

MIMO-OFDM における Hybrid ARQ のスループット特性

中島 昭範[†], ガーグ ディープシカ[†], 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 05

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

あらまし 最近, 超高速伝送技術としてマルチ送受信アンテナ(MIMO)や直交周波数分割多重(OFDM)が注目され, 盛んに研究されている. また, 今後の移動通信は, パケット伝送が主流になることが予想される. そのため, 超高速パケット伝送を対象とした MIMO-OFDM は大変重要な研究課題になってきている. パケット伝送技術として知られている技術にターボ符号化 Hybrid ARQ(HARQ)がある. 本論文では, MIMO-OFDM における HARQ 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するとともに, MIMO 多重と時空間送信符号化ダイバーシチ(STTD)の比較を行っている.

キーワード MIMO-OFDM, 移動通信, Hybrid ARQ, rate compatible turbo codes

Throughput Performance of Hybrid ARQ in MIMO-OFDM

Akinori NAKAJIMA[†] Deepshikha GARG[†] and Fumiyuki ADACHI[‡]

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

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

Abstract Recently, Multi-Input Multi-Output (MIMO) and Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) are gaining much attention for very high speed data communications. On the other hand, MIMO-OFDM is being researched vigorously as a transmission technique that provides very high spectrum efficiency. Broadband wireless packet access will be the core technology of the next generation mobile communications systems. Hence it is important to study the signal processing techniques for very high speed packet transmissions in MIMO-OFDM. For packet transmission, turbo coded Hybrid ARQ (HARQ) is one of the promising error control technique. However, the performance of HARQ with MIMO-OFDM has not been fully evaluated. In this paper, the throughput performance of HARQ in MIMO-OFDM system is evaluated by computer simulation and the performance of MIMO Multiplexing is compared with Space Time Transmit Diversity (STTD).

Keyword MIMO-OFDM, Mobile Communication, Hybrid ARQ, rate compatible turbo codes

1. まえがき

次世代の移動通信システムでは, 高速かつ多様なマルチメディア情報の提供が期待されており, 超高速の無線伝送技術の実現が望まれている[1]. また, 利用できる無線周波数帯域幅が限られているため, 周波数利用効率のより高い無線伝送技術が必要である. その要求に対して期待されている技術に, マルチ送受信アンテナ(MIMO; Multi-Input Multi-Output)多重[2,3]や直交周波数分割多重(OFDM; Orthogonal Frequency Division Multiplexing)[4]が知られている. MIMO 多重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している. 受信機では, 重畳された信号を分離した後, 復調を行っている. 一方, OFDM は, 異なる送信データ系列を各々直交する複数のサブキャリアを用いて並列伝送する技術である. この2つの技術を組み合わせた MIMO-OFDM は, 非常に高い周波数利用効率を実現することができるため, 現在, 盛んに研究が行われている[5-8].

また, 今後の移動通信はパケット伝送が主流になると予想される. しかし, 広帯域通信無線チャンネルでは周波数選択性フェージングが生じるため, 高速パケット伝送を行うに

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つにターボ符号化 HARQ(Hybrid Auto Repeat reQuest)が知られている. 中でも, Rate Compatible Turbo codes (RCPT) HARQ[9]が提案されており, パリティビットを減らして送信することで, スループット向上させる技術である. これまで, DS-CDMA や OFDM における RCPT HARQ の特性評価が行われている[10-13]. しかし, MIMO-OFDM におけるターボ符号化 HARQ のスループット特性は, まだ十分に明らかにされていない. そこで, 本論文では, 周波数選択性フェージングチャネル環境下における MIMO-OFDM における 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ている. また, 時空間送信符号化ダイバーシチ(STTD; Space Time Transmit Diversity)[14,15]と比較を行っている.

本論文の構成は以下のようになっている. 第2章では, MIMO-OFDM HARQ 送受信系モデルについて, 第3章では, 周波数非選択性レイリーフェージングチャネルにおける MIMO-OFDM のスループット特性についての計算機シミュレーション結果を考察している. 第4章はむすびである.

2. MIMO-OFDM Hybrid ARQ 送受信系

2.1. MIMO 多重-OFDM

図1は送信アンテナ N 本, 受信アンテナ M 本を用いる (N, M) MIMO 多重-OFDM 送受信系の構成である. 送信機では, CRC 符号化された 2 値情報ビット系列を RCPT 符号化器に入力し, 2 値符号化系列に符号化する. その後, パンクチャを行い, それによ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んでいる. その後, ブロックインターリーブによって系列の順序が交錯され, 直並列変換によって, 送信アンテナ本数 $N \times$ 直交サブキャリア数 N_c 個の系列に分けられる. そして, それぞれの系列において変調シンボル $\mathbf{d}_k = [d_{k,0}, \dots, d_{k,N-1}]^T$ (ただし, $k=0 \sim N_c-1$) が生成され, 各送信アンテナにおいて逆高速フーリエ変換 (IFFT) を用いて OFDM 信号が生成される. OFDM 信号生成後, フレームの後尾 N_g サンプル時間をコピーしてフレームの先頭のガードインターバル (GI) に挿入される. そして, N 本の送信アンテナから各々異なる OFDM 信号が同じ搬送波周波数で同時に送信される.

