

マルチコード CDMA 信号伝送における周波数領域適応干渉キャンセラ

石原 浩一[†] 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: [†] {ishihara, 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)およびマルチキャリア(MC)-CDMA に適用すれば、厳しい周波数選択性フェージング環境下でも優れたビット誤り率(BER)特性を得ることができる。また、次世代移動通信システムでは、現在の 3G システムより高速で可変な伝送レートが実現できるサービスの提供が要求されているが、直交マルチコード DS-および MC-CDMA では、多重するコード数を変えるだけで柔軟に伝送レートを変えることが出来るので次世代移動通信システムの候補として注目を集めている。しかし、MMSE-FDE を用いても、完全にはコード間の直交性を復元することは出来ず、残留コード間干渉によって多重するコード数が増加するに従って特性は劣化してしまう。本報告では、周波数領域適応干渉キャンセラを提案し、マルチコード CDMA 信号伝送において、それを用いたときの誤り率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、レプリカ生成において、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, MC-CDMA, 周波数領域等化, コード間干渉, キャンセラ

Frequency-domain Adaptive Interference Cancellation for Multicode CDMA Signal Transmission

Koichi ISHIHARA[†] 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: [†] {ishihara, takeda}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡] adachi@ecei.tohoku.ac.jp

Abstract Frequency-domain equalization (FDE) based on minimum mean square error (MMSE) criterion can significantly improve the bit error rate (BER) performance of direct sequence (DS-) and multicarrier (MC-) code division multiple access (CDMA) signal transmission in a severe frequency-selective fading channel. In 4G systems, much higher variable rate data services than in the present 3G systems are demanded. Orthogonal multicode DS- and MC-CDMA have high flexibility in offering variable rate data service by simply changing the number of parallel orthogonal spreading codes. However, since the frequency-distorted signal cannot be completely equalized, the BER performance degrades due to the presence of the residual inter-code interference (ICI) as the number of parallel codes increases. In this paper, we propose a frequency-domain adaptive interference cancellation (FDAIC) for multicode DS- and MC-CDMA signal transmissions and their achievable BER performances are evaluated by computer simulation. To avoid the negative effect of the error propagation due to decision feedback for the replica generation, the soft interference replica is generated by using log-likelihood ratio (LLR).

Keyword DS-CDMA, MC-CDMA, frequency-domain equalization (FDE), inter-code interference, cancellation

1. まえがき

次世代移動通信システムでは 100Mbps を超える伝送速度が必要であると言われている[1]。直接拡散符号分割マルチアクセス(DS-CDMA)を用いてこのような高速伝送を行うと、分解可能なパス数が増加してしまうことでパス間干渉が増大するため、Rake 受信を用いると BER 特性が大幅に劣化してしまう[2]。そこで最近では、直交周波数分割多重(OFDM)やマルチキャリア(MC)-CDMA といった、多数の直交サブキャリアを用いて並列伝送するマルチキャリア伝送が注目されている[3]。最小平均二乗誤差(MMSE)規範に基づく周波数領域等化(FDE)を用いる MC-CDMA では、Rake 受信を用いる DS-CDMA よりも優れた BER 特性が得られる。しかし、シングルキャリア伝送に

FDE を用いれば、周波数ダイバーシチ効果を積極的に利用でき、BER 特性を改善できることが分かってきた[4]。筆者らは、Rake 受信の代わりに MMSE-FDE を DS-CDMA に適用すれば BER 特性を大幅に改善でき、MC-CDMA と等価な BER 特性を得られることをこれまで示してきた[5],[6]。また、直交拡散符号を用いて複数データシンボルを拡散し並列伝送する直交マルチコード CDMA 伝送では、コード多重数や拡散率を可変にすることにより柔軟に様々な伝送レートを実現できるという特徴を有している[7]。しかし、MMSE-FDE を用いても、完全にはコード間の直交性を復元することは出来ず、多重するコード数が増加するに従って残留コード間干渉(ICI)によって BER 特性が劣化してしまう。これまで、この問題を解決す

るために、様々な ICI キャンセラ技術が提案されてきた[8]-[10].

