

マルチキャリア伝送における ブロック間干渉を抑圧する周波数領域等化

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 6-6-05

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

あらまし—次世代の移動無線通信では高速信号伝送が要求されている。ブロードバンド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、周波数選択性フェージングが発生する。このような周波数選択性フェージングを克服できるマルチアクセス技術が必要である。最近、マルチキャリア符号分割マルチアクセス(MC-CDMA)が注目されている。ブロック間干渉を避けるためにガードインターバルの挿入が必要であるが、ガードインターバル挿入によって伝送効率が低下してしまう。本論文では、ガードインターバル挿入を必要としない周波数領域等化について述べ、その BER 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—マルチキャリア伝送, 周波数領域等化, 周波数選択性チャネル

Frequency-domain equalization with Inter-Block Interference for Multi-Carrier Transmission

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— High speed data transmission is required for the next generation mobile communication systems. Broadband wireless channel is composed of many propagation paths with different time delays, producing severe frequency-selective fading. A broadband multi-access technique that can overcome the frequency-selective fading is necessary. Recently, multi-carrier code division multiple access (MC-CDMA) has been attracting much attention. MC-CDMA requires the insertion of guard interval (GI) to avoid the inter-block interference; however, the GI insertion reduces the transmission efficiency. In this paper, a new frequency-domain equalization technique, that requires no GI insertion is presented and the BER performance is evaluated by the computer simulation.

Keyword— Frequency-domain equalization, frequency-selective channel, multi-carrier transmission

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]。符号分割マルチアクセス (DS-SS) は、遅延時間の異なるパスを分離して Rake 合成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 [2]。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、最近ではマルチキャリア符号分割マルチアクセス (MC-SS) が注目されている [3, 4]。MC-SS では周波数領域の拡散を用いることでチャネルの周波数選択性を利用

して周波数ダイバーシチ効果を得ることができるので、マルチアクセス能力を持ちつつ優れた伝送特性を得ることができ、DS-SS でも周波数領域等化を用いれば、Rake 合成を用いるときより優れた伝送特性が得られることが分かってきた [5-7]。周波数領域等化では遅延パスによるブロック間干渉を防ぐためにガードインターバル (GI) の挿入が必要である。しかしながら、ガードインターバル挿入により伝送効率の低下を招いてしまう。そこで、最近、DS-SS を対象に GI を用いない周波数領域等化の研究が行われている [8, 9]。本論文では MC-SS 伝送を対象に GI 挿入を必要としない周波数領域等化について述べ、その BER 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。

本論文は以下のような構成になっている。第 2 章では GI 挿入を必要としない周波数領域等化の原理を述べ、第 3 章では GI 挿入を必要としない周波数領域等化を用いた

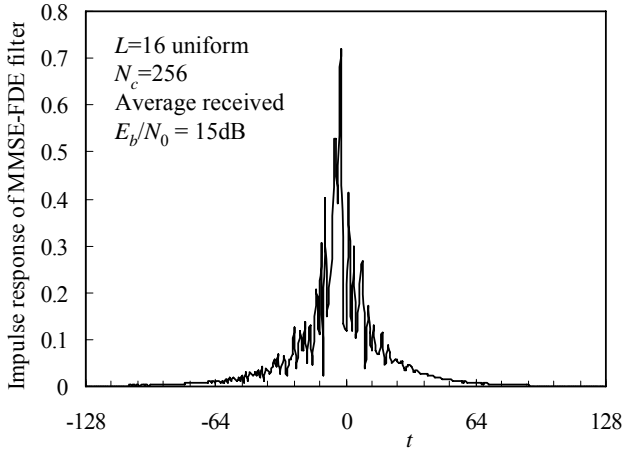


図2 MMSE-FDE フィルタのインパルス応答

MC-CDMA 送受信系について述べる。次に第4章で計算機シミュレーション結果を示す。第5章はむすびである。

2. GI 挿入を必要としない周波数領域等化の原理

MMSE周波数領域等化は線形フィルタである。このインパルス応答を図1に示す。ただし、FFTブロックサイズ N_c を256とし、16パスの一律電力遅延プロファイルを有するチャンネルを仮定している。図1よりインパルス応答はブロック全体に広がらず、0付近に集中していることが分かる。このことは、遅延パスによるブロック間干渉(ABI)は等化後の信号のブロック全体には広がらず、ブロック中央付近ではABIの影響が殆どないことを示している。この点に着目し、残留ABIの影響が抑圧されたMC-CDMA信号を取り出すことができる。等化出力の N_c サンプルのうち取り出す信号サンプル数 M を小さく取ればABIの影響を大幅に軽減できるが、周波数等化に必要なFFTおよびIFFT演算回数が N_c/M 倍に増えてしまうので、ABIを

