

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

武田 和晃[†] 板垣 竹識[†] 安達 文幸[‡]

東北大学大学院工学研究科電気・通信専攻 〒980-8579 仙台市青葉区荒巻字青葉 05

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

あらまし 直接拡散 CDMA (DS-CDMA) では Rake 合成がよく用いられている。しかし、チャンネルの周波数選択性が強くなる (パス数が多くなる) に伴ってパス間干渉が大きくなるので、ビット誤り率 (BER) 特性が劣化してしまう。マルチキャリア符号分割マルチアクセス (MC-CDMA) で用いられている周波数領域等化を適用すれば、周波数ダイバーシチ効果を得つつパス間干渉を抑圧できるので、厳しい周波数選択性フェーディングチャネル環境下では Rake 合成より優れた BER 特性を得ることができる。ところが、たとえ周波数領域等化を適用しても、DS-CDMA 上りリンクでは大きなマルチユーザ干渉 (MUI) により BER フロアが発生してしまう。このような場合、BER 特性の改善には送受信アンテナダイバーシチの採用が効果的である。本論文では、周波数領域等化に時空間符号化送信ダイバーシチ (STTD) および受信ダイバーシチを併用する。計算機シミュレーションにより、そのときの DS-CDMA 上り/下りリンクの BER 特性を明らかにしている。

キーワード 周波数領域等化, DS-CDMA, Space-time transmit diversity

Application of space-time coded transmission diversity to DS-CDMA using frequency-domain equalization

Kazuaki TAKEDA[†] Takeshi ITAGAKI[†] 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: † {takeda, itagaki}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, ‡ adachi@ecei.tohoku.ac.jp

Abstract Rake combining is used in direct sequence code division multiple access (DS-CDMA). However, as the number of propagation paths increases, the bit error rate (BER) performance degrades due to increasing inter-path interference (IPI). Frequency-domain equalization used in multi-carrier CDMA (MC-CDMA) can be applied to achieve better bit error rate (BER) performance than rake combining in a severe frequency-selective fading channel. However, even with frequency-domain equalization, BER floors are produced in the uplink of a DS-CDMA system, due to large multi-user interference (MUI). To improve the BER performance of DS-CDMA uplinks, an application of multi-antenna transmit/receive diversity is promising. In this paper, we apply space-time transmit diversity (STTD) and antenna diversity reception in addition to frequency-domain equalization. The BER performances of downlink and uplink of a DS-CDMA system are evaluated by computer simulation.

Keyword Frequency-domain equalization, DS-CDMA, space-time transmit diversity

1. まえがき

移動無線チャンネルは遅延時間の異なる多数のパスから構成されている。このようなチャンネルは周波数選択性チャンネルと呼ばれ、シングルキャリア伝送では符号間干渉によりビット誤り率 (BER) 特性が大幅に劣化してしまう [1]。そこで、最近では、Rake 合成というチャン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 程度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 (あるいは周波数ダイバーシチ効果) を得ることができ、BER 特性を改善できる。しかし、数 Mbps を超える超高速伝送の場合には無線チャンネルのパス数が非常に多くなってしまい、大きなパス間干渉が発生してしまうために、BER 特性が大幅

に劣化してしまう。さらに、多数の Rake フィンガ (あるいは相関器) が必要になることから Rake 受信機が複雑になってしまう。そこで最近では、多数の狭帯域サブキャリアを用いて並列伝送するマルチキャリア (MC) 伝送が注目されるようになった。直交周波数分割多重 (OFDM) や MC-CDMA がそれである [3,4]。MC-CDMA では、周波数領域等化を適用することで周波数ダイバーシチ効果を得ることができ、Rake 受信を用いる DS-CDMA よりも優れた BER 特性が得られる [5]。しかし MC 伝送では送信信号のピーク対平均信号電力比 (PAPR) が大きくなるので、線形電力増幅器の負担が増加してしまう。

