

# ICI キャンセラを用いる MC-CDMA における送信ダイバーシチの平均 BER 特性

武田 和晃<sup>†1</sup> 小島 洋平<sup>†1</sup> 留場 宏道<sup>†1</sup> Jiangzhou Wang<sup>‡2</sup> 安達 文幸<sup>†3</sup>

<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

<sup>‡</sup> ケント大学電子学科 ケント州カンタベリー市 CT2 7NT

E-mail: <sup>1</sup>{takeda, kojima, tomeba}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, <sup>2</sup>j.z.wang@kent.ac.uk, <sup>3</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) およびコード間干渉 (ICI) キャンセラを用いれば, マルチキャリア符号分割マルチアクセス (MC-CDMA) の平均ビット誤り率 (BER) 特性を大幅に改善できる. 更なる伝送特性の改善には, 送信アンテナダイバーシチ技術の適用が有効である. 循環遅延送信ダイバーシチ (CDTD) では, 大きな周波数ダイバーシチ効果が得られる. 一方, 時空間符号化を行う時空間送信ダイバーシチ (STTD) では, 最大比合成によりアンテナダイバーシチ効果が得られるため, CDTD より優れた特性が得られると言われてきた. 本報告では, CDTD の特性劣化の主な原因は FDE 後の残留 ICI であることを指摘し, ICI キャンセラを MC-CDMA/CDTD に適用している. 拡散率  $SF$  がサブキャリア数  $N_c$  と等しいとき, CDTD は STTD とほぼ同じ平均 BER 特性が得られることを理論的に示している. それを計算機シミュレーションにより確認している. キーワード MC-CDMA, 周波数領域等化, ICI キャンセラ, 循環遅延送信ダイバーシチ, 時空間送信ダイバーシチ

## Average BER performance of transmit antenna diversity for MC-CDMA with ICI cancellation

Kazuaki TAKEDA<sup>†1</sup>, Yohei KOJIMA<sup>†1</sup>, Hiromichi Tomeba<sup>†1</sup>, Jiangzhou Wang<sup>‡2</sup>

and Fumiyuki ADACHI<sup>†3</sup>

<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

<sup>‡</sup> Dept. of Electronics, University of Kent, Canterbury, Kent, CT2 7NT, United Kingdom

E-mail: <sup>1</sup>{takeda, kojima, tomeba}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, <sup>2</sup>j.z.wang@kent.ac.uk, <sup>3</sup>adachi@ecei.tohoku.ac.jp

**Abstract** The joint use of frequency-domain equalization based on the minimum mean square error (MMSE) criterion and inter-code interference (ICI) cancellation can improve the bit error rate (BER) performance of multi-carrier code division multiple access (MC-CDMA). To further improve the BER performance, transmit antenna diversity is effective. Cyclic delay transmit diversity (CDTD) can achieve a large frequency diversity gain. Space-time transmit diversity (STTD) can obtain antenna diversity gain due to the space-time coding and achieve better BER performance than CDTD. In this paper, it is shown that the performance degradation of CDTD is mainly due to the residual ICI after MMSE-FDE, and ICI cancellation is introduced into MC-CDMA using CDTD. It is theoretically shown that, when the spreading factor  $SF$  equals the number  $N_c$  of subcarriers, CDTD provides almost the same BER performance as STTD. This is confirmed by computer simulation.

**Keyword** MC-CDMA, frequency-domain equalization (FDE), ICI cancellation, cyclic delay transmit diversity (CDTD), space-time transmit diversity (STTD)

### 1. まえがき

次世代移動体通信では, 高品質かつ 100Mbps を超えるより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]. 最近, 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伝送が注目されている. マルチキャリア符号分割マルチアクセス (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) を用いることで, 周波数ダイバーシチ効果を得ることができるため, 優れた平均誤り率 (BER) 特性を得ることができる [2-5].

しかし, MMSE-FDE を用いるマルチコード

MC-CDMA では, 周波数選択性を完全にはなくすことはできないため, MMSE-FDE および逆拡散後に残留コード間干渉 (ICI) が生じてしまう. これまで, ICI キャンセラが提案されており, これを用いれば, 理論的下界に近い優れた BER 特性を得ることができる [6-8].

更なる伝送特性の改善には送信ダイバーシチの適用が有効である. 最近, 各アンテナで異なる循環遅延を送信データブロックに与えて, それらを同時に送信する循環遅延送信ダイバーシチ (CDTD) が提案された [9]. CDTD では, 等価的なパス数を増やすことができるため, 大きな周波数ダイバーシチ効果が得られる. また, 時空間送信ダイバーシチ (STTD) が良く知られている [10]. STTD では, アンテナダイバーシチ効果が

得られるので、CDTD より優れた特性が得られると言われてきた[11, 12].

