

シングルキャリア MIMO 多重における Hybrid ARQ のスループット特性

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, 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において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する. そこで, 筆者らはこれまでに, シングルキャリア伝送を対象として周波数領域等化と並列干渉キャンセルを繰り返す周波数領域繰り返し並列干渉キャンセラ(PIC)を用いる MIMO 多重について検討をしてきた. ところで, 今後の移動通信ではパケット伝送が主流になることが予想され, 誤り訂正符号化と自動再送(ARQ)とを組み合わせたハイブリッド ARQ(HARQ)が重要な技術になる. そこで本論文では, シングルキャリア MIMO 多重に周波数領域繰り返し PIC を適用したときの HARQ のスループット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.

キーワード シングルキャリア, MIMO 多重, 周波数領域等化, 繰り返し PIC, Hybrid ARQ, 移動通信

Throughput of Hybrid ARQ in 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) multiplexing 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 (SC) transmission significantly degrades due to large inter-symbol interference. We proposed the frequency-domain iterative parallel interference cancellation (PIC) in the SC-MIMO multiplexing. Broadband wireless packet access will be the core technology of the next generation mobile communications systems. For packet transmission, turbo coded hybrid ARQ (HARQ) is one of the promising error control technique. In this paper, the throughput performance of HARQ in SC-MIMO multiplexing with frequency-domain iterative PIC is evaluated by computer simulation.

Keyword Single-carrier, MIMO Multiplexing, frequency-domain equalization, iterative PIC, hybrid ARQ, mobile communication

1. まえがき

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(SC)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. 筆者らは, SC-MIMO 多重伝送を対象として, 周波数領域等化と並列干渉キャンセルを繰り返し行って多重分離する周波数領域繰り返し並列干渉キャンセラ(PIC)[9]を提案した.

ところで, 今後の移動通信ではパケット伝送が主流になると予想される. 周波数選択性フェージングチャネル環境下でのパケット伝送では, 何らかの強力な誤り制御技術が必要である. その有効な技術の1つにターボ符号化ハイブリッド自動再送(HARQ: Hybrid automatic repeat request)が知られている. Rate compatible turbo coded (RCPT) HARQ[10]はパリティビットを減らして送信することで, スループットを向上させる技術である. これまで, DS-CDMA や OFDM を対象に RCPT HARQ の検討が行われている[11-14]. また, OFDM-MIMO 多重における RCPT HARQ のスループット特性の検討も行われている[15]. しかし, SC-MIMO 多重伝送における RCPT HARQ のスループット特性はまだ明らかにされていない. そこで, 本論文では, 周

波数領域繰り返しPICを用いるSC-MIMO多重伝送におけるRCPT HARQのスループット特性を計算機シミュレーションによって明らかにし、OFDM-MIMO多重との特性比較を行っている。

本論文の構成は以下のようになっている。第2章では、周波数領域繰り返しPICを用いるSC-MIMO多重HARQについて、第3章ではOFDM-MIMO多重HARQについて述べている。第4章ではRCPT HARQについて述べている。第5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スループット特性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6章はむすびである。

2. 周波数領域繰り返しPICを用いるSC-MIMO多重

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SC- (N,M) MIMO多重送受信系の構成である。送信機では、CRC符号化した2値情報ビット系列をRCPT符号化し、パングチャを行って得られた送信ビット系列を再送のためにバッファに溜め込んでいる。その後、ブロックインターバによって系列の順序を交錯し、データ変調した後、直並列変換(S/P: Serial-to-parallel 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。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、フレームの先頭のガードインターバル(GI)に挿入してデータフレームを生成している。 N 個のデータフレームを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する。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 $\bar{\mathbf{d}}(t)$, $t=-N_g-N_c-1$ 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、 $\mathbf{d}(t)=[d_0(t), \dots, d_{N-1}(t)]^T$ ($t=0 \sim N_c-1$)は時刻 t における変調シンボルベクトルを表している。また、 S は送信電力である。

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。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 個のサブキャリア成分(OFDM-MIMO多重と対比する便宜上、以降ではサブキャリアという表現を用いる)に分解する。第 k サブキャリアの受信信号ベクトル $\mathbf{R}_k=[R_{k,0}, \dots, R_{k,M-1}]^T$ は次式で表すことができる。

