

DS-CDMA における周波数領域繰り返し PIC を用いる MIMO 多重の伝送特性

中島 昭範[†], 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電気・通信工学専攻
〒980-8579 仙台市青葉区荒巻字青葉 05

E-mail: [†]{nakajima, deep}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp [‡]adachi@ecei.tohoku.ac.jp

あらまし 最近、限られた帯域幅での超高速伝送技術としてマルチ送受信アンテナ(MIMO)多重が注目されている。しかし、遅延時間の異なる多数の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では、厳しい符号間干渉によりシングルキャリア(SC)伝送特性が大幅に劣化してしまう。筆者らはこれまで、スペクトル拡散しないSC-MIMO 多重伝送を対象として周波数領域等化と減算型並列干渉キャンセル(PIC)操作を繰り返すことで信号分離とアンテナダイバーシチ効果を得ることができる周波数領域繰り返し PIC を提案し、その伝送特性の改善効果を明らかにした。本論文では、DS-CDMA マルチコード伝送における周波数繰り返し PIC を用いる MIMO 多重のビット誤り率(BER)特性を計算機シミュレーションにより求め、繰り返し周波数領域等化の効果を明らかにしている。

キーワード マルチコード DS-CDMA-MIMO 多重, 周波数領域繰り返し PIC, 移動通信

Transmission Performance of DS-CDMA with MIMO Multiplexing using Frequency-domain Iterative Parallel Interference Cancellation

Akinori NAKAJIMA[†] Deepshikha 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: [†]{nakajima, deep}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡]adachi@ecei.tohoku.ac.jp

Abstract Recently, multi-input multi-output (MIMO) is gaining much attention for achieving very high speed data communications with limited available bandwidth. However, in a frequency-selective fading channel which consists of many paths with different time delays, the performance of non spread-spectrum single-carrier (SC) transmission significantly degrades due to severe inter-symbol interference. We have proposed a frequency-domain subtractive iterative parallel interference cancellation (PIC), that perform frequency-domain equalization and PIC in an iterative fashion, for separating the signals transmitted from different antennas while achieving antenna diversity effect and evaluated its performance improvement. In this paper, we apply the frequency-domain iterative PIC to multicode DS-CDMA MIMO multiplexing and its bit error rate (BER) performance in a frequency-selective Rayleigh fading environment is evaluated by computer simulation.

Keyword DS-CDMA, MIMO multiplexing, frequency-domain equalization, parallel interference cancellation, mobile radio

1. まえがき

次世代の移動通信システムでは、多様なブロードバンドマルチメディア情報の提供が期待されており、超高速無線伝送技術の実現が望まれている[1]。しかし、利用できる無線帯域幅が限られているため、周波数利用効率の高い無線伝送技術の開発が必要である。有望な技術として知られているものに、マルチ送受信アンテナ(MIMO: Multi-Input Multi-Output)多重[2-4]がある。MIMO 多重では、送信データ系列を複数の並列系列に変換し、それぞれを異なる送信アンテナから同一の搬送波周波数を用いて同時送信する。受信機では、重畳された信号を分離した後、復調を行う。

ところで、移動無線チャネルは遅延時間の異なる多数の独立パスから構成されている。このようなチャネルは周波数選択性チャネルと呼ばれ、シングルキャリア(SC)伝送では厳しい符号間干渉により伝送特性が大幅に劣化してしまう[5,6]。そこで、最近では、直交周波数分割多重(OFDM)[7]

やマルチキャリア符号分割多元接続(MC-CDMA)[8]といったマルチキャリア伝送が注目されるようになった。しかし、マルチキャリア伝送では送信信号のピーク対平均信号電力比(PAPR: Peak-to-Average Power Ratio)が大きくなるので、線形電力増幅器の負担が増加してしまう問題がある。そこで、最近、周波数領域等化(FDE: Frequency-domain Equalization)[9,10]を用いるスペクトル拡散なしの SC 伝送が注目されている。SC 伝送では、PAPR の問題が少ないという利点がある。また、筆者らはスペクトル拡散を用いる SC すなわち DS-CDMA における FDE の研究を進めており、FDE を用いる DS-CDMA は MC-CDMA と同等の特性を得ることができることを報告している[11]。

