

チップインターリーブと MMSEC を用いる 直交マルチコード DS-CDMA

板垣 竹識[†] 佐尾 智基[†] ガーグ ディープシカ[†] 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: [†](itagaki,sao,deep)@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡]adachi@ecei.tohoku.ac.jp

あらまし 直接拡散符号分割多元接続 (DS-CDMA) では、直交拡散符号を複数用いた直交マルチコード伝送により低速から高速にわたるさまざまな伝送レートを比較的容易に実現できるのが特徴である。しかし、フェージング環境下ではシングルコード伝送時と同様にビット誤り率 (BER) 特性が大幅に劣化してしまう。周波数非選択性フェージング環境下の BER 特性を改善する方法としてチップインターリーブが知られているが、これをそのまま直交マルチコード DS-CDMA に適用するとコード間の直交性が崩れてしまうために、かえって BER 特性が劣化してしまう。そこで、本論文では、チップインターリーブにマルチキャリア CDMA で知られる平均 2 乗誤差最小合成 (MMSEC) を併用することを提案している。そして計算機シミュレーションにより BER 特性を求め、チップインターリーブと MMSEC とを併用すればシングルコード伝送時より優れた平均 BER 特性を実現できることを示している。

キーワード マルチコード DS-CDMA, チップインターリーブ, MMSEC, フェージングチャンネル

Chip Interleaved Multicode DS-CDMA with MMSEC

Takeshi ITAGAKI[†] Tomoki SAO[†] Deepshika GARG[†] 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: [†](itagaki,sao,deep)@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡]adachi@ecei.tohoku.ac.jp

Abstract Direct sequence code division multiple access (DS-CDMA) provides flexible data transmissions in wide range of data rates by the use of orthogonal multicode multiplexing. However, in a multipath fading environment, the transmission performance of multicode DS-CDMA degrades as that of single code DS-CDMA does. Chip interleaving is known to improve the bit error rate (BER) performance of the single code transmission by altering the fading channel into severely time selective fading channel. However, this partially destroys orthogonal property among spreading codes and thus, significantly degrades the BER performance of multicode DS-CDMA. In this paper, we propose a combination of chip interleaving and minimum mean square error combining (MMSEC) to improve the multicode DS-CDMA transmission performance. It is confirmed by computer simulation that the joint use of chip interleaving and MMSEC significantly improves the BER performance of multicode DS-CDMA and achieves better performance compared to the single code DS-CDMA using chip interleaving and maximal ratio combining (MRC).

Keyword multicode DS-CDMA, chip interleaving, MMSEC, fading channel

1. まえがき

最近の移動通信システムでは、コード多重数や拡散率を可変にすることで様々な伝送レートを実現できる直接拡散符号分割多元接続 (DS-CDMA) が無線アクセスとして用いられている [1], [2]. ところで、移動通信では、基地局移動局間に存在する障害物のために多重伝搬路が形成され、チャンネル利得が時々刻々変化し瞬時受信電力が激しく変動するマルチパスフェージングが発生するため、伝送特性が大きく劣化する。DS-CDMA におけるフェージング軽減技術として良く知られているのは Rake 受信、アンテナダイバーシチ受信やチャンネル符号化である。しかし、周波数非選択性フェージング環境下では Rake 受信効果を期待できない。

最近、DS-CDMA の拡散過程をうまく利用して、周波数非選択性フェージング環境下でのビット誤り率 (BER) 特性を改善するチップインターリーブが著者らにより提案された [3].

一般的には、1 データシンボルという短い時間区間で観測すると、フェージングによるチャンネル利得変動はほとんど無視できるくらい緩慢である。このことをチャンネルに時間コヒーレンス性があるという。この時間コヒーレンス性を前提にしているのが、複数の直交拡散符号を同時に用いて並列伝送する直交マルチコード DS-CDMA である。直交マルチコード DS-CDMA にチップインターリーブを適用すると、1 データシンボルに所属するチップが異なる時間に分散され

るために時間コヒーレンス性が失われてしまう。つまり、フェージングによる受信シンボルエネルギーの落ち込みを救う代償として、拡散符号間の直交性の崩れを引き起こしてしまう。この結果、直交マルチコード DS-CDMA の BER 特性の劣化を招いてしまう。

