

文章编号: 2095-4980(2015)02-0233-07

认知 MIMO 系统基于部分投影的干扰抑制算法

唐 帅, 朱世磊, 胡捍英

(信息工程大学 导航与空天目标工程学院, 河南 郑州 450003)

摘要: 为实现认知多输入多输出(MIMO)系统中主次用户的高效频谱共享, 提出一种基于部分投影的干扰抑制算法, 该算法将主用户的空间传输特性引入次用户的设计中。分析了干扰的结构化特征, 指出泄漏到主用户空闲维度上的次用户信号并非有害干扰。通过将次用户发射信号投影到干扰信道低维子空间的零空间上即可消除干扰。理论分析和仿真表明, 算法在有效消除对主用户干扰的同时, 次用户传输速率和算法适用性相比传统算法都有显著提升。

关键词: 认知多输入多输出; 频谱共享; 空闲维度; 部分投影; 干扰抑制

中图分类号: TN92

文献标识码: A

doi: 10.11805/TKYDA201502.0233

Partial projection based interference suppression algorithm for cognitive MIMO system

TANG Shuai, ZHU Shilei, HU Hanying

(Institute of Navigation and Space Target Engineering, Information Engineering University, Zhengzhou Henan 450003, China)

Abstract: Partial projection based interference suppression algorithm is proposed for cognitive Multiple-Input Multiple-Output(MIMO) system to achieve effective spectrum sharing between primary user and cognitive user. In this algorithm, spatial transmission characteristics of the primary user are introduced to the design of secondary user's transmission. Based on analysis of structural characteristics of the interference, it is proved that the leakage signal from secondary transmitter to the idle dimensions of primary user is not harmful. Then the secondary signals are projected to the null space of low-dimensional subspace of interference channel between primary and secondary user to eliminate interference. Theoretical analysis and simulation results show that the algorithm effectively eliminates interference to the primary user; the secondary user's transmission rate and the applicability of the algorithm have been significantly improved compared to the traditional method.

Key words: cognitive Multiple-Input Multiple-Output; spectrum sharing; idle dimension; partial projection; interference suppression

随着无线通信的发展, 传统的固定频谱分配方式对频谱资源的利用率很低^[1]。因此, 能够根据电磁环境动态利用频谱资源的认知无线电技术^[2]得以迅速发展。随着研究的深入, 人们将 MIMO 技术引入认知无线电的研究中, 认知 MIMO 技术应运而生, 为频谱共享提供了空间域这一新的可用资源, 从而实现了在频谱利用上的极大的灵活性^[3]。认知 MIMO 系统中共享频谱的所有主用户(Primary User, PU)和次用户(Secondary User, SU)构成了一个干扰网络, 需要联合优化它们的传输, 在控制对主用户的干扰同时最大化次用户的传输质量, 从而实现高效的频谱共享^[4-5]。

针对认知 MIMO 系统中主次用户间的频谱共享问题, 目前的研究主要集中在以次用户发射功率和主用户干扰温度为约束, 通过收发处理矩阵的设计来优化次用户的传输性能。文献[6]率先将问题建模为凸优化问题, 给出了次用户在控制干扰的同时所能达到的最优性能, 而鉴于凸优化算法求解复杂且难以实现, 文献又给出了 2 种次优算法。文献[7]引入空域频谱空洞的思想, 但在研究中假设主、次用户发射机与同一目标进行通信, 并且二者空间信道特征完全一致, 这在实际中难以满足。文献[8]针对认知 MIMO 系统设计了一种混合频谱共享策略,

收稿日期: 2014-05-22; 修回日期: 2014-06-12

基金项目: 国家科技重大专项基金资助项目(2011ZX03003-003-02)

当存在空闲频谱时,次用户直接接入;当无空闲频谱时,采用空分复用的共享方式。文献[9]考虑了次用户的调度问题,并通过将次用户发射信号投射到干扰信道的零空间来避免次用户对主用户的干扰。文献[10]提出一种基于时域频谱感知的空域频谱共享策略,在存在主用户时通过调整波束方向和发射功率来减小对主用户的干扰。然而上述文献在干扰抑制的设计中均未能充分考虑并利用主用户链路的传输特性,虽能有效抑制干扰,但也不同程度地限制了次用户的通信容量,因而未能在抑制干扰与提高次用户性能之间取得良好的平衡。

本文从主用户链路的传输出发,有针对性地分析了其空间传输特性,并将其应用到次用户的干扰抑制设计中,给出一种基于主用户空闲维度的部分投影算法。该算法兼顾了系统中各链路的传输特性,能够更加充分地利用 MIMO 的空间处理优势,为次用户的传输挖掘出主用户空闲维度这一新的接入机会,因而可以获得更好的系统性能。