最近、周波数領域等化を DS-CDMA へ適用すればその BER 特性を大幅に改善できることが報告されている [6]。最小平均二乗誤差 (MMSE) 規範に基づく周波数領域等化では、周波数ダイバーシチ効果を得つつパス間干渉を抑圧できるため、Rake 合成よりも優れた

BER 特性を得ることができる。しかし、DS-CDMA 上りリンクでは大きなマルチユーザ干渉 (MUI) により BER フロアが発生してしまう。このような環境での BER 特性の改善には、送受信アンテナダイバーシチの採用が効果的である [7]。周波数領域等化に、時空間符号化送信ダイバーシチ (STTD) [8,9] および受信ダイバーシチを併用すれば、上りリンクの BER 特性を改善できる。本論文では、計算機シミュレーションにより DS-CDMA 上り/下りリンクの BER 特性を明らかにしている。本論文は以下のような構成になっている。第 2 章では、MMSE 周波数領域等化、STTD と受信ダイバーシチを用いる上り/下りリンク伝送系について述べている。第 3 章では計算機シミュレーション結果を述べている。

2. MMSE 周波数領域等化に STTD と受信ダイバーシチを併用する DS-CDMA 伝送

2.1. STTD 送信

図 1 に MMSE 周波数領域等化、STTD と受信ダイバーシチを用いる DS-CDMA 伝送系の構成を示す。

まず、上りリンクについて考える。送信側では 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、送信データ系列を N_c/SF 個のシンボルから成るフレームに分割する。ユーザ u ($u=0\sim U-1$) の q 番目のフレーム内のデータシンボル系列を $\{d_q^{(u)}(n); n=0\sim N_c/SF-1\}$ 、拡散率 SF の拡散符号を $\{c^{(u)}(t); t=\dots, -1, 0, 1, \dots\}$ とする。ここで、 N_c/SF は整数になるように N_c を選ぶものとする。本論文ではチップ時刻

毎の離散表現を用いる。 q 番目のフレーム内のチップ系列 $\{s_q^{(u)}(t); t=0\sim N_c-1\}$ の等価低域表現は次式のようになる。

$$s_q^{(u)}(t) = \sqrt{\frac{E_c}{T_c}} d_q^{(u)}(\lfloor t/SF \rfloor) \cdot c^{(u)}(t \bmod SF) \quad \text{for uplink} \quad (1)$$

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。一方、下りリンクでは、 U ユーザのデータシンボル系列を U 個の直交拡散符号を用いてそれぞれ拡散し、 U ユーザのチップ系列を加算する。加算後、スクランブル符号 $\{pn(t); t=\dots, -1, 0, 1, \dots\}$ を乗算する。 q 番目のフレーム内のチップ系列 $\{s_q^{(u)}(t); t=0\sim N_c-1\}$ は次式のようになる。

$$s_q(t) = \sqrt{\frac{E_c}{T_c}} \sum_{u=0}^{U-1} d_q^{(u)}(\lfloor t/SF \rfloor) \cdot c^{(u)}(t \bmod SF) \cdot pn(t) \quad \text{for downlink} \quad (2)$$

次に、送信チップ系列を偶数 ($q=2u$) 番目と奇数 ($q=2u+1$) 番目のフレームの送信チップ系列 $\{s_e(t)\}$ と $\{s_o(t)\}$ に分け、STTD 符号化を適用する。図 2 に STTD 符号化の過程を示す。STTD 符号化後、各フレームの後尾 N_g 個のチップをコピーしてフレームの先頭にガードインターバル (GI) として挿入して 2 つのアンテナから送信する。

