

# 周波数領域繰り返し PIC を用いる マルチコード DS-CDMA-MIMO 多重伝送における拡散率の影響

中島 昭範<sup>†</sup>, ガーグ ディープシカ<sup>†</sup>, 安達 文幸<sup>‡</sup>

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: <sup>†</sup>{nakajima, deep}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp <sup>‡</sup>adachi@ecei.tohoku.ac.jp

**あらまし** 最近, 限られた帯域幅での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, 周波数選択性フェージングチャネルでは, シングルキャリア(SC)伝送を用いると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。筆者らはこれまで, DS-CDMA-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共に周波数ダイバーシチ効果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, その伝送特性改善効果を明らかにした。本論文では, 周波数領域繰り返し PIC を用いるマルチコード DS-CDMA-MIMO 多重伝送におけるビット誤り率(BER)特性を計算機シミュレーションにより求め, 拡散率の影響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

## Effect of spreading factor for multicode DS-CDMA MIMO Multiplexing using Frequency-domain Iterative Parallel Interference Cancellation

Akinori NAKAJIMA<sup>†</sup> Deepshikha GARG<sup>†</sup> and Fumiyuki ADACHI<sup>‡</sup>

Dept. of Electrical and Communication Engineering, Graduate School of Engineering, Tohoku University

05 Aza-Aoba, Aramaki, Aoba-ku, Sendai, 980-8579 Japan

E-mail: <sup>†</sup>{nakajima, deep}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, <sup>‡</sup>adachi@ecei.tohoku.ac.jp

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

**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 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, 周波数非選択性チャネルにおける SC 伝送を対象に MIMO 多重伝送における繰り返し減算型並列干渉キャンセル(PIC)を提案し, 繰り返しによる改善効果

を明らかにした[12]. 文献[12]では, PIC 出力の信頼性の高い軟判定値系列を PIC に帰還させ干渉減算を繰り返す繰り返し PIC について述べている. 繰り返し PIC では, 軟判定値系列より干渉レプリカを生成し, 判定対象とするアンテナからの送信系列以外の送信系列を干渉として扱って受信信号から減算することで, MIMO チャンネルを送信アンテナと同数の SIMO チャンネルへと変換する. さらに筆者らは, DS-CDMA-MIMO 多重伝送を対象として, 周波数領域における繰り返し PIC を検討し, 周波数領域等化と PIC 操作を繰り返すことで信号分離と共に周波数ダイバーシチ効果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[13,14]. 文献[13]では, 拡散率  $SF=1$  における伝送特性と繰り返し効果について, 一方, 文献[14]では, コード多重数の影響について明らかにしている. しかし, 拡散率による影響についてはこれまで検討していなかった. そこで, 本論文では, 周波数領域繰り返し PIC を用いるマルチコード DS-CDMA-MIMO 多重伝送のビット誤り率(BER)特性を計算機シミュレーションにより求め, 拡散率の影響を明らかにする. 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 における周波数領域繰り返し PIC を用いる MIMO 多重伝送系について述べている. 第3章では, 計算機シミュレーションにより求めた周波数選択性レイリーフェージングチャンネルにおける平均 BER 特性について述べ, 拡散率の影響について考察している. 第4章はむすびである.

## 2. 周波数領域繰り返し 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 多重伝送系の構成である. 本論文では, チップ時刻毎の離散表現を用いる. 一般性を失うことなく,  $N_t$  個の送信アンテナよりそれぞれ  $N_c$  チップの DS-CDMA データチップブロックを送信するものとする. コード多重数を  $C$ , 拡散率を  $SF$  とするとき, 各送信アンテナから送信するシンボル数は  $CN_c/SF$  シンボルである. 送信機では, まず2値情報ビット系列を  $N_t CN_c/SF$  個のデータシンボル系列  $\{d(n') ; n'=0 \sim N_t CN_c/SF-1\}$  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長さ  $N_t CN_c/SF$  シンボルの  $C$  個の並列系列  $\{d_c(n) ; c=0 \sim C-1, n=0 \sim N_t N_c/SF-1\}$  に直並列(S/P: Serial-to-Parallel)変換して, それぞれを  $C$  個の拡散率  $SF$  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. マルチコード拡散とスクランプリングによって得られたチップ系列  $s(t')$  は次式のようになる.

