

DS-CDMA 周波数領域信号検出における MMSE 等化重みに関する一考察

山本 哲矢[†] 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: [†]{yamamoto, 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環境下での直接拡散符号分割マルチアクセス(DS-CDMA)の伝送特性を改善する技術として、最小平均二乗誤差(MMSE)規範に基づく1タップ周波数領域等化(FDE)が知られている。しかしながら、等化後の残留チップ間干渉(ICI)がビット誤り率(BER)特性の改善に限界を与える。筆者らはこれまで、周波数領域で等化と逆拡散を同時に行うことで残留ICIを抑圧する周波数領域ジョイント等化・逆拡散を提案してきた。しかし、1タップの周波数領域ジョイント等化・逆拡散では、従来のMMSE-FDEに比べてBER特性の改善効果はわずかである。本論文では、すべての周波数での総合平均二乗誤差を最小とするMMSE等化重みを導出し、マルチタップの周波数領域ジョイント等化・逆拡散を用いた時のDS-CDMAの平均BER特性を計算機シミュレーションにより明らかにしている。また、従来の1タップMMSE-FDEおよびこれまで用いていた1タップ周波数領域ジョイント等化・逆拡散との比較を行っている。

キーワード DS-CDMA, 周波数領域信号検出, MMSE 重み

A Study on MMSE Weight of Frequency-Domain Signal Detection for Multi-Code DS-CDMA

Tetsuya YAMAMOTO[†] 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: [†]{yamamoto, kazuki}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡]adachi@ecei.tohoku.ac.jp

Abstract One-tap frequency-domain equalization (FDE) based on the minimum mean square error (MMSE) criterion is a powerful technique to improve the bit error rate (BER) performance of direct sequence code division multiple access (DS-CDMA) signal transmission in a frequency-selective fading channel. However, the presence of the residual inter-chip interference (ICI) limits the improvement of the BER performance of DS-CDMA. In our previous paper, we proposed joint FDE and despreading which can simultaneously perform equalization and despreading in the frequency-domain to reduce the residual ICI. However, one-tap joint FDE and despreading can achieve only slightly better BER performance than the conventional one-tap MMSE-FDE. In this paper, we derive the MMSE weight of joint FDE and despreading for multi-code DS-CDMA by taking into account the totality of equalization errors at all frequency. We evaluate, by the computer simulation, the average BER performance and the BER performance of the multi-tap joint FDE and despreading using a new MMSE weight is compared with that of the conventional one-tap MMSE-FDE and the one-tap joint FDE and despreading.

Keyword DS-CDMA, frequency-domain signal detection, MMSE weight

1. まえがき

次世代の移動無線通信では、高速かつ高品質なデータ伝送の実現が望まれている。しかし、移動無線チャネルは、遅延時間の異なる様々な伝搬路から構成される周波数選択性フェージングチャネルであり、厳しい符号間干渉が発生する[1, 2]。周波数領域等化(FDE)を用いれば、周波数ダイバーシチ効果を得ることができるので、のビット誤り率(BER)特性を大幅に改善できる[3]。第3世代移動無線通信でRake合成が用いられ

ている[4]が、Rake受信の代わりに最小平均二乗誤差規範に基づく周波数領域等化(MMSE-FDE)を用いれば、DS-CDMAのBER特性を大幅に改善できる[5]。従来のMMSE-FDEでは、まず受信信号を周波数領域信号に変換した後に1タップMMSE-FDEを行い、その後に時間領域信号に戻して逆拡散を行っている。しかし、MMSE-FDE後に残留するチップ間干渉(ICI)がBER特性の改善に限界を与えてしまう[6]。

筆者らは以前、マルチコードDS-CDMAを対象に残

留 ICI を低減するため周波数領域で等化と逆拡散を同時に行う信号検出法(周波数領域ジョイント等化・逆拡散)を提案した[7]. 文献[7]では, 1 タップで等化と逆拡散を同時に行うために, 各周波数成分ごとに平均二乗等化誤差を最小とするような MMSE 等化重み(以下では MMSE 重み type I と呼ぶ)を導出していた. しかし, マルチコード伝送の場合, 逆高速フーリエ変換(IFFT)が不要となることによる演算量低減効果はあるものの, BER 特性の改善効果はわずかである.