1 系统模型和问题描述

本文的研究考虑如图 1 所示的系统模型,它由共享同一频段的 1 个主用户链路和 1 个次用户链路构成,参考文献[11],假设主用户发射机(PU-Tx)距离次用户接收机(SU-Rx)较远,从而忽略其到次用户接收机的干扰信道,这种系统模型被形象地称为认知 MIMO Z 干扰信道^[11]。其中,主用户发射和接收天线数分别为 M_0, N_0 , 次用户的发射和接收天线数分别为 M, N 。主用户链路的信道传输矩阵为 $H_0 \in C^{N_0 \times M_0}$, 次用户链路的信道传输矩阵为 $H \in C^{N \times M}$, 而次用户发射机(SU-Tx)到主用户接收机(PU-Rx)的干扰链路信道传输矩阵为 $G \in C^{N_0 \times M}$ 。假设次用户的发射端通过反馈等方式获得 H 和 G 两个信道的完整信道状态信息。

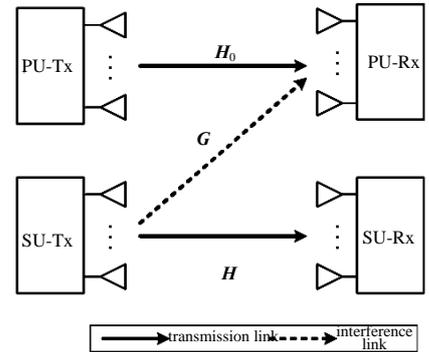


Fig.1 System model of cognitive MIMO
图 1 认知 MIMO 系统模型

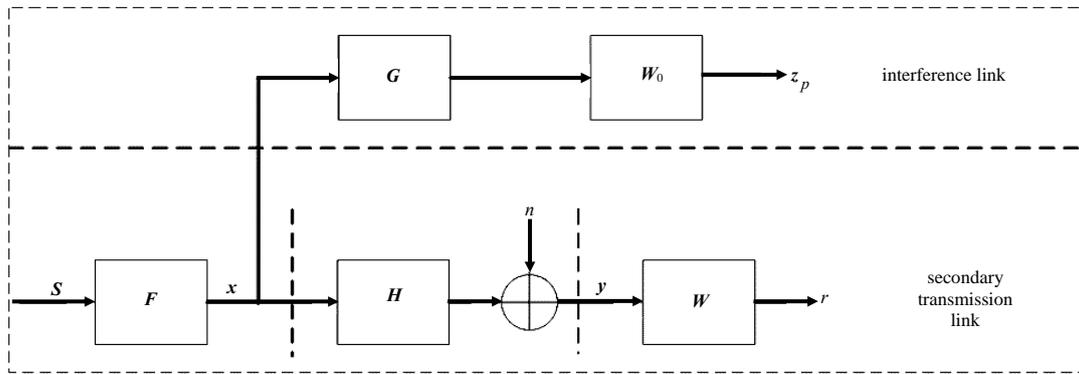


Fig.2 Signal processing procedures from SU-Tx to PU-Rx and SU-Rx
图 2 次用户发射端到主、次用户接收端的信号处理流程

次用户发射端到主、次用户接收端的信号处理流程如图 2 所示。次用户在发射端采用预编码器对发射信号进行处理,其信号处理过程表示为: $x = Fs$, 其中 $x \in C^{M \times 1}$ 表示发射信号向量, $s \in C^{d \times 1}$ 表示发送符号向量, d 表示发射数据流个数, $F \in C^{M \times d}$ 表示预编码矩阵, 且 $F^H F = I$ 。假设发射端采用包含无穷多码本符号的理想高斯码本, 则发送符号 $s \sim CN(0, \Sigma)$, $\Sigma = E[ss^H] = \text{diag}(p_1, p_2, \dots, p_d)$ 为 $d \times d$ 维对角矩阵。则次用户的接收信号向量可表示为:

$$y = Hx + n = HF s + n \tag{1}$$

式中 n 表示次用户接收端的加性噪声向量, 且假设 $n \sim CN(0, I)$ 。次用户接收端采用相应的接收滤波器恢复发射信号, 其信号处理流程为: $r = Wy$, 其中, $r \in C^{d \times 1}$ 表示滤波后恢复出的信号向量, $W \in C^{d \times N}$ 表示接收滤波矩阵, 且 $W^H W = I$ 。则次用户链路的完整信号处理可表示为:

$$r = WHFs + Wn \tag{2}$$

同时, 设主用户的发射预编码矩阵和接收滤波矩阵分别为 F_0, W_0 , 则主用户接收端的干扰信号向量表示为:

$$\mathbf{z}_p = \mathbf{W}_0 \mathbf{G} \mathbf{x} = \mathbf{W}_0 \mathbf{G} \mathbf{F} \mathbf{s} \quad (3)$$

