

# ブロック間干渉を抑圧する DS-CDMA 周波数領域等化

武田 和晃<sup>†</sup> 留場 宏道<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 6-6-05

E-mail: <sup>†</sup>{takeda, tomeba}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, <sup>‡</sup>adachi@ecei.tohoku.ac.jp

あらまし 最小平均二乗誤差 (MMSE) 規範に基づく周波数領域等化 (FDE) を直接拡散符号分割マルチアクセス (DS-CDMA) に適用すれば, チャネルの周波数選択性を積極的に利用することができるので, Rake 合成より優れたビット誤り率 (BER) 特性を得ることができる. しかし, DS-CDMA 周波数領域等化では, ブロック間干渉 (IBI) を抑圧するためにガードインターバル (GI) の挿入が必要であるため, 伝送効率が低下してしまう. そこで, 本論文では, GI を用いないで, ブロック間干渉を抑圧する DS-CDMA 周波数領域等化を提案し, そのときの平均 BER 特性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, ブロック間干渉

## DS-CDMA frequency-domain equalization with inter-block interference suppression

Kazuaki TAKEDA<sup>†</sup> Hiromichi Tomeba<sup>†</sup> and Fumiyuki ADACHI<sup>‡</sup>

Dept. of Electrical and Communication Engineering, Graduate School of Engineering, Tohoku University  
6-6-05 Aza-Aoba, Aramaki, Aoba-ku, Sendai, 980-8579 Japan

E-mail: <sup>†</sup>{takeda, tomeba}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, <sup>‡</sup>adachi@ecei.tohoku.ac.jp

**Abstract** In direct sequence code division multiple access (DS-CDMA), frequency-domain equalization (FDE) based on minimum mean square error (MMSE) criterion can be applied to exploit the channel frequency-selectivity and achieve a much improved bit error rate (BER) performance compared with the conventional rake combining. However, DS-CDMA with MMSE-FDE requires the insertion of guard interval (GI) to avoid the inter-block interference (IBI), thereby reducing the transmission-efficiency. In this paper, a new MMSE-FDE technique that requires no GI insertion is proposed and its BER performance is evaluated by computer simulation.

**Keyword** DS-CDMA, frequency-domain equalization, inter-block interference

### 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ビット誤り率 (BER) 特性が大幅に劣化してしまう [1,2]. そこで, 最近, Rake 合成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マルチアクセス (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 合成することによりパスダイバーシチ効果 (あるいは周波数ダイバーシチ効果) を得ることができ, 周波数選択性チャネルにおける BER 特性を改善できる. しかし, 数 Mbps を超える高速伝送の場合には, パス分解能が高くなり過ぎてパス数が非常に多くなってしまふ. このため, 大きなパス間干渉 (IPI) が発生して BER 特性が大幅に劣化してしまう. さらに, 多数の Rake フィンガ (あるいは相関器) が必要になることから Rake 受信機が複雑になってしまう. このため, 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 (MC)-CDMA が最近, 注目されるようになってきた [4-8]. MC-CDMA

では, 最小平均二乗誤差 (MMSE) 規範に基づく周波数領域等化 (FDE) 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 BER 特性が得られる.

筆者らはこれまで, DS-CDMA においても Rake 合成の代わりに MMSE-FDE を適用すれば, IPI を抑圧しつつ周波数ダイバーシチ効果を得ることができ, BER 特性を大幅に改善できることを示してきた [9]. 更に, 異なる拡散率の拡散符号を用いるマルチレート/マルチコード DS-CDMA への FDE の適用効果について報告してきた [10-12]. MMSE-FDE では, 送信側で GI を挿入することにより, ブロック間干渉 (IBI) を防ぐことができる. しかし, GI の挿入により, 伝送効率が低下してしまう. そこで, 本論文では, MMSE 重みのインパルス応答が FFT 区間全域に広がらないことに着目し, GI を用いないで, ブロック間干渉を抑圧する DS-CDMA 周波数領域等化を提案している.

本論文は以下のような構成になっている. 第 2 章では GI を用いない DS-CDMA 伝送系について述べている. 次いで第 3 章では, 計算機シミュレーションにより, そのときの平均 BER 特性を明らかにしている.