送信信号は, 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, M 本のアンテナで受信される. なお, パス間の遅延時間差は IFFT サンプル間隔であるものとする.

受信機では, GI を取り除いた後, 各アンテナにおいて, 受信した OFDM 信号を, 高速フーリエ変換 (FFT) を用いて N_c 個のサブキャリア成分に変換する. 第 k 番目のサブキャリアにおける受信信号成分ベクトル $\mathbf{R}_k = [R_{k,0}, \dots, R_{k,M-1}]^T$ は次式のように表すことができる.

$$\mathbf{R}_k = \sqrt{2S} \mathbf{d}_k \mathbf{H}_k + \mathbf{\Pi}_k \quad (3)$$

ここで, S は平均受信信号電力, \mathbf{H}_k 及び $\mathbf{\Pi}_k$ はそれぞれ第 k 番目のサブキャリアにおける M 行 N 列チャネル利得行列と雑音ベクトルであり, 次式で与えられる.

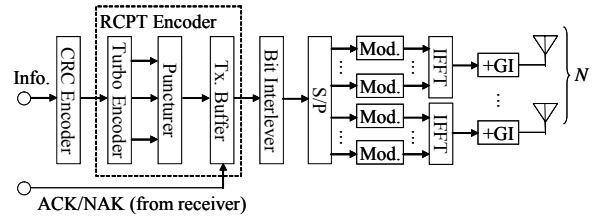
$$\begin{cases} \mathbf{H}_k = \sum_{l=0}^{L-1} \mathbf{h}_l \exp(-j2\pi l k / N_c) \\ \mathbf{\Pi}_k = \sum_{t=0}^{N_c-1} \mathbf{n}_t \exp(-j2\pi t k / N_c) \end{cases} \quad (4)$$

ここで, \mathbf{h}_l は第 l 番目のパスにおける M 行 N 列のパス利得ベクトル, \mathbf{n}_t は各受信アンテナにおける加法的白色ガウス雑音 (AWGN) ベクトルであり, $\mathbf{n}_t = [n_{t,0}, \dots, n_{t,M-1}]^T$ と表される. また, 各受信アンテナにおける AWGN は独立で, 平均 0, 分散 $2\sigma^2 = 2N_0/T_s$ であるものとしている. ここで, N_0 は AWGN の片側電力スペクトル密度, T_s は IFFT サンプル間隔である.

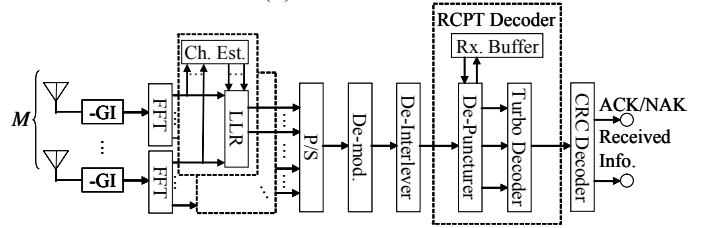
次に, 各サブキャリアにおいて多重された信号の分離を行う. 本論文では, 送信された各ビットにおける対数尤度 (LLR; Log Likelihood ratio) を求めている. ここで, 第 n 番目の送信アンテナの第 k 番目のサブキャリアから送信される変調シンボル $d_{k,n}$ の第 i 番目のビット $b_{k,n,i}$ の LLR $\lambda_{k,n,i}$ は次式で表される.

$$\lambda_{k,n,i} = \frac{1}{2} \max \left\{ \begin{array}{l} \left(\mathbf{R}_k - \sqrt{2S} \hat{\mathbf{H}}_k \hat{\mathbf{d}}_k \Big|_{b_{k,n,i}=0} \right)^H \\ \times \left(\mathbf{R}_k - \sqrt{2S} \hat{\mathbf{H}}_k \hat{\mathbf{d}}_k \Big|_{b_{k,n,i}=0} \right) \\ \\ - \frac{1}{2} \max \left\{ \begin{array}{l} \left(\mathbf{R}_k - \sqrt{2S} \hat{\mathbf{H}}_k \hat{\mathbf{d}}_k \Big|_{b_{k,n,i}=1} \right)^H \\ \times \left(\mathbf{R}_k - \sqrt{2S} \hat{\mathbf{H}}_k \hat{\mathbf{d}}_k \Big|_{b_{k,n,i}=1} \right) \end{array} \right\} \end{array} \right\} \quad (5)$$

その後, 得られた LLR 系列は, 並直列変換, 及びデ・インターリーブされ, RCPT 復号器に入力される. 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, 誤り検出を行う. 誤り検出は CRC 復号器によって行われ, ACK/NAK コマンドを送信機に伝送している.