基于以上模型及假设, 次用户的发射协方差矩阵为:

$$\mathbf{Q} = E[\mathbf{x} \cdot \mathbf{x}^H] = \mathbf{F} E[\mathbf{s} \mathbf{s}^H] \mathbf{F}^H = \mathbf{F} \boldsymbol{\Sigma} \mathbf{F}^H \quad (4)$$

易知, 它包含预编码矩阵 \mathbf{F} 和功率分配矩阵 $\boldsymbol{\Sigma}$ 。次用户需要通过传输设计在控制对主用户干扰的同时提高自身的通信性能, 因此可建立如下问题模型:

$$\begin{cases} \max_{\mathbf{Q}} C_{\text{SU}} \\ \text{s.t. } \text{tr}(\mathbf{Q}) \leq P \\ \text{tr}(\mathbf{G} \mathbf{Q} \mathbf{G}^H) \leq \Gamma \\ \mathbf{Q} \geq 0 \end{cases} \quad (5)$$

式中: 目标函数 $C_{\text{SU}} = \log_2 \det(\mathbf{I} + \mathbf{H} \mathbf{Q} \mathbf{H}^H)$ 表示次用户链路的信道容量; P, Γ 分别表示次用户的最大发射功率及主用户的干扰温度门限。式(5)是一个约束凸优化问题, 可以通过内点法等标准凸优化算法求解。然而, 由于凸优化算法通常复杂度很高, 难以实际应用, 因此本文主要探索复杂度较低的次优算法。

2 基于主用户空闲维度的部分投影干扰抑制算法

2.1 主用户空闲维度

在认知 MIMO 系统中, 主用户作为授权用户拥有频谱的绝对使用权, 因此它无视次用户的存在, 独立进行自身的传输设计。假设主用户信道 \mathbf{H}_0 在其收发端均已知, 则主用户链路通过经典 MIMO 点对点信道的容量优化方法来进行传输设计, \mathbf{F}_0 和 \mathbf{W}_0 可以由信道矩阵的奇异值分解(Singular Value Decomposition, SVD)得到。令 $\mathbf{H}_0 \in \mathbf{C}^{N_0 \times M_0}$ 的 SVD 表示为 $\mathbf{H}_0 = \mathbf{U}_0 \mathbf{A}_0 \mathbf{V}_0^H$, 其中 $\mathbf{U}_0 \in \mathbf{C}^{N_0 \times N_0}$, $\mathbf{V}_0 \in \mathbf{C}^{M_0 \times M_0}$, $\mathbf{A}_0 \in \mathbf{C}^{N_0 \times M_0}$ 的主对角线元素为 $\lambda_{0,1} \geq \lambda_{0,2} \geq \dots \geq \lambda_{0,K}$, $K = \min(N_0, M_0)$, 其余元素均为 0。

令 $\mathbf{F}_0 = \mathbf{V}_0, \mathbf{W}_0 = \mathbf{U}_0^H$, 则主用户链路的等效信道为 $\mathbf{U}_0^H \mathbf{H}_0 \mathbf{V}_0 = \mathbf{A}_0$ 。该等效信道中包含 K 个并行的互不干扰的子信道, 信道增益分别为 $\lambda_{0,1}, \lambda_{0,2}, \dots, \lambda_{0,K}$, 将这些并行子信道称为主用户的传输维度。然后主用户由式(6)所示的注水算法设计功率分配矩阵 $\boldsymbol{\Sigma}_0 = \text{diag}(p_{0,1}, p_{0,2}, \dots, p_{0,M_0})$, 即可实现最大速率传输。

$$\forall i \in \{1, 2, \dots, M_0\}, p_{0,i} = \left(\beta - \frac{\sigma_0^2}{\lambda_{0,i}^2} \right)^+ \quad (6)$$

式中: σ_0^2 表示主用户接收端的噪声方差; β 表示注水水平。需要通过恰当的取值使其满足如下主用户发射功率约束条件:

$$\text{tr}(\boldsymbol{\Sigma}_0) = \sum_{i=0}^{M_0} p_{0,i} \leq P_0 \quad (7)$$

式中 P_0 表示主用户发射端的最大发射功率门限。

在功率注水过程中, 并非所有的子信道都能分配到发射功率, 也就是说并非所有的传输维度都处于活跃状态。对于第 i 个传输维度, 若 $p_{0,i} > 0$, 则称之为在用传输维度; 若 $p_{0,i} = 0$, 则称为空闲传输维度。

