

# 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

小原 辰徳<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, kazuki}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, <sup>‡</sup> 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、受信側で受信タイミングオフセットが発生すると符号間干渉(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。これまで筆者らは、MMSE-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伝送特性劣化の発生機構を明らかにし、MMSE-FDEに2倍オーバーサンプリングとスペクトル合成を適用することで受信タイミングオフセットによる特性劣化を救済できることを示してきた。従来のFDE重みは、スペクトル合成後の誤差を最小とする重みではないため、十分な周波数ダイバーシチ効果を得ることができなかった。本論文では、スペクトル合成後の誤差を最小とするFDE重みによって、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るSC-FDE(ジョイントMMSE-FDE&スペクトル合成)を提案している。

**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

## Single-carrier Frequency-domain Equalization to Achieve Frequency Diversity Gain while Suppressing the Negative Effect of Timing Offset

Tatsunori OBARA<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, kazuki}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, <sup>‡</sup> adachi@ecei.tohoku.ac.jp

**Abstract** Frequency-domain equalization (FDE) is considered as 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 paper, we clarified the mechanism that causes the BER degradation due to the timing offset and proposed an oversampling MMSE-FDE with spectrum combining which can eliminate the negative effect of timing offset. However, since the MMSE-FDE is carried out before spectrum combining, the channel frequency-selectivity cannot be fully exploited. In this paper, we propose joint MMSE-FDE & spectrum combining which can achieve larger frequency diversity gain while suppressing the negative effect of timing offset for the SC transmission.

**Keyword** Frequency-domain equalization, 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[1-3]。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、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、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)が発生し、伝送特性が劣化してしまう。筆者らはこれまで、タイミングオフセットによるBER特性劣化の発生機構を明らかにし、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 MMSE-FDE によってタイミングオフセットによる特性劣化を救済できることを示してきた[8].

文献[8]で提案した MMSE-FDE の等化重みはスペクトル合成後の誤差を最小とする重みではないため、十分な周波数ダイバーシチ効果が得られない. そこで本論文では、文献[8]で提案したスペクトル合成後の誤差を最小とする MMSE-FDE 等化重み[9]を適用し、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を得る SC-FDE (本論文では以降、ジョイント MMSE-FDE&スペクトル合成と呼ぶ)を提案する. 本提案法を用いることで、送受信フィルタのロールオフファクタを大きくするにつれ、周波数ダイバーシチ効果が大きくなり、BER 特性を改善できることを計算機シミュレーションにより明らかにする.

## 2. MMSE-FDE におけるタイミングオフセットの影響[8]

図 1 にタイミングオフセットが存在する場合の SC 伝送の BER 特性を示す. タイミングオフセットがある場合、送受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.

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である. 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.

送受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には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. 次章では、2 倍オーバーサンプリングとスペクトル合成を用いてタイミングオフセットの影響を救済するジョイント MMSE-FDE&スペクトル合成について述べる.

