

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

板垣 竹識[†] 武田 和晃[†] 安達 文幸[‡]

東北大学大学院工学研究科 〒980-8579 仙台市青葉区荒巻字青葉 05

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

あらまし 直交マルチコード DS-CDMA は、コード多重数を可変にすることで低速から高速までフレキシブルに伝送レートを変化させることができるのが特徴である。しかし、周波数選択性の強いチャンネルにおいては拡散符号間の直交性の崩れによりビット誤り率(BER)特性が大きく劣化してしまう。周波数領域等化はこのような伝搬路の周波数選択性を低減し、伝送特性を改善させることができる。送信ダイバーシチ技術はさらなる特性改善に有効である。本論文では最小平均二乗誤差合成(MMSEC)等化と開ループ型送信ダイバーシチを組み合わせたことを考え、遅延送信ダイバーシチ(DTD)と時空間符号化送信ダイバーシチ(STTD)を考えている。STTD については、周波数領域で復号する時空間符号化を提案している。周波数選択性フェージング環境下での BER 特性を計算機シミュレーションにより求め、周波数領域 STTD はチャンネルの周波数選択性の強弱にかかわらず BER 特性を大幅に改善できることを示した。

キーワード マルチコード DS-CDMA, 周波数領域等化, MMSEC, 送信ダイバーシチ

Effect of space-time transmit diversity on orthogonal multi-code DS-CDMA

Takeshi ITAGAKI[†] Kazuaki TAKEDA[†] and Fumiyuki ADACHI[‡]

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

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

Abstract Orthogonal multicode direct sequence code division multiple access (DS-CDMA) has a flexibility in offering various data rate services. In a severe frequency selective channel, its bit error rate (BER) performance is severely degraded since orthogonality property of spreading codes is partially destroyed. Frequency-domain equalization can exploit the channel frequency-selectivity to improve the BER performance. Further performance improvement can be obtained by using transmit diversity. In this paper, joint frequency-domain minimum mean square error combining (MMSEC) equalization and open-loop transmit diversity is presented for the reception of orthogonal multicode DS-CDMA signals in a frequency selective fading channel. Delay transmit diversity (DTD) and space-time transmit diversity (STTD) are considered. Space-time encoding and decoding for frequency-domain equalization is proposed. The achievable BER performance in a frequency-selective Rayleigh fading channel is evaluated by computer simulation. It is shown that STTD significantly improves the BER performance irrespective of the degree of the channel frequency-selectivity.

Keyword Multicode DS-CDMA, Frequency-domain equalization, MMSEC, Transmit diversity

1. まえがき

広帯域移動無線チャンネルでは、多数の遅延パスの存在により周波数選択性フェージングが発生するため、伝送特性の深刻な劣化を招いてしまう[1]。直接拡散符号分割多元接続(DS-CDMA)は、遅延時間の異なるパスを分離し、Rake 受信を行うことによりパスダイバーシチ効果を得ることができるので、伝送特性を改善できる[2]。直交拡散符号を用いて複数データシンボルを拡散し並列伝送する直交マルチコード DS-CDMA では、コード多重数や拡散率を可変にすることにより様々な伝送レートを実現できるという特徴を有している

[3]。このような直交マルチコード DS-CDMA では、パス間干渉による符号直交性の崩れの影響が支配的になってしまい伝送特性が劣化してしまうという問題がある。そこで最近では、マルチキャリア CDMA(MC-CDMA)[4], [5]が注目されている。MC-CDMA は周波数領域拡散を適用して送信するものであり、周波数ダイバーシチ効果を得つつ符号直交性を再生することができるので、周波数選択性の厳しいチャンネルでは Rake 受信を用いる DS-CDMA より格段に優れた伝送特性が得られる[6]。

このような周波数領域等化をシングルキャリア伝送や

DS-CDMA 伝送に適用する研究が最近、活発になっている[7]、[8]。筆者らは、直交マルチコード DS-CDMA に周波数領域 MMSEC 等化[9]を適用すれば、MC-CDMA と同等の優れた平均ビット誤り率 (BER) 特性が得られること、周波数選択性フェージングが強くなる (チャンネルのパス数が増加する) につれ平均 BER 特性を改善できることを示している[8]。

最近、送信ダイバーシチ技術が注目されている。本論文では、周波数領域 MMSEC 等化にフィードバック情報を必要としないという利点を有する 2 種類の開ループ型送信ダイバーシチ (遅延送信ダイバーシチ, 時空間符号化送信ダイバーシチ) を組み合わせることを考え、その改善効果を比較している。遅延送信ダイバーシチ (DTD) は複数のアンテナから同じ信号を遅延を加えて送信することにより、周波数選択性を人為的に強くして大きな周波数ダイバーシチ効果を得ることができる。また、周波数非選択性フェージング環境を対象とした Alamouti の時空間符号化送信ダイバーシチ (STTD) [10] を周波数選択性チャンネルへ拡張して、周波数領域 MMSEC 等化と融合させる手法を提案している。これら送信ダイバーシチを用いるときの直交マルチコード DS-CDMA の平均 BER 特性を計算機シミュレーションにより明らかにしている。

