

周波数領域等化を用いるマルチコード DS-CDMA のターボ等化

武田 和晃[†] 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: [†] takeda@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡] adachi@ecei.tohoku.ac.jp

あらまし 最小平均二乗誤差 (MMSE) 規範に基づく周波数領域等化 (FDE) を直接拡散符号分割マルチアクセス (DS-CDMA) に適用すれば、チャネルの周波数選択性を積極的に利用できるため、Rake 合成より優れたビット誤り率 (BER) 特性を得ることができる。しかし、FDE 後に残留チップ間干渉 (ICI) が存在するために、BER 特性は理論的下界より劣化している。そこで、筆者らは残留 ICI を抑圧する周波数領域適応 ICI キャンセラを提案し、BER 特性を大幅に改善できることを明らかにした。本報告では、繰り返しターボ復号に周波数領域 ICI キャンセラを組み込んだ DS-CDMA ターボ等化を提案し、そのときの平均 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。

キーワード DS-CDMA, 周波数領域等化, 残留チップ間干渉, 周波数領域適応 ICI キャンセラ, ターボ等化

Turbo Equalization for DS-CDMA with Frequency-domain Equalization

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

Abstract In direct sequence code division multiple access (DS-CDMA), frequency-domain equalization (FDE) based on minimum mean square error (MMSE) criterion can be applied to exploit the channel frequency-selectivity and therefore can replace the conventional rake combining with much improved bit error rate (BER) performance. However, the residual inter-chip interference (ICI) is present after MMSE-FDE and hence the achievable BER performance is degraded compared to the lower bound performance. We proposed a frequency-domain ICI cancellation that can significantly suppress the residual ICI. In this paper, we propose DS-CDMA turbo equalization in which frequency-domain ICI cancellation is incorporated into iterative turbo decoding. The achievable BER performance is evaluated by computer simulation.

Keyword DS-CDMA, frequency-domain equalization, residual inter-chip interference, frequency-domain adaptive ICI canceller, turbo equalization

1. まえがき

次世代移動体通信では、高品質かつ 100Mbps を超える高速なデータ伝送が要求されている。このような超高速な無線伝送において、無線伝搬路は多数の異なる遅延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なる [1,2]。そこで、第 3 世代移動体通信では、Rake 受信を用いる直接拡散符号分割多重マルチアクセス (DS-CDMA) が採用されている [3]。しかし、周波数選択性の強いチャネルでは、分解可能なパスが非常に多くなってしまい、大きなパス間干渉 (IPI) により伝送特性が大幅に劣化してしまう。従って、より高速な無線伝送が要求される次世代移動体通信では、Rake 受信に代わる等化器の適用が必要不可欠である。

そこで筆者らはこれまで、DS-CDMA において、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、周波数ダイバーシティ効果を得つつパス間干渉 (IPI) を抑圧でき、BER 特性を大幅に改善できることを示してきた [4]。更に、異なる拡散率の拡散符号を用いるマルチレート/マルチコード DS-CDMA への FDE の適用効果について報告してきた [5-7]。しかし、MMSE-FDE では、等化後にチップ間干渉 (ICI) が残留してしまう。これまでも Rake 合成を用いるときの IPI キャンセラ [8]、

FDE を用いるときの ICI キャンセラおよび判定帰還型等化器 (DFE) が提案されてきた [9]。これまで筆者らは、繰り返し処理毎に残留 ICI を考慮した適応 MMSE-FDE 重みを理論的に導出し、それを用いる周波数領域適応 ICI キャンセラを提案してきた [10]。

ところで、高品質かつ 100Mbps 以上の超高速無線信号伝送では、高度な誤り訂正技術の適用が必要不可欠である。その中でも強力な誤り訂正能力を有する誤り訂正符号として、ターボ符号化がよく知られている [11]。更に最近では、受信側でチャネル等化および復号処理を繰り返し行うことで、干渉を抑圧しつつ、高い誤り訂正能力を得ることができるターボ等化が注目されている [12-14]。そこで、本論文では、残留 ICI をキャンセルすることを目的に、マルチコード DS-CDMA 周波数領域等化におけるターボ等化を提案している。提案方式では、MMSE 周波数領域等化、周波数領域 ICI キャンセルおよび最大事後確率 (MAP) 復号を繰り返し行うことで、残留 ICI をキャンセルしつつ、MAP 復号能力を高めている。

本論文は以下のような構成になっている。第 2 章では、ターボ等化を用いるマルチコード DS-CDMA の伝送系について述べ、第 3 章では、ICI レプリカの生成法および MMSE-FDE 重みについて述べている。第 4 章では、計算機シミュレーションにより、ターボ等化を用いるときの平均 BER 特性を明らか

