

# 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

熊谷 慎也<sup>†</sup> 小原 辰徳<sup>†</sup> 山本 哲矢<sup>†</sup> 安達 文幸<sup>‡</sup>

<sup>†</sup> <sup>‡</sup> 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: <sup>†</sup> {kumagai, obara, yamamoto}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, <sup>‡</sup> adachi@ecei.tohoku.ac.jp

あらまし 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、送受信機がチャンネル情報(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。しかしこれまでの検討では、送信アンテナ本数とデータストリーム数が同じ場合(すなわちフル多重)のみを考えており、また、すべての固有モードで同一のデータ変調を用いていた。そのため、受信信号対干渉+雑音電力比(SINR)の低い固有モードがビット誤り率(BER)特性の改善を制限していた。本報告では、この問題を解決するために、送受信協調 MMSE フィルタリングと Rank adaptation および適応変調を組み合わせた適応シングルキャリア MIMO 伝送法を提案する。計算機シミュレーションにより、提案法の BER 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

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

Shinya KUMAGAI<sup>†</sup> Tatsunori OBARA<sup>†</sup> Tetsuya YAMAMOTO<sup>†</sup> and Fumiyuki ADACHI<sup>‡</sup>

<sup>†</sup> <sup>‡</sup> Dept. of Communication Engineering, Graduate School of Engineering, Tohoku University  
6-6-05 Aza-Aoba, Aramaki, Aoba-ku, Sendai, Miyagi, 980-8579, Japan

E-mail: <sup>†</sup> {kumagai, obara, yamamoto}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, <sup>‡</sup> adachi@ecei.tohoku.ac.jp

**Abstract** Recently, we proposed a joint transmit/receive minimum mean square error based filtering (joint Tx/Rx MMSE filtering) to improve the transmission performance of broadband single-carrier (SC) multiple-input multiple-output (MIMO) spatial multiplexing. In the previous study, we assumed that the number of data streams is the same as the number of the transmit antennas (i.e., full multiplexing case) and that the same data modulation is applied to all eigenmodes. Therefore, the eigenmodes having low received signal-to-interference plus noise power ratio (SINR) limit the improvement of bit error rate (BER) performance. In this paper, to solve this problem, we propose an adaptive SC-MIMO transmission with joint Tx/Rx MMSE filtering combined with rank adaptation and adaptive modulation. The superiority of the proposed adaptive SC-MIMO transmission with joint Tx/Rx MMSE filtering is confirmed by computer simulation.

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

### 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。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 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ンネル情報(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 フィルタリングを提案した。この送受信協調 MMSE フィルタリングは、MIMO チャンネルを IAI の発生しない直交チャンネル(固有モード)に変換した上で、固有モード毎に送信電力配分と受信周波数領域等化(FDE)を行うことで ISI を抑圧するものであり、受信 MMSE フィルタリングだけを用いるよりも優れた伝送特性を達成できる[5]。

しかし、文献[5]では送信アンテナ本数とデータストリーム数が同じ場合(すなわちフル多重)のみを考えており、また、すべての固有モードで同一のデータ変調を用いていた。そのため、受信信号対干渉+雑音電力比(SINR)の低い固有モードがビット誤り率(BER)特性の改善を制限していた。

そこで本報告では、この問題を解決するために、送受信協調 MMSE フィルタリング、Rank adaptation[6] および適応変調[7,8]を組み合わせた適応 SC-MIMO 伝送を提案する。送受信協調 MMSE フィルタリングに Rank adaptation(チャンネル状態に応じてデータストリーム数を変更)を適用し、各固有モードの受信 SINR に応じて変調方式を選択できるようにしており、これにより全体の BER 特性を改善できる。データストリーム数と変調方式は BER 最小規範に基づき同時に決定される。

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 伝送について述べる。第 3 章では、データストリーム数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平均 BER 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 伝送

本章では、Rank adaptation[6]によって決定されたデータストリームを送信できるように、送受信協調 MMSE フィルタリング[5]を修正する。送受信アンテナ本数が与えられているとき、データストリーム数  $J$  が減少するとダイバーシチ利得が大きくなる。一方で、 $J$  が増加すると多重化利得が大きくなる。

