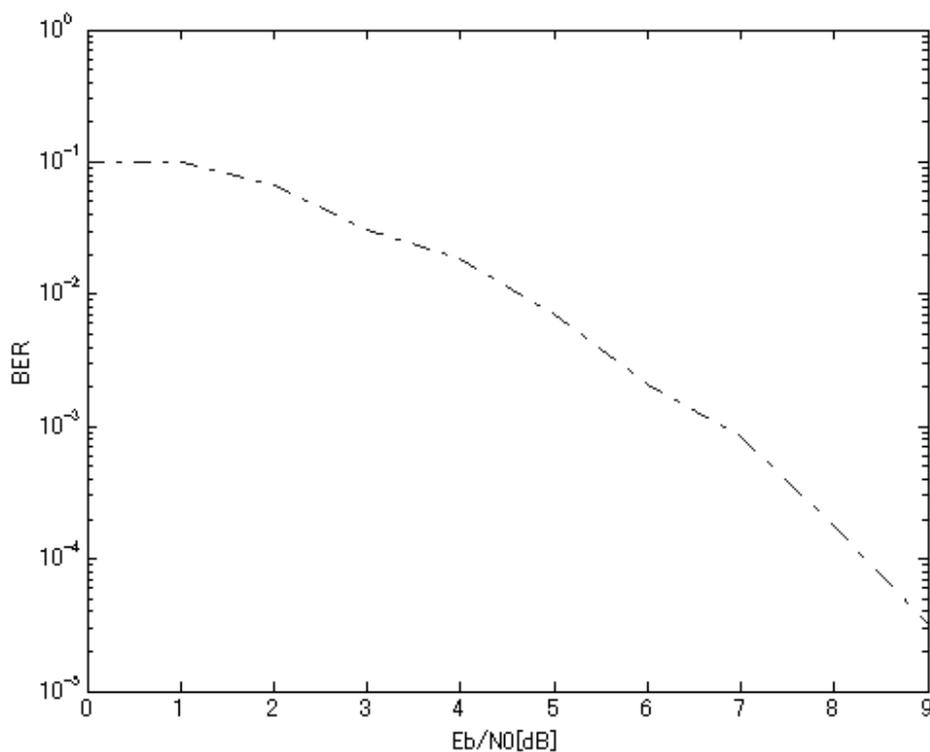


図 6.3 提案方式の BER

6.3 従来方式と提案方式の比較

従来方式と提案方式の比較として従来方式の場合，遅延波の影響が著しく表れたシフトレジスタ初期値 $[1 \ -1 \ -1]$ の M 系列を取り上げる．以下の図 6.4 に遅延波なし，遅延波あり，提案方式それぞれの BER 特性を示す．

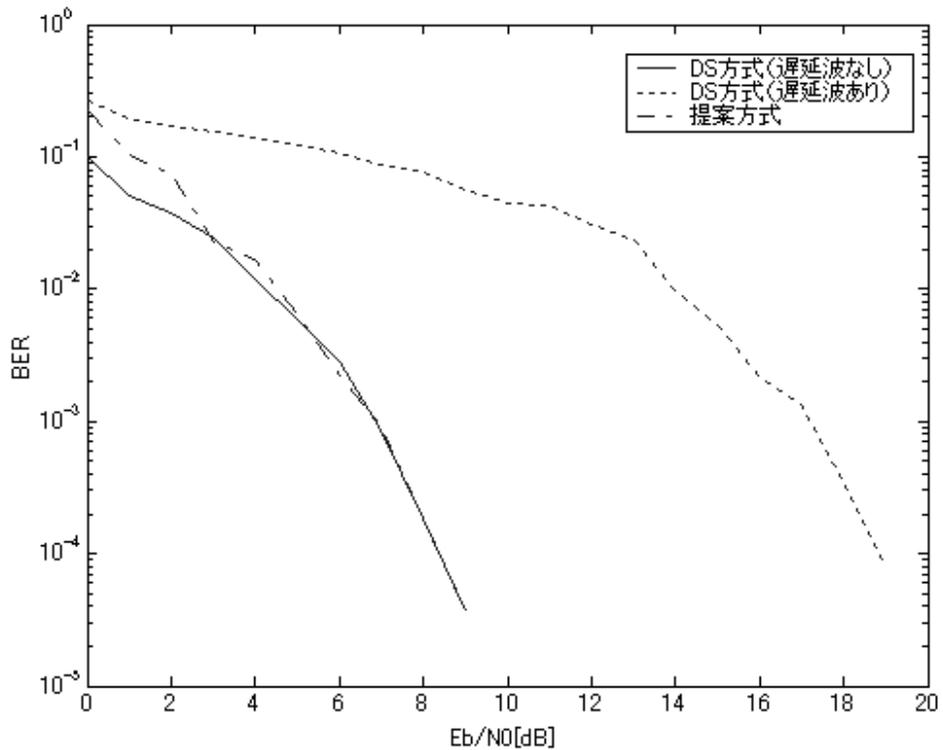


図 6.4 従来方式と提案方式の比較

遅延波ありの場合と提案方式の BER 特性を比較すると，遅延波の干渉がほぼ完全に抑圧できているのがわかる．また，シングルパスとほぼ同じビット誤り率特性を得られることが確認できる．