抑圧するのに十分な最大の M を用いることが必要である。

3. GI 挿入を必要としない周波数領域等化を用いる MC-CDMA 伝送系

本論文では下りリンクを考える。送受信系を図2に示す。送信局では、 U 個の送信データシンボル系列 $\{d_u(i); u=0\sim U-1\}$ にそれぞれ拡散率 SF の直交拡散符号 $\{c_u(k); u=0\sim U-1, k=0\sim SF-1\}$ を乗算して、直交コード多重する。その後スクランブル符号 $c_{scr}(k)$ を乗算した後、 N_c ポイントIFFTを用いてMC-CDMA信号を生成する。従来のMC-CDMAではこの後にGIを挿入するが、本論文のMC-CDMAではGIを挿入せずに送信するため、伝送効率の低下は起こらない。

受信側では、 N_c ポイントFFTを行って受信信号を N_c 個の周波数成分に分解して周波数領域等化を行い、 N_c ポイントIFFTによって時間領域信号を生成する。その後、 N_c 個のサンプルのうち中央の M 個のサンプルのみを取り出し、メモリに格納する。取り出したサンプル数が N_c サンプルになったとき、 N_c ポイントFFTを適用して、MC-CDMA復調を行う。

3.1. 送信信号

第 n ブロックにおけるMC-CDMA信号の第 k サブキャリア成分は次式のように表される。

$$S_n(k) = \sum_{u=0}^{U-1} c_{scr}(k) c_u(k \bmod SF) d_u \left(\lfloor k/SF \rfloor + n \frac{N_c}{SF} \right) \quad (1)$$

ここで、 $\lfloor x \rfloor$ は x を超えない最大の整数である。式(1)に N_c ポイントIFFTを適用して、次式のようにMC-CDMA信号を生成し、送信する。

