

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

武田 和晃[†] 小島 洋平[†] 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, kojima}@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) とチップ間干渉 (ICI) キャンセラを直接拡散符号分割マルチアクセス (DS-CDMA) に適用すれば, 理論的下界に近い優れたビット誤り率 (BER) 特性を得ることができる. 更なる特性改善には, 送信ダイバーシチの適用が有効である. 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) 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. 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 DS-CDMA/MMSE-FDE に適用すれば, CDTD は STTD とほぼ同じ平均 BER 特性を得ることができ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 DS-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

Joint effect of frequency-domain ICI cancellation and transmit antenna diversity for DS-CDMA/MMSE-FDE

Kazuaki TAKEDA[†], Yohei KOJIMA[†] 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, kojima}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡] adachi@ecei.tohoku.ac.jp

Abstract The joint use of frequency-domain equalization (FDE) and inter-chip interference (ICI) cancellation based on the minimum mean square error criterion can bring the bit error rate (BER) performance close to the theoretical lower bound. To further improve the BER performance, transmit diversity technique is effective. Cyclic delay transmit diversity (CDTD) can increase the number of equivalent paths by transmitting the same data block from different antennas after adding different cyclic delays and hence 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, we point out that the performance degradation of CDTD compared to STTD is mainly due to the residual ICI after FDE. In this paper, we theoretically show that the introduction of ICI cancellation into DS-CDMA/MMSE-FDE provides almost the same BER performance for CDTD and STTD. This is confirmed by computer simulation.

Keyword DS-CDMA, Frequency-domain equalization (FDE), ICI cancellation, cyclic delay transmit diversity, space-time transmit diversity

1. まえがき

最近, 10Mbps 以上の伝送レートを実現する高速下りリンクパッケージアクセス (HSDPA) のサービスが開始された. 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[1,2]. 従って, 次世代移動体通信では, 高度なチャネル等化器の適用が必要である.

これまで筆者らは, 直接拡散符号分割多重マルチアクセス (DS-CDMA) [3]において, 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, 周波数ダイバーシチ効果を得ることができるので, BER 特性を大幅に改善できることを示してきた[4-7]. しかし, MMSE-FDE では, 周波数選択性を完

全にはなくすことができないため, FDE 後にチップ間干渉 (ICI) が残留してしまう. これまでも Rake 合成を用いるときの IPI キャンセラ[8], 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[9]. これまで筆者らは, 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きた[10]. その結果, 理論的下界に近い優れた特性が得られることを計算機シミュレーションにより明らかにしてきた.

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, マルチキャリア伝送を対象に, 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[11]. 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。DS-CDMA/MMSE-FDEにおいても CDTD を用いれば、伝送特性を改善できる。また、アンテナダイバーシチ効果が得られる方法として、時空間送信ダイバーシチ (STTD) が良く知られている [12]。DS-CDMA/MMSE-FDE に STTD を適用すれば、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 [13]。この特性差は残留 ICI によるものである。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が、CDTD では周波数選択性を強めてしまうので、大きな残留 ICI が生じてしまう。本論文では、ICI キャンセラを DS-CDMA/MMSE-FDE に適用すれば、CDTD および STTD の平均 BER 特性が同じにな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。

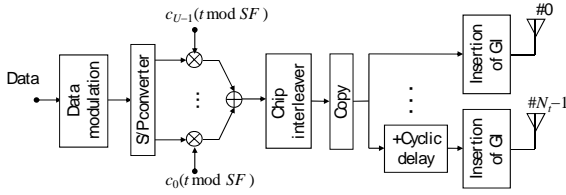


図 1 CDTD を用いる DS-CDMA 送信機

2. CDTD を用いる DS-CDMA 伝送系

2.1. 送信信号の数式表現

図 1 に循環遅延送信ダイバーシチ (CDTD) を用いる DS-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 $\{c_u(t); t=0 \sim SF-1\}$ 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 (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 $\{s(t); t=0 \sim N_c-1\}$ は次式のようにになる。