假设主用户的在用传输维度数为 J , 则易知:

$$1 \leq J \leq K = \min(N_0, M_0) \quad (8)$$

由注水算法确定功率分配矩阵 $\boldsymbol{\Sigma}_0$ 后, 主用户链路的等效信道传输矩阵为 $\mathbf{U}_0^H \mathbf{H}_0 \mathbf{V}_0 \boldsymbol{\Sigma}_0 = \mathbf{A}_0 \boldsymbol{\Sigma}_0 \in \mathbf{C}^{N_0 \times M_0}$, 其主对角线上存在 J 个非零项和 $K-J$ 个零项。在发射端, 主用户将发射信号通过 J 个发射维度送入信道, 而保留 $M_0 - J$ 个发射维度空闲; 而在接收端, 主用户通过 J 个接收维度提取发送信号, 从而保留 $N_0 - J$ 个接收维度空闲。易知, 泄漏到这些空闲接收维度上的次用户发射信号将不会对主用户的传输造成干扰, 令 $L = N_0 - J$, 则主用户的这 L 个空闲接收维度为次用户的接入提供了新的传输机会。

2.2 部分投影算法设计

由图2中所示的干扰链路信号处理流程可知,等效干扰信道为:

$$\tilde{\mathbf{G}} = \mathbf{W}_0 \mathbf{G} = \mathbf{U}_0^H \mathbf{G} = \begin{bmatrix} \mathbf{U}_{\text{used}}^H \\ \mathbf{U}_{\text{idle}}^H \end{bmatrix} \mathbf{G} = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{G}}_1 \\ \tilde{\mathbf{G}}_0 \end{bmatrix} \quad (9)$$

式中 $\mathbf{U}_{\text{used}}, \mathbf{U}_{\text{idle}}$ 分别是 \mathbf{U}_0 的前 J 列和后 $M_0 - J$ 列构成的矩阵。因此, $\tilde{\mathbf{G}}_1 \in \mathbf{C}^{J \times M}$, $\tilde{\mathbf{G}}_0 \in \mathbf{C}^{(M_0 - J) \times M}$ 分别表示次用户发射机到主用户在用接收维度和空闲接收维度的等效信道矩阵。因此,主用户接收端的干扰信号向量有如下结构:

$$\mathbf{z}_p = \tilde{\mathbf{G}} \mathbf{x} = \tilde{\mathbf{G}} \mathbf{F} \mathbf{s} = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{G}}_1 \mathbf{F} \mathbf{s} \\ \tilde{\mathbf{G}}_0 \mathbf{F} \mathbf{s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{z}_{p,1} \\ \mathbf{z}_{p,0} \end{bmatrix} \quad (10)$$

式中: $\mathbf{z}_{p,1}, \mathbf{z}_{p,0}$ 分别表示次用户的发射信号 \mathbf{x} 经由 $\tilde{\mathbf{G}}_1, \tilde{\mathbf{G}}_0$ 泄漏到主用户在用接收维度和空闲接收维度上的干扰信号分量。显然, $\mathbf{z}_{p,0}$ 不会对主用户期望信号造成影响,因此,为保证主用户的 QoS, 仅需对干扰分量 $\mathbf{z}_{p,1}$ 进行抑制即可。

采用迫零准则来消除干扰,使得:

$$\mathbf{z}_{p,1} = \tilde{\mathbf{G}}_1 \mathbf{F} \mathbf{s} = 0 \quad (11)$$

令 $\tilde{\mathbf{G}}_1 \in \mathbf{C}^{J \times M}$ 的 SVD 表示为:

$$\tilde{\mathbf{G}}_1 = \mathbf{U}_1 \mathbf{A}_1 \mathbf{V}_1^H \quad (12)$$

式中 $\mathbf{V}_1 \in \mathbf{C}^{M \times \min(M, J)}$, 且 $\mathbf{V}_1^H \mathbf{V}_1 = \mathbf{I}$ 。将次用户传输信道 \mathbf{H} 投影到 $\tilde{\mathbf{G}}_1^H$ 的零空间:

$$\bar{\mathbf{H}} = \mathbf{H} [\mathbf{I} - \mathbf{V}_1 (\mathbf{V}_1^H \mathbf{V}_1)^{-1} \mathbf{V}_1^H] = \mathbf{H} (\mathbf{I} - \mathbf{V}_1 \mathbf{V}_1^H) \quad (13)$$