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

ここで、 \mathbf{H}_k は第 k サブキャリアにおける 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 サブキャリアにおける N 次元送信シンボルベクトル及び M 次元雑音ベクトルであり、次式で与えられる。

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

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、 T は各アンテナから送信されるシンボル系列のシンボル長である。

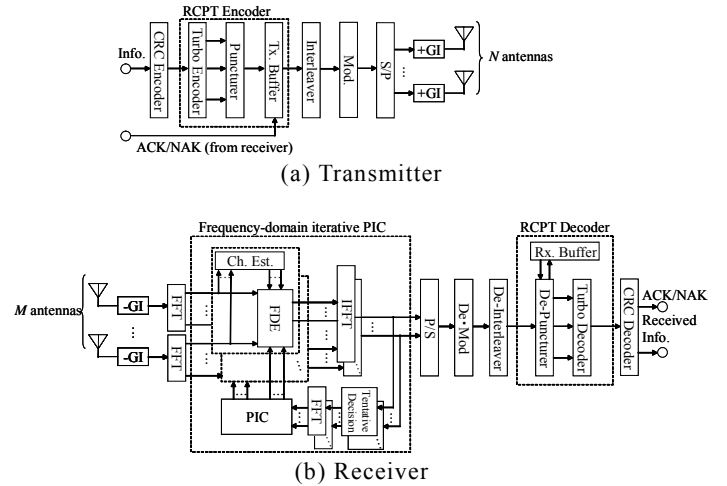


図1 周波数領域繰り返しPICを用いるSC- (N,M) MIMO多重送受信系

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、サブキャリア毎に1タップ周波数領域等化を行う。図2は、周波数領域繰り返しPICを示したものである。初回の周波数領域等化では、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。初回の周波数領域等化だけでは、残留干渉が大きく、送信信号の推定精度が悪い。そのため、周波数領域等化とキャンセルを繰り返す。周波数領域等化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サブキャリア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再び周波数領域等化を行う。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。

(1)初回(繰り返し $i=0$ 回目)周波数領域等化

初回の周波数領域等化後の第 k サブキャリアにおける受信信号ベクトル $\tilde{\mathbf{R}}_k^{(0)}=[\tilde{R}_{k,0}^{(0)}, \dots, \tilde{R}_{k,N-1}^{(0)}]^T$ は次式で表される。

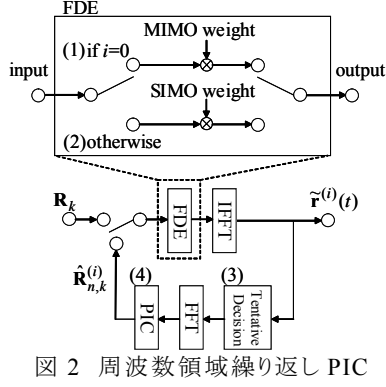


図 2 周波数領域繰り返し PIC

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

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

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

ここで、 $\hat{\mathbf{H}}_k$ は \mathbf{H}_k のチャネル推定値行列であり、 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 回目以降 ($i > 0$) の周波数領域等化

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)時と同様な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 アンテナから送信されたシンボル系列の第 k サブキャリアにおける受信信号 $\tilde{\mathbf{R}}_{k,n}^{(i)}$ を得る。

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

ここで、 $\hat{\mathbf{R}}_{k,n}^{(i)}$ は、繰り返し i 回目において、PIC で抽出される第 n アンテナから送信されたシンボル系列の第 k サブキャリアにおける受信信号ベクトルである。 $\mathbf{W}_{k,n}^{(i)}$ 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[16]。

$$\mathbf{W}_{k,n}^{(i)} = \hat{\mathbf{H}}_{k,n}^H / [\hat{\mathbf{H}}_{k,n} \hat{\mathbf{H}}_{k,n}^H + (S/\sigma^2)^{-1}] \quad (7)$$

