

繰り返し PIC を用いる MIMO 多重における 適応変調を用いるハイブリッド ARQ

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。筆者らはこれまで、シングルキャリア(SC)-MIMO 多重伝送における周波数領域繰り返し PIC を提案し、HARQ に用いたときのスループット特性を明らかにした。SC 伝送では周波数領域等化(FDE)によって大きな周波数ダイバーシチ利得が得られるものの、等価的なチャンネル利得は送信ブロックに渡って一定になるので符号化利得は小さい。一方、マルチキャリア(OFDM)伝送では、複数の直交サブキャリアを用いて異なる信号を並列送信しているため、周波数ダイバーシチ利得は得られないが、インタリーブ効果によって大きな符号化利得が得られる。そのため、変調方式を固定した HARQ では、周波数ダイバーシチ利得または符号化利得のどちらか一方しか期待できず、スループット特性の向上に限界があった。そこで本論文では、繰り返し PIC を用いる MIMO 多重伝送を対象として、大きな周波数ダイバーシチ効果と符号化利得を同時に得られるように再送に応じて適応的に変調方式を変える HARQ を提案し、そ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 HARQ, 再送基準適応変調, SC-MIMO 多重, OFDM-MIMO 多重, 繰り返し PIC, 移動通信

Adaptive-modulated Hybrid ARQ for MIMO multiplexing using iterative PIC

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 very effective to improve the throughput performance in a limited bandwidth. Recently, we have proposed a frequency-domain iterative parallel interference cancellation (PIC) for single-carrier (SC)-MIMO multiplexing. Although large frequency diversity gain can be obtained in SC transmission by using frequency-domain equalization (FDE), the coding gain in SC transmission is small since an equivalent channel gain has constant over a transmitted block. On the contrary, in multi-carrier (OFDM) transmission, frequency diversity gain can't be obtained, but a large coding gain can be achieved because of interleaving effect. So, in this paper, we apply an adaptive modulation to HARQ for MIMO multiplexing in order to get both the frequency diversity gain and coding gain at the same time. In this paper, we evaluate, by computer simulation, the throughput performance of HARQ using the proposed adaptive modulation.

Keyword HARQ, Adaptive modulation based on retransmission, SC-MIMO multiplexing, iterative PIC, 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。高速パケット伝送の実現には、RCPT-HARQ と MIMO 多重の併用が非常に有効である。

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]. そこで、最近では、直交周波数分割多重(OFDM)[7]やマルチキャリア符号分割多元接続(MC-CDMA)[8]といったマルチキャリア(MC)伝送が注目されるようになった。さらに最近では、周波数領域等化(FDE: Frequency-domain Equalization) [9]を用いる SC 伝送も注目されている[10]. これまで筆者らは、SC-MIMO 多重伝送を対象として、繰り返し並列干渉キャンセル(PIC)に関する検討を行ってきた[11-13]. 提案した周波数領域繰り返し PIC では、初回の 2 次元(2D) MMSE-FDE だけでは、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、2D MMSE-FDE と PIC を繰り返して信号分離精度を向上させている。この繰り返し PIC は MC 伝送にも適用可能である。

これまで、SC や OFDM 伝送を対象に RCPT HARQ のスループット特性比較が行われている[14]. SC 伝送では FDE によって大きな周波数ダイバーシチ利得が得られるが、送信ブロックにおける全てのシンボルに渡って等価チャネル利得が一定になるために符号化利得が小さい。一方、OFDM 伝送では複数の直交サブキャリアを用いて異なる信号を並列送信しているため、周波数ダイバーシチ利得は得られないが、インタリーブ効果によって大きな符号化利得が得られる。Type II RCPT HARQ パケット伝送では第 1 回目の送信では情報ビットだけを送信し、受信機で誤りが検出されて再送が生じた場合にはパリティビットを送信する[3]. このようなパケット伝送では、SC では第 1 回目パケットが正しく受信する確率は周波数ダイバーシチ利得によって大きくなるが、再送が生じたときは符号化利得を十分得ることができない。一方、OFDM では、周波数ダイバーシチ利得が得られないので、第 1 回目パケットで正しく受信する確率は SC より小さいものの、再送時には十分な符号化利得を得ることができる。このように 1 つの変調方式に固定してパケット伝送を行うと、再送を含む全てのパケット送信において十分な周波数ダイバーシチ利得と符号化利得を得ることが期待できない。そこで、本論文では、再送回数に応じて変調方式を変えることで周波数ダイバーシチ利得と符号化利得を得る適応変調 HARQ を提案している。

