

# Overlap FDE を用いる DS-CDMA 伝送における 受信タイミングずれの影響

小原 辰徳<sup>†</sup> 留場 宏道<sup>†</sup> 武田 一樹<sup>†</sup> 安達 文幸<sup>‡</sup>

東北大学大学院工学研究科 電気・通信工学専攻 〒980-8579 仙台市青葉区荒巻字青葉 6-6-05

E-mail: <sup>†</sup> {obara, tomeba, kazuki}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, <sup>‡</sup> adachi@ecei.tohoku.ac.jp

あらまし 周波数選択性フェージングチャンネルにおける直接拡散符号分割マルチアクセス(DS-CDMA)の等化技術として周波数領域等化(FDE)が注目されている。従来の FDE では、ブロック間干渉を防ぐためにガードインターバル(GI)の挿入が必要であるが、それによって伝送効率が劣化してしまう。そこで GI の挿入を必要としない Overlap FDE が提案されている。ところで、多くの実用システムではルートナイキストフィルタをチップ整形フィルタとして用いて信号の帯域制限を行っているが、受信タイミングにずれが生じると符号間干渉が発生し、ビット誤り率(BER)特性が劣化してしまう。本論文では、Overlap FDE を用いる DS-CDMA の BER 特性に受信タイミングずれが及ぼす影響について計算機シミュレーションにより明らかにしている。

キーワード 周波数選択性フェージング, ナイキストフィルタ, 受信タイミングずれ, Overlap FDE, DS-CDMA

## Impact of Timing Offset on DS-CDMA with Overlap FDE

Tatsunori Obara<sup>†</sup> Hiromichi Tomeba<sup>†</sup> Kazuki Takeda<sup>†</sup> and Fumiyuki Adachi<sup>‡</sup>

Dept. of Electrical and Communication Engineering, Graduate School of Engineering, Tohoku University

6-6-05, Aza-Aoba, Aramaki, Aoba-ku, Sendai, 980-8579, JAPAN

E-mail: <sup>†</sup> {obara, tomeba, kazuki}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, <sup>‡</sup> adachi@ecei.tohoku.ac.jp

**Abstract** Direct sequence code division multiple access (DS-CDMA) using frequency-domain equalization (FDE) is considered as a promising wireless access technique for the next generation broadband wireless systems. The conventional FDE requires the insertion of guard interval (GI) to avoid the inter-block interference (IBI). However, GI insertion reduces the throughput. Recently, overlap FDE that requires no GI insertion has been proposed. In many practical systems, the square-root Nyquist filter is used at the transmit/receive chip shaping filter to limit the signal bandwidth. The presence of timing offset between transmitter and receiver produces the inter-symbol interference (ISI) and degrades the bit error rate (BER) performance. In this paper, we evaluate by computer simulation the impact of timing offset on the transmission performance of DS-CDMA with overlap FDE.

**Keyword** Frequency-selective fading, Nyquist filter, timing offset, overlap FDE, DS-CDMA

### 1. まえがき

次世代の移動通信では、1Gbps に近い超高速データ伝送が要求されている。高速移動無線チャンネルは遅延時間の異なる複数のパスから構成される周波数選択性フェージングチャンネルとして特徴付けられ、符号間干渉(ISI)によりビット誤り率(BER)特性が大幅に劣化してしまう[1][2]。直接拡散符号分割マルチアクセス(DS-CDMA)では、パスを分離して Rake 合成を行うことによりパスダイバーシチ効果を得ることができ、優れた BER 特性を達成できる[3]。しかし、1Gbps もの超高速伝送では分離可能なパス数が大幅に増加し、Rake 合成ではパス間干渉(IPI)により BER 特性が大幅に劣化してしまう。Rake 受信の代わりに最小平均二乗誤差(MMSE)規範に基づく周波数領域等化(FDE)を用い

ば、優れた BER 特性が得られる[4-6]。

従来の FDE では、ブロック間干渉(IBI)を防ぐためにガードインターバル(GI)の挿入が必要である。しかし伝送効率の低下を招いてしまう。また、GI 長を超える遅延時間を有するパスが存在すると IBI が発生し、BER 特性が大幅に劣化してしまう。そこで、GI の挿入を必要としない Overlap FDE が提案されている[7]。また、Overlap FDE の DS-CDMA への適用について文献[8]で検討されている。Overlap FDE では、FDE 後の残留 IBI 成分が逆高速フーリエ変換(IFFT)ブロック区間全体には広がらないということに着目し、残留 IBI を抑圧している。

