

オーバーサンプリング周波数領域等化を用いるシングルキャリア伝送 におけるチャンネル遅延時間の影響

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ン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、受信タイミングにずれ(タイミングオフセット)が生じた場合や、シンボル長の非整数倍の遅延時間を有する複数の伝搬路(パス)が存在する場合は符号間干渉(ISI)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によるBER特性が劣化を生ずる機構を明らかにし、この特性劣化を救済するオーバーサンプリングMMSE-FDEを提案した。これまでの検討では、各パスの遅延時間がシンボル長の整数倍であることを仮定していた。本論文では、オーバーサンプリングMMSE-FDEを用いるシングルキャリア伝送のBER特性に、各パスの非整数倍遅延時間がどのような影響を及ぼすかを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 周波数領域等化(FDE), シングルキャリア伝送, ナイキストフィルタ, 非整数倍遅延時間, オーバーサンプリング

Impact of Channel Delay Time on Single-carrier Transmission using Oversampling 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 and the fractionally spaced time delays of the propagation paths produce the inter-symbol interference (ISI) and degrade the bit error rate (BER) performance. In our previous paper, we showed a mechanism for the BER performance degradation due to the timing offset in the single-carrier transmission using FDE and proposed an oversampling MMSE-FDE to improve the BER degradation in the presence of timing offset. However, in the previous paper, we assumed symbol-spaced time delays of the propagation paths. In this paper, we assume the presence of fractionally spaced time delays and how the performance is improved by the oversampling MMSE-FDE.

Keyword Frequency-domain equalization (FDE), single-carrier transmission, Nyquist filter, fractionally spaced delay times, 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]。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)伝送に適用すれば、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、受信タイミングにずれ（タイミングオフセット）が生じた場合や、シンボル長の非整数倍の遅延時間を有するチャンネルが存在する場合は符号間干渉(ISI)が発生し、伝送特性が劣化してしまう。これまで筆者らは、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を行い、伝送特性劣化の発生機構を明らかにした[7]。タイミングオフセットがあると、タイミングオフセットに比例する位相回転を起こしたスペクトルの折り返しによりスペクトル歪みが発生する。また、フィルタのロールオフファクタが大きくなるにつれ、スペクトル歪みが大きくなってしまいうために、ビット誤り率(BER)特性が劣化してしまう。そこで筆者らは、2倍オーバーサンプリングによって折り返しを防いだ受信周波数領域信号にMMSE-FDEを適用することにより、タイミングオフセットによる位相回転とチャンネルの周波数選択性による歪みを同時に補償した上で、スペクトル合成を行うオーバーサンプリングMMSE-FDEを提案した[8]。オーバーサンプリングMMSE-FDEを用いれば、タイミングオフセットが存在した場合でもロールオフファクタの値に依らず、理想タイミング同期の特性に近いBER特性を得ることができる。

これまでの検討では、チャンネルを構成する遅延パスがシンボル長の整数倍の遅延時間を有する場合を仮定してきた。本論文では、非整数倍遅延時間を有するパスの存在する伝搬環境下でのオーバーサンプリングMMSE-FDEの効果を明らかにする。

2. 従来のMMSE-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。周波数選択性チャン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MMSE-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. フェージングチャンネルモデル

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 τ_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。

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

ここで、 $\delta(\tau)$ は単位インパルス関数である。

2.2. 受信信号

タイミングオフセットを Δ ($|\Delta| \leq 0.5$)として、受信ルートナイキストフィルタ出力を時刻 $t+\Delta$ でサンプリングする。GIを除去した受信信号 $r(t)$ は次式で表せる。

$$r(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{n=-\infty}^{\infty} h_l s(n) \varphi(t + \Delta - \tau_l - n) + \eta(t) \quad (2)$$

ここで、 E_s はシンボルエネルギー、 T_s はシンボル長である。 $\{s(n); n = -\infty \sim \infty\}$ はGIを含めた送信シンボル系列で、希望信号成分は $n=0 \sim N_c-1$ の範囲である。 $\eta(t)$ は相加性白色ガウス雑音(AWGN)の受信フィルタ出力である。 $\varphi(t)$ は送受信フィルタの総合インパルス応答であり、送受信フィルタの総合伝達関数が二乗余弦特性を持つとき次式で表される[2]。

$$\varphi(t) = \frac{\sin \pi t \cos \alpha \pi t}{\pi t (1 - (2\alpha t)^2)} \quad (3)$$

