

平成 14 年度  
学士学位論文

# スペクトル拡散を利用した電灯線 LAN

The electric light line LAN using spectrum diffusion

1030269 佐藤 大介

指導教員 福本 昌弘

2003 年 2 月 24 日

高知工科大学 情報システム工学科

# 要 旨

## スペクトル拡散を利用した電灯線 LAN

佐藤 大介

現在，インターネットによるサービスの増加とともに，コンピュータ以外の機器を利用した接続環境が拡大している．家電分野においても，IP アドレスを持った家電製品によるサービスの提供をしようとしている．この家電製品をインターネットに接続するには LAN の構築が必要になる．専用線による有線 LAN や無線 LAN は，LAN を構築する屋内の構造による障害物などによって接続の容易さが異なる．したがって，屋内に既に配線してある電灯線を利用することで設置，配線が不要になることに注目する．

電灯線を伝送路とするとノイズと伝送路特性の変動によって信号の歪みが起こり，データ伝送の効率を低下させて誤り率が大きくなる．そこで，ノイズなどによって伝送路特性が良くない伝送路でも一般に利用できるスペクトル拡散でデータ伝送する．しかし，スペクトル拡散では，信号の歪みが補償できないためデータ伝送の効率は良くない．

本研究では，データ送受信の効率を良くするために，歪み補償による誤り率を小さくするシステムの検討を行なう．

キーワード スペクトル拡散 電灯線 LAN 誤り率 歪み補償

# Abstract

## The electric light line LAN using spectrum diffusion

Daisuke SATO

Now, the connection environment which used apparatus other than a computer with the increase in service by the Internet is expanded. Also in a household-electric-appliances field, it is going to offer service by home electronics with the IP address. Construction of LAN is needed for connecting these home electronics to the Internet. The ease of connection changes with obstacles by the indoor structure where Cable LAN and the wireless LAN by the dedicated line build LAN etc.

Therefore, it notes that installation and wiring become unnecessary by using the electric light line by which it has already wired indoors. If an electric light line is made into a transmission way, by change of a noise and the transmission way characteristic, distortion of a signal will take place, the efficiency of data communications will be reduced, and the rate of an error will become large. Then, the transmission way characteristic carries out data communications by the noise etc. by the spectrum diffusion which can generally be used also on the transmission way which is not good. However, in spectrum diffusion, since distortion of a signal cannot be compensated, the efficiency of data communications does not become good.

This research examines the system which makes small the rate of an error by distortion compensation, in order to improve efficiency of data transmission and reception.

**key words**    spectrum diffusion    The electric light line LAN    The rate of an error distortion compensation

# 目次

第 1 章	序論	1
1.1	目的と背景	1
1.2	本論文の概要	2
第 2 章	スペクトル拡散	3
2.1	スペクトル拡散の特徴	3
2.2	直接拡散変調 (DS)	4
2.2.1	変調法	4
2.2.2	被変調波のスペクトル	6
2.2.3	復調法	7
2.3	相互相関とチャンネル間干渉	9
2.3.1	相互相関関数	9
	非周期相互相関関数	10
	周期相互相関関数 - 偶相互相関関数	10
	奇相互相関関数	10
2.3.2	チャンネル間干渉	11
2.3.3	平均信号対雑音比	14
2.4	拡散符号	16
2.4.1	拡散符号の性質	16
2.5	疑似雑音系列 (PN 系列)	17
2.5.1	自己相関関数と相互相関関数	17
2.5.2	疑似雑音 (PN) 系列とは	18
2.6	スペクトル拡散のための PN 系	20
2.6.1	拡散符号としての PN 系列の条件	20

## 目次

2.7	直接拡散変調のための PN 系列 . . . . .	21
2.7.1	LFSR 系列 . . . . .	22
	LFSR 系列の多項式表現 . . . . .	23
	M 系列 . . . . .	23
<b>第 3 章</b>	<b>適応等化器</b>	<b>24</b>
3.1	FIR フィルタ . . . . .	24
3.1.1	フィルタの時間応答 . . . . .	24
3.1.2	周波数応答 . . . . .	25
3.2	FIR デジタルフィルタの設計 . . . . .	26
3.2.1	フィルタの設計とは . . . . .	26
3.2.2	FIR フィルタの特徴 . . . . .	26
3.2.3	フーリエ級数によるフィルタ設計 . . . . .	26
	LPF(Low Pass Filter) 設計手順 . . . . .	26
	BPF(Band Pass Filter) 設計手順 . . . . .	27
3.3	適応アルゴリズム . . . . .	28
3.4	学習同定法 . . . . .	30
3.5	等化器の役割 . . . . .	31
3.6	等化器の種類 . . . . .	31
<b>第 4 章</b>	<b>システムの検討と評価</b>	<b>33</b>
4.1	システムの検討 . . . . .	33
4.2	計算機シミュレーションの手順と評価方法 . . . . .	34
4.3	評価 . . . . .	35
<b>第 5 章</b>	<b>結論</b>	<b>36</b>
	謝辞	37

目次

参考文献

38

# 目次

2.1	直接拡散変調方式の構成 . . . . .	5
2.2	データ信号の波形 . . . . .	5
2.3	直接拡散変調方式の誤り率 . . . . .	8
2.4	線形帰還シフトレジスタ (LFSR) . . . . .	22
3.1	4 次の FIR フィルタ . . . . .	25
3.2	適応等化器 . . . . .	32

# 表目次

2.1 乗算操作と排他的論理和の関係 . . . . .	6
------------------------------	---



# 第 1 章

## 序論

### 1.1 目的と背景

現在，インターネットによるサービスが増加している．また，コンピュータ以外の機器を利用した接続環境が拡大している．家電分野において，IP アドレスを持った家電製品の開発や販売を行ない，サービスを提供しようとしている．

これらの家電製品はインターネットに接続することで機能を発揮できる．インターネットに接続する方法は，多くの家電を接続するための LAN の構築が必要になる．専用線を利用する有線 LAN や無線 LAN は，建物の構造によって家電製品の配置や配線，接続の容易さが異なってくる．そこで，今まで通りに家電製品を配置できて，配線する必要がない電灯線に注目する．

電灯線を伝送路とするとノイズと伝送路特性による信号の歪みがデータ伝送の効率を低下させ，誤り率を大きくさせる．そこで，伝送条件が悪い場合でも一般的に利用できるスペクトル拡散を用いてデータ伝送をする．しかし，スペクトル拡散では信号の歪みは補償できない．

この研究の目的は，データ転送の効率を良くするために歪み補償を利用して誤り率を小さくするシステムの検討を行なう．

## 1.2 本論文の概要

### 1.2 本論文の概要

本研究で検討するシステムで利用する技術やシステムの評価を行なう。第2章では、電灯線のようにノイズや歪みの起こりやすい伝送路で一般的に使われている、スペクトル拡散の説明を行なう。第3章では、スペクトル拡散のみでは、信号の歪みによってデータ転送の効率が低いため、効率を高くするために利用する適応等化器やフィルタについて説明する。第4章では、第2章、第3章で説明した技術を利用してデータ転送の効率が良くなるシステム検討や評価を行なう。

## 第 2 章

# スペクトル拡散

本章では，電灯線のようにノイズや伝送路特性による歪みが起こりやすい伝送路で一般的に利用されているスペクトル拡散について説明する．

### 2.1 スペクトル拡散の特徴

スペクトル拡散通信 (Spread Spectrum Communication:以下スペクトル拡散などと略す) を広く定義すると，情報信号のスペクトルを，最低限必要な帯域より広い帯域に広げて伝送するということである．

スペクトル拡散の大きな特徴は，同じ周波数帯を共有し通信できる点にある．

従来言われているスペクトル拡散の主な特徴は

1. 秘話性．

情報のスペクトルを拡散符号という暗号状の符号に基づき拡散するので，第三者が受信しても解読が困難である．

2. 秘匿性．

信号スペクトルを数百～数千倍にも広げて送るので，信号は雑音に埋もれた状態となり，信号の存在を検知するのが困難である．

3. 耐妨害性．

他からの妨害に強く，他に妨害を与えない．

4. 条件の悪い伝送路に強い．

5. 符号分割により非同期の多元接続が可能である．

## 2.2 直接拡散変調 (DS)

6. 多元接続通信において同時通話チャネル数が設計値を超えても、品質が若干下がるだけで急激な過負荷を生じない。
7. 遅延時間測定における時間分解能が良く測距に適している。

である。これらのうち、秘匿性と耐妨害性および多元接続においてランダムアクセスが可能なことはスペクトル拡散の特筆すべき特徴である。

ただし、いくつかの問題点も存在する。

1. 回路が複雑である。
2. チャネル間の符号間干渉により多重数や通信が制限を受ける
3. 復調するためには受信機内蔵の拡散信号発生器の位相を、受信入力 of 拡散符号の位相に合わせる同期 (符号同期) が必要である。スペクトル拡散の実現状況の最大の問題はこの符号同期にある。
4. 秘匿性を裏返せば監視が困難であるといえ、電波管理上通信局の把握が困難になる。