(3)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 $\tilde{\mathbf{d}}^{(i)}(t) = [\tilde{d}_0^{(i)}(t), \dots, \tilde{d}_{N-1}^{(i)}(t)]^T$ を次式のように生成する[9]。

$$\tilde{\mathbf{d}}^{(i)}(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} \Omega(\beta \operatorname{Re}[\tilde{\mathbf{r}}^{(i)}(t)]) + j \frac{1}{\sqrt{2}} \Omega(\beta \operatorname{Im}[\tilde{\mathbf{r}}^{(i)}(t)]) \quad (8)$$

ここで、

$$\Omega(x) = [1 - \exp(-x)] / [1 + \exp(-x)] \quad (9)$$

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。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 $\tilde{\mathbf{D}}_k^{(i)} = [\tilde{D}_{k,0}^{(i)}, \dots, \tilde{D}_{k,N-1}^{(i)}]^T$ に変換する。

(4)PIC

仮判定によって得られた周波数領域信号 $\tilde{\mathbf{D}}_k^{(i)}$ 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 $i+1$ 回目の各サブキャリアにおける受信信号ベクトルを得る。ここで、第 n アンテナから送信されたシンボル系列の第 k サブキャリアにおける受信信号ベクトル $\hat{\mathbf{R}}_k^{(i+1)} = [\hat{R}_{k,0}^{(i+1)}, \dots, \hat{R}_{k,N-1}^{(i+1)}]$ 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。

$$\hat{\mathbf{R}}_{k,n}^{(i+1)} = \mathbf{R}_k - \sqrt{2S} (\hat{\mathbf{H}}_k \tilde{\mathbf{D}}_k^{(i)} - \hat{\mathbf{H}}_{k,n} \tilde{D}_{k,n}^{(i)}) \quad (10)$$

ここで、 $\hat{\mathbf{H}}_{k,n}$ は第 n 送信アンテナと各受信アンテナ間の第 k サブキャリアにおけるチャネル推定値を要素とする M 次元ベクトルであり、 $\hat{\mathbf{H}}_k = [\hat{\mathbf{H}}_{k,0}, \dots, \hat{\mathbf{H}}_{k,N-1}]$ の第 n 要素ベクトルである。

以上、(2)~(4) の操作を繰り返し行い、繰り返し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、RCPT 復号器に入力する。RCPT 復号器では、デ・パンクチャとパップアリング、ターボ復号を行っている。ターボ復号器で復号を行った後、受信情報ビット系列を出力し、誤り検出を行い、ACK/NACK コマンドを送信機に伝送する。

3. OFDM-MIMO 多重

図 3 は送信アンテナ N 本、受信アンテナ M 本を用いる OFDM-(N, M)MIMO 多重送受信系の構成である。SC-MIMO 多重送信系と同様、送信ビット系列を生成し、インタリーブ及びデータ変調を行う。直並列変換によって $N \times N_c$ 個の系列に分ける。 N_c 個の系列毎にグループに分け、各グループに N_c ポイント IFFT を適用して OFDM 信号を生成する。このようにして、 N 個のアンテナから送信する OFDM 信号を生成する。 N 個の OFDM 信号の第 k サブキャリアで送信される変調シンボルベクトルはシングルキャリア伝送と同様に $\mathbf{d}_k(t) = [d_{k,0}(t), \dots, d_{k,N-1}(t)]^T$ (ただし、 $k=0 \sim N_c-1$) で表される。SC-MIMO 多重と同様にフレーム先頭に GI を付加して、 N 本の送信アンテナから N 個の OFDM 信号を同時送信する。

受信機では、GI を取り除いた後、各アンテナで受信した OFDM 信号に FFT を適用して N_c 個のサブキャリア成分に分解する。第 k サブキャリアの受信信号ベクトル $\mathbf{R}_k = [R_{k,0}, \dots, R_{k,M-1}]^T$ はシングルキャリア伝送と同様に次式のように表すことができる。

$$\mathbf{R}_k = \sqrt{2S} \mathbf{H}_k \mathbf{d}_k(t) + \mathbf{N}_k \quad (11)$$

