

# コード間干渉と他アンテナ干渉を同時に低減する 繰り返し周波数領域干渉キャンセル

中島 昭範<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 6-6-05

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

**あらまし** 限られた帯域幅で高速パケット伝送を実現するには、マルチ送受信アンテナ(MIMO)多重とハイブリッド自動再送要求(HARQ)の併用が有効である。筆者らは最近、マルチコード DS-CDMA MIMO 多重伝送を対象として、繰り返し周波数領域干渉キャンセル(FDIC)を提案した。2次元最小平均2乗誤差規範に基づく周波数領域等化(2D MMSE-FDE)でコード間干渉(ICI)と他アンテナ干渉(IAI)を低減した上で、FDICによって残留IAIを抑圧する。この繰り返し処理によって信号分離精度を向上させている。しかし、FDICでは残留IAIのみを抑圧する構成となっており、残留ICIについてはそのままである。そのため、残留ICIが信号分離精度向上に制限を与えてしまう。そこで本論文では、残留ICI及び残留IAIを同時に低減する繰り返しFDI<sup>2</sup>Cを提案する。そして、計算機シミュレーションによってHARQスループット特性を求め、繰り返しFDICとの比較を行っている。

**キーワード** マルチコード DS-CDMA MIMO 多重, 繰り返し FDI<sup>2</sup>C, Hybrid ARQ, 移動通信

## Iterative Frequency-domain Interference Cancellation of Inter-code Interference and Inter-antenna Interference

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

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: <sup>†</sup>nakajima@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, <sup>‡</sup>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. Recently, we had proposed an iterative frequency-domain interference cancellation (FDIC) for multicode DS-CDMA MIMO multiplexing. In iterative FDIC, the accuracy of signal separation can be improved by the iterative joint use of two dimensional minimum mean square error frequency-domain equalization (2D MMSE-FDE), which can suppress both the inter-code interference (ICI) and the inter-antenna interference (IAI) simultaneously, and FDIC, which can reduce the residual IAI. However, the residual ICI still remains at the outputs of FDIC and can limit the improvement of the accuracy of signal separation. Therefore, in this paper, we propose an iterative FDI<sup>2</sup>C to suppress the residual IAI and ICI. We evaluate, by computer simulation, the HARQ throughput performance and compare iterative FDI<sup>2</sup>C with iterative FDIC.

**Keyword** Multicode DS-CDMA MIMO multiplexing, iterative FDI<sup>2</sup>C, 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、超高速無線伝送の実現が望まれている[1]。しかし、利用可能な周波数帯域幅には限りがあるため、周波数利用効率の高い高速パケット伝送を実現する技術が期待されている。有効な技術として、Rate compatible turbo coded(RCPT)ハイブリッド自動再送要求(HARQ)[2,3]とマルチ送受信アンテナ(MIMO)多重[4]が知られている。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、データ復調する。代表的な信号分離法として、最尤判定(MLD)[5]、最小平均2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。

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、マルチコード DS-CDMA 伝送では厳しい周波数選択性によって大きなコード間干渉(ICI)が生じ、コヒーレント Rake を用いる場合には、それによってビット誤り率(BER)特性が大幅に劣化してしまう[5]。しかし、最近では、最小平均2乗誤差規範に基づく周波数領域等化

(MMSE-FDE)を用いれば、優れた BER 特性が得られることが知られている[7,8]。

これまで筆者らは、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後の残留他アンテナ干渉(IAI)を周波数領域干渉キャンセル(FDIC)により抑圧し、これを繰り返す繰り返しFDICを提案した[9-11]。FDICでは、前回の繰り返し結果から生成されたIAIレプリカを用いてIAIを減算している。しかし、FDICでは、2D MMSE-FDE出力に残留するICIについてはそのままである。その結果、残留ICIが信号分離精度向上に制限を与えている。より精度の高い信号分離を実現するため、本論文では、残留IAIだけでなく残留ICIを同時に抑圧する繰り返し周波数領域干渉キャンセル(FDI<sup>2</sup>C)を提案している。繰り返しFDI<sup>2</sup>Cでは、前回の繰り返し結果を帰還して生成されたIAI及びICIレプリカを用いて干渉キャンセルする。2D MMSE-FDEとFDI<sup>2</sup>Cの繰り返し処理によって、繰り返しFDICよりも大きな周波数ダイバーシチ利得とアンテナダイバーシチ利得を得ながら、残留IAI及び残留ICIを低減することができる。