(a) Transmitter



(b) Receiver

図1 (N, M) MIMO 多重-OFDM 送受信系モデル

2.2. STTD-OFDM

図2は送信アンテナ N 本 (ただし, $N=2$ と 4), 受信アンテナ M 本を用いる (N, M) STTD-OFDM 送受信系の構成である. MIMO 多重-OFDM 送受信系と同様, 送信ビット系列が生成され, インターリーブ及びデータ変調される. その後, 直並列変換によって直交サブキャリア数 N_c 個の系列に分けられ, サブキャリア毎に STTD 符号化が行われる. ここで, 第 k 番目のサブキャリア, 第 n 番目のアンテナで送信される STTD 符号化系列 $\mathbf{x}_{n,k}$ は式(6)及び(7)で表すことができる[14, 15]. なお, 行は送信アンテナ番号, 列は送信時刻に対応している.

$$\begin{pmatrix} \mathbf{x}_{k,0} \\ \mathbf{x}_{k,1} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} d_{k,2t'} & d_{k,2t'+1} \\ -d_{k,2t'+1}^* & d_{k,2t'}^* \end{pmatrix} \quad \text{for } N=2 \quad (6)$$

ここで, $d_{k,t'}$ は第 k 番目のサブキャリアにおける第 t' 番目のシンボルである. また, 式(7)からわかるように $N=4$ のとき, STTD 符号化率は 3/4 である.

STTD 符号化されたシンボルを用いて, 各送信アンテナで OFDM 信号が生成された後, 送信される. 受信機では,

$$\begin{pmatrix} \mathbf{x}_{0,k} \\ \mathbf{x}_{1,k} \\ \mathbf{x}_{2,k} \\ \mathbf{x}_{3,k} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} d_{k,3t'} & d_{k,3t'+1} & d_{k,3t'+2}/\sqrt{2} & d_{k,3t'+2}/\sqrt{2} \\ -d_{k,3t'+1}^* & d_{k,3t'+1}^* & d_{k,3t'+2}/\sqrt{2} & -d_{k,3t'+2}/\sqrt{2} \\ d_{k,3t'+2}/\sqrt{2} & d_{k,3t'+2}/\sqrt{2} & (-d_{k,3t'} - d_{k,3t'+1}^* + d_{k,3t'+1} - d_{k,3t'+1}^*)/2 & (-d_{k,3t'+1} - d_{k,3t'+1}^* + d_{k,3t'} - d_{k,3t'}^*)/2 \\ d_{k,3t'+2}/\sqrt{2} & -d_{k,3t'+2}/\sqrt{2} & (d_{k,3t'+1} + d_{k,3t'+1}^* + d_{k,3t'} - d_{k,3t'}^*)/2 & -(d_{k,3t'} + d_{k,3t'+1} + d_{k,3t'+1} - d_{k,3t'+1}^*)/2 \end{pmatrix} \quad \text{for } N=4 \quad (7)$$

$$\begin{pmatrix} r_{k,3t} \\ r_{k,3t+1} \\ r_{k,3t+2} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \hat{\mathbf{H}}_{0,k}^T & \hat{\mathbf{H}}_{1,k}^T & (\hat{\mathbf{H}}_{2,k} - \hat{\mathbf{H}}_{3,k})^T/2 & -(\hat{\mathbf{H}}_{2,k} + \hat{\mathbf{H}}_{3,k})^T/2 \\ \hat{\mathbf{H}}_{1,k}^*T & -\hat{\mathbf{H}}_{0,k}^*T & (\hat{\mathbf{H}}_{2,k}^* - \hat{\mathbf{H}}_{3,k}^*)^T/2 & (\hat{\mathbf{H}}_{2,k} + \hat{\mathbf{H}}_{3,k})^T/2 \\ \hat{\mathbf{H}}_{2,k}^*T & \hat{\mathbf{H}}_{3,k}^*T & (\hat{\mathbf{H}}_{0,k} + \hat{\mathbf{H}}_{1,k})^T & (\hat{\mathbf{H}}_{0,k} - \hat{\mathbf{H}}_{1,k})^T \\ \sqrt{2} & \sqrt{2} & \sqrt{2} & \sqrt{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \mathbf{R}_{k,4t'} & \mathbf{R}_{k,4t'} & (\mathbf{R}_{k,4t'} + \mathbf{R}_{k,4t'+1}) \\ \mathbf{R}_{k,4t'+1} & \mathbf{R}_{k,4t'+1} & (\mathbf{R}_{k,4t'} - \mathbf{R}_{k,4t'+1}) \\ (-\mathbf{R}_{k,4t'+2} + \mathbf{R}_{k,4t'+3}) & (\mathbf{R}_{k,4t'+2} + \mathbf{R}_{k,4t'+3}) & \mathbf{R}_{k,4t'+2} \\ (\mathbf{R}_{k,4t'+2} + \mathbf{R}_{k,4t'+3})^* & (-\mathbf{R}_{k,4t'+2} + \mathbf{R}_{k,4t'+3})^* & \mathbf{R}_{k,4t'+3} \end{pmatrix} \quad \text{for } N=4 \quad (9)$$

