

# 下りリンクシングルキャリア MU-MIMO のための 送受信協調 MMSE フィルタリング

熊谷 慎也 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@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, adachi@ecei.tohoku.ac.jp

**あらまし** 広帯域シングルキャリア(SC)マルチユーザ(MU)マルチアンテナ送受信(MIMO)伝送では、チャンネルの周波数選択性に起因する符号間干渉(ISI), 各ユーザ端末(UE)内のアンテナ間で生じる干渉(IAI), 同時に通信する UE 間で生じる干渉(IUI)によって伝送品質が劣化する. 本報告では, 下りリンク SC-MU-MIMO 伝送を対象に, 各 UE と基地局(BS)が最小平均二乗誤差(MMSE)規範に基づく線形空間/周波数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 2 種類提案する. 手法 I では, BS のブロック対角化(BD)によって IUI を除去した後, BS-各 UE 間の等価チャンネル行列を特異値分解(SVD)して送受信協調 MMSE フィルタリングを行う. このとき送受信協調 MMSE フィルタリングは, BS-各 UE 間の等価チャンネルを 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 MMSE 規範の送信電力配分(PA)および受信周波数領域等化(FDE)を適用して ISI を抑圧する. 一方手法 II では, BS-各 UE 間のチャンネル行列を直接 SVD して送受信協調 MMSE フィルタリングを行う. このとき送受信協調 MMSE フィルタリングは, 手法 I と異なり IAI/ISI に加えて IUI も同時に抑圧する. 計算機シミュレーションにより, 提案法による下りリンク SC-MU-MIMO 伝送の伝送品質改善効果を明らかにする.

**キーワード** 下りリンク, シングルキャリア, MU-MIMO, 空間/周波数フィルタリング

## Joint Tx/Rx MMSE Filtering for Downlink Single-Carrier MU-MIMO

Shinya KUMAGAI 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@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, adachi@ecei.tohoku.ac.jp

**Abstract** In broadband single-carrier (SC) multi-user (MU) multiple-input multiple-output (MIMO) transmissions, inter-symbol interference (ISI) caused by frequency-selectivity of the channel, inter-antenna interference (IAI) caused in each user equipment (UE), and inter-user interference (IUI) caused among UEs degrade the transmission quality. This paper proposes two kinds of minimum mean square error based joint transmit and receive linear spatial/frequency filtering (joint Tx/Rx MMSE filtering) for downlink SC-MU-MIMO transmissions. In the scheme I, IUI is removed by block diagonalization (BD) at the base station (BS), and then joint Tx/Rx MMSE filtering is carried out by applying singular value decomposition (SVD) to the equivalent channel matrix between BS and each UE. The joint Tx/Rx MMSE filtering transforms the equivalent channel between BS and each UE into eigenmodes where IAI does not occur, and suppresses ISI by applying MMSE-based Tx power allocation (PA) and Rx frequency-domain equalization (FDE) to each eigenmode. On the other hand, in the scheme II, joint Tx/Rx MMSE filtering is carried out by directly applying SVD to the channel matrix between BS and each UE. Unlike the scheme I, the joint Tx/Rx MMSE filtering suppresses IUI as well as ISI and IAI. Computer simulation results confirm the effectiveness of proposed joint Tx/Rx MMSE filtering in downlink SC-MU-MIMO transmissions.

**Keyword** Downlink, single-carrier, MU-MIMO, spatial/frequency filtering

### 1. まえがき

同一の時間/周波数を用いて基地局(BS)が複数のユーザ端末(UE)と通信を行うマルチユーザ(MU)マルチアンテナ送受信(MIMO)伝送[1-5]では, 少ない帯域で多くの UE を収容できることから, 移動無線通信の利用できる周波数帯域の不足という課題を克服できる技術として注目されている. 広帯域シングルキャリア(SC)-MU-MIMO 伝送では周波数ダイバーシチ利得を

獲得できる一方で, チャンネルの周波数選択性に起因する符号間干渉(ISI), 各 UE 内のアンテナ間で生じる干渉(IAI), 同時に通信する UE 間で生じる干渉(IUI)によって伝送品質が劣化する [4, 5]. 下りリンク SC-MU-MIMO 伝送においては, Zero-forcing(ZF)規範または最小平均二乗誤差(MMSE)規範に基づく送信フィルタリング[3]が簡易な手法として挙げられるが, ZF 規範では雑音強調に相当する送信電力損, MMSE 規範

ではフィルタリング後に残留する ISI/IAI/IUI によってそれぞれ伝送品質改善に限界がある。更なる伝送品質改善のために Tomlinson-Harashima Precoding (THP)[4] や Vector Perturbation (VP)[5]が検討されているが、演算量が許容できないほど膨大なものになってしまう。

一方、筆者らは最近、SC シングルユーザ(SU)-MIMO 伝送を対象に、送受信機がチャネル情報(CSI)を共有し、MMSE 規範に基づく線形空間/周波数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[6]。送受信協調 MMSE フィルタリングは、送受信機間の SU-MIMO チャネルを互いに直交した複数のチャネル(固有モード)に変換し、各固有モードに対し MMSE 規範の送信電力配分(PA)および受信周波数領域等化(FDE)を適用する。これにより IAI は発生せず、ISI は大幅に抑圧される。また、この手法の上りリンク SC-MU-MIMO 伝送への拡張を行い、MU-MIMO 伝送においても ISI および IAI を大幅に抑圧し、伝送特性を改善できることを示した[7]。