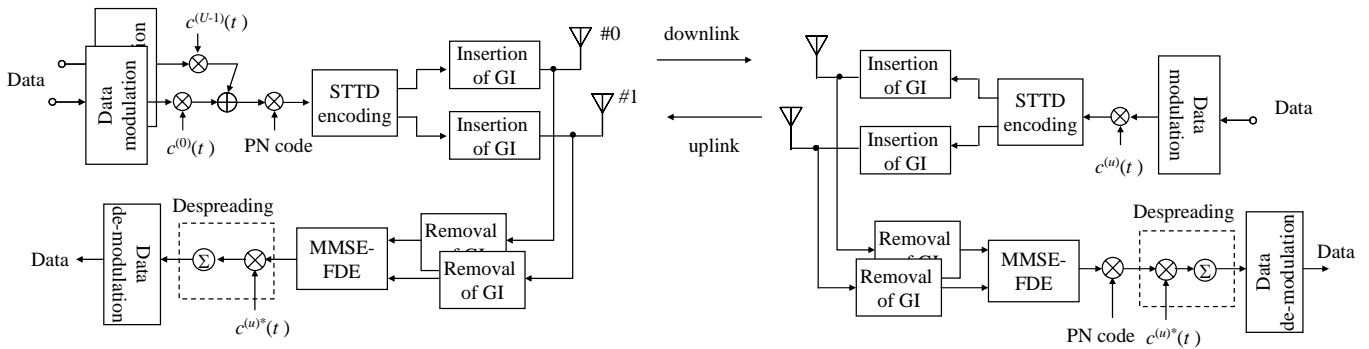


図 1 DS-CDMA 送受信機の構成

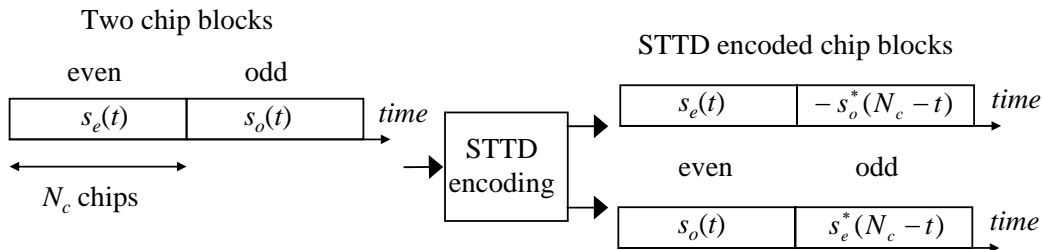


図 2 STTD 符号化

2.2. 受信処理

U ユーザの送信信号は、周波数選択性フェージングチャネルを伝搬して N_r 個のアンテナを持つ受信機で受信される。ユーザ u のデータシンボル系列の復調を考える。

まず、上りリンクについて考える。受信アンテナ m ($m=0 \sim N_r-1$) で受信された、偶数番目と奇数番目のフレームの受信チップ系列 $\{r_e(t)\}$ と $\{r_o(t)\}$ は次式のようになる。

$$\left\{ \begin{aligned} r_{e,m}(t) &= \sum_{u=0}^{U-1} \sum_{l=0}^{L-1} \xi_{0,m,l}^{(u)} \cdot s_e^{(u)}(t-l) \\ &\quad + \sum_{u=0}^{U-1} \sum_{l=0}^{L-1} \xi_{1,m,l}^{(u)} \cdot s_o^{(u)}(t-l) + \eta_{e,m}(t) \\ r_{o,m}(t) &= -\sum_{u=0}^{U-1} \sum_{l=0}^{L-1} \xi_{0,m,l}^{(u)} \cdot s_o^{(u)*}(N_c - (t-l)) \\ &\quad + \sum_{u=0}^{U-1} \sum_{l=0}^{L-1} \xi_{1,m,l}^{(u)} \cdot s_e^{(u)*}(N_c - (t-l)) + \eta_{o,m}(t) \end{aligned} \right. \quad \text{for uplink} \quad (3)$$

