

平成 14 年度  
学士学位論文

高多重化通信のための  
隣接周波数データキャンセル方式

A Self-Interference Canceller  
for a High Density Frequency Division Multiplexing

1030278 高橋 慎司

指導教員 濱村 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

## 高多重化通信のための 隣接周波数データキャンセル方式

高橋 慎司

携帯電話や無線 LAN などの普及により，インターネット接続者や高速マルチメディア無線通信の需要は増加し続けている．一方で，一般無線通信で利用できる周波数資源には限りがあるため，周波数利用効率の高い通信方式が求められる．

現在，周波数利用効率の高い通信方式として，直交周波数分割多重（OFDM）が注目を集めている．OFDM は，隣接する周波数の信号（以下，隣接信号）に直交性を持たせることにより，信号スペクトルの半分を重ねて配置することを可能にしている．OFDM よりも信号スペクトルを重ねた場合，直交性が失われるため，隣接信号が干渉信号となり通信の性能が劣化する．本論文では，この隣接信号の影響を軽減できる，隣接周波数データキャンセル方式を提案し，シミュレーションによりその性能を評価している．提案方式を採用することで，特に  $\Delta f T$ （周波数配置間隔  $\times$  シンボル長） $= 0.6$  のときには  $BER = 10^{-3}$  における  $E_b/N_0$  で約 5 dB， $\Delta f T = 0.5$  のときには約 3 dB の改善が得られ，提案方式が周波数利用効率の向上に対して有効であることが明らかとなった．

**キーワード** OFDM, 多重化, 周波数利用効率, データキャンセル, 軟判定

# Abstract

## A Self-Interference Canceller for a High Density Frequency Division Multiplexing

Shinji TAKAHASHI

Orthogonal frequency division multiplexing has been attracted recently because of its high spectral efficiency and its easy configuration of DFT (discrete Fourier transform) based transceiver. OFDM makes it possible to overlap the half of signal spectra using a certain distinct frequency for subcarriers. When we choose a narrower frequency difference between two adjacent subcarriers than the OFDM, a large self-interference appears. Then, communication quality will deteriorate.

This paper proposes a self-interference cancellation method for a higher spectral density frequency division multiplexing. The proposed method first estimates the amplitude and phase angle of adjacent frequency signal to the signal of interest, and then demodulates the signal of interest after subtracting the replica of adjacent signal from the received signal.

As a result, it is shown that a high density FDM can be realized by using the proposed canceller with an approximately twice spectral efficiency, with a slight extra power.

**key words** OFDM, Multiplexing, Spectral Efficiency, Interference Canceller, Soft Decision

# 目次

第 1 章	まえがき	1
第 2 章	PSK	3
2.1	変調 . . . . .	3
2.2	BPSK . . . . .	4
2.3	QPSK . . . . .	5
第 3 章	OFDM	7
3.1	OFDM とは . . . . .	7
3.2	OFDM の原理 . . . . .	7
3.3	DFT を用いた OFDM . . . . .	9
第 4 章	高多重化通信	11
4.1	複素ベースバンド信号表現の導出 . . . . .	11
4.2	送信機モデル . . . . .	13
4.3	受信機モデル . . . . .	14
4.4	高多重化通信の性能 . . . . .	15
4.4.1	BPSK 方式における性能 . . . . .	15
4.4.2	QPSK 方式における性能 . . . . .	17
第 5 章	隣接周波数データキャンセル方式	20
5.1	アルゴリズム . . . . .	20
5.2	軟判定 . . . . .	21
5.3	性能評価 . . . . .	23
5.3.1	ビット誤り率特性 . . . . .	23

目次

5.3.2	使用帯域幅に対する周波数利用効率 . . . . .	26
<b>第 6 章</b>	<b>まとめ</b>	<b>28</b>
	<b>謝辞</b>	<b>29</b>
	<b>参考文献</b>	<b>30</b>
<b>付録 A</b>	<b>マッチトフィルタ [4]</b>	<b>31</b>
A.1	マッチトフィルタとは . . . . .	31
A.2	マッチトフィルタの原理 . . . . .	32

# 目次

2.1	BPSK 信号の発生 . . . . .	4
2.2	BPSK 波の例 . . . . .	5
2.3	QPSK 信号の発生 . . . . .	5
2.4	QPSK 信号の位相状態 . . . . .	6
2.5	QPSK 波の例 . . . . .	6
3.1	OFDM の周波数特性 . . . . .	7
3.2	QPSK を用いた OFDM 送信機 . . . . .	8
3.3	QPSK を用いた OFDM 受信機 . . . . .	8
3.4	IDFT を用いた OFDM 送信機 . . . . .	9
3.5	DFT を用いた OFDM 受信機 . . . . .	10
4.1	ダウンコンバータ . . . . .	12
4.2	送信機 . . . . .	13
4.3	受信機 . . . . .	14
4.4	ビット誤り率特性 ( $\alpha_0 = 0, \alpha_1 = 0$ ) . . . . .	16
4.5	ビット誤り率特性 ( $\alpha_0 = 0, \alpha_1 = \pi/4$ ) . . . . .	16
4.6	ビット誤り率特性 ( $\alpha_0 = 0, \alpha_1 = \pi/2$ ) . . . . .	17
4.7	ビット誤り率特性 ( $\alpha_0 = 0, \alpha_1 = 0$ ) . . . . .	18
4.8	ビット誤り率特性 ( $\alpha_0 = 0, \alpha_1 = \pi/4$ ) . . . . .	18
4.9	ビット誤り率特性 ( $\alpha_0 = 0, \alpha_1 = \pi/2$ ) . . . . .	19
5.1	データキャンセル受信機 . . . . .	20
5.2	軟判定曲線 . . . . .	22
5.3	軟判定データキャンセル受信機 . . . . .	22

## 図目次

5.4	ビット誤り率特性 (OFDM と $\Delta fT = 0.8$ の比較) . . . . .	24
5.5	ビット誤り率特性 (OFDM と $\Delta fT = 0.7$ の比較) . . . . .	24
5.6	ビット誤り率特性 (OFDM と $\Delta fT = 0.6$ の比較) . . . . .	25
5.7	ビット誤り率特性 (OFDM と $\Delta fT = 0.5$ の比較) . . . . .	25
5.8	使用帯域幅に対する周波数利用効率 . . . . .	26
A.1	パルスの例 . . . . .	32
A.2	フィルタ . . . . .	32
A.3	フィルタの応答 . . . . .	35

# 第 1 章

## まえがき

携帯電話や無線 LAN (Local Area Network) などの普及により、インターネット接続者や高速マルチメディア無線通信の需要は増加し続けている。一方で、周波数資源は一見無限のように思えるが、実際には一般無線通信で利用できる周波数資源には限りがあるため、周波数利用効率の高い通信方式が求められる。

現在、複数の信号を周波数軸上に配置する方法として周波数分割多重 (Frequency Division Multiplexing: FDM) が知られている。また、最近になって、周波数利用効率を高めるため、直交性を利用して隣接する信号スペクトルの半分以上を重ねて配置することを可能にする、直交周波数分割多重 (Orthogonal FDM: OFDM) が注目を集めている [1], [2]。OFDM よりも信号スペクトルを重ねた場合、直交性が失われるため、隣接する周波数の信号 (以下、隣接信号) が干渉信号となり通信の性能が劣化する。そこで、本論文では、隣接信号の影響を軽減できる隣接周波数データキャンセル方式を提案し、ビット誤り率の改善と周波数利用効率の向上の観点から、その有効性を明らかにする。

以下、本論文の構成を述べる。まず、第 2 章、第 3 章では、提案方式に対する前知識として、位相シフトキーイング (Phase Shift Keying: PSK) と OFDM について述べる。PSK は OFDM にも使われる一般的な変調方式で、提案方式にも用いている。また、OFDM は提案方式との性能比較に用いる。次に、第 4 章では、高多重化通信の送受信機モデルを示すと共に、OFDM よりも信号スペクトルを重ねることによってどの程度通信性能が劣化するかを、ビット誤り率 (Bit Error Rate: BER) 特性で表す。そして、第 5 章では、隣接周波数データキャンセル方式の提案を行い、第 4 章で求めたビット誤り率特性と比較して通信性能の劣化を抑制することができることを示す。最後に、第 6 章では、本論文のまとめとし



て結論を述べる.

## 第 2 章

# PSK

### 2.1 変調

変調とは、ベースバンド信号の変化に合わせて搬送波を変化させ、ベースバンド信号の情報を搬送波に乗せることである。変調には搬送波変調のほかにパルス変調もあるが、一般にただ「変調」という場合は搬送波変調のことを指す。

搬送波変調では、搬送波周波数  $f_c$  の搬送波  $\cos(2\pi f_c t)$  のパラメータの一部をベースバンド信号に対応させる。このとき変調波は次式で表される。

$$s(t) = A(t) \cos(2\pi f_c t + \phi(t)) \quad (2.1)$$

ここで、どのパラメータをベースバンド信号に対応させるかによって、振幅変調、位相変調、周波数変調の 3 つに変調方式を分類することができる [1]。

本論文では、搬送波の位相  $\phi(t)$  をベースバンド信号に対応させる位相変調方式のうち、デジタル変調方式である位相シフトキーイング (Phase Shift Keying: PSK) を用いる。

PSK は振幅  $A(t)$  を一定値  $A$  として位相  $\phi(t)$  をベースバンド信号に対応させるもので、その変調波は次のように表される。

$$s(t) = A \cos(2\pi f_c t + \phi_n(t)) \quad (2.2)$$

ただし、 $\phi_n(t)$  は  $n$  番目のシンボルに対応した位相で、1 シンボル長を  $T$  とすると、 $t = nT$  ごとに一定の値をとるものとする。

また、式 (2.2) は次のように変形することができる。

$$s(t) = \frac{A}{\sqrt{2}} \cos(\phi_n(t)) \cos(2\pi f_c t) - \frac{A}{\sqrt{2}} \sin(\phi_n(t)) \sin(2\pi f_c t) \quad (2.3)$$

## 2.2 BPSK

これは、互いに位相が  $\pi/2$ [rad] だけ異なる搬送波を  $\sin$  及び  $\cos$  で変調し、それらを合成することで変調波を得ることができることを表している。

ちなみに、PSK では入力データ  $\log_2(M)$  ビットを 1 つの位相に対応させる。このうち  $M = 2$  の 2 相 PSK (Binary PSK: BPSK) と  $M = 4$  の 4 相 PSK (Quadri PSK: QPSK) は広く一般に用いられており、本論文中でも使用しているため、以下にその特徴を述べる。

