

# 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

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 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、シングルキャリア(SC)-MIMO 多重伝送を対象として2次元(2D)MMSE周波数領域等化(MMSE-FDE)を用いる周波数領域繰り返し逐次減算型干渉キャンセル(SIC)を提案している。SICでは、信頼性の高い信号から順に検出しているため高精度のレプリカ生成が可能であり、レプリカ生成誤りによる信号分離制度の劣化を抑えることができる。2D MMSE-FDEを用いる周波数領域繰り返し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明らかにしている。また、周波数領域繰り返し並列減算型干渉キャンセル(PIC)と比較を行っている。

キーワード SC-MIMO 多重, 2D MMSE-FDE, 周波数領域繰り返しSIC, Hybrid ARQ, 移動通信

## Throughput Performance of Frequency-domain Iterative SIC with 2 Dimensional MMSE-FDE for SC-MIMO Multiplexing

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. In this paper, we propose a frequency-domain iterative successive interference cancellation (SIC) with two dimensional (2D) MMSE-FDE. In the frequency-domain iterative SIC, SIC is performed in the frequency-domain according to the descending order of the signal reliability to improve the accuracy of signal separation. In this paper, the HARQ throughput performance with the proposed iterative frequency-domain SIC using 2D MMSE-FDE is evaluated by computer simulation and compared to that with parallel interference cancellation (PIC).

**Keyword** SC-MIMO multiplexing, 2D MMSE-FDE, frequency-domain iterative SIC, 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ン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。

ところで、移動無線チャン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。このようなチャンネルは周波数選択性チャンネルと呼ばれ、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]。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[8]。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繰り返し並列減算型干渉キャンセル(PIC)を提案した[9-11]。干渉キャンセルのためにレプリカの生成が必要であるが、信頼性の低い送信信号のレプリカの精度が低いので、信号分離精度が劣化してしまう。もう1つの干渉キャンセル方法として逐次減算型干渉キャンセル(SIC)が知られている。SICでは、信頼性の高い順に信号検出する。そこで本論文では、2D MMSE-FDEを用いる周波数領域繰り返しSICを提案する。そして、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、周波数領域繰り返しPICとの関係を明らかにする。

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 SIC を用いる SC-MIMO 多重伝送系と 2D MMSE-FDE を用いる周波数領域繰り返し SIC 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, 繰り返しにおける 2D MMSE-FDE の適用効果や周波数選択性の影響について考察している. 第 5 章はむすびである.

## 2. 周波数領域繰り返し SIC を用いる SC-MIMO 多重伝送系

### 2.1. 送信信号と受信信号

図 1 は送信アンテナ  $N_t$  本, 受信アンテナ  $N_r$  本を用いる SC- $(N_t, N_r)$ MIMO 多重伝送系の構成である. 本論文では, シンボル時刻毎の離散表現を用いる.

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シンボル系列に変換する. シンボル系列を送信アンテナと同数(すなわち  $N_t$  個)の並列シンボル系列  $\{s_{n_i}(t); n_i=0 \sim (N_t-1), t=0 \sim (N_c-1)\}$  に S/P 変換する. 各送信系列を  $N_c$  個のシンボルからなるブロックに分割したのち, 図 2 のように各ブロックの後尾  $N_g$  個のシンボル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. 生成された  $N_t$  個の並列シンボルフレーム系列を, 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.

$N_t$  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.

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

ここで,  $H_{n_r, n_i}(k)$  は第  $k$  周波数における第  $n_i$  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,  $S_{n_i}(k)$  及び  $\Pi_{n_r}(k)$  はそれぞれ第  $k$  周波数における第  $n_i$  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  $2\sigma^2 = 2N_0/T_s$  である. ここで,  $T_s$  はシンボル長,  $N_0$  は AWGN の片側電力スペクトル密度である.