ところで、多くの無線システムでは、信号の帯域制限のために、送信側にルートナイキストフィルタ、受

信側にそれと整合したルートナイキストフィルタを用いている．ところが，受信機側で受信タイミングずれが生じた場合や，チャンネルのパスの遅延時間が非整数倍である場合には，符号間干渉(ISI)により伝送特性が劣化してしまう．これまで，従来の FDE を対象に，受信タイミングずれの影響[9]や送信シンボル時間の非整数倍のパス遅延時間の影響[10]について検討が行われてきた．

本論文では，Overlap FDE を用いる DS-CDMA 伝送を対象に，受信タイミングずれが BER 特性に及ぼす影響について検討している．

## 2. Overlap FDE を用いるマルチコード DS-CDMA 伝送系

図1に Overlap FDE を用いるマルチコード DS-CDMA 伝送系の構成を示す．送信機側では，送信データシンボル系列を  $U$  個の送信データシンボル系列  $\{d_u(m)\}$ ， $u = 0 \sim U-1$ ，に直並列変換し，それぞれ拡散率  $SF$  の直交拡散符号  $\{c_u(t); t=0 \sim SF-1\}$ ， $u=0 \sim U-1$ ，を乗算して拡散し，コード多重を行う．その後スクランブル符号  $c_{scr}(t)$  を乗算し，送信チップ整形フィルタで帯域制限した後送信する．受信機側では，周波数選択性フェージングチャンネルを伝搬したマルチコード DS-CDMA 信号と白色雑音の和が受信される．受信フィルタにより帯域制限した後，これを  $M$  チップ長毎 ( $M \leq N_c$ ) の小ブロックに分割し，各小ブロックを中心に含む  $N_c$  ポイント区間に  $N_c$  ポイント FFT を適用して， $N_c$  個の直交周波数成分からなる周波数領域信号に変換する．そして，周波数領域信号に FDE を施した後， $N_c$  ポイント IFFT を適用して時間領域信号に変換し，中央  $M$  チップ分の信号系列を切り出す．このようにして時間領域チップ系列を復元した後，逆拡散，データ復調を行う．以降，チップ時間  $T_c$  で正規化された離散時間を  $t$  で表わす．

### 2.1. 送信信号

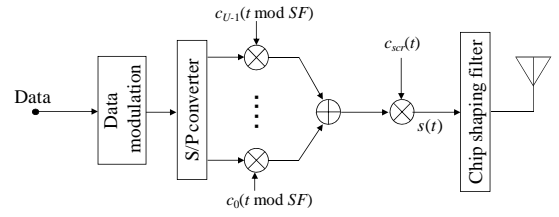
送信フィルタを通過した送信信号の等価低域表現は次式で表される．

$$s_T(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} s(n)\varphi_T(t-n) \quad (1)$$

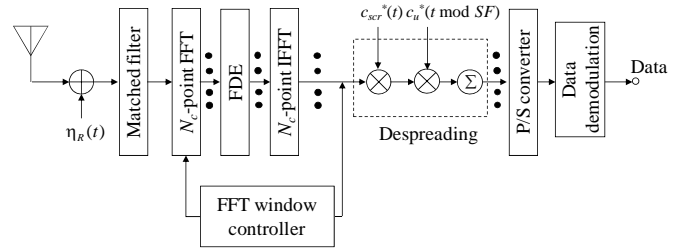
ここで， $\{s(t); t=\dots, -1, 0, 1, \dots\}$  は次式で表される送信信号系列である．

$$s(t) = \sqrt{\frac{2E_c}{T_c}} \sum_{u=0}^{U-1} d_u \left( \lfloor t/SF \rfloor \right) c_{scr}(t) c_u(t \bmod SF) \quad (2)$$

$E_c$  は 1 拡散コードあたりのチップエネルギー， $\varphi_T(t)$  は送信フィルタのインパルス応答である． $|d_u(t)| = |c_{scr}(t)| = |c_u(t)| = 1$  で， $\lfloor x \rfloor$  は  $x$  を超えない最大の整数を表す．



