

周波数領域送信等化 DS-CDMA のビット誤り率の理論解析

留場 宏道[†] 武田 和晃[†] 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, 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、最近、周波数領域送信等化が注目されている。周波数領域送信等化では送信側でチャネル情報を用いてあらかじめ周波数領域でチャネル等化処理を行う。周波数領域送信等化と送信アンテナダイバーシチ技術とを組み合わせることにより優れた伝送特性改善効果が得られることがわかってきた。しかし、これまでの検討は計算機シミュレーションによるものが殆どであった。本報告ではチャネル利得が与えられたときの条件付ビット誤り率(BER)特性を導出している。導出した条件付 BER を用いて数値計算により平均 BER を求め、計算機シミュレーションにより理論検討の妥当性を示している。

キーワード 周波数選択性フェージング, 周波数領域送信等化, アンテナダイバーシチ, DS-CDMA

BER Performance Analysis of DS-CDMA with Frequency-domain Pre-equalization

Hiromichi TOMEBA[†] Kazuaki TAKEDA[†] 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, takeda}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡] adachi@ecei.tohoku.ac.jp

Abstract Recently, frequency-domain pre-equalization (pre-FDE) transmission has been attracting attention for improving the SC transmission (e.g., DS-CDMA) performance in a frequency-selective fading channel. Pre-FDE equalizes the transmit signal by using the channel state information at the transmitter side. It has been found that joint pre-FDE and transmit antenna diversity combining is very effective to further improve the transmission performance. However, most of the performance evaluation of pre-FDE was based on the computer simulation only. In this paper, the conditional bit error rate (BER) analysis for the given set of channel gains is presented in a frequency-selective fading channel. The average BER performance in a frequency-selective Rayleigh fading is evaluated by Monte-Carlo numerical computation method using the derived conditional BER and is confirmed by computer simulation of the signal transmission.

Keyword Frequency-selective fading channel, frequency-domain pre-equalization, antenna diversity, DS-CDMA

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[1,2]。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 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[3]。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(IPI)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、シングルキャリア伝送を対象とした周波数領域等化技術が注目されている[4]。周波数領域等化をシングルキャリア伝送に適用すれば MC-CDMA と同等の優れた特性を得ることができる[5,6]。また、最近では周波数領域送信等化[7-10]が注目されてきている。筆者らは、送信側でチャネル情報を用いて周波数成分毎に送信ダイバーシチを行うことでチャネルを周波数非選択性チャネルに近づける周波数領域等化送信ダイバーシチ(FPTD) [11,12], および 1 アンテナを用いて送信信号と受信信号の相対平均二乗誤差を最小にする MMSE 送信等化重みを用いる周波数領域送信等化[13]を提案し、周波数選択性フェージング環境下において優れた伝送特性を得ることができることを示してきた。

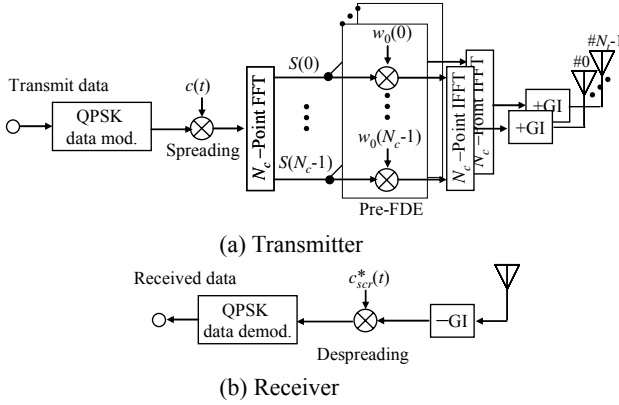


図1 周波数領域送信等化を用いる DS-CDMA 送受信系

更なる BER 特性の改善には周波数領域送信等化と送信アンテナダイバーシチの採用が効果的である。しかし、これまでの検討はシミュレーションによるものが殆どであり、理論検討は見当たらない。そこで本論文では、周波数領域送信等化と送信アンテナダイバーシチを併用したときのビット誤り率(BER)の理論値を求めている。本論文は以下のような構成になっている。第2章では周波数領域送信等化とアンテナダイバーシチを用いる DS-CDMA 伝送系について述べ、次いで第3章では、チャネル利得が与えられたときの条件付 BER の理論特性を導出している。第4章では導出した条件付 BER をもとにモンテカルロ数値計算によって平均 BER を求め、計算機シミュレーション結果と比較している。最後に第5章でまとめる。