### 2.2. 周波数領域繰り返し SIC

受信機では, 多重された信号を分離する必要がある. 本論文では, 等価チャネル利得の高い信号から順に信号が検出される. 図 3 は周波数領域繰り返し SIC の動作を示したものである. 各送信信号の等価チャネル利得は, 各々の 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検出する. その検出結果からレプリカを生成して干渉をキャンセルした後, 再び 2D MMSE-FDE 重みベクトルを算出し, 未検出の信号の中から等価チャネル利得の高い信号を決定する. 以上の操作によ

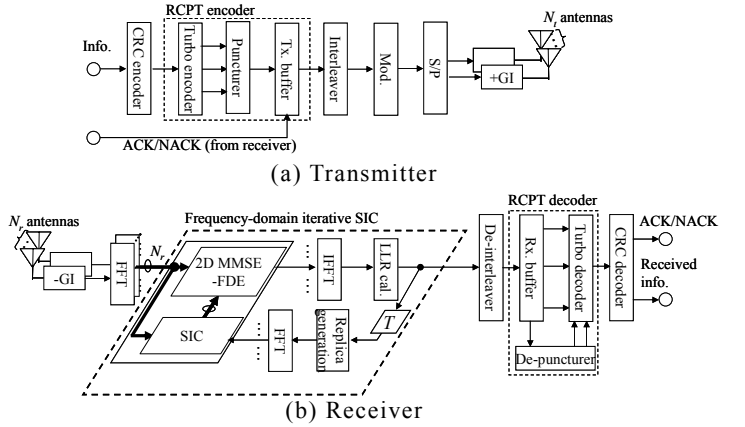


図 1 SC- $(N_t, N_r)$ MIMO 多重伝送系

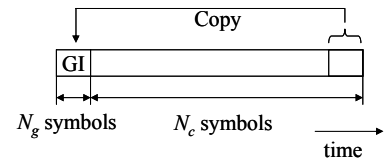


図 2 GI の挿入

って全ての送信信号を検出することができるが, 周波数選択性フェージングによる ISI と他アンテナからの干渉を十分には抑圧することができない. そのため, 繰り返し検出を行って信号分離精度を向上させている. 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.

#### 2.2.1. オーダリング

等価チャネル利得に基づいて検出する信号を決定するためにオーダリングを行う. 繰り返し  $i$  回目における第  $n_i$  送信アンテナの等価チャネル利得は次式で表される.

$$\hat{H}_{n_i}^{(i)} = \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \mathbf{W}_{n_i}^{(i)}(k) \mathbf{H}_{n_i}(k) \quad (2)$$

ここで,  $\mathbf{H}_{n_i}(k) = [H_{0, n_i}(k), \dots, H_{N_t-1, n_i}(k)]^T$  は第  $n_i$  送信アンテナと全受信アンテナ間の  $N_r$  行 1 列チャネル利得ベクトルであり,  $N_r$  行  $N_t$  列の複素チャネル利得行列  $\mathbf{H}(k)$  の第  $n_i$  列ベクトルに相当する.  $\mathbf{W}_{n_i}^{(i)}(k)$  は繰り返し  $i$  回目における第  $n_i$  送信アンテナの送信信号を検出するための 1 行  $N_r$  列 2D MMSE-FDE 重みベクトルである(2.2.2 節で詳述する). 次に, 他の信号の検出を行うために, 残りの未検出の送信信号を対象として再オーダリングが行われる. オーダリングは, 信号検出が終了するまで毎回行われる.

#### 2.2.2. 2D MMSE-FDE

オーダリングによって検出決定した信号に対して, ISI と他アンテナ干渉を考慮して抑圧する 2D MMSE-FDE を行う. 繰り返し  $i$  回目における第  $n_i$  送信アンテナの送信信号に対して 2D MMSE-FDE を行った後, 得られる第  $k$  周波数成分  $\tilde{R}_{n_i}^{(i)}(k)$  は次式で表される.

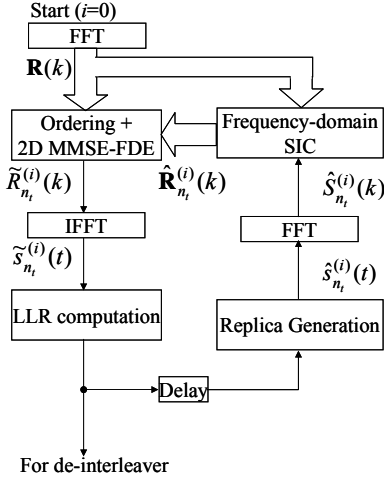


図 3 2D MMSE-FDE を用いる周波数領域繰り返し SIC の動作

$$\tilde{\mathbf{R}}_{n_i}^{(i)}(k) = \mathbf{W}_{n_i}^{(i)}(k) \hat{\mathbf{R}}_{n_i}^{(i)}(k) \quad (3)$$