### 2.1. システムモデル

図 1 に送受信協調 MMSE フィルタリングを用いる適応 SC-MIMO 伝送の送受信系を示す。送信機および受信機はそれぞれ  $N_t$  および  $N_r$  本のアンテナを有している。第 3 章で述べる適応変調を用いて情報ビット系列をデータ変調し、 $J$  ( $\leq \min(N_t, N_r)$ ) 個のデータシンボル系列を生成する。各データシンボル系列を  $N_c$  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各受信シンボルブロックから CP を除去し、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。得られた  $J$  個のブロックに対しそれぞれ IDFT を適用することで、時間領域の軟判定シンボルブロックを得る。

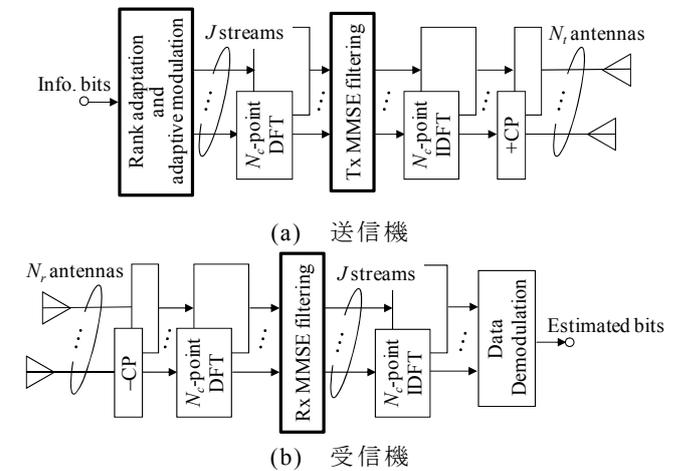


図 1 送受信系

### 2.2. 送受信信号

送信機では、DFT 後の第  $k$  周波数における  $J \times 1$  の周波数領域データシンボルベクトル  $\{\mathbf{D}(k)=[D_0(k), \dots, D_J(k), \dots, D_{J-1}(k)]^T; k=0 \sim N_c-1\}$  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。

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

ここで、 $(\cdot)^T$  は転置演算子を表している。 $\mathbf{W}_t(k)$  は  $N_t \times J$  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  $\{S_n(k); k=0 \sim N_c-1, n=0 \sim N_t-1\}$  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。

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。

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

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、 $\mathbf{H}(k)$  は  $N_r \times N_t$  の MIMO チャネル行列である。 $\mathbf{Z}(k)=[Z_0(k), \dots, Z_m(k), \dots, Z_{N_c-1}(k)]^T$  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。 $\mathbf{R}(k)$  に対し次式のように  $J \times N_r$  の受信フィルタ行列  $\mathbf{W}_r(k)$  を乗算し、周波数領域軟判定シンボルベクトルを得る。

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

得られた  $J$  個の周波数シンボルブロック  $\{\hat{D}_j(k); k=0 \sim N_c-1\}$ ,  $j=0 \sim J-1$  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。

### 2.3. 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[5].

$$\begin{aligned} \min_{\{\mathbf{W}_t(k), \mathbf{W}_r(k); k=0 \sim N_c-1\}} \quad & \varepsilon \\ \text{s.t.} \quad & \sum_{k=0}^{N_c-1} \text{tr}\{\mathbf{W}_t(k) \mathbf{W}_t^H(k)\} = N_c \end{aligned} \quad (4)$$

ここで、 $\varepsilon$  は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 であり、次式で定義される。

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

ただし、 $E[\mathbf{D}(k) \mathbf{D}^H(k)] = \mathbf{I}_J$ ,  $E[\mathbf{Z}(k) \mathbf{Z}^H(k)] = (2N_0/T_s) \mathbf{I}_{N_r}$  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。 $(\cdot)^H$  はエルミート転置演算子を表している。

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

$$\mathbf{W}_r(k) = \mathbf{W}_t^H(k) \mathbf{H}^H(k) \left\{ \mathbf{H}(k) \mathbf{W}_t(k) \mathbf{W}_t^H(k) \mathbf{H}^H(k) + \gamma^{-1} \cdot \mathbf{I}_{N_r} \right\}^{-1} \quad (6)$$

