

送受信協調 MMSE フィルタリングを用いる シングルキャリア MIMO 空間多重の 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 電気・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 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。筆者らは最近、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、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を行う送受信協調 MMSE フィルタリングを提案した。本報告では、パケット合成を用いる SC-MIMO 空間多重 HARQ における送受信協調 MMSE フィルタリングを提案する。同一パケットの再送毎に受信側でのパケット合成後の MSE を最小にするように送受信協調 MMSE フィルタリングを行う。送受信協調 MMSE フィルタリング重みを導出し、SC-MIMO 空間多重と送受信協調 MMSE フィルタリングを用いてパケット合成を行うターボ符号化 HARQ のスループット特性改善効果を計算機シミュレーションにより明らかにする。

キーワード シングルキャリア伝送, MIMO 空間多重, MMSE フィルタリング, HARQ

HARQ Throughput of Single-carrier MIMO Spatial Multiplexing with Joint Tx/Rx MMSE Filtering

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

[†] [‡] Dept. of Electrical and Communication 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 For wireless packet communications, hybrid automatic repeat-request (HARQ) is an indispensable technique. Recently, we proposed a joint transmit/receive filtering based on the minimum mean square error criterion (joint Tx/Rx MMSE filtering) to improve the transmission performance of broadband single-carrier (SC) multiple-input multiple-output (MIMO) spatial multiplexing. In this paper, we propose a joint Tx/Rx MMSE filtering for HARQ with SC-MIMO spatial multiplexing and packet combining. At each retransmission of the same packet, joint Tx/Rx MMSE filtering is carried out so as to minimize the MSE after packet combining. The throughput performance of turbo-coded HARQ with SC-MIMO spatial multiplexing and joint Tx/Rx MMSE filtering is evaluated by computer simulation.

Keyword Single-carrier Transmission, MIMO Spatial Multiplexing, 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符号間干渉(ISI)によって、MIMO 空間多重の伝送特性が劣化する。直交周波数分割多重(OFDM)を対象に周波数選択性フェージング環境下における 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)が大きという問題がある。

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。特に上りリンク伝送では低 PAPR の信号伝送が重要である。SC-MIMO 空間多重伝送では、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、低演算量ながら比較的優れた伝送特性を達成できる。しかし、残留 IAI および残留 ISI の影響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、送受信機でチャンネル情報(CSI)を共有し、MMSE規範に基づき周波数領域でそれぞれ空間フィルタリングを行う送受信協調 MMSE フィルタリングを提案した。このフィルタリングは MIMO チャンネルを IAI の発生しない直交チャネル(固有モード)に変換し、各固有モードに対して送受信協調 MMSE-FDE[5]を行うものであり、これにより受信 MMSE フィルタリングよりも優れた伝送特性を達成できることを明らかにした[6]。

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)[7,8]の適用が必須である。HARQ Type I (Chase Combining(CC))[7]では、誤り訂正後の受信パケットにビット誤りが検出された場合、同一パケットの再送を要求する。文献[5]では、HARQ Type I と送受信協調 MMSE-FDE を用いる SC 伝送が提案されている。再送要求があった場合、受信機でのパケット合成後の MSE を最小とするように送受信 FDE 重みが更新される。

本報告では、SC-MIMO 空間多重を用いる HARQ への送受信協調 MMSE フィルタリングの導入を提案する。送受信協調 MMSE フィルタリングでは、同一パケットの再送毎に、パケット合成後の MSE を最小とするように受信フィルタリング処理を受信機で行い、周波数領域でパケットを合成する。送信機では、再送パケットが受信機で合成されることを考慮し、パケット合成後の MSE を最小とするように送信フィルタリング処理を行ってから送信する。なお、送受信協調 MMSE フィルタリングを用いるパケット伝送では固有モード伝送が行われる。

第 2 章では、送受信協調 MMSE フィルタリングを用いる SC-MIMO 空間多重 HARQ のシステムモデルおよび送受信信号の数式表現を示す。第 3 章では MMSE 規範に基づく送受信フィルタを導出し、その動作を考察する。第 4 章では計算機シミュレーションにより提案法の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 SC-MIMO 空間多重 HARQ

2.1. システムモデル

本報告では、CC を用いる SC-MIMO 空間多重 HARQ を対象とする。なお、提案法は Incremental Redundancy (IR)[8]にも拡張可能である。