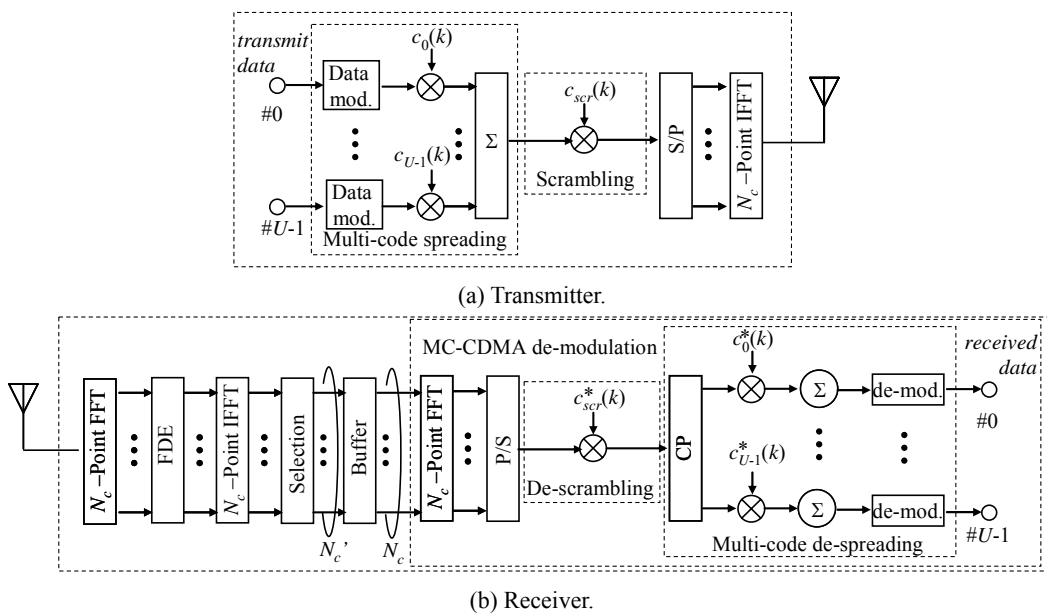


図1 提案方式を用いたMC-CDMAの送受信系

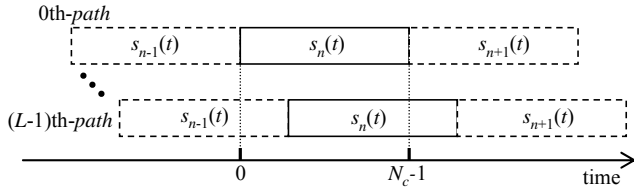


図3 受信信号 $r_n(t)$

$$s_n(t) = \sum_{k=0}^{N_c-1} S_n(k) \exp\left(j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \quad (2)$$

3.2. 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。フェージング変動は十分に緩慢であるとしている。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るものとし、パス l の複素パス利得を h_l 、遅延時間 τ_l とする。FFT/IFFTサンプリング周期を T_c としたときに $\tau_l = lT_c$ であるものとする、チャネルのインパルス応答 $h(t)$ は次式で表される。

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

一般性を失うことなく、時間区間 $t=0 \sim N_c-1$ の受信信号を N_c ポイントFFTにより N_c 個の周波数成分に分解することを考える。受信信号 $\{r_n(t); t=0 \sim N_c-1\}$ は次式のように表わすことができる。

$$r_n(t) = \sqrt{\frac{2P}{SF}} \sum_{l=0}^{L-1} h_l c_n(t - \tau_l) + v_n(t) + \eta_n(t), \quad t=0 \sim N_c-1 \quad (4)$$

ここで、 P は受信電力を、 $c_n(t)$ は周期表現した信号成分であり、次式で表される。

$$c_n(t) = s_n(t \bmod N_c) \quad (5)$$

$v_n(t)$ は次式で表したブロック間干渉成分である：

$$v_n(t) = \sqrt{\frac{2P}{SF}} \sum_{l=0}^{L-1} \left[h_l \{s_{n-1}(t - \tau_l)_{\bmod N_c} - s_{n+1}(t - \tau_l)_{\bmod N_c}\} \right] \times (u_0(t) - u_0(t - \tau_l)) \quad (6)$$

また、 $\eta_n(t)$ は平均 0 で分散 $2N_0/T_c$ の加法的白色ガウス雑音(AWGN)を表す。 N_0 はAWGNの片側電力スペクトル密度を表す。

3.3. 周波数領域等化

$r_n(t)$ 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。第 k 周波数成分は次式で表される。

$$R_n(k) = \frac{1}{N_c} \sum_{t=0}^{N_c-1} r_n(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \quad (7)$$

$$= H(k)C_n(k) + N_n(k) + \Pi_n(k)$$

ただし、 $H(k)$ 、 $C_n(k)$ 、 $N_n(k)$ および $\Pi_n(k)$ はそれぞれ次式で与えられる。

$$\begin{cases} H(k) = \sqrt{\frac{2P}{SF}} \sum_{l=0}^{L-1} h_l \exp\left(-j2\pi k \frac{l}{N_c}\right) \\ C_n(k) = \frac{1}{N_c} \sum_{t=0}^{N_c-1} c_n(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \\ N_n(k) = \frac{1}{N_c} \sum_{t=0}^{N_c-1} v_n(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \\ \Pi_n(k) = \frac{1}{N_c} \sum_{t=0}^{N_c-1} \eta_n(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \end{cases} \quad (8)$$

次に、次式のように各周波数成分にMMSE周波数領域等化重み $\{w(k); k=0 \sim N_c-1\}$ を乗算する周波数領域等化を行う。

$$\hat{R}_n(k) = R_n(k)w(k) \quad (9)$$

$$= \hat{H}(k)C_n(k) + \hat{N}_n(k) + \hat{\Pi}_n(k)$$

ここで、 $\hat{H}(k)$ 、 $\hat{N}_n(k)$ および $\hat{\Pi}_n(k)$ は、それぞれ周波数領域等化後の等価チャネル利得、ブロック間干渉成分、雑音成分であり、次式で与えられる。

$$\begin{cases} \hat{H}(k) = w(k)H(k) \\ \hat{N}_n(k) = w(k)N_n(k) \\ \hat{\Pi}_n(k) = w(k)\Pi_n(k) \end{cases} \quad (10)$$

