

周波数領域等化を用いる DS-CDMA への Cyclic Delay Transmit Diversity の適用効果

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 周波数領域等化を用いる DS-CDMA において、複数のアンテナに異なる遅延を与えて同一信号を同時に送信し、等価的にパス数を増やすことで大きな、周波数ダイバーシチ効果を得ることのできる遅延送信ダイバーシチ(DTD)が提案されている。しかし DTD では、各アンテナに与える遅延時間が大きくなると、最大パス遅延がガードインターバル(GI)より長くなり符号間干渉を生じるため、平均 BER 特性が劣化してしまう。最近、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 Cyclic Delay Transmit Diversity (CDTD)が提案されている。CDTD では、DTD と異なり各アンテナに与える循環遅延の量に制限がないために、DTD より大きな周波数ダイバーシチ効果を得ることができる。本論文では、周波数領域等化を用いる DS-CDMA に CDTD を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、DTD を用いるときの BER 特性と比較している。

キーワード DS-CDMA, 遅延送信ダイバーシチ (DTD), Cyclic Delay Transmit Diversity (CDTD), 周波数領域等化

Application of Cyclic Delay Transmit Diversity to DS-CDMA using Frequency-domain Equalization

Ryoko KAWAUCHI[†] Kazuaki TAKEDA[†] and Fumiya 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 Recently, the joint use of frequency-domain equalization (FDE) and delay transmit diversity (DTD) has been studied for improving the transmission performance. In DTD, the same signal is transmitted from different antennas after adding different time delays to increase the equivalent number of propagation paths, thereby increasing the frequency-selectivity and hence improving the bit error rate (BER) performance by the use of FDE. However, the BER performance degrades if the maximum time delay added to antennas plus the maximum time delay of the channel exceeds the guard interval (GI). To avoid this problem, in this paper, we propose the joint use of cyclic transmit diversity (CDTD) and FDE. In CDTD, different cyclic delays are added to the chip sequence and then transmitted from different antennas. Unlike DTD, the achievable BER performance improves as the added cyclic delay increases. The performance achievable with CDTD is evaluated by computer simulation and compared with that with DTD.

Keyword DS-CDMA, Delay Transmit Diversity (DTD), Cyclic Delay Transmit Diversity (CDTD), Frequency-domain equalization

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ている。このようなチャネルは周波数選択性フェージングと呼ばれ、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]。そこで、最近では、Rake 合成というチャネル整合フィルタを用いる直接拡散符号分割マルチアクセス(DS-CDMA)が数 Mbps の高速移動通信に用いられるようになった[2]。DS-CDMA は遅延時間の異

なるパスを分離して Rake 合成することにより、パスダイバーシチ効果を得て、ビット誤り率(BER)特性を改善することができる。しかし、データ伝送の高速化に伴い、分離可能なパス数が大幅に増加するため、パス間干渉が増大し、伝送特性は大きく劣化する。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[3]。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]。また、さらに平均 BER 特性を改善するための方法として、同一信号を複数のアン

テナから遅延を付加して送信し、等価的にパス数を増やし周波数ダイバーシチ効果を大きくすることができる。遅延送信ダイバーシチ(DTD)を併用することが提案されている[7-9]。これにより、周波数選択性が弱いチャネルにおいても、大きな周波数ダイバーシチ効果を得ることが可能になり、平均BER特性を改善できる。しかし、DTDでは送信アンテナに付加する最大遅延時間と伝搬路の最大遅延時間差の和がガードインターバル(GI)を超えると、符号間干渉を生じ、平均BER特性が劣化してしまう。このため、アンテナに付加できる最大遅延時間が制限されてしまう。そこで最近、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Cyclic Delay Transmit Diversity(CDTD)を用いるマルチキャリア伝送が提案されている[10], [11]。CDTDでは伝搬路の最大時間差とGI長に無関係に循環遅延を与えることができ、常にチャネルの周波数選択性を強くできるため、優れた平均BER特性を得ることができる。本論文では、周波数領域等化を用いるDS-CDMAにCDTDを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。第2章では周波数領域等化を用いるDS-CDMAにCDTDを適用したときの送受信系について述べる。第3章では計算機シミュレーション結果について述べ、第4章でまとめている。