GIを取り除いた後、各受信アンテナで受信したOFDM信号をFFTによって N_c 個のサブキャリア成分に変換し、各サブキャリアでSTTD復号を行う。第 k 番目のサブキャリアにおけるSTTD復号は式(8)及び(9)で表される。

$$\begin{pmatrix} r_{k,2t'} \\ r_{k,2t'+1} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \hat{\mathbf{H}}_{k,0}^T & \hat{\mathbf{H}}_{k,1}^T \\ -\hat{\mathbf{H}}_{k,1}^*T & \hat{\mathbf{H}}_{k,0}^*T \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \mathbf{R}_{k,2t'} \\ \mathbf{R}_{k,2t'+1} \end{pmatrix} \quad \text{for } N=2 \quad (8)$$

ここで、 $\hat{\mathbf{H}}_{k,n} = [\hat{H}_{k,n,0}, \dots, \hat{H}_{k,n,M-1}]^T$ は第 k 番目のサブキャリアにおける第 n 番目の送信アンテナと各受信アンテナ間のチャネル推定値ベクトルであり、 $\mathbf{R}_{k,t'} = [R_{k,t',0}, \dots, R_{k,t',M-1}]^T$ は第 k 番目のサブキャリアにおける時刻 t' の受信信号成分ベクトルであり、 $r_{k,t'}$ は、第 k 番目のサブキャリアにおける第 t' 番目のシンボル $d_{k,t'}$ の軟判定値である。以上のように、STTD復号によって各送信シンボルの軟判定値を得た後、LLRを求める。第 k 番目のサブキャリア、第 t' 番目のシンボル $d_{k,t'}$ の第 i 番目のビット $b_{k,t',i}$ のLLRは次式で求められる。

$$\lambda_{k,t',i} \equiv \frac{1}{2} \max \left| r_{k,t'} - \sqrt{2S} \text{tr}(\hat{\mathbf{H}}_k^H \hat{\mathbf{H}}_k) \hat{d}_{k,t'} \right|_{b_{k,t',i}=0} - \frac{1}{2} \max \left| r_{k,t'} - \sqrt{2S} \text{tr}(\hat{\mathbf{H}}_k^H \hat{\mathbf{H}}_k) \hat{d}_{k,t'} \right|_{b_{k,t',i}=1} \quad (10)$$

ここで、 tr はトレース操作である。

以降の処理は、MIMO多重-OFDMの受信系と同じ操作となる。

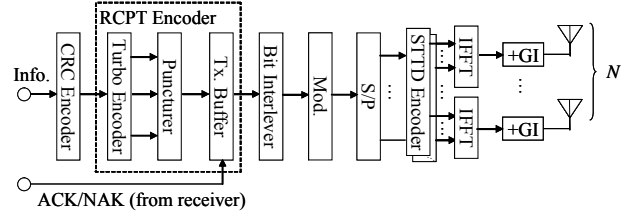
2.3. RCPT HARQ

図3はRCPT HARQの送信パケット構成を示したものである。本論文では、符号化率 $R=1/3$ のターボ符号化器を用いている。ターボ符号化器から出力される系列長 N のシステムチェックビット系列と、それと同じ系列長の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している。本論文で検討するRCPT HARQを以下に示す。

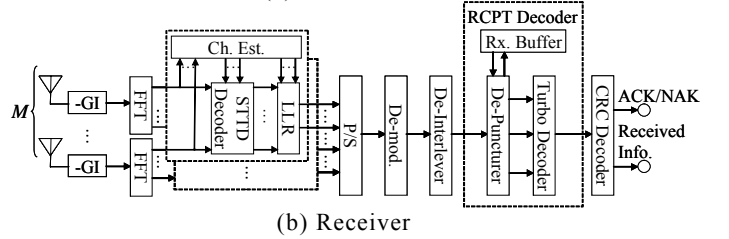
(1) Type I

2つのパリティビット系列を $P=2$ でパンクチャし、得られたパリティビット系列を情報ビット系列の各ビット間に挿入して系列長 $2N$ の送信ビット系列を生成している[11]。このパンクチャ操作は、以下のような3行 P 列パンクチャリングパターン行列によって表すことができる。第1行目が情報ビット系列、第2及び3行目はパリティビット系列1及び系列2の系列

