

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

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, 上りリンク SC-MU-MIMO 伝送を対象に, 各 UE が自身と基地局(BS)間のチャンネル情報(CSI)を BS と共有し, 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 フィルタリングを提案する. 各 UE の送信フィルタリングと BS の受信フィルタリングが協調することで, 各 UE と BS 間のシングルユーザ(SU)-MIMO チャン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 規範の送信電力配分および受信周波数領域等化(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. 同時に, BS の受信フィルタリングにより IUI を抑圧する. また, 固有モード間の受信信号対干渉+雑音電力比(SINR)差を有効利用するために, 適応ランク/変調制御(ARMC)を導入する. 計算機シミュレーションにより, 提案法による上りリンク 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 上りリンク, 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 Uplink 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 a minimum mean square error based joint transmit and receive linear spatial/frequency filtering (joint Tx/Rx MMSE filtering) for uplink SC-MU-MIMO transmissions assuming each UE shares the channel state information (CSI) between it and base station (BS) with BS. Cooperatively applying each UE's Tx filtering and BS's Rx filtering transforms the single-user (SU) MIMO channel between each UE and BS to multiple eigenmodes, and applies MMSE based Tx power allocation and Rx frequency-domain equalization (FDE) to each eigenmode. As a consequence, IAI and ISI are suppressed significantly. At the same time, IUI is suppressed by BS's Rx filtering. Additionally, adaptive rank/modulation control (ARMC) is introduced to effectively use the received signal-to-interference plus noise power ratio (SINR) gap among eigenmodes. Computer simulation results confirm the effectiveness of proposed joint Tx/Rx MMSE filtering in uplink SC-MU-MIMO transmissions.

Keyword Uplink, 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[1-6]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

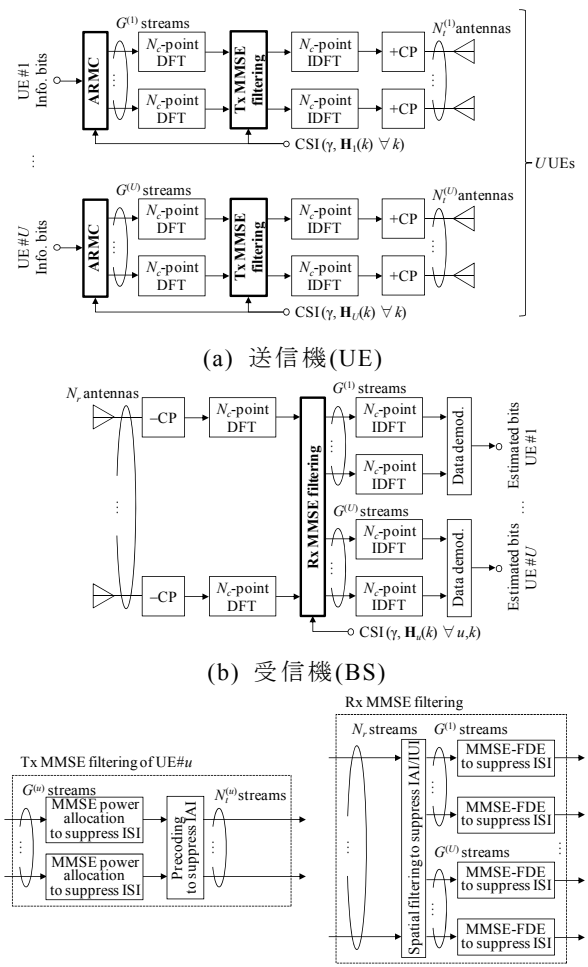
渉(IAI), 同時に通信する UE 間で生じる干渉(IUI)によって伝送品質が劣化する[3-5]. 上りリンク SC-MU-MIMO 伝送を対象に, 最小平均二乗誤差(MMSE)規範に基づく受信線形空間/周波数フィルタリング(受信 MMSE フィルタリング)が検討されている[3]が, フィルタリング後に残留する ISI/IAI/IUI によって伝送品質改善には限界がある. 更なる伝送品質改善のために繰り返し干渉キャンセラ[4]や最尤型検出[5]が検討されているが, 演算量が許容できないほど膨大なものになってしまう.