図 1 に送受信協調 MMSE フィルタリングを用いる SC-MIMO 空間多重 HARQ 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。情報ビット長を K ビットとし、ターボ符号化後にパンクチャすることで符号語長 K/R のパケットを生成する。 R は符号化率である。符号語ビット系列をデ

ータ変調し、バッファに蓄積した後、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レフィックス (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。このときの受信パケットが再送パケットである場合、過去の受信パケットとの合成を行う。受信フィルタリング後にビット対数尤度比(LLR)を計算およびデパンクチャを行い、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、同一パケットの再送を要求する。一方、誤りが検出されなければ ACK 信号を送り、次のパケットの送信を要求する。

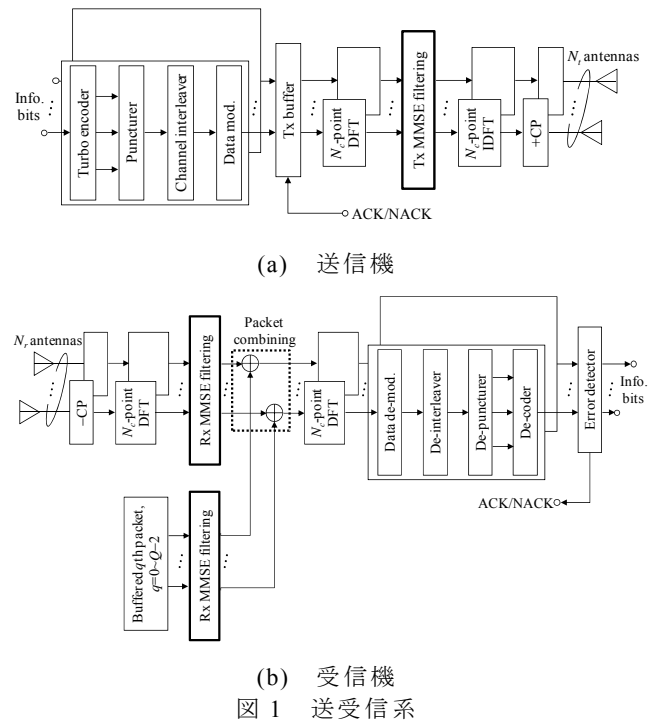


図 1 送受信系

パケットの再送および合成の流れを図 2 に示す。送信機では、再送の度に符号化系列に対して送信フィルタリングを適用して送信する。一方受信機では、再送パケットを受信する度に全ての同一パケットに受信フィルタリングを適用して周波数領域で合成する。

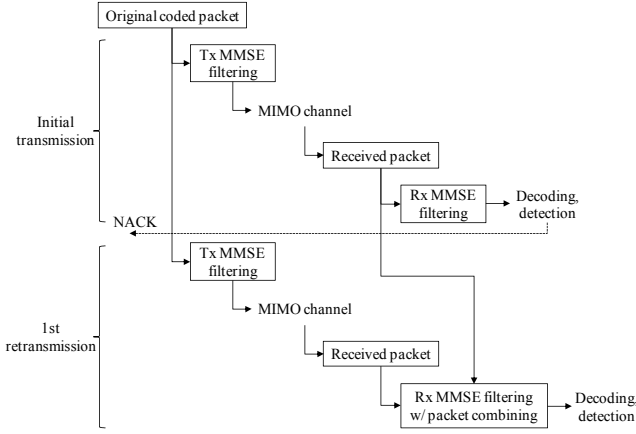


図2 パケットの再送・合成の流れ

2.2. 送受信信号表現

2.2.1. 送信信号

同一パケットの第 $(Q-1)$ 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 $N_r \times 1$ の周波数領域データシンボルベクトル $\{\mathbf{D}(k)=[D_0(k), \dots, D_n(k), \dots, D_{N_c-1}(k)]^T; k=0 \sim N_c-1\}$ 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.

$$\begin{aligned} \mathbf{S}^{(Q-1)}(k) &= [S_0^{(Q-1)}(k), \dots, S_n^{(Q-1)}(k), \dots, S_{N_c-1}^{(Q-1)}(k)]^T \\ &= \mathbf{W}_t^{(Q-1)}(k) \mathbf{D}(k) \end{aligned} \quad (1)$$

ここで, $\mathbf{W}_t^{(Q-1)}(k)$ は $N_r \times N_t$ の送信フィルタ行列である. 得られた N_t 個の送信シンボルブロック $\{S_n^{(Q-1)}(k); k=0 \sim N_c-1, n=0 \sim N_t-1\}$ 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.

