

周波数選択性フェージングチャネルにおける空間・周波数領域処理を用いる DS-CDMA の伝送特性

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 DS-CDMA では Rake 合成器というチャネル整合フィルタを用いることで周波数選択性フェージング環境下での伝送特性の改善が可能であるが、周波数選択性が強くなり過ぎる(チャネルのパス数が増え過ぎる)と大きなパス間干渉が発生し誤り率特性の深刻な劣化を招いてしまう。最近、周波数選択性フェージング環境下でのシングルキャリア伝送特性を改善する技術として、マルチキャリア符号分割マルチアクセス(MC-CDMA)などで用いられる周波数領域等化技術が注目されている。本論文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する周波数領域等化技術と受信アンテナダイバーシチを組み合わせることで DS-CDMA の平均誤り率(BER)特性を改善できることを計算機シミュレーションにより明らかにしている。

キーワード DS-CDMA, 周波数領域等化, MMSEC, 周波数選択性フェージング

The transmission performance with space and frequency-domain process for DS-CDMA

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 A coherent Rake combiner is employed as the channel matched filter in a DS-CDMA mobile radio. However, as the number of propagation paths increases, the coherent Rake receiver incurs the serious degradation in the bit error rate (BER) performance. Recently, frequency-domain equalization employed in multi-carrier code division multiple access (MC-CDMA) has been gaining an increasing popularity. In this paper, frequency-domain equalization achieving frequency diversity effect while suppressing inter-path-interference (IPI) is applied to a DS-CDMA system and its BER performance is evaluated by computer simulation. It is found by computer simulation that BER performance achievable with joint use of frequency-domain equalization and antenna receive diversity can be significantly improved in a severe frequency-selective fading channel.

Keyword DS-CDMA, Frequency-domain equalization, MMSEC, Frequency-selective fading

1. まえがき

移動無線チャ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。このようなチャネルは周波数選択性チャネルと呼ばれ、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 受信器というチャネル整合フィルタを用いる直接拡散符号分割多元接続(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 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、100Mbps のような超高速伝送の場合には無線チャ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、伝送特性が大幅に劣化してしまう。さらに、多数の Rake フィンガ数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)やマルチキャリア符号分割マルチアクセス(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 よりも優れた伝送特性を得ることができる[5]。しかしマルチキャリア伝送では送信信号のピーク対平均信号電力比(PAR)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、シングルキャリア伝送の周波数領域等化技術[6]が注目され始めた。周波数領域等化を用いたシングルキャリア伝送は MC-CDMA と同等の優れた特性を得ることができ[7]、PAR の問題も少なく、周波数領域等化の複雑度は無線チャネルの周波数選択性の強さに

は依存しないという利点がある．また最近では周波数領域等化を DS-CDMA 伝送系に適用する試みもなされている [8,9]．本論文では，周波数ダイバーシチ効果を得つつパス間干渉を抑圧する周波数領域等化技術と受信アンテナダイバーシチを組み合わせることを提案している．本論文は以下のような構成になっている．まず，第 2 章では，周波数領域等化を用いた DS-CDMA 伝送系について述べている．次いで第 3 章では，周波数領域等化を用いるときの平均ビット誤り率 (BER) 特性を計算機シミュレーションで求め，Rake 合成を用いるときの BER 特性と比較している．

2. 空間・周波数領域処理を用いる DS-CDMA

2.1. 信号伝送系

図 1 に周波数領域等化を用いる DS-CDMA 伝送系の構成を示す．送信側では 2 値送信データ系列をデータ変調し，拡散率 SF の拡散符号で拡散する．拡散後のチップ系列を N_c 個のチップから成るデータフレームに分割し，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) として挿入して送信する．図 2 にガードインターバル挿入後のフレーム構成を示す．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．受信機では，各アンテナでの受信信号に高速フーリエ変換 (FFT) を適用して周波数等化とダイバーシチ合成を行った後，逆 FFT (IFFT) を適用して時間領域信号波形に変換し，逆拡散を行う．最後にデータ復調する．