(a) 送信機



(b) 受信機

図1 Overlap FDE を用いる DS-CDMA 伝送系

### 2.2. 受信信号

送信信号は周波数選択性フェージングチャンネルを伝搬して，受信機で受信される．フェージングチャンネルは遅延時間の異なる  $L$  個のパスから構成されるものとする．第  $l$  パスの複素パス利得を  $h_l$  とし，その遅延時間を  $\tau_l$  とすると，チャンネルのインパルス応答は次式で表される．

$$h(t) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l \delta(t - \tau_l) \quad (3)$$

ここで， $\delta(t)$  は単位インパルス関数である．

タイミングずれを  $\Delta$  ( $|\Delta| \leq 0.5$ ) とし，受信フィルタ出力を  $t+\Delta$  でサンプリングしたときの等価低域表現は次式で表される．

$$r(t) = \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{n=-\infty}^{\infty} h_l s(n) \varphi(t - \tau_l - \Delta - n) + \eta(t) \quad (4)$$

ここで， $\eta(t)$  は平均 0，分散  $2N_0/T_c$  ( $N_0$ : 片側電力スペクトル密度) の相加性白色ガウス雑音(AWGN)である． $\varphi(t)$  は送受信フィルタを従属接続したときの総合フィルタのインパルス応答であり，総合フィルタの伝達関数がレイズドコサイン特性を持つとき次式で表される[2]．

$$\varphi(t) = \frac{\sin \pi t}{\pi t} \frac{\cos \alpha \pi t}{1 - (2\alpha t)^2} \quad (5)$$

ここで， $\alpha$  はロールオフファクタである．式(4)は次式のように表せる．

$$r(t) = \sum_{l'=-\infty}^{\infty} \bar{h}_{l'} s(t-l') + \eta(t) \quad (6)$$

ここで， $\bar{h}_{l'}$  は次式で表される．

$$\bar{h}_r = \sum_{l'=0}^{L-1} h_r \phi(l' - \tau_l - \Delta) \quad (7)$$

式(7)から、タイミングずれがある場合には、見かけ上、新たな遅延パスおよび先行パスが発生し、符号間干渉が生じていると考えることができる。したがって、受信フィルタ出力のサンプリングタイミングにずれがある場合、見かけ上、チャンネルのインパルス応答が広がったものと考えることができる。一般性を失うことなく、 $N_c$  ポイント FFT 区間を  $t = 0 \sim N_c - 1$  とすると、式(6)は次式のように表せる。

$$r(t) = \sum_{l'=-\infty}^{\infty} \bar{h}_r s((t-l') \bmod N_c) + v(t) + \eta(t), \quad t = 0 \sim N_c - 1 \quad (8)$$

ここで、 $v(t)$  は次式で表される IBI 成分である。

$$v(t) = \sum_{l'=-\infty}^{\infty} \bar{h}_r \{s(t-l') - s((t-l') \bmod N_c)\} \{u(t) - u(t-l')\} \quad (9)$$

$u(t)$  は次式で表される単位ステップ関数である。

$$u(t) = \begin{cases} 1, & t \geq 0 \\ 0, & t < 0 \end{cases} \quad (10)$$

### 2.3. Overlap FDE

式(8)に  $N_c$  ポイント FFT を適用し、 $N_c$  個の周波数成分  $\{R(k); k=0 \sim N_c-1\}$  に分解する。第  $k$  周波数成分は次式で表せる。

$$R(k) = \sum_{t=0}^{N_c-1} r(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \\ = \bar{H}(k)S(k) + N(k) + \Pi(k) \quad (11)$$

ここで、 $\bar{H}(k)$ ,  $S(k)$ ,  $N(k)$ ,  $\Pi(k)$  はそれぞれ第  $k$  周波数点における送受信フィルタ+チャンネルの総合利得、信号成分、IBI 成分、および雑音成分であり、次式で与えられる。

$$\begin{cases} \bar{H}(k) = \sum_{l'=-\infty}^{\infty} \bar{h}_r \exp\left(-j2\pi k \frac{l'}{N_c}\right) \\ S(k) = \sum_{t=0}^{N_c-1} s(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \\ N(k) = \sum_{t=0}^{N_c-1} v(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \\ \Pi(k) = \sum_{t=0}^{N_c-1} \eta(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \end{cases} \quad (12)$$