各サブキャリアには N 個の信号が多重されている。本論文

では、対数尤度(LLR: Log likelihood ratio)計算により多重分離する[17]. ここで、第 n 送信アンテナの第 k サブキャリアから送信された変調シンボル $d_{k,n}(t)$ の第 i 番目のビット $b_{k,n,i}$ の LLR $\lambda_{k,n,i}(t)$ は次式で表される.

$$\lambda_{k,n,i}(t) = \frac{1}{2} \min \left\{ \begin{array}{l} \left(\mathbf{R}_k - \sqrt{2S} \hat{\mathbf{H}}_k \hat{\mathbf{d}}_k(t) \Big|_{b_{k,n,i}=0} \right)^H \\ \times \left(\mathbf{R}_k - \sqrt{2S} \hat{\mathbf{H}}_k \hat{\mathbf{d}}_k(t) \Big|_{b_{k,n,i}=1} \right) \\ - \frac{1}{2} \min \left\{ \begin{array}{l} \left(\mathbf{R}_k - \sqrt{2S} \hat{\mathbf{H}}_k \hat{\mathbf{d}}_k(t) \Big|_{b_{k,n,i}=1} \right)^H \\ \times \left(\mathbf{R}_k - \sqrt{2S} \hat{\mathbf{H}}_k \hat{\mathbf{d}}_k(t) \Big|_{b_{k,n,i}=0} \right) \end{array} \right\} \end{array} \right\} \quad (12)$$

LLR を計算した後、並直列変換(P/S: Parallel-to-serial conversion)によって直列データ系列に変換して、デ・インタリーブし、RCPT 復号器に入力する. RCPT 復号器における処理は、SC-MIMO 多重受信系と同じである.

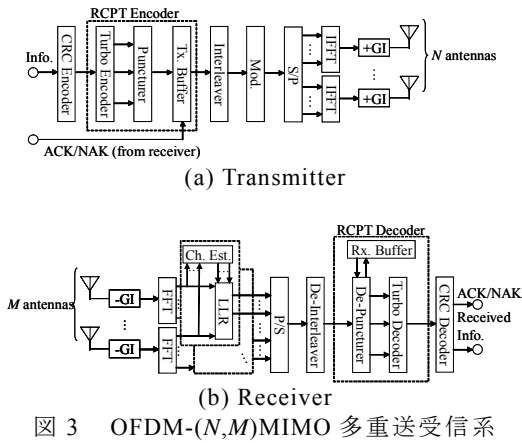


図 3 OFDM-(N,M)MIMO 多重送受信系

4. RCPT HARQ

図 4 は RCPT HARQ の送信パケット生成を示したものである. 本論文では、符号化率 $R=1/3$ のターボ符号器を用いている. ターボ符号器から出力される系列長 K のシステムチックビット(情報ビット)系列と、それと同じ長さの 2 つのパリティビット系列を用いて送信ビット系列を生成する. 本論文では RCPT HARQ SP2 を用いる[12]. 最初はシステムチックビット系列を、再送が生じた場合には、パンクチャリング周期 $P=2$ でパンクチャして得られる 2 つのパリティビット系列のうち的一方を送信する. パンクチャリングパターンを以下に示す.

$$\begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (13)$$

さらに再送が生じた場合、他方のパリティビット系列を送信する. 受信側では、初めに受信したシステムチックビット系列と、再送によって受信した全てのパリティビットとを符号合成して復号を行う.

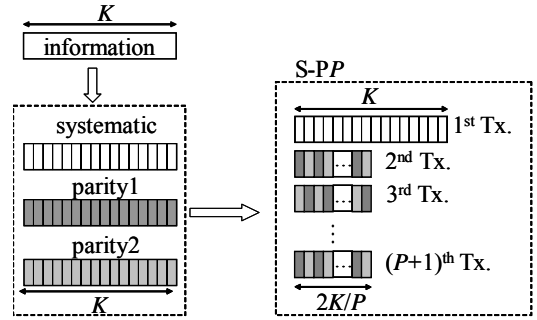


図 4 RCPT HARQ 送信パケット生成

5. 計算機シミュレーション

5.1. 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. 情報系列長 $K=2048$ ビットの系列を送信するものとする. 本論文では、(7,5)再帰的システマティック畳み込み(RSC)符号器を 2 個用いた符号化率 $1/3$ のターボ符号化を用いる. 2 つ目の RSC 符号器入力 は 1 つ目の RSC 符号器入力を内部インタリーブした系列であり、内部インタリーブには $S=K^{1/2}$ とする S-random インタリーブ[18]を用いている. また、 64×32 -ビットブロックインタリーブをチャンネルインタリーブとして用いている.