2. 周波数領域送信等化を用いる DS-CDMA 送受信系

周波数領域送信等化を用いる DS-CDMA の送受信系を図1に示す。送信機では、送信シンボル系列を N_c/SF 個のシンボル (N_c は FFT ポイント数, SF は拡散率) 毎のブロック系列に分割し、各ブロックを拡散率 SF の拡散符号系列 $\{c(t); t=0 \sim N_c-1\}$ を用いて拡散する。そしてブロック毎に N_c ポイント FFT を適用した後に、送信等化重みを乗算する。その後、 N_c ポイント IFFT を用いて時間領域送信信号を生成する。これにガードインターバル (GI) を付加して送信する。受信局では受信信号から GI を取り除いた後に逆拡散し、データ復調する。以下では、一般性を失うことなく、1 ブロックのデータシンボル $\{d(i); i=0 \sim N_c/SF-1\}$ を送信するものとする。

2.1. 送信等化

拡散された信号 $\{s(t); t=0 \sim N_c-1\}$ は次式のように表される。

$$s(t) = c(t) d\left(\left\lfloor \frac{t}{SF} \right\rfloor\right) \quad (1)$$

ここで、 $\lfloor x \rfloor$ 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。

$$S(k) = \sum_{t=0}^{N_c-1} s(t) \exp\left(-j2\pi t \frac{k}{N_c}\right), \quad k=0 \sim N_c-1 \quad (2)$$

周波数成分毎に送信等化重みを乗算する。送信等化後の第 k 周波数成分は次式のように表される。

$$\tilde{S}_n(k) = S(k) w_n(k) \quad (3)$$

ここで、 $\tilde{S}_n(k)$ は n 番目の送信アンテナから送信される送信信号の周波数成分を表し、 $w_n(k)$ は送信等化重みである(式(2)参照)。式(3)に N_c ポイント IFFT を適用し、 N_g チップの GI を付加することにより、送信信号チップ系列 $\{\tilde{s}_n(t); n=0 \sim N_f-1, t=-N_g \sim N_c-1\}$ が生成される。

$$\tilde{s}_n(t) = C \sqrt{\frac{2E_c}{T_c}} \sum_{k=0}^{N_c-1} \left\{ \frac{1}{N_c} S(k) w_n(k) \right\} \exp\left(j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \quad (4)$$

ここで E_c は1チップあたりの信号エネルギー、 T_c はチップ長を表す。また、 C は電力の正規化項であり次式で与えられる。

$$C = \sqrt{\frac{N_c}{\sum_{k=0}^{N_c-1} \sum_{n=0}^{N_f-1} |w_n(k)|^2}} \quad (5)$$

2.2. 受信信号

送信信号は、周波数選択性フェージングチャネルを伝播して受信局に受信される。本論文では準静的ブロックフェージングを仮定している。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 τ_l は $\tau_l = lT_c$ であるものとする。送信信号は各パスを伝播して受信される。受信局で観測される各送信アンテナと受信アンテナ間のフェージングチャネルのインパルス応答 $h_n(t)$ はパス l の複素パス利得 $\{h_{n,l}; n=0 \sim N_f-1, l=0 \sim L-1\}$ を用いて次式で表される。

$$h_n(t) = \sum_{l=0}^{L-1} h_{n,l} \delta(t - \tau_l) \quad (6)$$

受信信号は次式のように表される。

$$r(t) = \sum_{n=0}^{N_f-1} \sum_{l=0}^{L-1} h_{n,l} \tilde{s}_n(t - \tau_l) + \eta(t) \quad (7)$$

