

GI を用いない DS-CDMA 周波数領域等化への ICI キャンセラの適用効果

武田 和晃[†] 留場 宏道[‡] 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, tomeba}@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, チャン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. 筆者らは, ガードインターバル (GI) を用いないで, ブロック間干渉 (IBI) を抑圧する DS-CDMA 周波数領域等化 (オーバーラップ FDE) を提案してきた. オーバーラップ FDE を用いれば BER 特性を改善できるが, 残留 IBI によって誤りフロアが発生してしまう. さらに, MMSE-FDE 後に生じる残留チップ間干渉 (ICI) が平均 BER 特性の改善に限界を与えてしまう. 本論文では, オーバーラップ FDE に MMSE-FDE 後に残留するチップ間干渉 (ICI) を抑圧する周波数領域 ICI キャンセラを適用している. そのときの併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 DS-CDMA, 周波数領域等化, オーバーラップ FDE, ICI キャンセラ

Effect of ICI cancellation on DS-CDMA frequency-domain equalization without GI

Kazuaki TAKEDA[†] Hiromichi Tomeba[†] 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, tomeba}@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 achieve a much improved bit error rate (BER) performance compared with conventional rake combining. Recently, a new MMSE-FDE technique called overlap FDE that requires no GI insertion has been proposed to avoid inter-block interference (IBI). Although overlap FDE can improve the BER performance, a BER floor still exists due to the residual IBI. Furthermore, the presence of the residual inter-chip interference (ICI) after MMSE-FDE limits the BER performance improvement. In this paper, an application of ICI cancellation to overlap FDE is presented, and the joint effect is evaluated by computer simulation.

Keyword DS-CDMA, frequency-domain equalization, overlap FDE, ICI cancellation

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ンネルとなる[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ンネルでは, 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, 高度なチャンネル等化技術の適用が必要不可欠である.

筆者らはこれまで, Rake 合成の代わりに最小平均二乗誤差 (MMSE) 規範に基づく周波数領域等化 (FDE) を適用すれば, IPI を抑圧しつつ周波数ダイバーシティ効果を得ることができ, 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,

低拡散率の場合, MMSE-FDE 後にチップ間干渉 (ICI) が残留してしまう. そこで, 最近, 筆者らは, DS-CDMA 周波数領域等化の平均 BER 特性を大幅に改善する周波数領域 ICI キャンセラを提案してきた[8].

MMSE-FDE を用いる DS-CDMA では, 送信側で GI を挿入することにより, ブロック間干渉 (IBI) を防ぐことができる. しかし, GI の挿入により伝送効率が低下してしまう. 最近, GI を用いない DS-CDMA 周波数領域等化が提案された[9]. 文献[9]では, GI を用いない場合に生じる循環性の崩れが, FFT 区間の端でしか生じていないことに着目している. 筆者らもこれまで, MMSE 重みのインパルス応答が FFT 区間全域に広がらないことに着目し, GI を用いないで IBI を抑圧する DS-CDMA 周波数領域等化を提案してきた[10]. 文献[10]では, 受信側で, FFT の適用範囲をオーバーラップさせることで, GI を用いないときに生じる周期性の崩れを避けている (以降, このような FDE をオーバーラップ FDE と呼ぶ). しかし, オーバーラップ FDE を用いたとしても, IBI が残留してしまい, 残留 IBI と ICI が平均 BER の改善に限界を与える.

そこで、本論文では、ICI を除去しつつ IBI を大幅に抑圧することを目的に、周波数領域 ICI キャンセラをオーバーラップ FDE に適用し、そのときの平均 BER 特性の改善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。本論文は以下のような構成になっている。第 2 章では GI を用いない DS-CDMA 伝送系について述べている。次いで第 3 章では、ICI キャンセラについて述べ、第 4 章では、計算機シミュレーションにより平均 BER 特性を明らかにしている。

