

時空間循環遅延送信ダイバーシチを用いる 直交マルチコード DS-CDMA 周波数領域等化の伝送特性

河内 涼子[†] 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: [†] {kawauchi, takeda}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡] adachi@ecei.tohoku.ac.jp

あらまし 周波数領域等化は、周波数選択性フェージングを克服するための有効な等化技術として知られている。さらに伝送特性を改善させるためには、送信ダイバーシチとの併用が効果的である。アンテナごとに異なる循環遅延を与えて同時に送信する循環遅延送信ダイバーシチ(CDTD)では、等価的にパス数を増加することができるため、大きな周波数ダイバーシチ効果が得られる。また、時空間符号化を行い送信する時空間送信ダイバーシチ(STTD)は、アンテナダイバーシチ効果を得ることができるため、平均ビット誤り率(BER)を改善できる。本論文では、STTD と CDTD を組み合わせた時空間循環遅延送信ダイバーシチ(STCDTD)を提案し、周波数領域等化を用いる直交マルチコード DS-CDMA に適用したときの平均 BER 特性を計算機シミュレーションによって明らかにしている。また CDTD および STTD の平均 BER 特性と比較をしている。

キーワード マルチコード DS-CDMA, 周波数領域等化, 循環遅延送信ダイバーシチ(CDTD), 時空間送信ダイバーシチ(STTD), 時空間循環遅延送信ダイバーシチ(STCDTD)

The Transmission Performance of Multi-code DS-CDMA with Frequency-Domain Equalization using Space-Time Cyclic Delay Transmit Diversity

Ryoko KAWAUCHI[†] Kazuaki TAKEDA[†] and Fumiyuki ADACHI[‡]

Dept. of Electrical Communication Engineering, Graduate School of Engineering, Tohoku University
6-6-05 Aza-Aoba, Aramaki, Aoba-ku, Sendai, 980-8579 Japan

E-mail: [†] {kawauchi, takeda}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡] adachi@ecei.tohoku.ac.jp

Abstract Frequency-domain equalization (FDE) is a well-known technique to overcome the adverse effect of the frequency selective fading. To further improve the transmission performance, the transmit diversity technique can be used. Cyclic delay transmit diversity (CDTD) increases the equivalent number of paths and hence gets the frequency diversity gain. Also space-time transmit diversity (STTD) can obtain the antenna diversity gain and improve the average bit error rate (BER) performance. In this paper, we propose a space-time cyclic delay transmit diversity (STCDTD), which combines STTD and CDTD, and apply it to orthogonal multi-code direct sequence code division multiple access (DS-CDMA) using FDE. We evaluate the BER performance by computer simulation and compare with CDTD and STTD.

Keyword Multi-code DS-CDMA, Frequency-domain equalization, Cyclic Delay Transmit Diversity (CDTD), Space-Time Transmit Diversity (STTD), Space-Time Cyclic Delay Transmit Diversity (STCDTD)

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るため、シングルキャリア伝送(SC)では、符号間干渉(ISI)によって伝送特性が大幅に劣化してしまう[1]。最近、シングルキャリア伝送に周波数領域等化技術を用いて、周波数ダイバーシチ効果を得ることにより、BER 特性を改善できることが明らかになっている[2]。第3世代移動通信で用いられている直接拡散符号分割多元接続(DS-CDMA)では Rake 受信が用いられている[3]が、筆者らは、Rake 受信の代わりに周波数領域等化(FDE)を DS-CDMA に適用すれば、BER 特性を大幅に改善することができることを示した[4-6]。さらに BER 特性を改善させるためには、送信ダイバーシチと周波数領域等化の併用が有効であるということが知られている。

最近、アンテナごとに異なる循環遅延(cyclic delay)を与えて同時に送信する 循環遅延送信ダイバーシチ(CDTD: Cyclic Delay Transmit Diversity)を用いるマルチキャリア伝

送が提案されている[7]。CDTD は伝搬路の最大遅延時間差とガードインターバル(GI)長に無関係に循環遅延を与えることができ、等価的にパス数を増加させチャネルの選択性を強くして、周波数ダイバーシチ効果を大きくできる。このため優れた平均 BER 特性を得ることができる。そこでこれまで筆者らは、周波数領域等化を用いる DS-CDMA に CDTD を適用し[8, 9]、送信アンテナに付加する最大遅延時間が、伝搬路の最大遅延時間差と GI 長に依存する遅延送信ダイバーシチ(DTD)[10-12]と比較して、常に優れた BER 特性を得ることができることを示してきた。もう 1 つの魅力的な送信ダイバーシチとして時空間送信ダイバーシチ(STTD: Space-Time Transmit Diversity) [13-16]が知られている。STTD はチャネルの周波数選択性とは無関係にアンテナダイバーシチ効果を得ることができる。しかし、4 本の送信アンテナを用いる STTD では、4 ブランチ分のアンテナダイバーシチ効果を得ようとすると伝送レートが低下してしまう[15]。そこで本論文では、STTD と CDTD を組み合わせることにより、伝送レートの低下を招くことなく、周波数ダイバーシチ効果と空間ダイバーシチ効果の両方を得て、伝送特性を改善