これまで筆者らは、SC-MIMO 多重伝送を対象として、周波数領域等化と減算型並列干渉キャンセル(PIC)操作を繰り返すことで信号分離とアンテナダイバーシチ効果を得ることができる周波数領域繰り返し PIC を提案した[12]。本論文では、マルチコード DS-CDMA における周波

数領域繰り返し PIC を用いる MIMO 多重のビット誤り率 (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。本論文の構成は以下のようになっている。第 2 章では、マルチコード DS-CDMA における繰り返し周波数領域 PIC を用いる MIMO 多重送受信系について述べている。第 3 章では、周波数選択性レイリーフェージングチャネルにおける平均 BER 特性に対する周波数領域 PIC の効果についての計算機シミュレーション結果を述べている。第 4 章はむすびである。

2. 繰り返し周波数領域 PIC を用いるマルチコード DS-CDMA MIMO 多重伝送系

2.1. 送信信号と受信信号

図 1 は送信アンテナ N_t 本, 受信アンテナ N_r 本を用いるマルチコード DS-CDMA (N_t, N_r) MIMO 多重送受信系の構成である。本論文では、チップ時刻毎の離散表現を用いる。送信機では、まず 2 値情報ビット系列を $N_t N_c / SF_{eq}$ 個のデータシンボル系列 $\{d(t)\}$ に変換する(なお、本論文では QPSK 変調を用いている)。次に、データシンボル系列を C_{mux} 個の並列系列に直並列 (S/P: Serial-to-Parallel) 変換して、それぞれを拡散率 SF の直交拡散符号を用いて拡散した上でコード多重するマルチコード拡散 (multicode spreading) を行う。その後、マルチコード拡散信号を雑音化するためにスクランブル符号を乗算 (スクランプリング) する。このようにして生成されたチップ系列 $\tilde{d}(t)$ は次式で表すことができる。

$$\tilde{d}(t) = \sum_{c=0}^{C_{mux}-1} d(\lfloor t/SF \rfloor + cN_t N_c / SF) c_c(t \bmod SF) c_{scr}(t) \quad (1)$$

ここで、 $c_c(t)$ ($t=0 \sim SF-1, c=0 \sim C_{mux}-1$) は第 c 番目の直交拡散符号であり、 $c_{scr}(t)$ はスクランブル符号である。

$\tilde{d}(t)$ を、送信アンテナと同数 (すなわち N_t 個) の並列チップ系列に S/P 変換する。各系列を N_c 個のチップからなるチップブロックに分割したのち、各ブロックの後尾 N_g 個のチップをコピーしてブロックの先頭にガードインターバル (GI) として挿入してチップフレームを生成する。図 2 に GI 挿入後のフレーム構成を示す。このようにして生成された N_t 個の並列チップフレーム系列を、各々の送信アンテナから同一搬送波周波数を用いて同時送信する。本論文では各アンテナから同時送信される N_t 個の信号を、ベクトル表現を用いて表す。時刻 t におけるチップ系列ベクトル $\tilde{\mathbf{d}}(t)$, $t=-N_g \sim N_c-1$, の等価低域表現は次式で表される。

$$\tilde{\mathbf{d}}(t) = \sqrt{2E_c/T_c} \tilde{\mathbf{d}}(t \bmod N_c) \quad (2)$$

ここで、 $\tilde{\mathbf{d}}(t) = [\tilde{d}_0(t), \dots, \tilde{d}_{N_t-1}(t)]^T$ はチップベクトルであり、 E_c は 1 チップ当りのエネルギー、 T_c はチップ長である。

N_t 個のアンテナから送信されたチップ信号は、それぞれ遅延時間の異なる 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、 N_r 本のアンテナで受信されるものとする。受信機では、各アンテナの受信チップ系列から GI を取り除いた後に N_c ポイント FFT を適用して、受信信号を N_c 個の周波数成分に分解する。第 k 周波数における受信信号ベクトル $\mathbf{R}(k) = [R_0(k), \dots, R_{N_r-1}(k)]^T$ は次式で表すことができる。

$$\mathbf{R}(k) = \sqrt{2E_c/T_c} \mathbf{H}(k) \mathbf{D}(k) + \mathbf{\Pi}(k) \quad (3)$$