ここで $\xi_{n,m,l}^{(u)}$ はユーザ u の送信アンテナ n と受信アンテナ m 間のパス l のパス利得、 $\eta_{e,m}(t)$ および $\eta_{o,m}(t)$ はそれぞれ偶数および奇数番目のフレーム区間の相加性白色ガウス雑音 (AWGN) である。受信機では、GI を削除した後、偶数および奇数番目のフレームの受信チップ系列に N_c ポイント FFT を適用して N_c 個の周波数成分 $\{R_{e,m}(k); k=0 \sim N_c-1\}$ および $\{R_{o,m}(k); k=0 \sim N_c-1\}$ に分解する。第 k サブキャリア成分 $R_{e,m}(k)$ および $R_{o,m}(k)$ は次式で表せる。

$$\left\{ \begin{aligned} R_{e,m}(k) &= \sum_{u=0}^{U-1} H_{0,m}^{(u)}(k) S_e^{(u)}(k) + \sum_{u=0}^{U-1} H_{1,m}^{(u)}(k) S_o^{(u)}(k) + N_{e,m}(k) \\ R_{o,m}(k) &= -\sum_{u=0}^{U-1} H_{0,m}^{(u)}(k) S_o^{(u)*}(k) + \sum_{u=0}^{U-1} H_{1,m}^{(u)}(k) S_e^{(u)*}(k) + N_{o,m}(k) \end{aligned} \right. \quad \text{for uplink} \quad (4)$$

ここで $S_e^{(u)}(k)$ および $S_o^{(u)}(k)$ はユーザ u の送信チップ系列の第 k サブキャリア点における周波数成分を、 $H_{0,m}^{(u)}(k)$ および $H_{1,m}^{(u)}(k)$ はそれぞれ送信アンテナ 0 および 1 と受信アンテナ m 間のチャンネル利得を、 $N_{e,m}(k)$ および $N_{o,m}(k)$ は雑音成分を表し、それぞれ次式で与えられる。

$$\left\{ \begin{aligned} S_e^{(u)}(k) &= \sum_{t=0}^{N_c-1} s_e^{(u)}(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \\ S_o^{(u)}(k) &= \sum_{t=0}^{N_c-1} s_o^{(u)}(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \\ H_{n,m}^{(u)}(k) &= \sum_{l=0}^{L-1} \xi_{n,m,l}^{(u)} \exp\left(-j2\pi k \frac{l}{N_c}\right), n=0,1 \quad (5) \\ N_{e,m}(k) &= \sum_{t=0}^{N_c-1} \eta_{e,m}(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \\ N_{o,m}(k) &= \sum_{t=0}^{N_c-1} \eta_{o,m}(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \end{aligned} \right.$$

一方、下りリンクの場合、 U ユーザの送信チップ系列は同一の周波数選択性フェージングチャネルを伝搬して受信されるため、受信信号は次式のようになる。

$$\left\{ \begin{aligned} r_{e,m}(t) &= \sum_{l=0}^{L-1} \xi_{0,m,l} \cdot s_e(t-l) + \sum_{l=0}^{L-1} \xi_{1,m,l} \cdot s_o(t-l) + \eta_{e,m}(t) \\ r_{o,m}(t) &= -\sum_{l=0}^{L-1} \xi_{0,m,l} \cdot s_o^*(N_c - (t-l)) \\ &\quad + \sum_{l=0}^{L-1} \xi_{1,m,l} \cdot s_e^*(N_c - (t-l)) + \eta_{o,m}(t) \end{aligned} \right. \quad \text{for downlink} \quad (6)$$

したがって、FFT を適用して得られた第 k サブキャリア成分 $R_{e,m}(k)$ および $R_{o,m}(k)$ は次式で表せる。

$$\left\{ \begin{aligned} R_{e,m}(k) &= H_{0,m}(k) S_e(k) + H_{1,m}(k) S_o(k) + N_{e,m}(k) \\ R_{o,m}(k) &= -H_{0,m}(k) S_o^*(k) + H_{1,m}(k) S_e^*(k) + N_{o,m}(k) \end{aligned} \right. \quad \text{for downlink} \quad (7)$$