にしている。

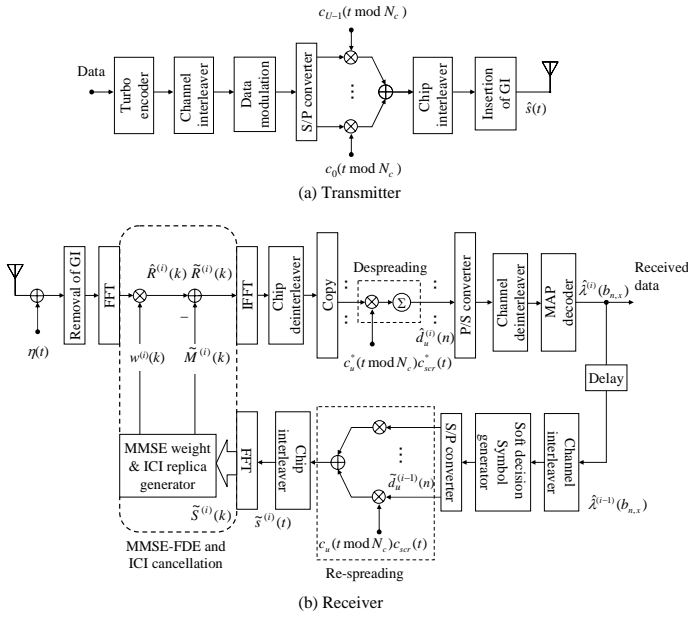


図 1 FDE を用いる DS-CDMA 伝送系

2. DS-CDMA 伝送系

2.1. 信号伝送系

図 1 に周波数領域等化(FDE)および周波数領域適応 ICI キャンセラを用いるターボ等化 DS-CDMA 伝送系の構成を示す。本論文ではチップ時間間隔の離散表現を用いる。送信側ではターボ符号化およびチャンネルインターリーブ後、 $K \log_2 M$ (M は変調多値数) ビットからなる 2 値送信データ系列をデータシンボル系列に変換 (データ変調) し、 K シンボルからなる送信データ系列 $\{d(n); n=0 \sim K-1\}$ を生成する。 $d(n)$ を U 個のデータシンボル系列 $\{d_u(m); u=0 \sim U-1, m=0 \sim K/U-1\}$ に直/並列 (S/P) 変換した後、それぞれ N_c/SF 個のシンボルから成るブロックに分割する。以降では便宜上、1 ブロック $\{d_u(m); m=0 \sim N_c/SF-1\}$ を送信するものとする (つまり、 $K/U=N_c/SF$)。

拡散率 SF の拡散符号を $\{c_u(t); t=0 \sim SF-1\}$ とする。 U 個のデータシンボル系列をそれぞれ直交拡散符号を用いて拡散し、加算する。加算後、スクランブル符号 $\{c_{scr}(t); t=..., -1, 0, 1, \dots\}$ を乗算し、チップインターリーブを行ってから、ブロックの後尾 N_g 個のチップをコピーしてブロックの先頭のガードインターバル (GI) に挿入し送信する。

送信信号は、周波数選択性フェージングチャンネルを伝搬して受信機で受信される。受信機では、受信信号に N_c ポイント高速フーリエ変換 (FFT) を適用して最小平均二乗誤差 (MMSE) 規範に基づく FDE および ICI キャンセルを行う。次いで、 N_c ポイント逆 FFT (IFFT) を適用して時間領域信号に変換し、逆拡散を行う。チャンネル・デ・インターリーブおよび最大事後確率 (MAP) 復号を行った後、MAP 復号器の出力である対数尤度比 (LLR) を用いて軟判定値系列を生成する。これをフィードバックし、MMSE-FDE 重みおよび ICI レプリカを更新して、FDE、ICI キャンセル、逆拡散および MAP 復号を十分繰り返した後、データ復調する。

2.2. 送信信号の数式表現

U 個の送信データシンボル系列 $\{d_u(m)\}$ をそれぞれ直交拡散符号 $c_u(t)$ により拡散して加算した後にスクランブル符号 $c_{scr}(t)$ を乗算して送信チップ系列を得る。その等価低域表現 $\hat{s}(t)$ は次式のようになる。

$$\hat{s}(t) = \sqrt{2E_c/T_c} s(t \text{ mod } N_c) \quad (1)$$

ここで E_c は 1 チップ当たりの信号エネルギー、 T_c はチップ長であり、 $s(t)$ は次式で与えられる。

$$s(t) = \left[\sum_{u=0}^{U-1} d_u(\lfloor t/SF \rfloor) \cdot c_u(t \text{ mod } SF) \right] c_{scr}(t) \quad (2)$$

ここで、 $\lfloor x \rfloor$ は x より小さいか等しい最大の整数である。

送信信号は、独立に変動する L 個のパスから構成される周波数選択性フェージングチャンネルを伝搬して受信機で受信される。パス l の遅延時間は τ_l チップであるものとする。フェージングチャンネルのインパルス応答 $h(t)$ は次式で表わされる。

$$h(t) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l \delta(t - \tau_l) \quad (3)$$