本論文の構成は以下のようになっている。第 2 章では、TypeII RCPT-HARQ における適応変調を説明している。第 3 章では、繰り返し PIC を用いる SC 及び OFDM-MIMO 多重伝送系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、再送基準の適応変調の適用効果について考察している。第 5 章はむすびである。

2. TypeII RCPT-HARQ における適応変調

本論文では、符号化率 $R=1/3$ のターボ符号器を TypeII RCPT-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、Type II S-P2 を用いている。図 1 は Type II RCPT HARQ S-P2 の送信パケット生成を示したものである。S-P2 は、2 つのパリティビット系列をパンクチャ周期 $P=2$ でパンクチャを行って、系列長が K のパリティビット系列を 2 個生成し、これらを再送パケットとして用いている[3]. 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。図 2 は Type II RCPT 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・パンク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。

SC 伝送では大きな周波数ダイバーシチ利得が得られるが、OFDM 伝送ではこれを得ることができない。一方、SC 伝送では、1 ブロックに渡って等価チャネル利得が一定になってしまうので、符号化利得は小さいが、OFDM 伝送では複数の直交サブキャリアで異なる信号を並列送信するためインタリーブ効果によって大きな符号化利得が得られる。TypeII HARQ S-P2 パケット伝送の場合、SC 伝送では大きな周波数ダイバーシチ利得が期待できるため、第 1 回目パケットで正しく受信する確率は大きい。しかし、必ず再送が必要になるような受信 SNR が小さい場合においては、符号化利得を十分得ることができないから、再送が増えてしまう。一方、OFDM 伝送では、周波数ダイバーシチ効果が得られないので、第 1 回目パケットで正しく受信する確率は SC より小さいが、必ず再送が必要になる場合においては、SC よりも大きな符号化利得を得ることができる。

