

周波数領域繰り返し PIC を用いる ターボ符号化 SC-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, 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(SC)伝送では, 符号間干渉により大幅に伝送特性が劣化する。筆者らはこれまで, 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, 周波数選択性フェージングチャネルにおけるターボ符号化 SC-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, 繰り返し効果と周波数選択性の影響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, ターボ符号化, 周波数領域繰り返し PIC, 移動通信

Transmission performance evaluation of single-carrier MIMO multiplexing

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 very high speed data communications. However, in a frequency-selective fading channel which consists of many propagation paths with different time delays, the performance of single carrier (SC) transmission significantly degrades due to large inter-symbol interference. Recently, we 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, the bit error rate (BER) performance of turbo coded SC-MIMO multiplexing in a frequency-selective Rayleigh fading environment is evaluated by computer simulation, and the effect of the proposed frequency-domain iterative PIC and the influence of channel frequency-selectivity is discussed.

Keyword Single carrier MIMO Multiplexing, turbo coded, Frequency-domain iterative PIC, 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、チャンネル符号化を行わない場合のビット誤り率(BER)特性を計算機シミュレーションにより明らかにした[12]. しかし、チャンネル符号化を行った場合の BER 特性は明らかにされていない. そこで、本論文では、ターボ符号化 SC-MIMO 多重伝送の伝送特性を計算機シミュレーションにより求め、繰り返し効果と周波数選択性の影響について明らかにしている. 本論文の構成は以下のようになっている. 周波数領域繰り返し PIC を用いるターボ符号化 SC-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ンネルにおける平均 BER 特性に対する周波数領域 PIC の効果及び符号化率の影響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. ターボ符号化 SC-MIMO 多重伝送における周波数領域繰り返し 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 本を用いるターボ符号化 SC- (N, M) MIMO 多重送受信系の構成である. 送信機では、情報ビット系列に対しターボ符号化を行う. ターボ符号化ビット系列の順序をブロックインタリーブによって交錯し、データ変調した後、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 本のアンテナから送信された N 個の送信フレームは、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、 M 本のアンテナで受信されるものとする. 受信機では、各アンテナの受信シンボル系列から 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 $\mathbf{R}(k) = [R_0(k), \dots, R_{M-1}(k)]^T$ は次式で表すことができる.

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

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

$$\begin{cases} \mathbf{H}(k) = \sum_{l=0}^{L-1} \mathbf{h}_l \exp(-j2\pi\tau_l k / N_c) \\ \mathbf{D}(k) = \sum_{t=0}^{N_c-1} \mathbf{d}(t) \exp(-j2\pi k t / N_c) \\ \mathbf{\Pi}(k) = \sum_{t=0}^{N_c-1} \mathbf{n}(t) \exp(-j2\pi k t / N_c) \end{cases} \quad (3)$$

ここで、 \mathbf{h}_l は第 l パスにおける M 行 N 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、 $\mathbf{n}(t) = [n_0(t), \dots, n_{M-1}(t)]^T$ 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 $2\sigma^2 = 2N_0/T$ である. ここで、 N_0 は AWGN の片側電力スペクトル密度であり、 T はシンボル長である.

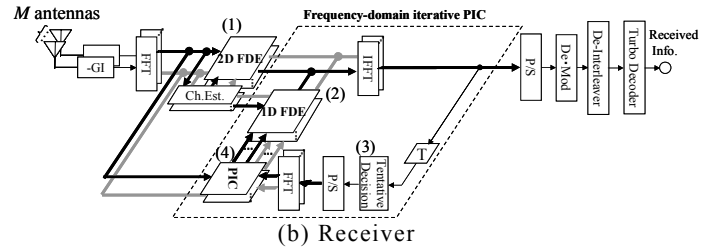
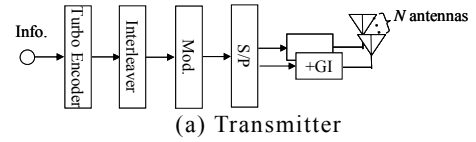


図 1 周波数領域等化を用いたターボ符号化 SC- (N, M) MIMO 多重送受信系

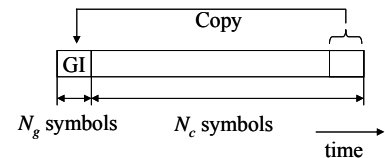


図 2 データフレーム構成

2.2. 周波数領域繰り返し PIC

各アンテナで受信した信号に FFT を適用した後、周波数毎に FDE を行う. 図 3 は、周波数領域繰り返し PIC のフローチャートを示したものである. 初回には 2 次元 MMSE-FDE 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. 初回の 2 次元 FDE では、残留干渉が大きく、送信信号の分離精度が悪い. そのため、FDE とキャンセルを繰り返す. FDE 後に時間領域の送信シンボル系列を仮判定し、次に、仮判定送信シンボル系列の周波数成分を用いて干渉キャンセルする. その後、シングルアンテナ送信時における重みを用いて 1 次元 MMSE-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.

