

# 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

留場 宏道<sup>†</sup> 武田 和晃<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> {tomeba, takeda}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, <sup>‡</sup> adachi@ecei.tohoku.ac.jp

**あらまし** 最近、周波数選択性フェージング環境下における伝送方式として周波数領域等化を用いるシングルキャリア伝送が注目を集めている。しかし、伝搬路パスの遅延時間が送信信号周期の非整数倍である場合には、ナイキストフィルタを用いるシングルキャリア伝送では符号間干渉が発生してしまう。本論文では非整数倍の遅延時間を有するパスの存在が周波数領域等化を用いるシングルキャリア伝送に与える影響を考察するとともに、そのときの伝送特性を計算機シミュレーションによって明らかにしている。

**キーワード** 周波数選択性フェージング, 非整数倍遅延時間, ナイキストフィルタ, 周波数領域等化, パイロットチャンネル推定, シングルキャリア伝送

## BER Performance of Single-Carrier Transmission in A Channel Having Fractionally Spaced Time Delays

Hiromichi TOMEBA<sup>†</sup> Kazuaki 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> {tomeba, takeda}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, <sup>‡</sup> adachi@ecei.tohoku.ac.jp

**Abstract** Recently, frequency-domain equalization (FDE) has been attracting much attention as an effective equalization technique for the single-carrier (SC) transmission in a frequency-selective fading channel. However, when the time delays of the propagation paths are fractionally spaced, the inter-symbol interference (ISI) is produced for the SC transmission using the Nyquist filters. In this paper, we examine, by computer simulation, the impact of the presence of fractionally spaced time delays on the bit error rate (BER) performance in a frequency-selective Rayleigh fading channel.

**Keyword** Frequency-selective fading channel, fractionally spaced time delays, Nyquist filter, frequency-domain equalization, pilot assisted channel estimation, single-carrier transmission

### 1. まえがき

次世代の移動無線通信では高速、高品質な伝送が要求されている。高速移動無線チャンネルは、様々な遅延時間の伝搬路から構成される周波数選択性フェージングチャンネルであるのが特徴であり、符号間干渉(ISI)によって伝送特性が大幅に劣化してしまう[1-3]。そこで最近では、周波数領域等化技術が注目されている[4]。これまでに周波数領域等化を用いるシングルキャリア伝送について、多くの検討がされてきたが[5-9]、伝搬路パスの遅延時間については信号周期の整数倍を仮定しているものが殆どである。しかし、現実の伝搬路環境では伝搬路パスの遅延時間は信号周期の非整数倍であるのが一般的であると言える。

ところで、シングルキャリア伝送では信号スペクトルが広がるのを防ぐための帯域制限フィルタとしてナイキストフィ

ルタが用いられる。ナイキストフィルタの一つに自乗余弦フィルタ(raised cosine filter)がある[1-3]。しかし、信号周期の非整数倍の遅延時間を有する遅延パスが存在した場合には、符号間干渉を引き起こしてしまう。この符号間干渉の周波数領域等化に対する影響を検討した例はこれまで見あたらないのが実情である。そこで本論文では、非整数倍遅延時間を有するパスの存在が周波数領域等化を用いるシングルキャリア伝送のビット誤り率(BER)特性に及ぼす影響を計算機シミュレーションによって明らかにしている。

本論文は以下のような構成になっている。第2章では、周波数領域等化を用いるシングルキャリア伝送の送受信系を述べ、第3章では、本論文で用いるチャンネル推定法について述べる。第4章において計算機シミュレーション結果を明らかにし、第5章でまとめる。

