

周波数領域等化を用いる MC DS-CDMA の誤り率特性

田中 健[†] 留場 宏道[†] 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: [†] {tanaka, tomeba}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡] adachi@ecei.tohoku.ac.jp

あらまし OFDM に周波数領域拡散を組み合わせたのが MC-CDMA であり、OFDM に時間領域拡散を組み合わせたのが MC DS-CDMA である。MC-CDMA では、周波数領域等化を用いることで周波数ダイバーシチ利得が得られるので優れたビット誤り率(BER)特性が得られる。しかし、MC DS-CDMA では周波数ダイバーシチ利得が得られないという問題があった。本論文では、複数の OFDM シンボルを 1 まとめにして周波数領域等化をすることで周波数ダイバーシチ利得を得る MC DS-CDMA を提案している。チャンネル利得が与えられたときの条件付 BER 特性を導出し、数値計算により平均 BER を求め、計算機シミュレーションにより理論解析の妥当性を示している。

キーワード MC DS-CDMA, 周波数領域等化, 周波数ダイバーシチ利得

BER Performance of MC DS-CDMA with Frequency-domain Equalization

Ken TANAKA[†] Hiromichi TOMEBA[†] and Fumiyuki ADACHI[‡]

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: [†] {tanaka, tomeba}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡] adachi@ecei.tohoku.ac.jp

Abstract Multi-carrier direct sequence code division multiple access (MC DS-CDMA) is a combination of time-domain spreading and orthogonal frequency division multiplexing (OFDM), while multi-carrier code division multiple access (MC-CDMA) is a combination of frequency-domain spreading and OFDM. In MC-CDMA, a good bit error rate (BER) performance can be achieved by using frequency-domain equalization (FDE), since the frequency diversity gain is obtained. On the other hand, conventional MC DS-CDMA cannot obtain the frequency diversity gain. In this paper, we propose MC DS-CDMA that can obtain the frequency diversity gain by applying FDE to a block consisting of a number of OFDM symbols. The conditional BER analysis is presented. The theoretical average BER performance in a frequency-selective Rayleigh fading is evaluated by Monte-Carlo numerical computation method using the derived conditional BER and is confirmed by computer simulation of the MC DS-CDMA signal transmission.

Keyword MC DS-CDMA, frequency-domain equalization, frequency diversity gain

1. まえがき

高速移動無線チャンネルは、様々な遅延時間の伝搬路から構成される周波数選択性フェージングチャン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[1-4]。そこで最近では、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ものの一つにマルチキャリア CDMA(MC-CDMA)がある[5-7]。MC-CDMA では、直交する多数の狭帯域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ている。一方、時間領域拡散を用いるのが直接拡散(DS)-CDMA であるが、どちらの CDMA とも周波数領域等化を用いることで周波数ダイバーシチ利得が得られることができるので、優れたビット誤り率(BER)特性が得られることが知られている[8,9]。

もう 1 つの CDMA として、OFDM に時間領域拡散を組み合わせた MC DS-CDMA がある[5]。この MC DS-CDMA は、OFDM のシンボルレートと同じチップレートで時間領域拡散

したものとみなせる。従って、MC DS-CDMA をまず OFDM 復調してから時間領域で逆拡散すると、DS-CDMA や MC-CDMA では得ることができない周波数ダイバーシチ利得が得られないという問題があった[5,6,10]。本論文では、複数の OFDM シンボルを 1 まとめ(フレーム化)にして周波数領域等化をすることで周波数ダイバーシチ利得を得る MC DS-CDMA を提案し、ガウス近似に基づく BER 理論解析を示し、計算機シミュレーションにより理論解析の妥当性を示している。また、このような MC DS-CDMA ではガードインターバル(GI)の挿入がフレーム毎でよいので MC-CDMA に比べて伝送効率が優れている。

本論文は以下のような構成になっている。第 2 章では、提案する周波数領域等化 MC DS-CDMA 伝送系を述べる。第 3 章では、チャンネル利得が与えられたときの条件付 BER を導出している。第 4 章では、条件付 BER を用いたモンテカルロ数値計算によって平均 BER を求め、計算機シミュレーション結果と比較している。最後に第 5 章でまとめる。