ここで、 $\mathbf{H}(k)$ は第 k 周波数における N_r 行 N_t 列複素チャネル利得行列であり、 $\mathbf{D}(k)$ 及び $\mathbf{\Pi}(k)$ はそれぞれ第 k 周波数における N_t 次元信号成分ベクトル及び N_r 次元雑音ベクトルであり、次式で与えられる。

$$\begin{cases} \mathbf{H}(k) = \sum_{l=0}^{L-1} \mathbf{h}_l \exp(-j2\pi\tau_l k / N_c) \\ \mathbf{D}(k) = \sum_{t=0}^{N_t-1} \tilde{\mathbf{d}}(t) \exp(-j2\pi k t / N_c) \\ \mathbf{\Pi}(k) = \sum_{t=0}^{N_c-1} \mathbf{n}(t) \exp(-j2\pi k t / N_c) \end{cases} \quad (4)$$

ここで、 \mathbf{h}_l は第 l パスにおける N_r 行 N_t 列の複素パス利得行列である。本論文では、ブロックフェージングを仮定し、1 フレームにわたってパス利得は変動しないものとしている。 τ_l は第 l パスの遅延時間である。また、 $\mathbf{n}(t) = [n_0(t), \dots, n_{N_r-1}(t)]^T$ は各受信アンテナにおける加法的白色ガウス雑音 (AWGN) ベクトルである。各受信アンテナにおける AWGN は独立で、平均 0、分散 $2\sigma^2 = 2N_0/T_c$ である。ここで、 N_0 は AWGN の片側電力スペクトル密度である。

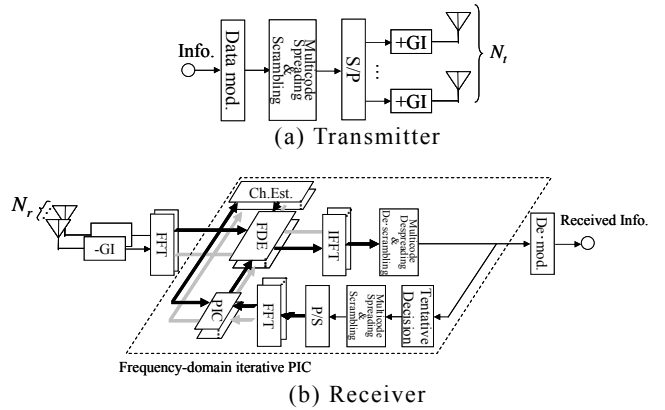


図 1 周波数領域繰り返し PIC を用いるマルチコード DS-CDMA (N_t, N_r) MIMO 多重送受信系

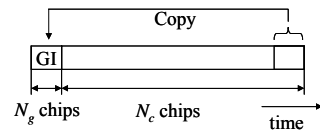


図 2 チップフレーム構成

2.2. 繰り返し周波数領域 PIC

図 3 は、周波数領域繰り返し PIC を示したものである。初回の FDE では、パス間干渉の抑圧と同時に他アンテナの送信信号が与える干渉の抑圧を行う。初回の FDE だけでは、残留干渉が大きく、送信信号の推定精度が悪い。そのため、PIC と FDE を繰り返す。FDE 後にデ・スクランプリングとマルチコード逆拡散を行って得られた送信シンボル系列を用いて仮判定を行う。仮判定シンボル系列を用いてマルチコード拡散とスクランプリングを行う送信チップ系列のレプリカを生成し、それに N_c ポイント FFT を適用して N_c 個の送信周

波数成分のレプリカを求め、受信信号から差し引く。その後、シングルアンテナ送信時の等化重みを用いて再び FDE を行う。以上を繰り返して行うのが周波数領域繰り返し PIC である。以下にその詳細を述べる。

以下では、繰り返し i 回目における第 k 周波数の受信信号ベクトルを $\tilde{\mathbf{R}}^{(i)}(k) = [\tilde{R}_0^{(i)}(k), \dots, \tilde{R}_{N_r-1}^{(i)}(k)]^T$ で表す。