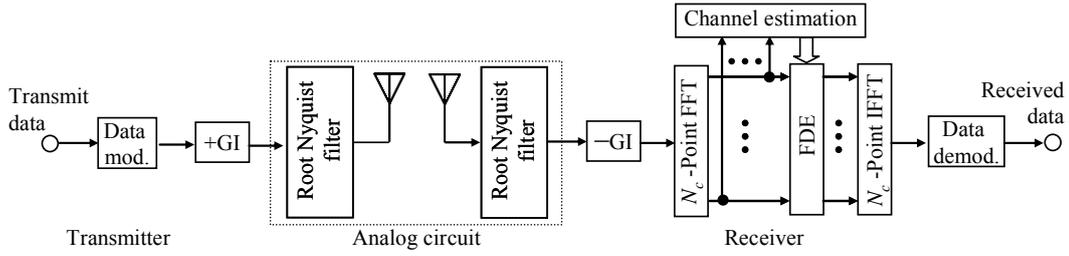


図1 周波数領域等化を用いるシングルキャリア伝送の送受信系

## 2. 周波数領域等化を用いるシングルキャリア伝送の送受信系

周波数領域等化を用いるシングルキャリア伝送の送受信系を図1に示す。送信機では、送信シンボル系列を  $N_c$  シンボル毎 ( $N_c$  は FFT ポイント数) のブロック系列に分割する。各送信ブロックにガードインターバル(GI) を付加したあとで送信する。受信側では受信された信号から GI を取り除いたあとでブロック毎に  $N_c$  ポイント FFT を適用し、周波数領域等化を行う。周波数領域等化には各周波数点のチャンネル利得が必要であるが、その推定法については後で述べる。その後、 $N_c$  ポイント IFFT を用いて時間領域信号を生成し、データ復調する。なお、本論文では送受信フィルタとしてルートナイキストフィルタを用いるものと仮定している。以下ではデータシンボル長  $T_s$  で正規化した時間表現を用いる。

### 2.1. 送信信号

$N_g$  シンボルの GI が付加された送信シンボル系列  $s(t)$  は次式で与えられる(図2参照)。

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

ここで  $E_s$  は1シンボルあたりの送信エネルギーを表わす。また、 $\{d(i); i=0 \sim (N_c-1)\}$  は送信シンボル系列である。GI長  $N_g$  は伝搬路の最大遅延時間差と送受信フィルタのインパルス応答の広がり considering して決定される。

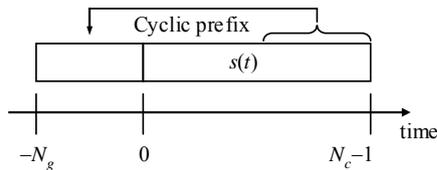


図2 GI について

### 2.2. フェージングチャンネル

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

て受信局に受信される。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。パス  $l$  の複素パス利得を  $\xi_l$  とし、シンボル長で正規化した遅延時間を  $\tau_l$  とする。但し、 $\tau_l$  は信号周期の非整数倍であるものとし、 $\tau_l = l + \Delta_l$  と仮定する。ここで  $\Delta_l$  は  $|\Delta_l| \leq 1/2$  あるものとする。チャンネルのインパルス応答  $\xi(t)$  は次式で表される。

$$\xi(t) = \sum_{l=0}^{L-1} \xi_l \delta(t - \tau_l) \quad (2)$$

なお、本論文ではフェージング変動は十分に緩慢であるとし、1ブロックにわたってパス利得が変動しない準静的周波数選択性フェージングチャンネルを仮定している。

### 2.3. 受信信号

受信信号は次式のように表される。

$$r(t) = \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \xi_l s(n) h(t - \tau_l - n) + \eta(t) \quad (3)$$

ここで、 $h(t)$  はナイキスト自乗余弦フィルタのインパルス応答であり、次式で与えられる[2]。

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

ここで、 $\alpha$  はロールオフファクタを、 $t$  はシンボル長で正規化した連続時間を表す。また、 $\eta(t)$  は平均0で分散  $2N_0/T_s$  の加法性白色ガウス雑音(AWGN)を表す。ここで  $N_0$  はAWGNの片側電力スペクトル密度を表す。

ナイキストフィルタのインパルス応答は振動しながら徐々に減衰する。本論文ではナイキストフィルタのインパルス応答は  $t=0$  を中心に  $\pm(N+1/2)$  シンボルで打ち切るものとする。このときのナイキストフィルタのインパルス応答  $\hat{h}(t)$  は次式で与えられる。

$$\hat{h}(t) = \begin{cases} 0 & , t < -N - \frac{1}{2} \\ h(t) & , -N - \frac{1}{2} \leq t \leq N + \frac{1}{2} \\ 0 & , N + \frac{1}{2} < t \end{cases} \quad (5)$$

