

送受信協調 MMSE フィルタリングを用いる 適応シングルキャリア MIMO 伝送の HARQ スループット

熊谷 慎也[†] 小原 辰徳[†] 山本 哲矢[†] 安達 文幸[‡]

[†] [‡] 東北大学大学院 工学研究科 通信工学専攻 〒980-8579 宮城県仙台市青葉区荒巻字青葉 6-6-05
E-mail: [†] {kumagai, obara, yamamoto}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡] adachi@ecei.tohoku.ac.jp

あらまし 筆者らは以前、広帯域シングルキャリア(SC)マルチアンテナ送受信(MIMO)空間多重の伝送特性を改善するために、送受信機がチャネル情報(CSI)を共有し、協調して最小平均二乗誤差(MMSE)規範に基づく空間フィルタリング(送受信協調 MMSE フィルタリング)を行う適応 SC-MIMO 伝送を提案した。提案法は、送受信協調 MMSE フィルタリングによって MIMO チャネルを固有モードに変換し、MMSE 規範の電力配分を行う。また、発生した各固有モードの受信信号対干渉+雑音電力比(SINR)は大きく異なるため、提案法では Rank adaptation と適応変調を行うことで固有モード間の受信 SINR 差を低減している。ところで、無線パケット伝送においては、誤り訂正符号と自動再送要求(ARQ)を組み合わせたハイブリッド ARQ(HARQ)の採用が必須である。そこで本報告では、送受信協調 MMSE フィルタリングを用いる適応 SC-MIMO の HARQ パケット伝送法を提案する。計算機シミュレーションにより、提案法によるスループット特性改善効果を明らかにする。

キーワード Rank adaptation, 適応変調, シングルキャリア伝送, MIMO, MMSE フィルタリング, HARQ

Adaptive Single-carrier MIMO Transmission with Joint Tx/Rx MMSE Filtering

Shinya KUMAGAI[†] Tatsunori OBARA[†] Tetsuya YAMAMOTO[†] and Fumiyuki ADACHI[‡]

[†] [‡] Dept. of Communications Engineering, Graduate School of Engineering, Tohoku University
6-6-05 Aza-Aoba, Aramaki, Aoba-ku, Sendai, Miyagi, 980-8579, Japan

E-mail: [†] {kumagai, obara, yamamoto}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡] adachi@ecei.tohoku.ac.jp

Abstract Recently, we proposed an adaptive single-carrier (SC) multiple-input multiple-output (MIMO) transmission using joint transmit/receive minimum mean square error based filtering (joint Tx/Rx MMSE filtering) to improve the transmission performance of broadband SC-MIMO spatial multiplexing. The proposed method transforms the MIMO channel to the eigenmodes and allocates the transmit power based on MMSE criterion by joint Tx/Rx MMSE filtering. Also, as the received signal-to-interference plus noise power ratio (SINR) of each eigenmode is significantly different, rank adaptation and adaptive modulation are jointly introduced to narrow the received SINR gap between each eigenmode. For wireless packet communications, hybrid automatic repeat-request (HARQ) plays an important role as the error control technique to achieve a higher throughput performance. In this paper, we propose an HARQ packet transmission method of adaptive SC-MIMO with joint Tx/Rx MMSE filtering. The superiority of the proposed method is confirmed by computer simulation.

Keyword Rank Adaptation, Adaptive Modulation, Single-carrier Transmission, MIMO, MMSE Filtering, HARQ

1. まえがき

次世代移動無線通信システムでは超高速伝送サービスが期待されるが、利用可能な周波数帯域は限られている。そこで、帯域幅を拡大することなく伝送速度を向上できるマルチアンテナ送受信(MIMO)空間多重[1]が近年注目されている。

しかしながら、広帯域無線チャネルは、遅延時間の異なる複数の伝搬路から構成される周波数選択性フェージングチャネルである[2]。そのため、アンテナ間干渉(IAI)に加え、周波数選択性フェージングに起因する

シンボル間干渉(ISI)によって、MIMO 空間多重の伝送特性が劣化する。周波数選択性フェージングチャネルに強い直交周波数分割多重(OFDM)を対象に MIMO 空間多重が検討されている[3]が、OFDM は送信信号のピーク対平均電力比(PAPR)が大きいという問題がある。特に上りリンク伝送では低 PAPR の信号伝送が重要である。

そこで筆者らは、PAPR の小さいシングルキャリア(SC)ブロック伝送を用いる MIMO 空間多重[4]に注目している。SC-MIMO 空間多重では、IAI のみならず、ISI によって伝送特性が劣化してしまうため、これら

を補償する信号検出技術が必要である。最小平均二乗誤差(MMSE)規範に基づく周波数領域受信フィルタリング(受信 MMSE フィルタリング)[4]は、低演算量ながら IAI および ISI を抑圧でき、比較的優れた伝送特性を達成できる。しかし、受信フィルタリングだけでは IAI および ISI を十分に抑圧できず、残留 IAI および残留 ISI により伝送特性の改善効果には限界がある。