ここで、 α はロールオフファクタである。

2.3. 周波数領域等化(FDE)

式(2)で表される受信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。

$$R(k) = \sum_{t=0}^{N_c-1} r(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \\ = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \tilde{H}(k, \Delta) S(k) + N(k) + \Pi(k) \quad (4)$$

ここで、 $S(k)$ および $\Pi(k)$ はそれぞれ第 k 周波数点における希望信号成分および雑音成分であり、次式で与えられる。

$$\begin{cases} S(k) = \sum_{t=0}^{N_c-1} s(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \\ \Pi(k) = \sum_{t=0}^{N_c-1} \eta(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \end{cases} \quad (5)$$

$N(k)$ はブロック間干渉(IBI)成分である。また、 $\tilde{H}(k, \Delta)$ はチャンネル+送受信フィルタの複合伝達関数であり、次式で表せる。

$$\tilde{H}(k, \Delta) = \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{t=0}^{N_c-1} h_l \varphi(l' + \Delta - \tau_l) \exp\left(-j2\pi k \frac{l'}{N_c}\right) \quad (6)$$

式(5)で与えられる周波数領域信号に1タップMMSE-FDEを適用する。

$$\hat{R}(k) = R(k)W(k) \quad (7)$$

また、 $W(k)$ は次式で与えられるMMSE-FDE重みであ

る.

$$W(k) = \frac{\tilde{H}^*(k, \Delta)}{|\tilde{H}(k, \Delta)|^2 + \Lambda^{-1}(k, \Delta)} \quad (8)$$

ここで, $\Lambda(k, \Delta)$ は信号対 IBI+雑音電力比(SINR)である. FDE 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に変換し, データ判定を行う.

2.4. スペクトル歪みの発生

式(6)は次式のように変形できる.

$$\tilde{H}(k, \Delta) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l \sum_{p=-\infty}^{\infty} \Phi\left(\frac{k}{N_c} - p\right) \exp\left\{j2\pi\left(\frac{k}{N_c} - p\right)(\Delta - \tau_l)\right\} \quad (9)$$

ここで, $\Phi(f)$ は二乗余弦特性を持つ伝達関数であり, 次式で与えられる.

$$\Phi(f) = \begin{cases} 1, & 0 \leq |f| \leq \frac{1-\alpha}{2} \\ \cos^2 \frac{\pi}{2\alpha} \left(|f| - \frac{1-\alpha}{2}\right), & \frac{1-\alpha}{2} \leq |f| \leq \frac{1+\alpha}{2} \\ 0, & \text{elsewhere} \end{cases} \quad (10)$$

タイミングオフセットが 0 (つまり $\Delta=0$) で, パスの遅延時間がシンボル長の整数倍 (すなわち $\tau_l=l$) の場合, 式(12)は次式で表される.

$$\begin{aligned} \tilde{H}(k, \Delta=0) &= \sum_{l=0}^{L-1} h_l \exp\left(-j2\pi k \frac{l}{N_c}\right) \sum_{p=-\infty}^{\infty} \Phi\left(\frac{k}{N_c} - p\right) \\ &= \sum_{l=0}^{L-1} h_l \exp\left(-j2\pi k \frac{l}{N_c}\right) \end{aligned} \quad (11)$$

つまり, チャンネル+送受信フィルタの複合伝達関数はタイミングオフセットなしのときの伝搬チャンネルの伝達関数そのものになる. 式(11)の導出にあたって, 次式で表されるナイキストの第 1 条件を用いた.

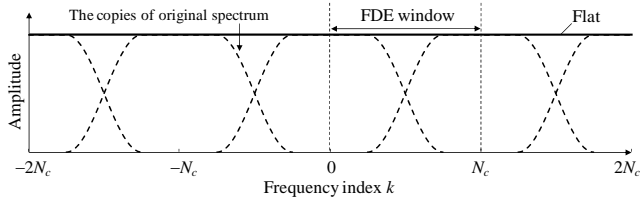
$$\sum_{p=-\infty}^{\infty} \Phi\left(\frac{k}{N_c} - p\right) = 1 \quad (12)$$