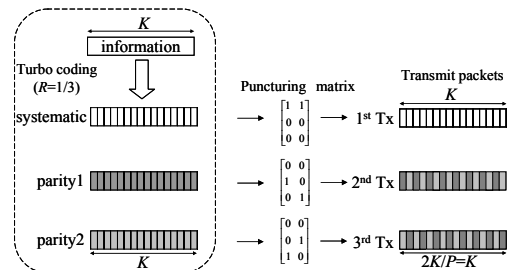


図 1 TypeII HARQ S-P2 の送信パケット生成

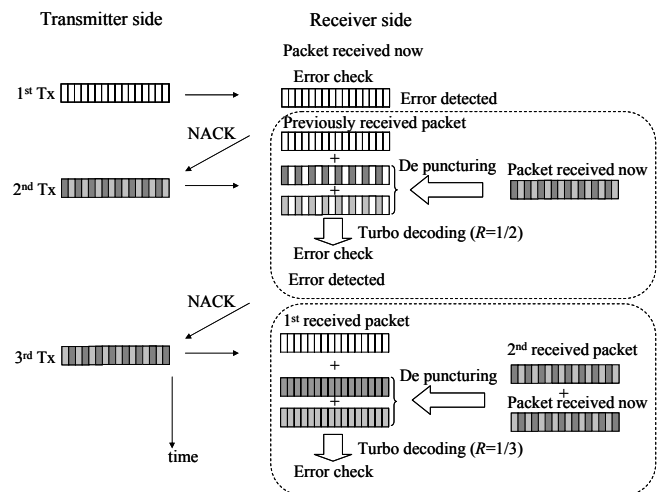


図 2 再送と復号処理

以上より、固定変調でパケット伝送を行ってしまうと、第 1 回目で正しく受信できる場合または必ず再送が必要な場合のどちらかにおいてスループットが低下してしまう。そこで、本論文では、再送回数に応じて変調方式を変える適応変調を提案する。変調方式切替を行うための再送回数閾値 r_{th} を設け、再送回数 r が閾値以下であれば SC 伝送を、また超えた場合には OFDM 伝送に切り替える適応変調を提案している。周波数ダイバーシチ効果が十分に得られ、良好なスループットが得られる再送回数までを SC 伝送でパケット伝送を行う。それ以降の再送では、周波数ダイバーシチよりも符号化利得に期待して OFDM 伝送でパケットを送信する。この適応変調によって、全体的に良好なスループットを得ることが期待できる。

3. 繰り返し PIC を用いる適応変調 MIMO 多重伝送系

図 3 は送信アンテナ N_t 本、受信アンテナ N_r 本を用いる SC-及び OFDM- (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。受信機では、誤差最小二乗規範に基づく 2 次元(2D) MMSE-FDE を行う。得られた受信シンボル系列に対して、軟シンボル判定を行った後、干渉レプリカを生成する。PIC によって、他アンテナ干渉をキャンセルした後、再び 2D MMSE-FDE を行う。以上の操作を繰り返すのが繰り返し PIC である[11-13]。

3.1. SC-MIMO 多重伝送系

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、バ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 $s(t')$ 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。各送信系列を N_c 個のシンボルからなるシンボルブロックに分割し、SC 信号を次式のように生成する。

$$\bar{s}_{n_t}(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} s_{n_t}(t) \quad (1)$$

ここで、 E_s は 1 シンボルあたりの送信エネルギーであり、 T_s はシンボル長である。

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 個の並列ブロック系列を、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。

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

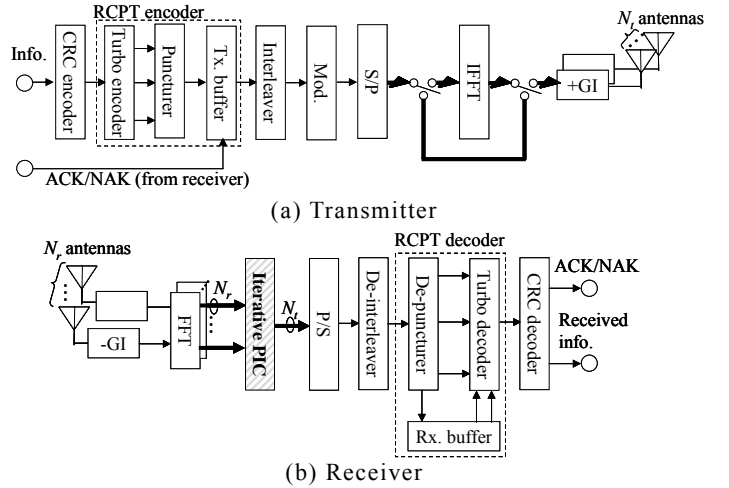


図 3 繰り返し PIC を用いる (N_t, N_r) MIMO 多重伝送系

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あり、次式で表される。

$$\begin{cases} S_{n_t}(k) = \sum_{t=0}^{N_c-1} \bar{s}_{n_t}(t) \exp(-j2\pi kt / N_c) \\ H_{n_r, n_t}(k) = \sum_{l=0}^{L-1} h_{n_r, n_t} \exp(-j2\pi k \tau_l / N_c) \\ \Pi_{n_r}(k) = \sum_{t=0}^{N_c-1} n_{n_r}(t) \exp(-j2\pi kt / N_c) \end{cases} \quad (3)$$