などの問題がある。システムの構成や回路構成の工夫などでこれらの問題を最小限にするとスペクトル拡散の特徴がより引き出せる。

スペクトル拡散複変調方式としては、直接拡散 (DS) 法、周波数ホッピング (FH) 法、時間ホッピング (TH) 法、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などがある。ここでは、本研究で利用した DS 変復調方式を説明する。

## 2.2 直接拡散変調 (DS)

### 2.2.1 変調法

DS 変調方式の原理的な構成を図 2.1 に示す。

DS 方式では送るべき情報信号により拡散符号を変調 (乗算) しスペクトルを広げて送信する。送るべきデータを入力情報信号  $d(t)$  とし、図 2.2 のような、一般に振幅  $\pm 1$ 、パルス幅  $T$  の NRZ 信号データとする。+1, -1 の振幅がランダムに生起するものとする、その電

## 2.2 直接拡散変調 (DS)

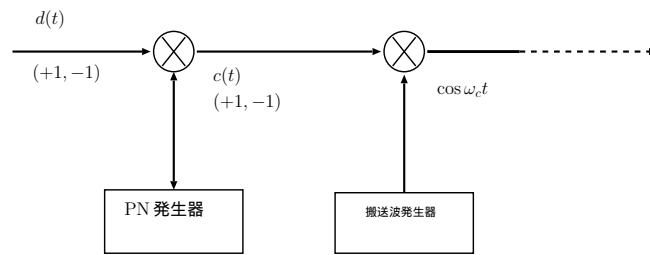


図 2.1 直接拡散変調方式の構成

力密度スペクトルは、主ローブ幅  $\frac{2\pi}{T}$  の連続スペクトルとなる。

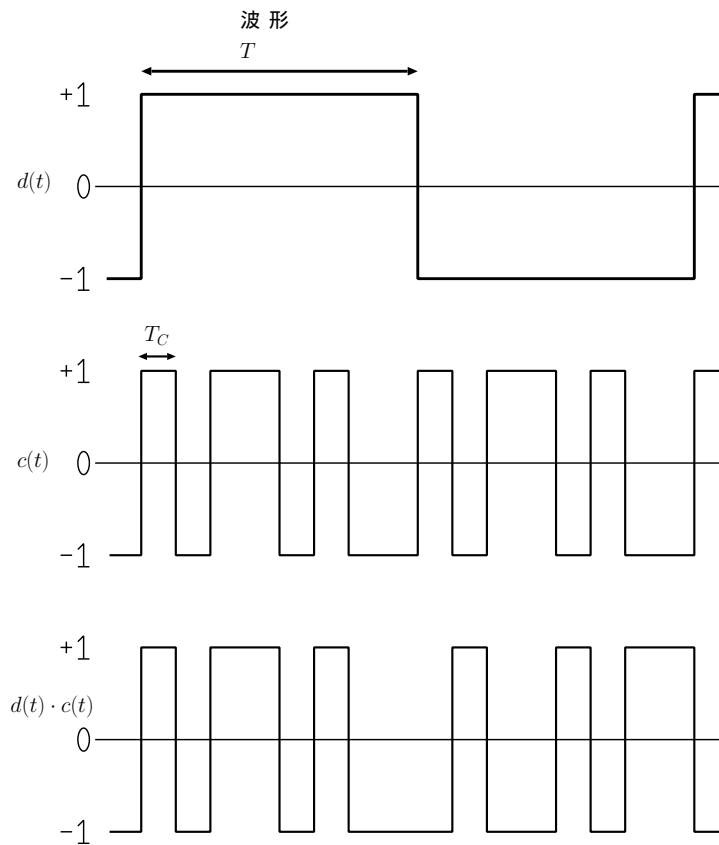


図 2.2 データ信号の波形

拡散符号  $c(t)$  は、周期  $T$  で繰り返すパルス幅 (スペクトル拡散では、通常チップ幅と言う)  $T_C = \frac{T}{N}$  ( $N$ : 整数), 振幅  $\pm 1$  の PN 信号で NRZ 信号とする。拡散符号のチップ幅は、情報信号のパルス幅の  $\frac{1}{N}$  なので、そのスペクトルは情報信号スペクトルの  $N$  倍の広がり

## 2.2 直接拡散変調 (DS)

を有する。  $N$  の値は最低でも数十で、数百、数千あるいはそれ以上のものも珍しくない。  $N$  が大きいほど、スペクトル拡散としての特徴が顕著になる。

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望の伝送帯域に移し送信する。

振幅  $\pm 1$  の信号を掛け合わせる操作を表 2.1(a) に示す。表 (a) において、 $+1$  を  $0$ 、 $-1$  を  $1$  に対応させると、同表 (b) の排他的論理和を得る。このような対応によって乗算と加算の変換関係が成り立つ。

表 2.1 乗算操作と排他的論理和の関係

(a) 乗算			(b) 排他的論理和		
$d(t)$	$c(t)$	$d(t) \cdot c(t)$	$d(t)$	$c(t)$	$d(t) \oplus c(t)$
+1	+1	+1	0	0	0
+1	-1	-1	0	1	1
-1	+1	-1	1	0	1
-1	-1	+1	1	1	0

以上のことから、 $d(t)$ 、 $c(t)$  とともに、振幅  $\pm 1$  の信号として両者の積をとる代わりに、 $d(t)$ 、 $c(t)$  を振幅  $1, 0$  の信号として両者の排他的論理和をとってもよい。この場合、出力も  $1, 0$  の信号になるが、搬送波の変調に平衡変調器を用いればよい。

### 2.2.2 被変調波のスペクトル

入力信号  $d(t)$  を速度  $B = \frac{1}{T}$  (bit/s) でランダムに変化する振幅  $\pm 1$  の NRZ 信号とすると、そのスペクトルの広がりが  $B$  (Hz) の  $\left(\frac{\sin x}{x}\right)$  形の連続スペクトルとなる。

入力情報信号と拡散信号の乗算を行うと、そのスペクトルは両信号スペクトルを畳み込んだものとなる。

拡散信号は、繰り返し周期  $T$  の PN 系列なので、そのスペクトルは  $B = \frac{1}{T}$  (Hz) 間隔の

## 2.2 直接拡散変調 (DS)

線スペクトルとなり，その主ローブは  $W = \frac{1}{T_C}$  の広がりをもつ．

このような拡散信号を情報信号で変調すると，そのスペクトルは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，連続スペクトルになる．

送信機では，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．

### 2.2.3 復調法

周波数に変調された DS 信号を復調するには搬送は復調と逆拡散を行なう必要がある．

受信機入力の信号を  $r(t)$  とすると， $r(t)$  は拡散された信号と伝送途中で加わった雑音の和として

$$r(t) = \sqrt{P}d(t)c(t) + n(t) \quad (2.1)$$

と表すことができる．

$d(t)$ ， $c(t)$  は振幅  $\pm 1$  の信号， $P$  は信号電力， $n(t)$  は雑音で伝送遅延時間は省略してある．

受信機では送信機と同一の PN 信号  $c(t)$  を  $r(t)$  に乗じて PN 信号の 1 周期にわたって積分した後，しきい値判定により信号の相関検波を行なう．

この場合，受信機の PN 信号は PN 同期によって到来波中の PN 信号の意を鵜に一致しているものとする．

相関出力を  $z$  とすると， $c^2(t) = 1$  より，

$$\begin{aligned} z &= \int_0^T r(t)c(t)dt \\ &= \sqrt{P} \int_0^T d(t)dt + \int_0^T n(t)c(t)dt \end{aligned} \quad (2.2)$$

となる．

右辺第 1 項は  $d(t) = \pm 1$  なので  $\pm\sqrt{PT} = \pm\sqrt{E_bT}$  となる．ただし， $E_b$  は信号 1 ビットのエネルギーを表し  $E_b = PT$  である．

右辺第 2 項は， $n(t)$  として両側電力スペクトル密度  $\frac{N_0}{2}$  の白色雑音を考えると，分散  $\frac{N_0T}{2}$  のガウス雑音となる．

## 2.2 直接拡散変調 (DS)

式 (2.2) は、両極性信号 (antipodal signal) で、その信号の誤り率は、

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2 * \pi}} \int_x^{\infty} e^{-\frac{t^2}{2}} dt \quad (2.3)$$

