

DS-CDMA 循環遅延送信ダイバーシティにおける 周波数領域等化の一検討

山本 哲矢^{a)} 武田 一樹^{b)} 安達 文幸^{c)}

^{a)}東北大学 工学部 電気情報物理工学科 〒980-8579 仙台市青葉区荒巻字青葉 6-6-05

^{b)c)}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: ^{a)b)}{yamamoto, kazuki}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, ^{c)}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直接拡散符号分割マルチアクセス(DS-CDMA)の伝送特性を改善する技術として、平均二乗誤差最小(MMSE)規範に基づく周波数領域等化(FDE)を用いる循環遅延送信ダイバーシティ(CDTD)が知られている。CDTDは、アンテナ毎に異なる循環遅延を与えて同じデータシンボルを複数アンテナから同時送信する送信ダイバーシティ技術で、等価的にパス数を増加させることができるため、大きな周波数ダイバーシティ効果が得られる。MMSE-FDEの後に時間領域逆拡散を行う従来の信号検出法では、等化後に発生する残留チップ間干渉(ICI)がビット誤り率(BER)特性の改善に限界を与えている。そこで、本論文では、等化と逆拡散を周波数領域で同時に行うFDE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って明らかにしている。

キーワード DS-CDMA, 循環遅延送信ダイバーシティ(CDTD), 周波数領域等化(FDE)

A Study of Frequency-Domain Equalization for DS-CDMA Cyclic Delay Transmit Diversity

Tetsuya YAMAMOTO^{a)} Kazuki TAKEDA^{b)} and Fumiyuki ADACHI^{c)}

^{a)}Dept. of Electrical, Information and Physics Engineering, School of Engineering, Tohoku University

^{b)c)}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: ^{a)b)}{yamamoto, kazuki}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, ^{c)}adachi@ecei.tohoku.ac.jp

Abstract Cyclic delay transmit diversity (CDTD) using frequency-domain equalization (FDE) based on the minimum mean square error (MMSE) criterion is a powerful technique to improve the bit error rate (BER) performance of direct sequence code division multiple access (DS-CDMA) signal transmission in a frequency-selective fading channel. CDTD simultaneously transmits the same signal from different antennas after adding different cyclic delays to increase the number of equivalent propagation paths and hence achieves the large frequency diversity gain. The BER performance of DS-CDMA with CDTD using MMSE-FDE is limited by the residual inter-chip interference (ICI) after FDE. In this paper, we propose a new FDE suitable for CDTD, which can simultaneously perform equalization and de-spreading in the frequency-domain. We evaluate the achievable BER performance by computer simulation.

Keyword DS-CDMA, cyclic delay transmit diversity (CDTD), frequency-domain equalization (FDE)

1. まえがき

次世代の移動無線通信では、高速かつ高品質なデータ伝送の実現が望まれている。しかし、移動無線チャネルは、遅延時間の異なる様々な伝搬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り、厳しい符号間干渉(ISI)が発生する[1],[2]。周波数領域等化(FDE)を用いれば周波数ダイバーシティ効果を得て、シングルキャリア(SC)伝送のビット誤り率(BER)特性を大幅に改善できる[3]。第3世代移動無線通信で用いら

れている直接拡散符号分割マルチアクセス(DS-CDMA)では Rake 合成が用いられている[4]が、チャネルの周波数選択性が強くなりすぎるとパス間干渉(IPI)が強くなり、Rake 合成では BER 特性が劣化してしまうことが知られている[5]。Rake 受信の代わりに平均二乗誤差最小規範に基づく周波数領域等化(MMSE-FDE)を用いれば、DS-CDMA の BER 特性を大幅に改善できる[5]。

さらに BER 特性を改善するためには、送信ダイバー

シチと FDE の併用が有効である．最近，マルチキャリア (MC) 伝送においてアンテナごとに異なる循環遅延を与えて送信する循環遅延送信ダイバーシチ (CDTD: Cyclic Delay Transmit Diversity) が提案されている [6],[7]．CDTD では，等価的にパス数を増加させチャネルの選択性を強くすることで，周波数ダイバーシチ効果を大きくする．MMSE-FDE を用いる DS-CDMA に CDTD を適用すれば，BER 特性を改善できることが示されている [8],[9]．文献 [8],[9] では，まず MMSE-FDE を行って，その後に時間領域逆拡散を行っている．しかし，MMSE-FDE 後に残留するチップ間干渉 (ICI) が BER 特性の改善に限界を与えてしまう [10]．