させる時空間循環遅延送信ダイバーシチ (STCDDT: Space-Time Cyclic Delay Transmit Diversity)を提案している。また直交マルチコード CDMA では、コード多重数を可変にすることにより容易に可変レート伝送を実現できる [14]。

本論文では、SDCDDT を直交マルチコード DS-CDMA に適用し、そのときの平均 BER 特性を計算機シミュレーションによって明らかにしている。また、STTD および CDDT との比較を行っている。第 2 章では CDDT と FDE を用いる直交マルチコード DS-CDMA 伝送系について述べ、第 3 章で STCDDT と FDE を用いる直交マルチコード DS-CDMA 伝送系について述べる。第 4 章では計算機シミュレーション結果について述べ、第 5 章でまとめている。

2. 循環遅延送信ダイバーシチ(CDDT)と FDE を用いる直交マルチコード DS-CDMA

直交マルチコード DS-CDMA 伝送系を図 1 に示す。

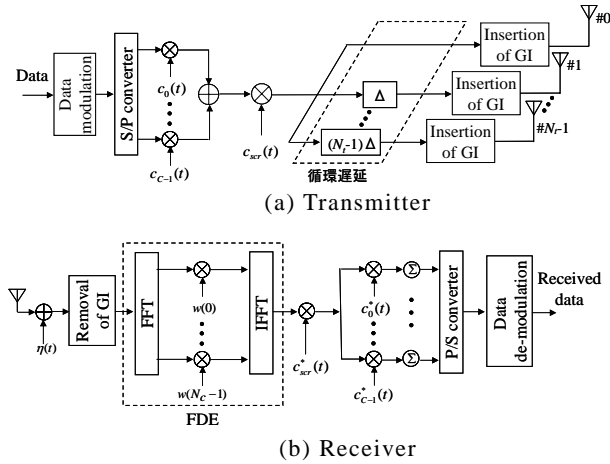


図 1 CDDT と FDE を用いる直交マルチコード DS-CDMA 伝送系

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、そのシンボル系列を $C \cdot (N_c/SF)$ 個のシンボルからなるブロックに分割する。その後 C 個の系列に直/並列変換する。各データシンボル系列を $\{d_i(m); i=0 \sim C-1, m=0 \sim (N_c/SF-1)\}$ で表す。 SF は拡散率である。各データシンボル系列を長さ SF チップの直交拡散符号 $\{c_i(t); t=0 \sim SF-1\}$ を用いて拡散する。得られた C 個のチップ系列を加算(コード多重)した後、スクランブル符号 $\{c_{scr}(t); t=0, \dots, -1, 0, 1, \dots\}$ を乗算する。スクランブル符号は、加算されたチップ系列を擬似雑音系列に変換するために用いる。本論文では、チップ時間毎の離散表現を用いている。1 ブロックの送信チップ系列 $\{s(t); t=0 \sim N_c-1\}$ の等価低域表現は次式で表される。

$$s(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{N_t S F T_c}} \sum_{i=0}^{C-1} d_i(\lfloor t/SF \rfloor) c_i(t \bmod SF) c_{scr}(t) \quad (1)$$

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。

アンテナごとに異なる循環遅延(cyclic delay)を与えて同時に送信するのが循環遅延送信ダイバーシチ(CDDT: Cyclic Delay Transmit Diversity)である。CDDT では N_c チップの送信チップ系列を送信アンテナ数 N_r だけコピーし、 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 $n \Delta$ チップを与える。このときの送信チップ系列 $s_n^{\text{CDDT}}(t)$ は次式で表わせる。

$$s_n^{\text{CDDT}}(t) = s((t - n\Delta) \bmod N_c), t=0 \sim (N_c - 1) \quad (2)$$

循環遅延を与えた後、 N_c チップブロックの後尾 N_g チップをコピーし、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。CDDT における送信チップ系列を図 2 に示す。ただし、簡単のため、例として送信アンテナ数 $N_r=2$ 、FFT ポイント数 $N_c=8$ 、GI 長 $N_g=2$ 、循環遅延 $\Delta=1$ としている。

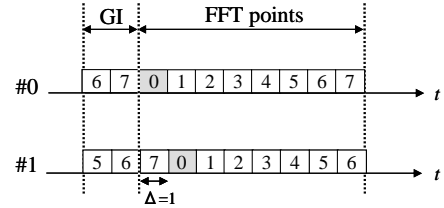


図 2 送信チップ系列 ($N_r=2, N_g=2, N_c=8, \Delta=1$ の場合)