をもちいて、

$$P_e = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right) \quad (2.4)$$

となる。

式 (2.4) の誤り率を図 2.3 に示す。

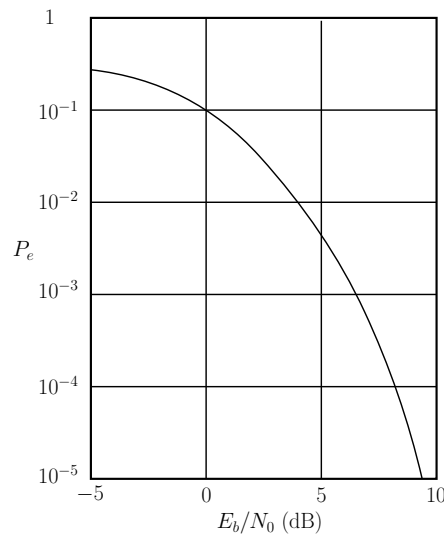


図 2.3 直接拡散変調方式の誤り率

搬送波周波数がかかっている場合の受信信号は

$$r(t) = \sqrt{2P}d(t)c(t) \cos \omega_C t + n(t) \quad (2.5)$$

と表され、受信機ではこれに  $c(t) \cos \omega_C t$  を乗じて積分し相関検波を行なう。この場合の相

関出力は

$$\begin{aligned} z &= \int_0^T r(t)c(t) \cos \omega_C t dt \\ &= \sqrt{\frac{P}{2}} \int_0^T d(t) dt + \sqrt{\frac{P}{2}} \int_0^T d(t) \cos 2\omega_C t dt + \int_0^T n(t)c(t) \cos \omega_C t dt \end{aligned} \quad (2.6)$$

となる。



## 2.3 相互相関とチャネル間干渉

この右辺第 2 項は  $\omega_C \gg \frac{1}{T}$  として無視する。

右辺第 1 項の相関出力は  $\pm\sqrt{P/2T} = \pm\sqrt{E_b T/2}$  となる。また、右辺第 3 項は分散  $\frac{N_0 T}{4}$  のガウス雑音になる。

この場合の誤り率は、

$$P_e = \frac{1}{\sqrt{\pi N_0 T/2}} \int_0^\infty \exp\left\{-\frac{(z + \sqrt{E_b T/2})^2}{N_0 T/2}\right\} dz \quad (2.7)$$

で求まる。

式 2.7 で  $z + \sqrt{E_b T/2} = \sqrt{n_0 T} y/2$  と変数変換すれば

$$P_e = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right)$$

となり、同一の結果が得られる。

復調の場合  $c(t) \cos \omega_C t$  を乗ずることは、逆拡散と搬送波復調を行なうことだが、スペクトル拡散の場合、信号は雑音に埋もれた状態であるので、そのままの状態では搬送波同期をとることはほとんど不可能に近い。よって、逆拡散を行なった後、搬送波復調を行なうか、または、逆拡散を行ないながら搬送波復調を行なう必要がある。

## 2.3 相互相関とチャネル間干渉

### 2.3.1 相互相関関数

DS-SSMA では符号間の相互相関によって生じるチャネル間干渉 (co-channel interference) がチャネル数を制限する主要な要因となる。

DS 方式ではデータ変調による符号の反転を考慮する必要があり、以下のようないくつかの相関関数を定義する必要が生じる。

## 2.3 相互相関とチャネル間干渉

### 非周期相互相関関数

$i$  チャネルの符号系列を  $(c_0^i, c_1^i, \dots, c_{N-1}^i)$ ,  $k$  チャネルの符号系列を  $(c_0^k, c_1^k, \dots, c_{N-1}^k)$  とする. とともに  $\pm 1$  の値をとる長さ  $N$  の周期系列とする.

符号系列  $\{c_j^i\}$  と  $\{c_j^k\}$  間の非周期相互相関関数 (aperiodic cross-correlation function) を

$$x_{i,k}(l) = \sum_{j=0}^{N-1-l} c_j^i c_{j+l}^k \quad (l > 0) \quad (2.8)$$

$$x_{i,k}(l) = \sum_{j=0}^{N-1+l} c_{j-l}^i c_j^k \quad (l < 0) \quad (2.9)$$

のように定義する. また,

$$x_{i,k}(l) = x_{k,i}(-l) \quad (2.10)$$

の関係がある.

### 周期相互相関関数 - 偶相互相関関数

符号系列  $\{c_j^i\}$  と  $\{c_j^k\}$  間の周期相互相関関数 (periodic cross-correlation function) を

$$R_{i,k}(l) = \sum_{j=0}^{N-1} c_j^i c_{j+l}^k \quad (2.11)$$

のように定義する. これは通常使われる相互相関関数である. また,

$$R_{i,k}(l) = x_{i,k}(l) + x_{i,k}(l - N) \quad (2.12)$$

の関係がある. さらに

$$R_{k,i}(l) = R_{i,k}(N - l) \quad (2.13)$$

の関係から偶相互相関関数 (even cross-correlation function) と言う.

### 奇相互相関関数

符号系列  $\{c_j^i\}$  と  $\{c_j^k\}$  間の奇相互相関関数 (odd cross-correlation function) を

$$\hat{R}_{i,k}(l) = x_{i,k}(l) - x_{i,k}(l - N) \quad (2.14)$$

## 2.3 相互相関とチャネル間干渉

と定義する .

これは他方のチャネルの符号が周期の途中で反転している場合の 1 周期にわたる相互相関を表す .

$$\hat{R}_{k,i}(l) = -\hat{R}_{i,k}(N-l) \quad (2.15)$$

の関係があることから奇相関と呼ばれる .

以上で定義した各種の相互相関関数を用いて直接拡散多元接続方式 (DS-SSMA) のチャネル間干渉を求める .

### 2.3.2 チャネル間干渉

受信機入力における  $i$  チャネルの信号を

$$r_i(t) = \sqrt{2P}d_i(t)c_i(t) \cos \omega_C t \quad (2.16)$$

とする .

他のチャネルはこれに対して相対的遅延  $0 \leq \tau_k < 2\pi$  ( $T$ : 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

$$r_k(t) = \sqrt{2P}d_k(t - \tau_k)c_k(t - \tau_k) \cos(\omega_C t + \phi_k) \quad (2.17)$$

と表す . すなわち受信機入力における全てのチャネルの電力は同一になるように制御されているものとする .  $T$  以上の遅延 ,  $2\pi$  以上の位相のずれは  $\text{mod} T$  ,  $\text{mod}(2\pi)$  を考えても以下の解析は一般性を失わない .

全受信入力は

$$r_k(t) = n(t) + \sum_{k=1}^k \sqrt{2P}d_k(t - \tau_k)c_k(t - \tau_k) \cos(\omega_C t + \phi_k) \\ \tau_i = \phi_i = 0 \quad (2.18)$$

と表される .

$i$  チャネルの相関器出力を  $z_i$  とすると

$$z_i = \int_0^T r(t)c_i(t) \cos \omega_C t dt$$

### 2.3 相互相関とチャネル間干渉

$$\begin{aligned}
&= \sqrt{2P} \int_0^T d_i(t) c_i^2(t) \cos^2 \omega_C t dt \\
&+ \sqrt{2P} \sum_{k=1, k \neq i}^K \int_0^T d_k(t - \tau_k) c(t - \tau_k) c_i(t) \cos(\omega_C t + \phi_k) \cos \omega_C t dt \\
&+ \int_0^T n(t) c_i(t) \cos \omega_C t dt
\end{aligned} \tag{2.19}$$

この第1項は求める  $i$  チャネルの受信出力, 第2項はチャネル間干渉出力, 第3項は雑音出力である.

通常  $\omega_C \gg \frac{1}{T}$  であり, 第1項, 第2項のダンプ積分から出てくる  $\omega_C$  の成分の積分は実質上0とみなすことができる.

今,  $i$  チャネルの信号に対して同期が取れているものとして

$$d_i(t) = d_i, \quad 0 \leq t < T \tag{2.20}$$

とすると, 第1項の信号成分は  $c_i^2(t) = 1$  より

$$z_{ii} = \sqrt{\frac{P}{2}} d_i T, \quad d_i \in \pm 1 \tag{2.21}$$

となる.

次に  $i$  チャネル相関器出力における  $k$  チャネル信号の出力を求める.

$k$  チャネルのデータ信号を

$$d_k(t) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} d_{k,l} P_T(t - lT), \quad d_{k,l} \in \pm 1 \tag{2.22}$$

のように表す. ここで

$$P_T(t) \begin{cases} = 1 & (0 \leq t < \tau) \\ = 0 & (t < 0, t \geq \tau) \end{cases} \tag{2.23}$$

であり,  $P_T(t - lT)$  のような関数である.

$i$  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, ダンプ積分において  $2\omega_C$  成分を無視すれば

$$z_{ik} = \sqrt{\frac{P}{2}} \int_0^T d_k(t - \tau_k) c_k(t - \tau_k) c_i(t) \cos \phi_k dt \tag{2.24}$$

## 2.3 相互相関とチャネル間干渉

となる .