2. 周波数領域等化をもちいる直交マルチコード DS-CDMA 伝送

本論文ではチップ単位での離散時間表現を用いる。周波数領域 MMSEC 等化を用いる直交マルチコード DS-CDMA 伝送系を図 1 に示す。まず送信データシンボル系列 $\{d_i; i = \dots, -1, 0, 1, \dots\}$ を C 個の系列に直/並列変換する。 C 個の並列系列の中の各データシンボルを、それぞれ長さ SF チップの直交拡散符号 $\{c_i(t); i = 0 \sim C-1, t = 0 \sim SF-1\}$ を用いて拡散する。ここで SF は拡散率を表している。こうして得られた 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 $\{c_{scr}(t) = \pm 1; t = \dots, -1, 0, 1, \dots\}$ 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られる。このようにして生成されたマルチコード DS-CDMA 信号は、等価低域表現を用いて次式のように表すことができる。

$$s(t) = \sqrt{\frac{2E_c}{T_c}} \sum_{i=-\infty}^{\infty} d_i c_{i \bmod C}(t \bmod SF) \times u(i - C \lfloor t/SF \rfloor) c_{scr}(t) \quad (1)$$

ここで、 E_c は 1 チップあたりの信号エネルギー、 T_c はチップ長、 $u(i) = 1(0)$ for $i = 0 \sim C-1$ (otherwise), $\lfloor x \rfloor$ は x を越えない最大の整数である。

周波数等化を用いる DS-CDMA ではチップ系列にガードインターバル (GI) を付加して送信する。受信機では受信チップ系列からガードインターバルを除去し、 SF 点の FFT を適

用して得られる周波数成分を用いて MMSEC 周波数等化を行う。この後、IFFT を適用して時間領域チップ系列に変換し、逆拡散しデータ復調して受信データシンボル系列 $\{\hat{d}_i\}$ を得る。

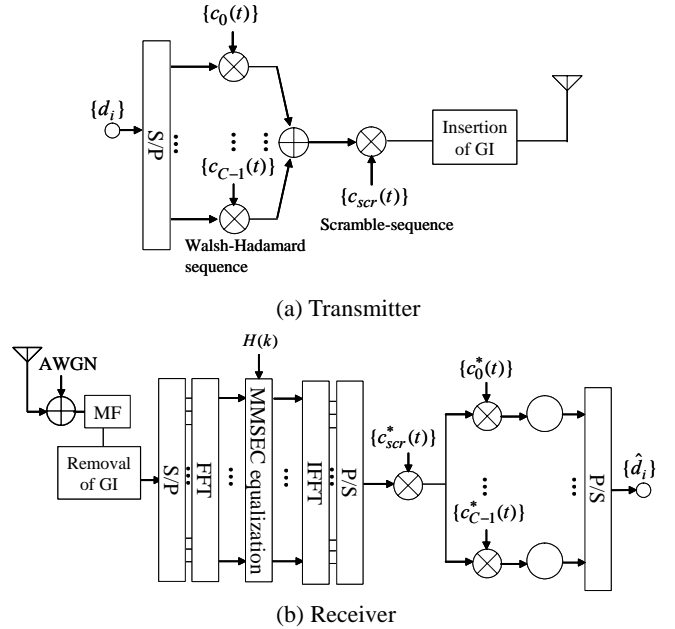


図 1 周波数領域等化を用いる直交マルチコード DS-CDMA 伝送系

3. 送信ダイバーシチ

3.1. 遅延送信ダイバーシチ (DTD)

複数のアンテナに異なる時間遅延を付加し同一信号を送信するのが遅延送信ダイバーシチ (DTD: Delay Transmit Diversity) である。このときの送信系を図 2 に示す。受信系の構成は図 1 と同じである。

遅延送信ダイバーシチでは同一の送信チップ系列を N 本の送信アンテナからそれぞれ遅延を加えて送信する。送信チップ系列は、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。無線伝搬路は、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チャンネルであり、第 l パスの遅延時間 τ_l は $\tau_l = l$ チップであるものとする。このとき、送信アンテナ

$n(n=0 \sim N-1)$ に加える遅延 τ_n は $\tau_n = nT_c \left\lfloor \frac{N_g - L}{N - 1} \right\rfloor$ である。ここ

で N_g はガードインターバルである。図 3 に受信機側で観測される電力遅延プロファイルの一例を示す。

時刻 t において受信されたチップ系列 $r(t)$ は次式のようになる。

$$r(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{L-1} \xi_{n,l} s(t - n \left\lfloor \frac{N_g - L}{N - 1} \right\rfloor - l) + \eta(t) \quad (2)$$

ここで $\xi_{n,l}$ は送信アンテナ n と受信機間のチャンネルにおける、パス l のパス利得である。 $\eta(t)$ は片側電力スペクトル密度 N_0 の加法的白色ガウス雑音過程である。ガードインターバル除去後の受信信号系列 $r(t)$ に FFT を適用して得られたサブキャリア成分を $\{R(k); k=0 \sim SF-1\}$ で表す (MC-CDMA, OFDM 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)。MMSEC 周波数等化を次式のように行う。

$$\tilde{R}(k) = w(k)R(k) \quad (3)$$

ここで $w(k)$ は次式で与えられる MMSEC 重みである [9],[10]。

$$w(k) = \frac{H^*(k)}{|H(k)|^2 + \left(C \frac{E_c}{N_0}\right)^{-1}} \quad (4)$$

ここで、*は複素共役、 E_c/N_0 は 1 チップあたりの平均受信信号エネルギー対雑音電力スペクトル密度比である。 $H(k)$ は送信遅延を含んだ伝搬路の周波数伝達関数であり、次式のように表される。

$$H(k) = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{L-1} \xi_{n,l} \exp \left(-j2\pi k \frac{n \left\lfloor \frac{N_g - L}{N-1} \right\rfloor + l}{SF} \right) \quad (5)$$

