

循環遅延送信ダイバーシチと受信アンテナダイバーシチを用いる マルチコード DS-CDMA 伝送における周波数領域等化・逆拡散の一検討

山本 哲矢[†] 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: [†]{yamamoto, kazuki}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡]adachi@ecei.tohoku.ac.jp

あらまし 周波数選択性フェージング環境下での直接拡散符号分割マルチアクセス(DS-CDMA)の伝送特性を改善する技術として、平均二乗誤差最小(MMSE)規範に基づく周波数領域等化(FDE)を用いる循環遅延送信ダイバーシチ(CDTD)が知られている。しかしながら、MMSE-FDE の後に時間領域信号に戻して逆拡散を行う従来の信号検出法では、等化後に発生する残留チップ間干渉(ICI)がビット誤り率(BER)特性の改善に限界を与える。そこで筆者らは、周波数領域で等化と逆拡散を同時に行う信号検出法を提案した。しかし、これまでの検討ではシングルコード伝送を仮定していた。本論文では、循環遅延送信ダイバーシチと受信アンテナダイバーシチを用いるマルチコード DS-CDMA 伝送を対象に、周波数領域で等化と逆拡散を同時に行う信号検出法を提案するとともに、チャネル利得が与えられたときの条件付 BER 特性を導出している。これをもとに数値計算により平均 BER を求め、計算機シミュレーションにより理論解析の妥当性を示している。

キーワード DS-CDMA, 循環遅延送信ダイバーシチ(CDTD), 周波数領域等化(FDE)

A Study of Frequency-domain Joint Equalization/Despreading for Multi-code DS-CDMA Using Cyclic Delay Transmit Diversity And Receive Antenna Diversity

Tetsuya YAMAMOTO[†] 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: [†]{yamamoto, kazuki}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡]adachi@ecei.tohoku.ac.jp

Abstract Cyclic delay transmit diversity (CDTD) using frequency-domain equalization (FDE) based on the minimum mean square error (MMSE) criterion is a powerful technique to improve the bit error rate (BER) performance of direct sequence code division multiple access (DS-CDMA) signal transmission in a frequency-selective fading channel. However, despreading is done after transforming the frequency-domain signal which applied MMSE-FDE into a time-domain signal and the presence of the residual inter-chip interference (ICI) limits the improvement of the BER performance of DS-CDMA with CDTD. Recently, we proposed a new frequency-domain joint equalization and despreading suitable for CDTD, which can simultaneously perform equalization and despreading in the frequency-domain, assuming single-code DS-CDMA signal transmission. In this paper, we study frequency-domain joint equalization and despreading for multi-code DS-CDMA using CDTD and receive antenna diversity. The conditional BER analysis is presented. The theoretical average BER performance in a frequency-selective Rayleigh fading is evaluated by Monte-Carlo numerical computation method using the derived conditional BER and is confirmed by computer simulation of the signal transmission.

Keyword DS-CDMA, cyclic delay transmit diversity (CDTD), frequency-domain equalization (FDE)

1. まえがき

次世代の移動無線通信では、高速かつ高品質なデータ伝送の実現が望まれている。しかし、移動無線チャネルは、遅延時間の異なる様々な伝搬路から構成される周波数選択性フェージングチャネルであり、厳しい符号間干渉が発生する[1],[2]。周波数領域等化(FDE)を用いれば、周波数ダイバーシチ効果を得ることができるので、シングルキャリア信号伝送のビット誤り率

(BER)特性を大幅に改善できる[3]。第3世代移動無線通信では Rake 合成が用いられている[4]が、Rake 受信の代わりに平均二乗誤差最小規範に基づく周波数領域等化(MMSE-FDE)を用いれば、直接拡散符号分割マルチアクセス(DS-CDMA)の BER 特性を大幅に改善できる[5]。

さらに BER 特性を改善するためには、送信ダイバーシチと FDE の併用が有効である。アンテナごとに異なる

る循環遅延を与えて送信する循環遅延送信ダイバーシチ(CDTD)では、等価的にパス数を増加させチャネルの選択性を強くすることで周波数ダイバーシチ効果を大きくできるため、MMSE-FDEを用いるDS-CDMAにCDTDを適用すればBER特性を改善できる[6],[7]. 文献[6],[7]では、まず受信信号を周波数領域信号に変換した後にMMSE-FDEを行い、その後に時間領域信号に戻して逆拡散を行っている。しかし、MMSE-FDE後に残留するチップ間干渉(ICI)がBER特性の改善に限界を与えてしまう[8].

