

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

留場 宏道[†] 高岡 辰輔[†] 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 05

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

あらまし 高速,高品質な伝送が要求される次世代の移動無線通信において伝送方式として MC-CDMA(Multi Carrier-Code Division Multiple Access)が注目されている。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を提案し,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 MC-CDMA, 送信ダイバーシチ, 周波数領域等化, 周波数選択性チャネル

The Uplink BER Performance of MC-CDMA with Frequency-domain Pre-equalization Transmit Diversity

Hiromichi Tomeba[†] Shinsuke Takaoka[†] 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: † {tomeba, takaoka}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, ‡ adachi@ecei.tohoku.ac.jp

Abstract Recently, multi-carrier code division multiple access (MC-CDMA) has been attracting much attention for the broadband wireless access in the next generation mobile communications systems. In the case of uplink transmissions, the orthogonality among users' signals is destroyed since each user's signal goes through different fading channel and hence, the use of frequency-domain pre-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 MC-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]。最近,このような周波数選択性フェージングチャネルでの高品質伝送を実現する技術としてマルチキャリア符号分割多重アクセス (MC-CDMA) [2][3]が注目されている。MC-CDMA は,複数の直交サブキャリアにわたって送信データを拡散しつつ並列伝送するものであり,ユーザ毎に異なる拡散符号を用いることでマルチアクセスが可能である。受信側で周波数領域等化を行うことで周波数ダイバーシチ効果を得ることができる。下りリンクでは直交符号を用いることができるから周波数選択性チャネルでは複数ユーザを直交多重しつつ優れた伝送特性を得ることができる。しかし,上りリンクの場合,各ユーザの信号は非同期でかつ異なるフェージングチャネルを通して基地局に受信される。このため,周波数選択性フェージングによりユーザ間の直交性が崩れてマルチアクセス干渉(MAI)が発生するために,基地局受信機で周波数領域等化を行うだけでは,同時

アクセスユーザ数が増加するにつれて誤り率特性が著しく劣化してしまう[3]。

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周波数領域等化送信[4-6]が注目されている。これらが周波数領域のみを用いた等化なのに対し,本論文では複数の送信アンテナを用いた送信ダイバーシチと周波数領域等化との融合を考える。送信ダイバーシチは受信信号の信号対雑音電力比(S/N)を改善する技術であり,これまで多くの検討がなされている[7-10]。本論文では,サブキャリア毎に送信ダイバーシチを適用して MAI を軽減する周波数領域等化送信ダイバーシチ (FPTD: Frequency-domain Pre-equalization Transmit Diversity)を提案する。FPTDでは受信側で観測されるチャネル伝達関数を知ることが必要である。チャ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) [11]では比較的容易である。本論文ではチャネル利得が理想的に推定できるという仮定のもとで,MC-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,送信アンテナに用いる送信重みについて特性を比較している。

