

送信等化を用いる MC-CDMA の伝送特性

阿部 聡[†] 高岡 辰輔[†] 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: [†]{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。そこで最近、上りリンク送信信号をあらかじめ等化して送信する送信等化が注目されている。本論文では、MC-CDMA/TDD を対象に、一般化最小二乗誤差(MMSE)周波数領域送信等化を提案している。送信等化重みを Lagrange 未定乗数法を用いて求めている。周波数選択性レイリーフェージングチャネルにおける一般化 MMSE 周波数領域送信等化を用いる上りリンクの 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, 送信等化

Frequency Domain Transmit Equalization for Uplink MC-CDMA

Satoshi ABE[†] Shinsuke TAKAOKA[†] 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: [†]{abe, takaoka}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡]adachi@ecei.tohoku.ac.jp

Abstract In multi carrier code division multiple access (MC-CDMA), since signals transmitted from different users 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, resulting in the degraded bit error ratio (BER) performance due to large multi-access interference (MAI). Hence, transmit frequency-domain equalization that pre-equalizes the transmit signal spectrum is recently attracting attention. In this paper, we propose a generalized transmit frequency-domain equalization suitable for MC-CDMA/TDD uplink. The transmit equalization weights are obtained based on the Lagrange multipliers method. The BER performance using the proposed transmit equalization in a frequency-selective Rayleigh fading channel is evaluated by computer simulation.

Keyword MC-CDMA, transmit frequency-domain equalization

1. まえがき

次世代の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る。しかし高速移動通信を実現しようとするとき周波数選択性フェージングが生じ、符号間干渉(ISI)によりビット誤り率(BER)特性が大幅に劣化してしまう[1]。そこで、次世代移動通信システムにおけるマルチアクセス技術の有力候補として注目されているのがマルチキャリア CDMA (MC-CDMA)である[2-3]。MC-CDMA は、直交する多数のサブキャリア上に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る(一方、直接拡散(DS)-CDMA は時間領域拡散を用いる)。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信号伝送が可能となる[2-4]。MC-CDMA の上りリンクでは、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系列推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、各ユーザの信号を推定し、それらを受信信号から並列または逐次的に減算する干渉キャンセラもあるが、基地局側で全ユーザの拡散符号を知っていることが必要である。この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)干渉キャンセラでは遅延が大きくなってしまふ[5]。

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はあるからである。そこで、等価的にチャネルの伝達関数を平坦にするよう、チャネル伝達関数の逆関数になるような周波数領域等化重みを用いて送信側であらかじめ送信信号スペクトルを制御して送信する、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すれば MAI がなくなる．このような等化はゼロフォーシング(ZF)送信等化と呼ぶことができる．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にしなければならないから,送信電力が一定の条件のもと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,全サブキャリアの合計送信電力を一定にするという条件のもと,直交性を回復させつつ受信電力損を抑える送信等化が望まれる．

本論文では,MC-CDMA/TDDを対象に,一般化最小二乗誤差(MMSE)周波数領域送信等化を提案している．送信等化重みを Lagrange 未定乗数法[6]を用いて求めている．また,周波数選択性レイリーフェージングチャネルにおける一般化 MMSE 周波数領域送信等化を用いる上りリンクの 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．

2. MC-CDMA/TDD 上りリンク伝送系モデル

時分割複信(TDD)方式は,同一の周波数を上下リンクで一定時間間隔ごとに交互に使用する方式である[7]．TDD のフレーム構成を図 1 に示す．TDD では,下りリンクのパイロットを用いて推定して得られたチャネル推定値を上りリンクに用いて送信等化を行うことができる．本論文では,チャネル推定が理想的であると仮定する．

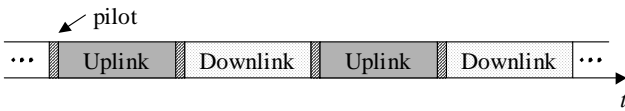


図 1 TDD フレーム構成

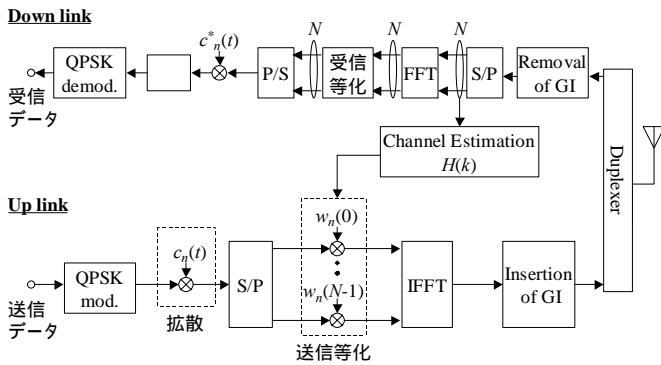


図 2 MC-CDMA/TDD 移動局送受信系の構成(ユーザ n)