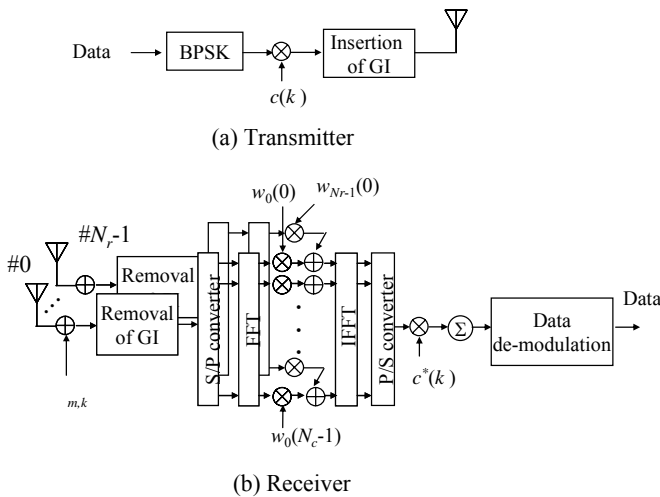


図 1 周波数領域等化を用いた DS-CDMA 伝送系

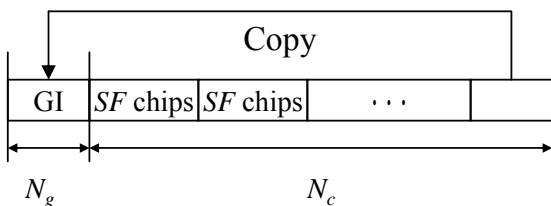


図 2 1 データフレームのチップ系列

2.2. DS-CDMA 伝送系の数式表現

本論文ではチップ時刻毎の離散表現を用いる．1 フレームのデータシンボル系列を $\{d(n); n=0 \sim N_c/SF-1\}$ ，拡

散率 SF の拡散符号を $\{c(k); k=..., -1, 0, 1, \dots\}$ とする．ここで， N_c/SF は整数になるように N_c と SF を選ぶものとする．GI を挿入した後のチップ系列 $\{s(k); k=0 \sim N_c-1\}$ の等価低域表現は次式のようになる．

$$s(k) = \sqrt{2E_c/T_c} d(\lfloor k/SF \rfloor) \cdot c(k), \quad k = -N_g \sim N_c-1 \quad (1)$$

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．

無線チャネルは独立に変動する L 個のパスから構成される周波数選択性チャネルであるものとする．第 l パスの遅延時間 τ_l は $\tau_l = l T_c$ チップであるものとする．チップ時刻 k において第 m 受信アンテナで受信された信号 $\{r_m(k); m=0 \sim N_r-1\}$ は次式のようになる．

$$r_m(k) = \sqrt{2E_c/T_c} \sum_{l=0}^{L-1} \xi_{l,m} s(k-l) + \eta_m(k) \quad (2)$$

ここで， $\xi_{l,m}$ は第 m 受信アンテナで観測される第 l パスの複素パス利得で $\sum_{l=0}^{L-1} E[|\xi_{l,m}|^2] = 1$ であるものとし，

$\eta_m(k)$ は零平均で分散が $2N_0/T$ の複素ガウス雑音過程である． N_0 は相加性白色ガウス雑音過程 (AWGN) の片側電力スペクトル密度である．なお，本論文ではブロックフェージングを仮定し，1 フレームにわたってパス利得は変動しないものとしている．

受信機では，GI を削除した後， N_c ポイント FFT を適用して N_c 個の周波数成分 $\{R_m(n); n=0 \sim N_c-1\}$ に分解する (MC-CDMA 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)．第 n サブキャリア成分 $R_m(n)$ は次式で表せる．

$$R_m(n) = \sqrt{2E_c/T_c} H_m(n) S(n) + \eta'_m(n) \quad (3)$$

ここで， $H_m(n)$ ， $S(n)$ および $\eta'_m(n)$ はそれぞれ次式で与えられる第 n サブキャリア点のチャネル利得， N_c 個からなる送信チップ系列の周波数成分および雑音成分である．

$$\begin{cases} H_m(n) = \sum_{l=0}^{L-1} \xi_{l,m} \exp\left(-j \frac{2\pi l}{N_c} n\right) \\ S(n) = \sum_{k=0}^{N_c-1} s(k) \exp\left(-j \frac{2\pi k}{N_c} n\right) \\ \eta'_m(n) = \sum_{k=0}^{N_c-1} \eta_m(k) \exp\left(-j \frac{2\pi k}{N_c} n\right) \end{cases} \quad (4)$$