ここで

$$d_k(t - \tau_k) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} d_{kl} P_T(t - \tau_k - lT) \quad (2.25)$$

で  $0 \sim T$  間では

$$\begin{aligned} d_k(t - \tau_k) &= d_{k,-1} & 0 \leq t < \tau_k \\ d_k(t - \tau_k) &= d_{k,0} & \tau_k \leq t < T \end{aligned} \quad (2.26)$$

これから

$$\begin{aligned} z_{ik} &= \left( \sqrt{\frac{P}{2}} \cos \phi_k \right) \left\{ d_{k,-1} \int_0^{\tau_k} c_k(t - \tau_k) c_i(t) dt + d_{k,0} \int_{\tau_k}^T c_k(t - \tau_k) c_i(t) dt \right\} \\ &\equiv \left( \sqrt{\frac{P}{2}} \cos \phi_k \right) \{ d_{k,-1} \theta_{k,i}(\tau_k) + d_{k,0} \hat{\theta}_{k,i}(\tau_k) \} \end{aligned} \quad (2.27)$$

ただし ,

$$\theta_{k,i}(\tau) = \int_0^{\tau} c_k(t - \tau) c_i(t) dt \quad (2.28)$$

$$\hat{\theta}_{k,i}(\tau) = \int_{\tau}^T c_k(t - \tau) c_i(t) dt \quad (2.29)$$

と置く . ここで

$$c_k(t) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} c_j^k P_{T_c}(t - jT_c), \quad T_c = \frac{T}{N} \quad (2.30)$$

で  $c_j^k$  は周期  $N$  の周期系列である .

$0 \leq lT_c \leq \tau \leq (l+1)T_c \leq T$  , このような場合に対して  $\theta_{k,i}(\tau)$  と  $\hat{\theta}_{k,i}(\tau)$  を求める .

$$\begin{aligned} \theta_{k,i}(\tau) &= \int_0^{\tau - lT_c} c_0^i c_{N-l-1}^k dt + \int_0^{(l+1)T_c - \tau} c_0^i c_{N-1}^k dt \\ &+ \int_0^{\tau - lT_c} c_1^i c_{N-l}^k dt + \int_0^{(l+1)T_c - \tau} c_1^i c_{N-l+1}^k dt + \dots \\ &+ \int_0^{\tau - lT_c - T_c} c_{l-1}^i c_{N-l}^k dt + \int_0^{\tau - lT_c} c_l^i c_{N-1}^k dt \end{aligned}$$

## 2.3 相互相関とチャネル間干渉

$$\begin{aligned}
&= (\tau - lT_C) \sum_{j=0}^l c_j^i c_{j+N-l-1}^k + \{(l+1)T_C - \tau\} \sum_{j=0}^{l-1} c_j^i c_{j+N-l}^k \\
&= \left( \sum_{j=0}^{l-1} c_j^i c_{j+N-l}^k \right) T_C + \left\{ \sum_{j=0}^l c_j^i c_{j+N-l}^k - \sum_{j=0}^{l-1} c_j^i c_{j+N-l}^k \right\} (\tau - lT_C) \\
&= x_{k,i}(l-N)T_C + \{x_{k,i}(l+1-N) - x_{k,i}(l-N)\}(\tau - lT_C) \quad (2.31)
\end{aligned}$$

同様に

$$\hat{\theta}_{k,i}(\tau) = x_{k,i}(l)T_C + \{x_{k,i}(l+1) - x_{k,i}(l)\}(\tau - lT_C) \quad (2.32)$$

を得る .

$x_{k,i}$  の代わりに  $R_{k,i}$ 、 $\hat{R}_{k,i}$  を用いると

( $d_{k,0} = d_{k,-1}$  の場合)

$$z_{i,k} = \sqrt{\frac{P}{2}} d_{k,0} [R_{k,i}(l_k)T_C + \{R_{k,i}(l_k+1) - R_{k,i}(l_k)\}(\tau_k - l_k T_C)] \cos \phi_K \quad (2.33)$$

但し、 $l_k T_C \leq \tau_k \leq (l_k+1)T_C$  ( $d_{k,0} \neq d_{k,-1}$  の場合)

$$z_{i,k} = \sqrt{\frac{P}{2}} d_{k,0} [\hat{R}_{k,i}(l_k)T_C + \{\hat{R}_{k,i}(l_k+1) - \hat{R}_{k,i}(l_k)\}(\tau_k - l_k T_C)] \cos \phi_K \quad (2.34)$$

を得る . 式 2.33 と式 2.34 から反転のある場合には  $R$  の代わりに  $\hat{R}$  とすればよいことが分かる .

### 2.3.3 平均信号対雑音比

$i$  チャネル相関器の出力  $z_i$  は

$$\begin{aligned}
z_i &= \sqrt{\frac{P}{2}} d_i T + \sqrt{\frac{P}{2}} \sum_{k=1, k \neq i}^K \{d_{k,-1} \theta_{k,i}(\tau_k) + d_{k,0} \hat{\theta}_{k,i}(\tau_k)\} \cos \phi_k \\
&\quad + \int_0^T n(t) c_i(t) \cos \omega_C t dt \quad (2.35)
\end{aligned}$$

となる .

次に  $z_i$  の分散を求める。

## 2.3 相互相関とチャネル間干渉

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

$$n_0(t) = \int_0^T n(t)c_i(t) \cos \omega_C t dt \quad (2.36)$$

の分散  $\langle n_0^2(t) \rangle$  は

$$\begin{aligned} \langle n_0^2(t) \rangle &= \left\langle \int_0^T n(u)c_i(u) \cos \omega_C u du \cdot \int_0^T n(v)c_i(v) \cos \omega_C v dv \right\rangle \\ &= \int_0^T \int_0^T \langle n(u)n(v) \rangle c_i(u)c_i(v) \cos \omega_C u \cos \omega_C v du dv \\ &= \int_0^T \int_0^T \frac{N_0}{2} \delta(u-v) c_i(u)c_i(v) \cos \omega_C u \cos \omega_C v du dv \\ &= \frac{N_0}{2} \int_0^T \frac{1}{2} (1 + \cos 2\omega_C u) du \\ &= \frac{N_0}{4} T \end{aligned} \quad (2.37)$$

となる。

第 2 項のチャネル間干渉成分の分散を求めるときに、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  $\frac{1}{2}$  の確率で  $+1, -1$  をとる確率変数、 $\tau_k$  を  $0 \sim T$  区間で一様分布する確率変数、 $\phi_k$  を  $0 \sim 2\pi$  で一様分布する確率変数とすると、第 2 項  $\sum z_{ik}$  の分散  $\langle (\sum z_{ik})^2 \rangle$  は計算の結果

$$\begin{aligned} \left\langle \left( \sum z_{ik} \right)^2 \right\rangle &= \left( \frac{P}{4T} \right) \sum_{k=1, k \neq i}^K \int_0^T \{ \theta_{k,i}^2(\tau) + \hat{\theta}_{k,i}^2(\tau) \} dt \\ &= \left( \frac{P}{4T} \right) \sum_{k=1, k \neq i}^K \sum_{l=0}^{N-1} \int_{iT_C}^{(l+1)T_C} \{ \theta_{k,i}^2(\tau) + \hat{\theta}_{k,i}^2(\tau) \} dt \\ &= \frac{PT^2}{12N^3} \left( \sum_{k=1, k \neq i}^K r_{k,i} \right) \end{aligned} \quad (2.38)$$

$$\begin{aligned} r_{k,i} &= \sum_{l=0}^{N-1} \{ x_{k,i}^2(l-N) + x_{k,i}(l-N)x_{k,i}(l-N+1) + x_{k,i}(l-N+1) \\ &\quad + x_{k,i}^2(l) + x_{k,i}(l)x_{k,i}(l+1) + x_{k,i}^2(l+1) \} \end{aligned} \quad (2.39)$$

## 2.4 拡散符号

のように求まる．相関器出力の全雑音の分散  $\langle z_i^2 \rangle$  は

$$\langle z_i^2 \rangle = \frac{PT^2}{12N^3} \left( \sum_{k=1, k \neq i}^K r_{k,i} \right) + \frac{1}{4} N_0 T \quad (2.40)$$

のようになる．信号電力対全雑音電力比は  $PT^2/2$  を式 (2.40) で割ればよく

$$\frac{S}{N} = \frac{1}{\frac{1}{6N^3} \left( \sum_{k=1, k \neq i}^K r_{k,i} \right) + \frac{N_0}{2PT}} \quad (2.41)$$

のようになる．

$\sum r_{k,i}$  に対しては

$$\frac{1}{6N^3} \sum_{k=1, k \neq i}^K r_{k,i} = \frac{K-1}{3N} \quad (2.42)$$

の近似式が導かれる．これを代入すると

$$\frac{S}{N} = \frac{1}{\frac{K-1}{3N} + \frac{N_0}{2E_b}} \quad (2.43)$$

と表される．これを白色雑音とみなして誤り率を近似的に計算できる．

## 2.4 拡散符号

拡散符号は，スペクトル拡散を利用するときに，重要な役割をはたす．

### 2.4.1 拡散符号の性質

スペクトル拡散の特徴は，拡散変調に用いる拡散符号の性質に基づいている．拡散符号の性質は

1. 拡散符号により情報を広帯域に一樣に拡散し電力スペクトル密度の低い雑音状にすることで，妨害を与えにくく受けにくくでき，通信していることも秘匿できる．
2. 拡散符号が推定されなければ復調できず，拡散符号は暗号の鍵の役割を果たし秘話性を保てる．



## 2.5 疑似雑音系列 (PN 系列)

3. 複数のきょくに ID, アドレスとして割り当てられる拡散符号の間の相互相関が小さく直交に近いことにより, 符号分割多元接続が可能となる.
4. 測距における距離分解能, 最大測定範囲, 測距に要する時間は, 拡散符号に依存する. また, 通信と測距を同時に行なう場合にも重要な役割を果たす.