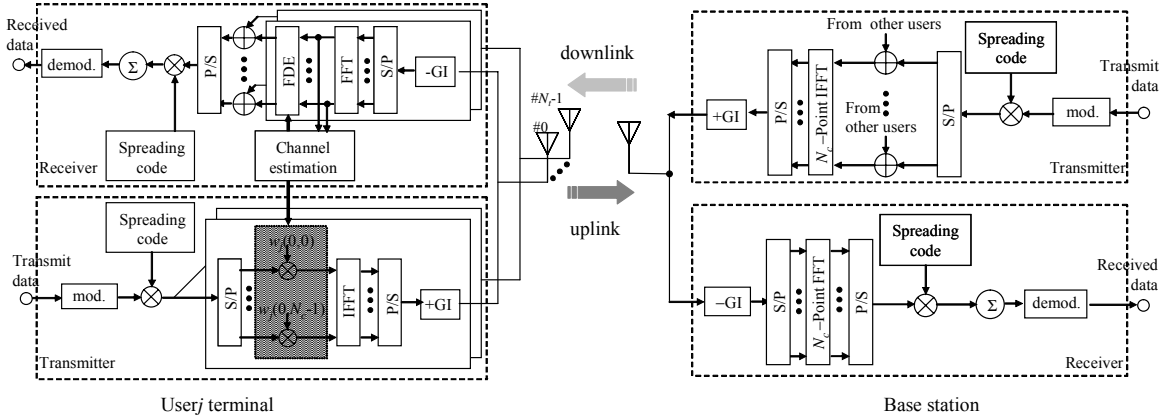


図1 FPTDを用いるMC-CDMA上りリンクの送受信系

2. FPTD を用いる MC-CDMA 上りリンクの送受信系

FPTDを用いるMC-CDMA上下リンクの送受信系を図1に示す．ユーザ j の上りリンクの送受信系について説明する． N_c/SF 個(N_c はサブキャリア数， SF は拡散率)からなるデータ変調シンボルの系列 $\{d_j(m); m=0 \sim N_c/SF\}$ を直交拡散符号を用いて拡散した後 N_c 個の系列に直並(P/S)変換し，下りリンクの受信信号を用いて推定したチャネル伝達関数より計算した送信重みを乗算する．その後， N_c -ポイントIFFTを用いてMC-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MC-CDMA信号はGIを取り除いた後に N_c -ポイントFFTを適用して N_c 個のサブキャリア成分に分解した後，直並(P/S)変換して時間領域信号に変換し逆拡散する．最後にデータ復調する．

以下では，一般性を失うことなく， 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 j の周波数領域送信等化を考える．ユーザ j のサブキャリア k における送信信号ベクトル $\mathbf{s}_j(k)$ は次式のように表すことができる($k=0 \sim N_c-1$)．

$$\begin{aligned} \mathbf{s}_j(k) &= [s_j(0,k), s_j(1,k), \dots, s_j(N_t-1,k)]^T \\ &= \sqrt{\frac{2S}{SF}} \mathbf{w}_j(k) c_j(k \bmod SF) d_j\left(\left\lfloor \frac{k}{SF} \right\rfloor\right) \end{aligned} \quad (1)$$

ここで， S は送信電力， N_t は送信アンテナ数を表している．また， $c_j(k)$ は拡散符号， 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． $\mathbf{w}_j(k) = [w_j(0,k), w_j(1,k), \dots, w_j(N_t-1,k)]^T$ 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．

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

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，これまでアンテナ受信ダイバシティの合成法[1]としてよく知られている最大比合成(MRC)，選択合成(SC)と等利得合成(EGC)を用いること

の他，MRCとEGCを閾値を用いて切り替える閾値制御等化合成(CEC: Controlled Equalization Combining)を提案している．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．

$$w_j(n,k) = \begin{cases} \frac{H_j^*(n,k)}{\sqrt{\sum_{n=0}^{N_t-1} |H(n,k)|^2}}, & \text{MRC} \\ \frac{1}{\sqrt{N_t}} \frac{H_j^*(n,k)}{|H_j(n,k)|}, & \text{EGC} \\ \begin{cases} \frac{H_j^*(n,k)}{|H_j(n,k)|}, & \text{if } |H_j(n,k)| = \arg \max_{n'} \{ |H_j(n',k)| \} \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases}, & \text{SC} \\ \begin{cases} \frac{H_j^*(n,k)}{\sqrt{\sum_{n=0}^{N_t-1} |H(n,k)|^2}}, & \text{if } |\tilde{H}_{MRC,j}(k)| < \gamma_0 \\ \frac{1}{\sqrt{N_t}} \frac{H_j^*(n,k)}{|H_j(n,k)|}, & \text{otherwise} \end{cases}, & \text{CEC} \end{cases} \quad (3)$$

ここで

$$\tilde{H}_{MRC,j}(k) = \mathbf{H}_j^T(k) \mathbf{w}_{MRC,j}(k) \quad (4)$$

であり($k=0 \sim N_c-1, n=0 \sim N_t-1$)， $\mathbf{H}_j(k) = [H_j(0,k), H_j(1,k), \dots, H_j(N_t-1,k)]^T$ はユーザ j のチャネル利得ベクトルである． $\tilde{H}_j(k)$ 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伝達関数を表す(2.3節参照)．

