

# DS-CDMA 信号伝送における周波数領域適応 ICI キャンセラ

武田 和晃<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> takeda@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, <sup>‡</sup> 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することができるので, 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, 超高速伝送を実現しようとして低い拡散率を用いるとき, 残留チップ間干渉 (ICI) が無視できなくなり, これが BER 特性の改善限界を与える. 本報告では, 繰り返し処理毎に残留 ICI を考慮した MMSE-FDE 重みを用いる周波数領域適応 ICI キャンセラを提案し, そのときの平均誤り率 (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, 判定誤りによる誤り伝搬を軽減するために, 対数尤度比 (LLR) より求めた軟判定レプリカを用いている.

**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

## Frequency-domain adaptive ICI cancellation for DS-CDMA signal transmission

Kazuaki 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> takeda@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, <sup>‡</sup> 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 a much improved bit error rate (BER) performance. For a small spreading factor, however, the residual inter-chip interference (ICI) after MMSE-FDE can not be neglected and this limits the achievable BER performance improvement. In this paper, frequency-domain adaptive ICI cancellation using MMSE-FDE weight taking into account the residual ICI at each iteration stage is presented. The achievable BER performance using frequency-domain adaptive ICI cancellation is evaluated by computer simulation. To avoid the error propagation due to decision feedback, the soft interference replica is generated by using log-likelihood ratio (LLR).

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

### 1. まえがき

移動無線チャネルは遅延時間の異なる多数のパスから構成されている. このようなチャネルは周波数選択性チャネルと呼ばれ, シングルキャリア伝送では符号間干渉によりビット誤り率 (BER) 特性が大幅に劣化してしまう [1,2]. そこで, 第3世代移動体通信では, Rake 合成というチャネル整合フィルタを用いる直接拡散符号分割マルチアクセス (DS-CDMA) が採用されている [3]. DS-CDMA は, 遅延時間の異なるパスを分離して Rake 合成することによりパスダイバーシチ効果 (あるいは周波数ダイバーシチ効果) を得ることができ, 周波数選択性チャネルにおける BER 特性を改善できる. しかし, 数 Mbps を超える高速伝送の場合には, パス分解能が高くなってしまいうからパス数が非常に多くなってしまい, 大きなパス間干渉が発生してしまうために, BER 特性が大幅に劣化してしまう. さらに, 多数の Rake フィンガ (あるいは相関器) が必要になることから

Rake 受信機が複雑になってしまう. したがって, 高速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.

そこで最近では, 多数の狭帯域サブキャリアを用いて並列伝送するマルチキャリア (MC)-CDMA が注目されるようになった [4-8]. MC-CDMA では, 最小平均二乗誤差 (MMSE) 規範に基づく周波数領域等化 (FDE) を適用することで周波数ダイバーシチ効果を得ることができるため, Rake 受信を用いる DS-CDMA よりも優れた BER 特性が得られることが知られている.

筆者らはこれまで, DS-CDMA においても Rake 合成の代わりに MMSE-FDE を適用すれば, 周波数ダイバーシチ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 [9]. 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 [10-12]. しかし, 低拡散率の場

合、MMSE-FDE 後にチップ間干渉 (ICI) が残留してしまふ。これまでも Rake 合成を用いるときの IPI 干渉キャンセラ [13], 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 [14-15]。文献 [15] で筆者らが提案した ICI キャンセラでは、繰り返し処理毎に最適な FDE 重みを計算機シミュレーションによって予め求め、それを用いて FDE を行った後、残留 ICI をキャンセルしている。

本論文では、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いる。また、周波数領域 ICI キャンセラでは、残留 ICI レプリカの生成が必要である。文献 [15] では、硬判定レプリカを用いている。本論文では、判定誤りによる誤り伝搬を軽減するために、対数尤度比 (LLR) より求めた軟判定レプリカを用いている。本論文は以下のような構成になっている。第 2 章では MMSE-FDE および周波数領域適応 ICI キャンセラを用いる DS-CDMA 伝送系について述べている。次いで第 3 章では、ICI レプリカの生成法について述べ、MMSE-FDE 重みを第 4 章で導出している。第 5 章では、計算機シミュレーションにより、繰り返し周波数領域適応 ICI キャンセラを用いるときの平均 BER 特性を明らかにしている。