筆者らは最近、送信機と受信機でチャネル情報(CSI)を共有し、MMSE 規範に基づく周波数領域空間フィルタリングを協調して行う送受信協調 MMSE フィルタリングを用いる適応 SC-MIMO 伝送を提案した[5]。提案法は、送受信協調 MMSE フィルタリングによって MIMO チャネルを IAI の発生しない直交チャネル(固有モード)に変換した上で、固有モード毎に MMSE 規範に基づく送信電力配分と受信周波数領域等化(FDE)を行うことで ISI を抑圧する。また、発生した各固有モードの受信信号対干渉+雑音電力比(SINR)は大きく異なるため、提案法では Rank adaptation[6]と適応変調[7]を行うことで固有モード間の受信 SINR 差を低減する。以上より、提案法は受信 MMSE フィルタリングだけを用いるよりも優れたビット誤り率(BER)特性を達成できる。

ところで、パケット伝送には誤り訂正符号と自動再送要求 (ARQ) を組み合わせたハイブリッド ARQ(HARQ)[8-10]の適用が必須である。受信 MMSE フィルタリングを用いる SC-MIMO パケット伝送では、再送された同一パケットを受信機で MMSE 合成する[4]。送受信協調 MMSE フィルタリングを用いる SC-MIMO パケット伝送では、受信機で MMSE パケット合成されることを考慮して再送時の送受信フィルタが設計可能である。しかし、Rank adaptation や適応変調を行う適応 SC-MIMO パケット伝送では、再送毎に MIMO チャネルが変動すると、再送毎に最適なランクと変調方式が変わってしまい、受信機で MMSE パケット合成することができなくなってしまう。

そこで本報告では、ビット対数尤度比(LLR)合成[11]をパケット合成法として用いる、送受信協調 MMSE フィルタリングを用いる適応 SC-MIMO の HARQ パケット伝送法を提案する。提案法では、同一パケットが再送される際には再送時のチャネルのみを考慮した送受信フィルタ、ランク、および変調方式を用いてパケット伝送を行い、受信フィルタリング後の軟判定出力から得られるビット LLR を単純加算することでパケット合成を行う。

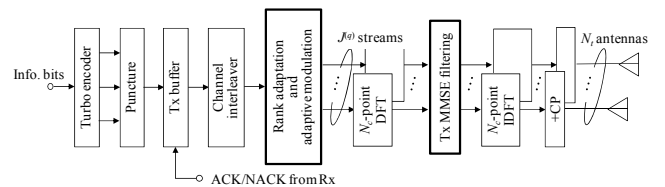
本報告の構成は以下のとおりである。第 2 章では、送受信協調 MMSE フィルタリングを用いる適応 SC-MIMO の HARQ パケット伝送について述べる。第 3 章では、ランクと変調方式の決定法について述べる。第 4 章では計算機シミュレーションにより HARQ スループット特性を明らかにし、第 5 章でまとめる。

2. 送受信協調 MMSE フィルタリングを用いる適応 SC-MIMO の HARQ パケット伝送

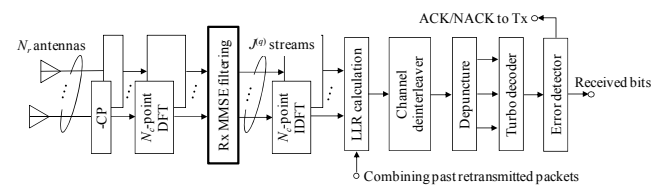
2.1. システムモデル

図 1 に提案する送受信協調 MMSE フィルタリングを用いる適応 SC-MIMO の HARQ パケット伝送の送受信系を示す。HARQ に用いる誤り訂正符号として、(13,15) 再帰的組織畳み込み(RSC)符号器を 2 つ用いるターボ符号を適用している。第 q 回目の再送では、符号化、バンクチャおよびインターリーブを行った後のビット系列を、第 3 章で述べる Rank adaptation と適応変調により再送ごとのチャネルのみを考慮した $J^{(q)}$ 個のシンボル系列に変調する。各シンボル系列を N_c 個のデータシンボルからなるブロックに分割し、ブロックごとに離散フーリエ変換(DFT)を適用することで周波数領域データシンボルブロックに変換する。この周波数領域データシンボルブロックに対し送信フィルタリングを適用し、得られた N_t 個の送信シンボルブロックそれぞれに逆 DFT(IDFT)を適用することで時間領域送信シンボルブロックに再変換する。各ブロックの後尾 N_g シンボルをサイクリックプリフィックス(CP)としてコピーし、ブロックの先頭のガードインターバル(GI)に挿入し、 N_t 本のアンテナから送信する。

受信機では、 N_r 本のアンテナで受信したパケットから CP を除去した後、 N_c シンボルごとのブロックに分割し、DFT 後の周波数領域シンボルブロックに対し受信フィルタリングを適用する。受信フィルタリング後の軟判定出力からビット LLR を計算し、このときの受信パケットが再送パケットである場合にはビット LLR 合成(すなわちビット LLR の加算)を行う。その後、デインターリーブ、およびデバンクチャを行い、ターボ復号を行う。その後誤り検出を行い、誤りが検出された場合には Negative Acknowledgement(NACK)信号を送信機に送り、再送を要求する。一方、誤りが検出されなければ ACK 信号を送り、次の情報ビット系列の送信を要求する。