MRC送信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，EGC送信重みは全てのアンテナに等しい送信電力を与える重みである．またSC送信重みはチャネル利得が最大のアンテナからのみ送信する重みである．CEC送信重みは $|\tilde{H}_j(k)|$ が閾値 γ_0 より大きいときにはEGC送信重み， γ_0 より小さい場合にはMRC送信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， $N_t=1$ の場合の送信重みは全て等しくなる．

MC-CDMA信号は，式(1)に N_c -ポイントIFFTを適用して次式のように生成される($t=0 \sim N_c-1$)．

$$\begin{aligned}\tilde{\mathbf{s}}_j(t) &= \sum_{k=0}^{N_c-1} \mathbf{s}_j(k) \exp(j2\pi t k/N_c) \\ &= [s_j(0,t), s_j(1,t), \dots, s_j(N_t-1,t)]^T\end{aligned}\quad (5)$$

これに GI を付加して送信する .

2.2. フェージングチャネル

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 の遅延時間は FFT サンプルング周期を Δ とすると $l\Delta$ であるものとする . チャネル利得ベクトル $\mathbf{H}_j(k)$ は , チャネルのパス利得行列 $\xi_{j,l} = [\xi_{j,l,0}, \xi_{j,l,1}, \dots, \xi_{j,l,N_t-1}]^T$ を用いて次式のように表される .

$$\mathbf{H}_j(k) = \begin{bmatrix} \xi_{j,0}, \dots, \xi_{j,L}, \dots, \xi_{j,L-1} \\ \exp(-j2\pi k l/N_c) \\ \vdots \\ \exp(-j2\pi k (L-1)/N_c) \end{bmatrix} \quad (6)$$

2.3. 受信信号と逆拡散

各ユーザの送信タイミングは , チャネルの遅延時間ひるがりと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て受信信号を表すと , 次式のようになる .

$$r(t) = \sum_{j=0}^{U-1} \sum_{l=0}^{L-1} \xi_{j,l}^T \tilde{\mathbf{s}}_j(t-l) + n(t) \quad (7)$$

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(AWGN)を表す . 受信信号から GI を除去して N_c -ポイント FFT を適用する . サブキャリア k の受信信号成分 $R(k)$ は次式のように表される .

$$\begin{aligned}R(k) &= \sum_{j=0}^{U-1} \mathbf{H}_j^T(k) \mathbf{s}_j(k) + n(k) \\ &= \sqrt{\frac{2S}{SF}} \sum_{j=0}^{U-1} \tilde{H}_j(k) c_j(k \bmod SF) d_j(\lfloor k/SF \rfloor) + n(k)\end{aligned}\quad (8)$$

ここで ,

$$\tilde{H}_j(k) = \mathbf{H}_j^T(k) \mathbf{w}_j(k) \quad (9)$$

は等化送信を用いるときに受信側で観測されるチャネル伝達関数であり , 本論文では等価チャネル伝達関数と呼ぶ . 送信シンボル $d_j(m)$ に対応する軟判定値を , 以下のような逆拡散により得る .

$$\hat{d}_j(m) = \sum_{k=mSF}^{(m+1)SF-1} R(k) c_j^*(k \bmod SF) \quad (10)$$

上式に式(8)を代入すると次式のようになる .

$$\begin{aligned}\hat{d}_j(m) &= \sqrt{\frac{2S}{SF}} \sum_{k=mSF}^{(m+1)SF-1} \hat{H}_j(k) d_j(\lfloor k/SF \rfloor) \\ &+ \sqrt{\frac{2S}{SF}} \sum_{k=mSF}^{(m+1)SF-1} \sum_{\substack{j'=0 \\ \neq j}}^{U-1} \hat{H}_{j'}(k) c_{j'}(k \bmod SF) c_j^*(k \bmod SF) d_{j'}(\lfloor k/SF \rfloor) \\ &+ \sum_{k=mSF}^{(m+1)SF-1} n(k) c_j^*(k \bmod SF)\end{aligned}\quad (11)$$

上式の第 1 項が送信シンボル成分 , 第 2 項が MAI 成分 , 第 3 項が雑音成分である .