図 3 に STTD 復号とアンテナ受信ダイバーシチ合成を用いるときの 1 タップ周波数領域等化のブロック図を示す。周波数領域等化は次式のように表せる。

$$\left\{ \begin{aligned} \tilde{S}_e^{(u)}(k) &= \sum_{m=0}^{N_r-1} \left\{ w_{0,m}^{(u)*}(k) R_{e,m}(k) + w_{1,m}^{(u)}(k) R_{o,m}^*(k) \right\} \\ \tilde{S}_o^{(u)}(k) &= \sum_{m=0}^{N_r-1} \left\{ w_{1,m}^{(u)*}(k) R_{e,m}(k) - w_{0,m}^{(u)}(k) R_{o,m}^*(k) \right\} \end{aligned} \right. \quad (8)$$

ここで、 $w_{0,m}^{(u)}(k)$ および $w_{1,m}^{(u)}(k)$ は、 $S_e^{(u)}(k)$ と $\tilde{S}_e^{(u)}(k)$ との平均 2 乗誤差および $S_o^{(u)}(k)$ と $\tilde{S}_o^{(u)}(k)$ との平均 2 乗誤差を共に最小にするような重みであり、次式のようになる (導出略)。

$$\begin{cases}
w_{0,m}^{(u)}(k) = \frac{H_{0,m}(k)}{\sum_{n=0}^1 \sum_{m=0}^{N_r-1} |H_{n,m}(k)|^2 + \left(\frac{U}{2} \frac{E_c}{N_0}\right)^{-1}}, & \text{for downlink} \\
w_{1,m}^{(u)}(k) = \frac{H_{1,m}(k)}{\sum_{n=0}^1 \sum_{m=0}^{N_r-1} |H_{n,m}(k)|^2 + \left(\frac{U}{2} \frac{E_c}{N_0}\right)^{-1}} \\
w_{0,m}^{(u)}(k) = \frac{H_{0,m}^{(u)}(k)}{\sum_{n=0}^1 \sum_{m=0}^{N_r-1} |H_{n,m}^{(u)}(k)|^2 + \left(\frac{1}{2} \frac{E_c}{N_0} + U\right)^{-1}}, & \text{for uplink} \\
w_{1,m}^{(u)}(k) = \frac{H_{1,m}^{(u)}(k)}{\sum_{n=0}^1 \sum_{m=0}^{N_r-1} |H_{n,m}^{(u)}(k)|^2 + \left(\frac{1}{2} \frac{E_c}{N_0} + U\right)^{-1}}
\end{cases} \quad (9)$$

ここで、 E_c/N_0 は平均受信チップエネルギー対 AWGN 電力スペクトル密度比である。 N_c ポイント IFFT を $\{\tilde{s}_e^{(u)}(k)\}$ および $\{\tilde{s}_o^{(u)}(k)\}$ に適用して時間領域のチップ系列 $\{\tilde{s}_e^{(u)}(t)\}$ および $\{\tilde{s}_o^{(u)}(t)\}$ に変換し、次式のように逆拡散して軟判定値系列 $\{\tilde{d}_q^{(u)}(n); n=0 \sim N_c/SF-1\}$ を得る。

$$\tilde{d}_q^{(u)}(n) = \frac{1}{SF} \sum_{t=nSF}^{(n+1)SF-1} \tilde{s}_q^{(u)}(t) c^{(u)*}(t \bmod SF) p_n^*(t) \quad (10)$$