(a) 送信機



(b) 受信機

図 1 送受信系

2.2. 送受信信号

同一パケットの第 q 回目の再送を考える。送信機では、DFT 後の第 k 周波数における $J^{(q)} \times 1$ の周波数領域データシンボルベクトル $\{\mathbf{D}^{(q)}(k)=[D_0^{(q)}(k), \dots, D_j^{(q)}(k), \dots, D_{j^{(q)}-1}^{(q)}(k)]^T; k=0 \sim N_c-1\}$ に対し送信フィルタリングを行い、次式で表される送信シンボルベクトルを得る。

$$\mathbf{S}^{(q)}(k)=[S_0^{(q)}(k), \dots, S_n^{(q)}(k), \dots, S_{N_r-1}^{(q)}(k)]^T = \mathbf{W}_r^{(q)}(k)\mathbf{D}^{(q)}(k) \quad (1)$$

ここで、 $(\cdot)^T$ は転置演算子を表している。 $\mathbf{W}_r^{(q)}(k)$ は $N_r \times J^{(q)}$ の送信フィルタ行列である。得られた N_r 個の送信シンボルブロック $\{S_n^{(q)}(k); k=0 \sim N_c-1, n=0 \sim N_r-1\}$ に対して N_c ポイント IDFT を適用し、CP を挿入して各アンテナから送信する。

受信機では、 N_r 本のアンテナで得られた各受信シンボルブロックから CP を除去し、 N_c ポイント DFT を適用して周波数領域シンボルブロックに変換する。第 k 周波数における $N_r \times 1$ の周波数領域受信信号ベクトルは次式で表される。

$$\begin{aligned} \mathbf{R}^{(q)}(k) &= [R_0^{(q)}(k), \dots, R_m^{(q)}(k), \dots, R_{N_r-1}^{(q)}(k)]^T \\ &= \sqrt{2E_s/T_s} \mathbf{H}^{(q)}(k)\mathbf{S}^{(q)}(k) + \mathbf{Z}^{(q)}(k) \end{aligned} \quad (2)$$

ここで、 E_s は平均送信シンボルエネルギー、 T_s はシンボル長である。また、 $\mathbf{H}^{(q)}(k)$ は $N_r \times N_t$ の MIMO チャネル行列である。 $\mathbf{Z}^{(q)}(k)=[Z_0^{(q)}(k), \dots, Z_m^{(q)}(k), \dots, Z_{N_r-1}^{(q)}(k)]^T$ は雑音ベクトルであり、各要素は零平均で分散 $2N_0/T_s$ の複素ガウス変数である。 N_0 は加法性白色ガウス雑音(AWGN)の片側電力スペクトル密度である。 $\mathbf{R}^{(q)}(k)$ に対し次式のように $J^{(q)} \times N_r$ の受信フィルタ行列 $\mathbf{W}_r^{(q)}(k)$ を乗算し、周波数領域軟判定シンボルベクトルを得る。

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{D}}^{(q)}(k) &= [\hat{D}_0^{(q)}(k), \dots, \hat{D}_j^{(q)}(k), \dots, \hat{D}_{j^{(q)}-1}^{(q)}(k)]^T \\ &= \mathbf{W}_r^{(q)}(k)\mathbf{R}^{(q)}(k) \\ &= \sqrt{2E_s/T_s} \mathbf{W}_r^{(q)}(k)\mathbf{H}^{(q)}(k)\mathbf{W}_t^{(q)}(k)\mathbf{D}^{(q)}(k) \\ &\quad + \mathbf{W}_r^{(q)}(k)\mathbf{Z}^{(q)}(k) \end{aligned} \quad (3)$$

得られた $J^{(q)}$ 個の周波数シンボルブロック $\{\hat{D}_j^{(q)}(k); k=0 \sim N_c-1, j=0 \sim J^{(q)}-1\}$ に N_c ポイント IDFT を適用し、時間領域軟判定シンボルベクトルを得る。時間領域軟判定シンボルベクトルからビット LLR を計算し、このときの受信パケットが再送パケットである場合にはビット LLR 合成(すなわちビット LLR の加算)を行う。

2.3. 最適送受信フィルタの導出

送受信フィルタは以下の最適化問題の最適解で与えられる。

$$\begin{aligned} \min. & \quad \mathcal{E} \\ \text{s.t.} & \quad \sum_{k=0}^{N_c-1} \text{tr}[\mathbf{W}_r^{(q)}(k)\{\mathbf{W}_r^{(q)}(k)\}^H] = N_c \end{aligned} \quad (4)$$

ここで、 \mathcal{E} はデータシンボルベクトル $\mathbf{D}^{(q)}(k)$ と軟判定シンボルベクトル $\hat{\mathbf{D}}^{(q)}(k)$ とのブロック合計 MSE であ

り、次式で定義される。

$$\begin{aligned} \mathcal{E} &= E \left[\sum_{k=0}^{N_c-1} \text{tr} \left\{ \left(\mathbf{D}^{(q)}(k) - \frac{\hat{\mathbf{D}}^{(q)}(k)}{\sqrt{2E_s/T_s}} \right) \left(\mathbf{D}^{(q)}(k) - \frac{\hat{\mathbf{D}}^{(q)}(k)}{\sqrt{2E_s/T_s}} \right)^H \right\} \right] \\ &= \sum_{k=0}^{N_c-1} \text{tr} \left[\left\{ \mathbf{I}_{J^{(q)}} - \mathbf{W}_r^{(q)}(k)\mathbf{H}^{(q)}(k)\mathbf{W}_t^{(q)}(k) \right\} \right] \\ &\quad + \gamma^{-1} \sum_{k=0}^{N_c-1} \text{tr} \left[\mathbf{W}_r^{(q)}(k)\{\mathbf{W}_r^{(q)}(k)\}^H \right] \end{aligned} \quad (5)$$

