

周波数領域等化を用いるシングルキャリア伝送における 受信タイミングオフセットの影響に関する一検討

小原 辰徳[†] 武田 一樹[†] 安達 文幸[‡]

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: [†] {obara, kazuki}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡] adachi@ecei.tohoku.ac.jp

あらまし 周波数選択性フェージングチャネルにおけるシングルキャリア伝送の等化技術として周波数領域等化(FDE)が注目されている。最小平均二乗誤差(MMSE)規範に基づくFDEにより、優れたビット誤り率(BER)特性を達成できることが報告されている。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用いて信号の帯域制限を行っているが、受信タイミング同期の際にずれ(タイミングオフセット)が生じると符号間干渉(ISI)やブロック間干渉(IBI)が発生し、BER特性が劣化してしまう。筆者らはこれまで、FDEを用いるシングルキャリア伝送における受信タイミングオフセットの影響について検討を行ってきた。本論文では、FDEを用いるシングルキャリア伝送における受信タイミングオフセットによる特性劣化を救済するためのオーバーサンプリングの適用について検討を行い、計算機シミュレーションによりその適用効果を示す。

キーワード 周波数領域等化(FDE)、シングルキャリア伝送、ナイキストフィルタ、受信タイミングオフセット、オーバーサンプリング

A Study Of Impact Of Timing Offset On Single-carrier Transmission With Frequency-domain Equalization

Tatsunori OBARA[†] Kazuki TAKEDA[†] and Fumiyuki ADACHI[‡]

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: [†] {obara, kazuki}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡] adachi@ecei.tohoku.ac.jp

Abstract Frequency-domain equalization (FDE) is considered as a promising equalization technique for the single-carrier transmission in the next generation broadband wireless systems. In many practical systems, the square-root Nyquist filter is used at the transmitter and receiver to limit the signal bandwidth. The presence of timing offset between transmitter and receiver produces the inter-symbol interference (ISI) and the inter-block interference (IBI) and degrades the bit error rate (BER) performance. In our previous paper, we evaluate the impact of timing offset on BER performance of single-carrier transmission using FDE. In this paper, we apply the oversampling technique to reduce the BER degradation caused by the presence of timing offset for the single-carrier transmission with FDE.

Keyword Frequency-domain equalization (FDE), single-carrier transmission, Nyquist filter, timing offset, oversampling

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]。近年、最小平均二乗誤差(MMSE)規範に基づく周波数領域等化(FDE)をシングルキャリア(SC)伝送に適用することにより、優れたBER特性が得られることが報告されている[4-6]。

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。しかしながら、受信機側でタイミング同期の際にずれ(タイミングオフセット)が生じた場合は、符号間干渉(ISI)やブロック間干渉(IBI)が発生し、伝送特性が劣化してしまう。これまで、FDEを用いるSC伝送における受信タイミングオフセットによる影響について検討が行われてきた[7]。また、筆者らは、ガードインターバル(GI)挿入を必要としないOverlap FDE[8][9]を対象に同様の検討を行ってきた[10]。その中で、フィルタのロールオフファクタの増加に伴い、

タイミングオフセットによる特性の劣化量が大きくなってしまふことを明らかにした。

本論文では、FDEを用いるSC伝送において、タイミングオフセットが周波数領域での位相回転で表現できることを示すとともに、オーバーサンプリングとFDEにより補償できることを指摘する。また、計算機シミュレーションにより、オーバーサンプリングによるタイミングオフセット救済法の適用効果を示す。

2. シンボル間隔サンプリング FDE

送信側では、送信シンボル系列を N_c シンボル毎のブロックに分割し、各ブロックの先頭のガードインターバル(GI)にブロックの後半 N_g シンボルをコピーしてサイクリックプレフィクス(CP)として挿入する。その後、送信ルートナイキストフィルタを通して送信する。周波数選択性チャネルを伝搬し受信された信号は、送信フィルタに整合した受信ルートナイキストフィルタを通過する。受信フィルタ出力をシンボル間隔でサンプリングし、GI部分を取り除いた後、ブロック毎に N_c ポイント高速フーリエ変換(FFT)を適用して N_c 個の直交周波数成分(周波数領域信号)に変換する。得られた周波数領域信号に対しFDEを適用し、 N_c ポイント逆FFT(IFFT)により再び時間領域信号に変換した後、データ判定を行う。以降、シンボル時間 T_s で正規化された離散時間を t で表す。