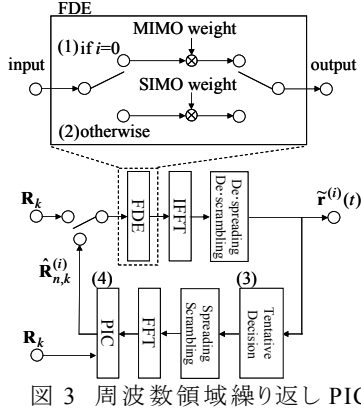


図 3 周波数領域繰り返し PIC

(1) 初回(繰り返し $i=0$ 回目)の FDE

初回の FDE 後の第 k 周波数における受信信号ベクトル $\tilde{\mathbf{R}}^{(0)}(k)$ は次式で表される。

$$\tilde{\mathbf{R}}^{(0)}(k) = \mathbf{W}^{(0)}(k)\mathbf{R}(k) \quad (5)$$

ここで、 $\mathbf{W}^{(0)}(k)$ は N_r 行 N_r 列の等化重み行列であり、次式で与えられる最小 2 乗誤差(MMSE)重み[6]を用いる。

$$\mathbf{W}^{(0)}(k) = \hat{\mathbf{H}}^H(k)[\hat{\mathbf{H}}(k)\hat{\mathbf{H}}^H(k) + \sigma^2\mathbf{I}]^{-1} \quad (6)$$

ここで、 $\hat{\mathbf{H}}(k)$ は $\mathbf{H}(k)$ のチャンネル推定値行列であり、 $(\cdot)^H$ はエルミート転置を表している。 \mathbf{I} は N_r 行 N_r 列の単位行列である。

(2) 1 回目以降($i>0$)の FDE

PIC 後は、シングルアンテナ送信時とほぼ等価になるので、送信チップ系列毎にシングルアンテナ送信(SIMO)時と同様な FDE を適用する。次式のように FDE と受信アンテナダイバースチ合成を同時に行って、第 n アンテナから送信されたシンボル系列の第 k 周波数における受信信号 $\tilde{R}_n^{(i)}(k)$ を得る。

$$\tilde{R}_n^{(i)}(k) = \mathbf{W}_n^{(i)}(k)\hat{\mathbf{R}}_n^{(i)}(k) \quad (7)$$

ここで、 $\hat{\mathbf{R}}_n^{(i)}(k)$ は繰り返し i 回目において、PIC 操作によって抽出される第 n アンテナから送信されたチップ系列の第 k 周波数における受信信号ベクトルである。 $\mathbf{W}_n^{(i)}(k)$ は、次式で表される繰り返し i 回目におけるシングルアンテナ送信、 N_r アンテナ受信時の SIMO-MMSE 等化重みベクトルである[11]。

$$\mathbf{W}_n^{(i)}(k) = \hat{\mathbf{H}}_n^H(k)/[\hat{\mathbf{H}}_n^H(k)\hat{\mathbf{H}}_n(k) + \sigma^2] \quad (8)$$

ここで、 $\hat{\mathbf{H}}_n(k)$ は第 n 送信アンテナと各受信アンテナ間の第 k 周波数におけるチャンネル推定値を要素とする N_r 次元ベクトルであり、 $\hat{\mathbf{H}}(k) = [\hat{\mathbf{H}}_0(k), \dots, \hat{\mathbf{H}}_{N_r-1}(k)]$ の第 n 要素ベクトルである。

(3) 仮判定

i 回目の FDE で得られる第 n 番目のアンテナの送信チップ系列の周波数成分 $\{\tilde{R}_n^{(i)}(k); k=0 \sim N_c-1\}$ に N_c ポイント IFFT を適用して、時間領域受信信号 $\tilde{r}_n^{(i)}(t)$ を次式のように得る。

$$\tilde{r}_n^{(i)}(t) = (1/N_c) \sum_{k=0}^{N_c-1} \tilde{R}_n^{(i)}(k) \exp(j2\pi kt/N_c) \quad (9)$$

次にデ・スクランプリング及びマルチコード逆拡散を行って軟判定値系列 $\tilde{r}_n^{(i)}(t)$ を得る。 $\tilde{r}_n^{(i)}(t)$ は次式のように表すことができる。

$$\tilde{r}_n^{(i)}(t + cN_r N_s / SF) = \sum_{t'=tSF}^{(t+1)SF} \tilde{r}_n^{(i)}(t') c_c^*(t' \bmod SF) c_{scr}^*(t') \quad (10)$$

for $c=0 \sim C_{mux}-1$

この軟判定値系列を用いて、繰り返し $i+1$ 回目の FDE のために必要な仮判定結果 $\hat{d}_n^{(i)}(t)$ を次式のように生成する [12]。

$$\hat{d}_n^{(i)}(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} \tanh(\beta \operatorname{Re}[\tilde{r}_n^{(i)}(t)]) + j \frac{1}{\sqrt{2}} \tanh(\beta \operatorname{Im}[\tilde{r}_n^{(i)}(t)]) \quad (11)$$

