

周波数領域繰り返し干渉キャンセルに2次元MMSE周波数領域等化を用いるマルチコードDS-CDMA MIMO多重のスループット特性

中島 昭範[†], 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 6-6-05

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

あらまし 高速パケット伝送の実現には、限られた帯域幅でのより高いスループットを得ることができるマルチ送受信アンテナ(MIMO)多重とハイブリッド(HARQ)の併用が有効である。本論文では、マルチコード DS-CDMA MIMO 多重伝送を対象として2次元(2D)MMSE周波数領域等化(FDE)を用いる周波数領域繰り返し干渉キャンセル(IC)を提案している。干渉キャンセル方法としては並列型(PIC)と逐次型(SIC)が良く知られている。マルチコード DS-CDMA MIMO 多重伝送において、2D MMSE-FDEを用いる周波数領域繰り返しPIC及びSIC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、2D MMSE-FDEを用いる周波数領域繰り返しPIC及びSICのHARQスループット特性を計算機シミュレーションにより求め、スループット特性と演算量の観点からPICとSICの関係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, 2D MMSE-FDE, 周波数領域繰り返し干渉キャンセル, Hybrid ARQ, 移動通信

Throughput performance of iterative interference cancellation with 2D MMSE-FDE for multicode DS-CDMA MIMO multiplexing

Akinori NAKAJIMA[†] and Fumiyuki ADACHI[‡]

Dept. of Electrical and Communication Engineering, Graduate School of Engineering, Tohoku University
6-6-05 Aza-Aoba, Aramaki, Aoba-ku, Sendai, 980-8579 Japan

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

Abstract Joint use of multiple-input multiple-output (MIMO) multiplexing and hybrid ARQ (HARQ) is an effective method to improve the throughput performance in a limited bandwidth. In this paper, we propose a frequency-domain iterative interference cancellation (IC) with two dimensional (2D) MMSE-FDE for multicode DS-CDMA MIMO multiplexing. As for interference cancellation schemes, parallel IC (PIC) and successive IC (SIC) are considered. In this paper, the HARQ throughput performance using multicode DS-CDMA MIMO multiplexing with 2D MMSE-FDE and IC is evaluated by computer simulation. PIC and SIC are compared in terms of throughput performance and complexity.

Keyword Multicode DS-CDMA MIMO multiplexing, 2D MMSE-FDE, frequency-domain iterative IC, Hybrid ARQ, 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]。そのため、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Rate compatible turbo coded(RCPT)ハイブリッド自動再送(HARQ: Hybrid automatic repeat request) [2,3]が知られている。しかし、利用できる無線帯域幅が限られているため、より高いスループットの得られる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[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。信号を分離する代表的な方法として、最尤判定(MLD)[5]、最小平均二乗誤差

(MMSE)[5] や Vertical-bell laboratories layered space-time architecture (V-BLAST)[6]などが知られている。超高速で高信頼なパケット伝送の実現には、RCPT-HARQとMIMO多重の併用が有効である。

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]。しかし、最近では、周波数領域等化(FDE: Frequency-domain Equalization)[7]を用いるSC伝送が注目されている。筆者らはFDEを用いるDS-CDMAはマルチキャリア符号分割多元接続(MC-CDMA)[8]と同等の特性を得ることができることを報告した[9]。ところで、多様なデータサービスを提供するためには、マルチレート伝送技術が必要不可欠である。それを実現する技術として知られているものにマルチコード伝送技術[10]がある。

これまで筆者らは、拡散しないSC-MIMO多重伝送を対象として、2D MMSE-FDEと干渉キャンセル(IC)を繰り返し

用いて高精度な信号分離を実現する周波数領域繰り返し IC を提案した[11-14]. 干渉キャンセル法には、並列型 (PIC)と逐次型(SIC)が知られており、SC-MIMO 多重伝送において SIC 及び PIC の HARQ スループット特性を計算機シミュレーションによって求め、両者の比較を行った[14]. 本論文では、マルチコード DS-CDMA MIMO 多重伝送を対象として 2D MMSE-FDE を用いる周波数領域繰り返し IC を提案し、SIC 及び PIC の HARQ スループット特性を計算機シミュレーションによって求め、スループット特性及び演算量の観点から両者の関係を明らかにしている.

本論文の構成は以下のようになっている. 第 2 章では、周波数領域繰り返し IC とマルチコード DS-CDMA MIMO 多重伝送系について述べている. 第 3 章では、RCPT-HARQ について述べている. 第 4 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ネルにおける RCPT-HARQ のスループット特性を求め、PIC と SIC の関係を考察している. 第 5 章はむすびである.