ただし、 $E[\mathbf{D}^{(q)}(k)\{\mathbf{D}^{(q)}(k)\}^H] = \mathbf{I}_{J^{(q)}}$ 、 $E[\mathbf{Z}^{(q)}(k)\{\mathbf{Z}^{(q)}(k)\}^H] = (2N_0/T_s)\mathbf{I}_{N_r}$ を用いた。 \mathbf{I}_X は X 次の単位行列であり、 $\gamma = E_s/N_0$ である。 $\text{tr}(\cdot)$ はトレース演算子、 $(\cdot)^H$ はエルミート転置演算子を表している。

まず、 $\mathbf{H}^{(q)}(k)\mathbf{W}_t^{(q)}(k)$ を等価的なチャネルの伝達関数とみなし、受信フィルタ行列 $\mathbf{W}_r^{(q)}(k)$ を導出する。このとき目的関数は凹関数となるため、 $\partial \mathcal{E} / \partial \mathbf{W}_r^{(q)}(k) = 0$ のとき最小である。よって、上記の条件を満足する最適 $\mathbf{W}_r^{(q)}(k)$ は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} \mathbf{W}_r^{(q)}(k) &= \left\{ \mathbf{H}^{(q)}(k)\mathbf{W}_t^{(q)}(k) \right\}^H \\ &\quad \times \left[\mathbf{H}^{(q)}(k)\mathbf{W}_t^{(q)}(k)\{\mathbf{H}^{(q)}(k)\mathbf{W}_t^{(q)}(k)\}^H + \gamma^{-1} \cdot \mathbf{I}_{N_r} \right]^{-1} \end{aligned} \quad (6)$$

次に、最適受信フィルタ行列 $\mathbf{W}_r^{(q)}(k)$ を目的関数に代入し、目的関数を $\mathbf{W}_t^{(q)}(k)$ のみの関数として表す。式(6)を式(5)に代入し、逆行列の補助定理[12]を用いることで、最適化問題は次式で書き直される。

$$\begin{aligned} \min. & \quad \mathcal{E} = \sum_{k=0}^{N_c-1} \text{tr} \left\{ \gamma \left\{ \mathbf{H}^{(q)}(k)\mathbf{W}_t^{(q)}(k) \right\}^H \mathbf{H}^{(q)}(k)\mathbf{W}_t^{(q)}(k) + \mathbf{I}_{J^{(q)}} \right\}^{-1} \\ \text{s.t.} & \quad \sum_{k=0}^{N_c-1} \text{tr} \left[\mathbf{W}_t^{(q)}(k)\{\mathbf{W}_t^{(q)}(k)\}^H \right] = N_c \end{aligned} \quad (7)$$

一般に \mathbf{A} が対角行列のとき $\text{tr}[\mathbf{A}^{-1}]$ は最小となる[12]ことから、 $\mathbf{H}^{(q)}(k)$ および $\mathbf{W}_t^{(q)}(k)$ の特異値分解[12]により式(7)中の行列 $\gamma \left\{ \mathbf{H}^{(q)}(k)\mathbf{W}_t^{(q)}(k) \right\}^H \mathbf{H}^{(q)}(k)\mathbf{W}_t^{(q)}(k) + \mathbf{I}_{J^{(q)}}$ の対角化を行う。まず、特異値分解により $\mathbf{H}^{(q)}(k)$ および $\mathbf{W}_t^{(q)}(k)$ を次式のように変形する。

$$\begin{aligned} \mathbf{H}^{(q)}(k) &= \mathbf{U}_h^{(q)}(k)\sqrt{\boldsymbol{\Lambda}^{(q)}(k)}\{\mathbf{V}_h^{(q)}(k)\}^H \\ \mathbf{W}_t^{(q)}(k) &= \mathbf{U}_t^{(q)}(k)\sqrt{\mathbf{P}^{(q)}(k)}\{\mathbf{V}_t^{(q)}(k)\}^H \end{aligned} \quad (8)$$

ここで、 $\mathbf{U}_h^{(q)}(k)$ 、 $\mathbf{V}_h^{(q)}(k)$ 、 $\mathbf{U}_t^{(q)}(k)$ 、 $\mathbf{V}_t^{(q)}(k)$ はそれぞれ $N_r \times N_r$ 、 $N_t \times N_t$ 、 $N_r \times N_t$ 、 $J^{(q)} \times J^{(q)}$ のユニタリ行列を表す。 $\boldsymbol{\Lambda}^{(q)}(k)$ は第 (i,i) 要素に $\{\mathbf{H}^{(q)}(k)\}^H \mathbf{H}^{(q)}(k)$ の第 i 固有値を持ち、それ以外の要素が零となる $N_r \times N_t$ の行列である(ただし $i=0 \sim \text{rank}[\{\mathbf{H}^{(q)}(k)\}^H \mathbf{H}^{(q)}(k)]$)。 $\mathbf{P}^{(q)}(k)$ は第 (j,j) 要素に $\{\mathbf{W}_t^{(q)}(k)\}^H \mathbf{W}_t^{(q)}(k)$ の第 j 固有値を持ち、それ以外の要素が零となる $N_t \times J^{(q)}$ の行列である。式(8)を式(7)に代入し、さらにトレースの性質 $\text{tr}[\mathbf{AB}] = \text{tr}[\mathbf{BA}]$ (\mathbf{A} および \mathbf{B} はそれぞれ $A \times B$ および $B \times A$ の行列)を用いることで、式(7)は次式で書き直される。

