

直交マルチコード MC-CDMA における最適拡散率に関する検討

木村良平[†] 安達文幸[‡]

東北大学大学院工学研究科 〒980-8579 仙台市青葉区荒巻字青葉 05

E-mail: [†]kimura@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡]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高速伝送技術として直交周波数符号分割多重(Orthogonal Frequency Division Multiplexing: OFDM)が知られている。しかし、OFDM では、周波数選択性フェージングチャンネルを多数の周波数非選択性フェージングチャンネルに変換して並列伝送するため、周波数ダイバーシチ効果を得ることができない。一方、最近、厳しい周波数選択性フェージングチャンネルを積極的に利用して大きな周波数ダイバーシチ効果を得るために周波数領域への拡散・逆拡散を用いるマルチキャリア符号分割多元接続(Multi-Carrier Code Division Multiple Access: MC-CDMA)が注目を集めている。MC-CDMA では、時間領域への拡散・逆拡散を用いる直接拡散 CDMA (Direct-Sequence CDMA: DS-SS-CDMA)より優れた伝送特性を得ることができる。本論文では、拡散率(Spreading Factor: SF)と同数のコード多重を行い、OFDM と等価な伝送レートを達成する直交マルチコード MC-CDMA について検討している。周波数選択性フェージングチャンネルでは、拡散率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が、コード間の直交性の崩れに起因するコード間干渉が増大してしまうので、拡散率は重要な設計パラメータである。本論文では、OFDM と等価な伝送レートを達成する直交マルチコード MC-CDMA において、雑音強調を抑圧しつつ直交再生する最小平均 2 乗誤差合成(Minimum Mean Square Error Combining: MMSE)を逆拡散過程に用いるときのビット誤り率(Bit Error Rate: BER)に及ぼす拡散率の影響を計算機シミュレーションにより評価し、拡散率を最大にすれば BER を最小にできることを明らかにしている。

キーワード MC-CDMA, MMSE, DS-SS-CDMA, MMSE, 拡散率, 周波数選択性フェージングチャンネル

A Study on Optimum Spreading Factor for Multi-code MC-CDMA

Ryohei KIMURA[†] 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: [†]kimura@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡]adachi@ecei.tohoku.ac.jp

Abstract Orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) is known as an effective transmission technique for achieving very high-speed data transmission in a severe frequency selective fading channel. Recently, multi-carrier code division multiple access (MC-CDMA) has been attracting a lot of attention. MC-CDMA can take advantage of severe frequency selective fading through the frequency-domain spreading/de-spreading and can achieve significantly better transmission performance over DS-SS-CDMA using the time-domain spreading/de-spreading. In this paper, orthogonal multi-code MC-CDMA is considered that multiplexes as many parallel channels as the spreading factor (SF) to achieve the same data rate as OFDM. As larger SF is used, larger inter-code interference is produced due to orthogonality destruction while achieving larger frequency diversity effect. Hence, the SF is an important design parameter. In this paper, assuming minimum mean square error combining (MMSE), we evaluate, by the means of computer simulation, the bit error rate (BER) performance of orthogonal multi-code MC-CDMA to show that the use of maximum possible SF achieves the best BER performance.

Keyword MC-CDMA, OFDM, DS-SS-CDMA, MMSE, SF, Frequency selective fading channel

1. まえがき

最近、固定通信ネットワークのブロードバンド化が進む中で、移動通信においても音声サービスのみならず高速データおよび動画通信等のマルチメディア通信サービスの提供が要求されている。このため、100Mbps 以上の高速データ伝送を可能とする次世代ブロードバンド無線アクセス方式の研究開発が盛んに行われている。シングルキャリアによるブロードバンド無線伝送では、マルチパスによる遅延波の影響(すなわち、周波数選択性フェージングの影響)が深刻になる

ため、伝送特性の著しい劣化を招いてしまう。一方、多数のサブキャリアを用いて並列伝送するマルチキャリア伝送では、各サブキャリアの伝送レートを低くするために、周波数選択性フェージングに対して強い耐性を有する。直交する多数のサブキャリアを用いるマルチキャリア伝送が直交周波数符号分割多重(Orthogonal Frequency Division Multiplexing: OFDM)である。この OFDM を基本とし、複数のサブキャリアに渡ってデータシンボルを拡散するのがマルチキャリア符号分割多元接続(Multi-Carrier Code

Division Multiple Access: MC-CDMA)であり, 次世代ブロードバンド無線アクセス方式の最有力候補として, 最近注目を集めている [1],[2].