2.2.2. 受信信号

送信機から $(Q-1)$ 回目の再送パケットを受信した後, 受信機ではこれまで受信した Q 個の同一パケットを合成する. 第 $q(=0 \sim Q-1)$ 番目の受信パケットは, 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される. 第 k 周波数における $N_r \times 1$ の第 q 番目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 および T_s はそれぞれ, 平均送信シンボルエネルギーおよびシンボル長である. また, $\mathbf{H}^{(q)}(k)$ は第 k 周波数における $N_r \times N_t$ のMIMOチャネル行列である. $\mathbf{Z}^{(q)}(k)=[Z_0^{(q)}(k), \dots, Z_m^{(q)}(k), \dots, Z_{N_r-1}^{(q)}(k)]^T$ は複素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 は加法的白色ガウス雑音(AWGN)の片側電力スペクトル密度である.

再送により得られた全てのパケットを次式のように合成し, 周波数領域軟判定シンボルベクトルを得る.

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{D}}(k) &= [\hat{D}_0(k), \dots, \hat{D}_n(k), \dots, \hat{D}_{N_c-1}(k)]^T \\ &= \sum_{q=0}^{Q-1} \mathbf{W}_r^{(q)}(k) \mathbf{R}^{(q)}(k) \\ &= \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \sum_{q=0}^{Q-1} \mathbf{W}_r^{(q)}(k) \mathbf{H}^{(q)}(k) \mathbf{W}_t^{(q)}(k) \mathbf{D}(k) + \sum_{q=0}^{Q-1} \mathbf{W}_r^{(q)}(k) \mathbf{Z}^{(q)}(k) \end{aligned} \quad (3)$$

ここで, $\mathbf{W}_r^{(q)}(k)$ は第 q 番目の受信パケットに対する $N_r \times N_r$ の受信フィルタ行列である. 得られた N_t 個の周波数シンボルブロック $\{\hat{D}_n(k); k=0 \sim N_c-1, n=0 \sim N_t-1\}$ 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.

3. 送受信フィルタの導出

3.1. 目的関数の定式化

まず, Q 個の受信信号ベクトルを並べた $QN_r \times 1$ の拡張受信信号ベクトルを次式のように定義する.

$$\bar{\mathbf{R}}(k) = \begin{bmatrix} \mathbf{R}^{(0)}(k) \\ \vdots \\ \mathbf{R}^{(Q-1)}(k) \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \bar{\mathbf{H}}(k) \mathbf{D}(k) + \bar{\mathbf{Z}}(k) \quad (4)$$

ここで,

$$\bar{\mathbf{H}}(k) = \begin{bmatrix} \mathbf{H}^{(0)}(k) \mathbf{W}_t^{(0)}(k) \\ \vdots \\ \mathbf{H}^{(Q-1)}(k) \mathbf{W}_t^{(Q-1)}(k) \end{bmatrix}, \quad \bar{\mathbf{Z}}(k) = \begin{bmatrix} \mathbf{Z}^{(0)}(k) \\ \vdots \\ \mathbf{Z}^{(Q-1)}(k) \end{bmatrix} \quad (5)$$

としている. さらに, $\bar{\mathbf{W}}_r(k)=[\mathbf{W}_r^{(0)}(k), \dots, \mathbf{W}_r^{(Q-1)}(k)]$ と定義すると, 式(3)は次式のように書き直される.

$$\hat{\mathbf{D}}(k) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \bar{\mathbf{W}}_r(k) \bar{\mathbf{H}}(k) \mathbf{D}(k) + \bar{\mathbf{W}}_r(k) \bar{\mathbf{Z}}(k) \quad (6)$$

変調データシンボルベクトル $\mathbf{D}(k)$ と軟判定シンボルベクトル $\hat{\mathbf{D}}(k)$ とのブロック合計MSEは次式で定義される.

$$\varepsilon = E \left[\sum_{k=0}^{N_c-1} \text{tr} \left\{ \left(\mathbf{D}(k) - \hat{\mathbf{D}}(k) / \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \right) \left(\mathbf{D}(k) - \hat{\mathbf{D}}(k) / \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \right)^H \right\} \right] \quad (7)$$

式(6)より, ブロック合計MSEは次式で書き直すことができる.