本報告では、マルチコード CDMA 信号伝送において、繰り返し処理毎に残留 ICI を考慮した適応 MMSE 重みおよび干渉キャンセル重みを理論的に導出し、それらを用いる周波数領域適応干渉キャンセラ (FDAIC) を提案している。また、残留 ICI レプリカ生成において、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。本稿の構成は以下のようにになっている。第2章ではマルチコード CDMA 伝送系について述べている。次いで第3章では、提案する周波数領域適応干渉キャンセラ (FDAIC) について述べ、MMSE 重みおよび干渉キャンセル重みを第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、提案する FDAIC を用いるときの平均 BER 特性を明らかにしている。第6章はむすびである。

2. マルチコード CDMA 伝送系

図1に周波数領域適応干渉キャンセラ (FDAIC) を用いるマルチコード 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、 N_c 個のチップからなるブロックの送信を考える。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、直並列(S/P)変換によって C 個の並列系列に変換する。ここで、 q 番目のデータシンボル系列を $\{d^q(n); n=0 \sim (N-1)\}$ とし(但し $N=N_c/SF$, SF は拡散率), N_c/SF が整数になるように N_c を選ぶものとする。 C 個のデータシンボル系列を各々の直交拡散符号 $\{c_{on}^q(t); t=0 \sim (SF-1)\}$ を用いて拡散して加算した後、スクランブル符号 $c_{scr}(t)$ を乗算する。MC-CDMA 伝送では N_c ポイント逆高速フーリエ変換(IFFT)を適用して信号を得る。マルチコード CDMA 信号 $\{s(t); t=0 \sim (N_c-1)\}$ の等価低域表現は次式のように表される。

$$s(t) = \begin{cases} \sqrt{\frac{2E_s}{T_c SF}} \sum_{q=0}^{C-1} d^q \left(\left\lfloor \frac{t}{SF} \right\rfloor \right) \cdot c^q(t) & , \text{DS-CDMA} \\ \sqrt{\frac{2E_s}{N_c T_c SF}} \sum_{k=0}^{N_c-1} \left\{ \sum_{q=0}^{C-1} d^q \left(\left\lfloor \frac{k}{SF} \right\rfloor \right) \cdot c^q(k) \right\} \exp \left(j2\pi k \frac{t}{N_c} \right) & , \text{MC-CDMA} \end{cases} \quad (1)$$

ここで E_s は1シンボル当たりの信号エネルギー、 T_c はチップ長、 $\lfloor x \rfloor$ は x より小さいか等しい最大の整数である。 $c^q(t)$ は次式で与えられる。

$$c^q(t) = c_{on}^q(t \bmod SF) \cdot c_{scr}(t) \quad (2)$$

その後、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、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。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 および τ_l はそれぞれパス l の複素パス利得および遅延時間であり、 $\sum_{l=0}^{L-1} E[|h_l|^2] = 1$ 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ブロックに渡ってパス利得は変動しないものとしている。

受信信号系列 $r(t)$ は次式のように表示できる。

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

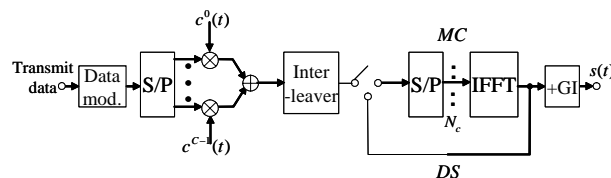
ここで $\eta(t)$ は零平均で分散が $2N_0/T_c$ の複素ガウス雑音過程である。 N_0 は相加性白色ガウス雑音過程(AWGN)の片側電力スペクトル密度である。受信機では、GI を削除した後、 N_c ポイント FFT を適用して N_c 個の周波数成分 $\{R(k); k=0 \sim N_c-1\}$ に分解する。第 k 周波数成分 $R(k)$ は次式で表せる。

$$R(k) = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{t=0}^{N_c-1} r(t) \exp \left(-j2\pi k \frac{t}{N_c} \right) = H(k)S(k) + \Pi(k) \quad (5)$$

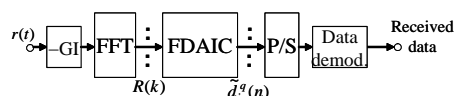
ここで、 $H(k)$ 、 $S(k)$ および $\Pi(k)$ はそれぞれ次式で与えられるチャンネル利得、 N_c 個からなる送信チップ系列の周波数成分および雑音成分である。

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

その後、FDAIC を用いて ICI を十分抑圧し、受信データシンボル系列を得る。また本稿では、干渉レプリカ生成による判定帰還の際、誤り伝搬が起きるのを抑制するためにランダムインターリーブを用いている。



(a) Transmitter



(b) Receiver

図1 DS-および MC-CDMA 送受信系の構成

3. 周波数領域適応干渉キャンセラ(FDAIC)

FDAICの構成を図2に示す. FDAICでは, 初回($i=0$)には MMSE-FDE[6]を用いて全てのデータを判定する. それ以降は($i \geq 1$), 軟判定レプリカを生成し, MMSE-FDE と干渉キャンセル(IC)を行って全てのデータを再判定する操作を繰り返す.

