

# OFDM-STTD における判定帰還を用いるチャネル推定

石原 浩一<sup>†</sup> 武田 和晃<sup>†</sup> 安達 文幸<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 05

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

**あらまし** 周波数選択性フェージングチャネルにおける超高速伝送を実現するための変調方式として OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing)が有望である。フェージングチャネルでの伝送特性改善にはアンテナダイバーシチが効果的であるが、中でも Alamouti の時空間符号化送信ダイバーシチ(STTD)が最近注目されている。STTD 復号ではチャネル推定が必要である。本論文では、パイロットと判定帰還チャネル推定を用いる STTD 復号を提案し、OFDM-STTD の誤り率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。

**キーワード** 周波数選択性フェージング, OFDM, STTD, 判定帰還, チャネル推定

## Pilot-assisted Decision Feedback Channel Estimation for OFDM-STTD

Koichi Ishihara<sup>†</sup> Kazuaki Takeda<sup>†</sup> and Fumiyuki Adachi<sup>‡</sup>

Dept. of Electrical and Communication Engineering, Graduate School of Engineering, Tohoku University

05 Aza-Aoba, Aramaki, Aoba-ku, Sendai, 980-8579 Japan

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

**Abstract** Orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) has been attracting much attention for very high-speed data transmission over a frequency-selective fading channel. To improve the performance in a fading channel, some form of antenna diversity technique is necessary. Recently, Alamouti's space-time coded transmit diversity (STTD) has been gaining a lot of attention for downlink (base-to-mobile) transmissions. For STTD decoding, channel estimation is necessary. In this paper, we propose a pilot-assisted decision feedback channel estimation for STTD decoding in OFDM and evaluate the bit error rate (BER) performance by computer simulation.

**Keyword** Frequency-selective fading, OFDM, STTD, Decision feedback, Channel estimation

### 1. まえがき

次世代の移動通信システムでは、超高速で高品質のデータ伝送が要求される。しかし、超高速伝送では、周波数選択性フェージングが発生するため厳しい符号間干渉を引き起こし、伝送特性が著しく劣化してしまう[1]。そこで最近、OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing)[2,3]が注目されている。OFDMは、高速データ系列を多数の低速データ系列に直/並変換し、直交する多数のサブキャリアを変調する方式である。各サブキャリアは狭帯域であるから周波数選択性フェージングの影響を受けにくいこと、直交するサブキャリアを用いることで限られた周波数帯域の効率的な利用が可能になるという利点を有している。

伝送特性の改善にはアンテナダイバーシチが効果的である[1]。中でも最近、送信側で複数アンテナを使用する送信ダイバーシチ技術が注目されている[4]。特に、Alamouti[5]の時空間符号化送信ダイバーシチ(STTD: Space-Time Coded Transmit Diversity)は、比較的簡単な方法で最大比合成(MRC:Maximum Ratio Combining)受信ダイバーシチとほぼ等価なダイバーシチ効果が得られることで数多くの検討が行われている[6,7,8]。STTD 復号ではチャネル推定が必要である。既知のパイロットシンボルを周期的に送信することで

チャネル推定する方法が良く知られている[9,10]。しかし、チャネル推定精度を向上させようとしてパイロット挿入周期を短くするとパイロット挿入による電力損が大きくなる。そこで本論文では、STTD 符号化されたパイロット OFDM 信号および判定帰還を用いて2つの送信アンテナに対応するチャネル伝達関数を同時に推定するチャネル推定を提案する。提案チャネル推定を用いる OFDM-STTD の誤り率特性を計算機シミュレーションによって明らかにする。

本論文は以下のような構成になっている。まず、第2章で STTD 符号化 OFDM 信号伝送モデルについて述べる。次に、第3章では、パイロット/判定帰還を用いる提案チャネル推定を述べる。第4章では、提案チャネル推定を用いる OFDM-STTD のビット誤り率(BER)特性について計算機シミュレーション結果を述べる。また、チャネル推定を必要としない差動符号化 STTD[11]の BER 特性と比較する。第5章はむすびである。

### 2. STTD 符号化 OFDM 信号伝送系

#### 2.1. STTD 符号化

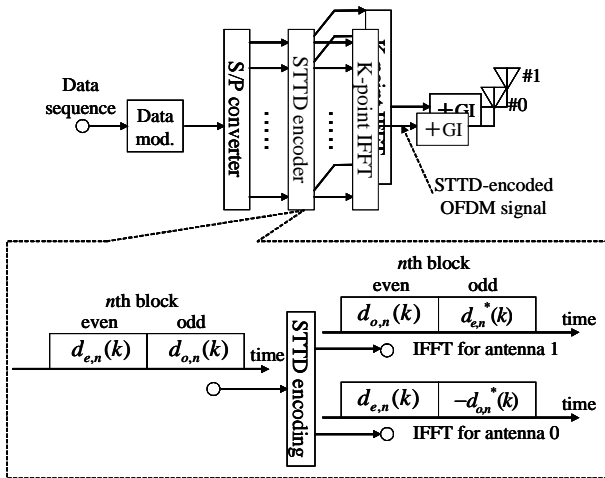
図1に STTD 符号化 OFDM 信号の送受信系を示す。送信側では2値送信データ系列をデータ変調シンボル