2. DS-CDMA 伝送系

図 1(a)に MMSE 重みのインパルス応答の例を示す。FFT ポイント数を $N_c=256$ 、パス数を $L=16$ とした。インパルス応答が $t=0$ 付近で大きく変動しているものの、FFT 区間全体には広がっていないことが分かる。したがって、最大パス遅延 τ_{L-1} が FFT ポイント数 N_c に比べて十分小さければ、MMSE-FDE 後のブロック間干渉 (IBI) 成分も FFT 区間全体には広がらない。文献[10]ではこの点に着目し、受信側で N_c ポイント FFT の範囲をオーバーラップさせ、その中央部分の M チップのみを逆拡散・復調することで、IBI の影響を抑圧している (図 2 参照)。オーバーラップ FDE を用いれば、GI を用いた場合の BER 特性と同等の特性が得られる。しかし、たとえオーバーラップ FDE を用いたとしても残留 IBI により誤りフロアが生じてしまう。

一方、GI を用いて IBI を完全に抑圧したとしても、MMSE-FDE 後にチップ間干渉 (ICI) が残留し、BER 特性が理論的下界から大幅に劣化してしまう [8]。

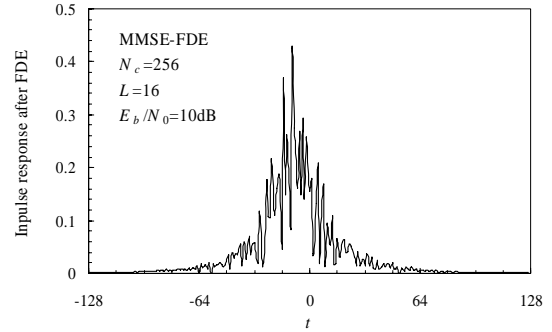
そこで、本論文では、ICI を除去しつつ IBI を最大限に抑圧することを目的に、オーバーラップ FDE と周波数領域 ICI キャンセラを併用している。周波数領域 ICI キャンセラでは、残留 ICI を考慮した MMSE 重みを用いることで、残留 ICI を除去しつつ大きな信号対雑音電力比 (SNR) 得ることが出来る。ICI キャンセルを十分行った後、FDE 重みは MRC 重みに近づく。図 1(b)に MRC 重みのインパルス応答の例を示す。MRC 重みのインパルス応答が $-15 \leq t \leq 0$ にしか広がっていないことが分かる。本論文では、この点に着目し、 N_c ポイント FFT の範囲をオーバーラップさせ、ICI キャンセラを用いて残留 ICI を十分にキャンセルした後、その中央部分の M チップのみを逆拡散・復調することで残留 IBI の影響も大幅に抑圧している。

2.1. 信号伝送系

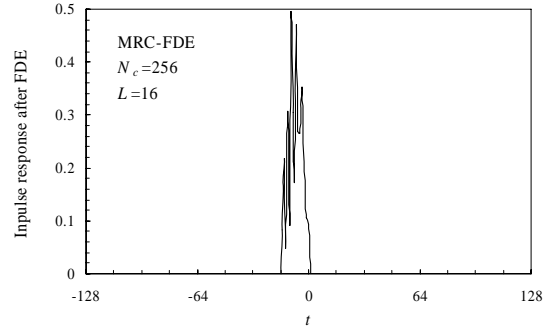
本論文では、下りリンクを考える。図 3 にオーバーラップ FDE と周波数領域 ICI キャンセラを用いるときの送受信機の構成を示す。本論文ではチップ時間間隔の離散表現を用いる。送信側では U 個の 2 値送信データ系列をデータシンボル系列に変換 (データ変調) する。コード u ($u=0 \sim U-1$) のデータシンボル系列を $\{d_u(n); n=..., -1, 0, 1, \dots\}$ 、拡散率 SF の拡散符号を $\{c_u(t); t=0 \sim SF-1\}$ とする。 U 個のデータシンボル系列をそれぞれ直交拡散符号を用いて拡散し、加算する。加算後、スクランブル符号 $\{c_{scr}(t); t=..., -1, 0, 1, \dots\}$ を乗算して送信される。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。 N_c チップの受信信号ブロックに N_c ポイント高速フーリエ変換 (FFT) を適用して得られた N_c 個のサブキャリア成分に周波数領域等化 (FDE) を施す。次いで、 N_c ポイント

逆 FFT (IFFT) を適用して N_c チップからなる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う。これらを繰り返した後、 N_c チップからなる時間領域信号の中央 M チップ分の信号系列を取り出し、逆拡散を行って、データ復調する (図 2 参照)。

以降、FFT 範囲を N_c チップに採って FFT 範囲をオーバーラップさせ、FDE および ICI キャンセルを行った後、その中央部分の M チップのみを取り出して逆拡散とデータ復調する。