ここで、 $\hat{\mathbf{R}}_{n_i}^{(i)}(k) = [\hat{R}_{n_i,0}^{(i)}(k), \dots, \hat{R}_{n_i,N_r-1}^{(i)}(k)]^T$  は繰り返し  $i$  回目における第  $n_i$  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。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  $\hat{\mathbf{R}}_0^{(0)}(k) = [R_0(k), \dots, R_{N_r-1}(k)]^T$  が用いられる。また、 $\mathbf{W}_{n_i}^{(i)}(k)$  は次式で表される。

$$\mathbf{W}_{n_i}^{(i)}(k) = \mathbf{H}_{n_i}^H(k) [\mathbf{H}(k) \mathbf{G}_{n_i}^{(i)} \mathbf{H}^H(k) + (E_s / N_0)^{-1} \mathbf{I}]^{-1} \quad (4)$$

ここで、 $(\cdot)^H$  はエルミート転置を表している。 $\mathbf{I}$  は  $N_r$  行  $N_r$  列の単位行列であり、 $E_s / N_0$  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。

また、 $\mathbf{G}_{n_i}^{(i)} = \text{diag}[g_{n_i,0}^{(i)}, \dots, g_{n_i,N_r-1}^{(i)}]$  は第  $n_i$  送信アンテナの送信信号の  $N_r$  行  $N_r$  列残留干渉考慮行列である。 $g_{n_i,n'_i}^{(i)}$  は第  $n'_i$  送信アンテナの送信信号の残留干渉に関する考慮係数であり、次式で与えられる。

$$g_{n_i,n'_i}^{(i)} = \begin{cases} 1 & \text{if } n'_i \geq n_i \\ 1 - \frac{1}{N_c} \sum_{t=0}^{N_c-1} |\hat{s}_{n'_i}^{(i)}(t)|^2 & \text{otherwise} \end{cases} \quad \left. \begin{matrix} \\ \\ \end{matrix} \right\} i=0 \quad (5)$$

$$g_{n_i,n'_i}^{(i)} = \begin{cases} 1 & \text{if } n'_i = n_i \\ 1 - \frac{1}{N_c} \sum_{t=0}^{N_c-1} |\hat{s}_{n'_i}^{(i-1)}(t)|^2 & \text{if } n'_i > n_i \\ 1 - \frac{1}{N_c} \sum_{t=0}^{N_c-1} |\hat{s}_{n'_i}^{(i)}(t)|^2 & \text{otherwise} \end{cases} \quad \left. \begin{matrix} \\ \\ \end{matrix} \right\} i \geq 1$$

ここで、 $\hat{s}_{n'_i}^{(i)}(t)$  は繰り返し  $i$  回目のための第  $n'_i$  送信アンテナのシンボルブロックのレプリカである。第  $n_i$  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考慮係数は 1 として設定される。繰り返し  $i=0$  回目の場合は、検出済みである送信信号 (第  $0 \sim n_i-1$  番目の送信信号) に対しては、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。未検出である送信信号 (ここでは、第  $n_i+1 \sim N_r-1$  送信アンテナの送信信号) に対しては干渉考慮係数を 1 に設定している。一方、繰り返し  $i > 0$  回目では、 $i$  回目において未検出である送信信号の干渉考慮係数は繰り返し  $(i-1)$  回目における干渉考慮係数を用い、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から干渉考慮係数を算出して用いている。

### 2.2.3. 軟判定と周波数領域 SIC

繰り返し  $i$  回目の 2D MMSE-FDE で得られる周波数成分ベクトル  $\{\tilde{\mathbf{R}}_{n_i}^{(i)}(k); k=0 \sim N_c-1\}$  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。次に  $\tilde{s}_{n_i}^{(i)}(t)$  を用いて対数尤度比 (LLR)  $\lambda_{n_i,b}^{(i)}(t)$  を求める [13]。ここで、 $\lambda_{n_i,b}^{(i)}(t)$  は第  $n_i$  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、それらを用いて軟判定送信シンボルレプリカ系列  $\hat{s}_{n_i}^{(i)}(t)$  を生成する [9-12]。次に、生成された軟判定シンボルレプリカ系列  $\{\hat{s}_{n_i}^{(i)}(t); n_i=0 \sim N_r-1\}$  に FFT を適用して再び周波数領域信号  $\{\hat{S}_{n_i}^{(i)}(k); k=0 \sim N_c-1\}$  に変換し、それらを用いてアンテナ間の干渉をキャンセルする。SIC では、次に検出する送信信号 (ここでは、第  $n_i+1$  送信アンテナの送信信号) 成分を抽出する。得られる SIC 出力  $\hat{\mathbf{R}}_{n_i+1,n_r}^{(i)}(k)$  は次式で表される。