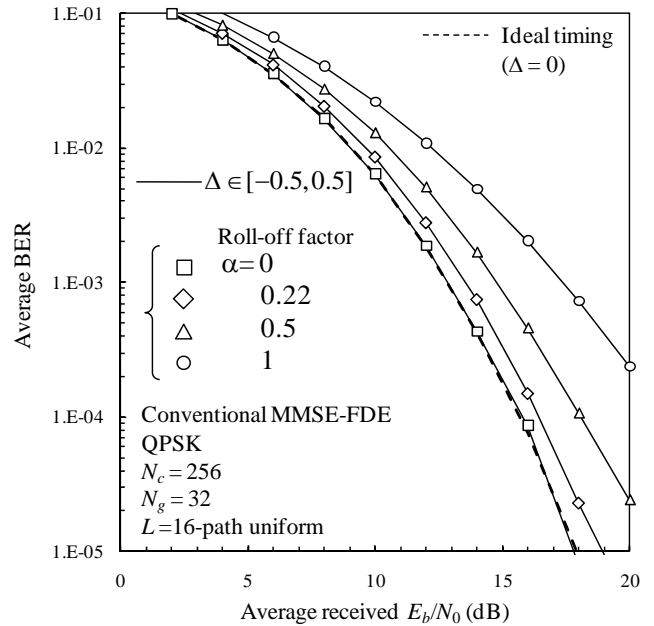


図 1 タイミングオフセットがある場合の BER 特性

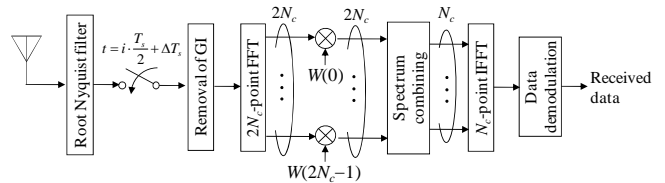


図 2 ジョイント MMSE-FDE/スペクトル合成を用いる受信機構成

## 3. ジョイント MMSE-FDE&スペクトル合成

### 3.1. 受信信号表現

図 2 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.

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 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.

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

ここで、 $\{s(n); n=0 \sim N_c-1\}$  は送信シンボルブロック、 $E_s$

はシンボルエネルギー,  $h_l$  および  $\tau_l$  は第  $l(=0\sim L-1)$  パスの複素パス利得および遅延時間,  $\Delta$  はタイミングオフセットを表す. また,  $v(i)$  および  $\eta(i)$  はそれぞれブロック間干渉 (IBI), 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) の受信フィルタ出力である.  $\varphi(t)$  は送受信総合フィルタのインパルス応答であり, 本論文で用いているロールオフファクタ  $\alpha$  の自乗余弦フィルタの場合, 次式で表される.

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

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.

$$\begin{aligned} R(k) &= \frac{1}{\sqrt{2N_c}} \sum_{i=0}^{2N_c-1} r(i) \exp\left(-j2\pi k \frac{i}{2N_c}\right) \\ &= \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \tilde{H}(k, \Delta) S(k) + N(k) + \Pi(k) \end{aligned} \quad (3)$$

ここで,  $\tilde{H}(k, \Delta)$  および  $S(k)$  は送受信フィルタ+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.

$$\begin{aligned} \tilde{H}(k, \Delta) &= \sqrt{2} \sum_{p=-1}^1 H(k - 2pN_c) \Phi(k - 2pN_c) \\ &\quad \times \exp\left\{j2\pi(k - 2pN_c) \frac{\Delta}{N_c}\right\} \end{aligned} \quad (4)$$

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

$$N(k) = \frac{1}{\sqrt{2N_c}} \sum_{i=0}^{2N_c-1} v(i) \exp\left(-j2\pi k \frac{i}{2N_c}\right) \quad (6)$$

$$\Pi(k) = \frac{1}{\sqrt{2N_c}} \sum_{i=0}^{2N_c-1} \eta(i) \exp\left(-j2\pi k \frac{i}{2N_c}\right) \quad (7)$$

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.

式(4)において,  $H(k)$  および  $\Phi(k)$  はそれぞれチャネルおよび送受信総合フィルタの伝達関数を表す.  $\Phi(k)$  は次式で表される.

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

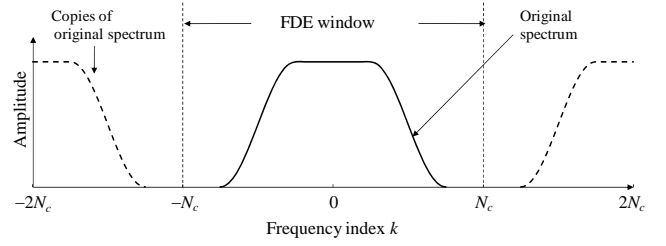


図3 2倍オーバーサンプリングによって得られる信号スペクトル

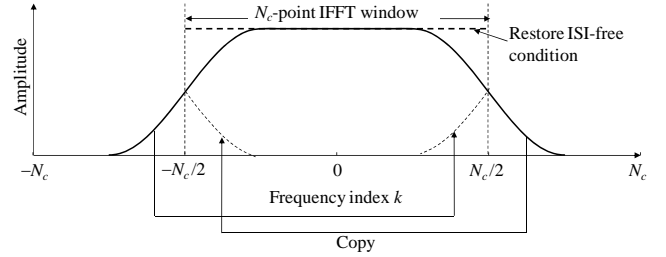


図4 スペクトル合成

式(5)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3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.