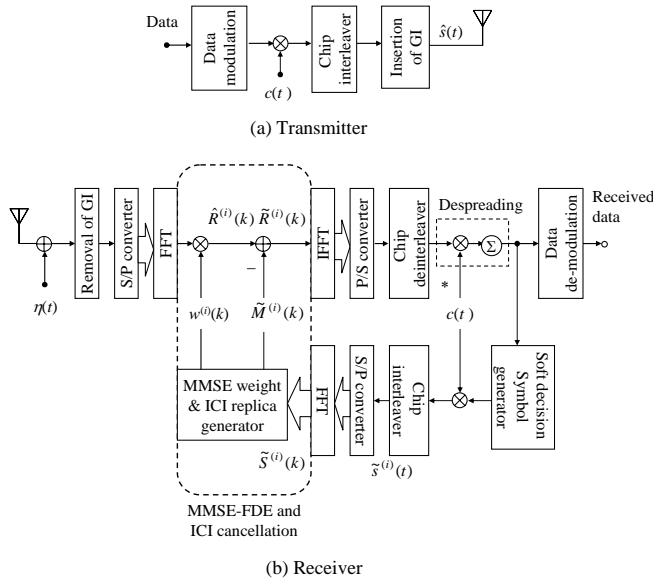


図 1 FDE を用いる DS-CDMA 伝送系

## 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 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 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、送信データ系列を  $N_c/SF$  個のシンボルから成るブロックに分割する。ブロック内のデータシンボル系列を  $\{d(n); n=0 \sim N_c/SF-1\}$ 、拡散率  $SF$  の拡散符号を  $\{c(t); t=..., -1, 0, 1, \dots\}$  とする。ここで、 $N_c/SF$  が整数になるように  $N_c$  を選ぶものとする。拡散符号を用いてデ

ータシンボル系列を拡散し、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。図 2 にガードインターバル挿入後のブロック構成を示す。送信信号は、周波数選択性フェージングチャ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、逆拡散を行い、軟判定値系列を得る。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 キャンセルおよび逆拡散を行って、データ復調する。

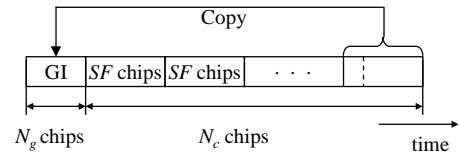


図 2 ブロック構成

### 2.2. 送信信号の数式表現

ガードインターバル挿入後のブロック内のチップ系列  $\{\hat{s}(t); t=-N_g \sim N_c-1\}$  の等価低域表現は次式のように表される。

$$\hat{s}(t) = \sqrt{\frac{2E_c}{T_c}} s(t \bmod N_c) \quad (1)$$

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。

$$s(t) = d(\lfloor t/SF \rfloor) c(t) \quad (2)$$

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  $\tau_l$  チップであるものとする。フェージングチャ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  $\Pi(k)$  はそれぞれ次式で与えられる第  $k$  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。

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

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 [10]。

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

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 後の等価チャン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 [15]。

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

ここで、  $\{\tilde{S}^{(i)}(k); k=0 \sim N_c-1\}$  は、第 3 章で述べる送

信チップ系列のレプリカ  $\{\tilde{s}^{(i)}(t); t=0 \sim N_c-1\}$  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。

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

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  $\{\hat{d}^{(i)}(n); n=0 \sim N_c/SF-1\}$  を得る。

$$\hat{d}^{(i)}(n) = \frac{1}{SF} \sum_{t=nSF}^{(n+1)SF-1} \tilde{r}^{(i)}(t) c^*(t) \quad (13)$$

第  $i$  回目の繰り返しの後で受信データを出力するときは、軟判定値系列  $\{\hat{d}^{(i)}(n)\}$  をデータ復調する。

### 3. 周波数領域 ICI レプリカの生成法

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  $\{\tilde{s}^{(i)}(t); t=0 \sim N_c-1\}$  を生成している。

第  $i-1$  回目で得られた逆拡散後の軟判定値系列  $\{\hat{d}^{(i-1)}(n)\}$  を用いて、  $n(n=0 \sim N_c/SF-1)$  番目のシンボルにおける  $x(x=0 \sim M-1)$  番目のビット  $b_{n,x}$  の対数尤度比 (LLR) を次式のように求める [16]。ここで、  $M$  は変調多値数である。

$$\begin{aligned} L_n(x) &= \ln \left( \frac{p(b_{n,x}=1)}{p(b_{n,x}=0)} \right) \\ &\approx \frac{\left| \hat{d}^{(i-1)}(n) - A^{(i-1)} \hat{s}_{x,0} \right|^2}{2\hat{\sigma}^2} - \frac{\left| \hat{d}^{(i-1)}(n) - A^{(i-1)} \hat{s}_{x,1} \right|^2}{2\hat{\sigma}^2} \end{aligned} \quad (14)$$