そこで本論文では、チップインターリーブで引き起こされる拡散符号間の直交性の崩れを軽減するために、マルチキャリア CDMA における周波数等化としてよく知られている平均 2 乗誤差最小合成 (MMSEC) [4] を適用することを提案する。

本論文は以下のような構成になっている。まず、第 2 章ではチップインターリーブと MMSEC とを併用する直交マルチコード DS-CDMA の伝送系を示し、チップインターリーブと MMSEC について簡単に説明する。次いで第 3 章で、チップインターリーブと MMSEC の併用効果を計算機シミュレーションにより明らかにする。

2. チップインターリーブと MMSEC を併用する直交マルチコード DS-CDMA

2.1. 伝送系

直交マルチコード DS-CDMA の伝送系を図 1 に示す。送信側ではまず 2 値送信データ系列を 4 値位相変調 (QPSK) し、 C 個の QPSK シンボル系列 $\{d_n = (\pm 1 \pm j) / \sqrt{2}; n = \dots, -1, 0, 1, \dots\}$ に直/並列変換する。ここでは以後チップ長単位での離散時間表現を用いることにする。 C 個の各 QPSK シンボル系列はそれぞれ直交拡散符号 $\{c_{i,k} = \pm 1; i = 0 \sim C-1, k = 0 \sim SF-1\}$ により拡散される。ここで SF は拡散率を表している。こうして得られた C 個のチップ系列を加算 (コード多重) した後、スクランブル符号 $\{c_{PN,t} = \pm 1; t = \dots, -1, 0, 1, \dots\}$ が乗算される。スクランブル符号は合成されたチップ系列を擬似雑音系列に変換するために用いる。マルチコード DS-CDMA 信号は等価低域表現を用いて次のように表される。

$$s_t = \sqrt{\frac{2S}{C}} c_{PN,t} \sum_{i=0}^{C-1} d_{i+C\lfloor t/SF \rfloor} c_{i,t \bmod SF} \quad (1)$$

ここで、 S は全送信電力であり、 $\lfloor x \rfloor$ は x を越えない最小の整数を表す。この後コード多重されたチップ系列はチップインターリーブして周波数非選択性チャンネルに送信される。

受信側ではチップレートで標準化したチップ標本系列をデ・チップインターリーブした後、 C 個のチップ標本系列にコピーし、それぞれのチップ標本系列に直交拡散符号を乗算する逆拡散と MMSEC 合成を同時に行う。 C 個の逆拡散標本系列を並/直列変換した後、QPSK シンボル判定を行い、2 値受信データ系列を得る。

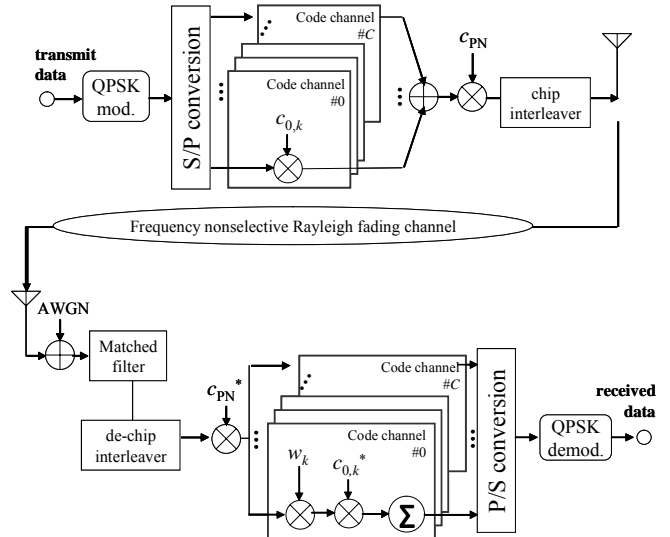


図 1 マルチコード DS-CDMA 伝送系

2.2. チップインターリーブ

本論文で用いるチップインターリーブは図 2 のような $SF \times D$ -チップのブロックインターリーブである[3]。ここで SF は、1 コードあたりの拡散率である。チップ系列を列ごとに書き込み、行ごとに読み出して送信する。すなわち、各列が送信シンボルごとのチップ系列になっている。図 2 のチップインターリーブを用いるときは、 D シンボルを 1 ブロックとして、チップインターリーブしていることになる。チップインターリーブされたチップ系列は、図 3 のように時間的順番を交錯され、1 つのデータシンボルに所属する SF 個のチップは互いに D チップだけ時間を離して順番に送信されることになる。本論文では、この列数 D をインターリーブ深さと呼ぶ。受信側では、受信信号をチップレートで標準化し、このチップ標本系列をデ・チップインターリーブによってもとのチップ順に戻した上で逆拡散する。

