

周波数領域送信フィルタリングを用いるシングルキャリア周波数領域 等化におけるチャネル推定に関する検討

小原 辰徳[†] 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@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡] adachi@ecei.tohoku.ac.jp

あらまし ルートナイキスト送信フィルタを用いるシングルキャリア(SC)伝送では、ロールオフファクタを大きくすることにより、送信信号のピーク対平均電力比(PAPR)を小さくすることができる。さらに、最小平均二乗誤差規範に基づく周波数領域等化(MMSE-FDE)によって、大きな周波数ダイバーシチ効果を得ることができる。筆者らは、ロールオフファクタの増加に伴う信号帯域の広がりを利用して、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。ジョイント MMSE-FDE・スペクトル合成では高精度なチャネル推定が必要であるが、パイロット信号のみを用いたチャネル推定では送信フィルタリングを用いると理想チャネル推定時からの特性差が大きい。そこで本稿では、ルートナイキスト送信フィルタリングを用いる SC 伝送において、判定帰還を用いたチャネル推定の適用効果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, シングルキャリア伝送, 送信フィルタリング, チャネル推定

Study on Channel Estimation for Single-carrier Frequency-domain Equalization using Frequency-domain Transmit Filtering

Tatsunori OBARA[†] 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@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡] adachi@ecei.tohoku.ac.jp

Abstract In the square-root Nyquist filtered single-carrier (SC) transmission, the peak-to-average power ratio (PAPR) of the transmit signal can be reduced as the roll-off factor increases. Furthermore, since the signal bandwidth becomes wider, larger frequency diversity gain can be achieved by minimum mean square error frequency-domain equalization (MMSE-FDE). In our previous paper, we proposed joint MMSE-FDE & spectrum combining. The proposed joint MMSE-FDE & spectrum combining can achieve larger frequency diversity gain as the filter roll-off factor increases. In the proposed joint MMSE-FDE & spectrum combining, when the channel estimation is done by using the pilot signal only, the performance gap from the ideal channel estimation becomes large. In this paper, we study the improved channel estimation scheme using decision feedback for the Nyquist filtered SC transmission.

Keyword Frequency-domain equalization, single-carrier transmission, Transmit filtering, channel estimation

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][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。送信フィルタのロールオフファクタ α を大きくすることにより、送信信号のピーク対平均電力比(PAPR)を低減できることが明らかにされている。また、信号帯域が $(1+\alpha)$ 倍に広がるため、大きな周波数ダイバーシチ効果が得られる。筆者らは以前、ジョイント MMSE-FDE・スペクトル合成を提案し、 α の増加に伴い、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[6][7].

ジョイント MMSE-FDE・スペクトル合成では、チャネル情報を必要とする. 筆者らは以前, 時間多重パイロットを用いたチャネル推定の影響を明らかにしてきた[8]. パイロットのみを用いたチャネル推定では, 信号帯域の両端付近のチャネル推定精度が低く, 理想チャネル推定時との特性差が大きいため, チャネル推定精度の向上が必要である. 文献[9]で提案されている判定帰還を用いた最尤チャネル推定(2 ステップ MLCE)は, このような問題を解決できると考えられる. 2 ステップ MLCE では, パイロット信号を用いた MMSE チャネル推定を行った後, その判定結果を用いて最尤推定理論に基づくチャネル推定を行う. そこで本稿では, ルートナイキスト送信フィルタリングとジョイント MMSE-FDE & スペクトル合成を用いる SC 伝送における, 2 ステップ MLCE の適用効果を計算機シミュレーションにより明らかにする.

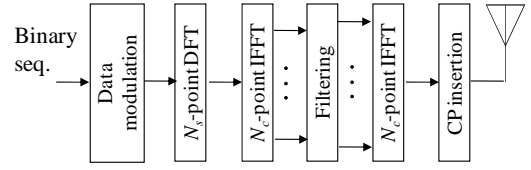
2. ルートナイキスト送信フィルタリングを用いる SC 伝送系

図 1 にルートナイキスト送信フィルタリングを用いる SC 伝送系を示す. 送信側では, N_s シンボルから成る N_b 個の信号ブロック系列 $\{d_n(m); m=0 \sim N_s-1\}$, $n=0 \sim N_b-1$, を送信するものとする. 以下, n 番目の送信信号ブロックに対する信号処理について述べる.