ここで、 $\eta(t)$ は平均 0 で分散 $2N_0/T_c$ の加法性白色ガウス雑音(AWGN)を表す。ここで N_0 は AWGN の片側電力スペクトル密度を表す。受信信号から GI を除去した後、以下のような逆拡散により軟判定値系列 $\{\tilde{d}(i); i=0 \sim N_c/SF-1\}$ を得る。

$$\tilde{d}(i) = \frac{1}{SF} \sum_{t=iSF}^{(i+1)SF-1} r(t) c^*(t) \quad (8)$$

3. 平均ビット誤り率

式(2)と(4)を式(7)に代入すると次式を得る。

$$r(t) = \frac{C}{N_c} \sqrt{\frac{2E_c}{T_c}} \left(\sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{H}(k) \right) s(t) + \frac{C}{N_c} \sqrt{\frac{2E_c}{T_c}} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{H}(k) \sum_{\substack{\tau=0 \\ \tau \neq t}}^{N_c-1} s(\tau) \left(j2\pi k \frac{t-\tau}{N_c} \right) + \eta(t) \quad (9)$$

ここで、 $H_n(k)$ はチャネル利得、 $\hat{H}(k)$ は等価チャネル利得を表し、それぞれ次式で与えられる。

$$\begin{cases} H_n(k) = \sum_{l=0}^{L-1} h_{n,l} \exp\left(-j2\pi k \frac{\tau_l}{N_c}\right) \\ \hat{H}(k) = \sum_{n=0}^{N_r-1} w_n(k) H_n(k) \end{cases} \quad (10)$$

なお、本論文では送信等化重みとして次式で与えられる ZF, MR および MMSE 重みを用いている[13].

$$w_n(k) = \begin{cases} \frac{H_n^*(k)}{\sum_{n=0}^{N_r-1} |H_n^*(k)|^2}, & \text{ZF} \\ H_n^*(k), & \text{MR} \\ \frac{H_n^*(k)}{\sum_{n=0}^{N_r-1} |H_n^*(k)|^2 + \left(\frac{E_c}{N_0}\right)^{-1}}, & \text{MMSE} \end{cases} \quad (11)$$

式(9)を式(8)に代入することにより次式を得る。

$$\hat{d}(i) = C \sqrt{\frac{2E_c}{T_c}} \left(\frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{H}(k) \right) d(i) + \mu_{ICI} + \mu_{noise} \quad (12)$$

上式において、第1項が希望信号成分、第2項がチップ間干渉(ICI)成分、第3項が雑音成分である。第2項および第3項はそれぞれ次式のように表される。

$$\begin{cases} \mu_{ICI} = \frac{C}{SF \cdot N_c} \sqrt{\frac{2E_c}{T_c}} \sum_{t=iSF}^{(i+1)SF-1} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{H}(k) \sum_{\substack{\tau=0 \\ \tau \neq t}}^{N_c-1} s(\tau) \left(j2\pi k \frac{t-\tau}{N_c} \right) c^*(t) \\ \mu_{noise} = \frac{1}{SF} \sum_{t=iSF}^{(i+1)SF-1} \eta(t) c^*(t) \end{cases} \quad (13)$$

ここで、式(13)より $\hat{d}(i)$ は $C \sqrt{\frac{2E_c}{T_c}} \left(\frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{H}(k) \right) d(i)$ を平均とする確率変数となることが分かる。 μ_{ICI} を零平均のガウス雑音として近似すると、 μ_{ICI} と μ_{noise} の和は新たな零平均のガウス雑音 μ として扱うことができる。 μ の分散 $2\sigma_\mu^2$ は次式で与えられる。

$$2\sigma_\mu^2 = E[|\mu|^2] = 2\sigma_{ICI}^2 + 2\sigma_{noise}^2 \quad (14)$$

式(13)より $2\sigma_{ICI}^2$ および $2\sigma_{noise}^2$ を求めることができ、それぞれ次式で与えられる(導出略)。

$$2\sigma_{ICI}^2 = E[|\mu_{ICI}|^2] = \frac{N_c}{\sum_{n=0}^{N_r-1} \sum_{k=0}^{N_c-1} |w_n(k)|^2} \frac{1}{SF} \frac{2E_c}{T_c} \left[\frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} |\hat{H}(k)|^2 - \left| \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{H}(k) \right|^2 \right] \quad (15)$$