などがある.

## 2.5 疑似雑音系列 (PN 系列)

スペクトル拡散において拡散符号として重要な役割をはたす PN 系列を, 熱雑音のような物理的な雑音の時系列とは異なる PN 系列の疑似雑音性, ランダム性を示す.

### 2.5.1 自己相関関数と相互相関関数

信号  $c(t)$  と  $c(t)$  を時間的に  $\tau$  だけずらした信号  $c(t - \tau)$  の内積によって

$$R_{cc}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T c(t)c(t - \tau)dt \quad (2.44)$$

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

$$R_{cb}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T c(t)b(t - \tau)dt \quad (2.45)$$

のように定義される  $R_{cb}(\tau)$  を  $c(t)$  と  $b(t)$  の相互相関関数と言う.

式 (2.44), 式 (2.45) は数学的な定義であり, 信号  $c(t)$  と  $b(t)$  が周期  $T$  をもつ場合, 実用的には 1 周期分の積分を考えれば良い. よって

$$R_{cc}(\tau) = \frac{1}{T} \int_0^T c(t)c(t - \tau)dt \quad (2.46)$$

$$(2.47)$$

$$R_{cb}(\tau) = \frac{1}{T} \int_0^T c(t)b(t - \tau)dt \quad (2.48)$$

## 2.5 疑似雑音系列 (PN 系列)

となる .

とくに ,  $c(t)$  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 . すると ,  $R_{cc}(\tau)$  と  $R_{cb}(\tau)$  は

$$R_{cc}(l) = \sum_{k=0}^{N-1} C_k C_{k+l}^* \quad (2.49)$$

$$R_{cb}(l) = \sum_{k=0}^{N-1} C_k B_{k+l}^* \quad (2.50)$$

のような  $R_{cc}(l)R_{cb}(l)$  とで表される . ただし ,  $N$  によって正規化されていない . ここで ,  $*$  は複素共役を表す .

一般に , 相互相関関数は二つの信号あるいは系列の間の類似度を表し , 相互相関関数の値がゼロに近いほど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ずらしたものの類似度 , 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 .

### 2.5.2 疑似雑音 (PN) 系列とは

最も代表的な PN 系列として , 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 , 排他的論理和 (Exclusive OR)  $\oplus$  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 .

[狭義の PN 系列の定義]

自己相関関数が 2 レベルの値だけを取り , 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る周期系列 .

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  $C_k(k :$

## 2.5 疑似雑音系列 (PN 系列)

整数) の関係は

$$C_k = \exp(j\pi c_k) = (-1)^{c_k} \quad (2.51)$$

により対応づけられ、位相変調または平衡 - 不平衡変換などにより回路的に実現できる。但し、 $j = \sqrt{-1}$ 。式 (2.51) を式 (2.49) に代入することにより、自己相関関数  $R_{cc}(l)$  は

$$\begin{aligned} R_{cc}(l) &= \sum_{k=0}^{N-1} (-1)^{c_k} (-1)^{c_{k+l}} \\ &= N - 2 \sum_{k=0}^{N-1} c_k \oplus c_{k+l} \end{aligned} \quad (2.52)$$

となり、1 周期中の  $c_k$  と  $c_{k+l}$  が一致するチップ数と一致しないチップ数の差を周期  $N$  で割った値に等しいことがわかる。ここで、 $\oplus$  は有限体 GF(2) 上の加算、すなわち排他的論理和を表す。同様に相互相関関数  $R_{cb}(l)$  は

$$R_{cb}(l) = N - 2 \sum_{k=0}^{N-1} c_k \oplus b_{k+l} \quad (2.53)$$

となる。

従って、式 (2.49) または、式 (2.52) で定義される周期  $N$  の 2 元系列  $\{c_k\}$  または、2 値系列  $\{C_k\}$  の自己相関関数  $R_{cc}(l)$  が 2 レベルの値をもち、

$$R_{cc}(l) = \begin{cases} N & (l = 0 \bmod N) \\ -1 & (\text{otherwise}) \end{cases} \quad (2.54)$$

となるものを狭義の PN 系列と言う。

但し、 $l = 0 \bmod N$  は、 $l$  を  $N$  で割った余りが 0 となることを表し、 $l$  が周期  $N$  の倍数であることを意味する。

熱雑音などの白色雑音は、自己相関関数が位相差ゼロで鋭いピークをもち位相差ゼロ以外ではゼロとなる無相関な信号である。式 (2.54) より、狭義の PN 系列は位相差が周期の整数倍以外で自己相関関数がゼロに近い小さい値をとる。また、1 周期中に現れる 0 と 1 (1 と -1) の個数がほとんどバランスしていることは、雑音と同様に確率的なランダム性を意味する。このように雑音と似た性質をもつことから、疑似雑音系列と呼ばれる。

## 2.6 スペクトル拡散のための PN 系

M 系列は，PN 系列の定義を満たしているが，そのほかに，1 周期中の 0 と 1(1 と -1) の連の分布がほとんど等しいなどの雑音と同様なランダム性を示す性質をもつ．しかし，段数と帰還結線の位置と初期値が決まった LFSR から一意に決定され再現性があること，および周期系列であることは，ランダム性に反し，雑音とは異なる．これらの再現性や周期性は，スペクトル拡散方式の拡散符号として必要な性質である．

## 2.6 スペクトル拡散のための PN 系

スペクトル拡散において，PN 系列は伝送される情報に対して雑音状の搬送波として作用し，信号の周波数周波数スペクトルを広帯域に広げるための拡散符号として用いられる．この PN 系列の種類，周期，チップ速度の組み合わせは，同期方式とともに，システムの基本的な性能の論理的限界を決定する．

### 2.6.1 拡散符号としての PN 系列の条件

拡散変調方式の種類や，符号分割多元接続を行なう場合と行なわない場合に応じて，拡散符号として用いる PN 系列に要求される条件は異なる．一般に拡散符号として用いる PN 系列に要求される条件は

1. 自己相関関数  $R_{cc}(l)$  位相差  $l = 0 \pmod N$  ( $N$ :周期) で鋭いピークをもち、それ以外の  $l$  について十分小さいこと．
2. SSMA を行なう各局に割り当てた PN 系列の集合内で，任意の二つの PN 系列  $\{C_k\}$ ， $\{B_k\}$  間の相互相関関数  $R_{cb}(l)$  の絶対値が全ての位相差  $l$  について十分小さいこと．
3. 上記条件を満たす PN 系列の集合に含まれる系列数が多いこと．

である．

## 2.7 直接拡散変調のための PN 系列

以上三つの条件は、ある程度トレードオフの関係にあるが、実際のシステムの仕様等により、システムに適した PN 系列を選択または設計すべきである。具体的には、次のような事項を考慮してシステムに適した拡散符号を検討する必要がある。

### 1. 拡散変調

直接拡散方式と周波数ホッピング方式では、信号スペクトルを広帯域に拡散する方法が異なるため、それぞれに適した拡散符号がある。また、拡散変調方式が同一でも拡散復調(逆拡散)方式に応じて拡散符号に求められる要件が異なる。逆に、拡散符号の特徴を生かした拡散変調・復調方式も検討されている。

### 2. 多元接続

広帯域を単一の局(ユーザ)で利用する場合には、上述の 2., 3. の条件は不要である。複数の局が符号分割多元接続する場合でも、複数の送信局間で同期をとる CDMA(同期 CDMA)には、直交系列を拡散符号に用いたり、同一の PN 系列を位相をずらして複数局に利用することもできる。送信局間で同期をとらずランダムアクセスする CDMA(非同期 CDMA)では、起こり得るすべての位相関係について拡散符号の相関特性を評価する必要がある。

### 3. 同期捕そく

受信端における受信拡散符号と局発拡散符号の同期捕そく・保持が確保されないと、スペクトル拡散方式の利点は成り立たない。また、一般に周期の長い拡散符号を用いるほど、干渉抑圧、秘匿性、測距分解能の能力が向上し、CDMA の同時アクセス可能局数を増加できる。しかし、周期の増加に伴い同期捕そくに要する時間が増大する。従って、上述の 1., 2. の相関特性ばかりでなく、同期捕そく時間および拡散符号の性質を利用した同期捕そく・保持法の有無も拡散符号の選択に考慮する必要がある。