## 2. DS-CDMA 伝送系

最近, GI を用いない DS-CDMA 周波数領域等化が提案された[13]. [13]では, 受信側で, FFT の適用範囲をオーバーラップさせることで, GI を用いないときに生じる周期性の崩れを避けている. 図 1 に MMSE 重みのインパルス応答の例を示す. FFT ポイント数を  $N_c=256$ , パス数を  $L=16$  とした. インパルス応答が  $t=0$  付近で大きく変動しているものの, FFT 区間全体には広がっていないことが分かる. したがって, 最大パス遅延  $\tau_{L-1}$  が FFT ポイント数  $N_c$  に比べ十分小さければ, MMSE-FDE 後のブロック間干渉(IBI)成分も FFT 区間全体には広がらない. そこで, 本論文ではこの点に着目し, 受信側で  $N_c$  ポイント FFT の範囲をオーバーラップさせ, その中央部分の  $M$  チップのみを逆拡散・復調することで, IBI の影響を抑圧している. 以上の方法では, 逆拡散・復調に用いるチップ数  $M$  を小さくすることにより, IBI の影響を大幅に抑圧できるが,  $N_c$  ポイント FFT を行う回数が増加してしまう. そこで, 本論文では, 受信側で, チャンルの周波数選択性の強さに応じて, 適応的にチップ数  $M$  を変えることで,  $N_c$  ポイント FFT を行う回数を最小にしつつ, IBI 抑圧効果を最大限に得る DS-CDMA 周波数領域等化を提案している.

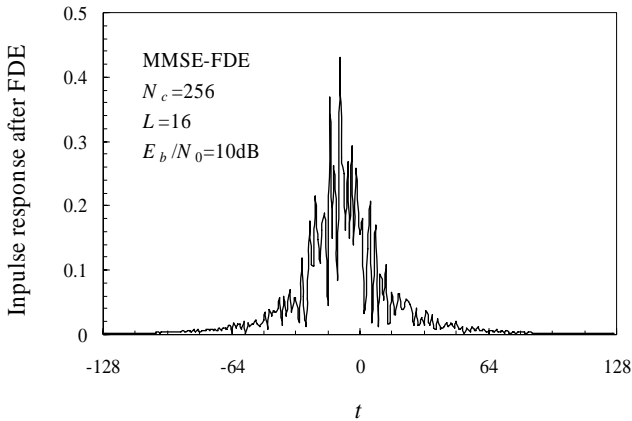


図 1 MMSE 重みのインパルス応答

### 2.1. 信号伝送系

本論文では, 下りリンクを考える. 図 2 に周波数領域等化を用いる DS-CDMA 伝送系の構成を示す. 本論文ではチップ時間間隔の離散表現を用いる. 送信側では  $U$  個の 2 値送信データ系列をデータシンボル系列に変換(データ変調)する. コード  $u$  ( $u=0 \sim U-1$ ) のデータシンボル系列を  $\{d_u(n); n=..., -1, 0, 1, \dots\}$ , 拡散率  $SF$  の拡散符号を  $\{c_u(t); t=0 \sim SF-1\}$  とする.  $U$  個のデータシンボル系列をそれぞれ直交拡散符号を用いて拡散し, 加算する. 加算後, スクランプル符号  $\{c_{scr}(t); t=..., -1, 0, 1, \dots\}$  を乗算して送信される. 送信信号は, 周波数選択性フェージングチャンネルを伝搬して受信機で受信される.  $N_c$  チップの受信信号ブロックに  $N_c$  ポイント高速フーリエ変換 (FFT) を適用して得られた  $N_c$  個のサブキャリア成分に周波数領域等化(FDE)を施す. この後,  $N_c$  ポイント逆 FFT(IFFT)を適用して時間領域信号に変換

し, 中央の  $M$  チップ分の信号系列を取り出し逆拡散を行って, データ復調する (図 3 参照).

以降, FFT 範囲を  $N_c$  チップに採って FFT 範囲をオーバーラップさせ, その中央部分の  $M$  チップのみを取り出して逆拡散とデータ復調する.

