

受信タイミングオフセットが存在する場合の周波数領域等化シングルキャリア伝送における時間多重パイロットチャネル推定の影響

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 シングルキャリア(SC)伝送に最小平均二乗誤差(MMSE)規範に基づくシンボルレート標準化周波数領域等化(FDE)を適用すれば、大きな周波数ダイバーシチ効果が得られ優れた伝送特性を達成できる。しかしながら、受信タイミングオフセットがあると符号間干渉(ISI)が発生し、ナイキストフィルタのロールオフファクタが大きくなるにつれ伝送特性が劣化してしまう。筆者らは、タイミングオフセットの影響を救済しつつより大きな周波数ダイバーシチ効果を得られるジョイント MMSE-FDE・スペクトル合成を提案し、ロールオフファクタを大きくすることでより優れたビット誤り率特性を得られることを示してきた。これまでの検討では理想チャネル推定を仮定していた。本稿ではジョイント MMSE-FDE・スペクトル合成を用いる SC 伝送に及ぼす、時間多重パイロットチャネル推定の影響を計算機シミュレーションにより検討している。

キーワード 周波数領域等化, シングルキャリア伝送, ナイキストフィルタ, タイミングオフセット, オーバーサンプリング, 時間多重パイロットチャネル推定

Impact of Time-multiplexed Pilot-assisted Channel Estimation on SC-FDE in The Presence of Timing Offset

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 The symbol-rate sampling frequency-domain equalization (FDE) is considered a promising equalization technique for the single-carrier (SC) transmission in the next generation broadband wireless systems. However, the presence of timing offset between a transmitter and a receiver produces the inter-symbol interference (ISI) and degrades the bit error rate (BER) performance as the roll-off factor of the Nyquist filter increases. In our previous work, we clarified the mechanism that causes the BER degradation due to the timing offset and proposed a joint MMSE-FDE & spectrum combining that can achieve larger frequency diversity gain while suppressing the negative effect of timing offset. In this paper, we evaluate the impact of time-multiplexed pilot-assisted channel estimation (PACE) on the SC transmission using the proposed joint MMSE-FDE & spectrum combining in the presence of timing offset.

Keyword Frequency-domain equalization, single-carrier transmission, Nyquist filter, timing offset, oversampling, time-multiplexed pilot-assisted channel estimation (PACE)

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[1-3]。最小平均二乗誤差(MMSE)規範に基づくシンボルレート標準化周波数領域等化(FDE)をシングルキャリア(SC)伝送に適用すれば、周波数ダイバー

シチ効果により優れた BER 特性が得られることが報告されている[5-7]。

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、位相回転を起こしたスペクトルの重なりによってスペクトル歪みが発生し、符号間干渉(ISI)を生じてしまう。従来の MMSE-FDE ではこの歪みを救済できず、伝送

特性が劣化してしまう[8]. そこで筆者らは以前, 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ジョイント MMSE-FDE・スペクトル合成を提案し, タイミングオフセットの影響を救済しつつ, より大きな周波数ダイバーシチ効果が得られ, 従来の MMSE-FDE に比べ優れた BER 特性が得られることを示した[10].

これまでの検討では, 理想チャネル推定を仮定してきた. しかしながら, 実際には等化重み生成の際, 高精度なチャネル推定が必要である. 本稿では, ジョイント MMSE-FDE・スペクトル合成を用いる SC 伝送におけるチャネル推定の影響について検討を行っている. チャネル推定法として時間多重パイロットチャネル推定を用い, その BER 特性を計算機シミュレーションにより明らかにする.