筆者らは，最近，上りリンクアクセスを対象に，各ユーザに同一の拡散符号を割り当てるが，ユーザ毎に異なる循環遅延を与えて送信する遅延時間/符号分割マルチアクセス (DT/CDMA) を提案した [11],[12]．DT/CDMA では，ユーザ同士を遅延時間領域で分離しつつ周波数ダイバーシチ利得 (またはパスダイバーシチ利得) を得ることができる．文献 [11],[12] で，FDE 後の遅延時間領域信号と軟判定値の平均二乗誤差 (MSE) を最小とする FDE 重みを提案した．この FDE は等化と逆拡散を同時に行う FDE とみなすことができる．CDTD による信号伝送は，DT/CDMA 上りリンクにおいて，遅延時間領域で多重された全ユーザが同一データを送信していることと等価である．つまり，DT/CDMA で提案した等化と逆拡散を同時に行う FDE を CDTD に応用できるはずである．こうすれば，ICI を発生させずに等化と逆拡散を周波数領域で同時に行うことができる．

そこで本論文では，CDTD において等化と逆拡散を周波数領域で同時に行う MMSE-FDE を提案し，CDTD に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って明らかにしている．また，従来の MMSE-FDE を用いた CDTD との比較を行っている．本論文の構成は以下のようになっている．第 2 章では CDTD について，第 3 章では従来の MMSE-FDE と提案する MMSE-FDE についてそれぞれ述べる．第 4 章では計算機シミュレーション結果を示し，第 5 章でまとめている．

2. 循環遅延送信ダイバーシチ (CDTD)

CDTD を用いる DS-CDMA 送信系を図 1 に示す．本論文では，チップ時間 T_c 間隔の離散低域等価表現を用いる．送信データシンボルを d ，系列長 SF の拡散符号を $\{c(t); t=0 \sim SF-1\}$ とする．

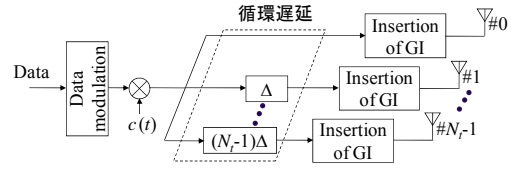


図 1 CDTD を用いる DS-CDMA 送信系

CDTD では， SF チップの送信チップ系列を送信アンテナ本数 N_t だけコピーし， n 番目の送信アンテナから送信されるチップ系列に循環遅延 $n\Delta$ を与える．このときの送信チップ系列 $s_n(t)$ ， $t=0 \sim SF-1$ ，は次式で表わされる．

$$s_n(t) = \sqrt{2S_n} d \cdot c((t - n\Delta) \bmod SF), \quad t = 0 \sim SF - 1 \quad (1)$$

ここで， S_n は各アンテナの送信電力であり，全アンテナ合計の送信電力は一定値 $S = \sum_n^{N_t-1} S_n$ である．循環遅延を与えた後，チップブロックの後尾 N_g チップをコピーしてブロックの先頭の GI に挿入して送信する．

各アンテナから送信された信号は L 個の離散パスから構成される周波数選択性フェージングチャネルを伝搬した後，受信機で受信される．受信信号 $r(t)$ は次式のように表わされる．

$$\begin{aligned} r(t) &= \sum_{n=0}^{N_t-1} \sum_{l=0}^{L-1} h_{n,l} s_n(t - \tau_{n,l}) + \eta(t) \\ &= d \sum_{n=0}^{N_t-1} \sqrt{2S_n} \sum_{l=0}^{L-1} h_{n,l} c((t - n\Delta - \tau_{n,l}) \bmod SF) + \eta(t) \end{aligned} \quad (2)$$

ここで， $h_{n,l}$ および $\tau_{n,l}$ はそれぞれ第 n 送信アンテナと受信機間の第 l パスの複素パス利得および遅延時間， $\eta(t)$ は零平均で分散 $2N_0/T_c$ の複素ガウス過程であり， N_0 は加法性白色ガウス雑音 (AWGN) の片側電力スペクトル密度である．