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[7]. 送受信協調 MMSE フィルタリングは、送受信機間の SU-MIMO チャンネルを互いに直交した複数のチャンネル(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. この手法を上りリンク SC-MU-MIMO 伝送へ拡張することにより、ISI/IAI の大幅な抑圧が期待できる. しかし、一般的に MU-MIMO 伝送では UE 間で CSI を共有することは困難であり、SC-SU-MIMO 伝送における送受信協調 MMSE フィルタリングをそのまま適用することはできない.

そこで本報告では、上りリンク SC-MU-MIMO 伝送を対象に、各 UE が自身と BS 間の CSI を BS と共有し、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する. 各 UE の送信フィルタリングと BS の受信フィルタリングが協調することで、各 UE と BS 間の SU-MIMO チャン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 規範の送信電力配分および受信 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. 同時に、BS の受信フィルタリングにより IUI を抑圧する. ただし、SC-MIMO 伝送のときと違い、全 UE と BS 間のチャネル行列を(ユニタリ行列) \times (対角行列) \times (ユニタリ行列)の形に分解することができないため、BS において左側のユニタリ行列のエルミート転置を乗積することでチャンネルを完全に直交化(すなわち IAI/IUI を完全に除去)することはできない. また、IAI/IUI が残留するものの、送受信協調 MMSE フィルタリングによって発生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)[7]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、本報告で想定する上りリンク SC-MU-MIMO 伝送系を示す. 第 3 章では、UE 毎に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.



(a) 送信機(UE)
(b) 受信機(BS)
(c) 送受信協調 MMSE フィルタリングの動作
図 1 上りリンク SC-MU-MIMO 伝送系

2. 上りリンク SC-MU-MIMO 伝送系

図 1 に本報告で仮定する上りリンク SC-MU-MIMO 伝送系を示す. U 台の UE が N_r 本の受信アンテナを有する BS と通信を行う. このとき、UE# u ($u=1 \sim U$) は $N_t^{(u)}$ 本のアンテナを用いて $G^{(u)}$ ($\leq N_t^{(u)}$) 個のデータストリームを同時に送信し、 $N_r \geq N_t = \sum_{u=1}^U N_t^{(u)} \geq G = \sum_{u=1}^U G^{(u)}$ 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

UE# u では、ARMC により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 $\mathbf{D}_u(k) \in \mathbb{C}^{G^{(u)} \times 1}$ 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 $\mathbf{S}_u(k) \in \mathbb{C}^{N_t^{(u)} \times 1}$ を得る.

$$\mathbf{S}_u(k) = [\mathbf{S}_1^{(u)}(k) \cdots \mathbf{S}_{N_t^{(u)}}^{(u)}(k)]^T = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{W}_{t,u}(k) \mathbf{D}_u(k) \quad (1)$$

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、 $\mathbf{W}_{t,u}(k) \in \mathbb{C}^{N_t^{(u)} \times G^{(u)}}$ は送信フィルタ行列である。得られた $N_t^{(u)}$ 個の送信シンボルブロック $\{S_n^{(u)}(k); k=1 \sim N_c\}$, $n=1 \sim N_t^{(u)}$ 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。

BS では、 N_r 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 $\mathbf{R}(k) \in \mathbb{C}^{N_r \times 1}$ は次式で表される。

$$\begin{aligned} \mathbf{R}(k) &= \sum_{u=1}^U \mathbf{H}_u(k) \mathbf{S}_u(k) + \mathbf{Z}(k) \\ &= \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \left[\mathbf{H}_1(k) \mathbf{W}_{t,1}(k) \cdots \mathbf{H}_U(k) \mathbf{W}_{t,U}(k) \right] \begin{bmatrix} \mathbf{D}_1(k) \\ \vdots \\ \mathbf{D}_U(k) \end{bmatrix} + \mathbf{Z}(k) \\ &\equiv \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \left[\mathbf{H}_1(k) \mathbf{W}_{t,1}(k) \cdots \mathbf{H}_U(k) \mathbf{W}_{t,U}(k) \right] \mathbf{D}(k) + \mathbf{Z}(k) \end{aligned} \quad (2)$$

ここで、 $\mathbf{H}_u(k) \in \mathbb{C}^{N_r \times N_t^{(u)}}$ は UE# u と BS 間のチャネル行列であり、 $\mathbf{Z}(k) \in \mathbb{C}^{N_r \times 1}$ 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。 $\mathbf{R}(k)$ に対し次式のように受信フィルタ行列 $\mathbf{W}_r(k) \in \mathbb{C}^{G \times N_r}$ を乗積し、周波数領域軟判定シンボルベクトル $\hat{\mathbf{D}}(k) \in \mathbb{C}^{G \times 1}$ を得る。