である。



(a) Transmitter



(b) Receiver

図2 (N,M) STTD-OFDM 送受信系モデル

$$\begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (11)$$

また、再送パケットは、前のパケットと同じパンクチャリング行列を用いるものとし、受信機における復号は、過去の受信されたパケットの情報は破棄されるものとしている。

(2) Type II

最初はシステムチェックビット系列を、再送が生じた場合には、 $P=2$ でパンクチャして得られた2つのパリティビット系列のうち1つを送信する[9,11]。パンクチャリングパターンは以下のように表すことができる。さらに再送が生じた場合、前回再送したパリティビット系列と異なる系列を送信する。受信側では、初めに受信したシステムチェックビット系列と、再送によって受信した全てのパリティビットを符号合成して復号を行っている。

$$\begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (12)$$

(3) Type III

Type Iと同じ送信方法を用いているが、Type Iでは最新の受信パケットのみを用いて復号するのに対して、Type IIIでは、過去の受信されたシステムチェックビット系列およびパリティビット系列を符号合成して復号を行っている。各々の再送

時に得られた LLR を加算して合成している。ここで、 $J-1$ 回目の再送があったとき、得られる第 n 番目の送信アンテナ、第 k 番目のサブキャリア、第 i 番目のビットの LLR $\Lambda_{k,n,i}$ は次式で表すことができる。なお、この操作は STTD においても同様である。

$$\Lambda_{k,n,i} = \sum_{j=0}^{J-1} \lambda_{k,n,i,j} \quad (13)$$

ここで、 $\lambda_{k,n,i,j}$ は j 回目の再送における第 n 番目の送信アンテナ、第 k 番目のサブキャリア、第 i 番目のビットの LLR である。

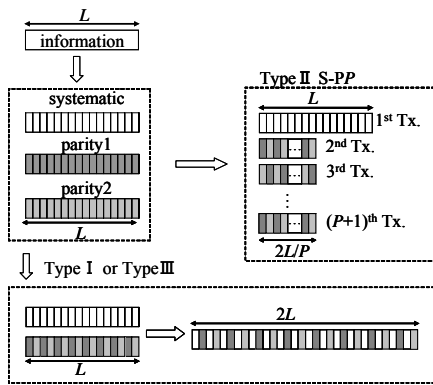


図 3 RCPT HARQ の送信パケット構成

3. 計算機シミュレーション

3.1. 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。 $K=2048$ ビットの送信ビット系列を送信するものとする。本論文では、(7,5) 再帰的システマティック畳み込み(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ており、内部インタリーブに $S=K^{1/2}$ とする S-random インタリーブ[16]を用いている。また、 64×32 -ビットブロックインタリーブをチャンネルインタリーブとして用いている。

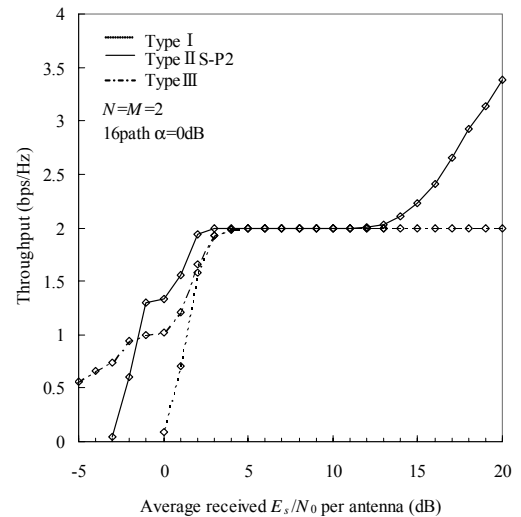
$N \times M$ 個のフェージングチャンネルは互いに独立で、各々は指数減衰電力遅延プロファイルを有する $L=16$ 個の独立なパスから構成される周波数選択性のブロックフェージングチャンネルとしている。受信機のタイミング再生とチャンネル推定は理想的に行えるものとしている。また、有効 OFDM シンボル長 $T=N_c T_s$ で正規化した最大ドップラー周波数は $f_D T=0.001$ であるものとした。また、本論文では、MIMO 多重と STTD の比較を行っている。