ここで h_l はパス l の複素パス利得であり、 $\sum_{l=0}^{L-1} E[|h_l|^2] = 1$ であるものとする。なお本論文では、ブロックフェージングを仮定し、1 ブロックにわたってパス利得は変動しないものとしている。

受信チップ系列 $\{r(t); t=-N_g \sim N_c-1\}$ は次式のようになる。

$$r(t) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l \hat{s}(t - \tau_l) + \eta(t) \quad (4)$$

ここで $\eta(t)$ は零平均で分散が $2N_0/T_c$ の複素ガウス雑音過程である。 N_0 は相加性白色ガウス雑音過程 (AWGN) の片側電力スペクトル密度である。

2.3. FDE と周波数領域適応 ICI キャンセラ

受信機では、GI を削除した後、 N_c ポイント FFT を適用して N_c 個の周波数成分 $\{R(k); k=0 \sim N_c-1\}$ に分解する (MC-CDMA と対比する上で便利なよう、ここではサブキャリアという表現を用いる)。第 k サブキャリア成分 $R(k)$ は次式で表せる。

$$R(k) = H(k)S(k) + \Pi(k) \quad (5)$$

ここで、 $H(k)$ 、 $S(k)$ および $\Pi(k)$ は第 k サブキャリア点のチャンネル利得、 N_c 個からなる送信チップ系列の周波数成分および雑音成分である。 $H(k)$ 、 $S(k)$ は次式で表せる。

$$\begin{cases} S(k) = \sum_{t=0}^{N_c-1} s(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \\ H(k) = \sqrt{\frac{2E_c}{T_c}} \sum_{l=0}^{L-1} h_l \exp\left(-j2\pi k \frac{\tau_l}{N_c}\right) \end{cases} \quad (6)$$

受信側では、FDE、ICI キャンセルおよび MAP 復号を繰り返し行う。本論文では、第 i 回目の処理について説明する。次式のように、サブキャリア毎に 1 タップ MMSE-FDE を行う [5]。

$$\begin{aligned}\hat{R}^{(i)}(k) &= R(k)w^{(i)}(k) \\ &= S(k)\hat{H}^{(i)}(k) + \hat{\Pi}^{(i)}(k)\end{aligned}\quad (7)$$

ここで、 $w^{(i)}(k)$ は MMSE-FDE 重みである。 $\hat{H}^{(i)}(k)$ および $\hat{\Pi}^{(i)}(k)$ は、それぞれ MMSE-FDE 後の等価チャネル利得と雑音成分であり、次式で与えられる。

$$\begin{cases} \hat{H}^{(i)}(k) = w^{(i)}(k)H(k) \\ \hat{\Pi}^{(i)}(k) = w^{(i)}(k)\Pi(k) \end{cases}\quad (8)$$

MMSE-FDE 後、次式のように周波数領域 ICI キャンセルを行う。

$$\tilde{R}^{(i)}(k) = \hat{R}^{(i)}(k) - \tilde{M}^{(i)}(k)\quad (9)$$

ここで $\tilde{M}^{(i)}(k)$ は次式で与えられる ICI レプリカである [10]。

$$\tilde{M}^{(i)}(k) = \begin{cases} 0 & \text{for } i=0 \\ \left\{ \hat{H}^{(i)}(k) - A^{(i)} \right\} \tilde{S}^{(i-1)}(k) & \text{for } i>0 \end{cases}\quad (10)$$

ここで、 $\{\tilde{S}^{(i-1)}(k); k=0 \sim N_c-1\}$ は、第 3 章で述べる送信チップ系列のレプリカ $\{\tilde{s}^{(i-1)}(t); t=0 \sim N_c-1\}$ の周波数成分である。また、

$$A^{(i)} = \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{H}^{(i)}(k)\quad (11)$$

である。

ICI キャンセル後の N_c 個のサブキャリア成分 $\{\tilde{R}^{(i)}(k); k=0 \sim N_c-1\}$ に N_c ポイント IFFT を適用して時間領域のチップ系列 $\{\tilde{r}^{(i)}(t); t=0 \sim N_c-1\}$ に変換する。 $\tilde{r}^{(i)}(t)$ は次式のように表される。

$$\tilde{r}^{(i)}(t) = \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \tilde{R}^{(i)}(k) \exp\left(j2\pi \frac{k}{N_c} t\right)\quad (12)$$

チップ・デインターリーブ後、チップ系列 $\tilde{r}^{(i)}(t)$ を次式のように逆拡散して軟判定値系列 $\{\hat{d}_u^{(i)}(m); m=0 \sim N_c/SF-1\}$ を得る。

$$\hat{d}_u^{(i)}(m) = \frac{1}{SF} \sum_{t=mSF}^{(m+1)SF-1} \tilde{r}^{(i)}(t) c_u^*(t \bmod N_c) c_{scr}^*(t)\quad (13)$$

2.4. MAP 復号

U 個の軟判定シンボル系列 $\{\hat{d}_u^{(i)}(m); m=0 \sim N_c/SF-1\}$, $u=0 \sim U-1$, を P/S 変換して