### 3.2. ジョイント FDE&スペクトル合成

式(3)で表される周波数領域受信信号  $R(k)$  に対し, FDE とスペクトル合成 [8-9] を同時に行う. スペクトル合成は図4に示すように, 希望の周波数領域  $-N_c/2 \leq k < N_c/2$  において, ナイキストの第1条件を満たした ISI のない状態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. FDE とスペクトル合成を行った周波数領域信号  $\{\hat{R}(k); k=-N_c/2 \sim N_c-1\}$  は次式で表される.

$$\begin{aligned} \hat{R}(k) &= \sum_{q=-1}^1 R(k - qN_c) W(k - qN_c) \\ &= \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \hat{H}(k, \Delta) S(k) + \hat{N}(k) + \hat{\Pi}(k) \end{aligned} \quad (9)$$

ここで,  $W(k)$  は MMSE-FDE 重みである. 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。

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

次にジョイント MMSE-FDE&スペクトル合成における等化重み  $W(k)$ を導出する。

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  $S(k); k = -N_c/2 \sim N_c/2 - 1\}$  を次式のように定義する。

$$\begin{aligned} e(k) &= \hat{R}(k) - \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} S(k) \\ &= \sum_{q=-1}^1 R(k - qN_c)W(k - qN_c) - \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} S(k) \end{aligned} \quad (12)$$

等化重み  $W(k)$ 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]。

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

ここで、 $\Lambda(k, \Delta)$ は第  $k$  周波数における信号対  $\text{IBI} + \text{雑音}$  電力比(SINR)を表す。 $\tilde{H}(k, \Delta)$ はタイミングオフセットによる逆位相回転を含んでいる。 $\tilde{H}(k, \Delta)$ をパイロットチャネル推定[10-12]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。

#### 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。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。伝搬チャンネルは  $L=32$  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ンネルを仮定し、タイミングオフセット  $\Delta$ の値は  $[-0.5, 0.5]$ の範囲で一様分布しているものとした。また、本論文では理想チャンネル推定を仮定している。

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	$N_g=32$	
Channel model	Frequency-selective block Rayleigh fading	
	Power delay profile	$L=32$ -path uniform
Nyquist filter	Raised cosine filter with roll-off factor $\alpha$	
Timing offset	$\Delta \in [-0.5, 0.5]$	
Channel estimation	Ideal	

図5に提案ジョイント MMSE-FDE&スペクトル合成を用いた時の平均 BER 特性を示す。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  $E_b/N_0(=0.5(E_s/N_0)(1+N_g/N_c))$  である。比較のため、MMSE-FDE の特性と筆者らが文献[8]で提案した MMSE-FDE&スペクトル合成(図中では MMSE-FDE & spectrum combining と示している)の特性も示している。文献[8]の提案法における等化重み  $W(k)$ は次式で表される。

$$W(k) = \frac{\tilde{H}^*(k, \Delta)\Phi(k)}{|\tilde{H}(k, \Delta)|^2 + \Lambda^{-1}(k, \Delta)} \quad (14)$$