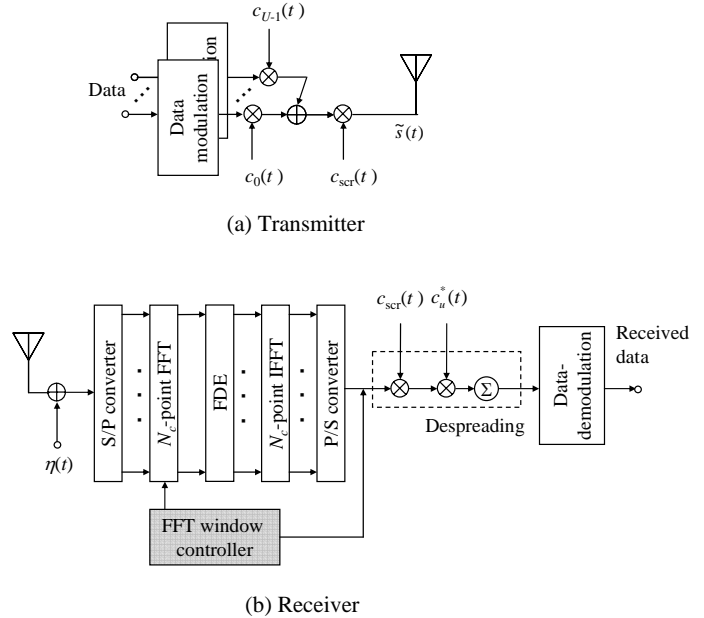


図 2 FDE を用いる DS-CDMA 伝送系

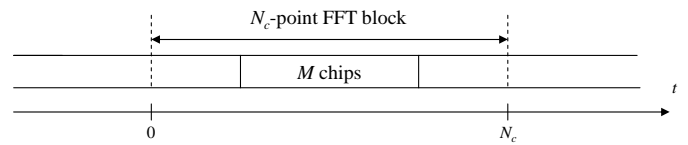


図 3 受信信号系列と FFT 区間

### 2.2. 送信信号の数式表現

$U$  個の送信データシンボル系列  $\{d_u(n); u=0 \sim U-1\}$  をそれぞれ直交拡散符号  $c_u(t)$  により拡散して加算した後, スクランプル符号  $c_{scr}(t)$  を乗算して送信チップ系列を得る. その等価低域表現  $\tilde{s}(t)$  は次式のようになる.

$$\tilde{s}(t) = \sqrt{\frac{2E_c}{T_c}} s(t) \quad (1)$$

ここで,  $E_c$  は 1 チップ当たりの信号エネルギー,  $T_c$  はチップ長であり,  $s(t)$  は次式で与えられる.

$$s(t) = \left[ \sum_{u=0}^{U-1} d_u(\lfloor t/SF \rfloor) \cdot c_u(t \bmod SF) \right] c_{scr}(t) \quad (2)$$

ここで,  $\lfloor x \rfloor$  は  $x$  より小さいか等しい最大の整数である.

送信信号は, 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フェージングチャンネルを伝搬して受信機で受信される. パス  $l$  の遅延時間は  $\tau_l$  チップであるものとする. フェージングチャンネルのインパルス応答  $h(t)$  は次式で表わされる.

$$h(t) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l \delta(t - \tau_l) \quad (3)$$

ここで  $h_l(t)$  はパス  $l$  の複素パス利得であり、 $\sum_{l=0}^{L-1} E[|h_l|^2] = 1$  であるものとする。なお本論文では準静的フェージングを仮定している。

### 2.3. 受信信号の数式表現

受信信号系列  $r(t)$  は次式で表される。

$$r(t) = \sqrt{\frac{2E_c}{T_c}} \sum_{l=0}^{L-1} h_l s(t - \tau_l) + \eta(t) \quad (4)$$

ここで、 $\eta(t)$  は零平均で分散が  $2N_0/T_c$  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。一般性を失うことなく  $N_c$  ポイント FFT ブロック区間を  $t=0 \sim N_c-1$  とする。式(4)は、次式のように書き表せる。

$$r(t) = \sqrt{\frac{2E_c}{T_c}} \sum_{l=0}^{L-1} h_l s((t - \tau_l) \bmod N_c) + v(t) + \eta(t), \quad t=0 \sim N_c-1 \quad (5)$$

ここで、 $v(t)$  は次式で与えられる IBI 成分である。

$$v(t) = \sqrt{\frac{2E_c}{T_c}} \sum_{l=0}^{L-1} h_l \{s(t - \tau_l) - s((t - \tau_l) \bmod N_c)\} \{u(t) - u(t - \tau_l)\} \quad (6)$$

