

# 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を用いた シングルユーザ伝送の誤り率特性

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** 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、周波数領域等化受信が注目されている。また最近では、送信側で周波数領域等化処理を行うことで伝送特性を改善する周波数領域等化送信が研究されている。周波数領域等化送信ダイバーシチを用いることで一方の送受信局に等化処理を集中させることが可能である。本論文ではシングルユーザ伝送を対象に、周波数領域等化送信ダイバーシチを用いたとき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、時空間符号化送信ダイバーシチ(STTD)と比較している。

**キーワード** DS-CDMA, 送信ダイバーシチ, 周波数領域等化

## 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 (FDE) at a receiver has been attracting attention for improving the SC transmission (e.g., DS-CDMA) performance in a frequency-selective fading channel. Meanwhile, frequency domain pre-equalization at a transmitter has been under study as an effective technique to improve the transmission performance. For both way communication systems, the equalization processing for transmission and reception can be implemented at the one transmit/receiver side. In this paper, the BER performance using frequency-domain pre-equalization transmit diversity (FPTD) is evaluated by the computer simulation. The BER performance of FPTD is compared with that of space-time transmit diversity (STTD).

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

### 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 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 (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、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]。また、最近では周波数領域等化処理を送信側で行うことにより伝送特性を改善する周波数領域等化送信 [5-8]が注目されてきており、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、DS-CDMA の BER 特性を大きく改善できることを示した[9]。FPTD を用いれば、送信および受信等化処理を一方の送受信局に集中させることが可能である。

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 シングルユーザ伝送において 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、時空間符号化送信ダイ

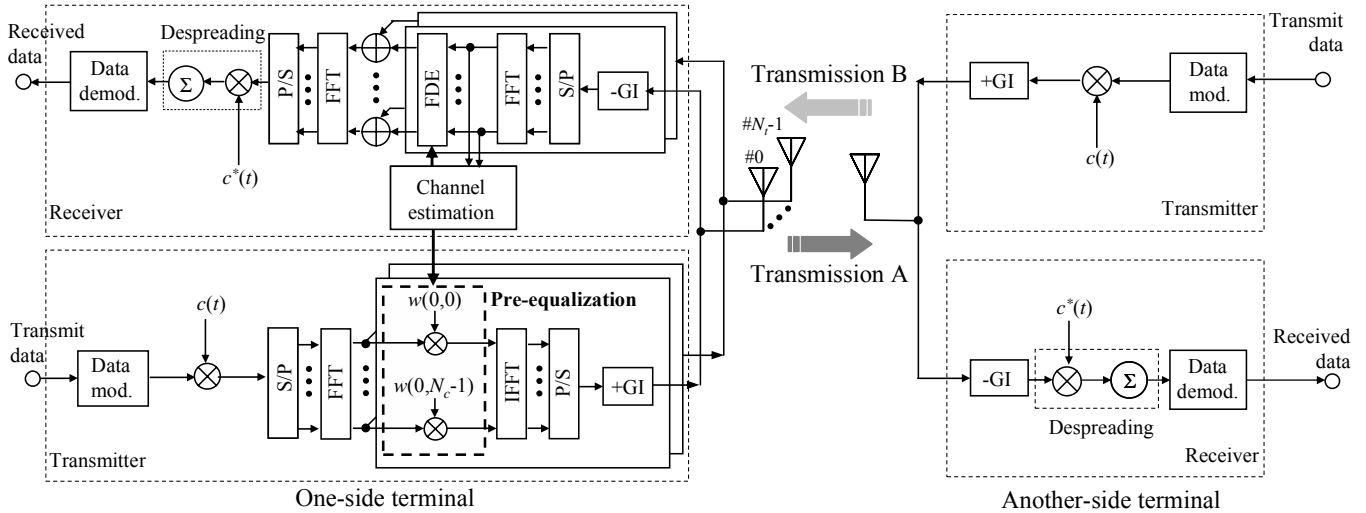


図1 FPTD を用いる DS-CDMA の送受信系

バーシチ(STTD)と特性比較している．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．

## 2. FPTD を用いる DS-CDMA の送受信系

FPTDを用いるDS-CDMAの送受信系を図1に示す．FPTDを用いる伝送系の送受信系について説明する．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．受信局ではDS-CDMA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 $\{d(m); m=0 \sim N_c/SF-1\}$ 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．

$$s(t) = \sqrt{\frac{2E_c}{T_c}} c(t) d\left(\left\lfloor \frac{t}{SF} \right\rfloor\right) \quad (1)$$