$$s(t') = \left[ \sum_{c=0}^{C-1} d_c(\lfloor t'/SF \rfloor) c_c(t' \bmod SF) \right] c_{scr}(t') \quad (1)$$

ここで,  $c_c(t')$  ( $t'=0 \sim N_c N_t-1, c=0 \sim C-1$ ) 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. このようにして生成されたマルチコードチップ系列  $s(t')$  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  $\{s_n(t); n=0 \sim N_t-1, t=0 \sim N_c-1\}$  に S/P 変換する. 各送信系列を  $N_c$  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. 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  $\tilde{\mathbf{s}}(t) = [\tilde{s}_0(t), \dots, \tilde{s}_{N_t-1}(t)]^T$ ,  $t = -N_g \sim N_c-1$ , の等価低域表現は次式で表される.

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

ここで,  $\mathbf{s}(t) = [s_0(t), \dots, s_{N_t-1}(t)]^T$ ,  $E_c$  は1アンテナ当たりの1チップエネルギー,  $T_c$  はチップ長である.

$N_t$  本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ンネルを伝搬し,  $N_r$  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.

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

ここで,  $\mathbf{H}(k)$  は第  $k$  周波数における  $N_r$  行  $N_t$  列複素チャンネル利得行列であり,  $\mathbf{S}(k)$  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.

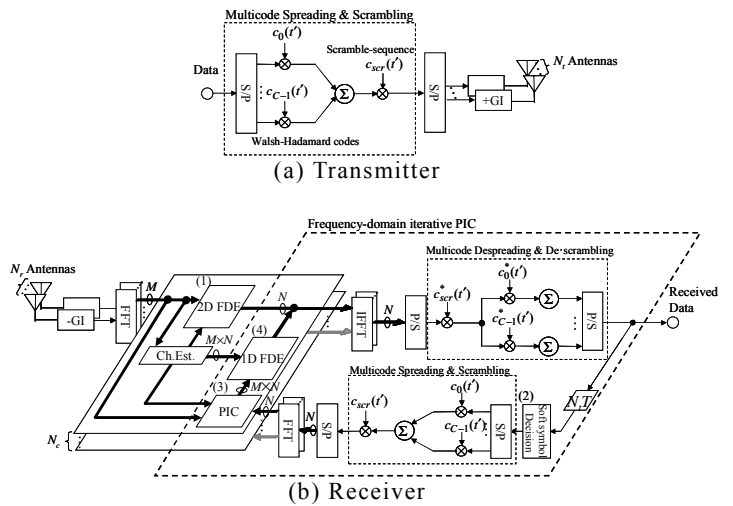


図1 周波数領域繰り返し PIC を用いるマルチコード DS-CDMA- $(N_t, N_r)$ MIMO 多重伝送系

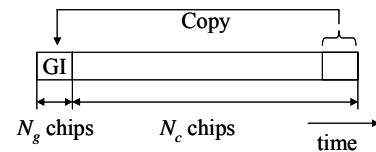


図2 チップフレーム構成

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

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。 $\tau_l$ 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。