以下で説明する 3.1~3.3 節の操作を十分繰り返す, 第 i 回目の繰り返しの後で受信データを出力するときは, 軟判定値系列 $\tilde{d}_i^q(n)$ をデータ復調する.

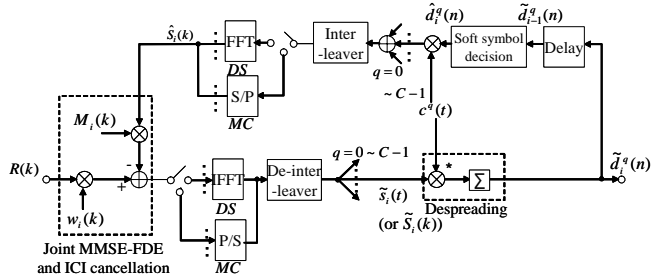


図2 DS-および MC-CDMA における FDAIC の構成

3.1. 軟判定シンボルレプリカの生成

$i-1$ 回の繰り返しで得られた $d^q(n)$ の軟判定値系列 $\tilde{d}_{i-1}^q(n)$ を用いて軟判定レプリカ $\hat{d}_i^q(n)$ を生成する.

まず, 軟判定値系列 $\tilde{d}_{i-1}^q(n)$ を用いて, n 番目のシンボル $d^q(n)$ における m 番目($m=0 \sim \log_2 M - 1$, M は変調多値数のビット $b_{m,n}^q$ の対数尤度比(LLR)を次式のように求める[11].

$$\lambda_m^q(n) = \ln \left(\frac{p(b_{m,n}^q = 1)}{p(b_{m,n}^q = 0)} \right)$$

$$\approx \begin{cases} \frac{1}{2\hat{\sigma}_{i-1}^2} \left(\begin{array}{l} \left| \tilde{d}_{i-1}^q(n) - \sqrt{\frac{2E_s}{T_c SF}} A_{i-1} d_{b_{m,n}^q=0}^{\min} \right|^2 \\ - \left| \tilde{d}_{i-1}^q(n) - \sqrt{\frac{2E_s}{T_c SF}} A_{i-1} d_{b_{m,n}^q=1}^{\min} \right|^2 \end{array} \right) & , \text{DS-CDMA} \\ \frac{1}{2\hat{\sigma}_{i-1}^2(n)} \left(\begin{array}{l} \left| \tilde{d}_{i-1}^q(n) - \sqrt{\frac{2E_s}{T_c SF}} A_{i-1}(n) d_{b_{m,n}^q=0}^{\min} \right|^2 \\ - \left| \tilde{d}_{i-1}^q(n) - \sqrt{\frac{2E_s}{T_c SF}} A_{i-1}(n) d_{b_{m,n}^q=1}^{\min} \right|^2 \end{array} \right) & , \text{MC-CDMA} \end{cases} \quad (7)$$

ここで,

$$\begin{cases} A_{i-1} = \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{H}_{i-1}(k) & , \text{DS-CDMA} \\ A_{i-1}(n) = \frac{1}{SF} \sum_{k=nSF}^{(n+1)SF-1} \hat{H}_{i-1}(k) & , \text{MC-CDMA} \end{cases} \quad (8)$$

であり, $d_{b_{m,n}^q=0}^{\min}$ (または $d_{b_{m,n}^q=1}^{\min}$) は, 第 m 番目のビット

が 0 (または 1) である全てのシンボル候補の中で, $\tilde{d}_{i-1}^q(n)$ からのユークリッド距離が最小となるシンボルである. また, $\hat{H}_{i-1}(k)$ は次式で与えられる等価チャンネル利得である.

$$\hat{H}_{i-1}(k) = w_{i-1}(k) H(k) \quad (9)$$

$2\hat{\sigma}_{i-1}^2$ および $2\hat{\sigma}_{i-1}^2(n)$ は, それぞれ DS-CDMA および MC-CDMA における残留 ICI と雑音の分散の和であり, 次式で与えられる.