MC-CDMA では, 時間領域への拡散・逆拡散を用いる直接拡散 CDMA(Direct-Sequence CDMA: DS-CDMA)より優れた伝送特性を得ることができる. 本論文では, 拡散率(Spreading Factor: SF)と同数のコード多重を行い(すなわち, 等価拡散率 $SF_{eq}=1$), OFDMと等価な伝送レートを達成する直交マルチコード MC-CDMA について検討している. 周波数選択性フェージングチャネルでは, 拡散率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が, コード間の直交性の崩れに起因するコード間干渉が増大してしまうので, 拡散率は重要な設計パラメータである.

本論文では, 雑音強調を抑圧しつつ直交再生する最小平均 2 乗誤差合成(Minimum Mean Square Error Combining: MMSEC)を逆拡散過程に用いる等価拡散率 $SF_{eq}=1$ の直交マルチコード MC-CDMA におけるビット誤り率(Bit Error Rate: BER)特性に及ぼす拡散率の影響を計算機シミュレーションにより評価し, 拡散率を最大にすれば BER を最小にできることを明らかにしている.

本論文の構成は以下のようになっている. 2 章では直交マルチコード MC-CDMA 伝送系について述べ, 3

章では計算機シミュレーション結果について考察する. 最後に 4 章で結論を述べる.

2. 直交マルチコード MC-CDMA

2.1. 伝送系

図 1 にターボ符号化を適用した直交マルチコード MC-CDMA の送受信機構成を示す. 図 1(a)が送信機構成, 図 1(b)が受信機構成である. N はサブキャリア数を表す.

送信機では, ターボ符号器において 2 値情報ビット系列およびそれをインタリーブした系列をそれぞれ再帰的畳み込み(Recursive Systematic Convolutional: RSC)符号器により符号化して 2 つのパリティビット系列を得て, それらを交互に削除(パンクチャ)することにより, 符号化率 $R=1/2$ のターボ符号化系列を得る. ターボ符号化系列はチャンネルインタリーブ, データ変調, 直並列(Serial to Parallel: S/P)変換後に, SF 個の各コードチャンネルにおいてデータシンボルを SF 個分コピーし, それぞれに長さ SF の直交拡散符号を乗算した上で, それらを全てコード多重する. こうすることにより, N 個のサブキャリアを用いて N 個のデータシンボルを並列伝送することができる. N 個のサブキャリア成分を逆高速フーリエ変換(Inverse Fast Fourier Transform: IFFT)することにより, 直交マルチコード MC-CDMA 信号波形を生成する.