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 1 アンテナ送信時で MRC , MMSE および EGC を用いる周波数領域等化受信 [3],[12] の平均 BER 特性も求めた .

3.2. 周波数領域等化受信の BER 特性

1 アンテナ送信で周波数領域等化受信を用いるときの BER 特性を図 2 に示す . ユーザ j の周波数領域等化重みは次式で与えられる [3],[12] .

$$w_j(k) = \begin{cases} H_j^*(k) & , \text{MRC} \\ \frac{H_j^*(k)}{\sum_{j=0}^{U-1} |H_j(k)|^2 + \left(\frac{E_s/N_0}{SF}\right)^{-1}} & , \text{MMSE} \\ H_j^*(k) / |H_j(k)| & , \text{EGC} \end{cases} \quad (12)$$

ここで , $H_j(k)$ はユーザ j のチャネル伝達関数 , 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り , $E_s = SN_c \Delta$ である . ユーザ数 $U=1$ のと

表 1 シミュレーション条件

Data modulation		QPSK
MC-CDMA	No. of subcarriers	$N_c=256$
	Effective symbol length	$T_s=256\Delta$
	Guard interval	$T_g=32\Delta$
FPTD	Pre-equalization weight	MRC , EGC , SC _{CEC}
	No. of transmit antennas	$N_t=1, 2, 4$
	Spreading factor	$SF=64$
Channel model	No. of paths	$L=16$
	Power delay profile	uniform
	Time delay	$\tau_l=\Delta, l=0\sim L-1$
	Normalized maximum Doppler frequency	$f_D T=0.01$
Channel estimation (transmitter and receiver side)		ideal

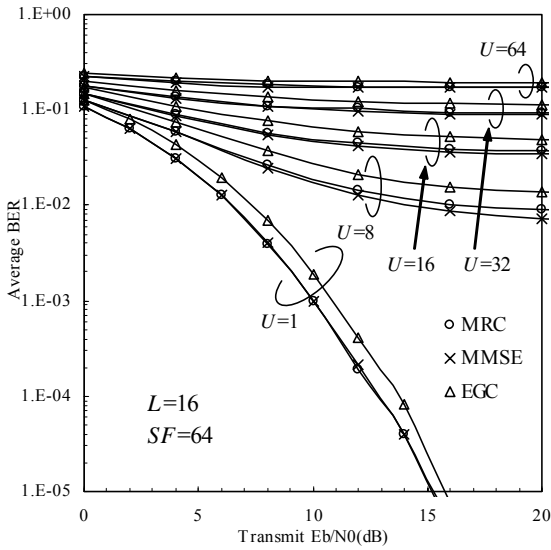
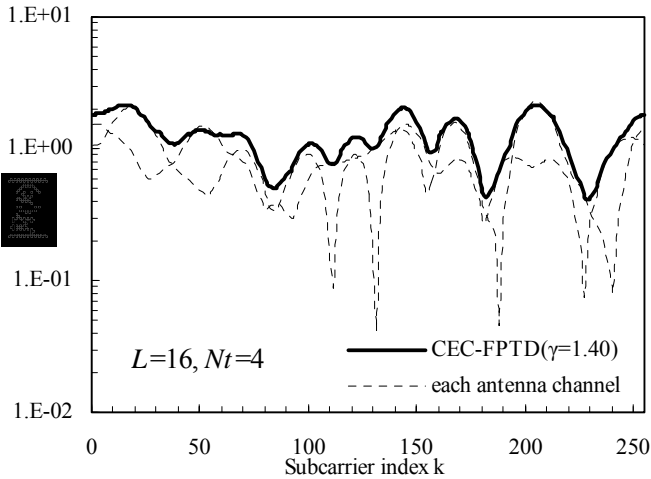