$$\begin{cases} 2\hat{\sigma}_{i-1}^2 = \frac{1}{SF^2} \cdot \frac{2E_s}{T_c} \left[\sum_{q'=0}^{C-1} \rho_{i-1}^{q'} \left\{ \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} |\hat{H}_{i-1}(k)|^2 - |A_{i-1}|^2 \right\} \right. \\ \left. + \left(\frac{E_s}{N_0 SF} \right)^{-1} \left(\frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} |w_{i-1}(k)|^2 \right) \right] & , \text{DS-CDMA} \\ 2\hat{\sigma}_{i-1}^2(n) = \frac{1}{SF^2} \cdot \frac{2E_s}{T_c} \left[\sum_{q'=0}^{C-1} \rho_{i-1}^{q'}(n) \left\{ \frac{1}{SF} \sum_{k=nSF}^{(n+1)SF-1} |\hat{H}_{i-1}(k)|^2 - |A_{i-1}(n)|^2 \right\} \right. \\ \left. \times \left(\frac{E_s}{N_0 SF} \right)^{-1} \left(\frac{1}{SF} \sum_{k=nSF}^{(n+1)SF-1} |w_{i-1}(k)|^2 \right) \right] & , \text{MC-CDMA} \end{cases} \quad (10)$$

$w_{i-1}(k)$ および $\rho_{i-1}^{q'}$ (または $\rho_{i-1}^{q'}(n)$) はそれぞれ MMSE 重みおよび残留 ICI 成分であり, これらは 4.2 で説明する.

軟判定レプリカ $\hat{d}_i^q(n)$ は次式のように得られる.

$$\hat{d}_i^q(n) = \sum_{d \in D} d_{b_{m,n}^q} \prod_{b_{m,n}^q \in d} p(b_{m,n}^q) \quad (11)$$

ここで, $d_{b_{m,n}^q}$ は第 m 番目のビットが $b_{m,n}^q (=0 \text{ or } 1)$ である全てのシンボル候補の集合 D に属するシンボルである. 式(7)および $p(b_{m,n}^q = 1) + p(b_{m,n}^q = 0) = 1$ より, $p(b_{m,n}^q = 1)$ および $p(b_{m,n}^q = 0)$ はそれぞれ次式のようになる.

$$\begin{cases} p(b_{m,n}^q = 1) = \frac{\exp[\lambda_m^q(n)]}{1 + \exp[\lambda_m^q(n)]} \\ p(b_{m,n}^q = 0) = \frac{1}{1 + \exp[\lambda_m^q(n)]} \end{cases} \quad (12)$$

よって式(11)および(12)から, QPSK, 16QAM 変調の場合, $\hat{d}_i^q(n)$ は次式のようになる.

$$\hat{d}_i^q(n) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{2}} \tanh\left(\frac{\lambda_0^q(n)}{2}\right) + j \frac{1}{\sqrt{2}} \tanh\left(\frac{\lambda_1^q(n)}{2}\right) \\ \quad , \text{QPSK} \\ \frac{1}{\sqrt{10}} \tanh\left(\frac{\lambda_0^q(n)}{2}\right) \left\{ 2 + \tanh\left(\frac{\lambda_1^q(n)}{2}\right) \right\} \\ \quad + j \frac{1}{\sqrt{10}} \tanh\left(\frac{\lambda_2^q(n)}{2}\right) \left\{ 2 + \tanh\left(\frac{\lambda_3^q(n)}{2}\right) \right\} \\ \quad , \text{16QAM} \end{cases} \quad (13)$$

3.2. MMSE-FDE と IC

マルチコード CDMA の送信信号レプリカを得るために $\hat{d}_i^q(n)$ を再び拡散し、DS-CDMA の場合は得られた時間信号 $\hat{s}_i(t)$ に N_c ポイント FFT を適用し、送信信号レプリカの周波数成分 $\{\hat{S}_i(k); k=0 \sim (N_c-1)\}$ を得る。

$$\hat{S}_i(k) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{t=0}^{N_c-1} \hat{s}_i(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \\ \quad = \sqrt{\frac{2E_s}{T_c SF N_c}} \sum_{t=0}^{N_c-1} \left\{ \sum_{q=0}^{C-1} \hat{d}_i^q\left(\left\lfloor \frac{t}{SF} \right\rfloor\right) \cdot c^q(t) \right\} \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \\ \quad , \text{DS-CDMA} \\ \sqrt{\frac{2E_s}{T_c SF}} \sum_{q=0}^{C-1} \hat{d}_i^q\left(\left\lfloor \frac{k}{SF} \right\rfloor\right) \cdot c^q(k) \\ \quad , \text{MC-CDMA} \end{cases} \quad (14)$$