2. CDTD を用いる周波数領域等化 DS-CDMA 伝送系

2.1. 送信信号

CDTDを用いるDS-CDMA送信系を図1に示す。また、周波数領域等化を用いるDS-CDMA受信系を図2に示す。

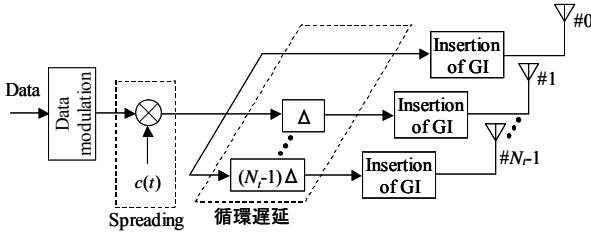


図1 CDTD送信系

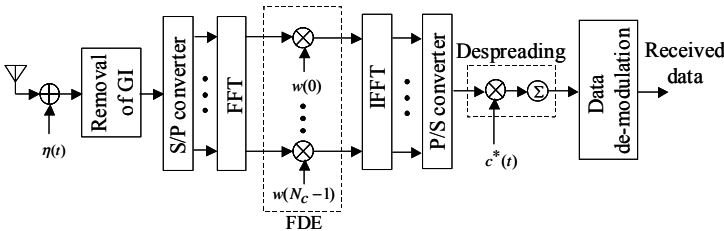


図2 周波数領域等化を用いる受信系

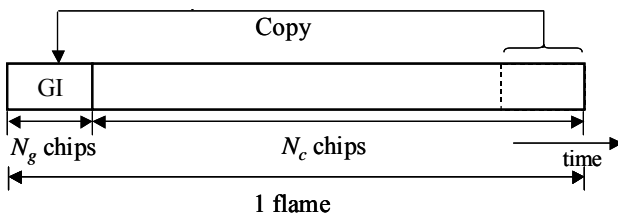


図3 フレーム構成

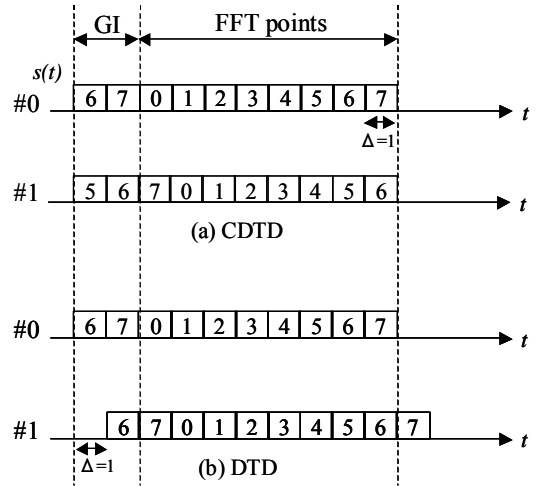


図4 送信チップ系列の例

($N_t=2, N_g=2$ チップ, FFTポイント数=8 チップの場合)

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 N_c/SF 個のシンボルからなるブロックに分割する。ここで、 SF は拡散率である。本論文では、チップ時間毎の離散表現を用いている。1ブロックのデータシンボル系列を $\{d(n); n=0 \sim (N_c/SF-1)\}$ 、拡散符号を $\{c(t); t=..., -1, 0, 1, \dots\}$ とする。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のように表される。

$$s(t) = \begin{cases} \sqrt{\frac{2E_c}{T_c}} d(\lfloor t/SF \rfloor) \cdot c(t), & 0 \leq t \leq N_c-1 \\ 0, & \text{elsewhere} \end{cases} \quad (1)$$

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、 $\lfloor x \rfloor$ は x より小さいか等しい最大の整数である。CDTDでは N_c チップの送信チップ系列を送信アンテナ数 N_t 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 $s_n^{\text{CDTD}}(t)$ は次式で表わせる。

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

循環遅延を与えた後、 N_c チップブロックの後尾 N_g チップをコピーして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。