ところで、式(3)は次式のように表せる。

$$\begin{aligned} \tilde{R}(k) &= \{w(k)H(k)\}S(k) + w(k)\eta(k) \\ &= \tilde{H}(k)S(k) + \eta'(k) \end{aligned} \quad (6)$$

ここで、 $S(k)$ は次式で表される送信チップ系列の周波数スペクトルである。

$$S(k) = \sum_{t=0}^{SF-1} s(t) \exp \left(-j2\pi \frac{k}{SF} t \right) \quad (7)$$

また、 $\tilde{H}(k) = w(k)H(k)$ は周波数等化後に見た等価チャンネル伝達関数であり、DTD と MMSEC 周波数等化を用いるとき次式のようになる。

$$\tilde{H}(k) = \frac{|H(k)|^2}{|H(k)|^2 + \left(C \frac{E_c}{N_0}\right)^{-1}} \quad (8)$$

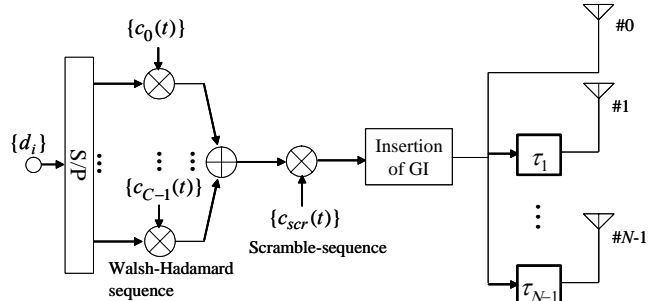


図2 N アンテナ DTD を用いるときの送信系

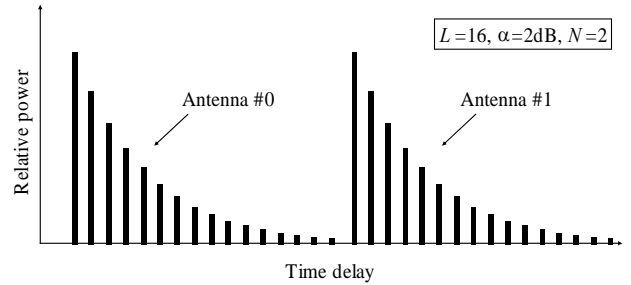
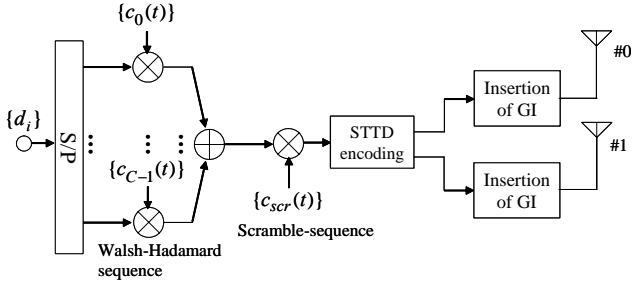


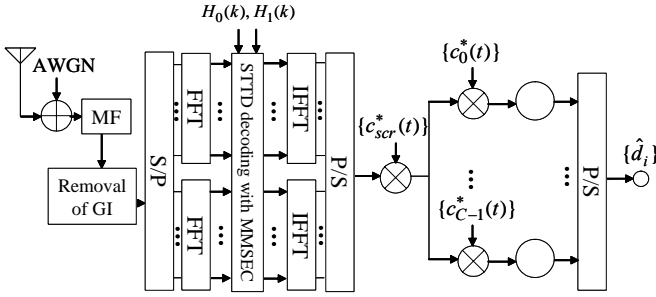
図3 $N=2$ アンテナ DTD を用いたときの電力遅延プロファイルの一例。伝搬路は $L=16$ パスで減衰指数 $\alpha=2\text{dB}$ の指数電力遅延プロファイル。

3.2. STTD

STTD を用いるときの送受信系を図 4 に示す。マルチコード DS-SS-CDMA の偶数および奇数シグナリング時間区間 (すなわち $\lfloor t/SF \rfloor = 2m$ と $\lfloor t/SF \rfloor = 2m+1$ のシグナリング時間区間) のチップ系列を、それぞれ $\{s_e(t); t=2mSF \sim (2m+1)SF-1\}$ および $\{s_o(t); t=(2m+1)SF \sim 2(m+1)SF-1\}$ で表す。これら偶数および奇数シグナリング時間区間のチップ系列 $s(t)$ を STTD 符号化した後、それぞれにガードインターバル (GI) を付加し、2 つのアンテナより同時送信する。受信機では偶数と奇数の 2 シグナリング時間区間の受信チップ系列からガードインターバルを除去し、 SF 点の FFT を適用して得られる周波数成分を用いて STTD 復号と MMSEC 等化を同時に行う。この後、IFFT を適用して時間領域チップ系列に変換し、逆拡散とデータ復調を行ってデータシンボル系列 $\{\hat{d}_i\}$ を得る。



