

# DS-CDMA 移動無線における周波数領域等化送信ダイバーシチ

留場 宏道<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: † {tomeba, takeda}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, ‡ adachi@ecei.tohoku.ac.jp

**あらまし** 最近,周波数選択性フェージング環境下での DS-CDMA などのシングルキャリア伝送特性を改善する技術として,周波数領域等化が注目されている.しかし,上りリンクの場合,各ユーザの送信信号は非同期でかつ異なるフェージングチャンネルを通して基地局に受信されるため,基地局受信機で周波数領域等化を行うだけではユーザ間の直交性が保てないという問題がある.そこで本論文では,受信側で周波数領域等化を行う代わりに,各ユーザが複数アンテナを用いて送信側で周波数領域等化を行う周波数領域等化送信ダイバーシチの DS-CDMA 上りリンクへの適用を考え,そ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** DS-CDMA, 送信ダイバーシチ, 周波数領域等化, 周波数選択性チャンネル

## Frequency-domain Pre-equalization Transmit Diversity for DS-CDMA Mobile Radio

Hiromichi TOMEBA<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: † {tomeba, takeda}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, ‡ adachi@ecei.tohoku.ac.jp

**Abstract** Recently, frequency-domain equalization has been attracting an attention for improving the SC transmission (i.e. DS-CDMA) performance in a frequency-selective fading channel. In the case of uplink transmissions, the orthogonality among users' signals is lost since each user's signal goes through a different fading channel and hence, the use of frequency-domain equalization at the receiver cannot sufficiently improve the up-link transmission performance. In this paper, we propose frequency-domain pre-equalization transmit diversity and evaluate the BER performance improvement by computer simulation.

**Keyword** DS-CDMA, transmit-diversity, frequency-domain equalization, frequency-selective channel

### 1. まえがき

次世代の移動無線通信では高速,高品質な伝送が要求されている.高速移動無線チャンネルは,様々な遅延時間の伝播路から構成される周波数選択性フェージングチャンネルであるのが特徴であり,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 受信器というチャンネル整合フィルタを用いる DS-CDMA(Direct Sequence-Code Division Multiple Access)が数 Mbps 程度の高速移動通信に用いられるようになった.DS-CDMA は,遅延時間の異なるパスを分離して 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,伝送特性を改善できる.しかし,今後期待される 100Mbps 以上の超高速伝送においては分離可能なパス数が大幅に増えることによるパス間干渉の増大により,伝送特性は大幅に劣化してしまう.そこで最近では,周波数領域等化技術が注目されている[2].周波数領域等化をシングルキャリア DS-CDMA に適用すれば MC-CDMA と同等の優れた特性を得ることができる[3,4].しかし,上りリンクにおいてはマルチアクセス干渉(MAI)により伝送特性は大幅に劣化してしまうという問題がある.

最近,MC-CDMA 上りリンクの誤り率特性を改善する技術として,送信側で等化処理を行う周波数領域等化送信[5-8]が検討されている.また,筆者らは複数の送信アンテナを用い,サブキャリア毎に送信ダイバーシチを適用する周波数領域等化送信ダイバーシチ(FPTD: Frequency-domain Pre-equalization Transmit Diversity)を提案した[9].本論文では FPTD を DS-CDMA の上りリンク伝送へ適用する.FPTD では受信側で観測されるチャンネル伝達関数を知ることが必要である.チャンネル伝達関数の推定は,送受信に同じ搬送波周波数を用いる時間分割複信(TDD) [10]では比較的容易である.本論文ではチャンネル利得が理想的に推定できるという仮定のもとで,DS-CDMA 上りリンクに FPTD を適用した場合のビット誤り率特性(BER)を計算機シミュレーションによって明らかにしている.

本論文は以下のような構成になっている.第2章では FPTD を用いる DS-CDMA 上りリンクの送受信系について述べる.計算機シミュレーション結果を第3章で述べ,最後に第4章でまとめる.

