

# シングルキャリア MIMO 多重の伝送特性

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, 高速伝送技術としてマルチ送受信アンテナ(MIMO)が注目されている. しかし, 遅延時間の異なる多数のパスで構成される周波数選択性フェージングチャネル環境下のシングルキャリア伝送では, 符号間干渉により大幅に伝送特性が劣化する. 本論文では, シングルキャリア MIMO 多重における繰り返し周波数領域並列干渉キャンセルを提案し, 周波数選択性フェージングチャネルにおけるシングルキャリア MIMO 多重の伝送特性を計算機シミュレーションにより求め, その効果について明らかにしている.

**キーワード** シングルキャリア MIMO 多重, 周波数等化, 移動通信

## Transmission performance evaluation of single-carrier MIMO multiplexing

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) is gaining much attention for very high speed data communications. However, in a frequency-selective fading channel which consists of many paths with different time delays, the performance of single carrier transmission significantly degrades due to large inter-symbol interference. In this paper, frequency-domain iterative interference cancellation is proposed for the single-carrier MIMO multiplexing. The bit error rate (BER) performance of single-carrier MIMO multiplexing in a frequency-selective Rayleigh fading environment is evaluated by computer simulation to show that the proposed frequency-domain iterative interference cancellation is very effective to improve the BER performance.

**Keyword** Single carrier MIMO Multiplexing, Frequency-domain equalization, mobile communication,

### 1. あらまし

次世代の移動通信システムでは, 高速かつ多様なマルチメディア情報の提供が期待されており, 超高速の無線伝送技術の実現が望まれている[1]. しかし, 利用できる無線周波数帯域幅が限られているため, 周波数利用効率のより高い無線伝送技術が必要である. 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, シングルキャリア伝送では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]などの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)[8]を

用いるシングルキャリア伝送が注目されている. シングルキャリア伝送では, PAPR の問題が少ないという利点がある. DS-CDMA における周波数領域等化の研究も盛んに行われている[9-12].

周波数選択性フェージングチャネルにおけるシングルキャリア MIMO 多重伝送に関して, これまでいくつか研究されている. 文献[13]では, 時間領域で等化して, 送信信号を推定する方法について検討している. しかし, 時間領域処理であるため, 等化と推定に必要な演算量は, 多値数, 送受信アンテナ数に加え, パス数のパラメータとなり, 指数関数的に増加する. 本論文では, シングルキャリア MIMO 多重伝送を対象に, 周波数領域等化と並列干渉キャンセル(PIC)を繰り返し行って多重分離する方法を提案している.

本論文の構成は以下のようになっている. 第2章では, シングルキャリア MIMO 多重のための繰り返し周波数領域 PIC について, 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シングルキャリア MIMO 多重の伝送特性についての計算機シミュレーション結果と考察を述べている. 第4章はむすびである.

## 2. シングルキャリア MIMO 多重伝送における 繰り返し周波数領域 PIC

### 2.1. 送信信号と受信信号

図 1 は送信アンテナ  $N$  本, 受信アンテナ  $M$  本を用いるシングルキャリア  $(N, M)$  MIMO 多重送受信系の構成である. 送信機では, 情報ビット系列を変調した後, 直並列変換 (Serial to Parallel: S/P Conversion) によって, 送信アンテナと同数 (すなわち  $N$  個) の系列に分ける. なお, 本論文では, QPSK 変調を用いている. その後, 各送信シンボル系列を, 1 フレームあたり  $N_c$  個のシンボルからなるフレーム系列に変換する. 時刻  $t$  におけるデータシンボルベクトルを  $\mathbf{d}(t) = [d_0(t), \dots, d_{N-1}(t)]^T$  ( $t=0 \sim N_c-1$ ) で表す. そして, 各フレームの後尾  $N_g$  個のシンボルをコピーして, フレームの先頭にガードインターバル (GI) として挿入してデータフレームを生成している. 図 2 にガードインターバル挿入後のフレーム構成を示す. 生成された  $N$  個のデータフレームは各々の送信アンテナから同じ搬送波周波数で同時に送信される. ガードインターバル挿入後のフレーム内のシンボル系列  $\bar{\mathbf{d}}(t)$ ,  $t=-N_g \sim N_c-1$ , の等価低域表現は次式で表される.

$$\bar{\mathbf{d}}(t) = \sqrt{2S} \mathbf{d}(t \bmod N_c) \quad (1)$$

ここで,  $S$  は平均送信信号電力である.