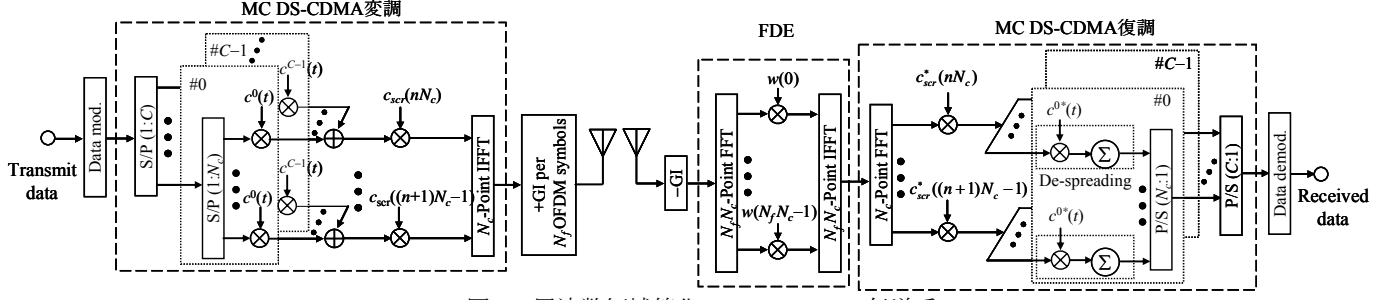


図1 周波数領域等化 MC DS-CDMA 伝送系

2. 周波数領域等化 MC DS-CDMA 伝送系

N_c 個の直交サブキャリアを用いる周波数領域等化 MC DS-CDMA 伝送系を図1に示す. 送信2値データ系列をデータ変調し, C 個の並列シンボル系列に直/並列(S/P)変換する. そして各シンボル系列を更に N_c 個の並列シンボル系列に S/P 変換した上で, それらを同じ直交拡散符号 $c^a(t)$ を用いて SF 個のチップにそれぞれ拡散する. N_c 個の並列チップ系列の1つ1つは N_c 個のサブキャリアの1つ1つに対応する. このようにしてサブキャリア毎に C 個のチップ系列が得られる. これらを多重し, スクラブル符号 $c_{scr}(i)$ を乗算する. コード多重化された N_c 個のチップ系列に N_c ポイント IFFT を適用し, OFDM シンボルを生成する.

図2に示すように, OFDM シンボルを N_f 個用いて1つのフレームを構成する. 各フレームは $N_f N_c$ サンプルで構成されている. 各フレームの末尾 N_g サンプルをコピーし, サイクリックプリフィックスとしてフレーム先頭の GI に付加して送信する. このため, MC-CDMA より伝送効率が優れている.

受信側では受信信号から GI を取り除き $N_f N_c$ ポイント FFT を適用して周波数領域等化を行って, これに $N_f N_c$ ポイント IFFT を用いて時間領域信号に変換する. このようにして, 周波数領域等化された MC DS-CDMA 時間領域信号を得る. これに N_c ポイント FFT を適用して得られた N_c 個のサブキャリアをそれぞれ逆スクラブルし逆拡散する. N_c 個の直列シンボル系列に P/S 変換したのちに, C 個の直列シンボル系列に P/S 変換し, データ復調して受信データを得る.

2.1. 送信信号表現

第 n チップ時間の MC DS-CDMA 信号は次式で表わせる.

$$s(t, n) = \sum_{i=0}^{N_c-1} S(n, i) \exp\left(j2\pi i \frac{t}{N_c}\right), t=0 \sim N_c-1 \quad (1)$$

ここで, $S(n, i)$ は第 i サブキャリア成分であり次式で表わせる.

$$S(n, i) = \left[\sum_{c=0}^{C-1} d^c \left(\lfloor n/SF \rfloor, i \right) c^c(n \bmod SF) \right] c_{scr}(i + nN_c) \quad (2)$$

ここで, $\lfloor x \rfloor$ は x を超えない最大の整数であり, $d^c(a, i)$ は第 c 直交拡散符号 $c^c(t)$ で作られるチャンネルの第 a シンボルを表している. N_f 個のチップ時間の MC DS-CDMA 信号で1フレームを構成している. 1フレームの MC DS-CDMA 信号は次式で表される.

$$s(t) = \sqrt{\frac{2E_c}{T_c}} \sum_{i=0}^{N_f N_c-1} s(t \bmod N_c, \lfloor t/N_c \rfloor) \quad (3)$$

ここで, E_c は1サンプルあたりの送信エネルギー, T_c は N_c ポイント FFT/IFFT のサンプル長である. フレームの先頭に N_g サンプルの GI を挿入して送信する(図2参照).