(a) Transmitter



(b) Receiver

図4 周波数領域 MMSEC 等化と2 アンテナ STTD を同時に行うマルチコード DS-CDMA 伝送系

周波数非選択性チャネルを対象にした Alamouti の STTD[10]における時間領域符号化を参考に、送信側では表1のような周波数領域 STTD 符号化を行なうものとする。 $\{S_e(k); k=0 \sim SF-1\}$, $\{S_o(k); k=0 \sim SF-1\}$ は、それぞれ $\{s_e(t); n=2mSF \sim (2m+1)SF-1\}$ と $\{s_o(t); t=(2m+1)SF \sim 2(m+1)SF-1\}$ の周波数成分である。このような周波数領域 STTD 符号化を用いて2つのアンテナから送信し、偶数および奇数シグナリング時間区間で受信したチップ系列にFFTを適用して得られる第 k 周波数成分、 $\{R_e(k); k=0 \sim SF-1\}$ および $\{R_o(k); k=0 \sim SF-1\}$, はそれぞれ次式のように表すことができる。

$$\begin{cases} R_e(k) = H_0(k)S_e(k) + H_1(k)S_o(k) + \eta_e(k) \\ R_o(k) = -H_0(k)S_o^*(k) + H_1(k)S_e^*(k) + \eta_o(k) \end{cases} \quad (9)$$

ここで、 $\{H_0(k)\}$ および $\{H_1(k)\}$ は2つの送信アンテナに対応する伝搬路の伝達関数であり、次式で表される。

$$\begin{cases} H_0(k) = \sum_{l=0}^{L-1} \xi_{0,l} \exp\left(-j2\pi l \frac{k}{SF}\right) \\ H_1(k) = \sum_{l=0}^{L-1} \xi_{1,l} \exp\left(-j2\pi l \frac{k}{SF}\right) \end{cases} \quad (10)$$

$\{\eta_e(k)\}$ および $\{\eta_o(k)\}$ は片側電力スペクトル密度 N_0 の AWGN の周波数スペクトルである。このような周波数領域 STTD 符号化を適用する場合の周波数領域 STTD 復号演算は、

Alamouti の復号法[10]に従うと次式のようになる。

$$\begin{cases} \tilde{R}_e(k) = H_0^*(k)R_e(k) + H_1(k)R_o^*(k) \\ \tilde{R}_o(k) = H_1^*(k)R_e(k) - H_0(k)R_o^*(k) \end{cases} \quad (11)$$

上式の STTD 復号演算は最大比合成 (MRC) を用いる周波数領域等化と等価である。

表1の周波数領域 STTD 符号化は送信側で SF ポイント FFT と逆 FFT (IFFT) 演算を必要とする。周波数領域 STTD 符号化と等価な時間領域 STTD 符号化が可能である。 $\{S_e^*(k)\}$ に SF 点の IFFT 演算を適用すると次式が得られる。

$$\frac{1}{SF} \sum_{k=0}^{SF-1} S_e^*(k) \exp(j2\pi t \frac{k}{SF}) = s_e^*(SF-t) \quad (12)$$

このことは、チップ系列 $\{s_e^*(t)\}$ および $\{s_o^*(t)\}$ の時間的順番を逆にして送信すれば、STTD 周波数領域符号化と等価な符号化が可能であることを示している。STTD 周波数領域復号のための STTD 時間領域符号化は表2のようになる。表2の STTD 時間領域符号化はFFTおよびIFFT演算を必要としない。

式(11)の周波数領域 MRC 等化を用いる STTD 復号ではチャネルの周波数選択性を増幅するため、MC-CDMA では拡散符号間の直交性が崩れてしまう。これにより大きな符号間干渉が発生してしまい、BER 特性が劣化してしまう。そこで本論文では、MC-CDMA に用いられている周波数等化を周波数領域 STTD 復号に適用することを考える。このときの周波数領域 STTD 復号演算は次式のようになる。

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

ここで、 $\tilde{R}_e(k)$ と $S_e(k)$ との平均2乗誤差および $\tilde{R}_o(k)$ と $S_e(k)$ との平均2乗誤差を同時に最小とするように $\{w_0(k)\}$ と $\{w_1(k)\}$ を選ぶものとする。 $\{w_0(k)\}$ と $\{w_1(k)\}$ は MMSEC 等化と2アンテナダイバーシチ受信を同時に行うときの等化重みと等しくなり、次式で与えられる[11]。

$$\begin{cases} w_0(k) = \frac{H_0^*(k)}{|H_0(k)|^2 + |H_1(k)|^2 + \left(C \frac{E_c}{N_0}\right)^{-1}} \\ w_1(k) = \frac{H_1^*(k)}{|H_0(k)|^2 + |H_1(k)|^2 + \left(C \frac{E_c}{N_0}\right)^{-1}} \end{cases} \quad (14)$$

ここで、復号を行う2シグナリング時間区間内では複素チャネル利得は変動しないと仮定している。式(9)を式(13)に代入すると、 $\tilde{R}_e(k)$ および $\tilde{R}_o(k)$ は

$$\begin{cases} \tilde{R}_e(k) = (w_0(k)H_0(k) + w_1^*(k)H_1^*(k))S_e(k) \\ \quad + w_0(k)\eta_e(k) + w_1^*(k)\eta_o^*(k) \\ \tilde{R}_o(k) = (w_1(k)H_1(n) + w_0^*(k)H_0^*(k))S_o(k) \\ \quad + w_1(k)\eta_e(k) - w_0^*(k)\eta_o^*(k) \end{cases} \quad (15)$$

のように表せる。ここで $w_0(k)H_0(k) + w_1^*(k)H_1^*(k)$ と $w_1(k)H_1(k) + w_0^*(k)H_0^*(k)$ は周波数等化後の等価伝達関数であり、式(14)より

$$\tilde{H}(k) = \frac{|H_0(k)|^2 + |H_1(k)|^2}{|H_0(k)|^2 + |H_1(k)|^2 + \left(C \frac{E_c}{N_0}\right)^{-1}} \quad (16)$$