系列に変換し、これを直/並変換することによって  $K$  個の低速シンボル系列を得る。各シンボル系列は OFDM の各サブキャリアと 1 対 1 に対応している。STTD 符号化には周波数領域と時間領域符号化を用いる 2 つの方法がある。どちらも STTD 符号化された OFDM 信号は同じである。

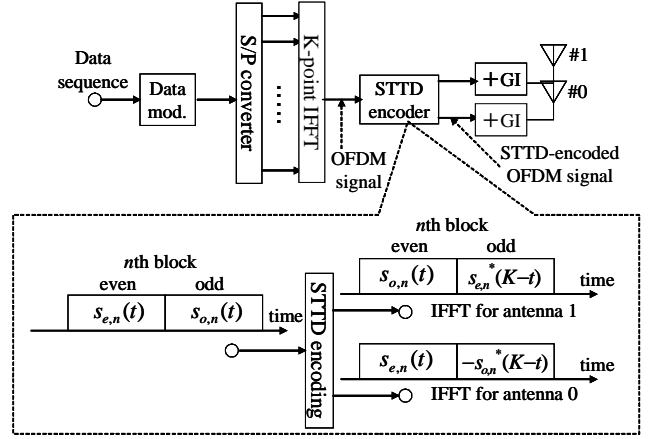
まず、周波数領域 STTD 符号化について説明する(図 1(a)参照)。送信シンボル系列を、連続する 2 個のデータシンボルを 1 ブロックとするブロック系列に変換する。サブキャリア  $k$  で送信されるブロック  $n$  のシンボルは第  $2n$  番目(even)のシンボルと第  $2n+1$  番目(odd)のシンボルであり、 $(d_{e,n}(k), d_{o,n}(k))$  で表すことにする。周波数領域 STTD 符号化では、サブキャリア毎に図 1(a)に示すような符号化を行って 2 つのアンテナから送信する。アンテナ #0 より送信されるブロック  $n$  のサブキャリア  $k$  の信号成分は  $(d_{e,n}(k), -d_{o,n}^*(k))$ 、アンテナ #1 より送信されるのは  $(d_{o,n}(k), d_{e,n}^*(k))$  である。このようにしてサブキャリア毎に STTD 符号化した  $K$  個の系列に  $K$  ポイント逆高速フーリエ変換(IFFT)を適用して、STTD 符号化 OFDM 信号を生成する。

次に、時間領域での STTD 符号化を図 1(b)に示す。時間領域 STTD 符号化では、まず、 $K$  個の低速シンボル系列に IFFT を適用して OFDM 信号波形を生成した後に STTD 符号化する。STTD 符号化前の OFDM 信号のブロック  $n$  の前半および後半の OFDM 時間波形をそれぞれ  $s_{e,n}(t)$  と  $s_{o,n}(t)$  で表すことにすると、時間領域 STTD 符号化は図 1(b)のように行われる[7,8]。つまり、ブロック  $n$  では、アンテナ #0 より  $(s_{e,n}(t), -s_{o,n}^*(K-t))$ 、アンテナ #1 より  $(s_{o,n}(t), s_{e,n}^*(K-t))$  を送信する。なお、時間領域 STTD 符号化後の OFDM 信号はサブキャリア毎に STTD 符号化する周波数領域 STTD 符号化 OFDM 信号と同じである(付録参照)。

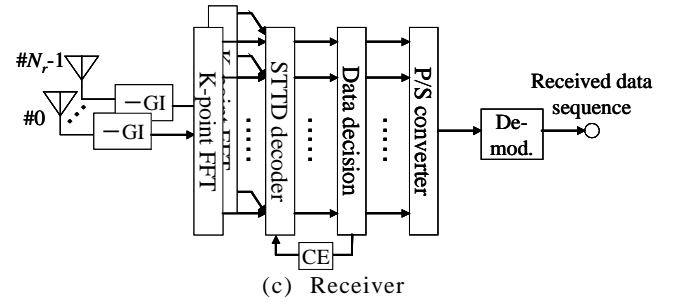
このようにして得られた STTD 符号化 OFDM 信号にガードインターバル(GI)を付加して 2 つの送信アンテナより送信する。