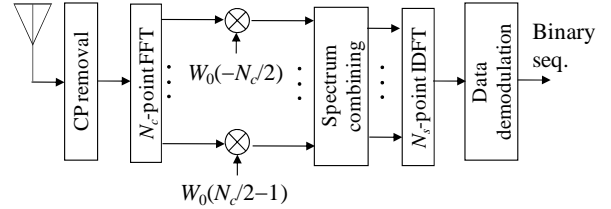
送信側では, 信号ブロック $\{d_n(m); m=0 \sim N_s-1\}$ を N_s ポイント離散フーリエ変換(DFT)により, 周波数領域信号 $\{D_n(k); k=-N_s/2 \sim N_s/2-1\}$ へ変換する. 次に, 送信フィルタ $\{H_T(k); k=-N_c/2 \sim N_c/2-1\}$ によって帯域制限された周波数領域信号 $\{S_n(k); k=-N_c/2 \sim N_c/2-1\}$ を N_c ポイント逆高速フーリエ変換(IFFT)により, 時間領域信号 $\{s_n(t); t=0 \sim N_c-1\}$ へ変換する. その後, N_g サンプルのサイクリックプレフィックス(CP)をガードインターバル(GI)に挿入して送信する. 受信機側では, CP 除去後の受信信号ブロック $\{r_n(t); t=0 \sim N_c-1\}$ を N_c ポイント高速フーリエ変換(FFT)により, 周波数領域信号 $\{R_n(k); k=-N_c/2 \sim N_c/2-1\}$ へ変換する. その後, ジョイント MMSE-FDE・スペクトル合成を行い, 等化後の周波数領域信号 $\{\hat{R}_n(k); k=-N_s/2 \sim N_s/2-1\}$ を N_s ポイント逆 DFT(IDFT)により, 時間領域信号 $\{\hat{r}_n(m); m=0 \sim N_s-1\}$ へ変換する.

2.1. 送信信号表現

周波数領域信号 $\{D(k); k=-N_s/2 \sim N_s/2-1\}$ に対し, 送信フィルタリングを適用した時の周波数領域信号は次式で与えられる.



(a)送信機



(b)受信機

図 1 送受信機構成

$$S_n(k) = \begin{cases} 0, & k = -N_c/2 \sim -3N_s/2-1 \\ H_T(k)D_n(k+N_s), & k = -3N_s/2 \sim -N_s/2-1 \\ H_T(k)D_n(k), & k = -N_s/2 \sim N_s/2-1 \\ 0, & k = N_s/2 \sim N_c/2-1 \end{cases} \quad (1)$$

ただし,

$$D_n(k) = \frac{1}{\sqrt{N_s}} \sum_{m=0}^{N_s-1} d_n(m) \exp\left(-j2\pi k \frac{m}{N_s}\right) \quad (2)$$

本稿では送信フィルタとして, 次式で与えられるルート自乗余弦フィルタ[3]を用いる.

$$H_T(k) = \begin{cases} 1, & 0 \leq \left| \frac{k}{N_s} \right| \leq \frac{1-\alpha}{2} \\ \cos \frac{\pi}{2\alpha} \left(\left| \frac{k}{N_s} \right| - \frac{1-\alpha}{2} \right), & \frac{1-\alpha}{2} \leq \left| \frac{k}{N_s} \right| \leq \frac{1+\alpha}{2} \\ 0, & \text{elsewhere} \end{cases} \quad (3)$$

式 (1) により得られた周波数領域信号 $\{S_n(k); k=-N_c/2 \sim N_c/2-1\}$ を次式のように N_c ポイント IFFT により時間領域信号 $\{s_n(t); t=0 \sim N_c-1\}$ へ変換する.

$$s_n(t) = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{k=-N_c/2}^{N_c/2-1} S_n(k) \exp\left(j2\pi t \frac{k}{N_c}\right) \quad (4)$$

2.2. 受信信号表現

以下, FFT サンプル長 T_s で正規化された離散時間 t の等価低域表現を用いる.