このようなチップインターリーブはフェージングの速さを等価的に D 倍するから、時間コヒーレンス性が保たれるような緩慢フェージングを 1 データシンボル内でフェージングチャネル利得が変動する、いわゆる時間コヒーレンス性が崩れるほどの高速フェージングに変換できるのである。この結果、一般的に観測されるようなフェージング環境下での 1 データシンボルあたりの受信エネルギーの変動幅を抑圧できるといふ時間ダイバーシチ効果が得られる。ところが、直交マルチコード DS-CDMA では 1 データシンボル内で時間コヒーレンス性が保たれなければならないから、単純にチップインターリーブを用いると、かえって BER 特性を劣化させてしまうことになる。時間コヒーレンス性が失われたフェージング環境下で符号間の直交性を復元するために用いることができるのが、マルチキャリア CDMA の周波数等化技術である。

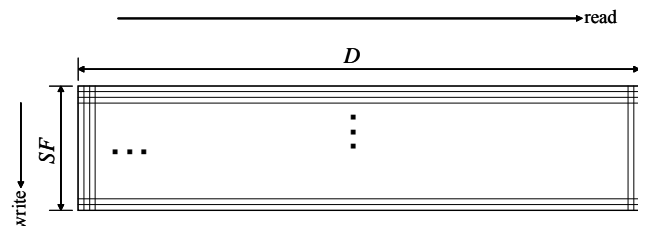


図 2 チップインターリーブの構造

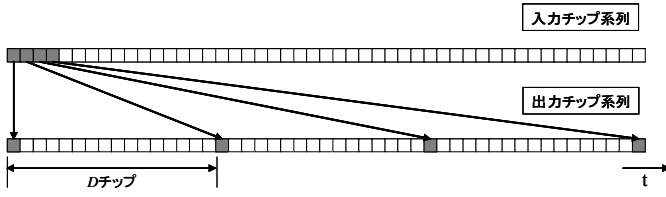


図3 送信チップ系列

2.3. 逆拡散とMMSEC

マルチキャリア CDMA の周波数等化技術として良く知られているのが直交再生合成(ORC)と MMSEC であろう[4],[5]. ORC は, 符号間の直交性を完全再生できるものの雑音強調が発生してしまう. 符号間の直交性の再生と雑音強調はトレードオフの関係にあることが知られている. MMSEC では, 直交性の完全再生をあきらめることで雑音強調を抑え, BER を最小にするように相関器(逆拡散器)のタップ重みを決定する[4]. 本論文では MMSEC を用いる. 以下, MMSEC について数式を用いて説明する.

拡散率を SF , コード多重数を C , SF 個の中の第 i 番目の直交符号を $\{c_{i,k} = \pm 1; k = 0 \sim SF-1\}$, 離散時刻 t におけるフェージングチャネル利得を ξ_t とする. 受信チップ標本系列 $\{r_t\}$ をデ・チップインターリーブし逆拡散と MMSEC を同時に行って, シンボル判定することを考える. 一般性を失うことなく, C 個の直交符号を用いて C 個のデータシンボル $\{d_i; i=0 \sim C-1\}$ を並列伝送しているものとする. C 個の送信データシンボルに所属する, デ・チップインターリーブ後の SF 個の受信チップ標本系列 $\{r_{kD}; k=0 \sim SF-1\}$ を等価低域表現すると次式ようになる.

$$r_{kD} = \xi_{kD} s_{kD} = \sqrt{\frac{2S}{C}} \xi_{kD} \sum_{i=0}^{C-1} d_i c_{i,k} + n_{kD}, \quad (2)$$

ここで, S は全受信信号電力である. また, n_t は片側電力スペクトル密度 N_0 の加法性白色ガウス雑音の標本であり, QPSK シンボル長を T とすると平均 0 で分散 $2N_0/T$ の複素ガウス過程である. $\{r_{kD}; k=0 \sim SF-1\}$ に MMSEC 重み $\{w_k; k=0 \sim SF-1\}$ および直交拡散符号 $\{c_{i,k}; k=0 \sim SF-1\}$ を乗算し, 逆拡散と MMSEC を同時に行う. 理想チャネル推定を仮定するとき MMSEC 重みは次式で与えられる[4].

