

令和2年度  
修士学位論文

マルチパス環境下における周波数オフセット  
の影響を受けた **OFDM** 信号の復調性能  
の改善

**Improved Demodulation Performance of OFDM Signals in  
the Presence of Frequency Offset in Multipath Fading  
Environment**

1235068 野田 正太郎

指導教員 濱村昌則

2021年2月28日

高知工科大学大学院 工学研究科 基盤工学専攻  
情報学コース

# 要旨

## マルチパス環境下における周波数オフセットの影響を受けた OFDM 信号の復調性能の改善

野田 正太郎

本研究では，マルチパス環境下における周波数オフセットを考慮した直交周波数分割多重 (orthogonal frequency division multiplexing: OFDM) 方式の復調性能の改善を目的とし，全てのメッセージシンボルをそろえたパイロットシンボルを OFDM 信号に適用する周波数オフセット補償方式を提案している．このパイロットシンボルから得られる性質を用いて受信機で周波数オフセットを推定して補償することにより，周波数オフセットの影響によって発生するキャリア間干渉 (intercarrier interference: ICI) を低減できることを明らかにしている．また，従来の OFDM 方式と ICI を低減する符号化を行う ICI 自己キャンセル方式を適用した OFDM 方式のビット誤り率 (bit-error rate: BER) を明らかにし，周波数オフセット補償方式を適用した OFDM 方式の BER 特性と比較している．

キーワード 直交周波数分割多重信号，パイロットシンボル，周波数オフセット，マルチパス

## **Abstract**

# **Improved Demodulation Performance of OFDM Signals in the Presence of Frequency Offset in Multipath Fading Environment**

Shotaro Noda

In this paper, we propose a method that improves the demodulation performance of orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) in the presence of frequency offset in multipath environments by applying pilot symbols to OFDM signals, where common message symbols are used for all pilot symbols. It is shown that the intercarrier interference (ICI) caused by the frequency offset can be reduced by estimating and compensating the frequency offset at the receiver using the properties obtained through the pilot symbols. In addition, we show the bit-error rate (BER) of the OFDM system with the ICI self-cancellation method, which reduces the frequency offset using a carefully chosen coding scheme, and compare it to the proposed OFDM system with the pilot symbols.

*key words*      OFDM, pilot symbol, frequency offset, multipath

# 目次

第 1 章	はじめに	1
第 2 章	伝送路環境	3
2.1	マルチパス通信路	3
2.2	周波数オフセット	6
第 3 章	従来 OFDM 方式	8
3.1	OFDM 方式	8
3.2	送信機	9
3.3	通信路	10
3.4	受信機	11
第 4 章	ICI 自己キャンセル方式	13
4.1	送信機	14
4.2	通信路	15
4.3	受信機	15
第 5 章	周波数オフセット補償方式	21
5.1	送信機	21
5.2	通信路	23
5.3	受信機	24
第 6 章	性能評価	27
6.1	シミュレーション条件	27
6.1.1	OFDM 方式のパラメータ	27
6.1.2	ICI 自己キャンセル方式	27

目次

6.2	結果 . . . . .	28
第7章	まとめ	39
	謝辞	40
	参考文献	41

# 目次

2.1	マルチパス通信路 . . . . .	3
2.2	マルチパスが存在しない場合の受信信号 . . . . .	4
2.3	マルチパスが存在する場合の受信信号 . . . . .	4
2.4	ガードインターバルを付加した場合の受信信号 . . . . .	5
2.5	周波数オフセットの影響を受けた OFDM の受信信号スペクトル . . . . .	6
3.1	OFDM の送信信号スペクトルの例 . . . . .	9
3.2	OFDM 方式の送信機 . . . . .	9
3.3	OFDM 方式の受信機 . . . . .	11
4.1	ICI 自己キャンセルを適用した OFDM 方式の送信機 . . . . .	14
4.2	ICI 自己キャンセル方式を適用した OFDM 方式の受信機 . . . . .	15
4.3	$m = 0$ の場合 . . . . .	18
4.4	$m = 15$ の場合 . . . . .	18
4.5	$m = 31$ の場合 . . . . .	19
4.6	$m = 47$ の場合 . . . . .	19
4.7	$m = 63$ の場合 . . . . .	20
5.1	周波数オフセット補償方式を適用した OFDM 方式の送信機 . . . . .	21
5.2	シンボル配置 . . . . .	22
5.3	周波数オフセット補償方式を適用した OFDM 方式の受信機 . . . . .	24
6.1	$\Delta fT = 0.033$ の場合の BER 特性の比較 . . . . .	28
6.2	$\Delta fT = 0.066$ の場合の BER 特性の比較 . . . . .	29
6.3	$\Delta fT = 0.132$ の場合の BER 特性の比較 . . . . .	29

## 目次

6.4	正規化周波数オフセットと BER 特性の関係 . . . . .	30
6.5	パス数 $L = 9$ , $-6\text{dB}$ 減衰の場合の BER 特性の比較 . . . . .	31
6.6	パス数 $L = 9$ , $-3\text{dB}$ 減衰の場合の BER 特性の比較 . . . . .	31
6.7	パス数 $L = 9$ , $0\text{dB}$ 減衰の場合の BER 特性の比較 . . . . .	32
6.8	パス数 $L = 17$ , $-6\text{dB}$ 減衰の場合の BER 特性の比較 . . . . .	33
6.9	パス数 $L = 17$ , $-3\text{dB}$ 減衰の場合の BER 特性の比較 . . . . .	33
6.10	パス数 $L = 17$ , $0\text{dB}$ 減衰の場合の BER 特性の比較 . . . . .	34
6.11	$L = 5$ の場合の相対電力減衰と BER 特性の関係 . . . . .	35
6.12	$L = 17$ の場合の相対電力減衰と BER 特性の関係 . . . . .	35
6.13	相対電力減衰が $0\text{dB}$ の場合のパス数と BER 特性の関係 . . . . .	36
6.14	相対電力減衰が $-1\text{dB}$ の場合のパス数と BER 特性の関係 . . . . .	37
6.15	相対電力減衰が $-3\text{dB}$ の場合のパス数と BER 特性の関係 . . . . .	37
6.16	相対電力減衰が $-6\text{dB}$ の場合のパス数と BER 特性の関係 . . . . .	38

# 第 1 章

## はじめに

近年, デジタル処理技術の進歩やインターネット・スマートフォンの急速な普及に伴い, 高速・大容量で信頼性の高い通信の実現が必要とされている [1]. 直交周波数分割多重 (orthogonal frequency division multiplexing: OFDM) 方式は, この要求を満たす通信方式として広く研究が行われている [1]. OFDM はマルチキャリア変調方式の一つであり, 直交する多数のキャリアを使用することで, 通信の高速化と周波数利用の高効率化を実現する [2].

しかし, OFDM は周波数オフセットの影響を受けるとキャリア間干渉 (intercarrier interference: ICI) が発生し, ビット誤り率 (bit-error rate: BER) が増加する [3]. ここでいう周波数オフセットとは, 移動体通信に伴うドップラーシフトなどの影響により生じる, 受信信号のキャリア周波数と同期検波用のローカルキャリア周波数のずれである [3].

OFDM 方式において ICI を低減させる代表的な方法として, 周波数オフセットを推定して補償する方式, 時間領域で窓関数を適用する方式, ICI を低減する符号化を行う方式などが挙げられる [4][5]. 時間領域で窓関数を適用する方式では, Raised cosine (RC) パルスや Better than RC (BTRC) パルスなどのナイキストパルスの周波数スペクトルを用いて波形整形を行うことにより, ICI を低減する [5][6]. ICI を低減する符号化を行う方式では, 送信機で ICI 自己キャンセル変調と呼ばれる符号化を行い, 受信機で ICI 自己キャンセル復調と呼ばれる ICI を低減する復号を行う [4][7].



OFDM では伝送路推定のために、パイロットシンボルと呼ばれる既知のシンボルを送信し、悪条件下においても信頼性の高い通信環境を確保することがよく行われる [1]. 本研究では、全てのメッセージシンボルを 1 にそろえたパイロットシンボルを送信し、これにより得られる性質を用いて受信機で周波数オフセットを推定して補償する周波数オフセット補償方式を提案する. これにより、マルチパス環境下における周波数オフセットの影響を補償し、復調性能を改善できることを明らかにする. また、従来の OFDM 方式と ICI 自己キャンセル方式を適用した OFDM 方式の BER 特性を明らかにし、周波数オフセット補償方式の BER 特性と比較する.

## 第 2 章

# 伝送路環境

本章では，本研究で扱う伝送路環境について述べる．

### 2.1 マルチパス通信路

ワイヤレス通信路は，送信機から送信された信号が建築物や山などの障害物に反射し，複数の経路を通して受信されるマルチパス通信路となる [1]．受信機で受信される各パスを通過した信号も伝搬距離が異なる多数の信号の合成波であり，マルチパス通信路を経た受信信号は送信信号とは異なる歪みの生じた信号となる [1]．マルチパス通信路が複数の経路のワイヤレス通信路からなる様子を図 2.1 に示す．

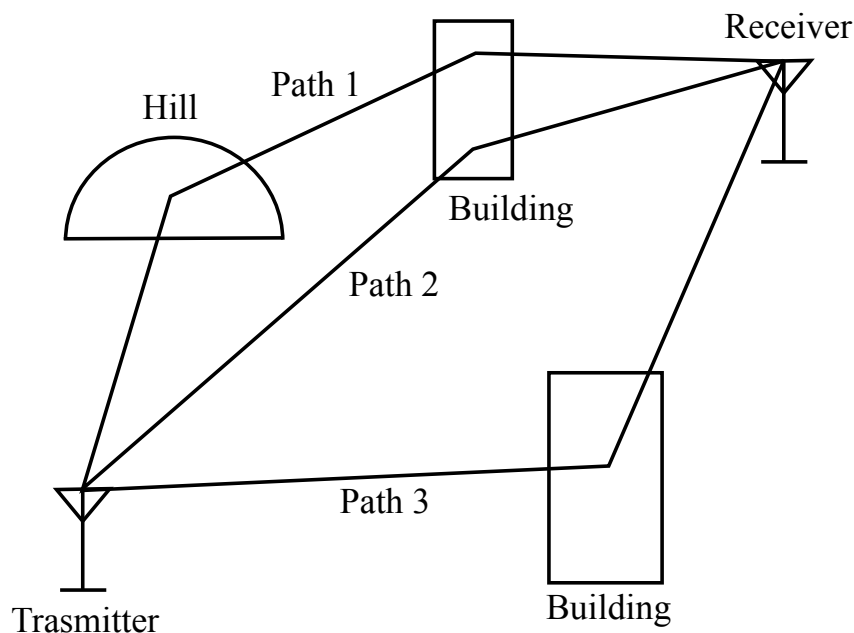


図 2.1 マルチパス通信路

## 2.1 マルチパス通信路

OFDM 方式における具体的なマルチパスの影響を図 2.2, 図 2.3 に示す.

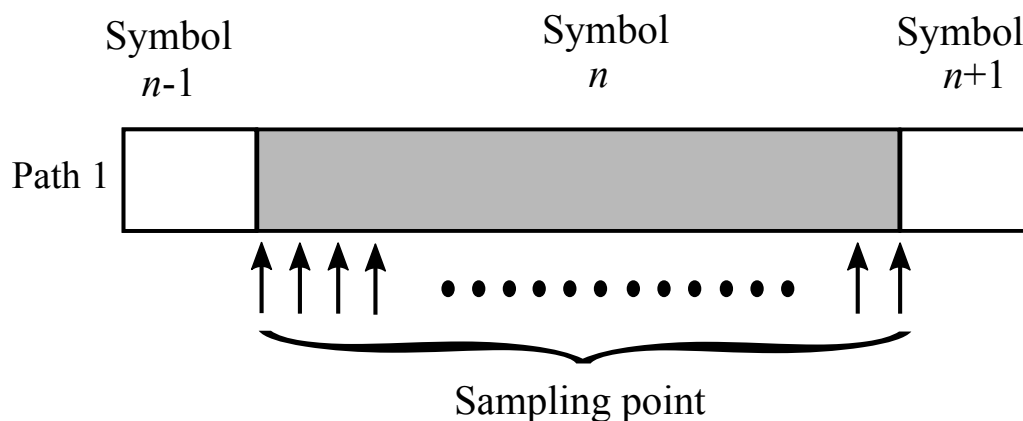


図 2.2 マルチパスが存在しない場合の受信信号

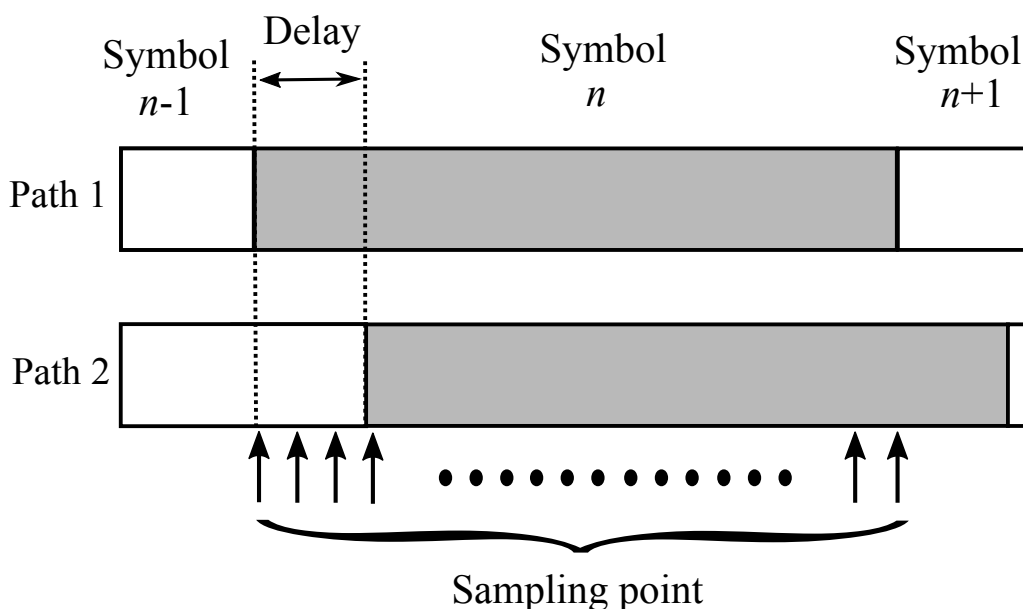


図 2.3 マルチパスが存在する場合の受信信号

図 2.2 はマルチパスの存在しない場合の受信信号である。マルチパスが存在しない場合は、受信機で OFDM シンボルをサンプルリングし、それに FFT を施すことによってメッセージシンボルを復調することができる。これに対して、図 2.3 は 1 波目に対して遅延した 2 波目が同時に受信された場合を示している。2 波目は希望する OFDM シンボルの一部が欠落し、時間的に 1 つ前のシンボルが加わったものがサンプルリングされる。

## 2.1 マルチパス通信路

したがって、1 波目と 2 波目が合成された受信信号はシンボル間干渉 (intersymbol interference: ISI) が発生し、FFT で正しくメッセージシンボルを復調できない可能性が高まる [1].

