

マルチコード DS-CDMA におけるジョイント送信/受信 MMSE-FDE

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: [†]kazuki@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡]adachi@ecei.tohoku.ac.jp

あらまし 厳しい周波数選択性チャネルにおけるマルチコード直接拡散符号分割多元接続(DS-CDMA)伝送の平均ビット誤り率(BER)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)が有効であるものの、BER特性の改善には限界がある。本論文では、更なるBER特性改善のため、MMSE規範に基づくジョイント送信/受信 MMSE-FDE(ダブル FDE)を提案する。送受信双方で等化を行う場合、それぞれのFDE重みが相互に依存するため、最適FDE重みを一意に解くのは難しい。そこで、本論文では、準最適なFDE重みを導出している。まず、送信FDEとチャネルを等価的伝搬路とみなしたときのMMSE解として受信FDE重みを導出し、次いで、このような受信MMSE-FDEが行われることを前提にして等化ブロックの合計平均二乗誤差を最小とするMMSE解として送信重みを導出している。以上のようにして導出した1タップ送信および受信MMSE-FDEの重みを用いるときのダブルFDEの平均BER特性を計算機シミュレーションにより求め、従来の1タップ受信MMSE-FDEと比較している。

キーワード MMSE-FDE, DS-CDMA, 送信等化

Joint Transmit/Receive MMSE-FDE for Multicode DS-CDMA

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: [†]kazuki@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡]adachi@ecei.tohoku.ac.jp

Abstract Simple one-tap frequency-domain equalization (FDE) based on the minimum mean square error (MMSE) criterion can improve the bit error rate (BER) performance of multi-code direct-sequence code division multi-access (DS-CDMA) in a severe frequency-selective channel. However, the performance improvement is limited by the residual inter-chip interference (ICI). In this paper, we propose a joint transmit/receive MMSE-FDE (double FDE) that can use one-tap FDEs at both the transmitter and receiver to further improve the BER performance of multicode DS-CDMA. Since the transmit and receive FDE weights are related each other, it is quite difficult if not impossible to derive an optimal set of FDE weights. In this paper, we derive a set of suboptimal FDE weights. First, we derive the receive MMSE-FDE weight by viewing the concatenation of the transmit FDE and the propagation channel as an equivalent channel. Second, we derive the transmit MMSE-FDE weight that minimizes the sum of mean square error (MSE) of the received signal block after the above receive MMSE-FDE. We evaluate the achievable average BER performance of the proposed double FDE by computer simulation.

Keyword MMSE-FDE, DS-CDMA, pre-equalization

1. まえがき

次世代の高速・高品質移動無線システムの実現には、優れたチャネル等化技術が必須である。広帯域移動無線伝搬路は、遅延時間の異なる独立なパスが多数存在する厳しい周波数選択性チャネルとして特徴づけられ、大きな符号間干渉(ISI)を生ずる[1]。現在広く普及している第三代移動無線では、直接拡散(DS)-符号分割マルチアクセス(CDMA)とRake合成受信が併用され、伝搬路を構成する多数のパスを分離・合成することで数Mbps程度の高速通信が可能となった[2]。しかし、チップレートが大きくなるに従い、大きなパス間干渉(IPI)のため、Rake合成ではビット誤り率(BER)特性が

大きく劣化してしまう。

そこで最近では、マルチキャリア(MC)-CDMAや直交周波数分割多重(OFDM)に代表される、高速フーリエ変換(FFT)と逆FFT(IFFT)を用いて周波数領域で信号の生成・検出を行うMC伝送が注目を集めるようになった[3,4]。MC伝送では、平均二乗誤差最小(MMSE)規範に基づく1タップ周波数領域等化(FDE)を用いることで、チャネルの周波数選択性を積極活用して優れたBER特性を実現できる。DS-CDMAに代表されるシングルキャリア(SC)伝送においても、1タップMMSE-FDEを適用することでMC-CDMAと同等の伝送特性を実現できる[5-7]。SC伝送と1タップ

MMSE-FDEの組み合わせは、第3.9世代移動無線(3.9G)における上りリンクに採用されている[8]。

1チップMMSE-FDEは簡単な構成でありながら優れたBER特性を実現できる一方で、チップ間干渉(ICI)を完全には抑圧できない。MMSE-FDE後に残留するICIのためにBER特性の改善には限界がある[9]。これまでBER特性の更なる改善を目指し、残留ICIキャンセラ[10,11]やアンテナダイバーシチ技術[12,13]など、様々な研究が行われてきた。

本論文では、MMSE規範に基づくジョイント送信/受信MMSE-FDE(ダブルFDE)を提案する。送受信双方で等化を行う場合、それぞれのFDE重みが相互に依存するため、最適FDE重みを一意に解くのは難しい。そこで本論文では、準最適なFDE重みを導出する。まず、送信FDEとチャンネルを等価的伝搬路とみなしたときのMMSE解として受信FDE重みを導出し、次いで、このような受信MMSE-FDEが行われることを前提にして等化ブロックの合計平均二乗誤差を最小とするMMSE解として送信重みを導出する。