筆者らは、以前、文献[9]においてCDTDに適したFDEを提案した。このFDEでは周波数領域で等化と逆拡散を同時に行うため、残留ICIを生じない。しかしながら、これまでの検討は、シングルコード伝送を仮定していた。そこで本論文では、CDTDと受信アンテナダイバーシチを用いるマルチコードDS-CDMA伝送を対象とし、周波数領域で等化と逆拡散を同時に行うFDEを提案している。チャンネル利得が与えられたときの条件付BERを導出し、モンテカルロ数値計算により平均BERを求めている。また、計算機シミュレーションにより理論解析の妥当性を示している。

本論文の構成は以下のようになっている。第2章ではCDTDについて述べる。第3章では従来のMMSE-FDEと提案FDEについてそれぞれ述べ、チャンネル利得が与えられたときの条件付BERの表示式を導出している。第4章では、条件付BERを用いたモンテカルロ数値計算によって平均BERを求め、計算機シミュレーション結果と比較している。最後に第5章でまとめる。

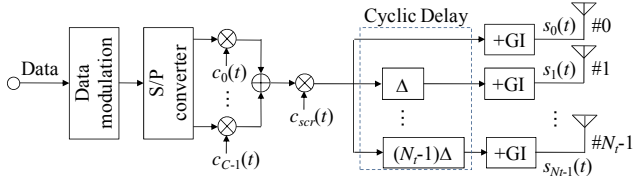


図1 CDTDを用いるマルチコードDS-CDMA送信系

2. 循環遅延送信ダイバーシチ(CDTD)

CDTDを用いるマルチコードDS-CDMA送信系を図1に示す。本論文では、チップ時間 T_c 間隔の離散低域等価表現を用いる。送信側では、2値送信データ系列をデータ変調シンボル系列に変換し、 C 個の並列シンボル系列に直/並列変換する。第 i 系列($i=0\sim C-1$)のデータシンボルを d_i 、拡散率 SF の拡散符号を $\{c_i(t); t=0\sim SF-1\}$ とする($i=0\sim C-1$)。 C 個のデータシンボルをそれぞれ直交拡散符号を用いて拡散し、加算する(これをコード多重という)。コード多重後にスクランブル符号 $c_{scr}(t)$ を乗算して得られる送信チップブロックの等価低域表現 $\{s(t); t=0\sim SF-1\}$ は次式のように表せる。

$$s(t) = \sum_{i=0}^{C-1} d_i \cdot c_i(t \bmod SF) c_{scr}(t) \quad (1)$$

CDTDでは、 SF チップの送信チップ系列を送信アンテナ本数 N_t だけコピーし、第 n 番目の送信アンテナから

送信されるチップ系列に循環遅延 $n\Delta$ を与える。このとき、 SF チップ時間の送信チップ系列 $\{s_n(t); t=0\sim SF-1\}$ は次式で表わされる。

$$s_n(t) = \sqrt{\frac{2E_c}{N_t T_c}} \sum_{i=0}^{C-1} d_i \cdot \tilde{c}_i((t-n\Delta) \bmod SF) \quad (2)$$

ここで E_c は1コードチャンネル当たりのチップエネルギー、 T_c はチップ長である。また、総送信電力を一定とするため送信電力を N_t で除算している。 $\tilde{c}_i(t) = c_i(t \bmod SF) c_{scr}(t)$ は、直交拡散符号とスクランブル符号の積である。最後に、 SF チップブロックの後尾 N_g チップをコピーして、各ブロックの先頭のガードインターバル(GI)に挿入して送信する。つまり、拡散率 SF とFFTブロックサイズは同じである。

各アンテナから送信された信号は L 個の離散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される。第 m 受信アンテナ($m=0\sim N_r-1$)における受信信号 $r_m(t)$ は次式のように表わされる。

$$\begin{aligned} r_m(t) &= \sum_{n=0}^{N_t-1} \sum_{l=0}^{L-1} h_l^{n \rightarrow m} s_n(t - \tau_l^{n \rightarrow m}) + \eta_m(t) \\ &= \sum_{n=0}^{N_t-1} \sqrt{\frac{2E_c}{N_t T_c}} \sum_{i=0}^{C-1} d_i \sum_{l=0}^{L-1} h_l^{n \rightarrow m} \tilde{c}_i((t-n\Delta - \tau_l^{n \rightarrow m}) \bmod SF) + \eta_m(t) \end{aligned} \quad (3)$$

ここで、 $h_l^{n \rightarrow m}$ および $\tau_l^{n \rightarrow m}$ はそれぞれ第 n 送信アンテナと第 m 受信アンテナ間の第 l パスの複素パス利得および遅延時間、 $\eta(t)$ は零平均で分散 $2N_0/T_c$ の複素ガウス過程であり、 N_0 は加法性白色ガウス雑音(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、受信チップ系列 $\{r_m(t); t=0\sim SF-1\}$ に SF ポイント高速フーリエ変換(FFT)を適用して周波数領域信号 $\{R_m(k); k=0\sim SF-1\}$ に変換する。 $R(k)$ は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} R_m(k) &= \frac{1}{\sqrt{SF}} \sum_{t=0}^{SF-1} r_m(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{SF}\right) \\ &= \sqrt{\frac{2E_c}{N_t T_c}} H_m(k) \sum_{i=0}^{C-1} d_i C_i(k) + \Pi_m(k) \end{aligned} \quad (4)$$