送信信号は周波数選択性チャネルを伝搬し受信される. CP 除去後の受信信号ブロック $\{r_n(t); t=0 \sim N_c-1\}$ は次式で与えられる.

$$r_n(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \sum_{l=0}^{L-1} h_l s_n((t - \tau_l) \bmod N_c) + \eta(i) \quad (5)$$

ここで、 E_s は 1 シンボルあたりの信号エネルギー、 h_l および τ_l は第 $l(=0 \sim L-1)$ パスの複素パス利得および遅延時間、 $\eta(i)$ は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。

式(1)で表される受信信号 $\{r_n(t); t=0 \sim N_c-1\}$ に N_c ポイント FFT を適用し、 N_c 個の直交周波数成分 $\{R_n(k); k=-N_c/2 \sim N_c/2-1\}$ に分解する。 $R_n(k)$ は次式で表される。

$$R_n(k) = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{t=0}^{N_c-1} r_n(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) = H(k)D_n(k \bmod N_s) + \Pi(k) \quad (6)$$

ここで、 $H(k)$ は送信フィルタ+チャネルの総合伝達関数であり、次式で表される。

$$H(k) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} H_c(k) H_T(k) \quad (7)$$

ただし、

$$H_c(k) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l \exp\left(-j2\pi k \frac{\tau_l}{N_c}\right) \quad (8)$$

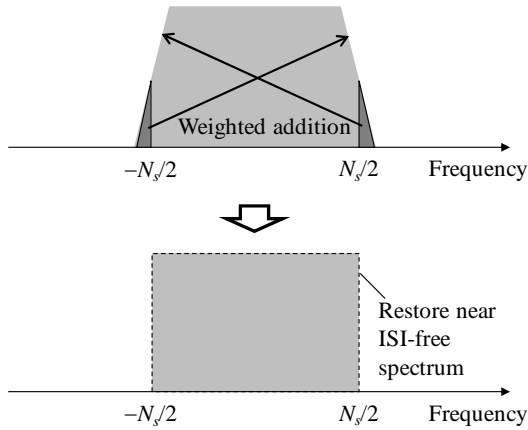


図 2 スペクトル合成

2.3. ジョイント FDE&スペクトル合成

式(6)で表される周波数領域受信信号 $R_n(k)$ に対し、FDE とスペクトル合成[7]を同時に行う。スペクトル合成は図 2 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 $\{\hat{R}(k); k=-N_s/2 \sim N_s/2-1\}$ は次式で表される。

$$\hat{R}(k) = \sum_{q=-1}^1 R(k - qN_s) W(k - qN_s) = \hat{H}(k)D_n(k \bmod N_s) + \hat{\Pi}(k) \quad (9)$$

ここで、 $W(k)$ は MMSE-FDE 重みである。また、 $\hat{H}(k)$ および $\hat{\Pi}(k)$ は等化後の等価チャネル利得および雑音成分であり、次式で表される。

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

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 $\{\hat{R}_n(k); k=-N_s/2 \sim N_s/2-1\}$ に、次式のように N_s ポイント IDFT を適用して時間領域信号 $\{\hat{r}_n(m); m=0 \sim N_s-1\}$ を得た後、データ復調を行う。

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

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 $\{\hat{R}_n(k); k=-N_s/2 \sim N_s/2-1\}$ と希望信号成分 $D(k)$ の誤差 $\{e(k); k=-N_s/2 \sim N_s/2-1\}$ を次式のように定義する。

$$e(k) = \hat{R}(k) - D_n(k) = \sum_{q=-1}^1 R_n(k - qN_s) W(k - qN_s) - D_n(k) \quad (12)$$

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。

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

ここで、 $2\sigma^2$ は雑音の分散である。 $W(k)$ には送信フィルタの伝達関数が含まれているため、送信フィルタに整合した受信フィルタとしての役割も果たす。また、 α の値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を得ることができる。

3.2 ステップ最尤チャネル推定(MLCE)[9]