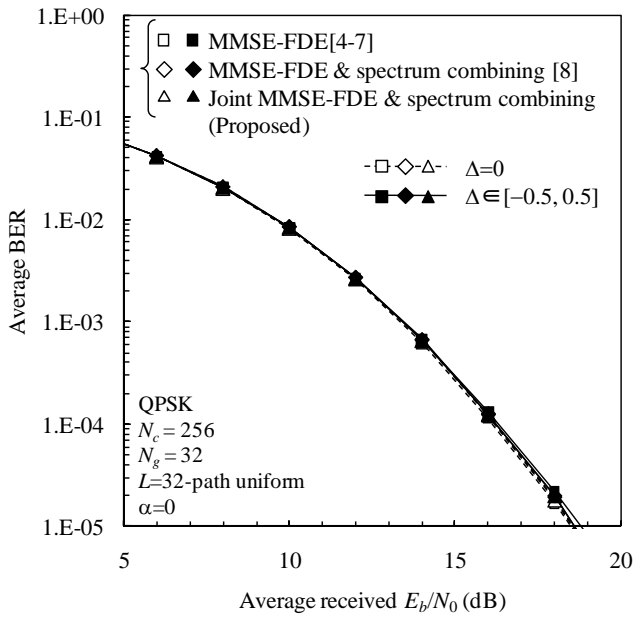
図5から分かるように、タイミングオフセットがあると、MMSE-FDE ではロールオフファクタ  $\alpha$ の増加に伴い BER 特性が劣化してしまうが、文献[8]の MMSE-FDE&スペクトル合成および本論文のジョイント MMSE-FDE&スペクトル合成を用いるとタイミングオフセットがない時の特性とほぼ同等の特性が得られる。タイミングオフセットの存在により、元の信号スペクトルおよびその複製に位相回転が発生するが、2倍オーバーサンプリングによってスペクトルの重なりを防いでいるため、タイミングオフセットによる歪みは発生しない。また FDE によって、タイミングオフセットによる位相回転とチ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ため、タイミングオフセットによる特性劣化を救済できる。

また、MMSE-FDE に比べ、MMSE-FDE&スペクトル合成(文献[8])およびジョイント MMSE-FDE&スペクトル合成では、 $\alpha$ の値を大きくするにつれ、BER 特性を改善できることが図5から分かる。これは、 $\alpha$ を大きくすると信号帯域が広がり、より大きな周波数ダイバーシチ効果が得られるためである。 $\alpha=0$ の場合は信号帯域が広がらないため、得られる周波数ダイバーシチ効果は MMSE-FDE と同じであり、同等の特性となる。 $\alpha=1$ の時に信号帯域の広がりが最大となり、最も大きな周波数ダイバーシチ効果が得られるため、最も良い BER 特性が得られる。

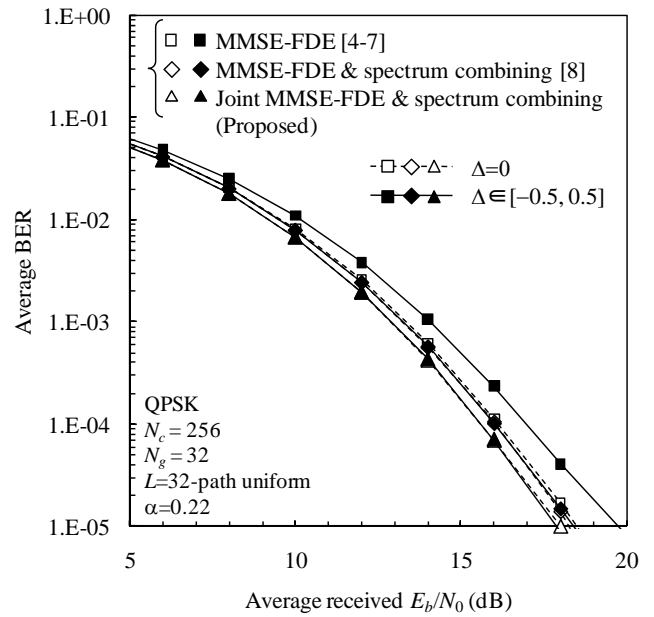
文献[8]の MMSE-FDE&スペクトル合成に比べ、ジョ

イント MMSE-FDE&スペクトル合成を用いるとより良い BER 特性が得られる. MMSE-FDE&スペクトル合成における等化重み  $W(k)$ は、スペクトル合成前の誤差を最小とするような重みであるため、スペクトル合成を行っても十分な周波数ダイバーシティ効果が得られない. この場合は、スペクトル合成が等利得合成ダイバーシティの働きをしていると考えることができる. 一方、ジ