$$\begin{aligned}
& \min_{\{\mathbf{P}^{(q)}(k), \mathbf{U}_i^{(q)}(k), k=0-N_c-1\}} \mathcal{E} \\
& = \sum_{k=0}^{N_c-1} \text{tr} \left[\left\{ \begin{aligned} & \gamma \cdot \sqrt{\Lambda^{(q)}(k)} \left\{ \mathbf{V}_h^{(q)}(k) \right\}^H \mathbf{U}_i^{(q)}(k) \sqrt{\mathbf{P}^{(q)}(k)} \\ & \times \left\{ \sqrt{\mathbf{P}^{(q)}(k)} \right\}^T \left\{ \mathbf{U}_i^{(q)}(k) \right\}^H \mathbf{V}_h^{(q)}(k) \left\{ \sqrt{\Lambda^{(q)}(k)} \right\}^T + \mathbf{I}_{N_r} \end{aligned} \right\}^{-1} \right] \quad (9) \\
& \text{s.t. } \sum_{k=0}^{N_c-1} \text{tr} \left[\sqrt{\mathbf{P}^{(q)}(k)} \left\{ \sqrt{\mathbf{P}^{(q)}(k)} \right\}^T \right] = N_c
\end{aligned}$$

式(9)より、 $\mathbf{V}_i^{(q)}(k)$ は最適化問題に寄与しないことがわかる。すなわち、 $\mathbf{V}_i^{(q)}(k)$ は任意の $J^{(q)} \times J^{(q)}$ のユニタリ行列とすることができ、本報告では簡単のため $\mathbf{V}_i^{(q)}(k) = \mathbf{I}_{J^{(q)}}$ とする。また、 Λ が対角行列のとき $\text{tr}[\Lambda^{-1}]$ は最小となることから、式(9)に示す目的関数は $\mathbf{U}_i^{(q)}(k) = \mathbf{V}_h^{(q)}(k)$ としたときに最小となる。以上より、 $\mathbf{W}_i^{(q)}(k)$ は次式で表される。

$$\mathbf{W}_i^{(q)}(k) = \mathbf{V}_h^{(q)}(k) \sqrt{\mathbf{P}^{(q)}(k)} \quad (10)$$

式(10)を式(9)に代入することで、最適化問題は次式で書き直される。

$$\begin{aligned}
& \min_{\{P_j^{(q)}(k), j=0-J^{(q)}-1, k=0-N_c-1\}} \mathcal{E} = \sum_{k=0}^{N_c-1} \sum_{j=0}^{J^{(q)}-1} \frac{1}{\gamma \cdot P_j^{(q)}(k) \Lambda_j^{(q)}(k) + 1} \quad (11) \\
& \text{s.t. } \sum_{k=0}^{N_c-1} \sum_{j=0}^{J^{(q)}-1} P_j^{(q)}(k) = N_c
\end{aligned}$$

ここで、 $P_j^{(q)}(k)$ および $\Lambda_j^{(q)}(k)$ はそれぞれ、 $\mathbf{P}^{(q)}(k)$ および $\Lambda^{(q)}(k)$ の第 j 対角要素である。式(11)で与えられる最適化問題は、ラグランジュの未定乗数法[13]を用いることで以下に示す最適解を得ることができる(導出略)。

$$P_j^{(q)}(k) = \max \left\{ \frac{1}{\sqrt{\mu}} \frac{1}{\sqrt{\gamma \Lambda_j^{(q)}(k)}} - \frac{1}{\gamma \Lambda_j^{(q)}(k)}, 0 \right\} \quad (12)$$

ここで、 μ は制約条件を満足するように設定される定数である。

2.4. 送受信協調 MMSE フィルタリングの動作

送受信協調 MMSE フィルタリングの動作について考察する。受信フィルタ乗算後の等価チャネル $\bar{\mathbf{H}}^{(q)}(k)$ は次式で表される。

$$\begin{aligned}
\bar{\mathbf{H}}^{(q)}(k) & = \mathbf{W}_r^{(q)}(k) \mathbf{H}^{(q)}(k) \mathbf{W}_i^{(q)}(k) \\
& = \text{diag} \left[\frac{P_0^{(q)}(k) \Lambda_0^{(q)}(k)}{P_0^{(q)}(k) \Lambda_0^{(q)}(k) + \gamma^{-1}}, \dots, \frac{P_{J^{(q)}-1}^{(q)}(k) \Lambda_{J^{(q)}-1}^{(q)}(k)}{P_{J^{(q)}-1}^{(q)}(k) \Lambda_{J^{(q)}-1}^{(q)}(k) + \gamma^{-1}} \right] \quad (13) \\
& = \text{diag} [\bar{H}_0^{(q)}(k), \dots, \bar{H}_{J^{(q)}-1}^{(q)}(k)]
\end{aligned}$$