ここで、 $h_{n_r, n_t, l}$ は第 l パスにおける n_t 番送信アンテナと n_r 番受信アンテナ間の複素パス利得である。本論文では、ブロックフェージングを仮定し、1 フレームにわたってパス利得は変動しないものとしている。 τ_l は第 l パスの遅延時間である。また、 $n_{n_r}(t)$ は各受信アンテナにおける加法性白色ガウス雑音(AWGN)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、 N_0 は AWGN の片側電力スペクトル密度である。

FFT を適用後、繰り返し PIC が行われる。繰り返し PIC については 3.3 節で述べる。

3.2. OFDM-MIMO 多重伝送系

SC-MIMO 多重伝送同様、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)の並列ブロック $\{s_{n_t}(t); n_t=0 \sim (N_t-1), t=0 \sim (N_c-1)\}$ に S/P 変換する。各系列に対して N_c ポイントの IFFT を適用して次式のように、OFDM 信号を生成する。

$$\bar{s}_{n_t}(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{N_c T_s}} \sum_{k=0}^{N_c-1} s_{n_t}(k) \exp(j2\pi kt / N_c) \quad (4)$$

各 OFDM 信号の後尾 N_g 個のシンボルをコピーして OFDM 信号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 OFDM 信号を、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。受信機では、

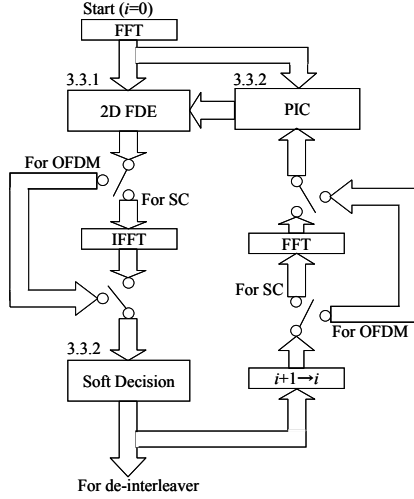


図 4 繰り返し PIC 処理部

各アンテナの受信 OFDM 信号系列から GI を取り除いた後に N_c ポイント FFT を適用して、 N_c 個のサブキャリア成分を得る。第 k サブキャリアにおける第 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。

$$R_{n_r}(k) = \sum_{n_t=0}^{N_t-1} H_{n_r, n_t}(k) S_{n_t}(k) + \Pi_{n_r}(k) \quad (5)$$

ここで、 $S_{n_t}(k)$ は第 k サブキャリアの信号であり、第 k 番目のシンボル $s_{n_t}(k)$ に相当する。

3.3.2D MMSE-FDE を用いる繰り返し PIC

受信機では、多重された信号を分離する必要がある。そのため、2D MMSE-FDE を適用する。しかし、初回の 2D MMSE-FDE だけでは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。そこで、2D MMSE-FDE と PIC を繰り返し行う[11-13]。繰り返しを複数回行った後、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。

図 2 は繰り返し PIC のプロセスを示したものである。ここで、繰り返し i 回目における MMSE-FDE 後の第 k 番サブキャリアの受信信号 N_r -by-1 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。

3.3.1. 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。

$$\tilde{\mathbf{R}}^{(0)}(k) = \mathbf{W}^{(0)}(k) \mathbf{R}(k) \quad (6)$$

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_t 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。

$$\mathbf{W}^{(0)}(k) = \mathbf{H}^H(k) [\mathbf{H}(k) \mathbf{H}^H(k) + (E_S / N_0)^{-1} \mathbf{I}]^{-1} \quad (7)$$

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 出力はキャンセルしきれない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。

$$\tilde{\mathbf{R}}^{(i)}(k) = \mathbf{W}^{(i)}(k) \hat{\mathbf{R}}^{(i)}(k) \quad (8)$$

ここで、 $\hat{\mathbf{R}}^{(i)}(k) = [\hat{\mathbf{R}}_0^{(i)}(k), \dots, \hat{\mathbf{R}}_{N_r-1}^{(i)}(k)]$ は繰り返し i 回目における $N_t N_r$ 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。