本論文の構成を以下に示す。第2章では送受信系を、第3章では送信・受信FDE重みの導出を示す。第4章は計算機シミュレーション、第5章はまとめである。

2. 送受信系

本論文で用いるマルチコードDS-CDMA送受信系を図1に示す。以下、チップ間隔の離散低域通過表現を用いる。チャンネル推定は理想としている。

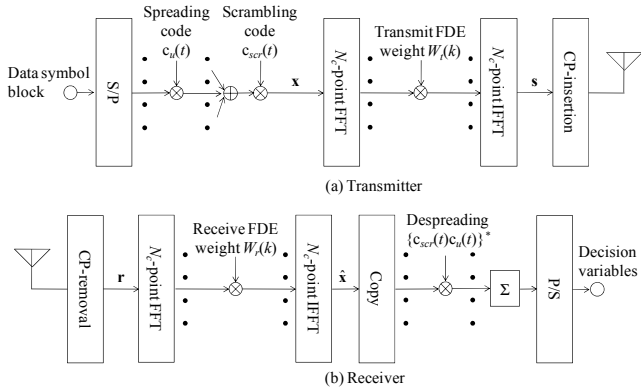


図1 送受信機構成

2.1. 送信信号

送信機では、データシンボル系列を U 個の並列系列 $\{d_u(i); i=\dots, -1, 0, 1, \dots\} (u=0\sim U-1)$ に変換し、それぞれを拡散率 SF の直交拡散符号 $\{c_u(t); t=0\sim SF-1\}$ により拡散する。その後 U 個の拡散系列を多重し、スクランブル符号 $\{c_{scr}(t); t=\dots, -1, 0, 1, \dots\}$ を乗算してマルチコードDS-CDMAチップ系列 $x(t)$ を生成する。そして、チップ系列 $x(t)$ を各ブロックの長さが N_c チップのチップブロック系列に分割する。一般性を失うことなく、以下ではチップブロック $\{x(t); t=0\sim N_c-1\}$ の送信を考える。このチップブロックをベクトル $\mathbf{x}=[x(0), \dots, x(t), \dots, x(N_c-1)]^T$ で表す。 $x(t)$ は次式で与えられる。

$$x(t) = \sum_{u=0}^{U-1} d_u \left(\left\lfloor \frac{t}{SF} \right\rfloor \right) c_u(t \bmod SF) c_{scr}(t) \quad (1)$$

次に、 N_c ポイントFFTによりチップブロック $\{x(t); t=0\sim N_c-1\}$ を周波数領域信号 $\mathbf{X}=[X(0), \dots, X(k), \dots, X(N_c-1)]^T$ へと変換する。 \mathbf{X} は次式で与えられる。

$$\mathbf{X} = \mathbf{F}\mathbf{x} \quad (2)$$

ただし \mathbf{F} は次式で定義される $N_c \times N_c$ のFFT行列である。

$$\mathbf{F} = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \begin{bmatrix} e^{-j2\pi \frac{(0 \times 0)}{N_c}} & e^{-j2\pi \frac{(0 \times 1)}{N_c}} & \dots & e^{-j2\pi \frac{(0 \times (N_c-1))}{N_c}} \\ e^{-j2\pi \frac{(1 \times 0)}{N_c}} & e^{-j2\pi \frac{(1 \times 1)}{N_c}} & \dots & e^{-j2\pi \frac{(1 \times (N_c-1))}{N_c}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{-j2\pi \frac{((N_c-1) \times 0)}{N_c}} & e^{-j2\pi \frac{((N_c-1) \times 1)}{N_c}} & \dots & e^{-j2\pi \frac{((N_c-1) \times (N_c-1))}{N_c}} \end{bmatrix} \quad (3)$$

周波数領域信号 \mathbf{X} に送信FDE重み行列 \mathbf{W}_t を次式のように乗算する。

$$\mathbf{S} = \mathbf{C} \cdot \mathbf{W}_t \mathbf{X} \quad (4)$$

ただし、 $\mathbf{W}_t = \text{diag}\{W_t(0), \dots, W_t(k), \dots, W_t(N_c-1)\}$ は $N_c \times N_c$ の対角行列で与えられる送信FDE重み行列であり、 $\mathbf{C} = \sqrt{N_c} / \text{tr}(\mathbf{W}_t \mathbf{W}_t^H)$ は送信電力の正規化係数である。 \mathbf{S} に N_c ポイントIFFTを適用し、送信信号ブロック $\mathbf{s} = \mathbf{F}^H \mathbf{S} = [s(0), \dots, s(t), \dots, s(N_c-1)]^T$ を得る。 N_c サンプルのサイクリックプリフィックス(CP)をガードインターバル(GI)に挿入したのち送信する。

