

# 一般化 MMSE 周波数領域送信等化を用いる MC-CDMA/TDD 多値変調上りリンクの BER 特性

阿部 聡<sup>†</sup> 高岡 辰輔<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: † {abe, takaoka}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, ‡ adachi@ecei.tohoku.ac.jp

**あらまし** MC-CDMA 上りリンクでは、各ユーザの送信信号が異なる周波数選択性フェージングを受けて受信されるために、周波数領域受信等化を用いてもユーザ間の直交性が部分的にしか再生されない。このため、大きなマルチアクセス干渉(MAI)が残留し、ビット誤り率(BER)特性が劣化してしまう。最近著者らが提案した、上りリンク送信信号をあらかじめ等化して送信する一般化最小二乗誤差(GMMSE)周波数領域送信等化を用いれば、MAI を低減することができるので、MMSE 周波数領域受信等化よりも優れた BER 特性を得ることができる。ところで、データ変調の多値数を大きくするにつれ信号点距離がより短くなるので MAI の影響が大きくなる。そこで、本論文では、QPSK、16QAM や 64QAM を用いる MC-CDMA/TDD 上りリンクに GMMSE 周波数領域送信等化を適用したときの 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** MC-CDMA, 上りリンク, TDD, 周波数領域送信等化, 多値変調

## Effect of Frequency-domain Pre-equalization on MC-CDMA/TDD Uplink Using Multi-level Modulation

Satoshi ABE<sup>†</sup> Shinsuke TAKAOKA<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: † {abe, takaoka}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, ‡ adachi@ecei.tohoku.ac.jp

**Abstract** In the multi carrier code division multiple access (MC-CDMA) uplink (mobile-to-base), since different users' signals go through different frequency-selective fading channels, the use of frequency-domain equalization at a receiver can only partially restore the orthogonality property among different users' signals and therefore, the bit error ratio (BER) performance severely degrades due to large multi-access interference (MAI). Generalized minimum mean square error (GMMSE) frequency-domain pre-equalization transmission, which authors recently proposed, can achieve better BER performance than the MMSE frequency-domain equalization reception. However, when using higher-level data modulations, the influence of MAI becomes severer. In this paper, we evaluate by computer simulation the achievable BER performance using GMMSE frequency-domain pre-equalization transmission for MC-CDMA/TDD uplink with QPSK, 16 QAM and 64 QAM data modulations.

**Keyword** MC-CDMA, uplink, TDD, frequency-domain pre-equalization transmission, multi-level modulation

### 1. まえがき

次世代移動通信システムでは、高速かつ高品質のデータ伝送が要求されている。しかし高速データ伝送では周波数選択性フェージングによる符号間干渉(ISI)のためにビット誤り率(BER)特性が大幅に劣化してしまう[1]。そこで最近では、マルチキャリア CDMA (MC-CDMA)がマルチアクセス技術の有力候補として注目されている[2-3]。MC-CDMA は、直交する多数のサブキャリアにわたって送信データシンボルを拡散して送信する、いわゆる周波数領域拡散を用いている(一方、直接拡散(DS)-CDMA は時間領域拡散を用いている)。周波数領域拡散と周波数領域受信等化を用いるこ

とで、周波数選択性フェージングに強い MC-CDMA 下りリンク信号伝送が可能となる[2-4]。しかし、MC-CDMA 上りリンクでは、各ユーザの送信信号が異なるフェージングを受けるために、周波数領域受信等化を用いてもユーザ間の直交性が部分的にしか再生されず大きなマルチアクセス干渉(MAI)が残留するので、上りリンク容量を制限してしまう[2]。

MAI 対策技術の一つに最尤判定を用いるマルチユーザ検出があるが、ユーザ数が増加するにつれて演算量が指数関数的に増大するという問題がある[2]。また、各ユーザの信号を仮判定し、それらを受信信号から並列または逐次的に減算する操作を繰り返すことで干渉