$N$  個の送信信号は, 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,  $M$  本のアンテナで受信される. なお, 第  $l$  番目のパスの遅延時間は  $\tau_l$  シンボルであるものとする.

時刻  $t$  で受信される受信信号ベクトル  $\mathbf{r}(t) = [r_0(t), \dots, r_{M-1}(t)]^T$  は次式のように表される.

$$\mathbf{r}(t) = \sqrt{2S} \sum_{l=0}^{L-1} \mathbf{h}_l \bar{\mathbf{d}}(t - \tau_l) + \mathbf{n}(t) \quad (2)$$

ここで,  $\mathbf{h}_l$  は第  $l$  番目のパスにおける  $M$  行  $N$  列の複素パス利得行列であり, 次式のように表される.

$$\mathbf{h}_l = \begin{bmatrix} h_{0,0,l} & \dots & h_{0,N-1,l} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{M-1,0,l} & \dots & h_{M-1,N-1,l} \end{bmatrix} \quad (3)$$

ここで,  $h_{m,n,l}$  は第  $n$  番目送信アンテナと第  $m$  番目受信アンテナ間の第  $l$  パスの複素パス利得であり,  $\sum_{l=0}^{L-1} E[|h_{m,n,l}|^2] = 1$  であるものとしている. なお, 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. また,  $\mathbf{n}(t)$  は各受信アンテナにおける加法性白色ガウス雑音 (AWGN) ベクトルであり,  $\mathbf{n}(t) = [n_0(t), \dots, n_{M-1}(t)]^T$  と表される. 各受信アンテナにおける AWGN は独立で, 平均 0, 分散  $2\sigma^2 = 2N_0/T$  である. ここで,  $N_0$  は AWGN の片側電力スペクトル密度,  $T$  はシンボル長である.

受信機では, GI を取り除いた後に  $N_c$  ポイント FFT を適用して, 各アンテナの受信信号を  $N_c$  個の周波数成分に分解する. ここで, 第  $k$  番目の周波数成分ベクトル  $\mathbf{R}_k = [R_{k,0}, \dots, R_{k,M-1}]^T$  は次式で表すことができる.

$$\mathbf{R}_k = \sqrt{2S} \mathbf{H}_k \mathbf{D}_k + \mathbf{\Pi}_k \quad (4)$$

ここで,  $\mathbf{H}_k$  は第  $k$  周波数成分における  $M$  行  $N$  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  $N$  個の送信シンボル系列の第  $k$  周波数成分を要素とする  $M$  行 1 列の信号ベクトル及び雑音ベクトルであり, 次式で与えられる.

$$\begin{cases} \mathbf{H}_k = \sum_{l=0}^{L-1} \mathbf{h}_l \exp(-j2\pi\tau_l k / N_c) \\ \mathbf{D}_k = \sum_{t=0}^{N_c-1} \mathbf{d}(t) \exp(-j2\pi t k / N_c) \\ \mathbf{\Pi}_k = \sum_{t=0}^{N_c-1} \mathbf{n}(t) \exp(-j2\pi t k / N_c) \end{cases} \quad (5)$$