$$\begin{aligned} \varepsilon &= \sum_{k=0}^{N_c-1} \text{tr} \left[\left\{ \mathbf{I}_{N_r} - \bar{\mathbf{W}}_r(k) \bar{\mathbf{H}}(k) \right\} \left\{ \mathbf{I}_{N_r} - \bar{\mathbf{W}}_r(k) \bar{\mathbf{H}}(k) \right\}^H \right] \\ &\quad + \gamma^{-1} \sum_{k=0}^{N_c-1} \text{tr} \left\{ \bar{\mathbf{W}}_r(k) \bar{\mathbf{W}}_r^H(k) \right\} \end{aligned} \quad (8)$$

ここで, $E[\mathbf{D}(k) \mathbf{D}^H(k)] = \mathbf{I}_{N_r}$, $E[\bar{\mathbf{Z}}(k) \bar{\mathbf{Z}}^H(k)] = (2N_0/T_s) \mathbf{I}_{QN_r}$ 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. 受信機では新たな再送パケットを受信する度に全ての受信パケットに対して受信フィルタ行列 $\bar{\mathbf{W}}_r(k)$ を更新するのに対し, 送信機では最新の送信パケットに対する送信フィルタ行列 $\mathbf{W}_t^{(Q-1)}(k)$ のみが変数である. したがって, 送信電力拘束条件下で式(8)で与えられるプロ

ック合計 MSE を最小化する最適化問題は次式で表される。

$$\begin{aligned} \min. \varepsilon \\ \text{s.t. } \sum_{k=0}^{N_c-1} \text{tr} \left[\mathbf{W}_r^{(Q-1)}(k) \left\{ \mathbf{W}_r^{(Q-1)}(k) \right\}^H \right] = N_r N_c \end{aligned} \quad (9)$$

式(9)を満足する送受信フィルタが、MMSEフィルタの最適解である。本報告では、文献[5]と同様に、(送信フィルタ+チャネル)を等価チャネルとみなし、まず受信フィルタ行列 $\overline{\mathbf{W}}_r(k)$ を導出する。次いで、そのような受信フィルタが与えられたときの(すなわち、目的関数に $\overline{\mathbf{W}}_r(k)$ を代入して)最適化問題を解き、送信フィルタ行列 $\mathbf{W}_r^{(Q-1)}(k)$ を導出する。

3.2. 受信フィルタ

本節では、 $\overline{\mathbf{H}}(k)$ 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 $\overline{\mathbf{W}}_r(k)$ を導出する。このとき目的関数は凹関数となるため、 $\partial \varepsilon / \partial \overline{\mathbf{W}}_r(k) = \mathbf{0}$ のとき最小である。よって、上記の条件を満足する最適 $\overline{\mathbf{W}}_r(k)$ は次式で与えられる。

$$\overline{\mathbf{W}}_r(k) = \overline{\mathbf{H}}^H(k) \left\{ \overline{\mathbf{H}}(k) \overline{\mathbf{H}}^H(k) + \gamma^{-1} \cdot \mathbf{I}_{Q N_r} \right\}^{-1} \quad (10)$$

逆行列の補助定理[9]により、上式から Q 個のパケットそれぞれに対する受信フィルタ行列 $\{ \mathbf{W}_r^{(q)}(k), q=0 \sim Q-1 \}$ が求められる。 $\mathbf{W}_r^{(q)}(k)$ は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} \mathbf{W}_r^{(q)}(k) = \left\{ \sum_{q'=0}^{Q-1} \left\{ \mathbf{H}^{(q)}(k) \mathbf{W}_r^{(q')}(k) \right\}^H \mathbf{H}^{(q')}(k) \mathbf{W}_r^{(q')}(k) + \gamma^{-1} \cdot \mathbf{I}_{N_r} \right\}^{-1} \\ \times \left\{ \mathbf{H}^{(q)}(k) \mathbf{W}_r^{(q)}(k) \right\}^H \\ , q=0 \sim Q-1 \end{aligned} \quad (11)$$

3.3. 送信フィルタ

前節で導出した最適受信フィルタ行列 $\overline{\mathbf{W}}_r(k)$ を目的関数に代入し、目的関数を $\mathbf{W}_r^{(Q-1)}(k)$ のみの関数として表す。式(10)を式(8)に代入し、逆行列の補助定理を用いることで、最適化問題は次式で書き直される。

$$\begin{aligned} \min. \varepsilon \\ = \sum_{k=0}^{N_c-1} \text{tr} \left\{ \gamma \cdot \sum_{q=0}^{Q-1} \left\{ \mathbf{H}^{(q)}(k) \mathbf{W}_r^{(q)}(k) \right\}^H \mathbf{H}^{(q)}(k) \mathbf{W}_r^{(q)}(k) + \mathbf{I}_{N_r} \right\}^{-1} \quad (12) \\ \text{s.t. } \sum_{k=0}^{N_c-1} \text{tr} \left[\mathbf{W}_r^{(Q-1)}(k) \left\{ \mathbf{W}_r^{(Q-1)}(k) \right\}^H \right] = N_r N_c \end{aligned}$$