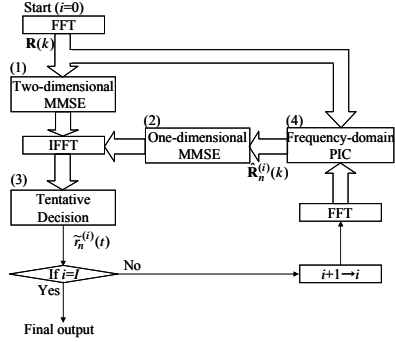


図3 周波数領域繰り返しPICフローチャート

(1) 2次元MMSE-FDE(初回)

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.

$$\tilde{\mathbf{R}}^{(0)}(k) = \mathbf{W}^{(0)}(k)\mathbf{R}(k) \quad (4)$$

ここで、 $\mathbf{W}^{(0)}(k)$ は M 行 N 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.

$$\mathbf{W}^{(0)}(k) = \hat{\mathbf{H}}^H(k)[\hat{\mathbf{H}}(k)\hat{\mathbf{H}}^H(k) + \sigma^2/\mathbf{I}]^{-1} \quad (5)$$

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 M 行 M 列の単位行列である.

(2) 1次元MMSE-FDE(繰り返し1回目以降($i>0$))

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 $\tilde{\mathbf{R}}_n^{(i)}(k)$ を得る.

$$\tilde{\mathbf{R}}_n^{(i)}(k) = \mathbf{W}_n^{(i)}(k)\hat{\mathbf{R}}_n^{(i)}(k) \quad (6)$$

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シンボル系列の第 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、 M アンテナ受信時のSIMO-MMSE等化重みベクトルである[11].

$$\mathbf{W}_n^{(i)}(k) = \frac{\hat{\mathbf{H}}_n^H(k)}{\hat{\mathbf{H}}_n^H(k)\hat{\mathbf{H}}_n(k) + \sigma^2/\mathbf{S}} \quad (7)$$

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 M 次元ベクトルであり、 $\hat{\mathbf{H}}(k) = [\hat{\mathbf{H}}_0(k), \dots, \hat{\mathbf{H}}_{N-1}(k)]$ 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シンボル系列の周波数成分 $\{\tilde{\mathbf{R}}_n^{(i)}(k); k=0 \sim N_c-1\}$ 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.

$$\tilde{r}_n^{(i)}(t) = (1/N_c) \sum_{k=0}^{N_c-1} \tilde{\mathbf{R}}_n^{(i)}(k) \exp(j2\pi kt/N_c) \quad (8)$$

次に、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].

$$\hat{d}_n^{(i)}(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} \tanh(\beta \operatorname{Re}[\tilde{r}_n^{(i)}(t)]) + j \frac{1}{\sqrt{2}} \tanh(\beta \operatorname{Im}[\tilde{r}_n^{(i)}(t)]) \quad (9)$$

ここで、

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

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

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 $\hat{\mathbf{D}}^{(i)}(k) = [\hat{D}_0^{(i)}(k), \dots, \hat{D}_{N-1}^{(i)}(k)]^T$ 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.

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

$\hat{\mathbf{D}}^{(i)}(k)$ 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 $\hat{\mathbf{R}}^{(i+1)}(k) = [\hat{\mathbf{R}}_0^{(i+1)}(k), \dots, \hat{\mathbf{R}}_{N-1}^{(i+1)}(k)]$ 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.

$$\hat{\mathbf{R}}_n^{(i+1)}(k) = \mathbf{R}(k) - \sqrt{2S}[\hat{\mathbf{H}}(k)\hat{\mathbf{D}}^{(i)}(k) - \hat{\mathbf{H}}_n(k)\hat{D}_n^{(i)}(k)] \quad (12)$$

この後、繰り返し $i+1$ 回目の(2)の操作に戻る. 以上、(2)~(4)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、デ・インタリーブした後、ターボ復号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