また、 $w(k)$ は次式で与えられる MMSE 重みである[7]。

$$w(k) = \frac{H^*(k)}{U |H(k)|^2 + 2\sigma^2} \quad (11)$$

ここで、 $2\sigma^2$ はブロック間干渉成分と雑音の電力和である。式(8)に N_c ポイントIFFTを適用すると次式を得る。

$$\hat{r}_n(t) = \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{R}_n(k) \exp\left(j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \quad (12)$$

$$= \left(\sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{H}(k) \right) c_n(t)$$

$$+ \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{H}(k) \sum_{\substack{\tau=0 \\ \tau \neq t}}^{N_c-1} c_n(\tau) \exp\left(-j2\pi k \frac{\tau-t}{N_c}\right)$$

$$+ \hat{v}_n(t) + \hat{\eta}_n(t)$$

ここで、第1項は希望信号成分、第2項はパス間干渉成分、第3項はブロック間干渉成分であり、第4項は雑音成分を表す。

ブロック間干渉成分の電力が N_c サンプル区間にどのように分布しているか考察する。 $E[|\hat{v}_n(t)|^2]$ を求めた結果を図4に示す。図4より0付近に干渉電力が集中し、中央付近にはブロック間干渉は殆ど発生しないことが分かる。これは、図1のMMSE重みのインパルス応答からも明らかである。そのため、 N_c サンプルの等化出力 $\{\hat{v}_n(t); 0 \sim N_c - 1\}$ のうち、 $t = \Delta \sim \Delta + M - 1$ の M サンプルのみを取り出す。ただし、 $\Delta = (N_c - M)/2$ である。次に、 $t = \Delta + M \sim \Delta + 2M - 1$ サンプル区間を取り出すために、これまで述べてきたように、 N_c ポイントFFT、周波数領域等化、 N_c ポイントIFFTを行う。取り出した系列長が N_c サンプルになったとき N_c ポイントFFTを適用し、 N_c 個のサブキャリア成分に分解する。その後、逆拡散を行って軟判定値系列を得て、データ復調する。

M を小さくすれば残留ブロック間干渉をより小さくできるが1ブロックあたりのFFT/IFFT演算回数が N_c/M 倍に増加してしまう。つまりBER特性の改善と演算量の増加はトレードオフの関係にある。

4. 計算機シミュレーション

シミュレーション条件を表1に示す。パス数は $L=16$ で減衰指数 α の指数電力遅延プロファイルを仮定した。また、チャンネル推定は理想としている。

4.1. BER 特性

GI挿入を用いない周波数領域等化のOFDM($SF=1$)の平均BER特性を図5に M をパラメータとして示す。 M を小さくするにつれてBER特性が改善することが分かる。

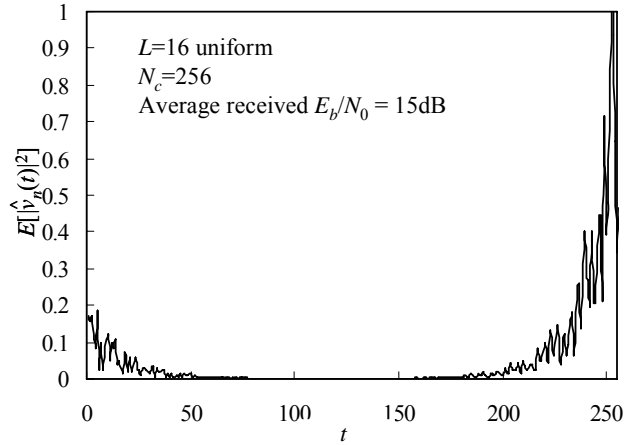
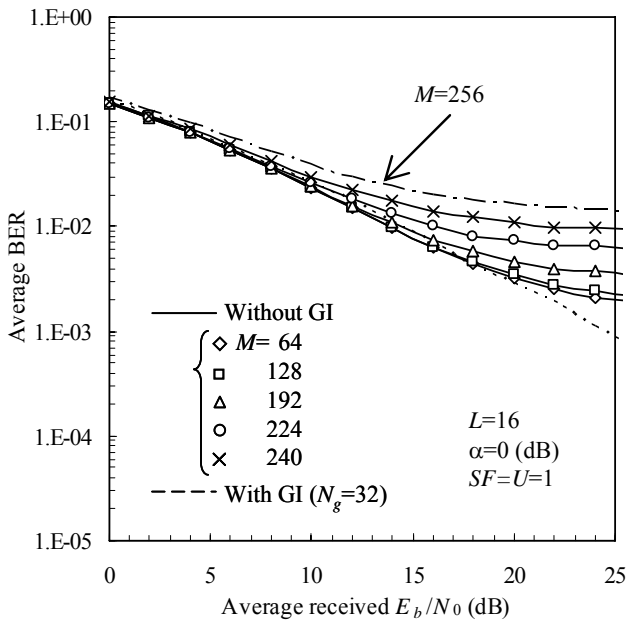