ここで、

$$\tanh(x) = \frac{\exp(x) - \exp(-x)}{\exp(x) + \exp(-x)} \quad (12)$$

であり、 β は軟判定値を仮判定に反映させるパラメータである。なお、 $\beta \rightarrow \infty$ のとき硬判定となる。

(4) PIC 処理

N_r 個の仮判定送信シンボル系列をマルチコード拡散及びスクランプリングした後、FFT を用いて再び周波数領域信号 $\hat{\mathbf{D}}^{(i)}(k) = [\hat{D}_0^{(i)}(k), \dots, \hat{D}_{N_r-1}^{(i)}(k)]^T$ に変換する。 N_c ポイント IFFT によって得られる周波数領域信号 $\hat{\mathbf{D}}^{(i)}(k)$ は次式で表される。

$$\hat{D}_n^{(i)}(k) = \sum_{t=0}^{N_c-1} \hat{d}_n^{(i)}(t) \exp(-j2\pi kt/N_c) \quad (13)$$

$\hat{\mathbf{D}}^{(i)}(k)$ から周波数領域干渉レプリカ $\sqrt{2S}\hat{\mathbf{H}}(k)\hat{\mathbf{D}}^{(i)}(k)$ を生成する。そして、他アンテナの送信信号からの干渉を周波数領域でキャンセルする。第 n アンテナから送信されたチップ系列の第 k 周波数における受信信号ベクトル

$\hat{\mathbf{R}}^{(i+1)}(k) = [\hat{\mathbf{R}}_0^{(i+1)}(k), \dots, \hat{\mathbf{R}}_{N_r-1}^{(i+1)}(k)]$ を抽出するために行われる並列干渉キャンセル操作は次式で表される。

$$\hat{\mathbf{R}}_n^{(i+1)}(k) = \mathbf{R}(k) - \sqrt{2E_c/T_c} [\hat{\mathbf{H}}(k)\hat{\mathbf{D}}^{(i)}(k) - \hat{\mathbf{H}}_n(k)\hat{\mathbf{D}}_n^{(i)}(k)] \quad (14)$$

この後、繰り返し $i+1$ 回目の(2)の操作に戻る。

以上の操作(2)~(4)を繰り返して行い、繰り返しが終了した時点で並直列変換(P/S)によって直列シンボル系列に変換し、データ復調を行って受信データ系列を得ている。

3. 計算機シミュレーション

3.1. 計算機シミュレーション諸元

表 1 に計算機シミュレーション諸元を示す。 $N_r \times N_r$ 個のフェージングチャンネルは互いに独立で、各々は指数減衰電力遅延プロファイルを有する $L=16$ 個の独立なパスから構成される周波数選択性のブロックフェージングチャンネルとしている。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ものとしている。また、GI 付加後のフレーム長 $T=(N_c+N_g)T_c$ で正規化した最大ドップラー周波数は $f_d T=0.001$ であるものとした。これは、搬送波周波数 5GHz、チップレート 100Mcps のシングルアンテナ送信時の伝送において、移動速度が約 80km/h のときに相当する。

表 1 シミュレーション諸元

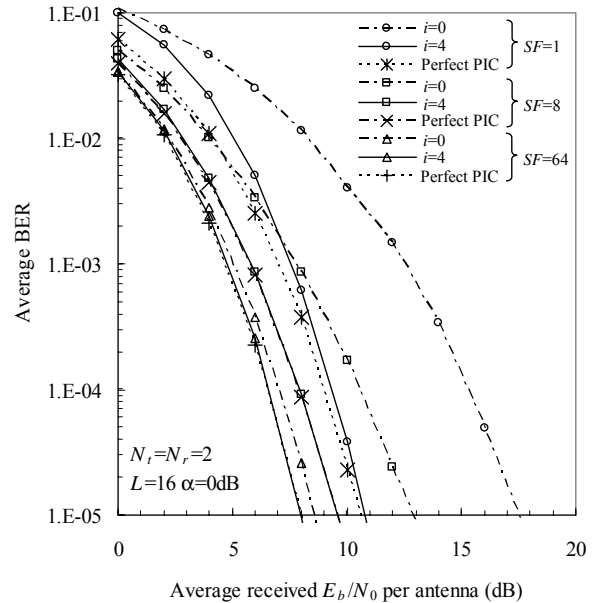
Data Modulation		QPSK
Number of Tx, Rx		$N_t=N_r=2,4$
Multicode spreading	Spreading modulation	BPSK
	Spreading factor	$SF=1\sim 64$
	No. of parallel codes	$C_{mux}=1\sim 64$
Scramble code	M-sequence with a period of 4095 chips	
Number of FFT points	$N_c=256$	
GI	$N_g=32$	
Channel	$L=16$ -path exponential power delay profile	
	Decay factor $\alpha=0$ dB	
Channel estimation	Ideal	