得られた軟判定シンボル系列 $\{\hat{d}^{(i)}(n); n=0 \sim K-1\}$ (ただし、 $K=UN_c/SF$) を用いて、対数尤度比 (LLR) 系列 $\Lambda^{(i)} = \{\Lambda_0(0), \dots, \Lambda_0(\log_2 M - 1), \dots, \Lambda_{K-1}(0), \dots, \Lambda_{K-1}(\log_2 M - 1)\}$ を次式のように求める [15]。

$$\Lambda_n(x) \approx \frac{\left| \hat{d}^{(i)}(n) - A^{(i)} d_{b_{n,x}}^{\min=0} \right|^2}{2\hat{\sigma}^2} - \frac{\left| \hat{d}^{(i)}(n) - A^{(i)} d_{b_{n,x}}^{\min=1} \right|^2}{2\hat{\sigma}^2}\quad (14)$$

ここで、 M は変調多値数であり、 $b_{n,x}$ は n 番目のシンボルにおける $x(x=0 \sim \log_2(M-1))$ 番目のビットを表わす。 $d_{b_{n,x}}^{\min=0}$ (または $d_{b_{n,x}}^{\min=1}$) は、第 x 番目のビットが 0 (または 1) である信号点配置の中で、 $\hat{d}^{(i)}(n)$ からのユークリッド距離が最小となるシンボル候補である。本論文では残留 ICI をガウス変数として近似し、残留 ICI と雑音の和を新しいガウス変数として扱う。 $2\hat{\sigma}^2$ はその分散であり、残留 ICI と雑音の分散の和となり、次式で与えられる [10]。

$$2\hat{\sigma}^2 = \frac{2N_0}{T_c} \frac{1}{SF} \left[\frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} |w^{(i)}(k)|^2 + \left(\frac{1}{SF} \frac{E_s}{N_0} \rho^{(i-1)} \right) \left\{ \frac{1}{N_c} \left(\sum_{k=0}^{N_c-1} |\hat{H}^{(i)}(k)|^2 \right) - |A^{(i)}|^2 \right\} \right]\quad (15)$$

$\rho^{(i-1)}$ については第 3 章で述べる。

図 3 に MAP 復号器の構成を示す。本論文では、Log-MAP アルゴリズムを用いている。まず、S/P 変換により $\Lambda^{(i)}$ を情報ビットと 2 つのパリティビット系列に関する LLR 系列 $\Lambda_s^{(i)}$, $\Lambda_{p1}^{(i)}$ および $\Lambda_{p2}^{(i)}$ に分解する。MAP 復号器 1 では、 $\Lambda_s^{(i)}$ と $\Lambda_{p1}^{(i)}$ および第 $(i-1)$ 回目の MAP 復号器 2 の出力から得られる事前情報系列 $\tilde{\lambda}_{s2}$ を用いて以下の事後 LLR 系列 $\lambda^{(i)} = \{\lambda^{(i)}(b_{n,x}); n=0 \sim K-1, x=0 \sim \log_2 M - 1\}$ を求める [11]。

$$\lambda^{(i)}(b_{n,x}) = \ln \frac{p(b_{n,x}=1 | \Lambda_s^{(i)}, \Lambda_{p1}^{(i)})}{p(b_{n,x}=0 | \Lambda_s^{(i)}, \Lambda_{p1}^{(i)})}\quad (16)$$

ここで、 $p(b_{n,x}=1 | \Lambda_s^{(i)}, \Lambda_{p1}^{(i)})$ (または、 $p(b_{n,x}=0 | \Lambda_s^{(i)}, \Lambda_{p1}^{(i)})$) は $\Lambda_s^{(i)}$ と $\Lambda_{p1}^{(i)}$ が与えられたとき、 $b_{n,x}=1$ (または、0) である事後確率である。

情報ビットおよびパリティビット 1 に関する $\lambda^{(i)}$ を便宜上、 $\lambda_{s1}^{(i)}$ および $\lambda_{p1}^{(i)}$ とする。 $\lambda_{s1}^{(i)}$ から事前情報系列 $\tilde{\lambda}_{s2}$ と $\Lambda_s^{(i)}$ を減算した後、これをインターリーブし、MAP 復号器 2 へ入力する事前情報系列 $\tilde{\lambda}_{s1}$ を生成する。MAP 復号器 2 では、 $\tilde{\lambda}_{s1}$, $\Lambda_s^{(i)}$ および $\Lambda_{p2}^{(i)}$ を用いて $\lambda_{s2}^{(i)}$ および $\lambda_{p2}^{(i)}$ を求める。