その後、MMSE-FDE と IC を次式のように行う。

$$\tilde{S}_i(k) = w_i(k)R(k) - M_i(k)\hat{S}_i(k) \quad (15)$$

ここで、 $M_i(k)$ はキャンセル重みであり (4.1 参照)、 $\hat{S}_0(k) = 0 (k=0 \sim N_c-1)$ である。

3.3. 仮判定

N_c ポイント IFFT を $\{\tilde{S}_i(k); k=0 \sim (N_c-1)\}$ に適用し、ICI を低減した DS-CDMA 信号 $\tilde{s}_i(t)$ を生成する。次式のように逆拡散を行い、軟判定値系列 $\tilde{d}_i^q(n)$ を得る。

$$\tilde{d}_i^q(n) = \begin{cases} \frac{1}{SF} \sum_{t=nSF}^{(n+1)SF-1} \tilde{s}_i(t) \cdot \{c^q(t)\}^* , \text{DS-CDMA} \\ \frac{1}{SF} \sum_{k=nSF}^{(n+1)SF-1} \tilde{S}_i(k) \cdot \{c^q(k)\}^* , \text{MC-CDMA} \end{cases} \quad (16)$$

4. MMSE 重みおよびキャンセル重みの導出

4.1. キャンセル重み

式(5)を式(15)に代入すると次式が得られる。

$$\tilde{S}_i(k) = \hat{H}_i(k)S(k) - M_i(k)\hat{S}_i(k) + w_i(k)\Pi(k) \quad (17)$$

MMSE-FDE と IC を行った後の DS-CDMA 信号 $\tilde{s}_i(t)$ および MC-CDMA 信号の第 k 周波数成分はそれぞれ次

式のように表される。

$$\begin{cases} \tilde{s}_i(t) = A_i s(t) + \mu_{ICI,i}(t) + \mu_{noise,i}(t), \text{DS-CDMA} \\ \tilde{S}_i(k) = A_i \left(\lfloor k/SF \rfloor\right) S(k) + \mu_{ICI,i}(k) + \mu_{noise,i}(k), \text{MC-CDMA} \end{cases} \quad (18)$$

ここで、 $\mu_{ICI,i}(t)$ (または $\mu_{ICI,i}(k)$) は残留干渉成分であり、 $\mu_{noise,i}(t)$ (または $\mu_{noise,i}(k)$) は MMSE-FDE および IC 操作後の雑音成分である。 $\mu_{ICI,i}(t)$ および $\mu_{ICI,i}(k)$ はそれぞれ次式で表される。

$$\begin{cases} \mu_{ICI,i}(t) = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{k=0}^{N_c-1} \left\{ \left(\hat{H}_i(k) - A_i \right) S(k) - M_i(k) \hat{S}_i(k) \right\} \\ \quad \times \exp\left(j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \\ \quad , \text{DS-CDMA} \\ \mu_{ICI,i}(k) = \left(\hat{H}_i(k) - A_i \left(\lfloor k/SF \rfloor\right) \right) S(k) - M_i(k) \hat{S}_i(k) \\ \quad , \text{MC-CDMA} \end{cases} \quad (19)$$

ここで i 回目の繰り返しで生成した干渉レプリカが完全であると仮定する ($S(k) = \hat{S}_i(k)$) と、残留干渉項 $\mu_{ICI,i}(t)$ (または $\mu_{ICI,i}(k)$) を 0 とするためのキャンセル重みは次式となる。

$$M_i(k) = \begin{cases} \hat{H}_i(k) - A_i & , \text{DS-CDMA} \\ \hat{H}_i(k) - A_i \left(\lfloor k/SF \rfloor\right) & , \text{MC-CDMA} \end{cases} \quad (20)$$

4.2. MMSE 重み

まず、DS-CDMA、次いで MC-CDMA における MMSE 重みを導出する。

(1) DS-CDMA

MMSE-FDE と ICI キャンセル後の周波数成分 $\tilde{S}_i(k)$ と式(18)の第 1 項に示す所望送信信号の周波数成分 $A_i S(k)$ の誤差 $e_i(k)$ を次式のように定義する。

$$\begin{aligned} e_i(k) &= \tilde{S}_i(k) - A_i S(k) \\ &= w_i(k) \left[R(k) - H(k) \hat{S}_i(k) \right] - A_i \left(S(k) - \hat{S}_i(k) \right) \\ &= \left(w_i(k) H(k) - A_i \right) \left(S(k) - \hat{S}_i(k) \right) - w_i(k) \Pi(k) \end{aligned} \quad (21)$$