本論文では、CDTD の主な特性劣化の原因が残留 ICI であることを指摘し、ICI キャンセラを MC-CDMA/CDTD に適用している。拡散率  $SF$  がサブキャリア数  $N_c$  と等しいとき、CDTD は STTD とほぼ同じ平均 BER 特性が得られることを理論的に示し、それを計算機シミュレーションにより確認している。

## 2. CDTD を用いる MC-CDMA

### 2.1. 送信信号の数式表現

図 1 に CDTD を用いる MC-CDMA 送信機を示す。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）し、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。コード  $u$  ( $u=0\sim U-1$ ) のデータシンボルブロックを  $\{d_u(m); m=0\sim N_c/SF-1\}$ ,

拡散率  $SF$  の拡散符号を  $\{c_u(k); k=0\sim SF-1\}$  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（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  $c_{scr}(k)$  を乗算して得られるチップブロックの等価低域表現  $\{\hat{S}(k); k=0\sim N_c-1\}$  は次式のようにになる。

$$\hat{S}(k) = \sqrt{\frac{2E_c}{N_c T_c}} S(k) \quad (1)$$

ここで  $E_c$  は 1 サンプル当たりのサブキャリアエネルギー、 $T_c$  はサンプル長である。また、 $\{S(k); k=0\sim N_c-1\}$  は次式で与えられる。

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

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。周波数ダイバーシチ効果を得るために周波数インターリーブを行った後、 $\{S(k); k=0\sim N_c-1\}$  に  $N_c$  ポイント逆高速フーリエ変換 (IFFT) 適用して、MC-CDMA 信号  $\{s(t); t=0\sim N_c-1\}$  を得る。 $s(t)$  は次式で与えられる。

$$s(t) = \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{S}(k) \exp\left(j \frac{2\pi t}{N_c} k\right) \quad (3)$$

アンテナ毎に異なる循環遅延を与えて同時に送信するのが CDTD である。MC-CDMA 信号  $\{s(t); t=0\sim N_c-1\}$  を送信アンテナ数  $N_t$  分だけコピーし、次式のように  $n$  ( $n=0\sim N_t-1$ ) 番目のアンテナから送信される MC-CDMA 信号に循環遅延  $n\Delta$  を与える。

$$\bar{s}_n(t) = \frac{1}{\sqrt{N_t}} s(t - n\Delta \bmod N_c) \quad (4)$$

ここで、総送信電力を一定とするため送信電力を  $\sqrt{N_t}$  で除算している。最後に、MC-CDMA 信号の後尾  $N_g$  サンプルをコピーして、各 MC-CDMA 信号の先頭のガードインターバル (GI) に挿入して送信する。

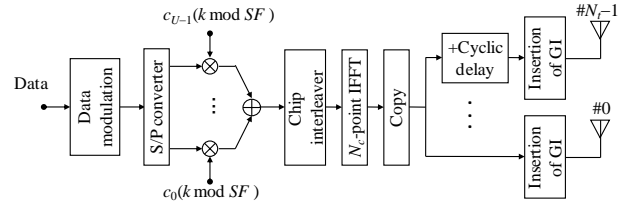


図 1 CDTD を用いる MC-CDMA 送信機

### 2.2. FDE

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。GI を削除した後の受信チップブロック  $\{r(t); t=0\sim N_c-1\}$  は次式のようにになる。

$$r(t) = \sum_{n=0}^{N_t-1} \sum_{l=0}^{L-1} h_{n,l} \bar{s}_n((t - \tau_l) \bmod N_c) + \eta(t) \quad (5)$$

ここで、 $h_{n,l}$  は送信アンテナ  $n$  と受信機間のパス  $l$  の複素パス利得であり、 $\sum_{l=0}^{L-1} E[|h_{n,l}|^2] = 1$  であるものとする[13]。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。 $\tau_l$  はパス  $l$  の遅延時間である。また、 $\eta(t)$  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。

$r(t)$  に  $N_c$  ポイント FFT を適用して  $N_c$  個のサブキャリア  $\{R(k); k=0\sim N_c-1\}$  に分解する。第  $k$  サブキャリア  $R(k)$  は次式で表せる。

$$R(k) = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{t=0}^{N_c-1} r(t) \exp\left(-j \frac{2\pi k}{N_c} t\right) \quad (6)$$

$$= \sqrt{\frac{2E_c}{N_t T_c}} H_{CD}(k) S(k) + \Pi(k)$$

ここで、 $H_{CD}(k)$  および  $\Pi(k)$  は第  $k$  周波数点のチャネル利得、および雑音成分である。 $H_{CD}(k)$  は次式で表せる。

$$H_{CD}(k) = \sum_{n=0}^{N_t-1} \sum_{l=0}^{L-1} h_{n,l} \exp\left(-j 2\pi k \frac{n\Delta + \tau_l}{N_c}\right) \quad (7)$$

次に、次式のように、サブキャリア毎に 1 タップ MMSE-FDE を行う。

$$\hat{R}(k) = R(k) W(k) \quad (8)$$

ここで、 $W(k)$  は MMSE-FDE 重みである。

最後に  $\hat{R}(k)$  を次式のように逆拡散して軟判定値系列  $\{\hat{d}_u(m); m=0\sim N_c/SF-1\}$  を得る。

$$\hat{d}_u(m) = \frac{1}{SF} \sum_{k=mSF}^{(m+1)SF-1} \hat{R}(k) c_u^*(k \bmod SF) c_{scr}^*(k) \quad (9)$$