2. ジョイント MMSE-FDE・スペクトル合成

従来の MMSE-FDE を用いるシングルキャリア伝送では, タイミングオフセットがある場合, 送信フィルタのロールオフファクタの値が大きくなるにつれ BER 特性が劣化する[8]. 受信信号をシンボル間隔でサンプリングした場合, そのスペクトルは元の信号スペクトルがシンボルレートの整数倍の周波数にシフトした多数のスペクトルの複製が重ね合わさったものになる. ロールオフファクタが大きくなると, 元のスペクトルの両隣にあるスペクトルが信号帯域内に入り込み, スペクトルの重なりが発生する. タイミングオフセットがなければ, 重なりが発生しても元の信号スペクトルが再生される. しかしながら, タイミングオフセットがあると, 元の信号スペクトルおよびその複製にタイミングオフセットに比例した位相回転が発生する. その結果, スペクトル歪みが発生し, ロールオフファクタが大きくなるにつれ歪みが大きくなる. MMSE-FDE ではこのような歪みは補償できないため, BER 特性が劣化してしまう. 送信フィルタとしてルート自乗余弦フィルタを用いる場合, スペクトルの広がり最大でシンボルレートの2倍であるため, 受信フィルタを2倍オーバーサンプリングすることで, スペクトルの重なりを防ぎ, タイミングオフセットによる歪みを避けることができ, FDE によって位相回転を補償できる. 本章ではまず, 以前筆者らが提案したジョイント MMSE-FDE・スペクトル合成について述べる.

2.1. 受信信号表現

図1にジョイント MMSE-FDE・スペクトル合成を用いる受信機構成を示す. 以下ではシンボル長 T_s で正規化された離散時間の等価低域表現を用いる.

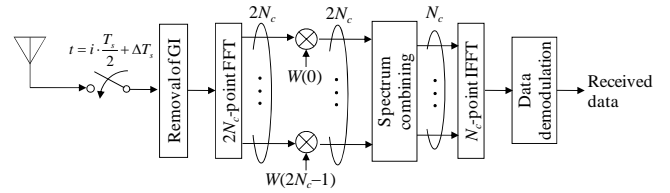


図1 ジョイント MMSE-FDE・スペクトル合成を用いる受信機構成

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.

受信機では, 周波数選択性チャネルを伝搬した信号を2倍オーバーサンプリングし, 先頭 $2N_g$ サンプル分のGIを取り除いて得られる受信信号 $\{r(i); i=0 \sim 2N_c-1\}$ は次式で表される.

$$r(i) = \sqrt{2P} \sum_{l'=-\infty}^{\infty} h(l', \Delta) \tilde{s}((i-l') \bmod 2N_c) + v(i) + \eta(i) \quad (1)$$

ここで, P は送信電力を表し, $\tilde{s}(i)$ は次式で与えられる.

$$\tilde{s}(i) = \begin{cases} s(n), & i = 2n \\ 0, & \text{else} \end{cases} \quad (2)$$

$\{s(n); n=0 \sim N_c-1\}$ は送信シンボルブロックである. また, $v(i)$ および $\eta(i)$ はそれぞれブロック間干渉(IFI), および片側電力スペクトル密度 N_0 の相加性白色ガウス雑音(AWGN)である. $h(l', \Delta)$ は次式で表されるチャネル+送信フィルタの総合インパルス応答である.

$$h(l', \Delta) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l \varphi\left(\frac{l'}{2} + \Delta - \tau_l\right) \quad (3)$$

ここで h_l および τ_l は第 $l(l=0 \sim L-1)$ パスの複素パス利得および遅延時間, Δ はタイミングオフセット, $\varphi(t)$ は送信ルートナイキストフィルタのインパルス応答であり, ロールオフファクタ α のルート自乗余弦フィルタの場合, 次式で表される[3].

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

式(1)で表される受信信号 $\{r(i); i=0 \sim 2N_c-1\}$ に $2N_c$ ポイント高速フーリエ変換(FFT)を適用し, $2N_c$ 個の直交周波数成分 $\{R(k); k=-N_c \sim N_c-1\}$ に分解する. $R(k)$ は次式で表される.

$$R(k) = \frac{1}{\sqrt{2N_c}} \sum_{i=0}^{2N_c-1} r(i) \exp\left(-j2\pi k \frac{i}{2N_c}\right) \quad (5)$$

$$= H(k, \Delta)S(k) + N(k) + \Pi(k)$$

ここで, $H(k, \Delta)$ および $S(k)$ は送信フィルタ+チャネル

の総合伝達関数および希望信号成分であり、それぞれ次式で表される。

$$H(k, \Delta) = \frac{\sqrt{2P}}{\sqrt{2}} \sum_{l'=-\infty}^{\infty} h(l', \Delta) \exp\left(-j2\pi k \frac{l'}{2N_c}\right) \\ = \sqrt{2P} \sqrt{2} \sum_{p=-1}^1 H_c(k-2pN_c) \Phi(k-2pN_c) \quad (6) \\ \times \exp\left\{j2\pi(k-2pN_c) \frac{\Delta}{N_c}\right\}$$

$$S(k) = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{i=0}^{N_c-1} s(i) \exp\left(-j2\pi k \frac{i}{N_c}\right) \quad (7)$$