MMSE 重み $w_i(k)$ は、 $H(k)$ が与えられたときに平均二乗誤差 (MSE) $E[e_i(k)^2]$ を最小とするような値である

[12] (つまり $\frac{\partial E[e_i(k)^2]}{\partial w_i(k)} = 0$ とする $w_i(k)$ を求めることと等価). $\Pi(k)$ 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から、 $E[e_i(k)^2]$ は次式のようになる。

$$E[e_i(k)^2] = \frac{2E_s}{SFT_c} \sum_{q=0}^{C-1} \rho_i^q |w_i(k) H(k) - A_i|^2 + \frac{2N_0}{T_c} |w_i(k)|^2 \quad (22)$$

ここで、

$$\rho_i^{q'} = \begin{cases} 1 & , i=0 \\ \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \left\{ \left| \bar{d}_i^{q'}(n) \right|^2 - \left| \hat{d}_i^{q'}(n) \right|^2 \right\} & , i \geq 1 \end{cases} \quad (23)$$

であり, $\bar{d}_i^q(n)$ は $\tilde{d}_{i-1}^q(n)$ を硬判定して得られたシンボルである. 式(22)より, $\partial E[e_i(k)]^2 / \partial w_i(k)$ は次式のようなになる.

$$\frac{\partial E[e_i(k)]^2}{\partial w_i(k)} = w_i(k) \sum_{q'=0}^{C-1} \rho_i^{q'} |H(k)|^2 + w_i(k) \left(\frac{E_s}{SFN_0} \right)^{-1} - \sum_{q'=0}^{C-1} \rho_i^{q'} A_i H^*(k) \quad (24)$$

従って, MMSE 重みは次式のようなになる.

$$w_i(k) = \frac{H^*(k)}{|H(k)|^2 + \left(\frac{E_s}{SFN_0} \sum_{q'=0}^{C-1} \rho_i^{q'} \right)^{-1}} \quad (25)$$

ここで, $w_0(k)$ (つまり $\rho_i^{q'}=1$) はこれまでよく知られた MMSE 重みとなる. また, 完全に残留 ICI が除去されると (つまり $\rho_i^{q'}=0$), $w_i(k)$ は信号電力対雑音電力比 (SNR) を最大とする MRC 重みとなる [6].

(2) MC-CDMA

DS-CDMA と同様に, MC-CDMA における MMSE 重みは次式のようなになる.

$$w_i(k) = \frac{H^*(k)}{|H(k)|^2 + \left(\frac{E_s}{SFN_0} \sum_{q'=0}^{C-1} \rho_i^{q'} \left(\lfloor k/SF \rfloor \right) \right)^{-1}} \quad (26)$$

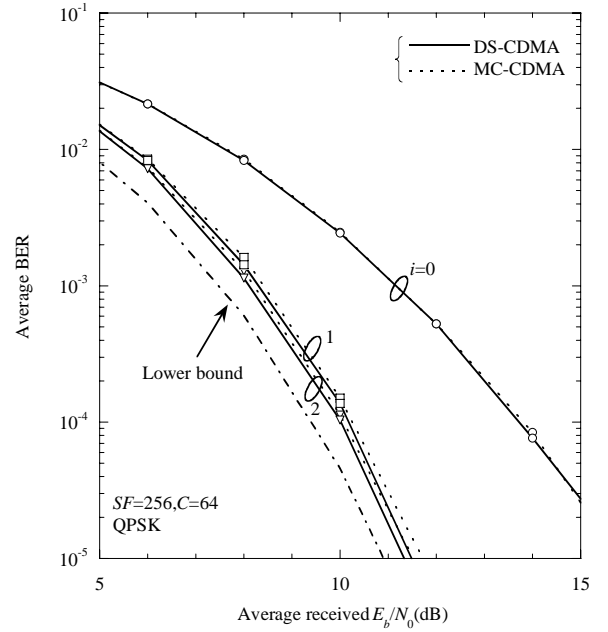
ここで,

$$\rho_i^{q'}(n) = \begin{cases} 1 & , i=0 \\ \left| \bar{d}_i^{q'}(n) \right|^2 - \left| \hat{d}_i^{q'}(n) \right|^2 & , i \geq 1 \end{cases} \quad (27)$$