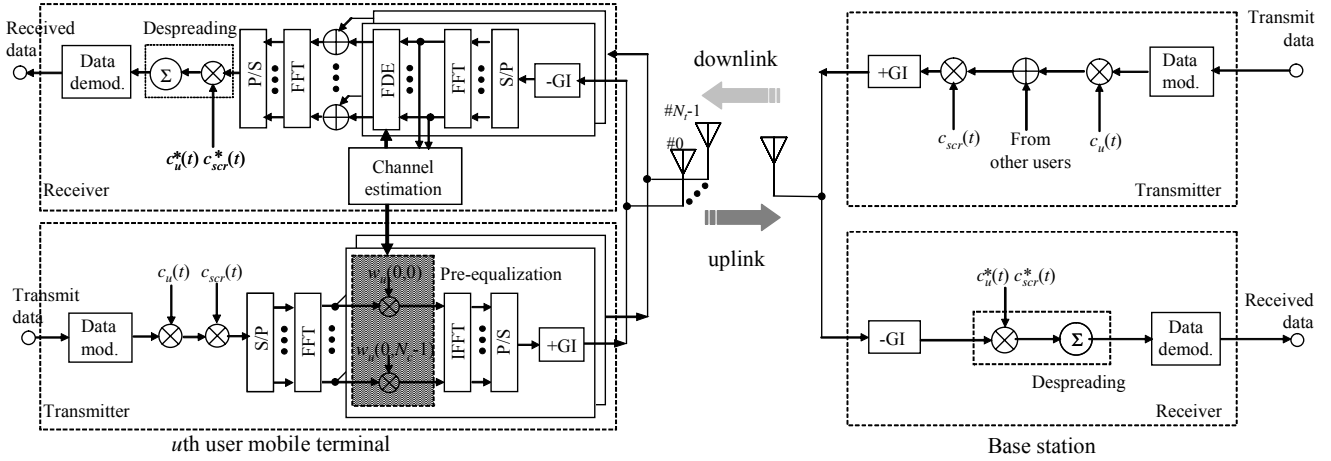


図1 FPTDを用いるDS-CDMA上りリンクの送受信系

## 2. FPTDを用いるDS-CDMA上りリンクの送受信系

FPTDを用いるDS-CDMA上下リンクの送受信系を図1に示す．上りリンクの送受信系について説明する．ユーザ  $u$  の送信機では， $N_c/SF$  個( $N_c$ はFFTポイント数， $SF$ は拡散率)からなるデータ変調シンボルの系列  $\{d_u(m); m=0 \sim N_c/SF-1\}$  を直交拡散符号を用いて拡散する．そして  $N_c$  個の系列に直並(P/S)変換して  $N_c$  ポイントFFTを適用した後に，送信重みを乗算する．その後， $N_c$  ポイントIFFTを用いて時間領域DS-CDMA信号を生成する．これにガードインターバル(GI)を付加して送信する．基地局で受信されたDS-CDMA信号はGIを取り除いた後に逆拡散する．最後にデータ復調する．以下では，一般性を失うことなく，各ユーザが  $N_c/SF$  個のデータシンボルを送信するものとする．

### 2.1. 送信等化

ユーザ  $u$  のチップ系列  $\{s_u(t); t=0 \sim N_c-1\}$  は次式のように表される．

$$s_u(t) = \sqrt{\frac{2E_c}{T_c}} c_u(t \bmod SF) c_{scr}(t) d_u\left(\left\lfloor \frac{t}{SF} \right\rfloor\right) \quad (1)$$

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， $c_u(k)$  は拡散符号， $c_{scr}(k)$  はスクランブル符号， $SF$  は拡散率を表す． $\lfloor x \rfloor$  は  $x$  を超えない最大の整数である．次に次式のように  $N_c$  ポイントFFTを適用して  $N_c$  個の周波数成分に分解する(以下MC-CDMAと同様にサブキャリア成分と呼ぶこととする)．

$$s_u(k) = \sum_{t=0}^{N_c-1} s_u(t) \exp\left(-j \frac{2\pi t}{N_c} k\right), \quad k=0 \sim N_c-1 \quad (2)$$

式(2)に送信等化重みを乗算する．送信等化後のサブキャリア

$k$  は次式のように表わされる

$$\begin{aligned} \tilde{s}_u(k) &= [\tilde{s}_u(0, k), \tilde{s}_u(1, k), \dots, \tilde{s}_u(N_r-1, k)]^T \\ &= s_u(k) \mathbf{w}_u(k) \end{aligned} \quad (3)$$