本論文の構成は以下のようになっている。第2章では、繰り返しFDI<sup>2</sup>C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、計算機シミュレーションによっ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

平均 BER 特性と RCPT-HARQ のスループット特性を求め、繰り返し FDIC のそれと比較している。第 4 章はむすびである。

## 2. 繰り返し FDI<sup>2</sup>C を用いるマルチコード DS-CDMA MIMO 多重伝送系

### 2.1. 伝送系

図 1 は繰り返し FDI<sup>2</sup>C を用いる受信機の構成である。本論文では、送信アンテナ  $N_t$  本、受信アンテナ  $N_r$  本を用いるものと仮定している。また、チップ時刻毎の離散表現を用いており、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。送信機では、RCPT 符号化された HARQ パケットの送信データシンボル系列を直並列変換によって、送信アンテナ本数と同数の並列シンボル系列  $\{d_{n_t}(n); n=0\sim(C \cdot N_c/SF-1)\}$  に変換する。ここで、 $C$  はコード多重数、 $SF$  は拡散率である。そして、各シンボル系列においてマルチコード拡散とスクランプリングを行う。得られた各マルチコードチップ系列を  $N_c$  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のガードインターバル(GI)に挿入する。そして、 $N_t$  個のチップブロックを異なるアンテナから同一搬送波周波数で送信する。

$N_t$  本のアンテナから送信されたチップブロックは、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  $n_r$  受信アンテナの受信信号  $R_{n_r}(k)$  は、次式で表すことができる。

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

ここで、 $E_c$  は 1 チップ当たりのエネルギー、 $T_c$  はチップ長であり、 $H_{n_r, n_t}(k)$  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る。また、 $S_{n_t}(k)$  及び  $\Pi_{n_r}(k)$  はそれぞれ第  $k$  周波数における第  $n_t$  送信アンテナの送信信号成分及び第  $n_r$  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、 $N_0$  は AWGN の片側電力スペクトル密度である。次に、 $\{R_{n_r}(k); k=0\sim N_c-1\}$  を用いて繰り返し FDI<sup>2</sup>C で信号分離した後、その分離・判定結果を RCPT 復号器に入力する。RCPT 復号器では、デ・インタリーブ、バッファリング、デ・パンクチャ及びターボ復号を行っている。ターボ復号後、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。

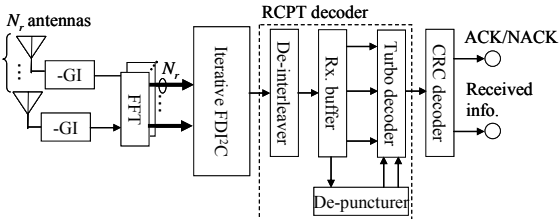


図 1 繰り返し FDI<sup>2</sup>C を用いる受信機

### 2.2. 繰り返し FDI<sup>2</sup>C

図 2 は繰り返し FDI<sup>2</sup>C における基本構成を示したものである。繰り返し FDI<sup>2</sup>C は、主に 2D MMSE-FDE, FDI<sup>2</sup>C, 対数尤度比(LLR)計算及び軟判定レプリカ生成で構成されている。FDI<sup>2</sup>C では、2D MMSE-FDE 後に残留する残留 IAI だけでなく残留 ICI も抑圧している。これまでの繰り返し FDIC では、他アンテナからの送信チップブロックレプリカより残留 IAI を生成し減算していたが、FDI<sup>2</sup>C では全てのアンテナからの送信チップブロックレプリカより残留 IAI 及び残留 ICI 干渉レプリカを生成して、減算する。2D MMSE-FDE と FDI<sup>2</sup>C の繰り返し処理によって IAI 及び ICI を抑圧しながら、アンテナダイバーシチ利得と周波数ダイバーシチ利得を同時に得ることができる。以降では、繰り返し  $i$  回目における繰り返し FDI<sup>2</sup>C について説明する。