### 3. STTD を用いる MC-CDMA 伝送系

偶数および奇数番目の送信ブロックを  $\{S_{e(o)}(k); k=0\sim N_c-1\}$  とする。次式のように、時空間符

号化を  $\{S_{e(o)}(k); k=0 \sim N_c-1\}$  に適用する [10].

$$\begin{pmatrix} \bar{S}_{0,0}(k) & \bar{S}_{1,0}(k) \\ \bar{S}_{0,1}(k) & \bar{S}_{1,1}(k) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_e(k) & -S_o^*(k) \\ S_o(k) & S_e^*(k) \end{pmatrix} \quad (10)$$

ここで,  $\{\bar{S}_{q,n}(k); k=0 \sim N_c-1\}$  は, 第  $n$  送信アンテナにおける  $q$  ( $=0, 1$ ) 番目の符号化送信ブロックである.  $N_c$  ポイント IFFT により,  $\{\bar{S}_{q,n}(k); k=0 \sim N_c-1\}$  を MC-CDMA 信号に変換した後, GI を付加して送信する.

MC-CDMA 信号は周波数選択性フェージングを伝搬して受信機で受信される. 偶数および奇数番目の MC-CDMA 受信信号に  $N_c$  ポイント FFT を適用して  $N_c$  個のサブキャリア  $\{R_{e(o)}(k); k=0 \sim N_c-1\}$  に分解する.

$R_{e(o)}$  はそれぞれ次式で表せる.

$$\begin{cases} R_e(k) = \sqrt{\frac{2E_c}{N_t T_c}} H_0(k) S_e(k) + \sqrt{\frac{2E_c}{N_t T_c}} H_1(k) S_o(k) + \Pi_e(k) \\ R_o(k) = -\sqrt{\frac{2E_c}{N_t T_c}} H_0(k) S_o^*(k) + \sqrt{\frac{2E_c}{N_t T_c}} H_1(k) S_e^*(k) + \Pi_o(k) \end{cases} \quad (11)$$

ここで,  $H_{0(1)}(k)$  および  $\Pi_{e(o)}(k)$  は送信アンテナ 0(1) と受信機間のチャネル利得および雑音成分である.  $H_{0(1)}(k)$  は次式で与えられる.

$$H_{0(or1)}(k) = \sum_{l=0}^{L-1} h_{0(or1),l} \exp\left(-j2\pi k \frac{\tau_l}{N_c}\right) \quad (12)$$

次式のように STTD 復号および MMSE-FDE を同時に行う.

$$\begin{cases} \hat{R}_e(k) = R_e(k) W_0^*(k) + R_o^*(k) W_1(k) \\ \hat{R}_o(k) = R_e(k) W_1^*(k) - R_o^*(k) W_0(k) \end{cases} \quad (13)$$

ここで,  $W_{0(1)}(k)$  は STTD 復号と一体となった MMSE-FDE 重みである [14]. 最後に式(9)のように逆拡散を行い, 軟判定値系列を得る.

#### 4. 残留 ICI

本章では, CDTD および STTD を用いるときの残留 ICI について述べる.

CDTD および STTD を用いるときの ICI の第  $k$  周波数成分は次式で表せる [8].

$$\begin{cases} M_{CD}(k) = \sqrt{\frac{2E_c}{N_t T_c}} \left\{ \hat{H}_{CD}(k) - A_{CD} \left( \left[ \frac{k}{SF} \right] \right) \right\} S(k) \text{ for CDTD} \\ M_{e(or o)}(k) = \sqrt{\frac{2E_c}{N_t T_c}} \left\{ \hat{H}_{ST}(k) - A_{ST} \left( \left[ \frac{k}{SF} \right] \right) \right\} S_{e(or o)}(k) \text{ for STTD} \end{cases} \quad (14)$$

ここで,

$$\begin{cases} A_{CD}(m) = \frac{1}{SF} \sum_{k=mSF}^{(m+1)SF-1} \hat{H}_{CD}(k) \\ A_{ST}(m) = \frac{1}{SF} \sum_{k=mSF}^{(m+1)SF-1} \hat{H}_{ST}(k) \end{cases} \quad (15)$$

である. また,  $\hat{H}_{CD}(k)$  は CDTD を用いるときの FDE 後の等価チャネル利得, および  $\hat{H}_{ST}(k)$  は STTD を用いるときの FDE とアンテナダイバーシチ合成後の等価チャネル利得であり, それぞれ次式で与えられる.

$$\begin{cases} \hat{H}_{CD}(k) = W(k) H_{CD}(k) \text{ for CDTD} \\ \hat{H}_{ST}(k) = W_0(k) H_0^*(k) + W_1(k) H_1^*(k) \text{ for STTD} \end{cases} \quad (16)$$

図 2 に  $SF=U=16$  のときの  $|M_{CD}(k)|$  および  $|M_e(k)|$  を示す. CDTD では, 周波数選択性が強くなるから, 大きな残留 ICI が生じている. 一方, STTD では, アンテナダイバーシチ合成により周波数選択性を弱めることができるので, 残留 ICI は小さい.