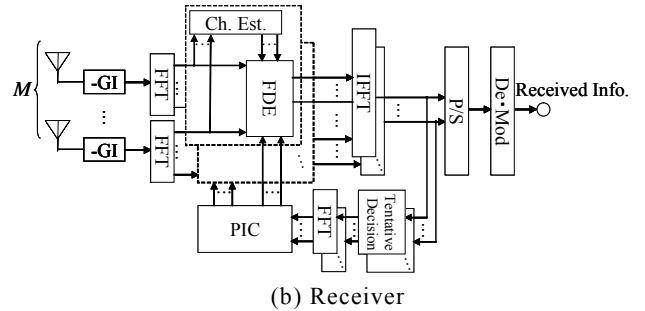
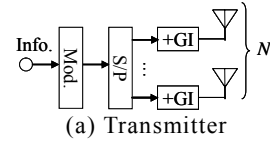


図 1 周波数領域等化を用いたシングルキャリア  $(N, M)$  MIMO 多重送受信系

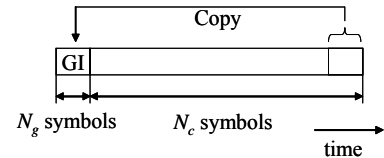


図 2 データフレーム

### 2.2. 繰り返し周波数領域 PIC

各アンテナで受信した信号に FFT を適用した後, 周波数成分毎に 1 タップ周波数領域等化を行う. 図 3 は, 繰り返し周波数領域 PIC を示したものである. 初回の周波数領域等化では, MIMO-MMSE 等化重み行列を用いて, 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. しかし, 初回の周波数領域等化だけでは, 送信信号の推定精度が悪い. そこで, 本論文で提案している繰り返し周波数領域 PIC を行う. 周波数領域等化後に IFFT を適用して時間領域の送信シンボル系列に変換し, 仮判定する. その後に FFT を適用して周波数領域での信号レプリカを生成し, 周波数領域で PIC を用いて符号間干渉をキャンセルし, シングルアンテナ送信時に用いられる SIMO-MMSE 等化重みを用いて再び周波数領域等化を行う. 以上を繰り返して行うのが繰り返し周波数領域 PIC で

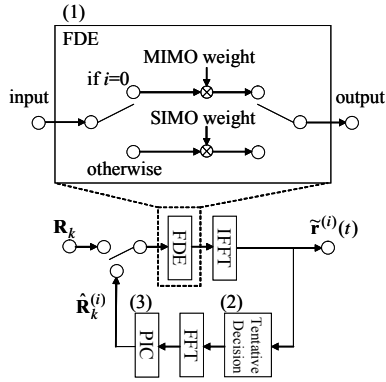


図3 繰り返し周波数領域 PIC

ある。以下にその詳細を述べる。

(1)周波数領域等化

•  $i=0$  の場合

初回(繰り返し回数  $i=0$  回)の周波数領域等化後の第  $k$  周波数成分ベクトル  $\tilde{\mathbf{R}}_k^{(0)} = [\tilde{R}_{k,0}^{(0)}, \dots, \tilde{R}_{k,N-1}^{(0)}]^T$  は次式で表される。

$$\tilde{\mathbf{R}}_k^{(0)} = \mathbf{W}_k^{(0)} \mathbf{R}_k \quad (6)$$

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

$$\mathbf{W}_k^{(0)} = \hat{\mathbf{H}}_k^H (\hat{\mathbf{H}}_k \hat{\mathbf{H}}_k^H + \sigma^2 \mathbf{I})^{-1} \quad (7)$$

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、 $H$  はエルミート転置を示している。 $\mathbf{I}$  は  $M$  行  $M$  列単位行列である。なお、初回の周波数領域等化は、上述のとおり、パス間干渉の抑圧と他アンテナからの送信信号が与える干渉の抑圧(信号分離)を同時に行っているため、周波数領域等化後の各周波数成分ベクトル  $\tilde{\mathbf{R}}_k^{(0)}$  は  $N$  個の要素を有することになる。

