

周波数領域繰り返し PIC に 2 次元 MMSE 重みを用いる SC-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 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。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 HARQ の併用が有効である。しかし、周波数選択性フェージングチャネルでは、シングルキャリア(SC)伝送を用いると符号間干渉によりスループット特性が大幅に劣化してしまう。筆者らは最近、SC-MIMO 多重伝送を対象として周波数領域繰り返し PIC を提案した。他アンテナ干渉が完全に除去されたものと仮定し、シングルアンテナ送信時の MMSE 重みを用いて 1 次元(1D) MMSE-FDE と減算型並列干渉キャンセル (PIC) 操作を繰り返している。しかし、実際には、PIC の出力には他アンテナの残留干渉が存在するため、1D MMSE-FDE では信号分離精度が劣化する。そこで本論文では、1D FDE の代わりに他アンテナ干渉を考慮する 2D MMSE-FDE を用いることを提案している。そして、2D MMSE-FDE を用いる周波数領域繰り返し 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り明らかにし、1D FDE との特性比較を行っている。

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

Throughput Performance of Frequency-domain Iterative PIC with 2 Dimensional MMSE Weight for SC-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 Broadband wireless packet access will be the core technology of the next generation mobile communications systems. Turbo coded hybrid ARQ (HARQ) is known as one of the promising error control techniques. Joint use of multiple-input multiple-output (MIMO) multiplexing and hybrid ARQ (HARQ) is to improve the throughput performance in a limited bandwidth. However, in a frequency-selective fading channel, the throughput performance of single-carrier (SC) transmission significantly degrades due to inter-symbol interference (ISI). Recently, we proposed a frequency-domain iterative parallel interference cancellation (PIC). In the frequency-domain iterative PIC, PIC using 1D MMSE-FDE is performed in an iterative fashion. However, since the residual interference from other transmit antennas still remains at the outputs of PIC, the signal separation accuracy degrades. In this paper, we propose an iterative PIC using 2D MMSE-FDE instead of 1D MMSE-FDE. The HARQ throughput performance with the proposed iterative frequency-domain PIC using 2D MMSE-FDE is evaluated by computer simulation and compared to that using 1D MMSE-FDE.

Keyword SC-MIMO multiplexing, 2D MMSE-FDE, frequency-domain iterative PIC, 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。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。しかし、筆者の知るところでは、シングルキャリア(SC)-MIMO 多重伝送における RCPT-HARQ のスループット特性はまだ十分には明らかにされていない。

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 伝送も注目されている[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 PIC を提案した[9]。これまで検討した周波数領域繰り返し PIC では、初回に行われる 2次元(2D) MMSE-FDE では、符号間干渉と他アンテナ干渉を十分に抑圧することができないため、干渉キャンセルと 1D MMSE-FDE を繰り返して信号分離精度を向上させている。完全に他アンテナ干渉が取り除かれるものと仮定して、1D MMSE-FDE を適用している。他アンテナ干渉が完全にキャンセルされる場合、PIC 出力はシングルアンテナ送信時における受信信号と等価である。そのため、シングルアンテナ送信時の MMSE 等化重みを用いる 1D MMSE-FDE を行って、周波数選択性による ISI のみを抑圧している。しかし、実際には PIC 出力にはキャンセルしきれない他アンテナ干渉成分が存在するため、1D MMSE-FDE では他アンテナ干渉の影響を受けて信号分離精度が劣化する。そのため、初回の 2D MMSE-FDE だけではなく、繰り返し PIC においても残留干渉と ISI を同時に抑圧する 2D MMSE-FDE を適用すれば、従来よりも信号分離精度が優れると予想される。そこで本論文では、残留干渉を考慮する MMSE 重みを導出し、1D MMSE-FDE の代わりに 2D MMSE-FDE を周波数領域繰り返し PIC に適用することを提案している。本論文では、2D MMSE-FDE を用いる周波数領域繰り返し 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 PIC を用いる SC-MIMO 多重伝送系と周波数領域繰り返し PIC に用いる 2D MMSE-FDE 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ンネルにおける 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 PIC 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 $s(t)$ 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 $\{s_{n_t}(t); n_t=0 \sim (N_t-1), t=0 \sim (N_c-1)\}$ に S/P 変換する。各送信