$N_r$  は送信アンテナ数である．また  $\mathbf{w}_u(k) = [w_u(0, k), w_u(1, k), \dots, w_u(N_r-1, k)]^T$  は等化重みベクトルであり，次式のように正規化されているものとする．

$$\|\mathbf{w}_u(k)\|^2 = 1 \quad (4)$$

ここで  $\|\cdot\|$  はベクトルのノルム演算である．本論文では，等化重みとして，最大比合成重み(MRC)，およびMRCと等利得合成(EGC)を閾値を用いて切り替える閾値制御等化合成重み(CEC: Controlled Equalization Combining)を考える[9]．サブキャリア  $k$  の送信重みはそれぞれ次式のように表される．

$$w_u(n, k) = \begin{cases} \frac{H_u^*(n, k)}{\sqrt{\sum_{n=0}^{N_r-1} |H_u(n, k)|^2}}, & \text{MRC} \\ \frac{H_u^*(n, k)}{\sqrt{\sum_{n=0}^{N_r-1} |H_u(n, k)|^2}}, & \text{if } |\tilde{H}_{\text{MRC}, u}(k)| < \gamma_0 \\ \frac{1}{\sqrt{N_r}} \frac{H_u^*(n, k)}{|H_u(n, k)|}, & \text{otherwise} \end{cases}, \quad \text{CEC} \quad (5)$$

ここで

$$\tilde{H}_{\text{MRC}, u}(k) = \mathbf{H}_u^T(k) \mathbf{w}_{\text{MRC}, u}(k) \quad (6)$$

は周波数領域等化送信を用いたときに受信側で観測される等価チャネル利得を表し(2.3 節参照),  $\mathbf{H}_u(k)=[H_u(0,k), H_u(1,k), \dots, H_u(N_r-1,k)]^T$  はユーザ  $u$  のチャネル利得ベクトルである。また,  $\gamma_0$  は以下で説明する CEC 重みをコントロールする閾値である。

MRC 重みは各サブキャリアの瞬時受信 S/N を最大化する重みであり, CEC 重みは MRC 重みを用いた時の等価チャネル利得  $|\tilde{H}_{\text{MRC},u}(k)|$  (式(12)参照)が  $\gamma_0$  より大きいときには全てのアンテナに等しい送信電力を与える EGC 重み,  $\gamma_0$  より小さい場合には MRC 重みを用いることで, 受信側で観測されるチャネルを周波数非選択性により近づける重みである。なお,  $N_r=1$  の場合には CEC 重みは MRC 重みと同じになる。

式(3)に  $N_c$  ポイント IFFT を適用して送信チップ系列ベクトル  $\{\tilde{s}_u(t); t=0 \sim N_c-1\}$  が生成される。

$$\tilde{s}_u(t) = \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \tilde{s}_u(k) \exp\left(j \frac{2\pi k}{N_c} t\right) \quad (7)$$

これに  $N_g$  チップの GI を付加して送信する。

## 2.2. 受信信号

各ユーザの送信タイミングは, チャネルの遅延時間ひろがり送信タイミングオフセットとの和が GI 内に入るように, 送信タイミング制御されているものとする。送信タイミングオフセットを含むチャネルのインパルス応答を用いる。フェージングチャネルは遅延時間の異なる  $L$  個の離散パスから構成され, パス  $l$  の遅延時間  $\tau_l$  は  $\tau_l = l$  チップであるものとする。チャネル利得ベクトル  $\mathbf{H}_u(k)$  は, チャネルのパス利得行列  $\xi_{u,l} = [\xi_{u,l,0}, \xi_{u,l,1}, \dots, \xi_{u,l,N_r-1}]^T$  を用いて次式のように表される。

$$\mathbf{H}_u(k) = \begin{bmatrix} \xi_{u,0,0} & \dots & \xi_{u,0,L-1} \\ \vdots & & \vdots \\ \xi_{u,L,0} & \dots & \xi_{u,L,L-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ \vdots \\ \exp(-j2\pi k l / N_c) \\ \vdots \\ \exp(-j2\pi k (L-1) / N_c) \end{bmatrix} \quad (8)$$