繰り返しターボ等化では、以上のようにして得られた $\lambda_{s2}^{(i)}$, $\lambda_{p1}^{(i)}$ および $\lambda_{p2}^{(i)}$ を P/S 変換およびチャネルインターリーブすることで、ICI レプリカ生成で用いる事前情報系列 $\hat{\lambda}^{(i)} = \{\hat{\lambda}^{(i)}(b_{n,x}); n=0 \sim K-1, x=0 \sim \log_2 M - 1\}$ を生成している。ここで、 $\hat{\lambda}^{(i)}(b_{n,x})$ は事前確率の LLR であり、次式で表される。

$$\hat{\lambda}^{(i)}(b_{n,x}) = \ln \left(\frac{p(b_{n,x}=1)}{p(b_{n,x}=0)} \right) \quad (17)$$

これをフィードバックして MMSE-FDE, ICI キャンセルおよび MAP 復号を繰り返す。

第 i 回目の繰り返しの後で受信データを出力する場合、 $\lambda_{s2}^{(i)}$ の符号を判定して受信データを得る。

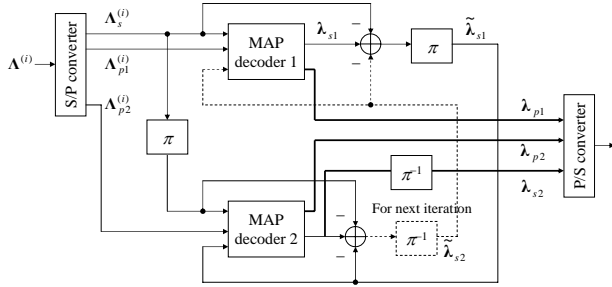


図 3 MAP 復号器

3. ICI レプリカの生成と MMSE 重み

本章では、第 i 回目の ICI キャンセルに用いる ICI レプリカ $\tilde{M}^{(i)}(k)$ の生成法について説明する。本論文では、誤り伝播の影響を軽減するために、軟判定値を用いて送信チップのレプリカ $\{\tilde{s}^{(i-1)}(t); t=0 \sim N_c - 1\}$ を生成している。

3.1. ICI レプリカ生成

式(17)および $p^{(i-1)}(b_{n,x}=1) + p^{(i-1)}(b_{n,x}=0) = 1$ より、 $p^{(i-1)}(b_{n,x}=1 \text{ or } 0)$ は次式のようになる [13]。

$$\begin{cases} p^{(i-1)}(b_{n,x}=0) = -\frac{1}{2} \tanh \left(\frac{\hat{\lambda}^{(i-1)}(b_{n,x})}{2} \right) + \frac{1}{2} \\ p^{(i-1)}(b_{n,x}=1) = \frac{1}{2} \tanh \left(\frac{\hat{\lambda}^{(i-1)}(b_{n,x})}{2} \right) + \frac{1}{2} \end{cases} \quad (18)$$

式(18)を用いて、軟判定シンボル $\{\tilde{d}^{(i-1)}(n); n=0 \sim K-1\}$ を次式のように生成する [13]。

$$\tilde{d}^{(i-1)}(n) = \sum_{d \in D} d \prod_{b_{n,x} \in d} p^{(i-1)}(b_{n,x}) \quad (19)$$

ここで、 d は信号点の集合 D に属するシンボルである。式(19)の $\tilde{d}^{(i-1)}(n)$ はシンボル d の期待値であり、本論文では、これを軟判定シンボルレプリカとして

用いている。たとえば、QPSK の場合、 $\tilde{d}^{(i-1)}(n)$ は、 $\hat{\lambda}(b_{n,x})$ を用いて次式のように表せる。

$$\tilde{d}^{(i-1)}(n) = \frac{1}{\sqrt{2}} \tanh \left(\frac{\hat{\lambda}^{(i-1)}(b_{n,0})}{2} \right) + j \frac{1}{\sqrt{2}} \tanh \left(\frac{\hat{\lambda}^{(i-1)}(b_{n,1})}{2} \right) \quad (20)$$

次に、 $\tilde{d}^{(i-1)}(n)$ を U 個の軟判定シンボル系列 $\{\tilde{d}_u^{(i-1)}(m); u=0 \sim U-1, m=0 \sim N_c/SF - 1\}$ に S/P 変換し、これを次式のように拡散して、軟判定チップ系列 $\{\tilde{s}^{(i-1)}(t); t=0 \sim N_c - 1\}$ を得る。

$$\tilde{s}^{(i-1)}(t) = \left[\sum_{u=0}^{U-1} \tilde{d}_u^{(i-1)}(\lfloor t/SF \rfloor) c_u(t \bmod SF) \right] c_{scr}(t) \quad (21)$$

$\tilde{s}^{(i-1)}(t)$ に N_c ポイント FFT を適用すると、次式で表される $\tilde{s}^{(i-1)}(t)$ の周波数成分 $\{\tilde{S}^{(i-1)}(k); k=0 \sim N_c - 1\}$ が得られる。

$$\tilde{S}^{(i-1)}(k) = \sum_{t=0}^{N_c-1} \tilde{s}^{(i-1)}(t) \exp \left(-j2\pi k \frac{t}{N_c} \right) \quad (22)$$