周波数領域送信等化を用いる MC-CDMA/TDD 上りリンク移動局の送受信系構成を図 2 に示す．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．以下では N 個のサブキャリアを用いる MC-CDMA を対象とし, N/SF 個のデータシンボルを送信するものとする．直交拡散符号 $c_n(k)$ を乗積することにより拡散を行う．こうして N/SF 個のデータシンボル系列は拡散されて,さらに S/P 変換により N サブキャリアに分配される．ユーザ n のサブキャリア k の信号成分を $S_n(k)$ で表すと,

$$S_n(k) = \sqrt{\frac{2S}{SF}} c_n(k \bmod SF) d_n \left(\left\lfloor \frac{k}{SF} \right\rfloor \right) \quad (1)$$

ここで, S は送信データ 1 シンボル当たりの電力である．さらに各サブキャリア信号に送信周波数等化重み $w_n(k)$ を乗算する．次に N 点の逆高速フーリエ変換(IFFT)を適用して MC-CDMA 信号 $s_n(t)$ 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 $s_n(t)$ は次式のように表される．

$$s_n(t) = \sum_{k=0}^{N-1} S_n(k) w_n(k) \exp \left(j 2 \pi k \frac{t}{N} \right), \quad t = -N_g \sim N-1 \quad (2)$$

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ている．

L 個の離散パスを持つ周波数選択性フェージングチャネルを仮定し,ユーザ n と基地局の間の伝搬路のパス l の複素パス利得を $\xi_{n,l}(t)$ で表すと,受信信号 $r(t)$ は次式のように表される．

$$r(t) = \sum_{n=0}^{U-1} \sum_{l=0}^{L-1} \xi_{n,l}(t) s_n(t) + \eta(t), \quad t = -N_g \sim N-1 \quad (3)$$

ここで, U はユーザ数, $\eta(t)$ 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,チャネル利得は一定とみなせるものと仮定している．

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．サブキャリア k の成分 $R(k)$ は次式のように表せる．

$$\begin{aligned} R(k) &= \sum_{t=0}^{N-1} r(t) \exp \left(-j 2 \pi k \frac{t}{N} \right) \\ &= \sum_{n=0}^{U-1} S_n(k) \{ H_n(k) w_n(k) \} + \Pi(k) \end{aligned} \quad (4)$$

ここで, $H_n(k)$ および $\Pi(k)$ は次式で表される．

$$\begin{cases} H_n(k) = \sum_{l=0}^{L-1} \xi_{n,l}(t) \exp \left(-j 2 \pi k \frac{l}{N} \right) \\ \Pi(k) = \sum_{t=0}^{N-1} \eta(t) \exp \left(-j 2 \pi k \frac{t}{N} \right) \end{cases} \quad (5)$$

本論文では, $H_n(k) w_n(k)$ を等価チャネル利得と呼ぶ．

3. 一般化 MMSE 周波数領域送信等化

3.1. 等化重み

ユーザ n のサブキャリア k におけるチャネル利得および送信等化重みは,それぞれ $H_n(k)$ および $w_n(k)$ で表される．周波数領域送信等化では,送信電力一定という拘束条件のもとで次式のように等価チャネル利得 $H_n(k) w_n(k)$ と等化目標値 x との二乗誤差を最小とするよう $w_n(k)$ を決定する．

$$\begin{aligned} \text{Minimize} \quad & e^2 = \sum_{k=0}^{N-1} |w_n(k)H_n(k) - x|^2 \\ \text{subject to} \quad & \sum_{k=0}^{N-1} |w_n(k)|^2 = N \end{aligned} \quad (6)$$