2.2. 受信信号

伝搬路は L 個の異なる遅延時間を有する独立なパスにより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であるものとし、第 l パスの複素パス利得および遅延時間をそれぞれ h_l および τ_l とする ($l=0\sim L-1$)。CP除去後の受信信号ブロックは、次式のように $N_c \times 1$ のベクトル $\mathbf{r}=[r(0), \dots, r(t), \dots, r(N_c-1)]^T$ で表せる。

$$\mathbf{r} = \sqrt{\frac{2E_c}{T_c}} \mathbf{h}\mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (5)$$

ただし E_c および T_c はそれぞれチップ当たりの平均エネルギーおよびチップ長を表し、 \mathbf{h} は次式で与えられる $N_c \times N_c$ のチャンネルインパルス応答行列である。

$$\mathbf{h} = \begin{bmatrix} h_0 & & & h_{L-1} & \dots & h_1 \\ \vdots & \ddots & & & & \vdots \\ \vdots & & h_0 & \mathbf{0} & & h_{L-1} \\ h_{L-1} & & \vdots & \ddots & & \\ \mathbf{0} & & & h_{L-1} & \dots & h_0 \end{bmatrix} \quad (6)$$

また、 $\mathbf{n}=[n(0), \dots, n(t), \dots, n(N_c-1)]^T$ は $N_c \times 1$ の複素雑音ベクトルを表し、各要素は零平均で分散が $2N_0/T_c$ の白色加法性複素ガウス雑音(AWGN)である。 N_0 は片側雑

音電力スペクトル密度である。

受信機では、受信信号ブロック \mathbf{r} に N_c ポイント FFT を適用し、次式のように周波数領域信号 $\mathbf{R}=[R(0), \dots, R(k), \dots, R(N_c-1)]^T$ を得る。

$$\mathbf{R} = \mathbf{F}\mathbf{r} = \sqrt{\frac{2E_c}{T_c}}(\mathbf{F}\mathbf{h}\mathbf{F}^H)(\mathbf{F}\mathbf{s}) + (\mathbf{F}\mathbf{n}) = \sqrt{\frac{2E_c}{T_c}}\mathbf{C} \cdot \mathbf{H}\mathbf{W}_t\mathbf{X} + \mathbf{N} \quad (7)$$

ただし、 $\mathbf{N}=\mathbf{F}\mathbf{n}$ である。 \mathbf{h} が巡回行列であることから、上式 $\mathbf{H}=\mathbf{F}\mathbf{h}\mathbf{F}^H$ は対角行列で表せる。 \mathbf{H} の第 k 番目の対角要素は次式で与えられる。

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

受信機でも、周波数領域受信信号 \mathbf{R} に対して 1 タップの FDE 重み行列 \mathbf{W}_r を次式のように乗算する。

$$\hat{\mathbf{X}} = \mathbf{W}_r\mathbf{R} \quad (9)$$

ただし、 $\mathbf{W}_r = \text{diag}\{W_r(0), \dots, W_r(k), \dots, W_r(N_c-1)\}$ は $N_c \times N_c$ の対角行列で与えられる受信 FDE 重み行列である。 N_c ポイント IFFT を用いて、 $\hat{\mathbf{X}}$ を時間領域 DS-CDMA チップブロック $\hat{\mathbf{x}} = [\hat{x}(0), \dots, \hat{x}(t), \dots, \hat{x}(N_c-1)]^T$ へと変換する。

$$\hat{\mathbf{x}} = \mathbf{F}^H\hat{\mathbf{X}} = \sqrt{\frac{2E_c}{T_c}}\mathbf{C} \cdot \mathbf{F}^H\mathbf{W}_r\mathbf{H}\mathbf{W}_t\mathbf{X} + \mathbf{F}^H\mathbf{W}_r\mathbf{N} \quad (10)$$

最後に $\hat{\mathbf{x}}$ に DS-CDMA 逆拡散操作を施し、次式のような軟判定シンボル $\hat{d}_u(i)$ を得る。

$$\hat{d}_u(i) = \frac{1}{SF} \sum_{t=iSF}^{(i+1)SF-1} \hat{x}(t)c_{scr}^*(t)c_u^*(t \bmod SF) \quad (11)$$

3. 送信・受信 FDE 重みの導出

3.1. 平均二乗誤差(MSE)

送信 FDE の MMSE 重み導出には、送信 FDE により受信信号電力が変わってしまうため、送信信号と受信信号の電力平均値をそろえた相対誤差を用いる必要がある[14]。そこで $N_c \times 1$ の相対誤差ベクトル $\mathbf{e}=[e(0), \dots, e(t), \dots, e(N_c-1)]^T$ を次のように定義する。

$$\mathbf{e} = \frac{\hat{\mathbf{x}} - \sqrt{2E_c/T_c}\mathbf{C} \cdot \mathbf{x}}{\sqrt{2E_c/(N_c T_c)} \cdot \text{tr}[\mathbf{E}(\mathbf{x}\mathbf{x}^H)] \cdot \mathbf{C}} \quad (12)$$