キャンセル効果を向上させる繰り返し並列(または逐次)干渉キャンセラ[5]では操作が複雑で、遅延が大きくなってしまふ。

MAIが発生するのは、チャネルの伝達関数が平坦でない、すなわち周波数選択性であるからである。そこで最近、MC-CDMAを対象にした周波数領域送信等化が検討されている[6],[7]。等価的にチャネルの伝達関数を平坦とするような周波数領域等化重みを用い、あらかじめ送信信号を等化して送信する、いわゆる送信等化を行えば、MAIを低減できるはずである。各ユーザのチャネルを等価的に完全に周波数非選択性にできればMAIがなくなる。このような等化をゼロフォージング(ZF)送信等化と呼ぶ。しかし、ZF送信等化ではチャネル利得が落ち込んでいるサブキャリアでは非常に大きな送信電力を必要とするため、送信電力を一定とする条件下では大きな受信電力損が発生してしまい、かえって熱雑音による誤りを増加させてしまうことになる。そこで、総送信電力を一定にするという電力拘束条件の下で、完全ではないものの直交性をある程度回復させつつ受信電力損を抑える送信等化が望まれる。筆者らが提案している一般化最小二乗誤差(GMMSE)周波数領域送信等化[7]では、送信電力一定という拘束条件の下でチャネルの等価伝達関数と目標値との平均二乗誤差を最小とするような送信等化重みを用いる。ところで、データ変調の多値数を大きくするにつれ信号点間隔が小さくなるため、MAIの影響を受けやすくなる。そこで本論文では、QPSK、16QAMや64QAMを用いるMC-CDMA上りリンクにGMMSE周波数領域送信等化を適用したときのBER特性について検討している。

本論文の構成は以下のようになっている。まず第2章では、GMMSE周波数領域送信等化を用いるMC-CDMA/TDD上りリンクについて述べている。次いで第3章では、多値変調を用いるMC-CDMA/TDD上りリンクにGMMSE周波数領域送信等化を適用したときの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。第4章はまとめである。

## 2. GMMSE 周波数領域送信等化を用いる MC-CDMA/TDD 上りリンク伝送系モデル

TDDは次世代超高速移動通信における複信方式として有望である[8]。その理由は、図1に示したように、TDDでは同一の搬送波周波数を上りと下りリンクに用いるので、基地局では上りリンク受信のチャネル推定結果を用いて、容易に下りリンク送信の等化や送信電力制御を行うことができるからである。特に高速データ伝送では、TDDフレーム時間長を短くできるので上りリンクチャネル推定時点から下りリンク送信時点までの時間間隔が短くなり、高速フェージングに追従した下りリンク等化が行える。

ところで、筆者らが提案しているGMMSE周波数領域送信等化はMC-CDMA/TDD上りリンクで発生するMAIの軽減を目的としている。したがって、周波数領域等化機能(下りリンクMMSE周波数領域受信等化と上りリンクGMMSE周波数領域送信等化)を各移動局に搭載し、基地局では単純な受信機能のみを用いる。移動局の送受信系を図2に示す。以下では $N$ 個のサブキャリアを用いるMC-CDMA/TDDを対象とし、 $N/SF$

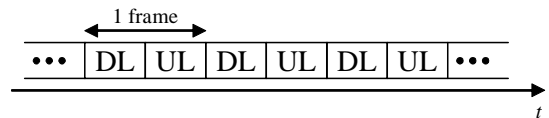


図1 TDDフレーム構成

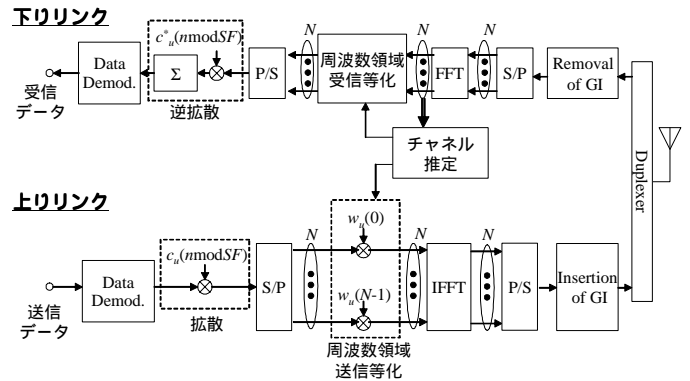


図2 MC-CDMA/TDD 移動局送受信系の構成(ユーザ  $n$ )

