2014年12月

Journal of Terahertz Science and Electronic Information Technology

文章编号: 2095-4980(2014)06-0826-06

一种空时相关信道下的鲁棒 SLNR 预编码算法

王 丽^{1,2},刘世界²,屈永传²,胡捍英¹

(1.信息工程大学 五院,河南 郑州 450002; 2.信息工程大学 昆明分院,云南 昆明 650231)

摘 要:为了改善存在信道误差、空时相关条件下多用户多入多出(MIMO)系统的性能,给出 了一种基于信漏噪声比(SLNR)的鲁棒预编码算法。通过推导空时相关信道环境下信道向量的条件 均值和协方差,分别建立了发送端信道状态信息(CSIT)和接收端信道状态信息(CSIR)模型。在此模 型基础上,推导了收发两端信道状态信息(CSI)均不理想情况下的鲁棒 SLNR 预编码以及相应的接收 滤波矩阵。仿真结果表明,该算法对空间相关性、时间相关性以及信道误差均具备一定的鲁棒性。 关键词:用户预编码;空间相关信道;时间相关信道;鲁棒性

中图分类号: TN911.22 文献标识码: A doi: 10.11805/TKYDA201406.0826

A robust SLNR precoding algorithm in spatial and temporal correlated channel

WANG Li^{1,2}, LIU Shi-jie², QU Yong-chuan², HU Han-ying¹

(1.The 5th Academy, Information Engineering University, Zhengzhou Henan 450002, China;2.Kunming School, Information Engineering University, Kunming Yunnan 650231, China)

2.Kunming School, Information Engineering University, Kunming Yunnan 650231, China)

Abstract: A robust precoding algorithm based on Signal to Leakage Noise Ratio(SLNR) is put forward in order to improve the performance of multiuser Multiple Input Multiple Output(MIMO) system in spatial and temporal correlated channel environment with channel error. Conditional mean and covariance of channel vector is derived considering spatial correlation and temporal, then the Channel State Information at the Transmitter(CSIT) and the Channel State Information at the Receiver(CSIR) are modeled. Based on these models, a robust SLNR precoding algorithm is derived when Channel State Information(CSI) at both ends is imperfect and not equivalent, and the corresponding receiving filters are also discussed. Simulation results show that the proposed robust SLNR precoding algorithm possesses robustness against channel error, spatial correlation and temporal correlation.

Key words: multiuser precoding; spatial correlated channel; temporal correlated channel; robustness

多用户多入多出(MIMO)已经成为未来移动通信的关键技术^[1],然而多用户MIMO系统性能严重依赖于信道状态信息(CSI),CSI的获取方式也影响着预编码的设计。MIMO系统中影响CSI准确性的因素众多,不仅包含信道估计误差、量化误差,也包括反馈延迟、反馈误差等。此外,信道的空间相关性、时间相关性也会进一步造成CSI的不确定性。因此,考虑实际系统CSI的获取方式,建立相应的信道模型并设计相应的预编码算法,有重要的现实意义。

非理想CSI条件下的预编码大致可以分为2类,一类是基于有限反馈的方法,另一类是非理想CSI条件下的鲁 棒设计。基于码书的有限反馈预编码研究最初只针对单用户多入单出(Multiple Input Single Output, MISO)情况, 随后发展到MIMO,最近发展到多用户MIMO。基于有限反馈的方法一般只考虑了量化误差对系统性能的影响, 不考虑信道估计问题,不易应用于空间相关信道,且目前仍鲜有针对时间相关信道的有限反馈预编码研究。