### 4. 秘話性

システムの秘話性を重視する場合としない場合では、拡散符号に要求される条件が異な

## 2.7 直接拡散変調のための PN 系列

る．1 周期の一部分だけから 1 周期全体が簡単に推定できてしまう線形 PN 系列では秘話性が低く，線形 PN 系列の中では系列構造の推定の困難さを表す線形複雑度の大きいものは秘話性が高い．更に，暗号学的な秘話性を要求する場合には，系列の非線形性やランダム性を検討する必要がある．

### 5. バランス

PN 系列の 1 周期の総和がゼロとなる系列をバランスのとれた系列と言う．実際には，奇数周期の系列が多く，その場合には総和がゼロに近い系列を言う．2 元 (2 値)M 系列では 1 周期中の 0 と 1 (1 と  $-1$ ) の出現数が一つだけ異なり，バランスしている．直流および低域周波数成分が抑圧され，耐妨害性，秘話性，電力消費などの面からバランスのとれた系列が望ましい．

直接拡散変調のための拡散符号は，ほとんどの場合 2 値 PN 系列が用いられる．M 系列に代表される代数的に構造が詳しく知られている線形帰還シフトレジスタ (LFSR) 系列を示す．

### 2.7.1 LFSR 系列

LFSR 系列とは，図 2.4 に示すようなシフトレジスタ，係数器，加算器で構成される線形帰還シフトレジスタ (LFSR) により生成される系列を言う．

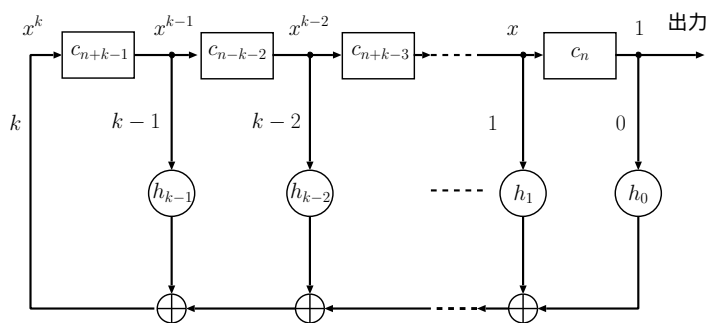


図 2.4 線形帰還シフトレジスタ (LFSR)

## 2.7 直接拡散変調のための PN 系列

### LFSR 系列の多項式表現

図に示す  $k$  段 LFSR に対応する多項式を考える． $k$  次多項式

$$h(x) = h_k x^k + h_{k-1} x^{k-1} + \cdots + h_1 x + h_0 \quad (2.55)$$

の係数が  $h_k = h_0 = 1$  で，その他の  $h_i (i = 1, 2, \dots, k-1)$  が 0 か 1 であるとき，2 元  $k$  次多項式と呼ぶ．このとき，任意の整数  $n$  に対して，

$$h_k c_n \oplus h_{k-1} c_{n-1} \oplus \cdots \oplus h_1 c_{n-k+1} \oplus h_0 c_{n-k} = 0 \quad (2.56)$$

を満たす系列  $\{c_n\}$  を多項式  $h(x)$  によって生成される系列を言う．ここで， $\oplus$  は排他的論理和である．式 (2.56) において， $n$  を  $n+k$  で置き換えると， $h_k = 1$  であるから，

$$c_{n+k} = h_{k-1} c_{n+k-1} \oplus \cdots \oplus h_1 c_{n+1} \oplus h_0 c_n \quad (2.57)$$

のような漸化式に書き直すことが出来る．式 (2.57) から，系列  $\{c_n\}$  は図 2.4 に示す  $k$  段 LFSR から生成できることがわかる．

LFSR 系列の多項式表現は，相関関数や最大値，最小値に関する限界などを求める場合などの LFSR 系列の性質や代表的な構造を調べる上で重要である．特に，LFSR 系列は必ず周期  $N$  をもつ周期系列であり，周期  $N$  は係数多項式  $h(x)$  が割り切る  $x^n - 1$  の最小次数  $n$  で  $N < 2^k - 1$  あることが知られている．

### M 系列

$k$  段の LFSR に全ゼロ以外の初期値を入れることにより生成される LFSR 系列のうちで，周期  $N$  が最長となるものを M 系列と呼ぶ．1 周期中に全ゼロ以外の全ての  $k$  ビットのパターンが必ず 1 回ずつ出てくることから  $N = 2^k - 1$  である．このような系列は LFSR の帰還結線の位置がある限られた組合せを満たすときのみ生成される．それ以外の時間は周期より短い系列となる．

## 第 3 章

# 適応等化器

スペクトル拡散だけでは、伝送路特性による信号の歪み残る。このため、データ伝送の効率は悪い状態である。本章では、誤り補償に用いる自動等化器とノイズ除去に利用する FIR フィルタを中心に説明する。

### 3.1 FIR フィルタ

FIR デジタルフィルタは、そのインパルス応答が有限時間長で表されるものであり、それがフィルタの係数となっている。

FIR デジタルフィルタを設計することは、希望の周波数特性が得られるようにフィルタ係数を決定することである。図 3.1 を用いて説明をする。

#### 3.1.1 フィルタの時間応答

図 3.1 の FIR フィルタの入出力を表す時間表現は畳み込み演算により

$$\begin{aligned} y_n &= h_0 x_n + h_1 x_{n-1} + h_2 x_{n-2} + h_3 x_{n-3} + h_4 x_{n-4} \\ &= \sum_{k=0}^4 h_k x_{n-k} \end{aligned} \quad (3.1)$$

のように表すことができる。

現在の入力と過去の入力に適切な係数を掛けることにより、フィルタの出力が求められる。

図 3.1 において、入出力は、本来  $X(z)$ 、 $Y(z)$  と書くべきである。この図 3.1 では、信号系列を次々と処理する様子を表すために  $x_n$ 、 $y_n$  としてある。



### 3.1 FIR フィルタ

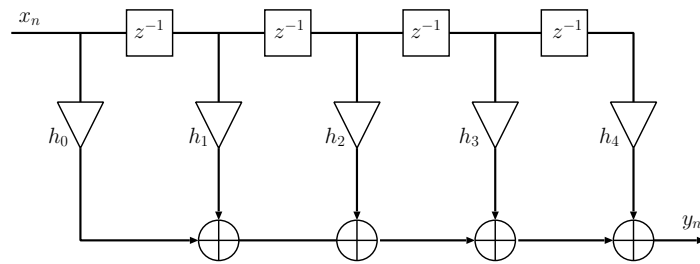


図 3.1 4 次の FIR フィルタ

#### 3.1.2 周波数応答

このフィルタの伝達関数  $H(z)$  は図 3.1 から,

$$H(z) = h_0 + h_1 z^{-1} + h_2 z^{-2} + h_3 z^{-3} + h_4 z^{-4} \quad (3.2)$$

のように求められる。

伝達関数を与えられた場合, その周波数応答は, 伝達関数に含まれる  $z^{-1}$  に  $e^{-j\omega T}$  を代入すれば良い。ここで,  $T$  は隣接したデータ間の時間間隔であるサンプリング周期を表し,  $\omega$  は各周波数を表す。フィルタの周波数応答  $H(j\omega)$  を求めると

$$H(j\omega) = h_0 + h_1 e^{-j\omega T} + h_2 e^{-j2\omega T} + h_3 e^{-j3\omega T} + h_4 e^{-j4\omega T} \quad (3.3)$$

のようになる。この結果から,  $H(j\omega)$  の実数部は

$$H(j\omega) = h_0 + h_1 \cos \omega T + h_2 \cos 2\omega T + h_3 \cos 3\omega T + h_4 \cos 4\omega T \quad (3.4)$$

となり, 虚数部は

$$H(j\omega) = -h_0 - h_1 \sin \omega T - h_2 \sin 2\omega T - h_3 \sin 3\omega T - h_4 \sin 4\omega T \quad (3.5)$$

となる。式 (3.4) と式 (3.5) を利用すると,  $H(j\omega)$  の振幅は

$$H(j\omega) \text{ の振幅} = \sqrt{(\text{式 3.4: 実数部})^2 + (\text{式 3.5: 虚数部})^2} \quad (3.6)$$

で表示できる。また

$$H(j\omega) \text{ の位相} = \tan^{-1} \frac{(\text{式 3.5: 虚数部})}{(\text{式 3.4: 実数部})} \quad (3.7)$$