需要指出的是,若 $M \leq J$ 即 $\tilde{\mathbf{G}}_1$ 列满秩时, $\mathbf{V}_1 \in \mathbf{C}^{M \times M}$, 且有 $\mathbf{V}_1 \mathbf{V}_1^H = \mathbf{I}$, 从而由式(13)得到的投影信道矩阵 $\bar{\mathbf{H}}_{\perp} = 0$ 。因此,以下的讨论仅考虑满足 $M > J$ 的系统配置。对式(13)得到的投影信道 $\bar{\mathbf{H}}$ 进行 SVD 有: $\bar{\mathbf{H}} = \bar{\mathbf{U}} \bar{\mathbf{A}} \bar{\mathbf{V}}^H$ 。由于投影操作使得信道的秩减小了 $\min(M, J) = J$, 因此 $\bar{\mathbf{A}}$ 含有 $\bar{d} = \min(M - J, N)$ 个对角线元素 $\bar{\lambda}_1 \geq \bar{\lambda}_2 \geq \dots \geq \bar{\lambda}_{\bar{d}}$ 。在式(13)两侧同时右乘 \mathbf{V}_1 有:

$$\bar{\mathbf{H}} \mathbf{V}_1 = \bar{\mathbf{U}} \bar{\mathbf{A}} \bar{\mathbf{V}}^H \mathbf{V}_1 = \mathbf{H} (\mathbf{I} - \mathbf{V}_1 \mathbf{V}_1^H) \mathbf{V}_1 = 0 \quad (14)$$

又易知矩阵 $\bar{\mathbf{U}} \bar{\mathbf{A}}$ 列满秩, 则有 $\bar{\mathbf{V}}^H \mathbf{V}_1 = 0$ 。

在次用户发射端以 $\bar{\mathbf{V}}$ 作为预编码矩阵, 则主用户接收到的干扰信号为:

$$\mathbf{z}_{p,1} = \tilde{\mathbf{G}}_1 \bar{\mathbf{V}} \mathbf{s} = \mathbf{U}_1 \mathbf{A}_1 \mathbf{V}_1^H \bar{\mathbf{V}} \mathbf{s} = \mathbf{U}_1 \mathbf{A}_1 (\bar{\mathbf{V}}^H \mathbf{V}_1)^H \mathbf{s} = 0 \quad (15)$$

可见,次用户发射端通过信道的正交投影完全消除了对主用户的干扰,主用户接收端的干扰功率为 0, 即对于任意的干扰温度限 Γ 干扰约束条件均可满足。此时,问题(5)中的干扰约束条件可以省去,从而转化为标准的点对点 MIMO 信道容量优化问题。

在次用户接收端以 $\bar{\mathbf{U}}^H$ 进行接收滤波, 则次用户的接收信号表示为:

$$\mathbf{r} = \bar{\mathbf{U}}^H \mathbf{H} \bar{\mathbf{V}} \mathbf{s} + \bar{\mathbf{U}}^H \mathbf{n} = \bar{\mathbf{U}}^H (\bar{\mathbf{H}} + \mathbf{H} \mathbf{V}_1 \mathbf{V}_1^H) \bar{\mathbf{V}} \mathbf{s} + \bar{\mathbf{U}}^H \mathbf{n} = \bar{\mathbf{U}}^H \bar{\mathbf{H}} \bar{\mathbf{V}} \mathbf{s} + \bar{\mathbf{U}}^H \mathbf{n} = \bar{\mathbf{A}} \mathbf{s} + \bar{\mathbf{n}} \quad (16)$$

式中 $\bar{\mathbf{n}} = \bar{\mathbf{U}}^H \mathbf{n}$, 且 $\bar{\mathbf{n}} \in \mathbf{CN}(0, \mathbf{I})$ 。可见,次用户链路被分解为 \bar{d} 个并行子信道,其增益分别为 $\bar{\lambda}_1, \bar{\lambda}_2, \dots, \bar{\lambda}_{\bar{d}}$ 。此时,问题(5)可等效为:

$$\left\{ \begin{array}{l} \max_{\{p_1, p_2, \dots, p_{\bar{d}}\}} \sum_{i=1}^{\bar{d}} \log_2 [1 + (\bar{\lambda}_i)^2 p_i] \\ \text{s.t.} \quad \sum_{i=1}^{\bar{d}} p_i \leq P \\ p_i \geq 0, \quad \forall i \end{array} \right. \quad (17)$$

易知, 该问题可以用标准注水算法^[12]求解, 最优的发射功率可由下式给出:

$$p_i = \left(\rho - \frac{1}{(\lambda_i)^2}\right)^+ \quad (18)$$

式中 ρ 表示注水水位。

不同于文献[6]基于投影的奇异值分解(Projection-based Singular Value Decomposition, P-SVD)算法将 \mathbf{H} 投影到整个干扰信道的零空间, 上述算法仅将 \mathbf{H} 投影到干扰信道低维子空间的零空间上, 因此称作部分投影算法。