## 2.2 BPSK

BPSK 信号は位相  $\phi_n(t)$  が 0 または  $\pi$  となる。これを式 (2.3) に代入すると

$$s(t) = Ad(t) \cos(2\pi f_c t), \quad (d(t) = \pm 1) \quad (2.4)$$

となる。

式 (2.4) から分かるように、BPSK 信号は、搬送波と入力データ  $d(t)$  との乗算により発生させることができる。この様子を図 2.1 に示す。

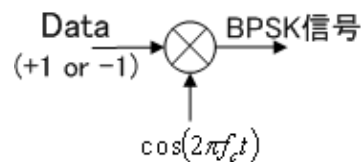


図 2.1 BPSK 信号の発生

BPSK 波の例を図 2.2 に示す。

## 2.3 QPSK

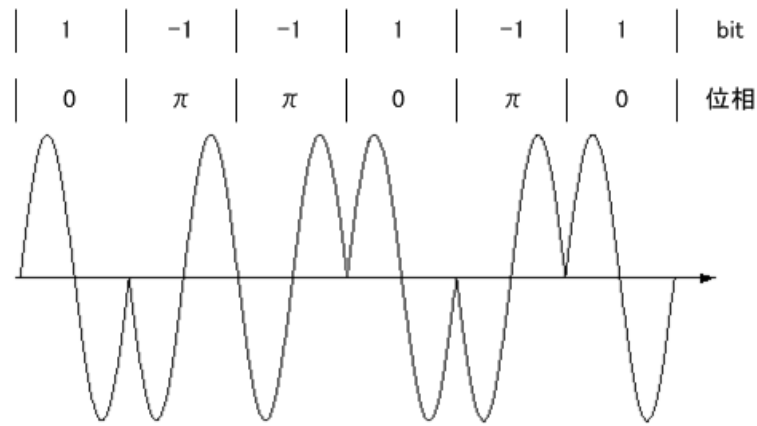


図 2.2 BPSK 波の例

## 2.3 QPSK

QPSK 信号は、 $\pm\pi/4$ ,  $\pm3\pi/4$  の 4 つの位相状態をとる。これを式 (2.3) に代入すると

$$s(t) = \frac{A}{\sqrt{2}}d_0(t) \cos(2\pi f_c t) - \frac{A}{\sqrt{2}}d_1(t) \sin(2\pi f_c t), \quad (d_0(t), d_1(t) = \pm 1) \quad (2.5)$$

となる。

QPSK 信号の発生方法を図 2.3 に示す。QPSK 信号を発生させるには、まず入力データを 2 ビットまとめて直並列変換する。その後、それぞれを互いに位相が  $\pi/2$ [rad] だけ異なる搬送波で乗算して、足しあわせる。

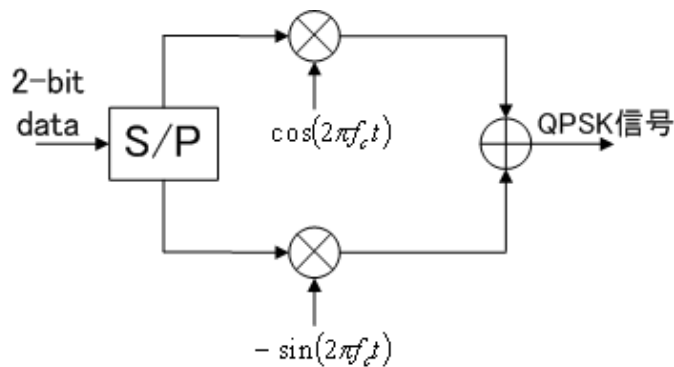


図 2.3 QPSK 信号の発生

QPSK 信号の位相と入力データ  $d_0$ ,  $d_1$  の組合せの対応を図 2.4, QPSK 波の例を図 2.5 に示す。

## 2.3 QPSK

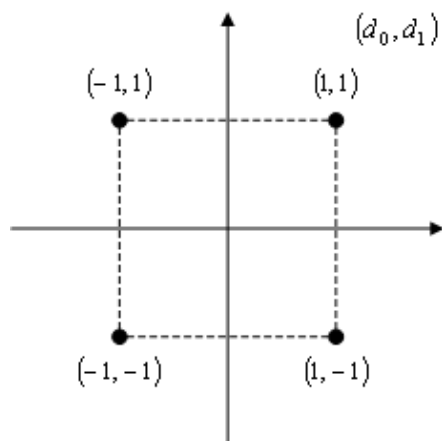


図 2.4 QPSK 信号の位相状態

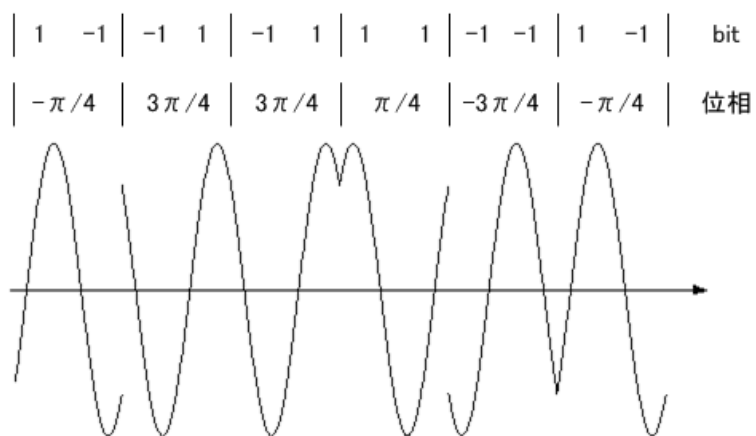


図 2.5 QPSK 波の例

## 第 3 章

# OFDM

### 3.1 OFDM とは

直交周波数分割多重 (Orthogonal Frequency Division Multiplexing: OFDM) は, 送信データを複数の直交した最小周波数配置間隔の副搬送波により多重化する多重化方式である. 副搬送波の変調には, PSK や直交振幅変調 (Quadrature Amplitude Modulation: QAM) が用いられる. その周波数特性は図 3.1 のようになる.

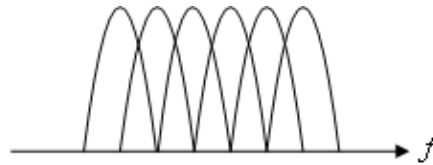


図 3.1 OFDM の周波数特性

### 3.2 OFDM の原理

図 3.2 は変調に QPSK を用いた OFDM 送信機である. 入力データは直並列変換され, 2 ビットまとめて 1 シンボルとして副搬送波に割り当てられる. このシンボルにより副搬送波は変調される. また, 副搬送波は, それぞれシンボル長  $T$  の逆数ずつ周波数がずらされている.

また, 図 3.3 は QPSK を用いた OFDM 受信機である. 受信信号は各副搬送波周波数で QPSK 変調され, 複素ベースバンド信号となる.

### 3.2 OFDM の原理

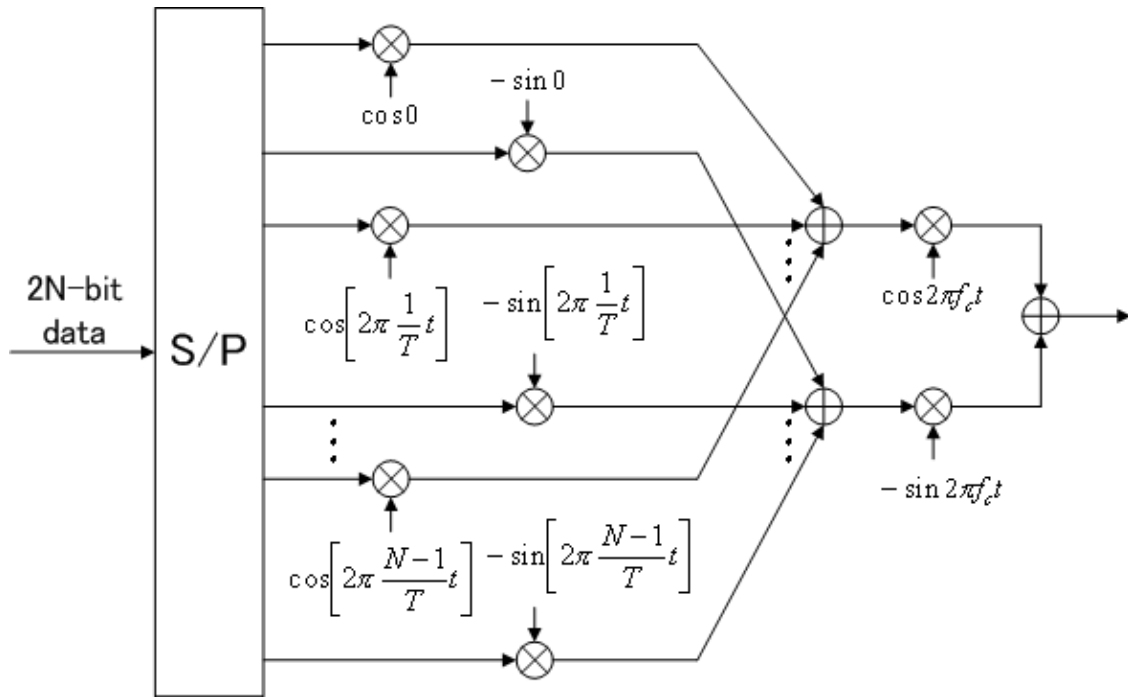


図 3.2 QPSK を用いた OFDM 送信機

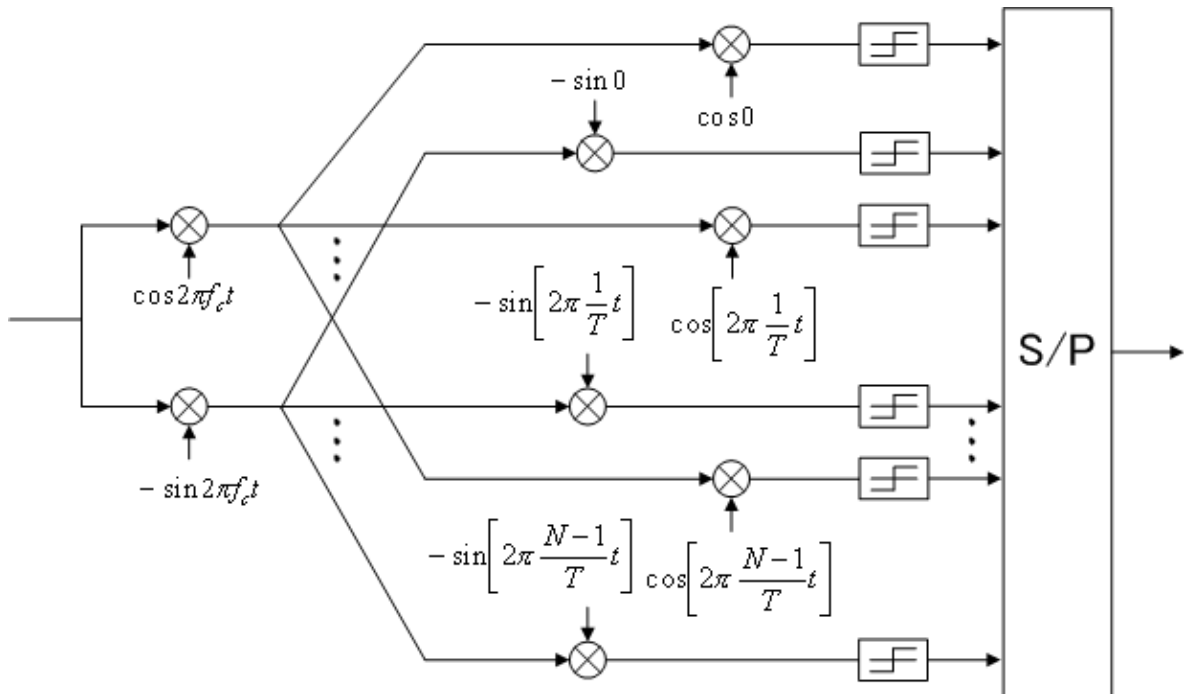


図 3.3 QPSK を用いた OFDM 受信機

### 3.3 DFT を用いた OFDM

図 3.2, 3.3 のような送受信機は, 副搬送波の数が多い場合には実現が難しいが, 離散フーリエ変換 (Discrete Fourier Transform: DFT) を用いることでこれを解決できる.