2.1. 送信信号

GIが付加された送信信号系列 $s_T(t)$ は次式で表せる。

$$s_T(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} s(t \bmod N_c), \quad t = -N_g \sim N_c - 1 \quad (1)$$

ここで、 $\{s(t): t=0 \sim N_c - 1\}$ は送信シンボル系列、 E_s はシンボルエネルギー、 T_s はシンボル長である。

2.2. フェージングモデル

フェージングチャ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 τ_l とすると、チャネルのインパルス応答は次式で表される。

$$h(\tau) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l \delta(\tau - \tau_l) \quad (2)$$

ここで、 $\delta(\tau)$ は単位インパルス関数である。本論文では、パスの遅延時間をシンボル長の整数倍、すなわち $\tau_l = l$ であると仮定している。

2.3. 受信信号

タイミングオフセットを Δ ($|\Delta| \leq 0.5$) とし、受信ルートナイキストフィルタ出力を $t + \Delta$ でシンボル間隔サンプリングした受信信号 $r(t)$ は次式で表せる。

$$r(t) = \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{n=-\infty}^{\infty} h_l s_T(n) \varphi(t - \tau_l - \Delta - n) + \eta(t) \quad (3)$$

ここで、 $\eta(t)$ は相加性白色ガウス雑音(AWGN)のサンプルである。 $\varphi(t)$ 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]。

$$\varphi(t) = \frac{\sin \pi t \cos \alpha \pi t}{\pi t (1 - (2\alpha t)^2)} \quad (4)$$

ここで、 α はロールオフファクタである。

2.4. 周波数領域等化(FDE)

式(3)で表される受信信号からGIを除去し、 N_c シンボルブロックに N_c ポイントFFTを適用し、周波数領域信号に変換する。第 k 周波数成分 ($k=0 \sim N_c - 1$) は次式で表せる。

$$\begin{aligned} R(k) &= \sum_{t=0}^{N_c-1} r(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \\ &= H(k)Z(k)S_T(k) + N(k) + \Pi(k) \end{aligned} \quad (5)$$

ここで、 $H(k)$ 、 $S_T(k)$ 、 $\Pi(k)$ はそれぞれ第 k 周波数点におけるチャネルの伝達関数、信号成分、および雑音成分であり、次式で与えられる。

$$\begin{cases} H(k) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l \exp\left(-j2\pi k \frac{\tau_l}{N_c}\right) \\ S_T(k) = \sum_{t=0}^{N_c-1} s_T(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \\ \Pi(k) = \sum_{t=0}^{N_c-1} \eta(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \end{cases} \quad (6)$$

$N(k)$ はブロック間干渉(IBI)成分である。また、 $Z(k)$ はフィルタおよびタイミングオフセットに依存する係数であり、次式で表せる。

$$Z(k) = \sum_{p=-\infty}^{\infty} \varphi(p + \Delta) \exp\left(-j2\pi k \frac{p}{N_c}\right) \quad (7)$$

今、 $H(k)Z(k)$ をまとめて、次のように置く。

$$\bar{H}(k) = H(k)Z(k) \quad (8)$$

上式は、タイミングオフセットを含めた新たなチャネルの伝達関数と見なすことができ、パイロットチャネル推定により推定できることを示している。次式で表わされるようにFDEを行う。

$$\hat{R}(k) = R(k)W(k) \quad (9)$$

また、 $W(k)$ は次式で与えられるMMSE-FDE重みである。

$$W(k) = \frac{\bar{H}^*(k)}{|\bar{H}(k)|^2 + 2\sigma^2} \quad (10)$$

ここで、 $2\sigma^2$ はIBIと雑音成分の分散の和を表す。式(9)で表される等化後の周波数成分に対して、次式のように N_c ポイントIFFTを適用し、等化された時間領域信号系列を得る。

$$\hat{r}(t) = \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{R}(k) \exp\left(j2\pi \frac{k}{N_c} t\right) \quad (11)$$

2.5. タイミングオフセットによるスペクトルの歪み

式(7)は次式のように変形できる.