表 1 シミュレーション諸元

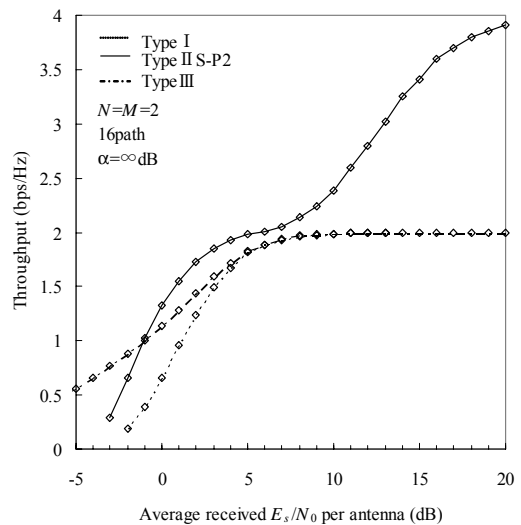
MIMO Multiplexing	Data Modulation	QPSK
		Number of Tx, Rx
OFDM	Number of FFT points	$N_c=256$
	GI	$N_g=32$
Turbo Encoder	Rate	1/3
	Component encoder	(7,5)RSC
Turbo Decoder	Component decoder	Log-MAP
	Number of iterations	8

3.2. Type I ~ III のスループットの比較

図 4 は(2,2)MIMO 多重-OFDM における HARQ Type I ~ III のスループット特性を平均受信 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/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。図 4 より、周波数選択性の強さ(指数減衰定数 α の大きさ)に関わらず、平均受信 E_s/N_0 が -1dB 以上では、Type II が最も特性が良いことがわかる。平均受信 E_s/N_0 が 7dB 以上になると、最初の情報 packets を誤り無く受信できるような良好なチャンネル状態になることがあるので、最大スループットに近づいている。また、Type II では、平均受信 E_s/N_0 が 7dB 以上になると、周波数選択性が弱いほどスループットが良いことがわかる。これは、最初の packets は情報ビットのみであるので、ランダム誤りが生じる環境下、すなわち、周波数選択性の弱い環境下のほうが、パケット誤り率が小さくなるからである。以下では、最もスループット特性の良い Type II を用いる。



(a) $\alpha=0$ dB



(b) $\alpha=\infty$ dB

図 4 Type I ~ III のスループットの比較

3.3. 受信アンテナダイバーシチの効果

図 5 は(2,M)MIMO 多重-OFDM における HARQ Type II

のスループット特性を平均受信 E_s/N_0 を関数としてプロットしたものである。周波数選択性に関わらず $M=4$ のときの方が、スループット特性が優れている。図 5 より、 $\alpha=0\text{dB}$ のとき、平均受信 E_s/N_0 が約 13dB において、 $M=4$ のときは $M=2$ のときに比べ 2 倍に近いスループットが得られている。一方、 $\alpha=\infty\text{dB}$ のときは、約 1.3 倍のスループットの得られている。受信アンテナダイバーシチはスループットの向上に大変有効であることがわかる。

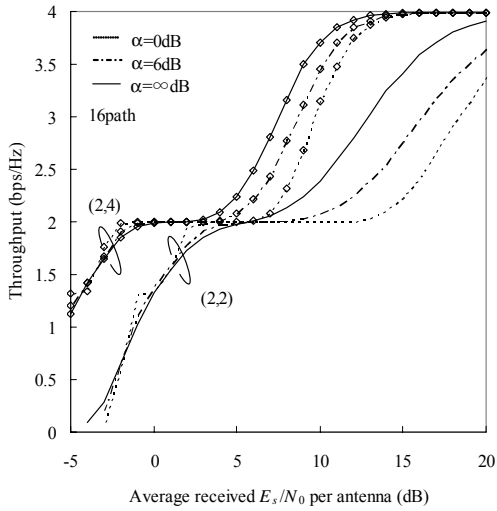
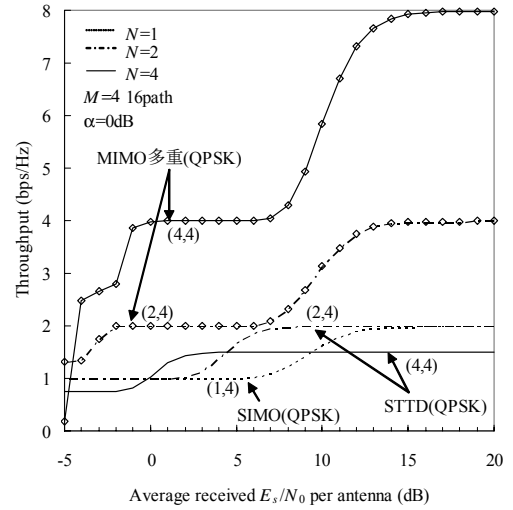