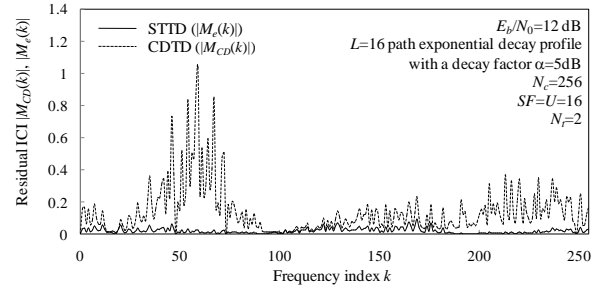


図 2 残留 ICI の周波数スペクトル

#### 5. MMSE-FDE および ICI キャンセラ

FDE 後の残留 ICI を低減することを目的に, FDE および ICI キャンセルを繰り返し行う. 図 3 に MMSE-FDE および ICI キャンセルを用いる受信機を示す. 本論文では, 第  $i$  回目の処理について説明する.

##### 5.1. 動作原理

###### 5.1.1. CDTD

次式のように FDE を行う.

$$\hat{R}^{(i)}(k) = R(k) W^{(i)}(k) \quad (17)$$

ここで,  $W^{(i)}(k)$  は残留 ICI を考慮した MMSE-FDE 重みであり, 次式で与えられる (導出略) [8].

$$W^{(i)}(k) = \frac{H_{CD}^*(k)}{\left( \sum_{u=0}^{U-1} \rho_u^{(i-1)} \left( \left[ \frac{k}{SF} \right] \right) \right) |H_{CD}(k)|^2 + \left( \frac{1}{N_t} \frac{E_c}{N_0} \right)^{-1}} \quad (18)$$

ここで,  $\{\rho_u^{(i-1)}(m); m=0 \sim N_c/SF\}$  は残留 ICI 項であり, QPSK 変調の場合, 次式で表せる [8].

$$\rho_u^{(i-1)}(m) = \left\{ 1 - |\tilde{d}_u^{(i-1)}(m)|^2 \right\} \quad (19)$$

ここで,  $\rho_u^{(-1)}(m) = 1$  である. また,  $\{\tilde{d}_u^{(i-1)}(m); m=0 \sim N_c/SF-1\}$  は, 送信シンボルブロックのレプリカである. 次いで, 次式のように周波数領域 ICI キャンセルを行う.

$$\tilde{R}^{(i)}(k) = \hat{R}^{(i)}(k) - \tilde{M}_{CD}^{(i)}(k) \quad (20)$$

ここで,  $\tilde{M}_{CD}^{(i)}(k)$  は ICI レプリカであり, 式(14)より次

式で与えられる。

$$\tilde{M}_{CD}^{(i)}(k) = \sqrt{\frac{2E_c}{N_t T_c}} \left\{ \hat{H}_{CD}^{(i)}(k) - A_{CD}^{(i)} \left( \left[ \frac{k}{SF} \right] \right) \right\} \tilde{S}^{(i-1)}(k) \quad (21)$$

ここで、 $\tilde{M}_{CD}^{(0)}(k) = 0$  であり、 $\hat{H}_{CD}^{(i)}(k) = W^{(i)}(k) H_{CD}(k)$  は第  $i$  回目の処理における FDE 後の等価チャネル利得および、 $\{\tilde{S}^{(i-1)}(k); k=0 \sim N_c/SF-1\}$  は送信ブロックのレプリカである。ICI キャンセル後、 $\tilde{R}^{(i)}(k)$  に対して逆拡散を行い、軟判定値系列  $\{\hat{d}_u^{(i)}(m); m=0 \sim N_c/SF-1\}$  を得る。

### 5.1.2. STTD

STTD では、次式のように STTD 復号および MMSE-FDE を同時に行う。

$$\begin{cases} \hat{R}_e^{(i)}(k) = R_e(k) W_{e,0}^{(i)*}(k) + R_o^*(k) W_{e,1}^{(i)}(k) \\ \hat{R}_o^{(i)}(k) = R_e(k) W_{o,1}^{(i)*}(k) - R_o^*(k) W_{o,0}^{(i)}(k) \end{cases} \quad (22)$$

ここで、 $W_{e(o),0(1)}^{(i)}(k)$  は次式の STTD 復号と一体となった残留 ICI を考慮した MMSE-FDE 重みである (導出略)。

$$W_{e(o),0(1)}^{(i)}(k) = \frac{H_{0(or1)}(k)}{\left[ \sum_{u=0}^{U-1} \rho_{e(o),u}^{(i-1)} \left( \left[ \frac{k}{SF} \right] \right) \left( |H_0(k)|^2 + |H_1(k)|^2 \right) + \left( \frac{1}{N_t} \frac{E_c}{N_o} \right)^{-1} \right]} \quad (23)$$