本報告では、下りリンク SC-MU-MIMO 伝送を対象に、MMSE 規範に基づく線形空間/周波数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 2 種類提案する。手法 I では、BS のブロック対角化(BD)[8]によって IUI を除去した後、BS-各 UE 間の等価チャネル行列を特異値分解(SVD)[9]して送受信協調 MMSE フィルタリングを行う。このとき送受信協調 MMSE フィルタリングは、BS-各 UE 間の等価チャネルを 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 MMSE 規範の送信 PA および受信 FDE を適用して ISI を抑圧する。一方手法 II では、BS-各 UE 間のチャネル行列を直接 SVD して送受信協調 MMSE フィルタリングを行う。このとき送受信協調 MMSE フィルタリングは、手法 I と異なり IAI/ISI に加えて IUI も同時に抑圧する。

また、送受信協調 MMSE フィルタリングによって生成した固有モード間には大きな受信信号対干渉+雑音電力比(SINR)差が存在する。そのため、全固有モードで同一の変調方式を用いると、受信 SINR の低い固有モードで発生するビット誤りが全体の伝送品質改善を制限してしまう。そこで、この受信 SINR 差を有効利用するために、UE 毎に使用する固有モード数(ランク)と各固有モードで用いる変調方式を適応制御する適応ランク/変調制御(ARMC)[6]を導入する。

本報告の構成は以下のとおりである。第 2 章では、本報告で想定する下りリンク SC-MU-MIMO 伝送系を示す。第 3 章では、提案する 2 種類の手法についてそれぞれ、BS の総電力制約条件下で送信フィルタの入力信号と受信フィルタの出力信号間の MSE を最小化する最適化問題を定式化し、最適送受信フィルタ行列を導出する。第 4 章では計算機シミュレーション結果を示し、第 5 章でまとめる。

表記法： $E[\cdot]$ 、 $[\cdot]^T$ 、 $[\cdot]^H$ 、 $\text{tr}[\cdot]$  および  $\text{diag}[\cdot]$  はそれぞれアンサンブル平均、転置、エルミート転置、トレースおよび対角行列を表す。 $(x)^+$  は  $\max(0, x)$  を表す。 $\mathbf{I}_N$

は  $N \times N$  の単位行列であり、 $\mathbf{0}_{N \times M}$  は  $N \times M$  の零行列である。

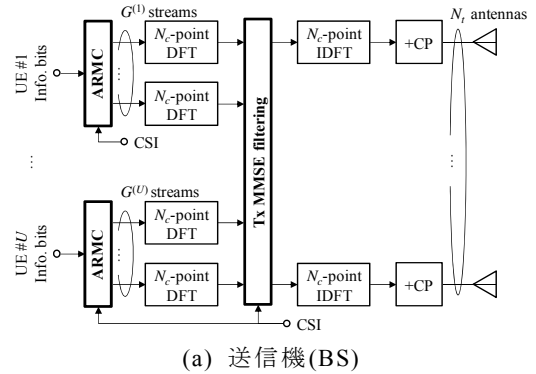
## 2. 下りリンク SC-MU-MIMO 伝送系

図 1 に本報告で仮定する下りリンク SC-MU-MIMO 伝送系を示す。 $U$  台の UE が  $N_r$  本の送信アンテナを有する BS と通信を行う。このとき、UE# $u(=1 \sim U)$  は  $N_r^{(u)}$  本のアンテナを用いて  $G^{(u)}(\leq N_r^{(u)})$  個のデータストリームを同時に送信し、 $N_t \geq N_r = \sum_{u=1}^U N_r^{(u)} \geq G = \sum_{u=1}^U G^{(u)}$  が成立するものとする。ARMC による  $G^{(u)}$  および各データストリームの変調方式の決定法は 2.2 節で述べる。

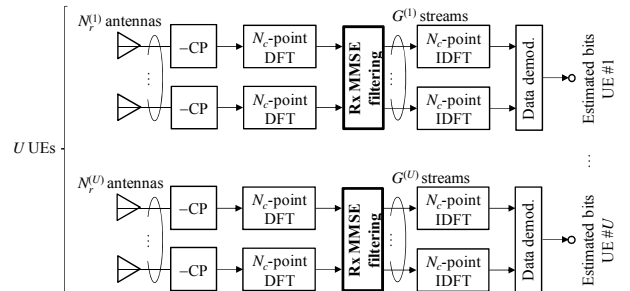
### 2.1. 送受信信号

BS では、ARMC により UE# $u$  の情報ビット系列をデータ変調し、 $G^{(u)}$  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、ブロック毎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。DFT 後の第  $k(=1 \sim N_c)$  周波数における周波数領域データシンボルベクトル  $\mathbf{D}_u(k) \in \mathbb{C}^{G^{(u)} \times 1}$  を全 UE 並べたベクトル  $\mathbf{D}(k) \in \mathbb{C}^{G \times 1}$  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  $\mathbf{S}(k) \in \mathbb{C}^{N_t \times 1}$  を得る。

$$\begin{aligned} \mathbf{S}(k) &= [S_1(k) \cdots S_{N_t}(k)]^T \\ &= \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{W}_t(k) \mathbf{D}(k) \\ &= \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} [\mathbf{W}_{t,1}(k) \cdots \mathbf{W}_{t,U}(k)] \begin{bmatrix} \mathbf{D}_1(k) \\ \vdots \\ \mathbf{D}_U(k) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (1)$$



(a) 送信機 (BS)



(b) 受信機 (UE)