$$2\sigma_{noise}^2 = E[|\mu_{noise}|^2] = \frac{1}{SF^2} \sum_{t=iSF}^{(i+1)SF-1} E[|\eta(t)|^2] = \frac{1}{SF} \frac{2N_0}{T_c} \quad (16)$$

ここで $E_s = E_c SF$ は送信シンボルエネルギーである。

QPSK データ変調を仮定した場合、チャネル利得行列 $\mathbf{H} = [H_0(0), H_0(1), \dots, H_0(N_c-1), \dots, H_{N_r-1}(0), H_{N_r-1}(1), \dots, H_{N_r-1}(N_c-1)]$ が与えられた時の条件付 BER は次式となる[2].

$$P_b\left(\frac{E_s}{N_0}, \mathbf{H}\right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left[\sqrt{\frac{1}{4} \gamma\left(\frac{E_s}{N_0}, \mathbf{H}\right)}\right] \quad (17)$$

ここで、 $\operatorname{erfc}[x] = (2/\sqrt{\pi}) \int_x^\infty \exp(-t^2) dt$ は誤差補関数である。また、 $\gamma(E_s/N_0, \mathbf{H})$ は瞬時信号電力対干渉+雑音電力比(SINR)であり、式(15)および式(16)より次式で表される。

$$\begin{aligned} \gamma\left(\frac{E_s}{N_0}, \mathbf{H}\right) &= \frac{\frac{N_c}{\sum_{n=0}^{N_r-1} \sum_{k=0}^{N_c-1} |w_n(k)|^2} \frac{2E_c}{T_c} \left| \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{H}(k) \right|^2}{\sigma_\mu^2} \\ &= \frac{2 \frac{E_s}{N_0} \left| \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{H}(k) \right|^2}{\frac{1}{SF} \frac{E_s}{N_0} \left[\frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} |\hat{H}(k)|^2 - \left| \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{H}(k) \right|^2 \right] + \frac{1}{N_c} \sum_{n=0}^{N_r-1} \sum_{k=0}^{N_c-1} |w_n(k)|^2} \end{aligned} \quad (18)$$

次式のように、 \mathbf{H} のとり得る全ての範囲にわたって式(18)を平均することで平均 BER が求められる。

$$P_b\left(\frac{E_s}{N_0}\right) = \operatorname{ave}_{\mathbf{H}} \left[P_b\left(\frac{E_s}{N_0}, \mathbf{H}\right) \right] \quad (19)$$

4. 数値計算と計算機シミュレーション

数値計算および計算機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を仮定した(すなわち $E[|h_{n,l}|^2] = 1/L$ for all l, n)。なお、比較のために MC-CDMA における平均 BER 特性も求めた。

平均 BER の理論特性は以下の方法で求めた。まず、各送信アンテナのパス利得 $\{h_{n,l}; n=0 \sim N_r-1, l=0 \sim L-1\}$ を生成し、式(10)によりチャネル利得行列 $\{H_n(k); n=0 \sim N_r-1, k=0 \sim N_c-1\}$ を求めた。そして、 $\{H_n(k)\}$ を用いて、式(11)の周波数領域送信等化重み $\{w_n(k); n=0 \sim N_r-1, k=0 \sim N_c-1\}$ を求めた。次に、送信 E_s/N_0 が与え

られたときの条件付 BER を式(17)を用いて計算し、この計算を繰り返して平均することで式(19)で表される平均 BER を求めた。

表 1 シミュレーション条件

Data modulation		QPSK
Transmitter	No. of FFT points	$N_c=256$
	Guard interval	$N_g=32$
	Spreading factor	$SF=1\sim 256$
	No. of transmit antennas	$N_t=1, 2, 4$
	Pre-equalization weight	ZF, MR, MMSE
Channel model	No. of paths	$L=16$
	Power delay profile	uniform
	Time delay	$\tau_l=lT_c, l=0\sim L-1$
Channel estimation		ideal