本研究では、各パスごとにレイリーフェージングが発生するマルチパスを考慮する。様々な方向から到来した受信信号の合成波の包絡線がレイリー分布に従いランダムに変動する受信信号はレイリーフェージングの影響を受けた受信信号と呼ばれる [8].

OFDM ではマルチパスの影響をある程度回避することができるように、送信機側でガードインターバルを設けることによって対策を行う [1]. 本研究では、サイクリックプレフィックスと呼ばれる信号をガードインターバルに付加する。サイクリックプレフィックスとは、OFDM シンボルの後半の一部分をコピーした信号である [9]. ガードインターバルにサイクリックプレフィックスを付加した受信信号を図 2.4 に示す。

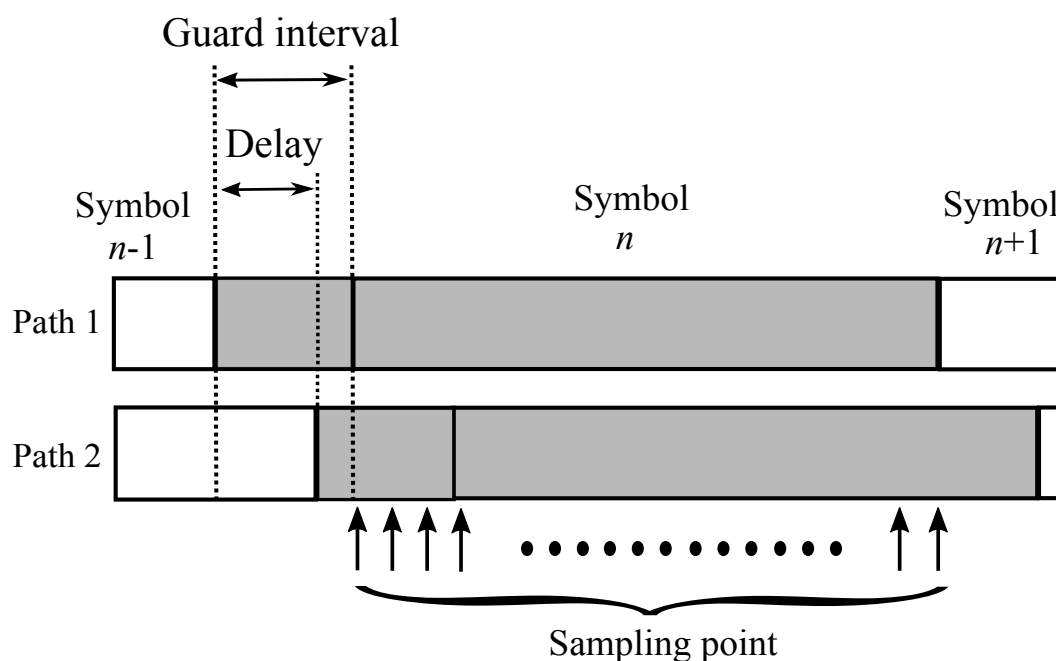


図 2.4 ガードインターバルを付加した場合の受信信号

## 2.2 周波数オフセット

この図から分かるように、ガードインターバル長が各パスの遅延時間よりも長ければ、サンプリングの際に必ず希望する OFDM シンボルのみからなる信号をサンプリングすることができる [1].

ここで、OFDM 方式の送信信号を  $s(t)$ 、 $L$  をパス数、 $l$  をパス番号、 $h_l$  を  $l$  番パスの複素振幅ゲイン、 $\tau_l[s]$  を  $l$  番パスの遅延時間とすると、マルチパス通信路を経た受信信号  $r(t)$  は次式で表される。

$$r(t) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l s(t - \tau_l) \quad (2.1)$$

## 2.2 周波数オフセット

本研究ではマルチパスに加え、周波数オフセットの影響を考慮する。周波数オフセットとは、移動体通信に伴うドップラーシフトなどの影響により生じる、受信信号のキャリア周波数と同期検波用のローカルキャリア周波数のずれのことである [3]。図 2.5 に周波数オフセットの影響を受けた OFDM の受信信号のスペクトルの例を示す。

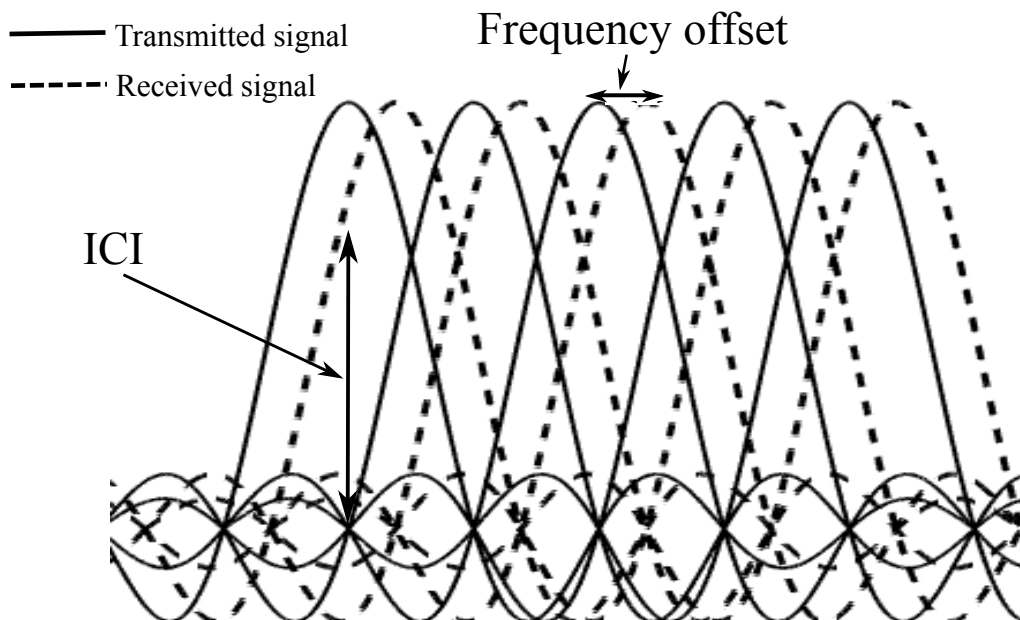


図 2.5 周波数オフセットの影響を受けた OFDM の受信信号スペクトル

## 2.2 周波数オフセット

周波数オフセットの影響を受けることによって信号のスペクトルがずれ、ICIが発生し、BER特性が劣化する。

受信信号に生じる周波数オフセットを  $\Delta f$ 、位相オフセットを  $\theta$  とすると、マルチパス環境下における周波数オフセットを考慮した OFDM 方式の受信信号  $r(t)$  は次式で表すことができる。

$$r(t) = e^{j(2\pi\Delta f t + \theta)} \sum_{l=0}^{L-1} h_l s(t - \tau_l) \quad (2.2)$$

## 第 3 章

# 従来の OFDM 方式

本章では, マルチパス環境下における周波数オフセットの影響を考慮した従来の OFDM 方式について述べる.

### 3.1 OFDM 方式

OFDM 方式はキャリア周波数の異なる複数のデジタル変調信号より構成されるが, 各デジタル信号のキャリア間には直交関係が存在する [1]. キャリア間の直交関係は次式のように表される [1].

$$\int_0^T \cos(2\pi a f_0 t) \cos(2\pi b f_0 t) dt = \begin{cases} \frac{T}{2}, & a = b \\ 0, & a \neq b \end{cases} \quad (3.1)$$

$$\int_0^T \sin(2\pi a f_0 t) \sin(2\pi b f_0 t) dt = \begin{cases} \frac{T}{2}, & a = b \\ 0, & a \neq b \end{cases} \quad (3.2)$$

$$\int_0^T \cos(2\pi a f_0 t) \sin(2\pi b f_0 t) dt = 0 \quad (3.3)$$

ここで,  $a$  および  $b$  は整数であり,  $T = 1/f_0$  である.  $f_0$  は OFDM 方式におけるサブキャリアの周波数間隔である [1]. 図 3.1 に送信信号スペクトルの例を示す. 図から分かるようにメインローブを含めてスペクトルは互いに重なり合っているが, サブキャリア間の直交関係を利用することによってシンボルを正しく取り出すことができる [1].

### 3.2 送信機

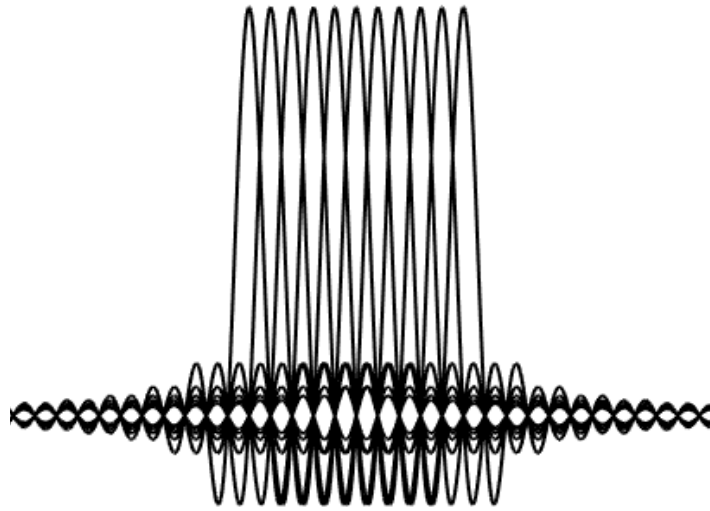


図 3.1 OFDM の送信信号スペクトルの例

### 3.2 送信機

OFDM 方式の送信機を図 3.2 に示す。

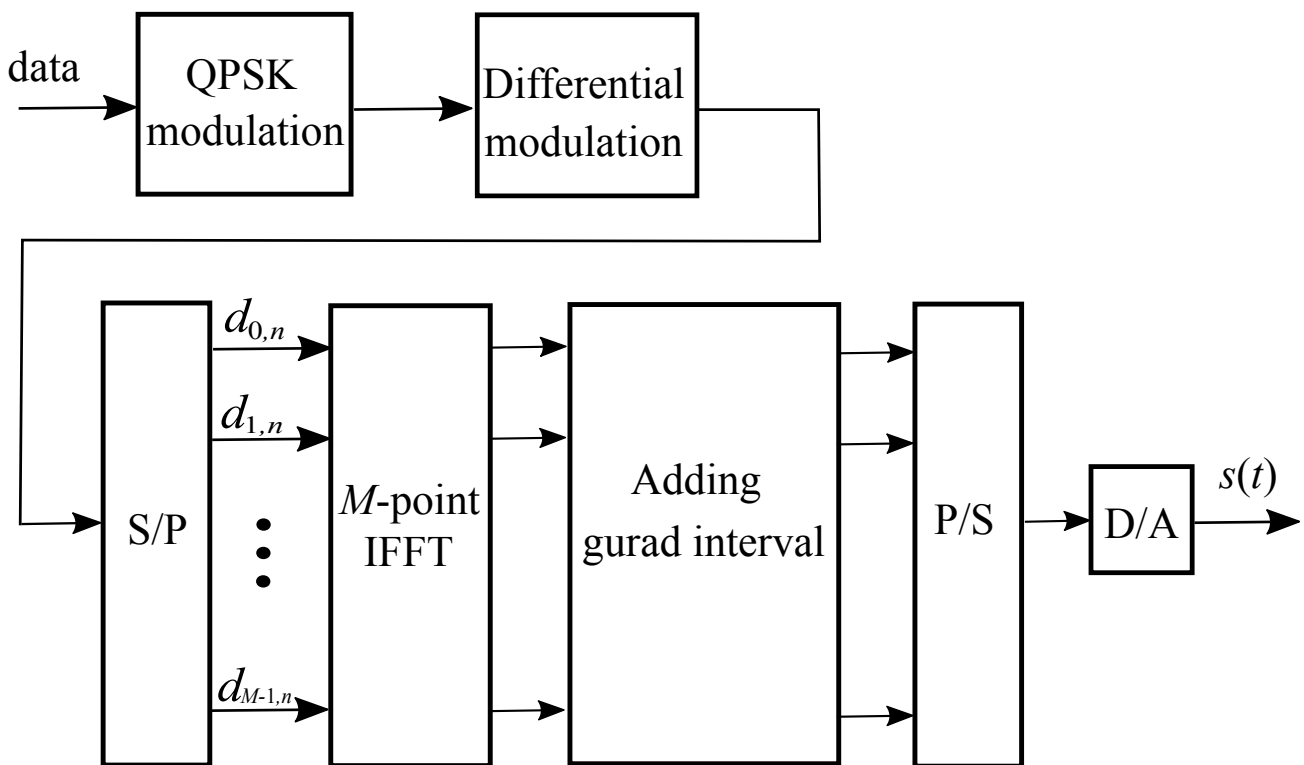


図 3.2 OFDM 方式の送信機



### 3.3 通信路

OFDM 方式では,  $M$  個のサブキャリアヤを用いてメッセージシンボルを送信する. 時刻  $t = nT_s$  において  $m$  番サブキャリアヤによって伝送される差動符号化されたメッセージシンボルを  $d_{m,n}$  とすると, OFDM 方式の送信信号  $s(t)$  は次式で与えられる.