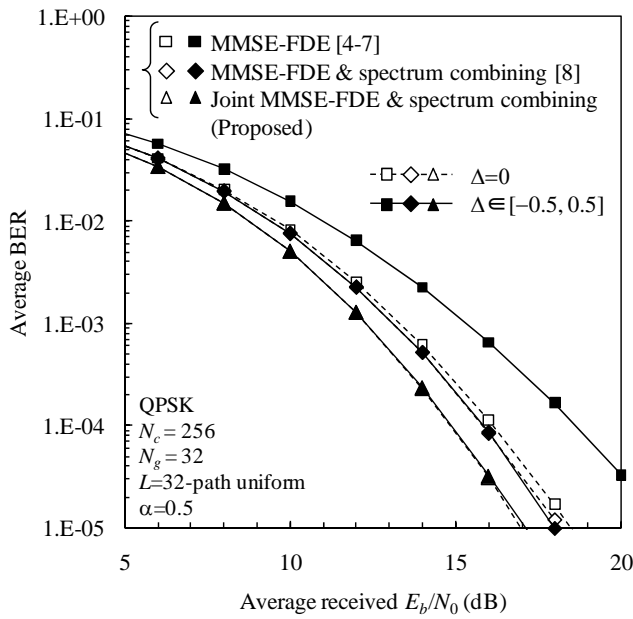
ョイント MMSE-FDE&スペクトル合成における等化重みは、スペクトル合成後の誤差を最小とする重みであるため、信号帯域の広がりによる周波数ダイバーシティ効果が十分に得られる. この場合のスペクトル合成は最大比合成ダイバーシティの働きをしていると考えることができる.



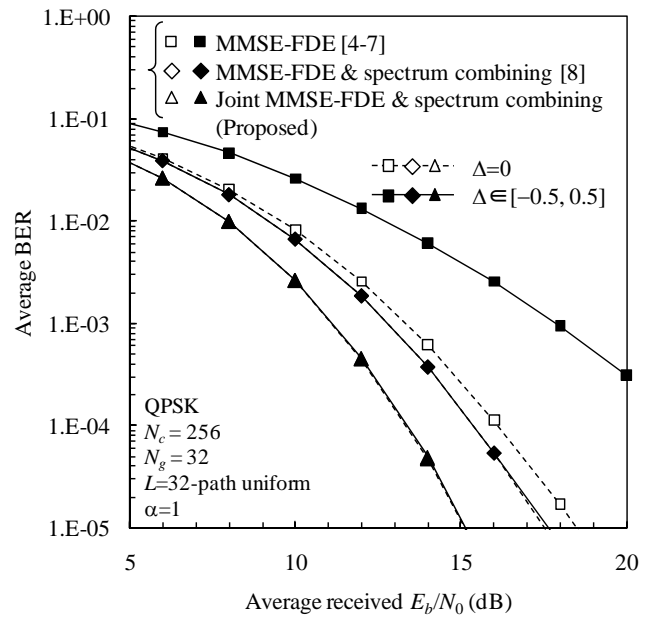
(a)  $\alpha=0$



(b)  $\alpha=0.22$



(c)  $\alpha=0.5$



(d)  $\alpha=1$

図 5 平均 BER 特性

## 5. まとめ

本論文では, SC 伝送における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&スペクトル合成を提案した. 2 倍オーバーサンプリングによってスペクトルの重なりを防ぎ, FDE によってタイミングオフセットによる位相回転とチャネルの周波数選択性による歪みを同時に補償できるため, タイミングオフセットによる特性劣化を救済できる. またスペクトル合成により周波数領域でナイキストの第 1 条件を満たしたスペクトルを再生すると同時に, フィルタのロールオフファクタ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を得ることで, より優れた BER 特性を達成できることを明らかにした.

## 文 献

- [1] W. C., Jakes Jr, Ed, *Microwave mobile communications*, Wiley, Newyork, 1974.
- [2] J. G. Proakis, *Digital communication*, 4<sup>th</sup> ed., McGraw-Hill, 2001.
- [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, 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] 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.
- [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, "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.