2.3 算法对比分析

本文算法是对经典的 P-SVD 算法的改进, 在干扰抑制方面, 二者均能够通过正交投影处理完全消除次用户对主用户的干扰, 因此考虑从次用户可达速率和算法适用性两方面对二者的性能进行对比分析。

次用户可达速率方面, 在 P-SVD 算法中, 随着发射功率 P 的增大, 次用户的可达速率将随 $\log_2 P$ 按因子 $\min(N, M - N_0)$ 线性增长^[6], 即, 当 $P \rightarrow \infty$ 时, 有:

$$R_{\text{P-SVD}} / \log_2 P = \min(N, M - N_0) \quad (19)$$

因此, 通过 P-SVD 算法, 次用户可以获得 $\min(N, M - N_0)$ 个自由度。而由 2.2 节式(13)及相关的分析可知, 本文算法部分投影后的等效信道 $\bar{\mathbf{H}}$ 可以分解为 $\bar{d} = \min(N, M - J)$ 个并行子信道, 因此次用户的可达速率满足:

$$R_{\text{proposed}} / \log_2 P = \min(N, M - J) \quad (20)$$

即, 本文算法中次用户能够获得 $\min(N, M - J)$ 个自由度。又由式(8)得:

$$J \leq K = \min(N_0, M_0) \leq N_0 \quad (21)$$

因此有, $\min(N, M - J) \geq \min(N, M - N_0)$, 即, 本文算法相比 P-SVD 算法, 次用户链路能够获得更多的自由度, 容量性能有所提升。

在算法适用性方面, 易知, 正交投影操作对信道矩阵的维数即系统的天线配置有要求, 在 P-SVD 算法中需要满足条件 $M > N_0$, 而在本文算法中投影操作需要满足如下条件: $M > J$ 。又由式(21)知, $J \leq N_0$, 因此, 相比 P-SVD 算法, 本文算法的适用范围有所增加, 在满足 $J < M \leq N_0$ 条件时, P-SVD 算法失效, 而本文算法仍然可用。

3 仿真分析

为了验证本文所提算法的性能, 对其进行 Matlab 仿真。仿真条件如下: 信道 \mathbf{H}_0 , \mathbf{H} 和 \mathbf{G} 均采用经典的独立同分布瑞利衰落模型进行建模, 即信道矩阵的元素均由服从 $CN(0,1)$ 分布的独立循环对称复高斯变量随机生成。假设主、次用户接收端的噪声功率均为 1, 定义 SNR_{PU} , SNR_{SU} 分别表示主、次用户的最大发射功率与接收噪声功率的比值, 其在数值上等于用户最大发射功率。采用 1 000 次随机产生的独立信道进行蒙特卡洛仿真, 并通过统计平均得到相应的性能曲线。

仿真 1: 不同天线配置下主用户空闲维度数与信噪比的关系

图 3 给出了不同天线配置下主用户的空闲接收维度数 L 随 SNR_{PU} 的变化曲线。仿真中选取如下 3 种主用户收发天线配置 (M_0, N_0) : (5,10), (10,10), (20,10)。

由图 3 可知, 一方面, 在同一收发天线配置下, 空闲维度数 L 随 SNR_{PU} 的增大而逐渐减小。这是因为随着发射功率的逐渐增加, 分配到功率的传输维度也逐渐增多。另一方面, 对比 3 种配置下的曲线可以发现, 当 $M_0 < N_0$

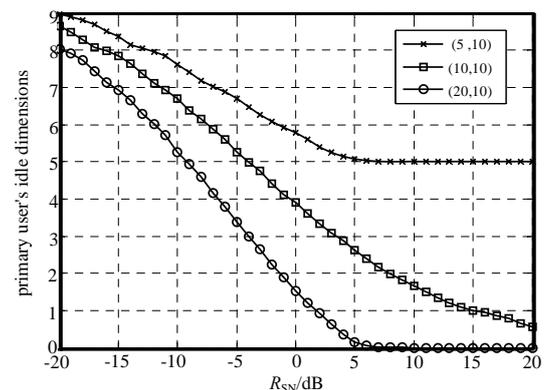


Fig.3 Curves of primary user's idle dimensions
图 3 主用户空闲维度数的变化曲线

时, L 随信噪比的增大趋近于 $N_0 - M_0$, 这是由于信道矩阵 \mathbf{H}_0 的秩为 $\text{rank}(\mathbf{H}_0) = M_0$, 因此信道最多可分解为 M_0 个子信道, 故接收端至少存在 $N_0 - M_0$ 个空闲维度; 而当 $M_0 \geq N_0$ 时, L 随信噪比的增加逐渐趋近于 0, 这是因为此时信道的秩为 $\text{rank}(\mathbf{H}_0) = N_0$, 当 SNR_{PU} 足够大时, 所有 N_0 个子信道都将分配到一定的发射功率, 从而不存在空闲接收维度。因此, 仿真结果表明, 主用户在优化自身传输时限于天线数目和发射功率的约束往往存在一些空闲接收维度。