ここで、 $\rho_{e(o),u}^{(i-1)}(m)$  は残留 ICI 項であり、QPSK 変調の場合、次式で与えられる。

$$\rho_{e(o),u}^{(i-1)}(m) = \left\{ 1 - \left| \tilde{d}_{e(o),u}^{(i-1)}(m) \right|^2 \right\} \quad (24)$$

ここで、 $\rho_{e(o),u}^{(i-1)}(m) = 1$  である。また、 $\{\tilde{d}_{e(o),u}^{(i-1)}(m); m=0 \sim N_c/SF-1\}$  は偶数および奇数番目の送信シンボルブロックのレプリカである。MMSE-FDE および STTD 復号後、次式のように ICI キャンセルを行う。

$$\tilde{R}_{e(o),0}^{(i)}(k) = \hat{R}_{e(o),0}^{(i)}(k) - \tilde{M}_{e(o),0}^{(i)}(k) \quad (25)$$

ここで、 $\tilde{M}_{e(o),0}^{(i)}(k)$  は ICI レプリカであり、式(14)より次式で与えられる。

$$\tilde{M}_{e(o),0}^{(i)}(k) = \sqrt{\frac{2E_c}{N_t T_c}} \left\{ \hat{H}_{e(o),0}^{(i)}(k) - A_{ST,e(o),0}^{(i)} \left( \left[ \frac{k}{SF} \right] \right) \right\} \tilde{S}_{e(o),0}^{(i-1)}(k) \quad (26)$$

ここで、 $\tilde{M}_{e(o),0}^{(0)}(k) = 0$  であり、 $\hat{H}_{e(o),0}^{(i)}(k) = W_{e(o),0}^{(i)}(k) H_0(k) + W_{e(o),1}^{(i)}(k) H_1(k)$  である。 $\{\tilde{S}_{e(o),0}^{(i-1)}(k)\}$  は  $\{S_{e(o),0}(k)\}$  のレプリカである。ICI キャンセル後、 $\tilde{R}_{e(o),0}^{(i)}(k)$  に対して逆拡散を行い、軟判定値系列  $\{\hat{d}_{e(o),0}^{(i)}(m); m=0 \sim N_c/SF-1\}$  を得る。

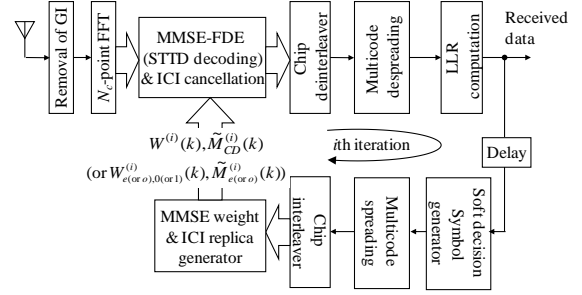


図3 ICI キャンセラを用いる MC-CDMA 受信機構成

## 5.2. ICI レプリカの生成法

第  $i$  回目の ICI キャンセルに用いる  $\tilde{S}^{(i-1)}(k)$  (または  $\tilde{S}_{e(o),0}^{(i-1)}(k)$ ) の生成法について説明する。

まず、CDTD の場合について説明する。第  $i-1$  回目で得られた  $\{\hat{d}_u^{(i-1)}(m)\}$  を用いて、 $m(m=0 \sim N_c/SF-1)$  番目のシンボルにおける  $x(x=0 \sim \log_2 K-1)$  番目のビットの対数尤度比 (LLR)  $\{L_u(x,m); x=0 \sim \log_2 K-1 \text{ and } m=0 \sim N_c/SF-1\}$  を求める [15]。ここで、 $K$  は変調多値数である。QPSK 変調の場合、 $L_u(x,m)$  を用いて次式のように、軟判定シンボルブロック  $\{\tilde{d}_u^{(i-1)}(m); m=0 \sim N_c/SF-1\}$  を求める。

$$\tilde{d}_u^{(i-1)}(m) = \frac{1}{\sqrt{2}} \tanh\left(\frac{L_u(0,m)}{2}\right) + j \frac{1}{\sqrt{2}} \tanh\left(\frac{L_u(1,m)}{2}\right) \quad (27)$$

これを用いて、MMSE 重みに必要な式(19)の残留 ICI 項を求めることができる。更に、これをマルチコード拡散すれば、送信チップレプリカの周波数成分  $\{\tilde{S}^{(i-1)}(k); k=0 \sim N_c-1\}$  を得ることができる。最後に式(21)に  $\tilde{S}^{(i-1)}(k)$  を代入して、ICI レプリカを生成する。

STTD では、2 ブロックに対して以上の操作を行い、式(24)の  $\rho_{e(o),u}^{(i-1)}(m)$  および  $\tilde{S}_{e(o),0}^{(i-1)}(k)$  を求める。