非理想CSI条件下的鲁棒预编码设计又可以分为统计方法^[2-3]和确定性最差情况(也称为最大最小方法)^[4-6]2 类。统计方法将信道状态和信道不确定性建模为随机过程,利用信道的统计特性,比如均值、协方差等对系统的 平均性能进行优化,因此此类方法不考虑极端误差的情况。例如,文献[2]提出的以最差情况出现的概率小于某 一数值为约束条件,以平均信噪比(Signal-to-Noise Ratio, SNR)最大为优化目标的单用户MIMO稳健预编码算法; 文献[3]提出的以泄露功率大于某个值时的概率较小为约束条件,以最大化信号功率为优化目标的基于信漏噪声 比(SLNR)的单子流多用户MIMO预编码方法。确定性最差情况方法将误差看作是确定性的并且受范数约束,主要 关心系统在最差情况下的性能。因为最差情况出现的概率往往较低,该类算法通常比较保守。比如,文献[4-5] 研究了基于最小均方误差(Minimum Mean Squared Error, MMSE)准则的多用户MIMO稳健预编码设计,在每次迭 代中使用半正定编程(Semi-Definite Programming, SDP)求解,得到次优解。文献[6]进一步地通过信道对角化采 用分解技术将每次迭代使用SDP求解简化成标量优化问题,得到单用户MIMO稳健预编码的次优解。概括地说, 确定性方法需要借助于凸优化工具箱进行求解,无解析解。而基于统计方法的预编码也很少有文献考虑信道的相 关性,或者只考虑空间相关性而未考虑时间相关性。本文针对多用户MIMO系统,研究在空间相关、时间相关信 道环境下的鲁棒SLNR预编码算法。

1 系统模型

1.1 下行链路模型

考虑多用户MIMO系统下行链路,假设系统共有K个用户,基站的天线数为 $N_{\rm T}$;用户k的天线数为 $N_{\rm R_k}$,接收天线总数为 $N_{\rm R} = \sum_{k=1}^{K} N_{\rm R_k}$;用户k的子流个数为 L_k ,总子流数为 $L = \sum_{k=1}^{K} L_k$ 。用户k的信道记为 $H_k \in X^{N_{\rm R_k} \times N_{\rm T}}$,相对应的预编码矩阵为 M_k ,接收滤波矩阵为 G_k ,则第k个用户接收到的信号经过接收滤波之后可表示为:

$$\hat{\boldsymbol{y}}_{k} = \boldsymbol{G}_{k} \left(\boldsymbol{H}_{k} \sum_{i=1}^{K} \boldsymbol{M}_{i} \boldsymbol{y}_{i} + \boldsymbol{n}_{k} \right)$$
(1)

式中 n_k 的元素服从独立同分布的 $N_X(0,\sigma_n^2)$ 。

1.2 空时相关信道模型

空间相关信道模型可在平坦独立信道模型的基础上通过引入信道的空间相关性得到。对于空间相关信道模型,可以表示为全相关模型,即 $H = unvec(\mathbf{R}^{1/2}H_w)$, $\mathbf{R} = E(vec(H)vec^H(H))$ 。其中, \mathbf{R} 是半正定Hermitian协方差矩阵。 $H_w \in C^{N_k \times N_r}$,其元素为独立同分布的零均值单位方差复高斯随机变量。

对于时间相关信道,假设信道的时间相关性是同质的,即信道之间具有相同的时间相关函数J。根据Clarke's 的2-D同向散射模型,最大多普勒频移为 $f_{\rm D}$, $J = J_0(2\pi\varepsilon) = J_0(2\pi f_{\rm D}\tau)$ 是归一化自协方差, $\varepsilon = f_{\rm D}\tau$ 是对应反馈时延 τ 的归一化最大多普勒频移。

2 空时相关信道下的鲁棒 SLNR 预编码

2.1 收发两端 CSI 的建模

2.1.1 条件均值和条件协方差

在本节推导过程中,忽略用户k下标。用H(i)表示第i个时刻的真实信道矩阵,用 $\bar{H}(i)$ 表示信道矩阵的向量化 形式,即 $\bar{H}(i) = vec(H(i))$ 。假设接收端得到 $\bar{H}(i)$ 的信道估计为 $\bar{H}_{R}(i) = \bar{H}(i) + \bar{E}_{err}$,其中, \bar{E}_{err} 是信道估计误差矩阵, 其元素是均值为零、方差为 σ_{e}^{2} 的复高斯随机变量。假设接收端通过反馈时延为 τ 的反馈信道将 $\bar{H}_{R}(i)$ 传送给发送 端,第i时刻发送端获得的信道估计 $\bar{H}_{T}(i)$ 可表示为, $\bar{H}_{T}(i) = \bar{H}_{R}(i-\tau) = \bar{H}(i-\tau) + \bar{E}_{err}$ 。