式(5)を用いて受信信号を表すと次式のようにになる。

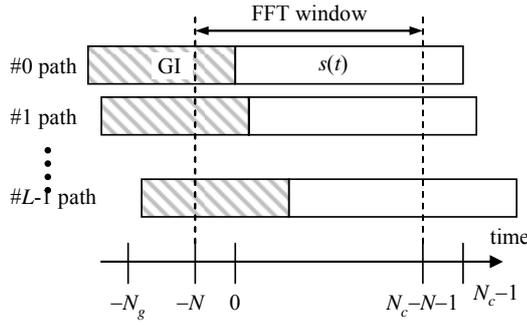


図3 FFT 区間について

$$\begin{aligned} r(t) &\approx \sum_{n=-\infty}^{\infty} s(n) \sum_{l=0}^{L-1} \xi_l \hat{h}(t - \tau_l - n) + \eta(t) \\ &= \sum_{l=-N}^{N+L-1} \bar{\xi}_l s(t-l) + \eta(t) \end{aligned} \quad (6)$$

ここで  $\bar{\xi}_l$  は次式で表される.

$$\bar{\xi}_l = \sum_{r=0}^{L-1} \xi_r \hat{h}(l - \tau_r) \quad (7)$$

式(6)は、分数間隔の遅延時間を有するパスにより発生する符号間干渉は新たな遅延パスおよび先行パスと見なすことができることを示している. 従って, 送受信フィルタのインパルス応答を考慮すると, 見かけ上, チャンネルのインパルス応答の広がりが  $(L-1)$  から  $(2N+L-1)$  に広がったものと考えてよい.

式(6)に  $N_c$  ポイント FFT を適用することにより  $N_c$  個の周波数成分を得る. このときチャンネルインパルス応答が見かけ上広がっていることから, FFT 区間は図3に示す区間としている. ただし,  $N_g > 2N+L-1$  であるものとする.

$$\begin{aligned} R(k) &= \sum_{t=0}^{N_c-1} r(t-N) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \\ &= \bar{H}(k)S(k) + \Pi(k) \end{aligned} \quad (8)$$

ここで  $\bar{H}(k)$ ,  $S(k)$  および  $\Pi(k)$  はそれぞれ次式で与えられる.

$$\begin{cases} \bar{H}(k) = \exp\left(-j2\pi k \frac{N}{N_c}\right) \sum_{l=-N}^{N+L-1} \bar{\xi}_l \exp\left(-j2\pi k \frac{l}{N_c}\right) \\ S(k) = \sum_{t=0}^{N_c-1} s(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \\ \Pi(k) = \sum_{t=0}^{N_c-1} \eta(t-N) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \end{cases} \quad (9)$$

次式のように各周波数成分に等化重み  $\{w(k); k=0 \sim N_c-1\}$  を乗算する周波数領域等化を行う.

$$\begin{aligned} \hat{R}(k) &= R(k)w(k) \\ &= \hat{H}(k)S(k) + \hat{\Pi}(k) \end{aligned} \quad (10)$$

ここで  $\hat{H}(k)$  および  $\hat{\Pi}(k)$  は, それぞれ周波数領域等化後の等価チャンネル利得および雑音成分であり, 次式で与えられる.

$$\begin{cases} \hat{H}(k) = w(k)\bar{H}(k) \\ \hat{\Pi}(k) = w(k)\Pi(k) \end{cases} \quad (11)$$

また,  $w(k)$  は次式で与えられる MMSE 重みである[7].

$$w(k) = \frac{\bar{H}^*(k)}{|\bar{H}(k)|^2 + (E_s / N_0)^{-1}} \quad (12)$$

MMSE 重みを得るためには  $\bar{H}(k)$  の推定値  $\hat{H}(k)$  が必要となる.  $\hat{H}(k)$  を推定するチャンネル推定法については第4章で述べる.

周波数領域等化によって得られた  $\{\hat{R}(k); k=0 \sim (N_c-1)\}$  に  $N_c$  ポイント IFFT を適用して時間領域の信号系列に変換し軟判定値を得る. 最後にデータ復調して受信データを得る.