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

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。

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。送信チップブロック $\{s(t); t=0 \sim N_c-1\}$ 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送信チップブロックに循環遅延 $n\Delta$ を与える。

$$\bar{s}_n(t) = \sqrt{2E_c/N_t T_c} s((t-n\Delta) \text{ mod } N_c) \quad (2)$$

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。最後に、 N_c 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。

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。

$$r(t) = \sum_{n=0}^{N_t-1} \sum_{l=0}^{L-1} h_{n,l} \bar{s}_n((t-\tau_l) \text{ mod } N_c) + \eta(t) \quad (3)$$

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 [14]。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。 τ_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。

$$R(k) = \sqrt{2E_c/N_t T_c} H_{CD}(k) S(k) + \Pi(k) \quad (4)$$

ここで、 $H_{CD}(k)$ 、 $S(k)$ および $\Pi(k)$ は第 k 周波数点のチャネル利得、 $\{s(t); t=0 \sim N_c-1\}$ の周波数成分および雑音成分である。 $S(k)$ および $H_{CD}(k)$ は次式で表せる。

$$\begin{cases} S(k) = \sum_{t=0}^{N_c-1} s(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \\ H_{CD}(k) = \sum_{n=0}^{N_t-1} \sum_{l=0}^{L-1} h_{n,l} \exp\left(-j2\pi k \frac{n\Delta + \tau_l}{N_c}\right) \end{cases} \quad (5)$$

次に、次式のように、周波数毎に 1 タップ MMSE-FDE を行う [7]。

$$\hat{R}(k) = R(k)W(k) \quad (6)$$

ここで、 $W(k)$ は MMSE-FDE 重みである [7]。MMSE-FDE 後の周波数領域信号 $\{\hat{R}(k); k=0 \sim N_c-1\}$ に N_c ポイント IFFT を適用して時間領域のチップ系列 $\{\tilde{r}(t); t=0 \sim N_c-1\}$ に変換する。 $\tilde{r}(t)$ は次式で与えられる。

$$\tilde{r}(t) = \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{R}(k) \exp\left(j2\pi t \frac{k}{N_c}\right) \quad (7)$$

最後にチップ系列 $\tilde{r}(t)$ 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。

$$\hat{d}_u(m) = \frac{1}{SF} \sum_{t=mSF}^{(m+1)SF-1} \tilde{r}(t) c_u^*(t \text{ mod } N_c) c_{scr}^*(t) \quad (8)$$

3. STTD を用いる DS-CDMA 伝送系

本論文では、 $N_t=2$ の STTD [12] を考える。偶数および奇数番目の送信チップブロックを $\{s_{e(o)}(t); t=0 \sim N_c-1\}$ とする。図 2 に示すように $\{s_e(t)\}$ および $\{s_o(t)\}$ に時間領域 STTD 符号化を行い、ブロック毎に GI を付加して送信する。送信チップブロックは

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受信チップブロック $\{r_{e(o)}(t); t=0 \sim N_c-1\}$ に N_c ポイント FFT を適用して N_c 個の周波数成分 $\{R_{e(o)}(k); k=0 \sim N_c-1\}$ に分解する． $R_{e(o)}$ はそれぞれ次式で表せる．

$$\begin{cases} R_e(k) = \sqrt{\frac{2E_c}{N_t T_c}} H_0(k) S_e(k) + \sqrt{\frac{2E_c}{N_t T_c}} H_1(k) S_o(k) + \Pi_e(k) \\ R_o(k) = -\sqrt{\frac{2E_c}{N_t T_c}} H_0(k) S_o^*(k) + \sqrt{\frac{2E_c}{N_t T_c}} H_1(k) S_e^*(k) + \Pi_o(k) \end{cases} \quad (9)$$