ここで、  $\hat{s}_{x,0}$  (または  $\hat{s}_{x,1}$ ) 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、  $\hat{d}^{(i-1)}(n)$  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。また、  $2\hat{\sigma}^2$  は、残留 ICI と雑音の分散の和であり、これをガウス雑音として扱っていると次式で与えられる [12]。

$2\hat{\sigma}^2$

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

$\rho^{(i)}$ については第4章で述べる. 式(14)および,  $p(b_{n,x}=1) + p(b_{n,x}=0) = 1$  より,  $p(b_{n,x}=0)$  および  $p(b_{n,x}=1)$  はそれぞれ次式のようになる[17].

$$\begin{cases} p(b_{n,x}=0) = -\frac{1}{2} \tanh\left(\frac{L_n(x)}{2}\right) + \frac{1}{2} \\ p(b_{n,x}=1) = \frac{1}{2} \tanh\left(\frac{L_n(x)}{2}\right) + \frac{1}{2} \end{cases} \quad (16)$$

式(16)を用いると, 軟判定シンボル  $\{\tilde{d}(n); n=0 \sim N_c/SF-1\}$  は次式で与えられる[18].

$$\tilde{d}(n) = \sum_{\kappa \in K} \kappa \prod_{b_{n,x} \in \kappa} p(b_{n,x}) \quad (17)$$

ここで,  $\kappa$  は信号点配置  $K$  に属するシンボルである. たとえば, QPSK, 16QAM 変調の場合,  $\tilde{d}(n)$  は, 次式のようになる.

$$\begin{cases} \tilde{d}_{QPSK}(n) = \left( \frac{1}{\sqrt{2}} + j \frac{1}{\sqrt{2}} \right) p(b_{n,0}=1) p(b_{n,1}=1) + \dots \\ \quad = \frac{1}{\sqrt{2}} \tanh\left(\frac{L_n(0)}{2}\right) + j \frac{1}{\sqrt{2}} \tanh\left(\frac{L_n(1)}{2}\right) \\ \tilde{d}_{16QAM}(n) = \frac{1}{\sqrt{10}} \tanh\left(\frac{L_n(0)}{2}\right) \left\{ 2 + \tanh\left(\frac{L_n(1)}{2}\right) \right\} \\ \quad + j \frac{1}{\sqrt{10}} \tanh\left(\frac{L_n(2)}{2}\right) \left\{ 2 + \tanh\left(\frac{L_n(3)}{2}\right) \right\} \end{cases} \quad (18)$$

次に,  $\tilde{d}(n)$  を次式のように拡散して, 軟判定チップ系列  $\{\tilde{s}^{(i)}(t); t=0 \sim N_c-1\}$  を得る.

$$\tilde{s}^{(i)}(t) = \tilde{d}(\lfloor t/SF \rfloor) c(t) \quad (19)$$

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

$$\tilde{S}^{(i)}(k) = \sum_{t=0}^{N_c-1} \tilde{s}^{(i)}(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \quad (20)$$

$\tilde{S}^{(i)}(k)$  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.

#### 4. 適応 MMSE 重み

本論文では, MMSE 規範に基づく繰り返し周波数領域 ICI キャンセラの等化重みを導出する. 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.

$$\begin{aligned} e(k) &= \tilde{R}^{(i)}(k) - A^{(i)} S(k) \\ &= \left\{ w^{(i)}(k) H(k) - A^{(i)} \right\} \left\{ S(k) - \tilde{S}^{(i)}(k) \right\} + w^{(i)}(k) \Pi(k) \end{aligned} \quad (21)$$

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値である (つまり  $\frac{\partial E[|e(k)|^2]}{\partial w^{(i)}(k)} = 0$  と等価).  $\Pi(k)$

は零平均で分散が  $2\sigma^2 (= 2N_0 N_c / T_c)$  の複素ガウス雑音過程であるから,  $E[|e(k)|^2]$  は次式のようになる.