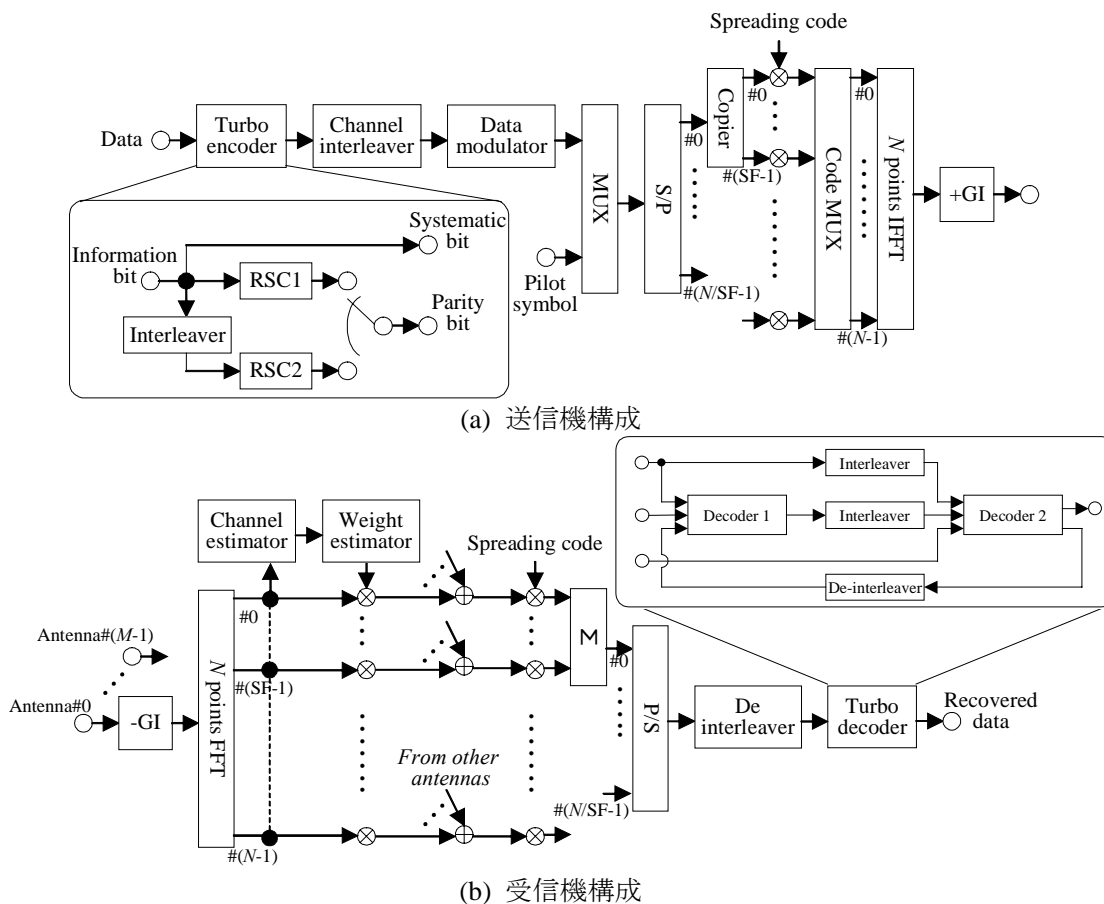


図 1 直交マルチコード MC-CDMA の送受信機構成

受信機では、 M 本のアンテナで受信した直交マルチコード MC-CDMA 信号波形をそれぞれ高速フーリエ変換(Fast Fourier Transform: FFT)し、各サブキャリア成分に分解する。パイロットシンボルを用いてチャネル状態および雑音電力を推定し、サブキャリア毎に 1 タップ周波数等化を行い、ダイバーシチ合成した上で直交拡散符号を乗算してコヒーレント合成する逆拡散を行う(本論文では、この過程を MMSEC と呼んでいる)。逆拡散して得られる軟判定系列を並直列(Parallel to Serial: P/S)変換、チャネルデインタリーブし、ターボ復号[3],[4]により 2 値情報ビット系列を復元する。

MMSEC では、アンテナダイバーシチ合成と逆拡散を同時に行う重みを用いる。アンテナ m における第 k 番目の MC-CDMA シンボル時刻のサブキャリア n に対する MMSEC 重み係数 $w_m(k, n)$ は次式で表される[5]。

$$w_m(k, n) = \frac{H_m^*(k, n)}{\sum_{m=0}^{M-1} |H_m(k, n)|^2 + \left(\frac{N_c}{SF} \cdot \frac{E_s}{N_0} \right)^{-1}} \quad (1)$$

ここで、 N_c はコード多重数(本論文では、SF に等しい)、 $H_m(k, n)$ はチャネル利得である。 E_s/N_0 はシンボル当りの平均受信エネルギー対雑音電力スペクトル密度比である。

2.2. チャネル推定

MMSEC 重みの計算には $H_m(k, n)$ 、 E_s (または MC-CDMA シンボル当りの平均受信電力 S) および N_0 (または平均雑音電力 σ^2) が必要である。これらは FFT 後の受信サンプル系列 $\{r_m(k, n)\}$ より推定しなければならない。このため、本論文では、既知のパイロットシンボルを周期的に時間多重して送信し、これを用いて $H_m(k, n)$ 、 S および σ^2 を推定する。実際には、 $H_m(k, n)$ と S を分離して推定する必要はなく、 $\sqrt{2S}H_m(k, n)$ を推定すれば良い。 $\sqrt{2S}H_m(k, n)$ および σ^2 の推定値をそれぞれ $\hat{H}_m(k, n)$ および $\hat{\sigma}^2$ と表すと、 $w_m(k, n)$ は次式で表わされる。

$$w_m(k, n) = \frac{\hat{H}_m^*(k, n)}{\sum_{m=0}^{M-1} |\hat{H}_m(k, n)|^2 + \left(\frac{N_c}{SF} \cdot \frac{1}{\hat{\sigma}^2} \right)^{-1}} \quad (2)$$

図 2 にスロット構成を示す。図 2(a)は時間-周波数領域、図 2(b)は時間-コード領域で表現したスロット構成である。1 スロットは $(N \times N_p)$ 個のパイロットシンボルと $(N \times N_d)$ 個のデータシンボルから構成され、パイロットシンボルをスロットの先頭に時間多重している。ただし、 $N_{slot} = N_p + N_d$ である。

スロット i 内の第 j 番目の MC-CDMA シンボル時刻

におけるサブキャリア n に対するチャネル推定値 $\hat{H}_m(iN_{slot} + j, n)$ 、 $N_p \leq j \leq N_{slot} - 1$ は以下に示す 3 つのステップにより求める[6]。

(ステップ 1) 時間領域チャネル推定

スロット i 内のパイロット区間において、時間領域で N_p 個のパイロットシンボルを同相加算する単純平均(Simple Average: SA)により、次式で示すようにチャネル推定値 $\tilde{H}_m^{(i)}(n)$ を求める。

$$\tilde{H}_m^{(i)}(n) = \frac{1}{N_p} \sum_{j=0}^{N_p-1} r_m(iN_{slot} + j, n) p^* \quad (3)$$