このとき、ブロック合計の MSE は次式で表せる。

$$\begin{aligned} e(\mathbf{W}_t, \mathbf{W}_r) &= \text{tr}[\mathbf{E}(\mathbf{e}\mathbf{e}^H)] \\ &= N_c \cdot \text{tr}[(\mathbf{W}_r\mathbf{H}\mathbf{W}_t - \mathbf{I})(\mathbf{W}_r\mathbf{H}\mathbf{W}_t - \mathbf{I})^H] \\ &\quad + \left(\frac{U}{SF} \frac{E_s}{N_0}\right)^{-1} \cdot \text{tr}[\mathbf{W}_t\mathbf{W}_t^H] \text{tr}[\mathbf{W}_r\mathbf{W}_r^H] \end{aligned} \quad (13)$$

ただし、 E_s はシンボルあたりのエネルギーである。

3.2. 送受信 FDE 重み

式(13)で与えられるブロック総合の MSE を最小とする $\mathbf{W}_t, \mathbf{W}_r$ の組み合わせが MMSE 規範に基づく最適な送受信 FDE 重みである。しかし \mathbf{W}_t および \mathbf{W}_r は相互依存しているから、単純に閉形式で求めることができない。そこで、以下のように、準最適な FDE 重みを導出する。まず、送信 FDE とチャネルを等価的伝搬路とみなしたときの MMSE 解として受信 FDE 重みを導出し、次いで、このような受信 MMSE-FDE が行われることを前提にして等化ブロックの合計平均二乗誤差を最小とする MMSE 解として送信重みを導出する。

送信 FDE とチャネルを等価的伝搬路とみなしたときの 1 タップ受信 FDE 重み行列 \mathbf{W}_r は、MMSE 解として次式のように得られる。

$$\mathbf{W}_r = \left[\mathbf{W}_t^H \mathbf{H}^H \mathbf{H} \mathbf{W}_t + \frac{1}{N_c} \left(\frac{U}{SF} \frac{E_s}{N_0} \right)^{-1} \text{tr}[\mathbf{W}_t\mathbf{W}_t^H] \cdot \mathbf{I} \right]^{-1} \mathbf{W}_t^H \mathbf{H}^H \quad (14)$$

上式を式(13)に代入し、次式を得る。

$$\begin{aligned} e(\mathbf{W}_t) &= \frac{1}{N_c} \left(\frac{U}{SF} \frac{E_s}{N_0} \right)^{-1} \text{tr}[\mathbf{W}_t\mathbf{W}_t^H] \\ &\quad \times \text{tr} \left[\left[\mathbf{W}_t^H \mathbf{H}^H \mathbf{H} \mathbf{W}_t + \frac{1}{N_c} \left(\frac{U}{SF} \frac{E_s}{N_0} \right)^{-1} \text{tr}[\mathbf{W}_t\mathbf{W}_t^H] \cdot \mathbf{I} \right]^{-1} \right] \end{aligned} \quad (15)$$

次に、信号ブロックあたりの合計送信電力を不変とする拘束条件 $\text{tr}(\mathbf{W}_t\mathbf{W}_t^H) = N_c$ のもとで、式(14)を最小とする \mathbf{W}_t を求める。ラグランジュの未定係数法[15]を用いて MSE を最小とする解を求めることができる。評価関数 $J(\mathbf{W}_t, \kappa)$ を次式のように定義する。

$$J(\mathbf{W}_t, \kappa) = e(\mathbf{W}_t) + \kappa \cdot \{\text{tr}(\mathbf{W}_t\mathbf{W}_t^H) - N_c\} \quad (16)$$

ここで、 κ は未定係数である。 $\partial J(\mathbf{W}_t, \kappa) / \partial \mathbf{W}_t = \mathbf{0}$ および $\partial J(\mathbf{W}_t, \kappa) / \partial \kappa = 0$ を連立して解くことで、 $\mathbf{W}_t\mathbf{W}_t^H = \text{diag}\{|W_t(0)|^2, \dots, |W_t(k)|^2, \dots, |W_t(N_c-1)|^2\}$ は次式のように求まる。

$$\begin{aligned} \mathbf{W}_t^H \mathbf{W}_t &= \left\{ 1 + \left(\frac{U}{SF} \frac{E_s}{N_0} \right)^{-1} \frac{1}{N_c} \text{tr}[(\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1}] \right\} \frac{\tilde{\mathbf{H}}^{-1}}{N_c \text{tr}[\tilde{\mathbf{H}}^{-1}]} \\ &\quad - \left(\frac{U}{SF} \frac{E_s}{N_0} \right)^{-1} (\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \end{aligned} \quad (17)$$

ここで $\tilde{\mathbf{H}} = \text{diag}\{|H(0)|, \dots, |H(k)|, \dots, |H(N_c-1)|\}$ である。