ここで、 $C_i(k)$ 、 $H_m(k)$ および $\Pi_m(k)$ は、それぞれ $\{\tilde{c}_i(t); t=0\sim SF-1\}$ 、第 m 受信アンテナにおけるチャンネルインパルス応答および雑音の第 k 周波数成分であり、次式で与えられる。

$$\begin{cases} C_i(k) = \frac{1}{\sqrt{SF}} \sum_{t=0}^{SF-1} \tilde{c}_i(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{SF}\right) \\ H_m(k) = \sum_{n=0}^{N_t-1} \sum_{l=0}^{L-1} h_l^{n \rightarrow m} \exp\left(-j2\pi k \frac{\tau_{nl} + n\Delta}{SF}\right) \\ \Pi_m(k) = \frac{1}{\sqrt{SF}} \sum_{t=0}^{SF-1} \eta_m(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{SF}\right) \end{cases} \quad (5)$$

3. DS-CDMA CDTDにおけるFDE

3.1. 従来のMMSE-FDE

従来のMMSE-FDEは、次式のように行われる。

$$\hat{R}(k) = \sum_{m=0}^{N_s-1} R_m(k) W_m(k) \quad (6)$$

$W_m(k)$ は、次式で与えられる $\hat{R}_m(k)$ と送信チップ系列の周波数成分 $\sum_{i=0}^{C-1} d_i C_i(k)$ との平均二乗差を最小とする MMSE 重みである [8].

$$W_m(k) = \frac{H_m^*(k)}{\sum_{m=0}^{N_s-1} |H_m(k)|^2 + \left(\frac{C}{N_t} \frac{E_c}{N_0} \right)^{-1}} \quad (7)$$

FDE 後の周波数領域信号 $\{\hat{R}(k); k=0 \sim SF-1\}$ に SF ポイント逆 FFT (IFFT) を適用して時間領域信号 $\{\hat{r}(t); t=0 \sim SF-1\}$ に変換する. $\hat{r}(t)$ は次式のように表わされる.

$$\hat{r}(t) = \frac{1}{\sqrt{SF}} \sum_{k=0}^{SF-1} \hat{R}(k) \exp\left(-j2\pi t \frac{k}{SF}\right) \quad (8)$$

最後にチップ系列を次式のように逆拡散して軟判定値系列 \hat{d}_i を得る.

$$\hat{d}_i = \frac{1}{SF} \sum_{t=0}^{SF-1} \hat{r}(t) c_i^*(t \bmod SF) c_{scr}^*(t) \quad (9)$$

また、チャンネル利得 $\{H_m(k); k=0 \sim SF-1\}$ が与えられたときの瞬時信号電力対(残留干渉+雑音)電力比 (SINR) は次式のようになる [10].

$$\gamma = \frac{\frac{2}{N_t} \frac{E_s}{N_0} \left| \frac{1}{SF} \sum_{k=0}^{SF-1} \hat{H}(k) \right|^2}{\frac{1}{SF} \sum_{k=0}^{SF-1} \sum_{m=0}^{N_s-1} |W_m(k)|^2 + \left(\frac{C}{N_t} \frac{E_c}{N_0} \right) \left\{ \frac{1}{SF} \sum_{k=0}^{SF-1} |\hat{H}(k)|^2 - \left| \frac{1}{SF} \sum_{k=0}^{SF-1} \hat{H}(k) \right|^2 \right\}} \quad (10)$$

ただし、 $\hat{H}(k) = \sum_{m=0}^{N_s-1} H_m(k) W_m(k)$ であり、 E_s/N_0 は 1 シンボル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である.

CDTD は、チャンネルの周波数選択性を強めることができるため、MMSE-FDE を用いれば大きな周波数ダイバーシチ効果が得られるものの、等化後に ICI が残留してしまうという問題がある.