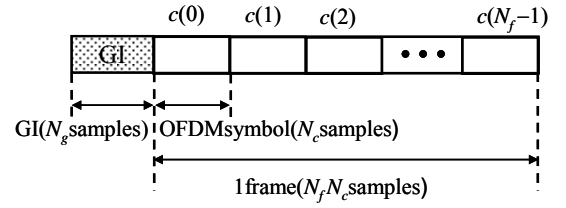


図2 送信フレーム構成

2.2. チャンネルモデル

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局に受信される. フェージングチャンネルは遅延時間の異なる L 個のパスから構成されるものとする. 本論文ではフェージング変動は十分に緩慢であるとし, 1フレームにわたってパス利得が変動しない周波数選択性ブロックフェージングチャンネルを仮定している. パス l の複素パス利得を h_l とし, 遅延時間を τ_l とする. チャンネルのインパルス応答 $h(t)$ は次式で表される[1,3].

$$h(t) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l \delta(t - \tau_l) \quad (4)$$

本論文では指数減衰電力遅延プロファイルを仮定し, $\tau_l = l$ としている. このとき,

$$E[|h_l|^2] = \frac{1-10^{-\frac{\alpha}{10}}}{1-10^{-\frac{\alpha L}{10}}} 10^{-\frac{\alpha l}{10}} \quad (5)$$

である. ここで, $\alpha(\geq 1)$ は減衰定数を表す.

2.3. 受信信号表現と周波数領域等化

GI を除去後の受信信号 $\{r(t); t=0 \sim N_f N_c-1\}$ は次式で表される[1,4].

$$r(t) = \sum_{i=0}^{L-1} h_i s(t - \tau_i) + \eta(t) \quad (6)$$

ここで, $\eta(t)$ 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. $r(t)$ に $N_f N_c$ ポイント FFT を適用して, $N_f N_c$ 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.

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

$$= H(k)S(k) + \Pi(k)$$

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

$$\begin{cases} H(k) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l \exp\left(-j2\pi k \frac{\tau_l}{N_f N_c}\right) \\ S(k) = \sum_{t=0}^{N_f N_c - 1} s(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_f N_c}\right) \\ \Pi(k) = \sum_{t=0}^{N_f N_c - 1} \eta(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_f N_c}\right) \end{cases} \quad (8)$$

次式のような周波数領域等化を行う。

$$\begin{aligned} \hat{R}(k) &= R(k)w(k) \\ &= \hat{H}(k)S(k) + \hat{\Pi}(k) \end{aligned} \quad (9)$$

ここで $w(k)$ は次式で与えられる MMSE 重みである[7]。

$$w(k) = H^*(k) / (|H(k)|^2 + (C E_c / N_0)^{-1}) \quad (10)$$

また、 $\hat{H}(k)$ および $\hat{\Pi}(k)$ は、それぞれ周波数領域等化後の等価チャネル利得および雑音成分であり、次式で与えられる。

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

次に、 $\hat{R}(k)$ に $N_f N_c$ ポイント IFFT を適用し、次式のような時間領域信号 $\hat{r}(t)$ を得る。

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

2.4. 復調

$\hat{r}(t)$ を N_f 個のブロックに分割し、各ブロックに N_c サンプル毎に 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。各ブロックは拡散符号のチップに対応する。第 $n(n=0 \sim N_f - 1)$ ブロックの第 i サブキャリア成分 $\tilde{R}(n, i)$ は次式で表される。

$$\begin{aligned} \tilde{R}(n, i) &= \frac{1}{N_c} \sum_{t=nN_c}^{(n+1)N_c - 1} \hat{r}(t) \exp\left(-j2\pi i \frac{t}{N_c}\right) \\ &= \sqrt{\frac{2E_c}{T_c}} \left\{ \frac{1}{N_f} \sum_{k=0}^{N_f N_c - 1} \hat{H}(k) \Phi^2(k, i) \right\} S(n, i) \\ &\quad + \sqrt{\frac{2E_c}{T_c}} \frac{1}{N_f} \sum_{k=0}^{N_f N_c - 1} \hat{H}(k) \sum_{\substack{n'=0 \\ n' \neq n}}^{N_f - 1} \sum_{\substack{i'=0 \\ i' \neq i}}^{N_c - 1} \left[\exp\left\{j\pi(i' - i) \frac{(N_c - 1)}{N_c}\right\} \right. \\ &\quad \left. \times \exp\left\{-j2\pi k \frac{(n' - n)}{N_f}\right\} \Phi(k, i) \Phi(k, i') S(n', i') \right] \\ &\quad + \frac{1}{N_f N_c} \sum_{k=0}^{N_f N_c - 1} \hat{\Pi}(k) \exp\left\{j\pi i (2n + 1) \frac{k - N_f i}{N_f N_c}\right\} \Phi(k, i) \end{aligned} \quad (13)$$

ここで、第1項は希望信号成分、第2項は符号間干渉(ISI)成分、第3項は雑音成分である。ただし、 $\Phi(k, i)$ は次式で定義される。

$$\Phi(k, i) = \begin{cases} 1, & \text{if } k = N_f i \\ \frac{\sin\left(\pi \frac{k - N_f i}{N_f}\right)}{N_c \sin\left(\pi \frac{k - N_f i}{N_f N_c}\right)}, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (14)$$