一方、DTDでは、 N_c チップブロックを N_t 個だけコピーし、第 n 番目のアンテナから送信されるチップ系列に $n\Delta$ チップの遅延を与える。このときの送信チップ系列 $s_n^{\text{DTD}}(t)$ は次式で表わせる。

$$s_n^{\text{DTD}}(t) = s(t-n\Delta), t=0 \sim (N_c-1)+n\Delta \quad (3)$$

そして、 N_c チップブロックの後尾 N_g チップをコピーしてブロック先頭のGIに挿入して送信する。このときのフレーム構成を図3に示す。また、CDTDとDTDにおける送信チップ系列の違いを図4に示す。ただし、簡単のため、送信アンテナ数 $N_t=2, N_c=8$ チップ、 $N_g=2$ チップとしている。また、CDTDおよびDTDにおける遅延は $\Delta=1$ としている。

2.2. 受信信号

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。

$$r(t) = \sum_{n=0}^{N_t-1} \sum_{l=0}^{L-1} h_{n,l} s_n(t - \tau_l) + \eta(t) \quad (4)$$

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。)

$$R(k) = \sqrt{\frac{2E_c}{T_c}} H(k) S(k) + \Pi(k) \quad (5)$$

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。

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

2.3. 周波数領域等化

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。

$$\hat{R}(k) = R(k) w(k) \quad (7)$$

ここで、 $w(k)$ は次式で与えられる MMSE 重みである。

$$w(k) = \frac{H^*(k)}{|H(k)|^2 + \left(\frac{1}{SF} \frac{E_s}{N_0}\right)^{-1}} \quad (8)$$

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。

$$\hat{r}(t) = \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{R}(k) \exp\left(j2\pi \frac{k}{N_c} t\right) \quad (9)$$

次に次式のように逆拡散して軟判定値 $\hat{d}(n)$ を得る。

$$\hat{d}(n) = \frac{1}{SF} \sum_{t=nSF}^{(n+1)SF-1} \hat{r}(t) c^*(t) \quad (10)$$

このようにして得られた軟判定値系列 $\{\hat{d}(t); n=0 \sim (N_c/SF-1)\}$ をデータ復調して受信データ系列を得る。

3. 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、パス数が 16 ($L=16$) で減衰指数 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	$N_t=1, 2, 4$
	Modulation	QPSK
	Number of FFT points	$N_c=256$
	GI	$N_g=32$
	Spreading sequence	Long PN sequence
Channel	Spreading factor	$SF=1, 16$
	Fading	Frequency-selective Block Rayleigh fading
	Number of paths	$L=16$
Receiver	Power delay profile Decay factor	$\alpha=0, 5, \infty$ dB
	Frequency-domain Equalization	MMSE
	Channel estimation	ideal

3.1. 各アンテナに付加される遅延送信時間の効果

図 5 に送信アンテナ数 $N_t=4$ 、 $L=16$ 、電力遅延プロファイルの減衰指数 α を 5 (dB) としたときに受信側で観測される等価電力遅延プロファイルを示す。DTD と CDTD とともに送信アンテナダイバーシチを適用することにより、 Δ が十分に大きければ等価的なパス数は $N_t \times L$ になる。しかし、DTD の場合、GI を超えるパスは符号間干渉を発生してしまうことから、等価チャネルの最大パス遅延時間差を GI 以下にしなければならない。

図 6 に の関数としてプロットした CDTD の平均 BER 特性を示す。 $SF=16$ 、 $\alpha=5$ dB、 $E_b/N_0=12$ dB、 $N_g=32$ チップとした。また、比較のため、DTD および 1 アンテナ送信 ($N_t=1$) のときの平均 BER 特性も示す。 $N_t=2$ のとき CDTD では、循環遅延 を大きくしていき $=4$ チップ以上になると、BER はほぼ一定値となる。循環遅延が $=256$ チップに近づいていくにつれ BER が増加し、 $=256$ チップで $N_t=1$ と一致する。これは $=256$ チップの循環遅延が遅延 0 と同じであるためである。一方 DTD では、付加する遅延送信時間が $=32$ チップより大きくなると、各アンテナで付加された遅延

と伝搬路の遅延時間の和が GI を超えることにより、符号間干渉を発生させてしまうため、BER 特性は劣化する。\$N_i=4\$ では、CDTD は等価パス数が 4 倍になるため、より大きな周波数ダイバーシチ効果が得られ、BER 特性はさらに改善する。一方 DTD では、遅延送信時間が ≈ 8 チップより大きくなると、BER 特性は劣化する。以上のように CDTD では、DTD と異なり の広い範囲にわたって優れた BER 特性が得られるので、伝搬路の最大遅延差によらず Δ を常に最適値に設定することができる。