個のデータシンボルの送信を考える( $SF$ は拡散率)。なお、本論文ではFFTサンプリング間隔 $T_c$ の離散時間表現を用いる。

### 2.1. 送信信号

送信側では2値送信データをデータシンボル系列に変換する。ユーザ $u$ のデータシンボル $\{d_u(i); i=0 \sim N/SF-1\}$ に、他ユーザの拡散符号と直交する直交拡散符号 $c_u(n)$ を乗積したあと、直並列(S/P)変換し、 $N$ 個のサブキャリアをそれぞれ変調する。ユーザ $u$ のサブキャリア $n$ の信号成分を $S_u(n)$ で表すと、次式のようになる。

$$S_u(n) = \sqrt{\frac{2P}{SF}} c_u(n \bmod SF) d_u \left( \left\lfloor \frac{n}{SF} \right\rfloor \right) \quad (1)$$

ここで、 $P$ は1データシンボル当たりの送信電力である。次に、各サブキャリア信号 $S_u(n)$ に等化重み $w_u(n)$ を乗算し、 $N$ 点の逆高速フーリエ変換(IFFT)を適用してMC-CDMA信号 $s_u(t)$ を生成する。これに、 $N_g$ サンプルのガードインターバル(GI)を付加した後の送信信号 $s_u(t)$ は次式のように表される。

$$s_u(t) = \sum_{n=0}^{N-1} S_u(n) w_u(n) \exp \left( j 2 \pi n \frac{t}{N} \right), \quad t = -N_g \sim N-1 \quad (2)$$

ここで、 $w_u(n)$ はサブキャリア $n$ におけるユーザ $u$ の送信等化重みである。GMMSE周波数領域送信等化では、送信電力一定という電力拘束条件のもとで、等価チャネル利得 $H_u(n)w_u(n)$ と等化目標値 $x$ との二乗誤差を最小とするような $w_u(n)$ を決定する。ここで、 $H_u(n)$ はサブキャリア $n$ におけるユーザ $u$ のチャネル利得である。 $w_u(n)$ は次式のように表せる[7]。

$$w_u(n) = \frac{xH_u^*(n)}{|H_u(n)|^2 + \lambda_u} \quad (3)$$

ここで、 $\lambda_u$  は次式を満たす変数であり、数値計算により求めることができる。

$$\sum_{n=0}^{N-1} \left( \frac{|H_u(n)|}{|H_u(n)|^2 + \lambda_u} \right)^2 = \frac{N}{x^2} \quad (4)$$

## 2.2. チャネルモデル

$T_c$  間隔の遅延時間を持つ  $L$  個の離散パスから成る周波数選択性フェージングチャネルを仮定する。ユーザ  $u$  と基地局の間の伝搬路のパス  $l$  の複素パス利得を  $\xi_{u,l}$ 、遅延時間を  $\tau_l$  とする(ただし、 $\tau_l=0 \sim N_g-1$  であるものとする)と、受信信号  $r(t)$  は次式のように表される。

$$r(t) = \sum_{u=0}^{U-1} \sum_{l=0}^{L-1} \xi_{u,l} s_u(t - \tau_l) + \eta(t), \quad t = -N_g \sim N-1 \quad (5)$$

ここで、 $U$  は同時通信ユーザ数、 $\eta(t)$  は平均値 0 で分散  $2N_0/T_c$  の複素ガウス雑音であり、 $N_0$  は相加性白色ガウス雑音(AWGN)の片側電力スペクトル密度である。また、 $t = -N_g \sim N-1$  の区間内では、パス利得は一定と仮定している。

## 2.3. 受信信号

受信機では、GI を除去して得られた受信信号系列  $\{r(t); t=0 \sim N-1\}$  に FFT を適用する。FFT によって得られるサブキャリア  $n$  の受信信号成分  $R(n)$  は次式のように表せる。

$$\begin{aligned} R(n) &= \frac{1}{N} \sum_{t=0}^{N-1} r(t) \exp\left(-j2\pi n \frac{t}{N}\right) \\ &= \sum_{u=0}^{U-1} S_u(n) \hat{H}_u(n) + \Pi(n) \end{aligned} \quad (6)$$