3.2. 周波数領域ジョイント等化・逆拡散(シングルコード伝送)

シングルコード伝送のとき、受信周波数領域信号は次式のように表わされる.

$$R_m(k) = \left(\sqrt{\frac{2E_c}{N_t T_c}} H_m(k) C_0(k) \right) d_0 + \Pi_m(k) \quad (11)$$

式(11)に重み $W_m(k)$ を乗算してアンテナダイバーシチ合成した後の周波数領域信号は次式のように表される.

$$\begin{aligned} \hat{R}(k) &= \sum_{m=0}^{N_s-1} R_m(k) W_m(k) \\ &= \left(\sqrt{\frac{2E_c}{N_t T_c}} \sum_{m=0}^{N_s-1} H_m(k) W_m(k) C_0(k) \right) d_0 + \sum_{m=0}^{N_s-1} \Pi_m(k) W_m(k) \end{aligned} \quad (12)$$

第 1 項が希望信号成分、第 2 項が雑音成分である. 式(12)より、従来のように IFFT を用いて時間領域信号に戻さずに、周波数領域のまま逆拡散を行なうことができることが分かる. したがって直ちに軟判定値を次式のように得ることができる.

$$\begin{aligned} \hat{d}_i &= \frac{1}{\sqrt{SF}} \sum_{k=0}^{SF-1} \hat{R}(k) \\ &= \sqrt{\frac{2E_c}{N_t T_c}} \left(\frac{1}{\sqrt{SF}} \sum_{m=0}^{N_s-1} \sum_{k=0}^{SF-1} H_m(k) W_m(k) C_0(k) \right) d_0 \\ &\quad + \frac{1}{\sqrt{SF}} \sum_{m=0}^{N_s-1} \sum_{k=0}^{SF-1} \Pi_m(k) W_m(k) \end{aligned} \quad (13)$$

上記のような周波数領域ジョイント等化・逆拡散後の信号対雑音電力比 (SNR) は、次式のようになる.

$$\gamma \left(\frac{E_s}{N_0}, H_m(k) \right) = \frac{\frac{2}{N_t} \frac{E_s}{N_0} \left| \frac{1}{SF} \sum_{k=0}^{SF-1} \hat{H}(k) C_0(k) \right|^2}{\frac{1}{SF} \sum_{k=0}^{SF-1} \sum_{m=0}^{N_s-1} |W_m(k)|^2} \quad (14)$$

式(14)に Schwarz の不等式 [11] を適用すると、SNR を最大とする次式のような周波数領域重みが得られる.

$$W_{m,MRC}(k) = \{C_0(k) H_m(k)\}^* \quad (15)$$

この重みを最大比合成 (MRC) 重みと呼ぶ.

3.3. 周波数領域ジョイント等化・逆拡散(マルチコード伝送)

マルチコード伝送の場合、受信周波数領域信号は式(4)で表わされる. 式(4)に重み $W_{i,m}(k)$ を乗算してアンテナダイバーシチ合成した後の周波数領域信号は次式のように表される.

$$\begin{aligned} \hat{R}_i(k) &= \sqrt{\frac{2E_c}{N_t T_c}} \sum_{i=0}^{C-1} \left(\sum_{m=0}^{N_s-1} H_m(k) W_{i,m}(k) C_i(k) \right) d_i \\ &\quad + \sum_{m=0}^{N_s-1} \Pi_m(k) W_{i,m}(k) \end{aligned} \quad (16)$$

式(16)よりマルチコード伝送の場合、周波数領域信号は、同時送信された C 個のデータシンボルの線形和になる. このため、MRC 重みを用いると拡散コード間干渉 (ICI) が発生してしまう. このような場合、ICI をガウス近似できるものとする、BER を決定するのは SINR である. そこで、文献 [9] で提案した平均二乗誤差最小 (MMSE) 重みを用いる. この場合、FDE 後に、 SF ポイント IFFT を用いて周波数領域信号 $\{\hat{R}_i(k); k=0 \sim SF-1\}$ を遅延時間領域信号 $\{y_i(\tau); \tau=0 \sim SF-1\}$ に変換する. 周波数領域等化と逆拡散を同時に行う周波数領域ジョイント等化・逆拡散では従来の MMSE-FDE と異なり、 C 個の並列送信シンボルの各々 $d_i \delta(\tau)$ と $y_i(\tau)$ との平均二乗差を最小とする MMSE 重みを用いる必要がある. 第 i 番目の並列シンボル d_i に関する MMSE 主には次式のようになる (導出略).

$$W_{i,m}(k) = \frac{\{C_i(k)H_m(k)\}^*}{\sum_{i=0}^{C-1} |C_i(k)|^2 \sum_{m=0}^{N_r-1} |H_m(k)|^2 + \left(\frac{1}{N_t} \frac{E_c}{N_0}\right)^{-1}} \quad (17)$$