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．

$$H_{0(1)}(k) = \sum_{l=0}^{L-1} h_{0(1),l} \exp\left(-j2\pi k \frac{\tau_l}{N_c}\right) \quad (10)$$

受信側では，次式のように STTD および MMSE-FDE を同時に行う．

$$\begin{cases} \hat{R}_e(k) = R_e(k) W_0^*(k) + R_o^*(k) W_1(k) \\ \hat{R}_o(k) = R_e(k) W_1^*(k) - R_o^*(k) W_0(k) \end{cases} \quad (11)$$

ここで， $W_{0(1)}(k)$ は STTD 復号と融合した MMSE-FDE 重みである [5]． $\hat{R}_{e(o)}(k)$ に N_c ポイント IFFT を適用して，時間領域のチップブロック $\{\tilde{r}_{e(o)}(t); t=0 \sim N_c-1\}$ を得る．最後に逆拡散を行い（式(8)），データ復調する．

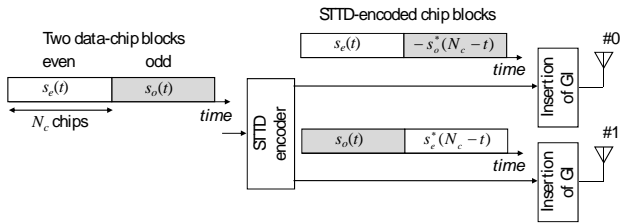


図2 時間領域 STTD 符号化

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 [10]．

$$\begin{cases} M_{CD}(k) = \sqrt{\frac{2E_c}{N_t T_c}} \left\{ \hat{H}_{CD}(k) - \left(\frac{1}{N_c} \sum_{k'=0}^{N_c-1} \hat{H}_{CD}(k') \right) \right\} S(k) \text{ for CDTD} \\ M_{e(o)}(k) = \sqrt{\frac{2E_c}{N_t T_c}} \left\{ \hat{H}_{ST}(k) - \left(\frac{1}{N_c} \sum_{k'=0}^{N_c-1} \hat{H}_{ST}(k') \right) \right\} S_{e(o)}(k) \text{ for STTD} \end{cases} \quad (12)$$

ここで， $\hat{H}_{CD}(k)$ 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 [5], [13]．

$$\begin{cases} \hat{H}_{CD}(k) = W(k) H_{CD}(k) \text{ for CDTD} \\ \hat{H}_{ST}(k) = W_0(k) H_0^*(k) + W_1(k) H_1^*(k) \text{ for STTD} \end{cases} \quad (13)$$

図3に残留 ICI の周波数スペクトルを示す．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．

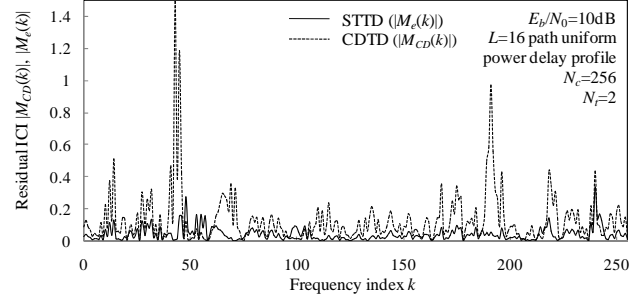


図3 残留 ICI の周波数スペクトル

5. CDTD と STTD を用いるときの 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4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. MMSE-FDE と ICI キャンセラの動作原理

(1) CDTD の場合

次式のように FDE を行う．

$$\hat{R}^{(i)}(k) = R(k) W^{(i)}(k) \quad (14)$$

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） [10]．

$$W^{(i)}(k) = \frac{H_{CD}^*(k)}{\rho^{(i-1)} |H_{CD}(k)|^2 + \left(\frac{1}{N_t} \frac{E_c}{N_o} \right)^{-1}} \quad (15)$$