根据Bayes线性模型后验概率公式^[7],信道向量 $\vec{H}_{(i)}$ 的条件期望 $H_{\vec{H}|\vec{H}_{\tau}}(i)$ 和协方差 $C_{\vec{H}|\vec{H}_{\tau}}(i)$ 分别为:

$$H_{\vec{H}|\vec{H}}(i) = C_{\vec{H}\vec{H}_{T}} C_{\vec{H},\vec{H}_{T}}^{-1} \vec{H}_{T}(i)$$
(2)

$$C_{\vec{H}|\vec{H}_{\tau}}(i) = C_{\vec{H}\vec{H}} - C_{\vec{H}\vec{H}_{\tau}} C_{\vec{H}_{\tau}\vec{H}_{\tau}}^{-1} C_{\vec{H}_{\tau}\vec{H}_{\tau}}^{-1}$$
(3)

分别计算 $C_{\vec{H}\vec{H}_{\tau}}, C_{\vec{H}_{\sigma}\vec{H}}, C_{\vec{H}\vec{H}}$,可以得到:

$$\boldsymbol{H}_{\boldsymbol{\bar{H}}|\boldsymbol{\bar{H}}_{-}}(i) = vec \left(\boldsymbol{J}\boldsymbol{H}_{\mathrm{T}}(i) \left(\boldsymbol{R}_{\mathrm{T}} + \sigma_{\mathrm{e}}^{2} \boldsymbol{I}_{\mathrm{N}_{\mathrm{T}}} \right)^{-1} \boldsymbol{R}_{\mathrm{T}} \right)$$
(4)

$$\boldsymbol{C}_{\boldsymbol{\vec{H}}|\boldsymbol{\vec{H}}_{\mathrm{T}}}(\boldsymbol{i}) = \left(\boldsymbol{R}_{\mathrm{T}} - J^{2}\boldsymbol{R}_{\mathrm{T}}\left(\boldsymbol{R}_{\mathrm{T}} + \sigma_{\mathrm{e}}^{2}\boldsymbol{I}_{\mathrm{N}_{\mathrm{T}}}\right)^{-1}\boldsymbol{R}_{\mathrm{T}}\right) \otimes \boldsymbol{I}_{N_{\mathrm{R}}}$$
(5)

式中 $I_{N_{T}}$ 是 $N_{T} \times N_{T}$ 维的单位阵。

根据类似的推导过程,接收端信道向量的条件均值 $H_{\vec{H}|\vec{H}_o}(i)$ 和协方差 $C_{\vec{H}|\vec{H}_o}(i)$ 为:

$$\boldsymbol{H}_{\boldsymbol{\vec{H}}|\boldsymbol{\vec{H}}_{\mathrm{R}}}(i) = \operatorname{vec}(\boldsymbol{H}_{\mathrm{R}}(i) \left(\boldsymbol{R}_{\mathrm{T}} + \sigma_{\mathrm{e}}^{2} \boldsymbol{I}_{N_{\mathrm{T}}}\right)^{-1} \boldsymbol{R}_{\mathrm{T}})$$
(6)

$$\boldsymbol{C}_{\boldsymbol{\vec{H}}|\boldsymbol{\vec{H}}_{R}}(i) = \left(\sigma_{e}^{2}\boldsymbol{R}_{T}\left(\boldsymbol{R}_{T}+\sigma_{e}^{2}\boldsymbol{I}_{N_{T}}\right)^{-1}\right) \otimes \boldsymbol{I}_{N_{R}}$$
(7)