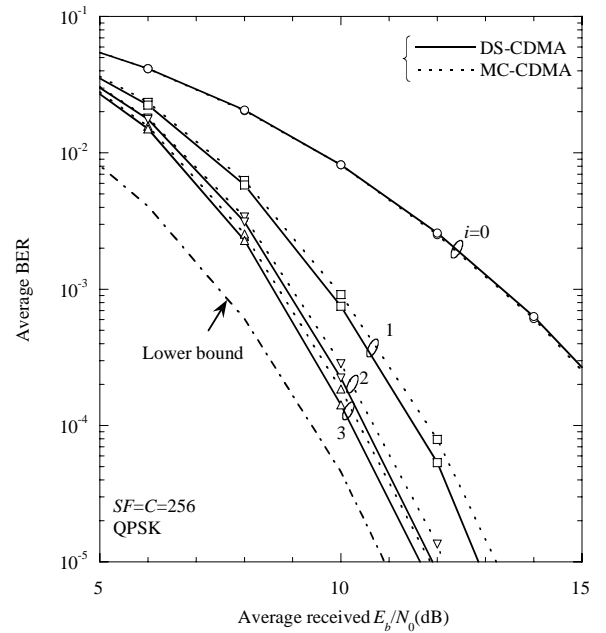
であり, DS-CDMA 同様, $w_0(k)$ はこれまでよく知られた MMSE 重みとなる.

5. 計算機シミュレーション

FFT ポイント数 $N_c=256$ (ブロック長 256 チップ) および GI を $N_g=32$ チップと仮定した. また, フェージングチャンネルは, 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ンネルであるものとした. 受信機のタイミング再生とチャンネル推定は理想的であるとした.



(a) $SF=256, C=64$

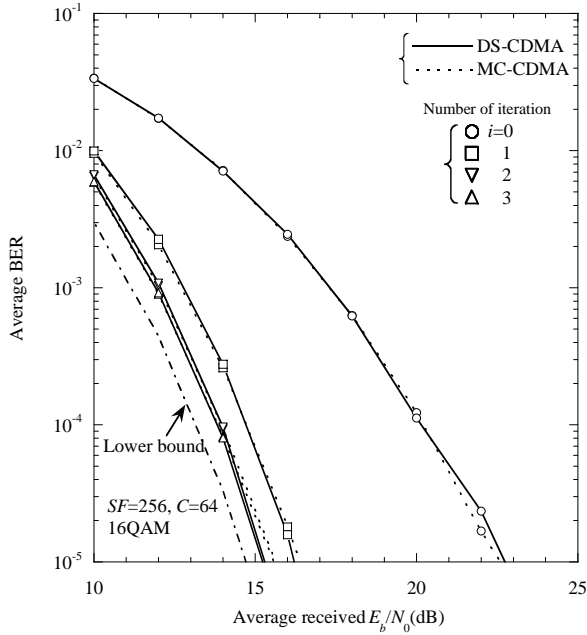


(b) $SF=C=256$

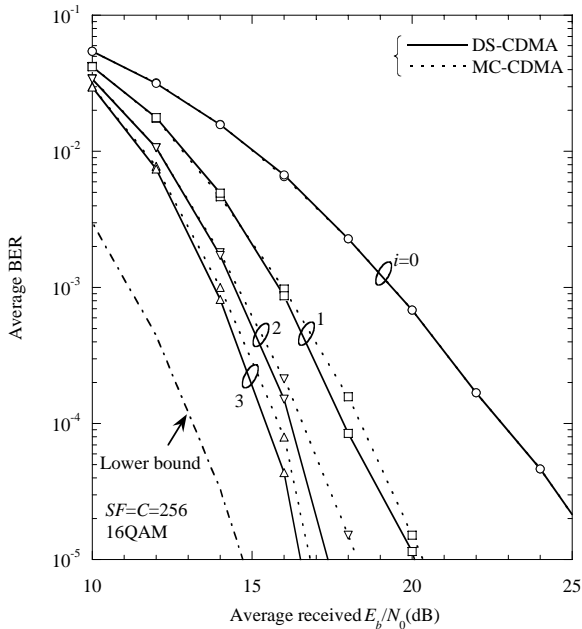
図3 周波数領域適応キャンセラを用いるときの平均 BER 特性 (QPSK)

図3に QPSK 変調および $SF=256$ の場合について, 繰り返し回数 i をパラメータとしてプロットした FDAIC 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 $E_b/N_0 (= (1/\log_2 M) SF (E_s / (SFN_0)) (1 + N_g / N_c))$ である. また, 比較のため, 理論的下界 [6] も示す. ICI キャンセラを用いない場合 ($i=0$), MMSE 重みを用いても完全にはコード間の直交性を復元することができず, コード数が増加するほど BER 特性が劣化していく. しかし, 提案する FDAIC を用いることで BER 特性が大幅に改善していることが分かる. これは, FDAIC によ