$$\begin{aligned} E[|e(k)|^2] &= \left| w^{(i)}(k) H(k) - A^{(i)} \right|^2 E\left[ |S(k) - \tilde{S}^{(i)}(k)|^2 \right] + 2\sigma^2 |w(k)|^2 \\ &= \rho^{(i)} \left| w^{(i)}(k) H(k) - A^{(i)} \right|^2 + 2\sigma^2 |w(k)|^2 \end{aligned} \quad (22)$$

ここで,

$$\begin{aligned} \rho^{(i)} &= E\left[ |S(k) - \tilde{S}^{(i)}(k)|^2 \right] \\ &= E\left[ \left| \sum_{t=0}^{N_c-1} (s(t) - \tilde{s}^{(i)}(t)) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \right|^2 \right] \\ &= \sum_{t=0}^{N_c-1} E\left[ |s(t) - \tilde{s}^{(i)}(t)|^2 \right] \end{aligned} \quad (23)$$

である.  $s(t)$  は, そのレプリカ  $\tilde{s}^{(i)}(t)$  およびそれと独立な零平均の誤差  $v(t)$  を用いて  $s(t) = \tilde{s}^{(i)}(t) + v(t)$  のように表せるから, 式(23)は次式のようになる.

$$\begin{aligned}\rho^{(i)} &= \sum_{t=0}^{N_c-1} \left\{ |s(t)|^2 - |\tilde{s}^{(i)}(t)|^2 - E \left[ 2 \operatorname{Re}[\tilde{s}^{(i)*}(t)v(t)] \right] \right\} \\ &= \sum_{t=0}^{N_c-1} \left\{ |s(t)|^2 - |\tilde{s}^{(i)}(t)|^2 \right\}\end{aligned}\quad (24)$$

ここで、 $v(t)$  はゼロ平均であるから、 $E[\tilde{s}^{(i)*}(t)v(t)] = 0$  となることを用いた。また、 $|s(t)|^2$  の代わりに、式(13)の  $\{\hat{d}^{(i)}(n)\}$  を仮判定して得た硬判定シンボル系列  $\bar{d}(\lfloor t/SF \rfloor)$  を再拡散して得られる硬判定チップ系列

$$\tilde{s}^{(i)}(t) = \bar{d}(\lfloor t/SF \rfloor)c(t) \quad (25)$$

を用いると、

$$\rho^{(i)} \approx \sum_{t=0}^{N_c-1} \left\{ |\tilde{s}^{(i)}(t)|^2 - |\tilde{s}^{(i)}(t)|^2 \right\} \quad (26)$$

が得られる。式(22)より、 $\frac{\partial E[|e(k)|^2]}{\partial w^{(i)}(k)}$  は次式のようなになる。

$$\frac{\partial E[|e(k)|^2]}{\partial w^{(i)}(k)} = \rho^{(i)} w^{(i)}(k) |H(k)|^2 + 2\sigma^2 - \rho^{(i)} A^{(i)} H^*(k) \quad (27)$$

したがって、MMSE-FDE 重みは次式のようなになる。

$$w^{(i)}(k) = \frac{H^*(k)}{\rho^{(i)} |H(k)|^2 + 2\sigma^2} \quad (28)$$

## 5. 計算機シミュレーション

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。

図 4 に QPSK 変調および  $SF=1$  の場合について、繰り返し回数  $i(i=0\sim 3)$  をパラメータとしてプロットした周波数領域適応 ICI キャンセラを用いるときの平均 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。ここで  $M$  は変調多値数である。また、比較のため、繰り返し毎に最適な FDE 重みを計算機シミュレーションにより求めている従来方法[15]と理論的下界も示す。周波数領域適応 ICI キャンセラを用いることにより、平均 BER 特性が大幅に改善していることが分かる。また、最適な FDE 重みを計算機シミュレーションにより求めている従来方法とほぼ同等の特性が得られてい

る。 $i=1(3)$  のとき、 $\text{BER}=10^{-4}$  を満たす所要平均受信  $E_b/N_0$  を、キャンセラを用いない MMSE-FDE( $i=0$ )と比較して、およそ 4(4.9)dB 程度低減できることが分かる。また、 $i=3$  のとき、 $\text{BER}=10^{-4}$  を満たす所要平均受信  $E_b/N_0$  の理論的下界からの劣化を 1.9dB 程度までに減らすことができる(このうち、0.5 dB はガード挿入損である)。