以上推导过程用到了以下公式^[8]: A,B,C,D 为矩阵, $vec(ABC) = (C^T \otimes A)vec(B)$; vec(A+B) = vec(A) + vec(B); $(A \otimes B)^{-1} = A^{-1} \otimes B^{-1}$; $(A \otimes B)(C \otimes D) = AC \otimes BD$; $A \otimes (B+C) = A \otimes B + A \otimes C$; tr(AB) = tr(BA)。 2.1.2CSIT 与 CSIR 建模

令 Z 为均值为 0、方差为 1 的随机矩阵; 令 $C_{H|H_{\tau}} = R_{T} - J^{2}R_{T}(R_{T} + \sigma_{e}^{2}I_{N_{T}})^{-1}R_{T}$ 。

由于 $vec(\mathbf{Z}C_{H|H_{T}}^{1/2})=(C_{H|H_{T}}^{T/2}\otimes \mathbf{I})vec(\mathbf{Z})$,则有:

$$E\left(vec\left(\mathbf{Z}\boldsymbol{C}_{\boldsymbol{H}|\boldsymbol{H}_{\mathrm{T}}}^{1/2}\right)vec\left(\mathbf{Z}\boldsymbol{C}_{\boldsymbol{H}|\boldsymbol{H}_{\mathrm{T}}}^{1/2}\right)^{\mathrm{H}}\right) = \left(\boldsymbol{R}_{\mathrm{T}} - J^{2}\boldsymbol{R}_{\mathrm{T}}\left(\boldsymbol{R}_{\mathrm{T}} + \sigma_{\mathrm{e}}^{2}\boldsymbol{I}_{N_{\mathrm{T}}}\right)^{-1}\boldsymbol{R}_{\mathrm{T}}\right) \otimes \boldsymbol{I} = \boldsymbol{C}_{\boldsymbol{\bar{H}}|\boldsymbol{\bar{H}}_{\mathrm{T}}}(i)$$

$$\tag{8}$$

即协方差 $C_{\vec{H}|\vec{H}_{\tau}}(i)$ 与 $vec(\mathbf{Z}C_{H|H_{\tau}}^{1/2})$ 的协方差相等。因此,可将发送端信道向量的估计误差看作 $vec(\mathbf{Z}C_{H|H_{\tau}}^{1/2})$ 。

因此,将 CSIT 建模为信道估计和误差的形式,并表示为矩阵形式,则有:

$$\boldsymbol{H} = \boldsymbol{H} + \boldsymbol{Z}\boldsymbol{C}_{\boldsymbol{H}|\boldsymbol{H}_{\mathrm{T}}}^{1/2} = \boldsymbol{H}_{\mathrm{T}}\boldsymbol{A} + \boldsymbol{Z}\boldsymbol{B}$$
(9)

式中: $\boldsymbol{A} = J(\boldsymbol{R}_{\mathrm{T}} + \sigma_{\mathrm{e}}^{2}\boldsymbol{I}_{N_{\mathrm{T}}})^{-1}\boldsymbol{R}_{\mathrm{T}}; \boldsymbol{B} = (\boldsymbol{R}_{\mathrm{T}} - J^{2}\boldsymbol{R}_{\mathrm{T}}(\boldsymbol{R}_{\mathrm{T}} + \sigma_{\mathrm{e}}^{2}\boldsymbol{I}_{N_{\mathrm{T}}})^{-1}\boldsymbol{R}_{\mathrm{T}})^{1/2}$ 。 类似地, 可将 CSIR 表示为:

$$\boldsymbol{H}' = \boldsymbol{H}_{\mathrm{R}}\boldsymbol{A}' + \boldsymbol{Z}\boldsymbol{B}' \tag{10}$$