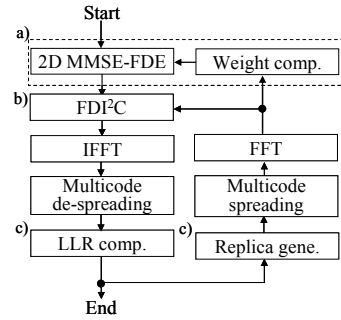


図 2 繰り返し FDI<sup>2</sup>C の基本構成

### 2.3. 2D MMSE 重みと FDI<sup>2</sup>C

#### a) 2D MMSE-FDE と FDE 重み

繰り返し  $i$  回目の 2D MMSE-FDE によって得られる第  $n_t$  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。

$$\tilde{R}_{n_t}^{(i)}(k) = \mathbf{w}_{n_t}^{(i)}(k) \mathbf{R}(k) \quad (2)$$

ここで、 $\mathbf{R}(k)=[R_0(k), \dots, R_{N_r-1}(k)]^T$  は第  $k$  周波数における  $N_r \times 1$  受信信号ベクトルである。また、 $\mathbf{w}_{n_t}^{(i)}(k)=[w_{0, n_t}^{(i)}(k), \dots, w_{N_r-1, n_t}^{(i)}(k)]$  は繰り返し  $i$  回目における第  $n_t$  送信アンテナの  $1 \times N_r$  MMSE 等化重みベクトルであり、次式で表される。

$$\mathbf{w}_{n_t}^{(i)}(k) = \mathbf{H}_{n_t}^H(k) [\mathbf{H}(k) \mathbf{G}^{(i)} \mathbf{H}^H(k) + (C \cdot E_c / N_0)^{-1} \mathbf{I}_{N_r}]^{-1} \quad (3)$$

ここで、 $\mathbf{I}_{N_r}$  は  $N_r \times N_r$  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  $n_t$  送信アンテナと全受信アンテナ間の  $N_r \times 1$  チャネル利得ベクトルであり、 $N_r \times N_t$  チャネル利得行列  $\mathbf{H}(k)=[\mathbf{H}_0(k), \dots, \mathbf{H}_{N_t-1}(k)]$  の第  $n_t$  番目の列ベクトルに相当する。また、 $\mathbf{G}^{(i)} = \text{diag}[g_0^{(i)}, \dots, g_{N_r-1}^{(i)}]$  は、 $N_r \times N_r$  干渉係数行列である。 $g_{n_t'}^{(i)}$  は、FDI<sup>2</sup>C 出力における第  $n_t'$  送信アンテナからの残留干渉を考慮した係数であり、次式で与えられる。

$$g_{n_t'}^{(i)} = \left( \frac{SF}{C \cdot N_c} \right)^{C \cdot N_c / SF - 1} \sum_{n=0}^{SF-1} \{ |\tilde{d}_{n_t'}^{(i-1)}(n)|^2 - |\hat{d}_{n_t'}^{(i-1)}(n)|^2 \} \quad (4)$$

ここで、 $\hat{d}_{n_t'}^{(i-1)}(n)$  は繰り返し  $(i-1)$  回目において分離・判定された第  $n_t'$  送信信号の軟判定シンボルレプリカであり、 $\tilde{d}_{n_t'}^{(i-1)}(n)$  は硬判定シンボルレプリカである。

干渉係数  $g_{n'_i}^{(i)}$  ( $n'_i \neq n_i$ ) 及び  $g_{n_i}^{(i)}$  は、それぞれ第  $n'_i$  アンテナからの残留 IAI 及び残留 ICI の平均信号電力に相当する。2D MMSE-FDE では、FDE 後の希望信号と FDI<sup>2</sup>C 出力との誤差の平均 2 乗を最小にする MMSE 重みを用いており、FDI<sup>2</sup>C で残留する IAI 及び ICI の平均信号電力を推定した上で、その分を抑圧している。