仿真 2: 本文算法与 P-SVD 算法的性能对比
假设主、次用户的收发天线数分别相等, 即 $M = M_0, N = N_0$, 且信噪比相等, 即 $\text{SNR} = \text{SNR}_{\text{PU}} = \text{SNR}_{\text{SU}}$ 。图 4 选取满足 $M > N$ 的 2 种天线配置 (M, N) : $(6, 5), (8, 5)$, 分别给出了 2 种算法的次用户传输速率曲线。从图中结果可以看出, 2 种系统配置下, 本文算法在次用户的可达速率性能方面均明显优于 P-SVD 算法, 在天线配置为 $(8, 5)$ 、SNR 为 5 dB 时传输速率有近 2 bps/Hz 的提高。同时, 在高 SNR 下, 本文算法的性能与 P-SVD 算法相近, 这是因为在 $M > N$ 时, 随着 SNR 的增大, 主用户的空闲维度 L 将逐渐趋近于 0, 部分投影逐渐退化为全投影, 因此算法性能也趋近于 P-SVD 算法。

图 5 选取 $M \leq N$ 时的 2 种天线配置 (M, N) :

$(4, 5), (5, 5)$, 给出了本文算法与 P-SVD 算法的次用户传输速率曲线。从图中结果可见, P-SVD 算法失效, 而本文算法仍然适用; 另一方面, 本文算法的次用户传输速率曲线并未随 SNR 的增大一直递增, 而是到达某个峰值后逐渐下降。这是因为主、次用户信噪比相等, SNR 的增大同时也减少了主用户的空闲维度数, 从而使次用户链路由于投影造成的能量损失逐渐增强, 导致速率降低。

仿真 3: 本文算法的次用户可达速率性能与主、次用户信噪比的关系

仍考虑 $M = M_0, N = N_0$ 的情况, 并选取天线配置 (M, N) 为 $(5, 5)$ 。图 6 形象地给出了本文算法的可达速率性能与主、次用户链路信噪比 SNR_{PU} 和 SNR_{SU} 的关系。

从图 6 中可以看出, 本文算法中次用户的传输速率不仅取决于自身的信噪比 SNR_{SU} , 还与主用户的信噪比 SNR_{PU} 有关, 且与之呈负相关。这是由于本文算法是利用主用户空闲维度所提供的传输机会来提高次用户传输速率的, 次用户的可达速率与主用户空闲维度数相关, 而由图 3 的仿真结论已知, 随着 SNR_{PU} 的增大, 主用户的空闲维度数将逐渐减少, 因此, 次用户的可达速率也相应降低。

4 结论

本文围绕认知 MIMO 系统中主次用户的频谱共享问题, 给出了一种基于主用户空闲维度的部分投影算法来进行次用户收发处理矩阵的设计, 在有效消除对主用户干扰的同时尽可能提高次用户的传输质量。理论分析和仿

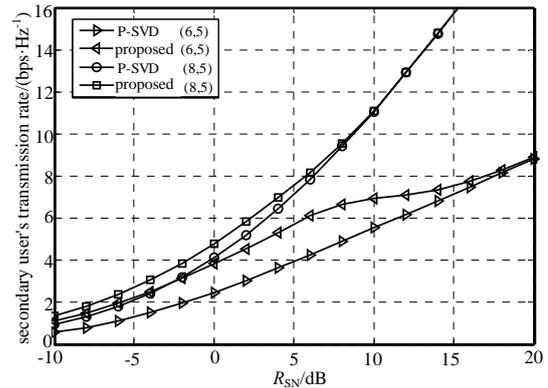


Fig.4 Performance comparison of proposed and P-SVD algorithm ($M > N$)
图 4 本文算法与 P-SVD 算法的性能对比 ($M > N$)

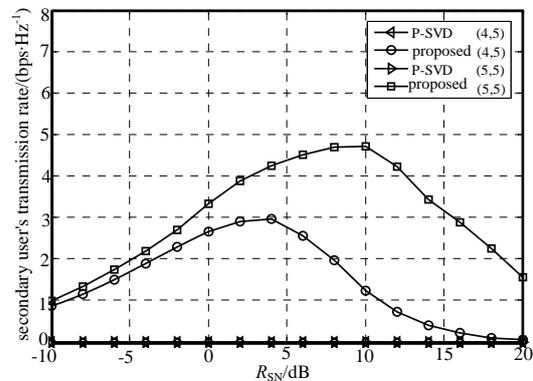


Fig.5 Performance comparison of proposed and P-SVD algorithm ($M \leq N$)
图 5 本文算法与 P-SVD 算法的性能对比 ($M \leq N$)