## 2.2. 周波数領域繰り返しPIC

図3は周波数領域繰り返しPICの動作を示したものである。初回のFDEでは、周波数選択性チャンネルによるチップ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。FDE後にIFFTを適用し $N_t$ 個のフレーム受信信号を得る。これらを並直列変換によって直列系列に変換し、デ・スクランプリングとマルチコード逆拡散を行う。次に逆拡散操作によって軟判定値系列を得る。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。軟判定の後に、マルチコード拡散とスクランプリングを行って送信チップ系列のレプリカを生成する。送信チップ系列のレプリカを並直列変換によって並列系列に変換し、 $N_t$ 個の送信フレームのレプリカを生成する。これらのレプリカに $N_c$ ポイントFFTを適用して $N_c$ 個の周波数成分を求め、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 $k$ 周波数成分ベクトルを $\tilde{\mathbf{R}}^{(i)}(k)=[\tilde{R}_0^{(i)}(k), \dots, \tilde{R}_{N_t-1}^{(i)}(k)]^T$ で表す。

(1) 2次元MMSE-FDE(初回)

初回のFDE後の第 $k$ 周波数成分ベクトル $\tilde{\mathbf{R}}^{(0)}(k)$ 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平均2乗誤差(MMSE)重み[6]を用いる。

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

ここで、 $(\cdot)^H$ 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) 軟判定

$i$ 回目のFDEで得られる周波数成分ベクトル

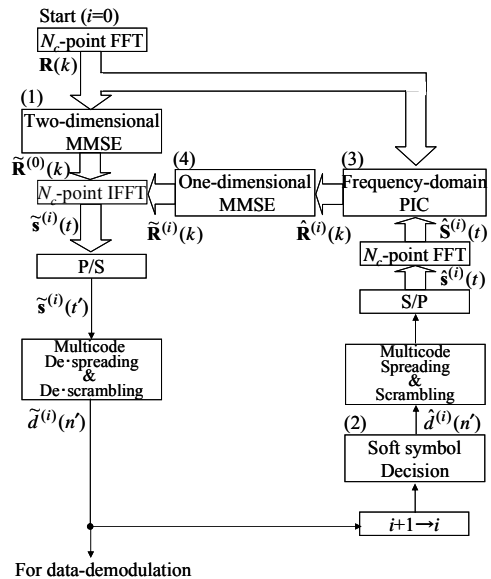


図3 周波数領域繰り返しPICの動作

$\{\tilde{\mathbf{R}}^{(i)}(k); k=0 \sim N_c-1\}$ に $N_c$ ポイントIFFTを適用して、時間領域受信信号ベクトル $\tilde{\mathbf{s}}^{(i)}(t)$ を次式のように得る。

$$\tilde{\mathbf{s}}^{(i)}(t) = \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \tilde{\mathbf{R}}^{(i)}(k) \exp(j2\pi k t / N_c) \quad (7)$$

次に時間領域受信信号系列をP/S変換によって直列系列 $\tilde{s}^{(i)}(t)$ に変換した後、デ・スクランプリング及びマルチコード逆拡散を行う。第 $c$ 番目のコードにおけるデ・スクランプリングと逆拡散操作は次式で表され、受信シンボル系列 $\tilde{d}_c^{(i)}(n)$ を得る。

$$\tilde{d}_c^{(i)}(n) = \frac{1}{SF} \left[ \sum_{t'=nSF}^{(n+1)SF} \tilde{s}^{(i)}(t') c_c^*(t' \bmod SF) \right] c_{scr}^*(t') \quad (8)$$

逆拡散操作によって得られた $C$ 個の並列系列はP/S変換により送信シンボル系列に対応する軟判定値系列 $\tilde{d}^{(i)}(n')$ に変換する。次に、この受信シンボル系列を用いて繰り返し $i+1$ 回目のFDEのために必要な軟判定送信シンボルレプリカ系列 $\hat{d}^{(i)}(n')$ を次式のように生成する[12]。

$$\hat{d}^{(i)}(n') = \frac{1}{\sqrt{2}} \tanh\left(\beta \frac{\operatorname{Re}[\tilde{d}^{(i)}(n')]}{\sqrt{2S}}\right) + j \frac{1}{\sqrt{2}} \tanh\left(\beta \frac{\operatorname{Im}[\tilde{d}^{(i)}(n')]}{\sqrt{2S}}\right) \quad (9)$$