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ネルを伝搬した後、受信機で受信されるものとする。受信されたチップ系列 $r(t)$ は次式のように表される。

$$r(t) = \sum_{n=0}^{N_r-1} \sum_{l=0}^{L-1} h_{n,l} s_n^{\text{CDDT}}(t - \tau_l) + \eta(t) \quad (3)$$

ここで、 $h_{n,l}$ および τ_l はそれぞれ第 n 送信アンテナにおける第 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 $2N_0/T_c$ の雑音過程であり、 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。GI を削除した後、受信チップ系列に 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 サブキャリアの受信信号成分 $R(k)$ は次式で表される(MC-CDMA と対比する上で便利なよう、ここではサブキャリアという表現を用いる)。

$$R(k) = H(k)S(k) + \Pi(k) \quad (4)$$

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

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

次に、次式のようにサブキャリアごとに 1 タップ周波数領域等化を行う。

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

ここで、 $w(k)$ は次式で与えられる MMSE 重みである。

$$w(k) = \frac{H^*(k)}{|H(k)|^2 + \left(\frac{C}{SF} \frac{E_s}{N_0}\right)^{-1}} \quad (7)$$

また、 E_s/N_0 は平均受信シンボルエネルギー対 AWGN 電力スペクトル密度比である。 N_c 個のサブキャリア成分 $\{\hat{R}(k); k=0 \sim N_c-1\}$ に N_c ポイント IFFT を適用して時間領域のチップ系列 $\{\hat{r}(t); t=0 \sim N_c-1\}$ に変換する。 $\hat{r}(t)$ は次式のように表される。

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

次に次式のようにマルチコード逆拡散して軟判定値 $\hat{d}_i(m)$ を得る。

$$\hat{d}_i(m) = \frac{1}{SF} \sum_{t=mSF}^{(m+1)SF-1} \hat{r}(t) c_i^*(t \bmod SF) c_{scr}^*(t), \quad i=0 \sim C-1 \quad (9)$$

3. 時空間循環遅延送信ダイバーシチ(STCDDT)と FDE を用いる直交マルチコード DS-CDMA

時空間循環遅延送信ダイバーシチは、送信アンテナを4本 ($N_t=4$)用い、STTDと CDDT を組み合わせる技術である。伝送系を図3に示す。

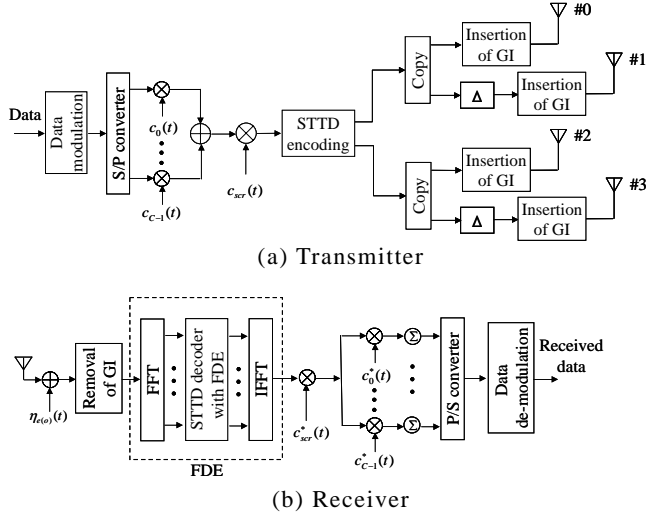


図3 STCDDTを用いる直交マルチコード DS-CDMA 周波数領域等化伝送系

偶数番目および奇数番目のブロックの送信チップ系列を $\{s_e(t)\}$ および $\{s_o(t)\}$ とする。時間領域 STTD 符号化を行って得られた2つの送信チップ系列を、それぞれ2つにコピーする。次いで1(3)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 Δ を与える。図4に時間領域 STTD 符号化および循環遅延を与える過程を示す。例として $N_c=8$, $\Delta=1$ としている。そのあと N_c チップブロックの後尾 N_g チップをコピーしブロック先頭の GI に挿入して、各送信アンテナから送信する。