4.1. 平均 BER 特性

送信アンテナ数を 1 とし、拡散率 SF をパラメータとしたときの平均 BER 特性を図 2 に示す。MMSE 重みでは、拡散率によらず最も優れた BER 特性が得られる。これは周波数非選択性チャネルの完全再生をきざめることで、高い平均受信電力を保ちつつ大きな周波数ダイバーシチ利得を得ることができるためである。MR 重みは拡散率が低い場合には高い BER フロアが発生していることが分かる。これは MR 重みがチャネルの周波数選択性を強調することにより、大きな周波数ダイバーシチ利得が得られるものの、大きな ICI を発生させてしまうためである。ZF 重みは ICI を完全に抑圧できる一方で、送信電力一定の拘束条件のもとでは平均受信電力が小さくなってしまいうため、特に拡散率が大きい場合には MMSE 重みと MR 重みと比較して BER 特性が劣化していることが分かる。また、計算機シミュレーション結果と理論値は MMSE

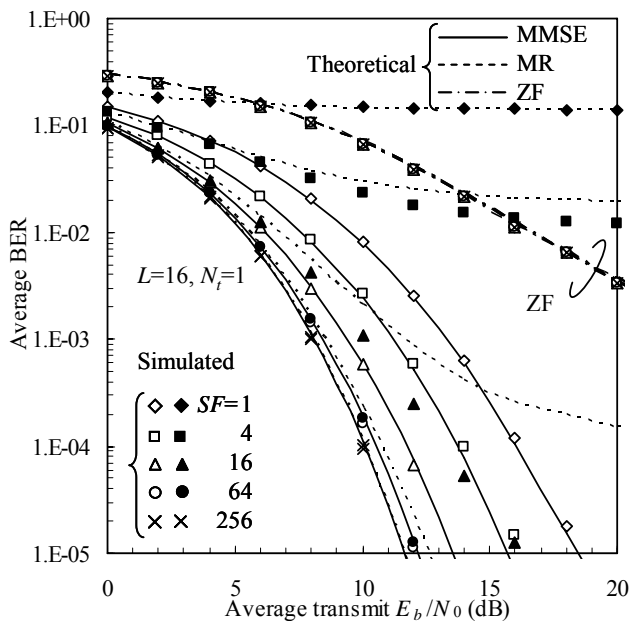


図 2 MMSE, MR および ZF 重みの平均 BER 特性

重みと ZF 重みではほぼ一致している。しかし、MR 重みでは低拡散率時にシミュレーション結果と理論値との間に乖離が見られる。これは、低拡散時には MR 重みで発生する ICI 成分のガウス近似の精度が低くなるためである。

送信アンテナ数を増やしたときの平均 BER 特性を図 3 に示す。なお、MMSE 重みの特性のみをプロットしている。送信アンテナを増やすことでより大きなダイバーシチ利得が得られるため BER 特性は大幅に改善し、 $SF=1$ において $BER=10^{-4}$ を達成する所要 E_b/N_0 を $N_t=2(4)$ で 7(12)dB 改善できる。また、ダイバーシチ効果によりチャネルの周波数非選択性のある程度再生できるため、残留干渉成分を大幅に削減することができる。そのため、拡散率による BER 特性の違いが小さくなり、 $N_t=1$ においては $SF=1$ と $SF=256$ とで $BER=10^{-4}$ を達成する所要 E_b/N_0 が 6dB 違うのに対して、 $N_t=4$ ではその差を 1dB 程度まで小さくできる。