式中: $\mathbf{A}' = \left(\mathbf{R}_{\mathrm{T}} + \sigma_{\mathrm{e}}^{2} \mathbf{I}_{N_{\mathrm{T}}}\right)^{-1} \mathbf{R}_{\mathrm{T}}; \quad \mathbf{B}' = \left(\sigma_{\mathrm{e}}^{2} \mathbf{R}_{\mathrm{T}} \left(\mathbf{R}_{\mathrm{T}} + \sigma_{\mathrm{e}}^{2} \mathbf{I}_{N_{\mathrm{T}}}\right)^{-1}\right)^{1/2}$ 。

对比CSIT与CSIR不难发现,只有当反馈延迟为0,也就是*J*=1时,CSIT=CSIR;否则,A = JA', $B \neq J^2B'$ 。 CSIR主要受信道相关矩阵和估计误差的影响。而CSIT除了信道相关矩阵 R_T 和信道估计误差 σ_e^2 的影响之外,自相 关因子*J*还会带来不确定性。

2.2 鲁棒 SLNR 预编码

2.2.1 预编码矩阵

在2.1.2节得到的CSIT模型下,用户k接收到的信号可以表示为:

$$\boldsymbol{y}_{k} = \left(\hat{\boldsymbol{H}}_{k}\boldsymbol{A} + \boldsymbol{Z}_{k}\boldsymbol{B}\right)\boldsymbol{F}_{k}\boldsymbol{x}_{k} + \left(\hat{\boldsymbol{H}}_{k}\boldsymbol{A} + \boldsymbol{Z}_{k}\boldsymbol{B}\right)\sum_{i=1,i\neq k}^{K}\boldsymbol{F}_{i}\boldsymbol{x}_{i} + \boldsymbol{n}_{k}$$
(11)

此时,用户k的SLNR定义为:

$$\operatorname{SLNR}_{k} = \frac{\left\| \left(\hat{\boldsymbol{H}}_{k} \boldsymbol{A} + \boldsymbol{Z}_{k} \boldsymbol{B} \right) \boldsymbol{F}_{k} \boldsymbol{x}_{k} \right\|_{F}^{2}}{\sum_{j=1, j \neq k}^{K} \left\| \left(\hat{\boldsymbol{H}}_{j} \boldsymbol{A} + \boldsymbol{Z}_{j} \boldsymbol{B} \right) \boldsymbol{F}_{k} \boldsymbol{x}_{k} \right\|_{F}^{2} + \left\| \boldsymbol{n}_{k} \right\|_{F}^{2}}$$
(12)

通过化简,上式可进一步表示为,

$$\operatorname{SLNR}_{k} = \frac{tr\left(\boldsymbol{F}_{k}^{\mathrm{H}}\left(\boldsymbol{A}^{\mathrm{H}}\hat{\boldsymbol{H}}_{k}^{\mathrm{H}}\hat{\boldsymbol{H}}_{k}\boldsymbol{A} + N_{k}\boldsymbol{B}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{B}\right)\boldsymbol{F}_{k}\right)}{tr\left(\boldsymbol{F}_{k}^{\mathrm{H}}\left(\sum_{j=1, j\neq k}^{K}\boldsymbol{A}^{\mathrm{H}}\hat{\boldsymbol{H}}_{j}^{\mathrm{H}}\hat{\boldsymbol{H}}_{j}\boldsymbol{A} + \left((K-1)N_{k}\right)\boldsymbol{B}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{B} + \sigma_{k}^{2}N_{k}\boldsymbol{I}_{N_{\mathrm{T}}}\right)\boldsymbol{F}_{k}\right)}$$
(13)