$n$  番目の副搬送波の周波数を  $f_n = (nf_0)$ , シンボル長を  $T = 1/f_0$ , 副搬送波数を  $N$ , サンプル間隔を  $T/N$  とすると, 離散逆フーリエ変換 (Inverse DFT: IDFT) によって生成される信号は次式で表される.

$$s\left(\frac{p}{Nf_0}\right) = \sum_{n=0}^{N-1} d_n \left(\frac{p}{Nf_0}\right) \exp\left(j\frac{2\pi pn}{N}\right), \quad (p = 0, 1, \dots, N-1) \quad (3.1)$$

ここで,  $p$  は信号のサンプリング番号である.

受信機では DFT を用いて復調する. 式で表すと

$$\hat{d}\left(\frac{p}{Nf_0}\right) = \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{n=0}^{N-1} d\left(\frac{p}{Nf_0}\right) \exp\left(j\frac{2\pi(f_n - f_i)p}{N}\right) \quad (3.2)$$

となる.

図 3.4 に IDFT を用いた OFDM 送信機, 図 3.5 に DFT を用いた OFDM 受信機を示す.

これらは図 3.2, 3.3 の送受信機と等価な構成である.

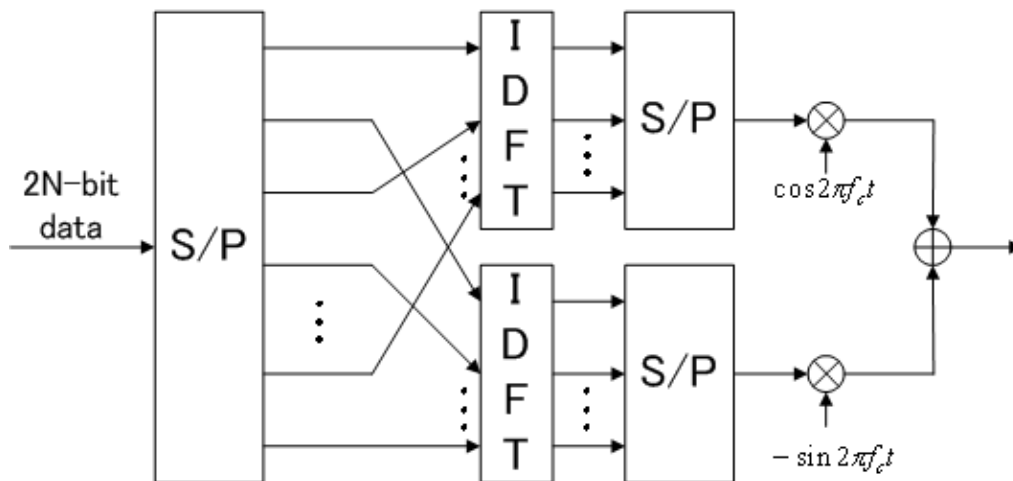


図 3.4 IDFT を用いた OFDM 送信機



### 3.3 DFT を用いた OFDM

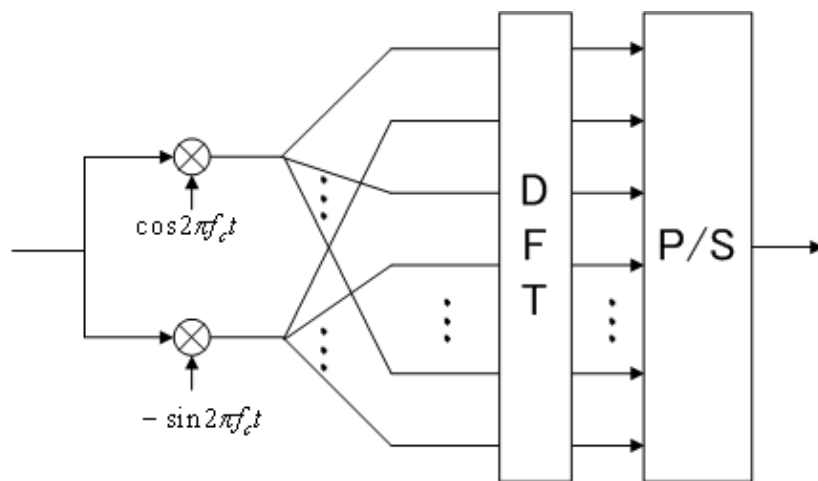


図 3.5 DFT を用いた OFDM 受信機

## 第 4 章

# 高多重化通信

### 4.1 複素ベースバンド信号表現の導出

まず、周波数ずれ  $\Delta f$  のある RF 信号の複素ベースバンド信号表現についてまとめる。

受信機の基準周波数から  $\Delta f$  だけ周波数のずれた受信信号  $g(t)$  を

$$\begin{aligned} g(t) &= \sqrt{2P}b(t) \cos(2\pi(f_c + \Delta f)t + \alpha) \\ &= \sqrt{2P}b(t) \cos(2\pi f_c t + 2\pi\Delta f t + \alpha) \end{aligned} \quad (4.1)$$

とする ( $P$  は受信電力 [W],  $\alpha$  は初期位相). ここで,  $b(t)$  は

$$b(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} d(n)a(t - nT) \quad (4.2)$$

$$d(n) = \begin{cases} \pm 1 & (\text{BPSK}) \\ \pm 1 \pm j & (\text{QPSK}) \end{cases} \quad (4.3)$$

$$a(t) = \begin{cases} 1, & 0 < t < T \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (4.4)$$

である ( $T$  はシンボル長). 受信側ではこれを, 図 4.1 のように同相成分と直交成分に分けて独立に検出した後合成する. ここでは, 同相成分を複素数の実部, 直交成分を複素数の虚部として表している.

図 4.1 の  $x(n)$  は

$$\begin{aligned} x(n) &= \frac{1}{T} \int_{nT}^{(n+1)T} g(t) \sqrt{2} \cos(2\pi f_c t) dt \\ &= \frac{1}{T} \sqrt{2P}b(t) \cos(2\pi f_c t + 2\pi\Delta f t + \alpha) \sqrt{2} \cos(2\pi f_c t) dt \\ &\quad \left( T \gg \frac{1}{f_c} \text{ とすると} \right) \end{aligned}$$

#### 4.1 複素ベースバンド信号表現の導出

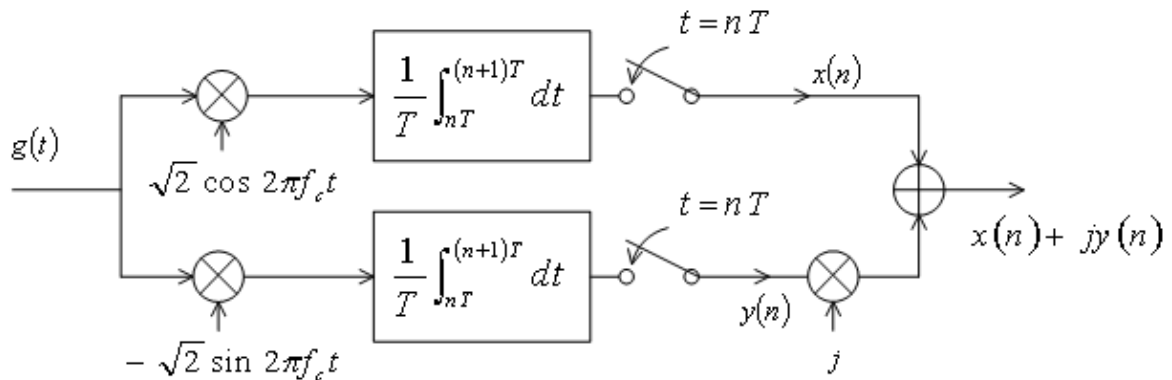


図 4.1 ダウンコンバータ

$$\begin{aligned}
 &= \frac{2}{T} \sqrt{P} d(n) \int_{nt}^{(n+1)T} \frac{1}{2} \{ \cos(2\pi \Delta f t + \alpha) \} dt \\
 &= \frac{1}{T} \sqrt{P} d(n) \int_{nt}^{(n+1)T} \cos(2\pi \Delta f t + \alpha) dt \\
 &= \frac{1}{T} \sqrt{P} d(n) \frac{1}{2\pi \Delta f t} [\sin(2\pi \Delta f t + \alpha)]_{nT}^{(n+1)T} \\
 &= \sqrt{P} d(n) \cos(2\pi \Delta f T n + \pi \Delta f T + \alpha) \frac{\sin(\pi \Delta f T)}{\pi \Delta f T} \\
 &= \sqrt{P} d(n) \text{Sa}(\pi \Delta f T) \cos(2\pi \Delta f T n + \pi \Delta f T + \alpha) \quad (4.5)
 \end{aligned}$$

と表される。ここで、 $\text{Sa}(x) = \sin(x)/x$  である。同様に、 $y(n)$  は

$$\begin{aligned}
 y(n) &= \frac{1}{T} \int_{nT}^{(n+1)T} -g(t) \sqrt{2} \sin(2\pi f_c t) dt \\
 &= \frac{1}{T} \sqrt{P} d(n) \int_{nt}^{(n+1)T} \sin(2\pi \Delta f t + \alpha) dt \\
 &= \frac{1}{T} \sqrt{P} d(n) \frac{1}{2\pi \Delta f t} [-\cos(2\pi \Delta f t + \alpha)]_{nT}^{(n+1)T} \\
 &= \sqrt{P} d(n) \text{Sa}(\pi \Delta f T) \sin(2\pi \Delta f T n + \pi \Delta f T + \alpha) \quad (4.6)
 \end{aligned}$$

と表される。よって

$$x(n) + jy(n) = \sqrt{P} d(n) \text{Sa}(\pi \Delta f T) \exp(j(2\pi \Delta f T n + \pi \Delta f T + \alpha)) \quad (4.7)$$

となり、これが周波数ずれのある RF 信号の複素ベースバンド表現である。

ちなみに、OFDM では周波数スペクトルの半分を重ねて配置する。これは、周波数ずれ  $\Delta f$  と信号スペクトルの半分の幅  $1/T$  が等しい、すなわち  $\Delta f T = 1$  ということである。こ

## 4.2 送信機モデル

れを式 (4.7) に代入すると,  $\text{Sa}(\pi) = 0$  より,  $x(n) + jy(n) = 0$  となる. これは隣接する周波数の信号の影響を全く受けないということを表している. OFDM はこの性質を利用することで周波数利用効率を高めている.