$N_c=64, N_f=2, i=30$ の時の $\Phi(k, i=30)$ の値を図3に示す。 $\Phi(k, i)$ はMC DS-SS-CDMAのサブキャリア i の信号が周波数領域等化時に周波数 k にどの程度分散するかを表している。 $k=N_f i$ で最大値をとり、 $k=N_f i$ とその隣接した周波数以外では小さい値になっていることが分かる。

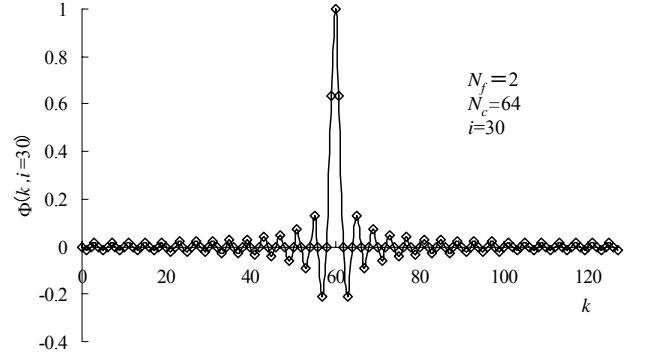


図3 $\Phi(k, i=30)$

$\{\tilde{R}(n, i); i=0 \sim N_c - 1\}$ を逆スクランブル、逆拡散することにより、送信シンボル $d^c(m, i)$ に対応する軟判定値 $\tilde{d}^c(m, i)$ を次式のように得る。

$$\begin{aligned} \tilde{d}^c(m, i) &= \frac{1}{SF} \sum_{n=mSF}^{(m+1)SF - 1} \tilde{R}(n, i) \left\{ c^c(n \bmod SF) c_{scr}(i + nN_c) \right\}^* \\ &= \sqrt{\frac{2E_c}{T_c}} \left(\frac{1}{N_f} \sum_{k=0}^{N_f N_c - 1} \hat{H}(k) \Phi^2(k, i) \right) d^c(m, i) \\ &\quad + \mu_{ISI}(m, i) + \mu_{noise}(m, i) \end{aligned} \quad (15)$$

ここで第1項は希望信号成分、 $\mu_{ISI}(m, i)$ は符号間干渉(ISI)成分、 $\mu_{noise}(m, i)$ は雑音成分である。 $\mu_{ISI}(m, i)$ および $\mu_{noise}(m, i)$ は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} \mu_{ISI}(m, i) &= \sqrt{\frac{2E_c}{T_c}} \frac{1}{N_f} \frac{1}{SF} \sum_{n=mSF}^{(m+1)SF - 1} \sum_{k=0}^{N_f N_c - 1} \hat{H}(k) \sum_{\substack{n'=0 \\ n' \neq n}}^{N_f - 1} \sum_{\substack{i'=0 \\ i' \neq i}}^{N_c - 1} \\ &\quad \times \left[\exp\left\{j\pi(i' - i) \frac{(N_c - 1)}{N_c}\right\} \exp\left\{-j2\pi k \frac{(n' - n)}{N_f}\right\} \right. \\ &\quad \left. \times \Phi(k, i) \Phi(k, i') S(n', i') \right] \\ &\quad \times \left\{ c^c(n \bmod SF) c_{scr}(i + nN_c) \right\}^* \end{aligned} \quad (16)$$

$$\begin{aligned} \mu_{noise}(m,i) &= \frac{1}{N_f N_c} \frac{1}{SF} \sum_{n=msf}^{(m+1)SF-1} \sum_{k=0}^{N_f N_c-1} \hat{\Pi}(k) \\ &\times \exp \left[j\pi \left\{ (2n+1)N_c - 1 \right\} \frac{k - N_f i}{N_f N_c} \right] \Phi(k,i) \quad (17) \\ &\times \left\{ c^c(n \bmod SF) c_{scr}(i + nN_c) \right\}^* \end{aligned}$$

3. 平均ビット誤り率

QPSK データ変調を仮定し、 $\{H(k); k=0 \sim N_f N_c-1\}$ が与えられた時の条件付 BER を求める。式(16)より $\mu_{ISI}(m,i)$ は多数の干渉項の和であるから、中央極限定理[11]により $\mu_{ISI}(m,i)$ は零平均の複素ガウス変数として近似できる。これより、 $\mu_{ISI}(m,i)$ と $\mu_{noise}(m,i)$ の和は新たな零平均の複素ガウス変数 $\mu(m,i)$ として扱うことができる。式(15)の $\tilde{d}(m,i)$ は平均値が $\sqrt{\frac{2E_c}{T_c}} \left(\frac{1}{N_f} \sum_{k=0}^{N_f N_c-1} \hat{H}(k) \Phi^2(k,i) \right) d^c(m,i)$ で分散が $2\sigma_\mu^2(m,i)$ の複素ガウス変数となる。 $2\sigma_\mu^2(m,i)$ は次式で表される。

$$2\sigma_\mu^2(m,i) = E[|\mu|^2] = 2\sigma_{ISI}^2(m,i) + 2\sigma_{noise}^2(m,i) \quad (18)$$