### 3. チャンネル推定

周波数領域等化重み(式(12)参照)を得るためには, 高精度なチャンネル推定が必要となる. 本論文では, チャンネル推定法として従来からよく検討されているパイロットチャンネル推定法[10, 11]を用いる. パイロットチャンネル推定では, 時間多重された既知パイロット系列を用いることによりチャンネル推定を行うことができる.

パイロットブロック  $\{p(t); t=-N_g \sim (N_c-1)\}$  が送信されたときの受信信号の周波数成分は次式で表せる.

$$R_p(k) = \bar{H}(k)P(k) + \Pi(k) \quad (13)$$

ここで,  $P(k)$  は次式で与えられる.

$$P(k) = \sum_{t=0}^{N_c-1} p(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \quad (14)$$

チャンネル推定値  $\hat{H}(k)$  は次式のような逆変調により求めることができる.

$$\hat{H}(k) = R_p(k)X^*(k) \quad (15)$$

ここで  $X(k)$  は MMSE 規範に基づく参照信号であり, 次式で与えられる[12].

$$X(k) = \frac{P(k)}{|P(k)|^2 + (E_s / N_c N_0)^{-1}} \quad (16)$$

$X(k)$  を得るためには雑音電力を推定する必要があるが[12], 受信機の雑音電力は伝搬路環境には影響されないため, 本論文では理想的に推定できるものとしている.

$\hat{H}(k)$  に IFFT を適用すると, 次式に示すように瞬時チャンネルインパルス応答が得られる.

$$\hat{h}(\tau) = \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{H}(k) \exp\left(-j2\pi \tau \frac{k}{N_c}\right) \quad (18)$$

GI 長が  $N_g > 2N+L-1$  であるとき, チャンネルインパルス応答は

ガードインターバル内( $0 \leq \tau < N_g$ )に全て収まっている。一方、雑音成分は全遅延時間領域に渡って一様に分布している。したがって、ガードインターバルを超えるインパルス応答を 0 に置き換えて得られた  $\hat{h}(\tau)$  に FFT を適用すれば、雑音を低減したチャネル推定値を得ることができる[13]。

表 1 シミュレーション条件

Data modulation		QPSK
Nyquist filter		Raised cosine filter
Roll of factor		$\alpha=0.5, 0.22$
No. of taps		$N=16$
Transmitter	No. of FFT points	$N_c=256$
	No. of GI chips	$N_g=16, 32, 48$
Channel model	No. of paths	$L=16$
	Power delay profile	uniform
	Time delay	$\tau_l = l + \Delta_l$ , $l=0 \sim L-1$
	Gap of discrete time	$\Delta_l=0, l=0$ $\Delta_l=[-1/2, 1/2]$ , $l=1 \sim L-1$
Receiver	Frequency-domain equalization	MMSE