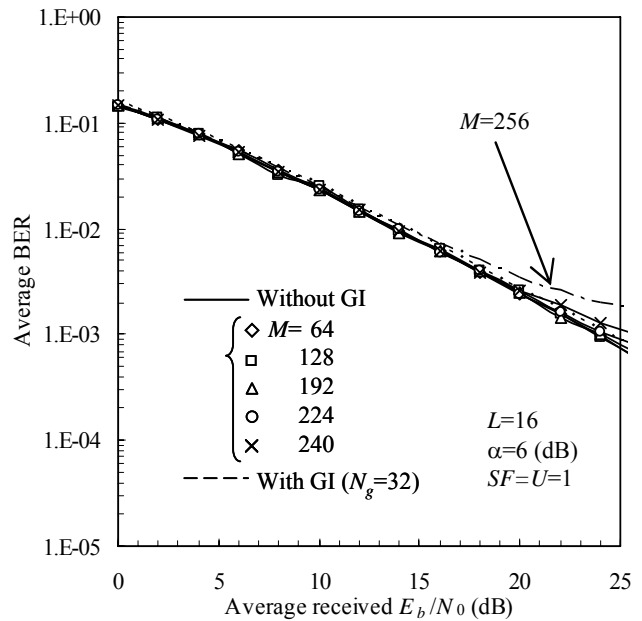
図4 ブロック間干渉電力の分布

表1 シミュレーション条件

Data modulation		QPSK
MC-CDMA	No. of sub-carriers	$N_c=256$
	Spreading factor	$SF=1\sim 16$
	Code multiplexing order	$U=1\sim 16$
Channel model	No. of paths	$L=16$
	Power delay profile	Exponential with decay factor $\alpha=0, 6$ (dB)
	Time delay	$\tau_l = lT_c, l=0\sim L-1$
	Normalized maximum Doppler frequency	$f_D T = 0.001$ ($T=N_c T_c$)
Frequency-domain equalization	FFT window-size	$N_c=256$
	Selection-size	$M=64\sim 256$
	weight	MMSE
Channel estimation		Ideal