$$\hat{\mathbf{R}}_{n_i+1,n_r}^{(i)}(k) = R_{n_r}(k) - \sqrt{2S} \left\{ \begin{matrix} \sum_{n'_i=0}^{n_i} H_{n_r,n'_i}(k) S_{n'_i}^{(i)}(k) \\ + \sum_{n'_i=n_i+2}^{N_r-1} H_{n_r,n'_i}(k) S_{n'_i}^{(i-1)}(k) \end{matrix} \right\} \quad (6)$$

ここで、第 2 項は繰り返し  $i$  回目で検出した信号のレプリカである。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、以上の節 2.2.1 b) と節 2.2.3 の操作を、複数回繰り返した時点で、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。

### 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  $K$  のシステムチェックビット (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。type II 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。また、本論文では、S-P2 を用いている[3]。以下に、簡単のため RCPT typeII 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。

図 4 は RCPT type II HARQ S-P2 の送信パケット生成を示したものである。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、バンクチャリング周期  $P=2$  でバンクチャリして得られる 2 つのパリティビット系列のうち一方で構成される。バンクチャリングパターンを以下に示す：

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

図 5 は RCPT type II HARQ S-P2 における再送と受信信号処理を示している。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・バ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・バンクチャリングによって得られた 2 つの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。

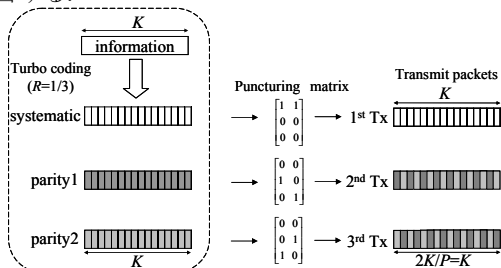


図 4 HARQ TypeII S-P2 の送信パケット生成

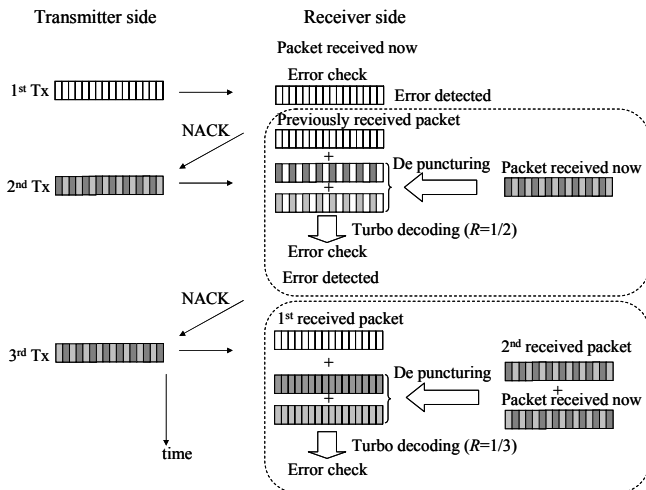


図 5 再送と復号処理

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. 計算機シミュレーション

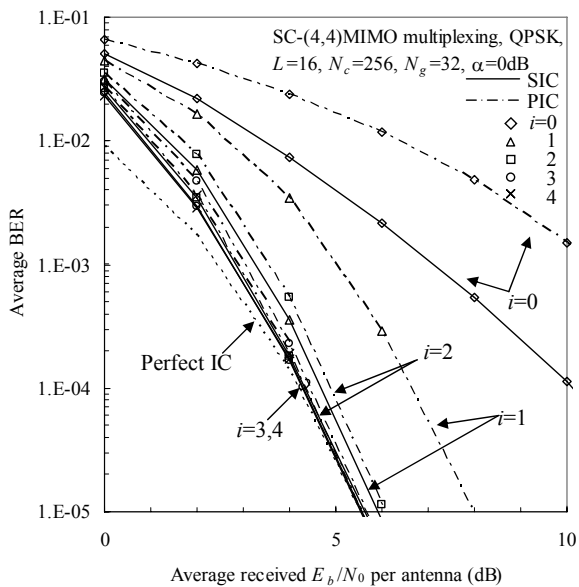
### 4.1. 計算機シミュレーション諸元

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、 $64 \times 32$ -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。