受信機では，GI を削除した後，受信チップ系列 $\{r(t); t=0 \sim SF-1\}$ に SF ポイント高速フーリエ変換 (FFT) を適用して周波数領域信号 $\{R(k); k=0 \sim SF-1\}$ に変換する． $R(k)$ は次式で与えられる．

$$\begin{aligned} R(k) &= \sum_{t=0}^{SF-1} r(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{SF}\right) \\ &= d \sum_{n=0}^{N_t-1} \sqrt{2S_n} H_n(k) \left\{ C(k) \exp\left(-j2\pi k \frac{n\Delta}{SF}\right) \right\} + \Pi(k) \end{aligned} \quad (3)$$

ここで， $C(k)$ ， $H_n(k)$ および $\Pi(k)$ は拡散符号 $\{c(t); t=0 \sim SF-1\}$ ，第 n アンテナから見たチャネルインパルス応答および雑音の第 k 周波数成分であり，それぞれ次式で与えられる．

$$\begin{cases} C(k) = \sum_{t=0}^{SF-1} c(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{SF}\right) \\ H_n(k) = \sum_{l=0}^{L-1} h_{n,l} \exp\left(-j2\pi k \frac{\tau_{n,l}}{SF}\right) \\ \Pi(k) = \sum_{t=0}^{SF-1} \eta(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{SF}\right) \end{cases} \quad (4)$$

各アンテナの送信電力が同じ ($S_n = S/N_t$ for all n) であるとする、式(3)は次式で表される。

$$R(k) = \sqrt{\frac{2S}{N_t}} d \cdot C(k)H(k) + \Pi(k) \quad (5)$$

ここで、 $H(k)$ は次式で与えられる複合チャネル利得である。

$$\begin{aligned} H(k) &= \sum_{n=0}^{N_t-1} H_n(k) \exp\left(-j2\pi k \frac{n\Delta}{SF}\right) \\ &= \sum_{n=0}^{N_t-1} \sum_{l=0}^{L-1} h_{n,l} \exp\left(-j2\pi k \frac{n\Delta + \tau_{n,l}}{SF}\right) \end{aligned} \quad (6)$$

$L=4$ で、 $N_t=1$ および $N_t=4$ の時の、複合チャネルインパルス応答と複合チャネル利得 $H(k)$ の様子をそれぞれ図2および図3に示す。CDTDでは、アンテナ毎に異なる循環遅延を与えて送信することで、受信機から見た等価的なパス数を増加させることができる。これにより図3(a)のような周波数選択性の弱いチャンネルを図3(b)のような選択性の強いチャンネルに変換できるため、MMSE-FDEを用いることで、大きな周波数ダイバーシチ効果が得られる。

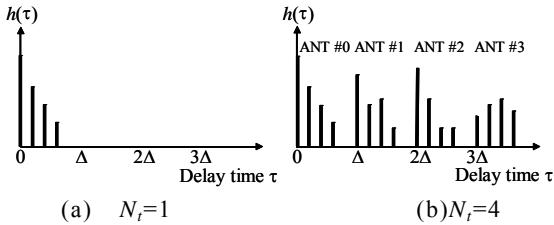


図2 複合チャネルインパルス応答

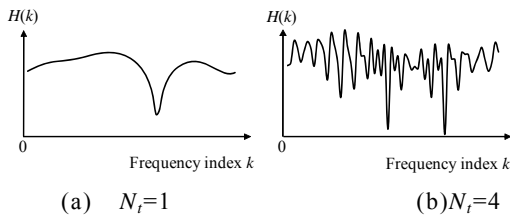


図3 複合チャネル利得 $H(k)$

3. DS-CDMA CDTD における MMSE-FDE

3.1. 従来の MMSE-FDE

従来の MMSE-FDE は、各アンテナの送信電力が同じ ($S_n = S/N_t$ for all n) で、 N_t 本のアンテナから送信された信号を等価的に周波数選択性の強い1つのチャンネルを

通って受信された信号と見なして次式のように行われる。

$$\hat{R}(k) = R(k)W(k) \quad (7)$$

$W(k)$ は次式で与えられる MMSE 重みである。

$$W(k) = \frac{H^*(k)}{|H(k)|^2 + \left(\frac{ST_c}{N_t N_0}\right)^{-1}} \quad (8)$$