ここで、 p はパイロットシンボルであり、一般性を失うことなく、 $p = 1 + j0$ とする。

(ステップ 2) 周波数領域チャネル推定

スロット i 内のパイロット区間において、チャネル推定をするサブキャリアを中心として両側 N_{ave} 個のサブキャリアを同相加算する移動平均(Moving Average: MA)により、次式で示すようにチャネル推定値 $\hat{H}_m^{(i)}(n)$ を求める。

$$\hat{H}_m^{(i)}(n) = \begin{cases} \frac{1}{n + N_{ave} + 1} \sum_{q=0}^{n+N_{ave}} \tilde{H}_m^{(i)}(q), & (n < N_{ave}) \\ \frac{1}{2N_{ave} + 1} \sum_{q=n-N_{ave}}^{n+N_{ave}} \tilde{H}_m^{(i)}(q), & (N_{ave} \leq n < N - N_{ave}) \\ \frac{1}{N - n + N_{ave}} \sum_{q=n-N_{ave}}^{N-1} \tilde{H}_m^{(i)}(q), & (N - N_{ave} \leq n) \end{cases} \quad (4)$$

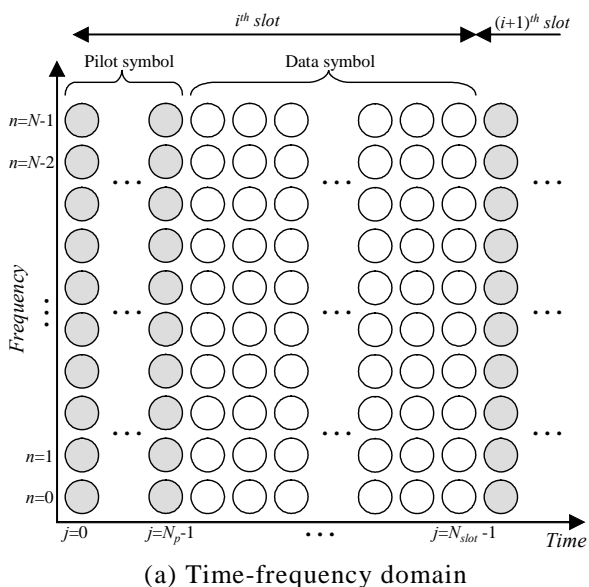
(ステップ 3) 線形補間

スロット i で求めた $\hat{H}_m^{(i)}(n)$ および次のスロット $(i+1)$ で求めた $\hat{H}_m^{(i+1)}(n)$ を用いて線形補間(Linear interpolation: LI)を行い、 $\hat{H}_m(iN_{slot} + j, n)$ を次式で示すように求めている。

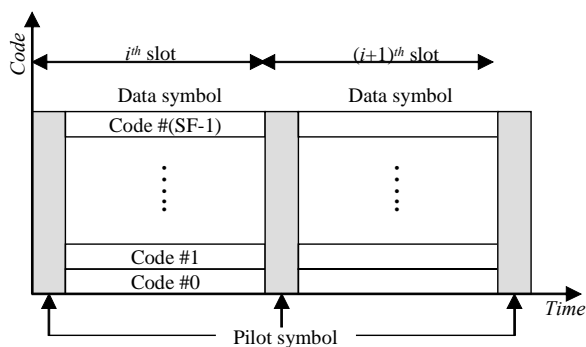
$$\begin{cases} \hat{H}_m(iN_{slot} + j, n) = \hat{H}_m^{(i)}(n) + \frac{\Delta \hat{H}_m^{(i)}(n)}{N_{slot}} \left(j - \frac{N_p}{2} \right) \\ \Delta \hat{H}_m^{(i)}(n) = \hat{H}_m^{(i+1)}(n) - \hat{H}_m^{(i)}(n) \end{cases} \quad (5)$$

一方、平均雑音電力 $\hat{\sigma}^2$ は次式で示すように、パイロット区間において、チャネル推定値からの各サブキャリア成分の 2 乗誤差を全サブキャリアに渡って平均することにより求める。

$$\hat{\sigma}^2 = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \left(\frac{1/2}{N_p - 1} \sum_{j=0}^{N_p-1} \left| r_m(iN_{slot} + j, n) - \hat{H}_m(iN_{slot} + j, n) p \right|^2 \right) \quad (6)$$



(a) Time-frequency domain



(b) Time-code domain

図 2 スロット構成

3. 計算機シミュレーション

3.1. シミュレーション条件

表 1 にシミュレーション諸元を示す. 情報ビット系列は 1024 ビットであり, これを符号化率 $R=1/2$, 拘束長 $\nu=3$ の(7,5)RSC 符号器でターボ符号化した. 図 2(a) に示すように, $16(N_d \times N)$ 個のデータシンボル毎に $2(N_p \times N)$ 個のパイロットシンボルをスロットの先頭に時間多重し, これを 1 スロットとした. サブキャリア数は $N=256$ とし, IFFT により得られる 256 サンプル個の直交マルチコード MC-CDMA サンプル系列毎に 32 サンプル個のガードインターバルを挿入した.

