

ターボ符号化 HARQ を用いる固有モード

MIMO 多重のスループット特性

尾崎 一幸[†] 中島 昭範[†] 安達 文幸[‡]

東北大学 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: [†]{ozaki,nakajima}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡]adachi@ecei.tohoku.ac.jp

あらまし 最近, 限られた帯域幅での高速伝送技術として MIMO 多重が注目されている. このうちの 1 つとして固有モード MIMO 多重(E-SDM: Eigenbeam-Space Division Multiplexing)が知られている. E-SDM では MIMO チャネル情報を送受信間で共有し, 複数の直交したチャネルを形成して異なる信号を同時に送信する. 直交チャネル状態に応じて電力配分と適応変調を行うことで高い伝送効率を実現できる. ところで, 今後の移動無線通信ではパケット伝送が主流になると予想され, 誤り訂正符号化と自動再送要求(ARQ)を組み合わせたハイブリッド ARQ(HARQ)が重要な技術となる. そこで本論文では, ターボ符号化 HARQ を用いた E-SDM 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 MIMO 多重, E-SDM, ターボ符号, HARQ

Throughput Performance of Turbo Coded HARQ with E-SDM

Kazuyuki OZAKI[†] 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: [†]{ozaki,nakajima}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡]adachi@ecei.tohoku.ac.jp

Abstract Recently, MIMO multiplexing is gaining much attention for achieving very high speed data communications with limited bandwidth. Eigenbeam space division multiplexing (E-SDM) is known as one of MIMO multiplexing techniques. In E-SDM, the same propagation channel information is shared at both transmitter and receiver and the orthogonal transmission channels are constructed to transmit different data in parallel. By applying transmit power allocation and adaptive modulation on parallel orthogonal channels, high efficient transmission can be realized. In the next generation mobile communications systems, wireless packet access will be the core technology. For packet transmission, some error control technique is inevitable. Turbo coded hybrid ARQ (HARQ) is one of the promising error control techniques. In this paper, the throughput performance of turbo coded HARQ with E-SDM is evaluated by computer simulation.

Keyword MIMO multiplexing, E-SDM, Turbo code, HARQ

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]. しかし, 利用可能な周波数帯域は限られているため, 高い周波数利用効率を実現する技術の開発が必要である. 最近では送受信側で複数のアンテナを用いて, 周波数帯域幅を拡大することなく高速通信を実現する MIMO(Multiple-Input Multiple-Output)多重[2]が注目を集めている. MIMO 多重には, 複数の独立した信号を各アンテナから同時に送信する空間分割 MIMO 多重 (SDM: Space Division Multiplexing) [3-4], MIMO チャネル情報を送受信間で共有し, 複数の直交したチャネルを形成して異なる信号を同時に送信する固有モード MIMO 多重 (E-SDM: Eigenbeam-SDM) [5-6]などがある. E-SDM は複数の直交チャネルを形成するので, SDM のように他の送信信号に干渉を与えることが無く, 直交チャネル状態に応じて電力配分と適応変調を行うことで, SDM よりも優れたスループット特性

が期待できることが知られている.

今後の移動無線通信ではパケット伝送が主流になると考えられている. 移動無線通信では, フェージングによりスループット特性が大幅に劣化する. そのため, 誤り制御技術が不可欠になる. 誤り制御技術としてこれまで多く検討されてきたものに, ターボ符号化ハイブリッド自動再送要求 (HARQ: Hybrid Automatic Repeat Request)がある[7]. RCPT (Rate Compatible Punctured Turbo)-HARQ には, 再送毎に同一の符号語を送信する Type I と, 再送毎に送信するパリティビット数を減らし無駄な冗長ビットの送信を避ける Type II がある[8]. Type II では無駄な冗長ビットの送信を避けることができるので, スループットを向上できる. E-SDM に RCPT-HARQ を導入することにより, 優れたスループット特性が得られることが予想できる.