$\tilde{S}^{(i-1)}(k)$ を用いて式(10)より周波数領域の残留 ICI レプリカ $\tilde{M}^{(i)}(k)$ を生成する。

3.2. 適応 MMSE 重み

ICI キャンセル後の周波数成分 $\{\tilde{R}^{(i)}(k); k=0 \sim N_c - 1\}$ と送信チップ系列の周波数成分 $\{S(k); k=0 \sim N_c - 1\}$ の誤差 $e(k)$ を次式のように定義する。

$$e(k) = \tilde{R}^{(i)}(k) - A^{(i)}S(k) \quad (23)$$

ここで、残留 ICI を零平均と仮定すると、 $E[\tilde{R}^{(i)}(k)] = A^{(i)}S(k)$ であるから、参照信号として $A^{(i)}S(k)$ を用いた。 $w^{(i)}(k)$ は、 $H(k)$ が与えられたときに平均二乗誤差 (MSE) $E[|e(k)|^2]$ を最小とするような重みであり (つまり $\partial E[|e(k)|^2] / \partial w^{(i)}(k) = 0$ と等価)、MMSE-FDE 重みは次式で与えられる (導出略)。

$$w^{(i)}(k) = \frac{H^*(k)}{\rho^{(i-1)}|H(k)|^2 + 2\sigma^2} \quad (24)$$

ここで、

$$\rho^{(i-1)} \approx \sum_{t=0}^{N_c-1} \left\{ \left| \tilde{s}^{(i-1)}(t) \right|^2 - \left| \tilde{s}^{(i-1)}(t) \right|^2 \right\} \quad (25)$$

である[10]. ただし, $\rho^{(i-1)}=1$ である. また, $\bar{s}^{(i-1)}(t)$ は, 式(13)の $\hat{d}_u^{(i-1)}(n)$ を仮判定して得た硬判定シンボル系列 $\bar{d}_u^{(i-1)}(t/SF)$ を再拡散して得られる硬判定チップ系列であり, 次式で与えられる.

$$\bar{s}_u^{(i-1)}(t) = \left[\sum_{u=0}^{U-1} \bar{d}_u^{(i-1)}(t/SF) c_u(t \bmod SF) \right] c_{scr}(t) \quad (26)$$

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. FFTポイント数 $N_c=256$ (フレーム長 256 チップ) およびガードインターバル $N_g=32$ チップを仮定した. また, フェージングチャネルは, 一様電力遅延プロファイルを有する $L=16$ 個の独立なパスから構成される周波数選択性のブロックレイリーフェージングチャネルであるものとした. 受信機のタイミング再生とチャネル推定は理想的であるとした. 符号系列長を $K \log_2 M = 2048$ ビットとし, (13,15) RSC 符号器により生成されるターボ符号化系列を用いている. ブロックチャネルインターリーブを用い, ターボ復号器では, 対数領域で式(16)を計算する Log-MAP アルゴリズム[11]を用いている. ターボ等化の繰り返し回数を 6 回 ($i=0 \sim 5$)とした.

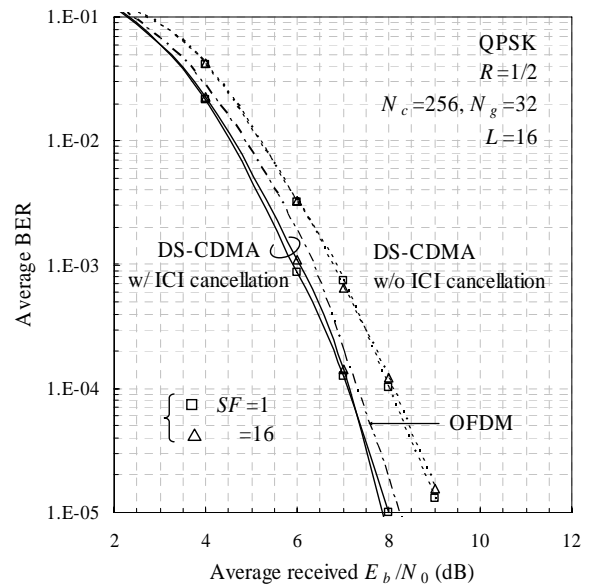
表 1 計算機シミュレーション諸元

Transmitter	Modulation	QPSK, 16QAM
	Number of FFT points	$N_c=256$
	GI	$N_g=32(\text{chip})$
	Spreading sequence	Long PN sequence
	Spreading factor	$SF=U=1, 16$
Channel	Fading	Frequency -selective block Rayleigh fading
	Power delay profile	$L=16$ -path uniform power delay profile
Turbo coding and equalization	Coding rate	$R=1/2, 3/4$
	Encoder	(13,15)RSC encoder
	Decoder	Log-MAP decoding
	Number of iteration	6 iterations
Receiver	Channel estimation	Ideal