FDE 後の周波数領域信号 $\{\hat{R}(k); k=0 \sim SF-1\}$ に SF ポイント逆 FFT (IFFT) を適用して時間領域信号 $\{\hat{r}(t); t=0 \sim SF-1\}$ に変換する。 $\hat{r}(t)$ は次式のように表わされる。

$$\hat{r}(t) = \frac{1}{SF} \sum_{k=0}^{SF-1} \hat{R}(k) \exp\left(-j2\pi t \frac{k}{SF}\right) \quad (9)$$

その後逆拡散を行い、次式のようにして軟判定値 \hat{d} を得る。

$$\hat{d} = \frac{1}{SF} \sum_{t=0}^{SF-1} \hat{r}(t) c^*(t) \quad (10)$$

また、複合チャネル利得 $\{H(k); k=0 \sim SF-1\}$ が与えられたときの瞬時信号電力対干渉+雑音電力比 (SINR) は次式のようにになる。

$$\gamma = \frac{2 \frac{1}{N_t} \frac{ST_c}{N_0} \left| \frac{1}{SF} \sum_{k=0}^{SF-1} \hat{H}(k) \right|^2}{\frac{1}{SF} \sum_{k=0}^{SF-1} |W(k)|^2 + \left(\frac{1}{N_t} \frac{ST_c}{N_0}\right) \left\{ \frac{1}{SF} \sum_{k=0}^{SF-1} |\hat{H}(k)|^2 - \left| \frac{1}{SF} \sum_{k=0}^{SF-1} \hat{H}(k) \right|^2 \right\}} \quad (11)$$

ただし、 $\hat{H}(k) = H(k)W(k)$ である。

CDTD は、図3のようにチャンネルの周波数選択性を強めることができるため、MMSE-FDE を用いれば大きな周波数ダイバーシチ効果が得られるものの、等化後にチップ間干渉 (ICI) が残留してしまう。

3.2. 提案する MMSE-FDE

CDTD は、同一データを同時に送信する DT/CDMA と等価であるため、DT/CDMA で用いられる複合周波数領域等化が適用できる。

以下では、DT/CDMA の原理について簡単に述べる。DT/CDMA では、全ユーザが同一の拡散符号を用い、ユーザ毎に異なる循環遅延を与えて送信する。図2においてアンテナをユーザと置き換えれば、 Δ がGI長以上であれば、遅延時間領域では各ユーザの遅延プロファイルが重ならないことがわかる。そこで、ユーザ u のデータシンボルを復調する場合、FDE後の周波数領域信号 $\{R(k)W_u(k); k=0 \sim SF-1\}$ を遅延時間領域信号 $\{y_u(\tau); \tau=0 \sim SF-1\}$ に変換して、信号分離をする。ここで、等化重みとして、 $y_u(\tau)$ と送信データシンボルとデルタ関数の積 $d_u \delta(\tau)$ の MSE を最小とする MMSE 重み

を用いれば、 $y_u(0)$ がユーザ u の送信のシンボルの軟判定値 \hat{d}_u となる。これにより IFFT 操作は不要になり、FDE、逆拡散およびパスタダイバーシチ合成(つまり周波数ダイバーシチ合成)が周波数領域で同時に行える。

上述した周波数領域等化と逆拡散を CDTD に適用することができる。FDE は次式のように行われる。

$$\hat{R}(k) = R(k)W(k) \quad (12)$$

周波数領域等化後に、 SF ポイント IFFT を用いて周波数領域信号 $\{\hat{R}(k); k=0 \sim SF-1\}$ を遅延時間領域信号 $\{y(\tau); \tau=0 \sim SF-1\}$ に変換する。もし $|C(k)|=C$ であれば、 $W(k)=1/C(k)$ とする(つまり、ゼロフォーシング(ZF)型の FDE を行う)ことで、 $y(\tau)$ は図 2(b) のようになるため、遅延時間領域フィルタで全てのパスの受信信号を最大比合成できる。ところで、 $\{C(k); k=0 \sim SF-1\}$ は周波数領域で変動している。そこで、DT/CDMA のように、 $y(\tau)$ と $d\delta(\tau)$ の MSE を最小とする次式のような MMSE 等化重みを用いる(導出略)。

$$W(k) = \frac{\{C(k)H(k)\}^*}{\frac{1}{SF}|C(k)|^2|H(k)|^2 + \left(\frac{1}{N_t} \frac{ST_c}{N_0}\right)^{-1}} \quad (13)$$