本論文では, E-SDM 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, SDM とのスループット特性を比較している. 本論文の構成は以下のようになっている. 第 2 章では RCPT-HARQ を用いる

E-SDM について述べる. 第 3 章では送信パケット生成法について述べ, 第 4 章ではパケット合成方法について述べる. 第 5 章では計算機シミュレーション結果を示す. 第 6 章はむすびである.

2. RCPT-HARQ を用いる E-SDM 伝送系

2.1. 送信信号と受信信号

図 1 に N 本の送信アンテナと M 本の受信アンテナを用いる E-SDM の送受信系を示す.

送信機側では, 2 値情報ビット系列を RCPT 符号化し, 再送要求に備えてバッファに情報を蓄積する. その後, ブロックインターリーブを行い, 直並列変換 (S/P: Serial-to-parallel conversion) により, 直列データ系列を K 個の異なる信号系列に変換する. それらをデータ変調して, K 次元の送信信号ベクトル $\mathbf{x}=[x_0, x_1, \dots, x_{K-1}]^T$ を得る. ここで, x_n は第 n 番目の系列の変調信号を表わしている. 変調レベルの決定方法に関しては 2.2 節で詳しく述べる. \mathbf{x} に N 行 K 列の送信重み行列 \mathbf{W}_t を次式のように乗算し, N 次元の重み付き送信信号ベクトル $\mathbf{x}'=[x'_0, x'_1, \dots, x'_{N-1}]^T$ を生成する.

$$\mathbf{x}' = \mathbf{W}_t \mathbf{x} \quad (1)$$

送信重み乗算後, 各送信アンテナから同じ搬送波周波数で \mathbf{x}' を送信する.

送信信号はそれぞれ異なる伝搬路を伝搬して, M 個の受信アンテナで受信される. M 次元の受信信号ベクトル $\mathbf{r}=[r_0, r_1, \dots, r_{M-1}]^T$ は次式のように表わすことができる.

$$\mathbf{r} = \mathbf{h} \mathbf{x}' + \mathbf{n} \quad (2)$$

ここで, r_m は第 m 番目の受信アンテナで受信された信号, \mathbf{h} は M 行 N 列の複素チャネル利得行列, $\mathbf{n}=[n_0, n_1, \dots, n_{M-1}]^T$ は雑音ベクトルを表している. n_m は第 m 番目の受信アンテナの雑音を表し, 互いに独立で平均 0 で分散 2^{-2} の相加性複素ガウス変数である.

受信信号ベクトル \mathbf{r} に K 行 M 列の受信重み行列 \mathbf{W}_r を乗算することによって, K 次元の重み付き受信信号ベクトル \mathbf{r}' を生成する. $\mathbf{r}'=[r'_0, r'_1, \dots, r'_{K-1}]^T$ は次式のように表わせる.

$$\begin{aligned} \mathbf{r}' &= \mathbf{W}_r \mathbf{r} \\ &= \mathbf{W}_r \mathbf{h} \mathbf{W}_t \mathbf{x} + \mathbf{W}_r \mathbf{n} \end{aligned} \quad (3)$$

E-SDM では, チャネル行列 \mathbf{h} の固有値分解を利用して直交チャネルを形成するような送受信重み行列を用いる. チャネル行列 \mathbf{h} の固有値分解は次式のように表わすことができる.

$$\mathbf{h}^H \mathbf{h} = \mathbf{U} \cdot \mathbf{\Lambda} \cdot \mathbf{U}^H \quad (4)$$

ここで, \mathbf{U} は N 行 K 列のユニタリ行列, $\mathbf{\Lambda} = \text{diag}(\lambda_0, \lambda_1, \dots, \lambda_{K-1})$ は K 行 K 列の対角行列である. λ_k はチャネル行列 \mathbf{h} の第 k 番目の固有値, K は \mathbf{h} の rank, $(\cdot)^H$ はエルミート転置を表わしている. 式(4)から直交チャネルを形成する送受信重み行列は次式のように求めることができる[6].

$$\mathbf{W}_t = \mathbf{U} \mathbf{P} \quad (5)$$

$$\mathbf{W}_r = \mathbf{U}^H \mathbf{h}^H \quad (6)$$

ここで, $\mathbf{P} = \text{diag}(\sqrt{P_0}, \sqrt{P_1}, \dots, \sqrt{P_{K-1}})$ は K 行 K 列の送信電力行列である. P_k は第 k 番目のチャネルに割り当てる送信電力を表している. なお, \mathbf{P} は固有値に基づいて注水定理を用いて決定する. 詳しくは 2.2 節で述べる.