図2 MRC, MMSE, EGC 重みを用いる周波数領域等化受信の平均 BER 特性

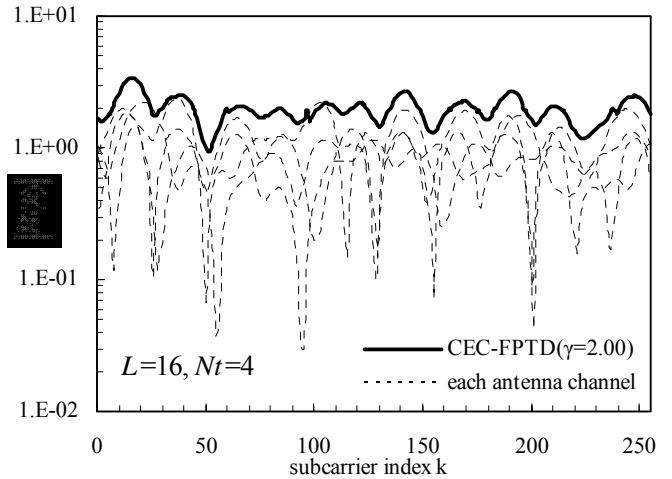
き、EGC 等化よりも MRC 等化の方がわずかに優れた BER 特性を与えることがわかる。これは MRC 等化が、逆拡散後の信号対雑音電力比を最大にするからである。一方 $U > 1$ のとき誤りフロアが発生している。これは周波数選択性フェージングのためにユーザ間の直交性が保てないためである。

3.3. FPTD を用いるときのチャンネル等価伝達関数

CEC 重みを用いた CEC-FPTD を用いるときの受信側で見た等価チャンネル伝達関数 $\tilde{H}_j(k)$ を図 3 に示す。等化送信を行っていないときのチャンネル伝達関数は大きく変動しているが、等化送信を行うことで伝達関数の変動が抑えられ、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ンネルに近づけることが出来る。このように送信アンテナ数を増やすことで周波数非選択性チャンネルに近づけることができるため、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。