そこで, 本論文では, すべての周波数成分を考慮した MMSE 等化重み(以下では MMSE 重み type II と呼ぶ)を導出している. そして, MMSE 重み type II を用いるマルチタップ周波数領域ジョイント等化・逆拡散をマルチコード DS-CDMA に適用した時の平均 BER 特性を計算機シミュレーションにより明らかにしている. また, 従来の 1 タップ MMSE-FDE や MMSE 重み type I を用いる 1 タップ周波数領域ジョイント等化・逆拡散と比較している. 本論文の構成は以下のようになっている. 第 2 章ではマルチコード DS-CDMA 伝送系について述べる. 第 3 章では周波数領域ジョイント等化・逆拡散について述べ, MMSE 重み type II を導出している. 第 4 章では, 平均 BER 特性を計算機シミュレーションによって求め, 最後に第 5 章でまとめる.

2. マルチコード DS-CDMA 伝送系

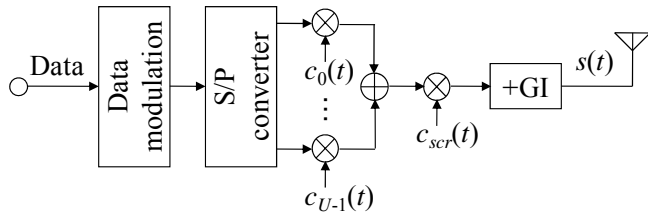


図 1 マルチコード DS-CDMA 伝送系

マルチコード DS-CDMA 伝送系を図 1 に示す. 本論文では, チップ時間 T_c 間隔の離散低域等価表現を用いる. 送信側では, 2 値送信データ系列をデータ変調シンボル系列に変換し, U 個の並列シンボル系列に直列変換する. 第 u 系列($u=0\sim U-1$)のデータシンボルを d_u , 拡散率 SF の拡散符号を $\{c_u(t); t=0\sim SF-1\}$ とする ($u=0\sim U-1$). U 個のデータシンボルをそれぞれ直交拡散符号を用いて拡散し, 加算する(これをコード多重という). コード多重後にスクランブル符号 $c_{scr}(t)$ を乗算して得られる送信チップブロックの等価低域表現 $\{s(t); t=0\sim SF-1\}$ は次式のように表せる.

$$s(t) = \sqrt{\frac{2E_c}{T_c}} \sum_{u=0}^{U-1} d_u \cdot c_u(t \bmod SF) c_{scr}(t) \quad (1)$$

ここで E_c は 1 コードチャンネル当たりのチップエネルギー, T_c はチップ長である. 最後に, SF チップブロックの後尾 N_g チップをコピーして, 各ブロックの先頭のガードインターバル(GI)に挿入して送信する. つまり, 拡散率 SF と FFT ブロックサイズは同じである.

送信信号は L 個の離散パスから構成される周波数選択性ブロックフェージングチャンネルを伝搬して受信されるものとする. チャンネルのインパルス応答は次式で与えられる.

$$h(\tau) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l \delta(\tau - \tau_l) \quad (2)$$

ここで, h_l および τ_l はそれぞれ第 l パスの複素パス利得および遅延時間であり, $E[\sum_{l=0}^{L-1} |h_l|^2] = 1$ であるものとしている. GI を削除した後の受信チップ系列 $\{r(t); t=0\sim SF-1\}$ は次式のようになる.

$$\begin{aligned} r(t) &= \sum_{l=0}^{L-1} h_l s(t - \tau_l) + \eta(t) \\ &= \sqrt{\frac{2E_c}{T_c}} \sum_{u=0}^{U-1} d_u \sum_{l=0}^{L-1} h_l \tilde{c}_u(t - \tau_l) + \eta(t) \end{aligned} \quad (3)$$

ここで, $\tilde{c}_u(t) = c_u(t \bmod SF) c_{scr}(t)$ は, 直交拡散符号とスクランブル符号の積である. $\eta(t)$ は零平均で分散 $2N_0/T_c$ の複素ガウス過程であり, N_0 は加法性白色ガウス雑音(AWGN)の片側電力スペクトル密度である.