(a) MMSE 重み



(b) MRC 重み

図 1 FDE 重みのインパルス応答

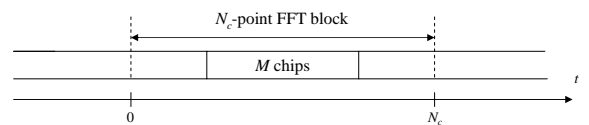


図 2 受信信号系列と FFT 区間

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 $\{d_u(n); u=0 \sim U-1\}$ 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、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 $\tilde{s}(t)$ は次式のようになる。

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

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。

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

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. なお本論文では準静的フェージングを仮定している.

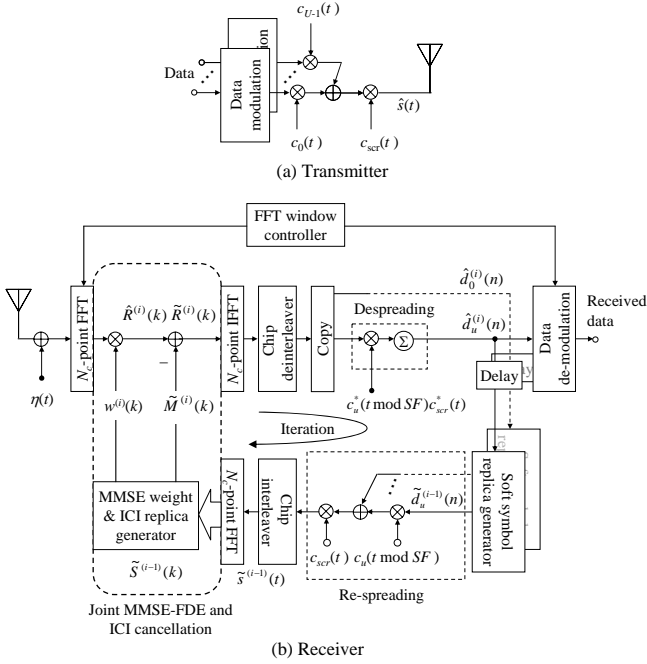


図3 FDEを用いるDS-CDMA伝送系

2.3. 受信信号の数式表現

受信信号系列 $r(t)$ は次式で表される.

$$r(t) = \sqrt{\frac{2E_c}{T_c}} \sum_{l=0}^{L-1} h_l s(t - \tau_l) + \eta(t) \quad (4)$$

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. 一般性を失うことなく N_c ポイント FFT ブロック区間を $t=0 \sim N_c-1$ とする. 式(4)は, 次式のように書き表せる.

$$r(t) = \sqrt{\frac{2E_c}{T_c}} \sum_{l=0}^{L-1} h_l s((t - \tau_l) \bmod N_c) + v(t) + \eta(t) \quad (5)$$

ここで, $v(t)$ は次式で与えられる IBI 成分である.

$$v(t) = \sqrt{\frac{2E_c}{T_c}} \sum_{l=0}^{L-1} h_l \{s(t - \tau_l) - s((t - \tau_l) \bmod N_c)\} \{u(t) - u(t - \tau_l)\} \quad (6)$$

ここで, $u(t)$ は次式の単位ステップ関数である.

$$u(t) = \begin{cases} 1, & t \geq 0 \\ 0, & t < 0 \end{cases} \quad (7)$$

$r(t)$ に 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. 式(5)より, 第 k 周波数成分は次式で表せる.

$$R(k) = H(k)S(k) + N(k) + \Pi(k) \quad (8)$$

ここで, $H(k)$, $S(k)$, $N(k)$ および $\Pi(k)$ はそれぞれ第 k 周波数点のチャネル利得, N_c 個からなる送信チップ系列の周波数成分, IBI 成分および雑音成分であり, 次式で与えられる.

$$\begin{cases} S(k) = \sum_{t=0}^{N_c-1} s(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \\ H(k) = \sqrt{\frac{2E_c}{T_c}} \sum_{l=0}^{L-1} h_l \exp\left(-j2\pi k \frac{\tau_l}{N_c}\right) \\ N(k) = \sum_{t=0}^{\tau_{L-1}} v(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \\ \Pi(k) = \sum_{t=0}^{N_c-1} \eta(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \end{cases} \quad (9)$$