不难看出,上式仍然是一个广义Rayleigh商的形式。其优化问题可以通过广义特征值分解得到。也就是存在一个可逆*T_k*,满足:

$$\begin{cases} \boldsymbol{T}_{k}^{\mathrm{H}} \left(\boldsymbol{A}^{\mathrm{H}} \hat{\boldsymbol{H}}_{k}^{\mathrm{H}} \hat{\boldsymbol{H}}_{k} \boldsymbol{A} + N_{R} \boldsymbol{B}^{\mathrm{H}} \boldsymbol{B} \right) \boldsymbol{T}_{k} = \boldsymbol{A}_{k} \\ \boldsymbol{T}_{k}^{\mathrm{H}} \left(\sum_{j=1, j \neq k}^{K} \boldsymbol{A}^{\mathrm{H}} \hat{\boldsymbol{H}}_{j}^{\mathrm{H}} \hat{\boldsymbol{H}}_{j} \boldsymbol{A} + \left((K-1) N_{k} \right) \boldsymbol{B}^{\mathrm{H}} \boldsymbol{B} + \sigma_{k}^{2} N_{k} \boldsymbol{I}_{N_{\mathrm{T}}} \right) \boldsymbol{T}_{k} = \boldsymbol{I}_{N_{\mathrm{T}}} \end{cases}$$

$$\tag{14}$$

因此,鲁棒SLNR预编码可以记为,

Ŧ

$$\boldsymbol{F}_{k,\text{robust}} \propto \max eigenvector \left(\sum_{j=1, j \neq k}^{K} \boldsymbol{A}^{H} \hat{\boldsymbol{H}}_{j}^{H} \hat{\boldsymbol{H}}_{j} \boldsymbol{A} + ((K-1)N_{k}) \boldsymbol{B}^{H} \boldsymbol{B} + \sigma_{k}^{2} N_{k} \boldsymbol{I}_{N_{T}} \right)$$
(15)

2.2.2 接收滤波矩阵

对于理想CSI情况下的SLNR,当采用形式简单的匹配滤波时, $G_k = \Psi_k F_k^H H_k^H$,由于 $G_k H_k F_k = \Psi_k F_k^H H_k^H H_k F_k \Psi_k^H = \Psi_k D_k \Psi_k^H$ 为一个对角矩阵,接收到的信号没有子流干扰。而在非理想CSI情况下,如 果仍采用匹配滤波,即 $G_k = \Psi_k F_k^H A^H \hat{H}_k^H$ 时,接收到的信号项为 $G_k \hat{H}'_k A' F_k = \Psi_k F_k^H A^H \hat{H}_k^H \hat{H}'_k A' F_k \Psi_k^H$ 。注意到, $F_k^H (A^H \hat{H}_k^H \hat{H}_k A + N_R B^H B) F_k = D_k$,并且因为A' = 1/JA, $\hat{H}'_k = 1/J\hat{H}_k$,则:

$$\boldsymbol{F}_{k}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{A}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{\hat{H}}_{k}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{\hat{H}}_{k}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{A}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{F}_{k} = J^{2}\boldsymbol{F}_{k}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{A}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{\hat{H}}_{k}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{\hat{H}}_{k}\boldsymbol{A}\boldsymbol{F}_{k} = J^{2}\left(\boldsymbol{D}_{k}-N_{k}\boldsymbol{F}_{k}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{B}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{B}\boldsymbol{F}_{k}\right)$$
(16)

也就是说,不能保证 $F_k^{H}A^{H}\hat{H}_k^{'}A'F_k$ 是对角矩阵。这就意味着在非理想CSI情况下,采用简单的匹配滤波 不能保证完全消除子流间的干扰,这也正是非理想CSI对系统的影响之一。

因此,在考虑信道误差、存在反馈时延的情况下,不适宜再使用形式上简单的匹配滤波进行解码,可以考虑 采用MMSE接收滤波来提高性能。MMSE接收滤波可以表示为以下优化问题:

$$\boldsymbol{G}_{k} = \min_{\boldsymbol{G}_{k}} \text{MSE}_{k} = \left\| \boldsymbol{G}_{k} \boldsymbol{y}_{k} - \boldsymbol{x}_{k} \right\|_{F}^{2}$$
(17)