式(5), (6)で得られる送受信重み行列を用いると, 式(3)は次式のようになる.

$$\begin{aligned} \mathbf{r}' &= \mathbf{U}^H \cdot \mathbf{h}^H \cdot \mathbf{h} \cdot \mathbf{U} \cdot \mathbf{P} \cdot \mathbf{x} + \mathbf{W}_r \mathbf{n} \\ &= \mathbf{U}^H \cdot \mathbf{U} \cdot \mathbf{\Lambda} \cdot \mathbf{U}^H \cdot \mathbf{U} \cdot \mathbf{P} \cdot \mathbf{x} + \mathbf{W}_r \mathbf{n} \quad (7) \\ &= \mathbf{\Lambda} \mathbf{P} \mathbf{x} + \mathbf{W}_r \mathbf{n} \end{aligned}$$

この後, 変調方式に応じて各ビットの軟判定値を求め, 並列変換 (P/S: Parallel-to-serial conversion) を行って, 直列データ系列に変換した後, デインターリーブし, RCPT 復号器に入力する. RCPT 復号器では, デパンクチャ, ターボ復号を行い, 再送のためデータをバッファに蓄積する. ターボ復号を行った後, 受信情報ビット系列を出力し, 誤り検出を行い, 誤りがあった場合は NACK 信号を, 誤りがなかった場合は ACK 信号を送信機側に送信する.

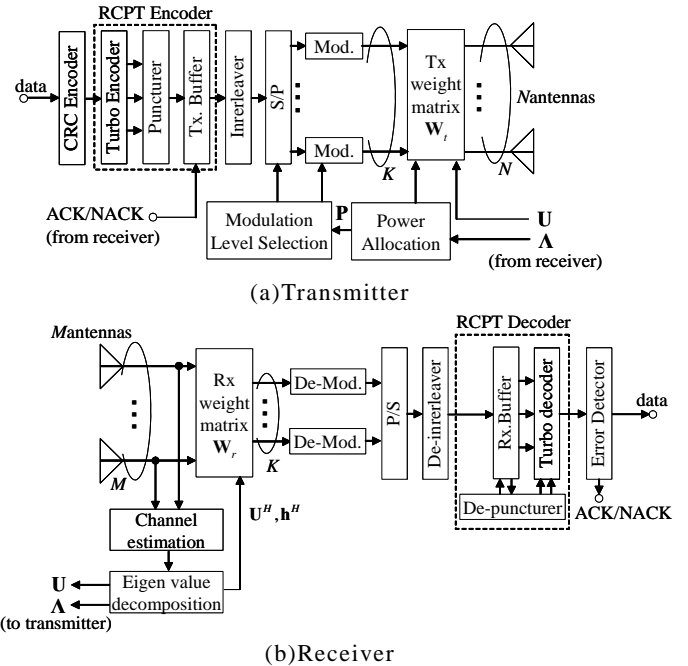


図 1 RCPT-HARQ を用いる E-SDM 送受信系

2.2. 電力配分と適応変調

E-SDM 方式では, チャネルの状態に応じて電力配分と適応変調が必要である. 本論文では, 注水定理[9]に基づいた電力配分法, Chernoff 上界[10]に基づいた適応変調を用いる. 以下にそれらを詳述する.