$$Z(k) = \sum_{p=-\infty}^{\infty} \Phi\left(\frac{k}{N_c} - p\right) \exp\left\{j2\pi\left(\frac{k}{N_c} - p\right)\Delta\right\} \quad (12)$$

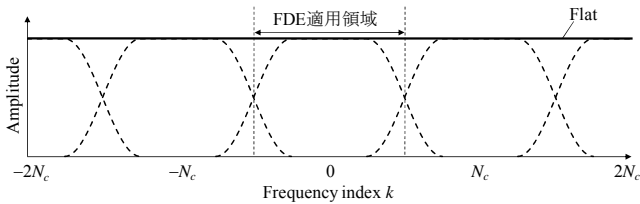
ここで、 $\Phi(f)$ はナイキストフィルタの伝達関数であり、次式で与えられる.

$$\Phi(f) = \begin{cases} 1, & 0 \leq |f| \leq \frac{1-\alpha}{2} \\ \cos^2 \frac{\pi}{2\alpha} \left(|f| - \frac{1-\alpha}{2}\right), & \frac{1-\alpha}{2} \leq |f| \leq \frac{1+\alpha}{2} \\ 0, & \text{elsewhere} \end{cases} \quad (13)$$

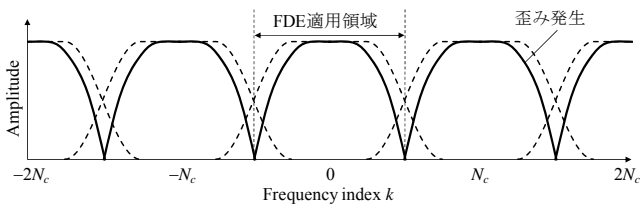
タイミングオフセットがない場合、式(12)は次式のようにになる.

$$Z(k) = \sum_{p=-\infty}^{\infty} \Phi\left(\frac{k}{N_c} - p\right) = 1 \quad (14)$$

受信フィルタ出力をサンプリングした場合、その標本系列のスペクトルは、元の信号スペクトルがサンプリングレートの整数倍の周波数にシフトされた多数のスペクトルの複製が重ね合わさったものである. シンボル間隔でサンプリングした場合、フィルタのロールオフファクタが0より大きくなると、元の信号スペクトルの前後にあるスペクトルの複製が信号帯域に入り込み、スペクトルの重なりが発生する. しかし、タイミング同期が完全であれば、図1(a)に示すように、その折り返された部分は常に平坦になり、元の信号スペクトルが保存される. これがナイキストの第1条件であり、その数式表現が式(14)である. このとき、式(8)は次式のようにになる.



(a) 理想タイミング同期の場合



(b) タイミングオフセットが発生した場合

図1 シンボルタイミング系列のスペクトルの様子

$$\bar{H}(k) = H(k) \quad (15)$$

したがって、信号スペクトルはチャンネルの周波数選択性による歪みのみを受けることになる.

一方、タイミングオフセットが存在する場合、式(12)から分かるように、元の信号スペクトルおよびその前後にシフトされたスペクトルの複製に位相回転が起こる. 重なり合ったスペクトルの位相がずれ、図1(b)に示すように、信号帯域の両端付近で歪みが発生する. ロールオフファクタ α が0の場合は、スペクトルの重なりが発生しないため、タイミングオフセットによるスペクトル歪みは発生しない. しかし、 α が大きくなるにつれ、スペクトルが重なる領域も大きくなるため、タイミングオフセットによる歪みが大きくなってしまふ. したがって、 α を大きくなるにつれ BER 特性が劣化してしまふ.

このようなスペクトル歪みは従来の MMSE-FDE では補償できない. そこで、オーバーサンプリングを用いる FDE により、タイミングオフセットによるスペクトル歪みを補償する方法について、次章で述べる.

3. オーバーサンプリング FDE

タイミングオフセットによるスペクトルの歪みは、位相回転を起こしたスペクトルの複製が信号帯域内で重なり合うことによって発生する. そこで受信フィルタ出力に対し、オーバーサンプリングを行うことで、スペクトルの重なりを防ぐことができる. また、タイミングオフセットによる位相回転は FDE により補償できる. フィルタのロールオフファクタ α の最大値は1であり、このときの信号帯域幅はシンボルレートの2倍であるため、スペクトルの重なりを防ぐには2倍のオーバーサンプリングで十分である. そこで、図2のように、2倍オーバーサンプリングによって得られる周波数領域信号に対して FDE を行うことで、タイミングオフセットによる特性劣化を救済できると考えられる.