送信シンボル d_i の軟判定値 \hat{d}_i は

$$\begin{aligned} \hat{d}_i &= y_i(0) = \frac{1}{\sqrt{SF}} \sum_{m=0}^{N_r-1} \sum_{k=0}^{SF-1} R_m(k) W_{i,m}(k) \\ &= \sqrt{\frac{2E_c}{N_t T_c}} \left(\frac{1}{\sqrt{SF}} \sum_{k=0}^{SF-1} C_i(k) \hat{H}(k) \right) d_i \\ &\quad + \sqrt{\frac{2E_c}{N_t T_c}} \frac{1}{\sqrt{SF}} \sum_{k=0}^{SF-1} \hat{H}(k) \sum_{\substack{i'=0 \\ \neq i}}^{C-1} d_{i'} C_{i'}(k) \\ &\quad + \frac{1}{\sqrt{SF}} \sum_{m=0}^{N_r-1} \sum_{k=0}^{SF-1} W_{i,m}(k) \Pi_m(k) \end{aligned} \quad (18)$$

となる。式(18)の第2項は残留ICIである。このように、シングルコード伝送時と同様、IFFT操作は不要で、周波数領域で等化、逆拡散およびダイバーシチ合成が同時に行える。

上記のような周波数領域ジョイント等化・逆拡散後のチャンネル利得 $\{H_m(k); k=0 \sim SF-1\}$ が与えられたときの信号対(残留干渉+雑音)電力比(SINR)は、次式のようになる。

$$\gamma \left(\frac{E_s}{N_0}, H_m(k) \right) = \frac{\frac{2}{N_t} \frac{E_s}{N_0} \left| \frac{1}{SF} \sum_{k=0}^{SF-1} \hat{H}(k) C_i(k) \right|^2}{\left[\frac{1}{SF} \sum_{k=0}^{SF-1} \sum_{m=0}^{N_r-1} |W_{i,m}(k)|^2 + \left(\frac{1}{N_t} \frac{E_s}{N_0} \right) \sum_{\substack{i'=0 \\ \neq i}}^{C-1} \left| \frac{1}{SF} \sum_{k=0}^{SF-1} \hat{H}(k) C_{i'}(k) \right|^2 \right]} \quad (19)$$

周波数領域ジョイント等化・逆拡散では、残留ICIは存在するものの従来のMMSE-FDEで生じるような自己干渉(自拡散符号の符号間干渉)は発生しない。

3.4. 平均ビット誤り率

式(18)の第2項の残留ICIを零平均の複素ガウス変数として近似すると、第2項と第3項の和は新たな零平均のガウス変数 μ として扱うことができる。このとき、式(19)のSINRは等価SNRとなるため、チャンネル利得 $\{H_m(k); k=0 \sim SF-1\}$ が与えられたときの条件付BERは次式で表わされる[2]。

$$P_b \left(\frac{E_s}{N_0}, \{H_m(k)\} \right) = \begin{cases} \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left[\sqrt{\frac{1}{4} \gamma \left(\frac{E_s}{N_0}, \{H_m(k)\} \right)} \right], & \text{QPSK} \\ \frac{3}{8} \operatorname{erfc} \left[\sqrt{\frac{1}{20} \gamma \left(\frac{E_s}{N_0}, \{H_m(k)\} \right)} \right], & \text{16QAM} \\ \frac{7}{24} \operatorname{erfc} \left[\sqrt{\frac{1}{84} \gamma \left(\frac{E_s}{N_0}, \{H_m(k)\} \right)} \right], & \text{64QAM} \end{cases} \quad (20)$$

ここで、 $\operatorname{erfc}[x] = (2/\sqrt{\pi}) \int_x^\infty \exp(-t^2) dt$ は誤差補関数である。式(22)を $\{H_m(k); k=0 \sim SF-1\}$ のとり得るすべての範囲にわたって平均することで平均BER $P_b(E_s/N_0)$ が求めら

れる。

4. 数値計算と計算機シミュレーション

数値計算および計算機シミュレーション諸元を表1に示す。L=16パスで減衰係数6dBの指数減衰電力遅延プロファイルを有するブロックレイリーフェージングを仮定した。チャンネル推定は理想としている。

平均BERの理論特性は以下の方法で求める。まず、各送信アンテナと受信アンテナ間のパス利得 $\{h_l^{n \rightarrow m}; n=0 \sim N_t-1, m=0 \sim N_r-1, l=0 \sim L-1\}$ を生成し、式(5)によりチャンネル利得 $\{H_m(k); m=0 \sim N_r-1, k=0 \sim SF-1\}$ を求める。そして、 $\{H_m(k)\}$ を用いて、式(15)および(17)の重み $\{W_m(k); m=0 \sim N_r-1, k=0 \sim SF-1\}$ を求める。次いで、平均 E_s/N_0 が与えられた時の条件付BERを式(22)を用いて計算する。これを繰り返して平均することで平均BERを求める。比較のため、従来のMMSE-FDEを用いた場合のCDTDの数値計算による平均BER特性も併せて示す。