次に、最適受信フィルタ行列  $\mathbf{W}_r(k)$  を目的関数に代入し、目的関数を  $\mathbf{W}_t(k)$  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[9]を用いることで、最適化問題は次式で書き直される。

$$\begin{aligned} \min_{\{\mathbf{W}_t(k); k=0 \sim N_c-1\}} \quad & \varepsilon = \sum_{k=0}^{N_c-1} \text{tr} \left\{ \gamma \cdot \mathbf{H}(k) \mathbf{W}_t(k) \mathbf{W}_t^H(k) \mathbf{H}^H(k) + \mathbf{I}_{N_r} \right\}^{-1} \\ \text{s.t.} \quad & \sum_{k=0}^{N_c-1} \text{tr} \left\{ \mathbf{W}_t(k) \mathbf{W}_t^H(k) \right\} = N_c \end{aligned} \quad (7)$$

一般に  $\mathbf{A}$  が対角行列のとき  $\text{tr}[\mathbf{A}^{-1}]$  は最小となる[9]ことから、 $\mathbf{H}(k)$  および  $\mathbf{W}_t(k)$  の特異値分解[9]により式(7)中の行列  $\gamma \cdot \mathbf{H}(k) \mathbf{W}_t(k) \mathbf{W}_t^H(k) \mathbf{H}^H(k) + \mathbf{I}_{N_r}$  の対角化を行う。まず、特異値分解により  $\mathbf{H}(k)$  および  $\mathbf{W}_t(k)$  を次式のように変形する。

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

ここで、 $\mathbf{U}_h(k)$ ,  $\mathbf{V}_h(k)$ ,  $\mathbf{U}_t(k)$ ,  $\mathbf{V}_t(k)$  はそれぞれ  $N_r \times N_r$ ,  $N_t \times N_t$ ,  $N_t \times N_t$ ,  $J \times J$  のユニタリ行列を表す。 $\Lambda(k)$  は第  $(i, i)$  要素に  $\mathbf{H}^H(k) \mathbf{H}(k)$  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  $i=0 \sim \text{rank}[\mathbf{H}^H(k) \mathbf{H}(k)]$ )。  $\mathbf{P}(k)$  は第  $(j, j)$  要素に  $\mathbf{W}_t^H(k) \mathbf{W}_t(k)$  の第  $j$  固有値を持ち、それ以外の要素が零となる  $N_t \times J$  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  $\text{tr}[\mathbf{A}\mathbf{B}] = \text{tr}[\mathbf{B}\mathbf{A}]$  ( $\mathbf{A}$  および  $\mathbf{B}$  はそれぞれ  $N_r \times N_r$  および  $N_t \times N_r$  の行列) を用いることで、式(7)は次式で書き直される。

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

式(9)より、 $\mathbf{V}_t(k)$  は最適化問題に寄与しないことがわかる。すなわち、 $\mathbf{V}_t(k)$  は任意の  $J \times J$  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  $\mathbf{V}_t(k) = \mathbf{I}_J$  とする。また、 $\mathbf{A}$  が対角行列のとき  $\text{tr}[\mathbf{A}^{-1}]$  は最小となることから、式(9)に示す目的関数は  $\mathbf{U}_t(k) = \mathbf{V}_h(k)$  としたときに最小となる。以上より、 $\mathbf{W}_t(k)$  は次式で表される。

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

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。

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

ここで、 $P_j(k)$  および  $\Lambda_j(k)$  はそれぞれ、 $\mathbf{P}(k)$  および  $\Lambda(k)$  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[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)。

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

ここで、 $\mu$  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  $\bar{\mathbf{H}}(k)$  は

次式で表される.

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

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  $\mathbf{H}(k)$  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 と適応変調 [7,8] を SC-MIMO 伝送に導入する. BER 最小規範に基づき, データストリーム数  $J$  と変調方式が決定される. 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(データストリーム数  $J$  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 伝送における第  $j$  固有モードの受信 SINR,  $\Gamma_j$  は次式で表される.

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

ここで,

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

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

#### 3.2. データストリーム数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のとき, 条件付き BER,  $p_b^{(j)}$  は次式のように近似できることが知られている [2].