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{D}}(k) &= [\hat{D}_1(k) \cdots \hat{D}_G(k)]^T = [\hat{\mathbf{D}}_1^T(k) \cdots \hat{\mathbf{D}}_G^T(k)]^T \\ &= \mathbf{W}_r(k) \mathbf{R}(k) \equiv \begin{bmatrix} \mathbf{W}_{r,1}(k) \\ \vdots \\ \mathbf{W}_{r,U}(k) \end{bmatrix} \mathbf{R}(k) \end{aligned} \quad (3)$$

ここで、 $\hat{\mathbf{D}}_u(k) \in \mathbb{C}^{G^{(u)} \times 1}$ は $\mathbf{D}_u(k)$ に対応する軟判定シンボルベクトルである。また、 $\mathbf{W}_{r,u}(k) \in \mathbb{C}^{G^{(u)} \times N_r}$ は $\mathbf{W}_r(k)$ の内、UE# u の信号に対応する部分行列である。得られた G 個の周波数領域シンボルブロック $\{\hat{D}_g(k); k=1 \sim N_c\}$, $g=1 \sim G$ 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。

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

Data modulation	$a_n^{(u)}$	$b_n^{(u)}$
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

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 $n(=1 \sim N_t^{(u)})$ データストリームの受信 SINR, $\Gamma_n^{(u)}$ は次式で表される(導出略)。

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

ここで、

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

であり、 $W_{r,n,m}^{(u)}(k)$, $H_{m,n'}^{(u)}(k)$, $W_{t,n'}^{(u)}(k)$ はそれぞれ $\mathbf{W}_{r,u}(k)$, $\mathbf{H}_u(k)$, $\mathbf{W}_{t,u}(k)$ の第 (n,m) , (m,n) , (n,n') 要素である。 $\mu_{\text{ISI},n}^{(u)}$, $\mu_{\text{IAI},n}^{(u)}$, $\mu_{\text{IUI},n}^{(u)}$, $\mu_{\text{noise},n}^{(u)}$ 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。

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

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 n データストリームの条件付き BER, $p_{b,n}^{(u)}$ は次式のように近似できることが知られている[8]。

$$p_{b,n}^{(u)} = a_n^{(u)} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{\Gamma_n^{(u)}}{b_n^{(u)}}} \right) \quad (7)$$

ここで、 $a_n^{(u)}$ および $b_n^{(u)}$ 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、全ての $G^{(u)} \forall u$ の組み合わせに対して式(4)

より $\Gamma_n^{(u)}$ 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.

3. 最適送受信フィルタ行列の導出

本章では $\mathbf{D}(k)$ と $\hat{\mathbf{D}}(k)$ とのブロック合計 MSE を最小とする最適 $\mathbf{W}_{t,u}(k) \forall u$ および $\mathbf{W}_r(k)$ を導出する. その準備として, いくつかの式展開を導入する.

$\mathbf{H}_u(k)$ は特異値分解[9]により次式に分解できる.

$$\begin{aligned} \mathbf{H}_u(k) &= \mathbf{U}_u(k) \begin{bmatrix} \Lambda_u^{1/2}(k) \\ \mathbf{0}_{(N_r - N_t^{(u)}) \times N_t^{(u)}} \end{bmatrix} \mathbf{V}_u^H(k) \\ &= [\mathbf{U}_{\text{signal},u}(k) \quad \mathbf{U}_{\text{null},u}(k)] \begin{bmatrix} \Lambda_u^{1/2}(k) \\ \mathbf{0}_{(N_r - N_t^{(u)}) \times N_t^{(u)}} \end{bmatrix} \mathbf{V}_u^H(k) \quad (9) \\ &= \mathbf{U}_{\text{signal},u}(k) \Lambda_u^{1/2}(k) \mathbf{V}_u^H(k) \end{aligned}$$