•  $i>0$  の場合

干渉キャンセル後は、シングルアンテナ送信時とほぼ等価になるので、送信シンボル系列毎にシングルアンテナ送信(SIMO)時における周波数領域等化を行う。次式のように周波数領域等化と受信アンテナダイバシティ合成を同時に行って、第  $n$  番目のアンテナから送信されたシンボル系列の繰り返し  $i$  回目の第  $k$  周波数成分  $\tilde{R}_{k,n}^{(i)}$  を得る。

$$\tilde{R}_{k,n}^{(i)} = \mathbf{W}_{k,n}^{(i)} \hat{\mathbf{R}}_{k,n}^{(i)} \quad (8)$$

ここで、 $\hat{\mathbf{R}}_{k,n}^{(i)}$  は、繰り返し回数  $i$  回目において、PIC で抽出される第  $n$  番目のアンテナから送信されたシンボル系列の第  $k$  周波数成分ベクトルである。 $\mathbf{W}_{k,n}^{(i)}$  は、次式で表される繰り返し回数  $i$  回目におけるシングルアンテナ送信、 $M$  アンテナ受信時の SIMO-MMSE 等化重みベクトルである[12]。

$$\mathbf{W}_{k,n}^{(i)} = \frac{\hat{\mathbf{H}}_{k,n}^H}{\hat{\mathbf{H}}_{k,n}^H \hat{\mathbf{H}}_{k,n} + \sigma^2} \quad (9)$$

(2)仮判定

$i$  回目の周波数領域等化後に IFFT を適用して、軟判定値系列ベクトル  $\tilde{\mathbf{r}}^{(i)}(t) = [\tilde{r}_0^{(i)}(t), \dots, \tilde{r}_{N-1}^{(i)}(t)]^T$  を得る。これを用いて、繰り返し  $i+1$  回目の周波数領域等化のために必要な仮判定結果  $\tilde{\mathbf{d}}(t) = [\tilde{d}_0^{(i)}(t), \dots, \tilde{d}_{N-1}^{(i)}(t)]^T$  を次式のように生成する。

$$\tilde{d}_n^{(i)}(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} \Omega(\beta \operatorname{Re}[\tilde{r}_n^{(i)}(t)]) + j \frac{1}{\sqrt{2}} \Omega(\beta \operatorname{Im}[\tilde{r}_n^{(i)}(t)]) \quad (10)$$

ここで、

$$\Omega(x) = \frac{1 - \exp(-x)}{1 + \exp(-x)} \quad (11)$$

であり、 $\beta$  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 Hard PIC となる。こうして得られた  $N$  個の仮判定送信シンボル系列を、FFT を用いて再び周波数領域信号に変換する。第  $k$  周波数の信号ベクトル  $\tilde{\mathbf{D}}_k^{(i)} = [\tilde{D}_{k,0}^{(i)}, \dots, \tilde{D}_{k,N-1}^{(i)}]^T$  は次式で表される。

$$\tilde{\mathbf{D}}_k^{(i)} = \sum_{t=0}^{N_c-1} \tilde{\mathbf{d}}(t) \exp(-j2\pi k t / N_c) \quad (12)$$

(3)PIC

仮判定によって得られた  $N$  個の周波数領域信号  $\tilde{\mathbf{D}}_k^{(i)}$  から干渉レプリカ  $\sqrt{2S} \hat{\mathbf{H}}_k \tilde{\mathbf{D}}_k^{(i)}$  を生成する。そして、他アンテナの送信信号からの干渉をキャンセルして、送信されたシンボル系列の繰り返し  $i+1$  回目の第  $k$  周波数成分ベクトル  $\hat{\mathbf{R}}_k^{(i+1)} = [\hat{R}_{k,0}^{(i+1)}, \dots, \hat{R}_{k,N-1}^{(i+1)}]$  を得る。ここで、第  $n$  番目のアンテナから送信されたシンボル系列の第  $k$  周波数成分ベクトル  $\hat{\mathbf{R}}_{k,n}^{(i+1)}$  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。

$$\hat{\mathbf{R}}_{k,n}^{(i+1)} = \mathbf{R}_k - \sqrt{2S} (\hat{\mathbf{H}}_k \tilde{\mathbf{D}}_k^{(i)} - \hat{\mathbf{H}}_{k,n} \tilde{D}_{k,n}^{(i)}) \quad (13)$$