式(6)中の $H_c(k)$ および $\Phi(k)$ はそれぞれチャネルおよび送信フィルタの伝達関数を表し、 $\Phi(k)$ は次式で与えられる。

$$\Phi(k) = \begin{cases} 1, & 0 \leq \left| \frac{k}{N_c} \right| \leq \frac{1-\alpha}{2} \\ \cos\left\{ \frac{\pi}{2\alpha} \left(\left| \frac{k}{N_c} \right| - \frac{1-\alpha}{2} \right) \right\}, & \frac{1-\alpha}{2} \leq \left| \frac{k}{N_c} \right| \leq \frac{1+\alpha}{2} \\ 0, & \text{elsewhere} \end{cases} \quad (8)$$

また、 $N(k)$ および $\Pi(k)$ はそれぞれ IBI 成分および雑音成分である。

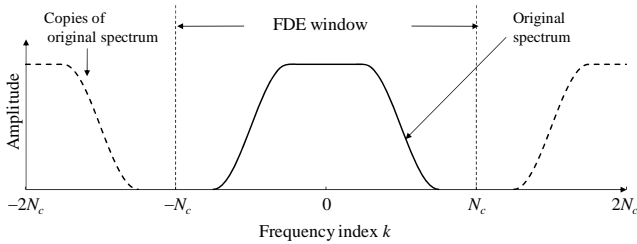


図 2 2倍オーバーサンプリングによって得られる信号スペクトル

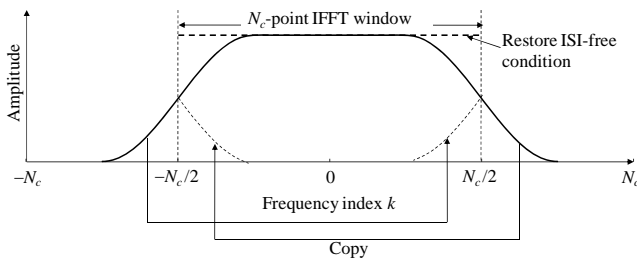


図 3 スペクトル合成

式(6)はシンボルレートの2倍の整数倍の周波数にシフトした複製スペクトルすべてにタイミングオフセットに比例する位相回転が発生することを表している。しかしながら図2に示すように、それらのスペクトルが重なり合うことはなく、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。

2.2. ジョイント FDE・スペクトル合成

式(5)で表される周波数領域受信信号 $\{R(k); k=-N_c \sim N_c-1\}$ に FDE・スペクトル合成[8-9]を適用する。ジョイント MMSE-FDE & スペクトル合成は図3に示すように、希望信号の周波数領域 $-N_c/2 \leq k < N_c/2$ において、ナイキストの第1条件を満たした ISI のない信号スペクトルを再生する操作であり、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。ジョイント FDE・スペクトル合成後の周波数領域信号 $\{\hat{R}(k); k=-N_c/2 \sim N_c/2-1\}$ は次式で表される。

$$\hat{R}(k) = \sum_{q=-1}^1 R(k-qN_c) W(k-qN_c) \\ = \hat{H}(k, \Delta) S(k) + \hat{N}(k) + \hat{\Pi}(k) \quad (9)$$

ここで、 $\{W(k-qN_c); q=-1, 0, 1; k=-N_c/2 \sim N_c/2-1\}$ はジョイント FDE・スペクトル合成後の誤差の平均自乗値を最小とする MMSE-FDE 重みであり、2.3節で導出する。また、 $\hat{H}(k, \Delta)$ 、 $\hat{N}(k, \Delta)$ および $\hat{\Pi}(k)$ は等化後の等価チャネル利得、IBI 成分および雑音成分であり、次式で表される。

$$\begin{cases} \hat{H}(k, \Delta) = \sum_{q=-1}^1 H(k-qN_c, \Delta) W(k-qN_c) \\ \hat{N}(k) = \sum_{q=-1}^1 N(k-qN_c) W(k-qN_c) \\ \hat{\Pi}(k) = \sum_{q=-1}^1 \Pi(k-qN_c) W(k-qN_c) \end{cases} \quad (10)$$