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

2.1. 周波数領域繰り返し IC

MIMO 多重では、送信アンテナ本数分の異なる並列信号系列を、それぞれ異なる送信アンテナから同一の搬送波周波数で同時並列送信している. 各受信アンテナでは、送信アンテナ本数分の送信信号が重畳されて受信される. そのため、受信機では、多重された信号を分離する必要がある. 図 1 は周波数領域繰り返し IC の動作を示したものである. PIC では、初回は 2D MMSE-FDE を適用し、全ての送信信号を並列検出している. 一方、SIC では信頼性の高い順から 2D MMSE-FDE と SIC を用いて送信信号を逐次的に検出している. しかし、PIC 及び SIC のどちらにおいても、初回の信号検出だけでは、アンテナ間干渉が十分に抑圧されないために信号分離精度が悪い. そのため、IC と 2D MMSE-FDE を繰り返し行って信号分離精度を向上させている[13,14].

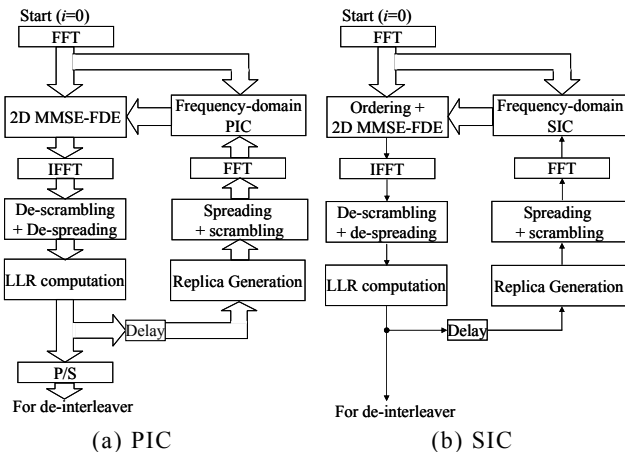


図 1 2D MMSE-FDE を用いる周波数領域繰り返し IC の動作

2.2. 送信信号と受信信号

図 2 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 $C \cdot N_c / SF$ シンボルである. 送信機では、まず CRC 符号化した 2 値情報ビット系列を RCPT 符号化し、パンク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む. その後、ブロックインタリーバによってビット系列の順序を交錯し、その 2 値送信ビット系列をデータシンボル系列 $\{d(n'); n'=0 \sim (N_t \cdot C \cdot N_c / SF - 1)\}$ に変換する(なお、本論文では QPSK 変調を用いている). 次に、直並列変換に(S/P: Serial-to-Parallel)によって、送信アンテナ本数と同数(すなわち N_t 個)の並列シンボル系列に変換する. 各シンボル系列において、データシンボル系列を長さが N_c / SF シンボルの C 個の並列系列 $\{d_{n,c}(n); c=0 \sim (C-1), n=0 \sim (N_c / SF - 1)\}$ に直並列変換して、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(scrambling)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 $s_{n_i}(t')$ は次式のように表わせる.

$$s_{n_i}(t') = \left[\sum_{c=0}^{C-1} d_{n,c}(t'/SF) c_c(t' \bmod SF) \right] c_{n_i,scr}(t') \quad (1)$$

ここで、 $c_c(t')$ ($t'=0 \sim (N_c-1), c=0 \sim (C-1)$) は第 c 番目の直交拡散符号であり、 $c_{n_i,scr}(t')$ は第 n_i 番アンテナのスクランブル符号である.

このようにして生成された各送信系列 $s_{n_i}(t')$ 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のガードインターバル(GI)に挿入してチップフレームを生成する. 図 3 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. 時刻 t における第 n_t 番アンテナで送信されるチップ系列 $\{\tilde{s}_{n_t}(t), t=-N_g \sim (N_c-1)\}$ の等価低域表現は次式で表される.

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

ここで、 E_c は 1 アンテナ当たりのチップエネルギー、 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シンボル信号は、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 個の直交周波数成分に分解する. 第 k 周波数における第 n_r アンテナで受信される受信信号 $R_{n_r}(k)$ は次式で表すことができる.

$$R_{n_r}(k) = \sqrt{2E_c/T_c} \sum_{n_t=0}^{N_t-1} H_{n_r,n_t}(k) S_{n_t}(k) + \Pi_{n_r}(k) \quad (3)$$

ここで、 $H_{n_r,n_t}(k)$ は第 k 周波数における第 n_t 送信アンテナと第 n_r 受信アンテナ間の複素チャネル利得であり、 $S_{n_t}(k)$ 及

び $\Pi_{n_r}(k)$ はそれぞれ第 k 周波数における第 n_r 送信アンテナの送信信号及び第 n_r 受信アンテナにおける雑音であり、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、 T_c はチップ長、 N_0 は AWGN の片側電力スペクトル密度である。