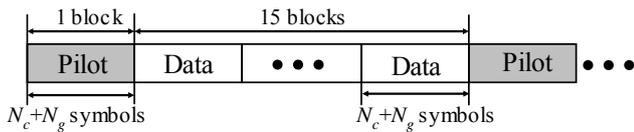


図 4 送信フレーム構成

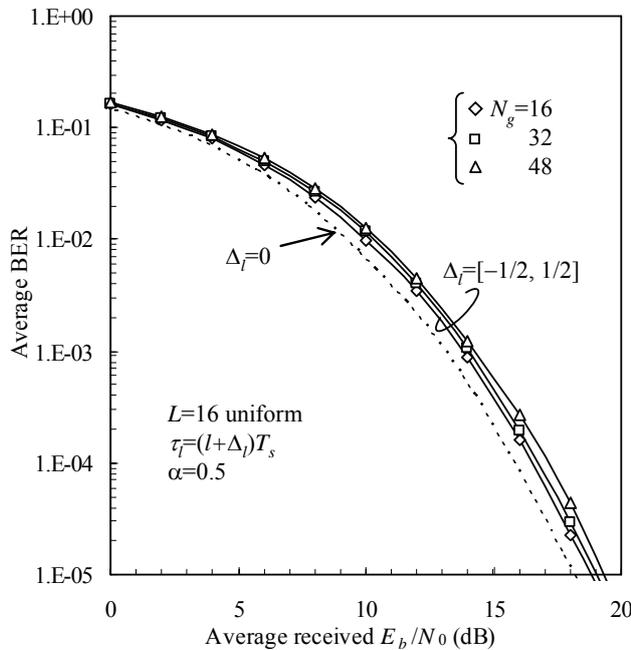
#### 4. 計算機シミュレーション

計算機シミュレーション条件を表 1 に示す。パス数は  $L=16$  で一様電力遅延プロファイルを仮定した(すなわち  $E[|h_l|^2]=1/L$  for all  $l$ )。遅延時間について、離散時間からのずれ  $\Delta_l$  は  $[-1/2, 1/2]$  に一様分布しているものと仮定し、受信機のタイミング再生は第 0 番目のパスに完全に同期できているものとする、すなわち、 $\Delta_0=0$  であるものとした。

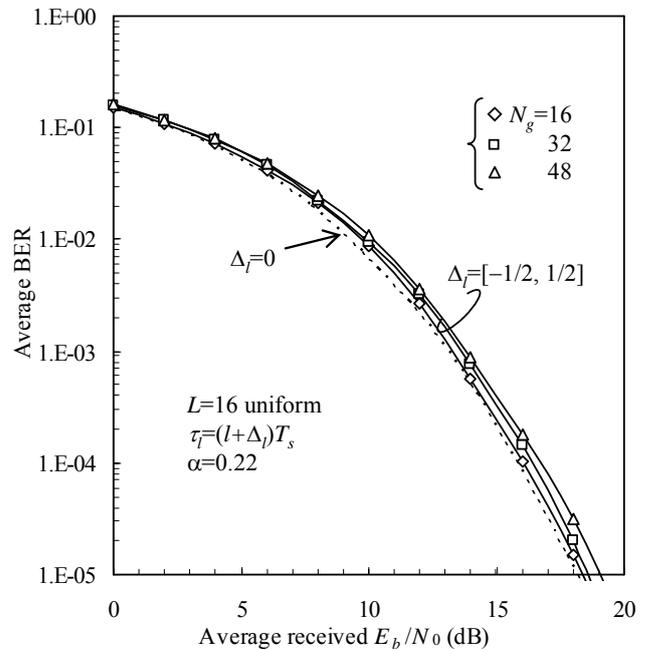
パイロットブロックは、15 データブロック毎に送信されるものとし、パイロットシンボル系列として、周期が 4095 の PN 系列を 256 シンボル毎に用いるものとした。図 4 に送信フレーム構成を示す。また、チャネル推定値の時間追従特性を向上させるため、一次線形補間を併せて用いた。なお、タップ数はそれ以上大きくしても BER 特性に影響を与えない値を計算機シミュレーションによって求め、 $N=16$  とした。

##### 4.1. 理想チャネル推定時における BER 特性

理想チャネル推定時における BER 特性を図 5 に示す。比較のため、 $\Delta_l=0$ 、すなわち遅延時間が整数倍のときの BER 特性も併せて示した。横軸は 1 ビットあたりの受信信号エネルギー対雑音電力密度比  $E_b/N_0 (=0.5(E_s/N_0)(1+(N_g/N_c)))$  であり、 $\Delta_l=0$  の場合をもとにプロットしている。なお、 $\Delta_l=0$  のときは  $N_g=16$  としている。 $\Delta_l \neq 0$  である(すなわち遅延時間が非整数倍)ときはフィルタ出力の信号電力対雑音電力比(SNR)がフィルタ入力よりも劣化してしまう。そのため、 $\Delta_l \neq 0$  の場合には  $\Delta_l=0$  よりも BER 特性が劣化する。しかし、伝搬路パスが見かけ上増加し、周波数ダイバーシチ利得の増加が望めるため、大幅な特性の劣化は見られない。また、フィルタのロールオフファ