$\mathbf{W}^{(i)}(k) = \text{diag}[\mathbf{W}_0^{(i)}(k), \dots, \mathbf{W}_{N_t-1}^{(i)}(k)]$ は N_t 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。

$$\mathbf{W}_{n_t}^{(i)}(k) = \mathbf{H}_{n_t}^H(k) [\mathbf{H}(k) \mathbf{G}_{n_t}^{(i)}(k) \mathbf{H}^H(k) + (E_S / N_0)^{-1} \mathbf{I}]^{-1} \quad (9)$$

ここで、 $\mathbf{H}(k)$ は N_r 行 N_t 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 列に相当する。また、 $\mathbf{G}_{n_t}^{(i)}(k) = \text{diag}[g_{n_t,0}^{(i)}(k), \dots, g_{n_t, N_r-1}^{(i)}(k)]$ は N_t 行 N_r 列残留干渉考慮行列であり、 $g_{n_t, n_t}^{(i)}$ は次式で与えられる。

$$g_{n_t, n_t}^{(i)}(k) = \begin{cases} 1 & \text{if } n_t' = n_t \\ 1 - \frac{1}{N_c} \sum_{t=0}^{N_c-1} |\hat{s}_{n_t'}^{(i)}(t)|^2, \text{ for SC} \\ 1 - |\hat{s}_{n_t'}^{(i)}(k)|^2 & \text{, for OFDM} \end{cases} \quad \text{otherwise} \quad (10)$$

ここで、 $\hat{s}_{n_t'}^{(i)}(t)$ は繰り返し i 回目のための第 n_t' 番送信アンテナから送信された第 t 番目のシンボル $s_{n_t'}(t)$ のレプリカである。

3.3.2. 軟判定と周波数領域 PIC

繰り返し $(i-1)$ 回目の 2D MMSE-FDE を適用した後、得られる受信信号は次式で表される。

$$\tilde{s}_{n_t}^{(i-1)}(t) = \begin{cases} \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{R}_{n_t}(k) \exp(j2\pi k / N_c), \text{ for SC} \\ \tilde{R}_{n_t}(t) & \text{, for OFDM} \end{cases} \quad (11)$$

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 [15]。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。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 $\{\hat{S}_{n_i}^{(i)}(k); k=0 \sim N_c-1\}$ に変換し、それらを用いてアンテナ間の干渉キャンセリングを行う。

$$\hat{S}_{n_i}^{(i)}(k) = \begin{cases} \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \sum_{t=0}^{N_c-1} \hat{s}_{n_i}^{(i)}(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right), & \text{for SC} \\ N_c \sqrt{\frac{2E_s}{N_c T_s}} \hat{s}_{n_i}^{(i)}(k), & \text{for OFDM} \end{cases} \quad (12)$$

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 MMSE-FDE に引き渡す。

3.4. 変調方式切替

本論文では、変調方式切替を行うための再送回数閾値 r_{th} を設け、再送回数 r が閾値より小さければ(すなわち、 $r_{th} > r$ を満たすとき)SC 伝送を、また超えた場合($r_{th} \leq r$ のとき)には SC 伝送から OFDM 伝送に切り替えてパケット伝送を行う。再送回数 r は、第 1 番目パケット送信される際は、0 に設定される。受信機において誤りが検出され、NACK 信号を送信して再送要求する際に r がインクリメントされる。また、送信機では NACK 信号を受信した後に r をインクリメントして再送回数情報を共有している。再送要求する回数が $r=r_{th}$ 回目になったとき、以降の再送からは OFDM 信号でパケット伝送が行われる。そのため、送信機では IFFT を接続して SC 信号から OFDM 信号へ信号生成切替を行う。一方、受信機では繰り返し PIC 部において IFFT 及び FFT の接続を開放することで、SC 信号用の復調回路から OFDM 信号用の復調回路へ切替を行っている。