等化重み(式(13)参照)を計算するためには、高精度なチャネル推定が必要となる。本稿では、文献[9]で提案されている 2 ステップ MLCE の適用について検討を行う。第 1 ステップでは、パイロット信号を用いて MMSE チャネル推定および遅延時間領域窓関数を用いてチャネル推定値を得る。得られたチャネル推定値を用いて、ジョイント MMSE-FDE・スペクトル合成を行って仮判定シンボルレプリカを生成する。第 2 ステップでは、パイロット信号と仮判定シンボルレプリカを用いて、

最尤チャネル推定を行う。

3.1. 第1ステップ

N_c ポイント FFT により得られる周波数領域受信パイロット信号 $\{R_p(k); k=-N_c/2 \sim N_c/2-1\}$ は次式で表される。

$$R_p(k) = H(k)P(k \bmod N_s) + \Pi(k) \quad (14)$$

ここで, $\{P(k); k=-N_s/2 \sim N_s/2-1\}$ はパイロット信号 $\{p(n); n=0 \sim N_s-1\}$ の周波数成分であり次式で与えられる。

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

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

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

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 (導出略)。

$$X(k) = \frac{P^*(k \bmod N_s)}{|P(k \bmod N_s)|^2 + (E_s/N_0)^{-1}} \quad (17)$$

式(16)で得られるチャネル推定値 $\tilde{H}(k)$ に N_c ポイント IFFT を適用すると, 次式のように瞬時チャネル+送信フィルタの総合瞬時インパルス応答の推定値 $\{\tilde{h}(\tau); \tau=-N_c/2 \sim N_c/2-1\}$ が得られる。

$$\tilde{h}(\tau) = \frac{1}{N_c} \sum_{k=-N_c/2}^{N_c/2-1} \tilde{H}(k) \exp\left(j2\pi\tau \frac{k}{N_c}\right) \quad (18)$$

上式で与えられる総合瞬時インパルス応答に対し, 次式のように遅延時間領域窓関数を乗算後, N_c ポイント IFFT を適用することで, 雑音が低減されたチャネル伝達関数の推定値 $\{\bar{H}(k); k=-N_c/2 \sim N_c/2-1\}$ が得られる。

$$\begin{aligned} \bar{H}(k) &= \sum_{\tau=-N_c/2}^{N_c/2-1} \tilde{h}(\tau) w(\tau) \exp\left(-j2\pi k \frac{\tau}{N_c}\right) \\ &= \sum_{\tau=W_1}^{W_2-1} \tilde{h}(\tau) \exp\left(-j2\pi k \frac{\tau}{N_c}\right) \end{aligned} \quad (19)$$

ただし

$$w(\tau) = \begin{cases} 1, & W_1 \leq \tau < W_2 \\ 0, & \text{elsewhere} \end{cases} \quad (20)$$

式(18)で表される総合インパルス応答は, チャネルのインパルス応答と送信フィルタのインパルス応答の畳み込みであるため, FFT ウィンドウ内全体に広がっている。そのため, 遅延時間領域窓関数の窓幅を最適

設計しないと, インパルス応答を打ち切ってしまうことになり, 推定精度が劣化してしまう。本稿では, BER 特性を最小化する窓幅を計算機シミュレーションにより求め用いている。

式(19)の推定値を用いて, 式(13)の MMSE-FDE 重みを生成し, ジョイント MMSE-FDE・スペクトル合成を N_b 個のデータブロックに対して行い, データブロック $\{d_n(k); k=-N_s/2 \sim N_s/2-1\}$ の仮判定シンボルレプリカ $\{\bar{d}_n(k); k=-N_s/2 \sim N_s/2-1\}$ を生成する。

3.2. 第2ステップ

第2ステップでは, パイロットの周波数成分 $P(k)$ と第1ステップで求めた仮判定シンボルレプリカの周波数成分 $\{\bar{D}_n(k); n=0 \sim N_b-1\}$ を用いて, 次式のように最尤チャネル推定を行う。

$$H_{ML}(k) = \frac{R_p(k)P^*(k \bmod N_c) + \sum_{n=0}^{N_b-1} R_n(k)\bar{D}_n^*(k \bmod N_c)}{|P(k \bmod N_c)|^2 + \sum_{n=0}^{N_b-1} |\bar{D}_n(k \bmod N_c)|^2} \quad (21)$$