(a)  $\alpha=0.5$



(b)  $\alpha=0.22$

図 5 理想チャネル推定時における BER 特性

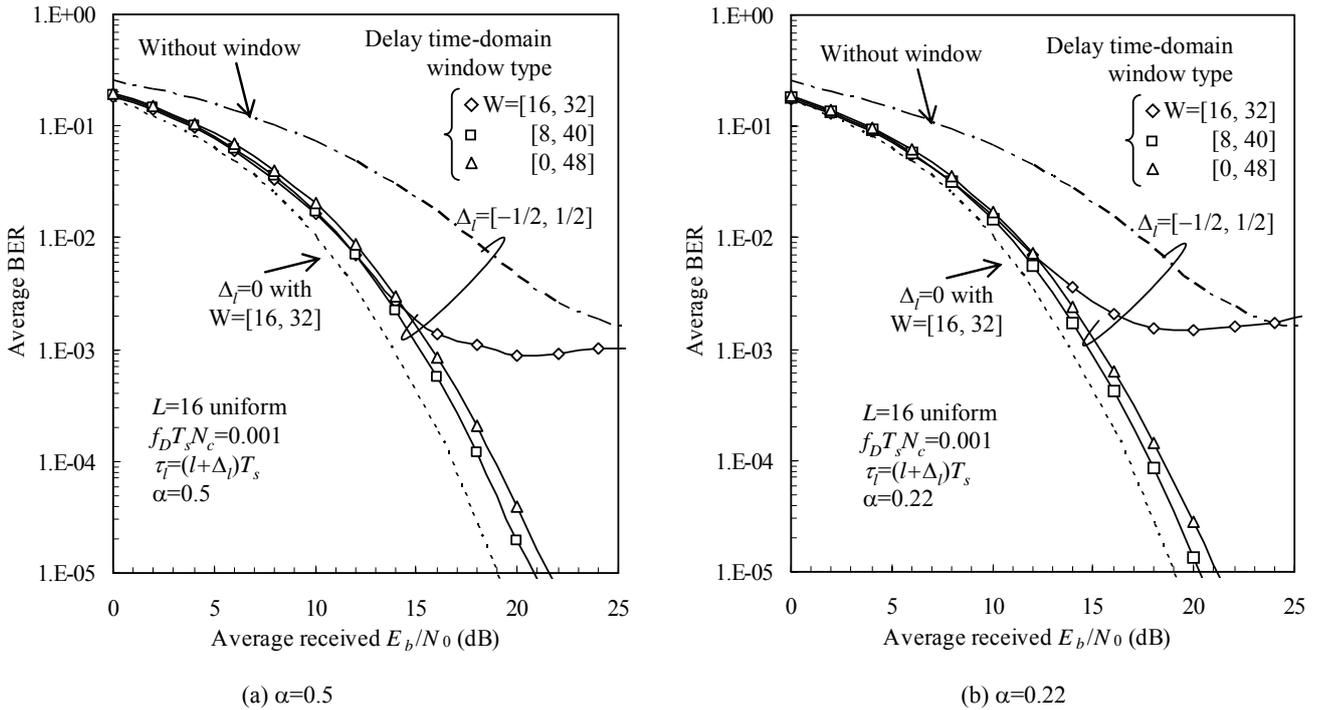


図6 チャネル推定時における BER 特性

クタが $\alpha=0.5$ よりも $\alpha=0.22$ としたときの方が、符号間干渉がより激しくなるため BER 特性は僅かに改善する。また、 $\alpha$ によらず  $N_g$  を小さくすることにより BER 特性が若干改善するが、これはブロック間干渉による特性劣化よりも GI 挿入による電力損が少なくなることの効果の方が大きいためである。 $\Delta_f=0$  からの  $\text{BER}=10^{-4}$  を達成する所要  $E_b/N_0$  の劣化は、 $\alpha=0.5(0.22)$  のときで約  $0.7(0.3)$  dB 程度である。