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)．

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

サブキャリア毎に送信等化重みを乗算する．送信等化後のサブキャリア $k$ の成分は次式のように表される

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

ここで， $N_r$ は送信アンテナ数， $\mathbf{w}(k) = [w(0, k), w(1, k), \dots, w(N_r - 1, k)]^T$ 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．

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

ここで $\|\cdot\|$ はベクトルのノルム演算である．本論文では，送信重みとして，最大比送信重み(MRT)と閾値制御等化送信重み(CET: Controlled Equalization Transmission)を考える[9]．CETでは，閾値を用いてMRT重みと等利得送信(EGT)重みを切り替える．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．

$$w(n, k) = \begin{cases} \frac{H^*(n, k)}{\sqrt{\sum_{n=0}^{N_t-1} |H(n, k)|^2}}, & \text{MRT} \\ \frac{H^*(n, k)}{\sqrt{\sum_{n=0}^{N_t-1} |H(n, k)|^2}}, & \text{if } |\tilde{H}_{\text{MRT}}(k)| < \gamma_0 \\ \frac{1}{\sqrt{N_t}} \frac{H^*(n, k)}{|H(n, k)|}, & \text{otherwise} \end{cases}, \text{ CET} \quad (5)$$

ここで

$$\tilde{H}_{\text{MRT}}(k) = \mathbf{H}^T(k) \mathbf{w}_{\text{MRT}}(k) \quad (6)$$

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),  $\mathbf{H}(k)=[H(0,k), H(1,k), \dots, H(N_t-1,k)]^T$  は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 CET 重みをコントロールする閾値である。

MRT 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, CET 重みは, MRT 重みを用いた時の等価チャネル利得  $|\tilde{H}_{\text{MRT}}(k)|$  (式(6)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 EGT 重み,  $\gamma_0$  より小さい場合には MRT 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ことができる。なお,  $N_t=1$  の場合には CET 重みと MRT 重みは同じとなる。本論文では拡散率が小さい場合には符号間干渉(ICI)を抑圧するためチャネルを周波数非選択性に近づける CET 重みを用いる。拡散率が大きい場合には, ICI が十分抑圧されるため CET 重みと MRT 重みを用いるときの BER 特性が殆ど同じとなるので, MRT 重みを用いている。

式(3)に  $N_c$  ポイント IFFT を適用して送信信号ベクトル  $\{\tilde{\mathbf{s}}(t); t=0 \sim N_c-1\}$  が生成される。

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

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

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  $\tau_l = l T_c$  チップであるものとする。チャネル利得ベクトル  $\mathbf{H}(k)$  は, チャネルのパス利得行列  $\xi_l = [\xi_{l,0}, \xi_{l,1}, \dots, \xi_{l,N_t-1}]^T$  を用いて次式のように表される。

$$\mathbf{H}(k) = \begin{bmatrix} \xi_0 & \dots & \xi_l & \dots & \xi_{L-1} \\ \vdots & & \vdots & & \vdots \\ \exp(-j2\pi k l / N_c) & & \exp(-j2\pi k l / N_c) & & \exp(-j2\pi k l / N_c) \\ \vdots & & \vdots & & \vdots \\ \exp(-j2\pi k (L-1) / N_c) & & \exp(-j2\pi k (L-1) / N_c) & & \exp(-j2\pi k (L-1) / N_c) \end{bmatrix} \quad (8)$$

受信信号は次式のように表せる。

$$r(t) = \sum_{l=0}^{L-1} \xi_l^T \tilde{\mathbf{s}}(t-l) + n(t) \quad (9)$$

ここで,  $n(t)$  は平均 0 で分散  $2\sigma^2$  の加法的白色ガウス雑音(AWGN)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  $\{\tilde{d}(m); m=0 \sim N_c / SF - 1\}$  を得る。

$$\tilde{d}(m) = \frac{1}{SF} \sum_{t=mSF}^{(m+1)SF-1} r(t) c^*(t) \quad (10)$$

## 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。

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

ここで,

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

である。式(11)は, 送信側で等化せずに  $S(k)$  を送信したときにチャネル伝達関数が  $\tilde{H}(k)$  であるときの受信信号表現となっている。従って  $\tilde{H}(k)$  を本論文では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  $L=16$  で指数減衰型電力遅延プロファイルを仮定し, 減衰指数を  $\alpha$  とした。なお, 比較のために受信アンテナ数  $N_r$  で, 時空間符号化送信ダイバーシチ(STTD)[11]と周波数領域等化受信の結合処理を用いたときの平均 BER 特性も求めた。