3.2. シングルコード伝送時の拡散率の影響

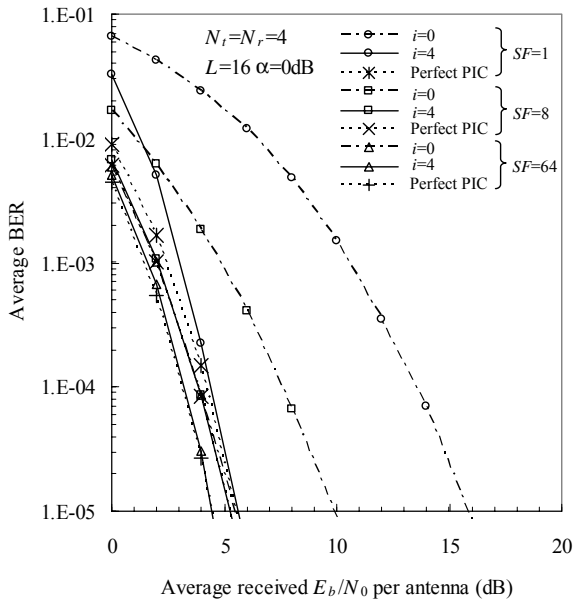
図 5 はシングルコード伝送時における DS-CDMA MIMO 多重の BER 特性を 1 受信アンテナ当りの平均受信 E_b/N_0 の関数としてプロットしたものである。ここで、 E_b/N_0 は 1 ビット当りのエネルギー対雑音電力スペクトル密度比である。繰り返し回数は十分な改善が得られる $i=4$ 回に設定している。図 5(a)からわかるように、拡散率に関らず、繰り返しによって特性が改善していることがわかる。繰り返し 4 回行くと繰り返しを行わないときに比べ、平均 BER= 10^{-4} を得るための所要平均受信 E_b/N_0 は、 $SF=1, 8$ 及び 64 のとき、それぞれ約 6.0, 2.6 及び 0.4dB 改善している。また、拡散率が大きいほうが得られる処理利得が大きいため特性がより優れている。繰り返しなしの場合、 $SF=64$ のときの平均 BER= 10^{-4} を得るための所要平均受信 E_b/N_0 は、 $SF=1$ 及び 8 のときに比べ、それぞれ約 8.6 及び 3.5dB 優れている。しかし、繰り返し 4 回の場合、 $SF=64$ の特性は、 $SF=1$ 及び 8 のときに比べ、それぞれ 2.7 及び 1.3dB 小さく、繰り返しなしの場合に比べ、それらの特性差が小さいことがわかる。これは、拡散率が小さい場合、得られる処理利得も小さいため、パス間干渉と送信信号間干渉の影響を受け特性が大きく劣化するが、繰

返しによって、その影響が低減されている。一方、拡散率が大きい場合、パス間干渉の影響は小さく、特性劣化も小さいので、繰り返しによる改善効果は小さい。その結果、拡散率による影響は小さくなる。