て残留 ICI を低減しつつ、高い SNR が得られるためである。SF=N_c の場合、DS-および MC-CDMA で同じ SNR が得られるため、ほぼ同等の BER 特性が得られていることが分かる。C=256(64) の場合、i=2(1) 回の繰り返しで十分であり、そのとき BER=10⁻³ を満たす所要平均受信 E_b/N₀ を、FDAIC を用いない MMSE-FDE(i=0) と比較して、およそ 4.7(3.1)dB 程度低減でき、理論的下界からの劣化を 1.1(0.6)dB 程度までに減らすことができる(このうち 0.5dB はガード挿入損である)。



(a) SF=256, C=64



(b) SF=C=256

図 4 周波数領域適応キャンセラを用いるときの平均 BER 特性(16QAM)

図 4 に 16QAM および SF=256 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、繰り返し適応キャンセラの併用が平均 BER 特性の改善に有効であることが分かる。C=256(64) および i=3 のとき、DS-および MC-CDMA 両方とも BER=10⁻³ を満たす所要平均受信 E_b/N₀ を 7.2(6.2)dB と大幅に低減できることが分かる。

6. むすび

本報告では、周波数領域等化マルチコード CDMA 伝送における残留コード間干渉(ICI)による特性劣化を改善する周波数領域適応キャンセラ(FDAIC)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。FDAIC では、繰り返し処理毎に残留 ICI を考慮した適応 MMSE 重みおよび干渉キャンセル重みを用いている。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ている。QPSK(16QAM)変調、SF=C=256 の場合、繰り返し回数 i=2(3) のとき、キャンセラを用いない MMSE-FDE(i=0) と比較して、BER=10⁻³ を満たす所要平均受信 E_b/N₀ をおよそ 5.8(7.2)dB 程度低減できる。

7. 参考文献

- [1] F. Adachi, M. Sawahashi, and H. Suda, "Wideband DS-CDMA for next generation mobile communication systems," IEEE Commun. Mag., Vol. 36, No.9, pp. 56-69, Sept. 1998.
- [2] F. Adachi, D. Garg, S. Takaoka, and K. Takeda, "Broadband CDMA techniques," IEEE Wireless Commun. Mag., Vol. 2, No. 2, pp. 8-18, Apr. 2005.
- [3] S. Hara and R. Prasad, "Overview of multicarrier CDMA," IEEE Commun. Mag., vol. 35, pp. 126-133, Dec. 1997.
- [4] D. Falconer, et al., "Frequency Domain Equalization for Single-Carrier Broadband Wireless Systems," IEEE Commun. Mag., Vol.40, pp.58-66, Apr. 2002.
- [5] F. Adachi, T. Sao, and T. Itagaki, "Performance of multicarrier DS-CDMA using frequency domain equalization in a frequency selective fading channel," Electronics letters, Vol. 39, pp.239-241, Jan. 2003.
- [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] F. Adachi, K. Ohno, A. Higashi, T. Dohi, and Y. Okumura, "Coherent multicarrier DS-CDMA mobile radio access," IEICE Trans. Commun., Vol. E79-B, No.9, pp. 1316-1325, Sept. 1996.
- [8] Y. Zhou, J. Wang, and M. Sawahashi, "Downlink transmission of broadband OFCDM systems-part I: Hybrid detection," IEEE Trans. Commun., Vol. 53, No.4, pp. 718-729, Apr. 2005.
- [9] R. Dinis, P. Silva, and A. Gusmao, "An iterative frequency-domain decision-feedback receiver for MC-CDMA schemes," Proc. IEEE VTC'05 spring, May-June. 2005.
- [10] K. Ishihara, K. Takeda, and F. Adachi, "Frequency-domain multi-stage inter-code interference cancellation for multi-code DSSS transmission," Proc. The 2nd IEEE VTS APWCS, pp.115-119, Aug. 2005.
- [11] A. Stefanov and T. Duman, "Turbo coded modulation for wireless communications with antenna diversity," Proc. IEEE VTC'99 fall, pp.1565-1569, Netherlands, Sept. 1999.
- [12] S. Haykin, *Adaptive Filter Theory, Third Edition*, Prentice Hall, 1996.