(a) Transmitter using frequency-domain STTD encoding



(b) Transmitter using time-domain STTD encoding



(c) Receiver

図 1 STTD 符号化 OFDM 信号の送受信系

## 2.2. 受信信号と STTD 復号

受信側では  $N_r$  本の受信アンテナを用いるアンテナダイバーシチ受信を行う(図 1(c)参照)。ブロック  $n$  の時刻  $2n$  および  $2n+1$  での受信アンテナ # $m$  での STTD 符号化 OFDM 受信信号をそれぞれ  $r_{e,n}^{(m)}(t)$  および  $r_{o,n}^{(m)}(t)$  で表す。各アンテナで受信された OFDM 信号から GI を除去し、FFT を適用して  $K$  個のサブキャリア成分に分解する。アンテナ  $m$  で受信された STTD 符号化 OFDM 信号の時刻  $2n$  および  $2n+1$  におけるサブキャリア  $k$  の成分、 $R_{e,n}^{(m)}(k)$  および  $R_{o,n}^{(m)}(k)$ 、は次式ようになる。

$$\begin{cases} R_{e,n}^{(m)}(k) = \sum_{t=0}^{K-1} r_{e,n}^{(m)}(t) \exp(-j2\pi tk/K) \\ R_{o,n}^{(m)}(k) = \sum_{t=0}^{K-1} r_{o,n}^{(m)}(t) \exp(-j2\pi tk/K) \end{cases} \quad (1)$$

STTD 復号を以下のように行う[5]。

$$\begin{cases} \hat{d}_{e,n}(k) = \sum_{m=0}^{N_r-1} \{ \hat{H}_{0,n}^{(m)*}(k) R_{e,n}^{(m)}(k) + \hat{H}_{1,n}^{(m)}(k) R_{o,n}^{(m)*}(k) \} \\ \hat{d}_{o,n}(k) = \sum_{m=0}^{N_r-1} \{ \hat{H}_{1,n}^{(m)*}(k) R_{e,n}^{(m)}(k) - \hat{H}_{0,n}^{(m)}(k) R_{o,n}^{(m)*}(k) \} \end{cases} \quad (2)$$

ここで、 $\hat{d}_{e,n}(k)$  および  $\hat{d}_{o,n}(k)$  はそれぞれ  $2n$  番目および  $2n+1$  番目のデータシンボルの軟判定値で、 $\hat{H}_{0,n}^{(m)}(k)$

および  $\hat{H}_{1,n}^{(m)}(k)$  はそれぞれ  $\sqrt{2S}H_{0,n}^{(m)}(k)$  および  $\sqrt{2S}H_{1,n}^{(m)}(k)$  の推定値である。式(2)の STTD 復号で得られた軟判定値を用いて以下のようにシンボル判定を行う。

$$\begin{cases} \bar{d}_{e,n}(k) = \arg \min_{d_{e,n}} \left| \hat{d}_{e,n}(k) - d_{e,n} \sum_{m=0}^{N_r-1} \left\{ \left| \hat{H}_{0,n}^{(m)}(k) \right|^2 + \left| \hat{H}_{1,n}^{(m)}(k) \right|^2 \right\} \right|^2 \\ \bar{d}_{o,n}(k) = \arg \min_{d_{o,n}} \left| \hat{d}_{o,n}(k) - d_{o,n} \sum_{m=0}^{N_r-1} \left\{ \left| \hat{H}_{0,n}^{(m)}(k) \right|^2 + \left| \hat{H}_{1,n}^{(m)}(k) \right|^2 \right\} \right|^2 \end{cases} \quad (3)$$

第3章で、パイロットと判定帰還を用いる  $\hat{H}_{0,n}^{(m)}(k)$  および  $\hat{H}_{1,n}^{(m)}(k)$  の推定法を提案する。

さて、伝搬路が、遅延時間の異なる  $L$  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であるものとする。パス間の遅延時間差は 1FFT サンプル間隔であるものとする。 $r_{e,n}^{(m)}(t)$  および  $r_{o,n}^{(m)}(k)$  は次式のように表される。

$$\begin{cases} r_{e,n}^{(m)}(t) = \sqrt{2S} \left\{ \sum_{l=0}^{L-1} \xi_{0,n,l}^{(m)} s_{e,n}(t-l) + \sum_{l=0}^{L-1} \xi_{1,n,l}^{(m)} s_{o,n}(t-l) \right\} \\ \quad + \eta_{e,n}^{(m)}(t) \\ r_{o,n}^{(m)}(k) = \sqrt{2S} \left\{ \sum_{l=0}^{L-1} \xi_{1,n,l}^{(m)*} s_{e,n}^*(K-t+l) - \sum_{l=0}^{L-1} \xi_{0,n,l}^{(m)*} s_{o,n}^*(K-t+l) \right\} \\ \quad + \eta_{o,n}^{(m)}(t) \end{cases} \quad (4)$$