式(9)で表される等化・スペクトル合成後の周波数領域信号 $\{\hat{R}(k); k=-N_c/2 \sim N_c-1\}$ に、次式のように N_c ポイント逆 FFT(IFFT)を適用して時間領域信号 $\{\hat{r}(i); i=0 \sim N_c-1\}$ を得た後、データ復調を行う。

$$\hat{r}(i) = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{k=-N_c/2}^{N_c/2-1} \hat{R}(k) \exp\left(j2\pi i \frac{k}{N_c}\right) \quad (11)$$

2.3. MMSE-FDE 重み

等化後の周波数領域信号 $\{\hat{R}(k); k=-N_c/2 \sim N_c-1\}$ と希望信号成分 $S(k)$ の誤差 $\{e(k); k=-N_c/2 \sim N_c/2-1\}$ を次式のように定義する。

$$e(k) = \hat{R}(k) - S(k) \\ = \sum_{q=-1}^1 R(k - qN_c)W(k - qN_c) - S(k) \quad (12)$$

等化重み $\{W(k - qN_c); q = -1, 0, 1; k = -N_c/2 \sim N_c/2 - 1\}$ は MSE $E[|e(k)|^2]$ を最小とする重みとして、次式のように得られる[9].

$$W(k - qN_c) = \frac{H^*(k - qN_c, \Delta)}{\sum_{q=-1}^1 |H(k - qN_c, \Delta)|^2 + \sigma^2(\Delta)} \quad (13)$$

ここで、 $\sigma^2(\Delta)$ は IBI と雑音の分散の和を表す。 $H(k - qN_c, \Delta)$ はタイミングオフセットによる位相回転を含んでいる。 $H(k - qN_c, \Delta)$ をチャンネル推定によって推定し、FDEを行うことで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できる。また、式(13)の MMSE 等化重みは送信フィルタに整合した受信フィルタの役割も果たしていることを示している。

3. チャンネル推定

等化重み（式(13)参照）を計算するためには、高精度なチャンネル推定が必要となる。本論文では、時間多重パイロットチャンネル推定(PACE)[11-13]について検討を行う。

式(9)に示す FDE によってタイミングオフセットの影響を補償するためには、タイミングオフセットによる位相回転を含めた総合チャンネル（式(6)）を推定しなければならない。そこで、送受側で既知のパイロット信号を送信し、2倍オーバーサンプリングした受信パイロット信号の周波数成分から元のパイロット成分を取り除くことで、式(6)で与えられる総合チャンネル利得を推定できる。

受信されたパイロットブロックを2倍オーバーサンプリングし、 $2N_c$ ポイント FFT によって得られる周波数領域受信パイロット信号は次式で表される。

$$R_p(k) = H(k, \Delta)P(k) + N(k) + \Pi(k) \quad (14)$$

ここで、 $\{P(k); k = -N_c \sim N_c - 1\}$ はパイロット信号 $\{p(i); i = 0 \sim N_c - 1\}$ の周波数成分であり次式で与えられる。

$$P(k) = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{i=0}^{N_c-1} p(i) \exp\left(-j2\pi k \frac{i}{N_c}\right) \quad (15)$$

チャンネル $H(k, \Delta)$ の推定値 $\tilde{H}(k, \Delta)$ は次式のような逆変調により求められる。

$$\tilde{H}(k, \Delta) = R_p(k)X(k) \quad (16)$$

ここで、 $X(k)$ は次式で定義されるチャンネル推定誤差 $e_p(k)$ の自乗平均値 $E[|e_p(k)|^2]$ を最小とする MMSE 参照

信号である。

$$e_p(k) = R_p(k)X(k) - H(k, \Delta) \quad (17)$$

$E[|e_p(k)|^2]$ を最小とする MMSE 参照信号 $X(k)$ は次式で与えられる。

$$X(k) = \frac{P^*(k)\Phi^2(k)}{|P(k)\Phi(k)|^2 + \sigma^2(\Delta)/2P} \quad (18)$$