送信シンボルの軟判定値 \hat{d} は

$$\hat{d} = y(0) = \sum_{k=0}^{SF-1} R(k)W(k) \quad (14)$$

となるので、IFFT 操作は不要で、FDE、逆拡散およびダイバーシチ合成が周波数領域で同時に行える。

提案 MMSE-FDE では、拡散符号とチャンネルの等価伝達関数の複素共役を乗じて全ての周波数成分を同相合成できるので、従来の MMSE-FDE で生じたような残留干渉は発生しない。

複合チャンネル利得 $\{H(k); k=0 \sim SF-1\}$ が与えられたときの瞬時信号電力対干渉+雑音電力比(SINR)は次式のようにになる。

$$\gamma = \frac{2 \frac{1}{N_t} \frac{ST_c}{N_0} \left| \frac{1}{SF} \sum_{k=0}^{SF-1} \hat{H}(k)C(k) \right|^2}{\sum_{k=0}^{SF-1} |W(k)|^2} \quad (15)$$

式(11)と式(15)より、従来の MMSE-FDE で見られた SINR の分母の ICI 成分の項が、提案 MMSE-FDE では見られない。

4. 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。拡散符号は 4095 周期の長周期 PN 系列から SF チップを取り出して用いるものとし、 $SF=64$ を仮定した。フェージングチャンネルは、パス数 $L=16$ で減衰係数 α dB の指数減衰電力遅延プロファイルを有する周波数選択性ブロックレイリーフェージングチャンネルであるものとした。また、受信機のタイミング再生とチャン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	Number of transmit antennas	$N_t=1,2,4$
	Modulation	QPSK, 16QAM, 64QAM
	GI	$N_g=16$
	Spreading sequence	PN sequence
	Spreading factor	$SF=64$
Channel	Fading type	Frequency-selective block Rayleigh
	Power delay profile	$L=16$ -path exponential power delay profile
	Decay factor	$\alpha=0,3,6$ (dB)
Receiver	FFT block size	SF
	Frequency-domain Equalization	MMSE
	Channel estimation	Ideal

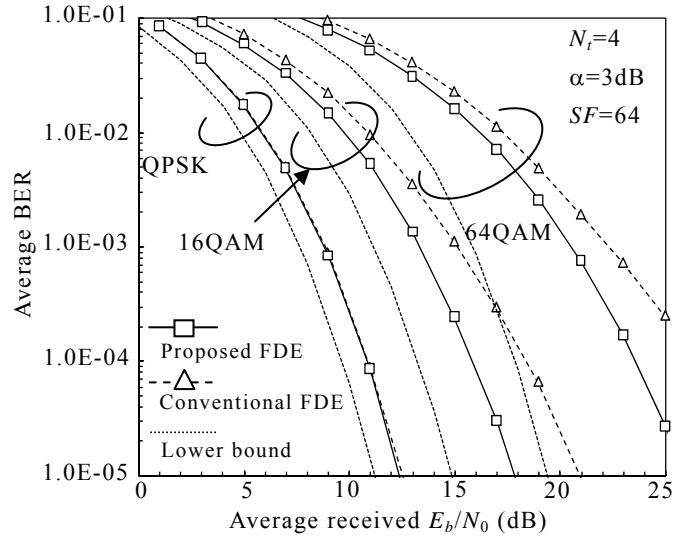
$N_t=4$ とし、提案 MMSE-FDE を用いたときの CDTD の平均 E_b/N_0 対 BER 特性を図 4 に示す。ここで、 $E_b/N_0 (= (ST_c/N_0)(SF+N_g)/N)$ は 1 ビットあたりの平均信号エネルギー対雑音電力スペクトル密度である(N は 1 シンボルあたりのビット数である)。また、比較のため従来の MMSE-FDE を用いた場合の平均 BER 特性と理論的下界[10]の特性も示す。拡散率が $SF=64$ と大きいため、QPSK では従来の MMSE-FDE を用いた場合でも ICI の影響が小さく、提案 MMSE-FDE の特性改善効果はごくわずかである。一方、16QAM や 64QAM では、信号点間距離が短くなって ICI の影響を受けやすくなるため、従来の MMSE-FDE では理論的下界からの劣化が大きくなる。しかし、提案 MMSE-FDE では周波数領域で等化と逆拡散を同時に行うことで ICI が発生しないため、理論的下界からの劣化を小さくできる。