最後に、軟判定値系列をデータ復調して受信データを得る。

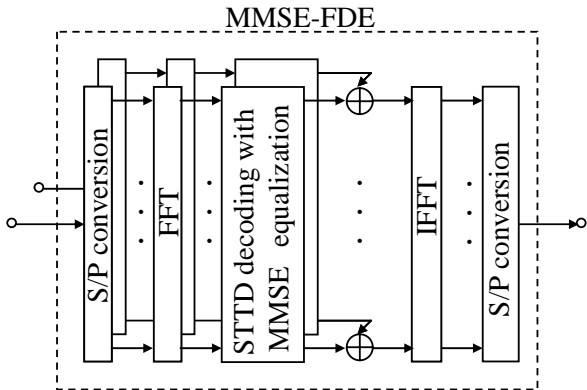


図3 STTD 復号とアンテナ受信ダイバーシチ合成を用いるときの MMSE 周波数等化

3. 計算機シミュレーション

シミュレーション諸元を表 1 に示す。QPSK データ変調、FFT ポイント数 $N_c=256$ (フレーム長 256 チップ) 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。

表 1 計算機シミュレーション諸元

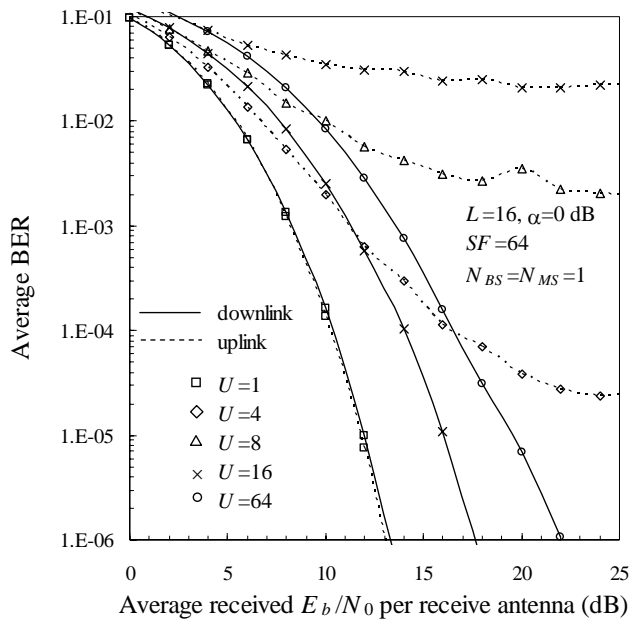
Transmitter	Modulation	QPSK
	Number of FFT points	$N_c=256$
Guard interval length	$N_g=32(\text{chip})$	
Spreading Factor	$SF=64$	
Number of transmit antennas	$N_t=1, 2$	
Channel	Fading	Frequency-selective block Rayleigh fading
	Power delay profile	$L=16$ -path exponential power delay profile Decay factor $\alpha=0, 8$ dB
Receiver	Number of receive antennas	$N_r=1, 2$
	Frequency-domain Equalization	MMSE
	Channel estimation	Ideal

3.1. 上り/下りリンクの BER 特性

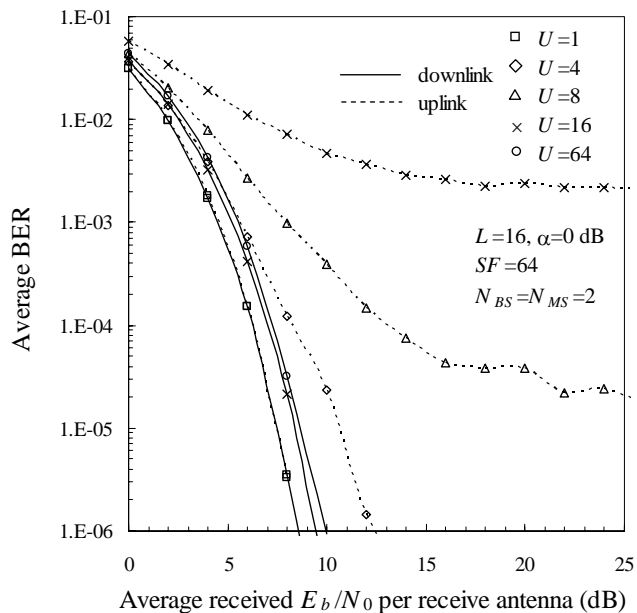
図 4 に MMSE 周波数領域等化、STTD とアンテナダイバーシチ受信を用いる DS-CDMA 上りリンクと下りリンクの BER 特性を示す。横軸は 1 ビットあたりの受信信号エネルギー対雑音電力スペクトル密度 E_b/N_0 であり、 $E_b/N_0 = SF(1+N_g/N_c)(E_c/N_0)$ の関係にある。上りリンクのユーザ数 U を $U=1 \sim 16$ 、下りリンクのそれを $U=1 \sim 64$ とした。上りリンクでは、送信タイミングが非同期であることと各ユーザでフェージングチャネルが異なるため大きな MUI が発生するので、誤りフロアが見られる。基地局の送受信アンテナ数 N_{BS} が $N_{BS}=1$ 、移動局の送受信アンテナ数 N_{MS} が $N_{MS}=1$ の場合(図 4 (a))、 $U=4$ のとき、誤りフロアが発生している。一方、下りリンクでは、各ユーザの送信タイミングは同期しており、同一のフェージングチャネルを伝搬するため、MMSE 周波数領域等化により直交性回復ができるためこのような誤りフロアが見られない。