図3に2倍オーバーサンプリングと周波数領域等化を用いる受信系の構成を示す. FDE 後の周波数領域信号を時間領域信号へ変換する際に、スペクトル合成とダウンサンプリングの2通りの方法が考えられる. 図3(a)がスペクトル合成を用いる場合、(b)がダウンサンプリングを用いる場合の受信機構成である.

受信ルートナイキストフィルタを通過した受信信号をシンボルレートの2倍でオーバーサンプリングを行う. オーバーサンプリングされた系列の先頭 $2N_g$ 個分の GI を取り除き、 $2N_c$ ポイント FFT を適用し、 $2N_c$ 個の周波数領域信号に変換し、FDE を適用する. FDE 後の周波数領域信号から、スペクトル合成またはダウ

ンサンプリングを用いて時間領域信号へ変換し、データ判定を行う。

3.1. オーバーサンプリング FDE とスペクトル合成

受信フィルタ出力をシンボルレートの2倍でオーバーサンプリングした受信信号は次式で表せる。

$$r(t) = \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{n=-\infty}^{\infty} h_l s_r(n) \varphi\left(\frac{t}{2} + \Delta - \tau_l - n\right) + \eta(t) \quad (16)$$

式(16)で得られる受信信号系列から先頭 $2N_g$ 個の GI を除去し、 $2N_c$ サンプルブロックに対して $2N_c$ ポイント FFT を適用し、周波数領域信号へ変換する。その第 k 周波数成分 ($k=0 \sim 2N_c-1$) は次式で表せる。

$$\begin{aligned} R(k) &= \sum_{t=0}^{N_c-1} r(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{2N_c}\right) \\ &= H(k)Z(k)S_r(k) + N(k) + \Pi(k) \end{aligned} \quad (17)$$

ここで、 $H(k)$ 、 $S_r(k)$ 、 $\Pi(k)$ はそれぞれチャネルの伝達関数、希望信号成分および雑音成分で、次式で表せる。

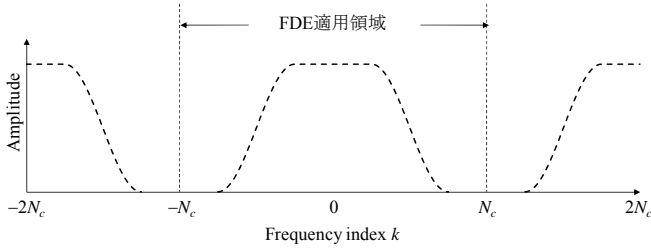
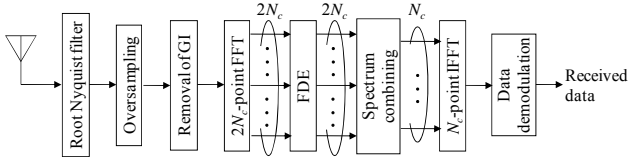
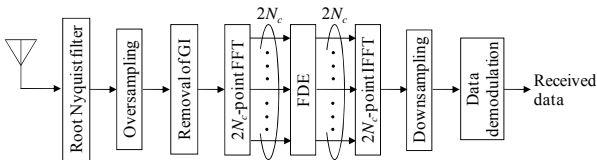


図2 オーバーサンプリング周波数領域等化



(a) スペクトル合成を用いる場合



(b) ダウンサンプリングを用いる場合

図3 オーバーサンプリング周波数領域等化を用いる受信機構成

$$\begin{cases} H(k) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l \exp\left(-j2\pi k \frac{\tau_l}{N_c}\right) \\ S_r(k) = \sum_{t=0}^{N_c-1} s_r(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \\ \Pi(k) = \sum_{t=0}^{2N_c-1} \eta(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{2N_c}\right) \end{cases} \quad (18)$$