ここで $2\sigma_{ISI}^2(m,i)$ および $2\sigma_{noise}^2(m,i)$ はそれぞれ ISI および雑音の分散であり、式(15)より次式で与えられる。

$$\begin{aligned} 2\sigma_\mu^2(m,i) &= \frac{C}{SF} \frac{2E_c}{T_c} \left[\frac{1}{N_f} \sum_{k=0}^{N_f N_c-1} \left| \hat{H}(k) \right|^2 \Phi^2(k,i) \sum_{i'=0}^{N_c-1} \Phi^2(k,i') \right. \\ &\quad \left. - \left| \frac{1}{N_f} \sum_{k=0}^{N_f N_c-1} \hat{H}(k) \Phi^2(k,i) \right|^2 \right] \\ &\quad + \frac{1}{SF} \frac{2N_0}{T_c} \frac{1}{N_f N_c} \sum_{k=0}^{N_f N_c-1} |w(k)|^2 \Phi^2(k,i) \quad (19) \end{aligned}$$

瞬時信号電力対干渉+雑音電力比(SINR) $\gamma(E_s/N_0, \{H(k)\})$ は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} \gamma \left(\frac{E_s}{N_0}, \{H(k)\} \right) &= \frac{2 \frac{E_c}{T_c} \left| \frac{1}{N_f} \sum_{k=0}^{N_f N_c-1} \hat{H}(k) \Phi^2(k,i) \right|^2}{\sigma_\mu^2} \\ &= \frac{2 \frac{E_s}{N_0} \left| \frac{1}{N_f} \sum_{k=0}^{N_f N_c-1} \hat{H}(k) \Phi^2(k,i) \right|^2}{\frac{C}{SF} \cdot \frac{E_s}{N_0} \left[\frac{1}{N_f} \sum_{k=0}^{N_f N_c-1} \left| \hat{H}(k) \right|^2 \Phi^2(k,i) \sum_{i'=0}^{N_c-1} \Phi^2(k,i') \right. \right. \\ &\quad \left. \left. - \left| \frac{1}{N_f} \sum_{k=0}^{N_f N_c-1} \hat{H}(k) \Phi^2(k,i) \right|^2 \right] + \frac{1}{N_f N_c} \sum_{k=0}^{N_f N_c-1} |w(k)|^2 \Phi^2(k,i)} \quad (20) \end{aligned}$$

ここで、 E_s は 1 シンボルあたりの信号エネルギーである。

QPSK データ変調時の条件付 BER は次式で表される[2].

$$P_b \left(\frac{E_s}{N_0}, \{H(k)\} \right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left[\sqrt{\frac{1}{4} \gamma \left(\frac{E_s}{N_0}, \{H(k)\} \right)} \right] \quad (21)$$

ここで、 $\operatorname{erfc}[x] = \left(2/\sqrt{\pi} \right) \int_x^\infty \exp(-t^2) dt$ は誤差補関数である。式(21)を $\{H(k); k=0 \sim N_f N_c-1\}$ のとり得るすべての範囲にわたって平均することで平均 BER $P_b(E_s/N_0)$ が求められる。

4. 数値計算と計算機シミュレーション結果

シミュレーション条件を表 1 に示す。 $L=16$ パスで減衰係数 α dB の指数減衰電力遅延プロファイルを有するブロックレイリーフェージングを仮定した。またチャネル推定は理想としている。

表 1 シミュレーション条件

Data modulation		QPSK
Transmitter	No. of subcarriers	$N_c=64$
	Spreading factor	$SF=1\sim 64$
	Spreading sequence	Walsh-Hadamard
	Scramble sequence	Long PN sequence
	Code multiplexing order	$C=1\sim 64$
	Frame size	$N_f=1\sim 8$
	No. of GI length	$N_g=32$
Channel model	No. of paths	$L=16$
	Power delay profile	Exponential power delay profile
	Decay factor	$\alpha=0, 6, \infty$ dB
Receiver	Frequency-domain equalization	MMSE
	No. of FFT/IFFT points	$N_f N_c=64\sim 512$
	Channel estimation	Ideal