$N_{BS}=2, N_{MS}=1$ の場合(図 4(b))、上りリンクでは受信アンテナダイバーシチを用いているため、上りリンクの BER 特性が大幅に改善し、 $U=4$ のときでも誤りフロアが見られない。下りリンクでは、STTD を用いているため BER 特性が改善している。しかし、STTD はサブキャリア毎に 2 アンテナ MRC 受信するアンテナダイバーシチ合成と等価であるものの受信アンテナダイバーシチと比較して 3dB の劣化があるため、誤りの主要原因が AWGN である E_b/N_0 の低い領域では、下りリンクの BER 特性は上りリンクより劣化している。

$N_{BS}=N_{MS}=2$ (図 4(c)) の場合、 $U=1$ のときは、上りと下りリンクの BER 特性は同じである。上りリンクでは、 $N_{BS}=N_{MS}=1$ のときと同様に誤りフロアが見られるものの、 $U=16$ の場合でも誤りフロアは $BER = 2 \times 10^{-3}$ 程度にまで低くなっている。また、下りリンクにおいても、受信アンテナダイバーシチにより BER 特性が大幅に改善しているのが分かる。 $U=64$ のとき、 $N_{BS}=N_{MS}=1$ (図 4(a)) と比較して $BER=10^{-4}$ を満たす所要平均受信 E_b/N_0 をおよそ 9.2dB 低減できる。

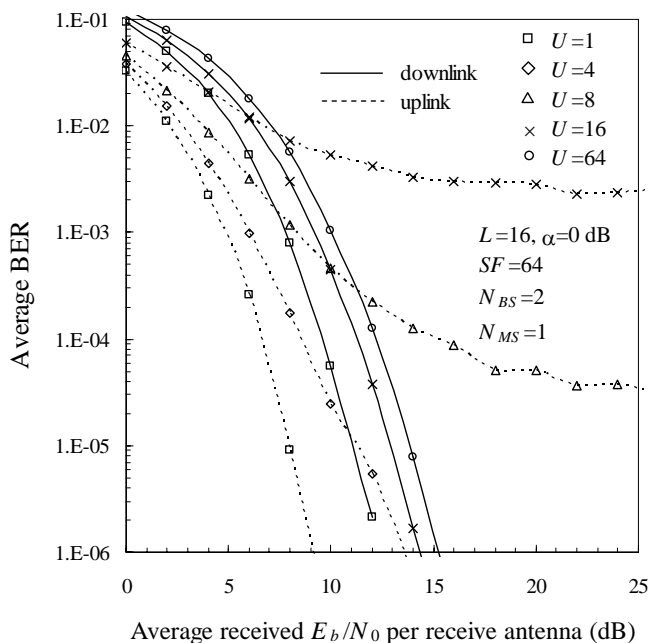


(a) $N_{BS}=N_{MS}=1$



(c) $N_{BS}=N_{MS}=2$

図 4 上り/下りリンクの BER 特性 ($\alpha=0$ dB)