MC-CDMA との BER 特性の比較を図 4 に示す。図 4 より $SF=1$ のときは DS-CDMA の方が優れた BER 特性を与えることが分かる。これは DS-CDMA では拡散率によらず常に大きな周波数ダイバーシチ利得が得られるのに対して、MC-CDMA では $SF=1$ のときには周波数ダイバーシチ利得が得られないためである。しかし、拡散率を大きくすることにより MC-CDMA も周波数ダイバーシチ効果が得られ、 $SF=16$ においては DS-CDMA よりも優れた BER 特性を与えていることがわかる。これはコード多重を行わない MC-CDMA では ICI が全く発生しないのに対して、MMSE 重みを用いる DS-CDMA では残留 ICI が発生するためである。また $SF=64$ または 256 とすると DS-CDMA の残留 ICI はほとんど抑圧されるため、DS-CDMA と MC-CDMA の BER 特性はほぼ等し

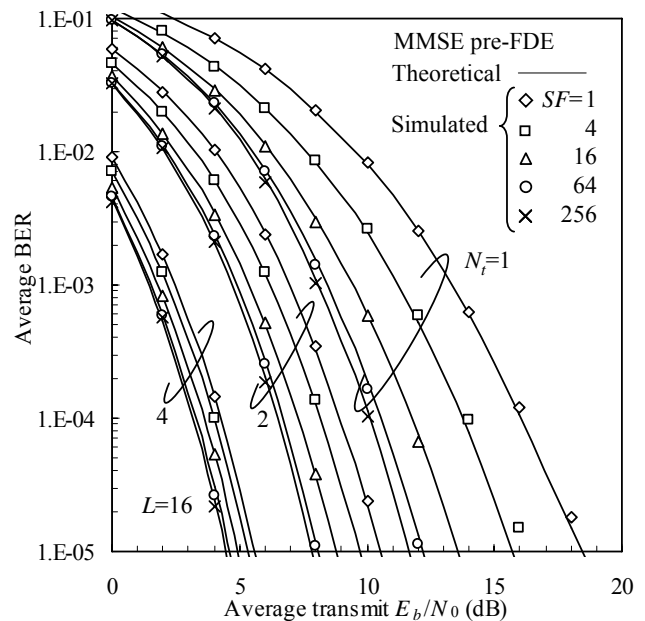
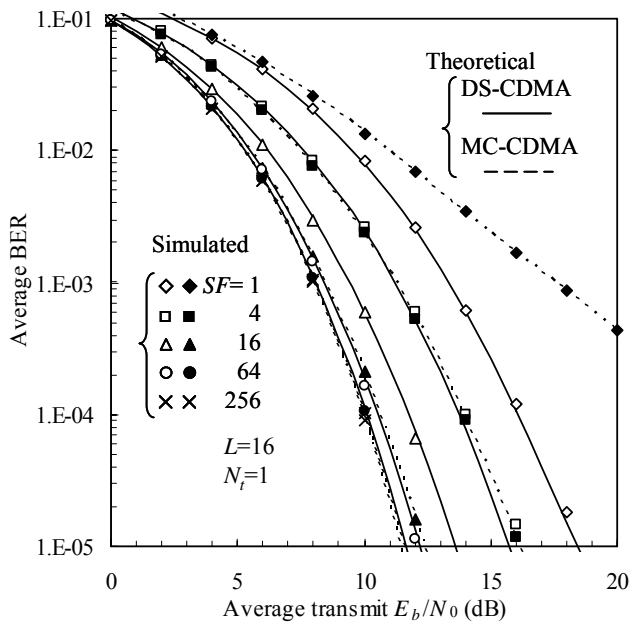
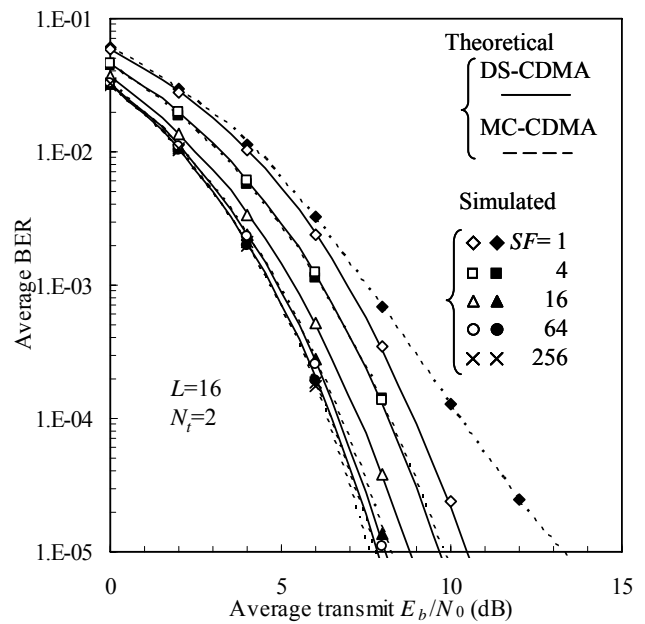