受信機では, GI を削除した後, 受信チップ系列 $\{r(t); t=0\sim SF-1\}$ に SF ポイント FFT を適用して周波数領域信号 $\{R(k); k=0\sim SF-1\}$ に変換する. $R(k)$ は次式で与えられる.

$$\begin{aligned} R(k) &= \frac{1}{\sqrt{SF}} \sum_{t=0}^{SF-1} r(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{SF}\right) \\ &= \sqrt{\frac{2E_c}{T_c}} H(k) \sum_{u=0}^{U-1} d_u C_u(k) + \Pi(k) \end{aligned} \quad (4)$$

ここで, $C_u(k)$, $H(k)$ および $\Pi(k)$ は, それぞれ $\{\tilde{c}_u(t); t=0\sim SF-1\}$ の第 k 周波数成分, チャンネル利得および雑音の第 k 周波数成分であり, 次式で与えられる.

$$\begin{cases} C_u(k) = \frac{1}{\sqrt{SF}} \sum_{t=0}^{SF-1} \tilde{c}_u(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{SF}\right) \\ H(k) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l \exp\left(-j2\pi k \frac{\tau_l}{SF}\right) \\ \Pi(k) = \frac{1}{\sqrt{SF}} \sum_{t=0}^{SF-1} \eta(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{SF}\right) \end{cases} \quad (5)$$

3. 周波数領域ジョイント等化・逆拡散

周波数領域ジョイント等化・逆拡散を用いるマルチ

コード DS-CDMA 受信系を図 2 に示す. 次式のように, 周波数成分毎に周波数領域重み $W_u(k)$ を乗算して周波数領域ジョイント等化・逆拡散を行う.

$$\hat{R}_u(k) = R(k)W_u(k) \quad (6)$$

送信シンボル d_u の軟判定値 \tilde{d}_u は

$$\tilde{d}_u = \sum_{k=0}^{SF-1} R(k)W_u(k) \quad (7)$$

となる. 以下に, 周波数領域重み $W_u(k)$ について述べる. 3.1 節では, 文献[7]で提案した 1 タップで等化と逆拡散を同時に行うための MMSE 等化重み(MMSE 重み type I)について述べる. 3.2 節で, すべての周波数成分を考慮した MMSE 等化重み(MMSE 重み type II)を導出する.

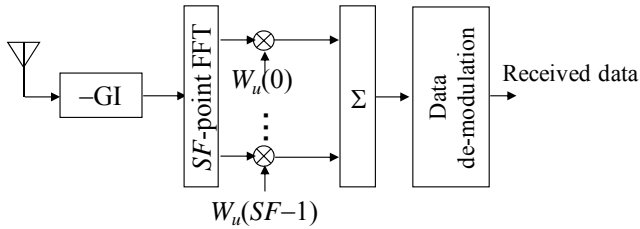


図 2 周波数領域ジョイント等化・逆拡散を用いる DS-CDMA 受信系

3.1. MMSE 重み type I

文献[7]では, 周波数成分毎に 1 タップ周波数領域ジョイント等化・逆拡散を行うため第 k 周波数成分における等化誤差 $\{e_u(k); k=0 \sim SF-1\}$ を

$$e_u(k) = \hat{R}_u(k) - d_u \quad (8)$$

のように定義して各データ系列の第 k 周波数成分のみを考慮して平均二乗誤差 $E[e_u(k)^2]$ を最小とする MMSE 重み type I $\{W_u^{(I)}(k); u=0 \sim U-1, k=0 \sim SF-1\}$ を導出した. MMSE 重み type I は次式で与えられる.

$$W_u^{(I)}(k) = \frac{\{C_u(k)H(k)\}^*}{\sum_{u=0}^{U-1} |C_u(k)|^2 |H(k)|^2 + \left(\frac{1}{SF} \frac{E_s}{N_0}\right)^{-1}} \quad (9)$$

ここで, E_s/N_0 は 1 シンボルあたりの受信信号エネルギー対雑音電力スペクトル密度である.

式(7)を用いて軟判定値を得る. MMSE 重み type I を用いれば, 1 タップで周波数領域等化と逆拡散が同時に行える. 周波数領域で等化と逆拡散を同時に行うことで, 自コードによる残留 ICI は発生しない. しかし, 第 k 周波数成分のみしか考慮していないため, 他コードによる残留 ICI を抑圧できない.