ここで、 $u(t)$  は次式で与えられる単位ステップ関数である。

$$u(t) = \begin{cases} 1, & t \geq 0 \\ 0, & t < 0 \end{cases} \quad (7)$$

$r(t)$  に  $N_c$  ポイント FFT を適用して  $N_c$  個の周波数成分  $\{R(k); k=0 \sim N_c-1\}$  に分解する。式(5)より、第  $k$  周波数成分は次式で表せる。

$$R(k) = H(k)S(k) + N(k) + \Pi(k) \quad (8)$$

ここで、 $H(k)$ 、 $S(k)$ 、 $N(k)$  および  $\Pi(k)$  はそれぞれ第  $k$  周波数点のチャンネル利得、 $N_c$  個からなる送信チップ系列の周波数成分、IBI 成分および雑音成分であり、次式で与えられる。

$$\begin{cases} S(k) = \sum_{t=0}^{N_c-1} s(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \\ H(k) = \sqrt{\frac{2E_c}{T_c}} \sum_{l=0}^{L-1} h_l \exp\left(-j2\pi k \frac{\tau_l}{N_c}\right) \\ N(k) = \sum_{t=0}^{N_c-1} v(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \\ \Pi(k) = \sum_{t=0}^{N_c-1} \eta(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \end{cases} \quad (9)$$

### 2.4. 周波数領域等化

次式のように、各周波数毎に 1 タップ周波数領域等化 (FDE) を行う [10]。

$$\begin{aligned} \hat{R}(k) &= R(k)w(k) \\ &= S(k)\hat{H}(k) + \hat{N}(k) + \hat{\Pi}(k) \end{aligned} \quad (10)$$

ここで、 $\hat{H}(k)$ 、 $\hat{N}(k)$  および  $\hat{\Pi}(k)$  はそれぞれ FDE 後の等価チャンネル利得、IBI 成分および雑音成分であり、次式で与えられる。

$$\begin{cases} \hat{H}(k) = w(k)H(k) \\ \hat{N}(k) = w(k)N(k) \\ \hat{\Pi}(k) = w(k)\Pi(k) \end{cases} \quad (11)$$

また、 $w(k)$  は次式で与えられる MMSE 重みである。

$$w(k) = \frac{H^*(k)}{U |H(k)|^2 + 2\sigma^2} \quad (12)$$

ここで、 $2\sigma^2$  は IBI と雑音の電力の和である。 $\{\hat{R}(k); k=0 \sim N_c-1\}$  に  $N_c$  ポイント IFFT を適用して得られた時間領域のチップ系列  $\hat{r}(t)$  は次式のように表される。

$$\begin{aligned} \hat{r}(t) &= \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{R}(k) \exp\left(j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \\ &= \left( \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{H}(k) \right) s(t) + \mu(t) + \hat{v}(t) + \hat{\eta}(t) \end{aligned} \quad (13)$$

ここで第 1 項が希望信号成分、第 2 項  $\mu(t)$  が MMSE-FDE 後のフレーム内の残留チップ間干渉 (ICI) 成分、第 3 項  $\hat{v}(t)$  が MMSE-FDE 後の IBI 成分、および第 4 項  $\hat{\eta}(t)$  が雑音成分であり、 $\mu(t)$ 、 $\hat{v}(t)$  および  $\hat{\eta}(t)$  は次式で与えられる。

$$\begin{cases} \mu(t) = \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{H}(k) \left[ \sum_{\substack{\tau=0 \\ \tau \neq t}}^{N_c-1} s(\tau) \exp\left(j2\pi k \frac{t-\tau}{N_c}\right) \right] \\ \hat{v}(t) = \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{N}(k) \exp\left(j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \\ \hat{\eta}(t) = \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{\Pi}(k) \exp\left(j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \end{cases} \quad (14)$$

こうして得られた  $N_c$  チップの区間 ( $t=0 \sim N_c-1$ ) のうち、 $t=\Delta \sim \Delta+M-1$  の  $M$  チップ区間のみを出力する。ここで、 $\Delta=(N_c-M)/2$  である。次の  $t=\Delta+M \sim \Delta+2M-1$  の  $M$  チップ区間を出力するために、これまで述べてきたような  $N_c$  ポイント FFT, FDE, IFFT を行う。これを繰り返して得られたチップ系列  $\tilde{r}(t)$  を次式のように逆拡散して軟判定値系列  $\hat{d}(n)$  を得る。

$$\hat{d}(n) = \frac{1}{SF} \sum_{t=nSF}^{(n+1)SF-1} \tilde{r}(t) c_u^*(t \bmod SF) c_{scr}(t) \quad (15)$$