となる。

偶数および奇数シグナリング時間区間のチップ系列の周波数成分、 $\tilde{R}_e(k)$ および $\tilde{R}_o(k)$ に次式のようなSFポイントIFFT演算を適用して2シグナリング時間区間のDS-SS時間領域チップ系列 $\{\tilde{r}_e(t), \tilde{r}_o(t+SF); t=2mSF \sim (2m+1)SF-1\}$ を求める。

$$\tilde{r}_{e(o)}(t) = \frac{1}{SF} \sum_{k=0}^{SF-1} \tilde{R}_{e(o)}(k) \exp(j2\pi \frac{k}{SF} t) \quad (17)$$

この後、 $\{\tilde{r}_e(t), \tilde{r}_o(t+SF); t=2mSF \sim (2m+1)SF-1\}$ を逆拡散・データ復調することでデータシンボル系列 $\{\hat{d}_i\}$ を得ることができる。

表1 周波数領域 STTD 符号化

| | | Antenna index n | |
|------------|------|-------------------|----------------|
| | | 0 | 1 |
| Time epoch | 2m | $\{S_e(k)\}$ | $\{S_o(k)\}$ |
| | 2m+1 | $\{-S_o^*(k)\}$ | $\{S_e^*(k)\}$ |

表2 時間領域 STTD 符号化

| | | Antenna index n | |
|------------|------|--------------------|-------------------|
| | | 0 | 1 |
| Time epoch | 2m | $\{s_e(t)\}$ | $\{s_o(t)\}$ |
| | 2m+1 | $\{-s_o^*(SF-t)\}$ | $\{s_e^*(SF-t)\}$ |

4. 計算機シミュレーション

計算機シミュレーション条件を表3に示す。送信アンテナ数は $N=2$ である。また、伝搬路は、図5に示すような $L=16$ パスで減衰指数 α dB の指数電力遅延プロファイルを有する周波数選択性レイリーフェージングチャネルであるものとする。

表3 シミュレーション条件

| | | |
|------------|---------------------------|----------------|
| 変調方式 | データ:QPSK 拡散:BPSK | |
| 拡散率 | $SF=256$ | |
| マルチコード | 拡散符号 | Walsh-Hadamard |
| | コード多重数 | $C=1\sim 256$ |
| スクランブル符号 | 周期 4095 チップの M 系列 | |
| ガードインターバル長 | $T_g=32T_c$ ($N_g=32$) | |
| 送信ダイバーシチ | $N=2$ | |
| 伝搬路 | $L=16$ パス周波数選択性レイリーフェージング | |
| FFT サンプル数 | 256 (=SF) | |
| 周波数領域等化 | MMSEC 等化 | |
| 伝搬路推定 | 理想推定 | |

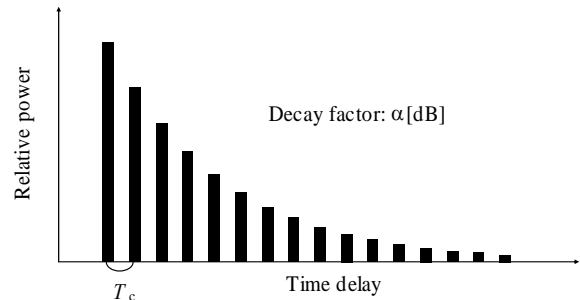
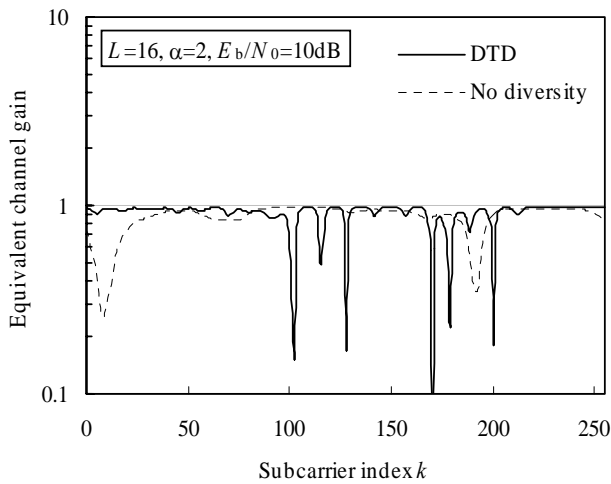


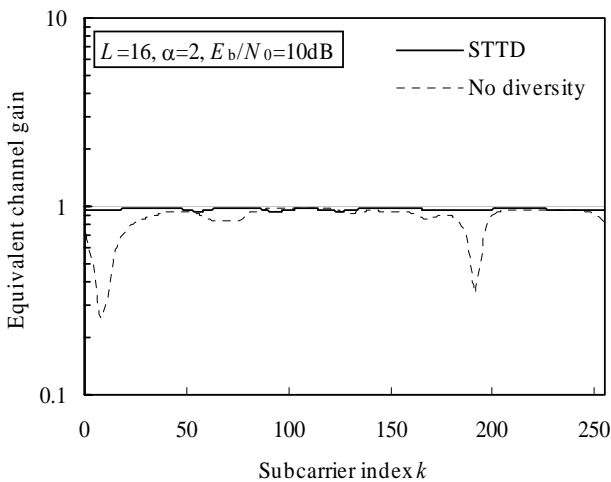
図5 伝搬路の電力遅延プロファイル

4.1. 等価チャネル伝達関数

各送信ダイバーシチを行い、MMSEC 周波数等化を行った後の等価チャネル伝達関数 $\tilde{H}(k)$ (式(6)および(16))を図6に示す。伝搬路自身の電力遅延プロファイルは $L=16$ パスで減衰指数 $\alpha=2$ dB の指数電力遅延プロファイルであるとしている。また、平均受信 $E_b/N_0=10$ dB である(ここで、 E_b は1ビットあたりの信号エネルギーで、QPSK データ変調のとき $E_c SF$ に等しい)。DTD は等価パス数を増加させ強い周波数選択性のチャネルに変換できるので、周波数等化の過程で得られる周波数ダイバーシチ効果が大きくなる。一方、STTD では、サブキャリア毎にアンテナダイバーシチ受信することと等価であるため、伝達関数の変動を抑圧することができる。