ここで、 $S$  は平均受信信号電力、 $\xi_{0,n,l}^{(m)}$  および  $\xi_{1,n,l}^{(m)}$  はそれぞれ送信アンテナ#0 および#1 と受信アンテナ# $m$  との間のパス  $l$  のパス利得、 $\eta_{e,n}^{(m)}(t)$  および  $\eta_{o,n}^{(m)}(t)$  は平均 0 で分散  $2\sigma^2 (=2N_0/T_c)$  の独立な加法性白色ガウス雑音 (AWGN) である。ここで、 $N_0$  は AWGN の片側電力スペクトル密度、 $T_c$  は FFT サンプリグ周期である。式(4)を式(1)に代入して  $R_{e,n}^{(m)}(k)$  および  $R_{o,n}^{(m)}(k)$  を求めると次式ようになる。

$$\begin{cases} R_{e,n}^{(m)}(k) = \sqrt{2S} \left\{ H_{0,n}^{(m)}(k) d_{e,n}(k) + H_{1,n}^{(m)}(k) d_{o,n}(k) \right\} + \Pi_{e,n}^{(m)}(k) \\ R_{o,n}^{(m)}(k) = \sqrt{2S} \left\{ H_{1,n}^{(m)}(k) d_{e,n}^*(k) - H_{0,n}^{(m)}(k) d_{o,n}^*(k) \right\} + \Pi_{o,n}^{(m)}(k) \end{cases} \quad (5)$$

ここで、 $H_{0,n}^{(m)}(k)$  および  $H_{1,n}^{(m)}(k)$  はそれぞれ送信アンテナ#0 および#1 と受信アンテナ# $m$  との間のチャネル伝達関数、 $\Pi_{e,n}^{(m)}(k)$  および  $\Pi_{o,n}^{(m)}(k)$  は雑音であり、次式で与えられる。

$$\begin{cases} H_{0or1,n}^{(m)}(k) = \sum_{l=0}^{L-1} \xi_{0or1,n,l}^{(m)} \exp(-j2\pi k l / K) \\ \Pi_{0or1,n}^{(m)}(k) = \sum_{t=0}^{K-1} \eta_{eoro,n}^{(m)}(t) \exp(-j2\pi k t / K) \end{cases} \quad (6)$$

チャネル推定が理想的 (すなわち  $\hat{H}_{0or1,n}^{(m)}(k) = \sqrt{2S}H_{0or1,n}^{(m)}(k)$ ) であるものと仮定し、式(2)に式(5)を代入すると次式を得る。

$$\begin{cases} \hat{d}_{e,n}(k) = d_{e,n}(k) \sum_{m=0}^{N_r-1} \left\{ \left| \sqrt{2S}H_{0,n}^{(m)}(k) \right|^2 + \left| \sqrt{2S}H_{1,n}^{(m)}(k) \right|^2 \right\} \\ \quad + \sum_{m=0}^{N_r-1} \left\{ \sqrt{2S}H_{0,n}^{(m)*}(k) \Pi_{e,n}^{(m)}(k) + H_{1,n}^{(m)}(k) \Pi_{o,n}^{(m)*}(k) \right\} \\ \hat{d}_{o,n}(k) = d_{o,n}(k) \sum_{m=0}^{N_r-1} \left\{ \left| \sqrt{2S}H_{0,n}^{(m)}(k) \right|^2 + \left| \sqrt{2S}H_{1,n}^{(m)}(k) \right|^2 \right\} \\ \quad + \sum_{m=0}^{N_r-1} \left\{ \sqrt{2S}H_{1,n}^{(m)*}(k) \Pi_{e,n}^{(m)}(k) + H_{0,n}^{(m)}(k) \Pi_{o,n}^{(m)*}(k) \right\} \end{cases} \quad (7)$$

上式の第1項は信号成分であり、第2項は雑音成分である。第1項を見ると、STTD では  $2N_r$  ブランチの最大比合成 (MRC) を用いる受信アンテナダイバーシチと等価なダイバーシチ効果が得られることが分かる。但し、1 アンテナ送信時と送信電力を同じにするためには1 アンテナあたりの送信電力を半分にしなければならないので、MRC 受信ダイバーシチ利得より 3dB だけダイバーシチ利得が小さくなることに注意しなければならない。

### 3. パイロットと判定帰還を用いるチャネル推定

図2にチャネル推定のブロック図を示す。サブキャリア毎の瞬時チャネル推定値に時間領域および周波数領域平均化フィルタを適用してチャネル伝達関数を推定する方法がある[12]。本論文では、サブキャリア毎の瞬時チャネル推定値を求めた後、IFFT を適用して瞬時インパルス応答を求め、遅延時間領域窓関数を乗積してFFTにより再び周波数領域に変換する[13,14]ことにより、同時に  $\hat{H}_{0,n}^{(m)}(k)$  および  $\hat{H}_{1,n}^{(m)}(k)$  を求めるチャネル推定法を提案する。