3.2. MMSE 重み type II

第 k 周波数成分のみを考慮した MMSE 重み type I を用いる 1 タップ周波数領域ジョイント等化・逆拡散では他コードによる残留 ICI を抑圧できないため, すべてのデータ系列および周波数成分を考慮したマルチタップの MMSE 重み type II $\{W_u^{(II)}(k); u=0 \sim U-1, k=0 \sim SF-1\}$ を導出する. マルチタップ MMSE 重みを導出するため, 式(4)の周波数領域受信信号を次式のようにベクトル表記する.

$$\mathbf{R} = [R(0), \dots, R(SF-1)]^T = \sqrt{\frac{2E_c}{T_c}} \mathbf{H} \mathbf{C} \mathbf{d} + \mathbf{\Pi} \quad (10)$$

\mathbf{H} は $SF \times SF$ チャネル利得行列, \mathbf{C} は $SF \times U$ 周波数領域拡散符号行列, $\mathbf{d} = [d_0, \dots, d_{U-1}]^T$ はデータ変調シンボルベクトル, $\mathbf{\Pi} = [\Pi(0), \dots, \Pi(SF-1)]^T$ は周波数領域雑音ベクトルである. チャネル利得行列 \mathbf{H} および周波数領域拡散符号行列 \mathbf{C} は次式で与えられる.

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} H(0) & & & \mathbf{0} \\ & H(1) & & \\ & & \ddots & \\ \mathbf{0} & & & H(SF-1) \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} C_0(0) & \dots & C_{U-1}(0) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ C_0(SF-1) & \dots & C_{U-1}(SF-1) \end{bmatrix} \quad (11)$$

式(10)から, 拡散と伝搬路の連結 $\mathbf{H} \mathbf{C}$ は等価的な $SF \times U$ マルチ送受信アンテナ(MIMO)チャネルと見なすことができる. つまり, $\mathbf{H} \mathbf{C}$ をチャネルと見なして Wiener 理論により MMSE 重みを導出できる[8].

$U \times 1$ 誤差ベクトル \mathbf{e} を次式のように定義する.

$$\mathbf{e} = \mathbf{W}^{(II)} \mathbf{R} - \sqrt{\frac{2E_c}{T_c}} \mathbf{d} \quad (12)$$

MMSE 重み $\mathbf{W}^{(II)}$ は, 誤差ベクトルの共分散行列のトレース $tr[E(\mathbf{e}\mathbf{e}^H)]$ を最小とするような $\mathbf{W}^{(II)}$ であり, 次式で与えられる.

$$\mathbf{W}^{(II)} = \begin{bmatrix} W_0^{(II)}(0) & W_0^{(II)}(1) & \dots & W_0^{(II)}(SF-1) \\ W_1^{(II)}(0) & W_1^{(II)}(1) & \dots & W_1^{(II)}(SF-1) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ W_{U-1}^{(II)}(0) & W_{U-1}^{(II)}(1) & \dots & W_{U-1}^{(II)}(SF-1) \end{bmatrix}$$

$$= \mathbf{C}^H \mathbf{H}^H \left[\mathbf{H} \mathbf{C} \mathbf{C}^H \mathbf{H}^H + \left(\frac{1}{SF} \frac{E_s}{N_0}\right)^{-1} \mathbf{I} \right]^{-1} \quad (13)$$

$(\cdot)^H$ はエルミート転置操作を表し、 \mathbf{I} は $SF \times SF$ 単位行列である。

式(7)を用いて軟判定値を得る。MMSE 重み type II を用いた場合、マルチタップの周波数領域ジョイント等化・逆拡散となる。 $U \times U$ 逆行列演算が必要となるため演算量は従来の 1 タップ MMSE-FDE および MMSE 重み type I を用いる 1 タップ周波数領域ジョイント等化・逆拡散に比べて大幅に増加する。

4. 計算機シミュレーション

計算機シミュレーション諸元を表 1 に示す。変調方式は QPSK および 16QAM, 拡散率 $SF=64$, ガードインターバル $N_g=16$ サンプルとした。また、伝搬路は、 $L=16$ パスで一様電力遅延プロファイルを有するブロックレイリーフェージングを仮定した。チャンネル推定は理想としている。