最後に, 式(19)と同様に遅延時間領域窓関数を用いて, 雑音が低減されたチャネル伝達関数の推定値 $\{\bar{H}_{ML}(k); k=-N_c/2 \sim N_c/2-1\}$ を得る。得られたチャネル推定値を用いて, ジョイント MMSE-FDE・スペクトル合成を行い, データ判定を行う。

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諸元を示す。変調方式は QPSK を仮定している。1ブロック内のシンボル数を $N_s=256$, FFT ブロックサイズを $N_c=512(=2N_s)$, CP 長を $N_g=64$ としている。伝搬チャネルは $L=16$ 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チャネルを仮定し, N_c ポイント FFT サンプル長の整数倍の遅延時間(すなわち $\tau_l=l$)を有するものとしている。パイロットブロックは, $N_b=15$ 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, 正規化ドップラー周波数を $f_D(N_g+N_c)T_s=0$ としており, 参照信号生成の際に必要な雑音電力推定は, 文献[10]で提案されている方法で簡単に推定できるため, 本稿では理想的であると仮定している。

表 1 計算機シミュレーション諸元

Data modulation	QPSK	
No. symbols per block	$N_s=256$	
FFT window length	$N_c=512$	
CP length	$N_g=64$	
Pilot sequence	PN sequence	
Channel model	Frequency-selective block Rayleigh fading	
	Power delay profile	$L=16$ -path uniform
Transmit filter	Square-root raised cosine filter with roll-off factor α	
Channel estimation	2-step MLCE	
	SNR estimation	Ideal

図 3 に 2 ステップ MLCE を用いた時の、ジョイント MMSE-FDE&スペクトル合成の平均 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 $E_b/N_0(=0.5(E_s/N_0)(1+N_g/N_c)(1+1/N_p))$ であり、フィルタのロールオフファクタ α をパラメータとしている。比較のため、理想チャネル推定時の BER 特性も示している。図 4 から分かるように、ジョイント MMSE-FDE・スペクトル合成では、 α の値を大きくするにつれ、BER 特性を改善できる。これは、 α 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。 $\alpha=1$ の時が信号帯域の広がり最大となり、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。

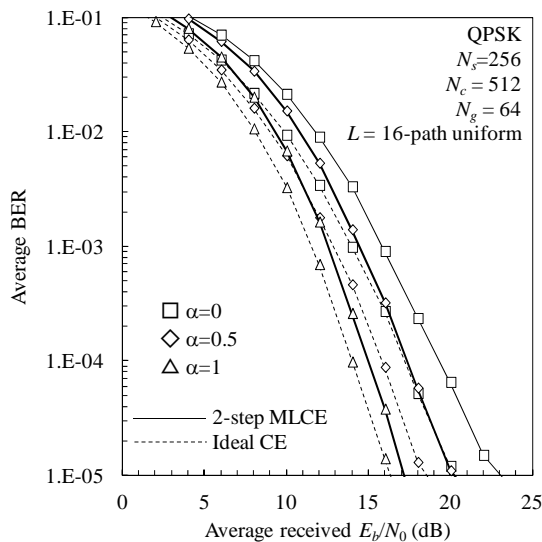
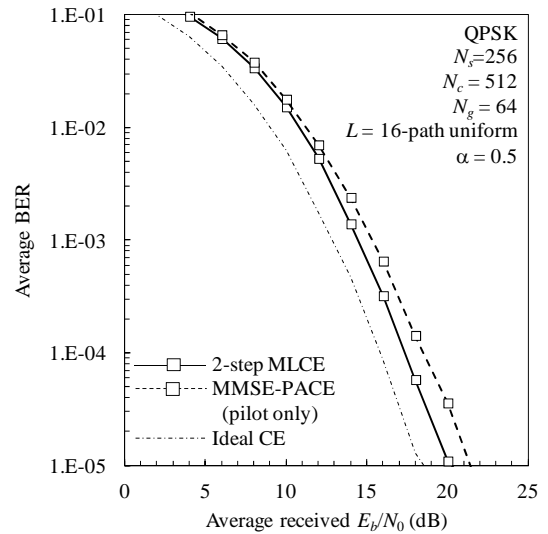