Lagrange 未定乗数法[6]を用いて $w_n(k)$ を求めると次式のようになる。

$$w_n(k) = \frac{xH_n^*(k)}{|H_n(k)|^2 + \lambda_n} \quad (7)$$

ここで λ_n は次式を満たす変数であり，数値計算により簡単に求めることができる。

$$\sum_{k=0}^{N-1} \frac{|H_n(k)|^2}{(|H_n(k)|^2 + \lambda_n)^2} = \frac{N}{x^2} \quad (8)$$

3.2. 等化目標値 x と等化誤差

簡単のため， $S_n(k)=1$ および $U=1$ とし，雑音を無視する．等化目標値 x の関数としてプロットした等化誤差(最小二乗誤差 e_{\min}^2)を図3に示す。

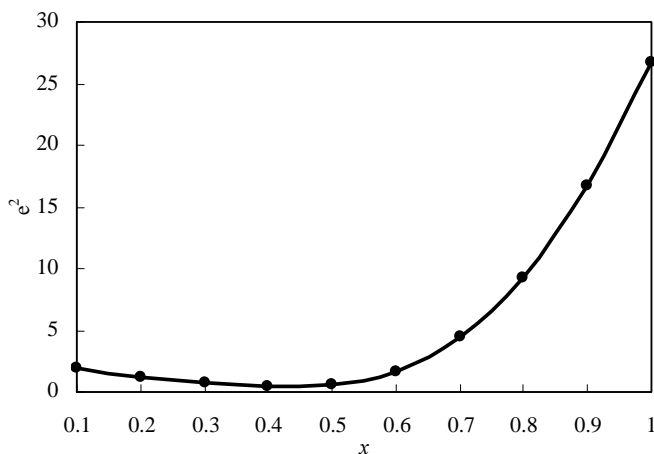
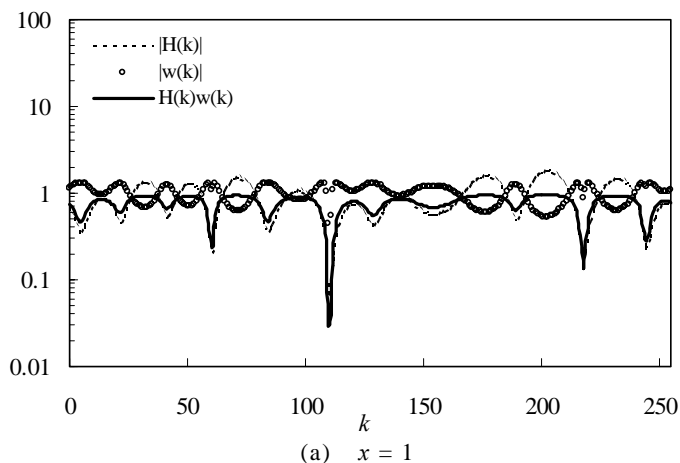


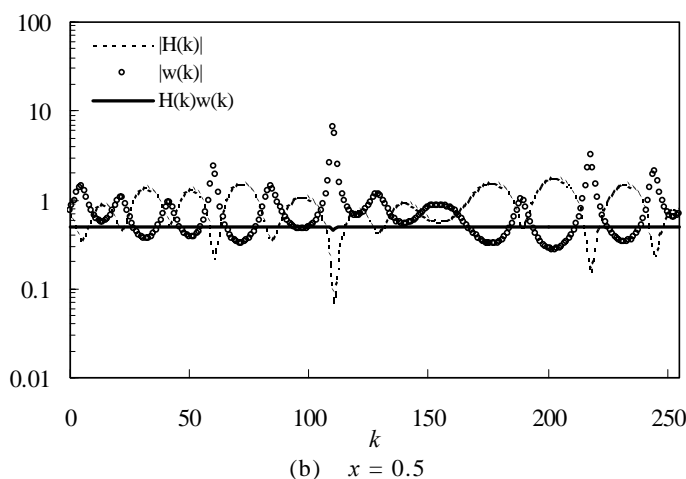
図3 送信等化誤差

x を 1 より小さくしてゆくと等化誤差を小さくできる．しかし， x を小さくし過ぎると等化誤差が逆に大きくなってしまふ． $x=0.1, 0.5$ および 1 のときの送信等化重みと等価チャネル利得を図4に示す． $x=1$ のときは，等化重みはチャネル利得のほぼ逆特性になる．しかし，チャネル利得が大きく落ち込んだサブキャリア点では，等化重みが小さくなってしまふ．このため，等価利得チャネルを平坦とすることができない．しかし， x を小さくしてゆくと($x=0.5$)，式(8)から理解できるように電力拘束条件が緩くなるので，チャネル利得の落ち込んだサブキャリア点でも目標値に近い平坦な等価チャネル利得が得られる．図3より，等化誤差を最小とする x は 0.3~0.5 になる．このことは， $x=0.3$ ~0.5 を用いれば，直交性を回復することができるので，ユーザ数 U が多く MAI が支配的な環境では BER