チャンネル+送受信フィルタの複合伝達関数 $\tilde{H}(k, \Delta)$

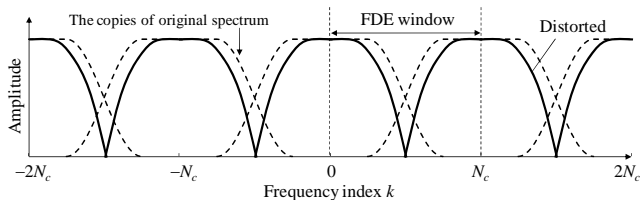
は, 送受信フィルタの伝達関数がサンプリングレートの整数倍の周波数にシフトされた多数の複製の和になる(図 1 参照). シンボル間隔でサンプリングした場合, フィルタのロールオフファクタ α が 0 より大きくなると, 送受信フィルタの伝達関数(周波数 0 を中心とした伝達関数)の左右にシフトされた複製が重なる. しかし, タイミングオフセットがなければ(完全同期), パスの遅延時間がシンボル長の整数倍の場合, 図 1(a)に示すように, 左右にシフトされた伝達関数の複製と元の総合フィルタの伝達関数の和は常に 1 になり, ナイキストの第 1 条件を満たす. したがって, $\tilde{H}(k, \Delta)$ はチャンネルの伝達関数になる. つまり, 受信信号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ありで非整数倍遅延時間を有するパスが存在する場合, 式(9)から分かるように, 送受信フィルタの伝達関数の左右にシフトされた複製に位相回転が起こる. このため, $\alpha > 0$ の場合, 図 1(b)に示すように, 2 つの複製が元の送受信フィルタの伝達関数に重なる両端付近の周波数領域で大きな歪みが発生する. α が大きくなるにつれ, 送受信フィルタの伝達関数と複製とが重なる周波数領域が広がってしまうため, 歪みが大きくなってしまう. 例え MMSE-FDE を用いても, この歪みは完全には補償できないから, α を大きくするにつれ BER 特性が劣化してしまう.

本章では, 最近筆者らが提案した, タイミングオフセットとチャンネルの周波数選択性によるスペクトル歪みを同時に補償するオーバーサンプリング MMSE-FDE について述べる.



(a) タイミングオフセットなしでパスが整数倍遅延時間を有する場合



(b) タイミングオフセットありで非整数倍遅延時間を有するパスが存在する場合

図 1 受信標本系列のスペクトル

3. オーバーサンプリング MMSE-FDE

シンボル長の非整数倍遅延時間を有するパスとタイミングオフセットによる受信信号歪みは、異なる位相回転を起こした送受フィルタ総合伝達関数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をオーバーサンプリングして、送受フィルタ総合伝達関数と周波数シフトされたその複製の重なりを防ぐ。こうすれば、非整数倍遅延時間を有するパスの存在とタイミングオフセットによる位相回転を 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、送受フィルタ総合伝達関数と周波数シフトされたその複製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 MMSE-FDE を適用することで、非整数倍遅延時間を有するパスの存在とタイミングオフセットによる BER 特性劣化を救済できる。

図 3 に 2 倍オーバーサンプリング MMSE-FDE を用いる受信系の構成を示す。

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する。オーバーサンプリングされた標本系列の先頭 $2N_g$ サンプル分の 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、MMSE-FDE を適用する。MMSE-FDE 後にスペクトル合成を行い、 N_c ポイント IFFT を適用し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

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、 $2N_g$ サンプルの GI を除去したあとの受信信号 $r(t)$, $t=0\sim 2N_c-1$, は次式で表せる。

$$r(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{n=-\infty}^{\infty} h_l s(n) \phi\left(\frac{t}{2} + \Delta - \tau_l - n\right) + \eta(t) \quad (13)$$

受信信号標本ブロック $\{r(t); t=0\sim 2N_c-1\}$ に $2N_c$ 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 $R(k)$, $k=0\sim 2N_c-1$, は次式で表せる。

$$R(k) = \sum_{t=0}^{2N_c-1} r(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{2N_c}\right) \\ = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \tilde{H}(k, \Delta) S_T(k) + N(k) + \Pi(k) \quad (14)$$