また, ここでは雑音のモデル化については省略するが, ダウンコンバータの同相成分および直交成分それぞれに対して, マッチフィルタのモデル (付録 A) が適用できる.

## 4.2 送信機モデル

図 4.2 は, 周波数差を利用した多重化方式における送信機モデルである.

入力データはまず直並列変換され, それぞれ異なった搬送波により変調される. その後足し合わされ, 送信される.

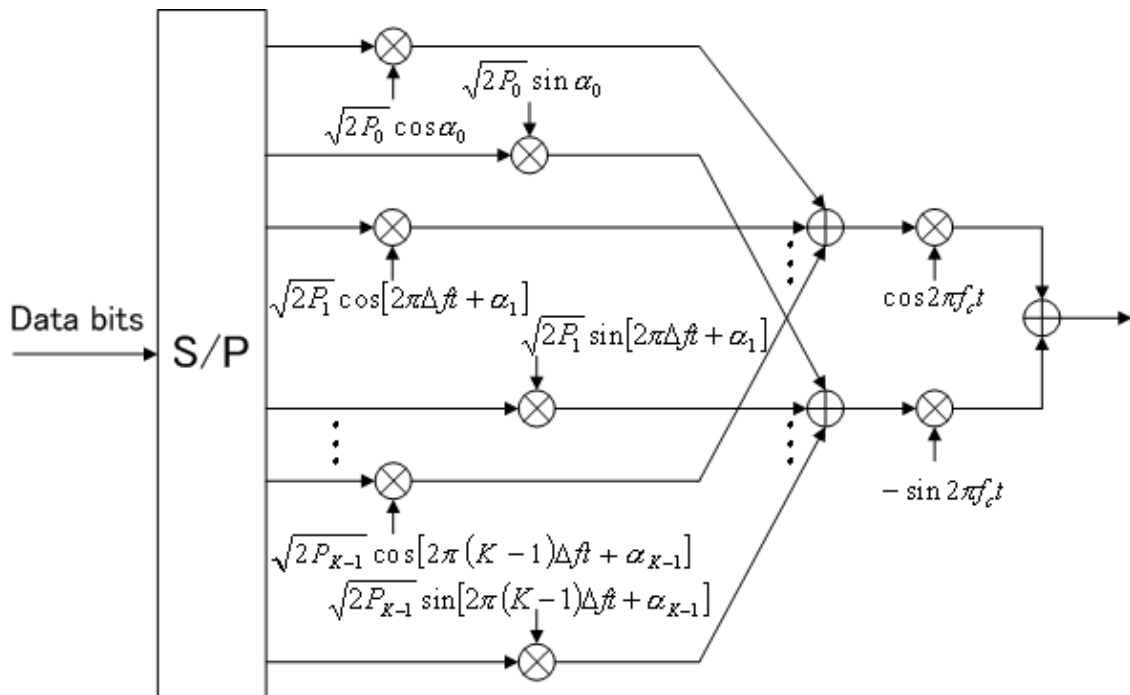


図 4.2 送信機

## 4.3 受信機モデル

図 4.3 は、周波数差を利用した多重化方式における受信機モデルである。

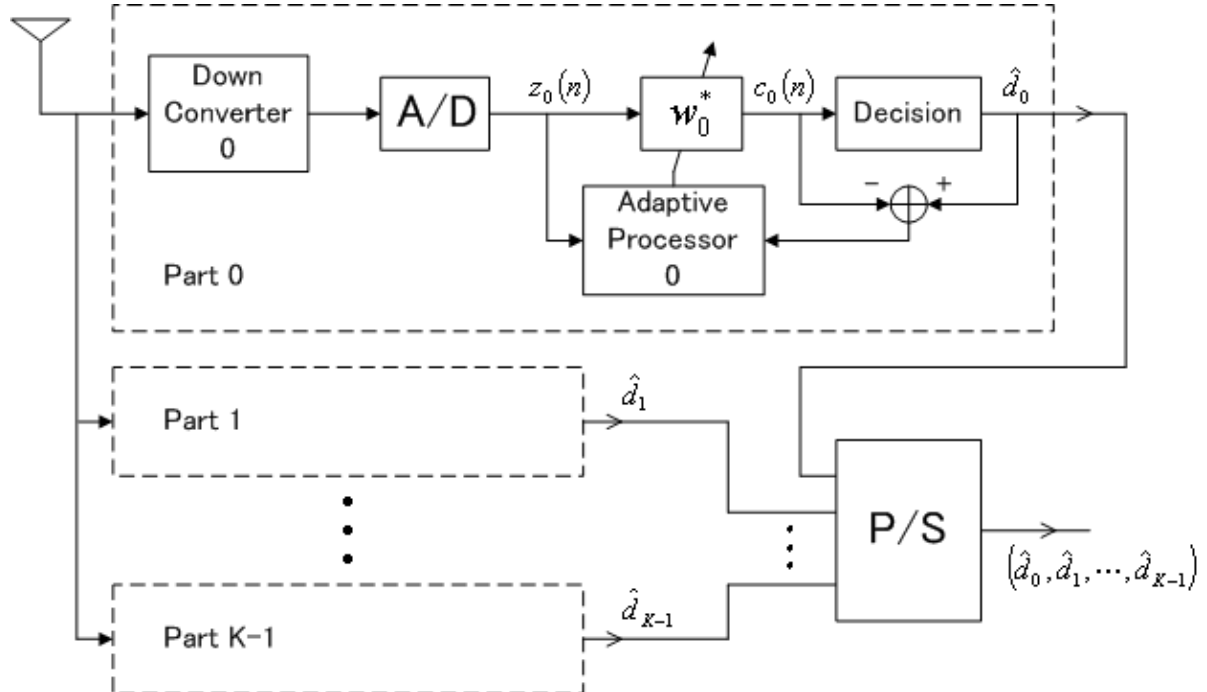


図 4.3 受信機

まず、受信された信号は、 $K$  個の信号受信部に送られ、ダウンコンバータによって複素ベースバンド信号となる。この複素ベースバンド信号を A-D 変換したものを入力信号  $z_k(n)$  とする。次に入力信号と位相推定値  $w_k^*(n)$  の積  $c_k(n)$  を求め、データ検出を行う。最後に、すべての信号受信部から出力されたデータを並直列変換して出力する。

また、位相推定値は、参照信号  $\hat{d}_k$  と、入力信号と位相推定値の内積  $c_k(n)$  との差が最小となるよう適応的に制御される。本論文では、適応アルゴリズムとして正規化 LMS (Normalized Least Mean Squares: N-LMS) アルゴリズム [3] を用いている。

### 4.4 高多重化通信の性能

信号スペクトルを重ねて配置した場合，受信時に隣接する周波数の信号（以下，隣接信号）が干渉信号となり性能が劣化する．そこで，信号スペクトルを OFDM よりも重ねることにより，ビット誤り率（Bit Error Rate: BER）がどのように変化するかを示す．簡単のため，2 多重で検討を行い，通信路は白色ガウス雑音通信路 [4] とした．

#### 4.4.1 BPSK 方式における性能

図 4.4, 4.5, 4.6 に変調方式として BPSK を用いた場合におけるビット誤り率特性を示す．

図 4.4, 4.5, 4.6 では，所望信号の位相  $\alpha_0$  を  $0[\text{rad}]$  で固定し，隣接信号の位相  $\alpha_1$  を  $0[\text{rad}]$ ,  $\pi/4[\text{rad}]$ ,  $\pi/2[\text{rad}]$  と変化させた．これらの図を比べると， $\Delta fT = 0.5$  の場合のビット誤り率特性だけが隣接信号の位相によって大きく異なることが分かる．特に， $\alpha_1 = 0[\text{rad}]$  の場合，隣接信号の影響を受けていない．これは，信号の変調方式として BPSK を用いている事に起因する．式 (4.7) に  $P = 1$ ,  $\Delta fT = 0.5$ ,  $\alpha = 0$  を代入すると，

$$x(n) + jy(n) = d(n)\text{Sa}(\pi/2) \exp(j(2\pi n + \pi/2)) \quad (4.8)$$

となる．この式から，隣接信号の同相成分が所望信号の直交成分，隣接信号の直交成分が所望信号の同相成分に干渉として現れる事がわかる．BPSK では信号の同相成分にのみデータが存在するため，所望信号の直交成分に現れた隣接信号の影響を無視することができ，また，所望信号の同相成分には全く影響が現れないということになる．これを利用することで，BPSK においては  $\Delta fT = 0.5$  で QPSK を用いた OFDM と同等の周波数利用効率を実現できる．

$\Delta fT = 0.5$  以外では，周波数配置間隔が狭くなればなるほど通信の性能は劣化している．

#### 4.4 高多重化通信の性能

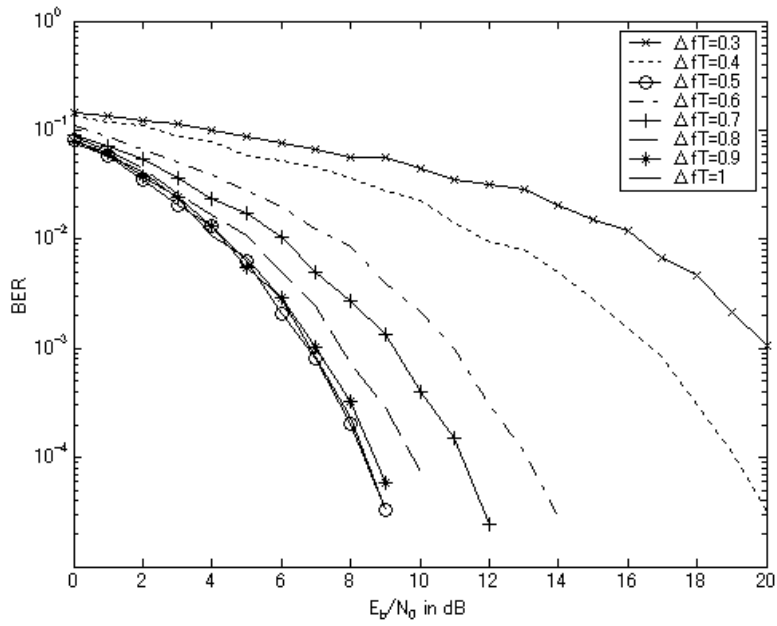


図 4.4 ビット誤り率特性 ( $\alpha_0 = 0, \alpha_1 = 0$ )