(a) DTD



(b) STTD

図 6 等価伝達関数

4.2. DTD の効果

電力遅延プロファイルの減衰指数 α をパラメータとしてプロットした DTD と MMSEC 周波数等化を併用したときの直交マルチコード DS-CDMA の平均 BER 特性を図 7 に示す。コード多重数 C は $C=256$ である。このときのマルチコード DS-CDMA の伝送レートは、同じ帯域幅 (256 サブキャリア) の OFDM と同じである。比較のために、周波数非選択性レイリーフェーディングチャネル ($\alpha = \infty$ dB) および AWGN チャネルにおける平均 BER 特性もプロットした。DTD を行うことで、MMSEC 周波数等化により得られる周波数ダイバーシチ効果が大きくなり、特性が改善しているのがわかる。伝搬路の減衰指数 α が大きくなってチャネルの周波数選択性が弱くなると、周波数ダイバーシチ効果が小さくなるために特性は劣化するものの、DTD による改善効果は大きくなっていく。

減衰指数が $\alpha=0$ dB のときで、コード多重数 C をパラメータとしてプロットした平均 BER 特性を図 8 に示す。シングルコ

ード ($C=1$) のとき、BER= 10^{-4} を得るための所要平均受信 E_b/N_0 は AWGN のそれに 1.2dB まで近づいている。伝送レートを高くするために多重数 C を増加させるとコード間干渉が増加するので平均 BER 特性が劣化するものの、最大多重数 $C=256$ にして OFDM と同じ伝送レートにしても、OFDM よりはるかに優れた平均 BER 特性が得られる。

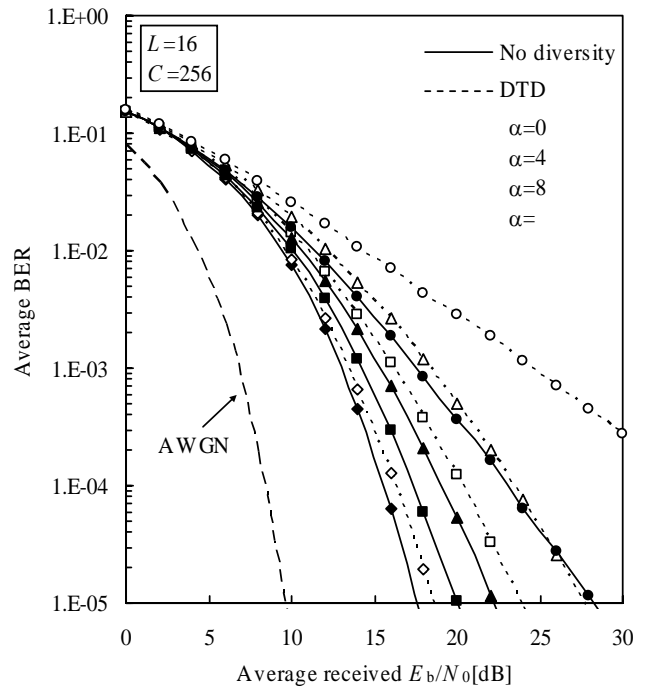


図 7 減衰指数 α をパラメータとしてプロットした DTD を用いるときの平均 BER 特性。

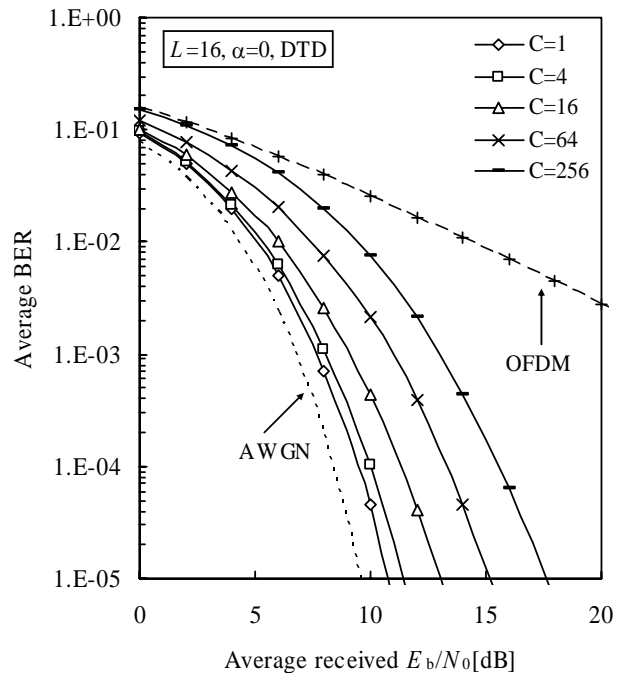


図 8 コード多重数 C をパラメータとしてプロットした DTD を用いるときの平均 BER 特性。

4.3. STTD の効果

コード多重数 $C=256$ のときで減衰指数 α をパラメータとしてプロットした、周波数領域 STTD と周波数領域等価を併用する直交マルチコード DS-CDMA の平均 BER 特性を図 9 に示す。 $\alpha=0\text{dB}$ (一様電力遅延プロファイル) のときにはダイバーシチ無しの場合に比べ $\text{BER}=10^{-4}$ において 4.1dB の STTD 利得が得られている。 α が大きくなるにつれて伝搬路の周波数選択性が減少して周波数ダイバーシチ効果が少なくなるため BER 特性は劣化するものの、 $\alpha=8\text{dB}$ のような周波数選択性が弱い環境下においても、7.2dB もの STTD 利得が得られている。