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

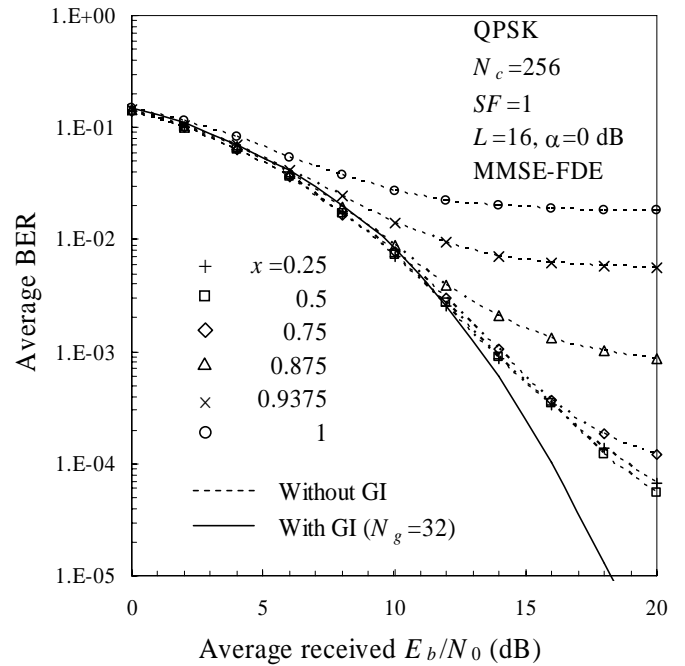
計算機シミュレーション諸元を表 1 に示す。QPSK データ変調、 $N_c=256$  を仮定した。また、フェージングチャネルは、指数電力遅延プロファイルを有する  $L=16$  個の独立なパスから構成される周波数選択性のブロックレイリーフェージングチャネルであるものとした。受信機のタイミング再生とチャネル推定は理想的であるとした。

表 1 計算機シミュレーション諸元

Transmitter	Modulation	QPSK
	Number of FFT points	$N_c=256$
	Spreading sequence	Product of Walsh sequence and PN sequence
	Spreading factor	$SF=1,16$
Channel	Fading	Frequency-selective block Rayleigh fading
	Power delay profile	$L=16$ -path exponential power delay profile
	Decay factor	$\alpha=0, 6\text{dB}$
Receiver	Frequency-domain equalization	MMSE
	Channel estimation	Ideal

図 4 に、GI を用いない MMSE-FDE 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  $E_b/N_0 (=0.5SF(E_c/N_0))$  である。また、比較のため、 $N_c=256$  チップあたり  $N_g=32$  チップの GI を挿入して MMSE-FDE を行ったときの平均 BER 特性も示す (このとき、 $E_b/N_0=0.5SF(E_c/N_0)(1+N_g/N_c)$  である)。指数電力遅延プロファイルの減衰定数  $\alpha$  を  $\alpha=0$  および  $6\text{dB}$ 、拡散率  $SF$  を  $SF=1$ 、コード多重数  $U$  を  $U=1$  とした。また、周波数領域等化後に取り出す区間のチップ数  $M$  を  $M=64 \sim 256$  とし、FFT 区間との比  $x=M/N_c$  をパラメータとして BER 特性をプロットした。GI を用いると  $0.5\text{dB}$  の電力損が生ずる。このような電力損がない分だけ、GI を用いない MMSE-FDE の BER 特性が優れるはずであるが、実際には残留 IBI が存在するから BER 特性が劣化してしまう。しかし、 $\alpha=0\text{dB}$  のとき (図 4(a))、 $x \leq 0.5 (M \leq 128)$  とすれば残留 IBI を最小化でき、 $\text{BER}=10^{-3}$  を得る所要  $E_b/N_0$  劣化を  $1\text{dB}$  程度に抑えることができる。一方、 $\alpha=6\text{dB}$  のとき (図 4(b))、周波数選択性が弱いから残留 IBI が少ないので、 $x \leq 0.9375 (M \leq 240)$  とすれば残留 IBI を最小化でき、電力損がないことから GI を用いる MMSE-FDE より所要  $E_b/N_0$  を  $0.5\text{dB}$  程度小さくできる。