(1) 電力配分

K 個の並列直交チャネルで形成される通信路の全チャネル容量 C は次式で与えられる[9].

$$C = \sum_{k=1}^K \log(1 + \gamma_k) \quad (8)$$

ここで、 γ_k は第 k 番目のチャネルにおける受信信号電力対雑音電力比(SNR)を表している。式(7)より γ_k は次式で与えられる。

$$\gamma_k = \frac{\lambda_k}{\sigma^2} P_k \quad (9)$$

$\sum_{k=1}^K P_k = P_{total}$ の拘束条件のもとで式(9)を最大にするように、Lagrange の未定係数法[11]を用いて P_k を決定する。 P_k は次式のように求められる。

$$P_k = \max \left\{ \left(\frac{P_{total}}{K} + \frac{1}{K} \left(\sum_{k=1}^K \frac{\sigma^2}{\lambda_k} \right) - \frac{\sigma^2}{\lambda_k} \right), 0 \right\} \quad (10)$$

式(10)より分かるように、注水定理による電力配分では固有値の小さなチャネルに少ない電力を割り当てることになる。

(2) 適応変調

無符号化の場合、受信 SNR が γ_k であるとき、瞬時 BER は次式のように近似できることが知られている[10]。

$$P_b^{(k)} = \alpha_k \cdot \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{\gamma_k}{\beta_k}} \right) \quad (11)$$

ここで、 α および β は変調方式に対応した係数であり、表 1 のようになっている。また、 $\operatorname{erfc}(\cdot)$ は誤差補関数である。本論文では、式(11)で与えられる BER の Chernoff 上界を用いる。つまり

$$P_b^{(k)} = \alpha_k \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{\gamma_k}{\beta_k}} \right) \leq 2\alpha_k \exp \left(-\frac{\gamma_k}{\beta_k} \right) \quad (12)$$

である。 K 個の直交チャネルにそれぞれ送信電力 P_k と 1 シンボルあたり m_k ビットを割り当てたときの全チャネルの平均 BER の上界は次式のように表すことができる。

$$\bar{P}_b^{(k)} = \frac{\sum_{k=0}^{K-1} m_k P_b^{(k)}}{\sum_{k=0}^{K-1} m_k} \leq \frac{1}{\eta} \sum_{k=0}^{K-1} 2\alpha_k m_k \exp \left(-\frac{\gamma_k}{\beta_k} \right) \quad (13)$$

ここで、 η は $\eta = \sum_{k=0}^{K-1} m_k$ であり、周波数利用効率(bps/Hz)である。

変調方式の決定は以下の手順で行う。まず、注水定理により P_k を計算する。次に、その電力配分結果を用いて、

全チャネルのビット数の合計が $\eta = \sum_{k=0}^{K-1} m_k$ になるような各チャ

ネルのビット配分の全組み合わせについて、式(13)を用いて最も誤り率上界が小さくなる変調レベルの組み合わせを求める。

表 1 各変調方式の α と β

変調方式	α	β
BPSK	1/2	1
QPSK	1/2	2
8PSK	1/3	$1/\sin^2(\pi/8), 1/\sin^2(3\pi/8)$
16QAM	3/8	10
64QAM	7/24	42
256QAM	15/64	170

3. HARQ

本論文では符号化率 $R=1/3$ のターボ符号を用いている。ターボ符号では、系列長 L の情報ビット系列をターボ符号器に入力し、系列長 L のシステムチックビット(情報ビット)系列と、系列長 L の 2 つのパリティビット系列を得て、これらを元に送信ビット系列を生成する。HARQ ではパリティビット系列をどのように送信するかによって、Type I と Type II に区別できる。

3.1. Type I

系列長 L のシステムチックビット系列と、系列長 L の 2 つのパリティ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、前回送信したパケットと同じである。毎回、必ず同じパリティビットを送信するため、伝搬環境が良好な場合には非効率となる。本論文では、符号化率 $R=1/3$ の場合の Type I を考えている。これは、Type II において、全てのパリティビットを送信したときの符号化率が $1/3$ となるからである。

3.2. Type II

S-PY では、パリティビットを $2L/Y$ の系列にパンクチャを行い、再送毎に異なったパケットを送信する。本論文では、S-P2, S-P4, S-P8 を用いている。以下では S-P2 の再送と受信信号処理について述べる[7]。