表 1 計算機シミュレーション諸元

Transmitter	Modulation	QPSK, 16QAM
	GI	$N_g=16$
	Spreading sequence	Walsh sequence
	Spreading factor	$SF=64$
	No. of parallel codes	$U=1 \sim 64$
	Scramble code	Long PN sequence
Channel	Fading type	Frequency-selective block Rayleigh
	Power delay profile	$L=16$ -path uniform power delay profile
Receiver	FFT block size	SF
	Channel estimation	Ideal

図 3 に MMSE 重み type II を用いるマルチタップ周波数領域ジョイント等化・逆拡散の平均 BER 特性を示す。ここで、横軸 $E_b/N_0=(E_s/N_0)(SF+N_g)/\log_2 M$ は 1 ビットあたりの平均信号エネルギー対雑音電力スペクトル密度である (M は変調レベルである)。また、比較のため従来の 1 タップ MMSE-FDE の平均 BER 特性、MMSE 重み type I を用いる 1 タップ周波数領域ジョイント等化・逆拡散の平均 BER 特性および理論的下界[9]の特性も示す。MMSE 重み type I を用いる 1 タップ周波数領域ジョイント等化・逆拡散では ICI を十分に低減できないため、従来の 1 タップ MMSE-FDE に比べて BER の改善効果は $U=4$ または 16 の時にわずかに得られる程度である。一方、MMSE 重み type II を用いるマルチタップ周波数領域ジョイント等化・逆拡散では、 $U=4$ および 16 の時、従来の 1 タップ MMSE-FDE および MMSE 重み type I を用いる 1 タップ周波数領域ジョ

イント等化・逆拡散に比べて大幅に BER 特性を改善できる。これはすべての周波数における等化誤差を考慮した MMSE 重みを用いているためである。16QAM を用いた場合、従来の 1 タップ MMSE-FDE と比較して、 $BER=10^{-4}$ を達成する所要 E_b/N_0 を $U=4$ では 3.6dB, $U=16$ では 6.2dB 低減できる。しかしながら、 $U=64$ のときは、MMSE 重み type II を用いるマルチタップ周波数領域ジョイント等化・逆拡散と MMSE 重み type I を用いる 1 タップ周波数領域ジョイント等化・逆拡散の BER 特性は同等である。これは、 $U=SF$ のときは、式(13)内の CC^H の非対角成分が 0 となり、MMSE 重み type II が MMSE 重み type I と等しくなるためである。

次に、コード多重数 U をパラメータとしたときの平均 $BER=10^{-4}$ を満たす所要 E_b/N_0 特性を図 4 に示す。従来の 1 タップ MMSE-FDE および MMSE 重み type I を用いる 1 タップ周波数領域ジョイント等化・逆拡散では、 $U=1$ からコード多重数を増やしていくと BER 特性が急激に増加し、 $U=64$ に近づくにつれて BER 特性の劣化は緩やかになる。つまり、等価拡散率 $SF/U=1$ の特性から BER を改善するためには、 U を大幅に小さくして等価拡散率を大きくし伝送レートを落とさなければならぬ。一方、MMSE 重み type II を用いるマルチタップ周波数領域ジョイント等化・逆拡散では、 $U=1$ からコード多重数を増やしていくと BER 特性が緩やかに増加し、 $U=64$ に近づくにつれて BER 特性の劣化が急峻になる。つまり、等価拡散率を少し大きくして伝送レートを少し落とすだけで等価拡散率 $SF/U=1$ の特性から BER を大幅に改善できる。QPSK の場合の $BER=10^{-4}$ を満たす所要 $E_b/N_0=15\text{dB}$ を達成できるコード多重数を比較すると、従来の 1 タップ MMSE-FDE および MMSE 重み type I を用いる 1 タップ周波数領域ジョイント等化・逆拡散では $U=20$ であるのに対し、MMSE 重み type II を用いるマルチタップ周波数領域ジョイント等化・逆拡散では $U=55$ となり、2.75 倍のレートで伝送できる。16QAM の場合は、 $BER=10^{-4}$ を満たす所要 $E_b/N_0=20\text{dB}$ で比較すると、約 7 倍のレートで伝送できる。