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	16QAM, 64QAM
Number of Tx, Rx antennas	$N_t=N_r=1, 2$
Number of FFT points	$N_c=256$
GI	$N_g=32$
Channel	$L=16$ -path exponential power delay profile
	Decay factor $\alpha=0$ dB
Channel estimation	Ideal

4.2. 再送回数に基づく適応変調を用いたときのスループット特性

図 5 は 16QAM 変調を用いる SISO (すなわち

(1,1)MIMO)における適応変調 TypeII HARQ S-P2 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。今回は初回のパケット送信時に SC 伝送を、再送時に OFDM 伝送を適用している(すなわち変調切替を行う再送回数閾値 $r_{th}=1$ である)。初回は SC 伝送を行っているため、 E_s/N_0 の十分大きい領域においては、SC-MIMO 多重と同等のスループットが得られていることが分かる。一方、 E_s/N_0 が比較的小さい領域では、再送時に OFDM 伝送を行うため、OFDM 伝送のスループットに近い特性が得られ、SC 伝送と比べて、最大約 2.1 倍もスループットが向上していることが分かる。また、OFDM 伝送より適応変調伝送の方が若干劣化するの、最初のパケットにおいて SC 伝送を用いているために、OFDM 伝送が得ることのできる符号化利得よりも小さいからであると考えられる。

図 6 は(2,2)MIMO 多重において適応変調を用いる TypeII RCPT-HARQ 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。まず、SC-MIMO 多重と OFDM-MIMO 多重のスループット特性の関係について考察する。 E_s/N_0 の十分大きい領域において、SC 伝送では周波数ダイバーシチ効果によって最初のパケットだけでも正しく受信できるので OFDM 伝送よりも優れたスループット特性が得られており、SC-MIMO 多重は OFDM-MIMO 多重よりも 16QAM 及び 64QAM のとき、それぞれ最大 1.9 及び 1.7 倍スループットが高いことが分かる。しかし、 E_s/N_0 が比較的小さい領域では、必ず 2 回以上の再送が必要になる。そのため、SC 伝送よりも大きな符号化利得を得ることができる OFDM 伝送の方がスループットが高い。OFDM-MIMO 多重は SC-MIMO 多重に比べ、16QAM 及び 64QAM のとき、それぞれ最大 1.6 及び 2.4 倍高いことが分かる。

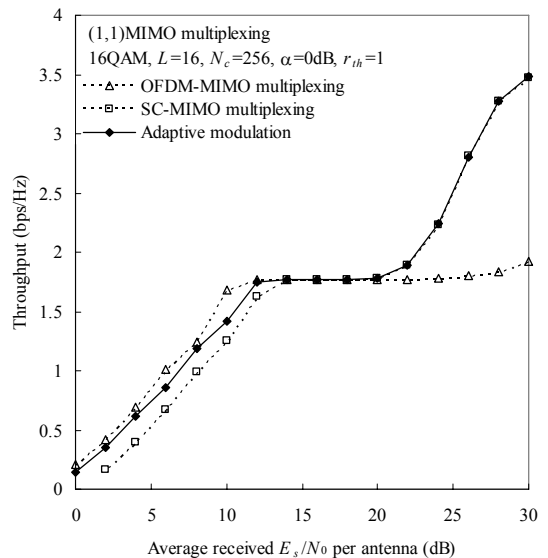
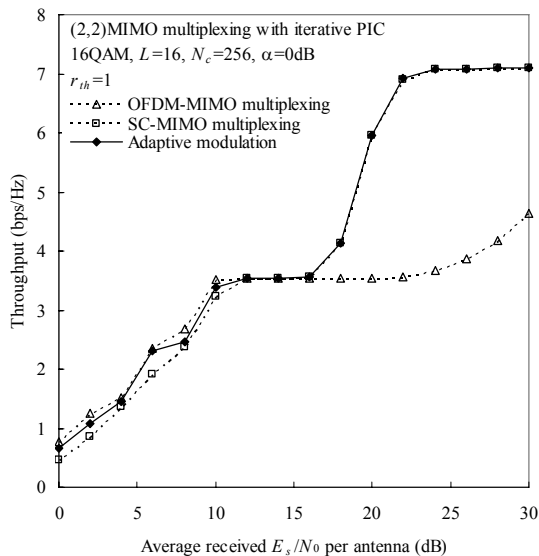
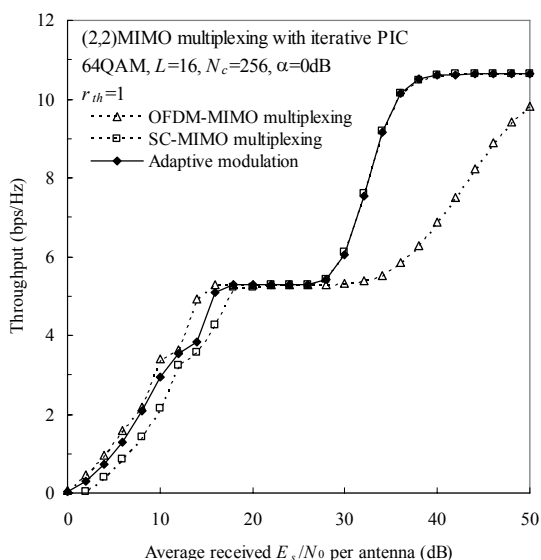