提案 MMSE-FDE における理論的下界からの劣化は、以下のように説明できる。拡散符号とチャンネルの等価伝達関数は周波数領域において変動している。これが遅延時間領域における希望信号成分の電力低下を生じ

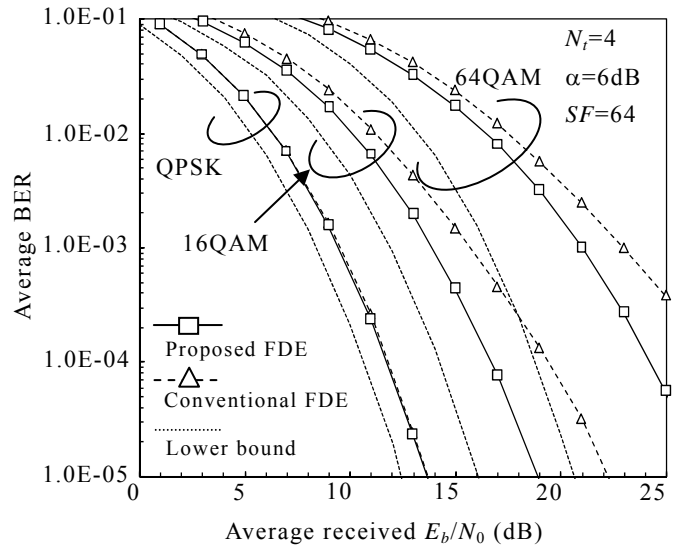
てしまう．これにより， $y(0)$ が全てのパスの信号の最大比合成とはならないからである．しかしながら， $BER=10^{-3}$ を満たす所要平均受信 E_b/N_0 の理論的下界からの特性劣化は， $\alpha=0\text{dB}$ のとき，16QAMでは2.5dB(従来の MMSE-FDE では3.5dB)，64QAMでは5.0dB(従来の MMSE-FDE では6.3dB)まで低減できる．また16QAMの場合，提案 MMSE-FDE は，従来の MMSE-FDE と比較して $BER=10^{-3}$ を満たす所要平均受信 E_b/N_0 を $\alpha=0\text{dB}$ のとき1.0dB， $\alpha=3\text{dB}$ のとき1.8dB， $\alpha=6\text{dB}$ のとき2.0dB改善できる．

16QAMを用いるものとし，提案 MMSE-FDE を用いたときの CDTD の平均 BER 特性を図5にアンテナ本数 N_t をパラメータとしてプロットした．また，比較のため従来の MMSE-FDE を用いた場合の平均 BER 特性と理論的下界の特性も示す． $\alpha=0\text{dB}$ のとき，従来の MMSE-FDE では周波数ダイバーシチ効果は大きくなるものの，残留 ICI による劣化も大きくなるため改善効果はほとんど見られない．一方，提案 MMSE-FDE では，周波数領域で等化と逆拡散を同時に行うことで残留 ICI が発生しないため周波数ダイバーシチ効果による改善効果が理論的下界と同様に得られる．

$\alpha=3$ または 6dB のとき，従来の MMSE-FDE でも，アンテナ本数を増やすことで BER 特性改善効果が得られるが，残留 ICI の増加により，BER 特性の改善量は制限される．一方，提案 MMSE-FDE では，アンテナ本数を増やしても残留 ICI が発生しないため，従来の MMSE-FDE に比べて BER 特性が改善する． $\alpha=6\text{dB}$ のとき，提案 MMSE-FDE は， $BER=10^{-3}$ を満たす所要平均受信 E_b/N_0 を従来より， $N_t=1$ で1.2dB， $N_t=2$ で1.5dB， $N_t=4$ で2.0dB改善できる．