2.4. 周波数領域等化と ICI キャンセラ

受信側では, FDE, ICI キャンセルおよび逆拡散を繰り返して行う. 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, 各周波数毎に 1 タップ周波数領域等化(FDE)を行う [5].

$$\begin{aligned} \hat{R}^{(i)}(k) &= R(k)w^{(i)}(k) \\ &= S(k)\hat{H}^{(i)}(k) + \hat{N}^{(i)}(k) + \hat{\Pi}^{(i)}(k) \end{aligned} \quad (10)$$

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

$$\begin{cases} \hat{H}(k) = w^{(i)}(k)H(k) \\ \hat{N}(k) = w^{(i)}(k)N(k) \\ \hat{\Pi}(k) = w^{(i)}(k)\Pi(k) \end{cases} \quad (11)$$

MMSE-FDE 後, 次式のように周波数領域 ICI キャンセルを行う.

$$\tilde{R}^{(i)}(k) = \hat{R}^{(i)}(k) - \tilde{M}^{(i)}(k) \quad (12)$$

ここで $\tilde{M}^{(i)}(k)$ は次式で与えられる ICI レプリカの第 k 周波数成分である [8].

$$\tilde{M}^{(i)}(k) = \begin{cases} 0 & \text{for } i = 0 \\ \{\hat{H}^{(i)}(k) - A^{(i)}\} \tilde{S}^{(i-1)}(k) & \text{for } i > 0 \end{cases} \quad (13)$$

ここで、 $\{\tilde{\mathcal{S}}^{(i-1)}(k); k=0 \sim N_c-1\}$ は、第3.1節で述べる送信チップ系列のレプリカ $\{\tilde{\mathcal{S}}^{(i-1)}(t); t=0 \sim N_c-1\}$ の周波数成分である。また、

$$A^{(i)} = \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{H}^{(i)}(k) \quad (14)$$

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。

$$\begin{aligned} \tilde{r}^{(i)}(t) &= \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \tilde{R}^{(i)}(k) \exp\left(j2\pi \frac{k}{N_c} t\right) \\ &= A^{(i)} s(t) + \mu^{(i)}(t) + \hat{v}^{(i)}(t) + \hat{\eta}^{(i)}(t) \end{aligned} \quad (15)$$

ここで、第1項が希望信号成分、第2項 $\mu^{(i)}(t)$ がMMSE-FDE後のフレーム内の残留チップ間干渉(ICI)成分、第3項 $\hat{v}^{(i)}(t)$ がMMSE-FDE後のIBI成分、および第4項 $\hat{\eta}^{(i)}(t)$ が雑音成分である。

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

$$\hat{d}_u^{(i)}(n) = \frac{1}{SF} \sum_{t=nSF}^{(n+1)SF-1} \tilde{r}^{(i)}(t) c^*(t) \quad (16)$$

第 i 回目の繰り返しの後で受信データを出力するとき、 N_c チップの区間($t=0 \sim N_c-1$)のうち、 $t=\Delta \sim \Delta+M-1$ の M チップ区間のみを出力する。ここで、 $\Delta=(N_c-M)/2$ である。次の $t=\Delta+M \sim \Delta+2M-1$ の M チップ区間を出力するために、これまで述べてきたような N_c ポイントFFT, FDE, ICIキャンセラ, IFFTおよび逆拡散を行う。最後に、軟判定値系列をデータ復調する。

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、軟判定値より送信チップのレプリカ $\{\tilde{\mathcal{S}}^{(i-1)}(t); t=0 \sim N_c-1\}$ を生成している。

3.1. ICIレプリカ生成

第 $i-1$ 回目で得られた逆拡散後の軟判定値系列 $\{\hat{d}_u^{(i-1)}(n)\}$ 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[11]。ここで、 M は変調多値数である。

$$\begin{aligned} L_x(n) &= \ln \left(\frac{p(b_{n,x}=1)}{p(b_{n,x}=0)} \right) \\ &\approx \frac{\left| \hat{d}_u^{(i-1)}(n) - A^{(i-1)} d_{b_{n,x}=0}^{\min} \right|^2}{2\hat{\sigma}^2} - \frac{\left| \hat{d}_u^{(i-1)}(n) - A^{(i-1)} d_{b_{n,x}=1}^{\min} \right|^2}{2\hat{\sigma}^2} \end{aligned} \quad (17)$$