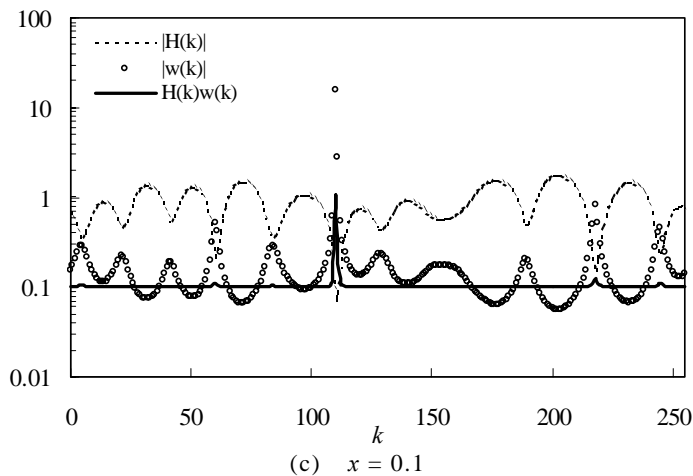
特性を大幅に改善できることを示唆している．しかし， x が小さくなるということは，大きな受信電力損が発生することを意味している．受信電力損が大きいと熱雑音による誤りを増加させてしまひ，BER 特性は劣化する．すなわち，直交性の回復と電力損とはトレードオフの関係にあることがわかる． x の最適値は平均受信電力対雑音電力比の関数になる． x の最適値を解析的に求めることは困難なので，計算機シミュレーションにより求めることにする．



(a) $x = 1$



(b) $x = 0.5$



(c) $x = 0.1$

図4 送信等化重みと等価チャネル利得

4. 計算機シミュレーション

サブキャリア数 $N=256$, ガードインターバル $N_g=32$ サンプル, 拡散率 $SF=64$ の MC-CDMA 上りリンクに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求める. 独立な 16 パスから構成される一様電力遅延プロファイルで, 最大ドップラー周波数 $f_D T=0.01$ の周波数選択性レイリーフェージングチャネルを仮定する. また, 第 3 章で仮定したように, 下りリンクチャネルを用いて上りリンクチャネル利得 $\{H_n(k)\}$ を理想的に推定できるものと仮定している.

ユーザ数 $U=64$ のときについて, 等化目標値 x をパラメータとして表した平均 BER 特性を図 5 に示す. 比較のため, $U=64$ および $U=1$ のときの MMSE 周波数領域受信等化を用いる MC-CDMA 上りリンクを同図に示す. 図により, $U=64$ のとき $BER=10^{-3}$ を満たす所要 E_t/N_0 を最小とするための等化目標値 x の最適値を求めると, $x=0.6$ となる.

みを与えなければならないため, 電力拘束条件のもとでは等価チャネル利得が非常に小さくなるからである. これを回避しようというのが CE である. ZF よりも大幅に特性が改善されている. さらに, Quasi-MMSE や Modified Quasi-MMSE では優れた BER 特性が得られている. Quasi-MMSE と一般化 MMSE を比較すると, 一般化 MMSE では E_t/N_0 が小さい範囲では若干劣るものの, ほとんど同等の特性が得られることがわかる. 最適 λ を用いる Modified Quasi-MMSE は, 一般化 MMSE とほぼ同等の特性となっている.

ユーザ数が少ないときの誤りの支配的な発生原因は熱雑音である. このとき, 多少, 直交性が崩れても MAI の影響が少ない. したがって, $x=0.6$ より等価チャネル利得低下の少ない $x=1$ の方が優れた平均 BER 特性を与えることになる. $U=4$ のとき, $x=1$ を用いる一般化 MMSE は全ての等化法の中で最も良い特性になっている.