$$w_{\text{MMSEC},k} = \frac{\hat{\xi}_{kD}^*}{\left| \hat{\xi}_{kD} \right|^2 + \left[2 \cdot \frac{C}{SF} \left(\frac{E_b}{N_0} \right) \right]^{-1}}, \quad (3)$$

ここで, E_b/N_0 は 1 ビットあたりの平均受信信号エネルギー ($ST/2$) 対雑音電力スペクトル密度比, $(\cdot)^*$ は複素共役である. 逆拡散して得られた軟判定値の組を $\{\hat{d}_i; i=0 \sim C-1\}$ とすると, \hat{d}_i は次式で表せる.

$$\hat{d}_i = \sum_{k=0}^{SF-1} r_{kD} \cdot w_{\text{MMSEC},k} \cdot c_{i,k}, \quad (4)$$

こうして得られた C 個の軟判定値 $\{\hat{d}_i; i=0 \sim C-1\}$ を並列変換した後, QPSK データ復調する.

3. 計算機シミュレーション

3.1. シミュレーション条件

シミュレーション条件を表 1 に示す. チップ長 T_c で正規化したフェージング最大ドップラー周波数 $f_D T_c = 0.000025$ を仮定したが, これは搬送波周波数を 2GHz, チップレートを $1/T_c = 3.84 \text{ Mcps}$ とすると, 移動局の移動速度が約 54km/h に相当する.

表 1 シミュレーション条件

変調方式		QPSK
拡散率 SF		16
マルチコード	拡散符号	Walsh 直交符号
	コード多重数 C	1~16
スクランブル符号		周期 4095 チップの M 系列
チップインターリーブ	タイプ	ブロックインターリーブ
	深さ D	512~32768
伝搬路モデル	フェージングタイプ	周波数非選択性レイリーフェージング
	$f_D T_c$	0.000025
	チャネル推定	理想チャネル推定

3.2. シングルコード伝送時の BER 特性改善

まず, シングルコード伝送時におけるチップインターリーブ効果を求めた. このときは MMSEC の代わりに最大比合成を用いた. このときのタップ重みは

$$w_{\text{MRC},k} = \hat{\xi}_{kD}^*, \quad (5)$$

となる.

1 つのデータシンボルに所属する SF 個のチップは D チップの時間間隔で送信されることになるから, チップインターリーブを行ったときは等価的に D 倍の速さのフェージング環境下での信号伝送と同じである. 隣接 2 チップ間のフェージング相関の測定値を表 2 に示す. チップインターリーブ深さ D を大きくするにつれ隣接チップ間で観測されるフェージングが互いに独立になってゆくことが分かる. 表 2 から, $D=16384$ チップ程度になるとフェージング相関は充分小さくなり, チップインターリーブ効果は飽和するということが分かる.

チップインターリーブ深さ D をパラメータとしてプロットしたシングルコード伝送時 ($C=1$) の平均 BER 特性を図 4 に示す. 同図には, 比較のため, フェージングありとなしの環境下でのチップインターリーブを用いないときの理論特性をプロットした. フェージング環境下でのチップインターリーブなしの特性 ($D=1$) は理論特性とよく一致している. インターリーブ深さが深くなるほど, 隣接チップ間のフェージング相関が小さくなって逆拡散後のシンボルエネルギーの変動が少なくなるから, 平均 BER 特性が改善して行き, フェージングなしのときの平均 BER 特性に近づくのが分かる. 平均 BER $= 10^{-4}$ を得るために必要な平均 E_b/N_0 は, $D=16384$ とすればフェージングなしのそれにおよそ 1dB まで近づく.