図 3 に電力遅延プロファイルを示す. 電力遅延プロファイルは, $L=16$ パスのレイリーフェージングチャンネルを仮定し, 減衰指数が α dB で各パス間の遅延時間が $2 T_s/N$ である指数分布とした. 表 2 に減衰指数 α とサブキャリア当りの帯域 $1/T_s$ で正規化した正規化遅延スプレッド τ_{rms}/T_s および全帯域 $B=N/T_s$ で正規化した正規化遅延スプレッド $B\tau_{rms}$ の関係をまとめた. 直交マルチコード MC-CDMA 信号のシンボル長 $T=T_s+T_g$ で正規化した正規化最大ドップラー周波数を $f_D T=0.001$ とした. T_s は直交マルチコード MC-CDMA 有効シンボル長 (FFT サンプル 256 個分), T_g はガードインターバル長である.

時間領域チャンネル推定における同相加算平均シンボル数は $N_p=2$ とし, 周波数領域チャンネル推定における片側移動平均シンボル数 N_{ave} については, 計算機シミュレーションにより評価したところ, 表 2 にまとめたいずれの正規化遅延スプレッドに対しても $N_{ave}=0$ とするときにはほぼ最小の BER が得られたために, 以下では $N_{ave}=0$ とした.

表 1 シミュレーション諸元

Propagation channel	Model	Frequency selective 16-path Rayleigh fading	
	Power delay profile	Exponential decreasing	
	Normalized maximum Doppler frequency $f_D(T_s+T_g)$	0.001 T_s : MC-CDMA effective symbol length ($=1/f_s$), T_g : Guard interval length ($=1/8T_s$)	
MC-CDMA	Number of sub-carriers (N)	256	
	Spreading codes	Channelization	Walsh-Hadamard
		Scrambling	Random
	Spreading factor (SF)	1 - 256	
Equivalent spreading factor (SF_{eq})	1		
Turbo codes	Coding	$\nu=3$, (7,5)RSC, $R=1/2$, 1024bits S-random interleaver	
	Decoding	Log-MAP decoding, 8 iterations	
Channel interleaver		(32 × 64)Block interleaver	
Data Modulation		BPSK	
Slot structure		$N_p=2, N_d=16$	
Number of antennas (M)		1, 2, 4	
Channel estimation		SA ($N_p=2$), MA ($N_{ave}=0$), LI	
Frequency equalization		MMSEC	

表 2 減衰定数 α と正規化遅延スプレッドの関係

α [dB]	τ_{rms}/T_s	$B \tau_{rms}$
0.0	0.036014	9.219544
1.0	0.027077	6.931662
3.0	0.011077	2.835663
5.0	0.006425	1.644817
10.0	0.002745	0.702728