ここで、 $\mathbf{H}^{(q)}(k)$ および $\mathbf{W}_r^{(q)}(k)$ はそれぞれ次式に示すように特異値分解[9]が可能である。

$$\begin{aligned} \mathbf{H}^{(q)}(k) = \mathbf{U}_h^{(q)}(k) \sqrt{\Lambda_h^{(q)}(k)} \left\{ \mathbf{V}_h^{(q)}(k) \right\}^H \\ \mathbf{W}_r^{(q)}(k) = \mathbf{U}_r^{(q)}(k) \sqrt{\mathbf{P}_r^{(q)}(k)} \left\{ \mathbf{V}_r^{(q)}(k) \right\}^H \end{aligned} \quad (13)$$

ここで、 $\mathbf{V}_h^{(q)}(k)$ 、 $\mathbf{U}_r^{(q)}(k)$ 、 $\mathbf{V}_r^{(q)}(k)$ はそれぞれ $N_r \times N_r$ のユニタリ行列を表す。 $\mathbf{U}_h^{(q)}(k)$ は $N_r \times N_r$ のユニタリ行列である。 $\Lambda_h^{(q)}(k)$ は第 (j,j) 要素に $\left\{ \mathbf{H}^{(q)}(k) \right\}^H \mathbf{H}^{(q)}(k)$ の第 j 固有値を持ち、それ以外の要素が零となる $N_r \times N_r$ の行列である(ただし $j=0 \sim \text{rank} \left[\left\{ \mathbf{H}^{(q)}(k) \right\}^H \mathbf{H}^{(q)}(k) \right] = J$)。 $\mathbf{P}_r^{(q)}(k)$ は

対角要素が $\left\{ \mathbf{W}_r^{(q)}(k) \right\}^H \mathbf{W}_r^{(q)}(k)$ の固有値である $N_r \times N_r$ の対角行列である。式(13)を式(12)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 $N_r \times N_r$ および $N_r \times N_r$ の行列)を用いることで、式(12)は次式で書き直される。

$$\begin{aligned} \min. \varepsilon \\ = \sum_{k=0}^{N_c-1} \text{tr} \left[\left\{ \gamma \cdot \sum_{q=0}^{Q-1} \left[\frac{\sqrt{\mathbf{P}_r^{(q)}(k)} \left\{ \mathbf{U}_r^{(q)}(k) \right\}^H \mathbf{V}_h^{(q)}(k) \Lambda_h^{(q)}(k)}{\times \left\{ \mathbf{V}_h^{(q)}(k) \right\}^H \mathbf{U}_r^{(q)}(k) \sqrt{\mathbf{P}_r^{(q)}(k)} \right]} + \mathbf{I}_{N_r} \right\}^{-1} \right] \quad (14) \end{aligned}$$

$$\text{s.t. } \sum_{k=0}^{N_c-1} \text{tr} \left\{ \mathbf{P}_r^{(Q-1)}(k) \right\} = N_r N_c$$

式(14)より、 $\mathbf{V}_r^{(q)}(k)$ は最適化問題に寄与しないことがわかる。すなわち、 $\mathbf{V}_r^{(q)}(k)$ は任意の $N_r \times N_r$ のユニタリ行列とすることができる。本報告では簡単のため $\mathbf{V}_r^{(q)}(k) = \mathbf{I}_{N_r}$ とする。一般に \mathbf{A} が対角行列のとき $\text{tr}[\mathbf{A}^{-1}]$ は最小となる[9]ことから、式(14)に示す目的関数は $\mathbf{U}_r^{(q)}(k) = \mathbf{V}_h^{(q)}(k)$ としたときに最小となる。以上より、 $\mathbf{W}_r^{(q)}(k)$ は次式で表される。

$$\mathbf{W}_r^{(q)}(k) = \mathbf{V}_h^{(q)}(k) \sqrt{\mathbf{P}_r^{(q)}(k)} \quad (15)$$