で  $H(j\omega)$  の位相を求めることができる。

## 3.2 FIR デジタルフィルタの設計

### 3.2 FIR デジタルフィルタの設計

#### 3.2.1 フィルタの設計とは

通常，フィルタを設計することは，希望する周波数特性に可能な限り近い特性を実現できるようにフィルタ係数  $\{h_k\}$  を決めることと同じである．FIR フィルタの伝達関数  $H(z)$  を

$$H(z) = \sum_{k=0}^{N-1} h_k z^{-k} \quad (3.8)$$

とすると， $h_k$  がフィルタ係数である．

#### 3.2.2 FIR フィルタの特徴

FIR フィルタは

1. 直線位相特性を正確に，容易に実現できる．この性質はデータ伝送において波形情報を重視する応用では欠かせない性質である．
2. 常に安定なフィルタを実現できる．
3. フーリエ級数に関連した簡単な窓を利用する設計法が使える．
4. 鋭いカットオフ特性を得るにはフィルタ係数を多くしなければならない．よって，FFT(Fast Fourier Transform) を利用する方法がある．

のような特徴がある．

#### 3.2.3 フーリエ級数によるフィルタ設計

LPF(Low Pass Filter) 設計手順

カットオフ周波数を  $f_{cut}$  とする．

1. サンプル周波数  $f_s$  を決める．各周波数で表すと  $\omega_s = 2\pi f_s$  である．
2. サンプル各周波数で正規化したカットオフ各周波数  $W_c = 2\pi f_{cut}/f_s$  を求める．

### 3.2 FIR デジタルフィルタの設計

3. フィルタ係数  $h(n)$  を求める .

$$h_L(n) = \left[ \frac{1}{\pi n} \right] \cdot \sin(n\omega_c) \quad n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \quad (3.9)$$

4. 3 で求めた  $h_L(n)$  を適当な  $n = M$  で打ち切ることで , フィルタ係数を  $2M + 1$  とする .

5. 適当な窓関数  $w(n)$  を  $-M \leq n \leq M$  の範囲で求める .

6. 窓関数を用いたフィルタ係数  $h_{Lw}(n)$  は

$$h_{Lw}(n) = h_L(n) \cdot w(N) \quad (3.10)$$

で求められる .

窓関数の例

- 方形波窓  $w(n) = 1$
- ハミング窓  $w(n) = 0.54 + 0.46 \cos\left(\frac{n\pi}{M}\right)$
- ハニング窓  $w(n) = 0.5 \left(1 + \cos\left(\frac{n\pi}{M}\right)\right)$
- バートレット窓  $w(n) = 1 - \frac{|n|}{M}$

7. 求められたフィルタ係数  $h_{Lw}(n)$  を用いて周波数応答を計算する . 設計使用を満たしていない場合は , 3. へもどり ,  $M$  を増やして使用に合うまで同様の手順を繰り返す .

### BPF(Band Pass Filter) 設計手順

パスバンドのエッジ周波数を  $f_l, f_u$  とする .

1. サンプリング周波数  $f_s$  を決める . 各周波数で表すと  $\omega_s = 2\pi f_s$  である .
2. サンプリング各周波数で正規化したパスバンドエッジの各周波数を

$$w_u = \frac{2\pi f_u}{f_s} \quad w_l = \frac{2\pi f_l}{f_s} \quad (3.11)$$

とする .

3. 対応するローパスフィルタのカットオフ周波数  $\omega_c$

$$w_c = \frac{(\omega_u - \omega_l)}{f_s} \quad (3.12)$$

### 3.3 適応アルゴリズム

4. 3. で求めた  $\omega_c$  をカットオフフィルタとするローパスフィルタ  $h_L(n)$  を設計する . これを  $\omega_0$  だけ左右に平行移動させてバンドパスフィルタ  $h_{BP}(n)$  を求める .  $\omega_0, h_L, h_{BP}$  は

$$\omega_0 = \frac{(\omega_u + \omega_l)}{f_s} \quad (3.13)$$

$$h_L(n) = \frac{1}{\pi n} \sin n\omega_c \quad (3.14)$$

$$h_{BP} = 2 \cos(n\omega_0)h_L(n) \quad n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots, \pm M \quad (3.15)$$

とする . フィルタの係数個数を  $N$  とすると  $N = 2M + 1$  となる

5. 適当な窓関数  $w(n)$  を  $-M \leq n \leq M$  の範囲で求める .  
6. 窓関数を用いたフィルタ係数  $h_{BPW}(n)$  は

$$h_{BPW}(n) = h_{BP}(n) \cdot w(N) \quad (3.16)$$

で求められる .

7. 6. で求めたフィルタ係数を用いて周波数応答を計算する . 設計使用を満たしていない場合は , 4. へもどり ,  $N$  を増やして使用に合うまで同様の手順を繰り返す .

### 3.3 適応アルゴリズム

適応アルゴリズムとは , 各時間において観測される入力  $x(k)$  と誤差  $e(k)$  に基づいて , 係数  $h(k)$  を最適係数  $h$  に近づけていく修正手段である . 適応フィルタの動作開始時刻  $k = 0$  において , 係数には適当な初期値が与えられる . 適応アルゴリズムは各時刻  $k$  において

$$h(k+1) = h(k) + \delta h(k) \quad (3.17)$$

のような修正式で係数  $h(k)$  を  $h(k+1)$  に修正し , 少しずつ最適係数に近づけていく . ただし ,  $\delta h(k)$  は ,  $L$  次のベクトルであり , アルゴリズムによっては , 修正量の大きさを制御するためのスカラー量  $\alpha$  を使い ,

$$h(k+1) = h(k) + \alpha \cdot \delta h(k) \quad (3.18)$$

### 3.3 適応アルゴリズム

と表すこともある．この  $\alpha$  は時間によらない一定値で，ステップサイズまたは，ステップゲインと呼ぶ．式 (3.17) 式 (3.18) の係数修正は，時刻  $k$  において観測される入力  $x(k)$  と誤差  $e(k)$  に基づく．また，アルゴリズムによっては，それまでに観測された入力  $x(k-1), x(k-2), \dots$  と誤差  $e(k-1), e(k-2), \dots$  にも基づいて行なわれる．そして，計算された  $h(k+1)$  と  $x(k+1)$  および， $d(k+1)$  に基づいて，時刻  $k+1$  の誤差  $e(k+1)$  が

$$e(k+1) = d(k+1) - x(k+1)^T h(k+1) \quad (3.19)$$

のように決定される．

修正は，厳密には  $k$  と  $k+1$  の間において行なわれる．

適応アルゴリズムの一般的な手順は

1. 時刻  $k=0$  として，初期値  $h(0)$  を設定する．
2. 時刻  $k$  における誤差  $e(k)$  を

$$e(k) = d(k) - x(k)^T h(k) \quad (3.20)$$

3. 修正ベクトル  $\delta h(k)$  を計算し，式 (3.17) または，式 (3.18) に基づいて  $h(k+1)$  を計算する．
4.  $k$  の値を 1 つ増やして，2, 3 を繰り返す．

2. の手順について，適応フィルタは，

$$x(k)^T h(k) = y(k) \quad (3.21)$$

だけを計算し， $e(k)$  は，外部で計算する場合も多い．しかし，シミュレーションの場合やシステムの構成によって， $d(k)$  のみが与えられる場合には  $e(k)$  を計算によって求める必要がある．

適応アルゴリズムは修正ベクトル  $\delta h(k)$  を計算するときに，どの程度さかのぼって過去の入力および誤差の情報を利用するかで分類できる．修正直前の入力  $x(k)$  と誤差  $e(k)$  のみを

### 3.4 学習同定法

利用する方法で，LMS アルゴリズム，学習同定法などがあり，本研究では，学習同定法を利用する．

### 3.4 学習同定法

このアルゴリズムは，LMS アルゴリズムと比較したとき，演算量は多少増加するが，入力信号の大きさによって収束特性が変化しない．よって，扱いやすいアルゴリズムと言える．このため，入力信号の大きさが時間的に変動するような場合には，主としてこのアルゴリズムが使用される．

雑音  $n(k)$  が十分に小さいものと仮定する．このとき  $d(k)$  は，最適フィルタに  $x(k)$  を入力した時の出力である．そこで，最適フィルタフィルタも  $x(k)$  を入力したときの出力  $d(k)$  となるように係数を修正する．これが，学習同定法の基本的な流れである．すなわち，修正後の係数  $h(k+1)$  が

$$x(k)^T h(k+1) = d(k) \quad (3.22)$$

を満たすように修正する．時刻  $k$  における係数が，式 (3.17) と表せるとし，これを式 (3.22) に代入して整理すると，

$$x(k)^T \delta h(k) = d(k) - x(k)^T h(k) = e(k) \quad (3.23)$$

が得られる．

これより，学習同定法の修正ベクトル  $\delta h(k)$  は，式 (3.23) を満たすように決定する．しかし，式 (3.23) の解は未知数が  $L$  個あるのに対して，満たすべき方程式の数は 1 個であるため，その解は無限に存在する．そこで，学習同定法では，式 (3.23) を満たす解の中で，修正量の大きさ  $\|\delta h(k)\|^2$  が最小となるものを選び出すと

$$\delta h(k) = \frac{e(k)x(k)}{\|x(k)\|^2} \quad (3.24)$$

となる．

ここで修正量の大きさを制御するステップゲイン  $\alpha$  を導入する．また， $x(k) = 0$  の時，

### 3.5 等化器の役割

式 (3.24) の分母項が 0 になるので，アルゴリズムの発散を防ぐために十分小さい正の値のパラメータ  $\beta$  を利用して，係数の修正式は

$$h(k+1) = h(k) + \frac{\alpha \cdot e(k)x(k)}{\beta + \|x(k)\|^2} \quad (3.25)$$