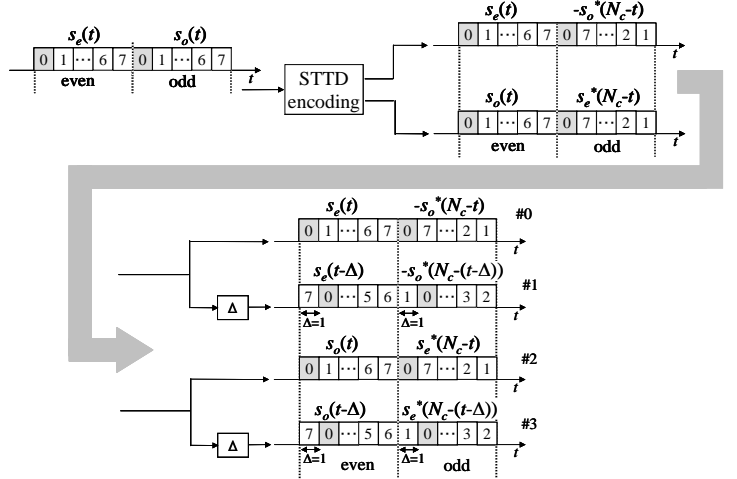


図4 時間領域 STTD 符号化および循環遅延を与える過程 ($N_c=8$, $\Delta=1$ の場合)

各アンテナから送信された信号は周波数選択性フェージングチャネルを伝搬した後、受信機で受信されるものとする。受信された偶数番目および奇数番目のチップ系列 $\{r_e(t)\}$ および $\{r_o(t)\}$ は次式のように表される。

$$\begin{cases} r_e(t) = \sum_{l=0}^{L-1} (h_{0,l} s_e(t - \tau_l) + h_{1,l} s_e((t - \Delta) \bmod N_c - \tau_l)) \\ + \sum_{l=0}^{L-1} (h_{2,l} s_o(t - \tau_l) + h_{3,l} s_o((t - \Delta) \bmod N_c - \tau_l)) + \eta_e(t) \\ r_o(t) = -\sum_{l=0}^{L-1} (h_{0,l} s_o^*(N_c - (t - \tau_l)) + h_{1,l} s_o^*(N_c - ((t - \Delta) \bmod N_c - \tau_l))) \\ + \sum_{l=0}^{L-1} (h_{2,l} s_e^*(N_c - (t - \tau_l)) + h_{3,l} s_e^*(N_c - ((t - \Delta) \bmod N_c - \tau_l))) + \eta_o(t) \end{cases} \quad (10)$$

GIを削除した後、受信チップ系列に N_c ポイント FFT を適用して N_c 個の周波数成分 $\{R_e(k); k=0 \sim N_c-1\}$ および $\{R_o(k); k=0 \sim N_c-1\}$ に分解する。第 k サブキャリアの受信信号成分 $R_e(k)$ および $R_o(k)$ は次式で表される。

$$\begin{cases} R_e(k) = H_{0(1)}(k) S_e(k) + H_{1(1)}(k) S_o(k) + \Pi_e(k) \\ R_o(k) = -H_{0(1)}(k) S_o^*(k) + H_{1(1)}(k) S_e^*(k) + \Pi_o(k) \end{cases} \quad (11)$$

ここで、 $H_{0(1)}(k)$ は送信アンテナ0および1(2および3)と受信アンテナとの間のチャネル利得を、 $S_e(k)$ および $S_o(k)$ は N_c 個からなる送信チップ系列の周波数成分を、 $\Pi_e(k)$ および $\Pi_o(k)$ は雑音成分を表し、それぞれ次式で与えられる。

$$\begin{cases} S_{e(o)}(k) = \sum_{t=0}^{N_c-1} s_{e(o)}(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \\ H_{0(1)}(k) = \sum_{n=0(2)}^{1(3)} \sum_{l=0}^{L-1} h_{n,l} \exp\left(-j2\pi k \frac{(n \bmod 2)\Delta + \tau_l}{N_c}\right) \\ \Pi_{e(o)}(k) = \sum_{t=0}^{N_c-1} \eta_{e(o)}(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \end{cases} \quad (12)$$

次式のようにサブキャリアごとに1タップ周波数領域等化およびSTTD復号を行う[15].

$$\begin{cases} \hat{S}_e(k) = w_0^*(k)R_e(k) + w_1(k)R_o^*(k) \\ \hat{S}_o(k) = w_1^*(k)R_e(k) - w_0(k)R_o^*(k) \end{cases} \quad (13)$$

ここで、 $\hat{S}_e(k)$ および $\hat{S}_o(k)$ は周波数領域等化およびSTTD復号を行った後の受信信号成分、 $w_{0(1)}(k)$ は $\hat{S}_e(k)$ と $S_e(k)$ との平均2乗誤差および $\hat{S}_o(k)$ と $S_o(k)$ とのそれを共に最小にするようなMMSE重みであり次式で与えられる.

$$w_{0(1)}(k) = \frac{H_{0(1)}(k)}{|H_0(k)|^2 + |H_1(k)|^2 + \left(\frac{C}{SF} \frac{E_s}{N_0}\right)^{-1}} \quad (14)$$