図 1 下りリンク SC-MU-MIMO 伝送系

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、 $\mathbf{W}_i(k) \in \mathbb{C}^{N_r \times G}$  は送信フィルタ行列であり、 $\mathbf{W}_{t,u}(k) \in \mathbb{C}^{N_r \times G^{(u)}}$  は  $\mathbf{W}_i(k)$  のうち  $\mathbf{D}_u(k)$  に対応する部分行列である。得られた  $N_t$  個の送信シンボルブロック  $\{\mathbf{S}_n(k); k=1 \sim N_c\}$ ,  $n=1 \sim N_t$  に対して  $N_c$  ポイント逆 DFT(IDFT)を適用し、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、各アンテナから送信する。

UE# $u$  では、 $N_r^{(u)}$  本のアンテナで得られた各受信信号ブロックから CP を除去し、 $N_c$  ポイント DFT を適用して周波数領域受信信号ブロックに変換する。第  $k$  周波数における周波数領域受信信号ベクトル  $\mathbf{R}_u(k) \in \mathbb{C}^{N_r^{(u)} \times 1}$  は次式で表される。

$$\mathbf{R}_u(k) = \mathbf{H}_u(k)\mathbf{S}(k) + \mathbf{Z}_u(k) \quad (2)$$

ここで、 $\mathbf{H}_u(k) \in \mathbb{C}^{N_r^{(u)} \times N_t}$  は BS と UE# $u$  間のチャネル行列であり、 $\mathbf{Z}_u(k) \in \mathbb{C}^{N_r^{(u)} \times 1}$  は各要素が零平均で分散  $2N_0/T_s$  の複素ガウス変数である雑音ベクトルである。 $N_0$  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。 $\mathbf{R}_u(k)$  に対し次式のように受信フィルタ行列  $\mathbf{W}_{r,u}(k) \in \mathbb{C}^{G^{(u)} \times N_r^{(u)}}$  を乗積し、周波数領域軟判定シンボルベクトル  $\hat{\mathbf{D}}_u(k) \in \mathbb{C}^{G^{(u)} \times 1}$  を得る。

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{D}}_u(k) &= [\hat{D}_1^{(u)}(k) \cdots \hat{D}_{G^{(u)}}^{(u)}(k)]^T \\ &= \mathbf{W}_{r,u}(k)\mathbf{R}_u(k) \end{aligned} \quad (3)$$

得られた  $G^{(u)}$  個の周波数領域シンボルブロック  $\{\hat{D}_g^{(u)}(k); k=1 \sim N_c\}$ ,  $g=1 \sim G^{(u)}$  に  $N_c$  ポイント IDFT を適用し、時間領域軟判定シンボルブロックを得る。

## 2.2. ARMC

本報告では、ビット誤り率(BER)最小規範に基づき、UE# $u$  のデータストリーム数  $G^{(u)}$  と各データストリームの変調方式を決定する。

送受信協調 MMSE フィルタリング後の UE# $u$  の第  $g(=1 \sim N_r^{(u)})$  データストリームの受信 SINR,  $\Gamma_g^{(u)}$  は次式で表される(導出略)。

$$\Gamma_g^{(u)} = \frac{|\tilde{H}_g^{(u)}|^2}{\mu_{\text{ISI},g}^{(u)} + \mu_{\text{IAI},g}^{(u)} + \mu_{\text{IUI},g}^{(u)} + \mu_{\text{noise},g}^{(u)}} \quad (4)$$

ここで、

$$\begin{cases} \tilde{H}_g^{(u)} = \frac{1}{N_c} \sum_{k=1}^{N_c} \hat{H}_{g,g}^{(u)}(k) \\ \hat{H}_{g,g'}^{(u)}(k) = \sum_{m=1}^{N_t^{(u)}} \mathbf{W}_{r,g,m}^{(u)}(k) \sum_{n=1}^{N_t} H_{m,n}^{(u)}(k) \mathbf{W}_{t,n,g'}^{(u)}(k) \end{cases} \quad (5)$$

であり、 $\mathbf{W}_{r,g,m}^{(u)}(k)$ ,  $H_{m,n}^{(u)}(k)$ ,  $\mathbf{W}_{t,n,g'}^{(u)}(k)$  はそれぞれ  $\mathbf{W}_{r,u}(k)$ ,  $\mathbf{H}_u(k)$ ,  $\mathbf{W}_{t,u}(k)$  の第  $(g,m)$ ,  $(m,n)$ ,  $(n,g')$  要素である。 $\mu_{\text{ISI},g}^{(u)}$ ,  $\mu_{\text{IAI},g}^{(u)}$ ,  $\mu_{\text{IUI},g}^{(u)}$ ,  $\mu_{\text{noise},g}^{(u)}$  はそれぞれ正規化後の残留 ISI/IAI/IUI/雑音の分散であり、次式で表される。

$$\begin{cases} \mu_{\text{ISI},g}^{(u)} = \frac{1}{N_c} \sum_{k=1}^{N_c} |\hat{H}_{g,g}^{(u)}(k)|^2 - |\tilde{H}_g^{(u)}|^2 \\ \mu_{\text{IAI},g}^{(u)} = \frac{1}{N_c} \sum_{g'=1}^{N_c} \sum_{k=1}^{N_c} |\hat{H}_{g,g'}^{(u)}(k)|^2 \\ \mu_{\text{IUI},g}^{(u)} = \frac{1}{N_c} \sum_{u'=1}^U \sum_{g'=1}^{N_c} \sum_{k=1}^{N_c} \left| \sum_{m=1}^{N_t} \mathbf{W}_{r,g,m}^{(u)}(k) \sum_{n=1}^{N_t} H_{m,n}^{(u)}(k) \mathbf{W}_{t,n,g'}^{(u)}(k) \right|^2 \\ \mu_{\text{noise},g}^{(u)} = \frac{\gamma^{-1}}{N_c} \sum_{m=1}^{N_c} \sum_{k=1}^{N_c} |\mathbf{W}_{r,g,m}^{(u)}(k)|^2 \end{cases} \quad (6)$$