ここで、

$$\tanh(x) = \frac{\exp(x) - \exp(-x)}{\exp(x) + \exp(-x)} \quad (10)$$

であり、 $\beta$ は軟判定値を軟判定に反映させるパラメータである。なお、 $\beta \rightarrow \infty$ のとき硬判定レプリカ生成となる。その後、再びマルチコード拡散とスクランプリングを行い、S/P変換によって $N_t$ 個の軟判定値系列ベクトル $\hat{\mathbf{s}}^{(i)}(t)=[\hat{s}_0^{(i)}(t), \dots, \hat{s}_{N_t-1}^{(i)}(t)]^T$ を得る。

### (3) 周波数領域 PIC

軟判定系列ベクトル  $\hat{\mathbf{s}}^{(i)}(t)$  に FFT を適用して再び周波数領域信号  $\hat{\mathbf{S}}^{(i)}(k)=[\hat{S}_0^{(i)}(k), \dots, \hat{S}_{N_r-1}^{(i)}(k)]^T$  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  $\hat{\mathbf{S}}^{(i)}(k)$  は次式で表される.

$$\hat{\mathbf{S}}^{(i)}(k) = \sum_{t=0}^{N_c-1} \hat{\mathbf{s}}^{(i)}(t) \exp(-j2\pi kt/N_c) \quad (11)$$

$\hat{\mathbf{S}}^{(i)}(k)$  から周波数領域干渉レプリカ  $\sqrt{2E_c/T_c} \mathbf{H}(k) \hat{\mathbf{S}}^{(i)}(k)$  を生成する. そして, 他アンテナの送信信号からの干渉キャンセルを周波数領域で行い,  $N_r N_r$  行 1 列の受信信号行列  $\hat{\mathbf{R}}^{(i+1)}(k)=[\hat{\mathbf{R}}_0^{(i+1)}(k), \dots, \hat{\mathbf{R}}_{N_r-1}^{(i+1)}(k)]^T$  を得る. 第  $n_r$  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  $N_r$  行 1 列受信信号ベクトル  $\hat{\mathbf{R}}_{n_r}^{(i+1)}(k)=[\hat{R}_{0-n_r}^{(i+1)}(k), \dots, \hat{R}_{N_r-1-n_r}^{(i+1)}(k)]$  を抽出するために行われる PIC 操作は次式で表される.

$$\hat{\mathbf{R}}_{n_r}^{(i+1)}(k) = \mathbf{R}(k) - \sqrt{2E_c/T_c} [\mathbf{H}(k) \hat{\mathbf{S}}^{(i)}(k) - \mathbf{H}_{n_r}(k) \hat{S}_{n_r}^{(i)}(k)] \quad (12)$$

ここで,  $\mathbf{H}_{n_r}(k)$  は第  $n_r$  送信アンテナと各受信アンテナ間の複素チャネル利得を要素とする  $N_r$  次元ベクトルであり,  $\mathbf{H}(k)=[\mathbf{H}_0(k), \dots, \mathbf{H}_{N_r-1}(k)]$  の第  $n_r$  要素ベクトルである.

### (4) 1 次元 MMSE-FDE とアンテナダイバーシチ合成 ( $i>0$ )

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シチ合成を同時に行って, 第  $k$  周波数における受信信号ベクトル  $\tilde{\mathbf{R}}^{(i)}(k)$  を得る.

$$\tilde{\mathbf{R}}^{(i)}(k) = \mathbf{W}^{(i)}(k) \hat{\mathbf{R}}^{(i)}(k) \quad (13)$$

ここで,  $\mathbf{W}^{(i)}(k)$  は, 次式で表される繰り返し  $i$  回目における  $N_r$  行  $N_r$  列の MMSE 等化重み行列である[11].

$$\mathbf{W}^{(i)}(k) = \begin{bmatrix} \mathbf{W}_0^{(i)}(k) & & \mathbf{0} \\ & \ddots & \\ \mathbf{0} & & \mathbf{W}_{N_r-1}^{(i)}(k) \end{bmatrix} \quad (14)$$