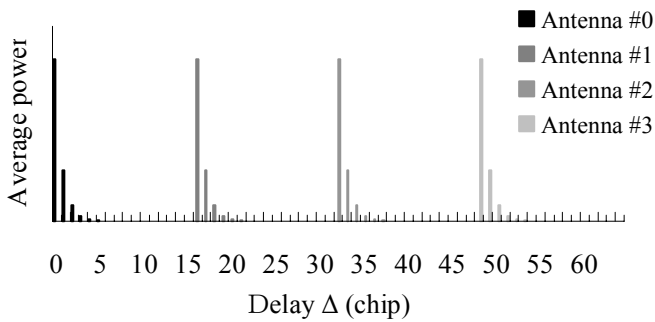


図 5 等価電力遅延プロファイル

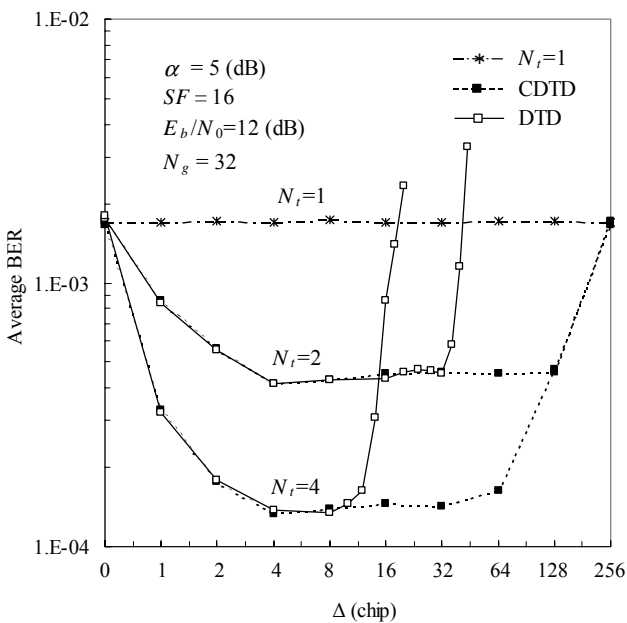


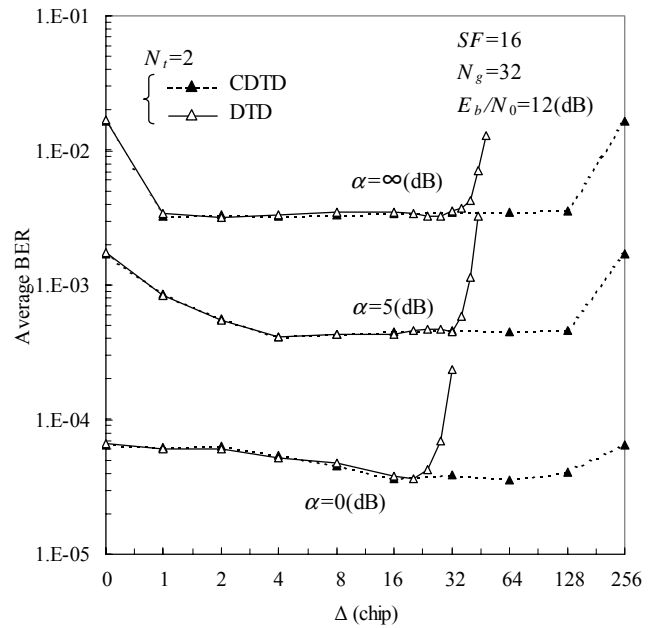
図 6 アンテナに付加される遅延時間の効果

3.2. 減衰指数 α の影響

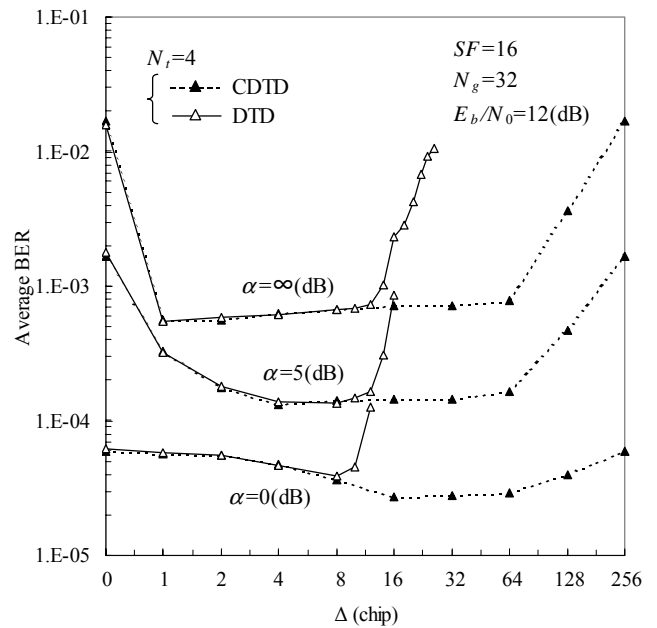
図 7 に α をパラメータとしてプロットした平均 BER 特性を示す。\$SF=16\$, \$N_g=32\$ チップ, \$E_b/N_0=12\text{dB}\$ とした。

$\alpha=\infty\text{dB}$ は周波数選択性が弱く(1 パスと等価)、 $\alpha=0\text{dB}$ は周波数選択性が強いことを表している。CDTD および DTD とともに、周波数選択性が弱いとき大きな送信ダイバーシチ効果が得られることが分かる。これは等価パス数を増やして周波数選択性を強めることにより、大きな周波数ダイバーシチ効果が得られるためである。一方、周波数選択性が強い場合には、周波数領域等化によって既に十分な周波数ダイバーシチ効果が得られているため、送信ダイバーシチによる改善効果は小さい。

CDTD では各送信アンテナに付加する循環遅延の量に制限がないため、幅広い Δ で最適な BER 特性が得られる。一方 DTD では $N_i=2$ の場合、 $\alpha=\infty\text{dB}$ のときは $L=1$ パスと等価であるから、最大で $\Delta=32$ チップまで遅延を与えることができるが、 $\alpha=0\text{dB}$ では $\Delta=20$ チップを超える遅延を与えると BER 特性は劣化してしまう。 $N_i=4$ になると、アンテナで付加された遅延と伝搬路の遅延時間の和の最大値がさらに大きくなるため、最適な BER を与える Δ の範囲は狭くなる。このように DTD では最適な BER を与える Δ の範囲が α によって異なり、一意に決めることができない。