式(5)を変形すると次式を得る。

$$\begin{cases} \sqrt{2S}H_{0,n-1}^{(m)}(k) = \frac{1}{2} \left\{ R_{e,n-1}^{(m)}(k) d_{e,n-1}^*(k) - R_{o,n-1}^{(m)}(k) d_{o,n-1}(k) \right\} \\ \quad + \frac{1}{2} \left\{ \Pi_{o,n-1}^{(m)}(k) d_{o,n-1}(k) - \Pi_{e,n-1}^{(m)}(k) d_{e,n-1}^*(k) \right\} \\ \sqrt{2S}H_{1,n-1}^{(m)}(k) = \frac{1}{2} \left\{ R_{e,n-1}^{(m)}(k) d_{o,n-1}^*(k) + R_{o,n-1}^{(m)}(k) d_{e,n-1}(k) \right\} \\ \quad - \frac{1}{2} \left\{ \Pi_{e,n-1}^{(m)}(k) d_{o,n-1}^*(k) + \Pi_{o,n-1}^{(m)}(k) d_{e,n-1}(k) \right\} \end{cases} \quad (8)$$

従って、ブロック  $n-1$  の  $d_{e,n-1}(k)$  および  $d_{o,n-1}(k)$  が既知の STTD 符号化パイロット OFDM 信号であれば、 $\sqrt{2}SH_{0,n-1}^{(m)}(k)$  および  $\sqrt{2}SH_{1,n-1}^{(m)}(k)$  を、次式のように同時推定できる。

$$\begin{cases} \bar{H}_{0,n-1}^{(m)}(k) = \frac{1}{2} \{ R_{e,n-1}^{(m)}(k) d_{e,n-1}^*(k) - R_{o,n-1}^{(m)}(k) d_{o,n-1}(k) \} \\ \bar{H}_{1,n-1}^{(m)}(k) = \frac{1}{2} \{ R_{e,n-1}^{(m)}(k) d_{o,n-1}^*(k) + R_{o,n-1}^{(m)}(k) d_{e,n-1}(k) \} \end{cases} \quad (9)$$

次に、式(9)で求めた瞬時チャネル伝達関数  $\bar{H}_{0or1,n}^{(m)}(k)$  に IFFT を適用して、チャネルの瞬時インパルス応答  $\bar{h}_{0or1,n}^{(m)}(t)$  を求める。雑音成分は全遅延時間領域 ( $t=0 \sim K-1$ ) に渡って一様に分布している。チャネルのインパルス応答はガードインターバル内に収まっていると仮定し、次式のようにガードインターバルを超えるインパルス応答の値を 0 に置き換える。

$$\hat{h}_{0or1,n}^{(m)}(t) = \begin{cases} \bar{h}_{0or1,n}^{(m)}(t), & \text{if } 0 \leq t \leq N_g - 1 \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (10)$$

このようにして得られた  $\hat{h}_{0or1,n}^{(m)}(t)$  に FFT を適用し、雑音を低減したチャネル伝達関数  $\hat{H}_{0or1,n}^{(m)}(k)$  を求める。

STTD 符号化パイロット OFDM 信号を周期的に送信することにより式(9)を用いてチャネル推定できるが、パイロット挿入周期が長いとチャネル変動に追従しにくくなることと、雑音の影響を受けやすくなる。雑音の影響を軽減するために STTD 符号化されたパイロットブロックを複数個まとめて周期的に送信すると、電力損が大きくなってしまふ。そこで、本論文ではパイロットシンボルを用いるチャネル推定に判定帰還を組み合わせる。判定帰還チャネル推定を用いるとき、パイロットブロック以外のデータブロックでは、式(9)の  $d_{e,n-1}(k)$  および  $d_{o,n-1}(k)$  をシンボル判定結果、すなわち  $\bar{d}_{e,n-1}(k)$  および  $\bar{d}_{o,n-1}(k)$  で置き換えればよい。

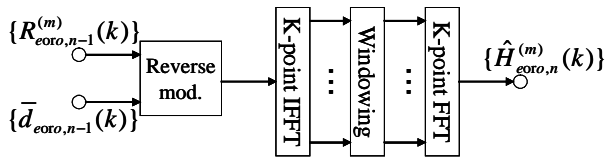


図2 チャネル推定

## 4. 計算機シミュレーション

### 4.1. シミュレーション諸元

計算機シミュレーション諸元を表1に示す。フェージングチャネルは、 $L=16$  パスで、パス間の遅延時間間隔は1サンプルの一様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。データ変調に QPSK を用い、FFT ポイント数  $K$  (=サブキャリア数) を  $K=256$ 、GI 長  $N_g$  を  $N_g=32$  サンプルとした。フェージングの正規化最大ドップラ一周波数  $f_D T$  を  $f_D T=0.001 \sim 0.01$  とした。ここで、 $T$  は