(b) $N_{BS}=2, N_{MS}=1$

3.2. 周波数選択性の影響

図 5 に、減衰指数が $\alpha=8$ dB の指数電力遅延プロファイルで $N_{BS}=N_{MS}=2$ のときの BER 特性をプロットした。周波数選択性の弱い (α が大きい) チャネルでは、周波数ダイバーシチ効果が小さいため、 $\alpha=0$ dB (図 4(c)) のときより BER 特性が劣化している。上りリンクでは、 $U=4$ ユーザでも BER フロアが発生している。誤りフロアの大きさは周波数選択性に大きく依存することが分かる。一方、下りリンクでは、上りリンクほど顕著な特性劣化は見られない。

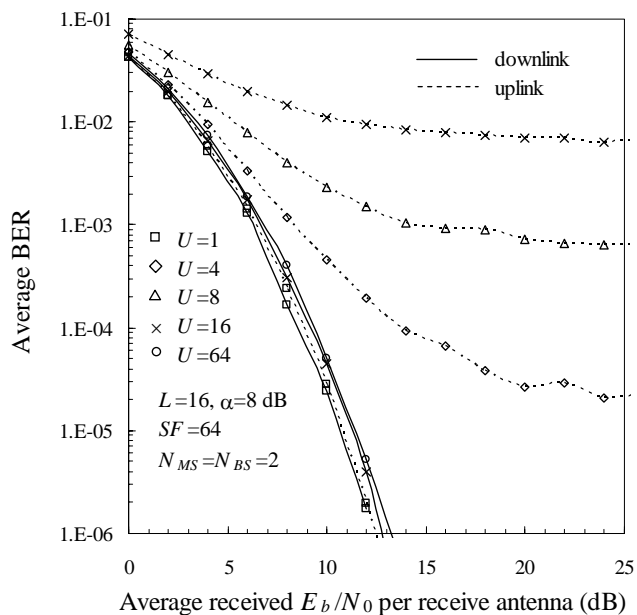


図 5 上り/下りリンクの BER 特性 ($\alpha=8$ dB)

4. むすび

MMSE周波数領域等化を用いるDS-CDMA上り/下りリンクのBER特性を計算機シミュレーションにより明らかにし、STTDとアンテナダイバーシチ受信を併用することにより両リンクのBER特性を大幅に改善できることを明らかにした。ユーザ数が比較的小さいとき、基地局および移動局で共にSTTDおよび受信アンテナダイバーシチを用いたとき、両リンクでほぼ同じBER特性が得られる。ユーザ数が多くなるにつれて、上りリンクでは大きなMUIが発生するため、より大きなBERフロアが発生してしまう。しかし、拡散率が $SF=64$ でユーザ数16のとき、STTDと受信アンテナダイバーシチを併用することにより、誤りフロアを 10^{-3} 付近まで低くできる。

5. 参考文献

- [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] S. Hara and R. Prasad, "Overview of multicarrier CDMA," *IEEE Commun. Mag.*, Vol. 35, pp.126-144, Dec. 1997.
- [4] F. Adachi and T. Sao, "Joint antenna diversity and frequency-domain equalization for multi-rate MC-CDMA," *IEICE Trans. Commun.*, Vol. E86-B, Nov. 2003, to appear.
- [5] 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.
- [6] 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.
- [7] J. H. Winters, "Diversity gain of transmit diversity in wireless systems with Rayleigh fading," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, Vol. 47, pp.119-123, Feb. 1998.
- [8] 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.
- [9] R. T. Derryberry, et al., "Transmit diversity in 3G CDMA systems," *IEEE Commun. Mag.*, Vol. 40, pp.68-75, April 2002.