求解得到MMSE接收滤波矩阵:

$$\boldsymbol{G}_{k} = \boldsymbol{F}_{k}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{A}^{\mathrm{H}} \hat{\boldsymbol{H}}_{k}^{\mathrm{H}} \left(\hat{\boldsymbol{H}}_{k}^{\mathrm{H}} \boldsymbol{A}^{\mathrm{H}} \sum_{i=1}^{K} \boldsymbol{F}_{i} \boldsymbol{F}_{i}^{\mathrm{H}} \boldsymbol{A}^{\mathrm{H}} \hat{\boldsymbol{H}}_{k}^{\mathrm{H}} + \left(tr \left(\sum_{i=1}^{K} \boldsymbol{F}_{i} \boldsymbol{F}_{i}^{\mathrm{H}} \boldsymbol{B}^{\mathrm{H}} \boldsymbol{B}^{\mathrm{H}} \right) + \sigma_{k}^{2} \right) \boldsymbol{I}_{N_{k}} \right)^{-1}$$
(18)

显然,与匹配滤波相比,MMSE接收滤波需要计算矩阵求逆,需要获得其他用户的预编码信息,以计算和开销的增加为代价,获得系统性能的提升。

3 仿真分析

令所有用户的总发送功率为 K,同时将 SNR 定义为每用户发送功率与每根接收天线上的噪声功率的比值 $1/\sigma^2$ 。在仿真图中,将本文提出的基于 SLNR 的鲁棒多用户预编码记为 "proposed"。

图 1 给出了当信道发送相关系数ρ_t=0.2, f_Dτ=0.02 时,在不同信道估计误差的条件下,鲁棒 SLNR 算法与基本 SLNR 算法^[9]的和速率性能比较。由图 1 可以看出,相比基本 SLNR 算法,本节所给出的鲁棒 SLNR 算法在一定 程度上改善了可达和速率性能,并且随着 SNR 的增加,这种改善呈增大趋势。同时可以看出,随着信道误差的 增大,鲁棒算法相比基本算法的优势呈缩小趋势。这在一个方面也表明了采用更精确的信道估计方式的重要性。 总的来说,在空间、时间相关系数一定的情况下,鲁棒 SLNR 算法对信道误差具备一定的鲁棒性。

图 2 为当信道估计误差 σ_e^2 =0.02, $f_D \tau$ =0.02时,在不同空间相关性下,鲁棒 SLNR 算法与基本 SLNR 算法的和 速率性能比较。从图 2 可以看出,鲁棒 SLNR 算法性能也有提升,并且随着 SNR 的增加,改善也在加大。但当 空间相关性继续增大时,这种改善的程度同样呈现缩小趋势。可以得出类似结论,在信道误差、时间相关系数一 定的情况下,鲁棒 SLNR 算法对空间相关性具备一定的鲁棒性。

图 3 为当信道估计误差 σ_e^2 =0.02,发送相关系数 ρ_t =0.2 时,在不同时间相关性下,鲁棒 SLNR 算法与基本 SLNR 算法的和速率性能比较。从图 3 可以看出,在不同时间相关性下,鲁棒 SLNR 算法性能均有提升,提升的程度随着 SNR 的增加而加大。但当时间相关性继续增大时,提升的程度变小。同样可以得出类似结论,在信道误差、空间相关系数一定的情况下,鲁棒 SLNR 算法对时间相关性具备一定的鲁棒性。

下面讨论接收滤波对鲁棒 SLNR 算法误比特率性能的影响。图 4 中,"MF"表示根据 CSIR 采用匹配滤波的 结果,"MMSE"表示根据 CSIR 采用本文给出的 MMSE 接收滤波的结果。图 4 为当信道估计误差 $\sigma_{a}^{2}=0.02$,发送

相关系数 ρ_i=0.2,采用鲁棒 SLNR 时,不同接收滤波对系统的误码率性能的影响。从图 4 可以看出,利用 CSIR 模型,即使采用匹配滤波形式也能比原始算法获得更好的误码率性能;而采用 MMSE 接收滤波则可以进一步提 升系统的误码率性能,并且性能提升的程度随着时间相关性的增大而增大。这是因为,当时间相关性较大时, CSIR 与 CSIT 的差异较大。当用 CSIT 代替 CSIR 时,引入的误差也就越大。同样,采用 CSIR 带来的改善也就 更加明显。