## 6. 理論的下界

$i$  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、 $\hat{d}_u^{(i-1)}(m) = d_u(m)$  および  $\tilde{S}^{(i-1)}(k) = S(k)$ )、式(19)と(24)より、CDTD のとき  $\rho_u^{(i)}(m) = 0$  (STTD のとき  $\rho_{e(o),u}^{(i)}(m) = 0$ ) となるから FDE 重みは次式の MRC 重みとなる (STTD では偶数番目ブロックのみを考える)。

$$\begin{cases} W^{(i)}(k) = H_{CD}^*(k) & \text{for CDTD} \\ W_{e,0(or1)}^{(i)}(k) = H_{0(or1)}(k) & \text{for STTD} \end{cases} \quad (28)$$

従って、ICI が完全に除去できる場合、CDTD のとき式(6), (9), (17), (20), (21), および STTD のとき式(9), (11), (22), (25), (26) より、それぞれの逆拡散出力  $\hat{d}_{CD}(m)$  および  $\hat{d}_e(m)$  は次式のようになる。

$$\begin{aligned} \hat{d}_{CD}(m) &= \sqrt{\frac{2E_c}{N_t T_c}} \left( \frac{1}{SF} \sum_{k=mSF}^{(m+1)SF-1} |H_{CD}(k)|^2 \right) d_u(m) \\ &+ \frac{1}{SF} \sum_{k=mSF}^{(m+1)SF-1} H_{CD}^*(k) \Pi(k) c_u^*(k \bmod SF) c_{scr}^*(k) \end{aligned} \quad (29)$$

$$\begin{aligned} \hat{d}_e(m) = & \sqrt{\frac{2E_c}{N_i T_c}} \left( \frac{1}{SF} \sum_{k=mSF}^{(m+1)SF-1} (|H_0(k)|^2 + |H_1(k)|^2) \right) d_{e(\text{or } o), u}(m) \\ & + \frac{1}{SF} \sum_{k=mSF}^{(m+1)SF-1} H_0^*(k) \Pi_e(k) c_u^*(k \bmod SF) c_{scr}^*(k) \\ & + \frac{1}{SF} \sum_{k=mSF}^{(m+1)SF-1} H_1(k) \Pi_o^*(k) c_u^*(k \bmod SF) c_{scr}^*(k) \end{aligned} \quad (30)$$

従って逆拡散後の SNR  $\{\gamma_{CD}(m); m=0 \sim N_c/SF-1\}$  および  $\{\gamma_{ST}(m); m=0 \sim N_c/SF-1\}$  はそれぞれ次式で与えられる。

$$\begin{cases} \gamma_{CD}(m) = \frac{2E_s}{N_0} \left( \frac{1}{N_i} \frac{1}{SF} \sum_{k=m}^{(m+1)SF-1} |H_{CD}(k)|^2 \right) \\ \gamma_{ST}(m) = \frac{2E_s}{N_0} \left( \frac{1}{N_i} \frac{1}{SF} \sum_{k=0}^{(m+1)SF-1} (|H_0(k)|^2 + |H_1(k)|^2) \right) \end{cases} \quad (31)$$

ここで、 $E_s/N_0$  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。

$N_c=SF$  のとき、式(7)および(12)を式(31)に代入すると、 $\gamma_{CD}(0)$  および  $\gamma_{ST}(0)$  は次式のようになる。

$$\gamma_{CD}(0) = \gamma_{ST}(0) = \frac{2E_s}{N_0} \left( \frac{1}{N_i} \sum_{n=0}^{N_i-1} \sum_{l=0}^{L-1} |h_{n,l}|^2 \right) \quad (32)$$

$N_c=SF$  のとき、残留 ICI が完全に除去された場合、CDTD と STTD の SNR が一致することが分かる。この結果は、MMSE-FDE を用いる DS-CDMA と同じ結果である[17]。

QPSK データ変調のとき、拡散率  $SF$ 、およびチャネル利得  $\{H_{CD}(k); k=0 \sim N_c-1\}$  または、 $\{H_n(k); n=0,1 \text{ and } k=0 \sim N_c-1\}$  が与えられたときの条件付き BER は次式で与えられる。

$$P_{CD(\text{or } ST)} \left( \frac{E_s}{N_0}, SF, \{H_{CD}(k)\} (\text{or } \{H_n(k)\}) \right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left[ \sqrt{\frac{1}{4} \gamma_{CD(\text{or } ST)}(m)} \right] \quad (33)$$

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(33)を  $\{H_{CD}(k); k=0 \sim N_c-1\}$  または、 $\{H_n(k); n=0,1 \text{ and } k=0 \sim N_c-1\}$  で平均することで、 $SF$  が与えられた時の理論的下界を求めることができる。

## 7. 計算機シミュレーション

### 7.1. $SF=N_c=256$ の平均 BER 特性

QPSK データ変調、FFT ポイント数  $N_c=256$  およびガードインターバル  $N_g=32$  サンプルを仮定した。また、フェージングチャネルは、減衰指数  $\alpha=5$  dB の指数減衰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。FDE および ICI キャンセラの繰り返し回数を 2 回とした。

図 4 に、マルチコード MC-CDMA の平均 BER 特性を示す。STTD, CDTD および  $N_i=1$  (送信ダイバーシチなし) の特性を示している。CDTD では、循環遅延  $\Delta$