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} g(t - nT_s) \sum_{m=0}^{M-1} d_{m,n} e^{j2\pi \frac{m}{T} (t - nT_s)} \quad (3.4)$$

ここで,  $T_s$  は  $T_s = T + T_g$ ,  $T_g$  はガードインターバルである. また, ゲート関数  $g(t)$  を次式で与える.

$$g(t) = \begin{cases} 1, & -T_g < t < T \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (3.5)$$

### 3.3 通信路

マルチパス環境下における周波数オフセットの影響を受けた受信信号  $r(t)$  は次式で与えられる.

$$r(t) = e^{j(2\pi\Delta f t + \theta)} \sum_{l=0}^{L-1} h_l s(t - \tau_l) + w(t) \quad (3.6)$$

ここで,  $w(t)$  は加法性ガウス雑音である.

## 3.4 受信機

OFDM 方式の受信機を図 3.3 に示す。

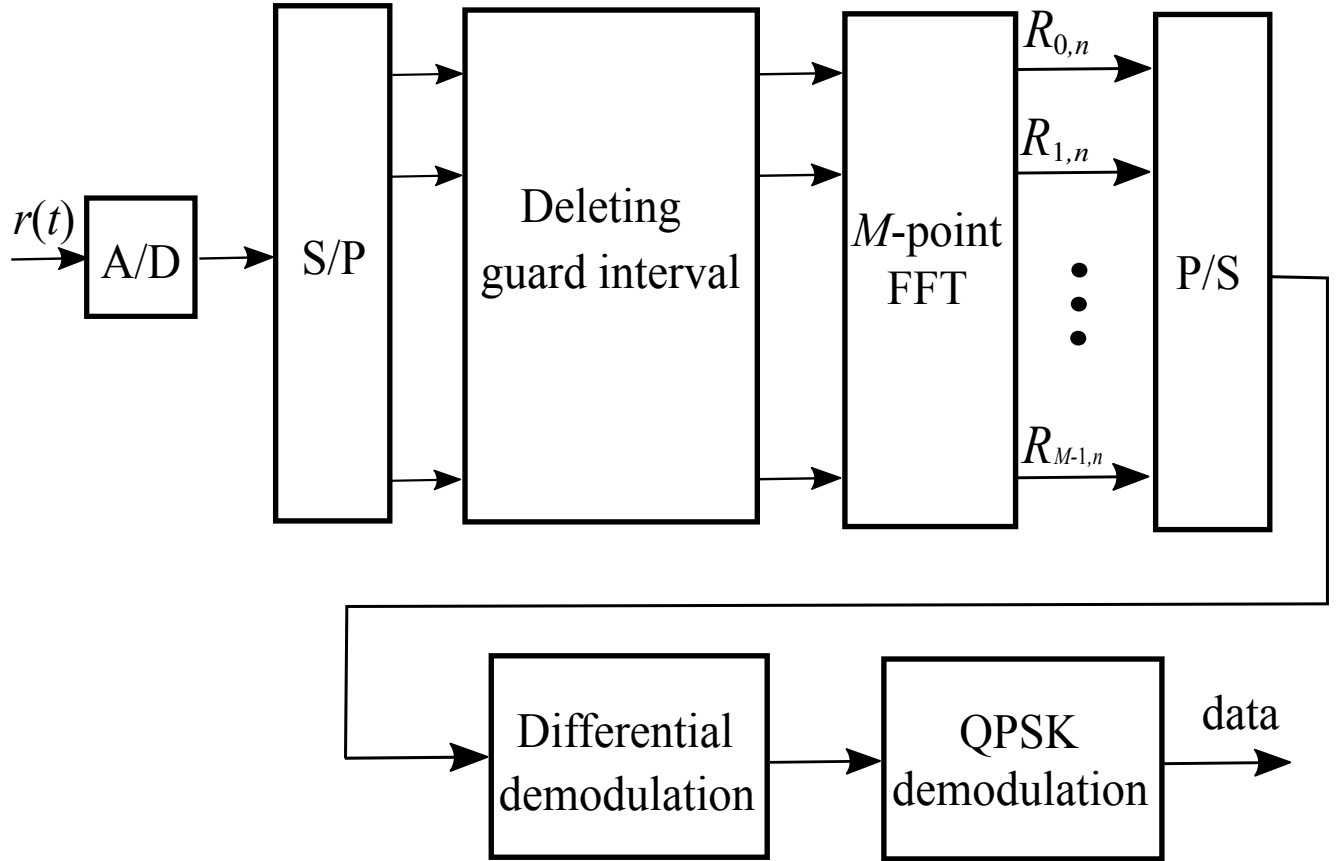


図 3.3 OFDM 方式の受信機

時刻  $t = n'T$  において得られる OFDM 方式の受信信号の  $M$  個のサンプル値列  $r_{k,n'}$  は次式で与えられる。

$$r_{k,n'} = e^{j(2\pi\Delta f(k\frac{T}{M} + n'T_s) + \theta)} \sum_{l=0}^{L-1} h_l s\left(k\frac{T}{M} + n'T_s - \tau'_l\right) + w_{k,n'} \quad (3.7)$$

ここで、 $k$  ( $k = 0, 1, \dots, M-1$ ) はサンプル番号、 $\tau'_l$  は  $l$  番パスの遅延サンプル数、 $w_{k,n'}$  は雑音成分である。上式に FFT を行うことによって得られる受信シンボル  $R_{m',n'}$  を次式で与える。

$$R_{m',n'} = \sum_{k=0}^{M-1} \sum_{l=0}^{L-1} h_l e^{\frac{j2\pi\Delta f T k}{M}} e^{j2\pi\Delta f T_s n'} e^{j\theta} \sum_{m=0}^{M-1} d_{m',n'} e^{\frac{j2\pi m k}{M}} e^{-\frac{j2\pi m \tau'_l}{M}} e^{-\frac{j2\pi m' k}{M}} + W_{m',n'} \quad (3.8)$$

### 3.4 受信機

ここで,  $W_{m',n'}$  は雑音成分である.

$R_{m',n'}$  に対して差動復号を行うことによってメッセージシンボルを得る.

## 第 4 章

# ICI 自己キャンセル方式

本章では, マルチパス環境下における周波数オフセットの影響を考慮した ICI 自己キャンセル方式について述べる.

ICI 自己キャンセル方式とは, 送信機で ICI 自己キャンセル変調と呼ばれる符号化を行い, 受信機 ICI 自己キャンセル復調と呼ばれる ICI を低減する復号を行う方式である [4]. ICI 自己キャンセル変調とは, 1 つのデータを事前に定義された重み付け係数を持つサブキャリアのグループに変調することである [4]. 本研究では, ICI 自己キャンセル方式において最も簡単である 2 サブキャリアごとのグループに変調する方法を用いて ICI の低減を検討する.

## 4.1 送信機

ICI 自己キャンセル方式を適用した OFDM 方式の送信機構造を図 4.1 に示す。

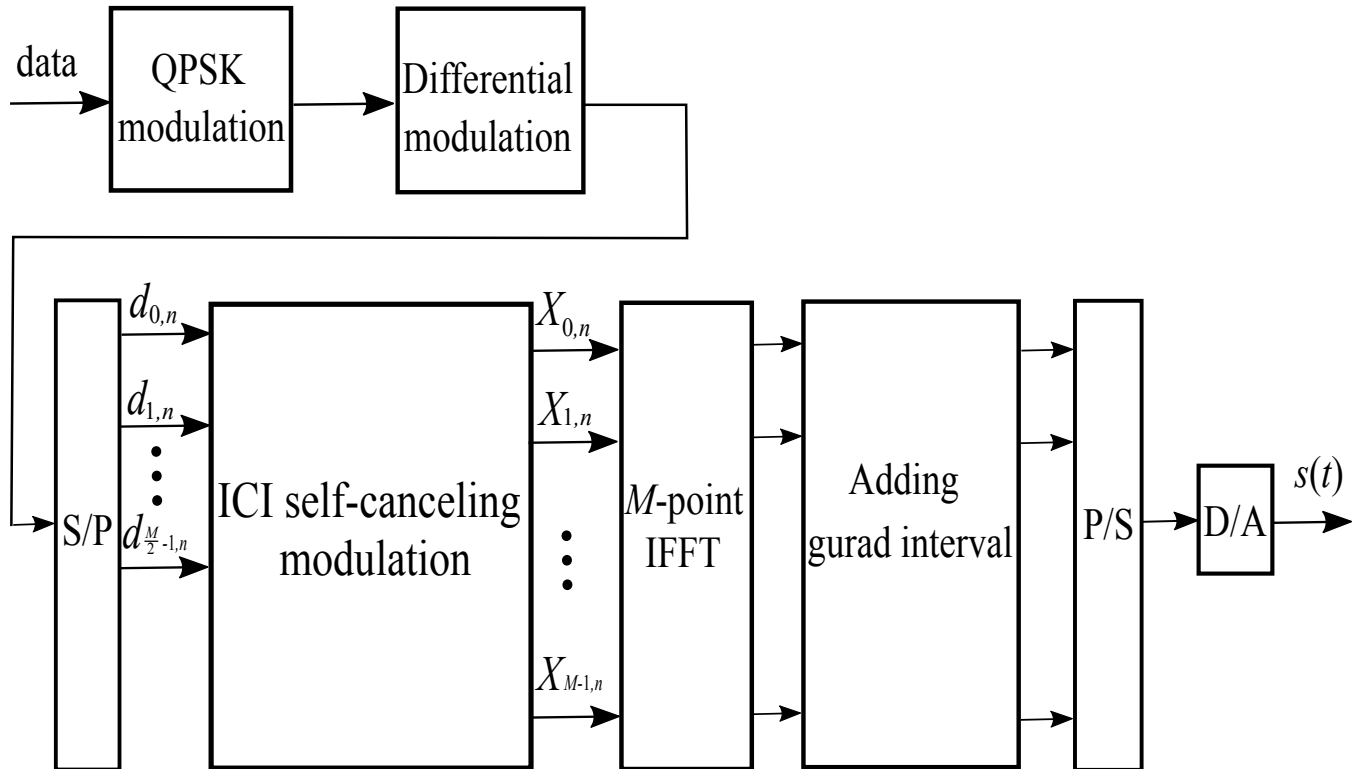


図 4.1 ICI 自己キャンセルを適用した OFDM 方式の送信機

ICI 自己キャンセル方式を適用した OFDM 方式の送信信号は次式で与えられる。

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} g(t - nT_s) \sum_{m=0}^{M-1} X_{m,n} e^{j2\pi \frac{m}{T} (t - nT_s)} \quad (4.1)$$

ここで、 $X_{m,n}$  は ICI 自己キャンセル変調されたメッセージシンボルであり、 $X_{1,n} = -X_{0,n}$ ,  $X_{3,n} = -X_{2,n}$ ,  $\dots$ ,  $X_{M-1,n} = -X_{M-2,n}$  である。また、 $X_{m,n}$  は差動符号化されたものとする。

## 4.2 通信路

マルチパス環境下における周波数オフセットの影響を受けた受信信号は次式で与えられる。

$$r(t) = e^{j(2\pi\Delta f t + \theta)} \sum_{l=0}^{L-1} h_l s(t - \tau_l) + w(t) \quad (4.2)$$