また、 $N(k)$ は IBI 成分である。 $Z(k)$ は式(13)を用いて次式で表せる。

$$\begin{aligned} Z(k) &= \sum_{p=-\infty}^{\infty} \varphi\left(\frac{p}{2} + \Delta\right) \exp\left(-j2\pi k \frac{p}{2N_c}\right) \\ &= 2 \sum_{p=-\infty}^{\infty} \Phi\left(\frac{k}{N_c} - 2p\right) \exp\left\{j2\pi\left(\frac{k}{N_c} - 2p\right)\Delta\right\} \end{aligned} \quad (19)$$

式(17)で表される周波数領域信号に対し、次式のよう FDE を適用する。

$$\hat{R}(k) = R(k)W(k) \quad (20)$$

$W(k)$ は次式で与えられる MMSE-FDE 重みである。

$$W(k) = \frac{\bar{H}^*(k)}{|\bar{H}(k)|^2 + 2\sigma^2(k)} \sum_{p=-\infty}^{\infty} \Phi\left(\frac{k}{N_c} - 2p\right) \quad (21)$$

ここで、 $\bar{H}(k) = H(k)Z(k)$ であり、 $2\sigma^2(k)$ は第 k 周波数における IBI と雑音の分散の和である。 $\bar{H}(k)$ はタイミングオフセットによる位相回転が含まれているので、この FDE によって位相回転を補償することができる。 FDE を適用した周波数領域信号を時間領域信号に変換し、データ判定を行うが、そのためのスペクトル合成について次に説明する。

FDE 後の $2N_c$ 個の周波数領域信号のうち、後半 N_c 個の周波数成分のコピーを N_c 個分シフトさせ、前半 N_c 個の周波数成分と単純な加算により合成する。合成後の周波数成分は次式で表せる。

$$\tilde{R}(y) = \hat{R}(y) + \hat{R}(y + N_c) \quad (22)$$

この周波数成分に対し、 N_c ポイント IFFT を適用することで、等化後のシンボルタイミング系列 $\{\tilde{r}(i) : i=0 \sim N_c-1\}$ を得ることができる。

$$\begin{aligned} \tilde{r}(i) &= \sum_{y=0}^{N_c-1} \tilde{R}(y) \exp\left(j2\pi i \frac{y}{N_c}\right) \\ &= \sum_{y=0}^{N_c-1} \{\hat{R}(y) + \hat{R}(y + N_c)\} \exp\left(j2\pi i \frac{y}{N_c}\right) \end{aligned} \quad (23)$$

このスペクトル合成は、ナイキストの第1条件を満たしたスペクトルの復元を図りつつ、周波数領域でダウンサンプリングを行う方法であると言える。

3.2. スペクトル合成とダウンサンプリングの等価性

式(20)で与えられる FDE 後の周波数領域信号に $2N_c$ ポイント IFFT を適用すると、次式のように2倍オーバーサンプリングされた時間領域信号を得る。

$$\begin{aligned}
\hat{r}(t) &= \sum_{k=0}^{2N_c-1} \hat{R}(k) \exp\left(j2\pi t \frac{k}{2N_c}\right) \\
&= \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{R}(k) \exp\left(j2\pi t \frac{k}{2N_c}\right) \\
&\quad + \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{R}(k+N_c) \exp\left(j2\pi t \frac{k}{2N_c}\right) \exp(j\pi t)
\end{aligned} \tag{24}$$

時間領域信号の偶数サンプリング時点の出力のみを取り出すダウンサンプリングを行うことを考える。式(24)において、 $t=2i$ ($i=0\sim N_c-1$)と置き、偶数番目のサンプリング時点のみを取り出したときの信号系列は次式で表せる。

$$\begin{aligned}
\hat{r}(2i) &= \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{R}(k) \exp\left(j2\pi \cdot 2i \cdot \frac{k}{2N_c}\right) \\
&\quad + \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{R}(k+N_c) \exp\left(j2\pi \cdot 2i \cdot \frac{k}{2N_c}\right) \exp(j\pi \cdot 2i) \\
&= \sum_{k=0}^{N_c-1} \left\{ \hat{R}(k) + \hat{R}(k+N_c) \right\} \exp\left(j2\pi i \frac{k}{N_c}\right)
\end{aligned} \tag{25}$$