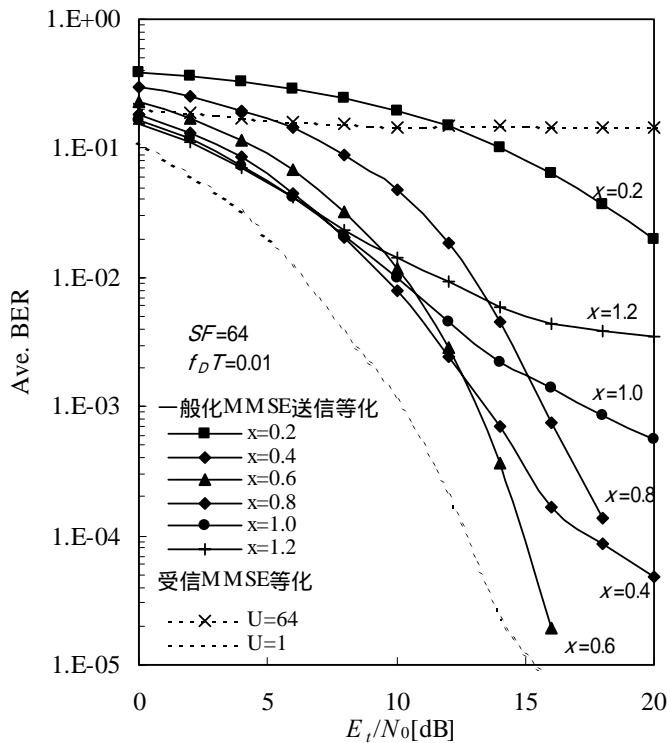
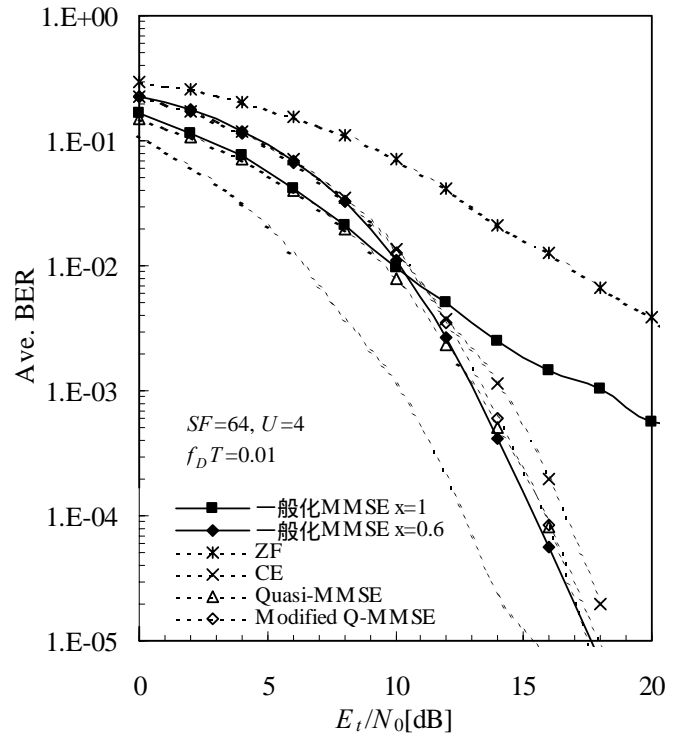


図 5 x をパラメータとして表した平均 BER 特性

ユーザ数 $U=64, 16, 4$ の時について, $x=0.6$ および 1 を用いる一般化 MMSE BER 特性を図 6 に示す. 比較のため, 文献[8]で報告されている ZF, CE, Quasi-MMSE, Modified Quasi-MMSE 送信周波数領域等化(付録参照)を用いるときの BER 特性も示す. なお, CE 送信周波数領域等化の閾値 $a_{threshold}$ は, $U=64$ のときに $BER=10^{-3}$ を満たす所要 E_t/N_0 を最小とする $a_{threshold}=0.175$ としている. Modified Quasi-MMSE の λ の値も, $U=64$ のときの $BER=10^{-3}$ を満たす所要 E_t/N_0 を最小とする $\lambda=0.013$ としている.