ここで、 $S(k)$, $N(k)$, $\Pi(k)$ はそれぞれ希望信号成分、IBI 成分、および雑音成分である。

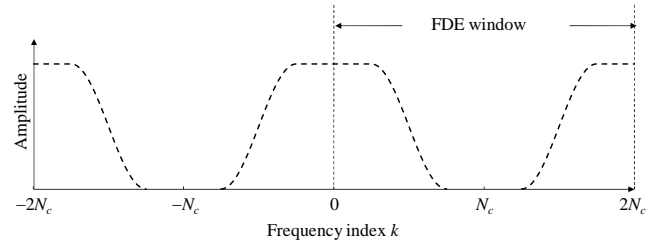


図 2 2 倍オーバーサンプリングによって得られる信号スペクトル

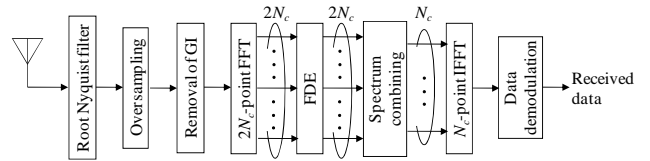


図 3 オーバーサンプリング周波数領域等化を用いる受信機構成

$\tilde{H}(k, \Delta)$ は式(10)を用いて次式で表せる。

$$\tilde{H}(k, \Delta) = \sum_{l'=-\infty}^{\infty} \sum_{l=0}^{L-1} h_l \phi\left(\frac{l'}{2} + \Delta - \tau_l\right) \exp\left(-j2\pi k \frac{l'}{2N_c}\right) \\ = 2 \sum_{l=0}^{L-1} h_l \sum_{p=-\infty}^{\infty} \Phi\left(\frac{k}{N_c} - 2p\right) \exp\left\{j2\pi\left(\frac{k}{N_c} - 2p\right)(\Delta - \tau_l)\right\} \quad (15)$$

周波数領域信号 $\{R(k); k=0\sim 2N_c-1\}$ に次式のように 1 タップ MMSE-FDE を適用する。

$$\hat{R}(k) = R(k)W(k) \quad (16)$$

$W(k)$ は次式で与えられる MMSE-FDE 重みである。

$$W(k) = \frac{\tilde{H}^*(k, \Delta)}{|\tilde{H}(k, \Delta)|^2 + \Lambda^{-1}(k, \Delta)} \sum_{p=0}^1 \Phi\left(\frac{k}{N_c} - 2p\right) \quad (17)$$

$\tilde{H}(k, \Delta)$ には、タイミングオフセットおよびパスの非整数倍遅延時間による位相回転が含まれているが、MMSE-FDE によって位相回転を補償できる。

3.2. スペクトル合成

FDE 後の周波数領域信号に対して、次式のようにスペクトル合成を行う。

$$\tilde{R}(k) = \hat{R}(k) + \hat{R}(k + N_c) \quad (18)$$

このスペクトル合成は、時間領域でダウンサンプリングを行うことと等価である[8]。スペクトル合成後の周波数領域信号 $\{\tilde{R}(k); k=0\sim N_c-1\}$ に N_c ポイント IFFT を適用して、シンボル長の非整数倍遅延時間とタイミングオフセットによる歪みを同時に補償しつつ、周波数ダイバーシチ効果を得た時間領域受信信号 $\{\tilde{r}(i); i=0\sim N_c-1\}$ を得る。最後にデータ復調を行う。

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. 変調方式は QPSK を用いている. チャネルは $L=32$ 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ている. また以下では, タイミングオフセットなし ($\Delta=0$) としている.

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	$L=32$ -path uniform
	Delay time	$\tau_l = \mu l$, $l = 0 \sim L-1, \mu < 1$
Filter	Raised cosine filter	
	Roll-off factor	$\alpha = 0 \sim 1.0$
Receiver	FDE weight	MMSE
	Channel estimation	Ideal

図 4 に, 従来の MMSE-FDE およびオーバーサンプリング MMSE-FDE の BER 特性を, ロールオフファクタ α の値をパラメータとして示す. 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. 図には, 第 l パスの遅延時間が $\tau_l=l$ (シンボル長の整数倍の遅延時間), $l/2$, $l/4$, $l/16$ の 4 つの場合について BER 特性をプロットしている. 従来の MMSE-FDE における特性を破線, オーバーサンプリング MMSE-FDE における特性を実線で示している.

各パスの遅延時間がシンボル長の非整数倍の時 (つまり $\tau_l = l/2, l/4, l/16$), 従来の MMSE-FDE を用いると, ロールオフファクタ α の値が大きくなるにつれ, BER 特性が劣化している. シンボル長の非整数倍遅延時間の場合, その遅延時間に比例する位相回転を起こした送受フィルタ総合伝達関数の複製の重なりによって, 信号帯域両端で受信信号に歪みが発生する. α を大きくすると, 送受フィルタ総合伝達関数の重なる周波数領域が広がるため, 受信信号の歪みも大きくなり, この結果, BER 特性の劣化も大きくなってしまふ.