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	MRT, CET
	No. of transmit antennas	$N_t=1, 2, 4$
	Spreading factor	$SF=1 \sim 256$
Channel model	No. of paths	$L=16$
	Power delay profile	Exponential
	Decay factor	$\alpha=0, 8$ dB
	Time delay	$\tau_l = l T_c, l=0 \sim L-1$
	Normalized maximum Doppler frequency	$f_D T = 0.001$ ( $T = (N_c + N_g) T_c$ )
Channel estimation		ideal

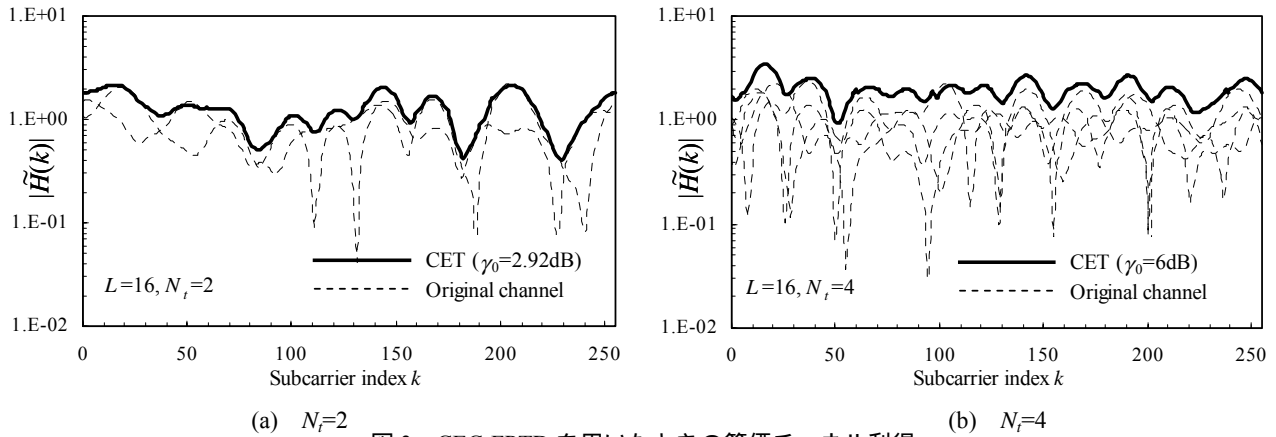


図3 CET-FPTDを用いたときの等価チャネル利得

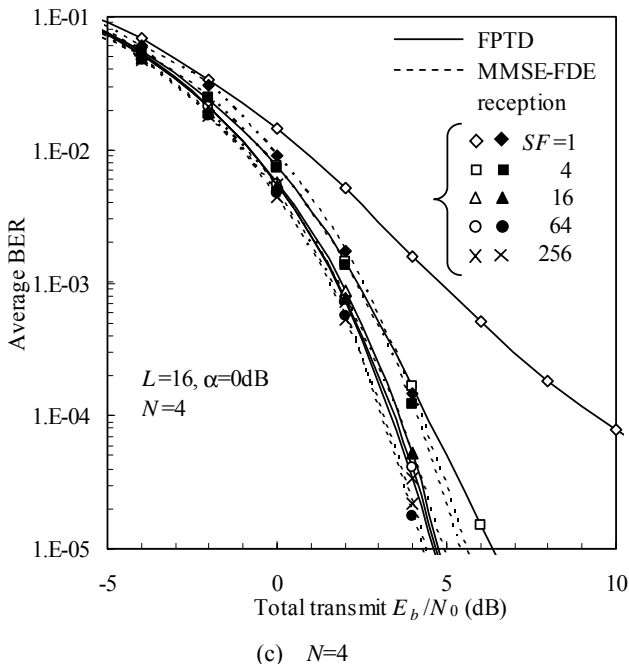
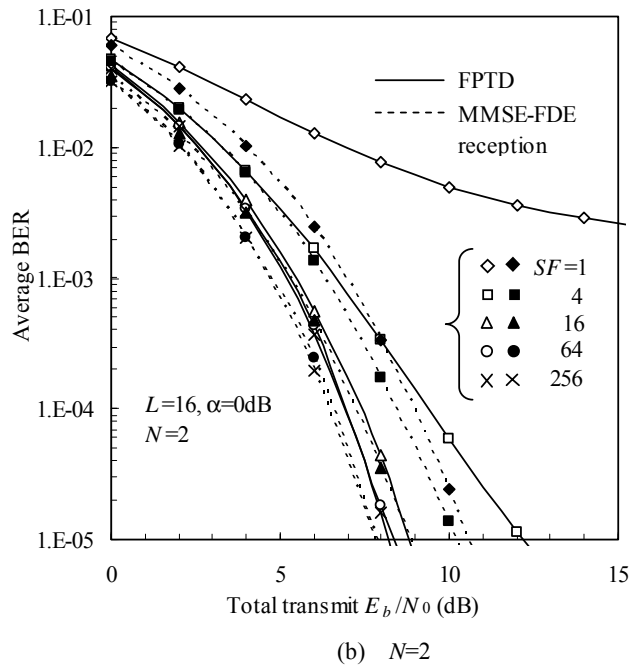
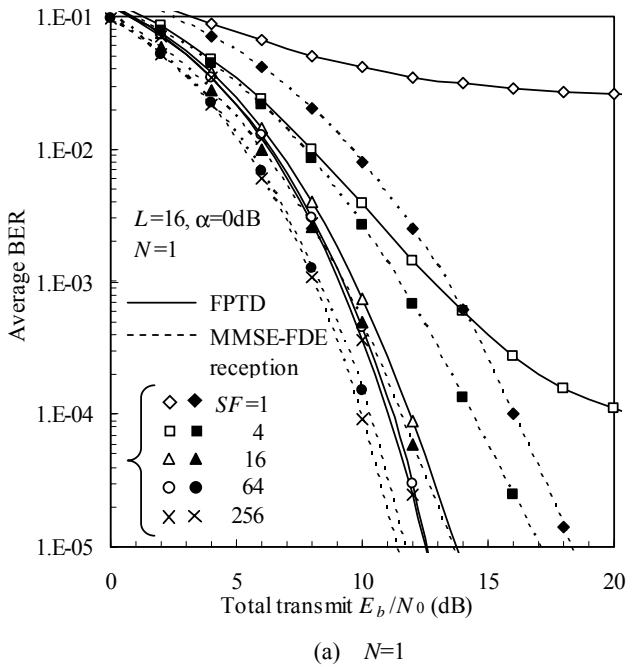


図4 FPTDとMMSE周波数領域等化受信のBER特性の比較

### 3.2. 等価チャネル利得

CET-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.ただし $\alpha=0\text{dB}$ としている.チャネル自身の利得は大きく変動しているが,CET-FPTDを用いるときの等価チャネル利得は変動が抑えられ,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.このことから,DS-CDMA周波数領域等化では拡散率が低い場合に符号間干渉(ICI)が発生してしまうが,FPTDを用いることでICIをある程度抑圧できるので,拡散率が小さい場合でもBER特性を改善できることが予想される.