FDI<sup>2</sup>C では、全送信アンテナのシンボルレプリカを用いて残留 IAI と残留 ICI を同時に減算する。そのため、MMSE 重みの算出には、全ての干渉係数  $\{g_{n'_i}^{(i)}; n'_i=0 \sim N_t-1\}$  を用いる必要がある。一方、繰り返し FDIC では残留 IAI のみをキャンセルしているため、MMSE 重み算出に当たっては、残留 IAI に相当する干渉係数  $\{g_{n'_i}^{(i)}; n'_i=0 \sim N_t-1, n'_i \neq n_i\}$  のみを用いれば良く、残留 ICI の干渉係数は  $g_{n_i}^{(i)}=1$  となる。そのため、繰り返し FDIC における MMSE 重みベクトルは、式(3)に干渉係数行列  $\mathbf{G}^{(i)} = \text{diag}[g_0^{(i)}, \dots, g_{n_i-1}^{(i)}, g_{n_i}^{(i)}=1, g_{n_i+1}^{(i)}, \dots, g_{N_t-1}^{(i)}]$  を代入することによって求められる。繰り返し FDIC では、各送信信号の重みベクトル算出には互いに異なる干渉係数行列が必要である。

### b) FDI<sup>2</sup>C

2D MMSE-FDE 出力後の残留 ICI 及び残留 IAI を同時に抑圧する。第  $n_i$  送信信号成分を抽出するための FDI<sup>2</sup>C 操作は次式で表される。

$$\hat{R}_{n_i}^{(i)}(k) = \tilde{R}_{n_i}(k) - \sqrt{\frac{2E_c}{T_c}} \sum_{n'_i=0}^{N_t-1} H_{n'_i}^{(i)}(k) \hat{S}_{n'_i}^{(i-1)}(k) \quad (5)$$

ここで、 $\hat{S}_{n'_i}^{(i-1)}(k)$  は繰り返し  $(i-1)$  回目における第  $n'_i$  送信信号の周波数領域干渉レプリカであり、 $H_{n'_i}^{(i)}(k)$  は繰り返し  $i$  回目における第  $n'_i$  送信アンテナからの IAI または ICI の等価チャネル利得であり、次式のように表される。

$$H_{n'_i}^{(i)}(k) = \begin{cases} \mathbf{w}_{n'_i}^{(i)}(k) \mathbf{H}_{n'_i}(k) & \text{if } n'_i \neq n_i \\ \mathbf{w}_{n'_i}^{(i)}(k) \mathbf{H}_{n'_i}(k) - \tilde{H}^{(i)} & \text{if } n'_i = n_i \end{cases} \quad (6)$$

また、 $\tilde{H}^{(i)}$  は第  $n_i$  番送信信号の平均等価チャネル利得であり、次式で示される。

$$\tilde{H}^{(i)} = \left( \frac{1}{N_c} \right) \sum_{k=0}^{N_c-1} \mathbf{w}_{n_i}^{(i)}(k) \mathbf{H}_{n_i}(k) \quad (7)$$

ところで、繰り返し FDIC における干渉キャンセルでは、IAI のみを低減しているため、ICI の等価チャネル利得は  $H_{n_i}^{(i)}(k)=0$  となる。

### c) LLR 計算と軟判定レプリカ生成

FDI<sup>2</sup>C によって得られた  $N_c$  個の周波数成分  $\{\hat{R}_{n_i}^{(i)}(k); k=0 \sim N_c-1\}$  に  $N_c$  ポイント IFFT を適用して、時間領域受信信号  $\{\tilde{s}_{n_i}^{(i)}(t); t=0 \sim N_c-1\}$  を得る。そして、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  $\{\tilde{d}_{n_i}^{(i)}(n)\}$  を得る。その後、それらの受信シンボル系列を用いて LLR  $\{\lambda_{n_i}^{(i)}(n, m)\}$  を求める[13]。ここで、 $\lambda_{n_i}^{(i)}(n, m)$  は第  $n_i$  アンテナから送信された第  $n$  シンボルの第  $m$  ビットの LLR である。次に、得られた LLR 系列を用いて、次の繰り返しで必要となる  $N_t$  個の軟判定送信シンボルレプリカ系列

$\{\hat{d}_{n_i}^{(i)}(n)\}$  を生成した後、マルチコード拡散とスクランプリングを行って、送信チップブロックレプリカを生成する[10]。さらに、周波数領域干渉レプリカを生成するために FFT を適用して周波数領域信号成分  $\{\hat{S}_{n_i}^{(i)}(k); k=0 \sim N_c-1\}$  を得る。得られた周波数領域干渉レプリカは、次の繰り返しにおける FDI<sup>2</sup>C で用いられる。