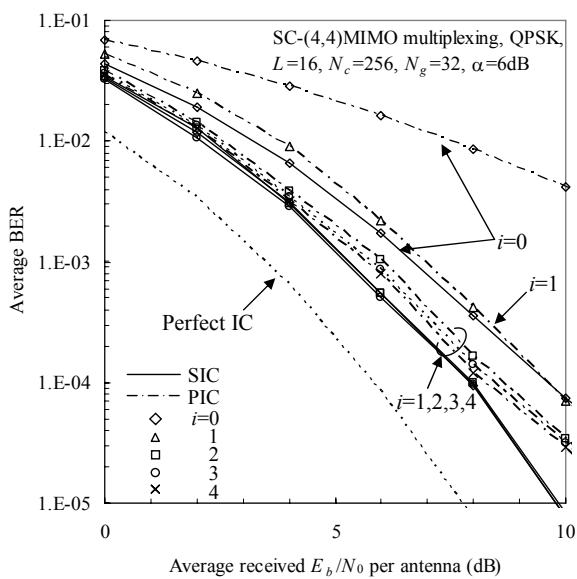
### 4.2. SIC と PIC の比較

#### 4.2.1. BER 特性とスループット特性

図 6 は SC-(4,4)MIMO 多重におけるビット誤り率(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 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を表している。図 6 から分かるように、SIC 及び PIC どちらも、繰り返しを行うにつれ BER 特性が改善しているが、繰り返しの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、それぞれ  $i=3$  回及び 2 回の繰り返しで十分である。一方、SIC では、 $\alpha=0$ dB 及び 6dB 共に  $i=2$  回の繰り返しで十分である。SIC ( $i=2$ ) の平均 BER= $10^{-4}$  を得るための所要  $E_b/N_0$  は、PIC ( $i=3$ ) よりわずかに少ない。SIC の方が少ない繰り返回数で良好な特性が得ることが分かる。また、周波数選択性が比較的弱い  $\alpha=6$ dB になると、SIC ( $i=2$ ) の所要  $E_b/N_0$  は PIC ( $i=2$ ) より約 0.8dB 小さくなる。PIC では、信号の信頼性を考慮せず全ての送信信号を検出し、それらを用いて並列干渉キャンセルする。そのため、信頼性の低い信号の干渉レプリカ精度が低いと誤り伝播が生じ、次の繰り返しにおいて他の送信信号検出に影響を与えてしまう。しかし、SIC では、信頼性の高い順から検出し、レプリカを生成して逐次干渉キャンセルするため、PIC に比べて誤り伝播を低減できるので、少ない繰り返し回数でも良好な特性が得られる。