次に、周波数領域繰り返し IC を行って、他アンテナ干渉を低減することで、高精度に信号分離を行う。周波数領域繰り返し IC では、初回の信号検出だけでは、十分に他アンテナ干渉を抑圧できない。そのため、IC と 2D MMSE-FDE を複数回繰り返している。その後、デ・インタリーブを行って RCPT 復号器に入力する。RCPT 復号器では、デ・パンクチャとバッファリング、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。

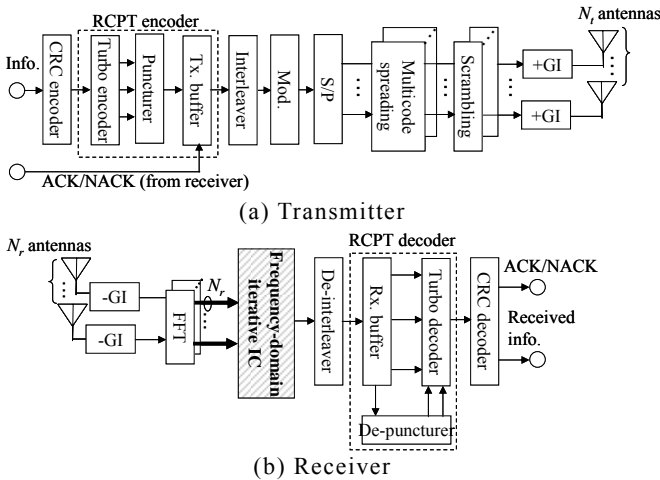


図 2 マルチコード DS-SS-CDMA (N_t, N_r) MIMO 多重伝送系

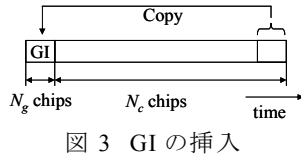


図 3 GI の挿入

2.2.1. PIC

繰り返し i 回目の 2D MMSE-FDE 操作によって得られる N_t 行 1 列の第 k 周波数成分ベクトル $\hat{\mathbf{R}}^{(i)}(k)=[\hat{R}_0^{(i)}(k), \dots, \hat{R}_{N_t-1}^{(i)}(k)]^T$ は次式で表される

$$\hat{\mathbf{R}}^{(i)}(k) = \mathbf{W}^{(i)}(k) \hat{\mathbf{R}}^{(i)T}(k) \quad (4)$$

ここで、 $(\cdot)^T$ は転置操作である。また、 $\hat{\mathbf{R}}^{(i)}(k)=[\hat{R}_0^{(i)}(k), \dots, \hat{R}_{N_t-1}^{(i)}(k)]$ は繰り返し i 回目における 1 行 N_t 列の PIC 出力ベクトルであり、 $\hat{\mathbf{R}}_n^{(i)}(k)=[\hat{R}_{n,0}^{(i)}(k), \dots, \hat{R}_{n,N_t-1}^{(i)}(k)]$ は第 n 番送信信号の受信信号成分ベクトルである。ただし、初回(繰り返し 0 回目)では、 $\hat{\mathbf{R}}^{(0)}(k)=[R_0(k), \dots, R_{N_t-1}(k)]$ である。また、 $\mathbf{W}^{(i)}(k)$ は繰り返し i 回目における MMSE 等化重み行列であり、次式のように表される。

$$\mathbf{W}^{(i)}(k) = \begin{cases} \begin{bmatrix} \mathbf{W}_0^{(0)}(k) \\ \vdots \\ \mathbf{W}_{N_t-1}^{(0)}(k) \end{bmatrix} & \text{if } i=0 \\ \begin{bmatrix} \mathbf{W}_0^{(i)}(k) & \mathbf{0} \\ \vdots & \vdots \\ \mathbf{0} & \mathbf{W}_{N_t}^{(i)}(k) \end{bmatrix} & \text{otherwise} \end{cases}, \quad (5)$$

ここで、初回の MMSE 等化重み行列は N_t 行 N_r 列であり、繰り返し 1 回目以降は N_t 行 $N_t N_r$ 列である。

$\mathbf{W}_n^{(i)}(k)=[W_{0,n_t}^{(i)}(k), \dots, W_{N_t-1,n_t}^{(i)}(k)]$ は第 n_t 送信アンテナの 1 行 N_r 列 MMSE 等化重みベクトルであり、次式で表される。

$$\mathbf{W}_n^{(i)}(k) = \mathbf{H}_{n_t}^H(k) [\mathbf{H}(k) \mathbf{G}_{n_t}^{(i)} \mathbf{H}^H(k) + (C \cdot E_c / N_0)^{-1} \mathbf{I}_{N_t}]^{-1}, \quad (6)$$