図 5 に、コード多重を行うときの GI を用いない MMSE-FDE の平均 BER 特性を示す。 $SF=U=16$  とした。また、比較のため、 $N_c=256$  チップあたり  $N_g=32$  チップの GI を挿入して MMSE-FDE を行ったときの平均 BER 特性も示す。シングルコード時 ( $U=1$ ) と同様、 $x=M/N_c$  を小さくすれば残留 IBI をより抑圧できるので BER 特性の劣化を小さくできる。 $\alpha=0\text{dB}$  のとき、 $x \leq 0.5 (M \leq 128)$  とすれば、 $\text{BER}=10^{-3}$  を得る所要  $E_b/N_0$  劣化を  $1.5\text{dB}$  程度に抑えることができる。一方、 $\alpha=6\text{dB}$  のとき、 $x \leq 0.9375 (M \leq 240)$  とすれば GI を用いる MMSE-FDE とほぼ同等の BER 特性を得ることができる。



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

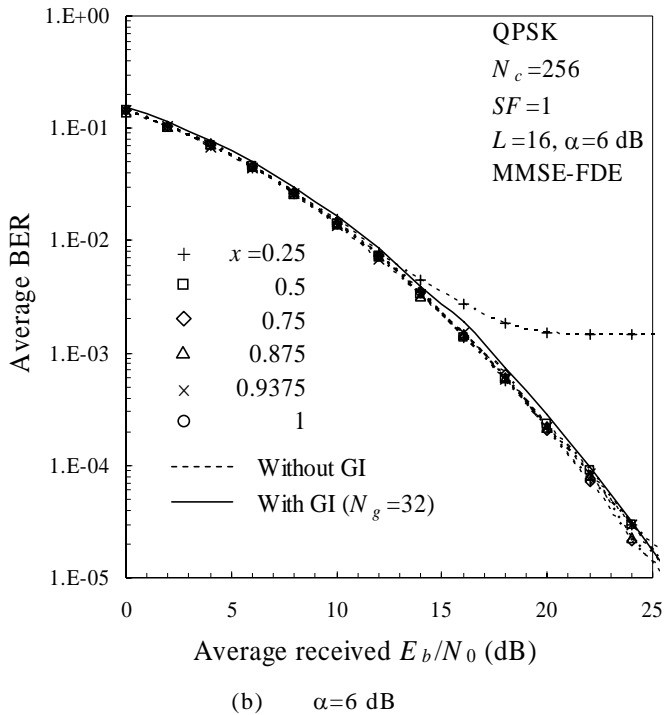


図4 GIを用いないMMSE-FDEの平均BER特性( $SF=1$ )

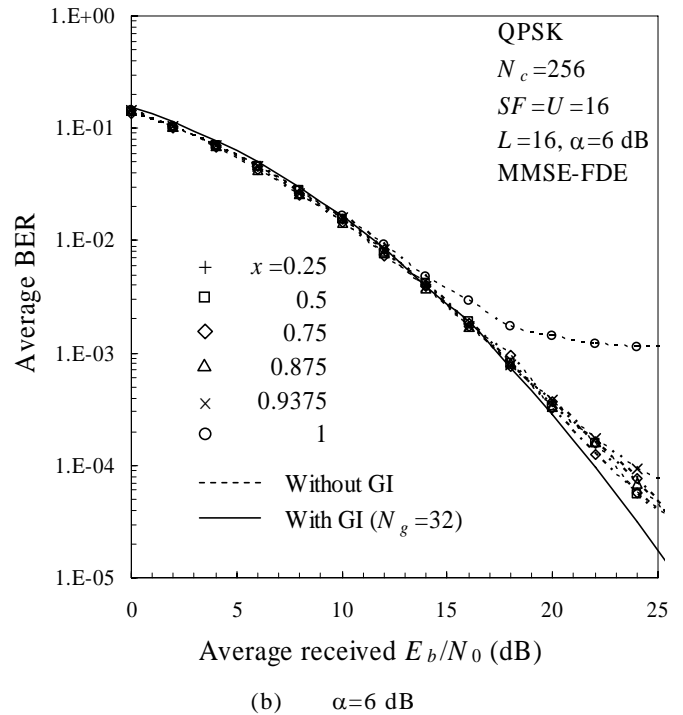
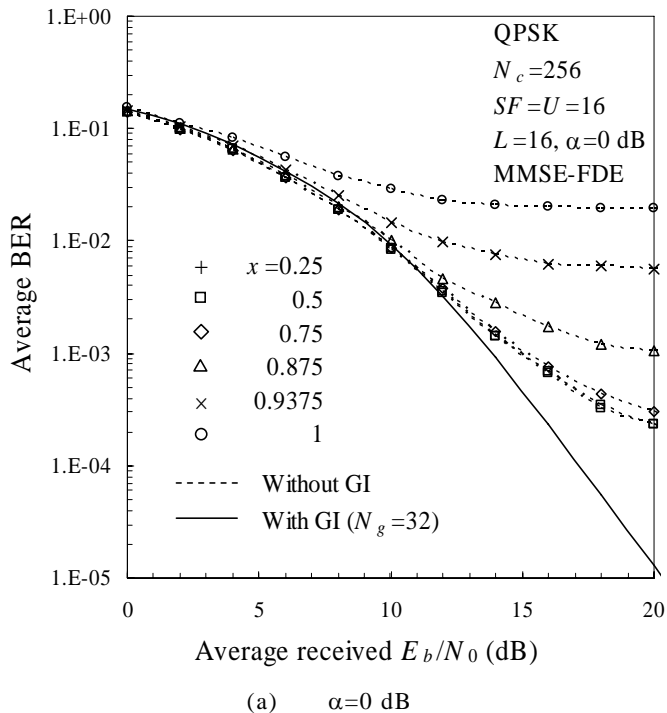