ここで， $\rho^{(i-1)}$ は残留 ICI 項であり，QPSK 変調の場合，次式で表せる [10]．

$$\rho^{(i-1)} = \frac{SF}{N_c} \sum_{m=0}^{N_c/SF-1} \sum_{u=0}^{U-1} \left\{ 1 - |\tilde{d}_u^{(i-1)}(m)|^2 \right\} \quad (16)$$

ここで， $\rho^{(-1)} = U$ 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．

$$\tilde{R}^{(i)}(k) = \hat{R}^{(i)}(k) - \tilde{M}_{CD}^{(i)}(k) \quad (17)$$

ここで， $\tilde{M}_{CD}^{(i)}(k)$ は ICI レプリカであり，式(12)より次式で与えられる．

$$\tilde{M}_{CD}^{(i)}(k) = \begin{cases} 0 & \text{for } i=0 \\ \sqrt{\frac{2E_c}{N_f T_c}} \left\{ \hat{H}_{CD}^{(i)}(k) - \left(\frac{1}{N_c} \sum_{k'=0}^{N_c-1} \hat{H}_{CD}^{(i)}(k') \right) \right\} \tilde{S}^{(i-1)}(k) & \text{for } i>0 \end{cases} \quad (18)$$

ここで、 $\hat{H}_{CD}^{(i)}(k) = W^{(i)}(k)H_{CD}(k)$ 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 $\{\tilde{S}^{(i-1)}(k); k=0 \sim N_c-1\}$ は、送信チップブロックのレプリカ $\{\tilde{s}^{(i-1)}(t); t=0 \sim N_c-1\}$ の周波数成分である。ICI キャンセル後、 N_c ポイント IFFT を適用して時間領域のチップ系列 $\{\tilde{r}^{(i)}(t); t=0 \sim N_c-1\}$ に変換し、これを逆拡散して軟判定値系列 $\{\hat{d}_u^{(i)}(m); m=0 \sim N_c/SF-1\}$ を得る。

(2) STTD の場合

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

$$\begin{cases} \hat{R}_e^{(i)}(k) = R_e(k)W_{e,0}^{(i)*}(k) + R_o^*(k)W_{e,1}^{(i)}(k) \\ \hat{R}_o^{(i)}(k) = R_e(k)W_{o,1}^{(i)*}(k) - R_o^*(k)W_{o,0}^{(i)}(k) \end{cases} \quad (19)$$

ここで、 $W_{e(o),0(1)}^{(i)}(k)$ は次式で与えられる STTD 復号と融合した、残留 ICI を考慮した MMSE-FDE 重みである (導出略)。

$$W_{e(o),0(1)}^{(i)}(k) = \frac{H_{0(1)}(k)}{\rho_{e(o)}^{(i-1)} \left(|H_0(k)|^2 + |H_1(k)|^2 \right) + \left(\frac{1}{N_f} \frac{E_c}{N_0} \right)^{-1}} \quad (20)$$

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

$$\rho_{e(o)}^{(i-1)} = \frac{SF}{N_c} \sum_{m=0}^{N_c/SF-1} \sum_{u=0}^{U-1} \left\{ 1 - \left| \tilde{d}_{e(o),u}^{(i-1)}(m) \right|^2 \right\} \quad (21)$$

ここで、 $\rho_{e(o)}^{(-1)} = U$ 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。

$$\tilde{R}_{e(o)}^{(i)}(k) = \hat{R}_{e(o)}^{(i)}(k) - \tilde{M}_{e(o)}^{(i)}(k) \quad (22)$$

ここで、 $\tilde{M}_{e(o)}^{(i)}(k)$ は ICI レプリカであり、式(12)より次式で与えられる。

$$\tilde{M}_{e(o)}^{(i)}(k) = \begin{cases} 0 & \text{for } i=0 \\ \sqrt{\frac{2E_c}{N_f T_c}} \left\{ \hat{H}_{e(o)}^{(i)}(k) - \left(\frac{1}{N_c} \sum_{k'=0}^{N_c-1} \hat{H}_{e(o)}^{(i)}(k') \right) \right\} \tilde{S}_{e(o)}^{(i-1)}(k) & \text{for } i>0 \end{cases} \quad (23)$$