ここで、 \mathbf{I}_{N_t} は N_r 行 N_r 列の単位行列であり、 $(\cdot)^H$ はエルミート転置操作である。 $\mathbf{H}_{n_t}(k)$ は第 n_t 番アンテナと全受信アンテナ間の N_r 行 1 列チャンネル利得ベクトルであり、第 N_r 行 N_t 列のチャンネル利得行列 $\mathbf{H}(k)$ の第 n_t 番目の行ベクトルに相当する。第 n_t 番目の送信信号のための $\mathbf{G}_{n_t}^{(i)} = \text{diag}[g_{n_t,0}^{(i)}, \dots, g_{n_t,N_t-1}^{(i)}]$ は N_t 行 N_t 列の干渉係数行列である。 $g_{n_t,n_t'}^{(i)}$ は、第 n_t' 番送信アンテナからの干渉を考慮した係数であり、次式で与えられる。

$$g_{n_t,n_t'}^{(i)} = \begin{cases} 1 & \text{if } n_t' = n_t \\ 1 & , i=0 \\ 1 - \frac{SF}{C \cdot N_c} \sum_{n=0}^{(C \cdot N_c / SF) - 1} |\hat{d}_{n_t'}^{(i-1)}(n)|^2 & , i \geq 1 \end{cases} \text{ otherwise}, \quad (7)$$

ここで、 $\hat{d}_{n_t'}^{(i-1)}(n)$ は繰り返し $(i-1)$ 回目において検出された第 n_t' 番送信シンボルレプリカであり、レプリカから送信信号の期待値を求めて干渉考慮係数を算出している。なお、繰り返し $i=0$ 回目の干渉係数行列 $\{\mathbf{G}_{n_t}^{(0)}; n_t=0 \sim N_t-1\}$ は \mathbf{I}_{N_t} に相当する。

繰り返し i 回目の 2D MMSE-FDE を行って得られた N_c 個の周波数成分 $\{\hat{R}_n^{(i)}(k); k=0 \sim N_c-1\}$ に N_c ポイント IFFT を適用して、時間領域受信信号 $\{\hat{s}_n^{(i)}(t); t=0 \sim N_c-1\}$ を得る。次にデ・スクランプリングとマルチコード逆拡散を行って N_t 個の受信シンボル系列 $\{\hat{d}_{n_t}^{(i)}(n); n=0 \sim (N_c/SF-1)\}$ を得る。そして、それらの受信シンボル系列を用いて対数尤度比 (LLR) $\lambda_{n_t,b}^{(i)}(t)$ を求める[15]。ここで、 $\lambda_{n_t,b}^{(i)}(t)$ は第 n_t 送信アンテナから送信されたブロックにおける第 t シンボルの第 b ビットの LLR である。各シンボルを構成する全てのビットの LLR を算出し、それらを用いて N_t 個の軟判定送信シンボルレプリカ系列 $\{\hat{d}_{n_t}^{(i)}(n); n=0 \sim (N_c/SF-1)\}$ を生成する。次に、 $\{\hat{d}_{n_t}^{(i)}(n); n=0 \sim (N_c/SF-1)\}$ に対してスクランプリングとマルチコード拡散して、送信チップブロックレプリカを生成する。周波数領域レプリカを生成するために FFT を適用して再び周

波数領域信号 $\{\hat{S}_{n_r}^{(i)}(k); k=0\sim N_c-1\}$ を得る. その後, PIC において, それらを用いてアンテナ間の干渉を次式のように同時に干渉キャンセルする. 第 n_r アンテナで受信された第 n_t アンテナ送信信号成分を抽出するための PIC 操作は次式で表される.

$$\hat{R}_{n_r, n_t}^{(i)}(k) = R_{n_r}(k) - \sqrt{2E_c/T_c} \sum_{\substack{n'_t=0 \\ \neq n_t}}^{N_t-1} H_{n_r, n'_t}(k) \hat{S}_{n'_t}^{(i)}(k) \quad (8)$$

そして, PIC 出力を用いて, 再度 2D MMSE-FDE を行う. 以上の操作を複数回行っている.

2.2.2. SIC

本論文では, 等価チャネル利得の高い信号から順に逐次的に信号を検出するものとしている. ここで, 一般性を損なうことなく説明を簡単にするために, 送信アンテナ番号が小さくなるに従い, 等価チャネル利得が高くなるものとする. すなわち, 第 0 送信アンテナからの送信信号検出から始まり, 最後に第 N_t-1 送信アンテナからの送信信号検出した時点で, 繰り返し回数 i がインクリメントされるものとしている.