式(13)より、送受信協調 MMSE フィルタリングによって MIMO チャネル行列 $\mathbf{H}^{(q)}(k)$ が対角化され、IAI が発生しないことがわかる。また、各固有モードに対して式(12)で表される MMSE 規範に基づく送信電力配分を適用することで、効果的に ISI を抑圧することができる。

3. Rank adaptation および適応変調

本報告では、各固有モード間の受信 SINR 差に起因する伝送品質劣化を改善する手法として、Rank adaptation[6]と適応変調[7]を SC-MIMO 伝送に導入する。BER 最小規範に基づき、ランク $J^{(q)}$ と変調方式が再送毎に決定される。受信 SINR の低い固有モードにビットを割り当てない、または割り当てるビット数を少なくし(ランク $J^{(q)}$ を減らす、または低多値変調を適用し)、受信 SINR の高い固有モードに割り当てるビット数を多くする(高多値変調を適用する)ことで固有モード間の伝送特性差を小さくできる。

3.1. 各固有モードの受信 SINR

送受信協調 MMSE フィルタリングを用いる適応 SC-MIMO の HARQ パケット伝送における第 q 回目の再送時の第 j 固有モードの受信 SINR、 $\Gamma_j^{(q)}$ は次式で表される。

$$\Gamma_j^{(q)} = \frac{|\tilde{H}_j^{(q)}|^2}{\left\{ \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} |\bar{H}_j^{(q)}(k)|^2 - |\tilde{H}_j^{(q)}|^2 \right\} + \frac{\gamma^{-1}}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \sum_{m=0}^{N_c-1} |W_{j,m}^{(r,q)}(k)|^2} \quad (14)$$

ここで、

$$\tilde{H}_j^{(q)} = \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \bar{H}_j^{(q)}(k) \quad (15)$$

であり、 $W_{j,m}^{(r,q)}(k)$ は $\mathbf{W}_r^{(q)}(k)$ の第 (j,m) 要素である。

3.2. ランクと変調方式の決定法

グレイ符号化を用いた変調方式を用いる場合、雑音と ISI の和が複素ガウス変数で近似できるとき、条件付き BER、 $p_b^{(j,q)}$ は次式のように近似できることが知られている[2]。

$$p_b^{(j,q)} = a_j^{(q)} \text{erfc} \left(\sqrt{\frac{\Gamma_j^{(q)}}{b_j^{(q)}}} \right) \quad (16)$$

ここで、 $a_j^{(q)}$ および $b_j^{(q)}$ 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、 $\text{erfc}(\cdot)$ は誤差補関数である。 $J^{(q)}$ 個の固有モードにそれぞれ 1 シンボルあたり $M_j^{(q)}$ ビットを割り当てたときの全固有モードの平均 BER、 $\bar{P}_b^{(q)}$ は次式のように表すことができる。

$$\bar{P}_b^{(q)} = \frac{\sum_{j=0}^{J^{(q)}-1} M_j^{(q)} p_b^{(j,q)}}{\sum_{j=0}^{J^{(q)}-1} M_j^{(q)}} = \frac{1}{\eta} \sum_{j=0}^{J^{(q)}-1} M_j^{(q)} a_j^{(q)} \text{erfc} \left(\sqrt{\frac{\Gamma_j^{(q)}}{b_j^{(q)}}} \right) \quad (17)$$

ここで、 $\eta = \sum_{j=0}^{J^{(q)}-1} M_j^{(q)}$ であり、周波数利用効率 (bps/Hz) を表している。

ランク $J^{(q)}$ および変調方式の決定は以下の手順で行う。まず、すべての $J^{(q)}$ のパターンに対して式(14)より $\Gamma_j^{(q)}$ を計算する。次に、全固有モードに割り当てられるビット数の合計が η となるような各固有モードへのビット配分の全組み合わせについて、式(17)を用いて最も平均 BER が小さくなるランク $J^{(q)}$ および変調方式

の組み合わせを選択する。例えば、 $N_t=N_r=2$, $\eta=8$ (bps/Hz)のとき、取りうる $J^{(q)}$ と変調方式の組み合わせは $(J^{(q)}; M_0^{(q)}, M_1^{(q)})=(1;8,0)$, $(2;6,2)$, $(2;4,4)$ の3通りである。これは、第0固有値 $\Lambda_0^{(q)}(k)$ が第1固有値 $\Lambda_1^{(q)}(k)$ よりもすべての周波数で大きくなるからである。 $J^{(q)}=1$ および2のときの受信 SINR を式(14)より計算し、式(17)より最も平均 BER が小さくなる $J^{(q)}$ と変調方式の組み合わせを上記3つの候補の中から選択する。

表1 各変調方式の $a_j^{(q)}$ および $b_j^{(q)}$

Data modulation	$a_j^{(q)}$	$b_j^{(q)}$
BPSK	1/2	1
QPSK	1/2	2
8PSK	1/3	$1/\sin^2(\pi/8)$
16QAM	3/8	10
64QAM	7/24	42
256QAM	15/64	170