受信信号は次式のように表せる。

$$r(t) = \sum_{u=0}^{U-1} \sum_{l=0}^{L-1} \xi_{u,l}^T \tilde{s}_u(t-l) + n(t) \quad (9)$$

ここで,  $n(t)$  は平均 0 で分散  $2\sigma^2$  の加法性白色ガウス雑音

表 1 シミュレーション条件

Data modulation		QPSK
DS-CDMA	No. of FFT points	$N_c=256$
	Guard interval	$N_g=32$
FPTD	Pre-equalization weight	MRC, CEC
	No. of transmit antennas	$N_r=1, 2, 4$
	Spreading factor	$SF=64$
Channel model	No. of paths	$L=16$
	Power delay profile	Uniform
	Time delay	$\tau_l = lT_c, l=0 \sim L-1$
	Normalized maximum Doppler frequency	$f_D T = 0.001$ ( $T=(N_c+N_g)T_c$ )
Channel estimation		ideal

(AWGN)を表す。受信信号から GI を除去した後, 以下のよう逆拡散により軟判定値系列  $\{\tilde{d}_u(m); m=0 \sim N_c/SF-1\}$  を得る。

$$\tilde{d}_u(m) = \frac{1}{SF} \sum_{t=mSF}^{(m+1)SF-1} r(t) c_u(t \bmod SF) c_{scr}(t) \quad (10)$$

## 2.3. 等価チャネル利得

式(9)に  $N_c$  ポイント FFT を適用して, サブキャリア  $k$  の受信信号成分  $R(k)$  を求めると次式のように表される。

$$\begin{aligned} R(k) &= \sum_{t=0}^{N_c-1} r(t) \exp\left(-j \frac{2\pi t}{N_c} k\right) \\ &= \sum_{u=0}^{U-1} \mathbf{H}_u^T(k) \mathbf{w}_u(k) s_u(k) + N(k) \\ &= \sum_{u=0}^{U-1} \tilde{H}_u(k) s_u(k) + N(k) \end{aligned} \quad (11)$$

ここで,

$$\tilde{H}_u(k) = \mathbf{H}_u^T(k) \mathbf{w}_u(k) \quad (12)$$

である。式(11)は, 送信側で等化を用いずに  $s_u(k)$  を送信したときにチャネルの伝達関数が  $\tilde{H}_u(k)$  であるときの受信信号表現となっている。従って  $\tilde{H}_u(k)$  を本論文ではユーザ  $u$  の等価チャネル利得と呼ぶ。

## 3. 計算機シミュレーション

### 3.1. シミュレーション条件

シミュレーション条件を表 1 に示す。パス数は  $L=16$  で一様電力遅延プロファイルであるものとした。なお, 比較のために送信アンテナ数 1, 受信アンテナ数  $N_r$  で MMSE 重みを用いる周波数領域等化受信[11]の平均 BER 特性および FPTD を適用した MC-CDMA 上りリンクの平均 BER 特性も求めた。

### 3.2. 等価チャネル利得

CEC-FPTD を用いるときの受信側で見た等価チャネル伝達関数  $\tilde{H}(k)$  を図 3 に示す。チャネル自身の利得は大きく変動しているが, 等価チャネル利得の変動が抑えられ, 周波数非選択性に近づくことがわかる。送信アンテナ数を増やすことで, より周波数非選択性チャネルに近づけることが出来るため, 他ユーザ干渉を大きく軽減できる。このことは FPTD により平均 BER 特性を大きく改善できることを示唆している。

### 3.3. BER 特性

MRC 重みと CEC 重みを用いる時の BER 特性を図 4 に示す。ただし, CEC 重みの閾値  $\gamma_0$  については,  $U < 32$  の場合は  $E_b/N_0=5\text{dB}$ ,  $U=64$  の場合は  $E_b/N_0=10\text{dB}$  でそれぞれ BER を最小とする値に設定した。また  $N_r=1$  の時は MRC 重みと CEC 重みは等価であるため MRC 重みのみを示している。なお, 受信アンテナ数  $N_r$  の受信アンテナダイバーシチ法を用いた MMSE 周波数領域等化受信の特性も合わせて示している。