となる．

### 3.5 等化器の役割

伝送システムには，受信信号の誤り率を低くするために中継器や様々なフィルタを利用している．しかし，一般の伝送システムでは伝送特性が変動するため，常に理想的な状況を期待することはできない．よって，実際は，伝送特性が変動する場合には，フィルタを固定したままで，符号間干渉を完全に除去することは不可能である．

符号間干渉および伝送中に加わった多くの種類の雑音によって妨害を受けた受信信号から送信信号を復元することになる．そのためのフィルタを等化器と呼ぶ．デジタル信号を処理するための等化器をデジタル等化器と言う．デジタル等化器でなければ，複雑な処理を実行不可能である．本論文の等化器は，デジタル等化器とする．

等化器の特徴は，

1. 複雑な演算が行なえるので，高度な信号処理が可能である．
2. 仕様の変更が容易で，精度の点で優れた等化が可能である．
3. DSP(digital signal processor) を使用すれば，低価格で実現可能である．
4. 軽量で小型化が実現できるので，幅広い多様化した装置に組み込むことが可能である．

である．

### 3.6 等化器の種類

等化器の設計は，ベースバンド信号に対して行なうことが多い．

### 3.6 等化器の種類

等化器は一種のフィルタである。構造に着目した場合には、非再帰形等化器 (nonrecursive equalizer) と再帰形等化器 (recursive equalizer) に分けることができる。

また、等化器を機能別に分類すると

- 固定等化器 (fixed equalizer) : 係数を固定
- 可変等化器 (adjustable equalizer) : 係数の調整が可能
  - 自動等化器 (automatic equalizer) : 係数の決定にトレーニングを必要とする
  - 適応等化器 (adaptive equalizer) : トレーニングを必要としない。

である。実際に利用される自動等化器、適応等化器は、一般に非再帰形等化器で、勾配法の原理に基づいたアルゴリズムによって係数の調整を行なう場合が多い。適応等化器のシステムを図 3.2 に示す。

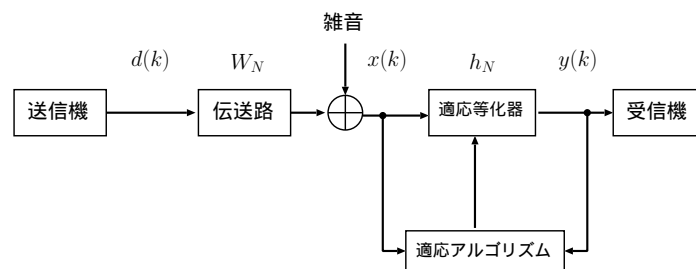


図 3.2 適応等化器



## 第 4 章

# システムの検討と評価

本章では，第 2 章，第 3 章で説明した技術を利用してシステムの検討を行なう．

### 4.1 システムの検討

伝送路は既に存在する電灯線を利用することを前提とする．ただし，電灯線を利用する場合，電波法により周波数帯域が 10 ~ 450kHz に定められている [7]．

電灯線を伝送路にすると，ノイズと伝送路特性の変動による符号間干渉が起こり信号が歪みやすくなる．これにより，送信信号と受信信号の誤り率が高くなる．このような条件でも，データ伝送ができる通信手段の一つにスペクトル拡散を利用する方法が存在する．スペクトル拡散を利用するメリットにセキュリティの良さがある．スペクトル拡散の複変調法に直接拡散変調方式があり，これを信号を伝送するときに利用する．

スペクトル拡散は，変復調を行なうときに暗号の様な役目をする拡散符号を用いる．直接拡散変調のための拡散符号は，2 値 PN 系列 (疑似雑音系列) が利用される．その中で代表的な M 系列拡散符号を利用する．

拡散し変調された送信信号は，伝送路でノイズに埋もれてた状態で送信される．さらに，伝送路特性の変動によって信号の歪みが起こり得る．

受信する場合は受信信号を逆拡散を行なう必要がある．逆拡散を行なう場合も拡散符号が必要になり，送信器側で利用した拡散符号と受信器側で利用する拡散符号が異なると，正しく復調できないため，拡散符号は，同一でなければならない．拡散符号が送受信器で同一であることと，送信信号が伝送路のノイズに埋もれる性質が，スペクトル拡散のセキュリティ

## 4.2 計算機シミュレーションの手順と評価方法

の高さにつながる。

ただし、スペクトル拡散だけでは、伝送路特性の変動による信号の歪みが原因で誤り率を大きくしてしまうと予想される。誤り率が大きいままだと、データの信頼性が保てなくなり、インターネットを利用したサービスを利用できても、正確な情報を得ることができない。したがって、誤り率を小さくするために、歪み補償を行なうことで、誤り率を小さくさせてより正確な情報を受信できるようにする。歪み補償は、適応アルゴリズムのひとつである学習同定法を利用する。学習同定法は、収束速度と演算速度のバランスがとれているため、扱いやすいアルゴリズムである。

また、伝送効率を良くする別の手法に、ノイズ除去を行なう方法がある。ノイズ除去は、ノイズ特性が強い周波数成分を除去するためのバンドパスフィルタを利用する。しかし、ノイズの完全除去は不可能であり、ノイズ周波数とデータ周波数が重なる場合では利用できない。

よって、本研究では、歪み補償が伝送効率を良くする最適な手法とする。

## 4.2 計算機シミュレーションの手順と評価方法

検討したシステムを計算機シミュレーションを行なうことでシステムの有効性を検証する。計算機シミュレーションの流れと設定例を示す。

- 情報 ~ 拡散符号 ~ 送信
  - 送信する情報：振幅  $\pm 1$  の NRZ 信号，情報量 10000
  - 拡散符号：振幅  $\pm 1$  の NRZ 信号，31 次の M 系列
  - 送信周波数：250kHz
- 歪み発生 ~ ノイズ付加
  - 歪み発生：ローパスフィルタを利用
    - \* カットオフ周波数：450kHz
    - \* サンプリング周波数：1Hz

## 4.3 評価

- ノイズ付加
  - \* 白色雑音を利用
  - \* 分散値： $\frac{1}{48}$
  - \* 計算機シミュレーション利用 S/N 比：-5, 0, 5, 10(dB)
- 誤り補償
  - 適応アルゴリズムの学習同定法を利用
- 受信 ~ 復調 ~ 誤り率判定
  - 拡散符号：送信で利用したものと同一
  - 周波数：送信で利用したものと同一
  - 復調後の処理：復調後，誤り率判定のために値を  $\pm 1$  に変換
  - 誤り率判定：送信前の情報の値と復調後の処理で得た値を直接比

## 4.3 評価

本研究で検討するシステムで重要なポイントは，誤り率を低くするために用いる歪み補償である．

## 第 5 章

### 結論

本研究では，IP アドレスを持った家電製品を電灯線 LAN を利用してインターネットに接続する場合のシステムの検討を行なった．このシステムでは，誤り率を小さくするために歪み補償が重要であると予想される．しかし，検討したシステムで電灯線 LAN を実現するためには，実際にシステムを構築し実験による検証を行ない，データの誤り率を調べる必要がある．今後の課題は，確実に伝送効率を上げるために適応等化器の改良を行なう必要がある．

# 謝辞

本研究を行なうにあたり，御指導ならびに後助言を頂いた高知工科大学情報システム工学科福本昌弘助教授に深く感謝致します．また，本研究の審議を下さる島村和典教授，浜村昌則講師，情報システム工学科の先生方に心より感謝致します．

そして，終始御指導，後助言頂いた秋山由佳さん，舟橋稔仁さん，に感謝を申し上げます．加えて本研究に御協力頂いた佐伯君に感謝致します．

最後に，本研究，論文作成に御協力頂いた福本研究室の皆様感謝します．

# 参考文献

- [1] 丸林元，中川政雄，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．
- [2] 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．
- [3] 辻井重男，適応信号処理，昭晃堂，1995．
- [4] 中村尚五，ビギナーズ デジタルフィルタ，東京電気大学出版局，1989．
- [5] 谷萩隆嗣，情報通信とデジタル信号処理，コロナ社，1999．
- [6] 東山三樹夫，白井克彦，信号解析とデジタル処理，培風館，1999．
- [7] 「電力線搬送通信設備に関する研究会」報告書の公表，総務省，  
[http://www.soumu.go.jp/s-news/2002/020809\\_4.html](http://www.soumu.go.jp/s-news/2002/020809_4.html)．
- [8] 「電波利用ホームページようこそ」，総務省総合通信基盤局，  
<http://www.tele.soumu.go.jp/index.htm>