次に、次式で表わされるように FDE を行う。

$$\hat{R}(k) = R(k)W(k) \\ = \hat{H}(k)S(k) + \hat{N}(k) + \hat{\Pi}(k) \quad (13)$$

$\hat{H}(k)$ ,  $\hat{N}(k)$ ,  $\hat{\Pi}(k)$  はそれぞれ FDE 後のフィルタ+チャ

ネルの複合利得、IBI 成分および雑音成分であり、次式で与えられる。

$$\begin{cases} \hat{H}(k) = W(k)\bar{H}(k) \\ \hat{N}(k) = W(k)N(k) \\ \hat{\Pi}(k) = W(k)\Pi(k) \end{cases} \quad (14)$$

また、 $W(k)$  は次式で与えられる MMSE-FDE 重みである [11]。

$$W(k) = \frac{\bar{H}^*(k)}{|\bar{H}(k)|^2 + \left(U \frac{E_c}{N_0}\right)^{-1} + \frac{2}{N_c} \sum_{l'=0}^{N+L-1} |\bar{h}_r|^2 l'} \quad (15)$$

式(13)で与えられる等化後の周波数領域信号  $\{\hat{R}(k); k=0 \sim N_c-1\}$  に  $N_c$  ポイント IFFT を適用して時間領域信号  $\{\hat{r}(t); t=0 \sim N_c-1\}$  を得る。

$$\hat{r}(t) = \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{R}(k) \exp\left(j2\pi t \frac{k}{N_c}\right) \\ = \left(\frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{H}(k)\right) s(t) + \mu(t) + \hat{v}(t) + \hat{\eta}(t) \quad (16)$$

ここで、 $\mu(t)$ ,  $\hat{v}(t)$ ,  $\hat{\eta}(t)$  はそれぞれ等化後のブロック内の残留チップ間干渉(ICI)、残留 IBI、および雑音成分であり、次式で与えられる。

$$\begin{cases} \mu(t) = \left(\frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{H}(k)\right) \sum_{\substack{t'=0 \\ \neq t}}^{N_c-1} s(t') \exp\left(-j2\pi k \frac{t'-t}{N_c}\right) \\ \hat{v}(t) = \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{N}(k) \exp\left(j2\pi t \frac{k}{N_c}\right) \\ \hat{\eta}(t) = \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{\Pi}(k) \exp\left(j2\pi t \frac{k}{N_c}\right) \end{cases} \quad (17)$$

MMSE-FDE フィルタのインパルス応答は FFT 区間全体には広がらないため、FDE 後の残留 IBI 成分は IFFT 出力の両端に集中し、中央区間ではその影響はほとんどない [8][11]。そこで、式(16)で与えられる  $N_c$  チップの信号系列から、図 2 に示すように中央の  $M$  チップのみを切り出す。このようにして、残留 IBI を抑圧する。次の  $M$  チップを得るために FFT ウィンドウを  $M$  チップ分シフトし、同様の FDE 操作を行う。こうして得られたチップ系列を、次式のように逆拡散し、軟判定値を得る。

$$\hat{d}_u(m) = \frac{1}{SF} \sum_{t=(m+a)SF}^{(m+a+1)SF-1} \hat{r}(t) c_{scr}^*(t) c_u^*(t \bmod SF) \quad (18)$$

ここで、 $a = (N_c - M)/2$  であり、 $(\cdot)^*$  は複素共役を表す。

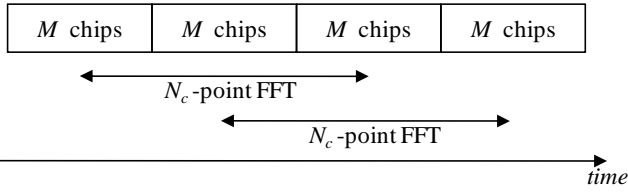


図2 Overlap FDE の動作

### 3. 計算機シミュレーション

表1に計算機シミュレーション諸元を示す. 変調方式は QPSK とし, フルコード多重伝送 ( $SF = U$ ) を仮定している. パス数は  $L=16$  で, 等電力遅延プロファイルを仮定し, 第1パスの遅延時間はチップ時間の1倍, すなわち  $\tau_l = l$  としている. なお, 第2章ではレイズドコサイン送受総合フィルタを仮定したが, 計算機シミュレーションでは有限長のインパルス応答で近似している.