## 4.3 受信機

ICI 自己キャンセル方式を適用した OFDM 方式の受信機構造を図 4.2 に示す。

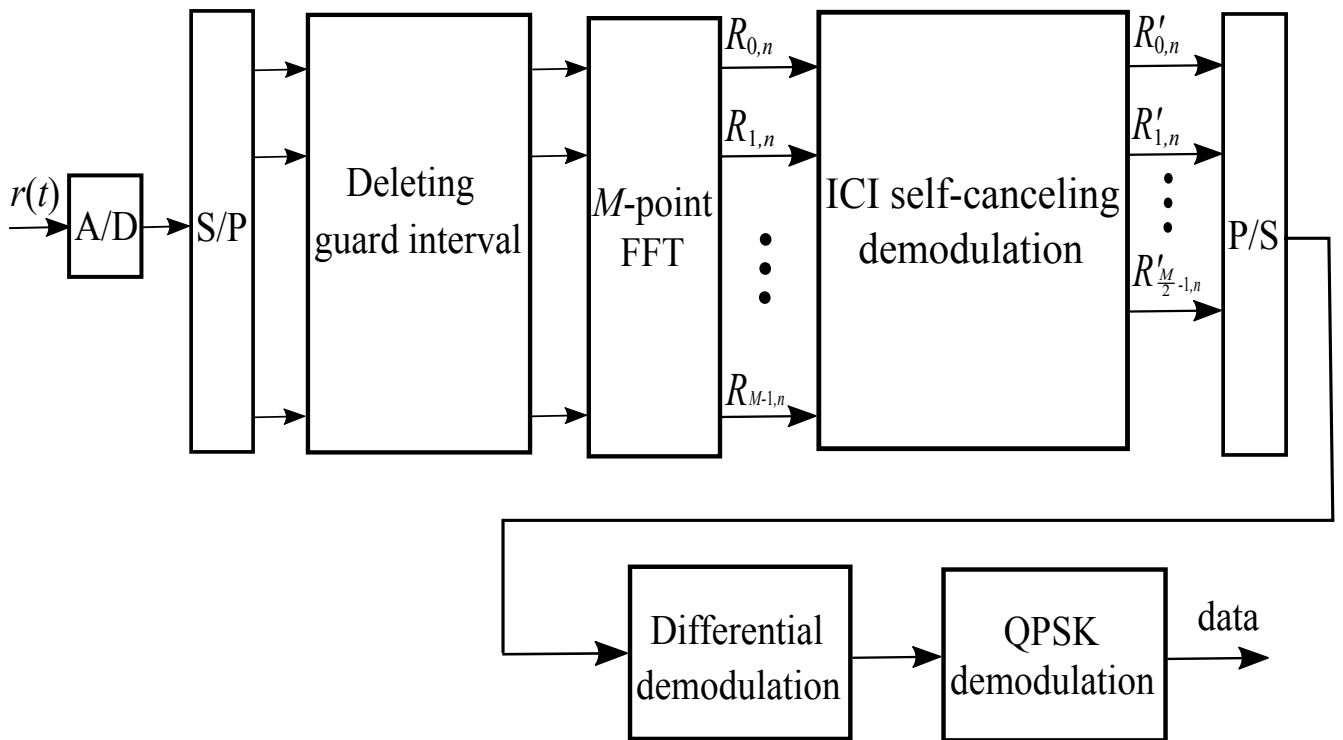


図 4.2 ICI 自己キャンセル方式を適用した OFDM 方式の受信機

時刻  $t = n'T$  において得られる OFDM 方式の受信信号の  $M$  個のサンプル値列  $r_{k,n'}$  は次式で与えられる。

$$r_{k,n'} = e^{j(2\pi\Delta f(k\frac{T}{M} + n'T_s) + \theta)} \sum_{l=0}^{L-1} h_l s\left(k\frac{T}{M} + n'T_s - \tau'_l\right) + w_{k,n'} \quad (4.3)$$

### 4.3 受信機

上式に FFT を行うことによって得られる受信シンボル  $R_{m',n'}$  を次式で与える.

$$\begin{aligned} R_{m',n'} &= \sum_{k=0}^{M-1} \sum_{l=0}^{L-1} h_l e^{\frac{j2\pi\Delta f T k}{M}} e^{j2\pi\Delta f T_s n'} e^{j\theta} \sum_{m=0}^{M-1} X_{m',n'} e^{\frac{j2\pi m k}{M}} e^{-\frac{j2\pi m l'}{M}} e^{-\frac{j2\pi m' k}{M}} + W_{m',n'} \\ &= \sum_{l=0}^{L-1} h_l e^{j2\pi\Delta f T_s n'} e^{j\theta} \sum_{m=0}^{M-1} X_{m',n'} Q(m-m') + W_{m',n'} \end{aligned} \quad (4.4)$$

ここで,  $Q(m-m')$  は  $m'$  番目サブキャリアに  $m$  番目サブキャリアが与える ICI 成分として次式で定義する.

$$Q(m-m') = \frac{\sin(\pi(m-m'))}{\sin\left(\frac{\pi(m-m')}{M}\right)} e^{j\pi\left(1-\frac{1}{M}\right)(m-m')} e^{-\frac{j2\pi m l'}{M}} \quad (4.5)$$

ここで, ICI 自己キャンセル符号化の性質を考慮すると式 (4.4) は次のように表すことができる.

$$R_{m',n'} = \sum_{l=0}^{L-1} h_l e^{j2\pi\Delta f T_s n'} e^{j\theta} \sum_{\substack{m=0 \\ m=\text{even}}}^{M-2} X_{m',n'} [Q(m-m') - Q(m-m'-1)] + W_{m',n'} \quad (4.6)$$

式 (4.6) から,  $m'$  番目サブキャリアに  $m$  番目サブキャリアが与える ICI 成分と  $m'+1$  番目サブキャリアに  $m$  番目サブキャリアが与える ICI 成分が減算されており, ICI が低減されていることが分かる.

同様に,  $R_{m'+1,n'}$  は次式となる.

$$R_{m'+1,n'} = \sum_{l=0}^{L-1} h_l e^{j2\pi\Delta f T_s n'} e^{j\theta} \sum_{\substack{m=0 \\ m=\text{even}}}^{M-2} X_{m',n'} [Q(m-m'-1) - Q(m-m')] + W_{m'+1,n'} \quad (4.7)$$

ここで, ICI 自己キャンセル符号化の性質を考慮した  $R_{m',n'}$  における  $m'$  番目のサブキャリアに  $m$  番号目のサブキャリアが与える ICI 成分を  $Q'$  として次式で定義する.

$$Q'(m-m') = Q(m-m') - Q(m+1-m') \quad (4.8)$$

### 4.3 受信機

次に ICI 自己キャンセル復調を行う。式 (4.6), 式 (4.7) より, ICI 自己キャンセル復調で得られる受信シンボル  $R'_{m',n'}$  は次式で表すことができる。

$$\begin{aligned}
 R'_{m',n'} &= R_{m',n'} - R_{m'+1,n'} \\
 &= \sum_{l=0}^{L-1} h_l e^{j2\pi\Delta f T_s n'} e^{j\theta} \\
 &\quad \times \sum_{\substack{m=0 \\ m=\text{even}}}^{M-2} X_{m',n'} [-Q(m-m'-1) - 2Q(m-m') - Q(m-m'+1)] + W_{m',n'} - W_{m'+1,n'}
 \end{aligned} \tag{4.9}$$

ここで,  $R'_{m',n'}$  における  $m'$  番目のサブキャリアに  $m$  番号目のサブキャリアが与える ICI 成分を  $Q''$  として次式で定義する。

$$Q''(m-m') = -Q(m-m'-1) - 2Q(m-m') - Q(m-m'+1) \tag{4.10}$$

ここで, サブキャリア数を  $M = 64$ , 正規化周波数オフセット  $\Delta f T = 0.066$ ,  $m = 0, 15, 31, 47, 63$  とした時の  $m$  番目のサブキャリアが  $m'$  番目のサブキャリアに与える ICI 成分の大きさ  $|Q(m-m')|$ ,  $|Q'(m-m')|$ ,  $|Q''(m-m')|$  をそれぞれ図 4.3, 図 4.4, 図 4.5, 図 4.6, 図 4.7 に示す。



4.3 受信機

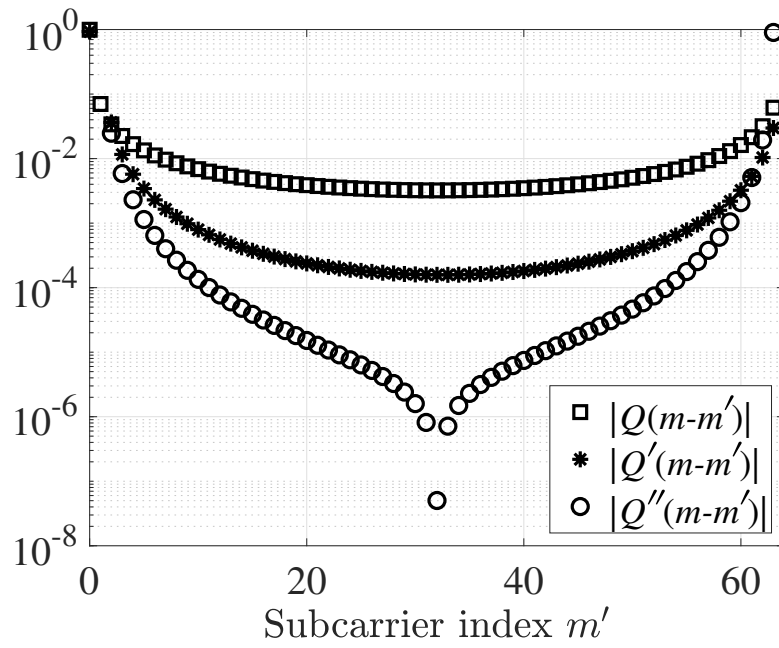


図 4.3  $m = 0$  の場合

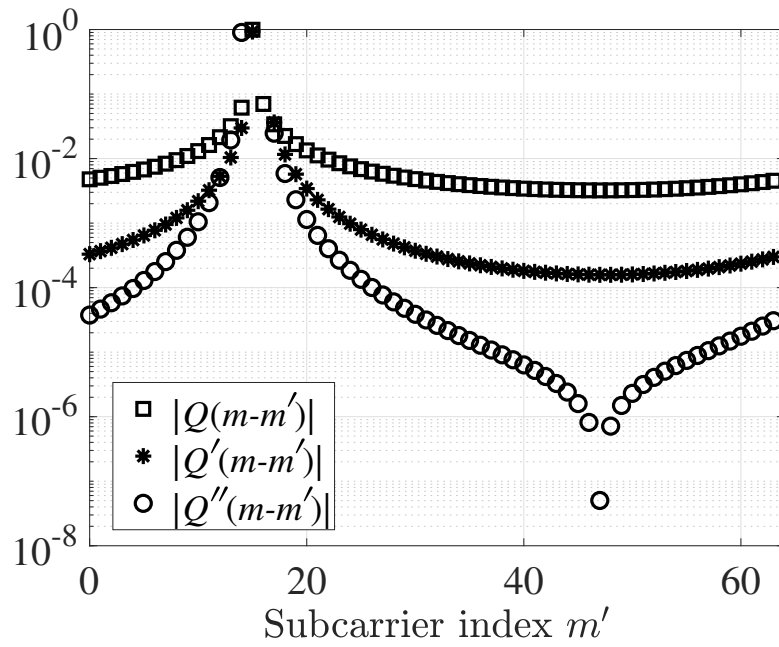


図 4.4  $m = 15$  の場合

4.3 受信機

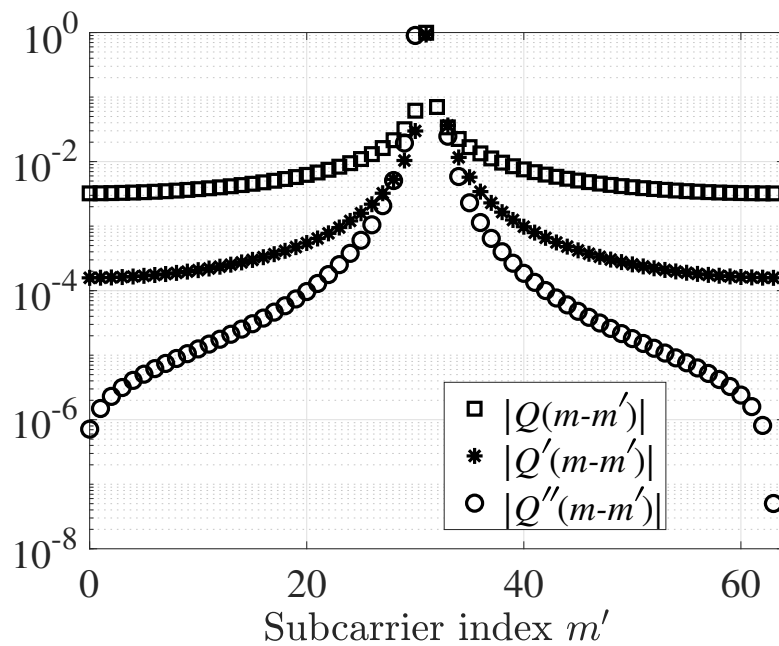


図 4.5  $m = 31$  の場合

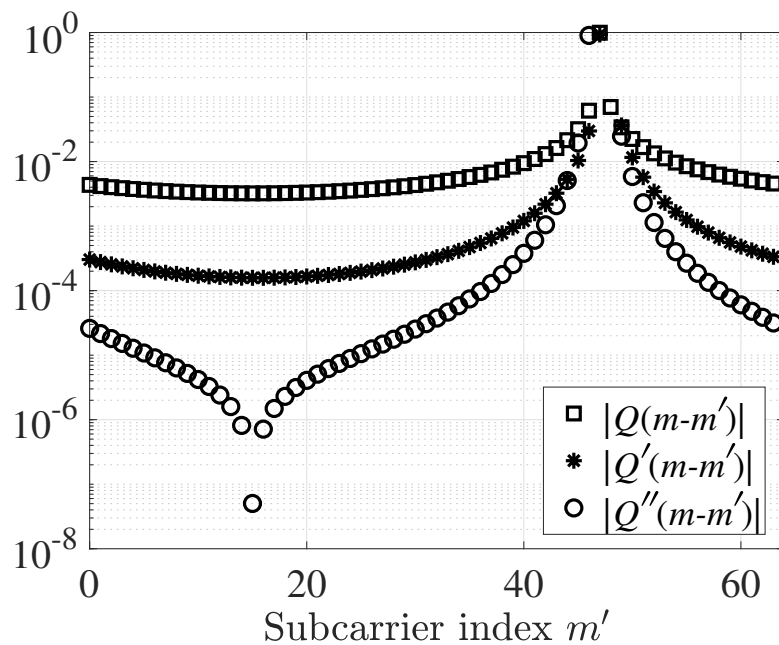


図 4.6  $m = 47$  の場合

### 4.3 受信機

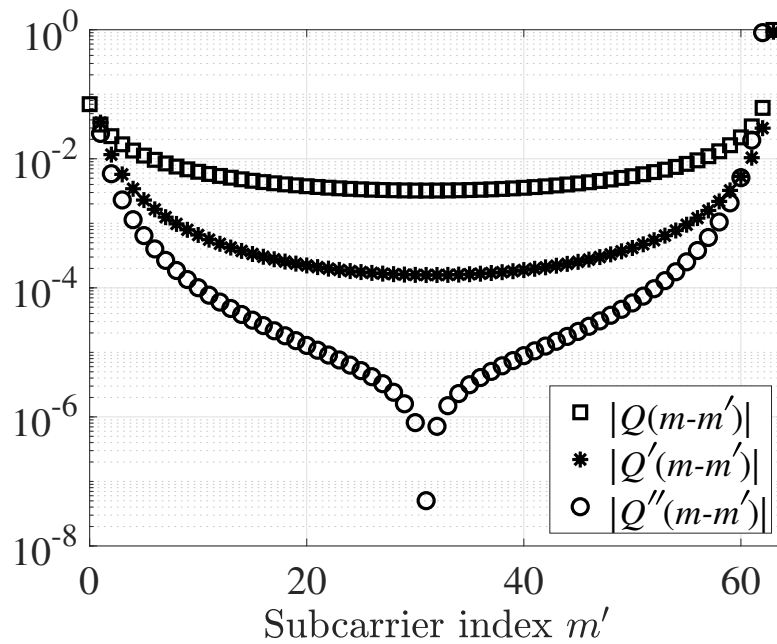


図 4.7  $m = 63$  の場合

これらの図から各 ICI 成分がほとんどのサブキャリア番号において  $|Q(m - m')| > |Q'(m - m')| > |Q''(m - m')|$  となっていることが分かる．このことから  $R'_{m',n'}$  における  $m'$  番目のサブキャリアに  $m$  番号目のサブキャリアが与える ICI 成分の大きさ  $|Q''(m - m')|$  が最も小さいことが分かる．したがって，ICI 自己キャンセル変復調を行うことによって周波数オフセットの影響を低減することができる．しかし，この方式は通常の OFDM 方式の 2 倍のメッセージシンボルを必要とするため，伝送速度が  $\frac{1}{2}$  になるという問題がある．