式(16)で得られるチャンネル推定値 $\{\tilde{H}(k, \Delta); k = -N_c \sim N_c - 1\}$ に $2N_c$ ポイント IFFT を適用すると、次式のように瞬時チャンネルインパルス応答の推定値 $\{\tilde{h}(\tau, \Delta); \tau = -N_c \sim N_c - 1\}$ が得られる。

$$\tilde{h}(\tau, \Delta) = \frac{1}{2N_c} \sum_{k=-N_c}^{N_c-1} \tilde{H}(k, \Delta) \exp\left(j2\pi\tau \frac{k}{2N_c}\right) \quad (19)$$

式(19)で与えられる瞬時チャンネルインパルス応答は雑音成分を多く含んでいる。そこで、遅延時間領域窓関数法[14]を適用し、雑音低減を行う。式(19)のチャンネルインパルス応答推定値に対し、次式のように遅延時間領域窓関数を乗算し、 $2N_c$ ポイント IFFT を適用することで、雑音が低減されたチャンネル伝達関数の推定値が得られる。

$$\tilde{H}(k, \Delta) = \sum_{\tau=-N_c}^{N_c-1} \tilde{h}(\tau, \Delta)w(\tau) \exp\left(-j2\pi k \frac{\tau}{2N_c}\right) \\ = \sum_{\tau=W_1}^{W_2-1} \tilde{h}(\tau, \Delta) \exp\left(-j2\pi k \frac{\tau}{2N_c}\right) \quad (20)$$

ここで、 $w(\tau)$ は次式で与えられる。

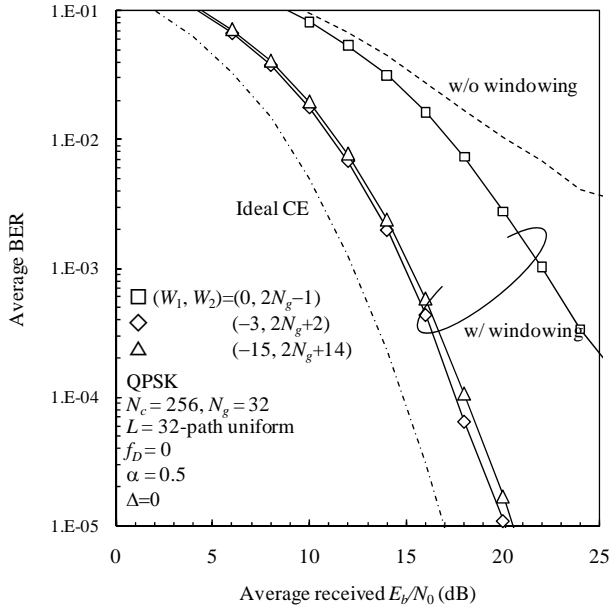
$$w(\tau) = \begin{cases} 1, & W_1 \leq \tau < W_2 \\ 0, & \text{elsewhere} \end{cases} \quad (21)$$