ここで、 $d_{b_{n,x}=0}^{\min}$ (または $d_{b_{n,x}=1}^{\min}$)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、 $\hat{d}_u^{(i-1)}(n)$ 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る[8]。式(17)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[12]。

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

式(18)を用いると、軟判定シンボル $\{\tilde{d}_u^{(i-1)}(n); n=0 \sim N_c/SF-1\}$ は次式で与えられる[13]。

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

ここで、 d は信号点配置 D に属するシンボルである。たとえば、QPSKの場合、 $\tilde{d}_u^{(i-1)}(n)$ は次式のようになる。

$$\tilde{d}_u^{(i-1)}(n) = \frac{1}{\sqrt{2}} \tanh\left(\frac{L_0(n)}{2}\right) + j \frac{1}{\sqrt{2}} \tanh\left(\frac{L_1(n)}{2}\right) \quad (20)$$

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

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

ここで、 $t=0 \sim \Delta-1$ のチップ系列は、前のオーバーラップFDEおよびICIキャンセル後、既にデータ復調されている。したがって、前のICIキャンセルで得られた $\tilde{\mathcal{S}}^{(i)}(t)$ を用いれば、レプリカの精度を上げることができるので、 $t=0 \sim \Delta-1$ では、これを用いた。 $\tilde{\mathcal{S}}^{(i-1)}(t)$ に N_c ポイントFFTを適用すると、次式で表される $\tilde{\mathcal{S}}^{(i-1)}(k)$ の周波数成分 $\{\tilde{\mathcal{S}}^{(i-1)}(k); k=0 \sim N_c-1\}$ が得られる。

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

$\tilde{\mathcal{S}}^{(i-1)}(k)$ を用いて式(13)で与えられる周波数領域の残留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 $\frac{\partial E[|e(k)|^2]}{\partial w^{(i)}(k)} = 0$ と等価), MMSE-FDE 重みは次式で与えられる (導出略).

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

ここで,

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

である [8]. また, $\bar{s}^{(i-1)}(t)$ は, 式(16)の $\hat{d}_u^{(i-1)}(n)$ を仮判定して得た硬判定シンボル系列 $\bar{d}_u^{(i-1)}(n)$ 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.

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

3.3. 残留 IBI 成分

i 回目において, 残留 ICI が完全に除去されたと仮定すると (つまり, $\tilde{S}^{(i)}(k) = S(k)$ かつ $\tilde{s}^{(i)}(t) = s(t)$), 式(25)より, $\rho^{(i)} = 0$ となるから FDE 重みは次式の MRC 重みとなる.

$$w^{(i)}(k) = H^*(k) \quad (27)$$

従って, ICI が完全に除去できる場合 (つまり, $\tilde{S}^{(i)}(k) = S(k)$), FDE 後の N_c 個の周波数成分 $\{\tilde{R}^{(i)}(k); k=0 \sim N_c-1\}$ は, 式(10)~(13)より次式のようになる.

$$\tilde{R}^{(i)}(k) = A^{(i)}S(k) + H^*(k)N(k) + H^*(k)\Pi(k) \quad (28)$$

$\tilde{R}^{(i)}(k)$ に N_c ポイント IFFT を適用して得られる時間領域のチップ系列 $\tilde{r}^{(i)}(t)$ は次式のようになる.

$$\tilde{r}^{(i)}(t) = A^{(i)}s(t) + \hat{v}^{(i)}(t) + \hat{\eta}(t) \quad (29)$$

ここで, $\{\hat{v}^{(i)}(t); t=0 \sim (N_c-1)\}$ は残留 IBI 成分であり, 次式で与えられる.

$$\begin{aligned} \hat{v}^{(i)}(t) &= \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} H^*(k)N(k) \exp\left(j2\pi \frac{k}{N_c} t\right) \\ &= \sum_{l=0}^{L-1} h_l^* v(t + \tau_l \bmod N_c) \end{aligned} \quad (30)$$

ここで, $v(t) = 0$ for $t > \tau_{L-1}$ であるから, $\hat{v}^{(i)}(t)$ は次式のようになる.

$$\hat{v}^{(i)}(t) = \begin{cases} 0 & \tau_{L-1} < t < N_c - \tau_{L-1} \\ \sum_{l=0}^{L-1} h_l^* v(t+l) & \text{otherwise} \end{cases} \quad (31)$$

したがって, 残留 ICI が完全に除去される場合, 中央部分 $\tau_{L-1} < t < N_c - \tau_{L-1}$ の範囲を取り出して逆拡散とデータ復調を行えば, IBI の影響を完全に除去できることが分かる.