#### 4.2. チャネル推定時における BER 特性

チャネル推定時における BER 特性を図6に示す。 $N_g=16$  とし、正規化最大ドップラー周波数は  $f_D T_s N_c = 0.001$  とした。また、遅延時間領域窓関数の窓幅  $W$  をパラメータとし、比較のため窓関数を用いないときの BER 特性も併せて求めた。なお  $\Delta_f=0$  の時の窓幅は  $W=[16, 32]$  としている。窓関数を用いることにより  $\Delta_f \neq 0$  の場合でも雑音抑圧効果が得られるため窓関数を用いないときよりも BER 特性は大幅に改善していることが分かる。また、窓幅を大きく取ることにより、雑音抑圧効果が大きくなるため BER 特性はより改善するものの、 $\Delta_f=0$  と同様に  $W=[16, 32]$  とすると  $\text{BER}=10^{-3}$  程度で BER 特性がフロアを引いてしまっていることが分かる。これは、窓関数によって雑音だけではなく送受信フィルタによって広がったチャネルインパルス応答も打ち切ってしまったために、チャネル推定精度が大幅に劣化してしまったためである。 $\Delta_f \neq 0$  で  $W=[8, 40]$  のときと  $\Delta_f=0$  の BER 特性を比較した場合、SNR の劣化に加えて窓関数の雑音抑圧効果が  $W=[16, 32]$  よりも小さいため BER 特性は劣化してしまうが、 $\text{BER}=10^{-4}$  を達成する所要  $E_b/N_0$  の劣化は  $\alpha=0.5(0.22)$  のときで約  $1.5(1.1)$  dB であり、

大幅な BER 特性の劣化は見られない。

#### 5. むすび

本論文では、非整数倍遅延時間を有するパスの存在がパイロットチャネル推定を用いる周波数領域等化シングルキャリア伝送のビット誤り率(BER)特性に及ぼす影響を計算機シミュレーションによって明らかにした。

非整数倍の遅延時間を有するパスを伝搬するとフィルタ出力の信号電力対雑音電力比(SNR)がフィルタ入力よりも劣化してしまう。しかし、符号間干渉が激しくなることにより、周波数ダイバーシチ利得が得られるため、遅延時間が非整数倍のときの BER 特性と整数倍であるときの BER 特性に大きな違いは見られないことが分かった。しかし、遅延時間窓関数を用いて雑音抑圧を行うときには、窓関数を適切に設定しないとチャネル推定精度が大幅に劣化する。

本論文では、送受信のルートナイキストフィルタが理想的に適用されるものとし、符号間干渉の広がりのみを考慮して計算機シミュレーションを行った。しかし、現実の無線伝送系では、送受信フィルタは有限のタップ数を用いるデジタルフィルタがよく用いられる。今後は、実際に有限のタップ数を有するルートナイキストフィルタを適用した場合について検討を行う予定である。

## 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] Y. Akaiwa, *Introduction to digital mobile communication*, Wiley, Newyork, 1997.
- [4] D. Falconer, S. L. Ariyavisitakul, A. Benyamin-Seeyar and B. Eidson, "Frequency domain equalization for single-carrier broadband wireless systems," *IEEE Commun. Mag.*, Vol. 40, 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] R. Dinis, R. Kalbasi, D. Falconer and A. H. Banibashemi, "Iterative layered space-time receivers for single-carrier transmission over severe time-dispersive channels," *IEEE Commun., Letter*, Vol. 8, No. 9, pp. 579-581, Sep. 2004.
- [7] 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.
- [8] F. Adachi, D. Garg, S. Takaoka and K. Takeda, "Broadband CDMA techniques," *IEEE Wireless Commun.*, Vol. 12, No. 2, pp. 8-18, Apr. 2005.
- [9] S. Tomasin and N. Benvenuto, "Frequency-domain interference cancellation and nonlinear equalization for CDMA systems," *IEEE Trans. Commun.*, Vol. 4, No. 5, pp. 2329-2339, Sep. 2005.
- [10] H. Andoh, M. Sawahashi and F. Adachi, "Channel estimation filter using time-multiplexed pilot channel for coherent Rake combining in DS-CDMA mobile radio," *IEICE Trans. Commun.*, Vol. E81-B, No. 7, pp. 1517-1526, July 1998.
- [11] S. Takaoka and F. Adachi, "Pilot-aided adaptive prediction channel estimation in a frequency-nonselective fading channel," *IEICE Trans. Commun.*, Vol. E85-B, No. 8, pp. 1552-1560, Aug. 2002.
- [12] K. Takeda and F. Adachi, "SNR estimation for pilot-assisted frequency-domain MMSE channel estimation," *Proc. IEEE VTS APWCS, Hokkaido University, Japan*, 4-5 Aug. 2005.
- [13] J.-J. van de Beek, O. Edfors, M. Sandell, S. K. Wilson and P. O. Borjesson, "On channel estimation in OFDM systems," *Proc. 45th IEEE VTC'95*, pp.815-819, Chicago, IL, Jul. 1995.