ここで、 $\hat{\mathbf{H}}_{k,n}$  は第  $n$  番目の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ベクトルであり、 $\hat{\mathbf{H}}_k = [\hat{\mathbf{H}}_{k,0}, \dots, \hat{\mathbf{H}}_{k,N-1}]$  の第  $n$  ベクトルである。

以上、(1)~(3)の操作を繰り返し行い、繰り返しが終了した時点で各送信シンボル系列をデータ復調し、並直列変換(P/S)によって直列データ系列に変換し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。K=2048 ビット

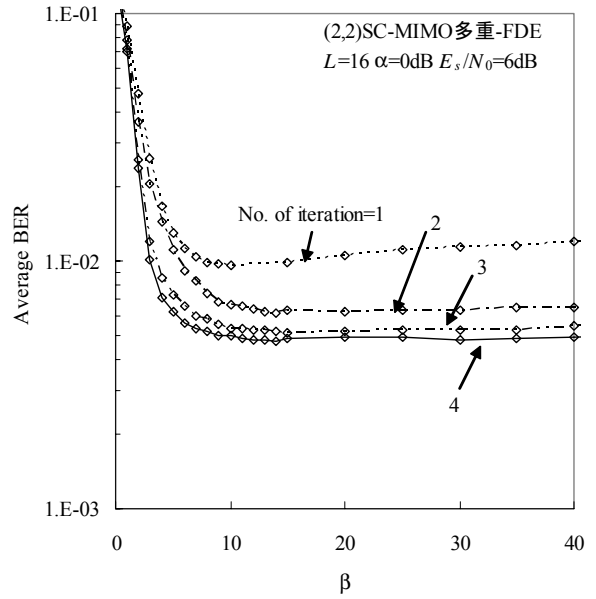
の送信ビット系列を送信するものとする。  $N \times M$  個のフェージングチャネルは互いに独立で、各々は指数減衰電力遅延プロファイルを有する  $L=16$  個の独立なパスから構成される周波数選択性のブロックフェージングチャネルとしている。受信機のタイミング再生とチャネル推定は理想的であるとしている。また、フレーム長  $(N_c+N_g)T$  で正規化した最大ドップラー周波数は  $f_D(N_c+N_g)T=0.001$  であるものとした。これは、搬送波周波数 5GHz, シンボルレート 100Mpsps のシングルアンテナ送信時の伝送において、移動速度が約 80km/h のときに相当する。

表 1 計算機シミュレーション諸元

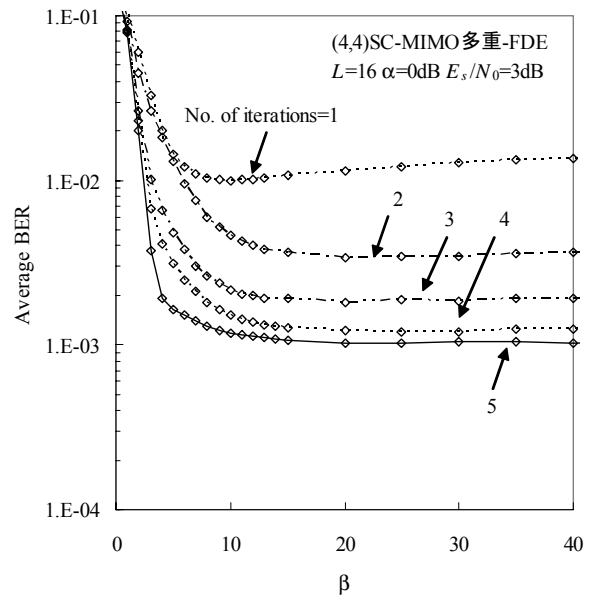
Transmitter	Mod.	QPSK
	No. of Tx	$N=2,4$
	No. of FFT points	$N_c=256$
	GI	$N_g=32$
Channel	Fading	Frequency-selective block Rayleigh fading
	Power delay profile	$L=16$ -path exponential power delay profile
		Decay factor $\alpha=0,6,\infty$ dB
Receiver	No. of Rx	$M=2,4$
	Channel estimation	Ideal