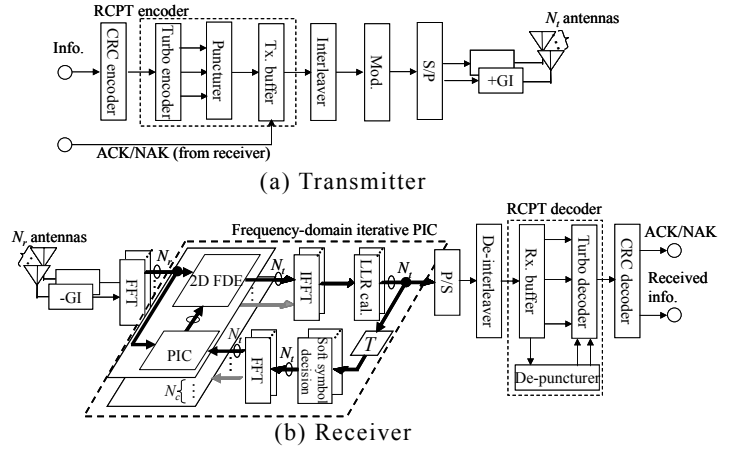


図 1 SC- (N_t, N_r) MIMO 多重伝送系

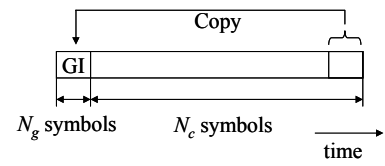


図 2 GI の挿入

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ンネルを伝搬し、 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 個の周波数成分に分解する。第 k 周波数における第 n_r 番目の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。

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

ここで、 $H_{n_r, n_t}(k)$ は第 k 周波数における第 n_t 番送信アンテナと第 n_r 番受信アンテナ間の複素チャンネル利得であり、 $S_{n_t}(k)$ 及び $\Pi_{n_r}(k)$ はそれぞれ第 k 周波数における第 n_t 番目の送信信号及び第 n_r 番目の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 PIC における 2D MMSE-FDE の MMSE 重み

受信機では、多重された信号を分離する必要がある。初回は、2D MMSE-FDE を適用するが、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、2D MMSE-FDE と周波数領域 PIC を繰り返し行う。図 3 は周波数領域繰り返し PIC の動作を示したものである。ここで、繰り返し i 回目における 2D MMSE-FDE 後の第 k 番目の受信信号周波数成分 N_t -by-1

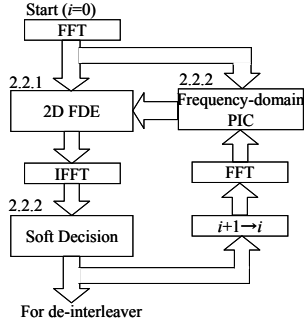


図3 2D FDEを用いる周波数領域繰り返しPICの動作

ベクトルを $\tilde{\mathbf{R}}^{(i)}(k) = [\tilde{R}_0^{(i)}(k), \dots, \tilde{R}_{N_r-1}^{(i)}(k)]^T$ とする.

2.2.1. 2D MMSE-FDE

a) 初回 ($i=0$)

初回のFDE後の第 k 周波数成分ベクトル $\tilde{\mathbf{R}}^{(0)}(k)$ は次式で表される.

$$\tilde{\mathbf{R}}^{(0)}(k) = \mathbf{W}^{(0)}(k)\mathbf{R}(k) \quad (2)$$

ここで, $\mathbf{R}(k) = [R_0(k), \dots, R_{N_r-1}(k)]^T$ であり, $\mathbf{W}^{(0)}(k)$ は N_r 行 N_r 列の等化重み行列である. 等化重みは, 次式で与えられる最小平均2乗誤差(MMSE)重み[5]を用いる.

$$\mathbf{W}^{(0)}(k) = \mathbf{H}^H(k)[\mathbf{H}(k)\mathbf{H}^H(k) + (E_S/N_0)^{-1}\mathbf{I}]^{-1} \quad (3)$$

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.

b) $i \geq 1$

PICでは軟判定レプリカを用いているために, PIC出力には他アンテナ干渉が残ってしまう. そこで, その残留干渉を考慮して2D MMSE-FDEを繰り返し適用する. 第 k 周波数における2D MMSE-FDE操作は次式で表される.