ところで、常に $|W_t(k)|^2 \geq 0$ ($k=0 \sim N_c-1$) であるものの、式(17)右辺では伝搬路状態によっては対角要素が負になる場合が起きる。これは、導入した拘束条件が周波数ごとに対するものではなく、全周波数合計の重みに対するものだからである。例えばある周波数 k に着目

すると、式(17)右辺の第 k 番目の対角要素では第 1 項の第 k 対角要素は $|H(k)|^{-1}$ に比例し、第 2 項の第 k 対角要素は $|H(k)|^{-2}$ に比例する。したがって、右辺の第 k 対角要素が負数となるのはチャネル利得 $|H(k)|$ が大きく落ち込んだ場合である。仮にこのような周波数に負の電力を与えることができれば、拘束条件の下でチャネル利得の大きい周波数に十分大きな電力を与えることができ、受信側での信号対雑音電力比(SNR)を向上できる。実際には $|W_i(k)|^2$ の最小値は 0 であるため、右辺を求め負数となった場合には、その値をゼロに置き換えることにする。これは、チャネル利得が非常に小さい周波数には電力を与えないことを意味する。

以上のように求めた行列 W_i は対角行列であるから、これまでの送信 MMSE-FDE や受信 MMSE-FDE と同様、ダブル FDE も 1 タップの FDE である。したがって、チャネル推定とその情報共有を除けば、1 タップ送信 FDE と受信 FDE を組み合わせると同じ信号処理でダブル FDE を適用できる。

4. 計算機シミュレーション

4.1. シミュレーション条件

計算機シミュレーション条件を表 1 に示す。 $L=16$ パスの一様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、チャネル推定およびタイミングコントロールは理想であるとする。

表 1 シミュレーション条件

Data modulation		QPSK, 16QAM
FFT Block size		$N_c=256$
GI length		$N_g=32$
DS-CDMA	Spreading factor	$SF=256$
	No. of code mux.	$U=1\sim 256$
Channel	Frequency-selective block Rayleigh	
	No. of paths	$L=16$
	Delay time	$\tau_l=l (l=0\sim L-1)$
	Power delay profile	Uniform
Channel estimation		Ideal

4.2. 送信 FDE 重みと等価チャネルの例

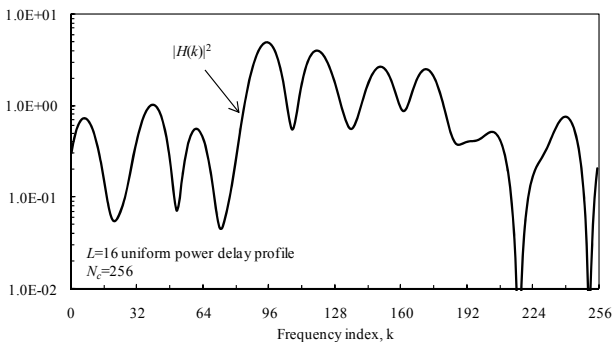


図 2 チャネル利得の例

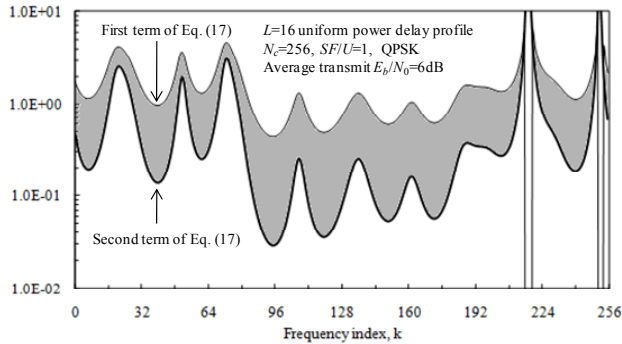
ダブル FDE の動作について理解するため、本節では図 2 のような周波数選択性チャネルが与えられた場合を例にとって説明する。このときの式(17)第 1 項および第 2 項を図 3 に示す。また、 $|W_i(k)|^2 (k=0\sim N_c-1)$ は式(17)第 1 項および第 2 項両者の第 k 対角要素の差分で与えられる。図 3 中の灰色の部分の y 軸方向の大きさが、 $|W_i(k)|^2 (k=0\sim N_c-1)$ を表している。

図 3 では QPSK 変調を行い、平均送信ビットエネルギー対雑音電力スペクトル密度 $E_b/N_0 (=0.5SF(1+N_g/N_c)E_c/N_0)=6\text{dB}$ としている。前述のように、式(17)右辺の第 k 番目の対角要素では第 1 項の第 k 対角要素は $|H(k)|^{-1}$ に比例し、第 2 項の第 k 対角要素は $|H(k)|^{-2}$ に比例する。したがって $|W_i(k)|^2$ は図 3 のようになる。また、チャネル利得が大きく落ち込む場合には $W_i(k)$ は 0 に置き換えられる。また、平均送信 E_b/N_0 が一定のとき、コード多重数 U が小さくなるにつれて FFT ブロックあたりに含まれるビット数が減るため、ブロックあたりの合計送信電力が小さくなる。この場合には使われない周波数が増え、送信電力が状態の良い周波数に分配される。したがって、等価拡散率 SF/U が大きくなるに従い、状態の良い周波数を選択して電力を集中するように働く。