式(15)を式(12)に代入することで、最適化問題は次式で書き直される。

$$\begin{aligned} \min. \varepsilon = \sum_{k=0}^{N_c-1} \sum_{j=0}^{J-1} \frac{1}{\gamma \cdot \sum_{q=0}^{Q-1} P_j^{(q)}(k) \Lambda_j^{(q)}(k) + 1} \\ \text{s.t. } \sum_{k=0}^{N_c-1} \sum_{j=0}^{J-1} P_j^{(Q-1)}(k) = N_r N_c \end{aligned} \quad (16)$$

ここで、 $P_j^{(q)}(k)$ および $\Lambda_j^{(q)}(k)$ はそれぞれ、 $\mathbf{P}_r^{(q)}(k)$ および $\Lambda_h^{(q)}(k)$ の第 j 対角要素である。式(16)で与えられる最適化問題は、ラグランジュの未定乗数法[10]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)。

$$P_j^{(Q-1)}(k) = \max \left\{ \frac{1}{\sqrt{\mu}} \frac{1}{\sqrt{\gamma \Lambda_j^{(Q-1)}(k)}} - \frac{\gamma^{-1} + \sum_{q=0}^{Q-2} P_j^{(q)}(k) \Lambda_j^{(q)}(k)}{\Lambda_j^{(Q-1)}(k)}, 0 \right\} \quad (17)$$

ここで、 μ は拘束条件を満足するように設定される定数である。

3.4. 送受信協調 MMSE フィルタリングの考察

3.2 節および 3.3 節で導出した送受信協調 MMSE フィルタリングの動作について考察する。第 q 回目の再送パケットに対する受信フィルタ乗算後の等価チャネル行列 $\hat{\mathbf{H}}^{(q)}(k)$ は次式で表される。

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{H}}^{(q)}(k) = \mathbf{W}_r^{(q)}(k) \mathbf{H}^{(q)}(k) \mathbf{W}_r^{(q)}(k) \\ = \text{diag} \left[\frac{P_0^{(q)}(k) \Lambda_0^{(q)}(k)}{\gamma^{-1} + \sum_{q=0}^{Q-1} P_0^{(q)}(k) \Lambda_0^{(q)}(k)}, \dots, \frac{P_{J-1}^{(q)}(k) \Lambda_{J-1}^{(q)}(k)}{\gamma^{-1} + \sum_{q=0}^{Q-1} P_{J-1}^{(q)}(k) \Lambda_{J-1}^{(q)}(k)}, 0 \right] \quad (18) \end{aligned}$$

式(18)より、送受信協調 MMSE フィルタリングによつ

て MIMO チャンnel 行列 $\mathbf{H}(k)$ が対角化され, IAI が発生しないことがわかる. また, 式(17)で表される $P_j^{(q)}(k)$ は, $\Lambda_j^{(q)}(k)$, すなわち第 j 固有モードの第 k 周波数に対する電力配分係数であることがわかる. したがって, 送受信協調 MMSE フィルタリングは, 固有ビーム空間分割多重(E-SDM)[1]を実現している.

SC-HARQ(シングルアンテナ(SISO)伝送)における送受信協調 MMSE-FDE の送信重み $W_i^{(q-1)}(k)$ は次式で表される[5].

$$|W_i^{(q-1)}(k)|^2 = \max \left\{ \frac{1}{\sqrt{\mu}} \frac{1}{\sqrt{\gamma |H^{(q-1)}(k)|^2}} - \frac{\gamma^{-1} + \sum_{q=0}^{Q-2} |W_i^{(q)}(k)|^2 |H^{(q)}(k)|^2}{|H^{(q-1)}(k)|^2}, 0 \right\} \quad (19)$$

ここで, $H^{(q)}(k)$ は第 q 回目の再送時のチャンネルの伝達関数の第 k 周波数成分である. 式(17)と式(19)を比較すると, MIMO 伝送においては, 各固有モードに対して送受信協調 MMSE-FDE を行っていることがわかる.