減衰指数を $\alpha=0$ として、多重数 C をパラメータとしてプロットした平均 BER 特性を図 10 に示す。伝送レートを高くしようとしてコード多重数 C を大きくするとコード間干渉が増加するので平均 BER 特性が劣化するものの、 $C=256$ として OFDM と同じ伝送レートにしても、OFDM よりはるかに優れた平均 BER 特性を得ることができる。

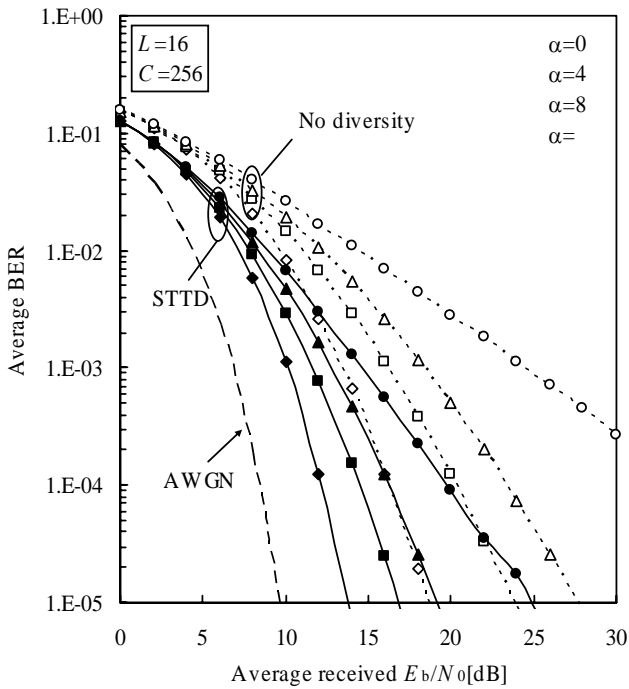


図 9 減衰指数 α をパラメータとしてプロットした周波数領域 STTD を用いるときの平均 BER 特性。

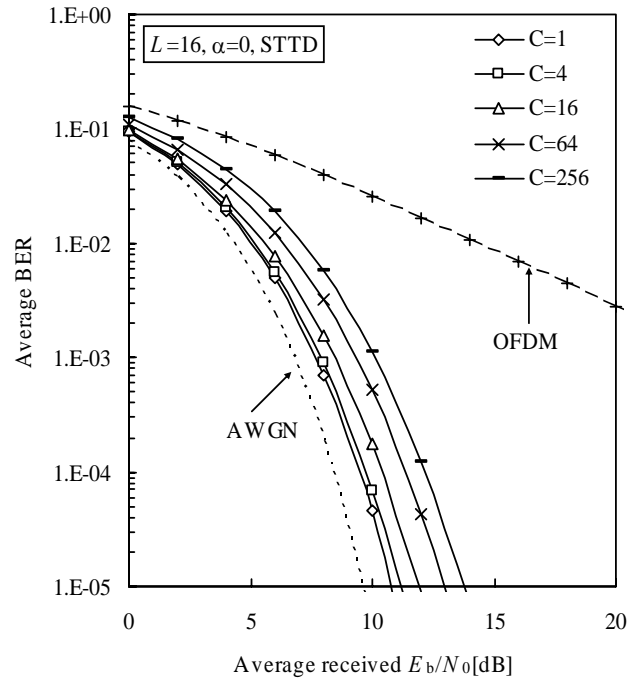
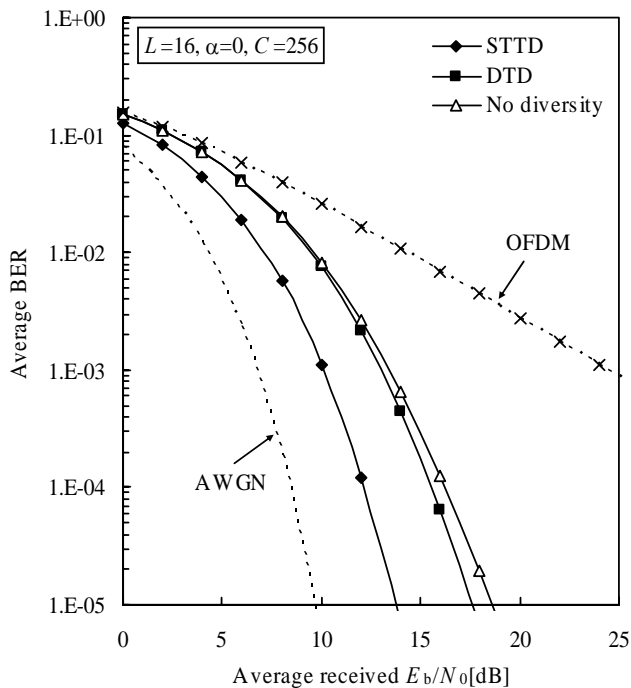