## 第 5 章

# 周波数オフセット補償方式

本章では、マルチパス環境下における周波数オフセットの影響を考慮した周波数オフセット補償方式について述べる。

本研究では、パイロットシンボルを全て 1 として送信し、これにより得られる性質を用いて受信機で周波数オフセットを推定して補償することで ICI の低減を検討する。

### 5.1 送信機

周波数オフセット補償方式を適用した OFDM 方式の送信機を図 5.1 に示す。

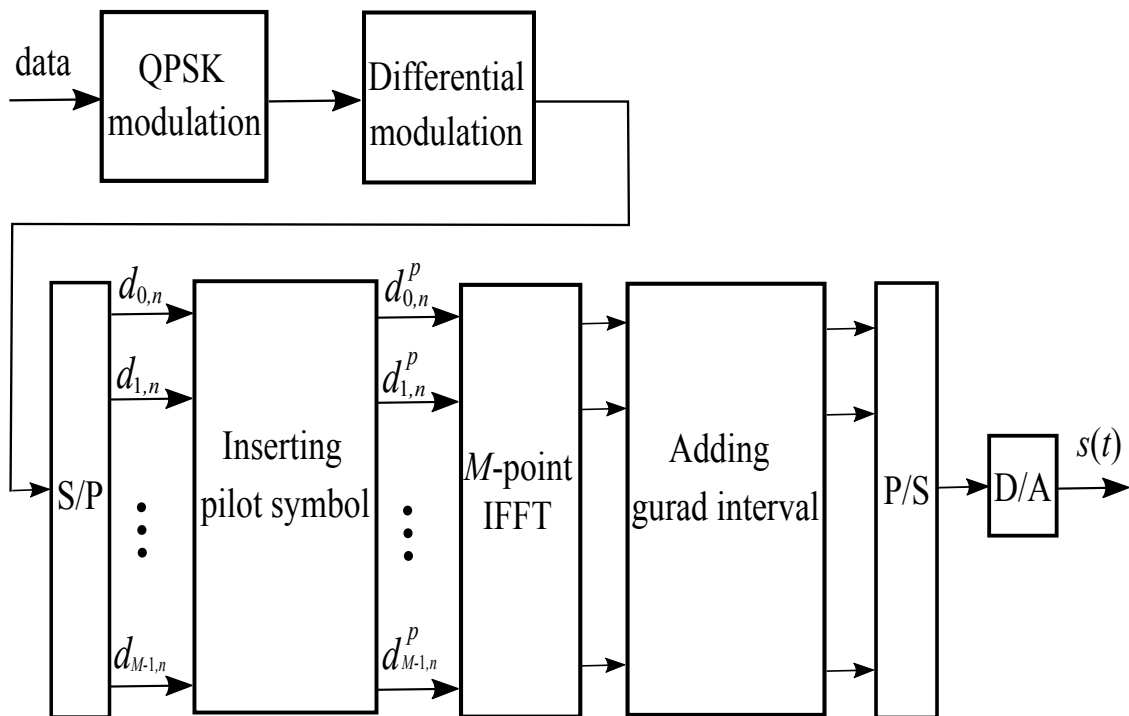


図 5.1 周波数オフセット補償方式を適用した OFDM 方式の送信機

## 5.1 送信機

時刻  $t = nT_s$  において  $m$  番サブキャリアによって伝送される差動符号化されたメッセージシンボルを  $d_{m,n}$  とする. 時刻  $t = nT_s$  において  $m$  番サブキャリアによって伝送される既知のパイロットシンボルを  $p_{m,n}$  とする. したがって, 送信されるメッセージシンボル  $d_{m,n}^p$  は次のようになる.

$$d_{m,n}^p = \begin{cases} p_{m,n}, & n \leq C \\ d_{m,n}, & n > C \end{cases} \quad (5.1)$$

ここで,  $C$  はパイロットシンボルの送信回数とする.

本研究では, 全ての  $m, n$  において  $p_{m,n} = 1$  とし, 図 5.2 に示した時間・周波数配置でパイロットシンボルを送信する.

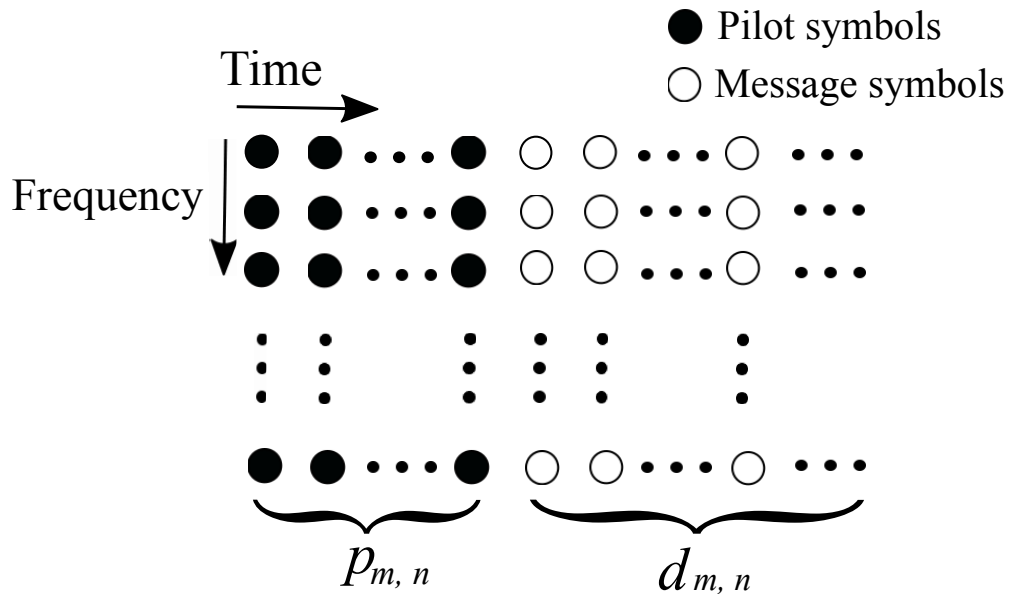


図 5.2 シンボル配置

周波数オフセット補償方式を適用した OFDM 方式の送信信号  $s(t)$  は次式で与えられる.

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} g(t - nT_s) \sum_{m=0}^{M-1} d_{m,n}^p e^{j2\pi \frac{m}{T} (t - nT_s)} \quad (5.2)$$

## 5.2 通信路

### 5.2 通信路

マルチパス環境下における周波数オフセットの影響を受けた受信信号は次式で与えられる。

$$r(t) = e^{j(2\pi\Delta f t + \theta)} \sum_{l=0}^{L-1} h_l s(t - \tau_l) + w(t) \quad (5.3)$$

## 5.3 受信機

周波数オフセット補償方式を適用した OFDM 方式の受信機を図 5.3 に示す。

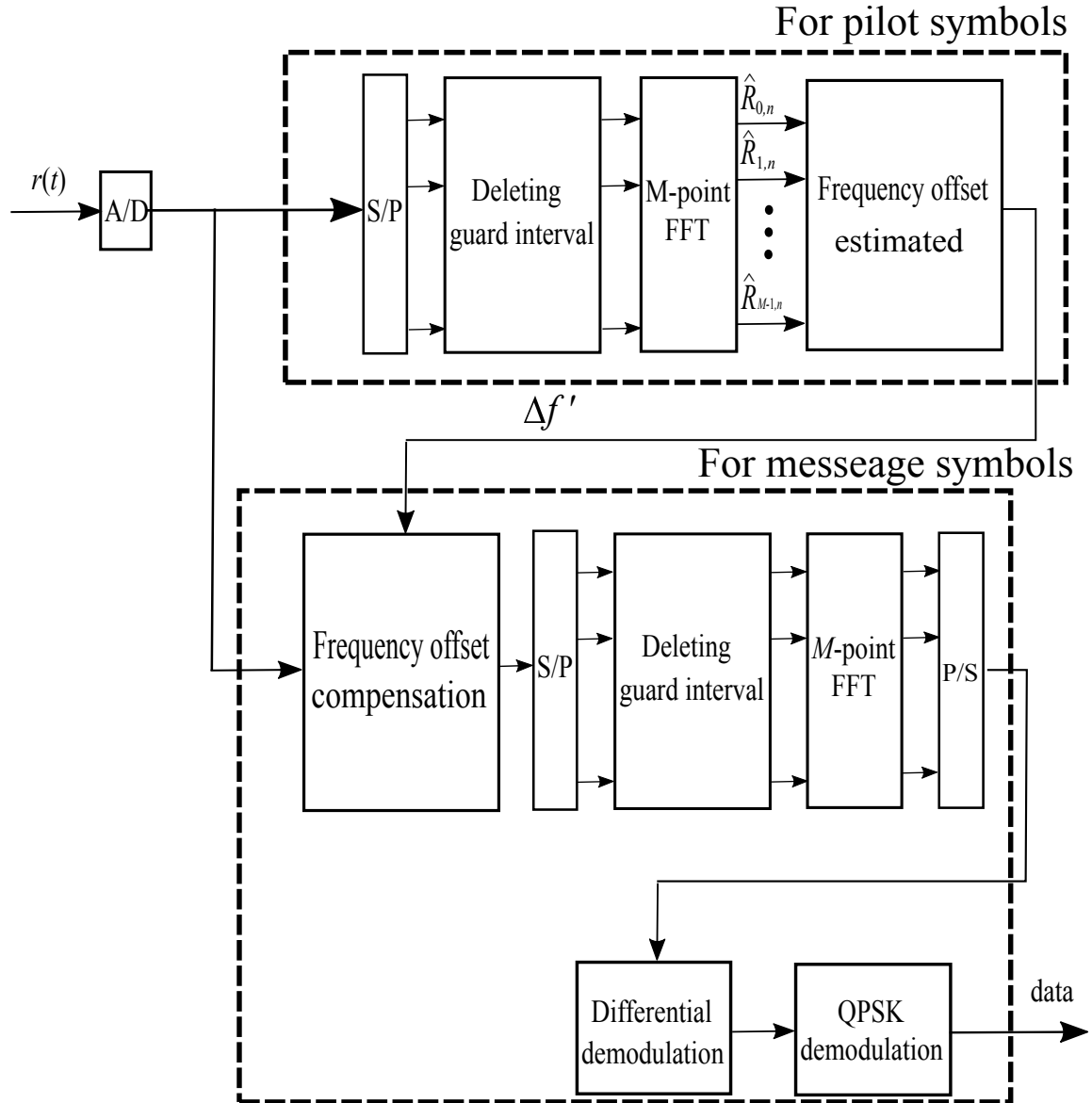


図 5.3 周波数オフセット補償方式を適用した OFDM 方式の受信機

時刻  $t = n'T$  において得られる周波数オフセット補償方式の受信信号の  $M$  個のサンプル値列  $r_{k,n'}$  は次式で与えられる。

$$r_{k,n'} = e^{j(2\pi\Delta f(k\frac{T}{M} + n'T_s) + \theta)} \sum_{l=0}^{L-1} h_l s\left(k\frac{T}{M} + n'T_s - \tau'_l\right) + w_{k,n'} \quad (5.4)$$

### 5.3 受信機

上式に FFT を行うことによって得られる受信シンボル  $R_{m',n'}$  を次式で与える.

$$R_{m',n'} = \sum_{k=0}^{M-1} \sum_{l=0}^{L-1} h_l e^{\frac{j2\pi\Delta f T k}{M}} e^{j2\pi\Delta f T_s n'} e^{j\theta} \sum_{m=0}^{M-1} a_{m',n'} e^{\frac{j2\pi m k}{M}} e^{\frac{-j2\pi m \tau_l'}{M}} e^{\frac{-j2\pi m' k}{M}} + W_{m',n'} \quad (5.5)$$

ここで、時刻  $t = n'T$  において  $m'$  番サブキャリアによって伝送されたパイロットシンボル部分の受信シンボル  $\hat{R}_{m',n'}$  は次式で表すことができる.