表1 計算機シミュレーション諸元

Transmitter	No. of transmit antennas	$N_t=4$
	Modulation	QPSK, 16QAM, 64QAM
	GI	$N_g=16$
	Spreading sequence	Walsh sequence
	Spreading factor	$SF=64$
	No. of parallel codes	$C=1 \sim 64$
Channel	Scramble code	Long PN sequence
	Fading type	Frequency-selective block Rayleigh
	Power delay profile	$L=16$ -path exponential power delay profile
	Decay factor	$\alpha=6$ (dB)
Receiver	FFT block size	SF
	FDE	MMSE, MRC
	Channel estimation	Ideal

4.1. シングルコード伝送のBER特性

シングルコード伝送で、周波数領域ジョイント等化・逆拡散を用いる時のCDTDの平均BER特性を図2に示す。ここで、横軸 $E_b/N_0 = (E_s/N_0)(SF+N_g)/\log_2 M$ は1ビットあたりの平均信号エネルギー対雑音電力スペクトル密度である(Mは変調レベルである)。また、比較のため従来のMMSE-FDEを用いた場合のCDTDの平均BER特性と理論的下界[8]の特性も示す。理論値とシミュレーション値はほぼ一致していることがわかる。拡散率が $SF=64$ と大きいため、QPSK(M=4)では従来のMMSE-FDEを用いた場合でもICIを十分抑圧できる。したがって、QPSK伝送時には理論的下界からの劣化はほとんどなく、周波数領域ジョイント等化・逆拡散とほぼ同等の特性が得られる。一方、16QAM(M=16)や64QAM(M=64)では、信号点間距離が短くなってICIの影響を受けやすくなるため、従来のMMSE-FDEで

は理論的下界からの劣化が大きくなる。しかし、周波数領域ジョイント等化・逆拡散では周波数領域で等化と逆拡散を同時に行うことで ICI が発生せず、全ての周波数成分を最大比合成できるため、理論的下界に近い特性が得られる(理論的下界からの劣化分は GI 挿入損(0.97dB)である)。 $N_r=2$ の場合、受信ダイバーシチ効果により残留 ICI がさらに抑圧されるため、周波数領域ジョイント等化・逆拡散による BER 特性の改善は少なくなる。16(64)QAM の場合、周波数領域ジョイント等化・逆拡散は、従来の MMSE-FDE と比較して BER= 10^{-4} を満たす所要平均受信 E_b/N_0 を $N_r=1$ のとき 1.5(4.0)dB, $N_r=2$ のとき 0.8(1.5)dB 改善できる。

4.2. マルチコード伝送の BER 特性

マルチコード時の周波数領域ジョイント等化・逆拡散を用いたときの CDTD の平均 E_b/N_0 対 BER 特性を図 3 に示す。16QAM を用いており、コード多重数 C をパラメータとしている。また、比較のため従来の MMSE-FDE を用いた場合の平均 BER 特性と理論的下界の特性も示す。理論値とシミュレーション値はほぼ一致している。周波数領域ジョイント等化・逆拡散を用いる場合と従来の MMSE-FDE を用いる場合とも、コード多重数 C が増加するにつれて残留 ICI が増加するため BER 特性が劣化する。しかし、周波数領域ジョイント等化・逆拡散では自コードによる残留 ICI が発生しないため、従来の MMSE-FDE を用いる場合に比べて BER 特性をわずかに改善できる。

4.3. 演算量

図 4 に、周波数領域ジョイント等化・逆拡散を用いる場合と従来の MMSE-FDE を用いる場合について、等化と逆拡散に必要な複素乗算回数を示す。MMSE-FDE を用いる場合、FDE(FFT, IFFT を含む)および逆拡散に必要な複素乗算回数は $(N_r+1)\{(SF/2)\log_2 SF+SF\}$ である。一方、周波数領域ジョイント等化・逆拡散に必要な複素乗算回数は $N_r\{(SF/2)\log_2 SF+SF\}$ である。したがって、周波数領域ジョイント等化・逆拡散の演算量は従来の MMSE-FDE の $N_r/(N_r+1)$ 倍である。アンテナダイバーシチなしのとき($N_r=1$)、演算量は 50%、最も実用的な 2 アンテナ受信ダイバーシチのとき($N_r=2$)、演算量は 67% に低減できる。

5. まとめ

本論文では、CDTD を用いるマルチコード DS-CDMA 信号伝送に適した周波数領域で等化と逆拡散を同時に行う信号検出法を提案した。BER の理論解析を示し、計算機シミュレーションにより理論解析の妥当性を示した。本論文で得られた検討結果をまとめると以下のようになる。

- ・シングルコード伝送の場合、周波数領域ジョイント等化・逆拡散を用いれば残留 ICI が発生せず、全ての周波数成分を最大比合成できるため、従来の MMSE-FDE に比べて BER 特性を大幅に改善できる。
- ・マルチコード伝送の場合、周波数領域ジョイント等