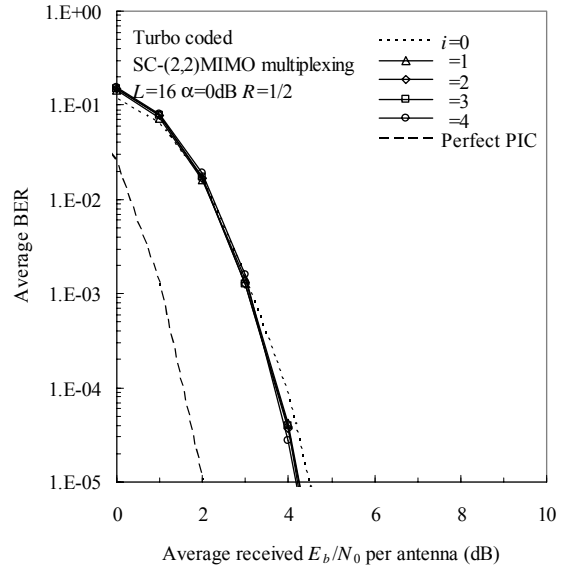
表1に計算機シミュレーション諸元を示す. 情報ビット系列長 $K=2048$ ビットを送信するものとする. $N \times M$ 個のフェージングチャンネルは互いに独立で、各々は指数減衰電力遅延プロファイルを有する $L=16$ 個の独立なパスから構成される周波数選択性のブロックフェージングチャンネルとしている. 受信機のタイミング再生とチャンネル推定は理想的であるとし

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 100Mbps 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。

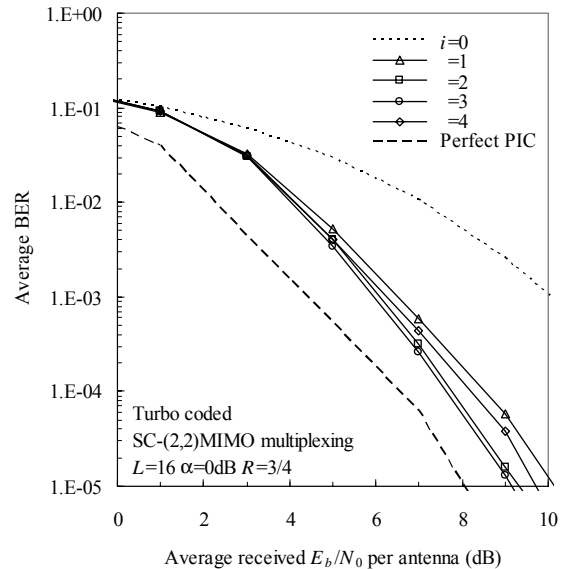
表 1 計算機シミュレーション諸元

Transmitter	Mod.	QPSK	
	No. of Tx	$N=2$	
	No. of FFT points	$N_c=256$	
	GI	$N_g=32$	
	Turbo encoder	(7,5)RSC component encoder	
		Rate 1/2, 3/4	
S-random interleaver			
Channel interleaver	64 × 64-bit Block interleaver		
Channel	Fading	Frequency-selective block Rayleigh fading	
	Power delay profile	$L=16$ -path exponential power delay profile	
		Decay factor $\alpha=0,6$ dB	
Receiver	No. of Rx	$M=2$	
	Channel estimation	Ideal	
	Turbo decoder	Log-Map	
		8 iterations	

図 4 はターボ符号化 SC-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。図 4(a) から分かるように、符号化率 $R=1/2$ のとき、繰り返し PIC を 4 回行っても、平均 BER= 10^{-4} を得るための所要平均受信 E_b/N_0 が約 0.3dB 小さくなるだけであり、繰り返しによって得られる改善効果がほとんど見られない。一方、図 4(b) は符号化率 $R=3/4$ の場合の特性である。図 4(b) から分かるように、繰り返し PIC によって特性が改善している。繰り返し PIC を 4 回行うことで、平均 BER= 10^{-4} を得るための所要平均受信 E_b/N_0 を約 4.9dB 低減できており、理想特性からの劣化を約 1.1dB まで小さくできる。以上から、符号化率が低いときには、十分な符号化利得が得られるから繰り返し PIC の効果は大きくないが、符号化率が高いときには繰り返し PIC の効果が大きいことが分かる。