MMSE 重み type II を用いれば、 $U < 64$ の場合、従来の 1 タップ MMSE-FDE に比べて BER 特性を大幅に改善できる。しかし、 $U \times U$ 逆行列演算が必要となるため U が大きくなるにつれて演算量は増加する。16QAM の場合の $BER=10^{-4}$ を満たす所要 $E_b/N_0=20\text{dB}$ で比較すると、MMSE 重み type-2 を用いるマルチタップ周波数領域ジョイント等化・逆拡散は、演算量は約 300 倍と非常に大きくなってしまふものの、従来の 1 タップ MMSE-FDE に比べて約 7 倍のレートで伝送することが

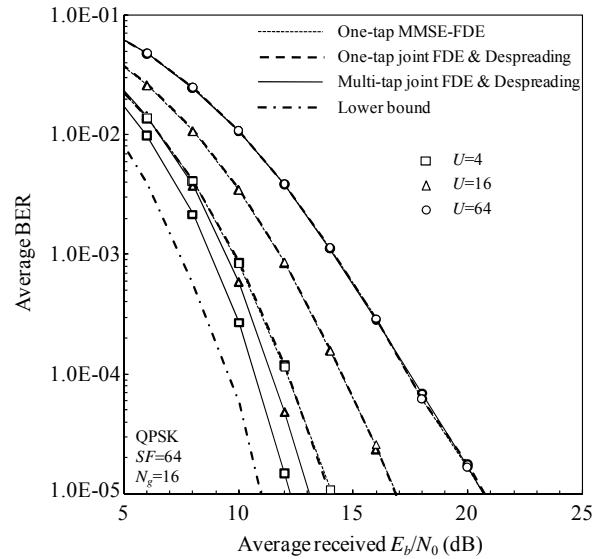
可能である.

5. まとめ

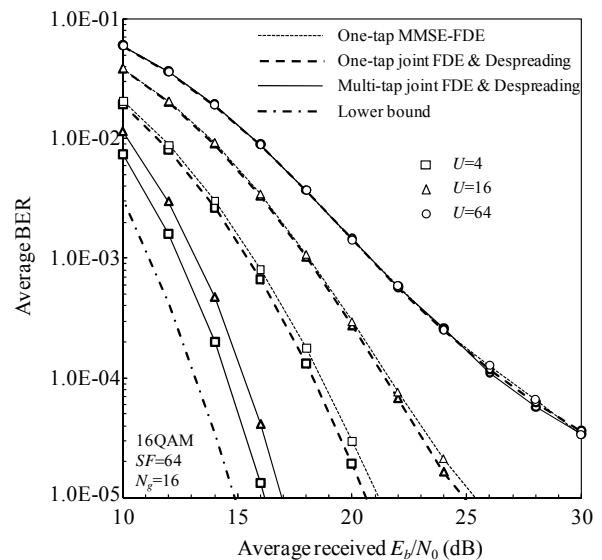
本論文では, すべての周波数における等化誤差を考慮した MMSE 等化重み(MMSE 重み type II)を導出し, MMSE 重み type II を用いるマルチタップ周波数領域ジョイント等化・逆拡散をマルチコード DS-CDMA に適用した時の平均 BER 特性を計算機シミュレーションにより明らかにした. MMSE 重み type II を用いるマルチタップ周波数領域ジョイント等化・逆拡散では, $U < 64$ の時, 演算量の増加と引き換えに従来の 1 タップ MMSE-FDE および 1 タップ周波数領域ジョイント等化・逆拡散に比べて大幅に BER 特性を改善できることを示した. MMSE 重み type II を用いる周波数領域ジョイント等化・逆拡散では, 伝送レートをわずかに落とすだけで等価拡散率 $SF/U=1$ の特性から BER を大幅に改善できるため, $BER=10^{-4}$ を満たす所要 E_b/N_0 が同じ場合, 従来の 1 タップ MMSE-FDE および MMSE 重み type I を用いる 1 タップ周波数領域ジョイント等化・逆拡散に比べて伝送レートを向上させることができる. 演算量の問題が残っているが, これは今後の重要な検討課題である.