各送信信号の等価チャネル利得は, 各々送信信号に対応する 2D MMSE-FDE 重みベクトルから求められる. そして, 最も等価チャネル利得の高い信号を対象として 2D MMSE-FDE を行い, 信号検出する. 繰り返し i 回目において 2D MMSE-FDE 操作によって得られる第 n_t 番目の送信信号の第 k 周波数成分 $\tilde{R}_{n_t}^{(i)}(k)$ は次式で表される

$$\tilde{R}_{n_t}^{(i)}(k) = \mathbf{W}_{n_t}^{(i)}(k) \hat{\mathbf{R}}_{n_t}^{(i)T}(k) \quad (9)$$

ここで, $\hat{\mathbf{R}}_{n_t}^{(i)}(k) = [\hat{R}_{n_t, 0}^{(i)}(k), \dots, \hat{R}_{n_t, N_c-1}^{(i)}(k)]$ は繰り返し i 回目における第 n_t 送信アンテナの送信信号の受信信号成分ベクトル(SIC 出力ベクトル)である. なお, 初回(繰り返し $i=0$ 回目)における最初の信号検出(ここでは, 第 0 送信アンテナの送信信号の信号検出)では, 受信信号ベクトル $\hat{\mathbf{R}}_0^{(0)}(k) = [R_0(k), \dots, R_{N_c-1}(k)]$ が用いられる. また, MMSE 等化重みベクトル $\mathbf{W}_{n_t}^{(i)}(k)$ を求めるために用いられる干渉係数 $g_{n_r, n'_t}^{(i)}$ は, 次式で与えられる.

$$g_{n_r, n'_t}^{(i)} = \begin{cases} \left. \begin{array}{l} 1 & \text{if } n'_t \geq n_t \\ 1 - \frac{SF}{C \cdot N_c} \sum_{n=0}^{(C \cdot N_c / SF) - 1} |\hat{d}_{n'_t}^{(i)}(n)|^2 & \text{otherwise} \end{array} \right\} i=0 \\ \left. \begin{array}{l} 1 & \text{if } n'_t = n_t \\ 1 - \frac{SF}{C \cdot N_c} \sum_{n=0}^{(C \cdot N_c / SF) - 1} |\hat{d}_{n'_t}^{(i-1)}(n)|^2 & \text{if } n'_t > n_t \\ 1 - \frac{SF}{C \cdot N_c} \sum_{n=0}^{(C \cdot N_c / SF) - 1} |\hat{d}_{n'_t}^{(i)}(n)|^2 & \text{otherwise} \end{array} \right\} i \geq 1 \end{cases} \quad (10)$$

第 n_t 送信アンテナの送信信号を検出対象としているので, 自身の信号に対する干渉係数は 1 に設定される. 繰り返し $i=0$ 回目では, 検出済みである送信信号(第 $0 \sim n_t-1$ 番目の送信信号)に対しては, レプリカを用いて干渉係数を算出し

ている. 未検出である送信信号(ここでは, 第 $n_t+1 \sim N_t-1$ 送信アンテナの送信信号)に対しては干渉係数を 1 に設定している. 一方, 繰り返し i 回目 ($i>0$) では, 未検出である送信信号の干渉係数は繰り返し ($i-1$) 回目における干渉係数を用い, 繰り返し i 回目に検出済みの信号に対しては, そのときのレプリカを用いて干渉係数を算出して用いている.

第 n_t 番送信信号に対する 2D MMSE-FDE を行った後, PIC と同様に, IFFT を適用し時間領域受信信号を得る. デ・スクランプリングとマルチコード逆拡散後, 第 n_t 番送信ビット系列の LLR を計算し, それらを用いて軟判定を行う. 次の信号検出のために, マルチコード拡散及びスクランプリングを行って, 第 n_t 番送信チップブロックレプリカを生成する. そして, FFT を適用して周波数領域における第 n_t 番送信信号を得た後, SIC を行う. SIC では, 次に検出する送信信号(ここでは, 第 n_t+1 送信アンテナの送信信号)成分を抽出する. 第 n_r アンテナで受信した第 n_t+1 アンテナ送信信号成分を抽出するための SIC 操作は次式で表される.

$$\hat{R}_{n_r, n_t}^{(i)}(k) = R_{n_r}(k) - \sqrt{2E_c/T_c} \left\{ \begin{array}{l} \sum_{n'_t=0}^{n_t} H_{n_r, n'_t}(k) S_{n'_t}^{(i)}(k) \\ + \sum_{n'_t=n_t+2}^{N_t-1} H_{n_r, n'_t}(k) S_{n'_t}^{(i-1)}(k) \end{array} \right\} \quad (11)$$

ここで, 上式 $\{\cdot\}$ 内の第 2 項は繰り返し i 回目で検出した信号のレプリカ, 第 3 項は繰り返し i 回目で未検出の送信信号のレプリカであり, 繰り返し ($i-1$) 回目の検出結果から生成している. なお, 繰り返し 0 回目の場合, 第 3 項目は存在しない.