ここで、 $\hat{H}_{e(o)}^{(i)}(k) = W_{e(o),0}^{(i)}(k)H_0^*(k) + W_{e(o),1}^{(i)}(k)H_1^*(k)$ であり、 $\{\tilde{S}_{e(o)}^{(i-1)}(k)\}$ は $\{S_{e(o)}(k)\}$ のレプリカである。ICI キャンセ

ル後、 $\tilde{R}_{e(o)}^{(i)}(k)$ に N_c ポイント IFFT を適用して、時間領域のチップブロック $\{\tilde{r}_{e(o)}^{(i)}(t); t=0 \sim N_c-1\}$ に変換し、これを逆拡散して軟判定値系列 $\{\hat{d}_{e(o),u}^{(i)}(m); m=0 \sim N_c/SF-1\}$ を得る。

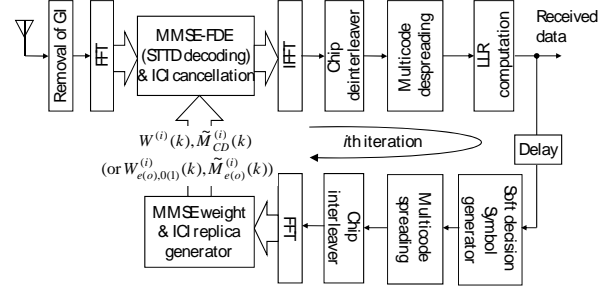


図4 MMSE-FDE と ICI キャンセラを用いる受信機

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 $\tilde{S}_{e(o)}^{(i-1)}(k)$) 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。

$$\tilde{d}_u^{(i-1)}(m) = \frac{1}{\sqrt{2}} \tanh\left(\frac{L_u(0,m)}{2}\right) + j \frac{1}{\sqrt{2}} \tanh\left(\frac{L_u(1,m)}{2}\right) \quad (24)$$

これを用いて、MMSE 重みに必要な式(16)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して、 N_c ポイント FFT を適用すれば、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(18)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(21)の $\rho_{e(o)}^{(i-1)}$ および $\tilde{S}_{e(o)}^{(i-1)}(k)$ を求める。

6. ICI キャンセル後の SNR

*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(16)と(21)より、CDTD および STTD 共に $\rho^{(i)} = 0$ (または $\rho_{e(o)}^{(i)} = 0$)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)。

$$\begin{cases} W^{(i)}(k) = H_{CD}^*(k) & \text{for CDTD} \\ W_{e,0(1)}^{(i)}(k) = H_{0(1)}(k) & \text{for STTD} \end{cases} \quad (25)$$

従って、ICI が完全に除去できる場合、式(4)、(14)、(17)、(18) (STTD では、式(9)、(19)、(22)、(23)) より、FDE 後の周波数成分 $\tilde{R}^{(i)}(k)$ および $\tilde{R}_e^{(i)}(k)$ は次式のよう

になる.

$$\left\{ \begin{array}{l} \tilde{R}(k) = \sqrt{\frac{2E_c}{N_r T_c}} \left(\frac{1}{N_c} \sum_{k'=0}^{N_c-1} |H_{CD}(k')|^2 \right) S(k) + H_{CD}^*(k) \Pi(k) \text{ for CDTD} \\ \tilde{R}_e(k) = \sqrt{\frac{2E_c}{N_r T_c}} \left(\frac{1}{N_c} \sum_{k'=0}^{N_c-1} (|H_0(k')|^2 + |H_1(k')|^2) \right) S_e(k) \\ \quad + H_0^*(k) \Pi_e(k) + H_1(k) \Pi_o^*(k) \text{ for STTD} \end{array} \right. \quad (26)$$