図5 GIを用いないMMSE-FDEの平均BER特性( $SF=U=16$ )



(a)  $\alpha=0$  dB

#### 4. むすび

本論文では、GIを用いないで周波数領域等化を行うDS-CDMAを提案し、そのときの平均BER特性を計算機シミュレーションにより明らかにした。MMSE重みのインパルス応答はFFT区間全域に広がらないことに着目し、FFT範囲をオーバーラップさせ、その中央部分のチップ系列のみを取り出すことでIBIの影響を軽減している。受信側で、チャンネルの周波数選択性の強さに応じて、適応的にチップ数 $M$ を変えることで、 $N_c$ ポイントFFTを行う回数の増加を抑えつつ、残留IBIを最小化できる。 $L=16$ ,  $\alpha=0(6)$ dBのとき、FFTブロック長が $N_c=256$ のときの最適な $M$ は $M=128(240)$ チップになる。

#### 5. 参考文献

- [1] W. C., Jakes Jr., Ed., *Microwave mobile communications*, Wiley, New York, 1974.
- [2] J. G. Proakis, *Digital communications*, 2<sup>nd</sup> 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, Sept. 1998.
- [4] S. Hara and R. Prasad, "Overview of multicarrier CDMA", *IEEE Commun. Mag.*, pp.126-144, Dec. 1997.
- [5] S. Hara and R. Prasad, "Design and performance of multicarrier CDMA system in frequency-selective Rayleigh fading channels," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, Vol. 48, pp. 1584-1595, Sept. 1999.
- [6] L. Hanzo, W. Webb, and T. Keller, *Single- and multi-carrier quadrature amplitude modulation*, John Wiley & Sons, 2000.

- [7] M. Helard, R. Le Gouable, J.-F. Helard, and J.-Y. Baudais, "Multicarrier CDMA techniques for future wideband wireless networks," *Ann. Telecommun.*, Vol. 56, pp. 260-274, 2001.
- [8] H. Atarashi, S. Abeta, and M. Sawahashi, "Variable spreading factor-orthogonal frequency and code division multiplexing (VSF-OFCDM) for broadband packet wireless access", *IEICE Trans. Commun.*, Vol.E86-B, No.1, pp.291-299, Jan. 2003.
- [9] F. Adachi, T. Sao, and T. Itagaki, "Performance of multicode DS-CDMA using frequency domain equalisation in frequency-selective fading channel" *Electronics Letters*, Vol. 39, No.2, pp. 239-241, Jan. 2003.
- [10] T. Itagaki, and F. Adachi, " Joint frequency-domain equalization and antenna diversity combining for orthogonal multicode DS-CDMA signal transmissions in a frequency-selective fading channel," *IEICE Trans. Commun.*, vol. E87-B, No. 7, pp.1954-1963, Jul. 2004.
- [11] 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.
- [12] K. Takeda, and F. Adachi, "Performance evaluation of multi-rate DS-CDMA using frequency-domain equalization in a frequency-selective fading channel," *IEICE Trans. Commun.*, Vol.E88-B, No.3, pp.1191-1201, March 2005.
- [13] I. Martoyo, T. Weiss, F. Capar, and F. K. Jondral, "Low complexity CDMA downlink receiver based on frequency domain equalization," *IEEE VTC 2003-Fall*, pp.987-991.