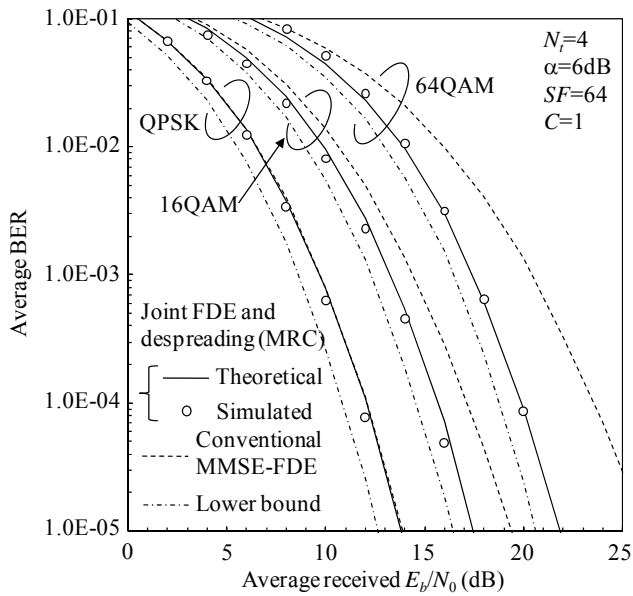
化・逆拡散では自コードによる残留 ICI が発生しないため、従来の MMSE-FDE に比べて BER 特性をわずかに改善できる。

- ・受信アンテナダイバーシチを用いた場合、受信ダイバーシチ効果により残留 ICI がさらに抑圧されるため、周波数領域ジョイント等化・逆拡散による BER 特性改善はわずかに改善できる。
- ・周波数領域ジョイント等化・逆拡散の演算量は従来の MMSE-FDE より低減できる。最も実用的な 2 アンテナ受信ダイバーシチのとき($N_r=2$)、演算量は 67% である。

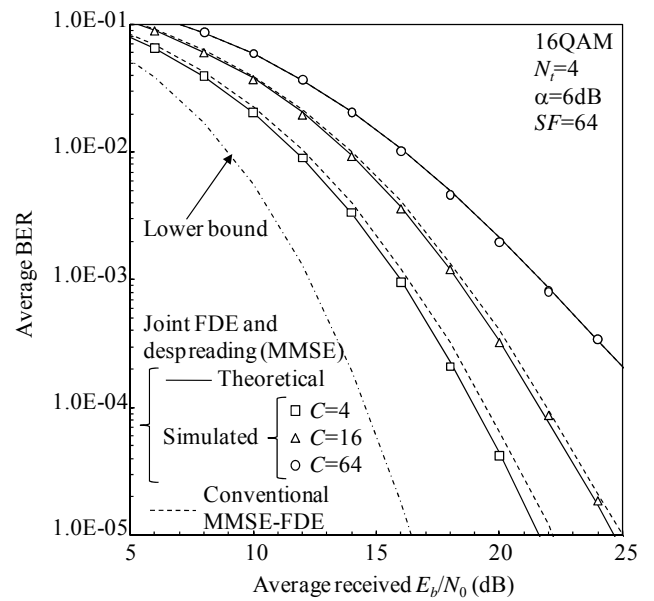
周波数領域ジョイント等化・逆拡散では、すべての信号検出処理を周波数領域で行うため、文献[12]で提案した周波数領域適用 ICI キャンセラの適用が容易である。今後は干渉キャンセラの適用についても検討する予定である。