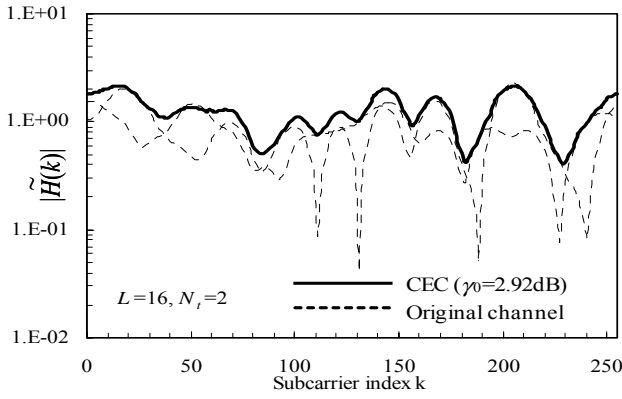
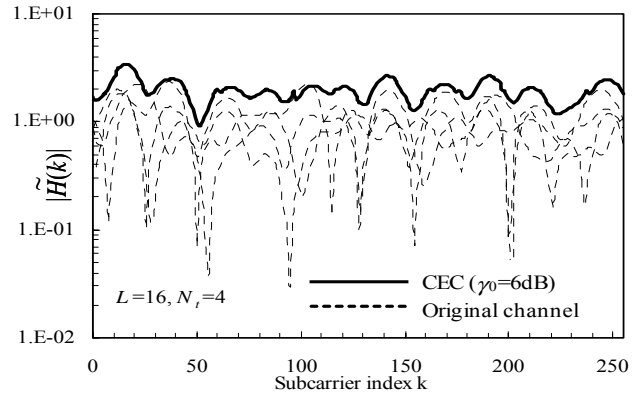
(a)  $N_r=2$ (b)  $N_r=4$ 

図3 CEC-FPTDを用いたときの等価チャネル利得

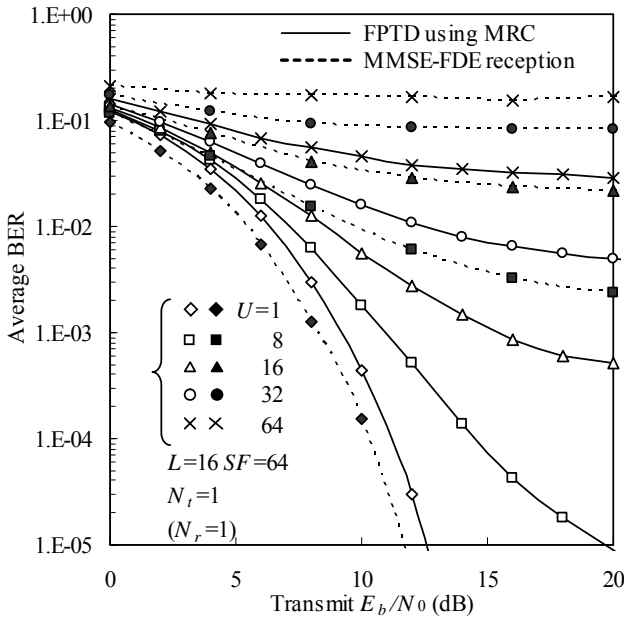
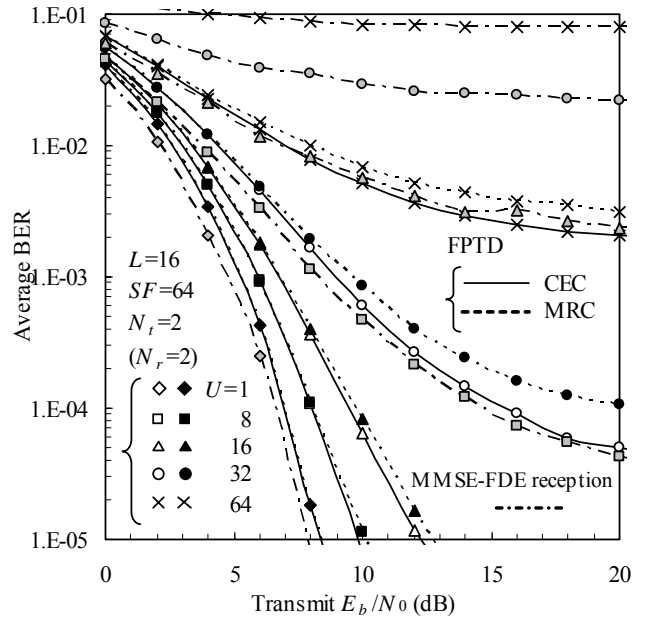
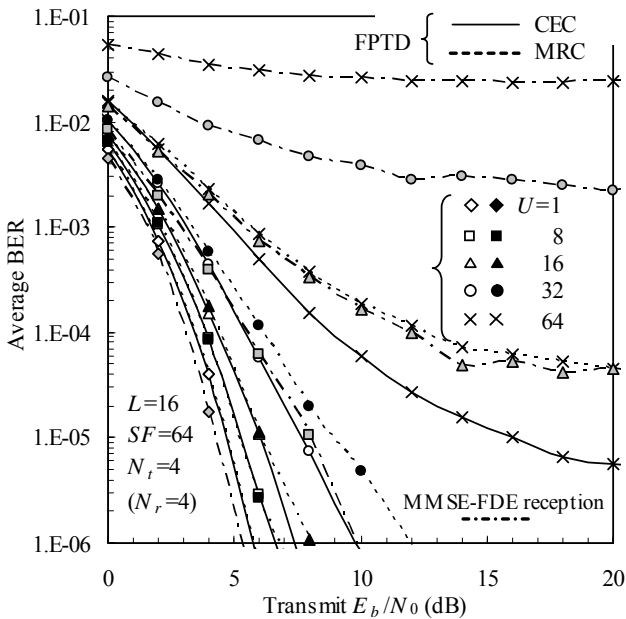
(a)  $N_r=1$ (b)  $N_r=2$ (c)  $N_r=4$ 