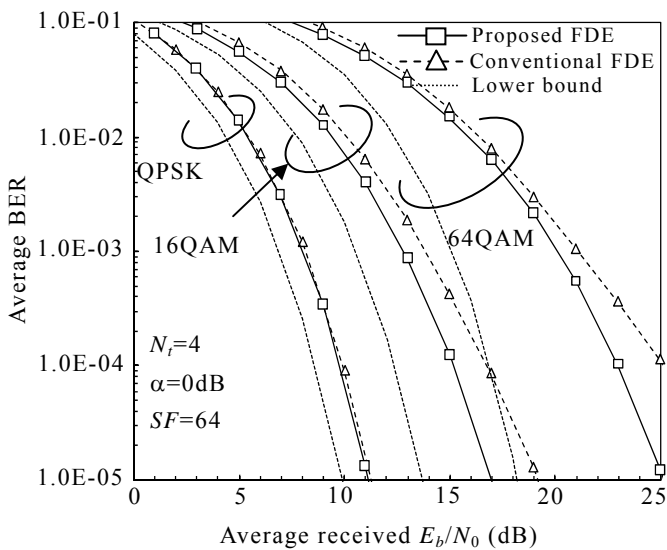


(b) $\alpha=3$ (dB)

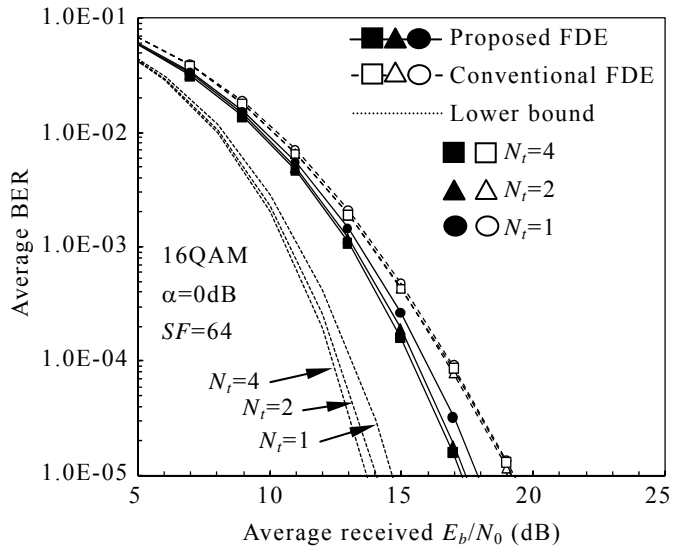


(c) $\alpha=6$ (dB)

図4 QPSK, 16QAM および 64QAM の BER 特性



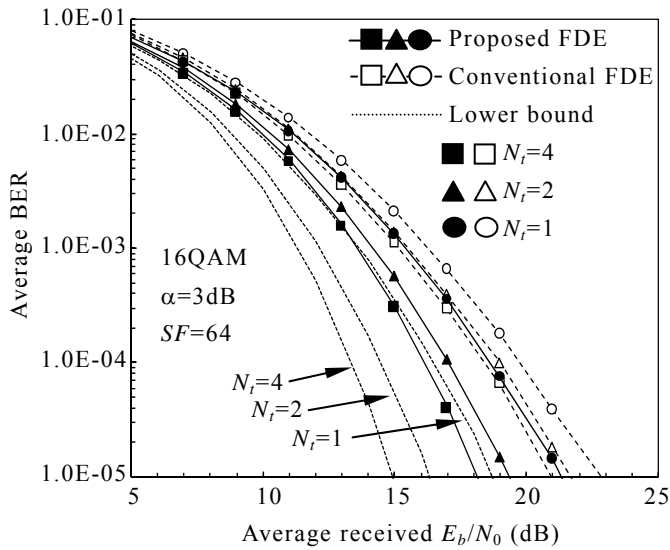
(a) $\alpha=0$ (dB)