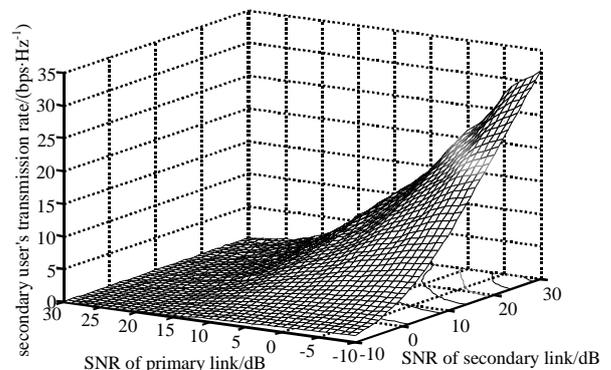


Fig.6 Secondary user's rate VS. primary and secondary SNR
图 6 次用户传输速率与主、次用户信噪比的关系

真结果表明,本文算法能够有效消除干扰,同时相比 P-SVD 算法,对系统配置的要求有所降低,并且能使次用户获得更高的传输速率。

参考文献:

- [1] Krenik W, Batra A. Cognitive radio techniques for wide area networks[C]// Design Automation Conference, Proceedings, 42nd. [S.l.]:IEEE, 2005:409-412.
- [2] Mitola J, Maguire Jr G Q. Cognitive radio: making software radios more personal[J]. Personal Communications, IEEE, 1999, 6(4):13-18.
- [3] Haykin S. Cognitive radio: brain-empowered wireless communications[J]. Selected Areas in Communications, 2005, 23(2):201-220.
- [4] ZHANG R, LIANG Y C, CUI S. Dynamic resource allocation in cognitive radio networks[J]. Signal Processing Magazine, IEEE, 2010, 27(3):102-114.
- [5] 谢显中. 感知无线电技术及其应用[M]. 北京:电子工业出版社, 2008. (XIE Xianzhong. Cognitive Radio Technology and Applications[M]. Beijing:Publishing House of Electronics Industry, 2008.)
- [6] ZHANG R, LIANG Y C. Exploiting multi-antennas for opportunistic spectrum sharing in cognitive radio networks[J]. Selected Topics in Signal Processing, IEEE Journal of, 2008, 2(1):88-102.
- [7] Krikidis I. An SVD-based location coding for cognitive radio in MIMO uplink channels[J]. Communications Letters, IEEE, 2010, 14(10):912-914.
- [8] 李钊, 赵林靖, 刘勤. 认知无线网络基于空分复用的机会频谱接入[J]. 电子与信息学报, 2011, 33(5):1172-1177. (LI Zhao, ZHAO Linjing, LIU Qin. Space division multiplexing based opportunistic spectrum access in cognitive radio network[J]. Journal of Electronics and Information Technology, 2011, 33(5):1172-1177.)
- [9] 荣玫, 朱世华, 李锋. 认知无线网络基于 F 范数的频谱共享[J]. 电子学报, 2011, 39(1):95-100. (RONG Mei, ZHU Shihua, LI Feng. Spectrum sharing based on Frobenius norm in cognitive radio networks[J]. Chinese Journal of Electronics, 2011, 39(1):95-100.)
- [10] 夏洪星, 丁么明, 张国平. 认知 MIMO 频谱共享系统中基于感知的预编码优化[J]. 计算机应用研究, 2013, 30(4):1170-1174. (XIA Hongxing, DING Yaoming, ZHANG Guoping. Sensing based precoding optimization in cognitive MIMO spectrum sharing system[J]. Application Research of Computers, 2013, 30(4):1170-1174.)
- [11] MAO J, GAO J, LIU Y, et al. On the ergodic capacity of fading cognitive radio MIMO Z-interference channel[J]. Communications Letters, IEEE, 2011, 15(11):1166-1168.
- [12] Tse D. Fundamentals of Wireless Communication[M]. Cambridge:Cambridge University Press, 2005.

作者简介:



唐 帅(1989-), 男, 河南省新郑市人, 在读硕士研究生, 主要研究方向为认知MIMO技术、MIMO预编码技术.email:tonsmiles@163.com.

朱世磊(1987-), 男, 江苏省淮安市人, 在读博士研究生, 主要研究方向为无线与移动通信、认知 MIMO 技术.

胡捍英(1961-), 男, 河南省内乡县人, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为移动通信.