全ての送信信号を検出した時点で繰り返し 1 回としてみなし, 2D MMSE-FDE と SIC の操作を複数回繰り返す,

3. RCPT type II HARQ S-Px

本論文では, 符号化率 $R=1/3$ のターボ符号器を RCPT type II HARQ [3] に用いている. 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, type II S-Px 送信法を用いている. S-Px は, 2 つのパリティビット系列をパンクチャ周期 $P=x$ でパンクチャを行って, 系列長が $2K/x$ のパリティビット系列を x 個生成し, これらを再送パケットとして用いている. 本論文では, S-P2 及び 4 を用いている[3]. 以下に, 簡単のため RCPT type II HARQ S-P2 における再送と受信信号処理について簡単に説明する.

最初はシステムチックビット系列で構成されたパケットを送信する. 受信側では, 受信したパケットに対して誤り検出を行う. 誤りが検出されない場合には, ACK コマンドを送信する. 一方, 誤りがある場合, 受信機は NACK コマンドを送信する. 送信機は, NACK コマンドを受信した後, 再送を行う. このときに送信されるパケットは, 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一方で構成される. パンクチャリングパターンを以下に示す.

$$\begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

受信機では, 再送されたパケットを受信し, パリティビット

系列に対してデ・パンクチャリングを行う。また、送られていないパリティビットの軟判定値を 0 とする。デ・パンクチャリングによって得られた 2 つパリティビット系列と初めに受信したシステムチックビット系列を用いて復号を行う。このとき符号化率は 1/2 に相当する。それでもなお、誤りが検出される場合、他方のパリティビット系列で構成されるパケットを送信する。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。このときの符号化率は 1/3 に相当する。

4. 計算機シミュレーション

4.1. 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、(13,15)再帰的システムチック畳み込み(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。また、 64×32 -ビットブロックインターリーブをチャンネルインターリーブとして用いている。 $N_t \times N_r$ 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。

表 1 シミュレーション諸元

Data Modulation		QPSK
Number of Tx, Rx antennas		$N_t=N_r=4$
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

4.2. 繰り返しの効果

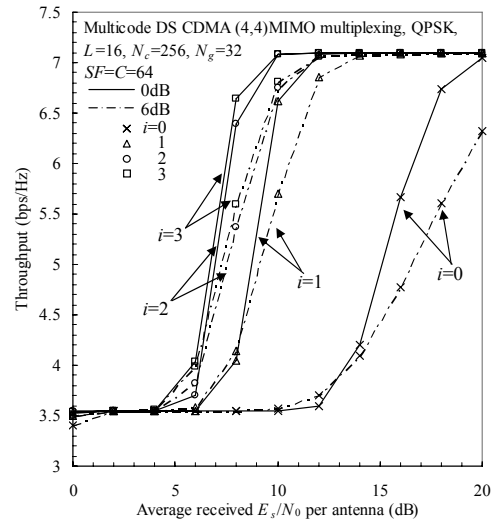
図 4 はマルチコード DS-CDMA (4,4)MIMO 多重における HARQ typeII S-P2 のスループット特性を 1 受信アンテナあたりの平均受信 E_s/N_0 の関数としてプロットしたものである。 $SF=C=64$ であり、等価拡散率 $SF_{eq}(=SF/C)$ は $SF_{eq}=1$ である(すなわち、拡散率を SF_{eq} とするシングルコード伝送時と同じ伝送速度を達成している)。図 4 から分かるように、SIC 及び PIC 共に、繰り返しを行うにつれてスループット特性が改善しているが、繰り返しを多くするにつれて改善効果の増分は小さくなる。PIC では、 $\alpha=0$ dB 及び 6dB のとき、共に $i=2$ 回で十分である。一方、 $\alpha=0$ dB 及び 6dB 共に $i=1$ 回の繰り返しで十分であることが分かる。 $\alpha=0$ dB 及び 6dB のとき、スループット 6bps/Hz を得るための PIC($i=2$)の所要 E_s/N_0 は、繰り返しを行わない($i=0$)場合よりそれぞれ 9dB 及び 10dB も低減することができる。一方、SIC では、繰り返し 2 回($i=2$)行ったときの所要 E_s/N_0 は、 $i=0$ よりそれぞれ 6dB 及び 3dB も小さくすることができる。以降のシミュレーションでは、PIC 及び SIC の繰り返し回数をそれぞれ $i=2$ 及び 1 回とする。