ところで、Perfect PIC の特性は PIC において干渉キャンセルセルが理想的に行われるものと仮定した理想特性である。 SF が大きくなるに従い、理想特性に近づいていることがわかる。繰り返し 4 回行ったとき、 $SF \geq 8$ であると理想特性とほぼ同じ特性が得られている。理想特性はシングルアンテナ送信時と同じである。繰り返し 4 回行くと、伝送速度が 2 倍でシングルアンテナ送信時の特性とほぼ同じ特性が得られることがわかる。図 5(b)は、 $N_t=N_r=4$ のときの BER 特性を 1 受信アンテナ当りの平均受信 E_b/N_0 の関数としてプロットしたものである。 $N_t=N_r=2$ の場合と同様な傾向が見られる。Perfect PIC ではより大きな受信ダイバーシチ効果を得られるため、拡散率による影響がさらに小さくなる。繰り返し 4 回行ったときの特性は理想特性にほぼ近づき、 $N_t=N_r=2$ のときよりも拡散率による影響を小さくできることがわかる。シングルアンテナ送信時の 4 倍の伝送速度で同等の特性が得られることがわかる。



(a) (2,2)



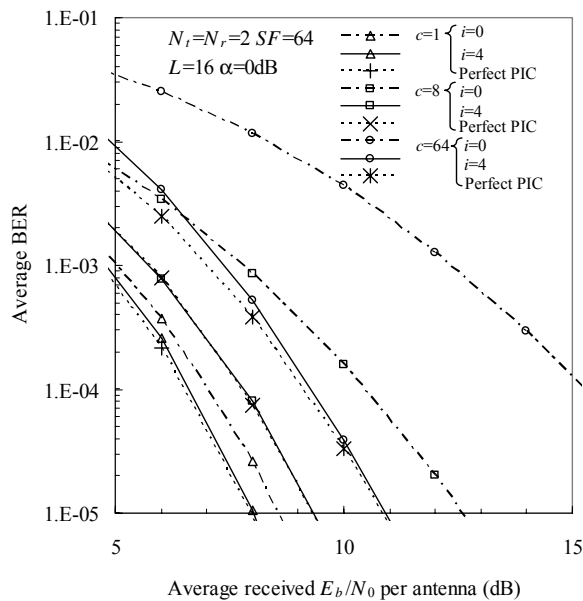
(b) (4,4)

図5 シングルコード伝送時の拡散率の影響

3.3. マルチコード伝送時のコード多重数の影響

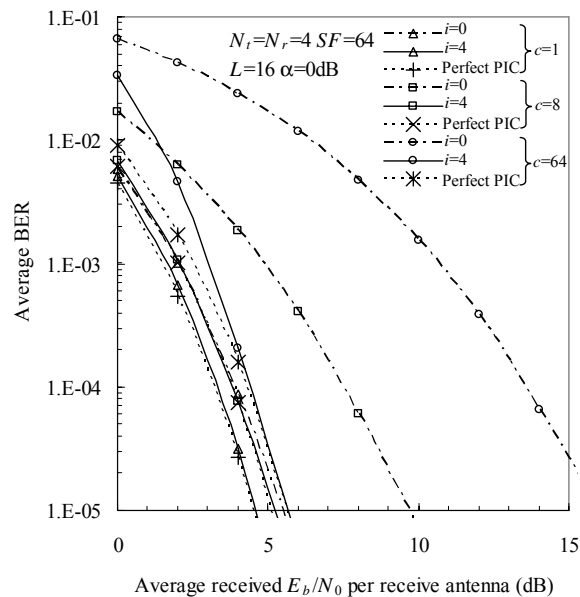
図6は拡散率 $SF=64$ の場合においてコード多重数 c をパラメータとして、マルチコード伝送時におけるDS-CDMA MIMO 多重のBER特性を1受信アンテナ当りの平均受信 E_b/N_0 の関数としてプロットしたものである。図6(a)からわかるように、コード多重数を増やすに従い、コード間干渉が増大し、送信信号間干渉も増大するため特性は大きく劣化している。繰り返しなしの場合、平均 $BER=10^{-4}$ を得るための所要平均受信 E_b/N_0 は、 $c=8$ 及び 64 (フルコード多重)のときシングルコード($c=1$)伝送特性に比べ、 3.4 及び 8.3 dB 劣化していることがわかる。しかし、コード多重数 c の場合、伝送速度はシングルコード伝送の c 倍である。