次に，次式のように，サブキャリアごとに 1 タップ周波数等化とアンテナ受信ダイバーシチ合成を行う．

$$\tilde{R}(n) = \sum_{m=0}^{N_r-1} R_m(n) w_m(n) \quad (5)$$

ここで， $w_m(n)$ は周波数等化とアンテナダイバーシチ合

成の重みであり，次式で与えられる最小 2 乗誤差合成 (MMSEC) および直交再生合成 (ORC) 重みを用いる [4] .

$$w_m(n) = \begin{cases} \frac{H_m^*(n)}{\sum_{m=0}^{N_r-1} |H_m(n)|^2 + (E_c/N_0)^{-1}}, & \text{MMSEC} \\ \frac{H_m^*(n)}{\sum_{m=0}^{N_r-1} |H_m(n)|^2}, & \text{ORC} \end{cases} \quad (6)$$

なお， 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 . ORC では周波数非選択性チャンネルを完全再生できるものの，雑音強調が発生する . MMSEC は周波数非選択性チャンネルの完全再生をあきらめて雑音強調を抑圧する .

周波数等化とダイバーシチ合成を行って得られた N_c 個のサブキャリア成分 $\{\tilde{R}(n); n=0 \sim N_c-1\}$ に N_c ポイント IFFT を適用して時間領域のチップ系列 $\{\tilde{r}(k); k=0 \sim N_c-1\}$ に変換する . $\tilde{r}(k)$ は次式のように表される .

$$\tilde{r}(k) = \begin{cases} \frac{1}{N_c} \sqrt{2E_c/T_c} s(k) \frac{\sum_{m=0}^{N_c-1} |H_m(n)|^2}{\sum_{m=0}^{N_r-1} |H_m(n)|^2 + (E_c/N_0)^{-1}} \\ + \frac{1}{N_c} \sqrt{2E_c/T_c} \frac{\sum_{m=0}^{N_c-1} |H_m(n)|^2}{\sum_{m=0}^{N_r-1} |H_m(n)|^2 + (E_c/N_0)^{-1}} \\ \times \sum_{\substack{k'=0 \\ \neq k}}^{N_c-1} s(k') \exp\left(j \frac{2\pi(k-k')}{N_c} n\right) \\ + \eta''(k) & , \text{MMSEC} \\ \sqrt{2E_c/T_c} s(k) + \eta'''(k) & , \text{ORC} \end{cases} \quad (8)$$

ここで $\eta''(k)$, $\eta'''(k)$ はそれぞれ MMSEC および ORC 重みを用いたときの時刻 k における雑音成分である . ORC では周波数非選択性チャンネルが完全再生されるから，符号間干渉が発生していないことが分かる . 一方，MMSEC の場合，第 2 項で表わされる符号間干渉成分が発生している . チップ系列 $\{\tilde{r}(k)\}$ を次式のように逆拡散して軟判定値系列 $\{\tilde{d}(n); n=0 \sim N_c/SF-1\}$ を得る .

$$\tilde{d}(n) = \frac{1}{SF} \sum_{k=nSF}^{(n+1)SF-1} \tilde{r}(k) \cdot c^*(k) \quad (7)$$

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 .

3. 計算機シミュレーション

3.1. 計算機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 . BPSK データ変調， $N_c=256$ および $N_g=32$ を仮定した . また，フェージングチャンネルは，減衰指数 α (dB) 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ンネルであるものとした . 受信機のタイミング再生とチャン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

| | Modulation | BPSK |
|-------------|-------------------------------|--|
| Transmitter | Number of FFT points | $N_c=256$ |
| | Guard interval length | $N_g=32$ (chip) |
| | Spreading sequence | Long PN sequence |
| | Spreading Factor | $SF=1 \sim 256$ |
| 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 received antennas | $N_r=1,2,4$ |
| | Frequency-domain Equalization | ORC,MMSEC |
| | Channel estimation | Ideal |