### 3.2. $\beta$ の最適化

図 4 はシングルキャリア MIMO 多重の平均 BER 特性を仮判定パラメータ  $\beta$  の関数としてプロットしたものである。図 4 からわかるように、 $\beta > 10$  であれば、平均 BER は  $\beta$  にほとんど依存しない。最適な  $\beta$  は、 $(N,M)=(2,2)$  の場合、繰り返し回数が 1, 2, 3 及び 4 回のとき、それぞれ約 10, 14, 14 及び 14 である。一方、 $(N,M)=(4,4)$  の場合、繰り返し回数が 1, 2, 3, 4 及び 5 回のとき、最適な  $\beta$  はそれぞれ約 10, 20, 20, 30 及び 30 である。また、繰り返し回数が多いほど平均 BER が改善されるが、その改善効果は小さくなっている。そのため、繰り返し回数は、 $(N,M)=(2,2)$  及び  $(4,4)$  のとき、それぞれ 3 回及び 4 回程度でよい。



(a)  $(N,M)=(2,2)$



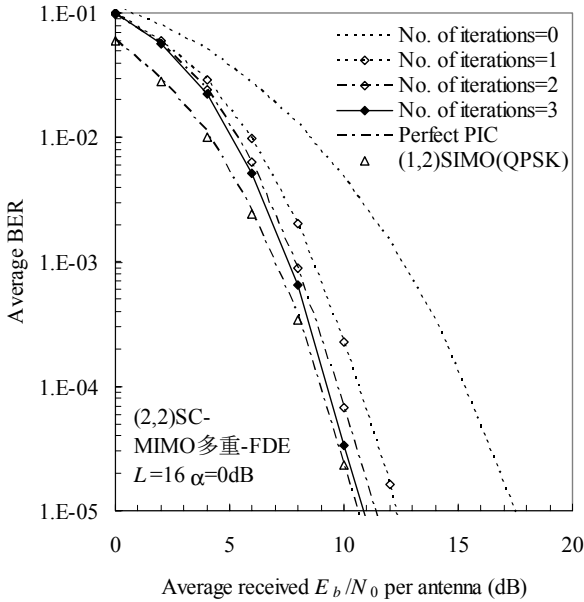
(b)  $(N,M)=(4,4)$

図 4  $\beta$  の影響

### 3.3. 繰り返しの効果

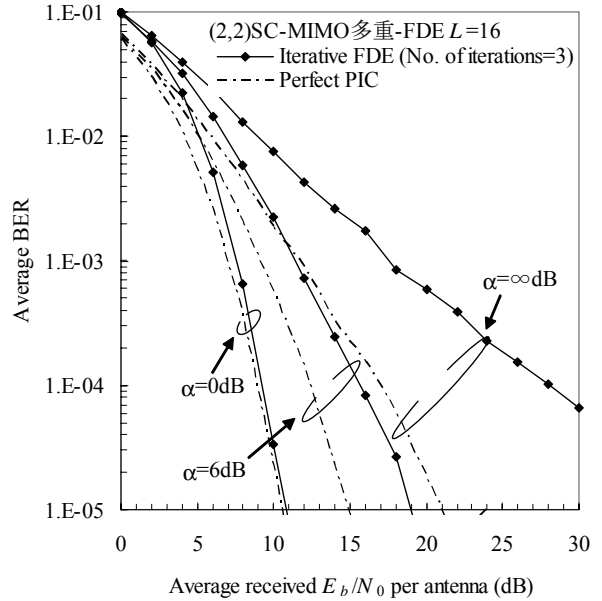
図 5 は、シングルキャリア MIMO 多重の平均 BER 特性を 1 受信アンテナあたりの平均受信  $E_b/N_0$  の関数としてプロットしたものである。ここで、 $E_b/N_0$  は情報ビット 1 ビットあたりのエネルギー対雑音電力スペクトル密度比である。なお、 $\beta$  は 3.2 節で求めた値に設定している。図 5 からわかるように、繰り返し周波数領域 PIC を行うことで、繰り返しを行わない場合の特性よりも改善することがわかる。また、Perfect PIC は完全に干渉をキャンセルしたものと仮定した場合の理想特性であり、シングルアンテナ送信時のシングルキャリア SIMO(QPSK)の伝送特性と等価である。平均 BER= $10^{-4}$  を得るための所要平均受信  $E_b/N_0$  は、 $(N,M)=(2,2)$  のとき、繰り返し 1, 2 及び 3 回行うことで、繰り返しを行わない場合