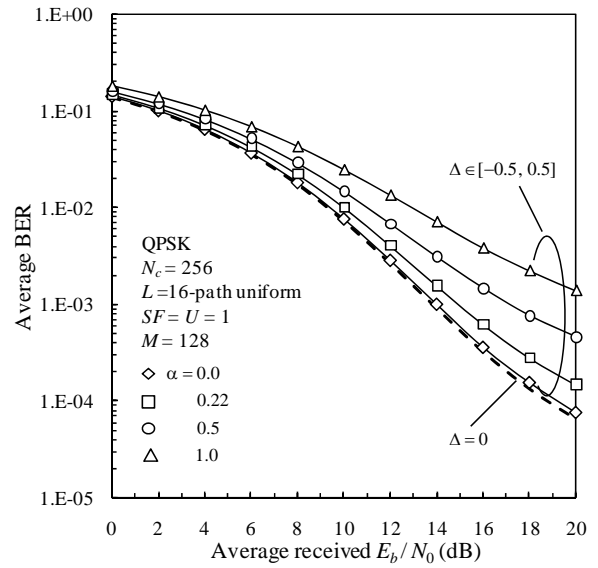
表1 計算機シミュレーション諸元

Data modulation	QPSK	
DS-CDMA	Spreading sequence	Walsh sequence
	Spreading factor	$SF = 1, 16$
	Code multiplexing order	$U = SF$
Channel	Frequency-selective block Rayleigh	
	Power delay profile	$L = 16$ -path uniform
	Time delay	$\tau_l = l, l = 0 \sim L-1$
Filter	Raised cosine filter	
	Roll-off factor	$\alpha = 0.0, 0.22, 0.5, 1.0$
Overlap FDE	FFT window size	$N_c = 256$
	FDE weight	MMSE
	Channel estimation	Ideal

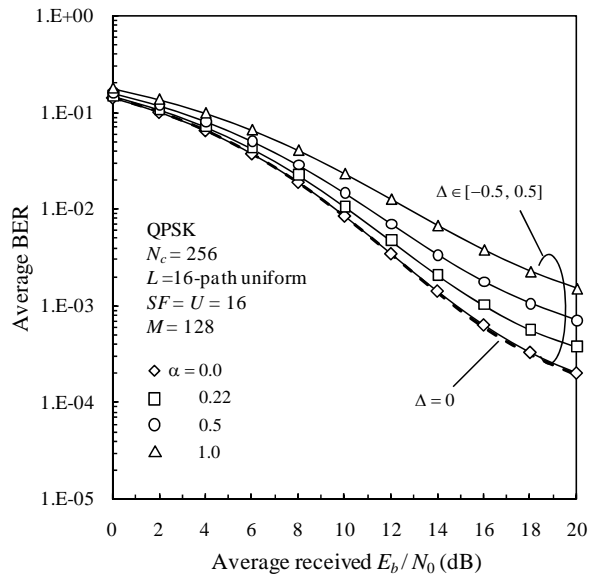
#### 3.1. 平均 BER 特性

図3に, 平均 BER 特性を示す. (a)が  $SF = U = 1$  の場合, (b)が  $SF = U = 16$  の場合である. 横軸は1ビットあたりの平均受信信号エネルギー対雑音電力密度比  $E_b/N_0 = 0.5SF(E_c/N_0)$  の値である. タイミングずれ  $\Delta$  は  $[-0.5, 0.5]$  で一様分布しているものと仮定し, FFT 区間から切り出すチップ数を  $M = 128$  としている. 比較のため, タイミングずれが発生しないとき, すなわち  $\Delta = 0$  のときの特性も示している.

タイミングずれが生じると, ISI が生じる (見かけ上インパルス応答が広がる) ためにフィルタ出力の信号対雑音電力比 (SNR) が劣化してしまう. また, 新たな ICI および IBI の発生により信号対干渉+雑音電力比 (SINR) が劣化する. そのため, タイミングずれが存在しないときに比べて特性が劣化してしまう. しかし, ロールオフファクタ  $\alpha$  の値が小さいときには大きな特性劣化は見られず, 特に  $\alpha = 0.0$  のときは,  $\Delta = 0$  の特性からの劣化はほとんどないことが分かる.