従って、逆拡散後の SNR γ_{CD} および γ_{ST} はそれぞれ次式で与えられる [6].

$$\left\{ \begin{array}{l} \gamma_{CD} = \frac{2E_s}{N_0} \left(\frac{1}{N_r} \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} |H_{CD}(k)|^2 \right) \text{ for CDTD} \\ \gamma_{ST} = \frac{2E_s}{N_0} \left(\frac{1}{N_r} \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} (|H_0(k)|^2 + |H_1(k)|^2) \right) \text{ for STTD} \end{array} \right. \quad (27)$$

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. 式(5), (10)を式(28)に代入すると γ_{CD} および γ_{ST} は次式のようになる.

$$\left\{ \begin{array}{l} \gamma_{CD} = \frac{2E_s}{N_0} \left(\frac{1}{N_r} \sum_{n=0}^{N_r-1} \sum_{l=0}^{L-1} |h_{n,l}|^2 \right) \text{ for CDTD} \\ \gamma_{ST} = \frac{2E_s}{N_0} \left(\frac{1}{N_r} \sum_{n=0}^{N_r-1} \sum_{l=0}^{L-1} |h_{n,l}|^2 \right) \text{ for STTD} \end{array} \right. \quad (28)$$

以上より、残留 ICI が完全に除去された場合、CDTD と STTD の SNR が一致し、CDTD においてもアンテナダイバーシチ効果が得られることが分かる.

7. 計算機シミュレーション

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 $N_g=32$ チップを仮定した. また、フェージングチャネルは、減衰指数 α 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 3 回とした.

図 5 に、減衰指数 $\alpha=0\text{dB}$ の場合について DS-CDMA/MMSE-FDE の平均 BER 特性を示す. STTD, CDTD および $N_r=1$ (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 Δ を $\Delta=32$ チップとした. $N_r=4$ 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 (つまり、 $i=0$) の BER 特性も示す (図 5(a)). 拡散率 SF を $SF=16$ 、コード多重数 U を $U=SF$ とした. ICI キャンセラを用いない場合 (図 5(a))、 $\alpha=0\text{dB}$ では既に大きな周波数ダイバーシチ効果が得られているので、 $N_r=2(4)$ の CDTD を用いることによる特性の改善効果は小さい. 一方、STTD で

は、アンテナダイバーシチ効果が得られるため $N_r=1$ と比較して特性が大幅に改善している. $N_r=4$ のとき、 $\text{BER}=10^{-4}$ において、STTD と CDTD の所要平均受信 E_b/N_0 の差は 4.7dB である. こ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、大幅に BER 特性を改善できる (図 5(b)). $N_r=1$ および CDTD では、FDE 後の等価チャネル利得の変動が大きい (つまり、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. 第 6 章で述べたように、ICI キャンセラを用いる場合、MMSE 重みは MRC 重みに近づき、CDTD でもアンテナダイバーシチ効果が得られるので、CDTD と STTD でほぼ同じ特性が得られている. しかし、 $\alpha=0\text{dB}$ では既に大きな周波数ダイバーシチ効果が得られているので、アンテナダイバーシチ ($N_r=2, 4$) による特性の改善はわずかになる.

図 6 に、減衰指数 $\alpha=5\text{dB}$ の場合の平均 BER 特性を示す (図 6(b)). STTD, CDTD および $N_r=1$ (送信ダイバーシチなし) の特性を示している. また、比較のため、ICI キャンセラを用いない場合 (つまり、 $i=0$) の BER 特性も示す (図 6(a)). チャネルの周波数選択性が弱い $\alpha=5\text{dB}$ の場合、周波数選択性が強い $\alpha=0\text{dB}$ の場合と比較して、周波数ダイバーシチ効果が小さいので特性が劣化している. このような周波数選択性が弱い環境において、CDTD を用いれば BER 特性を改善することができる. しかし、ICI キャンセラを用いない場合 (図 6(a))、アンテナダイバーシチ効果が得られる STTD と比較して、CDTD による特性の改善は小さい.