### 3.3. BER特性

送信アンテナ数 $N_t$ で受信アンテナ数1のFPTD( $N_t=N, N_r=1$ )と送信アンテナ数1で受信アンテナ数 $N_r$ の周波数領域等化受信( $N_t=1, N_r=N$ )のBER特性を図4に示す.ただし,FPTDの重みについては $SF=1$ のときのみCET重みを用い,その閾値 $\gamma_0$ を,送信 $E_b/N_0=5\text{dB}$ でBERを最小とする値とした. $N=1$ の

場合、FPTD では拡散率が小さいとき( $SF < 16$ )にかなり高い誤りフロアが見られ、MMSE 周波数領域等化受信と比較して特性が大きく劣化していることがわかる。これは  $N=1$  の FPTD ではチャンネル利得の振幅変動を抑えることが出来ないためである。そのため大きな ICI が発生し BER 特性が劣化してしまう。また、拡散率が大きい場合にも FPTD は MMSE 受信等化よりも特性が劣化しているが、その差は僅かである。なお、この特性差は周波数ダイバーシチ効果が MMSE 等化受信の方が高いためと考えられる。次にアンテナ数を増やした場合、FPTD の特性は大きく改善され、 $SF=1$  の場合を除きアンテナ数が等しい受信ダイバーシチを用いた MMSE 周波数領域等化受信からの特性劣化はわずかであることがわかる。しかし、 $SF=1$  の場合には、FPTD は  $N=1$  の場合と同様に MMSE 周波数領域等化受信から大きく劣化してしまっている。これは FPTD ではアンテナ数を増やしてもチャンネル変動がある程度残留してしまうため ICI が発生してしまい、拡散率が小さい場合にはこの ICI を十分に抑圧することが出来ないためである。