図4 FPTDを用いた時の平均BER特性

FPTDを用いた場合でもユーザ数が増加するにつれてBER特性は劣化するが、送信アンテナ数を増やすにつれてBER特性を大きく改善できることが分かる。例えば、1アンテナ送信時には64ユーザのとき、 $BER=10^{-2}$ 程度の誤りフロアが発生しているが、4アンテナ送信では誤りフロアは大幅に低下し、 $BER=10^{-4}$ を $E_b/N_0=9\text{dB}$ で確保することができる。

しかし、受信ダイバーシチを用いた場合はアンテナ数を増やすことで特性は改善するものの、FPTDのような大きな改善は得られていないことがわかる。これは受信ダイバーシチではチャンネルがユーザ毎に異なることによる直交性の崩れをFPTDのように補償することができないためである。このことから、マルチユーザ環境下においては基地局側にアンテナを複数備えるよりも移動機側に複数の送信アンテナを備えたほうが効果的であることが分かる。

MRC重みとCEC重みを比較した場合、ユーザ数が多い場合にCEC重みはMRC重みより優れたBER特性を与えることがわかる。この理由を以下で述べる。送信シンボル $d_u(m)$ に対応する受信軟判定値は式(10)で表されている。MAIは受信側で観測される等価チャネル利得 $\tilde{H}(k)$ がフラットでないことから発生する。MAIの大きさは $\tilde{H}(k)$ の分散に比例する