以上の操作を ICI 及び IAI が十分に低減されるまで複数回行う。

## 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。本論文では、2 個の(13,15)再帰的組織畳み込み(RSC)符号器を用いた符号化率 1/3 のターボ符号化を用いる。 $N_t \times N_r$  個のフェージングチャネルは互いに独立で、各々は等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。

表 1 シミュレーション諸元

Data modulation	QPSK
Number of Tx, Rx antennas	$N_t=N_r=4$
FFT block size	$N_c=256$
GI length	$N_g=32$
Channel	$L=16$ -path uniform power delay profile
Channel estimation	Ideal

### 3.2. 平均 BER 特性

図 4 はマルチコード DS-CDMA (4,4)MIMO 多重における繰り返し FDI<sup>2</sup>C 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、 $E_b$  は 1 ビット当たりのエネルギーである。本論文では、等価拡散率  $SF_{eq}(=SF/C)$  を  $SF_{eq}=1$  としている(すなわち、拡散なしのシングルコード伝送と同じ伝送速度を達成している)。ところで、繰り返し FDI<sup>2</sup>C ではシングルコード伝送よりもマルチコード伝送の方が、干渉レプリカの生成精度が高いことが明らかにされている[11]。そこで、本論文では  $SF=C=256$  に設定している。図 4 から分かるように、繰り返し回数を増やすにつれ BER 特性が改善する。しかしながら、繰り返しが増えるにつれ、特性改善効果の増分は次第に小さくなる。そのため、繰り返し回数は 4 回程度で十分であることが分かる。また、Perfect FDI<sup>2</sup>C の平均 BER 特性もプロットしている。Perfect FDI<sup>2</sup>C の特性は、IAI 及び IPI が理想的にキャンセルされ、なおかつ最大の SNR を得られる最大比合成(MRC)等化重みを用いて FDE(MRC-FDE)を行った場合の BER 特性であり、繰り返し FDI<sup>2</sup>C の理想特性である。図 4 から分かるように、繰り返し 4 回行ったとき、繰り返し FDI<sup>2</sup>C は Perfect FDI<sup>2</sup>C と殆ど同じ BER 特性が得られており、平均 BER= $10^{-4}$  における Perfect FDI<sup>2</sup>C からの劣化は約 0.2dB である。この結果から、十分に IAI 及び ICI を低減できていることが分かる。

繰り返し FDIC では、繰り返し 4 回行ったとき、FDIC の理想特性(Perfect FDIC)の BER 特性と殆ど同じ特性が得られており、残留 IAI を十分低減できていることが分かる。なお、Perfect FDIC は MMSE-FDE を用いる(1,4)SIMO(シングル送信アンテナ、マルチ受信アンテナ)伝送と同じ BER 特性を与える(ただし、Perfect FDIC の伝送速度は(1,4)SIMO の  $N_t$  倍である)。しかし、繰り返し FDIC の場合、Perfect FDI<sup>2</sup>C からの劣化は約 1.1dB である。この劣化は残留 ICI の影響

によるものである。一方、繰り返しFDI<sup>2</sup>Cは、残留IAIだけでなく残留ICIも抑圧しているため、繰り返しFDICよりも優れたBER特性が得られている。

次に、繰り返しFDI<sup>2</sup>C及び繰り返しFDICが必要とする複素乗算回数について議論する。2D MMSE 重みベクトル算出の複素乗算回数は両者で異なる。繰り返しFDICでは、各送信信号のそれぞれに対し、互いに異なる干渉係数行列を用いる必要があるため、各周波数において送信アンテナ本数分の $N_r \times N_r$ の逆行列を求める必要がある。一方、繰り返しFDI<sup>2</sup>Cでは、全ての送信信号に対して共通の干渉行列を用いて重みベクトルを求めるので、各周波数における $N_r \times N_r$ 逆行列演算は1回で済む。そのため、繰り返しFDI<sup>2</sup>Cは繰り返しFDICよりも演算量が小さい。