$$\begin{aligned} \hat{R}_{m',n'} &= \sum_{k=0}^{M-1} \sum_{l=0}^{L-1} h_l e^{\frac{j2\pi\Delta f T k}{M}} e^{j2\pi\Delta f T_s n'} e^{j\theta} \sum_{m=0}^{M-1} d_{m',n'}^p e^{\frac{j2\pi m k}{M}} e^{\frac{-j2\pi m \tau_l}{M}} e^{\frac{-j2\pi m' k}{M}} + W_{m',n'} \\ &= \sum_{k=0}^{M-1} \sum_{l=0}^{L-1} h_l e^{\frac{j2\pi\Delta f T k}{M}} e^{j2\pi\Delta f T_s n'} e^{j\theta} e^{\frac{-j2\pi m' k}{M}} \sum_{m=0}^{M-1} p_{m',n'} e^{\frac{j2\pi m k}{M}} e^{\frac{-j2\pi m \tau_l}{M}} + W_{m',n'} \\ &= \sum_{k=0}^{M-1} \sum_{l=0}^{L-1} h_l e^{j2\pi\Delta f T_s n'} e^{\frac{j2\pi\Delta f T k}{M}} e^{j\theta} e^{\frac{-j2\pi m' k}{M}} \frac{\sin(\pi(k - \tau_l))}{\sin\left(\frac{\pi(k - \tau_l)}{M}\right)} e^{j\pi(1 - \frac{1}{M})(k - \tau_l)} + W_{m',n'} \end{aligned} \quad (5.6)$$

上式において、

$$\frac{\sin(\pi(k - \tau_l))}{\sin\left(\frac{\pi(k - \tau_l)}{M}\right)} e^{j\pi(1 - \frac{1}{M})(k - \tau_l)} = \begin{cases} 1, & k = \tau_l \\ 0, & k \neq \tau_l \end{cases} \quad (5.7)$$

であることに着目すると、式 (5.6) は次のように変形できる.

$$\hat{R}_{m',n'} = e^{j\theta} e^{j2\pi\Delta f T_s n'} \sum_{l=0}^{L-1} h_l e^{\frac{j2\pi\Delta f T \tau_l}{M}} e^{\frac{-j2\pi m' \tau_l}{M}} + W_{m',n'} \quad (5.8)$$

同様に、 $\hat{R}_{m',n'-1}$  は次式となる.

$$\hat{R}_{m',n'-1} = e^{j\theta} e^{j2\pi\Delta f T_s (n'-1)} \sum_{l=0}^{L-1} h_l e^{\frac{j2\pi\Delta f T \tau_l}{M}} e^{\frac{-j2\pi m' \tau_l}{M}} + W_{m',n'-1} \quad (5.9)$$

式 (5.8), 式 (5.9) を用いると、 $m'$  番サブキャリアによって伝送されたパイロットシンボルから得られる時刻  $t = n'T_s$  における周波数オフセットの推定値  $\Delta f'_{m',n'}$  が次のように得られる.

$$\frac{\hat{R}_{m',n'}}{\hat{R}_{m',n'-1}} = e^{j2\pi\Delta f'_{m',n'} T_s} \quad (5.10)$$

また、全ての  $m', n'$  について同様の処理を行い、それらの平均値を求めることで、より正確な周波数オフセットの推定値  $\Delta f'$  が得られる.  $\Delta f'$  を用いて受信機で次のように周波数オフセットを補償する.

$$r'(t) = r(t) e^{-j2\pi\Delta f' t} \quad (5.11)$$



### 5.3 受信機

$r'(t)$  のサンプル値列に対して FFT と差動復号を行うことにより、マルチパス環境下において周波数オフセットの影響を受けたメッセージシンボルを復調する。

# 第 6 章

## 性能評価

本章では, 従来の OFDM 方式, ICI 自己キャンセル方式を適用した OFDM 方式, 周波数オフセット補償方式を適用した OFDM 方式の BER 特性を比較する.

### 6.1 シミュレーション条件

#### 6.1.1 OFDM 方式のパラメータ

サブキャリア数を  $M = 64$ , ブロック伝送の OFDM シンボル数を 1000, 変調方式を DQPSK, ガードインターバル長を  $T_g = \frac{T}{8}$ ,  $l$  番パスの遅延サンプル数を  $\tau_l = \frac{T}{64}l$ , 周波数オフセット補償方式におけるパイロットシンボルの送信回数を  $C = 2$  として OFDM 方式の BER 特性を求める.

#### 6.1.2 ICI 自己キャンセル方式

ICI 自己キャンセル方式では, 通常の 2 倍のメッセージシンボルを用いるため, 伝送速度が  $\frac{1}{2}$  となる. 本研究では, 他の方式と伝送速度をそろえて評価を行うために, ICI 自己キャンセル方式を適用した OFDM 方式のシンボル長を  $\frac{T_s}{2}$  としてシミュレーションを行う.

## 6.2 結果

パス数を  $L = 5$ , 相対電力減衰を  $-1\text{dB}$ , 正規化周波数オフセットを  $\Delta fT = 0.033$ ,  $0.066$ ,  $0.132$  とした場合の BER 特性をそれぞれ図 6.1, 図 6.2, 図 6.3 に示す.

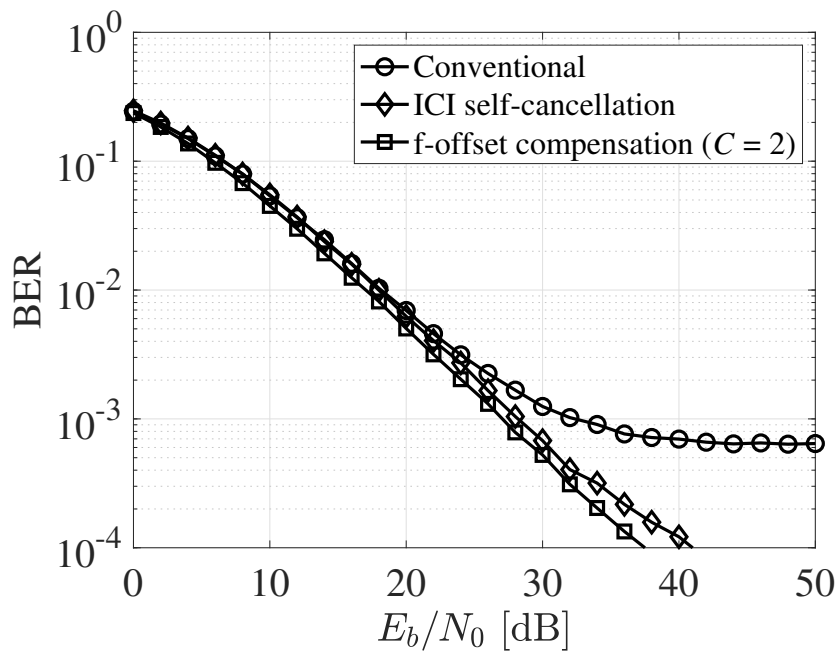


図 6.1  $\Delta fT = 0.033$  の場合の BER 特性の比較

## 6.2 結果

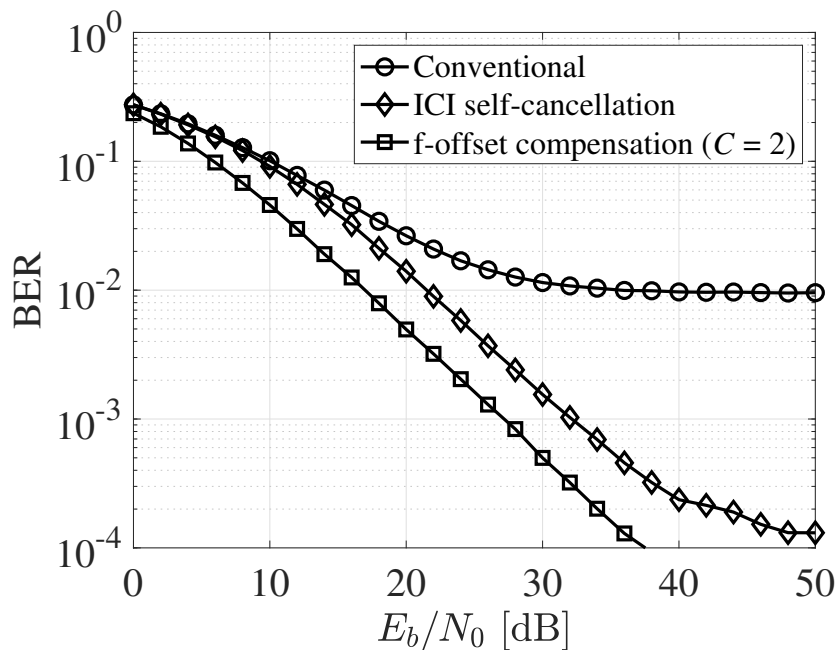


図 6.2  $\Delta fT = 0.066$  の場合の BER 特性の比較

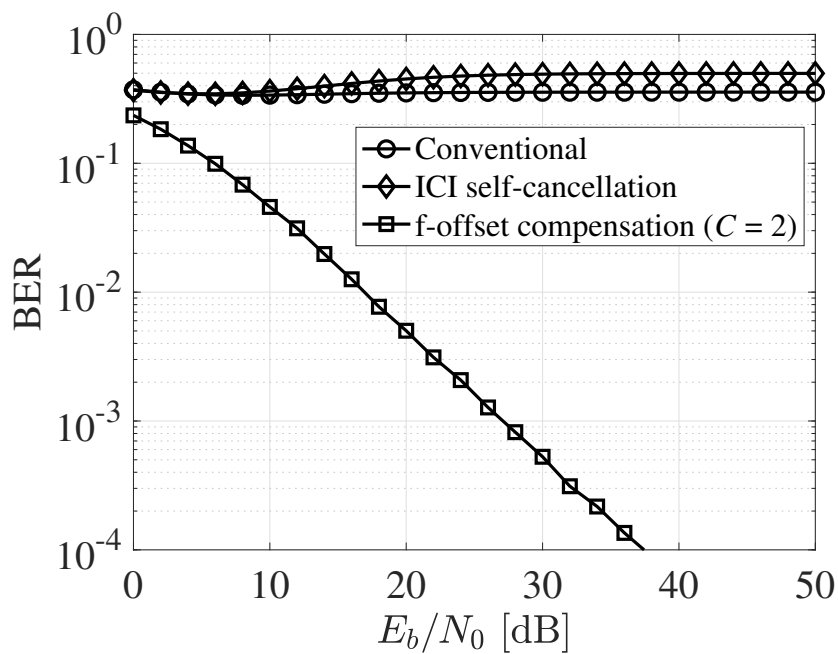


図 6.3  $\Delta fT = 0.132$  の場合の BER 特性の比較

## 6.2 結果

これら全ての図において周波数オフセット補償方式の BER 特性が最も優れており，周波数オフセットの影響を抑えられていることが分かる．また，図 6.3 から，正規化周波数オフセットの影響が大きい場合，従来方式と ICI 自己キャンセル方式の BER 特性が大きく劣化するのに対して，周波数オフセット補償方式の BER 特性は劣化が抑えられていることが分かる．

図 6.4 に  $E_b/N_0 = 27\text{dB}$  とした場合の横軸を正規化周波数オフセットとした BER 特性の比較を示す．

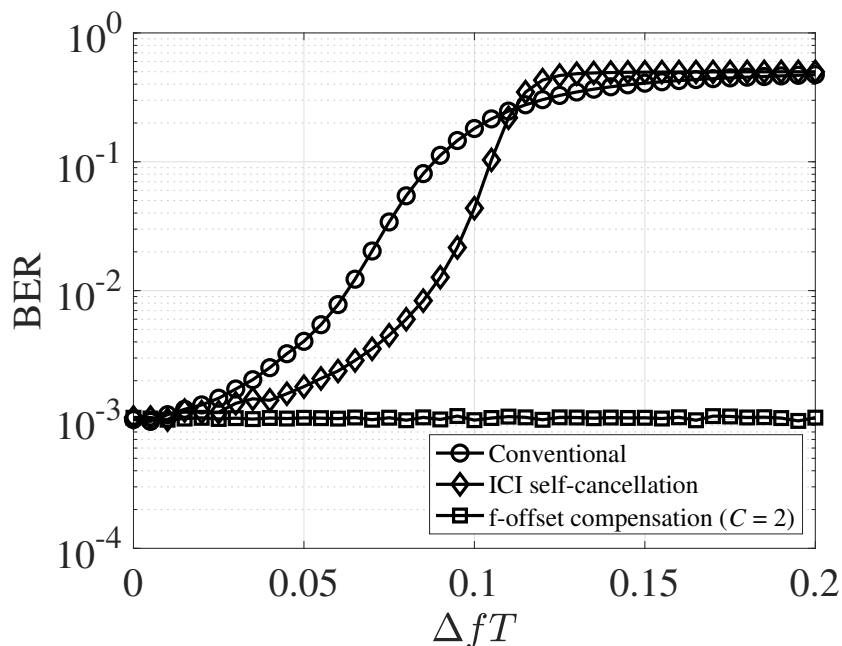


図 6.4 正規化周波数オフセットと BER 特性の関係

この図から，正規化周波数オフセットが大きくなるにつれ，従来方式と ICI 自己キャンセル方式の BER 特性が劣化していることが分かる．これに対して，周波数オフセット補償方式の BER 特性はほとんど劣化していないことが分かる．

パス数を  $L = 9$ ，正規化周波数オフセットを  $\Delta fT = 0.066$ ，相対電力減衰を  $-6\text{dB}$ ， $-3\text{dB}$ ， $0\text{dB}$  とした場合の BER 特性を図 6.5，図 6.6，図 6.7 に示す．