3.2. ORC と MMSEC 周波数領域等化との比較

図 3 に，MMSEC および ORC 周波数領域等化を用いるときの平均 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 . ORC 等化では周波数非選択性チャンネルが完全に再生されるため SF によらず同じ平均 BER 特性が得られている . MMSEC では ORC より優れた特性が得られている . MMSEC の場合， SF が大きくなるにつれ，符号間干渉成分が抑圧されるため平均 BER 特性が改善することが分かる . また， $SF=256$ では $SF=1$ と比較して $BER=10^{-4}$ を満たす所要平均受信 E_b/N_0 が 5dB 程度改善していることが分かる . $SF=1$ は拡散しないシングルキャリア伝送と等価である . DS-CDMA では伝送レートを犠牲にすればシングルキャリア伝送よりも優れた BER 特性を得ることができる . しかし $SF=64$ で符号間干渉はほとんど抑圧されるため，それ以上 SF を大きくすることによる改善効果は少ないことが分かる .

下では MMSEC 等化を用いるものとする。

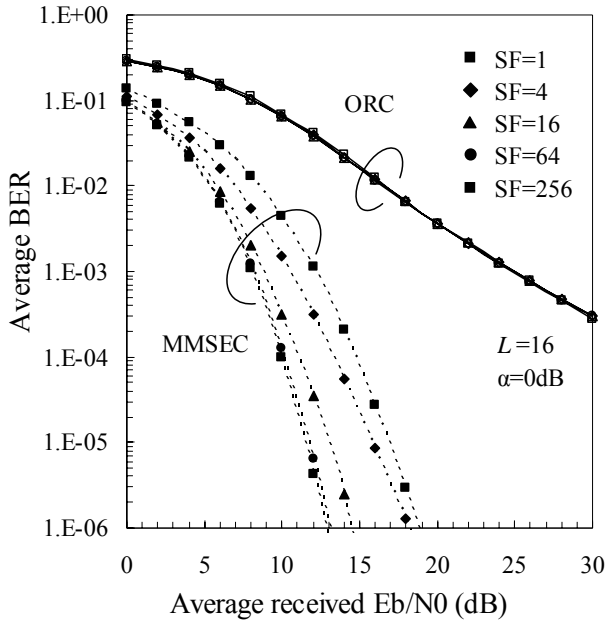
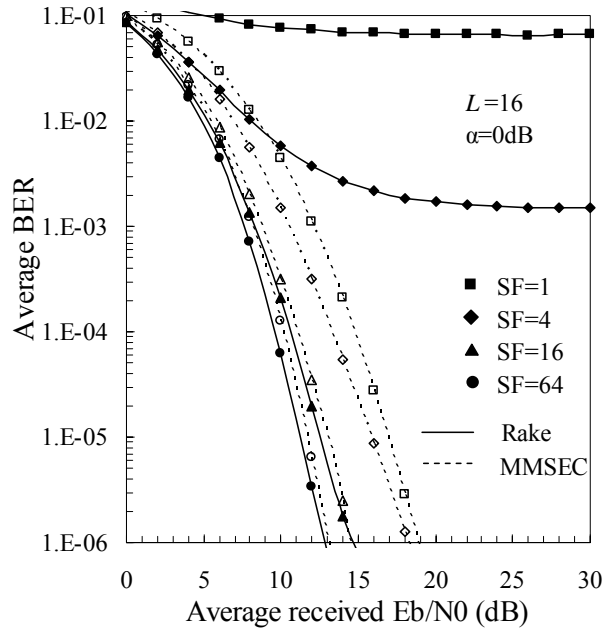