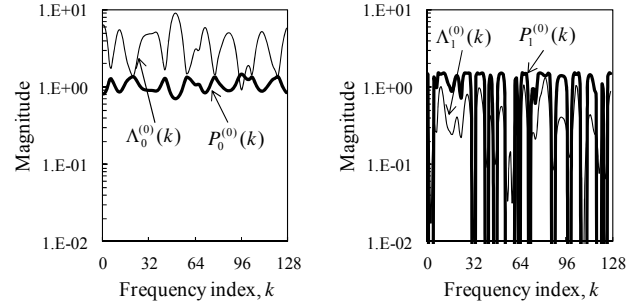
以上より, 送受信協調 MMSE フィルタリングは, MIMO チャンnel を IAI が発生しない固有モードに変換し, 各固有モードに対して送受信協調 MMSE-FDE を行い ISI を抑圧することで, 伝送特性を改善できると考えられる.

図 3 に, 提案法における送信電力配分の一例を示す. ここで, $N_t=N_r=2$, $N_c=128$, 平均送信 $E_s/N_0=0\text{dB}$ とし, チャンnel は $L=16$ パスの一様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ンネルとした.

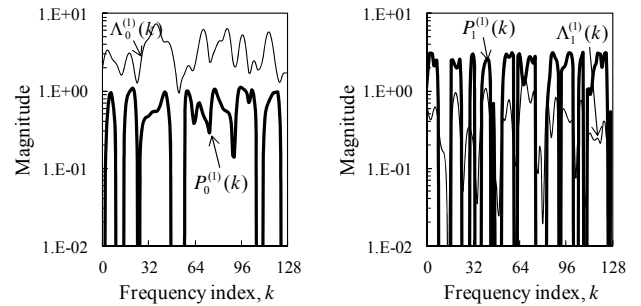
まず, 図 3(a)に示す初回送信時には, 送信電力配分はパケット再送・合成を考慮していない場合[6]と同じである. このとき, $\Lambda_j^{(q)}(k)$ の大きな第 0 固有モードでは受信フィルタリング後の受信信号対雑音電力比(SNR)が比較的高いため, ISI の影響が支配的である. そのため $\Lambda_j^{(q)}(k)$ の逆特性のように電力配分を行い, ISI を抑圧するように動作している. 反対に $\Lambda_j^{(q)}(k)$ の小さな第 1 固有モードでは受信フィルタリング後の受信 SNR が低いため, 雑音の影響が支配的である. そのため, 受信フィルタリング後の受信 SNR を増大させるように動作し, $\Lambda_j^{(q)}(k)$ の小さな周波数には電力を配分せず, その分の電力を他の周波数に配分している.

一方で, 図 3(b)に示すように, 再送時にはその動作が異なる. 再送時の送信電力配分で考慮されるのは, 初回送信時のチャンネル・送信電力配分の情報と, 現在のチャンネル, そして再送後に受信機で MMSE パケット合成が行われるということである. そのため, 受信機でのパケット合成後の等価チャンネルが均一になるように動作し, 初回送信時に多くの電力を配分した周波数には電力を配分せず, 初回送信時に電力を配分しなかった周波数に多くの電力を配分している. また, $\Lambda_j^{(q)}(k)$ の小さな第 1 固有モードにより多くの電力を配分し,

固有モード間の受信 SNR の差を小さくするように動作している. このように, 送信電力配分は再送の度に MSE を最小にするように定められるから, 高いパケット合成効果を得ることが可能となる.



i) 第 0 固有モード ii) 第 1 固有モード
(a) 初回送信時($q=0$)



i) 第 0 固有モード ii) 第 1 固有モード
(b) 再送時($q=1$)

図 3 送信電力配分の動作

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 計算機シミュレーション諸元

Channel coding	$R=1/2$ (13,15) RSC encoder	
HARQ	Log-MAP decoding with 8 iterations	
	HARQ type I (Chase Combining)	
Transmitter & Receiver	Data modulation	QPSK, 16QAM
	No. of information bits	$K=3072$ bits
	No. of DFT points	$N_c=128$
	Guard interval length	$N_g=16$
	Channel estimation	Ideal
	No. of transmit antennas	$N_t=2$
	No. of receive antennas	$N_r=2$
Channel	Fading	Frequency-selective block Rayleigh
	Path model	$L=16$ -path with uniform power delay profile
	Time delay difference	1 Symbol