### 3.4. 周波数選択性の強さの影響

減衰指数  $\alpha$  をパラメータとした場合の BER 特性を図 5 に示す。ただし、FPTD の重みは図 4 と同様とし、アンテナ数は  $N=4$  とした。図 5 より、MMSE 周波数領域等化受信は  $\alpha$  が大きい場合には  $SF=1$  および 256 とともに特性が劣化していることがわかる。これは周波数選択性が弱くなると周波数ダイバーシチ効果が小さくなるためである。一方、FPTD は  $SF=256$  の場合には MMSE 周波数領域等化受信と同様に周波数ダイバーシチ効果の減少により特性が劣化しているが、 $SF=1$  の場合には逆に特性がわずかに改善していることがわかる。これは、周波数選択性が弱くなったことにより ICI が小さくなったためである。周波数ダイバーシチ効果が小さくなることによる特性劣化の影響よりも、ICI が小さくなることによる特性改善効果の方が大きいため  $\alpha$  が大きいほうが特性が改善するのである。

### 3.5. STTD との比較

FPTD と STTD の BER 特性の比較を図 6 に示す。ただし、FPTD の重みは図 4 および 5 と同様とし、送信アンテナ数および受信アンテナ数は FPTD および STTD とともに  $N_t=2, N_r=1$  としている。また、STTD では受信局で MMSE 周波数領域等化を用いている。図 6 より  $SF=1$  のとき、FPTD は STTD よりも電力が高い領域において特性が劣化していることがわかる。これは FPTD ではチャンネル変動がある程度残留してしまうため ICI が発生してしまい、拡散率が小さい場合にはこの ICI を十分に抑圧することが出来ないためである。しかし、拡散率が大きい時は FPTD の方が STTD よりも優れた特性が得られることがわかる。これは拡散率が大きい場合には FPTD を用いても ICI は十分に抑圧できることと、STTD では MRC 合