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

ここで, $\hat{\mathbf{R}}^{(i)}(k) = [\hat{R}_0^{(i)}(k), \dots, \hat{R}_{N_r-1}^{(i)}(k)]^T$ は繰り返し i 回目における $N_r N_r$ 行1列のPIC出力ベクトルである. $\hat{\mathbf{R}}_{n_t}^{(i)}(k) = [\hat{R}_{n_t,0}^{(i)}(k), \dots, \hat{R}_{n_t,N_r-1}^{(i)}(k)]^T$ は第 n_t 番送信信号の受信信号成分ベクトルである. $\mathbf{W}^{(i)}(k) = \text{diag}[\mathbf{W}_0^{(i)}(k), \dots, \mathbf{W}_{N_r-1}^{(i)}(k)]$ は N_r 行 $N_r N_r$ 列MMSE等化重み行列であり, $\mathbf{W}_{n_t}^{(i)}(k)$ は第 n_t 番送信アンテナの1行 N_r 列MMSE等化重みベクトルで, 次式で表される.

$$\mathbf{W}_{n_t}^{(i)}(k) = \mathbf{H}_{n_t}^H(k)[\mathbf{H}(k)\mathbf{G}_{n_t}^{(i)}\mathbf{H}^H(k) + (E_S/N_0)^{-1}\mathbf{I}]^{-1} \quad (5)$$

ここで, $\mathbf{H}(k)$ は N_r 行 N_r 列の複素チャネル利得行列である. $\mathbf{H}_{n_t}(k)$ は第 n_t 送信アンテナと全受信アンテナ間のチャネル利得ベクトルであり, $\mathbf{H}(k)$ の第 n_t 列ベクトルに相当する. また, $\mathbf{G}_{n_t}^{(i)} = \text{diag}[g_{n_t,0}^{(i)}, \dots, g_{n_t,N_r-1}^{(i)}]$ は N_r 行 N_r 列残留干渉考慮行

列である. $g_{n_t,n_t'}^{(i)}$ は第 n_t' 番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.

$$g_{n_t,n_t'}^{(i)} = \begin{cases} 1 - \frac{1}{N_c} \sum_{t=0}^{N_c-1} |\hat{s}_{n_t'}^{(i)}(t)|^2 & \text{if } n_t' \neq n_t \\ 1 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (6)$$

ここで, $\hat{s}_{n_t'}^{(i)}(t)$ は繰り返し i 回目のための第 n_t' 番シンボルブロックのレプリカである.

2.2.2. 軟判定と周波数領域PIC

繰り返し $(i-1)$ 回目の2D FDEで得られる周波数成分ベクトル $\{\tilde{R}_{n_t}^{(i-1)}(k); k=0 \sim N_c-1\}$ に N_c ポイントIFFTを適用して, 時間領域受信信号 $\{\tilde{s}_{n_t}^{(i-1)}(t); t=0 \sim N_c-1\}$ を得る. 次に $\tilde{s}_{n_t}^{(i-1)}(t)$ を用いて対数尤度比(LLR) $\lambda_{n_t,b}^{(i-1)}(t)$ を求める[10].

ここで, $\lambda_{n_t,b}^{(i-1)}(t)$ は第 n_t 番送信アンテナから送信されたブロックにおける第 t 番シンボルの第 b 番目のビットの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, それらを用いて次の繰り返し(すなわち, i 回目)のFDEのために必要な軟判定送信シンボルレプリカ系列 $\hat{s}_{n_t}^{(i)}(t)$ を生成する[9]. 次に, 生成された軟判定送信シンボルレプリカ系列 $\{\hat{s}_{n_t}^{(i)}(t); n_t=0 \sim N_r-1\}$ にFFTを適用して再び周波数領域信号 $\{\hat{R}_{n_t}^{(i)}(k); k=0 \sim N_c-1\}$ に変換し, それらを用いてアンテナ間の干渉キャンセルを行う. PICにおいて, 各送信信号成分を抽出し, 得られたPIC出力ベクトル $\hat{\mathbf{R}}^{(i)}(k)$ を2D FDEに引き渡す.