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



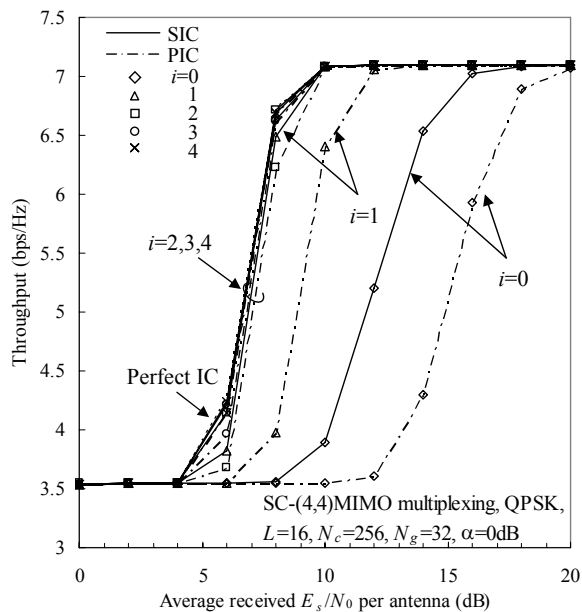
(b)  $\alpha=6\text{dB}$

図 6 周波数領域繰り返し SIC を用いる SC-(4,4)MIMO 多重の BER 特性

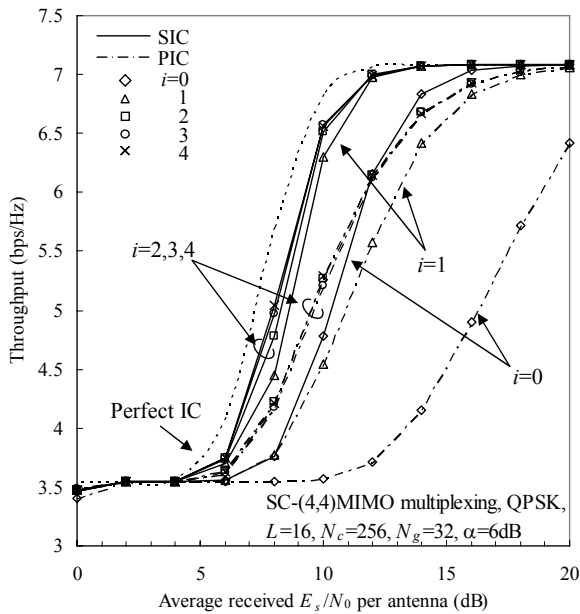
図 7 は SC-(4,4)MIMO 多重における HARQ typeII S-P2 のスループット特性を 1 受信アンテナあたりの平均受信  $E_s/N_0$  の関数としてプロットしたものである。図 7 から分かるように、 $\alpha=0\text{dB}$  のとき、SIC は繰り返し  $i=0$  及び  $i=1$  だけでも、PIC よりもそれぞれ最大で約 51% 及び 63% のスループット向上が得られる。また、SIC 及び PIC の繰り返し回数は、それぞれ  $i=1$  及び  $i=2$  回で十分であることが分かる。一方、周波数選択性が比較的弱い環境下 ( $\alpha=6\text{dB}$ ) のとき、繰り返し回数は、SIC 及び PIC 共に  $i=2$  回で十分ある。SIC ( $i=2$ ) は PIC ( $i=2$ ) に比べ、最大約 23% もスループットが向上していることが分かる。

#### 4.2.2. 演算量

SIC は PIC より繰り返し回数を低減しながら良好な BER/スループット特性を得ることが出来る。逐次信号検出の SIC と並列信号検出の PIC では、繰り返し 1 回当たりの演算量が異なるので、演算量と BER/スループット特性改善のトレードオフ関係を明らかにする必要がある。信号分離に必要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 では、逆行列演算における乗算回数は  $N_c(N_i + i \cdot N_r)$  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。前節の  $\alpha=0\text{dB}$  におけるスループット特性から、SIC では 1 回、PIC では 2 回の繰り返しで十分である。4 行 4 列の逆行列演算と FFT (IFFT) 処理の合計乗算回数は、SIC ( $i=1$ ) 演算量は PIC ( $i=2$ ) の約 2.6 倍である。一方、 $\alpha=6\text{dB}$  のとき、SIC 及び PIC 共に 2 回の繰り返しで十分であるので、 $\alpha=0\text{dB}$  のときよりも、SIC と PIC との演算量の差が一層大きくなり、SIC の演算量は PIC の約 4.8 倍になる。特に周波数選択性の比較的弱い環境下 ( $\alpha=6\text{dB}$ ) においては、演算量を犠牲にすれば、SIC では PIC よりもずっと良好なスループット特性を得ることができる。



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



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

図 7 HARQ typeII S-P2 のスループット特性

## 5. むすび

本論文では、SC-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 SIC を提案し、周波数選択性レイリーフェージングチャネルにおける BER 特性と 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、周波数領域繰り返し PIC と比較した。周波数領域繰り返し SIC を用いれば PIC に比べ演算量が増大するものの、PIC より少ない繰り返し回数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。

## 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*, 4<sup>th</sup> 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, F. Adachi, "Throughput of turbo coded hybrid ARQ using single-carrier MIMO multiplexing," Proc. IEEE VTC2005-Spring, Stockholm, Sweden, April 2005.
- [11] 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.
- [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.