表 2 インターリーブ深さとフェージング相関

D	$f_D T_c \times D$	フェージング相関
512	0.0128	0.9984
1024	0.0256	0.9936
2048	0.0512	0.9743
4096	0.1024	0.8992
8192	0.2048	0.6270
16384	0.4096	-0.0843
32768	0.8192	-0.12835

チャンネル利得 $\{\xi_{kD}\}$ がそれぞれ独立であるとする、BER の理論値が得られる。各コードチャンネルにおける QPSK シンボルの軟判定値は式(4)で与えられる。0 番目の QPSK シンボルの 1 シンボルあたりの信号対雑音比(SNR)は次式で与えられる。

$$SNR = 2 \cdot \left(\frac{\Gamma}{SF} \right) \sum_{i=0}^{SF-1} |\xi_{kD}|^2 = 2\gamma \quad (6)$$

ここで Γ と γ はそれぞれ平均受信 E_b/N_0 と瞬時受信 E_b/N_0 である。 ξ_{kD} の実部と虚部は独立に分布する複素ガウス変数であり、 γ は自由度 $2SF$ の χ^2 分布に従う。 γ の確率密度関数は次式のように得られる[6]:

$$p(\gamma) = \frac{\left(\frac{\gamma}{\Gamma/SF} \right)^{SF-1}}{(SF-1)! (\Gamma/SF)} \exp\left(-\frac{\gamma}{\Gamma/SF}\right), \quad (7)$$

これは、各ブランチの平均受信 E_b/N_0 を Γ/SF とする、フェージングが無相関である SF ブランチ MRC 時間ダイバーシチ受信と等価である。チップインターリーブと逆拡散の結果として、フェージングによる振幅の落ち込みを軽減できる。QPSK 伝送の平均 BER は次のように計算できる[6].

$$P_b = \int_0^\infty \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{\gamma}) p(\gamma) d\gamma$$

$$= \left[\frac{1-\mu}{2} \right]^{SF} \sum_{k=0}^{SF-1} \binom{SF-1+k}{k} \left[\frac{1+\mu}{2} \right]^k, \quad (8)$$

$$\approx \left(\frac{SF}{4\Gamma} \right)^{SF} \text{ for } \Gamma \gg 1$$

ここで、

$$\mu = \sqrt{\frac{\Gamma}{\Gamma+SF}}. \quad (9)$$

である。

一方、チップインターリーブを用いない場合の平均 BER は式(8)で $SF=1$ とすることで、次のように得られる。

$$P_b = \frac{1}{2} \left[1 - \sqrt{\frac{\Gamma}{\Gamma+1}} \right]$$

$$\approx \frac{1}{4\Gamma}, \text{ for } \Gamma \gg 1$$

式(8)と式(10)を比較すると、拡散率が大きくなると平均 BER 特性が改善するのがわかる。比較のために、 $SF=16$ のときにおける、式(8)と式(10)からそれぞれ計算されるチップインターリーブを用いる場合と用いない場合の BER 特性の理論値を図 4 にプロットした。さらに、 $P_b = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{\gamma})$ で計算される AWGN チャネルの BER 特性もプロットした。

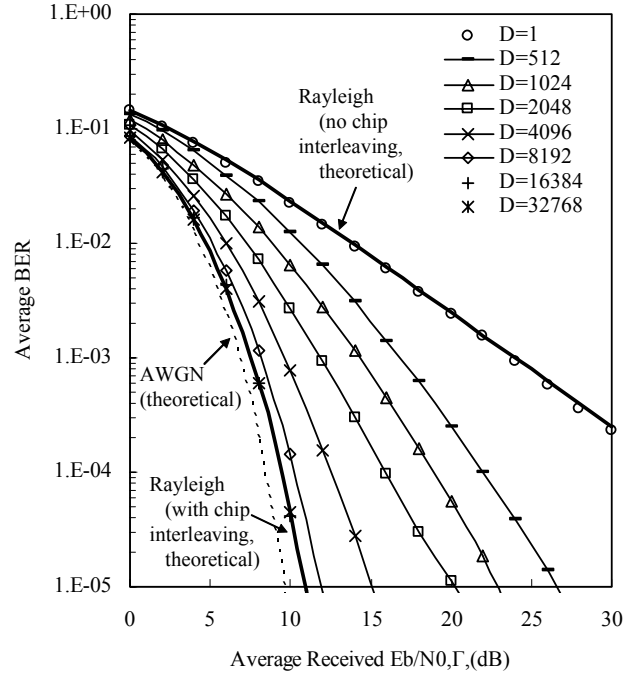


図 4 シングルコード伝送時の伝送特性

3.3. 直交マルチコード伝送時の BER 特性改善

まず、チップインターリーブは行うが MMSEC 合成ではなく MRC を用いるときのマルチコード伝送時の平均 BER 特性を求めた。インターリーブ深さ $D=4096$ とし、多重数 C をパラメータとしてプロットした平均 BER 特性を図 5 に示す。チップインターリーブによりコード多重数 $C=1$ および 2 のときの平均 BER 特性は大幅に改善しているが、 C がそれ以上に増加すると BER フロアが発生することが分かる。これは、時間コヒーレンス性が失われ直交拡散符号間に干渉が発生するためである。