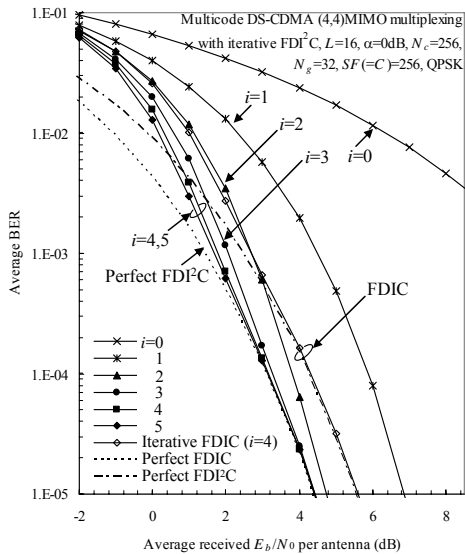


図4 平均BER特性

### 3.3. HARQ スループット特性

図5はHARQ type II S-P8 [3]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。ここで、 $E_s$ は1シンボル当たりのエネルギーである。 $SF=256$ で等価拡散率 $SF_{eq}=1$ としている。図5から分かるように、平均BER特性と同様、繰り返しFDI<sup>2</sup>Cの方が繰り返しFDICよりも、残留ICIの低減分だけ高いスループット特性が得られている。スループット6.5bps/Hzを得るための所要 $E_s/N_0$ を、繰り返しFDI<sup>2</sup>Cでは繰り返しFDICよりも約1.2dB低減できる。また、繰り返しFDI<sup>2</sup>Cは高いスループットが得られていることから、少ない再送回数で済んでいるといえる。そのため、繰り返しFDICよりも、再送増加に伴う演算量及び処理遅延の増加を低減できる。ところで、図5には他の信号分離法を用いたときのスループット特性もプロットしている。図5から分かるように、繰り返しFDI<sup>2</sup>Cは、他の信号分離法よりも優れたスループット特性が得られている。スループット6.5bps/Hzを得るための所要 $E_s/N_0$ を、繰り返しFDI<sup>2</sup>CはZF判定、MMSE判定及びV-BLASTよりもそれぞれ約18dB, 10.5dB, 7.5dBだけ低減できる。

### 4. 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、IAIとICIを同時に低減する繰り返しFDI<sup>2</sup>Cを提案した。繰り返しFDIC[9-11]では、FDIC出力にICIが残留してしまう。より高精度に信号分離するために、本論文では、残留IAIと残留ICIを同時に低減する繰り返しFDI<sup>2</sup>Cを提案した。繰り返しFDI<sup>2</sup>Cでは、繰り返しFDICよりも大き

な周波数ダイバーシチ利得とアンテナダイバーシチ利得を得ながら、残留IAI及び残留ICIを低減することができる。周波数選択性レイリーフェージングチャネルにおける平均BER特性及び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、繰り返しFDICと比較した。そして、繰り返しFDI<sup>2</sup>Cは、繰り返しFDICよりも少ない演算量で優れたスループット特性を得ることができることを示した。

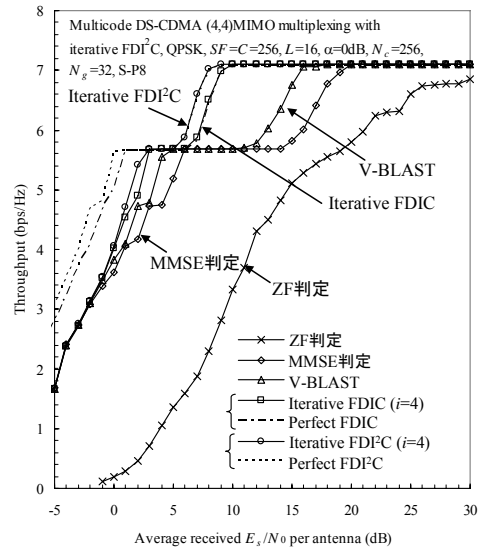


図5 RCPT-HARQ type II S-P8 スループット特性

## 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] 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.
- [9] 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.
- [10] A. Nakajima, D. Garg and F. Adachi, "Frequency-domain Iterative Parallel Interference Cancellation for Multicode DS-CDMA-MIMO Multiplexing," Proc. IEEE 62nd VTC, Dallas, U.S.A., 26-28 Sept. 2005.
- [11] A. Nakajima and F. Adachi, "Hybrid ARQ Throughput Performance of Multicode DS-CDMA MIMO Multiplexing," Proc. WPMC06, San Diego, U.S.A., 17-21 Sept. 2006.
- [12] 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.