文献

- [1] W. C., Jakes Jr., Ed., *Microwave mobile communications*, Wiley, New York, 1974.
- [2] J. G. Proakis, *Digital communications*, 4th ed., McGraw-Hill, 2001.
- [3] D. Falconer, S. L. Ariyavisitakul, A. Benyamin-Seeyar B. Edison, "Frequency domain equalization for single-carrier broadband wireless systems," *IEEE Commun. Mag.*, Vol. 40, No. 4, pp. 58-66, Apr. 2002.
- [4] F. Adachi, M. Sawahashi, and H. Suda, "Wideband DS-CDMA for next generation mobile communications systems," *IEEE Trans. Mag.*, Vol. 36, No.9, pp. 56-69, Sept. 1998.
- [5] F. Adachi, D. Garg, S. Takaoka, and K. Takeda, "Broadband CDMA techniques," Special Issue on Modulation, Coding and Signal Processing, *IEEE Wireless Commun. Mag.*, Vol. 12, No. 2, pp. 8-18, Apr. 2005.
- [6] K. Takeda, K. Ishihara, and F. Adachi, "Frequency-domain ICI cancellation with MMSE equalization for DS-CDMA downlink," *IEICE Trans. Commun.*, Vol. E89-B No. 12, pp. 3335-3343, Dec. 2006.
- [7] T. Yamamoto, K. Takeda, and F. Adachi, "Joint frequency-domain equalization and despreading for DS-CDMA cyclic delay transmit diversity," *The 14th Asia-Pacific Conference on Communications*, Tokyo, Japan, Oct. 2008.
- [8] S. Haykin, *Adaptive Filter Theory*, 4th ed., Prentice Hall, 1996.
- [9] 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.

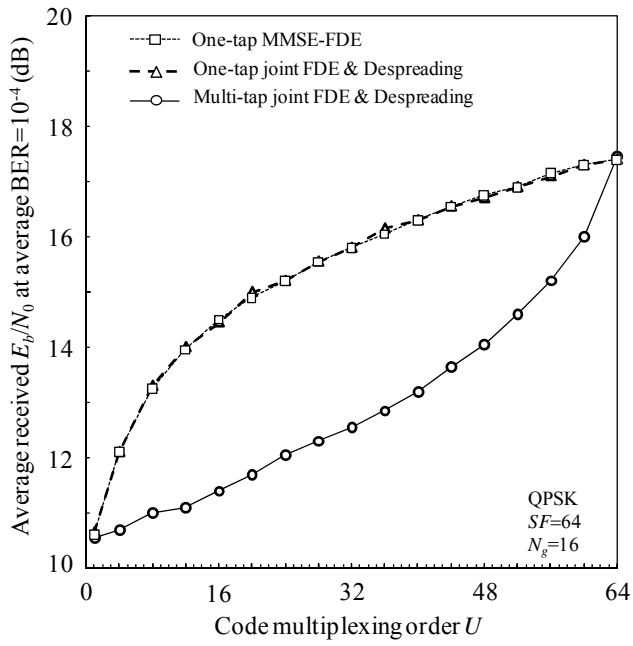


(a) QPSK

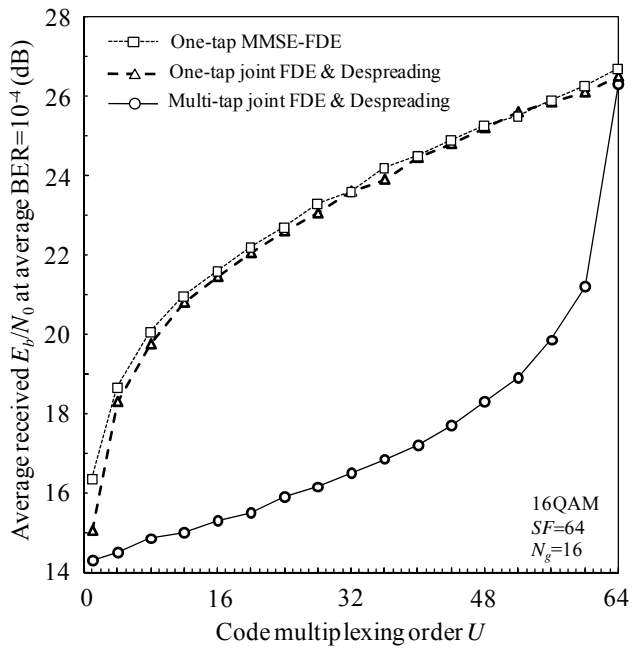


(b) 16QAM

図3 MMSE 重み type-2 を用いるマルチタップ周波数領域ジョイント等化・逆拡散の平均 BER 特性



(a) QPSK



(b) 16QAM

図 4 コード多重数の影響