一方、ICI キャンセラを用いる場合 (図 6(b))、BER 特性が大幅に改善している. $\alpha=5\text{dB}$ では、周波数ダイバーシチ効果が小さいから、送信アンテナ数を増やすことによる改善効果が大きい. STTD (CDTD) を用いる場合、 $N_r=4$ のとき、 $N_r=1$ と比較して $\text{BER}=10^{-4}$ を満たす所要平均受信 E_b/N_0 を 6(5.5)dB 程度低減できる. $\alpha=0\text{dB}$ の場合と同様、ICI キャンセラを用いる場合、CDTD と STTD でほぼ同じ特性が得られている.

8. 結論

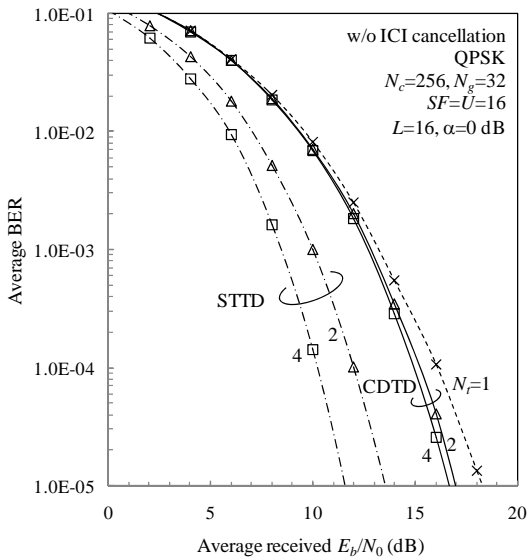
本論文では、DS-CDMA/MMSE-FDE を用いるときの CDTD の特性劣化の主な原因は FDE 後の残留 ICI であることを指摘し、ICI キャンセラを適用すれば、CDTD は STTD とほぼ同じ平均 BER 特性が得られることを理論的に示した. そのことを計算機シミュレーションにより明らかにした. ICI キャンセラを用いる場合、MMSE 重みは MRC 重みに近づくから、CDTD でもアンテナダイバーシチ効果が得られ、STTD とほぼ同じ特性が得られる. 電力遅延プロファイルの減衰指数 $\alpha=5\text{dB}$ のとき、CDTD を用いる場合、 $N_r=4$ では $N_r=1$ と比較して $\text{BER}=10^{-4}$ を満たす所要平均受信 E_b/N_0 を 5.5dB 程度低減できる.

文 献

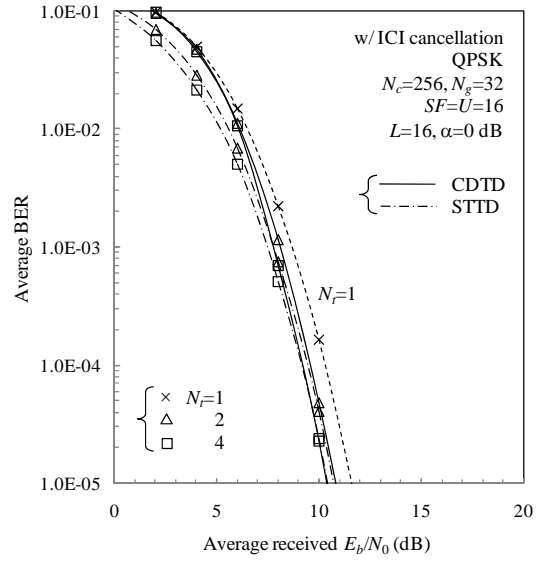
- [1] W. C., Jakes Jr., Ed., *Microwave mobile communications*, Wiley, New York, 1974.
- [2] J. G. Proakis, *Digital communications*, 2nd ed., McGraw-Hill, 1995.
- [3] F. Adachi, M. Sawahashi, and H. Suda, "Wideband DS-CDMA for next generation mobile communications systems," *IEEE Commun. Mag.*, Vol. 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.