グレイ符号化を用いた変調方式を用いる場合、ISI, IAI, IUI, および雑音の和が複素ガウス変数のとき、UE# $u$  の第  $g$  データストリームの条件付き BER,  $p_{b,g}^{(u)}$  は次式のように近似できることが知られている[10]。

$$p_{b,g}^{(u)} = a_g^{(u)} \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{\Gamma_g^{(u)}}{b_g^{(u)}}} \right) \quad (7)$$

ここで、 $a_g^{(u)}$  および  $b_g^{(u)}$  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、 $\operatorname{erfc}(\cdot)$  は誤差補関数である。第  $g(=1 \sim G^{(u)})$  データストリームに 1 シンボルあたり  $M_g^{(u)}$  ビットを割り当てたときの全 UE の全データストリームの平均 BER,  $P_b$  は次式で表すことができる。

$$P_b = \frac{1}{U} \sum_{u=1}^U \frac{\sum_{g=1}^{G^{(u)}} M_g^{(u)} p_{b,g}^{(u)}}{\sum_{g=1}^{G^{(u)}} M_g^{(u)}} = \frac{1}{U} \sum_{u=1}^U \frac{1}{\eta^{(u)}} \sum_{g=1}^{G^{(u)}} a_g^{(u)} \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{\Gamma_g^{(u)}}{b_g^{(u)}}} \right) \quad (8)$$

ここで、 $\eta^{(u)} = \sum_{g=1}^{G^{(u)}} M_g^{(u)}$  であり、UE# $u$  の伝送レート (bps/Hz) を表している。

ランク  $G^{(u)}$  および変調方式の決定は以下の手順で行う。まず、全 UE の全ての  $G^{(u)}$  の組み合わせに対して式(4)より  $\Gamma_g^{(u)}$  を計算する。次に、UE# $u$  の全データストリームに割り当てられるビット数の合計が  $\eta^{(u)}$  となるような各 UE および各データストリームへのビット配分の全組み合わせについて、式(8)を用いて最も全 UE の平均 BER が小さくなるランク  $G^{(u)}$  および変調方式の組み合わせを選択する。選択された組み合わせは BS から各 UE に通知され、ARMC が行われる。

表 1 各変調方式の  $a_g^{(u)}$  および  $b_g^{(u)}$

Data modulation	$a_g^{(u)}$	$b_g^{(u)}$
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

### 3. 最適送受信フィルタ行列の導出

本章では、提案する2種類の手法についてそれぞれ  $\mathbf{D}(k)$  と  $\hat{\mathbf{D}}(k) = [\hat{\mathbf{D}}_1^T(k) \cdots \hat{\mathbf{D}}_U^T(k)]^T$  とのブロック合計MSEを最小とする最適  $\mathbf{W}_i(k)$  および  $\mathbf{W}_{r,u}(k)$  を導出する。BSの総送信電力制約条件下での  $\mathbf{D}(k)$  と  $\hat{\mathbf{D}}(k)$  とのブロック合計MSE最小化問題は次式で定式化される。

$$(P0) \quad \min_{\{\mathbf{W}_i(k), \mathbf{W}_{r,u}(k)\}} \varepsilon \quad (9a)$$

$$\text{s.t.} \quad \sum_{k=1}^{N_c} \text{tr}(\mathbf{W}_i(k) \mathbf{W}_i^H(k)) \leq N_i N_c \quad (9b)$$

ここで、 $\varepsilon$  は  $\mathbf{D}(k)$  と  $\hat{\mathbf{D}}(k)$  とのブロック合計MSEであり、次式で定義される。

$$\varepsilon \equiv E \left[ \sum_{k=1}^{N_c} \text{tr} \left\{ \left( \mathbf{D}(k) - \hat{\mathbf{D}}(k) / \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \right) \left( \mathbf{D}(k) - \hat{\mathbf{D}}(k) / \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \right)^H \right\} \right] \quad (10)$$

#### 3.1. 手法 I

手法 I では、BS の BD によって IUI を除去した後、BS-各 UE 間の等価チャネル行列を SVD して送受信協調 MMSE フィルタリングを行う。

UE# $u$  の信号に対応する BD のプリコーディング行列  $\mathbf{W}_{BD,u}(k) \in \mathbb{C}^{N_r \times N_r^{(u)}}$  は次式で与えられる。

$$\mathbf{W}_{BD,u}(k) = \bar{\mathbf{V}}_{noise,u}(k) \quad (11)$$

ここで、 $\bar{\mathbf{V}}_{noise,u}(k)$  は  $\bar{\mathbf{H}}_u(k) = [\mathbf{H}_1^T(k) \cdots \mathbf{H}_{u-1}^T(k), \mathbf{H}_{u+1}^T(k) \cdots \mathbf{H}_U^T(k)]^T$  を SVD して得られる零の特異値に対応する右特異ベクトルからなる行列である。BD 後の UE# $u$  の等価チャネル行列は  $\hat{\mathbf{H}}_u(k) = \mathbf{H}_u(k) \bar{\mathbf{V}}_{noise,u}(k)$  で表され、IUI が発生しないため SU-MIMO の場合と同様に考えることができる。[6] と同様にして、最適送受信フィルタ行列はそれぞれ次式で表される(導出略)。