ここで, $\mathbf{U}_u(k) \in \mathbb{C}^{N_r \times N_r}$ および $\mathbf{V}_u(k) \in \mathbb{C}^{N_t^{(u)} \times N_t^{(u)}}$ 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. $\mathbf{U}_{\text{signal},u}(k) \in \mathbb{C}^{N_r \times N_t^{(u)}}$ および $\mathbf{U}_{\text{null},u}(k) \in \mathbb{C}^{N_r \times (N_r - N_t^{(u)})}$ はそれぞれ $\mathbf{H}_u(k)$ の列空間および左零空間を表す行列である. ここで, $\mathbf{H}_u(k)$ の階数は $N_t^{(u)}$ (すなわちフルランク)としている. $\Lambda_u(k) \in \mathbb{R}^{N_t^{(u)} \times N_t^{(u)}}$ は第 n ($n=1 \sim N_t^{(u)}$) 対角要素 $\Lambda_n^{(u)}(k)$ に $\mathbf{H}_u(k)$ の第 n 特異値の 2 乗値を有する対角行列である. 式(9)および固有モード伝送を実現する送信フィルタ行列 $\mathbf{W}_{t,u}(k) = \mathbf{V}_u(k) \mathbf{P}_u^{1/2}(k)$ [7] を式(2)に代入することで次式が得られる.

$$\begin{aligned} \mathbf{R}(k) &= \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} [\mathbf{U}_{\text{signal},1}(k) \cdots \mathbf{U}_{\text{signal},U}(k)] \\ &\times \begin{bmatrix} \Lambda_1^{1/2}(k) \mathbf{P}_1^{1/2}(k) & & \\ & \ddots & \\ & & \Lambda_U^{1/2}(k) \mathbf{P}_U^{1/2}(k) \end{bmatrix} \mathbf{D}(k) + \mathbf{Z}(k) \quad (10) \\ &\equiv \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{U}_{\text{signal}}(k) \mathbf{Q}(k) \mathbf{D}(k) + \mathbf{Z}(k) \end{aligned}$$

ここで, $\mathbf{P}_u(k) \in \mathbb{R}^{N_t^{(u)} \times G^{(u)}}$ は第 g 対角要素 $P_g^{(u)}(k)$ 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. SC-SU-MIMO 伝送[7]では, 式(10)の $\mathbf{U}_{\text{signal}}(k)$ に対応する行列がユニタリ行列であるため, 受信機において上述のユニタリ行列のエルミート転置を乗積することで SU-MIMO チャネルを完全に直交化 (すなわち IAI を完全に除去) することができる. しかし, $\mathbf{U}_{\text{signal}}(k)$ はユニタリ行列でないため, MU-MIMO チャネルを完全に直交化 (すなわち IAI/IUI を完全に除去) することができない. BS において $\mathbf{U}_{\text{signal}}(k)$ の擬似逆行列 $(\mathbf{U}_{\text{signal}}^H(k) \mathbf{U}_{\text{signal}}(k))^{-1} \mathbf{U}_{\text{signal}}^H(k)$ を乗積し, IAI/IUI を完全に除去する手法も提案されている (ただし狭帯域 MU-MIMO 伝送)[6]が, Zero-forcing(ZF)型の受信フィルタリングのため雑音強調が発生してしまう.

そこで本報告では, $\mathbf{D}(k)$ と $\hat{\mathbf{D}}(k)$ とのブロック合計

MSE を最小とする送信および受信フィルタリングを行う. 各 UE の総送信電力制約条件下での全 UE のブロック合計 MSE 最小化問題は次式で定式化される.

$$(P0) \quad \min_{\{\mathbf{W}_{t,u}(k), \mathbf{W}_r(k)\}} \varepsilon \quad (11a)$$

$$\text{s.t.} \quad \sum_{k=1}^{N_c} \text{tr}(\mathbf{W}_{t,u}(k) \mathbf{W}_{t,u}^H(k)) \leq N_t^{(u)} N_c \quad \forall u \quad (11b)$$

ここで, ε 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.

$$\varepsilon \equiv E \left[\sum_{k=1}^{N_c} \text{tr} \left\{ \left(\mathbf{D}(k) - \hat{\mathbf{D}}(k) \right) / \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \left(\mathbf{D}(k) - \hat{\mathbf{D}}(k) \right) / \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \right\}^H \right] \quad (12)$$

式(3), (10)を代入することにより, 式(12)は次式で書き直される.