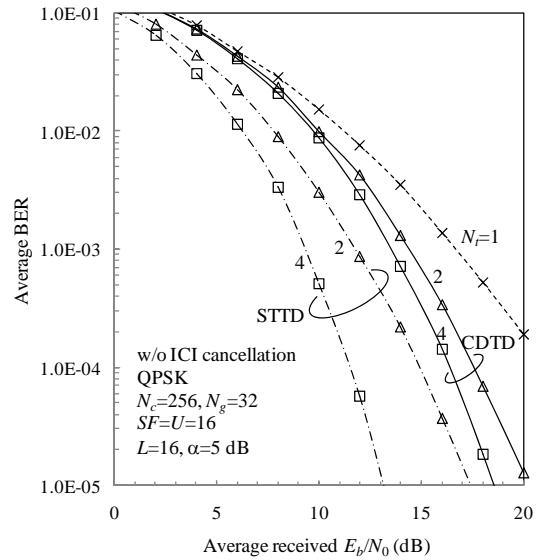
- [5] T. Itagaki, K. Takeda, and F. Adachi, "Performance comparison of delay transmit diversity and frequency-domain space-time coded transmit diversity for orthogonal multicode DS-CDMA signal reception using frequency-domain equalization," IEICE Trans. Commun., Vol. E87-B, No. 9, pp.2719-2728, Sept. 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] F. Adachi, D. Garg, S. Takaoka, and K. Takeda, "Broadband CDMA techniques," IEEE Wireless Communications Magazine, Vol. 12, No. 2, pp.8-18, April. 2005.
- [8] 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.
- [9] S. Tomasin and Nevio Benvenuto, "A reduced complexity block iterative DFE for dispersive wireless applications", Proc. IEEE VTC'04 fall, Sept. 2004.
- [10] K. Takeda, K. Ishihara, and F. Adachi, "Downlink DS-CDMA transmission with joint MMSE equalization and ICI cancellation," Proc. IEEE VTC 2006-spring, Melbourne, Australia, 7-10 May 2006.
- [11] 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.
- [12] 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.
- [13] R. Kawauchi, K. Takeda and F. Adachi, "Space-time cyclic delay transmit diversity for a multi-code DS-CDMA signal with frequency-domain equalization," IEICE Trans. Commun., Vol. E90-B No.3, pp. 591-596, Mar. 2007.
- [14] T. S. Rappaport, *Wireless communications*, Prentice Hall, 1996.
- [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.



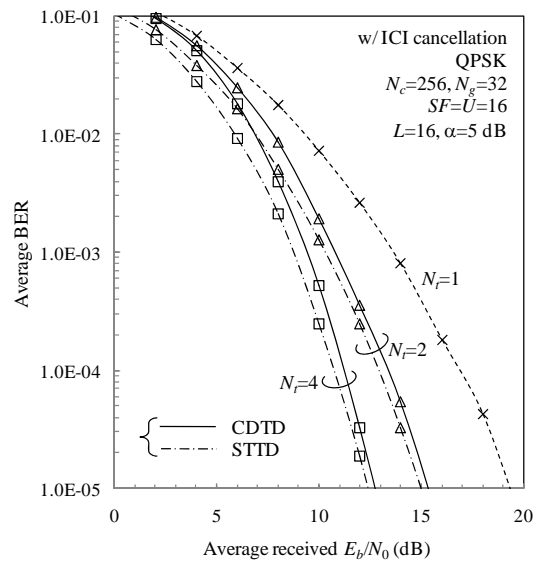
(a) ICI キャンセラなし



(b) ICI キャンセラあり
α=0 dB のときの平均 BER 特性



(a) ICI キャンセラなし



(b) ICI キャンセラあり

図 6 α=5 dB のときの平均 BER 特性