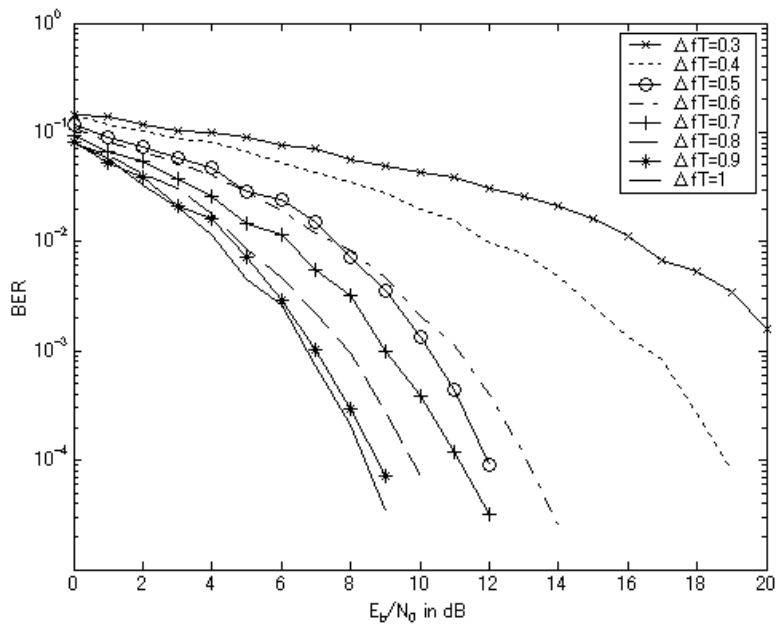


図 4.5 ビット誤り率特性 ( $\alpha_0 = 0, \alpha_1 = \pi/4$ )

#### 4.4 高多重化通信の性能

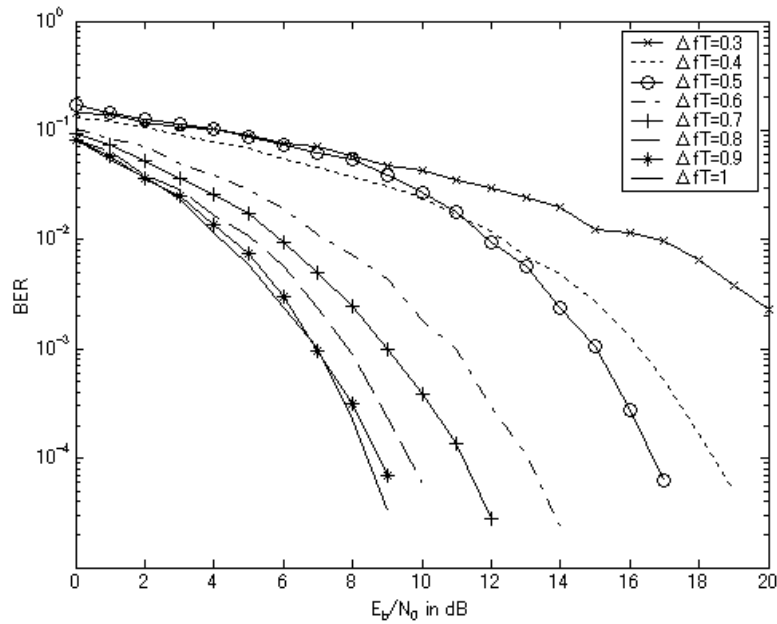


図 4.6 ビット誤り率特性 ( $\alpha_0 = 0$ ,  $\alpha_1 = \pi/2$ )

#### 4.4.2 QPSK 方式における性能

図 4.7, 4.8, 4.9 に変調方式として QPSK を用いた場合のビット誤り率特性を示す。

BPSK のように隣接信号の影響を受けないということはないが、QPSK においても  $\Delta fT = 0.5$  の場合のビット誤り率特性だけが隣接信号の位相によって異なっている。特に、 $\alpha_1 = \pi/4$  [rad] のときにビット誤り率特性が著しく劣化している。これは、隣接信号の同相成分と直交成分のベクトル和が、所望信号の同相成分と直交成分のどちらかにのみ常に干渉として現れるからである。



#### 4.4 高多重化通信の性能

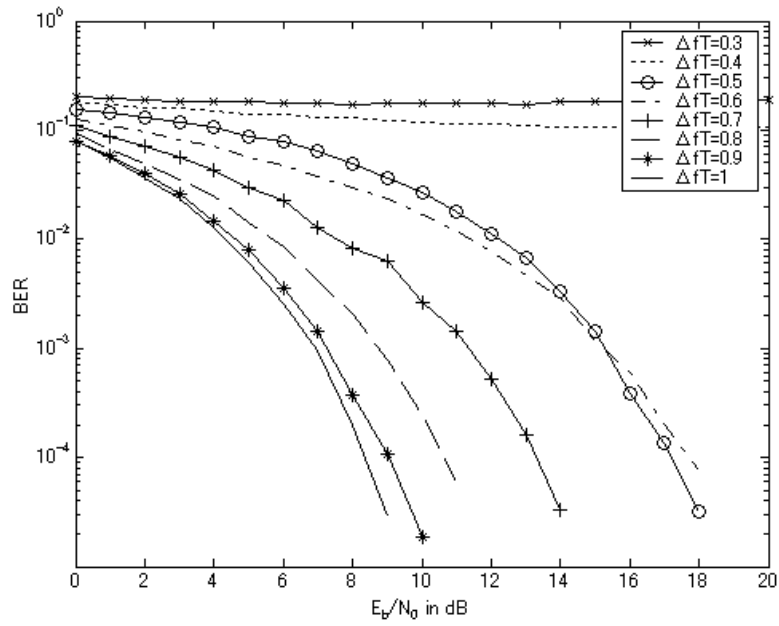


図 4.7 ビット誤り率特性 ( $\alpha_0 = 0, \alpha_1 = 0$ )

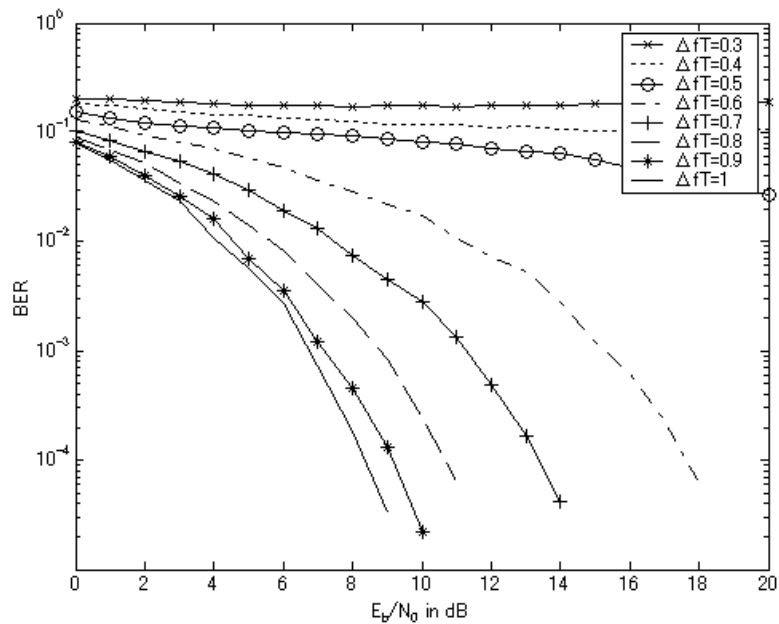


図 4.8 ビット誤り率特性 ( $\alpha_0 = 0, \alpha_1 = \pi/4$ )

#### 4.4 高多重化通信の性能

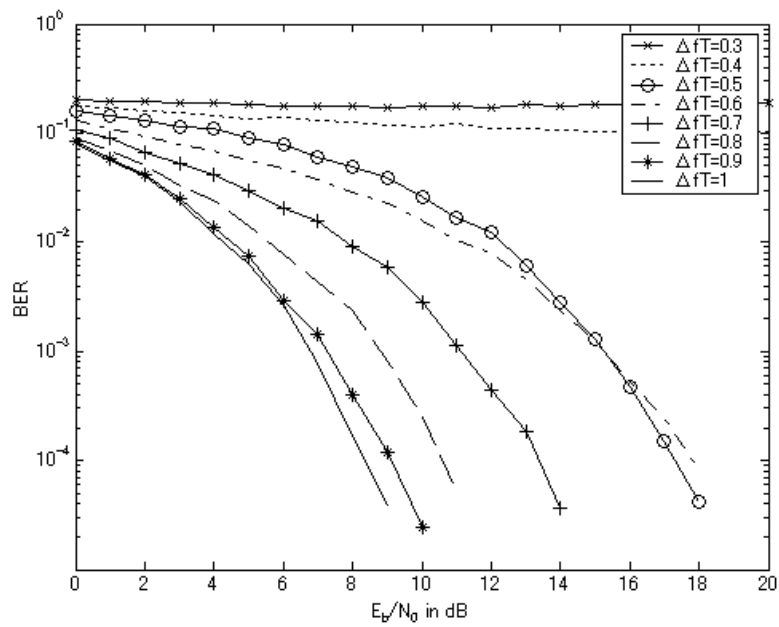


図 4.9 ビット誤り率特性 ( $\alpha_0 = 0, \alpha_1 = \pi/2$ )

# 第5章

## 隣接周波数データキャンセル方式

### 5.1 アルゴリズム

これまでに述べたように、高多重化通信においては隣接信号の影響で通信の性能が劣化する。これを改善するためには、受信側で隣接信号の影響を軽減する必要がある。そこで、図5.1のような受信機を用いる隣接周波数データキャンセル方式を考えた。なお、ここでは簡単のため信号受信部を2つとしている。