図 4(b)に  $SF=4$  のときの平均 BER 特性を示す。 $SF=4$  では、 $SF=1$  と比較して、少ない繰り返し回数で、優れた BER 特性が得られている。これは  $SF=4$  のとき、逆拡散により残留 ICI が十分抑圧されるからである。 $i=2$  のとき、 $\text{BER}=10^{-4}$  を満たす所要平均受信  $E_b/N_0$  を、およそ 4.3dB 程度低減できる。また、 $SF=1$  では理論的下界と比較して所要平均受信  $E_b/N_0$  が 1.9dB 劣化しているが、 $SF=4$  では、その劣化を 0.7dB までに小さくできる。

図 5 に 16QAM 変調の場合について、 $SF=1$  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。しかし、16QAM についても、繰り返し適応 ICI キャンセラの併用が平均 BER 特性の改善に有効であり、従来方法とほぼ同等の特性が得られていることが分かる。 $i=3$  のとき、 $\text{BER}=10^{-4}$  を満たす所要平均受信  $E_b/N_0$  を 5.4dB 低減できることが分かる。

## 6. 結論

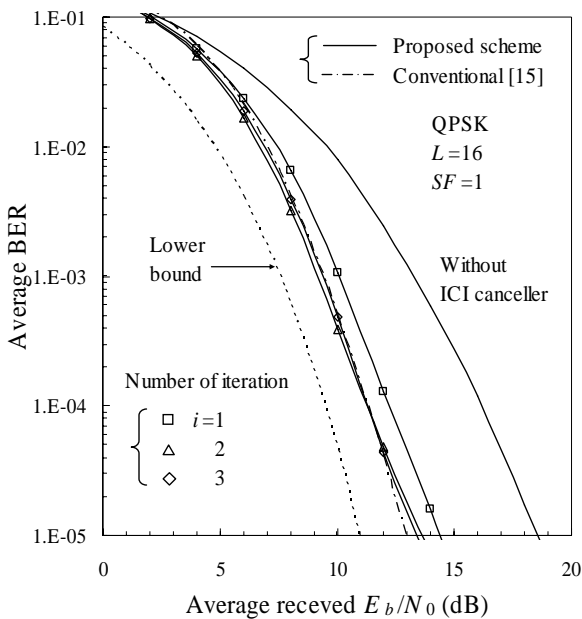
本論文では、周波数領域適応 ICI キャンセラを提案し、そのときの平均 BER 特性を計算機シミュレーションにより明らかにした。周波数領域適応 ICI キャンセラでは、繰り返し処理毎に残留 ICI を考慮した適応 MMSE-FDE 重みを用いている。また、判定誤りによる誤り伝搬を軽減するために、LLR より求めた軟判定レプリカを用いた。QPSK(16QAM)変調、 $SF=1$  の場合、繰り返し回数  $i=3$  のとき、キャンセラを用いない MMSE-FDE( $i=0$ )と比較して、 $\text{BER}=10^{-4}$  を満たす所要平均受信  $E_b/N_0$  をおよそ 4.9(5.4)dB 程度低減できる。