$$\mathbf{W}_{t,u,1}(k) = \bar{\mathbf{V}}_{noise,u}(k) \hat{\mathbf{V}}_u(k) \mathbf{P}_{u,1}^{1/2}(k) \quad (12)$$

$$\mathbf{W}_{r,u,1}(k) = \left\{ \left( \mathbf{H}_u(k) \mathbf{W}_{t,u,1}(k) \right)^H \mathbf{H}_u(k) \mathbf{W}_{t,u,1}(k) + \gamma^{-1} \mathbf{I}_{G^{(u)}} \right\}^{-1} \times \left( \mathbf{H}_u(k) \mathbf{W}_{t,u,1}(k) \right)^H \quad (13)$$

ここで、 $\hat{\mathbf{V}}_u(k) \in \mathbb{C}^{N_r^{(u)} \times N_r^{(u)}}$  は  $\hat{\mathbf{H}}_u(k)$  を SVD して得られる右特異ベクトルからなる行列である。 $\mathbf{P}_{u,1}(k) \in \mathbb{R}^{N_r^{(u)} \times G^{(u)}}$  は第  $g$  対角要素  $P_{g,1}^{(u)}(k)$  が第  $g$  固有モードへの電力配分を与え、それ以外の要素が全て零の行列である。 $P_{g,1}^{(u)}(k)$  は次式で与えられる。

$$P_{g,1}^{(u)}(k) = \left( \frac{1}{\sqrt{\mu_1^{(u)}}} \frac{1}{\sqrt{\gamma \Lambda_g^{(u)}(k) \sum_{n=1}^{N_r} |\Omega_{n,g}(k)|}} - \frac{1}{\gamma \Lambda_g^{(u)}(k)} \right)^+ \quad (14)$$

ここで、 $\mu_1^{(u)}$  は制約条件(9b)を満足するように設定される正数である。 $\Lambda_g^{(u)}(k)$  は  $\hat{\mathbf{H}}_u(k)$  の第  $g$  特異値の二乗値

であり、 $\Omega_{n,g}(k)$  は  $\bar{\mathbf{V}}_{noise,u}(k) \hat{\mathbf{V}}_u(k)$  の第  $(n,g)$  要素である。また、 $\gamma = E_s/N_0$  である。

なお、手法 I では BS-全 UE 間の CSI を用いて BD を行うため、各 UE での受信フィルタ行列の計算にもこれら CSI が必要となってしまう。しかし、例えば[11]で提案されているように、BS で送信フィルタリングを適用してからパイロット信号を送信することで、各 UE では送信フィルタとチャネル(すなわち  $\mathbf{H}_u(k) \mathbf{W}_{t,u,1}(k)$ ) を同時に推定可能である。

#### 3.2. 手法 II

手法 II では、BS-各 UE 間のチャネル行列を直接 SVD して送受信協調 MMSE フィルタリングを行う。

$\mathbf{H}_u(k)$  は SVD により次式に分解できる。

$$\begin{aligned} \mathbf{H}_u(k) &= \mathbf{U}_u(k) \left[ \Lambda_u^{1/2}(k) \quad \mathbf{0}_{N_r^{(u)} \times (N_r - N_r^{(u)})} \right] \mathbf{V}_u^H(k) \\ &= \mathbf{U}_u(k) \left[ \Lambda_u^{1/2}(k) \quad \mathbf{0}_{N_r^{(u)} \times (N_r - N_r^{(u)})} \right] \begin{bmatrix} \mathbf{V}_{signal,u}^H(k) \\ \mathbf{V}_{noise,u}^H(k) \end{bmatrix} \\ &= \mathbf{U}_u(k) \Lambda_u^{1/2}(k) \mathbf{V}_{signal,u}^H(k) \end{aligned} \quad (15)$$

ここで、 $\mathbf{U}_u(k) \in \mathbb{C}^{N_r^{(u)} \times N_r^{(u)}}$  および  $\mathbf{V}_u(k) \in \mathbb{C}^{N_r \times N_r}$  はそれぞれ  $\mathbf{H}_u(k)$  の左および右特異ベクトルを各列に有するユニタリ行列である。 $\mathbf{V}_{signal,u}(k) \in \mathbb{C}^{N_r \times N_r^{(u)}}$  および  $\mathbf{V}_{noise,u}(k) \in \mathbb{C}^{N_r \times (N_r - N_r^{(u)})}$  はそれぞれ  $\mathbf{H}_u(k)$  の行空間および右零空間を表す行列である。ここで、 $\mathbf{H}_u(k)$  の階数は  $N_r^{(u)}$  (すなわちフルランク)としている。 $\Lambda_u(k) \in \mathbb{R}^{N_r^{(u)} \times N_r^{(u)}}$  は第  $m$  ( $m=1 \sim N_r^{(u)}$ ) 対角要素  $\Lambda_m^{(u)}(k)$  に  $\mathbf{H}_u(k)$  の第  $m$  特異値の二乗値を有する対角行列である。式(15)および固有モード伝送を実現する受信フィルタ行列  $\mathbf{W}_{r,u,1}(k) = \mathbf{W}_{FDE,u}(k) \mathbf{U}_u^H(k)$  [6] を式(3)に代入することで次式が得られる。