$$\begin{aligned} \varepsilon &= \sum_{k=1}^{N_c} \text{tr} \left\{ (\mathbf{I}_G - \mathbf{W}_r(k) \mathbf{U}_{\text{signal}}(k) \mathbf{Q}(k)) (\mathbf{I}_G - \mathbf{W}_r(k) \mathbf{U}_{\text{signal}}(k) \mathbf{Q}(k))^H \right\} \\ &\quad + \gamma^{-1} \sum_{k=1}^{N_c} \text{tr}(\mathbf{W}_r(k) \mathbf{W}_r^H(k)) \end{aligned} \quad (13)$$

ここで, $E[\mathbf{D}(k) \mathbf{D}^H(k)] = \mathbf{I}_G$, $E[\mathbf{Z}(k) \mathbf{Z}^H(k)] = (2N_0/T_s) \mathbf{I}_{N_r}$ を用いた. $\gamma = E_s/N_0$ である.

まず, 送信フィルタ行列 $\mathbf{W}_{t,u}(k) \forall u$ が与えられたものとして (すなわち $\mathbf{Q}(k)$ が与えられたものとして), 最適受信フィルタ行列 $\mathbf{W}_r^*(k)$ を導出する. 式(13)は $\mathbf{W}_r(k)$ に関して凸であるので (証明略), $\partial \varepsilon / \partial \mathbf{W}_r(k) = 0$ のとき最小となる. よって, 上記の条件を満足する $\mathbf{W}_r^*(k)$ は次式で与えられる.

$$\mathbf{W}_r^*(k) = \mathbf{Q}^T(k) \mathbf{U}_{\text{signal}}^H(k) (\mathbf{U}_{\text{signal}}(k) \mathbf{Q}(k) \mathbf{Q}^T(k) \mathbf{U}_{\text{signal}}^H(k) + \gamma^{-1} \mathbf{I}_{N_r})^{-1} \quad (14)$$

次に, $\mathbf{W}_r^*(k)$ を式(13)に代入し, 最適化問題(P0)を $\mathbf{W}_{t,u}(k) \forall u$ (すなわち $\mathbf{P}_u(k) \forall u$) のみの関数として表す. 式(14)を式(13)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(P0)は次式で書き直される.

$$(P1) \quad \min_{\{\mathbf{P}_u(k)\}} \varepsilon = \sum_{k=1}^{N_c} \text{tr} \left\{ \gamma^{-1} \left(\mathbf{U}_{\text{signal}}^H(k) \mathbf{U}_{\text{signal}}(k) \right)^{-1} \left(\mathbf{Q}(k) \mathbf{Q}^T(k) + \gamma^{-1} \mathbf{I}_{N_r} \right) \right\} \quad (15a)$$

$$\text{s.t.} \quad \sum_{k=1}^{N_c} \text{tr}(\mathbf{P}_u(k) \mathbf{P}_u^T(k)) \leq N_t^{(u)} N_c \quad \forall u \quad (15b)$$

式(15a)において, $\mathbf{U}_{\text{signal}}^H(k) \mathbf{U}_{\text{signal}}(k)$ の非対角項が IAI/IUI 成分であり, これによりトレースを最小とする $\mathbf{P}_u(k) \forall u$ を閉形式で導出するのは困難である. また, 勾配法などの繰り返しアルゴリズムを用いることで最適 $\mathbf{P}_u(k)$ を数値的に求めることも可能であるが, 全 UE が互いの CSI を共有する必要があり, 現実的でない.

そこで本報告では, IAI/IUI が BS で完全に除去できたと仮定したときの仮想 MSE を最小とする $\mathbf{P}_u(k) \forall u$ を導出する. 特異ベクトルの性質より $\mathbf{U}_{\text{signal}}^H(k) \mathbf{U}_{\text{signal}}(k)$ の対角項は全て 1 となるため, IAI/IUI が BS で完全に除去できたと仮定したときの UE# u のブロック合計仮

想 MSE 最小化問題は次式で定式化される。

$$(P2) \quad \min_{\mathbf{P}_u^{(k)}} \hat{\epsilon}^{(u)} = \sum_{k=1}^{N_r} \sum_{g=1}^{G^{(u)}} \frac{\gamma^{-1}}{\Lambda_g^{(u)}(k) P_g^{(u)}(k) + \gamma^{-1}} \quad \forall u \quad (16)$$

s.t. (15b)