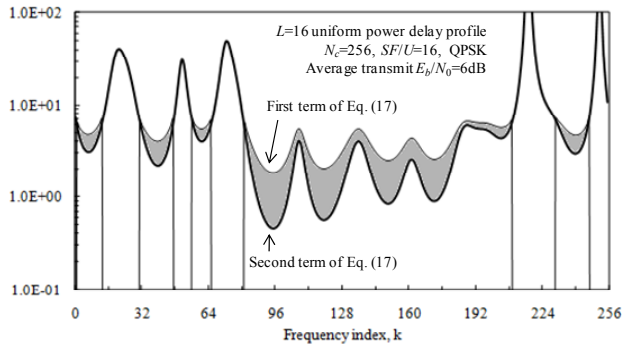
ダブル FDE の送信重みは第 1 項を水面、第 2 項を底と見れば、注水定理に基づく電力配分 [1] に類似した電力配分法であると考えることができる。注水定理では水面が平らになり、チャネル利得が大きい周波数にばかり電力を配分するのに対し、ダブル FDE の送信 FDE 重みは水面が平らではなく、状態の悪い周波数にもある程度電力を割り振るという点が異なる。そして電力が 0 で無い周波数においては、実伝搬路の振幅の周波数選択性を抑圧するように働く。

ダブル FDE を用いた場合に、受信 FDE 適用後に見える等価チャネル(つまり、 $|W_r(k)H(k)W_t(k)|$) を図 4 に示す。チャネルの状態や送信 E_b/N_0 は図 3 と同じとしている。比較のため、従来の 1 タップ受信 MMSE-FDE を用いたときの等価チャネルも示す。

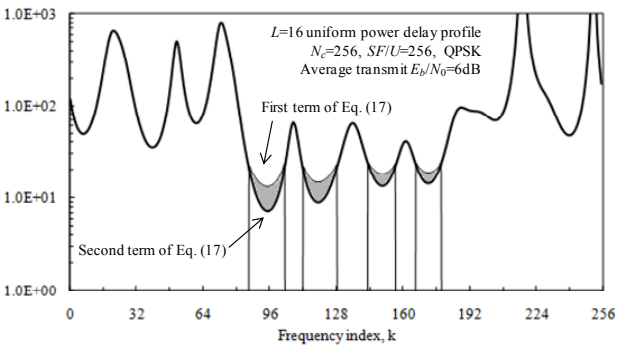
前述のように、平均送信 E_b/N_0 が一定のときコード多重数 U が大きくなるにつれて FFT ブロックあたりに含まれるビット数が増えるため、ブロックあたりの合計送信電力が大きくなる。フルコード多重 ($U=SF$) のときはブロックあたりの合計送信電力が十分大きいいため、ダブル FDE は ICI を低減して MSE を小さくする方向に働く。1 タップ受信 MMSE-FDE の場合と比較して、よりチャネルの選択性を抑えることで残留 ICI を抑圧する。また、図 3 でも述べたように、送信 FDE において大きくチャネル利得が落ち込んだ周波数においては重みを 0 に置き換えているので、その部分の等価チャネル利得は 0 となる。