に比べ、それぞれ 4.6, 5.6 及び 6.0dB ほど改善されており、それぞれ理想特性に 1.7, 0.7 及び 0.3dB まで近づいている。一方、 $(N,M)=(4,4)$  のときは、繰り返し 1, 2, 3 及び 4 回行うことで、約 6.3, 8.1, 8.9 及び 9.1dB 改善しており、理想特性に 3.0, 1.2, 0.4 及び 0.2dB まで近づいている。以上のように繰り返し周波数領域 PIC を用いることで、理想特性とほぼ同等の特性が得られる。

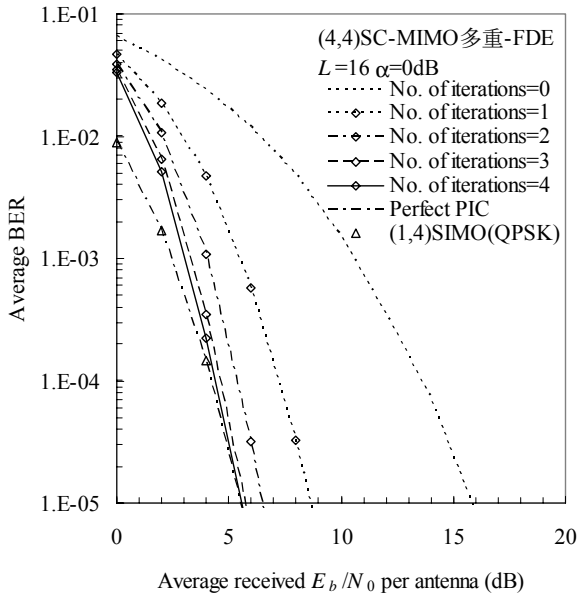


(a)  $(N,M)=(2,2)$

性は $\alpha=6$ dB及び $\infty$ dB(1パス)の特性に比べ、平均 BER= $10^{-4}$ を得るための所要  $E_b/N_0$  は、 $(N,M)=(2,2)$ の場合、それぞれ約 6.0 及び 18.7dB だけ少ない。一方、 $(N,M)=(4,4)$ の場合、それぞれ 6.9 及び 21.6dB だけ少ない。そして、 $\alpha=0$ dBのときには、理想 PIC とほぼ同じ BER 特性が得られていることがわかる。これは、周波数領域等化を用いると周波数選択性フェージングを利用して周波数ダイバーシチ効果を得ることができるから、周波数選択性のより強い環境下の方がより大きい周波数ダイバーシチ効果を得ることができるためである。