N_c 個のサブキャリア成分 $\{\hat{S}_e(k); k=0 \sim N_c-1\}$ および $\{\hat{S}_o(k); k=0 \sim N_c-1\}$ に N_c ポイントIFFTを適用して時間領域のチップ系列 $\{\hat{r}_e(t); t=0 \sim N_c-1\}$ および $\{\hat{r}_o(t); t=0 \sim N_c-1\}$ に変換する. $\hat{r}_e(t)$ および $\hat{r}_o(t)$ は次式のように表される.

$$\hat{r}_{e(o)}(t) = \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{S}_{e(o)}(k) \exp\left(j2\pi \frac{k}{N_c} t\right) \quad (15)$$

次に $\hat{r}_e(t)$ および $\hat{r}_o(t)$ をマルチコード逆拡散して軟判定値 $\hat{d}_i(m)$ を得てデータ復調し, 受信データ系列を得る.

4. 計算機シミュレーション

シミュレーション条件を表1に示す. QPSKデータ変調, FFTポイント数 $N_c=256$ チップとした. また, フェージングチャネルは, パス数 $L=16$ で減衰係数 α dB の指数減衰電力遅延プロファイルを有する周波数選択性ブロックレイリーフェージングチャネルであるものとする. 第1パスの遅延時間は $\tau_l=1$ チップとしている. また, 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.

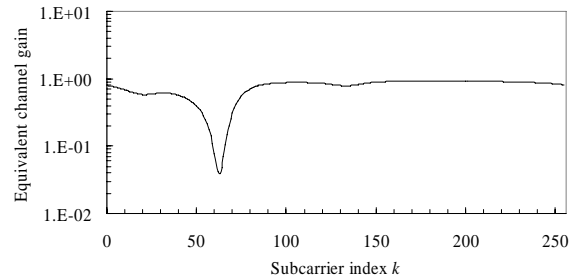
表1 計算機シミュレーション条件

Transmitter	Number of transmit antennas	$N_t=1, 4$
	Modulation	QPSK
	Number of FFT points	$N_c=256$
	GI	$N_g=32$
	Spreading sequence	Walsh-Hadamard
	Spreading factor	$SF=256$
Channel	Number of parallel codes	$C=1, 16, 64, 256$
	Fading	Frequency-selective block Rayleigh fading
	Number of paths	$L=16$
Receiver	Power delay profile	$\alpha=0, 5, \infty$ dB
	Decay factor	
	Frequency-domain Equalization	MMSE
	Channel estimation	Ideal

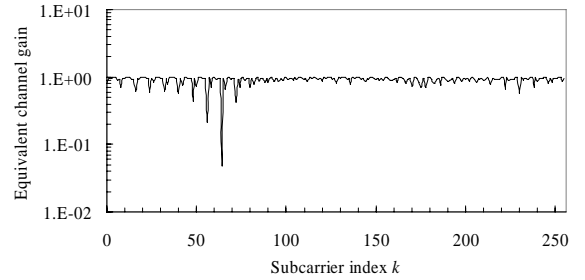
4.1. 等価チャネル利得

図5に $L=16$, $\alpha=5$ dB, $E_b/N_0=12$ dB, $N_t=4$ のときのCDTD, STTD, STCDTDの周波数領域等化を行った後の等価チャネル利得を示す. CDTD および STCDTD の循環遅延は $\Delta=32$ としている. $N_t=1$ のときの等価チャネル利得も示す.

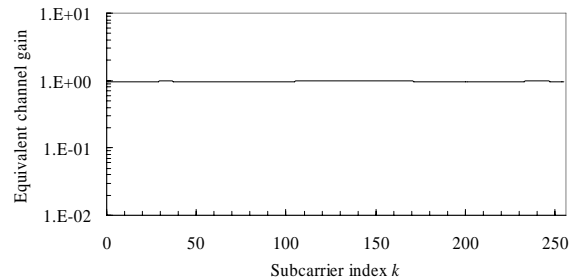
$N_t=1$ では, 連続したサブキャリアわたってチャネルが落ち込んでいることがわかる(図5.(a)). CDTDでは, 等価的なパス数が4倍に増加するため, 周波数選択性を強めることができる(図5.(b)). STTDでは, 4ブランチ分のチャネル利得を最大比合成するアンテナダイバーシチ効果が得られるため, すべてのサブキャリアにわたってほぼ平坦な等価チャネル利得が得られる(図5.(c)). STCDTDでは, CDTDとSTTDの効果によって周波数ダイバーシチ効果とアンテナダイバーシチ効果が得られる. このためチャネルの周波数選択性を強めながら, チャネルの落ち込みを低減して平坦に近い等価チャネル利得が得られる(図5.(d)).