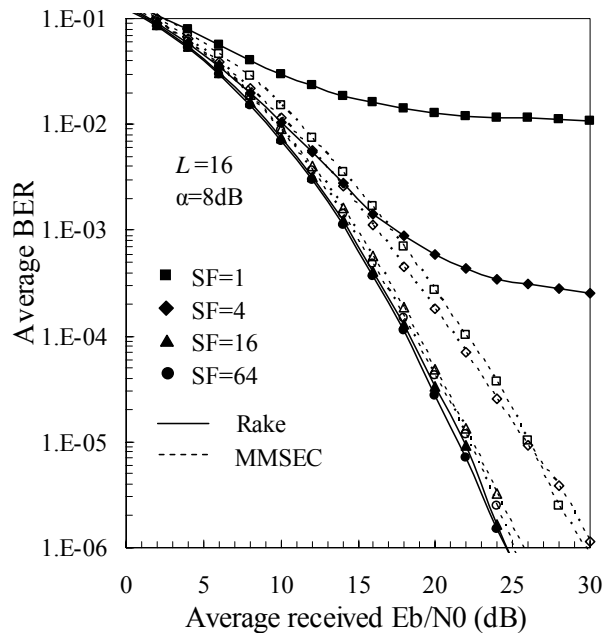
図 3 MMSEC および ORC 周波数領域等化を用いるときの平均 BER 特性

3.3. 理想 Rake 合成との比較

図 4 に、MMSEC 周波数領域等化を用いるときの平均 BER 特性と理想 Rake 合成のそれとの比較を示す。指数電力遅延プロファイルの減衰指数を $\alpha=0$ (周波数選択性の強いチャネル) および 8dB (周波数選択性の弱いチャネル), 拡散率を $SF=1, 16, 64$ とした。 $SF=1$ および 4 のとき, Rake 合成では符号間干渉のため誤りフロアが発生しているが, MMSEC 周波数領域等化を用いるときにはこのような誤りフロアが見られない (なお, $\alpha=8\text{dB}$ では, $\alpha=0\text{dB}$ のときと比較して見かけ上のパス数が少なく (周波数選択性が弱く), 符号間干渉が小さいため, Rake 合成の誤りフロアが低くなっている)。すなわち, MMSEC 周波数領域等化は Rake 合成より優れた BER 特性を与える。しかし, $SF=64$ ではパス間干渉を大きく抑圧できるため Rake 合成の平均 BER 特性が大幅に改善し, MMSEC 周波数等化よりわずかではあるが優れた BER 特性が得られている。0.5dB の特性差はガードインターバル挿入による電力損である。周波数領域等化を用いると周波数選択性フェージングを利用して周波数ダイバーシチ効果を得ることができるので, $\alpha=8\text{dB}$ のときよりも $\alpha=0\text{dB}$ のときに優れた BER 特性が得られている。 $SF=64$ のとき, $\alpha=0\text{dB}$ では $\alpha=8\text{dB}$ と比較して $BER=10^{-4}$ を満たす所要平均受信 E_b/N_0 が 8.5dB 程度改善している。