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

ここで,  $a_j$  および  $b_j$  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. 本報告では, 式(16)で与えられる条件付き BER の Chernoff 上界 [2] を用いる. すなわち,

$$p_b^{(j)} \leq 2a_j \exp\left(-\frac{\Gamma_j}{b_j}\right)\quad (17)$$

である.  $J$  個の固有モードにそれぞれ 1 シンボルあた

り  $M_j$  ビットを割り当てたときの全固有モードの平均 BER,  $\bar{P}_b$  の上界は次式のように表すことができる.

$$\bar{P}_b = \frac{\sum_{j=0}^{J-1} M_j p_b^{(j)}}{\sum_{j=0}^{J-1} M_j} \leq \frac{1}{\eta} \sum_{j=0}^{J-1} 2M_j a_j \exp\left(-\frac{\Gamma_j}{b_j}\right)\quad (18)$$

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

変調方式およびデータストリーム数  $J$  の決定は以下の手順で行う. まず, すべての  $J$  のパターンに対して式(14)より  $\Gamma_j$  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  $\eta$  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(18)を用いて最も平均 BER の上限が小さくなる変調方式およびデータストリーム数  $J$  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, 取りうる変調方式と  $J$  の候補は  $(M_0, M_1, J) = (8, 0, 1)$ ,  $(6, 2, 2)$ ,  $(4, 4, 2)$  の 3 通りである. これは, 第 0 固有値  $\Lambda_0(k)$  が第 1 固有値  $\Lambda_1(k)$  よりもすべての周波数で大きくなるからである.  $J=1$  および 2 のときの受信 SINR を式(14)より計算し, 式(18)より最も平均 BER の上限が小さくなる変調方式と  $J$  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  $a_j$  および  $b_j$

Data modulation	$a_j$	$b_j$
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

Transmitter & Receiver	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
	Path model	16-path with uniform power delay profile

表 2 に計算機シミュレーション諸元を示す. 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ネルは無相関とし, 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. 平均 BER 特性

図 2 に、送受信協調 MMSE フィルタリングを用いる適応 SC-MIMO 伝送(w/ adaptive modulation と表記)の平均 BER 特性(左図)および第  $j$  固有モードに 1 シンボルあたり  $M_j$  ビット割り当てられる確率(すなわち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。変調方式は表 1 に記載したものの中から選択した。比較のため、送受信協調 MMSE フィルタリングまたは受信 MMSE フィルタリングを用いる SC-MIMO 空間多重(w/o adaptive modulation と表記)の特性も併せて示す。図 2(a)は  $N_t=N_r=2$ ,  $\eta=8$ (bps/Hz), 同図(b)は  $N_t=N_r=4$ ,  $\eta=8$ (bps/Hz), 同図(c)は  $N_t=N_r=4$ ,  $\eta=16$ (bps/Hz)のときの特性を示している。Rank adaptation と適応変調を用いないときには図 2(b)では QPSK 変調を、同図(a)および(c)では 16QAM 変調をそれぞれ  $N_t$  個のデータストリームに適用した。図 2 より、提案法が従来の送受信協調 MMSE フィルタリングを用いる SC-MIMO 空間多重よりも優れた平均 BER 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、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 が低いため、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 固有モード以外に固有モードの受信 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 Rank adaptation と適応変調を導入することによる平均 BER 特性の改善効果が大きいことがわかる。一例として、平均 BER $=10^{-4}$  を達成するのに必要な送信  $E_s/N_0$  を、 $N_t=N_r=2$ ,  $\eta=8$ (bps/Hz)のときには約 4dB 改善できるのに対し、 $N_t=N_r=4$ ,  $\eta=16$ (bps/Hz)のときには約 11dB 改善できる。これは、固有モードの数が増えると最大固有モードと最小固有モードの受信 SINR の差が大きくなるためである。Rank adaptation と適応変調を行わない場合には最小固有モードが全体の伝送品質を制限してしまうが、Rank adaptation と適応変調を行うことによって全体の伝送品質を向上するように送信ビットが各固有モードに割り当てられるため、Rank adaptation と適応変調を行わない場合と比較して伝送品質を大幅に改善することができる。