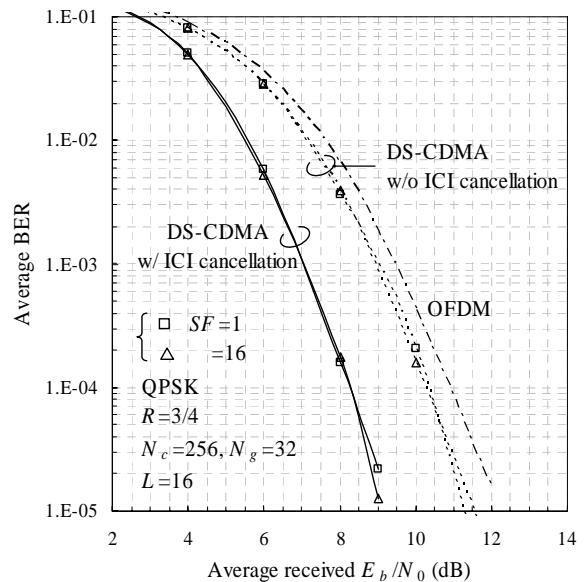
4.1. QPSK

図 4(a)に QPSK 変調の場合についてプロットしたターボ等化 DS-CDMA の平均 BER 特性を示す. 横軸は 1 ビット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 E_b/N_0 ($= (1/M)SF(E_c/N_0)(1+N_g/N_c)$) である. $SF=U=1$ および 16 とした. また, 比較のため, OFDM および, ICI キャンセルを行わずターボ復号のみを行った場合の DS-CDMA の特性も示す. ターボ等化では, ターボ復号の繰り返し処理毎に ICI を除去しているため, ターボ復号のみを行う場合と比較して, BER 特性が改善していることが分かる. また, $SF=1$ と $SF=16$ で同じ特性が得られている. ターボ復号のみの場合, OFDM より平均 BER 特性が劣化しているが, ターボ等化を用いる場合, OFDM

より優れた特性が得られている. $BER=10^{-4}$ を満たす所要平均受信 E_b/N_0 を, ターボ復号のみ行う DS-CDMA と比較して, およそ 0.9dB 程度低減できることが分かる. 図 4(b)に符号化率 $R=3/4$ の場合について, $SF=U=1$ および 16 のときの平均 BER 特性を示す. $R=3/4$ の場合, $R=1/2$ と比較して符号化利得が小さく, 符号化利得による BER 特性の改善は少ない. したがって, 「符号化利得のみ得られる OFDM より, 周波数ダイバーシチ効果が得られる DS-CDMA で優れた特性が得られている.」さらに, ターボ等化を用いる場合, 残留 ICI を大幅に抑圧できるので大幅に特性が改善している. $SF=1$ のとき, E_b/N_0 を 2.1dB 低減できることが分かる.



(a) $R=1/2$

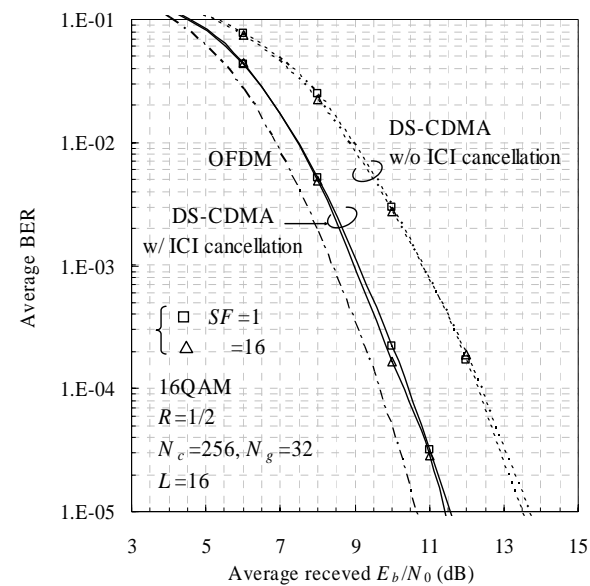


(b) $R=3/4$

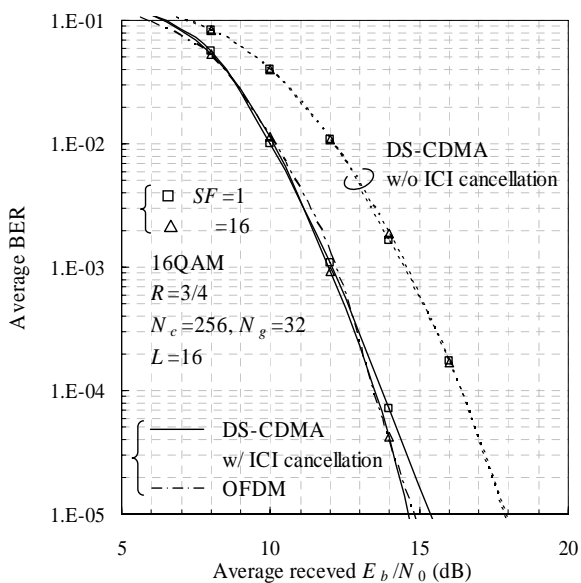
図 4 ターボ等化を用いるときの平均 BER 特性 (QPSK)