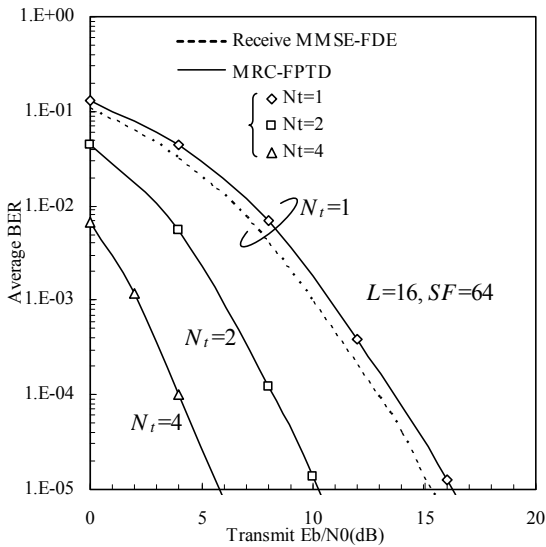


(a) $N_t=2$

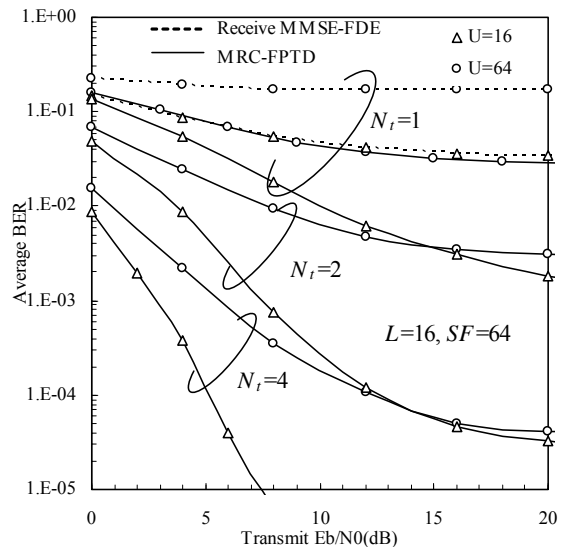


(b) $N_t=4$

図3 FPTD を用いたときの等価チャンネル伝達関数

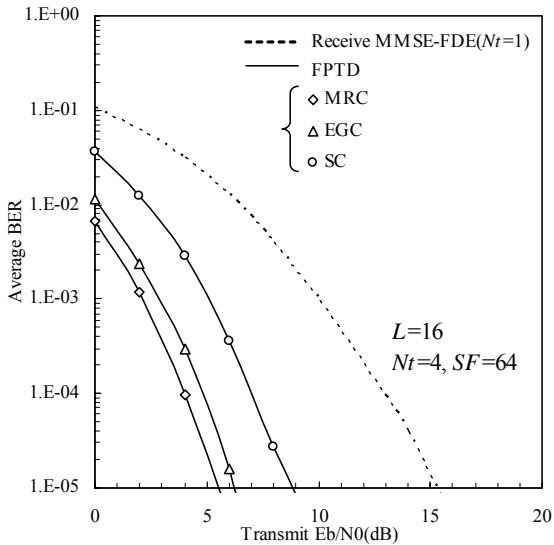


(a) $U=1$

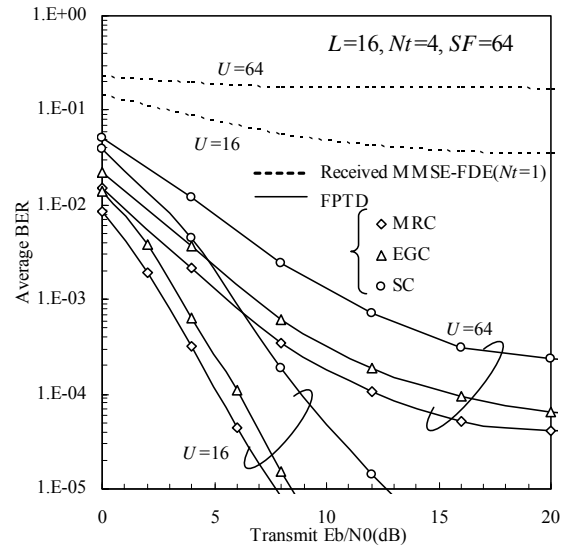


(b) $U=16, 64$

図4 MRC-FPTD の平均 BER 特性



(a) $U=1$



(b) $U=16, 64$

図 5 MRC-, EGC-, および SC-FPTD の BER 特性

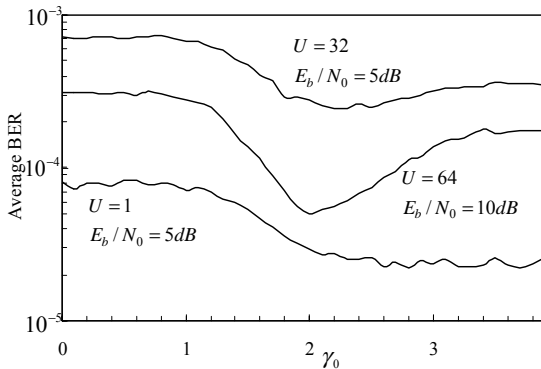


図 6 CEC 重みを用いる FPTD における閾値 γ_0 の影響

3.4. MRC 重みを用いる FPTD

MRC-FPTD の BER 特性を図 4 に示す．送信アンテナ数を増やすことで等化効果が向上し BER 特性は改善する．MRC-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，周波数領域受信等化を用いるときに比べて大幅に BER 特性が改善していることがわかる．興味深いのは，送信アンテナ数が 1 本のときの FPTD と周波数領域受信等化との比較である．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．