一方, オーバーサンプリング MMSE-FDE を用いると, α が大きくなるにつれ BER 特性が改善している. オーバーサンプリング MMSE-FDE では, 2 倍オーバーサンプリングによって, 位相回転を起こした送受フィルタ総合伝達関数の複製の重なりを防ぎ, この位相回

転を MMSE-FDE によって補償できるため, シンボル長の非整数倍の遅延時間を有するパスの存在が存在しても受信信号に歪みは発生しない. また, α を大きくすると信号帯域が広がるため, $\alpha=0$ のときよりも大きな周波数ダイバーシチ効果が得られ, BER 特性が改善する.

ところで, シンボル長の整数倍の遅延時間のとき ($\tau_l=l$) のオーバーサンプリング MMSE-FDE の時の BER 特性は, α の値に依らず, 常に従来の MMSE-FDE のそれと一致している. パスの遅延時間がシンボル間隔の場合, 2 倍オーバーサンプリングによって得られた周波数領域信号 $\{R(k); k=0 \sim 2N_c-1\}$ のうち, 周波数 $k=N_c \sim 2N_c-1$ の周波数領域信号は, 周波数 $k=0 \sim N_c-1$ の周波数領域信号の複製である. このため, スペクトル合成を行っても周波数ダイバーシチ効果は α の値に依存しないから, BER 特性も α の値には依存しないことになる.

5. まとめ

本論文では, シンボル長の非整数倍の遅延時間を有するチャネルにおける, 2 倍オーバーサンプリング MMSE-FDE を用いるシングルキャリア伝送の BER 特性を計算機シミュレーションにより明らかにした.

従来の MMSE-FDE を用いた場合, シンボル長の非整数倍の遅延時間を有するパスの存在により, 位相回転を起こした送受フィルタ総合伝達関数の複製が元の総合伝達関数に重なることにより受信信号に歪みが発生し, ロールオフファクタが大きくなるにつれ BER 特性が劣化してしまう.

一方, 2 倍オーバーサンプリング MMSE-FDE を用いた場合, 送受フィルタ総合伝達関数の複製の重なり避けることができ, その位相回転を補償できるため, シンボル長の非整数倍の遅延時間による受信信号歪みを補償できる. また, ロールオフファクタを大きくすることで信号帯域が広がり, より大きな周波数ダイバーシチ効果が得られるため, BER 特性が改善される.

参考文献

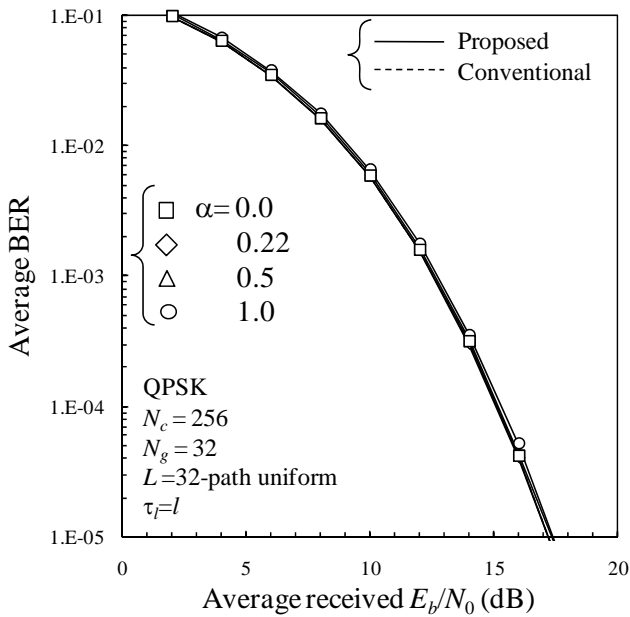
- [1] W.C., Jakes Jr, Ed, *Microwave mobile communications*, Wiley, Newyork, 1974.
- [2] J.G. Proakis, *Digital communications*, 4th ed., McGraw-Hill, 2001.
- [3] F. Adachi, M. Sawahashi, and H. Suda, "Wideband DS-CDMA for next-generation mobile communications systems," *IEEE Commun. Mag.*, Vol. 36, 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.