4.2. 16QAM

図5に16QAM変調の場合について、 $SF=U=1$ および16のときの平均BER特性を示す。16QAMでは、QPSKと比較して信号間距離が小さいため、残留ICIによる特性劣化が大きい。ターボ等化を用いない場合、OFDMと比較して残留ICIによりBER特性が劣化している。しかし、ターボ等化を用いれば、残留ICIを除去しつつターボ復号を行うので、平均BER特性を大幅に改善できる。 $R=1/2$ および $SF=1$ のとき、 $BER=10^{-4}$ を満たす所要平均受信 E_b/N_0 を1.9dB低減できることが分かる。 $R=3/4$ の場合(図5(b))も、ターボ等化を用いることで、DS-CDMAの平均BER特性を大幅に改善でき、OFDMとほぼ同じ特性が得られている。 $SF=1$ のとき、 E_b/N_0 を2.8dB低減できることが分かる。



(a) $R=1/2$



(b) $R=3/4$

図5 ターボ等化を用いるときの平均BER特性 (16QAM)

5. 結論

本論文では、ターボ復号とICIキャンセルを繰り返し行うターボ等化DS-CDMAを提案し、そのときの平均BER特性を計算機シミュレーションにより明らかにした。ターボ等化では、ターボ復号の繰り返し処理毎にICIを除去しているため、ターボ復号のみを行う場合と比較して、BER特性が大幅に改善していることが分かる。QPSK(16QAM)変調、 $SF=1$ の場合、ターボ等化を用いない場合と比較して、 $BER=10^{-4}$ を満たす所要平均受信 E_b/N_0 をおよそ0.9(1.9)dB程度低減できる。

6. 参考文献

- [1] W. C., Jakes Jr., Ed., *Microwave mobile communications*, Wiley, New York, 1974.
- [2] J. G. Proakis, *Digital communications*, 2nd ed., McGraw-Hill, 1995.
- [3] F. Adachi, M. Sawahashi, and H. Suda, "Wideband DS-CDMA for next generation mobile communications systems," *IEEE Commun. Mag.*, Vol. 36, pp. 56-69, Sept. 1998.
- [4] F. Adachi, T. Sao, and T. Itagaki, "Performance of multicode DS-CDMA using frequency domain equalisation in frequency-selective fading channel" *Electronics Letters*, Vol. 39, No.2, pp. 239-241, Jan. 2003.
- [5] K. Takeda, T. Itagaki and F. Adachi, "Frequency-domain equalization for antenna diversity reception of DS-CDMA signals," *Proc. 8th International Conference on Cellular and Intelligent Communications (CIC)*, Session B3, Oct. 28~31, Seoul, Korea.
- [6] T. Itagaki and F. Adachi, "Joint frequency-domain equalization and antenna diversity combining for orthogonal multicode DS-CDMA signal transmissions in a frequency-selective fading channel," *Proc. 6th International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications (WPMC)*, Vol. 1, pp.285-289, Yokosuka, Japan, Oct. 19-22, 2003.
- [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] K. Higuchi, K. Okawa, M. Sawahashi and F. Adachi, "Field experiments on pilot symbol-assisted coherent multistage interference canceller in DS-CDMA reverse link," *IEICE Trans. Commun.*, Vol.E86-B, No.1, pp.191-205, Jan. 2003.
- [9] S. Tomasin and Nevio Benvenuto, "A reduced complexity block iterative DFE for dispersive wireless applications", *Proc. IEEE VTC'04 fall*, Sept. 2004.
- [10] 武田, 安達, "DS-CDMA 信号伝送特性を改善する周波数領域 ICI キャンセラ," *信学技報*, RCS2004-317, pp.161-166, 2005年1月.
- [11] J. P. Woodard and L. Hanzo, "Comparative study of turbo decoding techniques: An overview", *IEEE Trans. Veh. Technol.*, Vol.49, pp.2208-2233, Nov. 2000.
- [12] D. Raphaeli and Y. Zarai, "Combined turbo equalization and turbo decoding," *IEEE Commun. Letters*, Vol. 2, No. 2, pp. 107-109, April 1998.
- [13] X. Wang and H. V. Poor, "Iterative (turbo) soft interference cancellation and decoding for coded CDMA," *IEEE Commun. Mag.*, Vol. 47, No.7, pp.1046-1060, July 1999.
- [14] C. Laot, R. L. Bidan, and D. Leroux, "Low-complexity MMSE Turbo Equalization: a possible solution for EDGE," *IEEE. Trans. Wire. Commun.*, Vol. 4, No. 3, pp.965-974, May 2005.
- [15] A. Stefanov and T. Duman, "Turbo coded modulation for wireless communications with antenna diversity," *Proc. IEEE VTC99-Fall*, pp.1565-1569, Netherlands, Sept. 1999.