## 6.2 結果

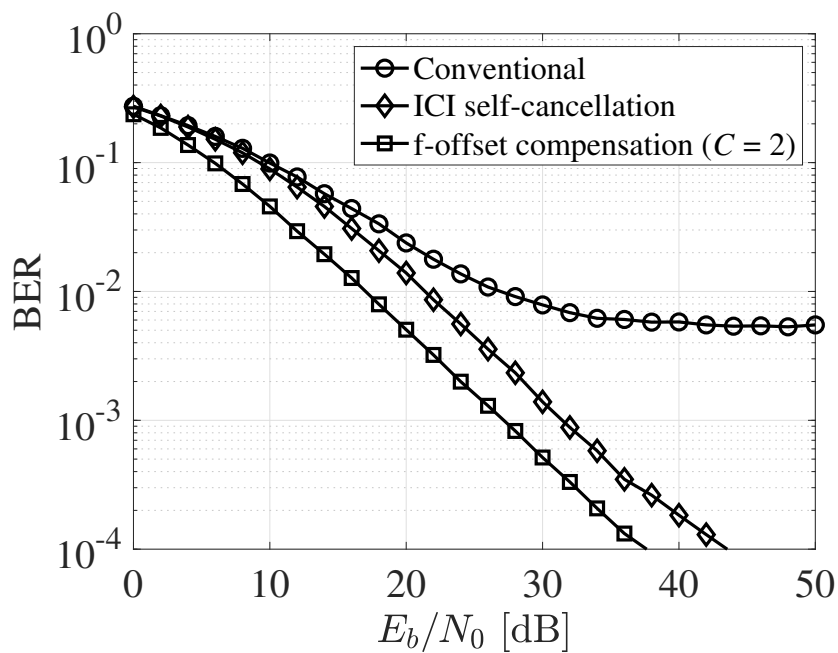


図 6.5 パス数  $L = 9$ ,  $-6\text{dB}$  減衰の場合の BER 特性の比較

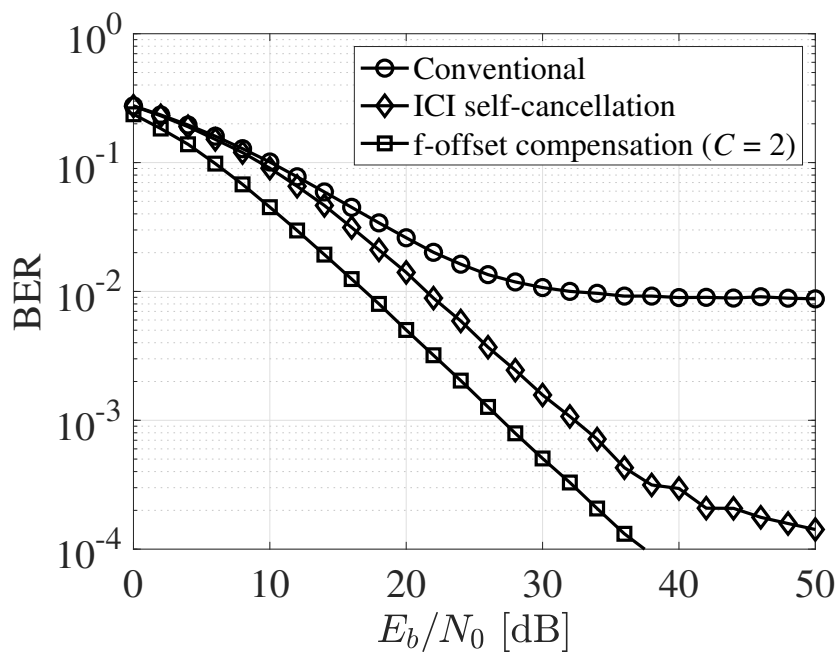


図 6.6 パス数  $L = 9$ ,  $-3\text{dB}$  減衰の場合の BER 特性の比較

## 6.2 結果

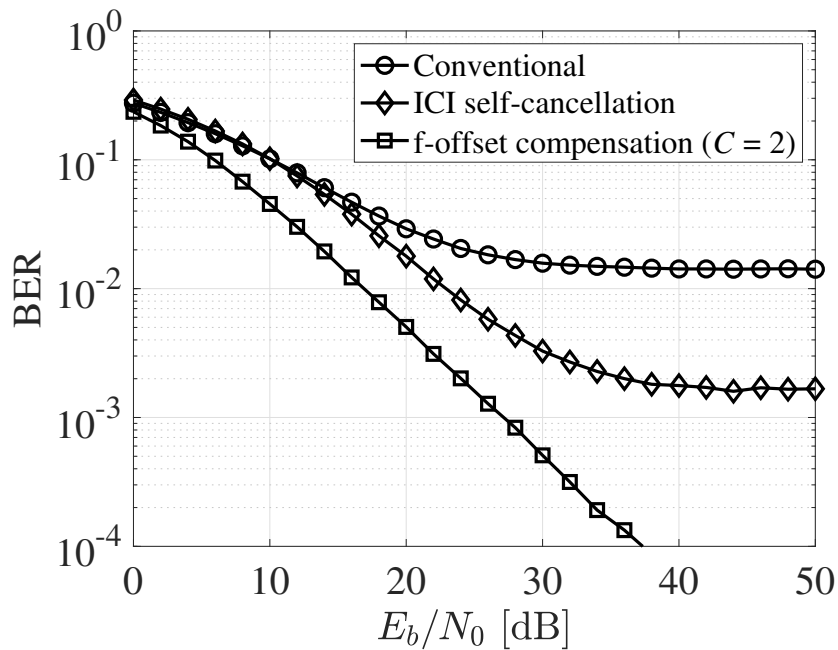


図 6.7 パス数  $L = 9$ , 0dB 減衰の場合の BER 特性の比較

これらの図から、相対電力減衰が大きくなるにつれ、ICI 自己キャンセル方式の BER 特性が劣化していることが分かる。これは、ICI 自己キャンセル方式と従来の OFDM の伝送速度をそろえてシミュレーションを行ったため、ICI 自己キャンセル方式において最大遅延時間がガードインターバル長を超えたためであると考えられる。

パス数を  $L = 17$ 、正規化周波数オフセットを  $\Delta f T = 0.066$ 、相対電力減衰を  $-6\text{dB}$ 、 $-3\text{dB}$ 、 $0\text{dB}$  とした場合の BER 特性を図 6.8、図 6.9、図 6.10 に示す。

## 6.2 結果

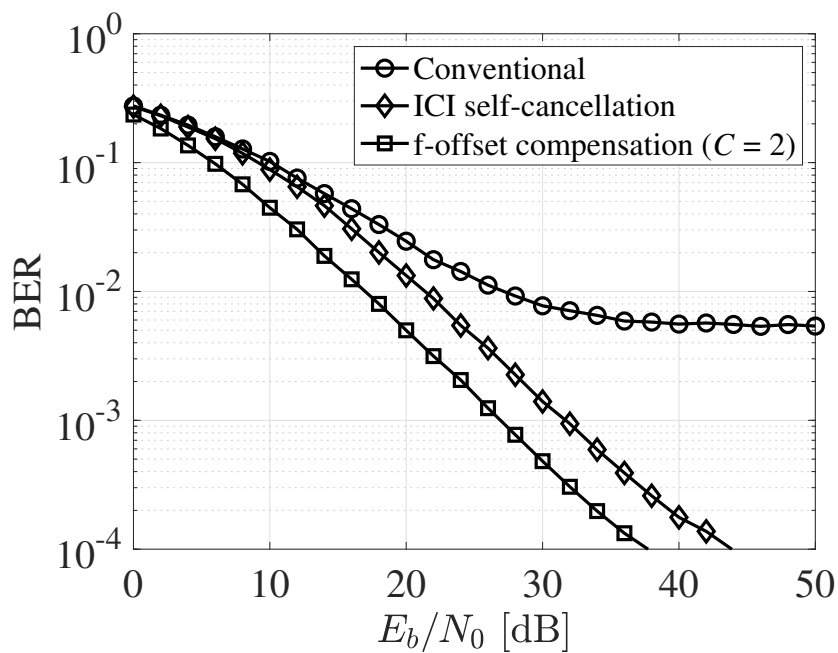


図 6.8 パス数  $L = 17$ ,  $-6\text{dB}$  減衰の場合の BER 特性の比較

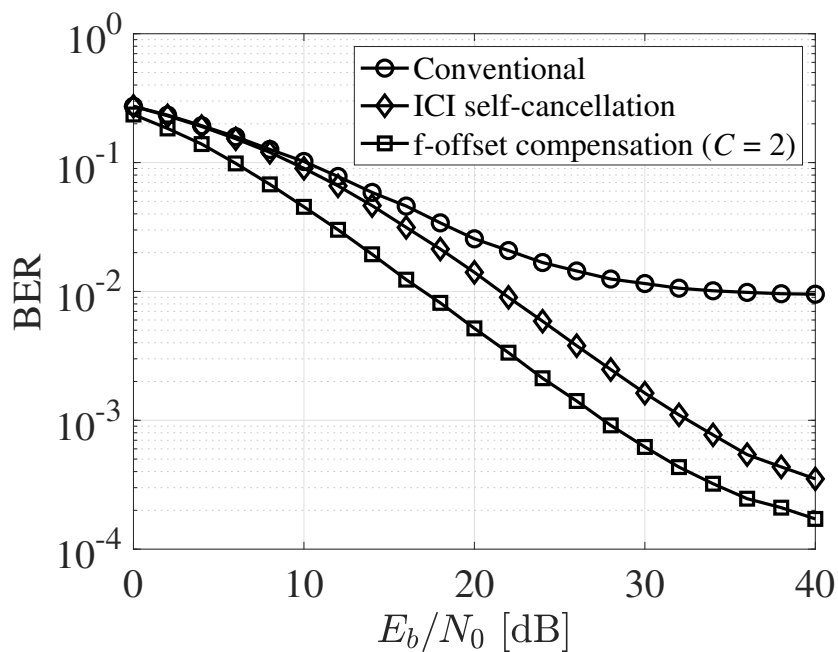


図 6.9 パス数  $L = 17$ ,  $-3\text{dB}$  減衰の場合の BER 特性の比較



## 6.2 結果

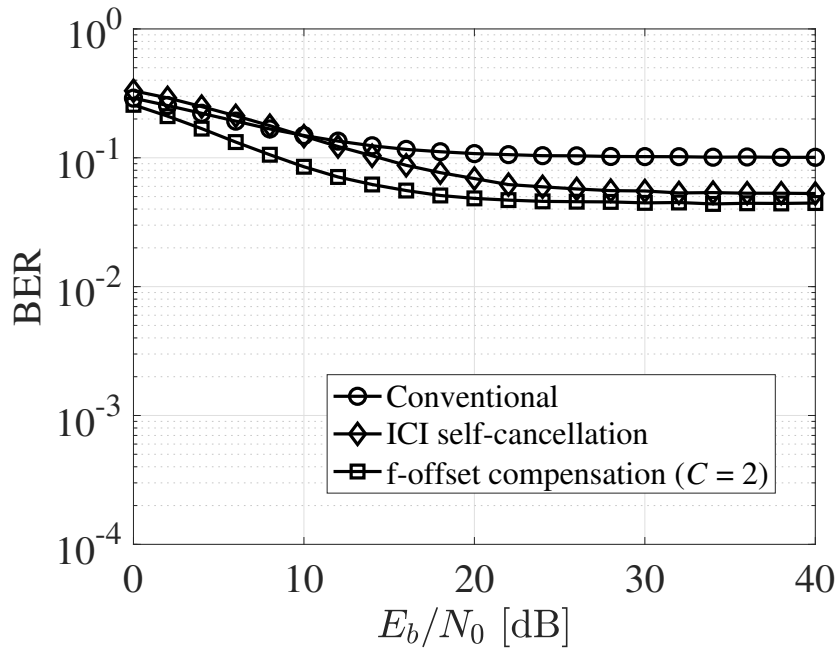


図 6.10 パス数  $L = 17$ , 0dB 減衰の場合の BER 特性の比較

これらの図から、パス数が増加した場合においても周波数オフセット補償方式の BER 特性が最も優れていることが分かる。また、全ての方式において相対電力減衰が増加するにつれ、BER 特性が劣化していることが分かる。これは、すべての方式において最大遅延時間がガードインターバルを超えているためであると考えられる。

正規化周波数オフセットを  $\Delta fT = 0.066$ ,  $E_b/N_0 = 27\text{dB}$ , パス数を  $L = 5, 17$  とした場合の相対電力減衰と BER 特性の関係をそれぞれ図 6.11, 図 6.12 に示す。