文 献

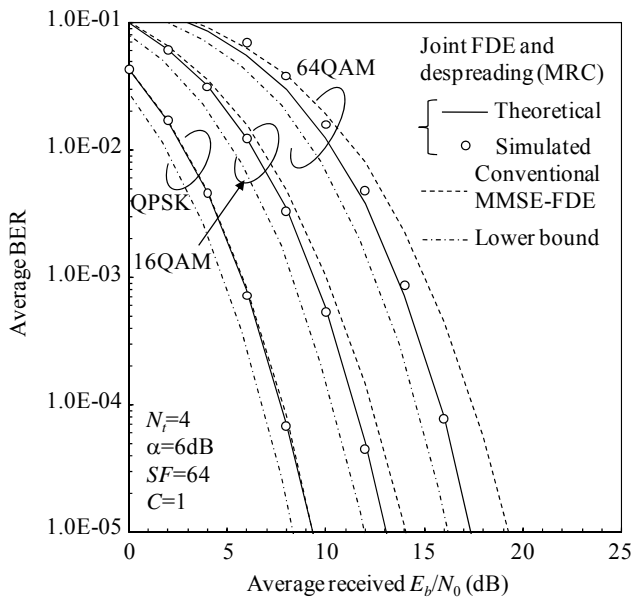
- [1] W. C., Jakes Jr., Ed., *Microwave mobile communications*, Wiley, New York, 1974.
- [2] J. G. Proakis, *Digital communications*, 2nd ed., McGraw-Hill, 1995.
- [3] D. Falconer, S. L. Ariyavisitakul, A. Benyamin-Seeyar B. Edison, "Frequency domain equalization for single-carrier broadband wireless systems," *IEEE Commun. Mag.*, Vol. 40, No. 4, pp. 58-66, Apr. 2002.
- [4] F. Adachi, M. Sawahashi, and H. Suda, "Wideband DS-CDMA for next generation mobile communications systems," *IEEE Trans. Mag.*, Vol. 36, No.9, pp. 56-69, Sept. 1998.
- [5] F. Adachi, D. Garg, S. Takaoka, and K. Takeda, "Broadband CDMA techniques," Special Issue on Modulation, Coding and Signal Processing, *IEEE Wireless Commun. Mag.*, Vol. 12, No. 2, pp. 8-18, Apr. 2005.
- [6] 河内涼子, 武田和晃, 安達文幸, "周波数領域等化を用いる DS-CDMA への Cyclic Delay Diversity の適用効果," *信学技報*, RCS2004-392, pp. 13-18, 2005 年 3 月
- [7] 河内涼子, 武田和晃, 安達文幸, "循環遅延送信ダイバーシチと周波数領域等化を用いる DS-CDMA と MC-CDMA との特性比較," *信学会総合大会*, B-5-14, pp. 463, 2005 年 3 月
- [8] 武田和晃, 小島洋平, 安達文幸, "DS-CDMA 周波数領域等化における周波数領域 ICI キャンセラと送信ダイバーシチの複合効果," *信学技報*, RCS2007-65, pp. 69-74, 2007 年 8 月
- [9] 山本哲矢, 武田一樹, 安達文幸, "DS-CDMA 循環遅延送信ダイバーシチにおける周波数領域等化の一検討," *信学技報*, RCS2007-189, pp. 19-24, 2008 年 3 月
- [10] 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.
- [11] M. Schwartz, W.R. Bennett, and S. Stein, *Communication systems and techniques*, McGraw-Hill, New York, 1966.
- [12] K. Takeda, K. Ishihara and F. Adachi, "Frequency-domain ICI cancellation with MMSE equalization for DS-CDMA downlink," *IEICE Trans. Commun.*, Vol. E89-B, No. 12, pp. 3335-3343, Dec. 2006.



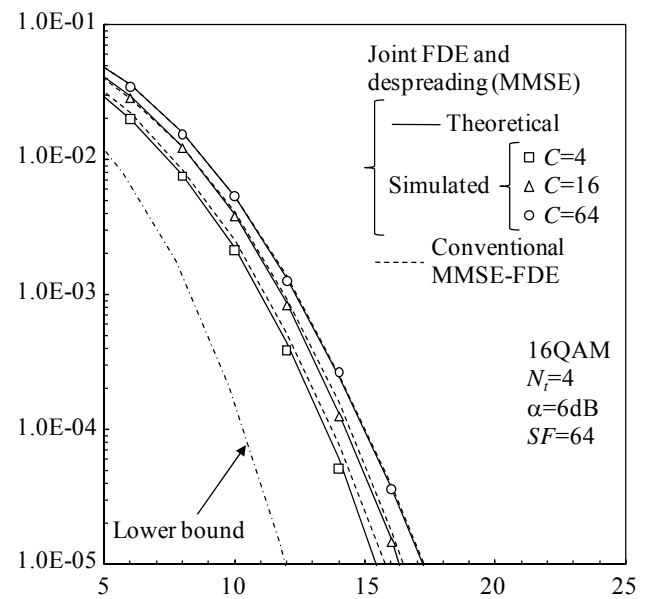
(a) $N_r=1$



(a) $N_r=1$



(b) $N_r=2$



(b) $N_r=2$

図2 シングルコード時の CDTD の平均 BER 特性

図3 マルチコード時の CDTD の平均 BER 特性

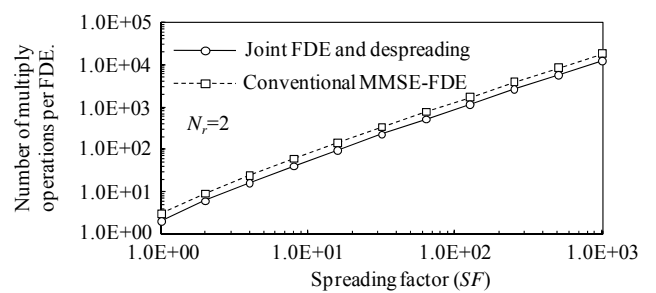


図4 複素乗算回数の比較