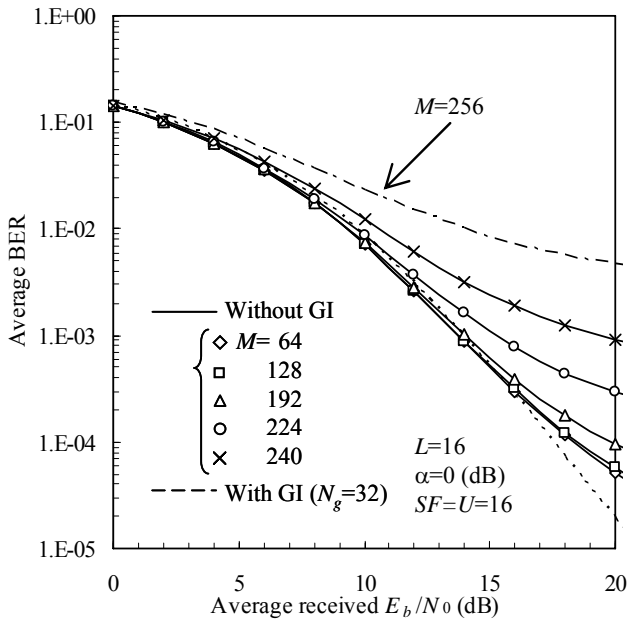
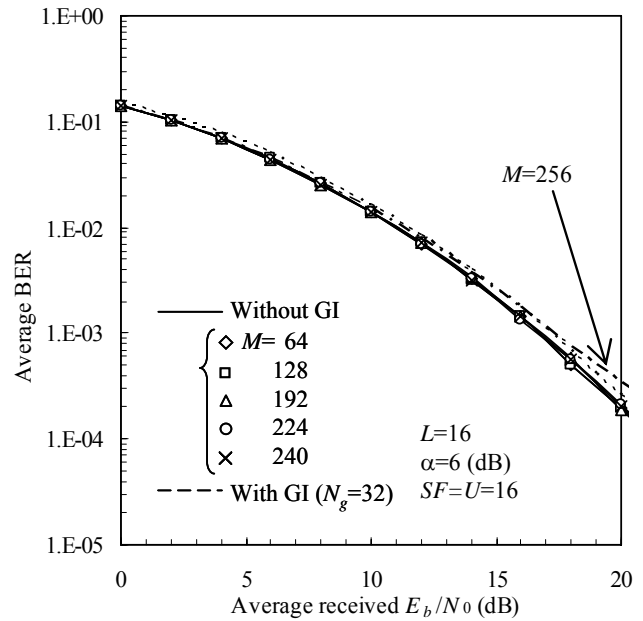


(a) $\alpha=0$ dB



(b) $\alpha=6$ dB

図5 OFDM($SF=1$)における平均 BER 特性

(a) $\alpha=0\text{dB}$ (b) $\alpha=6\text{dB}$ 図6 周波数拡散時における平均 BER 特性 ($SF=U=16$)

比較のため、従来のGI挿入を用いるMC-CDMAのBER特性も示した。GI長は $N_g/8$ サンプルとした。 $\alpha=0\text{dB}$ のとき、 $M<192$ とすれば、GI挿入する場合にはほぼ近いBER特性が得られることが分かる。チャンネルの周波数選択性が弱い $\alpha=6\text{dB}$ のときには $M<224$ とすれば、GI挿入損(約0.5dB)のない分だけ優れたBER特性が得られている。

周波数拡散時の平均BER特性を図6に示す。拡散率およびコード多重数を16とし、周波数ブロックインターリーブを適用している。 M を小さくするとBER特性を改善できるが、 $SF=1$ の時よりもBER特性劣化が少ないことが分かる。これは逆拡散により残留ブロック間干渉を抑圧できるためである。 $\alpha=0(6)\text{dB}$ のとき $M<192(240)$ とすれば、GI挿入する場合とほぼ同等のBER特性が得られることが分かる。

5. むすび

本論文ではMC-CDMAを対象にGIを用いない周波数領域等化についてその原理とBER特性を述べた。GI挿入を必要としないため伝送効率の低下を起こさないのが特徴である。BER特性を計算機シミュレーションによって明らかにし、周波数領域等化後に取り出す信号サンプル数を最適化すれば、GIを用いる従来方式と同等のBER特性が得られることを示した。本論文で述べた周波数領域等化は、GIを用いる従来のMC-CDMA信号伝送でGIを超える長遅延パスが存在するときのブロック間干渉の抑圧にも応用できる。

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, Sep. 1998.
- [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] T. Sao and F. Adachi, "Comparative study of various frequency equalization techniques for downlink of a wireless OFDM-CDMA systems," *IEICE Trans. Commun.*, Vol. E86-B, No. 1, pp. 352-364, Jan., 2003.
- [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] D. Garg and F. Adachi, "DS-CDMA with Frequency-Domain Equalization for High Speed Downlink Packet Access," *Proc. 60th IEEE Vehicular Technology Conference (VTC)*, Los Angeles, CA, 26-29 Sept, 2004.
- [8] I. Martoyo, T. Weiss, F. Capar and F. K. Jondral, "Low complexity CDMA downlink receiver based on frequency domain equalization," *IEEE Vehicular Technology Conference (VTC) '03 fall*, Sept. 2003.
- [9] 武田, 留場, 安達, "ブロック間干渉を抑圧するDS-CDMA周波数領域等化," *信学技法*, 2005年5月