カルーシュ・キューン・タッカー(KKT)条件[10]より、最適解 $\mathbf{P}_u^*(k) \quad \forall u$ の第 g 対角要素は次式で導出される(導出略)。

$$P_g^{(u)*}(k) = \left(\frac{1}{\sqrt{\mu^{(u)}}} \frac{1}{\sqrt{\gamma \Lambda_g^{(u)}(k)}} - \frac{1}{\gamma \Lambda_g^{(u)}(k)} \right)^+ \quad (17)$$

ここで、 $\mu^{(u)}$ は制約条件(15b)を満足するように設定される正数である。

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。BS の受信アンテナ本数 $N_r=4$, UE 数 $U=2$ とし, 各 UE の送信アンテナ本数 $N_t^{(u)}=2 \quad \forall u$ 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。各データストリームの変調方式は図 1 に示すとおり BPSK, QPSK, 8PSK, 16QAM, 64QAM, 256QAM 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, 各パス/アンテナ/UE 間のチャンネルは無相関とする。UE は自身と BS 間のチャンネルを, BS は自身と全 UE 間のチャンネルを理想的に得られるものとしている。

図 2 に, 提案する送受信協調 MMSE フィルタリングを用いる上りリンク SC-MU-MIMO 伝送の平均 BER 特性(Proposed)を示す。ここで, $\eta^{(u)}=4$ または $8(\text{bps/Hz}) \quad \forall u$ とした。比較として, [6]の手法を広帯域 SC-MU-MIMO 伝送に拡張した送受信協調フィルタリングの特性(ZF-based: 詳細は付録に記述), および従来の受信 MMSE フィルタリングのみを行ったときの特性(Conv.)を併記する。なお, ZF-based では提案法と同様に AMRC によって各 UE の $G^{(u)}$ と変調方式を制御するが, 受信 MMSE フィルタリングでは $G^{(u)}=N_t^{(u)}=2$ ストリームに対し QPSK($\eta^{(u)}=4(\text{bps/Hz}) \quad \forall u$ のとき)または 16QAM($\eta^{(u)}=8(\text{bps/Hz}) \quad \forall u$ のとき)を適用する。図 2 より, 提案法が[6]に基づく送受信協調フィルタリングおよび従来の受信 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がわかる。従来の受信 MMSE フィルタリングでは, フィルタリング後の残留 ISI/IAI/IUI により特性改善に限界がある。一方, 提案法では, 各 UE の送信フィルタリングと BS 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 チャン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 規範の送信電力配分および受信 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。同時に, BS の受信フィルタリングにより IUI を抑圧できる。また, ARMC によ

り固有モード間の受信 SINR 差を有効利用でき(詳細は後述), 結果として特性が大幅に改善する。[6]に基づく送受信協調フィルタリングでも, 各 UE と BS 間の SU-MIMO チャン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 規範の送信電力配分および受信 FDE を適用するが, IAI および IUI を完全に除去する受信フィルタリングを用いるために雑音強調が発生し(式(A.3)分母第 2 項に対応), ARMC を用いても特性を改善することができない。

図 3 に, 提案法の ARMC による各 UE のランクと変調方式の選択確率を示す。図 3 より, 全ての送信ビットが第 1 固有モードに割り当てられる確率が高いことがわかる。これは, 第 1 固有モードが $N_r^{(u)} \times N_t$ 次の空間ダイバーシティ利得を獲得できるため, 受信 SINR の低い第 2 固有モードに送信ビットおよび送信電力を割り当てるよりも, 全送信電力を第 1 固有モードに割り当てるほうが BER を低減できるからである。

5. むすび

本報告では, 上りリンク SC-MU-MIMO 伝送を対象に, 各 UE が自身と BS 間の CSI を BS と共有し, 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。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, ZF 型の受信フィルタリングを用いる送受信協調フィルタリングおよび従来の受信 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。

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] T. Chiba, Kazuaki Takeda, Kazuki Takeda, and F. Adachi, "Uplink capacity of a cellular system using multi-user single-carrier MIMO multiplexing combined with frequency-domain equalization and transmit power control," *Wirel. Pers. Commun.*, vol. 58, no. 3, pp. 455-468, Jun. 2011.
- [4] S. Okuyama, T. Yamamoto, K. Takeda, and F. Adachi, "Iterative MMSE detection with interference cancellation for up-link HARQ using frequency-domain filtered SC-FDMA MIMO multiplexing," *IEICE Trans. Commun.*, vol. E94-B, no. 12, pp. 3559-3568, Dec. 2011.
- [5] T. Yamamoto, K. Adachi, S. Sun, and F. Adachi, "Recursive QR packet combining for uplink single-carrier multi-user MIMO HARQ using near ML detection," *Wirel. Commun. Mob. Comput.*, vol. 12, no. 18, pp. 1652-1663, Dec. 2012.
- [6] W. Liu, L. L. Yang, and L. Hanzo, "SVD-assisted multiuser transmitter and multiuser detector design for MIMO systems," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 58, no. 2, pp. 1016-1021, Feb. 2009.
- [7] 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.