図 5 シングルアンテナ送受信における適応変調効果



(a) 16QAM



(b) 64QAM

図 6 (2,2)MIMO 多重における適応変調効果

次に適応変調の効果について考察する. 図 6 から SISO の場合と傾向が同じであることが分かる. E_s/N_0 の十分大きい領域においては, SC-MIMO 多重と同等のスループットが得られており, E_s/N_0 が比較的小さい領域では, 再送時に OFDM 伝送を行うため, OFDM 伝送のスループットに近い特性が得られ, SC 伝送と比べて, 16QAM 及び 64QAM のとき, それぞれ最大 1.4 及び 1.7 倍もスループットが向上している. 送受信アンテナ本数に関わらず, 適応変調 HARQ は大きな周波数ダイバーシチ利得と符号化利得を得ることによって, 固定変調による HARQ に比べ全体に渡って良好なスループット特性が得られることが分かる.

5. むすび

本論文では, 繰り返し PIC を用いる MIMO 多重伝送を対象として, 再送に応じて適応的に変調方式を変える適応変調 HARQ を提案した. 固定変調による HARQ では, 周波数ダイバーシチ利得または符号化利得のどちらか一方しか期待できず, スループット特性向上に限界があった. 本提案

法では, 再送回数に応じて変調方式を変えることで, 大きな周波数ダイバーシチ効果と符号化利得を同時に得ることができる. 計算機シミュレーションにより, 周波数選択性レイリーフェージングチャネルにおける適応変調 RCPT-HARQ のスループット特性を求め, 再送基準の適応変調の適用効果について明らかにした.

送受信アンテナ本数に関わらず E_s/N_0 の十分大きい領域において, SC 伝送と同等のスループット特性を得ながら, E_s/N_0 の比較的小さい領域においても, OFDM 伝送に近い特性が得られ, 全体に渡って大幅にスループット特性を改善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] S. Hara and R. Prasad, "Overview of Multicarrier CDMA," IEEE Commun. Mag., pp.126-144, Dec. 1997.
- [8] M. Helard, R. Le Gouable, J-F. Helard and J-Y. Baudais, "Multicarrier CDMA techniques for future wideband wireless networks," Ann. Telecommun., vol.56, pp.260-274, 2001.
- [9] 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.
- [10] 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.
- [11] 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.
- [12] 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.
- [13] 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-, pp.-, 2005 年 10 月.
- [14] D. Garg and F. Adachi, "Throughput comparison of turbo-coded HARQ in OFDM, MC-CDMA and DS-SS-CDMA with frequency-domain equalization," IEICE Trans. Commun., Vol. E88-B, No. 2, pp. 664-677, Feb. 2005.
- [15] 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.