4.3. HARQ typeII S-P2,4 のスループット特性

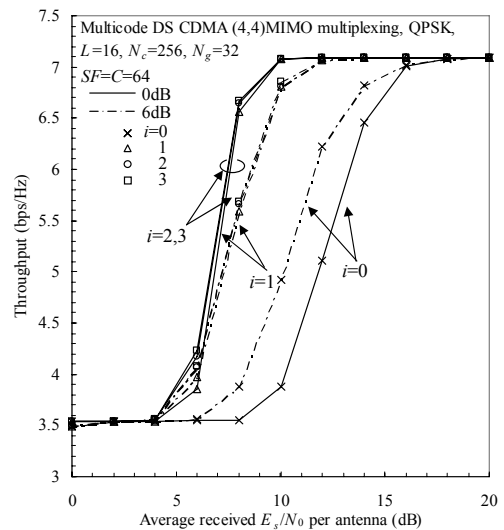
図 5 は拡散率をパラメータとした HARQ typeII S-P2 及び 4 のスループット特性である。等価拡散率 $SF_{eq}=1$ としている。まず、PIC 及び SIC における拡散率の影響について考察する。図 5 から分かるように、 $\alpha=0$ dB のとき、PIC 及び SIC 共に、 $SF=1,8$ 及び 64 の場合のスループット特性はほとんど同じであるが、周波数選択性の比較的弱い環境下 $\alpha=6$ dB のときは、拡散率の大きい方がスループット特性が優れている。PIC における HARQ typeII S-P2 のスループット 6bps/Hz を

得るための所要 E_s/N_0 は、 $SF=8$ 及び 64 のとき、それぞれ $SF=1$ より 1.2dB 及び 3dB も小さく、SIC では $SF=8$ 及び 64 のとき、それぞれ $SF=1$ より 0.2dB 及び 1dB 程度小さい。これは、チャンネルの周波数選択性が弱い環境の場合、周波数ダイバーシチ効果が得られず、IC でのレプリカの生成精度が低くなるために、大きな残留干渉が存在してしまう。しかし、拡散率が比較的大きければ、逆拡散操作によって IC 後の残留干渉を大きく低減できるからである。HARQ typeII S-P4 のスループット特性も S-P2 と同じ傾向である。

次に、PIC($i=2$)と SIC($i=1$)のスループット特性について比較を行う。 $\alpha=0$ dB の場合、S-P2 及び S-P4 共に、SIC は PIC よりもわずかに優れている。一方、 $\alpha=6$ dB の場合、 $SF=1$ のとき、SIC の方が PIC よりもスループットが優れているが、拡散率が大きくするに従って両者の特性差が小さくなる。拡散率が $SF=64$ のとき、PIC と SIC のスループット特性はほとんど同じになる。SIC における S-P2 のスループット 6bps/Hz を得るための所要 E_s/N_0 は、 $SF=1,8$ 及び 64 のとき、PIC よりもそれぞれ約 2dB, 1dB 及び 0.3dB 小さい。一方、S-P4 では、SIC の所要 E_s/N_0 は、 $SF=1,8$ 及び 64 のとき、PIC よりも約 2.5dB, 1.6dB 及び 0.4dB 小さいことが分かる。