$U=64$ の時について考察する. まず, ZF は他に比べて大幅に特性が劣化している. これは付録の式(A1)のように, 落ちこみサブキャリアに対して大きな等化重



(a) $U=64$

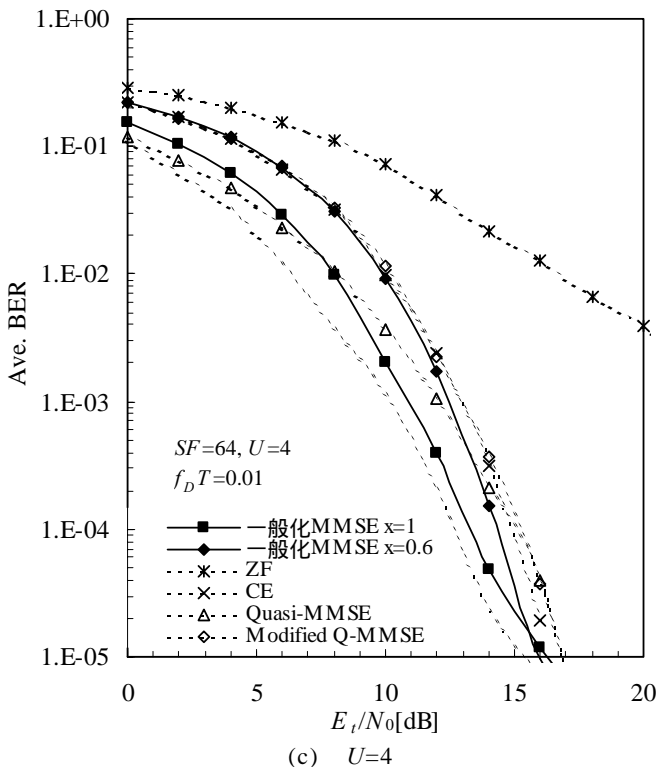
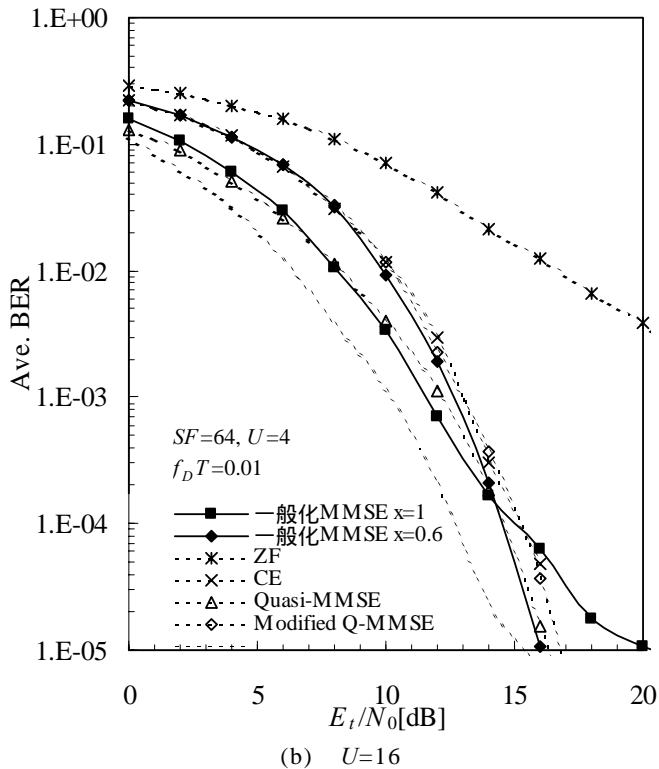


図6 一般化 MMSE 平均 BER 特性

5. むすび

本論文では、MC-CDMA/TDD 上りリンクを対象として、一般化 MMSE 周波数領域送信等化を提案した。一般化 MMSE では、送信電力拘束条件のもとで受信側で観測される等価チャネル利得と等化目標値 x (1)との

誤差を最小化する。等化目標値 x を 0.6 とすることで送信 E_t/N_0 の広い範囲にわたって平均 BER 特性を大幅に改善できることを示した。拡散率 $SF=64$ でユーザ数 $U=64$ のとき、 $x=0.6$ とすればシングルユーザ時からの所要 E_t/N_0 劣化 ($BER=10^{-3}$ 点) を 3dB に抑えることができた。また、ユーザ数 U が少ない時には $x=1$ とするときが最良の BER 特性を与えることがわかった。