上式の右辺は式(23)の右辺と一致する。すなわち、スペクトル合成し N_c ポイント IFFT を適用することと、等化後の $2N_c$ 個の周波数領域信号に $2N_c$ ポイント IFFT を適用した出力から偶数サンプリング時点のみを取り出すダウンサンプリングを行うことは等価である。しかし、IFFT のポイント数は、スペクトル合成を用いる場合は N_c 、ダウンサンプリングを用いる場合は $2N_c$ なので、スペクトル合成の方が IFFT 演算量を低減することができる。

4. 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条件を示す。

表 1 計算機シミュレーション条件

Data modulation	QPSK	
Transmitter	Block length	$N_c = 256$
	GI length	$N_g = 32$
Channel	Frequency-selective block Rayleigh fading	
	Power delay profile	$L = 16$ -path uniform
	Delay time	$\tau_l = l, l = 0\sim L-1$
Filter	Raised cosine filter	
	Roll-off factor	$\alpha = 0\sim 1.0$
Receiver	FDE weight	MMSE
	Channel estimation	Ideal

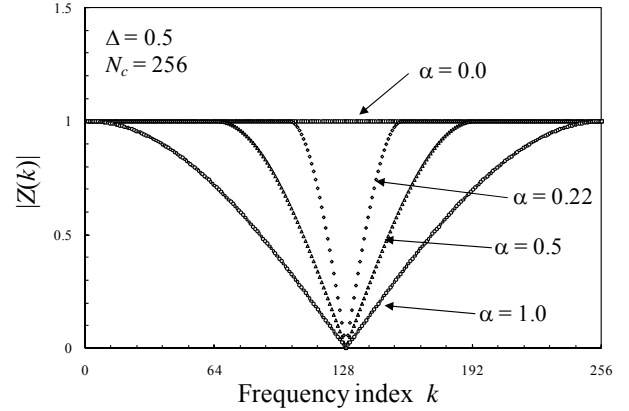


図 4 $Z(k)$ の絶対値の様子

変調方式は QPSK を用いている。チャンネルは $L=16$ パスの等電力遅延プロファイルを有する周波数選択性ブロックレイリーフェージングを仮定し、各パスの遅延時間はシンボル時間の整数倍、すなわち $\tau_l = l$ としている。

4.1. スペクトル歪みの様子

図 4 に、式(12)で表される $Z(k)$ の絶対値 $|Z(k)|$ の様子を示す。タイミングオフセットの値は $\Delta = 0.5$ とし、ロールオフファクタ α の値をパラメータとして示している。

$\Delta = 0$ のときは、ナイキストの第 1 条件を満たした状態にあるため、周波数非選択性チャンネルの場合は元の送信スペクトルが保存される。しかしながら、 $\Delta \neq 0$ の場合、 Δ に比例する位相回転を起こしたスペクトルの重なりにより、信号帯域の両端でスペクトルの歪みが発生してしまう。 $\alpha = 0.0$ の場合はスペクトルの重なりが発生しないため、タイミングオフセットによるスペクトルの歪みは生じない。そのため、 $\alpha = 0.0$ の場合、理想タイミング同期の時とほぼ同じ BER 特性が得られる。一方、 $\alpha > 0$ の場合は α の増加とともに歪みが大きくなるのが図 4 から分かる。このような歪みは従来の MMSE-FDE では補償できず、 α の増加とともに BER 特性が劣化してしまう。

4.2. 平均 BER 特性

図 5 にシンボル間隔でサンプリングを行った場合のタイミングオフセットの影響、図 6 に 2 倍オーバーサンプリングとスペクトル合成を適用した場合の特性であり、それぞれロールオフファクタ α の値をパラメータとしている。横軸は平均受信ビットエネルギー対雑音電力スペクトル密度比 $E_b/N_0 = 0.5(E_s/N_0)(1+N_g/N_c)$ の値である。タイミングオフセット Δ の値は $[-0.5, 0.5]$ の範囲に一樣分布しているものと仮定した。また、比較のためタイミングオフセットがないとき ($\Delta=0.0$) の特性も示している。