表 1 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, パリティ系列をパンクチャすることで符号化

率 1/2 のターボ符号を生成した。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 8 回とした。情報ビット長は $K=3072$ ビットである。HARQ には CC を用い、誤り検出は理想とした。 $L=16$ パスの一様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ンネルを仮定し、各パスの遅延時間はシンボル長間隔とする。また、各アンテナ間のチャンネルは無相関とし、チャン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 4 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 SC-MIMO 空間多重 HARQ のスループット特性を示す。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 HARQ のスループット特性も併せて示す。図 4 より、提案法が特に平均送信 E_s/N_0 が低い領域(QPSK: $-10 \sim -1$ dB 付近, 16QAM: $3 \sim 10$ dB 付近)で受信 MMSE フィルタリングを用いたときよりも優れたスループット特性を示していることがわかる。これは、提案法は 3.4 節で述べたように、IAI が発生しない固有モードを形成し、各固有モードに対し送受信協調 MMSE-FDE を行うことで効果的に ISI の抑圧と受信 SNR の改善(すなわち受信信号対干渉+雑音電力比 (SINR)の改善)を行い、さらに、送信機でパケット合成を考慮した送信電力配分を行うからである。

一方で、平均送信 E_s/N_0 が高い領域(16QAM: $11 \sim 14$ dB 付近)では提案法による改善効果はなく、受信 MMSE フィルタリングを用いたほうがスループットが高い。これは、平均送信 E_s/N_0 が高いとき、固有値の大きな第 0 固有モードを伝搬するパケットは 1 回の送信によって正しく受信されるのに対し、固有値の小さな第 1 固有モードを伝搬するパケットは 1 回の送信では正しく受信されず、スループットの改善を制限してしまうからである。よって、更なるスループット向上には、適応変調[11]などによる最小固有モードの伝送特性改善が重要となる。

5. むすび

本報告では、SC-MIMO 空間多重を用いる HARQ を対象に送受信協調 MMSE フィルタリングを提案した。送受信協調 MMSE フィルタリングは MIMO チャンネルを IAI の発生しない固有モードに変換し、各固有モードに対して送受信協調 MMSE-FDE を行うことで受信 SINR を大幅に改善できる。また、送受信協調 MMSE フィルタリングではパケット合成を考慮した送信電力配分を行うことにより、高いパケット合成効果を得ることができる。計算機シミュレーションにより、送受信協調 MMSE フィルタリングが受信 MMSE フィルタリングよりも優れたスループット特性を達成できることを明らかにした。更なる伝送特性改善のための適応変調の導入は、今後の興味深い検討課題である。

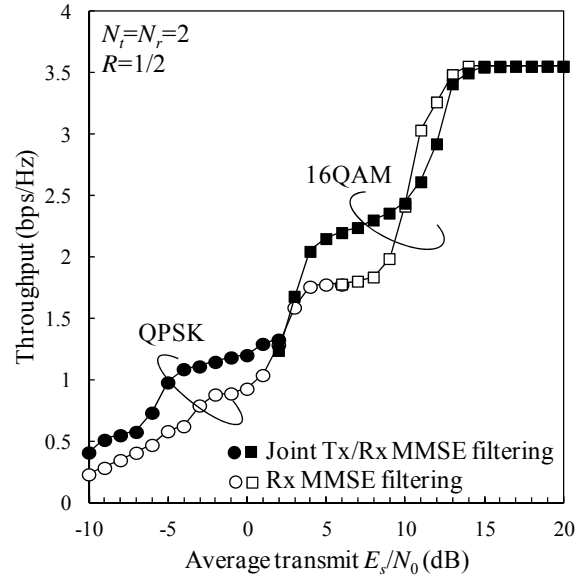


図 4 平均送信 E_s/N_0 対スループット特性

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] A. Goldsmith, *Wireless Communication*, Cambridge University Press, 2005.
- [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] A. Nakajima, D. Garg, and F. Adachi, "Throughput of turbo coded hybrid ARQ using single-carrier MIMO multiplexing," Proc. IEEE 61st Vehicular Technology Conference (VTC2005-Spring), Stockholm, Sweden, 30 May-1 June 2005.
- [5] Kazuki Takeda and F. Adachi, "Single-carrier hybrid ARQ using joint transmit/receive MMSE-FDE," Proc. IEEE 71st Vehicular Technology Conference (VTC2010-Spring), Taipei, Taiwan, 16-19 May 2010.
- [6] 熊谷, 松川, 小原, 山本, 安達, "シングルキャリア MIMO 空間多重における送受信協調 MMSE フィルタリング," 信学技報, RCS2011-372, pp.335-340, 2012 年 3 月.
- [7] 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.
- [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] R. A. Horn and C. R. Johnson, *Matrix Analysis*, Cambridge University Press, 1985.
- [10] S. Boyd and L. Vandenberghe, *Convex Optimization*, Cambridge, 2006.
- [11] 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.