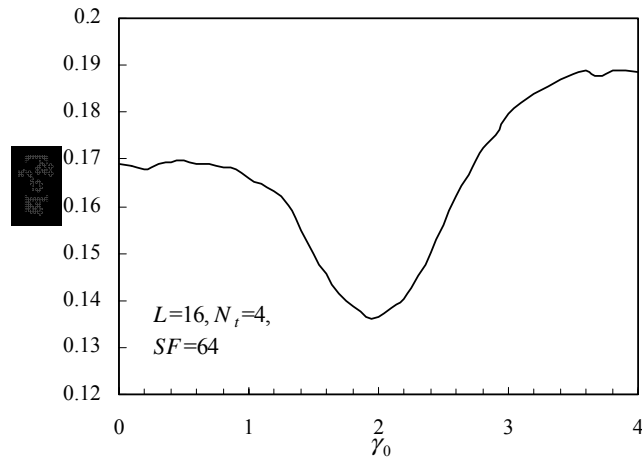


図5 等価チャネル利得の分散と閾値との関係

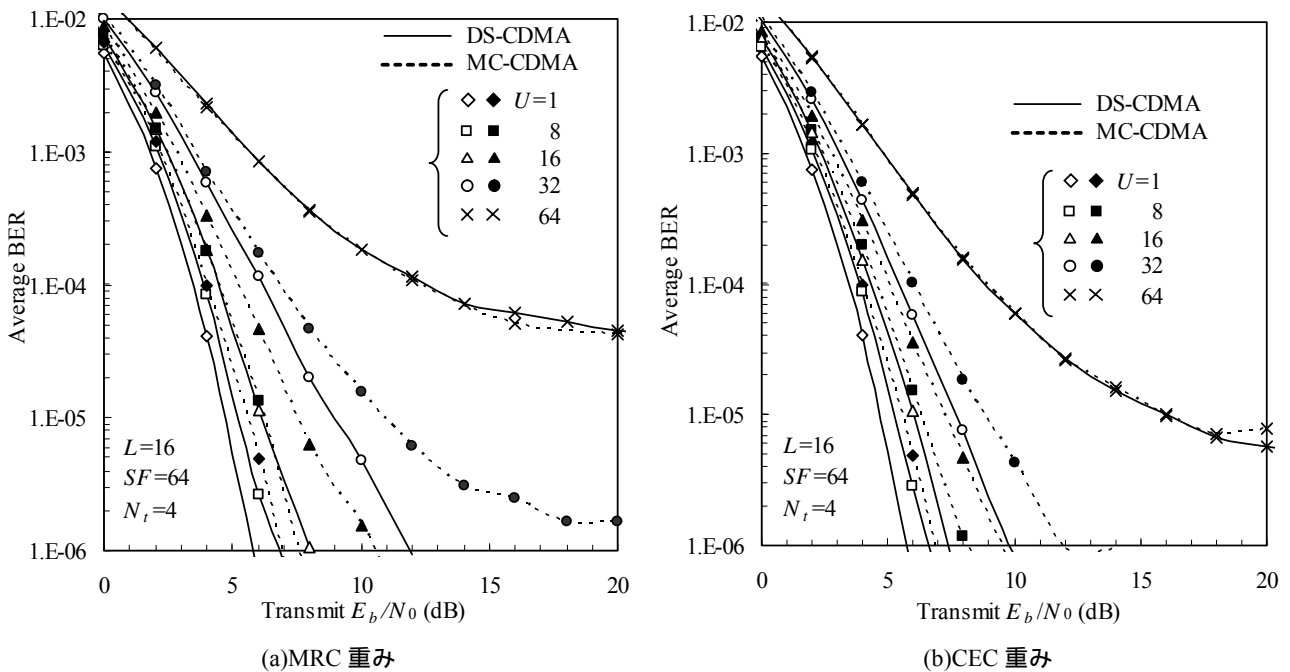


図6 MC-CDMA との比較

ので、図5にCEC重みを用いた時の等価チャネル利得の分散と閾値との関係を示す。図5より  $E[\sigma_H^2]$  は  $\gamma_0=2$  付近で最小となる。このとき、 $\gamma_0 \rightarrow \infty$  としたとき（すなわちMRC）よりも  $E[\sigma_H^2]$  を小さくできるので、MAIをより低減できる。そのためCECを用いた方がMRC重みを用いた場合よりもBER特性を改善できる。

興味深いのは、送信アンテナ数が1のときのFPTDと周波数領域等化受信との比較である。FPTDの方が優れたBER特性を与えることがわかる。これはFPTDでは、各ユーザ毎に周波数領域等化送信を行うので、全てのユーザの各サブキャリア成分の位相を同相にすることができるが、周波数領域等化受信では各ユーザのサブキャリア成分の位相差はそのまま残留するためユーザ間の直交性が崩れたままであるからである。