また、繰り返し4回行うことで、コード間干渉増大による劣化した特性は大幅に改善されており、理想特性に近い特性が得られていることがわかる。繰り返し4回行う場合、平均 $BER=10^{-4}$ を得るための所要平均受信 E_b/N_0 は、繰り返しを行わない場合に比べ、 $c=1, 8$ 及び 64 のとき、それぞれ $0.4, 2.6$ 及び 6.0 dB 特性改善している。その結果、 $c=8$ 及び 64 のとき、平均 $BER=10^{-4}$ を得るための所要平均受信 E_b/N_0 のシングルコード伝送からの劣化は 1.2 及び 2.7 dB である。これより、繰り返し4回行うことでコード多重数による影響を小さくできることがわかる。図6(b)は、 $N_t=N_r=4$ のときのマルチコード伝送時のBER特性である。図6(a)と同様の傾向にあるが、受信アンテナダイバーシチ効果によって、繰り返し4回行った場合、理想特性にほぼ近い特性が得られている。繰り返しを行わない場合に比べ、図6(a)と同様、コード多重数による影響を小さくできることがわかる。



(a) (2,2)

図6 マルチコード伝送時のコード多重数の影響



(b) (4,4)

4. むすび

本論文では、周波数領域等化と減算型並列干渉キャンセル(PIC)操作を繰り返すことで信号分離とアンテナダイバーシチ効果を得る周波数領域繰り返しPICをマルチコードDS-CDMA伝送に適用した。そして、周波数選択性の強いフェージングチャネル環境下における平均BER特性を計算機シミュレーションにより明らかにし、拡散率の影響、コード多重数、繰り返しの効果について考察を行った。繰り返し周波数領域PICを用いるDS-CDMA-MIMO多重における本論文で得られた結果をまとめると以下となる。

- シングルコード伝送: 拡散率が大きいほど得られる処理利得が大きいため特性が優れる。しかし、繰り返し4回行うと、拡散率による影響は小さくなり、シングルアンテナ送信時

の N_r 倍の伝送速度かつ同等の特性を得ることができる。

- マルチコード伝送時: 繰り返しを行わない場合, コード多重数を大きくするに従い, 特性が大幅に劣化するが, 繰り返し 4 回行くとコード多重数による影響が小さくなる。 $N_r=N_c=4$ のとき, シングルコード伝送とフルコード多重伝送時の特性差はわずかに 1.1dB 程度である。

文 献

- [1] F. Adachi, "Wireless past and future-evolving mobile communications systems," IEICE Trans. Fundamentals, Vol.E83-A, No. 1, pp.55-60, Jan. 2001.
- [2] G. J. Foschini and M. J. Gans, "On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas," Wireless Personal Commun., Vol.6, No. 3, pp. 311-335, 1998.
- [3] R. Van Nee, A. van Zelst and G. Awater, "Maximum Likelihood Decoding in a Space Division Multiplexing System," Proc. IEEE VTC2000-Spring, vol.1, pp.6-10, May 2000.
- [4] A. Van Zelst, R. Van Nee, and G. Awater, "Space Division Multiplexing for OFDM systems," Proc. IEEE VTC 2000, Vol.2, pp. 1070-1074, May 2000.
- [5] W. C., Jakes Jr., Ed., *Microwave mobile communications*, Wiley, New York, 1974.
- [6] John G. Proakis, *Digital Communications*, 4th edition, McGraw-Hill, 2001.
- [7] R. Van Nee, and R. Prasad, *OFDM for Wireless Multimedia Communications*, Artech House, 2000.
- [8] S. Hara and R. Prasad, "Overview of Multicarrier CDMA," IEEE Commun. Mag., Vol.35, No.12, pp. 126-133, Dec. 1997.
- [9] D. Falconer, et al., "Frequency domain equalization for single-carrier broadband wireless systems," IEEE Commun. Mag., Vol.40, No. 4, pp. 58-66, April 2002.
- [10] K. Takeda, T. Itagaki, and F. Adachi, "Joint use of frequency-domain equalization and transmit/receive antenna diversity for single-carrier transmissions," IEICE Trans. Commun., Vol. E87-B, No. 7, pp. 1946-1953, July 2004.
- [11] T. Itagaki and F. Adachi, "Joint frequency-domain equalization and antenna diversity combining for orthogonal multicode DS-SS signal transmissions in a frequency-selective fading channel," IEICE Trans. Commun., Vol. E87-B, No. 7, pp.1954-1963, July 2004.
- [12] 中島昭範, ガーグ・ディープシカ, 安達文幸, "シングルキャリア MIMO 多重の伝送特性," 信学技報, RCS2004-107, pp. 13-18, 2004 年 7 月.