ここで、

$$\hat{H}_u(n) = H_u(n) w_u(n) \quad (7)$$

は 2.1 節で述べた等価チャネル利得である。また、 $\Pi(n)$  は雑音である。 $H_u(n)$  および  $\Pi(n)$  は、それぞれ次式で表される。

$$\begin{cases} H_u(n) = \frac{1}{N} \sum_{l=0}^{L-1} \xi_{u,l}(t) \exp\left(-j2\pi n \frac{\tau_l}{N}\right) \\ \Pi(n) = \frac{1}{N} \sum_{t=0}^{N-1} \eta(t) \exp\left(-j2\pi n \frac{t}{N}\right) \end{cases} \quad (8)$$

次に  $\{R(n); n=0 \sim N-1\}$  を並直(P/S)変換した後、次式のよ

表 1 シミュレーション諸元

Transmitter	Data modulation	QPSK, 16QAM, 64QAM
	Spreading factor	$SF = 4, 16, 64, 256$
	Channelization code	OVSF
	No. of subcarriers	$N_c = 256$
	Effective symbol length	$T_s = 256\Delta T$
Channel	Guard interval	$T_g = 32\Delta T$
	No. of paths	$L = 16$
	Time delay difference	$\Delta T$
Receiver	Power delay profile	uniform
	Frequency-domain equalization	MMSE equalization reception GMMSE pre-equalization transmission
	Channel estimation	Ideal

うに逆拡散して軟判定値系列  $\{d_u(i); i=0 \sim N/SF-1\}$  を得て、データ判定する。

$$\hat{d}_u(i) = \frac{1}{SF} \sum_{n=iSF}^{(i+1)SF-1} R(n) c_u^*(n \bmod SF) \quad (9)$$

## 3. 計算機シミュレーション

シミュレーション諸元を表 1 に示す ( $\Delta T$  は FFT サンプリング間隔である)。サブキャリア数を  $N=256$ 、GI 長を  $N_g=32$  サンプルとした。独立な  $L=16$  個のパスから構成される一様電力遅延プロファイルを有する周波数選択性レイリーフェージングチャネルを仮定し、パス  $l$  の遅延時間は  $\tau_l=l\Delta T$  サンプルであるものとする。移動局では下りリンク受信信号を用いて上りリンクのチャネル利得  $\{H_u(n); n=0 \sim N-1\}$  を理想的に推定できるものと仮定している。

なお、GMMSE 周波数領域送信等化の等化目標値  $x$  は、QPSK および 16QAM については、 $SF=U=64$  の時に  $BER=10^{-3}$  を得るための所要  $E_b/N_0$  を最小とするようにしており、QPSK のときは  $x=0.6$ 、16QAM のときは  $x=0.5$  である。なお、64QAM のときは  $BER=10^{-2}$  で最適化することとし、 $x=0.5$  とした。

### 3.1. 多値変調時の BER 特性

MMSE 受信等化および GMMSE 送信等化を用いたときの 1 ビット当たりの送信信号エネルギー対雑音電力スペクトル密度比  $E_b/N_0$  対平均 BER 特性を、ユーザ数をパラメータとして図 3 に示す。 $SF=64$  である。周波数領域送信等化では、ユーザ数が多くなるにつれて MAI が大きくなるために BER 特性は大幅に劣化し、高い BER フロアが発生する。一方、GMMSE 周波数領域送信等化は MAI を低減させることができるので、拡散率と同じユーザ数 ( $U=64$ ) であっても BER フロアが見られず、受信等化より優れた BER 特性が得られている。MMSE 受信等化では、QPSK から 16QAM、64QAM へと変調多値数を大きくすると、信号点間距離が短くなって MAI の影響を受け易くなるため、BER フロアが増加する。しかし GMMSE 送信等化では、変調多値数を大きくしてもシングルユーザ時から特性劣化は小さい。BER= $10^{-3}$  でのシングルユーザ時からの 16QAM の  $E_b/N_0$  劣化は、 $U=16$  で約 1dB、 $U=64$  で約 3dB であ