以上の節2.2.1 b)と節2.2.2の操作を複数回繰り返した時点で, 復調とデ・インタリーブを行い, 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. 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. 本論文では, 3つの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. また, 本論文では, S-P2, S-P4, S-P8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.

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. 最初はシステムチェ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。パंकチャリングパターンを以下に示す:

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

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・パंक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・パंक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。

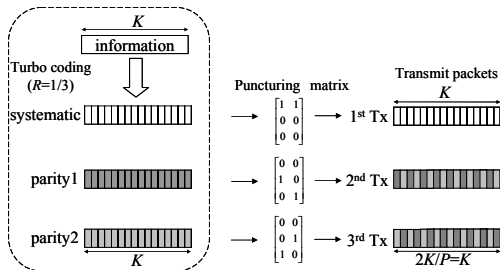


図4 HARQ TypeII S-P2 の送信パケット生成

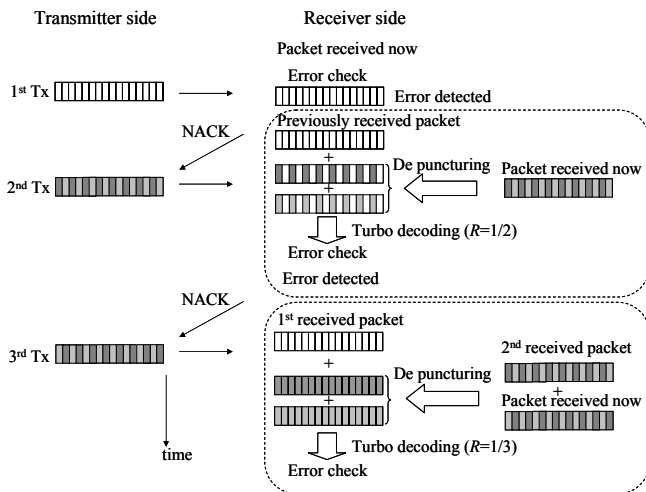


図5 再送と復号処理

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	$N_g=256$	
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。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。 $N_r \times N_t$ 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. 繰り返し2D FDEの導入効果

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、繰り返しが行うにつれBER特性が改善している。まず、繰り返し回数について考察する。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ので、 $\alpha=0$ dB及び6dBのとき、それぞれ $i=3$ 回及び2回の繰り返しが十分であることが分かる。一方、1D MMSE-FDEでは、 $\alpha=0$ dB及び6dBのとき、それぞれ $i=4$ 回及び2回の繰り返しが必要であり、2D MMSE-FDEより多いことが分かる。平均 $BER=10^{-4}$ を得るための所要 E_b/N_0 について考察する。2D MMSE-FDE($i=3$)は1D MMSE-FDE($i=4$)より所要 E_b/N_0 はわずかに少ないだけであるが、周波数選択性が比較的弱い $\alpha=6$ dBになると、2D MMSE-FDE($i=2$)の所要 E_b/N_0 は1D MMSE-FDE($i=2$)より3.0dBも小さくなる。これらは、2D MMSE-FDEではISIと残留する他アンテナ干渉を考慮しているため、得られる干渉抑圧効果が1D FDEよりもずっと大きいからである。また、干渉キャンセルが完全に行われると仮定したときの理想PICの特性もプロットしている。 $\alpha=0$ dBのとき、理想PICからの所要 E_b/N_0 の劣化は、繰り返し $i=3$ のとき約0.4dBであり、 $\alpha=6$ dBの場合は繰り返し $i=2$ において2.4dBである。

図7はSC-(4,4)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_b/N_0 の関数としてプロットしたものである。2D MMSE-FDEを用いることで繰り返し $i=1$ 回だけでも、1D MMSE-FDEよりも最大で12%のスループット向上が得られる。また、 $\alpha=6$ dBのとき繰り返し回数に関わらず最大約11%スループット向上が得られていることが分かる。