## 6.2 結果

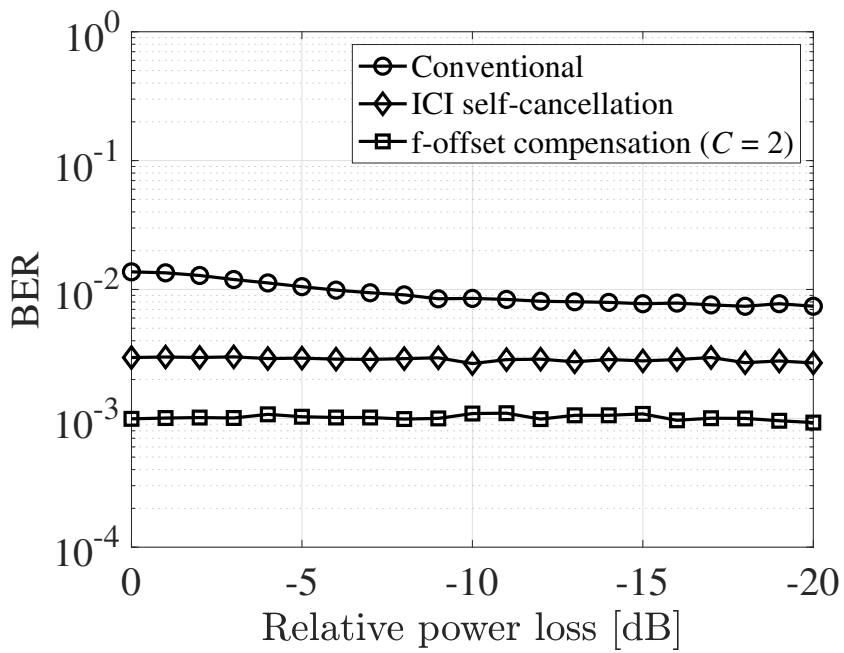


図 6.11  $L = 5$  の場合の相対電力減衰と BER 特性の関係

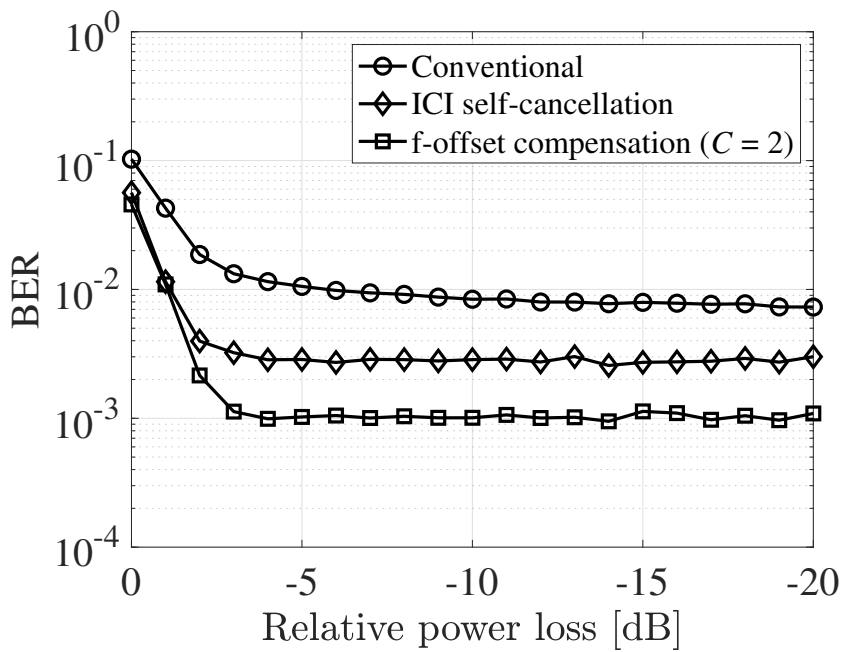


図 6.12  $L = 17$  の場合の相対電力減衰と BER 特性の関係

## 6.2 結果

図 6.11 から最大遅延時間がガードインターバルを超えない場合，全ての方式において相対電力減衰の変化によって BER 特性が劣化しないことが分かる．図 6.12 から最大遅延時間がガードインターバルを超えた場合，相対電力減衰が 0dB から -5dB 付近まで各方式の BER 特性が大きく劣化していることが分かる．

正規化周波数オフセットを  $\Delta fT = 0.066$ ， $E_b/N_0 = 27\text{dB}$ ，相対電力減衰を 0dB，-1dB，-3dB，-6dB とした場合のパス数と BER 特性の関係をそれぞれ図 6.13，図 6.14，図 6.15，図 6.16 に示す．

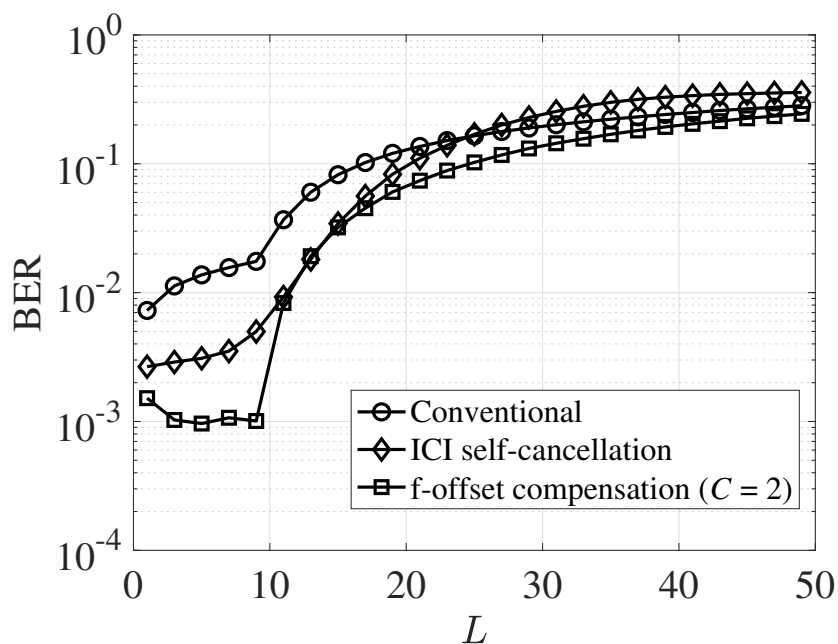


図 6.13 相対電力減衰が 0dB の場合のパス数と BER 特性の関係

## 6.2 結果

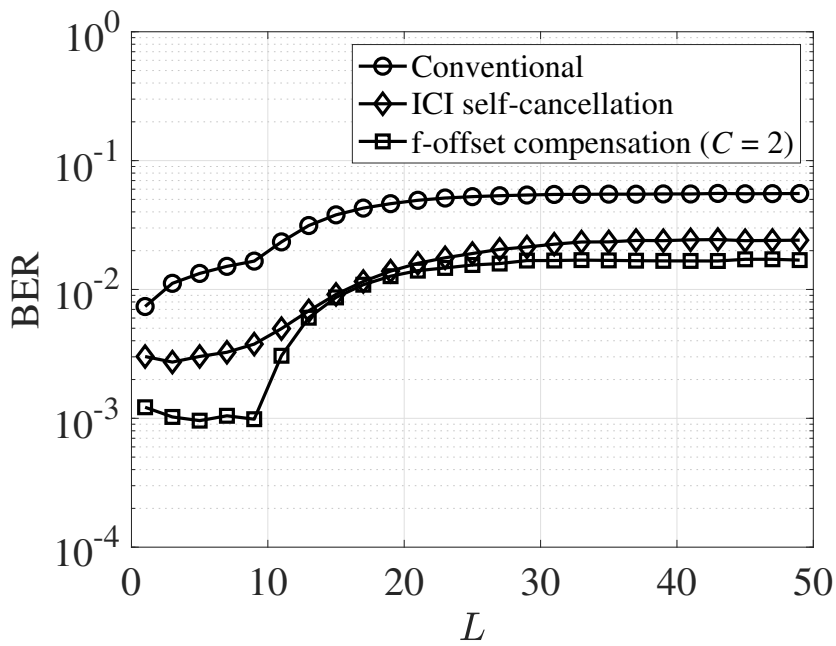


図 6.14 相対電力減衰が  $-1\text{dB}$  の場合のパス数と BER 特性の関係

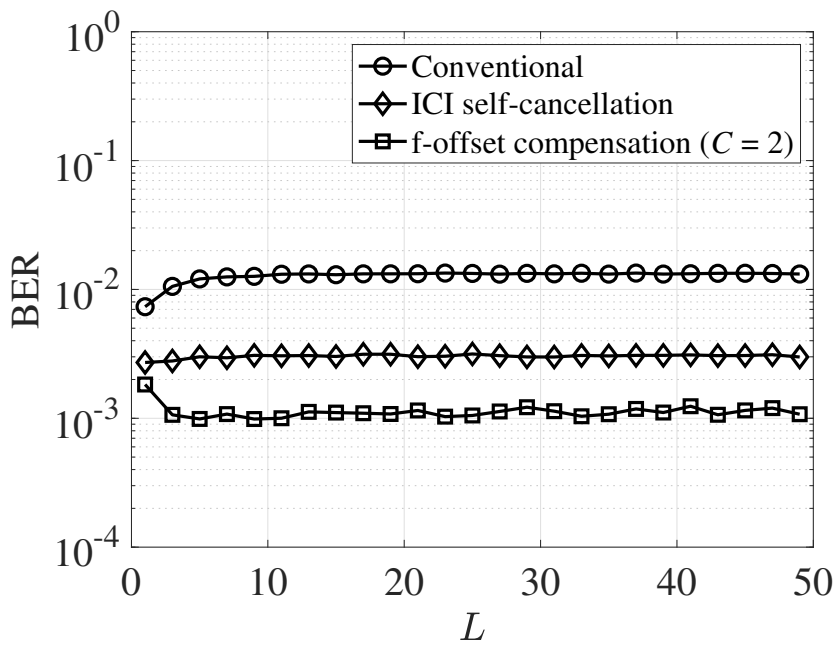


図 6.15 相対電力減衰が  $-3\text{dB}$  の場合のパス数と BER 特性の関係

## 6.2 結果

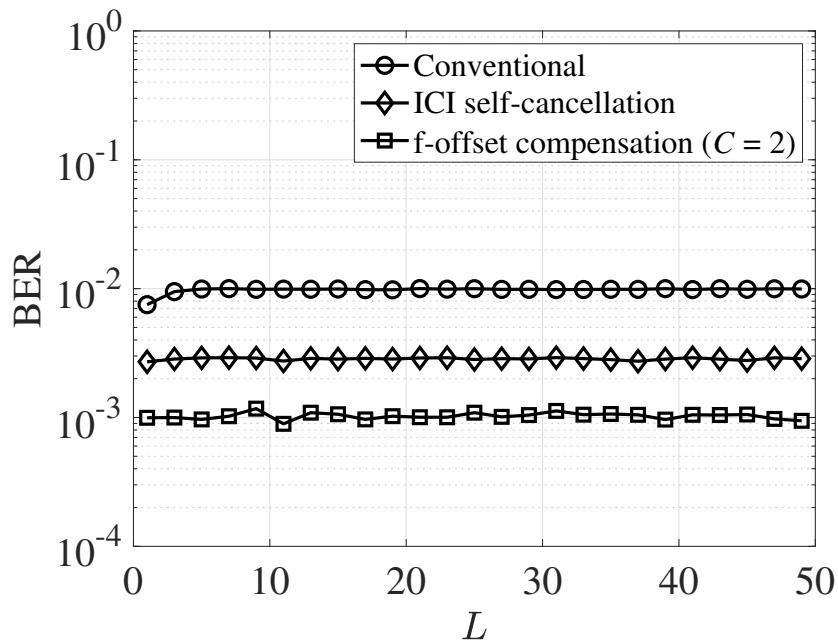


図 6.16 相対電力減衰が  $-6\text{dB}$  の場合のパス数と BER 特性の関係

図 6.13, 図 6.14 から相対電力減衰が小さい場合, 遅延波の影響が大きくなり, パス数が増えるにつれて全ての方式で BER 特性が大きく劣化することが分かる. 図 6.15, 図 6.16 から, 相対減衰電力が大きい場合, どの方式においてもパス数の増加による BER 特性の劣化がほとんどないことが分かる. 図 6.13, 図 6.14, 図 6.15, 図 6.16 のどの場合においても周波数オフセット補償方式の BER 特性が最も優れていることが分かる.

以上から, 最大遅延時間がガードインターバルを超えない場合において, パイロットシンボルの送信回数が  $C = 2$  の周波数オフセット補償方式を適用した OFDM 方式で十分に ICI 低減できることが分かる.

# 第 7 章

## まとめ

本研究では，マルチパス環境下における周波数オフセットの影響を受けた OFDM 方式の復調性能の改善を目的として，ICI 自己キャンセル方式を適用した OFDM 方式と周波数オフセット補償方式を適用した OFDM 方式の BER 特性の比較を行った．その結果，パイロットシンボルを 2 回送信する方式で十分に ICI を低減でき，伝送速度をほとんど低下させずに復調性能を改善できることを明らかにした．

今後は，文献 [10] で述べられている差動 QAM (quadrature amplitude modulation: QAM) を提案方式に適用することで，復調性能を保ちつつ，伝送速度の高効率化を実現したい．

# 謝辞

本研究において、高知工科大学情報学群、濱村昌則教授には多くのご指導、ご教授をいただきましたことを、この場をお借りして御礼申し上げます。副査を承っていただきました福本昌弘教授、高田喜朗准教授のご両名には、大変お忙しい中、本研究について多大なるご教授をいただきましたことを深く感謝申し上げます。

## 参考文献

- [1] 伊丹 誠, わかりやすい OFDM 技術, オーム社, 2005.
- [2] M. Itami, “Fundamentals of OFDM and its application,” *Fundamentals Review*, vol.1, no.2, pp.35-43, Oct. 2007.
- [3] P. Tan and N.C. Beaulieu, “Reduced ICI in OFDM systems using the “better than” raised-cosine pulse, ” *IEEE Communications Letters*, vol.8, issue 3, pp.135-137, March 2004.
- [4] Y. Zhao and S.G. Hggman, “Intercarrier interference self-cancellation scheme for OFDM mobile communication systems, ” *IEEE Trans. Commun.*, vol.49, pp.1185-1191, July 2001.
- [5] P. Tan and N.C. Beaulieu, “Improved BER performance in OFDM systems with frequency offset by novel pulse-shaping, ” *IEEE GLOBECOM’ 04*, Nov.29 -Dec. 3 2004.
- [6] N.C. Beaulieu, C.C. Tan, and M.O Damen, “A ”better than” Nyquist pulse,” *IEEE Communications Letters*, vol.5, no.9, pp.367-368, Sept. 2001.
- [7] M. Hao, “Decision feedback frequency offset estimation and tracking for General ICI self-cancellation based OFDM systems,” *IEEE Transactions on Broadcasting*, vol.52, issue 2, pp.566-566, june 2007.
- [8] 高畑 文雄, 前原 文明, 笹森 文仁, デジタル通信・放送の変復調技術, 電波技術協会, 2002.
- [9] 小林 岳彦, ゴールドスミス ワイヤレス通信工学, 丸善株式会社, 2007.
- [10] D. Warriar and U. Madhow, “Spectrally efficient noncoherent communication, ” *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol.48, pp.651-668, March 2002.