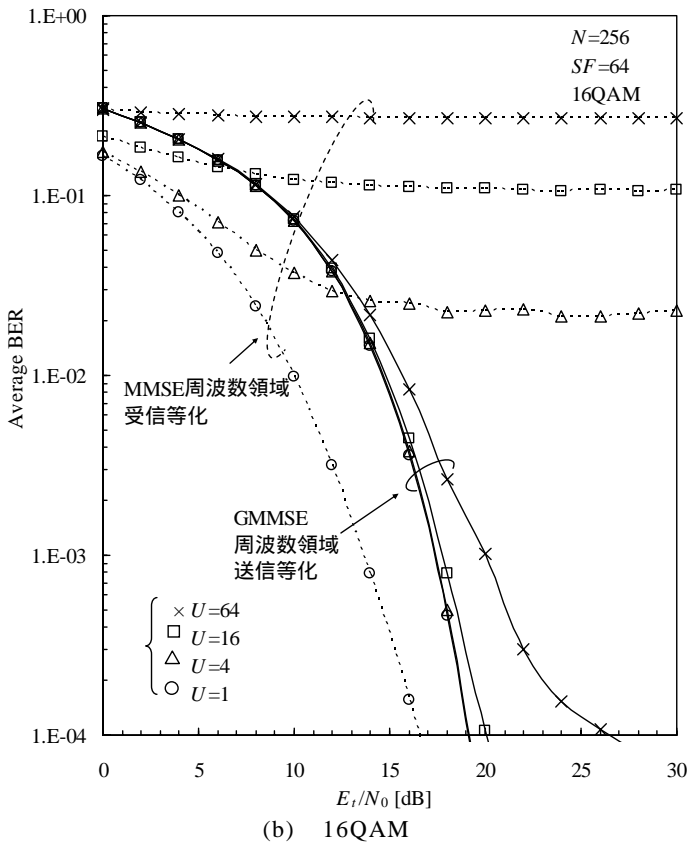
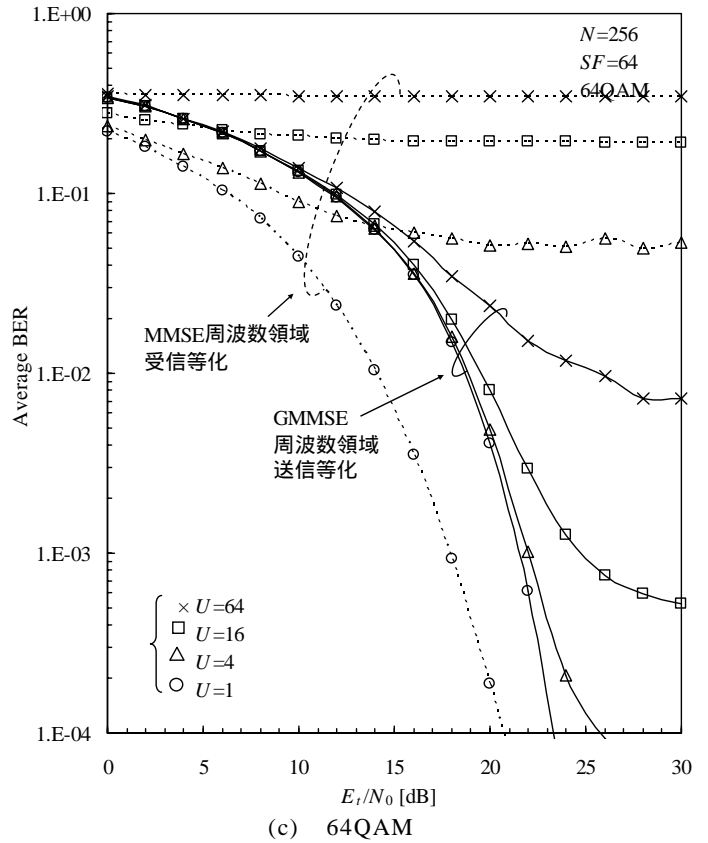
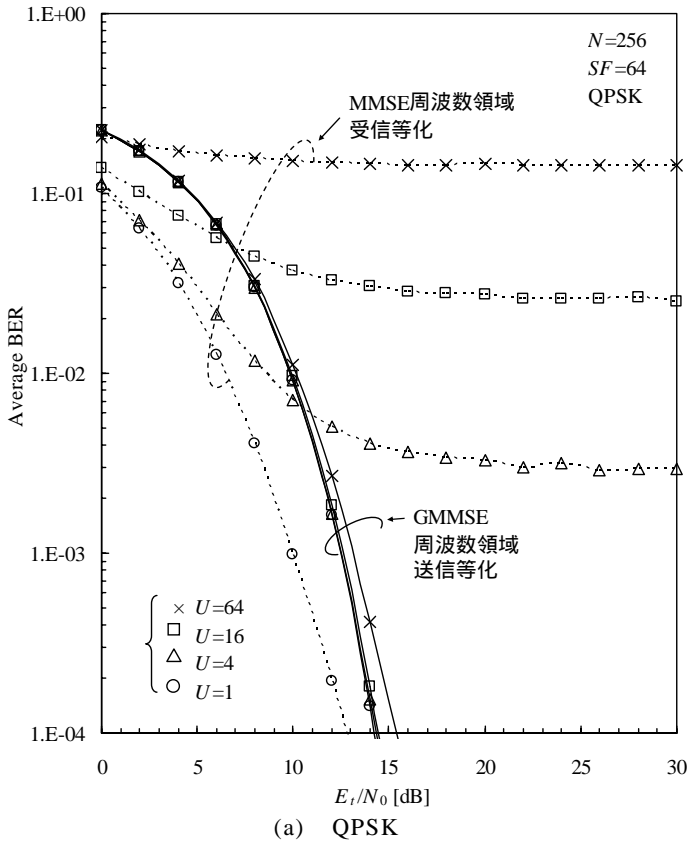