(a) $U=256$



(b) $U=16$



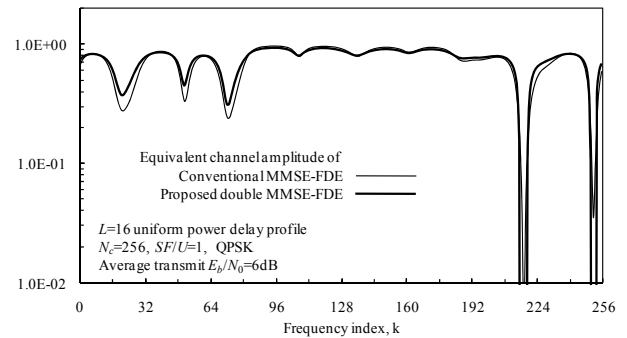
(c) $U=1$

図3 送信 FDE 重み

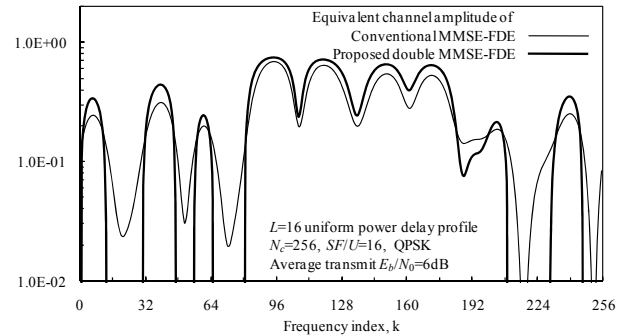
また、平均送信 E_b/N_0 を同じに保ったままでコード多重数 U を小さくすると、FFT ブロックあたりに含まれるビット数が減るため、ブロックあたりの合計送信電力が小さくなる。コード多重数 U が小さいときはブロックあたりの合計送信電力が小さいため、状態の良い周波数に電力を集中する。これは、状態の悪い周波数におけるチャンネルの選択性を抑圧して ICI を低減するよりも、状態の良い周波数に電力を分配して信号対雑音電力比(SNR)を高めるほうが MSE の最小化により有効であるからである。したがって、等価チャンネル利得は図 4(b)や(c)のようになる。残留 ICI は大きくなるが、これは受信 FDE 後に逆拡散を行うことで抑圧できる。従来の 1 タップ受信 MMSE-FDE では、コード多重数 U が小さくなるにつれて FDE 重みが最大比合成(MRC)重みに近づくと、全体としてチャンネル利得が小さくなる。

4.3. 平均 BER 特性

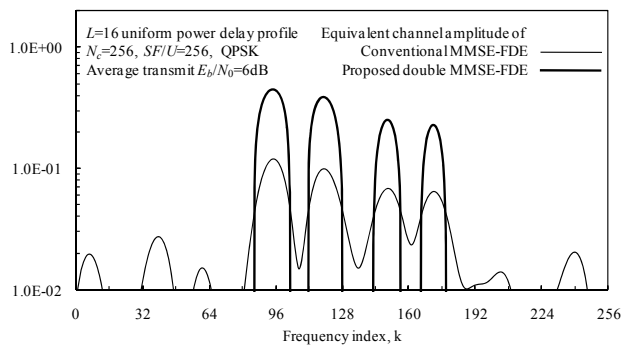
平均 BER 特性を図 5 に示す。横軸は平均送信 E_b/N_0 である。比較のため、従来の 1 タップ受信 MMSE-FDE



(a) $U=256$



(b) $U=16$



(c) $U=1$

図4 等価チャンネル利得

の BER 特性も併せて示す。従来の 1 タップ受信 MMSE-FDE の場合、コード多重数 U が大きいときには残留 ICI の影響が大きくなる。一方、 U を小さくすると、残留 ICI が逆拡散で抑圧できるから FDE 重みが MRC 重みに近づき、BER 特性が改善される。一方、提案ダブル FDE の場合、 U が大きいときには送信 FDE により残留 ICI が抑圧されるため、従来法より BER 特性を改善できる。一方 U を小さくすると、同一 E_b/N_0 のという条件下ではブロックあたりの合計信号電力が小さくなる。残留 ICI を抑圧するより SNR の向上の方が MSE の低減に貢献するため、送信 FDE により状態の良い周波数に送信電力が集中配分され、BER 特性を大幅に改善できる。

以上の議論より、提案法では 2 つの効果により BER 特性を改善できることがわかる。すなわち、ブロック総送信電力が大きいとき(コード多重数 U が大きいとき、または、送信 E_b/N_0 が大きいとき)にはチャンネルの選択性、つまり残留 ICI を抑圧する。一方、ブロック総送信電力が小さいとき(コード多重数 U が小さいと

き, または, 送信 E_b/N_0 が小さいとき)には電力の選択と集中を行い, 大きな受信 SNR が得られるようにする。したがって, ダブル FDE は柔軟に伝送レートを変えることができるマルチコード DS-CDMA 伝送に適した等化技術であると考えられる。

5. むすび

本論文では, 送受信機でそれぞれ 1 タップ FDE を行う送受信機協調型のダブル FDE を提案した。最適な送信および受信 FDE で重みを導出し, 計算機シミュレーションにより平均 BER 特性を明らかにした。その結果, FDE の簡易性を損なわない 1 タップの等化技術でありながら, 従来の 1 タップ受信 MMSE-FDE よりも優れた BER 特性が得られることを示した。今後は MC 伝送における提案方式の適用効果, ターボ符号化を用いるハイブリッド ARQ(HARQ)のスループット特性などを明らかにしていく予定である。また, ダブル FDE では送受信双方でチャンネル情報が必要となる。チャンネル推定法やチャンネル推定誤差の影響も今後の重要な検討課題である。