(a) $N_i=2$



(b) $N_i=4$

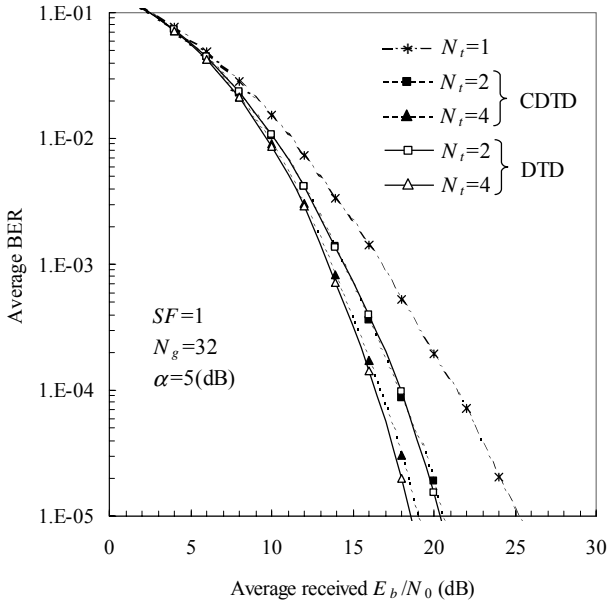
図 7 減衰指数 α の影響

3.3. CDTD と DTD の BER 特性の比較

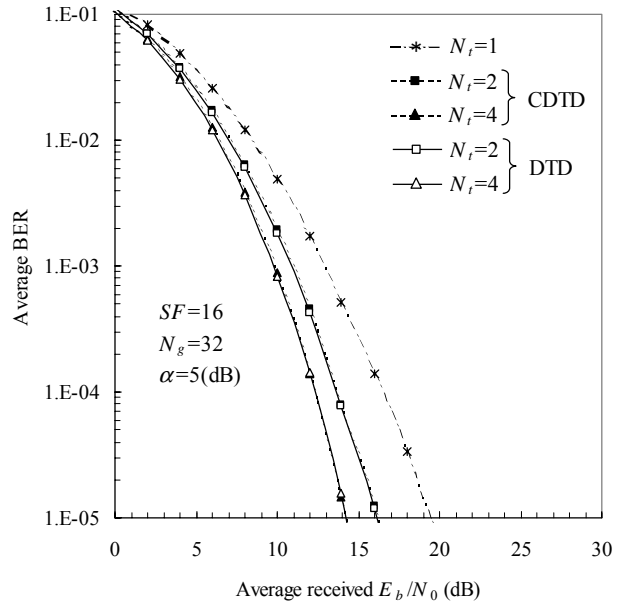
$N_g=32$ チップ, $\alpha=5\text{dB}$ のときについて平均受信 E_b/N_0 対平均 BER 特性を図 8 で比較している. 図 6, 7 の結果より, CDTD の循環遅延時間差 Δ は $N_i=2(4)$ のとき $\Delta=32(8)$ とした. 一方, DTD では $\Delta=8(4)$ とした. BER を最小とする Δ を用いたとき, CDTD と DTD で同じ BER 特性が得られる. これは両者の等価パス数がほぼ等しいためである.

$SF=1$ のとき, $N_i=2(4)$ を用いると等価パス数は $N_i=1$ に比べて 2(4) 倍に増加するため, 周波数ダイバーシチ効果を大きくすることができ, BER 特性が改善することがわかる. このとき $N_i=1$ と比較して, $BER=10^{-4}$ を満たす所要平均受信 E_b/N_0 を 3.4(4.8)dB 低減できる. $N_i=4$ ではより大きな周波数ダイバーシチ効果が得られるため特性が改善しているが, $N_i=2$ で十分な周波数ダイバーシチ効果が得られているため, それ以上の改善効果は小さい.

$SF=16$ では逆拡散による残留チップ間干渉成分の影響を小さくすることができるため, $SF=1$ に比べて優れた BER 特性が得られている. $N_i=2(4)$ のとき $N_i=1$ と比較して, $BER=10^{-4}$ を満たす所要平均受信 E_b/N_0 を 2.8(4.2)dB 低減できる.



(a) $SF=1$



(b) $SF=16$
図 8 BER 特性

4. まとめ

本論文では, 周波数領域等化を用いる DS-CDMA に CDTD を適用した場合の BER 特性を明らかにし, DTD を適用した場合の BER 特性と比較した. CDTD では DTD とは異なり, 各送信アンテナに与える循環遅延の量に制限がないため, 等価パス数を増やし, 周波数ダイバーシチ効果を大きくすることができる. 一方, DTD では送信アンテナで付加された遅延と伝搬路の遅延時間の和を GI 以内に収める必要がある. このため BER を最小とする Δ が伝搬路の周波数選択性によって異なる. また, BER を最小とする Δ を用いたときの CDTD と DTD の BER 特性の比較において, 送信アンテナ本数 N_i を増加させると, 等価パス数が多くなるから, 周波数ダイバーシチ効果を大きくできるので, $N_i=1$ と比較して BER 特性は大幅に改善することができる. また, 拡散率 SF を大きくすることで, 逆拡散によって残留チップ間干渉の影響を小さくすることができるため, BER 特性はさらに改善する. $N_i=2$ では $SF=1(16)$ のとき, $N_i=1$ と比較して, $BER=10^{-4}$ を満たす所要平均受信 E_b/N_0 を 3.4(2.8)dB 低減できる.

5. 参考文献

- [1] W. C., Jakes Jr., Ed., *Microwave mobile communications*, Wiley, Newyork, 1974.
- [2] 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.
- [3] D. Falconer, S. L. Ariyavitakul, A. Benyamin-Seeyarand B. Eidson, "Frequency Domain Equalization for Single-Carrier Broadband Wireless Systems," *IEEE Commun. Mag.*, Vol. 40, pp.58-66, Apr. 2002.
- [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] 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.
- [8] 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.
- [9] 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.
- [10] 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.
- [11] Gerhard Bauch, "Capacity Optimization of Cyclic Delay Diversity," Proc. 60th IEEE Vehicular Technology Conference (VTC), Los Angeles, CA, Sept, 2004.