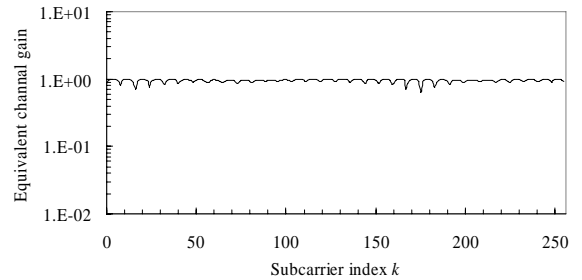
(a) $N_t=1$



(b) CDTD ($\Delta=32$)



(c) STTD



(d) STCDTD ($\Delta=32$)

図5 等価チャネル利得

4.2. 減衰係数 α の影響

$SF=256, C=256$ のとき、減衰係数 α をパラメータとしたときの STCDTD の平均 BER 特性を図 6 に示す。STCDTD の循環遅延 Δ は BER を最小とする Δ を用い、 $\Delta=32$ とした。比較のために $N_f=1$ の特性も示す。

$\alpha=0\text{dB}$ のとき大きな周波数ダイバーシチ効果が得られるため優れた BER 特性が得られる。 $\alpha=\infty\text{dB}$ になると周波数ダイバーシチ効果が得られないため BER 特性が劣化する。STCDTD では、CDTD の効果によって周波数ダイバーシチ効果を、STTD の効果によってアンテナダイバーシチ効果が得られるため、 $N_f=1$ に比べ BER 特性が大幅に改善する。

$\alpha=0\text{dB}$ ではすでに十分な周波数ダイバーシチ効果が得られているため CDTD の効果による特性改善は小さい。しかし STTD の効果によりアンテナダイバーシチ効果が得られるため $N_f=1$ と比較して $\text{BER}=10^{-3}$ を満たす所要平均受信 E_b/N_0 を 3.6dB 改善できる。一方 $\alpha=\infty\text{dB}$ では、CDTD の効果によって周波数ダイバーシチ効果を大きくすることができるので、 $N_f=1$ と比較して $\text{BER}=10^{-3}$ を満たす所要平均受信 E_b/N_0 を 12.3dB 改善することができる。

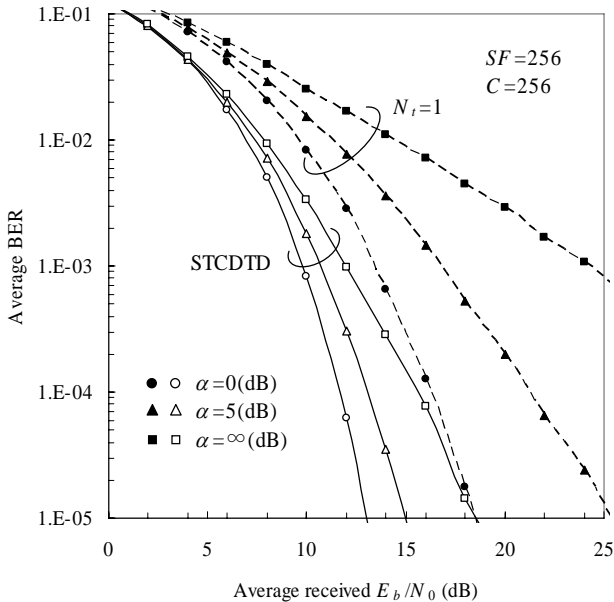


図 6 減衰係数 α をパラメータとしたときの STCDTD の平均 BER 特性

4.3. コード多重数 C の影響

$SF=256, \alpha=5\text{dB}$ のとき、コード多重数 C をパラメータとしたときの STCDTD の平均 BER 特性を図 7 に示す。STCDTD の循環遅延 $\Delta=32$ とし、比較のために $N_f=1$ の特性も示す。

コード多重数 C が大きくなるとコード間干渉の影響を大きく受けるため、平均 BER 特性が劣化する。STCDTD では周波数ダイバーシチ効果およびアンテナダイバーシチ効果が得られるため、 $N_f=1$ よりも BER 特性が改善する。 $C=1(256)$ のとき $N_f=1$ と比較すると $\text{BER}=10^{-4}$ を満たす所要平均受信 E_b/N_0 を 4.8(8.1)dB 改善できる。また、 $C=256$ のとき STCDTD では、アンテナダイバーシチ効果によりコード間干渉を小さくすることができるため、 $C=1$ からの特性劣化を 2.2dB ($N_f=1$ では 5.5dB) にまで低減できる。