- [8] J. G. Proakis and M. Salehi, *Digital Communications*, 5th ed., McGraw-Hill, 2008.
- [9] R. A. Horn and C. R. Johnson, *Matrix Analysis*, Cambridge University Press, 1985.
- [10] S. Boyd and L. Vandenberghe, *Convex Optimization*, Cambridge University Press, 2006.

付録：[6]に基づく送受信協調フィルタリング

[6]では、狭帯域上りリンク MU-MIMO 伝送を対象に、IAI/IUI を完全に除去する送受信協調フィルタリングを提案している。この手法を広帯域上りリンク SC-MU-MIMO 伝送へ拡張する。

提案法と同様に UE# u の送信フィルタ行列が $\mathbf{W}_{t,u}(k) = \mathbf{V}_u(k)\mathbf{P}_u^{1/2}(k)$ のとき、BS における受信フィルタ行列 $\mathbf{W}_r(k) \in \mathbb{C}^{G \times N_r}$ は IAI/IUI を完全に除去する行列 $\mathbf{W}_{IAI/IUI}(k) \in \mathbb{C}^{G \times N_r}$ と各固有モードへの受信 FDE を行う対角行列 $\mathbf{W}_{FDE}(k) \in \mathbb{R}^{G \times G}$ を用いて次式で表される。

$$\mathbf{W}_r(k) = \mathbf{W}_{FDE}(k)\mathbf{W}_{IAI/IUI}(k) \quad (\text{A.1})$$

ここで、

$$\left\{ \begin{array}{l} \mathbf{W}_{IAI/IUI}(k) = (\mathbf{U}_{\text{signal}}^H(k)\mathbf{U}_{\text{signal}}(k))^{-1}\mathbf{U}_{\text{signal}}(k) \\ \mathbf{W}_{FDE}(k) = \text{diag} \left[\begin{array}{l} \frac{\sqrt{\Lambda_1^{(1)}(k)P_1^{(1)}(k)}}{\Lambda_1^{(1)}(k)P_1^{(1)}(k) + \gamma^{-1}\|\mathbf{W}_{IAI/IUI}(k)\|^2} \cdots \\ \frac{\sqrt{\Lambda_{G^{(u)}}^{(u)}(k)P_{G^{(u)}}^{(u)}(k)}}{\Lambda_{G^{(u)}}^{(u)}(k)P_{G^{(u)}}^{(u)}(k) + \gamma^{-1}\|\mathbf{W}_{IAI/IUI}(k)\|^2} \end{array} \right] \end{array} \right. \quad (\text{A.2})$$

である。なお、 $\|\mathbf{W}_{IAI/IUI,g}\|^2$ は $\mathbf{W}_{IAI/IUI}(k)$ の第 g 行ベクトルのユークリッドノルムの 2 乗値である。式(A.1)を式(13)に代入することで、UE# u のブロック合計 MSE、 $\varepsilon^{(u)}$ は次式で表される。

$$\varepsilon^{(u)} = \sum_{k=1}^{N_c} \sum_{g=1}^{G^{(u)}} \frac{\gamma^{-1}}{\Lambda_g^{(u)}(k)P_g^{(u)}(k) + \gamma^{-1}\|\mathbf{W}_{IAI/IUI, \sum_{v=1}^{u-1} G^{(v)} + g}\|^2} \quad \forall u \quad (\text{A.3})$$

式(A.3)中の $\|\mathbf{W}_{IAI/IUI,g}\|^2$ を計算するには、全 UE が互いの CSI を共有する必要があるが、現実的でない。そこで本報告では、 $\|\mathbf{W}_{IAI/IUI,g}\|^2 = 1 \quad \forall g$ と仮定して式(A.3)を最小とする $\mathbf{P}_u(k)$ を用いる。このとき最適 $\mathbf{P}_u(k)$ を求める最適化問題は(P2)と等しくなるため、最適 $\mathbf{P}_u(k)$ の第 g 対角要素は提案法と同様に式(17)で与えられる。