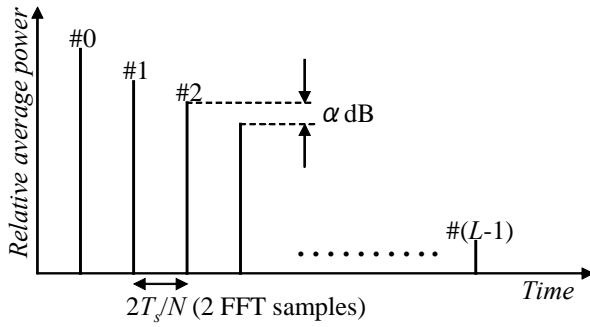


図 3 電力遅延プロファイル

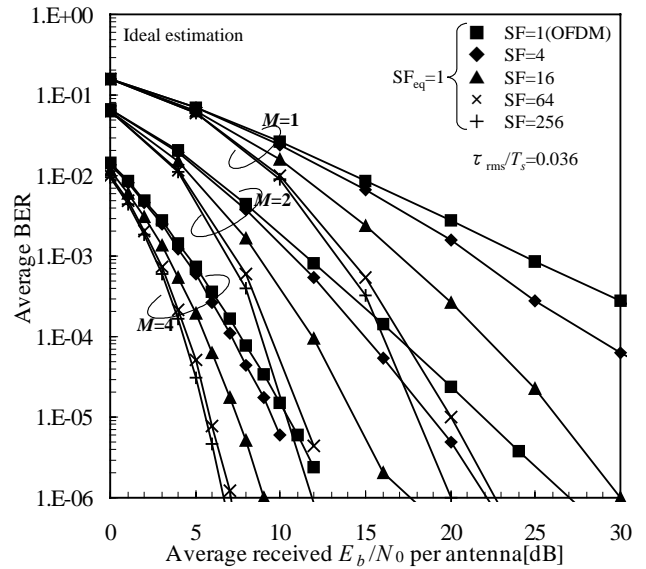
3.2. シミュレーション結果

(1) ターボ符号化なしの場合

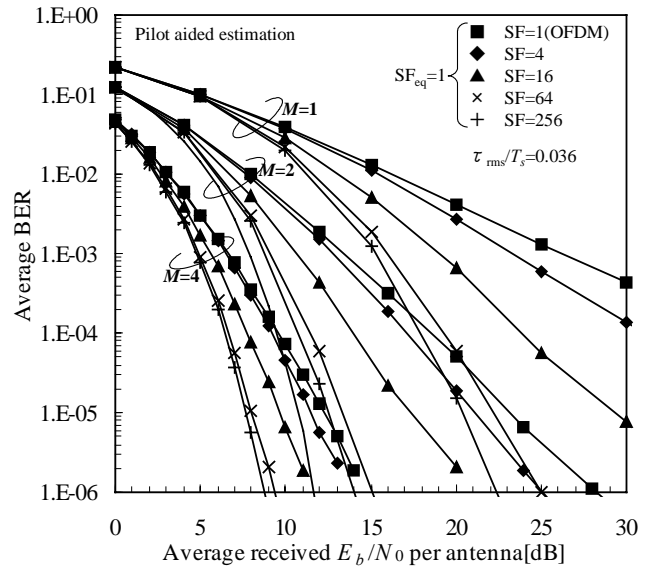
図 4 にアンテナ数 M をパラメータにしてプロットしたアンテナ当りの平均受信 E_b/N_0 対平均 BER 特性を示す。ここで、 E_b/N_0 は情報ビット当りの平均受信エネルギー対雑音電力スペクトル密度比である。正規化遅延スプレッドを $\tau_{rms}/T_s = 0.036$ とした。図 4(a) が理想チャネル推定、図 4(b) がパイロットシンボルを用いるチャネル推定の場合である。図 4(a) および (b) より、アンテナ数に関係なく、より大きな拡散率を用いればより大きな周波数ダイバーシチ効果が得られるために BER 特性が改善していることが分かる。すなわち、拡散率を最大の $SF=256$ とするとき最も優れた BER 特性が得られる。

図 4 より $BER=10^{-5}$ を満たす所要平均受信 E_b/N_0 を求めて、アンテナ数 M の関数としてプロットしたのが図 5 である。図 4 より、 $SF>1$ とする直交マルチコード MC-CDMA では OFDM ($SF=1$) と比較して所要平均受信 E_b/N_0 を大幅に低減できることが分かる。パイロットシンボルを用いるチャネル推定の場合、 $SF=256$ とする直交マルチコード MC-CDMA では、OFDM ($SF=1$) と比較して $M=1, 2$ および 4 のときそれぞれ 17dB, 11.5dB および 4.6dB 程度低減できる。

図 6 に正規化遅延スプレッド τ_{rms}/T_s に対する平均 BER 特性を示す。アンテナ数を $M=1$ 、平均受信 E_b/N_0 を 20dB とした。図 6 より、OFDM ($SF=1$) では周波数ダイバーシチ効果が得られないために、遅延スプレッドに関係なく BER は一定となっている。一方、 $SF>1$ とする直交マルチコード MC-CDMA では、遅延スプレッドが大きくなるに従ってより大きな周波数ダイバーシチ効果が得られるために BER が減少している。この傾向は遅延スプレッドが大きいほど顕著である。



(a) 理想チャネル推定



(b) パイロットシンボルを用いるチャネル推定

図 4 アンテナ数 M をパラメータにしたアンテナ当りの平均受信 E_b/N_0 対平均 BER 特性(符号化なし)

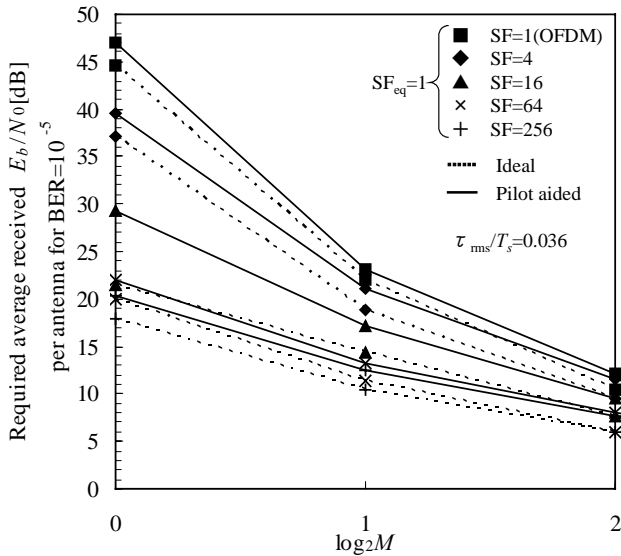


図5 アンテナ数 M に対する特性(符号化なし)