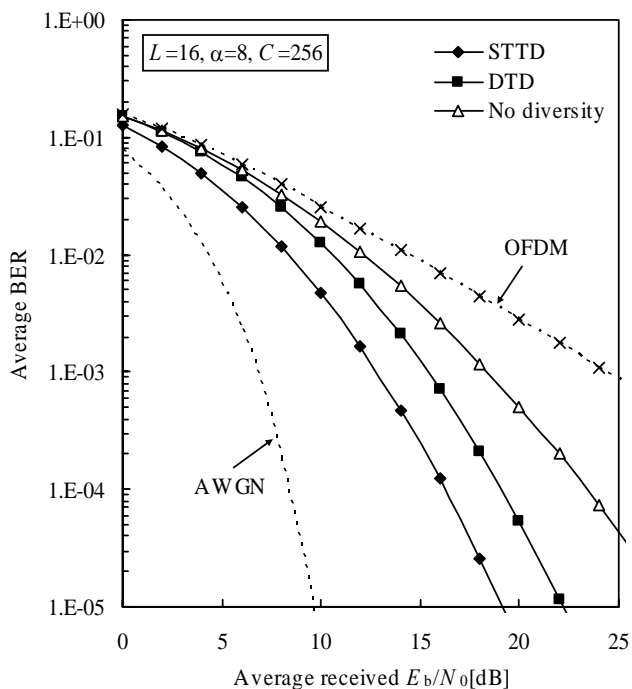
図 10 コード多重数 C をパラメータとしてプロットした周波数領域 STTD を用いるときの平均 BER 特性。

4.4. DTD と STTD の比較

STTD と DTD の特性比較を図 11 に示す。DTD では、等価パス数を増やしてチャンネルの周波数選択性を強くして大きな周波数ダイバーシチ効果を期待する。しかし、十分周波数選択性が大きなチャンネルではダイバーシチ効果がほとんど得られなくなる。一方、STTD ではチャンネルの周波数選択性とは無関係に空間ダイバーシチ効果を得ることができるため、十分に周波数選択性の強いチャンネルにおいても大きなダイバーシチ効果が得られる。周波数選択性が最も強い $\alpha=0\text{dB}$ (一様遅延プロファイル) のとき、STTD では $\text{BER}=10^{-4}$ において 4.1dB のダイバーシチ利得が得られているが、DTD の利得は 0.7dB にとどまっている。一方、 $\alpha=8\text{dB}$ のようにチャンネルの周波数選択性が弱くなると、STTD では $\text{BER}=10^{-4}$ において 7.2dB のダイバーシチ利得、DTD では 4.3dB のダイバーシチ利得が得られている。



(a) $\alpha=0\text{dB}$



(b) $\alpha=8\text{dB}$

図 11 DTD と STTD の比較 .

5. 結論

周波数領域 MMSEC 等化を用いる直交マルチコード DS-CDMA を対象に 2 種類の開ループ型送信ダイバーシチの適用効果を明らかにした . 本論文では周波数領域で復号を行う STTD の符復号手法を提案し , 計算機シミュレーションに

より , 周波数選択性フェージングチャンネルにおける送信ダイバーシチを用いるときの平均 BER 特性を求め , BER 特性を大きく改善できることを示した . また , 遅延送信ダイバーシチ (DTD) よりも STTD の方が常に優れた BER 特性が得られることを明らかにした .

本論文では , チャンネル推定が理想的であると仮定した . パイロットシンボルを用いるチャンネル推定を用いるときの STTD の効果は今後の課題である

文 献

- [1] W. C., Jakes Jr., Ed., *Microwave mobile communications*, Wiley, New York, 1974.
- [2] 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.
- [3] F. Adachi, K. Ohno, A. Higashi, and Y. Okumura, "Coherent multicode DS-CDMA mobile radio access," *IEICE Trans. Commun.*, Vol. E79-13, pp. 1316-1325, Sept. 1996.
- [4] S. Hara, and R. Prasad, "Overview of multicarrier CDMA", *IEEE Commun. Mag.*, Vol. 35, pp.126-144, Dec. 1997.
- [5] H. Atarashi and M. Sawahashi, "Variable spreading factor orthogonal frequency and code division multiplexing (VSF-OFCDM)," 2001 Third International Workshop on Multi-Carrier Spread Spectrum (MC-SS 2001) & Related Topics, pp.113-122, Oberpfafenhofen, Germany Sept. 2001.
- [6] T. Sao, and F. Adachi, "Comparative study of various frequency equalization techniques for downlink of a wireless OFDM-CDMA system," *IEICE Trans. Commun*, Vol. E86-B, pp. 352-364, Jan. 2003.
- [7] D. Falconer, S. L. Ariyavistakul, A. Benyamin-Seeyer, and B. Eidson, "Frequency-domain equalization for single-carrier broadband wireless systems," *IEEE Commun. Mag.*, Vol. 40, pp. 58-66, April 2002.
- [8] 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, p. 239-241, Jan. 2003.
- [9] A. Chouly, A. Brajal, and S. Jourdan, "Orthogonal multicarrier techniques applied to direct sequence spread spectrum CDMA system," *Proc. IEEE Globecom'93*, pp. 1723-1728, Nov. 1993.
- [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] 佐尾, 安達, "マルチレート MC-CDMA 信号のダイバーシチ受信についての考察", *信学技報*, RCS2002-204, pp.73-78, 2002 年 11 月.
- [12] 板垣, 佐尾, 安達, "マルチコード DS-CDMA における周波数・空間ダイバーシチ効果", *信学技報*, RCS2002-341, pp.217-221, 2003 年 3 月.