文 献

- [1] J.G. Proakis, M. Salehi, *Digital communications*, 5th ed., McGraw-Hill, 2008.
- [2] F. Adachi, M. Sawahashi, and H. Suda, "Wideband DS-CDMA for next-generation mobile communications systems," *IEEE Commun. Mag.*, Vol. 36, No. 9, pp. 56-59, Sep. 1998.
- [3] S. Hara and R. Prasad, "Overview of multicarrier CDMA," *IEEE Commun. Mag.*, *IEEE Commun. Mag.*, Vol. 35, No. 12, pp. 126-133, Dec. 1997.
- [4] E. A. Sourour and M. Nakagawa, "Performance of orthogonal multicarrier CDMA in a multipath fading channel," *IEEE Trans. Commun.*, Vol. 44, No. 3, pp. 356-367, Mar. 1996.
- [5] H. Sari, G. Karam, and I. Jeanclaude, "Frequency-domain equalization of mobile radio and terrestrial broadcast channels," *Proc. IEEE GLOBECOM 1994*, Vol. 1, pp. 1-5, San Francisco, Nov. 28 -Dec. 2, 1994.
- [6] 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. 4, pp. 58-66, Apr. 2002.
- [7] F. Adachi, D. Garg, S. Takaoka, and K. Takeda, "Broadband CDMA techniques," *IEEE Wireless Commun.*, Vol. 12, No. 2, pp. 8-18, Apr. 2005.
- [8] 3GPP TR25.814, "Physical layer aspect for evolved universal terrestrial radio access (UTRA)," version 7.1.0.
- [9] Kazuaki Takeda and F. Adachi, "Bit error rate analysis of DS-CDMA with joint frequency-domain equalization and antenna diversity reception," *IEICE Trans. Commun.*, Vol. E87-B, No. 10, pp. 2991-3002, Oct. 2004.
- [10] R. Dinis, R. Kalbasi, D. Falconer, and A. H. Banihashemi, "Iterative layered space-time receivers for single-carrier transmission over severe time-dispersive channels," *IEEE Commun. Lett.*, Vol. 8, No. 9, pp. 579-581, Sept. 2004.

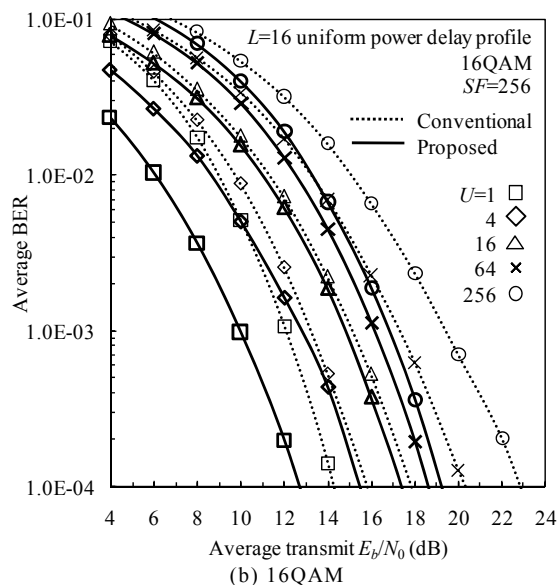
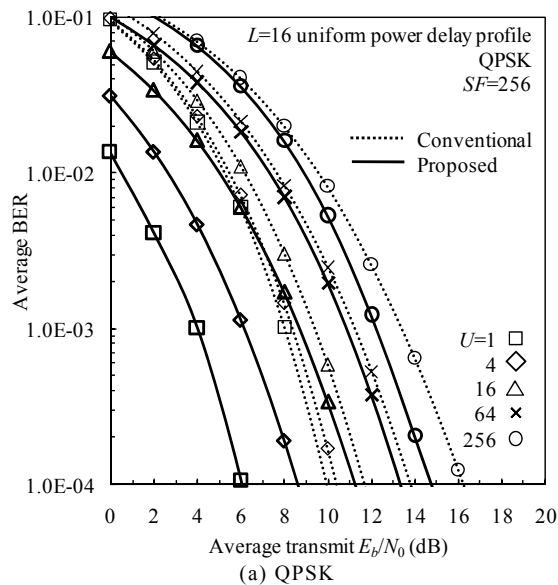


図 5 平均 BER 特性

- [11] K. Takeda and F. Adachi, "Frequency-domain interchip interference cancellation for DS-CDMA downlink transmission," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, Vol. 56, No. 3, pp. 1286-1294, May 2007.
- [12] R. L-U. Choi and R. D. Murch, "Frequency domain pre-equalization with transmit diversity for MISO broadband wireless communications," *Proc. IEEE 56th Veh. Technol. Conf. (VTC)*, Vol. 3, pp. 1787-1791, Sept. 2002.
- [13] H. Tomeba, K. Takeda, and F. Adachi, "Space-time block coded-joint transmit/receive antenna diversity using more than 4 receive antennas," *Proc. IEEE 68th Veh. Technol. Conf. (VTC)*, Sept. 2008.
- [14] H. Tomeba, K. Takeda and F. Adachi, "Frequency-domain space-time block coded-joint transmit/receive diversity for direct-sequence spread spectrum signal transmission," *IEICE Trans. Commun.*, Vol. E90-B, No. 3, pp. 597-606, Mar. 2007.
- [15] S. Haykin, *Adaptive Filter Theory*, 4th ed., Prentice Hall, 2001.