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2 計算機シミュレーション諸元

Channel coding	Turbo encoding with (13,15) RSC encoder Log-MAP decoding with 6 iterations	
HARQ	Type II S-P4	
Transmitter & Receiver	No. of information bits	$K=4096$
	No. of DFT points	$N_c=128$
	Guard interval length	$N_g=16$
	Channel estimation	Ideal
	No. of Tx/Rx antennas	$(N_t, N_r)=(2,2), (4,4)$
	Antenna correlation	Uncorrelated
Channel	Fading	Frequency-selective block Rayleigh
	Power delay profile	16-path uniform

表2に計算機シミュレーション諸元を示す。2個の(13,15)RSC符号器からなる符号化率1/3のターボ符号を用いた。ターボ復号器ではLog-MAPアルゴリズムを用い、復号の繰り返し回数は6回とした。HARQにはType II S-P4[10]を用い、誤り検出は理想とした。変調方式は表1のものを用いた。情報ビット長は $K=4096$ ビットである。16パスの一樣電力遅延プロファイルを有する周波数選択性ブロックレイリーフェージングチャネルを仮定し、各パスの遅延時間はシンボル長間隔とする。また、各アンテナ間のフェージングは無相関とし、チャネル推定は送受信機双方で理想的に行えるものとしている。

4.2. HARQスループット特性

図2に、本報告で提案する送受信協調MMSEフィルタリングを用いる適応SC-MIMO伝送のHARQスループット特性(左図)および第 j 固有モードに1シンボルあたり $M_j^{(q)}$ ビット割り当てられる確率(すなわちラン

クと変調方式の選択確率)(右図)を示す。横軸は平均送信 E_s/N_0 である。比較のため、受信MMSEフィルタリングを用いるSC-MIMO空間多重の特性も併せて示す。図2(a)は $N_t=N_r=2$ 、同図(b)は $N_t=N_r=4$ のときの特性を示している。受信MMSEフィルタリングを用いるSC-MIMO空間多重では、図2(a)の $\eta=4(8)$ のときにはQPSK(16QAM)変調を、同図(b)の $\eta=8(16)$ のときにはQPSK(16QAM)変調をそれぞれ N_t 個のデータストリームに適用し、MMSEパケット合成を行った。図2より、提案法が従来の受信MMSEフィルタリングを用いるSC-MIMO空間多重よりも優れたHARQスループット特性を達成できることがわかる。これは、受信SINRの高い固有モードで高多値変調を行い、受信SINRの低い固有モードを使用しない(ランクを減らす)、または低多値変調を行うことで、全体の通信品質を向上できたからである。以下でその詳細を考察する。

図2より、送信 E_s/N_0 が高くなるにつれて第0固有モード以外の固有モードにも送信ビットが割り当てられる確率が高くなることがわかる。送信 E_s/N_0 が低い領域では最大のダイバーシチ利得を獲得できる第0固有モードの受信SINRが高いため、第0固有モードに送信ビットを集中させ高多値変調を行うことで全体のBERを低減している。一方、送信 E_s/N_0 が高い領域では第0固有モード以外の固有モードの受信SINRも相対的に高くなるため、全ての固有モードに送信ビットを分散させ低多値変調を行うことで全体のBERを低減している。

また、図2より、 $N_t=N_r=2$ のときよりも $N_t=N_r=4$ のときのほうが提案法によるHARQスループット特性の改善効果が大きいことがわかる。これは、固有モードの数が多いほど選択できるランクと変調方式の組み合わせが増えるため、Rank adaptationと適応変調の自由度が上がるためだと考えられる。

5. むすび

本報告では、送受信協調MMSEフィルタリングを用いる適応SC-MIMOのHARQパケット伝送法を提案した。提案法は、送受信協調MMSEフィルタリングによって得られた各固有モードの受信SINRに基づき、Rank adaptationと適応変調によって各固有モードに割り当てるビット数を可変にすることで固有モード間の伝送特性差を小さくできる。Rank adaptationと適応変調を再送毎に動作させるため、パケット合成法としてビットLLR合成を用いた。計算機シミュレーションにより、提案法によってSC-MIMO伝送のHARQスループット特性を大幅に改善できることを明らかにした。

文 献

- [1] E. Biglieri, R. Calderbank, A. Constantinides, A. Goldsmith, A. Paulraj, and H. V. Poor, *MIMO Wireless Communications*, Cambridge University Press, 2007.
- [2] J. G. Proakis and M. Salehi, *Digital Communications*, 5th

ed., McGraw-Hill, 2008.

[3] A. Van Zelst, R. Van Nee, and G. Awater, "Space division multiplexing (SDM) for OFDM systems," Proc. IEEE 51st Vehicular Technology Conference (VTC 2000), vol. 2, pp. 1070-1074, May 2000.

[4] S. Okuyama, K. Takeda, and F. Adachi, "Iterative MMSE detection and interference cancellation for uplink SC-FDMA MIMO using HARQ," Proc. IEEE International Conference on Communications, June 2011.

[5] 熊谷, 小原, 山本, 安達, "送受信協調 MMSE フィルタリングを用いる適応シングルキャリア MIMO 伝送," 信学技報, RCS2012-232, pp.291-296, 2012 年 12 月.

[6] R. W. Heath Jr., and A. J. Paulraj, "Switching between diversity and multiplexing in MIMO systems," IEEE Trans. Commun., vol. 53, no. 6, pp. 962-968, June 2005.