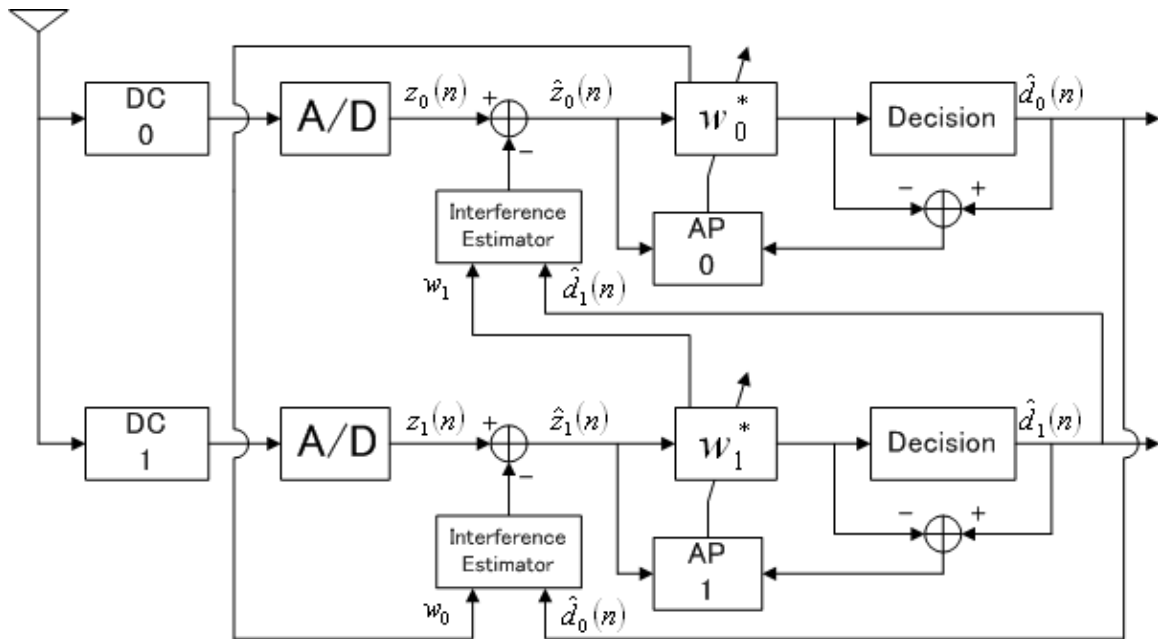


図 5.1 データキャンセル受信機

この方式の特徴は、各信号スペクトルに対応する受信部がデータ検出を行う際に、隣接信号に対応する受信部から送られたデータの推定値  $\hat{d}_k(n)$  と位相の推定値  $w_k (= \exp(j\alpha_k))$  を

## 5.2 軟判定

用いて隣接信号のレプリカを作り，減算することで影響を軽減するということである。

具体的な例を示す．2 多重，受信電力を 1W とすると，0 番受信部の入力信号は

$$z_0(n) = d_0(n) \exp(j\alpha_0) + d_1(n) \text{Sa}(\pi\Delta f T) \exp(j(2\pi\Delta f T n + \pi\Delta f T + \alpha_1)) \quad (5.1)$$

1 番受信部の入力信号は

$$z_1(n) = d_1(n) \exp(j\alpha_1) + d_0(n) \text{Sa}(-\pi\Delta f T) \exp(j(-2\pi\Delta f T n - \pi\Delta f T + \alpha_0)) \quad (5.2)$$

で表される．

まず，1 番受信部で仮受信を行い，データ  $d_1(n)$  の推定値  $\hat{d}_1(n)$  を得ると共に，適応アルゴリズムにより新しい位相の推定値  $w_1$  を得る．ここでは新しい位相の推定値は 0 番受信部の干渉推定部へ送るだけで，更新は行わない．

次に，0 番受信部で受信を行うが，このときに先ほど得た 2 つの値  $\hat{d}_1(n)$ ， $w_1$  を用いて隣接信号のレプリカを作り，入力信号から減算する．これを式で表すと

$$\hat{z}_0(n) = z_0(n) - \hat{d}_1(n) \text{Sa}(\pi\Delta f T) \exp(j(2\pi\Delta f T n + \pi\Delta f T)) w_1 \quad (5.3)$$

となる．この  $\hat{z}_0(n)$  を 0 番受信部の入力信号としてデータ  $\hat{d}_0(n)$  を検出し受信すると共に，位相の推定値  $w_0$  を求め，更新する．

最後に，1 番受信部で  $\hat{d}_0(n)$ ， $w_0$  を用いて 0 番受信部と同様に受信を行い，位相の推定値を更新する．

## 5.2 軟判定

データキャンセルを行う際，データの推定値  $\hat{d}_k(n)$  が誤っていると，干渉を増幅してしまい，逆効果となる．データ検出に用いる硬判定では，入力が正か負かだけを見て出力を決めるため，入力が 0 付近のときの信頼性が低くなる．そこで，より高い精度のデータキャンセルを実現するため，データの推定値を求める際に軟判定を行う方式について検討した．軟判定にはシグモイド関数を応用した．

$$f(x) = 2 \left( \frac{1}{1 + \exp(-ax)} \right) - 1, \quad (a > 0) \quad (5.4)$$

## 5.2 軟判定

ここで  $a$  は軟判定曲線の傾きを決めるパラメータである。軟判定曲線を図 5.2 に示す。

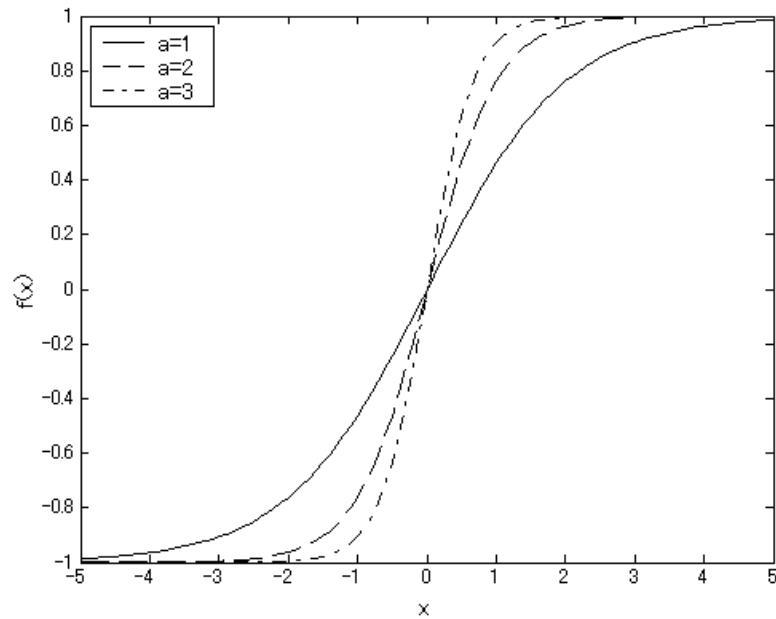


図 5.2 軟判定曲線

軟判定を用いる場合の受信機モデルを図 5.3 に示す。

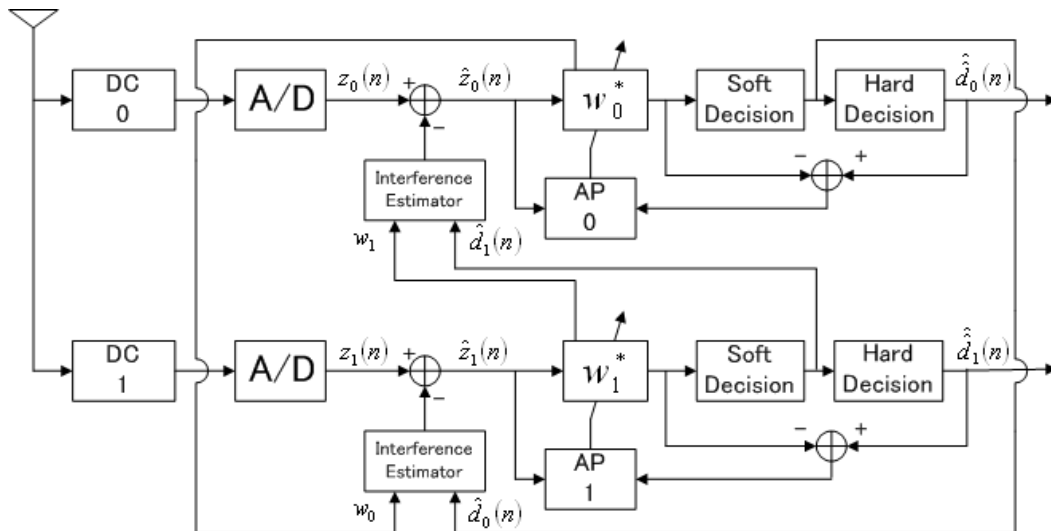


図 5.3 軟判定データキャンセル受信機

### 5.3 性能評価

提案方式の性能を評価するため、ビット誤り率特性と使用帯域幅に対する周波数利用効率を示す。

#### 5.3.1 ビット誤り率特性

提案方式におけるビット誤り率特性を図 5.4, 5.5, 5.6, 5.7 に示す。多重化数 2, 受信電力 1W, 同位相, 通信路は白色ガウス雑音通信路とした。また, 軟判定曲線の傾きを決めるパラメータ  $a$  については, 各  $\Delta fT$  に対して 1 から 6 までの整数のいずれかとしてシミュレーションを行い, その結果, 最も効果が認められたものについて図示している。

図 5.4 は, OFDM ( $\Delta fT = 1$ ) と  $\Delta fT = 0.8$  の場合を比較したものである。OFDM では, 隣接信号が直交しているため相互干渉はなく,  $E_b/N_0 = 6.8$  dB でビット誤り率が約  $10^{-3}$  となる。一方,  $\Delta fT = 0.8$  の場合は, 隣接信号の影響により,  $E_b/N_0 = 9$  dB でビット誤り率が約  $10^{-3}$  となる。しかし, データキャンセルを行うことによりその影響を軽減できる。図に示されるように, 軟判定を用いたデータキャンセル方式によって,  $\Delta fT = 0.8$  のビット誤り率特性は OFDM とほぼ同程度にまで改善される。

図 5.5 は, OFDM と  $\Delta fT = 0.7$  の場合を比較したものである。前述した  $\Delta fT = 0.8$  と比べて, 周波数配置間隔が狭い分だけ隣接信号の影響を強く受け, ビット誤り率特性がより劣化するため, データキャンセルなしでは  $E_b/N_0 = 11.2$  dB でビット誤り率が約  $10^{-3}$  となる。しかし, データキャンセル方式では  $E_b/N_0 = 8.5$  dB, さらに軟判定を用いた場合は  $E_b/N_0 = 7.8$  dB でビット誤り率が約  $10^{-3}$  となる。

図 5.6 は, OFDM と  $\Delta fT = 0.6$  の場合を比較したものである。データキャンセルなしでは 15.2 dB, データキャンセル方式では 12.2 dB, さらに軟判定を用いた場合は 10 dB でビット誤り率が約  $10^{-3}$  となる。約 5 dB と大きく改善されており, ここで示した 4 つの例のうちでは最も  $E_b/N_0$  の改善効果が顕著に表れている。