図3 QPSK, 16QAM および 64QAM を用いる上りリンクの平均 BER 特性

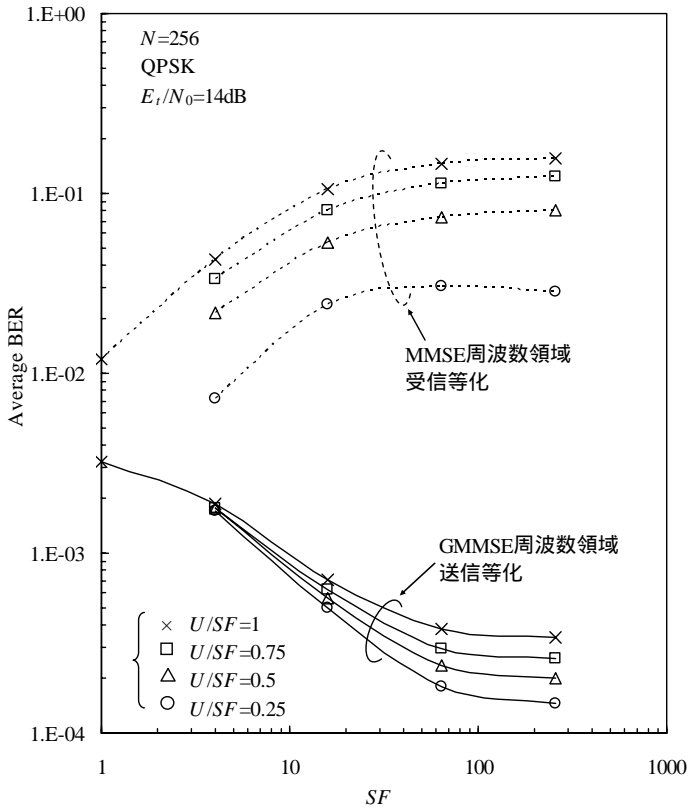
### 3.2. 拡散率 $SF$ の影響

MMSE 受信等化および GMMSE 送信等化を用いたときについて、正規化ユーザ数  $U/SF$  をパラメータとしてプロットした拡散率  $SF$  対平均 BER 特性を図4に示す。なお、 $BER=10^{-3}$  付近での BER の  $SF$  依存性を、QPSK, 16QAM および 64QAM について比較するために、 $E_r/N_0$  は 14dB(QPSK), 18dB(16QAM), 24dB(64QAM)とした。 $SF=1$  のときは OFDM になる。