(a) PIC



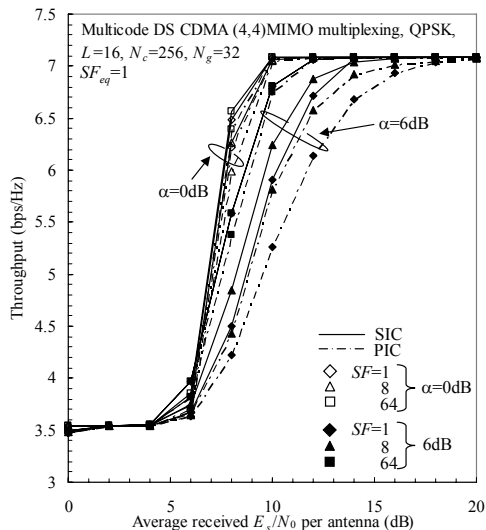
(b) SIC

図 4 HARQ スループット特性における繰り返し効果。 $SF_{eq}=1$ ($SF=C=64$)。

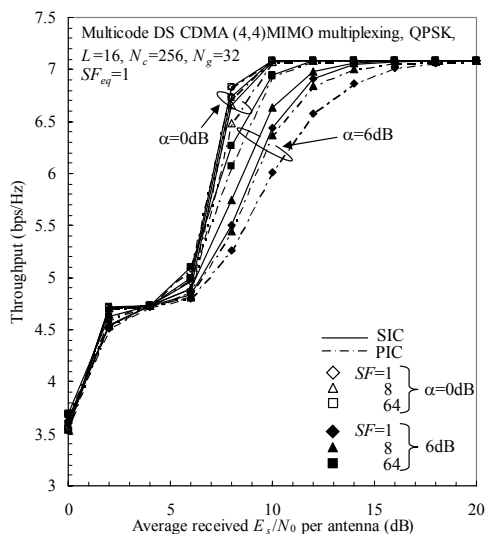
4.3.1. 演算量比較

信号分離に必要なとする演算量の大部分は2D MMSE 重みの計算(N_r 行 N_r 列逆行列演算)及びFFT(IFFT)である。

本論文では、PICとSICの演算量を乗算回数の面より比較する。なお、逆行列演算処理及びFFT(IFFT)処理1回当たりの乗算回数は、それぞれ N_r^3 回及び $N_c \log_2 N_c$ 回である。SICにおける、繰り返し1回当たりの逆行列演算における乗算回数は $N_c(N_r + i \cdot N_r)$ 回、FFT(IFFT)処理の乗算回数は $2N_r(i+1) - 1$ 回である。一方、PICでは、それぞれ $N_c(1+i \cdot N_r)$ 回及び $N_r(1+2i)$ 回である。SICは1回、PICでは2回の繰り返しで十分であるので、SIC($i=1$)の演算量はPIC($i=2$)の約2.6倍である。以上より、PIC($i=2$)はSIC($i=1$)より低演算量でありながら、 $SF=64$ 程度であれば周波数選択性に依らずSICと同等の良好な特性を得ることができる。しかし、拡散率を大きくするに従い、送信信号のダイナミックレンジが大きくなってしまいう問題がある。拡散率が $SF=64$ よりも小さい場合は、演算量を犠牲して、SICを用いれば良好なスループット特性を得ることができる。



(a) S-P2



(b) S-P4

図5 PIC及びSICのHARQ typeIIスループット特性

5. むすび

本論文では、マルチコード DS-CDMA MIMO 多重伝送を対象として、2次元(2D) MMSE-FDEを用いる周波数領域繰り返しICを提案した。そして、周波数選択性レイリーフェージングチャネルにおけるPIC及びSICのRCPT type II 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求め、等価拡散率1におけるスループット特性及び演算量の観点から両者を比較した。拡散率が十分大きいとき、PICを用いれば、SICより低演算量でありながら、SICと同等の良好なスループット特性が得られることを示した。しかし、拡散率が大きい場合、送信信号のダイナミックレンジが大きくなる問題がある。拡散率が比較的小さい場合でも、演算量を犠牲して、SICを用いれば良好なスループット特性を得ることができることを示した。

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] 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.
- [3] 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, April 2003.
- [4] 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.
- [5] John G. Proakis, *Digital Communications*, 4th edition, McGraw-Hill, 2001.
- [6] P. W. Wolniansky, et al., "V-BLAST: an architecture for realizing very high data rates over the rich-scattering wireless channel," Proc. ISSSE, pp.295-300, Sept. 1998.
- [7] 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.
- [8] M. Helard, R. Le Gouable, J-F. Helard and J-Y. Baudais, "Multicarrier CDMA techniques for future wideband wireless networks," Ann. Telecommun., vol.56, pp.260-274, 2001.
- [9] F. Adachi, D. Garg, S. Takaoka, and K. Takeda, "Broadband CDMA techniques," Special Issue on Modulation, Coding and Signal Processing, IEEE Wireless Commun. Mag., Vol. 12, No. 2, pp. 8-18, April 2005.
- [10] F. Adachi, K. Ohno, A. Higashi, and Y. Okumura, "Coherent multicode DS-CDMA mobile radio access," IEICE Trans. Commun., vol.E79-B, no.9, pp.1316-1325, Sept. 1996.
- [11] 中島昭範, ガーグ・ディーブシカ, 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.
- [12] A. Nakajima, D. Garg, F. Adachi, "Throughput of turbo coded hybrid ARQ using single-carrier MIMO multiplexing," Proc. IEEE VTC2005-Spring, Stockholm, Sweden, April 2005.
- [13] 中島昭範, 安達文幸, "周波数領域繰り返しPICに2D MMSE重みを用いるSC-MIMO多重のスループット特性," 信学技報, RCS2005-88, pp. 19-24, 2005年10月.
- [14] 中島昭範, 安達文幸, "周波数領域繰り返しSICと2次元MMSE周波数領域等化を用いるSC-MIMO多重のスループット特性," 信学技報, RCS2005-133, pp. 53-58, 2006年1月.
- [15] .A. Stefanov and T. M. Duman, "Turbo coded modulation for wireless communications with antenna diversity," J. Commun. Netw., vol. 2, no. 4, pp. 356-360, Dec. 2000.