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{D}}(k) &= \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{W}_{FDE}(k) \mathbf{U}^H(k) \mathbf{H}(k) \mathbf{W}_{t,11} \mathbf{D}(k) \\ &\quad + \mathbf{W}_{FDE}(k) \mathbf{U}^H(k) \mathbf{Z}(k) \end{aligned} \quad (16)$$

ここで、 $\mathbf{W}_{FDE,g}(k) \in \mathbb{R}^{G^{(u)} \times N_r^{(u)}}$  は第  $g$  対角要素  $W_{FDE,g}^{(u)}(k)$  が第  $g$  固有モードへの FDE 重みを与え、それ以外の要素が全て零の行列である。 $W_{FDE,g}^{(u)}(k)$  は次式で与えられる。

$$W_{FDE,g}^{(u)}(k) = \frac{\sqrt{\Lambda_g^{(u)}(k) P_{g,11}^{(u)}(k)}}{\Lambda_g^{(u)}(k) P_{g,11}^{(u)}(k) + \gamma^{-1}} \quad (17)$$

$P_{g,11}^{(u)}(k)$  は第  $g$  固有モードへの電力配分であり、 $\mathbf{P}_{u,11}(k) \in \mathbb{R}^{N_r^{(u)} \times G^{(u)}}$  の第  $g$  対角要素である。また、 $\mathbf{W}_{FDE}(k) = \text{diag}[\mathbf{W}_{FDE,1}(k) \cdots \mathbf{W}_{FDE,U}(k)]$ 、 $\mathbf{H}(k) = [\mathbf{H}_1(k) \cdots \mathbf{H}_U(k)]$ 、 $\mathbf{U}^H(k) = \text{diag}[\mathbf{U}_1^H(k) \cdots \mathbf{U}_U^H(k)]$ 、 $\mathbf{Z}(k) = [\mathbf{Z}_1^T(k) \cdots \mathbf{Z}_U^T(k)]^T$  である。

送信フィルタ行列は IAI/IUI を抑圧するプリコーディング部と、ISI を抑圧する PA 部に分けて考えることができる。すなわち  $\mathbf{W}_{t,11}(k) = \mathbf{F}(k) \mathbf{P}_{11}^{1/2}(k)$  とおける。ここで、 $\mathbf{F}(k) \in \mathbb{C}^{N_r \times N_r}$  は IAI/IUI を抑圧するプリコーディング行列であり、 $\mathbf{P}_{11}(k) = \text{diag}[\mathbf{P}_{1,11}(k) \cdots \mathbf{P}_{U,11}(k)]$  である。しかし、式(16)で表される  $\hat{\mathbf{D}}(k)$  は  $\mathbf{W}_{t,11}(k)$  とその関数であ

る  $\mathbf{W}_{FDE}(k)$  をともに有するため、最適  $\mathbf{W}_{r,II}(k)$  を一意に求めることができない。そこで本報告では、 $\mathbf{W}_{r,II}(k)$  導出のときのみ  $\mathbf{W}_{FDE}(k) = \mathbf{I}_{G \times N_r}$  と近似する。なお、勾配法等の繰り返し手法による最適  $\mathbf{W}_{r,II}(k)$  の導出は今後の重要な検討課題である。

以上より、 $\mathbf{D}(k)$  と  $\hat{\mathbf{D}}(k)$  との正規化ブロック合計 MSE  $\varepsilon_{II}$  は次式で表される。

$$\begin{aligned} \varepsilon_{II} &= E \left[ \sum_{k=1}^{N_c} \text{tr} \left\{ \left( \mathbf{D}(k) - \hat{\mathbf{D}}(k) \right) / \beta \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \left( \mathbf{D}(k) - \hat{\mathbf{D}}(k) \right) / \beta \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \right\}^H \right] \\ &= \sum_{k=1}^{N_c} \text{tr} \left\{ \left( \mathbf{I}_{N_r} - \beta^{-1} \mathbf{U}^H(k) \mathbf{H}(k) \mathbf{F}(k) \mathbf{P}_{II}^{1/2}(k) \right) \left( \mathbf{I}_{N_r} - \beta^{-1} \mathbf{U}^H(k) \mathbf{H}(k) \mathbf{F}(k) \mathbf{P}_{II}^{1/2}(k) \right)^H \right\} + \gamma^{-1} \beta^{-2} N_r N_c \end{aligned} \quad (18)$$

ここで、 $E[\mathbf{D}(k)\mathbf{D}^H(k)] = \mathbf{I}_{G_s}$ 、 $E[\mathbf{Z}(k)\mathbf{Z}^H(k)] = (2N_0/T_s)\mathbf{I}_{N_r}$  を用いた。

[12]と同様にして、式(18)を最小とする最適送信フィルタ行列は次式で表される(導出略)。

$$\mathbf{F}(k) = \beta \left\{ \left( \mathbf{U}^H(k) \mathbf{H}(k) \right)^H \mathbf{U}^H(k) \mathbf{H}(k) + \frac{N_r}{N_t} \gamma^{-1} \mathbf{I}_{N_r} \right\}^{-1} \left( \mathbf{U}^H(k) \mathbf{H}(k) \right)^H \quad (19)$$

$$\mathbf{P}_{g,II}^{(u)}(k) = \left( \frac{1}{\sqrt{\mu_{II}^{(u)}}} \frac{1}{\sqrt{\gamma \Lambda_g^{(u)}(k) \sum_{n=1}^{N_t} |\Psi_{n,g}^{(u)}(k)|}} - \frac{1}{\gamma \Lambda_g^{(u)}(k)} \right)^+ \quad (20)$$