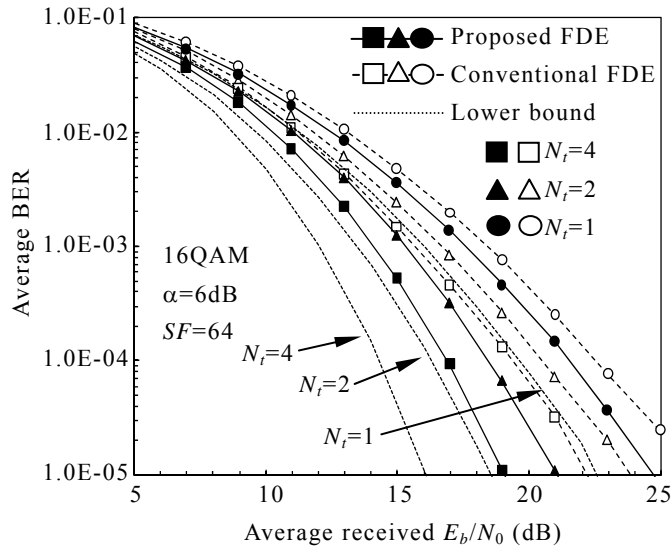
(a) $\alpha=0$ (dB)

文 献

- [1] W. C. Jakes Jr., Ed., *Microwave mobile communications*, Wiley, New York, 1974.
- [2] J. G. Proakis, *Digital communications*, 2nd ed., McGraw-Hill, 1995.
- [3] D. Falconer, S. L. Ariyavisitakul, A. Benyamin-Seeyarand B. Edison, "Frequency domain equalization for single-carrier broadband wireless systems," *IEEE Commun. Mag.*, Vol. 40, No. 4, pp. 58-66, Apr. 2002.
- [4] F. Adachi, M. Sawahashi, and H. Suda, "Wideband DS-CDMA for next generation mobile communications systems," *IEEE Trans. Mag.*, Vol. 36, No.9, pp. 56-69, Sept. 1998.
- [5] F. Adachi, D. Garg, S. Takaoka, and K. Takeda, "Broadband CDMA techniques," Special Issue on Modulation, Coding and Signal Processing, *IEEE Wireless Commun. Mag.*, Vol. 12, No. 2, pp. 8-18, Apr. 2005.
- [6] Gerhard Bauch and Javed Shamim Malik, "Parameter Oprimization, Interleaving and Multiple Access in OFDM with Cyclic-Delay Diversity," *Proc. 59th IEEE VTC*, Vol.1, pp. 505-509, Miran, Italia, May, 2004.
- [7] Gerhard Bauch, "Capacity Optimization of Cyclic Delay Diversity," *Proc. 60th IEEE VTC*, Vol.3, pp. 1802-1824, Los Angeles, CA, Sept. 2004.
- [8] 河内涼子, 武田和晃, 安達文幸, "周波数領域等化を用いる DS-CDMA への Cyclic Delay Diversity の適用効果," *信学技報*, RCS2004-392, pp. 13-18, 2005年3月
- [9] 河内涼子, 武田和晃, 安達文幸, "循環遅延送信ダイバーシチと周波数領域等化を用いる DS-CDMA と MC-CDMA との特性比較," *電子情報通信学会総合大会*, B-5-14, pp. 463, 2005年3月
- [10] 武田和晃, 小島洋平, 安達文幸, "DS-CDMA 周波数領域等化における周波数領域 ICI キャンセラと送信ダイバーシチの複合効果," *信学技報*, RCS2007-65, pp. 69-74, 2007年8月
- [11] 安達文幸, 武田一樹, "周波数選択性チャネルにおける遅延時間/符号分割マルチアクセス," *信学技報*, RCS2007-22, pp. 67-72, 2007年6月
- [12] F. Adachi and K. Takeda, "Delay-time/code division multi-access in a frequency-selective channel," *IEE Electronics Letters*, Vol. 43, pp. 984-986, Aug. 2007.



(b) $\alpha=3$ (dB)



(c) $\alpha=6$ (dB)

図 5 アンテナ本数の影響

5. まとめ

本報告では、DS-CDMA CDTD において周波数領域で等化と逆拡散を同時に行う MMSE-FDE を提案し、そのときの BER 特性を計算機シミュレーションによって明らかにした。また、従来の MMSE-FDE を用いる CDTD との BER 特性の比較を行った。提案 MMSE-FDE では周波数領域で等化と逆拡散を同時に行うことで残留 ICI が発生しないため、従来の MMSE-FDE に比べて BER 特性を改善できることを明らかにした。