図 5 $(2,M)$ MIMO-OFDM における RCPT HARQ のスループット

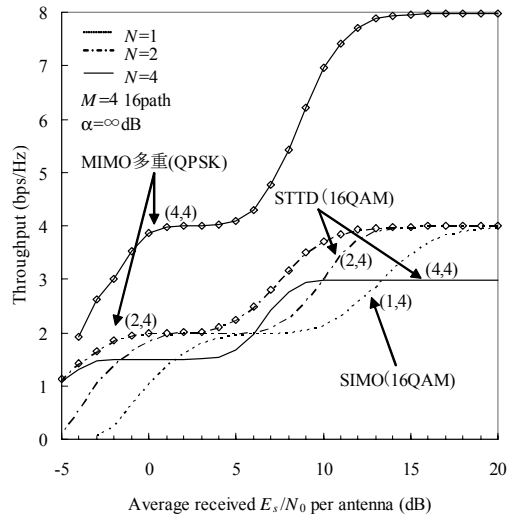
3.4. STTD との比較

MIMO 多重と STTD のスループット特性の比較を行う。図 6 は、 $(N,4)$ の MIMO 多重(QPSK)と STTD(QPSK)の HARQ Type II のスループット特性である。図 6 からわかるように、常に MIMO 多重の特性が優れており、平均受信 E_s/N_0 が 0dB 以上の領域において、 $N=2$ 及び $\alpha=0\text{dB}$ のとき、MIMO 多重は STTD より $1(E_s/N_0=7\text{dB})\sim 2(E_s/N_0=0\sim 2\text{dB}, 14\text{dB 以上})$ 倍のスループットが得られている。一方、 $\alpha=\infty\text{dB}$ のときは $1.2(E_s/N_0=5\text{dB})\sim 2(E_s/N_0=0\text{dB}, 13\text{dB 以上})$ 倍のスループットが得られている。 $N=4$ のとき、MIMO 多重は STTD に比べ、 $2.7(\alpha=0 \text{ 及び } \infty\text{dB} \text{ のとき, } E_s/N_0=3\sim 7 \text{ 及び } 2\sim 5\text{dB})\sim 5.3(E_s/N_0=16 \text{ 及び } 15\text{dB 以上})$ 倍のスループットが得られていることがわかる。このように、STTD(QPSK)では MIMO 多重よりも劣るため、さらに多値化した STTD (16QAM) で比較を行った。

図 7 は $(N,4)$ の MIMO 多重(QPSK)と STTD(16QAM)の HARQ Type II のスループット特性である。図 7 からわかるように、 $N=2$ のとき、MIMO 多重は STTD と同等あるいはそれ以上のスループットが得られている。 $\alpha=0$ 及び ∞dB のときそれぞれ最大約 $1.3(E_s/N_0=10\text{dB})$ 及び $1.4(E_s/N_0=8\text{dB})$ 倍スループットが得られている。 $N=4$ では、 $\alpha=0\text{dB}$ のとき、 $1.6(E_s/N_0=8\text{dB})\sim 2.7(E_s/N_0=0\sim 5\text{dB})$ 倍のスループットが得られている。一方、 $\alpha=\infty\text{dB}$ のとき、 E_s/N_0 が 0dB においては、MIMO 多重は STTD の $2(E_s/N_0=7\text{dB})\sim 2.7(E_s/N_0=1\sim 4\text{dB})$ 倍のスループットが得られていることがわかる。以上より、周波数選択性に依存せず、MIMO 多重の方が STTD(16QAM)より優れていることから、パケット伝送では STTD よりも MIMO 多重が有効であることがわかる。