$N \times M$ 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ものとしている.

表 1 シミュレーション諸元

Transmitter	Data Modulation	
	QPSK	
	Number of Tx	$N=2,4$
Channel	Number of FFT points	
	$N_c=256$	
	GI	
Receiver	$N_g=32$	
	Frequency-selective block Rayleigh fading	
	Power delay profile	$L=16$ -path exponential power delay profile
Receiver	Decay factor $\alpha=0,6$ dB	
	Channel estimation	
	Ideal	
Receiver	Number of Rx	
	$M=2,4$	

5.2. 繰り返し PIC 効果

図 5 は SC-MIMO 多重におけるスループット特性を 1 受信アンテナあたりの平均受信 E_s/N_0 の関数としてプロットしたものである. ここで、 E_s/N_0 は 1 シンボルあたりのエネルギー対雑音電力スペクトル密度比を表している. SC-(2,2)MIMO 多重のスループット特性を図 5(a)に示す. 繰り返し PIC を行うことでスループットが向上していることがわかる. しかし、繰り返し回数が増えるにつれ、得られる改善効果の増加分は小さくなる. 繰り返し 3 回目、繰り返し 0 回より最大約 1.9 倍のスループットが得られていることがわかる. 理想 PIC は干渉キャンセルが完全に行われたものと仮定した場合の理想特性である. 繰り返し 3 回目で理想特性にほぼ近いスループットが得られていることがわかる. また、比較のためシングルアンテナ送信時の SC-(1,2)SIMO のスループット特性を図 5(a)に示している. 平均受信 E_s/N_0 が 3dB 以上の領域において、繰り返し 3 回目で得られるスループットは

SC-(1,2)SIMO の約 2 倍である。SC-(4,4)MIMO 多重のスループット特性を図 5(b)に示す。SC-(2,2)MIMO 多重と同様、繰り返しを 4 回行うことで繰り返し 0 回よりも最大 2 倍のスループット特性が得られ、理想特性により近づいていることがわかる。また、シングルアンテナ送信の SC-(1,4)SIMO の約 4 倍のスループットが得られている。