チップインターリーブと MMSEC を併用したときの平均 BER 特性を図 6 に示す。このときの相関器のタップ重み係数は式(2)で与えられる。MMSEC を併用すれば BER フロアは発生しないことが分かる。すなわち、コード多重数が多い場合でも雑音強調の抑圧と直交性の再生をうまくバランスさせることができ、平均 BER 特性を大幅に改善できる。特に興味深いのは、 $SF=16$ で $C=16$ として、等価拡散率 SF_{eq} が $SF_{eq}=1$ 、すなわち、チップレートとシンボルレートが同じであっても、平均 BER 特性はチップインターリーブを用いないときより大幅に改善しているということである。つまり、拡散率を小さくしてシングルコード伝送するより直交マルチコード伝送の方が、チップインターリーブと MMSEC を併用すればより優れた BER 特性が得られるということになる。

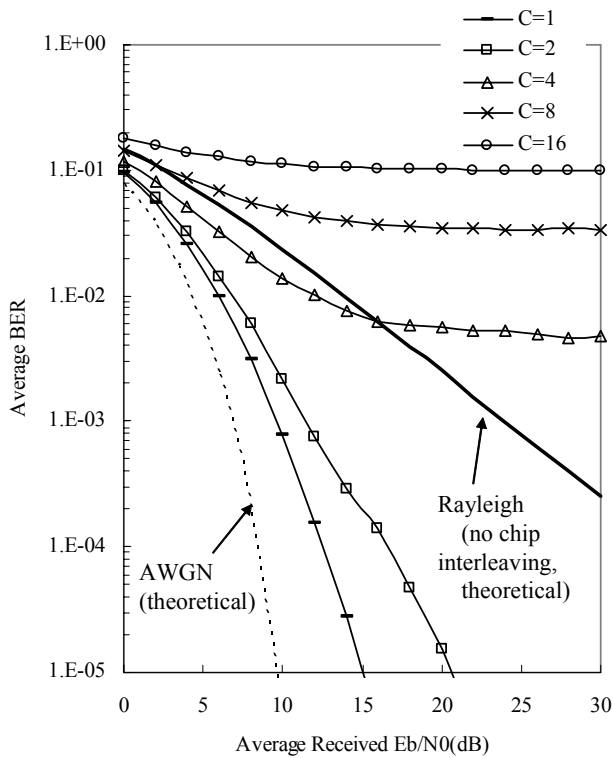


図 5 チップインターリーブとMRCを用いたときのマルチコード伝送時の平均BER特性

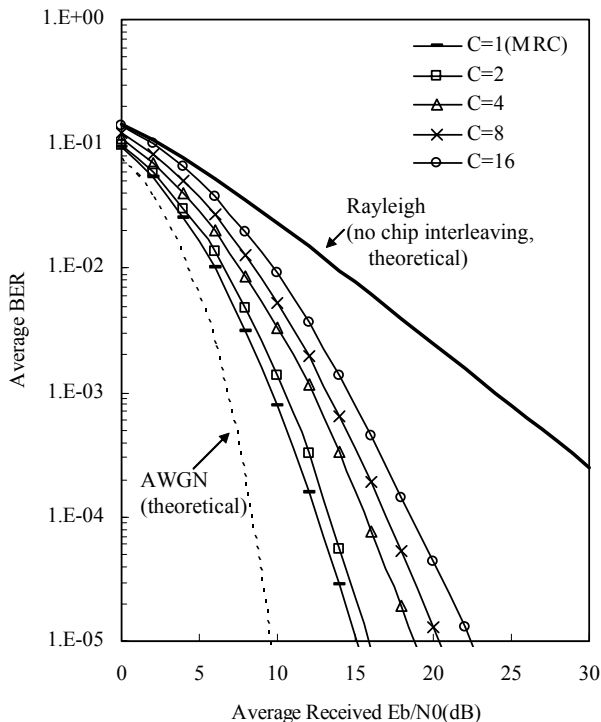


図 6 チップインターリーブとMMSECを用いたときのマルチコード伝送時の平均BER特性

3.4. シングルコード伝送系と直交マルチコード伝送系の特性比較

直交マルチコード伝送での $C=2, 4, 8, 16$ の場合と同じ等価拡散率 SF_{eq} をシングルコード伝送で実現しようとする、 SF はそれぞれ 8, 4, 2, 1 となる。直交マルチコード伝送とシングルコード伝送とで同じ等価拡散率を用いるときの平均 BER 特性を図 7 に示す。いずれの SF_{eq} の値においても、直交マルチコード伝送の方がシングルコード伝送よりも優れた平均 BER 特性が得られることがわかった。