4.3. RCPT type II HARQ S-Pxのスループット特性比較

図8はRCPT type II HARQ S-Pxのスループット特性である。 $\alpha=0$ dBのとき、全てのS-Pxにおいて2D FDEのスループット特性は1D MMSE-FDEよりもわずかに優れているが、 $\alpha=6$ dBの場合においては、2D MMSE-FDEは1D MMSE-FDEよりもずっと優れている。また、3つの送信法の中でS-P8が最も特性が優れていることが分かる。S-P8では、系列長 $2K/x=512$ ビットである8個のパリティビット系列の中から再送毎に異なるパリティビット系列を送信している。S-P8のスループット特性はS-P2及びS-P4に比べ、それぞれ最大30%及び60%優れている。これは、S-P8は送信2回目以降の送信パリティビット数が少なく、S-P2やS-P4よりも余計なパリティビットの送信を抑えられるからである。しかし、

S-P8 はより大きな送信回数を必要とするため、遅延時間がより大きくなってしまいう問題がある。

周波数選択性が比較的弱い $\alpha=6\text{dB}$ のときは、選択性が最も強い $\alpha=0\text{dB}$ のときよりもスループット特性はわずかに劣化してしまう。この理由は以下のように説明できる。 $\alpha=6\text{dB}$ のとき、周波数ダイバーシチ効果がより小さくなるので、最初の送信で正しく受信される確率が低下する。そのため、より多くの回数の再送を必要とするので、スループット特性が劣化し、理想 PIC からの劣化もより大きくなる。

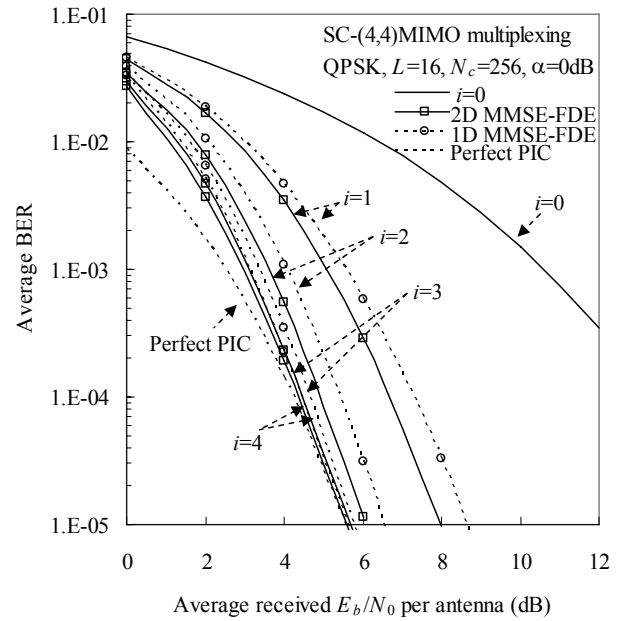
5. むすび

本論文では、SC-MIMO 多重伝送における 2 次元(2D) MMSE-FDE を用いる周波数領域繰り返し PIC を提案した。これまでに提案した周波数領域繰り返し PIC では、初回には 2D MMSE-FDE を用いるものの、それ以降は PIC によって他アンテナ干渉が完全に取り除かれたものと仮定し、周波数選択性による ISI を低減する 1D MMSE-FDE を用いていた。しかし、PIC 出力には他アンテナからの干渉が残ってしまう。1D MMSE-FDE は、その他アンテナ干渉の影響を受け、信号分離精度が劣化する。そこで本論文では、他アンテナからの干渉を考慮する 2D MMSE-FDE を繰り返し PIC へ適用することとし、その 2D MMSE-FDE を導出した。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 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明らかにした。2D MMSE-FDE を用いる PIC は、1D MMSE-FDE よりも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。