3.5. MRC, EGC, および SC 重みを用いる FPTD の特性比較

平均 BER 特性を図 5 に示す．ただし， $N_r=4$ としている．MRC-FPTD がユーザ数に関わらず最も良い特性を得ることができる． $U=1$ のとき， $N_r=1$ の FPTD と受

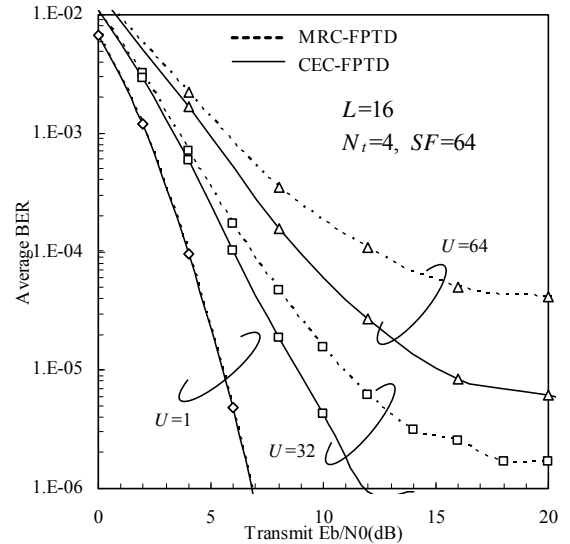


図 7 CEC-FPTD の平均 BER 特性

信 EGC 周波数領域等化の平均 BER 特性は同じである．これは両者が等価であるからである（付録参照）．

3.6. CEC 重みを用いる FTED

図 6 に閾値 γ_0 と平均 BER との関係を示す．平均 BER を最小にする γ_0 に最適値が存在することがわかる．ユーザ数が異なると γ_0 の最適値が異なる．CEC-FPTD の平均 BER 特性を図 7 に示す．ここで γ_0 は $U=1, 32$ の場合は $E_b/N_0=5\text{dB}$ ， $U=64$ の場合は $E_b/N_0=10\text{dB}$ で最適化した値を用いた．また，比較のため MRC 重みを用いた FPTD の平均 BER 特性もプロットした．最適 γ_0 を用いると，ユーザ数が大きい場合は MRC 重みよりも良い特性が得られることがわかる．この理由について以下で考察する．

送信シンボル $d_j(m)$ に対応する受信軟判定値は式(11)で表されている．式(11)の第 2 項が MAI 成分であり，MAI の分散 $2\sigma_{MAI}^2(m)$ は次式で与えられる．

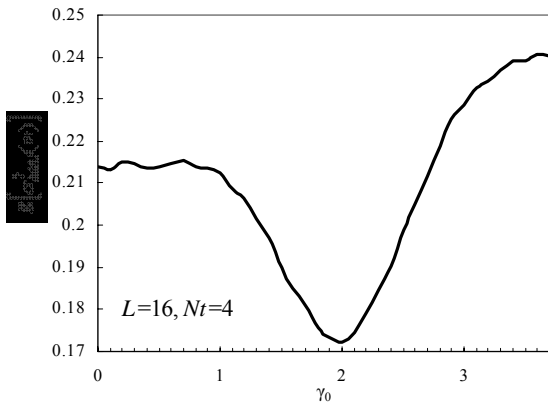


図 8 $E[\sigma_{MAI}^2(m)]$

$$2\sigma_{MAI}^2(m) = (2S/SF) \left\{ \sum_{k=mSF}^{(m+1)SF-1} |\tilde{H}_j(k)|^2 - |\bar{H}_j(m)|^2 \right\} \quad (13)$$

$\sigma_{MAI}^2(m)$ の標本平均 $E[\sigma_{MAI}^2(m)]$ を求めた結果を図 8 に示す。図 8 より $E[\sigma_{MAI}^2(m)]$ は $\gamma_0=2$ 付近で最小となることがわかる。最適 γ_0 を用いた CEC-FPTD は、 $\gamma_0 \rightarrow \infty$ としたとき、すなわち MRC-FPTD よりも $E[\sigma_{MAI}^2(m)]$ が小さくできるので、MAI をより低減できる。そのため CEC-FPTD の BER 特性は MRC-FPTD より改善するのである。