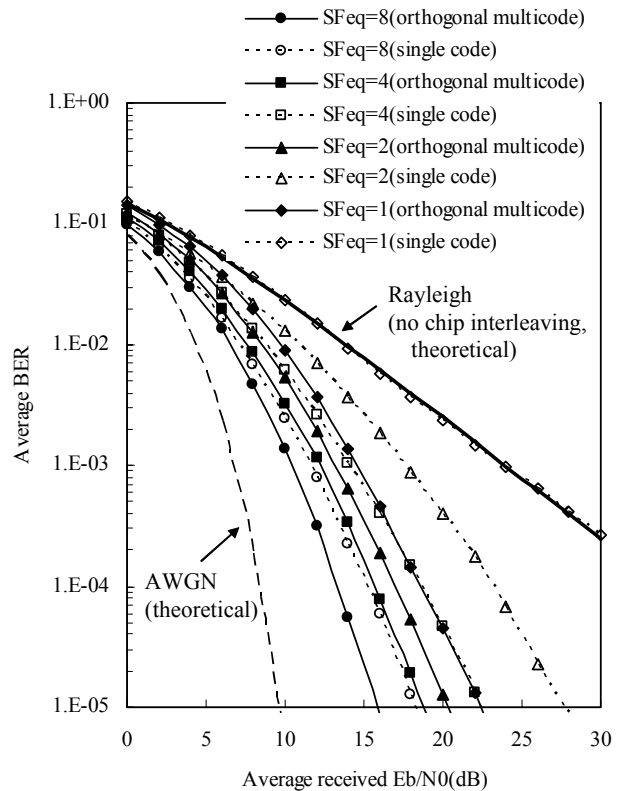


図 7 直交マルチコード伝送時とシングルコード伝送時の平均BER特性の比較

4. 結論

本論文では、周波数非選択性フェージング環境下における直交マルチコード DS-CDMA の伝送特性改善を目的としてチップインターリーブとMMSECの併用効果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、以下のようなことが分かった。

- (1) チップインターリーブにより緩慢フェージングを等価的に時間コヒーレンス性の少ない高速フェージングに変換でき、受信シンボルエネルギーの変動幅を小さくできる。この結果、シングルコード伝送では平均 BER 特性を大幅に改善できる。
- (2) 直交マルチコード伝送時には、チップインターリーブによる時間コヒーレンス性が失われるために直交拡散符号間の干渉が発生し、返って伝送特性が劣化してしまうが、MMSEC 合成を併用すれば、シングルコード伝送時より優れた伝送特性を実現できる。

文 献

- [1] F. Adachi, M. Sawahashi, and H. Suda, "Wideband DS-CDMA for next generation mobile communication system," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 36, pp. 56-69, Sept.1998.
- [2] F. Adachi, K. Ohno, A. Higashi, and Y. Okumura, "Coherent multicode DS-CDMA mobile radio access," *IEICE Trans. Commun.*, vol. E79-13, No. 9, pp. 1316-1325, Sept. 1996.
- [3] D. Garg and F. Adachi, "Chip interleaved turbo codes for DS-CDMA mobile radio in a fading channel," *IEE Electronics Letters*, vol. 38, No. 13, pp. 642-644, June 2002.
- [4] A. Chouly, A. Brajal, and S. Jourdan, "Orthogonal multicarrier techniques applied to direct sequence spread spectrum CDMA system," *Proc. IEEE Globecom'93*, pp. 1723-1728, Nov. 1993.
- [5] S. Hara and R. Prasad, "Overview of multicarrier CDMA", *IEEE Commun. Mag.*, Vol. 35, pp.126-144, Dec. 1997.
- [6] J. G. Proakis, *Digital Communications*, 3rd edition, McGraw Hill, 1995.