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、パンクチャ周期 $Y=2$ 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ある。パンクチャパターンは以下ようになる。

$$\text{S-P2: } \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

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。このときの符号化率は 1/2 になる。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 packets 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用いて復号を行う。このときの符号化率は 1/3 になる。

なお、S-P4 と S-P8 のバンクチャパターンにはそれぞれ以下のものを用いている。ここで、S-P8 のバンクチャパターンには 8 進数表記を用いた。

$$\text{S-P4: } \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\text{S-P8: } \begin{bmatrix} 3 & 7 & 7 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 2 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 4 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 2 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 4 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 2 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 2 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 4 & 0 \\ 0 & 0 & 2 \\ 0 & 0 & 2 \end{bmatrix}$$

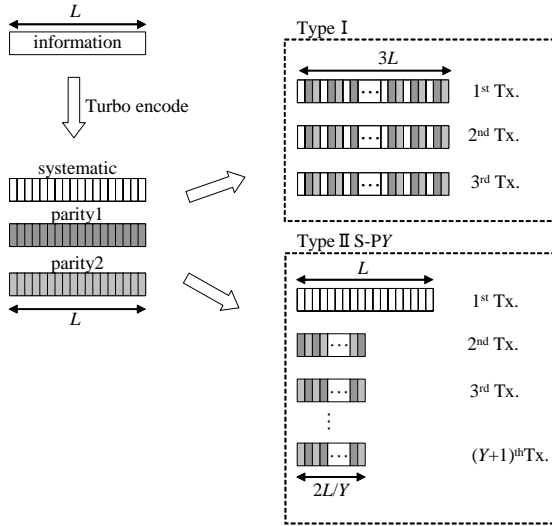


図 2 HARQ の送信パケット生成方法

4. パケット LLR 合成

適応変調を用いなければ、同一のパケットが再送された場合、受信パケット間を最大比合成 (MRC: Maximum Ratio Combine) してから、LLR (Log likelihood ratio) を求めるのが一般的である [12]。しかし、E-SDM の場合、チャンネル状態に応じて変調方式を変えるので、受信信号の MRC 合成を行えない。そこで、本論文では LLR に基づいたパケット合成を用いる。複数パケットが受信されたとき、 m 番目のビット b_m の LLR は次式のように与えられる。送信毎にチャンネルは独立であると仮定した。

$$\begin{aligned} L_m &= \ln \frac{p(v_0, v_1, \dots, v_{s-1} | b_m = 1)}{p(v_0, v_1, \dots, v_{s-1} | b_m = 0)} \\ &= \sum_{i=0}^{s-1} \ln \frac{p(v_i | b_m = 1)}{p(v_i | b_m = 0)} \\ &= \sum_{i=0}^{s-1} \frac{1}{2\sigma_i^2} (|v_i - h_i \hat{d}_{i,b_m=0}^{\min}|^2 - |v_i - h_i \hat{d}_{i,b_m=1}^{\min}|^2) \end{aligned} \quad (14)$$

ここで、 s は同一パケットの送信回数、 v_i は第 i 回目の送信時の受信信号である。 \hat{d}_{i,b_m}^{\min} は、 i 回目の送信時の m 番目の

ビットが含まれる送信シンボル候補 $\{d_{i,b_m}\}$ のうち、LLR を最大とするシンボル候補を表わしている。 σ_i^2 は雑音電力である。式 (14) から分かるように、再送毎に全ての候補を探索してユークリッド距離が最小になるものを選び、LLR を計算する。その値を加算することによって、LLR を求めている。

5. 計算機シミュレーション

表 2 に計算機シミュレーション諸元を示す。情報系列長 $L=1024$ ビットの系列を送信するものとする。本論文では、拘束長が 4 の (13,15) 再帰的畳み込み (RSC: Recursive Systematic Convolutional) 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 [7]。2 つ目の RSC 符号器入力は、1 つ目の RSC 符号器の入力を内部インターリーブした系列である。内部インターリーブには、任意の 2 ビットが $S=\sqrt{L}$ ビット以上の距離を保つように順序組み換えを行う S-random インターリーブ [13] を用いている。チャンネルインターリーブにはブロックインターリーブを用いている。