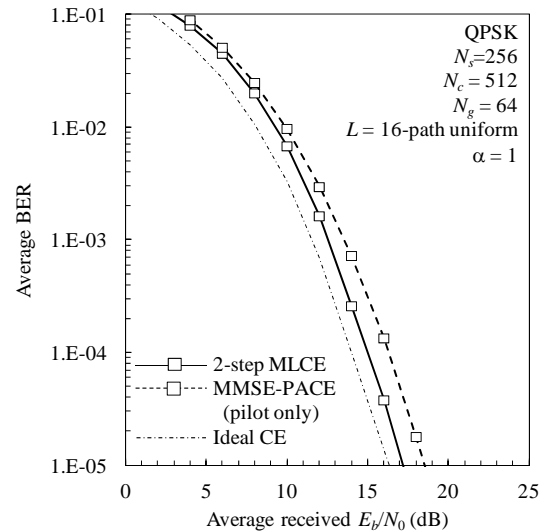
図 3 平均 BER 特性

図 4 に理想チャネル推定およびパイロット信号のみを用いた MMSE チャネル推定(MMSE-PACE)との BER 比較を示す。図 4(a)が $\alpha=0.5$ 、(b)が $\alpha=1$ の時の特性を示

している。BER= 10^{-5} を達成するための所要 E_b/N_0 の理想チャネル推定時からの劣化量は、MMSE-PACE の場合、 $\alpha=0.5(1)$ の時で約 3(2)dB(ただし、0.28dB のパイロット挿入損を含む)である。一方、2 ステップ MLCE を用いると、 $\alpha=0.5(1)$ の時、約 1.5(0.8)dB まで劣化量を低減できる。また、 α が大きいほど理想チャネル推定からの劣化量を小さくできる。これは、 α が大きいほど大きな周波数ダイバーシチ効果が得られるため、第 1 ステップで生成する仮判定シンボルレプリカの精度が高く、チャネル推定精度がより向上するためである。



(a) $\alpha=0.5$



(b) $\alpha=1$

図 4 チャネル推定法の比較

5. まとめ

本稿では、周波数領域送信フィルタリングとジョイ

ント MMSE-FDE・スペクトル合成を用いる SC 伝送における 2 ステップ最尤チャネル推定の適用効果を、計算機シミュレーションにより明らかにした。パイロットのみを用いた MMSE チャネル推定では、理想チャネル推定時からの特性劣化量が大きい。一方、2 ステップチャネル推定を適用することにより、チャネル推定精度を向上することができ、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. 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] F. Adachi, T. Sao, and T. Itagaki, "Performance of multicode DS-CDMA using frequency domain equalization in a frequency selective fading channel," *IEE Electronics Letters*, vol. 39, No.2, pp. 239-241, Jan. 2003.
- [6] 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
- [7] T. Obara, K. Takeda and F. Adachi, "Joint MMSE-FDE & spectrum combining for a broadband single-carrier transmission in the presence of timing offset," *IEICE Trans. Commun.*, Vol. E94-B, No. 5, May 2011.
- [8] 小原辰徳, 武田一樹, 安達文幸, "受信タイミングオフセットがある場合の周波数領域等化シングルキャリアにおける時間多重パイロットチャネル推定の影響" *信学技報*, RCS2009-244, pp.217-222, 2010 年 1 月
- [9] Y. Kojima, K. Takeda, and F. Adachi, "2-step maximum likelihood channel estimation for DS-CDMA with frequency-domain equalization," *Proc. The 4th Asia Pacific Wireless Communication Symposium (APWCS2007)*, Hsinchu, Taiwan, Aug. 2007.
- [10] K. Takeda, and F. Adachi, "SNR estimation for pilot-assisted frequency-domain MMSE channel estimation," *Proc. IEEE VTS APWCS*, Hokkaido University, Japan, Aug. 2005.