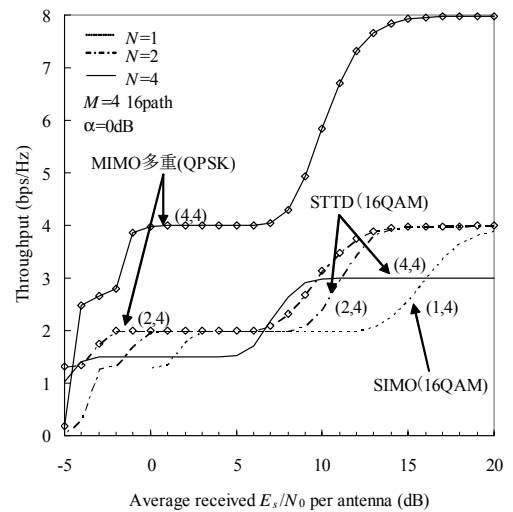


(a) $\alpha=0\text{dB}$

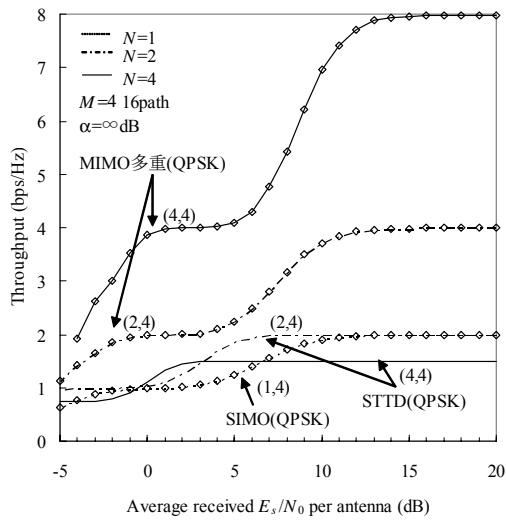


(b) $\alpha=\infty\text{dB}$

図 6 MIMO 多重と STTD(QPSK)における RCPT HARQ のスループットの比較



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



(b) $\alpha = \infty$ dB

図 7 MIMO 多重と STTD(16QAM)における RCPT HARQ のスループットの比較

4. むすび

本論文では、周波数選択性フェージングチャネル環境下での MIMO-OFDM 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り明らかにし、MIMO 多重が HARQ を用いるパケット伝送のスループット向上に大変効果的であることを示した。本論文で得られた結果をまとめると以下ようになる。

●RCPT HARQ の比較

周波数選択性に関わらず、Type II が最も高いスループットが得られる。Type II では、 E_s/N_0 が大きい領域では、チャネルの周波数選択性が弱くなるに従い、スループットが高くなるのがわかった。

●受信アンテナダイバーシチ

受信アンテナ数を増加するにつれてスループットを高くできる。例えば、一様電力遅延プロファイル ($\alpha=0$ dB) のとき、受信アンテナ数を 2 本から 4 本に増やすことでスループットを約 2 倍にできる。

●STTD との比較

周波数選択性の強さや平均受信 E_s/N_0 の大きさにかかわらず、MIMO 多重は STTD(16QAM)よりも高いスループットを得ることができる。

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," IEEE VTC2000-Spring, vol.1, pp.6-10, May 2000.

[4] R. Van Nee and R. Prasad, *OFDM for Wireless Multimedia Communications*, Artech House, 2000.

[5] A. Van Zelst, R. Van Nee, and G. Awater, "Space

Division Multiplexing for OFDM systems," IEEE VTC 2000, vol.2, pp1070-1074, May 2000.

[6] K. Nishino, Y. Ogawa, T. Nishimura, and T. Ohgane, "Studies on MIMO Space Division Multiplexing in an OFDM System," Technical Report of IEICE, RCS2003-42, pp.83-90, May 2003.

[7] H. Fujii, S. Tomisato, and H. Suda, "Turbo receiver with SC/ Simplified-MMSE (S-MMSE) type equalizer for MIMO channel signal transmission," Technical Report of IEICE, RCS2003-93, pp.19-24, July 2003.

[8] J. Kawamoto, T. Asai, K. Higuchi, and M. Sawahashi, "Comparison of Transmission Methods Using MIMO Channel Achieving Peak Throughput of 1Gbps in VSF-OFCDM Forward Link," Technical Report of IEICE, RCS2003-23, pp.83-90, April 2003.

[9] 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.

[10] T. Ji and W. E. Stark, "Turbo-coded ARQ schemes for DS-CDMA data networks over fading and shadowing channels: throughput, delay and energy efficiency", IEEE Journal on Selected Areas in Communication, Vol. 18, pp. 1355-1364, Aug. 2000.

[11] D. Garg, and F. Adachi, "Rate Compatible Punctured Turbo-Coded Hybrid ARQ for OFDM in a Frequency Selective Fading Channel," Proc. 57th IEEE Vehicular Technology Conference (VTC), pp.2725-2729, Jeju, Korea, 22-25 April, 2003.

[12] D. Garg, and F. Adachi, "Throughput of RCPT Hybrid ARQ for DS-CDMA with Diversity Reception and Rake Combining", Proc. 57th IEEE Vehicular Technology Conference (VTC), pp.2730-2734, Jeju, Korea, 22-25 April, 2003.

[13] D. Garg, R. Kimura, and F. Adachi, "RCPT hybrid ARQ with limited number of retransmissions in DS-CDMA mobile radio," IEE Electronics Letters, vol. 39, No.2, pp. 241-242, Jan. 2003.

[14] S. M. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications," IEEE J. Select. Areas Commun., vol.16, No.8, pp.1451-1458, Oct 1998.

[15] V. Tarokh, H. Jafarkhani, A. R. Calderbank, "Space-Time Block Coding for Wireless Communications: Performance Results," IEEE Journal on Selected Areas in Communication, Vol. 17, No. 3, March 1999.

[16] 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.