本論文では、理想チャネル推定を仮定した。しかし、実際には下りリンクチャネル推定には誤差がある。また、下りリンクチャネル推定時点から上りリンク送信時点間の時間差があるために、さらに上りリンクチャネル推定誤差が増加してしまう。このため、送信等化を用いる時の平均 BER 特性は劣化する。今後の検討課題である。

6. 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] 鈴木, "移動通信における適応干渉キャンセラ", 電子情報通信学会誌, 解説 A, Vol. 79, pp. 579-582, 1996.
- [6] S. Haykin, *Adaptive Filter Theory*, 3rd edition, Prentice Hall, 1996.
- [7] R. Esmalizadeh, M. Nakagawa and A. Jones, "TDD-CDMA for the 4th Generation of Wireless Communications", IEEE, Vol. 10, No. 4, Aug 2003.
- [8] I. Cosovic, M. Schnell and A. Springer, "On the Performance of Different Channel Pre-Compensation Techniques for Uplink Time Division Duplex MC-CDMA", IEEE Vehicular Technology Conference(VTC'03, Fall), 2003.

A. 付録

電力拘束条件を持つ周波数領域送信等化重みは、一般に等化項 $F_n(k)$ と電力拘束項 W に分けることができ、次式のように表すことができる。

$$w_n(k) = F_n(k)W = F_n(k) \left(\frac{N}{\sum_{k=0}^{N-1} |F_n(k)|^2} \right)^{\frac{1}{2}} \quad (A1)$$

文献[8]で紹介されている周波数領域送信等化重みを以下で示す。

(1) ZF(zero forcing)

重みは次式で表される .

$$w_n(k) = \frac{1}{H_n(k)} \left(\frac{N}{\sum_{k=0}^{N-1} \frac{1}{|H_n(k)|^2}} \right)^{1/2} \quad (\text{A2})$$

$w_n(k)$ は、フェージング利得の逆数になるため、等価チャネル利得 $H_n(k)w_n(k)$ は平坦になり MAI の影響を完全に除去できるが^{*}、落ち込んだサブキャリアに非常に大きな重みを与えなければならないため、等価チャネル利得が小さくなってしまう .

(2) CE(control equalization)

閾値 $a_{threshold}$ を設けて、チャネル利得がそれよりも大きなサブキャリアでは ZF、小さなサブキャリアでは等価利得合成(EGC)を用いる . 等化重みは次式で与えられる .

$$w_n(k) = \begin{cases} \frac{1}{H_n(k)} W & , |H_n(k)| \geq a_{threshold} \\ \frac{H_n^*(k)}{|H_n(k)|} W & , |H_n(k)| \leq a_{threshold} \end{cases} \quad (\text{A3})$$

電力拘束項は次式で与えられる .

$$\begin{cases} W = \left(\frac{N}{\sum_{k=0}^{N-1} W_k} \right)^{1/2} \\ W_k = \begin{cases} \frac{1}{|H_n(k)|^2} & , |H_n(k)| \geq a_{threshold} \\ 1 & , |H_n(k)| \leq a_{threshold} \end{cases} \end{cases} \quad (\text{A4})$$

落ち込んだサブキャリアに ZF のように多大な利得を与えなくてもよくなり、等価チャネル利得の大幅な減少を避けることができる .

(3) MMSE

一般化 MMSE 送信等化で $x=1$ としたものが MMSE 周波数領域送信等化である .

(4) Quasi-MMSE

受信信号の SINR を最大とする送信等化であり、等化重みは次式で与えられる .

$$w_n(k) = \frac{H_n^*(k)}{|H_n(k)|^2 + \frac{SF}{E_t/N_0 \cdot (U-1)}} \cdot \left(\frac{N}{\sum_{k=0}^{N-1} \left(|H_n(k)|^2 + \frac{SF}{E_t/N_0 \cdot (U-1)} \right)} \right)^{1/2} \quad (\text{A5})$$

(5) Modified Quasi-MMSE

式(A5)の等化項の分母第 2 項を変数 λ にする送信等化である . 等化重みは次式で与えられる .

$$w_n(k) = \frac{H_n^*(k)}{|H_n(k)|^2 + \lambda} \cdot \left(\frac{N}{\sum_{k=0}^{N-1} \left(|H_n(k)|^2 + \lambda \right)} \right)^{1/2} \quad (\text{A6})$$

λ の最適値は、一般化 MMSE 周波数領域送信等化と同様に計算機シミュレーションにより求める .