図 5.7 は, OFDM と  $\Delta fT = 0.5$  の場合を比較したものである。 $\Delta fT = 0.5$  の場合, ビッ

### 5.3 性能評価

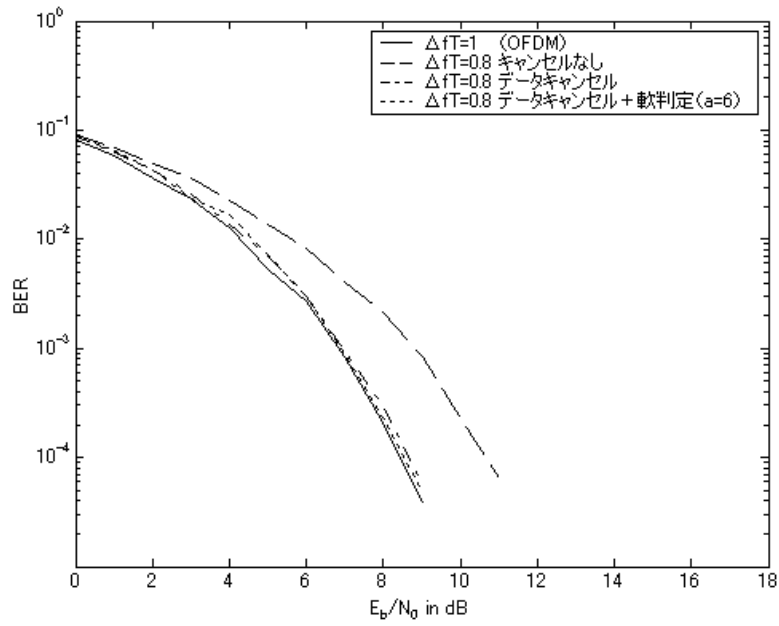


図 5.4 ビット誤り率特性 (OFDM と  $\Delta fT = 0.8$  の比較)

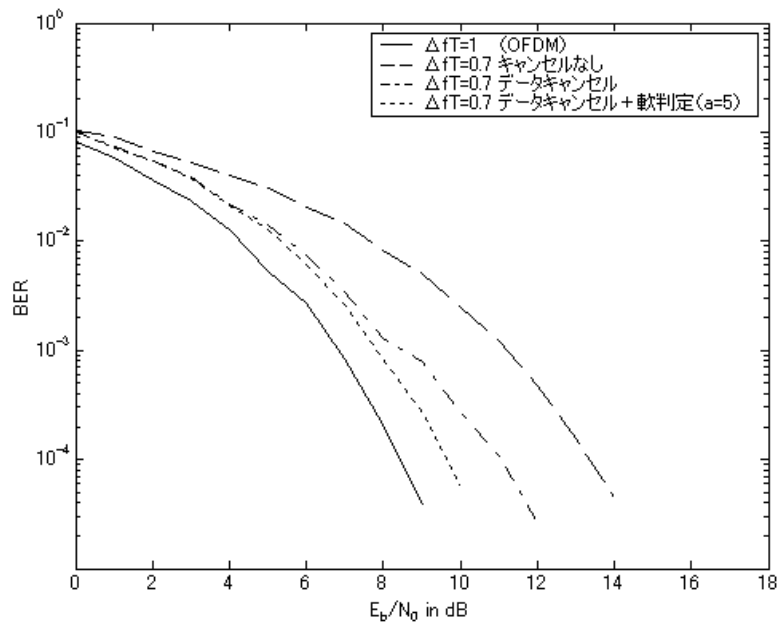


図 5.5 ビット誤り率特性 (OFDM と  $\Delta fT = 0.7$  の比較)

### 5.3 性能評価

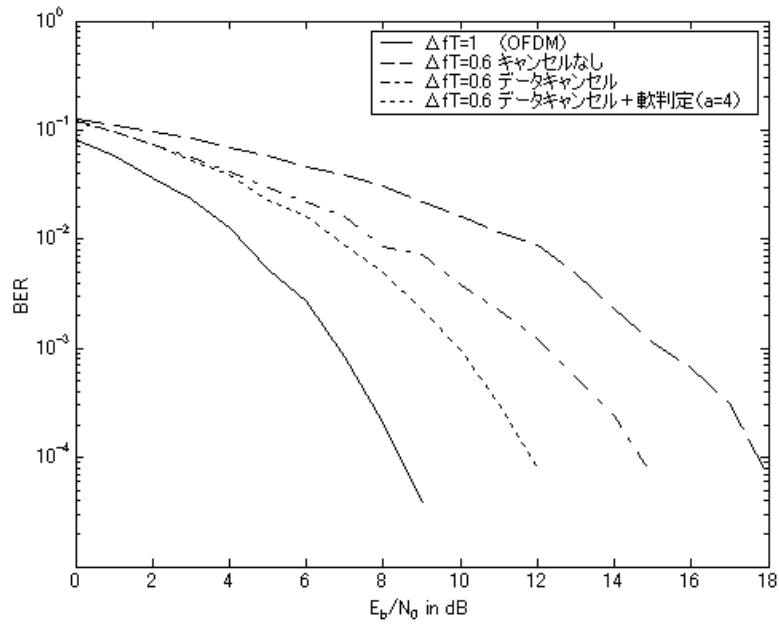


図 5.6 ビット誤り率特性 (OFDM と  $\Delta fT = 0.6$  の比較)

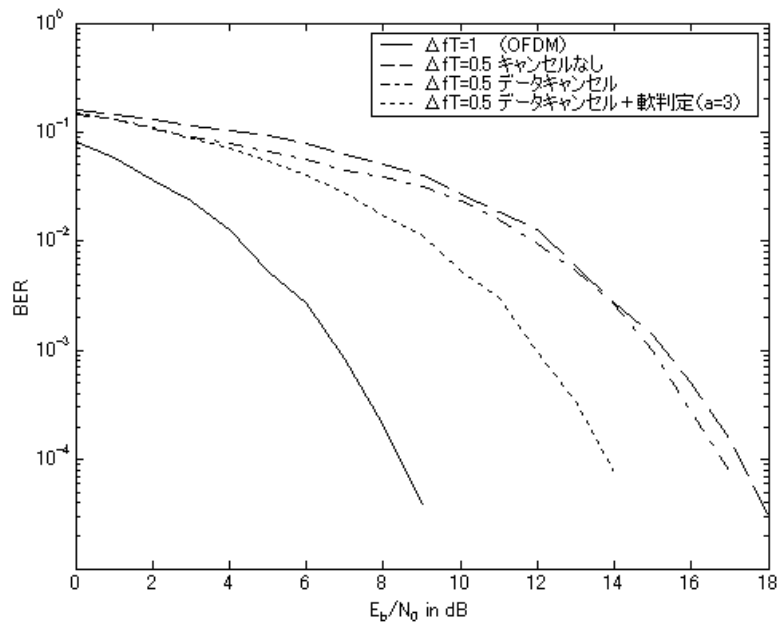


図 5.7 ビット誤り率特性 (OFDM と  $\Delta fT = 0.5$  の比較)



### 5.3 性能評価

ト誤り率が約  $10^{-3}$  となる  $E_b/N_0$  が、データキャンセルなしでは 15.3 dB、軟判定を用いないデータキャンセル方式では 15 dB と、ほとんど改善が見られない。これは、周波数配置間隔が狭くなり、隣接信号の影響が大きくなりすぎたために、データ推定に誤りが頻出することが原因であると考えられる。一方、軟判定を用いたデータキャンセル方式では、12 dB でビット誤り率が約  $10^{-3}$  となり、3 dB ほど改善されている。このことから、軟判定を用いることでデータ推定の誤りによる影響を抑え、より精度の高いデータキャンセルを実現することができると言える。

#### 5.3.2 使用帯域幅に対する周波数利用効率

使用できる帯域幅に対する周波数利用効率について、OFDM と  $\Delta fT = 0.5$  とを比較したものを図 5.8 に示す。周波数利用効率は、 $KR/L$  (副搬送波数  $\times$  データ送信速度/使用帯域幅) [bits] で求められる。

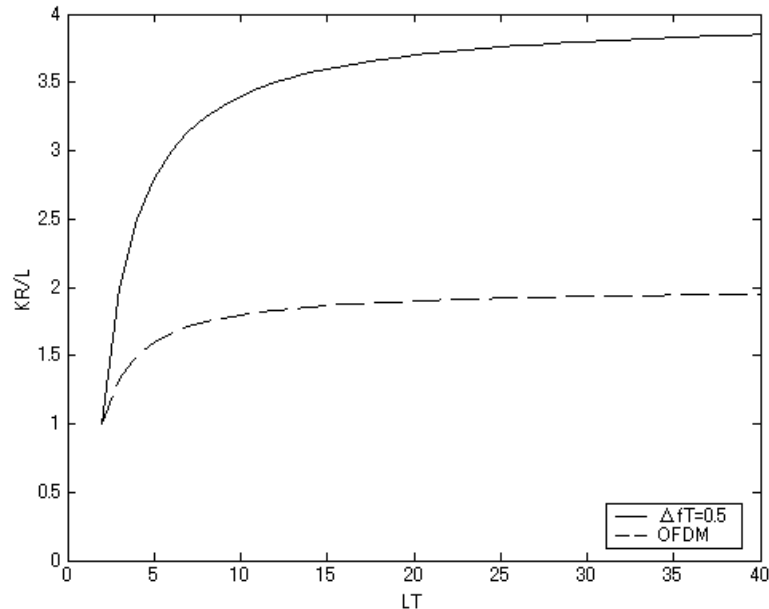


図 5.8 使用帯域幅に対する周波数利用効率

図のように、OFDM の半分の周波数配置間隔で信号スペクトルを配置した場合、OFDM

### 5.3 性能評価

の約 2 倍の周波数利用効率が得られる。

## 第 6 章

### まとめ

本論文では高多重化通信のための隣接周波数データキャンセル方式を提案し、その性能の評価を行った。その結果、変調方式 QPSK、多重化数 2、同位相、 $\Delta fT = 0.6$  の場合、 $BER = 10^{-3}$  における  $E_b/N_0$  で約 5 dB の改善が得られた。また、OFDM の約 2 倍の周波数利用効率を得られる  $\Delta fT = 0.5$  の場合においても、約 3 dB の改善を得ることができた。これは、軟判定を用いたデータキャンセル方式により、隣接信号の影響を効率よく軽減することができることを示している。したがって、提案方式は、隣接信号の周波数配置間隔を OFDM より狭くした時のビット誤り率特性の劣化を大幅に抑えることが可能であり、周波数利用効率の向上に対して有効であると言える。今後の課題としては、多重化数を大きくした場合の検討、変調方式の多値多相化、周波数配置間隔ごとの軟判定曲線の傾きの最適化などが挙げられる。

# 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，本研究において多くの御指導，御鞭撻を賜った．ここに敬意を表し，厚く御礼申し上げます．

また，岩田誠教授，菊池豊助教授には副査をお引き受けいただき，本研究についての有益な御助言をいただいた．ここに記して謝意を表する．

最後に，共に研究を行い，議論を交し，励まし合ってきた研究室の仲間感謝する．

## 参考文献

- [1] 斉藤 洋一, “デジタル無線通信の変復調”, 電子情報通信学会, 1996.
- [2] 佐藤 拓朗, “OFDM 技術の基礎から応用まで”, リアライズ社, 1999.
- [3] S. ヘイキン (武部 幹 訳), “適応フィルタ入門”, 現代工学社, 1987.
- [4] B. P. ラシィ (山中 惣之助, 宇佐美 興一 共訳), “通信方式”, マグロウヒル, 1977.