(a)  $SF = U = 1$



(b)  $SF = U = 16$

図3 平均 BER 特性

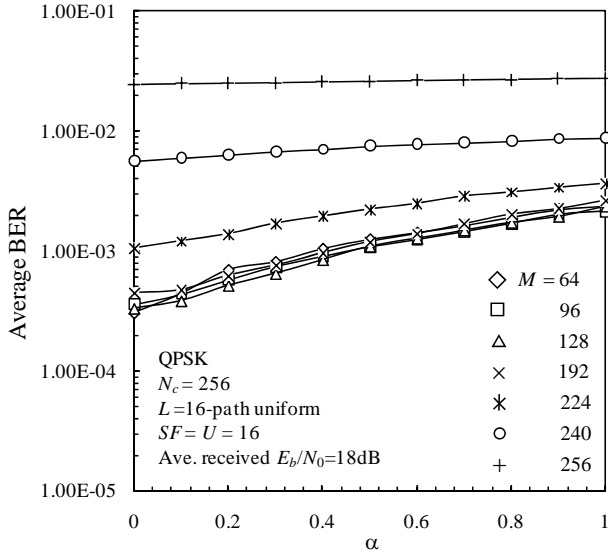


図4 ロールオフファクタ  $\alpha$  の影響

また  $\alpha=0.22$  の場合でも、 $\text{BER} = 10^{-3}$  を達成する所要  $E_b/N_0$  の劣化量は、 $SF = U = 1(16)$  のとき約  $1.0(1.2)\text{dB}$  程度である。図4に、横軸を  $\alpha$ 、縦軸を平均 BER としてプロットしたものを、 $M$  をパラメータとして示す。 $\alpha$  の値が小さくなるにつれ、BER 特性の劣化量が小さくなるのが分かる。この理由について、以下で考察する。

図5のようなチャンネルのインパルス応答  $h(t)$  が与えられたときの、フィルタ+チャンネルの総合インパルス応答  $\bar{h}(t)$  を図6に示す。総合インパルス応答は次式で表わされる。

$$\bar{h}(t) = \sum_{l'=-\infty}^{\infty} \bar{h}_l \delta(t-l') \quad (19)$$

図6から、タイミングずれが発生すると見かけ上パス数が増加することがわかる。フィルタのロールオフファクタ  $\alpha$  が小さくなるにつれ、フィルタ+チャンネルの総合の周波数選択性が強まり、より大きな周波数ダイバーシチ効果が得られることになる。タイミングずれにより SINR は低下するものの周波数ダイバーシチ効果がより大きくなることから、 $\alpha$  が小さくなる程、タイミングずれによる BER 特性の劣化は小さくなる。

ロールオフファクタ  $\alpha$  が小さくなるにつれて周波数ダイバーシチ効果が大きくなることを示すために、チャンネル利得  $H(k)$  が与えられた時の逆拡散後の瞬時 SNR (残留 IBI 及び ICI を理想的にキャンセルできたと仮定) を求めると次式で与えられる [12]。

$$\gamma \left( \frac{E_s}{N_0} | \{H(k)\}, \Delta \right) = \frac{2 \frac{E_s}{N_0} \left| \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{H}(k) \right|^2}{\frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} |W(k)|^2} \quad (20)$$

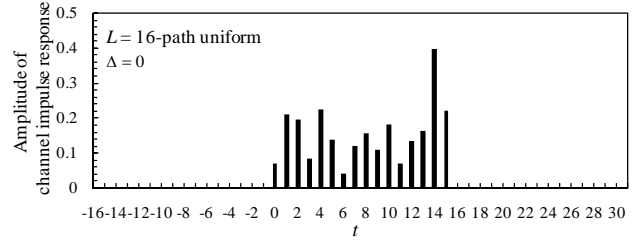
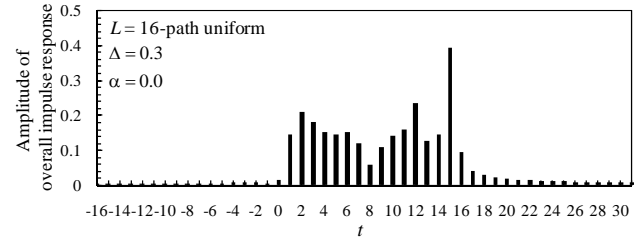
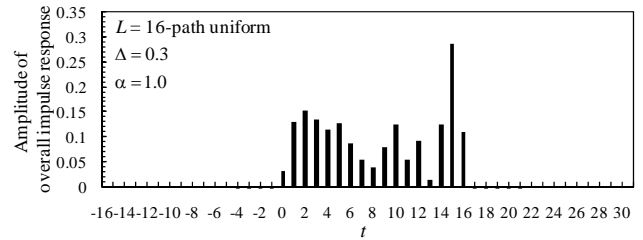