ガードインターバル付加後の STTD 符号化 OFDM 信号長である。搬送波周波数が 5GHz で伝送速度が 100Mbps のとき、 $f_D T=0.001 \sim 0.01$  は移動速度が 42.2~421.9km/h に相当する。

2つのアンテナから送信される STTD 符号化フレーム構成(第  $k$  サブキャリア)を図3に示す。1フレームは  $N+1$  ブロックから構成され、各フレームの先頭がパイロットブロックである。

表1 計算機シミュレーション諸元

OFDM	Data modulation	QPSK
	Number of FFT points	$K=256$
GI	$N_g=32$	
Fading channel	Channel model	Frequency-selective Rayleigh fading
	Number of paths	$L=16$
	Power delay profile	Uniform
	Normalized Doppler frequency	$f_D T=0.001 \sim 0.01$
Number of receive antennas		$N_r=1, 2$

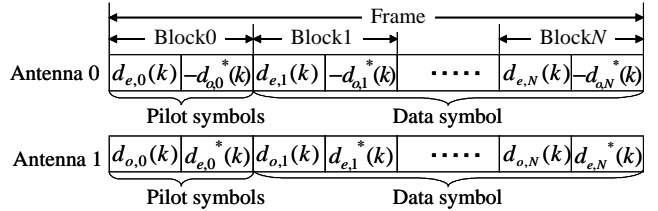


図3 STTD 符号化シンボル系列

### 4.2. 平均 BER 特性

図4に、パイロットと判定帰還チャネル推定を用いる STTD 符号化 OFDM の平均 BER 特性を示す。横軸は1ビットあたりの受信信号エネルギー対 AWGN 電力スペクトル密度  $E_b/N_0$  ( $=0.5ST_c/N_0/(1+N_g/K)$ ) である。比較のため、論文[11]で提案されているチャネル推定値を必要としない差動符号化 STTD の平均 BER 特性を図4に示してある。

パイロット/判定帰還チャネル推定では、差動符号化 STTD よりも優れた BER 特性が得られている。ダイバーシチ受信を用いないとき ( $N_r=1$ ) で  $f_D T=0.001$  のとき、 $BER=10^{-3}$  得るための所要  $E_b/N_0$  の理想チャネル推定からの劣化量は、 $N=64$  のとき約 1dB である。一方、差動符号化 STTD の場合はフレーム長が長くなっても BER 特性は劣化しないものの、理想チャネル推定からおよそ 3dB 劣化してしまう。パイロット/判定帰還チャネル推定のほうが差動符号化 STTD よりも 2dB 程度優れた特性が得られている。また、 $N=1024$  のように長いフレーム長としても  $E_b/N_0$  劣化はわずかである。

$N_r=2$  ブランチの受信ダイバーシチを併用したときも同様に、フレーム長を長くしても BER 特性の劣化はほとんどない。 $f_D T=0.001$  のとき、所要  $BER=10^{-3}$  における理想チャネル推定からの所要  $E_b/N_0$  劣化量は  $N=64$  のとき 1dB 程度である。また、差動符号化 STTD よりも 2dB 程度特性が優れ、フレーム長が長く ( $N=1024$ ) なっても特性劣化がほとんど見られず、パイロットと判定帰還を用いるチャネル推定のほうが良い特性が得られている。