ここで,

$$\mathbf{W}_{n_r}^{(i)}(k) = \frac{\mathbf{H}_{n_r}^H(k)}{\mathbf{H}_{n_r}^H(k) \mathbf{H}_{n_r}(k) + \frac{\sigma^2}{S}} \quad (15)$$

であり,  $\mathbf{W}_{n_r}^{(i)}(k)$  は第  $k$  周波数における第  $n_r$  番目の送信アンテナに対する 1 行  $N_r$  列 MMSE 等化重みベクトルである. 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

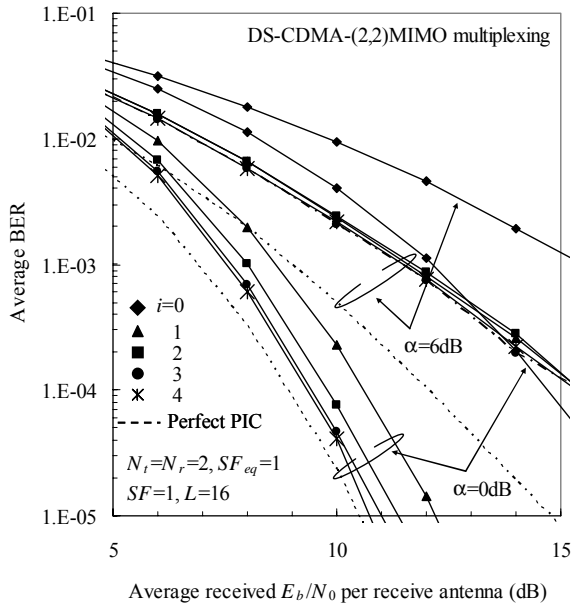
表 1 に計算機シミュレーション諸元を示す.  $N_r \times N_r$  個のフェージングチャネルは互いに独立で, 各々は指数減衰電力遅延プロファイルを有する  $L=16$  個の独立なパスから構成される周波数選択性のブロックフェージングチャネルとしている. 受信機のタイミング再生とチャネル推定は理想的であるものとしている. また, GI 付加後のフレーム長  $T=(N_c+N_g)T_c$  で正規化した最大ドップラー周波数は  $f_D T=0.001$  であるものとした. これは, 搬送波周波数 5GHz, チップレート 100Mcps のシングルアンテナ送信で, 移動速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

表 1 シミュレーション諸元

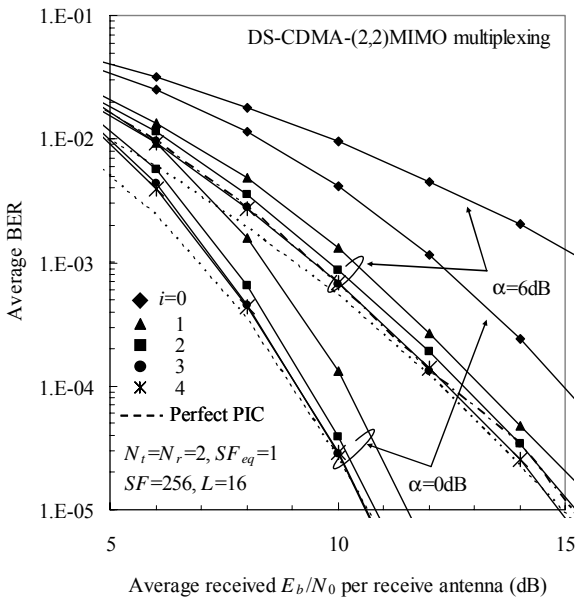
Data Modulation		QPSK
Number of Tx, Rx		$N_t=N_r=2,4$
Multicode spreading	Spreading modulation	BPSK
	Spreading factor	$SF=1\sim 256$
	Equivalent Spreading factor	$SF_{eq}=1$
Scramble code	M-sequence with a period of 4095 chips	
Number of FFT points		$N_c=256$
GI		$N_g=32$
Channel	$L=16$ -path exponential power delay profile	
	Decay factor $\alpha=0,6$ dB	
Channel estimation		Ideal