4. 計算機シミュレーション

QPSK データ変調, $N_c=256$ を仮定した. また, フェージングチャネルは, 等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, GI を用いない MMSE-FDE 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 $E_b/N_0 (= 0.5SF(E_c/N_0))$ である. また, 比較のため, $N_c=256$ チップあたり $N_g=32$ チップの GI を挿入して MMSE-FDE を行ったときの平均 BER 特性および理論的下界 [11] も示す (このとき, $E_b/N_0 = 0.5SF(E_c/N_0)(1+N_g/N_c)$ である). 拡散率 SF を $SF=16$, コード多重数 U を $U=SF$ とした. また, 周波数領域等化後に取り出す区間のチップ数 M を $M=64 \sim 256$ とし, FFT 区間との比 $x=M/N_c$ をパラメータとして BER 特性をプロットした. GI を用いると 0.5dB の電力損が生ずる. このような電力損がない分だけ, GI を用いない MMSE-FDE の BER 特性が優れるはずであるが, 実際には残留 IBI が存在するから BER 特性が劣化してしまう. しかし, $x \leq 0.5 (M \leq 128)$ とすれば残留 IBI を最小化でき, $BER=10^{-3}$ を得る所要 E_b/N_0 劣化を 1.5dB 程度に抑えることができる. また, 理論的下界と比較すると, FDE 後の残留 ICI により特性が大幅に劣化している.

図 5 に繰り返し回数をパラメータとしてプロットしたオーバーラップ FDE と ICI キャンセルを併用したときの平均 BER 特性を示す. 横軸は $E_b/N_0 (= 0.5SF(E_c/N_0))$ である. また, 比較のため, オーバーラップ FDE のみを用いる場合の平均 BER 特性および理論的下界も示す. $SF=1$ および 16, FDE 後に取り出す区間のチップ数 M を $M=160$ とした. 周波数領域 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のが分かる. オーバーラップ FDE のみを行う場合, 残留 IBI により誤りフロアが見られる. しかし, 繰り返し周波数領域 ICI キャンセラを併用すれば, FDE 重みのインパルス応答の広がり小さくなるので, FFT ブロックの中央 $M=160$ シンボルのみデータ復調することで, 残留 IBI を大幅に抑圧することが

できる。繰り返し回数 $i=3$ 程度で優れた特性が得られており、平均 BER= 10^{-3} を満たす所要平均受信 E_b/N_0 を 5.1dB 程度低減できる。また、理論的下界からの劣化を 1.2dB 程度にまで減らすことができる。SF=U=16 の時も同様に、周波数領域 ICI キャンセラをオーバーラップ FDE に適用することで、大幅に特性が改善しているのが分かる。平均 BER= 10^{-3} において、理論的下界からの劣化を 0.9dB 程度にまで減らすことができる。

5. むすび

本論文では、GI を用いない DS-CDMA への周波数領域 ICI キャンセラ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。MRC 重みのインパルス応答は FFT 区間全域に広がらないことに着目し、十分 ICI キャンセルを行った後、FFT ブロックの中央 M シンボルのみデータ復調することで、残留 IBI を大幅に抑圧することができる。周波数領域 ICI キャンセラとオーバーラップ FDE を併用することで、平均 BER 特性を大幅に改善でき、SF=1 のとき、平均 BER= 10^{-3} を満たす所要平均受信 E_b/N_0 を 5.1dB 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] 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," *IEICE Trans. Commun.*, vol. E87-B, No. 7, pp.1954-1963, Jul. 2004.
- [6] 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.
- [7] K. Takeda, and F. Adachi, "Performance evaluation of multi-rate DS-CDMA using frequency-domain equalization in a frequency-selective fading channel," *IEICE Trans. Commun.*, Vol.E88-B, No.3, pp.1191-1201, March 2005.
- [8] 武田, 安達, "DS-CDMA 信号伝送における周波数領域適応 ICI キャンセラ," *信学技報 RCS2005-78*, pp.85-90, 2005 年 8 月.
- [9] I. Martoyo, T. Weiss, F. Capar, and F. K. Jondral, "Low complexity CDMA downlink receiver based on frequency domain equalization," *IEEE VTC 2003-Fall*, pp.987-991.
- [10] 武田, 留場, 安達, "ブロック間干渉を抑圧する DS-CDMA 周波数領域等化," *信学技報, RCS2005-17*, pp.5-10, 2005 年 5 月.
- [11] A. Stefanov and T. Duman, "Turbo coded modulation for wireless communications with antenna diversity," *Proc. IEEE VTC99-Fall*, pp.1565-1569, Netherlands, Sept. 1999.
- [12] 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.
- [13] 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," *信学会総合大会, 大阪大学*, 2005 年 3 月.