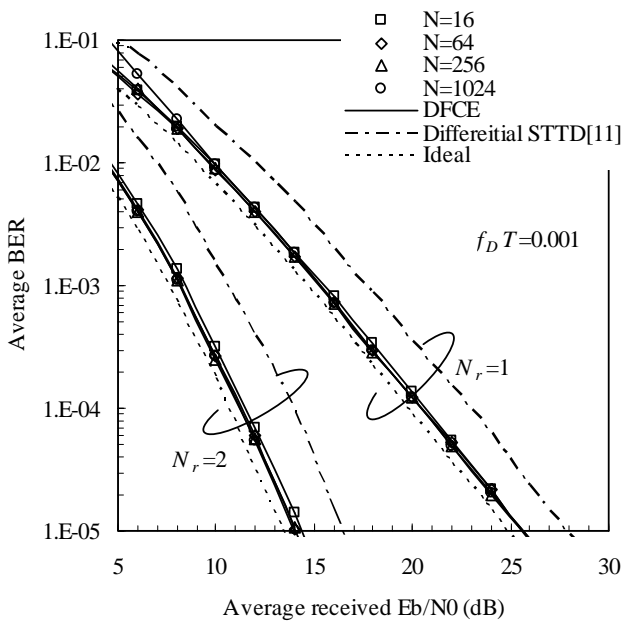


図4 パイロット/判定帰還チャネル推定を用いる OFDM-STTD の平均 BER 特性

図5に、 $f_D T$ をパラメータとしたときの平均BER特性を示す。 $f_D T=0.005$ 程度までであれば判定帰還チャネル推定の方が差動符号化STTDより優れた特性を得ることができる。また、2ブランチ受信ダイバーシチを併用した場合、 $f_D T=0.01$ でもパイロット/判定帰還チャネル推定は十分優れた特性を得ることができる。 $f_D T=0.01$ は、例えば5GHzで100Mbpsのとき移動速度 $v=421.9\text{km/h}$ にもなる。提案チャネル推定を用いるSTTD符号化OFDMは高速フェージング環境下においても優れたBER特性を得ることができる。

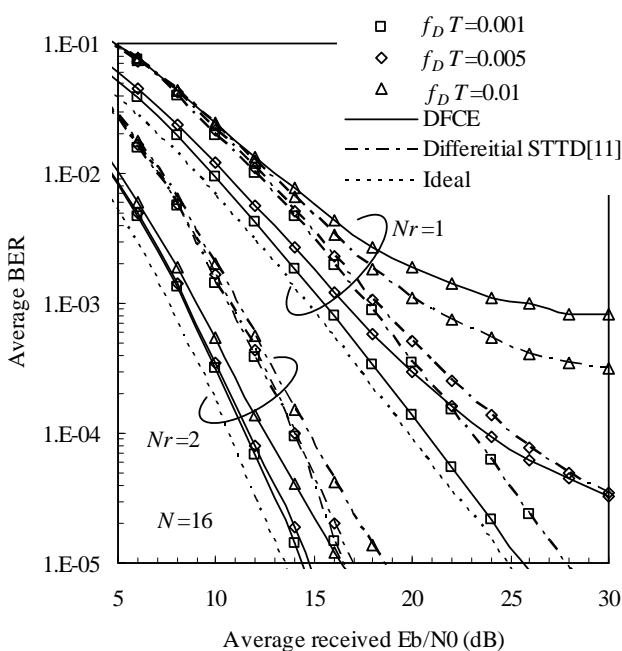


図5  $f_D T$ の影響

## 5. むすび

パイロット/判定帰還チャネル推定を用いるSTTD復号を提案し、OFDM-STTDのBER特性を計算機シミュレーションにより明らかにした。OFDM信号長で正規化した最大ドップラー周波数 $f_D T=0.001$ のフェージング環境下では、 $\text{BER}=10^{-3}$ を得るための所要 $E_b/N_0$ の劣化は、ブロック数 $N=64$ のときおよそ1dBであり、差動符号化STTDより約2dB優れている。2ブランチ受信アンテナダイバーシチを併用した場合も、1dB程度の $E_b/N_0$ 劣化まで近づけることができ、差動符号化STTDより約2dB優れている。また、 $N=1024$ という長いフレーム長であっても、ほとんど特性劣化がない。受信ダイバーシチ無しでは $f_D T=0.005$ 程度まで、受信アンテナダイバーシチを併用した場合には $f_D T=0.01$ 程度まで、パイロット/判定帰還チャネル推定は差動符号化STTDより優れたBER特性を得ることができる。

## 文 献

- [1] W. C., Jakes Jr., Ed., *Microwave mobile communications*, Wiley, New York, 1974.
- [2] L. J. Cimini, Jr., "Analysis and simulation of a digital mobile channel using orthogonal frequency division multiplexing," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-33, no. 7 pp. 665-675, Jul. 1985.
- [3] M. Okada, S. Hara, and N. Morinaga, "Bit error performance of orthogonal multicarrier modulation radio transmission system," *IEICE Trans. Commun.*, vol. E76-B, no. 2, pp. 113-119, Feb. 1993.
- [4] R. T. Derryberry, "Transmit Diversity in 3G CDMA System," *IEEE Commun. Mag.*, pp.68-75, Apr.2002.
- [5] S. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications," *IEEE Journal on Selected Areas in Commun.*, Vol. 16, No. 8, pp. 2817-2821, Sept. 2000.
- [6] M. Fukuda, S. Kinjo, J. Okello, and H. Ochi, "A transmitter diversity scheme based on the space-time block coding for coded OFDM system," *Proc. 6th International Symposium on Wireless Personal Multimedia Commun. (WPMC)*, vol.3, pp.380-384, Yokosuka, Japan, Oct. 2003.
- [7] K. Takeda, T. Itagaki, and F. Adachi, "Space-time transmit diversity combined with frequency-domain equalization for single-carrier transmission," *Proc. 6th International Symposium on Wireless Personal Multimedia Commun. (WPMC)*, vol.3, pp.390-394, Yokosuka, Japan, Oct. 2003.
- [8] F. W. Vook, T. A. Thomas, and K. L. Baum, "Cyclic-prefix CDMA with antenna diversity," *Proc. 55th IEEE Veh. Technol. Conf.*, pp.1002-1006, Birmingham, USA, May 2002.
- [9] H. Andoh, M. Sawahashi, and F. Adachi, "Channel estimation filter using time-multiplexed pilot channel for coherent rake combining in DS-SS-CDMA mobile radio," *IEICE Trans. Commun.*, vol. E81-B, no. 7, pp.1517-1526, Jul. 1998.
- [10] S. Sampei and T. Sunaga, "Rayleigh fading compensation for QAM in land mobile radio communication," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol.42 pp.137-147, May 1993.
- [11] V. Tarokh, "A differential detection scheme for