[7] K. Miyashita, T. Nishimura, T. Ohgane, Y. Ogawa, Y. Takatori and K. Cho, "High data-rate transmission with eigenbeam-space division multiplexing (E-SDM) in a MIMO channel," Proc. IEEE 56th Vehicular Technology Conference (VTC2002-Fall), Vancouver, Canada, 24-28

Sept. 2002.

[8] J. Hagenauer, "Rate-compatible punctured convolutional codes (RCPC codes) and their application," IEEE Trans. Commun., vol. 36, no. 4, pp. 389-400, Apr. 1988.

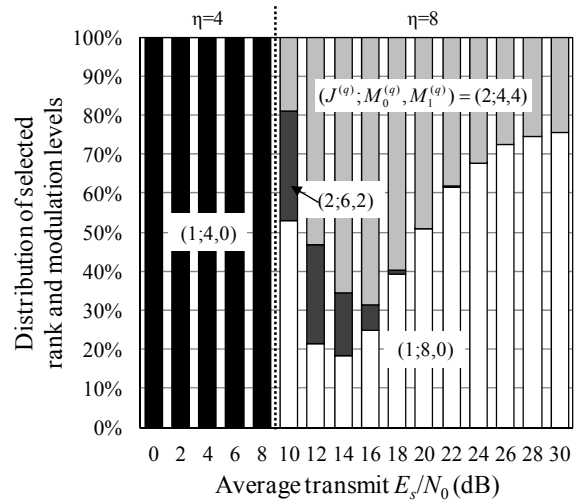
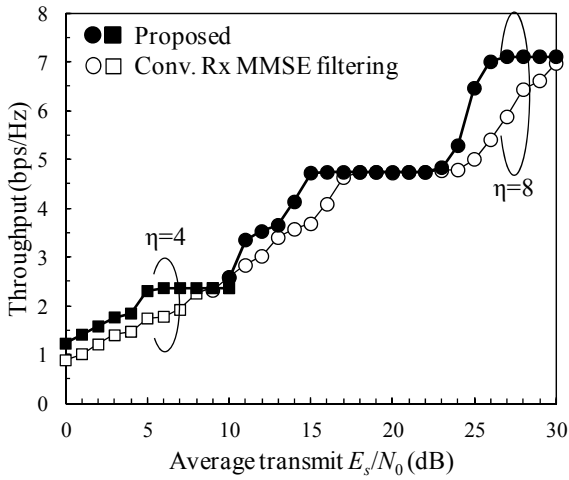
[9] D. Chase, "Code combining-A maximum-likelihood decoding approach for combining an arbitrary number of noisy packets," IEEE Trans. Commun., vol. 33, no. 5, pp. 385-393, May 1985.

[10] 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.

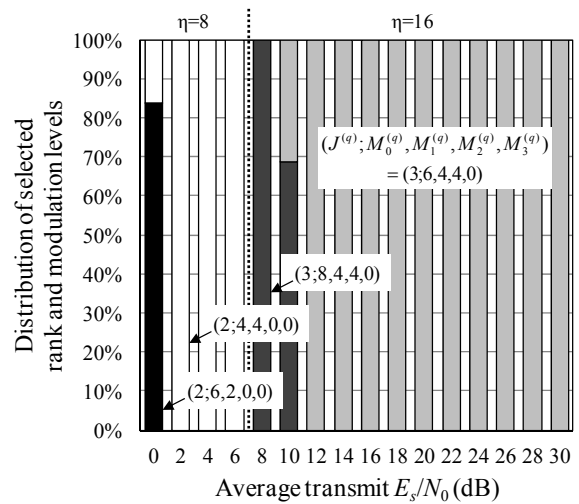
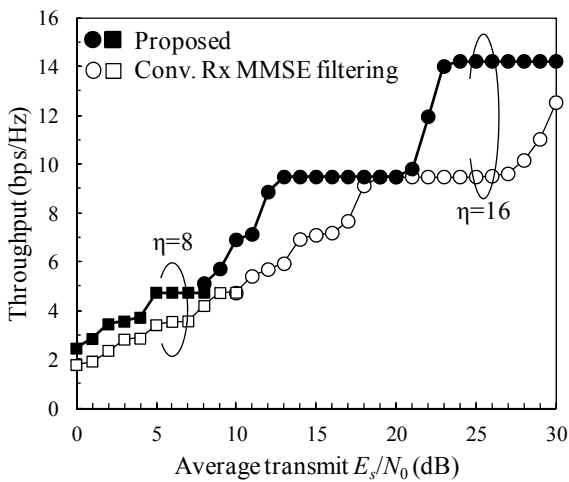
[11] E. W. Jang, J. Lee, H. Lou, and J. M. Cioffi, "Optimal combining schemes for MIMO systems with hybrid ARQ," Proc. IEEE International Symposium on Information Theory, June 2007.

[12] R. A. Horn and C. R. Johnson, *Matrix Analysis*, Cambridge University Press, 1985.

[13] S. Boyd and L. Vandenberghe, *Convex Optimization*, Cambridge, 2006.



(a) $N_t=N_r=2$



(b) $N_t=N_r=4$

図2 HARQ スループット特性(左図)とランクと変調方式の選択確率(右図)