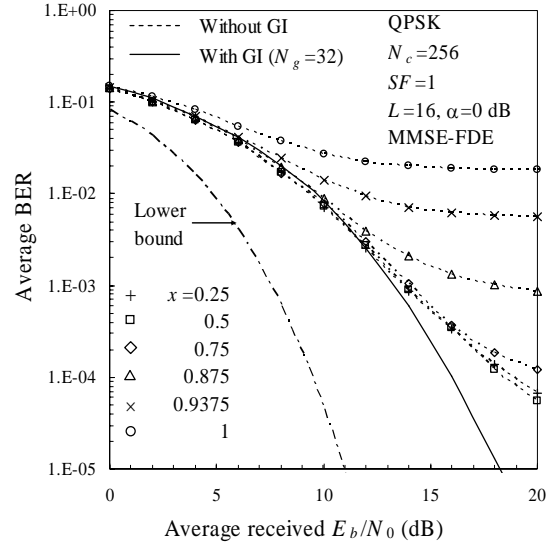


図 4 GI を用いない MMSE-FDE の平均 BER 特性

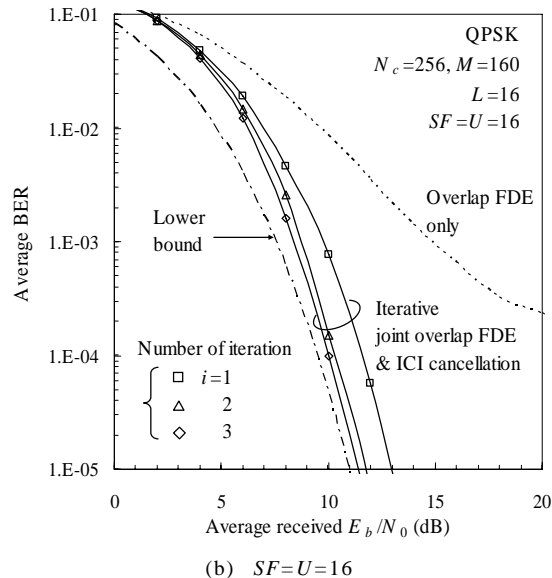
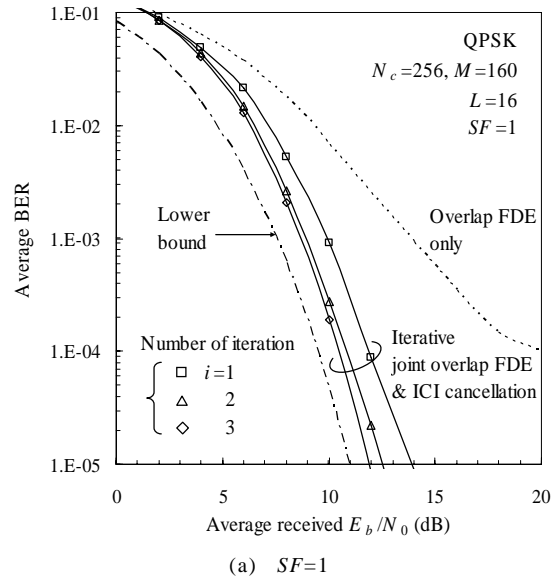


図 5 (a) SF=1 (b) SF=U=16
オーバーラップ FDE と周波数領域 ICI キャンセラを用いるときの平均 BER 特性