ここで、 $\mu_{II}^{(u)}$  は制約条件(9b)を満足するように設定される正数である。また、 $\Psi_{n,g}^{(u)}(k)$  は  $\mathbf{F}(k)$  の第  $(n,g)$  要素である。 $\beta$  は電力正規化係数であり、次式で与えられる。

$$\beta = \sqrt{\frac{N_t N_c}{\sum_{k=1}^{N_c} \text{tr}(\Phi(k) \mathbf{P}_{II}(k) \Phi^H(k))}} \quad (21)$$

ただし  $\Phi(k) = \mathbf{F}(k)/\beta$  である。

手法 II においても、受信 FDE を行うために送信 PA の状態を知る必要があるが、手法 I と同様の方法によって推定可能である。

表 2 計算機シミュレーション諸元

Transmitter & Receiver	Data modulation	BPSK, QPSK, 8PSK, 16QAM
	No. of DFT points	$N_c=128$
	Guard interval length	$N_g=16$
	No. of UEs	$U=2, 4$
	No. of Rx antennas per UE	$N_r^{(u)}=2$ for all $u$
	No. of Tx antennas	$N_t=4, 8$
	Channel estimation	Ideal
Channel	Fading	Frequency-selective block Rayleigh
	Power delay profile	16-path uniform
	Fading correlation	Uncorrelated

## 4. 計算機シミュレーション結果

表 2 に計算機シミュレーション諸元を示す。各 UE の受信アンテナ本数  $N_r^{(u)}=2$  とする。したがって各 UE は  $G^{(u)}=1$  あるいは 2 データストリームを同時に送信する。 $\eta^{(u)}=4$ (bps/Hz)としたため、各データストリームの変調方式は BPSK, QPSK, 8PSK, 16QAM の中から選択され、 $G^{(u)}$  とともに BS から各 UE に通知される。16パスの一律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、各パス/アンテナ/UE 間のチャネルは無相関とする。シャドウイングの影響はないものとし、全 UE の平均受信電力は等しいものとする。各 UE は送信フィルタリング後の自身と BS 間のチャネルを、BS は自身と全 UE 間のチャネルを理想的に得られるものとしている。

### 4.1. 平均 BER 特性

図 2 に、提案する送受信協調 MMSE フィルタリングを用いる下りリンク SC-MU-MIMO 伝送の平均 BER 特性を示す。比較として、従来の送信 MMSE フィルタリングのみを行ったときの特性を併記する。なお、送信 MMSE フィルタリングでは  $G^{(u)}=N_r^{(u)}=2$  ストリームに対し QPSK を適用する。また、図 2 に示す平均送信  $E_s/N_0$  の範囲では、提案手法 I および II ともに 100% の確率で第 1 固有モードに 16QAM を適用し、第 2 固有モードを使用しないように ARMC が動作した。

図 2 より、提案手法 I および II が従来の送信 MMSE フィルタリングよりも優れた平均 BER 特性を達成できることがわかる。従来の送信 MMSE フィルタリングでは、残留 ISI/IAI/IUI により特性改善に限界がある。一方、提案手法 I および II では、BS の送信フィルタリングと各 UE の受信フィルタリングが MMSE 規範に基づき協調することで、各 UE と BS 間の SU-MIMO チャネルを複数の固有モードに変換し、各固有モードに対し MMSE 規範の送信 PA および受信 FDE を適用する。これにより IAI および ISI を大幅に抑圧できる。また、上述の通り ARMC によって最もダイバーシチ利得の高い第 1 固有モードのみを使用することで、BER を改善できる。

また、図 2 より、提案手法 I が提案手法 II よりも優れた平均 BER 特性を達成できることがわかる。提案手法 I は、送受信協調フィルタリングの前段で BD を適用することで IUI を完全に除去している(ただし理想チャネル推定のみ)。一方提案手法 II は、送信フィルタリングによって ISI/IAI とともに IUI を抑圧している。そのため IUI を完全に除去することができず、提案手法 I よりも特性が劣化したと考えられる。

### 4.2. 演算量

提案手法 I と II で大きく異なるのは送信フィルタの計算に関わる部分である。提案手法 I においては BD のプリコーディング行列計算のための SVD と等価チャネル行列の SVD が主要素であり、提案手法 II においてはチャネル行列の SVD が主要素である。SVD の

アルゴリズムにより演算量は変動するが、一例としてべき乗法[9]において収束判定の閾値を  $1.0 \times 10^{-10}$  とした場合、表 2 の諸元において提案手法 I は  $U=2, N_r=4$  のとき平均複素乗算回数が 161704,  $U=4, N_r=8$  のとき 8123594 であり、提案手法 II は  $U=2, N_r=4$  のとき 61246,  $U=4, N_r=8$  のとき 121972 であった。したがって提案手法 I は提案手法 II の約 2.6 倍( $U=2, N_r=4$ )および 66.6 倍( $U=4, N_r=8$ )の演算量が必要である。これは、提案手法 I では BD のプリコーディング行列計算のために、(全 UE の受信アンテナ本数)-(各 UE の受信アンテナ本数) 次の行列の SVD が必要だからだと考えられる。