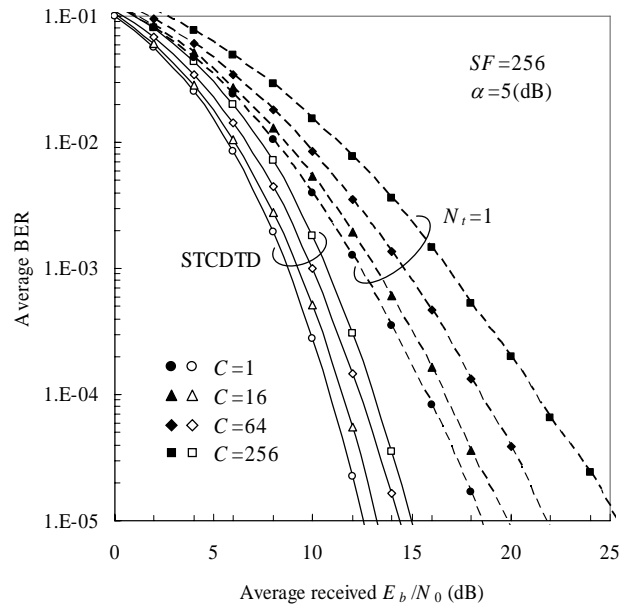


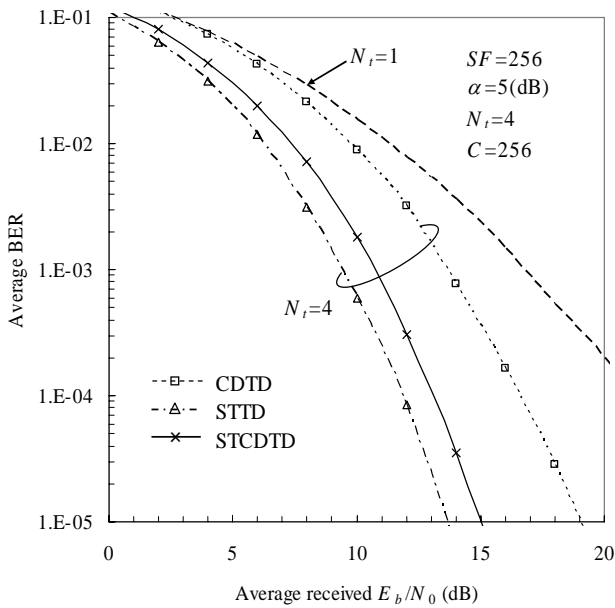
図 7 コード多重数 C をパラメータとしたときの STCDTD の平均 BER 特性

4.4. CDTD, STTD と STCDTD の特性比較

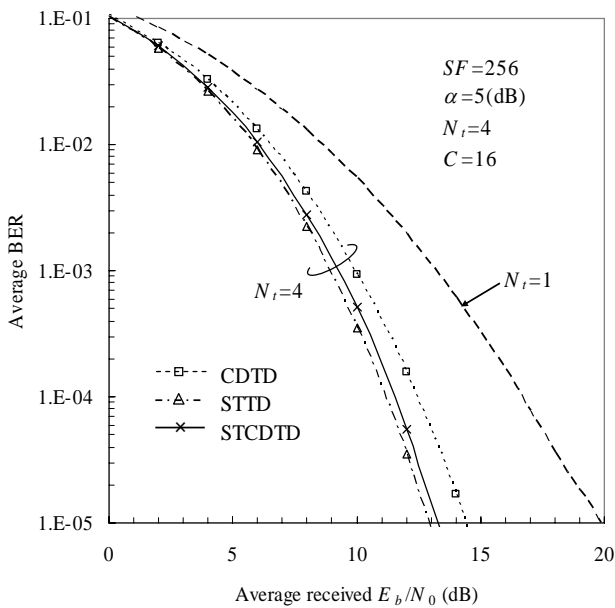
$N_f=4, SF=256, \alpha=5\text{dB}$ のときについて CDTD, STTD と STCDTD の平均 BER 特性の比較を図 8 に示す。CDTD および STCDTD の循環遅延 Δ をいずれも $\Delta=32$ とした。

$C=256$ のとき、CDTD は等価的なパス数が $N_f=1$ に比べて 4 倍に増加するため、大きな周波数ダイバーシチ効果が得られ、 $\text{BER}=10^{-4}$ を満たす所要平均受信 E_b/N_0 を 4.6dB 低減できる。STCDTD では、CDTD の効果によって等価的なパス数が $N_f=1$ の 2 倍に増加することにより、大きな周波数ダイバーシチ効果が得られ、さらに STTD の効果によって 2 ブランチ分のアンテナダイバーシチ効果が得られるため、CDTD よりも $\text{BER}=10^{-4}$ を満たす所要平均受信 E_b/N_0 をさらに 3.5dB 低減できる。一方、STTD は受信側で 4 ブランチ分のアンテナダイバーシチ効果が得られるため STCDTD よりも優れた特性が得られている。STTD では伝送レートが低下するが、STCDTD では伝送レートを一定に保ちつつ STTD との特性劣化を 1.3dB までに低減できることがわかる。