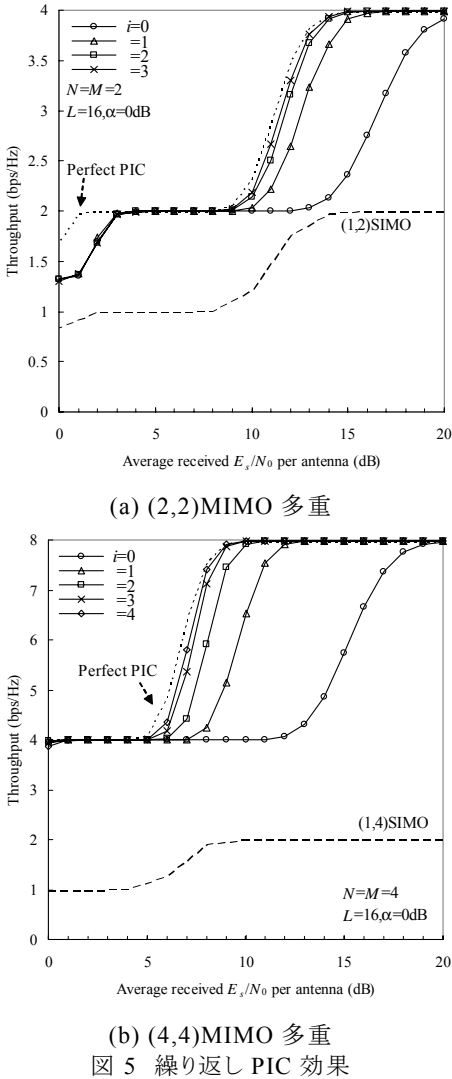


図 5 繰り返し PIC 効果

5.3. 減衰指数 α の影響

図 6 は減衰指数 $\alpha=0$ 及び 6dB のときの SC-MIMO 多重のスループット特性である。図 6 より $(N,M)=(2,2)$ 及び $(4,4)$ のとき、共に $\alpha=0\text{dB}$ (一様電力遅延プロファイル) のときの方が、 $\alpha=6\text{dB}$ のときよりも高いスループットが得られており、繰り返し PIC によって得られるスループット改善効果が大きいことがわかる。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ので、周波数選択性が強い環境ほど得られる周波数ダイバーシチ効果が大きく、他のアンテナからの送信信号の残留干渉による影響を小さくできるからである。

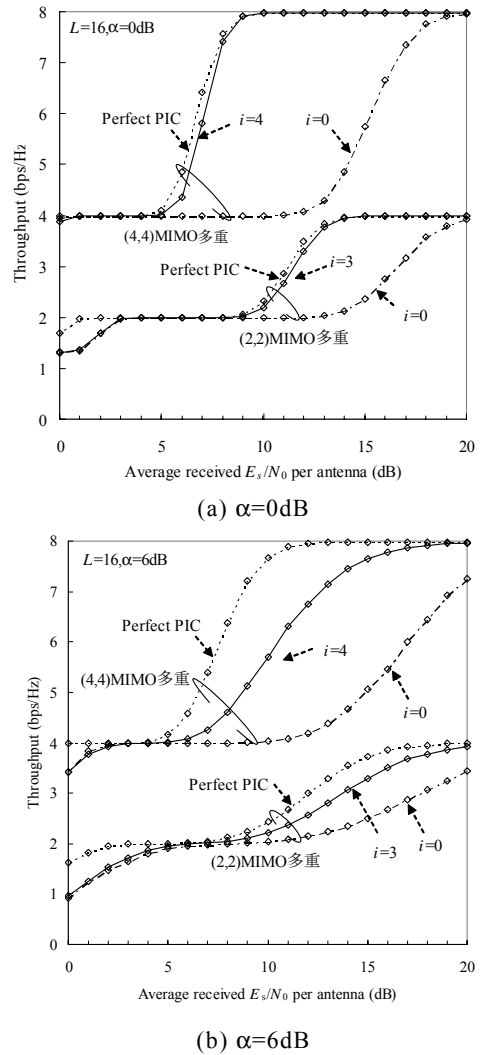
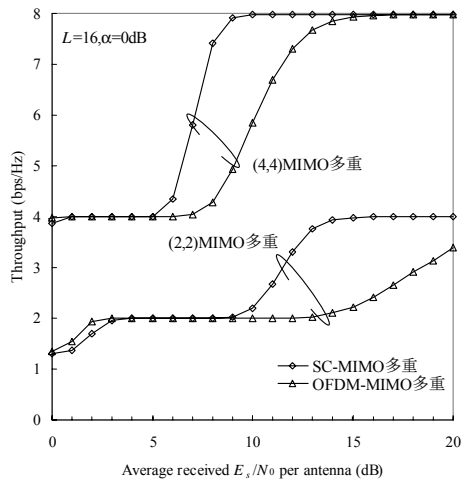