$M \times N$ 個の送受信アンテナ間のチャンネル利得は互いに独立な周波数非選択性レイリーフェージングチャンネルである。受信機のチャンネル推定、誤り検出は理想としている。また、受信機側から送信機側へのチャンネル情報のフィードバックをする際に生じる遅延は生じないものとしている。正規化最大ドップラー周波数 $f_D T$ は 0.001 としている (T はシンボルレートの逆数を表わす)。これは、搬送波周波数 5GHz、送信シンボルレート約 370ksps のとき、移動速度 80km/h に相当する。

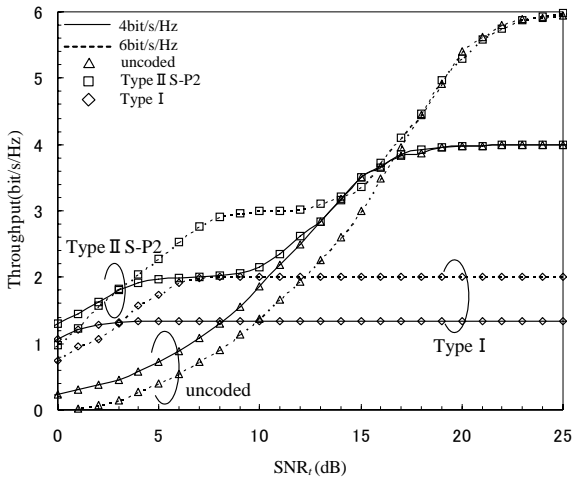
表 2 シミュレーション諸元

Channel		1-path Rayleigh fading
$f_D T$		0.001
Information bit		$L=1024$ bits
Turbo encoder	Coding rate	$R=1/3$
	Component encoder	(13,15)RSC
	Interleaver	S-random
Turbo decoder	Component decoder	Log-MAP
	Number of iterations	8
Data modulation		BPSK, QPSK, 8PSK 16QAM, 64QAM
Number of antennas		$N=2, M=2$
Channel estimation		Ideal
Feedback delay		None
Transmit power control		Water filling theorem

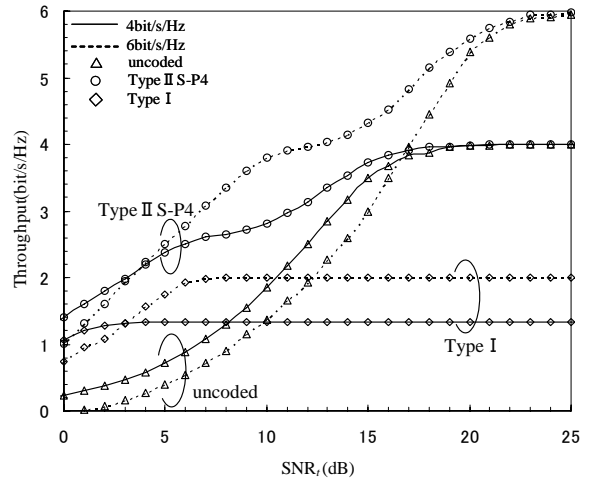
5.1. 周波数利用効率が 4bit/s/Hz と 6bit/s/Hz のスループット比較

図 3 に周波数利用効率が 4bit/s/Hz、6bit/s/Hz の RCPT-HARQ を用いる E-SDM のスループット特性を示す。ここで、 SNR_t は総送信電力対雑音電力比を表わしている。比較のため、無符号化の場合、HARQ type I の場合のスループット特性も示している。無符号化の場合、 SNR_t が 17dB 以下の範囲では、周波数利用効率が 4bit/s/Hz のスループットが、周波数利用効率が 6bit/s/Hz のスループットを上回っている。これは、選択される変調方式が、周波数利用効率が 4bit/s/Hz の場合、(16QAM,0), (8PSK,BPSK), (QPSK,QPSK) のうちの 1 つ、6bit/s/Hz の場合、(64QAM,0), (16QAM,QPSK), (8PSK,8PSK) のうちの 1 つであり、6bit/s/Hz の場合のほうが多値数が大きいので、信号点間距離が小さくなるので、雑音の影響を受けやすく、正しく受