transmit diversity,” IEEE Journal on Selected Areas in Commun., vol.18, No.7, pp.1169-1174, Jul. 2000.

- [12] S. Takaoka and F. Adachi, “Adaptive prediction iterative channel estimation for OFDM signal reception in a frequency selective fading channel,” Proc. 57th IEEE Veh. Technol. Conf., pp. 1576-1580, Jeju, Korea, Apr. 2003.
- [13] J.-J. van de Beek, O. Edfors, M. Sandell, S. K. Wilson, and P. O. Borjesson, “On channel estimation in OFDM systems,” Proc. 45th IEEE Veh. Technol. Conf., pp. 815-819, Chicago, IL, Jul. 1995.
- [14] T. Fukuhara, H. Yuan, Y. Takeuchi, and H. Kobayashi, “A novel channel estimation method for OFDM transmission technique under fast time-variant fading channel,” Proc. 57th IEEE Veh. Technol. Conf., pp. 2343-2347, Jeju, Korea, Apr. 2003.

## A. 付録

周波数領域 STTD 符号化と時間領域 STTD 符号化の等価性について示す。アンテナ#0 より送信される，サブキャリア毎に STTD 符号化された OFDM 信号 ( $s_{e,n}^0(t), s_{o,n}^0(t)$ ) は次式で表される。

$$\begin{cases} s_{e,n}^0(t) = \sum_{k=0}^{K-1} d_{e,n}(k) \exp(j2\pi kt / K) \\ s_{o,n}^0(t) = -\sum_{k=0}^{K-1} d_{o,n}^*(k) \exp(j2\pi kt / K) \end{cases} \quad (\text{A1})$$

また，アンテナ#1 より送信される，サブキャリア毎に STTD 符号化された OFDM 信号 ( $s_{e,n}^1(t), s_{o,n}^1(t)$ ) は次式で表される。

$$\begin{cases} s_{e,n}^1(t) = \sum_{k=0}^{K-1} d_{e,n}(k) \exp(j2\pi kt / K) \\ s_{o,n}^1(t) = \sum_{k=0}^{K-1} d_{e,n}^*(k) \exp(j2\pi kt / K) \end{cases} \quad (\text{A2})$$

ここで，

$$\begin{cases} s_{e,n}(t) = \sum_{k=0}^{K-1} d_{e,n}(k) \exp(j2\pi kt / K) \\ s_{o,n}(t) = \sum_{k=0}^{K-1} d_{o,n}(k) \exp(j2\pi kt / K) \end{cases} \quad (\text{A3})$$

とすると

$$\begin{cases} s_{e,n}^0(t) = s_{e,n}(t) \\ s_{o,n}^0(t) = -\sum_{k=0}^{K-1} \left\{ \frac{1}{K} \sum_{t'=0}^{K-1} s_{o,n}^*(t') \exp(j2\pi kt' / K) \right\} \exp(j2\pi kt / K) \\ = -\sum_{t'=0}^{K-1} s_{o,n}^*(t') \delta((t'+t) \bmod K) = -s_{o,n}^*(K-t) \end{cases} \quad (\text{A4})$$

また，同様にして

$$\begin{cases} s_{e,n}^1(t) = s_{o,n}(t) \\ s_{o,n}^1(t) = s_{e,n}^*(K-t) \end{cases} \quad (\text{A5})$$

である。図 1(a)のようにサブキャリア毎に STTD 符号化を行った後，IFFT を適用して STTD 符号化 OFDM 信号を得る方法と，まず最初に OFDM 信号を得た後に式 (A4) および (A5) のように符号化する時間領域 STTD 符号化とは等価になる。