# 付録 A

## マッチトフィルタ [4]

### A.1 マッチトフィルタとは

マッチトフィルタとは、そのフィルタ出力での信号対雑音比を最大にすることを目的とするフィルタのことである。

本論文で扱うようなデジタルデータ通信では、有限個の既知の波形を送出し、それを受信機側で検出する。通信の途中で、信号には通信路の雑音加わり、この雑音の影響によって受信時の判定に誤りが生じる。また、誤りが生じる割合（誤り率）は雑音が大きくなるにしたがって増加すると考えられる。誤り率はデジタル通信の信号検出では重要な基準である。誤り率が低ければ低いほど、システムの信頼性は高いと言えるが、システムによっては必ずしも信号対雑音比（Signal to Noise Ratio: SN 比）を大きくすることが誤り率を小さくするとは限らない。しかし、白色雑音を伴うほとんどの通信システムにおいて、SN 比は重要な要素であり、これを最大とするフィルタは最も基本的なものである。そこで、以下ではマッチトフィルタの原理について述べる。ここでは一例として、2進符号通信、すなわち2つの符号しか用いない通信を取り扱う。

2進符号通信では、通信信号は2つの符号だけで伝送される。符号の一方を図 A.1 のようなパルスで表し、もう一方をパルスが存在しない状態で表す。パルス  $s(t)$  が存在する時間を  $\tau$  秒とし、パルスが存在しない時間も同じく  $\tau$  秒とする。ここでは、パルスの波形の形状の検出は重要でない。デジタル通信方式では、パルスの波形は既知であるため、その有無だけを判定すればよい。

## A.2 マッチトフィルタの原理

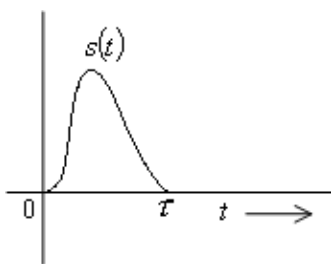


図 A.1 パルスの例

## A.2 マッチトフィルタの原理

先に述べたように、マッチトフィルタの動作は判定の瞬間に信号成分を増強し、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振幅と雑音振幅との比を最大にすることに等しい。振幅には正負があり、2乗を用いるほうが便利であるので、信号振幅および雑音振幅の2乗の比が最大になるようなフィルタを設計する。

図 A.2 に示すように、入力信号を  $s(t) + n(t)$  とする。ここで  $s(t)$  は信号パルス、 $n(t)$  は通信路の雑音である。また、フィルタ出力を  $s_o(t) + n_o(t)$  とする。 $s_o(t)$  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り正確には決定できないため、その2乗平均値  $\overline{n_o^2(t)}$  を用いて

$$\rho = \frac{s_o^2(t)}{\overline{n_o^2(t)}} \quad (\text{A.1})$$

で与えられる  $\rho$  を最大にする。

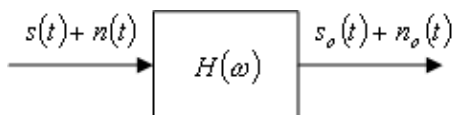


図 A.2 フィルタ

$s(t)$  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、出力信号成分は

$$s_o(t) = \mathcal{F}^{-1} [S(\omega)H(\omega)] = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} H(\omega)S(\omega) \exp(j\omega t) d\omega \quad (\text{A.2})$$

## A.2 マッチトフィルタの原理

また

$$s_o(t_m) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} H(\omega) S(\omega) \exp(j\omega t_m) d\omega \quad (\text{A.3})$$

となる.

雑音信号の 2 乗平均値は, 出力の雑音電力密度スペクトルで表すことができる.  $\mathcal{S}_n(\omega)$  を入力雑音信号  $n(t)$  の電力密度スペクトルとすると,  $|H(\omega)|^2 \mathcal{S}_n(\omega)$  は  $n_o(t)$  の電力密度スペクトルになる. したがって, 出力雑音成分の 2 乗平均は

$$\overline{n_o^2(t)} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |H(\omega)|^2 \mathcal{S}_n(\omega) d\omega \quad (\text{A.4})$$

$n_o(t)$  の 2 乗平均値は  $t$  の関数でないから

$$\overline{n_o^2(t_m)} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |H(\omega)|^2 \mathcal{S}_n(\omega) d\omega \quad (\text{A.5})$$

となる. 通信路の雑音  $n(t)$  を電力密度  $\mathcal{N}/2$  をもつ白色雑音とすると

$$\mathcal{S}_n(\omega) = \frac{\mathcal{N}}{2} \quad (\text{A.6})$$

から

$$\overline{n_o^2(t_m)} = \frac{\mathcal{N}}{4\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |H(\omega)|^2 d\omega \quad (\text{A.7})$$

となる.

式 (A.1) に式 (A.3), (A.5) を代入すると

$$\rho = \frac{s_o^2(t_m)}{\overline{n_o^2(t_m)}} = \frac{\left| \int_{-\infty}^{\infty} H(\omega) S(\omega) \exp(j\omega t_m) d\omega \right|^2}{\pi \mathcal{N} \int_{-\infty}^{\infty} |H(\omega)|^2 d\omega} \quad (\text{A.8})$$

となる.  $s_o(t)$  は実数であるから,  $s_o^2(t) = |s_o(t)|^2$  と表す.

ここで Schwarz の不等式を用いると

$$\left| \int_{-\infty}^{\infty} H(\omega) S(\omega) \exp(j\omega t_m) d\omega \right|^2 \leq \int_{-\infty}^{\infty} |H(\omega)|^2 d\omega \int_{-\infty}^{\infty} |S(\omega)|^2 d\omega \quad (\text{A.9})$$

となる. 式 (A.8) に式 (A.9) の不等式を代入すると

$$\frac{s_o^2(t_m)}{\overline{n_o^2(t_m)}} \leq \frac{1}{\pi \mathcal{N}} \int_{-\infty}^{\infty} |S(\omega)|^2 d\omega \quad (\text{A.10})$$



## A.2 マッチトフィルタの原理

したがって

$$\rho_{\max} = \frac{1}{\pi\mathcal{N}} \int_{-\infty}^{\infty} |S(\omega)|^2 d\omega \quad (\text{A.11})$$

となる。この最大値は式 (A.9) の等号が成り立つときに得られ、

$$H(\omega) = kS^*(\omega) \exp(-j\omega t_m) = kS(-\omega) \exp(-j\omega t_m) \quad (\text{A.12})$$

のときだけ成立する。ここで  $k$  は任意の定数である。

最適フィルタのインパルス応答  $h(t)$  は

$$h(t) = \mathcal{F}^{-1}[H(\omega)] = \mathcal{F}^{-1}[kS(-\omega) \exp(-j\omega t_m)] \quad (\text{A.13})$$

で表される。ここで、 $S(-\omega)$  の逆フーリエ変換は  $s(-t)$  であり、 $\exp(-j\omega t_m)$  は  $t_m$  秒の時間軸の移動を表すことより、

$$h(t) = ks(t_m - t) \quad (\text{A.14})$$

となる。ここでは、便宜上  $k = 1$  とする。

信号  $s(t_m - t)$  は  $s(t)$  を垂直軸で折り返し、 $t_m$  秒だけ右に移動することで得られる。ここで、インパルス応答  $h(t)$  は  $t_m < \tau$  では因果律を満足しないため、実現不可能である。また、 $t_m$  は判定をできるだけ早くするために小さいことが望まれるため、 $t_m > \tau$  より  $t_m = \tau$  のほうがよい。そのため、マッチトフィルタのインパルス応答は、信号  $s(t)$  を垂直軸で折り返し、それを  $\tau$  秒だけ右に移動させたものである。

マッチトフィルタで得られる SN 比は、信号  $s(t)$  が受信機に入り終わる時間  $t_m$  の瞬間に最大になる。その最大値は式 (A.11) で与えられる。信号  $s(t)$  のエネルギー  $E_s$  は

$$E_s = \int_{-\infty}^{\infty} s^2(t) dt = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |S(\omega)|^2 d\omega \quad (\text{A.15})$$

で表される。したがって

$$\rho = \frac{s_o^2(t_m)}{n_o^2(t_m)} = \frac{E_s}{\mathcal{N}/2} = \frac{2E_s}{\mathcal{N}} \quad (\text{A.16})$$

となる。

## A.2 マッチトフィルタの原理

出力信号成分の振幅  $s_o(t_m)$  は，式 (A.3) に式 (A.12) を代入すると得られ

$$s_o(t_m) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |S(\omega)|^2 d\omega = E_s \quad (\text{A.17})$$

となる．

これより出力信号成分の振幅は  $t = t_m$  で最大になり，その大きさは信号  $s(t)$  のエネルギー  $E_s$  になる．この様子を図 A.3 に示す．これは，最大振幅は  $S(t)$  の波形とは無関係で，そのエネルギーの大きさだけに依存することを表している．

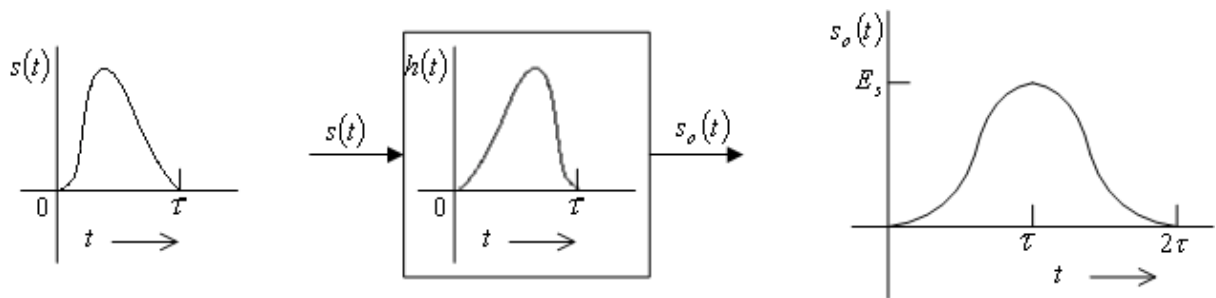


図 A.3 フィルタの応答

出力雑音成分の 2 乗平均値は，式 (A.16) に式 (A.17) を代入すると得られ

$$\overline{n_o^2(t_m)} = \frac{\mathcal{N}E_s}{2} \quad (\text{A.18})$$

となる．

また，マッチトフィルタによる検出は基本的には同期検波である．