4. 計算機シミュレーション

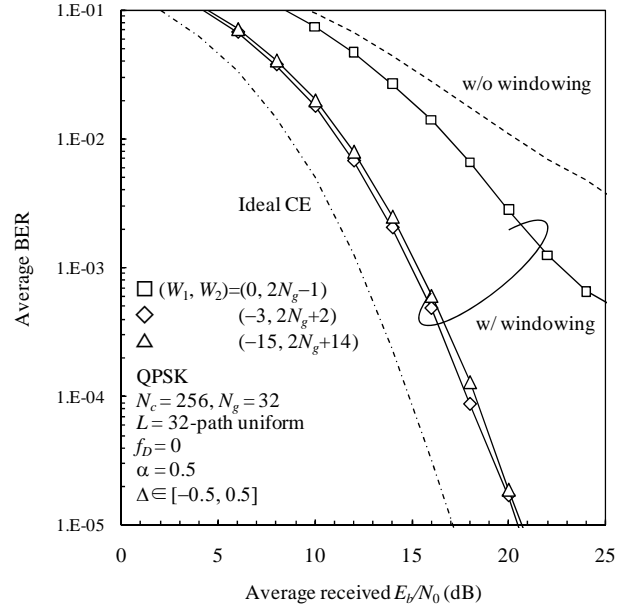
表1に計算機シミュレーション諸元を示す。

表1 計算機シミュレーション諸元

Data modulation	QPSK	
Block length	$N_c = 256$	
GI length	$N_g = 32$	
Pilot sequence	PN sequence	
Channel model	Frequency-selective block Rayleigh fading	
	Power delay profile	$L = 32$ -path uniform
	Doppler frequency	$f_D = 0$
Nyquist filter	Raised cosine filter with roll-off factor α	
Timing offset	$\Delta \in [-0.5, 0.5]$	
Channel estimation	MMSE-PACE	
	SNR estimation	Ideal

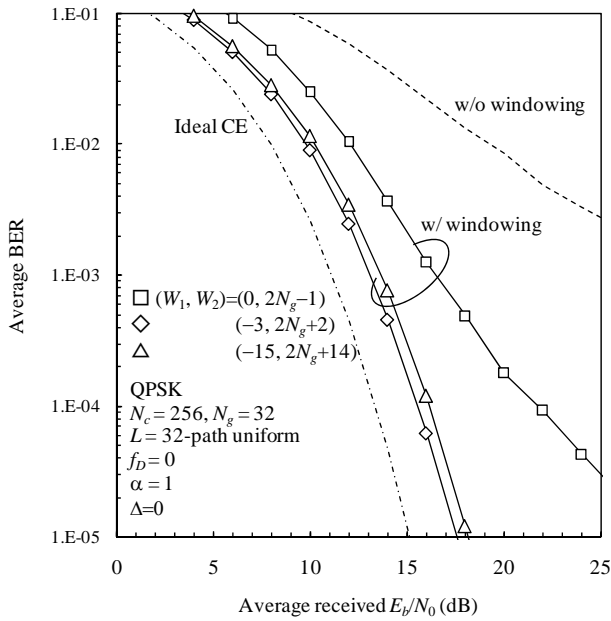


(a) $\Delta=0$

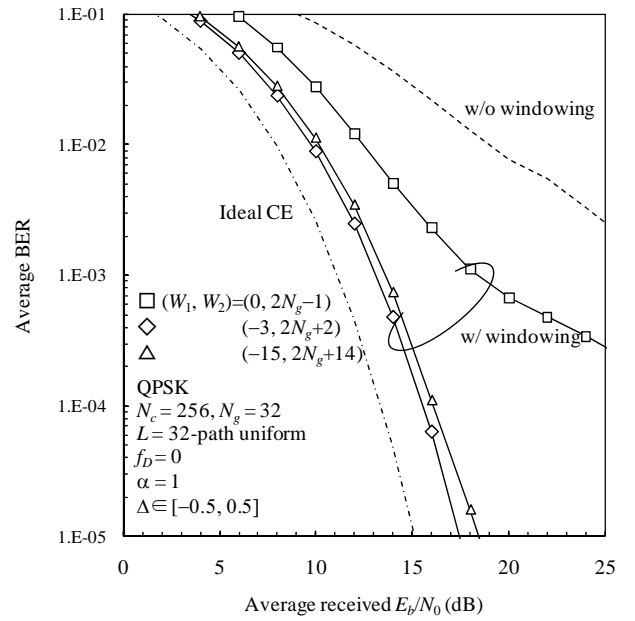


(b) $\Delta \in [-0.5, 0.5]$

図 4 BER 特性 ($\alpha=0.5$)



(a) $\Delta=0$



(b) $\Delta \in [-0.5, 0.5]$

図 5 BER 特性 ($\alpha=1$)

変調方式は QPSK を仮定している。FFT ブロックサイズを $N_c=256$ シンボル、GI 長を $N_g=32$ シンボルとしている。伝搬チャネルは $L=32$ 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チャネルを仮定し、タイミングオフセット Δ の値は $[-0.5, 0.5]$ の範囲で一様分布しているものとした。パイロットブロックは、 $N_p=15$ データブロック毎に送信されるものとし、パイロット系列として周期

4095 の PN 系列を用いている。また、正規化ドップラ一周波数を $f_D=0$ としており、参照信号生成の際に必要な雑音電力推定は理想的であると仮定している。