$C=16$ のとき、コード多重数 C が小さくなるにつれ、コード間干渉の影響が小さくなるため、BER 特性が改善する。STCDTD は CDTD と比較して $\text{BER}=10^{-4}$ を満たす所要平均受信 E_b/N_0 を 0.9dB 改善できる。また、STTD からの特性劣化は 0.3dB にまで低減できる。



(a) $C=256$



(b) $C=16$

図 8 CDTD, STTD と STCDTD の平均 BER 特性の比較

5. まとめ

本論文では、STTD と CDTD を組み合わせた時空間循環遅延送信ダイバーシチ(STCDTD)を提案し、周波数領域等化を用いる直交マルチコード DS-CDMA に適用したときの平均 BER 特性を計算機シミュレーションによって明らかにした。また、CDTD および STTD との平均 BER 特性の比較を行った。

STCDTD では、周波数選択性およびコード間干渉の影響が小さくなるため、BER 特性が改善する。また、STCDTD は周波数ダイバーシチ効果を大きくし、受信側でアンテナダイバーシチ効果が得られるため、周波数ダイバーシチ効果のみに依存する CDTD よりも BER を大きく改善できる。このとき STTD からの特性劣化は CDTD を用いる場合よりも小さ

くできることを示した。送信アンテナ数 $N_t=4$ のとき STTD は伝送レートが低下するが、STCDTD は伝送レートを一定に保つことができる。伝送レートと BER 特性との間でトレードオフの関係があるので、STCDTD と STTD とでスループット特性の比較を行うことが今後の課題である。

文献

- [1] W. C., Jakes Jr., Ed., *Microwave mobile communications*, Wiley, Newyork, 1974.
- [2] D. Falconer, S. L. Ariyavisitakul, A. Benyamin-Seeyarand B. Eidson, "Frequency Domain Equalization for Single-Carrier Broadband Wireless Systems," *IEEE Commun. Mag.*, Vol. 40, pp.58-66, Apr. 2002.
- [3] F. Adachi, M. Sawahashi, and H. Suda, "Wideband DS-CDMA for next generation mobile communications systems," *IEEE Trans. Mag.*, Vol. 36, pp. 56-69, Sept. 1998.
- [4] F. Adachi, T. Sao, and T. Itagaki, "Performance of multicode DS-CDMA using frequency domain equalization in a frequency selective fading channel," *Electronics letters*, Vol. 39, pp.239-241, Jan. 2003.
- [5] K. Takeda, T. Itagaki, and F. Adachi, "Frequency-domain equalization for antenna diversity reception of DS-CDMA signals," *Proc. 8th International Conference on Cellular and Intelligent Communications (CIC)*, pp.383, Seoul, Korea, Oct. 2003.
- [6] 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, July 2004.
- [7] Gerhard Bauch and Javed Shamim Malik, "Parameter Optimization, Interleaving and Multiple Access in OFDM with Cyclic Delay Diversity," *Proc. 59th IEEE Vehicular Technology Conference (VTC)*, Miran, Italia, May, 2004.
- [8] 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.
- [9] 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," *電子情報通信学会総合大会*, B-5-14, p.463, 2005 年 3 月.
- [10] J.H.Winters, "Diversity gain of transmit diversity in wireless systems with Rayleigh fading" *IEEE Trans. Veh. Technol.*, Vol. 47, No.1, pp.119-123, Feb. 1998.
- [11] C.S. Bontu, D.D. Falconer, and L. Strawczynski, "Diversity transmission and adaptive MLSE for digital cellular radio," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, Vol. 48, No.5, pp.1488-1502, 1999.
- [12] K. Takeda, T. Itagaki, and F. Adachi, "Joint Use of Frequency-Domain Equalization and Transmit/Receive Antenna Diversity for Single-Carrier Transmissions," *IEICE Trans. Commun.*, Vol. E87-B, No.7, pp.1946-1953, July 2004.
- [13] 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.
- [14] 板垣竹識, 武田和晃, 安達文幸, "直交マルチコード DS-CDMA への時空間符号化送信ダイバーシチの適用効果," *信学技報*, RCS2003-61, pp.49-56, 2003 年 6 月.
- [15] 武田和晃, 板垣竹識, 安達文幸, "時空間符号化送信ダイバーシチと周波数領域等化を用いる DS-CDMA," *信学技報*, RCS2003-150, pp.65-70, 2003 年 10 月.
- [16] Vahid Tarokh, "Space-Time Block Codes from Othogonal Designs," *IEEE Trans. Inform. Theory*, Vol.45, No.5, pp.1456-1467, July 1999.