4.1. シングルコード時の BER 特性

周波数領域等化 MC DS-CDMA のフレームサイズ N_f をパラメータとしてプロットした BER 特性を図 4 に示す。理論値とシミュレーション値はほぼ一致しており、 N_f を大きくしていくにつれ BER 特性が改善することが分かる。これは周波数ダイバーシチ利得が得られるからである。しかし、 $N_f=2$ から $N_f=4$ にしても BER 特性改善の増加は小さく、 $N_f=4$ 以上では BER 特性改善の増加が殆どみられない(わずかに特性改善効果の増加が見られるのは、GI 挿入による電力損が低下するからである)。この理由について以下で考察する。

式(15)より逆拡散後の等価チャネル利得 $\bar{H}(i)$ は $\frac{1}{N_f} \sum_{k=0}^{N_f N_c-1} \hat{H}(k) \Phi^2(k,i)$ になることが分かる。図 5 に $N_f=2$, $N_c=64$, $\alpha=0$ dB としたときの、周波数領域等化後の等価チャネル利得 $\hat{H}(k)$ と $\Phi^2(k,i)$ を示す。ここではサブキャリア $i=30$ に着目する($N_f=2$ のとき、MC DS-CDMA のサブキャリア $i=30$ は周波数領域等化の周波数 $k=60$ に相当する)。逆拡散後の等価チャネル利得 $\bar{H}(i)$ は、周波数領域等化後の等価チャネル利得 $\hat{H}(k)$ の重み付合成となっているから、MC-CDMA のように周波数ダイバーシチ利得が得られることが分かる。しかし、図 5 より、 $\Phi^2(k,i=30)$ は周波数 $k=60$ で最大値 1 をとり、 $k=59, 61$ では 0.41、それ以外では急激に減少する関数になっている

ことが分かる. つまり, MC DS-CDMA では, 不等利得の 3 ブランチ周波数ダイバーシチ利得が得られることが分かる. このことは, 周波数ダイバーシチ利得は周波数 $k=60$ とそれに隣接する 2 つの周波数点($k=59, 61$)における等価チャネル利得 $\hat{H}(k-1), \hat{H}(k), \hat{H}(k+1)$ の相関に強く依存することを示している. また $N_f=4$ とすると, $N_f=2$ のときの半分の周波数間隔になるため, ダイバーシチブランチ数は増加するものの, 周波数相関が強くなるため, 周波数ダイバーシチ利得の大幅な増加は得られない. N_f を 2 より大きくしても BER 特性改善の増加が殆ど得られないのは, このためである.

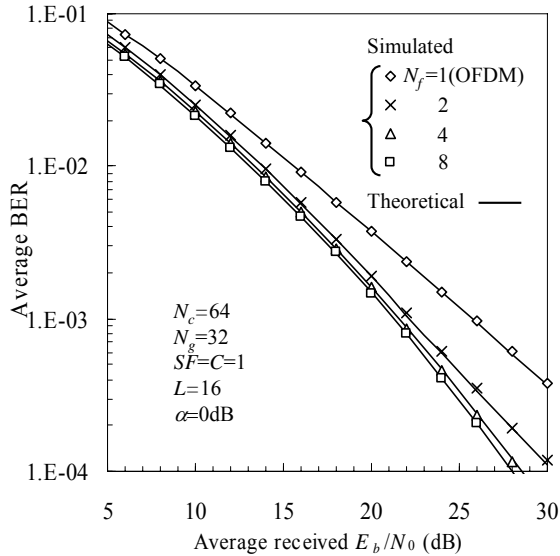


図4 フレームサイズ N_f の影響

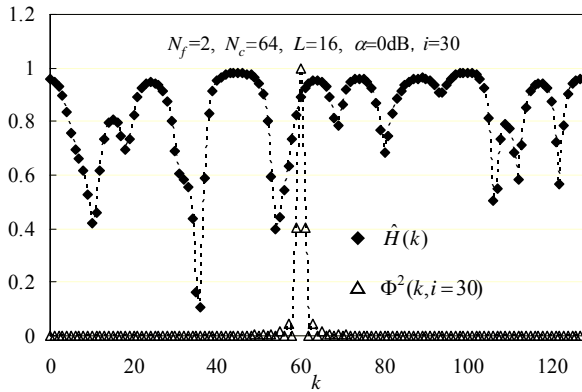


図5 等価チャネル利得 $\hat{H}(k)$ と $\Phi^2(k, i=30)$

指数電力遅延プロファイルの減衰定数 α が BER 特性に及ぼす影響を図 6 に示す. 理論値とシミュレーション値はほぼ一致している. 減衰定数 α が大きくなるにつれ, BER 特性が劣化している. この劣化は周波数相関に関係している. 周波数相関 $\rho(\Delta k)$ は次式で定義される[2].

$$\rho(\Delta k) = \frac{1/2 E[H^*(k)H(k+\Delta k)]}{\sqrt{1/2 E[|H(k)|^2]} \sqrt{1/2 E[|H(k+\Delta k)|^2]}} \quad (22)$$