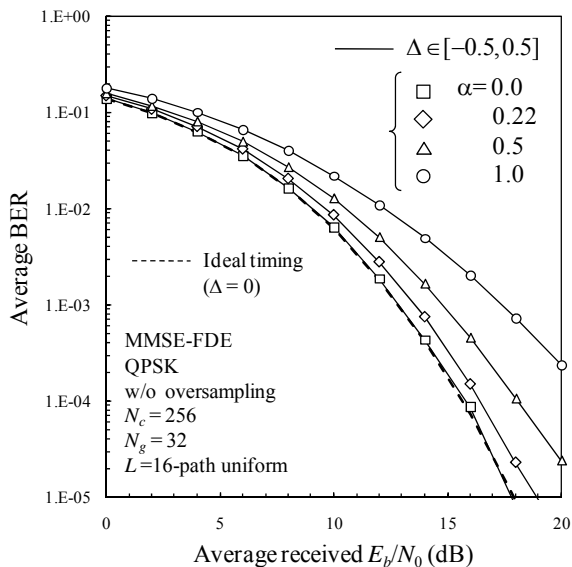


図5 シンボル間隔サンプリング時のタイミングオフセットの影響

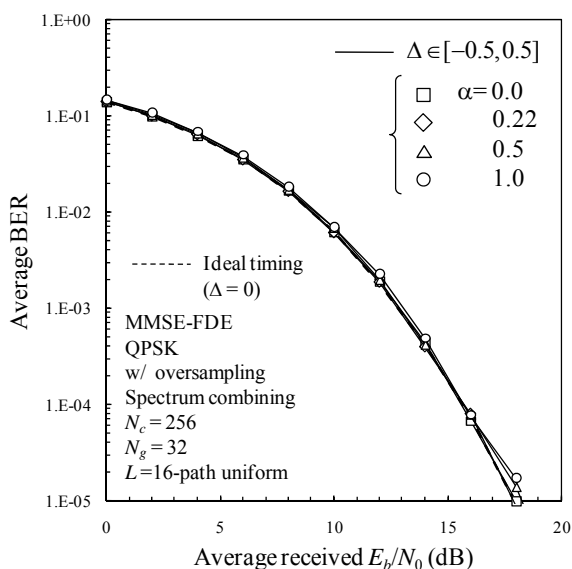


図6 2倍オーバーサンプリングとスペクトル合成を用いる時の平均BER特性

シンボル間隔サンプリングの場合、タイミングオフセットが存在すると、BER特性が大幅に劣化してしまう。さらにその劣化量は α の増加とともに大きくなってしまふ。前節で述べたように、 α の増加とともにタイミングオフセットによるスペクトルの歪みが大きくなるためである。 $\alpha = 0.0$ の時は、スペクトル歪みが発生しないため、BER特性は劣化しない。一方、オーバーサンプリングを適用すると、タイミングオフセットによる特性劣化はほとんど見られず、 $\Delta = 0$ の時の特性とほぼ一致する。また、 α が増加してもBER特性の劣化は発生しない。オーバーサンプリングを適用することで、タイミングオフセットによる位相回転を起こし

たスペクトルの重なりが発生せず、さらにFDEによって位相回転を補償できるためである。

5. まとめ

本論文では、周波数領域等化シングルキャリア伝送において、受信タイミングオフセットによるBER特性劣化に関する考察と、その特性劣化を救済するための方法として2倍オーバーサンプリングを適用した周波数領域等化について検討を行った。タイミング同期の際にタイミングオフセットが発生すると、位相回転を起こしたスペクトルが重なり、信号帯域の両端付近でスペクトル歪みが発生する。また、その歪みはフィルタのロールオフファクタの増加とともに大きくなる。そのため、BER特性が大幅に劣化してしまう。そこで、周波数領域等化に2倍オーバーサンプリングを適用することで、スペクトルの重なりを避けることができ、またタイミングオフセットによる位相回転は周波数領域等化により補償できる。そのため、タイミングオフセットが発生しても、理想タイミング同期の場合の特性とほぼ一致させることができる。

参考文献

- [1] W.C., Jakes Jr, Ed, *Microwave mobile communications*, Wiley, Newyork, 1974.
- [2] J.G. Proakis, *Digital communications*, 4th ed., McGraw-Hill, 2001.
- [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] 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
- [8] 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.
- [9] 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. 19-24, 2007年1月
- [10] 小原辰徳, 留場宏道, 武田一樹, 安達文幸, "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," *信学技報*, RCS2008-7, pp. 37-42, 2008年5月