図 3 アンテナダイバーシチ効果について



(a) $N_t=1$.



(b) $N_t=2$.

図4 MC-CDMA との比較

くなる事が分かる。また、送信アンテナ数を増やしたときも DS-CDMA と MC-CDMA の BER 特性は $N_t=1$ の場合と同様の関係にある事が分かる。

5. まとめ

周波数領域送信等化と送信アンテナダイバーシチを用いる DS-CDMA の BER 特性について理論検討した。MMSE 重みが MR および ZF 重みよりも優れた BER 特性を与えることを示した。また、理論値とシミュレーション値を比較した結果、MMSE および ZF 重みでは両者は殆ど一致したが、MR 重みでは低拡散率において、符号間干渉(ICI)のガウス近似精度が悪いため理論値とシミュレーション値との間に乖離が見られた。また、MMSE 重みを用いて MC-CDMA と比較した結果、拡散率によって DS-CDMA と MC-CDMA の BER 特性の優劣が変化することが分かった。これは DS-CDMA では拡散率によらず常に大きな周波数ダイバーシチ利得が得られるものの残留 ICI が発生してしまうが、MC-CDMA では周波数ダイバーシチ利得は拡散率に比例するが残留 ICI は全く発生しないためである。

文献

- [1] W.C., Jakes Jr, Ed, *Microwave mobile communications*, Wiley, Newyork,1974.
- [2] J.G. Proakis, *Digital communications*, 2nd ed., McGraw-Hill, 1995.
- [3] F. Adachi, M. Sawahashi and H. Suda, "Wideband DS-CDMA for next-generation mobile communications systems," *IEEE Commun. Mag.*, Vol. 36, pp. 56-69, Sep. 1998.
- [4] 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.
- [5] F. Adachi, D. Garg, S. Takaoka and K. Takeda, "Broadband CDMA techniques," *IEEE Wireless Commun.*, Vol. 12, No. 2, pp. 8-18, Apr. 2005.
- [6] F. Adachi and K. Takeda, "Bit error rate analysis of DS-CDMA with joint frequency-domain equalization and antenna diversity combining," *IEICE Trans. Commun.*, Vol.E87-B, No.10, pp.2991-3002, Oct. 2004.
- [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] Lai-U Choi and Ross D. Murch, "Frequency domain pre-equalization with transmit diversity for MISO broadband wireless communications," *Proc. IEEE VTC'02 Fall*, Oct. 2002.
- [10] Lai-U Choi and Ross D. Murch, "A transmit MIMO scheme with frequency domain pre-equalization for wireless frequency selective channels," *IEEE Trans. Commun.*, Vol. 3, No. 3, pp. 929-938, May 2004.
- [11] H. Tomeba, S. Takaoka and F. Adachi, "Frequency-domain pre-equalization transmit diversity for MC-CDMA uplink transmission," *IEICE Trans. Commun.*, Vol. E88-B, No. 2, pp. 575-584, Feb. 2005.
- [12] 留場, 武田, 安達, "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," *信学技報*, *RCS2004-123*, pp. 19-25, 2004年8月.
- [13] H. Tomeba, K. Takeda, and F. Adachi, "Frequency-domain pre-equalization for multi-code DS-CDMA mobile radio," *Proc. IEEE VTS 2nd APWCS*, pp. 184-188, Aug. 2005.