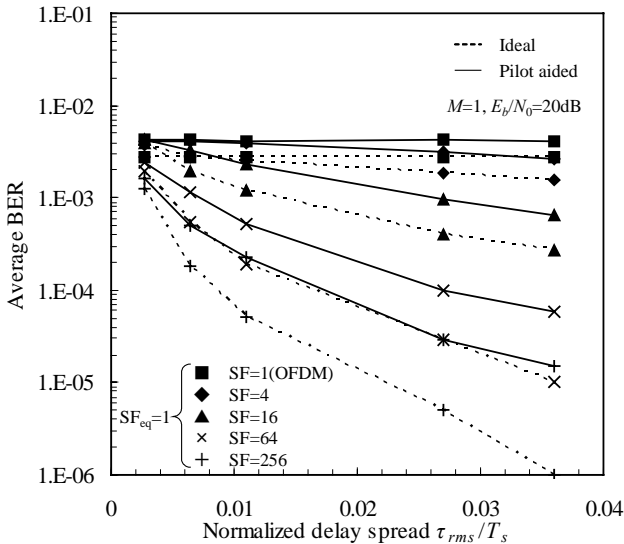


図6 遅延スプレッドに対する特性(符号化なし)

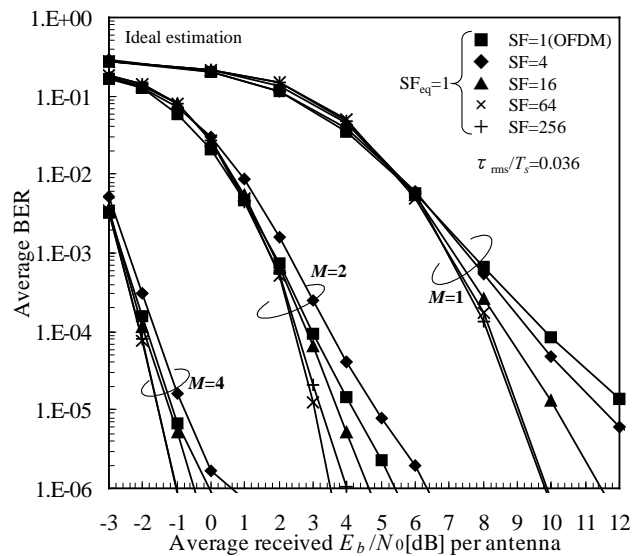
(2) ターボ符号化ありの場合

図7にアンテナ数 M をパラメータにしてプロットしたアンテナ当りの平均受信 E_b/N_0 対平均 BER 特性を示す。正規化遅延スプレッドを $\tau_{rms}/T_s = 0.036$ とした。図7(a)が理想チャネル推定、図7(b)がパイロットシンボルを用いるチャネル推定の場合である。図7より、ターボ符号化なしの場合と同様、アンテナ数 M に関係なく、より大きな拡散率を用いるほど優れた BER 特性が得られているが、SF=64 以上では BER 特性の改善はわずかであることが分かる。

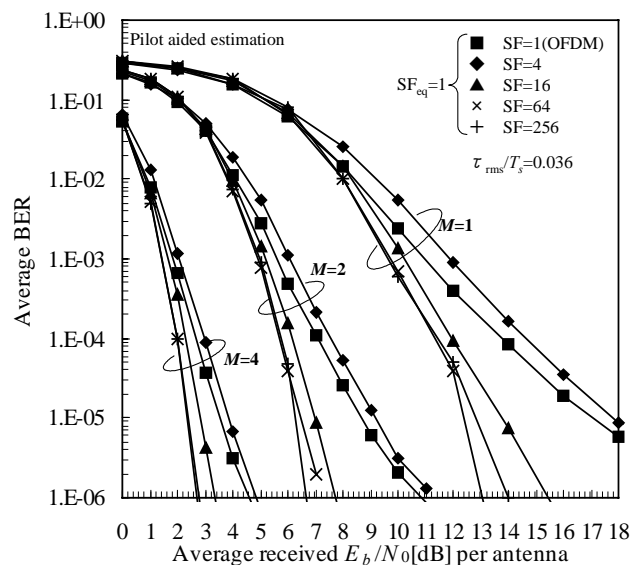
図4と図7を比較すると、大きなターボ符号化利得が得られていることが分かる。パイロットシンボルを用いるチャネル推定の場合、SF=256 では、BER=10⁻⁵ を満たす所要平均受信 E_b/N_0 における符号化利得は $M=1, 2$ および 4 のときそれぞれおよそ 7.6dB, 6.1dB および