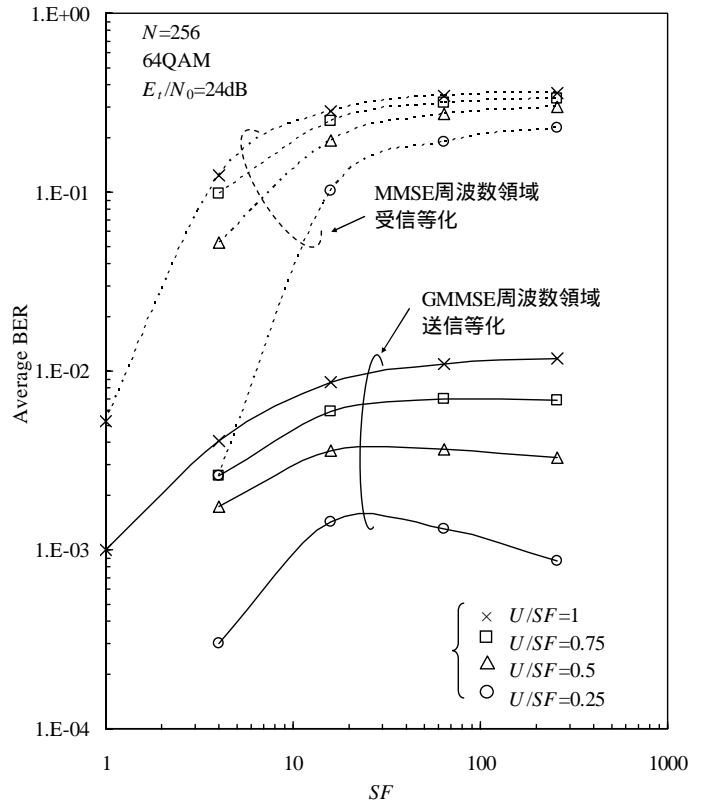
QPSK の場合、MMSE 受信等化では、正規化ユーザ数  $U/SF$  を一定のままで  $SF$  を大きくするにつれ BER が増加してしまう。一方、GMMSE 送信等化の場合はその逆で、 $SF$  を大きくするにつれ BER が減少する。この理由は以下のように説明できる。MC-CDMA では、 $SF$  を大きくするにつれ、大きな周波数ダイバーシチ効果が得られるものの、符号直交性の崩れが大きくなり MAI が増加してしまうことが知られている。MMSE 受信等化では周波数ダイバーシチ効果よりも MAI の影響が大きいため、 $SF$  を大きくするにつれ BER が増加してしまう。一方、GMMSE 周波数領域送信等化では MAI を低減することができるので、 $SF$  を大きくすることでより大きな周波数ダイバーシチ効果を得ることができる。

しかし、16QAM の場合、GMMSE の BER は  $SF$  によらずほぼ一定の BER が得られている。つまり、周波数ダイバーシチ効果による BER 低減が得られていない。この理由は、信号点間距離が短くなることにより、わずかな残留 MAI でも BER 劣化が発生し、周波数ダイバーシチ効果を打ち消してしまうからである。64QAM のと

る。また、64QAM のとき  $BER=10^{-2}$  でのシングルユーザ時からの  $E_r/N_0$  劣化量は、 $U=4$  で約 0.5dB、 $U=16$  で約 1.5dB である。