## 5. むすび

本報告では、下りリンク SC-MU-MIMO 伝送を対象に、MMSE 規範に基づく線形空間/周波数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 2 種類提案した。計算機シミュレーションにより、提案した送受信協調 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平均 BER 特性を達成できることを示した。また、提案手法 I は提案手法 II よりも優れた平均 BER 特性を達成できる一方で、高い演算量が必要であることを示した。

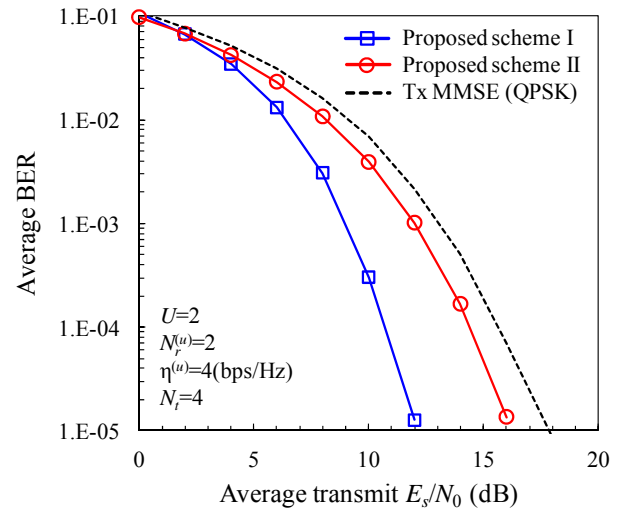
本報告では CSI が理想的に取得できるものと仮定したが、実際には CSI には誤差が存在する。CSI の不完全性が伝送特性に与える影響については今後の重要な検討課題である。

## 文 献

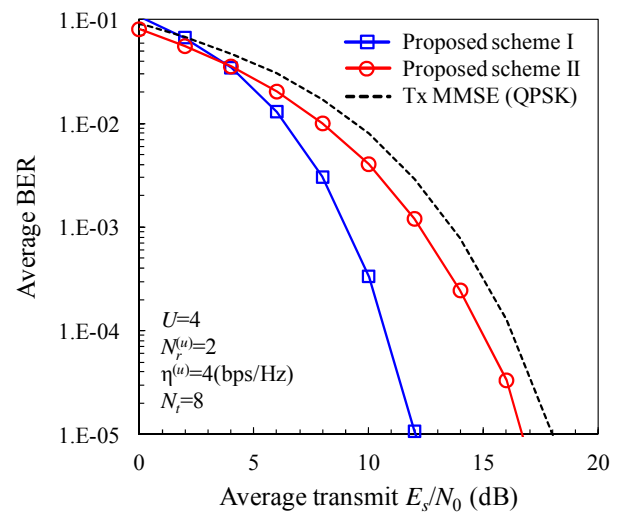
- [1] E. Biglieri, R. Calderbank, A. Constantinides, A. Goldsmith, A. Paulraj, and H. V. Poor, *MIMO Wireless Communications*, Cambridge University Press, 2007.
- [2] D. Gesbert, M. Kountouris, R. W. Heath Jr., C.-B. Chae, and T. Sälzer, "Shifting the MIMO paradigm," *IEEE Signal Process. Mag.*, vol. 24, no. 5, pp. 36-46, Oct. 2007.
- [3] C. B. Peel, B. M. Hochwald, and A. L. Swindlehurst, "A vector-perturbation technique for near-capacity multiantenna multiuser communication—part I: channel inversion and regularization," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 53, no. 1, pp. 195-202, Jan. 2005.
- [4] S. Yoshioka, S. Kumagai, and F. Adachi, "Joint Tomlinson-Harashima precoding and transmit equalization in time-domain for single-carrier MU-MIMO block transmission," *2015 IEEE 81st Vehicular Technology Conference (VTC2015-Spring)*, Glasgow, Scotland, May 2015.
- [5] S. Yoshioka, S. Kumagai, and F. Adachi, "Vector perturbation for single-carrier MU-MIMO downlink," *IEEE International Conference on Communication System 2014 (ICCS 2014)*, Macau, Nov. 2014.
- [6] S. Kumagai, T. Obara, T. Yamamoto, and F. Adachi, "Joint Tx/Rx MMSE filtering for single-carrier MIMO transmission," *IEICE Trans. Commun.*, vol. E97-B, no. 9, pp. 1967-1976, Sep. 2014.
- [7] 熊谷, 安達, "上りリンクシングルキャリア MU-MIMO における送受信協調 MMSE フィルタリング," 信学技報, RCS2014-300, pp. 181-186, 2015 年 1 月.
- [8] Q. H. Spencer, A. L. Swindlehurst, and M. Haardt, "Zero-forcing methods for downlink spatial multiplexing in multiuser MIMO channels," *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 52, no. 2, pp. 461-471, Feb. 2004.
- [9] R. A. Horn and C. R. Johnson, *Matrix Analysis*, Cambridge University Press, 1985.
- [10] J. G. Proakis and M. Salehi, *Digital Communications*, 5th

ed., McGraw-Hill, 2008.

- [11] K. Harada, Y. Ogawa, T. Nishimura, and T. Ohgane, "A study on a multi-user single-carrier E-SDM scheme in wideband transmissions," *2013 International symposium on intelligent signal processing and communications systems (ISPACS 2013)*, Naha, Japan, Nov. 2013.
- [12] M. Joham, W. Utschick, and J. A. Nossek "Linear transmit processing in MIMO communications systems," *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 53, no. 8, pp. 2700-2712, Aug. 2005.



(a)  $U=2$



(b)  $U=4$

図 2 平均 BER 特性