### 3.2. 繰り返し PIC 効果

図 4 はマルチコード DS-CDMA-(2,2)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. マルチコード伝送時の等価拡散率  $SF_{eq}$  を  $SF_{eq}=1$  とした(すなわち,  $SF_{eq}=SF/C$  であり, 拡散率を  $SF_{eq}$  とするシングルコード伝送時と同じ伝送速度を達成できる). また, 比較のため干渉キャンセルが理想的であるとき(Perfect PIC)の BER 特性も示している. 図 4 から分かるように,  $\alpha=0$ dB 及び 6dB のとき, 共に繰り返しを行うことで特性が改善しているが, 繰り返し回数を増やすと改善効果の増分は小さくなるので, 繰り返し回数は 4 回で十分である. 図 4(a)より  $SF=1$  の場合(すなわち拡散を行わない場合),  $\alpha=0$ dB 及び  $\alpha=6$ dB のとき繰り返し 4 回で理想特性に約 0.4dB 及び 3.4dB まで近づいていることが分かる. 一方,  $SF=256$  の場合, 図 4(b)から分かるように繰り返し 4 回で理想特性に約 0.1dB まで近づいている. そこで, 以降のシミュレーションでは繰り返し回数を 4 回とする.



(a)  $SF=1$



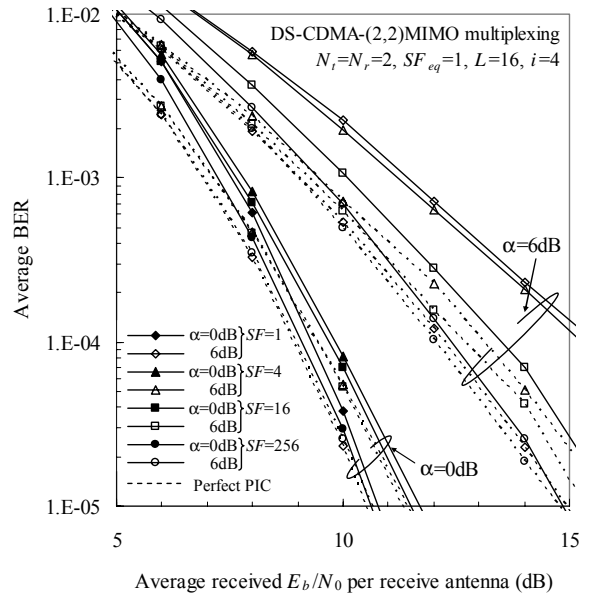
(b)  $SF=256$

図 4 DS-CDMA-(2,2)MIMO 多重における繰り返し PIC の効果

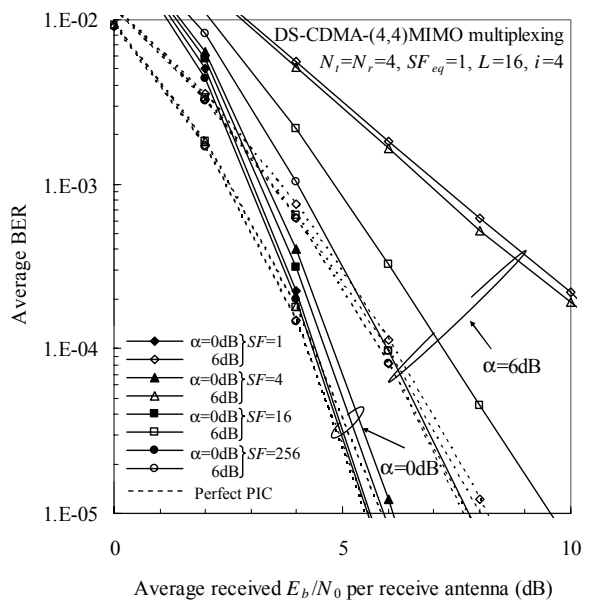
### 3.3. 拡散率の影響

図 5 は拡散率をパラメータとしたマルチコード DS-CDMA- $(N_t, N_r)$ MIMO 多重の BER 特性である。等価拡散率  $SF_{eq}$  は  $SF_{eq}=1$  としている。図 5(a)より、 $N_t=N_r=2$  のとき、チャンネルの周波数選択性が強い( $\alpha=0\text{dB}$ )と拡散率  $SF$  にほぼ依存しない BER 特性が得られることが分かる。しかし、 $\alpha=6\text{dB}$  の場合、 $SF$  を大きくするに従って BER 特性が改善する。 $SF=1, 4, 16, 256$  のとき、平均  $BER=10^{-4}$  を得るための所要  $E_b/N_0$  の理想 PIC からの劣化はそれぞれ約 3.4, 2.5, 0.8, 0.1 dB である。 $N_t=N_r=4$  で  $\alpha=6\text{dB}$  のとき、図 5(b)より理想 PIC からの  $E_b/N_0$  劣化を求めると、 $SF=1$  及び 256

のとき、それぞれ約 5.5 dB 及び 0.2 dB である。周波数選択性が弱い環境下では、十分な周波数ダイバーシチ効果が得られないため、干渉キャンセル後の残留干渉が大きくなる。しかし、拡散率が比較的大きい場合、逆拡散操作によって残留干渉を低減できる。その結果、マルチコード拡散を行う場合、伝搬路の周波数選択性に依らず、常に理想 PIC に近い BER 特性を得ることができる。また、 $N_t=N_r=4$  のとき、 $N_t=N_r=2$  の場合に比べ  $SF=1$  のときの BER 特性が 256 のときより大きく劣化するのは、送信アンテナ増大に伴って増大する残留干渉の影響を大きく受けるからである。また、図 5 より、(2,2)MIMO 多重より(4,4)MIMO 多重では 2 倍の高速化を図りながらより優れた BER 特性が得られていることが分かる。