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



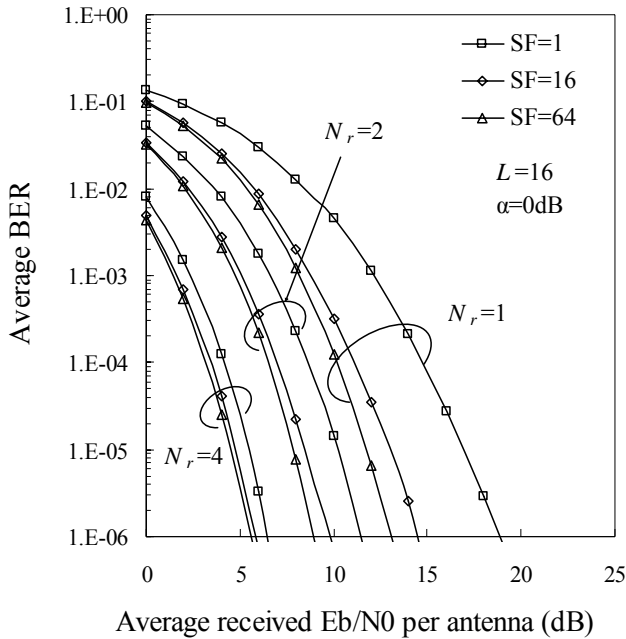
(b) $\alpha=8\text{dB}$

図 4 DS-CDMA 伝送系における MMSEC 周波数領域等化と理想 Rake 合成の比較

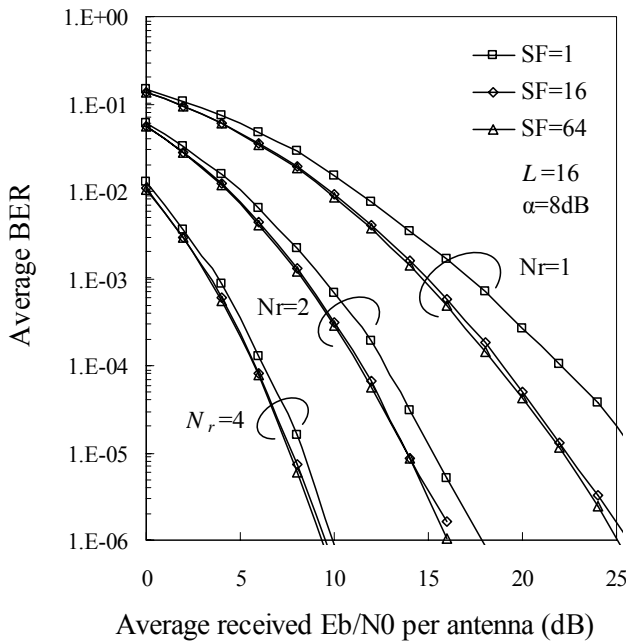
3.4. MMSEC 周波数領域等化と受信アンテナダイバーシチの併用効果

図 5 に受信アンテナ数をパラメータとしてプロットした平均 BER 特性を示す。指数電力遅延プロファイルの減衰指数を $\alpha=0$ および 8dB, 拡散率を $SF=1, 16, 64$ とした。受信アンテナダイバーシチは周波数選択性の強さによらず平均 BER 特性の改善に有効であることが分かる。なお, $\alpha=0\text{dB}$ では, $\alpha=8\text{dB}$ のときと比較して大きな周波数ダイバーシチ効果が得られる。 $N_r=4$ で $SF=64$ のとき, $\alpha=0\text{dB}$ では $\alpha=8\text{dB}$ と比較して $BER=10^{-4}$

を満たす所要平均受信 E_b/N_0 が 2.5dB 程度改善している。



(a) 減衰指数 $\alpha=0$ dB



(b) 減衰指数 $\alpha=8$ dB

図 5 MMSEC 周波数領域等化と受信アンテナダイバーシチを併用したときの平均 BER 特性

4. 結論

DS-CDMA 伝送系における周波数領域等化と受信アンテナダイバーシチの併用効果を計算機シミュレーションにより明らかにした。MMSEC 周波数領域等化を用いた場合、 SF が大きくなるにつれて符号間干渉成分が抑圧されるため平均 BER 特性が改善することが分かった。比較的小さい拡散率を用いる(たとえば、 $SF=1$

および 4) ときには、大きな符号間干渉により Rake 合成では誤りフロアが発生するが、MMSEC 周波数領域等化では優れた BER 特性が得られ、このような誤りフロアが発生しない。 $SF=16$ 以上のとき、Rake 合成でも符号間干渉の影響が十分小さいので MMSEC 周波数領域等化とほぼ同じ BER 特性が得られる。しかし、無線チャネルのパス数が多い場合、Rake 合成では多数の Rake フィンガが必要になるが、MMSEC 周波数領域等化の演算複雑度はパス数に依存しないため、MMSEC 周波数領域等化は実用的であると言える。また、無線チャネルの周波数選択性の強さによらず受信アンテナダイバーシチは BER 特性の改善に効果的であることを示した。

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] T. Sao and F. Adachi, "On diversity reception of multirate MC-CDMA signals,"(in Japanese) *IEICE technical report*, RCS2002-204, pp.73-78, Nov. 2002.
- [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] D. Falconer, et al., "Frequency domain equalization for single-carrier broadband wireless systems," *IEEE Commun. Mag.*, Vol. 40, pp.58-66, Apr. 2002.
- [7] 武田, 板垣, 木村, 安達, "周波数領域等化を用いるシングルキャリア伝送のダイバーシチ受信時の誤り率特性について", *電子情報通信学会総合大会講演論文集*, p.505. 2003 年 3 月.
- [8] T. Itagaki, T. Sao and F. Adachi, "Frequency and space diversity for orthogonal multicode DS-CDMA,"(in Japanese) *IEICE technical report*, RCS2002-341, pp.217-221, March. 2003.
- [9] 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.