## 7. 参考文献

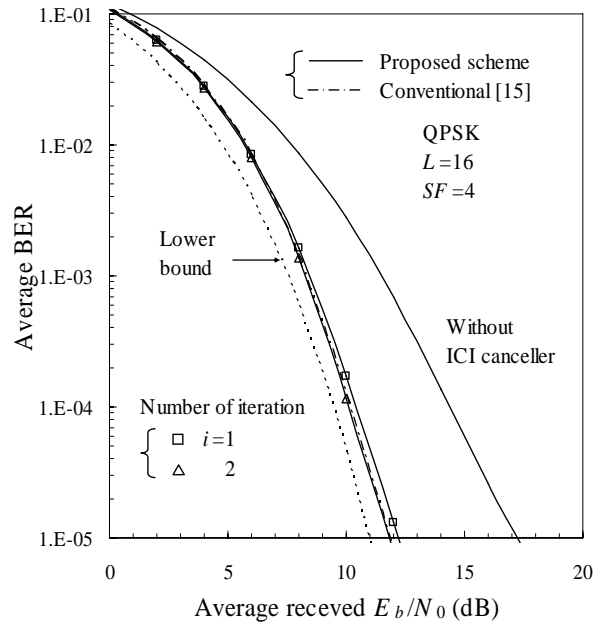
- [1] W. C., Jakes Jr., Ed., *Microwave mobile communications*, Wiley, New York, 1974.
- [2] J. G. Proakis, *Digital communications*, 2<sup>nd</sup> ed., McGraw-Hill, 1995.
- [3] F. Adachi, M. Sawahashi, and H. Suda, "Wideband DS-CDMA for next generation mobile communications systems," *IEEE Commun. Mag.*, Vol. 36, pp. 56-69, Sept. 1998.
- [4] S. Hara and R. Prasad, "Overview of multicarrier CDMA", *IEEE Commun. Mag.*, pp.126-144, Dec. 1997.
- [5] S. Hara and R. Prasad, "Design and performance of multicarrier CDMA system in frequency-selective Rayleigh fading channels," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, Vol. 48, pp. 1584-1595, Sept. 1999.
- [6] L. Hanzo, W. Webb, and T. Keller, *Single- and multi-carrier quadrature amplitude modulation*, John Wiley & Sons, 2000.
- [7] M. Helard, R. Le Gouable, J.-F. Helard, and J.-Y. Baudais, "Multicarrier CDMA techniques for future wideband wireless networks," *Ann. Telecommun.*, Vol. 56, pp. 260-274, 2001.
- [8] H. Atarashi, S. Abeta, and M. Sawahashi, "Variable spreading factor-orthogonal frequency and code

division multiplexing (VSF-OFCDM) for broadband packet wireless access”, IEICE Trans. Commun., Vol.E86-B, No.1, pp.291-299, Jan. 2003.

- [9] 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.
- [10] K. Takeda, T. Itagaki and F. Adachi, “Frequency-domain equalization for antenna diversity reception of DS-CDMA signals,” Proc. 8<sup>th</sup> International Conference on Cellular and Intelligent Communications (CIC), Session B3, Oct. 28~31, Seoul, Korea.
- [11] 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. 6<sup>th</sup> International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications (WPMC), Vol. 1, pp.285-289, Yokosuka, Japan, Oct. 19-22, 2003.
- [12] 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.
- [13] 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.
- [14] S. Tomasin and Nevio Benvenuto, “A reduced complexity block iterative DFE for dispersive wireless applications”, Proc. IEEE VTC’04 fall, Sept. 2004.
- [15] 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.
- [16] A. Stefanov and T. Duman, “Turbo coded modulation for wireless communications with antenna diversity,” Proc. IEEE VTC99-Fall, pp.1565-1569, Netherlands, Sept. 1999.
- [17] 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.
- [18] 本庄, 大槻, “MIMO システムにおける QR 分解を用いた Turbo-BLAST 信号検出法,” 信学会総大会, 大阪大学, 2005年3月.



(a)  $SF=1$



(b)  $SF=4$

図4 周波数領域 ICI キャンセラを用いるときの平均 BER 特性(QPSK)

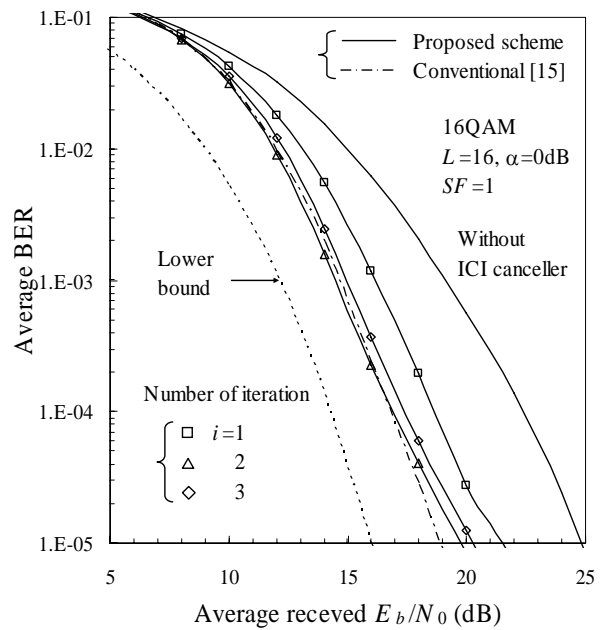


図5 周波数領域 ICI キャンセラを用いるときの平均 BER 特性(16QAM)