また、図 2 より、QPSK 変調を用いるときには従来の送受信協調 MMSE フィルタリング(すなわち Rank

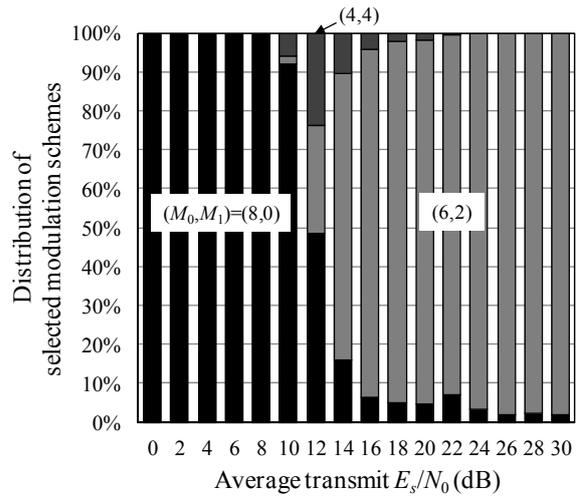
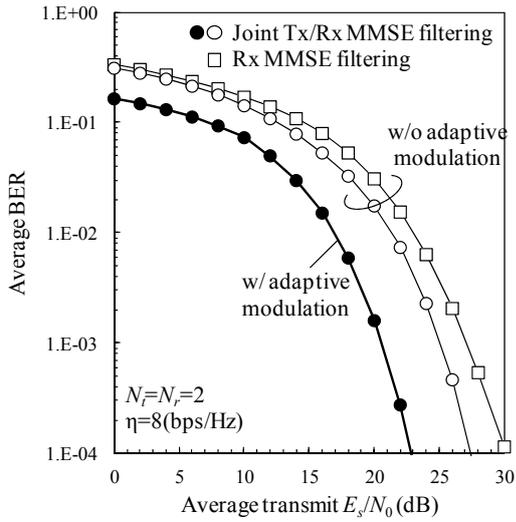
adaptation と適応変調を行わないとき)の特性が受信 MMSE フィルタリングとほぼ等しくなることがわかる。これは、上述の通り、Rank adaptation と適応変調を行わないときには最小固有モードが全体の伝送品質を制限してしまうからである。QPSK を用いるときには、受信 MMSE フィルタリングの平均 BER 特性が比較的良好なため、送受信協調 MMSE フィルタリングとほぼ同等の特性を示す。一方で、16QAM を用いるときには、送受信協調 MMSE フィルタリングによる ISI の抑圧効果が顕著に現れ、受信協調 MMSE フィルタリングが受信 MMSE フィルタリングよりも良好な特性を示す。

## 5. むすび

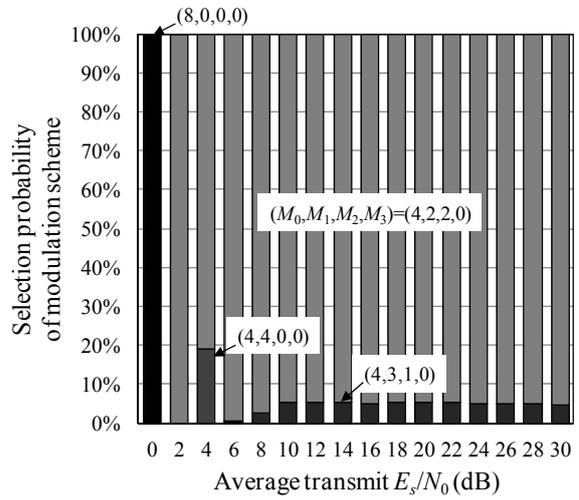
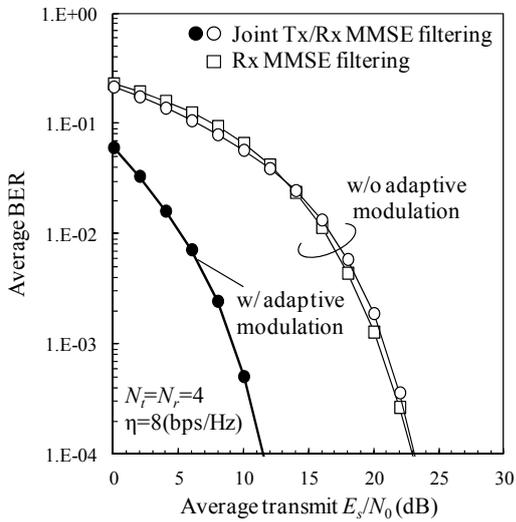
本報告では、適応 SC-MIMO 伝送を提案した。適応 SC-MIMO 伝送では、送受信協調 MMSE フィルタリングによって得られた各固有モードの受信 SINR に基づき、Rank adaptation と適応変調によって各固有モードに割り当てるビット数を可変にすることで固有モード間の伝送特性差を小さくできる。計算機シミュレーションにより、提案法によって SC-MIMO 伝送の平均 BER 特性を大幅に改善できることを明らかにした。