を  $\Delta=37$  サンプルとした。 $N_i=4$  の場合、符号化率  $3/4$  の STTD 符号化を用いた[16]。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  $E_b/N_0 (=0.5SF(E_c/N_0)(1+N_g/N_c))$  である。また、比較のため、ICI キャンセラを用いない場合 ( $i=0$ ) の BER 特性も示す (図 4(a))。拡散率  $SF$  を  $SF=256$ 、コード多重数  $U$  を  $U=SF$  とした。まず、ICI キャンセラを用いない場合について議論する。CDTD を用いれば、周波数ダイバーシチ効果が得られるので、BER 特性を改善できる。一方、STTD を用いれば、アンテナダイバーシチ効果が得られるので、CDTD よりも優れた BER 特性を得ることができる。この STTD と CDTD の特性差の主な原因は、FDE 後の残留 ICI によるものである。

ICI キャンセラを用いれば、BER 特性を大幅に改善できる (図 4(b))。比較のため、理論的下界も示す。 $N_i=1$  および CDTD では、残留 ICI が大きいから、ICI キャンセラによる特性の改善効果は大きい。ICI キャンセラを用いる場合、CDTD により得られる周波数ダイバーシチ効果と STTD により得られる周波数ダイバーシチ効果とアンテナダイバーシチ効果が等しくなるから、CDTD と STTD でほぼ同じ特性が得られている。しかし実際は、CDTD では、STTD と比較して初回 ( $i=0$ ) の BER が高く、ICI レプリカの精度が低いので、BER 特性が若干劣化している。

### 7.2. 拡散率の影響

図 5 に、 $N_i=4$  の場合について、拡散率  $SF$  をパラメータとしてプロットした平均 BER を示す。 $U=SF$  および  $E_b/N_0=12$  dB とした。 $SF<256$  では、周波数ダイバーシチ効果を最大限得るため、周波数インターリーブを用いている。MC-CDMA では、 $SF$  が大きくなるにつれ、大きな周波数ダイバーシチ効果が得られるので、平均 BER が改善する。しかし、STTD を用いる場合、アンテナダイバーシチ効果により十分優れた特性が得られているので、 $SF$  に依らず、ほぼ同じ特性が得られている。一方、CDTD を用いる場合、 $SF$  が大きくなるにつれ、大きな周波数ダイバーシチ効果が得られるので、BER 特性が改善しているのが分かる。ICI キャンセラを用いる場合、 $SF$  が大きくなるにつれ特性が大幅に改善しているのは、ICI レプリカが  $U (=SF)$  個のシンボルレプリカから構成されているため、ICI レプリカの精度が高くなるからである。 $SF=256$  のとき、CDTD の特性は STTD より若干劣化しているものの、それに近い優れた特性が得られている。

また、比較のため、ICI キャンセラを用いる DS-CDMA の特性も示す[17]。DS-CDMA では、 $SF$  に依らず優れた BER 特性が得られている。第 6 章で述べたように、 $SF=256$  のとき、MC-CDMA と DS-CDMA で同じ特性が得られている。

## 8. 結論

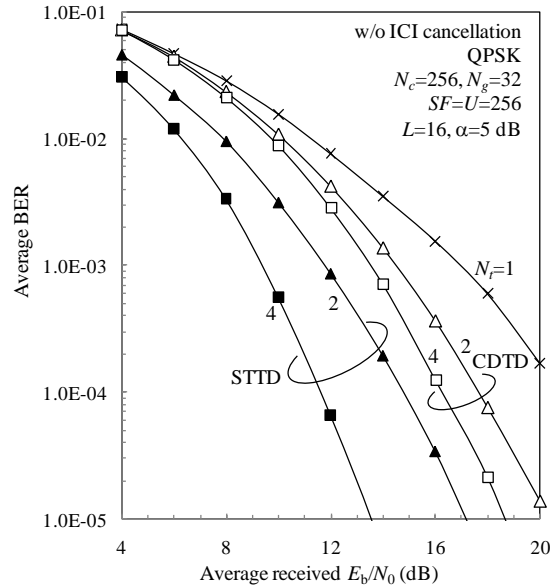
本論文では、MC-CDMA における CDTD の STTD からの特性劣化の主な原因は FDE 後の残留 ICI であることを指摘し、ICI キャンセラを MC-CDMA/CDTD に適用した。 $N_c=SF$  のとき、パーフェクト ICI キャンセラを仮定した場合、CDTD と STTD で同じ特性が得られることを理論的に示した。そのことを計算機シミュレーションにより確認した。ICI キャンセラを用いれば、CDTD の特性を大幅に改善でき、STTD とほぼ同じ特性が得られる。また、拡散率  $SF$  の影響について考察

した. CDTD では,  $SF$  が大きくなるにつれ大きな周波数ダイバーシティ効果が得られるので, BER 特性が大幅に改善する.