### 3.4. MC-CDMA との比較

MRC重みを用いた場合のMC-CDMAとの比較を図6(a)に、CEC重みを用いた場合の比較を図6(b)にそれぞれ示す。ただし、送信アンテナ数は4としており、CEC重みの閾値については図5と同様にしている。図6より全コード多重した場合を除き、DS-CDMAの特性が良いことがわかる。これはDS-CDMAでは各シンボルが全サブキャリアにわたって拡散されるためMC-CDMAよりも大きな周波数ダイバーシチ効果が得られるためである。しかし、 $U=64$ の場合、両者は殆ど同じBER特性を与える。これはユーザ数が多くなるとMAIの影響が支配的になるため、周波数ダイバーシチ効果の違いによる特性差が見えなくなるためである。

#### 4. まとめ

DS-CDMA/TDD 上りリンクの BER 特性を改善する周波数領域等化送信ダイバーシチ(FPTD)を提案した . MMSE 周波数領域等化受信を用いる場合は , 各ユーザの受信信号位相差がそのまま残留するためユーザ間の直交性を保つことができない . ところが FPTD では , ユーザ毎に周波数領域等化送信を行うため , 各サブキャリア成分を全ユーザで同相にできるのでユーザ間の直交性を完全ではないものの回復することができる . このため等化受信のみを行う場合に比べて BER 特性を改善できる . また , CEC 重みは MRC 重みよりもユーザ間干渉を抑圧できるために良好な BER 特性が得られることがわかった .

DS-CDMA では MC-CDMA より周波数ダイバーシチ効果が高いため , ユーザ数が少ない場合は MC-CDMA よりも優れた BER 特性が得られる . しかしユーザ数が多い場合には , 劣化要因はユーザ間干渉が支配的となるため , DS-CDMA と MC-CDMA では殆ど同じ BER 特性となる .

#### 文献

- [1] W.C., Jakes Jr, Ed, *Microwave mobile communications*, Wiley, Newyork, 1974.
- [2] D. Falconer, S. L. Ariyavisitakul, A. Benyamin-Seeyar and B. Eidson, "Frequency Domain Equalization for Single-Carrier Broadband Wireless Systems," *IEEE Commun. Mag.*, Vol. 40, pp. 58-66, Apr. 2002.
- [3] 武田, 板垣, 安達, "周波数選択性フェージングにおける空間・周波数領域処理を用いる DS-CDMA の伝送特性," *信学技報*, RCS2003-33, pp. 21-25, 2003 年 5 月.
- [4] 武田, 安達, "周波数領域等化とアンテナダイバーシチを用いる DS-CDMA のビット誤り率の理論解析," *信学技報*, RCS2003-239, pp. 27-32, 2004 年 1 月.
- [5] D. Mottier and D. Castelain, "SINR-based channel pre-equalization for uplink multi-carrier CDMA systems," *Proc. IEEE Int. Symp. On Personal, Indoor and Mobile Radio Commun.(PIMRC2002)*, Vol. 4, pp. 1488-1492, Sept. 2002.
- [6] S. Kaiser, "Space frequency block coding in the uplink of broadband MC-CDMA mobile radio systems with pre-equalization," *Proc. IEEE VTC'03 fall*, Oct. 2003.
- [7] I. Cosovic, M. Schnell and A. Springer, "On the performance of different channel pre-compensation techniques for uplink time division duplex MC-CDMA," *Proc. IEEE VTC'03 fall*, Oct. 2003.
- [8] 阿部, 高岡, 安達, "送信等化を用いる MC-CDMA の伝送特性," *RCS2003-375*, pp.131-136, 2004 年 3 月
- [9] 留場, 高岡, 安達, "周波数領域等化送信ダイバーシチを用いた MC-CDMA 上りリンクの誤り率特性," *信学技報*, RCS2004-67, pp. 67-72, 2004 年 5 月.
- [10] R.Esmailzadeh, M.Nakagawa and A.Jones, "TDD-CDMA for the 4th generation of wireless communications", *IEEE Wireless Communications*, Vol.10, No.4, pp. 8-15, Aug. 2003.
- [11] K. Takeda and F. Adachi, "MMSE frequency-domain equalization combined with space-time transmit diversity and antenna received diversity for DS-CDMA," *Proc. IEEE VTC'04 spring*, May. 2004.