式(7)より $\rho(\Delta k)$ は次式のように表わされる. ただし,

$E[|H(k)|^2]=1$ を用いる.

$$\rho(\Delta k) = \frac{1 - 10^{-\frac{\alpha}{10}} \sum_{l=1}^{L-1} 10^{-\frac{\alpha l}{10}} \exp(-j2\pi\Delta k \frac{\tau_l}{N_f N_c})}{1 - 10^{-\frac{\alpha L}{10}}} \quad (23)$$

図 7 に $N_f=2$ で $L=16$ の場合について, 式(22)より求めた理論値と計算機シミュレーションで求めた $\rho(\Delta k)$ を示す. α が大きくなるにつれ, $\rho(\Delta k)$ が大きくなり, 周波数ダイバーシチ利得が小さくなるから BER 特性が劣化する.

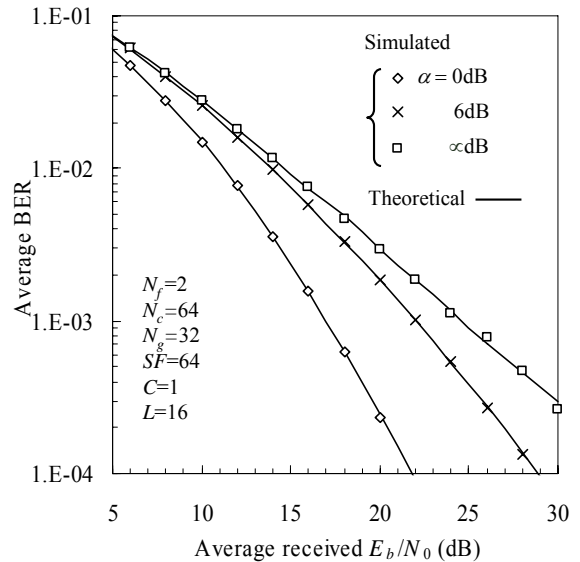


図6 減衰定数 α の影響

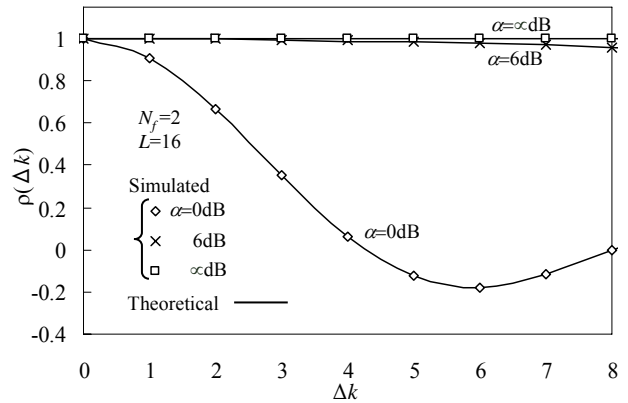


図7 周波数相関 $\rho(\Delta k)$

図 8 に拡散率 SF をパラメータとしてプロットした BER 特性を示す. SF を大きくするにつれ, BER 特性が改善する. これは, 残留 ISI を逆拡散により低減できるからである(式(20)の分母の第 1 項が逆拡散後の ISI 電力を表しており, SF の逆数に比例している). 大きな SF では理論値とシミュレーション値はほぼ一致している. $SF=4$ のとき理論値とシミュレーション値との間に乖離が見られるのは, 低拡散率では ISI のガウス近似の精度が低くなるためである.