5.2dB にもなる。

図8に正規化遅延スプレッド τ_{rms}/T_s に対する平均 BER 特性を示す。アンテナ数を $M=1$, 平均受信 E_b/N_0 を 10dB とした。いずれの遅延スプレッドの大きさにおいても、ターボ符号化なしの場合と同様、より大きな拡散率を用いるほど得られる BER は小さくなっている。ところで、ターボ符号化ありの場合は、遅延スプレッドの増加に従ってより大きな周波数ダイバーシチ効果および周波数インタリーブ効果が得られるために、ターボ符号化なしの場合と比較して BER の減少が急である。また、周波数ダイバーシチ効果が期待できない OFDM (SF=1) の場合でも、遅延スプレッドが増加するに従ってより大きな周波数インタリーブ効果が得られるために BER が減少している。



(a) 理想チャネル推定



(b) パイロットシンボルを用いるチャネル推定

図7 アンテナ数 M をパラメータにしたアンテナ当りの平均受信 E_b/N_0 対平均 BER 特性(符号化あり)

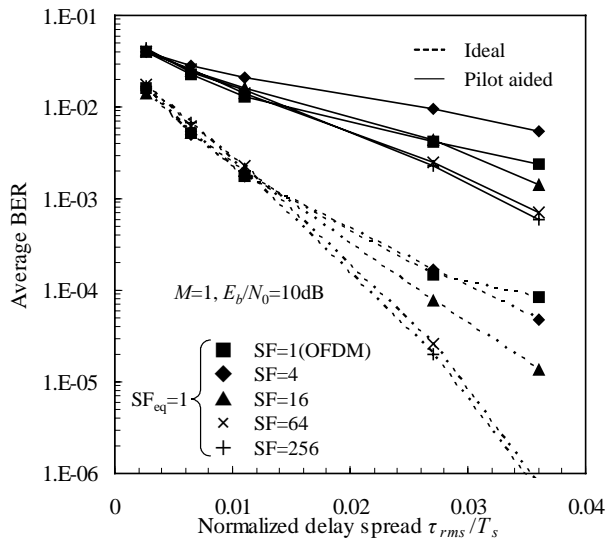


図 8 遅延スプレッドに対する特性(符号化あり)

4. 結論

本論文では、拡散率分だけコード多重して、OFDMと等価な伝送レートを達成する直交マルチコードMC-CDMAにおいて、周波数選択性フェージングチャネルにおけるBER特性に及ぼす拡散率の影響を計算機シミュレーションにより明らかにした。得られた結果をまとめると以下のようになる。

- ターボ符号化なしの場合は、アンテナ数および遅延スプレッドに関係なく、最も優れたBER特性が得られるのは最大の拡散率(すなわち、サブキャリア数と同じ拡散率)を用いるときである。
- ターボ符号化ありの場合も、ターボ符号化なしと同様、最大の拡散率を用いるときに最も優れたBER特性が得られるものの、SF=64以上の拡散率ではほとんど同じBER特性になる。

文 献

- [1] F. Adachi and N. Nakajima, "Challenges of Wireless Communications - IMT-2000 and beyond," IEICE Trans. Fundamentals, vol. E83-A, pp.1300-1307, July 2000.
- [2] S. Hara and R. Prasad, "Overview of Multicarrier CDMA," IEEE Commun. Mag., pp.126-144, Dec. 1997.
- [3] C. Berrou, A. Glavieux, and P. Thitimajshima, "Near Shannon limit error-correcting coding and decoding: turbo codes (1)", Proc. IEEE Int. Conf. on Commun., Geneva, Switzerland, pp.1064-1070, May 1993.
- [4] J. P. Woodard, and L. Hanzo, "Comparative Study of Turbo Decoding Techniques: An Overview," IEEE Trans. on Vehi. Technol., vol. 49, no 6, pp.2208-2233, Nov. 2000.
- [5] T. Sao and F. Adachi, "マルチレートMC-CDMA信号のダイバーシチ受信についての考察", IEICE Technical Report, RCS 2002-204, Nov. 2002.
- [6] H. Atarashi and M. Sawahashi, "ターボ符号を用いたときの下りリンクブロードバンドパケットMC-CDMAの特性," IEICE Technical Report, RCS 2001-55, June 2001.