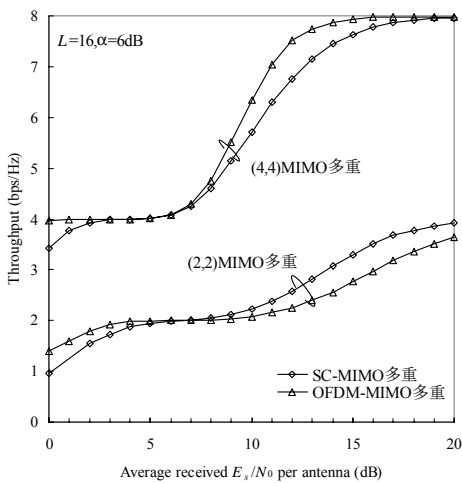
図 6 チャンネルの周波数選択性の影響

5.4. SC-MIMO 多重と OFDM-MIMO 多重の比較

図 7 は SC-MIMO 多重と OFDM-MIMO 多重のスループット特性である。SC-MIMO 多重の方が OFDM-MIMO 多重よりスループット特性が優れている。一方、 $\alpha=6\text{dB}$ では、 $(N,M)=(2,2)$ のとき SC-MIMO 多重は OFDM-MIMO 多重より優れたスループットを得ることができるが、 $(N,M)=(4,4)$ のとき OFDM-MIMO 多重の方がスループットが優れている。理由は以下のように説明できる。SC-MIMO 多重では $\alpha=6\text{dB}$ のとき十分な周波数ダイバーシチ効果を得ることができないため、他アンテナからの送信信号が与える干渉が残留してしまう。 $N=4$ では、 $N=2$ に比べてより大きな残留干渉が含まれているため、その影響を強く受けて、OFDM-MIMO 多重より劣化してしまう。



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



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

図 7 SC-MIMO 多重と OFDM-MIMO 多重のスループット比較

6. むすび

本論文では、周波数選択性フェージングチャネル環境下での周波数領域繰り返しPICを用いるSC-MIMO多重におけるRCPT HARQのスループット特性を計算機シミュレーションにより明らかにし、OFDM-MIMO多重とスループットを比較した。本論文で得られた結果をまとめると以下のようになる。

- 周波数領域繰り返しPIC
繰り返し回数は3回で十分であり、繰り返しを行わない場合の最大約1.9倍及び2倍のスループット向上が得られる。
- チャンネルの指数減衰指数の影響
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ンネルであるほど優れたスループットが得られる。
- OFDM-MIMO多重とのスループット比較
周波数選択性の強いチャンネルであれば、周波数領域繰り返しPICを用いるSC-MIMO多重はOFDM-MIMO多重よりも高いスループットが得られている。

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 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," 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-Spring, 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] D. Falconer, et al., "Frequency domain equalization for single-carrier broadband wireless systems," IEEE Commun. Mag., vol.40, pp.58-66, April 2002.
- [9] 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.
- [10] D. N. Rowitch and L. B. Milstein, "Rate compatible punctured turbo (RCPT) codes in hybrid FEC/ARQ system," Proc. Comm. Theory Mini-conference of GLOBECOM'97, pp. 55-59, Nov. 1997.
- [11] T. Ji and W. E. Stark, "Turbo-coded ARQ schemes for DS-CDMA data networks over fading and shadowing channels: throughput, delay and energy efficiency," IEEE Journal on Selected Areas in Communication, Vol. 18, pp. 1355-1364, Aug. 2000.
- [12] D. Garg, and F. Adachi, "Rate compatible punctured turbo-coded hybrid ARQ for OFDM in a frequency selective fading channel," Proc. IEEE VTC2003-Spring, pp.2725-2729, Jeju, Korea, 22-25 April, 2003.
- [13] D. Garg and F. Adachi, "Throughput of RCPT hybrid ARQ for DS-CDMA with diversity reception and rake combining," Proc. IEEE VTC2003-Spring, pp.2730-2734, Jeju, Korea, 22-25 April, 2003.
- [14] D. Garg, R. Kimura, and F. Adachi, "RCPT hybrid ARQ with limited number of retransmissions in DS-CDMA mobile radio," Electronics Letters, vol. 39, No.2, pp. 241-242, Jan. 2003.
- [15] 中島昭範, ガーグ・ディープシカ, 安達文幸, "MIMO-OFDMにおけるHybrid ARQのスループット特性," 信学技報, RCS2004-83, pp.43-48, 2004年6月.
- [16] 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, 2004年1月.
- [17] A. Stefanov and T. M. Duman, "Turbo coded modulation for wireless communications with antenna diversity," IEEE Journal on Sel. Areas in Comm., vol. 19, pp. 958-968, May 2001.
- [18] O. F. Acikel and W. E. Ryan, "Punctured turbo codes for BPSK/QPSK channels", IEEE Trans. Commun., vol. 47, No.9, pp.1315-1323, Sept.1999.