図 4 に $\alpha=0.5$ 、図 5 に $\alpha=1$ の BER 特性をそれぞれ示す。遅延時間領域窓関数の窓幅 (W_1, W_2) をパラメータとし、比較のため窓関数を用いない場合の BER 特性も併せて示している。横軸は 1 ビット当たりの受信信号エネルギー対雑音電力スペクトル密度比

$E_b/N_0(=0.5(PT_s/N_0)(1+N_g/N_c)(1+1/N_p))$ である。遅延時間領域窓関数を用いることにより、雑音低減できるため、BER 特性を改善できる。しかし、窓幅を GI サンプル区間、すなわち $(W_1, W_2)=(0, 2N_g-1)$ とした場合、BER 特性は大幅に劣化してしまう。これは、送信フィルタによって広がったチャンネルインパルス応答を窓関数によって打ち切ってしまったために、チャンネル推定精度が低下してしまうためである。したがって窓関数幅を最適設定しなければならない。 $(W_1, W_2)=(-3, 2N_g+1)$ の場合、BER= 10^{-4} を達成する所要 E_b/N_0 の理想チャンネル推定のからの劣化量は $\alpha=0.5$ 、1 のときで約 2.5dB (パイロット挿入損 0.28dB を含む)である。また、タイミングオフセットの有無に関わらずほぼ同等の BER 特性が得られている。このことから、タイミングオフセットによる位相回転を推定できていることが分かる。また、 $\alpha=0.5$ に比べ $\alpha=1$ の方が信号スペクトルの広がりが大きいから、より大きな周波数ダイバーシチ効果利得が得られ、BER 特性が改善されている。

5. まとめ

本論文では、タイミングオフセットの影響を救済しつつ、より大きなダイバーシチ効果を得るジョイント MMSE-FDE・スペクトル合成におけるチャンネル推定について検討を行った。タイミングオフセットによる位相回転をチャンネルによる位相回転とみなすことで、2倍オーバーサンプリングした受信パイロット系列から推定できる。ただし、雑音低減のための遅延時間領域窓関数の窓幅を適切に設定しないと、チャンネル推定精度が劣化してしまう。窓幅を最適設定すれば、理想チャンネル推定時と同様、タイミングオフセットの影響を救済しつつ、ロールオフファクタの値を大きくすることでより大きな周波数ダイバーシチ効果が得られることを示した。

文 献

- [1] W. C., Jakes Jr, Ed, *Microwave mobile communications*, Wiley, Newyork, 1974.
- [2] J. G. Proakis, *Digital communication*, 4th ed., McGraw-Hill, 2001.
- [3] Y. Akaiwa, *Introduction to digital mobile communication*, Wiley, Newyork, 1997.
- [4] D. Falconer, S. L. Ariyavisitakul, A. Benjamin-Seeyar and B. Eidson, "Frequency domain equalization for single-carrier broadband wireless systems," *IEEE Commun. Mag.*, Vol. 40, No. 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*.
- [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] 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] 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
- [9] 奥山卓, 武田一樹, 安達文幸, "周波数領域等化シングルキャリア伝送における周波数領域フィルタリングに関する検討," *信学技報*, RCS2009-27, pp. 1-6, 2009年6月
- [10] 小原辰徳, 武田一樹, 安達文幸, "タイミングオフセットの影響を救済しつつ周波数ダイバーシチ効果を得るシングルキャリア周波数領域等化," *信学技報*, RCS2009-157, pp. 145-150, 2009年11月
- [11] H. Ando, 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.
- [12] S. Takaoka and F. Adachi, "Pilot-aided adaptive prediction channel estimation in a frequency-nonselctive fading channel," *IEICE Trans., Commun.*, Vol. E85-B, No. 8, pp. 1552-1560, Aug. 2002.
- [13] K. Takeda and F. Adachi, "Frequency-domain MMSE channel estimation for frequency-domain equalization of DS-CDMA signals," *IEICE Trans., Commun.*, Vol. E90-B, No.7, pp. 1746-1753, July 2007.
- [14] J.-J. van de Beek, O. Edfors, M. Sandell, S. K. Wilson and P. O. Borjesson, "On channel estimation in OFDM systems," *Proc. the 45th IEEE VTC'95*, pp. 815-819, Chicago, IL, July 1995.