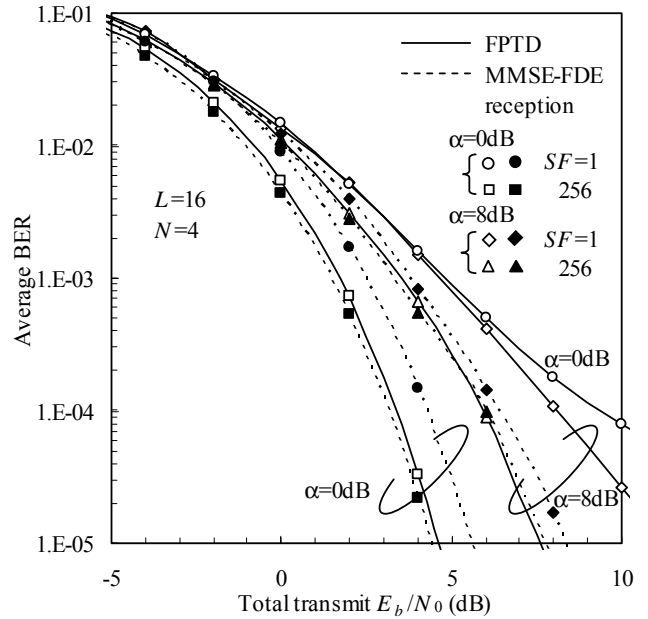


図 5 減衰指数 の影響

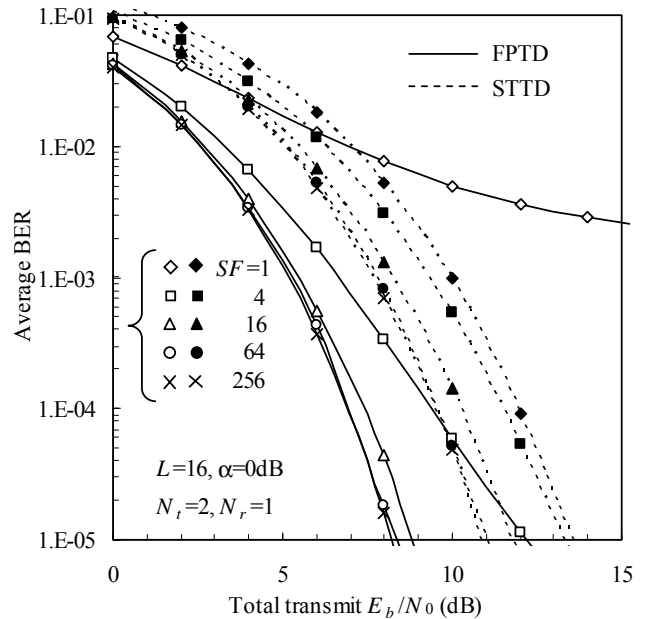


図 6 FPTD と STTD の BER 特性の比較

成ダイバーシチ受信よりダイバーシチ利得が 3dB 劣化するためである。

## 4. まとめ

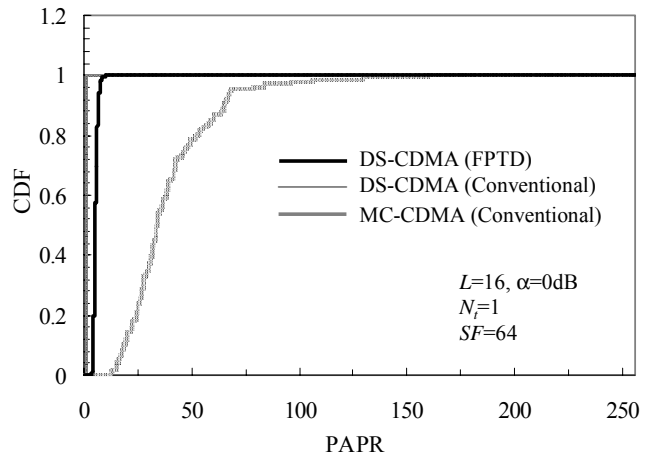
DS-CDMA/TDD のシングルユーザ伝送を対象に、周波数領域等化送信ダイバーシチ(FPTD)を用いたときの誤り率特性を計算機シミュレーションによって明らかにした。

FPTD では拡散率  $SF$  が小さい場合、チャンネルの変動を完全には抑圧できないために発生する符号間干渉(ICI)を十分に抑圧することができず、MMSE 周波数領域等化受信と比較して特性が大きく劣化してしまう。しかし、 $SF > 4$  の場合には、ICI

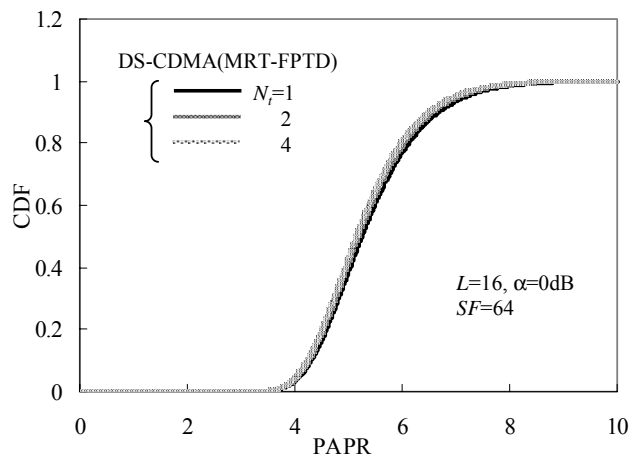
を十分に抑圧できるので、FPTD の伝送特性は MMSE 周波数領域等化受信からわずかに劣化するだけとなる。このことから拡散率がある程度高ければ、FPTD を用いることにより、一方の送受信局に等化処理を集中させることが可能であり、基地局に集中させれば移動端末の信号処理に対する負担を大幅に削減することが可能になる。

### 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, 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.
- [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.



(a) FPTD を用いない DS-CDMA および MC-CDMA との比較



(b) アンテナ数による比較

図 A PAPR の累積分布関数

### 付録・ピーク対平均電力比(PAPR)について

DS-CDMA に FPTD を適用した場合、送信側で FFT および IFFT を用いた送信等化処理を行うため、MC-CDMA と同様に送信電力の PAPR が大きくなってしまいう問題がある。そこで、FPTD を用いたときの PAPR の累積分布関数を図 A に示す。比較のため、FPTD を用いない場合の DS-CDMA および MC-CDMA の累積分布関数も併せて示した。なお、FFT ポイント数(サブキャリア数)は 256 としている。図 A(a)より FPTD を用いた DS-CDMA の送信電力は FPTD を用いない DS-CDMA より大きな PAPR が発生しているものの MC-CDMA ほど大きな PAPR は発生していないことがわかる。また図 A(b)より累積分布はアンテナ数には殆どよらないことがわかる。このことから FPTD を用いる DS-CDMA は MC-CDMA のように PAPR が大きな問題とはならないと考えられる。