図5 チャンネルのインパルス応答



(a)  $\alpha=0.0$



(b)  $\alpha=1.0$

図6 フィルタ+チャンネルの総合インパルス応答

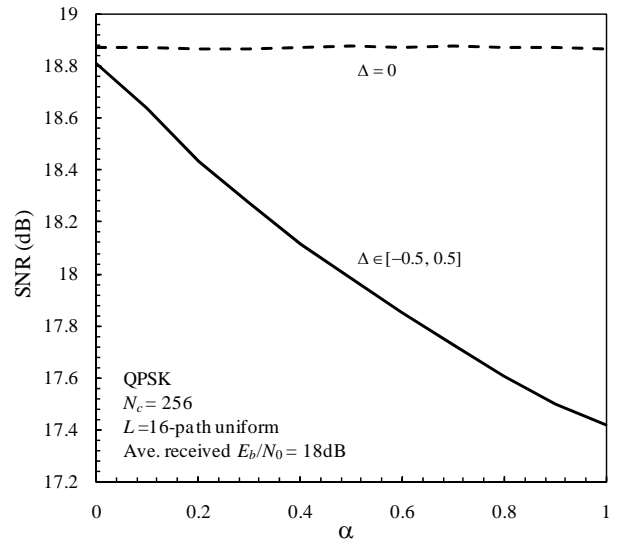
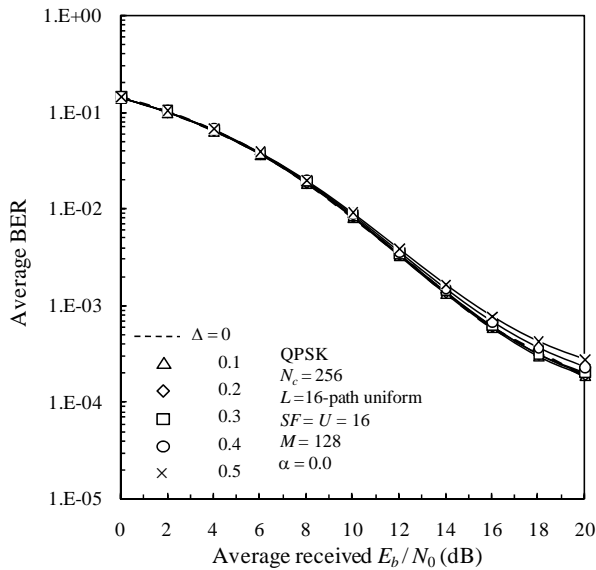
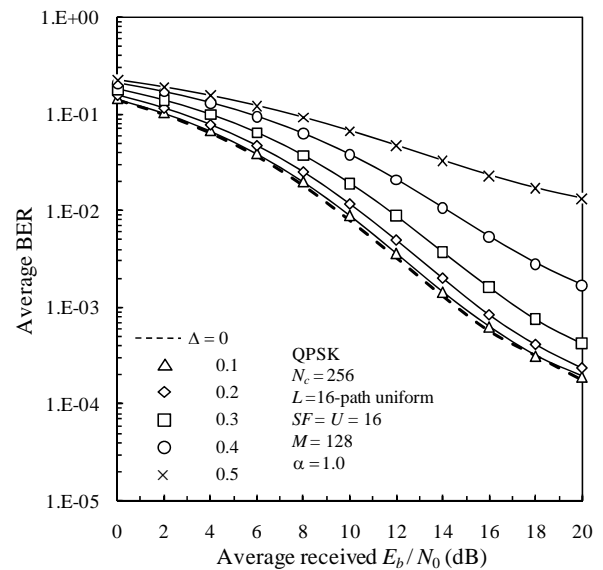


図7 平均受信 SNR

式(20)より求めた平均受信 SNR を、 $\alpha$  をパラメータとして図7に示す。 $\alpha$  が小さくなるにつれて SNR が大きくなり、タイミングずれのないときの値に近づくことがわかる。つまり、 $\alpha$  を小さくするにつれて周波数ダイバーシチ効果が大きくなり、タイミングずれによる SNR の低下をオフセットできる。