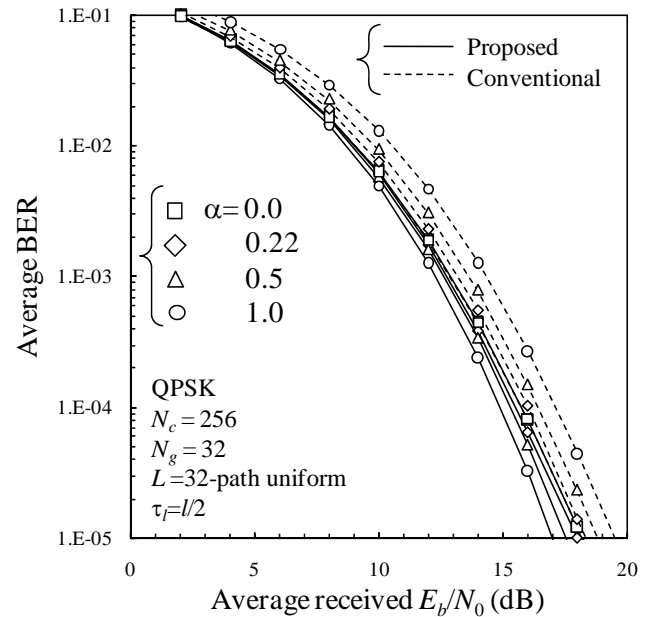
[6] F. Adachi, D. Garg, S. Takaoka, and K. Takeda, "Broadband CDMA techniques," IEEE Wireless Commun., Vol. 12, No.2, pp.8-18, Apr. 2005

[7] 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

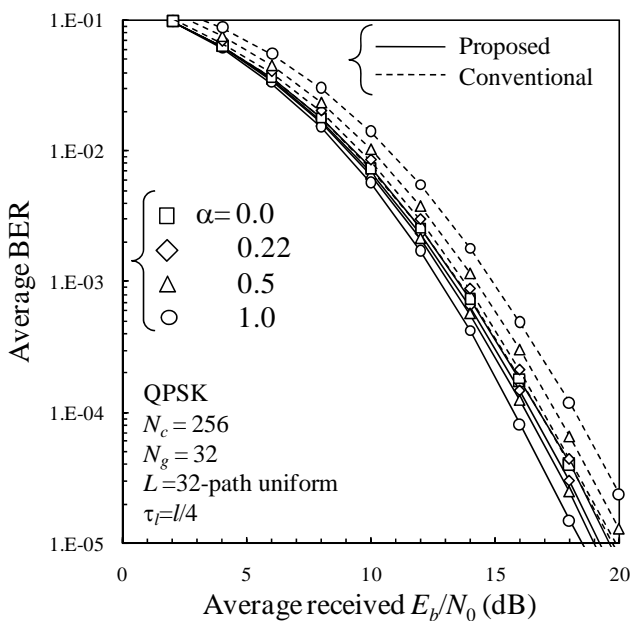
[8] 小原辰徳, 武田一樹, 安達文幸, "周波数領域等化を用いるシングルキャリア伝送における受信タイミングオフセットの影響に関する一検討," 信学技報, RCS2008-238, pp.155-160, 2009年3月



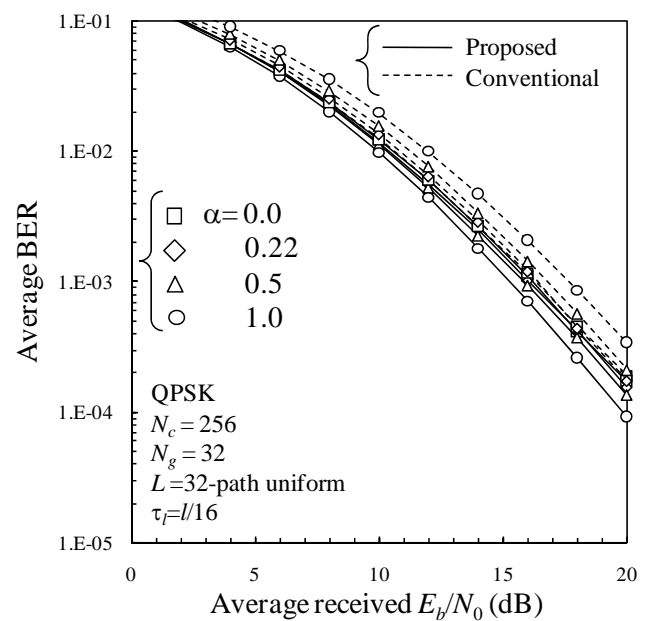
(a) $\tau_l=l$



(b) $\tau_l=l/2$



(c) $\tau_l=l/4$



(d) $\tau_l=l/16$

図4 従来の MMSE-FDE およびオーバーサンプリング MMSE-FDE におけるパスの遅延時間の影響