6.4 基地局通知間隔と BER の関係

上記までの提案方式のシミュレーションでは、1ビット通信する毎に基地局に新たな PN 系列の通知を行った。しかし、常に新たな系列を通知し続けることは効率的ではない。そこで、どの程度通知間隔を広げると、通信品質に劣化が表れるかをシミュレーションにより確認した。条件は本章 2 節の条件と同じとし、基地局への通知間隔 $T = 10^m$ ビットとし $m = 0 \sim 5$ の通知間隔別で総通信時間 1M ビットの時間平均の BER 特性を求めた。結果を以下の図 6.5 に示す。

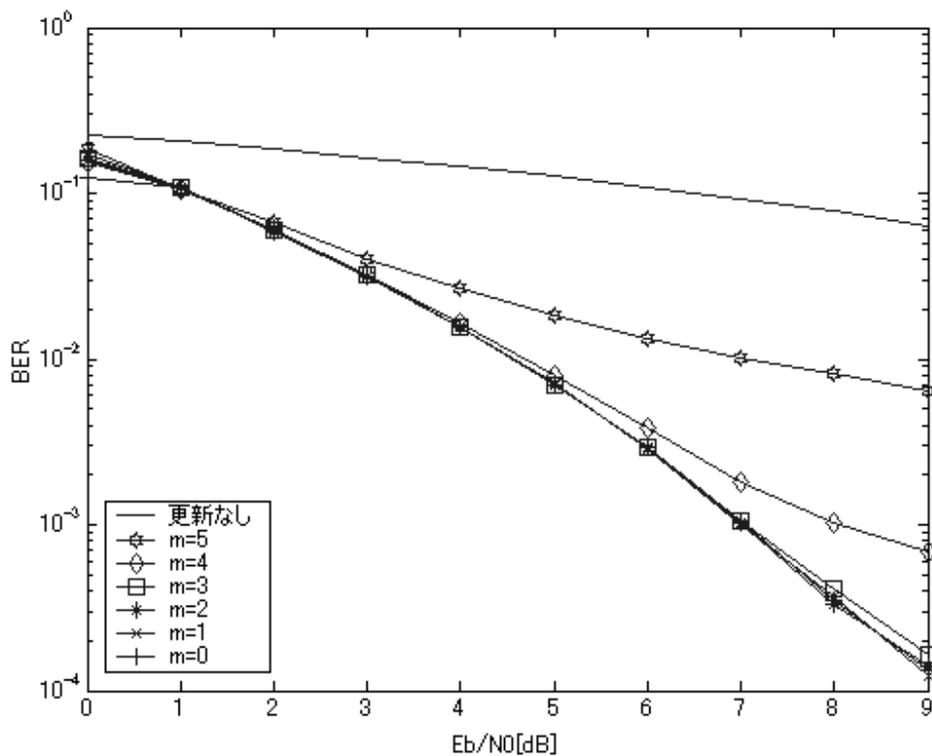


図 6.5 通知間隔と BER の関係

通知間隔が $m = 5$ となると BER 特性に大きな劣化が確認できる。しかし、 $m = 3$ までだと $m = 0$ と変わらない通信品質を維持できることが確認できる。また、 $m = 4$ であっても劣化は少なく通信に支障はないと考えられる。つまり、通知間隔 $T = 10^3 \sim 10^4$ 程度以下の通知頻度であれば概ね通信品質を維持できるといえる。

第 7 章

まとめ

本論文では，通信を行うと同時に受信局側で PN 系列の更新を行い，遅延波の干渉を軽減する系列に変化させ，その重みを一定時間間隔で送信局に通知し，次々に通信中に PN 系列を変化させる，直接拡散通信方式を提案した．提案方式を用いることにより，系列長の短い PN 系列であっても，遅延波の干渉を受けず通信が可能になった．また，どの程度の通知間隔まで通信品質を維持できるかを検証した結果，通知間隔 $T = 10^3 \sim 10^4$ 程度以下であれば，品質低下も少なく，高品質な通信が可能になることが明らかになった．

しかし，今回は受信局周りでのフェージングによる影響や，複数ユーザによる多元接続などを考慮せずに検討を行った．これらを考慮した上で，通信性能を確認することが今後の課題となる．

謝辞

本研究だけでなく，研究室配属以来，公私ともに多大なるご指導をいただきました高知工科大学情報システム工学科浜村昌則講師に，厚く御礼申し上げます．そして配属以来，共に研究活動を行ってきた仙頭君と高橋君にはいろいろお世話になりました．また，隣の席の3年生の山口君には図の作成を手伝ってもらい本当に助かりました．最後に任研究室の植田君を始め，篠森研究室の桧垣君，賀来君，竹田研究室の村井君，様々な助言や援助をありがとうございました．

参考文献

- [1] 横山光雄, "スペクトル拡散通信システム", 科学技術出版, 1988 .
- [2] Ramjee Prasad, "CDMA 移動体通信システム", 科学技術出版, 1997.
- [3] 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, 1977.
- [4] Seiji Hamada, Masanori Hamamura, Hitoshi Suzuki, Shin'ichi Tachikawa, "A Proposed DS/CDMA System Using Analog PN Sequences Produced by Adaptive Filters", IEICE Transactions on Fundamentals of Electronics Communications and Computer Sciences, Vol.E81-A, No.11, Nov. 1998.
- [5] 菊間信良, "アレーアンテナによる適応信号処理", 科学技術出版, 1998.