(a) (2,2)MIMO 多重



(b) (4,4)MIMO 多重

図 5 拡散率の影響

#### 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を行いつつ周波数ダイバーシチ効果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 用いるマルチコード DS-CDMA-MIMO 伝送の周波数選択性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、等価拡散率を一定としたときの拡散率の影響について考察した。結果をまとめると以下ようになる。

周波数選択性及び拡散率に依らず繰り返し 4 回で十分な改善効果が得られる。周波数選択性が強い場合 ( $\alpha=0\text{dB}$ ), 拡散率に依らず理想 PIC に近い特性が得られる。しかし、周波数選択性が弱い場合 ( $\alpha=6\text{dB}$ ) には、拡散率が小さくなると理想 PIC からの劣化が大きくなる。この理由は逆拡散による残留干渉の低減効果が小さくなるからである。

#### 文 献

- [1] F. Adachi, "Wireless past and future-evolving mobile communications systems," IEICE Trans. Fundamentals, Vol.E84-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 (SDM) 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*, 4<sup>th</sup> 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, S.L. Ariyavistakul, A. Benyamin-Seeyer, and B. Eidson, "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-CDMA signal transmissions in a frequency-selective fading channel," IEICE Trans. Commun., Vol. E87-B, No. 7, pp.1954-1963, July 2004.
- [12] A. Nakajima, D. Garg and F. Adachi, "Iterative adaptive soft parallel interference canceller for turbo coded MIMO multiplexing," IEICE Trans. Commun., vol E87-B, No.12, pp.3813-3819, Dec. 2004.
- [13] 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.
- [14] 中島昭範, ガーグ・ディープシカ, 安達文幸, "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," 信学技報, RCS2004-193, pp.113-118, 2004 年 10 月.