(a)  $\alpha = 0.0$



(b)  $\alpha = 1.0$

図 8 タイミングずれ  $\Delta$  の影響

### 3.2. タイミングずれの影響

図 8 にタイミングずれ  $\Delta$  をパラメータとした平均 BER 特性を示す。拡散率は  $SF = U = 16$  としている。 $\alpha$  が小さいときは、 $\Delta$  が大きくなっても、特性劣化はほとんど見られない。 $\alpha$  が大きい場合は、タイミングずれが大きくなると特性が大幅に劣化してしまう。しかし、 $\alpha = 1.0$  の場合でも  $\Delta$  が 0.2 程度ならば、大きな特性の劣化は見られない。

### 4. まとめ

本論文では、Overlap FDE を用いる DS-CDMA 伝送の BER 特性に及ぼす受信タイミングずれの影響を、計算機シミュレーションによって明らかにした。受信タイミングずれが発生すると、フィルタ出力の SNR が劣化してしまうため、タイミングずれがないときに比べて BER 特性は劣化する。しかし、タイミングずれにより符号間干渉が発生して見かけ上パス数が増加するので、周波数ダイバーシチ効果が得られる。また、フィルタのロールオフファクタが小さくなるにつれ、符号間干渉が大きくなるから、周波数ダイバーシチ効果がより大きくなり、特性劣化が小さくなる。今後は、タイミングずれの影響に関する理論検討を行う予定である。

### 参考文献

[1] W.C., Jakes Jr, Ed, *Microwave mobile communications*, Wiley, Newyork, 1974.  
 [2] J.G. Proakis, *Digital communications*, 2nd ed., McGraw-Hill, 1995.  
 [3] F. Adachi, M. Sawahashi, and H. Suda, "Wideband

DS-CDMA for next-generation mobile communications systems," *IEEE Commun. Mag.*, Vol. 36, no.9, pp. 56-69, Sep. 1998.

[4] D. Falconer, S. L. Ariyavisitakul, A. Benyamin-Seeyar, and B. Eidson, "Frequency domain equalization for single-carrier broadband wireless systems," *IEEE Commun.*, Vol. 40, No.4, pp 58-66, Apr. 2002.  
 [5] M. V. Clark, "Adaptive frequency-domain equalization and diversity combining for broadband wireless communications," *IEEE J. Select. Areas. Commun.*, Vol. 16, No. 8, pp. 1385-1395, Oct.1998.  
 [6] F. Adachi, D. Garg, S. Takaoka, and K. Takeda, "Broadband CDMA techniques," *IEEE Wireless Commun.*, Vol. 12, No.2, pp.8-18, Apr. 2005  
 [7] I. Martoyo, T. Weiss, F. Capar, and F. K. Jondral, "Low complexity CDMA downlink receiver based on frequency domain equalization," *IEEE Vehicular Technology Conference (VTC) '03 fall*, Orlando, Florida, USA, Sept. 2003.  
 [8] 武田和晃, 留場宏道, 安達文幸, "ブロック間干渉を抑圧する DS-CDMA 周波数領域等化," *信学技報*, RCS2005-17, pp. 5-10, 2005 年 5 月  
 [9] L. Liu, C. Chen, F. Adachi, "Impact of Timing Error on DS-CDMA with Frequency-domain Equalization," *信学技報*, RCS2006-219, pp.19-24, 2007 年 1 月  
 [10] 留場宏道, 武田和晃, 安達文幸, "非整数倍の遅延時間を有するチャンネルにおけるシングルキャリア伝送の誤り率特性," *信学技報*, RCS2005-146, pp. 131-136, 2006 年 1 月  
 [11] Kazuki Takeda, Hiromichi Tomeba, Kazuaki Takeda and Fumiyuki Adachi, "DS-CDMA HARQ with Overlap FDE," *IEICE Trans. Commun.*, Vol. E90-B, No. 11, pp. 3189-3196, Nov. 2007  
 [12] F. Adachi and K. Takeda, "Bit error rate analysis of DS-CDMA with joint frequency-domain equalization and antenna diversity combining," *IEICE Trans. Commun.*, Vol. E87-B, No. 10. pp. 2991-3002, Oct. 2004.