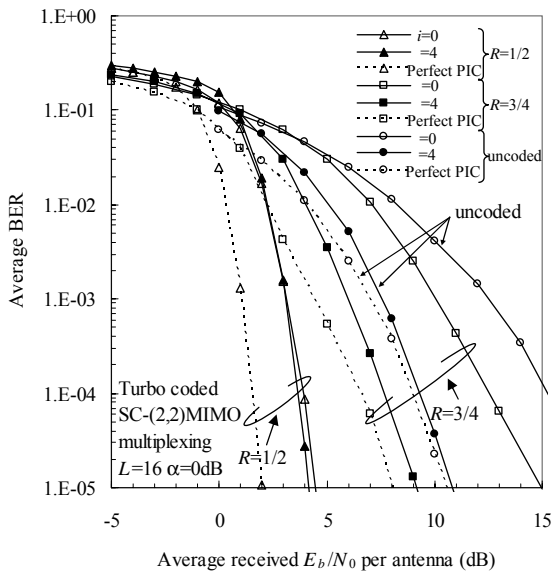
(a) $R=1/2$



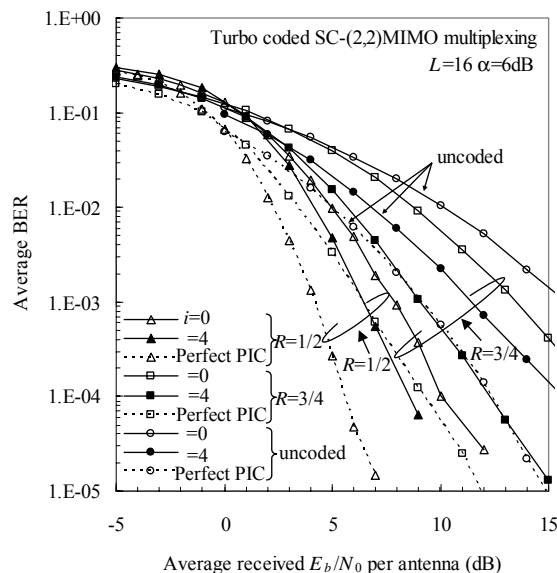
(b) $R=3/4$

図 4 繰り返しの効果

図 5 は、チャンネルのプロファイル減衰指数 α の影響を示している。図 5(a) は周波数選択性が非常に強い $\alpha=0$ dB (一様電力遅延プロファイル) のときの BER 特性である。繰り返し回数は十分な改善効果が得られる $i=4$ 回に設定している。符号化率 $R=1/2$ 及び $R=3/4$ のとき、伝送速度は符号化なしのときの $R (<1)$ 倍になるものの、約 5.6dB 及び約 1.6dB の (平均 BER= 10^{-4} を得るための所要平均受信 E_b/N_0 に対する) 符号化利得が得られている。一方、図 5(b) は、減衰指数 $\alpha=6$ dB とき、すなわち、周波数選択性が比較的弱いときの BER 特性である。図 5(b) から分かるように、 $R=1/2$ 及び $3/4$ の場合、それぞれ約 6.6dB 及び約 2.4dB の符号化利得が得られている。



(a) $\alpha=0\text{dB}$



(b) $\alpha=6\text{dB}$

図5 周波数選択性の影響

4. むすび

本論文では、FDE 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、ターボ符号化 SC-MIMO 多重に適用したときの平均 BER 特性を計算機シミュレーションにより明らかにした。本論文で得られた結果をまとめると以下のようなになる。

- 繰り返し効果: 周波数ダイバーシチ効果が十分得られる周波数選択性の強い環境下 ($\alpha=0\text{dB}$) では、符号化率 $R=1/2$ のとき大きな符号化利得が得られるため、繰り返しを行わなくても十分な特性改善が得られる。しかし、符号化率 $R=3/4$ のときは、符号化利得が小さいため、繰り返し PIC による特性改善がみられる。このとき、繰り返し 4 回の特性改善効果は 4.9dB である。
- 周波数選択性の影響: チャンネルの減衰指数 $\alpha=0\text{dB}$ のと

き、 $R=1/2$ 及び $3/4$ の符号化利得はそれぞれ約 5.6dB 及び 1.6dB であるが、周波数選択性が比較的弱い $\alpha=6\text{dB}$ のとき、より大きな符号化利得が得られ、それぞれ 6.6dB 及び 2.4dB になる。

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 limits 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*, 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, 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," Proc. 6th WPMC, Vol. 1, pp.285-289, Yokosuka, Japan, Oct. 19-22, 2003.
- [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