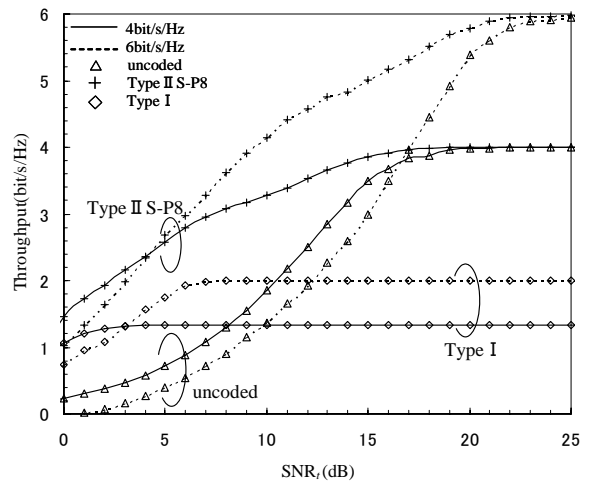
信する確率が小さくなるからである。SNR_rが17dB以上の範囲では、6bit/s/Hzのスループットが、4bit/s/Hzのスループットを上回っている。これは、SNR_rが大きいと雑音の影響を受けにくくなることと、周波数利用効率が4bit/s/Hzの場合にはスループットの頭打ちが生じるためである。しかし、Type II S-P2の場合、SNR_rが3dB以上の範囲において、6bit/s/Hzのスループット特性の方が優れていることが分かる。これは、6bit/s/Hzの場合、SNR_rが3dB以上の領域では、再送回数が2回で正しく受信される確率が高く、周波数利用効率が4bit/s/Hzの場合、6bit/s/Hzで送信しても正しく受かる領域において、4bit/s/Hzでしか送っていないためスループットの頭打ちが生じているからである。一方、SNR_rが3dB以下の領域では、4bit/s/Hzの場合のスループット特性の方が優れている。これは、無符号化の場合と同じ理由である。また、S-P2、S-P4、S-P8となるに従い、SNR_rが高い領域において、4bit/s/Hzと6bit/s/Hzのスループット特性差は大きくなる。これは、S-P2、S-P4、S-P8となるに従い、パリティビット系列を細かく分けることができるため、余分なパリティビット系列を送信することがなくなるためである。しかし、低いSNR_rのときは、S-P2、S-P4、S-P8となるにつれて、4bit/s/Hzのスループットが6bit/s/Hzより優れる境界のSNR_rが高くなる。これは、雑音の影響を大きく受けるような低いSNR_rの領域では、4bit/s/Hzの方が信号点間距離が大きいので、S-P2、S-P4、S-P8となるにつれて再送回数が増加し、雑音による影響の差が大きくなるからである。