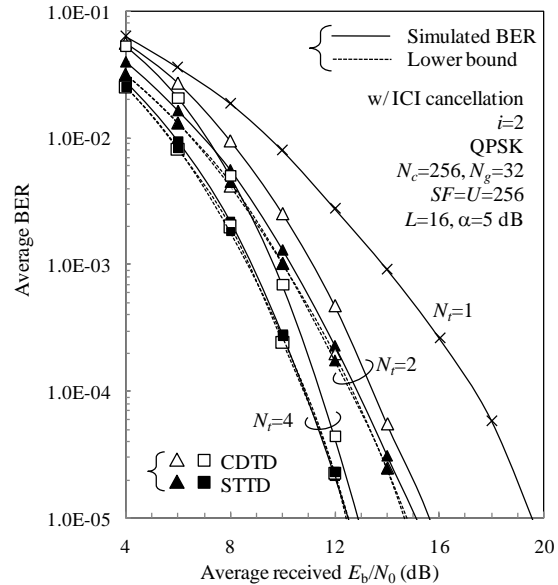
$N_i \geq 3$  の STTD では, 伝送レートが低下してしまうが, CDTD では, 伝送レートの低下を招くことなく任意の  $N_i$  を用いることができる. ICI キャンセルを用いるときのスループット特性の比較は今後の検討課題である.

### 文 献

- [1] F. Adachi, "Wireless past and future - evolving mobile communications systems," IEICE Trans. Fundamentals, Vol. E83-A, no.1, pp.55-60, Jan. 2001.
- [2] S. Hara and R. Prasad, "Overview of multicarrier CDMA," IEEE Commun. Mag., Vol. 35, no.12, pp.126-133, Dec. 1997.
- [3] H. Atarashi, S. Abeta and M. Sawahashi, "Variable spreading 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.
- [4] 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.
- [5] F. Adachi, D. Garg, S. Takaoka, and K. Takeda, "Broadband CDMA techniques," IEEE Wireless Commun. Mag., vol. 12, no. 2, pp. 8-18, April 2005.
- [6] 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.
- [7] 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.
- [8] K. Ishihara, K. Takeda, and F. Adachi, "Iterative frequency-domain soft interference cancellation for multicarrier DS- and MC-CDMA transmissions and performance comparison," IEICE Trans. Commun., vol.E89-B, no.12, pp.3344-3355, Dec. 2006.
- [9] A. Dammann and S. Kaiser, "Standard conformable antenna diversity techniques for OFDM systems and its application to the DVB-T system," Proc. IEEE Globecom, pp. 3100-3105, Nov. 2001.
- [10] S. M. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications," IEEE J. Sel. Areas Commun., Vol.16, No.8, pp.1451-1458, Oct. 1998.
- [11] A. Dammann, R. Raulefs, G. Auer, and G. Bauch, "Comparison of space-time block coding and cyclic delay diversity for a broadband mobile radio air interface," Proc. 6th International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communication (WPMC), vol.2, pp.411-415, Yokosuka, Japan, 19-22 Oct. 2003.
- [12] A. Lodhi, F. Said, M. Dohler, and A. H. Aghvami, "Performance comparison of space-time block coded and cyclic delay diversity MC-CDMA systems," IEEE Wireless Commun. Mag., vol. 12, no. 2, pp. 38-45, April 2005.
- [13] T. S. Rappaport, *Wireless communications*, Prentice Hall, 1996.
- [14] D. Garg, and F. Adachi, "Joint space-time transmit diversity and minimum mean square error equalization for MC-CDMA with antenna diversity reception," IEICE Trans. Commun., vol. E87-B, no. 4, pp.849-857, Apr. 2004.
- [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.
- [16] W. Su, X. G. Xia, and K. J. R. Liu, "A systematic design of high-rate complex orthogonal space-time block codes," IEEE Commun. Lett., Vol. 8, No. 6, pp. 380-382, June 2004.
- [17] 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ティの複合効果," 信学技報, RCS2007-65, pp. 69-74, 2007年8月.



(a) ICI キャンセラなし



(b) ICI キャンセラあり

図4 送信ダイバーシティを用いる MC-CDMA の平均 BER 特性

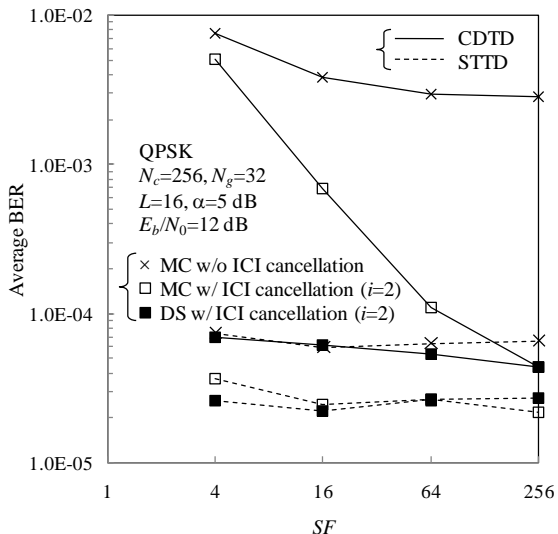


図5 拡散率の影響