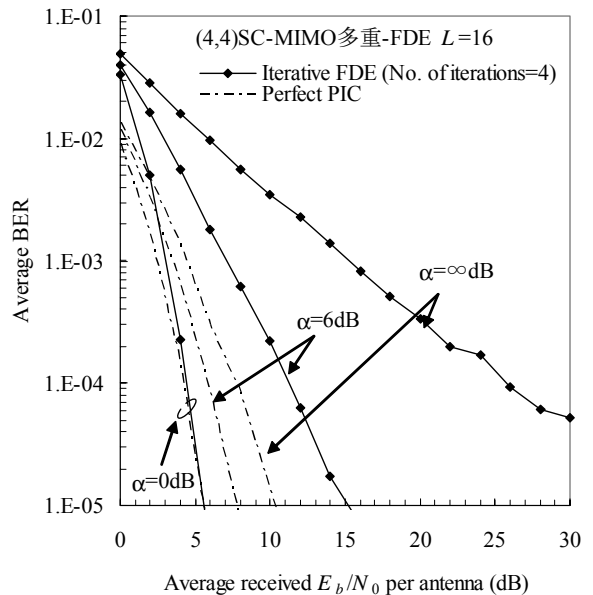


(a)  $(N,M)=(2,2)$



(b)  $(N,M)=(4,4)$

図 5 繰り返し効果



(b)  $(N,M)=(4,4)$

図 6 減衰指数  $\alpha$  の影響

### 3.4. 減衰指数 $\alpha$ の影響

図 6 は減衰指数  $\alpha$  をパラメータとしたシングルキャリア MIMO 多重の平均 BER 特性である。βは 3.2 節で求めた値に設定している。図 6 からわかるように、周波数選択性が強い環境の方が、弱い環境より平均 BER 特性が優れていることがわかる。  $\alpha=0$ dB(一様電力遅延プロファイル)のときの特

### 4. むすび

本論文では、周波数選択性チャネル環境下のシングルキャリア MIMO 多重伝送を対象として、周波数領域

等化とPICを繰り返し行って多重分離する周波数領域繰り返しPICを提案した。周波数領域繰り返しPICでは、多重分離処理の演算量が、時間領域等化と異なりパス数に依存しないという利点がある。周波数領域繰り返しPICを用いるときのBER特性を計算機シミュレーションにより求め、その効果を明らかにした。本論文で得られた結果をまとめると以下のようになる。

●繰り返し効果

繰り返し回数は、 $(N,M)=(2,2)$ 及び $(4,4)$ の場合、それぞれ3及び4回程度で十分であり、理想特性にそれぞれ0.3及び0.2dBまで近くなることがわかった。

●減衰指数の影響

周波数領域繰り返しPICでは周波数ダイバーシチ効果を得ることができるため、周波数選択性の強いチャネルであるほど優れたBER特性が得られることがわかった。

## 文 献

- [1] F. Adachi, “Wireless past and future-evolving mobile communications systems,” IEICE Trans. Fundamentals, vol.E83-A, pp.55-60, Jan 2001.
- [2] G. J. Foschini and M. J. Gans, “On of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas,” Wireless Personal Communi., 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,” 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,” IEEE VTC 2000, vol.2, pp1070-1074, 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] D. Falconer, et al., “Frequency domain equalization for single-carrier broadband wireless systems,” IEEE Commun. Mag., Vol.40, pp.58-66, April 2002.
- [9] F. Adachi, T. Sao, and T. Itagaki, “Performance of multicode DS-CDMA using frequency domain equalization in frequency-selective fading channel,” Electronics Letters, Vol. 39, No. 2, pp.239-241, Jan. 2003.
- [10] K. Takeda, T. Itagaki, and F. Adachi, “Frequency-domain equalization for antenna diversity reception of DS-CDMA signals,” Proc. 8<sup>th</sup> CIC, Session B3, Oct. 28-31, Seoul, Korea.
- [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,” Proc. 6<sup>th</sup> WPMC, Vol. 1, pp.285-289, Yokosuka, Japan, Oct. 19-22, 2003.
- [12] 武田 和晃, 安達 文幸, “周波数領域等化とアンテナダイバーシチを用いるDS-CDMAのビット誤り率の理論解析,” 信学技報, RCS2003-239, pp.27-32, Jan. 2004.
- [13] 古田 敬幸, 西村 寿彦, 大鐘 武雄, 小川 泰孝, “周波数選択性フェージング環境におけるMIMO