4. むすび

MC-CDMA/TDD 上りリンクの BER 特性を改善でき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は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、MRC、EGC、SC および CEC 等化の効果を比較したところ、閾値を用いて MRC と EGC を切り替える CEC 重みが最も良い特性を得ることができることが分かった。

文 献

- [1] W.C., Jakes Jr, Ed, *Microwave mobile communications*, Wiley, Newyork,1974.
- [2] S.Hara, and R.Prasad, "Overview of Multicarrier CDM," IEEE Commun. Mag., pp. 126-144, Dec. 1997
- [3] S.Hara, and R.Prasad, "Design and performance of multicarrier CDMA system in frequency-selective Rayleigh fading channels," IEEE Trans. Vehi. Technol., Vol.48, No.5, pp.1584-1595, Sept. 1999.
- [4] 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.
- [5] 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.
- [6] 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.
- [7] T. Lo, "Maximum ratio transmission," IEEE Trans. Commun., Vol. 47, pp. 1458-1461, Oct. 1999.
- [8] K. Caver, "Single-user and multiuser adaptive maximal ratio transmission for Rayleigh channels," IEEE Trans. Vehi. Technol., Vol.49, No.6, pp.2043-2050, Nov. 2000.
- [9] R. T. Derryberry, S. D. Gray, D. M. Ionescu, G. Mandyam, B. Raghothaman, "Transmit Diversity in 3G CDMA Systems," IEEE Commun. Mag., Vol.33 pp.68-75, Apr. 2002.
- [10] H. Shi, M. Katayama, T. Yamazato, H. Okada, and A. Ogawa, "An adaptive antenna selection scheme for transmit diversity in OFDM systems," Proc. IEEE VTC'01 fall, Vol. 4, pp. 2168-2172, Oct. 2001.
- [11] 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.
- [12] D.Garg and F.Adachi, "STTD decoding combined with MMSE equalization and diversity reception for MC-CDMA in the presence of multiple users," Proc. WPMC, Vol. 1, pp. 280-284, Oct. 2003.

付録:EGC 周波数領域等化受信と 1 送信アンテナを用いる FPTD との関係について

1 送信アンテナで 1 ユーザのとき ($N_t=U=1$), EGC 周波数領域等化受信後のサブキャリア k の成分は次式のように表される。

$$\begin{aligned} \tilde{R}_{EGC}(k) &= \left(\sqrt{\frac{2S}{SF}} H(k) s(k) + n(k) \right) w(k) \\ &= \sqrt{\frac{2S}{SF}} H(k) \frac{H^*(k)}{|H(k)|} s(k) + n(k) \frac{H^*(k)}{|H(k)|} \\ &= \sqrt{\frac{2S}{SF}} |H(k)| s(k) + n(k) \frac{H^*(k)}{|H(k)|} \end{aligned} \quad (A1)$$

第 1 項が信号成分で、第 2 項が雑音成分である。一方、1 送信アンテナを用いる FPTD のときの各サブキャリア成分は次式のように表される。

$$\begin{aligned} \tilde{R}_{FPTD}(k) &= \sqrt{\frac{2S}{SF}} H(k) w(k) s(k) + n(k) \\ &= \sqrt{\frac{2S}{SF}} H(k) \frac{H^*(k)}{|H(k)|} s(k) + n(k) \\ &= \sqrt{\frac{2S}{SF}} |H(k)| s(k) + n(k) \end{aligned} \quad (A2)$$

第 1 項が信号成分で、第 2 項が雑音成分である。EGC 周波数領域等化受信と FPTD の信号成分は同じであり、また、雑音電力も同じになる。このことより、両者の特性は一致することが分かる。