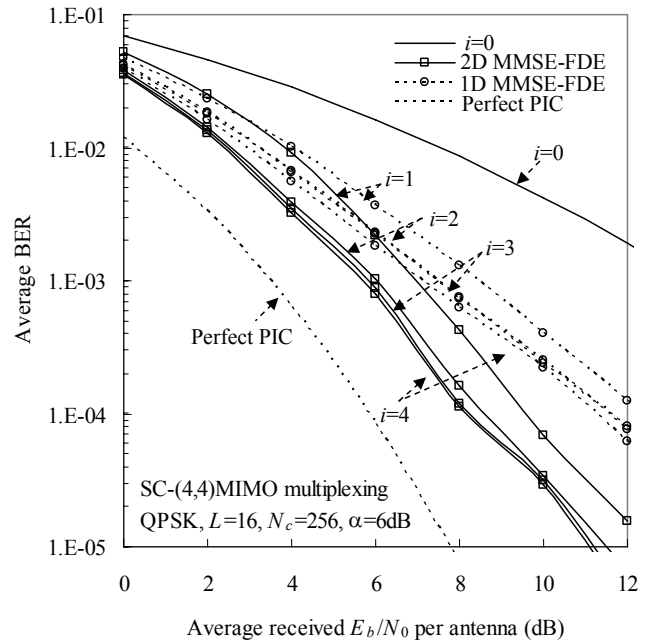
文 献

- [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*, 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] 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.
- [9] 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.

[10] 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.



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



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

図 6 2D MMSE-FDE を用いる周波数領域繰り返し PIC の BER 特性

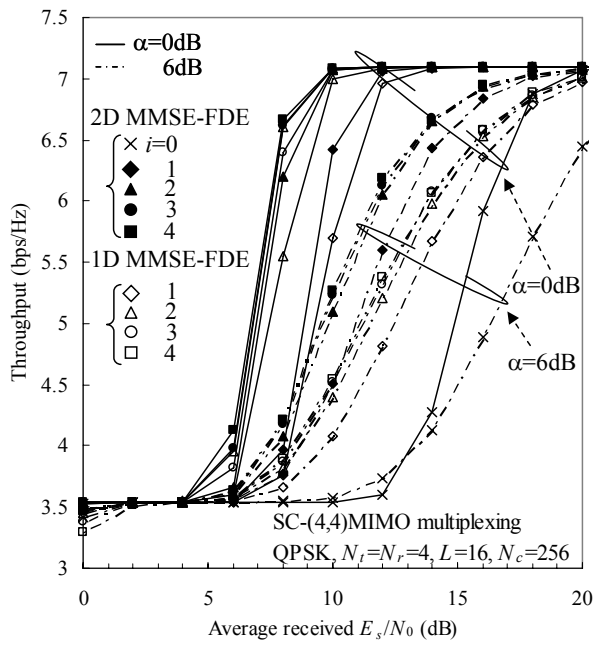


図 7 2D MMSE-FDE を用いる周波数領域繰り返し PIC のスループット特性

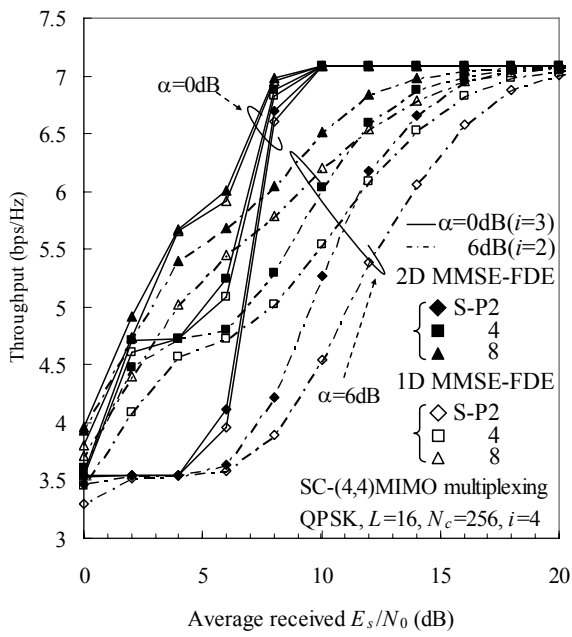


図 8 TtypeII S-Px のスループット特性比較