Fig.1 Comparison of sum rate performance of the robust SLNR algorithm with different channel correlations
 图 1 不同信道误差条件下,鲁棒 SLNR 算法和速率性能比较



Fig.3 Comparison of sum rate performance of the robust SLNR algorithm with different temporal correlations
 图 3 不同时间相关性条件下, 鲁棒 SLNR 算法和速率性能比较



Fig.2 Comparison of sum rate performance of the robust SLNR algorithm with different spatial correlations

图 2 不同空间相关性条件下,鲁棒 SLNR 算法和速率性能比较



Fig.4 Impact of different receive filter on the BER performance 图 4 接收滤波对误码率性能的影响

4 结论

本文研究了一种基于统计方法的适用于多用户MIMO、每用户多天线的空时相关信道情况下的鲁棒SLNR预 编码算法。在设计过程中,考虑了信道误差、时间相关性、发送相关性对算法的影响。所采用的信道误差模型为 一般意义上的误差模型,本文未考虑反馈误差。事实上,文献[10]指出,通过反馈链路的适当设计,反馈链路误 差所带来的影响是可以忽略的;而另一方面,反馈信道低速率传输,可以通过误码差错控制编码进一步减少反馈 过程中带来的误差。仿真结果表明,当存在信道估计误差及空时相关性时,所提出的鲁棒SLNR算法有效改善了 系统性能,具有一定的鲁棒性。

王 丽等:一种空时相关信道下的鲁棒 SLNR 预编码算法

参考文献:

- Chaiman Kim, Taesang Yoo, Bruno Clerckx, et al. Recent trend of multiuser MIMO in LTE-Advanced[J]. IEEE Communication Magazine, 2013, 51(3):127-135.
- [2] CHUNG Pei-jung, DU Hui-qin, Gondzio J. A probabilistic constraint approach for robust transmit beamforming with imperfect channel information[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2011,59(6):2773-2782.
- [3] DU Hui-qin, CHUNG Pei-jung. A probabilistic approach for robust leakage-based MU-MIMO downlink beamforming with imperfect channel state information[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2012,11(3):1239-1247.
- [4] Abdel-Samad A,Davidson T N,Gershman A B. Robust transmit eigen beamforming based on imperfect channel state information[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2006,54(5):1596-1609.
- [5] Pascual-Iserte A, Palomar D P, Perez-Neira A I, et al. A robust maximin approach for MIMO communications with imperfect channel state information based on convex optimization[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2006,54(1):346-360.
- [6] WANG Jia-heng, Bengtsson M. Joint optimization of the worst-case robust MMSE MIMO transceiver[J]. IEEE Signal Processing Letters, 2011,18(5):295-298.
- [7] Kay S M. Fundamentals of Statistical Signal Processing[M]. [S.l.]:Prentice Hall, 1993.
- [8] 张贤达. 矩阵分析与应用[M]. 北京:清华大学出版社, 2004. (ZHANG Xian-da. Matrix Analysis and Applications[M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2004.)
- [9] Sadek M, Tarighat A, Sayed A H. A leakage-based precoding scheme for downlink multi-user MIMO channels[J]. IEEE Transaction on Wireless Communications, 2007,6(5):1711-1721.
- [10] Caire G,Jindal N,Ravindran N,et al. Multiuser MIMO achievable rates with downlink training and channel state feedback[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2010,56(6):2845-2866.

作者简介:



王 丽(1982-), 女,河南省漯河市人, 在读博士研究生,主要研究方向为未来移动通 信技术.email:kekework@163.com.

刘世界(1979-),男,四川省资阳市人,主要 研究方向为微波通信技术.

屈永传(1988-),男,云南省腾冲人市,主要 研究方向为信息安全技术.

胡**捍英**(1961-),男,教授,博士生导师,主 要研究方向为无线与移动通信.