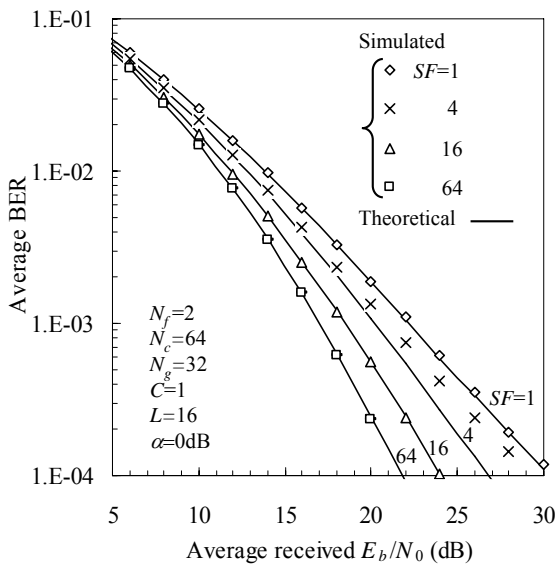


図8 拡散率 SF の影響

4.2. マルチコード時の BER 特性

図9に、拡散率 $SF=64$ のままでコード多重数 C をパラメータとしてプロットした BER 特性を示す。理論値とシミュレーション値はほぼ一致している。 C が増加するにつれ BER 特性が劣化し、OFDM ($N_f=1$) の BER 特性に漸近してしまう。本論文で提案した周波数領域等化 MC DS-CDMA では、複数の OFDM シンボルを1まとめにして周波数領域等化を行うことによって、隣接周波数に広がっている信号成分を合成することで周波数ダイバーシチ利得を得ている。しかし、周波数領域等化における隣接周波数は MC DS-CDMA 信号のサブキャリアではないので、サブキャリア間干渉 (ICI) が発生してしまう。このために、コード多重数を増加するにつれ BER 特性が劣化する。しかし、等価拡散率 $SF/C=1$ (つまり $C=64$) とした場合でも、OFDM ($N_f=1$) よりも優れた BER 特性が得られる。

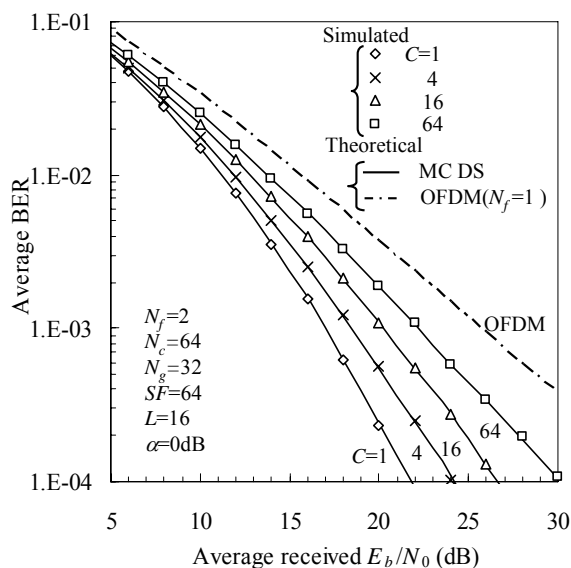


図9 コード多重時の BER 特性

5. まとめ

本論文では周波数領域等化を適用した周波数領域等化 MC DS-CDMA を提案し、符号間干渉のガウス近似に基づく理論解析を示し、計算機シミュレーションにより理論解析の妥当性を示した。周波数領域等化 MC DS-CDMA では、 N_f 個の OFDM シンボルを1フレームとして周波数領域等化をすることにより、従来の MC DS-CDMA では得られなかった周波数ダイバーシチ利得が得られる。その時のフレームサイズ N_f は2で充分であること、コード多重より伝送特性は劣化するものの、フルコード多重時 ($C=Sf$) においても、OFDM より優れた BER 特性が得られること、を示した。

ところで、データシンボルを全てのサブキャリアに渡って拡散する MC-CDMA では、大きな周波数ダイバーシチ利得を得ることができるので、フルコード多重 MC-CDMA ($SF=C=N_c$) はフルコード多重周波数領域等化 MC DS-CDMA ($SF=C=N_c$) よりも優れた BER 特性が得られる。しかし、MC DS-CDMA では OFDM と同様、サブキャリア毎の適当電力割り当てや適応変調が可能であり、BER 特性の改善が可能である。また、フレーム内で周波数領域インターリーブすることも可能であり、さらに大きい周波数ダイバーシチ利得を得ることができる。今後は、周波数領域等化 MC DS-CDMA における周波数領域インターリーブ、コード多重、適応電力割り当てや適応変調について検討する予定である。

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] Y. Akaiwa, *Introduction to digital mobile communication*, Wiley-Interscience, 1997.
- [4] H. Meyr, M. Moeneclaey, S. A. Fechtel, *Digital communication receivers*, Wiley-Interscience, 1998.
- [5] S. Hara and R. Prasad, "Overview of multicarrier CDMA," *IEEE Commun. Mag.*, pp.126-133, Dec. 1997.
- [6] 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.
- [7] 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.352-364, Jan. 2003.
- [8] F. Adachi, D. Garg, S. Takaoka, and K. Takeda, "Broadband CDMA techniques," *IEEE Wireless Commun.*, Vol. 12, No. 2, pp. 8-18, Apr. 2005.
- [9] S. Tomasin and N. Benvenuto, "Frequency-domain interference cancellation and nonlinear equalization for CDMA systems," *IEEE Trans. Commun.*, Vol. 4, No. 5, pp. 2329-2339, Sep. 2005.
- [10] S. Kondo and L. B. Milstein, "Performance of multicarrier DS CDMA systems," *IEEE Trans. Commun.*, Vol. 44, No. 2, pp. 238-246, Feb. 1996.
- [11] Morris H. DeGroot, *Probability and statistics*, Addison-Wesley Publishing Company, pp. 274-281, 1975.