(a)S-P2



(b)S-P4

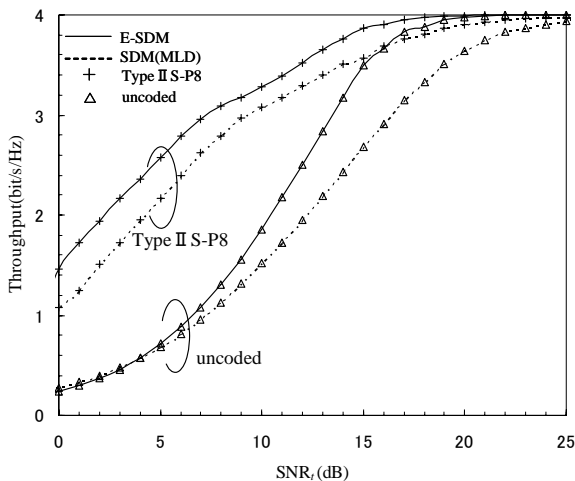


(c)S-P8

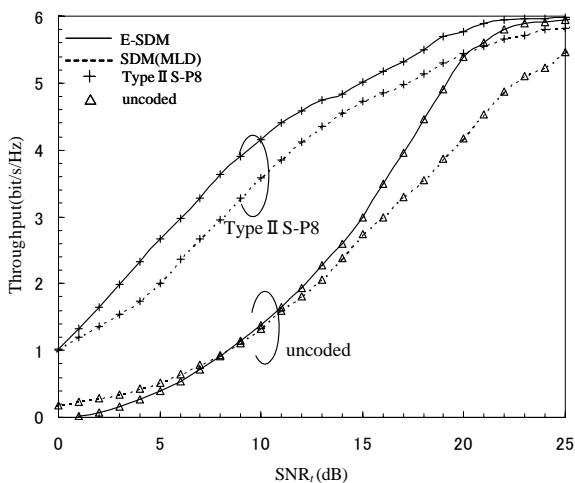
図 3 RCPT-HARQ のスループット特性

5.2. E-SDM と SDM のスループット比較

図 4 に周波数利用効率が4bit/s/Hz、6bit/s/Hzの場合のType II S-P8のE-SDMとSDMのスループット特性を示す。比較のため、無符号化の場合のスループット特性も示している。図 4 から分かるように、無符号化の場合、type II S-P8の場合ともに、E-SDMの方が優れたスループット特性を示しているのが分かる。これは、SDMでは送信信号が互いに干渉となり、チャンネル状態にかかわらず常に等電力、同じ変調方式で信号を送信しているのに対して、E-SDMでは直交チャンネルを形成しているため信号が互いに干渉となることはなく、チャンネル状態に応じて電力配分、適応変調を行っているからである。



(a)4bit/s/Hz



(b)6bit/s/Hz

図 4 E-SDM と SDM のスループット特性

6. むすび

ターボ符号化 HARQ を用いた E-SDM のスループット特性について計算機シミュレーションを用いて明らかにした。その結果をまとめると以下ようになる。

- (1) 送受信アンテナが 2 本の場合、 SNR_t が 5dB 以下の範囲で、周波数利用効率が 4bit/s/Hz の方が 6bit/s/Hz よりも優れたスループット特性を示す。これは、4bit/s/Hz より多値数によって信号点間距離がより短くなり、雑音の影響を大きく受けるからである。5dB 以上では、6bit/s/Hz の方が優れたスループット特性を示す。これは、4bit/s/Hz ではスループットの頭打ちが生じているからである。
- (2) SDM との比較においては、無符号化、type II S-P8 のどちらの場合においても、E-SDM の方が優れたスループット特性を示す。これは、直交チャネル形成による干渉除去、電力配分、適応変調効果である。

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] G. J. Foschini, "Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multiple antennas," Bell Labs Tech. J., vol.1, no.2, pp.41-59, 1996.
- [5] H. Sampath, P. Stoica, and A. Paulraj, "Generalized linear precoder and decoder design for MIMO channels using the weighted MMSE criterion," IEEE Trans. Commun., vol.49, no.12, pp.2198-2206, Dec.2001.
- [6] K. Miyashita, T. Nishimura, T. Ohgane, Y. Ogawa, Y. Takatori, and C. Keizo, "High data-rate transmission with eigenbeam-space division multiplexing (E-SDM) in a MIMO channel," Proc. IEEE VTC 2002-Fall, vol.3, pp.1302-1306, Sept. 2002.
- [7] D. Garg and F. Adachi, "Throughput comparison of turbo-coded HARQ in OFDM, MC-CDMA and DS-CDMA with frequency-domain equalization," IEICE Trans. Commun., vol. E88-B, no.2, pp.664-677, Feb. 2005.
- [8] 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.
- [9] 瀧保夫, 情報論 I, 岩波全書, 1978 年.
- [10] J. G. Proakis, *Digital Communications*, McGraw-Hill, 3rd Edition, 1995.
- [11] S. Haykin, *Adaptive Filter Theory*, 3rd edition, Prentice Hall, 1996.
- [12] 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.
- [13] 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.