表 2 計算機シミュレーション諸元

Transmitter & Receiver	Data modulation	BPSK, QPSK, 8PSK, 16QAM, 64QAM, 256QAM
	No. of DFT points	$N_c=128$
	Guard interval length	$N_g=16$
	No. of UEs	$U=2$
	No. of Tx antennas per UE	$N_t^{(u)}=2 \quad \forall u$
	No. of Rx antennas	$N_r=4$
	Channel estimation	Ideal
Channel	Fading	Frequency-selective block Rayleigh
	Power delay profile	16-path uniform
	Fading correlation	Uncorrelated

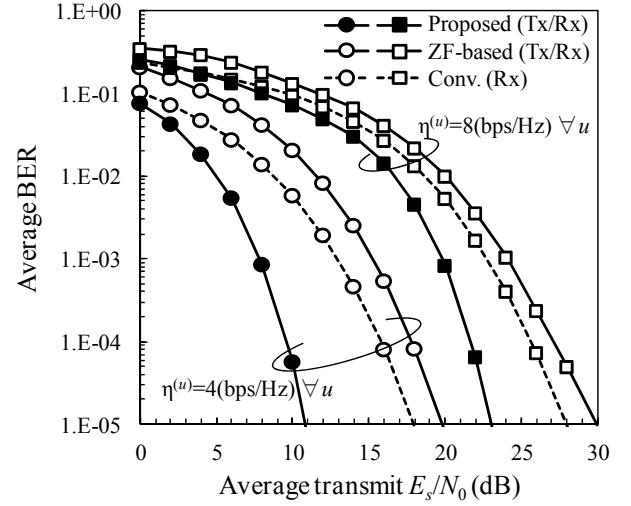
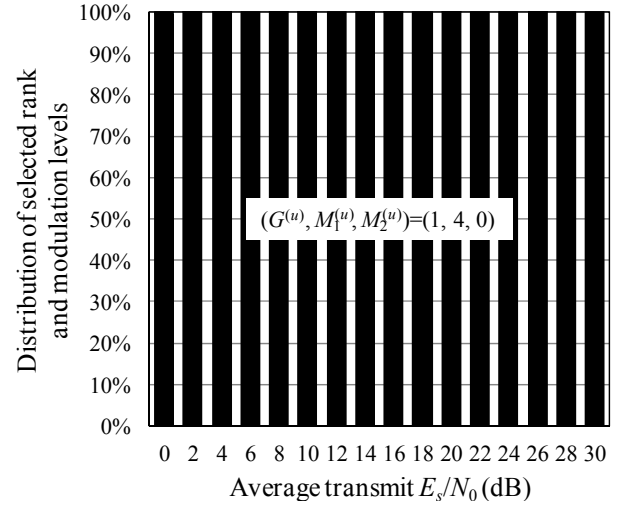
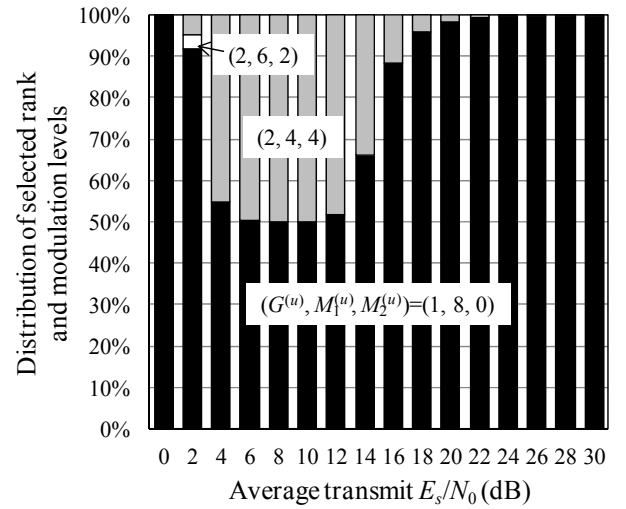


図 2 平均 BER 特性



(a) $\eta^{(u)}=4$ (bps/Hz) $\forall u$



(b) $\eta^{(u)}=8$ (bps/Hz) $\forall u$

図 3 各 UE のランクと変調方式の選択確率