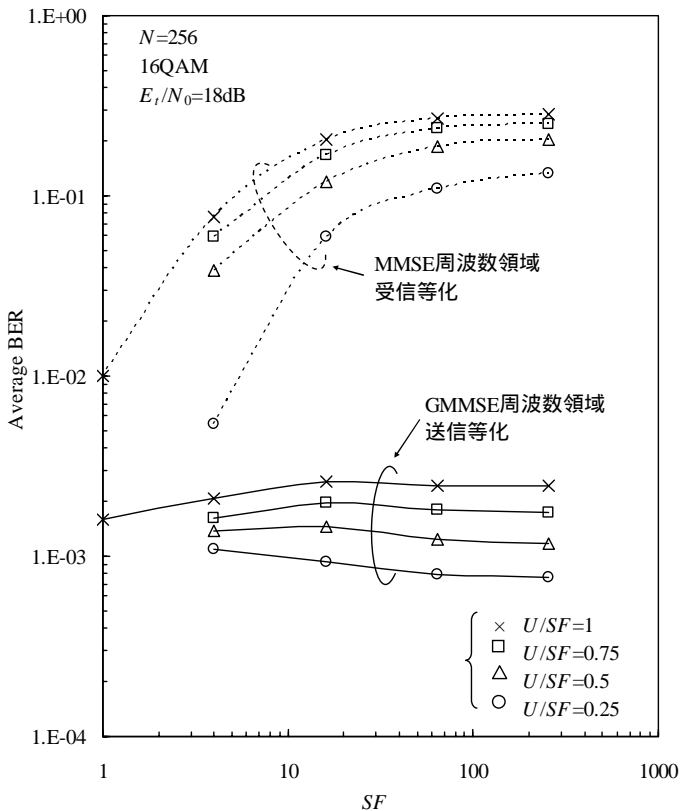


(a) QPSK



(c) 64QAM

図4 上りリンク BER の拡散率依存性



(b) 16QAM

き残留 MAI による BER 劣化はより顕著になり、GMMSE 周波数領域等化送信でも受信等化と同様に  $SF$  を大きくするにつれ BER が増加してしまう傾向が見られるが、 $U/SF$  が小さい場合、MAI は小さいので、 $SF$  がかなり大きくなると周波数ダイバーシチ効果の影響が大きくなり、BER が減少し始めることが分かる。

#### 4. むすび

本論文では、QPSK、16QAM および 64QAM 変調を用いる MC-CDMA/TDD 上りリンクに GMMSE 周波数領域等化送信を適用したときの平均 BER 特性を計算機シミュレーションにより明らかにした。その結果をまとめると以下ようになる。

(1) MMSE 受信等化では、QPSK から 16QAM、64QAM へと変調多値数を多くすると、信号点間距離が短くなって MAI の影響を受け易くなるため、BER フロアが増加する。しかし GMMSE 送信等化では、変調多値数を大きくしてもシングルユーザ時から特性劣化は小さい。

(2) 拡散率  $SF$  を大きくするにつれ、MMSE 受信等化では BER が増加するが、GMMSE 送信等化ではより大きな周波数ダイバーシチ効果を得ることができるので BER が減少する。しかし、64QAM では、信号点間距離が減少することにより、わずかな残留 MAI でも BER 劣化が発生するため、 $SF$  を大きくするにつれ MMSE 受信等化と同様に BER が増加してしまう。しかし、 $SF$  をかなり大きくすると周波数ダイバーシチ効果がより大きくなるため、BER が減少する。

本論文では理想チャネル推定を仮定した。今後は、

パイロットチャネル推定など，実用的なチャネル推定を用いるときのGMMSE周波数領域送信等化のBER特性改善効果について検討する．

## 5. 文献

- [1] W. C. Jakes, Jr., ed., *Microwave mobile communications*, Wiley, New York, 1974.
- [2] S. Hara and R. Prasad, "Overview of Multicarrier CDMA", *IEEE Commun. Mag.*, pp.126-133, Dec. 1997.
- [3] 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.
- [4] 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, No.1, pp. 352-363, Jan. 2003.
- [5] H. Zhao, T. Ottosson, E. G. Ström, A. Kidiyarova-Shevchenko and K. Platov, "A Fixed-Point Implementation of Successive Interference Canceller for WCDMA", *Proc. International Conference on Cellular and Intelligent Communications (CIC)*, Seoul, Korea, Oct. 2003.
- [6] 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 Vehicular Technology Conference (VTC'03, Fall)*, Oct. 2003.
- [7] 阿部,高岡,安達, "送信等化を用いるMC-CDMAの伝送特性", *信学技報RCS2004*, Vol. 103, No.682, pp.131-136, 2004年3月
- [8] R. Esmalizadeh, M. Nakagawa and A. Jones, "TDD-CDMA for the 4<sup>th</sup> Generation of Wireless Communications", *IEEE Wireless Commun. Mag.*, Vol. 10, No. 4, pp.8-15, Aug. 2003.
- [9] S. Haykin, *Adaptive Filter Theory*, 3<sup>rd</sup> edition, Prentice Hall, 1996.