## 文 献

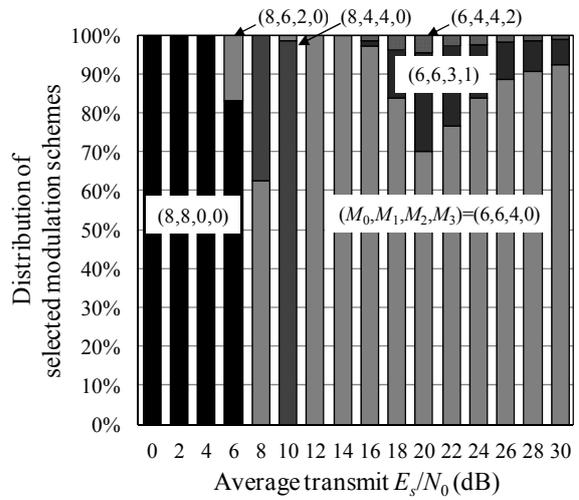
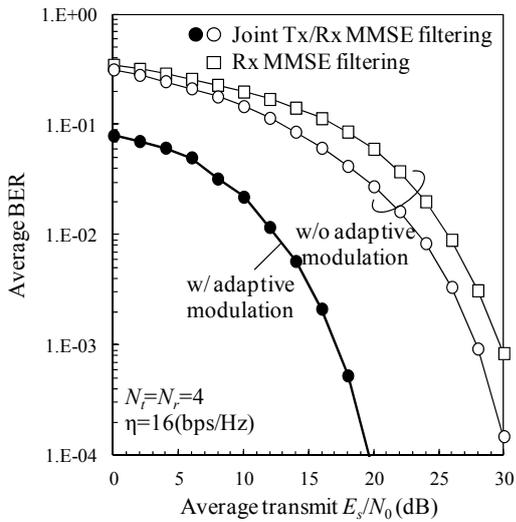
- [1] E. Biglieri, R. Calderbank, A. Constantinides, A. Goldsmith, A. Paulraj, and H. V. Poor, *MIMO Wireless Communications*, Cambridge University Press, 2007.
- [2] J. G. Proakis and M. Salehi, *Digital Communications*, 5th ed., McGraw-Hill, 2008.
- [3] A. Van Zelst, R. Van Nee, and G. Awater, "Space division multiplexing (SDM) for OFDM systems," Proc. IEEE 51st Vehicular Technology Conference (VTC 2000), vol. 2, pp. 1070-1074, May 2000.
- [4] 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] S. Kumagai, T. Obara, T. Yamamoto and F. Adachi, "Joint transmit/receive MMSE filtering for single-carrier MIMO spatial multiplexing," Proc. IEEE 9th Asia Pacific Wireless Communications Symposium (APWCS2012), Kyoto, Japan, 23-24 Aug. 2012.
- [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] K. Ozaki, A. Nakajima, and F. Adachi, "Frequency-domain eigenmode-SDM and equalization for single-carrier transmissions," IEICE Trans. Commun., vol. E91-B, no. 5, pp. 1521-1530, May 2008.
- [9] R. A. Horn and C. R. Johnson, *Matrix Analysis*, Cambridge University Press, 1985.
- [10] S. Boyd and L. Vandenberghe, *Convex Optimization*, Cambridge, 2006.



(a)  $N_t=N_r=2, \eta=8(\text{bps/Hz})$



(b)  $N_t=N_r=4, \eta=8(\text{bps/Hz})$



(c)  $N_t=N_r=4, \eta=16(\text{bps/Hz})$

図2 平均 BER 特性(左)と変調方式の選択確率(右)